Another objective of the present invention is the creation of an improved method and an improved device for transmitting data by enabling fast decoding of signal transmissions carrying several code blocks.

In one embodiment of the present invention, an improved configuration of the channel interleaver and the receiver is created, and a separate encoding method of several code blocks is taken into account to improve performance. The configuration of the channel interleaver, including the conversion from coded bits of different code blocks to modulation symbols and the conversion from modulation symbols to temporal, frequency and spatial resources, ensures that each code block receives approximately the same level of protection. On the receiver side, when some code blocks are received correctly and some are not, the signal of successfully decoded code blocks can be restored and canceled from the received signal. After cancellation, the receiver may try to re-decode the other code blocks. The mutual influence of other code blocks that have not yet been decoded successfully can be significantly reduced for this reason, and the likelihood that the receiver will be able to decode other code blocks can increase accordingly.

In one embodiment, a CRC is added to each code block before transmission to ensure error detection for each code block. After attaching a transport block CRC, bit scrambling, and code block segmentation, the code block CRC is attached to at least one of the code blocks and a signal is transmitted. Note that if there is only one code block in the transport block, then the CRC of the code block may be unnecessary. The overhead from the CRC can be further reduced by attaching only one CRC code block for several code blocks before transmission.

The present invention provides a number of steps for use in an improved channel interleaver configuration.

Stage 1

First, for each code block, the symbols S, P_1, P_2 assume respectively systematic bits, parity bits from the encoder 1 in the turbo encoder, and parity bits from the encoder 2 in the turbo encoder. In one embodiment of the present invention, the coded bits after the second rate matching are rearranged based on code blocks. Rearranged bits can be used to fill the time-frequency resources and modulation positions in modulation symbols.

Stage 2

Secondly, these bits first fill the space by measuring the frequency index (i.e., the subcarrier). Then they fill the space by measuring the time index (i.e., the OFDM symbol). Finally, they fill the space by measuring the modulation position index. Another streamlining of measurements is certainly possible and is encompassed by the present invention.

Stage 3

Thirdly, for each modulation position index and each orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbol, information bits are interleaved in a frequency measurement. For example, a reverse order interleaver (BRO) or a shortened reverse order interleaver may be used. Or any other interleaver can be used for this purpose. Sometimes one or more simplified shuffle patterns may be used. For example, cyclic shifts or predetermined interleaving / permutation / shuffling / swapping patterns may be used. These patterns may or may not change for each OFDM symbol and / or each modulation position index. Sometimes the number of resource elements available in each OFDM symbol may differ due to varying degrees of exclusion or use by other channels in these OFDM symbols. In this case, an interleaver with different sizes can be used on different OFDM symbols.

Stage 4

Fourth, for each modulation position index and each subcarrier, information bits are interleaved in a time dimension. For example, a reverse order interleaver (BRO) or a shortened reverse order interleaver may be used. Or any other interleaver can be used for this purpose. Sometimes one or more simplified permutation patterns may be used. For example, cyclic shifts or predetermined interleaving / permutation / shuffling / swapping patterns may be used. These patterns may or may not change for each modulation position and / or subcarrier index. Sometimes, the number of resource elements available for each subcarrier index may differ due to varying degrees of exclusion or use by other channels on that subcarrier. In this case, an interleaver with different sizes can be used on different subcarriers.

Stage 5

Fifth, for each subcarrier and each OFDM symbol, information bits are interleaved by measuring the modulation position index. For example, a

reverse order interleaver (BRO) or a shortened reverse order interleaver may be used. Or any other interleaver can be used for this purpose. Sometimes one or more simplified permutation patterns may be used. For example, cyclic shifts or predetermined interleaving / permutation / shuffling / swapping patterns may be used. These patterns may or may not change for each subcarrier and / or each OFDM symbol. Preferred patterns will be explained later in the present invention.

Another preferred embodiment of the channel interleaver configuration consists of at least one of the five steps above.

The aforementioned channel interleaver configurations may freely apply to MIMO transmissions. Suppose that several levels are allocated to the MIMO codeword. This scenario can be applied to long-term evolution (LTE) systems, for example, when the SU-MIMO transmission has a rank higher than 1. In this case, a spatial dimension is added to the channel interleaver configuration. The space for coded bits can be described as four-dimensional space in time, frequency, space and modulation positions.

In another embodiment of the invention, the above embodiments extend to MIMO transmissions with different spatial dimensions on different resource elements.

In the MIMO system, the rank (the number of spatial dimensions or levels) may differ on different elements of frequency resources. The above embodiments may also apply to transmissions with different modulation orders on different resources. For example, if two resource blocks have very different CQIs, the transmitter may use different modulation orders on these two resource blocks. In this case, the task of performing the maximum expansion of the coded bits in each code block in time, frequency, space, and modulation positions is still applied. Special processing should be implemented to handle the case of different spatial measurements or different modulation orders on different time-frequency resources. For example, similarly to the scheme of resource elements, a scheme can be constructed to include spatial measurement and measurement of modulation positions. Modulation levels or positions that are not available will be skipped.

In another embodiment of the invention, systematic bits are prioritized in converting the coded bits and modulation symbols formed by these coded bits into resource elements and spatial dimensions.

Prioritization of a systematic discharge can also be realized by setting several areas for measuring modulation positions.

In another embodiment, the coded bits of each code block are distributed as evenly as possible at different modulation positions. There are various ways to achieve this. One approach is to list all the permutation patterns at the modulation positions.

A subset of permutation patterns may be selected. For example, one master permutation pattern together with its cyclically shifted versions can be used as one subset of the patterns.

Of course, the choice of a subset of permutation patterns can be different and depends on other design parameters. For example, not all cyclic shifts are needed in a selected subset. Cyclic shifts can be selected from several master permutation patterns.

Various preferred master permutation patterns and their cyclic shifts can be obtained by reading positions around the circle, starting from any position and moving either clockwise or counterclockwise. Thus, the maximum separation of the modulation positions with the same level of protection is achieved. This method is also applicable to other modulation orders. Although specifying permutation patterns that are formed in this way and their cyclic shifts are preferred, this invention, of course, covers the use of interleaving, permuting, shuffling, exchanging, rearranging modulation positions on resource elements and / or retransmissions with any pattern or in any form .

In another embodiment of this invention, an iterative operation is proposed for receiving multiple code blocks that are multiplexed together within modulation symbols. Using the aforementioned channel interleaver configuration, coded bits of different code blocks are multiplexed into one modulation symbol.

In the decoding operation, parallel processing is also possible. After the decoding operation, some code blocks can be successfully decoded, while some others cannot. In this case, the code blocks in those decoded code

blocks are restored. Because the coded bits in these blocks are multiplexed into the same modulation symbols along with the coded bits of those code blocks that are unsuccessful, information from these coded bits is used to help detect coded blocks that are still unsuccessful.

In another embodiment of the present invention, a reduced constellation may improve transmission detection performance.

In another embodiment of the present invention, an iterative operation may be performed without correctly decoding and re-encoding some code blocks. Instead, the reliability of coded and information bits can be used to go through iterations to improve detection performance. One representation of reliability is called external information, which is new plausible information about each bit that is transmitted between several processing units in an iterative cycle.

In another embodiment of the invention, several OFDM symbols in a subframe are divided into a number of groups with a boundary between at least two groups located in the OFDM symbols of the reference signal (RS) or in those OFDM symbols immediately before or immediately after the OFDM symbols of the reference signal. Each group contains resource elements that will carry coded bits from at least one code block. Resource elements in each group are adjacent or close to each other in the time domain. Therefore, the receiver can begin decoding at least one code block after receiving all resource elements in each group. In different situations, different group configurations can be used, for example, but not only, different UEs [user equipment], different subframes, different quality of service, etc. without deviating from the essence of this invention.

In another embodiment of this invention, groups are defined based on code blocks instead of resource elements. Each group contains coded bits of at least one code block and may contain several code blocks.

Using the group specified in the above embodiments based on either resource elements or code blocks, the remaining channel interleaving operations can be defined within each group.

The above channel interleaver configurations may apply to MIMO transmissions. When an SU-MIMO transmission has a transmission rank above 1, several levels are allocated to the MIMO codeword. In this case,

the spatial dimension can be added to the definition of one group. Therefore, there may be several levels or flows within each group, and there may be several groups in each MIMO level or MIMO stream. In a multi-codeword MIMO transmission, layers or streams may contain multiple MIMO codewords (CW), each of which carries multiple code blocks and 24-bit cyclic redundancy check (CRC) control. The demodulation of later groups is carried out in parallel with the decoding of early groups. Using CRC, interference from one codeword to another codeword is canceled by sequentially suppressing interference.

In another embodiment of this invention, cyclic redundancy check (CRC) may be added to one or more code blocks in a codeword within the same group. Moreover, the demodulation of later groups in one codeword, the decoding of early groups in this codeword, sequential suppression of interference, the demodulation of later groups in another codeword and the decoding of early groups in another codeword can be processed in parallel in one way or another.

In another embodiment of this invention, cyclic redundancy check (CRC) may be added to groups of multiple MIMO codewords individually. In this embodiment, parallel processing may be involved even for an iterative receiver.

Several variations and designs of the receiver can be obtained without deviating from the principle of this invention.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

A more complete understanding of the invention and many of its attendant advantages will be fully apparent due to a more complete understanding on the basis of the following detailed description when considered in conjunction with the accompanying drawings, in which the same reference symbols indicate the same or similar components, where:

Figure 1 is an illustration of an orthogonal frequency division multiplexed (OFDM) transceiver circuit having a transmitter circuit and a receiver circuit;

Figure 2 is a two-dimensional illustration of the orthogonality of the theory of multiplexing with orthogonal frequency division (OFDM);

Fig. 3a is an illustration of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbol in a time domain at a transmitter;

Fig. 3b is an illustration of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbol in a time domain at a receiver;

Figure 4 is an example of a single-carrier frequency division multiple access transceiver circuit (SC-FDMA);

5 is an illustration of the operation of the Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ);

6 is an example of a four-channel synchronous Hybrid Automatic Repeat reQuest (HARQ);

7 is an illustration of a system with multiple inputs and multiple outputs (MIMO);

Fig. 8 is an illustration of a multi-input multi-output (MIMO) precoding process that is used in a closed-loop MIMO system;

FIG. 9 is a flowchart of a coding chain algorithm for a high speed shared data channel (HS-DSCH) in high speed downlink packet access (HSDPA); FIG.

10 is an illustration of HS-DSCH HARQ functionality in High Speed Downlink Packet Access (HSDPA);

11 is a two-dimensional coordinate that represents one illustration of a 16-QAM constellation diagram.

12 is a two-dimensional coordinate that represents one illustration of a 64-QAM constellation diagram.

FIG. 13 is an example of attaching a code block CRC suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention; FIG.

Fig. 14 illustrates a channel interleaver for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

FIG. 15 illustrates a data element resource diagram suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention; FIG.

Fig - permutation of the coded bits using code blocks after matching the speed, suitable for putting into practice the principles of another embodiment of the present invention;

17 (A) are resource elements presented in one dimension suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

Fig. 17 (B) is a time index space (OFDM symbol index) - frequency index (subcarrier index) space for placing encoded data bits, suitable for putting into practice the principles of another embodiment of the present invention;

Fig. 18 is an implementation of rate matching and combining of digits based on a code block, suitable for putting into practice the principles of another embodiment of the present invention;

Fig. 19 is an example of expanding coded bits of a code block in time, frequency, and spatial domains, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

20 is an example of writing encoded bits to resources with different levels and different modulation orders, suitable for putting into practice the principles of another embodiment of the present invention;

21 illustrates a channel interleaver with a different modulation order on resources, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

FIG. 22 is an example of extended coded bits on resources with different spatial dimensions, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention; FIG.

23 is a general method for obtaining a preferred permutation pattern for 64-QAM, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

24 illustrates an iterative receiver for decoding multiple code blocks multiplexed in the same modulation symbols, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

25 is an example of a reduced constellation that improves transmission detection performance suitable for putting into practice the principles of another embodiment of the present invention;

26 illustrates an alternative iterative receiver for decoding multiple code blocks multiplexed in the same modulation symbols, suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention;

FIG. 27 illustrates a structure of a downlink subframe in a Long Term Evolution (LTE) system under a 3rd Generation Partnership Project (3GPP); FIG.

28 (A) is another configuration example of grouping multiple OFDM symbols into a subframe, suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention;

28 (B) is a flowchart illustrating a method of transmitting data signals by separating resource elements having coded bits, suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention.

28 (C) is a flowchart illustrating a method of receiving and decoding at a receiver grouped resource elements having coded bits.

FIG. 29 is another configuration example of grouping multiple OFDM symbols into a subframe suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention; FIG.

FIG. 30 is another configuration example of grouping multiple OFDM symbols into a subframe suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention; FIG.

Fig - examples of parallel processing for sequential suppression of interference with or without group control cyclic redundancy check (CRC), suitable for putting into practice the principles of the present invention; and

32 is an example code block grouping configuration suitable for practicing the principles of another embodiment of the present invention.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

In the detailed description of the present invention, the following terms will often be used and a definition of each term will be provided.

A subpacket is part of an encoded packet, and is a subset of all coded bits.

Information bits - a stream of information bits that are encoded to form coded bits.

Striping refers to a subset of transmission time slots or subframes.

Synchronous Hybrid Automatic Repeat reQuest (S-HARQ) is a technique used by the current High Speed Packet Data (HRPD) standard that establishes a set of four alternating time-division transmission channels used to transmit four different data sets simultaneously. These interlaced transmission channels are sometimes called "HARQ interlaces."

Transmission time interval - the selected set number of consecutive measures. A number of these transmission time slots form a transmission frame.

Space time coding (STC) is a method used to increase the reliability of data transmission in wireless communication systems using multiple transmit antennas. STCs rely on the transmission to the receiver of several redundant copies of the data stream so that at least some of the copies of the data stream can be stored in the physical channel between transmission and reception in good condition to enable reliable decoding.

A transmission diversity method is a method in which one information bit is transmitted on different independent channels.

A receive diversity method is a method in which one bit of information is received on different independent channels.

Channel Quality Indicator (CQI) - measurement of the quality of communication for wireless channels. CQI (channel quality indicator) may be a value (or values) representing a measure of channel quality for a given channel.

The redundancy version parameter indicates which version of the redundancy data is being sent.

A channel interleaver sends data interleaved on different channels so that deep fading or conflict on some channels does not destroy the transmission.

A resource block is a block of time and frequency resource elements that carry signals that must be transmitted using a transmitter and received using a receiver.

Methods and devices for providing fast decoding of transmissions with several code blocks created in accordance with the present invention will be

described in detail with reference to the accompanying drawings. Like reference numerals denote like elements throughout the description of the invention.

Also listed below are some of the abbreviations often used in this invention, together with their transcriptions.

SC-FDMA: Single Carrier Frequency Division Multiple Access

CP: cyclic prefix

FFT: Fast Fourier Transform

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ICI: Inter-carrier interference

3GPP: Third Generation Partnership Project

LTE: Long-Term Development System

HARQ: Hybrid Automatic Repeat Request

MIMO: (System) with many inputs and many outputs

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

16-QAM: 16-position quadrature amplitude modulation

64-QAM: 64-Position Quadrature Amplitude Modulation

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

CW: codeword

Code block: a block of information bits or a block of coded bits formed by encoding a block of information bits

1 shows an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transceiver circuit having a transmitter circuit and a receiver circuit.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is a technology for multiplexing data in the frequency domain. Modulation symbols are carried on frequency subcarriers. An example of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transceiver circuit is shown in FIG. In the transmitter circuit 100, the control or data signals are modulated by the modulator 101 and the modulated signals are converted from serial to parallel using a serial-

parallel converter 112. The inverse fast Fourier transform (IFFT) module 114 is used to transfer the modulated signal or data from the frequency domain to the time domain region, and modulated signals transferred to the time domain are converted from parallel to serial form using parallel-serial ceiling elements converter 116. A cyclic prefix (CP) or zero prefix (ZP) is added to each OFDM symbol in step 118 inserts CP, to avoid or mitigate the impact of multipath fading in the channel 122 of the multipath fading. The signals from cyclic prefix (CP) insertion step 118 are transmitted to the processing input module 120 in a transmitter, such as transmit antennas (not shown in FIG. 1). On the receiver circuit 140, assuming that perfect timing and frequency synchronization is achieved, the signals received by the processing input module 124 at the receiver, for example, receiving antennas (not shown in FIG. 1), are processed in step 126 of removing a cyclic prefix (CP) that removes a cyclic prefix (CP) of the received signal. The signal processed by the cyclic prefix (CP) removal step 126 is further converted from serial to parallel using a serial-to-parallel converter 128. The Fast Fourier Transform (FFT) module 130 transfers the received signals from the time domain to the frequency domain for additional processing, for example, in parallel - serial conversion using a parallel-serial Converter 132 and demodulating demodulator 134. Therefore, the signals transmitted by the circuit 100 of the transmitter, receive are circuit 140 of the receiver.

Figure 2 illustrates the orthogonality of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) theory.

Due to the fact that each OFDM symbol has a finite duration in the time domain, the subcarriers overlap with each other in the frequency domain. For example, as shown in FIG. 2, subcarrier 10, subcarrier 11 and subcarrier 12 overlap with each other in the frequency domain. Subcarrier 10, subcarrier 11 and subcarrier 12 have almost identical or similar waveforms. These three subcarriers are mathematically perpendicular to each other, in other words, the scalar products of any two subcarriers are zero. The orthogonality of the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) theory is therefore maintained at the sampling frequency, assuming that the transmitter and receiver have perfect frequency synchronization. In the event of a frequency drift due to imperfect frequency synchronization or high mobility, the orthogonality of the subcarriers at the sampling frequencies is violated, resulting in Inter-carrier Interference (ICI).

Fig. 3a is an illustration of a transmitted OFDM symbol in a time domain, and Fig. 3b is an illustration of received OFDM symbols in a time domain.

As shown in figa, the channel with multipath fading can approximately correspond to the channel with the impulse response in the time domain and can be represented as a frequency selective channel in the frequency domain. Because of the multipath fading channel 122 in the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transceiver circuit, as shown in FIG. 1, the CP part inserted into one received symbol is often distorted by the previous OFDM symbol. The transmission signal 20 has continuously transmitted OFDM symbols (i.e., OFDM symbol 1, OFDM symbol 2, ...), and cyclic prefix (CP) parts (i.e. CP1 and CP2) are located between any two OFDM symbols. After transmitting via multipath fading channel 122, the receive signal 27 has OFDM symbols with a continuously inserted CP (i.e., received OFDM Symbol 1 (28), received OFDM Symbol 2 (29), ...). The received OFDM Symbol 1 (28) and the received OFDM Symbol 2 (29) are distorted, respectively, by their CP. For example, CP3 is corrupted in the received OFDM Symbol 1 (28). When the cyclic prefix (CP) length is sufficiently long, the received OFDM symbols without a cyclic prefix (CP) part, however, should only contain their own signal, minimized by the multipath fading channel. In general, the FFT process by the FFT module 130, which is shown in FIG. 1, is performed on the receiver side to allow additional processing in the frequency domain. The advantage of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) over other transmission schemes is the resistance to multipath fading. Multipath fading in the time domain is transferred to frequency selective fading in the frequency domain. With a cyclic prefix or a zero prefix inserted, intersymbol interference between adjacent OFDM symbols is eliminated or mitigated. In addition, since each modulation symbol is carried over a narrow bandwidth, each modulation symbol experiences a single channel fading. A simple correction scheme can be used to combat frequency selective fading.

Single-Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA), which uses single-carrier modulation and frequency-domain correction, is a technique that has similar performance and complexity as the orthogonal frequency division multiplexed access system (OFDMA) . One advantage of single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) is that single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) has a lower peak power to

average power ratio (PAPR) because single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) has its own single-carrier structure. Low PAPR typically results in high power amplifier performance, which is particularly important for mobile stations in uplink transmission. Single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) is selected as an uplink shared access scheme in a long term evolution (LTE) system in 3GPP.

FIG. 4 shows an example of a single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) transceiver circuit.

An example of a single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) transceiver circuit is shown in FIG. 4. In the transmitter circuit 200, time-domain data or control data is modulated by the modulator 201 and the modulated data is converted from serial to parallel using a serial-parallel converter 212. The discrete Fourier transform (DFT) module 213 processes the converted data using a discrete Fourier transform process. To provide low PAPR, the transformed data is then converted to a set of adjacent subcarriers in step 211 of the conversion of subcarriers. Then, the IFFT module 214 converts the signal back to the time domain, and the IFFT module typically has a larger IFFT size than the DFT module 213. The parallel-serial converter 216 converts the received data from parallel to serial form. A cyclic prefix (CP) is added at CP insertion step 228 before data is transmitted and processed by the input transmission processing unit 220. The input processing module 220 has an amplification step for wirelessly transmitting a plurality of groups of encoded information bits in a predetermined sequence through a plurality of transmit antennas. The processed signal with an added cyclic prefix is often called a single-carrier frequency division multiple access unit (SC-FDMA). After the processed signal passes through a communication channel, for example, a channel with 222 multipath fading in a wireless communication system, the receiver circuit 240 performs input processing of the receiver in the input processing module 224 in the receiver, removes the cyclic prefix (CP) using the CP removal device 226, converts data from serial to parallel form using a serial-to-parallel converter 228, converts data using FFT module 230 and restores data in subcarrier recovery / correction module 231 per hour stotnoy area. The inverse discrete Fourier transform (IDFT) module 233 processes the data after the compensated signal is restored in the frequency domain. The result

of IDFT module 235 is further processed by a parallel-serial converter 232 and a demodulator 236.

5 is an illustration of the operation of the Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ).

Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ) is widely used in communication systems to combat decoding errors and increase the reliability of data transmission. HARQ operation is shown in FIG. 5. The data packet is encoded using an encoder 311 with a certain kind of forward error correction (FEC) scheme. The data packet is processed by the subpacket generator 312, and a set of subpackets is generated. A subpacket, for example, subpacket k, may contain only a portion of the coded bits. If the transmission by the transceiver 300 for subpacket k fails, as indicated by the NAK (negative notification) provided by feedback from the acknowledgment channel 314, then a retransmission of the subpacket, subpacket k + 1 is provided to retransmit this data packet. If subpacket k + 1 is successfully transmitted and received, an ACK (acknowledgment) is provided by feedback from the acknowledgment channel 314. Retransmission subpackets may contain different coded bits from previous subpackets. The receiver can easily combine or decode all received subpackets with decoder 313 to increase the likelihood of decoding. Typically, the maximum number of transmissions is configured taking into account reliability, packet delay, and implementation complexity.

N-channel synchronous hybrid automatic repeat request (HARQ) is often used in wireless communication systems because of its simplicity. For example, synchronous hybrid automatic repeat request (HARQ) is adopted as a hybrid automatic repeat request (HARQ) scheme for uplink in a long term evolution (LTE) system in 3GPP.

6 shows an example of a four-channel synchronous Hybrid Automatic Repeat reQuest (HARQ).

Due to the fixed time relationship between subsequent transmissions, the transmission time intervals in a separate HARQ channel exhibit an alternating structure. For example, alternating 0 includes a time interval of 0, 4, 8, ..., 4k, ...; alternation 1 includes a time interval of 1, 5, 9, ..., 4k + 1, ...; alternation 2 includes a time interval of 2, 6, 10, ..., 4k + 2, ...; alternation 3 includes a time interval of 3, 7, 11, ..., 4k + 3, ... The packet is transmitted in

time interval 0. After the packet has been correctly decoded, the receiver sends an acknowledgment (ACK) back to the transmitter. The transmitter then starts transmitting a new packet in the next time slot in this interlace, that is, time slot 4. The first subpacket in the new packet transmitted in time slot 4, however, is not received properly. After the transmitter receives a negative NAK notification from the receiver, the transmitter transmits another subpacket from the same packet in the next time interval at interlace 0, that is, time interval 8. Interlaces 1-3 operate similarly to interlace 0. Sometimes the receiver may have difficulty in detecting the packet boundary, that is, whether the subpacket is the first subpacket of the new packet or the retransmission subpacket. To mitigate this problem, a new packet indicator may be transmitted on a control channel that carries transmission format information for the packet. Sometimes a more sophisticated version of the HARQ channel information, such as a subpacket ID and / or HARQ channel ID, may be provided to help the receiver detect and decode the packet.

Multi-antenna communication systems, often referred to as multi-input multi-output (MIMO) systems, are widely used in wireless communications to enhance system performance. In a MIMO system, the transmitter has several antennas capable of transmitting independent signals, and the receiver is equipped with several receiving antennas. MIMO systems degenerate into a single input multiple output (SIMO) system if there is only one transmit antenna or if there is only one stream of transmitted data. MIMO systems degenerate into a system with multiple inputs and one output (MISO) if there is only one receive antenna. MIMO systems degenerate into a single input and single output (SISO) system if there is only one transmit antenna and one receive antenna. MIMO technology can significantly increase system bandwidth and range without any increase in bandwidth or overall transmit power. In general, MIMO technology increases the spectral efficiency of a wireless communication system by utilizing an additional degree of freedom in the spatial domain thanks to several antennas. There are many categories of MIMO technologies. For example, spatial multiplexing schemes increase transmission speed by allowing multiple data streams to be transmitted over multiple antennas. Transmit diversity techniques, such as time-space coding, take advantage of spatial diversity due to multiple transmit antennas. Diversity techniques at the receiver utilize spatial diversity due to multiple receive antennas. Beam shaping

technologies increase the gain of the received signal and reduce interference to other users. Spatial Division Multiple Access (SDMA) allows signal streams to be transmitted from or to multiple users through the same time-frequency resources. Receivers can separate multiple data streams by the spatial signature of these data streams. Note that these MIMO transmission techniques are not mutually exclusive. In fact, several MIMO schemes can be used in advanced wireless systems.

When the channel is suitable, for example when the mobile communication speed is low, a closed MIMO scheme can be used to improve system performance. In closed MIMO systems, receivers provide feedback on the condition in the channel and / or the preferred MIMO processing schemes at the transmitter. Transmitters can use this feedback information along with other considerations, such as scheduling priority, data and resource availability, to jointly optimize the transmission scheme.

A popular closed-loop MIMO scheme is called MIMO precoding. During the precoding process, the data streams to be transmitted are precoded, i.e. pre-multiplied by a matrix, before transmitting to multiple transmit antennas.

7 shows a system with multiple inputs and multiple outputs (MIMO).

As shown in FIG. 7, transmitter 401 has a number of Nt transmit antennas 411, and receiver 402 has a number of Nr receive antennas 421. Data streams 1-Ns are transmitted and received in this MIMO system. An H matrix is designated as a transceiver channel between transmit antennas 411 and receive antennas 421, and channel H is an Nt to Nr matrix. If the transmitter 401 has information about the channel H matrix, the transmitter 401 can select the most advantageous transmission scheme based on the channel H matrix. For example, when maximizing throughput is the task of the transmission system, the precoding matrix can be selected as the right-singular matrix of the channel matrix H if information about H is available on the transmitter 401. Therefore, the effective channel for several data streams on the receiver side can be reduced to a diagonal form, interference between multiple data streams can be eliminated. However, the overhead required for feedback feedback of the exact value of channel H is often excessively high.

FIG. 8 shows a precoding process that is used in a closed MIMO system.

As shown in FIG. 8, data streams 1-Ns are processed by a processing step 510 where a planning process, a power and speed adaptation process, a process for selecting a precoding dictionary and a precoding vector, a process for converting a stream to a layer, and some other related processes are performed. The converted data streams are transmitted through Levels 1-N_L to the precoding step 509, that is, the MIMO processing step at the transmitter. Precoded data is additionally transmitted to 1-Nt transmit antennas. The receiver 512 receives and restores the 1-Nr data streams in step 508 of the MIMO processing at the receiver. To reduce the overhead of the feedback, several precoding matrices are set on the transmitter 511 to quantize the space of possible values that the channel matrix H could confirm. Using spatial quantization, the receiver 512 feedbacks a preferred precoding scheme, typically in the form of an index of a preferred precoding matrix, a transmission rank, and indexes of preferred precoding vectors. Receiver 512 may also feedback the associated channel quality indicator (CQI) values for a preferred precoding scheme.

Another view of the MIMO system is whether multiple data streams that need to be encoded are encoded separately or together. If all transmission layers are coded together, this MIMO system is called a single codeword (SCW) MIMO system, otherwise it is called a multi codeword MIMO system (MCW). In a Long Term Evolution (LTE) downlink system, when using single-user MIMO (SU-MIMO), up to two MIMO codewords can be transmitted to one user equipment (UE). In the case where two MIMO codewords are transmitted to a user equipment (UE), the UE needs to confirm these two codewords separately. Another MIMO technique is called Spatial Sharing (SDMA), sometimes also called Multi-User MIMO (MU-MIMO). In SDMA, several data streams are encoded separately and transmitted to different intended receivers on the same time-frequency resources. By using different spatial signatures, such as antennas, virtual antennas, or precoding vectors, receivers will be able to distinguish between multiple data streams. Furthermore, by planning an appropriate group of receivers and an appropriate spatial signature for each data stream based on channel status information, the signal of interest can be amplified for the receiver of interest, while other signals can be amplified at the same time for other respective receivers. Therefore, system performance may increase. Both single-user MIMO (SU-MIMO) and multi-user MIMO (MU-MIMO) are downlink adopted

by Long Term Evolution (LTE). MU-MIMO is also adopted in the uplink of the Long Term Evolution (LTE) system, however, SU-MIMO for the uplink of the Long Term Evolution (LTE) system is still under discussion.

In a long-term development (LTE) system, when the transport block is large, the transport block is segmented into several code blocks so that several encoded packets can be formed, which is advantageous due to such advantages as the possibility of implementing parallel processing and the pipeline and a flexible compromise between consumption energy and hardware complexity.

As an example, FIG. 9 illustrates a coding process in a High Speed Shared Data Channel (HS-DSCH) in a high speed downlink packet access system (HSDPA).

As shown in FIG. 9, information bits a_{im1}, a_{im2}, $a_{im3} \ldots a_{imA\ are}$ processed in a cyclic redundancy check (CRC) step 611 and converted to information bits b_{im1}, b_{im2}, $b_{im3} \ldots b_{imB}$. Information bits with an attached CRC are bitwise scrambled at block scrambling step 612 and converted to information bits d_{im1}, d_{im2}, $d_{im3} \ldots d_{imB}$. Scrambled information bits are segmented at step 613 segmentation of code blocks and are made into code blocks o_{ir1}, o_{ir2}, $o_{ir3} \ldots o_{irK}$. The code blocks are then encoded in a channel coding step 614 and become coded code blocks c_{ir1}, c_{ir2}, $c_{ir3} \ldots c_{irE}$. These encoded code blocks are processed in step 615 with hybrid physical layer ARQ functionality. The resulting information bits are again segmented at block 616 of the physical channel segmentation. The hybrid ARQ functionality matches the number of bits w_1, w_2, $w_3 \ldots w_R$ in the coded bits with the total number of bits of the physical channel HS-DSCH. The resulting channelized information bits $u_{p,1}$, $u_{p,2}$, $u_{p,3} \ldots u_{p,U}$ are interleaved by HS-DSCH interleaving step 617. The interleaved information bits $v_{p,1}$, $v_{p,2}$, $v_{p,3} \ldots v_{p,U\ are}$ then rearranged in step 618 of the constellation permutation, and the rearranged bits $r_{p,1}$, $r_{p,2}$, $r_{p,3} \ldots r_{p,U\ are}$ further converted in step 619 to physical channels. The resulting converted bits are ultimately output to physical channel # 1, physical channel # 2 ... physical channel #P. In the current HS-DSCH configuration, only one 24-bit cyclic redundancy check (CRC) is generated for the entire transport block in order to detect errors for this block. If several code blocks are generated and transmitted in one Transmission Time Interval (TTI), then the receiver can correctly decode

some code blocks, but not others. In this case, the receiver must report back NAK (negative notification) to the transmitter, because the CRC for the transport block will not be checked.

The hybrid ARQ functionality matches the number of bits at the output of the channel encoder (i.e., channel coding step 614) with the total number of bits of the HS-PDSCH set into which the HS-DSCH is mapped. Hybrid ARQ functionality is controlled using redundancy version (RV) parameters. The exact set of bits at the output of the hybrid ARQ functionality depends on the number of input bits, the number of output bits, and RV parameters.

Hybrid ARQ functionality has two stages of rate matching and a virtual buffer, as shown in FIG. 10.

The stream of information bits N^{TTI} from resource C is divided into systematic bits, parity bits 1 and parity bits 2 using a separator 610 bits. These three groups of bits are processed differently in the first speed matching step 611. The first rate matching step 611 matches the number of input bits to the virtual IR buffer 613, and information about the buffer 613 is provided by the upper layers. Systematic bits are directly provided to buffer 613, parity bits 1 are processed by the speed matching device RM_P1_1, and parity bits 2 are processed by the speed matching device RM_P2_1. The results of buffer 613 are transmitted to a second rate matching step 615. The second rate matching step 615 matches the number of bits after the first rate matching step 611 with the number of bits of the physical channel available in the HS-PDSCH set in the Transmission Time Interval (TTI). The result $N_{sys\ is}$ provided to the speed matching device RM_S in the second speed matching step 615, the result $N_{p1\ is}$ provided to the speed matching device RM_P1_2 in the second speed matching step 615, and the result $N_{p2\ is}$ provided to the speed matching device RM_P2_2 in the second speed matching step 615. The results of N_{sys} , N_{p1} and $N_{p2\ are}$ provided to step 617 of combining the bits. Thus, the resulting stream $N_{data\ of}$ information bits is provided to the terminal W. Note that if the number of input bits does not exceed the buffering capacity of the virtual IR buffer 613, the first speed matching stage 611 is transparent.

Different modulation schemes, such as quadrature phase shift keying (QPSK), on-off phase shift keying (BPSK), eight-position phase shift keying (8-PSK), 16-position quadrature amplitude modulation (16-QAM) or 64-

position quadrature amplitude modulation (64-QAM), can be used for adaptive modulation and increase the spectral efficiency of modulation. In the case of 16-QAM modulation, the four digits, b0b1b2b3, are converted to complex-valued modulation symbols x = I + jQ. One implementation of 16-QAM is illustrated in Table 1.

Table 1

16-QAM Modulation Conversion **b** $_0$ **b** $_{one}$ **b** $_2$ **b** $_3$ ***I Q*** **0000**

$1/\sqrt{10}$

$1/\sqrt{10}$

0001

$1/\sqrt{10}$

$3/\sqrt{10}$

0010

$3/\sqrt{10}$

$1/\sqrt{10}$

0011

$3/\sqrt{10}$

$3/\sqrt{10}$

0100

$1/\sqrt{10}$

$-1/\sqrt{10}$

0101

$1/\sqrt{10}$

$-3/\sqrt{10}$

0110

$3/\sqrt{10}$

$-1/\sqrt{10}$

0111

$3/\sqrt{10}$

$-3/\sqrt{10}$

1000

$-1/\sqrt{10}$

$1/\sqrt{10}$

1001

$-1/\sqrt{10}$

$3/\sqrt{10}$

1010

$-3/\sqrt{10}$

$1/\sqrt{10}$

1011

$-3/\sqrt{10}$

$3/\sqrt{10}$

1100

$-1/\sqrt{10}$

$-1/\sqrt{10}$

1101

$-1/\sqrt{10}$

$-3/\sqrt{10}$

1110

$-3/\sqrt{10}$

$-1/\sqrt{10}$

1111

$-3/\sqrt{10}$

$-3/\sqrt{10}$

The 16-QAM modulation constellation in Table 1 is shown in FIG. 11. 11 shows a two-dimensional coordinate that shows one illustration of a 16-QAM constellation diagram. A constellation diagram is a representation of a signal modulated by a digital modulation circuit. The constellation diagram shows signals on a two-dimensional coordinate diagram in the complex plane at the moments of symbol sampling. The constellation diagram represents the possible symbols selected by a given modulation scheme in the form of points on the complex plane. Each point in FIG. 11 illustrates the corresponding symbol b0b1b2b3 on the complex plane IQ, when I and Q have the specified values, which are shown in Table 1. This constellation provides different levels of protection on four bits (that is, bits b0, b1, b2 and b3) . As shown in FIG. 11, the protection level at bits b0 and b1 is the same; the protection level at bits b2 and b3 is the same. However, the protection level at b0 and b1 is higher than the protection level at bits b2 and b3.

In the case of 64-QAM modulation, the six bits, b0b1b2b3b4b5, are converted to complex-valued modulation symbols x = I + jQ. One 64-QAM implementation is shown in Table 2. The 64-QAM modulation constellation in Table 2 is shown in FIG. 12 shows a two-dimensional coordinate that shows one illustration of a 64-QAM constellation diagram. This constellation provides different levels of protection at six digits. Similarly to Fig. 11, each point in Fig. 12 illustrates the corresponding symbol b0b1b2b3b4b5 on the complex plane IQ, when I and Q have the set values that are shown in Table 2. The protection level at bits b0 and b1 is the same, the protection at bits b2 and b3 is the same, and the protection level at bits b4 and b5 is the same. The protection levels at bits b0 and b1, however, are stronger than the protection levels at bits b2 and b3, which are stronger than the protection at bits b4 and b5. For convenience, the discharge index is set in the modulation symbol as the modulation position of this discharge.

table 2

64-QAM Modulation

Conversion b_0 b_{one} b_2 b_3 b_{four} b_5 / Q b_0 b_{one} b_2 b_3 b_{four} b_5 / Q 000000

$3/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

100,000

$-3/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

000001

$3/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

100001

$-3/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

000010

$1/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

100010

$-1/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

000011

$1/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

100011

$-1/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

000100

$3/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

100100

$-3/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

000101

$3/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

100101

$-3/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

000110

$1/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

100110

$-1/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

000111

$1/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

100111

$-1/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

001000

$5/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

101000

$-5/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

001001

$5/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

101001

$-5/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

001010

$7/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

101010

$-7/\sqrt{42}$

$3/\sqrt{42}$

001011

$7/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

101011

$-7/\sqrt{42}$

$1/\sqrt{42}$

001100

$5/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

101100

$-5/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

001101

$5/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

101101

$-5/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

001110

$7/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

101110

$-7/\sqrt{42}$

$5/\sqrt{42}$

001111

$7/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

101111

$-7/\sqrt{42}$

$7/\sqrt{42}$

010000

$3/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

110000

$-3/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

010001

$3/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

110001

$-3/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

010010

$1/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

110010

$-1/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

010011

$1/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

110011

$-1/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

010100

$3/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

110 100

$-3/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

010101

$3/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

110101

$-3/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

010110

$1/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

110110

$-1/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

010111

$1/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

110111

$-1/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

011000

$5/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

111,000

$-5/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

011001

$5/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

111001

$-5/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

011010

$7/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

111010

$-7/\sqrt{42}$

$-3/\sqrt{42}$

011011

$7/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

111011

$-7/\sqrt{42}$

$-1/\sqrt{42}$

011100

$5/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

111100

$-5/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

011101

$5/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

111101

$-5/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

011110

$7/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

111110

$-7/\sqrt{42}$

$-5/\sqrt{42}$

011111

$7/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

111111

$-7/\sqrt{42}$

$-7/\sqrt{42}$

For example, the modulation position of b0 in 64-QAM is 0, the modulation position of b1 in 64-QAM is 1. Therefore, for a given 64-QAM constellation, the first and second modulation positions, that is, b0 and b1, have the strongest protection; the third and fourth modulation positions, that is, b2 and b3, have weaker levels of protection; the fifth and sixth modulation positions, i.e., b4 and b5, have the weakest level of protection.

The present invention provides methods and devices for improving transmission performance using information bits or parity bits from multiple encoded packets.

The features, features and advantages of the invention are fully apparent from the following detailed description of the invention, by illustrating a number of specific embodiments and implementations, including the preferred embodiment contemplated for carrying out the invention. The present invention also allows for other and different embodiments, and some details of the present invention may be changed in various obvious respects without departing from the spirit and scope of the invention. Accordingly, the drawings and description should be considered as explanatory in nature and not as limiting. The present invention is illustrated by way of example, and not by way of limitation, in the accompanying drawings.

In the following illustrations, a downlink data channel in long term evolution (LTE) systems is used as an example. However, the technique illustrated here can certainly be used in the uplink data channel in long-term development (LTE) systems, control channels in either the downlink or uplink in long-term development (LTE) systems and other data channels, control channels or other channels in other systems, when applicable.

The present invention provides an improved channel interleaver and receiver configuration, and a separate coding method for multiple code blocks is taken into account to improve performance. When multiple code blocks are transmitted, transmission performance is dictated by the code block, which has the worst performance. The idea is to carefully design the channel interleaver, including the conversion from coded bits of different code blocks to modulation symbols and the conversion from modulation symbols to temporal, frequency, and spatial resources to ensure that each code block

receives approximately the same level of protection. On the receiver side, when some code blocks are received correctly and some are not, the signal of successfully decoded code blocks can be restored and canceled from the received signal. After cancellation, the receiver may try to re-decode the other code blocks. Since the mutual influence of other code blocks that have not yet been decoded successfully can be significantly reduced, the likelihood that the receiver will be able to decode other code blocks can increase significantly. In the case of hybrid ARQ (HARQ), if the receiver is not able to decode one of the code blocks, the receiver will report NAK feedback for the entire transport block, assuming that there is only one ACK channel. Since Node B has no information which code block has been successfully decoded by the UE and which is not, Node B will retransmit, as if the entire transport block, including all code blocks, had not been confirmed. In this case, the UE should be able to use information about those successfully decoded code blocks to help decode those code blocks that are decoded unsuccessfully. The channel interleaver configuration of the present invention facilitates this operation. Preferred embodiments of the receiver are also disclosed.

In one embodiment, a CRC is added to each code block to provide error detection for each code block. 13 shows an example of attaching a CRC code block. Compared to FIG. 9, after attaching the CRC of the transport block, scrambling the bits, and segmenting the code block, the additional step of attaching the CRC of the code block to at least one of the code blocks immediately follows the segmentation step of the code block, as shown in FIG. A transport block is segmented into one or more code blocks. If there is only one code block in a transport block, then a CRC code block may be unnecessary. If there is more than one code block in a transport block, attaching a CRC code block becomes important. As an example, the transport block CRC for HS-DSCH in HSDPA is 24-bit, which provides a very low detection error (about $2^{-24} \approx 6 * 10^{-8}$). One of the goals of attaching a CRC to each code block is to provide sufficient error detection in the code block so that the receiver can suppress the signals of those code blocks that are correctly decoded. A CRC detection error of ~ 10^{-2} may be sufficient for this operation. Note that an 8-bit CRC can provide an error detection rate of about $4 * 10^{-3}$. In this case, an 8-bit CRC can be used for the CRC code block to detect and suppress errors in the code block, while a 24-bit CRC

can be used to detect errors in the transport block. This minimizes the CRC overhead, while providing a means to facilitate the suppression of successfully decoded code blocks. Obviously, the overhead from the CRC can be further reduced by attaching only one CRC code block for several code blocks.

The present invention provides a number of steps for use in a channel interleaver configuration. Note that not all of these steps must be considered in order to use this invention. In other words, the present invention encompasses interleavers and interleaving methods that utilize at least one of the steps illustrated in this invention. Note that the constellation permutation for 16-QAM, which is shown in FIG. 13, may not be necessary with the proposed channel interleaver configuration.

Turning now to Fig. 14, Fig. 15 and Fig. 16.

14 illustrates a channel interleaver for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention. FIG. 15 illustrates a data element resource diagram suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention. FIG. 16 shows a permutation of coded bits using code blocks after rate matching, suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention. As shown in FIG. 14, a resource allocated to data transmission is N OFDM symbols in time and M subcarriers in frequency. Each subcarrier in one OFDM symbol is called one resource element. Resource elements include data resource elements and non-data resource elements. Each resource element carries a modulation symbol, which, in turn, carries several coded bits. For example, 2 bits can be carried in one QPSK modulation symbol; 4 bits can be carried in one 16-QAM modulation symbol, etc. The number of bits carried in each modulation symbol is denoted as the modulation order L, each modulation position in the modulation symbol is represented by a single modulation position index, as shown in FIG. One preferred embodiment of a channel interleaver configuration consists of at least one of the following operations.

Stage 1

First, for each code block, the symbols S, P_1, P_2 are respectively systematic bits, parity bits from encoder 1 in the turbo encoder, and parity bits from encoder 2 in the turbo encoder. A turbo encoder is formed by

parallel connection of two recursive systematic convolutional encoders (RSC) separated by an interleaver. In one embodiment of the present invention, the coded bits after the second rate matching are rearranged based on code blocks. As illustrated in FIG. 16, there are a number of N_{cb} code blocks in transmission for this transport block. Compared to FIG. 10, step 913, referred to as permutation of bits using code blocks, immediately follows step 617 of combining the bits. At step 913, systematic bits, parity bits 1, and parity bits 2 in code block 1 are assembled and arranged in the order S, P_1, P_2. The number of systematic bits, parity bits 1 and parity bits 2 in the i-th code block is denoted by $N_{t,i,sys}$, $N_{t,i,p1}$, $N_{t,i,p2}$, respectively. The rearranged bits then go to step 915, which is called the channel interleaver step. $N_{t,sys}$, $N_{t,p1}$, $N_{t,p2}$ can be represented respectively in the form of the following equations:

$$N_{t,sys} = \sum_{i=1}^{Ncb} N_{t,i,sys} \quad (1)$$

$$N_{t,p1} = \sum_{i=1}^{Ncb} N_{t,i,p1} \quad (2)$$

$$N_{t,p2} = \sum_{i=1}^{Ncb} N_{t,i,p2} \quad (3)$$

Rearranged bits can be used to fill the time-frequency resources and modulation positions in modulation symbols.

Stage 2

Secondly, these bits are recorded in three-dimensional space, as shown in Fig.14. These bits first fill the space by measuring the frequency index (i.e., the subcarrier). Then they fill the space by measuring the time index (i.e., the OFDM symbol). Finally, they fill the space by measuring the modulation position index. Note that another arrangement of measurements is certainly possible and is encompassed by the present invention. Each position in three-dimensional space can be represented by the coordinate (b, t, f). If the first bit is placed at (0, 0, 0), then the second bit should be placed at (0, 0, 1), the third bit should be placed at (0, 0, 2), etc. After a frequency measurement is used for a given OFDM symbol index, the OFDM symbol index is increased. For example, the (M-1) th digit should be placed in (0, 0, M-1), and the M-th digit can be placed in (0, 1, 0). After the frequency and

time indices are used, the modulation position index increases. For example, the (MN-1) th digit should be placed in (0, N-1, M-1), and the MN-th digit should be placed in (1, 0, 0). Note that there could be some resource elements excluded or occupied by other channels and, accordingly, not available for transmission over the data channel. In a preferred embodiment of this invention, time-frequency resources with a resource element diagram are depicted in FIG. The resource elements assigned to the data transfer are grouped together to form a resource element diagram. The diagram shows resource elements available for data transmission and resource elements that are occupied by other channels, for example, a reference signal, downlink control channels, etc. Resource elements occupied by other channels are skipped. Note that this resource element diagram can be reused for each modulation position, as shown in FIG. As a result, the space that accommodates the coded bits can be described as a cube, as shown in Fig. 14, with some resource elements occupied by other channels, and these occupied resource elements are called non-resource elements.

Stage 3

Third, for each modulation position index and each OFDM symbol, information bits are interleaved in a frequency measurement. For example, a reverse order interleaver (BRO) or a shortened reverse order interleaver may be used. Or any other interleaver can be used for this purpose. Sometimes one or more simplified shuffle patterns may be used. For example, cyclic shifts or predetermined interleaving / permutation / shuffling / swapping patterns may be used. These patterns may or may not change for each OFDM symbol and / or each modulation position index. Sometimes the number of resource elements available in each OFDM symbol may differ due to varying degrees of exclusion or use by other channels in these OFDM symbols. In this case, an interleaver with different sizes can be used on different OFDM symbols.

Stage 4

Fourth, for each modulation position index and each subcarrier, information bits are interleaved in a time dimension. For example, a reverse order interleaver (BRO) or a shortened reverse order interleaver may be used. Or any other interleaver can be used for this purpose. Sometimes one or more simplified permutation patterns may be used. For example, cyclic shifts or

predetermined interleaving / permutation / shuffling / swapping patterns may be used. These patterns may or may not change for each modulation position and / or subcarrier index. Sometimes, the number of resource elements available for each subcarrier index may differ due to varying degrees of exclusion or use by other channels on that subcarrier. In this case, an interleaver with different sizes can be used on different subcarriers.

Stage 5

Fifth, for each subcarrier and each OFDM symbol, information bits are interleaved by measuring the modulation position index. For example, a reverse order interleaver (BRO) or a shortened reverse order interleaver may be used. Or any other interleaver can be used for this purpose. Sometimes one or more simplified permutation patterns may be used. For example, cyclic shifts or predetermined interleaving / permutation / shuffling / swapping patterns may be used. These patterns may or may not change for each subcarrier and / or each OFDM symbol. Preferred patterns will be explained later in the present invention.

One preferred embodiment of a channel interleaver configuration consists of at least one of the five steps above.

In the following description, embodiments and variations to the above steps are disclosed. Note that these embodiments describe only one or more intermediate steps of the entire interleaving process. In particular, the graphic illustrations are used only to show the influence of one or more intermediate stages and may not reflect the final result of the interleaving process. For example, FIG. 19 shows how coded bits of a code block expand in time, frequency, and space. All coded bits of the code block, however, are in the first modulation position of all modulation symbols. Subsequent interleaving steps will interleave these coded bits in a time, frequency, and spatial dimension and will shift the modulation positions of these coded bits in modulation symbols.

Steps 1 and 2 try to maximize the coded bits of each code block in the frequency and time domains in order to maximize the frequency and time diversity. For Long Term Evolution (LTE) systems, frequency diversity is usually more pronounced than time diversity in a single transmission. Therefore, it is preferable to first increase the subcarrier index, and then increase the OFDM symbol index. Different orders of magnification of the

indices of different dimensions are, of course, covered by the present invention. Usually direct error correction codes, especially when implemented with practical decoders, deal with individual or random errors better than with batch or sequential errors. Stage 3 translates the packet errors in the frequency domain into individual errors. Stage 4 translates packet errors in the time domain into individual errors. For higher order modulation, each modulation position in the modulation symbol may have different protection. Step 5 attempts to randomize or evenly distribute the bits of each code block to different modulation positions in the modulation symbols so that the coded bits of each code block have the same level of protection on average. The order of Step 3, Step 4 and Step 5 can be changed without departing from the idea of the present invention. Some stages can also be combined into one stage. For example, Step 2 and Step 5 can be easily combined by moving to a different modulation position when the frequency and time indices change.

There are many alternative implementations to Steps 2, 3, and 4 that achieve similar results in expanding coded bits in each of the code blocks in the time-frequency domain. In one embodiment of the invention, some other two-dimensional matrices may be used to represent time-frequency resources instead of a resource element diagram. For example, a two-dimensional matrix can be used with the number of rows equal to the number of resource blocks and the number of columns equal to the number of resource elements available for data in each resource block. Suppose that the data transfer is assigned as the number N_{block} of resource blocks and there is a number of N_{DataRE} bits available for data transmission in each resource block, then the coded bits can be placed in the $L \times N_{block} \times N_{DataRE\ space}$. Preferably, the block index is increased first, then the resource element index, then the modulation position index. In this case, the adjacent coded bits are divided into different resource blocks, which are likely to experience different conditions in the channel. The same operation can also be described as interleaving / permuting a column row with an $N_{block} \times N_{DataRE\ size}$ applied at each modulation position, or as interleaving / permuting a column row with an $N_{block} \times N_{DataRE\ size}$ used on modulation symbols . At each modulation position, coded bits are written to the $N_{block} \times N_{DataRE\ matrix,}$ with the block index increasing first. Of course, if desired, interleaving can be performed on the block index or on the index of the data resource element (RE). The

purpose of interleaving by block index is to randomize the location of coded bits in blocks that are at a great distance. The purpose of interleaving on the RE data index is to randomize the location of the coded bits within the resource block. Finally, when these bits are converted to time-frequency resources, they are read and placed on time-frequency resources, with the resource element index being increased first to achieve the effect of interleaving the row-column. Again, note that this operation can be applied to all modulation symbols instead of being applied to each modulation position.

Alternatively, to simplify the implementation of Steps 2, 3, and 4, one dimension may be used to represent time-frequency resources. Resource elements are indexed on a resource element diagram. Assigning indices to resource elements can be arbitrary. For example, starting with the element with the lowest OFDM symbol index and lowest subcarrier index, resource elements can be used first by increasing the subcarrier index and then increasing the OFDM symbol index. Alternatively, resource elements may be used first by increasing the index of the OFDM symbol, and then increasing the index of the subcarrier. One example is shown in FIG. 17 (A) and FIG. 17 (B). FIG. 17 (B) shows a time space (OFDM symbol index) —frequency (subcarrier index) for placing encoded bits of data, this time-frequency space is shown as one measurement in FIG. 17 (A), and this measurement grows in the direction modulation position index and becomes a two-dimensional matrix, which is shown in Fig. 17 (A). The resource elements occupied by the data, as shown in FIG. 17 (B), i.e., resource elements 1-32, are consumed in the modulation position index and become a two-dimensional matrix, which is shown in FIG. 17 (A). After the time-frequency space, which is shown in FIG. 17 (B), is filled with coded bits of several resource blocks i, j, interleaving can be performed by measuring the resource element to expand adjacent coded bits in the time-frequency resources. An interleaver with reversed order of discharges or with a reduced reverse order of discharges or any other type of interleaver may be used.

Alternatively, the implementation of Steps 1, 2, 3, and 4 may be more integrated with the coding processes before these steps. For example, the HSDPA system assumes that systematic bits of all code blocks are placed together with subsequent parity bits 1 of all coded blocks and then with subsequent parity bits 2 of all coded blocks. In order to group systematic bits,

parity bits 1 and parity bits 2 in at least one code block after rate matching, this can also be achieved by performing a complete rate matching process separately for the code blocks. Fig. 18 shows an implementation of rate matching and bit combining based on a code block. Each code block, i.e., code block 1, code block 2, ..., Ncb code block, is processed by a bit delimiter 610, a first rate matching step 611, a virtual IR buffer 613, a second rate matching step 615, and a sequence combining step 617. All rearranged bits then go to step 915, which is called the channel interleaver step. For each code block, the processes are similar to the processes indicated in the descriptions of FIG. 10. Therefore, a detailed explanation is omitted here. In this implementation, the result of the encoder in the at least one code block is passed through the first stage 611 speed matching, the virtual IR buffer 613 and the second step 615 matching speed separately. Thus, the result of the second rate matching, as one would expect, will have systematic bits, parity bits 1 and parity bits 2 in the code block, grouped together. Although the actual rate matching processes for several code blocks are performed separately, the parameter and configuration of these rate matching processes for several code blocks may need to be negotiated. Of course, this invention also covers other implementations with some simplified, modified, or skipped steps in the rate matching process if the rate matching process is based on a code block. For example, the first rate matching step 611, the virtual IR buffer 613, and the second rate matching process 615 can be simplified and combined into one step that simply selects the appropriate coded bits for each transmission. For example, block separation step 610 and bit combination step 617 may not be necessary if the encoder result is already grouped into systematic bits, parity bits 1 and parity bits 2.

For a suboptimal, but still simpler implementation, Step 1 may be skipped. In this case, systematic bits, parity bits 1 and parity bits 2 of each code block are not grouped together. With the help of efforts at the remaining stages of interleaving, the coded bits of each code block are still sufficiently expanded and good performance can be achieved.

The aforementioned channel interleaver configurations may freely apply to MIMO transmissions. Suppose that several levels are allocated to the MIMO codeword. This scenario can be applied to long-term evolution (LTE) systems, for example, when the SU-MIMO transmission has a rank higher than 1. In this case, a spatial dimension is added to the channel interleaver

configuration. The space for coded bits can be described as four-dimensional space in time, frequency, space and modulation positions. To illustrate the idea in three-dimensional space, which gives us a graphical representation, the time-frequency dimension is simplified into one dimension of resource elements, as shown in FIG. Therefore, the space for coded bits can be depicted as three-dimensional space in resource elements, space and modulation positions, as shown in Fig. 19. Fig. 19 illustrates the extension of the coded bits of each code block in the time, frequency, and spatial domain. The interleaver will first extract the coded bits of each code block by measuring the space, then by measuring the resource element to ensure that the code block collects the maximum diversity in time, frequency, and space. The resource element index refers to the measurement of resource elements, the spatial measurement refers to the measurement of space, and the modulation position index refers to the measurement of modulation positions. If several code blocks are transmitted, then the code blocks in each codeword should be expanded in the time, frequency and spatial domain. In Fig. 19, coded bits 1, 2, 3, ..., 16 belong to one code block, while coded bits 1 ', 2', 3 ', ..., 16' belong to another code block.

In another embodiment of the invention, the above embodiments extend to MIMO transmissions with different spatial dimensions on different resource elements.

In the MIMO system, the rank (the number of spatial dimensions or levels) may differ on different elements of frequency resources. The above embodiments may also apply to transmissions with different modulation orders on different resources. For example, if two resource blocks have very different CQIs, the transmitter may use different modulation orders on these two resource blocks. In this case, the task of performing the maximum expansion of the coded bits in each code block in time, frequency, space, and modulation positions is still applied. Special processing should be implemented to handle the case of different spatial measurements or different modulation orders on different time-frequency resources. For example, similarly to the scheme of resource elements, a scheme can be constructed to include spatial measurement and measurement of modulation positions. Modulation levels or positions that are not available will be skipped. FIG. 20 shows an example of writing encoded bits to resources with

different levels and different modulation orders. On Fig shows different modulation orders, for example QPSK, 16-QAM and 64-QAM, and rank 2 on the index 0,1,2,3,10,11,12,13,14 and 15 resource elements, and rank 1 on the index 4,5,6,7,8 and 9 element of resources. In this example, two code blocks are still trying to expand first in spatial dimensions, when the spatial dimension is reduced to 1, as in resource elements 4, 5, 6, 7, 8, 9, two code blocks will both be placed at the same level in the spatial dimension . However, each code block will still be expanded in a time and frequency measurement (not shown in FIG. 20, because time and frequency measurements are shown as one measurement of resource elements). After all coded bits are converted to resource elements, other interleaving processing, such as interleaving a column row, interleaving modulation positions, can be performed to further randomize the arrangement of coded bits.

A graphic illustration of a channel interleaver when different modulation orders are used on different resources is also shown in FIG. 21 illustrates a channel interleaver with different modulation order on resources. In this case, resource block A uses 16-QAM, while resource block B uses 64-QAM. Coded bits fill the space specified by time, frequency, and available modulation positions on each resource element, skipping resource elements occupied by other channels. Thus, the above interleaving steps and embodiments are applied in this case.

In another embodiment of the invention, systematic bits are prioritized in converting the coded bits and modulation symbols formed by these coded bits into resource elements and spatial dimensions. Fig. 22 shows an example of extended coded bits on resources with different spatial dimensions. For example, as shown in FIG. 22, the rank (number of spatial dimensions or levels) is 2 on the element 0, 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14, 15 of resources; and the rank is 1 on the element 4, 5, 6, 7, 8, 9 of the resources. In this example, the same modulation order is applied to all resources and all levels and the modulation order is 16-QAM. Due to interference between the MIMO levels, the CQI (channel quality indicator) on the element 4, 5, 6, 7, 8, 9 is often higher than the CQI based on the level on the elements 0, 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14, 15 resources. In this case, systematic discharges receive more protection by obtaining the priority of being placed on those resource elements with fewer levels. On the other hand, parity bits take

priority to be placed on those resource elements with a large number of levels. In the example shown in FIG. 22, all systematic bits, that is, S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_6, S_7, S_8, S_9, are placed on resource elements with an index of 4, 5, 6, 7, 8, 9, while all parity bits, i.e., $P_{0.0}$, $P_{1.1}$, $P_{0.2}$, $P_{1.3}$, $P_{1.0}$, $P_{0.1}$, $P_{1.2}$, $P_{0.3}$, $P_{0.4}$, $P_{1.5}$, $P_{0.6}$, $P_{1.7}$, $P_{0.8}$, $P_{1.9}$, $P_{1.4}$, $P_{0.5}$, $P_{1.6}$, $P_{0.7}$, $P_{1.8}$, $P_{0.9}$, are placed on the elements 0, 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14, 15 resources.

Prioritization of a systematic discharge can also be realized by setting several areas for measuring modulation positions. For example, for the 64-QAM constellation, which is specified in Table 2 and FIG. 12, two areas are specified, that is, the first area that contains b0, b1, b2, b3 for systematic discharges, and the second region that contains b4, b5 for parity bits. Systematic bits set priorities in the first area, while parity bits set priorities in the second area. The first region in certain cases may contain some parity bits, for example, there is not enough systematic bits to fill the first region. Similarly, the second region in certain cases may contain some systematic bits, for example, there are not enough parity bits to fill the second region. All of the above embodiments, interleaving steps may be performed separately in these two areas. Since the modulation positions are divided into two areas, interleaving / permutation of the modulation positions must be performed separately for these two areas. In other words, the region {b0, b1, b2, b3} is rearranged as if it refers to 16-QAM modulation, while {b4, b5} is rearranged as if it refers to QPSK modulation. In addition, this idea may still have variations. For example, instead of defining two areas, two starting points and directions can be specified separately for systematic and parity discharges. Systematic discharges begin at the modulation positions with the strongest protection and move in the direction of the modulation positions with weaker protection, while the parity discharges begin at the modulation positions with the weakest protection and move in the direction of modulation positions with the weakest protection.

In another embodiment of the present invention, the coded bits of each code block are distributed as evenly as possible at different modulation positions. There are various ways to achieve this. One approach is to list all the permutation patterns at the modulation positions. The permutation patterns for modulation positions in QPSK and 16-QAM are shown in Table 3. By assigning different permutation patterns to different modulation symbols, the

modulation positions of the coded bits in the code block are changed. In this case, the coded bits of each code block are approximately uniformly distributed over all modulation positions. Thus, no code block is particularly encouraged or infringed. Another benefit of interleaving or swapping modulation positions is to alleviate the problem caused by the I-Q imbalance. If the SNRs on the I-tap and the Q-tap are different, then interleaving or permutation can ensure that the coded bits of each code block are spread across the I and Q taps.

Table 3 Modulation Modulation position swap QPSK 01, 10 16-qam 0123, 0132, 0213, 0231, 0312, 0321, 1023, 1032, 1230, 1203, 1302, 1320, 2013, 2031, 2103, 2130, 2301, 2310, 3012, 3021, 3102, 3120, 3201, 3210

Of course, a subset of permutation patterns can be selected. For example, one master permutation pattern together with its cyclically shifted versions can be used as one subset of the patterns. A few examples for QPSK, 16-QAM, and 64-QAM are shown in Table 4. In Table 4, naturally ordered patterns are used as the master pattern. A subset of permutation patterns is generated by cyclic shifts of the master pattern. These permutation patterns can be applied to modulation symbols on different resource elements. These subsets of patterns can change with every resource element or with every few resource elements. In this case, the coded bits of each code block will be shifted to different modulation positions in different modulation symbols. Therefore, each code block will receive approximately the same modulation protection. This technique can also be used in retransmissions in HARQ. One application example is to change permutation patterns of the same modulation symbols in transmissions. This can be achieved using different cyclic shifts of the same master permutation pattern or using different master permutation patterns in retransmissions.

Table 4 Modulation Permutation pattern Cyclic shifts of master permutation patterns QPSK 01 01, 10 16-qam 0123 0123, 1230, 2301, 3012 64-qam 012345 012345, 123450, 234501, 345012, 450123 501234

Of course, the choice of a subset of permutation patterns can be different and depends on other design parameters. For example, not all cyclic shifts are needed in a selected subset. Cyclic shifts can be selected from several master permutation patterns. In one preferred embodiment of the invention, the preferred driver patterns for QPSK, 16-QAM (which is shown in FIG. 11),

64-QAM (which is shown in FIG. 12) are listed in Table 5. Due to the relatively high order modulation, the security level at some positions are the same, while the protection level at some other positions is different. For the 16-QAM constellation shown in FIG. 11 and the 64-QAM constellation shown in FIG. 12, b0 and b1 receive the strongest protection, b2 and b3 receive the least protection, while b4 and b5 (in the case of 64 -QAM) receive the minimum amount of protection. According to Table 5, 0213 and its cyclically shifted versions are used for 16-QAM, while 042153 and its cyclically shifted versions are used for 64-QAM. Another preferred driver permutation for 16-QAM is 0312 (not shown in Table 5). Other preferred driver permutations for 64-QAM are 024135, 052143, 043152, 053142, 025134, 034125, 035124 (not shown in Table 5). The preferred master permutation pattern may change when the configuration of the 16-QAM or 64-QAM constellation changes.

Table 5 Modulation Preferred master permutation pattern Cyclic shifts of master permutation patterns QPSK 01 01, 10 16-qam 0213 0213, 2130, 1302, 3021 64-qam 042153 042153, 421530, 215304, 153042, 530421, 304215

23 shows a general method for obtaining a preferred permutation pattern for 64-QAM. Modulation positions are placed with the same level of protection at two ends of the circle diameter, and modulation positions are placed with different levels of protection at different angles along the circumference. For example, the modulation positions b0 and b1 are placed with the strongest protection at the two ends of the circle diameter AA ', as shown in Fig. 23, the modulation positions b2 and b3 are placed with the weaker protection at the two ends of the circle diameter BB', and the modulation position b4 and b5 are placed with the weakest protection at the two ends of the diameter CC 'of the circle. Various preferred master permutation patterns and their cyclic shifts can be obtained by reading positions around the circle, starting from any position and moving either clockwise or counterclockwise. Thus, the maximum separation of the modulation positions with the same level of protection is achieved. This method is also applicable to other modulation orders. As shown in Table 5, the preferred reference pattern for 64-QAM is 042153. In accordance with FIG. 23, starting from point A ′ and counting counterclockwise around the circumference, b0b4b2b1b5b3 is achieved. Therefore, the preferred driver pattern for 64-QAM is 046153. Using the

same method, all preferred permutation patterns for 64-QAM can be achieved. Although specifying permutation patterns that are formed in this way and their cyclic shifts are preferred, this invention, of course, covers the use of interleaving, permuting, shuffling, exchanging, rearranging modulation positions on resource elements and / or retransmissions with any pattern or in any form .

In another embodiment of this invention, an iterative operation is proposed for receiving multiple code blocks that are multiplexed together within modulation symbols. Using the aforementioned channel interleaver configuration, coded bits of different code blocks are multiplexed into one modulation symbol. 24 illustrates an iterative receiver for decoding multiple code blocks multiplexed in the same modulation symbols. An iterative operation is proposed here to increase receiver performance. An illustration of this operation is shown in FIG. After processing at step 690 the input and some unmodulated processing at the receiver, for example, FFT, channel estimation, correction, etc., the flexible values of the coded bits are obtained by demodulating the modulation symbol with a demodulator 692. These flexible values are then interleaved with deinterleaver 694 and fed to decoder 696. There are several code blocks. Decoder 696 attempts to decode one or more, or all code blocks. In the decoding operation, parallel processing is also possible. After the decoding operation, some code blocks can be successfully decoded, while some others cannot. In this case, the code blocks in those decoded code blocks are restored. Because the coded bits in these blocks are multiplexed into the same modulation symbols along with the coded bits of those code blocks that are unsuccessful, information from these coded bits is used to help detect coded blocks that are still unsuccessful. Successfully decoded code blocks are fed back to encoder 698 and then fed to interleaver 699. Therefore, information from these successfully decoded code blocks is used to help detect coded blocks that are still unsuccessful.

25 shows an example of a reduced constellation that improves transmission detection performance. For example, the constellation b3b2b1b0 16-QAM is shown in FIG. 25 (A). b3 is assumed to belong to code block 1, b2 and b1 are supposed to belong to code block 2, and b0 is supposed to belong to code block 3. If code block 2 is decoded successfully, information about the value of b2 and b1 is obtained. If b2 = 0 and b1 = 1, then the constellation

decreases, as shown in Fig.25. In this case, demodulation of b2 and b0 based on a reduced constellation may have increased performance.

In another embodiment, an iterative operation may be performed without correctly decoding and re-encoding some code blocks. Instead, the reliability of coded and information bits can be used to go through iterations to improve detection performance. One representation of reliability is called external information, which is new plausible information about each bit that is transmitted between several processing units in an iterative cycle. An example is shown in FIG. 26 illustrates an alternative iterative receiver for decoding multiple code blocks multiplexed in the same modulation symbols. Since FIG. 26 is almost similar to FIG. 24, a detailed explanation is omitted and only the difference will be described. External information is transferred between the demodulator 692 and decoder 696. Each takes external information from the other as preliminary information in calculating the likelihood of each bit and forms a new cycle of external information. For successful decoding, when the iteration continues, the likelihood of the bits will increase and eventually lead to the success of decoding.

In a Long Term Evolution (LTE) system, the structure of a downlink subframe is shown in FIG.

As shown in FIG. 27, each subframe contains two time slots, each time slot containing seven OFDM symbols (i.e., OFDM symbols 0-6) in the time domain. The control channel signals are located in the first two or three OFDM symbols in a subframe. In this case, the control channel signals are located in the first two OFDM symbols. The reference signals are located in the 0, 4, 7, and 11 OFDM symbol. For simplicity, only reference signals of the first transmitting antenna will be discussed. In the frequency domain, data may be represented by several resource blocks, for example resource blocks i and j. The ideas of the present invention, of course, can extend to systems with multiple transmit antennas and multiple reference signals. In order to maintain good channel estimation performance, interpolation or averaging of the downlink reference signals is typically used. For example, as shown in FIG. 27, interpolation of reference signals in resource elements A, B, C and D can be used to obtain a channel estimate for resource element S with improved performance. However, this also means that the demodulation of the modulation symbol in the resource element S must wait while the

reference signals in the resource element C and D are received. In other words, if the demodulation of the resource element S occurs before the OFDM symbol 11, which contains the resource elements C and D, the channel estimation performance for the resource element S may be adversely affected.

The present invention also provides methods and devices for enabling fast decoding of transmissions with information bits or parity bits from multiple encoded packets.

The features, features and advantages of the present invention are fully apparent from the following detailed description of the invention, simply by illustrating a number of specific embodiments and implementations, including the best embodiment contemplated for carrying out the invention. The present invention also allows for other and different embodiments, and some details can be changed in various obvious respects, all without deviating from the essence and scope of the invention. Accordingly, the drawings and description should be considered as explanatory in nature and not as limiting. The present invention is illustrated by way of example, and not by way of limitation, in the figures of the accompanying drawings. In the following illustrations, a downlink data channel in long term evolution (LTE) systems is used as an example. The technique illustrated in the present invention can of course be used in an uplink data channel in long-term evolution (LTE) systems, control channels in either a downlink or uplink in long-term evolution (LTE) systems and other data channels, channels control or other channels in other systems, when applicable.

When multiple code blocks are transmitted, data transfer performance is dictated by the code block, which has the worst performance. A channel interleaver, including conversion from coded bits of different code blocks to modulation symbols and conversion from modulation symbols to temporal, frequency, and spatial resources, needs to be carefully designed to ensure that each code block receives approximately the same level of protection. When multiple code blocks are transmitted, it is useful to allow the receiver to start decoding some code blocks while the receiver is still demodulating modulation symbols for other code blocks. In a Long Term Evolution (LTE) system, this is a problem due to the effect on channel estimation performance if there are not enough reference signals during demodulation

and decoding. The present invention provides techniques that allow fast decoding of multiple code blocks while maintaining good channel estimation performance.

In an OFDMA system, such as a Long Term Evolution (LTE) system, there are usually several OFDM symbols in a subframe. In a Long Term Evolution (LTE) system, reference signals are present in several OFDM symbols, referred to as OFDM symbols of the reference signal, while not present in other OFDM symbols.

In one embodiment of the present invention, several OFDM symbols in a subframe are divided into groups with a boundary between at least two groups located in the OFDM symbols of the reference signal or in those OFDM symbols immediately before or immediately after the OFDM symbols of the reference signal. Each group contains resource elements that will carry coded bits from at least one code block. Resource elements in each group are adjacent or close to each other in the time domain. The receiver may begin decoding at least one code block after receiving all resource elements in each group.

28 (A) shows one example of a grouping configuration of several OFDM symbols in a subframe created in accordance with one embodiment of the present invention.

As shown in FIG. 28 (A), the control channel signals are located in the first two or three OFDM symbols in a subframe. In this case, the control channel signals are located in the first two OFDM symbols. Group 1 is defined as a set of resource elements in the OFDM symbol 2, 3, and 4 that are available to the data channel. Group 2 is defined as a set of resource elements in the OFDM symbol 5, 6, and 7 that are available to the data channel. Group 3 is defined as a set of resource elements in the OFDM symbol 8, 9, and 10 that are available to the data channel. Group 4 is defined as a set of resource elements in the OFDM symbol 11, 12, and 13 that are available to the data channel. The OFDM symbol 4 comprises a downlink reference signal; the boundary between Group 1 and Group 2 is between the OFDM symbol 4 and 5. The OFDM symbol 11 contains downlink reference signals; the boundary between Group 3 and Group 4 is between the OFDM symbol 10 and 11. Since the boundary is always there or close to where the reference signal is located, the receiver can start decoding the code blocks transferred

in the group immediately after the group is received, or wait for one additional OFDM symbol without loss of channel estimation performance. The receiver can take advantage of the last available reference signal to demodulate and decode the code blocks carried in the group. For example, there are 8 code blocks, coded bits of two code blocks can be placed in each group. For example, the coded bits of code block 1 and 2 are contained in Group 1. After the receiver has received the OFDM symbol 2, 3, 4, since all resource elements in Group 1 are contained in these OFDM symbols, the receiver has received all coded bits for code block 1 and 2. Therefore, the receiver can start decoding these two code blocks. Thus, the receiver does not need to wait until the end of the subframe (after the OFDM symbol 13) to start decoding. This configuration provides several advantages of the receiver configuration in terms of hardware complexity and power consumption.

28 (B) is a flowchart illustrating a method of transmitting data signals by separating resource elements having coded bits, suitable for practicing the principles of one embodiment of the present invention. 28 (C) is a flowchart illustrating a method of receiving and decoding at a receiver grouped resource elements having coded bits. In Fig. 28 (B), the information bits are modulated in step 911, then converted from serial to parallel in step 912. Then, the data is converted by IFFT in step 915 and then processed from parallel to serial in step 916. Then, the data is in different code blocks are converted to resource elements, which are divided into different groups at step 917. Ultimately, a transmitting stage having one or more transmit antennas transmits OFDM symbols, which include one or more groups of elements in resources. In FIG. 28 (C), the receiver begins to receive OFDM symbols, which include one group of resource elements, by the receiving input process in step 951. Then, the received OFDM symbols are processed by the serial-parallel conversion step in step 952 and the FFT method in step 953 The group of resource elements is processed in parallel-serial processing at step 956 and ultimately demodulated at step 957. The receiver then decodes the coded bits of the resource elements in one group at step 958. So far, the receiver is olzhaet take OFDM symbols may be received and processed by the following groups of resource elements.

FIG. 29 shows another configuration example of grouping multiple OFDM symbols into a subframe suitable for practicing the principles of the present invention. In this example, two groups are defined. The control channel

signals are located in the first two or three OFDM symbols in a subframe. Group 1 includes resource elements in the OFDM symbol 2, 3, 4, 5, 6, 7, and Group 2 includes resource elements in the OFDM symbol 8, 9, 10, 11, 12, 13. The OFDM symbols 2-13 in the subframe are divided into two groups with a boundary between the two groups located on the OFDM symbol 7 and 8. Note that the OFDM symbol 7 carries reference signals. In different situations, different group configurations can be used, for example, but not only, different UEs, different subframes, different quality of service, etc. without deviating from the essence of this invention.

FIG. 30 shows another configuration example of grouping multiple OFDM symbols into a subframe suitable for practicing the principles of the present invention. In this example, although each group includes resource elements from adjacent OFDM symbols, some OFDM symbols, for example, OFDM symbols 5, 8, and 11, may contain several groups. Again, note that the boundaries between the groups are all located in OFDM symbols that carry reference signals, or OFDM symbols that are immediately before or after OFDM symbols that carry reference signals. This configuration provides the possibility of more flexible group definition than grouping based on the OFDM symbol, while at the same time preserving the advantages of enabling fast decoding without loss of channel estimation performance.

In another embodiment of the present invention, groups are defined based on code blocks instead of resource elements. 32 shows an example code block grouping configuration suitable for practicing the principles of this embodiment of the present invention. Each group contains coded bits of at least one code block and may contain several code blocks. For example, code blocks 1 and 2 can be grouped as a first group, code blocks 3 and 4 can be grouped as a second group, code blocks 5 and 6 can be grouped as a third group, and code blocks 7 and 8 can be grouped as the fourth group. The first group is located in the first few OFDM symbols, and the second group is located in the next few OFDM symbols, etc. Thus, it is possible to quickly decode some code blocks without waiting for the end of the subframe.

Using the group defined in the above embodiments based on either resource elements or code blocks, the remaining channel interleaving operations within each group can be defined. Channel interleaver may well be common.

For example, a channel interleaver can expand the coded bits of each code block in a group by as many resource elements in this group as possible. The channel interleaver can expand the coded bits of each code block in the group to different modulation positions as uniformly as possible. The channel interleaver may try to ensure that each modulation symbol in the group contains coded bits of several code blocks, so that the burst error on the modulation symbols propagates to these code blocks.

The above channel interleaver configurations may apply to MIMO transmissions. Suppose that several levels are allocated to the MIMO codeword. This scenario can occur in long-term evolution (LTE) systems, for example, when the SU-MIMO transmission is ranked above 1. In this case, the spatial dimension can be added to the group definition. A multi-input multi-output codeword (MIMO) represents a transport block. A multi-input multi-output processor (MIMO) generating soft decision bits for at least one of the multiple code blocks in a multi-input multi-output codeword (MIMO)

FIG. 31 shows examples of parallel processing for sequentially suppressing interference with or without group cyclic redundancy check (CRC) control, suitable for practicing the principles of the present invention.

As shown in FIG. 31, four groups are defined in a subframe:

Group 1 can be defined as a set of resource elements in an OFDM symbol 2, 3, and 4, including several MIMO levels or MIMO streams on those resource elements; Group 2 can be defined as a set of resource elements in an OFDM symbol 5, 6, and 7, including several MIMO layers or MIMO streams on those resource elements; etc.

As shown in FIG. 31 (A), within each group there are two levels; within each group there are two levels or flows; There are four groups within each MIMO level or MIMO stream. In a multi-codeword MIMO transmission, each layer may contain a corresponding MIMO codeword (CW), i.e., CW1 and CW2, and each CW carries several code blocks and a 24-bit CRC, as shown in FIG. 31 (B). For each MIMO codeword, this CRC is applied to the whole MIMO codeword (a transport block having several code blocks), i.e. all code blocks in Group 1, 2, 3, and 4 that belong to the MIMO code word. Therefore, by defining a group, the decoding of code blocks in CW 1 MIMO can begin immediately after demodulation of the modulation symbols in Group 1. Moreover, the demodulation of the later groups is carried out in parallel with

the decoding of the early groups. In addition, with this CRC, interference from CW1 to CW2 can be suppressed by sequentially suppressing interference.

Moreover, the possibility of parallel processing can be greatly expanded. In another embodiment of the present invention, a CRC is added to one or more code blocks in a codeword in a group. One example is shown in FIG. 31 (C): one CRC may join each of the groups. By defining a group, the decoding of code blocks in CW1 can begin immediately after the demodulation of Group 1. Moreover, the demodulation of later groups is carried out in parallel with the decoding of previous groups. Using CRC, the group can suppress interference from CW1 to CW2 in Group 1, and the decoding of code blocks in CW2 in Group 1 can begin immediately after decoding those code blocks in CW1 in Group 1. In this case, demodulation of later groups in CW1, decoding of early groups in CW1, sequential interference cancellation, late group demodulation in CW2, and early group decoding in CW2 can be processed in parallel in one way or another.

Of course, CRC can be added to the groups of both codewords CW1 and CW2 MIMO separately. In this case, it enables parallel processing even in the case of an iterative receiver. In other words, when an iterative receiver is used to decode CW1 and CW2, an iterative receiver for Group 1 is used in decoding code blocks in CW1 in Group 1 and decoding code blocks in CW2 in Group 1. In this case, even the iterative receiver can be parallelized between groups.

Of course, many variations and designs of the receiver can be obtained. For example, a group definition for these two levels does not need to be precisely synchronized. This may cause some processing delay or some performance degradation, but may provide more flexibility in group definition. Even the number of groups in each level can be different.

Claims (48)

Hide Dependent

1. A transmitter comprising:
a first separator segmenting each of the plurality of transport data blocks into a plurality of code blocks;

an encoder encoding information bits of a plurality of code blocks;
a modulator modulating encoded information bits into a plurality of modulation symbols;
a second separator segmenting a plurality of resource elements in multiple orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols into a plurality of groups, each of the plurality of groups comprising a plurality of resource elements carrying modulation symbols from at least one of the plurality of code blocks;
a time-frequency converter that converts a plurality of groups of resource elements into time-domain signals by an inverse fast Fourier transform (IFFT); and a radio frequency amplifier that allows the transmission of time-domain signals.

2. The transmitter of claim 1, wherein the resource elements of at least one of the plurality of groups are located in adjacent orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols.

3. The transmitter according to claim 2, in which at least one of the boundaries between two groups among the plurality of groups is located either on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry reference signals or on orthogonal frequency division multiplexing symbols (OFDM) immediately before or immediately after orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry reference signals.

4. The transmitter according to claim 1, further comprising a channel interleaver, ensuring that each modulation symbol in each of the plurality of groups contains coded bits from several code blocks, and performing interleaving operations on the channel within each of the plurality of groups, the channel interleaver being selected from one of:
expanding the coded bits of each code block in each of the plurality of groups by a predetermined maximum number of resource elements in each of the plurality of groups and
extending the coded bits of each code block in each of the plurality of groups to different modulation positions of modulation symbols in each of the plurality of groups.

5. The transmitter according to claim 1, wherein the first splitter segments each of the multiple transport blocks into multiple code blocks and the

second splitter segments multiple multiple resource elements into multiple groups for multiple codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) in a transmission system with multiple inputs and multiple outputs (MIMO), and wherein each codeword with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) is allocated to at least one layer with multiple inputs and multiple outputs (MIMO).

6. The transmitter according to claim 5, wherein different levels with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are set for at least two of the multiple groups and different codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are at least for two of the many groups at different levels.

7. The transmitter according to claim 5, wherein each codeword with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) carries multiple code blocks and one cyclic redundancy check (CRC) code is applied to each of the codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) ,

8. The transmitter according to claim 1, additionally containing: in front of the time-frequency converter, which converts many groups of resource elements into signals of the time domain by the inverse fast Fourier transform (IFFT) method, a processor with many inputs and many outputs (MIMO), which allows the transmission of many groups through many transmitting antennas.

9. A transmitter comprising:
a separator segmenting a data transport block into a plurality of code blocks;
a first cyclic redundancy check (CRC) code calculator generating a first cyclic redundancy check (CRC) code for at least one of the plurality of code blocks and attaching a first cyclic redundancy check (CRC) code to at least one from a plurality of code blocks; and
an encoder encoding information bits of a plurality of code blocks.

10. The transmitter according to claim 9, further comprising: before the separator segmenting the transport data block into a plurality of code blocks, a second cyclic redundancy check (CRC) code calculator generating a second cyclic redundancy check (CRC) code for the data transport block and attaching a second cyclic redundancy check (CRC) code to the transport data block.

11. The transmitter according to claim 9, wherein the first cyclic redundancy check (CRC) control code calculator generates a first cyclic redundancy check (CRC) control code for at least one of the plurality of code blocks when the number of code blocks is more than one and not generates a first cyclic redundancy check (CRC) control code when the number of code blocks is one.

12. A transmitter comprising:
a separator segmenting each of the plurality of transport data blocks into a plurality of code blocks;
a grouping unit grouping the plurality of code blocks into plural groups, each of the plurality of groups containing coded bits of at least one of the plurality of code blocks;
a first CRC calculator generating a first cyclic redundancy check (CRC) code for at least one of the plurality of groups and attaching a first cyclic redundancy check (CRC) code to at least one code block of at least one from many groups;
an encoder encoding information bits of a plurality of code blocks; and
a modulation unit allowing the transmission of multiple groups.

13. The transmitter of claim 12, wherein the separator segments each of the plurality of data transport blocks into a plurality of code blocks, each of the plurality of transport blocks being transmitted by a codeword with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) in a MIMO system.

14. The transmitter of claim 13, wherein each codeword with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) is allocated to at least one MIMO level.

15. The transmitter of claim 14, wherein at least one of the code words with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) carries several code blocks.

16. The transmitter according to clause 15, and different levels with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are set for at least two of the many groups and different code blocks are placed for at least two of the many groups.

17. The transmitter of claim 12, further comprising a second cyclic redundancy check (CRC) code calculator in front of a separator segmenting one transport data block into a plurality of code blocks, generating a second cyclic redundancy check (CRC) code for one transport data block and

attaching a second cyclic redundancy check (CRC) code to a single transport block.

18. A receiver comprising:
a plurality of blocks configured to receive a plurality of groups of resource elements containing encoded bits; a discrete Fourier transform module that converts received time-domain signals into modulation symbols on resource elements; and a demodulator demodulating the transformed modulation symbols on the resource elements into coded bits of the soft decision, which must be decoded by the decoder;
a decoder that generates decoded information bits, decoding, upon receipt of each of a plurality of groups of resource elements, resource elements of several orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols segmented into each of a plurality of groups containing a plurality of resource elements including encoded information bits, by at least one code block; and
a collection unit collecting decoded information bits from a plurality of groups to form a transport block of decoded information bits.

19. The receiver of claim 18, wherein the resource elements of at least one of the plurality of groups are located in adjacent orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols.

20. The receiver according to claim 19, wherein at least one of the boundaries between two of the plurality of groups is located either on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry reference signals or on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols) immediately before or immediately after orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry reference signals.

21. The receiver according to claim 19, wherein the resource elements of several orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols are segmented into a plurality of groups for at least one of a plurality of codewords with a plurality of inputs and a plurality of outputs (MIMO).

22. A receiver comprising:
a decoder decoding information bits from at least one of the plurality of code blocks in the transport block; and
a first cyclic redundancy check (CRC) code calculator calculating a first cyclic redundancy check (CRC) code connected to information bits of at least one of the plurality of code blocks.

23. The receiver of claim 22, further comprising:
after the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator calculating the first cyclic redundancy check (CRC) code connected to information bits of at least one of the plurality of code blocks, the second CRC calculator calculating the second CRC attached to the transport block containing all information bits of the set of code blocks.

24. The receiver of claim 22, wherein the first cyclic redundancy check (CRC) control code calculator calculates a first cyclic redundancy check (CRC) control code attached to the information bits of at least one of the plurality of code blocks when the number of code blocks is greater than one, and does not calculate the first cyclic redundancy check (CRC) code when the number of code blocks is one.

25. A receiver comprising:
a multi-input multi-output processor (MIMO) generating soft decision bits for at least one of a plurality of code blocks in a multi-input multi-output codeword (MIMO);
a decoder decoding information bits from at least one of the plurality of code blocks in the MIMO codeword;
a first cyclic redundancy check (CRC) code calculator calculating a first cyclic redundancy check (CRC) code connected to information bits of at least one of the plurality of code blocks in the MIMO codeword; and
a second cyclic redundancy check (CRC) code calculator after the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator calculating a first cyclic redundancy check (CRC) code connected to information bits from at least one of the plurality of code blocks, calculating a second cyclic redundancy check (CRC) code for all information bits of the plurality of code blocks in the MIMO codeword.

26. A receiver comprising:
a plurality of blocks configured to receive a plurality of groups of code blocks containing coded bits;
a decoder that generates decoded information bits, decoding, upon receipt of coded soft decision bits of each of a plurality of groups of code blocks, wherein coded soft decision bits include at least one code block in at least one of the plurality of groups; and
a first cyclic redundancy check (CRC) code calculator computing a first cyclic

redundancy check (CRC) code connected to information bits of at least one of the plurality of code blocks; and
a second cyclic redundancy check (CRC) code calculator after the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator calculating a first cyclic redundancy check (CRC) code connected to information bits of at least one of the plurality of code blocks calculating a second cyclic redundancy check (CRC) code for all information bits from a plurality of code blocks.

27. The receiver of claim 26, further comprising:
in front of the decoder generating the decoded information bits, a discrete Fourier transform module that converts the received signals of the time domain into modulation symbols on resource elements; and
a demodulator that demodulates the converted modulation symbols on the resource elements into coded bits of the soft decision, which must be decoded by the decoder.

28. The receiver of claim 26, wherein each of the codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) carries multiple code blocks and one cyclic redundancy check (CRC) code is applied to each of the MIMO codewords.

29. The receiver of claim 28, further comprising a second cyclic redundancy check (CRC) code calculator after the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator calculating a first cyclic redundancy check (CRC) code connected to at least the information bits one of the plurality of code blocks, computing the second cyclic redundancy check (CRC) control code for all information bits from the plurality of code blocks in the MIMO codeword.

30. A method for transmitting information bits, comprising the steps of:
segmenting a data transport block into a plurality of code blocks;
encode information bits of a plurality of code blocks in a transport block;
segmenting a plurality of resource elements in several orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols into a plurality of groups, each of the plurality of groups comprising a plurality of resource elements including encoded information bits from at least one code block;
transform many groups of resource elements into time-domain signals by the inverse fast Fourier transform (IFFT) method and
transmit many groups of resource elements containing encoded information bits.

31. The method of claim 30, wherein the resource elements of at least one of the plurality of groups are located in adjacent orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols.

32. The method according to p, and at least one of the boundaries between two of the many groups is located either on the symbols of the multiplexing orthogonal frequency division (OFDM), which carry the reference signals, or on the symbols of the multiplexing orthogonal frequency division (OFDM) immediately before or immediately after orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry reference signals.

33. The method of claim 30, further comprising determining a channel interleaver, ensuring that each modulation symbol in each of the plurality of groups contains coded bits from several code blocks, the channel interleaver being selected from one of:
expanding the coded bits of each code block in each of the plurality of groups by a predetermined maximum number of resource elements in each of the plurality of groups and
expanding coded bits of each of the plurality of code blocks in each of the plurality of groups to different modulation positions.

34. The method of claim 30, wherein the plurality of transport blocks are segmented into a plurality of code blocks and the plurality of resource elements are segmented into a plurality of groups for a plurality of codewords with a plurality of inputs and a plurality of outputs (MIMO) in a system with a plurality of inputs and a plurality of outputs (MIMO), wherein each codeword with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) is allocated to at least one layer with multiple inputs and multiple outputs (MIMO).

35. The method according to clause 34, wherein different levels with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are set for at least two of the multiple groups and different codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are located at least for two of the many groups.

36. The method according to clause 34, wherein each codeword with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) carries multiple code blocks and one cyclic redundancy check (CRC) code is applied to each of the codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) .

37. A method for transmitting information bits, comprising the steps of: splitting the data transport block into a plurality of code blocks; using a first cyclic redundancy check (CRC) code calculator, a first cyclic redundancy check (CRC) code is generated for at least one of the plurality of code blocks and a first cyclic redundancy check (CRC) code is attached to at least one of the many code blocks; and encode information bits of multiple code blocks.

38. The method according to clause 37, further comprising a stage in which: before the step in which the transport data block is divided into a plurality of code blocks, a second cyclic redundancy check (CRC) control code is generated with a second cyclic redundancy check (CRC) code for the data transport block and a second cyclic redundancy check (CRC) code is attached) to the transport block.

39. The method according to clause 37, wherein the first cyclic redundancy check (CRC) code is generated by the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator for at least one of the plurality of code blocks when the number of code blocks is more than one, and no the first cyclic redundancy check (CRC) code is not generated by the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator when the number of code blocks is one.

40. A method for receiving encoded information bits, comprising the steps of:
for each of a plurality of consecutively encountered transport blocks, a plurality of groups of resource elements are received, each group comprising coded information bits from at least one code block; and
for each of a plurality of successively occurring transport blocks, the received time-domain signals are converted into modulation symbols on resource elements by the discrete Fourier transform method and the converted modulation symbols demodulated from the discrete Fourier transform method are demodulated; decode, upon receipt of each of a plurality of groups of resource elements, resource elements of several orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols divided into each of a plurality of groups with a boundary between two groups, and at least one of the boundaries between two groups is located either on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry reference signals, or on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols

immediately before and immediately after the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols that carry the reference signals, and each of the plurality of groups contains a plurality of resource elements including encoded information bits from at least one code block.

41. The method of claim 40, wherein different levels with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are specified for at least two of the multiple groups, and different MIMO codewords are located for at least two of the multiple groups.

42. The method of claim 40, wherein each of the codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) carries multiple code blocks and one cyclic redundancy check (CRC) control is applied to each of the codewords with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) .

43. The method according to § 42, wherein different levels with multiple inputs and multiple outputs (MIMO) are specified for at least two of the multiple groups and different MIMO codewords are allocated to at least two of the multiple groups.

44. The method according to § 42, further comprising the stage of: after the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator computing the first cyclic redundancy check (CRC) code connected to information bits from at least one of the plurality of code blocks using a second cyclic redundancy check (CRC) code calculator) calculate the second cyclic redundancy check (CRC) control code for all information bits from the plurality of code blocks in the MIMO codeword.

45. A method for receiving information bits of code blocks, comprising the steps of:
accepting a plurality of groups of code blocks containing coded bits;
upon receipt of each of a plurality of groups of code blocks containing coded bits comprising several code blocks in each of a plurality of transport blocks in series, decode coded bits comprising several code blocks in each of a plurality of groups; and
using the first cyclic redundancy check (CRC) code calculator, a first cyclic redundancy check (CRC) control code is connected to the information bits of at least one of the plurality of code blocks.

46. A method for receiving code blocks, comprising the steps of: restore and suppress at the receiver the signals of successfully decoded code blocks from the received signals; provide a negative notification (NAK) from the receiver in the case of an unsuccessfully decoded code block; and re-decode at the receiver code blocks that have not yet been decoded successfully.

47. A method for detecting errors in a data transmission system, comprising the steps of: firstly, they attach to the data block on the transmitter one cyclic redundancy check (CRC) code of the transport block; dividing the data block at the transmitter into a plurality of code blocks; and, secondly, a cyclic redundancy check (CRC) code block of the code block is attached to the transmitter to at least one of the plurality of code blocks in order to improve error detection in the code block.

48. The method according to clause 47, further comprising the step of: attach one cyclic redundancy check (CRC) code block code to several code blocks on the transmitter.

Patent Citations (64)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

Family To Family Citations

DE69320321T2 *1993-02-051998-12-24Hewlett Packard CoMethod and device for checking CRC codes, combining CRC partial codes

JP3263706B21995-09-292002-03-11三菱電機株式会社Error correction decoding method

JPH09259537A *1996-03-251997-10-03Toshiba CorpInformation record disk having alternate area

WO1999041853A1 *1998-02-141999-08-19Samsung Electronics Co., Ltd.Data communication device and method for mobile communication system with dedicated control channel

EP1005726B11998-03-312003-10-15Samsung Electronics Co., Ltd.TURBO ENCODING/DECODING DEVICE AND METHOD FOR PROCESSING FRAME DATA ACCORDING TO QoS

EP0959580A11998-05-191999-11-24Lucent Technologies Inc.Iterative equaliser and decoder

US6173431B1 *1998-07-012001-01-09Motorola, Inc.Method and apparatus for transmitting and receiving information packets using multi-layer error detection

US6490260B1 *1998-08-032002-12-03Samsung Electronics, Co., Ltd.Transmitter with increased traffic throughput in digital mobile telecommunication system and method for operating the same

ES2275508T31999-05-192007-06-16Samsung Electronics Co., Ltd.Appliance and method of turbo intercale.

RU2212103C21999-05-192003-09-10Самсунг Электроникс Ко., Лтд.Turbo-interleaving device and method

FR2797736B11999-08-192001-10-12Mitsubishi Electric FranceMethod for configuring a telecommunications system

US6956909B22000-02-292005-10-18Lg Electronics Inc.Transmission rate matching apparatus and method for next generation mobile communication system

JP3297668B2 *2000-04-262002-07-02松下電器産業株式会社Encoding / decoding device and encoding / decoding method

EP1179934A12000-08-112002-02-13Mitsubishi Electric Information Technology Centre Europe B.V.Adaptive turbo-equalization

US6798826B12000-11-062004-09-28Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for performing reverse rate matching in a CDMA system

US7010740B1 *2001-05-172006-03-07Emc CorporationData storage system having no-operation command

US6983166B22001-08-202006-01-03Qualcomm, IncorporatedPower control for a channel with multiple formats in a communication system

KR100762632B1 *2001-10-172007-10-01삼성전자주식회사Apparatus for multiplexing/demultiplexing channel in code division multiple access communication system and method thereof

US7260770B2 *2001-10-222007-08-21Motorola, Inc.Block puncturing for turbo code based incremental redundancy

KR100810350B12002-01-072008-03-07삼성전자주식회사Method and apparatus according to the time variant channel for data transporting transmitting/andreceiving data using in mobile system with antenna array

DE10238841B42002-08-232010-01-28Infineon Technologies AgParallel processing of the decoding and the cyclic redundancy check when receiving mobile radio signals

KR20040046649A2002-11-282004-06-05삼성전자주식회사Encoding apparatus and method for error-correction, and decoding apparatus and method therefor

JP2004288283A *2003-03-202004-10-14Hitachi LtdInformation recording format, information recording/reproducing and encoding method/circuit, and magnetic disk recording and reproducing device using the method/circuit, information recording and reproducing device, and information communication device

US6999498B22003-04-242006-02-14Bae Systems Information And Electronic Systems Integration Inc.Multiuser detection aided multiple access differential frequency-hopped spread spectrum

KR101000388B12003-05-152010-12-13엘지전자 주식회사mobile communication system, and signaling method of the same

JP2005033399A2003-07-102005-02-03Fujitsu LtdPacket transmitter and receiver

KR20050020526A2003-08-232005-03-04삼성전자주식회사Apparatus and method for bit interleaving in mobile communication system

US8908496B2 *2003-09-092014-12-09Qualcomm IncorporatedIncremental redundancy transmission in a MIMO communication system

SE0303031D02003-11-122003-11-12Ericsson Telefon Ab L MInter-frequency and inter-RAT handover measurements

KR100594021B1 *2003-11-132006-06-30삼성전자주식회사Bit scrambling method and apparatus for packet transmission/reception in wireless communication system

EP1684454A4 *2003-11-212013-07-03Panasonic CorpMulti-antenna receiving apparatus, multi-antenna receiving method, multi-antenna transmitting apparatus, and multi-antenna communication system

JP4268025B2 *2003-12-012009-05-27株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモTransmitter and receiver

JP4005974B2 *2004-01-092007-11-14株式会社東芝Communication device, communication method, and communication system

KR100866237B12004-01-202008-10-30삼성전자주식회사Apparatus and method for deciding modulation degree and receiving data in a high rate data wireless communication

WO2005074164A12004-01-282005-08-11Koninklijke Philips Electronics N.V.Diversity system for transmitting a signal with sub-carriers

US8611283B2 *2004-01-282013-12-17Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus of using a single channel to provide acknowledgement and assignment messages

JP4622263B2 *2004-02-272011-02-02富士通株式会社Transmitting apparatus, receiving apparatus, and retransmission control method

US7920884B2 *2004-06-042011-04-05Qualcomm IncorporatedFrame structures for a wireless communication system with multiple radio technologies

JP4501566B22004-07-132010-07-14富士通株式会社Wireless communication apparatus and mobile station

KR20060006542A *2004-07-162006-01-19삼성전자주식회사Mimo transmitter for wlan system at the base of ofdm and methods thereof

US9148256B22004-07-212015-09-29Qualcomm IncorporatedPerformance based rank prediction for MIMO design

JP4415789B2 *2004-08-202010-02-17株式会社日立製作所Wireless communication system

US8406695B22004-12-232013-03-26Qualcomm IncorporatedJoint interference cancellation of pilot, overhead and traffic channels

JP4940400B22004-12-232012-05-30エスティー-エリクソン、ソシエテ、アノニムLow complexity blind transport format detection

JP2006186557A2004-12-272006-07-13Nec CorpWireless communication system

JP4284280B22005-01-182009-06-24株式会社東芝Wireless communication system and wireless transmission device

JP4494238B2 *2005-02-032010-06-30株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモMIMO multiplex transmission apparatus and MIMO multiplex transmission method

KR20060095225A *2005-02-282006-08-31삼성전자주식회사Apparatus for transmitting hs-dsch in w-cdma system

WO2006102745A1 *2005-03-302006-10-05Nortel Networks LimitedMethod and system for combining ofdm and transformed ofdm

KR20070015997A *2005-08-022007-02-07삼성전자주식회사Apparatus and method for transmitting/receiving signal using differentiated multi level modulation and demodulation in wireless communication system

EP1915826A4 *2005-08-192014-01-22Korea Electronics TelecommVirtual multiple antenna method for ofdm system and ofdm-based cellular system

US7903628B22005-08-222011-03-08Qualcomm IncorporatedConfigurable pilots in a wireless communication system

US8265768B2 *2005-08-302012-09-11Boston Scientific Neuromodulation CorporationTelemetry protocol for ultra low error rates useable in implantable medical devices

JP4092352B22005-11-162008-05-28Ｎｅｃエレクトロニクス株式会社 Decoding device, decoding method, and receiving device

WO2007117218A1 *2006-04-122007-10-18Panasonic CorporationTransmission of multicast/broadcast services in a wireless communication network

JP4945751B22006-11-062012-06-06国立大学法人九州大学Transmission system, transmission method, reception filter, and decoding method

EP2109243A12007-01-292009-10-14Panasonic CorporationRadio communication system, radio communication device, and retransmission control method

CN101611568B *2007-02-132013-04-03Lm爱立信电话有限公司Methods and systems for combined cyclic delay diversity and precoding of radio signals

US8379738B22007-03-162013-02-19Samsung Electronics Co., Ltd.Methods and apparatus to improve performance and enable fast decoding of transmissions with multiple code blocks

US8386878B2 *2007-07-122013-02-26Samsung Electronics Co., Ltd.Methods and apparatus to compute CRC for multiple code blocks

KR100928261B12007-09-082009-11-24엘지전자 주식회사Signal Division and RC Attachment Method for Non-Detection Error Reduction

US7853857B22007-09-142010-12-14Motorola Mobility, Inc.Multi-layer cyclic redundancy check code in wireless communication system

WO2009096658A12008-01-312009-08-06Lg Electronics Inc.Method for determining transport block size and signal transmission method using the same

KR101633326B12009-02-272016-06-24엘지전자 주식회사Method of transmission

* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (122)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

RU2722583C1 *2017-02-222020-06-01Гуандун Оппо Мобайл Телекоммьюникейшнз Корп., Лтд.Method and device for transmitting information

Family To Family Citations

US7992070B2 *2006-12-272011-08-02Nec Laboratories America, Inc.Bit-interleaved LDPC-coded modulation for high-speed optical transmission

US8379738B22007-03-162013-02-19Samsung Electronics Co., Ltd.Methods and apparatus to improve performance and enable fast decoding of transmissions with multiple code blocks

EP2129021A1 *2007-03-202009-12-02Mitsubishi Electric CorporationWireless communication system, base station, terminal device, and wireless communication method

US8254245B2 *2007-04-272012-08-28Lg Electronics Inc.Method for transmitting downlink control channel in a mobile communications system and a method for mapping the control channel to physical resource using block interleaver in a mobile communications system

US8266508B22007-06-082012-09-11Telefonaktiebolaget L M Ericsson (Publ)Computational efficient convolutional coding with rate matching

US8009758B2 *2007-06-202011-08-30Samsung Electronics Co., LtdApparatus and method for channel-interleaving and channel-deinterleaving data in a wireless communication system

US8386878B2 *2007-07-122013-02-26Samsung Electronics Co., Ltd.Methods and apparatus to compute CRC for multiple code blocks

US20090074103A1 *2007-09-142009-03-19Texas Instruments IncorporatedRate matching to maintain code block resource element boundaries

US20100211842A1 *2007-10-092010-08-19Sung Ho MoonMethod of transmitting data using constellation rearrangement

US8656248B2 *2007-12-132014-02-18Qualcomm IncorporatedHierarchical CRC scheme

AU2007254595B2 *2007-12-202011-04-07Canon Kabushiki KaishaConstellation detection

US9130712B2 *2008-02-292015-09-08Google Technology Holdings LLCPhysical channel segmentation in wireless communication system

US20090245423A1 *2008-03-282009-10-01Qualcomm IncorporatedDe-Interlever That Simultaneously Generates Multiple Reorder Indices

US8199836B2 *2008-05-022012-06-12Nec Laboratories America, Inc.Multi-resolution precoding codebook

JP2011525321A *2008-06-122011-09-15ノーテル・ネットワークス・リミテッドSystem and method for SC-FDMA transmission diversity

US9236918B2 *2008-06-242016-01-12Panasonic Intellectual Property Corporation Of AmericaMIMO transmitting apparatus, MIMO receiving apparatus, MIMO transmission signal formation method, and MIMO transmission signal separation method

US8867565B2 *2008-08-212014-10-21Qualcomm IncorporatedMIMO and SDMA signaling for wireless very high throughput systems

JP5538400B2 *2008-09-182014-07-02テレフオンアクチーボラゲット エルエム エリクソン（パブル）Method and apparatus for use in a mobile communication network

US20100202302A1 *2008-09-212010-08-12Research In Motion LimitedSystem and method for reserving and signaling hybrid automatic repeat request identifiers

US8780817B22008-09-222014-07-15Qualcomm IncorporatedApparatus and method for reducing overhead for communications

CN101729513B2008-10-272014-02-19华为数字技术（成都）有限公司
Network authentication method and device

KR101629298B1 *2008-10-302016-06-10엘지전자 주식회사Method of transmitting control signal in wireless communication system and appratus therefore

BRPI0921738A22008-11-132016-01-05Nortel Networks Ltdmethod and system for reduced complexity channel estimation and interference cancellation for maximum demodulation

JP5389932B2 *2008-11-142014-01-15エルジー エレクトロニクス インコーポレイティドData transmission method and apparatus using multiple resources in multiple antenna system

FR2938990B1 *2008-11-272011-01-21Canon KkMethod and device for antenna pointing

CN101754394B2008-12-102012-01-04华为技术有限公司User equipment, resource determining method, resource reporting method and resource allocation system

CN101783700B *2009-01-212013-03-27电信科学技术研究院Indication method for upstream data transmission and method and device for transmitting upstream data

US8780821B2 *2009-02-202014-07-15Qualcomm IncorporatedChannel interleaver for transmission of multiple code blocks in a wireless communication system

KR101633326B1 *2009-02-272016-06-24엘지전자 주식회사Method of transmission

KR101826671B1 *2009-03-102018-02-08삼성전자 주식회사A method for transmitting and receiving data using Interference Cancellation in a Single-Carrier Frequency Division Multiple Access system and an apparatus thereof

KR101452732B12009-03-102014-10-21삼성전자주식회사System and method for cooperating between basestations

US8737503B2 *2009-03-172014-05-27Futurewei Technologies, Inc.System and method for multiple input, multiple output layer mapping

JP5212539B2 *2009-03-252013-06-19富士通株式会社Radio communication system, mobile station apparatus, base station apparatus, and radio communication method in radio communication system

EP2424143A1 *2009-04-242012-02-29Panasonic CorporationWireless communication device and wireless communication method

EP2434823A1 *2009-04-272012-03-28Panasonic CorporationWireless communication device and wireless communication method

US8638745B22009-05-152014-01-28Telefonaktiebolaget L M Ericsson (Publ)Reference symbol distribution method and apparatus

US8543884B2 *2009-06-162013-09-24Qualcomm IncorporatedCommunications channel parallel interleaver and de-interleaver

WO2011004948A1 *2009-07-102011-01-13엘지전자주식회사Data transmission method and apparatus using multiple resources in wireless communication system

KR101641968B1 *2009-09-142016-07-29엘지전자 주식회사Method and appraturs for transmitting downlink signal in a mimo wireless communication system

US10193678B22009-10-082019-01-29Qualcomm IncorporatedMuting schemes for channel state information reference signal and signaling thereof

US8917796B1 *2009-10-192014-12-23Marvell International Ltd.Transmission-mode-aware rate matching in MIMO signal generation

KR101159165B12009-11-112012-06-22한국전자통신연구원Method and Apparatus for Derate Matching and Deinterleaving

US8621319B2 *2009-12-142013-12-31Electronics And Telecommunications Research InstituteMethod and apparatus for iterative determination of MIMO iterative receiver

KR101311504B12009-12-142013-09-25연세대학교 산학협력단Method and apparatus for iteration determine of MIMO iterative receiver

US8451964B22010-02-232013-05-28Qualcomm IncorporatedCode block interference cancellation

US9407409B2 *2010-02-232016-08-02Qualcomm IncorporatedChannel state information reference signals

CN102792597A *2010-03-082012-11-21日本电气株式会社Error correcting code decoding device, error correcting code decoding method and error correcting code decoding program

CN102202029B2010-03-242015-01-28中兴通讯股份有限公司Channel estimation method and device for orthogonal frequency division multiplexing system

JP5537211B22010-03-252014-07-02京セラ株式会社Wireless base station

JP5537212B2 *2010-03-252014-07-02京セラ株式会社Wireless base station

CN101834705B *2010-03-302012-08-01重庆大学Signal mapping and de-mapping method for wireless communication system

CN102255840B *2010-05-202014-10-22中兴通讯股份有限公司 Demodulation method and device

WO2012020552A12010-08-132012-02-16パナソニック株式会社Terminal device, base station device, retransmission method, and resource allocation method

WO2012023807A2 *2010-08-202012-02-23한국전자통신연구원Multidimensional layer sending-and-receiving device and method for stereoscopic three-dimensional video data

KR20120018269A2010-08-202012-03-02한국전자통신연구원Multi-dimensional layered modulation transmission apparatus and method for stereoscopic 3d video

CN102404072B *2010-09-082013-03-20华为技术有限公司Method for sending information bits, device thereof and system thereof

US8638761B2 *2010-10-062014-01-28Qualcomm IncorporatedLow-latency interleaving for low-density parity-check (LDPC) coding

MX2013006212A2010-12-022013-12-06Aclara Power Line Systems IncMains-synchronous power-line communications system and method.

US10200166B22011-01-172019-02-05Qualcomm IncorporatedRate matching for coordinated multipoint transmission schemes

CN102611522B *2011-01-252014-12-31中兴通讯股份有限公司Data reconstruction method and device

EP2673892A4 *2011-02-072016-09-14Intel CorpCo-phasing of transmissions from multiple infrastructure nodes

WO2012112872A12011-02-172012-08-23Massachusetts Institute Of TechnologyRateless and rated coding using spinal codes

KR101966128B1 *2011-03-112019-04-05엘지전자 주식회사Method for receiving downlink signal and method for transmitting same, and device for receiving same and device for transmitting same

US8797881B2 *2011-06-132014-08-05Cisco Technology, Inc.Coexistence mechanism for multiple channels

CN102340341A *2011-07-082012-02-01中兴通讯股份有限公司Multi-antenna signal processing method and device for uplink system

TW201728104A2011-08-122017-08-01內數位專利控股公司Method and apparatus for multiple-input multiple-output operation

TWI456957B *2011-08-192014-10-11

US9094179B2 *2011-12-202015-07-28Electronics And Telecommunications Research InstituteApparatus for providing multimedia services and method thereof

CA2763328C *2012-01-062015-09-22Microsoft CorporationSupporting different event models using a single input source

KR101286019B1 *2012-01-202013-07-19주식회사 이노와이어리스Turbo encoder apparatus

US20130216003A1 *2012-02-162013-08-22Qualcomm IncorporatedRESETTABLE VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATORS (VCOs) FOR CLOCK AND DATA RECOVERY (CDR) CIRCUITS, AND RELATED SYSTEMS AND METHODS

US9397786B2 *2012-02-202016-07-19Tyco Electronics Subsea Communications LlcSystem and method including modified bit-interleaved coded modulation

US9160399B22012-05-242015-10-13Massachusetts Institute Of TechnologySystem and apparatus for decoding tree-based messages

US10098095B2 *2012-05-252018-10-09Qualcomm IncorporatedFeedback to enhance rate prediction with bursty interference

US9071315B22012-06-292015-06-30Qualcomm IncorporatedInterference signal diversity combining for interference cancellation

US10440644B2 *2012-06-292019-10-08Qualcomm IncorporatedMethods and apparatus for turbo decoder throttling

EP2888832B1 *2012-08-242019-02-27Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ)Method of receiving mimo transmissions and related device

US9154983B2 *2013-01-142015-10-06Qualcomm IncorporatedSystems and methods for detecting or signaling the presence of bursty interference on wireless networks

WO2014110812A1 *2013-01-182014-07-24华为技术有限公司Information transmission method and device

WO2014169947A1 *2013-04-152014-10-23Huawei Technologies Co., Ltd.Methods and nodes for using precoding in a wirless communication network

CN109361402B2013-05-312019-09-20华为技术有限公司Coding method and encoding device

US9270412B2 *2013-06-262016-02-23Massachusetts Institute Of TechnologyPermute codes, iterative ensembles, graphical hash codes, and puncturing optimization

US9124477B2 *2013-08-282015-09-01Broadcom CorporationFrequency interleave within communication systems

US9294147B2 *2013-10-012016-03-22Aclara Technologies LlcTWACS transmitter and receiver

KR101853671B12013-11-112018-06-20엘지전자 주식회사Apparatus for transmitting broadcast signals, apparatus for receiving broadcast signals, method for transmitting broadcast signals and method for receiving broadcast signals

US9807770B12013-12-062017-10-31Sprint Spectrum LpEfficient use of assigning resources in the uplink of a wireless communication network

CN104753653B *2013-12-312019-07-12中兴通讯股份有限公司A kind of method, apparatus and reception side apparatus of solution rate-matched

CN104202281B *2014-02-262018-12-07中兴通讯股份有限公司Multi-element code modulates mapping method and device

US10212714B2 *2014-03-062019-02-19Lg Electronics Inc.Method for processing received signal of MIMO receiver

CN105850059B2014-03-212020-01-31华为技术有限公司Polar code rate matching method and rate matching device

RU2691885C2 *2014-03-242019-06-18Хуавэй Текнолоджиз Ко., Лтд.Method of matching rate of polar code and device for matching speed of polar code

GB201411341D02014-06-262014-08-13Rolls Royce PlcWireless communication system and method

EP3207462A4 *2014-11-142017-10-04Huawei Technologies Co. Ltd.Systems and methods for software configurable air interface adaptation

US10484135B22014-12-152019-11-19Qualcomm IncorporatedMitigation of bursty interference

KR20160073725A2014-12-172016-06-27삼성전자주식회사Interleaving method and apparatus for determing adaptively interleaving depth

WO2016108556A1 *2014-12-282016-07-07Lg Electronics Inc.Method and apparatus for performing uplink transmission for user equipment requiring coverage enhancements in wireless communication system

CN105812107B *2014-12-312019-12-06中兴通讯股份有限公司Data packet processing method and device in OFDMA system

US9853840B2 *2015-03-022017-12-26Sony CorporationReceiver unit and receiving method

US10541780B2 *2015-03-152020-01-21Qualcomm IncorporatedCode block level error correction and media access control (MAC) level hybrid automatic repeat requests to mitigate bursty puncturing and interference in a multi-layer protocol wireless system

DE102015103809B3 *2015-03-162016-07-07Intel IP CorporationMethod and apparatus for protecting a data transport block against memory errors and transmission errors

WO2016152175A1 *2015-03-262016-09-29ソニー株式会社Device

EP3308512A1 *2015-06-112018-04-18u-blox AGModem apparatus, communications system and method of processing a cyclic prefix

US20190068318A1 *2015-09-242019-02-28Idac Holdings, Inc.Methods for enhanced multiplexing in wireless systems

WO2017059885A1 *2015-10-052017-04-13Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Methods and nodes for communication of a message over a radio link

EP3419190A4 *2016-03-102019-01-02Huawei Technologies Co., Ltd.Transmission diversity method, device and system

US10574404B22016-04-222020-02-25Lg Electronics Inc.Method for transmitting or receiving a HARQ-ACK signal in wireless communication system, and device therefor

US10291356B2 *2016-05-112019-05-14Futurewei Technologies, Inc.Decoding procedures in systems with codeblock segmentation

CN106100810A *2016-06-162016-11-09北京汇通金财信息科技有限公司

Communicator and method based on carrier aggregation technology

US10326558B22016-07-202019-06-18Intel CorporationApparatus, system and method of communicating a single carrier (SC) transmission

CN107645370A *2016-07-202018-01-30华为技术有限公司Method for mapping resource and device

US20180083750A1 *2016-09-222018-03-22Mediatek Inc.Design For Communication Systems Suffering Burst Error

CN109804577A *2016-09-262019-05-24诺基亚技术有限公司The error detection and channel coding of transmission block

US20190327024A1 *2017-01-092019-10-24Intel IP CorporationSystems, methods and devices for meeting cellular data turnaround time

US10608790B22017-05-042020-03-31At&T Intellectual Property I, L.P.Data transmission with code block segmentation for 5G systems

CN108809592A *2017-05-052018-11-13华为技术有限公司Data transmission method and equipment

CN108809506A *2017-05-052018-11-13华为技术有限公司A kind of coding method and device

US10440685B2 *2017-05-052019-10-08Motorola Mobility LlcInterleaving sequential data in time and frequency domains

US20200083990A1 *2017-06-062020-03-12Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Methods, Apparatus and Machine-Readable Mediums for Generation and Transmission of a Message in a Wireless Communications Network

US10420089B22017-08-102019-09-17At&T Intellectual Property I, L.P.Adaptive two-stage downlink control channel structure for code block group based fifth generation (5G) or other next generation systems

CN110535554A *2018-05-252019-12-03大唐移动通信设备有限公司A kind of coding and decoding method and device of data block

US20200127758A1 *2018-10-192020-04-23Qualcomm IncorporatedSystematic bit priority mapping interleaving for layers with different modulation orders

* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

PublicationPublication DateTitle

JP6158272B22017-07-05Codeword replacement and reduced feedback for grouped antennas

JP2017208860A2017-11-24System and method for open loop type mimo communication in scma communication system

US10263676B22019-04-16Layer mapping method and data transmission method for MIMO system

KR101589463B12016-02-22Method and apparatus for transmitting control information in wireless communication system

JP6001607B22016-10-05Transmit diversity for acknowledgments and category 0 bits in wireless communication systems

US10686512B22020-06-16Adaptive transmission systems and methods

EP3207650B12018-09-26Soft packet combining for superposition coding

US9461720B22016-10-04Methods of receiving retransmissions including discontinuous transmission indicators in MIMO systems

USRE46810E12018-04-24System and method for transport block size design for multiple-input, multiple-output (MIMO) in a wireless communications system

US10148394B22018-12-04Methods and apparatus for mapping modulation symbols to resources in OFDM systems

EP2398156B12018-10-03Operation of terminal for multi-antenna transmission

JP5431375B22014-03-05Incremental redundancy transmission for multiple parallel channels in a MIMO communication system

EP3213417B12020-02-12Signal space diversity with rotation angle dependent on modulation used

EP2520032B12019-04-03Uplink demodulation reference signal design for mimo transmission

US8687480B22014-04-01Systems and methods for SC-FDMA transmission diversity

JP4879309B22012-02-22Wireless communication method, wireless communication device, signal generation method, and signal generation device

KR101042995B12011-06-21Methob and apparatus for correctinc errors in a multiple subcarriers communication system using multiple antennas

AU2009201783B22011-04-21Transmit diversity processing for a multi-antenna communication system

TWI385949B2013-02-11Mimo transmission with layer permutation in a wireless communication system

US7889633B22011-02-15Method for uplink transmission in OFDM(A) system

EP1642435B12016-12-21Method and apparatus for communicating symbols in a multiple input multiple output communication system using interleaved subcarriers across a plurality of antennas

KR101829740B12018-02-19Radio base station and user equipment and methods therein

AU2007316400B22011-03-03Codeword level scrambling for MIMO transmission

US8300582B22012-10-30Uplink ACK transmission for SDMA in a wireless communication system

JP5940722B22016-06-29Method and apparatus for calculating CRC for multiple code blocks in a communication system

Priority And Related Applications

Priority Applications (8)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle

US91850307P2007-03-162007-03-16*US Provisional Application*

US60/918,5032007-03-16

US92005607P2007-03-262007-03-26*US Provisional Application*

US60/920,0562007-03-26

US92032407P2007-03-272007-03-27*US Provisional Application*

US60/920,3242007-03-27

US12/039,6452008-02-28

US12/039,6452007-03-162008-02-28Methods and apparatus to improve performance and enable fast decoding of transmissions with multiple code blocks

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11) **2 428 796** (13) **C2**

(51) МПК
H04B 7/26 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: **2009134548/09, 13.03.2008**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
13.03.2008

Приоритет(ы):
(30) Конвенционный приоритет:
16.03.2007 US 60/918,503
26.03.2007 US 60/920,056
27.03.2007 US 60/920,324
28.02.2008 US 12/039,645

(43) Дата публикации заявки: **20.03.2011** Бюл. № 8

(45) Опубликовано: **10.09.2011** Бюл. № 25

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **US 2004/0268206, A1, 30.12.2004. RU 2210185, C2, 10.08.2003. RU 2212103, C2, 10.09.2003. US 6798826, B1, 28.09.2004. US 6510137, B1, 21.01.2003. EP 1130838, A2, 05.09.2001.**

(85) Дата начала рассмотрения заявки PCT на национальной фазе: **15.09.2009**

(86) Заявка PCT:
KR 2008/001425 (13.03.2008)

(87) Публикация заявки PCT:
WO 2008/114957 (25.09.2008)

Адрес для переписки:
129090, Москва, ул.Б.Спасская, 25, стр.3, ООО "Юридическая фирма Городисский и Партнеры", пат.пов. А.В.Мицу, рег.№ 364

(72) Автор(ы):
КХАН Фарук (US),
ПИ Чжоуюэ (US)

(73) Патентообладатель(и):
САМСУНГ ЭЛЕКТРОНИКС КО., ЛТД. (KR)

RU 2428796 C2

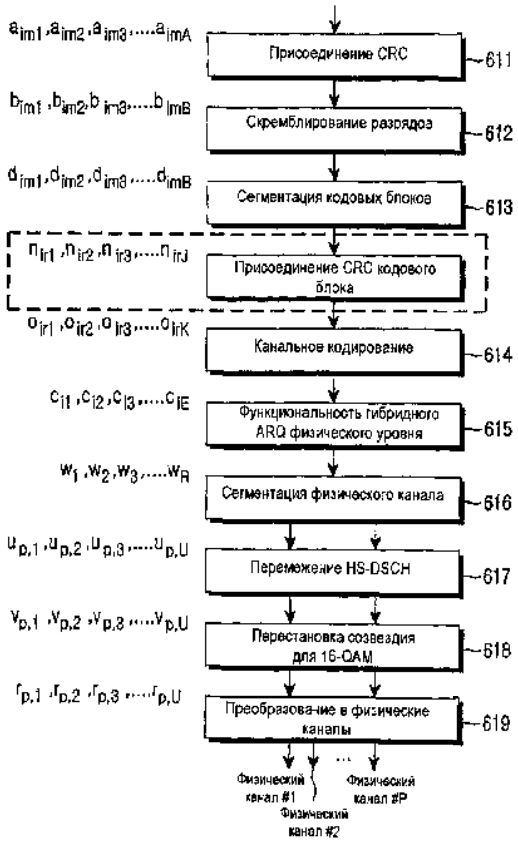
RU 2428796 C2

(54) СПОСОБЫ И УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ И ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВОЗМОЖНОСТИ БЫСТРОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПЕРЕДАЧ С НЕСКОЛЬКИМИ КОДОВЫМИ БЛОКАМИ

(57) Реферат:

Изобретение относится к передаче данных в системе связи. Технический результат - повышение помехозащищенности. Для этого способ включает в себя разделение элементов ресурсов из нескольких кодовых блоков на разные группы и декодирование кодированных разрядов элементов ресурсов в каждой группе без ожидания полного приема транспортного блока для начала декодирования. Способ включает в себя разделение кодированных разрядов из нескольких кодовых блоков на

разные группы и декодирование кодовых блоков, содержащих кодированные разряды, в каждой группе. Первый CRC присоединяется к транспортному блоку, а второй CRC присоединяется, по меньшей мере, к одному кодовому блоку из транспортного блока. Способ конфигурации усовершенствованного перемежителя канала, включающего преобразование из кодированных разрядов разных кодовых блоков в символы модуляции и преобразование из символов модуляции во временные, частотные и пространственные ресурсы, чтобы гарантировать, что каждый кодовый блок получает приблизительно одинаковый уровень защиты. 13 н. и 35 з.п. ф-лы, 34 ил., 5 табл.



ФИГ. 13

RU 2428796 C2

RU 2428796 C2

RUSSIAN FEDERATION

(19) **RU** (11) **2 428 796** (13) **C2**

(51) Int. Cl.
H04B 7/26 (2006.01)

FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21)(22) Application: 2009134548/09, 13.03.2008

(24) Effective date for property rights:
13.03.2008

Priority:
(30) Priority:
16.03.2007 US 60/918,503
26.03.2007 US 60/920,056
27.03.2007 US 60/920,324
28.02.2008 US 12/039,645

(43) Application published: 20.03.2011 Bull. 8

(45) Date of publication: 10.09.2011 **Bull. 25**

(85) Commencement of national phase: 15.09.2009

(86) PCT application:
KR 2008/001425 (13.03.2008)

(87) PCT publication:
WO 2008/114957 (25.09.2008)

Mail address:
129090, Moskva, ul.B.Spasskaja, 25, str.3, OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i Partnery", pat.pov. A.V.Mitsu, reg.№ 364

(72) Inventor(s):
KKhAN Faruk (US),
PI Chzhoujueh (US)

(73) Proprietor(s):
SAMSUNG EhLEKTRONIKS KO., LTD. (KR)

RU 2428796 C2

(54) METHODS AND DEVICES TO INCREASE EFFICIENCY AND TO MAKE IT POSSIBLE TO QUICKLY DECODE TRANSFERS WITH MULTIPLE CODE UNITS

(57) Abstract:

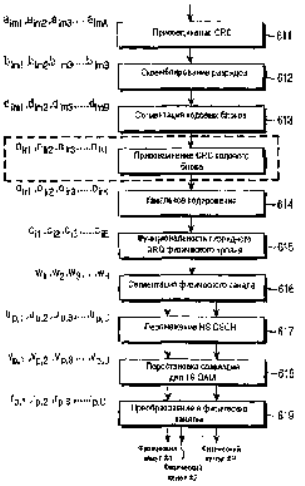
FIELD: information technologies.

SUBSTANCE: method includes separation of resource elements from several code units into various groups into different groups and decoding of coded digits of resource elements in each group without waiting for complete reception of a transport unit to start its decoding. The method includes separation of coded digits from several code units into different groups and decoding of code units that include coded digits in each group. The first CRC joins the transport unit, and the second CRC joints at least one code unit from the transport unit. The method to configure an improved channel interleaver, including conversion from coded digits of various code units into modulation symbols and conversion from modulation symbols into time, frequency and space resources, to guarantee that each code unit receives approximately the same protective level.

EFFECT: improved noise immunity.

48 cl, 34 dwg

RU 2428796 C2



ФИГ. 13

RU 2428796 C2

RU 2428796 C2

УРОВЕНЬ ТЕХНИКИ

Область техники, к которой относится изобретение

Настоящее изобретение относится к способам и устройствам для передачи данных в системе связи, более конкретно к способам и устройствам для повышения производительности передачи с несколькими кодовыми блоками и предоставления возможности быстрого декодирования передач с несколькими кодовыми блоками в системе связи.

Уровень техники

Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM) является технологией для мультиплексирования данных в частотной области. Символы модуляции переносятся на поднесущих частоты, и поднесущие перекрываются друг с другом в частотной области. Тем не менее, ортогональность поддерживается на частоте дискретизации в предположении, что передатчик и приемник обладают безупречной синхронизацией частоты. В случае ухода частоты из-за несовершенной синхронизации частоты или из-за высокой подвижности ортогональность поднесущих на частотах дискретизации нарушается, приводя к помехам между несущими (ICI).

Часть с циклическим префиксом (CP) в принятом сигнале часто искажается предыдущим символом мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) в многолучевом замирании. Когда часть с циклическим префиксом (CP) достаточно длинная, принятый символ мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) без части с циклическим префиксом (CP) должен содержать только свой сигнал, свернутый каналом с многолучевым замиранием. Основное преимущество мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) над другими схемами передачи в том, что мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM) демонстрирует надежность для компенсации многолучевого замирания.

Коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA), который использует модуляцию с одной несущей и коррекцию в частотной области, является методикой, которая обладает аналогичной производительностью и сложностью с таковыми у системы доступа с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDMA). Коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA) выбирается в качестве схемы коллективного доступа восходящей линии связи в системе долгосрочного развития (LTE) Проекта партнерства третьего поколения (3GPP). LTE 3GPP является проектом в Проекте партнерства третьего поколения для совершенствования стандарта мобильных телефонов в Универсальной системе мобильных телекоммуникаций, чтобы справляться с будущими требованиями.

Гибридный автоматический запрос на повторение (HARQ) широко используется в системах связи для борьбы с ошибками декодирования и повышения надежности. N-канальный синхронный гибридный автоматический запрос на повторение (HARQ) часто используется в системах беспроводной связи из-за простоты N-канального синхронного гибридного автоматического запроса на повторение (HARQ). Синхронный гибридный автоматический запрос на повторение (HARQ) принят в качестве схемы HARQ для восходящей линии связи в системе долгосрочного развития (LTE) в 3GPP. На нисходящей линии связи в системах LTE в качестве схемы HARQ принят асинхронный адаптивный HARQ из-за его гибкости и дополнительных преимуществ по производительности над синхронным HARQ.

Системы связи с нескольким антеннами, которые часто называются системами со

множеством входов и множеством выходов (MIMO), широко используются в беспроводной связи для повышения производительности систем связи. В системе MIMO передатчик имеет несколько антенн, допускающих передачу независимых сигналов, и приемник оборудован несколькими приемными антеннами. Многие схемы MIMO часто используются в продвинутой беспроводной системе.

Когда канал является подходящим, например когда скорость мобильной связи низкая, можно использовать замкнутую схему со множеством входов и множеством выходов (MIMO) для повышения производительности системы. В замкнутых системах MIMO приемники сообщают по обратной связи передатчику условие в канале и/или предпочтительные схемы обработки передачи MIMO. Передатчик использует эту информацию обратной связи вместе с другими соображениями, например приоритетом планирования, доступностью данных и ресурсов, чтобы совместно оптимизировать схему передачи. Популярная замкнутая схема MIMO называется предварительным кодированием MIMO. С помощью предварительного кодирования потоки передаваемых данных предварительно умножаются на матрицу предварительного кодирования перед передачей к нескольким передающим антеннам.

Другая перспектива системы со множеством входов и множеством выходов (MIMO) в том, кодируются ли несколько потоков данных для передачи раздельно или вместе. Все уровни для передачи данных кодируются вместе в системе MIMO с единым кодовым словом (SCW), хотя все уровни могут кодироваться раздельно в системе MIMO с несколькими кодовыми словами (MCW). Как MIMO с одним пользователем (SU-MIMO), так и MIMO с несколькими пользователями (MU-MIMO) приняты в нисходящей линии связи системы долгосрочного развития (LTE). MU-MIMO также принята в восходящей линии связи системы долгосрочного развития (LTE), принятие SU-MIMO для восходящей линии связи системы долгосрочного развития (LTE), однако, все еще обсуждается.

В системе долгосрочного развития (LTE), когда транспортный блок большой, транспортный блок сегментируется на несколько кодовых блоков, чтобы могли формироваться несколько кодированных пакетов. Это разбиение транспортного блока обеспечивает такие преимущества, как предоставление возможности реализации параллельной обработки или конвейера и гибкий компромисс между потреблением энергии и сложностью аппаратных средств.

Разные схемы модуляции, например квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), двухпозиционная фазовая манипуляция (BPSK), восьмипозиционная фазовая манипуляция (8-PSK), 16-позиционная квадратурная амплитудная модуляция (16-QAM) или 64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция (64-QAM), могут использоваться для адаптивной модуляции и для увеличения спектральной эффективности модуляции. В случае модуляции 16-QAM четверки разрядов, b0b1b2b3, преобразуются в комплекснозначные символы модуляции x=I+jQ. Разные позиции модуляции, однако, имеют разные уровни защиты.

Когда передаются несколько кодовых блоков, производительность передачи диктуется кодовым блоком, который обладает наихудшей производительностью. Перемежитель канала, включающий преобразование из кодированных разрядов разных кодовых блоков в символы модуляции и преобразование из символов модуляции во временные, частотные и пространственные ресурсы, нужно тщательно проектировать, чтобы гарантировать, что каждый кодовый блок получает приблизительно одинаковый уровень защиты. Когда передаются несколько кодовых блоков, полезно разрешить приемнику начать декодирование некоторых кодовых

блоков, пока приемник еще демодулирует символы модуляции для других кодовых блоков. В системе долгосрочного развития (LTE) это представляет проблему из-за плохого влияния на производительность оценки канала, если нет достаточного количества опорных сигналов во время демодуляции и декодирования.

Чтобы поддерживать хорошую производительность оценки канала, часто используется интерполяция опорных сигналов в выбранных элементах ресурсов, расположенных вокруг элемента ресурсов, который нужно оценить, чтобы получить оценку канала для элемента ресурсов с повышенной производительностью. Однако это означает, что демодуляция символа модуляции в элементе ресурсов, который нужно оценить, должна ждать, пока принимаются все элементы ресурсов, выбранные для оценки элемента ресурсов. Другими словами, если возникает необходимость в демодуляции элемента ресурсов, который нужно оценить, перед приемом символа мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), который содержит некоторые или все выбранные элементы ресурсов для оценки элемента ресурсов, производительность оценки канала для элементов ресурсов может сильно страдать.

РАСКРЫТИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

Задача настоящего изобретения - создание усовершенствованных способов и устройств передачи сигналов с несколькими кодовыми блоками.

Другая задача настоящего изобретения - создание усовершенствованной конфигурации перемежителей канала и усовершенствованных беспроводных приемников.

Другая задача настоящего изобретения - создание способов и устройств, дающих возможность быстрого декодирования нескольких кодовых блоков, наряду с поддержанием хорошей производительности оценки канала.

Другая задача настоящего изобретения - создание усовершенствованного способа и усовершенствованного устройства для передачи данных путем задействования быстрого декодирования передач сигналов, переносящих несколько кодовых блоков.

В одном варианте осуществления настоящего изобретения создается усовершенствованная конфигурация перемежителя канала и приемника, и принимается во внимание отдельный способ кодирования нескольких кодовых блоков, чтобы повысить производительность. Конфигурация перемежителя канала, включающего в себя преобразование из кодированных разрядов разных кодовых блоков в символы модуляции и преобразование из символов модуляции во временные, частотные и пространственные ресурсы, гарантирует, что каждый кодовый блок получает приблизительно одинаковый уровень защиты. На стороне приемника, когда некоторые кодовые блоки принимаются правильно, а некоторые нет, сигнал успешно декодированных кодовых блоков может быть восстановлен и аннулирован из принятого сигнала. После аннулирования приемник может попытаться повторно декодировать другие кодовые блоки. Взаимное влияние других кодовых блоков, которые еще не декодированы успешно, может по этой причине значительно снижаться, и вероятность того, что приемник сможет декодировать другие кодовые блоки, может соответственно значительно увеличиться.

В одном варианте осуществления изобретения перед передачей к каждому кодовому блоку добавляется CRC, чтобы обеспечить обнаружение ошибок для каждого кодового блока. После присоединения CRC транспортного блока, скремблирования разрядов и сегментации кодового блока CRC кодового блока присоединяется по меньшей мере к одному из кодовых блоков и передается сигнал.

Отметим, что если имеется только один кодовый блок в транспортном блоке, то CRC кодового блока может быть ненужным. Служебная нагрузка от CRC может быть дополнительно уменьшена путем присоединения только одного CRC кодового блока для нескольких кодовых блоков перед передачей.

В настоящем изобретении предоставляется некоторое количество этапов для применения в усовершенствованной конфигурации перемежителя канала.

Этап 1

Во-первых, для каждого кодового блока символы S, P_1, P_2 предполагают соответственно систематические разряды, разряды четности от кодера 1 в турбокодере и разряды четности от кодера 2 в турбокодере. В одном варианте осуществления настоящего изобретения кодированные разряды после второго согласования скорости переставляются на основе кодовых блоков. Переставленные разряды могут использоваться для заполнения частотно-временных ресурсов и позиций модуляции в символах модуляции.

Этап 2

Во-вторых, эти разряды сначала заполняют пространство по измерению индекса частоты (то есть поднесущей). Затем они заполняют пространство по измерению индекса времени (то есть символа OFDM). Наконец они заполняют пространство по измерению индекса позиции модуляции. Другое упорядочение измерений, безусловно, возможно и охватывается настоящим изобретением.

Этап 3

В-третьих, для каждого индекса позиции модуляции и каждого символа мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) информационные разряды перемежаются по измерению частоты. Например, может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов (BRO) или перемежитель с сокращенным обращенным порядком разрядов. Либо любой другой перемежитель может использоваться для этой цели. Иногда может использоваться один или несколько упрощенных шаблонов перетасовки. Например, могут использоваться циклические сдвиги или заданные шаблоны перемежения/перестановки/перетасовки/ обмена. Эти шаблоны могут меняться или не меняться для каждого символа OFDM и/или каждого индекса позиции модуляции. Иногда количество элементов ресурсов, доступное в каждом символе OFDM, может отличаться из-за разной степени исключения или использования другими каналами в этих символах OFDM. В этом случае перемежитель с разными размерами может использоваться на разных символах OFDM.

Этап 4

В-четвертых, для каждого индекса позиции модуляции и каждой поднесущей информационные разряды перемежаются по измерению времени. Например, может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов (BRO) или перемежитель с сокращенным обращенным порядком разрядов. Либо любой другой перемежитель может использоваться для этой цели. Иногда может использоваться один или несколько упрощенных шаблонов перестановки. Например, могут использоваться циклические сдвиги или заданные шаблоны перемежения/перестановки/перетасовки/ обмена. Эти шаблоны могут меняться или не меняться для каждой позиции модуляции и/или индекса поднесущей. Иногда количество элементов ресурсов, доступное по каждому индексу поднесущей, может отличаться из-за разной степени исключения или использования другими каналами на этой поднесущей. В этом случае перемежитель с разными размерами может

использоваться на разных поднесущих.

Этап 5

В-пятых, для каждой поднесущей и каждого символа OFDM информационные разряды перемежаются по измерению индекса позиции модуляции. Например, может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов (BRO) или перемежитель с сокращенным обращенным порядком разрядов. Либо любой другой перемежитель может использоваться для этой цели. Иногда может использоваться один или несколько упрощенных шаблонов перестановки. Например, могут использоваться циклические сдвиги или заданные шаблоны перемежения/перестановки/перетасовки/ обмена. Эти шаблоны могут меняться или не меняться для каждой поднесущей и/или каждого символа OFDM. Предпочтительные шаблоны будут объясняться позже в настоящем изобретении.

Другой предпочтительный вариант осуществления конфигурации перемежителя канала состоит по меньшей мере из одного из пяти вышеизложенных этапов.

Вышеупомянутые варианты осуществления конфигурации перемежителя канала могут беспрепятственно распространяться на случай передач MIMO. Предположим, что несколько уровней выделяются кодовому слову MIMO. Этот сценарий может применяться к системам долгосрочного развития (LTE), например, когда передача SU-MIMO имеет ранг выше 1. В этом случае в конфигурацию перемежителя канала добавляется пространственное измерение. Пространство для кодированных разрядов может быть описано в виде четырехмерного пространства во времени, частоте, пространстве и позициях модуляции.

В другом варианте осуществления изобретения вышеупомянутые варианты осуществления распространяются на передачи MIMO с разными пространственными измерениями на разных элементах ресурсов.

В системе MIMO ранг (количество пространственных измерений или уровней) может отличаться на разных элементах частотных ресурсов. Вышеупомянутые варианты осуществления также могут распространяться на передачи с разным порядком модуляции на разных ресурсах. Например, если два блока ресурсов обладают очень разным CQI, передатчик может использовать разные порядки модуляции на этих двух блоках ресурсов. В этом случае по-прежнему применяется задача исполнения в максимальном расширении кодированных разрядов в каждом кодовом блоке по времени, частоте, пространству и позициям модуляции. Специальная обработка должна быть реализована для обработки случая разных пространственных измерений или разных порядков модуляции на разных частотно-временных ресурсах. Например, аналогично схеме элементов ресурсов может быть построена схема для включения пространственного измерения и измерения позиций модуляции. Уровни или позиции модуляции, которые не являются доступными, будут пропускаться.

В другом варианте осуществления изобретения задается приоритет систематических разрядов в преобразовании кодированных разрядов и символов модуляции, образованных этими кодированными разрядам, в элементы ресурсов и пространственные измерения.

Установление приоритетов систематического разряда также может быть реализовано путем задания нескольких областей по измерению позиций модуляции.

В другом варианте осуществления изобретения кодированные разряды каждого кодового блока распределяются как можно равномернее на разных позициях модуляции. Существуют различные пути достижения этой цели. Один подход состоит в

перечислении всех шаблонов перестановки у позиций модуляции.

Может выбираться подмножество шаблонов перестановки. Например, один задающий шаблон перестановки вместе с его циклически сдвинутыми версиями может использоваться в качестве одного подмножества шаблонов.

Конечно, выбор подмножества шаблонов перестановки может быть различным и зависит от других проектных параметров. Например, не все циклические сдвиги необходимы в выбранном подмножестве. Могут выбираться циклические сдвиги из нескольких задающих шаблонов перестановки.

Разные предпочтительные задающие шаблоны перестановки и их циклические сдвиги могут быть получены путем считывания позиций по окружности, начиная с любой позиции и двигаясь либо по часовой стрелке, либо против часовой стрелки. Таким образом, достигается максимальное разделение позиций модуляции с одинаковым уровнем защиты. Этот способ также применим к другим порядкам модуляции. Хотя предпочтительны задающие шаблоны перестановки, которые формируются таким образом, и их циклические сдвиги, это изобретение, конечно, охватывает применение перемежения, перестановки, перетасовки, обмена, перестановки позиций модуляции на элементах ресурсов и/или по повторным передачам с любым шаблоном или в любом виде.

В другом варианте осуществления этого изобретения предлагается итеративная операция для приема нескольких кодовых блоков, которые мультиплексируются вместе внутри символов модуляции. С помощью вышеупомянутой конфигурации перемежителя канала кодированные разряды разных кодовых блоков мультиплексируются в один символ модуляции.

В операции декодирования также возможна параллельная обработка. После операции декодирования одни кодовые блоки могут успешно декодироваться, тогда как некоторые другие - нет. В этом случае кодовые блоки в тех декодированных кодовых блоках восстанавливаются. Вследствие того что кодированные разряды в этих блоках мультиплексируются в те же символы модуляции вместе с кодированными разрядами тех кодовых блоков, которые являются неуспешными, информация из этих кодированных разрядов используется для помощи в обнаружении кодированных блоков, которые все еще являются неуспешными.

В другом варианте осуществления настоящего изобретения уменьшенное созвездие может повысить производительность обнаружения у передачи.

В другом варианте осуществления настоящего изобретения итеративная операция может выполняться без правильного декодирования и повторного кодирования некоторых кодовых блоков. Вместо этого надежность кодированных и информационных разрядов может использоваться для прохождения через итерации, чтобы повысить производительность обнаружения. Одно представление надежности называется внешней информацией, которая является новой правдоподобной информацией о каждом разряде, который передается между несколькими блоками обработки в итерационном цикле.

В другом варианте осуществления изобретения несколько символов OFDM в субкадре разделяются на некоторое количество групп с границей между, по меньшей мере, двумя группами, расположенной в символах OFDM опорного сигнала (RS) или в тех символах OFDM непосредственно до или непосредственно после символов OFDM опорного сигнала. Каждая группа содержит элементы ресурсов, которые будут переносить кодированные разряды по меньшей мере из одного кодового блока. Элементы ресурсов в каждой группе являются смежными или близкими друг к другу

во временной области. Поэтому приемник может начинать декодирование по меньшей мере одного кодового блока после приема всех элементов ресурсов в каждой группе. В разных ситуациях может использоваться разная конфигурация групп, например, но не только, разные UE [пользовательское оборудование], разные субкадры, разное качество обслуживания и т.д. без отклонения от сущности этого изобретения.

В другом варианте осуществления этого изобретения группы задаются на основе кодовых блоков вместо элементов ресурсов. Каждая группа содержит кодированные разряды по меньшей мере одного кодового блока и может содержать несколько кодовых блоков.

С помощью группы, заданной в вышеупомянутых вариантах осуществления на основе либо элементов ресурсов, либо кодовых блоков, остальные операции перемежения в канале могут задаваться в рамках каждой группы.

Вышеупомянутые варианты осуществления конфигурации перемежителя канала могут распространяться на случай передач MIMO. Когда передача SU-MIMO имеет ранг передачи выше 1, кодовому слову MIMO выделяются несколько уровней. В этом случае пространственное измерение может добавляться к определению одной группы. Поэтому может быть несколько уровней или потоков в рамках каждой группы, и может быть несколько групп в каждом уровне MIMO или потоке MIMO. В передаче MIMO с несколькими кодовыми словами уровни или потоки могут содержать несколько кодовых слов (CW) MIMO, каждое из которых переносит несколько кодовых блоков и 24-разрядный контроль циклическим избыточным кодом (CRC). Демодуляция поздних групп проводится параллельно декодированию ранних групп. С помощью CRC помехи от одного кодового слова на другое кодовое слово аннулируются путем последовательного подавления помех.

В другом варианте осуществления этого изобретения контроль циклическим избыточным кодом (CRC) может добавляться к одному или нескольким кодовым блокам в кодовом слове в рамках одной группы. При этом демодуляция поздних групп в одном кодовом слове, декодирование ранних групп в этом кодовом слове, последовательное подавление помех, демодуляция поздних групп в другом кодовом слове и декодирование ранних групп в другом кодовом слове могут обрабатываться параллельно тем или иным образом.

В другом варианте осуществления этого изобретения контроль циклическим избыточным кодом (CRC) может добавляться к группам нескольких кодовых слов MIMO в отдельности. В этом варианте осуществления может задействоваться параллельная обработка даже для итеративного приемника.

Несколько вариаций и конструкций приемника могут быть получены без отклонения от принципа этого изобретения.

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЧЕРТЕЖЕЙ

Более полное понимание изобретения и многих его сопутствующих преимуществ будут полностью очевидны за счет более полного понимания на основании нижеследующего подробного описания при рассмотрении его в сочетании с сопровождающими чертежами, на которых одинаковые обозначения ссылок указывают одинаковые или аналогичные компоненты, где:

Фиг.1 - иллюстрация цепи приемопередатчика с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDM), имеющей цепь передатчика и цепь приемника;

Фиг.2 - двухкоординатная иллюстрация ортогональности теории

мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM);

Фиг.3a - иллюстрация символа мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) во временной области на передатчике;

Фиг.3b - иллюстрация символа мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) во временной области на приемнике;

Фиг.4 - пример цепи приемопередатчика для коллективного доступа с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA);

Фиг.5 - иллюстрация работы Гибридного автоматического запроса на повторение (HARQ);

Фиг.6 - пример четырехканального синхронного Гибридного автоматического запроса на повторение (HARQ);

Фиг.7 - иллюстрация системы со множеством входов и множеством выходов (MIMO);

Фиг.8 - иллюстрация процесса предварительного кодирования со множеством входов и множеством выходов (MIMO), который использован в замкнутой системе MIMO;

Фиг.9 - блок-схема алгоритма цепи кодирования для высокоскоростного совместно используемого канала данных (HS-DSCH) в высокоскоростном пакетном доступе по нисходящей линии связи (HSDPA);

Фиг.10 - иллюстрация функциональности HARQ HS-DSCH в высокоскоростном пакетном доступе по нисходящей линии связи (HSDPA);

Фиг.11 - двухмерная координата, которая представляет одну иллюстрацию диаграммы созвездия 16-QAM.

Фиг.12 - двухмерная координата, которая представляет одну иллюстрацию диаграммы созвездия 64-QAM.

Фиг.13 - пример присоединения CRC кодового блока, подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.14 иллюстрирует перемежитель канала для систем мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.15 иллюстрирует схему элементов ресурсов для передачи данных, подходящую для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.16 - перестановка кодированных разрядов с помощью кодовых блоков после согласования скорости, подходящая для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.17(A) - элементы ресурсов, представленные в одном измерении, подходящие для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.17(B) - пространство индекса времени (индекса символа OFDM) - индекса частоты (индекса поднесущей) для размещения кодированных разрядов данных, подходящее для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.18 - реализация согласования скорости и объединения разрядов на основе кодового блока, подходящая для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.19 - пример расширения кодированных разрядов кодового блока во временных, частотных и пространственных областях, подходящий для применения на

практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.20 - пример записи кодированных разрядов в ресурсы с разными уровнями и разными порядками модуляции, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.21 иллюстрирует перемежитель канала с разным порядком модуляции на ресурсах, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.22 - пример расширенных кодированных разрядов на ресурсах с разными пространственными измерениями, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.23 - общий способ получения предпочтительного шаблона перестановки для 64-QAM, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.24 иллюстрирует итеративный приемник для декодирования нескольких кодовых блоков, мультиплексированных в одинаковых символах модуляции, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.25 - пример уменьшенного созвездия, которое повышает производительность обнаружения у передачи, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.26 иллюстрирует альтернативный итеративный приемник для декодирования нескольких кодовых блоков, мультиплексированных в одинаковых символах модуляции, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.27 - структура субкадра нисходящей линии связи в системе долгосрочного развития (LTE) по Проекту Партнерства 3-го Поколения (3GPP);

Фиг.28(A) - другой пример конфигурации группирования нескольких символов OFDM в субкадр, подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.28(B) - блок-схема алгоритма, иллюстрирующая способ передачи сигналов данных путем разделения элементов ресурсов, имеющих кодированные разряды, подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения.

Фиг.28(C) - блок-схема алгоритма, иллюстрирующая способ приема и декодирования на приемнике сгруппированных элементов ресурсов, имеющих кодированные разряды.

Фиг.29 - другой пример конфигурации группирования нескольких символов OFDM в субкадр, подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.30 - другой пример конфигурации группирования нескольких символов OFDM в субкадр, подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения;

Фиг.31 - примеры параллельной обработки для последовательного подавления помех с помощью или без помощи группового контроля циклическим избыточным кодом (CRC), подходящие для применения на практике принципов настоящего изобретения; и

Фиг.32 - пример конфигурации группирования кодового блока, подходящий для применения на практике принципов другого варианта осуществления настоящего

изобретения.

ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

В подробном описании настоящего изобретения будут часто использоваться нижеследующие термины и приведено определение каждого термина.

Подпакет - часть кодированного пакета, и является подмножеством всех кодированных разрядов.

Информационные разряды - поток информационных разрялов, которые кодируются для формирования кодированных разрядов.

Чередование относится к подмножеству временных интервалов передачи или субкадрам.

Синхронный гибридный автоматический запрос на повторение (S-HARQ) является методикой, применяемой текущим стандартом высокоскоростных пакетных данных (HRPD), которая устанавливает набор из четырех чередующихся каналов передачи с временным разделением, используемых для одновременной передачи четырех разных наборов данных. Эти чередующиеся каналы передачи иногда называются «чередованиями HARQ».

Временной интервал передачи - выделенное заданное количество последовательных тактов. Некоторое количество этих временных интервалов передачи образуют кадр передачи.

Пространственно-временное кодирование (STC) является способом, применяемым для повышения надежности передачи данных в системах беспроводной связи, использующих несколько передающих антенн. STC опираются на передачу приемнику нескольких избыточных копий потока данных, чтобы по меньшей мере некоторые из копий потока данных могли сохраниться в физическом канале между передачей и приемом в хорошем состоянии, чтобы сделать возможным надежное декодирование.

Способ разнесения передачи является способом, в котором один информационный разряд передается по разным независимым каналам.

Способ разнесения приема является способом, в котором один информационный разряд принимается по разным независимым каналам.

Индикатор качества канала (CQI) - измерение качества связи у беспроводных каналов. CQI (индикатор качества канала) может быть значением (или значениями), представляющими меру качества канала для заданного канала.

Параметр версии избыточности указывает, какая версия избыточности данных отправляется.

Перемежитель канала отправляет данные, перемеженные по разным каналам, чтобы глубокое замирание или конфликт на некоторых каналах не уничтожили передачу.

Блок ресурсов является блоком элементов временных и частотных ресурсов, которые переносят сигналы, которые нужно передать с помощью передатчика и принять с помощью приемника.

Способы и устройства для обеспечения быстрого декодирования передач с несколькими кодовыми блоками, созданные в соответствии с настоящим изобретением, будут описаны подробно со ссылкой на сопровождающие чертежи. Одинаковые номера ссылочных позиций обозначают одинаковые элементы по всему описанию изобретения.

Также ниже приведены некоторые сокращения, часто используемые в этом изобретении, вместе с их расшифровками.

SC-FDMA: Коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей

CP: циклический префикс
FFT: Быстрое преобразование Фурье
OFDM: Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением
ICI: Помехи между несущими
3GPP: Проект партнерства третьего поколения
LTE: Система долгосрочного развития
HARQ: Гибридный автоматический запрос на повторение
MIMO: (Система) со множеством входов и множеством выходов
QPSK: Квадратурная фазовая манипуляция
16-QAM: 16-позиционная квадратурная амплитудная модуляция
64-QAM: 64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция
IFFT: Обратное быстрое преобразование Фурье
CW: кодовое слово
Кодовый блок: блок информационных разрядов или блок кодированных разрядов, сформированный путем кодирования блока информационных разрядов

Фиг.1 показывает цепь приемопередатчика с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDM), имеющую цепь передатчика и цепь приемника.

Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM) является технологией для мультиплексирования данных в частотной области. Символы модуляции переносятся на поднесущих частоты. Образец цепи приемопередатчика с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDM) показан на фиг.1. В цепи 100 передатчика управляющие сигналы или сигналы данных модулируются модулятором 101 и модулированные сигналы преобразуются из последовательной в параллельную форму с помощью последовательно-параллельного преобразователя 112. Модуль 114 обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT) используется для переноса модулированного сигнала или данных из частотной области во временную область, и модулированные сигналы, перенесенные во временную область, преобразуются из параллельной в последовательную форму с помощью параллельно-последовательного преобразователя 116. Циклический префикс (CP) или нулевой префикс (ZP) добавляется к каждому символу OFDM на этапе 118 вставки CP, чтобы избежать или смягчить влияние многолучевого замирания в канале 122 с многолучевым замиранием. Сигналы с этапа 118 вставки циклического префикса (CP) передаются входному модулю 120 обработки в передатчике, например передающим антеннам (не показаны на фиг.1). В цепи 140 приемника предполагая, что достигается безупречная временная и частотная синхронизация, сигналы, принятые входным модулем 124 обработки в приемнике, например приемными антеннами (не показаны на фиг.1), обрабатываются на этапе 126 удаления циклического префикса (CP), который удаляет циклический префикс (CP) из принятого сигнала. Сигнал, обработанный этапом 126 удаления циклического префикса (CP), дополнительно преобразуется из последовательной в параллельную форму с помощью последовательно-параллельного преобразователя 128. Модуль 130 быстрого преобразования Фурье (FFT) переносит принятые сигналы из временной области в частотную область для дополнительных обработок, например параллельно-последовательного преобразования с помощью параллельно-последовательного преобразователя 132 и демодулирования демодулятором 134. Поэтому сигналы, переданные цепью 100 передатчика, принимаются цепью 140 приемника.

Фиг.2 иллюстрирует ортогональность теории мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM).

Благодаря тому что каждый символ OFDM имеет конечную длительность во временной области, поднесущие перекрываются друг с другом в частотной области. Например, как показано на фиг.2, поднесущая 10, поднесущая 11 и поднесущая 12 перекрываются друг с другом в частотной области. Поднесущая 10, поднесущая 11 и поднесущая 12 обладают почти идентичными или схожими формами волны. Эти три поднесущие математически перпендикулярны друг другу, другими словами, скалярные произведения любых двух поднесущих равны нулю. Ортогональность теории мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) поэтому поддерживается на частоте дискретизации, допуская, что передатчик и приемник имеют безупречную синхронизацию частоты. В случае ухода частоты из-за несовершенной синхронизации частоты или высокой подвижности ортогональность поднесущих на частотах дискретизации нарушается, приводя к Помехам между несущими (ICI).

Фиг.3a - иллюстрация переданного символа OFDM во временной области, а фиг.3b - иллюстрация принятых символов OFDM во временной области.

Как показано на фиг.3a, канал с многолучевым замиранием может приблизительно соответствовать каналу с импульсной характеристикой во временной области и может представляться в виде частотно-селективного канала в частотной области. Из-за канала 122 с многолучевым замиранием в цепи приемопередатчика с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDM), которая показана на фиг.1, вставленная в один принятый символ часть с CP часто искажается предыдущим символом OFDM. Сигнал 20 передачи имеет непрерывно переданные символы OFDM (то есть символ 1 OFDM, символ 2 OFDM, ...), и части с циклическим префиксом (CP) (то есть CP1 и CP2) располагаются между двумя любыми символами OFDM. После передачи через канал 122 с многолучевым замиранием сигнал 27 приема имеет символы OFDM с непрерывно вставленным CP (то есть принятый Символ 1 OFDM (28), принятый Символ 2 OFDM (29), ...). Принятый Символ 1 OFDM (28) и принятый Символ 2 OFDM (29) искажаются, соответственно, своим CP. Например, CP3 повреждается в принятом Символе 1 OFDM (28). Когда длина циклического префикса (CP) достаточно большая, принятые символы OFDM без части с циклическим префиксом (CP), тем не менее, должны содержать только свой сигнал, свернутый каналом с многолучевым замиранием. Вообще, процесс FFT посредством модуля 130 FFT, который показан на фиг.1, выполняется на стороне приемника, чтобы позволить дополнительную обработку в частотной области. Преимущество мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) над другими схемами передачи состоит в устойчивости к многолучевому замиранию. Многолучевое замирание во временной области переносится в частотно-селективное замирание в частотной области. При вставленном циклическом префиксе или нулевом префиксе межсимвольные помехи между соседними символами OFDM устраняются или смягчаются. Кроме того, поскольку каждый символ модуляции переносится по узкой полосе пропускания, каждый символ модуляции испытывает одиночное замирание канала. Для борьбы с частотно-селективным замиранием может использоваться простая схема коррекции.

Коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA), который использует модуляцию с одной несущей и коррекцию в частотной области, является методикой, которая обладает аналогичной производительностью и

сложностью с таковыми у системы доступа с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDMA). Одно преимущество коллективного доступа с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA) состоит в том, что коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA) обладает более низким отношением пиковой мощности к средней мощности (PAPR), потому что коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA) имеет свойственную ему структуру с одной несущей. Низкое PAPR обычно приводит к высокой эффективности усилителя мощности, которая, в частности, важна для мобильных станций в передаче по восходящей линии связи. Коллективный доступ с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA) выбирается в качестве схемы коллективного доступа восходящей линии связи в системе долгосрочного развития (LTE) в 3GPP.

Фиг.4 показывает пример цепи приемопередатчика для коллективного доступа с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA).

Пример цепи приемопередатчика для коллективного доступа с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA) показан на фиг.4. В цепи 200 передатчика данные временной области или управляющие данные модулируются модулятором 201 и модулированные данные преобразуются из последовательной в параллельную форму с помощью последовательно-параллельного преобразователя 212. Модуль 213 дискретного преобразования Фурье (DFT) обрабатывает преобразованные данные с помощью процесса дискретного преобразования Фурье. Чтобы обеспечить низкое PAPR, преобразованные данные затем преобразуются в набор смежных поднесущих на этапе 211 преобразования поднесущих. Затем модуль 214 IFFT преобразует сигнал обратно во временную область, и модуль IFFT обычно имеет больший размер IFFT, чем у модуля 213 DFT. Параллельно-последовательный преобразователь 216 преобразует принятые данные из параллельной в последовательную форму. Циклический префикс (CP) добавляется на этапе 228 вставки CP, перед тем как данные передаются и обрабатываются входным модулем 220 обработки передачи. Входной модуль обработки 220 имеет этап усиления, обеспечивающий беспроводную передачу множества групп кодированных информационных разрядов в заданной последовательности через множество передающих антенн. Обработанный сигнал с добавленным циклическим префиксом часто называется блоком коллективного доступа с разделением по частоте с одной несущей (SC-FDMA). После того как обработанный сигнал проходит через канал связи, например канал с 222 многолучевым замиранием в системе беспроводной связи, цепь 240 приемника выполняет входную обработку приемника во входном модуле 224 обработки в приемнике, удаляет циклический префикс (CP) с помощью устройства 226 удаления CP, преобразует данные из последовательной в параллельную форму с помощью последовательно-параллельного преобразователя 228, преобразует данные с помощью модуля 230 FFT и восстанавливает данные в модуле 231 восстановления/коррекции поднесущих в частотной области. Модуль 233 обратного дискретного преобразования Фурье (IDFT) обрабатывает данные после того, как компенсированный сигнал восстанавливается в частотной области. Результат модуля 235 IDFT дополнительно обрабатывает параллельно-последовательным преобразователем 232 и демодулятором 236.

Фиг.5 - иллюстрация работы Гибридного автоматического запроса на повторение (HARQ).

Гибридный автоматический запрос на повторение (HARQ) широко используется в

системах связи для борьбы с ошибками декодирования и повышения надежности передачи данных. Работа HARQ показана на фиг.5. Пакет данных кодируется с использованием кодера 311 с определенной разновидностью схемы прямого исправления ошибок (FEC). Пакет данных обрабатывается генератором 312 подпакетов, и формируется набор подпакетов. Подпакет, например подпакет k, может содержать только часть кодированных разрядов. Если передача приемопередатчиком 300 для подпакета k терпит неудачу, как указано NAK (отрицательным уведомлением), предоставленным по обратной связи от канала 314 подтверждения, то обеспечивается повторная передача подпакета, подпакета k+1, для повторной передачи этого пакета данных. Если подпакет k+1 успешно передан и принят, предоставляется ACK (подтверждение приема) по обратной связи от канала 314 подтверждения приема. Подпакеты повторной передачи могут содержать разные кодированные разряды из предыдущих подпакетов. Приемник может спокойно объединять или одновременно декодировать все принятые подпакеты с помощью декодера 313, чтобы повысить вероятность декодирования. Обычно максимальное количество передач конфигурируется с учетом надежности, задержки пакета и сложности реализации.

N-канальный синхронный гибридный автоматический запрос на повторение (HARQ) часто используется в системах беспроводной связи из-за его простоты. Например, синхронный гибридный автоматический запрос на повторение (HARQ) принят в качестве схемы гибридного автоматического запроса на повторение (HARQ) для восходящей линии связи в системе долгосрочного развития (LTE) в 3GPP.

Фиг.6 показывает пример четырехканального синхронного Гибридного автоматического запроса на повторение (HARQ).

Из-за фиксированной временной зависимости между последующими передачами временные интервалы передачи в отдельном канале HARQ проявляют чередующуюся структуру. Например, чередование 0 включает в себя временной интервал 0, 4, 8, …, 4k, …; чередование 1 включает в себя временной интервал 1, 5, 9, …, 4k+1, …; чередование 2 включает в себя временной интервал 2, 6, 10, …, 4k+2, …; чередование 3 включает в себя временной интервал 3, 7, 11, …, 4k+3, …. Пакет передается во временном интервале 0. После правильного декодирования пакета приемник отправляет обратно передатчику подтверждение приема (ACK). Передатчик затем начинает передачу нового пакета в следующем временном интервале в этом чередовании, то есть временном интервале 4. Первый подпакет в новом пакете, переданном во временном интервале 4, однако, не принимается должным образом. После того как передатчик принимает отрицательное уведомление NAK от приемника, передатчик передает другой подпакет из того же пакета в следующем временном интервале в чередовании 0, то есть временном интервале 8. Чередования 1-3 действуют аналогично чередованию 0. Иногда у приемника может быть затруднение в обнаружении границы пакета, то есть является ли подпакет первым подпакетом нового пакета или подпакетом повторной передачи. Чтобы смягчить эту проблему, индикатор нового пакета может передаваться в канале управления, который переносит информацию о формате передачи для пакета. Иногда может предоставляться более сложная версия информации канала HARQ, например ID подпакета и/или ID канала HARQ, чтобы помочь приемнику обнаружить и декодировать пакет.

Системы связи с нескольким антеннами, которые часто называются системами со множеством входов и множеством выходов (MIMO), широко используются в

беспроводной связи для повышения производительности системы. В системе MIMO передатчик имеет несколько антенн, допускающих передачу независимых сигналов, и приемник оборудован несколькими приемными антеннами. Системы MIMO вырождаются в систему с одним входом и множеством выходов (SIMO), если имеется только одна передающая антенна или если имеется только один поток переданных данных. Системы MIMO вырождаются в систему со множеством входов и одним выходом (MISO), если имеется только одна приемная антенна. Системы MIMO вырождаются в систему с одним входом и одним выходом (SISO), если имеется только одна передающая антенна и одна приемная антенна. Технология MIMO может значительно увеличить пропускную способность и диапазон системы без какого-либо увеличения полосы пропускания или общей мощности передачи. Вообще, технология MIMO увеличивает спектральную эффективность системы беспроводной связи путем использования дополнительной степени свободы в пространственной области благодаря нескольким антеннам. Существуют много категорий технологий MIMO. Например, схемы пространственного мультиплексирования увеличивают скорость передачи, позволяя нескольким потокам данных передаваться по нескольким антеннам. Способы разнесения передачи, например пространственно-временное кодирование, пользуются преимуществом пространственного разнесения благодаря нескольким передающим антеннам. Способы разнесения на приемнике используют пространственное разнесение благодаря нескольким приемным антеннам. Технологии формирования пучка повышают усиление принятого сигнала и уменьшают помехи другим пользователям. Коллективный доступ с пространственным разделением (SDMA) позволяет передавать потоки сигналов от нескольких пользователей или к ним посредством тех же частотно-временных ресурсов. Приемники могут разделять несколько потоков данных по пространственной подписи этих потоков данных. Отметим, что эти методики передач MIMO не являются взаимно исключающими. Фактически несколько схем MIMO могут использоваться в продвинутых беспроводных системах.

Когда канал является подходящим, например когда скорость мобильной связи низкая, замкнутая схема MIMO может использоваться для повышения производительности системы. В замкнутых системах MIMO приемники предоставляют обратную связь об условии в канале и/или предпочтительных схемах обработки MIMO на передатчике. Передатчики могут использовать эту информацию обратной связи вместе с другими соображениями, например приоритетом планирования, доступностью данных и ресурсов, чтобы совместно оптимизировать схему передачи.

Популярная замкнутая схема MIMO называется предварительным кодированием MIMO. Во время процесса предварительного кодирования потоки данных, которые нужно передать, предварительно кодируются, т.е. предварительно умножаются на матрицу, перед передачей нескольким передающим антеннам.

Фиг.7 показывает систему со множеством входов и множеством выходов (MIMO).

Как показано на фиг.7, передатчик 401 имеет некоторое количество Nt передающих антенн 411, а приемник 402 имеет некоторое количество Nr приемных антенн 421. Потоки 1-Ns данных передаются и принимаются в этой системе MIMO. Матрица H обозначается в качестве канала приемопередачи между передающими антеннами 411 и приемными антеннами 421, и канал H является матрицей Nt на Nr. Если у передатчика 401 есть сведения о матрице H канала, передатчик 401 может выбрать самую выгодную схему передачи на основе матрицы H канала. Например, когда максимизация пропускной способности является задачей системы передачи, матрица

предварительного кодирования может выбираться как правосингулярная матрица у матрицы H канала, если сведения об H доступны на передатчике 401. Поэтому эффективный канал для нескольких потоков данных на стороне приемника может быть приведен к диагональному виду, помехи между несколькими потоками данных могут быть устранены. Однако служебная нагрузка, необходимая для сообщения по обратной связи точного значения канала H, часто является чрезмерно высокой.

Фиг.8 показывает процесс предварительного кодирования, который используется в замкнутой системе MIMO.

Как показано на фиг.8, потоки 1-Ns данных обрабатываются этапом 510 обработки, где выполняются процесс планирования, процесс адаптации мощности и скорости, процесс выбора словаря предварительного кодирования и вектора предварительного кодирования, процесс преобразования потока в уровень и некоторые другие связанные процессы. Преобразованные потоки данных передаются через Уровни 1-N_L на этап 509 предварительного кодирования, то есть этап обработки MIMO на передатчике. Предварительно кодированные данные дополнительно передаются передающим антеннам 1-Nt. Приемник 512 принимает и восстанавливает потоки 1-Nr данных на этапе 508 обработки MIMO на приемнике. Чтобы уменьшить издержки обратной связи, на передатчике 511 задаются несколько матриц предварительного кодирования, чтобы квантовать пространство возможных значений, которые матрица H канала могла бы подтвердить. С помощью пространственного квантования приемник 512 сообщает по обратной связи предпочтительную схему предварительного кодирования, обычно в виде индекса предпочтительной матрицы предварительного кодирования, ранга передачи и индексов предпочтительных векторов предварительного кодирования. Приемник 512 также может сообщить по обратной связи ассоциированные значения индикатора качества канала (CQI) для предпочтительной схемы предварительного кодирования.

Другим взглядом на систему MIMO является то, кодируются ли несколько потоков данных, которые нужно передать, отдельно или вместе. Если все уровни передачи кодируются вместе, эта система MIMO называется системой MIMO с единым кодовым словом (SCW), в ином случае называется системой MIMO с несколькими кодовыми словами (MCW). В системе нисходящей линии связи долгосрочного развития (LTE), когда используется MIMO с одним пользователем (SU-MIMO), вплоть до двух кодовых слов MIMO могут передаваться одному пользовательскому оборудованию (UE). В случае, когда два кодовых слова MIMO передаются пользовательскому оборудованию (UE), UE нужно подтвердить эти два кодовых слова в отдельности. Другая методика MIMO называется коллективным доступом с пространственным разделением (SDMA), которая иногда также называется MIMO с несколькими пользователями (MU-MIMO). В SDMA несколько потоков данных кодируются отдельно и передаются разным предназначенным приемникам на тех же частотно-временных ресурсах. В результате использования разных пространственных подписей, например антенн, виртуальных антенн или векторов предварительного кодирования, приемники смогут различать несколько потоков данных. Кроме того, с помощью планирования надлежащей группы приемников и надлежащей пространственной подписи для каждого потока данных на основе информации о состоянии канала, интересующий сигнал может быть усилен для интересующего приемника, тогда как другие сигналы могут быть одновременно усилены для других соответствующих приемников. Поэтому производительность системы может повышаться. Как MIMO с одним пользователем (SU-MIMO), так и MIMO с

несколькими пользователями (MU-MIMO) приняты в нисходящей линии связи системы долгосрочного развития (LTE). MU-MIMO также принята в восходящей линии связи системы долгосрочного развития (LTE), однако SU-MIMO для восходящей линии связи системы долгосрочного развития (LTE) все еще обсуждается.

В системе долгосрочного развития (LTE), когда транспортный блок большой, транспортный блок сегментируется на несколько кодовых блоков, чтобы могли формироваться несколько кодированных пакетов, что является выгодным из-за таких преимуществ, как предоставление возможности реализации параллельной обработки и конвейера и гибкий компромисс между потреблением энергии и сложностью аппаратных средств.

В качестве примера на фиг.9 иллюстрируется процесс кодирования в Высокоскоростном совместно используемом канале данных (HS-DSCH) в системе высокоскоростного пакетного доступа по нисходящей линии связи (HSDPA).

Как показано на фиг.9, информационные разряды a_{im1}, a_{im2}, a_{im3}... a_{imA} обрабатываются на этапе 611 контроля циклическим избыточным кодом (CRC) и преобразуются в информационные разряды b_{im1}, b_{im2}, b_{im3}... b_{imB}. Информационные разряды с присоединенным CRC поразрядно скремблируются на этапе 612 скремблирования разрядов и преобразуются в информационные разряды d_{im1}, d_{im2}, d_{im3}... d_{imB}. Скремблированные информационные разряды сегментируются на этапе 613 сегментации кодовых блоков и оформляются в кодовые блоки o_{ir1}, o_{ir2}, o_{ir3}... o_{irK}. Кодовые блоки затем кодируются на этапе 614 канального кодирования и становятся кодированными кодовыми блоками c_{ir1}, c_{ir2}, c_{ir3}... c_{irE}. Эти кодированные кодовые блоки обрабатываются на этапе 615 с функциональностью гибридного ARQ физического уровня. Результирующие информационные разряды снова сегментируются на этапе 616 сегментации физического канала. Функциональность гибридного ARQ приводит в соответствие количество разрядов w_1, w_2, w_3... w_R в кодированных разрядах с общим количеством разрядов физического канала HS-DSCH.

Результирующие сегментированные по каналу информационные разряды $u_{p,1}$, $u_{p,2}$, $u_{p,3}$... $u_{p,U}$ перемежаются этапом 617 перемежения HS-DSCH. Перемеженные информационные разряды $v_{p,1}$, $v_{p,2}$, $v_{p,3}$... $v_{p,U}$ затем переставляются на этапе 618 перестановки созвездия, и переставленные разряды $r_{p,1}$, $r_{p,2}$, $r_{p,3}$... $r_{p,U}$ дополнительно преобразуются на этапе 619 преобразования в физические каналы. Результирующие преобразованные разряды в конечном счете выводятся в физический канал #1, физический канал #2... физический канал #P. В текущей конфигурации HS-DSCH только один 24-разрядный контроль циклическим избыточным кодом (CRC) формируется для всего транспортного блока с целью обнаружения ошибок для этого блока. Если несколько кодовых блоков формируются и передаются в одном Интервале времени передачи (TTI), то приемник может правильно декодировать одни кодовые блоки, но не другие. В этом случае приемник должен сообщить по обратной связи NAK (отрицательное уведомление) передатчику, потому что CRC для транспортного блока не будет проверяться.

Функциональность гибридного ARQ приводит в соответствие количество разрядов на выходе кодера канала (то есть этапа 614 канального кодирования) с общим количеством разрядов набора HS-PDSCH, в который преобразуется HS-DSCH. Функциональность гибридного ARQ управляется с помощью параметров версии избыточности (RV). Точный набор разрядов на выходе функциональности гибридного ARQ зависит от количества входных разрядов, количества выходных разрядов и параметров RV.

Функциональность гибридного ARQ имеет два этапа согласования скорости и виртуальный буфер, как показано на фиг.10.

Поток информационных разрядов N^{TTI} от ресурса C разделяется на систематические разряды, разряды четности 1 и разряды четности 2 с помощью разделителя 610 разрядов. Эти три группы разрядов обрабатываются по-разному на первом этапе 611 согласования скорости. Первый этап 611 согласования скорости приводит в соответствие количество входных разрядов с виртуальным IR-буфером 613, и информация о буфере 613 предоставляется верхними уровнями. Систематические разряды непосредственно предоставляются буферу 613, разряды четности 1 обрабатываются согласующим скорость устройством RM_P1_1, а разряды четности 2 обрабатываются согласующим скорость устройством RM_P2_1. Результаты буфера 613 передаются на второй этап 615 согласования скорости. Второй этап 615 согласования скорости приводит в соответствие количество разрядов после первого этапа 611 согласования скорости с количеством разрядов физического канала, доступных в наборе HS-PDSCH в Интервале времени передачи (TTI). Результат N_{sys} предоставляется согласующему скорость устройству RM_S на втором этапе 615 согласования скорости, результат N_{p1} предоставляется согласующему скорость устройству RM_P1_2 на втором этапе 615 согласования скорости, и результат N_{p2} предоставляется согласующему скорость устройству RM_P2_2 на втором этапе 615 согласования скорости. Результаты N_{sys}, N_{p1} и N_{p2} предоставляются этапу 617 объединения разрядов. Таким образом, результирующий поток N_{data} информационных разрядов предоставляется терминалу W. Отметим, что, если количество входных разрядов не превышает возможность буферизации у виртуального IR-буфера 613, первый этап 611 согласования скорости является прозрачным.

Разные схемы модуляции, например квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), двухпозиционная фазовая манипуляция (BPSK), восьмипозиционная фазовая манипуляция (8-PSK), 16-позиционная квадратурная амплитудная модуляция (16-QAM) или 64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция (64-QAM), могут использоваться для адаптивной модуляции и увеличения спектральной эффективности модуляции. В случае модуляции 16-QAM четверки разрядов, b0b1b2b3, преобразуются в комплекснозначные символы модуляции x=I+jQ. Одна реализация 16-QAM иллюстрируется в Таблице 1.

Таблица 1
Преобразование с модуляцией 16-QAM

$b_0b_1b_2b_3$	I	Q
0000	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0001	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0010	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0011	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0100	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0101	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0110	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0111	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1000	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$

1001	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1010	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1011	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1100	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1101	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1110	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1111	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$

Созвездие модуляции 16-QAM в Таблице 1 показано на фиг.11. Фиг.11 показывает двухмерную координату, которая показывает одну иллюстрацию диаграммы созвездия 16-QAM. Диаграмма созвездия является представлением сигнала, модулированного схемой цифровой модуляции. Диаграмма созвездия показывает сигналы на двумерной координатной диаграмме в комплексной плоскости в моменты выборки символа. Диаграмма созвездия представляет возможные символы, выбранные заданной схемой модуляции, в виде точек на комплексной плоскости. Каждая точка на фиг.11 иллюстрирует соответствующий символ b0b1b2b3 на комплексной плоскости I-Q, когда I и Q имеют заданные значения, которые показаны в Таблице 1. Это созвездие обеспечивает разные уровни защиты на четырех разрядах (то есть разряд b0, b1, b2 и b3). Как показано на фиг.11, уровень защиты на разрядах b0 и b1 одинаковый, уровень защиты на разрядах b2 и b3 одинаковый. Однако уровень защиты на b0 и b1 выше, чем уровень защиты на разрядах b2 и b3.

В случае модуляции 64-QAM шестерки разрядов, b0b1b2b3b4b5, преобразуются в комплекснозначные символы модуляции x=I+jQ. Одна реализация 64-QAM показана в Таблице 2. Созвездие модуляции 64-QAM в Таблице 2 показано на фиг.12. Фиг.12 показывает двухмерную координату, которая показывает одну иллюстрацию диаграммы созвездия 64-QAM. Это созвездие обеспечивает разные уровни защиты на шести разрядах. Аналогично фиг.11 каждая точка на фиг.12 иллюстрирует соответствующий символ b0b1b2b3b4b5 на комплексной плоскости I-Q, когда I и Q имеют заданные значения, которые показаны в Таблице 2. Уровень защиты на разрядах b0 и b1 одинаковый, защита на разрядах b2 и b3 одинакова, и уровень защиты на разрядах b4 и b5 одинаковый. Уровни защиты на разрядах b0 и b1, однако, сильнее уровней защиты на разрядах b2 и b3, которые сильнее защиты на разрядах b4 и b5. Для удобства индекс разряда задается в символе модуляции как позиция модуляции этого разряда.

Таблица 2
Преобразование с модуляцией 64-QAM

$b_0b_1b_2b_3b_4b_5$	I	Q	$b_0b_1b_2b_3b_4b_5$	I	Q
000000	$3/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	100000	$-3/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
000001	$3/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	100001	$-3/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
000010	$1/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	100010	$-1/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
000011	$1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	100011	$-1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
000100	$3/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	100100	$-3/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
000101	$3/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	100101	$-3/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
000110	$1/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	100110	$-1/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$

000111	$1/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	100111	$-1/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
001000	$5/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	101000	$-5/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
001001	$5/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	101001	$-5/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
001010	$7/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	101010	$-7/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
001011	$7/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	101011	$-7/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
001100	$5/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	101100	$-5/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
001101	$5/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	101101	$-5/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
001110	$7/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	101110	$-7/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
001111	$7/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	101111	$-7/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
010000	$3/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	110000	$-3/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
010001	$3/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	110001	$-3/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
010010	$1/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	110010	$-1/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
010011	$1/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	110011	$-1/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
010100	$3/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	110100	$-3/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
010101	$3/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	110101	$-3/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
010110	$1/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	110110	$-1/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
010111	$1/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	110111	$-1/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
011000	$5/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	111000	$-5/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
011001	$5/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	111001	$-5/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
011010	$7/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	111010	$-7/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
011011	$7/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	111011	$-7/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
011100	$5/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	111100	$-5/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
011101	$5/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	111101	$-5/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
011110	$7/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	111110	$-7/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
011111	$7/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	111111	$-7/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$

Например, позиция модуляции у b0 в 64-QAM равна 0, позиция модуляции у b1 в 64-QAM равна 1. Поэтому для заданного созвездия 64-QAM первая и вторая позиции молуляции, то есть b0 и b1, обладают самой сильной защитой; третья и четвертая позиции модуляции, то есть b2 и b3, обладают более слабыми уровнями защиты; пятая и шестая позиции модуляции, то есть b4 и b5, имеют самый слабый уровень защиты.

Согласно настоящему изобретению предложены способы и устройства для повышения производительности передач с помощью информационных разрядов или разрядов четности из нескольких кодированных пакетов.

Особенности, признаки и преимущества изобретения полностью очевидны из нижеследующего подробного описания изобретения, с помощью иллюстрации некоторого количества конкретных вариантов осуществления и реализаций, включая предпочтительный вариант осуществления, предполагаемый для осуществления изобретения. Настоящее изобретение также допускает другие и отличные варианты осуществления, и некоторые подробности настоящего изобретения могут быть

изменены в различных очевидных отношениях без отклонения от сущности и объема изобретения. Соответственно, чертежи и описание должны рассматриваться как пояснительные по характеру, а не как ограничивающие. Настоящее изобретение иллюстрируется в качестве примера, а не в качестве ограничения, на сопровождающих чертежах.

В нижеследующих иллюстрациях канал данных нисходящей линии связи в системах долгосрочного развития (LTE) используется в качестве примера. Однако проиллюстрированная здесь методика, безусловно, может использоваться в канале данных восходящей линии связи в системах долгосрочного развития (LTE), каналах управления либо в нисходящей линии связи, либо в восходящей линии связи в системах долгосрочного развития (LTE) и других каналах данных, каналах управления или других каналах в других системах, когда это применимо.

В настоящем изобретении создается усовершенствованная конфигурация перемежителя канала и приемника, и принимается во внимание отдельный способ кодирования нескольких кодовых блоков для повышения производительности. Когда передаются несколько кодовых блоков, производительность передачи диктуется кодовым блоком, который обладает наихудшей производительностью. Идея в том, чтобы тщательно спроектировать перемежитель канала, включающий преобразование из кодированных разрядов разных кодовых блоков в символы модуляции и преобразование из символов модуляции во временные, частотные и пространственные ресурсы, чтобы гарантировать, что каждый кодовый блок получает приблизительно одинаковый уровень защиты. На стороне приемника, когда некоторые кодовые блоки принимаются правильно, а некоторые нет, сигнал успешно декодированных кодовых блоков может быть восстановлен и аннулирован из принятого сигнала. После аннулирования приемник может попытаться повторно декодировать другие кодовые блоки. Так как взаимное влияние других кодовых блоков, которые еще не декодированы успешно, может значительно снижаться, вероятность того, что приемник сможет декодировать другие кодовые блоки, может значительно увеличиться. В случае гибридного ARQ (HARQ), если приемник не способен декодировать один из кодовых блоков, приемник сообщит по обратной связи NAK для всего транспортного блока, предполагая, что есть только один канал ACK. Так как у Узла Б нет сведений, какой кодовый блок успешно декодирован UE, а какой нет, Узел Б будет повторно передавать, как если бы не подтвержден весь транспортный блок, включая все кодовые блоки. В этом случае UE должен быть в состоянии использовать сведения о тех успешно декодированных кодовых блоках, чтобы помочь декодированию тех кодовых блоков, которые декодированы неуспешно. Конфигурация перемежителя канала, предложенная согласно настоящему изобретению, облегчает эту операцию. Также раскрываются предпочтительные варианты осуществления работы приемника.

В одном варианте осуществления изобретения к каждому кодовому блоку добавляется CRC, чтобы обеспечить обнаружение ошибок для каждого кодового блока. Фиг.13 показывает пример присоединения CRC кодового блока. По сравнению с фиг.9 после присоединения CRC транспортного блока, скремблирования разрядов и сегментации кодового блока дополнительный этап присоединения CRC кодового блока по меньшей мере к одному из кодовых блоков следует сразу после этапа сегментации кодового блока, как показано на фиг.13. Транспортный блок сегментируется на один или несколько кодовых блоков. Если имеется только один кодовый блок в транспортном блоке, то CRC кодового блока может быть ненужным.

Если в транспортном блоке больше одного кодового блока, присоединение CRC кодового блока становится важным. В качестве примера, CRC транспортного блока для HS-DSCH в HSDPA является 24-разрядным, что обеспечивает очень низкую ошибку обнаружения (около $2^{-24} \approx 6*10^{-8}$). Одна из целей присоединения CRC к каждому кодовому блоку - обеспечить достаточное обнаружение ошибок в кодовом блоке, чтобы приемник мог подавить сигналы тех кодовых блоков, которые правильно декодируются. Ошибка обнаружения CRC в $\sim 10^{-2}$ может быть достаточной для этой операции. Отметим, что 8-разрядный CRC может обеспечить частоту обнаружения ошибок около $4*10^{-3}$. В этом случае 8-разрядный CRC может использоваться для CRC кодового блока для обнаружения и подавления ошибок в кодовом блоке, тогда как 24-разрядный CRC может использоваться для обнаружения ошибок в транспортном блоке. При этом минимизируется служебная нагрузка от CRC, наряду с предоставлением средства для облегчения подавления успешно декодированных кодовых блоков. Очевидно, что служебная нагрузка от CRC может быть дополнительно уменьшена путем присоединения только одного CRC кодового блока для нескольких кодовых блоков.

В настоящем изобретении предоставляется некоторое количество этапов для применения в конфигурации перемежителя канала. Отметим, что не все эти этапы необходимо предусмотреть, чтобы использовать это изобретение. Другими словами, настоящее изобретение охватывает перемежители и способы перемежения, которые используют по меньшей мере один из этапов, проиллюстрированных в этом изобретении. Отметим, что перестановка созвездия для 16-QAM, которая показана на фиг.13, может быть не нужной с предложенной конфигурацией перемежителя канала.

Обратимся теперь к фиг.14, фиг.15 и фиг.16.

Фиг.14 иллюстрирует перемежитель канала для систем мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения. Фиг.15 иллюстрирует схему элементов ресурсов для передачи данных, подходящую для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения. Фиг.16 показывает перестановку кодированных разрядов с помощью кодовых блоков после согласования скорости, подходящую для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения. Как показано на фиг.14, ресурс, выделенный передаче данных, составляет N символов OFDM по времени и M поднесущих по частоте. Каждая поднесущая в одном символе OFDM называется одним элементом ресурсов. Элементы ресурсов включают в себя элементы ресурсов данных и не относящиеся к данным элементы ресурсов. Каждый элемент ресурсов переносит символ модуляции, который, в свою очередь, переносит несколько кодированных разрядов. Например, 2 разряда могут переноситься в одном символе модуляции QPSK; 4 разряда могут переноситься в одном символе модуляции 16-QAM, и т.д. Количество разрядов, переносимых в каждом символе модуляции, обозначается как порядок L модуляции, каждая позиция модуляции в символе модуляции представляется одним индексом позиции модуляции, как показано на фиг.14. Один предпочтительный вариант осуществления конфигурации перемежителя канала состоит по меньшей мере из одной из следующих операций.

Этап 1

Во-первых, для каждого кодового блока символы S, P_1, P_2 являются соответственно систематическими разрядами, разрядами четности от кодера 1 в турбокодере и

разрядами четности от кодера 2 в турбокодере. Турбокодер образуется с помощью параллельного соединения двух рекурсивных систематических сверточных кодеров (RSC), разделенных перемежителем. В одном варианте осуществления настоящего изобретения кодированные разряды после второго согласования скорости переставляются на основе кодовых блоков. Как проиллюстрировано на фиг.16, имеется некоторое количество N_{cb} кодовых блоков в передаче для этого транспортного блока. По сравнению с фиг.10 этап 913, именуемый перестановкой разрядов с помощью кодовых блоков, следует сразу за этапом 617 объединения разрядов. На этапе 913 систематические разряды, разряды четности 1 и разряды четности 2 в кодовом блоке 1 собираются вместе и расставляются в порядке S, P_1, P_2. Количество систематических разрядов, разрядов четности 1 и разрядов четности 2 в i-м кодовом блоке обозначается $N_{t,i,sys}$, $N_{t,i,p1}$, $N_{t,i,p2}$ соответственно. Переставленные разряды затем поступают на этап 915, который называется этапом перемежителя канала. $N_{t,sys}$, $N_{t,p1}$, $N_{t,p2}$ могут быть представлены соответственно в виде следующих уравнений:

$$N_{t,sys} = \sum_{i=1}^{Ncb} N_{t,i,sys} \quad (1)$$

$$N_{t,p1} = \sum_{i=1}^{Ncb} N_{t,i,p1} \quad (2)$$

$$N_{t,p2} = \sum_{i=1}^{Ncb} N_{t,i,p2} \quad (3)$$

Переставленные разряды могут использоваться для заполнения частотно-временных ресурсов и позиций модуляции в символах модуляции.

Этап 2

Во-вторых, эти разряды записываются в трехмерное пространство, как показано на фиг.14. Эти разряды сначала заполняют пространство по измерению индекса частоты (то есть поднесущей). Затем они заполняют пространство по измерению индекса времени (то есть символа OFDM). Наконец они заполняют пространство по измерению индекса позиции модуляции. Отметим, что другое упорядочение измерений, безусловно, возможно и охватывается настоящим изобретением. Каждая позиция в трехмерном пространстве может изображаться координатой (b, t, f). Если первый разряд размещается в (0, 0, 0), то второй разряд следует разместить в (0, 0, 1), третий разряд следует разместить в (0, 0, 2) и т.д. После того как использовано измерение частоты для заданного индекса символа OFDM, индекс символа OFDM увеличивается. Например, (M-1)-й разряд следует разместить в (0, 0, M-1), а M-й разряд может быть размещен в (0, 1, 0). После того как использованы индексы частоты и времени, увеличивается индекс позиции модуляции. Например, (MN-1)-й разряд следует разместить в (0, N-1, M-1), а MN-й разряд следует разместить в (1, 0, 0). Отметим, что могли бы сушествовать некоторые элементы ресурсов, исключенные или занятые другими каналами и, соответственно, не доступные передаче по каналу данных. В предпочтительном варианте осуществления этого изобретения частотно-временные ресурсы со схемой элементов ресурсов изображаются на фиг.15. Элементы ресурсов, назначенные передаче данных, группируются вместе для образования схемы элементов ресурсов. Схема показывает элементы ресурсов, доступные передаче данных, и элементы ресурсов, которые заняты другими каналами, например опорный сигнал, каналы управления нисходящей линии связи и т.д. Элементы ресурсов, занятые другими каналами, пропускаются. Отметим, что эта схема элементов ресурсов может повторно использоваться для каждой позиции модуляции, как показано на фиг.15. В

итоге пространство, которое вмещает кодированные разряды, может быть описано в виде куба, как показано на фиг.14, с некоторыми элементами ресурсов, занятыми другими каналами, и эти занятые элементы ресурсов называются не относящимися к данным элементами ресурсов.

Этап 3

В-третьих, для каждого индекса позиции модуляции и каждого символа OFDM информационные разряды перемежаются по измерению частоты. Например, может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов (BRO) или перемежитель с сокращенным обращенным порядком разрядов. Либо любой другой перемежитель может использоваться для этой цели. Иногда может использоваться один или несколько упрощенных шаблонов перетасовки. Например, могут использоваться циклические сдвиги или заданные шаблоны перемежения/перестановки/перетасовки/ обмена. Эти шаблоны могут меняться или не меняться для каждого символа OFDM и/или каждого индекса позиции модуляции. Иногда количество элементов ресурсов, доступное в каждом символе OFDM, может отличаться из-за разной степени исключения или использования другими каналами в этих символах OFDM. В этом случае перемежитель с разными размерами может использоваться на разных символах OFDM.

Этап 4

В-четвертых, для каждого индекса позиции модуляции и каждой поднесущей информационные разряды перемежаются по измерению времени. Например, может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов (BRO) или перемежитель с сокращенным обращенным порядком разрядов. Либо любой другой перемежитель может использоваться для этой цели. Иногда может использоваться один или несколько упрощенных шаблонов перестановки. Например, могут использоваться циклические сдвиги или заданные шаблоны перемежения/перестановки/перетасовки /обмена. Эти шаблоны могут меняться или не меняться для каждой позиции модуляции и/или индекса поднесущей. Иногда количество элементов ресурсов, доступное по каждому индексу поднесущей, может отличаться из-за разной степени исключения или использования другими каналами на этой поднесущей. В этом случае перемежитель с разными размерами может использоваться на разных поднесущих.

Этап 5

В-пятых, для каждой поднесущей и каждого символа OFDM информационные разряды перемежаются по измерению индекса позиции модуляции. Например, может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов (BRO) или перемежитель с сокращенным обращенным порядком разрядов. Либо любой другой перемежитель может использоваться для этой цели. Иногда может использоваться один или несколько упрощенных шаблонов перестановки. Например, могут использоваться циклические сдвиги или заданные шаблоны перемежения/перестановки/перетасовки/ обмена. Эти шаблоны могут меняться или не меняться для каждой поднесущей и/или каждого символа OFDM. Предпочтительные шаблоны будут объясняться позже в настоящем изобретении.

Один предпочтительный вариант осуществления конфигурации перемежителя канала состоит по меньшей мере из одного из пяти вышеизложенных этапов.

В нижеследующем описании раскрываются варианты осуществления и вариации к вышеупомянутым этапам. Отметим, что эти варианты осуществления описывают только один или несколько промежуточных этапов всего процесса перемежения. В

частности, графические иллюстрации использованы только для показа влияния одного или нескольких промежуточных этапов и могут не отражать конечный итог процесса перемежения. Например, фиг.19 показывает, как кодированные разряды кодового блока расширяются во временной, частотной и пространственной области. Все кодированные разряды кодового блока, тем не менее, находятся в первой позиции модуляции всех символов модуляции. Последующие этапы перемежения будут перемежать эти кодированные разряды в измерении времени, частоты и пространственном измерении и будут сдвигать позиции модуляции этих кодированных разрядов в символах модуляции.

Этапы 1 и 2 пытаются максимально расширить кодированные разряды каждого кодового блока в частотной и временной областях, чтобы максимизировать частотное и временное разнесение. Для систем долгосрочного развития (LTE) частотное разнесение обычно более выражено, чем временное разнесение в рамках одной передачи. Поэтому предпочтительно сначала увеличить индекс поднесущей частоты, а затем увеличить индекс символа OFDM. Разные порядки увеличения индексов разных измерений, безусловно, охватываются настоящим изобретением. Обычно коды прямого исправления ошибок, в особенности при реализации с практическими декодерами, справляются с отдельными или случайными ошибками лучше, чем с пакетными или последовательными ошибками. Этап 3 переводит пакетные ошибки в частотной области в отдельные ошибки. Этап 4 переводит пакетные ошибки во временной области в отдельные ошибки. Для модуляции более высокого порядка каждая позиция модуляции в символе модуляции может обладать разной защитой. Этап 5 пытается придать случайный характер или равномерно распределить разряды каждого кодового блока по разным позициям модуляции в символах модуляции, чтобы кодированные разряды каждого кодового блока в среднем обладали одинаковым уровнем защиты. Порядок Этапа 3, Этапа 4 и Этапа 5 может быть изменен без ухода от идеи настоящего изобретения. Некоторые этапы также могут объединяться в один этап. Например, Этап 2 и Этап 5 могут быть легко объединены путем перехода на другую позицию модуляции, когда изменяются индексы частоты и времени.

Существует много альтернативных реализаций к Этапам 2, 3 и 4, которые достигают аналогичных результатов в расширении кодированных разрядов в каждом из кодовых блоков в частотно-временной области. В одном варианте осуществления изобретения могут использоваться некоторые другие двумерные матрицы для изображения частотно-временных ресурсов вместо схемы элементов ресурсов. Например, может использоваться двумерная матрица с количеством строк, равным количеству блоков ресурсов, и количеством столбцов, равным количеству элементов ресурсов, доступных для данных в каждом блоке ресурсов. Предположим, что передача данных назначена в виде количества N_{block} блоков ресурсов и имеется количество N_{DataRE} разрядов, доступных для передачи данных в каждом блоке ресурсов, тогда кодированные разряды могут размещаться в пространстве $L \times N_{block} \times N_{DataRE}$. Предпочтительно, чтобы первым увеличивался индекс блока, затем индекс элемента ресурсов, затем индекс позиции модуляции. При этом соседние кодированные разряды разделяются на разные блоки ресурсов, которые, вероятно, испытывают разные условия в канале. Та же операция может также быть описана в виде перемежения/перестановки строки-столбца с размером $N_{block} \times N_{DataRE}$, применяемой на каждой позиции модуляции, или в виде перемежения/перестановки строки-столбца с размером $N_{block} \times N_{DataRE}$, применяемой на символах модуляции. На

каждой позиции модуляции кодированные разряды записываются в матрицу $N_{block} \times N_{DataRE}$, причем индекс блока увеличивается первым. Конечно, при желании может выполняться перемежение по индексу блока или по индексу элемента ресурсов данных (RE). Цель перемежения по индексу блока - придать случайный характер расположению кодированных разрядов в блоках, которые находятся на большом расстоянии. Цель перемежения по индексу RE данных - придать случайный характер расположению кодированных разрядов внутри блока ресурсов. Наконец, когда эти разряды преобразуются в частотно-временные ресурсы, они считываются и размещаются на частотно-временных ресурсах, причем индекс элемента ресурсов увеличивается первым для достижения эффекта перемежения строки-столбца. Снова отметим, что эта операция может применяться на всех символах модуляции вместо применения на каждой позиции модуляции.

В качестве альтернативы для упрощения реализации Этапа 2, 3 и 4 одно измерение может применяться для представления частотно-временных ресурсов. Элементы ресурсов индексируются на схеме элементов ресурсов. Присвоение индексов элементам ресурсов может быть произвольным. Например, начиная с элемента с наименьшим индексом символа OFDM и наименьшим индексом поднесущей, элементы ресурсов могут быть использованы сначала путем увеличения индекса поднесущей, а затем увеличения индекса символа OFDM. В качестве альтернативы элементы ресурсов могут быть использованы сначала путем увеличения индекса символа OFDM, а затем увеличения индекса поднесущей. Один пример показывается на фиг.17(A) и фиг.17(B). Фиг.17(B) показывает пространство времени (индекса символа OFDM) - частоты (индекса поднесущей) для размещения кодированных разрядов данных, это частотно-временное пространство показано в виде одного измерения на фиг.17(A), и это измерение растет по направлению индекса позиции модуляции и становится двумерной матрицей, которая показана на фиг.17(A). Элементы ресурсов, занятые данными, как показано на фиг.17(B), то есть элементы 1-32 ресурсов, расходуются в индексе позиции модуляции и становятся двумерной матрицей, которая показана на фиг.17(A). После того как частотно-временное пространство, которое показано на фиг.17(B), заполняется кодированными разрядами нескольких блоков i, j ресурсов, перемежение может выполняться по измерению элемента ресурсов, чтобы расширить соседние кодированные разряды в частотно-временных ресурсах. Может использоваться перемежитель с обращенным порядком разрядов или с сокращенным обращенным порядком разрядов или любой другой тип перемежителя.

В качестве альтернативы реализация Этапа 1, 2, 3 и 4 может быть более интегрированной с процессами кодирования перед этими этапами. Например, система HSDPA предполагает, что систематические разряды всех кодовых блоков размешаются вместе с последующими разрядами четности 1 всех кодированных блоков и затем с последующими разрядами четности 2 всех кодированных блоков. Чтобы сгруппировать систематические разряды, разряды четности 1 и разряды четности 2 по меньшей мере в одном кодовом блоке после согласования скорости, это также может достигаться путем выполнения полного процесса согласования скорости в отдельности для кодовых блоков. Фиг.18 показывает реализацию согласования скорости и объединения разрядов на основе кодового блока. Каждый кодовый блок, то есть кодовый блок 1, кодовый блок 2, ..., кодовый блок Ncb, обрабатывается разделителем 610 разрядов, первым этапом 611 согласования скорости, виртуальным IR-буфером 613, вторым этапом 615 согласования скорости и этапом 617 объединения разрядов в последовательности. Все переставленные разряды затем

поступают на этап 915, который называется этапом перемежителя канала. Для каждого кодового блока процессы аналогичны процессам, указанным в описаниях фиг.10. Поэтому подробное объяснение здесь пропускается. В этой реализации результат кодера в составе по меньшей мере одного кодового блока пропускается через первый этап 611 согласования скорости, виртуальный IR-буфер 613 и второй этап 615 согласования скорости в отдельности. Таким образом, результат второго согласования скорости, как и следовало ожидать, будет иметь систематические разряды, разряды четности 1 и разряды четности 2 в кодовом блоке, сгруппированные вместе. Хотя фактические процессы согласования скорости для нескольких кодовых блоков выполняются в отдельности, параметр и конфигурация этих процессов согласования скорости для нескольких кодовых блоков могут нуждаться в согласовании. Конечно, это изобретение охватывает и другие варианты реализации с некоторыми упрощенными, измененными или пропущенными этапами в процессе согласования скорости, если процесс согласования скорости выполняется на основе кодового блока. Например, первый этап 611 согласования скорости, виртуальный IR-буфер 613 и второй процесс 615 согласования скорости могут быть упрощены и объединены в один этап, который просто выбирает подходящие кодированные разряды для каждой передачи. Например, этап 610 разделения разрядов и этап 617 объединения разрядов могут быть не нужны, если результат кодера уже сгруппирован в систематические разряды, разряды четности 1 и разряды четности 2.

Для субоптимальной, но все-таки более простой реализации, Этап 1 может пропускаться. В этом случае систематические разряды, разряды четности 1 и разряды четности 2 каждого кодового блока не группируются вместе. С помощью усилий на остальных этапах перемежения кодированные разряды каждого кодового блока все же достаточно расширяются и может достигаться хорошая производительность.

Вышеупомянутые варианты осуществления конфигурации перемежителя канала могут беспрепятственно распространяться на случай передач MIMO. Предположим, что несколько уровней выделяются кодовому слову MIMO. Этот сценарий может применяться к системам долгосрочного развития (LTE), например, когда передача SU-MIMO имеет ранг выше 1. В этом случае в конфигурацию перемежителя канала добавляется пространственное измерение. Пространство для кодированных разрядов может быть описано в виде четырехмерного пространства во времени, частоте, пространстве и позициях модуляции. Чтобы проиллюстрировать идею в трехмерном пространстве, которое дает нам графическое представление, частотно-временное измерение упрощается в одно измерение элементов ресурсов, как показано на фиг.17. Поэтому пространство для кодированных разрядов может изображаться как трехмерное пространство в элементах ресурсов, пространстве и позициях модуляции, как показано на фиг.19. Фиг.19 иллюстрирует расширение кодированных разрядов каждого кодового блока во временной, частотной и пространственной области. Перемежитель сначала будет выделять кодированные разряды каждого кодового блока по измерению пространства, затем по измерению элемента ресурсов, чтобы гарантировать, что кодовый блок собирает максимальное разнесение во времени, частоте и пространстве. Индекс элемента ресурсов относится к измерению элементов ресурсов, пространственное измерение относится к измерению пространства, и индекс позиции модуляции относится к измерению позиций модуляции. Если передаются несколько кодовых блоков, то кодовые блоки в каждом кодовом слове следует расширить во временной, частотной и пространственной области. На фиг.19 кодированные разряды 1, 2, 3, …, 16 принадлежат одному кодовому блоку, тогда как

кодированные разряды 1', 2', 3', …, 16' принадлежат другому кодовому блоку.

В другом варианте осуществления изобретения вышеупомянутые варианты осуществления распространяются на передачи MIMO с разными пространственными измерениями на разных элементах ресурсов.

В системе MIMO ранг (количество пространственных измерений или уровней) может отличаться на разных элементах частотных ресурсов. Вышеупомянутые варианты осуществления также могут распространяться на передачи с разным порядком модуляции на разных ресурсах. Например, если два блока ресурсов обладают очень разным CQI, передатчик может использовать разные порядки модуляции на этих двух блоках ресурсов. В этом случае по-прежнему применяется задача исполнения в максимальном расширении кодированных разрядов в каждом кодовом блоке по времени, частоте, пространству и позициям модуляции. Специальная обработка должна быть реализована для обработки случая разных пространственных измерений или разных порядков модуляции на разных частотно-временных ресурсах. Например, аналогично схеме элементов ресурсов может быть построена схема для включения пространственного измерения и измерения позиций модуляции. Уровни или позиции модуляции, которые не являются доступными, будут пропускаться. Фиг.20 показывает пример записи кодированных разрядов в ресурсы с разными уровнями и разными порядками модуляции. На фиг.20 показаны разные порядки модуляции, например QPSK, 16-QAM и 64-QAM, и ранг 2 на индексе 0,1,2,3,10,11,12,13,14 и 15 элемента ресурсов, и ранг 1 на индексе 4,5,6,7,8 и 9 элемента ресурсов. В этом примере два кодовых блока все же пытаются расширить сначала по пространственным измерениям, когда пространственное измерение сокращается до 1, как в элементах 4, 5, 6, 7, 8, 9 ресурсов, два кодовых блока будут оба размещены на одном уровне в пространственном измерении. Тем не менее, каждый кодовый блок будет все же расширен в измерении времени и частоты (не показано на фиг.20, потому что измерения времени и частоты показаны как одно измерение элементов ресурсов). После того как все кодированные разряды преобразуются в элементы ресурсов, другая обработка перемежением, например перемежение строки-столбца, перемежение позиций модуляции, может выполняться для дополнительного придания случайного характера расположению кодированных разрядов.

Графическая иллюстрация перемежителя канала, когда разные порядки модуляции используются на разных ресурсах, также показана на фиг.21. Фиг.21 иллюстрирует перемежитель канала с разным порядком модуляции на ресурсах. В этом случае блок А ресурсов использует 16-QAM, тогда как блок В ресурсов использует 64-QAM. Кодированные разряды заполняют пространство, заданное временем, частотой и доступными позициями модуляции на каждых элементах ресурсов, пропуская элементы ресурсов, занятые другими каналами. Таким образом, вышеупомянутые этапы перемежения и варианты осуществления применяются в этом случае.

В другом варианте осуществления изобретения задается приоритет систематических разрядов в преобразовании кодированных разрядов и символов модуляции, образованных этими кодированными разрядам, в элементы ресурсов и пространственные измерения. Фиг.22 показывает пример расширенных кодированных разрядов на ресурсах с разными пространственными измерениями. Например, как показано на фиг.22, ранг (количество пространственных измерений или уровней) равен 2 на элементе 0, 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14, 15 ресурсов; и ранг равен 1 на элементе 4, 5, 6, 7, 8, 9 ресурсов. В этом примере одинаковый порядок модуляции применяется ко всем ресурсам и всем уровням и порядок модуляции равен 16-QAM. Из-

за помех между уровнями MIMO CQI (индикатор качества канала) на элементе 4, 5, 6, 7, 8, 9 ресурсов часто выше, чем CQI из расчета на уровень на элементах 0, 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14, 15 ресурсов. В этом случае систематические разряды получают больше защиты путем получения приоритета быть размещенными на тех элементах ресурсов с меньшим количеством уровней. С другой стороны, разряды четности получают приоритет быть размещенными на тех элементах ресурсов с большим количеством уровней. В показанном на фиг.22 примере все систематические разряды, то есть S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_6, S_7, S_8, S_9, размещаются на элементах ресурсов с индексом 4, 5, 6, 7, 8, 9, тогда как все разряды четности, то есть $P_{0,0}$, $P_{1,1}$, $P_{0,2}$, $P_{1,3}$, $P_{1,0}$, $P_{0,1}$, $P_{1,2}$, $P_{0,3}$, $P_{0,4}$, $P_{1,5}$, $P_{0,6}$, $P_{1,7}$, $P_{0,8}$, $P_{1,9}$, $P_{1,4}$, $P_{0,5}$, $P_{1,6}$, $P_{0,7}$, $P_{1,8}$, $P_{0,9}$, размещаются на элементах 0, 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14, 15 ресурсов.

Установление приоритетов систематического разряда также может быть реализовано путем задания нескольких областей по измерению позиций модуляции. Например, для созвездия 64-QAM, которое задано в Таблице 2 и фиг.12, задаются две области, то есть первая область, которая содержит b0, b1, b2, b3 для систематических разрядов, и вторая область, которая содержит b4, b5 для разрядов четности. Систематическим разрядам устанавливаются приоритеты в первой области, тогда как разрядам четности устанавливаются приоритеты во второй области. Первая область в определенных случаях может содержать некоторые разряды четности, например отсутствует достаточно систематических разрядов для заполнения первой области. Аналогичным образом, вторая область в определенных случаях может содержать некоторые систематические разряды, например отсутствует достаточно разрядов четности для заполнения второй области. Все вышеупомянутые варианты осуществления, этапы перемежения могут выполняться в отдельности в этих двух областях. Так как позиции модуляции разделяются на две области, перемежение/перестановку по позициям модуляции необходимо выполнять в отдельности для этих двух областей. Другими словами, область {b0, b1, b2, b3} переставляется, как будто она относится к модуляции 16-QAM, тогда как {b4, b5} переставляется, как будто она относится к модуляции QPSK. Кроме того, у этой идеи все же могут быть вариации. Например, вместо задания двух областей могут задаваться две начальные точки и направления в отдельности для систематических разрядов и разрядов четности. Систематические разряды начинаются в позициях модуляции с самой сильной защитой и двигаются в направлении позиций модуляции с более слабой защитой, тогда как разряды четности начинаются в позициях модуляции с самой слабой защитой и двигаются в направлении позиций модуляции с более сильной защитой.

В другом варианте осуществления настоящего изобретения кодированные разряды каждого кодового блока распределяются как можно равномернее на разных позициях модуляции. Существуют различные пути достижения этой цели. Один подход состоит в перечислении всех шаблонов перестановки у позиций модуляции. Шаблоны перестановки для позиций модуляции в QPSK и 16-QAM показаны в Таблице 3. С помощью назначения разных шаблонов перестановки разным символам модуляции изменяются позиции модуляции у кодированных разрядов в кодовом блоке. При этом кодированные разряды каждого кодового блока приблизительно равномерно распределяются по всем позициям модуляции. Таким образом, никакой кодовый блок особо не поощряется или ущемляется. Другая польза перемежения или перестановки по позициям модуляции в том, чтобы смягчить проблему, вызванную дисбалансом I-Q. Если SNR на I-отводе и Q-отводе разное, то перемежение или перестановка могут

обеспечить, что кодированные разряды каждого кодового блока расширены по I и Q отводам.

Таблица 3

Модуляция	Перестановка позиции модуляции
QPSK	01, 10
16-QAM	0123, 0132, 0213, 0231, 0312, 0321, 1023, 1032, 1230, 1203, 1302, 1320, 2013, 2031, 2103, 2130, 2301, 2310, 3012, 3021, 3102, 3120, 3201, 3210

Разумеется, может выбираться подмножество шаблонов перестановки. Например, один задающий шаблон перестановки вместе с его циклически сдвинутыми версиями может использоваться в качестве одного подмножества шаблонов. Несколько примеров для QPSK, 16-QAM и 64-QAM показаны в Таблице 4. В Таблице 4 шаблоны с естественным упорядочением используются в качестве задающего шаблона. Подмножество шаблонов перестановки формируется с помощью циклических сдвигов задающего шаблона. Эти шаблоны перестановки могут применяться к символам модуляции на разных элементах ресурсов. Эти подмножества шаблонов могут меняться с каждыми элементами ресурсов или с каждыми несколькими элементами ресурсов. При этом кодированные разряды каждого кодового блока будут сдвигаться в разные позиции модуляции в разных символах модуляции. Поэтому каждый кодовый блок получит приблизительно одинаковую защиту от модуляции. Эта методика также может применяться в повторных передачах в HARQ. Один пример применения состоит в изменении шаблонов перестановки одних и тех же символов модуляции в передачах. Это может достигаться с использованием разных циклических сдвигов одного и того же задающего шаблона перестановки или с использованием разных задающих шаблонов перестановки в повторных передачах.

Таблица 4

Модуляция	Задающий шаблон перестановки	Циклические сдвиги задающих шаблонов перестановки
QPSK	01	01, 10
16-QAM	0123	0123, 1230, 2301, 3012
64-QAM	012345	012345, 123450, 234501, 345012, 450123 501234

Конечно, выбор подмножества шаблонов перестановки может быть различным и зависит от других проектных параметров. Например, не все циклические сдвиги необходимы в выбранном подмножестве. Могут выбираться циклические сдвиги из нескольких задающих шаблонов перестановки. В одном предпочтительном варианте осуществления изобретения предпочтительные задающие шаблоны для QPSK, 16-QAM (которая показана на фиг.11), 64-QAM (которая показана на фиг.12) перечисляются в Таблице 5. Из-за модуляции относительно высокого порядка уровень защиты на некоторых позициях одинаковый, тогда как уровень защиты на некоторых других позициях разный. Для созвездия 16-QAM, которое показано на фиг.11, и созвездия 64-QAM, которое показано на фиг.12, b0 и b1 получают самую сильную защиту, b2 и b3 получают меньшую защиту, тогда как b4 и b5 (в случае 64-QAM) получают минимальную величину защиты. В соответствии с Таблицей 5 0213 и его циклически сдвинутые версии используются для 16-QAM, тогда как 042153 и его циклически сдвинутые версии используются для 64-QAM. Другой предпочтительной задающей перестановкой для 16-QAM является 0312 (не показана в Таблице 5). Другими предпочтительными задающими перестановками для 64-QAM являются 024135, 052143, 043152, 053142, 025134, 034125, 035124 (не показаны в Таблице 5). Предпочтительный

задающий шаблон перестановки может изменяться, когда изменяется конфигурация созвездия 16-QAM или 64-QAM.

Таблица 5

Модуляция	Предпочтительный задающий шаблон перестановки	Циклические сдвиги задающих шаблонов перестановки
QPSK	01	01, 10
16-QAM	0213	0213, 2130, 1302, 3021
64-QAM	042153	042153, 421530, 215304, 153042, 530421, 304215

Фиг.23 показывает общий способ получения предпочтительного шаблона перестановки для 64-QAM. Позиции модуляции размещаются с одинаковым уровнем защиты на двух концах диаметра окружности, и позиции модуляции размещаются с разным уровнем защиты под разным углом вдоль окружности. Например, позиции модуляции b0 и b1 размещаются с самой сильной защитой на двух концах диаметра A-A' окружности, как показано на фиг.23, позиции модуляции b2 и b3 размещаются с более слабой защитой на двух концах диаметра B-B' окружности, и позиции модуляции b4 и b5 размещаются с самой слабой защитой на двух концах диаметра C-C' окружности. Разные предпочтительные задающие шаблоны перестановки и их циклические сдвиги могут быть получены путем считывания позиций по окружности, начиная с любой позиции и двигаясь либо по часовой стрелке, либо против часовой стрелки. Таким образом, достигается максимальное разделение позиций модуляции с одинаковым уровнем защиты. Этот способ также применим к другим порядкам модуляции. Как показано в Таблице 5, предпочтительным задающим шаблоном для 64-QAM является 042153. В соответствии с фиг.23, начиная с точки A' и отсчитывая против часовой стрелки по периметру окружности, достигается b0b4b2b1b5b3. Поэтому предпочтительным задающим шаблоном для 64-QAM является 046153. С помощью того же способа могут быть достигнуты все предпочтительные шаблоны перестановки для 64-QAM. Хотя предпочтительны задающие шаблоны перестановки, которые формируются таким образом, и их циклические сдвиги, это изобретение, конечно, охватывает применение перемежения, перестановки, перетасовки, обмена, перестановки позиций модуляции на элементах ресурсов и/или по повторным передачам с любым шаблоном или в любом виде.

В другом варианте осуществления этого изобретения предлагается итеративная операция для приема нескольких кодовых блоков, которые мультиплексируются вместе внутри символов модуляции. С помощью вышеупомянутой конфигурации перемежителя канала кодированные разряды разных кодовых блоков мультиплексируются в один символ модуляции. Фиг.24 иллюстрирует итеративный приемник для декодирования нескольких кодовых блоков, мультиплексированных в одинаковых символах модуляции. Здесь предлагается итеративная операция для повышения производительности приемника. Иллюстрация этой операции показана на фиг.24. После обработки этапом 690 входной и некоторой немодулированной обработки на приемнике, например, FFT, оценка канала, коррекция и т.д., гибкие значения кодированных разрядов получаются путем демодуляции символа модуляции с помощью демодулятора 692. Эти гибкие значения затем обратно перемежаются обращенным перемежителем 694 и подаются в декодер 696. Имеются несколько кодовых блоков. Декодер 696 пытается декодировать один или несколько, или все кодовые блоки. В операции декодирования также возможна параллельная обработка. После операции декодирования одни кодовые блоки могут успешно декодироваться, тогда как некоторые другие - нет. В этом случае кодовые блоки в тех декодированных

кодовых блоках восстанавливаются. Вследствие того что кодированные разряды в этих блоках мультиплексируются в те же символы модуляции вместе с кодированными разрядами тех кодовых блоков, которые являются неуспешными, информация из этих кодированных разрядов используется для помощи в обнаружении кодированных блоков, которые все еще являются неуспешными. Успешно декодированные кодовые блоки сообщаются по обратной связи кодеру 698 и затем подаются в перемежитель 699. Поэтому информация из этих успешно декодированных кодовых блоков используется для помощи в обнаружении кодированных блоков, которые все еще являются неуспешными.

Фиг.25 показывает пример уменьшенного созвездия, которое повышает производительность обнаружения у передачи. Например, созвездие b3b2b1b0 16-QAM показано на фиг.25(A), b3 предполагается принадлежащим кодовому блоку 1, b2 и b1 предполагаются принадлежащими кодовому блоку 2, и b0 предполагается принадлежащим кодовому блоку 3. Если кодовый блок 2 декодируется успешно, получаются сведения о значении b2 и b1. Если b2=0 и b1=1, то созвездие уменьшается, как показано на фиг.25. В этом случае демодуляция b2 и b0 на основе уменьшенного созвездия может обладать повышенной производительностью.

В другом варианте осуществления изобретения итеративная операция может выполняться без правильного декодирования и повторного кодирования некоторых кодовых блоков. Вместо этого надежность кодированных и информационных разрядов может использоваться для прохождения через итерации, чтобы повысить производительность обнаружения. Одно представление надежности называется внешней информацией, которая является новой правдоподобной информацией о каждом разряде, который передается между несколькими блоками обработки в итерационном цикле. Пример показан на фиг.26. Фиг.26 иллюстрирует альтернативный итеративный приемник для декодирования нескольких кодовых блоков, мультиплексированных в одинаковых символах модуляции. Поскольку фиг.26 почти аналогична фиг.24, подробное объяснение пропускается и будет описано только отличие. Внешняя информация передается между демодулятором 692 и декодером 696. Каждый берет внешнюю информацию от другого в качестве предварительной информации в вычислении правдоподобия каждого разряда и формирует новый цикл внешней информации. Для успешного декодирования, когда продолжается итерация, правдоподобие разрядов будет повышаться и со временем приводит к успеху декодирования.

В системе долгосрочного развития (LTE) структура субкадра нисходящей линии связи показана на фиг.27.

Как показано на фиг.27, каждый субкадр содержит два временных интервала, причем каждый временной интервал содержит семь символов OFDM (то есть символы 0-6 OFDM) во временной области. Сигналы канала управления располагаются в первых двух или трех символах OFDM в субкадре. В этом случае сигналы канала управления располагаются в первых двух символах OFDM. Опорные сигналы располагаются в символе 0, 4, 7 и 11 OFDM. Для простоты будут обсуждаться только опорные сигналы первой передающей антенны. В частотной области данные могут представляться посредством нескольких блоков ресурсов, например блоков i и j ресурсов. Идеи настоящего изобретения, конечно, могут распространяться на системы с несколькими передающими антеннами и несколькими опорными сигналами. Чтобы поддерживать хорошую производительность оценки канала, обычно используется интерполяция или усреднение опорных сигналов нисходящей линии связи. Например,

как показано на фиг.27, интерполяция опорных сигналов в элементах A, B, C и D ресурсов может использоваться для получения оценки канала для элемента S ресурсов с повышенной производительностью. Однако это также означает, что демодуляция символа модуляции в элементе S ресурсов должна ожидать, пока принимаются опорные сигналы в элементе C и D ресурсов. Другими словами, если демодуляция элемента S ресурсов происходит перед символом 11 OFDM, который содержит элементы C и D ресурсов, производительность оценки канала для элемента S ресурсов может подвергаться отрицательному влиянию.

В настоящем изобретении также предлагаются способы и устройства для обеспечения возможности быстрого декодирования передач с информационными разрядами или разрядами четности из нескольких кодированных пакетов.

Особенности, признаки и преимущества настоящего изобретения полностью очевидны из нижеследующего подробного описания изобретения, просто с помощью иллюстрации некоторого количества конкретных вариантов осуществления и реализаций, включая лучший вариант осуществления, предполагаемый для осуществления изобретения. Настоящее изобретение также допускает другие и отличные варианты осуществления, и некоторые подробности могут быть изменены в различных очевидных отношениях, и все это без отклонения от сущности и объема изобретения. Соответственно, чертежи и описание должны рассматриваться как пояснительные по характеру, а не как ограничивающие. Настоящее изобретение иллюстрируется в качестве примера, а не в качестве ограничения, на фигурах сопровождающих чертежей. В нижеследующих иллюстрациях канал данных нисходящей линии связи в системах долгосрочного развития (LTE) используется в качестве примера. Проиллюстрированная в настоящем изобретении методика, безусловно, может использоваться в канале данных восходящей линии связи в системах долгосрочного развития (LTE), каналах управления либо в нисходящей линии связи, либо в восходящей линии связи в системах долгосрочного развития (LTE) и других каналах данных, каналах управления или других каналах в других системах, когда это применимо.

Когда передаются несколько кодовых блоков, производительность передачи данных диктуется кодовым блоком, который обладает наихудшей производительностью. Перемежитель канала, включающий преобразование из кодированных разрядов разных кодовых блоков в символы модуляции и преобразование из символов модуляции во временные, частотные и пространственные ресурсы, нужно тщательно проектировать, чтобы гарантировать, что каждый кодовый блок получает приблизительно одинаковый уровень защиты. Когда передаются несколько кодовых блоков, полезно разрешить приемнику начать декодирование некоторых кодовых блоков, пока приемник еще демодулирует символы модуляции для других кодовых блоков. В системе долгосрочного развития (LTE) это представляет проблему из-за влияния на производительность оценки канала, если нет достаточного количества опорных сигналов во время демодуляции и декодирования. В настоящем изобретении предлагаются методики, которые позволяют быстрое декодирование нескольких кодовых блоков, в то время как сохраняется хорошая производительность оценки канала.

В системе OFDMA, например системе долгосрочного развития (LTE), обычно имеется несколько символов OFDM в субкадре. В системе долгосрочного развития (LTE) опорные сигналы присутствуют в нескольких символах OFDM, именуемых символами OFDM опорного сигнала, в то же время отсутствуя в других

символах OFDM.

В одном варианте осуществления настоящего изобретения несколько символов OFDM в субкадре разделяются на группы с границей между по меньшей мере двумя группами, расположенной в символах OFDM опорного сигнала или в тех символах OFDM непосредственно до или непосредственно после символов OFDM опорного сигнала. Каждая группа содержит элементы ресурсов, которые будут переносить кодированные разряды по меньшей мере из одного кодового блока. Элементы ресурсов в каждой группе являются граничащими или близкими друг к другу во временной области. Приемник может начинать декодирование по меньшей мере одного кодового блока после приема всех элементов ресурсов в каждой группе.

Фиг.28(A) показывает один пример конфигурации группирования нескольких символов OFDM в субкадре, созданной в соответствии с одним вариантом осуществления настоящего изобретения.

Как показано на фиг.28(A), сигналы канала управления располагаются в первых двух или трех символах OFDM в субкадре. В этом случае сигналы канала управления располагаются в первых двух символах OFDM. Группа 1 задается в виде набора элементов ресурсов в символе 2, 3 и 4 OFDM, которые доступны каналу данных. Группа 2 задается в виде набора элементов ресурсов в символе 5, 6 и 7 OFDM, которые доступны каналу данных. Группа 3 задается в виде набора элементов ресурсов в символе 8, 9 и 10 OFDM, которые доступны каналу данных. Группа 4 задается в виде набора элементов ресурсов в символе 11, 12 и 13 OFDM, которые доступны каналу данных. Символ 4 OFDM содержит опорный сигнал нисходящей линии связи; граница между Группой 1 и Группой 2 располагается между символом 4 и 5 OFDM. Символ 11 OFDM содержит опорные сигналы нисходящей линии связи; граница между Группой 3 и Группой 4 располагается между символом 10 и 11 OFDM. Поскольку граница всегда там или рядом с тем, где находится опорный сигнал, приемник может начать декодирование кодовых блоков, перенесенных в группе, сразу после того, как принимается группа, или ждать одного дополнительного символа OFDM без потери производительности оценки канала. Приемник может воспользоваться преимуществом последнего доступного опорного сигнала для демодуляции и декодирования кодовых блоков, перенесенных в группе. Например, имеются 8 кодовых блоков, кодированные разряды двух кодовых блоков могут быть помещены в каждую группу. Например, кодированные разряды кодового блока 1 и 2 содержатся в Группе 1. После того как приемник принял символ 2, 3, 4 OFDM, так как все элементы ресурсов в Группе 1 содержатся в этих символах OFDM, приемник принял все кодированные разряды для кодового блока 1 и 2. Поэтому приемник может начать декодирование этих двух кодовых блоков. Таким образом, приемнику не нужно ждать до конца субкадра (после символа 13 OFDM), чтобы начать декодирование. Эта конфигурация обеспечивает несколько преимуществ конфигурации приемника в плане сложности аппаратных средств и потреблением энергии.

Фиг.28(B) - блок-схема алгоритма, иллюстрирующая способ передачи сигналов данных путем разделения элементов ресурсов, имеющих кодированные разряды, подходящий для применения на практике принципов одного варианта осуществления настоящего изобретения. Фиг.28(C) - блок-схема алгоритма, иллюстрирующая способ приема и декодирования на приемнике сгруппированных элементов ресурсов, имеющих кодированные разряды. На фиг.28(B) информационные разряды модулируются на этапе 911, затем преобразуются из последовательной в

параллельную форму на этапе 912. Затем данные преобразуются способом IFFT на этапе 915 и затем перерабатываются из параллельной в последовательную форму на этапе 916. Затем данные в разных кодовых блоках преобразуются в элементы ресурсов, которые разделяются на разные группы на этапе 917. В конечном счете передающий каскад, имеющий один или несколько передающих антенн, передает символы OFDM, которые включают в себя одну или несколько групп элементов ресурсов. На фиг.28(C) приемник начинает принимать символы OFDM, которые включают в себя одну группу элементов ресурсов, с помощью принимающего входного процесса на этапе 951. Затем принятые символы OFDM обрабатываются этапом последовательно-параллельного преобразования на этапе 952 и способом FFT на этапе 953. Группа элементов ресурсов обрабатывается параллельно-последовательной обработкой на этапе 956 и в конечном счете демодулируется на этапе 957. Приемник затем декодирует кодированные разряды элементов ресурсов в одной группе на этапе 958. Пока приемник продолжает принимать символы OFDM, могут приниматься и обрабатываться следующие группы элементов ресурсов.

Фиг.29 показывает другой пример конфигурации группирования нескольких символов OFDM в субкадр, подходящий для применения на практике принципов настоящего изобретения. В этом примере задаются две группы. Сигналы канала управления располагаются в первых двух или трех символах OFDM в субкадре. Группа 1 включает в себя элементы ресурсов в символе 2, 3, 4, 5, 6, 7 OFDM, а Группа 2 включает в себя элементы ресурсов в символе 8, 9, 10, 11, 12, 13 OFDM. Символы 2-13 OFDM в субкадре разделяются на две группы с границей между двумя группами, расположенной на символе 7 и 8 OFDM. Отметим, что символ 7 OFDM переносит опорные сигналы. В разных ситуациях может использоваться разная конфигурация групп, например, но не только, разные UE, разные субкадры, разное качество обслуживания и т.д. без отклонения от сущности этого изобретения.

Фиг.30 показывает другой пример конфигурации группирования нескольких символов OFDM в субкадр, подходящий для применения на практике принципов настоящего изобретения. В этом примере, хотя каждая группа включает в себя элементы ресурсов из смежных символов OFDM, некоторые символы OFDM, например символы 5, 8 и 11 OFDM, могут содержать несколько групп. Снова отметим, что границы между группами все располагаются в символах OFDM, которые переносят опорные сигналы, или символах OFDM, которые находятся непосредственно до или после символов OFDM, которые переносят опорные сигналы. Эта конфигурация обеспечивает возможность более гибкого определения группы, чем группирование на основе символа OFDM, в то же время сохраняя преимущества обеспечения возможности быстрого декодирования без потери производительности оценки канала.

В другом варианте осуществления настоящего изобретения группы задаются на основе кодовых блоков вместо элементов ресурсов. Фиг.32 показывает пример конфигурации группирования кодового блока, подходящий для применения на практике принципов этого варианта осуществления настоящего изобретения. Каждая группа содержит кодированные разряды по меньшей мере одного кодового блока и может содержать несколько кодовых блоков. Например, кодовые блоки 1 и 2 могут быть сгруппированы в качестве первой группы, кодовые блоки 3 и 4 могут быть сгруппированы в качестве второй группы, кодовые блоки 5 и 6 могут быть сгруппированы в качестве третьей группы, и кодовые блоки 7 и 8 могут быть сгруппированы в качестве четвертой группы. Первая группа размещается в первых нескольких символах OFDM, и вторая группа размещается в следующих нескольких

символах OFDM, и т.д. Таким образом, допускается быстрое декодирование некоторых кодовых блоков без ожидания конца субкадра.

С помощью группы, заданной в вышеупомянутых вариантах осуществления на основе либо элементов ресурсов, либо кодовых блоков, могут задаваться остальные операции перемежения в канале в рамках каждой группы. Перемежитель канала вполне может быть общим. Например, перемежитель канала может расширять кодированные разряды каждого кодового блока в группе на как можно больше элементов ресурсов в этой группе. Перемежитель канала может расширять кодированные разряды каждого кодового блока в группе на разные позиции модуляции как можно равномернее. Перемежитель канала может попытаться обеспечить, чтобы каждый символ модуляции в группе содержал кодированные разряды из нескольких кодовых блоков, чтобы пакетная ошибка на символах модуляции распространялась на эти кодовые блоки.

Вышеупомянутые варианты осуществления конфигурации перемежителя канала могут распространяться на случай передач MIMO. Предположим, что несколько уровней выделяются кодовому слову MIMO. Этот сценарий может произойти в системах долгосрочного развития (LTE), например, когда передача SU-MIMO имеет ранг выше 1. В этом случае пространственное измерение может добавляться к определению группы. Кодовое слово со множеством входов и множеством выходов (MIMO) представляет транспортный блок. Процессор со множеством входов и множеством выходов (MIMO), формирующий разряды мягкого решения по меньшей мере для одного из множества кодовых блоков в кодовом слове со множеством входов и множеством выходов (MIMO)

Фиг.31 показывает примеры параллельной обработки для последовательного подавления помех с помощью или без помощи группового контроля циклическим избыточным кодом (CRC), подходящие для применения на практике принципов настоящего изобретения.

Как показано на фиг.31, в субкадре задаются четыре группы:

Группа 1 может быть задана как набор элементов ресурсов в символе 2, 3 и 4 OFDM, включающий несколько уровней MIMO или потоков MIMO на тех элементах ресурсов; Группа 2 может быть задана как набор элементов ресурсов в символе 5, 6 и 7 OFDM, включающий несколько уровней MIMO или потоков MIMO на тех элементах ресурсов; и т.д.

Как показано на фиг.31(A), в рамках каждой группы есть два уровня; в рамках каждой группы есть два уровня или потока; в рамках каждого уровня MIMO или потока MIMO есть четыре группы. В передаче MIMO с несколькими кодовыми словами каждый уровень может содержать соответствующее кодовое слово (CW) MIMO, то есть CW1 и CW2, и каждое CW переносит несколько кодовых блоков и 24-разрядный CRC, как показано на фиг.31(B). Для каждого кодового слова MIMO этот CRC применяется к целому кодовому слову MIMO (транспортному блоку, имеющему несколько кодовых блоков), т.е. всем кодовым блокам в Группе 1, 2, 3 и 4, которые принадлежат кодовому слову MIMO. Поэтому с помощью определения группы декодирование кодовых блоков в CW 1 MIMO может начинаться немедленно после демодуляции символов модуляции в Группе 1. При этом демодуляция поздних групп проводится параллельно декодированию ранних групп. К тому же с помощью этого CRC помехи от CW1 на CW2 могут подавляться с помощью последовательного подавления помех.

Более того, возможность параллельной обработки может быть значительно

расширена. В другом варианте осуществления настоящего изобретения CRC добавляется к одному или нескольким кодовым блокам в кодовом слове в группе. Один пример показан на фиг.31(C): один CRC может присоединяться к каждой из групп. С помощью определения группы декодирование кодовых блоков в CW1 может начинаться немедленно после демодуляции Группы 1. При этом демодуляция поздних групп проводится параллельно декодированию предыдущих групп. С помощью CRC на группу могут подавляться помехи от CW1 на CW2 в Группе 1, и декодирование кодовых блоков в CW2 в Группе 1 может начинаться немедленно после декодирования тех кодовых блоков в CW1 в Группе 1. При этом демодуляция поздних групп в CW1, декодирование ранних групп в CW1, последовательное подавление помех, демодуляция поздних групп в CW2 и декодирование ранних групп в CW2 могут обрабатываться параллельно тем или иным образом.

Конечно, CRC может добавляться к группам обоих кодовых слов CW1 и CW2 MIMO в отдельности. В этом случае он дает возможность параллельной обработки даже в случае итеративного приемника. Другими словами, когда итеративный приемник используется для декодирования CW1 и CW2, итеративный приемник для Группы 1 используется в декодировании кодовых блоков в CW1 в Группе 1 и декодировании кодовых блоков в CW2 в Группе 1. В этом случае даже итеративный приемник может быть распараллелен между группами.

Конечно, могут быть получены многие вариации и конструкции приемника. Например, определение группы по этим двум уровням не нужно точно синхронизировать. Это может вызывать некоторую задержку в обработке или некоторое ухудшение производительности, но может обеспечить больше гибкости в определении группы. Даже количество групп в каждом уровне может быть разным.

Формула изобретения

1. Передатчик, содержащий:

первый разделитель, сегментирующий каждый из множества транспортных блоков данных на множество кодовых блоков;

кодер, кодирующий информационные разряды множества кодовых блоков;

модулятор, модулирующий кодированные информационные разряды во множество символов модуляции;

второй разделитель, сегментирующий множество элементов ресурсов в нескольких символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) на множество групп, причем каждая из множества групп содержит множество элементов ресурсов, переносящих символы модуляции, по меньшей мере, из одного из множества кодовых блоков;

частотно-временной преобразователь, преобразующий множество групп элементов ресурсов в сигналы временной области способом обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT); и радиочастотный усилитель, позволяющий передавать сигналы временной области.

2. Передатчик по п.1, в котором элементы ресурсов, по меньшей мере, одной из множества групп располагаются в смежных символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM).

3. Передатчик по п.2, в котором, по меньшей мере, одна из границ между двумя группами среди множества групп располагается либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы, либо на символах мультиплексирования с

ортогональным частотным разделением (OFDM) непосредственно до или непосредственно после символов мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы.

4. Передатчик по п.1, дополнительно содержащий перемежитель канала, обеспечивающий, что каждый символ модуляции в каждой из множества групп содержит кодированные разряды из нескольких кодовых блоков, и выполняющий операции перемежения в канале в рамках каждой из множества групп, причем перемежитель канала выбирается из одного из:

расширяющего кодированные разряды каждого кодового блока в каждой из множества групп на предварительно заданное максимальное количество элементов ресурсов в каждой из множества групп и

расширяющего кодированные разряды каждого кодового блока в каждой из множества групп на разные позиции модуляции у символов модуляции в каждой из множества групп.

5. Передатчик по п.1, причем первый разделитель сегментирует каждый из множества транспортных блоков на множество кодовых блоков и второй разделитель сегментирует множество элементов ресурсов на множество групп для нескольких кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO) в системе передачи со множеством входов и множеством выходов (MIMO), и причем каждое кодовое слово со множеством входов и множеством выходов (MIMO) выделяется, по меньшей мере, одному уровню со множеством входов и множеством выходов (MIMO).

6. Передатчик по п.5, причем разные уровни со множеством входов и множеством выходов (MIMO) задаются, по меньшей мере, для двух из множества групп и разные кодовые слова со множеством входов и множеством выходов (MIMO) размещаются, по меньшей мере, для двух из множества групп в разных уровнях.

7. Передатчик по п.5, причем каждое кодовое слово со множеством входов и множеством выходов (MIMO) переносит несколько кодовых блоков и один код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) применяется к каждому из кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO).

8. Передатчик по п.1, дополнительно содержащий:

перед частотно-временным преобразователем, преобразующим множество групп элементов ресурсов в сигналы временной области способом обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT), процессор со множеством входов и множеством выходов (MIMO), позволяющий передачу множества групп через множество передающих антенн.

9. Передатчик, содержащий:

разделитель, сегментирующий транспортный блок данных на множество кодовых блоков;

первый вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), формирующий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, для одного из множества кодовых блоков и присоединяющий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, к одному из множества кодовых блоков; и

кодер, кодирующий информационные разряды множества кодовых блоков.

10. Передатчик по п.9, дополнительно содержащий:

перед разделителем, сегментирующим транспортный блок данных на множество кодовых блоков, второй вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), формирующий второй код контроля циклическим избыточным

кодом (CRC) для транспортного блока данных и присоединяющий второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) к транспортному блоку данных.

11. Передатчик по п.9, причем первый вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) формирует первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, для одного из множества кодовых блоков, когда количество кодовых блоков больше одного, и не формирует первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), когда количество кодовых блоков равно одному.

12. Передатчик, содержащий:

разделитель, сегментирующий каждый из множества транспортных блоков данных на множество кодовых блоков;

блок группирования, группирующий множество кодовых блоков во множество групп, причем каждая из множества групп содержит кодированные разряды, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков;

первый вычислитель CRC, формирующий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, для одной из множества групп и присоединяющий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, к одному кодовому блоку, по меньшей мере, одной из множества групп;

кодер, кодирующий информационные разряды множества кодовых блоков; и

блок модуляции, позволяющий передачу множества групп.

13. Передатчик по п.12, в котором разделитель сегментирует каждый из множества транспортных блоков данных на множество кодовых блоков, причем каждый из множества транспортных блоков передается посредством кодового слова с множеством входов и множеством выходов (MIMO) в системе MIMO.

14. Передатчик по п.13, причем каждое кодовое слово со множеством входов и множеством выходов (MIMO) выделяется, по меньшей мере, одному уровню MIMO.

15. Передатчик по п.14, причем по меньшей мере одно из кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO) переносит несколько кодовых блоков.

16. Передатчик по п.15, причем разные уровни с множеством входов и множеством выходов (MIMO) задаются, по меньшей мере, для двух из множества групп и разные кодовые блоки размещаются, по меньшей мере, для двух из множества групп.

17. Передатчик по п.12, дополнительно содержащий второй вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) перед разделителем, сегментирующим один транспортный блок данных на множество кодовых блоков, формирующий второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) для одного транспортного блока данных и присоединяющий второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) к одному транспортному блоку.

18. Приемник, содержащий:

множество блоков, настроенных на прием множества групп элементов ресурсов, содержащих кодированные разряды; модуль дискретного преобразования Фурье, преобразующий принятые сигналы временной области в символы модуляции на элементах ресурсов; и демодулятор, демодулирующий преобразованные символы модуляции на элементах ресурсов в кодированные разряды мягкого решения, которые должны декодироваться декодером;

декодер, формирующий декодированные информационные разряды, декодирующий, при приеме каждой из множества групп элементов ресурсов, элементы ресурсов из нескольких символов мультиплексирования с ортогональным частотным

разделением (OFDM), сегментируемых на каждую из множества групп, содержащую множество элементов ресурсов, включающее кодированные информационные разряды, по меньшей мере, из одного кодового блока; и

блок сбора, собирающий декодированные информационные разряды из множества групп для формирования транспортного блока декодированных информационных разрядов.

19. Приемник по п.18, причем элементы ресурсов, по меньшей мере, одной из множества групп располагаются в смежных символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM).

20. Приемник по п.19, причем, по меньшей мере, одна из границ между двумя из множества групп располагается либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы, либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) непосредственно до или непосредственно после символов мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы.

21. Приемник по п.19, причем элементы ресурсов нескольких символов мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) сегментируются на множество групп, по меньшей мере, для одного из множества кодовых слов с множеством входов и множеством выходов (MIMO).

22. Приемник, содержащий:

декодер, декодирующий информационные разряды, по меньшей мере, из одного из множества кодовых блоков в транспортном блоке; и

первый вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков.

23. Приемник по п.22, дополнительно содержащий:

после первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющего первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков, второй вычислитель CRC, вычисляющий второй CRC, присоединенный к транспортному блоку, содержащему все информационные разряды множества кодовых блоков.

24. Приемник по п.22, причем первый вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) вычисляет первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков, когда количество кодовых блоков больше одного, и не вычисляет первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), когда количество кодовых блоков равно одному.

25. Приемник, содержащий:

процессор с множеством входов и множеством выходов (MIMO), формирующий разряды мягкого решения, по меньшей мере, для одного из множества кодовых блоков в кодовом слове с множеством входов и множеством выходов (MIMO);

декодер, декодирующий информационные разряды, по меньшей мере, из одного из множества кодовых блоков в кодовом слове MIMO;

первый вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC),

присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков в кодовом слове MIMO; и

второй вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) после первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющего первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, из одного из множества кодовых блоков, вычисляющий второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) для всех информационных разрядов из множества кодовых блоков в кодовом слове MIMO.

26. Приемник, содержащий:

множество блоков, настроенных на прием множества групп кодовых блоков, содержащих кодированные разряды;

декодер, формирующий декодированные информационные разряды, декодирующий, при приеме кодированных разрядов мягкого решения каждой из множества групп кодовых блоков, причем кодированные разряды мягкого решения включают в себя, по меньшей мере, один кодовый блок, по меньшей мере, в одной из множества групп; и

первый вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющий первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков; и

второй вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) после первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющего первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, одного из множества кодовых блоков, вычисляющий второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) для всех информационных разрядов из множества кодовых блоков.

27. Приемник по п.26, дополнительно содержащий:

перед деколером, формирующим декодированные информационные разряды, модуль дискретного преобразования Фурье, преобразующий принятые сигналы временной области в символы модуляции на элементах ресурсов; и

демодулятор, демодулирующий преобразованные символы модуляции на элементах ресурсов в кодированные разряды мягкого решения, которые должны декодироваться декодером.

28. Приемник по п.26, причем каждое из кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO) переносит несколько кодовых блоков и один код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) применяется к каждому из кодовых слов MIMO.

29. Приемник по п.28, дополнительно содержащий второй вычислитель кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) после первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющего первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам по меньшей мере одного из множества кодовых блоков, вычисляющий второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) для всех информационных разрядов из множества кодовых блоков в кодовом слове MIMO.

30. Способ передачи информационных разрядов, содержащий этапы, на которых:

сегментируют транспортный блок данных на множество кодовых блоков;

кодируют информационные разряды множества кодовых блоков в транспортном блоке;

сегментируют множество элементов ресурсов в нескольких символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) на множество групп, причем каждая из множества групп содержит множество элементов ресурсов, включающее кодированные информационные разряды, по меньшей мере, из одного кодового блока;

преобразуют множество групп элементов ресурсов в сигналы временной области способом обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT) и

передают множество групп элементов ресурсов, содержащих кодированные информационные разряды.

31. Способ по п.30, причем элементы ресурсов, по меньшей мере, одной из множества групп располагаются в смежных символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM).

32. Способ по п.31, причем, по меньшей мере, одна из границ между двумя из множества групп располагается либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы, либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) непосредственно до или непосредственно после символов мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы.

33. Способ по п.30, дополнительно содержащий этап, на котором определяют перемежитель канала, обеспечивающий, что каждый символ модуляции в каждой из множества групп содержит кодированные разряды из нескольких кодовых блоков, причем перемежитель канала выбирается из одного из:

расширяющего кодированные разряды каждого кодового блока в каждой из множества групп на заданное максимальное количество элементов ресурсов в каждой из множества групп и

расширяющего кодированные разряды каждого из множества кодовых блоков в каждой из множества групп на разные позиции модуляции.

34. Способ по п.30, причем множество транспортных блоков сегментируются на множество кодовых блоков и множество элементов ресурсов сегментируется на множество групп для множества кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO) в системе со множеством входов и множеством выходов (MIMO), причем каждое кодовое слово со множеством входов и множеством выходов (MIMO) выделяется по меньшей мере одному уровню со множеством входов и множеством выходов (MIMO).

35. Способ по п.34, причем разные уровни с множеством входов и множеством выходов (MIMO) задаются, по меньшей мере, для двух из множества групп и разные кодовые слова с множеством входов и множеством выходов (MIMO) размещаются, по меньшей мере, для двух из множества групп.

36. Способ по п.34, причем каждое кодовое слово со множеством входов и множеством выходов (MIMO) переносит несколько кодовых блоков и один код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) применяется к каждому из кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO).

37. Способ передачи информационных разрядов, содержащий этапы, на которых:

разделяют транспортный блок данных на множество кодовых блоков;

с помощью первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным

кодом (CRC) формируют первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, для одного из множества кодовых блоков и присоединяют первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, к одному из множества кодовых блоков; и

кодируют информационные разряды множества кодовых блоков.

38. Способ по п.37, дополнительно содержащий этап, на котором:

перед этапом, на котором разделяют транспортный блок данных на множество кодовых блоков, с помощью второго вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) формируют второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) для транспортного блока данных и присоединяют второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) к транспортному блоку.

39. Способ по п.37, причем первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) формируется первым вычислителем кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), по меньшей мере, для одного из множества кодовых блоков, когда количество кодовых блоков больше одного, и никакой первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) не формируется первым вычислителем кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), когда количество кодовых блоков равно одному.

40. Способ приема кодированных информационных разрядов, содержащий этапы, на которых:

для каждого из множества последовательно встречающихся транспортных блоков принимают множество групп элементов ресурсов, причем каждая группа включает кодированные информационные разряды, по меньшей мере, из одного кодового блока; и

для каждого из множества последовательно встречающихся транспортных блоков преобразуют принятые сигналы временной области в символы модуляции на элементах ресурсов способом дискретного преобразования Фурье и демодулируют преобразованные символы модуляции, полученные из способа дискретного преобразования Фурье; декодируют, при приеме каждой из множества групп элементов ресурсов, элементы ресурсов из нескольких символов мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), разделенные на каждую из множества групп с границей между двумя группами, причем, по меньшей мере, одна из границ между двумя группами располагается либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы, либо на символах мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) непосредственно до или непосредственно после символов мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM), которые переносят опорные сигналы, и каждая из множества групп содержит множество элементов ресурсов, включающее кодированные информационные разряды, по меньшей мере, из одного кодового блока.

41. Способ по п.40, причем разные уровни со множеством входов и множеством выходов (MIMO) задаются по меньшей мере для двух из множества групп и разные кодовые слова MIMO размещаются по меньшей мере для двух из множества групп.

42. Способ по п.40, причем каждое из кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO) переносит несколько кодовых блоков и один контроль циклическим избыточным кодом (CRC) применяется к каждому из кодовых слов со множеством входов и множеством выходов (MIMO).

43. Способ по п.42, причем разные уровни со множеством входов и множеством

выходов (MIMO) задаются, по меньшей мере, для двух из множества групп и разные кодовые слова MIMO размещают с, по меньшей мере, для упомянутых двух из множества групп.

44. Способ по п.42, дополнительно содержащий этап, на котором:

после первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC), вычисляющего первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам, по меньшей мере, из одного из множества кодовых блоков, с помощью второго вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) вычисляют второй код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) для всех информационных разрядов из множества кодовых блоков в кодовом слове MIMO.

45. Способ приема информационных разрядов кодовых блоков, содержащий этапы, на которых:

принимают множество групп кодовых блоков, содержащих кодированные разряды;

при приеме каждой из множества групп кодовых блоков, содержащих кодированные разряды, включающие несколько кодовых блоков в каждом из множества последовательно встречающихся транспортных блоков, декодируют кодированные разряды, включающие несколько кодовых блоков в каждой из множества групп; и

с помощью первого вычислителя кода контроля циклическим избыточным кодом (CRC) вычисляют первый код контроля циклическим избыточным кодом (CRC), присоединенный к информационным разрядам по меньшей мере одного из множества кодовых блоков.

46. Способ приема кодовых блоков, содержащий этапы, на которых:

восстанавливают и подавляют на приемнике сигналы успешно декодированных кодовых блоков из принятых сигналов;

предоставляют от приемника отрицательное уведомление (NAK) в случае неуспешно декодированного кодового блока и

повторно декодируют на приемнике кодовые блоки, которые еще не декодированы успешно.

47. Способ обнаружения ошибок в системе передачи данных, содержащий этапы, на которых:

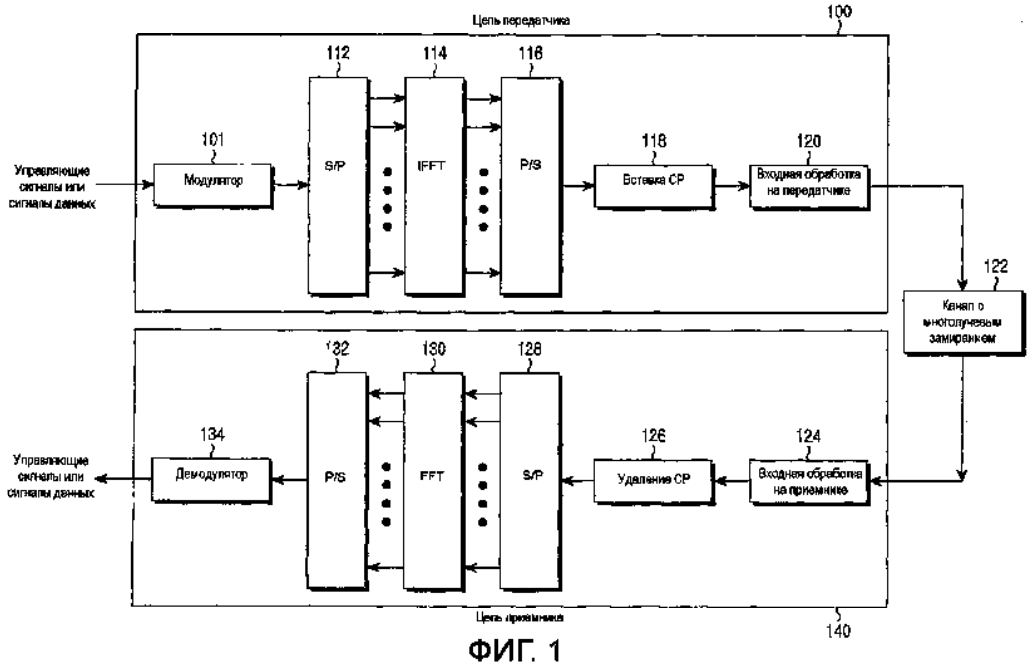
во-первых, присоединяют к блоку данных на передатчике один код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) транспортного блока;

разделяют на передатчике блок данных на множество кодовых блоков; и,

во-вторых, присоединяют на передатчике код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) кодового блока, по меньшей мере, к одному из множества кодовых блоков, чтобы улучшить обнаружение ошибок в кодовом блоке.

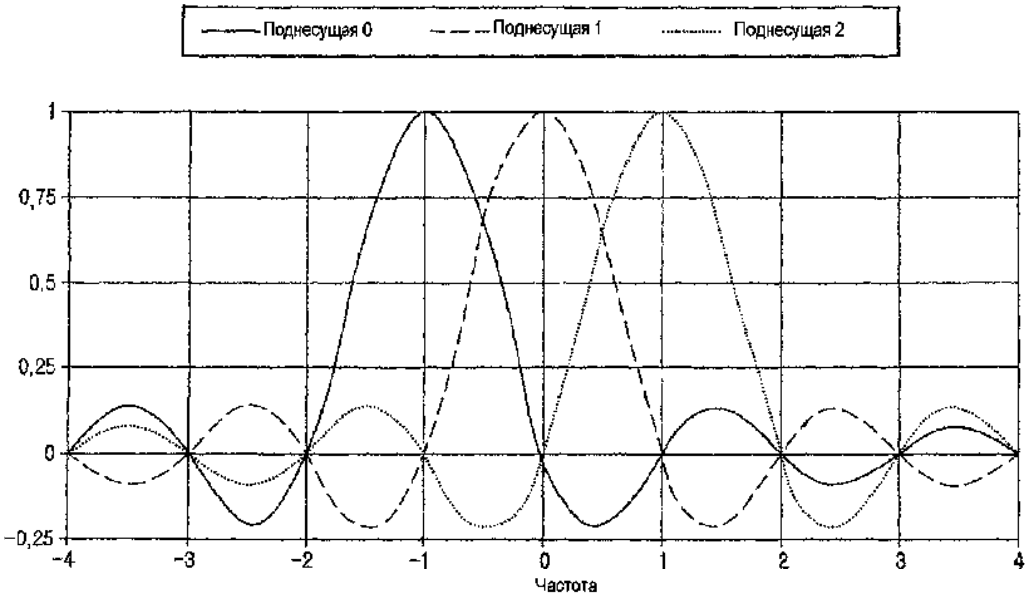
48. Способ по п.47, дополнительно содержащий этап, на котором:

присоединяют к нескольким кодовым блокам на передатчике один код контроля циклическим избыточным кодом (CRC) кодового блока.

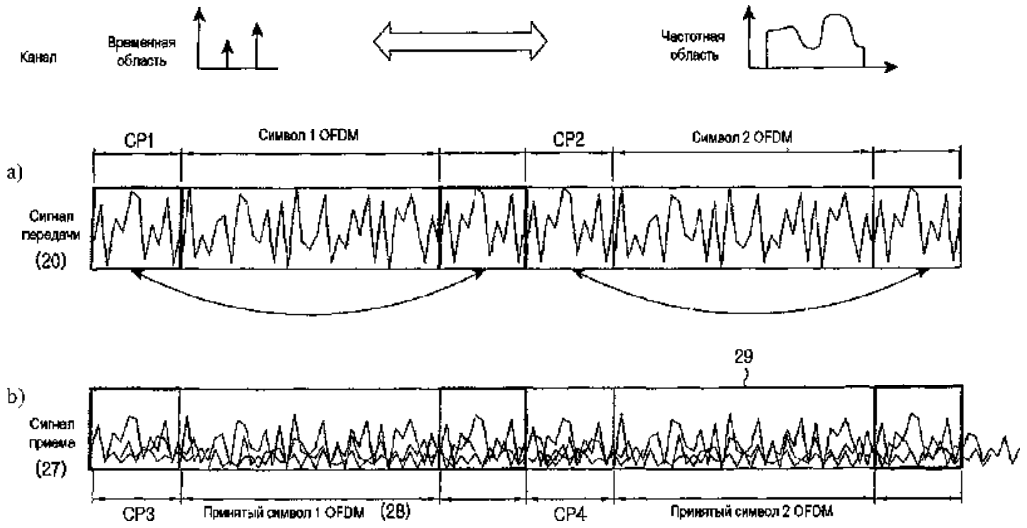


ФИГ. 1

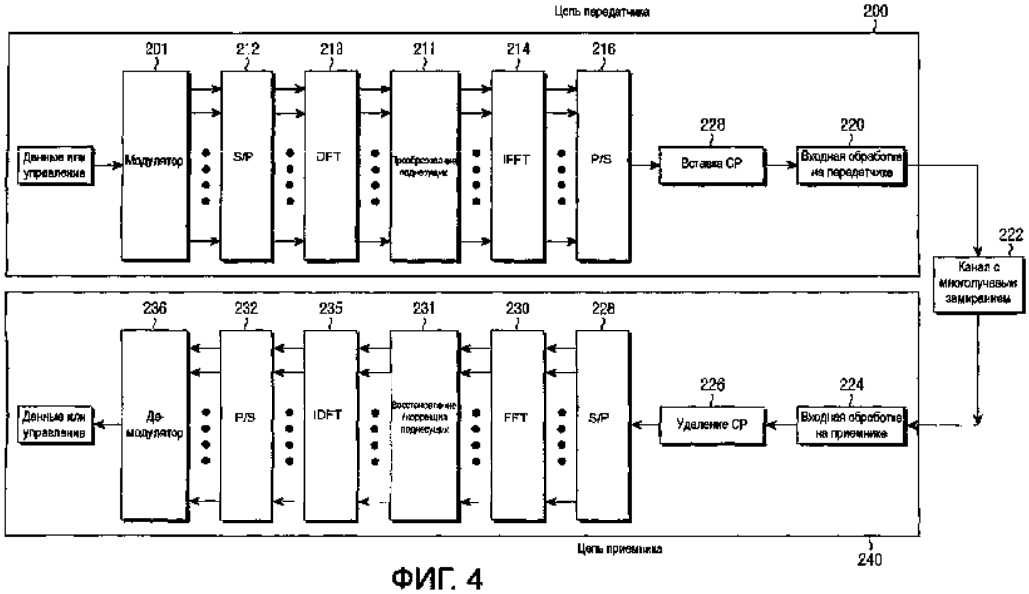
Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов



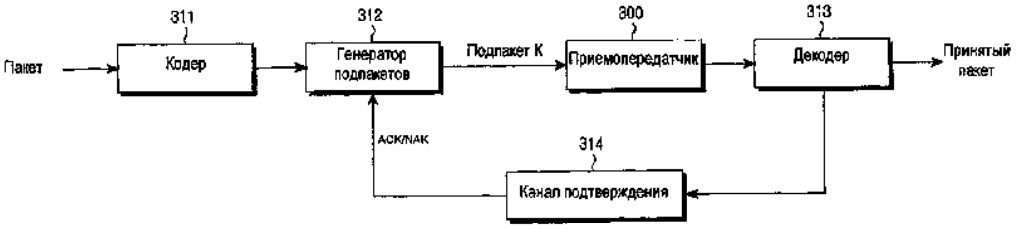
ФИГ. 2



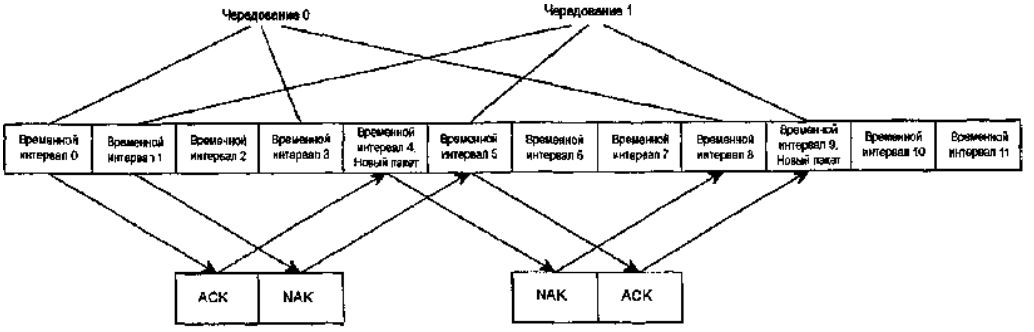
ФИГ. 3



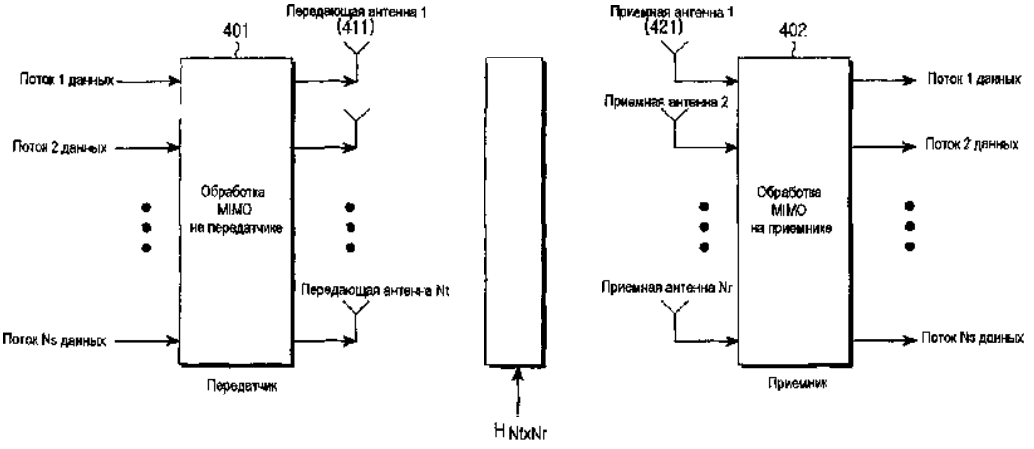
ФИГ. 4



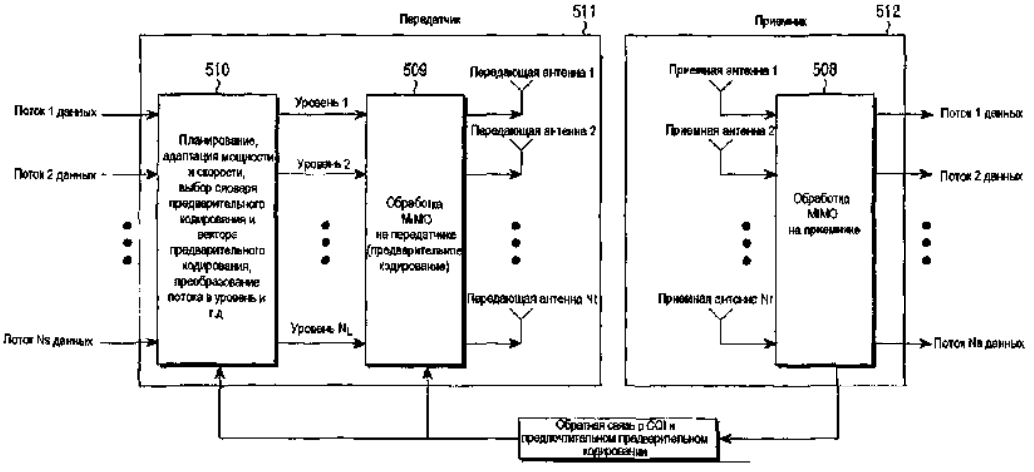
ФИГ. 5



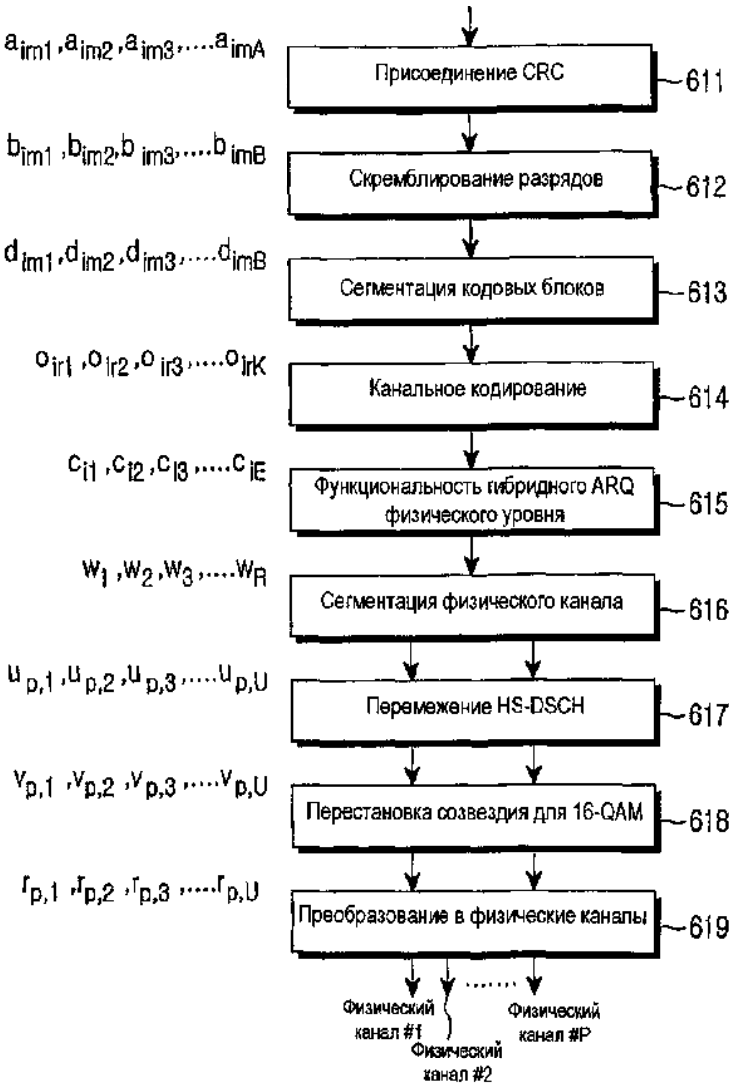
ФИГ. 6



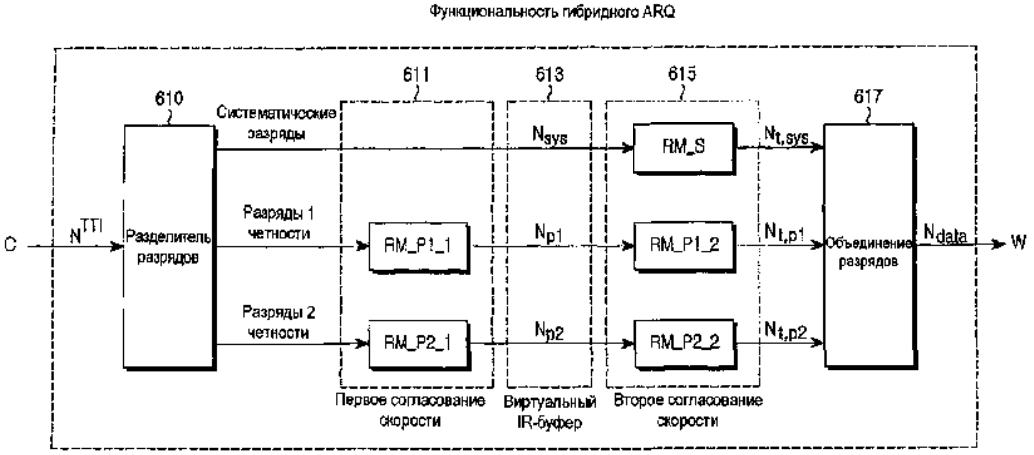
ФИГ. 7



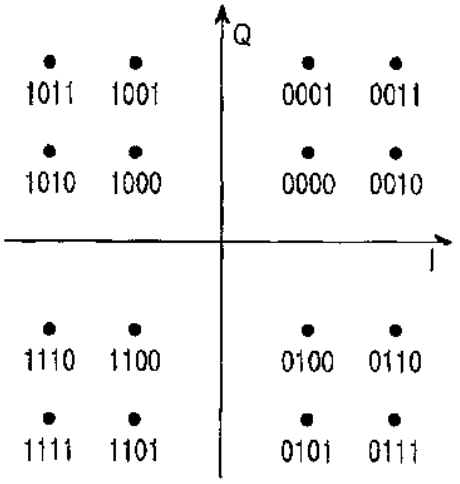
ФИГ. 8


$a_{im1}, a_{im2}, a_{im3}, \ldots a_{imA}$
Присоединение CRC
611
$b_{im1}, b_{im2}, b_{im3}, \ldots b_{imB}$
Скремблирование разрядов
612
$d_{im1}, d_{im2}, d_{im3}, \ldots d_{imB}$
Сегментация кодовых блоков
613
$o_{ir1}, o_{ir2}, o_{ir3}, \ldots o_{irK}$
Канальное кодирование
614
$c_{i1}, c_{i2}, c_{i3}, \ldots c_{iE}$
Функциональность гибридного ARQ физического уровня
615
$w_1, w_2, w_3, \ldots w_R$
Сегментация физического канала
616
$u_{p,1}, u_{p,2}, u_{p,3}, \ldots u_{p,U}$
Перемежение HS-DSCH
617
$v_{p,1}, v_{p,2}, v_{p,3}, \ldots v_{p,U}$
Перестановка созвездия для 16-QAM
618
$r_{p,1}, r_{p,2}, r_{p,3}, \ldots r_{p,U}$
Преобразование в физические каналы
619
Физический канал #1
Физический канал #2
Физический канал #P

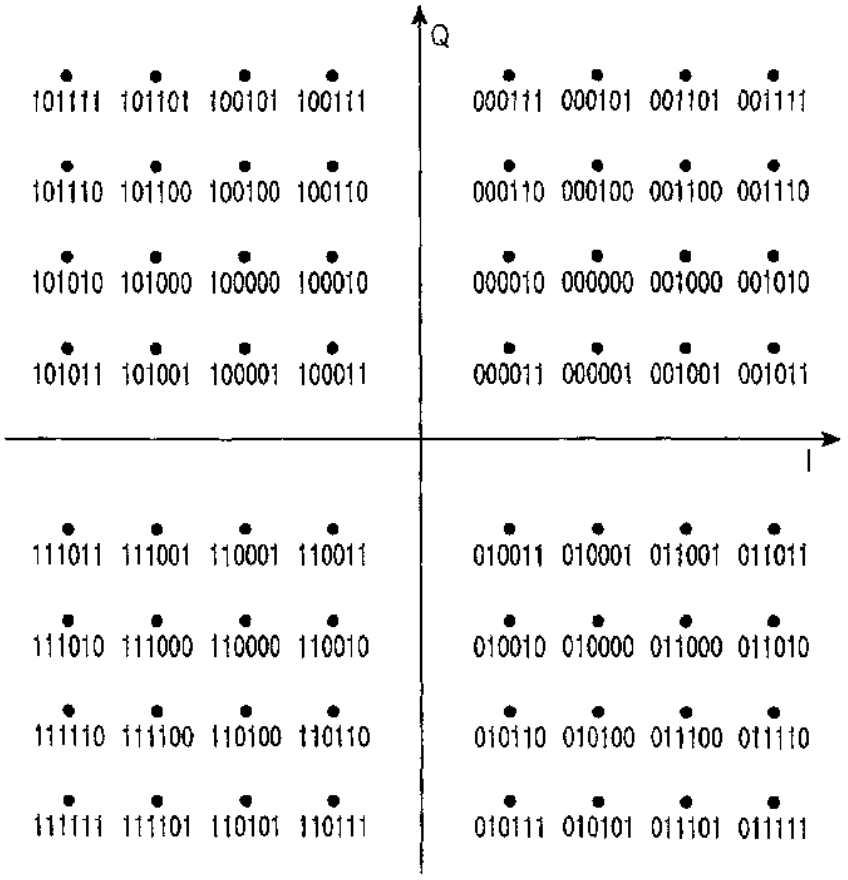
ФИГ. 9


Функциональность гибридного ARQ
610
611
613
615
617
C
N^{TTI}
Разделитель разрядов
Систематические разряды
Разряды 1 четности
Разряды 2 четности
RM_P1_1
RM_P2_1
N_{sys}
N_{p1}
N_{p2}
RM_S
RM_P1_2
RM_P2_2
$N_{t,sys}$
$N_{t,p1}$
$N_{t,p2}$
Объединение разрядов
N_{data}
W
Первое согласование скорости
Виртуальный IR-буфер
Второе согласование скорости

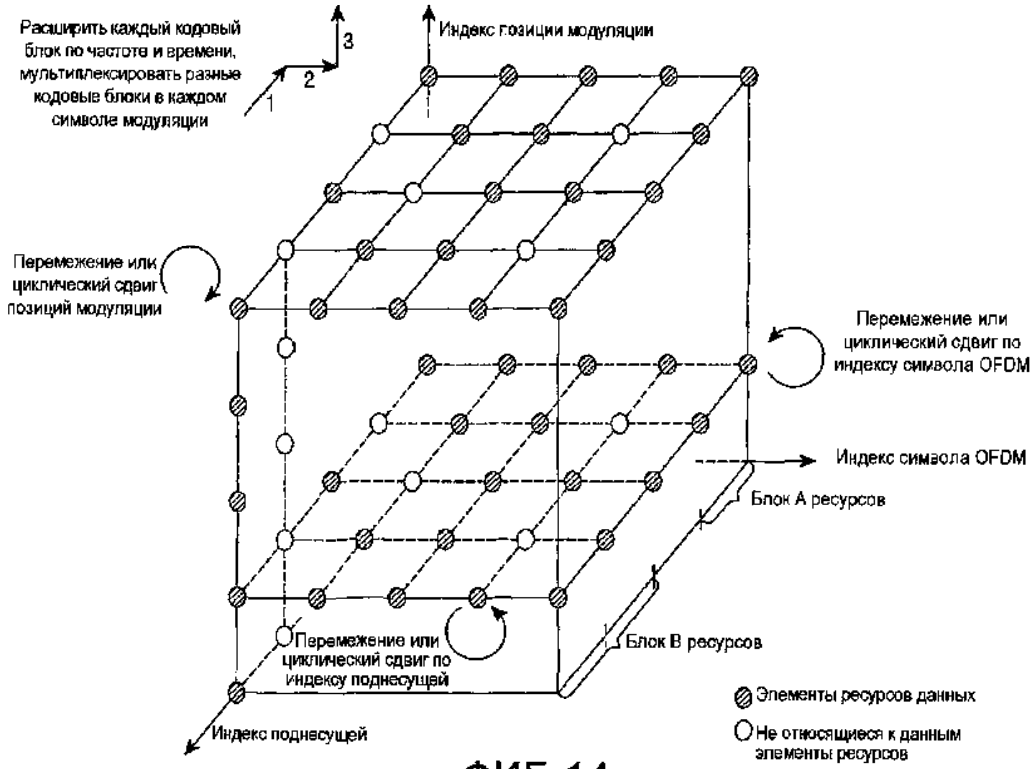
ФИГ. 10


Q
I
1011
1001
0001
0011
1010
1000
0000
0010
1110
1100
0100
0110
1111
1101
0101
0111

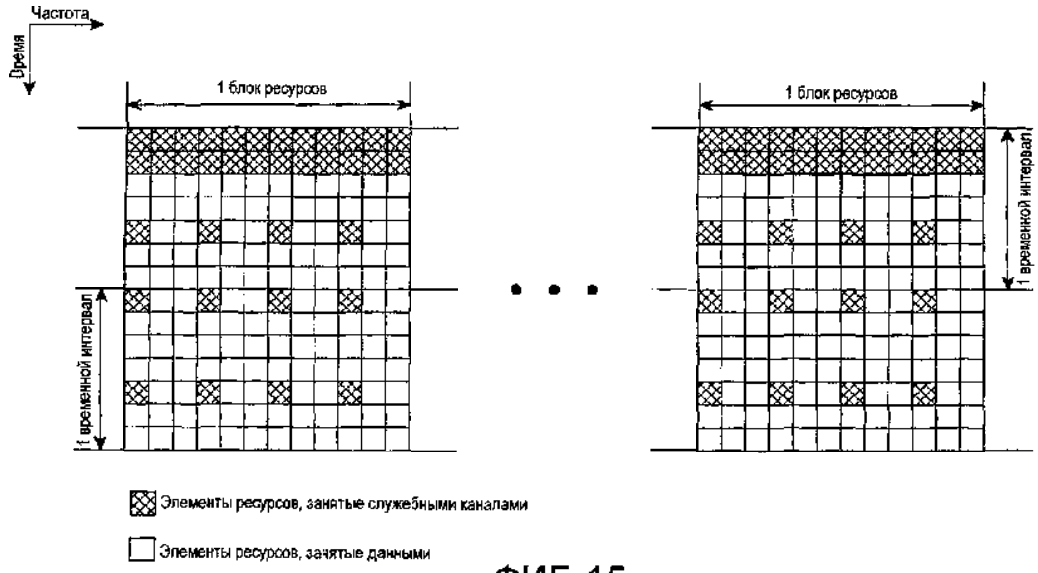
ФИГ. 11


Q
I
101111 101101 100101 100111
101110 101100 100100 100110
101010 101000 100000 100010
101011 101001 100001 100011
000111 000101 001101 001111
000110 000100 001100 001110
000010 000000 001000 001010
000011 000001 001001 001011
111011 111001 110001 110011
111010 111000 110000 110010
111110 111100 110100 110110
111111 111101 110101 110111
010011 010001 011001 011011
010010 010000 011000 011010
010110 010100 011100 011110
010111 010101 011101 011111

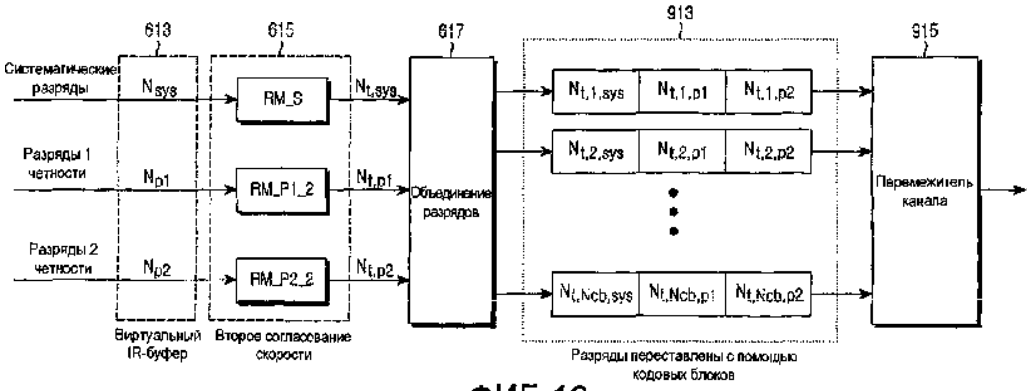
ФИГ. 12


Расширить каждый кодовый блок по частоте и времени, мультиплексировать разные кодовые блоки в каждом символе модуляции
3
2
1
Индекс позиции модуляции
Перемежение или циклический сдвиг позиций модуляции
Перемежение или циклический сдвиг по индексу символа OFDM
Индекс символа OFDM
Блок A ресурсов
Блок B ресурсов
Перемежение или циклический сдвиг по индексу поднесущей
Индекс поднесущей
Элементы ресурсов данных
Не относящиеся к данным элементы ресурсов

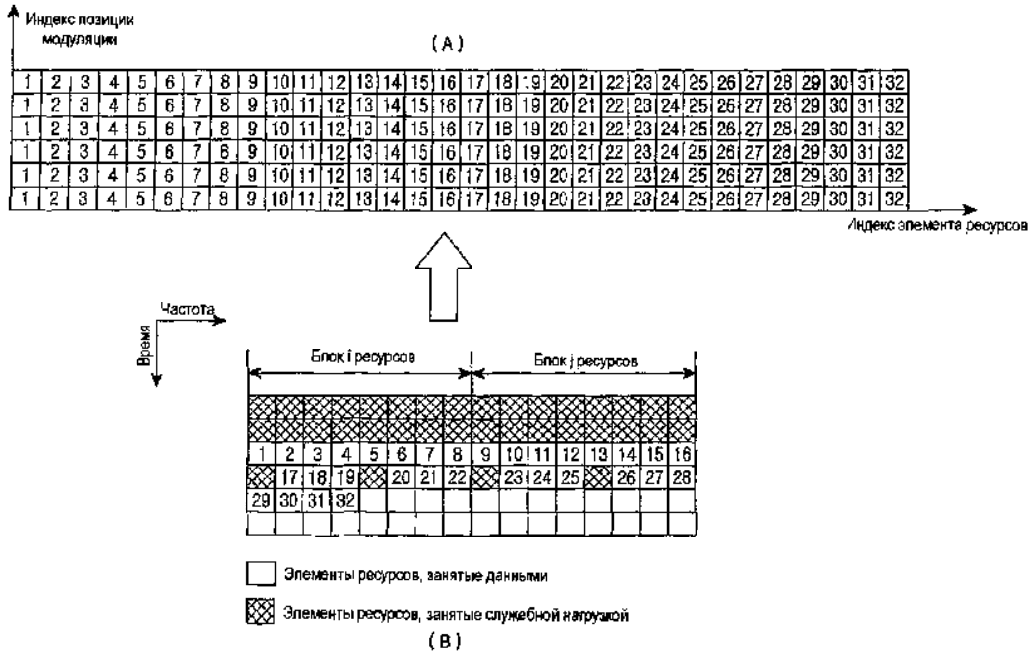
ФИГ. 14


Частота
Время
1 блок ресурсов
1 блок ресурсов
1 временной интервал
1 временной интервал
Элементы ресурсов, занятые служебными каналами
Элементы ресурсов, занятые данными

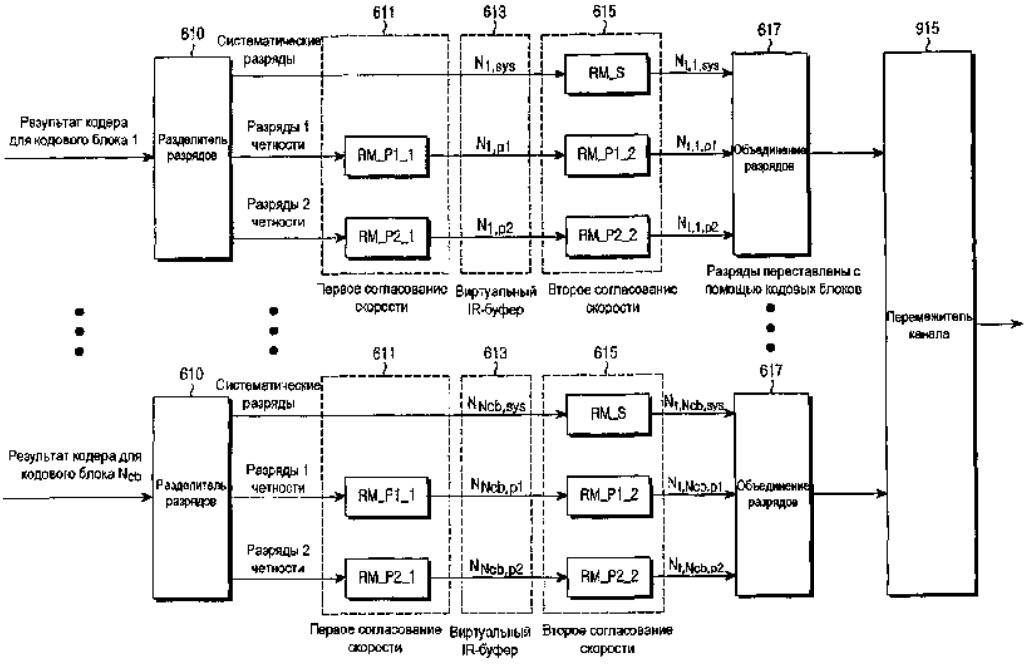
ФИГ. 15


613
615
617
913
915
Систематические разряды
Разряды 1 четности
Разряды 2 четности
N_{sys}
N_{p1}
N_{p2}
RM_S
RM_P1_2
RM_P2_2
$N_{t,sys}$
$N_{t,p1}$
$N_{t,p2}$
Объединение разрядов
$N_{t,1,sys}$ $N_{t,1,p1}$ $N_{t,1,p2}$
$N_{t,2,sys}$ $N_{t,2,p1}$ $N_{t,2,p2}$
$N_{t,Ncb,sys}$ $N_{t,Ncb,p1}$ $N_{t,Ncb,p2}$
Перемежитель канала
Виртуальный IR-буфер
Второе согласование скорости
Разряды переставлены с помощью кодовых блоков

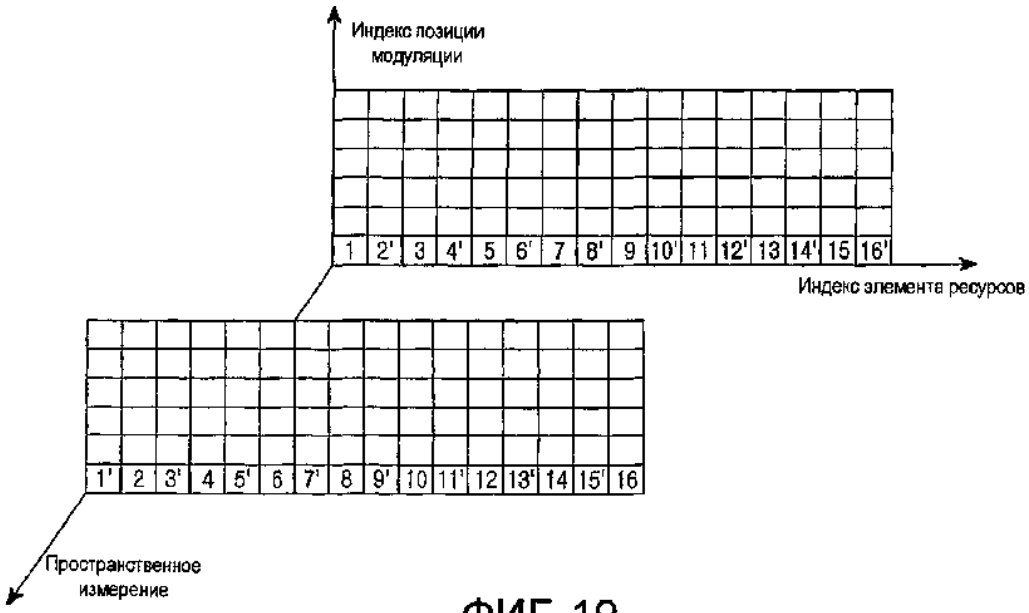
ФИГ. 16


Индекс позиции модуляции
(A)
Индекс элемента ресурсов
Частота
Время
Блок i ресурсов
Блок j ресурсов
Элементы ресурсов, занятые данными
Элементы ресурсов, занятые служебной нагрузкой
(B)

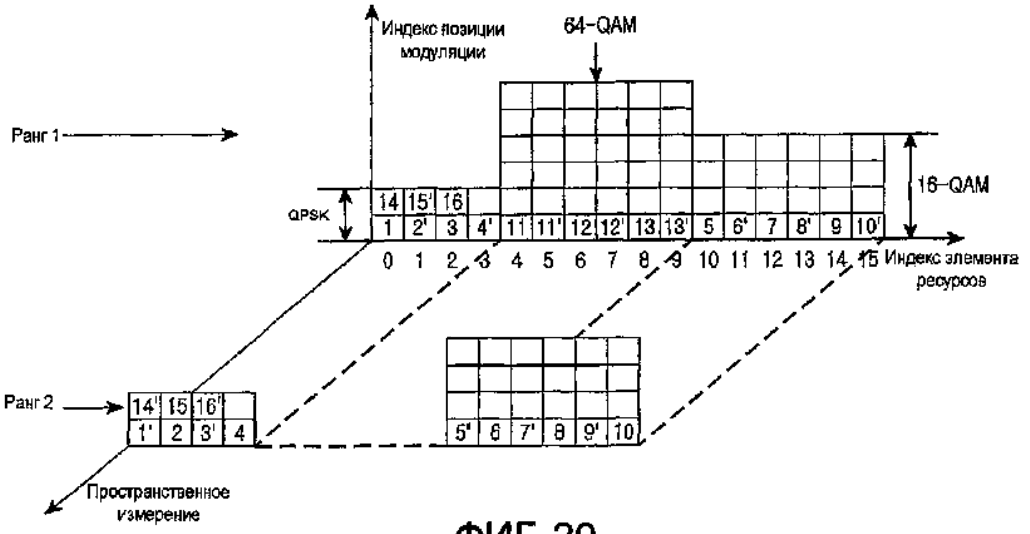
ФИГ. 17


610
611
613
615
617
915
Результат кодера для кодового блока 1
Разделитель разрядов
Систематические разряды
Разряды 1 четности
Разряды 2 четности
RM_P1_1
RM_P2_1
RM_S
RM_P1_2
RM_P2_2
Объединение разрядов
Разряды переставлены с помощью кодовых блоков
Перемежитель канала
Первое согласование скорости
Виртуальный IR-буфер
Второе согласование скорости
Результат кодера для кодового блока Ncb

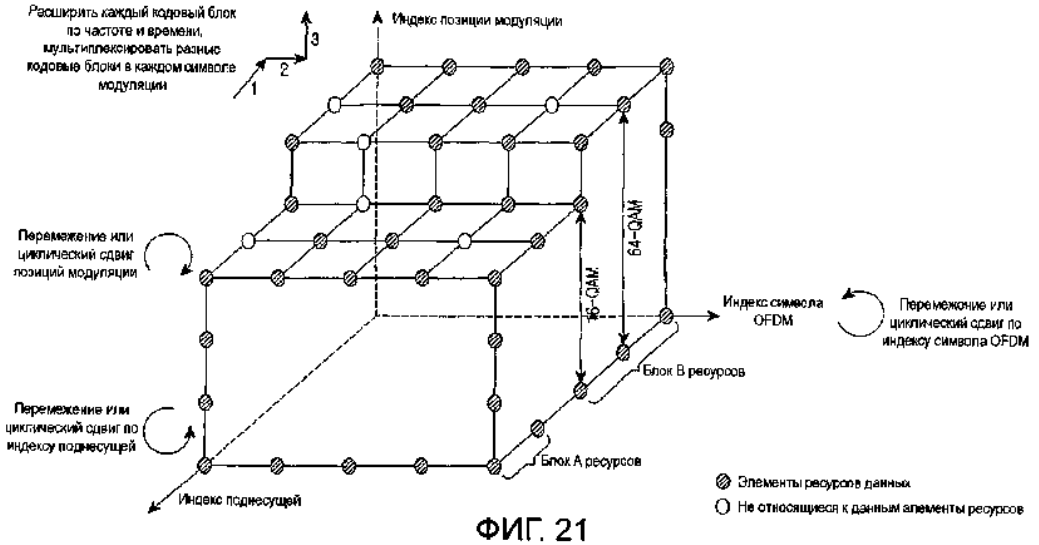
ФИГ. 18


Индекс позиции модуляции
Индекс элемента ресурсов
Пространственное измерение

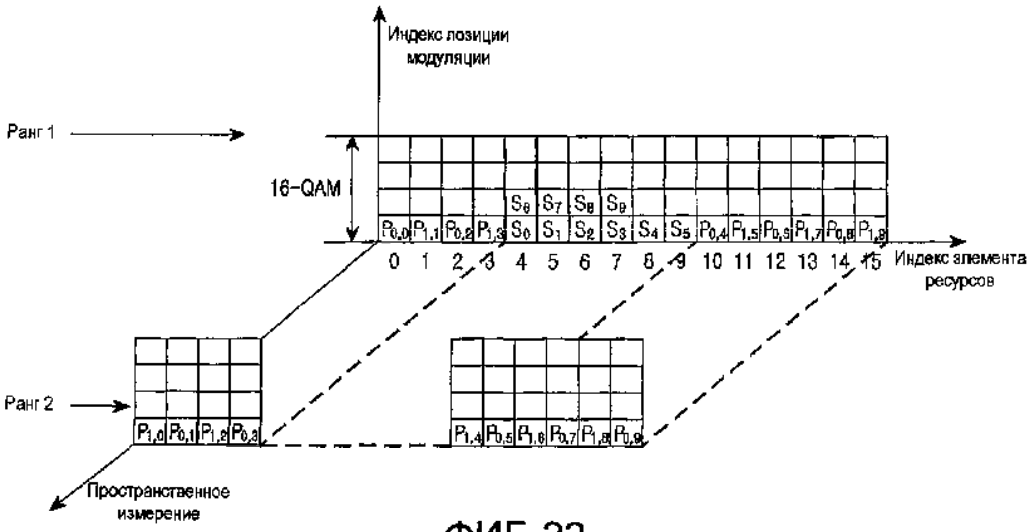
ФИГ. 19


Индекс позиции модуляции
64-QAM
Ранг 1
16-QAM
QPSK
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 Индекс элемента ресурсов
Ранг 2
Пространственное измерение

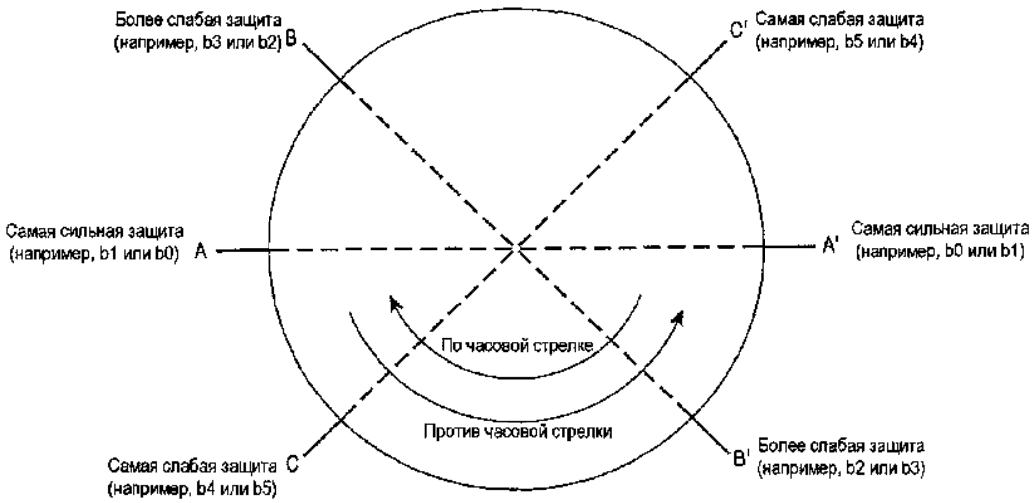
ФИГ. 20


Расширить каждый кодовый блок по частоте и времени, мультиплексировать разные кодовые блоки в каждом символе модуляции
Индекс позиции модуляции
Перемежение или циклический сдвиг позиций модуляции
64-QAM
16-QAM
Индекс символа OFDM
Перемежение или циклический сдвиг по индексу символа OFDM
Блок В ресурсов
Перемежение или циклический сдвиг по индексу поднесущей
Блок А ресурсов
Индекс поднесущей
Элементы ресурсов данных
Не относящиеся к данным элементы ресурсов

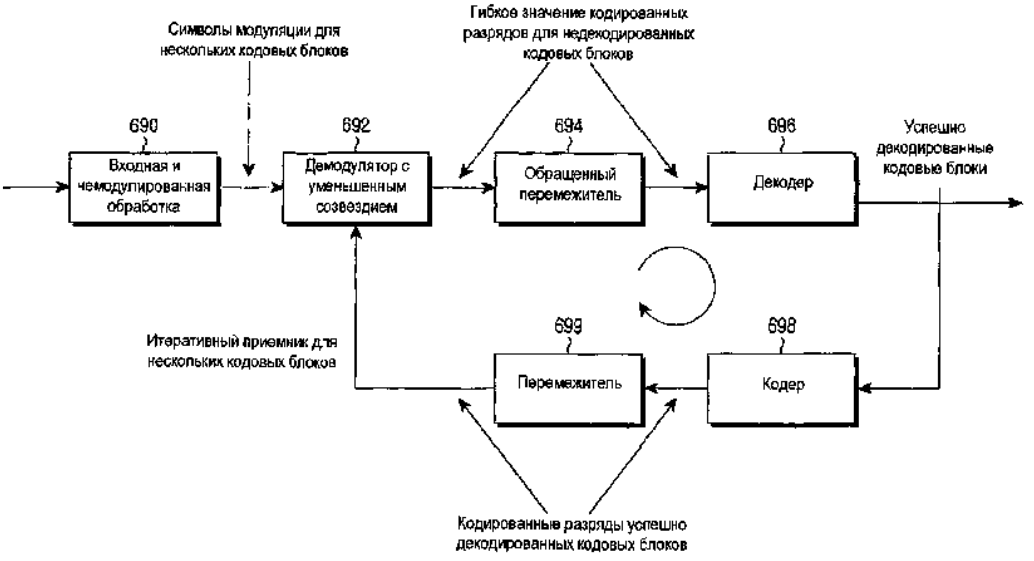
ФИГ. 21


Индекс позиции модуляции
Ранг 1
16-QAM
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
Индекс элемента ресурсов
Ранг 2
Пространственное измерение

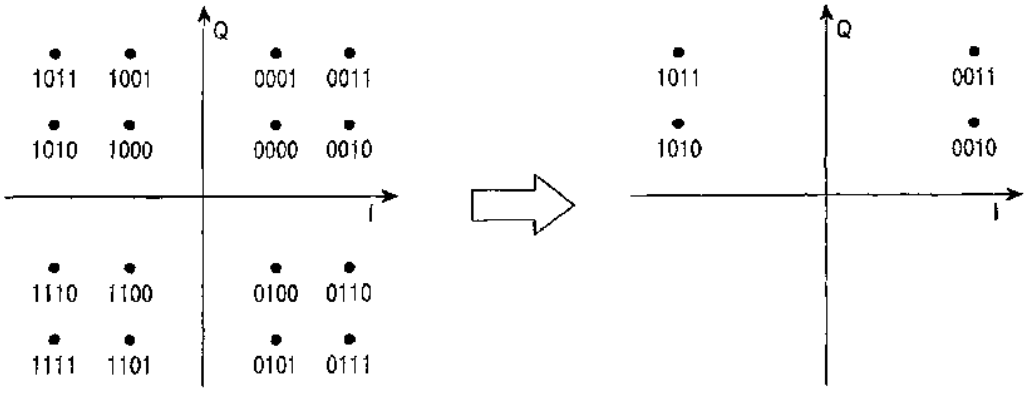
ФИГ. 22


Более слабая защита (например, b3 или b2)
B
C'
Самая слабая защита (например, b5 или b4)
Самая сильная защита (например, b1 или b0)
A
A'
Самая сильная защита (например, b0 или b1)
По часовой стрелке
Против часовой стрелки
Самая слабая защита (например, b4 или b5)
C
B'
Более слабая защита (например, b2 или b3)

ФИГ. 23



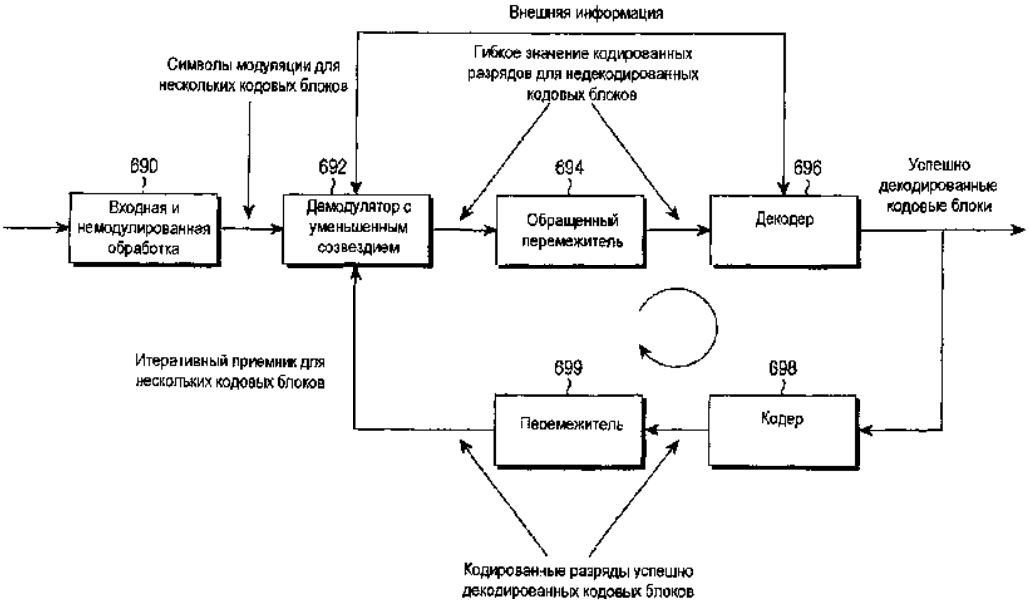
ФИГ. 24



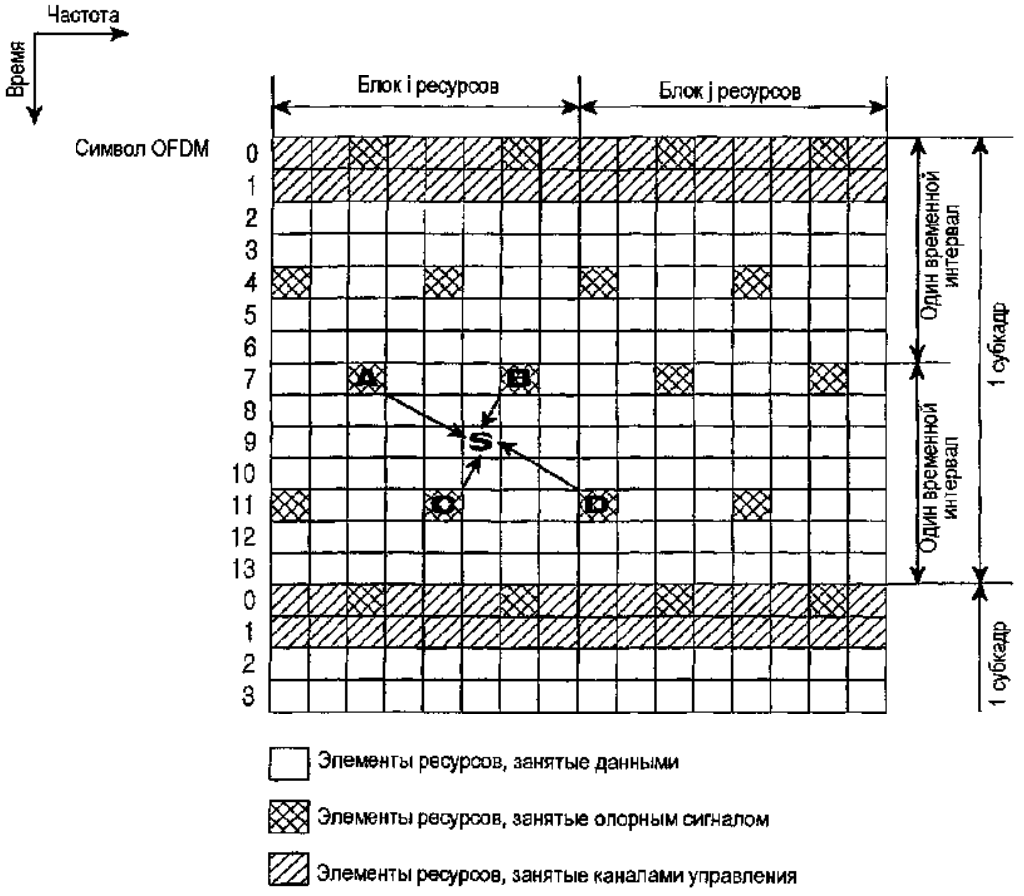
(A) Созвездие $b_3b_2b_1b_0$ 16-QAM

(B) Уменьшенное созвездие 16-QAM с $b_2=0$ и $b_1=1$

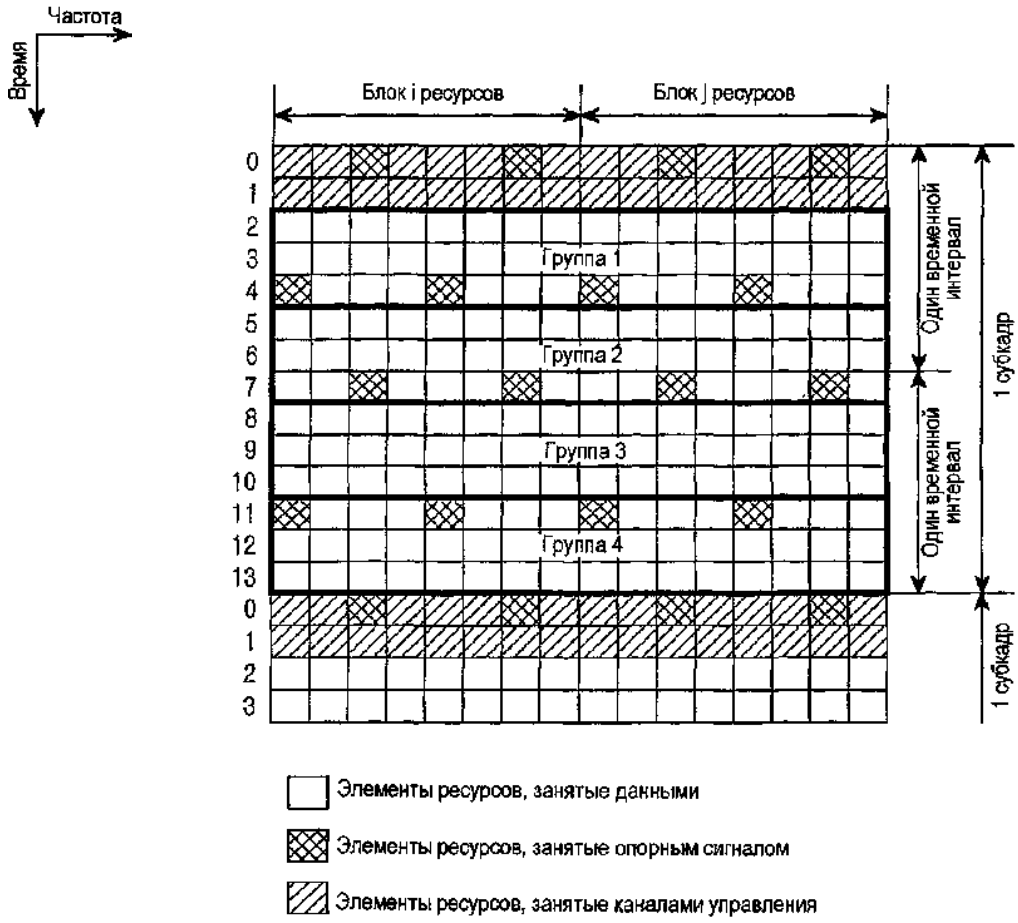
ФИГ. 25


Внешняя информация
Символы модуляции для нескольких кодовых блоков
Гибкое значение кодированных разрядов для недекодированных кодовых блоков
690
692
694
696
Входная и немодулированная обработка
Демодулятор с уменьшенным созвездием
Обращенный перемежитель
Декодер
Успешно декодированные кодовые блоки
Итеративный приемник для нескольких кодовых блоков
699
698
Перемежитель
Кодер
Кодированные разряды успешно декодированных кодовых блоков

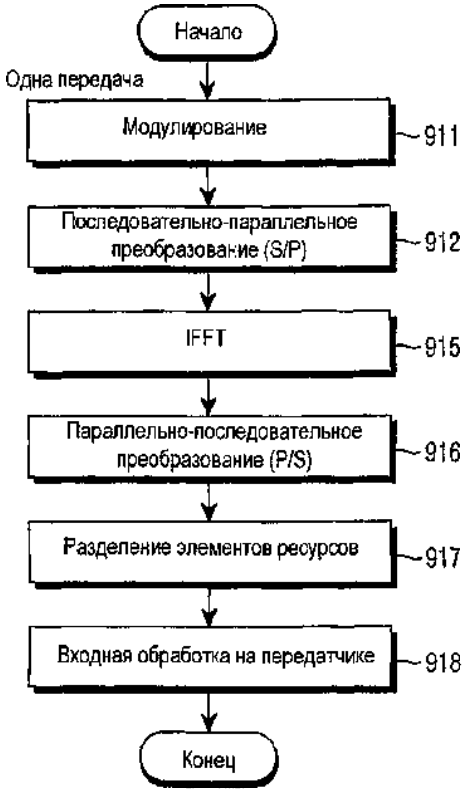
ФИГ. 26


Частота
Время
Символ OFDM
Блок i ресурсов
Блок j ресурсов
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
0
1
2
3
A
B
S
C
D
Один временной интервал
1 субкадр
Элементы ресурсов, занятые данными
Элементы ресурсов, занятые опорным сигналом
Элементы ресурсов, занятые каналами управления

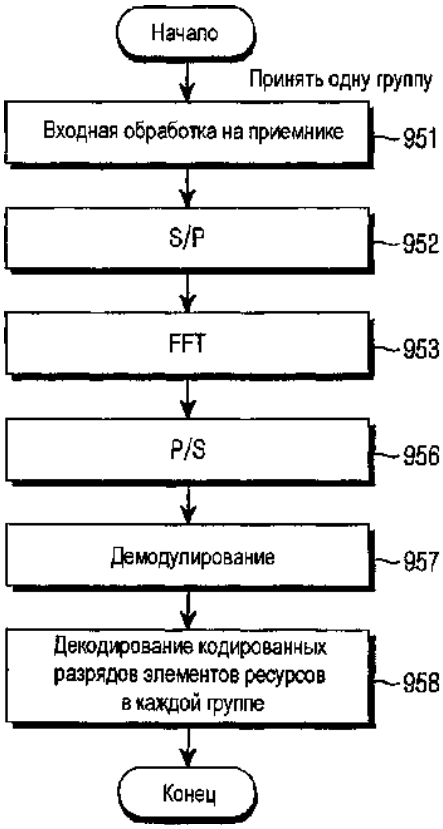
ФИГ. 27


Частота
Время
Блок i ресурсов
Блок j ресурсов
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
0
1
2
3
Группа 1
Группа 2
Группа 3
Группа 4
Один временной интервал
Один временной интервал
1 субкадр
1 субкадр
Элементы ресурсов, занятые данными
Элементы ресурсов, занятые опорным сигналом
Элементы ресурсов, занятые каналами управления

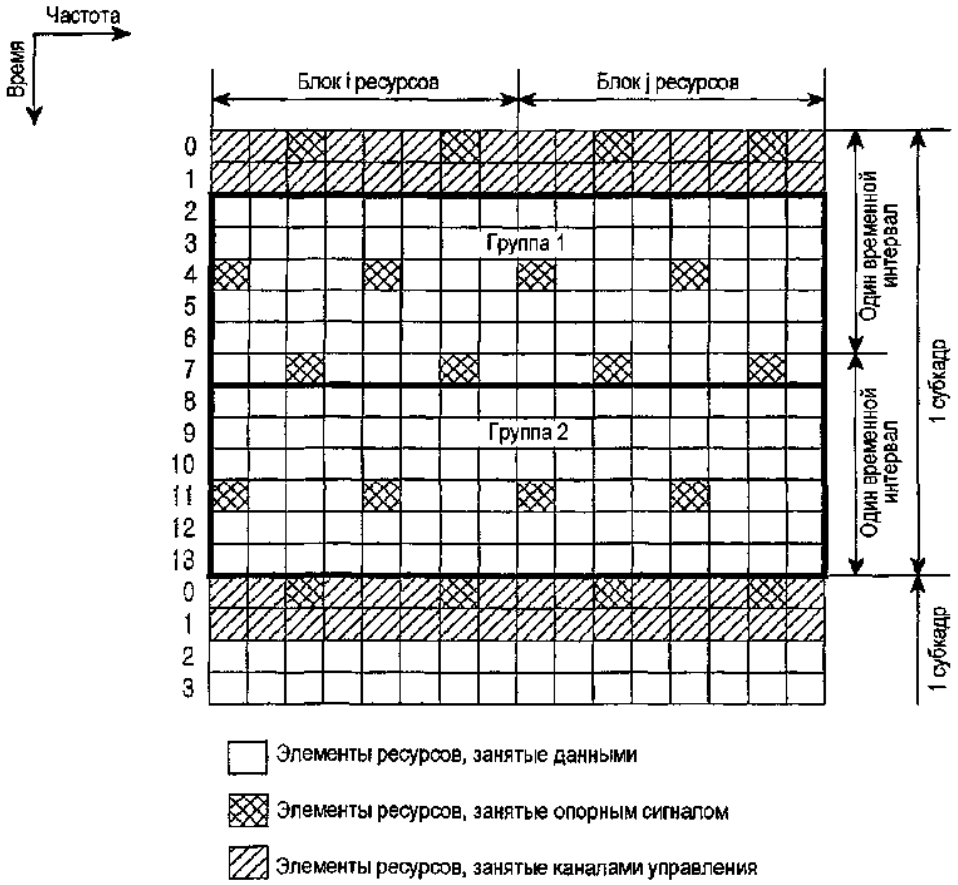
ФИГ. 28А


Начало
Одна передача
Модулирование
911
Последовательно-параллельное преобразование (S/P)
912
IFFT
915
Параллельно-последовательное преобразование (P/S)
916
Разделение элементов ресурсов
917
Входная обработка на передатчике
918
Конец

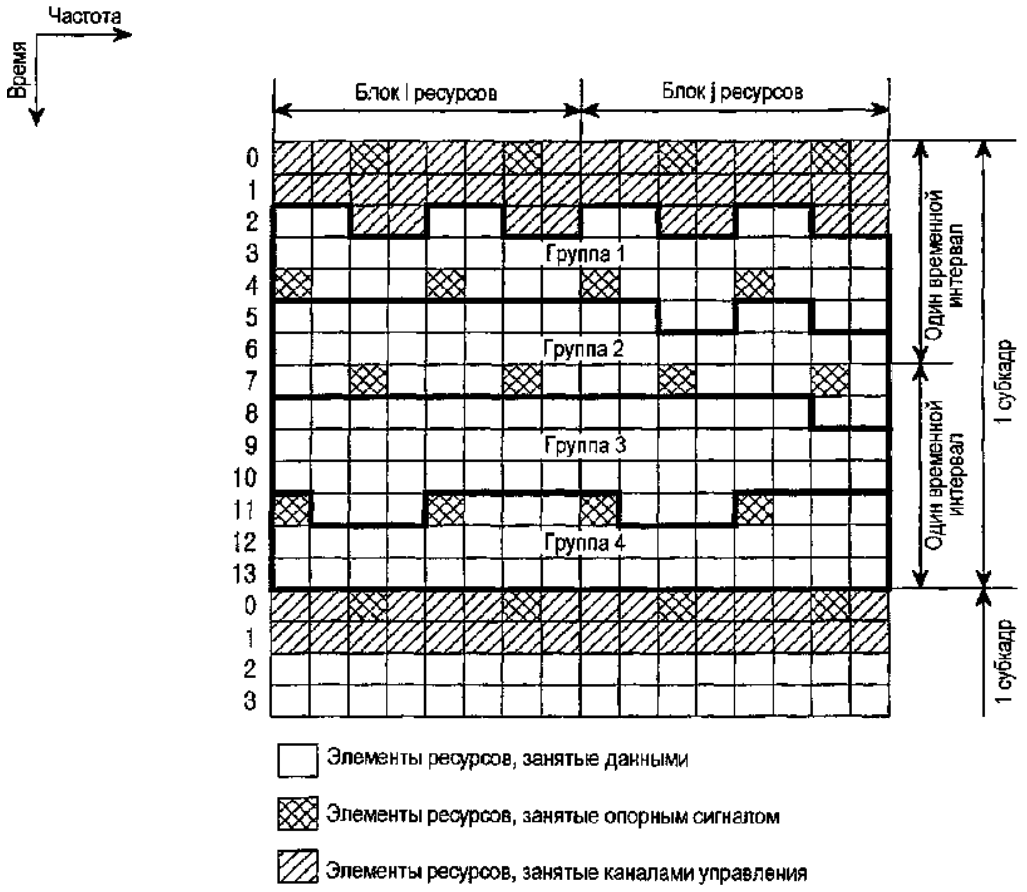
ФИГ. 28B


Начало
Принять одну группу
Входная обработка на приемнике
951
S/P
952
FFT
953
P/S
956
Демодулирование
957
Декодирование кодированных разрядов элементов ресурсов в каждой группе
958
Конец

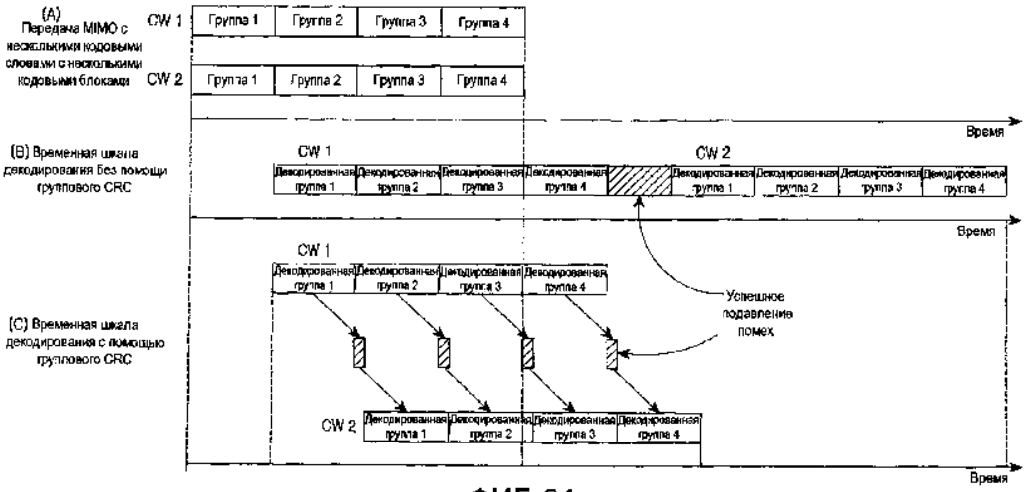
ФИГ. 28C


Частота
Время
Блок i ресурсов
Блок j ресурсов
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
0
1
2
3
Группа 1
Группа 2
Один временной интервал
Один временной интервал
1 субкадр
1 субкадр
Элементы ресурсов, занятые данными
Элементы ресурсов, занятые опорным сигналом
Элементы ресурсов, занятые каналами управления

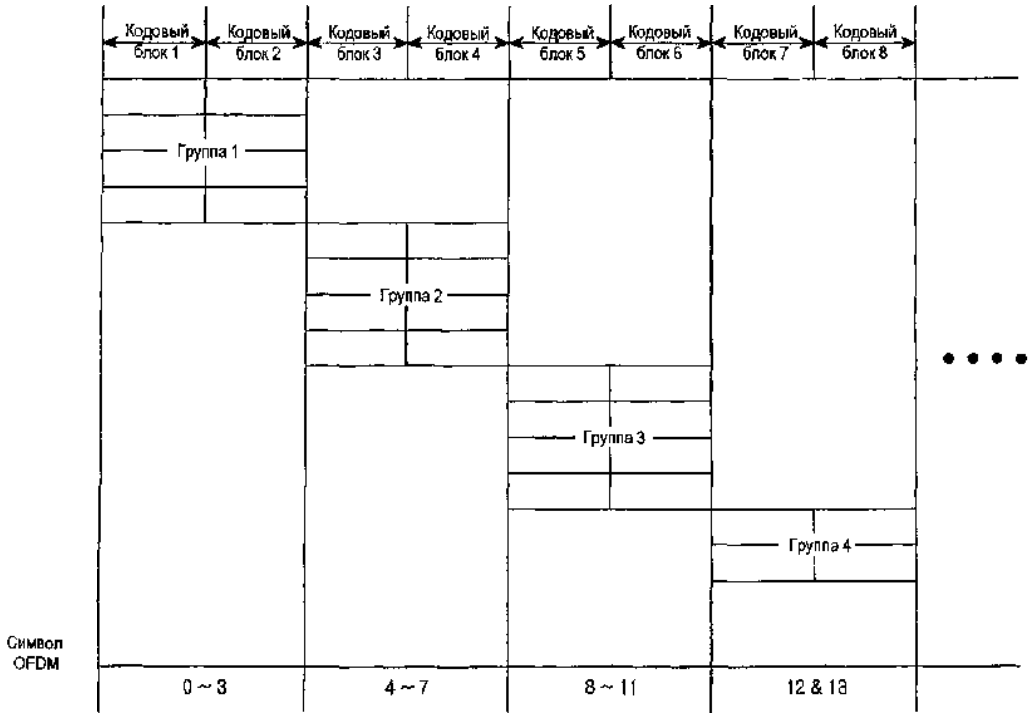
ФИГ. 29


Частота
Время
Блок i ресурсов
Блок j ресурсов
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
0
1
2
3
Группа 1
Группа 2
Группа 3
Группа 4
Один временной интервал
Один временной интервал
1 субкадр
1 субкадр
Элементы ресурсов, занятые данными
Элементы ресурсов, занятые опорным сигналом
Элементы ресурсов, занятые каналами управления

ФИГ. 30


(A)
Передача MIMO с несколькими кодовыми словами с несколькими кодовыми блоками
CW 1
CW 2
Группа 1
Группа 2
Группа 3
Группа 4
Время
(B) Временная шкала декодирования без помощи группового CRC
CW 1
CW 2
Декодированная группа 1
Декодированная группа 2
Декодированная группа 3
Декодированная группа 4
Время
(C) Временная шкала декодирования с помощью группового CRC
CW 1
CW 2
Успешное подавление помех
Время

ФИГ. 31

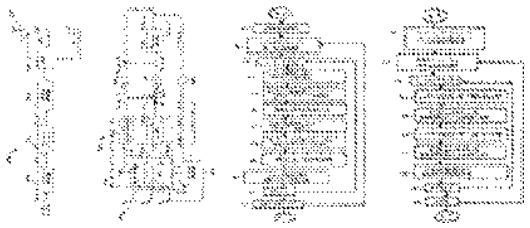

Кодовый блок 1
Кодовый блок 2
Кодовый блок 3
Кодовый блок 4
Кодовый блок 5
Кодовый блок 6
Кодовый блок 7
Кодовый блок 8
Группа 1
Группа 2
Группа 3
Группа 4
Символ OFDM
0 ~ 3
4 ~ 7
8 ~ 11
12 & 18

ФИГ. 32

JP4920977B2

Multi-input multiple-output (MIMO) channel detection with reduced complexity with sequential Monte Carlo

Images (4)



Classifications

H04L1/005 Iterative decoding, including iteration between signal detection and decoding operation
View 1 more classifications
Japan
Download PDF Find Prior Art Similar
Other languages
Japanese
Inventor
ワン シャオドン
マディヒァン モハマド

Worldwide applications
2005 US 2006 JP

Application JP2006013548A events

2005-02-23

Priority to US11/063,633

2005-02-23

Priority to US11/063633

2006-01-23

Application filed by エヌイーシー ラボラトリーズ アメリカ インクＮＥＣ Ｌａｂｏｒａｔｏｒｉｅｓ Ａｍｅｒｉｃａ， Ｉｎｃ．

2006-09-07

Publication of JP2006238426A

2012-04-18

Application granted

2012-04-18

Publication of JP4920977B2

Status

Active

2026-01-23

Anticipated expiration

Info

- Patent citations (10)
- Cited by (38)
- Legal events
- Similar documents
- Priority and Related Applications

External links

- Espacenet
- Global Dossier
- Discuss

Description

The present invention generally relates to digital data receivers.

This application was filed on July 30, 2003, “NEAR-OPTIMAL MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) CHANNEL DETECTION VIA SEQUENTIAL MONTE CARLO No. 10 / 631,991, entitled “)”, the contents of which are hereby incorporated by reference.

The ever-increasing demand for high-speed wireless data transmission has posed significant challenges to wireless system designers to achieve high-throughput wireless communication over a limited bandwidth wireless channel. Multiple-input multiple output (MIMO) channel capacity increases linearly using a minimum number of transmit and receive antennas without the need to increase bandwidth or transmit power in a highly scattering environment It has been shown that multiple transmit / receive antennas are most likely the dominant solution in future broadband wireless communication systems. Due to its very high spectral efficiency, MIMO technology has been incorporated into several standards for various wireless applications, such as IEEE 802.11a wireless LAN, IEEE 802.16 wireless MAN, and WCDMA standards.

A wide variety of MIMO receiver configurations have been proposed in this technical field. A receiver configuration that utilizes maximum likelihood (ML) detection would be optimal, but its structure increases exponentially with the number of transmit antennas. Zero-forcing (ZF) nulling and interference cancellation (IC) methods with ordering, minimum mean-squared error (MMSE) nulling and Simpler detection schemes have been proposed based on nulling and interference cancellation, such as interference cancellation with ordering. For example, PW Wolniansky et al., “V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates in Scattered Radio Channels”, Procedings of Int. Symp. Sig. Sys. Elect. (ISSSE) (1998 September) GJ Foschini, “Hierarchical space-time architecture for wireless communication in fading environment when using multi-element antenna”, Bell Labs. Tech. J., 1 (2), pp. 41 -59 (1996) (Non-Patent Document 2); GD Golden et al., "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST spatio-temporal communication architecture", Elect. Let., 35, pp. 14-16 ((January 1999) (Non-Patent Document 3). Unfortunately, the performance of these simple detection methods is significantly inferior to that of ML detection. Spherical decoding, whose complexity is proportional to the

cube of the number of transmitting antennas, has been proposed as a suboptimal detection method. See O. Damen et al., “Lattice Code Design for Space-Time Codes”, IEEE Commun. Let, 4 (5), pp. 161-163 (May 2000) (Non-Patent Document 4). However, the detection scheme based on spherical decoding is a hard decision algorithm whose performance degrades when coupled with an outer channel decoder in an encoded MIMO system. In order to obtain a soft decision output, detection schemes that modify spherical decoding have been proposed, but at the cost of significant complexity.

Filed July 30, 2003, the contents of which are incorporated herein by reference and are co-pending and entitled "Sub-optimal Multiple Input Multiple Output (MIMO) Channel Detection with Sequential Monte Carlo" In patent application No. 10 / 631,991, it is clear that the sequential Monte Carlo method can be used for demodulation in a MIMO system, achieving near-optimal performance while keeping the computational complexity low. Has been. However, the detection processing method disclosed in the application becomes more complicated as the size of the modulation symbol constellation increases. Therefore, it would be advantageous to improve this processing method and obtain the same performance while further reducing the amount of computation required.
US Patent Publication No. 20040174939 PW Wolniansky et al., "V-BLAST: an Architecture for Realizing Very High Data Rates over the Rich-scattering Wireless Channel," Proceedings of Int. Symp. Sig. Sys. Elect. (ISSSE), (Sept. 1998) GJ Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-element Antennas," Bell Labs. Tech. J., 1 (2), pp. 41-59 (1996) GD Golden et al., "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using V-BLAST Space-Time Communication Architecture," Elect. Let., 35, pp. 14-16 (Jan. 1999) O. Damen et al., "Lattice Code Design For Space-Time codes," IEEE Commun. Let, 4 (5), pp. 161-163 (May 2000)

Disclosed are detection systems and methods that advantageously utilize sequential Monte Carlo techniques in a manner that further reduces computational complexity for multiple input multiple output (MIMO) systems. Assuming that a signal is received at the detector, the detector generates a Monte Carlo sample of the transmitted symbols weighted against the probability distribution of the transmitted symbols. However, according to one aspect of the invention, each symbol is decomposed into a first symbol component and a second symbol component (eg, into real and imaginary

symbol components) that are sampled independently of each other, and As a result, the number of possible candidates given by the modulation scheme used is reduced. When an orthogonal symbol constellation is used for modulation, the detector takes advantage of the fact that the separate symbol components of the observation at the kth antenna are independent of the components of the symbols at the kth antenna. .

By operating on the spatial domain of the transmit antenna, the detector can take advantage of a simple nulling and cancellation scheme of sequential structures, and can also be used for the transmitted symbols. Sequentiality can be extended for separate and symbol components. Weighted samples for the first and second symbol components of the symbol can be generated by the detector using a probabilistic or deterministic approach. In the probabilistic approach, samples for the first and second symbol components of a symbol are extracted from a trial distribution obtained from the sequential structure of the detection scheme, and the importance (importance) is based on the result. ; Importance) The weight is updated. In a deterministic approach, an initial estimate of the probability distribution is calculated by enumerating the first and second symbol component samples for fewer than the total number of transmit antennas. The candidate trajectories in this probability distribution are then truncated to the set with the highest importance weight.

The detector design is particularly advantageous when used as a soft-input soft-output demodulator in a turbo receiver. Whereas the prior art scheme has a complexity that is linearly (primarily) proportional to the constellation size, the disclosed detector is complex to be proportional to the square root of the constellation size. It is possible to perform symbol detection having a certain length. These and other advantages of the invention will be apparent to those of ordinary skill in the art by reference to the following detailed description and the accompanying drawings.

1 and 2 illustrate a general multi-input multi-output (MIMO) system suitable for implementing embodiments according to the present invention. FIG. 1 shows an example of a transmitter configuration 100, and FIG. 2 shows an example of a receiver configuration 200.

It is assumed that the MIMO system has n_T transmit antennas and n_R receive antennas without limitation. However, $n_R \geqq n_T$. Assuming that the wireless channel is highly scattered and has uniform fading, without

limitation. Assume that fading between each pair of transmit and receive antennas is independent. Further, assume that the radio channel is quasi-static, i.e., static for one data burst, but changes from burst to burst without restriction.

At transmitter 100, a block of information bits $\{a_I\}$ is encoded at channel encoder 110 into code (sign) bits $\{b_i\}$. The code bits are randomly interleaved in an interleaver 120 and, for example, from a finite alphabet set $A = \{a_1, a_2, \ldots, A_M\}$ using a QPSK modulator 130. It is possible to map to the value of a stream of M-PSK or M-QAM modulation symbols. Each symbol can be serially parallel (S / P) converted to n_T sub-streams via a demultiplexing in the converter 140, and each sub- The stream can be combined with one of n_T transmit antennas 150. At each point in time, one symbol from each sub-stream is transmitted from its corresponding antenna, resulting in n_T symbols being transmitted simultaneously on the same channel. Such space-time bit interleaved coded modulation (BICM) allows better utilization of the space, time and frequency diversity resources available in a wireless MIMO system. Since the combination of M-PSK or M-QAM modulation and symbol-antenna mapping works efficiently as an inner encoder of the transmitter, the entire MIMO system should be treated as a serially connected system. Is possible. Thus, it is possible to design an iterative (turbo) receiver for the system.

FIG. 2 shows a receiver 200 configured as a turbo receiver having two stages. That is, a soft channel decoder 260 is connected after the soft input soft output SMC demodulator 210. Assuming that an interleaver is used in the transmitter 100, the two levels are separated by a deinterleaver 250 and an interleaver 230. The SMC demodulator 210 receives as input the received signal, the channel state information from the channel estimator 270, and a priori symbol information calculated from the extra information. . Ancillary information from channel decoder 260 in the previous iteration can be interlaced and sent to demodulator 210 as a priori symbol information. Meanwhile, incidental information from the demodulator 210 is deinterlaced and can be fed back to the channel decoder 260 as a priori information for the channel decoder 260. Each block of information bits can be decoded using its probability as it is repeatedly generated between demodulator 210 and decoder 260.

The signal received by receiver 200 and processed by demodulator 210 can be modeled as follows. After matched filtering and symbol rate sampling, the received signal vector from the receiver's n_R receive antennas is

It can be expressed as In the complex baseband representation, the received signal is the transmitted signal

Can be expressed as a linear combination of

here,

P is the total signal energy at the transmitter,

Is the complex fading channel matrix,

Is the spatial and temporal white Gaussian noise and N is the data burst length.

It expresses. The received signal can be matched filtered and whitened,

(Time index i is omitted here for simplicity). here,

It is.

Assume that a symbol can be decomposed into first and second symbol components without restriction. In this specification, it demonstrates as an example of the real component and imaginary component of a symbol. One skilled in the art will readily appreciate that any other method of decomposing symbols into components can be used. Initially, demodulator 210 assumes that all symbols are as likely. That is, assume that the real and imaginary components of the symbol are equally likely. Therefore, the prior probability for the symbol component is

Given by. Demodulator 210 uses a posteriori probability $P(s_{r,k} = a_{r,q} \mid u)$ and $P(s_{i,k} = a_{i,q} \mid u)$, $K = 1, 2,..., N_T$, $j = 1, 2,$.

It expresses. The exact formula for $P(s_{r,k} = a_{r,q} \mid u)$ is

Given in. A similar formula gives the posterior probability of the imaginary component of the symbol. Based on the posterior probabilities of the symbol components calculated by the demodulator 210, the bit LLR is used to

calculate the posterior log likelihood ratio (LLR) of the interleaved code bits $b_{\pi(i)}$. The calculation unit 240 can be used. In the M-QAM modulation scheme, $B = \log_2 M$ bits are mapped to one symbol. Suppose that the first B / 2 part of the bit represents the real part of the symbol and the second B / 2 part of the bit represents the imaginary part of the symbol. Assuming that the code bit $b_{\pi(i)}$ is included in the real part of the M-QAM symbol $s_k \varepsilon A$, the LLR of this code bit is

Given by. The post-code-bit LLR corresponding to the imaginary component of the symbol can be calculated in the same way. The addition in the above equation to the posterior probabilities over all is in $S_k^{(j)}$, j = 1,.

Since it is a realizable vector s, its complexity is disadvantageous in that it becomes exponential with the number of transmit antennas, which is impractical for systems with high spatial multiplexing gain.

According to an embodiment of an aspect according to the present invention, as shown in FIG. 2, the demodulator 210 uses a sequential Monte Carlo (SMC) approximation to estimate the posterior probability for the real component of the symbol at 211, and Separately, at 212, a sequential Monte Carlo (SMC) approximation is used to estimate the posterior probability for the imaginary component of the symbol. As described in detail below, the disclosed detection scheme has the advantage of having a complexity proportional to the square root of the size of the constellation.

The optimal maximum likelihood (ML) MIMO detector is

Can be expressed by As described in the “Background” section, the complexity of the ML receiver is disadvantageous in that it increases exponentially with the number of transmit antennas. A suboptimal detector based on nulling and removal techniques can be expressed as: QR-decomposition of $\Omega^{1/2}$

It expresses by. Here, Q is a unitary matrix and R is an upper triangular matrix. Nulling operation is a coordinate rotation for left multiplying Q^H vector u of the formula (2), sufficient statistics

Get. here,

It is. Since Q is unitary, there is no noise enhancement and the noise whitening characteristic is maintained by nulling. That is,

It is. The above formula is

Can be rewritten as The data signal can be detected directly by a nulling operation, i.e. by multiplying z by R- ^{1} . However, it has been shown that by utilizing the upper triangular structure of R, it is possible to obtain a significant improvement in zero forcing using the following successive interference cancellation method.

here,

It is. GJ Foschini, “Hierarchical Space-Time Architecture for Wireless Communication in Fading Environments Using Multi-Element Antennas”, Bell Labs. Tech. J., 1 (2), pp. 41-59 (1996) See reference 2). The complexity of the above simple nulling and cancellation scheme is very low, but its performance is much better than that of zero-forcing or interference cancellation based on MMSE nulling and ordering, and the performance of spherical decoding It is inferior to.

Filed July 30, 2003 and entitled “Suboptimal Multiple Input Multiple Output (MIMO) Channel Detection by Sequential Monte Carlo”, the contents of which are co-pending and identical assignees included herein by reference. As described in detail in US patent application Ser. No. 10 / 631,991, this simple nulling and interference cancellation scheme sequential structure with an upper triangular structure begins with antenna n_T. Therefore, it is well suited to apply SMC to unique MIMO data detection that operates in the spatial domain up to antenna 1. surely,

It has been known. here,

It is. However, unlike the SMC approach disclosed herein, if an orthogonal symbol constellation is used for modulation, the real and imaginary components of the observation at the kth antenna are It is observed that the symbol is independent of the imaginary and real components. The direct consequence of this is that the real and imaginary components of the symbol at the kth antenna can be sampled independently, so that for an M-QAM modulation scheme, the number of possible candidates is M From

Reduce to. The sequentiality in the above formulas is the real and imaginary components, and the probability distribution

Can be extended to the SMC used to simulate from this sequence. This sequence of "artificial" distribution is

Defined by Here, the subscripts r and i represent the real part and the imaginary part of the corresponding entity, respectively. The purpose of the detection method is to determine the posterior probability of the symbol component based on the received signal z after nulling.

Is to calculate an estimate of.

Are samples extracted by the SMC at each symbol interval. Here, m is the number of samples. According to the SMC technique, transmission symbols {($s^{(j)}_{r,k}$, $w^{(j)}_{r,k}$), ($s^{(j)}_{i,k}$) correctly weighted for the distribution of p (s | z). , $W^{(j)}_{i,k}$)} need to obtain a set of Monte Carlo samples. The posterior probability of the real part of the information symbol $s_{r,k}$ is

It can be estimated as follows. here,

And

Is

Is an indicator function defined by.

FIG. 3 is a flowchart of the processing performed by the SMC demodulator according to an embodiment utilizing probabilistic SMC.

In step 301, importance weights are initialized as $\omega^{(j)}_{-1} = 1$, j = 1,. In step 302, the kth iteration is started. Here, $k = n_T$, $n_T - 1$,. During each iteration, each of the weighted samples is updated for j = 1,..., M in steps 303-311. In step 304, the trial sampling density for the imaginary component $\alpha^{(j)}_{i,k,j}$ is calculated for each $a_{i,q} = \mathrm{Im}(a_q) \in A$ (Im represents the imaginary part of the complex number) . The trial distribution for the imaginary component is

You can choose as Noise in equation (7)

Is a white Gaussian, ie

Because

Where the mean value $\mu^{(j)}_{i,k,q}$ is

Given by.

It expresses.

In step 305, the sample $s^{(j)}_{i,k}$

Is extracted from the set $\mathrm{Im}(a_q) \in A$.

In step 306, importance weights for the imaginary component are calculated. For the trial distribution above, the importance weight is

Can be updated.

In step 307, the trial sampling density for the real component $\alpha^{(j)}_{r,k,q}$ is calculated for each $a_{r,q} = \mathrm{Re}(a_q) \in A$ (Re indicates the real part of the complex number). . For real components, the trial distribution is

You can choose as The first term of equation (23) is Gaussian

The average value $\mu^{(j)}_{r,k,q}$ is

Given in.

It expresses.

In step 308, the sample $s^{(j)}_{r,k}$

Is extracted from the set $\mathrm{Im}(a_q) \in A$.

In step 309, importance weights for real components are calculated. For the trial distribution above, the importance weight for the real component is

Can be updated.

In step 310, the posterior probability of the information symbol s_k can be calculated based on the equations (14) and (13).

Although not shown in FIG. 3, for example, if the effective sample size is less than the threshold, resampling can be performed. Details regarding other issues such as resampling and channel parameter estimation were filed on July 30, 2003, the contents of which are incorporated herein by reference, “Sequential Monte Carlo suboptimal multi-input multi-input. Co-

pending, entitled “Output (MIMO) Channel Detection” and disclosed in commonly assigned US patent application Ser. No. 10 / 631,991.

FIG. 4 is a flowchart of processing performed by an SMC demodulator according to an embodiment utilizing deterministic SMC.

Sequence of probability distributions for the imaginary component of a symbol

And a sequence of probability distributions for the real component of the symbol

The deterministic approach for estimating proceeds as follows. Assume that m samples are extracted at each iteration. In step 401, the exact probability distribution

Is calculated by enumerating all m particles from antenna n_T to antenna $n_T - 1 + 1$. As a result, a set of m individual symbol sequences

Is a sequence of weights obtained after enumerating the imaginary part of the symbol at the $(n_T - l + 1)$ th antenna

And a sequence of weights obtained after enumerating the real part of the symbol at antenna $n_T - l + 1$

And generated using

Satisfied. here,

And $\mu^{(j)}_{i,k,q}$ is given by equation (18). Also

And $\mu^{(j)}_{r,k,q}$ is given by equation (24). Also

It is.

In step 402, the following steps are performed from antenna $n_T - l$ to antenna 1 (ie $k = n_T - l, \ldots, 1$). For $j = 1, \ldots, m$, each importance weight is

Updated by. Where m individual symbol sequences with the highest importance weights are

Selected as the survivor path for the hypothesis. Continue,

It is said. Again, the m paths with the highest weight are selected as survivor paths.

In step 404, importance weights are calculated.

Here, $\beta^{(j)}_{i,k,q}$ is given by equation (31). In step 405, with weight set $\{w^{(j)}_{i,k,j}\}$

M "best" individual streams with the highest weight among the hypotheses

Select only to save.

In step 406, importance weights

Is calculated. Here, $\beta^{(j)}_{r,k,q}$ is given by equation (33). In step 407, with weight set $\{w^{(j)}_{i,k,j}\}$

M "best" individual streams with the highest weight among the hypotheses

Select only to save.

In step 408, the posterior probabilities of the real component $s_{r,k}$ and the imaginary component $s_{i,k}$ of the information symbol are calculated according to equations (13) and (14), respectively.

The processing performed by the SMC demodulator can be implemented using any known hardware, firmware, and / or software, whether using stochastic SMC or deterministic SMC. For example, the demodulator 210 of FIG. 2 may include an ASIC that is programmed to perform the desired processing. A program storage device such as a memory can clearly embody a program of instructions that can be executed by a machine such as a microprocessor. The program storage device and the microprocessor may be part of the demodulator 210 or other components of the receiver 200, or may be combined in other ways. Furthermore, the function of any component of the receiver 200 can be similarly realized.

While representative drawings and specific embodiments according to the present invention have been illustrated and illustrated, it is understood that the scope of the present invention is not limited to the specific embodiments described. Accordingly, the embodiments are to be regarded as illustrative rather than restrictive, and modifications of the embodiments can be made

by those skilled in the art without departing from the scope of the invention as claimed in the claims and the structural and functional equivalents thereof. It should be understood that can be made.

1 is a diagram illustrating a transmitter configuration of a coded multiple input multiple output (MIMO) system suitable for implementing an embodiment of the present invention. FIG. It is a figure which shows the receiver structure of an encoding MIMO system suitable for implement | achieving one Embodiment of this invention. 4 is a flowchart of a MIMO demodulation process performed based on a probabilistic SMC embodiment according to the present invention. 4 is a flowchart of a MIMO demodulation process performed based on a deterministic SMC embodiment according to the present invention.

Claims (16)

Hide Dependent

1. A method of demodulating data from a channel, Symbols transmitted through the channel, receiving prior probability values for symbols transmitted through the channel, each symbol being decomposable into a first symbol component and a second symbol component Receiving a prior probability value for Determining a first set of Monte Carlo samples of the first symbol component weighted to the probability distribution of the first symbol component according to the prior probability value, and the probability of the second symbol component Determining a second set of Monte Carlo samples of the second symbol component weighted to a distribution, wherein the first symbol component and the second symbol component are independently sampled Determining a first set of Monte Carlo samples of the first symbol component weighted with respect to the probability distribution of the first symbol component, and for the probability distribution of the second symbol component Determining a second set of weighted Monte Carlo samples of the second symbol component; Estimating a posterior probability value for the symbol based on the first and second sets of Monte Carlo samples; Only including, The weighted set of Monte Carlo samples is determined by

sequentially iterating over the spatial domain of the transmit antenna, where the probability distribution of the first symbol component and the second symbol component is obtained by QR decomposition. Related to the received signal after coordinate rotation,
Determining a weighted set of Monte Carlo samples further comprises
Enumerating first and second symbol component samples for a first portion of the spatial domain of the transmit antenna according to a deterministic calculation of the probability distribution of the first and second symbol components;
Updating the importance weight for the first symbol component using the enumerated first symbol component sample, and based on the importance weight for the first symbol component of a sequence of first symbol components Storing only a subset,
Updating the importance weight for the second symbol component using the enumerated second symbol component sample, and determining a second symbol component sequence based on the importance weight for the second symbol component; Storing only a subset,
Including
The method of updating each importance weight and saving only a subset is performed during successive iterations on a second portion of the spatial domain of the transmit antenna .

2. Determining a weighted set of Monte Carlo samples are Extracting a first set of Monte Carlo samples from a trial distribution specified for the first symbol component; Update importance weights for the first set of Monte Carlo samples based on a deviation of the trial distribution specified for the first symbol component from the probability distribution of the first symbol component And Extracting a second set of Monte Carlo samples from a trial distribution specified for the second symbol component; Update importance weights for the second set of Monte Carlo samples based on a deviation of the trial distribution specified for the second symbol component from the probability distribution of the second symbol component And Further including That each extraction of the and the to the update, are

performed while sequentially repeated on the spatial domain of the transmit antennas The method of claim 1.

3. m is the number of Monte Carlo samples determined for the symbol interval, and the weighted Monte Carlo samples for the first symbol component are $\{(s^{(j)}_{r,k}, w^{(j)}_{r,k})\}$, And the weighted Monte Carlo sample for the second symbol component is represented by $\{(s^{(j)}_{i,k}, w^{(j)}_{i,k})\}$, The posterior probability value for the first symbol component is
Estimated by
The posterior probability value for the second symbol component is
Estimated by
Here, j is a sample index, k is an index for identifying a transmitting antenna, z is a vector of received signals from different transmitting antennas after nulling, and A is a value of the symbol from which the symbol is A_i is the i-th value of A, And
The method of claim 2 , wherein is a characteristic function.
4. m is the number of Monte Carlo samples determined for the symbol interval, and the weighted Monte Carlo samples for the first symbol component are $\{(s^{(j)}_{r,k}, w^{(j)}_{r,k})\}$, And the weighted Monte Carlo sample for the second symbol component is represented by $\{(s^{(j)}_{i,k}, w^{(j)}_{i,k})\}$, The posterior probability value for the first symbol component is
Estimated by
The posterior probability value for the second symbol component is
Estimated by
Here, j is a sample index, k is an index for identifying a transmitting antenna, z is a vector of received signals from different transmitting antennas after nulling, and A is a value of the symbol from which the symbol is A_i is the i-th value of A, And
Is the characteristic function, method according to claim 1.
5. The method of claim 1, wherein the first symbol component of each symbol is a real component of the symbol, and the second symbol component of each symbol is an imaginary component of the symbol.

6. The method of claim 1, wherein the channel is in a multiple-input multiple-output system.

7. A receiver for receiving information transmitted in a multi-input multi-output system,
An external channel decoder;
An internal demodulator coupled repetitively to the decoder;
Have
The internal demodulator
A first module for receiving a prior probability value for a symbol transmitted through a channel, wherein each symbol can be decomposed into a first symbol component and a second symbol component, wherein the first module comprises: Determining a first set of Monte Carlo samples of the first symbol component weighted with respect to the probability distribution of the first symbol and weighting the probability distribution of the second symbol component; A first module that determines a second set of Monte Carlo samples of two symbol components, wherein the first symbol component and the second symbol component are independently sampled;
A second module for estimating a posteriori probability value for the symbol based on the first and second sets of Monte Carlo samples;
I have a,
The first module determines the first and second weighted sets of Monte Carlo samples by sequentially iterating over the spatial domain of the transmit antenna, where the first symbol component and the second The probability distribution of the symbol components of the receiver corresponds to a received signal after coordinate rotation obtained by QR decomposition in which a triangular matrix has strictly positive diagonal components .

8. The first module includes:
Extracting a first set of Monte Carlo samples from a trial distribution specified for the first symbol component;
Update importance weights for the first set of Monte Carlo samples based on a deviation of the trial distribution specified for the first symbol component from the probability distribution of the first symbol component And
Extracting a second set of Monte Carlo samples from a trial distribution specified for the second symbol component;
Update importance weights for the second set of Monte Carlo samples based on a deviation of the trial distribution specified

for the second symbol component from the probability distribution of the second symbol component And Determining the first and second weighted sets of Monte Carlo samples by:
The receiver of claim 7, wherein the first module iterates sequentially on a spatial domain of the transmit antenna.

9. The first module includes:
Enumerating first and second symbol component samples for a first portion of the spatial domain of the transmit antenna according to a deterministic calculation of the probability distribution of the first and second symbol components. When, Updating the importance weight for the first symbol component using the enumerated first symbol component sample, and based on the importance weight for the first symbol component of a sequence of first symbol components Storing only a subset,
Updating the importance weight for the second symbol component using the enumerated second symbol component sample, and determining a second symbol component sequence based on the importance weight for the second symbol component; Storing only a subset, Determining the first and second weighted sets of Monte Carlo samples by:
The receiver of claim 7, wherein the first module updates importance weights while iteratively repeating on a second portion of the spatial domain of the transmit antenna.

10. The receiver of claim 7, wherein the first component of each symbol is a real component of the symbol, and the second component of each symbol is an imaginary component of the symbol.

11. A processor-readable recording medium storing a program for causing the processor to execute a method of demodulating data from a channel when executed on the processor, The program is
Symbols transmitted through the channel, receiving prior probability values for symbols transmitted through the channel, each symbol being decomposable into a first symbol component and a second symbol component Receiving a prior probability value for Determining a first set of Monte Carlo samples of the first symbol component weighted to the probability distribution of the first symbol

component according to the prior probability value, and the probability of the second symbol component Determining a second set of Monte Carlo samples of the second symbol component weighted to a distribution, wherein the first symbol component and the second symbol component are independently sampled Determining a first set of Monte Carlo samples of the first symbol component weighted with respect to the probability distribution of the first symbol component, and for the probability distribution of the second symbol component Determining a second set of weighted Monte Carlo samples of the second symbol component; Estimating a posterior probability value for the symbol based on the first and second sets of Monte Carlo samples;
To the processor,
The weighted set of Monte Carlo samples is determined by sequentially iterating over the spatial domain of the transmit antenna, where the probability distribution of the first symbol component and the second symbol component is obtained by QR decomposition. Related to the received signal after coordinate rotation,
In determining the weighted set of Monte Carlo samples, the program further includes:
Enumerating first and second symbol component samples for a first portion of the spatial domain of the transmit antenna according to a deterministic calculation of the probability distribution of the first and second symbol components;
Updating the importance weight for the first symbol component using the enumerated first symbol component sample, and based on the importance weight for the first symbol component of a sequence of first symbol components Storing only a subset,
Updating the importance weight for the second symbol component using the enumerated second symbol component sample, and determining a second symbol component sequence based on the importance weight for the second symbol component; Storing only a subset,
And execute
The processor-readable recording medium , wherein updating each importance weight and storing only a subset is performed during successive iterations on a second portion of the spatial domain of the transmit antenna .

12. Determining a weighted set of Monte Carlo samples, the program,
Extracting a first set of Monte Carlo samples from a trial distribution specified for the first symbol component; Update importance weights for the first set of Monte Carlo samples based on a deviation of the trial distribution specified for the first symbol component from the probability distribution of the first symbol component And
Extracting a second set of Monte Carlo samples from a trial distribution specified for the second symbol component; Update importance weights for the second set of Monte Carlo samples based on a deviation of the trial distribution specified for the second symbol component from the probability distribution of the second symbol component And
Further causing the processor to execute ,
The processor-readable recording medium according to claim 11 , wherein each of the extracting and updating is performed while sequentially repeating on a spatial domain of the transmitting antenna.

13. m is the number of Monte Carlo samples determined for the symbol interval, and the weighted Monte Carlo samples for the first symbol component are $\{(s^{(j)}_{r,k}, w^{(j)}_{r,k})\}$, And the weighted Monte Carlo sample for the second symbol component is represented by $\{(s^{(j)}_{i,k}, w^{(j)}_{i,k})\}$,
The posterior probability value for the first symbol component is
Estimated by
The posterior probability value for the second symbol component is
Estimated by
Here, j is a sample index, k is an index for identifying a transmitting antenna, z is a vector of received signals from different transmitting antennas after nulling, and A is a value of the symbol from which the symbol is A_i is the i-th value of A, And
The processor-readable recording medium according to claim 12 , wherein is a characteristic function.

14. m is the number of Monte Carlo samples determined for the symbol interval, and the weighted Monte Carlo samples for the first symbol component are $\{(s^{(j)}_{r,k}, w^{(j)}_{r,k})\}$, And the

weighted Monte Carlo sample for the second symbol component is represented by $\{(s^{(j)}_{i,k}, w^{(j)}_{i,k})\}$, The posterior probability value for the first symbol component is
Estimated by
The posterior probability value for the second symbol component is
Estimated by
Here, j is a sample index, k is an index for identifying a transmitting antenna, z is a vector of received signals from different transmitting antennas after nulling, and A is a value of the symbol from which the symbol is A_i is the i-th value of A, And
The processor-readable recording medium according to claim 11, wherein is a characteristic function.

15. The processor-readable recording medium according to claim 11 , wherein the first symbol component of each symbol is a real component of the symbol, and the second symbol component of each symbol is an imaginary component of the symbol.
16. The processor-readable recording medium according to claim 11 , wherein the channel is in a multiple-input multiple-output system.

Patent Citations (10)

Publication number	Priority date	Publication date	Assignee	Title
Family To Family Citations				
JPH02266727A	*1989-04-07	1990-10-31	Toshiba Corp	Digital radio communication equipment and error correction circuit used for the same
JP3421317B2	*1999-12-28	2003-06-30	日本放送協会	Error correction encoder, error correction decoder, and transmission device of error correction system
US7158563B2	*2001-06-01	2007-01-02	The Board Of Trustees Of The Leland Stanford Junior University	Dynamic digital communication system control
US8194770B2	*2002-08-27	2012-06-05	Qualcomm Incorporated	Coded MIMO systems with selective channel inversion applied per eigenmode

US7317770B2 *2003-02-282008-01-08Nec Laboratories America, Inc.Near-optimal multiple-input multiple-output (MIMO) channel detection via sequential Monte Carlo
US6931362B2 *2003-03-282005-08-16Harris CorporationSystem and method for hybrid minimum mean squared error matrix-pencil separation weights for blind source separation
GB2411327A *2004-02-202005-08-24Toshiba Res Europ LtdTraining sequence for MIMO-OFDM which is suitable for use with null sub-carriers
US20050238111A1 *2004-04-092005-10-27Wallace Mark SSpatial processing with steering matrices for pseudo-random transmit steering in a multi-antenna communication system
US7123669B2 *2004-10-252006-10-17Sandbridge Technologies, Inc.TPS decoder in an orthogonal frequency division multiplexing receiver
US7801248B2 *2004-11-192010-09-21Qualcomm IncorporatedInterference suppression with virtual antennas
* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (38)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
Family To Family Citations
US7317770B2 *2003-02-282008-01-08Nec Laboratories America, Inc.Near-optimal multiple-input multiple-output (MIMO) channel detection via sequential Monte Carlo
US9585023B2 *2003-10-302017-02-28Qualcomm IncorporatedLayered reuse for a wireless communication system
US8526963B2 *2003-10-302013-09-03Qualcomm IncorporatedRestrictive reuse for a wireless communication system
US8059589B2 *2004-06-092011-11-15Qualcomm IncorporatedDynamic restrictive reuse scheduler
US8032145B22004-07-232011-10-04Qualcomm IncorporatedRestrictive reuse set management algorithm for equal grade of service on FL transmission
US7548752B2 *2004-12-222009-06-16Qualcomm IncorporatedFeedback to support restrictive reuse
US8325826B2 *2005-03-092012-12-04Qualcomm IncorporatedMethods and apparatus for transmitting signals facilitating antenna control
US9231794B2 *2005-07-202016-01-05Stmicroelectronics S.R.L.Method and apparatus for multiple antenna communications, computer program product therefor

EP1905182B1 *2005-07-202012-02-29STMicroelectronics SrlApparatus and method for detecting communications from multiple sources
US9025689B22005-07-202015-05-05Stmicroelectronics S.R.L.Method and apparatus for multiple antenna communications, and related systems and computer program
WO2007029734A1 *2005-09-062007-03-15Kddi CorporationData transmitting system and data transmitting method
KR100950661B1 *2006-05-202010-04-02삼성전자주식회사Apparatus and method for receiving signal in a communication system
US8225186B2 *2006-07-142012-07-17Qualcomm IncorporatedEcoding and decoding methods and apparatus for use in a wireless communication system
US8014460B2 *2006-12-202011-09-06Nec Laboratories America, Inc.Method for multiple-input-multiple-output system demodulation
EP1971063B1 *2007-03-142018-10-10STMicroelectronics S.r.l.Method and apparatus for multiple antenna communications, and related systems and computer program
US20080225976A1 *2007-03-142008-09-18Narayan PrasadMethod for multiple-input-multiple-output system demodulation
US7889807B2 *2007-05-312011-02-15Texas Instruments IncorporatedScalable VLSI architecture for K-best breadth-first decoding
US20080298493A1 *2007-05-312008-12-04Texas Instruments IncorporatedN-candidate depth-first decoding
US20090074114A1 *2007-09-132009-03-19Eric OjardMethod and System for Approximate Maximum Likelihood (ML) Detection in a Multiple Input Multiple Output (MIMO) Receiver
US8000416B2 *2008-02-272011-08-16Mitsubishi Electric Research Laboratories, Inc.System and method for generating soft output in hybrid MIMO systems
TWI367635B *2008-09-192012-07-01Realtek Semiconductor CorpSphere decoding method applied to mimo channel
TWI385930B *2008-09-192013-02-11Realtek Semiconductor CorpSphere decoding method applied to mimo channel
TWI372525B *2008-09-192012-09-11Realtek Semiconductor CorpSphere decoding method applied to mimo channel
TWI362841B *2008-09-192012-04-21Realtek Semiconductor CorpSphere decoding method applied to mimo channel
CN101741521B *2008-11-052013-06-05瑞昱半导体股份有限公司Sphere decoding method applied to multi-input multi-output channel

CN101741520B *2008-11-052013-12-04瑞昱半导体股份有限公司Sphere decoding method applied to multi-input multi-output channel
CN101741522B *2008-11-052013-06-05瑞昱半导体股份有限公司Sphere decoding method applied to multi-input multi-output channel
US8989320B2 *2009-09-022015-03-24Qualcomm IncorporatedHardware simplification of sic-MIMO decoding by use of a single hardware element with channel and noise adaptation for interference cancelled streams
US8514984B2 *2009-09-022013-08-20Qualcomm IncorporatedIterative decoding architecture with HARQ combining and soft decision directed channel estimation
US8976903B2 *2009-09-022015-03-10Qualcomm IncorporatedUnified iterative decoding architecture using joint LLR extraction and a priori probability
US8199034B22010-04-202012-06-12Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for soft symbol determination
US8634332B2 *2010-04-292014-01-21Qualcomm IncorporatedUsing joint decoding engine in a wireless device
US8634490B2 *2011-07-112014-01-21Indian Institute Of ScienceTechniques for detection of signals in multiple-input multiple-output communication systems
US8831146B2 *2012-06-142014-09-09Samsung Electronics Co., Ltd.Communication system with iterative detector and decoder and method of operation thereof
EP2680520B1 *2012-06-292015-11-18Telefonaktiebolaget L M Ericsson (publ)Method and apparatus for efficient MIMO reception with reduced complexity
US9071983B2 *2012-08-282015-06-30Samsung Electronics Co., Ltd.Communication system with repeat-response processing mechanism and method of operation thereof
US9225468B1 *2013-04-012015-12-29Marvell International Ltd.Systems and methods for detecting data in a received multiple-input-multiple-output (MIMO) signal
EP3188394B1 *2015-12-282020-05-06Institut Mines-TelecomRecursive sub-block decoding
* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

Publication	Publication Date	Title
de Lamare	2013	Adaptive and iterative multi-branch MMSE decision feedback detection algorithms for multi-antenna systems
US7508748B2	2009-03-24	Rate selection for a multi-carrier MIMO system
JP4913803B2	2012-04-11	Intrasphere decoder for MIMO channel
CN1538700B	2010-04-28	Method and device for demodulating and receiving data from channel
RU2414062C2	2011-03-10	Low-complexity detection and decoding for receiver in communication system
KR100889883B1	2009-03-24	Method and detector for a novel channel quality indicator for spacetime encoded ???? spread spectrum systems in frequency selective channels
US7330519B2	2008-02-12	Method for decoding linear space-time codes in a multiple-antenna wireless transmission system and decoder therefor
US7986752B2	2011-07-26	Parallel soft spherical MIMO receiver and decoding method
JP5529810B2	2014-06-25	Repetitive MIMO receiver using group-wise demapping
JP4690325B2	2011-06-01	Continuous interference cancellation receiver processing with selective diversity.
Zemen et al.	2006	Iterative joint time-variant channel estimation and multi-user detection for MC-CDMA
Li et al.	2011	Multiple feedback successive interference cancellation detection for multiuser MIMO systems
RU2423012C2	2011-06-27	Spherical detection and selection of speed for mimo transfer
EP1658694B1	2007-10-31	Iterative decoding and equalizion method and apparatus for communication with multiple transmission and reception antennas
JP4763703B2	2011-08-31	Method and system for determining signal vectors and computer program elements
Waters et al.	2008	The Chase family of detection algorithms for multiple-input multiple-output channels
KR100892104B1	2009-04-08	Apparatus and method for generating llr in mimo communication system
Yue et al.	2003	Channel estimation and data detection for MIMO-OFDM systems

US7095812B22006-08-22Reduced complexity receiver for space-time- bit-interleaved coded modulation
Ylioinas et al.2008Iterative joint detection, decoding, and channel estimation in turbo-coded MIMO-OFDM
Fa et al.2011Multi-branch successive interference cancellation for MIMO spatial multiplexing systems: design, analysis and adaptive implementation
Kansanen et al.2007An analytical method for MMSE MIMO turbo equalizer EXIT chart computation
EP2082512B12012-10-17Method for selecting transmission parameters for a data transmission and data transmission controller
EP1392017B12006-10-04A MIMO radio telecommunication system using multilevel-coded modulation operative by iterative determination of soft estimates, and a corresponding method
JP2006520547A2006-09-07Improved communication apparatus and method

Priority And Related Applications

Priority Applications (2)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle
US11/063,6332005-02-232005-02-23Reduced-complexity multiple-input multiple-output (MIMO) channel detection via sequential Monte Carlo
US11/0636332005-02-23

Legal Events

DateCodeTitleDescription
2008-11-28A621Written request for application examination
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A621

Effective date: 20081127

2011-08-31A977Report on retrieval
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A971007

Effective date: 20110831

2011-09-29A131Notification of reasons for refusal
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131

Effective date: 20110928

2011-12-29A521Written amendment
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523

Effective date: 20111228

2012-01-20TRDDDecision of grant or rejection written
2012-01-25A01Written decision to grant a patent or to grant a registration (utility model)
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01

Effective date: 20120124

2012-01-26A01Written decision to grant a patent or to grant a registration (utility model)
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01

2012-02-09A61First payment of annual fees (during grant procedure)
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A61

Effective date: 20120202

2012-02-10R150Certificate of patent or registration of utility model
Ref document number: 4920977

Country of ref document: JP

Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R150

Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R150

2012-02-13FPAYRenewal fee payment (event date is renewal date of database)
Free format text: PAYMENT UNTIL: 20150210

Year of fee payment: 3

2012-03-30FPAYRenewal fee payment (event date is renewal date of database)
Free format text: PAYMENT UNTIL: 20150210

Year of fee payment: 3

2012-04-02S111Request for change of ownership or part of ownership
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R313113

2012-04-10R350Written notification of registration of transfer
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R350

2012-04-13FPAYRenewal fee payment (event date is renewal date of database)
Free format text: PAYMENT UNTIL: 20150210

Year of fee payment: 3

(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4920977号
(P4920977)
(45)発行日　平成24年4月18日(2012.4.18)　(24)登録日　平成24年2月10日(2012.2.10)

(51)Int.Cl.　F I
H04J 99/00 (2009.01)　H04J 15/00
H04B 7/04 (2006.01)　H04B 7/04

請求項の数 16　(全 25 頁)

(21)出願番号　特願2006-13548(P2006-13548)
(22)出願日　平成18年1月23日(2006.1.23)
(65)公開番号　特開2006-238426(P2006-238426A)
(43)公開日　平成18年9月7日(2006.9.7)
審査請求日　平成20年11月27日(2008.11.27)
(31)優先権主張番号　11/063833
(32)優先日　平成17年2月23日(2005.2.23)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　504080663
エヌイーシー　ラボラトリーズ　アメリカ　インク
ＮＥＣ　Ｌａｂｏｒａｔｏｒｉｅｓ　Ａｍｅｒｉｃａ，　Ｉｎｃ．
アメリカ合衆国　０８５４０　ニュージャージー州　プリンストン　スイート　２００　インディペンデンス　ウェイ　４
(74)代理人　100123788
弁理士　宮崎　昭夫
(74)代理人　100106138
弁理士　石橋　政幸
(74)代理人　100127454
弁理士　緒方　雅昭

最終頁に続く

(54)【発明の名称】逐次モンテカルロによる、複雑さが低減された多入力多出力（ＭＩＭＯ）チャネル検出

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
チャネルからデータを復調する方法であって、
前記チャネルを通って送信されたシンボルに対する事前確率値を受信することであって、各シンボルは第１のシンボル成分と第２のシンボル成分に分解可能である、前記チャネルを通って送信されたシンボルに対する事前確率値を受信することと、
前記事前確率値にしたがって、前記第１のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第１のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第１の集合を決定し、前記第２のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第２のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第２の集合を決定することであって、ここで前記第１のシンボル成分と前記第２のシンボル成分は独立して標本化される、前記第１のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第１のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第１の集合を決定し、前記第２のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第２のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第２の集合を決定することと、
モンテカルロ・サンプルの前記第１及び第２の集合に基づいて、前記シンボルに対する事後確率値を推定することと、
を含み、
前記モンテカルロ・サンプルの重み付けされた集合は、送信アンテナの空間ドメイン上で順次反復することによって決定され、ここで前記第１のシンボル成分及び前記第２のシンボル成分の前記確率分布はＱＲ分解によって得られる座標回転ののちの受信信号に関連

しており、
前記モンテカルロ・サンプルの重み付けされた集合を決定することは、さらに、
前記第１及び第２のシンボル成分の前記確率分布の決定論的な計算にしたがって、前記送信アンテナの前記空間ドメインの第１の部分に対する第１及び第２のシンボル成分サンプルを列挙することと、
前記列挙された第１のシンボル成分サンプルを使用して前記第１のシンボル成分に対する重要度重みを更新し、前記第１のシンボル成分に対する前記重要度重みに基づいて第１のシンボル成分のシーケンスの部分集合のみを保存することと、
前記列挙された第２のシンボル成分サンプルを使用して前記第２のシンボル成分に対する重要度重みを更新し、前記第２のシンボル成分に対する前記重要度重みに基づいて第２のシンボル成分のシーケンスの部分集合のみを保存することと、
を含み、
前記各重要度重みを更新して部分集合のみを保存することは、前記送信アンテナの前記空間ドメインの第２の部分上で順次反復する間に実行される、方法。
【請求項２】
前記モンテカルロ・サンプルの重み付けされた集合を決定することは、
前記第１のシンボル成分に対して指定された試行分布から、前記モンテカルロ・サンプルの第１の集合を抽出することと、
前記第１のシンボル成分の前記確率分布からの、前記第１のシンボル成分に対して指定された前記試行分布の偏差に基づいて、前記モンテカルロ・サンプルの第１の集合に対する重要度重みを更新することと、
前記第２のシンボル成分に対して指定された試行分布から、前記モンテカルロ・サンプルの第２の集合を抽出することと、
前記第２のシンボル成分の前記確率分布からの、前記第２のシンボル成分に対して指定された前記試行分布の偏差に基づいて、前記モンテカルロ・サンプルの第２の集合に対する重要度重みを更新することと、
をさらに含み、
上記の各抽出することと各更新することとは、前記送信アンテナの空間ドメイン上で順次反復する間に実行される、請求項１に記載の方法。
【請求項３】
ｍはシンボル間隔に対して決定されるモンテカルロ・サンプルの数であり、前記第１のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{i,k}$、$w^{(j)}_{i,k}$）｝により表わされ、前記第２のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{i,k}$、$w^{(j)}_{i,k}$）｝により表わされ、
前記第１のシンボル成分に対する事後確率値は、
【数１】

$$P(s_{i,k}=a_{i,q}\mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{i,k}=a_{i,q})\mid z\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s_{i,k}^{(j)}=a_{i,q}\right)w_k^{(j)}, a_q\in A$$

により推定され、
前記第２のシンボル成分に対する事後確率値は、
【数２】

$$P(s_{i,k}=a_{i,q}\mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{i,k}=a_{i,q})\mid z\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s_{i,k}^{(j)}=a_{i,q}\right)w_k^{(j)}, a_q\in A$$

により推定され、
ここで、ｊはサンプル・インデックスであり、ｋは送信アンテナを識別するインデック

スであり、ｚはヌリング後の異なる送信アンテナからの受信信号のベクトルであり、Ａはそこから前記シンボルがそのシンボルの値をとるアルファベット集合であり、a_iはＡのｉ番目の値であり、

【数３】

$$W_k \triangleq \sum_{j=1}^{m} w_k^{(j)}$$

であり、

【数４】

$$\mathbb{I}(\cdot)$$

は特性関数である、請求項２に記載の方法。

【請求項４】

ｍはシンボル期間に対して決定されるモンテカルロ・サンプルの数であり、前記第１のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{r,k}$，$w^{(j)}_{r,k}$）｝により表わされ，前記第２のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{i,k}$，$w^{(j)}_{i,k}$）｝により表わされ、

前記第１のシンボル成分に対する事後確率値は、

【数５】

$$P(s_{r,k} = a_{r,q} \mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{r,k} = a_{r,q}) \mid z\} \cong \frac{1}{W_k} \sum_{j=1}^{m} \mathbb{I}\left(s_{r,k}^{(j)} = a_{r,q}\right) w_k^{(j)}, a_q \in A$$

により推定され、

前記第２のシンボル成分に対する事後確率値は、

【数６】

$$P(s_{i,k} = a_{i,q} \mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{i,k} = a_{i,q}) \mid z\} \cong \frac{1}{W_k} \sum_{j=1}^{m} \mathbb{I}\left(s_{i,k}^{(j)} = a_{i,q}\right) w_k^{(j)}, a_q \in A$$

により推定され、

ここで、ｊはサンプル・インデックスであり、ｋは送信アンテナを識別するインデックスであり、ｚはヌリング後の異なる送信アンテナからの受信信号のベクトルであり、Ａはそこから前記シンボルがそのシンボルの値をとるアルファベット集合であり、a_iはＡのｉ番目の値であり、

【数７】

$$W_k \triangleq \sum_{j=1}^{m} w_k^{(j)}$$

であり、

【数８】

$$\mathbb{I}(\cdot)$$

は特性関数である、請求項１に記載の方法。

【請求項５】

各シンボルの前記第１のシンボル成分は前記シンボルの実数成分であり、各シンボルの前記第２のシンボル成分は前記シンボルの虚数成分である、請求項１に記載の方法。

【請求項６】

前記チャネルは多入力多出力システム内にある請求項１に記載の方法。

【請求項７】

多入力多出力システム内で送信される情報を受信するための受信機であって、

外部チャネル復号器と、

前記復号器に反復して結合された内部復調器と、
を有し、
前記内部復調器は、
チャネルを通って送信されたシンボルに対する事前確率値を受信する第１のモジュールであって、各シンボルは第１のシンボル成分と第２のシンボル成分に分解可能であり、前記第１のモジュールは、前記第１のシンボルの確率分布に対して重み付けされた前記第１のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第１の集合を決定し、前記第２のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第２のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第２の集合を決定し、前記第１のシンボル成分及び前記第２のシンボル成分は独立して標本化される、第１のモジュールと、
モンテカルロ・サンプルの前記第１及び第２の集合に基づいて、前記シンボルに対する事後確率値を推定するための第２のモジュールと、
を有し、
前記第１のモジュールは、送信アンテナの空間ドメイン上で順次反復することによりモンテカルロ・サンプルの前記第１及び第２の重み付けされた集合を決定し、ここで前記第１のシンボル成分及び前記第２のシンボル成分の前記確率分布は、三角行列が確率に正の対角成分を有しているＱＲ分解によって得られる座標回転ののちの受信信号に対応する，受信機。
【請求項８】
前記第１のモジュールは、
前記第１のシンボル成分に対して指定された試行分布から、前記モンテカルロ・サンプルの第１の集合を抽出することと、
前記第１のシンボル成分の前記確率分布からの、前記第１のシンボル成分に対して指定された前記試行分布の偏差に基づいて、前記モンテカルロ・サンプルの第１の集合に対する重要度重みを更新することと、
前記第２のシンボル成分に対して指定された試行分布から，前記モンテカルロ・サンプルの第２の集合を抽出することと、
前記第２のシンボル成分の前記確率分布からの、前記第２のシンボル成分に対して指定された前記試行分布の偏差に基づいて、前記モンテカルロ・サンプルの第２の集合に対する重要度重みを更新することと、
によりモンテカルロ・サンプルの前記第１及び第２の重み付けされた集合を決定し、
前記第１のモジュールは前記送信アンテナの空間ドメイン上で順次反復する，請求項７に記載の受信機。
【請求項９】
前記第１のモジュールは、
前記第１及び第２のシンボル成分の前記確率分布の決定論的な計算にしたがって、前記送信アンテナの前記空間ドメインの第１の部分に対して第１及び第２のシンボル成分サンプルを列挙することと，
前記列挙された第１のシンボル成分サンプルを使用して前記第１のシンボル成分に対する重要度重みを更新し、前記第１のシンボル成分に対する前記重要度重みに基づいて第１のシンボル成分のシーケンスの部分集合のみを保存することと、
前記列挙された第２のシンボル成分サンプルを使用して前記第２のシンボル成分に対する重要度重みを更新し、前記第２のシンボル成分に対する前記重要度重みに基づいて第２のシンボル成分のシーケンスの部分集合のみを保存することと、
によりモンテカルロ・サンプルの前記第１及び第２の重み付けされた集合を決定し、
前記第１のモジュールは、前記送信アンテナの前記空間ドメインの第２の部分上で順次反復する間に、重要度重みを更新する，請求項７に記載の受信機。
【請求項１０】
各シンボルの前記第１の成分は前記シンボルの実数成分であり、各シンボルの前記第２の成分は前記シンボルの虚数成分である，請求項７に記載の受信機。

【請求項１１】
プロセッサ上で実行される場合にチャネルからのデータを復調する方法を前記プロセッサに実行させるプログラムを格納したプロセッサ読み取り可能な記録媒体であって、
前記プログラムは、
前記チャネルを通って送信されたシンボルに対する事前確率値を受信することであって、各シンボルは第１のシンボル成分と第２のシンボル成分に分解可能である、前記チャネルを通って送信されたシンボルに対する事前確率値を受信することと、
前記事前確率値にしたがって、前記第１のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第１のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第１の集合を決定し、前記第２のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第２のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第２の集合を決定することであって、ここで前記第１のシンボル成分と前記第２のシンボル成分は独立して標本化される、前記第１のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第１のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第１の集合を決定し、前記第２のシンボル成分の確率分布に対して重み付けされた前記第２のシンボル成分のモンテカルロ・サンプルの第２の集合を決定することと、
モンテカルロ・サンプルの前記第１及び第２の集合に基づいて、前記シンボルに対する事後確率値を推定することと、
を前記プロセッサに実行させ、
前記モンテカルロ・サンプルの重み付けされた集合は、送信アンテナの空間ドメイン上で順次反復することによって決定され、ここで前記第１のシンボル成分及び前記第２のシンボル成分の前記確率分布はＱＲ分解によって得られる座標回転ののちの受信信号に関連しており、
前記プログラムは、前記モンテカルロ・サンプルの重み付けされた集合を決定する際に、さらに、前記プロセッサに、
前記第１及び第２のシンボル成分の前記確率分布の決定論的な計算にしたがって、前記送信アンテナの前記空間ドメインの第１の部分に対する第１及び第２のシンボル成分サンプルを列挙することと、
前記列挙された第１のシンボル成分サンプルを使用して前記第１のシンボル成分に対する重要度重みを更新し、前記第１のシンボル成分に対する前記重要度重みに基づいて第１のシンボル成分のシーケンスの部分集合のみを保存することと、
前記列挙された第２のシンボル成分サンプルを使用して前記第２のシンボル成分に対する重要度重みを更新し、前記第２のシンボル成分に対する前記重要度重みに基づいて第２のシンボル成分のシーケンスの部分集合のみを保存することと、
を実行させ、
前記各重要度重みを更新して部分集合のみを保存することは、前記送信アンテナの前記空間ドメインの第２の部分上で順次反復する間に実行される、プロセッサ読み取り可能な記録媒体。
【請求項１２】
前記モンテカルロ・サンプルの重み付けされた集合を決定することは、前記プログラムが、
前記第１のシンボル成分に対して指定された試行分布から、前記モンテカルロ・サンプルの第１の集合を抽出することと、
前記第１のシンボル成分の前記確率分布からの、前記第１のシンボル成分に対して指定された前記試行分布の偏差に基づいて、前記モンテカルロ・サンプルの第１の集合に対する重要度重みを更新することと、
前記第２のシンボル成分に対して指定された試行分布から、前記モンテカルロ・サンプルの第２の集合を抽出することと、
前記第２のシンボル成分の前記確率分布からの、前記第２のシンボル成分に対して指定された前記試行分布の偏差に基づいて、前記モンテカルロ・サンプルの第２の集合に対する重要度重みを更新することと、

を前記プロセッサに実行させることをさらに含み、
上記の各抽出することと各更新することとは、前記送信アンテナの空間ドメイン上で順次反復する間に実行される、請求項１１に記載のプロセッサが読み取り可能な記録媒体。
【請求項１３】
ｍはシンボル間隔に対して決定されるモンテカルロ・サンプルの数であり、前記第１のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{r,k}$，$w^{(j)}_{r,k}$）｝により表わされ、前記第２のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{i,k}$，$w^{(j)}_{i,k}$）｝により表わされ、
前記第１のシンボル成分に対する事後確率値は、
【数９】

$$P(s_{r,k}=a_{r,q}\mid \boldsymbol{z}) = E\{\mathbb{I}(s_{r,k}=a_{r,q})\mid \boldsymbol{z}\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s^{(j)}_{r,k}=a_{r,q}\right)w^{(j)}_k, a_q\in A$$

により推定され、
前記第２のシンボル成分に対する事後確率値は、
【数１０】

$$P(s_{i,k}=a_{i,q}\mid \boldsymbol{z}) = E\{\mathbb{I}(s_{i,k}=a_{i,q})\mid \boldsymbol{z}\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s^{(j)}_{i,k}=a_{i,q}\right)w^{(j)}_k, a_q\in A$$

により推定され、
ここで、ｊはサンプル・インデックスであり、ｋは送信アンテナを識別するインデックスであり、ｚはヌリング後の異なる送信アンテナからの受信信号のベクトルであり、Ａはそこから前記シンボルがそのシンボルの値をとるアルファベット集合であり、a_iはＡのｉ番目の値であり、
【数１１】

$$W_k \triangleq \sum_{j=1}^{m} w^{(j)}_k$$

であり、
【数１２】

$$\mathbb{I}(\cdot)$$

は特性関数である、請求項１２に記載のプロセッサ読み取り可能な記録媒体。
【請求項１４】
ｍはシンボル間隔に対して決定されるモンテカルロ・サンプルの数であり、前記第１のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{r,k}$，$w^{(j)}_{r,k}$）｝により表わされ、前記第２のシンボル成分に対する前記重み付けされたモンテカルロ・サンプルは｛（$s^{(j)}_{i,k}$，$w^{(j)}_{i,k}$）｝により表わされ、
前記第１のシンボル成分に対する事後確率値は、
【数１３】

$$P(s_{r,k}=a_{r,q}\mid \boldsymbol{z}) = E\{\mathbb{I}(s_{r,k}=a_{r,q})\mid \boldsymbol{z}\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s^{(j)}_{r,k}=a_{r,q}\right)w^{(j)}_k, a_q\in A$$

により推定され、
前記第２のシンボル成分に対する事後確率値は、

【数１４】

$$P(s_{i,k}=a_{i,q}\mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{i,k}=a_{i,q})\mid z\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s_{i,k}^{(j)}=a_{i,q}\right)w_k^{(j)}, a_q\in\mathcal{A}$$

により推定され、

ここで、ｊはサンプル・インデックスであり、ｋは送信アンテナを識別するインデックスであり，ｚはヌリング後の異なる送信アンテナからの受信信号のベクトルであり、Ａはそこから前記シンボルがそのシンボルの値をとるアルファベット集合であり、a_1はＡの１番目の値であり、

【数１５】

$W_k \triangleq \sum_{j=1}^{m} w_k^{(j)}$

であり，

【数１６】

$\mathbb{I}(\cdot)$

は特性関数である、請求項１１記載のプロセッサ読み取り可能な記録媒体。

【請求項１５】

各シンボルの前記第１のシンボル成分は前記シンボルの実数成分であり，各シンボルの前記第２のシンボル成分は前記シンボルの虚数成分である請求項１１に記載のプロセッサ読み取り可能な記録媒体。

【請求項１６】

前記チャネルは多入力多出力システム内にある請求項１１に記載のプロセッサ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、一般に、デジタルデータ受信機に関する。

【０００２】

本出願は，２００３年７月３０日に出願された、「逐次モンテカルロによる準最適な多入力多出力（ＭＩＭＯ）チャネル検出(NEAR-OPTIMAL MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) CHANNEL DETECTION VIA SEQUENTIAL MONTE CARLO)」と題する米国特許出願第１０／６３１，９９１号に関連しており，米国特許出願第１０／６３１，９９１号の内容は参照として本明細書に包含される。

【背景技術】

【０００３】

高速無線データ伝送に対する増加し続ける要求は、限定された帯域幅の無線チャネルにおいて高スループットの無線通信を実現するように、無線システム設計者に対して大きな課題を課してきた。多入力多出力（ＭＩＭＯ：multiple-input multiple output）チャネルの容量は、散乱の多い環境において帯域幅あるいは送信電力を増加させる必要なしに、最小限の数の送受信アンテナを使用して直線的に増加することが示されたので、多送受信アンテナは、将来の広帯域無線通信システムにおける有力な解である可能性が最も高い。スペクトル効率が非常に高いので、ＭＩＭＯ技術は、ＩＥＥＥ８０２．１１ａ無線ＬＡＮ、ＩＥＥＥ８０２．１６無線ＭＡＮ、及びＷＣＤＭＡ規格のような、さまざまな無線応用のいくつかの標準規格に組み入れられている。

【０００４】

この技術分野において、多種多様なＭＩＭＯ受信機構成が提案されている。最尤（ＭＬ：maximum likelihood）検出を利用する受信機構成が最適であろうが、その構造は、送信

アンテナの数とともに指数関数的に複雑さを増す。ゼロ・フォーシング（ＺＦ；zero-forcing）ヌリング（無効化；nulling）及び順序付けを伴う干渉除去（ＩＣ；interference cancellation）の方法や、最小平均２乗誤差（ＭＭＳＥ；minimum mean-squared error）ヌリング及び順序付けを伴う干渉除去の方法のように、ヌリング及び干渉除去に基づいて、より簡単な検出方式が提案されている。例えば、P. W. Wolniansky他、「Ｖ－ＢＬＡＳＴ：散乱の多い無線チャネルにおいて非常に高いデータ・レートを実現するためのアーキテクチャ」、Procedings of Int. Symp. Sig. Sys. Elect.（ISSSE）（１９９８年９月）（非特許文献１）；G. J. Foschini、「多素子アンテナ使用時のフェージング環境における無線通信のための階層化時空間アーキテクチャ」、Bell Labs. Tech. J., 1(2), pp. 41-59（1996）（非特許文献２）；G. D. Golden他、「Ｖ－ＢＬＡＳＴ時空間通信アーキテクチャを使用した検出アルゴリズムおよび初期の実験室結果」、Elect. Let., 35, pp. 14-16（１９９９年１月）（非特許文献３）を参照。残念ながら、これらの単純な検出方法の性能は、ＭＬ検出の性能よりも大幅に劣っている。複雑さが送信アンテナ数の３乗に比例する球面復号が、準最適な検出方法として提案されている。O. Damen他、「時空間コード用の格子コード設計」、IEEE Commun. Let., 4(5), pp. 161-163（２０００年５月）（非特許文献４）を参照。しかし、球面復号にもとづいた検出方式は、符号化ＭＩＭＯシステムにおいて外部チャネル復号器と連結されるときには性能が劣化するハード決定アルゴリズムである。ソフト決定出力を得るために、球面復号を修正する検出方式が提案されているが、複雑さを大幅に複雑にする。

【０００５】

２００３年７月３０日に出願され、その内容は参照として本明細書に包含される「逐次モンテカルロによる準最適多入力多出力（ＭＩＭＯ）チャネル検出」と題する同時係属であって同一譲受人の米国特許出願第１０／６３１，９９１号（特許文献１）において、逐次モンテカルロ法は、計算の複雑さを低く維持しつつ最適に近い性能を実現して、ＭＩＭＯシステムにおける復調に使用し得ることが明らかにされている。しかし、前記出願中に開示された検出処理法は、変調シンボル・コンステレーション(modulation symbol constellation)のサイズが増えるにつれて計算が複雑になる。したがって、この処理法を改善し、必要とされる計算量をさらに減少しつつ同じ性能を得ることが有利である。

【特許文献１】米国特許公開第２００４０１７４９３９号公報

【非特許文献１】P. W. Wolniansky et al., "V-BLAST: an Architecture for Realizing Very High Data Rates over the Rich-scattering Wireless Channel," Proceedings of Int. Symp. Sig. Sys. Elect. (ISSSE). (Sept. 1998)

【非特許文献２】G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-element Antennas," Bell Labs. Tech. J., 1(2), pp. 41-59 (1996)

【非特許文献３】G. D. Golden et al., "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using V-BLAST Space-Time Communication Architecture," Elect. Let., 35, pp. 14-16 (Jan. 1999)

【非特許文献４】O. Damen et al., "Lattice Code Design For Space-Time codes," IEEE Commun. Let. 4(5), pp. 161-163 (May 2000)

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【０００６】

多入力多出力（ＭＩＭＯ）システムのための、計算の複雑さをさらに減少させる形態で逐次モンテカルロ技術を有利に利用する検出システム及び方法が開示される。検出器において信号が受信されたとすると、検出器は、送信されたシンボルの確率分布に対して重み付けされた、送信されたシンボルのモンテカルロ・サンプルを検出器は生成する。しかし、本発明による１つの態様によれば、各シンボルは、それぞれ独立して標本化される第１のシンボル成分及び第２のシンボル成分に（例えば、実数及び虚数シンボル成分に）分解され、その結果、使用される変調方式により与えられる、存在し得る候補の数を減少させ

る。直交シンボル・コンステレーションが変調に使用される場合、検出器は、k番目のアンテナにおける観測の別々のシンボル成分はk番目のアンテナにおけるシンボルの成分からそれぞれ独立しているという事実を巧みに利用する。

【０００７】

検出器は、送信アンテナの空間ドメイン上で動作することにより、単純なヌリング（無効化：nulling）及び除去(cancellation)方式の逐次構造を巧みに利用することができ、また、送信されたシンボルの別々のシンボル成分に対して逐次性を拡張することができる。シンボルの第１及び第２のシンボル成分に対して重み付けされたサンプルは、確率論的なアプローチあるいは決定論的なアプローチを使用して、検出器により生成できる。確率論的なアプローチにおいては、シンボルの第１及び第２のシンボル成分に対するサンプルは、検出方式の逐次構造から得られた試行分布(trial distribution)から抽出され、その結果に基づいて重要度（インポータンス：importance）重みが更新される。決定論的なアプローチにおいては、送信アンテナの全数よりも少ない数の送信アンテナに対して第１及び第２のシンボル成分サンプルを列挙することにより、確率分布の初期推定値が計算される。次に、この確率分布における候補軌道(candidate trajectories)は、最も高い重要度重みを有する集合にまで切り詰められる。

【０００８】

検出器の設計は、ターボ(turbo)受信機におけるソフト入力ソフト出力(soft-input soft-output)復調器として使用される場合に特に有利である。従来技術の方式がコンステレーションの大きさに対してリニアに（１次的に）比例する複雑さを有するのに対して、開示された検出器は、コンステレーションの大きさの平方根に比例する複雑さを有するシンボル検出を行うことが可能である。本発明による上記または他の利点は、下記の詳細説明と添付図面の参照により、当業者に明白であろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【０００９】

図１及び図２は、本発明による実施形態を実現するに適した、一般的な多入力多出力（ＭＩＭＯ：multi-input multi-output）システムを示す。図１は送信機構成１００の一例を示し、図２は受信機構成２００の一例を示している。

【００１０】

ＭＩＭＯシステムは、n_T個の送信アンテナとn_R個の受信アンテナを有すると、制限なしに仮定する。ただし$n_R \geq n_T$である。無線チャネルは散乱が多く一様なフェージングを有すると、制限なしに仮定する。各送受信アンテナ対の間のフェージングは独立であると仮定する。さらに、無線チャネルは、準静止形(quasi-static)である、すなわち、１つのデータ・バーストに対しては静的であるがバーストごとには変化すると、制限なしに仮定する。

【００１１】

送信機１００において、情報ビットのブロック $\{a_i\}$ がチャネル符号器１１０においてコード（符号）ビット $\{b_i\}$ に符号化される。コード・ビットは、インターリーバ(interleaver)１２０においてランダムに交互配置（インターリーブ）され、ＱＰＳＫ変調器１３０を使用して、有限のアルファベット集合 $A = \{a_1, a_2, \cdots, a_S\}$ から例えばＭ－ＰＳＫあるいはＭ－ＱＡＭ変調シンボルのストリームの値に、マッピング(map)することが可能である。各シンボルは、変換器１４０において、逆多重化(demultiplexing)を介して、n_T個のサブ・ストリーム(sub-streams)に直並列（Ｓ／Ｐ）変換することが可能であり、各サブ・ストリームは、n_T個の送信アンテナ１５０の１つと組み合わせることができる。各時点において、各サブ・ストリームからの１つのシンボルが、その対応するアンテナから送信され、その結果、同一チャネルでn_T個のシンボルが同時に送信されることとなる。このような時空間ビット・インターリーブド符号化変調（ＢＩＣＭ：bit interleaved coded modulation）は、無線ＭＩＭＯシステムで利用可能な空間、時間及び周波数ダイバーシティ・リソースをより良く活用することを可能にする。Ｍ－ＰＳＫあるいはＭ－ＱＡＭ変調とシンボル－アンテナ・マッピング(symbol-antenna mapping)との組み合

わせは、送信機の内部符号器として効率的に作用するので、ＭＩＭＯシステム全体は、直列連結システムとして取り扱うことが可能である。したがって、反復（ターボ）受信機をシステムに対して設計することが可能である。

【００１２】

図２は、２つの階梯（ステージ）を有するターボ受信機として構成された受信機２００を示す。すなわち、ソフト入力ソフト出力ＳＭＣ復調器２１０の後に、ソフト・チャネル復号器２６０が接続されている。送信機１００においてインターリーバが利用されていると仮定して、２つの階梯は、デインターリーバ(deinterleaver)２５０とインターリーバ２３０により分離されている。ＳＭＣ復調器２１０は、入力として、受信信号と、チャネル推定器２７０からのチャネル状態情報と、付帯的な情報(extrinsic information)から計算される事前のシンボル情報(a priori symbol information)とを受信する。前の反復におけるチャネル復号器２６０からの付帯的な情報は、インターレース(interlace)され、事前のシンボル情報(a priori symbol information)として復調器２１０に還出されることが可能である。一方、復調器２１０からの付帯的な情報は、デインターレース(deinterlace)され、チャネル復号器２６０に対する事前の情報(a priori information)としてチャネル復号器２６０にフィードバックすることが可能である。情報ビットの各ブロックは、復調器２１０と復号器２６０の間で反復して生成されるごとに、その確率を使用して復号することが可能である。

【００１３】

受信機２００により受信され、復調器２１０により処理された信号は、次のようにしてモデル化できる。マッチド・フィルタリング及びシンボル・レート・サンプリングののち、受信機のn_R個の受信アンテナからの受信信号ベクトルは、

【００１４】

【数１】

$$y(i) = \left[y_1(i) \quad \cdots \quad y_{n_R}(i) \right]^T$$

【００１５】

のように表わすことができる。複素ベースバンド表現において、受信信号は、送信された信号

【００１６】

【数２】

$$s(i) = [s_1(i), \cdots, s_{n_T}(i)]^T$$

【００１７】

の線形結合として表わすことができる。

【００１８】

【数３】

$$y(i) = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} H s(i) + v(i), \quad i = 1 \cdots N \qquad (1)$$

【００１９】

ここで、

【００２０】

【数４】

$$s(i) \in A^{n_T}$$

【００２１】

であり、ρは送信機における全信号エネルギーであり、

【００２２】

【数５】
$$\boldsymbol{H} \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$$

【００２３】
は複素フェージング・チャネル行列であり、
【００２４】
【数６】
$$\boldsymbol{v}(i) \sim \mathcal{N}_c(0, \boldsymbol{I}_{n_R})$$

【００２５】
は空間的、時間的白色ガウス雑音であり、Ｎはデータ・バースト長である。
【００２６】
【数７】
$$\boldsymbol{\Omega} \triangleq \boldsymbol{H}^H \boldsymbol{H}$$

【００２７】
と表わす。受信信号は、マッチド・フィルタリングされ白色化されることが可能であり、
【００２８】
【数８】
$$\boldsymbol{u} \triangleq \boldsymbol{\Omega}^{-\frac{1}{2}} \boldsymbol{H}^H \boldsymbol{y} = \sqrt{\frac{E}{n_T}} \boldsymbol{\Omega}^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{s} + \boldsymbol{w}$$

【００２９】
を得る（ここでは簡単のため、タイム・インデックスｉは省略される）。ここで、
【００３０】
【数９】
$$\boldsymbol{w} \triangleq \boldsymbol{\Omega}^{-\frac{1}{2}} \boldsymbol{H}^H \boldsymbol{v} \sim \mathcal{N}_c(0, \boldsymbol{I}_{n_T})$$

【００３１】
である。
【００３２】
シンボルは第１及び第２のシンボル成分に分解可能であると、制限なしに仮定する。本明細書においては、例としてシンボルの実数成分及び虚数成分として説明する。当業者は、シンボルを成分(component)に分解する任意の別の方式も使用可能であることを容易に理解するであろう。初めに復調器２１０は、すべてのシンボルは同程度に確からしいと仮定する。すなわち、シンボルの実数成分及び虚数成分は等しく確からしいと仮定する。したがって、シンボル成分に対する事前確率(a priori probability)は、
【００３３】
【数１０】
$$P(s_{r,k} = a_{r,q}) = P(s_{i,k} = a_{i,q}) = \frac{1}{\sqrt{A}}$$

【００３４】
により与えられる。復調器２１０は、シンボルＰの実数成分及び虚数成分の事後確率(a posteriori probability) $P(s_{r,k} = a_{r,q} \mid u)$及び$P(s_{i,k} = a_{i,q} \mid u)$, $k = 1, 2, \cdots, n_T$, $j = 1, 2, \cdots, M$を出力する。
【００３５】
【数１１】
$$S_{r,k}^{(j)} \triangleq \left\{ (s_1, \cdots, s_{k-1}, a_{r,q}, s_{k+1}, \cdots, s_{n_T}) : s_l \in \mathcal{A}, l \neq k \right\}$$

【００３６】

と表わす。$P(s_{r,k}=a_{r,q} \mid u)$の正確な式は、

【００３７】

【数１２】

$$P(s_{r,k}=a_{r,q} \mid u) = \frac{p(u \mid s_{r,k}=a_{r,q})P(s_{r,k}=a_{r,q})}{p(u)} \propto P(s_{r,k}=a_{r,q}) \sum_{s \in \mathcal{S}_k^{(r)}} \exp\left(-\left\| u-\sqrt{\frac{\rho}{n_T}}\Omega^{\frac{1}{2}}s \right\|^2\right) \prod_{l \neq k} P(s_l) \quad (3)$$

【００３８】

で与えられる。類似の式が、シンボルの虚数成分の事後確率を与える。復調器２１０により計算されたシンボル成分の事後確率に基づいて、交互配置されたコード・ビット$b_{\pi(i)}$の事後ログ尤度比（ＬＬＲ；log-likelihood ratio）を計算するために、ビットＬＬＲ計算部２４０を使用することができる。Ｍ－ＱＡＭ変調方式においては、$B=\log_2 M$ビットが１つのシンボルにマップされる。ビットの最初のＢ／２部分がシンボルの実数部分を表わし、ビットの２番目のＢ／２部分がシンボルの虚数部分を表わすとする。コード・ビット$b_{\pi(1)}$はＭ－ＱＡＭシンボル$s_k \in A$の実数部分に含まれると仮定すると、このコード・ビットのＬＬＲは、

【００３９】

【数１３】

$$\Lambda_1[b_{\pi(i)}] \triangleq \log\frac{P(b_{\pi(i)}=1 \mid u)}{P(b_{\pi(i)}=0 \mid u)} = \log\frac{\sum_{a_q \in A:\, s_{r,k}=a_{r,q},\, b_{\pi(i)}=1} P(s_{r,k}=a_{r,q} \mid u)}{\sum_{a_q \in A:\, s_{r,k}=a_{r,q},\, b_{\pi(i)}=0} P(s_{r,k}=a_{r,q} \mid u)}, \quad k=1,\ldots,n_T \quad (4)$$

【００４０】

により与えられる。シンボルの虚数成分に対応するコード・ビット事後のＬＬＲも、同様に計算できる。事後確率に対する上記の式における加算は、すべてにわたって、$S_k^{(j)}$, $j=1, \cdots, M$における

【００４１】

【数１４】

$\mathcal{A}^{n_T-1}$

【００４２】

個の実現可能なベクトルｓであるから、その複雑さは、送信アンテナの数とともに指数関数的になるという不利なものであり、空間多重利得が高いシステムにとっては非実用的なものである。

【００４３】

本発明による最後の実施形態によれば、図２に示すように、復調器２１０は、符号２１１においてシンボルの実数成分に対する事後確率を推定するために逐次モンテカルロ（ＳＭＣ）近似を利用し、これとは別に符号２１２において、シンボルの虚数成分に対する事後確率を推定するために逐次モンテカルロ（ＳＭＣ）近似を利用する。以下に詳細に説明するように、開示する検出方式は、コンステレーションのサイズの平方根に比例する複雑さを有するという利点を有する。

【００４４】

最適な最尤（ＭＬ；maximum likelihood）ＭＩＭＯ検出器は、受信信号に対し、

【００４５】

【数１５】

$$\hat{s} = \arg\min_{s \in \mathcal{A}^{n_T}} \left\| u - \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \Omega^{\frac{1}{2}} s \right\|^2 \quad (5)$$

【００４６】

によって表現できる。「背景技術」の欄で説明したように、ＭＬ受信機の複雑さは、送信アンテナの数とともに指数関数的に大きくなるという不利なものである。ヌリング及び除去技術に基づく次善の検出器は次のように表現できる。$\Omega^{1/2}$のＱＲ－分解を

【００４７】

【数１６】

$$\Omega^{\frac{1}{2}} = QR \quad (6)$$

【００４８】

で表わす。ここで、Ｑはユニタリ行列であり、Ｒは上三角行列である。ヌリング動作は、式(2)のベクトルｕにQ^Hを左乗算する座標回転であり、十分な統計値

【００４９】

【数１７】

$$z = Q^H u = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} Rs + \tilde{v} \quad (7)$$

【００５０】

を得る。ここで、

【００５１】

【数１８】

$$\tilde{v} = Q^H v$$

【００５２】

である。Ｑはユニタリであるから、雑音の増強はなく、ヌリングによって雑音白色化特性は維持される。すなわち、

【００５３】

【数１９】

$$\tilde{v} \sim \mathcal{N}_c(0, I_{n_T})$$

【００５４】

である。上記の式は、

【００５５】

【数２０】

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{n_T} \end{bmatrix}}_{z} = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \underbrace{\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,n_T} \\ & r_{2,2} & \cdots & r_{2,n_T} \\ & & \ddots & \vdots \\ & & & r_{n_T,n_T} \end{bmatrix}}_{R} \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{n_T} \end{bmatrix}}_{s} + \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_2 \\ \vdots \\ \tilde{v}_{n_T} \end{bmatrix}}_{\tilde{v}} \quad (8)$$

【００５６】

のように書き換えることができる。データ信号は、ヌリング動作、すなわちｚにR^{-1}を乗

算することにより，直接に検出できる。しかし、Rの上三角構造を利用することにより，以下の逐次干渉除去方法を使用して、ゼロ・フォーシングの著しい改善を得ることが可能であることが明らかにされた。

【００５７】

【数２１】

$$\begin{aligned}
\hat{s}_{n_T} &= L\left(\sqrt{\frac{n_T}{\rho}}\frac{z_{n_T}}{r_{n_T,n_T}}\right),\\
\hat{s}_{n_T-1} &= L\left(\frac{1}{r_{n_T-1,n_T-1}}\left(\sqrt{\frac{n_T}{\rho}}z_{n_T-1}-r_{n_T-1,n_T}\hat{s}_{n_T}\right)\right),\\
&\vdots\\
\hat{s}_1 &= L\left(\frac{1}{r_{1,1}}\left(\sqrt{\frac{n_T}{\rho}}z_1-\sum_{k=2}^{n_T}r_{1,k}\hat{s}_k\right)\right)
\end{aligned} \tag{9}$$

【００５８】

ここで，

【００５９】

【数２２】

$$L(x) = \arg\min_{s_i\in A}(|x-s_i|)$$

【００６０】

である。G. J. Foschini、「多素子アンテナ使用時のフェージング環境における無線通信のための階層化時空間アーキテクチャー」、Bell Labs. Tech. J.、1(2)、pp. 41-59 (1996)（非特許文献２）を参照。上記の単純なヌリング及び除去方式の複雑さは非常に低いが、その性能は、ゼロ・フォーシング、あるいはＭＭＳＥヌリング及び順序付けを有する干渉除去に基づく方法の性能、ならびに球面復号の性能よりも遥かに劣っている。

【００６１】

２００３年７月３０日に出願され、「逐次モンテカルロによる準最適な多入力多出力（ＭＩＭＯ）チャネル検出」と題して、その内容は参照として本明細書に包含される同時係属かつ同一譲受人の米国特許出願第１０／６３１，９９１号（特許文献１）に詳しく説明したように、上三角構造によるこの簡単なヌリング及び干渉除去方式の疑似的(artificial)な逐次構造は、アンテナn_Tから始まってアンテナ１までの空間ドメインで動作する独自性を有するＭＩＭＯデータ検出に、ＳＭＣを応用するのによく適合している。確かに，

【００６２】

【数２３】

$$P(s\mid u) = P(s\mid x) \propto \prod_{k=1}^{n_T} p\left(x_k \mid \tilde{S}_k\right) P(s_k) \tag{10}$$

【００６３】

が知られている。ここで、

【００６４】

【数２４】

$\tilde{Z}_k = (z_k, \ldots, z_{n_T})$ 及び $\tilde{S}_k = (s_k, \ldots, s_{n_T})$

【００６５】

である。しかしながら，本明細書に開示するＳＭＣアプローチの場合とは異なって、直交シンボル・コンステレーションが変調に使用されるならば、ｋ番目のアンテナにおける観測の実数成分及び虚数成分が、ｋ番目のアンテナにおけるシンボルの虚数成分及び実数成分からそれぞれ独立なものとなることが観察される。このことの直接の帰結は、ｋ番目のアンテナにおけるシンボルの実数成分及び虚数成分は独立して標本化できるということで

あり、その結果、Ｍ－ＱＡＭ変調方式に関し、存在し得る候補の数をＭから

【００６６】

【数２５】

$$\sqrt{M}$$

【００６７】

に減少させる。上記の式における漸次性は、実数成分及び虚数成分、ならびに、確率分布

【００６８】

【数２６】

$$\left\{p\left(\tilde{S}_k \middle| \tilde{Z}_k\right)\right\}_{k=n_T, n_T-1, \ldots, 1}$$

【００６９】

のシーケンスからシミュレートするのに使用されるＳＭＣに拡張することができる。「擬似的な(artificial)」分布のこのシーケンスは、

【００７０】

【数２７】

$$P\left((S)_k \middle| (\tilde{Z})_k\right) \propto \prod_{l=k}^{n_T} p\left(z_{r,l} \middle| s_{r,l}, s_{i,l}\tilde{S}_{l+1}, z_{i,l}, \tilde{Z}_{l+1}\right) P(s_{r,l}) p\left(z_{i,l} \middle| s_{i,l}\tilde{S}_{l+1}, \tilde{Z}_{l+1}\right) P(s_{i,l})$$

$$\propto \prod_{l=k}^{n_T} p\left(z_{r,l} \middle| s_{r,l}\tilde{S}_{l+1}\right) P(s_{r,l}) p\left(z_{i,l} \middle| s_{i,l}\tilde{S}_{l+1}\right) P(s_{i,l}) \quad (11)$$

【００７１】

により定義される。ここで、下付き添え字ｒ及びｉは、それぞれ対応するエンティテイ(entity)の実数部分及び虚数部分を表わす。検出方式の目的は、マッピング後の受信信号ｚに基づいて、シンボル成分の事後確率

【００７２】

【数２８】

$$P\left(s_{r,k} = a_{r,q} \middle| z_{r,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)$$

及び

$$P\left(s_{i,k} = a_{i,q} \middle| z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right),\ a_q \in \mathcal{A},\ k = 1, \ldots, n_T \quad (12)$$

【００７３】

の推定値を計算することである。

【００７４】

【数２９】

$$\tilde{S}_k^{(j)} \triangleq \left(s_{r,k}^{(j)}, s_{i,k}^{(j)}, \cdots, s_{r,n_T}^{(j)}, s_{i,n_T}^{(j)}\right), j = 1, \cdots, m$$

【００７５】

を、各シンボル間隔においてＳＭＣにより抽出されたサンプルであるとする。ここで、ｍはサンプルの数である。ＳＭＣ技術によれば、ｐ(ｓ｜ｚ)の分布に対して正しく重み付けされた送信シンボル｛$(s^{(1)}_{r,k}, w^{(1)}_{r,k})$，$(s^{(1)}_{i,k}, w^{(1)}_{i,k})$｝のモンテカルロ・サンプルの集合を得る必要がある。情報シンボル$s_{r,k}$の実数部分の事後確率は、

【００７６】

【数３０】

$$P(s_{r,k}=a_{r,q}\mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{r,k}=a_{r,q})\mid z\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s_{r,k}^{(j)}=a_{r,q}\right)w_k^{(j)}, a_q\in A \quad (13)$$

及び

$$P(s_{i,k}=a_{i,q}\mid z) = E\{\mathbb{I}(s_{i,k}=a_{i,q})\mid z\} \cong \frac{1}{W_k}\sum_{j=1}^{m}\mathbb{I}\left(s_{i,k}^{(j)}=a_{i,q}\right)w_k^{(j)}, a_q\in A \quad (14)$$

【００７７】
のように推定できる。ここで、
【００７８】
【数３１】
$W_k \triangleq \sum_{j=1}^{m} w_k^{(j)}$
【００７９】
であり、
【００８０】
【数３２】
$\mathbb{I}(\cdot)$
【００８１】
は、
【００８２】
【数３３】

$$\mathbb{I}(x=a)=\begin{cases}1, \text{if } x=a\\ 0, \text{if } x\neq a\end{cases} \quad (15)$$

【００８３】
によって定義される特性関数(indicator function)である。
【００８４】
図３は、確率論的ＳＭＣを利用する実施形態にしたがって、ＳＭＣ復調器により実行される処理のフローチャートである。
【００８５】
ステップ３０１において、重要度重みは、$\omega^{(j)}_{i}=1$，$j=1,\cdots,m$として初期化される。ステップ３０２において、ｋ番目の反復が開始される。ここで、$k=n_1, n_1-1, \cdots, 1$である。各反復の間に、重みづけされたサンプルのそれぞれが、ステップ３０３～３１１において、$j=1,\cdots,m$に対して更新される。ステップ３０４において、虚数成分$a^{(j)}_{i,k,j}$に対する試行サンプリング密度が、各$a_{i,q}=\mathrm{Im}(a_q)\in A$に対して計算される（Ｉｍは複素数の虚数部を示す）。虚数成分に対する試行分布は、
【００８６】

【数３４】

$$q\left(s_{i,k} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \propto P\left(s_{i,k} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right)$$
$$\propto p\left(z_{i,k} \mid s_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \cdot P(s_{i,k}) \qquad (16)$$

【００８７】
として選択できる。式(7)における雑音
【００８８】
【数３５】
$\tilde{v}$
【００８９】
は白色ガウス型(Gaussian)、すなわち、
【００９０】
【数３６】

$$\tilde{v} \sim \mathcal{N}_c(0, I_{n_T})$$

【００９１】
であるから、
【００９２】
【数３７】

$$p\left(z_{i,k} \mid s_{i,k} = a_q, \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \cdot P\left(s_{i,k} = a_{i,q}\right) \sim \mathcal{N}_c\left(\mu_{i,k,q}^{(j)}, \frac{1}{2}\right) \qquad (17)$$

【００９３】
であり、ここで、平均値$\mu^{(j)}_{i,k,q}$は、
【００９４】
【数３８】

$$\mu_{i,k,q}^{(j)} = \mathrm{Im}\left(\sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \sum_{l=k+1}^{n_T} r_{k,l} s_l^{(j)} + \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} r_{k,k} a_q\right) \qquad (18)$$

【００９５】
により与えられる。
【００９６】
【数３９】

$$\alpha_{i,k,q}^{(j)} \triangleq p\left(z_{i,k} \mid \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}, s_{i,k} = a_{i,q}\right) \cdot P(s_{i,k} = a_{i,q}) \qquad (19)$$
$$= \frac{1}{\pi} \exp\left\{-\left\|z_{i,k} - \mu_{i,k,q}^{(j)}\right\|^2\right\} \cdot P(s_{i,k} = a_{i,q}) \qquad (20)$$

【００９７】
と表わす。
【００９８】
ステップ３０５において、サンプル$s^{(j)}_{i,k}$は、確率
【００９９】
【数４０】

$$P\left(s_{i,k} = a_{i,q} \mid \tilde{S}_{k+1}^{(j)}, z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right) \propto \alpha_{i,k,q}^{(j)}, \qquad a_{i,q} = \mathrm{Im}(a_q) \in \mathcal{A} \qquad (21)$$

【０１００】
を有する集合$\mathrm{Im}(a_q) \in \mathcal{A}$から抽出される。
【０１０１】
ステップ３０６において、虚数成分に対する重要度重みが計算される。上記の試行分布

に対して、重要度重みは、

【０１０２】

【数４１】

$$
\begin{aligned}
w_{i,k}^{(j)} &= w_{k+1}^{(j)} \cdot \frac{P\left(s_{i,k}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)}{P\left(\tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid \tilde{Z}_{k+1}\right) P\left(s_{i,k}^{(j)} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right)} \\
&= w_{k+1}^{(j)} \cdot \frac{P\left(\tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)}{P\left(\tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid \tilde{Z}_{k+1}\right)} \\
&\propto w_{k+1}^{(j)} \cdot p\left(z_{i,k} \mid \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \\
&= w_{k+1}^{(j)} \cdot \sum_{a_q \in \mathcal{A}} p\left(z_{i,k} \mid \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}, s_{i,k} = a_{i,q}\right) P(s_{i,k} = a_{i,q}) \\
&= w_{k+1}^{(j)} \cdot \sum_{a_q \in \mathcal{A}} \alpha_{i,k,q}^{(j)} \qquad (22)
\end{aligned}
$$

【０１０３】

により更新できる。

【０１０４】

ステップ３０７において、実数成分 $\alpha^{(j)}_{r,k,q}$ に対する試行サンプリング密度が、各 $a_{r,q} = \mathrm{Re}(a_q) \in \mathcal{A}$ に対して計算される（Ｒｅは複素数の実数部を示す）。実数成分に対して、試行分布は、

【０１０５】

【数４２】

$$
\begin{aligned}
q\left(s_{r,k} \mid z_{r,k}, z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, s_{i,k}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) &\propto P\left(s_{r,k} \mid z_{r,k}, zi, k, \tilde{Z}_{k+1}, s_{i,k}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \\
&\propto p\left(z_{r,k} \mid s_{r,k}, \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \cdot P\left(s_{r,k}\right) \qquad (23)
\end{aligned}
$$

【０１０６】

として選択できる。式(23)の第１項は、ガウス型

【０１０７】

【数４３】

$$
\sim \mathcal{N}_c\left(\mu_{r,k,q}^{(j)}, \frac{1}{2}\right)
$$

【０１０８】

であり、平均値 $\mu^{(j)}_{r,k,q}$ は、

【０１０９】

【数４４】

$$
\mu_{r,k,q}^{(j)} = \mathrm{Re}\left(\sqrt{\frac{\rho}{\eta_T}} \sum_{i=k+1}^{n_T} r_{k,i} s_i^{(j)} + \sqrt{\frac{\rho}{\eta_T}} r_{k,k} a_q\right) \qquad (24)
$$

【０１１０】

で与えられる。

【０１１１】

【数４５】

$$
\begin{aligned}
\alpha_{r,k,q}^{(j)} &\triangleq p\left(z_{r,k} \mid \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}, s_{r,k} = a_{r,q}\right) \cdot P(s_{r,k} = a_{r,q}) \qquad (25) \\
&= \frac{1}{\pi} \exp\left\{-\left\|z_{r,k} - \mu_{r,k,q}^{(j)}\right\|^2\right\} \cdot P(s_{r,k} = a_{r,q}) \qquad (26)
\end{aligned}
$$

【０１１２】

と表わす。

【０１１３】

ステップ３０８において、サンプル $s_{r,k}^{(j)}$ は、確率

【０１１４】

【数４６】

$$P\left(s_{r,k}=a_{r,q} \mid \tilde{S}_{k+1}^{(j)}, z_{r,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right) \propto \alpha_{r,k,q}^{(j)}, \qquad a_{r,q}=\mathrm{Re}(a_q)\in A \tag{27}$$

【０１１５】

を有する集合 $\mathrm{Im}(a_q)\in A$ から抽出される。

【０１１６】

ステップ３０９において、実数成分に対する重要度重みが計算される。上記の試行分布に対して、実数成分に対する重要度重みは、

【０１１７】

【数４７】

$$\begin{aligned} w_k^{(j)} &= w_{i,k}^{(j)} \cdot \frac{P\left(s_{r,k}, s_{i,k}^{(j)}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid z_{r,k}, z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)}{P\left(s_{i,k}^{(j)}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right) P\left(s_{r,k}^{(j)} \mid z_{r,k}, z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, s_{i,k}^{(j)}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right)} \\ &= w_{i,k}^{(j)} \cdot \frac{P\left(s_{i,k}^{(j)}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid z_{r,k}, z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)}{P\left(s_{i,k}^{(j)}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)} \\ &\propto w_{i,k}^{(j)} \cdot p\left(z_{r,k} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}, s_{i,k}^{(j)}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}\right) \\ &= w_{i,k}^{(j)} \cdot \sum_{a_q \in A} p\left(z_{r,k} \mid \tilde{Z}_{k+1}, \tilde{S}_{k+1}^{(j)}, s_{r,k}=a_{r,q}\right) P(s_{r,k}=a_{r,q}) \\ &= w_{i,k}^{(j)} \cdot \sum_{a_q \in A} \alpha_{r,k,q}^{(j)} \end{aligned} \tag{28}$$

【０１１８】

により更新できる。

【０１１９】

ステップ３１０において、情報シンボル s_t の事後確率は、式(14)，(13)に基づいて計算できる。

【０１２０】

図３には示されていないが、たとえば、有効なサンプルの大きさがしきい値未満であれば、再サンプリングを行うことができる。再サンプリング及びチャネル・パラメタ推定のような他の問題に関する詳細は、２００３年７月３０日に出願され、その内容は参照として本明細書に包含される、「逐次モンテカルロによる準最適な多入力多出力（ＭＩＭＯ）チャネル検出」と題する同時係属であって同一譲受人の米国特許出願第１０／６３１，９９１号（特許文献１）に開示されている。

【０１２１】

図４は、決定論的ＳＭＣを利用する実施形態にしたがって，ＳＭＣ復調器により実行される処理のフローチャートである。

【０１２２】

シンボルの虚数成分に対する確率分布のシーケンス

【０１２３】

【数４８】

$$\left\{P\left(s_{i,k}, \tilde{S}_{k+1} \mid z_{i,k}, \tilde{Z}_{k+1}\right)\right\}$$

【０１２４】

及び、シンボルの実数成分に対する確率分布のシーケンス

【０１２５】
【数４９】

$$\left\{P\left(s_{r,k},s_{i,k},\tilde{S}_{k+1}\mid zr,k,z_{i,k},\tilde{Z}_{k+1}\right)\right\}_{k=nq,nq-1,\ldots,1}$$

【０１２６】
を推定する決定論的なアプローチは，次のように遂行する。各反復において、ｍ個のサンプルが抽出されると仮定する。ステップ４０１において、正確な確率分布
【０１２７】
【数５０】

$$P\left(s_{i,nq-l+1},s_{r,nq-l+1},\ldots,s_{i,nq},s_{r,nq}\mid\tilde{Z}_{nq-l+1}\right)$$

【０１２８】
は、アンテナｎ$_t$からアンテナｎ$_t$－１＋１に対するｍ個すべての極小量(particle)を列挙することにより、計算される。その結果、ｍ個の個別のシンボル・シーケンスの集合
【０１２９】
【数５１】

$$\left\{s_{r,nq-l+1}^{(j)},s_{i,nq-l+1}^{(j)},\ldots,s_{r,nq}^{(j)},s_{i,nq}^{(j)}\right\}_{j=1}^{m}$$

【０１３０】
が、（ｎ$_t$－１＋１）番目のアンテナにおけるシンボルの虚数部分を列挙した後で得られた重みのシーケンス
【０１３１】
【数５２】

$$\left\{w_{i,nq-l+1}^{(j)}\right\}_{j=1}^{m}$$

【０１３２】
と、アンテナｎ$_t$－１＋１におけるシンボルの実数部分を列挙した後で得られた重みのシーケンス
【０１３３】
【数５３】

$$\left\{w_{nq-l+1}^{(j)}\right\}_{j=1}^{m}$$

【０１３４】
とを用いて生成され、
【０１３５】
【数５４】

$$\begin{aligned}w_{i,nq-l+1}^{(j)} &= P\left(s_{i,nq-l+1}^{(j)},\tilde{S}_{nq-l+2}^{(j)}\mid z_{i,nq-l+1},\tilde{Z}_{nq-l+2}\right)\\ &\propto p\left(z_{i,k}\mid s_{i,nq-l+1}^{(j)}=a_{i,q},\tilde{S}_{nq-l+2}^{(j)}\right)\cdot P\left(s_{i,nq-l+1}^{(j)}=a_{i,q}\right)\cdot P\left(\tilde{S}_{nq-l+2}\mid\tilde{Z}_{nq-l+2}\right)\\ &= \beta_{i,nq-l+1,q}^{(j)}\prod_{k=nq-l+2}^{nq}\beta_{i,k,q}^{(j)}\cdot\beta_{r,k,q}^{(j)}\end{aligned}\qquad(29)$$

【０１３６】
を満足する。ここで、
【０１３７】

【数５５】

$$\beta^{(j)}_{i,k,q} \triangleq p\left(z_{i,k} \mid \tilde{S}^{(j)}_{k+1}, s^{(j)}_{i,k} = a_{i,q}\right) \cdot P\left(s^{(j)}_{i,k} = a_{i,q}\right) \quad (30)$$

$$= \frac{1}{\pi}\exp\left\{-\left\|z_{i,k} - \mu^{(j)}_{i,k,q}\right\|^2\right\} \cdot P\left(s^{(j)}_{i,k} = a_{i,q}\right) \quad (31)$$

【０１３８】
であり、$\mu^{(j)}_{i,k,q}$は、式(18)により与えられる。また
【０１３９】
【数５６】

$$\beta^{(j)}_{r,k,q} \triangleq p\left(z_{r,k} \mid \tilde{S}^{(j)}_{k+1}, s^{(j)}_{r,k} = a_{r,q}\right) \cdot P\left(s^{(j)}_{r,k} = a_{r,q}\right) \quad (32)$$

$$= \frac{1}{\pi}\exp\left\{-\left\|z_{r,k} - \mu^{(j)}_{r,k,q}\right\|^2\right\} \cdot P\left(s^{(j)}_{r,k} = a_{r,q}\right) \quad (33)$$

【０１４０】
であり、$\mu^{(j)}_{r,k,q}$は、式(24)により与えられる。また
【０１４１】
【数５７】

$$w^{(j)}_{nT-l+1} = P\left(s^{(j)}_{r,nT-l+1}, s^{(j)}_{i,nT-l+1}, \tilde{S}^{(j)}_{nT-l+2} \mid z_{r,nT-l+1}, z_{i,nT-l+1}, \tilde{Z}_{nT-l+2}\right)$$

$$\propto p\left(z_{r,k} \mid s^{(j)}_{r,nT-l+1} = a_{r,q}, s^{(j)}_{i,nT-l+1}, \tilde{S}^{(j)}_{nT-l+2}\right) \cdot P\left(s^{(j)}_{r,nT-l+1} = a_{r,q}\right)$$

$$\cdot P\left(s_{i,nT-l+1}, \tilde{S}_{nT-l+2} \mid z_{i,nT-l+1}, \tilde{Z}_{nT-l+2}\right)$$

$$= \beta^{(j)}_{r,nT-l+1,q} \cdot w^{(j)}_{i,nT-l+1} \quad (34)$$

【０１４２】
である。
【０１４３】
ステップ４０２において、次の各ステップが、アンテナ$n_T - 1$からアンテナ１まで実行される（すなわち、$k = n_T - 1, \cdots, 1$）。$j = 1, \cdots, m$に対して、各重要度重みは、
【０１４４】
【数５８】

$$w^{(j)}_{i,k}(a_{i,q}) \propto w^{(j)}_{k+1} \cdot p\left(z_{i,k} \mid \tilde{S}^{(j)}_{k+1}, s^{(j)}_{i,k} = a_{i,q}\right) P\left(s^{(j)}_{i,k} = a_{i,q}\right), a_q \in A \quad (35)$$

【０１４５】
によって更新される。ここで、最も高い重要度重みを有するｍ個の個別のシンボル・シーケンスが、
【０１４６】
【数５９】
$m|\sqrt{A}|$

【０１４７】
個の仮定に対するサバイバ・パス(survivor path)として選択される。引き続き、
【０１４８】
【数６０】

$$w^{(j)}_{k}(a_{r,q}) \propto w^{(j)}_{r,k} \cdot p\left(z_{r,k} \mid \tilde{S}^{(j)}_{k+1}, s^{(j)}_{r,k} = a_{r,q}\right) P\left(s^{(j)}_{r,k} = a_{r,q}\right), a_q \in A \quad (36)$$

【０１４９】
とされる。再び、最も高い重みを有するｍ個のパスがサバイバ・パスとして選択される。
【０１５０】
ステップ４０４において、重要度重みが計算される。
【０１５１】
【数６１】

$$w_{t,k,j}^{(i)} \propto w_{t,k+1}^{(i)} \cdot \beta_{t,k,q}^{(i)} \qquad (37)$$

【０１５２】
ここで、$\beta^{(i)}_{t,k,q}$は、式(31)により与えられる。ステップ４０５において、重み集合｛$w^{(i)}_{t,k,j}$｝を有する
【０１５３】
【数６２】

$$m\left|\sqrt{A}\right|$$

【０１５４】
個の仮定の中で最高の重みを有するｍ個の「最良」の個別のストリーム
【０１５５】
【数６３】

$$\left\{s_{t,k,j}^{(i)}, \tilde{S}_{k+1}^{(i)}\right\}$$

【０１５６】
のみを選択し保存する。
【０１５７】
ステップ４０６において、重要度重み
【０１５８】
【数６４】

$$w_{k,j}^{(i)} \propto w_{t,k}^{(i)} \cdot \beta_{t,k,q}^{(i)} \qquad (38)$$

【０１５９】
が計算される。ここで、$\beta^{(i)}_{t,k,q}$は式(33)により与えられる。ステップ４０７において、重み集合｛$w^{(i)}_{t,k,j}$｝を有する
【０１６０】
【数６５】

$$m\left|\sqrt{A}\right|$$

【０１６１】
個の仮定の中で最高の重みを有するｍ個の「最良」の個別のストリーム
【０１６２】
【数６６】

$$\left\{s_{\tau,k,j}^{(i)}, s_{t,k,j}^{(i)}, \tilde{S}_{k+1}^{(i)}\right\}$$

【０１６３】
のみを選択し保存する。
【０１６４】
ステップ４０８において、情報シンボルの実数成分$s_{t,k}$及び虚数成分$s_{t,k}$の事後確率が、式(13)及び(14)にしたがってそれぞれ計算される。
【０１６５】
ＳＭＣ復調器により実行される処理は、確率論的ＳＭＣあるいは決定論的ＳＭＣを使用するかに拘わらず、任意の公知のハードウェア、ファームウェア、及び／またはソフトウ

ェアを使用して実現することができる。例えば、図２の復調器２１０は、所望の処理を行うようにプログラムされたＡＳＩＣを有してもよい。メモリのようなプログラム記憶装置は、マイクロプロセッサのようなマシンにより実行可能な命令のプログラムを明確に具体化することができる。プログラム記憶装置及びマイクロプロセッサは、復調器２１０あるいは受信機２００の他の構成要素の一部であってもよく、あるいは、他の方法で組み合わされてもよい。さらに、受信機２００の任意の構成要素の機能は、同様に実現することができる。

【０１６６】

本発明による代表的な図面及び具体的な実施形態を説明し例示したが、説明した特定の実施形態に本発明の範囲が制限されるものではないことが理解される。したがって、実施形態は制約ではなく実例と見なされるべきであり、特許請求の範囲で宣言する本発明の範囲及び、その構造的ならびに機能的等価物から逸脱することなく、実施形態の変形が当業者により作り得ることが理解されるべきである。

【図面の簡単な説明】

【０１６７】

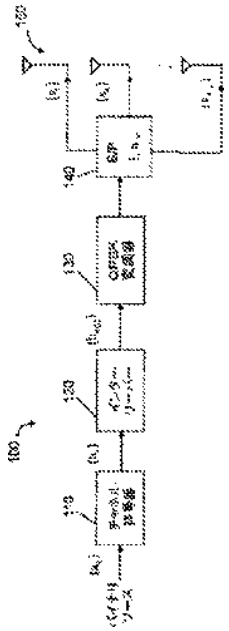
【図１】本発明の実施の一形態を実現するに適した、符号化多入力多出力（ＭＩＭＯ）システムの送信機構成を示す図である。

【図２】本発明の実施の一形態を実現するに適した、符号化ＭＩＭＯシステムの受信機構成を示す図である。

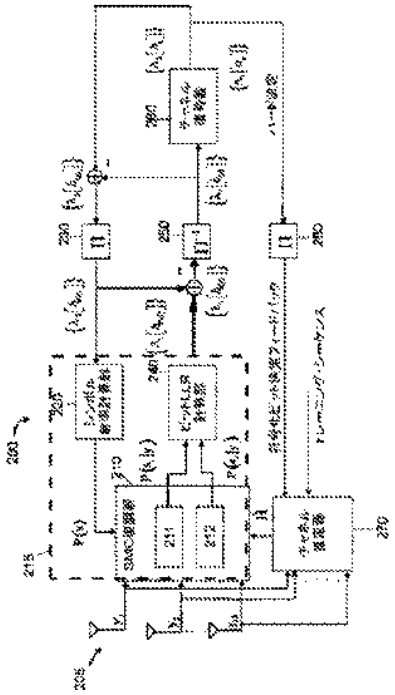
【図３】本発明による確率論的ＳＭＣ実施形態に基づいて実行されるＭＩＭＯ復調処理のフローチャートである。

【図４】本発明による決定論的ＳＭＣ実施形態に基づいて実行されるＭＩＭＯ復調処理のフローチャートである。

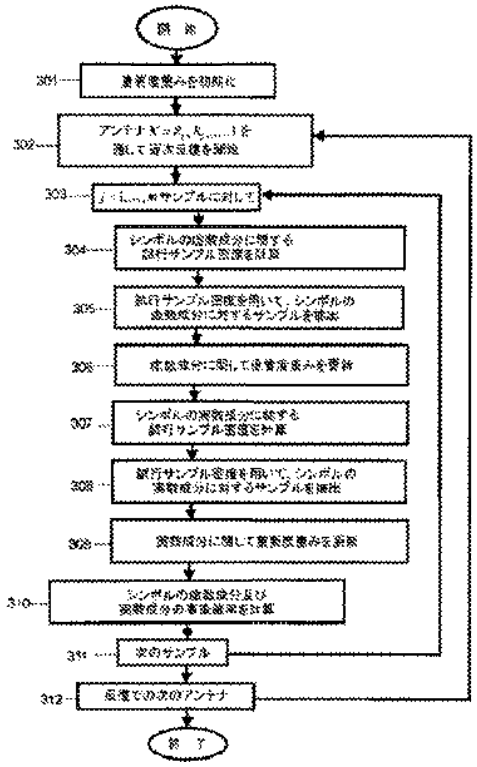
【図１】



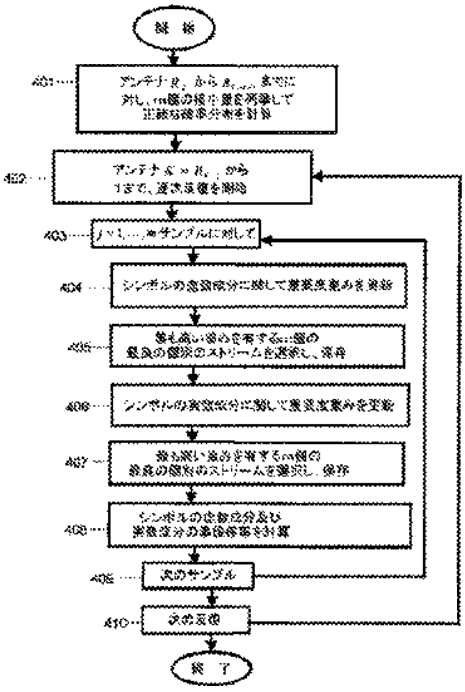
【図２】



【図３】


開　始
301
受信機構成を初期化
302
アンテナビームb_1,b_2,...,b_Lを
強いて受信処理を開始
303
$j=1,...,m$サンプルに対して
304
シンボルの送信成分に関する
送信サンプル系列を抽出
305
送信サンプル系列を用いて、シンボルの
送信成分に対するサンプルを構成
306
成分単位に対して重複度重みを更新
307
シンボルの干渉成分に関する
送信サンプル系列を計算
308
送信サンプル系列を用いて、シンボルの
干渉成分に対するサンプルを構成
309
干渉成分に対して重複度重みを更新
310
シンボルの送信成分及び
干渉成分の事後確率を計算
311
次のサンプル
312
処理での次のアンテナ
終　了

【図４】


開　始
401
アンテナg_1からアンテナg_{n_T}までに
対し、m個の受信重複を用意して
正規化事後分布を計算
402
アンテナg_1から
までの、送信系列を開始
403
$j=1,...,m$サンプルに対して
404
シンボルの送信成分に関して重複度重みを更新
405
等しい値のを有するn_T個の
最良の候補のストリームを選択し、保存
406
シンボルの干渉成分に関して重複度重みを更新
407
等しい値のを有するn_T個の
最良の候補のストリームを選択し、保存
408
シンボルの送信成分及び
干渉成分の事後確率を計算
409
次のサンプル
410
次の反復
終　了

フロントページの続き

(72)発明者 シャオドン ワン
アメリカ合衆国 １００２７ ニューヨーク州 ニューヨーク シャーブ ３４ クレアモント アヴェニュー ２１
(72)発明者 モハマド マディヒアン
アメリカ合衆国 ０８５３６ ニュージャージー州 プレインズボーロー ラークスパー ドライブ ２

審査官 太田 雄一

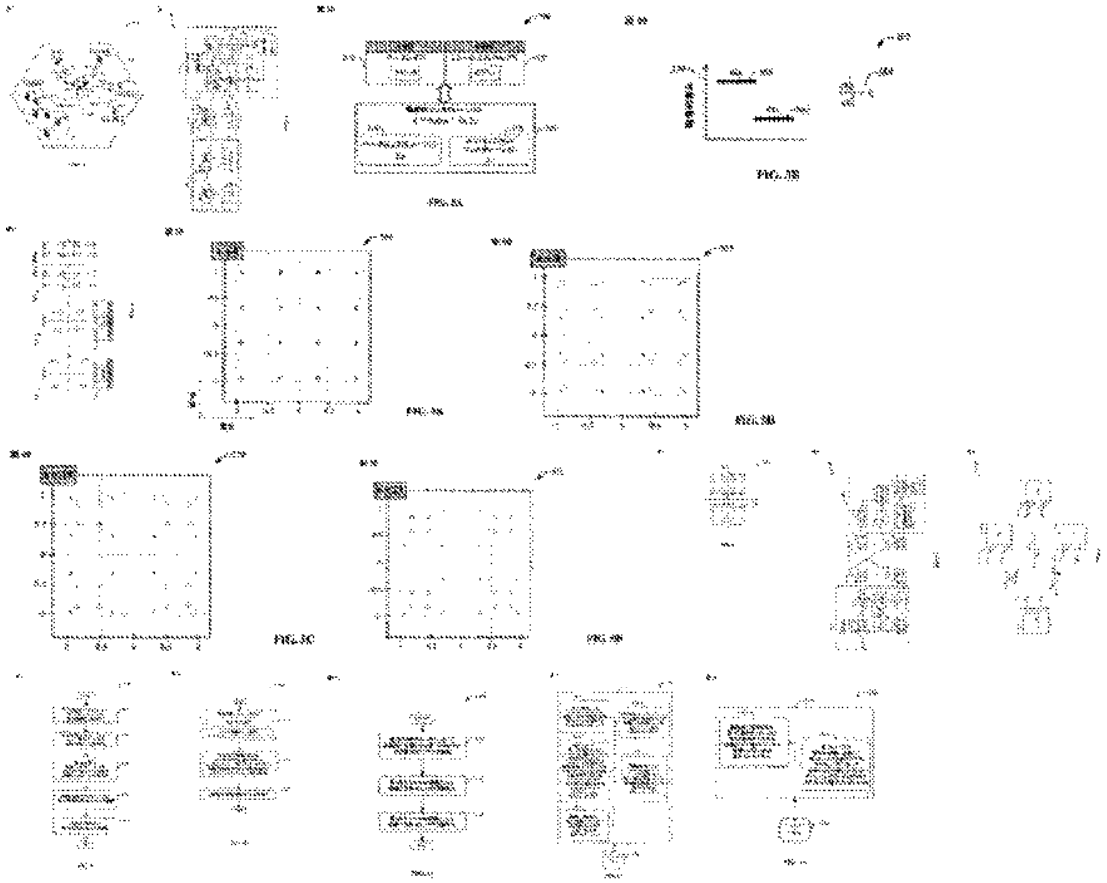
(56)参考文献 特開２００１－３４５７８５（ＪＰ，Ａ）
特開平０２－２６６７２７（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－２６６８３８（ＪＰ，Ａ）
Dong Guo et.al., Blind Detection in MIMO Systems via sequential Monte Carlo, IEEE Journal on selected areas in communications , ２００３年 ４月, Vol.21,No.3, pp.464-473

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
Ｈ０４Ｊ ９９／００
Ｈ０４Ｂ ７／０４

JP5129323B2

Hierarchical modulation on communication channels in single carrier frequency division multiple access

Images (17)



Classifications

H04L27/2604 Multiresolution systems
View 3 more classifications
Japan
Download PDF Find Prior Art Similar
Other languages
Japanese

Inventor

マラディ、ダーガ・プラサド

Worldwide applications

2008 ~~CN~~ US ~~JP~~ WO ~~EP~~ *TW* ~~KR~~ 2012 JP ~~US~~

Application JP2010511427A events

2007-06-08

Priority to US94298007P

2007-06-08

Priority to US60/942,980

2008-06-09

Application filed by クゥアルコム・インコーポレイテッドＱｕａｌｃｏｍｍ Ｉｎｃｏｒｐｏｒａｔｅｄ

2008-06-09

Priority to PCT/US2008/066347

2010-08-26

Publication of JP2010529789A

2013-01-30

Application granted

2013-01-30

Publication of JP5129323B2

Status

Expired - Fee Related

2028-06-09

Anticipated expiration

Info

Patent citations (28)

Cited by (90)

Legal events

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet
Global Dossier
Discuss

Description

(Claiming priority under USP 119)
This patent application was filed on June 8, 2007, and is a US provisional patent application entitled “HIERARCHICAL MODULATION BASED CONTROL CHANNEL FOR SC-FDMA”. Claims the benefits of 60 / 942,980. The entirety of this application is expressly incorporated herein by reference.

The following description relates generally to wireless communications, and more specifically to hierarchical modulation of multiple communication channels transmitted simultaneously through a single carrier.

Wireless communication systems have become an almost ubiquitous means for communication of both voice and data, such as video and audio streams, file transmission, web browsing, and the like. The emergence of new markets for wireless communications, increased complexity of subscriber needs, and competition among network operators has driven substantial development of wireless technology at the user equipment and network levels. Such development has benefited synergistically from the steady development of computing power or processing power and the miniaturization of computing units.

Wireless communication systems are widely deployed to provide various types of communication content such as voice and data. These systems share available system resources (eg, bandwidth and transmit power, which are typically finite, regulated and expensive resources) with multiple users. It may be a multiple access system that can support communication. Examples of such multiple access systems include code division multiple access (CDMA) systems, time division multiple access (TDMA) systems, frequency division multiple access (FDMA) systems, orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) systems, and spatial Includes split multiple access (SDMA) systems. Third generation systems such as UMB (Ultra Mobile Broadband) in 3rd Generation Partnership Project 2 and Long Term Evolution (LTE) systems in 3rd Generation Partnership Project are one or more of such multiple access methodologies. Is used.

In advanced wireless communication architectures, the multiple access methodology benefits from the multiple input multiple output mode of communication, which is a large number of transceivers in either the serving access terminal or the receiver, or both devices. Achieve telecommunications via. In addition, traffic and signal multiplexing is generally specified differently for the uplink and downlink (the DL uses multiple carriers for communication, whereas the uplink is single carrier (SC) or single carrier). Rely on frequency division multiplexing (FDM), which uses waveforms. SC-FDMA provides the benefits of virtually all FDM, while mitigating PARR (peak-to-average ratio) variations. Such a solution comes at the expense of somewhat greater complexity and multiplexing for UL transport and signaling channels. Channels are assigned to continuous tones or uniformly interleaved tones, and the system utilizes a single carrier waveform to transmit traffic and control. In addition, under certain circumstances, two channels are required so that communication, eg, voice or data sessions, can be transmitted while preserving the quality of service perceived by the subscriber, in such cases Various approaches to UL transmission have utilized joint coding, time division multiplexing of information, individual coding using multiple Zadoff-Chu sequences, etc. to ensure that is actually protected . However, these approaches seem to provide a far less than complete and effective solution to the problem of simultaneous multi-channel transmission.

Therefore, there is a demand for transmission formalism related to communication of multiple communication channels using SC-FDMA.

The following presents a simplified summary in order to provide a basic understanding of some aspects of the disclosed embodiments. This summary is not an extensive overview and is not intended to identify key or critical elements or delineate the scope of such embodiments. Its purpose is to present some concepts of the described embodiments in a simplified form as a prelude to the more detailed description that is presented later.

The subject innovation provides a system and method for simultaneously transmitting multiple communication channels with different error rate requirements in a single carrier waveform format. The first channel and the second channel are individually encoded to form an alphabet for the first and second constellations. Prior to transmission, the first channel P information bits (P is a positive integer) and the second channel Q bits (Q is a positive integer) are the first and second constellation bits. Modulation is performed using a hierarchical modulation constellation generated through synthesis. Each constellation is assigned a configurable weight (eg, “hierarchic weight”) expressed by a configurable energy ratio. The energy ratio determines the resiliency of the bits associated with the first and second channels. Bit mapping in the first and second constellations provides redundancy to mitigate error rates within each quadrant of the hierarchical constellation. Hierarchical modulation of more than two channels can be achieved through the same principle of separate coding and constellation synthesis.

In one aspect of the subject innovation, a method used in a wireless communication system is described that encodes P (P is a positive integer) information bits of a first communication channel in a first modulation constellation. Encoding Q information bits (Q is a positive integer) of the second communication channel in the second modulation constellation and encoding to generate a hierarchical modulation constellation Combining the first modulated modulation constellation and the encoded second modulation constellation, and using the hierarchical modulation constellation, the first communication channel and the second communication channel in a common set of tones Modulating.

In another aspect, the innovation encodes P bits (P is a positive integer) of the first communication channel in the first modulation constellation, and Q bits of the second channel in the second modulation constellation. (Q is a positive integer) to encode the first bit and to generate a hierarchical modulation constellation through synthesis of the weighted first coding constellation and the weighted second coding constellation A weight is

assigned to the first coding constellation, a second weight is assigned to the second coding constellation, and the first communication channel and the second in a common set of tones using a hierarchical modulation constellation. A processor configured to modulate a communication channel and a memory coupled to the processor Describing line communication device.

In yet another aspect, the subject innovation discloses an apparatus that operates in a wireless communication environment, the apparatus encoding a first set of information bits of a first communication channel in a first modulation constellation. Means for encoding a second set of information bits of a second communication channel in a second modulation constellation; a weighted first encoding constellation and a weighted second Means for assigning a first weight to the first coded constellation and assigning a second weight to the second coded constellation to generate a hierarchical modulation constellation through synthesis of the coded constellations And a first communication channel and a common set of tones using a hierarchical modulation constellation. Comprising means for modulating a second communication channel, and means for transmitting the first communication channel and second communication channel that is hierarchically modulated.

In a further aspect, the innovation comprises: a code for causing at least one computer to encode P (P is a positive integer) bits of the first communication channel in the first layer of the modulation constellation symbols; A code for causing one computer to encode Q bits (Q is a positive integer) of the second communication channel in the second layer of the modulation constellation symbol, and at least one computer encoded modulation; Code for generating a hierarchical modulation constellation symbol through weighted synthesis of a first layer of constellation symbols and a second layer of an encoded modulation constellation, and at least one computer with a hierarchical modulation constellation Using a set of symbols The computer program product comprising a computer readable medium including code for modulating the first communication channel and second communication channel in a common set of emission will be described.

In another aspect, the subject disclosure describes a method utilized in wireless communications, wherein the method includes a first communication channel and a first hierarchically modulated communication channel in a composite layer that includes a first layer and a second layer.

Receiving two communication channels, decoding the first layer, serial decoding after decoding the first layer or parallel with the decoding of the first layer Decoding the second layer by at least one of decoding.

In yet another aspect, the subject innovation describes an apparatus that operates in a wireless communication system, wherein the apparatus includes a first modulated information bit of a hierarchically modulated first communication channel and a second communication channel. Means for decoding the layer and means for decoding the second layer serially after decoding the first layer, wherein decoding the second layer is the first Means for canceling the soft symbols decoded in the layers.

In a further aspect, the innovation describes an electronic device operating in a wireless environment, the electronic device comprising a first layer of information bits of a hierarchically modulated first communication channel and a second communication channel. Decoding and comprising a processor configured to decode the second layer serially after decoding the first layer and a memory coupled to the processor, wherein the second layer is decoded This includes means for canceling the soft symbols decoded in the first layer.

In a further aspect, the innovation causes at least one computer to receive a first communication channel and a second communication channel that are hierarchically modulated in a composite layer that includes a first communication channel and a second communication channel. A code for causing at least one computer to decode the first layer and serial decoding after decoding of the first layer or simultaneous with the first layer at least one computer A computer program product comprising a computer readable medium comprising code for causing a second layer to be decoded by at least one of parallel decoding and serial decoding after decoding of the first layer Encoding involves canceling soft symbols after first layer decoding.

To the accomplishment of the foregoing or related objectives, one or more embodiments will now be fully described and comprise the features particularly pointed out in the claims. The following description and the annexed drawings set forth in detail certain illustrative aspects and show only a few of the various ways in which the principles of the embodiments may be used. Other advantages and novel features will become apparent from the following detailed description when taken in conjunction with the drawings,

but the disclosed embodiments are intended to include all such aspects and their equivalents. Yes.

FIG. 1 illustrates an example multiple access wireless communication in which an access point communicates simultaneously with various access terminals operating in SIMO, SU-MMIMO, and MU-MIMO modes according to aspects disclosed herein using multiple antennas. Describe the system. FIG. 2 illustrates an example system that uses hierarchical modulation to convey a set of control channels in accordance with aspects described in the subject specification. FIG. 3A illustrates hierarchical modulation of first and second channels in accordance with aspects described in the subject specification. FIG. 3B illustrates hierarchical modulation of the first and second channels according to aspects described in the subject specification. FIG. 4 illustrates that according to aspects described herein, the first channel information bits are mapped on a 2-bit base layer and the second channel information bits are mapped on a 2-bit enhancement layer. A hierarchical constellation χ that is an overlay of two QPSK constellations will be described. FIG. 5A illustrates a hierarchical constellation that is a superposition of QPSK constellations for various energy ratios in addition to the 16QAM constellation. FIG. 5B illustrates a hierarchical constellation that is a superposition of QPSK constellations for various energy ratios in addition to the 16QAM constellation. FIG. 5C illustrates a hierarchical constellation that is a superposition of QPSK constellations for various energy ratios in addition to the 16QAM constellation. FIG. 5D illustrates a hierarchical constellation that is a superposition of QPSK constellations for various energy ratios in addition to the 16QAM constellation. FIG. 6 illustrates a constellation that provides hierarchical erasure / error resiliency through Gray coding of the first and second channels in accordance with aspects described herein. FIG. 7 is a block diagram of an exemplary embodiment of a transmitter system and a receiver system during MIMO operation. FIG. 8 illustrates an exemplary MU-MIMO system. FIG. 9 presents a flowchart of an exemplary method for hierarchically modulating a first and second set of channels in accordance with aspects described herein. FIG. 10 is a flowchart of an exemplary method for setting a set of hierarchical weights in accordance with an aspect of the subject innovation described herein. FIG. 11 presents a flowchart of an exemplary method for decoding hierarchically modulated first and second channel information bits according to aspects described herein. FIG. 12 illustrates a block diagram of an exemplary system that enables hierarchical modulation and its use in accordance with aspects disclosed in the subject

specification. FIG. 13 illustrates a block diagram of an example system that enables decoding of a modulated channel in accordance with aspects described in the subject specification.

Various embodiments will now be described with reference to the drawings, wherein like reference numerals are used to refer to like elements throughout. In the following description, for purposes of explanation, numerous specific details are set forth in order to provide a thorough understanding of one or more embodiments. However, it will be apparent that such embodiments may be practiced beyond the scope of these specific details. In other instances, well-known structures or devices are shown in block diagram form in order to facilitate describing one or more embodiments.

As used herein, “component,” “module,” “system,” and similar terms refer to hardware, firmware, a combination of hardware and software, software, or execution. It is intended to refer to computer related entities such as any of the medium software. For example, a component may be, but is not limited to being, a process running on a processor, a processor, an object, an executable, a thread of execution, a program, and / or a computer. By way of illustration, both an application running on a computing device and the computing device can be a component. One or more components may exist within a process and / or execution thread, and the components may be centralized on one computer and / or distributed among two or more computers. In addition, these components can execute from various computer readable media having various stored data structures. Have one or more data packets (eg, data from one component that exchanges information with other systems by signal across other components in the local system, distributed systems, and / or networks such as the Internet) It may be communicated by local and / or remote processes according to the signal.

Further, the term “or” is intended to mean an inclusive “or” rather than an exclusive “or”. That is, "X employs A or B" means any ordinary permutation unless otherwise specified or apparent from context. Intended to be. That is, if X uses A, X uses B, or X uses both A and B, "X employs A or B" Satisfied under any of the cases. Further, as used in this application and the appended claims, the article “a” and “an” is specified differently or indicates the singular from the context. Unless otherwise apparent, it should generally be interpreted to mean “one or more”.

Various embodiments are described herein in connection with a wireless terminal. A wireless terminal may refer to a device that provides voice and / or data connectivity to a user. The wireless terminal may be connected to a computer device such as a laptop computer or a desktop computer, or may be a built-in device such as a personal digital assistant (PDA). A wireless terminal is a system, wireless device, subscriber unit, subscriber station, mobile station, mobile terminal, remote station, access terminal, remote terminal, access terminal, user terminal, user agent, user device, subscriber premises equipment, or User equipment, cellular phones, personal communication service (PCS) phones, cordless phones, SIP (session initiation protocol) phones, WLL (wireless local loop) stations, handheld devices with wireless connectivity, or other connected to wireless modems It may also be called a processing device.

A base station may refer to equipment in an access network that communicates with a wireless terminal over one or more sectors over an air interface. The base station may act as a router between the wireless terminal and the rest of the access network that may include the IP network by converting the received air interface frame into an IP packet. The base station may coordinate management of attributes related to the air interface. Moreover, various embodiments are described herein in connection with a base station. A base station may be utilized to communicate with mobile devices and may be referred to as an access point, Node B, eNodeB (evolved Node B), or some other terminology.

As discussed in more detail below, systems and methods are disclosed that facilitate simultaneously transmitting multiple communication channels with different error rate requirements in a single carrier waveform format. The first channel and the second channel are individually encoded to form an alphabet for the first and second constellations. Prior to transmission, the P information bits of the first channel (P is a positive integer) and the Q information bits of the second channel (Q is a positive integer) are stored in the first and second constellations. Is modulated using a hierarchical modulation constellation generated through the synthesis of Each constellation is assigned a configurable weight (eg, “hierarchic weight”) expressed in terms of a configurable energy ratio. The energy ratio defines the resiliency of the bits associated with the first and second channels. Bit mapping in the first and second constellations provides redundancy to mitigate error rates within each quadrant of the hierarchical constellation.

Hierarchical modulation of more than two channels can be achieved through the same principle of separate coding and constellation synthesis.

Referring to the drawings, FIG. 1 is in a state of SIMO, SU-MIMO and MU-MIMO modes of operation, in which access points 110 with multiple antennas 113-128 are simultaneously scheduled and according to aspects disclosed herein. A multiple access wireless communication system 100 that communicates with various mobile terminals is described. The mode of operation is dynamic. The access point 110 may reschedule each operating mode of the terminal 130-160 and $_{170}$ 1 -170 $_{6.}$ Considering the following, FIG. 1 outlines a communication link between a terminal and an antenna. As will be described, the aforementioned terminals may be fixed or mobile, or may be scattered throughout the cell 180. As used herein and generally in the art, the term “cell” depends on the context in which the term is used, and base station 110 and / or geographic area 180 of its coverage. You can refer to Further, the terminals (eg, 130-160 and 170 $_{1}$ -170 $_{6}$) may communicate with any number of base stations (eg, the illustrated access point 110) and may be at the base at any given time. There is no need to communicate with the station at all. Note that terminal 130 has a single antenna and therefore operates in SIMO mode for substantially the entire period.

In general, the access point 110 has N_T ($\geqq$ 1) transmit antennas. Antennas at access point 110 (AP) are described in multiple antenna groups, one including 113 and 128, another including 116 and 119, and another including 122 and 125. In FIG. 1, two antennas are shown for each antenna group, but more or fewer antennas can be utilized for each antenna group. In the overview illustrated in FIG. 1, access terminal 130 (AT) is operating in SIMO communication with antennas 125 and 122, where antennas 125 and 122 transmit information to the access terminal over forward link 135 $_{FL.}$ Receive information from the access terminal 130 on the reverse link 135 $_{RL}$. Mobile terminals 140, 150 and 160 communicate with antennas 119 and 116, respectively, in the SU-MIMO mode. A MIMO channel is formed between each of the terminals 140, 150, and 160 and the antennas 119 and 116, and 145 $_{FL}$, 155 $_{FL}$, 165 $_{FL}$, which are heterogeneous $_{FLs,}$ and 145 $_{RL}$, 155 $_{RL}$, 165 $_{RL}$, which are heterogeneous DLs. Lead. Further, in outline in FIG. 1, a group 185 of the terminal $_{170}$ 1 -170 $_{6}$ are scheduled in MU-MIMO, multiple MIMO channels between the antennas 128 and 113 in the terminal and the access point 110 in a group 185 is formed Yes. Forward link $_{175\ FL}$ and reverse link RL175 $_{RL}$ displays the number of FL and RL existing between the terminal $_{170}$ 1 -170 $_{6}$ and the base station 110.

In one aspect, systems such as LTE and WiMAX can exploit MIMO operation in both frequency division duplex (FDD) and time division duplex (TDD) communications. In FDD communication, links 135 $_{RL}$ -175 $_{RL}$ use a different frequency band than each link 135 $_{FL}$ -175 $_{FL}$. In TDD communication, links 135 $_{RL}$ -175 $_{RL}$ and 135 $_{FL}$ -175 $_{FL}$ utilize the same frequency resource. However, the aforementioned resources are shared over a period between forward link and reverse link communications.

In another aspect, system 100 can include one or more multiples such as TDMA, FDMA, OFDMA, single carrier FDMA (SC-FDMA), spatial division multiple access (SDMA), and / or other suitable multiple access schemes. A connection scheme is available. TDMA utilizes time division multiplexing transmission for different terminals 130-160 and $_{170}$ 1 -170 $_{6}$ by transmitting in different time intervals are orthogonal (TDM). FDMA is a transmission for different terminals 130-160 and $_{170}$ 1 -170 $_{6}$ by transmitting in different frequency subcarriers utilizes frequency division multiplexing are orthogonalized (FDM). By way of example, TDMA and FDMA systems can use transmissions for multiple terminals (eg, 130-160 and 170 $_{1}$ -170 $_{6}$) with different orthogonal codes (even if the transmissions are transmitted in the same time interval or frequency subcarrier). For example, code division multiplexing (CDM), which can be orthogonalized using Walsh-Hadamard codes, polyphase codes, bulk (Kasami codes), can also be used. OFDMA uses orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), and SC-FDMA uses single carrier FDMA. OFDM and SC-FDM can partition the system bandwidth into a number of orthogonal subcarriers (eg, tones, bins), each of which can be modulated with data. Typically, modulation symbols are sent in the frequency domain with OFDM and in the time domain with SC-FDM. Additionally and / or alternatively, the system bandwidth can be divided into one or more frequency carriers, each of which can include one or more subcarriers. Although the pilot design and scheduling of SIMO, SU-MIMO, and MU-MIMO users described in this application are usually described with respect to an OFDMA system, the techniques disclosed herein can be used in virtually any wireless communication that operates in multiple access. It should be appreciated that it can be applied to the system as well.

In further aspects, base station 110 and terminal 120 in system 100 can communicate data using one or more data channels and signaling using one or more control channels. Data channels utilized by system 100 can be assigned to active terminals 120 such that each data channel is used by only one terminal in any given time period. Alternatively, data channels can be

assigned to multiple terminals 120, which can be superimposed on the data channels or scheduled orthogonally. In order to conserve system resources, the control channel utilized by system 100 may be shared among multiple terminals 120 using, for example, code division multiplexing. In one example, a data channel that is multiplexed orthogonally only in frequency and time (eg, a data channel that is not multiplexed using CDM) is orthogonal due to channel conditions and receiver deficiencies compared to the corresponding control channel. Will be less susceptible to the loss of.

Each group of antennas and / or the area they are designed to communicate with is often referred to as an access point sector. A sector may be an entire cell 180 or a smaller area, as illustrated in FIG. Typically, if sectored, a cell (eg, 180) includes a small number of sectors (not shown) covered by a single access point such as 110. It should be appreciated that the various aspects disclosed herein can be used in systems with sectorized and / or non-sectorized cells. Further, it is recognized that all suitable wireless communication networks having any number of sectorized and / or unsectored cells are intended to be within the scope of the claims appended hereto. It should be. For simplicity, the term “base station” as used in this application may refer to both a station serving a cell as well as a station serving a cell. The following description will generally relate to a system in which each terminal communicates with one serving access point (eg, 110) for simplicity, but it is further recognized that the terminal can communicate with virtually any number of serving access points. Should.

In communication over forward links $_{135}$ FL -175 $_{FL,}$ the transmitting antennas of access point 110, in order to improve the signal-to-noise ratio of forward links for the different access terminals 130-160 and $_{170}$ 1 -170 $_{6,}$ (e.g. Beamforming can be used, which causes SDMA communication. Similarly, an access point that uses beamforming to transmit to access terminals that are scattered randomly throughout the coverage is more accessible in adjacent cells than an access point that transmits to all access terminals through a single antenna. Does not cause much interference to the terminal.

Note that base station 110 can communicate via a backhaul network with other base stations (not shown) serving other cells (not shown) in the cellular network of which cell 180 is a part. Such communication is point-to-point communication achieved over a cellular network backbone, which includes not only packet-based Internet Protocol (IP) but also T carrier / E carrier links (eg, T1 / E1). Line).

FIG. 2 illustrates an example system 200 that utilizes hierarchical modulation to convey a set of physical layer channels. The channel may be a traffic channel or a control channel (eg, channel quality indication (CQI), rank indication (RI), acknowledgment / non-acknowledgement (ACK / NACK), precoding matrix indication (PMI)). Any of the disparate channels, transmission or control channels, is generally communicated using disparate formats. Such a format typically includes disparate transmission bits based on the mode of operation. For example, an ACK in LTE conveys one information bit in SIMO while 2 bits in SU-MIMO mode, while CQI conveys 5 information bits in SIMO and 8 in SDMA and SU-MIMO. Information bits are transmitted. It should also be appreciated that for LTE, a single carrier FDMA waveform is utilized for communication in traffic or control channel uplink communication.

In the exemplary system 210, novel hierarchical modulation is provided. Hierarchical modulation provides simultaneous communication of disparate channels, such as CHJ228 and CHK232, in a single carrier FDMA format. At least for that purpose, the hierarchical modulation component 214 converts a set of control channels, such as channel J (CHJ) 228 and channel K (CHK) 232, into a modulation constellation that is a superposition of constellations χ_B and χ_E. Modulation according to the relation χ.

Here, α_B and α_E are hierarchical weights of the hierarchical constellation χ, and satisfy $\alpha_B^2 + \alpha_E^2 = 1$. The hierarchy of constellations χ_B and χ_E is determined by the relative amplitudes of the hierarchical weights, which are defined by the “energy ratio” ε, which can be defined as:

The hierarchical weight can be expressed as follows in terms of the energy ratio ε.

For example, deriving hierarchical weights as defined in Equation (3) determines constellations that are given stronger protection with respect to encoding, while the constellations associated with the remaining weights have weaker protection. Given. In this application, the term “protection” refers to the disappearance mitigation. Nearly symmetric error rates can be achieved through small (O (1)) energy ratios.

Hierarchical modulation component 214 relies on mapping component 215 to map the bits associated with CHJ 228 and CHK 232 to constellations χ_B and χ_E, respectively. Such a structure is described below (see FIG. 3A). Further, the hierarchical modulation component 214 may be a set of tones allowed (by the Node B 240) (eg, in LTE, a set of tones may be isochronous slices of one or more resource blocks (RBs); Each RB includes a Multiplex (MUX) component 216 that multiplexes a set of points in the hierarchical constellation c, including information bits for both channels CHJ228 and CHK232 within 12 subcarriers per OFDM symbol).

Hierarchical modulation component 214 conveys multiplexed and hierarchically modulated symbols for CHJ 228 and CHK 232.

The set of constellations χ, χ_B and χ_E can be stored in constellation store 226. It should be appreciated that the constellation storage 226 can also be part of the memory 222. The constellations χ_B and $\chi_{E\ process}$ the alphabets A_B and A_E, respectively, which code words N_B and N_E provide $\log_2 N_\lambda$ (λ = B, E) bit encoding. Include. Note that the constellation χ_λ may be virtually any constellation and need not be the same as other constellations participating in the hierarchical constellation χ. For example, the constellation χ_λ is a constellation related to binary phase-shift keying (BPSK) modulation, quadrature phase-shift keying (QPSK) modulation, quadrature amplitude modulation (QAM), M-QAM (M-ary QAM), and the like. It can be. Depending on the wireless communication technology (eg, LTE, UMB) utilized for communication in the exemplary system 200, a specific set of modulations and thus constellations will be available. For example, in LTE, QPSK, 16-QAM or 64-QAM is available for modulation of the physical uplink control channel (PUCCH).

In one aspect, the configuration component 222 can adjust the energy ratio or hierarchical weight 224 to establish a specific erasure / error ratio for the CHJ 228 and CHK 232. For example, the energy ratio can be adjusted on a terminal-by-terminal basis, which is: (i) on a per-flow basis (eg, certain running applications such as voice, video and music streaming are sensitive to latency and jitter, so the energy ratio ε is And (ii) adjustments on a per device operating mode basis such as SISO, SIMO, SU-MIMO, and MU-MIMO. In one aspect, the configuration component may include a special indication to adjust ε (eg, a positive integer E-bit codeword), scheduling grant, other sector interference indication, handover request, uplink signal strength. , Etc., the energy ratio or hierarchical weight 224 can be adjusted.

Similarly, certain properties of received data 225 (eg, received data packet statistics, packet format, etc.) can trigger adjustment of energy ratio or hierarchical weight 224.

It should be appreciated that the T layer hierarchy, eg, T hierarchically modulated control channels (T is a positive integer greater than 2) is within the scope of the subject innovation. Although the T layer hierarchy introduces additional computational complexity and signaling complexity, hierarchical modulation of T channels can provide various advantages. For example, multiple ACK / NACK channels can be conveyed in response to heterogeneous flows with different quality of service requirements or packet formats.

In the example system 200, the hierarchical modulation component 210 may reside at the access terminal 210. However, it should be appreciated that the hierarchical modulation component 210 can reside in virtually any terminal that carries the control channel.

The hierarchically modulated channel can be received by Node B 240. The detection component 214 decodes the received hierarchically modulated CHJ 228 encoded in the base layer and CHK 232 encoded in the enhancement layer. Base layer decoding can be performed through the calculation of the log likelihood ratio (LLR) from all codewords or constellation points in the hierarchical constellation utilized for modulation. The enhancement layer decoding can be performed in series or in parallel with the base layer decoding. Enhancement layer serial decoding involves (i) base layer detection and decoding base layer cancellation from soft symbols and (ii) calculation of LLRs from enhancement layer constellation codewords. It should be appreciated that in serial decoding, a more robust (eg, low error rate) channel can be decoded first. That is, the channel encoded in the base layer is first decoded. Once the bits of the base layer information are decoded by hierarchical decoding, the information of the constellation quadrant is directly extracted. Parallel decoding relies on the calculation of LLRs from all codewords of the hierarchical constellation.

The detection mechanism utilized by the detection component 244 may include a maximum likelihood (ML) estimator, a minimum mean square equalizer (MMSE), a zero forcing (ZE) filter, or a maximum ratio combining (MRC) filter. The aforementioned detection component can additionally incorporate a SIC (successive interference cancellation) component.

Further, the detection component 244 can perform serial-parallel splitting, cyclic prefix removal, and inverse / direct Fourier and / or Hadamard transform of the received data stream to extract received symbols.

It should be appreciated that M layers, eg, M hierarchically modulated control channels (M is a positive integer greater than 2) can be decoded either serially or in parallel. Note that processor 252 is configured to perform at least some of the operations and logic associated with the operation (eg, computation), functionality, and functionality of detection component 244.

In addition to the detection component 244, the Node B 240 establishes a hierarchical weight 224 and displays that weight, or its indication (the L bit used in connection with the lookup table at the access terminal 210 to set the hierarchical weight). Code word) in the data or control communication 258. Configuration component 248 can adjust hierarchical weights 224 based at least in part on quality of service (QoS) (eg, specific erasure / error rates for CHJ 228 and CHK 232). For example, the error rate in the control channel such as CQI and ACK is the service accepted by the subscriber (for example, GBR (guaranteed bit rate), ABR (average bit rate), MINBR (minimum bit rate), BLER (block error). It should be recognized that QoS metrics such as rate), PER (packet error rate), BER (bit error rate), and PDR (peak data rate)) can be critical. Since heterogeneous subscribers may have access to disparate rate levels (eg, enterprise subscribers may have access to strict QoS that ensures a constant GBR rather than MINBR), the configuration component 248 may have hierarchical weights Note that 224 can be adjusted on a per subscriber basis. The configuration component 224 can also adjust the hierarchical weight on a flow-by-flow basis, where disparate applications executed by subscribers are provided within different contract rates, and thus different quality, resiliency, or control integrity (CQI and Error rate in ACK). For example, voice communications, electronic commerce, or wireless banking may be critically dependent on accurate CQI and ACK, while applications such as web browsing or file transfer may have significant asymmetric quality between CQI and ACK (eg, loss of Rate).

The configuration component can set the energy ratio or the hierarchical weight according to the change of the operation mode of the mobile station. For example, the configuration component 248 adjusts the hierarchical weights 224 in response to a scheduled change in the mobile station's operating mode (eg, SISO, SIMO, SU-MIMO, or MU-MIMO), or the adjustment thereof. An indication regarding can be transmitted. The modes

of operation described above and the capacity provided to them depend on a substantially different range for access to channel state information (eg, CQI and ACK reflecting channel strength state and packet transmission efficiency) at the serving terminal. The

In addition, user equipment typically has multiple antennas, multimode (multiple system band operation, multiple telecommunication technologies such as WCDMA, HSPDA, or telecommunication services such as GPS) or single mode chipset, battery resources (E.g., long discharge characteristic time, solar power assistance, ...) etc. have a specific set of technical capabilities such as CQI, or availability or generation of simultaneous control channels such as ACK / NACK Can result in substantially different operational performance. For example, the generation and transmission of very asymmetric quality CHJ228 / CHK232 may result in excessive overhead or unacceptable battery inefficiency. The configuration component can optimize the relative quality for CHJ 228 and CHK 232 through hierarchical weights 224.

In one aspect, in exemplary system 200, configuration components 217 and 248 include intelligent components (not shown) that autonomously discover, adopt, or optimize the value of energy ratio or hierarchical weight 224 in accordance with the above-described aspects. You can count on it. For that purpose, and for other purposes related to adoption or optimization in other parts of the subject description relating to additional functionality of the subject innovation, the term “intelligence” is the ability to infer or draw conclusions. For example, refer to the ability to infer the current or future state of the system based on information present around the system. Artificial intelligence can be used to identify a specific context or action without human intervention, or to generate a probability distribution of a particular state of the system. Artificial intelligence is a sophisticated mathematical algorithm (eg, decision tree, neural network, regression analysis, principal component analysis, etc., cluster analysis, wavelet, etc. for a set of data (information) available on a wireless communication system (eg, service cell 180). Rely on applications of spectral analysis such as decomposition, genetic algorithms, and reinforcement learning.

In particular, to achieve the various automated aspects described above and other automated aspects relating to the subject innovation described herein, intelligent components (not shown) are learned from data and configured as such. More general probabilistic graphical such as HMM

(Hidden Markov Model) and related prototypical dependency models, Bayesian networks (eg, created by structure search using Bayesian model scores or approximations) Model), linear classifiers such as SVM (support vector machine), “neural network” methodologies, nonlinear classifiers such as methods referred to as fuzzy logic methodologies, and other approaches to data fusion In using one of so many methodologies for Yes.

In exemplary system 200, detection component 244 resides at Node B 210, but it should be appreciated that this detection component operates in a wireless environment and may reside at virtually any receiver that receives control signaling. It is.

Processors 252 and 218 perform at least some of the functional operations (eg, calculations) necessary to implement the functionality described herein for substantially any component at Node B 240 and access terminal 210, respectively. Note that it is configured as follows. Memories 256 and 222 can hold data structures, code instructions, algorithms and the like that can be used by processors 225 and 218, respectively, when providing functionality to Node B 240 or access terminal 210.

3A and 3B illustrate the hierarchical modulation of channels CHJ228 and CHK232. FIG. 3A is a diagram of a base layer 310 with P information bits and an enhancement layer 320 with Q information bits, respectively. The bits in the base layer and enhancement layer are encoded separately. The modulation of P + Q bits is based on a hierarchical constellation c 330, which comprises two constellations, one being constellation χ_B 336 comprising 2^Q codewords and the other being 2^P A constellation χ_E 338 with 1 codeword. The mapping of the information bits to the alphabet of χ 330 is performed according to the base layer and enhancement layer, where the first P bits modulated at the codeword or constellation point correspond to the first channel CHJ228, followed by Q The bits correspond to the second channel CHK 232 as well.

FIG. 3B is a diagram that displays illustrative hierarchical weights α_B 358 and α_E 362. As described above, the hierarchical weight defines the energy ratio $\varepsilon = \alpha_B^2 / \alpha_E^2$, which quantifies the two layers of hierarchy between χ_B 336 and χ_E 338. A larger hierarchical weight provides a greater degree of protection to the modulation information bits associated with the constellation with this higher weight. To complete protection, bit mapping means that bits in the base layer are mapped to the first P bits in the

constellation codeword and bits in the enhancement layer are mapped to the remaining Q bits. Should be hierarchical.

FIG. 4 illustrates an exemplary hierarchical weight χ that is a superposition of two QPSKs, where the bit mapping in χ is derived from two information bits for the base layer 310 and two information bits for the enhancement layer 320 . The first constellation χ_B 410 and the second constellation χ_E 420 map two information bits associated with CHJ 228 (eg, ACK channel) and CHK 232 (eg, CQI channel), respectively. Each quadrant in the resulting hierarchical constellation c 430 is associated with the same pair of information bits for the base layer, eg, “00” in the first quadrant (I, Q> 0), while different in each quadrant The constellation point involves disparate pairs of information bits for the enhancement layer. Note that constellations 410 and 420 are encoded separately, and such encoding remains the same regardless of the energy ratio between χ_B 410 and χ_E 420. The redundancy of base layer bits in each quadrant provides increased relative protection for enhancement layer information bits.

5A to 5D, a hierarchical constellation $\{\chi_1, \chi_2, \chi_3, \chi_4$, which is a superposition of QPSK constellations for energy ratios $\{\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4\}$, respectively. } Will be described. For reference, a 16-QAM constellation is also described with each χ_μ (μ = 1,..., 4). As the energy ratio increases, the hierarchical constellation χμ displays a clearer mass of codewords or constellation points. Thus, bit errors in the enhancement layer (eg, CHK 232) are substantially mitigated while communication errors in bits associated with the base layer (eg, CHJ 228) encoded with codewords in heterogeneous chunks are substantially mitigated. The rate increases. Adjusting the energy ratio provides a mechanism to adjust the specific erasure rate for base layer bits. However, such adjustment of the base layer protection is achieved at the expense of the enhancement layer bit error rate. Thus, tradeoffs can be achieved based on various communication conditions that guarantee specific erasures for channels mapped to the base layer and channels mapped to the enhancement layer. As illustrated in FIG. 5A, the hierarchical constellation χ_1 with ε = 4 is almost as symmetric as 16QAM. However, considering the coherency of the hierarchical constellation χ_1 500 and that the base layer bit is the first encoded information bit in the hierarchical constellation codeword, the codeword in each quadrant is the same as the base layer It still carries information bits, so the base layer is much larger and more resilient than its corresponding enhancement layer. FIG. 5B shows that increasing the energy ratio from ε = 4 to ε = 9 results in χ_2 525

presenting a clearly dense group of 4 codewords in each quadrant. Congestion substantially increases the difference between constellation points associated with disparate base layer information bits, and at the expense of the resiliency of enhanced layer information bits mapped to codewords within the same quadrant. Great protection is given to the base layer. FIG. 5C shows a clearer density in each quadrant for χ_3 550 defined through the energy ratio $\varepsilon = 19$. χ_3 550 provides greater protection to the base layer bits at the expense of smaller protection for the enhancement layer bits. FIG. 5D shows a clearer density of constellation points with respect to χ_4 575 resulting from the superposition using $\varepsilon = 25$, the density at the expense of the resiliency of the enhancement layer bits. Further increase bit integrity.

FIG. 6 illustrates a constellation that provides erasure / error resiliency through Gray coding as an alternative to or in addition to hierarchical superposition. It should be appreciated that gray mapping using 16-QAM reduces complexity through a single constellation or reduction to the alphabet. As described above, 16-QAM using gray mapping is similar to that using gray coding, where the mapping of information bits relies on the difference between the most significant bit (MSB) and the least significant bit (LSB). X_1 (eg, $\varepsilon = 4$) hierarchical constellation. It should be appreciated that the protection provided to the first channel (eg, CHJ 228) and the second channel (CHK 232) is substantially the same.

FIG. 7 illustrates a transmitter system 710 (such as Node B 240) and reception in a multiple-input multiple-output (MIMO) system that can provide cell (or sector) communication in a wireless environment in accordance with one or more aspects described herein. FIG. 7 is a block diagram 700 of one embodiment of a machine system 750 (eg, access terminal 210). At transmitter system 710, traffic data for multiple data streams can be provided from a data source 712 to a transmit (TX) data processor 714. In one embodiment, each data stream is transmitted on a respective transmit antenna. TX data processor 714 arranges, encodes, and interleaves the traffic data for each data stream based on the particular encoding scheme selected for that data stream to provide encoded data. The encoded data for each data stream may be multiplexed with pilot data using OFDM techniques. The pilot data is typically a known data pattern that is processed in a known manner and can be used at the receiver system to estimate the channel response. Multiplexed pilot and coded data for each data stream is a specific modulation scheme selected for that data stream to provide

modulation symbols (eg, binary phase-shift keying (BPSK), quadrature phase- shift keying), M-PSK (multiple phase-shift keying), and M-QAM (m-order quadrature amplitude modulation)). The data rate, coding and modulation for each data stream may be determined by instructions executed by processor 730 and instructions as well as data may be stored in memory 732.

Modulation symbols for all data streams are provided to TX MIMO processor 720, which may further process the modulation symbols (eg, OFDM). TX MIMO processor 720 provides N_T modulation symbol streams to N_T transceivers (TMVR / RCVR) 722_A through 722_T. In certain embodiments, TX MIMO processor 720 applies beamforming weights (or precoding) to the symbols of the data stream and the antenna from which the symbols are transmitted. Each transceiver 722 receives and processes a respective symbol stream to provide one or more analog signals, and further adjusts the analog signals to provide modulation symbols suitable for transmission over a MIMO channel (eg, , Amplify, filter and upconvert). N_T modulation symbols from the transceiver 722_A to 722_T are transmitted respectively from the N_T antennas 724_1 to 724_T. At receiver system 750, the transmitted modulated signals are received by N_R antennas 752_1 through 752_R, and the received signals from each antenna 752 are received from respective transceivers (RCVR / TMTR) 754_A through 754_R. To be supplied. Each transceiver 754_1 -654_R adjusts (eg, filters, amplifies, and downconverts) its respective received signal, digitizes the adjusted signal to provide samples, and a corresponding “received” symbol. The sample is further processed to provide a stream.

RX data processor 760 receives N_R receptions from N_R transceivers 754_1 - 654_R based on a particular receive processing technique to provide N_T “detected” symbol streams. Receive and process the symbol stream. RX data processor 760 demodulates, deinterleaves, and decodes each detected symbol stream to recover traffic data for the data stream. The processing by RX data processor 760 is complementary to the processing performed by TX MIMO processor 720 and TX data processor 714 at transmitter system 710. The processor 770 periodically determines which precoding matrix to use, and such a matrix may be stored in the memory 772. The processor 770 arranges the reverse link message comprising a matrix index portion and a rank value portion. Memory 772 may store instructions that result in an array of reverse link messages when executed by processor 770. The uplink message may comprise various types of information regardless of the

communication link or the received data stream or a combination thereof. As an example, such information can include channel quality indications, offsets for adjusting scheduled resources, and / or sounding reference signals for link (or channel) estimation. Uplink messages are processed by TX data processor 738, which also receives traffic data for multiple data streams from data source 736, modulated by modulator 780, coordinated by transceivers 754A through 754R, and sent to transmitter system 710. Sent. It should be appreciated that an uplink message can include multiple channels transmitted at the same time, and such a scenario is handled at least in part by a hierarchical modulation component 781 that can operate in accordance with aspects previously described herein.

At transmitter system 710, the modulated signals from receiver system 750 are received by antennas $_{724}$ 1 -724 $_{T,}$ conditioned by transceivers $_{722}$ A -722 $_{T,}$ demodulated by a demodulator 740, transmitted by the receiver system 750 Processed by RX data processor 742 to extract the reverse link message. A processor 730 determines which precoding matrix to use to determine the beamforming weights and processes the extraction message.

If receiver 750 can be dynamically scheduled to operate in SIMO, SU-MIMO, and MU-MIMO, heterogeneous hierarchical modulation can be guaranteed when transmitting two channels simultaneously in a single carrier waveform. Hierarchical weight adjustments for the hierarchical constellation can be performed in response to changes in scheduled operating modes. Next, communication in these operation modes will be described. Note that a single antenna ($N_R = 1$) at the receiver is used for communication in SIMO mode. Therefore, SIMO operation can be interpreted as a special case of SU-MIMO. The single user MIMO mode of operation corresponds to the case where a single receiver system 750 communicates with the transmitter system 710 as described in FIG. 7 and according to the operations described in connection therewith. In such a system, $_{NT}$ transmitters 724 $_1$ -724 $_T$ (also recognized as TX antennas) and N_R receivers 752 $_1$ -752 $_R$ (also recognized as RX antennas) To form a MIMO matrix channel (eg, a Rayleigh channel or a Gaussian channel with slow or fast fading). As mentioned above, the SU-MIMO channel is described by a random complex $N_R \times N_T$ matrix. The rank of the channel is equal to the algebraic rank of the $N_R \times N_T$ matrix, which is independent data that can be transmitted over a SU-MIMO channel without space-to-stream interference, for space-time or space-frequency coding. Equal to the number of streams (or layers) $N_V \leqq \min \{N_T, N_R\}$.

In one aspect, in SU-MIMO mode, transmit / receive symbols using OFDM may be represented in tone ω as follows:

Where y (ω) is the received data stream and is an $N_R \times 1$ vector and $\underline{H}$ (ω) is the channel response $N_R \times N_T$ matrix (eg, time-dependent channel response matrix $\underline{h}$ in tone ω) C (ω) is an $N_T \times 1$ output symbol vector, and n (ω) is an $N_R \times 1$ noise vector (for example, additive white Gaussian noise). Precoding can convert an $N_V \times 1$ layer vector to an $N_T \times 1$ precoding output vector. N_V is the real number of the data stream (layer) transmitted from the transmitter 710, and N_V is reported in the scheduling request by the channel state (eg, reported CQI) and terminal (eg, receiver 750). May be scheduled at the discretion of the transmitter (eg, transmitter 710, Node B 250, or access point 110) based at least in part on the number of stories (eg, through RI). It should be appreciated that in one case where CQI and RI are communicated simultaneously, hierarchical simulation can be utilized to ensure proper reporting quality (eg, error rate) for each of the channels. It should be appreciated that c (ω) is the result of at least one multiplexing scheme and at least one precoding (beamforming) scheme applied by the transmitter. Further, c (omega) is convolved with a power gain matrix, which determines the amount of power allocated to the transmitter 710 to transmit each data stream N_V. It should be appreciated that such power gain matrix can be a resource allocated to a terminal (eg, access terminal 220, receiver 750 or UE 140) and can be controlled through a power adjustment offset.

As described above, according to one aspect, MU-MIMO operation of a set of terminals (eg, mobiles 170_1 -170_6) is within the scope of the subject innovation. Further, the scheduled MU-MIMO terminal operates together with the SU-MIMO terminal and the SIMO terminal. FIG. 8 illustrates an exemplary multi-user in which three ATs 750_P, 750_U and 750_S embodied in a receiver substantially the same as receiver 750 communicate with a transmitter 710 that embodies Node B. The MIMO system 800 will be described. Operation of the system 700, such as a terminal $_{170}$ 1 - 170_6, charge an access point (e.g., 110 or 250) is scheduled for MU-MIMO operation within a service cell by a centralized scheduler which is present in substantially any It should be appreciated that it symbolizes the operation of a group of wireless devices (eg, 185). As described above, transmitter 710 has $_{NT}$ TX antennas 724_1 -724_T, and each AT has multiple RX antennas. That, AT $_P$ has the $_{NP}$ antennas $_{752}$ 1 -652_P, AT $_U$ has the $_{NU}$ antennas $_{752}$ 1 - 752_U, AP $_S$ has the the $_{NS}$ antennas $_{752}$ 1 -752_S. Communication between

the terminal and the access point is achieved through uplinks 815 $_P$, 815 $_U$ and 815 $_S$. Similarly, downlink $_{810}$ P, 810 $_U$ and 810 $_S$, the node B710 and the terminal $_{AT}$ P, communicates the respective promotion between the AT $_U$ and AT $_S$. Also, communication between each terminal and the base station may be performed in substantially the same way through substantially the same components, as described in FIG. 8 and its corresponding description.

Since the terminals may be provided at different locations within the cell served by access point 710 (eg, cell 180), each user equipment 750 $_P$, 750 $_U$ and 750 $_S$ has its own rank (or equivalently, singular) With its own MIMO matrix channel $\underline{h}_\alpha$ (α = P, U and S) and response matrix H_α. Intra-cell interference may exist due to multiple users present in the cell served by base station 710. Such interference may affect substantially all traffic and control channels as well as CQI and ACK reported by each of terminals 750 $_P$, 750 $_U$ and 750 $_S$. Thus, Node B can adjust the set of hierarchical constellations utilized by terminals 750 $_P$, 750 $_U$ and 750 $_S$ to ensure sufficient accuracy of CQI and ACK reports when transmitted simultaneously.

Although illustrated with three terminals in FIG. 8, the MU-MIMO system can comprise any number of terminals, each of which is indicated below using an index k. In accordance with various aspects, each of access terminals 750 $_P$, 750 $_U$, and 750 $_S$ can report hierarchically modulated CQI and ACK to Node B 710. In addition, each such terminal can transmit a sounding reference signal to Node B 710 from each antenna in the set of antennas used for communication. Node B 710 may dynamically reschedule each of terminals 750 $_P$, 750 $_U$ and 750 $_S$ for different modes of operation such as SU-MIMO or SIMO.

In one aspect, transmit / receive symbols using OFDM may be expressed as follows at tone ω and for user k:

Here, the symbols have the same meaning as in equation (1). It should be appreciated that due to multi-user diversity, other user interference in the signal received by user k is represented using the second term on the left hand side of equation (2). The symbol of the prime code (') indicates that the transmission symbol vector $_{kk}$ is excluded from the sum. The series term represents the reception by user k (through its channel response $\underline{H}_k$) of

symbols transmitted by a transmitter (eg, access point 210) to other users in the cell.

In view of the exemplary system shown and described above, methodologies that may be implemented in accordance with the disclosed subject matter will be further appreciated with reference to FIGS. 9, 10, and 11. FIG. For purposes of simplicity of explanation, the methodology is shown and described as a series of blocks, but the subject matter of the claimed subject matter is in an order in which some blocks differ from those depicted and described herein. It should be understood and appreciated that and is not limited by the number or order of blocks, as may occur simultaneously with other blocks. Moreover, not all described blocks may be required to implement the methodology described below in this application. It should be appreciated that the functionality associated with a block may be implemented by software, hardware, a combination thereof or any suitable means (eg, device, system, process, component...). It should also be further appreciated that the methodologies disclosed thereafter and throughout the specification can be stored in products that facilitate transfer or transfer of such methodologies to various devices. It should be appreciated that the methodology described herein may alternatively be represented as a series of interleaved states or events, such as in a state diagram. Also, methodologies derived from combinations of at least some of the heterogeneous methodologies described in this application may be represented as interaction diagrams or call flows rather than through flowcharts.

FIG. 9 presents a flowchart of an example method 900 for hierarchically modulating first and second sets of channels. In one aspect, the example method 900 may be utilized by a transmitter in a wireless environment that conveys information in a single carrier waveform, such as an LTE mobile station that conveys information in the uplink. It should be appreciated that the exemplary method 900 can be utilized in virtually any wireless communication technology that relies on frequency division multiplexing, such as ultra-mobile broadband (UMB) or worldwide interoperability for microwave access (WiMAX). It is.

In act 910, the P information bits of the first channel are encoded in the first modulation constellation. The first channel may be a data channel (PUSCH) or a control channel (PUCCH). The first modulation constellation may be virtually any modulation constellation including M-ary QAM and the like. In

act 920, the Q information bits of the second channel are encoded in the second modulation constellation. The second channel may be a data channel (PUSCH) or a control channel (PUCCH). The first modulation constellation may be substantially any constellation including M-ary QAM and the like. In operation 930, a hierarchical modulation constellation is generated through a weighted combination of the first and second modulation constellations. In one aspect, the weight is determined by a configurable energy ratio ε (see equation (3) and FIGS. 3A-3B). The energy ratio makes it at least partly easy to determine the relative degree of loss of information bits encoded in the weighted and synthesized modulation constellation. In operation 940, the first and second channels are modulated using a hierarchical modulation constellation. In act 950, the hierarchically modulated first and second channels are conveyed. In one aspect, the first and second channels are transmitted on a single carrier. Note that the modulation of the information bits of the first and second channels through the hierarchical modulation constellation ensures that communication can be achieved through a single carrier.

FIG. 10 is a flowchart of an exemplary method for setting a set of hierarchical weights according to aspects of the subject innovation described herein. In operation 1010, a set of hierarchical weights (eg, α_B and α_E) or energy ratio is set. Such a setting may be implemented on a per-terminal basis, a per-flow basis, or a per-subscriber basis. Hierarchical weights are (1) GBR, ABR, BER, PER, BLER, typically the traffic processing priority that determines the scheduling priority (generally indicated by the channel quality indication at the serving mobile station) And (2) the capability or mode of operation of the user equipment may be determined based at least in part. It should be appreciated that other sources, metrics or parameters may be utilized to determine hierarchical weights or energy ratios. In one aspect, the setting of the hierarchical weight or energy ratio is determined by the source (1) or (2) described above, such as a change in the scheduled operating mode of the device (eg, the mobile station switches from SIMO operation to MIMO operation).) Can be adjusted autonomously or dynamically in response to changes in. In operation 1020, a first weight in the set hierarchical weight set is assigned to the first encoded constellation, and a second weight in the set hierarchical weight set is the second encoded constellation. Assigned to. In operation 1030, the set of set hierarchical weights is maintained. In one aspect, the hierarchical weight may be stored in a memory on a network device that sets the hierarchical weight. In operation 1030, the set hierarchical weight is communicated.

FIG. 11 presents a flowchart of an exemplary method for decoding hierarchically modulated first and second channel information bits. In act 1110, first and second channels that are hierarchically modulated in the first and second layers are received (see FIGS. 3A and 3B for a description of the layered coding scheme). The first and second channels can be virtually any traffic or control channel in a system that achieves wireless communication. In operation 1120, the first layer associated with the information bits of the first channel is decoded. Note that the first layer does not carry information bits for the second channel. In operation 1130, the second layer associated with the information bits in the second channel is decoded. For example, considering the hierarchical coding of the received bitstream, where the first and second channels are hierarchically modulated, the second layer is (i) parallel decoded with the first layer (eg LLR is (Ii) serial decoding utilizing the knowledge of the bit mapping structure (calculated for all constellation points) (decoded bits from the base layer are canceled from soft symbols and LLR is an enhancement layer constellation point Can be decrypted through

Next, a system that enables aspects of the disclosed subject matter will be described in conjunction with FIGS. Such a system can include functional blocks, which can be functional blocks that display functions implemented by a processor, electronic machine, software, or a combination thereof (eg, firmware).

FIG. 12 illustrates a block diagram of an example system 1200 that enables hierarchical modulation and utilization thereof in accordance with aspects disclosed in the subject specification. System 1200 can reside at least partially within a mobile (eg, access terminal 210). System 1200 includes a logical grouping 1210 of electronic components that can act in conjunction. In one aspect of the subject innovation, logical grouping 1210 includes electronic component 1215 for encoding a first set of information bits for a first communication channel in a first modulation constellation, a second modulation constellation. Through a combination of an electronic component 1225 for encoding a second set of information bits of a second communication channel and a weighted first encoded constellation and a weighted second encoded constellation at An electronic component 1235 for assigning a first weight to the first encoded constellation and generating a second weight to the second encoded constellation to generate a modulation constellation is included. Further, system 1200 can include an electronic component 1245 and a hierarchically modulated first communication channel

for modulating the first communication channel and the second communication channel in a common set of tones using a hierarchical modulation constellation. And a component 1255 for communicating the second communication channel.

System 1200 also includes a memory 1250 that holds measurement or calculation data that can be generated during the execution of such functions, as well as instructions for executing functions associated with electronic components 1215, 1225, 1235, 1245, and 1255. obtain. Although shown as being external to memory 1260, it should be understood that one or more of electronic components 1215, 1225, 1235, 1245 and 1255 can reside in memory 1260.

FIG. 13 illustrates a block diagram of an example system 1300 that enables decoding of hierarchically modulated channels in accordance with aspects described in the subject specification. System 1300 can reside at least partially within a mobile (eg, access terminal 240). System 1300 includes a logical grouping 1310 of electronic components that can act in conjunction. In one aspect of the subject innovation, logical grouping 1310 includes electronic components 1315 and first for decoding a first layer of hierarchically modulated first communication channel and second communication channel information bits. An electronic component 1325 for decoding the second layer serially after decoding the first layer (including means for canceling soft symbols decoded in the first layer).

System 1300 can also include a memory 1330 that retains measurement or calculation data that can be generated during the execution of such functions, as well as instructions for performing functions associated with electronic components 1315 and 1325. Although shown as being external to memory 1330, it should be understood that one or more of electronic components 1315 and 1325 can reside in memory 1330.

With respect to software implementation, the techniques described herein may be implemented using modules (eg, procedures, functions, etc.) that perform the functions described herein. Software code may be stored in a memory unit and executed by a processor. The memory unit may be implemented within the processor or external to the processor, in which case the memory unit may be communicatively coupled to the processor via various means known in the art. .

Various aspects or features described in this application may be implemented as a method, apparatus, or product using standard programming and / or engineering techniques. The term “article of manufacture” as used herein is intended to encompass a computer program accessible from any computer-readable device, carrier or medium. For example, computer readable media include magnetic storage devices (eg, hard disks, floppy disks, magnetic stripes, etc.), optical disks (eg, CD (compact disk), DVD (digital versatile disk), etc.), smart cards, Flash memory devices (eg, EPROM, card, stick, key drive, etc.) may be included, but are not limited to these. Also, various storage media described in this application may represent one or more devices and / or other machine-readable media for storing information. The term “machine-readable medium” includes, but is not limited to, wireless channels and various other media that can store, contain and / or carry instructions and / or data. obtain.

As used herein, the term “processor” can refer to a classical architecture or a quantum computer. Classical architecture includes single-core processor, single processor with software multi-thread execution capability, multi-core processor, multi-core processor with software multi-thread execution capability, multi-core processor using hardware multi-thread technology, parallel platform, and distributed sharing Includes, but is not limited to, parallel platforms with memory. The processor is an integrated circuit, ASIC (application specific integrated circuit), DSP (digital signal processor), FPGA (field programmable gate array), PLC (programmable logic controller), CPLD (complex programmable logic device), individual gate or transistor. Reference may be made to logic, discrete hardware components, or any combination thereof designed to perform the functions described herein. A quantum computer architecture may be based on qubits embodied in gated or self-assembled quantum dots, nuclear magnetic resonance platforms, superconducting Josephson junctions, and the like. Processors can leverage, but are not limited to, nanoscale architectures such as transistors, switches and gate-based molecules or quantum dots to optimize space usage or enhance user device performance. . The processor may be implemented as a combination of computing devices, such as a combination of a DSP and a microprocessor, a plurality of microprocessors, one or more microprocessors coupled to a DSP core, or any other such configuration.

Further, in the subject specification, the term “memory” refers to data stores, algorithm stores, and other such as, but not limited to, image stores, digital music and video stores, charts and databases, etc. Browse the

information store. The memory components described in this application can be either volatile memory or non-volatile memory, and can include both volatile and non-volatile memory. By way of example, and not limitation, non-volatile memory may include read only memory (ROM), programmable ROM (PROM), electrically programmable ROM (EPROM), electrically erasable ROM (EEPROM), or flash memory. Volatile memory can include random access memory (RAM), which acts as external cache memory. By way of example and not limitation, RAM may be SRAM (synchronous RAM), DRAM (dynamic RAM), SDRAM (synchronous DRAM), DDR SDRAM (double data rate SDRAM), ESDRAM (enhanced SDRAM), SLDRAM (Synchlink DRAM) and DRRAM (direct DRAM). Rambus RAM) and many other formats are available. Also, the disclosed memory components of the systems and / or methods herein are intended to encompass these and any other suitable type of memory without limitation.

What has been described above includes examples of one or more embodiments. Of course, it is impossible to describe all possible combinations of components or methodologies for describing the foregoing embodiments, but those skilled in the art will be able to make numerous further combinations and substitutions of various embodiments. May admit that there is. Accordingly, the described embodiments are intended to embrace all such alterations, modifications and variations that fall within the spirit and scope of the appended claims. Further, to the extent that the term “include” is used in either the detailed description or in the claims, such terms are “comprising” as a transitional term in the claims. In a sense, it is as comprehensive as it is interpreted.
Below, the invention described in the scope of claims at the beginning of the application of the present application is appended.
[1] Encoding P information bits (P is a positive integer) of the first communication channel in the first modulation constellation, and Q number of the second communication channel in the second modulation constellation Encoding (Q is a positive integer) information bits; and a first encoded modulation constellation and a second encoded modulation constellation to generate a hierarchical modulation constellation; And modulating the first communication channel and the second communication channel in a common set of tones using the hierarchical modulation constellation, the method used in a wireless communication system .
[2] Combining the encoded first modulation constellation and the encoded second modulation constellation includes setting a set of weights and a second in the set of set weights. Assigning a weight of 1 to a first encoding

constellation and assigning a second weight in the set of set weights to a second encoding constellation. [1].
[3] The method according to [2], wherein the first weight (α) and the second weight (β) can be set through a settable control parameter (ε).
[4] The settable control parameter is at least one of the P information bits encoded in the first communication channel or the Q information bits encoded in the second communication channel. The method of [3], wherein the disappearance rate is determined.
[5] Setting a set of weights is configured to determine a relative erasure rate between the first communication channel and the second communication channel that optimizes at least one of quality of service. The method of [4], further comprising optimizing possible control parameters.
[6] The first weight, the second weight, and the control parameter are:

The method of [5], which satisfies the condition:
[7] One of the first weight and the second weight is

[6].
[8] The first communication channel is one of an ACK (acknowledge) channel or a NACK (non-acknowledge) channel, and the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel. [1] the method of.
[9] The first communication channel is one of an RI (rank indication) channel or a PMI (precoding matrix indication channel), and the second channel is a CQI (channel quality indication) channel.]the method of.
[10] The method of [1], further comprising transmitting the hierarchically modulated first communication channel and the second communication channel.
[11] The method of [3], further comprising storing configurable weights.
[12] Each of the first modulation constellation or the second modulation constellation includes BPSK (binary phase-shift keying) modulation, QPSK (quadrature phase-shift keying) modulation, QAM (quadrature amplitude modulation), M The method of [1], which is at least one of QAM (M-ary QAM, where M is a positive integer).
[13] P bits (P is a positive integer) of the first communication channel are encoded in the first modulation constellation, and Q bits (Q is positive) in the second modulation constellation. Of the first encoding constellation to generate a hierarchical modulation constellation through synthesis of the weighted first encoding constellation and the weighted second encoding constellation. Assigning a first weight to the second coding constellation, assigning a second weight to the second coded constellation, and using the

hierarchical modulation constellation, the first communication channel and the second A processor comprising a processor configured to modulate a communication channel and a memory coupled to the processor. Communication device.
[14] The wireless communication device according to [13], wherein the first weight (α) and the second weight (β) can be set through a settable control parameter (ε).
[15] The settable control parameter includes at least one of the P information bits encoded in the first communication channel or the Q information bits encoded in the second communication channel. [14] The wireless communication device of [14], which determines an erasure rate.
[16] The first weight, the second weight, and the control parameter are:

The wireless communication device according to [14], which satisfies the condition:
[17] One of the first weight and the second weight is

[16] The wireless communication device of [16].
[18] The wireless communication device of [15], further comprising transmitting a hierarchically modulated first communication channel and a second communication channel.
[19] The first communication channel is one of a RI (rank indication) channel or a PMI (precoding matrix display channel), and the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel. 18] The wireless communication device.
[20] The first modulation constellation or the second modulation constellation includes binary phase-shift keying (BPSK) modulation, quadrature phase-shift keying (QPSK) modulation, quadrature amplitude modulation (QAM), and M-QAM. (M-ary QAM, where M is a positive integer), [18].
[21] The wireless communication device according to [15], wherein the memory stores the first weight and the second weight.
[22] The wireless communication device of [21], wherein the memory further stores at least one of a first set of constellations, a second set of constellations, and a set of hierarchical constellations.
[23] Means for encoding the first set of information bits of the first communication channel in the first modulation constellation; and the second of the information bits of the second communication channel in the second modulation constellation. For generating a hierarchical modulation constellation through a combination of a weighted first coding constellation and a weighted second coding constellation; For the first encoding

constellation, and for assigning a second weight to the second encoding constellation, and in the common set of tones using the hierarchical modulation constellation, the first Means for modulating the communication channel and the second communication channel; and the hierarchically modulated first communication. And means for transmitting the channel and a second communication channel, operates in a wireless communication environment apparatus.
[24] The apparatus according to [23], further comprising means for setting a control parameter for determining the first weight and the second weight.
[25] The first weight (α), the second weight (β), and the control parameter (ε) are:

The apparatus according to [23], which satisfies the condition:
[26] The configurable control parameter is a coded first set of information bits of the first communication channel or a coded second set of information bits of the second communication channel. [25] The apparatus according to [25], wherein at least one erasure rate is determined.
[27] The apparatus of [26], wherein the first set comprises 2 bits and the second set comprises 2 bits.
[28] a code for causing at least one computer to encode P bits (P is a positive integer) of the first communication channel in the first layer of the modulation constellation symbol; and at least one computer , A code for encoding Q bits (Q is a positive integer) of the second communication channel in the second layer of the modulation constellation symbol, and at least one computer encoding the modulated constellation A code for generating a hierarchical modulation constellation through weighted synthesis of the first layer of symbols and the second layer of the encoded modulation constellation, and at least one computer comprising: Using the set in the common set of tones Communication channel and the comprising a computer-readable medium comprising code for modulating the second communication channel, the computer program product.
[29] For causing at least one computer to generate a hierarchical modulation constellation through weighted combination of a first layer of encoded modulation constellation symbols and a second layer of encoded modulation constellation A code for causing the at least one computer to set a set of weights; and a code for modulating constellation symbols encoded with the first weight in the set of weights set by the at least one computer. [28] a computer program product comprising: a code for causing a first layer to be assigned and causing a second weight in the set of set weights to be assigned to a second layer of encoded modulation constellation symbols .

[30] The computer program product according to [29], wherein the first weight (α) and the second weight (β) are controllable through a settable control parameter (ε).
[31] The settable control parameter is at least one of the P information bits encoded in the first communication channel or the Q information bits encoded in the second communication channel. [30] The computer program product of [30] for determining an erasure rate.
[32] The first weight, the second weight, and the control parameter are:

The computer program product according to [31], which satisfies the above condition.
[33] One of the first weight and the second weight is:

[32] computer program product equal to
[34] The computer program according to [33], wherein the first communication channel is one of an ACK (acknowledge) channel or a NACK (non-acknowledge) channel, and the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel. Product.
[35] The first communication channel is one of an RI (rank indication) channel or a PMI (precoding matrix display channel), and the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel. 33].
[36] Receiving the first communication channel and the second communication channel that are hierarchically modulated in the synthesis layer including the first layer and the second layer, and decoding the first layer And decoding the second layer by at least one of serial decoding after decoding of the first layer or parallel decoding simultaneously with decoding of the first layer A method used in wireless communication.
[37] The method of [36], wherein serial decoding after the first layer includes canceling soft symbols after decoding the first layer.
[38] The method of [37], wherein the hierarchical modulation constellation is a combination of a first constellation and a second constellation.
[39] The method according to [38], wherein the combination is a weighted superposition of the first constellation and the second constellation, and the first weight and the second weight can be set.
[40] The method of [39], wherein the first communication channel is one of ACK (acknowledge) or NACK (non-acknowledge).
[41] The method of [38], wherein the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel.
[42] means for decoding a first layer of information bits of the first and second communication channels modulated hierarchically, serially after decoding of

the first layer Means for decoding a second layer, wherein decoding the second layer includes means for canceling soft symbols decoded in the first layer. A device that operates in a communication system.
[43] Means for decoding the first layer of information bits of the hierarchically modulated first channel and the second communication channel calculate a log likelihood ratio for the set of hierarchical constellation symbols. [42] The apparatus of [42] including the means for doing.
[44] The means for decoding the second layer serially after decoding the first layer includes means for calculating a log likelihood ratio for the subset of hierarchical constellation symbols, 42].
[45] The apparatus according to [42], wherein the hierarchical modulation constellation is a combination of a first constellation and a second constellation.
[46] The apparatus according to [42], wherein the combination is a weighted superposition of the first constellation and the second constellation, and the first weight and the second weight can be set.
[47] The apparatus of [42], wherein the first communication channel is one of an ACK (acknowledge) channel or a NACK (non-acknowledge) channel.
[48] The apparatus of [42], wherein the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel.
[49] Decode the first layer of information bits of the first and second communication channels modulated hierarchically, and add the second layer in series after decoding of the first layer A processor configured to decode; and a memory coupled to the processor, wherein decoding the second layer cancels soft symbols decoded in the first layer. An electronic device operating in a wireless communication environment, including means for:
[50] Decoding the first layer of information bits of the hierarchically modulated first channel and the second communication channel calculates a log likelihood ratio for the set of hierarchical constellation symbols. [49] The electronic device of [49].
[51] Decoding the second layer serially after decoding the first layer includes calculating a log likelihood ratio for a subset of the hierarchical constellation symbols, device.
[52] The electronic device of [51], wherein the hierarchical modulation constellation is a combination of a first constellation and a second constellation.
[53] The electronic device according to [52], wherein the combination is a weighted superposition of the first constellation and the second constellation, and the first weight and the second weight can be set.
[54] The electronic device according to [49], wherein the first communication

channel is one of an ACK (acknowledge) channel and a NACK (non-acknowledge) channel.
[55] code for causing at least one computer to receive a first communication channel and a second communication channel that are hierarchically modulated in a composite layer including a first layer and a second layer; and at least one Code for causing one computer to decode the first layer, and serial decoding after decoding the first layer or decoding the first layer to at least one computer; Serial decoding after decoding of the first layer, comprising: a computer readable medium comprising code for decoding the second layer by at least one of simultaneous parallel decoding Computer program product comprising canceling soft symbols after decoding of said first layer.
[56] The computer program product according to [55], wherein the hierarchical modulation constellation is a combination of a first constellation and a second constellation.
[57] The computer program product according to [56], wherein the combination is a weighted superposition of the first constellation and the second constellation, and the first weight and the second weight can be set.
.

Claims (25)

Hide Dependent

1. Encoding P (P is a positive integer) information bits of the first communication channel in a first modulation constellation; Encoding Q information bits (Q is a positive integer) of the second communication channel in the second modulation constellation; Combining the encoded first modulation constellation and the encoded second modulation constellation to generate a hierarchical modulation constellation;
; And a modulating said first communication channel and the second communication channel in a common set of tones using the hierarchical modulation constellation,
Combining the encoded first modulation constellation and the encoded second modulation constellation comprises:
Setting a set of weights;
Assigning a first weight in the set of set weights to a first encoding constellation and assigning a second weight in the set of set weights

to a second encoding constellation;
Including
The first weight (α) and the second weight (β) can be set through a settable control parameter (ε),
The configurable control parameter includes an erasure rate of at least one of the P information bits encoded in the first communication channel or the Q information bits encoded in the second communication channel. decide,

A method used in a wireless communication system.

2. Setting the set of weights is configured to control the configurable control to determine a relative erasure rate between the first communication channel and the second communication channel that optimizes at least one of quality of service. The method of claim 1 , further comprising optimizing the parameters.
3. The first weight, the second weight and the control parameter are:
   The method of claim 2 satisfying the condition:
4. One of the first weight or the second weight is
   The method of claim 3 , wherein
5. The method of claim 1, wherein the first communication channel is one of an ACK (acknowledge) channel or a NACK (non-acknowledge) channel, and the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel.
6. The method of claim 1, wherein the first communication channel is one of a RI (rank indication) channel or a PMI (precoding matrix indication channel) and the second channel is a CQI (channel quality indication) channel. .
7. 2. The method of claim 1, further comprising communicating a hierarchically modulated first communication channel and a second communication channel.
8. The method of claim 1 , further comprising storing configurable weights.
9. Each of the first modulation constellation or the second modulation constellation includes BPSK (binary phase-shift keying) modulation, QPSK (quadrature phase-shift keying) modulation, QAM (quadrature amplitude modulation), M-QAM (The method of claim 1, wherein at least one of M-ary QAM and M is a positive integer).

10. P bits (P is a positive integer) of the first communication channel are encoded in the first modulation constellation, and Q bits (Q is a positive integer) of the second communication channel in the second modulation constellation. Of the first encoded constellation to generate a hierarchical modulation constellation through synthesis of the weighted first encoded constellation and the weighted second encoded constellation. Assign a weight of 1 and assign a second weight to the second coding constellation and use the hierarchical modulation constellation to assign the first communication channel and the second communication channel in a common set of tones. A processor configured to modulate; And a memory coupled to the processor , The first weight (α) and the second weight (β) can be set through a settable control parameter (ε), The configurable control parameter includes an erasure rate of at least one of the P information bits encoded in the first communication channel or the Q information bits encoded in the second communication channel. decide, Wireless communication device.

11. The first weight, the second weight and the control parameter are: The wireless communication device according to claim 10 , satisfying the condition:

12. One of the first weight or the second weight is The wireless communication device of claim 11 , wherein

13. 11. The wireless communication device of claim 10 , further comprising communicating a hierarchically modulated first communication channel and a second communication channel.

14. Wherein the first communication channel is one of a RI (rank indication) channel or PMI (precoding matrix display channel), the second communication channel is a CQI (Channel Quality Indicator) channel, according to claim 13 Wireless communication device.

15. The first modulation constellation or the second modulation constellation includes BPSK (binary phase-shift keying) modulation, QPSK (quadrature phase-shift keying) modulation, QAM (quadrature amplitude modulation), M-QAM (M− 14. The wireless communication device of claim 13 , wherein ary QAM, M is at least one of a positive integer).

16. The wireless communication device of claim 10 , wherein the memory stores the first weight and the second weight.

17. The wireless communication device of claim 16 , wherein the memory further stores at least one of a first set of constellations, a second set of constellations, and a set of hierarchical constellations.

18. Means for encoding a first set of information bits of a first communication channel in a first modulation constellation;
Means for encoding a second set of information bits of a second communication channel in a second modulation constellation;
Assigning a first weight to the first coding constellation to generate a hierarchical modulation constellation through a combination of a weighted first coding constellation and a weighted second coding constellation Means for assigning a second weight to the second encoding constellation;
Means for modulating the first communication channel and the second communication channel in a common set of tones using the hierarchical modulation constellation;
Means for communicating the hierarchically modulated first and second communication channels ;
And means for setting a control parameter for determining the first weight and the second weight,
The configurable control parameter is at least one of an encoded first set of information bits of the first communication channel or an encoded second set of information bits of the second communication channel. Determine the erase rate for
A device that operates in a wireless communication environment.

19. The first weight (α), the second weight (β) and the control parameter (ε) are:
The apparatus of claim 18 , satisfying the condition:

20. 19. The apparatus of claim 18 , wherein the first set comprises 2 bits and the second set comprises 2 bits.

21. A code for causing at least one computer to encode P (P is a positive integer) bits of the first communication channel in the first layer of the modulation constellation symbols;
A code for causing at least one computer to encode Q bits (Q is a positive integer) of the second communication channel in the second layer of the modulation constellation symbols;
Code for causing at least one computer to generate a hierarchical modulation constellation through weighted synthesis of a first layer

of encoded modulation constellation symbols and a second layer of encoded modulation constellation;
Code for causing at least one computer to modulate the first communication channel and the second communication channel in a common set of tones using a set of hierarchical modulation constellation symbols ;
The code for causing at least one computer to generate a hierarchical modulation constellation through weighted synthesis of a first layer of encoded modulation constellation symbols and a second layer of encoded modulation constellation is: ,
Code for causing at least one computer to set a set of weights;
Causing at least one computer to assign a first weight in the set of set weights to a first layer of encoded modulation constellation symbols and encoding a second weight in the set of set weights A code for assigning to the second layer of the modulated modulation constellation symbols,
The first weight (α) and the second weight (β) can be controlled through a configurable control parameter (ε),
The configurable control parameter includes an erasure rate of at least one of the P information bits encoded in the first communication channel or the Q information bits encoded in the second communication channel. decide,
Computer program .

22. The first weight, the second weight, and the control parameter are:
The computer program according to claim 21, satisfying the condition:

23. One of the first weight or the second weight is:
The computer program of claim 22, which is equal to:

24. 24. The computer program product of claim 23, wherein the first communication channel is one of an ACK (acknowledge) channel or a NACK (non-acknowledge) channel, and the second communication channel is a CQI (channel quality indication) channel.

25. 24. The first communication channel is one of a RI (Rank Indication) channel or a PMI (Precoding Matrix Indication Channel), and the second communication channel is a CQI (Channel Quality Indication) channel. Computer program .

Patent Citations (28)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
Family To Family Citations
US5852630A *1997-07-171998-12-22Globespan Semiconductor, Inc.Method and apparatus for a RADSL transceiver warm start activation procedure with precoding
US7274653B1 *1999-11-232007-09-25Thomson LicensingHierarchical QAM transmission system with varying grouping factor
JP2004032679A *2002-02-282004-01-29Matsushita Electric Ind Co LtdCommunication apparatus and communication system
AU2003280499A1 *2002-07-012004-01-19The Directv Group, Inc.Improving hierarchical 8psk performance
US7738587B2 *2002-07-032010-06-15The Directv Group, Inc.Method and apparatus for layered modulation
US7949074B2 *2004-04-242011-05-24Thomson LicensingApparatus and method for decoding in a hierarchical, modulation system
WO2004105337A1 *2003-05-162004-12-02Thomson Licensing S.A.Repetition coding in a satellite-based communications system
JP2007507147A2003-09-252007-03-22アミモン リミテッドWireless transmission of high-quality video
US7907641B2 *2003-10-272011-03-15Dtvg Licensing, Inc.Method and apparatus for providing signal acquisition and frame synchronization in a hierarchical modulation scheme
JP4460412B2 *2003-11-262010-05-12パナソニック株式会社Reception device and partial bit determination method
US7672383B22004-09-172010-03-02Qualcomm IncorporatedNoise variance estimation in wireless communications for diversity combining and log-likelihood scaling
US8009752B2 *2004-10-012011-08-30Qualcomm IncorporatedMulti-carrier incremental redundancy for packet-based wireless communications
US7630451B2 *2005-01-112009-12-08Qualcomm IncorporatedMethods and apparatus for transmitting layered and non-layered data via layered modulation
KR100951029B1 *2005-01-112010-04-05콸콤 인코포레이티드Multiresolution modulation using variable euclidean distance ratio and blind receiver
US7660368B22005-01-112010-02-09Qualcomm IncorporatedBit log likelihood ratio evaluation

US7725799B2 *2005-03-312010-05-25Qualcomm IncorporatedPower savings in hierarchically coded modulation
DE102005027453A1 *2005-06-142006-12-28Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.Terrestrial transmitting station for broadcasting a terrestrial broadcasting signal, satellite-based broadcasting system and receiver for a satellite-based broadcasting system
US20080025241A1 *2006-07-282008-01-31Naga BhushanMethod and apparatus for broadcast multicast service in an ultra mobile broadband network
US8027286B2 *2006-07-282011-09-27Samsung Electronics Co., Ltd.Multi-layer multi-hop wireless system
US7903575B2 *2006-08-042011-03-08Lg Electronics, Inc.Bandwidth-efficient control and bitmap signaling using super position coding in wireless communication systems
TW201616905A *2006-10-102016-05-01內數位科技公司Method and apparatus for sending feedback for a downlink shared service transmitted to a plurality of wireless transmit/receive units
US8116412B1 *2006-12-302012-02-14Rockstar Bidco, LPModulation division multiple access
US7986746B2 *2006-12-302011-07-26Nortel Networks LimitedContent differentiated hierarchical modulation used in radio frequency communications
RU2009130391A2007-01-082011-02-20Интердиджитал Текнолоджи Корпорейшн (Us)Method and device for multi-broadcasting with feedback information
CN101682497B2007-06-082013-06-05高通股份有限公司Hierarchical modulation for communication channels in single-carrier frequency division multiple access
US8284693B2 *2009-02-032012-10-09Broadcom CorporationMulti-stream priority-based space-time coding
US8520495B2 *2010-02-102013-08-27Electronics And Telecommunications Research InstituteDevice and method for transmitting and receiving broadcasting signal
KR102024796B1 *2012-04-132019-11-04한국전자통신연구원Apparatus and Method of Transmission of Hierarchically Modulated Signal
* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (90)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
Family To Family Citations
US8611305B22005-08-222013-12-17Qualcomm IncorporatedInterference cancellation for wireless communications
EP1784032A1 *2005-11-042007-05-09Alcatel LucentMethod for performing user allocation in SDMA systems, and corresponding base station
CN101682497B2007-06-082013-06-05高通股份有限公司Hierarchical modulation for communication channels in single-carrier frequency division multiple access
WO2009035306A2 *2007-09-142009-03-19Samsung Electronics Co., Ltd.Apparatus and method for communication using near golay sequence
KR101426788B1 *2007-11-202014-08-06삼성전자주식회사Apparatus and method for reporting channel quality indicator in wireless communication system
US9014152B22008-06-092015-04-21Qualcomm IncorporatedIncreasing capacity in wireless communications
US9237515B22008-08-012016-01-12Qualcomm IncorporatedSuccessive detection and cancellation for cell pilot detection
US9277487B22008-08-012016-03-01Qualcomm IncorporatedCell detection with interference cancellation
KR101638900B1 *2008-08-052016-07-12엘지전자 주식회사Method of transmitting control information information of downlink multi carriers in a wireless communication system
KR101253190B1 *2008-08-082013-04-10엘지전자 주식회사Method of reporting a channel quality information and assigning radio resource accordign to the channel quality information in a wireless communication system
US8483076B2 *2008-08-182013-07-09Qualcomm IncorporatedA-periodic PUCCH transmission on PUSCH
EP2326053A4 *2008-09-122016-08-03Fujitsu LtdTransmission device, reception device, transmission method, and reception method
US8359063B1 *2008-10-242013-01-22Clearwire Ip Holdings LlcMulti-antenna mode based call admission control
US9312978B22009-03-042016-04-12Centre Of Excellence In Wireless TechnologyPilot aided data transmission and reception with interference mitigation in wireless systems

JP2012519998A *2009-03-042012-08-30センター オブ エクセレンス インワイアレス テクノロジーPilot assisted data transmission and reception including interference mitigation in wireless systems
US8982803B12009-03-052015-03-17Marvell International Ltd.Systems and methods for link adaption in wireless communication systems
US8611288B12009-03-052013-12-17Marvell International LtdSystems and methods for link adaptation in wireless communication systems
WO2010107779A22009-03-162010-09-23Interdigital Patent Holdings, Inc.Data and control mulitplexing for uplink mimo with carrier aggregation and clustered-dft
US9160577B22009-04-302015-10-13Qualcomm IncorporatedHybrid SAIC receiver
KR101647377B1 *2009-05-222016-08-10엘지전자 주식회사A method for adaptive multi-antenna transmission based on antenna transmission power in wireless communication system and apparatus thereof
KR101683115B1 *2009-06-152016-12-06엘지전자 주식회사Method and apparatus of uplink power control in a wireless system
US20110033011A1 *2009-08-052011-02-10Industrial Technology Research InstituteMethods and apparatuses relating to multi-resolution transmissions with mimo scheme
US9143281B2 *2009-10-092015-09-22Qualcomm IncorporatedBlind decoding of uplink control channels
WO2011041930A12009-10-092011-04-14富士通株式会社Base station, multi-antenna communication system and communication method thereof
JP2013512593A2009-11-272013-04-11クゥアルコム・インコーポレイテッドＱｕａｌｃｏｍｍ ＩｎｃｏｒｐｏｒａｔｅｄCapacity increase in wireless communication
JP6091895B2 *2009-11-272017-03-08クゥアルコム・インコーポレイテッドＱｕａｌｃｏｍｍ ＩｎｃｏｒｐｏｒａｔｅｄIncreased capacity in wireless communications
US8112049B2 *2009-12-172012-02-07Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Channel quality handling for precoder override
CN101778458B *2010-01-052015-09-16中兴通讯股份有限公司A kind of base station energy-saving method and system
US8913574B2 *2010-01-122014-12-16Zte CorporationChannel state information feedback method and user equipment

CN102148797B *2010-02-082014-02-12上海贝尔股份有限公司Combined multiple data stream transmission technology

CN102088429B *2010-02-112013-09-18电信科学技术研究院Mapping method and equipment of demodulation reference symbol port

KR101555718B1 *2010-02-112015-09-25삼성전자주식회사Method and apparatus for power saving in wireless communication node b

JP5268983B2 *2010-04-052013-08-21株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモCommunication control method, mobile station device, and base station device

CN102237955B *2010-05-072013-11-06电信科学技术研究院Channel state information reporting method and device

US8879513B2 *2010-05-122014-11-04Samsung Electronics Co., Ltd.Uplink transmission apparatus and method for mobile communication system supporting uplink MIMO

EP2416518B1 *2010-08-022013-01-02Alcatel LucentMethod for transmission of data in a radio communication system, first network node and second network node thereof

KR20120018269A2010-08-202012-03-02한국전자통신연구원Multi-dimensional layered modulation transmission apparatus and method for stereoscopic 3d video

US9015093B12010-10-262015-04-21Michael Lamport CommonsIntelligent control with hierarchical stacked neural networks

US8775341B12010-10-262014-07-08Michael Lamport CommonsIntelligent control with hierarchical stacked neural networks

US20120281779A1 *2011-01-142012-11-08Goeransson BoMethods and entities for modulation symbol transport

EP2479914B1 *2011-01-212015-03-04Alcatel LucentMethod and transmitter element for transmitting channel information for link adaption, method and receiver element for receiving the channel information

US9008677B22011-06-082015-04-14Qualcomm IncorporatedCommunication devices for multiple group communications

JP5691894B2 *2011-07-062015-04-01富士通株式会社Wireless terminal and demodulation method

EP2587702A1 *2011-10-252013-05-01Alcatel LucentA data retransmission request device, a data transmitter, and a data retransmission method for multi-tone systems

EP2587754B1 *2011-10-252016-07-06Alcatel LucentHierarchical And Adaptive Multi-Carrier Digital Modulation And Demodulation
US9014130B2 *2011-10-272015-04-21Lg Electronics Inc.Method and apparatus for transmitting control information through uplink
US9461721B22011-10-272016-10-04Lg Electronics Inc.Method for reporting channel state information on a coordinated multi-point transmission and reception aggregation, and apparatus therefor
US8848830B2 *2011-11-172014-09-30Intel Mobile Communications GmbHMethod for providing a modulation scheme
CN102437993B *2011-12-152014-06-18上海交通大学Method for searching position of peak reduction tone (PRT) set based on genetic algorithm
US8964819B2 *2012-04-022015-02-24Qualcomm IncorporatedAsymmetric mixed-mode powerline communication transceiver
JP5916507B2 *2012-05-112016-05-11シャープ株式会社Transmission device, reception device, transmission method, program, and integrated circuit
KR101972950B1 *2012-07-192019-04-26삼성전자 주식회사Apparatus and method of power control for multi-beam forming in wireless communication system
EP2890069B1 *2012-08-232019-09-25Mitsubishi Electric CorporationCommunication system and digital transmission method for transmitting hierarchically modulated signals
JP5893540B2 *2012-09-282016-03-23富士フイルム株式会社Image display system, radiation image capturing system, image display control program, and image display control method
CN103428158B *2012-12-122016-08-24上海数字电视国家工程研究中心有限公司Digital signal transmission device, reception device and modulation, demodulation method
GB2509176B *2012-12-242015-04-15Samsung Electronics Co LtdConstellation ratio for a hierarchical modulation signal
US10514541B2 *2012-12-272019-12-24Microsoft Technology Licensing, LlcDisplay update time reduction for a near-eye display
CN103078711B *2013-01-092016-02-24清华大学Data based on constellation extension strengthen transmission and method of reseptance
KR101294788B12013-02-142013-08-08지씨티 세미컨덕터 인코포레이티드Transmission method for dual digital signal through single

antenna, transmitter for dual digital signal through single antenna and receiving method for dual digital signal through single antenna

CN104104638A *2013-04-112014-10-15中兴通讯股份有限公司

Communication method and equipment of passive optical network (PON)

US9590716B2 *2013-04-302017-03-07Intellectual Discovery Co., Ltd.Transmission, reception and system using multiple antennas

CN104158620B2013-05-132019-03-12中兴通讯股份有限公司It is a kind of control information transmission method and transmission, reception device

EP3024190B12013-07-182019-05-01LG Electronics Inc.Robust symbol transmission and reception method using hierarchical modulation in wireless access system

US20150117866A1 *2013-10-312015-04-30Zte CorporationQuadrature amplitude modulation symbol mapping

US20150139293A1 *2013-11-182015-05-21Wi-Lan Labs, Inc.Hierarchical modulation for multiple streams

KR20150100569A *2014-02-252015-09-02한국전자통신연구원Apparatus for multiplexing signals using layered division multiplexing and method using the same

JP2017514358A *2014-03-182017-06-01イカノス・コミュニケーションズ・インコーポレイテッドＩｋａｎｏｓ Ｃｏｍｍｕｎｉｃａｔｉｏｎｓ，Ｉｎｃ． xDSL and G.I. Method and apparatus for improving the performance of transmission control adaptive modulation in a Fast system

WO2015157968A1 *2014-04-172015-10-22华为技术有限公司Code modulation and demodulation method, apparatus and system

CN103957432B *2014-05-132017-03-15深圳清华大学研究院A kind of hierarchical modulation transmission of compatible with DVB C standard and method of reseptance

US9264932B2 *2014-05-162016-02-16Verizon Patent And Licensing Inc.Application-specific traffic multiplexing

KR20160004940A *2014-07-032016-01-13한국전자통신연구원Apparatus for multiplexing signals using layered division multiplexing and method using the same

KR20160006603A2014-07-092016-01-19한국전자통신연구원Apparatus for transmitting broadcasting signal using layered division multiplexing and method using the same

WO2016006878A1 *2014-07-092016-01-14한국전자통신연구원Apparatus for transmitting broadcast signal and method for transmitting broadcast signal using layered division multiplexing
US9866364B22014-08-292018-01-09Huawei Technologies Co., Ltd.System and method for semi-orthogonal multiple access
WO2016054525A1 *2014-10-032016-04-07Interdigital Patent Holdings, Inc.Systems and methods for multiuser interleaving and modulation
CN105634654B *2014-10-272019-12-17中兴通讯股份有限公司
Superposition coding and demodulation method and device for multi-user information transmission
US10448405B2 *2015-03-192019-10-15Qualcomm IncorporatedMethods and apparatus for mitigating resource conflicts between ultra low latency (ULL) and legacy transmissions
US20160309542A1 *2015-04-162016-10-20Sharp Laboratories Of America, Inc.Systems and methods for constellation superposition
US10212020B22015-06-092019-02-19Samsung Electronics Co., LtdApparatus and method for superposition transmissions
US9819405B2 *2015-06-122017-11-14Huawei Technologies Co., Ltd.Systems and methods for transmission pairing mixed transmission modes
US10461829B22015-06-262019-10-29Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Multiple access method in a massive MIMO system
US10134412B2 *2015-09-032018-11-20Shure Acquisition Holdings, Inc.Multiresolution coding and modulation system
EP3350949B12015-09-172020-01-01Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ)Transmitting user data to a wireless communication device over a control channel
CN106817335B *2015-11-302019-11-29华为技术有限公司A kind of Dititalmodulation method and device
CN107623565A2016-07-152018-01-23华为技术有限公司Method and apparatus based on multi-channel transmission signal
TWI625955B *2016-10-122018-06-01國立清華大學Cooperative multimedia communication method and system thereof
US10312977B2 *2017-05-082019-06-04Nxp Usa, Inc.Complexity reduction for receiver decoding
TWI650969B *2017-11-032019-02-11國立臺灣大學The method of the hierarchical beamforming (Hierarchical) system and

WO2019157747A1 *2018-02-142019-08-22华为技术有限公司Data transmission method and apparatus
GB201818076D0 *2018-11-062018-12-19Sec Dep For Foreign And Commonwealth AffairsImproved device and method for modualating information
* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

PublicationPublication DateTitle
US10686579B22020-06-16Partial CQI feedback in wireless networks
US10686550B22020-06-16Radio transmission device and method
US20170085342A12017-03-23Data and Control Multiplexing in PUSCH in Wireless Networks
US8918137B22014-12-23Power loading in MU-MIMO
US9673932B22017-06-06Uplink control signal design for wireless system
US10079665B22018-09-18System and method for link adaptation for low cost user equipments
US10498515B22019-12-03Feedback information processing method, device and system
JP6158272B22017-07-05Codeword replacement and reduced feedback for grouped antennas
Gudipati et al.2011Strider: Automatic rate adaptation and collision handling
US9509478B22016-11-29Method and apparatus for data and control multiplexing
RU2597006C22016-09-10System and method for uplink control signal in wireless communication systems
TWI454118B2014-09-21Method, apparatus, and computer program product for feedback of control information for multiple carriers
Foukalas et al.2008Cross-layer design proposals for wireless mobile networks: a survey and taxonomy
RU2535920C22014-12-20Reverse link traffic power control
JP5788286B22015-09-30Rank degradation for MIMOSCW (single codeword) design using HARQ
RU2494549C12013-09-27Radio transmission device and radio transmission method
EP2256975B12015-08-19Channel Quality Indicator in Fractional Reuse Systems

KR101216640B12012-12-31Antenna switching and uplink sounding channel measurement
Kwan et al.2008Multiuser scheduling on the downlink of an LTE cellular system.
US8306541B22012-11-06Data rate methods and apparatus
EP1652360B12009-12-30Technique to select transmission parameters
JP4960369B22012-06-27Shared signaling channel
KR100993746B12010-11-11Methods and apparatus for communicating control information
RU2546544C22015-04-10Radio communication mobile station device, radio communication base station device and cqi reporting method
KR101155674B12012-06-13Flexible channel quality indicator reporting

Priority And Related Applications

Priority Applications (3)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle
US94298007P2007-06-082007-06-08*US Provisional Application*
US60/942,9802007-06-08
PCT/US2008/0663472007-06-082008-06-09Hierarchical modulation for communication channels in single-carrier frequency division multiple access

Legal Events

DateCodeTitleDescription
2011-02-16A521Written amendment
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523

Effective date: 20110215

2011-11-02A131Notification of reasons for refusal
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131

Effective date: 20111101

2012-02-02A601Written request for extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A601

Effective date: 20120201

2012-02-09A602Written permission of extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A602

Effective date: 20120208

2012-02-28A601Written request for extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A601

Effective date: 20120227

2012-03-06A602Written permission of extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A602

Effective date: 20120305

2012-03-31A601Written request for extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A601

Effective date: 20120330

2012-04-09A602Written permission of extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A602

Effective date: 20120406

2012-04-20A521Written amendment
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523

Effective date: 20120419

2012-05-16A131Notification of reasons for refusal
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131

Effective date: 20120515

2012-08-16A601Written request for extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A601

Effective date: 20120815

2012-08-23A602Written permission of extension of time
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A602

Effective date: 20120822

2012-09-06A521Written amendment
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523

Effective date: 20120905

2012-09-26TRDDDecision of grant or rejection written
2012-10-03A01Written decision to grant a patent or to grant a registration (utility model)
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01

Effective date: 20121002

2012-10-04A01Written decision to grant a patent or to grant a registration (utility model)
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01

2012-11-08A61First payment of annual fees (during grant procedure)
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A61

Effective date: 20121101

2012-11-09R150Certificate of patent or registration of utility model
Free format text: JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R150

2012-11-12FPAYRenewal fee payment (event date is renewal date of database)
Free format text: PAYMENT UNTIL: 20151109

Year of fee payment: 3

2015-11-09LAPSCancellation because of no payment of annual fees

(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第5129323号
(P5129323)
(45)発行日　平成25年1月30日(2013.1.30)　(24)登録日　平成24年11月9日(2012.11.9)

(51)Int.Cl.　F I
H04L 27/36 (2006.01)　H04L 27/00 F
H04J 99/00 (2009.01)　H04J 15/00

請求項の数 25　(全 35 頁)

(21)出願番号　特願2010-511427(P2010-511427)
(86)(22)出願日　平成20年6月9日(2008.6.9)
(65)公表番号　特表2010-529789(P2010-529789A)
(43)公表日　平成22年8月26日(2010.8.26)
(86)国際出願番号　PCT/US2008/066347
(87)国際公開番号　WO2008/154506
(87)国際公開日　平成20年12月18日(2008.12.18)
審査請求日　平成22年2月8日(2010.2.8)
(31)優先権主張番号　60/942,980
(32)優先日　平成19年6月8日(2007.6.8)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　595020643
クゥアルコム・インコーポレイテッド
QUALCOMM INCORPORATED
アメリカ合衆国、カリフォルニア州　92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ　5775
(74)代理人　100108855
弁理士　蔵田　昌俊
(74)代理人　100091351
弁理士　河野　哲
(74)代理人　100088683
弁理士　中村　誠
(74)代理人　100109830
弁理士　福原　淑弘

最終頁に続く

(54)【発明の名称】シングルキャリア周波数分割多元接続における通信チャネルに関する階層的変調

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）の情報ビットを符号化することと、
第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）の情報ビットを符号化することと、
階層的変調コンスタレーションを生成するために、符号化された第１の変調コンスタレーションと符号化された第２の変調コンスタレーションとを合成することと、
前記階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調することと
を具備し、
前記符号化された第１の変調コンスタレーションと前記符号化された第２の変調コンスタレーションとを合成することは、
重みのセットを設定することと、
設定された重みのセットにおける第１の重みを第１の符号化コンスタレーションに割り当て、前記設定された重みのセットにおける第２の重みを第２の符号化コンスタレーションに割り当てることと
を含み、
前記第１の重み（α）及び前記第２の重み（β）は、設定可能な制御パラメータ（ｅ）を通じて設定可能であり、

前記設定可能な制御パラメータは、前記第１の通信チャネルの符号化されたＰ個の情報ビットまたは前記第２の通信チャネルの符号化されたＱ個の情報ビットのうちの少なくとも一方の消失レートを決定する、
無線通信システムにおいて使用される方法。
【請求項２】
重みのセットを設定することは、サービス品質の少なくとも１つを最適化する、前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルの間の相対消失レートを決定するために、前記設定可能な制御パラメータを最適化することを更に備える、請求項１の方法。
【請求項３】
前記第１の重み、前記第２の重み及び前記制御パラメータが、
【数１】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、請求項２の方法。
【請求項４】
前記第１の重みまたは前記第２の重みのうちの一方が、
【数２】

$$\sqrt{\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}}$$

に等しい、請求項３の方法。
【請求項５】
前記第１の通信チャネルは、ＡＣＫ（アクナリッジ）チャネルまたはＮＡＣＫ（非アクナリッジ）チャネルのうちの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、請求項１の方法。
【請求項６】
前記第１の通信チャネルはＲＩ（階数表示）チャネルまたはＰＭＩ（プリコーディング行列表示チャネル）のうちの一方であり、前記第２のチャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、請求項１の方法。
【請求項７】
階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達することを更に具備する、請求項１の方法。
【請求項８】
設定可能な重みを保存することを更に具備する、請求項１の方法。
【請求項９】
前記第１の変調コンスタレーションまたは前記第２の変調コンスタレーションの各々は、ＢＰＳＫ（binary phase-shift keying）変調、ＱＰＳＫ（quadrature phase-shift keying）変調、ＱＡＭ（quadrature amplitude modulation）、Ｍ－ＱＡＭ（M-ary QAM、Ｍは正の整数）のうちの少なくとも１つである、請求項１の方法。
【請求項１０】
第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）のビットを符号化し、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットを符号化し、重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成するために前記第１の符号化コンスタレーションに第１の重みを割り当て

，前記第２の符号化コンスタレーションに第２の重みを割り当て、前記階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調するように構成されたプロセッサと、
前記プロセッサに結合されたメモリと
を具備し、
前記第１の重み（α）及び前記第２の重み（β）は、設定可能な制御パラメータ（ε）を通じて設定可能であり、
前記設定可能な制御パラメータは、前記第１の通信チャネルの符号化されたＰ個の情報ビットまたは前記第２の通信チャネルの符号化されたＱ個の情報ビットのうちの少なくとも一方の消失レートを決定する、
無線通信デバイス。
【請求項１１】
前記第１の重み、前記第２の重み及び前記制御パラメータが、
【数３】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、請求項１０の無線通信デバイス。
【請求項１２】
前記第１の重みまたは前記第２の重みのうちの一方が、
【数４】

$$\sqrt{\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}}$$

に等しい、請求項１１の無線通信デバイス。
【請求項１３】
階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達することを更に具備する、請求項１０の無線通信デバイス。
【請求項１４】
前記第１の通信チャネルはＲＩ（階数表示）チャネルまたはＰＭＩ（プリコーディング行列表示チャネル）のうちの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、請求項１３の無線通信デバイス。
【請求項１５】
前記第１の変調コンスタレーションまたは前記第２の変調コンスタレーションは，ＢＰＳＫ（binary phase-shift keying）変調、ＱＰＳＫ（quadrature phase-shift keying）変調、ＱＡＭ（quadrature amplitude modulation）、Ｍ－ＱＡＭ（M-ary QAM、Ｍは正の整数）のうちの少なくとも１つである、請求項１３の無線通信デバイス。
【請求項１６】
前記メモリは、前記第１の重み及び前記第２の重みを保存する、請求項１０の無線通信デバイス。
【請求項１７】
前記メモリは、第１のコンスタレーションのセット、第２のコンスタレーションのセット及び階層的コンスタレーションのセットのうちの少なくとも１つを更に保存する、請求項１６の無線通信デバイス。
【請求項１８】

第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルの情報ビットの第１のセットを符号化するための手段と、
第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルの情報ビットの第２のセットを符号化するための手段と、
重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通して階層的変調コンスタレーションを生成するために、第１の重みを前記第１の符号化コンスタレーションに割り当て、第２の重みを前記第２の符号化コンスタレーションに割り当てるための手段と、
前記階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調するための手段と、
階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達するための手段と、
前記第１の重み及び前記第２の重みを決定する制御パラメータを設定するための手段と
を具備し、
設定可能な前記制御パラメータが、前記第１の通信チャネルの情報ビットの符号化された第１のセットまたは前記第２の通信チャネルの情報ビットの符号化された第２のセットのうちの少なくとも一方の消去レートを決定する、
無線通信環境において作動する装置。
【請求項１９】
前記第１の重み（α）、前記第２の重み（β）及び前記制御パラメータ（ε）が、
【数５】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、請求項１８の装置。
【請求項２０】
前記第１のセットは２ビットを備え、前記第２のセットは２ビットを備える、請求項１８の装置。
【請求項２１】
少なくとも１つのコンピュータに、変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）のビットを符号化させるためのコードと、
少なくとも１つのコンピュータに、変調コンスタレーションシンボルの第２のレイヤにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットを符号化させるためのコードと、
少なくとも１つのコンピュータに、符号化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤ及び符号化された変調コンスタレーションの第２のレイヤの重み付き合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成させるためのコードと、
少なくとも１つのコンピュータに、階層的変調コンスタレーションシンボルのセットを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調させるためのコードと
を含み、
少なくとも１つのコンピュータに、符号化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤ及び符号化された変調コンスタレーションの第２のレイヤの重み付き合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成させるための前記コードは、
少なくとも１つのコンピュータに、重みのセットを設定させるためのコードと、
少なくとも１つのコンピュータに、設定された重みのセットにおける第１の重みを符号

化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤに割り当てさせ、前記設定された重みのセットにおける第２の重みを符号化された変調コンスタレーションシンボルの第２のレイヤに割り当てさせるためのコードと
を含み、
前記第１の重み（α）及び前記第２の重み（β）は、設定可能な制御パラメータ（ε）を通じて制御可能であり、
前記設定可能な制御パラメータは、前記第１の通信チャネルの符号化されたＰ個の情報ビットまたは前記第２の通信チャネルの符号化されたＱ個の情報ビットのうちの少なくとも一方の消失レートを決定する、
コンピュータプログラム。
【請求項２２】
前記第１の重み、前記第２の重み及び前記制御パラメータは、
【数６】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、請求項２１のコンピュータプログラム。
【請求項２３】
前記第１の重みまたは前記第２の重みのうちの一方は、
【数７】

$$\sqrt{\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}}$$

に等しい、請求項２２のコンピュータプログラム。
【請求項２４】
前記第１の通信チャネルはＡＣＫ（アクナリッジ）チャネルまたはＮＡＣＫ（ネガティブアクナリッジ）チャネルの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、請求項２３のコンピュータプログラム。
【請求項２５】
前記第１の通信チャネルはＲＩ（瞬数表示）チャネルまたはＰＭＩ（プリコーディング行列表示チャネル）のうちの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、請求項２３のコンピュータプログラム。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
（米国特許法第１１９の下の優先権の主張）
本特許出願は、２００７年６月８日に出願され、「ＳＣ－ＦＤＭＡに関する制御チャネルベースの階層的変調（"HIERARCHICAL MODULATION BASED CONTROL CHANNEL FOR SC-FDMA"）」と題された米国仮特許出願第６０／９４２，９８０号についての利益を主張する。この出願の全体は、参照によって本願に明示的に組み込まれる。
【０００２】
以降の説明は、一般的には無線通信に関し、より具体的にはシングルキャリアを通じて同時に伝達される複数の通信チャネルの階層的変調に関する。
【背景技術】

【０００３】
無線通信システムは，音声及びデータの両方、例えばビデオ及びオーディオストリーム、ファイル伝送、ウェブブラウジング等々の通信のためのほぼ遍在の手段になっている。無線通信に関する新市場の出現、増大した加入者ニーズの複雑性、及び、ネットワークオペレータ間の競争は、ユーザ装置及びネットワークレベルでの無線技術の実質的発展を後押ししてきた。そのような発展は、計算能力または処理能力の着実な発展及びコンピューティングユニットの小型化から相乗的に恩恵を受けていた。

【０００４】
無線通信システムは，例えば音声、データ等々の各種の通信コンテンツを提供するために広く配置されている。これらのシステムは、利用可能なシステムリソース（例えば、典型的に、有限であり、規制されていて、かつ、高価なリソースである帯域幅及び送信電力）を共有することにより，複数のユーザとの通信をサポートすることのできる多元接続システムであってよい。そのような多元接続システムの例は、符号分割多元接続（ＣＤＭＡ）システム、時分割多元接続（ＴＤＭＡ）システム、周波数分割多元接続（ＦＤＭＡ）システム、直交周波数分割多元接続（ＯＦＤＭＡ）システム、及び、空間分割多元接続（ＳＤＭＡ）システムを含む。第３世代パートナシッププロジェクト２のＵＭＢ（Ultra Mobile Broadband）及び第３世代パートナシッププロジェクトのＬＴＥ（Long Term Evolution）システムのような第３世代システムは、そのような多元接続の方法論の１つまたは複数を利用する。

【０００５】
高度無線通信アーキテクチャにおいて，多元接続の方法論は通信の多入力多出力モードからの恩恵を受けており、これは受け持ち（serving）アクセス端末または受信機のいずれか，または両方の機器において多数の送受信機を介した電気通信を達成する。更に、トラフィック及び信号の多重は、一般的には、アップリンクとダウンリンクとで異なって指定された（ＤＬが通信に関して多数のキャリアを利用する一方、アップリンクはシングルキャリア（ＳＣ）またはシングルキャリア波形を使用する）周波数分割多重（ＦＤＭ）を当てにしている。ＳＣ－ＦＤＭＡは、実質的に全てのＦＤＭの利点を提供すると同時にＰＡＲＲ（peak-to-average ratio）変動を緩和する。係る解法は、やや大きな複雑さとＵＬトランスポート及びシグナリングチャネルに関する多重を犠牲にして生まれる。チャネルは連続したトーンまたは均一にインタリーブされたトーンに割り当てられ、システムはシングルキャリア波形を活用してトラフィック及び制御を伝送する。更に，特定の環境下では、加入者に知覚されるサービス品質を保存しつつ、通信，例えば、音声またはデータセッションを係って伝達できるように２つのチャネルが必要とされ、そのような事例において通信が実際に保護されることを確実にするために、ＵＬ伝送に対する種々のアプローチは、結合符号化，情報の時分割多重、多数のＺａｄｏｆｆ－Ｃｈｕ系列を用いた個別の符号化などを利用してきた。しかし，それらのアプローチは、同時の多重チャネル伝送の問題に対し、完全，効果的とはほど遠い解法を提供するように思われる。

【０００６】
故に、ＳＣ－ＦＤＭＡを用いた多重通信チャネルの通信に関する伝送フォーマリズムについて要求がある。

【発明の概要】

【０００７】
下記の事項は、開示される実施形態のいくつかの態様の基本的な理解を提供するために，簡易化した概要を提示する。この概要は、広範な概観ではないし、主要または重要な要素確認することも係る実施形態の範囲を描写することも意図されていない。その目的は，以降に提示される、より詳細な説明に対する導入部として、説明される実施形態のいくつかの概念を簡易化された形式で提示することである。

【０００８】
主題のイノベーションは、シングルキャリア波形フォーマットにおいて、異種のエラーレート要求を備える複数の通信チャネルを同時に送信するシステム及び方法を提供する。

第１のチャネル及び第２のチャネルが、第１及び第２のコンスタレーションに関するアルファベットを形成するために個別に符号化される。送信より前に、第１のチャネルのＰ個（Ｐは正の整数）の情報ビット及び第２のチャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットは、第１及び第２のコンスタレーションの合成を通じて生成される階層的変調コンスタレーションを用いて変調される。各コンスタレーションは、設定可能なエネルギー比率によって表現される設定可能な重み（例えば、「階層的重み（"hierarchic weight"）」）を割り当てられる。エネルギー比率は、第１及び第２のチャネルに関連するビットの回復力を決定する。第１及び第２のコンスタレーション内のビットマッピングは、階層的コンスタレーションの各象限内のエラーレートを緩和する冗長性を提供する。３以上のチャネルの階層的変調は、個別の符号化及びコンスタレーションの合成という同じ原理を通じて達成できる。

【０００９】

主題のイノベーションの一態様において、無線通信システムにおいて使用される方法が説明され、当該方法は第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）の情報ビットを符号化することと、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）の情報ビットを符号化することと、階層的変調コンスタレーションを生成するために、符号化された第１の変調コンスタレーション及び符号化された第２の変調コンスタレーションを合成することと、階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを変調することとを具備する。

【００１０】

他の態様において、イノベーションは、第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）のビットを符号化し、第２の変調コンスタレーションにおいて第２のチャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットを符号化し、重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成するために第１の重みを第１の符号化コンスタレーションに割り当て、第２の重みを第２の符号化コンスタレーションに割り当てて、階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを変調するように構成されたプロセッサと、プロセッサに結合されたメモリとを具備する無線通信デバイスを説明する。

【００１１】

更なる他の態様において、主題のイノベーションは無線通信環境において作動する装置を開示し、当該装置は、第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルの情報ビットの第１のセットを符号化するための手段と、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルの情報ビットの第２のセットを符号化するための手段と、重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成するために第１の重みを第１の符号化コンスタレーションに割り当て、第２の重みを第２の符号化コンスタレーションに割り当てるための手段と、階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを変調するための手段と、階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達するための手段とを具備する。

【００１２】

更なる態様において、イノベーションは、少なくとも１つのコンピュータに変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）のビットを符号化させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに変調コンスタレーションシンボルの第２のレイヤにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットを符号化させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに符号化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤ及び符号化された変調コンスタレーションの第２のレイヤの重み付き合成を通じて階層的変調コンスタレーションシンボルを生

成させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに階層的変調コンスタレーションシンボルのセットを用いてトーンの共通セットにおいて第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを変調させるためのコードとを含むコンピュータ可読媒体を具備するコンピュータプログラム製品を説明する。

【００１３】

他の態様において、主題の開示は無線通信において利用される方法を説明し、当該方法は第１のレイヤ及び第２のレイヤを含む合成レイヤにおいて階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを受信することと、第１のレイヤを復号化することと、第１のレイヤの復号化の後の直列的な復号化または第１のレイヤの復号化と同時の並列的な復号化の少なくとも一方によって第２のレイヤを復号化することとを具備する。

【００１４】

更なる他の態様において、主題のイノベーションは無線通信システムにおいて作動する装置を説明し、当該装置は、階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化するための手段と、第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化するための手段とを具備し、第２のレイヤを復号化することは第１のレイヤにおいて復号化された軟シンボルをキャンセルするための手段を含む。

【００１５】

更なる態様において、イノベーションは、無線環境において作動する電子デバイスを説明し、当該電子デバイスは、階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化し、第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化するように構成されたプロセッサと、プロセッサに結合されたメモリとを具備し、第２のレイヤを復号化することは第１のレイヤにおいて復号化された軟シンボルをキャンセルするための手段を含む。

【００１６】

更なる態様において、イノベーションは、少なくとも１つのコンピュータに第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを含む合成レイヤにおいて階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを受信させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに第１のレイヤを復号化させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに第１のレイヤの復号化の後の直列的な復号化または第１のレイヤと同時の並列的な復号化の少なくとも一方によって第２のレイヤを復号化させるためのコードとを含むコンピュータ可読媒体を具備するコンピュータプログラム製品を説明し、第１のレイヤの復号化の後の直列的な復号化は第１のレイヤの復号化の後に軟シンボルをキャンセルすることを含む。

【００１７】

前述のまたは関連する目的の達成のために、１つまたは複数の実施形態は、これから十分に説明され、請求項において特に示される特徴を備える。以降の説明及び添付の図面は、ある種の実例となる態様を詳しく説明し、実施形態の原理が使用され得る種々の方法のうちのほんのわずかを示す。他の利点及び新規な特徴は図面と併せて斟酌すれば以降の詳細な説明から明らかとなるだろうが、開示される実施形態は全ての係る態様及びそれらの均等物を含むように意図されている。

【図面の簡単な説明】

【００１８】

【図１】図１は、アクセスポイントが複数のアンテナを用いて、本願において開示される態様に係るＳＩＭＯ、ＳＵ－ＭＩＭＯ及びＭＵ－ＭＩＭＯモードにおいて作動する種々のアクセス端末と同時に通信する例示的な多元接続無線通信システムを説明する。

【図２】図２は、主題の明細書において説明される態様に従う、制御チャネルのセットを伝達するために階層的変調を使用する例示的なシステムを説明する。

【図３Ａ】図３Ａは、主題の明細書において説明される態様に従う、第１及び第２のチャネルの階層的変調を説明する。

【図３Ｂ】図３Ｂは、主題の明細書において説明される態様に従う、第１及び第２のチャネルの階層的変調を説明する。
【図４】図４は、本願において説明される態様に従って、第１のチャネルの情報ビットが２ビットのベースレイヤ上でマッピングされ、第２のチャネルの情報ビットが２ビットのエンハンスメントレイヤ上でマッピングされる、２つのＱＰＳＫコンスタレーションの重ね合わせである階層的コンスタレーションχを説明する。
【図５Ａ】図５Ａは、１６ＱＡＭコンスタレーションに加えて、種々のエネルギー比率に関するＱＰＳＫコンスタレーションの重ね合わせである階層的コンスタレーションを説明する。
【図５Ｂ】図５Ｂは、１６ＱＡＭコンスタレーションに加えて、種々のエネルギー比率に関するＱＰＳＫコンスタレーションの重ね合わせである階層的コンスタレーションを説明する。
【図５Ｃ】図５Ｃは、１６ＱＡＭコンスタレーションに加えて、種々のエネルギー比率に関するＱＰＳＫコンスタレーションの重ね合わせである階層的コンスタレーションを説明する。
【図５Ｄ】図５Ｄは、１６ＱＡＭコンスタレーションに加えて、種々のエネルギー比率に関するＱＰＳＫコンスタレーションの重ね合わせである階層的コンスタレーションを説明する。
【図６】図６は、本願において説明される態様に従う、第１及び第２のチャネルのグレイ符号化を通じて階層的な消失／エラーの回復力を提供するコンスタレーションを説明する。
【図７】図７は、ＭＩＭＯ動作中の送信機システム及び受信機システムの例示的な実施形態のブロック図である。
【図８】図８は、例示的なＭＵ－ＭＩＭＯシステムを説明する。
【図９】図９は、本願において説明される態様に従う、第１及び第２のチャネルのセットを階層的に変調するための例示的な方法のフローチャートを提示する。
【図１０】図１０は、本願において説明される主題のイノベーションの態様に従う、階層的重みのセットを設定するための例示的な方法のフローチャートである。
【図１１】図１１は、本願において説明される態様に従って階層的に変調された第１及び第２のチャネルの情報ビットを復号化するための例示的な方法のフローチャートを提示する。
【図１２】図１２は、主題の明細書において開示される態様に従う、階層的な変調及びその利用を可能にする例示的なシステムのブロック図を説明する。
【図１３】図１３は、主題の明細書において説明される態様に従って変調されたチャネルの復号化を可能にする例示的なシステムのブロック図を説明する。
【発明を実施するための形態】
【００１９】
種々の実施形態が、同様の参照符号が同様の要素を参照するために始めから終わりまで使用される図面を参照してこれから説明される。以降の説明において、説明の目的で、数多くの具体的な詳細が、１つまたは複数の実施形態の徹底的な理解を提供するために説明される。しかしながら、係る実施形態がこれらの具体的な詳細の範囲を超えて実行され得ることは明白だろう。他の事例において、１つまたは複数の実施形態の説明を容易にするために、よく知られた構造または機器がブロック図形式で示される。
【００２０】
本願において使用されるように、「コンポーネント（component）」、「モジュール（module）」、「システム（system）」及び類似の用語は、ハードウェア、ファームウェア、ハードウェア及びソフトウェアの組み合わせ、ソフトウェア、または実行中ソフトウェアのいずれかなどのコンピュータ関連のエンティティを参照することを意図されている。例えば、コンポーネントは、プロセッサにおいて実行中のプロセス、プロセッサ、オブジェクト、実行ファイル（executable）、実行スレッド（thread of execution）、プログ

ラム及び／またはコンピュータであることに限定されないが、これらであってもよい。例として、コンピュータデバイスにおいて実行中のアプリケーション及び当該コンピュータデバイスの両方がコンポーネントであり得る。１つまたは複数のコンポーネントがプロセス及び／または実行スレッド内に存在し得るし、コンポーネントは１つのコンピュータに集中及び／または２つまたは３以上のコンピュータの間で分散されてもよい。更に、これらのコンポーネントは、保存された種々のデータ構造を持つ種々のコンピュータ可読媒体から実行できる。１つまたは複数のデータパケット（例えば、ローカルシステムにおける別のコンポーネント、分散システム、及び／またはインターネットなどのネットワークを超えて、信号によって他のシステムと情報を交換する１つのコンポーネントからのデータ）を持つ信号に従ってローカル及び／またはリモートプロセスによって通信してよい。

【００２１】

更に、「または（or）」の用語は、排他的な「または（or）」よりも包括的な「または（or）」を意味することを意図されている。即ち、違ったふうに指定されるか、文脈から明らかでない限り、「ＸがＡまたはＢを使用する（X employs A or B）」は、普通の包括的な組み合わせ（permutation）のどれも意味することを意図される。即ち、ＸがＡを使用する、ＸがＢを使用する、またはＸがＡ及びＢの両方を使用するならば、「ＸがＡまたはＢを使用する（X employs A or B）」は前述の事例のいずれのもとでも満たされる。更に、本願及び添付の請求項において使用されるように「１つ（"a" and "an"）」の冠詞は、違ったふうに指定されるか、文脈から単数形を指示していることが明らかでない限り、一般的には、「１つまたは複数」を意味すると解釈されるべきである。

【００２２】

種々の実施形態が、無線端末に関連して本願において説明される。無線端末は、ユーザへの音声及び／またはデータのコネクティビティを提供するデバイスを参照してよい。無線端末は、ラップトップコンピュータまたはデスクトップコンピュータなどのコンピュータデバイスに接続されてもよいし、ＰＤＡ（personal digital assistant）などの内蔵型デバイスであってもよい。無線端末は、システム、無線デバイス、加入者ユニット、加入者局、移動局、モバイル端末、リモート局、アクセス端末、リモート端末、アクセス端末、ユーザ端末、ユーザエージェント、ユーザデバイス、加入者宅内機器、またはユーザ装置、セルラ電話機、ＰＣＳ（personal communication service）電話機、コードレス電話機、ＳＩＰ（session initiation protocol）電話機、ＷＬＬ（wireless local loop）局、無線接続能力を持つハンドヘルドデバイス、または無線モデムに接続される他の処理デバイスとも呼ばれてよい。

【００２３】

基地局は、エアインタフェース上で、１つまたは複数のセクタを通じて、無線端末と通信する、アクセスネットワークにおける機器を参照してよい。基地局は、受信したエアインタフェースフレームをＩＰパケットに変換することにより、無線端末とＩＰネットワークを含み得るアクセスネットワークの残余との間のルータの役目を務めてもよい。基地局は、エアインタエースに関する属性の管理を調整してもよい。更に、種々の実施形態が、基地局に関して本願において説明される。基地局は、モバイル機器と通信するために利用されてよく、アクセスポイント、ノードＢ、eNodeB(evolved Node B)、または他の何らかの術語として参照されてもよい。

【００２４】

以降により詳細に論議されるように、シングルキャリア波形フォーマットにおいて異種のエラーレート要求を持つ複数の通信チャネルを同時に送信することを容易にする、システム及び方法が開示される。第１のチャネル及び第２のチャネルは、第１及び第２のコンスタレーションに関するアルファベットを形成するために個別に符号化される。送信の前に、第１のチャネルのＰ個の情報ビット（Ｐは正の整数）及び第２のチャネルのＱ個の情報ビット（Ｑは正の整数）は、第１及び第２のコンスタレーションの合成を通じて生成された階層的変調コンスタレーションを用いて変調される。各コンスタレーションは、設定可能なエネルギー比率の点から表現される設定可能な重み（例えば、「階層的重み（hier

archic weight）」）を割り当てられる。エネルギー比率は、第１及び第２のチャネルに関連するビットの回復力を定める。第１及び第２のコンスタレーション内のビットマッピングは、階層的コンスタレーションの各象限内のエラーレートを緩和する冗長性を提供する。３以上のチャネルの階層的変調は、個別の符号化及びコンスタレーションの合成という同じ原則を通じて達成できる。

【００２５】

図面を参照すると、図１は、多数アンテナ１１３－１２８を備えるアクセスポイント１１０が同時にスケジュールし、かつ、本願において開示される態様に係る、ＳＩＭＯ、ＳＵ－ＭＩＭＯ及びＭＵ－ＭＩＭＯ動作モードの状態にある種々のモバイル端末と通信する、多元接続無線通信システム１００を説明する。動作モードは動的である。アクセスポイント１１０は、端末１３０－１６０及び170_1－170_6の各々の動作モードを再スケジュールできる。以降を考慮して、図１は、端末とアンテナとの間の通信リンクの概略を説明する。説明されるように、前述の端末は、固定または移動可能であってもよいし、セル１８０の至る所に散らばっていてもよい。本願において使用されるように、及び、技術分野において一般的に、「セル（cell）」という用語は、当該用語が使用される文脈次第で、基地局１１０及び／またはそのカバレッジの地理的領域１８０を参照し得る。更に、端末（例えば、１３０－１６０及び170_1－170_6）は、任意の数の基地局（例えば、図示されるアクセスポイント１１０）と通信してもよいし、任意の所与の時間において基地局と全く通信しなくてもよい。端末１３０は単一のアンテナを持っており、故に実質的に全期間においてＳＩＭＯモードで動作する点に注意されたい。

【００２６】

一般的には、アクセスポイント１１０はN_T（≧１）個の送信アンテナを持つ。アクセスポイント１１０（ＡＰ）におけるアンテナは、１１３及び１２８を含む１つ、１１６及び１１９を含む別のもの、及び１２２及び１２５を含む別のものの、多数のアンテナグループで説明される。図１において、各アンテナグループに関して２つのアンテナが図示されているが、より多くまたはより少ないアンテナが各アンテナグループに関して利用できる。図１で説明される概要において、アクセス端末１３０（ＡＴ）はアンテナ１２５及び１２２とＳＩＭＯ通信で作動しており、ここでアンテナ１２５及び１２２は順方向リンク135_{FL}上でアクセス端末に情報を送信し、逆方向リンク135_{RL}上でアクセス端末１３０からの情報を受信する。モバイル端末１４０、１５０及び１６０は、夫々ＳＵ－ＭＩＭＯモードでアンテナ１１９及び１１６と通信する。ＭＩＭＯチャネルが端末１４０、１５０及び１６０の各々とアンテナ１１９及び１１６との間に形成され、異種のＦＬである145_{FL}、155_{FL}、165_{FL}及び異種のＤＬである145_{RL}、155_{RL}、165_{RL}を導く。更に、図１の概要において、端末170_1－170_6のグループ１８５はＭＵ－ＭＩＭＯにおいてスケジュールされ、グループ１８５における端末とアクセスポイント１１０におけるアンテナ１２８及び１１３との間に多数のＭＩＭＯチャネルが形成されている。順方向リンク175_{FL}及び逆方向リンク$RL175_{RL}$は、端末170_1－170_6と基地局１１０との間に存在する多数のＦＬ及びＲＬを表示する。

【００２７】

一態様において、ＬＴＥ及びＷｉＭＡＸなどのシステムは、周波数分割複式（ＦＤＤ）通信及び時分割複式（ＴＤＤ）通信の両方の中でＭＩＭＯ動作を活用できる。ＦＤＤ通信において、リンク135_{RL}－175_{RL}は夫々のリンク135_{FL}－175_{FL}と異なる周波数帯域を使用する。ＴＤＤ通信において、リンク135_{RL}－175_{RL}及び135_{FL}－175_{FL}は同じ周波数リソースを利用する。しかしながら、前述のリソースは順方向リンク及び逆方向リンク通信の間の期間にわたって共有される。

【００２８】

別の態様において、システム１００は、ＴＤＭＡ、ＦＤＭＡ、ＯＦＤＭＡ、シングルキャリアＦＤＭＡ（ＳＣ－ＦＤＭＡ）、空間分割多元接続（ＳＤＭＡ）及び／または他の通した多元接続スキームなどの、１つまたは複数の多元接続スキームを利用できる。ＴＤＭＡは、異なる時間間隔において伝送することにより異なる端末１３０－１６０及び１７０

$_{1}$－１７０$_{6}$に関するトランスミッション断couplingされる時分割多重（ＴＤＭ）を利用する。ＦＤＭＡは、異なる周波数キャリアにおいて伝送することにより異なる端末１３０－１６０及び１７０$_{1}$－１７０$_{6}$に関するトランスミッション断couplingされる周波数分割多重（ＦＤＭ）を利用する。一例として、ＴＤＭＡ及びＦＤＭＡシステムは、多数の端末（例えば、１３０－１６０及び１７０$_{1}$－１７０$_{6}$）に関する伝送が、たとえ当該トランスミッション断couplingされる周波数やスペクトル幅などの送信パラメータに応じて異なるとしても異なる値符号（例えば、ウォルシュ－アダマール符号、ポリフェーズ符号、露（Ｂａｓａｒｉ）符号）を使用して概念化できる。符号分割多重（ＣＤＭ）を使用することもできる。ＯＦＤＭＡは直交周波数分割多重（ＯＦＤＭ）を利用し、ＳＣ－ＦＤＭＡはシングルキャリアＦＤＭＡを組用する。ＯＦＤＭ及びＳＣ－ＦＤＭは、システム帯域幅を多数の直交サブキャリア（例えば、トーン、ビン）に分割でき、これらの各々はデータを用いて変調できる。典型的には、変調シンボルは、ＯＦＤＭを用いて周波数領域において、及び、ＳＣ－ＦＤＭを用いて時間領域において送信される。更に、及び／または、システムは、１つまたは複数の周波数キャリアをサポートできる。本願において説明されるパケットは物理及びＳＩＭＯ、ＳＵ－ＭＩＭＯ及びＭＵ－ＭＩＭＯエーヤのスケジューリングはＯＦＤＭＡシステムに関して適常は実現されるものの、本願において開示される技術は多元接続において作動する実質的に任意の無線通信システムに同様に適用されうることが感謝されるべきである。

【００２９】

更なる態様において、システム１００における基地局１１０及び端末１２０は、１つまたは複数のデータチャネルを使用してデータを、及び、１つまたは複数の制御チャネルを使用してリソースを通信できる。システム１００において利用されるデータチャネルは、各データチャネルが任意の所与の期間において唯一の端末によって使用されるように、アクセス許可を当てられ得る。或いは、データチャネルは、多数の端末１２０に割り当てられ得る。これらはデータチャネル上で重ね合わせられ、または、直交して又は準直交して可能であり、これらはデータチャネルを使用する各々に、システム１００によって利用される制御チャネルは、例えば、端数及び時間において多数の端末１２０の間で共有され得る。一例において、周波数及び時間において多重されたデータチャネル（例えば、ＣＤＭを用いて多重されていないデータチャネル）は、対応する制御チャネルに比べて、チャネル状況及び信頼の不偏による最変等の変化の影響を受けにくいだろう。

【００３０】

アンテナの各アレーア及び／または群は各々が通信するように設計された領域は、しばしばアクセスポイントのセクタとして参照される。セクタは、領１に設則されるように、全体のセル１８０であるってもよいし、より小さな領域であってもよい。典型的には、セクタに各割り当てられる、セル（例えば１８０）は１１０などの単一のアクセスポイントによってカバーされる少数のセクタ（図示されない）を含む。本願において開示されるように、セクタ化された及び／または非セクタ化された実施は、異なるセクタ化された及び／または非セクタ化された領域によって使用され得ることが認識されるべきである。異なるセクタ化されたセルは、異なるアンテナグループ、アンテナポート、アクセスポイントの送信電力レベル、または、任意の数のセクタ化された及び／または非セクタ化されたセルを持つことの組合せを含むことができる。更に、用語、セル及びセクタは、本願において使用されるように「基地局（ｂａｓｅ ｓｔａｔｉｏｎ）」の用語は、セルを受け持つ最と同様にセクタを受け持つ局も指す。以降の説明は通常は簡単化のために各端末が１つの受け持ちアクセスポイント（例えば１１０）と通信するシステムに関するが、端末は実質的に任意の数の受け持ちアクセスポイントと通信できることが更に認識されるべきである。

【００３１】

斯方向リンク１３５$_{p}$－１７５$_{p}$上の通信において、アクセスポイント１１０の送信アンテナは、異なるアクセス端末１３０－１６０及び１７０$_{1}$－１７０$_{6}$に関する順方向リンクの信号対雑音比を改善するために、（例えば、ＳＤＭＡ通信を生じさせる）ビー

ムフォーミングを利用できる。同様に、カバレッジの至る所にでたらめに散在するアクセス端末に伝送するためにビームフォーミングを使用するアクセスポイントは、全てのアクセス端末へ単一のアンテナを通じて伝送するアクセスポイントに比べて、隣接セルにおけるアクセス端末への干渉をあまり生じさせない。

【００３２】

基地局１１０は、セル１８０がその一部であるセルラネットワークにおける他のセル（図示されない）を受け持つ他の基地局（図示されない）とバックホールネットワークを経由して通信できることに注意されたい。そのような通信は、セルラネットワークバックボーン上で達成される２点間通信であり、これはパケットベースのインターネットプロトコル（ＩＰ）だけでなくＴ個のキャリア／Ｅ個のキャリアリンク（例えば、Ｔ１／Ｅ１ライン）を使用できる。

【００３３】

図２は、セットの物理レイヤチャネルを伝達するために階層的変調を活用する例示的なシステム２００を説明する。チャネルは、トラフィックチャネルまたは制御チャネル（例えば、チャネル品質表示（ＣＱＩ）、階数表示（ＲＩ）、アクナリッジメント／非アクナリッジメント（ＡＣＫ／ＮＡＣＫ）、プリコーディング行列表示（ＰＭＩ））であり得る。異種のチャネル、伝送または制御チャネルのいずれかは、一般的には異種のフォーマットを用いて伝達される。そのようなフォーマットは、典型的には、動作モードに基づく異種の伝達ビットを含む。例えば、ＬＴＥにおけるＡＣＫは、ＳＩＭＯにおいて１個の情報ビットを伝達する一方ＳＵ－ＭＩＭＯモードにおいて２ビットを伝達するが、ＣＱＩはＳＩＭＯにおいて５個の情報ビットを、及び、ＳＤＭＡ及びＳＵ－ＭＩＭＯにおいて８個の情報ビットを伝達する。ＬＴＥに関して、トラフィックまたは制御チャネルのアップリンク通信においてシングルキャリアＦＤＭＡ波形が通信のために利用されることも認識されるべきである。

【００３４】

例示的なシステム２１０において、目新しい階層的変調が提供される。階層的変調は、シングルキャリアＦＤＭＡフォーマットの中で、異種のチャネル、例えばＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２の同時通信を提供する。少なくともその目的のために、階層的変調コンポーネント２１４は、チャネルＪ（ＣＨＪ）２２８及びチャネルＫ（ＣＨＫ）２３２のような制御チャネルのセットを、コンスタレーションχ_B及びχ_Eの重ね合わせである変調コンスタレーションχに従って変調する。

【数１】

$$\chi = \alpha_B \chi_B + \alpha_E \chi_E \qquad (1)$$

【００３５】

ここでα_B及びα_Eは階層的コンスタレーションχの階層的重みであり、$\alpha_B^2 + \alpha_E^2 = 1$を満たす。コンスタレーション$\chi_B$及び$\chi_E$の階層は、階層的重みの相対振幅によって決定され、当該相対振幅は「エネルギー比率（energy ratio）」εによって定められ、これは次のように定義できる。

【数２】

$$\varepsilon = \frac{\alpha_B^2}{\alpha_E^2} \qquad (2)$$

【００３６】
階層的重みは、エネルギー比率εの点から次のように表現できる。
【数３】

$$\begin{cases} \alpha_B = \sqrt{\dfrac{\varepsilon}{1+\varepsilon}} \\ \alpha_E = \sqrt{\dfrac{1}{1+\varepsilon}} \end{cases} \qquad (3)$$

【００３７】
例えば数式（３）において定義されるように階層的重みを導出することは、符号化に関してより強いプロテクションを与えられるコンスタレーションを決定する一方、残りの重みに関連付けられたコンスタレーションはより弱いプロテクションを与えられる。本願において「プロテクション（protection）」の用語は消失の緩和を参照する。ほぼ対称のエラーレートは、小さな（０（１））エネルギー比率を通じて達成できる。
【００３８】
階層的変調コンポーネント２１４は、マッピングコンポーネント２１５がＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２に関連付けられたビットをコンスタレーションχ_B及びχ_Eに夫々マッピングすることを当てにする。係る構造は、以降に説明される（図３Ａを参照）。更に、階層的変調コンポーネント２１４は、（ノードＢ２４０によって）認められたトーンのセット（例えば、ＬＴＥにおいてトーンのセットは１つまたは複数のリソースブロック（ＲＢ）の等時性のスライスであってよく、各ＲＢはＯＦＤＭシンボルあたり１２個のサブキャリアを含む）内の、両方のチャネルＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２に関する情報ビットを含む、階層的コンスタレーションｃのポイントのセットを多重する多重（ＭＵＸ）コンポーネント２１６を含む。
【００３９】
階層的変調コンポーネント２１４は、多重化され、階層的に変調されたＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２に関するシンボルを伝達する。
【００４０】
コンスタレーションχ、χ_B及びχ_Eのセットは、コンスタレーションストア２２６に保存され得る。コンスタレーションストレージ２２６は、メモリ２２２の一部でもあり得ることが認識されるべきである。コンスタレーションχ_B及びχ_EはアルファベットA_B及びA_Eを夫々処理し、当該アルファベットは$\log_2 N_\lambda$個（$\lambda = B, E$）のビットの符号化を提供するコードワードN_B及びN_Eを包含する。コンスタレーションχ_Aは実質的に任意のコンスタレーションであってよく、階層的コンスタレーションχに加わる他のコンスタレーションと同じである必要はないことに注意されたい。例えば、コンスタレーションχ_Aは、ＢＰＳＫ（binary phase-shift keying）変調、ＱＰＳＫ（quadrature-phase-shift keying）変調、ＱＡＭ（quadrature amplitude modulation）、Ｍ－ＱＡＭ（M-ary QAM）等々に関連するコンスタレーションであり得る。例示的なシステム２００において通信のために利用される無線通信技術（例えば、ＬＴＥ、ＵＭＢ）次第で、変調の具体的なセット、ひいてはコンスタレーションが利用可能となるだろう。例えば、ＬＴＥにおいて、ＱＰＳＫ、１６－ＱＡＭまたは６４－ＱＡＭが、物理アップリンク制御チャネル（ＰＵＣＣＨ）の変調のために利用可能である。
【００４１】
一態様において、設定コンポーネント２２２は、ＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２に関して特定の消失／エラー比率を確立するために、エネルギー比率または階層的重み２２４を調整できる。例えば、エネルギー比率は端末毎ベースで調整でき、これは（１）フロー毎

ベース（例えば、音声，ビデオ及び音楽ストリーミングなどの特定の実行アプリケーションは待ち時間及びジッタに敏感であり、故にエネルギー比率εは待ち時間及びジッタの緩和を確実にできるよう設定され得る）及び（ｉｉ）ＳＩＳＯ、ＳＩＭＯ、ＳＵ－ＭＩＭＯ及びＭＵ－ＭＩＭＯなどの装置動作モード毎ベースの調整を含み得る。一態様において、設定コンポーネントは、εを調整するための特別な表示（例えば、正の整数であるＥ個のビットのコードワード）、スケジューリング許可、他セクタ干渉表示、ハンドオーバー要求、アップリンク信号強度，等々の特定のシグナリング２２５を受信すると、エネルギー比率または階層的重み２２４を調整できる。同様に、受信データ２２５の特定の性質（例えば、受信データパケットの統計量，パケットフォーマット等々）は、エネルギー比率または階層的重み２２４の調整のきっかけになれる。

【００４２】

Ｔ層の階層、例えば、Ｔ個の階層的に変調された制御チャネル（Ｔは２よりも大きい正の整数）は、主題のイノベーションの範囲内にあることが、認識されるべきである。Ｔ層の階層は追加的な計算の複雑性及びシグナリングの複雑性を導入するものの、Ｔ個のチャネルの階層的変調は種々の利点を提供できる。例えば，多数のＡＣＫ／ＮＡＣＫチャネルが、異種のサービス品質要求、またはパケットフォーマットを備える異種のフローに応じて伝達できる。

【００４３】

概示的システム２００において，階層的変調コンポーネント２１０は、アクセス端末２１０に存在してよい。しかしながら、階層的変調コンポーネント２１０は制御チャネルを伝達する実質的に任意の端末に存在できることが認識されるべきである。

【００４４】

階層的に変調されたチャネルは、ノードＢ２４０によって受信できる。検出コンポーネント２１４は，受信した、階層的に変調された、ベースレイヤにおいて符号化されたＣＨＪ２２８及びエンハンスレイヤにおいて符号化されたＣＨＫ２３２を復号化する。ベースレイヤの復号化は、変調に関して利用された階層的コンスタレーションにおける全てのコードワードまたはコンスタレーションポイントからの対数尤度比（ＬＬＲ）の計算を通じて実施できる。エンハンスレイヤの復号化は、ベースレイヤの復号化と直列または並列して実施できる。エンハンスレイヤの直列的復号化は、（ｉ）ベースレイヤの検出及び軟シンボルからの復号ベースレイヤのキャンセルと、（ｉｉ）エンハンスメントレイヤのコンスタレーションコードワードからのＬＬＲの計算とを伴う。直列的復号化において，より頑健（例えば、低エラーレート）なチャネルを最初に復号化できることが認識されるべきである。即ち、ベースレイヤにおいて符号化されたチャネルが最初に復号化される。階層的な復号化により、一度ベースレイヤ情報のビットが復号化されると、コンスタレーションの象限の情報が直後に抽出される。並列的復号化は，階層的コンスタレーションの全てのコードワードからのＬＬＲの計算を当てにする。

【００４５】

検出コンポーネント２４４によって活用される検出のメカニズムは，ＭＬ（maximum likelihood）推定器、ＭＭＳＥ（minimum mean square equalizer），ＺＥ（zero forcing）フィルタ、またはＭＲＣ（maximal ratio combining）フィルタを含み得る。前述の検出コンポーネントは，ＳＩＣ（successive interference cancellation）コンポーネントを追加的に組み入れることができる。更に、検出コンポーネント２４４は、受信シンボルを抽出するために、受信データストリームの直列－並列分割、サイクリックプレフィックス除去、及び逆／直接フーリエ及び／またはアダマール変換を実行できる。

【００４６】

Ｍ層の階層、例えば、Ｍ個の階層的に変調された制御チャネル（Ｍは２よりも大きい正の整数）は、直列または並列のいずれかで復号化できることが認識されるべきである。プロセッサ２５２は、検出コンポーネント２４４の動作（例えば計算）、機能性に関連付けられたロジック及び作用の少なくとも一部を実行するように構成されることに注意されたい。

【００４７】
検出コンポーネント２４４に加えて、ノードＢ２４０は階層的重み２２４を確立し、当該重み、またはその表示（階層的重みを設定するためにアクセス端末２１０におけるルックアップテーブルに関連して使用されるビットのコードワード）をデータまたは制御通信２５８において伝達できる設定コンポーネント２４８を含む。設定コンコンポーネント２４８は、ＱｏＳ（quality of service）（例えば、ＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２に関する具体的な消失／エラーレート）の少なくとも一部に基づいて、階層的重み２２４を調整できる。例えば、ＣＱＩ及びＡＣＫなどの制御チャネルにおけるエラーレートは、加入者に認められたサービス（例えば、ＧＢＲ（guaranteed bit rate）、ＡＢＲ（average bit rate）、及びＭＩＮＢＲ（minimum bit rate）、ＢＬＥＲ（block error rate）、ＰＥＲ（packet error rate）、ＢＥＲ（bit error rate）、及びＰＤＲ（peak data rate））などのＱｏＳメトリクスを保つために緊要であり得ることが認識されるべきである。異種の加入者は異種のレートレベルへのアクセスを備え得る（例えば、企業加入者はＭＩＮＢＲよりもむしろ一定のＧＢＲを確保する厳しいＱｏＳへのアクセスを備え得る）ので、設定コンポーネント２４８は階層的重み２２４を加入者毎ベースで調整できることに注意されたい。設定コンポーネント２２４は、階層的重みをフロー毎ベースでも調整でき、ここで加入者によって実行される異種のアプリケーションは異なる約定レート内で提供され、故に異なる品質、回復力、または制御のインテグリティ（ＣＱＩ及びＡＣＫにおけるエラーレート）が保証できる。例えば、音声通信、電子商取引、または無線銀行業務は正確なＣＱＩ及びＡＣＫに決定的に依存し得る一方、Ｗｅｂブラウジングまたはファイル転送などのアプリケーションはＣＱＩ及びＡＣＫの質のかなりの非対称な品質（例えば消失レート）を許容できる。

【００４８】
設定コンポーネントは、移動局の動作モードの変更に従ってエネルギー比率または階層的重みを設定できる。例えば、設定コンポーネント２４８は、移動局の動作モード（例えば、ＳＩＳＯ、ＳＩＭＯ、ＳＵ－ＭＩＭＯ、またはＭＵ－ＭＩＭＯ）のスケジュールされた変更への応答として、階層的重み２２４を調整し、または、その調整に関する表示を伝達することができる。前述の動作モードと、それらに与えられたキャパシティは、受け持ち端末におけるチャネル状態情報（例えば、チャネル強度状態及びパケット伝送効率を反映するＣＱＩ及びＡＣＫ）へのアクセスに実質的に異なる範囲で左右される。

【００４９】
更に、ユーザ装置は一般的には多数のアンテナ、マルチモード（多数のシステム帯域動作、ＷＣＤＭＡ、ＨＳＰＤＡなどの多数の電気通信技術、またはＧＰＳのような電気通信サービス）またはシングルモードチップセット、バッテリリソース（例えば、長放電持性時間、ソーラーパワー補助、・・・）等々のような技術的能力の特定のセットを持ち、これらはＣＱＩ、またはＡＣＫ／ＮＡＣＫなどの連立の制御チャネルの利用可能性または生成について実質的に異なる動作性能をもたらし得る。例えば、非常に非対称な品質のＣＨＪ２２８／ＣＨＫ２３２の生成及び伝送は、過度のオーバーヘッドまたは認められないバッテリ非効率をもたらし得る。設定コンポーネントは、階層的重み２２４を通じてＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２に関する相対品質を最適化できる。

【００５０】
一態様において、例示的なシステム２００では、設定コンポーネント２１７及び２４８は、上述の態様に従ってエネルギー比率または階層的重み２２４の値を自律的に発見、採用、または最適化するインテリジェントコンポーネント（図示されない）を当てにできる。その目的、及び主題のイノベーションの追加的な機能性に関連する主題の記述の他の部分における採用または最適化に関する他の目的について、「インテリジェンス（intelligence）」の用語は、結論を推論または引き出す能力、例えばシステムのまわりに存在する情報に基づいてシステムの現在または将来の状態を推測する能力を参照する。人工知能は、人間の介在なく特定のコンテクストまたは動作を識別し、またはシステムの特定の状態の確率分布を生成するために使用できる。人工知能は、無線通信システム（例えば、サー

ビスセル１８０）上で利用可能なデータ（情報）のセットに対する高度数学アルゴリズム（例えば、決定木、ニューラルネットワーク、回帰分析、主成分分析などのクラスタ分析、ウェーブレット分解のようなスペクトル解析、遺伝的アルゴリズム、及び強化学習）の適用を当てにする。

【００５１】

特に、上述の種々の自動化された態様及び本願において説明される主題のイノベーションに関する他の自動化された態様を達成するために、インテリジェントコンポーネント（図示されない）は、データから学習し、そのように構成されたモデル（例えば、ＨＭＭ（Hidden Markov Model）及び関連する原型的な依存モデル、（例えば、ベイジアンモデルスコアまたは近似値を用いた構造探索によって作成された）ベイジアンネットワークなどのより一般的な確率的グラフィカルモデル）、ＳＶＭ（support vector machine）などの線形分類器、『ニューラルネットワーク（neural network）』方法論、ファジー論理方法論として参照される方法などの非線形分類器、データ融合を行う他のアプローチから推論を引き出すための非常に多くの方法論の１つを使用できる。

【００５２】

例示的なシステム２００において、検出コンポーネント２４４はノードＢ２１０に存在するが、この検出コンポーネントは無線環境で作動し、制御シグナリングを受信する実質的に任意の受信機に存在し得ることが認識されるべきである。

【００５３】

プロセッサ２５２及び２１８は、夫々ノードＢ２４０及びアクセス端末２１０における実質的に任意のコンポーネントについての本願において説明される機能性を実装するために必要な機能的動作（例えば計算）の少なくとも一部を実行するように構成されることに注意されたい。メモリ２５６及び２２２は、ノードＢ２４０またはアクセス端末２１０にその機能性を与えるときにプロセッサ２２５及び２１８によって夫々使用可能な、データ構造、コード命令、アルゴリズム及び類似のものを保持できる。

【００５４】

図３Ａ及び図３Ｂは、チャネルＣＨＪ２２８及びＣＨＫ２３２の階層的変調を説明する。図３Ａは、Ｐ個の情報ビットを備えるベースレイヤ３１０及びＱ個の情報ビットを含むエンハンスレイヤ３２０の夫々の図である。ベースレイヤ及びエンハンスメントレイヤにおけるビットは、個別に符号化される。Ｐ＋Ｑ個のビットの変調は階層的コンスタレーションｃ　３３０に基づいており、これは２つのコンスタレーションを備えており、一方は2^Q個のコードワードを備えるコンスタレーションχ_β　３３６であり他方は2^P個のコードワードを備えるコンスタレーションχ_α　３３８である。情報ビットのχ３３０のアルファベットへのマッピングは、ベースレイヤ及びエンハンスメントレイヤに従って実行され、ここでコードワードまたはコンスタレーションポイントにおいて変調された最初のＰ個のビットは第１のチャネルＣＨＪ２２８に対応し、引き続くＱ個のビットは第２のチャネルＣＨＫ２３２に同様に対応する。

【００５５】

図３Ｂは、実例となる階層的重みα_β　３５８及びα_α　３６２を表示する図である。前述のように階層的重みはエネルギー比率$\rho = \alpha_\beta^2 / \alpha_\alpha^2$を定義し、これは$\chi_\beta$　３３６及びχ_α　３３８の間の２層の階層を定量する。より大きな階層的重みは、より大きな程度のプロテクションを、このより大きな重みを伴うコンスタレーションに関連付けられた変調情報ビットに与える。プロテクションを完全にするために、ビットマッピングは、ベースレイヤにおけるビットがコンスタレーションコードワードにおける最初のＰ個のビットにマッピングされ、かつエンハンスメントレイヤにおけるビットが残りのＱ個のビットにマッピングされるという意味において階層的であるべきである。

【００５６】

図４は、２つのＱＰＳＫの重ね合わせである例示的な階層的重みχを説明し、χにおけるビットマッピングはベースレイヤ３１０に関する２個の情報ビット及びエンハンスメントレイヤ３２０に関する２個の情報ビットに由来する。第１のコンスタレーションχ_β

４１０及び第２のコンスタレーションχ_2　４２０は、ＣＨＪ２２８（例えばＡＣＫチャネル）及びＣＨＫ２３２（例えばＣＱＩチャネル）に関連付けられている２個の情報ビットを夫々マッピングする。結果として生じる階層的コンスタレーションｃ　４３０における各象限は、ベースレイヤに関する同じペアの情報ビット、例えば第１の象限（Ｉ、Ｑ＞０）において「００」、に関連付けられる一方、各象限において異種のコンスタレーションポイントはエンハンスメントレイヤに関する異種のペアの情報ビットを伴う。コンスタレーション４１０及び４２０は個別に符号化され、そのような符号化はχ_2　４１０及びχ_2　４２０の間のエネルギー比率に関係なく同じままであることに注意されたい。各象限におけるベースレイヤビットの冗長性は、エンハンスメントレイヤの情報ビットに対して増大した相対的プロテクションを提供する。

【００５７】

図５Ａから図５Ｄまでは、夫々エネルギー比率｛ε_1，ε_2，ε_3，ε_4｝に関するＱＰＳＫコンスタレーションの重ね合わせである、階層的コンスタレーション｛χ_1，χ_2，χ_3，χ_4｝を説明する。参考までに、１６－ＱＡＭコンスタレーションも各χ_μ（μ＝１，…，４）と併せて説明されている。エネルギー比率が増えるにつれ、階層的コンスタレーションχ_μは、コードワードまたはコンスタレーションポイントのよりはっきりとした塊を表示する。故に、異種の塊におけるコードワードを用いて符号化されるベースレイヤ（例えば、ＣＨＪ２２８）に関連付けられるビットでの通信エラーは実質的に緩和される一方、エンハンスメントレイヤ（例えば、ＣＨＫ２３２）でのビットエラーレートは増大する。エネルギー比率を調整することは、ベースレイヤビットに関する具体的な消失レートを調整するメカニズムを提供する。しかしながら、ベースレイヤプロテクションのそのような調整は、エンハンスレイヤのビットエラーレートを犠牲にして遂成される。故に、ベースレイヤにマッピングされるチャネル及びエンハンスレイヤにマッピングされるチャネルに関する具体的な消失を保証する種々の通信条件に基づいてトレードオフが遂成され得る。図５Ａにおいて説明されるように、ε＝４を持つ階層的コンスタレーションχ_1は、ほとんど１６ＱＡＭと同じくらい対称である。しかしながら、階層的コンスタレーションχ_1　５００のコヒーレント性、及びベースレイヤビットが階層的コンスタレーションコードワードにおける第１の符号化情報ビットであることを考慮すると、各象限におけるコードワードはベースレイヤと同一の情報ビットを伝達するままであり、故にベースレイヤはその対応するエンハンスレイヤに比べてかなり大きく回復力に富む。図５Ｂは、ε＝４からε＝９へのエネルギー比率の増大が、各象限における４個のコードワードの明らかに密集したグループを提示する、χ_2　５２５をもたらすことを示す。密集は、異種のベースレイヤ情報ビットに関連付けられたコンスタレーションポイント間の相違を増大させ、故に同一の象限内のコードワードにマッピングされるエンハンスレイヤ情報ビットの回復力を犠牲にして、実質的に大きなプロテクションがベースレイヤに与えられる。図５Ｃは、エネルギー比率ε＝１９を通じて定義されるχ_3　５５０に関する各象限における更にはっきりとした密集を示している。χ_3　５５０は、エンハンスレイヤビットに対するより小さなプロテクションを犠牲にして、より大きなプロテクションをベースレイヤビットに与える。図５Ｄは、ε＝２５を用いた重ね合わせに由来するχ_4　５７５に関してコンスタレーションポイントの更にはっきりとした密集を示しており、当該密集はエンハンスレイヤビットの回復力を犠牲にして、ベースレイヤ情報ビットのインテグリティを更に増大させる。

【００５８】

図６は、階層的重ね合わせの代わりとしての、或いは、階層的重ね合わせに加えての、グレイ符号化を通じて消失／エラー回復力を提供するコンスタレーションを説明する。１６－ＱＡＭを用いたグレイマッピングは、単一のコンスタレーション、またはアルファベットに対する低減を通じて複雑性を低減させることが認識されるべきである。前述のように、グレイマッピングを用いた１６－ＱＡＭは、情報ビットのマッピングがＭＳＢ（most significant bit）及びＬＳＢ（least significant bit）の間の相違を当てにする、グレイ符号化を用いた類似的なχ_1（例えばε＝４）の階層的コンスタレーションである。

第１のチャネル（例えばＣＨＪ２２８）及び第２のチャネル（ＣＨＫ２３２）に与えられるプロテクションは、実質的に同じであることが認識されるべきである。

【００５９】

図７は、本願において説明される１つまたは複数の態様に従って無線環境においてセル（またはセクタ）通信を提供できるＭＩＭＯ（multiple-input multiple-output）システムにおける送信機システム７１０（ノードＢ２４０など）及び受信機システム７５０（例えば、アクセス端末２１０）の一実施形態のブロック図７００である。送信機システム７１０において，多数のデータストリームに関するトラフィックデータがデータソース７１２から送信（ＴＸ）データプロセッサ７１４へ供給され得る。一実施形態において，各データストリームは、夫々の送信アンテナ上で送信される。ＴＸデータプロセッサ７１４は、各データストリームに関するトラフィックデータを、符号化データを供給するために当該データストリームに関して選択された特定の符号化方式に基づいて、配列し、符号化し、インタリーブする。各データストリームに関する符号化データは，ＯＦＤＭ技術を使用するパイロットデータを用いて多重化されてよい。パイロットデータは、典型的には、既知のやり方で処理され、かつ、チャネル応答を推定するために受信機システムにおいて使用され得る、既知のデータパターンである。各データストリームに関する多重化されたパイロット及び符号化データは、変調シンボルを供給するために当該データストリームに関して選択された特定の変調方式（例えば、ＢＰＳＫ（binary phase-shift keying）、ＱＰＳＫ（quadrature phase-shift keying）、Ｍ－ＰＳＫ（multiple phase-shift keying）、Ｍ－ＱＡＭ（m-order quadrature amplitude modulation））に基づいて、変調（例えば、シンボルマッピング）される。各データストリームに関するデータレート，符号化及び変調は、プロセッサ７３０によって実行される命令によって決定されてよく、データと同様に命令もメモリ７３２に保存されてよい。

【００６０】

全てのデータストリームに関する変調シンボルはＴＸ　ＭＩＭＯプロセッサ７２０に供給され，これは変調シンボル（例えばＯＦＤＭ）を更に処理してよい。ＴＸ　ＭＩＭＯプロセッサ７２０は、N_T個の変調シンボルストリームをN_T個の送受信機（ＴＭＶＲ／ＲＣＶＲ）722_Aから722_Tまでに供給する。ある種の実施形態において，ＴＸ　ＭＩＭＯプロセッサ７２０はビームフォーミング重み（またはプリコーディング）をデータストリームのシンボル及びシンボルが送信されるアンテナに適用する。各送受信機７２２は、１つまたは複数のアナログ信号を提供するために夫々のシンボルストリームを受信及び処理し、ＭＩＭＯチャネル上の送信に適した変調シンボルを提供するためにアナログ信号を更に調整（例えば、増幅、フィルタリング及びアップコンバート）する。送受信機722_Aから722_TまでからのN_T個の変調シンボルは、N_T個のアンテナ724_1から724_Tまでから夫々送信される。受信機システム７５０において、送信された変調信号がN_R個のアンテナ752_1から752_Rまでによって受信され，各アンテナ７５２からの受信信号は夫々の送受信機（ＲＣＶＲ／ＴＭＴＲ）754_Aから754_Rまでに供給される。各送受信機754_1－654_Rは、夫々の受信信号を調整（例えば、フィルタリング、増幅及びダウンコンバート）し、サンプルを提供するために調整済み信号をデジタル化し、対応する「受信(received)」シンボルストリームを提供するためにサンプルを更に処理する。

【００６１】

ＲＸデータプロセッサ７６０は、N_T個の「検出(detected)」シンボルストリームを提供するために，特定の受信処理技術に基づいてN_R個の送受信機754_1－654_RからのN_R個の受信シンボルストリームを受信及び処理する。ＲＸデータプロセッサ７６０は、データストリームに関するトラフィックデータを回復するために、各検出シンボルストリームを復調、ディンタリーブ及び復号する。ＲＸデータプロセッサ７６０による処理は、送信機システム７１０におけるＴＸ　ＭＩＭＯプロセッサ７２０及びＴＸデータプロセッサ７１４によって実行される処理と相補的である。プロセッサ７７０は、どのプリコーディング行列を使用するかを周期的に決定し、係る行列はメモリ７７２に保存され得る。

プロセッサ７７０は、行列インデックス部分及び階数値部分を備える逆方向リンクメッセージを配列する。メモリ７７２は、プロセッサ７７０による実行時に逆方向リンクメッセージの配列をもたらす命令を保存されてよい。アップリンクメッセージは、通信リンクまたは受信データストリームまたはそれらの組み合わせに関わらず、種々のタイプの情報を備えてよい。一例として、係る情報はチャネル品質表示、スケジュール済みリソースを調整するためのオフセット、及び／またはリンク（またはチャネル）推定に関するサウンディング参照信号を含むできる。アップリンクメッセージは、データソース７３６からの多数のデータストリームに関するトラフィックデータも受信するＴＸデータプロセッサ７３８によって処理され、変調器７８０によって変調され、送受信機７５４Ａから７５４Ｒまでによって調整され、送信機システム７１０へ送信される。アップリンクメッセージは同時に送信される多数のチャネルを含むことができ、係るシナリオは少なくとも一部において本願において前述の態様に従って作動できる階層的変調コンポーネント７８１によって扱われることが認識されるべきである。

【００６２】

送信機システム７１０において、受信機システム７５０からの変調信号はアンテナ７２４$_1$－７２４$_T$によって受信され、送受信機７２２$_A$－７２２$_T$によって調整され、復調器７４０によって復調され、受信機システム７５０によって送信された逆方向リンクメッセージを抽出するためにＲＸデータプロセッサ７４２によって処理される。プロセッサ７３０は、ビームフォーミング重みを決定するためにどのプリコーディング行列を使用するかを決定し、抽出メッセージを処理する。

【００６３】

受信機７５０がＳＩＭＯ，ＳＵ－ＭＩＭＯ及びＭＵ－ＭＩＭＯにおいて作動するよう動的にスケジュールされ得るならば、シングルキャリア波形内で２つのチャネルを同時に送信するときに異種の階層的変調が保証され得る。階層的コンスタレーションに関する階層的重みの調整が、スケジュールされた動作モードの変化に応じて実施され得る。次に、これらの動作モードにおける通信が説明される。ＳＩＭＯモードにおいて受信機における単一のアンテナ（$N_R = 1$）が通信のために使用されることに注意されたい。故に、ＳＩＭＯ動作は、ＳＵ－ＭＩＭＯの特別な事例として解釈できる。シングルユーザＭＩＭＯ動作モードは、図７で説明済みのように、及び、そこに関連して説明された動作に従って、単一の受信機システム７５０が送信機システム７１０と通信する場合に相当する。係るシステムにおいて、N_T個の送信機７２４$_1$－７２４$_T$（ＴＸアンテナとしても認識される）及びN_R個の受信機７５２$_1$－７５２$_R$（ＲＸアンテナとしても認識される）は、無線通信のためにＭＩＭＯ行列チャネル（例えば、低速または高速フェージングを伴う、レイリーチャネルまたはガウスチャネル）を形成する。前述のように、ＳＵ－ＭＩＭＯチャネルは、ランダム複素数の$N_R \times N_T$行列によって説明される。チャネルの階数は$N_R \times N_T$行列の代数的階数に等しく、これは空間－時間または空間－周波数符号化に関して、階数はストリーム間干渉を与えることなくＳＵ－ＭＩＭＯチャネル上で送信され得る独立データストリーム（またはレイヤの）数$N_V \leq \min\{N_T, N_R\}$に等しい。

【００６４】

一態様において、ＳＵ－ＭＩＭＯモードでは、ＯＦＤＭを用いた送信／受信シンボルは、トーンωにおいて、次のように表され得る。

【数４】

$$\mathbf{y}(\omega) = \underline{\mathrm{H}}(\omega)\mathbf{c}(\omega) + \mathbf{n}(\omega) \qquad (4)$$

【００６５】

ここで、ｙ（ω）は受信データストリームであって、かつ、$N_R \times 1$ベクトルであり、$\underline{\mathrm{H}}$

（ω）はトーンωにおけるチャネル応答$N_R \times N_T$行列（例えば、時間依存チャネル応答行列hのフーリエ変換）であり、c（ω）は$N_T \times 1$出力シンボルベクトルであり，n（ω）は$N_R \times 1$雑音ベクトル（例えば、加法的な白色ガウス雑音）である。プリコーディングは、$N_V \times 1$レイヤベクトルを$N_T \times 1$プリコーディング出力ベクトルに変換できる。N_Vは、送信機７１０から送信されるデータストリーム（レイヤ）の実数であり、N_Vは、チャネル状態（例えば、報告されたＣＱＩ）及び端末（例えば，受信機７５０）によるスケジューリング要求において報告された階数（例えば，ＲＩを通じて）に少なくとも部分的に基づいて送信機（例えば、送信機７１０、ノードＢ２５０、またはアクセスポイント１１０）の裁量でスケジュールされ得る。ＣＱＩ及びＲＩが同時に伝達される一事例において、チャネルの各々の適切な報告品質（例えば、エラーレート）を確実にするために階層的シミュレーションを活用できることが認識されるべきである。c（ω）は、少なくとも１つの多重化方式，及び送信機によって適用される少なくとも１つのプリコーディング（ビームフォーミング）方式の結果であることが認識されるべきである。また、c（ω）は電力利得行列を用いて埋め込まれ、これは送信機７１０が各データストリームN_Vを送信するために割り当てる電力量を決定する。係る電力利得行列は、端末（例えば、アクセス端末２２０，受信機７５０またはＵＥ１４０）に割り当てられるリソースであり得ると共に、電力調整オフセットを通じて制御され得ることが認識されるべきである。

【００６６】

前述のように、一態様に従って，端末のセット（例えば、モバイル１７０_1－１７０_6）のＭＵ－ＭＩＭＯ動作は、主題のイノベーションの範囲内である。更に、スケジュールされたＭＵ－ＭＩＭＯ端末は、ＳＵ－ＭＩＭＯ端末及びＳＩＭＯ端末と一緒に作動する。図８は、受信機７５０と実質的に同一の受信機において具体化された３個の$ＡＴ７５０_P$，７５０_U及び７５０_SがノードＢを具体化する送信機７１０と通信する、例示的なマルチユーザＭＩＭＯシステム８００を説明する。システム７００の動作は、端末１７０_1－１７０_6などの、受け持ちアクセスポイント（例えば、１１０または２５０）に存在する集中型スケジューラによってサービスセル内でＭＵ－ＭＩＭＯ動作についてスケジュールされる、実質的に任意の無線機器のグループ（例えば、１８５）の動作を象徴することが認識されるべきである。前述のように、送信機７１０はN_T個のＴＸアンテナ７２４_1－７２４_Tを持ち、ＡＴの各々は多数のＲＸアンテナを持つ。即ち、$ＡＴ_P$はN_P個のアンテナ７５２_1－６５２_Pを持ち、$ＡＴ_U$はN_U個のアンテナ７５２_1－７５２_Uを持ち、$ＡＰ_S$はN_S個のアンテナ７５２_1－７５２_Sを持つ。端末とアクセスポイントとの間の通信は、アップリンク８１５_P、８１５_U及び８１５_Sを通じて達成される。同様に、ダウンリンク８１０_P、８１０_U及び８１０_Sは、ノードＢ７１０と端末$ＡＴ_P$，$ＡＴ_U$及び$ＡＴ_S$との間の通信を大々促進する。また、各端末と基地局との間の通信は、図８及びその対応する記述において説明されるように，実質的に同一のコンポーネントを通じて、実質的に同一のやり方で実施されてよい。

【００６７】

端末は、アクセスポイント７１０によって受け持たれるセル（例えばセル１８０）内の異なる位置に設けられ得るので、各ユーザ装置７５０_P、７５０_U及び７５０_Sはその独自の階数（または、等価的に、特異値分解）と共に、その独自のＭＩＭＯ行列チャネルh_a（a＝Ｐ，Ｕ及びＳ）及び応答行列H_aを持つ。基地局７１０によって受け持たれるセル内に存在する複数のユーザによりセル内干渉が存在し得る。係る干渉は、端末７５０_P、７５０_U及び７５０_Sの各々によって報告されるＣＱＩ及びＡＣＫと同様に実質的に全てのトラフィック及び制御チャネルに作用し得る。従って、ノードＢは、同時に伝達されるときのＣＱＩ及びＡＣＫ報告の十分な正確さを確保するために、端末７５０_P、７５０_U及び７５０_Sによって利用される階層的コンスタレーションのセットを調整できる。

【００６８】

図８では３個の端末を用いて説明されているが、ＭＵ－ＭＩＭＯシステムは任意の数の端末を備えることができ、係る端末の各々はインデックスｋを用いて以下に表示される。種々の態様に従って、アクセス端末７５０_P、７５０_U及び７５０_Sの各々は、階層的に

変調されたＣＱＩ及びＡＣＫをノードＢ７１０へ報告できる。更に、係る端末の各々は、通信のために使用されるアンテナのセットにおける各アンテナからサウンディング参照信号をノードＢ７１０へ送信できる。ノードＢ７１０は、ＳＵ－ＭＩＭＯまたはＳＩＭＯなどの選択の動作モードについて端末７５０$_p$、７５０$_q$及び７５０$_s$の各々を動的に再スケジュールできる。

【００６９】

一態様において、ＯＦＤＭを用いた送信／受信シンボルは、トーンωにおいて及びユーザｋに関して、次のように表され得る。

【数５】

$$\mathbf{y}_k(\omega) = \underline{\mathbf{H}}_k(\omega)\mathbf{c}_k(\omega) + \underline{\mathbf{H}}_k(\omega)\sum{}'\mathbf{c}_m(\omega) + \mathbf{n}_k(\omega) \quad (5)$$

【００７０】

ここで、シンボルは数式（１）と同じ意味を持つ。マルチユーザダイバーシチにより、ユーザｋによって受信される信号における他ユーザ干渉は、数式（２）の左手側の第２項を用いて表されることが認識されるべきである。プライム符号（'）のシンボルは、送信シンボルベクトル$\mathbf{c}_k$が総和から除外されていることを示している。総数の項は、セル内の他のユーザへ送信機（例えば、アクセスポイント２１０）によって送信されたシンボルのユーザｋによる（そのチャネル応答$\underline{\mathbf{H}}_k$を通じての）受信を表す。

【００７１】

上記に示され、説明された例示的なシステムを考慮して、開示された主題の事項に従って実装され得る方法論は、図９、図１０及び図１１を参照していっそう認識されるだろう。説明の簡単さの目的で、方法論は一連のブロックとして示され、説明されるが、クレームされた主題の事項は、本願において描かれ、説明されているものから一部のブロックが異なる順序で、及び／または、他のブロックと同時に生じてよいように、ブロックの数または順序によって限定されないことが理解され、認識されるべきである。更に、全ての説明されたブロックが、本願において後述される方法論を実装するために必要とは限らない。ブロックに関連付けられる機能性は、ソフトウェア、ハードウェア、それらの組み合わせまたは任意の適した手段（例えば、デバイス、システム、プロセス、コンポーネント・・・）によって実装され得ることが認識されるべきである。また、この後及び本明細書の至る所で開示される方法論は、種々のデバイスへの係る方法論の移動または転送を容易にする製品に保存され得ることが更に認識されるべきである。本願において説明される方法論は、代替的に、状態図などにおける、一連のインタリーブされた状態またはイベントとして表現され得ることが認識されるべきである。また、本願において説明される異種の方法論の少なくとも一部の組み合わせから導出される方法論は、フローチャートを通じてよりはむしろ相互作用図またはコールフローとして表現されてよい。

【００７２】

図９は、チャネルの第１及び第２のセットを階層的に変調するための例示的な方法９００のフローチャートを提示する。一態様において例示的な方法９００は、アップリンクで情報を伝達するＬＴＥ移動局のように、シングルキャリア波形で情報を伝達する無線環境における送信機によって利用され得る。例示的な方法９００は、ＵＭＢ（ultra-mobile broadband）またはＷｉＭＡＸ（worldwide interoperability for microwave access）などの周波数分割多重を当てにする実質的に任意の無線通信技術において活用され得ることが認識されるべきである。

【００７３】

動作（act）９１０において、第１のチャネルのＰ個の情報ビットが、第１の変調コン

スタレーションにおいて符号化される。第１のチャネルは、データチャネル（ＰＵＳＣＨ）または制御チャネル（ＰＵＣＣＨ）であり得る。第１の変調コンスタレーションは、Ｍ－ａｒｙ　ＱＡＭ等々を含む実質的に任意の変調コンスタレーションであり得る。動作９２０において、第２のチャネルのＱ個の情報ビットが、第２の変調コンスタレーションにおいて符号化される。第２のチャネルは、データチャネル（ＰＵＳＣＨ）または制御チャネル（ＰＵＣＣＨ）であり得る。第１の変調コンスタレーションは、Ｍ－ａｒｙ　ＱＡＭ等々を含む実質的に任意のコンスタレーションであり得る。動作９３０において、階層的変調コンスタレーションが、第１及び第２の変調コンスタレーションの重み付き合成を通じて生成される。一態様において、重みは設定可能なエネルギー比率εによって決定される（数式（３）及び図３Ａ－図３Ｂを参照）。エネルギー比率は、重み付けされ、合成された変調コンスタレーションにおいて符号化された情報ビットの消失の相対的な程度を決定することを、少なくとも部分的に容易にする。動作９４０において、第１及び第２のチャネルが、階層的変調コンスタレーションを用いて変調される。動作９５０において、階層的に変調された第１及び第２のチャネルが伝達される。一態様において、第１及び第２のチャネルはシングルキャリアで伝達される。階層的変調コンスタレーションを通じての第１及び第２のチャネルの情報ビットの変調は、通信がシングルキャリアを通じて達成され得ることを確実にすることに注意されたい。

【００７４】

図１０は、本願において説明される主題のイノベーションの態様に係る階層的重みのセットを設定するための例示的な方法のフローチャートである。動作１０１０において、階層的重みのセット（例えば、α_0及びα_1），またはエネルギー比率が設定される。係る設定は、端末毎ベース、フロー毎ベースまたは加入者毎ベースで実装され得る。階層的重みは、（１）ＣＢＲ、ＡＢＲ、ＢＥＲ、ＰＥＲ、ＢＬＥＲ、典型的にはスケジューリング優先度を決定するトラフィック処理優先度（受け持たれる移動局におけるチャネル品質表示によって一般的に指示される）などのＱｏＳ仕様及び（２）ユーザ装置の能力または動作モードに少なくとも部分的に基づいて決定され得る。他のソース、メトリクスまたはパラメータも階層的重みまたはエネルギー比率を決定するために利用され得ることが認識されるべきである。一態様において、階層的重みまたはエネルギー比率の設定は、機器のスケジュールされた動作モードにおける変更（例えば、移動局がＳＩＭＯ動作からＭＩＭＯ動作に切り替わる）のように、前述のソース（１）または（２）における変更に応じて自律的または動的に調整され得る。動作１０２０において、設定された階層的重みのセットにおける第１の重みが第１の符号化コンスタレーションに割り当てられ、設定された階層的重みのセットにおける第２の重みが第２の符号化コンスタレーションに割り当てられる。動作１０３０において、設定された階層的重みのセットが保持される。一態様において、階層的重みは、当該階層的重みを設定するネットワーク機器上のメモリに保存され得る。動作１０３０において、設定された階層的重みが伝達される。

【００７５】

図１１は、階層的に変調された第１及び第２チャネルの情報ビットを復号化するための例示的な方法のフローチャートを提示する。動作１１１０において、第１及び第２のレイヤにおいて階層的に変調された第１及び第２のチャネルが受信される（階層（layered）符号化方式の説明に関して図３Ａ及び図３Ｂを参照）。第１及び第２のチャネルは、無線通信を達成するシステムにおける実質的に任意のトラフィックまたは制御チャネルであり得る。動作１１２０において、第１のチャネルの情報ビットに関連する第１のレイヤが復号化される。第１のレイヤは第２のチャネルの情報ビットを搬送しないことに注意されたい。動作１１３０において、第２のチャネルにおける情報ビットに関連する第２のレイヤが復号化される。例えば第１及び第２のチャネルが階層的に変調される、受信ビットストリームの階層符号化を考慮して、第２のレイヤは（ｉ）第１のレイヤとの並列的復号化（例えばＬＬＲが全てのコンスタレーションポイントに関して計算される）または（ｉｉ）ビットマッピング構造の情報（knowledge）を活用する直列的復号化（ベースレイヤからの復号ビットが軟シンボルからキャンセルされ、ＬＬＲがエンハンスメントレイヤコンス

タレーションポイントから計算される）を通じて復号化され得る。

【００７６】

次に、開示された主題の事項の態様を可能にさせるシステムが、図１２及び図１３に関連して説明される。係るシステムは、機能的ブロックを含むことができ、これはプロセッサ、電子機械、ソフトウェア、またはそれらの組み合わせ（例えば、ファームウェア）によって実装される機能を表示する機能的ブロックであり得る。

【００７７】

図１２は、主題の明細書において開示される態様に従って階層的変調及びその利用を可能にする例示的なシステム１２００のブロック図を説明する。システム１２００は、少なくとも部分的に、モバイル（例えば、アクセス端末２１０）内に存在できる。システム１２００は、共同で動作できる電子コンポーネントの論理グルーピング１２１０を含む。主題のイノベーションの一態様において、論理的グルーピング１２１０は、第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルの情報ビットの第１のセットを符号化するための電子コンポーネント１２１５、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルの情報ビットの第２のセットを符号化するための電子コンポーネント１２２５及び重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成するために第１の重みを第１の符号化コンスタレーションに割り当て、第２の重みを第２の符号化コンスタレーションに割り当てるための電子コンポーネント１２３５を含む。更に、システム１２００は、階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを変調するための電子コンポーネント１２４５及び階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達するためのコンポーネント１２５５を含み得る。

【００７８】

システム１２００は、電子コンポーネント１２１５、１２２５、１２３５、１２４５及び１２５５に関連する機能を実行するための命令だけでなく、係る機能の実行中に生成され得る測定データまたは計算データを保持するメモリ１２６０も含み得る。メモリ１２６０の外部にあるように示されているものの、電子コンポーネント１２１５、１２２５、１２３５、１２４５及び１２５５の１つまたは複数がメモリ１２６０内に存在できることが理解されるべきである。

【００７９】

図１３は、主題の明細書に説明される態様に従って階層的に変調されたチャネルの復号化を可能にする例示的なシステム１３００のブロック図を説明する。システム１３００は、少なくとも部分的に、モバイル（例えば、アクセス端末２４０）内に存在できる。システム１３００は、共同で動作できる電子コンポーネントの論理グルーピング１３１０を含む。主題のイノベーションの一態様において、論理グルーピング１３１０は、階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化するための電子コンポーネント１３１５及び第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化する（第１のレイヤにおいて復号化された軟シンボルをキャンセルするための手段を含む）ための電子コンポーネント１３２５を含む。

【００８０】

システム１３００は、電子コンポーネント１３１５及び１３２５に関連する機能を実行するための命令だけでなく、係る機能の実行中に生成され得る測定データまたは計算データを保持するメモリ１３３０も含み得る。メモリ１３３０の外部にあるように示されているものの、電子コンポーネント１３１５及び１３２５の１つまたは複数がメモリ１３３０内に存在できることが理解されるべきである。

【００８１】

ソフトウェア実装に関して、本願において説明される技術は、本願において説明される機能を実行するモジュール（例えば、手続、関数（function）等々）を用いて実装されてよい。ソフトウェアコードは、メモリユニットに保存され、プロセッサによって実行され

てよい。メモリユニットは、プロセッサ内部に実装されてもよいし、プロセッサ外部に実装されてもよく、この場合にメモリユニットは技術分野において知られている種々の手段を介してプロセッサと通信可能に結合され得る。

【００８２】

本願において説明される種々の態様または特徴は、方法、装置、または標準のプログラミング及び／または工学技術を使用する製品として実装されてよい。本願において使用される「製品（"article of manufacture"）」という用語は、任意のコンピュータ可読デバイス、キャリアまたは媒体からアクセス可能なコンピュータプログラムを包含することを意図されている。例えば、コンピュータ可読媒体は、磁気ストレージデバイス（例えば、ハードディスク、フロッピー（登録商標）ディスク、磁気ストライプなど）、光学ディスク（例えば、ＣＤ（compact disk）、ＤＶＤ（digital versatile disk）など）、スマートカード、フラッシュメモリデバイス（例えば、ＥＰＲＯＭ、カード、スティック、キードライブなど）を含み得るが、これらに限定されない。また、本願において説明される種々のストレージ媒体は、情報を保存するための１つまたは複数のデバイス及び／または他の機械可読媒体を表し得る。「機械可読媒体（"machine-readable medium"）」という用語は、命令及び／またはデータを保存、包含及び／または搬送可能な無線チャネル及び種々の他の媒体に限定されることなく、これらを含み得る。

【００８３】

本願において使用されるように、「プロセッサ（"processor"）」という用語は、古典的なアーキテクチャまたは量子コンピュータを参照できる。古典的なアーキテクチャは、シングルコアプロセッサ、ソフトウェアマルチスレッド実行能力を備えるシングルプロセッサ、マルチコアプロセッサ、ソフトウェアマルチスレッド実行能力を備えるマルチコアプロセッサ、ハードウェアマルチスレッド技術を用いるマルチコアプロセッサ、並列プラットフォーム、及び、分散共有メモリを持つ並列プラットフォームを包含するが、これらに限定されない。また、プロセッサは、集積回路、ＡＳＩＣ（application specific integrated circuit）、ＤＳＰ（digital signal processor）、ＦＰＧＡ（field programmable gate array）、ＰＬＣ（programmable logic controller）、ＣＰＬＤ（complex programmable logic device）、個別ゲートまたはトランジスタロジック、個別ハードウェアコンポーネント、または、本願において説明される機能を実行するように設計されたそれらの任意の組み合わせを参照できる。量子コンピュータアーキテクチャは、ゲート付きの（gated）または自己集合した（self-assembled）量子ドット、核磁気共鳴プラットフォーム、超伝導ジョセフソン接合などにおいて具体化された量子ビットに基づいてよい。プロセッサは、空間の使用を最適化するために、または、ユーザ装置の性能を強化するために、トランジスタ、スイッチ及びゲートベースの分子または量子ドットなどのナノスケールアーキテクチャを活用できるが、これらに限定されない。プロセッサは、例えばＤＳＰ及びマイクロプロセッサの組み合わせ、複数のマイクロプロセッサ、ＤＳＰコアと連結した１つまたは複数のマイクロプロセッサ、または任意の他の係る構成などの、計算デバイスの組み合わせとして実装されてもよい。

【００８４】

更に、主題の明細書において、「メモリ（"memory"）」という用語は、データストア、アルゴリズムストア、及び、例えばイメージストア、デジタルミュージック及びビデオストア、チャート及びデータベースなどであるがこれらに限定されない他の情報のストアを参照する。本願において説明されるメモリコンポーネントは、揮発性メモリまたは不揮発性メモリのいずれでもあり得るし、揮発性及び不揮発性メモリの両方を含み得る。限定でなく実例として、不揮発性メモリは、ＲＯＭ（read only memory）、ＰＲＯＭ（programmable ROM）、ＥＰＲＯＭ（electrically programmable ROM）、ＥＥＰＲＯＭ（electrically erasable ROM）、またはフラッシュメモリを含み得る。揮発性メモリは、外部キャッシュメモリとして動作するＲＡＭ（random access memory）を含み得る。限定でなく実例として、ＲＡＭはＳＲＡＭ（synchronous RAM）、ＤＲＡＭ（dynamic RAM）、ＳＤＲＡＭ（synchronous DRAM）、ＤＤＲ　ＳＤＲＡＭ（double data rate SDRAM）、ＥＳＤＲＡＭ

(enhanced SDRAM)、SLDRAM(Synchlink DRAM)及びDRRAM(direct Rambus RAM)などの多くの形式で利用可能である。また、本願におけるシステム及び／または方法の開示されたメモリコンポーネントは、限定されることなく、これら及び任意の他の適した種類のメモリを包含することを意図されている。

【００８５】

上記説明は、１つまたは複数の実施形態の実施例を含む。勿論、前述の実施形態を説明するためのコンポーネントまたは方法論の全ての想定可能な組み合わせを説明することは不可能であるが、当業者は様々の実施形態の多数の更なる組み合わせ及び置換が可能であることを認めるかもしれない。従って、説明された実施形態は、添付の請求項の趣旨(spirit)及び範囲内に入る全てのそのような変更、修正及び変形を包含することを意図されている。更に、「含む("include")」という用語が詳細な説明または請求項のいずれかで使用される限りにおいて、係る用語は、「具備する("comprising")」が請求項における移行語として使用されるときに解釈されるのとある意味では同様に包括的である。

以下に、本願の出願当初の特許請求の範囲に記載された発明が付記される。

［１］第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）の情報ビットを符号化することと、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）の情報ビットを符号化することと、階層的変調コンスタレーションを生成するために、符号化された第１の変調コンスタレーションと符号化された第２の変調コンスタレーションとを合成することと、前記階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調することとを具備する、無線通信システムにおいて使用される方法。

［２］前記符号化された第１の変調コンスタレーションと前記符号化された第２の変調コンスタレーションとを合成することは、重みのセットを設定することと、設定された重みのセットにおける第１の重みを第１の符号化コンスタレーションに割り当て、前記設定された重みのセットにおける第２の重みを第２の符号化コンスタレーションに割り当てることとを含む、［１］の方法。

［３］前記第１の重み（α）及び前記第２の重み（β）は、設定可能な制御パラメータ（ε）を通じて設定可能である、［２］の方法。

［４］前記設定可能な制御パラメータは、前記第１の通信チャネルの符号化されたＰ個の情報ビットまたは前記第２の通信チャネルの符号化されたＱ個の情報ビットのうちの少なくとも一方の消失レートを決定する、［３］の方法。

［５］重みのセットを設定することは、サービス品質の少なくとも１つを最適化する、前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルの間の相対消失レートを決定するために、前記設定可能な制御パラメータを最適化することを更に備える、［４］の方法。

［６］前記第１の重み、前記第２の重み及び前記制御パラメータが、

【数６】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、［５］の方法。

［７］前記第１の重みまたは前記第２の重みのうちの一方が、

【数７】

$$\sqrt{\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}}$$

に等しい、［６］の方法。

［８］前記第１の通信チャネルは、ＡＣＫ（アクナリッジ）チャネルまたはＮＡＣＫ（非アクナリッジ）チャネルのうちの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［１］の方法。

［９］前記第１の通信チャネルはＲＩ（階数表示）チャネルまたはＰＭＩ（プリコーディング行列表示チャネル）のうちの一方であり、前記第２のチャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［１］の方法。

［１０］階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達することを更に具備する、［１］の方法。

［１１］設定可能な重みを保存することを更に具備する、［３］の方法。

［１２］前記第１の変調コンスタレーションまたは前記第２の変調コンスタレーションの各々は、ＢＰＳＫ（binary phase-shift keying）変調、ＱＰＳＫ（quadrature phase-shift keying）変調、ＱＡＭ（quadrature amplitude modulation）、Ｍ－ＱＡＭ（M-ary QAM、Ｍは正の整数）のうちの少なくとも１つである、［１］の方法。

［１３］第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）のビットを符号化し、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットを符号化し、重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成するために前記第１の符号化コンスタレーションに第１の重みを割り当て、前記第２の符号化コンスタレーションに第２の重みを割り当て、前記階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調するように構成されたプロセッサと、前記プロセッサに結合されたメモリとを具備する無線通信デバイス。

［１４］前記第１の重み（α）及び前記第２の重み（β）は、設定可能な制御パラメータ（ε）を通じて設定可能である、［１３］の無線通信デバイス。

［１５］前記設定可能な制御パラメータは、前記第１の通信チャネルの符号化されたＰ個の情報ビットまたは前記第２の通信チャネルの符号化されたＱ個の情報ビットのうちの少なくとも一方の消失レートを決定する、［１４］の無線通信デバイス。

［１６］前記第１の重み、前記第２の重み及び前記制御パラメータが、

【数８】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、［１４］の無線通信デバイス。

［１７］前記第１の重みまたは前記第２の重みのうちの一方が、

【数９】

$$\sqrt{\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}}$$

に等しい、［１６］の無線通信デバイス。

［１８］階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達することを更に具備する、［１５］の無線通信デバイス。

［１９］前記第１の通信チャネルはＲＩ（階数表示）チャネルまたはＰＭＩ（プリコーディング行列表示チャネル）のうちの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［１８］の無線通信デバイス。

［２０］前記第１の変調コンスタレーションまたは前記第２の変調コンスタレーションは、ＢＰＳＫ（binary phase-shift keying）変調、ＱＰＳＫ（quadrature phase-shift keying）変調、ＱＡＭ（quadrature amplitude modulation）、Ｍ－ＱＡＭ（M-ary QAM、Ｍは正の整数）のうちの少なくとも１つである、［１８］の無線通信デバイス。

［２１］前記メモリは、前記第１の重み及び前記第２の重みを保存する、［１５］の無線通信デバイス。

［２２］前記メモリは、第１のコンスタレーションのセット、第２のコンスタレーションのセット及び階層的コンスタレーションのセットのうちの少なくとも１つを更に保存する、［２１］の無線通信デバイス。

［２３］第１の変調コンスタレーションにおいて第１の通信チャネルの情報ビットの第１のセットを符号化するための手段と、第２の変調コンスタレーションにおいて第２の通信チャネルの情報ビットの第２のセットを符号化するための手段と、重み付けされた第１の符号化コンスタレーション及び重み付けされた第２の符号化コンスタレーションの合成を通して階層的変調コンスタレーションを生成するために、第１の重みを前記第１の符号化コンスタレーションに割り当て、第２の重みを前記第２の符号化コンスタレーションに割り当てるための手段と、前記階層的変調コンスタレーションを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調するための手段と、階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを伝達するための手段とを具備する、無線通信環境において作動する装置。

［２４］前記第１の重み及び前記第２の重みを決定する制御パラメータを設定するための手段を更に具備する、［２３］の装置。

［２５］前記第１の重み（α）、前記第２の重み（β）及び前記制御パラメータ（ε）が、

【数１０】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、［２３］の装置。

［２６］設定可能な制御パラメータが、前記第１の通信チャネルの情報ビットの符号化された第１のセットまたは前記第２の通信チャネルの情報ビットの符号化された第２のセットのうちの少なくとも一方の伝送レートを決定する、［２５］の装置。

［２７］前記第１のセットは２ビットを備え、前記第２のセットは２ビットを備える、［２６］の装置。

［２８］少なくとも１つのコンピュータに、変調コンスタレーションシンボルの第１の

レイヤにおいて第１の通信チャネルのＰ個（Ｐは正の整数）のビットを符号化させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに、変調コンスタレーションシンボルの第２のレイヤにおいて第２の通信チャネルのＱ個（Ｑは正の整数）のビットを符号化させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに、符号化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤ及び符号化された変調コンスタレーションの第２のレイヤの重み付き合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに、階層的変調コンスタレーションシンボルのセットを用いてトーンの共通セットにおいて前記第１の通信チャネル及び前記第２の通信チャネルを変調させるためのコードとを含むコンピュータ可読媒体を具備する、コンピュータプログラム製品。

［２９］少なくとも１つのコンピュータに、符号化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤ及び符号化された変調コンスタレーションの第２のレイヤの重み付き合成を通じて階層的変調コンスタレーションを生成させるためのコードは、前記少なくとも１つのコンピュータに、重みのセットを設定させるためのコードと、前記少なくとも１つのコンピュータに、設定された重みのセットにおける第１の重みを符号化された変調コンスタレーションシンボルの第１のレイヤに割り当てさせ、前記設定された重みのセットにおける第２の重みを符号化された変調コンスタレーションシンボルの第２のレイヤに割り当てさせるためのコードとを含む、［２８］のコンピュータプログラム製品。

［３０］前記第１の重み（α）及び前記第２の重み（β）は、設定可能な制御パラメータ（ε）を通じて制御可能である、［２９］のコンピュータプログラム製品。

［３１］前記設定可能な制御パラメータは、前記第１の通信チャネルの符号化されたＰ個の情報ビットまたは前記第２の通信チャネルの符号化されたＱ個の情報ビットのうちの少なくとも一方の消失レートを決定する、［３０］のコンピュータプログラム製品。

［３２］前記第１の重み、前記第２の重み及び前記制御パラメータは、

【数１１】

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2}{\beta^2}$$

という条件を満足する、［３１］のコンピュータプログラム製品。

［３３］前記第１の重みまたは前記第２の重みのうちの一方は、

【数１２】

$$\sqrt{\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}}$$

に等しい、［３２］のコンピュータプログラム製品。

［３４］前記第１の通信チャネルはＡＣＫ（アクナリッジ）チャネルまたはＮＡＣＫ（非アクナリッジ）チャネルの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［３３］のコンピュータプログラム製品。

［３５］前記第１の通信チャネルはＲＩ（階数表示）チャネルまたはＰＭＩ（プリコーディング行列表示チャネル）のうちの一方であり、前記第２の通信チャネルはＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［３３］のコンピュータプログラム製品。

［３６］第１のレイヤ及び第２のレイヤを含む合成レイヤにおいて階層的に変調された

第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを受信することと、前記第１のレイヤを復号化することと、前記第１のレイヤの復号化の後の直列的な復号化または前記第１のレイヤの復号化と同時の並列的な復号化のうちの少なくとも一方によって前記第２のレイヤを復号化することとを具備する、無線通信において利用される方法。

［３７］前記第１のレイヤの後の直列的な復号化は、前記第１のレイヤの復号化の後に軟シンボルをキャンセルすることを含む、［３６］の方法。

［３８］階層的変調コンスタレーションは、第１のコンスタレーション及び第２のコンスタレーションの組み合わせである、［３７］の方法。

［３９］前記組み合わせは、前記第１のコンスタレーション及び前記第２のコンスタレーションの重み付き重ね合わせであり、第１の重み及び第２の重みが設定可能である、［３８］の方法。

［４０］前記第１の通信チャネルは、ＡＣＫ（アクナリッジ）またはＮＡＣＫ（非アクナリッジ）のうちの一方である、［３９］の方法。

［４１］前記第２の通信チャネルは、ＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［３８］の方法。

［４２］階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化するための手段と、前記第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化するための手段とを具備し、前記第２のレイヤを復号化することは、前記第１のレイヤにおいて復号化された軟シンボルをキャンセルするための手段を含む、無線通信システムにおいて作動する装置。

［４３］階層的に変調された第１のチャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化するための手段は、階層的コンスタレーションシンボルのセットについて対数尤度比を計算するための手段を含む、［４２］の装置。

［４４］第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化するための手段は、階層的コンスタレーションシンボルのサブセットについて対数尤度比を計算するための手段を含む、［４２］の装置。

［４５］階層的変調コンスタレーションは、第１のコンスタレーション及び第２のコンスタレーションの組み合わせである、［４２］の装置。

［４６］前記組み合わせは、前記第１のコンスタレーション及び前記第２のコンスタレーションの重み付き重ね合わせであり、第１の重み及び第２の重みが設定可能である、［４２］の装置。

［４７］前記第１の通信チャネルは、ＡＣＫ（アクナリッジ）チャネルまたはＮＡＣＫ（非アクナリッジ）チャネルのうちの一方である、［４２］の装置。

［４８］前記第２の通信チャネルは、ＣＱＩ（チャネル品質表示）チャネルである、［４２］の装置。

［４９］階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化し、前記第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化するように構成されたプロセッサと、前記プロセッサに結合されたメモリと、を具備し、前記第２のレイヤを復号化することは、前記第１のレイヤにおいて復号化された軟シンボルをキャンセルするための手段を含む、無線通信環境において作動する電子デバイス。

［５０］階層的に変調された第１のチャネル及び第２の通信チャネルの情報ビットの第１のレイヤを復号化することは、階層的コンスタレーションシンボルのセットについて対数尤度比を計算することを含む、［４９］の電子デバイス。

［５１］第１のレイヤの復号化の後に直列的に第２のレイヤを復号化することは、階層的コンスタレーションシンボルのサブセットについて対数尤度比を計算することを含む、［５０］の電子デバイス。

［５２］階層的変調コンスタレーションは、第１のコンスタレーション及び第２のコンスタレーションの組み合わせである、［５１］の電子デバイス。

［５３］前記組み合わせは、前記第１のコンスタレーション及び前記第２のコンスタレ

ーションの重み付き重ね合わせであり、第１の重み及び第２の重みが設定可能である、［５２］の電子デバイス。

［５４］前記第１の通信チャネルは、ＡＣＫ（アクナリッジ）チャネルまたはＮＡＣＫ（非アクナリッジ）チャネルのうちの一方である、［４９］の電子デバイス。

［５５］少なくとも１つのコンピュータに、第１のレイヤ及び第２のレイヤを含む合成レイヤにおいて階層的に変調された第１の通信チャネル及び第２の通信チャネルを受信させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに、前記第１のレイヤを復号化させるためのコードと、少なくとも１つのコンピュータに、前記第１のレイヤの復号化の後の直列的な復号化または前記第１のレイヤの復号化と同時の並列的な復号化のうちの少なくとも一方によって前記第２のレイヤを復号化させるためのコードとを含むコンピュータ可読媒体を具備し、前記第１のレイヤの復号化の後の直列的な復号化は、前記第１のレイヤの復号化の後に軟シンボルをキャンセルすることを含む、コンピュータプログラム製品。

［５６］階層的変調コンスタレーションは、第１のコンスタレーション及び第２のコンスタレーションの組み合わせである、［５５］のコンピュータプログラム製品。

［５７］前記組み合わせは、前記第１のコンスタレーション及び前記第２のコンスタレーションの重み付き重ね合わせであり、第１の重み及び第２の重みが設定可能である、［５６］のコンピュータプログラム製品。

【図１】

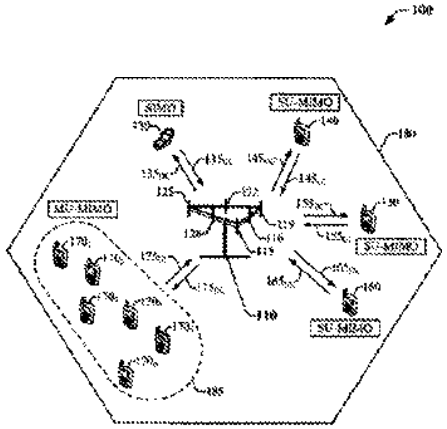


FIG. 1

【図２】

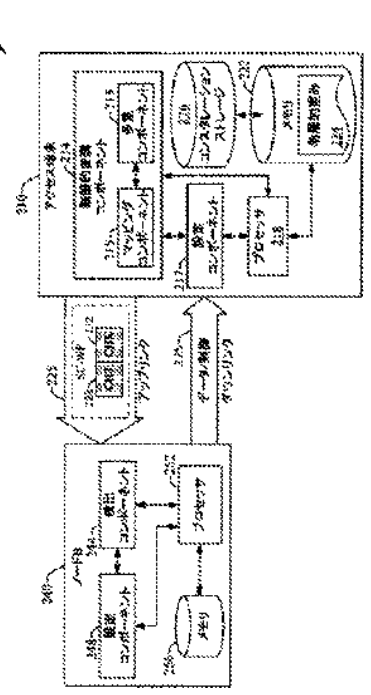


FIG. 2

【図３Ａ】

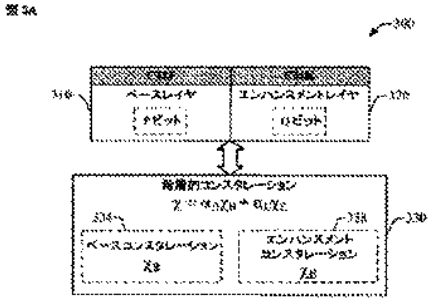


FIG. 3A

【図３Ｂ】

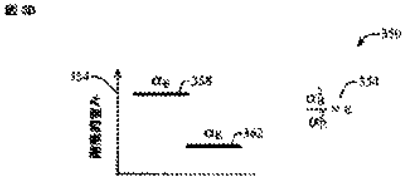


FIG. 3B

【図４】

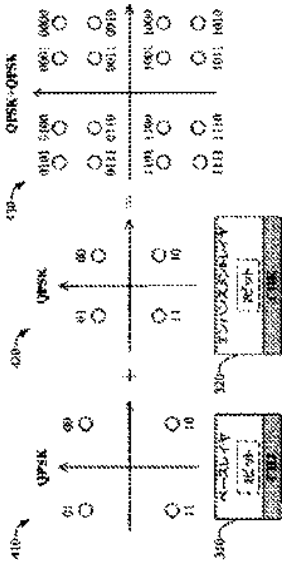


FIG. 4

【図５Ａ】

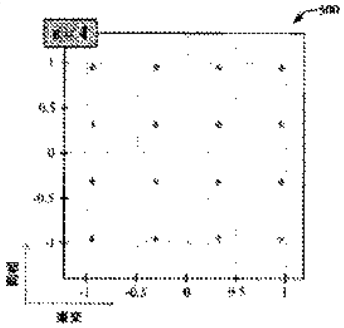


FIG. 5A

【図５Ｂ】

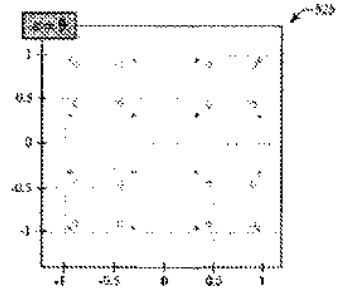


FIG. 5B

【図５Ｃ】

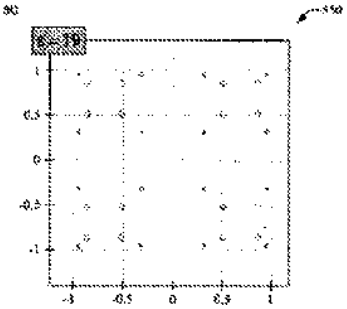


FIG. 5C

【図５Ｄ】

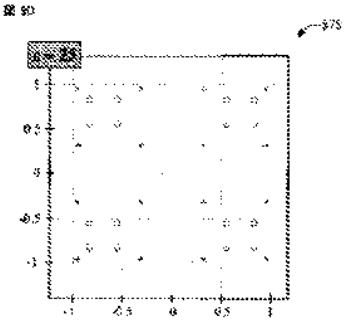


FIG. 5D

【図６】

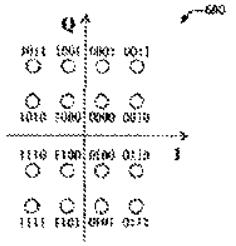


FIG. 6

【図７】

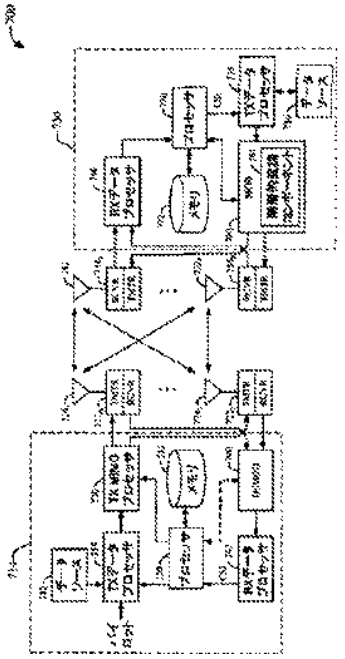


FIG. 7

【図８】

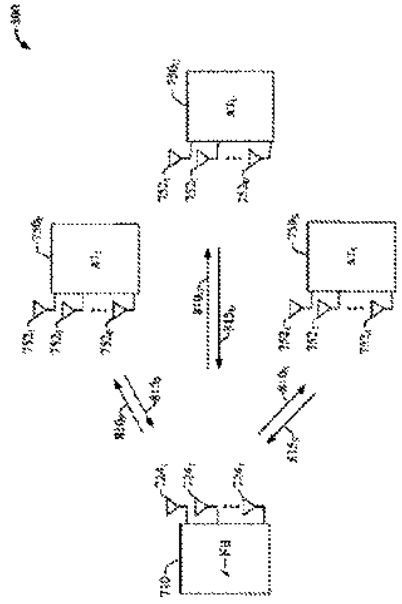


FIG. 8

【図９】

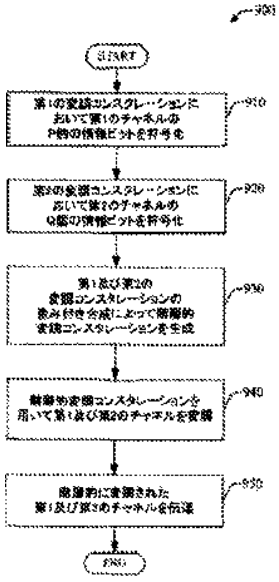


FIG. 9

【図１０】

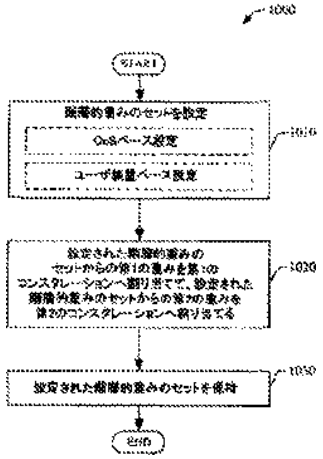


FIG. 10

【図１１】

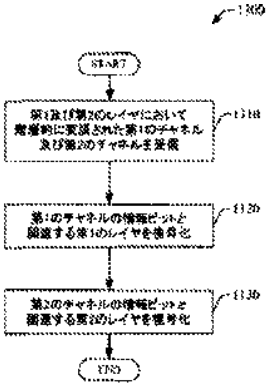


FIG. 11

【図１２】

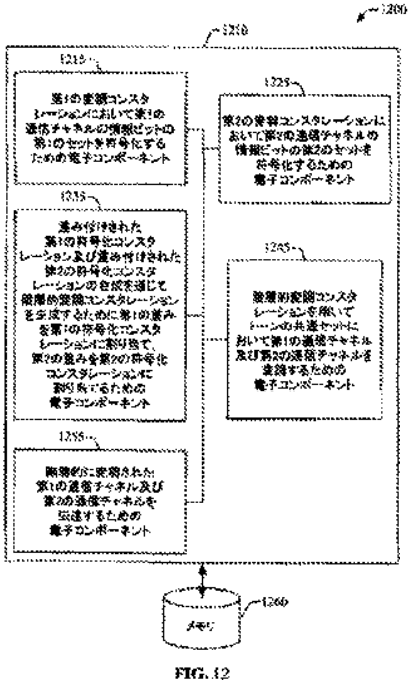


FIG. 12

【図１３】

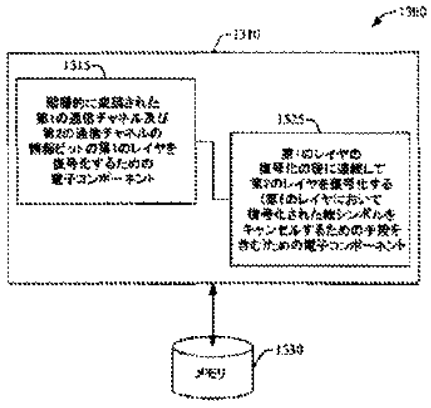


FIG. 13

フロントページの続き

(74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
(74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
(74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
(74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
(74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
(74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
(74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
(74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
(74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
(74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
(74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
(74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
(74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
(74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
(74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
(72)発明者 マラディ、ダーガ・プラサド
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775

審査官 彦田 克文

(56)参考文献 特表2007-502086 (JP, A)
国際公開第2004/105337 (WO, A1)
特表2008-527931 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/36
H04J 99/00

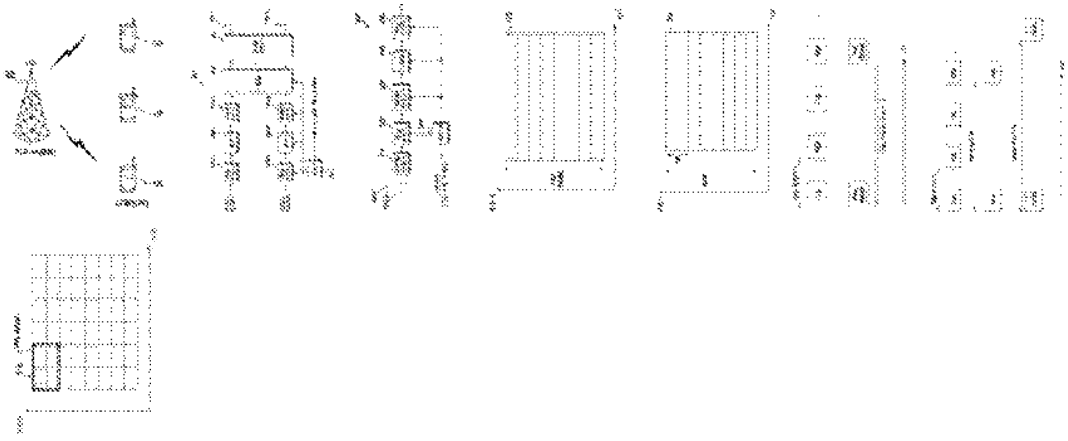
KR101282522B1

Method for transmitting control information in multiple antenna system

Abstract

Provided is a method of transmitting control information from a receiver to a transmitter in a multi-antenna system. The method includes transmitting a channel quality indicator (CQI) for a first frequency band and transmitting a precoding matrix index (PMI) and rank for a second frequency band wider than the first frequency band. do. While reducing the performance degradation of the system, it is possible to reduce the overhead due to the transmission of control information.

Images (8)



Classifications

H04L1/0026 Transmission of channel quality indication
View 2 more classifications
South Korea
Download PDF Find Prior Art Similar
Other languages
Korean

Inventor

김봉희

노동욱

서동연

Worldwide applications
2007 KR 2008 US WO

Application KR1020070060132A events

2007-06-19

Application filed by 엘지전자 주식회사

2007-06-19

Priority to KR1020070060132A

2008-12-24

Publication of KR20080111774A

2013-07-04

Application granted

2013-07-04

Publication of KR101282522B1

Info

Patent citations (7)

Cited by (21)

Legal events

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet

Global Dossier

Discuss

Description

Method for transmitting control information in multiple antenna system

1 is a block diagram illustrating a wireless communication system.

2 is a block diagram illustrating a transmitter according to an embodiment of the present invention.

3 is a block diagram illustrating a receiver according to an embodiment of the present invention.

4 shows a control information transmission method according to an embodiment of the present invention.

5 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

6 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

7 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

8 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

The present invention relates to wireless communication, and more particularly, to a method for transmitting control information in a multi-antenna system.

The demand for communication services is rapidly increasing, including the generalization of information and communication services, the emergence of various multimedia services, and the emergence of high quality services.

Various wireless communication technologies are being investigated in various fields to satisfy this demand.

The next generation wireless communication system should be able to transmit high-quality, high-capacity multimedia data at high speed by using limited frequency resources. To enable this in a bandwidth-limited radio channel, it is necessary to overcome inter-symbol interference and frequency selective fading occurring during high-speed transmission while maximizing the frequency efficiency. Multiple input multiple output (MIMO) technology is one of the technologies that can improve communication capacity and communication performance without additional frequency allocation or power increase.

MIMO technology is a technique for increasing capacity or improving performance by using multiple antennas in a transmitter or receiver of a wireless communication system. MIMO technology is an application of a technique of gathering and completing fragmented pieces of data received from multiple antennas without relying on a single antenna path to receive one entire message. You can increase the data rate in certain ranges or increase the system range for certain data rates. Increasing the number of transmit antennas and the number of receive antennas simultaneously increases the theoretical channel transmission capacity in proportion to the number of antennas, thereby improving frequency efficiency.

The MIMO technique can be classified into a spatial diversity scheme that increases transmission reliability using various channel paths and a spatial multiplexing scheme that transmits a plurality of data streams simultaneously to improve a transmission rate. In addition, researches on how to properly combine these two methods to obtain the advantages of each are being studied in recent years.

The space diversity scheme includes a space-time block code (STBC) scheme and a space-time trellis code (STTC) scheme for simultaneously increasing diversity and coding gains. In general, the bit error rate improvement performance and the freedom of sign generation are better in the STTC method, but the operation complexity is lower in the STBC method. The spatial diversity gain can be obtained by an amount corresponding to a product of the number of transmit antennas and the number of receive antennas.

Spatial multiplexing is a method of transmitting different data streams in each transmit antenna. Since mutual interference occurs between data streams transmitted at the same time, the receiver must remove and process this interference using an appropriate signal processing technique. Depending on the noise cancellation method used, it may be classified into a maximum likelihood (ML) receiver, a zero-forcing (ZF) receiver, a minimum mean square error (MMSE) receiver, and a Bell Labs Layered Space Time (BLAST) receiver.

If only the spatial diversity gain is taken, the performance improvement gain due to an increase in the diversity order may be gradually saturated. Taking only the spatial multiplexing gain can reduce the transmission reliability. In order to solve this problem, methods of obtaining both gains have been studied. There are double space-time block code (Double-STTD) and space-time bit-interleaved coded modulation (BICM).

On the other hand, fading channel is one of the major causes of performance degradation of a wireless communication system. The channel gain changes with time, frequency, and space, and the lower the channel gain, the more severe the degradation. Diversity, one way to overcome fading, takes advantage of the fact that multiple independent channels are all very unlikely to have low gains. Of the various diversity schemes, what we are going to introduce here is multiuser diversity. When there are several users in a cell, the channel gains of each user are stochastically independent of each other, so the probability that they all have low gains is very small. According to information theory, if the base station has sufficient transmission power, allocating all channels to a user having the highest channel gain value when there are several users in a cell can maximize the total capacity of the channel.

Multiuser diversity can be divided into three categories. First, temporal multi-user diversity is a method of allocating a channel to a user having the highest gain at that time when the channel changes over time. Second, frequency multi-user diversity is a method of allocating subcarriers to a user having a maximum gain in each frequency band in a multi-carrier system such as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). If the channel changes very slowly in a system without multiple carriers, the user with the highest channel gain will monopolize the channel for a long time and other users will not be able to communicate. In this case, in order to use multi-user diversity, it is necessary to induce a channel change. Third, spatial multi-user diversity

is a method of using different channel gain values of users according to space, and an example thereof may include random beamforming (RBF). RBF is also referred to as opportunistic beamforming, and induces a channel change by performing beamforming with arbitrary weights using multiple antennas at the transmitter.

In a typical wireless communication system, in order to allow a receiver to correct an error occurring in a channel, a transmitter encodes and transmits an information stream using a forward error correction code. The receiver demodulates the received signal, restores the information stream after decoding the error correcting code.

All error correcting codes have a maximum correctable limit at the time of channel error correction. That is, if the received signal has an error exceeding the limit of the error correcting code, the receiver cannot decode the received signal. Therefore, the receiver needs a basis for determining whether or not there is an error in the decoded information. In this way, an error detection code is required for error detection separately from the error correction and encoding process. CRC (Cyclic Redundancy Check code) is generally used as such an error detection code.

CRC is not an error correction but a coding method used for error detection. In general, an information stream is encoded using a CRC, and then an error correcting code is applied to the CRC encoded information. One unit coded by applying a CRC and an error correcting code is called a codeword. In the case where multiple codewords are transmitted by overlapping, performance improvement may be expected by using an interference cancellation receiver.

Brief description of the interference cancellation structure is as follows. Once the first received signal is demodulated / decoded from the entire received signal in which a plurality of received signals are superimposed, the first received signal is removed from the entire received signal. The second received signal is demodulated / decoded with a signal from which the first received signal has been removed from all the received signals. Demodulation / decoding of the third received signal is performed by using a signal from which the first received signal and the second received signal are removed from the entire received signal. The signals after the third received signal are demodulated / decoded by repeatedly performing the above process. In order to use the interference cancellation method, there should

be no error in the demodulated / decoded signal subtracted from the received signal. If there was an error, error propagation would continue to have a bad effect on demodulation / decoding of all subsequent signals.

Interference cancellation can also be used in multiple antenna technology. In order to use this interference cancellation technique, several codewords must first be transmitted over multiple antennas. That is, when a spatial multiplexing technique is used, an interference cancellation technique may be used while detecting each codeword.

However, as described above, in order to minimize error propagation occurring during interference cancellation, interference must be selectively removed after determining whether the demodulated / decoded signal is subtracted or not. The CRC mentioned above is a practical means for judging the error of each transmission information. In general, units of information distinguished from each other that pass CRC encoding may be referred to as codewords. That is, in order to use the interference cancellation technique, not only the number of transmission information but also the number of codewords must be several.

There are various control information needed to operate MIMO system efficiently.

First, the receiver must inform the transmitter about the quality of the channel. This channel quality information is referred to as a channel quality indicator (CQI). CQI may be transmitted in various ways. For example, a method of quantizing a channel state as it is, transmitting a signal by calculating a signal-to-interference plus noise ratio (SINR), and transmitting a state to which a channel is actually applied, such as a modulation and coding scheme (MCS). How to do it. MCS includes a modulation scheme and a coding scheme. When the CQI changes, the corresponding MCS must also change, so that at least one CQI is required per codeword unit. The MIMO system increases the number of CQIs required. That is, since the MIMO system generates multiple channels using multiple antennas, multiple codewords are usually available. Therefore, multiple CQIs must be used. When a plurality of CQIs are used in this way, the amount of control information accordingly increases proportionally.

Second, since the MIMO system transmits independent data streams, it is necessary to transmit control information on how many independent data

streams can be transmitted at the moment of transmission. Such control information is called rank. In general, the rank refers to the number of data streams that can be transmitted at the maximum at the moment of transmission. At least one CQI should be transmitted per codeword, but the rank is determined by a combination of a transmitting antenna and a receiving antenna. In a system with the number of transmit antennas M and the number of receive antennas N, the maximum rank is min (M, N).

Third, in the case of a MIMO system using precoding, control information about a precoding matrix most suitable for the current channel state should be transmitted. Although referred to herein as a precoding matrix, it can be a vector as well as a matrix. By transmitting only predetermined precoding matrix index information between the transmitter and the receiver, the burden of transmitting control information can be reduced.

As described above, when the number of codewords increases in the MIMO system, the number of CQIs increases accordingly. If one CQI consists of 5 bits and two codewords, the entire CQI must consist of 10 bits in total. Since CQI is transmitted by all users who need to inform channel status, it takes up a large part from the viewpoint of total radio resources. Therefore, it is preferable in terms of channel capacity to reduce the CQI to a minimum amount. In addition, in systems using frequency dependent channel scheduling, such as orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) systems, CQIs have different values for each part of the overall system bandwidth, which may increase the amount of transmission. Can be.

Considering a system with four transmit antennas, the maximum rank is four. Therefore, two bits are required for rank transmission. In addition, considering frequency-dependent channel scheduling, the amount of transmission increases because different ranks have to be transmitted for each part of the overall system bandwidth. Even in the case of a precoding matrix index, if N bits of a precoding matrix have been previously defined for each rank, transmission of N bits is required. Considering frequency-dependent channel scheduling, each part of the total system bandwidth has a different value, thereby increasing the amount to be transmitted.

As described above, in order to operate the MIMO system, it is necessary to transmit a lot of control information. This means that a lot of radio resources are allocated to the control channel, and the resources used for data

transmission are reduced, causing the system transmission efficiency to decrease.

An object of the present invention is to provide a method for efficiently transmitting control information in a multi-antenna system.

According to an aspect of the present invention, a receiver provides a method for transmitting control information to a transmitter in a multi-antenna system. The method includes transmitting a channel quality indicator (CQI) for a first frequency band and transmitting a precoding matrix index (PMI) and rank for a second frequency band wider than the first frequency band. do.

According to another aspect of the present invention, a method of transmitting control information in a multi-antenna system is provided. The method includes transmitting CQI in a first transmission period and transmitting Multiple Input Multiple Output (MIMO) control information in a second transmission period longer than the first transmission period.

Hereinafter, preferred embodiments of the present invention will be described in detail with reference to the accompanying drawings. Like reference numerals designate like elements throughout the specification.

A radio communication system may be based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). OFDM uses a plurality of orthogonal subcarriers. OFDM uses orthogonality between inverse fast fourier transforms (IFFTs) and fast fourier transforms (FFTs). At the transmitter, data is sent by performing an IFFT. The receiver performs an FFT on the received signal to recover the original data. The transmitter uses an IFFT to combine multiple subcarriers, and the receiver uses a corresponding FFT to separate multiple subcarriers. OFDM can reduce the complexity of a receiver in a frequency selective fading environment of a wideband channel and improve the spectral efficiency through selective scheduling in the frequency domain by utilizing different channel characteristics between subcarriers . Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) is a multiple access scheme based on OFDM. According to OFDMA, the efficiency of radio resources can be improved by allocating different subcarriers to multiple users.

1 is a block diagram illustrating a wireless communication system. Wireless communication systems are widely deployed to provide various communication services such as voice and packet data.

Referring to FIG. 1, a wireless communication system includes a user equipment (UE) 10 and a base station (BS) 20. The terminal 10 may be fixed or mobile and may be referred to by other terms such as a mobile station (MS), a user terminal (UT), a subscriber station (SS), a wireless device, The base station 20 generally refers to a fixed station that communicates with the terminal 10, and in other terms, such as a Node-B, a Base Transceiver System, or an Access Point. Can be called. One base station 20 may have more than one cell.

Hereinafter, downlink refers to communication from the base station 20 to the terminal 10, and uplink refers to communication from the terminal 10 to the base station 20. In downlink, the transmitter may be part of the base station 20 and the receiver may be part of the terminal 10. In uplink, the transmitter may be part of the terminal 10 and the receiver may be part of the base station 20.

2 is a block diagram illustrating a transmitter according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 2, the transmitter 100 includes channel encoders 120-1,..., 120 -K, mappers 130-1,..., 130 -K, and MIMO processors 140-1. ..., 140 -K) and a multiplexer 150. Transmitter 100 includes Nt (Nt > 1) transmit antennas 190-1, ..., 190-Nt.

The channel encoders 120-1,..., 120 -K encode the input user data according to a predetermined coding scheme to form coded data. The mappers 130-1,..., 130 -K map the encoded data into symbols representing positions on signal constellations. The modulation scheme is not limited and may be m-Phase Shift Keying (m-PSK) or m-Quadrature Amplitude Modulation (m-QAM). For example, m-PSK may be BPSK, QPSK, or 8-PSK. The m-QAM may be 16-QAM, 64-QAM, or 256-QAM.

The MIMO processors 140-1,..., 140 -K process the input symbols in a MIMO scheme according to the multiple transmit antennas 190-1,..., 190 -Nt. For example, the MIMO processors 140-1, ..., 140-K may use codebook based precoding and may perform precoding according to the PMI received from

the controller 170. have. PMI is an index of a precoding matrix or a precoding vector included in a codebook.

The multiplexer 150 allocates input symbols to appropriate subcarriers and multiplexes them according to the user. The OFDM modulator 160 performs OFDM modulation on the input symbol and outputs an OFDM symbol. The OFDM modulator 160 may perform inverse fast Fourier transform (IFFT) on the input symbol, and may further insert a cyclic prefix (CP) after performing the IFFT. The OFDM symbols are transmitted through the respective transmit antennas 190-1, .., 190-Nt.

The controller 170 reads a channel quality indicator (CQI), a precoding matrix index (PMI), and a rank from the feedback information, and outputs the channel encoders 120-1, ..., 120-K. , Mapper 130-1, ..., 130-K and MIMO processor 140-1, ..., 140-K.

3 is a block diagram illustrating a receiver according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 3, the receiver 200 includes an OFDM demodulator 220, a demapper 230, a channel decoder 240, and a controller 260. One receiver 200 is shown, but a plurality of receivers 200 may be arranged in the system.

The signal received from the receiving antennas 290-1,..., 290 -Nr is subjected to fast Fourier transform (FFT) by the OFDM demodulator 210. The channel estimator 220 estimates a channel, and the MIMO post-processor 230 performs post-processing corresponding to the MIMO processors 140-1,..., 140-K. The demapper 240 demaps the input symbols into the encoded data, and the channel decoder 250 decodes the encoded data to recover the original data. The controller 260 generates appropriate feedback information through the estimated channel and the like and returns it to the transmitter 100. Feedback information sent from the receiver 200 to the transmitter 100 may include a CQI, a PMI, and a rank.

CQI, rank, and PMI, which are necessary control information for operating the MIMO system, must all be determined by the receiver and returned to the transmitter. CQI is information returned even in a single antenna system, but rank and PMI are information returned only in a multi-antenna system. Therefore, hereinafter, control information unique to a multi-antenna system distinguished from CQI is referred to as MIMO control information.

It is necessary to determine how granularity the control information should be transmitted in the time domain and / or the frequency domain. Ideally, the best performance can be achieved by transmitting at the minimum granularity, but this is a burden for transmitting a large amount of control information. It is important to reduce the amount of control information returned while minimizing performance degradation.

4 shows a control information transmission method according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 4, the CQI is transmitted for each subband by dividing the subbands into a plurality of subbands on the frequency axis. In the OFDMA system, if the frequency resource allocation unit is referred to as a resource block, the subband may be 2 to 3 resource block units. Here, although the entire frequency band is divided into eight subbands of uniform width, this is not a limitation, and the number of subbands or the width thereof may vary.

In contrast, PMI and rank transmit only one each over a wider or full frequency band than CQI. That is, the frequency band (second frequency band) through which the PMI and rank are transmitted is wider than the frequency band (first frequency band) through which the CQI is transmitted.

Although the CQI information is reported in subband units, the performance degradation is not significant compared to the case of reporting CQI information for all resource blocks. If only one rank is reported in at least 5 MHz band, there is almost no performance degradation. In addition, the PMI may not suffer much performance degradation even if only one report is reported for the entire frequency band except in some circumstances. Since the amount of PMI information is almost equivalent to the amount of CQI information, it may be desirable to transmit only one over the entire frequency band in consideration of the overhead caused by the transmission of control information even in the case of performance degradation in some environments. Therefore, the MIMO control information (rank and PMI) can be reported in a frequency allocation unit larger than the CQI, thereby reducing the amount of feedback information.

Various methods are possible to transmit PMI and rank simultaneously. PMI and rank may be channel encoded separately and transmitted. Alternatively, the PMI and rank may be channel encoded together and transmitted. Block

coding, well-known convolutional code, turbo code, and the like can be used for channel encoding.

5 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 5, the CQI is transmitted for each subband by dividing the subbands into a plurality of subbands on the frequency axis. PMI transmits over a wider frequency band than CQI. Here, the PMI is transmitted every two subbands, but this is not a limitation, and the frequency band in which the PMI is transmitted may include at least one subband. The rank transmits over a wider frequency band or all frequency bands than PMI.

That is, the CQI frequency band (first frequency band), the PMI frequency band (second frequency band), and the rank frequency band (third frequency band) are sequentially widened. This is because the rank may be less sensitive in the frequency domain than PMI.

6 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 6, the CQI is transmitted in the CQI transmission period (first transmission period) on the time axis, and the PMI and rank are transmitted in the PMI and rank transmission period (second transmission period). The PMI and rank transmission periods are longer than the CQI transmission periods. That is, CQI is transmitted more frequently than PMI and rank. Here, it is shown that the CQI transmission period is three times the PMI and rank transmission period, but this is only an example.

The effect of system performance on the transmission cycle of CQI, rank, and PMI is different. As in the frequency domain, the shorter the transmission period, the less the system performance deterioration, whereas the rank and the PMI, the relatively long transmission period, the system performance deterioration is not much.

7 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 7, a CQI is transmitted in a CQI transmission period (first transmission period) on a time axis, a PMI is transmitted in a PMI transmission period (second transmission period), and a rank is transmitted

in a rank transmission period (third transmission period). Send it. The CQI transmission period is shorter than the PMI transmission period, and the PMI transmission period is shorter than the rank transmission period. That is, the CQI is transmitted more frequently than the PMI, and the PMI is transmitted more frequently than the rank.

That is, the transmission period is sequentially lengthened in the order of CQI, PMI, and rank. This is because rank may be less sensitive in the time domain than PMI.

8 shows a control information transmission method according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 8, CQI is transmitted in a time and frequency domain. When the allocation unit in the time and frequency domain where the CQI is transmitted is called a CQI allocation unit (hatched portion), the PMI and rank have a larger allocation unit in the time and / or frequency domain than the CQI allocation unit. Here, the PMI and rank indicate an allocation unit corresponding to 4 CQI allocation units, but this is only an example.

That is, the PMI and rank may have a frequency band larger than the CQI in the frequency domain than the CQI, and have a larger region than the CQI in the time domain.

All of the above functions may be performed by a processor such as a microprocessor, a controller, a microcontroller, an application specific integrated circuit (ASIC), or the like according to software or program code coded to perform the function. The design, development and implementation of the code will be apparent to those skilled in the art based on the description of the present invention.

While the present invention has been particularly shown and described with reference to exemplary embodiments thereof, it will be understood by those skilled in the art that various changes and modifications may be made therein without departing from the spirit and scope of the invention. You will understand. Therefore, the present invention is not limited to the above-described embodiments, and the present invention will include all embodiments within the scope of the following claims.

As described above, according to the present invention, while reducing performance degradation of the system in a multi-antenna system, overhead due to transmission of control information can be reduced.

Claims (5)

Hide Dependent

1. In the method for transmitting feedback information in a wireless communication system,

   Determining, by a user equipment, M subbands among N subbands, wherein N and M are integers having a relationship N> M ≧ 1;

   Selecting, by the terminal, a narrowband precoding matrix indicator (PMI) indicating a precoding matrix that assumes transmission on the M subbands;

   Determining, by the terminal, channel quality indicators (CQIs) on the M subbands using the narrowband PMI;

   Selecting, by the terminal, a wideband PMI indicating a precoding matrix that assumes transmission on the N subbands; And

   Transmitting, by the terminal, the CQI, the narrowband PMI, and the wideband PMI.

   2. The method of claim 1, wherein the CQI, the narrowband PMI, and the wideband PMI are transmitted on a single uplink channel.
   3. The method of claim 2, wherein the CQI, the narrowband PMI, and the wideband PMI are transmitted aperiodically.
4. An RF unit for transmitting and receiving radio signals; And

   And a processor operatively coupled with the RF unit, wherein the processor includes:

   Determine M subbands among N subbands, wherein N and M are integers having a relationship of N> M≥1,

Selecting a narrowband precoding matrix indicator (PMI) indicating a precoding matrix assuming transmission on the M subbands,

Determine a channel quality indicator (CQI) on the M subbands using the narrowband PMI,

Selecting a wideband PMI indicating a precoding matrix assuming transmission on the N subbands, and

And transmit the CQI, the narrowband PMI, and the wideband PMI.

5. delete

Patent Citations (7)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
WO2006102639A1 *2005-03-242006-09-28Qualcomm IncorporatedSystems and methods for beamforming feedback in multi antenna communication systems
WO2006130866A22005-06-012006-12-07Qualcomm IncorporatedCqi and rank prediction for list sphere decoding and ml mimo receivers
Family To Family Citations
US20080200196A1 *2007-02-192008-08-21Tarik MuharemovicTransmission of prioritized information in the proximity of reference signals
US20080219370A1 *2007-03-062008-09-11Texas Instruments IncorporatedUser equipment feedback structures for mimo ofdma
KR101197378B1 *2007-04-302012-11-05인터디지탈 테크날러지 코포레이션Feedback signaling error detection and checking in mimo wireless communication systems
US8195184B2 *2007-04-302012-06-05Broadcom CorporationMethod and system for best-M CQI feedback together with PMI feedback
US8982969B2 *2007-05-032015-03-17Broadcom CorporationMethod and system for CQI/PMI feedback for precoded MIMO systems utilizing differential codebooks
* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (21)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

WO2016163819A1 *2015-04-082016-10-13엘지전자 주식회사Method for reporting channel state and apparatus therefor

Family To Family Citations

US7885211B2 *2007-10-262011-02-08Texas Instruments IncorporatedSelective rank CQI and PMI feedback in wireless networks

GB2467303B *2008-08-072012-07-11Icera IncFeedback in a wireless communication system

KR101505689B1 *2009-01-082015-03-25엘지전자 주식회사Method of data transmission based on multi-cell cooperation

KR101588731B1 *2009-02-202016-01-26엘지전자 주식회사- method for indicating precoding matrix indicator in uplink mimo system with based on sc-fdcma

KR101607988B12009-04-232016-04-12삼성전자주식회사Apparatus and method for interference mitigation in wireless communication system

JP5149257B2 *2009-10-022013-02-20シャープ株式会社Wireless communication system, communication apparatus, and wireless communication method

WO2011129547A2 *2010-04-122011-10-20엘지전자 주식회사Method and apparatus for transmitting feedback information of a terminal in a multi-node system

EP2439867B1 *2010-10-052014-08-06Alcatel LucentMethod for generating feedback for MIMO operation in a radio communication network, corresponding receiver and transmitter

US9526089B22010-10-272016-12-20Lg Electronics Inc.Method for transmitting control information in a wireless communication system, and device therefor

US8687727B22010-11-052014-04-01Intel CorporationCoordinated multi-point transmission using interference feedback

US9516609B22010-11-082016-12-06Qualcomm IncorporatedSystem and method for uplink multiple input multiple output transmission

US8953713B22010-11-082015-02-10Qualcomm IncorporatedSystem and method for uplink multiple input multiple output transmission

US9084207B2 *2010-11-082015-07-14Qualcomm IncorporatedSystem and method for uplink multiple input multiple output transmission

US9007888B22010-11-082015-04-14Qualcomm IncorporatedSystem and method for uplink multiple input multiple output transmission
US9380490B22010-11-082016-06-28Qualcomm IncorporatedSystem and method for uplink multiple input multiple output transmission
US9504047B2 *2011-09-092016-11-22Samsung Electronics Co., LtdMethod and apparatus for opportunistic user scheduling of two-cell multiple user MIMO
US8842542B22012-02-082014-09-23Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for scheduling resources for uplink MIMO communication
KR102097295B1 *2013-07-262020-04-06한국전자통신연구원Apparatus and method for encoding in multiple input multiple output communication systems
WO2015032038A1 *2013-09-042015-03-12华为技术有限公司Channel measurement method, terminal device and base station
US10159087B2 *2015-12-112018-12-18Qualcomm IncorporatedChannel state information framework for advanced receivers
* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

PublicationPublication DateTitle
JP6612408B22019-11-27Codeword-to-layer mapping in systems implementing HARQ
US10630452B22020-04-21Control and data multiplexing in communication systems
US9258041B22016-02-09Methods and systems for combined cyclic delay diversity and precoding of radio signals
US10686512B22020-06-16Adaptive transmission systems and methods
US9648606B22017-05-09Configuration of control channels in a mobile communication system
KR101589463B12016-02-22Method and apparatus for transmitting control information in wireless communication system
US10356805B22019-07-16Methods and systems for scheduling in a virtual MIMO communication environment
US20160173391A12016-06-16Mimo pgrc system and method
US9148210B22015-09-29Method for transmitting channel quality information in a Multiple Input Multiple Output system
US8611453B22013-12-17CQI table for wireless MIMO network

US10263676B22019-04-16Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
JP2016076936A2016-05-12Codeword permutation and reduced feedback for grouped antennas
US10117131B22018-10-30Method for cancelling a data transmission of a neighboring cell
JP4932030B22012-05-16Mobile station apparatus and base station apparatus
US9166736B22015-10-20Communication apparatus and communication method
US9445292B22016-09-13Method for transmitting channel quality information based on differential scheme
US9538407B22017-01-03Method of transmitting and receiving control information in wireless communication system
EP2424123B12019-07-03Apparatus and method for transmitting a reference signal in a wireless communication system
US8135085B22012-03-13Method of transmitting using phase shift-based precoding and an apparatus for implementing the same in a wireless communication system
JP5409388B22014-02-05Radio communication apparatus, radio communication base station apparatus, and radio communication mobile station apparatus
KR101475816B12014-12-23Apparatus and method for eliminating inter cell interference in a multiple input multiple output wireless communication system
KR101382894B12014-04-08Method for transmitting control information in multiple antenna system
KR101075666B12011-10-21Method and system for scheduling users based on user-determined ranks in a mimo system
US7773685B22010-08-10Transmitting and receiving methods
US7012978B22006-03-14Robust multiple chain receiver

Priority And Related Applications

Priority Applications (1)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle
KR1020070060132A2007-06-192007-06-19Method for transmitting control information in multiple antenna system

Applications Claiming Priority (3)

ApplicationFiling dateTitle
KR1020070060132A2007-06-19Method for transmitting control information in multiple antenna system
PCT/KR2008/0034832008-06-19Method of transmitting feedback information in wireless communication system
US12/450,2712008-06-19Method of transmitting feedback information in wireless communication system

Legal Events

DateCodeTitleDescription
2012-06-18A201Request for examination
2013-06-25E701Decision to grant or registration of patent right
2013-06-28GRNTWritten decision to grant
2016-05-24FPAYAnnual fee payment
Payment date: 20160524

Year of fee payment: 4

2017-06-29LAPSLapse due to unpaid annual fee

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년07월04일
(11) 등록번호 10-1282522
(24) 등록일자 2013년06월28일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2006.01) *H04B 7/26* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-0060132
(22) 출원일자 2007년06월19일
심사청구일자 2012년06월18일
(65) 공개번호 10-2008-0111774
(43) 공개일자 2008년12월24일
(56) 선행기술조사문헌
WO2006130866 A2
WO2006102630 A2

(73) 특허권자
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
(72) 발명자
김봉회
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG연구소 (호계동)
노동욱
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG연구소 (호계동)
서동연
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG연구소 (호계동)
(74) 대리인
에스엘아이피특허법인

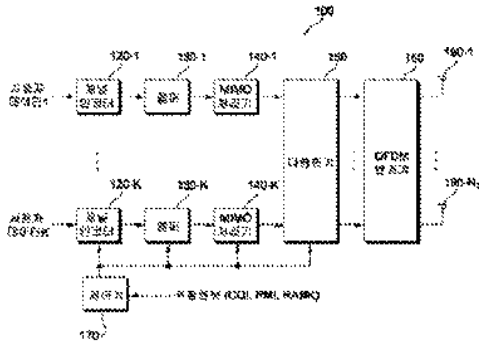
전체 청구항 수 : 총 4 항 심사관 : 유제인

(54) 발명의 명칭 **다중 안테나 시스템에서 제어정보 전송 방법**

(57) 요 약

다중 안테나 시스템에서 수신기가 송신기로 제어정보를 전송하는 방법을 제공한다. 상기 방법은 제1 주파수 대역에 대한 CQI(Channel Quality Indicator)를 전송하는 단계 및 상기 제1 주파수 대역보다 넓은 제2 주파수 대역에 대한 PMI(Precoding Matrix Index) 및 랭크(rank)를 전송하는 단계를 포함한다. 시스템의 성능 향상을 꾀하면서, 제어정보 전송에 따른 오버헤드를 줄일 수 있다.

대 표 도



특허청구의 범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 피드백 정보를 전송하는 방법에 있어서,

단말(user equipment)이 N개 서브밴드 중에 K개 서브밴드를 결정하는 단계, 단, 상기 N, K은 N≥K≥1 관계를 가지는 정수임;

상기 단말이 상기 K개 서브밴드상 전송을 가정하는 프리코딩 행렬을 지시하는 협대역(narrowband) 프리코딩 행렬 지시자(precoding matrix indicator: PMI)를 선택하는 단계;

상기 단말이 상기 협대역 PMI를 사용하여 상기 K개 서브밴드 상의 채널 품질 지시자(channel quality indicator: CQI)를 결정하는 단계;

상기 단말이 상기 N개 서브밴드상 전송을 가정하는 프리코딩 행렬을 지시하는 광대역(wideband) PMI를 선택하는 단계; 및

상기 단말이 상기 CQI, 상기 협대역 PMI 및 상기 광대역 PMI를 전송하는 단계;을 포함하는 피드백 정보 전송 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서, 상기 CQI, 상기 협대역 PMI 및 상기 광대역 PMI는 단일 상향링크 채널로 전송되는 것을 특징으로 하는 피드백 정보 전송 방법.

청구항 3

제 2항에 있어서, 상기 CQI, 상기 협대역 PMI 및 상기 광대역 PMI는 비주기적으로 전송되는 것을 특징으로 하는 피드백 정보 전송 방법.

청구항 4

무선 신호를 송신 및 수신하는 RF(Radio Frequency) 유닛; 및

상기 RF 유닛과 기능적으로 결합하여 동작하는 프로세서를 포함하되, 상기 프로세서는,

N개 서브밴드 중에 K개 서브밴드를 결정하며, 상기 N, K은 N≥K≥1 관계를 가지는 정수이고,

상기 K개 서브밴드상 전송을 가정하는 프리코딩 행렬을 지시하는 협대역(narrowband) 프리코딩 행렬 지시자(precoding matrix indicator: PMI)를 선택하고,

상기 협대역 PMI를 사용하여 상기 K개 서브밴드 상의 채널 품질 지시자(channel quality indicator: CQI)를 결정하고,

상기 N개 서브밴드상 전송을 가정하는 프리코딩 행렬을 지시하는 광대역(wideband) PMI를 선택하고, 및

상기 CQI, 상기 협대역 PMI 및 상기 광대역 PMI를 전송하도록 설정된 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 5

삭제

발 명 서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

[0009] 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로 보다 상세하게는 다중 안테나 시스템에서 제어정보를 전송하는 방법에 관한 것이다.

[0010] 정보 통신 서비스의 보편화와 다양한 멀티미디어 서비스들의 등장, 고품질 서비스의 출현 등 통신 서비스에 대한 요구가 급속히 증대되고 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 다양한 무선 통신 기술들이 여러 분야에서 연구되고 있다.

[0011] 차세대 무선 통신 시스템은 제한적 주파수 자원을 이용하여 고품질, 고용량 멀티미디어 데이터를 고속으로 전송할 수 있어야 한다. 대역폭이 제한된 무선 채널에서 이를 가능하게 하기 위해서는 주파수 효율을 극대화하면서 고속 전송시 발생하는 심볼 간 간섭 및 주파수 선택적 페이딩을 극복해야만 한다. 추가적인 주파수 할당이나 전력증가 없이도 통신 용량 및 통신 성능을 향상시킬 수 있는 기술 중 하나가 MIMO(multiple input multiple output) 기술이다.

[0012] MIMO 기술은 무선통신 시스템의 송신기 또는 수신기에서 다중 안테나를 사용하여 용량증대 혹은 성능개선을 꾀하는 기술이다. MIMO 기술은 하나의 전체 메시지를 수신하기 위해 한 개 안테나 경로에 의존하지 않고 다중 안테나에서 수신된 단편적인 데이터 조각을 완벽 모아 완성하는 기술을 응용한 것이다. 특정 범위에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나 특정 데이터 전송 속도에 대해 시스템 범위를 증가시킬 수 있다. 송신 안테나의 수와 수신 안테나의 수를 동시에 증가시킬 때, 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가하므로, 주파수 효율을 향상시킬 수 있다.

[0013] MIMO 기술은 다양한 채널 경로를 이용하여 전송 신뢰도를 높이는 공간 다이버시티(spatial diversity) 방식과 다수의 데이터 스트림을 동시에 송신하여 전송률을 향상시키는 공간 다중화(spatial multiplexing) 방식으로 분류할 수 있다. 또한, 이러한 두 가지 방식을 적절히 결합하여 각각의 장점을 적절히 얻고자 하는 방식에 대한 연구도 최근 많이 연구되고 있는 추이이다.

[0014] 공간 다이버시티 방식은 시공간 블록 부호(space-time block code, STBC) 방식과 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 높이기 위한 시공간 트렐리스 부호(space-time trellis code, STTC) 방식이 있다. 일반적으로 비트 오류율 개선 성능과 부호 생성 자유도는 STTC 방식이 우수하지만, 연산 복잡도는 STBC 방식이 더 낮다. 공간 다이버시티 이득은 송신 안테나 수와 수신 안테나 수의 곱에 해당하는 양을 얻을 수 있다.

[0015] 공간 다중화 방식은 각 송신 안테나에서 서로 다른 데이터 스트림을 송신하는 방법이다. 동시에 전송된 데이터 스트림 사이에 상호 간섭이 발생하므로, 수신기는 이 간섭을 적절한 신호처리 기법을 이용하여 제거한 후 치리해야 한다. 사용되는 잡음 제거 방식에 따라 ML(Maximum Likelihood) 수신기, ZF(zero-forcing) 수신기, MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기, BLAST(Bell Labs Layered Space Time) 수신기 등으로 나눌 수 있다.

[0016] 공간 다이버시티 이득만을 취할 경우, 다이버시티 차수(order)의 증가에 따른 성능개선 이득이 점차 포화될 수 있다. 공간 다중화 이득만을 취하면 전송 신뢰도가 떨어질 수 있다. 이를 해결하면서 두 가지 이득을 모두 얻는 방식들이 연구되어 왔으며, 이중 시공간 블록 부호(Double-STTD), 시공간 BICM(Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation) 등이 있다.

[0017] 한편, 페이딩(fading) 채널은 무선통신 시스템의 성능 저하를 가져오는 주요원인 중 하나이다. 시간, 주파수, 공간에 따라 채널 이득 값이 변하고 채널 이득 값이 낮을수록 성능 저하가 심각해진다. 페이딩을 극복할 수 있는 방법 중 하나인 다이버시티는 여러 개의 독립적인 채널들이 모두 낮은 이득값을 가질 확률이 매우 낮다는 사실을 이용한다. 다양한 다이버시티 방식 중 여기에서 소개하고자 하는 것은 다중사용자 다이버시티(multi-user diversity)이다. 셀 내에 여러 명의 사용자가 있을 때 각 사용자의 채널 이득값들은 서로 확률적으로 독립이므로 그들이 모두 낮은 이득값을 가질 확률은 매우 적다. 정보 이론(information theory)에 따르면 기지국의 송신 복잡도가 충분하다면 셀 내에 여러 명의 사용자가 있을 때 가장 높은 채널 이득 값을 가지는 사용자에게 채널을 모두 할당하는 것이 채널의 총 용량을 최대화할 수 있다.

[0018] 멀티유저 다이버시티는 다시 3가지로 구분할 수 있다. 첫째, 시간 멀티유저 다이버시티는 시간에 따라 채널이 변하는 경우 그때그때 가장 높은 이득값을 가지는 사용자에게 채널을 할당하는 방식이다. 둘째, 주파수 멀티유저 다이버시티는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 같은 다중 반송파 시스템에서 각 주파수대에서 최대의 이득값을 가지는 사용자에게 부반송파를 할당하는 방식이다. 만약 다중 반송파를 사용하지 않는 시스템에서 채널이 매우 천천히 변한다면 가장 높은 채널이득 값을 가지는 사용자가 채널을 오랜 시간 동안 독점하게 될 것이므로 다른 사용자들은 통신을 할 수 없게 된다. 이런 경우 멀티유저 다이버시티를 이용하기 위해서는 채널의 변화를 유도할 필요가 있다. 셋째, 공간 멀티유저 다이버시티는 공간에 따라 사용자들의 다른 채

된 이득값을 이용하는 방법으로서, 이의 구현 예로는 RBF(Random Beamforming)를 들 수 있다. RBF는 기회적 빔형성(opportunistic beamforming)이라고도 하며, 송신기에서 다중 안테나를 사용하여 임의의 가중치로 빔포밍을 수행함으로써 채널의 변화를 유도한다.

[0019] 일반적인 무선통신 시스템에서는 채널에서 생기는 오류를 수신기가 정정할 수 있도록 하기 위해서 송신기는 정보 스트림을 오류정정부호(forward error correction code)를 사용하여 부호화(coding)를 한 후 전송한다. 수신기는 수신신호를 복조(demodulation)하고, 오류정정부호의 복호(decoding)의 과정을 거친 후 정보 스트림을 복원한다.

[0020] 모든 오류정정부호에는 채널 오류 정정시에 최대 정정 가능한 한계가 있다. 즉, 수신신호가 해당 오류정정부호가 갖는 한계를 넘는 오류를 갖고 있다면, 수신기는 수신신호를 복호할 수 없게 된다. 따라서, 수신기는 복호한 정보에 오류가 있는지 없는지 판단할 필요가 있어야 한다. 이렇게, 오류정정부호와 과정과 별도로 오류검출을 위해서 오류검출부호가 필요하다. 이런 오류검출부호로는 일반적으로 CRC(Cyclic Redundancy Check code)가 널리 쓰인다.

[0021] CRC는 오류정정이 아니라 오류검출을 위해 사용하는 부호화 방법의 하나이다. 일반적으로는 정보 스트림을 CRC를 사용하여 부호화한 후, CRC 부호화된 정보에 오류정정부호를 적용하는 방식으로 사용한다. CRC와 오류정정부호가 적용되어 부호화된 한 개의 단위를 코드워드(Codeword)라고 한다. 코드워드가 여러 개가 중첩되어 송신되는 경우에는 간섭제거(interference cancellation) 방식의 수신기를 사용하여 성능향상을 기대할 수 있다.

[0022] 간섭제거 구조를 간단히 설명하면 다음과 같다. 일단 여러 개의 수신신호가 중첩된 전체 수신신호로부터 제1 수신신호를 복조/복호(demodulation/decoding) 한 뒤, 전체 수신신호로부터 제1 수신신호를 제거한다. 전체 수신신호로부터 제1 수신신호가 제거된 신호를 갖고 제2 수신신호를 복조/복호한다. 제3 수신신호의 복조/복호는 전체 수신신호로부터 제1 수신신호와 제2 수신신호가 제거된 신호를 이용하여 이루어진다. 제3 수신신호 이후의 신호들은 위의 과정을 반복해서 수행하여 복조/복호 된다. 이러한 간섭제거 방식을 사용하기 위해서는 수신신호로부터 빼주는 복조/복호된 신호에 오류가 없어야 한다. 만일 오류가 있다면, 그 이후의 모든 신호의 복조/복호시에 계속적으로 나쁜 영향을 미치는 오류 전파(error propagation) 현상이 일어나게 된다.

[0023] 다중안테나 기술에서도 간섭제거 기술을 사용할 수 있다. 이러한 간섭제거 기술이 사용되기 위해서는 우선 여러 개의 코드워드가 다중안테나에 걸쳐서 중첩되어 전송되어야 한다. 즉, 공간 다중화 기술이 사용될 경우에 각 코드워드를 검출하면서 간섭제거 기술을 사용할 수 있다.

[0024] 하지만, 앞서 설명한 바와 같이, 간섭제거시에 생기는 오류 전파 현상을 최소화하기 위해서는 빼주는 복조/복호된 신호의 오류 여부를 판별한 후 선택적으로 간섭을 제거해야 한다. 이렇게 각 전송정보의 오류 유무를 판단하기 위한 실천적인 수단은 앞서 언급한 CRC가 있다. 보통 CRC 부호화를 통과한 서로 구분되는 정보의 단위를 코드워드라고 할 수 있다. 즉, 간섭제거 기술의 사용을 위해서는 전송 정보의 수가 여러 개여야 할 뿐만 아니라, 코드워드의 수도 여러 개이어야 한다.

[0025] MIMO 시스템을 효율적으로 운영하기 위해 필요한 여러 가지 제어정보가 있다.

[0026] 첫번째로, 수신기가 송신기로 채널의 품질에 대한 정보를 알려주어야 한다. 이러한 채널 품질 정보를 가리켜 CQI(Channel Quality Indicator)라 한다. CQI는 여러 가지 방식으로 전송될 수 있다. 예를 들면, 채널 상태를 그대로 양자화하여 전송하는 방법, SINR(Signal-to-Interference plus Noise Ratio)을 계산하여 전송하는 방법, 및 MCS(Modulation and Coding Scheme)와 같이 채널이 실제 적용되는 상태를 전송하는 방법 등이 있다. MCS는 변조 방식과 코딩 방식을 포함한다. CQI가 변화해 되면, 이에 해당하는 MCS도 변해야 하므로, 일반적으로 CQI는 코드워드 단위당 최소 한 개는 필요하게 된다. MIMO 시스템은 필요한 CQI의 수도 증가한다. 즉, MIMO시스템은 다중 안테나를 사용하여 다중 채널을 생성하게 되므로, 보통 여러 개의 코드워드가 사용가능하다. 따라서, 이에 따른 CQI 또한 여러 개를 사용해야 한다. 이렇게 복수개의 CQI가 사용되는 경우, 이에 따른 제어정보의 양은 비례적으로 증가하게 된다.

[0027] 두번째로, MIMO 시스템에서는 독립적인 데이터 스트림을 전송하기 때문에, 여러 전송 순간에 걸 쳐서 독립적인 데이터 스트림을 전송할 수 있는 지에 대한 제어정보를 전송해야 한다. 이와 같은 제어정보를 랭크(rank)라 한다. 일반적으로 랭크는 전송 순간에 최대로 전송할 수 있는 데이터 스트림의 수를 말한다. CQI는 코드워드당 최소 1개 이상 전송해야 하지만, 랭크는 송신 안테나와 수신 안테나의 조합에 따라 결정된다. 송신 안테나 수 M, 수신 안테나 수 N인 시스템에서 최대 랭크는 min(M,N)이 된다.

[0028] 세번째로, 프리코딩(precoding)을 사용하는 MIMO 시스템의 경우, 현재 채널 상태에 가장 적합한 프리코딩 행렬

(precoding matrix)에 관한 제어정보를 전송해야 한다. 여기서는 프리코딩 행렬이라고 하지만, 이는 행렬 형태뿐 아니라 벡터(vector) 형태가 될 수 있다. 송신기와 수신기간에 미리 정해진 프리코딩 행렬 인덱스 정보만을 전송함으로써 제어정보 전송 부담을 줄일 수 있다.

[0029] 앞서 살펴본 바와 같이 MIMO 시스템에서 코드워드 수가 증가하는 경우에, 이에 따라 CQI수도 비례하여 증가한다. 만일 한 개의 CQI가 5비트로 구성되어 있고, 코드워드가 2개라면 전체 CQI는 총 10개의 비트로 구성해야만 한다. CQI는 채널상태를 알려주어야 하는 모든 사용자가 전송하므로, 전체 무선자원의 관점에서 보면 많은 부분을 차지하게 된다. 따라서, 이러한 CQI을 최소한의 양으로 줄어든 것이 채널 용량 측면에서 바람직하다. 다only, OFDMA(orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템과 같이 주파수 종속적인 채널 스케줄링(frequency dependent channel scheduling)을 사용하는 시스템에서 CQI는 전체 시스템 대역폭의 일부마다 서로 다른 값을 가지게 되어 전송해야 할 양은 훨씬 증가할 수 있다.

[0030] 4 송신 안테나를 갖는 시스템을 고려하면, 최대 랭크는 4이다. 따라서, 랭크의 전송을 위해서는 2비트가 필요하게 된다. 또한, 주파수 종속적인 채널 스케줄링을 고려하면, 전체 시스템 대역폭의 일부마다 서로 다른 랭크를 전송해야 하므로 전송해야 할 양은 증가한다. 프리코딩 행렬 인덱스의 경우도, 각 랭크마다 및 비트의 프리코딩 행렬을 미리 정의하였다면, N비트의 전송이 필요하다. 주파수 종속적인 채널 스케줄링을 고려하면, 전체 시스템 대역폭의 일부마다 서로 다른 값을 가지게 되어, 전송해야 할 양은 증가한다.

[0031] 이상과 같이 MIMO 시스템을 운영하기 위해서는 많은 제어정보의 전송이 필요하게 된다. 이는 제어채널에 많은 무선 자원이 할당됨을 의미하며, 데이터 전송에 사용할 자원이 감소하여 시스템 전송 효율을 떨어뜨리는 원인이 되고 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

[0032] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 다중 안테나 시스템에서 효율적으로 제어정보를 전송하는 방법을 제공하는 데 있다.

발명의 구성 및 작용

[0033] 본 발명의 일 양태에 따르면 다중 안테나 시스템에서 수신기가 송신기로 제어정보를 전송하는 방법을 제공한다. 상기 방법은 제1 주파수 대역에 대한 CQI(Channel Quality Indicator)을 전송하는 단계 및 상기 제1 주파수 대역보다 넓은 제2 주파수 대역에 대한 PMI(Precoding Matrix Index) 및 랭크(rank)를 전송하는 단계를 포함한다.

[0034] 본 발명의 다른 양태에 따르면 다중 안테나 시스템에서 제어정보 전송 방법을 제공한다. 상기 방법은 제1 전송 주기로 CQI를 전송하는 단계 및 상기 제1 전송 주기보다 긴 제2 전송 주기로 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 제어정보를 전송하는 단계를 포함한다.

[0035] 이하 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명한다. 명세서 전체에 걸쳐서 동일한 참조 번호는 동일한 구성요소를 나타낸다.

[0036] 무선통신 시스템은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 기반할 수 있다. OFDM은 다수의 직교 부반송파(subcarrier)를 이용한다. OFDM은 IFFT(inverse fast Fourier Transform)과 FFT(fast Fourier Transform) 사이의 직교성 특성을 이용한다. 송신기에서 데이터는 IFFT를 수행하여 전송한다. 수신기에서 수신 신호에 대해 FFT를 수행하여 원래 데이터를 복원한다. 송신기는 다중 부반송파들을 결합하기 위해 IFFT를 사용하고, 다중 부반송파들을 분리하기 위해 수신기는 대응하는 FFT를 사용한다. OFDM에 의하면, 광대역 채널의 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 환경에서 수신기의 복잡도를 낮추고, 부반송파간의 상이한 채널 특성을 활용하여 주파수 영역에서의 선택적 스케줄링 등을 통해 주파수 효율(spectral efficiency)을 높일 수 있다. OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM을 기반으로 한 다중 접속 방식이다. OFDMA에 의하면 다중 사용자에게 상이한 부반송파를 할당함으로써 무선자원의 효율성을 높일 수 있다.

[0037] 도 1은 무선통신 시스템을 나타낸 블록도이다. 무선통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 널리 배치된다.

[0038] 도 1을 참조하면, 무선통신 시스템은 단말(10: User Equipment, UE) 및 기지국(20: Base Station, BS)을 포함한다. 단말(10)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(Mobile Station), UT(User Terminal), SS(Subscriber Station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 기지국(20)은 일반적으로

단말(10)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, 노드-B(Node-B), BTS(Base Transceiver System), 액세스 포인트(Access Point) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 하나의 기지국(20)에는 하나 이상의 셀이 존재할 수 있다.

[0039] 이하에서 하향링크(downlink)는 기지국(20)에서 단말(10)로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink)는 단말(10)에서 기지국(20)으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기는 기지국(20)의 일부분일 수 있고, 수신기는 단말(10)의 일부분일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말(10)의 일부분일 수 있고, 수신기는 기지국(20)의 일부분일 수 있다.

[0040] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타낸 블록도이다.

[0041] 도 2를 참조하면, 송신기(100)는 채널인코더(120-1,...,120-K), 맵퍼(130-1,...,130-K), MIMO 처리기(140-1,...,140-K) 및 다중화기(150)를 포함한다. 송신기(100)는 Nt(Nt≥1)개의 송신 안테나(190-1,...,190-Nt)를 포함한다.

[0042] 채널인코더(120-1,...,120-K)는 입력되는 사용자 데이터를 정해진 코딩 방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터(coded data)를 생성한다. 맵퍼(130-1,...,130-K)는 부호화된 데이터를 신호 성상(signal constellation) 상의 위치를 표현하는 심벌로 배열한다. 변조 방식(modulation scheme)에는 제한이 없으며, m-PSK(m-Phase Shift Keying) 또는 m-QAM(m-Quadrature Amplitude Modulation)일 수 있다. 예를 들어, m-PSK는 BPSK, QPSK 또는 8-PSK 일 수 있다. m-QAM은 16-QAM, 64-QAM 또는 256-QAM 일 수 있다.

[0043] MIMO 처리기(140-1,...,140-K)는 입력 심벌을 다중 전송 안테나(190-1,...,190-Nt)에 따른 MIMO 방식으로 처리한다. 예를 들어, MIMO 처리기(140-1,...,140-K)는 코드북(codebook) 기반의 프리코딩을 이용할 수 있으며, 제어기(170)로부터 수신되는 PMI에 따른 프리코딩을 수행할 수 있다. PMI는 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬 또는 프리코딩 벡터의 인덱스이다.

[0044] 다중화기(150)는 입력 심벌을 적절한 부반송파에 할당하고, 사용자에 따라 다중화한다. OFDM 변조기(160)는 입력 심벌을 OFDM 변조하여 OFDM 심벌을 출력한다. OFDM 변조기(160)는 입력 심벌에 대해 IFFT(Inverse fast Fourier transform)을 수행할 수 있으며, IFFT을 수행한 후 CP(cyclic prefix)를 더 삽입할 수 있다. OFDM 심벌은 각 송신 안테나(190-1,...,190-Nt)을 통해 송신된다.

[0045] 제어기(170)는 하향 링크로부터 CQI(Channel Quality Indicator), 프리코딩 행렬 인덱스(Precoding Matrix Index, PMI) 및 랭크(rank)를 입력 받아, 채널인코더(120-1,...,120-K), 맵퍼(130-1,...,130-K) 및 MIMO 처리기(140-1,...,140-K)로 보낸다.

[0046] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 나타낸 블록도이다.

[0047] 도 3을 참조하면, 수신기(200)는 OFDM 복조기(220), 디맵퍼(230), 채널디코더(240) 및 제어기(260)을 포함한다. 하나의 수신기(200)를 나타내고 있으나, 시스템에는 다수의 수신기(200)가 배치될 수 있다.

[0048] 수신 안테나(290-1, ..., 290-Nr)로부터 수신된 신호는 OFDM 복조기(210)에 의해 FFT(fast Fourier transform)가 수행된다. 채널 추정기(229)는 채널을 추정하고, MIMO 후처리기(220)는 MIMO 처리기(140-1,...,140-K)에 대응하는 후처리를 수행한다. 디맵퍼(240)는 입력 심벌을 부호화된 데이터로 디맵핑하고, 채널 디코더(250)는 부호화된 데이터를 디코딩하여 원래 데이터를 복원한다. 제어기(260)는 추정된 채널 등을 통해 적절한 귀환 정보를 생성하여, 이를 송신기(100)로 귀환시킨다. 수신기(200)에서 송신기(100)로 보내는 귀환정보에는 CQI, PMI 및 랭크를 포함할 수 있다.

[0049] MIMO 시스템 운영을 위해 필요한 제어정보인 CQI, 랭크 및 PMI는 모두 수신기에서 생성해서 송신기로 귀환시켜야 한다. CQI는 상향 안테나 시스템에서도 귀환되는 정보이지만, 랭크 및 PMI은 다중 안테나 시스템에서만 귀환되는 정보이다. 따라서, 이하에서 CQI와 구별되는 다중 안테나 시스템에 고유한 제어정보를 MIMO 제어정보라 한다.

[0050] 시간 영역 및/또는 주파수 영역에서 어느 정도의 그래뉼러리티(granularity)로 제어정보를 전송해야 하는지를 정해야 한다. 이상적으로는 가장 작은 단위의 그래뉼러리티로 전송을 하게 되면 최적의 성능을 얻을 수 있겠지만, 이는 많은 양의 제어정보를 전송하는 데 따른 부담이 있으므로, 성능 열화는 최소로 하면서 귀환되는 제어정보의 양을 줄이는 것이 중요하다.

[0051] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

[0052] 도 4를 참조하면, 주파수 축으로 다수의 서브밴드(subband)로 나누어, CQI를 각 서브밴드마다 전송한다. OFDMA 시스템에서 주파수 자원 할당 단위를 자원블록(resource block)이라 한다면, 서브밴드는 2 내지 3 자원블록 단위가 될 수 있다. 여기서는, 전체 주파수 대역을 균일한 폭의 8 서브밴드로 나누고 있으나, 이는 제한이 아니고 서브밴드의 수나 그 폭은 다양하게 바뀔 수 있다.

[0053] 나아가 한편, PMI와 랭크는 CQI보다 넓은 주파수 대역 또는 전체 주파수 대역에 걸쳐서 각각 하나씩만 전송한다. 즉, CQI가 전송되는 주파수 대역(제1 주파수 대역)보다 PMI 및 랭크가 전송되는 주파수 대역(제2 주파수 대역)을 더 넓게 한다.

[0054] CQI 정보는 서브밴드 단위로 보고를 해야하고, 모든 자원블록에 대해서 CQI 정보를 보고하는 경우와 비교하여 크게 작은 성능 열화를 보인다. 랭크는 적어도 5 MHz 대역에서 1개만 보고를 하더라도 성능 열화가 거의 발생하지 않는다. 또한, PMI는 일부 환경을 제외하고는 전체 주파수 대역에 대해 1개만 보고하더라도 성능 열화가 그리 크지 않을 수 있다. PMI 정보의 전송량은 기존 CQI 정보의 전송량에 상응하므로 일부 환경에서 성능 열화가 있더라도 제어정보 전송에 따른 오버헤드(overhead)를 고려할 때, 전체 주파수 대역에 걸쳐서 1 개만 전송하도록 하는 것이 좋을 수 있다. 따라서, MIMO 제어정보(랭크와 PMI)는 CQI 보다 큰 주파수 할당 단위로 보고하도록 하여, 피드백 정보의 양을 줄일 수 있다.

[0055] PMI와 랭크를 동시에 전송하기 위해 다양한 방법이 가능하다. PMI와 랭크는각각 별도로 채널 인코딩되어 전송될 수 있다. 또는 PMI와 랭크는 함께 채널 인코딩되어 전송될 수 있다. 채널 인코딩을 위해 블록 코딩(block coding)이나 콘 볼루션 코딩(convolutional code), 터보부호(turbo code) 등을 사용할 수 있다.

[0056] 도 5는 본 발명의 다른 실시예에 따른 계층적으로 전송 방법을 나타낸다.

[0057] 도 5를 참조하면, 주파수 축으로 다수의 서브밴드로 나누어, CQI를 각 서브밴드마다 전송한다. PMI는 CQI보다 넓은 주파수 대역에 걸쳐서 전송한다. 여기서는, PMI는 2 서브밴드마다 전송하는 것을 나타내나, 이는 제한이 아니고 PMI가 전송되는 주파수 대역은 적어도 하나의 서브밴드를 포함할 수 있다. 랭크는 PMI보다 넓은 주파수 대역 또는 전체 주파수 대역에 걸쳐서 전송한다.

[0058] 즉, CQI의 주파수 대역(제1 주파수 대역), PMI의 주파수 대역(제2 주파수 대역), 랭크의 주파수 대역(제3 주파수 대역)을 순차적으로 넓힌다. 랭크는 PMI보다 주파수 영역에서 덜 변경할 수 있기 때문이다.

[0059] 도 6은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

[0060] 도 6을 참조하면, 시간 축으로 CQI 전송 주기(제1 전송 주기)로 CQI를 전송하고, PMI 및 랭크 전송 주기(제2 전송 주기)로 PMI와 랭크를 전송한다. PMI 및 랭크 전송 주기는 CQI 전송 주기보다 길다. 즉, CQI를 PMI 및 랭크보다 빈번하게 전송한다. 여기서는, CQI 전송 주기가 PMI 및 랭크 전송 주기의 3배인 것을 나타내고 있으나, 이는 예시에 불과하다.

[0061] CQI, 랭크 및 PMI의 전송 주기에 따른 시스템 성능의 영향은 서로 다르다. 주파수 영역에서와 마찬가지로 CQI는 전송 주기가 짧을수록 시스템 성능 열화가 적어지게 되는 반면에, 랭크와 PMI는 상대적으로 긴 전송 주기를 가지더라도 시스템 성능 열화가 그리 크지 않게 된다.

[0062] 도 7은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

[0063] 도 7을 참조하면, 시간 축으로 CQI 전송 주기(제1 전송 주기)로 CQI를 전송하고, PMI 전송 주기(제2 전송 주기)로 PMI를 전송하고, 랭크 전송 주기(제3 전송 주기)로 랭크를 전송한다. CQI 전송 주기는 PMI 전송 주기보다 짧고, PMI 전송 주기는 랭크 전송 주기보다 짧다. 즉, CQI를 PMI 보다 빈번하게 전송하고, PMI는 랭크보다 빈번하게 전송한다.

[0064] 즉, CQI, PMI, 랭크의 순으로 전송 주기를 순차적으로 길게 한다. 랭크는 PMI보다 시간 영역에서 덜 변경할 수 있기 때문이다.

[0065] 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

[0066] 도 8을 참조하면, 시간 및 주파수 영역에서 CQI를 전송한다. CQI가 전송되는 시간 및 주파수 영역에서의 할당 단위를 CQI 할당 단위(빗금친 부분)라 칭한다. PMI 및 랭크는 CQI 할당 단위보다 시간 및/또는 주파수 영역에서 더 큰 할당 단위를 가진다. 여기서, PMI 및 랭크는 4 CQI 할당 단위에 해당하는 할당 단위를 나타내고 있으나, 이는 예시에 불과하다.

[0067] 즉, PSI 및 챌프는 CI보다 주파수 영역에서 CI보다 더 큰 주파수 대역을 갖고, 시간 영역에서 CI보다 더 큰 영역을 가질 수 있다.

[0068] 상술한 모든 기능은 상기 기능을 수행하도록 코딩된 소프트웨어나 프로그램 코드 등에 따른 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로제어기, ASIC(application specific integrated circuit) 등과 같은 프로세서에 의해 수행될 수 있다. 상기 코드의 설계, 개발 및 구현은 본 발명의 설명에 기초하여 당업자에게 자명하다고 할 것이다.

[0069] 이상 본 발명에 따라서 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 기술적 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 실시할 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서 상술한 실시예에 한정되지 않고, 본 발명은 이하의 특허청구범위의 범위 내의 모든 실시예를 포함한다고 할 것이다.

발명의 효과

[0070] 상기에서 상술한 바와 같이 본 발명에 의하면 다중 안테나 시스템에서 시스템의 성능 열화를 줄이면서, 제어정보 전송에 따른 오버헤드를 줄일 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0001] 도 1은 무선통신 시스템을 나타내 블록도이다.

[0002] 도 2은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타낸 블록도이다.

[0003] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 나타낸 블록도이다.

[0004] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

[0005] 도 5는 본 발명의 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

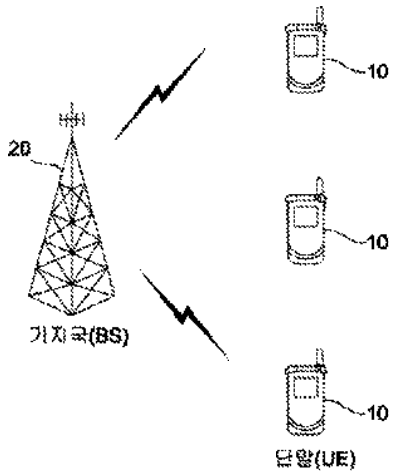
[0006] 도 6은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

[0007] 도 7은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

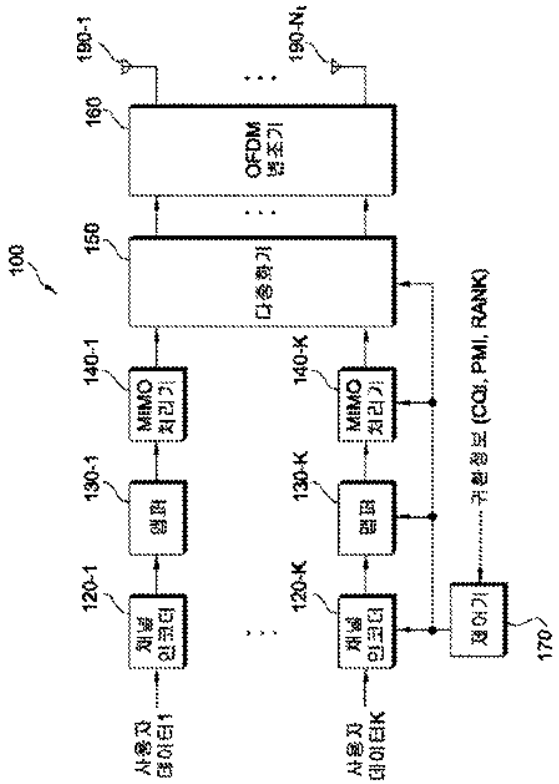
[0008] 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 제어정보 전송 방법을 나타낸다.

도면

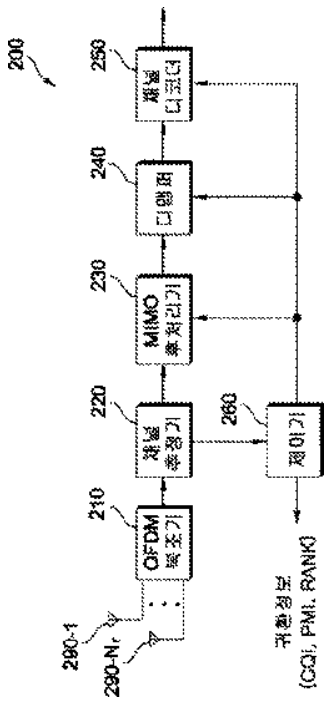
도면1



도면2


100
190-1
190-Nt
160
OFDM 변조기
150
다중화기
140-1
MIMO 처리기
140-K
MIMO 처리기
130-1
맵퍼
130-K
맵퍼
120-1
채널 인코더
120-K
채널 인코더
사용자 데이터1
사용자 데이터K
제어기
170
귀환정보 (CQI, PMI, RANK)

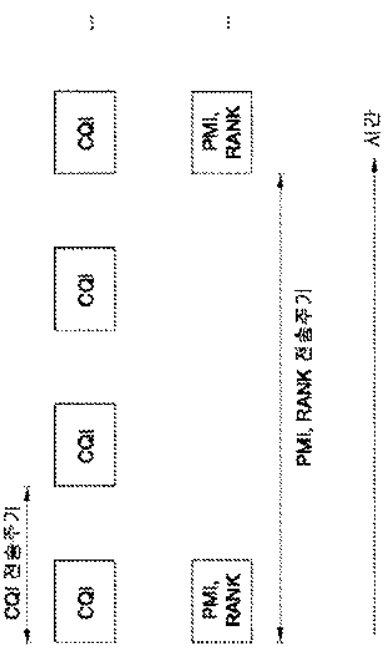
도면3


200
250
복조기
240
디인터리버
230
MIMO 검출기
220
채널 추정기
260
제어기
210
OFDM 복조기
290-1
290-Nr
궤환정보
(CQI, PMI, RANK)

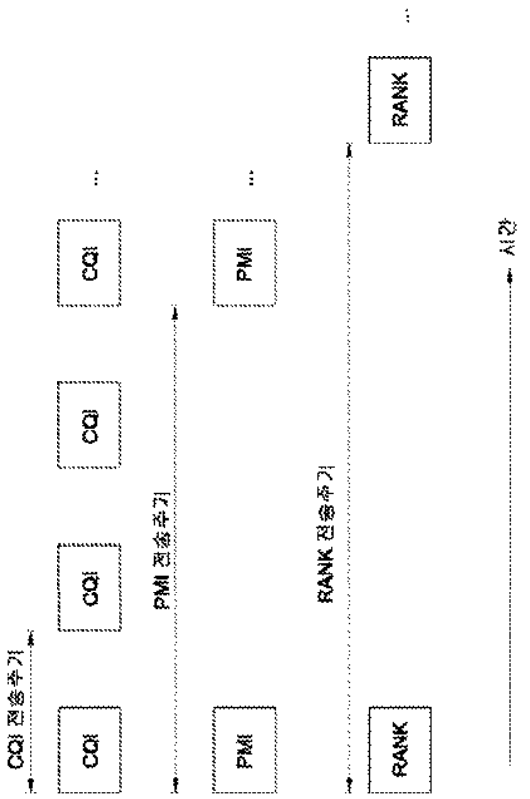
도면2

도면 5

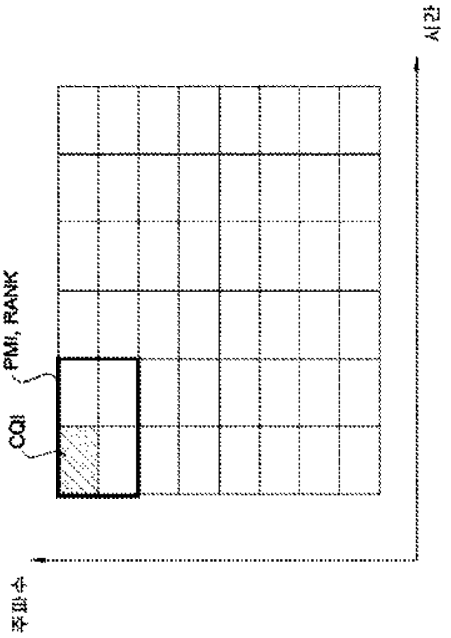
도면6



도면7



도면3



RU2491742C2

New structure of frame and transmission of signals with multiple carriers

Abstract

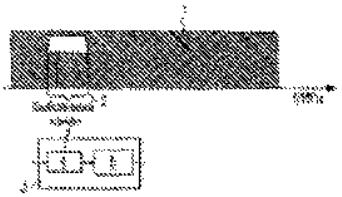
FIELD: radio engineering, communication.

SUBSTANCE: each frame comprises at least two structures of signals located next to each other in direction of frequency and at least two data structures, and the specified transmission device comprises: a signal display facility (57), made as capable of displaying signal data on carrier frequencies of each of the specified at least two signal structures in the frame, each signal structure has identical length, a data display facility (58, 58', 58'') made as capable of data display onto carrier frequencies of the specified two data structures in the frame, a conversion facility (60) made as capable of conversion of the specified signal structures and specified data structures from the area of frequency into the area of time, in order to generate a transmission signal in the area of time, and a facility (61) of transmission made as capable of transmission of the specified transmission signal. This invention additionally relates to the appropriate method of transmission for a system with multiple carriers.

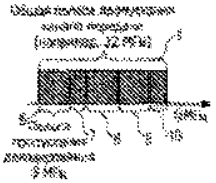
EFFECT: flexible tuning of a receiver for any required part of a common transmission bandwidth.

23 cl, 45 dwg, 22 tbl

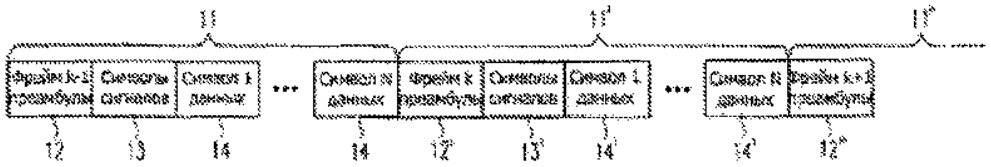
Images (44)



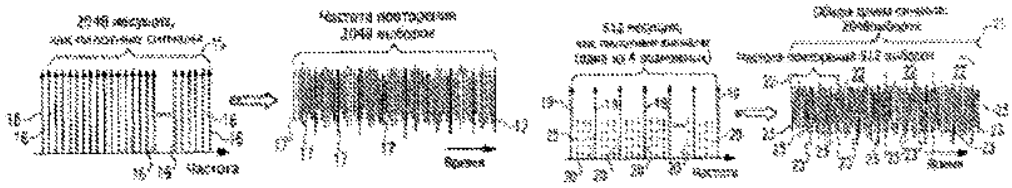
Фиг. 1



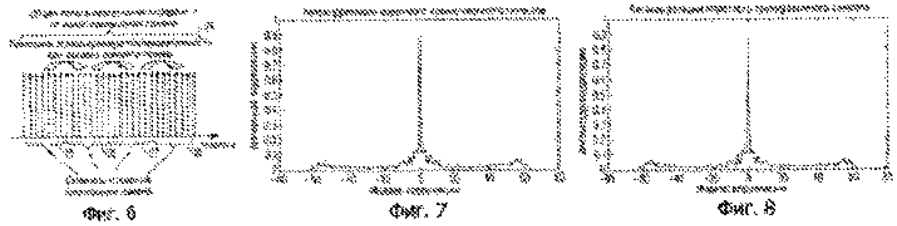
Фиг. 2



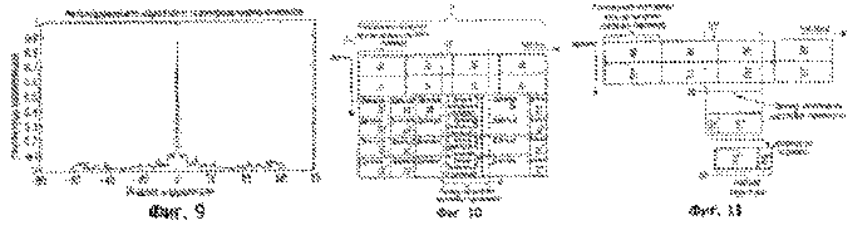
Фиг. 3



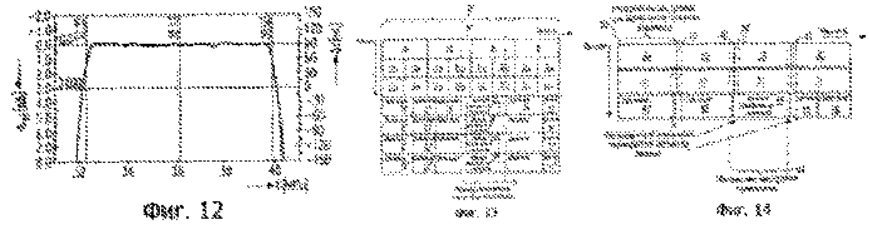
Фиг. 4A Фиг. 4B Фиг. 5A Фиг. 5B



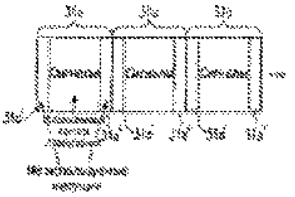
Фиг. 6 Фиг. 7 Фиг. 8



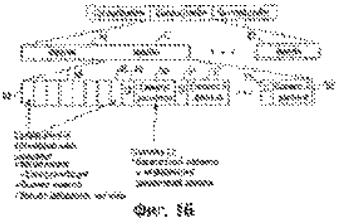
Фиг. 9 Фиг. 10 Фиг. 11



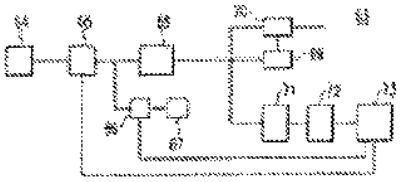
Фиг. 12 Фиг. 13 Фиг. 14



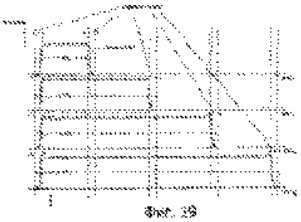
Фиг. 15



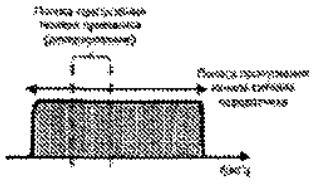
Фиг. 16



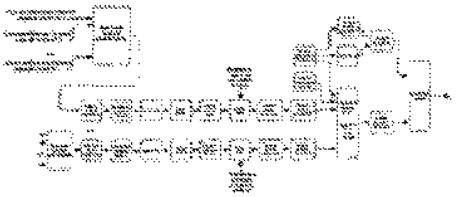
Фиг. 18



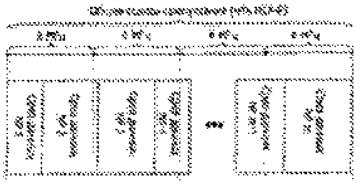
Фиг. 19



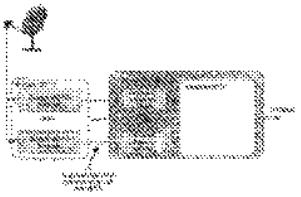
Фиг. 20



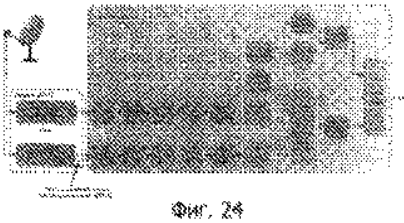
Фиг. 21



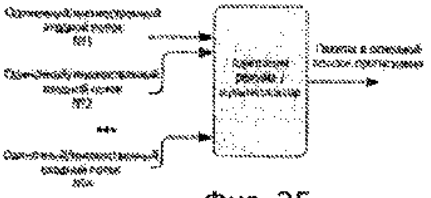
Фиг. 22



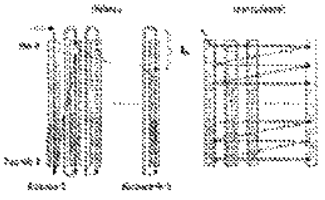
Фиг. 23



Фиг. 24



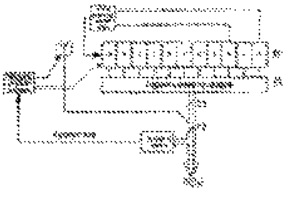
Фиг. 25



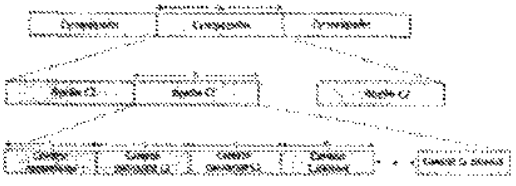
Фиг. 26



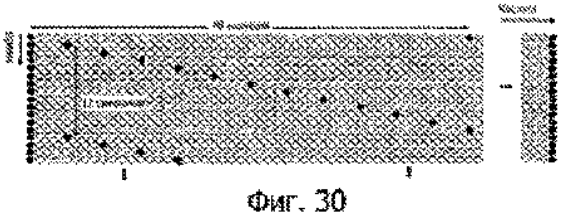
Фиг. 27



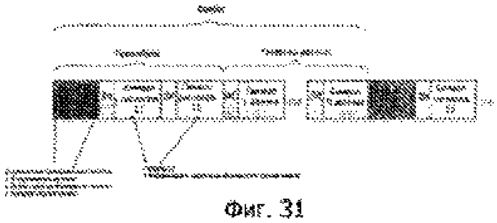
Фиг. 28



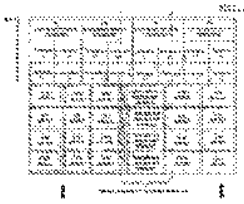
Фиг. 29

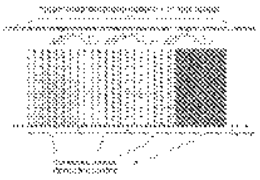


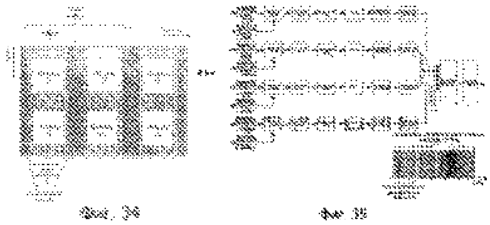
Фиг. 30

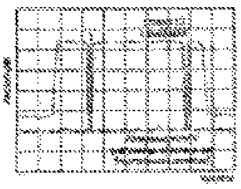


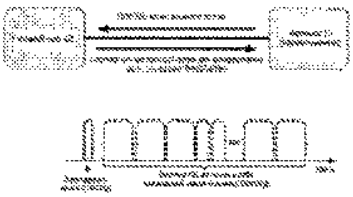
Фиг. 31





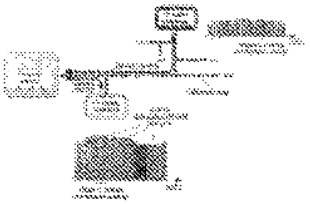


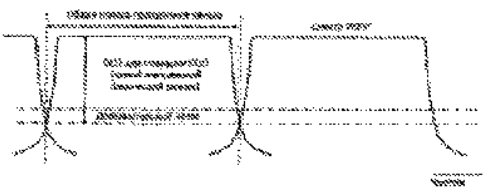




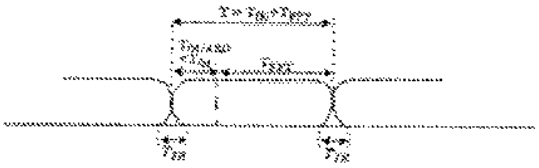
Фиг. 36

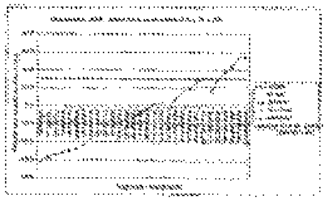
Фиг. 37



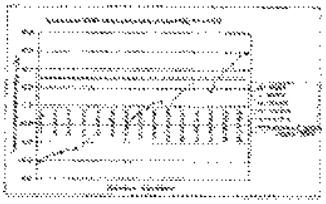


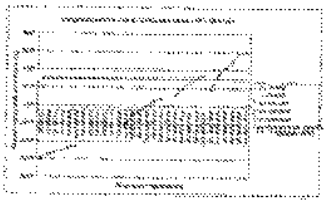
Фиг. 39

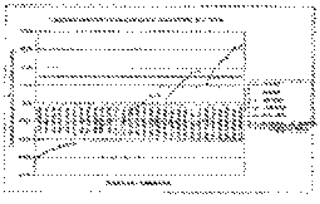


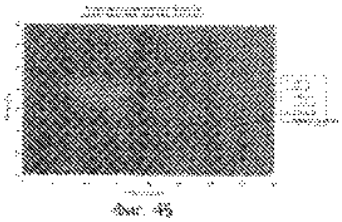


Фиг. 40









Фиг. 45

Classifications

H04L27/2626 Arrangements specific to the transmitter

View 14 more classifications

Russia

Download PDF Find Prior Art Similar

Other languages

Russian

Inventor

Лотар Штадельмайер

Сэмюэль Асангбенг АТУНГСИРИ

Мартин ЛОВЕЛЛ

Тамоцу ИКЕДА

Worldwide applications

2008 EP *PL* ES EP EP ES 2009 US ~~US~~ TW ~~TW~~ TW AU AU ~~RU~~ ~~JP~~ KR JP ~~RU~~ KR ~~CN~~ ~~CN~~ ~~CN~~ 2012 US US

Application RU2009121265/08A events

2008-06-04

Priority to EP08157549.0A

2009-06-03

Application filed by Сони Корпорейшн

2010-12-10

Publication of RU2009121265A

2013-08-27

Application granted

2013-08-27

Publication of RU2491742C2

Show all events

Info

Patent citations (80)

Cited by (82)

Legal events

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet

Global Dossier

Discuss

Description

The present invention is directed to a new frame and signaling structure for multi-carrier systems.

The present invention, therefore, is mainly directed to (but not limited to) broadcast systems, such as, for example, cable systems based on terrestrial digital broadcast systems in which content data, signal data, pilot signals, etc. .d. mapped onto a plurality of carrier frequencies, which are then

transmitted in a predetermined total or full transmission bandwidth. The receiver is usually tuned to a partial channel (part of the total transmission bandwidth) of the entire transmission bandwidth (sometimes called segmented reception), in order to receive only the content data that is necessary or desirable for the respective receiver. For example, in the ISDB-T standard (KSCV-N, the integrated terrestrial digital broadcasting service), the total channel bandwidth is thus divided into 13 fixed segments of equal length (equal number of carrier frequencies).

An object of the present invention, therefore, is to provide a transmission apparatus and method, as well as a signal structure for a multi-carrier system, which allows the receiver to be flexibly tuned to any desired portion of the total transmission bandwidth.

The goal described above is achieved using the transmission device according to claim 1. A transmission device in accordance with the present invention is configured to transmit signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame containing at least two signal structures located adjacent to each other in the frequency direction, and at least , two data structures, said transmission device comprises

signal mapping means configured to map these signals onto carrier frequencies of each of the at least two signal structures in a frame, each signal structure having the same length,

data display means configured to display data on the carrier frequencies of said at least two data structures in a frame,

conversion means configured to convert said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and

transmission means configured to transmit said transmission signal in a time domain.

The goal described above is additionally achieved using the transmission method according to claim 9. The transmission method in accordance with the present invention is configured to transmit signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame comprising at least two signal structures located adjacent to each other in the frequency direction

and at least two data structures, so that the method comprises the following steps:

display the signal data on the carrier frequencies of each of the at least two signal structures in the frame, and each signal structure has the same length,

display data on the carrier frequencies of the at least two data structures in the frame,

converting said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and

transmitting said transmission signal in a time domain.

The goal described above is additionally achieved using the frame structure of claim 10. The frame structure in accordance with the present invention is adapted for a multi-carrier system and comprises at least two signal structures located next to each other in the frequency direction and at least two data structures in which the signal data is mapped onto carriers the frequencies of each of the at least two signal structures in the frame, each signal structure having the same length, and in which the data is mapped onto the carrier frequencies of the at least two data structures in FR yme.

An object of the present invention is further to provide an apparatus and method for receiving, as well as a system and method for transmitting and receiving signals in a multi-carrier system that allows flexible tuning to any desired portion of the transmission bandwidth.

The goal described above is achieved using the receiving device according to claim 11. A reception device in accordance with the present invention is configured to receive signals in a multi-carrier system based on a frame structure in a transmission bandwidth, each frame comprising at least two signal structures located adjacent to each other in the frequency direction, each of data signals are mapped to carrier frequencies and at least two data structures are mapped to carrier frequencies, wherein each of said at least two signal structures has the same the line, said reception device comprises reception means configured to receive and receive a selected part of said transmission bandwidth, said selected part of said transmission bandwidth has at least the length of one of said signal structures and spans at least one data structure for reception, and the evaluation means is configured to

evaluate the data of signals contained in the received signal structure in order to enable reception the aforementioned at least two data structures.

The aforementioned goal is further achieved using the reception method of claim 22. The reception method in accordance with the present invention is configured to receive signals transmitted in a multi-carrier system based on a frame structure in a transmission bandwidth, each frame containing at least two signal structures located adjacent to each other in the direction frequencies, each of these signals is mapped to carrier frequencies, and at least two data structures are mapped to carrier frequencies, each of the at least two signal structures having one kovuyu length, comprising the following steps:

receiving a selected portion of said transmission bandwidth, said selected portion of said transmission bandwidth having at least one of said signal structures and encompassing at least one data structure for reception, and

evaluating the signal data contained in the received signal structure in order to enable reception of the at least two data structures.

The goal described above is further achieved by using the signal transmission and reception system of claim 23, comprising a transmission device for transmitting signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame containing at least two signal structures located adjacent to each other with the other in the frequency direction, and at least two data structures, said transmission device comprising

signal mapping means configured to map these signals onto carrier frequencies of each of the at least two signal structures in a frame, each signal structure having the same length,

data display means configured to display data on the carrier frequencies of said at least two data structures in a frame,

conversion means configured to convert said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and

transmission means configured to transmit said transmission signal in a time domain, said system further comprising a reception device in accordance

with the present invention configured to receive said transmission signal in a time domain from said transmission device.

The goal described above is further achieved by using the method of transmitting and receiving signals according to paragraph 24, comprising a transmission method for transmitting signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame containing at least two signal structures located adjacent with each other in the frequency direction, and at least two data structures, said transmission method comprises the following steps:

display the signal data on the carrier frequencies in each of the at least two signal structures in the frame, and each signal structure has the same length,

display data on the carrier frequencies of the at least two data structures in the frame,

converting said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and

transmit said signal in the time domain,

said method further comprises a reception method in accordance with the present invention, configured to receive said transmission signal in a time domain.

The present invention thus provides a multi-carrier system that utilizes a frame structure or frame sequence in the frequency domain as well as in the time domain. In the frequency domain, each frame contains at least two signal structures that, respectively, carry signal data or information at carrier frequencies and, accordingly, have the same length (or bandwidth). After conversion to the time domain of the resulting signal in the time domain, each frame then contains a corresponding signal symbol as well as data symbols. Each frame structure covers the entire or total transmission bandwidth in the frequency direction, so that the total transmission bandwidth is therefore evenly divided into signal structures having the same corresponding length. The data structures of each frame then follow the signal structures in time. The receiving device can freely and flexibly tune to any desired part of the transmission bandwidth, provided that the part of the transmission bandwidth that the receiving device can be tuned to has at least the length of one of the signal structures. Thus, the reception device is always configured to receive

signal data of the entire signal structure such that based on and using signal data containing physical layer information necessary to receive the following data structures, data structures can be received in the reception device.

Preferably, each frame contains at least two additional signal structures following the at least two signal structures in the time dimension, each of said additional signal structures having, respectively, the same length as the corresponding one of the mentioned at least two previous signal structures. Thus, even if the length (or bandwidth) of each signal structure is not large enough to contain all the necessary signal data, it is possible to transfer the necessary remaining signal data to the additional signal data. Even if the reception device has a relatively small (effective) reception bandwidth, it is thus possible to transmit and receive all the necessary signal data.

In addition, preferably, each frame contains at least two training patterns in which pilot signals are mapped to the carrier frequencies of each training pattern in the frame, and in which the signal patterns are aligned with the training patterns in the frequency direction. Thus, using the training structures that precede the signal structures in the time direction, the receiving device, which initially receives the training structure, is able to perform time synchronization, calculate the frequency offset and / or channel estimation, after which the signal data in the received signal structures can be received and can be used to receive subsequent data structures, regardless of the tuning position of the receiving device. For example, each training structure has the same length, and the length of each signal structure is the same as the length of each of the mentioned training structures. Alternatively, each training structure has the same length, and the length of each signal structure is less than the length of each of said training structures. Thus, the length of each signal structure can be half the length of each of these training structures. Embodiments are possible in which signal structures are not aligned with training structures.

Preferably, each signal structure comprises at least one guard band. Thus, it is ensured that the reception device can receive all the signal data in the signal structure even when the effective reception bandwidth is less than the tuning bandwidth, for example, due to filter characteristics or the like. Thus, each signal structure may comprise a guard strip at its beginning and a guard strip at its end.

Preferably, each signal structure of each frame contains a location of the signal structure in the frame, which is isolated and evaluated on the receiving side. In this case, in addition, preferably, each signal structure in each frame may contain identical signal data, except for the location of the corresponding signal structure in the frame, which differs in at least some signal structures in the frame. Thus, the receiving device is configured to determine its position in the total transmission bandwidth (in each frame), for example, during the initialization period in which the receiving device is tuned to an arbitrary position in the frame, and then tuned to a bandwidth that allows reception desired data based on the signal data in the received signal structure.

In addition, preferably, the signal structures of each frame contain signal data indicating the number of data structures contained in the frame. Furthermore, preferably, the signal data structure in the signal structures supports a limited maximum number of data structures in the frequency direction of each frame. In addition, the signal structures of each frame may contain separate signal data for each data structure contained in the frame.

In addition, preferably, the signal data of the signal structures comprise encoding and detection and / or error correction. Thus, even if the reception device cannot receive the entire signal structure, the reception device may still be able to receive all the signal information contained in the signal structure.

Although the receiver can be flexibly tuned to any desired part of the transmission bandwidth, it is always possible to receive signal data of the entire signal structure, thanks to the new frame structure proposed in the present invention.

Preferably, the reception device comprises reconstruction means configured to reconstruct the original signal structure from said received selected portion of said transmission bandwidth. Thus, said reconstruction means can be arranged to change the arrangement of the received signals in the original signal structure, in the case where the selected part of said transmission bandwidth on which the reception means is configured does not match the sequence structure of the signal structure. Thus, even if the selected part of the transmission bandwidth that the receiver is tuned to does not fully and correctly correspond to one of the signal structures (in the frequency direction), the receiver can in such cases receive the last part (in frequency)

of the previous signal structure and the first part (in frequency) of the following signal structure. For example, in the case when its reception (in frequency measurement) is known to be offset from the sequence structure of the signal structure in each frame, said reconstruction tool may be configured to change the arrangement of the received signals in the original signal structure. Alternatively, each frame contains at least two additional signal structures following the at least two signal structures in the time dimension, each of these additional signal structures having a corresponding same length as a corresponding length of said of at least two previous signal structures, wherein said reconstruction means is adapted to change the arrangement of the received two or more signal structures following each other after another in the measurement of time, in the original structure of the signals. Thus, the previous signal structure and the following signal structure together may contain the necessary signal data, even if the length of the signal structures in the frequency direction is shorter than when all the necessary signal data is contained in one signal structure.

Alternatively or additionally, the signal structure signal data comprises coding and detection and / or error correction, wherein said reconstruction means is capable of detecting and / or error correction in said received signals in order to reconstruct the original signal structure.

Thus, the transmitted signal structures may contain additional coding for errors, redundancies, or the like, providing the receiver with the ability to reconstruct the original signal structure, even if only part of the signal structure can be received.

Preferably, each signal structure of each frame contains a location of the signal structure in the frame, which is allocated and evaluated on the receiving side. In such a case, it is further preferred that each signal structure in each frame can contain identical signal data, except for the location of the corresponding signal structure in the frame, which is different in at least some signal structures in the frame. Thus, the receiving device is configured to determine its position in the total transmission bandwidth (in each frame), for example, during the initialization period in which the receiving device is tuned to an arbitrary position in the frame, and then tuned to a bandwidth that allows reception desired data based on the signal data in the received signal structure.

Preferably, the signal structures of each frame comprise signal data with a plurality of data structures contained in a frame in which said evaluation means is adapted to extract said signal data with a plurality of data structures from a received signal structure. Furthermore, preferably, the signal structures of each frame contain individual signal data, and each data structure is contained in a frame in which said evaluation means is configured to extract said individual signal data with each data structure from the received signal structure.

Preferably, the receiver is configured to select and receive a portion of said transmission bandwidth in such a way that optimized reception of a signal structure in a selected portion of a transmission bandwidth is provided. In particular, if the structure in the frequency measurement for the data structures and the signal structures in the frame do not correspond to each other, and if the selected part of the transmission bandwidth intended for reception at the receiver is larger (in the frequency measurement) than the structure (structures) of the data intended for reception, it becomes possible to optimize the setting so as to obtain the best possible reception of the signal structure, for example, by adjusting the setting so that the maximum part of the entire signal structure is received, in while all the desired data structure (s) are still being received.

Generally, it may be preferable to tune the receiver so that the selectable portion of the transmission bandwidth is adopted such that at least one data structure to be received is centered relative to the selectable portion of the transmission bandwidth.

In addition, preferably, the receiver may be configured to receive a selectable portion of said transmission bandwidth based on information of signals received in the signal structure of the previous frame.

In addition, preferably, each frame contains additional data structures following the at least two data structures in the time dimension, each of these data structures additionally having the same length as the corresponding one of the previous at least at least two data structures. In other words, the structure of the data sequences in each frame is preferably set so that at least two data structures are arranged next to each other in the frequency measurement so that the entire transmission bandwidth is covered. The additional data structures are then arranged in the same frame, but so that

they follow after at least two data structures in the time direction, as a result of which each additional or next data structure has the same length (in dimension or in the frequency direction) as the previous data structure in the same frequency position. Thus, if the reception device is tuned to a certain part of the transmission bandwidth, at least two data structures per frame will be received, each of these data structures having the same length, but one after the other in the time dimension. Thus, the length of each of the data structures in the transmission device can be adjusted dynamically. Alternatively or in addition, the number of additional data structures in the time dimension can be adjusted dynamically. Any dynamic changes in relation to the data structures will then be transmitted as signals in the signal structures. A multi-carrier system with a frame structure, such as proposed in the present invention, thus provides a very flexible transmission of data content in which the length of the data structures, and thus the amount of data per data structure can be dynamically changed, for example, from the frame to a frame or any other required method. Alternatively, the length and / or number of data structures may be fixed or constant.

It should be understood that the present invention can be applied in any form of a multi-carrier system in which a transmission device is configured to transmit data in the entire transmission bandwidth, and the reception device is configured to selectively receive only part of said entire transmission bandwidth. Non-limiting examples of such systems may be existing or future unidirectional or bidirectional broadcast systems, such as cable or wireless (e.g. cable-based, cable-based terrestrial systems, etc.) digital video broadcast systems. A non-limiting example of multi-carrier systems can be an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) multiplexing system, however, any other of the respective systems can be used in which signal data, pilot signals of other types are mapped onto multiple carrier frequencies. Carrier frequencies, therefore, can be equidistant and, accordingly, have the same length (bandwidth). However, the present invention can also be used in systems with multiple carrier frequencies in which the carrier frequencies are not equidistant and / or do not have the same corresponding length. In addition, it should be understood that the present invention is not limited to any type of specific frequency range or the total transmission bandwidth used on the transmission side, nor to a selected part of the transmission bandwidth on which the receiving side is tuned.

However, the present invention can also be used in systems with multiple carrier frequencies in which the carrier frequencies are not equidistant and / or do not have the same corresponding length. In addition, it should be understood that the present invention is not limited to any type of specific frequency range or the total transmission bandwidth used on the transmission side, nor to a selected part of the transmission bandwidth on which the receiving side is tuned. However, in some applications, it may be preferable to use the received bandwidth on the receiving side, that is, the bandwidth for the portion of the transmission bandwidth on which the receiver can be tuned, which corresponds to the bandwidth of the receivers of existing systems (digital video broadcast or other) systems. A non-limiting example of a receiver bandwidth may be 8 MHz, that is, the receiving side can be tuned to any desired 8 MHz bandwidth from the total transmission bandwidth. Thus, the total transmission bandwidth can be a multiple of 8 MHz, for example, 8 MHz, 16 MHz, 24 MHz, 32 MHz, etc., so that the segmentation of the total transmission bandwidth, that is, the length of each training structure may be 8 MHz. However, other segmentation sizes are possible, for example, (but without limitation) the length of each training structure may be 6 MHz.

Typically, in the case of the non-limiting example of 8 MHz for the receiver bandwidth, the length of each of the training structures used in the frame structure of the present invention may also be 8 MHz (or less).

The present invention is explained in more detail in the following description of preferred embodiments with reference to the attached drawings, in which:

figure 1 shows a diagram of the entire transmission bandwidth from which the selectable part can be selectively and flexibly received by the receiver,

figure 2 shows an example of segmentation of the total transmission bandwidth,

figure 3 shows a schematic representation in the field of time of the structure of the frame in accordance with the present invention,

on figa shows an example of a training structure in the frequency domain,

on figv shows a representation in the time domain of the training structure of figa,

on figa shows a representation in the frequency domain of an additional example of a training structure,

on figv shows a representation in the time domain of the training structure of figa,

6 shows a schematic representation in the frequency domain of a common transmission bandwidth with repeating training structures in accordance with the present invention,

7 shows the result of simulating the autocorrelation of a multi-carrier system in which the transmission bandwidth is equal to the reception bandwidth,

on Fig shows the simulation result for autocorrelation, in which the reception bandwidth coincides with the training structure in accordance with the present invention,

figure 9 shows the result of the simulation of autocorrelation in the case when the reception bandwidth does not coincide with the training structure in accordance with the present invention,

figure 10 shows a schematic example of the structure or sequence of a frame in accordance with the present invention,

figure 11 presents part of the structure of the frame of figure 10 with an explanation of the reconstruction of the signal structure,

12 is a schematic example of a receiver filter characteristic,

13 shows a further example of a frame sequence structure in accordance with the present invention,

on Fig shows part of a further example of the structure or sequence of a frame in accordance with the present invention,

on Fig shows a schematic representation of signal structures with guard bands,

on Fig schematically shows an example of the structure of a frame in accordance with the present invention in the measurement of time,

on Fig schematically shows a block diagram of an example transmission device in accordance with the present invention,

on Fig schematically shows a block diagram of an example of a receiving device in accordance with the present invention,

on Fig shows an example of the bandwidths of the proposed channels CVT-K2 OFDM,

on Fig shows a partial reception of a wider transmission signal MOCR,

on Fig shows a block diagram of the upper level of the proposed system C2,

on Fig shows slices of data over the entire channel bandwidth (in the example of a channel with a width of 32 MHz),

23 shows the transcoding of the DTT-S (2): the Interface is a TP level, including the processing of SPI / IU,

on Fig shows a block diagram of the head node STVKA: packets of the main band of services TsVT-C2 used as input,

on Fig shows the adaptation of the mode for CVT-K2, with support for single and multiple input streams (TP or OP),

on Fig shows a scheme of interleaving bits,

on Fig shows the interleaver in time,

on Fig shows the interleaver frequency refers to the generation circuit for mode 4 k,

on Fig shows the structure of the frame C2,

in Fig.30 shows an example of a pilot structure (length ZI = 1/64), Fig.31 shows the frame structure of the proposed system CVT-K2, time domain,

on Fig the frame structure and the combination of the preamble and the data part (example for 32 MHz),

on Fig shows the structure of the training symbol with repeatable sequences for each received segment,

on Fig shows the used frequency ranges of the symbols of the signals L1,
on Fig shows the construction of the General signal MOCR,

Fig. 36 shows an example of a cut-out CDM spectrum C2 (red curve) and ground services (e.g., safety services, blue curve) that share the same frequency range,

on Fig shows C2 as a downward channel for data SIKSPD,

on Fig shows the data transmission SIKSPD in the proposed system C2,

on Fig shows the ratio of the overlap of the spectrum of the OFDM between adjacent channels,

on Fig shows the installation of the window for the symbols of the OFDM in the time domain,

on Fig shows the increase in throughput for n = 1 (8 MHz), ZI = 1/64 (% comparison with TsVT-K 256KAM),

in Fig.42 shows the increase in throughput for n = 1 (8 MHz), ZI = 1/128 (% comparison with TsVT-K 256KAM),

on Fig shows the increase in throughput for n = 4 (32 MHz), ZI = 1/64 (% comparison with TsVT-K 256KAM),

on Fig shows the increase in throughput for n = 4 (32 MHz), ZI = 1/128 (% comparison with TsVT-K 256KAM), and

on Fig shows the characteristics of the system (channel ABGS).

FIG. 1 schematically shows a representation of the entire transmission bandwidth 1 in which a transmission device in accordance with the present invention, for example a transmission device 54 schematically shown in FIG. 16, transmits signals in a multi-carrier system in accordance with the present invention. Figure 1, in addition, schematically shows a block diagram of a receiving device 3 in accordance with the present invention, which is configured to selectively receive and selectively select a portion 2 of a transmission band 1. Thus, the receiving device 3 includes a tuner 4, which is configured to selectively and selectively receive the desired part 2 of the transmission bandwidth 1, as well as additional processing means 5 that performs additional necessary processing of the received signals in accordance with the corresponding data transmission system, such as demodulation, channel decoding, etc. A more elaborate example of a receiving device in accordance with the present invention is shown in the block diagram of FIG. 18, which shows a receiving device 63 comprising a receiving interface 64, which may, for example, be an antenna, antenna structure, cable or cable-based a receiving interface, or any other appropriate interface, configured to receive signals in an appropriate

transmission system or data transmission system. The receiving interface 64 of the receiving device 63 is connected to the receiving means 65, which comprises tuning means, such as tuning means 4 shown in FIG. 1, as well as additional necessary processing elements, depending on the respective data transmission or transmission system, such as conversion means frequency down, configured to down-convert the received signal to an intermediate frequency or main passband.

As noted above, the present invention enables flexible and variable reception of the desired portion 2 of the transmission bandwidth 1 at the receiver, due to the fact that a specific and new frame structure is provided for a multi-carrier system. Figure 2 schematically shows a common transmission bandwidth 1 in which the transmission device 54 in accordance with the present invention is configured to transmit content of data, such as video data, audio data or any other kind of data, in different segments or parts 6, 7, 8 , 9 and 10. For example, parts 6, 7, 8, 9, and 10 can be used by transmission device 54 to transmit various parts of data, data from different sources, data destined for different recipients, etc. Parts 6 and 9 have, for example, a maximum bandwidth, that is, a maximum bandwidth that can be adopted by the corresponding receiving device 63. Parts 7, 8, and 10 have lower bandwidths. The present invention now proposes to apply a frame structure or frame sequence to the entire transmission bandwidth 1, whereby each frame contains at least two training structures located adjacent to each other in the frequency direction and a plurality of data structures. Each training frame structure will have the same length and identical pilot signals. In other words, the total bandwidth 1 of the transmission is divided into equal parts for training structures, as a result of which the maximum bandwidth that the receiver can be tuned to, for example, the bandwidth shown for parts 6 and 9 in figure 2, should be equal to or longer than the length of each training structure. Thus, by correctly receiving the entire training structure, the reception device 63 in accordance with the present invention can correctly synchronize with the transmission device 54 and tune in and receive the desired data flexibly and without limitation. In addition, based on such a received training structure in the receiving device 63, it is possible to calculate the frequency offset and / or channel estimation. In addition, it is understood that the length of the various parts of the data in the transmission bandwidth cannot exceed the length (number of carrier frequencies) of the

training structures in the corresponding frame, as will be further explained in more detail below.

Figure 3 shows a schematic representation of the structure in the time domain of frames 11, 11 ', 11' 'in accordance with the present invention. Each frame 11, 11 ′, 11 ″ contains a preamble symbol 12, 12 ′, 12 ″ (or training symbol), one or more signal symbols 13, 13 ′, and several data symbols 14, 14 ′. Thus, in the time domain, preamble symbols or training symbols follow the signal symbols that follow the data symbols. Each frame 11, 11 ′, 11 ″ may have multiple data symbols, and systems are possible in which the number of data symbols in each frame 11, 11 ′, 11 ″ is changed. Preamble symbols are used in the receiving device 63 to perform time synchronization and, ultimately, to perform additional tasks, such as channel estimation and / or calculating frequency offsets. Signal symbols 13, 13 ′ contain signal information, for example, all physical layer information that is necessary for receiving device 63, for decoding received signals such as, but not limited to, L1 signal data.The signal data may, for example, contain a distribution of data content for various data structures, that is, for example, what services, data streams, modulation, error correction settings, etc. are located and at what carrier frequencies, so that the receiving device 63 can receive information on what part of the entire transmission bandwidth it should be tuned in. In addition, the signal symbols may contain signal data indicating the offset of the corresponding data structure from the pre Mbula or training structure and / or structure of signals so that the receiving apparatus 63 may optimize the tuning to the desired frequency of transmission parts in a manner that will be optimized reception of the training patterns and / or signal structures. The use of the frame structure in accordance with the present invention has the additional advantage that as a result of dividing the data stream into logical blocks, changes in the frame structure can be transmitted as signals from frame to frame, so that the previous frame contains signals about the changed frame structure for the next or one of the following frames. For example, the frame structure allows you to change modulation parameters without joints, without generating errors.

Figures 4A, 4B, 5A, and 5B show non-limiting examples of preamble structures that can be used in the present invention. However, it should be understood that other possible preamble structures can also be used. FIG. 4A shows a frequency domain representation of a preamble structure 15 or

training structure in which a plurality of carrier frequencies 16 (in the present example, 2048 carriers) respectively carry a pilot signal. In other words, all frequency carriers of the training structure 15 carry a pilot signal. FIG. 4B shows the training structure of FIG. 4A after conversion to a time domain. The training symbol in the time domain contains many samples 17 in the time domain (in the presented example, 2048 samples) per repetition. In other words, the training symbol in the time domain does not have any repetitions in the samples in the time domain. FIG. 5A shows a further, non-limiting example of a preamble structure 18 in a frequency domain comprising a plurality of carrier frequencies (512 carriers in the example shown). In the example shown, only every fourth subcarrier carries the pilot signal 19, all other subcarriers 20 do not carry the pilot signals. After converting to a time domain, the preamble in the time domain or training symbol 21 shown in FIG. 5B represents four repetitions 22, each repetition 22 has identical samples 23 (same value and number). In the presented example, the training symbol in the time domain has a length of 2048 time samples, and each repetition 22 contains 512 samples. The general rule is that the number of repetitions in the time domain corresponds to the repetition rate of the pilot signals in the frequency domain. In the case where the distance of the pilot signals in the frequency domain is large, the number of repetitions in the time domain increases. Repetitions in a preamble or training symbol in a time domain are sometimes referred to as “abbreviated” training symbols. In the example of FIG. 5B, the symbol in the time domain thus contains four abbreviated training symbols. In some applications, it may be preferable to use pseudo noise sequences of the pilot signal in order to obtain signal structures similar to pseudo noise sequences in the time domain. In addition, you can use the so-called CAZAC sequence (PANAC, constant amplitude zero autocorrelation) for pilot signals, or any other corresponding sequence obtained in signal structures similar to pseudo-noise and having good correlation properties, both in the frequency domain and in areas of time. Such sequences enable time synchronization in the receiving device 63 in accordance with the present invention. In addition, such sequences allow a reliable channel estimate to be made in the receiving device 63 if the Nyquist criterion in the frequency measurement is met. In addition, such sequences make it possible to calculate frequency offsets and / or perform channel estimation in the receiving device 63.

As noted above, the present invention proposes a frame structure or sequence in the frequency domain for the entire transmission bandwidth of the transmission device 54, in which identical training patterns are repeated throughout the transmission bandwidth, that is, in close proximity to each other in the frequency direction. Figure 6 schematically shows such a sequence of identical and adjacent to each other training structures 25, 26, 27, 28 in the entire transmission band 24. In other words, the same sequence of pilot signals is mapped onto the carrier frequency of each training structure 25, 26, 27, 28, so that each training structure has the same length (or bandwidth) and the same number of carrier frequencies (assuming that subcarriers of frequencies are located equidistantly and, accordingly, have the same length or bandwidth). Preferably, as shown in FIG. 6, the total transmission bandwidth 24 is evenly divided into training structures 25, 26, 27, 28 having, respectively, the same length. The length of the training structures 25, 26, 27, and 28 also corresponds to the minimum tuning bandwidth that the reception device 63 in accordance with the present invention can receive for receiving signals in order to ensure that the reception device 63 can continuously receive the entire training structure for synchronization (and channel estimates, and / or frequency offset calculations).

The present invention, therefore, makes it possible to tune the reception device 63 to any position in the common channel bandwidth 24 in a very flexible way, while maintaining the ability to perform reliable synchronization by correlating the received pilot signals, for example, in the correlation means 67 of the receiving device 63, as shown Fig. 18. Again, the invention proposes to divide the entire bandwidth 24 of the transmission frequency into adjacent subunits or segments, each of which has a training structure comprising repeating the identical sequence of the pilot signal and, thus, has the same length. The length of each of the training structures, therefore, preferably corresponds to the bandwidth on which the device 63 of the reception can be tuned. For example, as shown in FIG. 18, the reception device 63 comprises a reception interface 64, such as an antenna, a cable reception interface or the like, in which signals are received in the reception means 65, which comprises a tuner. If the receiving device 63 is tuned to a portion of the transmission bandwidth that matches or matches one of the training structures, the pilot signal sequence is received in the original order.

If the receiving device 63 is tuned to an arbitrary part of the transmission bandwidth or, for example, between two training structures, all the pilot signals of the training structure are still received, however, not in the original sequence. However, given the cyclic behavior of the pilot sequences, very good correlation properties still exist, in particular if pseudo-noise sequences are used for pilot signals in each training structure, and the correlation means 67 of the reception device 63 of the present invention still obtains good results when performing autocorrelation, that is, correlation of received pilot signals with themselves. In particular, in wired systems such as cable systems, autocorrelation is expected to produce good results due to the high signal to noise ratio. In addition, such sequences make it possible to calculate the frequency offset and / or channel estimate in the receiving device 63.

7 shows an example of a simulation result for a pseudo-noise sequence of 64 samples for a multi-carrier system without segmentation of the training structure, that is, when the transmission bandwidth is identical to the reception bandwidth. The correlation peak is clearly visible. Fig. 8 shows an additional example of a simulation result for a system in accordance with the present invention, in which the entire transmission bandwidth contains identical training patterns, and the receiver is tuned to a portion of the transmission bandwidth. In the situation shown in FIG. 8, the receiver was tuned and identically paired with the first segment, that is, the first training structure of the entire transmission bandwidth. In other words, the simulation shows the result of autocorrelation for a situation in which the receiver receives the pilot signals of the training structure in the original sequence. And again, the peak of correlation is clearly visible. Fig. 9 now shows the simulation result for the system of Fig. 8, when the receiver was adjusted to a position between two training structures so that the receiver does not receive pilot signals in the original sequence, but receives the last part of the previous training structure before the first part of the next training structure . However, given the cyclical behavior of the pilot sequences and training structures, it is still possible to obtain the autocorrelation peak, which is shown in Fig. 9.

In the case where the setting location is known in the receiving device 63, that is, the offset value from the beginning of the frame or from the corresponding beginning of each training structure is known, the layout

changing means 66 provided if necessary can change the layout of the received pilot signals to the original sequence and perform mutual correlation based on comparison with the saved version of the expected training structure, in order to obtain the result of cross-correlation. Such a cross-correlation result usually has better quality than the result of autocorrelation, since it is less affected by noise. Thus, for systems with a low signal-to-noise ratio, cross-correlation would be a better choice.

10 is a diagram of an example representation in the frequency domain of a frame or sequence 29 of a frame in accordance with the present invention. The frame structure 29 covers the entire transmission bandwidth 24 in the frequency direction and contains at least two training structures 30 located next to each other in the frequency direction, each of which transmit an identical sequence of pilot signals at the respective carrier frequencies, and which have the same length. In the example shown in FIG. 4, the entire transmission bandwidth 24 is further divided into four training structures 30, but can be appropriately divided into any other larger or smaller number of training structures. In the transmission device 54 in accordance with the present invention, as shown in FIG. 16, the pilot signal display means 55 is configured to map the pilot signals to the carrier frequencies of each training structure. Preferably, a pseudo noise sequence or PANAC sequence is used for pilot signals, but any other sequence with good pseudo noise sequence and / or correlation properties can be used. In addition, the pilot signal mapper 55 may be configured to display a pilot signal on each carrier frequency in training structures, as explained with reference to FIG. 4. Alternatively, the pilot signal mapper 55 may be configured to display a pilot signal at each mth carrier frequency (t is a natural number greater than 1), as for the example explained with reference to FIG. 5. The length or bandwidth 39 of each training structure 30 is the same as the bandwidth 38 to which the tuner of the receiving device 63 can be tuned. However, the portion of the transmission bandwidth that the tuner of the receiving device 63 can be tuned to may be larger than the length of the training structure 30. In addition, for the correlation performed in the correlation means 67 for the receiving device 63, the received pilot signals can be additionally (after conversion in the frequency domain in the transform means 68) to use for channel estimation, for the carrier frequencies in the frame, in the channel estimator 69, which provides the necessary channel estimate information for

the inverse mapping means 70 and enabling a correct de-mapping data in the received data signals. In addition, the received pilot signals can be used in the receiving device 63 to calculate the frequency offset in the appropriate tool, which is not shown in Fig.

The frame structure or sequence 29 further comprises at least two signal structures 31 located adjacent to each other in the frequency direction, which correspond to the training structures 30 in the time direction. Each signal structure 31 has the same length and bandwidth as the corresponding previous training structure 30, and the beginning and end of each signal structure 31 in the frequency direction are identical to the beginning and end of the corresponding (in the time domain) previous training structure 30, so that the frequency structure of the signal structures 31 is identical to the frequency structure of the training structures 30. In other words, the signal structures 31 are aligned with the training structures 30. The transmitting device 54 in accordance with this and acquisition represented in Figure 16, comprises means 57 display data signals, which is adapted to display the data signals on frequency carriers of each structure 31 signals. Thus, each signal structure 31 contains, for example, the location of the signal structure 31 in the frame. For example, each signal structure 31 in each frame has and carries identical signal data, except for the location of the corresponding signal structure in the frame, which is different in each signal structure 31 in the frame. The signal data is, for example, L1 signal data that contains all the physical layer information that is necessary for the reception device 63 to decode the received signals. However, any other relevant signal data may be contained in the signal structures 31. The signal structures 31 may, for example, comprise the location of respective data segments 32, 33, 34, 35, 36 so that the receiving device 63 has information about where the desired data segments are located so that the tuner of the receiving device 63 can be tuned to the appropriate location to receive the desired data segments. As shown in FIG. 17, the receiving device 63, after the receiving means 65 with the tuner, comprises conversion means 68 for converting the received signals from the time domain to the frequency domain, where after the signal data (after optional reconstruction in the reconstruction means 71) will be mapped back to the demapper 72, then they will be evaluated in the estimator 73. The estimator 73 is configured to extract the necessary and required signal information from the received signal data. If necessary,

additional signal structures may be provided in the time direction immediately after the signal structures 31.

The structure or sequence 29 of the frame further comprises at least two data segments extending over the entire frequency bandwidth 24 in the frequency direction and after the signal structures 31 in the time direction. In the time interval immediately following the time interval in which the signal structures 31 are located, the frame structure 29 represents several data segments 32, 33, 34, 35, 36 and 37 with different lengths, that is, with a different number of corresponding carrier frequencies, by which display the data. The frame structure 29 further comprises additional data segments in consecutive time intervals, as a result of which the additional data structures, respectively, have the same length and number of carrier frequencies as in the corresponding previous data structure. For example, the data structures 32 ', 32' 'and 32' '' have the same length as in the first data structure 32. The data structures 33 ', 33' 'and 33' '' have the same length as the data segment 33. In other words, the additional data structures have the same structure in the frequency measurement as several data structures 32, 33, 34, 35, 36, and 37 in the first time interval after the signal structures 31. Thus, if the receiving device 63, for example, tunes to the transmission bandwidth portion 38, in order to receive the data structure 35, all consecutive data structures 35 ', 35' 'and 35' '' in the time domain that have the same the length as that of the data structure 35 can be correctly received.

The flexible and variable structure of the data sequence for the structure or sequence 29 of the frame, as proposed in accordance with the present invention, can be, for example, embodied in the transmission device 54 in accordance with the present invention, as shown in Fig.17, by displaying various data streams, for example, different types of data and / or data from various sources, as represented by branches data 1, data 2 and data 3 in Fig.17. The corresponding data is then mapped to carrier frequencies in the respective data structures using appropriate data display means 58, 58 'and 58' '. As mentioned, at least some of the different data structures may have different lengths, that is, a different number of carrier frequencies, in the case where the carrier frequencies are equidistant and have the same bandwidth, respectively. Alternatively, the number of data structures in the frequency direction can be the same as the number of training structures, with the length (or bandwidth) of each data structure being identical to the length of

each of the training structures, and the structures can be aligned with each other (may have the same structure in the frequency direction). Alternatively, each data structure may have the same length, and the number of data structures may be a multiple of the number of training structures, while they still have the same frequency structure and are aligned. Thus, for example, 2, 3, 4 or more data structures can be aligned with each of the training structures. In general, the length of the data structures should be less than or maximum equal to the effective bandwidth of the receiver so that the data structures can be received at the receiving device 63. In addition, the transmission device 54 may be configured to dynamically change the sequence of the data structure, for example, the length and / or number of data structures. Alternatively, the data sequence structure may be fixed or constant.

In addition, it should be noted that the data structures preferably comprise pilot signals mapped to some of the carrier frequencies in order to allow fine channel estimation on the receiving side. Thus, the pilot signal can be scattered among the carriers with data in the form of a regular or non-regular structure.

In the transmission device 54, the carrier frequencies with pilot signals from the pilot signal mapper 55, the carrier frequencies with signal data from the signal mapper 57, and the carrier frequencies with data from various data mappers 58, 58 ′, 58 ″ are then combined as a structure or a frame sequence 29 in accordance with the present invention in a frame forming means 59.

Typically, the frame structure in accordance with the present invention can be fixed or constant, that is, the total bandwidth, as well as the extension of each frame in the time direction, must be fixed and always the same. Alternatively, the frame structure may also be flexible, that is, the total full bandwidth and / or expansion of each frame in the time direction may be flexible and vary from time to time depending on the desired application. For example, the number of time slots with data structures can be flexibly changed. Thus, the changes can be transmitted in the form of signals to the receiving device in the data signals placed in the signal structures.

10, it can be seen that the portion 38 to which the reception device 63 is tuned does not match the frequency structure of the training structures 30 and signal structures 31. However, as explained above, due to the cyclical

nature of the pilot signal sequences in the training structures 30, the correlation means 67 of the reception device 63 may still be able to perform auto (or cross) correlation. In addition, in this situation shown in FIG. 10, the reception device 63 requires information about the displacement of part 38 relative to the frequency structure of the frame structure 29 in order to enable the configuration of the received carrier signals to be changed to obtain the original signal sequence for the signal structures 31 which is performed in the reconstruction tool 71. This is due to the fact that the signal structures 31 have the same length and frequency structure as the training structures 30.

During the start phase or initiation phase of the reception device 63, the reception device 63 is tuned to an arbitrary part of the frequency in the common frequency bandwidth. In a non-limiting example of a cable broadcast system, the training structure 30 may have, for example, a bandwidth of 8 MHz. Thus, during the start-up phase, the receiving device 63 can receive the entire training structure 30 in the original sequence or in a reordered order, as well as the complete signal structure 31 in the original sequence or in a changed order from the received training structure 30. The receiving device 63 with the ability to perform correlation in the correlation tool 67, in order to obtain time synchronization, as well as perform channel estimation (usually a rough channel estimate) in the medium The channel estimator 69 and / or perform the frequency offset calculation after converting the received signals in the time domain to the frequency domain in the transform means 68. In the evaluation means 73 of the reception device 63, the received signal data is evaluated, for example, the location of the received signal structure in the frame is obtained in such a way that the receiver can freely and flexibly adjust to the corresponding desired frequency position, such as part 38 shown in FIG. 10. In the new tuning position, which usually does not necessarily correspond to the frequency structure of the training structures 30 and signal structures 31, the reception device 63 can still perform synchronization, channel estimation, and calculating the frequency offset based on the pilot signals of the training structures 30, due to their cyclical nature. However, in order to enable the correct estimation of these signals of signal structures 31, the order of the received signals must be re-changed, which is performed using reconstruction means 71, as described above. Figure 11 presents such a change in order in the form of a schematic example. The last part 31 ′ of the previous signal structure is

received before the first part 31 ″ of the subsequent signal structure is received, after which the reconstruction means 71 places the part 31 ′ after the part 31 ″ in order to reconstruct the original sequence of these signals, after which the structure of the signals with the changed order is evaluated in the evaluation means 73, after the corresponding reverse mapping of the signal data from the carrier frequencies in the inverse mapping means 72. It should be remembered that the content of each signal structure 31 is the same, therefore, such a change in order is possible.

Often, the receiving device does not provide the same frequency response over the entire reception bandwidth that the receiver is tuned to. In addition, an increased attenuation typically occurs in a transmission system at the borders of a reception bandwidth window. 12 schematically shows a representation of a typical example of a filter shape. You can see that the filter is not rectangular, therefore, instead of the 8 MHz bandwidth, for example, the receiving device is configured to efficiently receive only in the 7.4 MHz bandwidth. As a consequence, the reception device 63 may not be able to change the order of these signals, as described with reference to FIG. 11, in the case where the signal structures 31 have the same length and passband as the reception passband of the reception device 63, therefore some signals will be lost and cannot be received at the reception bandwidth border. In order to overcome this problem and other problems, and in order to provide the receiving device 63 with the constant ability to receive one complete signal structure in the original sequence and without having to reorder or re-arrange the received signals, in the present invention, as an alternative or it is further proposed to use signal structures 31a that have a reduced length compared to training structures 30. In the example shown in FIG. 13, the sentence it is wise to use signal structures 31a that have exactly half the length of the training structure 30, but nevertheless have the same frequency structure as the training structures 30. In other words, the corresponding two (that is, a pair) half-length signal structures 31a match and aligned with each other for training structures 30, as shown in Fig.13. Thus, each pair of signal structures 31 a will have identical signal data including the location of the signal structures 31 a in a corresponding frame. However, with regard to other pairs of signal structures, in these other pairs, since they have corresponding other locations in the frame, the signal data could be identical, except for the location information. In the above example

of each training structure 30 having a bandwidth or a length of 8 MHz, the signal structure 31 a could have a length or bandwidth of 4 MHz. As a result, in order to ensure the transmission of the same amount of signal data as before, it may be necessary to add additional half-length signal structures 31b in the time interval that follows the signal structures 31a and before the data structures 32, 34, 35, 36 and 37 . The additional signal structures 31b have the same arrangement / alignment in time and frequency as the signal structures 31a, but contain additional and different signal information from the signal information contained in the signal structures 31a. Thus, the receiving device 63 is able to receive the signal structures 31a and 31b completely, and the device reconstructing means 71 is configured to combine the signal data of the signal structures 31a and 31b to obtain an initial sequence. In this case, the reconstruction means 71 may be excluded from the reception device 63. It is also possible to provide only signal structures 31a in one time slot with half length if all necessary signal data can be transmitted in half length and additional signal structures 31b are not needed. Alternatively, an even larger number of half-length signal structures can be used in the next time interval after the signal structures 31b.

In general, it can be noted (for all embodiments of the present invention) that the length (or bandwidth) of training structures, data structures and / or signal structures can be adapted to, for example, can be less than or, at most, equal the effective reception passband of the reception device 63, for example, in the output passband of a reception bandpass filter, as described above.

In addition, in general, it should be noted that training structures, signal structures and / or data structures for the frame structure described in accordance with the present invention may contain additional guard bands, i.e., unused carriers at the beginning and / or end corresponding structure or frame. For example, each training structure may contain a protective strip at the beginning and at the end of each structure. Alternatively, in some applications, it may be preferable that only the first training structure in each frame, in the example shown in FIG. 10, the training structure at position 39, could contain a protective strip only at the beginning of the structure, and the last training structure in each frame may contain a protective strip only at the end of the structure. Alternatively, in some applications, only the first training structure in each frame, in the example of FIG. 10, the training structure at position 39 may contain a protective strip at the beginning and also at the

end of the structure, and the last training structure in each frame may contain a protective strip at the beginning as well as at the end of the structure. The length of the protective strip contained in some or all training structures may, for example, be shorter, or at most, may be equal to the maximum frequency offset with which the receiving device can operate. In the above example, an 8 MHz bandwidth for each training structure, the guardband may, for example, be 250-500 kHz or any other appropriate length. In addition, the length of each of the guard strips contained in the training structures may be at least the length of the carrier frequencies that are not received in the receiving device due to filter characteristics, as described with reference to FIG. In addition, in the case where the signal structures have protective bands, the length of each of the protective bands contained in the training structures may be at least the length of each of the protective bands of the signal structure.

In addition, or alternatively, each signal structure, i.e., signal structure 30, 31a and / or 31b, may contain a guard band with unused carriers at the beginning and at the end of each structure. An example of such a situation is shown in Fig. 15, which schematically shows several signal structures 31a arranged in series with each other in a frequency measurement, each of which has a protective strip 31a 'at its beginning and, in addition, a protective strip 31a' 'at its the end. For example, in an OFDM system in which the total transmission bandwidth is a multiple of the training structure length equal to 8 MHz (4nk: k mode is the Fourier window size of 1024 carriers / samples, n = 1, 2, 3,4). And each signal structure has a length of 4 MHz, assuming that the length of each protective band at the beginning and at the end of each signal structure is 343 carrier frequencies (which is the number of unused carriers in the data structures at the beginning and at the end of each frame in each 4nk mode) . The resulting number of used carriers in each signal structure could be 3584 / 2-2 × 343 = 1106 carriers. However, it should be understood that these numbers are used only as examples and do not mean any limitation in any sense. Thus, the length of each of the guard bands contained in the signal structures can be at least the length of the carriers that are not received in the receiving device due to the characteristics of the filter, as described with reference to FIG. 12, so that the length of these signals in each signal structure is equal to (or may be less than) the effective bandwidth of the receiver. It should be noted that if additional signal

structures 31b are present, as explained with reference to FIG. 13, they will have the same guard bands 31a 'and 31a' 'as the signal structures 31a. In addition, signal structures 30, as described with reference to FIG. 13, may have guard bands 31 a ' and 31 a ", as described above.

In addition, or alternatively, each data structure may comprise a guardband with unused carriers at the beginning and at the end of each structure. Alternatively, in some applications, only the corresponding first data structures in each frame in the frequency direction, in the example shown in FIGS. 10 and 13, the data structures 32, 32 ', 32 ", 32 " "may contain a guard strip only at the beginning of the data structure, and the last data structures in each frame in the frequency direction, in the example shown in figures 10 and 13, data structures 37, 37 ', 37' ', 37' " may contain a protective strip at the end of the structure data. Thus, the length of the protective bands of the data structures could, for example, be the same as the length of the protective bands of the signal structures if the signal structures contain protective bands, and / or the protective bands of the training structures if the training structures contain protective bands.

As noted above, the signal data contained in the signal structures 31, 31a and / or 31b (or other signal structures in accordance with the present invention) contain physical layer information that enables reception device 63 in accordance with the present invention to receive information about frame structure and receive and decode the desired data structure. In accordance with a non-limiting example, the signal data may include parameters such as the total or total transmission bandwidth, the length of the guard band for training structures, the locations of the corresponding signal structures in the frame, the length of the guard band for signal structures, the length of the guard band for data structures, the number of frames that make up the superframe, the number of frames present in the superframe, the number of data structures in measuring the frequency of the overall frame bandwidth, the number of additional ADDITIONAL data structures in the measurement time frame and / or individual signaling data for each data structure in each frame. Thus, the location of the corresponding signal structure in the frame may, for example, indicate the position of the signal structure in relation to training structures or in relation to segmentation of the total bandwidth. For example, in the case of FIG. 10, in which the signal structures are the same length as the training structures and aligned

with the training structures, these signals contain an indication if the signal structure is located in the first segment (for example, in the first segment of 8 MHz) , or in the second segment, etc. In the case where the signal structures have half the length of the training structures, as, for example, explained with reference to FIG. 13, each pair of adjacent signal structures then has the same location information. In any case, the reception device will be configured to tune to the desired frequency band in a subsequent frame using such location information. Separate signal data is a separate data block individually provided for each signal structure present in the frame, and may contain parameters such as the first carrier frequency of the data structure, the number of carrier frequencies allocated for the data structure, modulation used for the data structure, code error protection used for data structure, the use of time interleaver for data structure, the number of frequency cutouts (carrier frequencies that are not used for transmission data in the data structure) in the data structure, the position of the frequency cutouts and / or the width values of the frequency cutouts. The signal display means 57 of the transmission device 54 is configured to map respective data signals to the carrier frequencies of each signal structure. The evaluation means 67 of the reception device 63 is adapted to evaluate the received signal data and to use or redirect the information contained in the signal data for further processing within the reception device 63.

In the case where the signal data contains the above information of the individual signals for each data structure present in the frame, the structure of the signal sequence supports the maximum limited number of data structures in the frequency direction per frame, in order to limit the size of each signal structure to the maximum size. Thus, although the number of data structures in the frequency direction of each frame can dynamically and flexibly change, this could be true only within a certain maximum number of data structures. Additional data structures in the time direction of each frame are appropriately aligned with previous data structures, as explained above. Thus, each additional subsequent data structure has the same position, length, modulation, etc., as the previous data structure so that the signal data for the previous data structure is also valid for the subsequent data structure. Thus, the number of additional data structures in the time direction of each frame can be fixed or flexible, and this information can also be contained in

the signal data. Similarly, a signal sequence structure can only support the maximum limited number of cut frequencies in each data structure.

Alternatively or in addition, in order to overcome the problem that portions of the signal structures 31 cannot be received by the receiving device 63, the transmitting device 54 may optionally include error encoding means 56 configured to add a certain type of error coding, redundancy coding, such as repetition coding, cyclic redundancy coding, or the like for data signals that map onto carrier frequencies of signal structures using means in 57 display signals. Additional error coding may enable the transmission device 54 to use signal structures 31 of the same length as the training structures 30, as shown in FIG. 10, since the receiving device 63 is configured, for example, using reconstruction means 71, to perform a certain kind error detection and / or correction to reconstruct the original signal structure.

For the above example of signal structures having a length of 4 MHz and aligned with the training structures (segments) of 8 MHz in the OFDM system, the following table presents a specific (non-limiting) example of the signal structure:

Table 1 Signal structure n of n4k 4 bits Current value n of n4k 4 bits Guard interval length 2 bits Superframe Length 16 bits Frame number 16 bits Number of data structures 5 bits (or 4 or 6 bits) A cycle on data structures with individual information about each data structure { n - segment number 4 bits Carrier Start Number 12 bits Width of data structure (number of carriers) 12 bits QAM (KAM, quadrature amplitude modulation) modulation of the data structure 3 bits LDPC (PPC, Low Density Parity Check) blocksize 1 bit PCNP coderate 3 bits Time Interleave Resolution 1 bit Number of cutouts 2 bits Cut-Out Cycle { Carrier Start Number 12 bits Cutout Width (Number of Bearings) 12 bit } End of cut loop PSI / SI reprocessing (SPI / IU, program specific information / service information) 1 bit } End of cycle on data structures Reserved 1 bit (or 0 or 2 bits) CRC_32MIP 32 bits

Preferably, the frame structure can have a maximum of 32 data structures per frame in the frequency measurement, so that in a system with a total bandwidth of 32 MHz (four 8 MHz training structure lengths), each data structure has a minimum length of 1 MHz. The resulting maximum signal structure size is

(48 + 32 + 32 (36 + 4 * 24)) = 48 + 32 + 4224 = 4304 bits. Appropriate abbreviated Reed-Solomon coding can be applied to these signals. Coded data, for example, can be mapped onto two consecutive QPSK characters (QPSK, quadrature phase shift keying), or any other appropriate modulation can be used.

Alternatively, the frame structure may have a maximum of 64 data structures per frame in the frequency measurement, so that in a system with a total bandwidth of 32 MHz (four 8 MHz training structure lengths), each data structure has a minimum length of 0.5 MHz. The resulting maximum signal structure size is (48 + 32 + 64 (36 + 4 * 24)) = 48 + 32 + 8448 = 8528 bits. The corresponding abbreviated Reed-Solomon coding can be applied to the signal data. The encoded data may, for example, be mapped onto two consecutive 16-QAM characters, or any other appropriate modulation may be used.

Alternatively, the frame structure may have a maximum of 16 data structures per frame in the frequency measurement, so that in a system with a total bandwidth of 32 MHz (four training structure lengths of 8 MHz), each data structure has a minimum length of 2 MHz. The resulting maximum signal structure size is (48 + 32 + 16 (36 + 4 * 24)) = 48 + 32 + 2112 = 2192 bits. The corresponding abbreviated Reed-Solomon coding can be applied to the signal data. The encoded data may, for example, be mapped onto a single QPSK symbol, or any other appropriate modulation may be used.

Further, the parameters of these signals, presented above in table 1, will be described in more detail:

a) n from n4k: Defines the total transmission bandwidth of the proposed 4nk system as a multiple of 8 MHz n = 1: 8 MHz n = 2: 16 MHz n = 3: 24 MHz n = 4: 32 MHz ……. b) Current value n of n4k: Indicates the location of the decoded signal structure in the full n4k channel (frame) 0000 reserved 0001 0 ... 8 MHz (n = 1) 0010 8 ... 16 MHz (n = 2) 0011 16 ... 24 MHz (n = 3) 0100 24 ... 32 MHz (n = 4) c) guard interval length: Defines the length of guard intervals (or bands) for all data structures, as well as for signal structures 00 GI = 1/64 01 GI = 1/128 10 GI = 1/256 eleven reserved d) Superframe Length: This parameter describes the number of frames of which one superframe is built. e) Frame number: Allows you to count a frame in one superframe. At the beginning of each

superframe, such a counter is reset. f) Number of data structures: Defines the number of frequency structures in the total channel bandwidth g) n-segment number: This parameter signals the location of the first data carrier structure (i.e., which segment is 8 MHz) h) Initial carrier number: Defines the first carrier of the data structure. The numbering is performed relative to the frame of the corresponding 8 MHz segment i) Data structure width: Defines the number of allocated carriers for the data structure j) QAM data structures: This parameter indicates QAM modulation for the data structure. 000 16-QAM 001 64-QAM 010 256-QAM 011 1024-KAM one hundred 4096-KAM 101 16384-KAM 110 65536-KAM 111 reserved k) PPNP blocksize: Definition of PPP blocksize: 0 16 k blocksize one 64 k blocksize 1) PCPP coderate: Determination of the code rate of the selected PNP (low density parity check) for the data structure 0000 2/3 0001 3/4 0010 4/5 0011 5/6 0100 8/9 0101 9/10 0110-1111 reserved m) Time interleave enabled: Signals the use of time interleaver for this data structure h) Number of cutouts: Determining the presence or number of cuts in this data structure 00 no cutout in this data structure 01 1 cutout in this data structure 10 2 cutouts in this data structure eleven 3 cutouts in this data structure o) Cutout start: Defines the first data structure carrier p) Carrier Number: The numbering is performed relative to the frame of the corresponding segment size of 8 MHz q) Cutout width: Defines the number of allocated carriers for the cut d) Reprocessing SPI / IU: Transmits whether or not processing of SPI / IU in the head node 0 reprocessing SPI / IU is prohibited one reprocessing SPI / IU is allowed s) CRC _32 MER: 32-bit CRC encoding for L1 signal block

In order to provide even better reception of signal structures in the reception device 63, the present invention further proposes to optimize the tuning position of the reception device 63. In the examples shown in FIGS. 10 and 13, the receiver is tuned to the transmission bandwidth part 38 by centering part 38 around the frequency bandwidth in the data structures to be received. Alternatively, the reception device 63 can be tuned so that the reception of the signal structure 31 is optimized by arranging the portion 38 so that the maximum part of the signal structure 31 is received, while the desired data structure is fully accepted. Alternatively, the present invention proposes that the length of the respective data structures does not differ from the length of the respective preamble structures 30 and signal structures 31 by more than

a certain percentage, for example, 10%. An example of such a solution can be found in FIG. The boundaries between the data structures 42, 43, 44 and 45 do not deviate (in the frequency direction) from the boundaries between the preamble structures 30 and the signal structures 31 by more than a certain percentage, for example (but without limitation) by 10%. Such a small percentage can then be corrected using the additional error coding described above in the signal structures 31.

On Fig shows a representation in the time domain of an example frame 47 in accordance with the present invention. In the transmission device 54, after the frame structure or sequence is generated in the frame generating means 59, the frame structure in the frequency domain is converted to the time domain using the conversion means 60. An example of the resulting frame in the time domain is now shown in FIG. Frame 47 contains many abbreviated training symbols 48 obtained by displaying the pilot signals only at each mth carrier frequency (m is a natural number greater than or equal to 2) using the pilot signal display means 55, followed by a guard interval 49, a signal symbol 50, an additional guard interval 51, and a plurality of data symbols 52, which are respectively separated by guard intervals 53. Although a situation in which only one signal symbol is present in a time domain, Follows the example shown in Fig. 10, in which only one time interval with signal structures is present in the frame structure in the frequency domain, the example shown in Fig. 13 with two time intervals, with signal structures 31a and 31b, respectively, could lead to the presence of two signal structures in the time domain, which are ultimately separated by a guard interval. Guard intervals may be, for example, cyclic extensions of the useful parts of the respective symbols. Reliability of synchronization can be generally improved by inverting the last training symbol, that is, by inverting the phase of the last training symbol relative to previous training symbols (which all have the same phase). In an example of an OFDM system, signal symbols and data symbols including their ultimately provided guardbands may respectively have a length of one OFDM symbol. The frames in the time domain are then sent to the transmission means 61, which processes the signal in the time domain, depending on the multi-carrier system used, for example, applying a signal conversion with increasing frequency to the desired transmission frequency. The transmission signals

are then transmitted via a transmission interface 62, which may be a cable interface or a wireless interface, such as an antenna or the like.

The number of abbreviated training symbols 48 in frame 47 depends on the desired embodiment and the transmission system used. In a non-limiting example, the number of abbreviated training symbols 48 may be 8, which is a good compromise between the complexity of the correlation and the reliability of synchronization.

FIG. 16 further shows that a corresponding number of frames can be combined into super frames. The number of frames per superframe, that is, the length of each superframe in the time direction can be fixed or can vary. Thus, the maximum length to which superframes can be set dynamically can be set. In addition, it may be preferable that the signal data in the signal structures for each frame in the superframe be the same and that changes in the signal data occur only from the superframe to the superframe. In other words, modulation, coding, number of data structures, etc. could be the same in every frame of the superframe, but could then be different in the next superframe. For example, the length of the superframes in broadcast systems may be longer, since the signal data may not change so often, and in the interactive system, the length of the superframe can be shorter because the optimization of the transmission and reception parameters can be performed based on feedback from the receiver to the transmitter.

The elements and functions of the transmission device 54, the block diagram of which is shown in FIG. 17, have been explained above. It should be understood that the actual embodiment of the transmission device 54 will contain additional elements and functions necessary for the actual operation of the transmission device in the corresponding system. On Fig shows only the elements and means necessary to explain and understand the present invention. The same applies to the reception device 63, the block diagram of which is shown in Fig. 18. On Fig shows only the elements and functions necessary for understanding the present invention. Additional elements will be necessary for the actual operation of the receiving device 63. In addition, it should be understood that the elements and functions of the transmission device 54, as well as the receiving device 63, can be embodied in a device, system, etc. any type adapted to perform the functions described and claimed in the present invention.

The present invention, moreover, is directed to a frame structure (and accordingly, to an adapted transmission and reception device, and to a method as described above), which, as an alternative to the embodiments described above, has a plurality (two or more) data structures in which at least one data structure has a length different from the length of another data structure (s). Such a variable length data sequence structure can be combined either as sequences of training structures with identical length and content, as described above, or as a sequence of training structures in which at least one training structure has a length and / or content different from other training structures, that is, a variable length of the training structure. In both cases, the reception device 63 will need some information about the changing length of the data structure, which can be transmitted using a separate signal data channel or using the signal data contained in the signal data structures contained in the frame structure, as described above. In the latter case, such an embodiment is possible if the first training structure and the first signal structure in each frame always have the same length in which the receiving device can always receive information about variable data structures by receiving the first training structure and signal structure in each or in the necessary frames. Of course, other embodiments are possible. Otherwise, the rest of the above description is still applicable with respect to training structures, data structures and signal structures, as well as possible embodiments of the transmission device 54 and the receiving device 63.

1. Key points

The following description is a proposal for a preferred embodiment of the present invention in a future digital cable-based digital video broadcast system such as (but not limited to) DVB-C2 (CVT-K2, digital video and television broadcasting cable 2). The latest development of second-generation physical layer standards for satellite transmission (DVB-S2, CVT-C2, digital video and television broadcasting - satellite 2)) and terrestrial (DVB-T2, CVT-H2, digital video and television broadcasting - satellite 2)) The transmission has led to the need for cable network operators to provide improved and competitive specifications and flexibility for digital broadcasting and interactive services than can be obtained using the current first-generation MVT-K standard.

The purpose of this proposal is to provide a complete solution to the system in accordance with the current and expected future requirements of cable networks, but which could also be applied to terrestrial networks.

This proposal provides a significant improvement in system throughput and flexibility, thanks to many new and improved features:

• Flexible and extremely efficient modulation scheme OFDM:

- Using not only the existing 8 MHz frequency raster, but also large bandwidths with specific values that are multiples of 8 MHz, allows for a spectrally extremely efficient transmission system

- Reception, based on the frequency interval, enabling the implementation of the receiver with cost-effective use and increased system flexibility.

- Cutout of the OFDM subcarriers to support effective protection (in terms of safety) of terrestrial services (Cumulative radiation from cable networks disrupts terrestrial services)

• Modulation of higher order subcarriers of the OFDM provides a significant increase in throughput for the current systems of CVT-K

- Up to 69.8 Mbit / s using 1024QAM subcarrier modulation (8 MHz receive bandwidth)

- Up to 83.7 Mbps using 4096QAM subcarrier modulation (8 MHz receive bandwidth)

• The PCNP codec, reused from CVT-C2 and CVT-H2, with code rates optimized for the cable system, provides a gain of more than 3 dB compared to current encoding and helps ensure compatibility with second-generation CVT systems

• Support for transcoding satellite and terrestrial services for cable systems

• Support for multiple input stream formats (single and / or multiple transport streams (TS, TP) information and Generalized Stream Encapsulation (GSE, IPR))

• Bandwidth optimization for available return channels

- Low latency in the system, to support interactive services

- Adaptation of the OFDM subcarriers to optimize throughput depending on location and specific SNR conditions (SIR, signal-to-noise ratio in a given frequency range.

Such a proposal constitutes a complete system proposal and applies to all aspects of the requirements. A detailed comparison of the requirements related to C2 (K2) is given along with the description of the technology in paragraph 5.

The following abbreviations are used:

AFM (AKM) Adaptive Coding and Modulation Awgn (ABGSh) Additive white gaussian noise VSN code (BCH) Bose-Bose-Chaudhuri-Hochquengem Error Correction Binary Block CAZAC (PANAK) Oscillation mode of zero autocorrelation with constant amplitude SSM (RMB) Permanent coding and modulation CRC (HRI) Cyclic Redundancy Check Fec (FFP) Direct error correction Gi (ZI) Guard interval GS (OP) Generalized stream (IPR) Generalized Stream Encapsulation GSM (PKO) Global mobile communications system LDPC (PCNP) Low Density Parity Check Code OFDM (MOCR) Frequency Division Orthogonal Multiplexing Papr (OOPS) Decreasing peak to average ratio PSI / SI (SPI / YIU) Program-specific Information / Information services QAM (KAM) Quadrature Amplitude Modulation QoS (KU) Service quality RF (RF) Radio frequency Smatv (BID) Collective Antenna Satellite TV SNR (OSB) Signal to noise ratio TS (TP) Traffic information flow Vcm (RMB) Variable Coding and Modulation VoD (AMT) Video on Demand

It should be understood that all the functions and requirements described below can be embodied in appropriately installed means and elements of the transmission device 54 shown and described with reference to FIG. 17 and / or the reception device 63 shown and described with reference to FIG. eighteen. In addition, it should be understood that the following detailed description of preferred embodiments is not intended to limit the scope of the present invention as defined in the claims.

2. System overview

2.1. Flexible n4k system

The proposed system includes a high level of flexibility with respect to the mapping of various input formats (single / multiple TS and IPR) on the subcarriers of the OFDM.

The basic concept is to bind and multiplex as many input data streams as possible to the corresponding number of sub-carriers of the OFDM, which, in general, do not exceed the maximum tuner bandwidth on the receiver side (for example, 8 MHz, including the corresponding guard bands) . This is defined as a frequency slice of data.

A subchannel refers to one 8 MHz bandwidth block of an existing cable channel raster. The existing DTT-K bandwidth (i.e., 8 MHz) can be used as a single channel. However, in order to further increase the spectrum efficiency of the n sub-channels of the OFDM 8 MHz wide, it is possible to combine or “tie” together to form a larger channel. Several frequency slices of data can be combined in a channel. However, there is no fixed bandwidth assignment for frequency slices; they are not necessarily aligned on 8 MHz subchannels.

The spectral efficiency increases as the guard bands of the OFDM spectrum are used only once on each side among the total channel bandwidth. The shaping of the spectrum of the guard band does not change at different values of the channel bandwidth. 19 illustrates various examples of channel bandwidth with corresponding guard bands.

Obviously, the greater the total channel bandwidth, the lower the spectral cost associated with the guard bands. The upper limit of the total channel bandwidth depends on the available technology (D / A converter) on the side of the headend. Table 22 illustrates the percentage of costs for different bandwidths of the OFDM spectrum if the same form of guardband is used:

table 2 Cover band costs for different bandwidths of the OFDM spectrum OFDM channel bandwidth Cover strip costs 8 MHz 5.1% 16 MHz 2.5% 24 MHz 1.7% 32 MHz 1.2% ... ...

The bandwidth of the frequency slice of the data is not associated with any fixed frequency raster, and it can be adjusted directly in accordance with the requirements of the bandwidth of the input streams. The only requirement is that the number of allocated subcarriers does not exceed the tuner

bandwidth on the receiver side. Statistical multiplexing is used to slice data and benefit from these bandwidths, which make them as large as possible.

The total channel bandwidth should be a multiple of the n raster of the subchannel (8 MHz). This makes it easy to plan the network, as well as the rather large sizes of the tuner steps of the receiver.

The OFDM modulation is removed from the 4 k operating mode used in the DTT-N / T2, which is extended to a plurality of subchannel rasters. The system is therefore called the n4k system (n denotes the number of connected modulation units 4 k).

2.2. Partial intake

In order to enable the receiver to be implemented at an effective minimum cost, an OFDM technique based on frequency slices is proposed.

The segmented OFDM reception with fixed segment sizes has now been successfully deployed in ISDB-T (KSCV-N, a comprehensive digital broadcast service - terrestrial). In these systems, the reception of individual segments or combined segments is possible. The main application of KSCV-N is to provide mobile reception, as well as fixed terrestrial reception within the same RF channel.

The proposed system C2 contains an arbitrary adjustable assignment of subcarrier blocks, as shown in FIG. The proposed head node C2 is configured to calculate for each superframe of the assembly the specific distribution of the input stream and the frequency cutoff of all subcarriers of the OFDM. Ideally, each input stream or each group of input streams is mapped to the corresponding subgroup of sub-carriers of the OFDM. The number of allocated subcarriers can be derived directly from the input data rate. This includes the combined costs associated with mode adaptation, stream adaptation, and FEC coding, and growth due to QAM modulation.

The division of the common OFDM channel into different frequency slices (also called frequency structures or segments) is determined by L1 signals (section 3.7.2). The receiver tunes to a frequency that contains the desired frequency slice of the data. Partial OFDM demodulation is applied to the selected received 8 MHz spectrum.

Note: the width of the frequency slice of the data may be less than the passband of the receiver. In this case, after demodulation of the OFDM, the receiver selects only the information of the respective subcarriers and transmits them to the following decoding sections.

2.3. System overview C2

The following FIG. 21 illustrates a block diagram of the upper level of the proposed system C2.

At the first stage, in the proposed transmission system, various input streams (single or multiple TPs, or OPs) are combined and packets are formed from them to obtain packets in the main bandwidth, similar to CVT-C2. This type of adaptation mode provides the ability for the flow-specific (that is, TP or OP) adjustment of the required level of reliability. In this case, it is possible to apply a single TP or OP to a relatively small number of sub-carriers of the OFDM. However, to increase the subchannel spacing (that is, by applying a frequency interleaver to a larger number of subcarriers), it is preferable to bind as many input streams as possible in order to approach the maximum possible bandwidth (i.e., the tuner bandwidth on the receiver side).

The next stage is the stage of stream adaptation, where filling is performed (if required) and applies scrambling in the main band, before applying FEC coding.

The encoding step of the FEC contains a BCH encoder, a PPC encoder, and a bit interleaver module, similar to that used in CVT-H2. The normal size of the output block of the PCNP encoder is 64800 bits. However, in order to maintain a low latency (for example, as required, for example, in interactive services), shorter PCNP block sizes are also supported (i.e., 16,200 bits, as is known from CVT-H2).

In order to remove the lower level associated with errors for high QAM aggregates (1024 QAM and higher), an adjustable BCH with corrections T errors of 12 bits is used.

Then, the FFP frames encoded by the PNP are fed to the BICM stage (KMPB, interleaved bit modulation). Here, the output of the PCPP encoder is subjected to bit interleaving, as in CVT-H2, with concatenation of parity interleaving, after which interleaving with column twisting and processing in

the demultiplexer are performed. Extending bit interleaving for new, high-order QAM aggregates is included in this document.

After the KAM encoder maps the incoming bits to complex KAM symbols, the KAM mapping is based on Gray coding, and an extension of the T2 mapping for 1024 KAM and 4096 KAM is proposed.

To provide flexible installations, in order to meet different requirements and environments, the modulation and parameters of the FFP can be modified. The proposed system provides two different operating modes:

- For broadcast data streams, the modulation and coding setting for each data slice (i.e., the corresponding number of OFDM subcarriers) is controlled exclusively on the transmitter side. Installations are chosen so as to guarantee the required level of quality of service throughout the network. Modulation and coding for each data slice can be changed from superframe to superframe. Each superframe within a data slice (also called a data structure or segment) has the same modulation and coding.

- If a return channel is provided in the cable network, the receiver can inform the transmitter about its OSB states in order to optimize the selected modulation and coding. This is especially important for optimizing the bandwidth for interactive services provided from point to point (based on IP (PI, Internet protocol), for example, DOCSIS Internet traffic (SIKSPD, Specification of the cable service interface of a data transmission system) or video transmission on demand - VPT) Smaller multicast connections can also take advantage of the SIR information if the transmitter selects modulation and coding according to the receiver with the worst SSC for the corresponding data slice.

The next step is the processing of the interleaver in time, which reduces the influence of impulsive noise and other noise packets. The time interleaver is combined with the total frame length, and it can be turned off for time-critical services, such as interactive services, which require a small delay.

Frequency interleaving is used to average the OSB ripple over the entire frequency slice width. Although the main architecture is based on a frequency interleaver from CVT-N and CVT-H2, the width of the interleaver varies in frequency and is consistent with the number of subcarriers that are allocated for a given data slice. During operation, a memory mapping specific

for the frequency interleaver and a memory reverse mapping on the transmitter side as well as on the receiver side can be easily performed.

The output of each symbol interleaver is then mapped to one data slice (also called a data structure).

The OFDM symbol builder combines all of the various incoming streams by mapping all of them to the appropriate number of subcarriers, including the insertion of the corresponding pilot structure.

The total number of subcarriers in a single OFDM symbol increases with an increase in the number of coupled channels with a width of 8 MHz (n4k system). Combinations of these data slices do not have any segmentation restrictions, as shown in FIG. The only requirement is that the width of one data slice (i.e., the number of allocated subcarriers) does not exceed the bandwidth of the receiver (i.e., 8 MHz, respectively, in order to pass through the bandwidth of the input stages of the receiver).

The proposed execution of frequency slices provides a very effective mapping of the aggregate need for the bandwidth of all input streams of various data to the overall large bandwidth without any significant overhead.

After that, the guard interval is pre-attached to each symbol of the OFDM. This document proposes three different guard interval lengths to allow optimization of the guard interval in accordance with a particular network environment (i.e., maximum echo length).

In the final block of the frame formation, every 320 characters of MOCR data are separated using a preamble consisting of a phase of the training sequence (provide all important synchronization, as well as the functions of the initial channel estimation), and two symbols of L1 signals modulated by 16-QAM (containing all important information about physical layer for the incoming frame).

2.4. Transcoding of the service TsVT-S / TsVT-S2

For transcoding satellite streams into C2 cable networks, the block diagram shown in FIG. 21 is usually used: the TP level is used as an interface between satellite decoding and C2 related coding. The output streams based on the TSVT-S system are therefore encoded in accordance with the upper signal chain.

In order to carry out the correct adaptation of all incoming SPI / IS information within all transport information streams, all additional SPI / IC reprocessing units are included at the beginning of the proposed C2 encoding.

Note: the same TP-based processing may be applicable for transcoding the transport streams CVT-T or CVT-H2 in a cable network.

For STVKA head nodes that transcode the CVT-C2 services to smaller cable networks, the SPI / IU processing may not be used (similar to the CVT-K STVKA systems). In this case, it is not necessary to carry out the reverse coding steps to input signals into the cable network. In addition, the DTT-C2 signals decode only to the baseband packet level. Such baseband packets then directly introduce the proposed C2 system. On Fig shows the corresponding block diagram.

3. System Description

3.1. Adaptation Mode

Adaptation mode is reused as much as possible from CVT-C2. The system works with the input of the transport stream or the input of the generalized stream (protocol CVT OIP, to adapt the PI stream to the generalized stream). Both formats support single and multiple input stream modes, as shown in FIG.

This type of adaptation mode provides the possibility of a flow-specific adjustment (i.e., TP or OP) of the required level of reliability. The higher the SIR, the higher the “ModCod” mode is used (that is, a combination of the modulation scheme and the selected FEC).

At the level of the cable channel, the pulsation of the OSB is limited in comparison with terrestrial systems. Therefore, the main emphasis in this proposal is aimed at simplicity and cost reduction in signal transmission.

Similarly to the DTT-C2, various stream configurations are supported to provide the required system flexibility:

• Single transport stream input (PCM): All input stream services are protected at the same FFP level using the system. RMB is not directly accessible at the level of a single transport stream.

• Entering multiple traffic streams (RMB and PerKM):

- Each transport stream can be protected separately using the level of a single FFP

- Protection can be divided into different traffic flows (PerKM).

3.2. FFP coding

3.2.1. BCH

The coding of the BCH is performed in accordance with CVT-C2. The use of a BCH with a correction of 12 errors is proposed for all code rates in order to exclude a high level associated with errors, which can be observed for higher-order modulations (1024QAM, 4096QAM) proposed for CVT-C2.

Table 3 Encoding parameters (for normal FECFRAME n_{1dpc} = 64 800) PCP codec Block K_{BCH} decoded BCH Block N_{BCH} encoded BCH and block k_{IFNP} decoded IFNP BCH t-error correction N_{BCH} - K_{BCH} 2/3 43008 43,200 12 192 3/4 48408 48,600 12 192 4/5 51648 51 840 12 192 5/6 53808 54,000 12 192 8/9 57408 57,600 12 192 9/10 58128 58 320 12 192

Table 4 Parameter encoding (for short FECFRAME n_{1dpc} = 16,200) PCNP code identifier Block K_{BCH} decoded BCH Block N_{BCH} encoded BCH and block k_{IFNP} decoded IFNP BCH t-error correction N_{BCH} -K_{BCH} 2/3 10632 10 800 12 168 3/4 11712 11,880 12 168 4/5 12432 12,600 12 168 5/6 13152 1 3,320 12 168 8/9 14232 14,400 12 168

3.2.2. PCNP

The coding of PCNP is performed in accordance with CVT-C2. The block size of the PCP codec is N_{1dpc} = 16200 or 64800.

3.2.3. Interleaver

3.2.3.1. Bit interleaver

The bit interleaver should be used to optimize the assignment between the bits of the PNP code and the Gray code mapped to the KAM symbol bits. Just like in CVT-H2, it should consist of an interleaver of blocks and a demultiplexer.

In the part of the block interleaver, as shown in Fig. 26, for the output of the PCPP encoder, it is first necessary to perform parity interleaving, and then it

must be stored in a storage device of N_c columns and N_r rows. Data is written column by column with an offset of t_c to twist the columns, and read row by row.

N_{c-} th output $\{b_{0,r}, b_{1,r}, b_{2,r}, \ldots, b_{Nc-1,r}\}$ in relation to the r-th row rearrange to $\{y_{0,r}, y_{1,r}, y_{2,r}, \ldots, y_{Nc-1,r}\}$ in the part of the demultiplexer, where every m bits belong to the symbol 2^m-CAM.

In addition to the totals, the TsVT-H2, 1024KAM and 4096KAM are offered for broadcasting services. The required parameters are shown in Table 5, 6 and 7.

Table 5 Bit Interleaver Structure (1024KAM, 4096KAM) N_{IFNP} = 64800 N_{IFNP} = 16200 Speakers
N_c 1024CAM 6480 1620 10 4096KAM 5400 1350 12

Table 6 Column twisting parameter t_c (1024KAM, 4096KAM) Modulation Speakers Nc N_{PCNP} Twist parameter t_c Count 0 one 2 3 four 5 6 7 8 9 10 eleven 1024CAM 10 64800 0 3 6 8 eleven 13 fift een 17 eighteen twenty - - 16200 0 one 2 2 3 3 four four 5 7 4096KAM 12 6 4800 0 0 2 2 3 four four 5 5 7 8 9 16200 0 0 0 2 2 2 3 3 3 6 7 7

Table 7 Parameters for cell demultiplexing of bits for speed 2/3, 8/9 and 9/10 Modulation format 1024-KAM Input bit number, i for $b_{i,r}$ 0 one 2 3 four 5 6 7 8 9 Output Bit Number, $jy_{j,r}$ 8 0 one 2 3 four 6 5 9 7 Modulation format 4096-KAM Input bit number, i for $b_{i,r}$ 0 one 2 3 four 5 6 7 8 9 10 eleven Output bit number, j for $y_{j,r}$ 10 0 one 2 3 four 5 6 8 7 eleven 9

Table 8 Parameters for demultiplexing bits in cells for speeds 3/4, 4/5 and 5/6 Modulation format 1024-KAM Input bit number, i for $b_{i,r}$ 0 one 2 3 four 5 6 7 8 9 Output bit number, j for $y_{j,r}$ 6 four 8 5 0 2 one 3 9 7 Modulation format 4096-KAM Input bit number, i for $b_{i,r}$ 0 one 2 3 four 5 6 7 8 9 10 eleven Output bit number, j for $y_{j,r}$ 8 0 6 one four 5 2 3 7 10 eleven 9

3.2.3.2. Time interleaver

To eliminate the influence of pulsed or packet noise, a time interleaver is proposed for broadcast services. The time interleaver interleaver length is kept short compared to the CVT-H2.

On Fig shows the operation of the interleaver in time. The time interleaver receives output signals from the KAM encoder and writes data to the columns. The outputs are transmitted to the interleaver in frequency by reading the interleaver cells in rows.

- The number of rows R is a fixed value of 40. This value takes an erasure rate of 2.5%, that is, approximately one out of every 40 characters is lost due to mutual interference.

- The length of the interleaver in time is combined with the length of the frame (section 7.5) for simplicity.

- The number of columns N_L in the time interleaver corresponds to the number of subcarriers in the required service.

- The use of a time interleaver for each block of a segmented OFDM system is transmitted as signals in L1 packets.

- Transmitter memory requirements: 4096 * 12 * 40 = 1966080 = 1.97 Mbps.

A typical interleaver can be considered as a receiver of 577 μs packets from a GSM mobile phone (HMS, global mobile communication). This duration corresponds to approximately one period of the n4k symbol. Depending on the degree of erasure, you can use a code rate of 9/10 or a more robust code rate for the encoder.

Time interleaving should be optional for interactive services (using adaptive OFDM):

- Services with high QC requirements and low latency (e.g., ACL) should use time interleaving

- Services that require low latency (for example, TCP-based gaming services (PUP, Transmission Control Protocol,) / UI) should not use time interleaving.

3.2.3.3. Frequency interleaver

In general, the frequency interleaver should be used similarly to the CVT-H2. Since variable frequency slices are allowed for receiving OFDM, the

transmitter as well as the receiver must dynamically calculate the size of the interleaver (that is, the size of the interleaver varies depending on the number of allocated subcarriers).

The purpose of the frequency interleaver operating over the data cells of a single OFDM symbol is to map the data cells to $N_{data\ of\ the}$ available carrier data in each symbol.

The frequency interleaver must process data cells $X_{m,1} = (x_{m,1,0}, x_{m,1,1}, ...,x_{m,one,N data - one}$ $x_{m,1,N_{data}-1}$) of the symbol 1 of the OFDM C2 frame m.

The parameter $M_{max\ is}$ then determined in accordance with Table 8.

Table 8 M_{max} value for frequency interleaver FFT Size $_{Max}$ 4K 4,096

The interleaver vector $A_{m,1} = (a_{m,1,0}, a_{m,1,1}, a_{m,1,2} ...,a_{m,one,N data - one}$ $a_{m,1,N_{data}-1}$) is determined by:

$a_{m,1,H(q)} = x_{m,1,q}$ for even frame characters (1 module 2 = 0) for q = 0, ..., N_{data} -1

$a_{m,1,q} = x_{m,1,q,H(q}$, for odd frame characters (1 module 2 = 1) q = 0, ..., N_{data} -1

H (q) is a permutation function based on the sequences R'_i defined as follows.

The binary word R'_i . the size of (N_r -1) bits is determined with $N_r = \log_2 M_{max}$, where R'_i takes the following values:

i = 0.1: $R'_i[N_r -2, N_r -3, ..., 1.0] = 0.0, ..., 0.0$

i = 2: $R'_i[N_r -2, N_r -3, ..., 1,0] = 0,0, ..., 0,1$

2 <i <M_{max} : {$R'_i[N_{r*} -3, N_r -4, ..., I, 0] = R'_{i-1}[N_r -2, N_r -3, ..., 2, one]$;

in 4 k mode: $R'_i[10] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[2]$

The vector R $_{i\ is}$ derived from the vector R ' $_{I}$ using the permutation of bits presented in table 9.

Table 9 Permutation bits Bit Positions R ' $_{i}$ 10 9 8 7 6 5 four 3 2 one 0 Bit Positions (H) R $_{i}$ 7 10 5 8 one 2 four 9 0 3 6

The permutation function H $_{(q)\ is}$ determined by the following algorithm:

q is 0;

for (i = 0; i <M $_{max}$; i = i + 1)

{ H (q) = (i mod 2) .2 N r - one + ∑ j = 0 N r - 2 R i (j) .2 j ; i f (H (q) < N d a t a) q = q + one ; }

$$\left\{ H(q) = (i \bmod 2).2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j).2^j; \right.$$

$$\left. \text{if}\left(H(q) < N_{data}\right) q = q + 1; \right\}$$

A schematic block diagram of the algorithm used to generate the permutation function is shown in FIG. 28: The frequency interleaver relates to a generation scheme for 4 k mode.

The output of the frequency interleaver is a vector of the interleaver of data cells A $_{m, l}$ = (a $_{m, l, 0}$, a $_{m, l, 1}$, a $_{m, l, 2}$, ...,a m , one, N d a t a - one

$a_{m,1,N_{data}-1}$

) character 1 of frame m.

Ndata is transmitted as signals in L1 symbols.

3.3. KAM Subcarrier Modulation

OFDM subcarrier modulation should be regular quadrature amplitude manipulation

(KAM): The use of the following aggregates is proposed based on the definitions of CVT-H2.

- 16-KAM

- 64-QAM

- 256-QAM

In order to increase the throughput of the proposed C2 system, the following higher aggregates for broadcast services were proposed

- 1024-QAM (using Gray mappings)

- 4096-QAM (using gray mapping)

In addition, even higher QAM aggregates may be applicable for interactive services in which the advantages of AKM (adaptive coding and modulation) can be used, that is, the transmitter and the receiver exchange TOC tone cards that transmit a signal about the selected QAM aggregation for each data slice . Possible adjustment, depending on the OSB of the selected population and coding.

3.4. MACR Parameters

This section proposes an OFDM design for use for each transmission mode. The transmitted signal is organized into frames, as described in section 3.5. Each frame has a duration of T_F and consists of the characters L_F MOCR.

Each symbol is composed of a set of K carriers transmitted with TP duration. It consists of two parts: a useful part with a duration of T_U and a guard interval with a duration of Δ. The guard interval consists of cyclic continuation of the useful part, T_U , and is inserted in front of it.

The symbols in the OFDM frame are numbered from 1 to L_F. All characters contain data and / or link information.

Since the OFDM signal contains many separately modulated carriers, each symbol, in turn, can be considered as divided into cells, each of which corresponds to modulation carried by one carrier during one symbol.

The OFDM symbols contain pilot symbols that can be used for frame synchronization, frequency synchronization, time synchronization, channel estimation, and can also be used to track phase noise.

The carriers are indexed as $k \in [K_{min} ; K_{max}]$ and are defined as K_{min} and K_{max} . The gap between adjacent carriers is $1 / T_U$ while the gap between carriers K_{min} and K_{max} is defined as $(K-1) / T_U$.

The MOCR parameters are summarized in Table 10. The values for various time-related parameters are given as multiples of the elementary period T and in microseconds.

The n4k operating mode was proposed as a good compromise between the length of the symbol, sensitivity to phase noise, and also to the degree of tilt of the side of the spectrum. It is based on the TsVT-N / T2 4 k mode, within a 8 MHz channel. The system bandwidth can be expanded to n multiple of 8 MHz.

The following table illustrates settings for multiple channel bandwidths, where n varies from 1 to 4.

Table 10 4nk OFDM modulation for different channel bandwidths 8 MHz channel bandwidth 16 MHz channel bandwidth 24 MHz channel bandwidth 32 MHz channel bandwidth ... Elementary Period T 7/64 μs 7/128 μs 7/192 μs 7/256 μs Carrier Spacing (kHz) 2,232 2,232 2,232 2,232 2,232 Duration Tu 4096T 8192T 12288T 16384T (448 μs) (448 μs) (448 μs) (448 μs) Number of active carriers 3409 6993 10577 14161 ... Guard interval lengths 1/256 1/256 1/256 1/256 1/256 (1.75 μs) (1.75 μs) (1.75 μs) (1.75 μs) (1.75 μs) 1/128 1/128 1/128 1/128 1/128 (3.5 μs) (3.5 μs) (3.5 μs) (3.5 μs) (3.5 μs) 1/64 1/64 1/64 1/64 1/64 (7 μs) (7 μs) (7 μs) (7 μs) (7 μs)

With the added benefit of channel bonding, the proposed OFDM values are very similar to the main parameters of the CVT-N / H2 4 k mode, including the gaps between the carriers, as well as the symbol duration.

Note:

Other channel bandwidths can be obtained by adjusting the elementary period T. For example, the channel bandwidth of the 6 MHz channel can be derived from the 8 MHz channel by changing the elementary period from 7/64 μs to 7/48 μs.

3.5. Frame compilation

On Fig shows the frame structure, which is similar to that described above with reference to Fig.16. The superframe is divided into C2 frames, which, in turn, are divided into OFDM symbols. Frame C2 always starts with one

preamble symbol, then two level 1 signal symbols and finally L_F -3 data symbols.

With the exception of the preamble symbol, which has a duration of Tu (there is no guard interval), the duration of each symbol in the frame has the same TP period. The period of the TP symbol consists of the sum of the duration $T_{ZI\ of\ the}$ guard interval and the duration Tu of the useful symbol.

The number of data characters is fixed in 8 * Time Interleaver (see 3.2.3.2) character length = 8 * 40 = 320 characters. Frame C2 has a total of L_F = 323 characters, consisting of 320 data characters, one preamble character (without guard interval) and two characters of L1 signals. Signal transmission costs, therefore, are 3/323 (approximately 0.9%) for the preamble and symbols of L1 signals.

The proposed period of frame C2 is: $T_F = T_U + 322 * (T_{ZI} + T_u)$

Table 11 4nk frame periods for various guard interval lengths Guard interval length Frame period 1/64 147.0 ms 1/128 145.8 ms 1/256 145.3 ms

The period of superframe C2 is in the range: $1 * T_F \Leftarrow TP_F \Leftarrow (2^{16} - 1) * T_F$

L1 signal data can only be changed at the boundaries of superframes. The superframe period in services intended only for broadcast transmission can be set to its maximum value $(2^{16} - 1) * T_F$, which is approximately 2 hours 37 minutes, since frequent changes in the parameters of L1 signals are not provided. Then, for the case of using only interactive services, or for mixed broadcast / interactive services, the length of the superframe can be reduced as necessary. The superframe period is provided as a parameter of the L1 signal.

Switching time between channels without knowing the location of the frequency cutoff of the data is expected to require up to two full periods of the C2 frame (288 ms), depending on the relative time of the beginning of the change of channels before the start of the C2 frame.

3.6. Pilot carriers in data symbols

The density of scattered pilot symbols is obtained from

- The maximum delay time of the multipath channel to determine the reception speed in the frequency direction

- The maximum Doppler frequency in the cable channel, to determine the repetition rate in the time direction

Since the cable channel is considered quasistatic in the time direction, the repetition rate can be kept low.

In order to optimize the costs associated with the use of the pilot structure, the density of the diffuse pilot structure depends on the size of the guard interval.

Table 12 Scattered pilot structures for proposed C2 system WOC mode Guard Interval Length Separation of pilot carriers (x) The number of characters forming one scattered pilot sequence (y) n4k 1/64 four 12 n4k 1/128 four 24 n4k 1/256 four 48

Table 12 shows that the frequency offset of the position of the pilot symbol after one symbol is four carriers. The repetition frequency in the frequency direction is x, y (for example, the distance of 48 carriers for ZI = 1/64).

On Fig illustrates the pilot structure (black dots) for the length of the guard interval 1/64.

The first as well as the last carrier of each OFDM symbol always contains pilot carriers.

According to the Nyquist criterion, the interpolation of an individual frequency is possible for each symbol of the OFDM. However, it is possible to improve the quality of the channel estimate by applying additional time interpolation.

Since time interpolation is usually not required, continuous pilot (CP, NP) symbols are also not required. To calculate the total phase error (NPE), it is enough to take into account only the channel estimate interpolated in frequency.

3.7. Preamble

The preamble defines the beginning of a new C2 frame. The preamble should provide the following features:

• Synchronization of the frame and the original OFDM symbol

• Correction of the initial bias (bias in frequency and sampling frequency)

• Initial channel rating

• Information about the main parameter of the physical layer for the following frame:

○ Guard interval

○ Allocation of the subcarrier MOCR

■ Basic structure of various subcarrier segments

• Carrier start / stop, block width, ...

■ Segment-specific subcarrier modulation scheme

■ Segment-specific sub-carrier FFP settings

○ Frequency cutout indication

The preamble is divided into the phase of the training sequence and the phase of the L1 signals. The training phase consists of 8 abbreviated training symbols; the total length is one OFDM symbol (4096 samples). The next two OFDM symbols contain L1 signals (including the corresponding guard interval).

On Fig illustrates the basic structure of one frame C2 (in the time domain), and on Fig, which is similar to that explained above Fig, shows the basic structure of one frame C2 in the frequency domain:

The proposed preamble provides all typical important functions, regardless of the setting position.

- Time / frame synchronization

- Rough / accurate estimate of frequency offset

- Initial channel rating

- Signals L1

The ability to perform all the functions of the preamble, regardless of the setting position, provides the ability to use arbitrary execution of the data slice in the frequency domain. In particular, the width (bandwidth) of the data slice should not be aligned with any fixed segment size. The functions of the various blocks are described below.

3.7.1. Abbreviated Training Symbols

The bandwidth of the preamble sequence is limited by the reception bandwidth of the segmented receiver (i.e., 8 MHz). The total channel bandwidth for the transmitted signal is a multiple of such a receiver bandwidth (i.e., tuner bandwidth).

The density of the pilot carriers in the training symbols is adjusted to fulfill at least the Nyquist criterion. For n4k mode, the following preamble is proposed:

- 8 abbreviated training symbols (pilot carrier span = 8)

- repetition rate of the abbreviated training symbol: 512 samples

Each subblock of the training sequence is equal to the initial passband of the receiver and contains a repetition of the main pseudo-noise sequence with optimized correlation properties, which provides several advantages:

- If the receiver tuner selects a window that corresponds to one of the equidistant segments of a wider transmission channel bandwidth, the training sequence is deployed in a fully and optimized manner.

- If the tuner selects an arbitrary tuning frequency within the transmission channel bandwidth, the optimized correlation property is still valid due to the cyclic behavior of the autocorrelation sequences: In the receiver, the resulting preamble sequence will correspond to the version with a circular shift of the original sequence in the frequency domain. Therefore, the basic property of autocorrelation is still applied, provided that the pilot sequence density condition is still satisfied. Thus, such pseudo noise behavior, a low OPS property, and optimal autocorrelation characteristics are valid for any tuning position. In addition, a rough calculation of the frequency offset (typically performed in the frequency domain) is still possible.

On Fig, which is similar to the above-described Fig.6, shows the proposed repetition of the basic pseudo-noise sequence.

As mentioned above, the repetition of 8 training sequences is proposed as a reasonable compromise between the complexity of the correlation and the reliability of synchronization. In this case, the pn-sequence has good general autocorrelation (i.e., good correlation peak properties), as well as the corresponding properties of moving correlation (i.e., the output of a gentle correlation region, for example, PANAK sequences, such as those used in

WLAN preambles (WLANs, wireless local computer network)). In addition, synchronization reliability is further enhanced by inverting the last of eight training sequences.

For the training sequence in its combination with a 8 MHz raster, the full bandwidth is not allocated: Within each repetition, several carriers are excluded to satisfy the characteristics of the spectrum and to enable appropriate compensation of the frequency offset. For example, in order to provide a capture range of 250 kHz, the same bandwidth is left without using a training sequence on both sides of the spectrum.

3.7.2. Signals L1

Signals L1 provide information on all relevant specific parameters of the physical layer.

As shown in FIG. 32, L1 signals follow the phase of the training sequence in each frame. The duration of the L1 signals is two symbols MOCR. The bandwidth of the L1 signals is 4 MHz; every two L1 blocks (also called signal structures) are aligned with the original 8 MHz raster.

The behavior of the frequency of the L1 signals should reflect the characteristics of a typical receiver filter, as well as a common spectrum mask.

In order to ensure correct decoding of L1 for each arbitrary tuning position, block L1 does not use all subcarriers in its block with a width of 4 MHz. In addition, the characteristics of the guard band from the entire channel bandwidth are reused. In any mode, p4k 343 subcarriers at each boundary are not used for data transmission (guard band). The same number of unused carriers is used for the L1 signal, so the available number of carriers per block L1 is:

3584 / 2-2 * 343 = 1106 carriers

On Fig, which is similar to Fig.15, explained above, illustrates the allocation of the carrier for the symbols L1 (signal structures).

The following signal structure L1 (signal structure) is proposed.

Table 13 Signal Structure L1 n of n4k 4 bits Current n of n4k 4 bits Guard interval length 2 bits Superframe Length 16 bits Frame number 16

bits Number of data slices 5 bits Data Slice Cycle { Segment number n 4 bits Subcarrier Number 12 bits Data slice width (number of carriers) 12 bits KAM data slice modulation 3 bits PCNP blocksize 1 bit PCNP coderate 3 bits Allowed to use time interleaver 1 bit Number of cutouts 2 bits Cut-Out Cycle { Start Carrier Number 12 bits Cutout Width (Number of Bearings) 12 bits } End of cut loop reprocessing SPI / IU 1 bit } End of data slicing cycle Reserved 1 bit PDI 32 MPI 32 bits

Table 13 shows that up to 32 different frequency slices are supported on the same n4k channel.

The calculation of the rest of the resulting maximum number of bits of L1 signals leads to the total number that corresponds to two consecutive (in the direction of time) QAM modulated L1 symbols with a 4 MHz bandwidth, including overhead signals according to the corresponding PSC scheme.

Parameter Description: n of n4k Defines the total channel bandwidth proposed 4nk system as a multiple of 8 MHz 0000 reserved 0001 8 MHz (n = 1) 0010 16 MHz (n = 2) 0011 24 MHz (n = 3) 0100 32 MHz (n = 4) ... ... Current value n of n4k Indicates the location of the decoded block of L1 signals in full channel n4k 0000 reserved 0001 0 ... 8 MHz (n = 1) 0010 8 ... 16 MHz (n = 2) 0011 16 ... 24 MHz (n = 3) 0100 24 ... 32 MHz (n = 4) Guard interval length Defines the length of the guard interval for all data characters, as well as for L1 characters 00 ZI = 1/64 01 ZI = 1/128 10 ZI = 1/256 eleven reserved Superframe Length This parameter describes the number of frames that make up one superframe. Frame number Provides the ability to count frames within a single superframe. At the beginning of each superframe, this counter is reset. Data Slice Number Determines the number of frequency slices in the total channel bandwidth N-segment number This parameter signals the location of the first data slice subcarrier (i.e., which segment is 8 MHz) Start Carrier Number Defines the first data slice carrier. The numbering refers to the frame of the corresponding 8 MHz segment Data Slice Width Defines the number of allocated subcarriers for data slice KAM data slice modulation This parameter indicates QAM modulation for the data segment: 000 16-QAM 001 64-QAM 010 256-QAM 011 1024-KAM one hundred 4096-KAM 101 16384-KAM 110 65536-KAM 111 reserved PCNP blocksize Defines the PPP blocksize: 0 16k

blocksize one 64k blocksize PCNP coderate Determines the selected speed of the VLF code for data slice: 000 2/3 001 3/4 010 4/5 011 5/6 one hundred 8/9 101 9/10 110-111 reserved Allowed to use the time interleaver Signals the use of the time interleaver for Number of cutouts this data slice Determining the presence or number of cutouts in this data slice 00 no cuts in this data slice 01 1 cutout in this data segment 10 2 cutouts in this data segment eleven 3 cutouts in this data segment Cut start Defines the first data slice carrier Carrier Number Numbering is relative to the frame of the corresponding 8 MHz segment Cutout width Defines the number of allocated subcarriers to cut Reprocessing SPI / DUT Signals whether reprocessing of the DPS / DUT is performed at the head node 0 SPI / DUT processing not performed one SPI / DUT processing is performed PDI_32 MPI 32-bit PDI coding for L1 signal block

3.7.3. Launch procedure

This short section is intended to illustrate preamble processing on the receiver side.

Initially, the receiver tuner, for example, the receiving tuner of the receiving device 63, presented and explained with reference to FIG. 18, is tuned to an arbitrary frequency band that is either aligned or not aligned with an 8 MHz raster of cable networks. In this position, the setup window covers the complete sequence of the preamble and two complete blocks of L1 signals. Therefore, the receiver can synchronize, perform an initial channel estimate, and extract L1 signals.

From signals L1, for example, the current value n of information n4k, the receiver determines the location of the received and decoded signal structure (s) relative to the current frame and can then tune to the frequency of the desired data slice (the data slice is typically not aligned with the 8 MHz raster) and can receive and decode all the desired data slices in all subsequent frames of this superframe in this setting position.

3.8. Data Slice Execution

As explained in the previous sections, the preamble is designed in such a way that it is possible to perform all the relevant important frame functions (i.e., receiver synchronization, channel estimation and L1 decoding) in any setting position.

Therefore, data slices, that is, data structures, as explained with reference to FIG. 10, need not necessarily follow any fixed segment allocation. An appropriate number of sub-carriers of the OFDM may be allocated. The only condition regarding the width of one data slice is that it does not exceed the reception bandwidth (i.e., 8 MHz minus 2 * guard bands (e.g., 7.6 MHz)).

Each data slice has a constant number of data bits (that is, data carrier) per frequency slice per superframe. Such a number of data bits per data slice can vary from a superframe to a superframe.

FIG. 35 illustrates the construction of a common OFDM signal as a combination of several sub-blocks of the OFDM (data slices). Each chain of the encoded signal is mapped onto an agreed number of subcarriers.

The smaller the bandwidth of the data segment, the smaller the gain due to interleaving obtained in the frequency interleaver. Linking multiple streams to the same KU requirements when adapting a mode is one of the ways to deploy frequency diversity in the best possible way.

3.9. Cutting

Terrestrial services and the HVAC cable system often share the same frequency range. Mutual interference between both services reduces the SCE of the corresponding service. Radiation from cable networks disrupts terrestrial services. Similarly, the quality of transmission of cable services is affected by the access of terrestrial services, which create additional noise in the environment inside the cable. An example is shown in FIG. Cutting the OFDM carriers is used to protect different data transmission systems from each other: the OFDM carriers allocated for the same frequency range (s) are excluded from the data transmission process.

An example of the system described above on the ground side provides flight safety services and much more.

In order to maximize throughput, the cutout width should be as narrow as possible, that is, only those OFDM subcarriers that are directly covered by terrestrial services that need to be excluded are excluded (see FIG. 36).

The location of the notches is part of the L1 signals: For example, the first cutout carrier and the width of the notch are part of the L1 signals.

3.10. Opportunity to adapt MOCR for interactive services

If the cable network can be performed with a return channel, then the proposed system C2 should be able to use it as a downstream environment for interactive data services, as shown in Fig. 37.

Similarly to the existing system of TsVT-K, the system C2 should be able to integrate with subsequent traffic data SIKSPD. The return channel is intended as the corresponding downstream channel of the SIKSPD, and is outside the scope of this document.

Examples of this kind of interactive services are the transmission of all data on the basis of SIKSPD, including services based on PI or video on demand (CAP).

In this scenario, the proposed system is configured to take advantage of adaptive OFDM (AKM adaptive coding and modulation): For interactive point-to-point data services, the modem and transmitter can exchange their SCE conditions in their assigned frequency slice in order to optimize their data throughput. This technology provides accurate protection of the data slice, as well as the dynamic adaptation of the channel for the propagation of conditions by targeting each individual terminal (C2 modem / receiver).

On Fig shows an example of a cable network with a head node C2 and many connected receivers / modems C2. Depending on the influence of the channel, such as the attenuation or ripple associated with multipath, the available SIR at each location varies. For example, the modem / receiver 1 C2 is located close enough to the head node, and therefore, any attenuation in the spectrum of the downstream transmission channel will be small: The modem will inform the head node of good channel conditions, the head node selects the appropriate combination of modulation and coding with very high bandwidth ability. In contrast, the distance between the head node C2 and the modem / receiver 2 C2 is assumed to be very large, resulting in a large attenuation in the reception spectrum. The available range of SIRs, therefore, will be significantly less, the modem / receiver 2 C2 informs the head node C2 that it is necessary to use a more stable combination of modulation and coding.

Theoretically, it would be possible to transfer the SCE conditions for each individual sub-carrier of the OFDM back to the head node C2. Another alternative that is widely used in other data transmission systems, such as

PLC (SLE, transmission system for power lines) is that they transmit one value of the SCE per interval of coherent bandwidth.

However, this document proposes to use only one common combination of modulation and coding for each data slice that is used for interactive services. The main reasons are as follows:

- L1 / OFDM signals tone card complexity: If each subcarrier or coherent bandwidth interval needs to be processed separately, the total amount of L1 signal data as well as OFDM tone map data (i.e., feedback data containing information containing specific SIR conditions for the carrier) will increase significantly.

- Limited Oscillation Oscillation Ripple: As a result of relatively low levels of echo amplitude, the resultant variation of the EAS in the corresponding slice of the frequency of the reception spectrum will not be too large (for example, general oscillations in the frequency range below 3 dB). The carrier-specific processing of the SIRs is usually targeted using different modulation schemes for different subcarriers of the OFDM, while a complete slice of the data is encoded with the same FEC settings (i.e., VCR encoding). The overall small level of amplitude fluctuation cannot be effectively covered by the relatively high steps of the SIR between different sets (for example, approximately 6 dB between adjacent square sets).

- If the slices of these interactive services select only one common modulation and coding setting, they are very well suited to the general proposed architecture C2, in which each different broadcast stream can also use a specific setting "coding modulation". Despite the additional exchange of the SIR conditions between the transmitter and the receiver, the system uses exactly the same data slice as the L1 signal mechanisms.

Note: message formats for exchanging the terms of the SCE or the corresponding combinations of modulation and coding signals are subject to the decision of higher levels and are beyond the scope of this proposal.

3.11. Spectrum shaping

In order to minimize the influence of interference from adjacent channels, the transmission spectrum of the CVT-K2 must meet certain criteria of the spectrum mask. Since the proposed system C2 uses n4k OFDM modulation with very high QAM sets of subcarriers, the slope level of the curve at the

channel boundary should be lower than the required SIR value, estimated for the physical layer mode, which requires the highest SIR value for QEF (COO, quasi-absence of errors) reception in an AWGN environment (ABGS, additive white Gaussian noise).

In order to improve the characteristics obtained from the spectrum of the OFDM band and to obtain the required isolation between the channels at the boundary frequencies between the two channels, filtering is required. In principle, two methods are applicable.

- Window setting: Provides a smooth transition of amplitude to zero at the boundaries of the symbol (time domain). Setting the window in the time domain means that the resulting spectrum is a convolution of the spectrum of the window function with a set of pulses at subcarrier frequencies.

- Conventional filtering technology (digital and / or analog).

Window installation and filtering are two technologies that provide the ability to reduce the signal level outside the band spectrum.

The cutoff behavior of conventional filtering has a potential effect on the characteristics of modulation modes of high subcarriers. In contrast, setting a window in a time domain does not degrade the system. The disadvantage of installing a window is that it partially overlaps between consecutive characters and the corresponding degradation of the used guard interval function. On Fig shows the basic principle of installing the window.

The overlap between consecutive OFDM symbols has a duration of T_{TR}. The larger the value of T_{TR}, the greater the degree of decrease in signal level outside the spectrum band.

The final degree of isolation of the channel, as well as the corresponding attenuation of the lateral slope of the curve, must be studied when modeling the system of the adjacent channel.

3.12. OOPS

Solutions with low complexity to reduce the OPS on the transmitter side need to be investigated. Significant overall FFT sizes (FFT, Fast Fourier Transform) resulting from channel binding are expected to slightly increase the probabilistic peak factor of the OFDM system. For example, using the 32K IBPF on the transmitter side is expected to increase the probabilistic

peak factor of the OFDM system by less than 0.5 dB compared to a solution based on 8 K FFT.

In addition, it is known that an increase in the order of QAM modulation does not adversely affect the probabilistic peak factor for OFDM systems with FFT sizes of 1K or more. Therefore, the optimization problem to reduce the peak factor of the proposed MOCR system is similar to the problem for CVT-H2.

It should be noted that the method of providing active population expansion will be less effective than in the T2D-TEC, due to the very high order of the QAM of the populations commonly used for cable transmission.

4. System Feature / Bandwidth

4.1. Throughput

The following tables show the different bandwidths for the proposed C2 n4k system for 8 MHz and 32 MHz channel bandwidths. In addition, a comparison is made with the current maximum throughput of the CVT-K (CVT-K, 256-KAM).

The calculations take into account the following system costs:

- Guard interval (1/64, 128, 1/256)

- Codec PCNP

- BCH codec

- Costs for the pilot structure

- Costs for the formation of frames (3 characters of the preamble / signals of 323 characters)

Note: The potential costs of windowing to increase shaping to the OFDM spectrum have not (yet) been taken into account.

4.1.1. 8 MHz channel (n = 1)

4.1.1.1. Guard Interval Length = 1/64

Table 14 Bandwidth for n = 1 (8 MHz), GI = 1/64 KAM PCNP ZI length Bandwidth (Mbps) (refers to 8 MHz bandwidth) Spectral Efficiency (bit / Hz) Increase in throughput in comparison with TsVT-K 256-KAM (in%) 16-QAM 2/3 1/64 19.37 2.42 -62.2 3/4 1/64 21.78 2.72 -

57.5 4/5 1/64 23.24 2.91 -54.7 5/6 1/64 24.23 3.03 -
52.8 8/9 1/64 25.83 3.23 -49.6 9/10 1/64 26.16 3.27 -49.0 64-
QAM 2/3 1/64 29.05 3.63 -43.4 3/4 1/64 32.68 4.08 -
36.3 4/5 1/64 34.86 4.36 -32.0 5/6 1/64 36.34 4,54 -
29.1 8/9 1/64 38.75 4.84 -24.4 9/10 1/64 39.24 4.90 -23.5 256-
QAM 2/3 1/64 38.74 4.84 -24.5 3/4 1/64 43.57 5.45 -
15.0 4/5 1/64 46.49 5.81 -9.4 5/6 1/64 48.46 6.06 -
5.5 8/9 1/64 51.67 6.46 0.7 9/10 1/64 52.32 6.54 2.0 1024-
KAM 2/3 1/64 48,42 6.05 -
5.6 3/4 1/64 54.46 6.81 6.2 4/5 1/64 58.11 7.26 13.3 5/6 1/64 60.57 7.57 18
.1 8/9 1/64 64.59 8.07 25.9 9/10 1/64 65.40 8.17 27.5 4096-
KAM 2/3 1/64 58.11 7.26 13.3 3/4 1/64 65.35 8.17 27.4 4/5 1/64 69.73 8.72
36.0 5/6 1/64 72.69 9.09 41.7 8/9 1/64 77.50 9.69 51.1 9/10 1/64 78.48 9.8
1 53.0

4.1.1.2. Guard Interval Length = 1/128

Table 15 Bandwidth for n = 1 (8 MHz), GI = 1/128 KAM PCNP ZI length Bandwidth (Mbps) (refers to 8 MHz bandwidth) Spectral Efficiency (bit / Hz) Increase in throughput in comparison with TsVT-K 256-KAM (in%) 16-
QAM 2/3 1/128 19.73 2.47 -61.5 3/4 1/128 22.19 2.77 -
56.7 4/5 1/128 23.67 2.96 -53.8 5/6 1/128 24.68 3.08 -
51.9 8/9 1/128 26.31 3.29 -48.7 9/10 1/128 26.64 3.33 -48.1 64-
QAM 2/3 1/128 29.59 3.70 -42.3 3/4 1/128 33.28 4.16 -
35.1 4/5 1/128 35.51 4.44 -30.8 5/6 1/128 37.02 4.63 -
27.8 8/9 1/128 39.47 4.93 -23.0 9/10 1/128 39.96 5.00 -22.1 256-
QAM 2/3 1/128 39.45 4.93 -23.1 3/4 1/128 44.37 5.55 -
13.5 4/5 1/128 47.34 5.92 -7.7 5/6 1/128 49.35 6.17 -
3.8 8/9 1/128 52.62 6.58 2.6 9/10 1/128 53.28 6.66 3.9 1024-
KAM 2/3 1/128 49.32 6.16 -
3.8 3/4 1/128 55.47 6.93 8.1 4/5 1/128 59.18 7.40 15.4 5/6 1/128 61.69 7.7
1 20.3 8/9 1/128 65.78 8.22 28.3 9/10 1/128 66.61 8.33 29.9 4096-
KAM 2/3 1/128 59.18 7.40 15.4 3/4 1/128 66.56 8.32 29.8 4/5 1/128 71.02
8.88 38.5 5/6 1/128 74.03 9.25 44.3 8/9 1/128 78.94 9.87 53.9 9/10
1 1/128 79.93 9.99 55.8

4.1.1.3. Guard Interval Length = 1/256

Table 16 Bandwidth for n = 1 (8 MHz), GI = 1/256 KAM PCNP ZI length Bandwidth (Mbps) (refers to 8 MHz bandwidth) Spectral Efficiency (bit / Hz) Increase in throughput in comparison with TsVT-K 256-KAM (in%) 16-QAM 2/3 1/256 19.91 2.49 -61.2 3/4 1/256 22.39 2.80 -
56.3 4/5 1/256 23.89 2.99 -53.4 5/6 1/256 24.90 3.11 -
51.4 8/9 1/256 26.55 3.32 -48.2 9/10 1/256 26.89 3.36 -47.6 64-QAM 2/3 1/256 29.86 3.73 -41.8 3/4 1/256 33.59 4.20 -
34.5 4/5 1/256 35.83 4.48 -30.1 5/6 1/256 37.35 4.67 -
27.2 8/9 1/256 39.83 4.98 -22.3 9/10 1/256 40.33 5.04 -21.4 256-QAM 2/3 1/256 39.82 4.98 -22.4 3/4 1/256 44.78 5.60 -
12.7 4/5 1/256 47.78 5.97 -6.8 5/6 1/256 49.81 6.23 -
2.9 8/9 1/256 53.11 6.64 3,5 9/10 1/256 53.77 6.72 4.8 1024-KAM 2/3 1/256 49.77 6.22 -
3.0 3/4 1/256 55.98 7.00 9.1 4/5 1/256 59.72 7.47 16,4 5/6 1/256 62.26 7.7 8 21,4 8/9 1/256 66.38 8.30 29.4 9/10 1/256 67.22 8.40 31.1 4096-KAM 2/3 1/256 59.72 7.47 16,4 3/4 1/256 67.17 8.40 31,0 4/5 1/256 71.67 8.96 39.7 5/6 1/256 74.71 9.34 45.7 8/9 1/256 79.66 9.96 55.3 9/10 1/256 8 0.66 10.08 57.3

4.1.2. 32 MHz channel (n = 4)

4.1.2.1. Guard Interval Length = 1/64

Table 17 Bandwidth for n = 4 (32 MHz), GI = 1/64 KAM PCNP ZI length Bandwidth (Mbps) (refers to 8 MHz bandwidth) Spectral Efficiency (bit / Hz) Increase in throughput in comparison with TsVT-K 256-KAM (in%) 16-QAM 2/3 1/64 20.11 2,51 -60.8 3/4 1/64 22.62 2.83 -
55.9 4/5 1/64 24.14 3.02 -52.9 5/6 1/64 25.16 3.15 -
50.9 8/9 1/64 26.83 3.35 -47.7 9/10 1/64 27.17 3.40 -47.0 64-QAM 2/3 1/64 30.17 3.77 -41.2 3/4 1/64 33.94 4.24 -
33.8 4/5 1/64 36.21 4,53 -29.4 5/6 1/64 37.74 4.72 -
26.4 8/9 1/64 40.24 5.03 -21.5 9/10 1/64 40.75 5.09 -20.5 256-QAM 2/3 1/64 40,23 5.03 -21.6 3/4 1/64 45.25 5.66 -
11.8 4/5 1/64 48.28 6.03 -5.9 5/6 1/64 50.32 6.29 -
1.9 8/9 1/64 53.66 6.71 4.6 9/10 1/64 54.33 6.79 5.9 1024-KAM 2/3 1/64 50.29 6.29 -
2.0 3/4 1/64 56.56 7.07 10.3 4/5 1/64 60.34 7.54 17.7 5/6 1/64 62.91 7.86 2 2.7 8/9 1/64 67.07 8.38 30.8 9/10 1/64 67.92 8.49 32,4 4096-

KAM 2/3 1/64 60.34 7.54 17.7 3/4 1/64 67.87 8.48 32,3 4/5 1/64 72.41 9.05 41.2 5/6 1/64 75.49 9.44 47.2 8/9 1/64 80.49 10.06 56.9 9/10 1/64 81.50 10.19 58.9

4.1.2.2. Guard Interval Length = 1/128

Table 18 Bandwidth for n = 4 (32 MHz), GI = 1/128 KAM PCNP ZI length Bandwidth (Mbps) (refers to 8 MHz bandwidth) Spectral Efficiency (bit / Hz) Increase in throughput in comparison with TsVT-K 256-KAM (in%) 16-QAM 2/3 1/128 20.49 2,56 -60.1 3/4 1/128 23.04 2.88 -55.1 4/5 1/128 24.58 3.07 -52.1 5/6 1/128 25.63 3.20 -50.0 8/9 1/128 27.33 3.42 -46.7 9/10 1/128 27.67 3.46 -46.1 64-QAM 2/3 1/128 30.73 3.84 -40.1 3/4 1/128 34.56 4.32 -32.6 4/5 1/128 36.88 4.61 -28.1 5/6 1/128 38,44 4.81 -25.1 8/9 1/128 40,99 5.12 -20.1 9/10 1/128 41.50 5.19 -19.1 256-QAM 2/3 1/128 40.97 5.12 -20.1 3/4 1/128 46.08 5.76 -10.1 4/5 1/128 49.17 6.15 -4.1 5/6 1/128 51.25 6.41 -0.1 8/9 1/128 54.65 6.83 6.6 9/10 1/128 55.34 6.92 7.9 1024-KAM 2/3 1/128 51.22 6.40 -od 3/4 1/128 57.60 7.20 12.3 4/5 1/128 61.46 7.68 19.8 5/6 1/128 64.07 8.01 24.9 8/9 1/128 68.31 8.54 33,2 9/10 1/128 69.17 8.65 34.9 4096-KAM 2/3 1/128 61.46 7.68 19.8 3/4 1/128 69.12 8.64 34.8 4/5 1/128 73.75 9.22 43.8 5/6 1/128 76.88 9.61 49.9 8/9 1/128 81.98 10.25 59.8 9/10 1/128 83.00 10.38 61.8

4.1.2.3. Guard Interval Length = 1/256

Table 19 Bandwidth for n = 4 (32 MHz), GI = 1/256 KAM PCNP ZI length Bandwidth (Mbps) (refers to 8 MHz bandwidth) Spectral Efficiency (bit / Hz) Increase in throughput in comparison with TsVT-K 256-KAM (in%) 16-QAM 2/3 1/256 20.67 2,58 -59.7 3/4. 1/256 23.25 2.91 -54.7 4/5 1/256 24.81 3.10 -51.6 5/6 1/256 25.86 3.23 -49.6 8/9 1/256 27.58 3.45 -46.2 9/10 1/256 27.92 3.49 -45.6 64-QAM 2/3 1/256 31.01 3.88 -39.5 3/4 1/256 34.88 4.36 -32.0 4/5 1/256 37.21 4.65 -27.4 5/6 1/256 38.79 4.85 -24.4 8/9 1/256 41.36 5.17 -19.3 9/10 1/256 41.88 5.24 -18.3 256-QAM 2/3 1/256 41.35 5.17 -19.4 3/4 1/256 46.51 5.81 -9.3 4/5 1/256 49.62 6.20 -3.3 5/6 1/256 51.72 6.47 0.9 8/9 1/256 55.15 6.89 7.5 9/10 1/256 55.84 6.9

8 8.9 1024-
KAM 2/3 1/256 51.69 6.46 0.8 3/4 1/256 58.13 7.27 13.3 4/5 1/256 62.02 7. 75 20.9 5/6 1/256 64.65 8.08 26.1 8/9 1/256 68.94 8.62 34,4 9/10 1/256 69. 80 8.73 36.1 4096-
KAM 2/3 1/256 62.02 7.75 20.9 3/4 1/256 69.76 8.72 36.0 4/5 1/256 74.43 9.30 45.1 5/6 1/256 77.59 9.70 51.3 8/9 1/256 82.73 10.34 61.3 9/10 1/256 83.77 10.47 63.3

4.2. System characteristics in the ABGSh channel

On Fig shows the main characteristics for various settings modulation and coding in the channel ABGS (target value BER = 1E-6).

Currently, the costs associated with the OFDM (GI, pilot, guardbands, frame shaping) are not included, their total value is expected to be below 5.5% for the longest guard interval 1/64 and the total bandwidth 32 MHz channel (3.7% for ZI = 1/128).

Theoretically, for the CVT-K 256 KAM, an OSB of 29.5 dB is required for the operation of the CCW. According to figure 45, 1024-QAM with a code rate of 9/10 requires approximately the same signal to noise ratio.

The spectral efficiency for this mode is 9 bit / Hz. If we compare this value with the spectral efficiency of CVT-K, 256-KAM (6.875 * 188/204 = 6.34 bit / Hz), the total increase in throughput of the proposed system is in the range of 42% (respectively, 34.1% if 32 MHz worst case and MOCR-specific overheads are included).

5. Comparison of offers with requirements (from SM-903)

General requirements Proposed system one No. Modulation of OFDM up to 4K QAM on subcarriers, 32 MHz channel, PCP codec and many other properties 2 CVT-K2 should not primarily be aimed at compliance with CVT-C2 and / or CVT-H2, but should fully exploit its distinctive properties in order to withstand competition in the content delivery market. Therefore, it is required to evaluate downlink transmission technologies that take maximum advantage of reverse channel availability. However, the DCB-C2 specification should not be dependent on reverse channel availability. Adaptive Modulation for Interactive Services 3 A set of tools for system parameters may be available in order to provide the possibility of

application in the tasks of the consumer and business, taking into account the different level of performance in the CATV network (CATV, cable television). Various system parameters are provided to optimize network performance. four The specification should provide for service providers over cable networks the ability to obtain separate target values of quality of service, even for services with the same channel aggregation value. Partially Satisfied - Service-specific protection within a single channel combination is not supported in order to limit signal transmission complexity 5 Relevant existing technologies should be adopted wherever possible. Many functional blocks are reused from CVT-C2 and CVT-H2

6 It is necessary to take into account the expected characteristics of the cable network (for example, when laying fiber optic cable to the curb, when building a house, wherever applicable). Using 4K KAM modulation for higher data rates in HFC networks (HVAC, fiber optic coaxial cable) of higher quality 7 New technical specifications should focus only on transmission functions, but should take into account the cost issues of various devices, such as receivers or head unit equipment. Design complexity, memory requirements, etc. taken into account in the proposal 8 The CVT-K standard should not be modified, and should not require modification of other specifications (for example, SI) or should not lead to the cancellation of any existing property. No modifications to existing standards / specifications are required. 9 Specifications should be neutral with respect to transmission frequencies in typical cable bands. Lack of restrictions. 10 Approach to the DTC family: DTC-K2 should reuse existing solutions for the interaction of coding and modulation wherever this corresponds. UBT-H2 / S2 Solutions Reused Wherever Possible Performance and Efficiency Requirements Proposed system eleven CVT-K2 should be able to efficiently support migration from a mixed analog / digital to a full digital network, in order to be able to offer maximum performance / bandwidth in both networks. Peak to medium power reduction is used to minimize interference to other channels. 12 CVT-K2 should provide at least a 30% increase in throughput in existing cable installations and networks inside the house compared to 256-KAM (CVT-K). Using 1024KAM and higher modulation schemes 13 CVT-K2 should ensure the achievement of maximum benefits from the method of statistical multiplexing. For example, the current fixed channel raster should be deregulated. The channel bandwidth remains

flexible when choosing a channel width that is a multiple of 8 MHz from 8-32 MHz fourteen Cable networks should be characterized and should be modeled at the global level (for example, the USA, Asia and Europe) (including networks laid inside the house) and the best modulation / FFP schemes should be selected taking into account the real model of the cable channel, which includes: The system architecture provides measures to overcome cable-specific distortions. Throughout the world, support for frequencies of both 8 MHz and 6 MHz can be provided. - Deployment of analog television channels PAL / SECAM / NTSC. - Deployment of other digital signals (such as DVT, SIKSPD, Davic (Council on Digital Audiovisual Projects)) with the corresponding ratios of return to analog signals Appropriate modulation and coding rates can be selected based on various channel requirements. - Various noises (white, packet, pulsed), non-linearity and other mutual interference present in current and future networks fifteen Characteristics related to system error protection should be appropriate for all types of services that can be performed. Different levels of protection in terms of TP or OP 16 The CVT-K2 transmission system should be capable of supporting low energy consumption modes to minimize energy consumption in receivers in accordance with the European Union energy code of conduct. Segmented technique reduces complexity 17 Retransmission without joints (for example, from TsVT-C2 to TsVT-K2, or from TsVT-H2 to TsVT-K2) should be fully supported. Transcoding from CVT-C2 / T2 to C2 is supported eighteen The CVT-K2 standard should provide a complete transparent data channel for the transport stream, PI packets and other relevant protocols between the modulator input and the demodulator output. Flexible display of various input formats is supported. 19 The channel switching time (the time for setting up the receiver when switching from one service to another service) should not significantly increase due to the introduction of CVT-K2 (relative to the modern experience of the user of digital television services with CVT-K). For any change in the RF channel, the input interface of the CVT-K2 must transmit a signal, quasi-free from errors, within 300 ms. Satisfied by optimizing the length of the C2 OFDM frame

Backward Compatibility Requirements Proposed system twenty The DTT-K2 should not provide backward compatibility with the DTT-K (in the sense that the DTT-K receiver will be able to process the DTT-K2 signal). The

possibility for the TsVT-K2 receiver to include the functions of the TsVT-K should be considered as an optional requirement in the technical specification in such a way that The tuner bandwidth in the receiver remains tuned to 8 MHz, as is used in current CVT-K systems. This provides the possibility of the simultaneous existence of the TsVT-K and TsVT-K2 demodulators in one receiver. - If industry representatives require the inclusion of the CVT-K functions in the MVT-K2 equipment, manufacturers at the chip level can provide appropriate solutions. - If the long-term networks completely switch to CVT-K2, these chipsets can also be produced. 21 For CVT-K2 transmissions, the requirement of any modification to existing CVT-K receivers should not be established. This implies the possibility of continuing to use the same cable network architecture and the same cable channel characteristics. This requirement is satisfied. 22 In order to enable self-installation, the TsVT-K2 standard should be insensitive, as far as possible, to the typical characteristics of networks installed inside the house, using systems based on coaxial cable. Such a proposal supports various coding and interleaving options to reduce imperfect characteristics of cable systems laid inside the house Interactive Systems Requirements 22 The specification should be available for consideration as alternative downstream coding and a modulation scheme for SIKSPD systems, currently using TsVT-K for the version of the European technology of the SIKSPD system (EuroSIKSPD). This requirement is satisfied. 23 CVT-K2 should include technologies to improve the efficiency of PI data transfer. This requirement is satisfied. 24 CVT-K2 should provide cost-effective integration of CVT-K2 into Edge KAM solutions for modulation equipment. This requirement is satisfied. 25 The specification should provide a low-latency mode that meets the requirements of interactive services that require such a mode. The time interleaver can be turned off for services that require a small delay.

Claims (23)

Hide Dependent

1. A transmission device for transmitting signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame containing at least two signal structures located next to each other in the frequency direction, and at least

two structures data, said transmission device comprises:
signal mapping means configured to map these signals onto carrier frequencies of each of the at least two signal structures in a frame, each signal structure having the same length,
data display means configured to display data on the carrier frequencies of said at least two data structures in a frame,
conversion means configured to convert said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and
transmission means configured to transmit said transmission signal in a time domain.

2. The transmission device according to claim 1, in which each frame contains at least two additional signal structures following the at least two signal structures in the time dimension, each of these additional signal structures having a corresponding same length as in the corresponding one of the aforementioned at least two previous signal structures.

3. The transmission device according to claim 1, in which each frame contains at least two training structures, said transmission device comprising means for displaying a pilot signal configured to map pilot signals to the carrier frequencies of each training structure in a frame, and in which the signal structures are aligned with the training structures in the direction frequency.

4. The transmission device according to claim 3, in which each training structure has the same length.

5. The transmission device according to claim 1, in which each signal structure of each frame contains the location of the corresponding signal structure in the frame.

6. The transmission device according to claim 1, in which the signal structures of each frame contain signal data indicating the number of data structures contained in the frame.

7. The transmission device according to claim 1, wherein the signal data structure in the signal sequences supports a limited maximum number of data structures in the frequency direction of each frame.

8. The transmission device according to claim 1, wherein the signal structures of each frame comprise separate signal data for each data structure contained in the frame.

9. A transmission method for transmitting signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame containing at least two signal structures located next to each other in the frequency direction, and at least two structures data containing the following steps:
display the signal data on the carrier frequencies of each of the at least two signal structures in the frame, and each signal structure has the same length,
display data on the carrier frequencies of said at least two data structures in a frame,
converting said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and
transmitting said transmission signal in a time domain,

10. A receiving device for receiving signals in a multi-carrier system based on a frame structure in a transmission bandwidth, each frame containing at least two signal structures located adjacent to each other in the frequency direction, each of these signals is displayed on carrier frequencies and at least two data structures with data are displayed on carrier frequencies, each of said at least two signal structures has the same length, said receiving device comprises
reception means configured to receive and receive a selected part of said transmission bandwidth, said selected part of said transmission bandwidth has at least one of said signal structures and spans at least one data structure for reception, and
evaluation means configured to evaluate the data of signals contained in the received signal structure in order to enable reception of the at least two data structures.

11. The receiving device according to claim 10, comprising reconstruction means configured to reconstruct the original signal structure from said received selected portion of said transmission bandwidth.

12. The receiving device according to claim 11, wherein said reconstruction means is arranged to change the arrangement

of said received signals into an original signal structure in a case where a selected part of said transmission bandwidth on which the reception means is configured does not match the structure of the signal sequence.

13. The receiving device according to claim 11, in which each frame contains at least two additional signal structures following the two signal structures in the time dimension, each of the additional signal structures having the same length as the corresponding one of the at least the two previous signal structures, wherein said reconstruction means is arranged to change the arrangement of the received two or more signal structures following each other in a time measurement, into the original signal structure.

14. The receiving device according to claim 10, wherein the signal structure signal data comprises error correction coding, and wherein said reconstruction means is adapted to perform error correction decoding on said received signals in order to reconstruct the original signal structure.

15. The receiving device according to claim 10, wherein the signal structures of each frame contain signal data with the location of each signal structure in the frame, wherein said evaluation means is configured to extract said location information.

16. The receiving device according to claim 10, in which the signal structures of each frame contain signal data with the number of data structures contained in the frame, wherein said evaluation means is configured to remove said signal data with the number of data structures from the received signal structure.

17. The receiving device according to claim 10, wherein the signal structures of each frame comprise individual signal data for each data structure contained in the frame, wherein said evaluation means is configured to extract said individual signal data for each data structure from the received signal structure.

18. The receiving device according to claim 10, wherein said reception means is configured to receive and receive a selected portion of said transmission bandwidth so as to provide optimized reception

of a signal structure in a selected portion of said transmission bandwidth intended for reception.

19. The receiving device according to claim 10, wherein said reception means is configured to receive and receive a selected portion of said transmission bandwidth so that said at least one data structure for reception is centered relative to a selected portion of said transmission bandwidth for the reception.

20. The receiving device according to claim 10, wherein said reception means is configured to receive and receive a selected portion of said transmission bandwidth based on the signal information received in the signal structure of the previous frame.

21. A reception method for receiving signals transmitted in a multi-carrier system based on a frame structure in a transmission bandwidth, each frame comprising at least two signal structures located adjacent to each other in the frequency direction, each of these signals are mapped to carrier frequencies, and at least two data structures with data are mapped to carrier frequencies, each of said at least two signal structures having the same length, comprising the following steps:
receiving a selected portion of said transmission bandwidth, said selected portion of said transmission bandwidth having at least one of said signal structures and encompassing at least one data structure for reception, and evaluating the data of signals contained in the received signal structure in order to enable reception of the at least two data structures.

22. A system for transmitting and receiving signals, comprising a transmission device according to claim 1 and a reception device according to claim 10, configured to receive said transmission signal in a time domain from said transmission device.

23. A method for transmitting and receiving signals, comprising a transmission method for transmitting signals in a multi-carrier system based on a frame structure, each frame containing at least two signal structures located adjacent to each other in the frequency direction, and, at least two data structures, said transmission method comprising the following steps: display the signal data on the carrier frequencies in each of the at least two signal structures in the frame, each signal structure has the same length, display data on the carrier frequencies of said at least two data structures in

a frame,
converting said signal structures and said data structures from a frequency domain to a time domain in order to generate a transmission signal in a time domain, and
transmitting said transmission signal in a time domain,
said method further comprises a reception method according to claim 21, configured to receive said transmission signal in a time domain.

Patent Citations (80)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

EP1083720A2 *1999-09-072001-03-14Sony CorporationMulticarrier transmission

RU2237363C2 *1999-06-012004-09-27Нокиа КорпорейшнMethod and device for cell switching-over

EP1755299A2 *2005-08-192007-02-21Samsung Electronics Co., Ltd.Transmitting/receiving apparatus and method for cell search in a broadband wireless communication system using multiple carriers

EP1871129A2 *2006-06-202007-12-26Fujitsu Ltd.Communication system with a frame format suitable for WiMax and 802.11 and corresponding base station and terminal

RU2321961C2 *2002-10-172008-04-10Айбиквити Диджитал КорпорейшнMethod and device for formatting signals for transmitting and receiving digital audio radio broadcasting

Family To Family Citations

US2009A *1841-03-18Improvement in machines for boring war-rockets

US5208835A *1990-09-241993-05-04In-Situ, Inc.Automatic frequency control system and method for frequency-shift-key data transmission systems

EP0732832B11994-08-312003-07-09Sony CorporationSignal transmitter, signal receiver, and signal transmitting-receiving method

US5621465A *1995-04-111997-04-15Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.Color image encoder

KR100221336B1 *1996-12-281999-09-15전주범Frame harmonic apparatus and method of multi-receiver system

US5867478A1997-06-201999-02-02Motorola, Inc.Synchronous coherent orthogonal frequency division multiplexing system, method, software and device

KR100314353B1 *1998-04-282001-12-28전주범Ofdm receiver system

JP3522619B2 *2000-01-052004-04-26株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモTransmitter in multi-carrier CDMA transmission system

US7133380B1 *2000-01-112006-11-07At&T Corp.System and method for selecting a transmission channel in a wireless communication system that includes an adaptive array

JP4337228B2 *2000-04-132009-09-30ソニー株式会社OFDM receiving apparatus and method

EP1170897B1 *2000-07-052020-01-15Wi-Fi One Technologies International LimitedPilot pattern design for a STTD scheme in an OFDM system

US7233625B2 *2000-09-012007-06-19Nortel Networks LimitedPreamble design for multiple input—multiple output (MIMO), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system

US6952182B2 *2001-08-172005-10-04The Rosom CorporationPosition location using integrated services digital broadcasting—terrestrial (ISDB-T) broadcast television signals

US6751187B2 *2001-05-172004-06-15Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for processing data for transmission in a multi-channel communication system using selective channel transmission

US7349691B22001-07-032008-03-25Microsoft CorporationSystem and apparatus for performing broadcast and localcast communications

JP3665598B2 *2001-09-262005-06-29株式会社東芝Multi-carrier communication device

EP1300956A1 *2001-10-022003-04-09Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.Receiving apparatus

US7304939B2 *2001-12-032007-12-04Nortel Networks LimitedCommunication using simultaneous orthogonal signals

US6760362B2 *2002-03-152004-07-06Qualcomm IncorporatedDynamic pilot filter bandwidth estimation

KR100932482B1 *2002-05-032009-12-17엘지전자 주식회사Frame transmission method for cell or sector switching

JP4334274B2 *2002-05-162009-09-30株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ Multi-carrier transmission transmitter and multi-carrier transmission method

US6885708B2 *2002-07-182005-04-26Motorola, Inc.Training prefix modulation method and receiver

KR100492359B12002-09-182005-05-31한기열Symbol timing detection apparatus of ofdm system

US7039004B2 *2002-10-012006-05-02Atheros Communications, Inc.Decision feedback channel estimation and pilot tracking for OFDM systems

KR100479864B1 *2002-11-262005-03-31학교법인 중앙대학교Method and apparatus embodying and synchronizing downlink signal in mobile communication system and method for searching cell using the same

KR100571806B1 *2003-02-112006-04-17삼성전자주식회사Method for reducing feedback channel state information within adaptive OFDMA system and OFDMA system using the same

KR100575938B1 *2003-03-132006-05-02삼성전자주식회사Apparatus and method for compensating frequence offset in mobile communication system

JP4294364B2 *2003-04-232009-07-08パナソニック株式会社Multi-carrier communication device

US7260055B2 *2003-05-302007-08-21Agency For Science, Technology, And ResearchMethod for reducing channel estimation error in an OFDM system

JP2007509586A2003-10-242007-04-12クゥアルコム・インコーポレイテッドＱｕａｌｃｏｍｍ　ＩｎｃｏｒｐｏｒａｔｅｄFrequency division multiplexing of multiple data streams in a multi-carrier communication system

US7349436B2 *2003-09-302008-03-25Intel CorporationSystems and methods for high-throughput wideband wireless local area network communications

US20050105505A1 *2003-11-072005-05-19Eran FishlerTransceiver for a wireless local area network having a sparse preamble data sequence

EP1684454A4 *2003-11-212013-07-03Panasonic CorpMulti-antenna receiving apparatus, multi-antenna receiving method, multi-antenna transmitting apparatus, and multi-antenna communication system

KR100560386B1 *2003-12-172006-03-13한국전자통신연구원An apparatus for OFDMA transmission and reception for the coherent detection in the uplink, and a method thereof

JP4127818B2 *2003-12-242008-07-30株式会社東芝Video coding method and apparatus

KR20050066562A *2003-12-262005-06-30삼성전자주식회사Method for embodying frame preamble in wireless communication based on ofdm, and method for acquiring frame synchronization and searching cells using the preamble

US7423968B22004-01-122008-09-09Intel CorporationSystems and methods to convey additional signaling information in a wireless local area network

JPWO2005088884A1 *2004-03-112008-01-31松下電器産業株式会社Data transmission method and data reception method

KR100713528B1 *2004-03-122007-05-02삼성전자주식회사Apparatus and method for transmitting sub-channel signal in a communication system using orthogonal frequency division multiple access scheme

EP3193469B1 *2004-05-012020-05-27Callahan Cellular LLCMethods and apparatus for multi-carrier communications with variable channel bandwidth

JP4181093B2 *2004-07-162008-11-12株式会社東芝Wireless communication system

EP1641206A3 *2004-09-082007-01-03Tata Consultancy Services LimitedSemi-blind channel estimation using sub-carriers with lower modulation order in an OFDM system

KR100622673B1 *2004-10-192006-09-19한국전자통신연구원Frequency extimation method of mb-ofdm uwb system using time frequency hoppping strategy

US20060088133A1 *2004-10-222006-04-27Industrial Technology Research InstituteTime-frequency correlation-based synchronization for coherent OFDM receiver

CN100566317C2004-10-222009-12-02财团法人工业技术研究院Coherent OFDM receiver method for synchronous and device based on frequency dependence

US7352691B2 *2004-12-102008-04-01Texas Instruments IncorporatedDouble difference phase detection

US7542515B22004-12-292009-06-02Intel CorporationTraining symbol format for adaptively power loaded MIMO

CN101133579B *2005-03-022010-12-08富士通株式会社OFDM communication system and OFDM communication method and base station

US20090135802A1 *2006-01-112009-05-28Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.Scalable bandwidth system, radio base station apparatus, synchronous channel transmitting method and transmission method

KR100872043B1 *2005-12-292008-12-05삼성전자주식회사Apparatus and method for determining pilot pattern in broadband wireless access communication system

EP2057811B1 *2006-08-282020-04-22SK Telecom Co., Ltd.Apparatus for generating down link signal, and method and apparatus for cell search in cellular system

ES2560417T3 *2006-01-182016-02-18Ntt Docomo, Inc.base station, communication terminal, transmission method and reception method

KR100978964B1 *2006-02-082010-08-30닛본 덴끼 가부시끼가이샤Single carrier transmission system, communication device, and single carrier transmission method used for them

WO2007111457A22006-03-242007-10-04Lg Electronics Inc.A method and structure of configuring preamble to support transmission of data symbol in a wireless communication system

CN101064577A2006-04-292007-10-31北京三星通信技术研究有限公司
Method and apparatus for transmitting downlink control signaling

JP4945564B22006-06-202012-06-06株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
Mobile communication system and radio communication method

EP1895703A1 *2006-07-052008-03-05Philips Electronics N.V.Bandwidth asymmetric communication system based on OFDM and TDMA

KR100770898B1 *2006-09-292007-10-26삼성전자주식회사Apparatus and method for estimating noise in a mobile communication system

CN101155399A *2006-09-302008-04-02北京三星通信技术研究有限公司
Device and method for control signal transmission in variable band width system

US20080084940A1 *2006-10-042008-04-10Silicon Integrated Systems Corp.OFDM receiver

JP4328812B2 *2006-10-232009-09-09ＯｋｉセミコンダクタＳ株式会社
Scattered pilot placement detector

US8711879B2 *2006-10-232014-04-29Sharp Kabushiki KaishaRadio communication system, base station device and mobile station device utilizing an intermittent reception

WO2008050428A12006-10-262008-05-02Fujitsu LimitedRadio base station apparatus, pilot transmitting method thereof and terminal apparatus

US20080107011A1 *2006-11-022008-05-08Mediatek Inc.System, Apparatus, and Method for Processing a Received Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signal

JP2008124832A *2006-11-132008-05-29Sharp CorpBase station device, mobile station, radio communication system, cell search method and program

US20090109948A1 *2007-10-292009-04-30Infineon Technologies AgRadio communication device for generating and transmitting data, radio communication device for receiving and decoding data, method for transmitting data and method for receiving data

US7652980B2 *2007-11-022010-01-26Nokia CorporationOrthogonal frequency division multiplexing synchronization

EP2071758A12007-12-112009-06-17Sony CorporationOFDM-Transmitting apparatus and method, and OFDM-receiving apparatus and method

TWI365650B *2008-04-092012-06-01Ind Tech Res InstTransmission method of wireless signal and transmitter using the same

US8139698B2 *2008-04-112012-03-20Sigma Designs, Inc.Dual correlation frame synchronization system and method

US8363740B22008-05-292013-01-29Sony CorporationPilot allocation in multi-carrier systems with frequency notching

US8036292B2 *2008-06-022011-10-11Newport Media, Inc.Segmented-frame synchronization for ISDB-T and ISDB-TSB receiver

GB0810950D02008-06-042008-07-23Sony Uk LtdDigital signal transmission and reception

EP2131540B1 *2008-06-042013-09-18Sony CorporationNew frame structure for multi-carrier systems

AU2009217407C1 *2008-10-092015-07-23Sony CorporationNew frame and data pattern structure for multi-carrier systems

* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (82)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

Family To Family Citations

US8713623B22001-09-202014-04-29Time Warner Cable Enterprises, LLCTechnique for effectively providing program material in a cable television system

CN1960354B *2006-04-272012-04-11北京泰美世纪科技有限公司Method and equipment for sending / receiving codes of continuous pilot carrier in multicarrier

EP2523361B1 *2007-12-202017-03-22Sony CorporationImproved transmit power allocation for adaptive multi-carrier multiplexing MIMO systems

US8363740B22008-05-292013-01-29Sony CorporationPilot allocation in multi-carrier systems with frequency notching

GB0810950D02008-06-042008-07-23Sony Uk LtdDigital signal transmission and reception

EP2131540B12008-06-042013-09-18Sony CorporationNew frame structure for multi-carrier systems

ITTO20080472A1 *2008-06-162009-12-17Rai Radiotelevisione Italiana SpaMethod of processing digital signals and transmission and reception system that implements said method

US8089858B22008-08-142012-01-03Sony CorporationFrame and signalling pattern structure for multi-carrier systems

US8194529B2 *2008-09-082012-06-05Sony CorporationFrame and data pattern structure for multi-carrier systems

US8677219B2 *2008-10-032014-03-18Thomson LicensingMethod and apparatus for adapting a bit interleaver to LDPC codes and modulations under AWGN channel conditions using binary erasure surrogate channels

AU2009217407C12008-10-092015-07-23Sony CorporationNew frame and data pattern structure for multi-carrier systems

JP5620389B2 *2008-10-202014-11-05サムスン エレクトロニクスカンパニー リミテッドPreamble transmitter / receiver and method for orthogonal frequency division multiplexing system

JP5559799B2 *2008-10-202014-07-23トムソン ライセンシングＴｈｏｍｓｏｎ Ｌｉｃｅｎｓｉｎｇ Method and apparatus for generating a preamble in a cable transmission system

US8665691B2 *2009-02-052014-03-04Sony CorporationFrame and data pattern structure for multi-carrier systems

CN103634077B *2009-02-122017-09-08Lg电子株式会社Send and receive the device of broadcast singal and send and receive the method for broadcast singal

US8402344B2 *2009-10-052013-03-19Cleversafe, Inc.Method and apparatus for controlling dispersed storage of streaming data

US9247547B2 *2009-10-152016-01-26Qualcomm IncorporatedDownlink and uplink resource element mapping for carrier extension

US8509170B2 *2009-12-182013-08-13Samsung Electronics Co., Ltd.Apparatus and method for transmitting preamble in broadband wireless communication system

US8537906B2 *2010-01-222013-09-17Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for acknowledgment detection during preamble transmission

US9264272B2 *2010-02-112016-02-16Sony CorporationDemapping apparatus and method for reception of data in a multi-carrier broadcast system

WO2011098427A2 *2010-02-112011-08-18Sony CorporationMapping apparatus and method for transmission of data in a multi-carrier broadcast system

EP2541911A4 *2010-02-232014-03-12Lg Electronics IncBroadcasting signal transmitter/receiver and broadcasting signal transmission/reception method

EP2541910B1 *2010-02-232019-05-22LG Electronics Inc.Broadcasting signal transmitter and method thereof

EP2540008B12010-02-252013-12-11Sony CorporationMapping apparatus and method for transmission of data in a multi-carrier broadcast system

US9300445B2 *2010-05-272016-03-29Time Warner Cable Enterprise LLCDigital domain content processing and distribution apparatus and methods

US8611410B2 *2010-07-302013-12-17National Instruments CorporationVariable modulus mechanism for performing equalization without a priori knowledge of modulation type or constellation order

US8494075B2 *2010-08-262013-07-23Qualcomm IncorporatedSingle stream phase tracking during channel estimation in a very high throughput wireless MIMO communication system

US9185341B22010-09-032015-11-10Time Warner Cable Enterprises LlcDigital domain content processing and distribution apparatus and methods

US9438373B22010-09-142016-09-06Lg Electronics Inc.Apparatus for transmitting broadcasting signal, apparatus for receiving broadcasting signal, and method for transmitting/receiving broadcasting signal through apparatus for transmitting/receiving broadcasting signal

US9348691B22010-09-142016-05-24Lg Electronics Inc.Apparatus for transmitting broadcast signal, apparatus for receiving broadcast signal, and method for transmitting/receiving broadcast signal through apparatus for transmitting/receiving broadcasting signal

WO2012081869A1 *2010-12-132012-06-21Samsung Electronics Co., Ltd.Method and apparatus for transmitting/receiving data stream in broadcast system

KR101885846B1 *2010-12-132018-08-08삼성전자주식회사Method and apparatus for transmitting/receiving data stream in a digital broadcasting system

EP2652943A4 *2010-12-132014-08-27Samsung Electronics Co LtdMethod and apparatus for transmitting or receiving data in broadcast system

GB201016407D0 *2010-09-292010-11-10Samsung Electronics Co LtdFrame structure and signalling for digital broadcasting system

US9674317B2 *2011-02-102017-06-06Marvell World Trade Ltd.Multi-clock PHY preamble design and detection

JP5703839B22011-02-282015-04-22ソニー株式会社Transmission device, information processing method, program, and transmission system

KR20120099838A *2011-03-022012-09-12삼성전자주식회사Apparatus and method for reducing papr of broadcasting communication system

JP5696888B2 *2011-03-102015-04-08ソニー株式会社Receiving device, receiving method, and program

KR101722284B1 *2011-03-252017-04-18삼성전자주식회사Method for encoding control information in broadcasting/communication system and transmission/reception apparatus and method thereof

WO2012134121A2 *2011-03-252012-10-04Samsung Electronics Co., Ltd.Method and apparatus for transmitting and receiving control information in a broadcasting/communication system

JP5828215B2 *2011-03-312015-12-02ソニー株式会社Receiving device, receiving method, and program

JP5786409B2 *2011-03-312015-09-30ソニー株式会社Receiving device, receiving method, program, and receiving system

JP5673311B22011-04-062015-02-18ソニー株式会社Receiving device, receiving method, and program

JP5786421B22011-04-072015-09-30ソニー株式会社Transmission device, transmission method, reception device, reception method, program, and communication system

JP5862922B2 *2011-04-072016-02-16ソニー株式会社Receiving device, receiving method, and program

US9276794B2 *2011-05-202016-03-01Broadcom CorporationHigh peak to average power ratio (PAPR) mitigation in high speed data networks using symbol mapping adjustment

EP2533453B1 *2011-06-102015-08-19Sony CorporationApparatus and method for transmitting and receiving in a multi carrier transmission system

US9020080B2 *2011-06-162015-04-28Lockheed Martin CorporationMethod and system to adaptively cancel sinusoidal interference from a signal processing system

GB2494650B *2011-09-132014-02-19Samsung Electronics Co LtdAdditional data streams for multi-transmitter wireless systems

EP2571191A3 *2011-09-132014-11-26Samsung Electronics Co., Ltd.Method and apparatus for transmitting/receiving data stream in wireless system

FR2984641B1 *2011-12-152014-06-13Eutelsat SaTransmitting / receiving radio signal installation

CN103325373A *2012-03-232013-09-25杜比实验室特许公司Method and equipment for transmitting and receiving sound signal

US9461773B2 *2012-08-092016-10-04Stefano ChinniciMethod and a node for detecting phase noise in MIMO communication systems

US9357163B2 *2012-09-202016-05-31Viavi Solutions Inc.Characterizing ingress noise

US10541777B2 *2012-10-172020-01-21Saturn Licensing LlcData processing device, data processing method, and program

EP2790411B1 *2012-10-172017-04-12Sony CorporationData processing device, data processing method, and program

US20140122977A1 *2012-11-012014-05-01Peter Alexander CARIDESVariable control for a forward error correction capability

CN105027573B *2013-01-172019-01-22Lg电子株式会社It transmits the device and method of broadcast singal, receive the device and method of broadcast singal

KR101625071B1 *2013-01-172016-05-27엘지전자 주식회사Apparatus for transmitting broadcast signals, apparatus for receiving broadcast signals, method for transmitting broadcast signals and method for receiving broadcast signals

US9634795B2 *2013-03-042017-04-25Intel CorporationConfigurable constellation mapping to control spectral efficiency versus signal-to-noise ratio

WO2014164762A12013-03-112014-10-09Huawei Technologies Co., Ltd.Upstream pilot structure in point to multipoint orthogonal frequency division multiplexing communication system

US20140294124A1 *2013-03-282014-10-02Sony CorporationTransmitter and method of transmitting and receiver and method of detecting ofdm signals

US9860021B2 *2013-04-152018-01-02Lg Electronics Inc.Broadcast signal transmitting device, broadcast signal receiving method, broadcast signal transmitting method and broadcast signal receiving method

GB2515801A *2013-07-042015-01-07Sony CorpTransmitter and receiver and methods of transmitting and receiving

WO2015026547A1 *2013-08-222015-02-26Thomson LicensingLow adjacent channel interference mode for a digital television system

KR20150034561A *2013-09-262015-04-03삼성전자주식회사transmitting apparatus, receving apparatus and signal processing method thereof

US9210022B22013-11-252015-12-08Lg Electronics Inc.Apparatus for transmitting broadcast signals, apparatus for receiving broadcast, signals, method for transmitting broadcast signals and method for receiving broadcast signals

KR20160106099A *2014-01-082016-09-09삼성전자주식회사Apparatus and method for transmitting and receiving signaling information in digital broadcast system

US9313070B22014-01-152016-04-12Cisco Technology, Inc.Burst noise detection and pilot selection

CN104301009B *2014-08-222017-05-10国家电网公司Power line carrier communication method

CN107078988B *2014-09-222020-04-10国家科学和工业研究组织Linear equalization for use in a communication system, transmitter and method thereof

US10405278B2 *2014-10-312019-09-03Qualcomm IncorporatedLow power scheduling

WO2016085084A1 *2014-11-262016-06-02엘지전자(주)Apparatus and method for transmitting and receiving broadcast signal

CN107113095B2014-12-292020-05-19Lg 电子株式会社Broadcast signal receiving apparatus and broadcast signal receiving method

US20160191356A1 *2014-12-312016-06-30Neelakantan SundaresanMultimodal content recognition and contextual advertising and content delivery

CA3069685A1 *2015-01-052016-07-14Jongseob BaekBroadcast signal transmission apparatus, broadcast signal reception apparatus, broadcast signal transmission method, and broadcast signal reception method

EP3258695A42015-02-132018-07-04LG Electronics Inc.Broadcast signal transmission apparatus, broadcast signal receiving apparatus, broadcast signal transmission method, and broadcast signal receiving method

GB2539662A *2015-06-232016-12-28Sony CorpTransmitter and Receiver and Methods of Trasmitting and Receiving

JP6540295B2 *2015-07-092019-07-10富士通株式会社Adaptive equalization circuit, digital coherent receiver and adaptive equalization method

TWI636684B *2017-03-152018-09-21普誠科技股份有限公司Signal transceiving device and methods for detecting a synchronization point in a signal

WO2018235396A1 *2017-06-192018-12-27パナソニック　インテレクチュアル　プロパティ　コーポレーション　オブ　アメリカTransmission device, reception device, transmission method, and reception method

US10601517B1 *2019-01-222020-03-24Fujitsu LimitedProbabilistic shaping on eight-dimensional super-symbols

* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

PublicationPublication DateTitle

US20170366843A12017-12-21Broadcasting signal transmission device, broadcasting signal reception device, and method for transmitting/receiving broadcasting signal using same

US10320426B22019-06-11Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

US10090859B22018-10-02Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

US10193723B22019-01-29Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

US9882763B22018-01-30Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

US10116416B22018-10-30Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

US10003359B22018-06-19Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

RU2541174C12015-02-10Encoder and encoding method providing incremental redundancy

RU2637115C22017-11-30Device for transmitting and receiving signal and method for transmitting and receiving signal

CA2924973C2018-10-30Apparatus for transmitting signaling information, apparatus for receiving signaling information, method for transmitting signaling information and method for receiving signaling information

US20190238160A12019-08-01Apparatus for transmitting broadcast signals, apparatus for receiving broadcast signals, method for transmitting broadcast signals and method for receiving broadcast signals

US8787141B22014-07-22Frame and data pattern structure for multi-carrier systems

AU2011220004C12015-08-06Transmission apparatus and method for transmission of data in a multi-carrier broadcast system

US9882731B22018-01-30Broadcasting signal transmitter/receiver and broadcasting signal transmission/reception method

Chari et al.2007FLO physical layer: An overview

ES2382887T32012-06-14Apparatus for transmitting and receiving a signal and method for transmitting and receiving a signal

CN1973542B2010-05-12Digital broadcasting transmission/reception apable of improving receiving and equalizing performance and signal processing method thereof

EP0732832B12003-07-09Signal transmitter, signal receiver, and signal transmitting-receiving method

ES2366611T32011-10-21Apparatus and method to transmit and receive an ofdm signal.

CA2557044C2013-04-30Apparatus and method for transmitting a sub-channel signal in a communication system using an orthogonal frequency division multiple access scheme

US9686113B22017-06-20Apparatus for transmitting and receiving a signal and method of transmitting and receiving a signal

Ladebusch et al.2006Terrestrial DVB (DVB-T): A broadcast technology for stationary portable and mobile use

US7050511B22006-05-23In-band adjacent-channel digital audio broadcasting system

JP5491225B22014-05-14New frame and data pattern structure for multi-carrier systems

US10027518B22018-07-17Broadcasting signal transmitter/receiver and broadcasting signal transmission/reception method

Priority And Related Applications

Priority Applications (8)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle

EP08157549.0A2008-06-042008-06-04New frame structure for multi-carrier systems

EP08157549.02008-06-04

EP08157548.2A2008-06-042008-06-04New frame structure for multi-carrier systems

EP08157548.22008-06-04

EP08158291.8A2008-06-042008-06-13New frame and signalling pattern structure for multi-carrier systems

EP08158291.82008-06-13

EP08158289.2A2008-06-042008-06-13New frame and signalling pattern structure for multi-carrier systems

EP08158289.22008-06-13

Legal Events

2020-05-19MM4AThe patent is invalid due to non-payment of fees

Effective date: 20190604

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11) **2 491 742** (13) **C2**

(51) МПК
H04L 27/00 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: **2009121265/08, 03.06.2009**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
03.06.2009

Приоритет(ы):
(30) Конвенционный приоритет:
04.06.2008 EP 08157549.0
04.06.2008 EP 08157548.2
13.06.2008 EP 08158291.8
13.06.2008 EP 08158289.2

(43) Дата публикации заявки: **10.12.2010** Бюл. № 34

(45) Опубликовано: **27.08.2013** Бюл. № **24**

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **RU 2321961 C2, 10.04.2008. RU 2237363 C2, 27.09.2004. EP 1755299 A2, 21.02.2007. EP 1083720 A2, 14.03.2001. EP 1871129 A2, 26.12.2007.**

Адрес для переписки:
109012, Москва, ул. Ильинка, 5/2, ООО "Союзпатент", пат.пов. С.В.Истомину, рег.№ 1020

(72) Автор(ы):
ШТАДЕЛЬМАЙЕР Лотар (DE),
АТУНГСИРИ Сэмюэль Асангбенг (GB),
ЛОВЕЛЛ Мартин (GB),
ИКЕДА Тамоцу (JP)

(73) Патентообладатель(и):
СОНИ КОРПОРЕЙШН (JP)

RU 2491742 C2

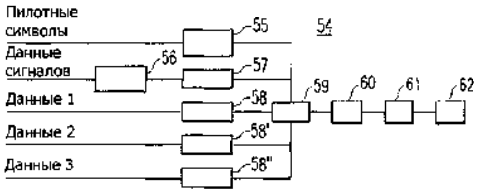
RU 2491742 C2

(54) НОВАЯ СТРУКТУРА ФРЕЙМА И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ С МНОЖЕСТВОМ НЕСУЩИХ

(57) Реферат:

Настоящее изобретение относится к устройству (54) передачи, предназначенному для передачи сигналов в системе с множеством несущих на основе структуры фрейма. Технический результат - гибкая настройка приемника на любую требуемую часть общей полосы пропускания передачи. Для этого каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных и упомянутое устройство передачи содержит: средство (57) отображения сигналов, выполненное с возможностью отображения данных сигналов на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, каждая структура сигналов имеет одинаковую длину, средство (58, 58', 58") отображения данных, выполненное с возможностью отображения данных на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме, средство (60) преобразования, выполненное с возможностью преобразования упомянутых структур сигналов и упомянутых структур данных из области частоты в область времени, для того чтобы сгенерировать сигнал передачи в области времени, и средство (61) передачи, выполненное с возможностью передачи упомянутого сигнала передачи. Настоящее изобретение дополнительно относится к соответствующему способу передачи для системы с множеством несущих. 6

н. и 17 з.п. ф-лы, 45 ил., 20 табл.



Фиг. 17

RU 2491742 C2

RU 2491742 C2

RUSSIAN FEDERATION

(19) **RU** (11) **2 491 742** (13) **C2**

(51) Int. Cl.
H04L 27/00 (2006.01)

FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21)(22) Application: 2009121265/08, 03.06.2009

(24) Effective date for property rights:
03.06.2009

Priority:
(30) Convention priority:
04.06.2008 EP 08157549.0
04.06.2008 EP 08157548.2
13.06.2008 EP 08158291.8
13.06.2008 EP 08158289.2

(43) Application published: 10.12.2010 Bull. 34

(45) Date of publication: 27.08.2013 Bull. 24

Mail address:
109012, Moskva, ul. Il'inka, 5/2, OOO
"Sojuzpatent", pat.pov. S.V.Istominu, reg.№ 1020

(72) Inventor(s):
ShTADEL'MAJER Lotar (DE),
ATUNGSIRI Sehmjuehl' Asangbeng (GB),
LOVELL Martin (GB),
IKEDA Tamotsu (JP)

(73) Proprietor(s):
SONI KORPOREJShN (JP)

RU 2491742 C2

(54) NEW STRUCTURE OF FRAME AND TRANSMISSION OF SIGNALS WITH MULTIPLE CARRIERS

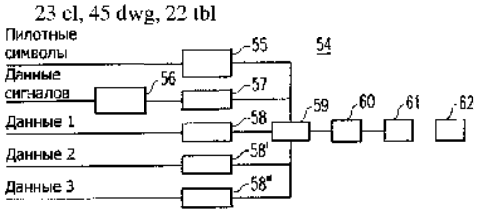
(57) Abstract:

FIELD: radio engineering, communication.

SUBSTANCE: each frame comprises at least two structures of signals located next to each other in direction of frequency and at least two data structures, and the specified transmission device comprises: a signal display facility (57), made as capable of displaying signal data on carrier frequencies of each of the specified at least two signal structures in the frame, each signal structure has identical length, a data display facility (58, 58', 58") made as capable of data display onto carrier frequencies of the specified two data structures in the frame, a conversion facility (60) made as capable of conversion of the specified signal structures and specified data structures from the area of frequency into the area of time, in order to generate a transmission signal in the area of time, and a facility (61) of transmission made as capable of transmission of the specified transmission signal. This invention additionally relates to the appropriate method of transmission for a system with multiple carriers.

EFFECT: flexible tuning of a receiver for any required part of a common transmission bandwidth.

23 cl, 45 dwg, 22 tbl



Фиг. 17

RU 2491742 C2

Настоящее изобретение направлено на новую структуру фрейма и передачи сигналов для систем с множеством несущих.

Настоящее изобретение, таким образом, в основном, направлено (но не ограничивается этим) на системы широковещательной передачи, такие, как, например, кабельные системы, основанные на наземных цифровых системах широковещательной передачи, в которых данные содержания, данные сигналов, пилотные сигналы и т.д. отображают на множество несущих частот, которые затем передают в заданной общей или полной полосе пропускания передачи. Приемник обычно настраивают на частичный канал (часть общей полосы пропускания передачи) из всей полосы пропускания передачи (иногда называется сегментированным приемом), для того, чтобы принимать только данные содержания, которые необходимы или желательны для соответствующего приемника. Например, в стандарте ISDB-T (КСЦВ-Н, комплексная служба наземного цифрового вещания), общую полосу пропускания канала, таким образом, разделяют на 13 фиксированных сегментов равной длины (равное количество несущих частот).

Цель настоящего изобретения, таким образом, состоит в том, чтобы обеспечить устройство и способ передачи, а также структуру сигнала для системы с множеством несущих, которая обеспечивает для приемника возможность гибкой настройки на любую требуемую часть общей полосы пропускания передачи.

Описанная выше цель достигается с помощью устройства передачи по п.1. Устройство передачи в соответствии с настоящим изобретением выполнено с возможностью передавать сигналы в системе с множеством несущих, на основе структуры фрейма, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, упомянутое устройство передачи содержит

средство отображения сигналов, выполненное с возможностью отображения данных сигналов на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

средство отображения данных, выполненное с возможностью отображения данных на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

средство преобразования, выполненное с возможностью преобразования упомянутых структур сигналов и упомянутых структур данных из области частоты в область времени для того, чтобы генерировать сигнал передачи в области времени, и

средство передачи, выполненное с возможностью передачи упомянутого сигнала передачи в области времени.

Описанная выше цель дополнительно достигается с помощью способа передачи по п.9. Способ передачи в соответствии с настоящим изобретением выполнен с возможностью передавать сигналы в системе с множеством несущих, на основе структуры фрейма, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты и, по меньшей мере, две структуры данных, таким образом, что способ содержит следующие этапы:

отображают данные сигналов на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

отображают данные на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

преобразуют упомянутые структуры сигналов и упомянутые структуры данных из

области частоты в область времени для того, чтобы сгенерировать сигнал передачи в области времени, и

передают упомянутый сигнал передачи в области времени.

Описанная выше цель дополнительно достигается с помощью структуры фрейма по п.10. Структура фрейма в соответствии с настоящим изобретением адаптирована для системы с множеством несущих и содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, в которой данные сигналов отображают на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину, и в которой данные отображают на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме.

Цель настоящего изобретения дополнительно состоит в том, чтобы предоставить устройство и способ приема, а также систему и способ для передачи и приема сигналов в системе с множеством несущих, которые обеспечивают возможность гибкой настройки на любую требуемую часть полосы пропускания передачи.

Описанная выше цель достигается с помощью устройства приема по п.11. Устройство приема в соответствии с настоящим изобретением выполнено с возможностью принимать сигналы в системе с множеством несущих на основе структуры фрейма в полосе пропускания передачи, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, каждые из данных сигналов отображают на несущие частоты и, по меньшей мере, две структуры данных с данными отображают на несущие частоты, причем каждая из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов имеет одинаковую длину, упомянутое устройство приема содержит средство приема, выполненное с возможностью его настройки на и приема выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи, упомянутая выбранная часть упомянутой полосы пропускания передачи имеет, по меньшей мере, длину одной из упомянутых структур сигналов и охватывает, по меньшей мере, одну структуру данных, предназначенную для приема, и средство оценки выполнено с возможностью оценки данных сигналов, содержащихся в принятой структуре сигналов, для того, чтобы обеспечить возможность приема упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных.

Упомянутая выше цель дополнительно достигается с помощью способа приема по п.22. Способ приема в соответствии с настоящим изобретением выполнен с возможностью приема сигналов, передаваемых в системе с множеством несущих, на основе структуры фрейма, в полосе пропускания передачи, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, каждые из данных сигналов отображают на несущие частоты и, по меньшей мере, две структуры данных с данными отображают на несущие частоты, причем каждая из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов имеет одинаковую длину, содержащий следующие этапы:

принимают выбранную часть упомянутой полосы пропускания передачи, причем упомянутая выбранная часть упомянутой полосы пропускания передачи имеет, по меньшей мере, длину одной из упомянутых структур сигналов и охватывает, по меньшей мере, одну структуру данных, предназначенную для приема, и

выполняют оценку данных сигналов, содержащихся в принятой структуре сигналов, для того, чтобы обеспечить возможность приема упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных.

Описанная выше цель дополнительно достигается с помощью системы передачи и приема сигналов по п.23, содержащей устройство передачи, предназначенное для передачи сигналов в системе с множеством несущих на основе структуры фрейма, каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, причем упомянутое устройство передачи содержит

средство отображения сигналов, выполненное с возможностью отображения данных сигналов на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

средство отображения данных, выполненное с возможностью отображать данные на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

средство преобразования, выполненное с возможностью преобразования упомянутых структур сигналов и упомянутых структур данных из области частоты в область времени для того, чтобы генерировать сигнал передачи в области времени, и

средство передачи, выполненное с возможностью передачи упомянутого сигнала передачи в области времени, причем упомянутая система дополнительно содержит устройство приема в соответствии с настоящим изобретением, выполненное с возможностью принимать упомянутый сигнал передачи в области времени из упомянутого устройства передачи.

Описанная выше цель дополнительно достигается с помощью способа передачи и приема сигналов по п.24, содержащего способ передачи, предназначенный для передачи сигналов в системе с множеством несущих на основе структуры фрейма, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, упомянутый способ передачи содержит следующие этапы:

отображают данные сигналов на несущие частоты в каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структурах сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

отображают данные на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

преобразуют упомянутые структуры сигналов и упомянутые структуры данных из области частоты в область времени, для того, чтобы сгенерировать сигнал передачи в области времени, и

передают упомянутый сигнал в области времени,

упомянутый способ дополнительно содержит способ приема в соответствии с настоящим изобретением, выполненный с возможностью приема упомянутого сигнала передачи в области времени.

В настоящем изобретении, таким образом, предложена система с множеством несущих, в которой используется структура фрейма или последовательность фрейма в области частоты, а также в области времени. В области частоты каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, которые, соответственно, переносят данные сигналов или информацию на несущих частотах и, соответственно, имеют одинаковую длину (или полосу пропускания). После преобразования в область времени полученного в результате сигнале в области времени, каждый фрейм затем содержит соответствующий символ сигнала, а также символы данных. Каждая структура фрейма охватывает всю или общую полосу пропускания передачи в направлении частоты, таким образом, что общая полоса пропускания передачи,

поэтому, равномерно разделена на структуры сигналов, имеющие одинаковую соответствующую длину. Структуры данных каждого фрейма затем следуют после структур сигналов по времени. Устройство приема может свободно и гибко настраиваться на любую требуемую часть полосы пропускания передачи при условии, что часть полосы пропускания передачи, на которую может быть настроено устройство приема, имеет, по меньшей мере, длину одной из структур сигналов. Таким образом, устройство приема всегда выполнено с возможность приема данных сигналов всей структуры сигналов так, что на основе и используя данные сигналов, содержащие информацию физического уровня, необходимую для приема следующих структур данных, структуры данных могут быть приняты в устройстве приема.

Предпочтительно, каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две дополнительные структуры сигналов, следующие после упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов в измерении времени, причем каждая из упомянутых дополнительных структур сигналов имеет, соответственно, ту же длину, что и соответствующая одна из упомянутых, по меньшей мере, двух предыдущих структур сигналов. Таким образом, даже если длина (или полоса пропускания) каждой структуры сигналов будет недостаточно велика для содержания всех необходимых данных сигналов, возможно передать необходимые оставшиеся данные сигналов в дополнительных данных сигналов. Даже если устройство приема имеет относительно малую (эффективную) полосу пропускания приема, таким образом, возможно передавать и принимать все необходимые данные сигналов.

Кроме того, предпочтительно, каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две тренировочные структуры, в которых пилотные сигналы отображают на несущие частоты каждой тренировочной структуры во фрейме, и в котором структуры сигналов выравнивают по тренировочным структурам в направлении частоты. Таким образом, с помощью тренировочных структур, которые предшествуют структурам сигналов в направлении времени, устройство приема, которое вначале принимает тренировочную структуру, получает возможность выполнения синхронизации по времени, расчета смещения частоты и/или оценки канала, после чего данные сигналов в принятых структурах сигналов могут быть приняты и могут использоваться для приема последующих структур данных, независимо от положения настройки устройства приема. Например, каждая тренировочная структура имеет одинаковую длину, и длина каждой структуры сигналов такая же, как и длина каждой из упомянутых тренировочных структур. В качестве альтернативы, каждая тренировочная структура имеет одинаковую длину, и длина каждой структуры сигналов меньше, чем длина каждой из упомянутых тренировочных структур. Таким образом, длина каждой структуры сигналов может составлять половину длины каждой из упомянутых тренировочных структур. Возможны варианты воплощения, в которых структуры сигналов не выровнены с тренировочными структурами.

Предпочтительно, каждая структура сигналов содержит, по меньшей мере, одну защитную полосу. Таким образом, обеспечивается то, что устройство приема может принимать все данные сигналов в структуре сигналов даже в случае, когда эффективная полоса приема меньше, чем полоса пропускания настройки, например, из-за характеристик фильтра или тому подобное. Таким образом, каждая структура сигналов может содержать защитную полосу в ее начале и защитную полосу в ее конце.

Предпочтительно, каждая структура сигналов каждого фрейма содержит местоположение структуры сигналов во фрейме, который выделяют и оценивают на

стороне приема. В этом случае, кроме того, предпочтительно, каждая структура сигналов в каждом фрейме может содержать идентичные данные сигналов, за исключением местоположения соответствующей структуры сигналов во фрейме, которая отличается, по меньшей мере, в некоторых структурах сигналов во фрейме. Таким образом, устройство приема выполнено с возможностью определения своего положения в общей полосе пропускания передачи (в каждом фрейме), например, во время периода инициализации, в котором устройство приема настраивают на произвольное положение во фрейме, и затем настраивают на полосу пропускания, обеспечивающую возможность приема желаемых данных, на основе данных сигналов в принятой структуре сигналов.

Кроме того, предпочтительно, структуры сигналов каждого фрейма содержат данные сигналов, обозначающие количество структур данных, содержащихся во фрейме. Кроме того, предпочтительно, структура данных сигналов в структурах сигналов поддерживает ограниченное максимальное количество структур данных в направлении частоты каждого фрейма. Кроме того, структуры сигналов каждого фрейма могут содержать отдельные данные сигналов для каждой структуры данных, содержащихся во фрейме.

Кроме того, предпочтительно, данные сигналов структур сигналов содержат кодирование и детектирования и/или коррекцию ошибки. Таким образом, даже если устройство приема не может принять всю структуру сигналов, устройство приема все еще может иметь возможность получать всю информацию сигналов, содержащуюся в структуре сигналов.

Хотя приемник может быть гибко настроен на любую желательную часть полосы пропускания передачи, всегда возможно принимать данные сигналов всей структуры сигналов, благодаря новой структуре фрейма, предложенной в настоящем изобретении.

Предпочтительно, устройство приема содержит средство реконструирования, выполненное с возможностью реконструирования исходной структуры сигналов из упомянутой принятой выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи. Таким образом, упомянутое средство реконструирования может быть выполнено с возможностью изменения компоновки принимаемых сигналов в исходную структуру сигналов, в случае, когда выбранная часть упомянутой полосы пропускания передачи, на которую настроено средство приема, не соответствует структуре последовательности структуры сигналов. Таким образом, даже если выбранная часть полосы пропускания передачи, на которую настроен приемник, не полностью и не правильно соответствует одной из структур сигналов (в направлении частоты), приемник может в таких случаях принимать последнюю часть (по частоте) предыдущей структуры сигналов и первую часть (по частоте) следующей структуры сигналов. Например, в случае, когда в устройстве приема известно его (в измерении частоты) смещение от структуры последовательности структуры сигналов в каждом фрейме, упомянутое средство реконструирования может быть выполнено с возможностью изменения компоновки принимаемых сигналов в исходную структуру сигналов. В качестве альтернативы, каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две дополнительные структуры сигналов, следующие после упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов в измерении времени, причем каждая из упомянутых дополнительных структур сигналов имеет соответствующую такую же длину, что и соответствующая длина упомянутых, по меньшей мере, двух предыдущих структур сигналов, в котором упомянутое средство реконструирования выполнено с

возможностью изменения компоновки принимаемых двух или больше структур сигналов, следующих друг за другом в измерении времени, в исходную структуру сигналов. Таким образом, предыдущая структура сигналов и следующая структура сигналов вместе могут содержать необходимые данные сигналов, даже если длина структур сигналов в направлении частоты короче, чем в случае, когда все необходимые данные сигналов содержатся в одной структуре сигналов.

В качестве альтернативы или дополнительно, данные сигналов структур сигналов содержат кодирование и детектирование, и/или коррекцию ошибок, в которых упомянутое средство реконструирования выполнено с возможностью выполнения детектирования и/или коррекции ошибок в упомянутых принятых сигналах для того, чтобы реконструировать исходную структуру сигналов.

Таким образом, переданные структуры сигналов могут содержать дополнительное кодирование ошибки, избыточности или тому подобное, обеспечивающие для приемника возможность реконструировать исходную структуру сигналов, даже если только часть структуры сигналов может быть принята.

Предпочтительно, каждая структура сигналов каждого фрейма содержит местоположение структуры сигналов во фрейме, которое выделено и оценено на стороне приема. В таком случае, дополнительно предпочтительно, чтобы каждая структура сигналов в каждом фрейме могла содержать идентичные данные сигналов, за исключением местоположения соответствующей структуры сигналов во фрейме, которая отличается, по меньшей мере, в некоторых структурах сигналов во фрейме. Таким образом, устройство приема выполнено с возможностью определения его положения в общей полосе пропускания передачи (в каждом фрейме), например, во время периода инициализации, в котором устройство приема настроено на произвольное положение во фрейме, и затем настраивается на полосу пропускания, обеспечивающую возможность приема желаемых данных на основе данных сигналов в принимаемой структуре сигналов.

Предпочтительно, структуры сигналов каждого фрейма содержат данные сигналов с множеством структур данных, содержащихся во фрейме, в котором упомянутое средство оценки выполнено с возможностью выделения упомянутых данных сигналов с множеством структур данных из принятой структуры сигналов. Кроме того, предпочтительно, структуры сигналов каждого фрейма содержат индивидуальные данные сигналов, и каждая структура данных содержится во фрейме, в которой упомянутое средство оценки выполнено с возможностью выделять упомянутые индивидуальные данные сигналов с каждой структурой данных из принятой структуры сигналов.

Предпочтительно, приемник выполнен с возможностью настройки на выбранную часть упомянутой полосы пропускания передачи и ее приема таким образом, что обеспечивается оптимизированный прием структуры сигналов в выбранной части полосы пропускания передачи. В частности, если структура в измерении частоты для структур данных и структур сигналов во фрейме не соответствуют друг другу, и если выбранная часть полосы пропускания передачи, предназначенная для приема в приемнике, больше (в измерении частоты), чем структура (структуры) данных, предназначенных для приема, становится возможным оптимизировать настройку таким образом, чтобы получить наилучший возможный прием структуры сигналов, например, путем регулирования настройки так, чтобы была принята максимальная часть всей структуры сигналов, в то время как все еще происходит прием всей желательной структуры (структур) данных.

Обычно может быть предпочтительным настраивать приемник таким образом, чтобы избираемая часть полосы пропускания передачи была принята так, чтобы, по меньшей мере, одна структура данных, которая будет принята, была установлена по центру относительно избираемой части полосы пропускания передачи.

Кроме того, предпочтительно, приемник может быть настроен для приема избираемой части упомянутой полосы пропускания передачи на основе информации сигналов, принимаемых в структуре сигналов предыдущего фрейма.

Кроме того, предпочтительно, каждый фрейм содержит дополнительные структуры данных, следующие после упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных в измерении времени, причем каждая из упомянутых структур данных дополнительно имеет соответствующую такую же длину, как и соответствующая одна из упомянутых предыдущих, по меньшей мере, двух структур данных. Другими словами, структура последовательностей данных в каждом фрейме, предпочтительно, установлена таким образом, что, по меньшей мере, две структуры данных скомпонованы рядом друг с другом в измерении частоты так, что охватывается вся полоса пропускания передачи. Дополнительные структуры данных затем компонуют в том же фрейме, но так, что они следуют после, по меньшей мере, двух структур данных в направлении времени, в результате чего каждая дополнительная или следующая структура данных имеет такую же длину (в измерении или в направлении частоты), что и предыдущая структура данных в том же положении частоты. Таким образом, если устройство приема будет настроено на определенную часть полосы пропускания передачи, будут приняты, по меньшей мере, две структуры данных на фрейм, причем каждая из упомянутых структур данных имеет одинаковую длину, но следует одна за другой в измерении времени. Таким образом, длину каждой из структур данных в устройстве передачи можно регулировать динамически. В качестве альтернативы или в дополнение, количество дополнительных структур данных в измерении времени можно регулировать динамически. Любые динамические изменения в отношении структур данных затем будут переданы в виде сигналов в структурах сигналов. Система с множеством несущих со структурой фрейма, такая, как предложена в настоящем изобретении, таким образом, обеспечивает очень гибкую передачу содержания данных, в которых длина структур данных, и, таким образом, количество данных на структуру данных могут динамически изменяться, например, от фрейма к фрейму или любым другим требуемым способом. В качестве альтернативы, длина и/или количество структур данных могут быть фиксированными или постоянными.

Следует понимать, что настоящее изобретение можно применять в любом виде системы с множеством несущих, в которой устройство передачи выполнено с возможностью передавать данные во всей полосе пропускания передачи, и устройство приема выполнено с возможностью избирательно принимать только часть упомянутой всей полосы пропускания передачи. Не ограничительные примеры таких систем могут представлять собой существующие или будущие однонаправленные или двунаправленные системы широковещательной передачи, такие как кабельные или беспроводные (например, на основе кабеля, наземные системы на основе кабеля и т.д.) цифровые системы широковещательной передачи видеоданных. Не ограничительный пример систем с множеством несущих может представлять собой систему мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов (OFDM, МОЧР), однако, можно использовать любую другую из соответствующих систем, в которых данные сигналов, пилотные сигналы данные других типов отображают на множество несущих частот. Несущие частоты, таким образом, могут быть

эквидистантными и, соответственно, иметь одинаковую длину (полосу пропускания). Однако настоящее изобретение также можно использовать в системах с множеством несущих частот, в которых несущие частоты не эквидистантны и/или не имеют одинаковую соответствующую длину. Кроме того, следует понимать, что настоящее изобретение не ограничивается каким-либо видом конкретного диапазона частот ни общей полосы пропускания передачи, применяемой на стороне передачи, ни выбранной частью полосы пропускания передачи, на которую настраивается сторона приема. Однако настоящее изобретение также можно использовать в системах с множеством несущих частот, в которых несущие частоты не эквидистантны и/или не имеют одинаковую соответствующую длину. Кроме того, следует понимать, что настоящее изобретение не ограничивается каким-либо видом конкретного диапазона частот ни общей полосы пропускания передачи, применяемой на стороне передачи, ни выбранной частью полосы пропускания передачи, на которую настраивается сторона приема. Однако в некоторых вариантах применения может быть предпочтительным использовать принимаемую полосу пропускания на стороне приема, то есть, полосу пропускания для части полосы пропускания передачи, на которую может быть настроен приемник, которая соответствует полосе пропускания приемных устройств существующих систем (цифровой широковещательной передачи видеоданных или других) систем. Не ограничительный пример полосы пропускания приемника может составлять 8 МГц, то есть, сторона приема может быть настроена на любую желаемую полосу пропускания шириной 8 МГц из общей полосы пропускания передачи. Таким образом, общая полоса пропускания передачи может составлять значение, кратное 8 МГц, например, 8 МГц, 16 МГц, 24 МГц, 32 МГц и т.д., так, что сегментация общей полосы пропускания передачи, то есть, длина каждой тренировочной структуры может составлять 8 МГц. Однако, возможны другие размеры сегментации, например, (но без ограничений) длина каждой тренировочной структуры может быть равна 6 МГц.

Обычно, в случае не ограничительного примера 8 МГц для полосы пропускания приемника, длина каждой из тренировочных структур, используемых в структуре фрейма в соответствии с настоящим изобретением, также может быть 8 МГц (или меньше).

Настоящее изобретение более подробно поясняется в следующем описании предпочтительных вариантов воплощения со ссылкой на приложенные чертежи, на которых:

на фиг.1 показана схема всей полосы пропускания передачи, из которой избираемая часть может быть избирательно и гибко приниматься приемником,

на фиг.2 показан пример сегментации общей полосы пропускания передачи,

на фиг.3 показано схематичное представление в области времени структуры фрейма в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.4А показан пример тренировочной структуры в области частот,

на фиг.4В показано представление в области времени тренировочной структуры по фиг.4А,

на фиг.5А показано предстaвление в области частот дополнительного примера тренировочной структуры,

на фиг.5В показано представление в области времени тренировочной структуры по фиг.5А,

на фиг.6 показано схематичное представление в области частот общей полосы пропускания передачи с повторяющимися тренировочными структурами в

соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.7 представлен результат моделирования автокорреляции системы с множеством несущих, в которой полоса пропускания передачи равна полосе пропускания приема,

на фиг.8 показан результат моделирования для автокорреляции, в которой полоса пропускания приема совпадает с тренировочной структурой в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.9 показан результат моделирования автокорреляции в случае, когда полоса пропускания приема не совпадает с тренировочной структурой в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.10 показан схематичный пример структуры или последовательности фрейма в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.11 представлена часть структуры фрейма по фиг.10 с пояснением реконструирования структуры сигналов,

на фиг.12 представлен схематичный пример характеристики фильтра приемника,

на фиг.13 показан дополнительный пример структуры последовательности фрейма в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.14 показана часть дополнительного примера структуры или последовательности фрейма в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.15 показано схематичное представление структур сигналов с защитными полосами,

на фиг.16 схематично показан пример структуры фрейма в соответствии с настоящим изобретением в измерении времени,

на фиг.17 схематично показана блок-схема примера устройства передачи в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.18 схематично показана блок-схема примера устройства приема в соответствии с настоящим изобретением,

на фиг.19 показан пример полос пропускания предложенных каналов ЦВТ-К2 МОЧР,

на фиг.20 показан частичный прием более широкого сигнала передачи МОЧР,

на фиг.21 показана блок-схема верхнего уровня предложенной системы С2,

на фиг.22 показаны срезы данных по всей полосе пропускания канала (в примере канала шириной 32 МГц),

на фиг.23 показано транскодирование ЦВТ-S (2): Интерфейс представляет собой уровень ТП, включающий в себя обработку СПИ/ИУ,

на фиг.24 показана блок-схема головного узла СТВКА: пакеты основной полосы услуг ЦВТ-С2 используют как входные данные,

на фиг.25 показана адаптация режима для ЦВТ-К2, с поддержкой одиночного и множественных входных потоков (ТП или ОП),

на фиг.26 показана схема перемежения битов,

на фиг.27 показан перемежитель по времени,

на фиг.28 показан перемежитель частоты относится к схеме генерирования для режима 4 k,

на фиг.29 показана структура фрейма С2,

на фиг.30 показан пример пилотной структуры (длина ЗИ=1/64), на фиг.31 показана структура фрейма предложенной системы ЦВТ-К2, области времени,

на фиг.32 структура фрейма и совмещение преамбулы и части данных (пример для 32 МГц),

на фиг.33 показана структура тренировочного символа с повторяемыми последовательностями для каждого принимаемого сегмента,

на фиг.34 показаны используемые диапазоны частот символов сигналов L1, на фиг.35 показано построение общего сигнала МОЧР,

на фиг.36 показан пример спектра С2 МОЧР с вырезом (красная кривая) и наземных служб (например, службы обеспечения безопасности полетов, синяя кривая), которые совместно используют один и тот же диапазон частот,

на фиг.37 показан С2 как нисходящий канал для данных СИКСПД,

на фиг.38 показана передача данных СИКСПД в предложенной системе С2,

на фиг.39 показано соотношение перекрытия спектра МОЧР между соседними каналами,

на фиг.40 показана установка окна для символов МОЧР в области времени,

на фиг.41 показан прирост пропускной способности для n=1 (8 МГц), ЗИ=1/64 (% сравнение с ЦВТ-К 256КАМ),

на фиг.42 показан прирост пропускной способности для n=1 (8 МГц), ЗИ=1/128 (% сравнение с ЦВТ-К 256КАМ),

на фиг.43 показан прирост пропускной способности для n=4 (32 МГц), ЗИ=1/64 (% сравнение с ЦВТ-К 256КАМ),

на фиг.44 показан прирост пропускной способности для n=4 (32 МГц), ЗИ=1/128 (% сравнение с ЦВТ-К 256КАМ), и

на фиг.45 показаны характеристики системы (канал АБГШ).

На фиг.1 схематично показано представление всей полосы пропускания 1 передачи, в которой устройство передачи в соответствии с настоящим изобретением, например устройство 54 передачи, схематично показанное на фиг.16, передает сигналы в системе с множеством несущих, в соответствии с настоящим изобретением. На фиг.1, кроме того, схематично показана блок-схема устройства 3 приема в соответствии с настоящим изобретением, которая выполнена с возможностью его настройки и избирательного приема выбранной части 2 полосы 1 пропускания передачи. Таким образом, устройство 3 приема содержит тюнер 4, который выполнен с возможностью его настройки на и избирательного приема желательной части 2 полосы 1 пропускания передачи, а также средство 5 дополнительной обработки, которое выполняет дополнительную необходимую обработку принимаемых сигналов в соответствии с соответствующей системой передачи данных, такую как демодуляцию, декодирование канала и т.п. Более проработанный пример устройства приема в соответствии с настоящим изобретением показан в виде блок-схемы на фиг.18, на которой представлено устройство 63 приема, содержащее интерфейс 64 приема, который может, например, представлять собой антенну, антенную структуру, кабельный или на основе кабеля приемный интерфейс, или любой другой соответствующий интерфейс, выполненный с возможностью принимать сигналы в соответствующей системе передачи или системе передачи данных. Приемный интерфейс 64 устройства 63 приема соединен со средством 65 приема, которое содержит средство настройки, такое как средство 4 настройки, показанное на фиг.1, а также элементы дополнительной необходимой обработки, в зависимости от соответствующей системы передачи или передачи данных, такие как средство преобразования с понижением частоты, выполненное с возможностью преобразования с понижением частоты принимаемого сигнала до промежуточной частоты или основной полосы пропускания.

Как отмечено выше, настоящее изобретение обеспечивает возможность гибкого и

изменяемого приема желательной части 2 полосы 1 пропускания передачи в приемнике, благодаря тому, что предусматривается специфичная и новая структура фрейма для системы с множеством несущих. На фиг.2 схематично представлена общая полоса 1 пропускания передачи, в которой устройство 54 передачи в соответствии с настоящим изобретением выполнено с возможностью передавать содержание данных, таких как видеоданные, аудиоданные или данные любого другого вида, в разных сегментах или частях 6, 7, 8, 9 и 10. Например, части 6, 7, 8, 9 и 10 могут использоваться устройством 54 передачи для передачи различных частей данных, данных из разных источников, данных, предназначенных для различных получателей и т.д. Части 6 и 9 имеют, например, максимальную полосу пропускания, то есть, максимальную полосу пропускания, которая может быть принята соответствующим устройством 63 приема. Части 7, 8 и 10 имеют меньшие полосы пропускания. В настоящем изобретении теперь предлагается применять структуру фрейма или последовательность фрейма ко всей полосе 1 пропускания передачи, в результате чего каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две тренировочных структуры, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и множество структур данных. Каждая тренировочная структура фрейма будет иметь одинаковую длину и идентичные пилотные сигналы. Другими словами, общую полосу 1 пропускания передачи разделяют на равные части для тренировочных структур, в результате чего максимальная полоса пропускания, на которую может быть настроен приемник, например, полоса пропускания, показанная для частей 6 и 9 на фиг.2, должна быть равна или больше, чем длина каждой тренировочной структуры. Таким образом, путем правильного приема всей тренировочной структуры, устройство 63 приема в соответствии с настоящим изобретением может корректно синхронизироваться с устройством 54 передачи и настраиваться на и принимать желательные данные гибко и без ограничений. Кроме того, на основе такой принимаемой тренировочной структуры в устройстве 63 приема возможны расчет смещения частоты и/или оценка канала. Кроме того, понятно, что длина различных частей данных в полосе пропускания передачи не может превышать длину (количество несущих частот) тренировочных структур в соответствующем фрейме, как дополнительно более подробно поясняется ниже.

На фиг.3 показано схематичное представление структуры в области времени фреймов 11, 11', 11" в соответствии с настоящим изобретением. Каждый фрейм 11, 11', 11" содержит символ 12, 12', 12" преамбулы (или тренировочный символ), один или больше символов 13, 13' сигналов и несколько символов 14, 14' данных. Таким образом, в области времени, символы преамбулы или тренировочные символы следуют перед символами сигналов, которые следуют перед символами данных. Каждый фрейм 11, 11', 11" может иметь множество символов данных, при этом возможны системы, в которых изменяется количество символов данных в каждом фрейме 11, 11', 11". Символы преамбулы используют в устройстве 63 приема для выполнения синхронизации по времени и, в конечном итоге, для выполнения дополнительных задач, таких как оценка канала и/или расчет смещения частоты. Символы 13, 13' сигналов содержат информацию сигналов, например, всю информацию физического уровня, которая необходима для устройства 63 приема, для декодирования принимаемых сигналов, такую как, но без ограничений, данные сигналов L1. Данные сигналов могут, например, содержать распределение содержания данных для различных структур данных, то есть, например, какие услуги, потоки данных, модуляция, установки коррекции ошибок и т.д. расположены и на каких

несущих частотах, так, что устройство 63 приема может получать информацию, на какую часть всей полосы пропускания передачи оно должно быть настроено. Кроме того, символы сигналов могут содержать данные сигналов, обозначающие смещение соответствующей структуры данных от преамбулы или тренировочной структуры, и/или структуры сигналов таким образом, что устройство 63 приема может оптимизировать настройку в желательной части частоты передачи таким способом, что будет оптимизирован прием тренировочных структур и/или структур сигналов. Использование структуры фрейма в соответствии с настоящим изобретением имеет дополнительное преимущество, состоящее в том, что в результате разделения потока данных на логические блоки, изменения структуры фрейма могут быть переданы в виде сигналов от фрейма к фрейму, таким образом, что предыдущий фрейм содержит сигналы об измененной структуре фрейма для следующего или одного из следующих фреймов. Например, структура фрейма позволяет без стыков изменять параметры модуляции, без образования ошибок.

На фигурах 4A, 4B, 5A и 5B показаны не ограничительные примеры структур преамбулы, которые можно использовать в настоящем изобретении. Следует, однако, понимать, что другие возможные структуры преамбулы также можно использовать. На фиг.4A показано представление в области частот структуры 15 преамбулы или тренировочной структуры, в которой множество несущих 16 частот (в представленном примере 2048 несущих), соответственно, переносят пилотный сигнал. Другими словами, все несущие частота тренировочной структуры 15 переносят пилотный сигнал. На фиг.4B показана тренировочная структура по фиг.4A после преобразования в области времени. Тренировочный символ в области времени содержит множество выборок 17 в области времени (в представленном примере 2048 выборок) за одно повторение. Другими словами, тренировочный символ в области времени не имеет каких-либо повторений в выборках в области времени. На фиг.5A показан дополнительный, не ограничительный пример структуры 18 преамбулы в области частоты, содержащий множество несущих частот (в представленном примере 512 несущих). В показанном примере только каждая четвертая поднесущая переносит пилотный сигнал 19, все другие поднесущие 20 не переносят пилотные сигналы. После преобразования в область времени, преамбула в области времени или тренировочный символ 21, показанный на фиг.5B, представляет четыре повторения 22, каждое повторение 22 имеет идентичные выборки 23 (одинаковое значение и количество). В представленном примере тренировочный символ в области времени имеет длину 2048 временных выборок, и каждое повторение 22 содержит 512 выборок. Общее правило состоит в том, что количество повторений в области времени соответствует частоте повторений пилотных сигналов в области частот. В случае, когда расстояние пилотных сигналов в области частот велико, количество повторений в области времени увеличивается. Повторения в преамбуле или тренировочном символе в области времени иногда называют "сокращенными" тренировочными символами. В примере по фиг.5B символ в области времени, таким образом, содержит четыре сокращенных тренировочных символа. В некоторых вариантах применения может быть предпочтительным использовать псевдошумовые последовательности пилотного сигнала, для того, чтобы получать структуры сигнала, аналогичные псевдошумовым последовательностям в области времени. Кроме того, можно использовать, так называемую, последовательность CAZAC (ПАНАК, постоянная амплитуда нулевая автокорреляция) для пилотных сигналов, или любую другую соответствующую последовательность, получаемую в структурах сигнала,

аналогичных псевдошумовым и имеющих хорошие свойства корреляции, как в области частот, так и в области времени. Такие последовательности обеспечивают возможность синхронизации по времени в устройстве 63 приема в соответствии с настоящим изобретением. В дополнение к этому, такие последовательности позволяют выполнять надежную оценку канала в устройстве 63 приема, в случае выполнения критерия Найквиста в измерении частоты. Кроме того, такие последовательности позволяют рассчитывать смещения по частоте и/или выполнять оценку канала в устройстве 63 приема.

Как отмечено выше, в настоящем изобретении предлагается структура или последовательность фрейма в области частоты для всей полосы пропускания передачи устройства 54 передачи, в которой идентичные тренировочные структуры повторяются по всей полосе пропускания передачи, то есть, в непосредственной близости друг к другу в направлении частоты. На фиг.6 схематично представлена такая последовательность идентичных и расположенных рядом друг с другом тренировочных структур 25, 26, 27, 28 во всей полосе 24 пропускания передачи. Другими словами, одну и ту же последовательность пилотных сигналов отображают на несущую частоту каждой тренировочной структуры 25, 26, 27, 28, таким образом, что каждая тренировочная структура имеет одинаковую длину (или полосу пропускания) и одинаковое количество несущих частот (если предполагать, что поднесущие частоты расположены эквидистантно и, соответственно, имеют одинаковую длину или полосу пропускания). Предпочтительно, как показано на фиг.6, общая полоса 24 пропускания передачи равномерно разделена на тренировочные структуры 25, 26, 27, 28, имеющие, соответственно, одинаковую длину. Длина тренировочных структур 25, 26, 27 и 28 также соответствует минимальной полосе пропускания настройки, на которую может быть настроено устройство 63 приема в соответствии с настоящим изобретением для приема сигналов, для того, чтобы обеспечить постоянную возможность приема устройством 63 приема всей тренировочной структуры для синхронизации (и оценки канала, и/или расчета смещения по частоте).

Настоящее изобретение, поэтому, обеспечивает возможность настройки устройства 63 приема на любое положение в общей полосе 24 пропускания канала весьма гибким образом, сохраняя при этом возможность выполнять надежную синхронизацию путем корреляции принимаемых пилотных сигналов, например, в средстве 67 корреляции устройства 63 приема, как показано на фиг.18. И снова, в изобретении предлагается разделять всю полосу 24 пропускания частоты передачи на расположенные рядом друг с другом подблоки или сегменты, каждый из которых имеет тренировочную структуру, содержащую повторение идентичной последовательности пилотного сигнала и, таким образом, имеет одинаковую длину. Длина каждой из тренировочных структур, таким образом, предпочтительно соответствует полосе пропускания, на которую может быть настроено устройство 63 приема. Например, как показано на фиг.18, устройство 63 приема содержит интерфейс 64 приема, такой как антенна, кабельный интерфейс приема или тому подобное, в котором принимают сигналы в средстве 65 приема, который содержит тюнер. Если устройство 63 приема настроено на часть полосы пропускания передачи, которая соответствует или совпадает к одной из тренировочных структур, последовательность пилотного сигнала принимают в первоначальном порядке. Если устройство 63 приема настроено на произвольную часть полосы пропускания передачи или, например, между двумя тренировочными структурами, все пилотные

сигналы тренировочной структуры все еще принимают, однако, не в первоначальной последовательности. Однако, учитывая циклическое поведение последовательностей пилотной последовательности, все еще существуют очень хорошие свойства корреляции, в частности, если используют псевдошумовые последовательности для пилотных сигналов в каждой тренировочной структуре, и средство 67 корреляции устройства 63 приема в соответствии с настоящим изобретением все еще получает хорошие результаты при выполнении автокорреляции, то есть, корреляции принимаемых пилотных сигналов с самими собой. В частности, в проводных системах, таких как кабельные системы, ожидается, что автокорреляция позволяет получать хорошие результаты из-за высокого отношения сигнал/шум. Кроме того, такие последовательности обеспечивают возможность расчета смещения по частоте и/или оценки канала в устройстве 63 приема.

На фиг.7 показан пример результата моделирования для псевдошумовой последовательности из 64 выборок для системы с множеством несущих без сегментации тренировочной структуры, то есть, когда полоса пропускания передачи идентична полосе пропускания приема. Пик корреляции явно виден. На фиг.8 показан дополнительный пример результата моделирования для системы в соответствии с настоящим изобретением, в которой вся полоса пропускания передачи содержит идентичные тренировочные структуры, и приемник настроен на часть полосы пропускания передачи. В ситуации, показанной на фиг.8, приемник был настроен и идентично сопряжен с первым сегментом, то есть, с первой тренировочной структурой всей полосы пропускания передачи. Другими словами, моделирование показывает результат автокорреляции для ситуации, в которой приемник принимает пилотные сигналы тренировочной структуры в первоначальной последовательности. И снова, явно виден пик корреляции. На фиг.9 теперь показан результат моделирования для системы по фиг.8, когда приемник был настроен на положение между двумя тренировочными структурами так, что приемник не принимает пилотные сигналы в оригинальной последовательности, но принимает последнюю часть предыдущей тренировочной структуры перед первой частью следующей тренировочной структуры. Однако, учитывая циклическое поведение пилотных последовательностей и тренировочных структур, все еще возможно получить пик автокорреляции, который показан на фиг.9.

В случае, когда в устройстве 63 приема известно его местоположение настройки, то есть, известна величина смещения от начала фрейма или от соответствующего начала каждой тренировочной структуры, предусматриваемое в случае необходимости средство 66 изменения компоновки может изменять компоновку принимаемых пилотных сигналов на оригинальную последовательность и выполнять взаимную корреляцию на основе сравнения с сохраненной версией ожидаемой тренировочной структуры, для того, чтобы получить результат взаимной корреляции. Такой результат взаимной корреляции обычно имеет лучшее качество, чем результат автокорреляции, поскольку на него в меньшей степени влияют шумы. Таким образом, для систем с низким отношением сигнал - шум взаимная корреляция была бы лучшим выбором.

На фиг.10 показана схема примера представления в области частот структуры или последовательности 29 фрейма в соответствии с настоящим изобретением. Структура 29 фрейма охватывает всю полосу пропускания 24 передачи в направлении частоты и, содержит, по меньшей мере, две тренировочные структуры 30, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, по каждой из которой

передают идентичную последовательность пилотных сигналов на соответствующих несущих частотах, и которые имеют одинаковую длину. В примере, показанном на фиг.4, вся полоса 24 пропускания передачи дополнительно разделена на четыре тренировочных структуры 30, но может быть соответствующим образом разделена на любое другое большее или меньшее количество тренировочных структур. В устройстве 54 передачи в соответствии с настоящим изобретением, как показано на фиг.16, средство 55 отображения пилотного сигнала выполнено с возможностью отображать пилотные сигналы на несущие частоты каждой тренировочной структуры. Предпочтительно, используют псевдошумовая последовательность или последовательность ПАНАК для пилотных сигналов, но можно применять любую другую последовательность с хорошими свойствами псевдошумовой последовательности и/или корреляции. Кроме того, средство 55 отображение пилотного сигнала может быть выполнено с возможностью отображать пилотный сигнал на каждую несущую частоту в тренировочных структурах, как пояснялось со ссылкой на фиг.4. В качестве альтернативы, средство 55 отображения пилотного сигнала может быть выполнено с возможностью отображать пилотный сигнал на каждую m-ую несущую частоту (т представляет собой натуральное число больше 1), как для примера, пояснявшегося со ссылкой на фиг.5. Длина или полоса пропускания 39 каждой тренировочной структуры 30 совпадает с полосой пропускания 38, на которую может быть настроен тюнер устройства 63 приема. Однако часть полосы пропускания передачи, на которую может быть настроен тюнер устройства 63 приема, может быть большей, чем длина тренировочной структуры 30. Кроме того, для корреляции, выполняемой в средстве 67 корреляции для устройства 63 приема, принимаемые пилотные сигналы можно дополнительно (после преобразования в области частоты в средстве 68 преобразования) использовать для оценки канала, для несущих частот во фрейме, в средстве 69 оценки канала, что обеспечивает для средства 70 обратного отображения необходимую информацию оценки канала, обеспечивающую возможность правильного обратного отображения данных в принятых сигналах данных. Кроме того, принимаемые пилотные сигналы можно использовать в устройстве 63 приема для расчета смещения частоты в соответствующем средстве, которое не показано на фиг.18.

Структура или последовательность 29 фрейма дополнительно содержит, по меньшей мере, две структуры 31 сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, которые соответствуют тренировочным структурам 30 в направлении времени. Каждая структура 31 сигналов имеет такую же длину и полосу пропускания, как и соответствующая предыдущая тренировочная структура 30, и начало и конец каждой структуры 31 сигналов в направлении частоты идентичны началу и концу соответствующей (в области времени) предыдущей тренировочной структуре 30, таким образом, что структура частоты структур 31 сигналов идентична структуре частоты тренировочных структур 30. Другими словами, структуры 31 сигналов выровнены с тренировочными структурами 30. Передающее устройство 54 в соответствии с настоящим изобретением, представленное на фиг.16, содержит средство 57 отображения данных сигналов, которое выполнено с возможностью отображать данные сигналы на несущие частоты каждой структуры 31 сигналов. Таким образом, каждая структура 31 сигналов содержит, например, местоположение структуры 31 сигналов во фрейме. Например, каждая структура 31 сигналов в каждом фрейме имеет и переносит идентичные данные сигнала, за исключением местоположения соответствующей структуры сигналов во фрейме, которая отличается

в каждой структуре 31 сигналов во фрейме. Данные сигналов представляют собой, например, данные сигналов L1, которые содержат всю информацию о физическом уровне, которая необходима для устройства 63 приема, для декодирования принимаемых сигналов. Однако любые другие соответствующие данные сигналов могут содержаться в структурах 31 сигналов. Структуры 31 сигналов могут, например, содержать местоположение соответствующих сегментов 32, 33, 34, 35, 36 данных таким образом, что устройство 63 приема имеет информацию о том, где расположены желаемые сегменты данных так, что тюнер устройства 63 приема может настраиваться на соответствующее местоположение для приема желаемых сегментов данных. Как показано на фиг.17, устройство 63 приема, после средства 65 приема с тюнером содержит средство 68 преобразования, предназначенное для преобразования принимаемых сигналов из области времени в область частот, где после того, как данные сигнала (после необязательной реконструкции в средстве 71 реконструирования), будут обратно отображены в средстве 72 обратного отображения, затем будет выполнена их оценка в средстве 73 оценки. Средство 73 оценки выполнено с возможностью извлечения необходимой и требуемой информации сигналов из принятых данных сигналов. В случае необходимости, могут быть предусмотрены дополнительные структуры сигналов в направлении времени, непосредственно после структур 31 сигналов.

Структура или последовательность 29 фрейма дополнительно содержит, по меньшей мере, два сегмента данных, продолжающихся по всей полосе 24 пропускания частоты в направлении частоты и после структур 31 сигналов в направлении времени. Во временном интервале, следующем непосредственно после временного интервала, в котором расположены структуры 31 сигналов, структура 29 фрейма представляет несколько сегментов 32, 33, 34, 35, 36 и 37 данных с различными длинами, то есть, с различным количеством соответствующих несущих частот, на которые отображают данные. Структура 29 фрейма дополнительно содержит дополнительные сегменты данных в последовательных временных интервалах, в результате чего дополнительные структуры данных, соответственно, имеют такую же длину и количество несущих частот, как и в соответствующей предыдущей структуре данных. Например, структуры 32', 32" и 32"' данных имеют ту же длину, как и в первой структуре 32 данных. Структуры 33', 33" и 33"' данных имеют ту же длину, как и у сегмента 33 данных. Другими словами, дополнительные структуры данных имеют ту же структуру в измерении частот, как у нескольких структур 32, 33, 34, 35, 36 и 37 данных в первом временном интервале после структур 31 сигналов. Таким образом, если устройство 63 приема, например, настроится на часть 38 полосы пропускания передачи, для того, чтобы принять структуру 35 данных, все последовательные в области времени структуры 35', 35" и 35"' данных, которые имеют такую же длину, что и у структуры 35 данных, могут быть правильно приняты.

Гибкая и переменная структура последовательности данных для структуры или последовательности 29 фрейма, как предлагается в соответствии с настоящим изобретением, может быть, например, воплощена в устройстве 54 передачи в соответствии с настоящим изобретением, как показано на фиг.17, путем отображения различных потоков данных, например, различного вида данных и/или данных из различных источников, как представлено ответвлениями данные 1, данные 2 и данные 3 на фиг.17. Соответствующие данные затем отображают на несущие частоты в соответствующих структурах данных, используя соответствующие средства 58, 58' и 58" отображения данных. Как упомянуто, по меньшей мере, некоторые из различных

структур данных могут иметь различную длину, то есть, различное количество несущих частот, в случае, когда несущие частоты расположены эквидистантно и имеют одинаковую полосу пропускания, соответственно. В качестве альтернативы, количество структур данных в направлении частоты может быть таким же, как и количество тренировочных структур, при этом длина (или полоса пропускания) каждой из структур данных могут быть идентичны длине каждой из тренировочных структур, и структуры могут быть выровнены друг с другом (могут иметь одинаковую структуру в направлении частоты). В качестве альтернативы, каждая структура данных может иметь одинаковую длину, и количество структур данных может быть кратно количеству тренировочных структур, в то время как они все еще имеют одинаковую структуру частоты и выровнены. Таким образом, например, 2, 3, 4 или больше структур данных могут быть выровнены с каждой из тренировочных структур. В общем случае, длина структур данных должна быть меньше или максимум равна эффективной полосе пропускания приемника таким образом, чтобы структуры данных можно было принимать в устройстве 63 приема. Кроме того, устройство 54 передачи может быть выполнено с возможностью динамического изменения последовательности структуры данных, например, длины и/или количества структур данных. В качестве альтернативы, структура последовательностей данных может быть фиксированной или постоянной.

Кроме того, следует отметить, что структуры данных, предпочтительно, содержат пилотные сигналы, отображенные на некоторые из несущих частот, для того, чтобы обеспечить возможность тонкой оценки канала на стороне приема. Таким образом, пилотный сигнал может быть рассеян среди несущих с данными в виде регулярной или не регулярной структуры.

В устройстве 54 передачи несущие частоты с пилотными сигналами из средства 55 отображения пилотного сигнала, несущие частоты с данными сигналов из средства 57 отображения сигналов, и несущие частоты с данными из различных средств 58, 58', 58" отображения данных затем комбинируют в виде структуры или последовательности 29 фрейма в соответствии с настоящим изобретением в средстве 59 формирования фрейма.

Обычно структура фрейма в соответствии с настоящим изобретением может быть фиксированной или постоянной, то есть, общая полоса пропускания, так же, как и расширение каждого фрейма в направлении времени, должны быть фиксированными и всегда одинаковыми. В качестве альтернативы, структура фрейма также может быть гибкой, то есть, общая полная полоса пропускания и/или расширение каждого фрейма в направлении времени может быть гибкой и изменяться время от времени в зависимости от требуемого применения. Например, количество временных интервалов со структурами данных может гибко изменяться. Таким образом, изменения могут быть переданы в виде сигналов в устройство приема в данных сигналов, размещенных в структурах сигналов.

На фиг.10 можно видеть, что часть 38, на которую настроено устройство 63 приема, не соответствует структуре частоты тренировочных структур 30 и структур 31 сигналов. Однако, как пояснялось выше, благодаря циклической природе последовательностей пилотного сигнала в тренировочных структурах 30, средство 67 корреляции устройства 63 приема все еще может иметь возможность выполнить авто- (или взаимную) корреляцию. Кроме того, в этой ситуации, показанной на фиг.10, для устройства 63 приема требуется информация о смещении части 38 относительно структуры частоты структуры 29 фрейма, для того, чтобы обеспечить возможность

изменения компоновки принимаемых несущих сигналов с получением исходной последовательности сигналов для структур 31 сигналов, которое выполняется в средстве 71 реконструирования. Это связано с тем фактом, что структуры сигналов 31 имеют ту же структуру длины и частоты, что и тренировочные структуры 30.

Во время фазы запуска или фазы инициирования устройства 63 приема, устройство 63 приема настраивается на произвольную часть частоты в общей полосе пропускания частот. В не ограничительном примере кабельной системы широковещательной передачи тренировочная структура 30 может иметь, например, полосу пропускания 8 МГц. Таким образом, во время фазы запуска устройство 63 приема может принимать всю тренировочную структуру 30 в оригинальной последовательности или с повторно измененным порядком, а также полную структуру 31 сигналов в оригинальной последовательности или в последовательности с измененным порядком из принятой тренировочной структуры 30. Устройство 63 приема выполнено с возможностью выполнения корреляции в средстве 67 корреляции, для того, чтобы получать синхронизацию по времени, а также выполнить оценку канала (обычно грубую оценку канала) в средстве 69 оценки канала и/или выполнить расчет смещения частоты после преобразования принятых сигналов в области времени в область частот в средстве 68 преобразования. В средстве 73 оценки устройства 63 приема принятые данные сигналов оценивают, например, получают местоположение принятой структуры сигналов во фрейме таким образом, что приемник может свободно и гибко настраиваться на соответствующее желаемое положение частоты, такое как часть 38, показанная на фиг.10. В новом положении настройки, которое обычно не обязательно должно соответствовать структуре частоты тренировочных структур 30 и структур 31 сигналов, устройство 63 приема все еще может выполнять синхронизацию, оценку канала и расчет смещения частоты на основе пилотных сигналов тренировочных структур 30, благодаря их циклическое природе. Однако для того, чтобы обеспечить возможность правильной оценки данных сигналов структур 31 сигналов, порядок принятых сигналов должен быть повторно изменен, что выполняют с помощью средства 71 реконструирования, как описано выше. На фиг.11 представлено такое изменение порядка в виде схематичного примера. Последнюю часть 31' предыдущей структуры сигналов принимают до того, как будет принята первая часть 31" последующей структуры сигналов, после чего средство 71 реконструирования помещает часть 31' после части 31", для того, чтобы реконструировать оригинальную последовательность данных сигналов, после чего структуру сигналов с измененным порядком оценивают в средстве 73 оценки, после соответствующего обратного отображения данных сигналов из несущих частот в средстве 72 обратного отображения. Следует помнить, что содержание каждой структуры 31 сигналов одинаково, поэтому возможно такое изменение порядка.

Часто устройство приема не обеспечивает одинаковый частотный отклик по всей полосе пропускания приема, на которую настроен приемник. Кроме того, в системе передачи обычно возникает повышенное затухание на границах окна полосы пропускания приема. На фиг.12 схематично показано представление типичного примера формы фильтра. Можно видеть, что фильтр не является прямоугольным, поэтому, например, вместо полосы пропускания 8 МГц, устройство приема выполнено с возможностью эффективно принимать только в полосе пропускания 7,4 МГц. Вследствие этого, устройство 63 приема может не иметь возможности выполнять изменение порядка данных сигналов, как описано со ссылкой на фиг.11, в случае, когда структуры 31 сигналов имеют такую же длину и полосу пропускания, как и

полоса пропускания приема устройства 63 приема, поэтому некоторые сигналы будут потеряны и не могут быть приняты на границе полосы пропускания приема. Для того, чтобы преодолеть эту проблему и другие проблемы, и для того, чтобы обеспечить для устройства 63 приема постоянную возможность приема одной полной структуры сигналов в оригинальной последовательности и без необходимости выполнять изменение порядка или повторно изменять компоновку принимаемых сигналов, в настоящем изобретении в качестве альтернативы или дополнительно предложено использовать структуры 31a сигналов, которые имеют уменьшенную длину по сравнению с тренировочными структурами 30. В примере, показанном на фиг.13, предложено использовать структуры 31a сигналов, которые имеют ровно половину длины тренировочной структуры 30, но, тем не менее, имеют ту же структуру частоты, что и тренировочные структуры 30. Другими словами, соответствующие две (то есть, пара) структуры 31a сигналов половинной длины сопрягают и выравнивают друг с другом для тренировочных структур 30, как показано в фиг.13. Таким образом, каждая пара структур 31a сигналов будет иметь идентичные данные сигналов, включающие в себя местоположение структур 31a сигналов в соответствующем фрейме. Однако, что касается других пар структур сигналов, в этих других парах, поскольку они имеют соответствующее другие места положения во фрейме, данные сигналов могли бы быть идентичными, за исключением информации о местоположении. В описанном выше примере каждой тренировочной структуры 30, имеющей полосу пропускания или длину 8 МГц, структура 31a сигналов могла бы иметь длину или полосу пропускания 4 МГц. В результате, для того, чтобы обеспечить передачу такого же количества данных сигналов, как ранее, может потребоваться добавить дополнительные структуры 31b сигналов половинной длины во временном интервале, который следует после структур 31a сигналов и перед структурами 32, 34, 35, 36 и 37 данных. Дополнительные структуры 31b сигналов имеют такую же компоновку/выравнивание по времени и частоте, что и структуры 31a сигналов, но содержат дополнительную и отличающуюся информацию сигналов от информации сигналов, содержащейся в структурах 31a сигналов. Таким образом, устройство 63 приема получает возможность принимать структуры 31a и 31b сигналов полностью, и средство 71 реконструирования устройства выполнено с возможностью комбинировать данные сигналов структур 31a и 31b сигналов для получения первоначальной последовательности. В этом случае средство 71 реконструирования может быть исключено из устройства 63 приема. Также возможно предусмотреть только структуры 31a сигналов в одном временном интервале с половиной длины, если все необходимые данные сигналов могут быть переданы в половине длины, и дополнительные структуры 31b сигналов не нужны. В качестве альтернативы, еще большее количество структур сигналов половинной длины можно использовать в следующем временном интервале после структур 31b сигналов.

В общем, можно отметить (для всех вариантов воплощения настоящего изобретения), что длина (или полоса пропускания) тренировочных структур, структуры данных и/или структуры сигналов может быть адаптирована к, например, может быть меньше чем или, самое большее, может быть равна эффективной полосе пропускания приема устройства 63 приема, например, в выходной полосе пропускания полосового фильтра приема, как описано выше.

Кроме того, в общем, следует отметить, что тренировочные структуры, структуры сигналов и/или структуры данных для структуры фрейма, описанной в соответствии с настоящим изобретением, могут содержать дополнительные защитные полосы, то

есть, не используемые несущие в начале и/или в конце соответствующей структуры или фрейма. Например, каждая тренировочная структура может содержать защитную полосу вначале и в конце каждой структуры. В качестве альтернативы, в некоторых вариантах применения может быть предпочтительным, чтобы только первая тренировочная структура в каждом фрейме, в примере, показанном на фиг.10, тренировочная структура в положении 39, могла содержать защитную полосу только в начале структуры, и последняя тренировочная структура в каждом фрейме может содержать защитную полосу только в конце структуры. В качестве альтернативы, в некоторых вариантах применения, только первая тренировочная структура в каждом фрейме, в примере по фиг.10 тренировочная структура в положении 39 может содержать защитную полосу вначале, а также в конце структуры, и последняя тренировочная структура в каждом фрейме может содержать защитную полосу вначале, а также в конце структуры. Длина защитной полосы, содержащейся в некоторых или во всех тренировочных структурах, может быть, например, меньшей, или самое большее, может быть равна максимальному смещению частоты, с которым может работать устройство приема. В упомянутом примере полосы пропускания 8 МГц для каждой тренировочной структуры защитная полоса может иметь, например, длину 250-500 кГц или любую другую соответствующую длину. Кроме того, длина каждой из защитных полос, содержашихся в тренировочных структурах, может составлять, по меньшей мере, длину несущих частот, которые не принимают в устройстве приема из-за характеристик фильтра, как описано со ссылкой на фиг.12. Кроме того, в случае, когда структуры сигналов имеют защитные полосы, длина каждой из защитных полос, содержащейся в тренировочных структурах, может составлять, по меньшей мере, длину каждой из защитных полос структуры сигналов.

Кроме того, или в качестве альтернативы, каждая структура сигналов, то есть, структура 30, 31a и/или 31b сигналов, может содержать защитную полосу с неиспользуемыми несущими вначале и в конце каждой структуры. Пример такой ситуации показан на фиг.15, на которой схематично представлено несколько структур 31a сигналов, расположенных последовательно друг за другом в измерении частоты, каждая из которых имеет защитную полосу 31a' в ее начале и, кроме того, защитную полосу 31a" в ее конце. Например, в системе МОЧР, в которой общая полоса пропускания передачи представляет собой кратное длины тренировочной структуры, равной 8 МГц (режим 4nk: к представляет собой размер окна Фурье из 1024 несущих/выборок, n=1, 2, 3,4). И каждая структура сигналов имеет длину 4 МГц, если предположить, что длина каждой защитной полосы вначале и в конце каждой структуры сигналов составляет 343 несущих частоты (что представляет собой количество не используемых несущих в структурах данных вначале и в конце каждого фрейма в каждом режиме 4nk). Полученное число используемых несущих в каждой структуре сигналов могло бы составить 3584/2-2×343=1106 несущих. Следует, однако, понимать, что эти числа используются только как примеры и не означают какое-либо ограничение в любом смысле. Таким образом, длина каждой из защитных полос, содержащихся в структурах сигналов, может представлять собой, по меньшей мере, длину несущих, которые не принимают в устройстве приема из-за характеристик фильтра, как описано со ссылкой на фиг.12, таким образом, что длина данных сигналов в каждой структуре сигналов равна (или может быть меньшей, чем), эффективная ширина полосы пропускания приемника. Следует отметить, что, если дополнительные структуры 31b сигналов присутствуют, как пояснялось со ссылкой на фиг.13, они будут иметь те же защитные полосы 31a' и 31a", что и структуры 31a

сигналов. Кроме того, структуры 30 сигналов, как описано со ссылкой на фиг.13, могут иметь защитные полосы 31a' и 31a", как описано выше.

Кроме того, или в качестве альтернативы, каждая структура данных может содержать защитную полосу с не используемыми несущими вначале и в конце каждой структуры. В качестве альтернативы, в некоторых вариантах применения, только соответствующие первые структуры данных в каждом фрейме в направлении частоты, в примере, показанном на фигурах 10 и 13, структуры 32, 32', 32", 32'" данных могут содержать защитную полосу только в начале структуры данных, и последние структуры данных в каждом фрейме в направлении частоты, в примере, показанном на фигурах 10 и 13, структуры 37, 37', 37", 37'" данных, могут содержать защитную полосу в конце структуры данных. Таким образом, длина защитных полос структур данных могла бы, например, быть такой же как длина защитных полос структур сигналов, если структуры сигналов содержат защитные полосы, и/или защитные полосы тренировочных структур, если тренировочные структуры содержат защитные полосы.

Как отмечено выше, данные сигналов, содержащиеся в структурах 31, 31a и/или 31b сигналов (или других структурах сигналов в соответствии с настоящим изобретением), содержат информацию физического уровня, которая обеспечивает для устройства 63 приема в соответствии с настоящим изобретением возможность получать информацию о структуре фрейма и принимать и декодировать желаемые структуры данных. В соответствии с не ограничительным примером, данные сигналов могут содержать такие параметры, как общая или полная полоса пропускания передачи, длина защитной полосы для тренировочных структур, местоположения соответствующих структур сигналов во фрейме, длина защитной полосы для структур сигналов, длина защитной полосы для структур данных, количество фреймов, которые составляют суперфрейм, количество присутствующих фреймов в суперфрейме, количество структур данных в измерении частоты общей полосы пропускания фрейма, количество дополнительных структур данных в измерении времени фрейма и/или отдельных данных сигналов для каждой структуры данных в каждом фрейме. Таким образом, местоположение соответствующей структуры сигналов во фрейме может, например, обозначать положение структуры сигналов в отношении тренировочных структур или в отношении сегментации общей полосы пропускания. Например, в случае по фиг.10, в котором структуры сигналов имеют ту же длину, что и тренировочные структуры и выровнены с тренировочными структурами, данные сигналов содержат индикацию, если структура сигналов расположена в первом сегменте (например, в первом сегменте размером 8 МГц), или во втором сегменте и т.д. В случае, когда структуры сигналов имеют половину длины тренировочных структур, как, например, пояснялось со ссылкой на фиг.13, каждая пара соседних структур сигналов затем имеет одну и ту же информацию о местоположении. В любом случае, устройство приема будет выполнено с возможностью настраиваться на желаемую полосу частот в последующем фрейме, используя такую информацию о местоположении. Отдельные данные сигналов представляют собой отдельный блок данных, индивидуально предусмотренный для каждой структуры сигналов, присутствующей во фрейме, и могут содержать такие параметры, как первая несущая частота структуры данных, количество несущих частот, выделенных для структуры данных, модуляция, используемая для структуры данных, код защиты от ошибок, используемый для структуры данных, использование перемежителя по времени для структуры данных, количество вырезов частоты

(несущие частоты, которые не используются для передачи данных в структуре данных) в структуре данных, положение вырезов частоты и/или значения ширины вырезов частоты. Средство 57 отображения сигналов устройства 54 передачи выполнено с возможностью отображения соответствующих сигналов данных на несущие частоты каждой структуры сигналов. Средство 67 оценки устройства 63 приема выполнено с возможностью оценки принимаемых данных сигналов и использования или перенаправления информации, содержащейся в данных сигналов, для дальнейшей обработки в пределах устройства 63 приема.

В случае, когда данные сигналов содержат упомянутую выше информацию отдельных сигналов для каждой структуры данных, присутствующей во фрейме, структура последовательности сигналов поддерживает максимальное ограниченное число структур данных в направлении частоты на фрейм, для того, чтобы ограничить размер каждой структуры сигналов до максимального размера. Таким образом, хотя количество структур данных в направлении частоты каждого фрейма может динамически и гибко изменяться, это могло бы быть справедливо только в пределах некоторого максимального количества структур данных. Дополнительные структуры данных в направлении времени каждого фрейма соответствующим образом выровнены с предыдущими структурами данных, как пояснялось выше. Таким образом, каждая дополнительная последующая структура данных имеет то же самое положение, длину, модуляцию и т.д., что и предыдущая структура данных таким образом, что данные сигналов для предыдущей структуры данных также действительны для последующей структуры данных. Таким образом, количество дополнительных структур данных в направлении времени каждого фрейма может быть фиксированным или гибким, и эта информация также может содержаться в данных сигналов. Аналогично, структура последовательности сигналов может поддерживать только максимальное ограниченное количество вырезанных частот в каждой структуре данных.

В качестве альтернативы или в дополнение, для того, чтобы преодолеть проблему, состоящую в том, что части структур 31 сигналов не могут быть приняты устройстве 63 приема, устройство 54 передачи может, в случае необходимости, содержать средство 56 кодирования ошибки, выполненное с возможностью добавления определенного вида кодирования ошибки, избыточности, такого как кодирование повторения, циклическое кодирование с избыточностью или тому подобное для данных сигналов, которые отображают на несущие частоты структур сигналов, используя средство 57 отображения сигналов. Дополнительное кодирование ошибки может обеспечить возможность для устройства 54 передачи использовать структуры 31 сигналов той же длины, что и тренировочные структуры 30, как показано на фиг.10, поскольку устройство 63 приема выполнено с возможностью, например, с помощью средства 71 реконструирования, выполнять определенного рода детектирование и/или коррекцию ошибок для реконструирования первоначальной структуры сигналов.

Для упомянутого выше примера структур сигналов, имеюших длину 4 МГц и выровненных с тренировочными структурами (сегментами) 8 МГц в системе МОЧР, следующая таблица представляет конкретный (не ограничительный) пример структуры сигнала:

Таблица 1

Структура сигналов			
n из n4k			4 бита

Текущее значение n из n4k			4 бита
Длина защитного интервала			2 бита
Длина суперфрейма			16 битов
Номер фрейма			16 битов
Номер структур данных			5 битов (или 4 или 6 битов)
Цикл по структурам данных с индивидуальной информацией о каждой структуре данных {			
	n - номер сегмента		4 бита
	Начальный номер несущей		12 битов
	Ширина структуры данных (количество несущих)		12 битов
	QAM (КАМ, квадратурная амплитудная модуляция) модуляция структуры данных		3 бита
	LDPC (ПЧНП, проверка на четность низкой плотности) blocksize		1 бит
	ПЧНП coderate		3 бита
	Разрешение перемежения по времени		1 бит
	Количество вырезов		2 бита
	Цикл по вырезам {		
		Начальный номер несущей	12 битов
		Ширина выреза(количество несущих)	12 бит
	} Конец цикла по вырезам		
	повторная обработка PSI/SI (СПИ/НУ, специфичная для программы информация/информация услуги)		1 бит
} Конец цикла по структурам данных			
Зарезервировано			1 бит (или 0 или 2 бита)
CRC_32MIP			32 бита

Предпочтительно, структура фрейма может иметь максимум 32 структуры данных на фрейм в измерении частоты, таким образом, что в системе с общей полосой пропускания 32 МГц (четыре длины тренировочной структуры 8 МГц), каждая структура данных имеет минимальную длину 1 МГц. Полученный в результате максимальный размер структуры сигналов составляет (48+32+32(36+4*24))=48+32+4224=4304 бита. Соответствующее сокращенное кодирование Рида-Соломона можно применять для данных сигналов. Кодированные данные, например, можно отображать на два последовательных символа QPSK (КФМН, квадратурная фазовая манипуляция), или можно использовать любую другую соответствующую модуляцию.

В качестве альтернативы, структура фрейма может иметь максимум 64 структуры данных на фрейм в измерении частоты, таким образом, что в системе с общей полосой пропускания 32 МГц (четыре длины тренировочной структуры 8 МГц), каждая структура данных имеет минимальную длину 0,5 МГц. Полученный в результате максимальный размер структуры сигналов составляет (48+32+64(36+4*24))=48+32+8448=8528 бита. Соответствующее сокращенное кодирование Рида-Соломона можно применять к данным сигналов. Кодированные данные могут, например, быть отображены на два последовательных символа с 16-КАМ, или можно использовать любую другую соответствующую модуляцию.

В качестве альтернативы, структура фрейма может иметь максимум 16 структур данных на фрейм в измерении частоты, таким образом, что в системе с общей полосой

пропускания 32 МГц (четыре длины тренировочной структуры 8 МГц), каждая структура данных имеет минимальную длину 2 МГц. Полученный в результате максимальный размер структуры сигналов составляет (48+32+16 (36+4*24))=48+32+2112=2192 битов. Соответствующее сокращенное кодирование Рида-Соломона можно применять к данным сигналов. Кодированные данные могут, например, быть отображены на один символ КФМН, или можно использовать любую другую соответствующую модуляцию.

Далее параметры данных сигналов, представленные выше в таблице 1, будут описаны более подробно:

a) n из n4k:	Определяет общую полосу пропускания передачи предложенной системы 4nk, как значение, кратное 8 МГц n=1: 8 МГц n=2: 16 МГц n=3: 24 МГц n=4: 32 МГц ……	
b) Текущее значение n из n4k:	Обозначает местоположение декодированной структуры сигналов в полном канале n4k (фрейм)	
	0000	зарезервировано
	0001	0,..8МГц (n=1)
	0010	8,..16МГц (n=2)
	0011	16,..24МГц (n=3)
	0100	24,..32МГц (n=4)
c) Длина защитного интервала:	Определяет длину защитных интервалов (или полос) для всех структур данных, а также для структур сигналов	
	00	GI=1/64
	01	GI=1/128
	10	GI=1/256
	11	зарезервировано
d) Длина суперфрейма:	Этот параметр описывает количество фреймов, из которых построен один суперфрейм	
e) Номер фрейма:	Позволяет подсчитывать фрейм в одном суперфрейме. В начале каждого суперфрейма такой счетчик сбрасывают.	
f) Количество структур данных:	Определяет количество структур частот в общей полосе пропускания канала	
g) Номер n-сегмента:	Этот параметр сигнализирует местоположение первой несущей структуры данных (то есть, какой сегмент размером 8 МГц)	
h) Номер начальной несущей:	Определяет первую несущую структуры данных. Нумерацию выполняют относительно фрейма соответствующего сегмента 8 МГц	
i) Ширина структуры данных:	Определяет количество выделенных несущих для структуры данных	
j) КАМ структуры данных:	Этот параметр обозначает модуляцию КАМ для структуры данных	
	000	16-КАМ
	001	64-КАМ
	010	256-КАМ
	011	1024-КАМ
	100	4096-КАМ
	101	16384-КАМ
	110	65536-КАМ
	111	зарезервировано
k) ПЧНП blocksize:	Определение ПЧНП blocksize:	
	0	16 k blocksize
	1	64 k blocksize

	Определение скорости кода выбранного ПЧНП (проверка на четность низкой плотности) для структуры данных	
	0000	2/3
	0001	3/4
l) ПЧНП coderate:	0010	4/5
	0011	5/6
	0100	8/9
	0101	9/10
	0110-1111	зарезервировано
m) Разрешен перемежитель по времени:	Передает сигналы об использовании перемежителя по времени для этой структуры данных	
h) Количество вырезов:	Определение присутствия или количества вырезов в этой структуре данных	
	00	вырез в этой структуре данных отсутствует
	01	1 вырез в этой структуре данных
	10	2 выреза в этой структуре данных
	11	3 выреза в этой структуре данных
o) Начало выреза:	Определяет первую несущую структуры данных	
p) Номер несущей:	Нумерацию выполняют относительно фрейма соответствующего сегмента размером 8 МГц	
q) Ширина выреза:	Определяет количество выделенных несущих для выреза	
r) Повторная обработка СПИ/ИУ:	Передает сигналы о том, выполняется ли повторная обработка СПИ/ИУ в головном узле	
	0	повторная обработка СПИ/ИУ запрещена
	1	повторная обработка СПИ/ИУ разрешена
s) CRC_32 MEP:	32-битное кодирование CRC для блока сигналов L1	

Для того чтобы обеспечить еще лучший прием структур сигналов в устройстве 63 приема, в настоящем изобретении дополнительно предложено оптимизировать положение настройки устройства 63 приема. В примерах, показанных на фиг.10 и 13, приемник настроен на часть 38 полосы пропускания передачи путем установки по центру части 38 вокруг полосы пропускания частот в структурах данных, предназначенных для приема. В качестве альтернативы, устройство 63 приема может быть настроено таким образом, чтобы прием структуры 31 сигналов был оптимизирован, благодаря размещению части 38 таким образом, чтобы максимальная часть структуры 31 сигналов была принята, в то время как желательная структура данных при этом будет полностью принята. В качестве альтернативы, в настоящем изобретении предложено, чтобы длина соответствующих структур данных не отличалась от длины соответствующих структур 30 преамбулы и структур 31 сигналов больше, чем на определенный процент, например, на 10%. Пример такого решения можно найти на фиг.14. Границы между структурами 42, 43, 44 и 45 данных не отклоняются (в направлении частоты) от границ между структурами 30 преамбулы и структурами 31 сигналов более, чем на определенный процент, например (но без ограничения) на 10%. Такой небольшой процент может затем быть скорректирован с использованием описанного выше дополнительного кодирования ошибки в структурах 31 сигналов.

На фиг.16 показано представление в области времени примера фрейма 47 в соответствии с настоящим изобретением. В устройстве 54 передачи, после того, как структура или последовательность фрейма будет сгенерирована в средстве 59 формирования фрейма, структуру фрейма в области частоты преобразуют в область времени с помощью средства 60 преобразования. Пример полученного в результате фрейма в области времени теперь показан на фиг.15. Фрейм 47 содержит множество сокращенных тренировочных символов 48, полученных в результате отображения пилотных сигналов только на каждую m-ую несущую частоту (m представляет собой

натуральное число, большее или равное 2) с помощью средства 55 отображения пилотного сигнала, после чего следует защитный интервал 49, символ 50 сигналов, дополнительный защитный интервал 51 и множество символов 52 данных, которые, соответственно, разделены защитными интервалами 53. Хотя ситуация, в которой только один символ сигнала присутствует в области времени, соответствует примеру, показанному на фиг.10, в котором только один временной интервал со структурами сигналов присутствует в структуре фрейма в области частот, пример, показанный на фиг.13 с двумя временными интервалами, со структурами 31a и 31b сигналов, соответственно, мог бы привести к присутствию двух структур сигналов в области времени, которые, в конечном итоге разделены защитным интервалом. Защитные интервалы могут представлять собой, например, циклические расширения полезных частей соответствующих символов. Надежность синхронизации может быть, в общем, улучшена путем инвертирования последнего тренировочного символа, то есть, инвертирования фазы последнего тренировочного символа относительно предыдущих тренировочных символов (которые все имеют одинаковую фазу). В примере системы МОЧР символы сигналов и символы данных, включающие в себя свои предусмотренные, в конечном итоге, защитные полосы, могут, соответственно, иметь длину одного символа МОЧР. Фреймы в области времени затем пересылают в средство 61 передачи, которое обрабатывает сигнал в области времени, в зависимости от используемой системы с множеством несущих, например, применяя преобразование сигнала с повышением частоты до желаемой частоты передачи. Сигналы передачи затем передают через интерфейс 62 передачи, который может представлять собой кабельный интерфейс или беспроводный интерфейс, такой как антенна или тому подобное.

Количество сокращенных тренировочных символов 48 во фрейме 47 зависит от желаемого варианта воплощения и используемой системы передачи. В не ограничительном примере количество сокращенных тренировочных символов 48 может составлять 8, что представляет собой хороший компромисс между сложностью корреляции и надежностью синхронизации.

На фиг.16 дополнительно показано, что соответствующее количество фреймов может быть скомбинировано в суперфреймы. Количество фреймов на суперфрейм, то есть, длина каждого суперфрейма в направлении времени может быть фиксированной или может изменяться. Таким образом, может быть установлена максимальная длина, до которой суперфреймы могут быть установлены динамически. Кроме того, может быть предпочтительным, чтобы данные сигналов в структурах сигналов для каждого фрейма в суперфрейме были одинаковы и, чтобы изменения в данных сигналов происходили только от суперфрейма к суперфрейму. Другими словами, модуляция, кодирование, количество структур данных и т.д. могли бы быть одинаковыми в каждом фрейме суперфрейма, но могли бы затем отличаться в последующем суперфрейме. Например, длина суперфреймов в системах широковещательной передачи может быть больше, поскольку данные сигналов могут не меняться так часто, и в интерактивной системе длина суперфрейма может быть короче, поскольку оптимизация параметров передачи и приема может быть выполнена на основе обратной связи от приемника к передатчику.

Элементы и функции устройства 54 передачи, блок-схема которого показана на фиг.17, пояснялись выше. Следует понимать, что фактическое воплощение устройства 54 передачи будет содержать дополнительные элементы и функции, необходимые для фактической работы устройства передачи в соответствующей

системе. На фиг.17 показаны только элементы и средства, необходимые для пояснения и понимания настоящего изобретения. То же относится к устройству 63 приема, блок-схема которого показана на фиг.18. На фиг.18 показаны только элементы и функции, необходимые для понимания настоящего изобретения. Дополнительные элементы будут необходимы для фактической работы устройства 63 приема. Кроме того, следует понимать, что элементы и функции устройства 54 передачи, а также устройство 63 приема, могут быть воплощены в устройстве, системе и т.д. любого типа, адаптированных для выполнения функций, описанных и заявленных в настоящем изобретении.

Настоящее изобретение, кроме того, направлено на структуру фрейма (и соответственно, на адаптированное устройство передачи и приема, и на способ, как описано выше), которое, в качестве альтернативы к описанным выше вариантам воплощения, имеет множество (две или больше) структур данных, в которых, по меньшей мере, одна структура данных имеет длину, отличающуюся от длины другой структуры (структур) данных. Такая структура последовательностей данных с переменной длиной может быть скомбинирована, либо в виде последовательностей тренировочных структур с идентичной длиной и содержанием, как описано выше, или в виде последовательности тренировочных структур, в которых, по меньшей мере, одна тренировочная структура имеет длину и/или содержание, отличающееся от других тренировочных структур, то есть, переменную длину тренировочной структуры. В обоих случаях, для устройства 63 приема потребуется некоторая информация об изменяющейся длине структуры данных, которая может быть передана с помощью отдельного канала передачи данных сигналов или с использованием данных сигналов, содержащихся в структурах данных сигналов, содержащихся в структуре фрейма, как описано выше. В последнем случае возможно такое воплощение, если первая тренировочная структура и первая структура сигналов в каждом фрейме всегда имеет одинаковую длину, в котором устройство приема всегда может получать информацию о переменных структурах данных путем приема первой тренировочной структуры и структуры сигналов в каждом или в необходимых фреймах. Конечно, возможны другие варианты воплощения. В остальном, все еще применима остальная часть приведенного выше описания в отношении тренировочных структур, структур данных и структур сигналов, а также возможных вариантов воплощения устройства 54 передачи и устройства 63 приема.

1. Основные положения

Следующее описание представляет собой предложение для предпочтительного варианта воплощения настоящего изобретения в будущей цифровой системе широковещательной передачи видеоданных на основе кабельной связи, такой как (но без ограничений), DVB-C2 (ЦВТ-К2, цифровое видео- и телевещание - кабельное 2). Последнее развитие стандартов физического уровня второго поколения для спутниковой передачи (DVB-S2, ЦВТ-С2, цифровое видео- и телевещание - спутниковое 2)) и наземной (DVB-T2, ЦВТ-Н2, цифровое видео- и телевещание - наземное 2)) передачи привело к необходимости, для операторов кабельных сетей обеспечивать улучшенные и конкурентоспособные технические характеристики и гибкость для цифровой широковещательной передачи и интерактивных услуг, чем могут быть получены с использованием текущего стандарта ЦВТ-К первого поколения.

Цель такого предложения состоит в том, чтобы обеспечить полное решение системы в соответствии с текущими и ожидаемыми будущими требованиями

кабельных сетей, но которые можно было бы применять также к наземным сетям.

Такое предложение обеспечивает существенное улучшение пропускной способности и гибкости системы, благодаря множеству новых и улучшенных свойств:

• Гибкая и чрезвычайно эффективная схема модуляции МОЧР:

- Использование не только существующего растра частот 8 МГц, но также и больших полос пропускания с определенными значениями, кратными 8 МГц, позволяет реализовать спектрально чрезвычайно эффективную систему передачи

- Прием, на основе интервала частоты, обеспечивающий возможность воплощения приемника с эффективным использованием затрат и увеличенной гибкостью системы.

- Вырез поднесущих МОЧР для поддержки эффективной защиты (в отношении безопасности) наземных услуг (Накопленное излучение кабельных сетей нарушает работу наземных услуг)

• Модуляция более высокого порядка поднесущих МОЧР обеспечивает существенное увеличение пропускной способности по текущим системам ЦВТ-К

- Вплоть до 69,8 Мбит/с, используя модуляцию поднесущих 1024QAM (в полосе пропускания приема 8 МГц)

- Вплоть до 83,7 Мбит/с, используя модуляцию поднесущих 4096QAM (в полосе пропускания приема 8 МГц)

• Кодек ПЧНП, повторно используемый из ЦВТ-С2 и ЦВТ-Н2, со скоростями кода, оптимизированными для кабельной системы, обеспечивает усиление больше чем 3 дБ по сравнению с текущим кодированием и способствует обеспечению совместимости с системами ЦВТ второго поколения

• Поддержка транскодирования спутниковых и наземных услуг для кабельных систем

• Поддержка для нескольких форматов входных потоков (одиночный и/или множество транспортных потоков (TS, ТП) информации и Обобщенная инкапсуляции потоков (GSE, ОИП))

• Оптимизация пропускной способности, в случае доступных возвратных каналов

- Малая задержка в системе, для поддержки интерактивных услуг

- Адаптация поднесущих МОЧР, для оптимизации пропускной способности в зависимости от местоположения и конкретных условий SNR (ОСП, отношение сигнал/помеха в данном интервале частоты.

Такое предложение представляет собой предложение по полной системе и относится ко всем аспектам требований. Детальное сравнение требований, относящихся к С2 (К2), приведено вместе с описанием технологии в параграфе 5.

Используются следующие сокращения:

ACM	(АКМ)	Адаптивное кодирование и модуляция
AWGN	(АБШ)	Аддитивный белый гауссов шум
код BCH	(БЧХ)	Двоичный блок коррекции множества ошибок Бозе-Чаудхури-Хоквенгема
CAZAC	(ПАПАК)	Форма колебаний нулевой автокорреляции с постоянной амплитудой
CCM	(ПКМ)	Постоянное кодирование и модуляция
CRC	(ПЦИ)	Проверка циклической избыточности
FEC	(ПКО)	Прямая коррекция ошибки
GI	(ЗИ)	Защитный интервал
GS	(ОП)	Обобщенный поток
	(ОИП)	Инкапсуляция обобщенного потока
GSM	(ОПМ)	Глобальная система мобильной связи

LDPC	(ПЧНП)	Код проверки на четность малой плотности
OFDM	(МОЧР)	Ортогональное мультиплексирование с частотным разделением каналов
PAPR	(УОПС)	Уменьшение отношения пикового к среднему значению
PSI/SI	(СПИ/ИУ)	Специфичная для Программы Информация/Информация услуги
QAM	(КАМ)	Квадратурная амплитудная модуляция
QoS	(КУ)	Качество услуги
RF	(РЧ)	Радиочастота
SMATV	(СТВКА)	Спутниковое телевидение с приемом на коллективную антенну
SNR	(ОСП)	Отношение сигнал/помеха
TS	(ТП)	Транспортный поток информации
VCM	(ПКМ)	Переменное кодирование и модуляция
VoD	(ВПТ)	Видео по требованию

Следует понимать, что все функции и требования, описанные ниже, могут быть воплощены в соответствующим образом установленном средстве и элементах устройства 54 передачи, показанного и описанного со ссылкой на фиг.17 и/или устройства 63 приема, показанного и описанного со ссылкой на фиг.18. Кроме того, следует понимать, что представленное ниже подробное описание предпочтительных вариантов воплощения не предназначено для ограничения объема настоящего изобретения, как определено в формуле изобретения.

2. Обзор системы

2.1. Гибкая система n4k

Предложенная система включает в себя высокий уровень гибкости в отношении отображения различных входных форматов (одиночный/множественный ТП и ОИП) на поднесущие МОЧР.

Основная концепция состоит в том, чтобы связать и мультиплексировать как можно большее количество входных потоков данных на соответствующее количество поднесущих МОЧР, которые, в общем, не превышают максимальную полосу пропускания тюнера на стороне приемника (например, 8 МГц, включая в себя соответствующие защитные полосы). Это определено как частотный срез данных.

Подканал обозначает один блок полосы пропускания 8 МГц существующего растра кабельного канала. Существующую полосу пропускания ЦВТ-К (то есть, 8 МГц) можно использовать как одиночный канал. Однако, для того, чтобы дополнительно увеличить эффективность спектра n подканалов МОЧР шириной 8 МГц можно комбинировать или "связывать" вместе, для формирования большего канала. Несколько частотных срезов данных могут быть скомбинированы в канале. При этом не существует фиксированное назначение полосы пропускания для частотных срезов, они не обязательно выровнены по подканалам размером 8 МГц.

Спектральная эффективность увеличивается, поскольку защитные полосы спектра МОЧР используются только однажды на каждой стороне среди общей полосы пропускания канала. Формование спектра защитной полосы не меняется при разных значениях полосы пропускания канала. На фиг.19 иллюстрируются различные примеры полосы пропускания канала с соответствующими защитными полосами.

Очевидно, что чем больше общая полоса пропускания канала, тем меньше спектральные издержки, связанные с защитными полосами. Верхний предел общей полосы пропускания канала зависит от доступной технологии (Ц/А преобразователь) на стороне головного узла. В Таблице 22 иллюстрируется процент издержек для различных полос пропускания спектра МОЧР, если применяют одну и ту же форму защитной полосы:

Таблица 2

Издержки в связи с защитной полосой для различных полос пропускания спектра МОЧР

Полоса пропускания канала МОЧР	Издержки в связи с защитной полосой
8 МГц	5,1%
16 МГц	2,5%
24 МГц	1,7%
32 МГц	1,2%
...	...

Полоса пропускания частотного среза данных не связана с каким-либо фиксированным частотным растром, и ее можно регулировать прямым способом в соответствии с требованиями полосы пропускания входных потоков. Единственное требование состоит в том, чтобы количество выделенных поднесущих не превышало полосу пропускания тюнера на стороне приемника. Статистическое мультиплексирование применяют для среза данных и получают пользу из этих полос пропускания, которые делают как можно большими.

Общая полоса пропускания канала должна составлять собой кратное n растра подканала (8 МГц). Это позволяет сделать простым планирование работы сети, а также достаточно большие размеры шага настройки тюнера приемника.

Модуляцию МОЧР выводят из режима работы 4 k, используемого в ЦВТ-Н/Т2, который расширяют на множество растров подканала. Система поэтому называется системой n4k (n обозначает количество связанных блоков модуляции 4 k).

2.2. Частичный прием МОЧР

Для того чтобы обеспечить возможность воплощения приемника с эффективными минимальными затратами, предложен прием МОЧР на основе срезов частоты.

Сегментированный прием МОЧР с фиксированными размерами сегмента в настоящее время уже успешно развернут в ISDB-T (КСЦВ-Н, комплексная служба цифрового вещания - наземная). В этих системах возможен прием отдельных сегментов или комбинированных сегментов. Основное применение КСЦВ-Н состоит в том, чтобы обеспечить мобильный прием, а также фиксированный наземный прием в пределах одного РЧ канала.

Предложенная система С2 содержит произвольное регулируемое назначение блоков поднесущей, как показано на фиг.20. Предложенный головной узел С2 выполнен с возможностью расчета для каждого суперфрейма сборки удельного распределения входного потока и среза частоты всех поднесущих МОЧР. В идеале каждый входной поток или каждую группу входных потоков отображают на соответствующую подгруппу поднесущих МОЧР. Количество выделенных поднесущих может быть выведено непосредственно из скорости входных данных. Это включает в себя комбинированные издержки, связанные с адаптацией режима, адаптацией потока и кодированием ПКО, и прирост, благодаря модуляции КАМ.

Разделение общего канала МОЧР на различные частотные срезы (также называемые частотными структурами или сегментами) определено по сигналам L1 (секция 3.7.2). Приемник настраивается на частоту, которая содержит желаемый частотный срез данных. Частичную демодуляцию МОЧР применяют к выбранному принимаемому спектру 8 МГц.

Примечание: ширина частотного среза данных может быть меньшей, чем полоса пропускания приема приемника. В этом случае приемник выбирает после демодуляции МОЧР только информацию соответствующих поднесущих и передает их в следующие секции декодирования.

2.3. Обзор системы C2

На следующей фиг.21 иллюстрируется блок-схема верхнего уровня предложенной системы C2.

На первом этапе в предложенной системе передачи различные входные потоки (одиночные или множественные ТП, или ОП) объединяют, и формируют из них пакеты с получением пакетов в основной полосе пропускания, аналогично ЦВТ-C2. Такой вид адаптации режима обеспечивает возможность специфичной для потока (то есть, ТП или ОП) регулировки требуемого уровня надежности. При этом возможно подавать одиночный ТП или ОП на относительно небольшое количество поднесущих МОЧР. Однако для увеличения разноса подканала (то есть, применяя перемежитель частоты по большему количеству поднесущих) предпочтительно связывать как можно большее количество входных потоков, для того, чтобы приблизиться к максимальной возможной полосе пропускания (то есть, полосе пропускания тюнера на стороне приемника).

Следующий этап представляет собой этап адаптации потока, на котором выполняют заполнение (если требуется) и применяет скремблирование в основной полосе, перед применением кодирования ПКО.

Этап кодирования ПКО содержит кодер БЧХ, кодер ПЧНП, а также модуль перемежителя битов, аналогично тому, что используется в ЦВТ-H2. Нормальный размер выходного блока кодера ПЧНП составляет 64800 битов. Однако, для того, чтобы поддержать малую задержку (например, как требуется, например, в интерактивных услугах), также поддерживаются более короткие размеры блока ПЧНП (то есть, 16200 бит, как известно из ЦВТ-H2).

Для того, чтобы удалить нижний уровень, связанный с ошибками для высоких совокупностей КАМ (1024 КАМ и выше), используют регулируемый БЧХ с коррекцией T ошибки 12 битов.

Затем фреймы ПКО, кодированные ПЧНП, поступают на этап BICM (КМПБ, кодированная модуляция с перемежением битов). Здесь выход кодера ПЧНП подвергают перемежению битов, как в ЦВТ-H2, с конкатенацией перемежения четности, после чего выполняют перемежение со скручиванием колонок и обработку в демультиплексоре. Расширение перемежения битов для новых, высокого порядка совокупностей КАМ включены в этот документ.

После отображения кодером КАМ входящих битов на сложные символы КАМ, отображение КАМ основано на кодировании Грея, и предложено расширение отображения T2 для 1024 КАМ и 4096 КАМ.

Для обеспечения гибких установок, для того, чтобы соответствовать различным требованиям и средам, модуляция и параметры ПКО могут быть модифицированы. В предложенной системе обеспечивается два разных режима работы:

- Для широковещательных потоков данных установку модуляции и кодирования для каждого среза данных (то есть, соответствующего количества поднесущих МОЧР) регулируют исключительно на стороне передатчика. Установки выбирают так, чтобы гарантировать требуемый уровень качества обслуживания в пределах всей сети. Модуляцию и кодирование для каждого среза данных можно изменять от суперфрейма к суперфрейму. Каждый суперфрейм в пределах среза данных (также называется структурой или сегментом данных) имеет одну и ту модуляцию и кодирование.

- Если в кабельной сети предусмотрен обратный канал, приемник может информировать передатчик о его состояниях ОСП, для того, чтобы оптимизировать

выбранную модуляцию и кодирование. Это особенно важно для оптимизации пропускной способности для интерактивных услуг, обеспечиваемых от точки к точке (на основе IP (ПИ, протокол Интернет), например, трафик Интернет DOCSIS (СИКСПД, Спецификация интерфейса кабельной службы системы передачи данных) или передача видео по требованию - ВПТ). Меньшие многоадресные соединения также могут получать преимущество из информации об ОСП, если передатчик выбирает модуляцию и кодирование в соответствии с приемником с самым худшим ОСП для соответствующего среза данных.

Следующий этап представляет собой обработку перемежителя по времени, которая позволяет уменьшить влияние импульсивных шумов и других шумовых пакетов. Перемежитель по времени совмещают с общей длиной фрейма, и его можно выключать для критичных по времени услуг, таких как интерактивные услуги, для которых требуется малая задержка.

Перемежение по частоте используют для усреднения пульсации ОСП по всей ширине среза частоты. Хотя основная архитектура основана на перемежителе по частоте из ЦВТ-Н и ЦВТ-Н2, ширина перемежителя по частоте изменяется, и ее согласуют с количеством поднесущих, которые выделяют для данного конкретного среза данных. Во время работы может быть легко выполнено специфичное для перемежителя частоты отображение памяти и обратное отображение памяти на стороне передатчика, а также на стороне приемника.

Выходной сигнал каждого перемежителя символа затем отображают на один срез данных (также называется структурой данных).

Построитель символа МОЧР комбинирует все различные входящие потоки путем отображения всех их на соответствующее необходимое количество поднесущих, включающее в себя вставку соответствующей пилотной структуры.

Общее количество поднесущих в одном символе МОЧР увеличивается при увеличении количества связанных каналов шириной 8 МГц (система n4k). Совмещения этих срезов данных не имеют каких-либо ограничений по сегментации, как показано на фиг.22. Единственное требование состоит в том, чтобы ширина одного среза данных (то есть, количество выделенных поднесущих) не превышала ширину полосы пропускания приемника (то есть, 8 МГц, соответственно, для того, чтобы пройти через полосу пропускания входных каскадов приемника).

Предложенное выполнение срезов по частоте обеспечивает очень эффективное отображение накопления совокупности потребности в полосе пропускания всех входных потоков различных данных на общую большую полосу пропускания без каких-либо существенных издержек, связанных с заполнением.

После этого защитный интервал заранее прикрепляют к каждому символу МОЧР. В этом документе предложены три разных значения длины защитного интервала для обеспечения возможности оптимизации защитного интервала в соответствии с конкретной сетевой средой (то есть, максимальной длиной эхо-сигнала).

В конечном блоке формирования фрейма каждые 320 символов данных МОЧР разделяют с помощью преамбулы, состоящей из фазы тренировочной последовательности (обеспечивают всю важную синхронизацию, а также функции исходной оценки канала), и два символа сигналов L1, модулированные 16-КАМ (содержащие всю важную информацию о физическом уровне для поступающего фрейма).

2.4. Транскодирование услуги ЦВТ-С/ЦВТ-С2

Для транскодирования спутниковых потоков в кабельные сети С2 обычно

используют блок-схему, показанную на фиг.21: уровень ТП используют как интерфейс между декодированием спутника и кодированием, относящимся к С2. Выходные потоки на основе ТП системы ЦВТ-S, поэтому кодированы в соответствии с верхней цепочкой сигнала.

Для того чтобы выполнить правильную адаптацию всей поступающей информации СПИ/ИУ в пределах всех транспортных потоков информации, все дополнительные блоки повторной обработки СПИ/ИУ включены в начало предложенного кодирования С2.

Примечание: такая же обработка на основе ТП может быть применима для транскодирования транспортных потоков ЦВТ-Т или ЦВТ-Н2 в кабельной сети.

Для головных узлов СТВКА, которые транскодируют услуги ЦВТ-С2 в меньшие кабельные сети, обработка СПИ/ИУ может не применяться (аналогично системам ЦВТ-К СТВКА). В этом случае нет необходимости выполнять в обратном порядке все этапы кодирования для ввода сигналов в кабельную сеть. Кроме того, сигналы ЦВТ-С2 декодируют только до уровня пакета основной полосы. Такие пакеты основной полосы затем непосредственно вводят предложенную систему С2. На фиг.24 показана соответствующая блок-схема.

3. Описание системы

3.1. Адаптация режима

Адаптацию режима повторно используют в максимально возможной степени из ЦВТ-С2. Система работает с входом транспортного потока или входом обобщенного потока (протокол ЦВТ ОИП, для адаптации потока ПИ в обобщенный поток). Оба формата поддерживают одиночный и множественный режимы входного потока, как показано на фиг.25.

Этот вид адаптации режима обеспечивает возможность специфичной для потока регулировки (то есть, ТП или ОП) требуемого уровня надежности. Чем выше ОСП, тем выше режим "ModCod" используют (то есть, комбинацию схемы модуляции и выбранного ПКО).

На уровне кабельного канала пульсацию ОСП ограничивают по сравнению с наземными системами. Поэтому основной упор в данном предложении направлен на простоту и уменьшение издержек при передаче сигналов.

Аналогично ЦВТ-С2, различные конфигурации потоков поддерживают для обеспечения требуемой гибкости системы:

• Одиночный вход транспортного потока (ПКМ): Все услуги входного потока защищены на одном и том же уровне ПКО с помощью системы. ПКМ не доступен непосредственно на уровне одиночного транспортного потока.

• Ввод множества транспортных потоков (ПКМ и ПерКМ):

- Каждый транспортный поток может быть защищен отдельно с помощью уровня одиночного ПКО

- Защита может быть разделена по разным транспортным потокам (ПерКМ).

3.2. Кодирование ПКО

3.2.1. БЧХ

Кодирование БЧХ выполняют в соответствии с ЦВТ-С2. Использование БЧХ с коррекцией 12 ошибок предложено для всех скоростей кодов, для того, чтобы исключить высокий уровень, связанный с ошибками, который можно наблюдать для модуляций более высокого порядка (1024QAM, 4096QAM), предложенных для ЦВТ-С2.

Таблица 3

Параметры кодирования (для нормального FECFRAME n_{ldpc}=64 800)

Кодек ПЧНП	Блок $K_{БЧХ}$ раскодированный БЧХ	Блок $N_{БЧХ}$ кодированный БЧХ и блок $k_{ПЧНП}$ раскодированный ПЧНП	Коррекция t-ошибки БЧХ	$N_{БЧХ}$-$K_{БЧХ}$
2/3	43008	43 200	12	192
3/4	48408	48 600	12	192
4/5	51648	51 840	12	192
5/6	53808	54 000	12	192
8/9	57408	57 600	12	192
9/10	58128	58 320	12	192

Таблица 4

Кодирование параметров (для короткого FECFRAME n_{ldpc}=16 200)

Идентификатор кода ПЧНП	Блок $K_{БЧХ}$ раскодированный БЧХ	Блок $N_{БЧХ}$ кодированный БЧХ и блок $k_{ПЧНП}$ раскодированный ПЧНП	Коррекция t-ошибки БЧХ	$N_{БЧХ}$-$K_{БЧХ}$
2/3	10632	10 800	12	168
3/4	11712	11 880	12	168
4/5	12432	12 600	12	168
5/6	13152	13 320	12	168
8/9	14232	14 400	12	168

3.2.2. ПЧНП

Кодирование ПЧНП выполняют в соответствии с ЦВТ-С2. Размер блока кодека ПЧНП составляет N_{ldpc}=16200 или 64800.

3.2.3. Перемежитель

3.2.3.1. Перемежитель битов

Перемежитель битов следует использовать для оптимизации назначения между битами кода ПЧНП и кода Грея, отображенных на биты символов КАМ. Так же, как и в ЦВТ-Н2, он должен состоять из перемежителя блоков и демультиплексора.

В части перемежителя блоков, как показано на фиг.26, для выхода кодера ПЧНП вначале требуется выполнить перемежение по четности, и затем его требуется сохранить в запоминающем устройстве из N_c колонок и N_r строк. Данные записывают колонка за колонкой со смещением t_c для скручивания колонок, и считывают ряд за рядом.

N_c-тый выход $\{b_{0,r}, b_{1,r}, b_{2,r},\ldots,b_{Nc-1,r}\}$ в отношении r-ого ряда переставляют в $\{y_{0,r}, y_{1,r}, y_{2,r},\ldots,y_{Nc-1,r}\}$ в части демультиплексора, где каждые m битов принадлежат символу 2^m-КАМ.

В дополнение к совокупностям ЦВТ-Н2, 1024КАМ и 4096КАМ предложены для услуг широкого вещания. Необходимые параметры показаны в Таблице 5, 6 и 7.

Таблица 5

Структура перемежителя битов (1024КАМ, 4096КАМ)

		$N_{ПЧНП}$=64800	$N_{ПЧНП}$=16200	Колонки N_c	
	1024КАМ	6480	1620	10	
	4096КАМ	5400	1350	12	

Таблица 6

Параметр t_c скручивания колонок (1024КАМ, 4096КАМ)

Модуляция	Колонки Nc	$N_{ПЧНП}$	Параметр t_c скручивания										
			Кол. 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1024КАМ	10	64800	0	3	6	8	11	13	15	17	18	20	-	-
		16200	0	1	2	2	3	3	4	4	5	7		

4096КАМ	12	64800	0	0	2	2	3	4	4	5	5	7	8	9
		16200	0	0	0	2	2	2	3	3	3	6	7	7

Таблица 7

Параметры для демультиплексирования битов по ячейкам для скорости 2/3, 8/9 и 9/10

Формат модуляции	1024-КАМ									
Номер входного бита, i для $b_{i,r}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номер выходного бита, j $y_{j,r}$	8	0	1	2	3	4	6	5	9	7
Формат модуляции	4096-КАМ									
Номер входного бита, i для $b_{i,r}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Номер выходного бита, j для $y_{j,r}$	10	0	1	2	3	4	5	6	8	7	11	9

Таблица 8

Параметры для демультиплексирования битов в ячейках для скоростей 3/4, 4/5 и 5/6

Формат модуляции	1024-КАМ									
Номер входного бита, i для $b_{i,r}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номер выходного бита, j для $y_{j,r}$	6	4	8	5	0	2	1	3	9	7
Формат модуляции	4096-КАМ									
Номер входного бита, i для $b_{i,r}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Номер выходного бита, j для $y_{j,r}$	8	0	6	1	4	5	2	3	7	10	11	9

3.2.3.2. Перемежитель по времени

Для устранения влияния импульсных или пакетных шумов предложен перемежитель по времени для услуг широковещательной передачи. Длина перемежения перемежителя по времени поддерживается короткой по сравнению с ЦВТ-Н2.

На фиг.27 показана работа перемежителя по времени. Перемежитель по времени принимает выходные сигналы из кодера КАМ и записывает данные в колонки. Выходы передают в перемежитель по частоте, путем считывания ячеек перемежителя в рядах.

- Количество рядов R представляет собой фиксированное значение 40. Это значение принимает частоту стирания 2,5%, то есть, приблизительно один из каждых 40 символов теряется, в результате взаимных помех.

- Длина перемежителя по времени совмещена с длиной фрейма (секция 7.5) для простоты.

- Количество колонок N_L в перемежителе по времени соответствует количеству поднесущих в требуемой услуге.

- Использование перемежителя по времени для каждого блока сегментированной системы МОЧР передают в виде сигналов в пакетах L1.

- Требования к памяти передатчика: 4096*12*40=1966080=1,97 Мбит.

Типичный перемежитель можно рассматривать как приемник пакетов 577 мкс из мобильного телефона GSM (ГМС, глобальная мобильная связь). Такая длительность соответствует приблизительно одному периоду символа n4k. В зависимости от степени

стирания можно использовать скорость кода 9/10 или более надежную скорость кода для кодера ПЧНП.

Перемежение по времени должно быть необязательным для интерактивных услуг (использующих адаптивное МОЧР):

- Услуги с требованиями высокого КУ и малой задержки (например, ВПТ), должны использовать перемежение по времени

- Услуги, в которых требуется малая задержка (например, игровые услуги на основе ТСР (ПУП, протокол управления передачей,)/ПИ), не должны использовать перемежение по времени.

3.2.3.3. Перемежитель частоты

В общем, перемежитель частоты следует использовать аналогично ЦВТ-Н2. Поскольку переменные срезы частоты разрешены для приема МОЧР, передатчик, а также приемник должны динамически рассчитывать размер перемежителя (то есть, размер перемежителя изменяется в зависимости от количества выделенных поднесущих).

Назначение перемежителя частоты, работающего по ячейкам данных одного символа МОЧР, состоит в том, чтобы отображать ячейки данных на N_{data} доступных несущих данных в каждом символе.

Перемежитель частоты должен обрабатывать ячейки данных $X_{m,l}=(x_{m,l,0}, x_{m,l,1},\ldots, x_{m,l,N_{data}-1})$ символа 1 МОЧР С2 фрейма m.

Параметр M_{max} затем определяют в соответствии с Таблицей 8.

Таблица 8

Значение M_{max} для перемежителя частоты

Размер FFT	M_{max}
4К	4 096

Вектор перемежителя $A_{m,l}=(a_{m,l,0}, a_{m,l,1}, a_{m,l,2}\ldots, a_{m,l,N_{data}-1})$ определен по:

$a_{m,l,H(q)}=x_{m,l,q}$ для четных символов фрейма (1 модуль 2=0) для q=0,…, N_{data}-1

$a_{m,l,q}=x_{m,l,q,H(q}$, для нечетных символов фрейма (1 модуль 2=1) q=0,…,N_{data}-1

H(q) представляет собой функцию перестановки на основе последовательностей R'_i, определенных следующим образом.

Бинарное слово R'_i, размером (N_r-1) бит определено с $N_r=\log_2 M_{max}$, где R'_i принимает следующие значения:

i=0,1: $R'_i[N_r-2,N_r-3,\ldots,1,0]=0,0,\ldots,0,0$

i=2: $R'_i[N_r-2,N_r-3,\ldots,1,0]=0,0,\ldots,0,1$

$2<i<M_{max}$: $\{R'_i[N_r*-3,N_r-4,\ldots,1,0]=R'_{i-1}[N_r-2,N_r-3,\ldots,2,1]$;

в режиме 4 k:$R'_i[10]=R'_{i-1}[0]\oplus R'_{i-1}[2]$

Вектор R_i выводят из вектора R'_I используя перестановку битов, представленную в таблице 9.

Таблица 9

Перестановки битов

Положения бита R'_i	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Положения бита (Н) R_i	7	10	5	8	1	2	4	9	0	3	6

Функция $H_{(q)}$ перестановки определена следующим алгоритмом:

q=0;

for(i=0;i<M_{max};i=i+1)

$$\begin{cases} H(q) = (i \bmod 2).2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j).2^j; \\ \text{if}\left(H(q) < N_{data}\right) q = q + 1; \end{cases}$$

Схематичная блок-схема алгоритма, используемого для генерирования функции перестановки, представлена на фиг.28: Перемежитель частоты относится к схеме генерирования для режима 4 k.

Выход перемежителя частоты представляет собой вектор перемежителя ячеек данных $A_{m,l}=(a_{m,l,0}, a_{m,l,1}, a_{m,l,2},\ldots, a_{m,l,N_{data}-1})$ символа 1 фрейма m.

Ndata передают в виде сигналов в символах L1.

3.3. КАМ Модуляция поднесущей

Модуляция поднесущих МОЧР должна представлять собой регулярную квадратурную амплитудную манипуляцию

(КАМ): Использование следующих совокупностей предложено на основе определений ЦВТ-Н2.

- 16-КАМ
- 64-КАМ
- 256-КАМ

Для того чтобы увеличить степень пропускной способности предложенной системы С2, были предложены следующие более высокие совокупности для широковещательных услуг

- 1024-КАМ (используя отображения Грея)
- 4096-КАМ (используя отображение Грея)

Кроме того, еще более высокие совокупности КАМ могут быть применимы для интерактивных услуг, в которых можно использовать преимущества АКМ (адаптивное кодирование и модуляция), то есть, передатчик и приемник обмениваются тоновыми картами МОЧР, которые передают сигнал о выбранной совокупности КАМ для каждого среза данных. Возможна регулировка, зависимая от ОСП выбранной совокупности и кодирования.

3.4. Параметры МОЧР

В данном разделе предложена структура МОЧР, предназначенная для использования для каждого режима передачи. Передаваемый сигнал организуют в фреймы, как описано в секции 3.5. Каждый фрейм имеет длительность T_F и состоит из символов L_F МОЧР.

Каждый символ составлен из набора К несущих, передаваемых с длительностью ТП. Он состоит из двух частей: полезная часть с длительностью T_U и защитный интервал с длительностью Δ. Защитный интервал состоит из циклического продолжения полезной части, T_U, и его вставляют перед нею.

Символы во фрейме МОЧР пронумерованы от 1 до L_F. Все символы содержат данные и/или информацию ссылки.

Поскольку сигнал МОЧР содержит множество отдельно модулированных несущих, каждый символ, в свою очередь, можно рассматривать как разделенный на ячейки, каждая из которых соответствует модуляции, переносимой по одной несущей во время одного символа.

Символы МОЧР содержат пилотные символы, которые можно использовать для синхронизации фрейма, синхронизации частоты, синхронизации по времени, оценки канала, и также их можно использовать для отслеживания шумов фазы.

Несущие проиндексированы как $k \in [K_{min}; K_{max}]$ и определены как K_{min} и K_{max}. Промежуток между соседними несущими составляет $1/T_U$ в то время как промежуток между несущими K_{min} и K_{max} определяют как $(K-1)/T_U$.

Параметры МОЧР сведены в Таблице 10. Значения для различных параметров, относящихся ко времени, приведены как кратные элементарного периода T и в микросекундах.

Режим работы n4k предложен как хороший компромисс между длиной символа, чувствительностью к шумам фазы, а также к степени наклона стороны спектра. Он основан на режиме ЦВТ-Н/Т2 4 k, в пределах канала размером 8 МГц. Полоса пропускания системы может быть расширена до n кратное 8 МГц.

Следующая таблица иллюстрирует установки для нескольких полос пропускания канала, где n изменяется от 1 до 4.

Таблица 10

Модуляция МОЧР 4nk для разных полос пропускания канала

	Полоса пропускания канала 8 МГц	Полоса пропускания канала 16 МГц	Полоса пропускания канала 24 МГц	Полоса пропускания канала 32 МГц	...
Элементарный период T	7/64 мкс	7/128 мкс	7/192 мкс	7/256 мкс	
Промежуток между несущими (кГц)	2,232	2,232	2,232	2,232	2,232
Длительность Tu	4096T (448 мкс)	8192T (448 мкс)	12288T (448 мкс)	16384T (448 мкс)	
Количество активных несущих	3409	6993	10577	14161	...
Длины защитного интервала	1/256 (1,75 мкс) 1/128 (3,5 мкс) 1/64 (7 мкс)	1/256 (1,75 мкс) 1/128 (3,5 мкс) 1/64 (7 мкс)	1/256 (1,75 мкс) 1/128 (3,5 мкс) 1/64 (7 мкс)	1/256 (1,75 мкс) 1/128 (3,5 мкс) 1/64 (7 мкс)	1/256 (1,75 мкс) 1/128 (3,5 мкс) 1/64 (7 мкс)

С дополнительным преимуществом связывания канала предложенные значения МОЧР очень похожи на основные параметры режима ЦВТ-Н/Н2 4 k, включающего в себя промежутки между несущими, а также длительность символов.

Примечание:

Другие значения полосы пропускания канала могут быть получены путем регулирования элементарного периода T. Например, полоса пропускания канала 6 МГц может быть выведена из канала шириной 8 МГц, путем изменения элементарного периода с 7/64 мкс до 7/48 мкс.

3.5. Составление фрейма

На фиг.29 показана структура фрейма, которая аналогична описанной выше со ссылкой на фиг.16. Суперфрейм разделен на C2 фреймы, которые, в свою очередь, разделены на символы МОЧР. Фрейм C2 всегда начинается с одного символа преамбулы, затем следуют два символа сигналов уровня 1 и, наконец, L_F-3 символа данных.

За исключением символа преамбулы, который имеет длительность Tu (отсутствует защитный интервал), длительность каждого символа во фрейме имеет один и тот же период TП. Период TП символа состоит из суммы длительности $T_{ЗИ}$ защитного интервала и длительности Tu полезного символа.

Количество символов данных фиксировано в 8 * Перемежителе по времени (см.

3.2.3.2) длина символа = 8*40=320 символов. Фрейм C2 имеет всего L_F=323 символа, состоящих из 320 символов данных, одного символа преамбулы (без защитного интервала) и двух символов сигналов L1. Издержки, связанные с передачей сигналов, поэтому, составляют 3/323 (приблизительно 0,9%) для преамбулы и символов сигналов L1.

Предложенный период фрейма C2 составляет: $T_F=T_U+322*(T_{ЗИ}+T_u)$

Таблица 11

Периоды фреймов для системы 4nk для различных значений длины защитного интервала

Длина защитного интервала	Период фрейма
1/64	147,0 мс
1/128	145,8 мс
1/256	145,3 мс

Период суперфрейма C2 находится в диапазоне: $1*T_F \leq TП_F \leq (2^{16}-1)*T_F$

Данные сигналов L1 могут быть изменены только на границах суперфреймов. Период суперфрейма в услугах, предназначенных только для широковещательной передачи, может быть установлен равным его максимальному значению $(2^{16}-1)*T_F$, что составляет приблизительно 2 часа 37 минут, поскольку не предусмотрены частые изменения параметров сигналов L1. Затем либо для случая использования только интерактивных услуг, или для смешанных широковещательных/интерактивных услуг, длина суперфрейма может быть сокращена в соответствии с необходимостью. Период суперфрейма предусмотрен как параметр сигнала L1.

Время переключения между каналами без знания местоположения частотного среза данных, как ожидается, потребует, вплоть до двух полных периодов фрейма C2 (288 мс), в зависимости от относительного времени начала изменения каналов до начала фрейма C2.

3.6. Пилотные несущие в символах данных

Плотность рассеянных пилотных символов получают из

- Максимальной длительности задержки многолучевого канала для определения скорости приема в направлении частоты

- Максимальной частоты Доплера в кабельном канал. для определения скорости повторения в направлении времени

Поскольку кабельный канал рассматривают как квазистатический в направлении времени, скорость повторения может поддерживаться на низком уровне.

Для того, чтобы оптимизировать издержки, связанные с применением пилотной структуры, плотность рассеянной пилотной структуры зависит от размера защитного интервала.

Таблица 12

Рассеянные пилотные структуры для предложенной системы C2

Режим МОЧР	Длина Защитного интервала	Разделение пилотных несущих (x)	Количество символов, формирующих одну рассеянную пилотную последовательность (y)
n4k	1/64	4	12
n4k	1/128	4	24
n4k	1/256	4	48

В Таблице 12 показано, что сдвиг по частоте положения пилотного символа после одного символа составляет четыре несущие. Частота повторения в направлении частоты составляет x, y (например, расстояние 48 несущих для ЗИ=1/64).

На фиг.30 иллюстрируется пилотная структура (черные точки) для длины

защитного интервала 1/64.

Первая, а также последняя несущая каждого символа МОЧР всегда содержит пилотные несущие.

В соответствии с критерием Найквиста интерполяция отдельной частоты возможна для каждого самого символа МОЧР. Однако возможно улучшение качества оценки канала путем применения дополнительной интерполяции по времени.

Поскольку интерполяция по времени обычно не требуется, непрерывные пилотные (CP, НП) символы также не требуются. Для расчета общей ошибки фазы (НПЕ), достаточно учесть только оценку канала, интерполированную по частоте.

3.7. Преамбула

Преамбула определяет начало нового фрейма С2. Преамбула должна обеспечить возможность следующих функций:

- Синхронизация фрейма и исходного символа МОЧР
- Коррекция исходного смещения (смещение по частоте и частоте выборки)
- Исходная оценка канала
- Информация об основном параметре физического уровня для следующего фрейма:
  - ○ Защитный интервал
  - ○ Выделение поднесущей МОЧР
  - ■ Основная структура различных сегментов поднесущей
  - • Несущая запуска/остановки, ширина блока,…
  - ■ Схема модуляции поднесущей, специфичная для сегмента
  - ■ Установки ПКО поднесущей, специфичной для сегмента
  - ○ Индикация выреза частоты

Преамбула разделена на фазу тренировочной последовательности и фазу сигналов L1. Тренировочная фаза состоит из 8 сокращенных тренировочных символов; общая длина составляет один символ МОЧР (4096 выборок). Следующие два символа МОЧР содержит сигналы L1 (включающие в себя соответствующий защитный интервал).

На фиг.31 иллюстрируется основная структура одного фрейма С2 (в области времени), и на фиг.32, которая аналогична пояснявшейся выше фиг.13, показана основная структура одного фрейма С2 в области частот:

Предложенная преамбула обеспечивает все типичные важные функции, независимо от положения настройки.

- Синхронизация времени/фрейма
- Грубая/точная оценка смещения по частоте
- Исходная оценка канала
- Сигналы L1

Способность выполнения всех функций преамбулы, независимо от положения настройки, обеспечивает возможность использования произвольного выполнения среза данных в области частот. В частности, ширина (полоса пропускания) среза данных не должна быть выровнена с каким-либо фиксированным размером сегмента. Функции различных блоков описаны ниже.

3.7.1. Сокращенные тренировочные символы

Полоса пропускания последовательности преамбулы ограничена полосой пропускания приема сегментированного приемника (то есть, 8 МГц). Общая полоса пропускания канала для передаваемого сигнала равна кратному такой полосы пропускания приемника (то есть, полосы пропускания тюнера).

Плотность пилотных несущих в тренировочных символах регулируют для

выполнения, по меньшей мере, критерия Найквиста. Для режима n4k предложена следующая преамбула:

- 8 сокращенных тренировочных символов (промежуток пилотных несущих = 8)
- частота повторения сокращенного тренировочного символа: 512 выборок

Каждый подблок тренировочной последовательности равен исходной полосе пропускания приемника и содержит повторение основной псевдошумовой последовательности с оптимизированными свойствами корреляции, что обеспечивает несколько преимуществ:

- Если тюнер приемника выбирает окно, которое соответствует одному из эквидистантных сегментов более широкой полосы пропускания канала передачи, тренировочную последовательность разворачивают полностью и оптимизированным образом.

- Если тюнер выбирает произвольную частоту настройки в пределах полосы пропускания канала передачи, свойство оптимизированной корреляции все еще справедливо, благодаря циклическому поведению последовательностей автокорреляции: В приемнике получаемая последовательность преамбулы будет соответствовать версии с круговым сдвигом исходной последовательности в области частот. Поэтому основное свойство автокорреляции все еще применяется, если только все еще выполняется условие плотности пилотной последовательности. Таким образом, такое псевдошумовое поведение, свойство низкого УОПС и характеристики оптимальной автокорреляции справедливы для любого положения настройки. Кроме того, все еще возможен грубый расчет смещения частоты (типично выполняемый в области частоты).

На фиг.33, которая аналогична описанной выше фиг.6, показано предложенное повторение базовой псевдошумовой последовательности.

Как упомянуто выше, повторение 8 тренировочных последовательностей предложено как разумный компромисс между сложностью корреляции и надежностью синхронизации. При этом pn-последовательность имеет хорошую общую автокорреляцию (то есть, хорошие свойства пика корреляции), а также соответствующие свойства скользящей корреляции (то есть, вывод пологого участка корреляции, например, последовательностей ПАНАК, таких как используются в преамбулах WLAN (БЛВС, беспроводная локальная вычислительная сеть)). Кроме того, надежность синхронизации дополнительно повышается путем инвертирования последней из восьми тренировочных последовательностей.

Для тренировочной последовательности в ее совмещении с растром 8 МГц не выделяют полную полосу пропускания: В пределах каждого повторения несколько несущих исключают для удовлетворения характеристикам спектра и для обеспечения возможности соответствующей компенсации смещения частоты. Например, для того, чтобы обеспечить диапазон захвата 250 кГц, такая же полоса пропускания остается без использования с обеих сторон спектра тренировочной последовательности.

3.7.2. Сигналы L1

Сигналы L1 предоставляют информацию о всех соответствующих специфичных параметрах физического уровня.

Как показано на фиг.32, сигналы L1 следуют фазе тренировочной последовательности в каждом фрейме. Длительность сигналов L1 составляет два символа МОЧР. Полоса пропускания сигналов L1 составляет 4 МГц, каждые два блока L1 (также называемые структурами сигналов) выровнены по исходному растру 8 МГц.

Поведение частоты сигналов L1 должно отражать характеристики типичного фильтра приемника, а также общей маски спектра.

Для того, чтобы обеспечить правильное декодирование L1 для каждого произвольного положения настройки, блок L1 не использует все поднесущие в его блоке шириной 4 МГц. Кроме того, характеристики защитной полосы из всей полосы пропускания канала используют повторно. В любом режиме n4k 343 поднесущие на каждой границе не используют для передачи данных (защитная полоса). То же количество не используемых несущих используют для сигнала L1, поэтому доступное количество несущих на блок L1 составляет:

3584/2-2*343=1106 несущих

На фиг.34, которая аналогична фиг.15, пояснявшейся выше, иллюстрируется выделение несушей для символов L1 (структур сигналов).

Предложена следующая структура сигналов L1 (структуры сигналов).

Таблица 13

Структура сигналов L1

n из n4k		4 бита
Текущее n из n4k		4 бита
Длина защитного интервала		2 бита
Длина суперфрейма		16 битов
Номер фрейма		16 битов
Количество срезов данных		5 битов
Цикл по срезам данных {		
Номер n сегмента		4 бита
Номер поднесущей		12 битов
Ширина среза данных (количество несущих)		12 битов
КАМ модуляция среза данных		3 бита
ПЧНП blocksize		1 бит
ПЧНП coderate		3 бита
Разрешено использовать перемежитель по времени		1 бит
Количество вырезов		2 бита
Цикл по вырезам {		
	Номер начальной несущей	12 битов
	Ширина выреза (количество несущих)	12 битов
} Конец цикла по вырезам		
повторная обработка СПИ/ИУ		1 бит
} Конец цикла по срезам данных		
Зарезервировано		1 бит
ПЦИ 32 МПИ		32 бита

В Таблице 13 показано, что поддерживаются вплоть до 32 разных частотных срезов в одном канале n4k.

Расчет остального полученного в результате максимального количества битов сигналов L1 приводит к общему количеству, которое соответствует двум последовательным (в направлении времени) КАМ модулированным символам L1 с полосой пропускания на 4 МГц, включающим в себя служебные сигналы по соответствующей схеме ПКО.

Описание параметра:

n из n4k Определяет общую полосу пропускания канала

	предложенной системы 4nk как кратное 8 МГц	
	0000	зарезервировано
	0001	8 МГц (n=1)
	0010	16 МГц (n=2)
	0011	24 МГц (n=3)
	0100	32 МГц (n=4)
	… …	
Текущее значение n из n4k	Обозначает местоположение декодированного блока сигналов L1 в полном канале n4k	
	0000	зарезервировано
	0001	0…8 МГц (n=1)
	0010	8…16 МГц (n=2)
	0011	16…24 МГц (n=3)
	0100	24…32МГц (n=4)
Длина защитного интервала	Определяет длину защитного интервала для всех символов данных, а также для символов L1	
	00	ЗИ=1/64
	01	ЗИ=1/128
	10	ЗИ=1/256
	11	зарезервировано
Длина суперфрейма	Этот параметр описывает количество фреймов, которые составляют один суперфрейм	
Номер фрейма	Обеспечивает возможность подсчета фрейма в пределах одного суперфрейма. В начале каждого суперфрейма этот счетчик сбрасывают.	
Номер срезов данных	Определяет количество срезов частоты в общей полосе пропускания канала	
Номер N-сегмента	Этот параметр сигнализирует о местоположении первой поднесущей среза данных (то есть, какой сегмент размером 8 МГц)	
Номер начальной несущей	Определяет первую несущую среза данных. Нумерация относится к фрейму соответствующего сегмента 8 МГц	
Ширина среза данных	Определяет количество выделенных поднесущих для среза данных	
КАМ модуляция среза данных	Этот параметр обозначает модуляцию КАМ для сегмента данных:	
	000	16-КАМ
	001	64-КАМ
	010	256-КАМ
	011	1024-КАМ
	100	4096-КАМ
	101	16384-КАМ
	110	65536-КАМ
	111	зарезервировано
ПЧНП blocksize	Определяет ПЧНП blocksize:	
	0	16k blocksize
	1	64k blocksize
ПЧНП coderate	Определяет выбранную скорость кода ПЧНП для среза данных:	
	000	2/3
	001	3/4
	010	4/5
	011	5/6
	100	8/9
	101	9/10
	110-111	зарезервировано
Разрешено использовать перемежитель по времени	Сигнализирует об использовании перемежителя по времени для этого среза данных	
Количество вырезов	Определение наличия или количества вырезов в этом срезе данных	
	00	нет вырезов в этом срезе данных
	01	1 вырез в этом сегменте данных
	10	2 выреза в этом сегменте данных
	11	3 выреза в этом сегменте данных

Начало выреза	Определяет первую несущую среза данных	
Номер несущей	Нумерация выполняется относительно фрейма соответствующего сегмента размером 8 МГц	
Ширина выреза	Определяет количество выделенных поднесущих для выреза	
	СПИ/ИУ Сигнализируют, выполняется ли повторная обработка СПИ/ИУ в головном узле	
Повторная обработка	0	обработка СПИ/ИУ не выполняется
	1	обработка СПИ/ИУ выполняется
ПЦН_32 МПН	32 - битное кодирование ПЦИ для блока сигналов L1	

3.7.3. Процедура запуска

Этот короткий раздел предназначен для иллюстрации обработки преамбулы на стороне приемника.

Первоначально тюнер приемника, например, принимающий тюнер устройства 63 приема, представленного и пояснявшегося со ссылкой на фиг.18, настроен на произвольную полосу частот, которая либо совмещена, или не совмещена с растром 8 МГц кабельных сетей. В этом положении окно настройки охватывает полную последовательность преамбулы и два полных блока сигналов L1. Поэтому приемник может синхронизироваться, выполнить исходную оценку канала и выделить сигналы L1.

Из сигналов L1, например, текущего значения n информации n4k, приемник определяет местоположение принимаемой и декодированной структуры (структур) сигналов относительно текущего фрейма и затем может настроиться на частоту желаемого среза данных (срез данных типично не совмещен с растром 8 МГц), и может принимать и декодировать все желаемые срезы данных во всех последующих фреймах этого суперфрейма в этом положении настройки.

3.8. Выполнение среза данных

Как пояснялось в предыдущих разделах, преамбула разработана таким образом, что обеспечивается возможность выполнения всех соответствующих важных функций фреймов (то есть, синхронизация приемника, оценка канала и декодирование L1) в любом положении настройки.

Поэтому срезы данных, то есть, структуры данных, как пояснялось со ссылкой на фигуру 10, не обязательно должны следовать какому-либо фиксированному выделению сегмента. Может быть выделено соответствующее количество поднесущих МОЧР. Единственное условие, относящееся к ширине одного среза данных, состоит в том, чтобы он не превышал полосу пропускания приема (то есть, 8 МГц минус 2* защитных полосы (например, 7,6 МГц)).

Каждый срез данных имеет постоянное количество битов данных (то есть, несущих данных) на срез частоты на суперфрейм. Такое количество битов данных на срез данных может изменяться от суперфрейма к суперфрейму.

На фиг.35 иллюстрируется построение общего сигнала МОЧР, как комбинация нескольких подблоков МОЧР (срезов данных). Каждую цепочку кодированного сигнала отображают на согласованное количество поднесущих.

Чем меньше полоса пропускания сегмента данных, тем меньше прирост из-за перемежения, получаемый в перемежителе частоты. Связывание нескольких потоков с одними и теми же требованиями КУ при адаптации режима представляет собой один из способов разворачивания частотного разнесения наилучшим возможным образом.

3.9. Вырезание

Наземные услуги и кабельная система ЦВТ часто совместно используют один и тот же диапазон частот. Взаимные помехи между обеими услугами уменьшают ОСП соответствующей услуги. Излучение кабельных сетей нарушает работу наземных

услуг. Аналогично, качество передачи кабельных услуг страдает из-за доступа наземных услуг, которые создают дополнительный шум в среде внутри кабеля. Пример показан на фиг.36. Вырезание несущих МОЧР используют для защиты различных систем передачи данных друг от друга: несущие МОЧР, выделенные для того же диапазона (диапазонов) частоты, исключают из процесса передачи данных.

Пример системы, описанной выше на наземной стороне представляет услуги службы безопасности полетов и значительно больше.

Для того, чтобы привести к максимуму пропускную способность, ширина выреза должна быть как можно более узкой, то есть, исключают только те поднесущие МОЧР, которые непосредственно перекрываются наземными службами, которые требуется исключить (см. фиг.36).

Местоположение вырезов представляет собой часть сигналов L1: Например, первая вырезанная несущая и ширина выреза представляют собой часть сигналов L1.

3.10. Возможность адаптации МОЧР для интерактивных услуг

Если кабельная сеть может быть выполнена с обратным каналом, то предложенная система С2 должна иметь возможность ее использования как нисходящая среда для служб интерактивных данных, как показано на фиг.37.

Аналогично существующей системе ЦВТ-К, система С2 должна иметь возможность интеграции с последующим трафиком данных СИКСПД. Обратный канал предусмотрен как соответствующий нисходящий канал СИКСПД, и находится за пределами объеа данного документа.

Примеры такого рода интерактивных услуг представляют собой передачу всех данных на основе СИКСПД, включающую в себя услуги на основе ПИ или видео по требованию (ВПТ).

В этом сценарии предложенная система выполнена с возможностью использования преимущества адаптивного МОЧР (АКМ адаптивное кодирование и модуляция): Для интерактивных услуг передачи данных из точки в точку модем и передатчик могут выполнять обмен своими условиями ОСП в своем назначенном срезе частоты, для того, чтобы оптимизировать свою пропускную способность по данным. Такая технология обеспечивает точную защиту среза данных, а также динамическую адаптацию канала для распространения условий, путем нацеливания каждого отдельного терминала (модем С2/приемник).

На фиг.38 показан пример кабельной сети с головным узлом С2 и множеством подключенных приемников/модемов С2. В зависимости от влияния канала, такого как затухание или пульсации, связанные с многолучевым распространением, доступный ОСП в каждом местоположении изменяется. Например, модем/приемник 1 С2 расположен достаточно близко к головному узлу, и, поэтому, любое затухание в спектре нисходящего канала передачи будет малым: Модем будет информировать головной узел о хороших условиях канала, головной узел выбирает соответствующую комбинацию модуляции и кодирования с очень высокой пропускной способностью. В отличие от этого, расстояние между головным узлом С2 и модемом/приемником 2 С2, как предполагается, очень большое, в результате чего происходит большое затухание в спектре приема. Доступный диапазон ОСП, поэтому, будет существенно меньше, модем/приемник 2 С2 информирует головной узел С2 о том, что необходимо использовать более устойчивую комбинацию модуляции и кодирования.

Теоретически было бы возможно передавать условия ОСП о каждой отдельной поднесущей МОЧР обратно в головной узел С2. Другая альтернатива, которая широко используется в других системах передачи данных, таких как PLC (СПЛЭ,

система передачи по линиям электропередач) состоит в том, что передают одно значение ОСП на интервал когерентной полосы пропускания.

Однако в данном документе предложено использовать только одну общую комбинацию модуляции и кодирования для каждого среза данных, который используют для интерактивных услуг. Основные причины представляют собой следующие:

- Сигналы L1/МОЧР сложность тоновой карты: Если каждую поднесущую или интервал когерентной полосы пропускания необходимо обрабатывать по отдельности, общее количество данных сигналов L1, а также данных тоновой карты МОЧР (то есть, данных обратной связи, содержащих информацию, содержащую условия ОСП, специфичные для несущей), значительно увеличатся.

- Ограниченное колебание пульсация ОСП: В результате относительно низких уровней амплитуды эхо-сигналов, получающиеся в результате вариации ОСП в соответствующем срезе частоты спектра приема не будут слишком большими (например, общие колебания в интервале частоты ниже 3 дБ). Специфичную для несущей обработку ОСП обычно нацеливают с использованием различных схем модуляции для различных поднесущих МОЧР, в то время как полный срез данных кодируют с теми же установками ПКО (то есть, кодирование ПЧНП). Общий малый уровень колебания амплитуды не может быть эффективно охвачен относительно высокими шагами ОСП между различными совокупностями (например, приблизительно 6 дБ между соседними квадратными совокупностями).

- Если срезы данных интерактивных услуг выбирают только одну общую модуляцию и установку кодирования, они очень хорошо подходят к общей предложенной архитектуре С2, в которой каждый различный поток широковещательной передачи также может использовать специфичную установку "модуляция кодирования". Несмотря на дополнительный обмен условиями ОСП между передатчиком и приемником, система использует точно такой же срез данных, как и механизмы сигналов L1.

Примечание: форматы сообщений обмена условиями ОСП или соответствующими комбинациями сигналов модуляции и кодирования представляют собой предмета решения более высоких уровней и находятся за пределами объема данного предложения.

3.11. Придание формы спектру

Для того, чтобы свести к минимуму влияние помех от соседних каналов, спектр передачи ЦВТ-К2 должен соответствовать определенным критериям маски спектра. Поскольку в предложенной системе С2 используется модуляция n4k МОЧР с очень высокими КАМ совокупностями поднесущих, уровень наклона кривой на границе канала должен быть ниже требуемого значения ОСП, оцененного для режима физического уровня, для которого требуется наивысшее значение ОСП для QEF (КОО, квазиотсутствие ошибок) приема в среде AWGN (АБГШ, аддитивный белый гауссов шум).

Для улучшения характеристик, получаемых из спектра полосы МОЧР и для получения требуемой изоляции между каналами на граничных частотах между двумя каналами, требуется фильтрация. В принципе, применимы два способа.

- Установка окна: Обеспечивает плавный переход амплитуды к нулю на границах символа (области времени). Установка окна в области времени означает, что получаемый в результате спектр представляет собой свертку спектра функции окна с набором импульсов на частотах поднесущих.

- Обычные технологии фильтрации (цифровой и/или аналоговой).

Установка окна и фильтрация представляют собой две технологии, обеспечивающие возможность уменьшения уровня сигнала за пределами полосового спектра.

Поведение среза обычной фильтрации оказывает потенциальное влияние на характеристики режимов модуляции высоких поднесущих. В отличие от этого, установка окна в области времени не приводит к деградации системы. Недостаток установки окна состоит в частичном перекрытии между последовательными символами и соответствующей деградации используемой функции защитного интервала. На фиг.40 показан основной принцип установки окна.

Перекрытие между последовательными символами МОЧР имеет длительность T_{TR}. Чем больше значение T_{TR}, тем больше степень уменьшения уровня сигналов за пределами полосы спектра.

Конечная степень изоляции канала, а также соответствующее затухание бокового наклона кривой требуется исследовать при моделировании системы соседнего канала.

3.12. УОПС

Решения с низкой сложностью для уменьшения УОПС на стороне передатчика требуется исследовать. Значительные общие размеры FFT (БПФ, быстрое преобразование Фурье) в результате связывания канала, как ожидается, должны немного увеличить вероятностный пик-фактор системы МОЧР. Например, использование 32К 1БПФ на стороне передатчика, как ожидается, увеличивает вероятностный пик-фактор системы МОЧР менее чем на 0,5 дБ по сравнению с решением на основе 8 К БПФ.

Кроме того, известно, что увеличение порядка модуляции КАМ не оказывает отрицательного влияния на вероятностный пик-фактор для систем МОЧР с размерами БПФ 1К или больше. Поэтому проблема оптимизации для уменьшения пик-фактора предложенной системы МОЧР аналогична проблеме для ЦВТ-Н2.

Следует отметить, что способ обеспечения активного расширения совокупности будет менее эффективным, чем в ЦВТ -T2d, из-за очень высокого порядка КАМ совокупностей, обычно используемых для передачи по кабелю.

4. Характеристика /пропускная способность системы

4.1. Пропускная способность

В следующих таблицах представлены различные значения пропускной способности для предложенной системы С2 n4k для полос пропускания канала 8 МГц и 32 МГц. Кроме того, приведено сравнение с текущей максимальной пропускной способностью ЦВТ-К (ЦВТ-К, 256-КАМ).

Расчеты учитывают следующие издержки системы:

- Защитный интервал (1/64, 128, 1/256)
- Кодек ПЧНП
- Кодек БЧХ
- Издержки на пилотную структуру
- Издержки на формирование кадров (3 символа преамбулы/сигналов из 323 символов)

Примечание: Потенциальные издержки, связанные с формированием окна, для увеличения придания формы спектру МОЧР (еще) не были учтены.

4.1.1. Канал 8 МГц (n=1)

4.1.1.1. Длина защитного интервала = 1/64

Таблица 14

Пропускная способность для n=1 (8 МГц), ЗИ=1/64					
КАМ	ПЧНП	Длина ЗИ	Пропускная способность (Мбит/с) (относится к полосе пропускания 8 МГц)	Спектральная эффективность (бит/Гц)	Увеличение пропускной способности по сравнению с ЦВТ-К 256-КАМ (в %)
16-КАМ	2/3	1/64	19,37	2,42	-62,2
	3/4	1/64	21,78	2,72	-57,5
	4/5	1/64	23,24	2,91	-54,7
	5/6	1/64	24,23	3,03	-52,8
	8/9	1/64	25,83	3,23	-49,6
	9/10	1/64	26,16	3,27	-49,0
64-КАМ	2/3	1/64	29,05	3,63	-43,4
	3/4	1/64	32,68	4,08	-36,3
	4/5	1/64	34,86	4,36	-32,0
	5/6	1/64	36,34	4,54	-29,1
	8/9	1/64	38,75	4,84	-24,4
	9/10	1/64	39,24	4,90	-23,5
256-КАМ	2/3	1/64	38,74	4,84	-24,5
	3/4	1/64	43,57	5,45	-15,0
	4/5	1/64	46,49	5,81	-9,4
	5/6	1/64	48,46	6,06	-5,5
	8/9	1/64	51,67	6,46	0,7
	9/10	1/64	52,32	6,54	2,0
1024-КАМ	2/3	1/64	48,42	6,05	-5,6
	3/4	1/64	54,46	6,81	6,2
	4/5	1/64	58,11	7,26	13,3
	5/6	1/64	60,57	7,57	18,1
	8/9	1/64	64,59	8,07	25,9
	9/10	1/64	65,40	8,17	27,5
4096-КАМ	2/3	1/64	58,11	7,26	13,3
	3/4	1/64	65,35	8,17	27,4
	4/5	1/64	69,73	8,72	36,0
	5/6	1/64	72,69	9,09	41,7
	8/9	1/64	77,50	9,69	51,1
	9/10	1/64	78,48	9,81	53,0

4.1.1.2. Длина защитного интервала = 1/128

Таблица 15

Пропускная способность для n=1 (8 МГц), ЗИ=1/128					
КАМ	ПЧНП	Длина ЗИ	Пропускная способность (Мбит/с) (относится к полосе пропускания 8 МГц)	Спектральная эффективность (бит/Гц)	Увеличение пропускной способности по сравнению с ЦВТ-К 256-КАМ (в %)
16-КАМ	2/3	1/128	19,73	2,47	-61,5
	3/4	1/128	22,19	2,77	-56,7
	4/5	1/128	23,67	2,96	-53,8
	5/6	1/128	24,68	3,08	-51,9
	8/9	1/128	26,31	3,29	-48,7
	9/10	1/128	26,64	3,33	-48,1
64-КАМ	2/3	1/128	29,59	3,70	-42,3
	3/4	1/128	33,28	4,16	-35,1
	4/5	1/128	35,51	4,44	-30,8
	5/6	1/128	37,02	4,63	-27,8
	8/9	1/128	39,47	4,93	-23,0
	9/10	1/128	39,96	5,00	-22,1

256-КАМ	2/3	1/128	39,45	4,93	-23,1
	3/4	1/128	44,37	5,55	-13,5
	4/5	1/128	47,34	5,92	-7,7
	5/6	1/128	49,35	6,17	-3,8
	8/9	1/128	52,62	6,58	2,6
	9/10	1/128	53,28	6,66	3,9
1024-КАМ	2/3	1/128	49,32	6,16	-3,8
	3/4	1/128	55,47	6,93	8,1
	4/5	1/128	59,18	7,40	15,4
	5/6	1/128	61,69	7,71	20,3
	8/9	1/128	65,78	8,22	28,3
	9/10	1/128	66,61	8,33	29,9
4096-КАМ	2/3	1/128	59,18	7,40	15,4
	3/4	1/128	66,56	8,32	29,8
	4/5	1/128	71,02	8,88	38,5
	5/6	1/128	74,03	9,25	44,3
	8/9	1/128	78,94	9,87	53,9
	9/10 1	1/128	79,93	9,99	55,8

4.1.1.3. Длина защитного интервала = 1/256

Таблица 16

Пропускная способность для n=1 (8 МГц), ЗИ=1/256					
КАМ	ПЧНП	Длина ЗИ	Пропускная способность (Мбит/с) (относится к полосе пропускания 8МГц)	Спектральная эффективность (бит/Гц)	Увеличение пропускной способности по сравнению с ЦВТ-К 256-КАМ (в %)
16-КАМ	2/3	1/256	19,91	2,49	-61,2
	3/4	1/256	22,39	2,80	-56,3
	4/5	1/256	23,89	2,99	-53,4
	5/6	1/256	24,90	3,11	-51,4
	8/9	1/256	26,55	3,32	-48,2
	9/10	1/256	26,89	3,36	-47,6
64-КАМ	2/3	1/256	29,86	3,73	-41,8
	3/4	1/256	33,59	4,20	-34,5
	4/5	1/256	35,83	4,48	-30,1
	5/6	1/256	37,35	4,67	-27,2
	8/9	1/256	39,83	4,98	-22,3
	9/10	1/256	40,33	5,04	-21,4
256-КАМ	2/3	1/256	39,82	4,98	-22,4
	3/4	1/256	44,78	5,60	-12,7
	4/5	1/256	47,78	5,97	-6,8
	5/6	1/256	49,81	6,23	-2,9
	8/9	1/256	53,11	6,64	3,5
	9/10	1/256	53,77	6,72	4,8
1024-КАМ	2/3	1/256	49,77	6,22	-3,0
	3/4	1/256	55,98	7,00	9,1
	4/5	1/256	59,72	7,47	16,4
	5/6	1/256	62,26	7,78	21,4
	8/9	1/256	66,38	8,30	29,4
	9/10	1/256	67,22	8,40	31,1
4096-КАМ	2/3	1/256	59,72	7,47	16,4
	3/4	1/256	67,17	8,40	31,0

	4/5	1/256	71,67	8,96	39,7
	5/6	1/256	74,71	9,34	45,7
	8/9	1/256	79,66	9,96	55,3
	9/10	1/256	80,66	10.08	57.3

4.1.2. Канал 32 МГц (n=4)

4.1.2.1. Длина защитного интервала = 1/64

Таблица 17

Пропускная способность для n=4 (32 МГц), ЗИ=1/64

КАМ	ПЧНП	Длина ЗИ	Пропускная способность (Мбит/с) (относится к полосе пропускания 8 МГц)	Спектральная эффективность (бит/Гц)	Увеличение пропускной способности по сравнению с ЦВТ-К 256-КАМ (в %)
16-КАМ	2/3	1/64	20,11	2,51	-60,8
	3/4	1/64	22,62	2,83	-55,9
	4/5	1/64	24,14	3,02	-52,9
	5/6	1/64	25,16	3,15	-50,9
	8/9	1/64	26,83	3,35	-47,7
	9/10	1/64	27,17	3,40	-47,0
64-КАМ	2/3	1/64	30,17	3,77	-41,2
	3/4	1/64	33,94	4,24	-33,8
	4/5	1/64	36,21	4,53	-29,4
	5/6	1/64	37,74	4,72	-26,4
	8/9	1/64	40,24	5,03	-21,5
	9/10	1/64	40,75	5,09	-20,5
256-КАМ	2/3	1/64	40,23	5,03	-21,6
	3/4	1/64	45,25	5,66	-11,8
	4/5	1/64	48,28	6,03	-5,9
	5/6	1/64	50,32	6,29	-1,9
	8/9	1/64	53,66	6,71	4,6
	9/10	1/64	54,33	6,79	5,9
1024-КАМ	2/3	1/64	50,29	6,29	-2,0
	3/4	1/64	56,56	7,07	10,3
	4/5	1/64	60,34	7,54	17,7
	5/6	1/64	62,91	7,86	22,7
	8/9	1/64	67,07	8,38	30,8
	9/10	1/64	67,92	8,49	32,4
4096-КАМ	2/3	1/64	60,34	7,54	17,7
	3/4	1/64	67,87	8,48	32,3
	4/5	1/64	72,41	9,05	41,2
	5/6	1/64	75,49	9,44	47,2
	8/9	1/64	80,49	10,06	56,9
	9/10	1/64	81,50	10,19	58,9

4.1.2.2. Длина защитного интервала = 1/128

Таблица 18

Пропускная способность для n=4 (32 МГц), ЗИ=1/128

КАМ	ПЧНП	Длина ЗИ	Пропускная способность (Мбит/с)относится к полосе пропускания 8 МГц)	Спектральная эффективность (бит/Гц)	Увеличение пропускной способности по сравнению с ЦВТ-К 256-КАМ (в %)
16-КАМ	2/3	1/128	20.49	2.56	-60.1
	3/4	1/128	23.04	2.88	-55.1

	4/5	1/128	24,58	3,07	-52,1
	5/6	1/128	25,63	3,20	-50,0
	8/9	1/128	27,33	3,42	-46,7
	9/10	1/128	27,67	3,46	-46,1
64-КАМ	2/3	1/128	30,73	3,84	-40,1
	3/4	1/128	34,56	4,32	-32,6
	4/5	1/128	36,88	4,61	-28,1
	5/6	1/128	38,44	4,81	-25,1
	8/9	1/128	40,99	5,12	-20,1
	9/10	1/128	41,50	5,19	-19,1
256-КАМ	2/3	1/128	40,97	5,12	-20,1
	3/4	1/128	46,08	5,76	-10,1
	4/5	1/128	49,17	6,15	-4,1
	5/6	1/128	51,25	6,41	-0,1
	8/9	1/128	54,65	6,83	6,6
	9/10	1/128	55,34	6,92	7,9
1024-КАМ	2/3	1/128	51,22	6,40	-од
	3/4	1/128	57,60	7,20	12,3
	4/5	1/128	61,46	7,68	19,8
	5/6	1/128	64,07	8,01	24,9
	8/9	1/128	68,31	8,54	33,2
	9/10	1/128	69,17	8,65	34,9
4096-КАМ	2/3	1/128	61,46	7,68	19,8
	3/4	1/128	69,12	8,64	34,8
	4/5	1/128	73,75	9,22	43,8
	5/6	1/128	76,88	9,61	49,9
	8/9	1/128	81,98	10,25	59,8
	9/10	1/128	83,00	10,38	61,8

4.1.2.3. Длина защитного интервала = 1/256

Таблица 19

Пропускная способность для n=4 (32 МГц), ЗИ=1/256

КАМ	ПЧНП	Длина ЗИ	Пропускная способность (Мбит/с)(относится к полосе пропускания 8 МГц)	Спектральная эффективность (бит/Гц)	Увеличение пропускной способности по сравнению с ЦВТ-К 256-КАМ (в %)
16-КАМ	2/3	1/256	20,67	2,58	-59,7
	3/4.	1/256	23,25	2,91	-54,7
	4/5	1/256	24,81	3,10	-51,6
	5/6	1/256	25,86	3,23	-49,6
	8/9	1/256	27,58	3,45	-46,2
	9/10	1/256	27,92	3,49	-45,6
64-КАМ	2/3	1/256	31,01	3,88	-39,5
	3/4	1/256	34,88	4,36	-32,0
	4/5	1/256	37,21	4,65	-27,4
	5/6	1/256	38,79	4,85	-24,4
	8/9	1/256	41,36	5,17	-19,3
	9/10	1/256	41,88	5,24	-18,3
256-КАМ	2/3	1/256	41,35	5,17	-19,4
	3/4	1/256	46,51	5,81	-9,3
	4/5	1/256	49,62	6,20	-3,3

	5/6	1/256	51,72	6.47	0,9
	8/9	1/256	55.15	6.89	7.5
	9/10	1/256	55,84	6.98	8,9
1024-КАМ	2/3	1/256	51,69	6.46	0,8
	3/4	1/256	58.13	7.27	13.3
	4/5	1/256	62,02	7.75	20,9
	5/6	1/256	64.65	8.08	26.1
	8/9	1/256	68,94	8.62	34,4
	9/10	1/256	69.80	8.73	36.1
4096-КАМ	2/3	1/256	62,02	7.75	20,9
	3/4	1/256	69,76	8.72	36,0
	4/5	1/256	74.43	9.30	45.1
	5/6	1/256	77,59	9.70	51,3
	8/9	1/256	82,73	10,34	61,3
	9/10	1/256	83,77	10,47	63,3

4.2. Характеристики системы в канале АБГШ

На фиг.45 показаны основные характеристики для различных установок модуляции и кодирования в канале АБГШ (целевое значение BER=1E-6).

В настоящее время издержки, специфичные для МОЧР (ЗИ, пилотные сигналы, защитные полосы, формирование кадра), не включены, общее их значение, как ожидается, должно быть ниже 5,5% для самого длинного защитного интервала 1/64 и общей полосы пропускания канала 32 МГц (3,7% для ЗИ=1/128).

Теоретически, для ЦВТ-К 256 КАМ требуется ОСП 29,5 дБ для работы КОО. В соответствии с фигурой 45, 1024-КАМ со скоростью кода 9/10, требует приблизительно такого же отношения сигнал/шум.

Спектральная эффективность для этого режима составляет 9 бит/Гц. Если сравнить это значение со спектральной эффективностью ЦВТ-К, 256-КАМ (6,875*188/204=6,34 бит/Гц), общий прирост пропускной способности предложенной системы находится в диапазоне 42% (соответственно, 34,1%, если будут включены наихудший случай 32 МГц и специфичные для МОЧР издержки).

5. Сравнение предложения с требованиями (из СМ-903)

	Общие требования	Предлагаемая система
1	№	Модуляция МОЧР вплоть до 4К КАМ по подлесущим, канал 32МГц, кодек ПЧНП и много других свойств
2	ЦВТ-К2 не должен прежде всего быть направлен на соответствие ЦВТ-С2 и/или ЦВТ-Н2, но должен полностью эксплуатировать свои отличительные свойства для того, чтобы выдержать конкуренцию на рынке доставки содержания. Поэтому требуется оценить технологии передачи по восходящему каналу, которые получают максимальное преимущество из доступности обратного канала. Однако спецификация DCB-C2 не должна быть зависима от доступности обратного канала.	Адаптивная модуляция для интерактивных услуг
3	Набор инструментальных средств для системных параметров может быть доступным для того, чтобы обеспечивать возможность применения в задачах потребителя и бизнеса, с учетом различного уровня рабочих характеристик в сети CATV (КАТВ, кабельное телевидение).	Различные параметры системы предусмотрены для оптимизации рабочих характеристик сети
4	Спецификация должна обеспечивать для провайдеров услуги по кабельным сетям возможность получения отдельных целевых значений качества обслуживания, даже для услуг с тем же значением объединения каналов.	Частично удовлетворена -Специфичная для услуги защита в пределах одного объединения каналов не поддерживается для того, чтобы ограничить сложность передачи сигналов
5	Соответствующие уже существующие технологии должны быть приняты везде, где это возможно.	Множество функциональных блоков повторно используются из ЦВТ-С2 и ЦВТ-Н2

6	Необходимо соответствующим образом учесть ожидаемые характеристики кабельной сети (например, при прокладке оптоволоконного кабеля до бордюра, при строительстве дома, везде, где это применимо).	Использование модуляции 4K КАМ для более высоких скоростей передачи данных в сетях HFC (ОВК, оптоволоконно-коаксиальный кабель) более высокого качества
7	Новые технические спецификации должны быть направлены только на функции передачи, но должны учитывать вопросы стоимости различных устройств, таких как приемники или оборудование головного узла.	Сложность конструкции, требования к памяти и т.д. учитываются в предложении
8	Стандарт ЦВТ-К не должен быть модифицирован, и не должен требовать изменения других спецификаций (например, SI) или не должен привести к отмене какого-либо существующего свойства.	Не требуются какие-либо модификации существующих стандартов/спецификаций
9	Спецификации должны быть нейтральными в отношении частоты передачи в типичных кабельных полосах частот.	Отсутствие ограничений.
10	Подход к семейству ЦВТ: ЦВТ-К2 должен повторно использовать существующие решения для взаимодействия кодирования и модуляции везде, где это соответствует.	Решения UBT-H2/S2 повторно используются везде, где это возможно

	Требования к характеристикам и эффективности	Предложенная система
11	ЦВТ-К2 должна быть выполнена с возможностью эффективной поддержки миграции от смешанной аналогово/цифровой к полной цифровой сети, для обеспечения возможности предложения максимальной характеристики /пропускной способности в обеих сетях.	Снижение мощности от пиковой до средней используют для снижения до минимума помех для других каналов
12	ЦВТ-К2 должна обеспечивать, по меньшей мере, 30% увеличение пропускной способности в существующих кабельных установках и в сетях внутри дома по сравнению с 256-КАМ (ЦВТ-К).	Использованием 1024КАМ и более высоких схем модуляции
13	ЦВТ-К2 должна обеспечивать достижение максимального преимущества из способа статистического мультиплексирования. Например, текущий фиксированный растр канала должен быть разрегулирован.	Полоса пропускания канала остается гибкой при выборе ширины каналов, кратной 8МГц от 8-32МГц
14	Кабельные сети должны характеризоваться и должны быть смоделированы на глобальном уровне (например, США, Азия и Европа), (включая в себя сети, проложенные внутри дома) и лучшие схемы модуляции/ПКО требуется выбирать с учетом реальной модели кабельного канала, включающей в себя: - Развертывание аналоговых телевизионных каналов PAL/SECAM/NTSC. - Развертывание других цифровых сигналов (таких как ЦВТ, СИКСПД, Davic (Совет по цифровым аудиовизуальным проектам)) при соответствующих соотношениях возврата к аналоговым сигналам - Различные шумы (белый, пакетный, импульсный), не линейность и другие взаимные помехи, присутствующие в текущих и будущих сетях	Архитектура системы обеспечивает меры по преодолению специфичных для кабеля искажений. Во всем мире может быть обеспечена поддержка частот, как 8 МГц, так и 6 МГц. Соответствующая модуляция и скорости кодирования могут быть выбраны на основе различных требований канала
15	Характеристики, связанные с защитой от ошибок системы, должны быть соответствующими для всех типов услуг, которые могут быть выполнены.	Различные уровни защиты по уровню ТП или ОП
16	Система передачи ЦВТ-К2 должна быть выполнена с возможностью поддержки режимов с низким потреблением энергии для максимального снижения потребления энергии в приемниках в соответствии с кодексом поведения по потреблению энергии Европейского Союза	Сегментированный прием снижает сложность
17	Повторная передача без стыков (например, из ЦВТ-С2 в ЦВТ-К2, или из ЦВТ-П2 в ЦВТ-К2) должна полностью поддерживаться.	Поддерживается транскодирование из ЦВТ-С2/Т2 в С2
18	Стандарт ЦВТ-К2 должен обеспечивать полный прозрачный канал передачи данных для транспортного потока, ПИ-пакетов и других соответствующих протоколов между входом модулятора и выходом демодулятора.	Поддерживается гибкое отображение различных входных форматов
19	Время переключения каналов (время для настройки приемника при переходе с одной услуги на другую услугу) не должно значительно увеличиваться из-за ввода ЦВТ-К2 (относительно современного опыта пользователя цифровых телевизионных услуг с ЦВТ-К). Для любого изменения РЧ канала, входной интерфейс ЦВТ-К2 должен передавать сигнал, квазисвободный от ошибок, в пределах 300 мс.	Удовлетворяется благодаря оптимизации длины фрейма С2 МОЧР

	Требования по обратной совместимости	Предложенная система

20	ЦВТ-К2 не должна обеспечивать обратную совместимость с ЦВТ-К (в том смысле, что приемник ЦВТ-К будет иметь возможность обработки сигнала ЦВТ-К2). Возможность для приемника ЦВТ-К2 включать в себя функции ЦВТ-К должна рассматриваться как необязательное требование в технической спецификации таким образом, что - Если представители промышленности требуют включить функции ЦВТ-К в оборудование ЦВТ-К2, производители на уровне микросхем могут обеспечивать соответствующие решения. - Если долгосрочные сети полностью перейдут на ЦВТ-К2, эти наборы микросхем также могут быть произведены.	Полоса пропускания тюнера в приемнике остается настроенной на 8МГц, как используется в текущих системах ЦВТ-К. Это обеспечивает возможность одновременного существования демодуляторов ЦВТ-К и ЦВТ-К2 в одном приемнике.
21	Для передач ЦВТ-К2, не должно быть установлено требование какого-либо изменения существующих приемников ЦВТ-К. Это предполагает возможность продолжения использования той же архитектуры кабельной сети и тех же характеристик кабельного канала.	Это требование удовлетворяется
22	Для того, чтобы обеспечить возможность самоустановки, стандарт ЦВТ-К2 должен быть не чувствительным, насколько это возможно, к типичным характеристикам сетей, установленных внутри дома, с использованием систем на основе коаксиального кабеля.	Такое предложение поддерживает различные варианты кодирования и перемежения для снижения неидеальных характеристик кабельных систем, проложенных внутри дома
	Требования к интерактивным системам	
22	Спецификация должна быть доступной для рассмотрения как альтернативное кодирование по нисходящему каналу и схема модуляции для систем СИКОПД, использующих в настоящее время ЦВТ-К для варианта Европейской технологии системы СИКОПД (ЕвроСИКОПД).	Это требование удовлетворяется.
23	ЦВТ-К2 должна включать в себя технологии для улучшения эффективности переноса ПИ данных.	Это требование удовлетворяется.
24	ЦВТ-К2 должна обеспечивать эффективную по затратам интеграцию ЦВТ-К2 в решения Edge QAM для оборудования модуляции.	Это требование удовлетворяется.
25	Спецификация должна обеспечивать режим с малой задержкой, удовлетворяющий требованиям интерактивных услуг, для которых требуется такой режим.	Перемежитель по времени может быть выключен для услуг, в которых требуется малая задержка

Формула изобретения

1. Устройство передачи, предназначенное для передачи сигналов в системе с множеством несущих, на основе структуры фрейма, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, упомянутое устройство передачи содержит:

средство отображения сигналов, выполненное с возможностью отображения данных сигналов на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

средство отображения данных, выполненное с возможностью отображения данных на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

средство преобразования, выполненное с возможностью преобразования упомянутых структур сигналов и упомянутых структур данных из области частоты в область времени, для того, чтобы сгенерировать сигнал передачи в области времени, и

средство передачи, выполненное с возможностью передачи упомянутого сигнала передачи в области времени.

2. Устройство передачи по п.1,

в котором каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две дополнительные структуры сигналов, следующие после упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов в измерении времени, причем каждая из упомянутых дополнительных структур сигналов имеет соответствующую такую же длину, как и в соответствующей одной из упомянутых, по меньшей мере, двух предыдущих структурах сигналов.

3. Устройство передачи по п.1,

в котором каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две тренировочные структуры, причем упомянутое устройство передачи содержит средство отображения пилотного сигнала, выполненное с возможностью отображения пилотных сигналов на несущие частоты каждой тренировочной структуры во фрейме, и в котором структуры сигналов выровнены с тренировочными структурами в направлении частоты.

4. Устройство передачи по п.3,

в котором каждая тренировочная структура имеет одинаковую длину.

5. Устройство передачи по п.1,

в котором каждая структура сигналов каждого фрейма содержит местоположение соответствующей структуры сигналов во фрейме.

6. Устройство передачи по п.1,

в котором структуры сигналов каждого фрейма содержат данные сигналов, обозначающие количество структур данных, содержащихся во фрейме.

7. Устройство передачи по п.1,

в котором структура данных сигналов в последовательностях сигналов поддерживает ограниченное максимальное количество структур данных в направлении частоты каждого фрейма.

8. Устройство передачи по п.1,

в котором структуры сигналов каждого фрейма содержат отдельные данные сигналов для каждой структуры данных, содержащейся во фрейме.

9. Способ передачи, предназначенный для передачи сигналов в системе с множеством несущих, на основе структуры фрейма, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, содержащий следующие этапы:

отображают данные сигналов на несущие частоты каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов во фрейме, причем каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

отображают данные на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

преобразуют упомянутые структуры сигналов и упомянутые структуры данных из области частоты в область времени для того, чтобы сгенерировать сигнал передачи в области времени, и

передают упомянутый сигнал передачи в области времени,

10. Устройство приема, предназначенное для приема сигналов в системе с множеством несущих на основе структуры фрейма в полосе пропускания передачи, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, каждые из данных сигналов отображают на несущие частоты и, по меньшей мере, две структуры данных с данными отображают на несущие частоты, причем каждая из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов имеет одинаковую длину,

упомянутое устройство приема содержит

средство приема, выполненное с возможностью его настройки на и приема выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи, упомянутая выбранная часть упомянутой полосы пропускания передачи имеет, по меньшей мере, длину одной из упомянутых структур сигналов и охватывает, по меньшей мере, одну структуру данных, предназначенную для приема, и

средство оценки, выполненное с возможностью оценки данных сигналов, содержащихся в принятой структуре сигналов, для того, чтобы обеспечить возможность приема упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных.

11. Устройство приема по п.10,

содержащее средство реконструирования, выполненное с возможностью реконструирования оригинальной структуры сигналов из упомянутой принятой выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи.

12. Устройство приема по п.11,

в котором упомянутое средство реконструирования выполнено с возможностью изменения компоновки упомянутых принятых сигналов в оригинальную структуру сигналов в случае, когда выбранная часть упомянутой полосы пропускания передачи, на которую настроено средство приема, не соответствует структуре последовательности сигналов.

13. Устройство приема по п.11,

в котором каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две дополнительные структуры сигналов, следующие после упомянутых двух структур сигналов в измерении времени, причем каждая из упомянутых дополнительных структур сигналов имеет соответствующую такую же длину, как и в соответствующей одной из упомянутых, по меньшей мере, двух предыдущих структур сигналов, в котором упомянутое средство реконструирования выполнено с возможностью изменения компоновки принятых двух или больше структур сигналов, следующих друг за другом в измерении времени, в оригинальную структуру сигналов.

14. Устройство приема по п.10,

в котором данные сигналов структур сигналов содержат кодирование коррекции ошибок, и в котором упомянутое средство реконструирования выполнено с возможностью выполнения декодирования коррекции ошибок по упомянутым принятым сигналам для того, чтобы реконструировать оригинальную структуру сигналов.

15. Устройство приема по п.10,

в котором структуры сигналов каждого фрейма содержат данные сигналов с местом расположения каждой структуры сигналов во фрейме, в котором упомянутое средство оценки выполнено с возможностью выделения упомянутой информации местоположения.

16. Устройство приема по п.10,

в котором структуры сигналов каждого фрейма содержат данные сигналов с номером структур данных, содержащихся во фрейме, в котором упомянутое средство оценки выполнено с возможностью удаления упомянутых данных сигналов с номером структур данных из принятой структуры сигналов.

17. Устройство приема по п.10,

в котором структуры сигналов каждого фрейма содержат индивидуальные данные сигналов для каждой структуры данных, содержащихся во фрейме, в котором упомянутое средство оценки выполнено с возможностью выделения упомянутых индивидуальных данных сигналов для каждой структуры данных из принятой структуры сигналов.

18. Устройство приема по п.10,

в котором упомянутое средство приема выполнено с возможностью настройки на и приема выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи таким образом, чтобы обеспечить оптимизированный прием структуры сигналов в выбранной части

упомянутой полосы пропускания передачи, предназначенной для приема.

19. Устройство приема по п.10,

в котором упомянутое средство приема выполнено с возможностью его настройки на и приема выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи таким образом, что упомянутая, по меньшей мере, одна структура данных, предназначенная для приема, будет расположена по центру относительно выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи, предназначенной для приема.

20. Устройство приема по п.10,

в котором упомянутое средство приема выполнено с возможностью его настройки на и приема выбранной части упомянутой полосы пропускания передачи на основе информации сигналов, принятой в структуре сигналов предыдущего фрейма.

21. Способ приема, предназначенный для приема сигналов, передаваемых в системе с множеством несущих, на основе структуры фрейма, в полосе пропускания передачи, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, каждые из данных сигналов отображают на несущие частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных с данными отображают на несущие частоты, причем каждая из упомянутых, по меньшей мере, двух структур сигналов имеет одинаковую длину, содержащий следующие этапы:

принимают выбранную часть упомянутой полосы пропускания передачи, причем упомянутая выбранная часть упомянутой полосы пропускания передачи имеет, по меньшей мере, длину одной из упомянутых структур сигналов и охватывает, по меньшей мере, одну структуру данных, предназначенных для приема, и

выполняют оценку данных сигналов, содержащихся в принятой структуре сигналов, для того, чтобы обеспечить возможность приема упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных.

22. Система, предназначенная для передачи и приема сигналов, содержащая устройство передачи по п.1 и устройство приема по п.10, выполненное с возможностью принимать упомянутый сигнал передачи в области времени из упомянутого устройства передачи.

23. Способ передачи и приема сигналов, содержащий способ передачи, предназначенный для передачи сигналов в системе с множеством несущих на основе структуры фрейма, причем каждый фрейм содержит, по меньшей мере, две структуры сигналов, расположенные рядом друг с другом в направлении частоты, и, по меньшей мере, две структуры данных, упомянутый способ передачи содержит следующие этапы:

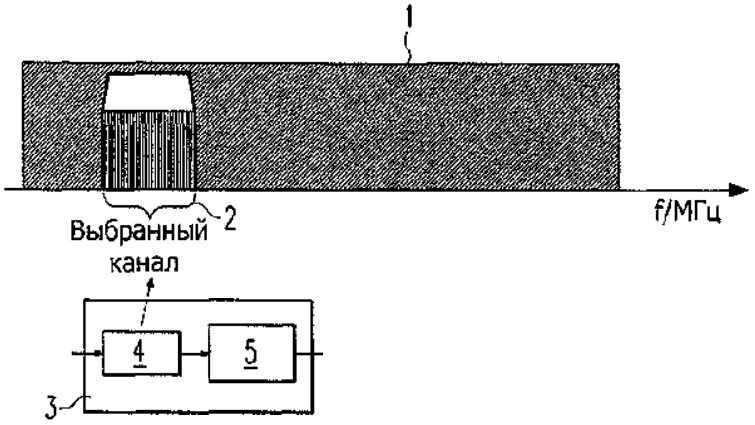
отображают данные сигналов на несущие частоты в каждой из упомянутых, по меньшей мере, двух структурах сигналов во фрейме, каждая структура сигналов имеет одинаковую длину,

отображают данные на несущие частоты упомянутых, по меньшей мере, двух структур данных во фрейме,

преобразуют упомянутые структуры сигналов и упомянутые структуры данных из области частоты в область времени, для того, чтобы сгенерировать сигнал передачи в области времени, и

передают упомянутый сигнал передачи в области времени,

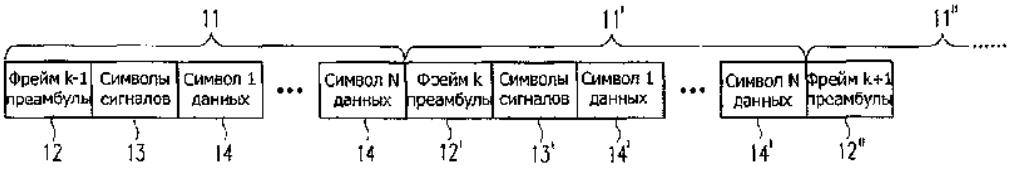
упомянутый способ дополнительно содержит способ приема по п.21, выполненный с возможностью приема упомянутого сигнала передачи в области времени.



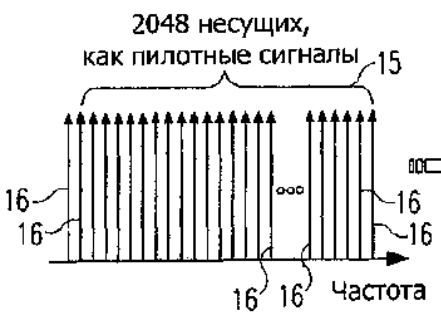
Фиг. 1



Фиг. 2



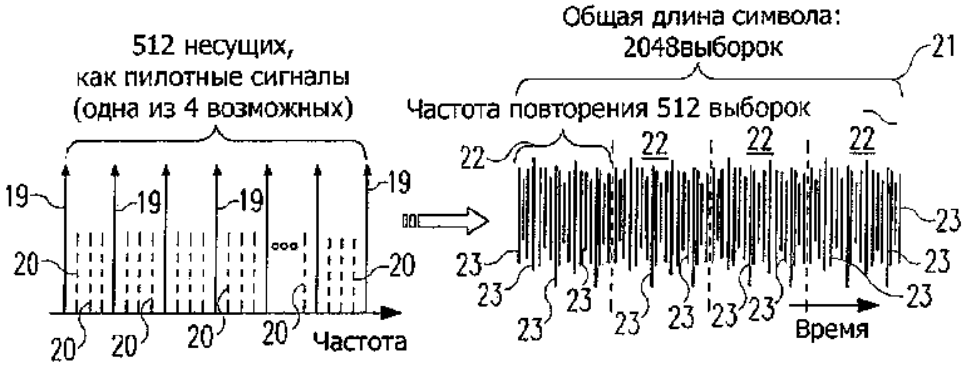
Фиг. 3



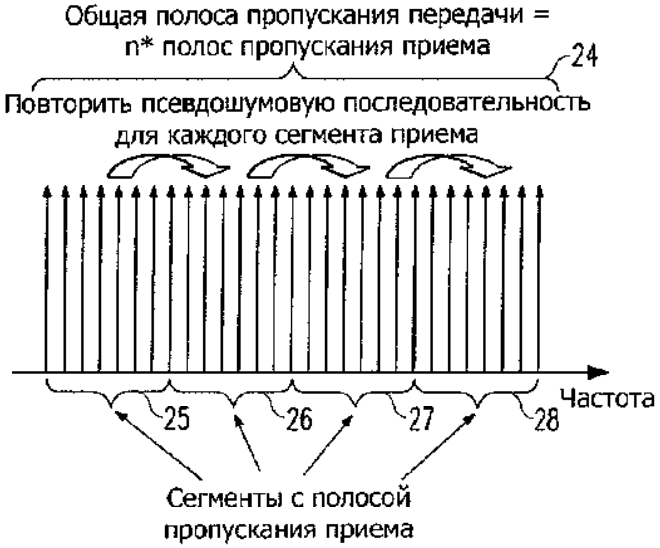
Фиг. 4A



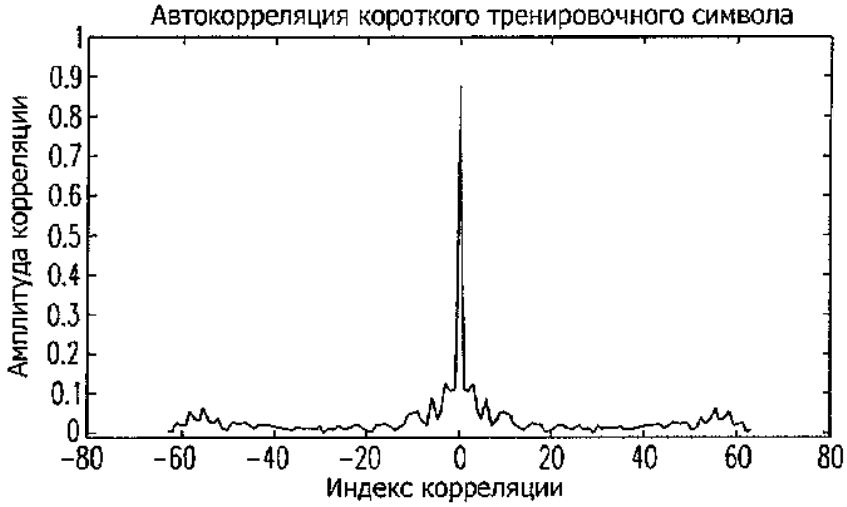
Фиг. 4B



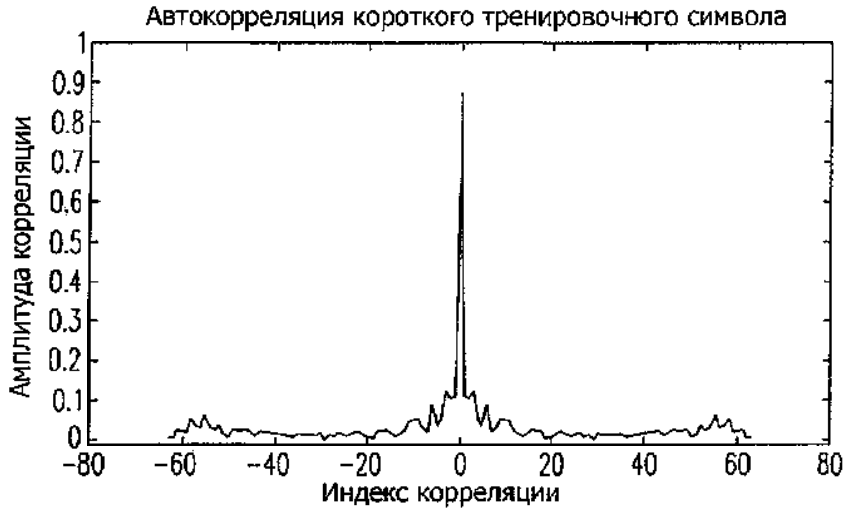
Фиг. 5A Фиг. 5B



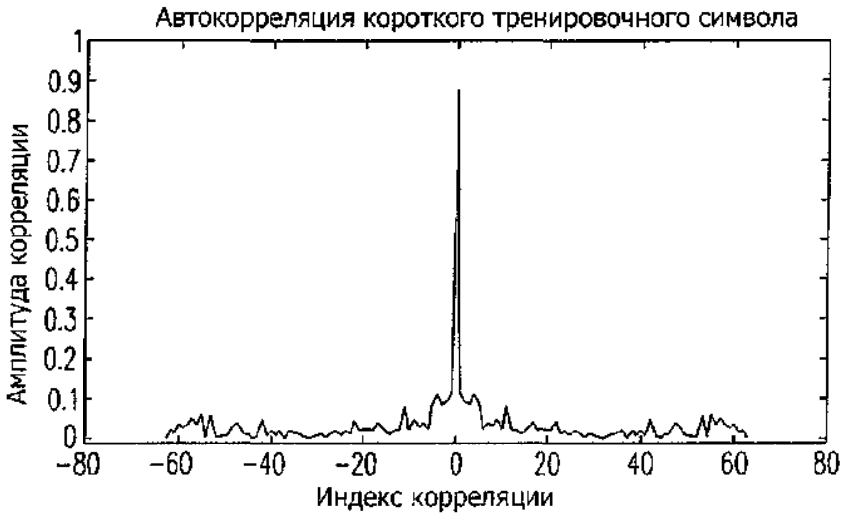
Фиг. 6



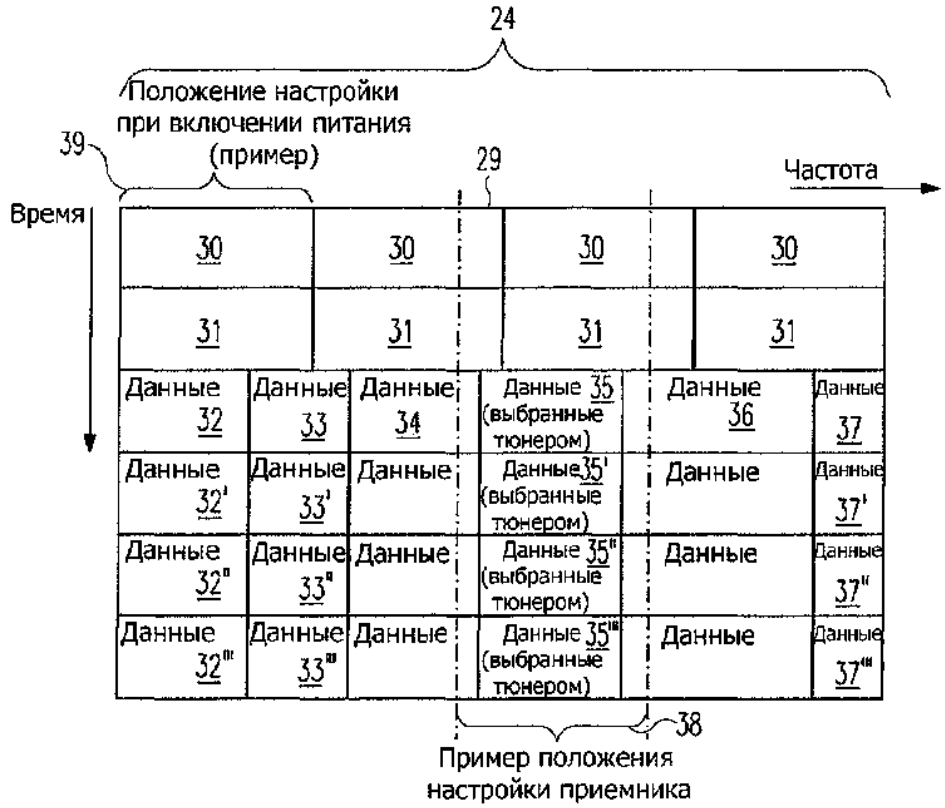
Фиг. 7


Автокорреляция короткого тренировочного символа
Амплитуда корреляции
Индекс корреляции
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
-80
-60
-40
-20
0
20
40
60
80

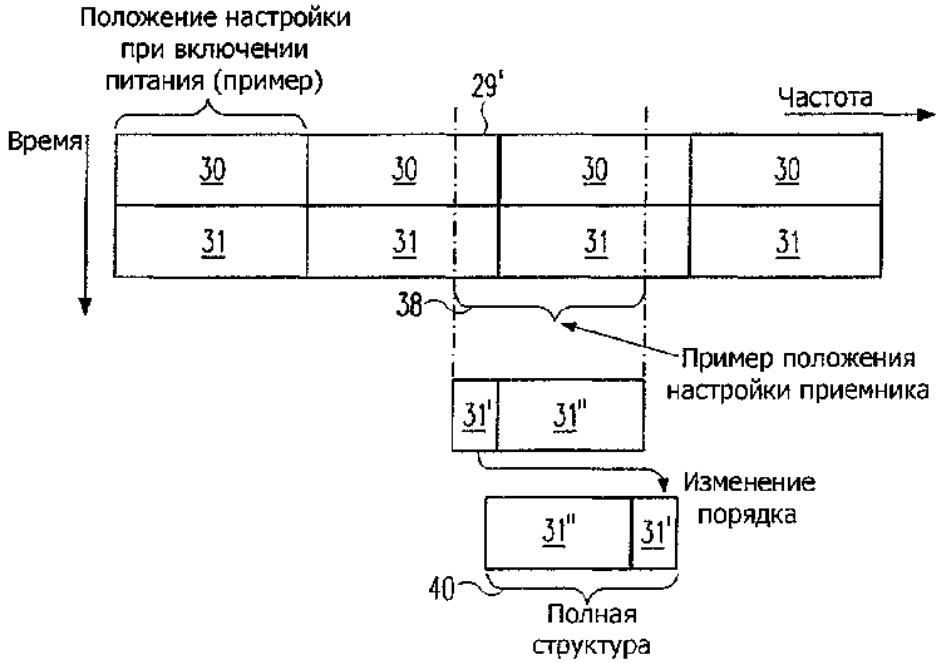
Фиг. 8


Автокорреляция короткого тренировочного символа
Амплитуда корреляции
Индекс корреляции
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
-80
-60
-40
-20
0
20
40
60
80

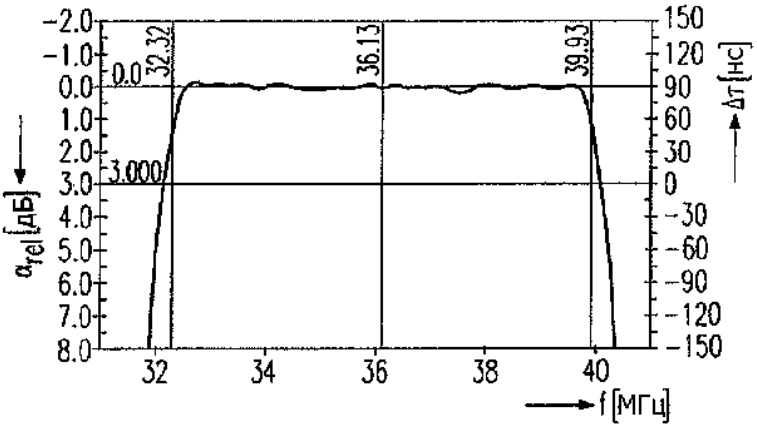
Фиг. 9


24
Положение настройки при включении питания (пример)
39
29
Частота
Время
30
31
Данные 32
Данные 33
Данные 34
Данные 35 (выбранные тюнером)
Данные 36
Данные 37
Данные 32'
Данные 33'
Данные 35' (выбранные тюнером)
Данные 37'
Данные 32''
Данные 33''
Данные 35'' (выбранные тюнером)
Данные 37''
Данные 32'''
Данные 33'''
Данные 35''' (выбранные тюнером)
Данные 37'''
38
Пример положения настройки приемника

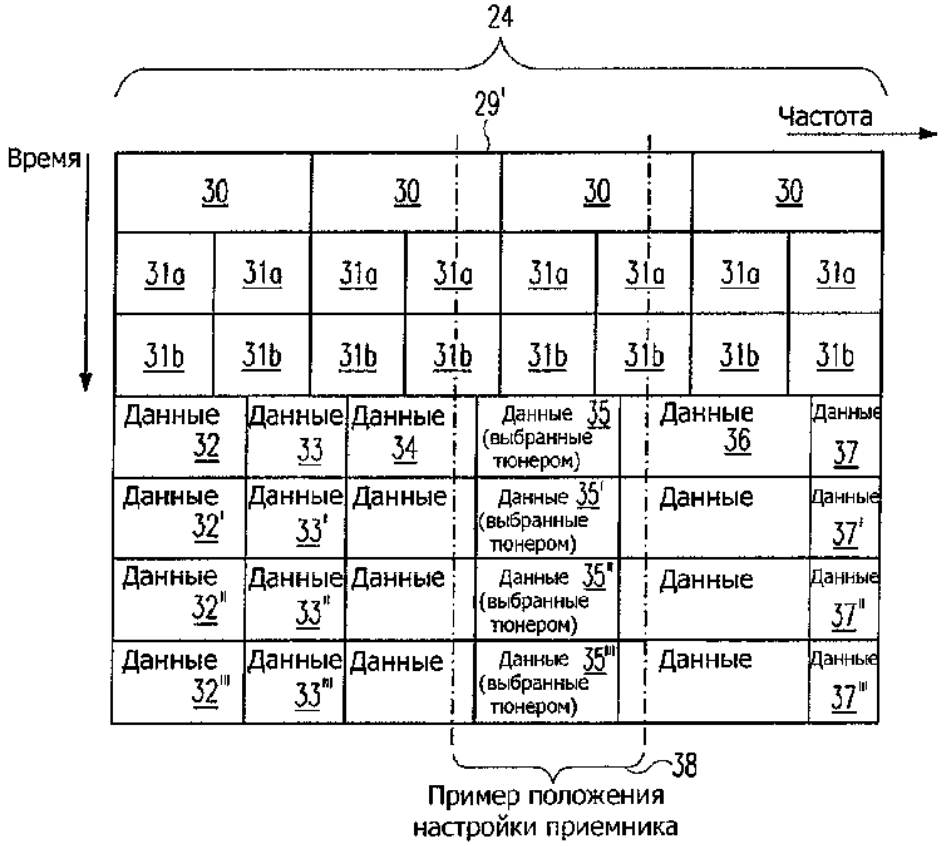
Фиг. 10


Положение настройки при включении питания (пример)
29'
Частота
Время
30
31
38
Пример положения настройки приемника
31'
31''
Изменение порядка
40
Полная структура

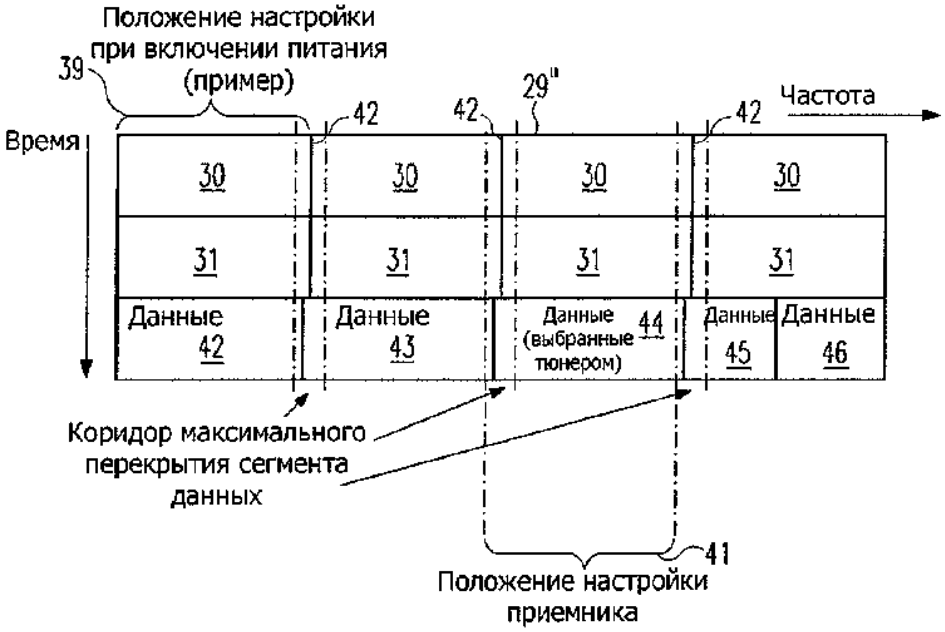
Фиг. 11


-2.0
-1.0
0.0
1.0
2.0
3.0
4.0
5.0
6.0
7.0
8.0
0.0
32.32
36.13
39.93
3.000
150
120
90
60
30
0
-30
-60
-90
-120
-150
32
34
36
38
40
f [МГц]
Δτ [нс]

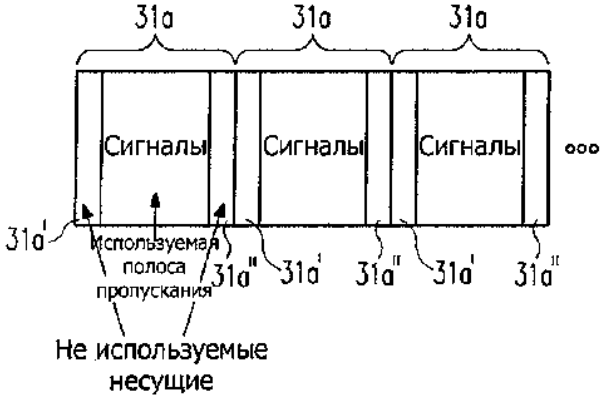
Фиг. 12


24
29'
Частота
Время
30
31a
31b
Данные 32
Данные 33
Данные 34
Данные 35 (выбранные тюнером)
Данные 36
Данные 37
Данные 32'
Данные 33'
Данные 35' (выбранные тюнером)
Данные 37'
Данные 32''
Данные 33''
Данные 35'' (выбранные тюнером)
Данные 37''
Данные 32'''
Данные 33'''
Данные 35''' (выбранные тюнером)
Данные 37'''
38
Пример положения настройки приемника

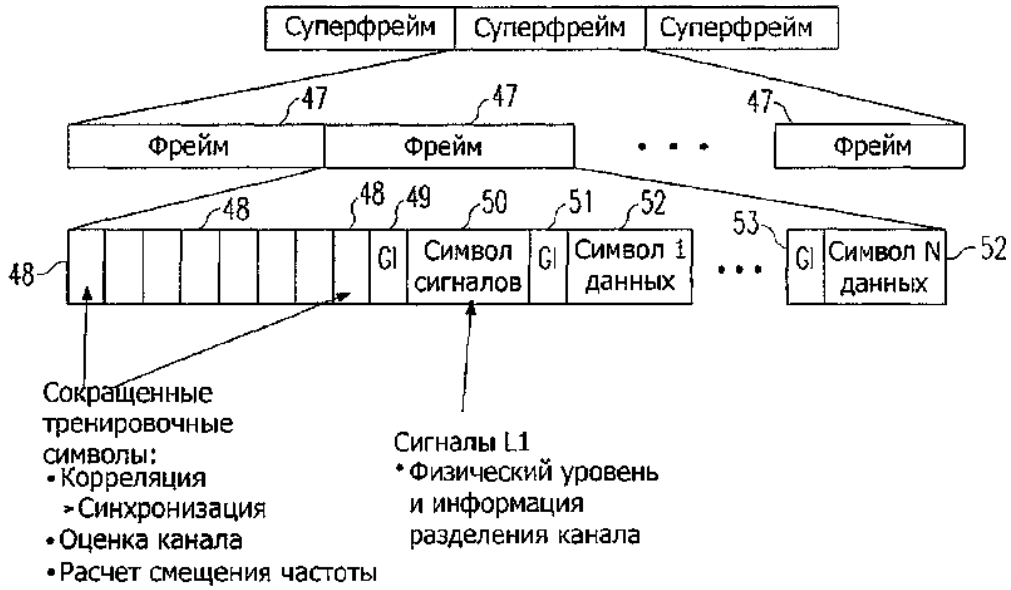
Фиг. 13


Положение настройки
при включении питания
(пример)
39
42
42
29''
42
Частота
Время
30
30
30
30
31
31
31
31
Данные
42
Данные
43
Данные
(выбранные
тюнером)
44
Данные
45
Данные
46
Коридор максимального
перекрытия сегмента
данных
41
Положение настройки
приемника

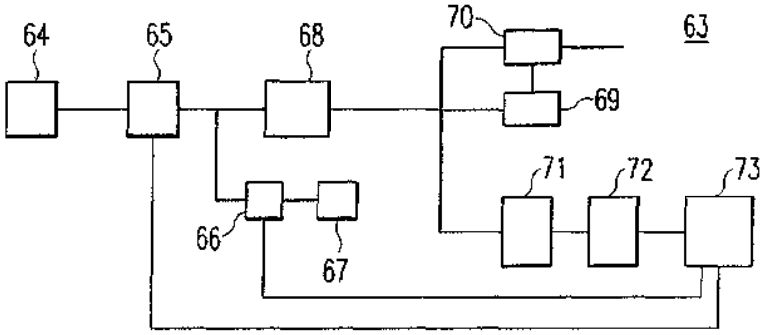
Фиг. 14


31a
31a
31a
Сигналы
Сигналы
Сигналы
ooo
31a'
Используемая
полоса
пропускания
31a''
31a'
31a''
31a'
31a''
Не используемые
несущие

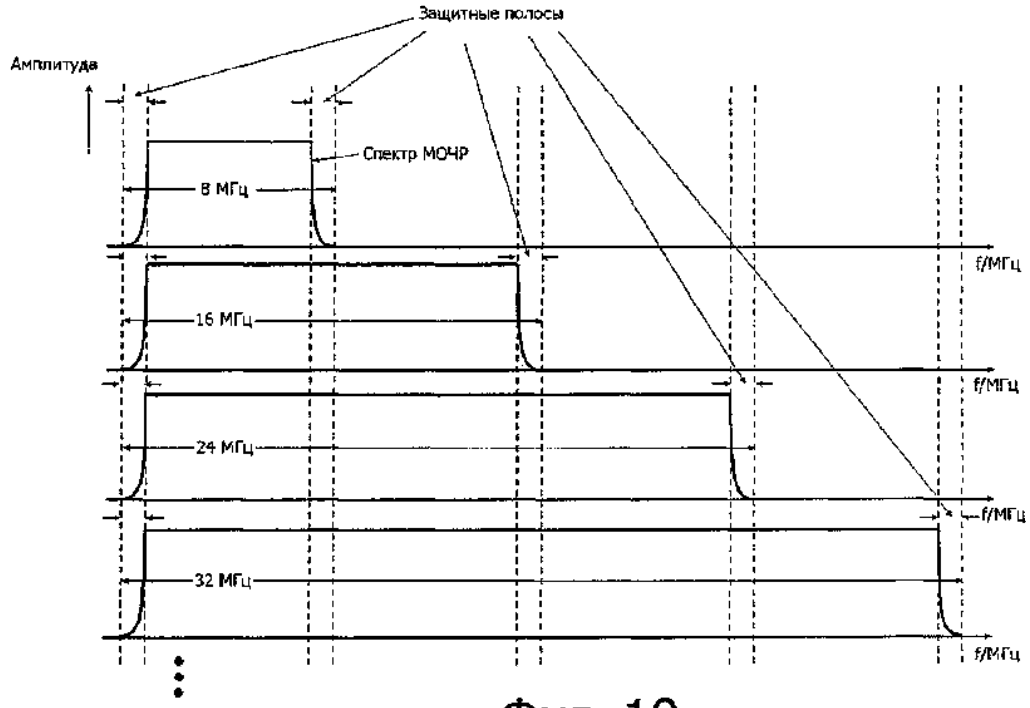
Фиг. 15


Суперфрейм
Суперфрейм
Суперфрейм
47
47
47
Фрейм
Фрейм
Фрейм
48
48
49
50
51
52
53
48
GI
Символ сигналов
GI
Символ 1 данных
GI
Символ N данных
52
Сокращенные тренировочные символы:
• Корреляция
- Синхронизация
• Оценка канала
• Расчет смещения частоты
Сигналы L1
• Физический уровень и информация разделения канала

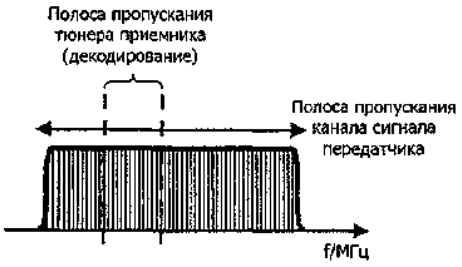
Фиг. 16


64
65
68
70
63
69
71
72
73
66
67

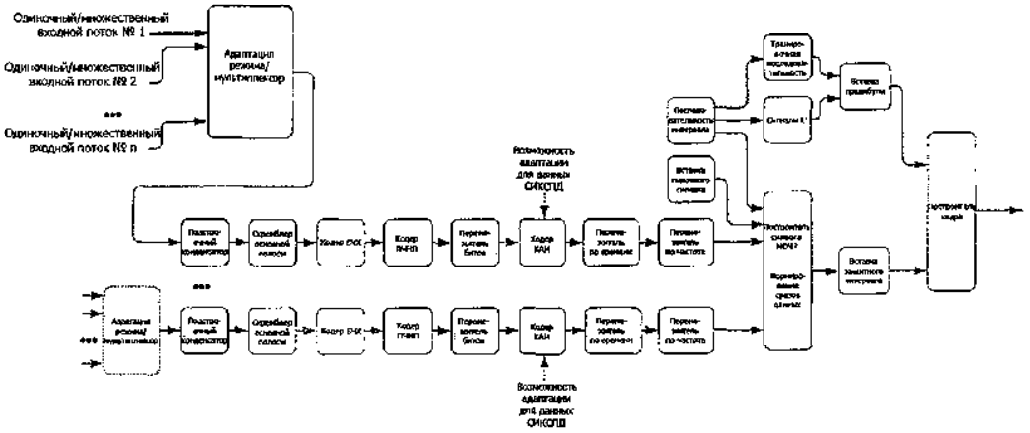
Фиг. 18



Фиг. 19



Фиг. 20

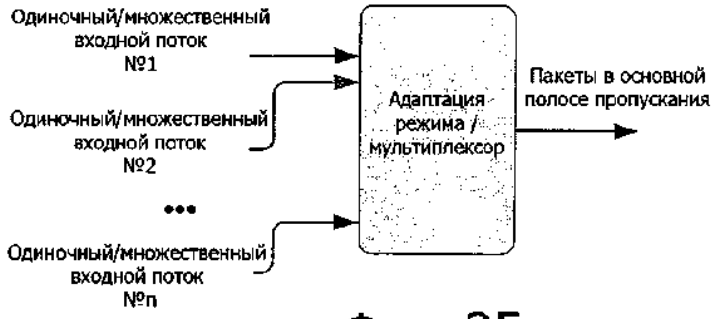


Фиг. 21

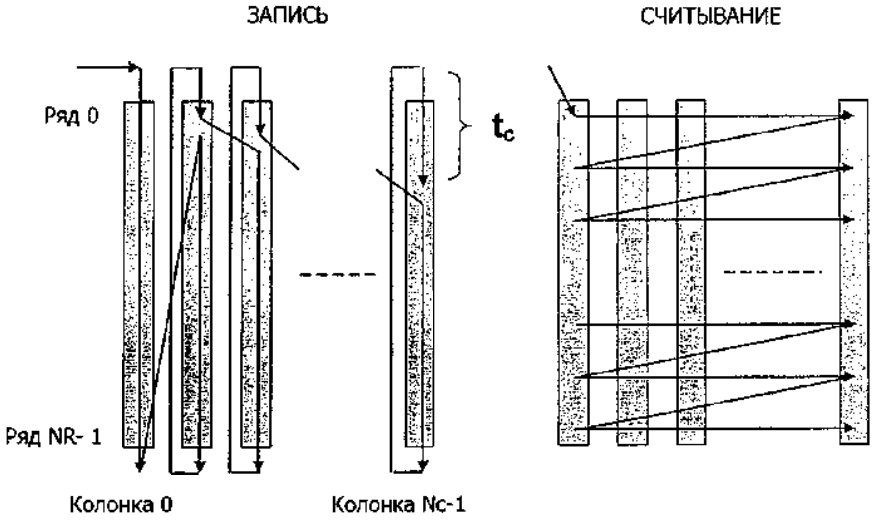
ФИГ. 22

ФИГ. 23

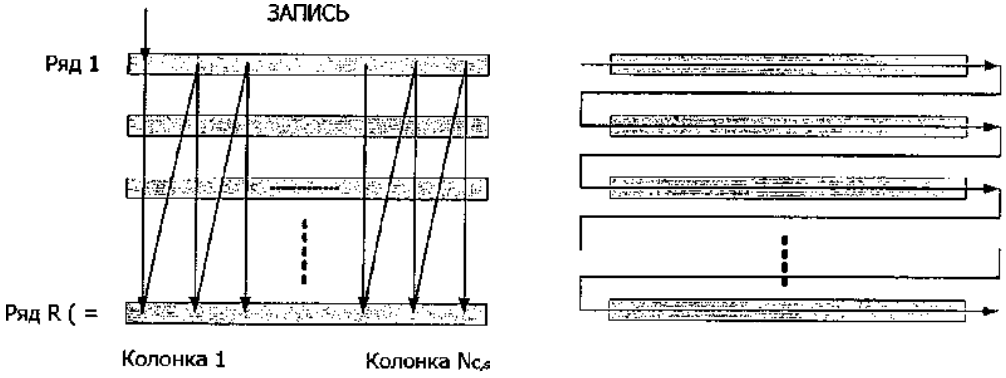
ФИГ. 24



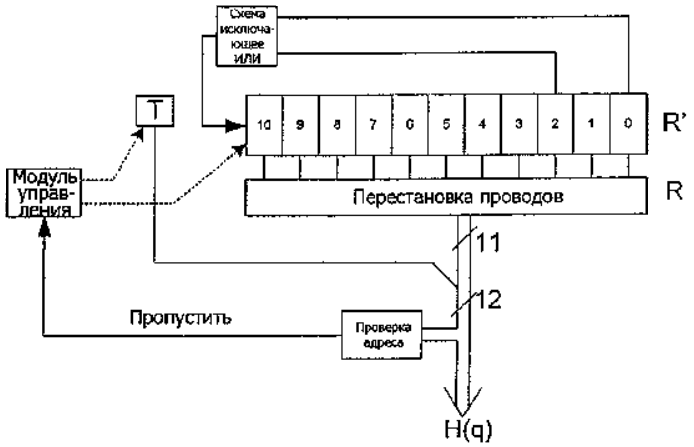
Фиг. 25



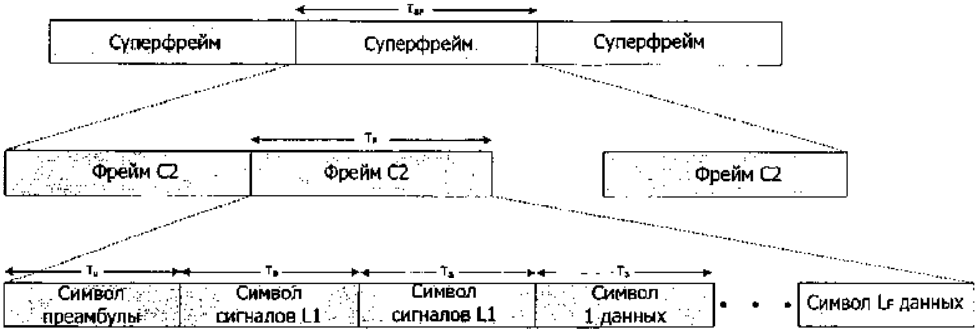
Фиг. 26



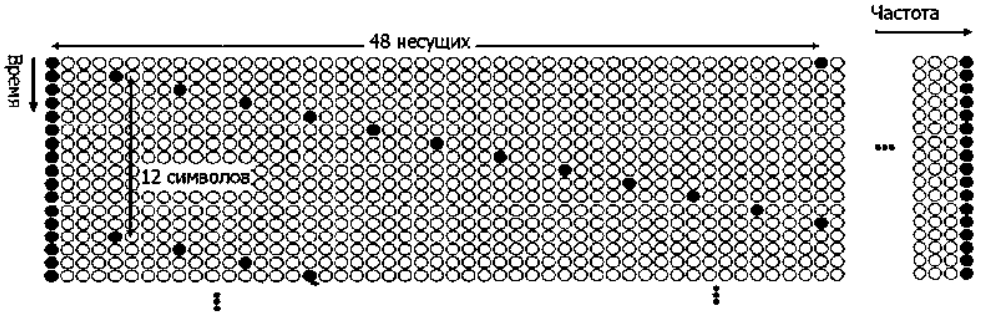
Фиг. 27



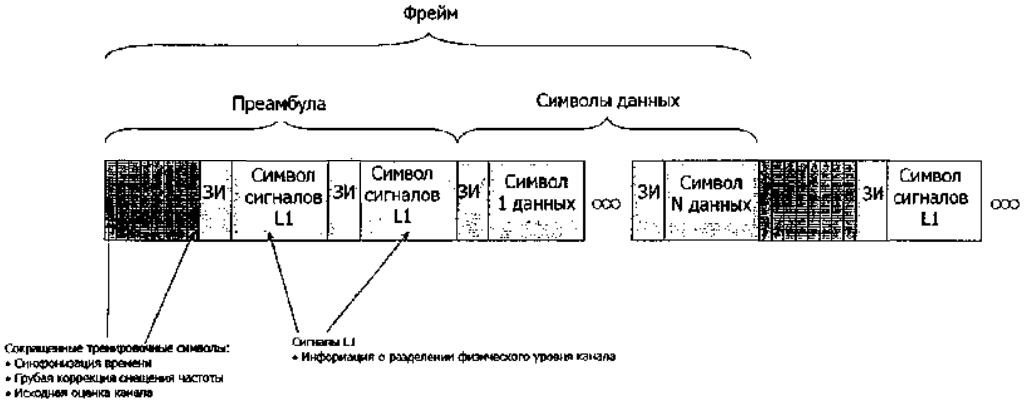
Фиг. 28



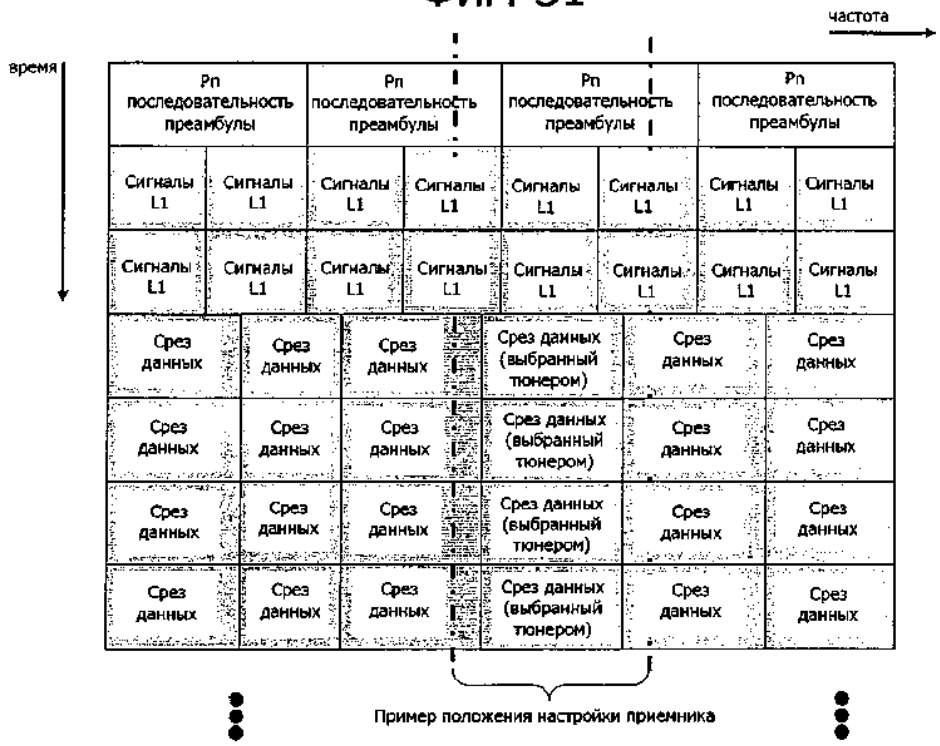
Фиг. 29



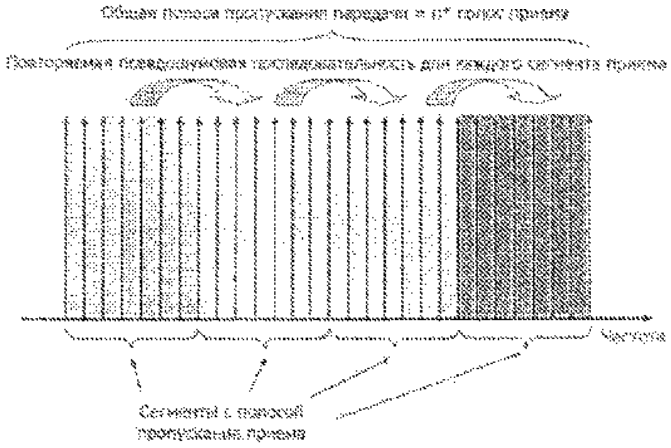
Фиг. 30


Фрейм
Преамбула
Символы данных
ЗИ
Символ сигналов L1
ЗИ
Символ сигналов L1
ЗИ
Символ 1 данных
ЗИ
Символ N данных
ЗИ
Символ сигналов L1
Сокращенные тренировочные символы:
• Синхронизация времени
• Грубая коррекция смещения частоты
• Исходная оценка канала
Сигналы L1
• Информация о разделении физического уровня канала

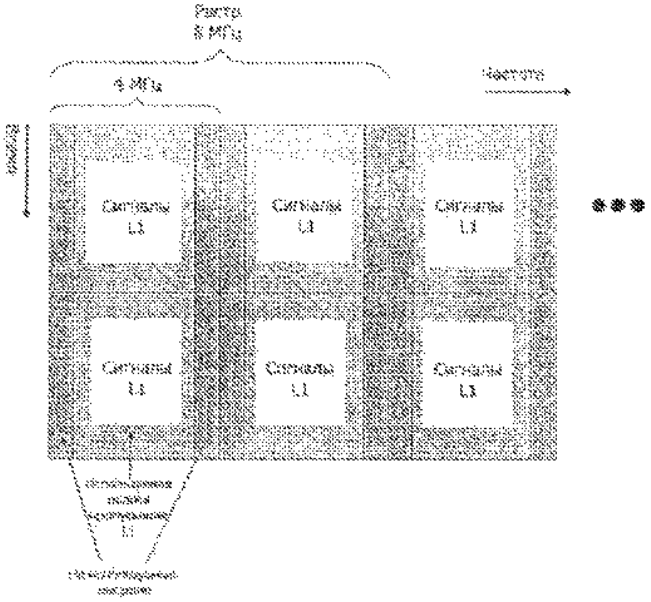
Фиг. 31


частота
время
Pn последовательность преамбулы
Сигналы L1
Срез данных
Срез данных (выбранный тюнером)
Пример положения настройки приемника

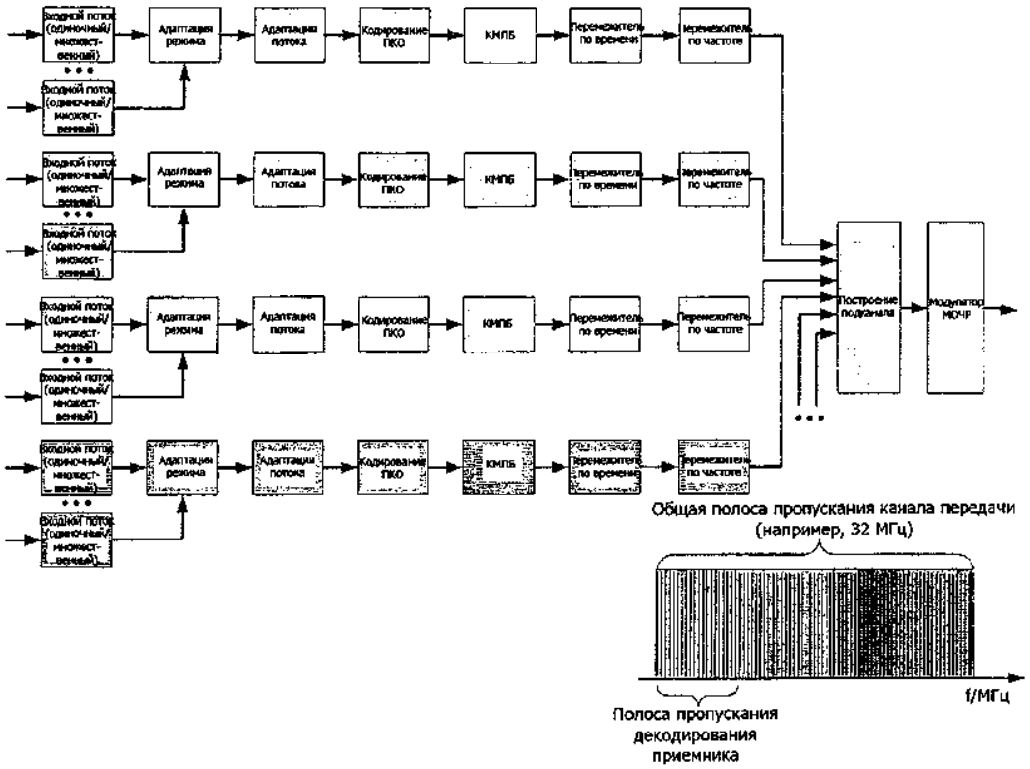
Фиг. 32


Общая полоса пропускания передатчика и его полос приема
Повторяемая псевдослучайная последовательность для каждого сегмента приема
Частота
Сегменты с полосой пропускания приема

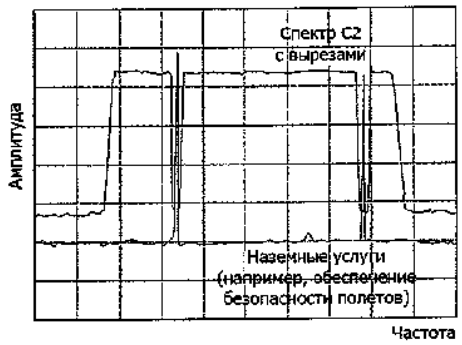
Фиг. 33


Ранга
8 МГц
4 МГц
Частота
Время
Сигналы L3
Сигналы L3
Сигналы L3
Сигналы L3
Сигналы L3
Сигналы L3

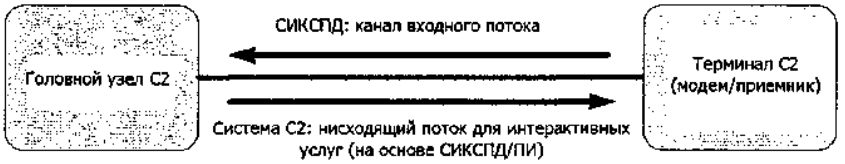
Фиг. 34

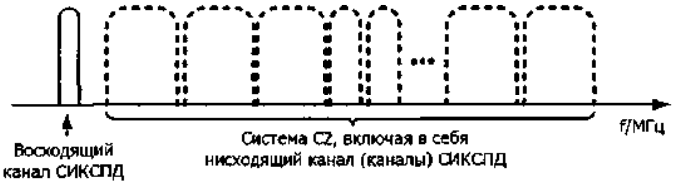

Входной поток (одиночный/ множественный)
Адаптация режима
Адаптация потока
Кодирование ПКО
КМПБ
Перемежитель по времени
Перемежитель по частоте
Построение подканала
Модулятор MCYP
Общая полоса пропускания канала передачи (например, 32 МГц)
f/МГц
Полоса пропускания декодирования приемника

Фиг. 35

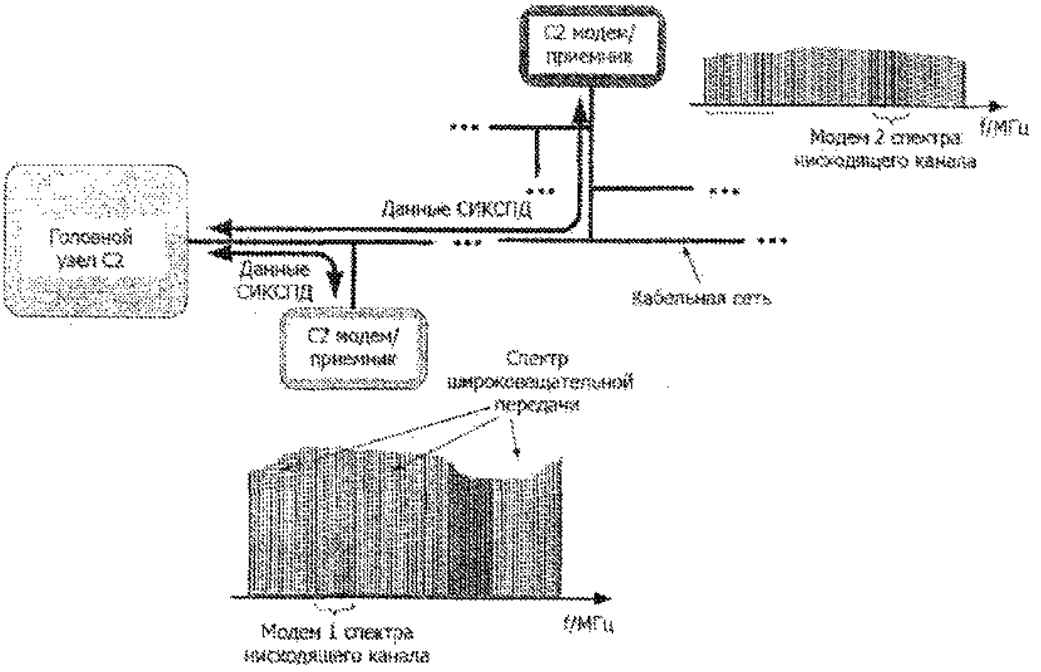

Спектр С2 с вырезами
Амплитуда
Наземные услуги (например, обеспечение безопасности полетов)
Частота

Фиг. 36

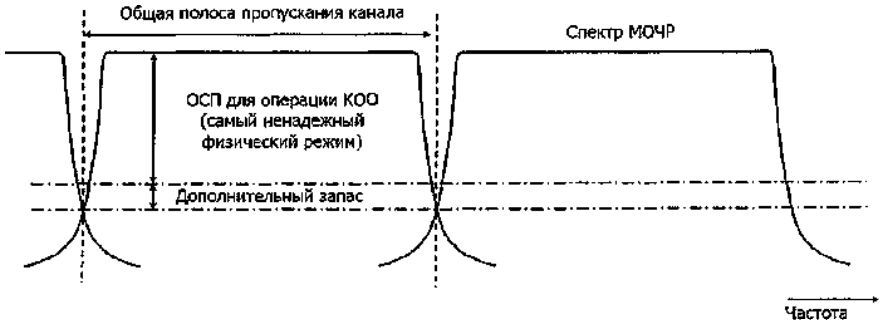

СИКСПД: канал входного потока
Головной узел C2
Терминал C2
(модем/приемник)
Система C2: нисходящий поток для интерактивных
услуг (на основе СИКСПД/ПИ)


Восходящий
канал СИКСПД
Система C2, включая в себя
нисходящий канал (каналы) СИКСПД
f/МГц

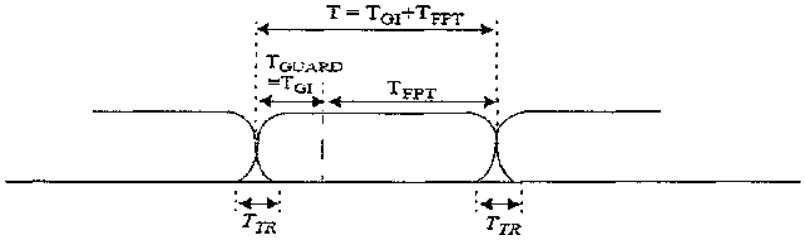
Фиг. 37


C2 модем/
приемник
Модем 2 спектра
нисходящего канала
f/МГц
Данные СИКСПД
Головной
узел C2
Данные
СИКСПД
Кабельная сеть
C2 модем/
приемник
Спектр
широковещательной
передачи
Модем 1 спектра
нисходящего канала
f/МГц

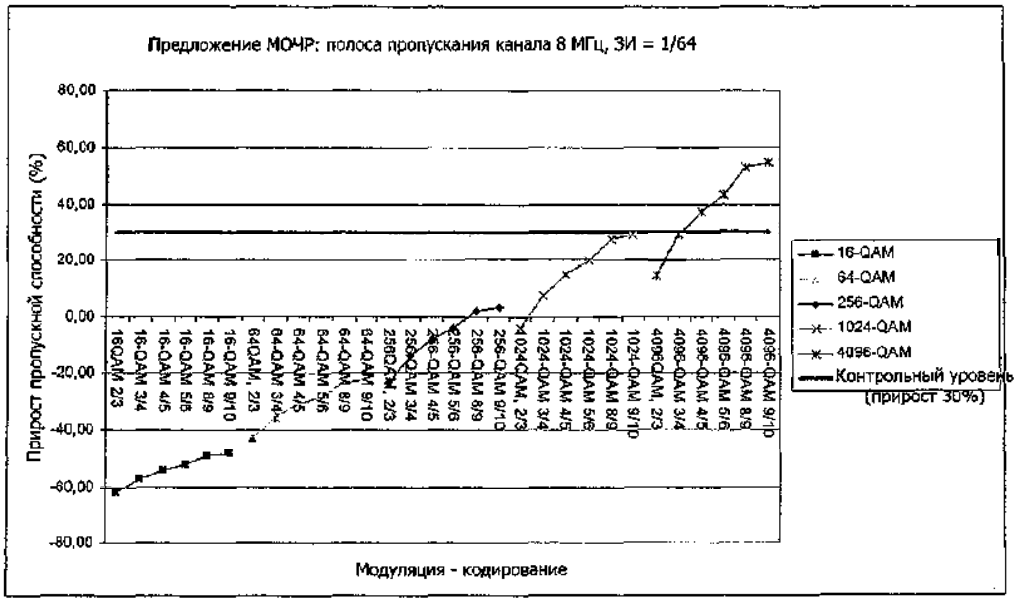
Фиг. 38



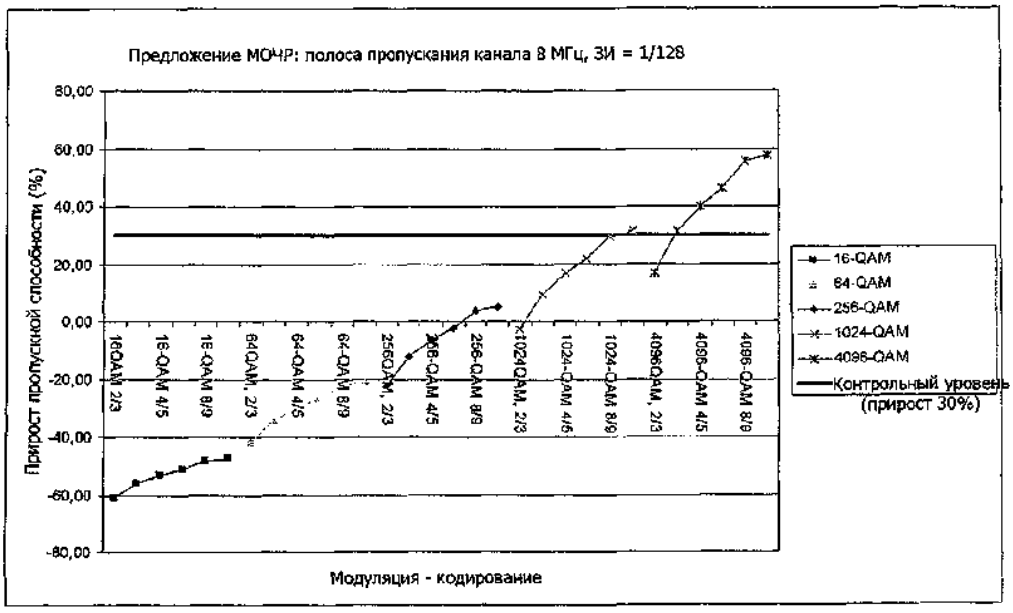
Фиг. 39



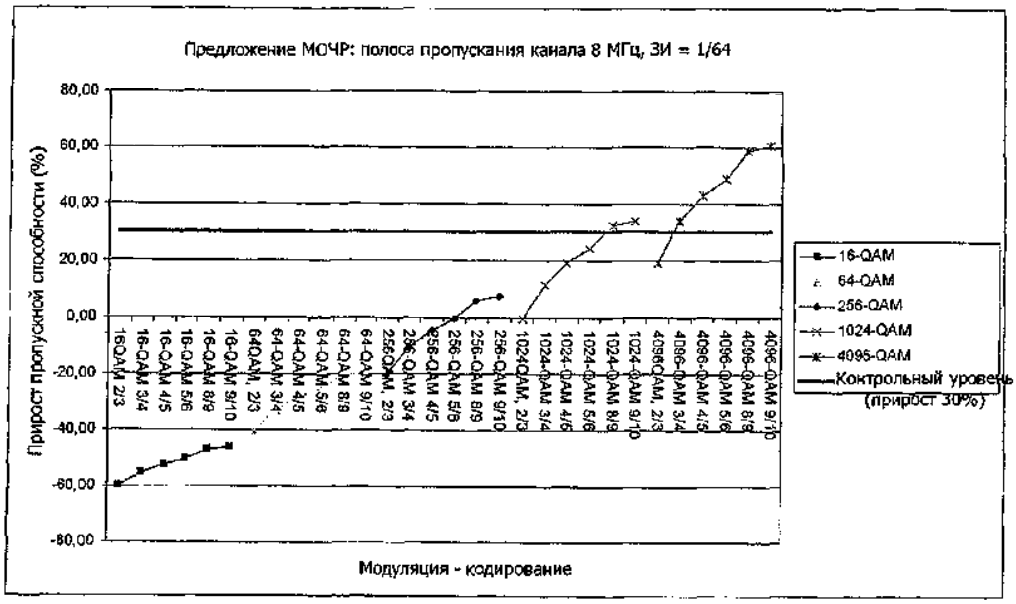
Фиг. 40



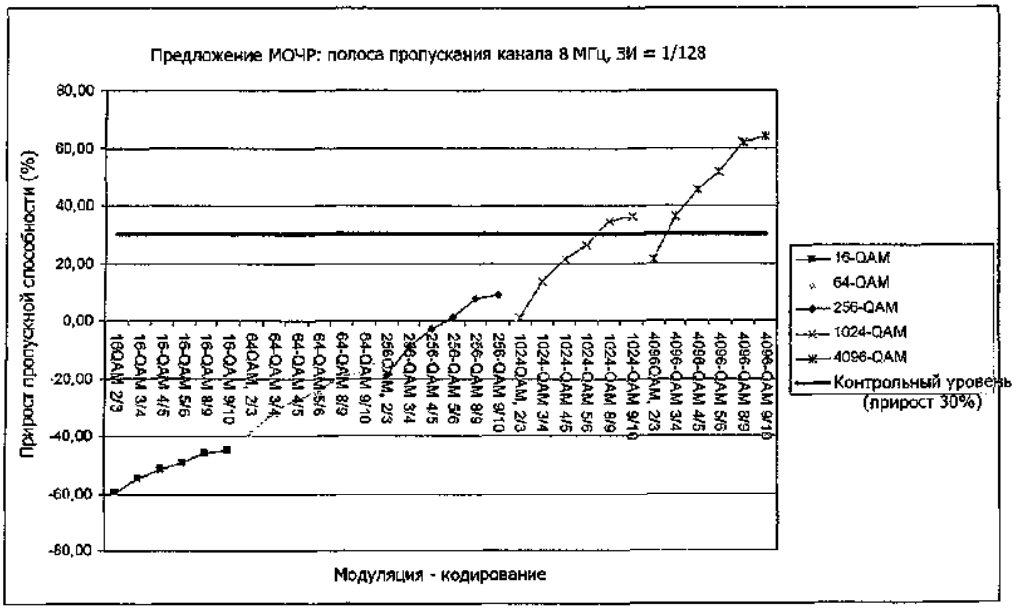
Фиг. 41


Предложение МОЧР: полоса пропускания канала 8 МГц, ЗИ = 1/128
Прирост пропускной способности (%)
80,00
60,00
40,00
20,00
0,00
-20,00
-40,00
-60,00
-80,00
16QAM 2/3
16-QAM 4/5
16-QAM 8/9
64QAM, 2/3
64-QAM 4/5
64-QAM 8/9
256QAM, 2/3
256-QAM 4/5
256-QAM 8/9
1024QAM, 2/3
1024-QAM 4/5
1024-QAM 8/9
4096QAM, 2/3
4096-QAM 4/5
4096-QAM 8/9
16-QAM
64-QAM
256-QAM
1024-QAM
4096-QAM
Контрольный уровень (прирост 30%)
Модуляция - кодирование

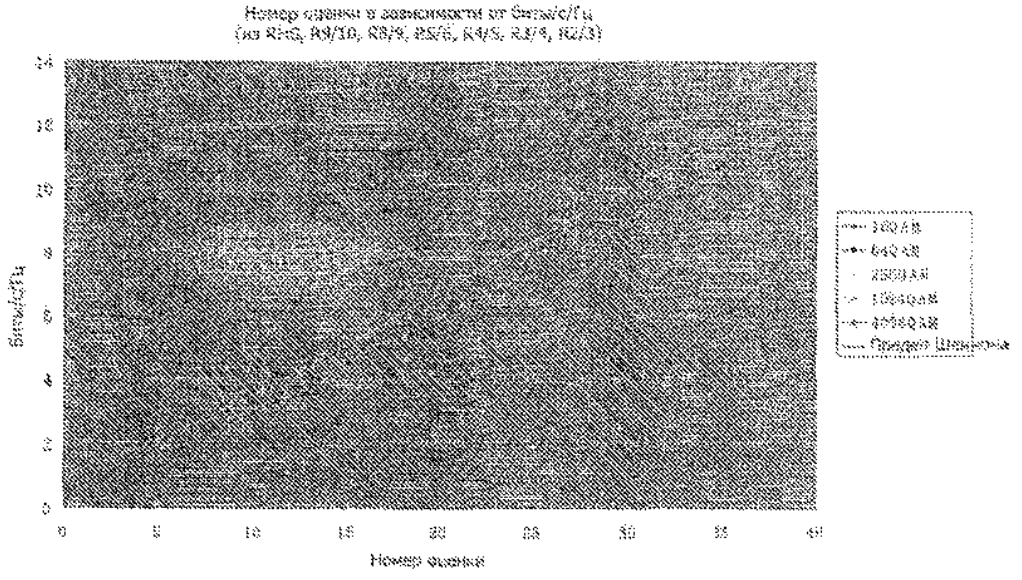
Фиг. 42


Предложение МОЧР: полоса пропускания канала 8 МГц, ЗИ = 1/64
Прирост пропускной способности (%)
80,00
60,00
40,00
20,00
0,00
-20,00
-40,00
-60,00
-80,00
16QAM 2/3
16-QAM 3/4
16-QAM 4/5
16-QAM 5/6
16-QAM 8/9
16-QAM 9/10
64QAM, 2/3
64-QAM 3/4
64-QAM 4/5
64-QAM 5/6
64-QAM 8/9
64-QAM 9/10
256QAM, 2/3
256-QAM 3/4
256-QAM 4/5
256-QAM 5/6
256-QAM 8/9
256-QAM 9/10
1024QAM, 2/3
1024-QAM 3/4
1024-QAM 4/5
1024-QAM 5/6
1024-QAM 8/9
1024-QAM 9/10
4096QAM, 2/3
4096-QAM 3/4
4096-QAM 4/5
4096-QAM 5/6
4096-QAM 8/9
4096-QAM 9/10
16-QAM
64-QAM
256-QAM
1024-QAM
4096-QAM
Контрольный уровень (прирост 30%)
Модуляция - кодирование

Фиг. 43


Предложение МОЧР: полоса пропускания канала 8 МГц, ЗИ = 1/128
Прирост пропускной способности (%)
80,00
60,00
40,00
20,00
0,00
-20,00
-40,00
-60,00
-80,00
16QAM 2/3
16-QAM 3/4
16-QAM 4/5
16-QAM 5/6
16-QAM 8/9
16-QAM 9/10
64QAM, 2/3
64-QAM 3/4
64-QAM 4/5
64-QAM 5/6
64-QAM 8/9
64-QAM 9/10
256QAM, 2/3
256-QAM 3/4
256-QAM 4/5
256-QAM 5/6
256-QAM 8/9
256-QAM 9/10
1024QAM, 2/3
1024-QAM 3/4
1024-QAM 4/5
1024-QAM 5/6
1024-QAM 8/9
1024-QAM 9/10
4096QAM, 2/3
4096-QAM 3/4
4096-QAM 4/5
4096-QAM 5/6
4096-QAM 8/9
4096-QAM 9/10
Модуляция - кодирование
16-QAM
64-QAM
256-QAM
1024-QAM
4096-QAM
Контрольный уровень (прирост 30%)

Фиг. 44


Номер сервиса

Фиг. 45

CN101322322B

Method and system for signal reconstruction from spatially and temporally correlated received samples

Abstract

A method and system for reconstructing a user's received signal based on knowledge of the user's transmitted signal to yield efficient interference cancellation when there is spatial and/or temporal correlation in the received signal. The invention may be applied to the cancellation of pilot, decoded data and overhead signals. The method may involve a linear combination of the received samples across time, e.g., at a per-chip or sub-chip resolution, and across antennas, and build upon previous work in that the tap weights need not be the sole functions of the de-spreader outputs in the RAKE receiver.

Classifications

H04L1/1607 Details of the supervisory signal
View 9 more classifications

China

Download PDF Find Prior Art Similar

Other languages

Chinese

Inventor

J·B·索里亚加
N·布杉
候季雷
陈靖胡
J·E·斯密

Worldwide applications

2006 US ~~CN~~ WO JP KR ~~EP~~ *TW*

Application CN2006800456484A events

2005-12-06

Priority to US74812805P

2005-12-06

Priority to US60/748,128

2006-08-09

Priority to US11/501,972

2006-08-09

Priority to US11/501,972

2006-12-05

Application filed by 高通股份有限公司

2006-12-05

Priority to PCT/US2006/061633

2008-12-10

Publication of CN101322322A

2013-11-13

Application granted

2013-11-13

Publication of CN101322322B

Info

Patent citations (163)

Cited by (26)

Legal events

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet

Global Dossier

Discuss

Description

Be used for making the method and system of signal reconstruction from the relevant sampling of receiving of room and time

Priority request under 35U.S.C. § 119

The application requires the quilt that on December 6th, 2005 submitted to quote the commonly assigned U.S. Provisional Application No.60/748 that is entitled as " METHODS AND SYSTEMS FOR SIGNAL RECONSTRUCTION FROM SPATIALLY AND TEMPORALLY CORRELATED RECEIVED SAMPLES " that includes in this, 128 priority.

Background

Field

The present invention relates generally to wireless communication system, relate in particular to be used to providing from the relevant sampling of receiving of room and time and make the method and system of useful signal reconstruct.

Background

Communication system can provide communicating by letter between all base stations and all accessing terminal (AT).Forward link or be that down link refers to from base station to the transmission that accesses terminal.Reverse link or be that up link refers to from the transmission of the base station that accesses terminal.Each access terminal given time depend on its whether active and whether be in soft can be on forward direction and reverse link and one or more base station communications in changing hand.

Wireless communication system is widely disposed a plurality of users to be provided various types of communications (for example, voice, data etc.).This type systematic can be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), frequency division multiple access (FDMA) or other multiple access technologies.Cdma system presents some desirable features, comprises the power system capacity of increase.Cdma system can be designed to realize one or more standards, such as IS-95, IS-856, W-CDMA, TD-SCDMA and other standards.

Along with wireless communication system makes every effort to provide diversified service under High Data Rate even more to the growing user of number, wherein intrinsic to effectively alleviate disturb and other artefacts to guarantee service quality and to keep the challenge that expectation is handled up.

Brief Description Of Drawings

With illustrating that accompanying drawing is set forth, the application's feature, essence and advantage can be clearer and more definite from following.The signable same or analogous object of identical reference numbers and symbols.

Fig. 1 illustrates a kind of have several base stations and several wireless communication system that accesses terminal.

Fig. 2 illustrates can be in the transmitter architecture of the place of accessing terminal of Fig. 1 realization and/or an example of process.

Fig. 3 illustrates and can locate the receiver process that realizes and/or an example of structure in the base station of Fig. 1.

Fig. 4 illustrates another embodiment of base station receiver process or structure.

Fig. 5 illustrates a general example of the power division of three users in the system of Fig. 1.

Fig. 6 shows an example of the even time migration distribution of doing for the asynchronous traffic interference cancellation of the user's achieve frame with equal transmit power.

Fig. 7 illustrates pilotaxitic texture and the forward link automatic repeat request channel that reverse link data packets is used.

Fig. 8 illustrates the memory that divides into groups across 16 complete time slots.

Fig. 9 A illustrates a kind of traffic interference cancellation method, and lifting an example is the order interference cancellation (SIC) that has without postponing the decoding feature.

Fig. 9 B illustrates the device of the method for execution graph 9A a kind of.

Figure 10 illustrate in the situation that to decoded subgroup do interference cancellation (IC) one interweave in succession the subgroup receiver sampling buffering after arriving.

Figure 11 illustrates a kind of overhead channels structure.

Figure 12 A illustrates a kind of then method of executive overhead IC (OIC) and traffic IC (TIC) in the lump of pilot tone IC (PIC) of at first carrying out.

Figure 12 B illustrates the device of the method for execution graph 12A a kind of.

Figure 13 A illustrates a kind of variant of the method in Figure 12 A.

Figure 13 B illustrates the device of the method for execution graph 13A a kind of.

Figure 14 A illustrates a kind of method of carrying out association type PIC, OIC and TIC.

Figure 14 B illustrates the device of the method for execution graph 14A a kind of.

Figure 15 A illustrates a kind of variant of the method in Figure 14 A.

Figure 15 B illustrates the device of the method for execution graph 15A a kind of.

Figure 16 illustrates a kind of transmission system model.

Figure 17 illustrates the example response that composite type transmits and accepts filter.

Figure 18 A and 18B illustrate the example based on the channel estimating (reality and imaginary component) of the multipath channel of the estimation at each place in three RAKE rake pin places.

Figure 19 A and 19B illustrate the example of channel estimating of the improvement of the despreading of doing based on the RAKE rake pin with data chips.

Figure 20 A illustrates and a kind ofly in the RAKE rake pin, postponing to sentence the data chips that regenerates, carrys out the method for despreading.

Figure 20 B illustrates the device of the method for execution graph 20A a kind of.

Figure 21 A and 21B illustrate an example using under chip x 2 resolutions even isolated sampling to estimate compound channel.

Figure 22 A illustrates data chips that a kind of use regenerates and estimate the method for compound channel under even resolution.

Figure 22 B illustrates the device of the method for execution graph 22A a kind of.

Figure 23 illustrates a kind of close-loop power control and gain under fixed overhead subchannel gain and controls.

Figure 24 is a kind of variant that the power under fixed overhead subchannel gain is controlled and gain is controlled of Figure 23.

Figure 25 illustrates the example that the power under fixed overhead subchannel gain is controlled.

Other are similar to Figure 24 controlling except having overhead gain for Figure 26.

Figure 27 illustrates the only a kind of variant of DRC overhead gain control that has of Figure 26.

Figure 28 illustrates coordinate diagram actual and channel impulse response (CIR) reconstruct.

Figure 29 A illustrates a kind of method of carrying out iteration IC with iteration rake pin delay accommodation.

Figure 29 B illustrates the device of the method for execution graph 29A a kind of.

Figure 30 illustrates coordinate diagram reality, reconstruct and CIR improvement.

Figure 31 and 32 illustrates separately in the example and the result that have Fu Jing (fat-path) situation lower channel to estimate.

Figure 33 and 34 illustrates separately in the example and the result that do not have rich footpath situation lower channel to estimate.

Illustrate

Any embodiment that describes herein not must be better than or surpass other embodiment.Although provided various aspects of the present disclosure in accompanying drawing, these accompanying drawings must be not draw in proportion or be depicted as all-embracing.

Fig. 1 illustrates wireless communication system 100, and it comprises system controller 102, base station 104a and 104B and a plurality of 106a-106h of accessing terminal.System 100 can have an arbitrary number system controller 102, base station 104 and access terminal 106.The various aspects of the present disclosure that the following describes and embodiment can realize in system 100.

Accessing terminal 106 can be mobile or static, and may be interspersed within the communication system 100 of Fig. 1 everywhere.Access terminal and 106 can be connected to or realize in the computing equipment such as laptop PC etc.Alternatively, accessing terminal can be self-contained data equipment such as personal digital assistant (PDA) etc.Accessing terminal 106 can refer to various types of equipment, such as telephone, radio telephone, cell phone, laptop computer, radio communication personal computer (PC) card, PDA, external or internal modem etc.Accessing terminal can be by by wireless channel or pass through wire message way-

--for example using optical fiber or coaxial cable---communication provides any equipment of data connectivity to the user.Access terminal various titles can be arranged, such as mobile radio station, access unit, subscriber unit, mobile device, mobile terminal, mobile unit, mobile phone, travelling carriage, distant station, remote terminal, remote unit, subscriber equipment, subscriber's installation, portable equipment etc.

System 100 provides communication for several cellular cells, and wherein each cellular cell is by 104 services of one or more base stations.Base station 104 also can be described as a part, modem pool transceiver (MPT) or the B node of base station transceiver system (BTS), access point, access network (AN).Access network refers to provide the network equipment of packet switched data network (for example, internet) and all data connectivity between 106 that accesses terminal.

Forward link (FL) or be that down link refers to from base station 104 to accessing terminal 106 transmission.Reverse link (RL) or be that up link refers to from 106 104 the transmission to base station that access terminal.

Base station 104 can be with a data transfer rate of selecting from a different set of data transfer rate to the 106 transmission data that access terminal.Access terminal and 106 can measure the signal to interference and noise ratio (SINR) of the pilot signal that base station 104 sends and determine that base station 104 is to these 106 ideal data rates that transmit data that access terminal.Access terminal and 106 can be to base station 104 send data request channel or bit-rate control (DRC) message to base station, 104 to notify this desirable data transfer rate.

System controller 102 (also referred to as base station controller (BSC)) can provide coordination and control to all base stations 104, and can be further to calling out, be routed to all accessing terminal via base station 104 and 106 control.System controller 102 can further be coupled to public switch telephone network (PSTN) and via packet data serving node (PDSN), be coupled to packet data network via mobile switching centre (MSC).

Communication system 100 can be used one or more communication technologys, such as code division multiple access (CDMA), IS-95, also claim High Data Rate (HDR) as The High Rate Packet Data air interface specification " High Rate Packet Data (HRPD), CDMA 1x Evolution-Data Optimized (EV-DO), 1xEV-DV, wideband CDMA (W-CDMA), global mobile

communication system (UMTS), time-division synchronization CDMA (TD-SCDMA), OFDM (OFDM) of stating clearly in TIA/EIA/IS-856 etc.Details are provided the example that the following describes so that clear understanding.The theory that provides herein also can be applicable to other system, and example of the present invention not means restriction the application.

Fig. 2 illustrates can be in the access terminal transmitter architecture of 106 places realization and/or the example of process of Fig. 1.Function shown in Fig. 2 and assembly can be realized by the combination of software, hardware or software and hardware.Can add other functions to Fig. 2 uses as the supplementary of the function shown in Fig. 2 or substitutes.

Data source 200 provides data to encoder 202, and the latter comes encoded data bits so that encoded data chips to be provided with one or more encoding schemes.Each encoding scheme can comprise the coding of one or more types, such as the coding of cyclic redundancy check (CRC) (CRC), convolutional encoding, Turbo coding, piece coding, other types or fully without coding.Other encoding schemes can comprise automatic repeat request (ARQ), hybrid ARQ (H-ARQ) and incremental redundancy repeat techniques.Dissimilar data can be encoded with different encoding schemes.Interleaver 204 interweaves the coded data bit with to anti-fading.

The data that modulator 206 modulation are encoded, interweaved are to generate modulated data.The example of modulation technique comprises binary phase shift keying (BPSK) and Quadrature Phase Shift Keying (QPSK).Modulator 206 also can repeat the modulated data sequence, perhaps the code element punch unit several bits in code element of can boring a hole.Modulator 206 also available Walsh covers (that is, Walsh code) and expands modulated data and form data chips.Modulator 206 also can be with data chips and pilot chip and MAC chip time division multiplexing with the generated code laminar flow.Modulator 206 also can use pseudo noise (PN) expander to expand this stream of chips with one or more PN codes (for example, short code, long code).

Base band-radio frequency converting unit 208 can convert baseband signal to radio frequency (RF) signal for via antenna 210, transmitting to one or more base stations 104 on wireless communication link.

Fig. 3 illustrates can be in the receiver process of the base station of Fig. 1 104 places realization and/or an example of structure.Function shown in Fig. 3 and assembly can be realized by the combination of software, hardware or software and hardware.Can add other functions to Fig. 3 uses as the supplementary of the function shown in Fig. 3 or substitutes.

One or more antennas 300 receive from one or more reverse link modulated signals of 106 of accessing terminal.A plurality of antennas can provide the space diversity of harmful path effects of antagonism such as decline etc.Each signal that receives is provided for corresponding each receiver or RF-baseband conversion unit 302, the data sampling that the signal that latter's conditioning (for example, filtering, amplification, down-conversion) and digitlization receive is received signal to generate this.

But these signals that receive of demodulator 304 demodulation are to provide the code element that recovers.For Demodulation by (1) channelizing through the sampling of despreading with the data that will receive and pilot tone segregation or channelizing to its code channel separately, and (2) come the data of coherent demodulation channel to provide demodulating data to attempt recovering transfer of data with the pilot tone that recovers.Demodulator 304 can comprise for storage and cushioned for 316 (also claiming rear end RAM (BERAM) or demodulated symbol RAM) about rake receiver 314 and the demodulated symbol receiving sampling buffering 312 (also claiming associating front end RAM (FERAM) or sampling RAM), be used for despreading and process a plurality of signal examples of all users'/access terminal the sampling of receiving signal.A plurality of demodulated symbols buffering 316 can be arranged with corresponding to this a plurality of users/access terminal.

Deinterleaver 306 deinterleavings are from the data of demodulator 304.

Decoder 308 decodable codes this demodulating data with recover through the decoding 106 data bits that transmitted that access terminal.Decoded data can be provided for data trap 310.

Fig. 4 illustrates another embodiment of base station receiver process or structure.In Fig. 4, the user's who successfully decodes data bit is imported into interference reconstruction unit 400, and this element 400 comprises encoder 402, interleaver 404, modulator 406 and filter 408.Encoder 402, interleaver 404 and modulator 406 can be similar to encoder 202, interleaver

204 and the modulator 206 of Fig. 2.Filter 408 forms the user's who has decoded sampling under the FERAM resolution---for example from chip-rate, become 2 * chip-rate.The user who has decoded is removed or cancellation immediately to the contribution of FERAM from FERAM 312.

Although the interference cancellation at 104 places, base station is described below, concept herein also can be applied to accessing terminal 106 or communication system in any other constituent element.

The traffic interference cancellation

The capacity of CDMA reverse link may be subject to the restriction of the interference between all users because the signal that different user transmits in base station or BTS 104 places be not quadrature.Therefore, the technology of the interference between all users of reduction will improve the systematic function of CDMA reverse link.Described herein be used for realizing expeditiously for such as The technology of the interference cancellation of the senior cdma system of 1xEV-DO revised edition A etc.

The user of each DO revised edition A transmits traffic, pilot tone and overhead signal, and all these will cause interference to other users.As shown in Figure 4, at BTS 104 place's restructural signals and it is deducted from FERAM 312.The pilot signal that transmits is known at BTS 104 places and can carrys out reconstruct based on the knowledge about this channel.Yet, at first demodulated and detect in BTS 104 place's overhead signal (such as reverse rate index (RRI), data request channel or bit-rate control (DRC), data source channel (DSC), confirm (ACK)), and the data-signal that transmits is demodulated, deinterleaving and decoding to be to determine the expense and the traffic chip that are transmitted.Based on the chip of determining about the transmission of a given signal, reconfiguration unit 400 can carry out the contribution of reconstruct to FERAM 312 based on channel knowledge subsequently.

Can repeat and be processed into a plurality of corresponding " subgroups " by encoder 202, interleaver 204 and/or modulator 206 from the bit in the packet of data source 200 transmits to feed to BTS 104.If BTS 104 receives the signal of high s/n ratio, the first subgroup may comprise is enough to the information that supplies BTS 104 to decode and derive original data packet.For example, the packet from data source 200 can be repeated and be processed into 4 subgroups.User terminal 106 sends the first subgroup

to BTS 104.BTS 104 from then on first subgroup that receives be correctly decoded and derive the possibility of original data packet may be relatively low.But, along with BTS 104 receives the information that second, third and the 4th subgroup and combination are derived from each subgroup that receives, decode and the possibility of deriving original data packet has just improved.In case BTS 104 is correctly decoded out original packet (for example, using CRC or other error-checks), BTS 104 just sends a confirmation signal to stop sending subgroup to user terminal 106.User terminal 106 is with first subgroup that can send a new grouping.

The reverse link of DO revised edition A adopts H-ARQ (Fig. 7), and each 16 time slot grouping therein are broken into 4 subgroups and with the formula structure that interweaves that 8 time slots are arranged between all subgroups that interweave with one, transmit.In addition, different user/access terminal 106 can start it and transmit on different boundary of time slot, so 4 time slot subgroups of different user arrive base station or BTS place asynchronously.Asynchronism is described below for the effect of H-ARQ and CDMA and for the high efficiency design of the interference cancellation receiver of H-ARQ and CDMA.

Depend on from the gain of interference cancellation all signals are removed from FERAM 312 order.Disclose herein and related to based on traffic-pilot tone (T2P) than, effective SINR or decoding probability (and in the situation that CRC by deducting) user's the technology of decoding.Disclose herein and be used for the various ways of again having attempted other users' demodulation code after having removed some users from FERAM312.Do from BTS FERAM 312 user therein that interference cancellation can be realized taking into account such as EV-DO revised edition A etc. expeditiously and transmit the asynchronous system of pilot signal, control signal and telephone traffic signal with hybrid ARQ.The disclosure also can be applicable to EV-DV distribution version D, W-CDMA EUL and

Traffic interference cancellation (TIC) can be defined in a user and be correctly decoded out (Fig. 4) and remove afterwards the subtracting property interference cancellation of this user's data to the contribution of FERAM 312.With such as Some in the practical problem that TIC on the actual cdma system of EV-DO, EV-DV and W-CDMA etc. is associated obtain in this article specific aim and solve.Have in these problems and manyly have user's asynchronism and this fact of H-ARQ causes because of real system.For example, Wittingly in time equably the spread user data

frame in case excessive delay is arranged in backhaul network.The distribution version D of the revised edition A of EV-DO, EV-DV and the EUL of W-CDMA also use the H-ARQ that can introduce more than one possible data lengths.

Multiuser Detection is the main algorithm category that TIC is included into, and it refers to attempt by allowing that high performance any algorithm is carried in the detection of two different users alternately.The TIC method can relate to successively interference cancellation or the i.e. sequentially mixing of interference cancellation (SIC) and parallel interference cancellation (PIC).SIC refer to sequentially to decode all users and utilize the user's that early decoding goes out data to carry high performance any algorithm.PIC makes a general reference decode simultaneously all users and deduct simultaneously the user that all decode.

TIC can be different from PIC.A difference between TIC and PIC is that the pilot signal that transmits is that receiver is known in advance completely.Therefore, PIC only uses channel estimating with regard to the contribution to the received signal of deductible pilot tone.Second main difference be transmitter and receiver mutual nearly on traffic channel by H-ARQ mechanism.Receiver is not know the data sequence that is transmitted the user is arranged before successfully being decoded.

Similarly, it is desirable removing overhead channel from FERAM in a kind of technology that is called overhead interference cancellation (OIC).Overhead channel can't be removed before base station or BTS 104 know the overhead data that transmits, and then the overhead data that transmits again forms Overhead Message by decoding and determine.

Successively interference cancellation has defined class methods.The chain rule demonstration of mutual information, under ideal conditions, successively interference cancellation can reach the heap(ed) capacity of access channel.Its essential condition is that all users are all frame synchronization and channel each user can only have insignificant error ground to be estimated.

Fig. 5 illustrates a vague generalization example of three users' (user 1, user 2, user 3) power distribution, all users synchronously transmit frame (frame from all users is received simultaneously) therein, and each user transmits under same data rate.Each user is used specific transmitting power by

instruction, and for example, user 3 launches under the power that equals substantially noise; User 2 launches under the power of the power plus noise that equals substantially user 3; And user 1 launches under the power of user's 3 plus noises equaling substantially user 2 and add.

Receiver carrys out processing signals by the descending of transmitting power.From k=1 (user 1 with peak power), receiver is attempted decoding for user 1.If successfully decoded, the channel estimating based on user 1 forms and deducts its contribution to the received signal.This can be called as the frame synchronous sequential interference cancellation.Receiver is proceeded to process until for all users, attempt decoding.Each user has identical SINR after the interference cancellation of all users' that before decoded successively interference cancellation.

Unfortunately be that this way may be very responsive to decode error.If single high-power user---such as user 1---is not correctly decoded out, the SINR of all subsequent user may seriously demote so.These all users that may hinder after this point are out decoded.Another shortcoming of this way is that it requires all users, at the receiver place, specific relative power is arranged, and this is difficult to guarantee in fading channel.

Frame asynchronism and interference cancellation, for example

Suppose to make wittingly user's vertical shift interlaced.This frame asynchronous operation has several benifits to system on the whole.For example, the disposal ability at receiver place and the network bandwidth will have use more uniformly to distribute thus in time.Relative with it, the frame synchronization between all users requires bursting of a burst of disposal ability and Internet resources at the place, end of each frame boundaries, because all users will the while end of packet.Under the frame asynchronism, BTS 104 the user the earliest rather than user with maximum power time of advent that can at first decode.

Fig. 6 shows an example of the even time migration distribution of doing for the asynchronous TIC of user's achieve frame with equal transmit power.Fig. 6 just described user 1 frame 1 want decoded before the snapshot at a flash.Go out because frame 0 is decoded and be that all users have done cancellation, so it illustrates to beat hacures (user 2 and 3) contribution of disturbing.Generally speaking, this way makes to disturb and is reduced to 1/2.By TIC, removed before half frame in decode users 11 that disturbs.

In another embodiment, the user in Fig. 6 can refer to customer group, for example customer group 1, customer group 2, customer group 3.

If a benifit of asynchronism and interference cancellation is that between all users, relative symmetry---it wants the words of similar data transfer rate on power level and error statistic meaning.Generally speaking, under the order interference cancellation that equates under user data rate, last user is received and also extremely depends on all successful decodings front user with low-down power.

Asynchronism, hybrid ARQ and interweave, for example EV-DO revised edition A

Fig. 7 illustrates pilotaxitic texture (for example, in 1xEV-DO revised edition A) and the FL ARQ channel that the RL packet is used.Every one interweave (interweave 1, interweave 2, interweave 3) comprise upper staggered fragment of one group of time.In this example, each fragment is that 4 time slots are long.During each fragment, a user terminal can transmit to base station a subgroup.Have three strands to interweave, and each fragment is that 4 time slots are long.Thus, in interweaving, given one, between end of a subgroup and the middle next son grouping that interweaves with one initial, 8 time slots are arranged.This gives decode this subgroup and to transmitter relaying one ACK or Negative Acknowledgement (NAK) of receiver time enough.

Hybrid ARQ has utilized the time change of fading channel essential., if channel conditions is good for 1,2 or 3 subgroup, so only use those subgroups can decode this Frame, and receiver send an ACK to transmitter.This ACK command transmitter does not send remaining subgroup, but in the situation that expectation starts a new grouping.

Realize the receiver architecture of interference cancellation

Under TIC, the user's who has decoded data be reconstructed and deduct (Fig. 4) thus the interference that the removable user's who has decoded of BTS 104 data cause other users.The TIC receiver can be equipped with two circulating memory: FERAM 312 and BERAM 316.

The sampling that FERAM 312 storing receiveds arrive (for example, under 2 * chip-rate) and public by all users.Non-TIC receiver will only use the FERAM (allowing the delay in demodulating process) of 1-2 the time slot of

having an appointment, because the deduction of traffic or overhead interference does not occur.In the TIC of the system for having H-ARQ receiver, FERAM can be across many time slots---40 time slots for example, and the user's who has been decoded by deduction by TIC interference is upgraded.In another configuration, FERAM 312 can have across the length of not attaining complete packet, such as the length in period at the initial end to a subsequent subpacket in this grouping across one subgroup from a grouping.

BERAM 316 storage as by the rake receiver 314 of demodulator generate receive bit through demodulation code element.Each user can have a different BERAM, because through demodulation code element, be by to do despreading because of the different PN sequence of user and across all RAKE rake pins, to make up to obtain.TIC and non-TIC receiver all can use BERAM 316.BERAM 316 in TIC is used in the situation that FERAM 312 no longer is not stored in the demodulated symbol of the previous subgroup of FERAM 312 across all subgroup storages.BERAM 316 or can be when decoding occurring attempt or can be whenever there being time slot to be updated when FERAM 312 withdraws from.

Be used for choosing the method for FERAM length

Disposal ability, the transmission bandwidth from the memory to the processor, the delay of system and the various balances between performance as requested of the large I of BERAM 316 and FERAM 312 are chosen.Generally speaking, use shorter FERAM 312, the benifit of TIC will be restricted, because the oldest subgroup will can not be updated.On the other hand, shorter FERAM 312 makes the number of times of demodulation, deduction reduce and transmits bandwidth and reduces.

Under the interweaving of revised edition A, the grouping of 16 time slots (4 subgroups, each subgroup transmits in 4 time slots) will be across 40 time slots.Therefore, can guarantee with the FERAM of 40 time slots a user is removed from all affected time slots.

Fig. 8 illustrates the 40 time slot FERAM 312 that divide into groups across EV-DO revised edition A 16 complete time slots used.When receiving new subgroup, just with all that are stored in FERAM 312, can come the decoding trial is done in this grouping with subgroup.If successfully decoded, so just come from the contribution of FERAM 312 these groupings of cancellation

by reconstruct and the contribution of deducting all constituent element subgroups (1,2,3 or 4).For DO revised edition A, the FERAM length of 4,16,28 or 40 time slots respectively will be across 1,2,3 or 4 subgroup.The length of the FERAM that realizes at the receiver place can be depending on that the needs of various different user time of advent are considered, supported to complexity and to the reform ability of demodulation code of the user in previous all vertical shifts.

Fig. 9 A illustrates a kind of general TIC method, and lifting an example is the order interference cancellation that has without postponing the decoding feature.Other enhancings will be described below.This process starts from and starts frame 900 and proceed to choose to postpone frame 902.In SIC, choosing delay frame 902 can be omitted.In frame 903, BTS 104 chooses a user (or a customer group) at those in the middle of the user who stops a subgroup in current time slots.

In frame 904, demodulator 304 according to selected user's expansion and scramble sequence, with and constellation size carry out this user's of demodulation the sampling that is stored in the subgroup in some or all of time slices in FERAM 312.In frame 906, decoder 308 use are stored in the previous demodulated code element in BERAM 316 and through the FERAM of demodulation, sample to attempt decoding this user grouping.

In frame 910, decoder 308 or another unit can determine whether this user's grouping is successfully decoded, namely whether has passed through error checking and correction---such as the error checking and correction that uses CRC.

, if this user grouping is decoded unsuccessfully, 106 beam back a NAK to accessing terminal in frame 918., if this user grouping is correctly decoded out, 106 sends ACK and carry out interference cancellation in frame 912--914 to accessing terminal in frame 908.Frame 912 regenerates this subscriber signal according to the signal, channel impulse response and the transmission/receiving filter that have decoded.Frame 914, from FERAM 312 these users' of deduction contribution, reduces its interference to not yet decoded user thus.

No matter decode failure or success, receiver all moves to next and wants decoded user in frame 916.When all users having been carried out decoding and attempt, be inserted into a new time slot in FERAM 312 and to next time

slot whole process repeated.Sampling can be write in FERAM 312 in real time, i.e. the sampling of 2 * chip-rate can be written in every 1/2 chip.

Fig. 9 B illustrates a kind of device of device 930-946 with the method for execution graph 9A that comprise.Device 930-946 in Fig. 9 B can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

Be used for choosing the method for decoding order

Frame 903 is indicated TIC or can sequentially be applied to each user or can be applied to concurrently customer group.Along with the group looks increasing, implementation complexity may reduce, but the benifit of TIC also may reduce, unless iteration TIC as described below.

The user is organized into groups accordingly and/or the criterion that sorts can change according to type and the available processes ability of channel variation rate, traffic.Good decoding order can comprise at first decode the most useful for removing and decoded those users out of most probable.Can comprise for the criterion of reaching maximum gain from TIC:

A. magnitude of load and T2P:BTS 104 can be according to the magnitude of load users that organizes into groups or sort, and by from have high transmit power namely the user of the highest T2P order that plays the user with minimum T2P decode.Decoding and remove high T2P user from FERAM 312 has maximum benifit, because they have caused the interference of largest portion to other users.

Can first decode user with higher SINR of B.SINR:BTS104 decodes and has the user of low SINR, because it is higher to have the decoded possibility that goes out of the user of higher SINR.Also the user with similar SINR can be grouped in together.In the situation of fading channel, when running through grouping and be all the time, SINR becomes, therefore can calculate equivalent SINR to determine just suitable sequence.

C. time: BTS 104 can first decode " older " grouping (that is, at BTS 104 places, having received those groupings of its more subgroup) decode again " newer " grouping.This selection reflects for given T2P ratio and ARQ termination purpose, often increases progressively a subgroup and decodes just larger this supposition of possibility of grouping.

Be used for again attempting the method for decoding

Whenever there being the user to be correctly decoded out, its interference contribution is just deducted from FERAM 312, has increased thus the potential possibility that is correctly decoded out all users that share some time slots.The previous failed user of repeated attempt decoding is favourable, because their being seen interference may significantly descend.Choose and postpone frame 902 and select time slot (current or passing) as the benchmark of decoding and IC.Choose the user who stops a subgroup in the time slot that subscriber frame 903 will be chosen in selected delay.Choosing of postponing can be based on following option:

A. current decoding indication is in case attempted in decoding and FERAM 312 having next time slot can be with the option that just moves on to next (in the future) time slot to all users.In this case, each each user of processed time slot is attempted decoding once, and this will be corresponding to interference cancellation successively.

B. iterative decoding attempt each processed slot decoder user once more than.Reach for the second time the subsequent decoding iteration and will benefit from the cancellation of the user's who has decoded on previous all iteration interference.Iterative decoding is in the situation that have a plurality of users without IC ground can the output gain by parallel decoding between two parties.Under the pure iterative decoding on current time slots, choosing delay frame 902 will be only to select simply same time slot (that is, postponing) repeatedly.

C. backward decoding: all subgroups of receiver demodulation are also attempted based on can be with subgroup this grouping of decoding corresponding to all of a grouping in demodulation FERAM.The grouping of the subgroup that stops (that is, the user in the present frame skew) is arranged afterwards in current time slots, the grouping that before receiver can be attempted decoding formerly, in time slot, decoding is failed (that is, the user in before vertical shift) attempting decoding.Due to overlapping between all async users, the removing of the interference of all subgroups that stop in current time slots will promote the chance of all subgroups of decoding over.This process can be carried out iteration by recalling more multi-slot.Maximum delay in forward link ACK/NAK transmission can define backward decoding.

D. decode forward: attempting decoding after all have the grouping of the subgroup that stops in current time slots, first attempting it is decoded before

during the subgroup that receiver also can be complete the user with nearest is write FERAM.For example, receiver can have 3 time slots to attempt these users of decoding after being received in 4 time slots of the nearest subgroup of user.

Be used for upgrading the method for BERAM

In non-TIC BTS receiver, grouping is based on merely that the demodulated symbol that is stored in BERAM decodes, and FERAM only is used for carrying out decode users from youngest time slice.Under TIC, FERAM 312 is still accessed when receiver is attempted the new user of demodulation.But under TIC, FERAM 312 upgrades in the contribution that has the user to fall this user based on reconstruct and deduction after being correctly decoded.Consider for complexity, the FERAM buffer length of choosing less than grouping span (for example, across 16 time slot groupings in EV-DO revised edition A, needing 40 time slots) will be desirable.Along with new time slot is written in FERAM 312, they fall sampling the oldest in circular buffering with overwrite.Therefore, along with new time slot is received, the oldest time slot is just fallen by overwrite, and decoder 308 will use BERAM 316 to these old time slots.Even if should be noted that a given subgroup is arranged in FERAM 312, BERAM 316 also may be utilized for the up-to-date code element that demodulates of this subgroup storage demodulator (from FERAM 312, determining) as interweave and decode procedure intermediate steps.The renewal of BERAM 316 has two main options:

A. based on user's renewal: only with the decoding that this user is attempted, upgrade synergistically for a user BERAM 316.In this case, if the renewal to older FERAM time slot may benefit to a given user BERAM 316---this user is not suitable time decoded (that is, the FERAM time slot after renewal may be attempted just having skidded off FERAM 312 before decoding this user)

B. timeslot-based renewal:, in order to utilize fully the benifit of TIC, can be updated for all affected users' BERAM 316 when having time slot to withdraw from FERAM 312.In this case, the content of BERAM 316 comprises all interference deductions that FERAM 312 is done.

Be used for the method for having disturbed from because having missed subgroup cancellation that the ACK deadline arrives

Generally speaking, the extra process that TIC uses has been introduced delay in decode procedure, this use iterative scheme or use after particularly relevant during to scheme.This delay may be gone beyond and can be sent the maximum delay of ACK with the transmission that stops the subgroup relevant to same grouping to transmitter.In this case, receiver still can not only be deducted subgroup in the past but also those subgroups that deduction can be received in the near future because of the ACK that misses are used to the decoding of success by the data that use decodes.

Under TIC, the user's who has decoded data are reconstructed and deduct, thus the removable interference that it causes other users' subgroup in base station 104.Under H-ARQ, when having new subgroup to be received, just original packet is done decoding and attempt.If successfully decoded, for the H-ARQ with TIC, by reconstruct and deduct all constituent element subgroups, just can be from the contribution of this grouping of sampling cancellation of receiving.Depend on the complexity consideration, can carry out the interference of cancellation from 1,2,3 or 4 subgroup by the sampling of the longer history of storage.Generally speaking, IC or can sequentially be applied to each user and maybe can be applied to customer group.

Figure 10 illustrates three receiver sampling bufferings 312 on time instance: slot time n, n+12 time slot and n+24 time slot.For ease of explanation, the sub-thread that Figure 10 shows the subgroup that has three users in the comfortable same number of frames skew interference cancellation operation under H-ARQ that interweaves to give prominence to the key points.Receiver sampling buffering 312 in Fig. 1 O is across all 4 subgroups (can being realized by the buffering of 40 time slots, because between each 4 time slot subgroup, 8 time slots are arranged) for EV-DO revised edition A.The subgroup that does not decode illustrates with shade.The subgroup that has decoded illustrates and is eliminated with shadow-free in the buffering of 40 time slots.The arrival of another subgroup on each time instance interweaves corresponding to this strand.At slot time n, the subgroup of 4 storages of user 1 is successfully decoded, and from the nearest subgroup of user 2 and 3, decodes unsuccessfully.

At time instance n+12 time slot, (shadow-free) subgroup 2,3 that has decoded of user 1 and 4 interference cancellation, during this strand interweaves, in succession subgroup arrives thereupon.During time instance n+12 time slot, from the grouping of user 2 and 3, successfully decoded.

Figure 10 applies IC to the user that each group is in the same number of frames skew, but does not carry out successively interference cancellation in the group.In the group IC of classics, with all users in a group, can not see the mutual interference cancellation.Therefore, along with number of users in the group is more long larger, implementation complexity will reduce, but can loss be arranged because of the cancellation between all users in attempting lacking same group for same decoding.But, under H-ARQ, receiver will be after each new subgroup arrives all users in the trial solution code group, this permission realizes the mutual interference cancellation with all users in a group.For example, when user 1 the time that is grouped in, n decoded the time, this helps the time that the is grouped in n+12 of user 2 and 3 to decode, this further helps user 1 to decode at time n+24.When the ensuing subgroup of other users arrives, all subgroups that can the grouping that first cancellation early decoding goes out before again attempting it is decoded.Although key point is that the specific user may be always in same a group, their subgroup can be seen the IC gain when other group members decodes.

The association type interference cancellation of pilot tone, expense and traffic channel

The problem that this section specific aim solves relates to by estimate expeditiously to increase with the cancellation multi-user interference power system capacity of CDMA RL at the base station receiver place.Generally speaking, RL user's signal comprises pilot tone, expense and traffic channel.This section is described association type pilot tone, expense and the traffic IC scheme for all users.

Describe aspect two at this.The first, expense IC (OIC) is introduced into.On reverse link, from each user's expense, every other user's signal is played the effect of interference.For each user, total that the expense of using because of every other user causes is disturbed and may be formed very large percentage in total interference that this user experiences.Remove this add up to overhead interference can be on performance that PIC and TIC realize and capacity further the elevator system performance (for example, for 1xEV-DO revised edition A system) and increase reverse chain-circuit capacity.

Important between the second, PIC, OIC and TIC showed by systematic function and hardware (HW) design balance alternately.Described several

about how making up best the scheme of all these three kinds of cancellation processes.Some of them may have larger performance gain, and some may have more complexity advantage.For example, one of described scheme first removed all pilot signals before decoding any expense and traffic channel, then decoded in a sequential manner and all users' of cancellation expense and traffic channel.

This section is based on 1xEV-DO revised edition A system, and generally speaking be applicable to other cdma systems, such as W-CDMA, 1x and 1xEV-DV.

The overhead channel elimination method

Figure 11 illustrates the RL overhead channels structure, such as EV-DO revised edition A structure used.The overhead channel of two types is arranged: be used for to assist the RL demodulate/decode for one type, it comprises RRI (reverse rate index) channel and Auxiliary Pilot Channel (at magnitude of load, be 3072 bits or use when above); Another kind of type is used for promoting forward link (FL) performance function, and it comprises bit-rate control (DRC) channel, data source control (DSC) channel and confirms (ACK) channel.As shown in Figure 11, ACK and DSC channel are time-multiplexed on the time slot base.Ack channel only just transmits when confirmation is transmitted to same user's grouping on FL.

In the middle of all overhead channels, the data of Auxiliary Pilot Channel are that priori is known at the receiver place.Therefore, similar with primary pilot channel, need not any demodulation code for this channel, and Auxiliary Pilot Channel can carry out reconstruct based on the knowledge about this channel.The auxiliary pilot that reconstructs can be under the resolution of 2 * chip-rate, and can be represented as (on a fragment)

p f [2 n + δ f] = Σ μ = - M M c f [n - μ] w f , aux [n - μ] · G aux · (h f φ [8 μ - α f]) , n = 0 , . . . , 511

p f [2 n + δ f + 1] = Σ μ = - M M c f [n - μ] w f , aux [n - μ] · G aux · (h f φ [8 μ + 4 - α f]) , n = 0 , . . . , 511

The auxiliary pilot signal that formula 1 reconstructs

Wherein n is corresponding to chip x 1 sample rate, and f is rake pin number, c_fThe PN sequence, $w_{F,aux}$The Walsh code that is assigned to this Auxiliary Pilot Channel, G_{aux}The relative gain of this channel to dominant pilot, h_fThat the supposition that estimates is the channel coefficients of constant (or channel response) on a fragment, φ be filter function or namely transmit pulse and the convolution of the receiver low pass filter of chip x 8 resolutions (supposition φ at [MT_c, MT_c] in can not ignore), γ_fBe chip x 8 time migrations of this rake pin, α is wherein arranged $_f$=γ_fAnd

Comprise second group of overhead channel of DRC, DSC and RRI channel or by bi-orthogonal codes or by the simple form code, encode.Receiver one side, for each channel, at first with demodulated output and a threshold.If output is lower than this threshold value, statement is wiped and this signal is not done any reconstruct and attempt.Otherwise they are by the decoding of the maximum likelihood based on code element (ML) detector, and the latter can be in decoder 308 inside of Fig. 4.Decoded output bit is used for the corresponding channel of reconstruct as illustrated in fig. 4.The signal that these channel reconstructions are gone out is:

o f [2 n + δ f] = Σ μ = - M M c f [n - μ] w f , o [n - μ] · d o G o · (h f φ [8 μ - α f]) , n = 0 , . . . , 511

o f [2 n + δ f + 1] = Σ μ = - M M c f [n - μ] w f , o [n - μ] · d o G o · (h f φ [8 μ + 4 - α f]) , n = 0 , . . . , 511

The expense that formula 2 reconstructs (DRC, DSC and RRI) signal

Compare with formula 1, a new item d is arranged $_o$, it is the overhead channel data, $w_{F,o}$That Walsh covers, and G_{aux}Expression is with respect to the overhead channel gain of dominant pilot.

All the other overhead channels are ack channels of 1 bit.It can be through BPSK modulation, uncoded and repeat on half time slot.But this signal of receiver demodulation is also made hard decision to the ack channel data.This reconstruction signal model can be identical with formula 2.2.

The way of another kind of reconstruct ack channel signal supposes that demodulation and cumulative ack signal can be represented as after doing normalization:

y＝x+z,

Wherein x is the signal that transmits, and z be through the calibration variance be σ ^{2}Noise item.Thus, the log-likelihood ratio of y (LLR) is given and is:

L = ln Pr (x = 1 | y) Pr (x = - 1 | y) = 2 σ 2 y .

Formula 3

Thus, for doing reconstruct, the soft estimation of the bit that transmits can be:

x ^ = Pr (x = 1) · 1 + Pr (x = - 1) · (- 1) = exp (L) - 1 exp (L) + 1 = tanh (L) = tanh (2 σ 2 y) ,

Formula 4

Can be tabulated at this tanh function.The ack signal that reconstructs and formula 2 closely similar, but its difference be by Substituted d $_{0}$Generally speaking, this soft estimation and cancellation way should provide cancellation performance preferably, because receiver is not known these data and the method really, have not introduced confidence level.Generally speaking this way can be extended to above mentioned all overhead channels.But maximum a posteriori probability (MAP) detector obtains LLR for each bit complexity is exponential increase with the number of information bit in a code symbol.

A kind of high efficiency mode that realizes overhead channel reconstruct is that the overhead signal that a rake pin can decode each is done the ratio calibration with its relative gain, with the Walsh code, it is covered, and they are added together, the filter h φ filtering simultaneously of then with a PN sequence, doing expansion and by channel, calibrating.The method not only can have been saved computation complexity but also but purpose is realized deducting in save memory bandwidth ground.

Σ f c f d f · h f φ Become (Σ f c f d f · h f) φ

Formula 5

Association type PIC, OIC and TIC

Can carry out association type PIC, OIC and TIC to realize high-performance and to increase power system capacity.The decoding that PIC, OIC are different with TIC can the different systematic functions and the impact different on hardware design complexity of output with the cancellation order.

First make PIC and make together again OIC and TIC (the first scheme)

Figure 12 A illustrates a kind of PIC that at first carries out and then carries out together the method for OIC and TIC.After starting frame 1200, receiver is for derive channel estimating and carry out power and control of all users in frame 1202.Due to the pilot data of all users' use be at the BTS place known, in case therefore in PIC frame 1204 their channel estimated and they can be deducted.Therefore, all users' traffic channel and some overhead channel are observed less interference and can benefit from pilot tone cancellation the preceding.

Frame 1206 is chosen the user G that a group does not decode---and for example its grouping or subgroup are those users of current time slots boundary termination.Frame 1208-1210 executive overhead/traffic channel demodulation code.In frame 1212, the channel data that only successfully decodes will be reconstructed and from the FERAM 312 that all users share, deduct.Frame 1214 checks whether have more users to decode.Frame 1216 stops this process.

This decoding/reconstruct/cancellation can user be to next user in this group from the group with sequential system, and this can be called successively interference cancellation., with this way, benefit from decoding order user's early cancellation with the user in decoding order evening in a group.A kind of simplified approach is all users in same a group that at first decode, and then deducts simultaneously their interference contribution.The second way or scheme (being described below) allow the pipeline architecture that memory bandwidth is less and efficiency is higher.In these two kinds of situations, the user not at same boundary of time slot place, do not stop but therewith the overlapping grouping of group's grouping all benefit from this cancellation.This cancellation will account for the major part of cancellation gain in asynchronous system.

Figure 12 B illustrates a kind of device of device 1230-1244 with the method for execution graph 12A that comprise.Device 1230-1244 in Figure 12 B can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

Figure 13 A illustrates a kind of variant of the method in Figure 12 A.Frame 1204-1210 removes signal based on the initial channel estimation in frame 1202.The channel estimating of frame 1300 derivation based on datas or the channel estimating of optimization.The channel estimating of based on data can provide better channel estimating as described below.Frame 1302 is carried out residual error PIC, namely based on the optimization of the channel estimating in frame 1300, removes the estimation of the correction of this signal.

For example, consider that frame 1204-1210 has caused having removed initialize signal estimation (for example, pilot signal) P1[n from the sampling that receives].Then, based on the better channel estimating of deriving in frame 1300, the method forms the Signal estimation P2[n that revises].The method then can the sampling location from RAM 312 removes the P2[n of increment]-P1[n] difference.

Figure 13 B illustrates a kind of device that comprises device 1230-1244,1310,1312 methods with execution graph 13A.Device 1230-1244,1310 in Figure 13 B, 1312 can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

Make TIC (alternative plan) after first as PIC, remaking OIC

This alternative plan is similar to above-described Figure 12 A, any traffic channel of demodulation code again after first demodulated and decoding of the overhead channel that its difference is same a group user.This scheme is suitable for the non-formula system that interweaves, because do not force any strict ACK deadline.For the formula system that interweaves---DO revised edition A for example, in the traffic channel subgroup, therefore generally speaking the tolerable decoding delay of traffic channel subgroup is limited in several time slots (1 time slot=1.67ms) due to the ACK/NAK signal response.Therefore, if some overhead channels spread on the time range larger than this, this scheme will become infeasible.Particularly, on DO revised edition A, Auxiliary Pilot Channel and ack channel are be the short duration form and can be deducted before TIC.

Association type pilot/overhead/traffic channel cancellation (third party's case)

Figure 14 A illustrates a kind of method of carrying out association type PIC, OIC and TIC.After starting frame 1400, receiver is for derive channel estimating and carry out power and control of all users in frame 1402.Frame 1404 is chosen the user G that a group does not decode.Frame 1406 reappraises channel from pilot tone.Frame 1408-1410 attempts executive overhead/traffic channel demodulation code.1412 couples of all users of frame carry out PIC and only the user with the channel data that successfully decodes are carried out OIC and TIC.

(Figure 12 A) is different from the first scheme discussed above, is making channel estimating (frame 1402) for all users afterwards, and pilot tone is not deducted from FERAM 312 immediately, and this channel estimating is used to rate of doing work control as non-IC scheme.Then, for a group user who stops on same packet/subpacket border, the method is by decode to the graded execution sequence (frame 1408 and 1410).

For attempting the user who decodes, at first the method reappraises channel (frame 1402) from pilot tone.This pilot tone with demodulated while with the rate of doing work, controlling (frame 1402) compare the interference cancellation with overlapping those groupings of traffic packets to be decoded that goes out because of early decoding seen less interference.Therefore, the channel estimating quality is improved, and this is with the decoding of benifit traffic channel and cancellation performance.This new channel estimating is used to carry out traffic channel decoding (frame 1410) and some overhead channel decoding (frame 1408) (for example RRI channel in EV-DO).In case 1412 couples of users have completed this decode procedure at frame, the method is just from FERAM 312 these users' of deduction interference contribution, and this comprises its pilot channel and any expense/traffic channel that decodes.

Frame 1414 checks whether have more users to decode.Frame 1416 stops this process.

Figure 14 B illustrates a kind of device of device 1420-1436 with the method for execution graph 14A that comprise.Device 1420-1436 in Figure 14 B can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

Figure 15 A illustrates a kind of variant of the method in Figure 14 A.The channel estimating of frame 1500 derivation based on datas.Frame 1502 is carried out optional residual error PIC 13 A as shown in FIG..

Figure 15 B illustrates a kind of device that comprises device 1420-1436,1510,1512 methods with execution graph 15A.Device 1420-1436,1510 in Figure 15 B, 1512 can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

First and third party's case between balance

May seem that the first scheme compares and should have superior performance with third party's case because pilot signal is known at the BTS place, and in front cancellation they are justified.If suppose that these two schemes have identical cancellation quality, the first scheme will all surpass third party's case on all data transfer rates so.But, for the first scheme, the interference of seeing due to pilot channel estimation than traffic data demodulation see higher, the channel coefficients that estimates that therefore is used for reconstruct purpose (for pilot tone and expense/traffic) may more be added with and make an uproar.But for third party's case, because pilot channel estimation was just reformed before the traffic data demodulate/decode, so the being seen interference level of the channel estimating of this optimization and traffic data demodulation is identical.Thus, on average, the cancellation quality of third party's case may be better than the first scheme.

From the viewpoint of hardware designs, third party's case may be slightly better: the method can be with pilot tone and the expense that has decoded and traffic channel data phase adduction with they cancellations together, therefore, but this way save memory bandwidth.On the other hand, reappraising or can or can carrying out (from memory, reading on the meaning of sampling) together with the traffic channel demodulation with the overhead channel demodulation of pilot tone, do not increase the requirement of bandwidth of memory thus.

If suppose that the first scheme has the cancellation quality of third party's case 80% or 90%, balance to some extent between every user's data transfer rate is with respect to the gain on number of users so.Generally speaking, if all users are in the low data rate zone it is partial to get the first scheme, if be all high data rate users opposite.The method also can be in

case decode in the grouping of data and just from traffic channel, reappraise this channel.The cancellation quality should improve to some extent, because traffic channel is worked under the SNR that compares height (many) with pilot channel.

All overhead channels be in case can be removed (cancellation) by successful demodulation, and all traffic channels are in case by successful demodulation and decode and can be removed.Base station successful demodulate/decode of energy on certain time point goes out all expenses that access terminal and traffic channel is possible.If this situation (PIC, OIC, TIC) occurs, FERAM will only comprise residual error interference and noise so.Pilot tone, expense and traffic channel data can be eliminated by various different order, and for the subset that respectively accesses terminal, do cancellation.

A kind of way is to be once that a user carries out interference cancellation (combination in any of PIC, TIC and OIC) from RAM 312.Another kind of way is (a) cumulative a group user's reconstruction signal (any combination of PIC, TIC and OIC), and (b) then this group is carried out interference cancellation simultaneously.These two kinds of ways can be applied to any method disclosed herein, scheme and process.

For interference cancellation is improved channel estimating

The ability that reconstructs exactly the sampling that receives can affect the systematic function that realizes the cdma receiver of interference cancellation by reconstruct and each component of removing the data of transmission significantly.In RAKE receiver, multipath channel is to estimate by make the pilot filtering (that is, cumulative) that then the PN despreading do on just suitable a period of time about pilot frequency sequence.Thereby the length of pilot filtering usually be chosen for by cumulative more samplings improve estimate SNR with cumulative make so for a long time estimate SNR because of the time fluctuation of channel trading off between deteriorated.Then channel estimating from pilot filter output is used to the executing data demodulation.

Describe ground as above with Fig. 4, the method that realizes a kind of practicality of interference cancellation in cdma receiver is the contribution of chip x 1 stream of each transmission of reconstruct to (for example, chip x 2) FERAM sampling.This relates to the estimation of the overall channel

between definite stream of chips that transmits and transmitter chip and receiver sampling.Because the channel estimating from all RAKE rake pins just represents multipath channel itself, so overall channel is estimated also should take into account the existence of transmitter and receiver filtering.

This section discloses several and improves for realize interference cancellation in cdma receiver the technology that this overall channel is estimated.These technology can be applicable to 1xEV-DO, 1xEV-DV, W-CDMA.

For TIC is carried out in the grouping to correctly decoding, the receiver in Fig. 4 desirable from the information bit of decoder output and by recompile, again interweave, modulation again, again apply data channel gain and the expansion stream of chips of coming reconstruct to transmit again., in order to estimate the sampling of receiving for TIC with pilot channel estimation, will do convolution to the model that transmits the channel estimating to transmitter and receiver filter and RAKE receiver that stream of chips and the pilot PN sequence despreading of using by oneself obtain.

The data chips itself that reconstructs by use is made the channel estimating (on each RAKE rake pin postpones) that despreading can be improved and is used pilot channel estimation to replace.The channel estimating of this improvement is otiose for the data demodulates of grouping---because this grouping is correctly decoded out, but be used for merely the contribution of this grouping of reconstruct to front-end sampling.Adopt this technology, for each delays of these RAKE rake pins (for example, the resolution of chip x 8), the method can be carried out the sampling (being inserted into chip x 8 for example) that " despreading " receive and add up on just suitable a period of time with the stream of data chips that reconstructs.This will cause the channel estimating of improving, because traffic channel is (this traffic-pilot tone T2P is than the function that is data transfer rate) launched under the power higher than pilot channel.Utilize these data chips to estimate that for realizing TIC channel will cause the user of higher-wattage is had channel estimating more accurately, and these users need most just with high accuracy and carry out cancellation.

Except in each RAKE rake pin delay place, estimating multipath channel, this section has also been described a kind of channel estimation process of explicitly being estimated the combined effect of transmitter filter, multipath channel and filter for receiver.This estimation can be under the identical

resolution of the front-end sampling with over-sampling (for example, the FERAM of chip x 2).This channel estimating can come the despreading front-end sampling to gain to reach to obtain T2P on channel estimation accuracy by the transmission data chips that use reconstructs.The time span of these even isolated channel estimating can be chosen based on the information that postpones about all RAKE rake pins and to the prior estimate of the array response of transmitter and receiver filter.In addition, optimize these even isolated channel estimating from the Information Availability of all RAKE rake pins.

Figure 16 illustrates the model with the transmission system that transmits filter p (t), overall/composite channel h (t) (with respect to the multipath channel g that the following describes (t)) and filter for receiver q (t).This digital baseband of radio communication channel represents and can carry out modeling by L discrete multipath component

g (t) = Σ l = 1 L a l δ (t - τ l)

Formula 6

A at this multiple path amplitude $_l$, it has corresponding delay τ_lThe combined effect of transmitter and receiver filter may be defined as φ (t), at this

φ (t) = p (t) ⊗ q (t)

Formula 7

At this The expression convolution.The φ (t) that combination obtains often is chosen for and is similar to the raised cosine response.For example, exist And in derivative, this response is similar to the example φ (t) that shows in Figure 17.Overall channel is estimated to be provided by following formula

h ^ (t) = g (t) ⊗ φ (t) = Σ l = 1 L a l φ (t - &tau ; l)

Formula 8

Figure 18 A and 18B illustrate the example based on the channel estimating (reality and imaginary component) of the multipath channel of the estimation

at each place in three RAKE rake pins.In this example, actual channel is illustrated as solid line, and a |Provided by asterisk.Reconstruct (dotted line) is based in superincumbent formula 6 and uses a |RAKE rake pin channel estimating in Figure 18 A and 18B is based on pilot chip.

Replace pilot chip to do despreading in delay place of all RAKE rake pins with the data chips that regenerates

The quality of channel estimating has a direct impact the fidelity of reconstruct user contribution to the received signal.For the performance of the cdma system of lifting implementation interference cancellation, but user's the data chips that reconstructs is determined the channel estimating of improving.This will improve the accuracy of disturbing deduction.Can be described to relative with " pilot chip about user's transmission is done despreading " of classics " data chips about user's transmission is done despreading " for a kind of technology of cdma system.

The RAKE rake pin channel estimating of memory in Figure 18 A-18B is based on pilot chip.Figure 19 A and 19B illustrate based on RAKE rake pin and the example of channel estimating of doing the improvement of despreading with data chips, in this data chips, are with the power emission than the high 10dB of pilot chip.

Figure 20 A illustrates and a kind ofly in the RAKE rake pin, postponing to sentence the data chips that regenerates, carrys out the method for despreading.In frame 2000, rake receiver 314 (Fig. 4) with Pilot PN chip despreading front-end sampling to obtain RAKE rake pin value.In frame 2002, demodulator 304 executing data demodulation.In frame 2004, decoder 308 executing data decoding and check (CRC)s.In frame 2006, if CRC passes through, so unit 400 by recompile, again interweave, modulation and the data chips that come to determine transmits of expansion again again.In frame 2008, the data chips that unit 400 use transmit comes the despreading front-end sampling with in the improved channel estimating of each rake pin delay place.In frame 2010, the channel estimating that unit 400 use are improved is carried out the contribution to front-end sampling of reconstruct user's traffic and expense.

Figure 20 B illustrates a kind of device of device 2020-2030 with the method for execution graph 20A that comprise.Device 2020-2030 in Figure 20 B can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

Estimate compound channel with the data chips that regenerates under the FERAM resolution

Classical cdma receiver can be estimated in each RAKE rake pin delay place the complex value of multipath channel.Occuping receiver front end before RAKE receiver can comprise and be matched with transmitter filter (namely, p (t)) low pass filter for receiver (namely, q (t)). therefore, for making this reception function realize being matched with the filter of channel output, the own trial of RAKE receiver only is matched with multipath channel (that is, g (t)).Normally (for example, all rake pins be separated by at least one chip) driving in minimum separation requires from the independent time track loop of the delay of all RAKE rake pins.But physics multipath channel itself often has energy on the continuum that postpones.Therefore, a kind of method is at the lower estimation of resolution (for example, the FERAM of the chip x 2) compound channel (that is, h (t)) of front-end sampling.

In the situation that there is transmitting power to control on the CDMA reverse link, from the combination rake pin SNR of all multipaths and all receiver antennas, usually is controlled so as to and drops in particular range.This SNR scope can cause estimating to have relatively large estimate variance from the compound channel that the pilot chip through despreading is derived.Here it is, and why the RAKE receiver trial only locates to place the cause of rake pin at " crest " of energy delay distribution.But the T2P advantage of doing despreading with the data chips that reconstructs has been arranged, and compound channel is estimated just can obtain than g (t) and the model better h of the combined direct estimation that obtains (t) of φ (t) are estimated.

The channel estimation process explicitly of describing is herein estimated the combined effect of transmitter filter, multipath channel and filter for receiver.This estimation can be under the identical resolution of the front-end sampling with over-sampling (for example, the FERAM of chip x 2).This channel estimating can come the despreading front-end sampling to gain to reach to obtain T2P on channel estimation accuracy by the transmission data chips that use reconstructs.The time span of these even isolated channel estimating can be chosen based on the information that postpones about all RAKE rake pins and to the prior estimate of the array response of transmitter and receiver filter.In addition, optimize these even isolated channel estimating from the Information Availability of all RAKE rake pins.The

technology itself of noting this estimation compound channel is also useful, because do not require that design will use the prior estimate of φ (t).

Figure 21 A and 21B show an example using under the resolution of chip x 2 even isolated sampling to estimate compound channel.In Figure 21 A and 21B, data chips SNR is-4dB, its corresponding to-the pilot tone SNR of 24dB and the T2P of 20dB.This uniform channel is estimated to provide and only is used in the locational data chips of RAKE rake pin and compares better quality do despreading.Under high SNR, the effect limits of Fu Jing (" fatpath ") reconstruct exactly the ability of channel with RAKE rake pin position.This uniform sampling way is particularly useful when estimating SNR very high---this makes the situation of despreading corresponding to the data chips with high T2P---.When T2P was very high for the specific user, channel reconstruction fidelity was just very important.

Figure 22 A illustrates data chips that a kind of use regenerates and estimate the method for compound channel under even resolution.Frame 2000-2006 and 2010 and above-described Figure 20 A similar.In frame 2200, RAKE receiver 314 (Fig. 4) or another assembly postpone to determine the time span of massiveness based on the RAKE rake pin.In frame 2202, demodulator 304 or another assembly are determined the channel estimating of improving by the transmission data chips despreading front-end sampling that is used in delay place uniformly on just suitable time span.

Figure 22 B illustrates a kind of device that comprises device 2020-2030,2220,2222 methods with execution graph 22A.Device 2020-2030 in Figure 22 B can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

In superincumbent explanation, g (t) is wireless multipath channel itself, and h (t) comprises wireless multipath channel and transmitter and receiver filtering: namely

In superincumbent explanation, " sampling " can be under the speed of any arbitrariness (for example, twice of every chip), but " data chips " is one of every chip.

" data chips that regenerates " is by also describing the ground recompile as shown in the frame 2006 as Figure 20 A in the above, again interweaving, again modulate and again expand and form.On principle, " regenerating " is

to have simulated the process that information bit was located to live through at mobile transmitter (accessing terminal) originally.

" sampling that reconstructs " representative is stored in the sampling (for example, every chip is twice) in the single memory that is independent of FERAM 312 in FERAM 312 or receiver.Transmission data chips and channel estimating convolution form by (regenerating) in these samplings that reconstruct.

Word " reconstructs " and " regenerating " can be used interchangeably when providing or again having formed the data chips that transmits or the context that again forms the sampling that receives.Sampling or chip can be formed again, because " chip " forms again by recompile etc., the chip that use forms again and the effect (channel estimating) of including wireless channel in and transmitter and receiver filtering form again and " sampling " is based on.Word " reconstruct " and " regenerating " mean in essence reconstruct or again form.Technical as broad as long.An embodiment exclusively uses " regenerating " and " reconstruct " is used in sampling the data chip.Thus, receiver can have data chips and regenerates unit and sample reconstruction unit.

A suitable seat property is made in gain to the transmission subchannel on the reverse link of cdma system with interference cancellation feature Adjust

Multi-user interference is a restrictive factor in the CDMA transmission system, and any receiver technology of alleviating this interference will allow accessible throughput to show a marked increase.This section is described the technology of making accommodation for the transmission subchannel gain of the system to having the IC feature.

In rl transmission, each user transmits pilot tone, expense and telephone traffic signal.Pilot tone provides the synchronous of transmission channel and estimates.Overhead subchannel (such as RRI, DRC, DSC and ACK) is that MAC and traffic decoding are set up required.Pilot tone, expense and traffic subchannel have different requirements for SINR.In cdma system, single power is just controlled can do the adaptability adjusting to the transmitting power of pilot tone, and the power of expense and traffic subchannel has fixing gain with respect to pilot tone.When BTS be equipped with PIC, OIC, and during TIC, each sub-channels depends on that the order of all IC and cancellation ability see different interference levels.In this case,

the static relation between the subchannels gain can be damaged systematic function.

This section is described the new gain control strategy for all Different Logic subchannels on the system that realizes IC.These technology be based on such as the cdma system of EV-DO revised edition A etc. and also can be applied to EV-DV distribution version D, W-CDMA EUL and

Described technology realizes that by the gain that performance changes each subchannel adaptively of recording according on the packet error rate meaning power and gain on all different subchannels control.Purpose be to provide a kind of potential that allows to take full advantage of IC simultaneously again for the time transmission on the dispersivity subchannel that becomes reliable power and the gain control mechanism of robustness are provided.

Interference cancellation refer to logical sub-channel is decoded remove after going out these subchannels to the contribution of front-end sampling to reduce will be in the interference of other decoded after a while signals.In PIC, the pilot signal of transmission is known at the BTS place, and the pilot tone that receives uses channel estimating to reconstruct.In TIC or OIC, interference is by means of through this subchannel of decoded version reconstruct, the removing at the BTS place of the subchannel by receiving.

Current BTS (without the IC feature) controls the power E of pilot subchannel $_{cp}$To meet the error rate requirement in traffic channel.The power of traffic subchannel is relevant by an immobilisation factor T2P to pilot tone, and it depends on that load type and target stop target.It is to carry out by the close-loop power control mechanism that comprises interior ring and outer shroud that the adaptability of pilot power is regulated.Interior ring is intended to the SINR (E of pilot tone $_{cp}$/ N $_{t}$) remain on threshold level T, and this threshold level of exterior ring power control break T, for example group-based error rate (PER) is done this change.

When at receiver (Fig. 4) while locating to carry out IC, the adaptability of subchannel gains is regulated for system beneficial.In fact, because each subchannel is seen different interference levels, so their gains for pilot tone should correspondingly regulate to provide the performance of expectation as adaptability.This section can solve the problem that the gain of expense and pilot subchannel is controlled, and has described for T2P is made

accommodation to improve the technology of throughput of system by taking full advantage of IC.

Has the important parameter in the system of IC feature

Two parameters that can be conditioned are overhead subchannel gain and traffic-pilot tone (T2P) gain.When TIC enlivens, overhead subchannel gain can be increased (with respect to non-TIC) to allow between pilot tone and overhead performance that balance is more flexibly arranged.By the baseline G that comes annotation to use in current system with G, the new value of overhead channel gain will be:

$$G' = G \cdot \Delta_{G}$$

Formula 9

In non-IC scheme, the overhead/pilots subchannel is seen and the being seen identical interference level of traffic channel, and the T2P/G of certain ratio can give expense and traffic channel performance and pilot channel estimation with gratifying performance.When having used IC, interference level is different for overhead/pilots and traffic, and T2P can be reduced to allow this subchannel of two types that relevant performance is arranged.For given load, the method can make T2P be reduced to 1/ Δ with respect to the tabulation value $_{T2P}$To meet these requirements.By come annotation to be used for the baseline T2P of specific load in current system with T2P, the new value of T2P will be:

$$T2P' = T2P \cdot \Delta_{T2P}$$

Formula 10

The parameter Δ_{T2P}Can be quantized into one group of limited or centrifugal pump (for example ,-0.1dB to-1.0dB) and be sent to and access terminal 106.

Some values that can be held to control are traffic PER, pilot tone SINR and rise-over-thermal.Pilot tone SINR should not drop under the required minimum level of good channel estimating.Rise-over-thermal (ROT) is very important for the stability of guaranteeing power-controlled CDMA reverse link and link budget.In non-TIC receiver, ROT defines on the signal that receives.Generally speaking, ROT should remain within preset range to

allow good capacity/covering balance that the possibility of realization is arranged.

Rise-over-thermal is controlled

I_0The power of the input signal of indication receiver.Disturb and cause power to reduce from the signal cancellation that receives.I_0After ' indication IC in the average power of the input of demodulator 304 signal:

$I_0' \leq I_0$.

Formula 11

I_0' value can record from front-end sampling after front-end sampling is upgraded with IC.When having carried out IC, ROT is still very important for overhead subchannel, and should control ROT about a threshold value, namely will guarantee

ROT = I 0 N 0 < ROT thr ,

Formula 12

N wherein $_0$It is noise power.

But traffic and some overhead subchannel are also benefited from IC.The decoding performance of these subchannels is relevant to the rise-over-thermal that records after IC.Effectively ROT is IC signal power afterwards and the ratio of noise power.Effectively ROT can be controlled by a threshold value, that is,

ROT eff = I 0 ′ N 0 < ROT thr (eff) .

Formula 13

Under the immovable supposition of noise level, ROT $_{eff}$On constraint can be set fourth as equivalently I_0' on constraint:

I 0 ′ ≤ I 0 (thr) ,

At this Be corresponding to The signal power threshold value.

The fixed overhead gain techniques

When ROT increased, the SINR of pilot tone and overhead channel (it does not benefit from IC) reduced, thereby caused the potential increase of erasure rate.For this effect is compensated, maybe overhead channel gain can be improved fixed value maybe can be by improving overhead channel gain for the particular system situation as accommodation.。

The gain of having described overhead subchannel therein fixing technology for pilot tone.Proposed technology is made level and the Δ of pilot subchannel for each user $_{T2P}$Both accommodation.

At fixing Δ $_{G}$ The closed-loop control of under=0dB, T2P being carried out

Figure 23 illustrates E $_{cp}$And Δ $_{T2P}$And fixing Δ $_{G}$The close-loop power control of=0dB (PC) (frame 2308).To Δ $_{T2P}$And E $_{cp}$This first solution of accommodation comprise:

A. in, ring and outer shroud 2300,2302 can be carried out power with usual manner and control to realize E $_{cp}$Accommodation.Outer shroud 2300 receiving target PER and traffic PER.Interior ring 2304 receive threshold T 2302 and record pilot tone SINR and export E $_{cp}$

B. closed loop gain is controlled (GC) 2306 and is carried out the accommodation Δ based on the measurement of the interference to having removed $_{T2P}$Gain is controlled 2306 receptions and is recorded ROT and record ROTeff and export Δ $_{T2P}$Receiver is measured interference and the accommodation Δ that has been removed by the IC scheme $_{T2P}$

C. can be with Δ $_{T2P}$Be placed in message periodically to all in sector and access terminal and 106 send.

For carrying out Δ $_{T2P}$Accommodation, if IC after interference from I $_{0}$Dropped to I $_{0}$', T2P can be reduced following amount thus:

Δ T 2 P = I 0 ′ I 0 ≈ ROT eff ROT .

Formula 14

E $_{cp}$To increase (by PC, circulating 2304) as follows:

E cp ′ = I 0 I 0 (thr) E cp ,

Formula 15

This system will be in the situation that with/without the ratio of the total transmitting power of IC feature will be:

C = E cp (1 + G + T 2 P) E cp ′ (1 + G + T 2 P ′) ,

Formula 16

Overhead channel gain at this G.For large T2P value (for G), ratio C can be approximately:

C ≈ I 0 (thr) I 0 ′ .

Formula 17

For the estimation of effective ROT, effectively ROT changes rapidly because of the change of PC and channel conditions.Otherwise, Δ_{T2P}Reflect ROT_{eff}Slow change.Therefore, for Δ_{T2P}Choose, effectively ROT asks equal window to measure by means of the length of the signal to after IC.This asks equal window to have and doubles at least the power length of control update cycle.

<u>At fixing Δ_{G} The closed-loop control of under＞0dB, T2P being carried out</u>

Figure 24 and Figure 23 control the 2306 effective ROT of receive threshold and Δs except gain $_{G}$＞0dB (frame 2400) is outer is similar.This is used for Δ_{T2P}The replacement method of making accommodation is based on has to IC and non-IC system the requirement that identical cellular cell covers.E_{cp}It is identical being distributed in two kinds of situations.Acting on fully loaded system of IC is dual: i) the signal power I before IC $_{0}$Signal power with respect to the system without the IC feature will increase; Ii) due to the close-loop power control of controlling by PER, I_{0}' tendency is similar to signal power without the system of IC feature.Δ_{T2P}As get off to do accommodation:

Δ T 2 P = I 0 (thr) I 0 ′ ≈ ROT thr (eff) ROT eff .

Formula 18

<u>Based on ACK to Δ_{T2P} Control</u>

Figure 25 illustrates based on the ACK subchannel with fixed overhead subchannel gain E_{cp}And Δ_{T2P}PC (frame 2506).

To Δ_{T2P}Closed loop GC require to have feedback signal from BTS to AT, receive identical Δ at these all AT from BTS $_{T2P}$Broadcasted values.A kind of replacement solution is based on Δ_{T2P}Open loop GC 2510 and to the closed loop PC 2500,2504 of pilot tone.Closed loop pilot PC comprises interior ring 2504, and it is according to threshold value $T_0$2502 adjust E_{cp}Outer shroud control 2500 is subjected to the erasure rate of overhead subchannel---for example bit-rate control (DRC) subchannel error probability or the guidance of DRC erasure rate.When the DRC erasure rate surpasses a threshold value just with T_0Increase, but when the DRC erasure rate, just it is reduced gradually during lower than this threshold value.

Δ_{T2P}Make accommodation by the ACK forward subchannel.Particularly, by measuring the statistical of ACK and NACK, AT just can estimate the traffic PER (frame 2508) at BTS place.Gain is controlled 2510 and is comprised target traffic PER and record PER.Whenever PER during higher than a threshold value, just with Δ_{T2P}Increase, until T2P ' reaches the baseline value T2P of non-IC system.On the other hand, for lower PER, with Δ_{T2P}Reduce to take full advantage of the IC process.

Variable overhead gain techniques

A kind of further optimization of transceiver can be passed through not only to Δ_{T2P}Also overhead subchannel gain (G expense) is done to obtain for the accommodation of IC process.In this case, need an extra feedback signal.Δ_GValue can be quantified as from 0dB to 0.5dB.

Overhead gain based on interference power is controlled

Figure 26 and Figure 24 are similar except expense GC 2600 is arranged.A kind of method for overhead subchannel 2600 being made GC is based on the signal power that records after IC.In this case, supposed E_{cp}To provide the cellular cell identical with system without the IC feature to cover.Signal before IC has the power I of increase $_0$, and overhead gain compensates the interference of this increase.This realizes by arranging as the accommodation overhead gain of getting off:

Δ G = I 0 I 0 (thr) ≈ ROT ROT thr .

Formula 19

Δ_GCan be controlled to not drop to below 0dB, because this will be corresponding to reducing overhead subchannel power, and this is unlikely helpful.

This gain and power control scheme can comprise as shown in Figure 23 for E_{cp}Interior ring and outer shroud PC2304,2300, as described above for Δ_GGC loop 2600, for Δ_{T2P}Open loop GC 2306, Δ_{T2P}Be wherein to be increased during higher than a desired value whenever PER, and at PER, be reduced during lower than this target.Δ_{T2P}A greatest level be allowed to, it is corresponding to this grade of non-IC receiver.

Only the DRC overhead gain is controlled

Figure 27 illustrates the only DRC overhead gain that has of Figure 26 and controls a kind of variant of 2702.

Even when overhead subchannel gain has been made accommodation, to Δ_{T2P}Gain control 2700 and also can carry out with closed loop as described above.In this case, E_{cp}And Δ_{T2P}Controlled as in the scheme of Figure 23, and the accommodation 2702 of overhead subchannel gain is carried out by the DRC erasure rate.Particularly,, if DRC wipes higher than a threshold value, overhead subchannel gain 2702 is increased., overhead gain 2702 is reduced gradually during lower than a threshold value when the DRC erasure rate.

In the network of the many cellular cells in many sectors to the control of T2P

Due to Δ_{T2P}GC carry out on the cellular cell aspect, and AT 106 may be in soft changing in hand, so each sector may generate different accommodation requests.In this case, for the Δ_{T2P}AT that will send to Choosing of request can be considered various options.On the cellular cell aspect, a kind of method is can choose minimum T2P in the middle of fully loaded desired those T2P in sector reduce to reduce, that is,

Formula 20

Wherein It is the desired Δ_{T2P} of sector s AT can receive the difference request from each cellular cell, and also may adopt various criterions in this

case.A kind of method can be chosen the Δ corresponding to serving sector $_{T2P}$Communicate by letter the most reliably with it guaranteeing.

For cellular cell and at the AT place to Δ $_{T2P}$Choose, other selections also can be considered, and comprise requested minimum, maximum or mean value in worthwhile.

An important aspect is to make travelling carriage use T2P '=T2P * Δ $_{T2P}$And G '=G * Δ $_{G}$, at this Δ $_{T2P}$Based on I at the BTS place $_{0}$And I $_{0}$' measurement (and also may have Knowledge) calculate and Δ $_{G}$Also at the BTS place, calculate.When at the BTS place, having calculated these delta factors, they are by each BTS to all broadcasting that accesses terminal, and the latter correspondingly reacts.

Concept disclosed herein can be applied to the W-CDMA system, and it uses the overhead channel such as Dedicated Physical Control Channel (DPCCH), enhancement mode Dedicated Physical Control Channel (E-DPCCH) or High-Speed Dedicated Physical Control Channel (HS-DPCCH) etc.The W-CDMA system can be used Dedicated Physical Data Channel (DPDCH) form and/or enhanced dedicated physical data channel (E-DPDCH) form.

The W-CDMA system that disclosed herein being applied to has two kinds of different pilotaxitic textures---for example the 2ms delivery time is interval and 10ms delivery time interval---.Thus, front-end memory, demodulator and subtracter can be configured the one or more subgroups of city across the grouping with different delivery time intervals.

For TIC, traffic data can be sent with at least one in EV-DO distribution version 0 form or EV-DO revised edition A form by one or more users.

The concrete decoding order of describing herein can be corresponding to the order of demodulation code.Again the grouping of decoding should be to come from demodulation again, because demodulation converts interference cancellation to better decoder input from the process of the grouping of FERAM 312.

Postpone accommodation with the iteration rake pin and carry out the iteration interference cancellation

Estimate exactly multipath channel and then reconstruct the systematic function that will appreciable impact realizes the cdma receiver of interference cancellation (IC) scheme from the ability of a user's interference contribution.

In case grouping is arranged (is for example successfully decoded out, CRC passes through), just can utilize the channel estimating (DBCE) (replacement pilot frequency code element) of based on data code element the much accurate channel estimating of preassigned rake pin delay place is provided, because data symbols normally is launched under the power level more much higher than pilot frequency code element.But the DBCE algorithm is the way of every rake pin estimation and does not have the problem how the specific aim solution finds the delay of different multipaths to be offset.

In the multi-path environment of reality, many physical pathways that arrive are arranged usually in a chip.Under normal circumstances, DBCD estimates the channel coefficients of all rake pins skew place of appointment in the demodulating data path, and therein typically, rake pin is assigned in the skew that separates at least one chip and sentences and prevent that all rake pins from becoming relevant.Yet in case that data become is known, for the purpose of interference cancellation, receiver has the freedom that these rake pins is placed on the arbitrariness position.

In addition, some IC schemes may be estimated each the interference of each in these multipaths of then reconstruct concurrently of channel coefficients/remove in a user's all multipath independently.But, if two multipaths each other within several chips, the occasion of all carrying identical data at two multipaths so, the secondary lobe of a multipath or the energy of main lobe may be leaked in the main lobe of another multipath.Relevant (MPC) phenomenon of this multipath causes compatible departing to all channel values that estimate.This effect pedestrian B channel model based on ITU in Figure 28 carrys out diagram.Figure 28 illustrates coordinate diagram actual and channel impulse response (CIR) reconstruct.In Figure 28, the channel estimating that the circle representative is very compatible with the crest of actual CIR.But, the CIR that reconstructs because this departs from by on push away (with actual CIR, comparing).

The disclosure has been described with iteration rake pin delay accommodation algorithm and has been carried out iteration IC, and it can

be estimated better overall multipath channel impulse response and thereby can more effectively remove interference.

Figure 29 A illustrates according to an aspect of the present invention a kind of and carries out the method for iteration IC for postpone accommodation with the iteration rake pin.In frame 2900, the iteration of receiver wheel number is set as and equals 1 (iteration=1).In frame 2902, at l=1 ..., all predetermined rake pin of L ' postpones Each place in (for example, coming from the time tracking loops of demodulation process), receiver can be estimated signal to interference and noise ratio (SINR) The sum of the rake pin that L ' indication is assigned, it can be not equal to the sum of same user's multipath.Then this receiver exists these rake pins The meaning of intensity on from the strongest to be ranked into list the most weakly.

In frame 2904, receiver is carried out successively channel estimating (CD) and interference cancellation (IC) according to the sequence of all rake pins in this list to them, namely only have the interference of last rake pin to be removed from the sampling buffering, the channel estimating of next rake pin just can start.In addition, for a rake pin, if Receiver is not attempted this rake pin of cancellation so.

In frame 2906, receiver determines whether If yes, receiver just continues to proceed to frame 2908 so; Otherwise receiver stops this iteration IC and processes at frame 2922 places.

In frame 2908, iteration wheel number is incremented 1, and namely iteration wheel number is set as " iteration+1 ".In frame 2910, if iteration＞MaxItNum, receiver continues to proceed to 2912 so; Otherwise receiver continues to proceed to frame 2914.

In frame 2912, the interference that reconstructs is added up and is removed from the signal that receives on all rake pins.Then receiver completes this iteration IC process at frame 2922 places.

In frame 2914, to each rake pin l of L ', receiver is at first based on the channel estimating in previous round iteration formerly or based on the nearest available channel from always receiving signal, estimate to deduct this interference from every other rake pin for l=1.

In frame 2916,, for same rake pin, in its rake pin of using in the previous round iteration, postpone And M on each side adjacent skew (resolution of

chip x 8) located, and receiver calculates the amplitude of the channel estimating at that 2M+1 each place in skew.In frame 2918, receiver will have maximum channel and estimate that skew (coming from this 2M+1 skew altogether) of amplitude is made as new

In frame 2920, new at this Place, receiver is carried out CE and IC algorithm for this rake pin.

For above-described channel estimating (CE) step, for each given rake pin, receiver based on data code element is carried out channel estimating to obtain Fall its on duty with scaling factor α so that mean square error (MSE) minimize.α is chosen for

α = γ · N 1 + (γ · N) ,

Formula 21

At the SINR of the every rake pin of this γ indication, and

The N representative is based on its value of acquisition The length of the data symbols that adds up of quilt.

Should understand from the process of frame 2914 to 2920 and can repeat all rake pins, this moment, receiver turned back to frame 2908.

In frame 2922, this iteration IC process is completed.

Figure 29 B illustrates a kind of device of device 2930-2952 with the method for execution graph 29A that comprise.Device 2930-2952 in Figure 29 B can realize in the combination of hardware, software or hardware and software.

This algorithm has two piths: the first is attempted to remove in the channel coefficients that estimates and is sewed departing from from other multipaths because of side-lobe energy; Another is to improve that the rake pin estimate postpones and potentially may put more than one rake pin in a chip.This comes from the demodulating data path typically about the information that predetermined rake pin postpones.Therefore, these rake pins postpone usually each other from one more than chip.In addition, this algorithm can prevent from locking onto on the secondary lobe of a very strong multipath.

Figure 30 illustrates coordinate diagram reality, reconstruct and CIR improvement.Figure 30 shows based on proposed new algorithm, and the reconstruct CIR that has improved and actual CIR coupling must be much better.

The iteration that the same number of above-described algorithm supposition rake pin runs through all rounds is fixed.After having increased some Receiver Complexities, this receiver just can be searched for more rake pin after existing rake pin is removed.If these rake pins that new logo goes out reach certain intensity threshold, receiver just adds them in the list of tracked rake pin in the iteration way so, and improves further the IC performance thus.

These ways described herein applicable to CDMA RL (multiple access) and FL (supercomposed coding) both, and be applicable to Family and W-CDMA family.

Above-described iteration interference cancellation way can allow the rake pin delay of each rake pin delay place and the optimization of channel estimating.This way also allows receiver to put into more than one rake pin within a chip.This way can be with the rake pin delay estimation problem decoupling zero for demodulating data path and interference cancellation data path.

This way can be sewed departing from of causing for channel estimating removes because of the multipath secondary lobe by (1); (2) allow receiver to put more than one rake pin within a chip; (3) prevent from locking onto the secondary lobe in a strong footpath; And (4) identify more reliable path, provides the much better disposal of rich footpath channel (for example, the pedestrian B channel of ITU, motor vehicle A channel).

Embodiment disclosed herein relates to for providing radio communication to make the method and system of effective signal reconstruction from the relevant sampling of receiving of room and time.

The access network (AN) of describing herein can refer to the network portion of communication system, and can include, but is not limited to base station (BS), base station transceiver system (BTS), access point, modem pool transceiver (MPT), B node (for example, in the system of W-CDMA type) etc.

Access terminal (AT) that describe herein can refer to various types of equipment, includes, but is not limited to radio telephone, cell phone, laptop computer, radio communication personal computer (PC) card, personal digital assistant (PDA), external or internal modem etc.Accessing terminal can be any data equipment of by wireless channel or by wire message way (for example, by means of light or coaxial cable), communicating by letter.Access terminal various titles can be arranged, such as access unit, subscriber unit, mobile radio station, mobile device, mobile unit, mobile phone, travelling carriage, distant station, remote terminal, remote unit, subscriber equipment, subscriber's installation, portable equipment etc.Different accessing terminal can be included in system.It can be mobile or static accessing terminal, and can be dispersed in whole communication system everywhere.Access terminal and can communicate by letter with one or more access networks on forward link and/or reverse link at given time.Forward link (or being down link) refers to from access network to the transmission that accesses terminal.Reverse link (or being up link) refers to from the transmission of the access network that accesses terminal.

In some wireless communication systems (for example, the system of CDMA type), basic transceiver station is in the signal that receives on reverse link and comprises signal from a plurality of users, and these signals may interfering with each other and restriction system total capacity.Carry out interference cancellation by adopting by successively decoding, reconstruct and the signal of deducting each user, the capacity of reverse link just can be increased.Set about processing the situation of single antenna or without the effort of relevant many antenna scenario aspect.But to improve cancellation efficiency will be desirable by further taking into account the space of receiving in signal and time correlation.In addition, this type of way need not to be restricted to the channel estimating based on rake pin.

The receive sample relevant from room and time carries out signal reconstruction

Another aspect of the present invention relate to for whenever the user receive that signal has living space and/or this receives the computing technique of signal based on for example about the high efficiency interference cancellation of knowledge harvesting of this user's transmission signal, carrying out reconstruct during temporal correlation.Of the present invention this can be applied to the cancellation of pilot tone, (decoding) data and overhead signal on the one hand.This technology can relate to

respectively receiving sampling across the time (for example under the resolution of every chip or inferior chip) and across the linear combination of antenna, and to be based upon that tap-weights need not be singly on this previous achievement of function of the despreader output in RAKE receiver.

In other words, by adopting by successively decoding, reconstruct and the signal of deducting each user, carry out interference cancellation, the capacity of reverse link just can be increased.Previous achievement has been dealt with the situation of single antenna or the situation of many antennas of non-correlation.Yet in more general background, to improve cancellation efficiency will be possible by further taking into account as is further described the space of receiving in signal and time correlation.In addition, this technology need not to be restricted to the channel estimating based on rake pin.

The following describes Linear Estimation the vague generalization problem and a kind of for from space and/or the signal of receiving of time correlation carry out the method for signal reconstruction.Then derive complexity lower simplification technology and embodiment from the method for some certain scenarios.

Generally speaking, for (scalar) signal x of certain expectation, and certain vector y=[y of correlated observation value $_1$, y $_2$..., y $_N$] ^{T}, can form a Linear Estimation as follows:

x ^ = Σ n = 1 N w n y n ,

Formula 22

This estimation is arranged, weight selection w $_n$So that mean square error It will be desirable minimizing, and in the inner product of these two stochastic variables be＜a b 〉 =Eab *, and mould square is || a|| ^{2}=＜a, a 〉 .

Under the orthogonality principle known to those skilled in the art, this error meets orthogonality in weight Be to minimize in the situation of following formula,

< x , y i > = Σ n = 1 N w n < y n , y i > , For all i=1 ..., N.

Formula 23

In addition, this is applicable to certain the vector y=[y from the correlated observation amount $_1$, y $_2$..., y $_N$] ^{T}Estimate desired signal vector x=[x $_1$, x $_2$..., x $_M$] ^{T}Sight.

In this type of situation, optimum linearity estimates---for example by The estimation that provides---below the estimator weight meets one group in the situation that the orthogonality condition on each component makes mean square error Minimize,

Formula 24

Formula 24 can further be expressed as

WR(y, y)＝R(x, y).

Formula 25

Or namely At this apposition R (x, y)=Exy ^{H}Should understand, depend on the invertibity of R (y, y), may have more than one optimum W.

The receive sample relevant from room and time carries out the method for signal reconstruction

In one aspect of the invention, described in the vague generalization form of giving under the prerequisite fix on all M the samplings that the antenna place receives in the computing technique of each given user's of antenna place reconstruct contribution.Temporal analytical density in this situation can be chip every chip or inferior, and has considered multipath channel.In addition, the example of the reduced form of this computing technique of how deriving will be described for following situation: (1) have AWGN single footpath multi-antenna channel (with and how to be degenerated to the description of single antenna situation), (2) have and without the single antenna multipath channel in rich footpath.

In this vague generalization situation, the user of m antenna place expectation, contribute by to being

g (m) [k] = Σ l = 1 L h (m) , l [k] s [k - d l] , K=1 ..., N and m=1 ..., M.

Formula 26

Time index k can reflect resolution every chip or inferior chip, and

$H_{(m),\,l}[k]$ is the amplitude of l paths, and it postpones for d_l, receive at m antenna place, become in the time of may being.(this may be unknown for receiver.)

S[k] be the sequence that transmits, its can be consisted of data-, pilot tone- or expense-sequence succeeded by a sequence spreading.If k is corresponding to the resolution of inferior chip, s[k so] can further comprise the convolution with transmission and receiving filter.(this can generally be known at the receiver place, because transmit really filter, can very closely be mated.)

Definite number of path L may be unknown at the receiver place.But the number of delay and value thereof can obtain and can be corresponding to the hadron collection of total contribution of this user from searcher.

The one group of observed value that receives can be written as

$y_{(m)}[k]=g_{(m)}[k]+z_{(m)}[k],$, k=1 ..., N and m=1 ..., M.

Formula 27

Additive noise $z_{(m)}[k]$ can represent that signal, other cellular cells of receiving from every other user disturb and thermal noise.Can suppose this and $g_{(m)}[k]$ is incoherent.

Definition vector $g=[g_{(1)}[1] \ldots, g_{(1)}[N] \ldots, g_{(M)}[1] \ldots, g_{(M)}[N]]^T$, and define similarly vector $y=[y_{(1)}[1] \ldots, y_{(1)}[N] \ldots, y_{(M)}[1] \ldots, y_{(M)}[N]]^T$, to minimum Mean Square Error Linear Estimation of g can be

$\hat{g} = Wy$,

Formula 28

, $W=R(g, y)\,R(y, y)^{-1}$ wherein (as described above, as in the irreversible situation of R (y, y), can to find with other computational methods the solution of orthogonality condition WR (y, y)=R (g, y)).

Top matrix solution can further depend on inner product＜$y_{(m)}[k]$, $y_{(m')}[k']$〉 and＜$g_{(m)}[k]$, $y_{(m')}[k']$〉 calculating.Supposition based on zero correlation between the signal of desired user and interference plus noise signals, draw

$$<y_{(m)}[k],\ y_{(m')}[k']>=<g_{(m)}[k],\ g_{(m')}[k']>+<z_{(m)}[k],\ z_{(m')}[k']>$$

$$<g_{(m)}[k],\ y_{(m')}[k']>=<g_{(m)}[k],\ g_{(m')}[k']>$$

Formula 29

Should be noted that cross-correlation＜$y_{(m)}[k]$, $y_{(m')}[k']$〉 may not known for receiver.While being approximately broad sense steady (WSS) on specific lasting in the room and time correlation, but just the Application standard technology is estimated these values with regard to various hysteresis (k-k ') and antenna to (m, m ').

The value of desired user Signal cross correlation can be

< g (m) [k] , g (m ′) [k ′] > = Σ l = 1 L Σ l ′ = 1 L < h (m) , l [k] , h (m ′) , l ′ [k ′] > s [k - d l] s * [k ′ - d l ′] .

Formula 30

In this case, the room and time cross-correlation＜h of multipath component $_{(m),l}[k]$, $h_{(m'),l'}[k']$〉 may not be known at the receiver place, but can use sequence spreading and/or s[k] knowledge estimate---for example, relatively slow if this component changes lasting of considering, this up time is on average done this estimation.In case estimate this correlation, just can calculate＜$g_{(m)}[k]$, $g_{(m')}[k']$〉 because s[k] be known at the receiver place.

The vague generalization computing technique that the present invention is used for reconstruct desired user signal contribution can be summarized as follows:

1. estimate to receive the room and time correlation＜y of sampling $_{(m)}[k]$, $y_{(m')}[k']$〉.

2. estimate the room and time correlation＜h of channel coefficients $_{(m),l}[k]$, $h_{(m'),l'}[k']$〉.

3. the room and time correlation＜g of calculation expectation subscriber signal $_{(m)}$[k], g $_{(m')}$[k ']〉 (according to formula 30).

4. construct R (g, y) and R (y, y), and from WR (y, y)=R (g, y). solve restructuring matrix W.

5. calculating the subscriber signal that reconstructs is

Single footpath multi-antenna channel under every chip resolution

In some sights, above-described calculating can further be simplified, and for example, is in the sight of the static single footpath multi-antenna channel under every chip resolution so.

In this case, the specific user in the contribution at m antenna place can be

g $_{(m)}$[k]=h $_{(m)}$S[k], k=1 ..., N and dawn m=1 ..., M.

Formula 31

Time index take chip as unit at this k, h $_{(m)}$Static (for lasting N) fading coefficients, and s[k] be taken as through growth data or pilot signal.Can suppose | s[k] |=1 and s[k] be known at the receiver place.

The one group of observed value that receives can be

y $_{(m)}$[k]=g $_{(m)}$[k]+z $_{(m)}$[k],, k=1 ..., N and m=1 ..., M.

Formula 32

For oversimplifying, all k=1 ..., the additive noise z of N $_{(m)}$[k] can further be modeled as the zero-mean signal that distributes independently, identical.Can suppose this additive noise and g $_{(m)}$[k] is incoherent.

, for building this Linear Estimation, express and be sampled as y[k at time k across receiving of all antennas]=[y $_{(1)}$[k] ..., y $_{(m)}$[k]] ^{T}To be beneficial, and also have g[k similarly]=[g $_{(1)}$[k] ..., g $_{(m)}$[k]] ^{T}, z[k]=[z $_{(1)}$[k] ..., z $_{(m)}$[k]] ^{T}And h=[h $_{(1)}$..., h $_{(m)}$] ^{T}This Linear Estimation can be expressed as thus

g ^ [k] = Σ j = 1 N W j [k] y [k] , k = 1 , . . . , N .

Formula 33

Matrix $W_j[k]$ can represent for the weighting matrix of estimating to determine when the desired signal at time k place the contribution of the sampling of at time j place, across all antenna receptions, arriving.

Based on some appropriate supposition and this new annotation, across the noise of antenna and Fading correlation separately the form of available apposition R (h, h) and R (z, z) express.Optimum W_jThe solution of [k] can be thus

$$W j [k] = 1 N s * [j] s [k] R (h , h) (R (h , h) + R (z , z) N) - 1 .$$

Formula 34

Then the corresponding Linear Estimation that draws the desired user signal can be expressed as

$$g ^ [k] = s [k] N R (h , h) (R (h , h) + R (z , z) N) - 1 \Σ j = 1 N s * [j] y [j] .$$

Formula 35

Above indication optimal estimation at time k place in this sight may be the despreader (rightmost summation) that moves respectively across all antennas matrix multiplication succeeded by M * M.For this single antenna situation, this further is reduced to

$$g ^ [k] = s [k] N (| h | 2 | h | 2 + \σ 2 / N) \Σ j = 1 N s * [j] y [j] .$$

Formula 36

<u>Single antenna multipath channel under inferior chip resolution</u>

In another aspect of the present invention, the sight that the above is used for the single antenna multipath channel of generalized method under inferior chip resolution of signal reconstruction can be simplified.More specifically, the simplified model that has a single antenna of additivity multipath can be expressed as

g [k] = Σ l = 1 L h l s [k - τ l] , , K=1 ..., N and m=1 ..., M.

Formula 37

In this case, k is the time index take the chip multiple as unit, and s[k] be taken as encoded data or pilot signal further with transmitting-receiving pulse convolution.If the transmitting-receiving pulse is φ [k]---wherein k is reflected in the d times of sampling under the chip frequency, so At this x[k] be the coded sequence without sampling.Here the important point is, for interval closely path (be τ_l-τ_{l-1}Near a chip interval), the existence of φ [k] can cause conventional decoding technology to provide bad channel path estimation.These intervals path closely can be collectively referred to as Fu Jing.

In in high SNR field, simplifying given method for the vague generalization situation is possible rich footpath is made compensation.That is despreader output can be defined (in one group of very little delay) for as follows

c [τ] = Σ k = 1 N x * [k - τ] y [k] , τ = - T , . . . , T .

Formula 38

Note, under ideal conditions and personal attendant's machine coded sequence, this despreader output (or being correlated series) should equal It is the channel multi-path convolution of pulse therewith.Thus, follow the method collection of vague generalization situation as described above, can prove that the least-squares estimation to this multipath (has coefficient to postponing τ) can be calculated as follows

h ^ (- T) h ^ (- T + 1) . . . h ^ (T) = (Φ H Φ) - 1 Φ H c [- T] c [- T + 1] . . . c [T] , Wherein

Formula 39

Then can be with this Estimation of multipath channel and x[k] convolution to be to provide Although do not illustrate in figure, despreading can be used y=[y[1] ..., y[N]] ^{T}The matrix premultiplication represent, thereby right Whole estimation procedure can be written as Wy.Should be noted that this simple implementation makes mean square error in form Minimize.

Finally, top calculating can be restricted to the tap of peanut very to reduce complexity (that is, the scale of matrix inversion).For example, the channel for tapped delay a, b and c, estimating 3 taps, can use

h ^ (a) h ^ (b) h ^ (c) = (Φ H Φ) - 1 Φ H c [- T] c [- T + 1] . . . c [T] , Wherein

Φ = φ [- T - a] φ [- T - b] φ [- T - c] φ [- T - a + 1] &ph i; [- T - b + 1] φ [- T - c + 1] . . . . . φ [T - a] φ [T - b] &p hi; [T - c] .

Formula 40

, at this, only need 3 * 3 matrix inversion.In addition, even if tap is not to be seated in desirable position ($a \neq \tau$ for example $_1$, $b \neq \tau_2$, $c \neq \tau_3$), the pseudoinverse technology also will attempt as far as possible closely mating despreader output.The robustness of this way in the diagram of Figure 31-34 for having and without the channel in rich footpath, further illustrating.Particularly, Figure 31 and 32 illustrates example and the result of estimating at the situation lower channel that Fu Jing is arranged separately, and Figure 33 and 34 illustrates example and the result of estimating without the situation lower channel in rich footpath.The rake pin position is taken as 3 the highest crests, and is that they are sequentially chosen and be constrained to spaced apart at least 7 samplings (that is, by Greedy, searching for acquisition).

Embodiment disclosed herein provides from the relevant sampling of receiving of room and time and has carried out some embodiment of signal reconstruction.Also have other examples and realization.The various embodiment that disclose realize in can and being equipped with other receiver apparatus of a plurality of antennas at AN (or BTS), AT.

Those skilled in the art it will be appreciated that, information and signal can be with any expressions the in various different technologies and skill.For example, running through data, instruction, order, information, signal, bit, code element and the chip that top explanation may be addressed all the time can be represented by voltage, electric current, electromagnetic wave, magnetic field or magnetic particle, light field or light particle or its combination in any.

Those skilled in the art can further understand, and various illustrative logical blocks, module, circuit and the algorithm steps described in conjunction with embodiment disclosed herein can be implemented as electronic hardware, computer software or its combination.For this interchangeability of hardware and software clearly is described, various Illustrative components, frame, module, circuit and step are to do vague generalization with the form of its function collection to describe in the above.This type of function collection is implemented as the design constraint that hardware or software depend on concrete application and forces at total system.The technical staff can realize described function collection by different way for every kind of application-specific, but this type of design decision should not be interpreted as causing departing from the scope of the present invention.

Each illustrative logical blocks, module and the circuit of describing in conjunction with embodiment disclosed herein can be designed to carry out the combination in any of the function of description herein with general processor, digital signal processor (DSP), application-specific integrated circuit (ASIC) (ASIC), field programmable gate array (FPGA) or other programmable logic devices, discrete door or transistor logic, discrete nextport hardware component NextPort or its and realize or carry out.General processor can be microprocessor, but in alternative, processor can be any conventional processors, controller, microcontroller or state machine.Processor can also be implemented as the combination of computing equipment, for example combination of DSP and microprocessor, multi-microprocessor, with one or more microprocessors or any other this type of configuration of DSP central cooperation.

Can be embodied directly in hardware, in the software module of being carried out by processor or embody in the two combination in conjunction with the method for embodiment description disclosed herein or the step of algorithm.Software module can reside in the storage medium of RAM memory, flash memory, ROM memory, eprom memory, eeprom memory, register, hard disk, removable dish, CD-ROM or any other form.Storage medium is coupled to processor, thus make this processor can from/to this storage medium read and write information.In alternative, storage medium can be integrated into processor.Processor and storage medium can reside in ASIC.ASIC can reside in user terminal.In alternative, processor and storage medium can be used as discrete assembly and reside in user terminal.

Comprise subhead herein so that with reference to also assisting some chapters and sections of location.These subheads not are intended to limit the scope of the concept of describing under it in literary composition, and these concepts also can have applicability in running through entire description other chapters and sections all the time.

It is in order to make any person skilled in the art all can make or use the present invention to the description of the disclosed embodiments that front is provided.Various modifications to these embodiment will be apparent for those skilled in the art, and the generic principles of definition herein can be applied to other embodiment and can not break away from the spirit or scope of the present invention.Thus, the present invention not is intended to be defined to the embodiment that illustrates herein, but should be awarded the scope of the broad sense consistent with principle disclosed herein and novel features.

Claims (38)

Hide Dependent

1. one kind is used for comprising from the method for the signal contribution of receiving the desired user that calculated signals reconstructs:
Estimate described a plurality of spatial coherences of receiving sampling of receiving signal;
Estimate the described spatial coherence of receiving a plurality of channel coefficients of signal, described a plurality of channel coefficients are included in the signal amplitude in each path that a plurality of antennas place receives, and described each path comprises delay;
Spatial coherence based on the spatial coherence calculation expectation user's of the described described a plurality of channel coefficients of receiving signal that estimate signal; And
Spatial coherence and described estimate described a plurality of based on the signal of the described desired user that calculates receive that the spatial coherence of sampling calculates the signal contribution of the desired user that reconstructs.
2. the method for claim 1, is characterized in that, further comprises:
Estimate described described a plurality of temporal correlations of receiving sampling of receiving signal;

Estimate the described temporal correlation of receiving described a plurality of channel coefficients of signal;
Calculate the temporal correlation of the signal of described desired user.
3. method as claimed in claim 2, is characterized in that, further comprises:
Obtain restructuring matrix.
4. method as claimed in claim 2, is characterized in that, about the described of desired user, receives that signal can be represented as
g (m) [k] = Σ l = 1 L h (m) , l [k] s [k - d l] + z (m) [k] , K=1 ..., N and m=1 ..., M,
Wherein k is the time index of the resolution of the every chip of reflection or inferior chip, $h_{(m),l}$[k] has delay d_lThe amplitude of the l paths that receives at m antenna place, described delay d_lBecome s[k while being likely] be this user's the known signal that will be eliminated, and $z_{(m)}$[k] is signal, the interference of other cellular cells and the additive noise of thermal noise that representative receives from other users at least.
5. method as claimed in claim 4, is characterized in that, described additive noise $z_{(m)}$[k] and $g_{(m)}$[k] is incoherent.
6. method as claimed in claim 4, is characterized in that, s[k] be the sequence that transmits and comprise that at least one in data sequence, pilot frequency sequence or expense sequence is succeeded by sequence spreading.
7. method as claimed in claim 4, is characterized in that, if k is corresponding to the resolution of inferior chip, s[k so] further comprise the convolution with transmission and receiving filter.
8. method as claimed in claim 2, is characterized in that, the signal contribution of the described desired user that reconstructs is represented as
g ^ = Wy ,
Wherein whole user's contribution vectors g are by $g=[g_{(1)}[1] \ldots, g_{(1)}[N] \ldots, g_{(M)}[1] \ldots, g_{(M)}[N]]^T$Expression, receive that all observed value vector y is by $y=[y_{(1)}[1] \ldots, y_{(1)}[N] \ldots, y_{(M)}[1] \ldots, y_{(M)}[N]]^T$Expression, and restructuring matrix W solves from WR (y, y)=R (g, y).
9. the method for claim 1, is characterized in that, in the sight of the single footpath multi-antenna channel under every chip resolution, describedly receives that signal can be represented as
$g_{(m)}[k]=h_{(m)}$ s[k], k=1 ..., N and m=1 ..., M,
Wherein k is the time index by chip, $h_{(m)}$To last fading coefficients static on N, s[k] be data, pilot tone or the overhead signal through expansion, and $z_{(m)}$[k] can represent the signal that receives from other users at least, interference and the thermal noise of other cellular cells.

10. method as claimed in claim 9, is characterized in that, | s[k] |=1 and s[k] be known at the receiver place.
11. method as claimed in claim 9, is characterized in that, all k=1 ..., the additive noise z of N $_{(m)}$[k] further is modeled as the zero-mean signal that distributes independently, identical.
12. method as claimed in claim 11, is characterized in that, described additive noise z $_{(m)}$[k] and g $_{(m)}$[k] is incoherent.
13. method as claimed in claim 9, is characterized in that, the signal contribution of the described desired user that reconstructs is represented as g ^ [k] = s [k] N R (h , h) (R (h , h) + R (z , z) N) - 1 Σ j = 1 N s * [j] y [j] ,
Wherein R (h, h) and R (z, z) they are respectively noise and the Fading correlations across antenna, and y[j] be in the receive sampling of time j across all antennas.
14. method as claimed in claim 2, is characterized in that, in the sight of the single antenna multipath channel under inferior chip resolution, describedly receives that signal can be represented as
g [k] = Σ l = 1 L h l s [k - τ l] + z [k] , K=1 ..., N and m=1 ..., M,
Wherein k is the time index by the chip multiple, s[k] be described user's known signal, h $_{l}$To have delay τ $_{l}$The amplitude of l paths channel, and z[k] can represent the signal that receives from other users at least, interference and the thermal noise of other cellular cells.
15. method as claimed in claim 14, is characterized in that, if the transmitting-receiving pulse is φ [k]---and the wherein sampling under d times of chip frequency of k reflection, so described user's known signal equals X[k wherein] be the coded sequence without sampling.
16. method as claimed in claim 15, is characterized in that, for τ $_{l}$-τ $_{l-1}$Near path closely, the interval of a chip interval, the existence of φ [k] can cause conventional decoding technology to provide bad channel path to estimate.
17. method as claimed in claim 16, is characterized in that, described interval path closely is called Fu Jing.
18. method as claimed in claim 17, is characterized in that, in the high s/n ratio field, the described room and time correlation calculations of the signal of described desired user can further be reduced to for Fu Jing and compensate and be expressed as
h ^ (- T) h ^ (- T + 1) · · · h ^ (T) = (Φ H Φ) - 1 Φ H c [- T] c [- T + 1] · · · c [T] ,
Wherein
Wherein To postponing the coefficient of τ, and c[τ] be despreader output.

19. the method for claim 1, is characterized in that, described signal comprises code division multiple access (CDMA) or wideband CDMA (W-CDMA) signal.
20. one kind is used for comprising from the device of the signal contribution of receiving the desired user that calculated signals reconstructs:
Be used for estimating described a plurality of devices of receiving the spatial coherence of sampling of receiving signal;
Be used for estimating the device of the spatial coherence of described a plurality of channel coefficients of receiving signal, described a plurality of channel coefficients are included in the signal amplitude in each path that a plurality of antennas place receives, and described each path comprises delay;
Be used for the device based on the spatial coherence of the spatial coherence calculation expectation user's of the described described a plurality of channel coefficients of receiving signal that estimate signal; And
Spatial coherence and described estimate described a plurality of for the signal based on the described desired user that calculates receive that the spatial coherence of sampling calculates the device of the signal contribution of the desired user that reconstructs.
21. device as claimed in claim 20, is characterized in that, further comprises:
Be used for estimating described described a plurality of devices of receiving the temporal correlation of sampling of receiving signal;
Be used for estimating the device of the temporal correlation of described described a plurality of channel coefficients of receiving signal; And
Be used for calculating the device of temporal correlation of the signal of described desired user.
22. device as claimed in claim 21, is characterized in that, further comprises:
Be used for obtaining the device of restructuring matrix.
23. device as claimed in claim 21, is characterized in that, describedly receives that signal can be represented as
g (m) [k] = Σ l = 1 L h (m) , l [k] s [k - d l] , K=1 ..., N and m=1 ..., M,
Wherein k is the time index of the resolution of the every chip of reflection or inferior chip, $h_{(m),l}[k]$ has delay d_lThe amplitude of the l paths that receives at m antenna place, described delay d_lBecome s[k while being likely] be this user's the known signal that will be eliminated, and $z_{(m)}[k]$ is signal, the interference of other cellular cells and the additive noise of thermal noise that representative receives from other users at least.
24. device as claimed in claim 23, is characterized in that, described additive noise $z_{(m)}[k]$ and $g_{(m)}[k]$ is incoherent.

25. device as claimed in claim 23, is characterized in that, s[k] be the sequence that transmits and comprise that at least one in data sequence, pilot frequency sequence or expense sequence is succeeded by sequence spreading.
26. device as claimed in claim 23, is characterized in that, if k is corresponding to the resolution of inferior chip, s[k so] further comprise the convolution with transmission and receiving filter.
27. device as claimed in claim 21, is characterized in that, the signal contribution of the described desired user that reconstructs is represented as
g ^ = Wy ,
Wherein whole user's contribution vectors g are by g=[g $_{(1)}$[1] ..., g $_{(1)}$[N] ..., g $_{(M)}$[1] ..., g $_{(M)}$[N]] ^{T}Expression, receive that all observed value vector y is by y=[y $_{(1)}$[1] ..., y $_{(1)}$[N] ..., y $_{(M)}$[1] ..., y $_{(M)}$[N]] ^{T}Expression, and restructuring matrix W solves from WR (y, y)=R (g, y).
28. device as claimed in claim 20, is characterized in that, in the sight of the single footpath multi-antenna channel under every chip resolution, describedly receives that signal can be represented as
g $_{(m)}$[k]=h $_{(m)}$S[k], k=1 ..., N and m=1 ..., M,
Wherein k is the time index by chip, h $_{(m)}$To last fading coefficients static on N, s[k] be data, pilot tone or the overhead signal through expansion, and z $_{(m)}$[k] can represent the signal that receives from other users at least, interference and the thermal noise of other cellular cells.
29. device as claimed in claim 28, is characterized in that, | s[k] |=1 and s[k] be known at the receiver place.
30. device as claimed in claim 28, is characterized in that, all k=1 ..., the additive noise z of N $_{(m)}$[k] further is modeled as the zero-mean signal that distributes independently, identical.
31. device as claimed in claim 30, is characterized in that, described additive noise z $_{(m)}$[k] and g $_{(m)}$[k] is incoherent.
32. device as claimed in claim 28, is characterized in that, the signal contribution of the described desired user that reconstructs is represented as g ^ [k] = s [k] N R (h , h) (R (h , h) + R (z , z) N) - 1 Σ j = 1 N s * [j] y [j] ,
Wherein R (h, h) and R (z, z) they are respectively noise and the Fading correlations across antenna, and y[j] be in the receive sampling of time j across all antennas.
33. device as claimed in claim 21, is characterized in that, in the sight of the single antenna multipath channel under inferior chip resolution, describedly receives that signal can be represented as

, k=1 ..., N and m=1 ..., M,
Wherein k is the time index by the chip multiple, s[k] be described user's known signal, h_lTo have delay τ_lThe amplitude of l paths channel, and z[k] can represent the signal that receives from other users at least, interference and the thermal noise of other cellular cells.
34. device as claimed in claim 33, is characterized in that, if the transmitting-receiving pulse is φ [k]---and the wherein sampling under d times of chip frequency of k reflection, so described user's known signal equals X[k wherein] be the coded sequence without sampling.
35. device as claimed in claim 34, is characterized in that, for τ_l-τ_{l-1}Near path closely, the interval of a chip interval, the existence of φ [k] can cause conventional decoding technology to provide bad channel path to estimate.
36. device as claimed in claim 35, is characterized in that, described interval path closely is called Fu Jing.
37. device as claimed in claim 36, is characterized in that, in the high s/n ratio field, the calculation element of the room and time correlation of the signal of described desired user can further be reduced to for Fu Jing and compensate and be expressed as
h ^ (- T) h ^ (- T + 1) · · · h ^ (T) = (Φ H Φ) - 1 Φ H c [- T] c [- T + 1] · · · c [T] ,
Wherein
Wherein To postponing the coefficient of τ, and c[τ] be despreader output.
38. device as claimed in claim 20, is characterized in that, described signal comprises code division multiple access (CDMA) or wideband CDMA (W-CDMA) signal.

Patent Citations (163)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
WO1999012274A1 *1997-09-041999-03-11Motorola Inc.Apparatus and method for transmitting signals in a communication system
WO2001006664A2 *1999-07-192001-01-25Qualcomm IncorporatedCdma multiple access interference cancellation using signal estimation
CN1283936A *1999-08-102001-02-14信息产业部电信科学技术研究院
Baseband processing method based on intelligent antoma and interference cancel
Family To Family Citations

US4901307A1986-10-171990-02-13Qualcomm, Inc.Spread spectrum multiple access communication system using satellite or terrestrial repeaters
US6693951B11990-06-252004-02-17Qualcomm IncorporatedSystem and method for generating signal waveforms in a CDMA cellular telephone system
US5103459B11990-06-251999-07-06Qualcomm IncSystem and method for generating signal waveforms in a cdma cellular telephone system
ZA9308324B1992-11-241994-06-07Qualcomm IncPilot carrier dot product circuit
US5490165A1993-10-281996-02-06Qualcomm IncorporatedDemodulation element assignment in a system capable of receiving multiple signals
US6137843A1995-02-242000-10-24Ericsson Inc.Methods and apparatus for canceling adjacent channel signals in digital communications systems
BR9506273A1994-07-291997-08-12Qualcomm IncMethod for determining the synchronization of the pn sequence in a spread spectrum communication system by direct sequence and apparatus and system for selecting a synchronized demodulation sequence
FI99184C1994-11-281997-10-10Nokia Telecommunications OyMethod for allocating available frequency bands to different cells in a TDMA cellular radio system and a TDMA cellular radio system
EP0776105B11995-06-132004-08-25NTT DoCoMo, Inc.Cdma demodulator
US5764687A1995-06-201998-06-09Qualcomm IncorporatedMobile demodulator architecture for a spread spectrum multiple access communication system
US5805648A1995-07-311998-09-08Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for performing search acquisition in a CDMA communication system
US5703905A1996-02-161997-12-30Globespan Technologies, Inc.Multi-channel timing recovery system
JP2746261B21996-06-101998-05-06日本電気株式会社DS-CDMA interference cancellation device
US6002715A1996-07-111999-12-14Motorola, Inc.Method for a receiver unit to determine a quality value for a received signal
US5812600A1996-07-261998-09-22Motorola, Inc.Method and apparatus for mitigating distortion effects in the determination of signal usability
US6067292A1996-08-202000-05-23Lucent Technologies IncPilot interference cancellation for a coherent wireless code division multiple access receiver

US6009089A1996-08-201999-12-28Lucent Technologies Inc.Pilot interference cancellation for a coherent wireless code division multiple access receiver
US5781543A1996-08-291998-07-14Qualcomm IncorporatedPower-efficient acquisition of a CDMA pilot signal
US5789973A1996-09-041998-08-04Motorola, Inc.Resistorless operational transconductance amplifier circuit
US6259724B11996-10-182001-07-10Telefonaktiebolaget L M Ericsson (Publ)Random access in a mobile telecommunications system
KR100204599B11996-12-211999-06-15정선종Adaptive and mixed noise eliminating method
JP3586348B21997-03-052004-11-10富士通株式会社Signal to interference power ratio measurement apparatus, signal to interference power ratio measurement method, and transmission power control method under CDMA communication system
IL120538A1997-03-262000-11-21Dspc Tech LtdMethod and apparatus for reducing spread-spectrum noise
US6201799B11997-05-012001-03-13Lucent Technologies, IncPartial decorrelation for a coherent multicode code division multiple access receiver
US6574211B21997-11-032003-06-03Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for high rate packet data transmission
US6175587B11997-12-302001-01-16Motorola, Inc.Communication device and method for interference suppression in a DS-CDMA system
US6131013A1998-01-302000-10-10Motorola, Inc.Method and apparatus for performing targeted interference suppression
US6122309A1998-01-302000-09-19Motorola, Inc.Method and apparatus for performing interference suppression using modal moment estimates
JP2967571B11998-05-011999-10-25日本電気株式会社CDMA multi-user receiving apparatus and communication system
DE69929029T21998-07-072006-06-22Samsung Electronics Co., Ltd., SuwonMethod and device for resolving coordinate reference in a cdma communication system
US6154443A1998-08-112000-11-28Industrial Technology Research InstituteFFT-based CDMA RAKE receiver system and method
SG84514A11998-08-312001-11-20Oki Techno Ct Singapore PteReceiving device and channel estimator for use in a cdma communication system
US6498784B11998-10-202002-12-24Interdigital Technology CorporationCancellation of pilot and traffic signals

WO2000025442A11998-10-262000-05-04Nokia Networks OyChannel estimation in a cellular communication system
US6333947B11998-11-252001-12-25Nortel Networks LimitedInterference cancellation system and method and CDMA receiver including an interference cancellation circuit
US6295289B11998-11-302001-09-25Nokia Mobile Phones, Ltd.Power control in a transmitter
EP1942579A11998-12-312008-07-09Samsung Electronics Co., Ltd.An iterative decoder and an iterative decoding method for a communication system
DE19901877B41999-01-192005-10-13Siemens AgA method for obtaining information about disturbances in the receiver of a communication system
GB9903465D01999-02-171999-04-07King S College LondonAdaptive hybrid interfernce cancellation,multi-user detection for multi-rate system
US6393302B11999-03-052002-05-21Verizon Laboratories Inc.System and method for increasing capacity of a cellular network by cell site reconfiguration
JP3229864B21999-03-242001-11-19三洋電機株式会社Transmission channel allocation method and wireless device using the same
US6493541B11999-07-022002-12-10Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Transmit power control time delay compensation in a wireless communications system
US6570909B11999-07-092003-05-27Nokia Mobile PhonesInterference suppression in a CDMA receiver
US6496706B11999-07-232002-12-17Qualcomm IncorporatedMethod and system for transmit gating in a wireless communication system
US6691362B11999-07-262004-02-17Sebor Family TrustDevice for dislodging a submersible pool cleaner
US6621804B11999-10-072003-09-16Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for predicting favored supplemental channel transmission slots using transmission power measurements of a fundamental channel
US6850506B11999-10-072005-02-01Qualcomm IncorporatedForward-link scheduling in a wireless communication system
FR2800944B11999-11-042002-01-25Cit AlcatelMethod for increasing the capacity of a cdma network, and associated units
US6967998B11999-11-122005-11-22Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for monitoring transmission quality
US6549565B11999-12-072003-04-15Lucent Technologies Inc.Code division multiple access system and method of operation with improved signal acquisition and processing

US6975666B21999-12-232005-12-13Institut National De La Recherche ScientifiqueInterference suppression in CDMA systems
EP1117185A12000-01-142001-07-18Lucent Technologies Inc.Method and rake receiver for code-tracking in CDMA communication systems
US7254171B22000-01-202007-08-07Nortel Networks LimitedEqualiser for digital communications systems and method of equalisation
US6996069B22000-02-222006-02-07Qualcomm, IncorporatedMethod and apparatus for controlling transmit power of multiple channels in a CDMA communication system
US6917642B12000-02-232005-07-12Ipr Licensing, Inc.Method for using a non-orthogonal pilot signal with data channel interference cancellation
JP3844934B22000-03-032006-11-15ＫｄｄｉＷ株式会社Base station apparatus, mobile communication system, and transmission power control method
US20020006121A12000-04-272002-01-17Dileep GeorgeAdaptive diversity combining for wide band code division multiple access (W-CDMA) based on iterative channel estimation
JP3793687B22000-05-122006-07-05株式会社日立コミュニケーションテクノロジーRadio base station and mobile communication system
KR100377391B12000-05-252003-03-26삼성전자주식회사Apparatus for transmit diversity for more than two antennas and method thereof
US6683908B12000-06-292004-01-27Samsung Electronics Co., Ltd.RF receiver having improved signal-to-noise ratio and method of operation
US6546043B1 *2000-06-292003-04-08Trw Inc.Method and apparatus for cancellation of multiple access interference in a code division multiple access (CDMA) communication system
JP4574805B22000-06-302010-11-04テレフオンアクチーボラゲット エルエム エリクソン（パブル）Communication system and power control method thereof
JP2002044053A2000-07-192002-02-08Fujitsu LtdCdma multiuser transmitter
US6580899B12000-09-072003-06-17Nortel Networks LimitedAdaptive forward power management algorithm for traffic hotspots
US6680727B22000-10-172004-01-20Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for canceling pilot interference in a CDMA communication system
US6654408B12000-10-272003-11-25Wisconsin Alumni Research FoundationMethod and system for multi-carrier multiple access reception in the presence of imperfections

US6788733B12000-11-092004-09-07Qualcomm, IncorporatedMethod and apparatus for interference cancellation in a communication system
US7069034B12000-11-222006-06-27Ericsson Inc.Systems and methods for reduced forward link power control delay
US6865218B12000-11-272005-03-08Ericsson Inc.Multipath interference reduction for a CDMA system
US6985516B12000-11-272006-01-10Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for processing a received signal in a communications system
JP3440076B22000-11-292003-08-25松下電器産業株式会社Wireless infrastructure equipment
RU2192709C22000-11-302002-11-10Гармонов Александр ВасильевичMethod and device for receiving multiple-beam signals in code-division multiple access communication system
US6999430B22000-11-302006-02-14Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for transmitting data traffic on a wireless communication channel
US7394879B22001-11-192008-07-01Tensorcomm, Inc.Systems and methods for parallel signal cancellation
JP2002217871A2000-12-192002-08-02Telefon Ab Lm Ericsson PublMethod for setting weighting coefficient in subtractive interference canceller, interference canceller unit using weighting coefficient and the interference canceller
JP2002232397A2001-01-312002-08-16Ntt Docomo IncReceiving processing method and receiving equipment in mobile communication system
US6940827B22001-03-092005-09-06Adaptix, Inc.Communication system using OFDM for one direction and DSSS for another direction
US7327780B22001-03-142008-02-05Mercury Computer Systems, Inc.Wireless communications systems and methods for multiple operating system multiple user detection
US6580771B22001-03-302003-06-17Nokia CorporationSuccessive user data multipath interference cancellation
EP1386406A42001-03-302009-06-03Science Applic Int CorpMultistage reception of code division multiple access transmissions
US20020146044A12001-04-092002-10-10Riaz EsmailzadehHybrid single/multiuser interference reduction detector
US8611311B22001-06-062013-12-17Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for canceling pilot interference in a wireless communication system

US20050013350A12001-06-062005-01-20Coralli Alessandro VanelliMethod and apparatus for canceling pilot interference in a wireless communication system
US7190749B22001-06-062007-03-13Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for canceling pilot interference in a wireless communication system
KR100395497B12001-06-082003-08-25한국전자통신연구원Method for Canceling Interference for Parallel Type for CDMA Receiver
US7197282B22001-07-262007-03-27Ericsson Inc.Mobile station loop-back signal processing
US7787389B22001-08-202010-08-31Qualcomm IncorporatedMethod and system for utilization of an outer decoder in a broadcast services communication system
US6697347B22001-08-222004-02-24Nokia Mobile Phones Ltd.Method and apparatus for controlling transmission of packets in a wireless communication system
US6642883B22001-08-302003-11-04Lockheed Martin CorporationMulti-beam antenna with interference cancellation network
US7042968B12001-09-122006-05-09Nokia CorporationEfficient multipurpose code matched filter for wideband CDMA
US7245600B22001-11-052007-07-17Qualcomm, Inc.Method and apparatus for determining reverse link load level for reverse link data scheduling in a CDMA communication system
KR100426623B12001-12-222004-04-13한국전자통신연구원Apparatus and Method for Receiver for Cancelling Interference Pilot Signals from Neighboring Basestations
GB2384660B2002-01-252004-11-17Toshiba Res Europ LtdReciever processing systems
GB2384665B2002-01-252004-11-17Toshiba Res Europ LtdReciever processing systems
US6748009B2 *2002-02-122004-06-08Interdigital Technology CorporationReceiver for wireless telecommunication stations and method
GB2386519B *2002-03-122004-05-26Toshiba Res Europ LtdAdaptive Multicarrier Communication
JP3888189B22002-03-122007-02-28松下電器産業株式会社Adaptive antenna base station equipment
US7035284B22002-03-142006-04-25Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for reducing inter-channel interference in a wireless communication system employing a non-periodic interleaver

US7292552B22002-03-142007-11-06Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for reducing interference in a wireless communication system
US7406065B22002-03-142008-07-29Qualcomm, IncorporatedMethod and apparatus for reducing inter-channel interference in a wireless communication system
US7263118B22002-04-262007-08-28Electronics And Telecommunications Research InstituteInterference canceling device and method in mobile communication system
US7177658B22002-05-062007-02-13Qualcomm, IncorporatedMulti-media broadcast and multicast service (MBMS) in a wireless communications system
EP1365518A12002-05-212003-11-26Nokia CorporationMethod and apparatus for synchronisation of DS-CDMA multipath signals
US7061967B22002-06-242006-06-13Comsys Communication & Signal Processing Ltd.Multipath channel tap delay estimation in a CDMA spread spectrum receiver
US7551546B22002-06-272009-06-23Nortel Networks LimitedDual-mode shared OFDM methods/transmitters, receivers and systems
US7221699B12002-06-282007-05-22Arraycomm LlcExternal correction of errors between traffic and training in a wireless communications system
US7206554B12002-06-282007-04-17Arraycomm LlcTransmit diversity with formed beams in a wireless communications system using a common pilot channel
US7164739B12002-06-282007-01-16Arraycomm, Llc.Broadcast burst with repeated weights for a radio communications system
US6999794B12002-06-282006-02-14Arraycomm LlcTransmission of a common pilot channel from a beamforming transmit antenna array
US7263082B12002-06-282007-08-28Arraycomm, LlcResolving user-specific narrow beam signals using a known sequence in a wireless communications system with a common pilot channel
US7269389B22002-07-032007-09-11Arraycomm, LlcSelective power control messaging
US7257101B22002-07-032007-08-14Arraycomm, LlcSelective power control messaging
US7020109B22002-08-212006-03-28Qualcomm IncorporatedMethod and system for communicating content on a broadcast services communication system
US7016327B22002-08-212006-03-21Qualcomm IncorporatedMethod and system for communicating content on a broadcast services communication system

US7103094B22002-08-292006-09-05Broadcom CorporationAdaptive pilot interference cancellation in CDMA systems
JP4412926B22002-09-272010-02-10株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモAdaptive equalization apparatus and program thereof
KR100651434B12002-10-052006-11-28삼성전자주식회사Apparatus and method for removing interference signals in a receiver of a packet data communication system
US7394792B1 *2002-10-082008-07-01Urbain A. von der EmbseMulti-scale CDMA
US7317750B22002-10-312008-01-08Lot 41 Acquisition Foundation, LlcOrthogonal superposition coding for direct-sequence communications
US7656936B2 *2003-01-282010-02-02Cisco Technology, Inc.Method and system for interference reduction in a wireless communication network using a joint detector
US7099378B22003-01-302006-08-29The Mitre CorporationSub-symbol parallel interference cancellation
US7299402B22003-02-142007-11-20Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Power control for reverse packet data channel in CDMA systems
US7120447B12003-02-242006-10-10Nortel Networks LimitedSelectable mode vocoder management algorithm for CDMA based networks
US7221722B2 *2003-02-272007-05-22Motorola, Inc.Method and apparatus for reducing interference within a communication system
US7385944B22003-03-312008-06-10Lucent Technologies Inc.Method of interference cancellation in communication systems
JP4288093B22003-04-092009-07-01株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモWireless communication control system and wireless communication control method
KR100981507B12003-04-142010-09-10삼성전자주식회사Apparatus and method for generating and receiving traffic in a block spreading code division multiple access mobile communication system
AU2003251738A12003-04-242004-11-26Bae Systems Information And Electronic Systems Integration, Inc.Cross-system interference cancellation for multicarrier cdma and ofdm
US7321780B22003-04-302008-01-22Motorola, Inc.Enhanced uplink rate selection by a communication device during soft handoff
RU2340094C22003-05-152008-11-27Телефонактиеболагет Лм Эрикссон (Пабл)Interference suppression wireless rebroadcasting network

GB2403104B2003-06-162006-06-14Inmarsat LtdCommunication method and apparatus
AU2003903826A02003-07-242003-08-07University Of South AustraliaAn ofdm receiver structure
US7126928B22003-08-052006-10-24Qualcomm IncorporatedGrant, acknowledgement, and rate control active sets
US7318187B22003-08-212008-01-08Qualcomm IncorporatedOuter coding methods for broadcast/multicast content and related apparatus
US7352725B22003-08-212008-04-01Nokia CorporationCommunication method and arrangement in a code division multiple access (CDMA) radio system
US8694869B22003-08-212014-04-08QUALCIMM IncorporatedMethods for forward error correction coding above a radio link control layer and related apparatus
US8804761B22003-08-212014-08-12Qualcomm IncorporatedMethods for seamless delivery of broadcast and multicast content across cell borders and/or between different transmission schemes and related apparatus
FR2859328B1 *2003-08-292005-11-25France TelecomMethod and apparatus for iterative equalization and decoding for high-speed communications on multi-antenna channels in transmission and reception
US7391803B22003-09-022008-06-24Nokia CorporationInterference suppression in a receiver during at least one of idle state and access state operation
US7437135B22003-10-302008-10-14Interdigital Technology CorporationJoint channel equalizer interference canceller advanced receiver
US7623553B22003-11-032009-11-24Qualcomm IncorporatedMethod, apparatus, and system for data transmission and processing in a wireless communication environment
JP2005198223A2004-01-072005-07-21Kazuhiko FukawaMulti-user detection receiver for packet transmission in multi-carrier
US7668561B22004-02-272010-02-23Qualcomm IncorporatedApparatus and method for controlling reverse link interference among access terminals in wireless communications
US7551664B22004-09-172009-06-23Nokia CorporationIterative and turbo-based method and apparatus for equalization of spread-spectrum downlink channels
KR100648472B12004-10-192006-11-28삼성전자주식회사Apparatus and method of transmitting and receiving for optimizing of performance of amc in multi-input multi-output system

US7515877B22004-11-042009-04-07Magnolia Broadband Inc.Communicating signals according to a quality indicator and a time boundary indicator
US8099123B22004-12-232012-01-17Qualcomm IncorporatedAdaptation of transmit subchannel gains in a system with interference cancellation
US8422955B22004-12-232013-04-16Qualcomm IncorporatedChannel estimation for interference cancellation
US8442441B22004-12-232013-05-14Qualcomm IncorporatedTraffic interference cancellation
US8406695B22004-12-232013-03-26Qualcomm IncorporatedJoint interference cancellation of pilot, overhead and traffic channels
BRPI0514916A2005-01-052008-06-24Atc Tech Llccommunication method, system, interference reducer detector for a satellite communication system, portal for a wireless satellite terminal system, interference reducer, one-component transmitter, radiotherminal, and, interference reduction method
US20070002724A12005-06-152007-01-04Samsung Electronics Co., Ltd.Apparatus and method for broadcast superposition and cancellation in a multi-carrier wireless network
US7480497B22005-06-292009-01-20Intel CorporationMulticarrier receiver and method for carrier frequency offset correction and channel estimation for receipt of simultaneous transmissions over a multi-user uplink
US8472877B22005-10-242013-06-25Qualcomm IncorporatedIterative interference cancellation system and method
KR100988837B12005-11-182010-10-20삼성전자주식회사Apparatus and method for transmitting/receiving downlink signal in a communication system
US7881412B22005-11-212011-02-01Qualcomm IncorporatedQuasi-linear interference cancellation for wireless communication
US8630378B22005-12-062014-01-14Qualcomm IncorporatedInterference cancellation with improved estimation and tracking for wireless communication
US20070165704A12006-01-192007-07-19Lucent Technologies Inc.Method for auxiliary pilot cancellation in wireless network reverse link
US9130791B22006-03-202015-09-08Qualcomm IncorporatedUplink channel estimation using a signaling channel
KR200428772Y12006-07-202006-10-16주식회사 성창엔지니어링Filtering and sterilizing unit of coolant
* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (26)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
Family To Family Citations
US7190749B2 *2001-06-062007-03-13Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for canceling pilot interference in a wireless communication system
US8611311B22001-06-062013-12-17Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for canceling pilot interference in a wireless communication system
US8406695B2 *2004-12-232013-03-26Qualcomm IncorporatedJoint interference cancellation of pilot, overhead and traffic channels
US8442441B2 *2004-12-232013-05-14Qualcomm IncorporatedTraffic interference cancellation
US8099123B22004-12-232012-01-17Qualcomm IncorporatedAdaptation of transmit subchannel gains in a system with interference cancellation
US8422955B2 *2004-12-232013-04-16Qualcomm IncorporatedChannel estimation for interference cancellation
US8472877B2 *2005-10-242013-06-25Qualcomm IncorporatedIterative interference cancellation system and method
US7996032B2 *2006-03-272011-08-09Qualcomm IncorporatedPower control and resource management in orthogonal wireless systems
KR100995049B12006-04-252010-11-18엘지전자 주식회사A method of transmitting data by utilizing resources in hybrid automatic request operations
US8781043B2 *2006-11-152014-07-15Qualcomm IncorporatedSuccessive equalization and cancellation and successive mini multi-user detection for wireless communication
JP4827766B2 *2007-02-202011-11-30パナソニック株式会社Receiving apparatus and receiving method
US8238455B22008-01-072012-08-07Samsung Electronics Co., Ltd.Methods and apparatus for downlink PDSCH power setting
JPWO2009104574A1 *2008-02-212011-06-23シャープ株式会社
Transmitting apparatus, receiving apparatus, communication system, and communication method
JP5320811B2 *2008-05-132013-10-23富士通株式会社RAKE receiver, base station apparatus, reception control method, and reception control program

KR100936245B12008-05-232010-01-11전자부품연구원Apparatus and Method for Detecting transmission Data that was Coded by Space-Time Block Coding at Time-Varying Channel
US8014981B2 *2008-05-292011-09-06Hong Kong Applied Science and Technology Research Institute Company LimitedAngular-domain channel model and channel estimation
US8275408B2 *2008-08-272012-09-25Qualcomm, IncorporatedPower control in a wireless communication system
US8452230B2 *2009-05-112013-05-28Qualcomm IncorporatedMulti-metric gain control for wireless repeater
JP5596168B22009-11-272014-09-24クゥアルコム・インコーポレイテッドＱｕａｌｃｏｍｍ ＩｎｃｏｒｐｏｒａｔｅｄInterference cancellation for non-orthogonal channel sets
US8548375B2 *2010-03-122013-10-01Qualcomm IncorporatedGain control metric computation in a wireless repeater
US8787426B2 *2011-09-282014-07-22Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Finger placement in multi-stage interference cancellation
US8761323B22011-09-282014-06-24Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Impairment covariance and combining weight updates during iterative turbo interference cancellation reception
EP2888832B12012-08-242019-02-27Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ)Method of receiving mimo transmissions and related device
US9794026B2 *2013-04-122017-10-17Qualcomm IncorporatedAdaptive data interference cancellation
US10200999B22016-02-182019-02-05Samsung Electronics Co., Ltd.Method and apparatus for blind detection of interference parameters in LTE system
US10686502B12019-04-292020-06-16XCOM Labs, Inc.Downlink user equipment selection
* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

PublicationPublication DateTitle
JP5662528B22015-01-28Receiver and method for processing radio signals using soft pilot symbols
EP1206843B12008-10-22Adaptive channel estimation in a wireless communication system
EP0758504B12001-12-05A direct sequence cdma coherent uplink detector

US8493942B22013-07-23Interference cancellation in wireless communication
JP4685302B22011-05-18Method and apparatus for determining a reverse link transmission rate in a wireless communication system
CN102823175B2016-07-06Interference cancellation for radio communication
US7630344B12009-12-08Multistage reception of code division multiple access transmissions
US6609008B12003-08-19Method and apparatus for controlling signal power level in a communication system
US7573860B22009-08-11Method, device and system for determining a transmission power for ARQ related re-transmissions
TWI385944B2013-02-11Method and apparatus for reverse link transmit beam-forming
TW576031B2004-02-11Method and apparatus for determining the forward link closed loop power control set point in a wireless packet data communication system
JP4477241B22010-06-09Method and apparatus for controlling transmit power in a CDMA communication system
US8599979B22013-12-03Interference cancellation with a time-sliced architecture
KR101272138B12013-06-07Post decoding soft interference cancellation
KR101004970B12011-01-04Reducing interference and controlling power with a multiple format channel in a communication system
CN1106094C2003-04-16Communication device and method for interference suppression using adaptive equalization in spread spectrum communication system
ES2373567T32012-02-06Channel estimation for wireless communications.
KR100644120B12006-11-10Method and system for controlling transmission energy in a variable rate gated communication system
EP1274177B12016-03-09Method and apparatus for regenerative based interference cancellation within a communication system
US7602838B22009-10-13Linear turbo equalization using despread values
Andrews et al.2004Performance of multicarrier CDMA with successive interference cancellation in a multipath fading channel
US8126489B22012-02-28Method and system for diversity processing
US7848389B22010-12-07Method and apparatus for scaling parameter estimation in parametric generalized rake receivers
EP1695460B12017-12-06Method for supporting pilot boost in e-dch of wcdma

CN101176290B2016-01-27For the dynamic space-time coding of communication system

Priority And Related Applications

Priority Applications (5)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle
US74812805P2005-12-062005-12-06*US Provisional Application*
US60/748,1282005-12-06
US11/501,9722006-08-09
US11/501,9722005-12-062006-08-09Method and system for signal reconstruction from spatially and temporally correlated received samples
PCT/US2006/0616332005-12-062006-12-05Method and system for signal reconstruction from spatially and temporally correlated received samples

Legal Events

DateCodeTitleDescription
2008-12-10C06Publication
2008-12-10PB01Publication
2009-02-04C10Entry into substantive examination
2009-02-04SE01Entry into force of request for substantive examination
2013-11-13C14Grant of patent or utility model
2013-11-13GR01Patent grant
2016-01-20EXPYTermination of patent right or utility model
2016-01-20CF01Termination of patent right due to non-payment of annual fee
Granted publication date: 20131113

Termination date: 20141205

(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101322322 B
(45)授权公告日 2013.11.13

(21)申请号 200680045618.4
(22)申请日 2006.12.05
(30)优先权数据
60/748,128 2005.12.06 US
11/501,972 2006.08.09 US
(85)PCT申请进入国家阶段日
2008.06.05
(86)PCT申请的申请数据
PCT/US2006/061633 2006.12.05
(87)PCT申请的公布数据
WO2007/120317 EN 2007.10.25
(73)专利权人 高通股份有限公司
地址 美国加利福尼亚州
(72)发明人 J·B·索里亚加 N·布杉 候季雷 陈靖胡 J·E·斯密
(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100
代理人 陈炜
(51)Int.Cl.
H04B 1/7107(2011.01)
H04L 1/00(2006.01)
H04L 1/16(2006.01)
H04L 1/20(2006.01)
(56)对比文件
CN 1283936 A,2001.02.14,
WO 9912274 A1,1999.03.11,
WO 0106664 A2,2001.01.25,
审查员 胡绍芹

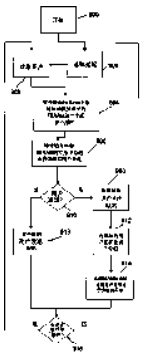
权利要求书4页 说明书30页 附图39页

(54)发明名称

用于从空间和时间相关的收到采样作信号重构的方法和系统

(57)摘要

一种用于在用户的收到信号中有空间和/或时间相关性时基于关于该用户的传送信号的知识收获高效率的干扰消去来重构该收到信号的方法和系统。本发明可被应用于导频、已解码数据以及开销信号的消去。此方法可涉及对各收到采样跨时间——例如在每码片或亚码片的解析度下、以及跨天线的线性组合，并且建立在抽头权重无需单是RAKE接收机中的解扩器输出的函数这一先前成果之上。



CN 101322322 B

1. 一种用于从收到信号计算重构出的期望用户的信号贡献的方法，包括：

估计所述收到信号的多个收到采样的空间相关性；

估计所述收到信号的多个信道系数的空间相关性，所述多个信道系数包括在多个天线处接收到的各个路径的信号振幅，所述各个路径包括延迟；

基于估计出的所述收到信号的所述多个信道系数的空间相关性计算期望用户的信号的空间相关性；以及

基于计算出的所述期望用户的信号的空间相关性以及所述估计出的所述多个收到采样的空间相关性计算重构出的期望用户的信号贡献。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，进一步包括：

估计所述收到信号的所述多个收到采样的时间相关性；

估计所述收到信号的所述多个信道系数的时间相关性；

计算所述期望用户的信号的时间相关性。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，进一步包括：

获得重构矩阵。

4. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，关于期望用户的所述收到信号可被表示为

$$g_{(m)}[k]=\sum_{\ell=1}^{L}h_{(m),\ell}[k]s[k-d_\ell]+z_{(m)}[k]$$，k = 1，...，N 并且 m = 1，...，M，

其中 k 是反映每码片或亚码片的解析度的时间索引，$h_{(m),l}[k]$ 是具有延迟 d_l 的在第 m 个天线处接收到的第 l 条路径的振幅，所述延迟 d_l 有可能是时变的，s[k] 是该用户的要被消去的已知信号，并且 $z_{(m)}[k]$ 是代表从至少其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区的干扰、以及热噪声的加性噪声。

5. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 与 $g_{(m)}[k]$ 是不相关的。

6. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，s[k] 是传送的序列并且包括数据序列、导频序列或开销序列中的至少一者继之以扩展序列。

7. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，如果 k 对应于亚码片的解析度，那么 s[k] 进一步包括与传送和接收滤波器的卷积。

8. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述重构出的期望用户的信号贡献被表示为

$$\hat{\mathbf{g}}=\mathbf{W}\mathbf{y}$$，

其中全部用户贡献矢量 g 由 $g=[g_{(1)}[1],...,g_{(1)}[N],.....,g_{(M)}[1],...,g_{(M)}[N]]^T$ 表示，全部收到观察值矢量 y 由 $y=[y_{(1)}[1],...,y_{(1)}[N],.....,y_{(M)}[1],...,y_{(M)}[N]]^T$ 表示，并且重构矩阵 W 从 WR(y，y) = R(g，y) 来求解。

9. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，在每码片解析度下的单径多天线信道的情景中，所述收到信号可被表示为

$g_{(m)}[k] = h_{(m)}s[k]$，k = 1，...，N 并且 m = 1，...，M，

其中 k 是按码片计的时间索引，$h_{(m)}$ 是在历时 N 上静态的衰落系数，s[k] 是经扩展的数据、导频、或开销信号，并且 $z_{(m)}[k]$ 可表示从至少其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区的干扰、以及热噪声。

10. 如权利要求 9 所述的方法，其特征在于，$|s[k]| = 1$ 并且 s[k] 在接收机处是已知的。

11. 如权利要求 9 所述的方法，其特征在于，所有 $k = 1, \ldots, N$ 的加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 被进一步建模为独立、恒等地分布的零均值信号。

12. 如权利要求 11 所述的方法，其特征在于，所述加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 与 $g_{(n)}[k]$ 是不相关的。

13. 如权利要求 9 所述的方法，其特征在于，所述重构出的期望用户的信号贡献被表示为 $\hat{\mathbf{g}}[k] = \frac{s[k]}{N}\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h})\left(\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h}) + \frac{\mathbf{R}(\mathbf{z},\mathbf{z})}{N}\right)^{-1}\sum_{j=1}^{N} s^*[j]\mathbf{y}[j]$，

其中 R(h,h) 和 R(z,z) 分别是跨天线的噪声和衰落相关性，并且 y[j] 是在时间 j 跨所有天线的收到采样。

14. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，在亚码片解析度下的单天线多径信道的情景中，所述收到信号可被表示为

$g[k] = \sum_{\ell=1}^{L} h_\ell s[k-\tau_\ell] + z[k]$，$k = 1, \ldots, N$ 并且 $m = 1, \ldots, M$，

其中 k 是按码片倍数计的时间索引，s[k] 是所述用户的已知信号，h_l 是具有延迟 τ_l 的第 l 条路径信道的振幅，并且 z[k] 可表示从至少其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区的干扰、以及热噪声。

15. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于，如果收发脉冲为 Φ[k]——其中 k 反映 d 倍码片频率下的采样，那么所述用户的已知信号等于 $s[k] = x[k] \otimes \phi[k]$，其中 x[k] 是未经采样的已编码序列。

16. 如权利要求 15 所述的方法，其特征在于，对于 $\tau_l - \tau_{l-1}$ 接近一个码片区间的间隔紧密的路径，Φ[k] 的存在会致使常规的解扩技术给出不良的信道路径估计。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其特征在于，所述间隔紧密的路径称为富径。

18. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于，在中到高信噪比领域中，所述期望用户的信号的所述空间和时间相关性计算可被进一步简化为针对富径进行补偿并表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{h}_{(-T)} \\ \hat{h}_{(-T+1)} \\ \vdots \\ \hat{h}_{(T)} \end{bmatrix} = \left(\Phi^H\Phi\right)^{-1}\Phi^H \begin{bmatrix} c[-T] \\ c[-T+1] \\ \vdots \\ c[T] \end{bmatrix},$$

$$\text{其中}\Phi = \begin{bmatrix} \phi[-2T] & \phi[-2T+1] & \cdots & \phi[0] \\ \phi[-2T+1] & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \phi[0] & \phi[1] & & \phi[2T] \end{bmatrix},$$

其中 $\hat{h}_{(\tau)}$ 是对延迟 τ 的系数，并且 c[τ] 是解扩器输出。

19. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述信号包括码分多址 (CDMA) 或宽带 CDMA(W-CDMA) 信号。

20. 一种用于从收到信号计算重构出的期望用户的信号贡献的装置，包括：

用于估计所述收到信号的多个收到采样的空间相关性的装置；

用于估计所述收到信号的多个信道系数的空间相关性的装置，所述多个信道系数包括在多个天线处接收到的各个路径的信号振幅，所述各个路径包括延迟；

用于基于估计出的所述收到信号的所述多个信道系数的空间相关性计算期望用户的信号的空间相关性的装置；以及

用于基于计算出的所述期望用户的信号的空间相关性以及所述估计出的所述多个收到采样的空间相关性计算重构出的期望用户的信号贡献的装置。

21. 如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，进一步包括：

用于估计所述收到信号的所述多个收到采样的时间相关性的装置；

用于估计所述收到信号的所述多个信道系数的时间相关性的装置；以及

用于计算所述期望用户的信号的时间相关性的装置。

22. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于，进一步包括：

用于获得重构矩阵的装置。

23. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于，所述收到信号可被表示为

$$g_{(m)}[k]=\sum_{\ell=1}^{L}h_{(m),\ell}[k]s[k-d_\ell]，k = 1,...,N 并且 m = 1,...,M,$$

其中 k 是反映每码片或亚码片的解析度的时间索引，$h_{(m),l}[k]$ 是具有延迟 d_l 的在第 m 个天线处接收到的第 l 条路径的振幅，所述延迟 d_l 有可能是时变的，s[k] 是该用户的要被消去的已知信号，并且 $z_{(m)}[k]$ 是代表从至少其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区的干扰、以及热噪声的加性噪声。

24. 如权利要求 23 所述的装置，其特征在于，所述加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 与 $g_{(m)}[k]$ 是不相关的。

25. 如权利要求 23 所述的装置，其特征在于，s[k] 是传送的序列并且包括数据序列、导频序列或开销序列中的至少一者继之以扩展序列。

26. 如权利要求 23 所述的装置，其特征在于，如果 k 对应于亚码片的解析度，那么 s[k] 进一步包括与传送和接收滤波器的卷积。

27. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于，所述重构出的期望用户的信号贡献被表示为

$$\hat{\mathbf{g}}=\mathbf{W}\mathbf{y},$$

其中全部用户贡献矢量 g 由 $g = [g_{(1)}[1],...,g_{(1)}[N],.....,g_{(M)}[1],...,g_{(M)}[N]]^T$ 表示，全部收到观察值矢量 y 由 $y = [y_{(1)}[1],...,y_{(1)}[N],.....,y_{(M)}[1],...,y_{(M)}[N]]^T$ 表示，并且重构矩阵 W 从 WR(y, y) = R(g, y) 来求解。

28. 如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，在每码片解析度下的单径多天线信道的情景中，所述收到信号可被表示为

$g_{(m)}[k] = h_{(m)}s[k]$，k = 1,...,N 并且 m = 1,...,M,

其中 k 是按码片计的时间索引，$h_{(m)}$ 是在历时 N 上静态的衰落系数，s[k] 是经扩展的数据、导频、或开销信号，并且 $z_{(m)}[k]$ 可表示从至少其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区的干扰、以及热噪声。

29. 如权利要求 28 所述的装置，其特征在于，|s[k]| = 1 并且 s[k] 在接收机处是已知

的。

30. 如权利要求 28 所述的装置，其特征在于，所有 k = 1，...，N 的加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 被进一步建模为独立、恒等地分布的零均值信号。

31. 如权利要求 30 所述的装置，其特征在于，所述加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 与 $g_{(n)}[k]$ 是不相关的。

32. 如权利要求 28 所述的装置，其特征在于，所述重构出的期望用户的信号贡献被表示为 $\hat{\mathbf{g}}[k]=\frac{s[k]}{N}\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h})\left(\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h})+\frac{\mathbf{R}(\mathbf{z},\mathbf{z})}{N}\right)^{-1}\sum_{j=1}^{N}s^{*}[j]\mathbf{y}[j]$，

其中 R(h，h) 和 R(z，z) 分别是跨天线的噪声和衰落相关性，并且 y[j] 是在时间 j 跨所有天线的收到采样。

33. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于，在亚码片解析度下的单天线多径信道的情景中，所述收到信号可被表示为

$$g[k]=\sum_{\ell=1}^{L}h_{\ell}s[k-\tau_{\ell}],\ \mathrm{k}=1,\ldots,\mathrm{N}\ \text{并且}\ \mathrm{m}=1,\ldots,\mathrm{M},$$

其中 k 是按码片倍数计的时间索引，s[k] 是所述用户的已知信号，h_l 是具有延迟 τ_l 的第 1 条路径信道的振幅，并且 z[k] 可表示从至少其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区的干扰、以及热噪声。

34. 如权利要求 33 所述的装置，其特征在于，如果收发脉冲为 Φ[k]——其中 k 反映 d 倍码片频率下的采样，那么所述用户的已知信号等于 $s[k]=x[k]\otimes\phi[k]$，其中 x[k] 是未经采样的已编码序列。

35. 如权利要求 34 所述的装置，其特征在于，对于 $\tau_l-\tau_{l-1}$ 接近一个码片区间的间隔紧密的路径，Φ[k] 的存在会致使常规的解扩技术给出不良的信道路径估计。

36. 如权利要求 35 所述的装置，其特征在于，所述间隔紧密的路径称为富径。

37. 如权利要求 36 所述的装置，其特征在于，在中到高信噪比领域中，所述期望用户的信号的空间和时间相关性的计算装置可被进一步简化为针对富径进行补偿并表示为

$$\begin{bmatrix}\hat{h}_{(-T)}\\ \hat{h}_{(-T+1)}\\ \vdots\\ \hat{h}_{(T)}\end{bmatrix}=\left(\Phi^{H}\Phi\right)^{-1}\Phi^{H}\begin{bmatrix}c[-T]\\ c[-T+1]\\ \vdots\\ c[T]\end{bmatrix},$$

$$\text{其中}\Phi=\begin{bmatrix}\phi[-2T] & \phi[-2T+1] & \cdots & \phi[0]\\ \phi[-2T+1] & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \phi[0] & \phi[1] & & \phi[2T]\end{bmatrix},$$

其中 $\hat{h}_{(\tau)}$ 是对延迟 τ 的系数，并且 c[τ] 是解扩器输出。

38. 如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，所述信号包括码分多址 (CDMA) 或宽带 CDMA(W-CDMA) 信号。

用于从空间和时间相关的收到采样作信号重构的方法和系统

[0001] 在 35U.S.C. § 119 下的优先权要求

[0002] 本申请要求 2005 年 12 月 6 日提交的被援引纳入于此的题为“METHODS AND SYSTEMS FOR SIGNAL RECONSTRUCTION FROM SPATIALLY AND TEMPORALLY CORRELATED RECEIVED SAMPLES”的共同受让的美国临时申请 No. 60/748,128 的优先权。

[0003] 背景

[0004] 领域

[0005] 本发明一般涉及无线通信系统，尤其涉及用于提供从空间和时间相关的收到采样作有效信号重构的方法和系统。

[0006] 背景

[0007] 通信系统可提供诸基站与诸接入终端 (AT) 之间的通信。前向链路或即下行链路是指从基站到接入终端的传输。反向链路或即上行链路是指从接入终端到基站的传输。每一接入终端在给定时刻取决于其是否活跃以及是否处于软换手中可于前向和反向链路上与一个或多个基站通信。

[0008] 无线通信系统被广为部署以对多个用户提供各种类型的通信（例如，语音、数据等）。此类系统可基于码分多址 (CDMA)、时分多址 (TDMA)、频分多址 (FDMA)、或其他多址技术。CDMA 系统呈现一些可取的特征，包括增大的系统容量。CDMA 系统可被设计成实现一种或多种标准，诸如 IS-95、**CDMA2000®**、IS-856、W-CDMA、TD-SCDMA、以及其他标准。

[0009] 随着无线通信系统力求向数目日益增长的用户提供甚至更高数据率下的多种多样的服务，其中固有要有效地减轻干扰及其他妨作物以确保服务质量并维持期望吞吐的挑战。

[0010] 附图简要说明

[0011] 从以下随附图阐述的具体说明，本申请的特征、本质、以及优势将可更加明确。相同的参引数字和符号可标示相同或相似的对象。

[0012] 图 1 图解了一种具有数个基站和数个接入终端的无线通信系统。

[0013] 图 2 图解了可在图 1 的接入终端处实现的发射机结构和 / 或过程的一个示例。

[0014] 图 3 图解了可在图 1 的基站处实现的接收机过程和 / 或结构的一个示例。

[0015] 图 4 图解了基站接收机过程或结构的另一个实施例。

[0016] 图 5 图解了在图 1 的系统中二个用户的功率分配的一个一般化的示例。

[0017] 图 6 示出了为具有相等发射功率的用户实现帧异步话务干扰消去而作的均匀时间偏移分布的一个示例。

[0018] 图 7 图解了反向链路数据分组使用的交织结构以及前向链路自动重复请求信道。

[0019] 图 8 图解了横跨一完整的 16 时隙分组的存储器。

[0020] 图 9A 图解了一种话务干扰消去方法，举一例而言是具有无延迟解码特征的顺序干扰消去 (SIC)。

[0021] 图 9B 图解了一种执行图 9A 的方法的装置。

[0022] 图 10 图解了在对已解码的子分组作干扰消去 (IC) 的情况下一股交织中相继的子分组到达之后的接收机采样缓冲。

[0023] 图 11 图解了一种开销信道结构。

[0024] 图 12A 图解了一种首先执行导频 IC(PIC) 然后一并执行开销 IC(OIC) 和话务 IC(TIC) 的方法。

[0025] 图 12B 图解了一种执行图 12A 的方法的装置。

[0026] 图 13A 图解了图 12A 中的方法的一种变体。

[0027] 图 13B 图解了一种执行图 13A 的方法的装置。

[0028] 图 14A 图解了一种执行联合式 PIC、OIC 和 TIC 的方法。

[0029] 图 14B 图解了一种执行图 14A 的方法的装置。

[0030] 图 15A 图解了图 14A 中的方法的一种变体。

[0031] 图 15B 图解了一种执行图 15A 的方法的装置。

[0032] 图 16 图解了一种传输系统模型。

[0033] 图 17 图解了组合式传送和接收滤波的示例响应。

[0034] 图 18A 和 18B 示出基于三个 RAKE 耙指处中每一个处的估计的多径信道的信道估计（实和虚分量）的示例。

[0035] 图 19A 和 19B 示出基于 RAKE 耙指和用数据码片所作的解扩的改善的信道估计的示例。

[0036] 图 20A 图解了一种用于在 RAKE 耙指延迟处以重新生成的数据码片来解扩的方法。

[0037] 图 20B 图解了一种执行图 20A 的方法的装置。

[0038] 图 21A 和 21B 图解了使用在码片 ×2 解析度下均匀间隔开的采样来估计复合信道的一个示例。

[0039] 图 22A 图解了一种使用重新生成的数据码片在均匀解析度下估计复合信道的方法。

[0040] 图 22B 图解了一种执行图 22A 的方法的装置。

[0041] 图 23 图解了一种在固定开销子信道增益下的闭环功率控制暨增益控制。

[0042] 图 24 是图 23 的在固定开销子信道增益下的功率控制暨增益控制的一种变体。

[0043] 图 25 图解了在固定开销子信道增益下的功率控制的一个示例。

[0044] 图 26 除了具有开销增益控制以外其他与图 24 相似，。

[0045] 图 27 图解了图 26 的具有唯 DRC 开销增益控制的一种变体。

[0046] 图 28 图解了实际的和重构的信道冲激响应 (CIR) 的坐标图。

[0047] 图 29A 图解了一种以迭代耙指延迟适应性调整来进行迭代 IC 的方法。

[0048] 图 29B 图解了一种执行图 29A 的方法的装置。

[0049] 图 30 图解了实际的、重构的和改善的 CIR 的坐标图。

[0050] 图 31 和 32 各自图解了在有富径 (fat-path) 情况下信道估计的示例和结果。

[0051] 图 33 和 34 各自图解了在没有富径情况下信道估计的示例和结果。

[0052] 具体说明

[0053] 本文中描述的任何实施例并非必然优于或胜过其他实施例。尽管附图中给出了本公开的各个方面，但是这些附图并非必然是按比例绘制或者绘制成包括一切的。

[0054] 图 1 图解了无线通信系统 100，其包括系统控制器 102、基站 104a 和 104B、以及多个接入终端 106a-106h。系统 100 可具有任意数目个系统控制器 102、基站 104、以及接入终端 106。下面描述的本公开的各个方面和实施例可在系统 100 中实现。

[0055] 接入终端 106 可以是移动的或静止的，并且可散布在图 1 的通信系统 100 中各处。接入终端 106 可被连接到或实现在诸如膝上型个人计算机等的计算设备中。替换地，接入终端可以是诸如个人数字助理 (PDA) 等的自含式数据设备。接入终端 106 可指各种类型的设备，诸如有线电话、无线电话、蜂窝电话、膝上型计算机、无线通信个人计算机 (PC) 卡、PDA、外置或内置调制解调器等等。接入终端可以是藉由通过无线信道或通过有线信道——例如使用光纤或同轴电缆——通信来给用户提供数据连通性的任何设备。接入终端可以有各种名称，诸如移动站、接入单元、订户单元、移动设备、移动终端、移动单元、移动电话、移动台、远程站、远程终端、远程单元、用户设备、用户装备、手持式设备等等。

[0056] 系统 100 为数个蜂窝小区提供通信，其中每一蜂窝小区由一个或多个基站 104 服务。基站 104 也可称为基站收发机系统 (BTS)、接入点、接入网络 (AN) 的一部分、调制解调器群收发机 (MPT)、或 B 节点。接入网络是指提供分组交换数据网络（例如，因特网）与诸接入终端 106 之间的数据连通性的网络装备。

[0057] 前向链路 (FL) 或即下行链路是指从基站 104 到接入终端 106 的传输。反向链路 (RL) 或即上行链路是指从接入终端 106 到基站 104 的传输。

[0058] 基站 104 可使用从一组不同的数据率中选择的一个数据率来向接入终端 106 传送数据。接入终端 106 可测量基站 104 所发送的导频信号的信噪干扰比 (SINR) 并确定基站 104 向该接入终端 106 传送数据的理想数据率。接入终端 106 可向基站 104 发送数据请求信道或数据率控制 (DRC) 消息以向基站 104 通知此理想的数据率。

[0059] 系统控制器 102（也称为基站控制器 (BSC)）可提供对诸基站 104 的协调和控制，并可进一步对将呼叫经由基站 104 路由到诸接入终端 106 进行控制。系统控制器 102 可进一步经由移动交换中心 (MSC) 被耦合到公共交换电话网 (PSTN) 以及经由分组数据服务节点 (PDSN) 耦合到分组数据网络。

[0060] 通信系统 100 可使用一种或多种通信技术，诸如码分多址 (CDMA)、IS-95、也称高数据率 (HDR) 的如在“CDMA2000®高速率分组数据空中接口规范”TIA/EIA/IS-856 中载明的高速率分组数据 (HRPD)、CDMA 1x 演进数据优化 (EV-DO)、1xEV-DV、宽带 CDMA(W-CDMA)、全球移动电信系统 (UMTS)、时分同步 CDMA(TD-SCDMA)、正交频分复用 (OFDM) 等。下面描述的示例提供详情以便清楚理解。本文中给出的理念也可应用于其他系统，并且本发明的示例并非意味着限定本申请。

[0061] 图 2 图解了可在图 1 的接入终端 106 处实现的发射机结构和 / 或过程的一个示例。图 2 中所示的功能和组件可由软件、硬件、或软件与硬件的组合来实现。可向图 2 添加其他功能以作为图 2 中所示的功能的补充或替代。

[0062] 数据源 200 向编码器 202 提供数据，后者使用一种或多种编码方案来编码数据比特以提供经编码的数据码片。每一种编码方案可包括一种或多种类型的编码，诸如循环冗余校验 (CRC)、卷积编码、Turbo 编码、块编码、其他类型的编码、或完全无编码。其他编码方案可包括自动重复请求 (ARQ)、混合式 ARQ(H-ARQ)、以及增量冗余重复技术。不同类型的数据可用不同的编码方案来编码。交织器 204 交织已编码的数据比特以对抗衰落。

[0063] 调制器 206 调制已编码、交织的数据以生成经调制的数据。调制技术的示例包括二进制相移键控 (BPSK) 和正交相移键控 (QPSK)。调制器 206 还可重复已调制数据序列，或者码元穿孔单元可穿孔码元中的数个比特。调制器 206 还可用 Walsh 覆盖（即，Walsh 码）来扩展已调制数据来形成数据码片。调制器 206 还可将数据码片与导频码片和 MAC 码片时分复用以形成码片流。调制器 206 还可使用伪随机噪声 (PN) 扩展器以一个或多个 PN 码（例如，短码、长码）来扩展此码片流。

[0064] 基带 - 射频转换单元 208 可将基带信号转换成射频 (RF) 信号供经由天线 210 在无线通信链路上向一个或多个基站 104 传送。

[0065] 图 3 图解了可在图 1 的基站 104 处实现的接收机过程和 / 或结构的一个示例。图 3 中所示的功能和组件可由软件、硬件、或软件与硬件的组合来实现。可向图 3 添加其他功能以作为图 3 中所示的功能的补充或替代。

[0066] 一个或多个天线 300 接收来自一个或多个接入终端 106 的反向链路已调制信号。多个天线可提供对抗诸如衰落等的有害路径效应的空间分集。每一接收到的信号被提供给相应各接收机或 RF- 基带转换单元 302，后者调理（例如，滤波、放大、下变频）并数字化接收到的信号以生成该收到信号的数据采样。

[0067] 解调器 304 可解调这些接收到的信号以提供恢复出的码元。对于CDMA2000®，解调通过 (1) 信道化经解扩的采样以将接收到的数据和导频离析或信道化到其各自的码信道上，以及 (2) 用恢复出的导频来相干解调经信道化的数据以提供已解调数据来尝试恢复出数据传输。解调器 304 可包括用于存储关于所有用户 / 接入终端的收到信号的采样的收到采样缓冲 312（也称联合前端 RAM(FERAM) 或采样 RAM）、用于解扩和处理多个信号实例的 rake 接收机 314、以及已解调码元缓冲 316（也称后端 RAM(BERAM) 或已解调码元 RAM）。可以有多个已解调码元缓冲 316 以对应于这多个用户 / 接入终端。

[0068] 解交织器 306 解交织来自解调器 304 的数据。

[0069] 解码器 308 可解码此已解调数据以恢复出经解码的接入终端 106 所传送的数据比特。已解码的数据可被提供给数据附 310。

[0070] 图 4 图解了基站接收机过程或结构的另一个实施例。在图 4 中，成功解码出的用户的数据比特被输入到干扰重构单元 400，此单元 400 包括编码器 402、交织器 404、调制器 406、和滤波器 408。编码器 402、交织器 404、以及调制器 406 可以与图 2 的编码器 202、交织器 204、以及调制器 206 相似。滤波器 408 在 FERAM 解析度下形成已解码出的用户的采样——例如从码片率变为 2× 码片率。已解码出的用户对 FERAM 的贡献随即从 FERAM 312 中被移除或消去。

[0071] 尽管下面描述了基站 104 处的干扰消去，但是本文中的概念也可被应用于接入终端 106 或是通信系统中的任何其他组元。

[0072] 话务干扰消去

[0073] CDMA 反向链路的容量可能受到诸用户之间的干扰的限制，因为不同用户所传送的信号在基站或 BTS 104 处不是正交的。因此，降低诸用户之间的干扰的技术将会提高 CDMA 反向链路的系统性能。本文中描述了用于高效率地实现针对诸如CDMA2000® 1xEV-DO 修订版 A 等的高级 CDMA 系统的干扰消去的技术。

[0074] 每一 DO 修订版 A 的用户传送话务、导频、以及开销信号，所有这些将会对其他用户

造成干扰。如图 4 所示，在 BTS 104 处可重构信号并将其从 FERAM 312 中扣除。所传送的导频信号在 BTS 104 处是已知的并且可基于关于此信道的知识来重构。然而，在 BTS 104 处开销信号（诸如反向速率指标 (RRI)、数据请求信道或数据率控制 (DRC)、数据源信道 (DSC)、确认 (ACK)）首先被解调并检测，并且所传送的数据信号被解调、解交织、以及解码以确定所传送的开销和话务码片。基于确定关于一给定信号的传送的码片，重构单元 400 随后可基于信道知识来重构对 FERAM 312 的贡献。

[0075] 来自数据源 200 的数据分组中的比特可由编码器 202、交织器 204、和 / 或调制器 206 重复并处理成多个相应的"子分组"以供向 BTS 104 传送。如果 BTS 104 接收到高信噪比的信号，则第一子分组可能包含足以供 BTS 104 解码并推导出原始数据分组的信息。例如，来自数据源 200 的数据分组可被重复并处理成 4 个子分组。用户终端 106 向 BTS 104 发送第一子分组。BTS 104 从此第一个接收到的子分组正确解码和推导出原始数据分组的可能性可能相对较低。但是随着 BTS 104 接收到第二、第三、和第四子分组并组合从每一接收到的子分组推导出的信息，解码和推导出原始数据分组的可能性就提高了。一旦 BTS 104 正确解码出原始分组（例如，使用 CRC 或其他检错技术），BTS 104 就向用户终端 106 发送一确认信号以停止发送子分组。用户终端 106 随即可发送一新分组的第一子分组。

[0076] DO 修订版 A 的反向链路采用 H-ARQ（图 7），在其中每一 16 时隙分组被断为 4 个子分组并且以同一段交织的诸子分组之间有 8 个时隙的交织式结构来传送。此外，不同的用户 / 接入终端 106 可在不同的时隙边界上开始其传送，因此不同用户的 4 时隙子分组异步地到达基站或 BTS 处。异步性对于 H-ARQ 和 CDMA 的效果以及针对 H-ARQ 和 CDMA 的干扰消去接收机的高效率设计在下面描述。

[0077] 来自干扰消去的增益取决于诸信号从 FERAM 312 中被移除的次序。本文中公开了涉及基于话务 - 导频 (T2P) 比、有效 SINR、或解码概率来解码（并且在 CRC 通过的情况下扣除）用户的技术。本文中公开了用于在已从 FERAM312 中移除了一些用户之后重新尝试其他用户的解调和解码的各种办法。从 BTS FERAM 312 作干扰消去可被高效率地实现以计及诸如 EV-DO 修订版 A 等的在其中用户使用混合式 ARQ 来传送导频信号、控制信号、和话务信号的异步 CDMA 系统。本公开还可应用于 EV-DV 发行版 D、W-CDMA EUL、以及 CDMA2000®。

[0078] 话务干扰消去 (TIC) 可被定义为在一用户已被正确解码出（图 4）之后移除该用户的数据对 FERAM 312 的贡献的减性干扰消去。与诸如 CDMA2000®、EV-DO、EV-DV、和 W-CDMA 等的实际 CDMA 系统上的 TIC 相关联的实际问题中的一些在本文中得到针对性解决。这些问题中有许多是因实际系统具有用户异步性和 H-ARQ 这一事实造成的。例如，CDMA2000® 有意地在时间上均匀地扩展用户数据帧以防回程网络中有过度的延迟。EV-DO 的修订版 A、EV-DV 的发行版 D、以及 W-CDMA 的 EUL 也使用会引入一种以上可能的数据长度的 H-ARQ。

[0079] 多用户检测是 TIC 归入的主要算法范畴，并且其指尝试通过允许对两个不同用户的检测交互来提高性能的任何算法。TIC 方法可涉及逐次干扰消去或即顺序干扰消去 (SIC) 以及并行干扰消去 (PIC) 的混合。SIC 是指顺序地解码诸用户并利用先前解码出的用户的数据来提高性能的任何算法。PIC 是泛指同时解码诸用户并同时扣除所有解码出的用户。

[0080] TIC可以不同于PIC。TIC和PIC之间的一个差别在于所传送的导频信号是接收机事先已全然知晓的。因此，PIC仅使用信道估计就可扣除导频对接收到的信号的贡献。第二个主要的差别在于发射机与接收机通过H-ARQ机制在话务信道上密切地交互。接收机在有用户被成功解码出之前是不知道所传送的数据序列的。

[0081] 类似地，在一种称为开销干扰消去(OIC)的技术中从FERAM中移除开销信道是合乎需要的。在基站或BTS 104知道所传送的开销数据之前开销信道是无法被移除的，而所传送的开销数据是通过解码然后重新形成开销消息来确定的。

[0082] 逐次干扰消去定义了一类方法。互信息的链式法则显示，在理想条件下，逐次干扰消去可达到多址信道的最大容量。其主要条件是所有用户皆为帧同步的并且每一用户的信道可仅有可忽略的误差地被估计。

[0083] 图5图解了二个用户(用户1、用户2、用户3)的功率分布的一个一般化示例，在其中诸用户同步地传送帧(来自所有用户的帧被同时接收)，并且每一用户在相同数据率下作传送。每一用户被指令使用特定的发射功率，例如，用户3在大体上等于噪声的功率下发射；用户2在大体上等于用户3的功率加噪声的功率下发射；并且用户1在大体上等于用户2加用户3加噪声的功率下发射。

[0084] 接收机按发射功率的降序来处理信号。从k＝1(具有最高功率的用户1)开始，接收机尝试为用户1作解码。如果解码成功，则基于用户1的信道估计来形成并扣除其对接收到的信号的贡献。这可被称为帧同步顺序干扰消去。接收机继续进行处理直至已为所有用户尝试作解码。每一用户在先前解码出的诸用户的逐次干扰消去的干扰消去之后具有相同的SINR。

[0085] 不巧的是，此办法可能对解码差错非常敏感。如果单个大功率用户 诸如用户1——没有正确解码出来，那么所有后继用户的SINR可能会严重地降级。这可能会阻碍此点之后的所有用户被解码出来。此办法的另一个缺点在于其要求诸用户在接收机处有特定的相对功率，而这在衰落信道中是难以确保的。

[0086] 帧异步性和干扰消去，例如**CDMA2000®**

[0087] 假设有意地使用户帧偏移相互交错。这种帧异步操作整体上对系统有数个裨益。例如，接收机处的处理能力和网络带宽自此在时间上将有更均匀的使用分布。与之相对，诸用户间的帧同步性在每一帧边界的末尾处要求一阵处理能力和网络资源的猝发，因为所有用户将同时结束分组。在帧异步性下，BTS 104能首先解码到达时间最早的用户而不是具有最大功率的用户。

[0088] 图6示出了为具有相等发射功率的用户实现帧异步TIC而作的均匀时间偏移分布的一个示例。图6描绘了就在用户1的帧1要被解码之前一瞬的快照。由于帧0已被解码出并为所有用户作了消去，因此其对干扰的贡献以打阴影线(用户2和3)来示出。一般而言，此办法使干扰降低到1/2。干扰的一半在解码用户1的帧1之前已由TIC移除。

[0089] 在另一个实施例中，图6中的用户可指用户群，例如用户群1、用户群2、用户群3。

[0090] 异步性和干扰消去的一个裨益是诸用户之间在功率电平和差错统计性意义上相对的对称性——若其想要相似的数据率的话。一般而言，在相等用户数据率下的顺序干扰消去下，最后一个用户是以非常低的功率被接收到并且也十分依赖于所有在前用户的成功解码。

[0091] 异步性、混合式 ARQ 及交织，例如 EV-DO 修订版 A

[0092] 图 7 图解了 RL 数据分组使用的交织结构（例如，在 1xEV-DO 修订版 A 中）以及 FL ARQ 信道。每一股交织（交织 1、交织 2、交织 3）包括一组时间上交错的片段。在此例中，每一片段为 4 时隙长。在每一片段期间，一用户终端可向基站传送一子分组。有三股交织，并且每一片段为 4 时隙长。由此，在给定的一股交织中一子分组的末尾与同一股交织中下一子分组的起始之间有 8 个时隙。这给予接收机足够的时间来解码此子分组并向发射机中继一 ACK 或否定确认（NAK）。

[0093] 混合式 ARQ 利用了衰落信道的时变本质。如果信道状况对于头 1、2、或 3 个子分组是良好的，那么仅使用那些子分组即可解码出该数据帧，并且接收机向发射机发送一 ACK。此 ACK 指令发射机不要发送其余的子分组，而是在期望的情况下开始一新的分组。

[0094] 实现干扰消去的接收机架构

[0095] 在 TIC 下，已解码出的用户的数据被重构并扣除（图 4）从而 BTS 104 可移除已解码出的用户的数据对其他用户造成的干扰。TIC 接收机可装备有两个循环存储器：FERAM 312 和 BERAM 316。

[0096] FERAM 312 存储接收到的采样（例如，在 2× 码片率下）并且为所有用户所公用。非 TIC 接收机将仅使用有约 1-2 个时隙的 FERAM（来容许解调过程中的延迟），因为不发生话务或开销干扰的扣除。在针对具有 H-ARQ 的系统的 TIC 接收机中，FERAM 可横跨许多个时隙——例如 40 个时隙，并且由 TIC 通过扣除已解码出的用户的干扰来更新。在另一个配置中，FERAM 312 可具有横跨未臻完整分组的长度，诸如横跨从一分组中一子分组的起始到该分组中一后续子分组的末尾的时期的长度。

[0097] BERAM 316 存储如由解调器的 rake 接收机 314 生成的收到比特的经解调码元。每一用户可具有一不同的 BERAM，因为经解调码元是通过以因用户而异的 PN 序列作解扩并跨诸 RAKE 耙指组合来获得的。TIC 和非 TIC 接收机两者皆可使用 BERAM 316。TIC 中的 BERAM 316 用于在 FERAM 312 并不横跨所有子分组的情况下存储不再存储在 FERAM 312 中的先前子分组的已解调码元。BERAM 316 或可在每当发生解码尝试时或可在每当有时隙自 FERAM 312 退出时被更新。

[0098] 用于选段 FERAM 长度的方法

[0099] BERAM 316 和 FERAM 312 的大小可根据要求的处理能力、从存储器到处理器的传递带宽、系统的延迟和性能之间的各种权衡来选取。一般而言，使用较短的 FERAM 312，TIC 的裨益将受到限制，因为最老的子分组将不会被更新。另一方面，较短的 FERAM 312 使得解调、扣除的次数减少并且传递带宽减小。

[0100] 在修订版 A 的交织下，16 时隙的分组（4 个子分组，每一子分组在 4 个时隙里传送）将横跨 40 个时隙。因此，可使用 40 时隙的 FERAM 来确保能将一用户从所有受影响的时隙中移除。

[0101] 图 8 图解了横跨 EV-DO 修订版 A 所用的一完整的 16 时隙分组的 40 时隙 FERAM 312。每当接收到新的子分组时，就使用存储在 FERAM 312 中的所有可用子分组来对该分组作解码尝试。如果解码成功了，那么就通过重构并扣除所有组元子分组（1、2、3、或 4）的贡献来从 FERAM 312 消去该分组的贡献。对于 DO 修订版 A 而言，4、16、28、或 40 时隙的 FERAM 长度分别将横跨 1、2、3、或 4 个子分组。在接收机处实现的 FERAM 的长度可取决于复杂度考

虑、支持各种不同用户到达时间的需要、以及对在先前诸帧偏移上的用户重做解调和解码的能力。

[0102] 图 9A 图解了一种一般化的 TIC 方法，举一例而言是具有无延迟解码特征的顺序干扰消去。其他增强将在下面描述。此过程始于开始框 900 并前行至选取延迟框 902。在 SIC 中，选取延迟框 902 可被省略。在框 903 中，BTS 104 在那些于当前时隙里终止一子分组的用户当中选取一个用户（或一用户群）。

[0103] 在框 904 中，解调器 304 根据所选取的用户的扩展和加扰序列、以及其星座大小来解调该用户的存储在 FERAM 312 中的一些或所有时间片段里的子分组的采样。在框 906 中，解码器 308 使用存储在 BERAM 316 中的先前已解调的码元以及经解调的 FERAM 采样来尝试解码此用户分组。

[0104] 在框 910 中，解码器 308 或另一单元可确定该用户的分组是否已被成功解码出，即是否通过了差错校验——诸如使用 CRC 的差错校验。

[0105] 如果该用户分组解码失败，则在框 918 中向接入终端 106 发回一 NAK。如果该用户分组被正确解码出，则在框 908 中向接入终端 106 发送一 ACK 并在框 912--914 中执行干扰消去。框 912 根据已解码出的信号、信道冲激响应、以及传送 / 接收滤波器来重新生成此用户信号。框 914 从 FERAM 312 扣除该用户的贡献，由此减少其对尚未被解码的用户的干扰。

[0106] 无论解码失败还是成功，在框 916 中接收机均移至下一要被解码的用户。当已对所有用户执行了解码尝试时，将一新时隙插入到 FERAM 312 中并且对下一时隙重复整个过程。采样可被实时地写到 FERAM 312 中，即 2× 码片率的采样可在每 1/2 码片里被写入。

[0107] 图 9B 图解了一种包括装置 930-946 以执行图 9A 的方法的装置。图 9B 中的装置 930 946 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0108] 用于选取解码次序的方法

[0109] 框 903 指示 TIC 或可被顺序地应用于每一用户或可被并行地应用于用户群。随着群长得越来越大，实现复杂度可能降低，但是 TIC 的裨益也可能会降低，除非如下面描述地迭代 TIC。

[0110] 用户据此被编组和 / 或排序的准则可根据信道变动率、话务的类型以及可用处理能力而变化。良好的解码次序可包括首先解码对干扰除而言最有用的以及最可能被解码出来的那些用户。用于从 TIC 达成最大增益的准则可包括：

[0111] A. 载荷大小和 T2P：BTS 104 可根据载荷大小来编组或排序用户，并按从具有最高发射功率即最高 T2P 的用户起到具有最低 T2P 的用户的次序来解码。解码并从 FERAM 312 中移除高 T2P 用户具有最大的裨益，因为它们对其他用户造成了最大部分的干扰。

[0112] B. SINR：BTS104 可先解码具有较高 SINR 的用户再解码具有较低 SINR 的用户，因为具有较高 SINR 的用户被解码出的可能性较高。也可将具有相似 SINR 的用户编组在一起。在衰落信道的情形中，SINR 贯穿分组始终是时变的，因此可计算等效 SINR 以确定恰适的排序。

[0113] C. 时间：BTS 104 可先解码“较老的”分组（即，在 BTS 104 处已接收到其较多的子分组的那些分组）再解码“较新的”分组。此选择反映出对于给定 T2P 比和 ARQ 终止目的，每递增一子分组解码出分组的可能性就更大这一假定。

[0114] 用于重新尝试解码的方法

[0115] 每当有用户被正确解码出，其干扰贡献就从 FERAM 312 中被扣除，由此增大了正确解码出所有共享一些时隙的用户的潜在可能。重复尝试解码先前失败的用户是有利的，因为它们所见的干扰可能已经显著下降。选取延迟框 902 选择用作解码和 IC 的基准的时隙（当前的或过往的）。选取用户框 903 将选择在所选取的延迟的时隙里终止一子分组的用户。延迟的选取可基于以下选项：

[0116] A. 当前解码指示一旦已对所有用户尝试解码、并且 FERAM 312 中有下一时隙可用就移到下一（将来的）时隙的可选项。在此情形中，每个被处理的时隙每一用户被尝试解码一次，并且这将对应于逐次干扰消去。

[0117] B. 迭代解码尝试每个被处理的时隙解码用户一次以上。第二次及后续解码迭代将受益于先前诸次迭代上已解码出的用户的干扰的消去。迭代解码在有多个用户无居间 IC 地被并行解码的情况下能产出增益。在当前时隙上的纯迭代解码下，选取延迟框 902 将仅仅是简单地选择同一时隙（即，延迟）多次。

[0118] C. 后向解码：接收机解调诸子分组并尝试基于解调 FERAM 中对应于一分组的所有可用子分组来解码该分组。在尝试解码有在当前时隙里终止的子分组的分组（即，在当前帧偏移上的用户）之后，接收机可尝试解码在先前时隙里解码失败的分组（即，在先前帧偏移上的用户）。由于诸异步用户间的部分重叠，在当前时隙里终止的诸子分组的干扰的移除将会提升解码出过去诸子分组的机会。此过程可通过回溯更多时隙来迭代。前向链路 ACK/NAK 传输中的最大延迟可界定后向解码。

[0119] D. 前向解码：在尝试了解码所有具有在当前时隙里终止的子分组的分组之后，接收机还可在将最近的用户完整的子分组写到 FERAM 中之前先尝试对其作解码。例如，接收机可在用户最近的子分组的 4 个时隙里有 3 个时隙已被接收到之后尝试解码这些用户。

[0120] 用于更新 BERAM 的方法

[0121] 在非 TIC BTS 接收机中，分组单纯是基于存储在 BERAM 中的已解调码元来解码的，并且 FERAM 仅用于从最近期的时间片段来解码用户。在 TIC 下，FERAM 312 在每当接收机尝试解调新用户时仍被访问。但是，在 TIC 下，FERAM 312 是在有用户被正确解码出之后基于重构并扣除掉该用户的贡献来更新的。出于复杂度考虑，选取小于分组跨距（例如，横跨 EV-DO 修订版 A 中的 16 时隙分组需要 40 个时隙）的 FERAM 缓冲长度将是可取的。随着新时隙被写到 FERAM 312 中，它们将盖写掉循环缓冲中最老的采样。因此，随着新的时隙被接收到，最老的时隙就被盖写掉，并且解码器 308 将对这些老的时隙使用 BERAM 316。应当注意到，即便一给定子分组位于 FERAM 312 中，BERAM 316 也可能被用来为该子分组存储解调器最新解调出的码元（从 FERAM 312 确定）作为交织和解码过程中的中间步骤。BERAM 316 的更新有两个主要选项：

[0122] A. 基于用户的更新：给一用户的 BERAM 316 仅与对该用户尝试的解码协同地更新。在此情形中，对较旧的 FERAM 时隙的更新可能未必裨益于给一给定用户的 BERAM 316——若该用户没有在适宜的时间被解码（即，更新后的 FERAM 时隙可能在该用户被尝试解码之前就滑出了 FERAM 312）

[0123] B. 基于时隙的更新：为了充分地利用 TTC 的裨益，给所有受影响的用户的 BERAM 316 可在每当有时隙退出 FERAM 312 时被更新。在此情形中，BERAM 316 的内容包括对 FERAM 312 所作的所有干扰扣除。

[0124] 用于从因误了 ACK 截止期限而到来的子分组消去干扰的方法

[0125] 一般而言，TIC 所使用的额外处理在解码过程中引入了延迟，这在或使用迭代方案或使用后向方案时尤为相关。此延迟可能会逾越可以向发射机发送 ACK 以停止与同一分组相关的子分组的传输的最大延迟。在此情形中，接收机仍可通过使用解码出的数据不但扣除过去的子分组而且还扣除会因错过的 ACK 而在不久的将来被接收到的那些子分组来对成功的解码加以利用。

[0126] 在 TIC 下，已解码出的用户的数据被重构并扣除，从而基站 104 可移除其对其他用户的子分组造成的干扰。在 H-ARQ 下，每当有新的子分组被接收到时，就对原始分组作解码尝试。如果解码成功，则对于具有 TIC 的 H ARQ，通过重构并扣除诸组元子分组，就可从接收到的采样消去该分组的贡献。取决于复杂度考虑，可通过存储更长历史的采样来消去来自 1 个、2 个、3 个或 4 个子分组的干扰。一般而言，IC 或可被顺序地应用于每一用户或可被应用于用户群。

[0127] 图 10 图解了三个时间实例上的接收机采样缓冲 312：时隙时间 n、n+12 时隙、以及 n+24 时隙。为便于说明，图 10 示出了具有来自在相同帧偏移上的三个用户的子分组的单股交织以重点突出在 H-ARQ 下的干扰消去操作。图 10 中的接收机采样缓冲 312 横跨所有 4 个子分组（对于 EV-DO 修订版 A 而言可由 40 时隙的缓冲来实现，因为在每一 4 时隙子分组之间有 8 个时隙）。未解码出的子分组以阴影示出。已解码出的子分组在 40 时隙的缓冲中以无阴影示出并被消去。每一时间实例对应于该股交织上另一子分组的到来。在时隙时间 n，用户 1 的 4 个存储的子分组被成功解码出，而来自用户 2 和 3 的最近子分组解码失败。

[0128] 在时间实例 n+12 时隙，用户 1 的已解码出的（无阴影）子分组 2、3 和 4 的干扰消去，该股交织中相继的子分组随之到来。在时间实例 n+12 时隙期间，来自用户 2 和 3 的分组被成功解码出。

[0129] 图 10 对各群处在相同帧偏移上的用户应用 IC，但不在群内执行逐次干扰消去。在经典的群 IC 中，同一群中诸用户不会看见互干扰消去。因此，随着群中用户数目越长越大，实现复杂度就会降低，但会因对于同一解码尝试缺乏同一组中诸用户之间的消去而有损失。但是，在 H-ARQ 下，接收机将在每一新子分组到达之后尝试解码群中所有用户，这允许同一群中诸用户实现互干扰消去。例如，当用户 1 的分组在时间 n 解码出时，这帮助用户 2 和 3 的分组在时间 n+12 解码出，这进一步帮助用户 1 在时间 n+24 解码出。当其他用户接下来的子分组到达时，可在重新尝试对其进行解码之前先消去先前解码出的分组的所有子分组。关键点在于尽管特定用户可能总是在同一群中，但是它们的子分组在其他的群成员解码出时会看见 IC 增益。

[0130] 导频、开销、和话务信道的联合式干扰消去

[0131] 本节针对性解决的一个问题涉及通过在基站接收机处高效率地估计和消去多用户干扰来增加 CDMA RL 的系统容量。一般而言，RL 用户的信号包含导频、开销、和话务信道。本节描述针对所有用户的联合式导频、开销、和话务 IC 方案。

[0132] 在此描述两个方面。第一，开销 IC(OTC) 被引入。在反向链路上，来自每一用户的开销对所有其他用户的信号起到干扰的作用。对于每一用户，因所有其他用户用的开销导致的合计干扰可能构成此用户所体验到的总干扰中很大的百分比。移除此合计开销干扰将

可在 PTC 和 TTC 所实现的性能和容量之上进一步提升系统性能（例如，对于CDMA2000® 1xEV-DO 修订版 A 系统）并增加反向链路容量。

[0133] 第二，PIC、OIC、和 TIC 间的重要交互是通过系统性能与硬件 (HW) 设计权衡来展示的。描述了若干种关于如何最好地组合所有这三种消去过程的方案。其中一些可能有更大的性能增益，而一些可能有更多的复杂度优势。例如，所描述的方案之一在解码任何开销和话务信道之前先移除所有导频信号，然后以顺序方式来解码和消去诸用户的开销和话务信道。

[0134] 本节是基于CDMA2000® 1xEV-DO 修订版 A 系统，并且一般而言适用于其他 CDMA 系统，诸如 W CDMA、CDMA2000® 1x、以及CDMA2000® 1xEV DV。

[0135] 开销信道消去方法

[0136] 图 11 图解了 RL 开销信道结构，诸如 EV-DO 修订版 A 所用的结构。有两种类型的开销信道：一种类型用于协助 RL 解调 / 解码，其包括 RRI（反向速率指标）信道和辅助导频信道（在载荷大小为 3072 比特或以上时使用）；另一种类型用于促进前向链路 (FL) 发挥功能，其包括数据率控制 (DRC) 信道、数据源控制 (DSC) 信道、以及确认 (ACK) 信道。如图 11 中所示，ACK 和 DSC 信道被时间复用在时隙基上。ACK 信道仅在确认在 FL 上被传送给同一用户的分组时才传送。

[0137] 在诸开销信道当中，辅助导频信道的数据在接收机处是先验已知的。因此，与主导频信道相类似，对于此信道无需任何解调和解码，并且辅助导频信道可基于关于该信道的知识来重构。重构出的辅助导频可以是在 2× 码片率的解析度下，并可被表示为（在一个片段上）

[0138] $$p_f[2n+\delta_f]=\sum_{\mu=-M}^{M}c_f[n-\mu]w_{f,aux}[n-\mu]\cdot G_{aux}\cdot\left(h_f\phi[8\mu-\alpha_f]\right),n=0,...,511$$

[0139] $$p_f[2n+\delta_f+1]=\sum_{\mu=-M}^{M}c_f[n-\mu]w_{f,aux}[n-\mu]\cdot G_{aux}\cdot\left(h_f\phi[8\mu+4-\alpha_f]\right),n=0,...,511$$

[0140] 式 1 重构出的辅助导频信号

[0141] 其中 n 对应于码片 ×1 采样率，f 是耙指号，c_f 是 PN 序列，$w_{f,aux}$ 是指派给该辅助导频信道的 Walsh 码，G_{aux} 是此信道对主导频的相对增益，h_f 是估计出的假定在一个片段上为常数的信道系数（或信道响应），Φ 是滤波器函数或即传送脉冲与码片 ×8 解析度的接收机低通滤波器的卷积（假定 Φ 在 $[-MT_c, MT_c]$ 中是不可忽略的），γ_f 是此耙指的码片 ×8 时间偏移，其中有 $\alpha_f = \gamma_f$ 以及 $\delta_f = \lfloor \gamma_f / 4 \rfloor$。

[0142] 包括 DRC、DSC、和 RRI 信道的第二群开销信道或由双正交码或由单形码编码。在接收机一方，对于每一信道，首先将已解调的输出与一阈值相比较。如果输出低于此阈值，则声明有一擦除并且不对此信号作任何重构尝试。否则，它们由基于码元的最大似然 (ML) 检测器解码，后者可在图 4 的解码器 308 内部。已解码的输出比特用于如图 4 中所示地重构相应的信道。对这些信道重构出的信号给为：

[0143] $$o_f[2n+\delta_f]=\sum_{\mu=-M}^{M}c_f[n-\mu]w_{f,o}[n-\mu]\cdot d_o G_o\cdot\left(h_f\phi[8\mu-\alpha_f]\right),n=0,...,511$$

[0144] $$o_f[2n+\delta_f+1]=\sum_{\mu=-M}^{M}c_f[n-\mu]w_{f,o}[n-\mu]\cdot d_oG_o\cdot(h_f\phi[8\mu+4-\alpha_f]),n=0,\ldots,511$$

[0145] 式 2 重构出的开销 (DRC、DSC、和 RRI) 信号

[0146] 与式 1 相比，有一个新的项 d_0，其为开销信道数据，$w_{f,o}$ 是 Walsh 覆盖，并且 G_{aux} 表示相对于主导频的开销信道增益。

[0147] 其余开销信道是 1 比特的 ACK 信道。其可以是经 BPSK 调制的、未编码的、并在半时隙上重复的。接收机可解调此信号并对 ACK 信道数据作出硬判决。此重构信号模型可与式 2 相同。2.

[0148] 另一种重构 ACK 信道信号的办法假定已解调并累加的 ACK 信号在作归一化之后可被表示为：

[0149] $y = x+z$，

[0150] 其中 x 是所传送的信号，并且 z 是经定标的方差为 σ^2 的噪声项。由此，y 的对数似然比 (LLR) 被给为：

[0151] $$L=\ln\frac{\Pr(x=1|y)}{\Pr(x=-1|y)}=\frac{2}{\sigma^2}y.$$

[0152] 式 3

[0153] 由此，为作重构，所传送的比特的软估计可为：

[0154] $$\hat{x}=\Pr(x=1)\cdot 1+\Pr(x=-1)\cdot(-1)=\frac{\exp(L)-1}{\exp(L)+1}=\tanh(L)=\tanh\left(\frac{2}{\sigma^2}y\right),$$

[0155] 式 4

[0156] 在此 tanh 函数可被制表。重构出的 ACK 信号与式 2 的非常相似，仅其区别在于由 $\hat{x}$ 替代了 d_0。一般而言，此软估计和消去办法应会给出较好的消去性能，因为接收机并不确实知道此数据且此方法引入了置信度。此办法一般而言可被扩展到上面提及的诸开销信道。但是，最大后验概率 (MAP) 检测器为每一比特获得 LLR 的复杂度随一个代码码元里信息比特的数目呈指数增长。

[0157] 实现开销信道重构的一种高效率的方式是一个耙指可将每一已解码出的开销信号用其相对增益作比例定标，用 Walsh 码将其覆盖，并将它们相加在一起，然后以一个 PN 序列作扩展并通过经信道定标的滤波器 hΦ 一齐滤波。此方法既可节省计算复杂度又可节约存储器带宽地来实现扣除目的。

[0158] $\sum_f c_f d_f\cdot h_f\phi$ 变成 $(\sum_f c_f d_f\cdot h_f)\phi$

[0159] 式 5

[0160] 联合式 PIC、OIC、和 TIC

[0161] 可执行联合式 PIC、OIC 和 TIC 以实现高性能并增加系统容量。PIC、OIC 和 TIC 不同的解码和消去次序会产出不同的系统性能和对硬件设计复杂度不同的影响。

[0162] 先作 PIC 再一起作 OIC 和 TIC(第一方案)

[0163] 图 12A 图解了一种首先执行 PIC 然后一起执行 OIC 和 TIC 的方法。在开始框 1200 之后，在框 1202 中接收机针对所有用户推导信道估计并执行功率控制。由于所有用户的使用的导频数据在 BTS 处均为已知，因此在 PIC 框 1204 中一旦它们的信道被估计出即可将它

们扣除。因此，所有用户的话务信道和某些开销信道观察到较少的干扰并且能够受益于在前的导频消去。

[0164] 框 1206 选取一群未解码出的用户 G——例如其分组或子分组在当前时隙边界处终止的那些用户。框 1208-1210 执行开销 / 话务信道解调和解码。在框 1212 中，仅成功解码出的信道数据将被重构并从所有用户共享的 FERAM 312 扣除。框 1214 检查是否有更多用户要解码。框 1216 终止此过程。

[0165] 此解码 / 重构 / 消去可用顺序方式从群中一个用户至该群中下一用户，这可称作逐次干扰消去。以此办法，同一群中解码次序晚的用户受益于解码次序较早的用户的消去。一种简化办法是首先解码同一群中所有用户，然后一齐扣除它们的干扰贡献。第二种办法或方案（在下面描述）允许存储带宽较小并且效率更高的管线架构。在这两种情形中，用户的没有在同一时隙边界处终止但与此群分组重叠的分组皆受益于此消去。此消去将占到异步 CDMA 系统中消去增益的主要部分。

[0166] 图 12B 图解了一种包括装置 1230-1244 以执行图 12A 的方法的装置。图 12B 中的装置 1230-1244 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0167] 图 13A 图解了图 12A 中的方法的一种变体。框 1204-1210 基于框 1202 中的初始信道估计来移除信号。框 1300 推导基于数据的信道估计或优化的信道估计。基于数据的信道估计可如下面描述地提供更好的信道估计。框 1302 执行残差 PIC，即基于框 1300 中的信道估计的优化来移除该信号的修正的估计。

[0168] 例如，考虑框 1204-1210 已导致从接收到的采样移除了初始信号估计（例如，导频信号）P1[n]。然后，基于在框 1300 中推导出的更好的信道估计，该方法形成修正的信号估计 P2[n]。该方法然后可从 RAM 312 中的采样位置移除增量的 P2[n] P1[n] 差分。

[0169] 图 13B 图解了一种包括装置 1230-1244、1310、1312 以执行图 13A 的方法的装置。图 13B 中的装置 1230-1244、1310、1312 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0170] 先作 PIC 再作 OIC 后作 TIC（第二方案）

[0171] 此第二方案类似于上面描述的图 12A，其区别在于同一样用户的开销信道先被解调和解码后再解调和解码任何话务信道。此方案适合于非交织式系统，因为没有强加任何严格的 ACK 截止期限。对于交织式系统——例如 DO 修订版 A，由于 ACK/NAK 信号响应于话务信道子分组，因此一般而言话务信道子分组可容忍的解码延迟被限制在几个时隙内（1 时隙 = 1.67ms）。因此，如果某些开销信道扩展在比这个大的时间范围上，则此方案将会变得不可行。具体而言，在 DO 修订版 A 上，辅助导频信道和 ACK 信道是呈短历时格式并可在 TIC 之前被扣除。

[0172] 联合式导频 / 开销 / 话务信道消去（第三方案）

[0173] 图 14A 图解了一种执行联合式 PIC、OIC 和 TIC 的方法。在开始框 1400 之后，在框 1402 中接收机针对所有用户推导信道估计并执行功率控制。框 1404 选取一群未解码出的用户 G。框 1406 从导频重新估计信道。框 1408-1410 尝试执行开销 / 话务信道解调和解码。框 1412 对所有用户执行 PIC 并仅对具有成功解码出的信道数据的用户执行 OIC 和 TIC。

[0174] 与上面讨论的第一方案（图 12A）不同，在针对所有用户作信道估计（框 1402）之后，导频并非立即从 FERAM 312 被扣除，并且此信道估计如非 IC 方案那样被用于作功率控

制。然后，对于在同一分组 / 子分组边界上终止的一群用户，该方法按给定次序执行顺序解码（框 1408 和 1410）。

[0175] 对于已试图解码的用户，该方法首先从导频重新估计信道（框 1402）。此导频与在被解调以作功率控制时（框 1402）相比将因先前解码出的与待解码话务分组重叠的那些分组的干扰消去而看见较少的干扰。因此，信道估计质量得以提高，这将裨益话务信道解码和消去性能两者。此新的信道估计被用于进行话务信道解码（框 1410）以及某些开销信道解码（框 1408）（例如 EV-DO 中的 RRI 信道）。一旦在框 1412 对一个用户完成了此解码过程，该方法就从 FERAM 312 扣除此用户的干扰贡献，这包括其导频信道以及任何解码出的开销 / 话务信道。

[0176] 框 1414 检查是否有更多用户要解码。框 1416 终止此过程。

[0177] 图 14B 图解了一种包括装置 1420 1436 以执行图 14A 的方法的装置。图 14B 中的装置 1420-1436 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0178] 图 15A 图解了图 14A 中的方法的一种变体。框 1500 推导基于数据的信道估计。框 1502 如图 13A 中所示地执行可任选的残差 PIC。

[0179] 图 15B 图解了一种包括装置 1420-1436、1510、1512 以执行图 15A 的方法的装置。图 15B 中的装置 1420-1436、1510、1512 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0180] 第一和第三方案之间的权衡

[0181] 可能看起来第一方案与第三方案相比应具有优越的性能，因为导频信号在 BTS 处是已知的，并且在前面消去它们是有道理的。如果假定这两个方案有相同的消去质量，那么第一方案将在所有数据率上皆胜过第三方案。但是，对于第一方案，由于导频信道估计看见的干扰要比话务数据解调看见的更高，因此用于重构目的（对于导频和开销 / 话务两者）的估计出的信道系数可能是更加有噪的。但是，对于第三方案，由于导频信道估计就在话务数据解调 / 解码之前被重做，因此这一优化的信道估计所见的干扰电平与话务数据解调的相同。由此，平均而言，第三方案的消去质量可能好于第一方案。

[0182] 从硬件设计的观点出发，第三方案可能略胜一筹：此方法可将导频和已解码出的开销和话务信道数据相加并将它们一起消去，因此，此办法可节约存储器带宽。另一方面，导频的重新估计或可与开销信道解调或可与话务信道解调一起执行（在从存储器读取采样的意义上），由此对存储器带宽的要求没有增加。

[0183] 如果假定第一方案具有第三方案 80％或 90％的消去质量，那么在每用户的数据率相对于用户数目上的增益之间有所权衡。一般而言，如果所有用户都在低数据率区域中则其偏向于取第一方案，而如果全部都是高数据率用户则相反。该方法还可在一旦解码出一个数据分组之时就从话务信道重新估计该信道。消去质量应有所提高，因为话务信道在与导频信道相比高（得多）的 SNR 下工作。

[0184] 诸开销信道一旦被成功解调即可被移除（消去），并且诸话务信道一旦被成功解调并解码出即可被移除。基站在某个时间点上能成功解调 / 解码出所有接入终端的开销和话务信道是有可能的。如果这种情况 (PIC、OIC、TIC) 发生，那么 FERAM 将仅包含残差干扰和噪声。导频、开销和话务信道数据可按各种不同次序被消去，以及针对各接入终端子集作消去。

[0185] 一种办法是一次为一个用户从 RAM 312 执行干扰消去 (PIC、TIC 和 OIC 的任意组

合）。另一种办法是（a）累加一群用户的重构信号（PIC、TIC 和 OIC 的任何组合），并且（b）然后对该群同时执行干扰消去。这两种办法可被应用于本文中公开的任何方法、方案、以及过程。

[0186] 为干扰消去改善信道估计

[0187] 准确地重构出接收到的采样的能力会显著地影响通过重构并移除传送的数据的各个分量来实现干扰消去的 CDMA 接收机的系统性能。在 RAKE 接收机中，多径信道是通过关于导频序列作 PN 解扩然后作恰适的一段时间上的导频滤波（即，累加）来估计的。导频滤波的长度通常被选取为通过累加更多采样来改善估计 SNR 与不累加那么长时间从而使得估计 SNR 因信道的时间变动而劣化之间的折衷。来自导频滤波器输出的信道估计然后被用于执行数据解调。

[0188] 如以上随图 4 所描述地，在 CDMA 接收机中实现干扰消去的一种实用的方法是重构各个传送的码片 ×1 流对（例如，码片 ×2 的）FERAM 采样的贡献。这涉及确定所传送的码片流以及发射机码片与接收机采样之间的总体信道的估计。由于来自诸 RAKE 耙指的信道估计就代表多径信道本身，因此总体信道估计也应计及发射机和接收机滤波的存在。

[0189] 本节公开数种为在 CDMA 接收机中实现干扰消去而改善此总体信道估计的技术。这些技术可应用于 CDMA2000®、1xEV-DO、1xEV-DV、W-CDMA。

[0190] 为了对正确解码出的分组执行 TIC，图 4 中的接收机可取来自解码器输出的信息比特并通过重新编码、重新交织、重新调制、重新施加数据信道增益、以及重新扩展来重构所传送的码片流。为了用导频信道估计来估计供 TIC 使用的收到采样，将把传送码片流与来自用导频 PN 序列解扩得到的对发射机和接收机滤波器及 RAKE 接收机的信道估计的模型作卷积。

[0191] 通过用重构出的数据码片本身作解扩可获得改善的信道估计（在每一 RAKE 耙指延迟上）以取代使用导频信道估计。这种改善的信道估计对于分组的数据解调是没有用的——因为该分组已被正确解码出，而是单纯用于重构此分组对前端采样的贡献。采用此技术，对于这些 RAKE 耙指的每一个延迟（例如，码片 ×8 的解析度），该方法可用重构出的数据码片流来“解扩”收到的采样（例如，内插到码片 ×8）并在恰适的一段时间上作累加。这将导致改善的信道估计，因为话务信道是在比导频信道高的功率下发射的（此话务 - 导频 T2P 比是数据率的函数）。利用这些数据码片来为实现 TIC 而估计信道将导致对较高功率的用户有更准确的信道估计，而这些用户正是最需要以高准确性来消去的。

[0192] 除了在每一 RAKE 耙指延迟处估计多径信道以外，本节还描述了将显式地估计发射机滤波器、多径信道、和接收机滤波器的组合效果的一种信道估计过程。此估计可在与过采样的前端采样（例如，码片 ×2 的 FERAM）相同的解析度下。此信道估计可通过用重构出的传送数据码片来解扩前端采样以在信道估计准确性上得到 T2P 增益来达成。这些均匀间隔开的信道估计的时间跨距可基于关于诸 RAKE 耙指延迟的信息以及对发射机和接收机滤波器的组合响应的先验估计来选取。此外，来自诸 RAKE 耙指的信息可用来优化这些均匀间隔开的信道估计。

[0193] 图 16 图解了具有传送滤波器 p(t)、总体 / 复合信道 h(t)（相对于下面描述的多径信道 g(t)）、以及接收机滤波器 q(t) 的传输系统的模型。无线通信信道的这一数字基带表示可由 L 个离散多径分量来建模

[0194] $$g(t)=\sum_{l=1}^{L}a_l\delta(t-\tau_l)$$

[0195] 式 6

[0196] 在此复路径振幅是 a_l，其具有相应的延迟 τ_l。发射机和接收机滤波器的组合效果可定义为 $\phi(t)$，在此

[0197] $$\phi(t)=p(t)\otimes q(t)$$

[0198] 式 7

[0199] 在此⊗表示卷积。组合得到的 $\phi(t)$ 常被选取为类似于升余弦响应。例如，在 CDMA2000® 及其衍生物中，此响应类似于图 17 中显示的示例 $\phi(t)$。总体信道估计由下式给出

[0200] $$\hat{h}(t)=g(t)\otimes\phi(t)=\sum_{l=1}^{L}a_l\phi(t-\tau_l)$$

[0201] 式 8

[0202] 图 18A 和 18B 示出基于三个 RAKE 耙指中每一个处的估计的多径信道的信道估计（实和虚分量）的示例。在此例中，实际信道被示为实线，并且 a_l 由星号给出。重构（虚线）是基于在上面的式 6 中使用 a_l。图 18A 和 18B 中的 RAKE 耙指信道估计是基于用导频码片（在此总导频 SNR 为 -24dB）解扩。

[0203] 用重新生成的数据码片代替导频码片在诸 RAKE 耙指延迟处作解扩

[0204] 信道估计的质量对重构用户对接收到的信号的贡献的保真度有直接影响。为了提升实现干扰消去的 CDMA 系统的性能，可使用用户的重构出的数据码片来确定改善的信道估计。这将提高干扰扣除的准确性。针对 CDMA 系统的一种技术可以被描述为与经典的“关于用户的传送的导频码片作解扩”相对的“关于用户的传送的数据码片作解扩”。

[0205] 回忆在图 18A-18B 中的 RAKE 耙指信道估计是基于用导频码片（在此总导频 SNR 为 -24dB）解扩。图 19A 和 19B 示出基于 RAKE 耙指以及用数据码片作解扩的改善的信道估计的示例，在此数据码片是以比导频码片高 10dB 的功率发射的。

[0206] 图 20A 图解了一种用于在 RAKE 耙指延迟处以重新生成的数据码片来解扩的方法。在框 2000 中，rake 接收机 314（图 4）用导频 PN 码片解扩前端采样以得到 RAKE 耙指值。在框 2002 中，解调器 304 执行数据解调。在框 2004 中，解码器 308 执行数据解码并校验 CRC。在框 2006 中，如果 CRC 通过，那么单元 400 通过重新编码、重新交织、重新调制、以及重新扩展来确定传送的数据码片。在框 2008 中，单元 400 用传送的数据码片来解扩前端采样以在每一耙指延迟处得到改善的信道估计。在框 2010 中，单元 400 用改善的信道估计来重构用户的话务和开销对前端采样的贡献。

[0207] 图 20B 图解了一种包括装置 2020-2030 以执行图 20A 的方法的装置。图 20B 中的装置 2020-2030 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0208] 用重新生成的数据码片在 FERAM 解析度下估计复合信道

[0209] 经典的 CDMA 接收机可在每一 RAKE 耙指延迟处估计多径信道的复值。居于 RAKE 接收机之前的接收机前端可包括匹配于发射机滤波器（即，$p(t)$）的低通接收机滤波器（即，$q(t)$）。因此，为使该接收机能实现匹配于信道输出的滤波器，RAKE 接收机自己尝试仅匹配

于多径信道（即，g(t)）。诸 RAKE 耙指的延迟通常是从独立时间跟踪环路在最小分隔要求内（例如，诸耙指相隔至少一个码片）驱动的。但是，物理多径信道本身往往在延迟的连续统上具有能量。因此，一种方法在前端采样的解析度（例如，码片 ×2 的 FERAM）下估计复合信道（即，h(t)）。

[0210] 在 CDMA 反向链路上有发射功率控制的情况下，来自所有多径及诸接收机天线的组合耙指 SNR 通常被控制成落在特定范围里。此 SNR 范围会导致从经解扩的导频码片推导出的复合信道估计具有相对较大的估计方差。这就是为何 RAKE 接收机尝试仅在能量延迟分布的“波峰”处放置耙指的缘故。但有了用重构出的数据码片作解扩的 T2P 优势，复合信道估计就可得到比将 g(t) 与 Φ(t) 的模型相组合得到的直接估计更好的 h(t) 估计。

[0211] 本文中描述的信道估计过程显式地估计发射机滤波器、多径信道、和接收机滤波器的组合效果。此估计可在与过采样的前端采样（例如，码片 ×2 的 FERAM）相同的解析度下。此信道估计可通过用重构出的传送数据码片来解扩前端采样以在信道估计准确性上得到 T2P 增益来达成。这些均匀间隔开的信道估计的时间跨距可基于关于诸 RAKE 耙指延迟的信息以及对发射机和接收机滤波器的组合响应的先验估计来选取。此外，来自诸 RAKE 耙指的信息可用来优化这些均匀间隔开的信道估计。注意这种估计复合信道的技术本身也是有用的，因为不要求设计要使用 Φ(t) 的先验估计。

[0212] 图 21A 和 21B 示出了使用在码片 ×2 的解析度下均匀间隔开的采样来估计复合信道的一个示例。在图 21A 和 21B 中，数据码片 SNR 是 -4dB，其对应于 -24dB 的导频 SNR 以及 20dB 的 T2P。此均匀信道估计给出与仅用在 RAKE 耙指位置上的数据码片来作解扩相比更好的质量。在高 SNR 下，富径（“fatpath”）的效应限制了使用 RAKE 耙指位置来准确地重构出信道的能力。这种均匀采样办法在估计 SNR 很高 这对应于用高 T2P 的数据码片作解扩的情形——时尤为有用。当 T2P 对于特定用户很高时，信道重构保真度就很重要。

[0213] 图 22A 图解了一种使用重新生成的数据码片在均匀解析度下估计复合信道的方法。框 2000-2006 及 2010 与上面描述的图 20A 相类似。在框 2200 中，RAKE 接收机 314（图 4）或另一组件基于 RAKE 耙指延迟确定均匀构造的时间跨距。在框 2202 中，解调器 304 或另一组件通过用在恰适的时间跨距上均匀的延迟处的传送数据码片解扩前端采样来确定改善的信道估计。

[0214] 图 22B 图解了一种包括装置 2020-2030、2220、2222 以执行图 22A 的方法的装置。图 22B 中的装置 2020-2030 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0215] 在上面的说明中，g(t) 是无线多径信道本身，而 h(t) 包括无线多径信道以及发射机和接收机滤波；即 $h(t) = g(t) \otimes \phi(t)$。

[0216] 在上面的说明中，“采样”可以是在任何任意性的速率下（例如，每码片两次），但“数据码片”是每码片一个。

[0217] “重新生成的数据码片”是通过如图 20A 的框 2006 中所示并在上面描述地重新编码、重新交织、重新调制、以及重新扩展来形成的。原理上，“重新生成”是模拟了信息比特原来在移动发射机（接入终端）处经历过的过程。

[0218] “重构出的采样”代表存储在 FERAM 312 或接收机中独立于 FERAM 312 的单独存储器中的采样（例如，每码片两次）。这些重构出的采样是通过将（重新生成的）传送数据码片与信道估计卷积来形成的。

[0219] 措词“重构出的”和“重新生成的”可在提供了或重新形成传送的数据码片或重新形成接收到的采样的上下文时被可互换地使用。采样或码片可被重新形成，因为“码片”是通过重新编码等来重新形成的，而“采样”是基于使用重新形成的码片并纳入无线信道的作用（信道估计）以及发射机和接收机滤波来重新形成的。措词“重构”和“重新生成”本质上意味着重构或重新形成。技术上没有区别。一个实施例排他性地对数据码片使用“重新生成”而对采样使用“重构”。由此，接收机可具有数据码片重新生成单元以及采样重构单元。

[0220] 对具有干扰消去特征的 CDMA 系统的反向链路上的传输子信道增益作适应性调整

[0221] 多用户干扰是 CDMA 传输系统中一限制性因素，并且缓解此干扰的任何接收机技术将允许可达到的吞吐量有显著的增长。本节描述用于对具有 IC 特征的系统的传输子信道增益作适应性调整的技术。

[0222] 在反向链路传输中，每一用户传送导频、开销、和话务信号。导频提供传输信道的同步和估计。开销子信道（诸如 RRI、DRC、DSC、和 ACK）为 MAC 和话务解码建立所需。导频、开销、和话务子信道对于 SINR 具有不同的要求。在 CDMA 系统中，单一的功率控制就可对导频的发射功率作适应性调节，而开销和话务子信道的功率相对于导频具有固定的增益。当 BTS 装备有 PIC、OIC、及 TIC 时，各个子信道取决于诸 IC 的次序和消去能力看见不同的干扰电平。在此情形中，诸子信道增益之间的静态关系会损害系统性能。

[0223] 本节描述针对实现 IC 的系统上诸不同逻辑子信道的新的增益控制策略。这些技术是基于诸如 EV-DO 修订版 A 等的 CDMA 系统并且也可被应用于 EV-DV 发行版 D、W-CDMA EUL、以及CDMA2000®。

[0224] 所描述的技术通过根据分组差错率意义上的测得性能适应性地改变每一子信道的增益来实现诸不同子信道上的功率和增益控制。目的在于提供一种允许充分利用 IC 的潜能同时又为时变的弥散性子信道上的传输提供稳健性的可靠的功率和增益控制机制。

[0225] 干扰消去是指在逻辑子信道已被解码出之后移除这些子信道对前端采样的贡献以减少对将在稍后被解码的其他信号的干扰。在 PIC 中，传送的导频信号在 BTS 处是已知的，并且接收到的导频是使用信道估计重构出的。在 TIC 或 OIC 中，干扰是借助于通过接收到的子信道在 BTS 处的经解码版本重构该子信道来移除的。

[0226] 当前的 BTS（无 IC 特征）控制导频子信道的功率 E_{cp} 以满足话务信道中的差错率要求。话务子信道的功率与导频由一固定因子 T2P 相关，其取决于载荷类型以及靶向终止目标。导频功率的适应性调节是通过包括内环和外环的闭环功率控制机制来执行的。内环旨在将导频的 SINR(E_{cp}/N_t) 保持在阈值水平 T，而外环功率控制改变此阈值水平 T，例如基于分组差错率 (PER) 来作此改变。

[0227] 当在接收机（图 4）处执行 IC 时，子信道增益的适应性调节对于系统而言将有所裨益。事实上，由于每一子信道看到不同的干扰电平，因此它们相对于导频而言的增益应相应地作适应性调节以提供期望的性能。本节可解决对开销和导频子信道的增益控制的问题，并且描述了用于对 T2P 作适应性调整以通过充分利用 IC 来提高系统吞吐量的技术。

[0228] 具有 IC 特征的系统中的重要参数

[0229] 可被调节的两个参数是开销子信道增益和话务－导频 (T2P) 增益。当 TIC 活跃时，可将开销子信道增益增大（相对于非 TIC）以允许导频和开销性能之间有更灵活的权衡。适

过用 G 来注记在当前系统中使用的基线 G，开销信道增益的新值将是：

[0230] $G' = G \cdot \Delta_{G}$。

[0231] 式 9

[0232] 在非 IC 方案中，开销 / 导频子信道看到与话务信道所见的相同的干扰电平，并且一定比率的 T2P/G 可给予开销和话务信道性能两者以及导频信道估计以令人满意的性能。当使用了 IC 时，干扰电平对于开销 / 导频和话务是不同的，并且 T2P 可被减小以允许这两种类型的子信道有相干的性能。对于给定的载荷，该方法可令 T2P 相对于制表值降低到 $1/\Delta_{T2P}$ 以满足这些要求。通过用 T2P 来注记在当前系统中用于特定载荷的基线 T2P，T2P 的新值将是：

[0233] $T2P' = T2P \cdot \Delta_{T2P}$。

[0234] 式 10

[0235] 参数 Δ_{T2P} 可被量化成一组有限或离散值（例如，-0.1dB 到 -1.0dB）并被发送给接入终端 106。

[0236] 可被保持控制的一些量值是话务 PER、导频 SINR、以及热噪声增量。导频 SINR 不应降落到良好的信道估计所需的最小水平之下。热噪声增量（ROT）对于确保功率受控的 CDMA 反向链路的稳定性和链路预算而言是很重要的。在非 TIC 接收机中，ROT 是在接收到的信号之上定义的。一般而言，ROT 应保持在预定范围之内以允许良好的容量 / 覆盖权衡有实现的可能。

[0237] 热噪声增量控制

[0238] I_0 指示接收机的输入处信号的功率。从接收到的信号消去干扰导致功率降低。I_0' 指示 IC 之后在解调器 304 的输入处信号的平均功率：

[0239] $I_0' \leq I_0$。

[0240] 式 11

[0241] I_0' 的值可在前端采样已用 IC 更新过之后从前端采样测得。当执行了 IC 时，ROT 对于开销子信道而言仍然很重要，并且应关于一阈值来控制 ROT，即要确保

[0242] $$ROT = \frac{I_0}{N_0} < ROT_{thr},$$

[0243] 式 12

[0244] 其中 N_0 是噪声功率。

[0245] 但是，话务及一些开销子信道也受益于 IC。这些子信道的解码性能与在 IC 之后测得的热噪声增量相关。有效 ROT 是 IC 之后的信号功率与噪声功率之比。有效 ROT 可由一阈值来控制，即，

[0246] $$ROT_{eff} = \frac{I_0'}{N_0} < ROT_{thr}^{(eff)}.$$

[0247] 式 13

[0248] 在噪声电平不改变的假定下，ROT_{eff} 上的约束可等效地陈述为 I_0' 上的约束：

[0249] $$I_0' \leq I_0^{(thr)},$$

[0250] 在此 $I_0^{(thr)}$ 是对应于 $ROT_{thr}^{(eff)}$ 的信号功率阈值。

[0251] 固定开销增益技术

[0252] 当 ROT 增大时，导频和开销信道（其未受益于 IC）的 SINR 降低，从而导致擦除率的潜在增长。为了对此效应作补偿，或可将开销信道增益提高固定值或可通过针对特定系统状况作适应性调整来提高开销信道增益。。

[0253] 描述了在其中开销子信道的增益相对于导频而言固定的技术。所提议的技术为每一用户作导频子信道的电平和 Δ_{T2P} 两者的适应性调整。

[0254] 在固定的 $\Delta_G = 0dB$ 下对 T2P 进行的闭环控制

[0255] 图 23 图解了对 E_{cp} 和 Δ_{T2P} 以及固定的 $\Delta_G = 0dB$ 的闭环功率控制 (PC)（框 2308）。对 Δ_{T2P} 和 E_{cp} 的适应性调整的这种第一解决方案包括：

[0256] A. 内环和外环 2300、2302 可用常规方式执行功率控制以实现对 E_{cp} 的适应性调整。外环 2300 接收目标 PER 和话务 PER。内环 2304 接收阈值 T 2302 和测得导频 SINR 并输出 E_{cp}。

[0257] B. 闭环增益控制 (GC) 2306 基于对移除了的干扰的测量来适应性调整 Δ_{T2P}。增益控制 2306 接收测得 ROT 和测得 ROTeff 并输出 Δ_{T2P}。接收机测量由 IC 方案移除了的干扰并适应性调整 Δ_{T2P}。

[0258] C. 可将 Δ_{T2P} 放在消息中周期性地向扇区中的所有接入终端 106 发送。

[0259] 为进行 Δ_{T2P} 的适应性调整，若 IC 之后的干扰从 I_0 降到了 I_0'，则 T2P 可由此被减小以下量：

[0260] $$\Delta_{T2P} = \frac{I_0'}{I_0} \approx \frac{ROT_{eff}}{ROT},$$

[0261] 式 14

[0262] E_{cp} 将增大（通过 PC 循环 2304）如下：

[0263] $$E_{cp}' = \frac{I_0}{I_0^{(thr)}} E_{cp},$$

[0264] 式 15

[0265] 该系统在有 / 无 IC 特征的情况下总发射功率之比将是：

[0266] $$C = \frac{E_{cp}(1+G+T2P)}{E_{cp}'(1+G+T2P')},$$

[0267] 式 16

[0268] 在此 G 是开销信道增益。对于大的 T2P 值（相对于 G 而言），比率 C 可被近似为：

[0269] $$C \approx \frac{I_0^{(thr)}}{I_0'}.$$

[0270] 式 17

[0271] 对于有效 ROT 的估计而言，有效 ROT 因 PC 和信道状况的改变两者而迅速变化。反之，Δ_{T2P} 反映出 ROT_{eff} 的缓慢变动。因此，对于 Δ_{T2P} 的选取，有效 ROT 是借助于对 IC 之后的信号的长求均窗来测量的。此求均窗可具有至少两倍于功率控制更新周期的长度。

[0272] 在固定的 $\Delta_G > 0dB$ 下对 T2P 进行的闭环控制

[0273] 图 24 与图 23 除了增益控制 2306 接收阈值有效 ROT 并且 $\Delta_G > 0dB$（框 2400）外是相似的。此用于对 Δ_{T2P} 作适应性调整的替换方法是基于对 IC 和非 IC 系统两者具有相

同的蜂窝小区覆盖的要求。E_{cp} 分布在两种情形中是相同的。IC 的作用在满载的系统上是双重的：i) IC 之前的信号功率 I_0 相对于无 IC 特征的系统的信号功率将有所提高；ii) 由于藉由 PER 控制的闭环功率控制，I_0' 将倾向类似于无 IC 特征的系统的信号功率。Δ_{T2P} 是如下来作适应性调整的：

[0274] $$\Delta_{T2P} = \frac{I_0^{(thr)}}{I_0'} \approx \frac{ROT_{thr}^{(eff)}}{ROT_{eff}}.$$

[0275] 式 18

[0276] 基于 ACK 对 Δ_{T2P} 的控制

[0277] 图 25 图解了基于具有固定开销子信道增益的 ACK 子信道对 E_{cp} 和 Δ_{T2P} 的 PC（框 2506）。

[0278] 对 Δ_{T2P} 的闭环 GC 要求有从 BTS 到 AT 的反馈信号，在此所有 AT 从 BTS 接收到相同的 Δ_{T2P} 广播值。一种替换解决方案是基于对 Δ_{T2P} 的开环 GC 2510 以及对导频的闭环 PC 2500、2504。闭环导频 PC 包括内环 2504，其根据阈值 $T_0$2502 调整 E_{cp}。外环控制 2500 受开销子信道的擦除率——例如数据率控制 (DRC) 子信道出错概率或 DRC 擦除率指导。每当 DRC 擦除率超过一阈值时就将 T_0 增大，但当 DRC 擦除率低于该阈值时就将其逐渐减小。

[0279] Δ_{T2P} 是通过 ACK 前向子信道来作适应性调整的。具体而言，通过测量 ACK 和 NACK 的统计性，AT 就能评价 BTS 处的话务 PER（框 2508）。增益控制 2510 包括目标话务 PER 和测得 PER。每当 PER 高于一阈值时，就将 Δ_{T2P} 增大，直至 T2P' 达到非 IC 系统的基线值 T2P。另一方面，对于较低的 PER，将 Δ_{T2P} 减小以充分利用 IC 过程。

[0280] 可变开销增益技术

[0281] 收发机的一种进一步的优化可通过不仅对 Δ_{T2P} 还对开销子信道增益 (G 开销) 作针对 IC 过程的适应性调整来获得。在此情形中，需要一额外的反馈信号。Δ_G 的值可量化为从 0dB 到 0.5dB。

[0282] 基于干扰功率的开销增益控制

[0283] 图 26 与图 24 除有开销 GC 2600 外相类似。一种用于对开销子信道 2600 作 GC 的方法是基于 IC 之后测得的信号功率。在此情形中，假定了 E_{cp} 以提供与无 IC 特征的系统相同的蜂窝小区覆盖。IC 之前的信号具有增大的功率 I_0，并且开销增益对此增大的干扰作补偿。此实现通过设置如下来适应性调整开销增益：

[0284] $$\Delta_G = \frac{I_0}{I_0^{(thr)}} \approx \frac{ROT}{ROT_{thr}}.$$

[0285] 式 19

[0286] Δ_G 可被控制以不降到 0dB 以下，因为这将对应于降低开销子信道功率，而这是不大可能有帮助的。

[0287] 此增益暨功率控制方案可包括如图 23 中所示的针对 E_{cp} 的内环和外环 PC2304、2300、如上面描述的针对 Δ_G 的 GC 环路 2600、针对 Δ_{T2P} 的开环 GC 2306，其中 Δ_{T2P} 是在每当 PER 高于一目标值时被增大，并且在 PER 低于此目标时被减小。Δ_{T2P} 的一最大等级被允许，其对应于非 IC 接收机的该等级。

[0288] 唯 DRC 开销增益控制

[0289] 图 27 图解了图 26 的具有唯 DRC 开销增益控制 2702 的一种变体。

[0290] 即使在开销子信道增益作了适应性调整时，对 Δ_{T2P} 的增益控制 2700 也可如上面描述地用闭环来执行。在此情形中，E_{cp} 和 Δ_{T2P} 是如图 23 的方案中那样被控制，而开销子信道增益的适应性调整 2702 是通过 DRC 擦除率来执行的。具体而言，如果 DRC 擦除高于一阈值，则将开销子信道增益 2702 增大。当 DRC 擦除率低于一阈值时，将开销增益 2702 逐渐减小。

[0291] 在多扇区多蜂窝小区的网络中对 T2P 的控制

[0292] 由于对 Δ_{T2P} 的 GC 是在蜂窝小区层面上执行的，并且 AT 106 可能处于软换手中，因此各个扇区可能会生成不同的适应性调整请求。在此情形中，对于要向 AT 发送的 Δ_{T2P} 请求的选取可考虑各种可选项。在蜂窝小区层面上，一种方法是可在满载扇区所要求的那些 T2P 减小当中选取最小的 T2P 减小，即，

[0293]

$$\Delta_{T2P}^{(call)} = \max_{s\in\{\text{有载扇区}\}} \{\Delta_{T2P}^{(s)}\},$$

[0294] 式 20

[0295] 其中 $\Delta_{T2P}^{(s)}$ 是扇区 s 所要求的 Δ_{T2P}。AT 可接收来自各个蜂窝小区的不同请求，并且在此情形中还可能采纳各种准则。一种方法可选取对应于服务扇区的 Δ_{T2P} 以确保与其最可靠的通信。

[0296] 对于在蜂窝小区和在 AT 两者处对 Δ_{T2P} 的选取，其他选择也可被考虑，包括被请求的值当中的最小、最大、或平均值。

[0297] 一个重要的方面是令移动台使用 $T2P' = T2P \times \Delta_{T2P}$ 以及 $G' = G \times \Delta_G$，在此 Δ_{T2P} 是在 BTS 处基于 I_0 和 I_0' 的测量（以及还可能有 I_0^{thr} 的知识）来计算的，并且 Δ_G 也是在 BTS 处计算的。当在 BTS 处计算出了这些 Δ 因子时，它们由每一 BTS 向所有接入终端广播，后者相应地作出反应。

[0298] 本文中公开的概念可被应用于 W-CDMA 系统，其使用诸如专用物理控制信道 (DPCCH)、增强型专用物理控制信道 (E-DPCCH)、或高速专用物理控制信道 (HS-DPCCH) 等的开销信道。W-CDMA 系统可使用专用物理数据信道 (DPDCH) 格式和 / 或增强型专用物理数据信道 (E-DPDCH) 格式。

[0299] 本文中所公开的可被应用于具有两种不同的交织结构——例如 2ms 传送时间区间和 10ms 传送时间区间——的 W-CDMA 系统。由此，前端存储器、解调器、和减法器可被配置成横跨具有不同传送时间区间的分组的一个或多个子分组。

[0300] 对于 TTC，话务数据可由一个或多个用户以 EV-DO 发行版 0 格式或 EV-DO 修订版 A 格式中的至少一者来发送。

[0301] 本文中描述的具体解码次序可对应于解调和解码的次序。重新解码一分组应当是来自于重新解调，因为解调来自 FERAM 312 的分组的过程将干扰消去转换成更好的解码器输入。

[0302] 以迭代把指延迟适应性调整来进行迭代干扰消去

[0303] 准确地估计出多径信道然后重构出来自一个用户的干扰贡献的能力将会显著影响实现干扰消去 (IC) 方案的 CDMA 接收机的系统性能。

[0304] 一旦有分组被成功解码出来（例如，CRC 通过），就可利用基于数据码元的信道估

计 (DBCE)(取代导频码元)来提供预先指定的耙指延迟处的准确得多的信道估计,因为数据码元通常是在比导频码元高得多的功率电平下被发射的。但是,DBCE 算法是每耙指估计的办法并且并没有针对性解决如何找到不同多径的延迟偏移的问题。

[0305] 在现实的多径环境中,通常有在一个码片内到达的多条物理路径。正常情况下,DBCD 估计在解调数据路径中指定的诸耙指偏移处的信道系数,在其中典型地,耙指被指派在隔开至少一个码片的偏移处以防止诸耙指变得相关。然而,一旦数据变为已知,为了干扰消去的目的,接收机有将这些耙指放在任意性位置处的自由。

[0306] 另外,一些 IC 方案可能会独立地估计一个用户的诸条多径中的每一条的信道系数然后并行地重构 / 移除这些多径中的每一条的干扰。但是,如果两条多径彼此相离在几个码片之内,那么在两条多径均携带相同数据的场合,一条多径的旁瓣或主瓣的能量可能会漏泄到另一条多径的主瓣中。这种多径相关 (MPC) 现象对估计出的诸信道值造成相容的偏离。此效应在图 28 中基于 ITU 的行人 B 信道模型来图解。图 28 图解了实际的和重构的信道冲激响应 (CIR) 的坐标图。在图 28 中,圈代表与实际 CIR 的波峰非常相容的信道估计。但是,重构出的 CIR 因为此偏离而被上推(与实际 CIR 相比)。

[0307] 本公开描述了用迭代耙指延迟适应性调整算法来进行迭代 IC,其可更好地估计总体的多径信道冲激响应并因而能更有效的移除干扰。

[0308] 图 29A 图解了根据本发明的一个方面的一种用于以迭代耙指延迟适应性调整来进行迭代 IC 的方法。在框 2900 中,接收机的迭代轮数被设为等于 1(迭代 = 1)。在框 2902 中,在 l = 1, ..., L' 的诸预先确定的耙指延迟 $\hat{d}_{kl}$(例如,来自于解调处理的时间跟踪环路)中的每一个处,接收机可估计信噪干扰比 (SINR) $\hat{\gamma}_{kl}$。L' 指示被指派的耙指的总数,其可以不等于同一用户的多径的总数。该接收机然后将这些耙指在 $\hat{\gamma}_{kl}$ 的强度的意义上从最强到最弱地排序成列表。

[0309] 在框 2904 中,接收机根据诸耙指在此列表中的排序来对它们执行逐次信道估计 (CD) 和干扰消去 (IC),即只有前一耙指的干扰从采样缓冲中被移除了,下一耙指的信道估计才会开始。另外,对于一个耙指,如果 $\hat{\gamma}_{kl} < Thd_{ic}$,那么接收机不尝试消去此耙指。

[0310] 在框 2906 中,接收机确定是否 $\max_l(\hat{\gamma}_{kl}) \geq Thd_{ic}$;若为是,那么接收机就继续前行至框 2908;否则,接收机在框 2922 处终止此迭代 IC 处理。

[0311] 在框 2908 中,迭代轮数被递增 1,即迭代轮数被设为"迭代 +1"。在框 2910 中,如果迭代 > MaxItNum,那么接收机继续前行至 2912;否则,接收机继续前行至框 2914。

[0312] 在框 2912 中,重构出的干扰在所有耙指上被累加并从接收到的信号中被移除。接收机然后在框 2922 处完成此迭代 IC 过程。

[0313] 在框 2914 中,对于 l = 1 到 L' 的每一个耙指 l,接收机首先基于在先前一轮迭代中的信道估计或基于来自总收到信号的最近可用信道估计来从所有其他耙指扣除此干扰。

[0314] 在框 2916 中,对于同一耙指,在其在前一轮迭代中使用的耙指延迟 $\hat{d}_{kl}$ 以及在 $\hat{d}_{kl}$ 每一侧上的 M 个邻偏移(码片 ×8 的解析度)处,接收机计算那 2M+1 个偏移中的每一个处的信道估计的振幅。在框 2918 中,接收机将具有最大信道估计振幅的那个偏移(出自这总共 2M+1 个偏移)设为新的 $\hat{d}_{kl}$。

[0315] 在框 2920 中，在此新的$\hat{d}_{x,i}$处，接收机针对此耙指执行 CE 和 IC 算法。

[0316] 对于上面描述的信道估计 (CE) 步骤，对于每一给定耙指，接收机基于数据码元执行信道估计以获得$\hat{h}$，降其值乘以定标因子 α 以使均方误差 (MSE) 最小化。α 被选取为

[0317] $$\alpha=\frac{\gamma\cdot N}{1+(\gamma\cdot N)},$$

[0318] 式 21

[0319] 在此 γ 指示每耙指的 SINR，并且

[0320] N 代表基于其来获得值$\hat{h}$的被累加的数据码元的长度。

[0321] 应领会从框 2914 到 2920 的过程可对所有耙指重复，此时接收机返回到框 2908。

[0322] 在框 2922 中，此迭代 IC 过程完成。

[0323] 图 29B 图解了一种包括装置 2930-2952 以执行图 29A 的方法的装置。图 29B 中的装置 2930-2952 可在硬件、软件、或硬件与软件的组合中实现。

[0324] 此算法有两个重要部分：其一是试图移除估计出的信道系数中因旁瓣能量漏泄而来自其他多径的偏离；另一是改善估计出的耙指延迟并潜在可能在一个码片内放进一个以上的耙指。此关于预先确定的耙指延迟的信息典型地是来自于解调数据路径。因此，这些耙指延迟通常彼此相离一个码片以上。另外，此算法可防止锁定到一条非常强的多径的旁瓣上。

[0325] 图 30 图解了实际的、重构的和改善的 CIR 的坐标图。图 30 展示出基于所提议的新算法，改善了的重构 CIR 与实际 CIR 匹配得要好得多。

[0326] 上面描述的算法假定耙指的同一数目贯穿所有轮次的迭代是固定的。在增加了一些接收机复杂度之后，该接收机就能在现有耙指被移除之后搜索更多的耙指。如果新标识出的这些耙指达到某个强度阈值，那么接收机就在迭代办法中将它们添加到被跟踪的耙指的列表中，并由此进一步地提高 IC 性能。

[0327] 这里描述的这些办法可适用于 CDMA RL（多址）和 FL（叠加编码）两者，并且适用于CDMA2000®族和 W-CDMA 族两者。

[0328] 上面描述的迭代干扰消去办法可允许每个耙指延迟处的耙指延迟和信道估计两者的优化。此办法还允许接收机在一个码片之内放入一个以上的耙指。此办法可将针对解调数据路径和干扰消去数据路径的耙指延迟估计问题解耦。

[0329] 此办法可通过 (1) 为信道估计移除因多径旁瓣漏泄而导致的偏离；(2) 允许接收机在一个码片之内放进一个以上的耙指；(3) 防止锁定到一条强径的旁瓣；以及 (4) 标识出更可靠的路径，来提供对富径信道（例如，ITU 的行人 B 信道、机动车 A 信道）好得多的处置。

[0330] 本文中公开的实施例涉及用于提供无线通信中从空间和时间相关的收到采样作有效的信号重构的方法和系统。

[0331] 本文中描述的接入网络 (AN) 可以指通信系统的网络部分，并且可包括（但不限于）基站 (BS)、基站收发机系统 (BTS)、接入点、调制解调器群收发机 (MPT)、B 节点（例如，在 W-CDMA 类型的系统中）等。

[0332] 本文中描述的接入终端 (AT) 可以指各种类型的设备，包括（但不限于）无线电话、蜂窝电话、膝上型计算机、无线通信个人计算机 (PC) 卡、个人数字助理 (PDA)、外置或内置调制解调器等。接入终端可以是通过无线信道或通过有线信道（例如，借助于光线或同轴电缆）来通信的任何数据设备。接入终端可以有各种名称，诸如接入单元、订户单元、移动站、移动设备、移动单元、移动电话、移动台、远程站、远程终端、远程单元、用户设备、用户装备、手持式设备等等。不同的接入终端可被纳入到系统中。接入终端可以是移动的或静止的，并且可被散布在整个通信系统中的各处。接入终端在给定时刻可在前向链路和 / 或反向链路上与一个或多个接入网络通信。前向链路（或即下行链路）是指从接入网络到接入终端的传输。反向链路（或即上行链路）是指从接入终端到接入网络的传输。

[0333] 在一些无线通信系统（例如，CDMA 类型的系统）中，基收发机站处在反向链路上接收到的信号包含来自多个用户的信号，这些信号可能会彼此干扰并限制系统总容量。藉由采用通过逐次解码、重构、并扣除每一用户的信号来进行干扰消去，反向链路的容量就可得以增大。已经着手进行处理单天线的情形或是无相关的多天线情形方面的努力。但是，通过进一步计及收到信号内的空间及时间相关性来提高消去效率将是可取的。此外，此类办法无需被限制于基于耙指的信道估计。

[0334] 从空间和时间相关的收到样本进行信号重构

[0335] 本发明的另一个方面涉及用于在每当用户的收到信号中有空间和 / 或时间相关性时基于例如关于该用户的传送信号的知识收获高效率的干扰消去来重构该收到信号的计算技术。本发明的这一方面可被应用于导频、(已解码）数据以及开销信号的消去。此技术可涉及对各收到采样跨时间（例如在每码片或亚码片的解析度下）以及跨天线的线性组合，并且建立在抽头权重无需单是 RAKE 接收机中的解扩器输出的函数这一先前成果之上。

[0336] 换言之，藉由采用通过逐次解码、重构、并扣除每一用户的信号来进行干扰消去，反向链路的容量就可得以增大。先前的成果应付了单天线的情形或是无相关性的多天线的情形。然而在更一般化的背景中，通过如下面进一步描述地进一步计及收到信号内的空间及时间相关性来提高消去效率将是可能的。此外，此技术无需被限制于基于耙指的信道估计。

[0337] 下面描述线性估计的一般化问题以及一种用于从空间和 / 或时间相关的收到信号进行信号重构的方法。然后从此方法为一些特定情景推导出复杂度较低的简化技术和实施例。

[0338] 一般而言，对于某个期望的（标量）信号 x，以及相关观察值的某个矢量 $y = [y_1, y_2, \ldots, y_N]^t$，可形成一线性估计如下：

[0339] $$\hat{x} = \sum_{n=1}^{N} w_n y_n ,$$

[0340] 式 22

[0341] 有此估计，选取权重 w_n 以使均方误差 $\|x - \hat{x}\|^2$ 最小化将是可取的，在此两个随机变量的内积是 $\langle a, b \rangle = Eab^*$，并且模的平方是 $||a||^2 = \langle a, a \rangle$。

[0342] 在本领域技术人员所知的正交原理下，此误差在权重满足正交性 $\langle x - \hat{x}, y_i \rangle = 0$ 即下式的情况下最小化，

[0343] $\langle x, y_i \rangle = \sum_{n=1}^{N} w_n \langle y_n, y_i \rangle$，对于所有 i = 1, . . . , N。

[0344] 式 23

[0345] 此外，这可适用于从相关观察量的某个矢量 $y = [y_1, y_2, \ldots, y_N]^T$ 估计期望信号矢量 $x = [x_1, x_2, \ldots, x_M]^T$ 的情景。

[0346] 在此类情形中，最优线性估计——例如由$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}\mathbf{y}$给出的估计——在估计子权重满足下面一组在每一分量上的正交性条件的情况下使均方误差$\sum_{m=1}^{M} \|x_m - \hat{x}_m\|^2$最小化，

[0347]

$$\mathbf{W}\begin{bmatrix} \langle y_1, y_1 \rangle & \cdots & \langle y_1, y_N \rangle \\ \vdots & \ddots & \\ \langle y_N, y_1 \rangle & & \langle y_N, y_N \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle x_1, y_1 \rangle & \cdots & \langle x_1, y_N \rangle \\ \vdots & \ddots & \\ \langle x_M, y_1 \rangle & & \langle x_M, y_N \rangle \end{bmatrix}。$$

[0348] 式 24

[0349] 式 24 可被进一步表达为

[0350] WR(y, y) = R(x, y).

[0351] 式 25

[0352] 或即$\mathbf{R}(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{y}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}, \mathbf{y})$，在此外积 $R(x, y) = Exy^d$。应领会，取决于 R(y, y) 的可逆性，可能会有一个以上的最优 W。

[0353] 从空间和时间相关的收到样本进行信号重构的方法

[0354] 在本发明的一个方面，描述了在给定在所有 M 个天线处接收到的采样的前提下在每一天线处重构给定用户的贡献的计算技术的一般化形式。此情形中的时间解析度可以是每码片的或亚码片的，并且考虑了多径信道。此外，将针对以下情形来描述如何来推导此计算技术的简化形式的示例：(1) 具有 AWGN 的单径多天线信道（以及其如何退化成单天线情形的描述），(2) 有和无富径的单天线多径信道。

[0355] 在此一般化情形中，在第 m 个天线处期望的用户贡献被给为

[0356] $g_{(m)}[k] = \sum_{l=1}^{L} h_{(m),l}[k] s[k - d_l]$，k = 1, . . . , N 并且 m = 1, . . . , M。

[0357] 式 26

[0358] 时间索引 k 可反映每码片的或亚码片的解析度，并且

[0359] • $h_{(m),l}[k]$ 是第 l 条路径的振幅，其延迟为 d_l，是在第 m 个天线处接收到的，可能是时变的。（这对于接收机而言可能是未知的。）

[0360] • s[k] 是传送的序列，其可以被组成为一数据 -、导频 - 或开销 - 序列继之以一扩展序列。如果 k 对应于亚码片的解析度，那么 s[k] 可进一步包括与传送和接收滤波器的卷积。（这在接收机处可被大致地知道，因为真实的传送滤波器可以被非常接近地匹配。）

[0361] • 确切的路径数 L 在接收机处可能是未知的。但是，延迟的数目及其值可从搜索器获得并可对应于该用户的总贡献的强子集。

[0362] 接收到的一组观察值可被写为

[0363] $y_{(m)}[k] = g_{(m)}[k] + z_{(m)}[k]$，，k = 1, . . . , N 并且 m = 1, . . . , M。

[0364] 式 27

[0365] 加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 可代表从所有其他用户接收到的信号、其他蜂窝小区干扰、以及热噪声。可假定这与 $g_{(m)}[k]$ 是不相关的。

[0366] 定义矢量 $g = [g_{(1)}[1], \ldots, g_{(1)}[N], \ldots\ldots, g_{(M)}[1], \ldots, g_{(M)}[N]]'$，并且类似地定义矢量 $y = [y_{(1)}[1], \ldots, y_{(1)}[N], \ldots\ldots, y_{(M)}[1], \ldots, y_{(M)}[N]]^T$，对 g 的最小均方误差线性估计子可给为

[0367] $\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{W}\mathbf{y}$，

[0368] 式 28

[0369] ，其中 $W = R(g,y)R(y,y)^{-1}$。（如上面所述，在 R(y,y) 不可逆的情形中，可使用其他计算方法来找到正交性条件 $WR(y,y) = R(g,y)$ 的解）。

[0370] 上面的矩阵解法可进一步依赖于内积 $\langle y_{(m)}[k], y_{(m')}[k']\rangle$ 和 $\langle g_{(m)}[k], y_{(m')}[k']\rangle$ 的计算。基于期望用户的信号与干扰加噪声信号之间零相关的假定，得出

[0371] $\langle y_{(m)}[k], y_{(m')}[k']\rangle = \langle g_{(m)}[k], g_{(m')}[k']\rangle + \langle z_{(m)}[k], z_{(m')}[k']\rangle$

[0372] $\langle g_{(m)}[k], y_{(m')}[k']\rangle = \langle g_{(m)}[k], g_{(m')}[k']\rangle$

[0373] 式 29

[0374] 应当注意，互相关 $\langle y_{(m)}[k], y_{(m')}[k']\rangle$ 对于接收机而言可能不是已知的。在空间和时间相关性于特定历时上近似为广义平稳 (WSS) 时，就可使用标准技术来就各种滞后 (k-k') 和天线对 (m, m') 来估计这些值。

[0375] 期望用户信号互相关的值可给为

[0376] $$\left\langle g_{(m)}[k], g_{(m')}[k']\right\rangle = \sum_{\ell=1}^{L}\sum_{\ell'=1}^{L}\left\langle h_{(m),\ell}[k], h_{(m'),\ell'}[k']\right\rangle s[k-d_\ell]s^*[k'-d_{\ell'}].$$

[0377] 式 30

[0378] 在此情形中，多径分量的空间和时间互相关 $\langle h_{(m),1}[k], h_{(m'),1}[k']\rangle$ 在接收机处可能不是已知的，但可使用扩展序列和 / 或 s[k] 的知识来估计——例如，若此分量在考虑的历时上变化相对缓慢，这可使用时间平均来作此估计。一旦估计出此相关性，就可计算 $\langle g_{(m)}[k], g_{(m')}[k']\rangle$，因为 s[k] 在接收机处是已知的。

[0379] 本发明用于重构期望用户信号贡献的一般化计算技术可被总结如下：

[0380] 1. 估计收到采样的空间和时间相关性 $\langle y_{(m)}[k], y_{(m')}[k']\rangle$。

[0381] 2. 估计信道系数的空间和时间相关性 $\langle h_{(m),1}[k], h_{(m'),1}[k']\rangle$。

[0382] 3. 计算期望用户信号的空间和时间相关性 $\langle g_{(m)}[k], g_{(m')}[k']\rangle$（根据式 30）。

[0383] 4. 构造 R(g, y) 和 R(y, y)，并从 $WR(y,y) = R(g,y)$，求解重构矩阵 W。

[0384] 5. 计算重构出的用户信号为 $\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{W}\mathbf{y}$。

[0385] 在每码片解析度下的单径多天线信道

[0386] 在一些情景中，上面描述的计算可被进一步简化，例如，在每码片解析度下的静态单径多天线信道的情景中即为如此。

[0387] 在此情形中，特定用户在第 m 个天线处的贡献可给为

[0388] $g_{(m)}[k] = h_{(m)}s[k]$，$k = 1, \ldots, N$ 并且 $m = 1, \ldots, M$。

[0389] 式 31

[0390] 在此 k 是以码片为单位的时间索引，$h_{(m)}$ 是静态（相对于历时 N 而言）衰落系数，

并且 s[k] 被取为经扩展数据或导频信号。可以假定 |s[k] = 1 和 s[k] 在接收机处是已知的。

[0391] 接收到的一组观察值可被给为

[0392] $y_{(m)}[k] = g_{(m)}[k]+z_{(m)}[k]$,, k = 1,...,N 并且 m = 1,...,M。

[0393] 式 32

[0394] 为简单化，所有 k = 1,...,N 的加性噪声 $z_{(m)}[k]$ 可被进一步建模为独立、恒等地分布的零均值信号。可假定此加性噪声与 $g_{(m)}[k]$ 是不相关的。

[0395] 为构建此线性估计子，表达在时间 k 跨所有天线的收到采样为 $y[k] = [y_{(1)}[k],...,y_{(m)}[k]]^T$ 将是有所裨益的，并且类似地还有 $g[k] = [g_{(1)}[k],...,g_{(m)}[k]]^T$、$z[k] = [z_{(1)}[k],...,z_{(m)}[k]]^T$ 和 $h = [h_{(1)},...,h_{(m)}]^T$。此线性估计由此可被表达为

[0396] $$\hat{\mathbf{g}}[k] = \sum_{j=1}^{N} \mathbf{W}_j[k]\mathbf{y}[k],\ k = 1,...,N。$$

[0397] 式 33

[0398] 矩阵 $W_j[k]$ 可代表用于估计在时间 k 处的期望信号时确定在时间 j 处跨所有天线接收到的采样的贡献的加权矩阵。

[0399] 基于一些恰当的假定和此新的注记，跨天线的噪声和衰落相关性各自可用外积 R(h,h) 和 R(z,z) 的形式来表达。最优 $W_j[k]$ 的解由此可给为

[0400] $$\mathbf{W}_j[k] = \frac{1}{N} s^*[j]s[k]\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h})\left(\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h}) + \frac{\mathbf{R}(\mathbf{z},\mathbf{z})}{N}\right)^{-1}。$$

[0401] 式 34

[0402] 然后得出对期望用户信号的相应线性估计可被表达为

[0403] $$\hat{\mathbf{g}}[k] = \frac{s[k]}{N}\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h})\left(\mathbf{R}(\mathbf{h},\mathbf{h}) + \frac{\mathbf{R}(\mathbf{z},\mathbf{z})}{N}\right)^{-1}\sum_{j=1}^{N} s^*[j]\mathbf{y}[j]。$$

[0404] 式 35

[0405] 以上指示在此情景中在时间 k 处的最优估计可能是跨所有天线分别地运行的解扩器（最右边的求和）继之以 M×M 的矩阵乘法。对于此单天线情形，这进一步简化为

[0406] $$\hat{g}[k] = \frac{s[k]}{N}\left(\frac{|h|^2}{|h|^2 + \sigma^2/N}\right)\sum_{j=1}^{N} s^*[j]y[j]。$$

[0407] 式 36

[0408] 在亚码片解析度下的单天线多径信道

[0409] 在本发明的另一个方面，上面用于信号重构的一般化方法在亚码片解析度下的单天线多径信道的情景中可被简化。更具体地，具有加性多径的单天线的简化模型可被表达为

[0410] $$g[k] = \sum_{t=1}^{L} h_t s[k-\tau_t],\ k = 1,...,N 并且 m = 1,...,M。$$

[0411] 式 37

[0412] 在此情形中，k 是以码片倍数为单位的时间索引，并且 s[k] 被取为经编码数据或导频信号进一步与收发脉冲卷积。如果收发脉冲为 Φ[k]——其中 k 反映在 d 倍码片频率

下的采样，那么$s[k]=x[k]\otimes\phi[k]$，在此 x[k] 是未经采样的已编码序列。这里重要的一点在于，对于间隔紧密的路径（即 $\tau_l-\tau_{l-1}$ 接近一个码片区间），Φ[k] 的存在会致使常规的解扩技术给出不良的信道路径估计。这些间隔紧密的路径可被合称为富径。

[0413] 在中到高 SNR 领域中，针对一般化情形简化所给出的方法以对富径作出补偿是可能的。亦即，解扩器输出可被定义（在很小的一组延迟上）为如下

[0414] $c[\tau]=\sum_{k=1}^{N}x^{*}[k-\tau]y[k],\quad \tau=-T,\ldots,T$。

[0415] 式 38

[0416] 注意，在理想条件和长随机编码序列下，此解扩器输出（或即相关序列）应等于$\sum_{\ell=1}^{L}h_\ell\phi[\tau-\tau_\ell]$，其为信道多径与此脉冲的卷积。由此，遵循如上面描述的一般化情形的方法集，可以证明对此多径的最小二乘估计（对延迟 τ 有系数$\hat{h}_{(\tau)}$）可计算如下

[0417] $$\begin{bmatrix}\hat{h}_{(-T)}\\ \hat{h}_{(-T+1)}\\ \vdots\\ \hat{h}_{(T)}\end{bmatrix}=\left(\Phi^{H}\Phi\right)^{-1}\Phi^{H}\begin{bmatrix}c[-T]\\ c[-T+1]\\ \vdots\\ c[T]\end{bmatrix},\text{其中}\Phi=\begin{bmatrix}\phi[-2T] & \phi[-2T+1] & \cdots & \phi[0]\\ \phi[-2T+1] & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \phi[0] & \phi[1] & & \phi[2T]\end{bmatrix}。$$

[0418] 式 39

[0419] 然后可将此多径信道估计与 x[k] 卷积以给出$\hat{g}[k]$。尽管图中没有示出，但是解扩可用对 y = [y[1],...,y[N]]^{T}的矩阵左乘来代表，因而对$\hat{g}[k]$的整个估计过程可被写为 Wy。应当注意，此简化实现形式上使均方误差$N^{-1}\sum_{k=1}^{N}\|y[k]-\hat{g}[k]\|^{2}$最小化。

[0420] 最后，上面的计算可被限制于很小数目的抽头以降低复杂度（即，矩阵求逆的规模）。例如，为用抽头延迟 a、b 和 c 估计 3 抽头的信道，可使用

[0421] $$\begin{bmatrix}\hat{h}_{(a)}\\ \hat{h}_{(b)}\\ \hat{h}_{(c)}\end{bmatrix}=\left(\Phi^{H}\Phi\right)^{-1}\Phi^{H}\begin{bmatrix}c[-T]\\ c[-T+1]\\ \vdots\\ c[T]\end{bmatrix},\text{其中}$$

[0422] $$\Phi=\begin{bmatrix}\phi[-T-a] & \phi[-T-b] & \phi[-T-c]\\ \phi[-T-a+1] & \phi[-T-b+1] & \phi[-T-c+1]\\ \vdots & \vdots & \vdots\\ \phi[T-a] & \phi[T-b] & \phi[T-c]\end{bmatrix}。$$

[0423] 式 40

[0424] 在此，仅需要 3×3 的矩阵求逆。此外，即便抽头不是坐落在理想的位置处（例如 $a\neq\tau_1$，$b\neq\tau_2$，$c\neq\tau_3$），伪逆技术也仍将尝试尽可能接近地匹配解扩器输出。此办法的稳健性在图 31-34 的图解中针对有和无富径的信道进一步示出。具体而言，图 31 和 32 各自图解了在有富径的情况下信道估计的示例和结果，而图 33 和 34 图解了无富径的情况下信道估计的示例和结果。耙指位置被取为最高的 3 个波峰，它们是被顺序选取的并且约束为间隔开至少 7 个采样（即，通过贪婪式搜索获得）。

[0425] 本文中公开的实施例提供了从空间和时间相关的收到采样进行信号重构的一些

实施例。还有其他示例和实现。各种公开了的实施例可在 AN（或 BTS）、AT、以及配备有多个天线的其他接收机装置中实现。

[0426] 本领域技术人员将可理解，信息和信号可使用各种不同技术和技艺中的任何一种来表示。例如，贯穿上面说明始终可能被述及的数据、指令、命令、信息、信号、比特、码元、和码片可由电压、电流、电磁波、磁场或磁粒子、光场或光粒子、或其任意组合来表示。

[0427] 本领域技术人员将可进一步领会，结合本文中公开的实施例描述的各种说明性逻辑框、模块、电路、和算法步骤可被实现为电子硬件、计算机软件、或其组合。为清楚地说明硬件与软件的这一可互换性，各种说明性组件、框、模块、电路、和步骤在上面是以其功能集的形式作一般化描述的。此类功能集是被实现为硬件还是软件取决于具体应用和强加于整体系统的设计约束。技术人员可针对每种特定应用以不同方式来实现所描述的功能集，但此类设计决策不应被解释为致使脱离本发明的范围。

[0428] 结合本文中公开的实施例描述的各个说明性逻辑框、模块、以及电路可用通用处理器、数字信号处理器 (DSP)、专用集成电路 (ASIC)、现场可编程门阵列 (FPGA) 或其他可编程逻辑器件、分立的门或晶体管逻辑、分立的硬件组件、或其设计成执行本文中描述的功能的任意组合来实现或执行。通用处理器可以是微处理器，但在替换方案中，处理器可以是任何常规处理器、控制器、微控制器、或状态机。处理器还可以被实现为计算设备的组合，例如 DSP 与微处理器的组合、多个微处理器、与 DSP 核心协作的一个或多个微处理器、或任何其他此类配置。

[0429] 结合本文中公开的实施例描述的方法或算法的步骤可直接在硬件中、在由处理器执行的软件模块中、或在这两者的组合中体现。软件模块可驻留在 RAM 存储器、闪存、ROM 存储器、EPROM 存储器、EEPROM 存储器、寄存器、硬盘、可移动盘、CD ROM、或任何其他形式的存储介质中。存储介质被耦合到处理器，从而使该处理器可从 / 向该存储介质读和写信息。在替换方案中，存储介质可被整合到处理器。处理器和存储介质可驻留在 ASIC 中。ASIC 可驻留在用户终端中。在替换方案中，处理器和存储介质可作为分立组件驻留在用户终端中。

[0430] 本文中包括小标题以便参考并协助定位某些章节。这些小标题并非旨在限定文中在其下描述的概念的范围，并且这些概念在贯穿整篇说明书始终的其他章节中也可具有适用性。

[0431] 提供前面对所公开的实施例的描述是为了使本领域任何技术人员皆能制作或使用本发明。对这些实施例的各种修改对于本领域技术人员将是显而易见的，并且本文中定义的普适原理可被应用于其他实施例而不会脱离本发明的精神或范围。由此，本发明并非旨在被限定于本文中示出的实施例，而是应被授予与本文中公开的原理和新颖性特征一致的最广义的范围。

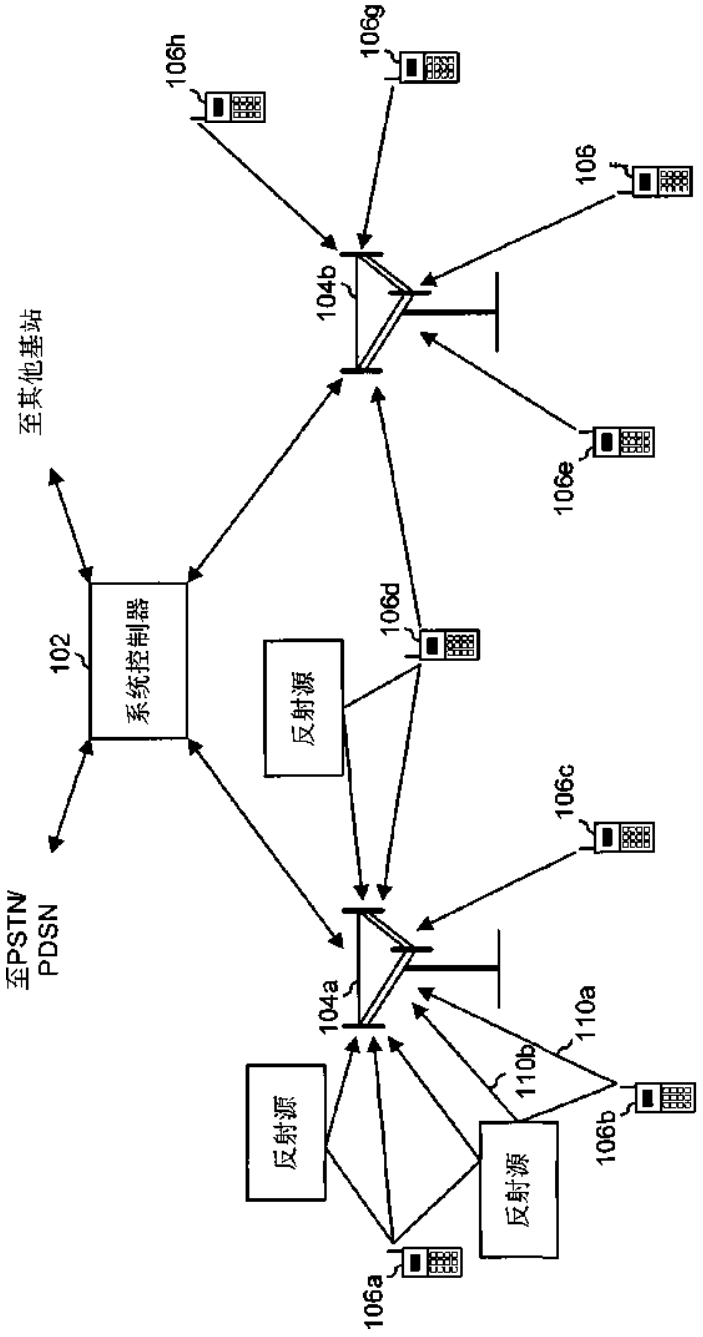

100
106h
106g
106
104b
至其他基站
106e
102
系统控制器
反射源
106d
106c
至PSTN/
PDSN
104a
110a
110b
106b
反射源
反射源
106a

图 1

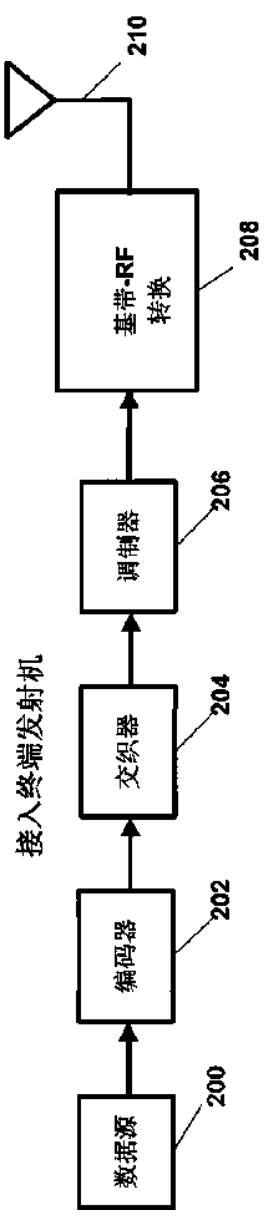

接入终端发射机
数据源
200
编码器
202
交织器
204
调制器
206
基带-RF
转换
208
210

图 2

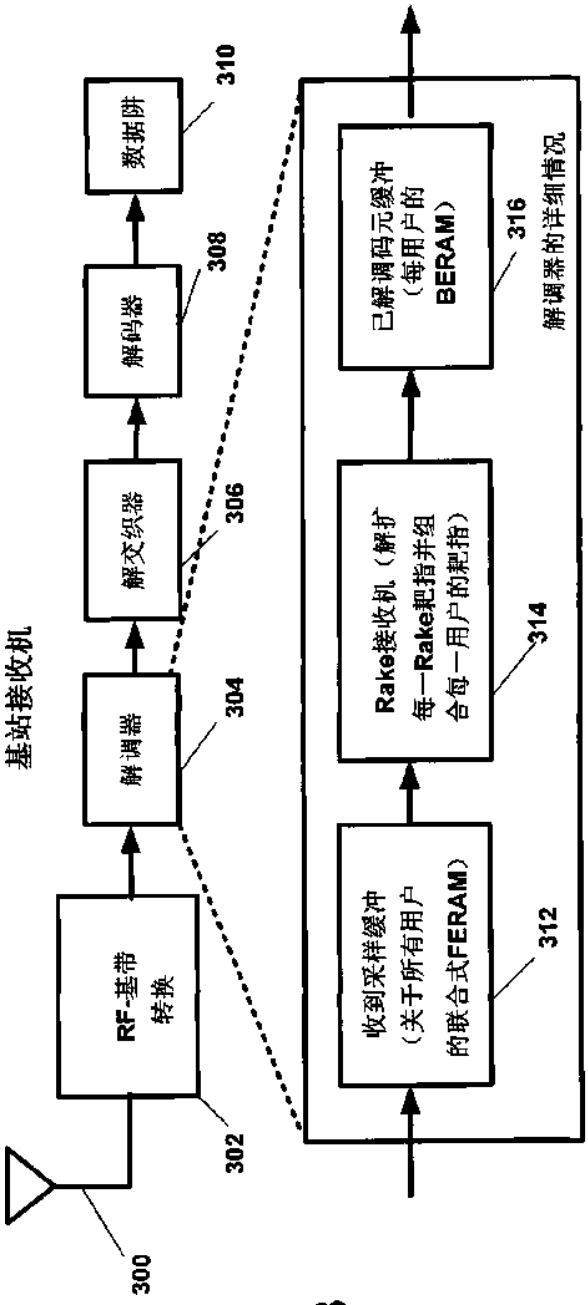

基站接收机
300
RF-基带
转换
302
解调器
304
解交织器
306
解码器
308
数据阱
310
收到采样缓冲
（关于所有用户
的联合式FERAM）
312
Rake接收机（解扩
每一Rake耙指并组
合每一用户的耙指）
314
已解调码元缓冲
（每用户的
BERAM）
316
解调器的详细情况

图 3

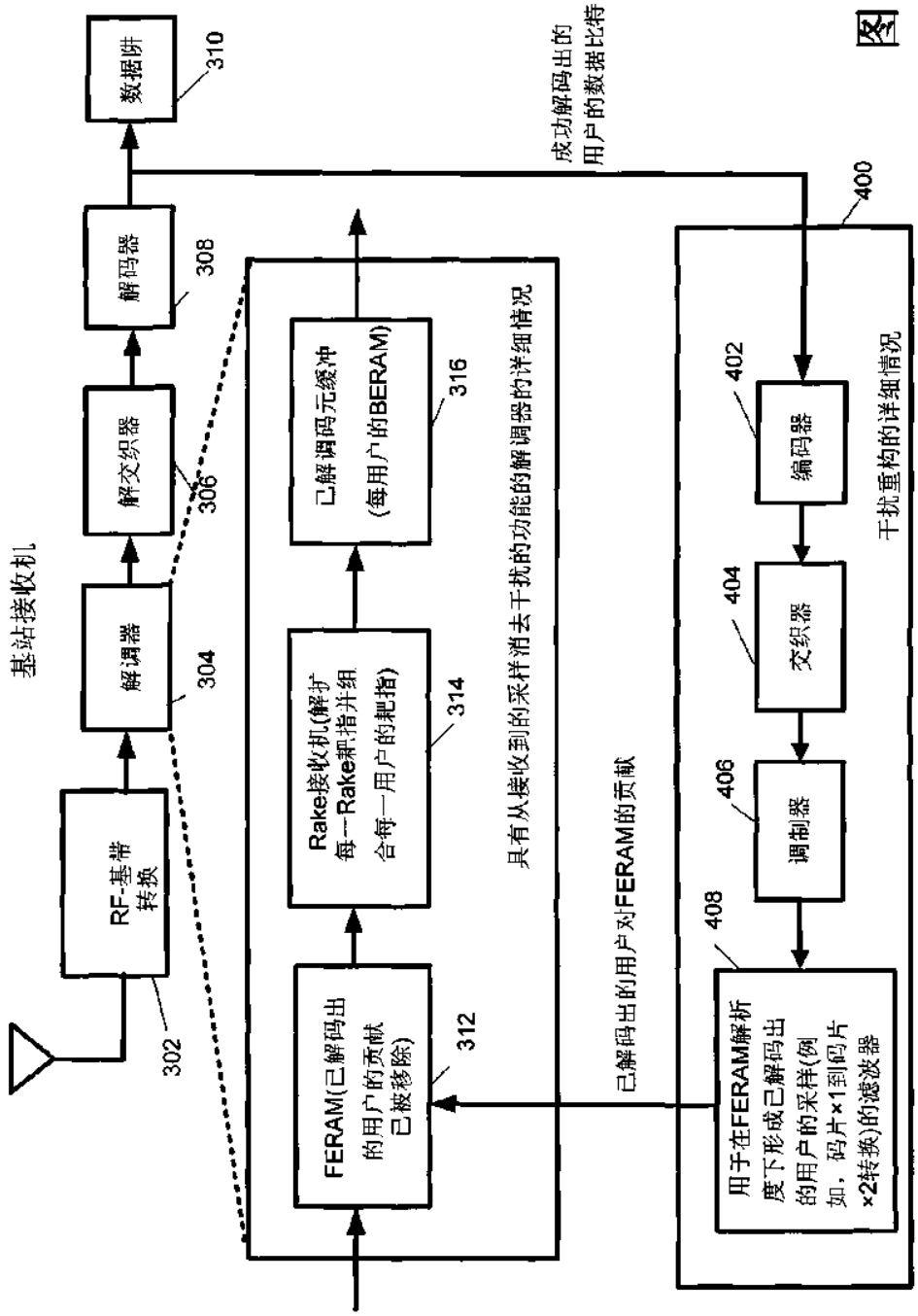

基站接收机
RF-基带转换
302
解调器
304
解交织器
306
解码器
308
数据饼
310
FERAM(已解码出的用户的贡献已被移除)
312
Rake接收机(解扩每一Rake耙指并组合每一用户的耙指)
314
已解调码元缓冲(每用户的BERAM)
316
具有从接收到的采样消去干扰的功能的解调器的详细情况
已解码出的用户对FERAM的贡献
成功解码出的用户的数据比特
400
用于在FERAM解析度下形成已解码出的用户的采样(例如，码片×1到码片×2转换)的滤波器
408
调制器
406
交织器
404
编码器
402
干扰重构的详细情况

图 4

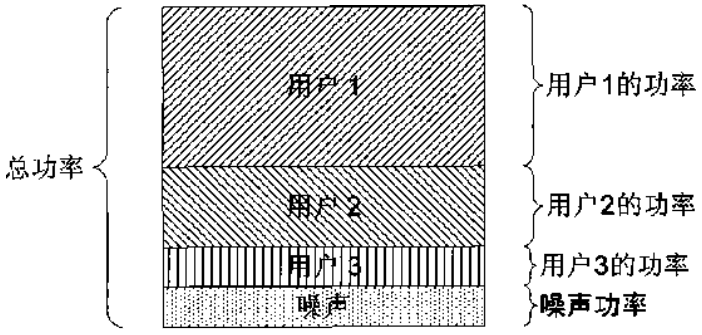


图 5

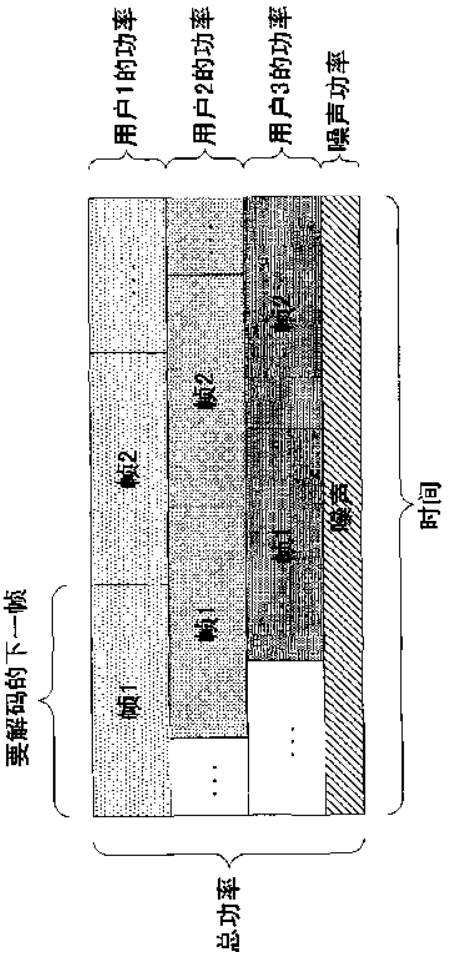


图 6

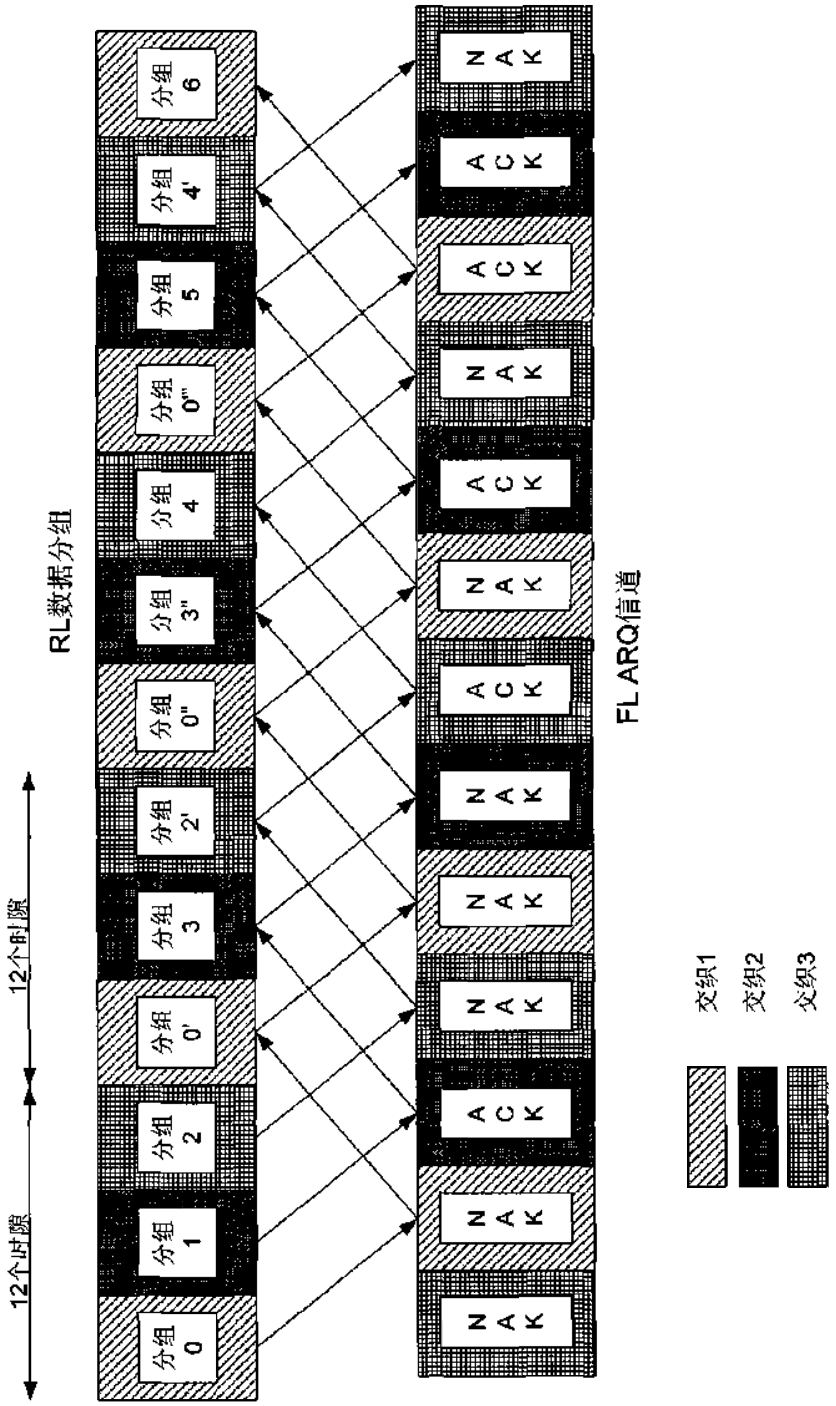

RL数据分组
分组 0
分组 1
分组 2
分组 0'
分组 3
分组 2'
分组 0"
分组 3"
分组 4
分组 0"'
分组 5
分组 4'
分组 6
12个时隙
12个时隙
FL ARQ信道
NAK
ACK
交织1
交织2
交织3

图 7

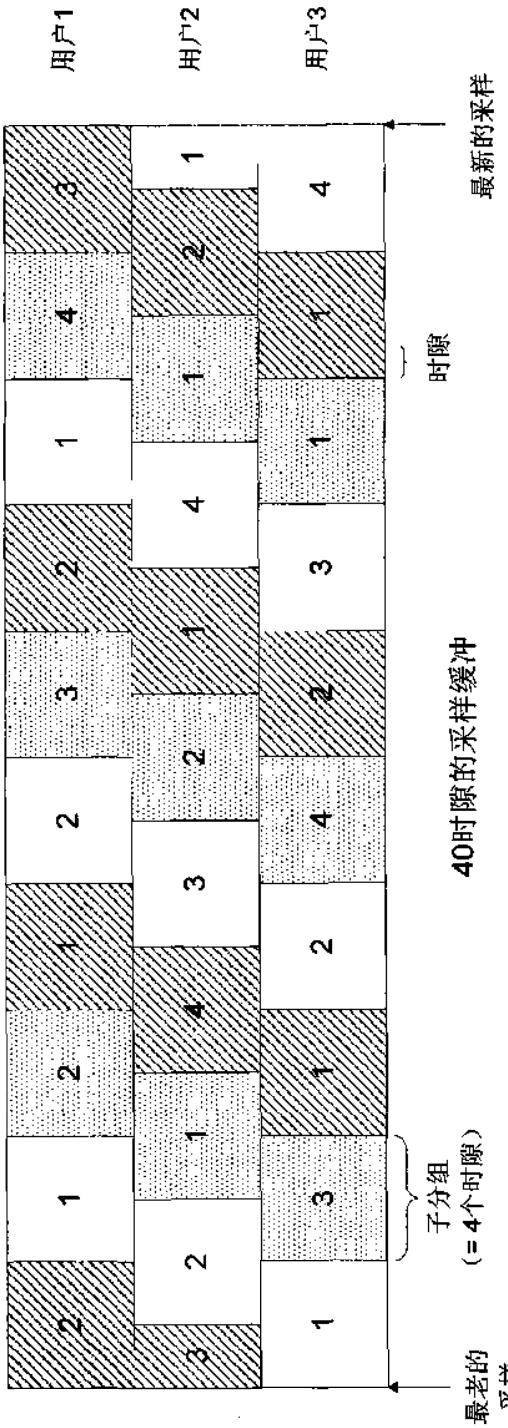


图 8

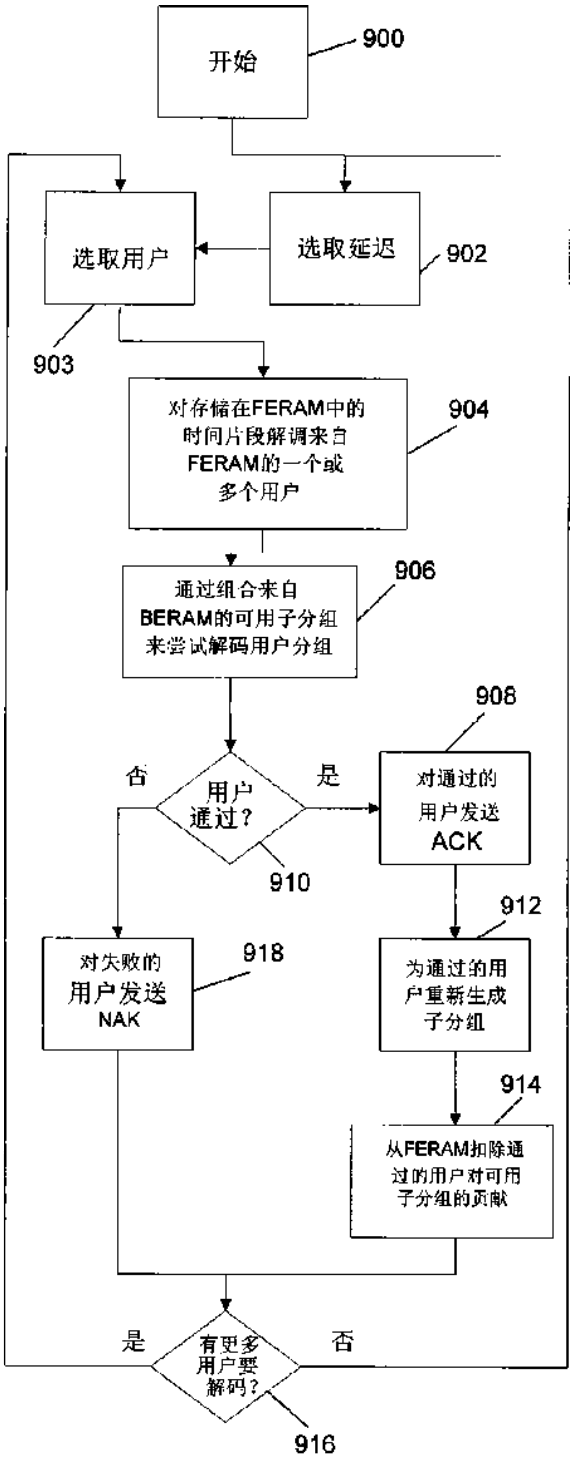

开始
900
选取用户
选取延迟
902
903
对存储在FERAM中的时间片段解调来自FERAM的一个或多个用户
904
通过组合来自BERAM的可用子分组来尝试解码用户分组
906
908
否
用户通过？
是
910
对通过的用户发送ACK
912
对失败的用户发送NAK
918
为通过的用户重新生成子分组
914
从FERAM扣除通过的用户对可用子分组的贡献
是
有更多用户要解码？
否
916

图 9A

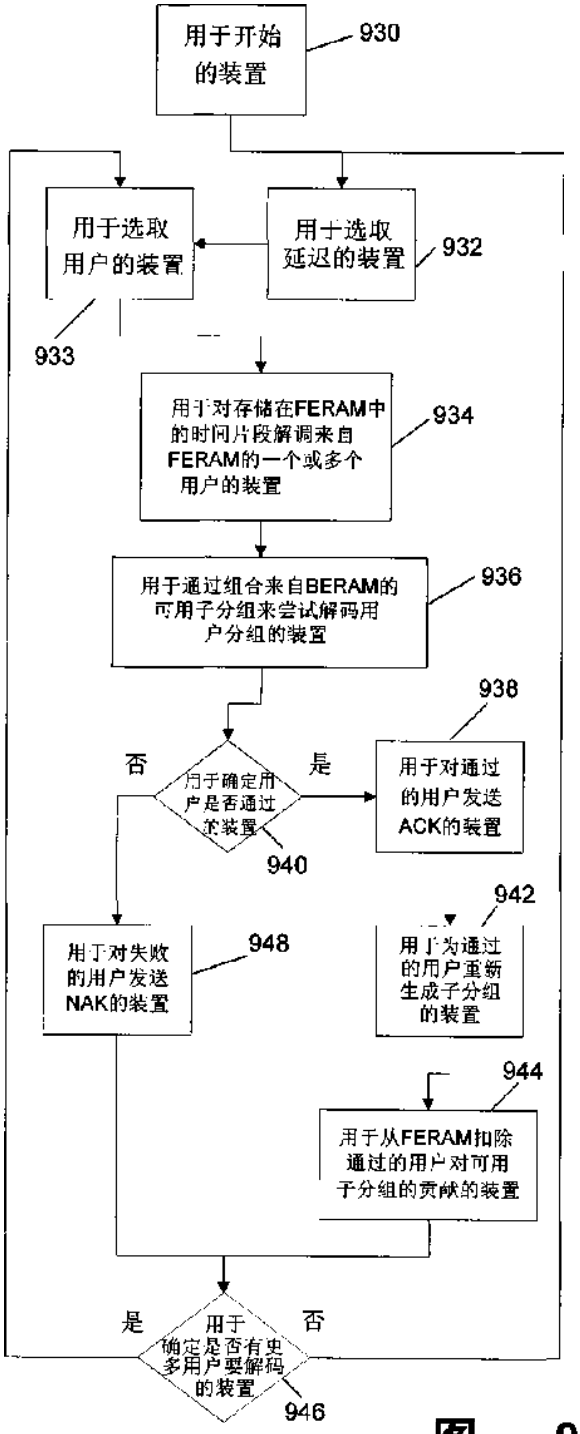

用于开始的装置
930
用于选取用户的装置
用于选取延迟的装置
932
933
用于对存储在FERAM中的时间片段解调来自FERAM的一个或多个用户的装置
934
用于通过组合来自BERAM的可用子分组来尝试解码用户分组的装置
936
938
否
用于确定用户是否通过的装置
是
940
用于对通过的用户发送ACK的装置
942
用于对失败的用户发送NAK的装置
948
用于为通过的用户重新生成子分组的装置
944
用于从FERAM扣除通过的用户对可用子分组的贡献的装置
是
用于确定是否有更多用户要解码的装置
否
946

图 9B

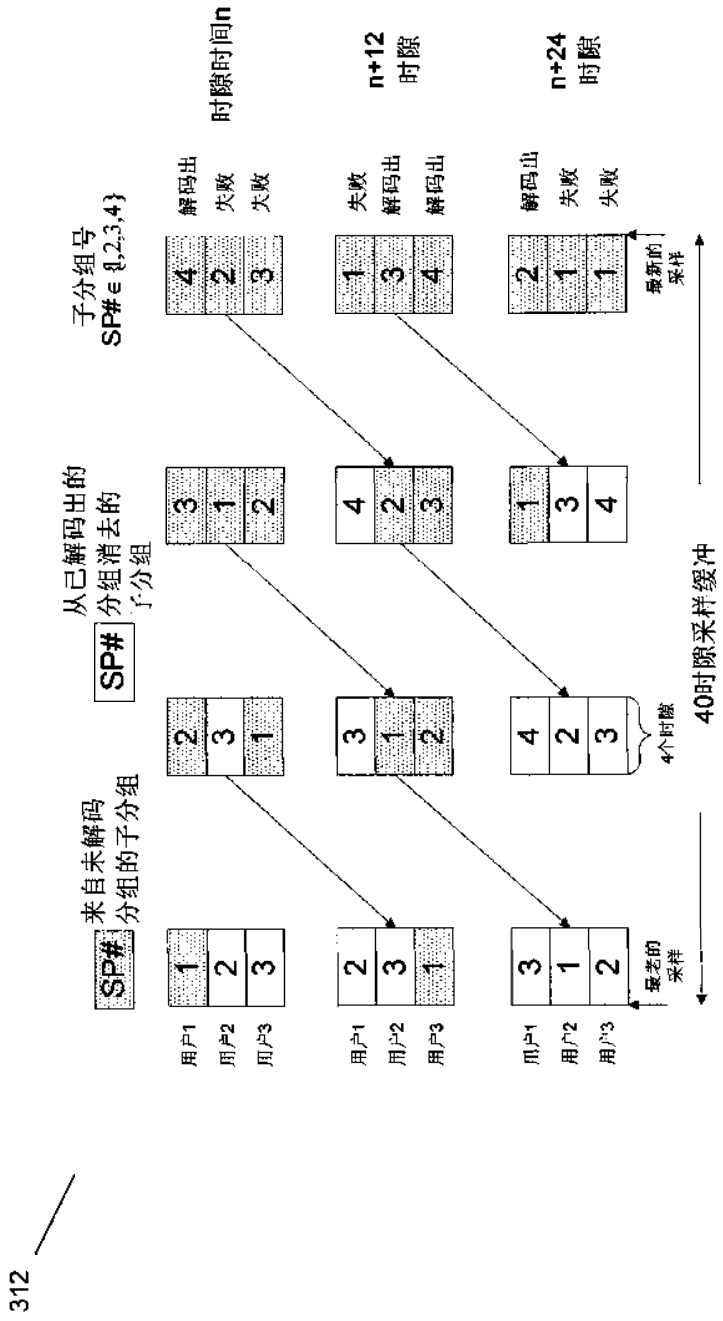

312
来自未解码
分组的子分组
SP#
从已解码出的
分组消去的
子分组
SP#
子分组号
SP# ∈ {1,2,3,4}
时隙时间n
n+12
时隙
n+24
时隙
用户1
用户2
用户3
最老的
采样
4个时隙
40时隙采样缓冲
解码出
失败
失败
失败
解码出
解码出
解码出
失败
失败
最新的
采样

图 10

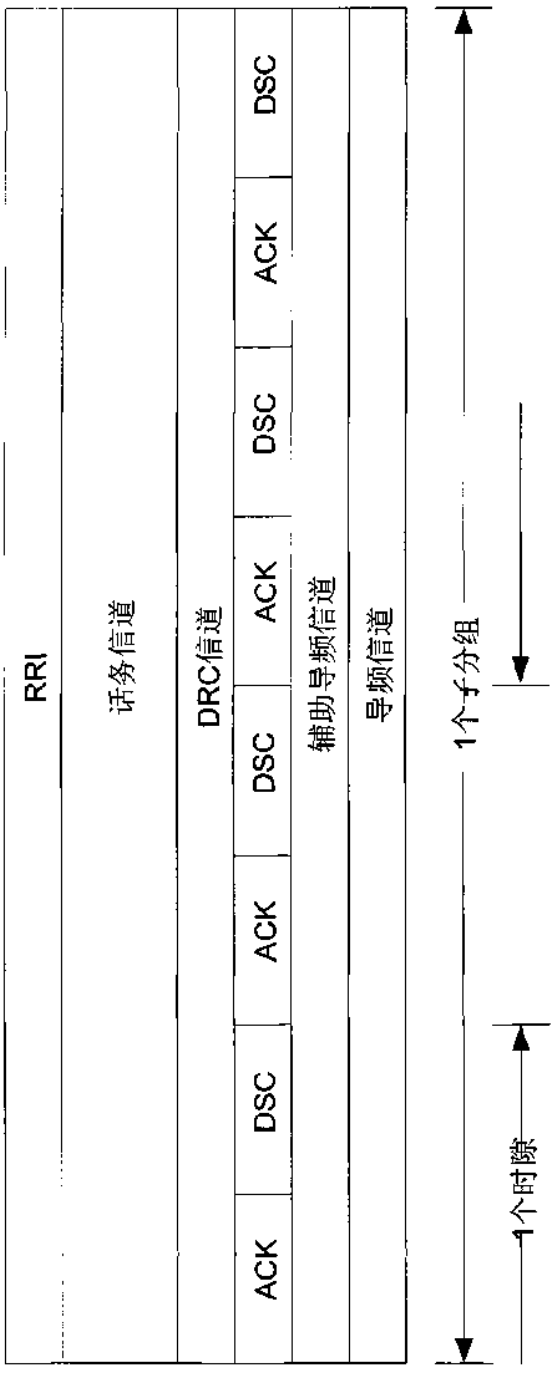


图 11

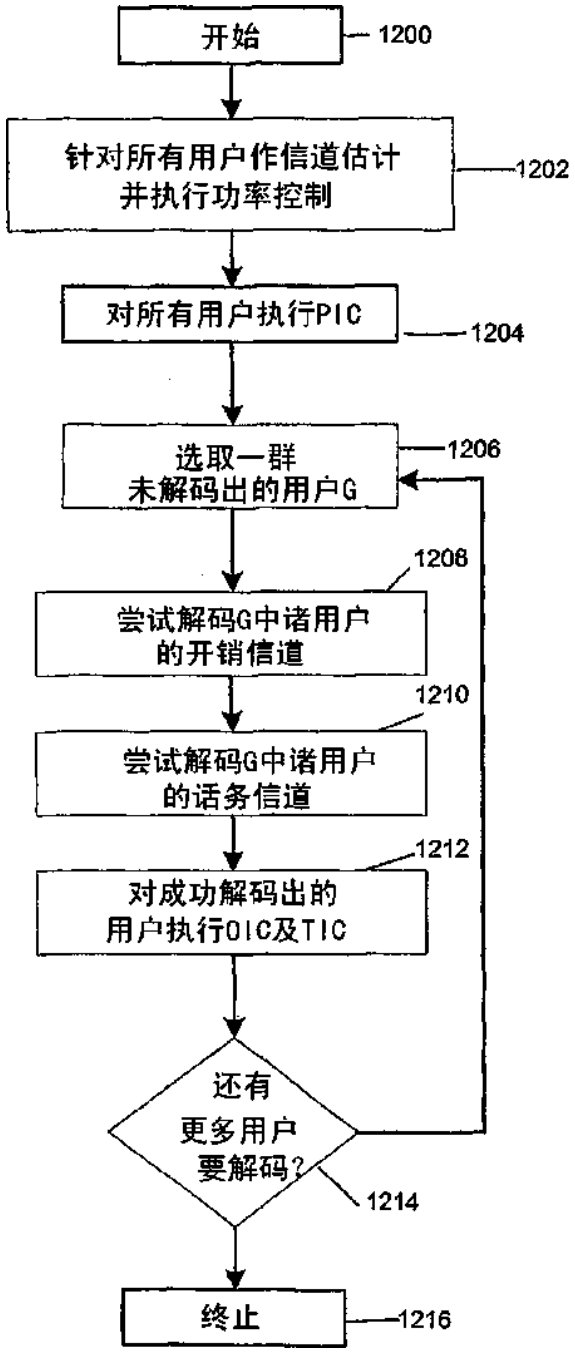

开始
1200
针对所有用户作信道估计
并执行功率控制
1202
对所有用户执行PIC
1204
选取一群
未解码出的用户G
1206
1206
尝试解码G中诸用户
的开销信道
1210
尝试解码G中诸用户
的话务信道
1212
对成功解码出的
用户执行OIC及TIC
还有
更多用户
要解码?
1214
终止
1216

图 12A

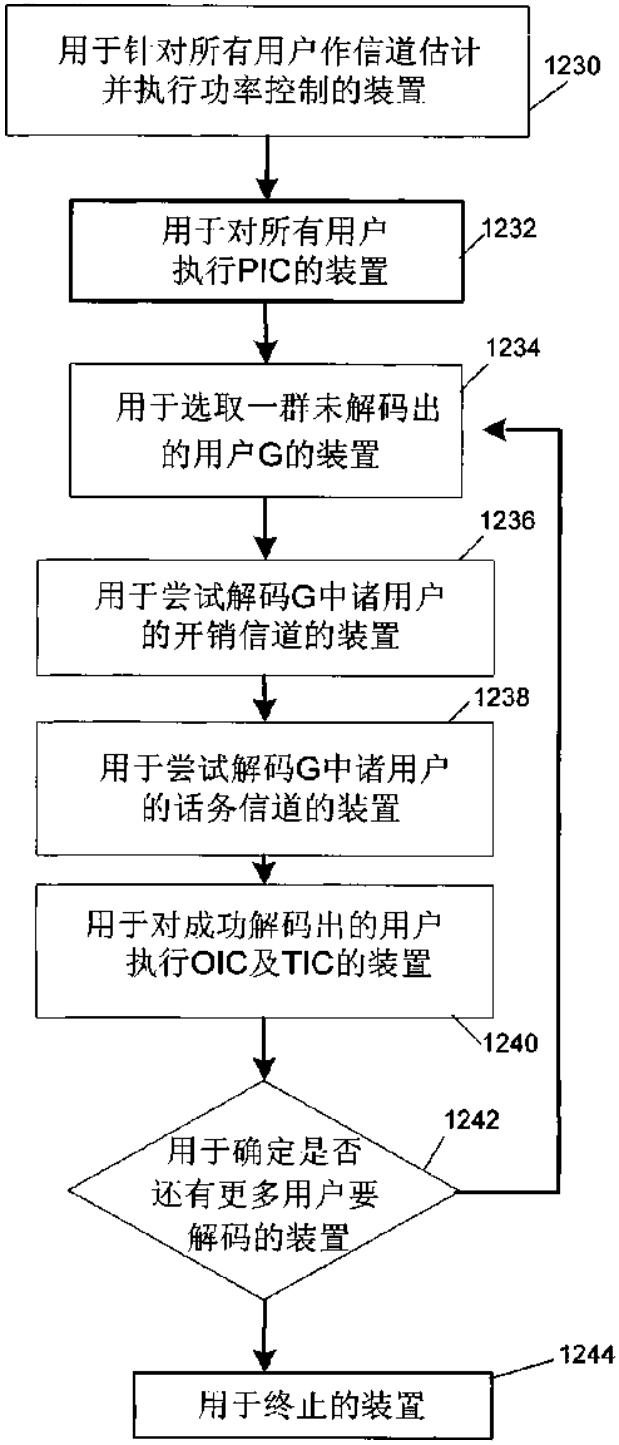

用于针对所有用户作信道估计并执行功率控制的装置
1230
用于对所有用户执行PIC的装置
1232
用于选取一群未解码出的用户G的装置
1234
用于尝试解码G中诸用户的开销信道的装置
1236
用于尝试解码G中诸用户的话务信道的装置
1238
用于对成功解码出的用户执行OIC及TIC的装置
1240
用于确定是否还有更多用户要解码的装置
1242
用于终止的装置
1244

图 12B

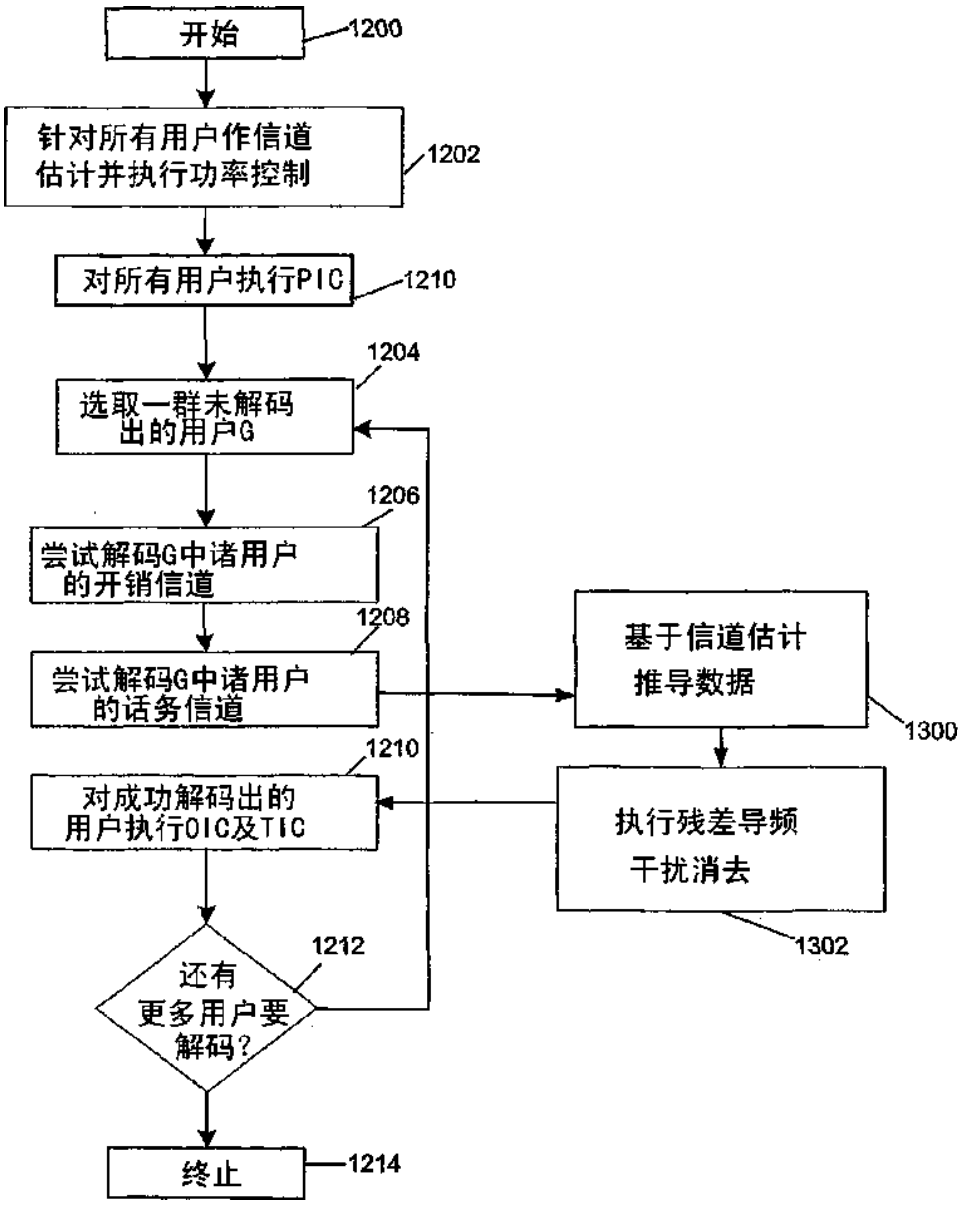

开始
1200
针对所有用户作信道估计并执行功率控制
1202
对所有用户执行PIC
1210
1204
选取一群未解码出的用户G
1206
尝试解码G中诸用户的开销信道
1208
尝试解码G中诸用户的话务信道
基于信道估计推导数据
1300
1210
对成功解码出的用户执行OIC及TIC
执行残差导频干扰消去
1302
1212
还有更多用户要解码?
终止
1214

图 13A

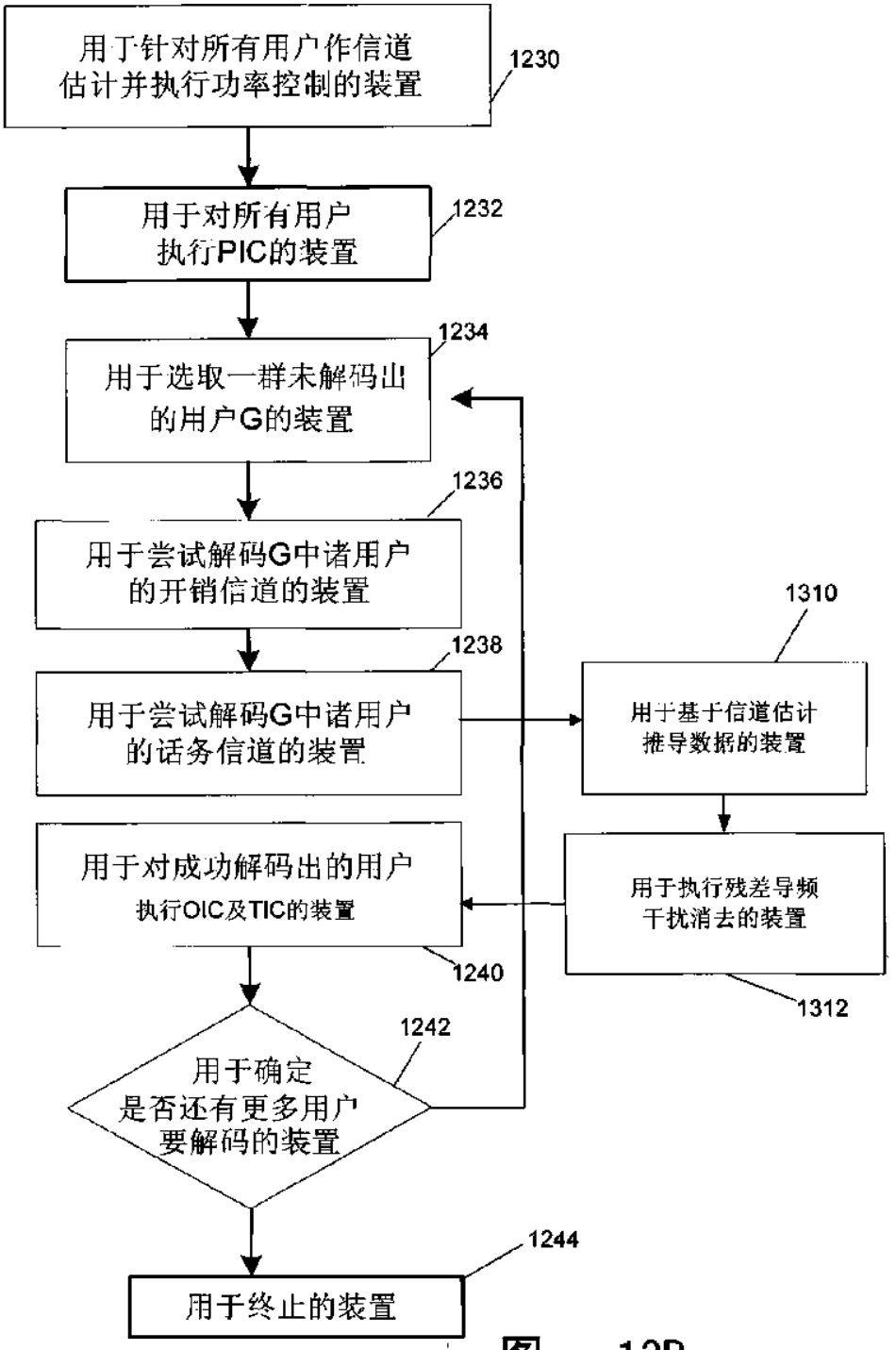

用于针对所有用户作信道估计并执行功率控制的装置
1230
用于对所有用户执行PIC的装置
1232
用于选取一群未解码出的用户G的装置
1234
用于尝试解码G中诸用户的开销信道的装置
1236
用于尝试解码G中诸用户的话务信道的装置
1238
用于对成功解码出的用户执行OIC及TIC的装置
1240
用于确定是否还有更多用户要解码的装置
1242
用于终止的装置
1244
用于基于信道估计推导数据的装置
1310
用于执行残差导频干扰消去的装置
1312

图 13B

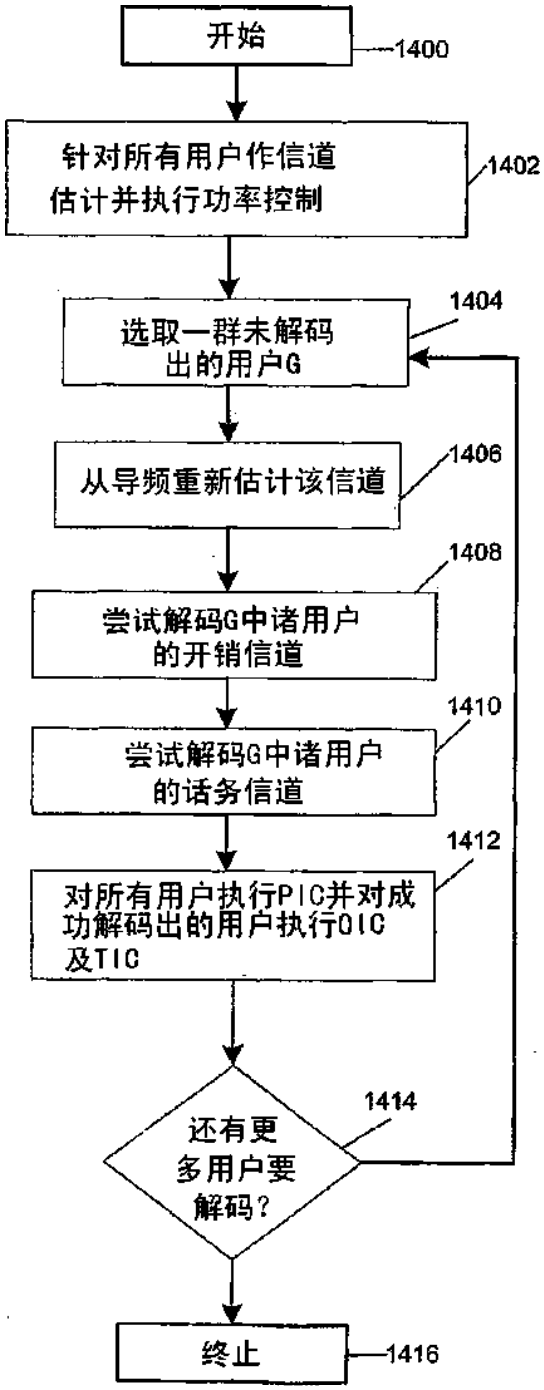

开始
1400
针对所有用户作信道估计并执行功率控制
1402
选取一群未解码出的用户G
1404
从导频重新估计该信道
1406
尝试解码G中诸用户的开销信道
1408
尝试解码G中诸用户的话务信道
1410
对所有用户执行PIC并对成功解码出的用户执行OIC及TIC
1412
还有更多用户要解码?
1414
终止
1416

图 14A

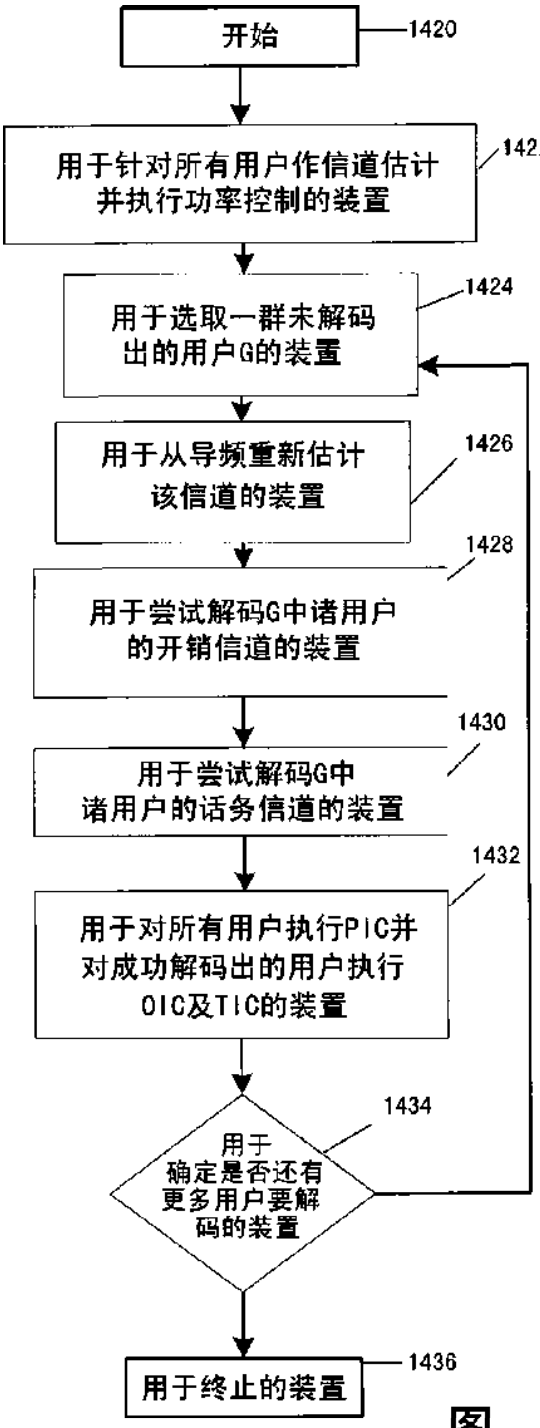

开始
1420
用于针对所有用户作信道估计并执行功率控制的装置
1422
用于选取一群未解码出的用户G的装置
1424
用于从导频重新估计该信道的装置
1426
用于尝试解码G中诸用户的开销信道的装置
1428
用于尝试解码G中诸用户的话务信道的装置
1430
用于对所有用户执行PIC并对成功解码出的用户执行OIC及TIC的装置
1432
用于确定是否还有更多用户要解码的装置
1434
用于终止的装置
1436

图 14B

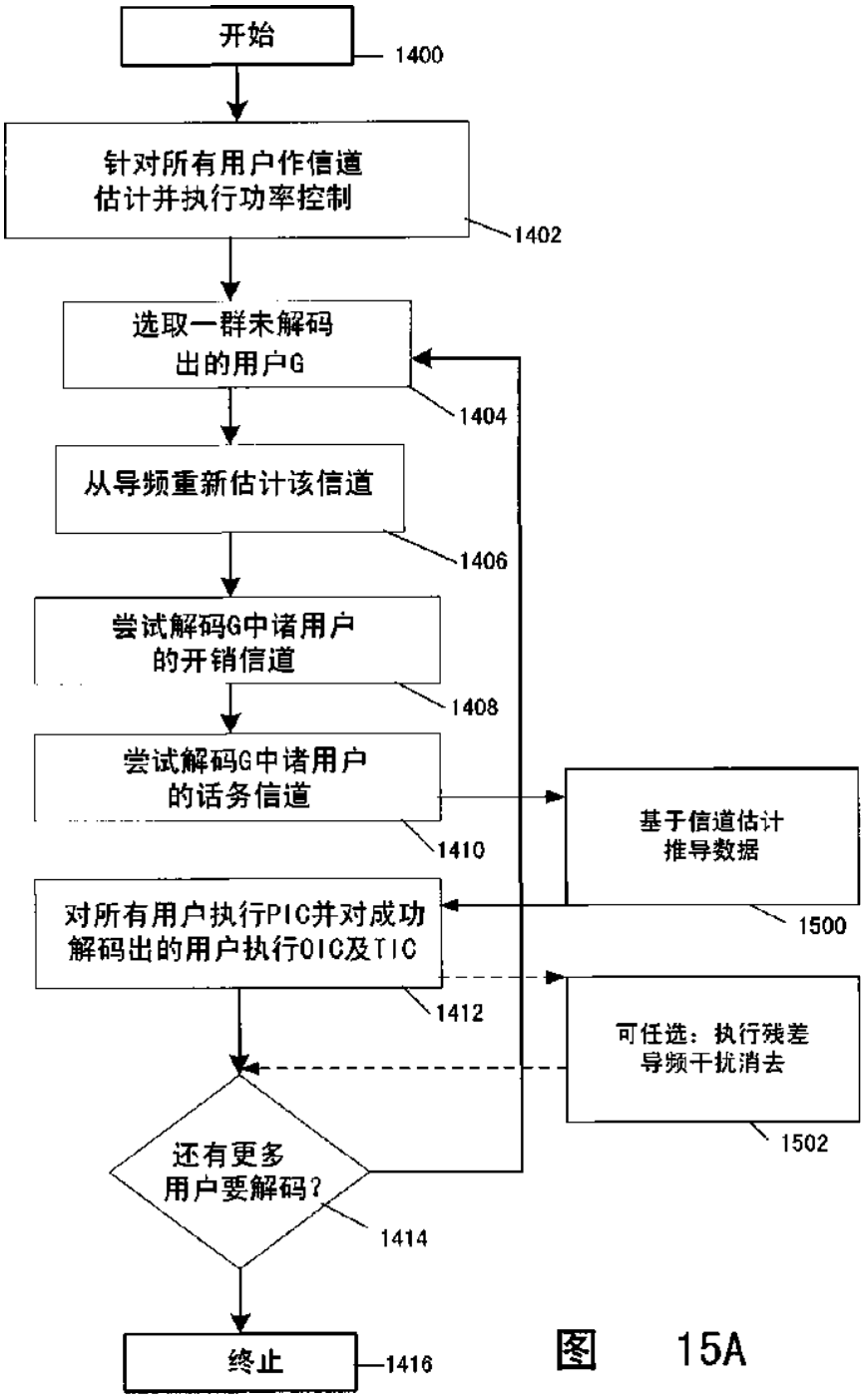

开始
1400
针对所有用户作信道估计并执行功率控制
1402
选取一群未解码出的用户G
1404
从导频重新估计该信道
1406
尝试解码G中诸用户的开销信道
1408
尝试解码G中诸用户的话务信道
1410
基于信道估计推导数据
1500
对所有用户执行PIC并对成功解码出的用户执行OIC及TIC
1412
可任选：执行残差导频干扰消去
1502
还有更多用户要解码？
1414
终止
1416

图 15A

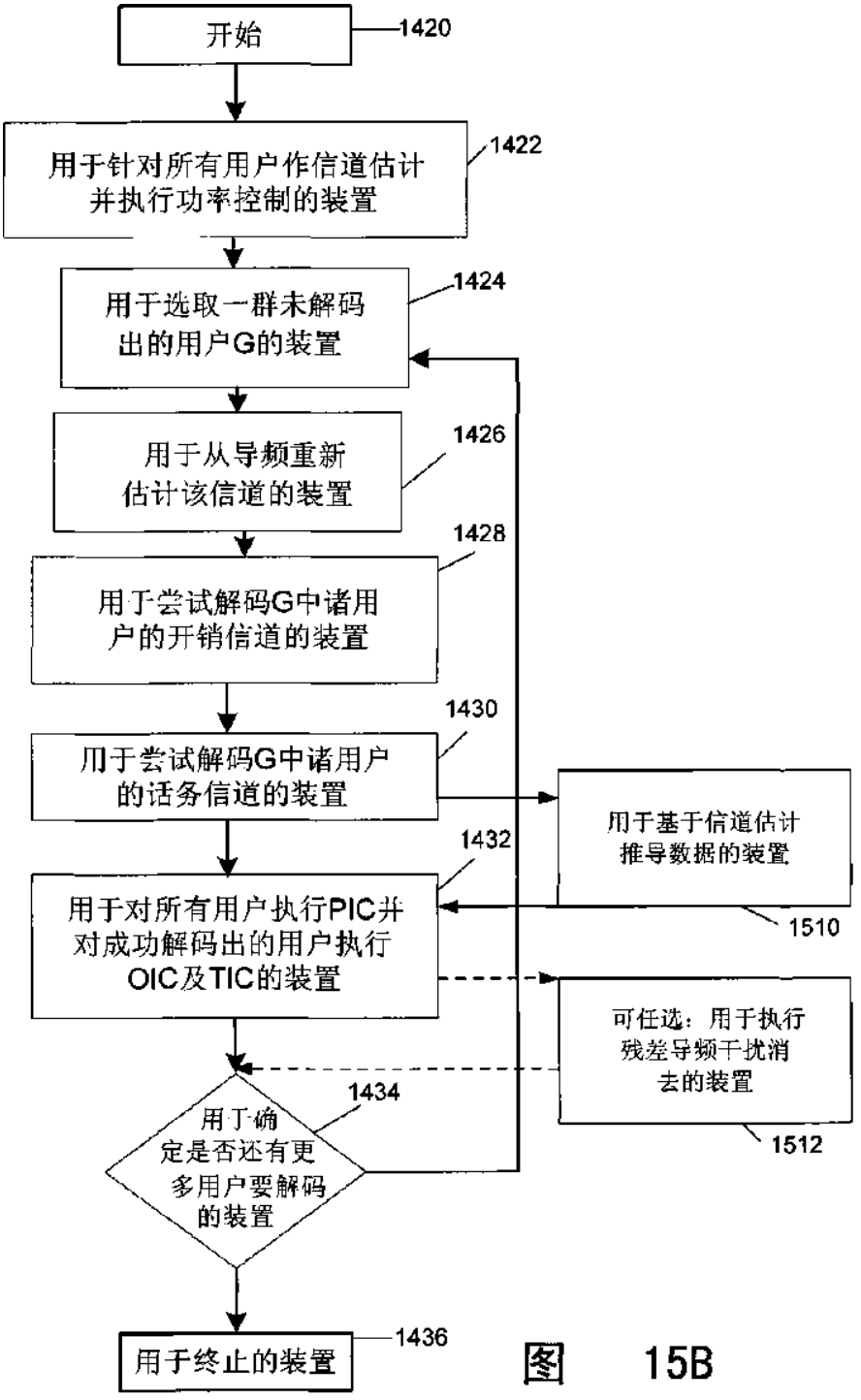

开始
1420
用于针对所有用户作信道估计并执行功率控制的装置
1422
用于选取一群未解码出的用户G的装置
1424
用于从导频重新估计该信道的装置
1426
用于尝试解码G中诸用户的开销信道的装置
1428
用于尝试解码G中诸用户的话务信道的装置
1430
用于基于信道估计推导数据的装置
1510
用于对所有用户执行PIC并对成功解码出的用户执行OIC及TIC的装置
1432
可任选：用于执行残差导频干扰消去的装置
1512
用于确定是否还有更多用户要解码的装置
1434
用于终止的装置
1436

图 15B

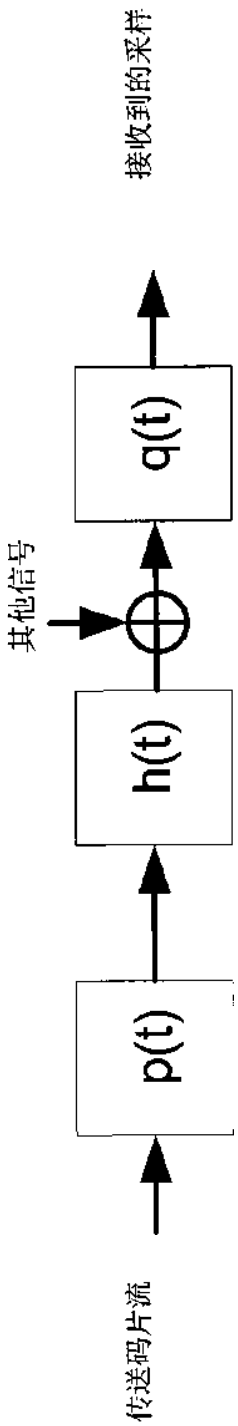


图 16

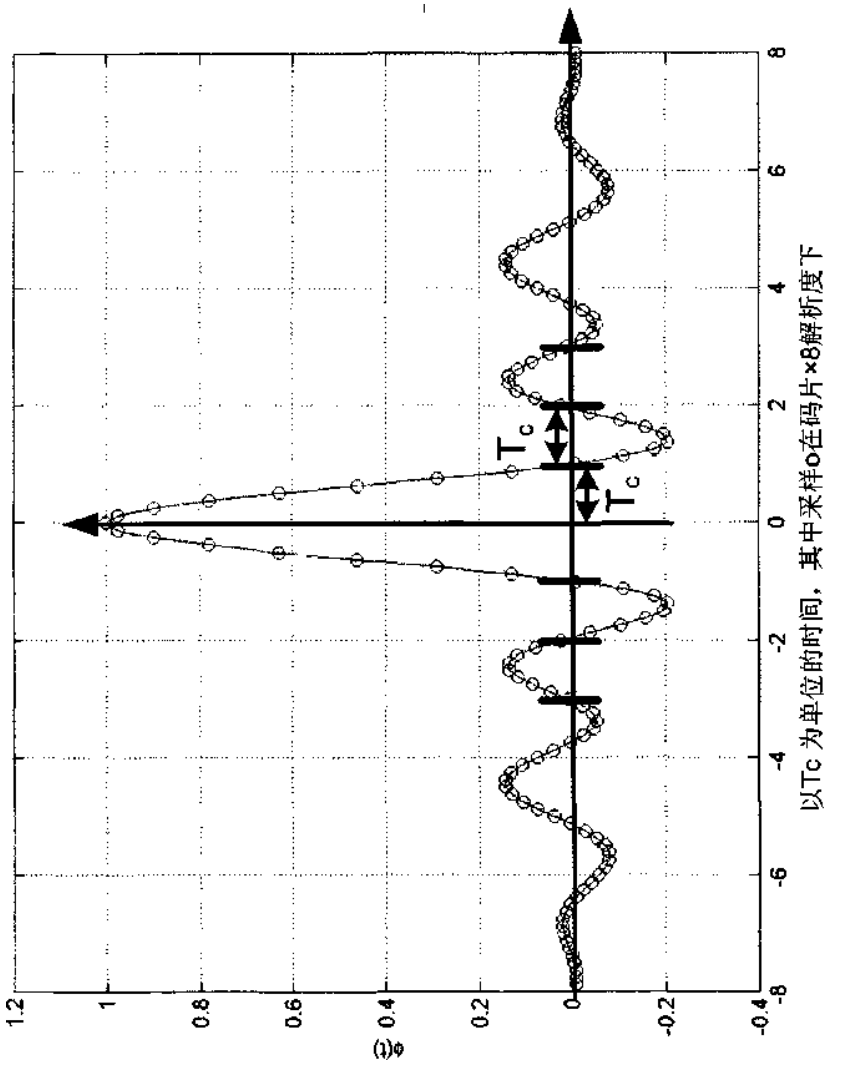

Tc
Tc
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
8
6
4
2
0
-2
-4
-6
-8
(1)φ
以Tc 为单位的时间，其中采样o在码片×8解析度下

图 17

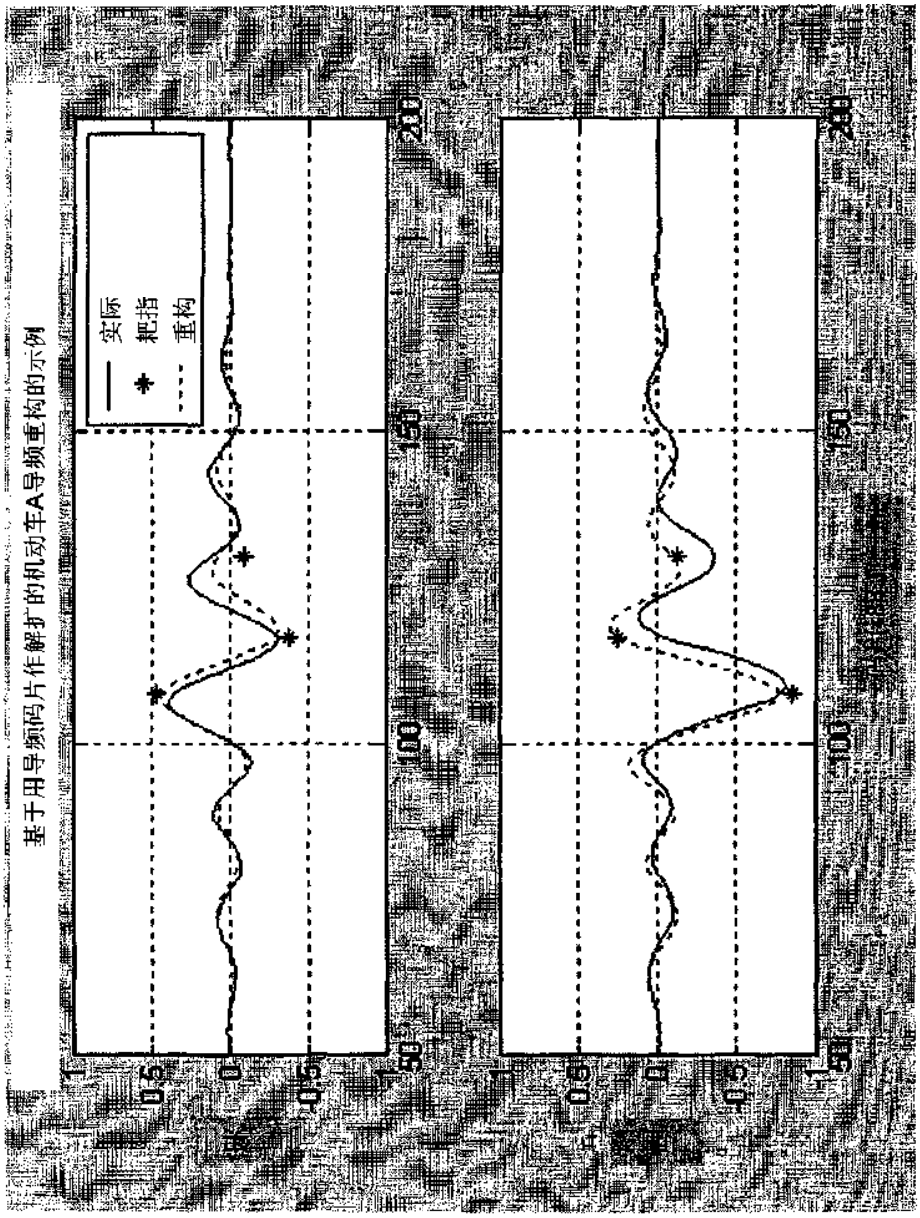


图 18A

图 18B

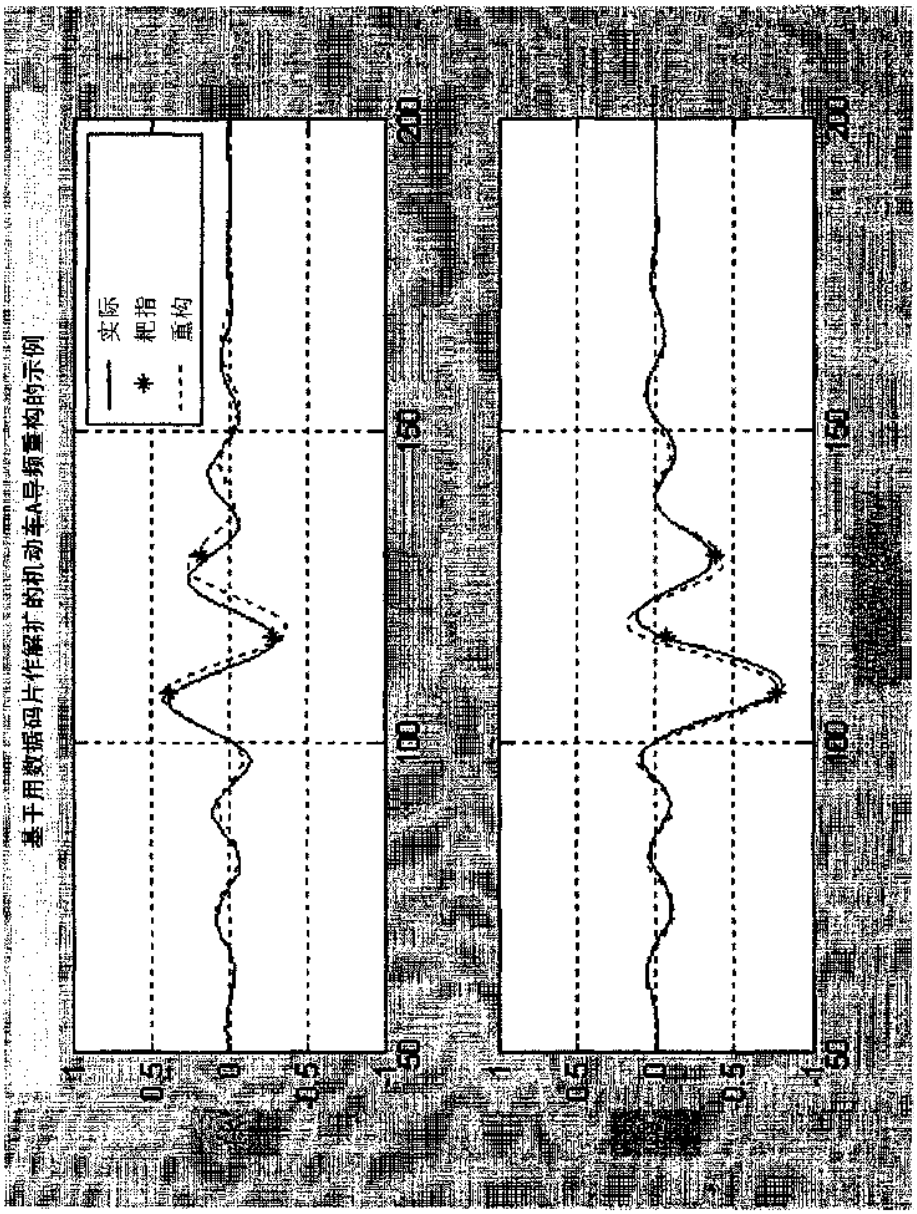


图 19A

图 19B

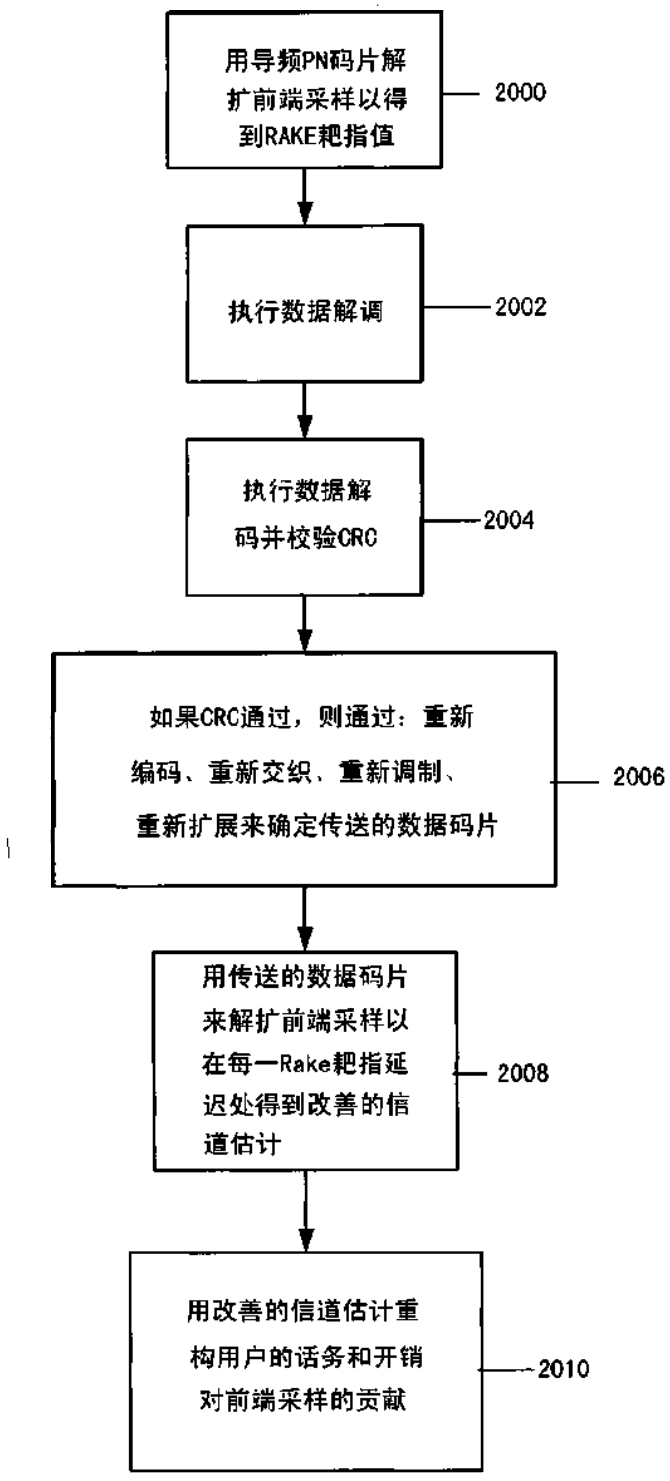

用导频PN码片解扩前端采样以得到RAKE耙指值
2000
执行数据解调
2002
执行数据解码并校验CRC
2004
如果CRC通过，则通过：重新编码、重新交织、重新调制、重新扩展来确定传送的数据码片
2006
用传送的数据码片来解扩前端采样以在每一Rake耙指延迟处得到改善的信道估计
2008
用改善的信道估计重构用户的话务和开销对前端采样的贡献
2010

图 20A

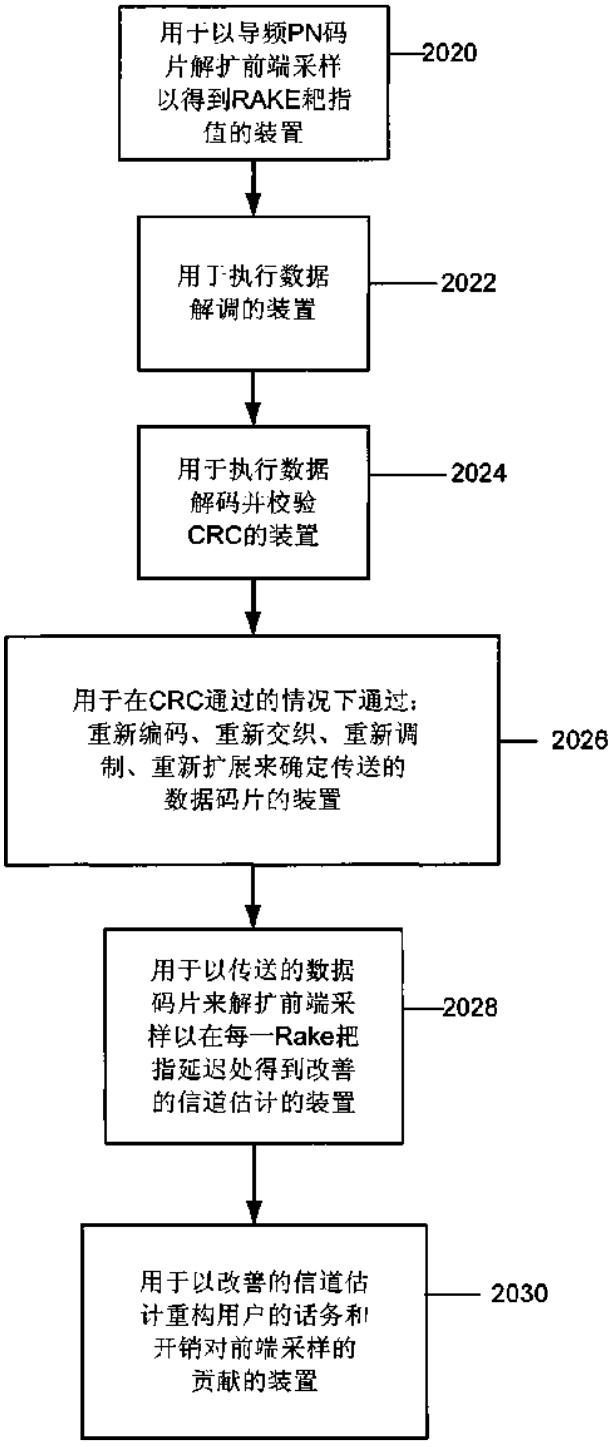

用于以导频PN码片解扩前端采样以得到RAKE耙指值的装置
2020
用于执行数据解调的装置
2022
用于执行数据解码并校验CRC的装置
2024
用于在CRC通过的情况下通过：重新编码、重新交织、重新调制、重新扩展来确定传送的数据码片的装置
2026
用于以传送的数据码片来解扩前端采样以在每一Rake耙指延迟处得到改善的信道估计的装置
2028
用于以改善的信道估计重构用户的话务和开销对前端采样的贡献的装置
2030

图 20B

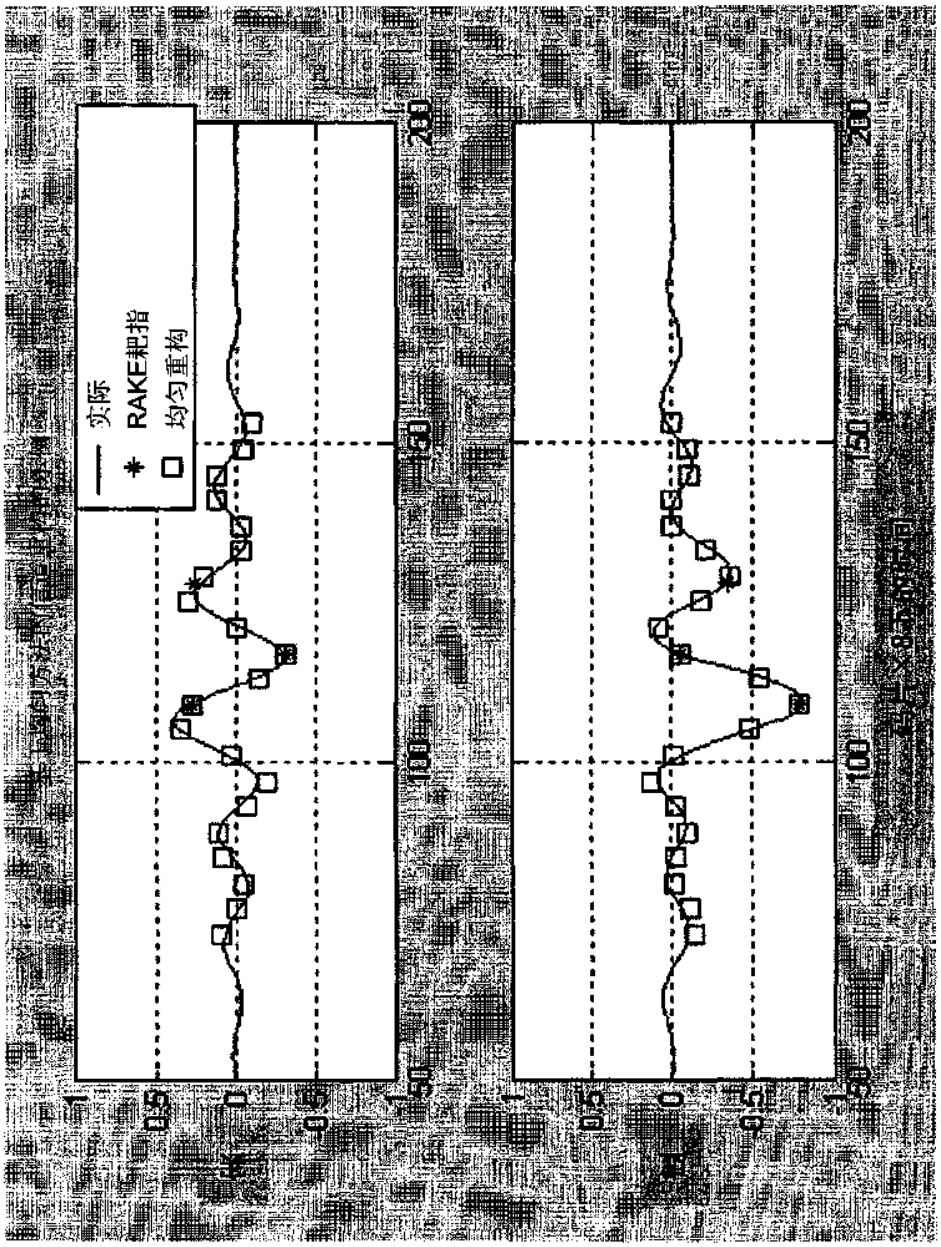


图 21A

图 21B

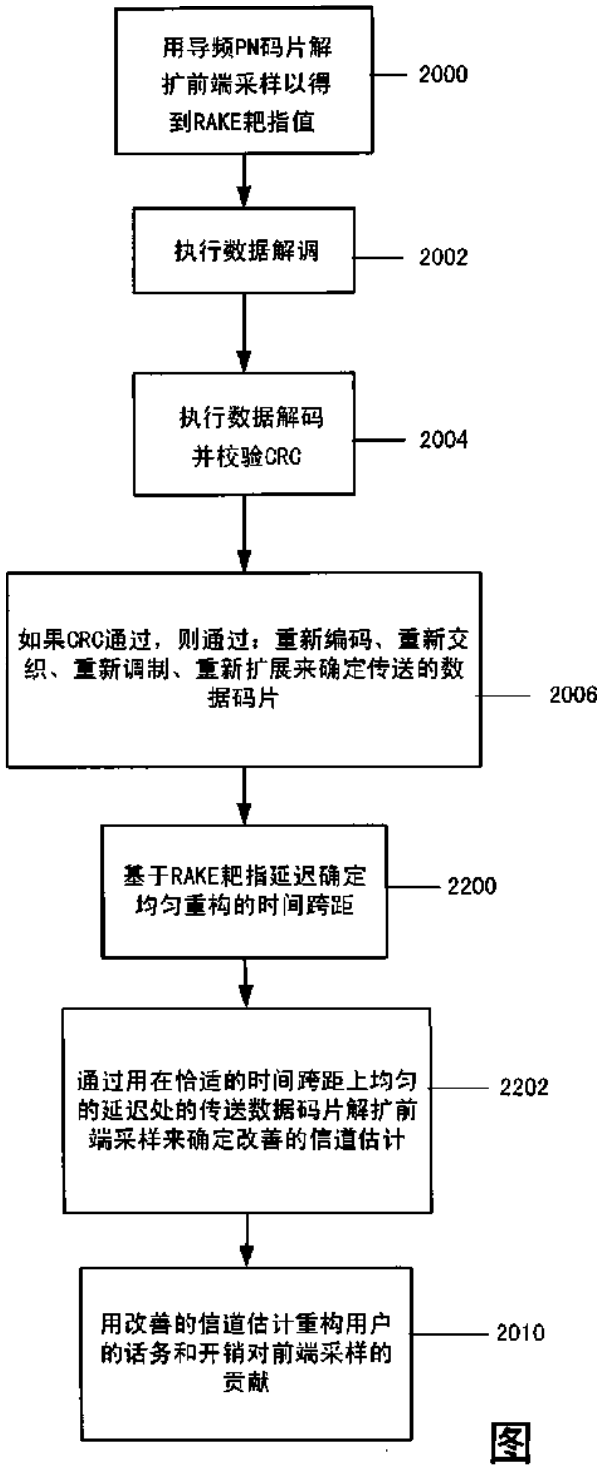

用导频PN码片解扩前端采样以得到RAKE耙指值
2000
执行数据解调
2002
执行数据解码并校验CRC
2004
如果CRC通过，则通过：重新编码、重新交织、重新调制、重新扩展来确定传送的数据码片
2006
基于RAKE耙指延迟确定均匀重构的时间跨距
2200
通过用在恰适的时间跨距上均匀的延迟处的传送数据码片解扩前端采样来确定改善的信道估计
2202
用改善的信道估计重构用户的话务和开销对前端采样的贡献
2010

图 22A

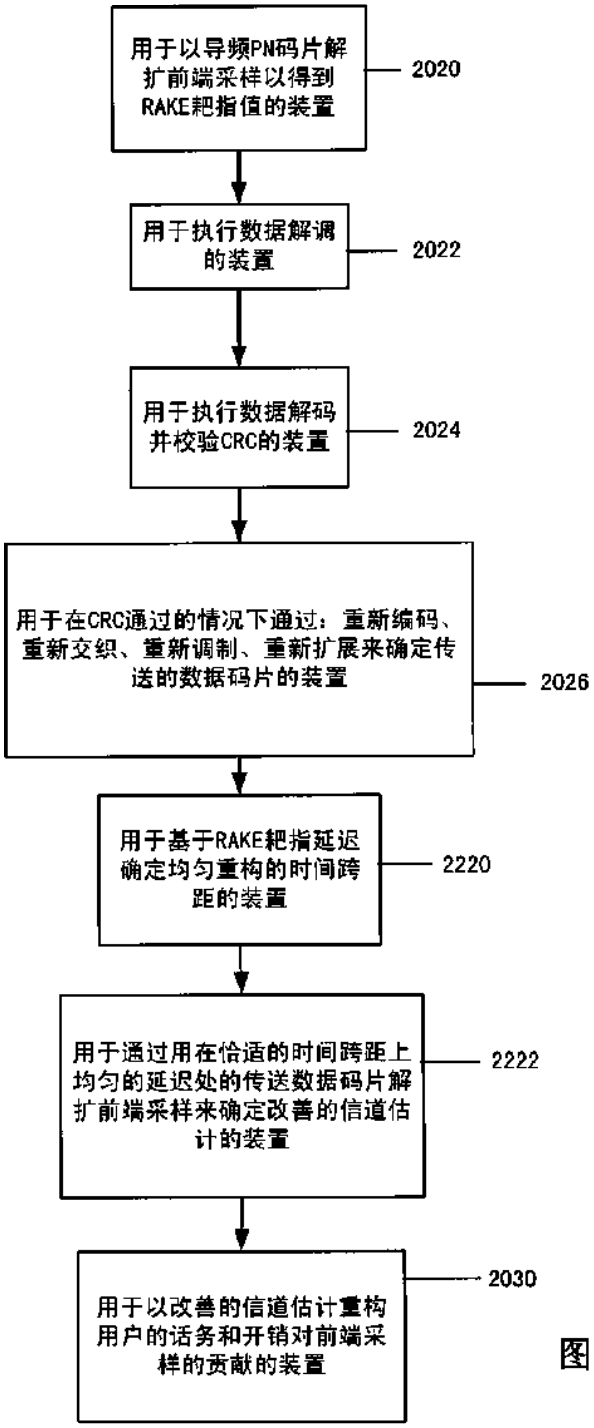

用于以导频PN码片解扩前端采样以得到RAKE耙指值的装置
2020
用于执行数据解调的装置
2022
用于执行数据解码并校验CRC的装置
2024
用于在CRC通过的情况下通过：重新编码、重新交织、重新调制、重新扩展来确定传送的数据码片的装置
2026
用于基于RAKE耙指延迟确定均匀重构的时间跨距的装置
2220
用于通过用在恰适的时间跨距上均匀的延迟处的传送数据码片解扩前端采样来确定改善的信道估计的装置
2222
用于以改善的信道估计重构用户的话务和开销对前端采样的贡献的装置
2030

图 22B

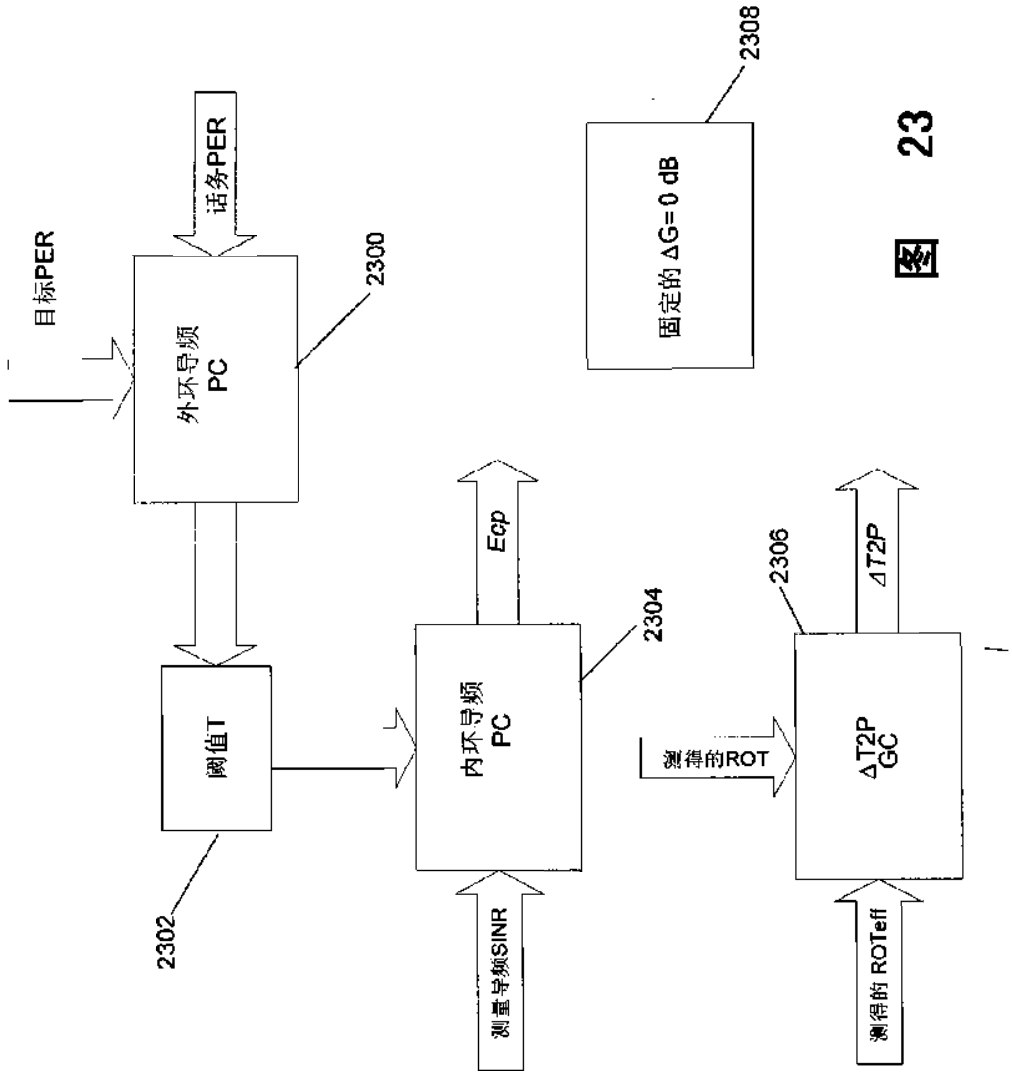

目标PER
话务PER
外环导频 PC
2300
固定的 ΔG= 0 dB
2308
阈值T
2302
内环导频 PC
2304
Ecp
测得的ROT
ΔT2P GC
2306
ΔT2P
测量导频SINR
测得的 ROTeff

图 23

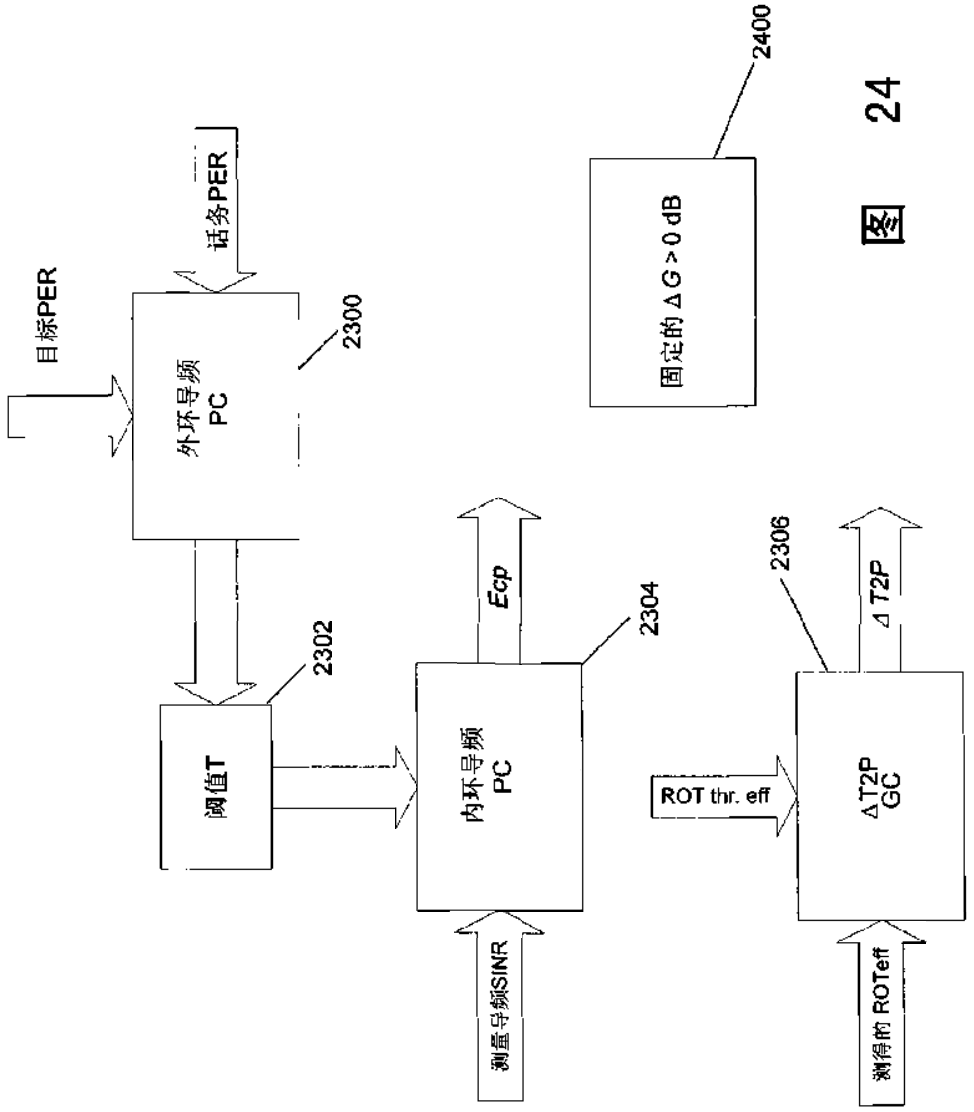

2400
固定的 ΔG > 0 dB
话务PER
目标PER
外环导频 PC
2300
阈值T
2302
Ecp
2304
内环导频 PC
测量导频SINR
2306
ΔT2P
ΔT2P GC
ROT thr. eff
测得的 ROTeff

图 24

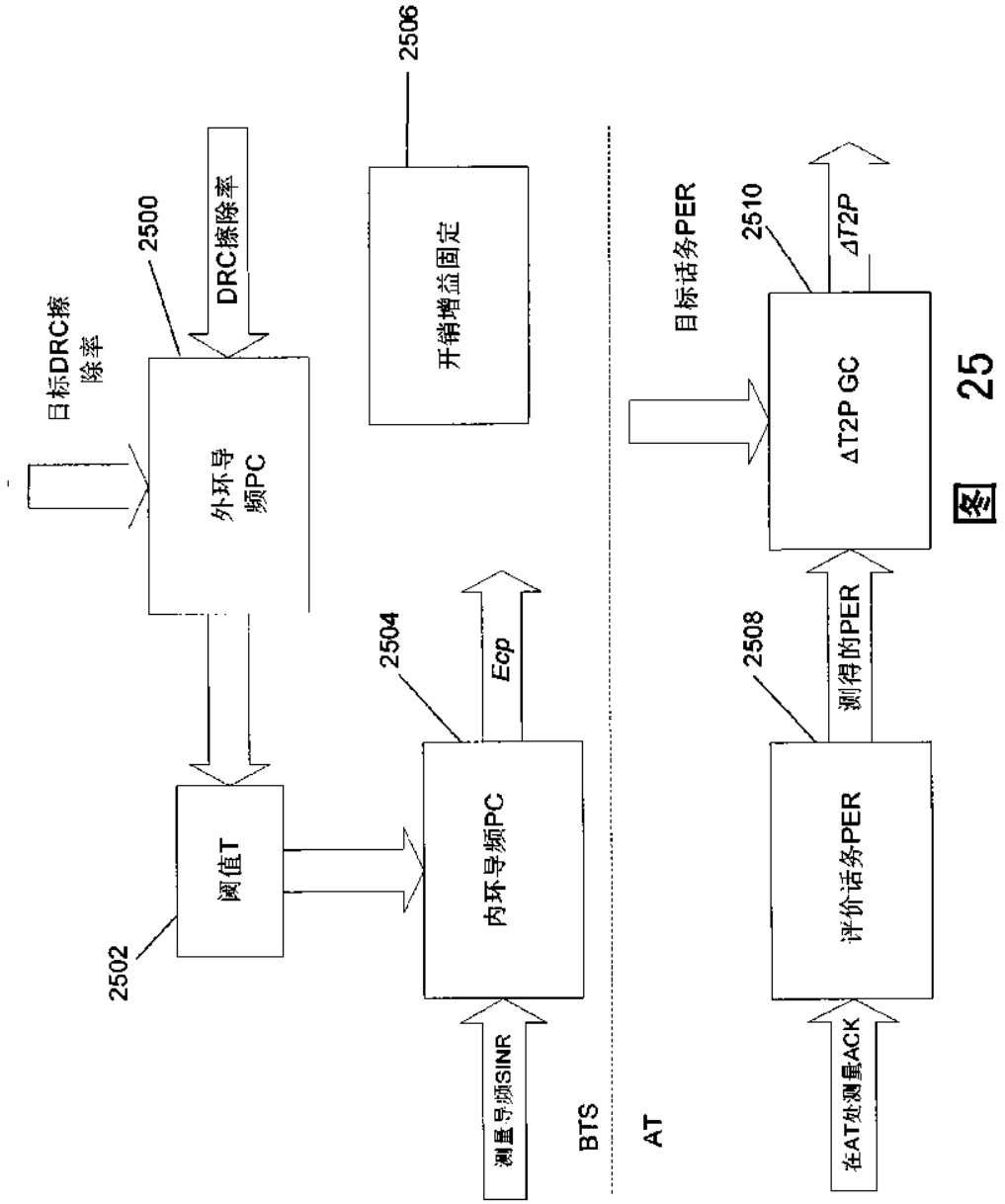

2506
开销增益固定
2500
DRC擦除率
目标DRC擦除率
外环导频PC
2504
Ecp
2502
阈值T
内环导频PC
测量导频SINR
BTS
AT
目标话务PER
2510
ΔT2P
ΔT2P GC
2508
测得的PER
评价话务PER
在AT处测量ACK

图 25

图 26

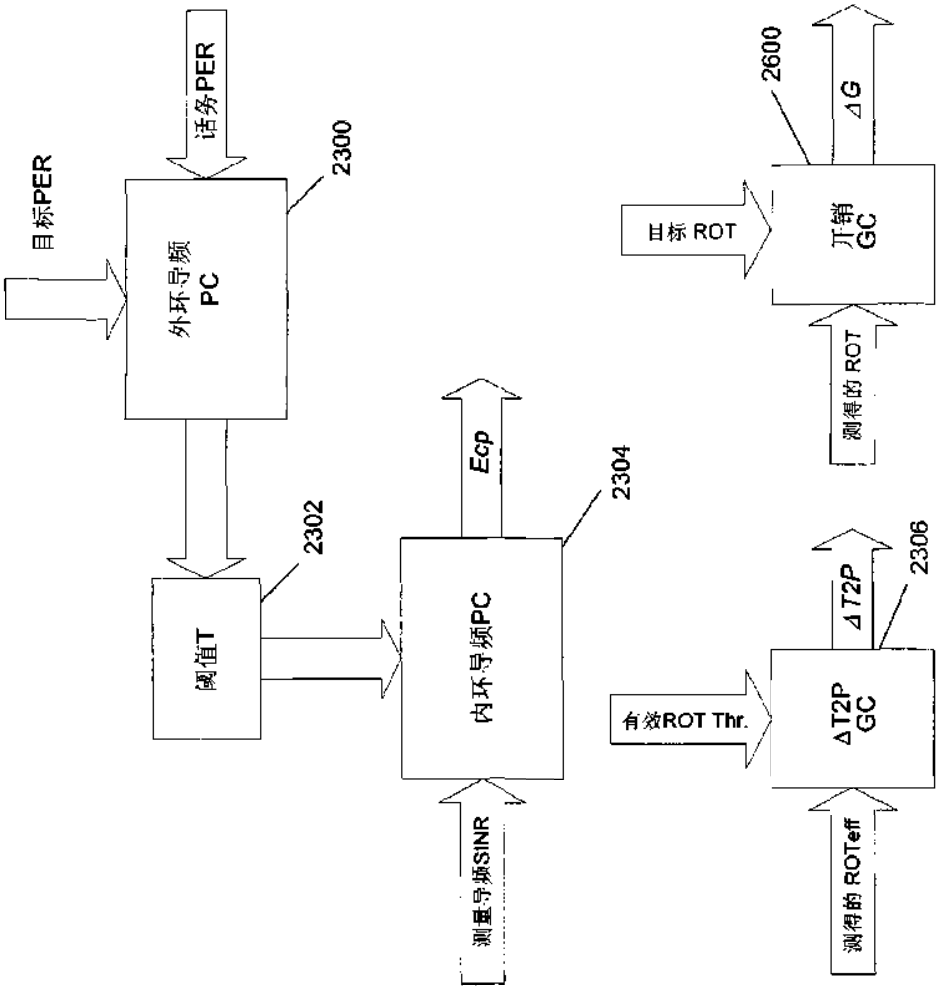
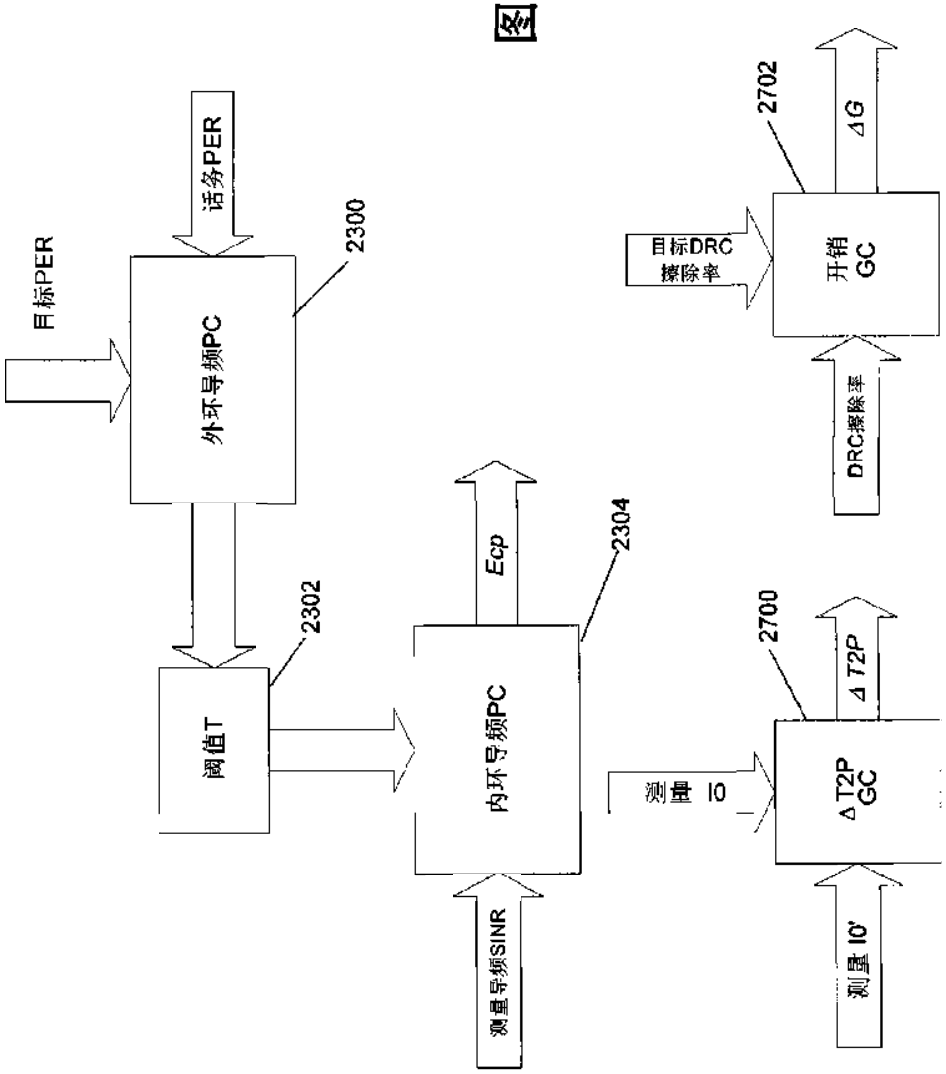

目标PER
话务PER
外环导频 PC
2300
阈值T
2302
内环导频PC
2304
Ecp
测量导频SINR
2600
ΔG
目标 ROT
开销 GC
测得的 ROT
ΔT2P
2306
有效ROT Thr.
ΔT2P GC
测得的 ROTeff

图 27


目标PER
话务PER
外环导频PC
2300
阈值T
2302
内环导频PC
2304
Ecp
测量导频SINR
目标DRC
擦除率
开销
GC
2702
ΔG
DRC擦除率
测量 I0
ΔT2P
GC
2700
Δ T2P
测量 I0'

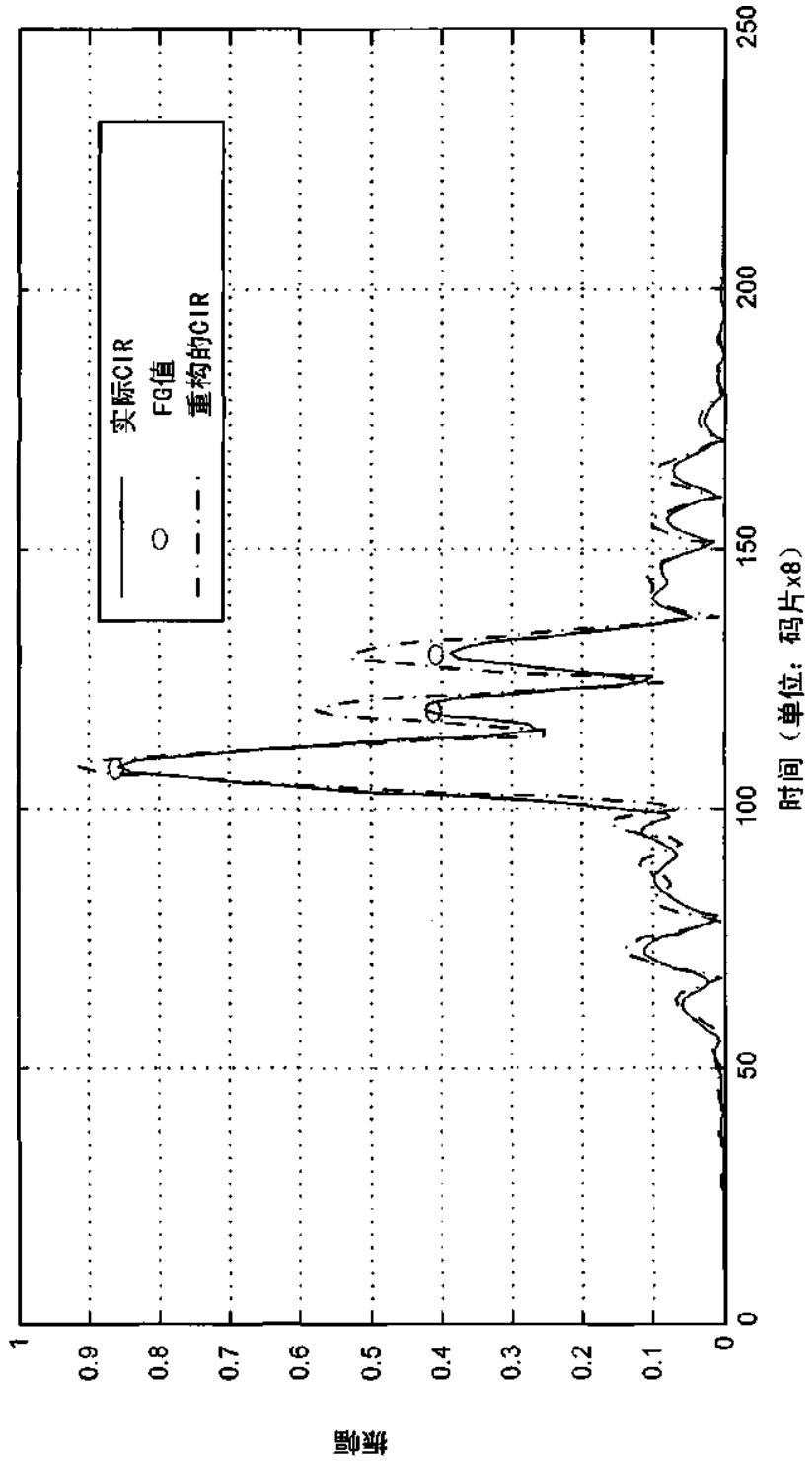

实际CIR
FG值
重构的CIR
振幅
时间（单位：码片x8）
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
0
50
100
150
200
250

图 28

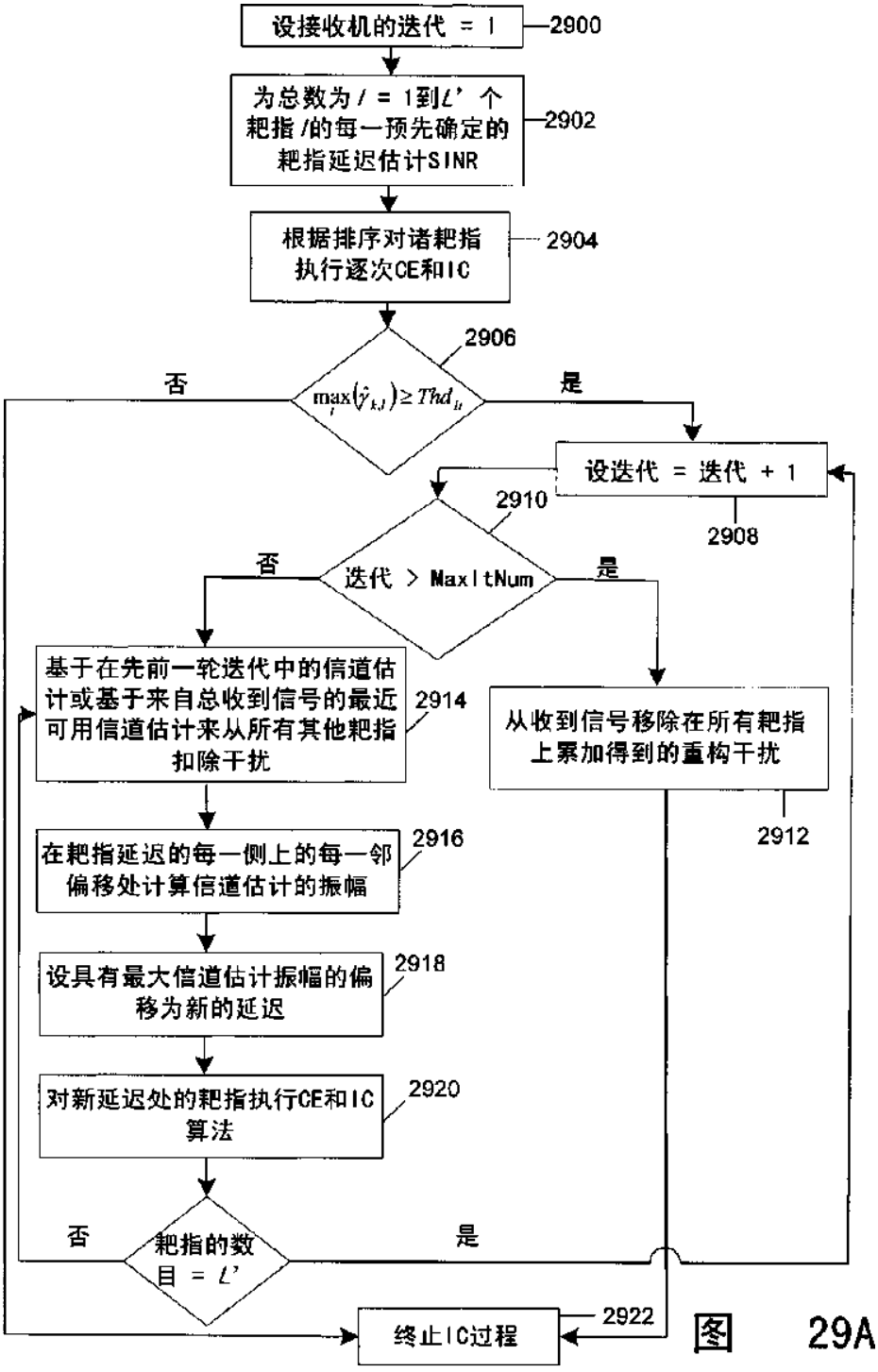

设接收机的迭代 = 1
2900
为总数为 l = 1到L' 个耙指 l的每一预先确定的耙指延迟估计SINR
2902
根据排序对诸耙指执行逐次CE和IC
2904
2906
否
是
设迭代 = 迭代 + 1
2908
2910
迭代 > MaxItNum
否
是
基于在先前一轮迭代中的信道估计或基于来自总收到信号的最近可用信道估计来从所有其他耙指扣除干扰
2914
从收到信号移除在所有耙指上累加得到的重构干扰
2912
在耙指延迟的每一侧上的每一邻偏移处计算信道估计的振幅
2916
设具有最大信道估计振幅的偏移为新的延迟
2918
对新延迟处的耙指执行CE和IC算法
2920
否
耙指的数目 = L'
是
终止IC过程
2922

图 29A

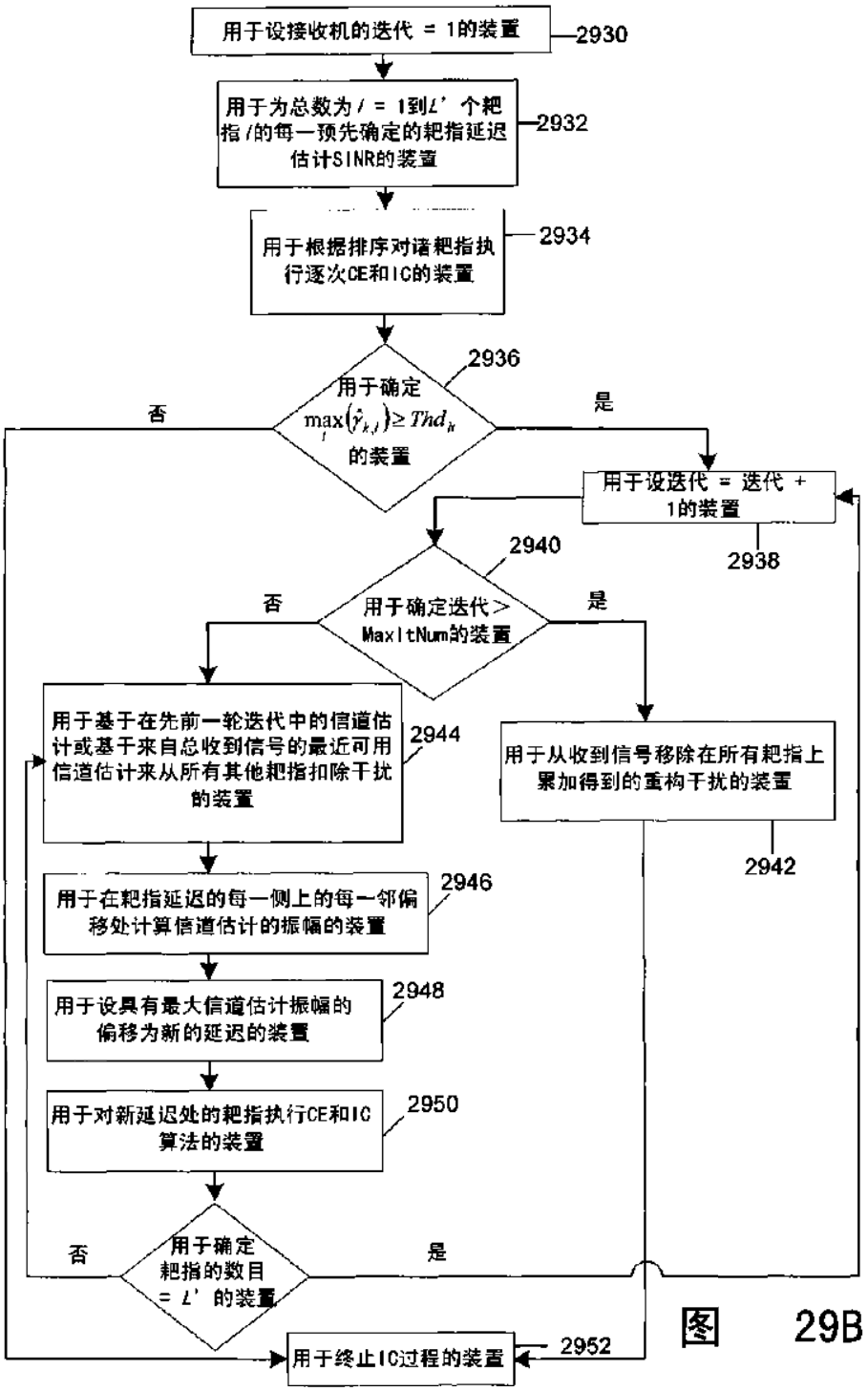

用于设接收机的迭代 = 1的装置
2930
用于为总数为 l = 1到L' 个耙指 l的每一预先确定的耙指延迟估计SINR的装置
2932
用于根据排序对诸耙指执行逐次CE和IC的装置
2934
用于确定 $\max_l(\hat{\gamma}_{k,l}) \geq Thd_k$ 的装置
2936
否
是
用于设迭代 = 迭代 + 1的装置
2938
用于确定迭代 > MaxItNum的装置
2940
否
是
用于基于在先前一轮迭代中的信道估计或基于来自总收到信号的最近可用信道估计来从所有其他耙指扣除干扰的装置
2944
用于从收到信号移除在所有耙指上累加得到的重构干扰的装置
2942
用于在耙指延迟的每一侧上的每一邻偏移处计算信道估计的振幅的装置
2946
用于设具有最大信道估计振幅的偏移为新的延迟的装置
2948
用于对新延迟处的耙指执行CE和IC算法的装置
2950
用于确定耙指的数目 = L' 的装置
否
是
用于终止IC过程的装置
2952

图 29B

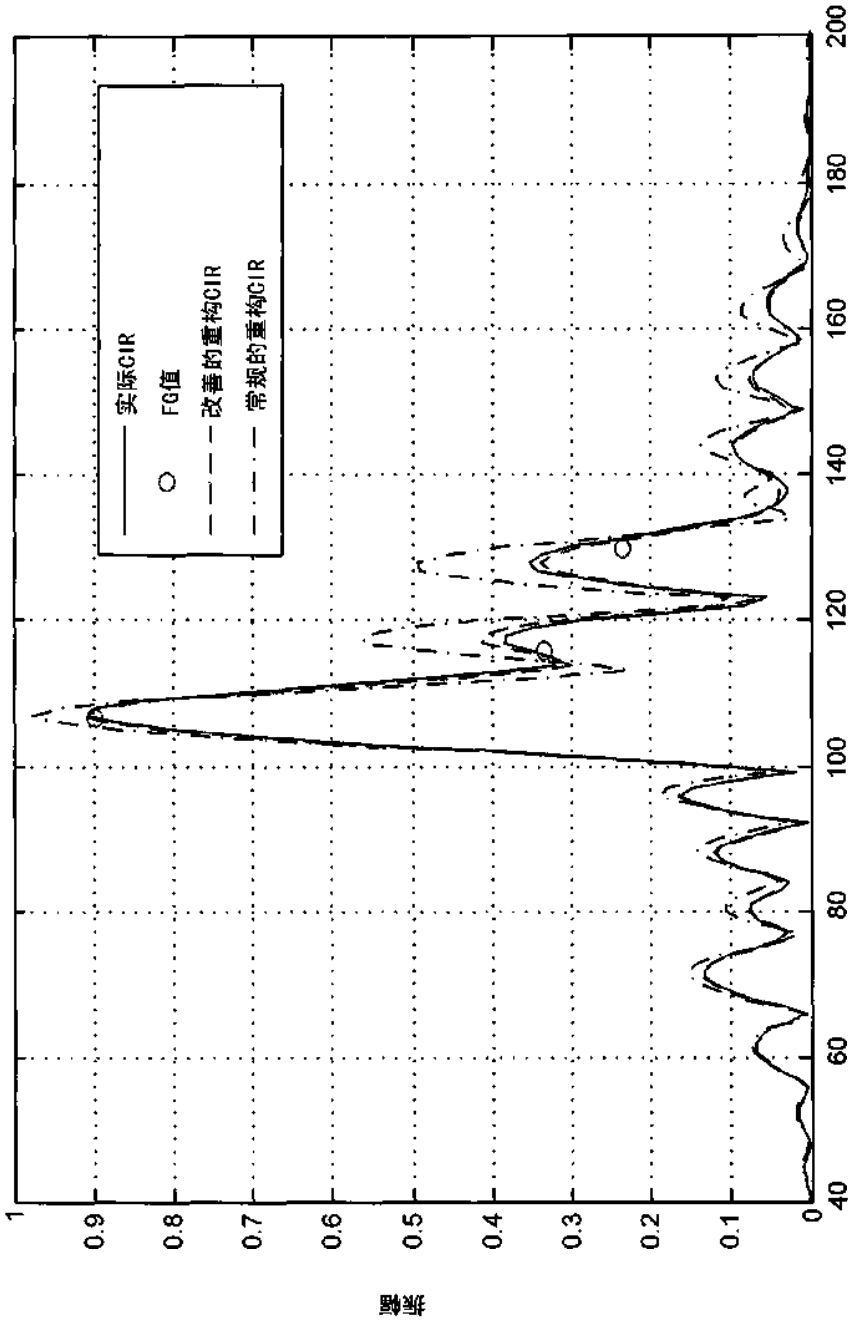

实际CIR
FG值
改善的重构CIR
常规的重构CIR
振幅
时间（单位：码片x8）
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
40
60
80
100
120
140
160
180
200

图 30

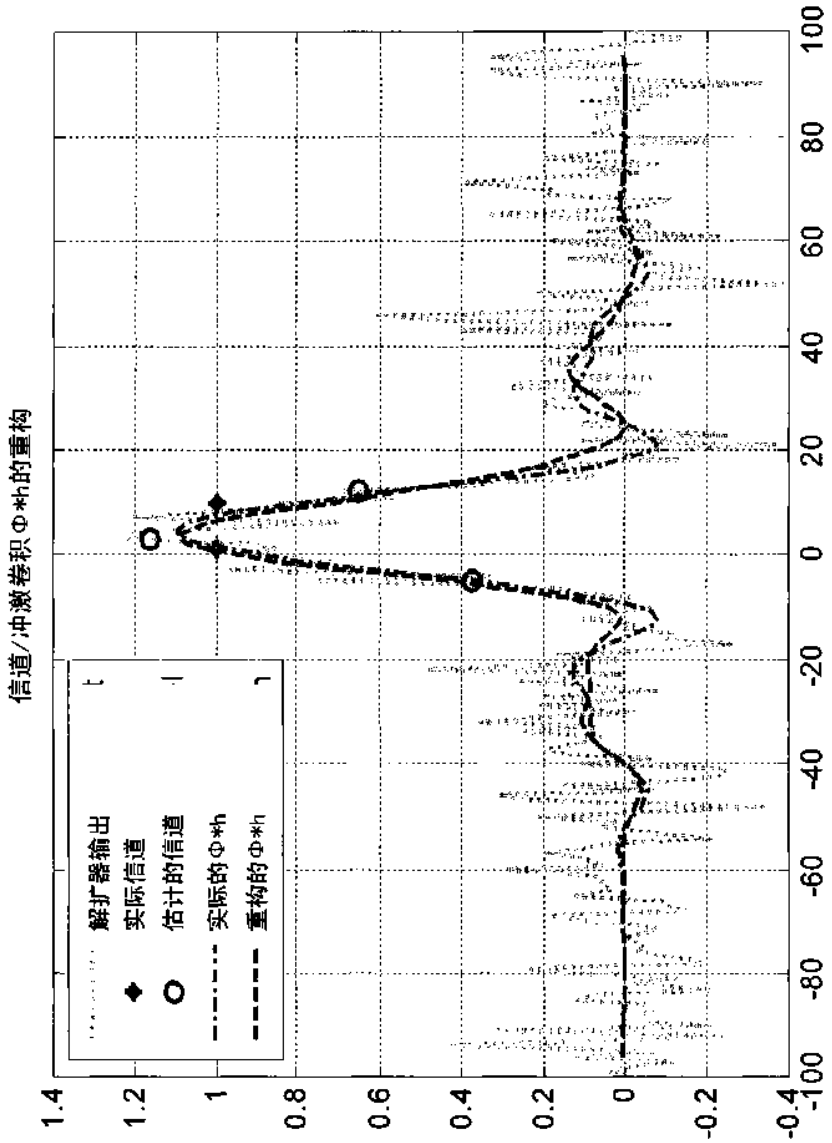
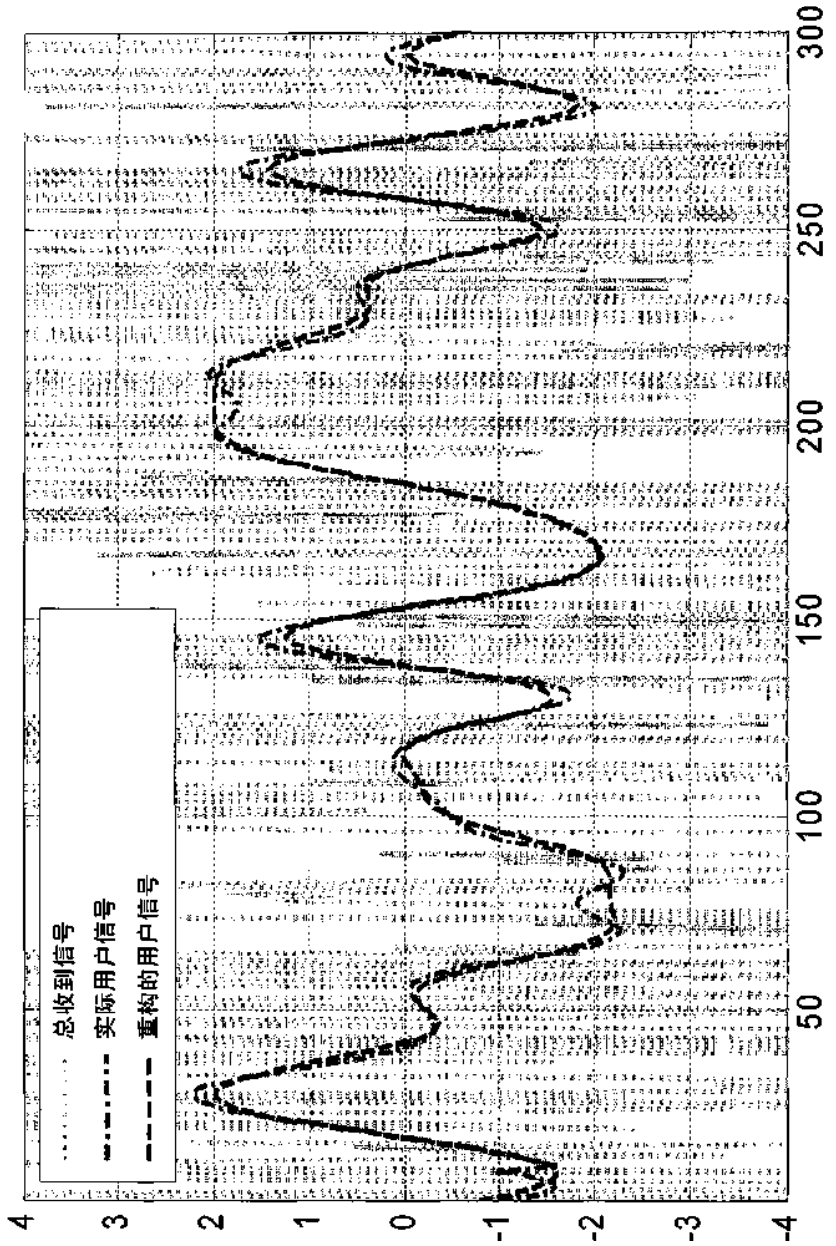

信道/冲激卷积Φ*h的重构
解扩器输出
实际信道
估计的信道
实际的Φ*h
重构的Φ*h
1.4
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
-100
-80
-60
-40
-20
0
20
40
60
80
100
时间索引（码片x8）
在有直径的情况下信道估计的示例

图 31



在有富径的情况下信道估计的结果

图 32

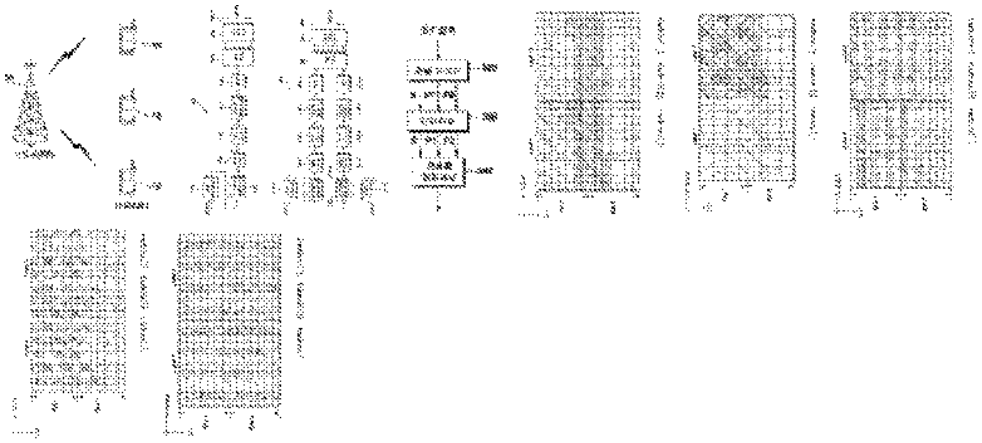
KR101346423B1

Method for transmitting data in multiple antenna system

Abstract

Provides a data transmission method of a multi-antenna system. The method includes channel encoding code blocks, spatially multiplexing the channel encoded code blocks to generate a plurality of data streams, wherein the channel encoded code blocks are mapped equally to the plurality of data streams and the plurality of data streams. Transmitting the data stream of the multiple antennas. Additional spatial diversity gains due to spatial multiplexing can be obtained.

Images (9)



Classifications

H04B7/0669 Diversity systems; Multi-antenna system, i.e. transmission or reception using multiple antennas using two or more spaced independent antennas at the transmitting station using simultaneous transmission of delayed versions of same signal using different channel coding between antennas

View 3 more classifications

South Korea

Download PDF Find Prior Art Similar

Other languages
Korean
Inventor
김봉희
김기준
노동욱
서동연

Worldwide applications
2007 KR

Application KR1020070060166A events

2007-06-19

Application filed by 엘지전자 주식회사

2007-06-19

Priority to KR1020070060166A

2008-01-07

Priority claimed from EP08704614A

2008-01-07

Priority claimed from BRPI0806330

2008-12-24

Publication of KR20080111788A

2014-01-02

Application granted

2014-01-02

Publication of KR101346423B1

Info

Patent citations (1)

Legal events

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet
Global Dossier
Discuss

Description

Method for transmitting data in multiple antenna system {Method for transmitting data in multiple antenna system}

1 is a block diagram illustrating a wireless communication system.

2 is a block diagram illustrating a transmitter according to an embodiment of the present invention.

3 is a block diagram illustrating a transmitter according to another embodiment of the present invention.

4 is a block diagram illustrating a channel encoding scheme according to an embodiment of the present invention.

5 shows data transmission according to an embodiment of the present invention.

6 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

7 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

8 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

9 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

The present invention relates to wireless communications, and more particularly, to a method for transmitting a channel encoded data block in a multi-antenna system.

The demand for communication services such as the universalization of information communication services, the appearance of various multimedia services, and the emergence of high quality services are rapidly increasing. Various wireless communication technologies are being investigated in various fields to satisfy this demand.

The next generation wireless communication system should be able to transmit high-quality, high-capacity multimedia data at high speed by using limited frequency resources. To enable this in a bandwidth-limited radio channel, it is necessary to overcome inter-symbol interference and frequency selective fading occurring during high-speed transmission while maximizing the frequency efficiency. Multiple input multiple output (MIMO) technology is one of the technologies that can improve communication capacity and communication performance without additional frequency allocation or power increase.

MIMO technology is a technique for increasing capacity or improving performance by using multiple antennas in a transmitter or receiver of a wireless communication system. MIMO technology is an application of a technique of gathering and completing fragmented pieces of data received from multiple antennas without relying on a single antenna path to receive one entire message. You can increase the data rate in certain ranges or increase the system range for certain data rates. Increasing the number of transmit antennas and the number of receive antennas simultaneously increases the theoretical channel transmission capacity in proportion to the number of antennas, thereby improving frequency efficiency.

The MIMO technique can be classified into a spatial diversity scheme that increases transmission reliability using various channel paths and a spatial multiplexing scheme that transmits a plurality of data streams simultaneously to improve a transmission rate. In addition, researches on how to appropriately combine these two methods to obtain the advantages of each are being studied in recent years.

The space diversity scheme includes a space-time block code (STBC) scheme and a space-time trellis code (STTC) scheme for simultaneously increasing diversity and coding gains. In general, the bit error rate improvement performance and the freedom of sign generation are better in the STTC method, but the operation complexity is lower in the STBC method. The spatial diversity gain can be obtained by an amount corresponding to a product of the number of transmit antennas and the number of receive antennas.

Spatial multiplexing is a method of transmitting different data streams in each transmit antenna. Since mutual interference occurs between data streams transmitted at the same time, the receiver must remove and process this interference using an appropriate signal processing technique. Depending on the noise cancellation method used, it may be classified into a maximum likelihood (ML) receiver, a zero-forcing (ZF) receiver, a minimum mean square error (MMSE) receiver, and a Bell Labs Layered Space Time (BLAST) receiver. If the transmitter can know the channel information, the SVD (Singular Value Decomposition) method can be used.

If only the spatial diversity gain is taken, the performance improvement gain due to an increase in the diversity order may be gradually saturated. Taking only the spatial multiplexing gain can reduce the transmission reliability. In order to solve this problem, methods of obtaining both gains have been studied. There are double space-time block code (Double-STTD) and space-time bit-interleaved coded modulation (BICM).

Fading channels are one of the major causes of poor performance of wireless communication systems. The channel gain changes with time, frequency, and space, and the lower the channel gain, the more severe the degradation. Diversity, one of the ways to overcome fading, exploits the fact that the probability of multiple independent channels all having low gain values is very low. Of the various diversity schemes, what we are going to introduce here is multiuser diversity. When there are several users in a cell, the channel gains of each user are stochastically independent of each other, so the probability that they all have low gains is very small. According to information theory, if the base station has sufficient transmission power, allocating all channels to a user having the highest channel gain value when there are several users in a cell can maximize the total capacity of the channel.

Multiuser diversity can be divided into three categories. First, temporal multi-user diversity is a method of allocating a channel to a user having the highest gain at that time when the channel changes over time. Second, frequency multi-user diversity is a method of allocating subcarriers to a user having a maximum gain in each frequency band in a multi-carrier system such as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). If the channel changes very slowly in a system without multiple carriers, the user with the highest channel gain will monopolize the channel for a long time and other users will not be able to communicate. In this case, in order to use multi-user diversity, it is necessary to induce a channel change. Third, spatial multi-user diversity is a method of using different channel gain values of users according to space, and an example thereof may include random beamforming (RBF). RBF is also referred to as opportunistic beamforming, and the transmitter induces a channel change by performing beamforming with arbitrary weights using multiple antennas.

In a typical wireless communication system, channel coding is performed for reliable data transmission. Channel coding refers to coding the transmission information by using a forward error correction code in order to allow the receiver to correct an error experienced by the channel. The receiver demodulates the received signal and then decodes the error correcting code to recover the transmission information. In this decoding process, the error of the received signal generated by the channel is corrected.

An example of an error correcting code is a turbo code. The turbo code is composed of a recursive systematic convolution encoder and an interleaver. The performance of the turbo code is known to be good as the size of the input data block increases. In an actual communication system, encoding is performed by dividing the data block over a certain size into several small data blocks for the convenience of the actual implementation. The divided small data block is called a code block. After the error correction encoding process by the unit of code block of a predetermined size, it is mapped to the radio resource and transmitted.

However, in the MIMO system, after performing channel encoding on a code block basis, it is necessary to consider spatial multiplexing in mapping radio resources. Since each MIMO channel is independent, transmission efficiency can be improved if spatial multiplexing is performed so that a code block is suitable for multiple transmit antennas.

There is a need for a technique for efficiently transmitting channel encoded data through multiple transmit antennas.

An object of the present invention is to provide a method for efficiently transmitting data in a multi-antenna system.

According to an aspect of the present invention, a data transmission method of a multiple antenna system is provided. The method includes channel encoding code blocks, spatially multiplexing the channel encoded code blocks to generate a plurality of data streams, wherein the channel encoded code blocks are mapped equally to the plurality of data streams and the plurality of data streams. Transmitting the data stream of the multiple antennas.

According to another aspect of the present invention, a data transmission method of a multiple antenna system is provided. The method includes channel encoding a code block, distributing and mapping the channel encoded code block to a subframe, wherein the subframe includes a plurality of subcarriers in a frequency domain and a plurality of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols in a time domain. And transmitting the subframe through multiple antennas.

Hereinafter, preferred embodiments of the present invention will be described in detail with reference to the accompanying drawings. Like reference numerals designate like elements throughout the specification.

A radio communication system may be based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). OFDM uses a plurality of orthogonal subcarriers. OFDM uses orthogonality between inverse fast fourier transforms (IFFTs) and fast fourier transforms (FFTs). At the transmitter, data is sent by performing an IFFT. The receiver performs an FFT on the received signal to recover the original data. The transmitter uses an IFFT to combine multiple subcarriers, and the receiver uses a corresponding FFT to separate multiple subcarriers. OFDM can reduce the complexity of a receiver in a frequency selective fading environment of a wideband channel and improve the spectral efficiency through selective scheduling in the frequency domain by utilizing different channel characteristics between subcarriers . Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) is a multiple access method based on OFDM. According to OFDMA, the efficiency of

radio resources can be improved by allocating different subcarriers to multiple users.

1 is a block diagram illustrating a wireless communication system. Wireless communication systems are widely deployed to provide various communication services such as voice and packet data.

Referring to FIG. 1, a wireless communication system includes a user equipment (UE) 10 and a base station (BS) 20. The terminal 10 may be fixed or mobile and may be referred to by other terms such as a mobile station (MS), a user terminal (UT), a subscriber station (SS), and a wireless device. The base station 20 generally refers to a fixed station that communicates with the terminal 10 and may be referred to in other terms such as a Node-B, a Base Transceiver System (BTS), an Access Point Can be called. One base station 20 may have more than one cell.

Hereinafter, downlink refers to communication from the base station 20 to the terminal 10, and uplink refers to communication from the terminal 10 to the base station 20. In downlink, the transmitter may be part of the base station 20 and the receiver may be part of the terminal 10. In uplink, the transmitter may be part of the terminal 10 and the receiver may be part of the base station 20.

2 is a block diagram illustrating a transmitter according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 2, the transmitter 100 includes a CRC attachment unit 110, a codeblock segmentation unit 115, a channel encoder 120, an interleaver 130, and a rate matching unit. (rate matching unit 140), mapper 150, layer mapper 160, and precoding unit 170. Transmitter 100 includes Nt (Nt > 1) transmit antennas 190-1, ..., 190-Nt.

The CRC adding unit 110 adds a cyclic redundancy check (CRC) code for error detection to the input data. The code block dividing unit 155 divides the code to which the CRC is added in units of code blocks. Here, the CRC is added to the data and then divided into code block units, but the CRC may be added to the code block units.

The channel encoder 120 performs channel encoding on the code block. The interleaver 130 interleaves the channel encoded code. The rate matching unit 140 matches the interleaved code according to the amount of radio

resources used for the actual transmission. Rate matching can be achieved through puncturing or repetition. The mapper 150 maps the rate matched code to a symbol representing a location on the signal constellation. An interleaver (not shown) may be further added between the front end of the mapper 150, that is, between the rate matching unit 140 and the mapper 150.

The layer mapper 160 maps input symbols for each layer according to spatial multiplexing. Data mapped and output by each layer by the layer mapper 160 is called a data stream. The precoding unit 170 performs precoding on the input data stream in a multiple input multiple output (MIMO) scheme according to the transmission antennas 190-1,..., 190 -Nt.

Here, since several data streams are generated from one channel encoded code, this is called a single codeword system.

3 is a block diagram illustrating a transmitter according to another embodiment of the present invention. This is referred to as a multiple codeword system because it produces multiple data streams from one or more channel encoded codes compared to the transmitter 100 of FIG.

Referring to Figure 3, the transmitter 200 is CRC addition unit (210-1, ..., 210-K) (K> 1), code block division unit (215-1, ..., 215-K) , Channel encoders 220-1, ..., 220-K, interleavers 230-1, ..., 230-K, rate matching units 240-1, ..., 240-K, mappers (250-1,..., 250-K), layer mapper 260 and precoding unit 270. The transmitter 200 includes Nt (Nt> 1) transmit antennas 290-1,..., 290 -Nt.

The CRC adding units 210-1, ..., 210-K add CRC codes for error detection to the input data. The code block dividing unit 155 divides the code to which the CRC is added in units of code blocks. The channel encoders 220-1, ..., 220-K perform channel encoding on the code block. Interleavers 230-1, ..., 230-K interleave the channel encoded code. The rate matching units 240-1, ..., 240-K match the interleaved codes according to the amount of radio resources used for the actual transmission. Rate matching can be achieved through puncturing or repetition. The mappers 250-1,..., 250 -K map the rate matched codes into symbols representing positions on the signal constellation. An interleaver (not shown) may be further added between the rate matching units 240-1,..., 240 -K and the mappers 250-1,..., 250 -K.

The layer mapper 260 maps input symbols for each layer according to spatial multiplexing. Data mapped and output by each layer by the layer mapper

260 is called a data stream. The data stream may be called a layer. The precoding unit 270 performs precoding on the input data stream by the MIMO scheme according to the transmission antennas 290-1,..., 290 -Nt.

4 is a block diagram illustrating a channel encoding scheme according to an embodiment of the present invention. Consider a case where one code block is transmitted in multiple data streams by performing channel coding, interleaving, and rate matching. A code block is a data block of a certain size for performing channel encoding. Code blocks may have the same size, and a plurality of code blocks may have different sizes.

Referring to FIG. 4, the channel encoder 320 performs channel encoding on an input code block. The channel encoder 320 may be a turbo code, and the turbo code may include a recursive systematic convolution encoder and an interleaver. The turbo code generates structural bits and parity bits on a bit basis from an input code block. Here, it is assumed that a systematic block S and two parity blocks P1 and P2 are output assuming a 1/3 code rate. A structured block is a set of structured bits, and a parity block is a set of parity bits.

The interleaver 330 performs interleaving on the channel encoded code block to reduce the influence of burst error that occurs as it is transmitted to the wireless channel. The interleaver 330 may perform interleaving on the structural block S and each of the two parity blocks P1 and P2.

The rate matching unit 340 adjusts the channel encoded code block according to the size of the radio resource. Rate matching may be performed in units of channel encoded code blocks. Alternatively, the structural block S and the two parity blocks P1 and P2 may be separated.

Now, a data transmission method using spatial multiplexing will be described.

To clarify the description, consider the case where it is transmitted in two data streams (layer 2).

The structural block S and the two parity blocks P1 and P2 generated from one code block may be divided into two data streams and transmitted. When code blocks are divided and transmitted in two data streams, spatial diversity gain can be obtained, thereby improving performance. Since the structural block S plays a more important role in decoding than the two parity blocks

P1 and P2, when the structural block S is transmitted in a data stream having a better channel state, performance may be further improved. In this case, a specific pattern may be used when mapping two data streams to radio resources.

Next, assume that the number of code blocks to be transmitted is two or more. Here, a case of transmitting three code blocks divided into two data streams is considered.

5 shows data transmission according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 5, two data streams (layer 2) are divided and allocated in one subframe in the frequency domain. One subframe includes a plurality of resource blocks in the frequency domain. One resource block includes a plurality of subcarriers, for example, one resource block may include 12 subcarriers. One subframe includes 2 slots in the time domain, and one slot includes 7 OFDM symbols. However, the number of resource blocks included in one subframe, the number of slots, and the number of OFDM symbols included in one slot are only examples and are not limited.

One code block is evenly mapped to two data streams. Radio resources allocated to one code block are equally allocated to two data streams. After mapping of one code block is completed, the next code block is mapped in the same manner. Here, three code blocks are equally divided and mapped into two data streams. In this case, the interval occupying in the time domain is minimal.

When using a turbo code, one code block may be divided into a structural block (S) and a parity block (P1, P2). The structural block S and the parity blocks P1 and P2 may be transmitted evenly divided into two data streams. The mapping of the structural block S and the parity blocks P1 and P2 may have a specific pattern. In particular, since the structural block S plays a more important role in error correction than the parity blocks P1 and P2, the structural block S may be divided into two data streams and transmitted. Accordingly, the spatial diversity gain for the structural block S can be obtained. Alternatively, the structural block S may be mapped to a data stream having a good channel state.

By mapping code blocks distributed to two data streams and transmitting the two data streams through multiple antennas, a spatial diversity gain by the

data streams can be secured. By uniformly mapping the code blocks to the two data streams, it is possible to reduce the decoding delay due to the transmission of the data streams.

When mapping a codeblock to an N (N> 1) data stream, it can be mapped evenly if N is an even number. If N is odd, the code blocks can be mapped as evenly as possible. Even when mapping the structural block S, if N is odd, the structural block S may be mapped as evenly as possible.

6 shows data transmission according to another embodiment of the present invention. This is a case where two code blocks are divided into two data streams and transmitted.

Referring to FIG. 6, after mapping a first code block to one data stream, a second code block is mapped to another data stream. The third codeblock maps over two data streams.

When mapping one code block to one data stream, extra code blocks may be generated. That is, when M (M> 1) code blocks are mapped to N (N> 1) data streams, M and N are not multiples, that is, M = k × N + q (k is an integer, 0 <q <N -1) case. In this case, the q code block may be divided and mapped to N data streams.

When one code block includes the structural block S and the parity blocks P1 and P2, the structural block S and the parity blocks P1 and P2 may be mapped to one data stream with a specific pattern.

7 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 7, a first code block and a second code block are mapped to two data streams in a specific pattern. The first code block and the second code block are alternately arranged in OFDM symbol units. The third codeblock maps over two data streams.

When the M code block is transmitted during the L OFDM symbol period, the first code block is mapped to the N data stream during the ceil (L / M) period, and the second code block is mapped. ceil (x) is the minimum integer greater than x. From the first OFDM symbol to each ceil (L / M) -1 OFDM symbol of each data stream is filled, only a part of the ceil (L / M) OFDM symbol can be filled. Then map the next block of code.

When one code block includes the structural block S and the parity blocks P1 and P2, the structural block S and the parity blocks P1 and P2 may be evenly mapped over two data streams. The mapping of the structural block S and the parity blocks P1 and P2 into two data streams may have a specific pattern.

8 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 8, the first code block and the second code block are mapped to two data streams in a specific pattern. The first code block and the second code block are alternately arranged in units of resource blocks. The third codeblock maps over two data streams.

When one code block includes the structural block S and the parity blocks P1 and P2, the structural block S and the parity blocks P1 and P2 may be evenly mapped over two data streams. The mapping of the structural block S and the parity blocks P1 and P2 into two data streams may have a specific pattern.

9 shows data transmission according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 9, three code blocks are mapped over all subframes. Three code blocks are transmitted together in two data streams. Three code blocks may be mapped to two data streams in a specific pattern.

Here, three code blocks are mapped one by one on a resource block basis (by frequency axis), but three code blocks may be mapped one by one by OFDM symbol (by time axis).

All of the above functions may be performed by a processor such as a microprocessor, a controller, a microcontroller, an application specific integrated circuit (ASIC), or the like according to software or program code coded to perform the function. The design, development and implementation of the above code will be apparent to those skilled in the art based on the description of the present invention.

While the present invention has been particularly shown and described with reference to exemplary embodiments thereof, it will be understood by those skilled in the art that various changes and modifications may be made therein

without departing from the spirit and scope of the invention. You will understand. Therefore, it is intended that the present invention covers all embodiments falling within the scope of the following claims, rather than being limited to the above-described embodiments.

As described above, according to the present invention, a space diversity gain due to spatial multiplexing can be additionally secured by proposing a technique of mapping and transmitting code blocks according to layers in a multi-antenna system.

Claims (9)

Hide Dependent

1. In the data transmission method using a plurality of antennas,

   Turbocoding the first information bits to generate a first codeblock comprising structural bits and parity bits;

   Modulating the first code block to generate N (N> 1) modulation symbols d (n) (n = 0, .. N-1);

   The N modulation symbols are converted into X1 (i) = d (2k), X2 (i) = d (2k + 1), i = 0,... Into the first layer X1 (i) and the second layer X2 (i), respectively. , N / 2-1, k = 0,... Mapping, such as N / 2-1; And

   And transmitting the mapped plurality of modulation symbols through a plurality of antennas.

2. The method of claim 1,

   Turbocoding the second information bits to generate a second codeblock comprising structural bits and parity bits; And

   Modulating the second code block to generate N / 2 (N> 2) modulation symbols d (i);

   Converting the N / 2 modulation symbols into a third layer X3 (i), X3 (i) = d (i), i = 0,... , N / 2-1 mapping method further comprising the step of mapping.

3. The method of claim 1,

   The turbo coding is implemented such that when one structural bit is output, two parity bits are output.

   And the structural bits and the parity bits are separated to perform interleaving.

4. In the data transmission apparatus,

   A channel encoder for turbocoding the first information bits to produce a first codeblock comprising structural bits and parity bits;

   A mapper for modulating the first code block to generate N (N> 1) modulation symbols d (n) (n = 0, .. N-1);

   The N modulation symbols are converted into X1 (i) = d (2k), X2 (i) = d (2k + 1), i = 0,... Into the first layer X1 (i) and the second layer X2 (i), respectively. , N / 2-1, k = 0,... A hierarchical mapper, such as N / 2-1;

   And a plurality of antennas for transmitting the mapped plurality of modulation symbols.

5. 5. The method of claim 4,

   The channel encoder is implemented to turbocode the second information bit to generate a second codeblock comprising structural bits and parity bits,

   The mapper is implemented to modulate the second code block to generate N / 2 (N> 2) modulation symbols d (i),

   The layer mapper converts the N / 2 modulation symbols into a third layer X3 (i), wherein X3 (i) = d (i), i = 0,... And a data transmission device implemented to map, such as N / 2-1.

6. 5. The method of claim 4,

   The turbo coding is implemented such that when one structural bit is output, two parity bits are output.

And the structural bits and the parity bits are separated to perform interleaving.

7. delete
8. delete
9. delete

Patent Citations (1)

Publication number	Priority date	Publication date	Assignee	Title
KR20070046680A *	2005-10-31	2007-05-03	삼성전자주식회사	Apparatsu and method for transmitting/receiving of data in a multiple antenna communication system

Family To Family Citations

* Cited by examiner, † Cited by third party

Similar Documents

Publication	Publication Date	Title
KR101589463B1	2016-02-22	Method and apparatus for transmitting control information in wireless communication system
US10686512B2	2020-06-16	Adaptive transmission systems and methods
JP5940722B2	2016-06-29	Method and apparatus for calculating CRC for multiple code blocks in a communication system
US9295035B2	2016-03-22	Method of allocating resources for transmitting uplink signal in MIMO wireless communication system and apparatus thereof
US9444591B2	2016-09-13	Methods and apparatus for channel interleaving in OFDM systems
US9647733B2	2017-05-09	Coding scheme for a wireless communication system
US9485000B2	2016-11-01	Wireless communication system, wireless communication device, and wireless communication method
US9525513B2	2016-12-20	Methods and apparatus to improve performance and enable fast decoding of transmissions with multiple code blocks
US9641443B2	2017-05-02	MIMO PGRC system and method
JP2016076936A	2016-05-12	Codeword permutation and reduced feedback for grouped antennas
US8705645B2	2014-04-22	MIMO transmitter and method for transmitting OFDM symbols

US10263676B22019-04-16Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
US8526392B22013-09-03Methods and apparatus for mapping modulation symbols to resources in OFDM systems
EP2518929B12015-11-18Preamble for use in single user and multiple user MIMO communications
US8724729B22014-05-13Interleaver, interleaving method, transmission apparatus, and transmitting method
CN102414999B2014-12-24Apparatus and method for transmitting reference signal in wireless communication system
JP2014147082A2014-08-14Systems and methods for sc-fdma transmission diversity
KR101285901B12013-07-12Incremental redundancy transmission in a mimo communication system
TWI459743B2014-11-01Cooperactive mimo in multicell wireless networks
EP1556983B12013-06-05Transmit diversity processing for a multi-antenna communication system
JP4987077B22012-07-25Error correction method and apparatus in multiple subcarrier communication system using multiple antennas
JP4865871B22012-02-01Combined cyclic delay diversity and radio signal precoding method and system
US8634355B22014-01-21Burst size signaling and partition rule
JP4384668B22009-12-16Automatic retransmission request control system and retransmission method in MIMO-OFDM system
US7782749B22010-08-24Method for mapping physical downlink control channel to resources and apparatus for transmitting/receiving the mapped physical downlink control channel in a wireless communication system

Priority And Related Applications

Priority Applications (1)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle
KR1020070060166A2007-06-192007-06-19Method for transmitting data in multiple antenna system

Applications Claiming Priority (11)

ApplicationFiling dateTitle

KR1020070060166A2007-06-19Method for transmitting data in multiple antenna system
EP08704614A2008-01-07Layer mapping method and data transmission metho for mimo system
PCT/KR2008/000742008-01-07Layer mapping method and data transmission method for mimo system
MX2009007274A2008-01-07Layer mapping method and data transmission metho for mimo system.
TW097100621A2008-01-07Layer mapping method and data transmission method for mimo system
US12/448,7352008-01-07Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
CN200880001784.2A2008-01-07Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
BRPI08063302008-01-07layer mapping method and minimum system data transmission method
US12/585,7022009-09-22Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
US15/288,7062016-10-07Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
US16/264,0742019-01-31Layer mapping method and data transmission method for MIMO system

Legal Events

DateCodeTitleDescription
2012-01-31A201Request for examination
2013-06-21E902Notification of reason for refusal
2013-12-12E701Decision to grant or registration of patent right
2013-12-23GRNTWritten decision to grant
2016-11-14FPAYAnnual fee payment
Payment date: 20161114

Year of fee payment: 4

2017-11-14FPAYAnnual fee payment
Payment date: 20171114

Year of fee payment: 5

2018-11-14FPAYAnnual fee payment
Payment date: 20181114

Year of fee payment: 6

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년01월02일
(11) 등록번호 10-1346423
(24) 등록일자 2013년12월23일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/05 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-0060165
(22) 출원일자 2007년05월19일
심사청구일자 2012년01월31일
(65) 공개번호 10-2008-0111788
(43) 공개일자 2008년12월24일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020070046880 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
(72) 발명자
김봉회
경기도 안양시 동안구 흥안대로381번길 77, LG연구소 (호계동)
김기준
경기도 안양시 동안구 흥안대로381번길 77, LG연구소 (호계동)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
에스엔아이피특허법인

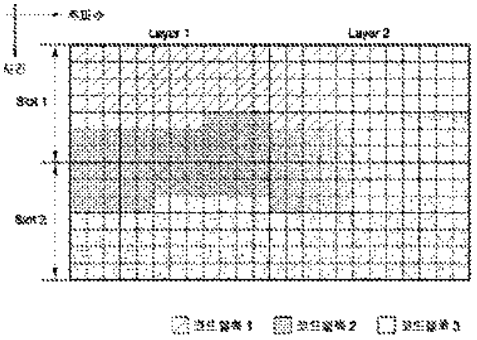
전체 청구항 수 : 총 6 항 심사관 : 김형수

(54) 발명의 명칭 **다중 안테나 시스템에서 데이터 전송 방법**

(57) 요 약

다중 안테나 시스템의 데이터 전송 방법을 제공한다. 상기 방법은 코드블록을 채널 인코딩하는 단계, 상기 채널 인코딩된 코드블록을 공간 다중화하여 복수의 데이터 스트림을 생성하며, 상기 채널 인코딩된 코드블록은 상기 복수의 데이터 스트림에 순환적게 맵핑되는 단계 및 상기 복수의 데이터 스트림을 다중 안테나를 통해 전송하는 단계를 포함한다. 공간 다중화로 인한 공간 다이버시티 이득을 추가적으로 확보할 수 있다.

대표도



(72) 발명자
노동욱
경기도 안양시 동안구 흥안대로531번길 77, LG연구소 (호계동)

서동연
경기도 안양시 동안구 흥안대로531번길 77, LG연구소 (호계동)

특허청구의 범위

청구항 1

복수의 안테나를 이용한 데이터 전송 방법에 있어서,

제1 정보 비트를 터보코딩하여 구조적 비트 및 패리티 비트를 포함하는 제1 코드블록을 생성하는 단계;

상기 제1 코드블록을 변조하여 N(N>1)개의 변조 심벌 d(n) (n=0,...,N-1)을 생성하는 단계;

상기 N개의 변조 심벌을 제1 계층 X1(i) 및 제2 계층 X2(i) 각각으로 X1(i)=d(2k), X2(i)=d(2k+1), i=0,…, N/2-1, k=0,…,N/2-1과 같이 맵핑하는 단계; 및

상기 맵핑된 복수의 변조 심벌을 복수의 안테나를 통해 전송하는 단계를 포함하는 데이터 전송 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

제2 정보 비트를 터보코딩하여 구조적 비트 및 패리티 비트를 포함하는 제2 코드블록을 생성하는 단계; 및

상기 제2 코드 블록을 변조하여 N/2(N>2)개의 변조 심벌 z(i)을 생성하는 단계;

상기 N/2개의 변조 심벌을 제3 계층 X3(i)으로 X3(i)=z(i), i=0,…, N/2-1과 같이 맵핑하는 단계를 더 포함하는 데이터 전송 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 터보 코딩은 상기 구조적 비트가 1개 출력되, 상기 패리티 비트가 2개 출력되도록 구현되고,

상기 구조적 비트와 상기 패리티 비트는 분리되어 각각 인터리빙을 수행하는 데이터 전송 방법.

청구항 4

데이터 전송 장치에 있어서,

제1 정보 비트를 터보코딩하여 구조적 비트 및 패리티 비트를 포함하는 제1 코드블록을 생성하는 채널 인코더;

상기 제1 코드블록을 변조하여 N(N>1)개의 변조 심벌 d(n) (n=0,...,N-1)을 생성하는 맵퍼;

상기 N개의 변조 심벌을 제1 계층 X1(i) 및 제2 계층 X2(i) 각각으로 X1(i)=d(2k), X2(i)=d(2k+1), i=0,…, N/2-1, k=0,…,N/2-1과 같이 맵핑하는 계층 맵퍼;

상기 맵핑된 복수의 변조 심벌을 전송하는 복수의 안테나를 포함하는 데이터 전송 장치.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 채널 인코더는 제2 정보 비트를 터보코딩하여 구조적 비트 및 패리티 비트를 포함하는 제2 코드블록을 생성하도록 구현되고,

상기 맵퍼는 상기 제2 코드 블록을 변조하여 N/2(N>2)개의 변조 심벌 z(i)을 생성하도록 구현되고,

상기 계층 맵퍼는 상기 N/2개의 변조 심벌을 제3 계층 X3(i)으로 X3(i)=z(i), i=0,…, N/2-1과 같이 맵핑하도록 구현되는 데이터 전송 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 터보 코딩은 상기 구조적 비트가 1개 증가하고, 상기 패리티 비트가 2개 증가하도록 구현되고,

상기 구조적 비트와 상기 패리티 비트는 분리되어 각각 인터리빙을 수행하는 데이터 전송 장치.

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

삭제

발 명 의

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

[0010] 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로 보다 상세하게는 다중 안테나 시스템에서 채널 인코딩된 데이터 블록을 전송하는 방법에 관한 것이다.

[0011] 정보 통신 서비스의 보편화와 다양한 멀티미디어 서비스들의 등장, 고품질 서비스의 출현 등 통신 서비스에 대한 요구가 급속히 증대되고 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 다양한 무선 통신 기술들이 여러 분야에서 연구되고 있다.

[0012] 차세대 무선 통신 시스템은 제한된 주파수 자원을 이용하여 고품질, 고용량 멀티미디어 데이터를 고속으로 전송할 수 있어야 한다. 데이터이 제한된 무선 채널에서 이를 가능하게 하기 위해서는 주파수 효율을 극대화하면서 고속 전송시 발생하는 심볼 간 간섭 및 주파수 선택적 페이딩을 극복해야만 한다. 추가적인 주파수 할당이나 전력증가 없이도 통신 용량 및 통신 성능을 향상시킬 수 있는 기술 중 하나가 MIMO(multiple input multiple output) 기술이다.

[0013] MIMO 기술은 무선통신 시스템의 송신기 또는 수신기에서 다중 안테나를 사용하여 용량증대 혹은 성능개선을 꾀하는 기술이다. MIMO 기술은 하나의 전체 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않고 다중 안테나에서 수신된 단편적인 데이터 조각들을 완벽 모아 완성하는 기술을 응용한 것이다. 특정 범위에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나 특정 데이터 전송 속도에 대해 시스템 범위를 증가시킬 수 있다. 송신 안테나의 수와 수신 안테나의 수를 동시에 늘리게 되면, 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가하므로, 주파수 효율을 향상시킬 수 있다

[0014] MIMO 기술은 다양한 채널 경로를 이용하여 전송 신뢰도를 높이는 공간 다이버시티(spatial diversity) 방식과 다수의 데이터 스트림을 동시에 송신하여 전송률을 향상시키는 공간 다중화(spatial multiplexing) 방식으로 분류할 수 있다. 또한, 이러한 두 가지 방식을 적절히 결합하여 각각의 장점을 적절히 얻고자 하는 방식에 대한 연구도 최근 많이 연구되고 있는 분야이다.

[0015] 공간 다이버시티 방식은 시공간 블록 부호(space-time block code, STBC) 방식과 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 높이기 위한 시공간 트렐리스 부호(space-time trellis code, STTC) 방식이 있다. 일반적으로 비트 오류율 개선 성능과 부호 생성 자유도는 STTC 방식이 우수하지만, 연산 복잡도는 STBC 방식이 더 낮다. 공간 다이버시티 이득은 송신 안테나 수와 수신 안테나 수의 곱에 해당되는 양을 얻을 수 있다.

[0016] 공간 다중화 방식은 각 송신 안테나에서 서로 다른 데이터 스트림을 송신하는 방법이다. 동시에 전송된 데이터 스트림 사이에 상호 간섭이 발생하므로, 수신기는 이 간섭을 적절한 신호처리 기법을 이용하여 제거한 후 원하

해야 한다. 사용자는 상술 세가 방식에 따라 ML(Maximum Likelihood) 수신기, ZF(Zero-forcing) 수신기, MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기, BLAST(Bell Labs Layered Space Time) 수신기 등으로 나눌 수 있다. 송신기에서 채널 정보를 알 수 있는 경우에는 SVD(Singular Value Decomposition) 방식을 사용할 수 있다.

[0017] 공간 다이버시티 이득만을 취할 경우, 다이버시티 차수(order)의 증가에 따른 성능개선 이득이 점차 포화될 수 있다. 공간 다중화 이득만을 취하면 전송 신뢰도가 떨어질 수 있다. 이를 해결하면서 두 가지 이득을 모두 얻는 방식들이 연구되어 왔으며, 이중 시공간 블록 부호(Double-STTD), 시공간 BICM(Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation) 등이 있다

[0018] 페이딩(fading) 채널은 무선통신 시스템의 성능 저하를 가져오는 주요원인 중 하나이다. 시간, 주파수, 공간에 따라 채널 이득 값이 변하고 채널 이득 값이 낮을수록 성능 저하가 심각해진다. 페이딩을 극복할 수 있는 방법 중 하나인 다이버시티는 여러 개의 독립적인 채널들이 모두 낮은 이득값을 가질 확률이 매우 낮다는 사실을 이용한다. 다양한 다이버시티 방식 중 여기에서 소개하고자 하는 것은 다중사용자 다이버시티(multiuser diversity)이다. 셀 내에 여러 명의 사용자가 있을 때 각 사용자의 채널 이득값들은 서로 확률적으로 독립이므로 그들이 모두 낮은 이득값을 가질 확률은 매우 작다. 정보 이론(information theory)에 따르면 기지국의 송신 파워가 충분하다면 셀 내에 여러 명의 사용자가 있을 때 가장 높은 채널 이득 값을 가지는 사용자에게 채널을 모두 할당하는 것이 채널의 총 용량을 최대화할 수 있다.

[0019] 멀티유저 다이버시티는 다시 2가지로 구분할 수 있다. 첫째, 시간 멀티유저 다이버시티는 시간에 따라 채널이 변하는 경우 그때그때 가장 높은 이득값을 가지는 사용자에게 채널을 할당하는 방식이다. 둘째, 주파수 멀티유저 다이버시티는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 같은 다중 반송파 시스템에서 각 주파수대에서 최대의 이득값을 가지는 사용자에게 부반송파를 할당하는 방식이다. 만약 다중 반송파를 사용하지 않는 시스템에서 채널이 매우 천천히 변한다면 가장 높은 채널이득 값을 가지는 사용자가 채널을 오랜 시간 동안 독점하게 될 것이므로 다른 사용자들은 통신을 할 수 없게 된다. 이런 경우 멀티유저 다이버시티를 이용하기 위해서는 채널의 변화를 유도할 필요가 있다. 셋째, 공간 멀티유저 다이버시티는 공간에 따라 사용자들의 다른 채널 이득값을 이용하는 방법으로서, 이의 구현 예로는 RBF(Random Beamforming)을 들 수 있다. RBF는 기회적 빔 형성(opportunistic beamforming)이라고도 하며, 송신기에서 다중 안테나를 사용하여 임의의 가중치로 빔포밍을 수행함으로써 채널의 변화를 유도한다.

[0020] 일반적인 무선통신 시스템에서는 신뢰도 있는 데이터 전송을 위해 채널 코딩을 수행한다. 채널 코딩은 채널에서 겪는 오류를 수신기가 정정해도록 하기 위해서 송신기가 전송 정보를 오류정정부호(forward error correction code)를 사용하여 부호화(coding)를 수행하는 것을 말한다. 수신기는 수신신호를 복조(demodulation)한 후 오류정정부호의 복호(decoding)와 파정을 거친 후 전송 정보를 복원하게 된다. 이러한 복호화 과정에서, 채널에 의해서 생긴 수신신호의 오류를 정정하게 된다.

[0021] 오류정정부호의 일 예로 터보 코드(turbo code)가 있다. 터보 코드는 개귀 구조 길쌈 인코더(recursive systematic convolution encoder)와 인터리버(interleaver)로 구성된다. 터보 코드의 성능은 일반적는 데이터 블록의 크기가 무한대수록 좋은 것으로 알려져 있는데, 실제 통신 시스템에서는 실제 구현의 타당성을 위해서 일정 크기 이상의 데이터 블록의 경우 여러 개의 작은 데이터 블록으로 나누어 인코딩을 수행한다. 나누어진 작은 데이터 블록을 코드블록(code block)이라 부른다. 정해진 크기의 코드블록 단위로 오류정정부호화 과정을 거친 후 무선 자원에 맵핑되어 전송된다.

[0022] 그러데, MIMO 시스템에서 코드블록 단위로 채널 인코딩을 수행한 후 무선자원을 할당하는 데 있어서, 공간 다중화를 고려하는 것이 필요하다. 각 MIMO 채널은 독립적이므로, 코드블록을 다중 송신 안테나에 적합하도록 공간 다중화를 수행한다면 전송 효율을 높일 수 있다.

[0023] 채널 인코딩된 데이터를 다중 송신 안테나를 통해 효율적으로 전송하기 위한 기법이 필요하다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

[0024] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 다중 안테나 시스템에서 데이터를 효율적으로 전송하는 방법을 제공하는 데 있다.

발명의 구성 및 작용

[0025] 본 발명의 일 양태에 따르면 다중 안테나 시스템의 데이터 전송 방법을 제공한다. 상기 방법은 코드블록을 채널

인코딩하는 단계, 상기 채널 인코딩된 코드블록을 공간 다중화하여 복수의 데이터 스트림을 생성하되, 상기 채널 인코딩된 코드블록은 상기 복수의 데이터 스트림에 공통적으로 맵핑되는 단계 및 상기 복수의 데이터 스트림을 다중 안테나를 통해 전송하는 단계를 포함한다.

[0026] 본 발명의 다른 양태에 따르면 다중 안테나 시스템의 데이터 전송 방법을 제공한다. 상기 방법은 코드블록을 채널 인코딩하는 단계, 상기 채널 인코딩된 코드블록을 서브프레임에 할당하여 맵핑하되, 상기 서브프레임은 주파수 영역으로 복수의 부반송파와 시간 영역으로 복수의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심벌을 포함하는 단계 및 상기 서브프레임을 다중 안테나를 통해 전송하는 단계를 포함한다.

[0027] 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명한다. 명세서 전체에 걸쳐서 동일한 참조 번호는 동일한 구성요소를 나타낸다.

[0028] 무선통신 시스템은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 기반할 수 있다. OFDM은 다수의 직교 부반송파(subcarrier)를 이용한다. OFDM은 IFFT(inverse fast Fourier Transform)와 FFT(fast Fourier Transform) 사이의 직교성 특성을 이용한다. 송신기에서 데이터는 IFFT를 수행하여 전송한다. 수신기에서 수신 신호에 대해 FFT를 수행하여 원래 데이터를 복원한다. 송신기는 다중 부반송파들을 결합하기 위해 IFFT를 사용하고, 다중 부반송파들을 분리하기 위해 수신기는 대응하는 FFT를 사용한다. OFDM에 의하면, 광대역 채널의 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 환경에서 수신기의 복잡도를 낮추고, 부반송파간의 상이한 채널 특성을 활용하여 주파수 영역에서의 선택적 스케줄링 등을 통해 주파수 효율(spectral efficiency)을 높일 수 있다. OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM을 기반으로 한 다중 접속 방식이다. OFDMA에 의하면 다중 사용자에게 상이한 부반송파를 할당함으로써 무선자원의 효율성을 높일 수 있다.

[0029] 도 1은 무선통신 시스템을 나타낸 블록도이다. 무선통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 넓리 배치된다.

[0030] 도 1을 참조하면, 무선통신 시스템은 단말(10; User Equipment, UE) 및 기지국(20; Base Station, BS)을 포함한다. 단말(10)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(Mobile Station), UT(User Terminal), SS(Subscriber Station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 기지국(20)은 일반적으로 단말(10)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, Node-B(Node-B), BTS(Base Transceiver System), 액세스 포인트(Access Point) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 하나의 기지국(20)에는 하나 이상의 셀이 존재할 수 있다.

[0031] 이하에서 하향링크(downlink)는 기지국(20)에서 단말(10)로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink)는 단말(10)에서 기지국(20)으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기는 기지국(20)의 일부분일 수 있고, 수신기는 단말(10)의 일부분일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말(10)의 일부분일 수 있고, 수신기는 기지국(20)의 일부분일 수 있다.

[0032] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타낸 블록도이다

[0033] 도 2를 참조하면, 송신기(100)는 CRC 부가 유닛(CRC attachment unit, 110), 코드블록 분할 유닛(codeblock segmentation unit, 115), 채널인코더(120), 인터리버(interleaver, 130), 전송률 매칭 유닛(rate matching unit, 140), 맵퍼(150), 계층 맵퍼(layer mapper) 160) 및 프리코딩 유닛(precoding unit, 170)을 포함한다. 송신기(100)는 N(N>1)개의 송신 안테나(190-1,...,190-N)를 포함한다.

[0034] CRC 부가 유닛(110)은 입력되는 데이터에 오류검출을 위한 CRC(Cyclic Redundancy Check) 부호를 부가한다. 코드블록 분할 유닛(155)은 CRC가 부가된 부호를 코드블록 단위로 분할한다. 여기서는 데이터에 CRC를 부가한 후 코드블록 단위로 분할하나, 코드블록 단위로 CRC를 부가할 수도 있다.

[0035] 채널인코더(120)는 코드블록에 채널 인코딩을 수행한다. 인터리버(130)는 채널 인코딩된 부호를 인터리빙한다. 전송률 매칭 유닛(140)은 실제 전송에 사용되는 무선 자원의 양에 따라 인터리빙된 부호를 맞춘다. 전송률 매칭은 천공(puncturing)이나 반복(repetition)을 통해 이루어질 수 있다. 맵퍼(150)는 전송률 매칭된 부호를 신호 성상(signal constellation) 상의 위치를 표현하는 심벌로 맵핑한다. 맵퍼(150) 전단 혹, 전송률 매칭 유닛(140)과 맵퍼(150) 사이에는 인터리버(미도시)가 더 추가될 수 있다.

[0036] 계층 맵퍼(160)는 입력 신호를 공간 다중화에 따른 각 계층별로 맵핑한다. 계층 맵퍼(160)에 의해 각 계층별로 맵핑되어 출력되는 데이터를 데이터 스트림(data stream)이라 한다. 프리코딩 유닛(170)은 입력되는 데이터 스트림에 대해 전송 안테나(190-1,...190-N)에 따른 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 방식으로 프리코딩

을 수행한다.

[0037] 여기서는, 여러 개의 데이터 스트림이 하나의 채널 인코딩된 부호로부터 생성되므로 이를 싱글 코드워드(single codeword) 시스템이라 한다.

[0038] 도 3은 본 발명의 다른 실시예에 따른 송신기를 나타낸 블록도이다. 이는 도 2의 송신기(185)와 비교하여, 하나 이상의 채널 인코딩된 부호로부터 여러개의 데이터 스트림을 생성하므로 다중 코드워드(multiple codeword) 시스템이라 한다.

[0039] 도 3을 참조하면, 송신기(200)는 CRC 부가 유닛(210-1,...,210-K)(K>1), 코드블록 분할 유닛(215-1,...,215-K), 채널인코더(220-1,...,220-K), 인터리버(230-1,...,230-K), 전송률 매칭 유닛(240-1,...,240-K), 맵퍼(250-1,...,250-K), 계층 맵퍼(260) 및 프리코딩 유닛(270)을 포함한다. 송신기(200)는 Nt(Nt>1)개의 송신 안테나(290-1...,290-Nt)을 포함한다.

[0040] CRC 부가 유닛(210-1,...,210-K)은 입력되는 데이터에 오류검출을 위한 CRC 부호를 부가한다. 코드블록 분할 유닛(155)은 CRC가 부가된 부호를 코드블록 단위로 분할한다. 채널인코더(220-1,...,220-K)는 코드블록에 채널 인코딩을 수행한다. 인터리버(230-1,...,230-K)는 채널 인코딩된 부호를 인터리빙한다. 전송률 매칭 유닛(240-1,...,240-K)은 실제 전송에 사용되는 무선 자원의 양에 따라 인터리빙된 부호를 맞춘다. 전송률 매칭은 천공(puncturing)이나 반복(repetition)을 통해 이루어질 수 있다. 맵퍼(250-1,...,250-K)는 전송될 매칭된 부호를 신호 성상(signal constellation) 상의 위치를 표현하는 심볼로 맵핑한다. 전송률 매칭 유닛(240-1,...,240-K)과 맵퍼(250-1,...,250-K) 사이에는 인터리버(미도시)가 더 추가될 수 있다.

[0041] 계층 맵퍼(260)는 입력 심볼을 공간 다중화에 따른 각 계층별로 맵핑한다. 계층 맵퍼(260)에 의해 각 계층별로 맵핑되어 출력되는 데이터를 데이터 스트림이라 한다. 데이터 스트림을 계층으로 불릴 수도 있다. 프리코딩 유닛(270)은 입력되는 데이터 스트림에 대해 전송 안테나(290-1,...,290-Nt)에 따른 MIMO 방식으로 프리코딩을 수행한다.

[0042] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 인코딩 방식을 나타낸 블록도이다. 1개의 코드블록(code block)이 채널 코딩, 인터리빙, 전송률 매칭을 수행하여 다수의 데이터 스트림으로 전송되는 경우를 고려한다. 코드블록은 채널 인코딩을 수행하기 위한 일정 크기의 데이터 블록이다. 코드블록은 동일한 크기를 가질 수 있고, 혹은 서로 다른 크기를 가질 수도 있다.

[0043] 도 4를 참조하면, 채널인코더(320)는 입력되는 코드블록(code block)에 대해 채널 인코딩을 수행한다. 채널인코더(320)는 터보 코드일 수 있으며, 터보 코드는 재귀 구조 조합 인코더(recursive systematic convolution encoder)와 인터리버(interleaver)로 구성된다. 터보 코드는 입력되는 코드블록으로부터 비트 단위로 구조적 비트(systematic bit)와 패리티 비트(parity bit)를 생성한다. 이것이는, 1/3 코드율(code rate)을 가정하여 하나의 구조적 블록(systematic block, S)과 2개의 패리티 블록(P1, P2)을 출력한다고 하자. 구조적 블록은 구조적 비트의 집합이고, 패리티 블록은 패리티 비트의 집합이다.

[0044] 인터리버(330)는 채널 인코딩된 코드블록에 인터리빙을 수행하여, 무선 채널로 전송됨에 따라 발생하는 버스트 에러(burst error)의 영향을 줄인다. 인터리버(330)는 구조적 블록(S), 2개의 패리티 블록(P1, P2) 각각에 대해 인터리빙을 수행할 수 있다.

[0045] 전송률 매칭 유닛(340)은 채널 인코딩된 코드블록을 무선 자원의 크기에 따라 맞춘다. 전송률 매칭은 복수 인코딩된 코드블록단위로 수행할 수 있다. 또는 구조적 블록(S)과 2개의 패리티 블록(P1, P2)을 분리하여 수행할 수 있다.

[0046] 이제 공간 다중화을 이용한 데이터 전송 방법에 대해 기술한다.

[0047] 설명을 명확히 하기 위해, 2개의 데이터 스트림(2 계층)으로 전송되는 경우를 고려하자.

[0048] 하나의 코드블록으로부터 생성된 구조적 블록(S)과 2개의 패리티 블록(P1, P2)을 2개의 데이터 스트림에 분산하여 나누어 전송할 수 있다. 2개의 데이터 스트림에 코드블록을 분산하여 나누어 전송하는 경우 공간 다이버시티(spatial diversity) 이득을 얻을 수 있어 성능이 향상될 수 있다. 구조적 블록(S)과 2개의 패리티 블록(P1, P2)로서 식호화에 더 중요한 역할을 하므로, 구조적 블록(S)을 채널 상태가 더 좋은 데이터 스트림에 전송하게 되면 성능이 더 향상될 수 있다. 이 경우, 2개의 데이터 스트림을 무선 자원에 맵핑할 때 특정 패턴을 사용한

수도 있다.

[0049] 다음으로, 전송대상 하는 코드블록의 수를 2개 이상으로 가정한다. 여기서는, 3개의 코드블록을 2개의 데이터 스트림으로 나누어 전송하는 경우를 고려한다.

[0050] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

[0051] 도 5를 참조하면, 하나의 서브프레임(subframe)에 2개의 데이터 스트림(2 계층)이 주파수 영역에서 나누어져 할당된다. 하나의 서브프레임은 주파수 영역으로 다수의 자원블록(resource block)을 포함한다. 하나의 자원블록은 다수의 부반송파를 포함하며, 예를 들어 하나의 자원블록은 12 부반송파를 포함할 수 있다. 하나의 서브프레임은 시간 영역으로 2 슬롯(slot)을 포함하고, 하나의 슬롯은 7 OFDM 심벌을 포함한다. 그러나 하나의 서브프레임에 포함되는 자원블록의 수, 슬롯의 수 및 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심벌의 수는 예시에 불과하고 제한이 아니다.

[0052] 하나의 코드블록은 2개의 데이터 스트림에 분산하여 맵핑된다. 하나의 코드블록에 할당되는 무선자원은 2개의 데이터 스트림에 대해 동일하게 할당된다. 하나의 코드블록의 맵핑이 완료된 후, 다음 코드 블록을 같은 방식으로 맵핑한다. 여기서는 3개의 코드블록을 2개의 데이터 스트림에 분산하여 나누어 맵핑한다. 이와 같이 맵핑하는 경우 시간 영역에서 차지하는 구간이 최소가 된다.

[0053] 터보코드를 이용하는 경우, 하나의 코드블록은 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1, P2)으로 나누어질 수 있다. 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1, P2)은 2 데이터 스트림에 균등하게 나누어져 전송될 수 있다. 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1, P2)의 맵핑은 특정의 패턴을 가질 수 있다. 특히, 구조적 블록(S)이 패리티 블록(P1, P2)보다 오류 정정에 더 중요한 역할을 하므로 구조적 블록(S)을 2 데이터 스트림에 균등하게 나누어 전송할 수 있다. 이에 따라 구조적 블록(S)에 대한 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 또는 채널 상태가 좋은 데이터 스트림에 구조적 블록(S)을 맵핑할 수 있다.

[0054] 코드블록을 2개의 데이터 스트림에 분산하여 맵핑하고, 다중 안테나를 통해 상기 2개의 데이터 스트림을 전송함으로써, 데이터 스트림에 의한 공간 다이버시티 이득을 확보할 수 있다. 코드블록을 2개의 데이터 스트림에 균등하게 맵핑함으로써, 데이터 스트림의 전송에 따른 복호 지연을 줄일 수 있다.

[0055] 코드블록을 N(N>1) 데이터 스트림에 맵핑할 때, N이 짝수이면 균등하게 맵핑할 수 있다. N이 홀수이면 코드블록을 최대한 균등하게 맵핑할 수 있다. 구조적 블록(S)을 맵핑하는 경우에도 N이 홀수이면 구조적 블록(S)을 최대한 균등하게 맵핑할 수 있다.

[0056] 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다. 2개의 코드블록을 2개의 데이터 스트림으로 나누어 전송하는 경우이다.

[0057] 도 6을 참조하면, 제1 코드블록을 하나의 데이터 스트림에 맵핑한 후 제2 코드블록을 다른 데이터 스트림에 맵핑한다. 제3 코드블록은 2 데이터 스트림에 걸쳐서 맵핑된다.

[0058] 하나의 코드블록을 하나의 데이터 스트림에 맵핑할 때, 여분의 코드블록이 생길 수 있다. 즉 M(M>1) 코드블록을 N(N>1) 데이터 스트림에 맵핑할 때, 보통 N이 배수 관계가 아닌 수. M=k×N+q (k는 정수, 0<q<N-1) 경우이다. 여기서, q 코드블록은 N 데이터 스트림에 나누어 맵핑할 수 있다.

[0059] 하나의 코드블록이 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1, P2)을 포함하는 경우 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1, P2)은 특정 패턴을 가지고 하나의 데이터 스트림에 맵핑될 수 있다.

[0060] 도 7은 본 발명의 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

[0061] 도 7을 참조하면, 제1 코드블록과 제2 코드블록을 2 데이터 스트림에 특정 패턴으로 맵핑한다. OFDM 심벌 단위로 제1 코드블록과 제2 코드블록을 서로 엇갈리게 배치한다. 제3 코드블록은 2 데이터 스트림에 걸쳐서 맵핑한다.

[0062] M 코드블록을 L OFDM 심벌 구간 동안 전송하는 경우, 제1 코드블록을 cell(L/M) 구간 동안 N 데이터 스트림에 맵핑하고, 제2 코드블록을 맵핑한다. cell (x)은 x보다 큰 최소 정수를 의미한다. 각 데이터 스트림의 첫번째 OFDM 심벌부터 cell(L/M)-1 OFDM 심벌까지는 모두 채워지지만, cell(L/M)번째 OFDM 심벌은 일부만 채워질 수 있다. 이어서 다음 코드블록을 맵핑한다.

[0063] 하나의 코드블록이 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1, P2)을 포함하는 경우 구조적 블록(S)과 패리티 블록(P1,

P2)은 2 데이터 스트림에 걸쳐서 균등하게 맵핑될 수 있다. 구조적 블록(S)과 레퍼터 블록(P1, P2)의 2 데이터 스트림으로의 맵핑은 특정 패턴을 가질 수 있다.

[0064] 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

[0065] 도 8을 참조하면, 제1 코드블록과 제2 코드블록을 2 데이터 스트림에 특정 패턴으로 맵핑한다. 자원블록 단위로 제1 코드블록과 제2 코드블록을 서로 엇갈리게 배치한다. 제3 코드블록은 2 데이터 스트림에 걸쳐서 맵핑한다.

[0066] 하나의 코드블록이 구조적 블록(S)과 레퍼터 블록(P1, P2)을 포함하는 경우 구조적 블록(S)과 레퍼터 블록(P1, P2)은 2 데이터 스트림에 걸쳐서 균등하게 맵핑될 수 있다. 구조적 블록(S)과 레퍼터 블록(P1, P2)의 2 데이터 스트림으로의 맵핑은 특정 패턴을 가질 수 있다.

[0067] 도 9는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

[0068] 도 9를 참조하면, 3개의 코드블록이 전체 서브프레임에 걸쳐서 맵핑된다. 3 코드블록을 2 데이터 스트림에 걸쳐 전송한다. 3개의 코드블록은 특정 패턴으로 2 데이터 스트림에 맵핑될 수 있다.

[0069] 여기서는, 자원블록 단위로(주파수 축으로) 3 코드블록을 하나씩 맵핑하고 있으나, 다른 실시 단위로(시간 축으로) 3 코드블록을 하나씩 맵핑할 수 있다.

[0070] 상술한 모든 기능은 상기 기능을 수행하도록 코딩된 소프트웨어나 프로그램 코드 등에 따른 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로제어기, ASIC(application specific integrated circuit) 등과 같은 프로세서에 의해 수행될 수 있다. 상기 코드의 설계, 개발 및 구현은 본 발명의 설명에 기초하여 당업자에게 자명하다고 할 것이다.

[0071] 이상 본 발명에 대하여 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 기술적 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서 상술한 실시예에 한정되지 않고, 본 발명은 아래의 특허청구범위의 범위 내의 모든 실시예를 포함한다고 할 것이다.

발명의 효과

[0072] 상기에서 상술한 바와 같이 본 발명에 의하면 다중 안테나 시스템에서 채널에 따라 코드블록을 맵핑하여 전송하는 기법을 제안함으로써, 링크 다중화로 인한 공간 다이버시티 이득을 추가적으로 획득할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0001] 도 1은 무선통신 시스템을 나타낸 블록도이다.

[0002] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타낸 블록도이다.

[0003] 도 3은 본 발명의 다른 실시예에 따른 송신기를 나타낸 블록도이다.

[0004] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 인코딩 방식을 나타낸 블록도이다.

[0005] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

[0006] 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

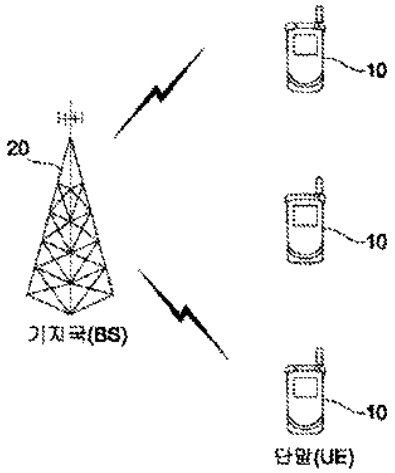
[0007] 도 7은 본 발명의 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

[0008] 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

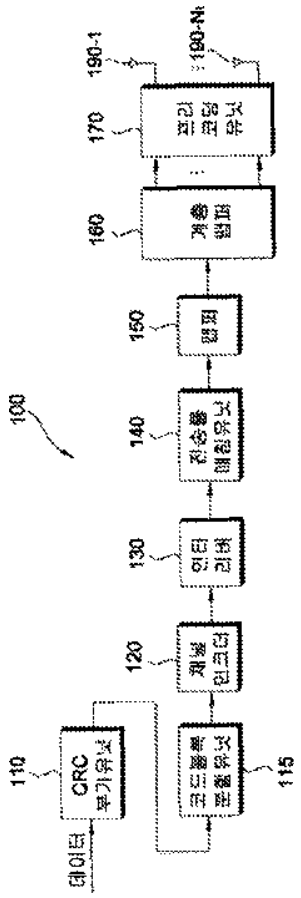
[0009] 도 9는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 데이터 전송을 나타낸다.

도면

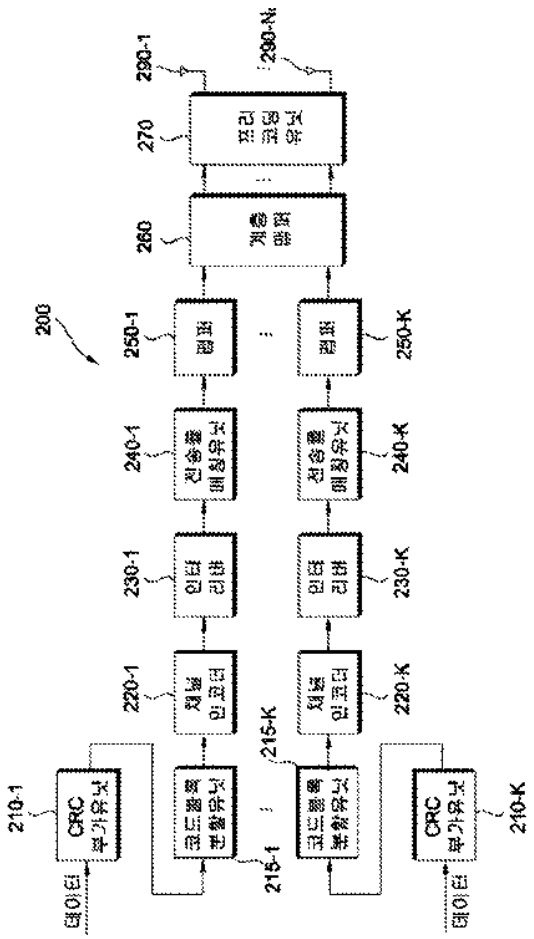
도면1



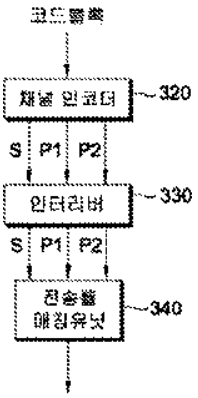
도면2


100
110
CRC 부가유닛
데이터
120
채널 인코딩
115
코드블록 분할유닛
130
인터 리버
140
전송률 매칭유닛
150
맵퍼
160
계층 맵퍼
170
프리 코딩 유닛
190-1
190-N

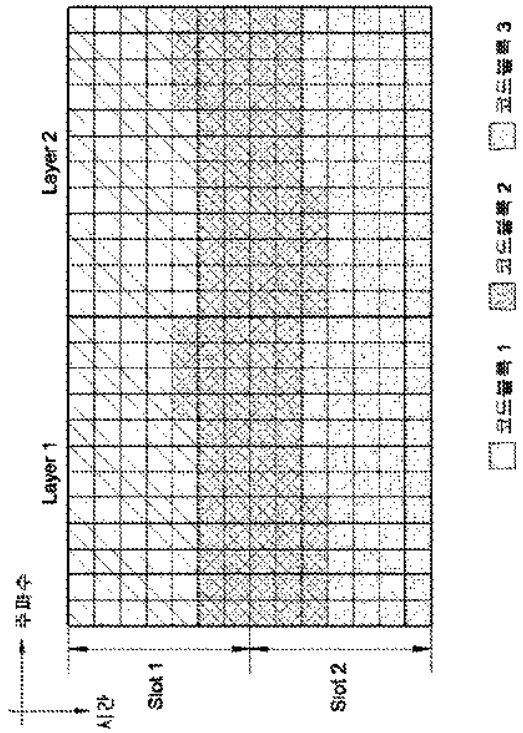
도면3


200
데이터
CRC 부가유닛
210-1
210-K
코드블록 분할유닛
215-1
215-K
채널 인코더
220-1
220-K
인터 리버
230-1
230-K
전송률 매칭유닛
240-1
240-K
변조
250-1
250-K
계층 맵퍼
260
프리 코딩 유닛
270
290-1
290-Nt

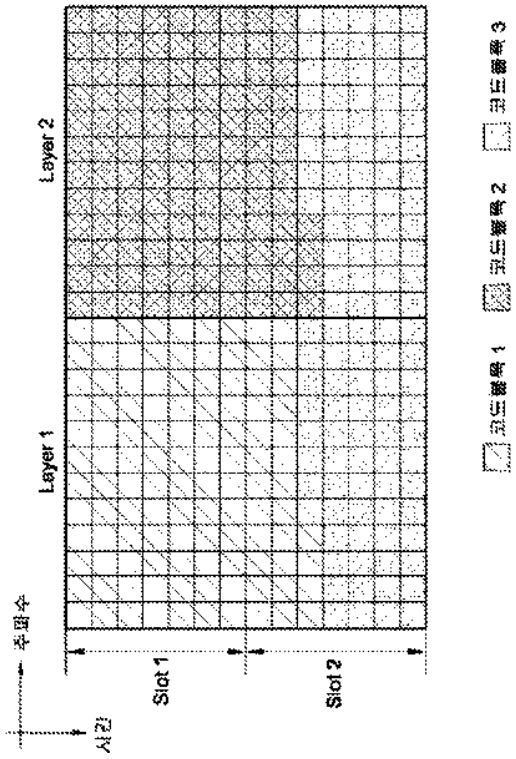
도면4


코드블록
채널 인코더
320
S
P1
P2
인터리버
330
S
P1
P2
전송블록 매핑유닛
340

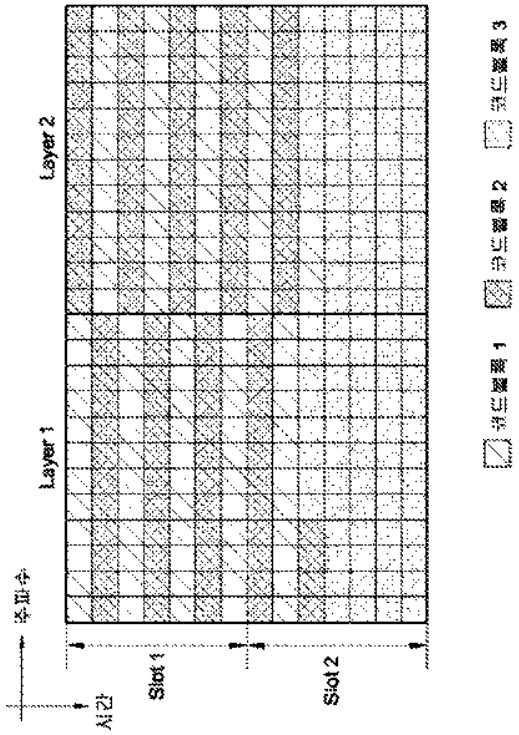
도면5


Layer 2
Layer 1
주파수
시간
Slot 1
Slot 2
코드블록 1
코드블록 2
코드블록 3

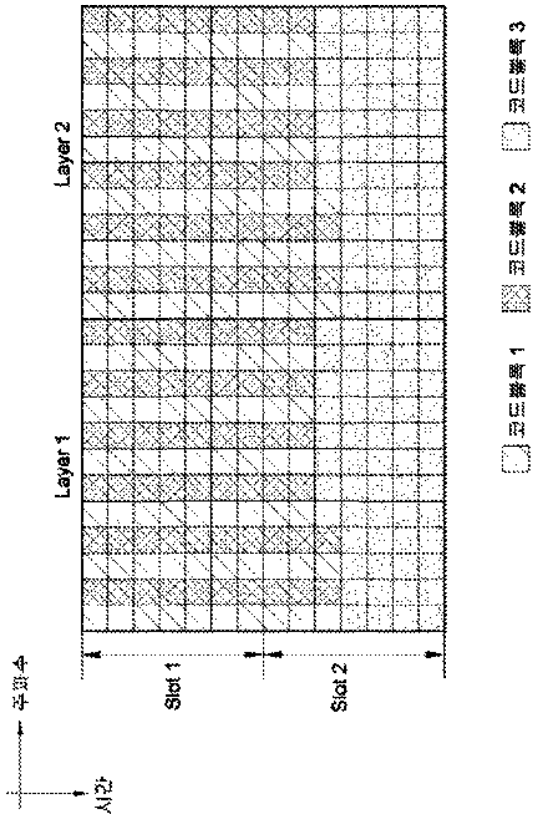
도면3



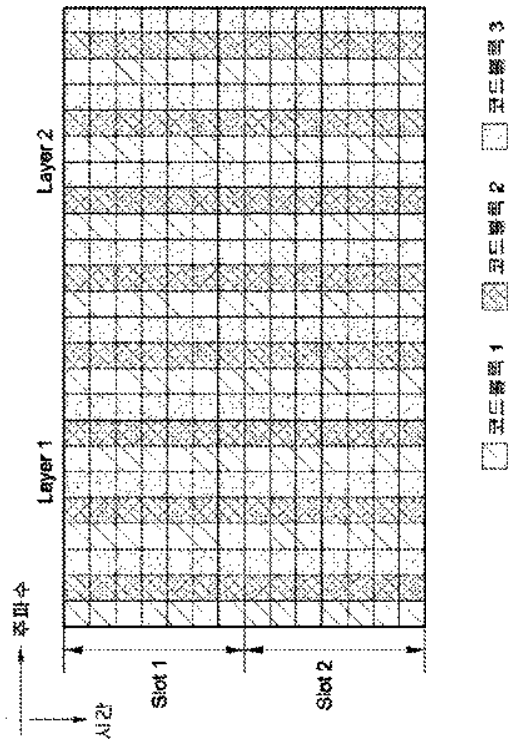
도면2



도면 3



도면3



CN102017445B

Layer mapping method and data transmission method for MIMO system

Abstract

A method for indicating a combination between a codeword and a layer in a MIMO communication, system, a layer mapping method, and a data transmission method using the same are disclosed. A minimum number of codeword- layer mapping combinations from among all available combinations based on the' numbers of all codewords and all layers are pre-defined in consideration of a ratio of a codeword to a layer, a reception performance of a receiver, and reduction of combinations, so that a data transmission method using the predefined combinations is implemented. If a.specif ic one codeword is mapped to at least two layers, a diversity gain can be acquired.

Classifications

H04B7/0473 Selection of precoding matrices or codebooks, e.g. using matrices antenna weighting taking physical layer constraints into account taking constraints in layer or codeword to antenna mapping into account

View 25 more classifications

China

Download PDF Find Prior Art Similar

Other languages

Chinese

Inventor

卢东昱

金奉会

尹宁佑

徐东延

安俊基

金沂濬

Worldwide applications

2008 CN EP WO MX US TW 2009 US 2016 US 2019 US

Application CN200880001784.2A events

2007-01-05

Priority to KR10-2007-0001353

2008-01-07

Application filed by Lg电子株式会社

2011-04-13

Publication of CN102017445A

2014-05-07

Application granted

2014-05-07

Publication of CN102017445B

Show all events

Info

Patent citations (35)

Non-patent citations (2)

Cited by (52)

Legal events

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet

Global Dossier

Discuss

Description

Layer mapping method and data emitting method for mimo system

Technical field

The present invention relates to multiple-input and multiple-output (MIMO) communication system, and relate more specifically to a kind of for being presented at the data emitting method of method, layer mapping method and the use the method for the combination between MIMO communication system code word and layer.

Background technology

Conventional MIMO technology will be described in detail below.

In brief, MIMO technology is the abbreviation of MIMO technique.A plurality of transmittings of MIMO utilization (Tx) antenna and a plurality of reception (Rx) antenna improve the efficiency of Tx/Rx data, yet routine techniques is generally used single transmitting (Tx) antenna and single reception (Rx) antenna.In other words, MIMO technology allows transmitter or the receiver of wireless communication system to use a plurality of antennas (hereinafter referred to many antennas), makes to improve capacity or performance.For

convenience of description, term " MIMO " also can be considered to multi-antenna technology.

In more detail, MIMO technology does not rely on single antenna path and receives single whole message, but collects a plurality of data slice via some antennas, and completes total data.As a result, under given channel condition, MIMO technology can improve data transmission rate, or under particular data emission rate, can improve systematic function.

Next generation mobile communication specification requirement data transmission rate, higher than the data transmission rate of conventional mobile communication technology, makes to expect that effective MIMO technology is that next generation mobile communication technology is necessary.In this case, the MIMO communication technology is the next generation mobile communication technology that can be applied to mobile communication terminal or base station, and scope that can extended data communication scope, makes it can overcome the limited transmission quantity of the data of other mobile communication system that cause due to various limited situations.

In can improving the various technology of data transmission efficiency, not distribute other frequency or increasing under the situation of other power, MIMO technology can greatly improve amount and the Tx/Rx performance of message capacity.Due to these technical advantages, most of companies or developer have paid close attention to this MIMO technology.

Fig. 1 is the block diagram of the conventional MIMO communication system of diagram.

With reference to figure 1, if the number of transmitting (Tx) antenna is increased to N_t, and simultaneously, the number that receives (Rx) antenna is increased to N_r, the proportional increase of data of the theoretical channel capacity of MIMO communication system and antenna, can greatly improve emission rate and frequency efficiency.

In this case, by increasing emission rate that channel capacity obtains, equal the emission maximum speed (Ro) that obtains when the use single antenna and the product of rate increment (Ri), and can increase in theory.Rate increment (Ri) can be represented by following equation 1:

[equation 1]

$R_i = \min(N_T, N_R)$

For example, if mimo system is used four Tx antennas and four Rx antennas, this mimo system can obtain in theory than the high emission speed of high four times of the emission rate of single antenna system.

After having illustrated the theoretical capacity increase of above-mentioned mimo system in the mid-90 in 20th century, many developers carry out primary study to the various technology that can use this theoretical capacity increase to significantly improve data transmission rate.Some in them have been reflected in various wireless communication standards, for example, and 3G (Third Generation) Moblie or next generation wireless lan etc.

The technology that many companies or developer have been associated to various MIMO has been carried out primary study, for example, to calculating the research of the information theory be associated with MIMO message capacity under different channels environment or a plurality of access environment, the research of signal processing technology during to the research of the wireless channel measurement of mimo system and modeling and to sky.

Above-mentioned MIMO technology can be divided into two types: space diversity scheme and spatial multiplex scheme.Space diversity scheme has improved uses the launcher reliability through the symbol of various channel paths.Spatial multiplex scheme, simultaneously via a plurality of data symbols of a plurality of Tx antenna transmissions, makes it increase data transmission rate.In addition, the combination of space diversity scheme and spatial multiplex scheme is also developed recently, suitably to obtain the unique advantage of these two schemes.

Below will the details of space diversity scheme, spatial multiplex scheme and their combination be described.

First, below space diversity scheme will be described.Substantially, space diversity scheme is divided into two types: space-time block code scheme and space-time trellis codes scheme, they can use diversity gain and coding gain simultaneously.Generally speaking, the error rate of space-time trellis codes scheme (BER) is improved performance and code and is generated that the error rate that the degree of freedom is better than space-time block

code scheme is improved performance and code generates the degree of freedom, yet the computation complexity of space-time block code scheme is higher than the computation complexity of space-time trellis codes scheme.

Above-mentioned space diversity gain is corresponding to the number (N of Tx antenna $_t$) and Rx number of antennas (N $_r$) product, as by N $_t$* N $_r$represented.

The second, below spatial multiplex scheme will be described.Spatial multiplex scheme is suitable for via each Tx antenna transmission different data streams.In this case, receiver may inevitably produce phase mutual interference between the data slice of simultaneously launching from transmitter.Receiver uses suitable signal processing technology to remove this phase mutual interference from received data, makes it can receive glitch-free expected data.For the data from received remove noise or interference, can use maximum likelihood receiver, ZF (ZF) receiver, MMSE (least mean-square error) receiver, D-BLAST or V-BLAST.Particularly, if transmitter can identification channel information, can use singular value decomposition (SVD) scheme fully to remove interference.

The 3rd, below will the combination of space diversity scheme and spatial multiplex scheme be described.If only obtained space diversity gain, performance improvement gain is saturated gradually pro rata with the diversity order increasing.As a result, can obtain various schemes that above-mentioned two kinds of gains address the above problem simultaneously by many companies or developer's primary study simultaneously, for example, two STTD schemes and BICM (STBICM) scheme when empty.

Below the mathematical modeling of the communication means using in above-mentioned mimo system will be described in detail in.

First, as can be seen from Figure 1, suppose and have N $_t$individual Tx antenna and N $_r$individual Rx antenna.

Under the situation of transmitting (Tx) signal, using N $_t$under the condition of individual Tx antenna, the maximum number of transmitting message slot is N $_t$, Tx signal can be represented by the specific vector shown in following equation 2:

[equation 2]

$S = [S_1, S_2, \ldots, S_{N_T}]^T$

Each launches message slot can there is different transmission power.In this case, if each transmitting power by represent, the transmitting information with the transmitting power of adjustment can be by representing at the specific vector shown in following equation 3:

[equation 3]

$\hat{S} = [\hat{S}_1, \hat{S}_2, \ldots, \hat{S}_{N_T}]^T = [P_1 S_1, P_2 S_2, \ldots, P_{N_T} S_{N_T}]^T$

In equation 3, use the diagonal matrix of transmitting power P can be represented by following equation 4:

[equation 4]

The dope vector with the transmitting power of adjustment be multiplied by weight matrix (W), make to configure the actual N that will launch $_t$individual transmitting (Tx) signal in this case, weight matrix is suitable for suitably Tx information distribution being given to each antenna according to Tx channel conditions.Above-mentioned Tx signal can be represented by the following equation 5 of use vector (x):

[equation 5]

In equation 5, W_{ij}be the weight between i Tx antenna and j Tx information, and W is indication weights W_{ij}matrix.Matrix W is called as weight matrix or pre-coding matrix.

According to two kinds of situations, that is, the second situation that the first situation of usage space diversity and usage space are multiplexing, can consider above-mentioned Tx signal (x) in a different manner.

Under the multiplexing situation of usage space, unlike signal is re-used, and multiplexing signal is transmitted to destination, makes the element of dope vector (S) have different value.Otherwise under the situation of usage space diversity, identical signal is repeated transmitting via some channel paths, makes the element of dope vector (S) have identical value.

Needless to say, also can consider the combination of spatial multiplex scheme and space diversity scheme.In other words, according to space diversity scheme, via three signals that Tx antenna transmission is identical, and remaining signal is by spatial reuse, and is then transmitted to destination.

Next, if use $N_r$individual Rx antenna, the Rx signal (y of each antenna $_1$, y_2…, y_{nR}) can be by expressing at the specific vector (y) shown in following equation 6:

[equation 6]

$$y=[y_1, y_2, \ldots, y_{NR}]^T$$

If set up Channel Modeling in MIMO communication system, can each channel be distinguished from each other out according to Tx/Rx antenna index.Particular channel from Tx antenna (j) to Rx antenna (i) is by h_{ij}represent.In this case, it should be noted that channel $h_{ij}$the first index indication Rx antenna index, and the second index represents Tx antenna index.

Bundle several channels, make to show them with the form of vector or matrix.An exemplary vector is as follows.

Fig. 2 shows from $N_t$individual Tx antenna is to the channel of Rx antenna (i).

With reference to figure 2, from $N_t$individual Tx antenna to the channel of Rx antenna (i) can be represented by following equation 7:

[equation 7]

$$h_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \ldots, h_{iN_T}]$$

If from $N_t$individual Tx antenna is to $N_r$all channels of individual Rx antenna are represented by the matrix that forms equation 7, can obtain following equation 8:

[equation 8]

Additional white Gaussian noise (AWGN) is added into actual channel, and this actual channel is passed through in the matrix H shown in equation 8.Be

added into N_r each Rx antenna of individual Rx antenna can be by representing at the specific vector shown in following equation 9:

[equation 9]

$n = [n_1 , n_2 , \ldots , n_{N_R}]^T$

By the above-mentioned modeling method of Tx signal, Rx signal and the channel that comprises AWGN, each MIMO communication system can be represented by following equation 10:

[equation 10]

Foregoing description discloses MIMO communication system applications in sole user.Yet MIMO communication system also can be applied to some users, make it can obtain multi-user diversity.

Below will describe multi-user diversity in detail.

Fading channel is the main cause of the hydraulic performance decline of wireless communication system.Channel yield value changes according to time, frequency and space.Channel yield value is lower, and performance is lower.For solving the exemplary process of above-mentioned fading problem, it is diversity.This diversity utilizes all independent channels to have the low fact of probability of low gain value.Various gain methods can be applied to the present invention, and above-mentioned multi-user gain is considered to one of them.

If some users are present in community, each user's channel yield value is random independent each other, makes all users have the probability of low gain value very low.If Node B has enough transmittings (Tx) power, and several users are present in community, preferably by all channel allocation to the specific user with high channel yield value, to maximize total channel capacity according to information theory.Multi-user diversity can be divided into three kinds of diversity, that is, and and interim multi-user diversity, frequency multi-user diversity and space multi-user diversity.

Interim multi-user diversity be suitable for when channel situation along with the time while variation, by channel allocation to the specific user with highest gain value.

Frequency multi-user diversity is suitable for, in the frequency multicarrier system such as OFDM (OFDM) system, subcarrier being dispensed to the specific user in each frequency band with highest gain value.

If channel situation slowly changed along with the time in not using another system of multicarrier, the user with high channel yield value monopolizes this channel by long-time section, and other users can not communicate with one another.In this case, in order to use multi-user diversity, need to cause channel variation.

Next, space multi-user diversity is according to space type user's different channels yield value.The realization example of space multi-user diversity is that random wave bundle forms (RBF) method.This RBF method is used a plurality of antennas (that is, many antennas) to utilize predefined weight to carry out wave beam and is formed, and to cause the change of channel, and uses above-mentioned space multi-user diversity.

Below in detail the multiuser MIMO scheme as many antenna scheme by multi-user diversity will be described.

According to multi-user multi-antenna scheme, at different transmitter/receivers place, can in every way the number of user's number and each user's antenna be combined mutually.

Multiuser MIMO scheme is divided into downlink method (that is, forward link method) and uplink link method (that is, reverse link method), and below will describe this down link and uplink link method in detail.In this case, down link indication is emitted to some subscriber equipmenies (UE) by signal from Node B, and up link indicates several UE to transmit a signal to Node B.

Down link in MIMO generally can be divided into two kinds of signal acceptance methods: the first method of reseptance makes the sole user (that is, single UE) can be via amounting to $N_r$the signal of individual antenna reception expectation, and the second method of reseptance makes $N_r$each in individual UE can receive via single antenna the signal of expectation.If need, also can make the combination of the first and second method of reseptances can be used for the present invention.In other words, some UE can be used single Rx antenna, or some other UE can be used three Rx antennas.The total number that it should be noted that Rx antenna in all

combinations is maintained at N_r.This situation is commonly called MIMO broadcast channel (BC) or space division multiple access (SDMA).

Up link in MIMO generally can be divided into two kinds of signal transmitting methods: the first launching technique makes the single UE can be via $N_t$the signal of individual antenna transmission expectation, and the second launching technique makes $N_t$each in individual UE can be via the signal of single antenna transmitting expectation.If need, also can make the combination of the first and second launching techniques can be used for the present invention.In other words, some UE can be used single Tx antenna, or some other UE can be used three Tx antennas.The total number that it should be noted that Tx antenna in all combinations is maintained at N_t.This situation is commonly called MIMO access channel (MAC).

Up link and down link are mutually symmetrical, and make the method for using at them also can be for another.

Understand for convenience of description and better the present invention, although following description will be described MIMO BC substantially, it should be noted that method of the present invention also can be for MIMO MAC.

Fig. 3 A is the concept map of diagram sole user MIMO communication system.Fig. 3 B is the concept map of diagram multi-user MIMO communication system.

For convenience of description, down link is used in Fig. 3 A and 3B supposition.

Sole user MIMO communication system shown in Fig. 3 A comprises that the receiver that is equipped with the transmitter (that is, Node B) of a plurality of antennas (that is, many antennas) and is equipped with a plurality of antennas (that is, UE).In this case, if will be multiplied by weight vector (W) from the signal (x) of transmitter transmitting, and by the consequential signal of taking advantage of out via many antenna transmissions, the supposition being correctly validated based on channel information, the present invention can obtain maximum channel capacity.

Meanwhile, the multi-user MIMO communication system shown in Fig. 3 B comprises and a plurality of enters singly to go out (MISO) system more, and each enters singly to go out system more single antenna is distributed to

each user.Therefore, multi-user can form and carry out maximum channel capacity with the launching beam with same way in sole user MIMO communication system.In this case, multi-user MIMO communication system must not only be considered channel information, also will consider each user's interference, makes it need to be than the more complicated system of sole user MIMO communication system.Therefore, multi-user MIMO communication system must be selected weight vector, with the interference between minimum user under the situation using launching beam to form.

Foregoing description can be digitally described below.

First, below sole user's environment will be described, that is, and sole user MIMO communication system.

If all transmitter/receivers have been identified all channel informations completely, singular value decomposition (SVD) H can be represented by following equation 11:

[equation 11]

$H = U \sum V^{H}$

Wherein, " H " is singular value decomposition, and U and V are unitary matrice, and $\sum$ is diagonal matrix.

In this case, in order to obtain maximum gain according to channel capacity, diagonal matrix V is selected by weight matrix W, and U^{h}be multiplied by and receive signal (Y).If the consequential signal of receiver by represent, obtain following equation 12:

[equation 12]

W=V

y = Hx + n = UΣ V H x + n = UΣ V H W s ^ + n = UΣ V H V s ^ + n = UΣ s ^ + n

y ~ = U H y = U H UΣ s ^ + U H n = Σ s ^ + n ~ = ΣPs + n ~

Wherein, P is transmitting power matrix.Transmitting power matrix P can be by determining for obtaining the special algorithm (being known as water-

filling algorithm) of channel capacity.This water-filling algorithm is for obtaining the best practice of channel capacity.

Yet in order to carry out this water-filling algorithm, all transmitter/receivers must be known all channel informations completely.Therefore, in order to use water-filling algorithm under multi-user environment, each user in all users must not only know his or her channel information, also must know other users' channel information.Due to this problem, in fact, using above-mentioned water-filling algorithm is almost impossible for multi-user MIMO communication system.

Next, below multi-user MIMO communication system will be described.

In this case, for obtaining the representative best practice of channel capacity, be dirty paper code (DPC) method, but this DPC method have high complexity.And, there are other best practice of using in the present invention, for example, random wave bundle forms (RBF) and close-to zero beam forms (ZFBF).If user's number increases in multi-user environment, above-mentioned RBF or ZFBF method can have the performance similar to the optimal performance obtaining by DPC method.

Meanwhile, below use description to the code word used in MIMO communication system.

General communication system is carried out the transmitting information coding of transmitter by forward error correction codes, and launches coded information, makes can be received machine correction in the mistake of channel place experience.(Rx) signal that receiver demodulation receives, and the decoding to the signal execution forward error correction codes of institute's demodulation, make it recover this transmitting information.By decoding, process, the Rx mistake being caused by this channel is repaired.

Each in all forward error correction codes has maximum in channel error correction can correct restriction.In other words, if receive the mistake that (Rx) signal has the restriction that surpasses corresponding forward error correction codes, receiver can not become faultless information by this Rx signal decoding.Therefore, receiver must be determined inerrancy in decoded information.By this way, need to process for the special coding of error detection, this processing is independent of forward error correction

coding and processes.Generally speaking, cyclic redundancy check (CRC) (CRC) code has been used as error detection code.

CRC method is the exemplary coding method for error detection.Generally speaking, by CRC method, transmitting information is encoded, and then forward error correction codes is applied to the information of CRC coding.Single unit and the forward error correction codes of by CRC, encoding are commonly called code word.

Meanwhile, if several transmitting information units are overlapping and then received, the present invention can expect and uses the performance improvement of interference cancellation receiver.In said circumstances, have many situations, wherein, some transmitting information overlaps and then reception, for example, wherein used the situation of MIMO technology, the situation of using multiuser detection and the situation of using many code techniques.Below concise and to the point description disturbance is eliminated to structure.

According to this, disturb to eliminate structure, from wherein overlapping, total reception signal of some information after the demodulate/decode first information, the information being associated with the first information is being removed from total reception signal.Secondary signal is carried out demodulate/decode by the consequential signal without the first information removing from reception signal.The 3rd signal carrys out demodulate/decode by the consequential signal without the first and second information that remove from the first reception signal.The 4th signal or other signals after the 4th signal repeat above-mentioned processing, make the 4th or other signals demodulated/decoding.By this way, for constantly demodulate/decode signal is removed to improve the said method of the performance that next demodulate/decode processes from receiving signal, be called as successive interference cancellation (SIC) method.

In order to use the above-mentioned interference elimination method such as SIC, the demodulate/decode signal removing from reception signal must not have mistake.If there is any mistake in this demodulate/decode signal, the propagation that makes a mistake, makes the constantly all demodulate/decode signals of impact of negative effect.

Above-mentioned interference cancellation techniques also can be applied to MIMO technology.If some transmitting message slots, via a plurality of

antenna overlapping/transmittings, need above-mentioned interference cancellation techniques.In other words, if usage space multiplex technique, the information of each transmitting is detected, and can use interference cancellation techniques simultaneously.

Yet, as mentioned above, in order to minimize the error propagation causing by disturb eliminating, preferably optionally remove interference determining have inerrancy in demodulate/decode signal after.A kind of for determining that having faultless exemplary process in each transmitting information is above-mentioned cyclic redundancy check (CRC) (CRC) method.The unit of the different information of being processed by CRC coding is called as code word.Therefore, a kind of is wherein to have used the particular condition of some transmitting message slots and some code words for using the more representative method of interference cancellation techniques.

Meanwhile, the line number order of the channel matrix H of indicative of channel conditions and column number are determined by the number of Tx/Rx antenna.In channel matrix H, line number order equals the number (N of Rx antenna $_r$), and column number equals the number (N of Tx antenna $_t$).That is, channel matrix H is by N $_r$* N $_t$matrix represents.

Conventionally, rank of matrix is defined by the less number between number and column number of being expert at, and wherein, row and column is independent of one another.Therefore, rank of matrix cannot be higher than the number of row or column.The order of channel matrix H can be represented by following equation 13:

[equation 13]

$$rank(H) \leq \min(N_T, N_R)$$

When this matrix is during by Eigenvalues Decomposition, another definition of above-mentioned order can be defined by the number of the characteristic value except " 0 ".Similarly, if this order is processed by SVD, this order also can be defined by the number of the singular value except " 0 ".Therefore, in channel matrix, the physical significance of order can be considered to launch the maximum number of emitting times of the given channel of different information.

For convenience of description, suppose that each via the different message slots of MIMO technology transmitting is transmitting stream or stream.This

stream also can be called as layer, makes the number of transmitting stream cannot be higher than channel sequence, and this channel sequence equals to launch the maximum number of emitting times of the channel of different information.

If channel matrix is H, this channel matrix H can be represented by following equation 14:

#of?streams≤rank(H)≤min(N_T, N_R)

The number that wherein " #of streams " indication is flowed.

Meanwhile, it should be noted that via one or more antennas and can launch single stream.

According to the MIMO type of skill, can describe a kind of for the method with antenna match by stream.

Under the situation via the single stream of a plurality of antenna transmissions, this situation can be considered to space diversity scheme.Under the situation via the some streams of some antenna transmissions, this situation can be considered to spatial multiplex scheme.Needless to say, also can make the hybrid plan between space diversity scheme and spatial multiplex scheme use.

Below by the relation between the stream being described in detail in code word and MIMO communication system.

Fig. 4 is the block diagram of the relation between the stream being shown in code word and MIMO communication system.

Be used in code word can be used with the whole bag of tricks that stream mates.A kind of from the conventional method generating code word in the whole bag of tricks, allow each code word to enter code word-stream mapping block, the code word and the stream that from code word-stream mapping block, receive are matched, and stream is emitted to stream-antenna mapping module, make to launch this stream via Tx antenna.

For determining that the part of the combination between code word and stream is represented by the black solid line of Fig. 4.

Ideally, the relation between code word and stream can freely be determined.Single code word can be divided into some stream, makes

divided stream be emitted to destination.Some code words are incorporated in a stream continuously, make this stream that comprises code word can be transmitted to destination.

The continuous integration of above-mentioned some code words can be considered to a kind of predictive encoding to be processed, and makes the present invention suppose that one or more streams of single code word and true meaning combination match.Yet, in the situation that not deviating from scope of the present invention or spirit, supposing that some stream distinguishes each other, the present invention also can be applied to distinguished stream.

Therefore, for convenience of description, the present invention supposes that single code word and one or more stream match.Therefore, if all information is encoded, and be then transmitted to destination, can obtain following equation 15:

[equation 15]

#of?codewords≤#of?streams

Wherein, " #of codewords " is the number of code word, and " #of streams " is the number of stream.

In a word, above-mentioned equation 13 to 15 can be represented by following equation 16:

$$\#of?codewords \leq \#of?streams \leq rank(H) \leq \min(N_T, N_R)$$

By equation 16, can identify following truth.In other words, if the Limited Number of Tx/Rx antenna, the maximum number of stream is also limited.If the Limited Number of code word, the minimal amount of stream is also limited.

By code word and stream between above-mentioned relation, if the Limited Number of antenna, the maximum number of code word or stream is limited, make code word finite population can with stream finite population combined.

Up link and down link all require the combinations thereof between code word and stream.

For example, suppose MIMO technology is applied to down link.In this case, receiver must be by combination of notifications correctly in advance, and

this combination, for carrying out the above-mentioned information transmitting of all combinations between comfortable code word and stream, processes the demodulate/decode that can correctly carry out information.

And, if control information is emitted to up link, come the preferred compositions in the various combinations between comfortable code word and stream also must to identify by received machine.More specifically, in order to realize MIMO technology, transmitter must be identified channel and the state information of receiver, makes this receiver to notify various control informations via up link.

For example, receiver (is for example considered various receiver states, channel or the buffer state measured), and must notice preferred combination between code word and stream, corresponding to the channel quality indicator (CQI) of this preferred compositions and corresponding to the pre-coding matrix index (PMI) of this combination.Needless to say,, according to the type of the MIMO technology of using, can differently determine the content of detailed control information.Yet receiver must be unmodifiable by the above-mentioned fact of the preferred compositions informing uplink between code word and stream.

Again for example, if MIMO technology is applied to up link, only transmitting chain is changed over to another link different from the description of above-mentioned example, and those of all the other facts except transmitting chain changes and above-mentioned example are equal to, make to notify all combinations between code word and stream, combination and the preferred compositions of use.

If all combinations between code word and stream can be indicated by the position of peanut, control information more effectively can be emitted to destination.Therefore a kind of method that, needs combination between code word and stream for effective indication.

Summary of the invention

[technical problem]

Therefore, the present invention is directed to a kind of layer mapping method and data emitting method for mimo system, this mimo system has been eliminated substantially due to the limitation of correlation technique and not enough caused one or more problems.

An object of the present invention is to provide a kind of method, the method is for being reasonably limited in the number of the combination between code word and stream, and the number of the information bit of the number of minimizing indication combination.

Another object of the present invention is to provide a kind of method, the method is for being limited in the number of the combination between code word and stream under multi-user MIMO communication system, reduce the number of the needed information bit of number that is used to indicate combination, and effective communication service is provided.

Be to provide in still another aspect of the invention a kind of data processing method, this data processing method is used at wireless communication system, when via a plurality of Tx antenna transmission data, single code word being divided into effectively at least two-layer.

Another aspect of the present invention is to provide a kind of data processing method, and this data processing method is used for via a plurality of Tx antenna transmission data, to reduce the impact of the fade-out in wireless communication system.

Additional advantage of the present invention, object and feature hereinafter part are set forth, and part will become apparent when studying carefully below for those skilled in the art or can learn from the practice of the present invention.Object of the present invention and other advantages can be realized or be reached by specifically noted structure in this written description and claim and accompanying drawing.

[technical solution]

In order to realize these objects and other advantages, and according to object of the present invention, as embodied herein and generalized description, for the layer mapping method at multiple-input, multiple-output (MIMO) spatial reuse, comprise: a) modulate a pre-determined bit piece for each code word at least one code word, and generate the stream of modulation symbols for each code word; And b) according to a particular combination from predetermined mapping combination, the modulation symbol of each code word for this at least one code word is mapped to at least one layer, wherein, in each combination in predetermined mapping, when ratio that predetermined number and number at all layers obtain during

divided by the number of all code words, the number of the layer that single code word is mapped to is restricted to predetermined number or lower.

Preferably, mimo system is used maximum 4 layers and maximum 2 code words, and the number of predetermined mapping combination layer that single code word is mapped to is restricted to 2 or lower.

Preferably, in predetermined mapping combination, by wherein when having used a maximum code word single code word be mapped at least two-layer combination, from all available mapping combination between at least one code word and at least one layer, remove.

Preferably, in predetermined mapping combination, by wherein when the maximum number of all layers is 2 single code word be mapped at least two-layer combination, from least one code word and at least all available mapping between one deck combining, remove.

Preferably, will be scheduled to mapping combination and be restricted to wherein when by two codeword mappings to three layer, a code word with lower index is mapped to simple layer, and another code word with higher index is mapped to two-layer combination.

Preferably, predetermined mapping combination is that wherein each combination has the combination that the code word of similar number and a plurality of combinations of layer are represented by single combination.

Preferably, mimo system is used maximum 4 layers and maximum 2 code words, and predetermined mapping combination comprise single code word be wherein mapped to the first combination of simple layer, wherein two code words mapped to respectively the second combination of two layers, wherein two code words be mapped to the 3rd combination of three layers and wherein two code words be mapped to the 4th combination of four layers.

Preferably, mimo system is used maximum 4 layers and maximum 2 code words, and predetermined mapping combination comprise wherein single code word be mapped to the first combination of simple layer, wherein two code words mapped to respectively the second combination of two layers, wherein two code words be mapped to the 3rd combination of three layers and wherein two code words be mapped to the 4th combination of four layers and for supporting the 5th combination of the transmitting again based on hybrid ARQ (HARQ) scheme.

Preferably, in the 3rd combination, from the first generation code word in two code words, be mapped to from the ground floor in three layers, and be mapped to from second and the 3rd layer in three layers from the second generation code word in two code words.

Preferably, in the 4th combination, from the first generation code word in two code words, be mapped to from first and second layers in four layers, and be mapped to from third and fourth layer in four layers from the second generation code word in two code words.

Preferably, at layer mapping step b) in, if according to the 3rd or the 4th combination from predetermined mapping combination will a specific codeword mappings to two-layer, the stream of modulation symbols of this specific code word of formation is alternately mapped to this is two-layer.

In another aspect of this invention, provide a kind of for allowing the transmitter of multiple-input, multiple-output (MIMO) system via the method for a plurality of transmittings (Tx) antenna transmission data, the method comprises: a) certain data block is carried out to chnnel coding; B) the position piece that modulation is formed by the data block of chnnel coding, and generation stream of modulation symbols; C), according to predetermined any one of shining upon in combination, the modulation symbol comprising is mapped to at least one layer in stream of modulation symbols; And d) symbol of emission layer mapping, wherein, each in predetermined mapping combination comprises particular combination, in this particular combination, the single code word that the symbol stream being generated by the modulation by certain data block forms is mapped at least two layers, and this particular combination is designed to the symbol stream that forms this single code word to be alternately mapped to this at least two layers.

Preferably, mimo system is used maximum 4 layers and maximum 2 code words, and predetermined mapping combination comprises wherein single codeword mappings to the first combination of simple layer, wherein two code words is mapped to respectively to the second combination of two layers, wherein by the 3rd combination of two codeword mappings to three layers and wherein by the 4th combination of two codeword mappings to four layers.

Preferably, in the 3rd combination, from the first generation code word in two code words, be mapped to from the ground floor in three layers, and be mapped to from second and the 3rd layer in three layers from the second generation code word in two code words.

Preferably, in the 4th combination, from the first generation code word in two code words, be mapped to from first and second layers in four layers, and be mapped to from third and fourth layer in four layers from the second generation code word in two code words.

Preferably, at layer mapping step c) in, if according to combining specific codeword mappings to two layer from the 3rd or the 4th in predetermined mapping combination, even number index in flowing from the symbol that forms this specific code word is mapped to from the ground floor in two layers, and odd number index is mapped to from the second layer in these two layers, makes even number index and odd number index alternately be mapped to first and second layers.

Should be appreciated that aforesaid general description of the present invention and detailed description are below only exemplary and explanatory, and be intended to provide to as claimed of the present invention further explanation.

[beneficial effect]

The number of considering can reasonably be limited in aspect various all combinations between code word and stream in the method for combination between code word and stream that is used to indicate according to an embodiment of the invention, makes it can reduce the number of information bit of the number of all combinations of indication between code word and stream.About above-mentioned aspect, said method is considered the emission maximum speed of particular code word, the possibility of use is compared with the number of the situation of indication respective combination, maintain the combination that can be used for again launching, use successive interference cancellation (SIC) method to improve the decoding performance of receiver, the flow point group of consideration based on antenna grouping, and the user of consideration in multi-user MIMO communication system convenience.

Because the present invention utilizes the number of less position to indicate all code words-stream that up link and down link all need in MIMO communication system to combine, thereby has improved the efficiency of control information.

The invention provides a kind of method, the method is the layer mapping code block in MIMO communication system for basis, the code block that transmitting is shone upon, and the space diversity gain that assurance is caused by spatial reuse in addition.

Single data block being divided into some code blocks and code block, be under the situation of chnnel coding, the present invention by by simple functional additive technique to launching chain, give each code block enough space diversitys.

Accompanying drawing explanation

Accompanying drawing is involved, and so that further understanding of the invention to be provided, accompanying drawing illustrates embodiments of the invention, and together with the description for explaining principle of the present invention.

In the accompanying drawings:

Fig. 1 is the block diagram of the conventional MIMO communication system of diagram;

Fig. 2 shows from $N_t$individual Tx antenna is to the channel of Rx antenna (i);

Fig. 3 A is the concept map of diagram sole user MIMO communication system;

Fig. 3 B is the concept map of diagram multi-user MIMO communication system;

Fig. 4 is the block diagram that is shown in the relation between code word in MIMO communication system and stream;

Fig. 5 A be diagram wherein code word maximum number according to the present invention be 2 and antenna maximum number be the block diagram of 4 MIMO communication system;

Fig. 5 B be diagram wherein code word maximum number according to the present invention be 2 and antenna maximum number be the block diagram of 2 MIMO communication system;

If Fig. 6 is that diagram is according to the concept map of the modulation code set (MCS) when via the single code word of several stream transmittings of the present invention;

Fig. 7 is that diagram is performed to improve the concept map of successive interference cancellation (SIC) concept of the decoding performance of code word according to of the present invention in receiver;

Fig. 8 A shows wherein via two stream single code words of transmitting and definite particular condition of SIC of whether carrying out in this case;

Fig. 8 B shows wherein and launches respectively two code words and determine and whether carry out in this case the particular condition of SIC via two streams;

Fig. 9 shows two code words and is launched via two streams, and a code word is successfully received, and another code word fails to be received, and the request failed code word of transmitting again;

Figure 10 A～10C shows the whole bag of tricks for a plurality of antennas that divide into groups in every way;

Figure 11 shows the number of user's available stream in multi-user MIMO communication system;

Figure 12 shows and exists indication under the condition of several streams only to use therein the first situation of a code word and wherein using the simulation result of the difference of the throughput of system between the second situation of two code words;

Figure 13 A～13C shows according to the simulation result of the receiving terminal performance of the order of SIC decoding;

Figure 14 shows the simulation result of the receiving terminal performance when the number of all combinations between code word and stream is limited to the given number of the combination that can be represented by given bits number;

Figure 15 is the block diagram of diagram wireless communication system;

Figure 16 is the block diagram of diagram transmitter according to an embodiment of the invention;

Figure 17 is the block diagram that illustrates transmitting according to another embodiment of the present invention;

Figure 18 is the block diagram of diagram channel coding schemes according to an embodiment of the invention;

Figure 19 illustrates the concept map of data transmission according to an embodiment of the invention;

Figure 20 is the concept map that illustrates data transmission according to another embodiment of the present invention;

Figure 21 is the concept map that illustrates data transmission according to still another embodiment of the invention;

Figure 22 is the concept map that illustrates data transmission according to still another embodiment of the invention;

Figure 23 shows the concept map of data transmission according to still another embodiment of the invention;

Figure 24 A is that diagram is according to the block diagram of the data processing method of the transmitter of OFDMA scheme;

Figure 24 B is that diagram is according to the block diagram of the data processing method of the receiver of OFDMA scheme;

Figure 25 is that diagram is for the concept map components of system as directed of the code block of coding is separated from one another with odd even part and to the method for separated part execution rate-matched;

Figure 26 A～26B is the concept map that illustrates respectively single code word (SCW) and a plurality of code word (MCW);

Figure 27 shows according to the coding strand of the HS-DSCH for WCDMA system of the present invention;

Figure 28 shows the down link FDD subframe structure according to LTE system of the present invention;

Figure 29 A～29B shows the transmitting chain structure according to LTE system of the present invention;

Figure 30 shows transmitting chain structure according to an embodiment of the invention;

Figure 31 A～31B shows transmitting chain structure according to another embodiment of the present invention;

Figure 32 A～32B shows transmitting chain structure according to still another embodiment of the invention; And

Chain structure is sent in the transmitting that Figure 33 shows according to still another embodiment of the invention;

Embodiment

Now will be at length with reference to the preferred embodiments of the present invention, the example of preferred embodiment illustrates in the accompanying drawings.As possible, identical Reference numeral will all used to represent same or analogous parts in accompanying drawing.

Before describing the present invention, it should be noted that, disclosed most of term is corresponding with generic term well known in the art in the present invention, but some terms by applicant, selected as required, and will be disclosed in hereinafter in following description of the present invention.Therefore, preferably should the meaning based on these terms in the present invention understand these terms that defined by applicant.

Understand for convenience of description and better the present invention, at universal architecture well known in the art and equipment, will be omitted or represent with block diagram or flow chart.As possible, all in accompanying drawing, the Reference numeral with identical is being represented to same or analogous parts.

The invention provides a kind ofly for being reasonably limited in the number of all combinations between code word and stream, and reduce the method for number of information bit of the combination of the number that indication limits.For this object, the present invention, after considering the number of the available combination between code word and stream, considers for reasonably limiting the method for the number of all combinations.

If the number of Tx/Rx antenna is limited as shown in equation 16, the maximum number of stream is limited.And then,, if the number of code word is limited, the minimal amount of stream is also limited.

Below will the example being associated with said circumstances be described.

If the number of Tx/Rx antenna is 4, the maximum number of stream or code word is 4.Meanwhile, if the number of code word is limited, the minimal amount of available stream is limited.If the number of code word is 2, the number of stream is equal to or higher than " 2 " or more.Therefore, if the minimum value of Tx/Rx antenna be 4 and the number of code word be 2, the number of available stream can be 2,3 or 4.If the minimum value of Tx/Rx antenna be 2 and the number of code word be 2, the number of available stream is only " 2 ".

Generally speaking, in commercial situation, the number of Tx/Rx antenna is 4 or 2, and the maximum number of code word is 2.Recently, according to 3GPP LTE, the maximum number (N of Tx antenna $_t$) be configured to the maximum number (N of 4, Rx antenna $_r$) be configured to 4, and the maximum number of admissible many code words has been configured to 2, this is at 3GPP, ((on August 28th, 2006 was to September 1 in the Tallin of approval for R1-063013, Estonia, Tallin) minutes of 3GPP TSGRAN WG1#46) and 3GPP, the R1-063613 (report of the 3GPP TSGRAN WG1#46bis of approval (on October 9th～13,2006, Korea S, Soul) in, stipulate.

Therefore, the number of following description supposition Tx/Rx antenna of the present invention is 4 or 2, and the maximum number of code word is 2, but scope of the present invention is not limited to this supposition, and can be applied to as required other combinations.

By the number that is described in Tx/Rx antenna, be below 4 or 2 and the maximum number of code word be the combined method between code word and stream under 2 condition.

Fig. 5 A be diagram according to the maximum number of wherein code word of the present invention be 2 and the maximum number of antenna be the block diagram of 4 MIMO communication system.Fig. 5 B be diagram according to the maximum number of wherein code word of the present

invention be 2 and the maximum number of antenna be the block diagram of 2 MIMO communication system.

With reference to figure 5A, if the number of antenna is " 4 ", the maximum number of stream is limited to " 4 ".Therefore, if the number of code word is " 1 ", the number of available stream is 1,2,3 or 4.If the number of code word is " 2 ", the number of available stream is 2,3 or 4.

With reference to figure 5B, if the number of antenna is " 2 ", the maximum number of stream is limited to " 2 ".Therefore,, if the number of code word is " 1 ", the number of available stream is 1 or 2.If the number of code word is " 2 ", the number of available stream is only set to " 2 ".

In this case, the present invention focus on code word and stream between combination, but not stream and antenna between combination.In Fig. 5 A and 5B, this combination between code word and stream is represented by black solid line.

In fact, according to the classification of mimo system, differently determine the combination between stream and antenna.Therefore, under given restrictive condition, the number of stream is fixed, and will only consider the combination between code word and stream under same restrictive condition.

As shown in Figure 5A, if the maximum number of stream be 4 and the maximum number of code word be 2, carry out following combination, and below will be described in greater detail.

If the number of antenna is 4, that is, if the maximum number of stream is 4, and the maximum number of code word is 2, and all combinations between code word and stream are as shown in following table 1 and 2:

[table 1]

[table 2]

In this case, table 1 shows the example of each combination when the number of code word is 1, and table 2 shows the example of each combination when the number of code word is 2.

The order of the code word in above table 1 or 2 is unimportant.Generally speaking, each code word comprise can distinguish each code word specific

information (for example: grouping number).Therefore, the present invention considers that how many code words are launched, but not considers the order of code word.

If each stream is mapped to antenna, antenna mapping operation changes according to the order of stream.And if used precoding, map operation also changes according to the precoding order of considering respective weights vector.Therefore, this stream has fixing order, be it must indicate the order of combination.

As can be seen from Table 1 and Table 2, if the number of code word is 1, the number of combination is 15.If the number of code word is 2, the number of combination is 25.So need 40 combinations altogether.Therefore, the maximum number of code word be 2 and the maximum number of stream be without any restrictions permission under the situation of all combinations under 4 condition, these combinations must be by 6 ($2^5=32 < 40 < 2^6=64$) indicate.

Meanwhile, as shown in Figure 5 B, if the maximum number of stream is 2, and the maximum number of code word is 2, and all combinations between code word and stream are as follows.

As shown in Figure 5 B, if the number of antenna is 2, that is, if the maximum number of stream is 2, and if the maximum number of code word is 2, all scenario of each combination goes out as shown in Table 3 below:

[table 3]

The example combinations providing when code word is 1 or 2 is provided above-mentioned table 3.

As shown in table 3, if the maximum number of stream be 2 and the maximum number of code word be 2, can identify 4 code word-streams altogether and combine.In this case, if allow all combinations without any restrictionsly, the combination of 4 code word-stream must be by 2 ($2^1=32 < 4 \leq 2^2=4$) represent.Yet this situation can be considered to the subset of the particular case of maximum 4 streams of the use shown in table 1 or 2.Therefore,, if the present invention can indicate said circumstances effectively with maximum 4 streams, it also can be applied to use another situation of maximum two streams.

, independently indicating according to the number of antenna under the situation of the combination between code word and stream, this situation is not considered meanwhile, because the number of the position of using is peanut.Therefore, the following example of the present invention is a kind of for the particular condition based on using maximum 4 streams by disclosing, and effectively indicates the method for all combinations between code word and stream by bits number still less.If can indicate the combination between code word and stream by bits number still less, can improve the emission effciency of control signal.

If between code word and stream to definite limitation be: the maximum number of stream be 4 and the maximum number of code word be 2, make all combinations between code word and stream available, make need to be altogether 6 indicate all combinations without any restrictionsly.It is a kind of for being limited in all combinations between code word and stream that one embodiment of the present of invention provide, to reduce indication from the method for the number of the information unit of the combination of the use in these combinations.

In order to realize above-described embodiment, below by describe a kind of for limit each code word of transmitting institute via Tx stream number and reduce the method for the number of all combinations in code word and between flowing.

If Fig. 6 is that diagram is according to the concept map of the modulation code set (MCS) when via the single code word of several stream transmittings of the present invention.

With reference to figure 6, if via a plurality of antenna transmissions several stream, each is flowed through and goes through various channel circumstances.In this case, if via several streams (for example, stream 1～3) launched single code word (for example: code word 1), during the decoding of corresponding code word, the average immediately different channels environment of each stream.

As shown in Figure 6, if the second 2 of MCS and the 3rd stream of the MCS based on BPSK and encoding rate=1/10 first-class 1, based on 64QAM and encoding rate=1/2 via the MCS based on 256QAM and encoding rate=8/9 are launched code word 1, code word 1 has the identical effect of effect

under the situation with other average MCS rank transmitting code word 1 of MCS level with the first to the 3rd stream, makes the efficiency may be lower than the efficiency of another situation of carrying out the code word of launch requirements transmitted at high speed via good stream.

According to channel capacity, most preferably according to the channel circumstance of each stream, launch adaptively each code word, make also preferred single code word be transmitted to each stream.In other words, if there are four code words, if use four code words of four stream transmittings, can provide optimal conditions.

Yet according to maximum 4 situations that flow and use maximum 2 code words of above-mentioned use, if must use maximum 4 streams under specified criteria, each code word must be launched via at least two streams.

Therefore, each code word of one embodiment of the present of invention restriction transmitting institute via the number that flows of Tx, make to launch given code word via the stream of the minimal amount from all stream.As a result, reduced the number of all combinations between code word and stream.

In more detail, according to using maximum 4 these embodiment that flow and use maximum 2 code words, preferably constrained code word-stream combination, should be limited at most to two streams single code word.

So the combination between code word and stream can be represented by following table 4 and 5:

[table 4]

Code word Stream Combination details The number occurring ??1 ??1 { code word, stream 1}, { code word, stream 2}, { code word, stream 3}, { code word, stream 4} ??4 ??2 { code word, (stream 1, stream 2) }, { code word, (stream 1, stream 3) }, { code word, (stream 1, stream 4) }, { code word, (stream 2, stream 3) }, { code word, (stream 2, stream 4) }, { code word, (stream 3, stream 4) }, ??6 Subtotal ??10

Table 5

Above-mentioned table 4 shows the example combinations between code word and stream when the number of code word is 1.Above-mentioned table

5 shows the example combinations between code word and stream when the number of code word is 2.

As seen from table 4 and 5, if according to one embodiment of present invention via maximum 2 single code words of stream transmitting, when the maximum number of code word is 1, the number of combination is 10, and when the maximum number of code word is 2, the number of combination is 21, makes 31 combinations altogether.Can represent 31 combinations (2 by $5^4=16 < 31 < 2^5=32$).

Simultaneously, preferred embodiment restriction of the present invention is for launching the number of the stream of single code word, and simultaneously, remove the more particular combination of number having than the number situation of the possibility of using, make to reduce further the number of all combinations, and below will be described in greater detail.

More particularly, one embodiment of the present of invention further suppose that having got rid of wherein three streams is suitable for transmitting from the specified conditions of the situation of the code word in all combinations shown in table 4 and 5.

Although the situation of three streams of above-mentioned use is corresponding to 3 channel sequence, 3 channel sequence can be changed to another order, and changed order can be instructed to.Having got rid of above-mentioned use from the reason of the situation of three streams in some stream is, the number of the combination obtaining in the situation of three streams as shown in table 5 is 12, make 12 combinations take 38.7% of all combinations, but according to the result of emulation, the possibility of the situation of three streams of choice for use is approximately 20%.

Therefore, preferably will have than selecting the situation of the more combination of possibility for launching to get rid of from all scenario.As a result, the above embodiment of the present invention removes the combination with the situation of many numbers from all combinations between code word and stream, makes effectively to have reduced the number of the position of control information.

The detailed example being associated with foregoing description can be represented by following table 6:

[table 6]

According to the embodiments of the invention shown in table 6, if removed and had that more more number situation is (than the possibility of using, the situation of 3 streams of use) particular combination, when the maximum number of code word is 1, the number of the combination between code word and stream is 10, and the combined number when the maximum number of code word is 2 between code word and stream is 9, makes 19 combinations altogether.

Therefore, wherein single code word can be by 5 (2 via the embodiment of the situation of maximum 2 stream transmittings and 3 streams of eliminating use ^{4}=16 < 19 < 2 ^{5}=32) represent.In this case, indicate the number of position of the control information of all combinations can be lower than the number of table 4 or 5, yet if above-mentioned situation is applied to other examples, all combinations can represent by bits number still less.

Meanwhile, another embodiment of the present invention limits for launching the number of the stream of single code word, and removes the particular combination having than using more number situation simultaneously.And if improve and receive operation with two streams, the above embodiment of the present invention removes single code word via the combination of two stream transmittings, makes it can further reduce the number of all combinations between code word and stream.Below will describe above-described embodiment in detail.

Fig. 7 is that diagram is carried out to improve the concept map of successive interference cancellation (SIC) concept of the decoding performance of code word in receiver according to of the present invention.

If receive several code words in receiver, this receiver can be carried out SIC to improve the decoding performance of Rx signal.As shown in Figure 7, if receiver receives code word 1 and code word 2 simultaneously, its code word 1 of first decoding, from all Rx signals, remove all signals that are associated with decoded code word 1, and use remaining signal decoding code word 2, make to improve the decoding performance of all signals.

In this case, as shown in Figure 7, in order to carry out above-mentioned SIC, need to launch some code words.Although if receive several stream, single code word is assigned to several streams and is then launched, the SIC of receiver shown in can not execution graph 7.

Fig. 8 A shows wherein via two stream single code words of transmitting and definite particular condition of SIC of whether carrying out in this case.Fig. 8 B shows wherein and launches respectively two code words and determine and whether carry out in this case the particular condition of SIC via two streams.

With reference to figure 8A, if via two single code words of stream transmitting, independent code word is not included in each Rx stream of two Rx streams, makes SIC cannot be applied to the situation of Fig. 8 A.

With reference to figure 8B, if via two code words of two stream transmittings, the SIC shown in Fig. 7 can be applied to the Rx signal via each stream transmitting, makes to improve the decoding performance of Rx signal.

Therefore, another embodiment of the present invention restriction is for launching the flow amount of single code word, as shown in table 6 (for example: 2 stream or lower than 2 streams), and remove the particular combination (for example, removing the combination that wherein allows 3 streams) having than the more number situation of possibility of using.And, if further limit the bits number of all code words of indication-stream combination with two streams, the above embodiment of the present invention has removed wherein (shown in Fig. 8 A) combination via two single code words of stream transmitting, makes the receiver can to use SIC to improve the decoding performance of Rx signal.

Under this kind of situation, the number that above-mentioned example does not have wherein stream is 3 combination.If the number of stream is 1,2 or 4, only there is the combination of a code word-stream, as shown in table 7 below:

[table 7]

Reference table 7, when the maximum number of code word is 1, the number of combination is 4, and the number combining when the maximum number of code word is 2 is 9, makes 13 combinations altogether.Therefore, according in the situation of this example of this embodiment, all combinations between code word and stream can be by 4 ($2^3=8 < 13 < 2^4=16$) represent.Therefore,, according to the bits number of all combinations of indication, the method for table 7 is better than the method for table 6.

Meanwhile, the above embodiment of the present invention has been considered channel capacity, the efficiency of combination indication and the Rx performance improvement based on SIC, to effectively reduce the number of all combinations between code word and stream.

Under the situation of efficiency of only considering the number that all code words stream of minimizing combines, if the receiver of HARQ communication system generates transmission requests again, in correctly processing again transmission requests, may there is unexpected problem.

Therefore, another embodiment of the present invention has than the possibility that will the use number that the more all code word stream of the incompatible restriction of particular group of more number situation combines by removing from all combinations, and keeps can be used for the combination such as the launch scenario again of HARQ.Below will the detailed description of above-described embodiment be described.

Fig. 9 shows that two code words are successfully received via two stream transmittings, code word and another code word has failed to be received and to ask the transmitting again of failure code word.

With reference to figure 9, if two code words are launched via two streams during the first transmitting, suppose that the code word 1 between two code words is successfully received, and the code word 2 corresponding with another code word fail to be received, make NACK signal be launched into transmitter.In this case, if " follow the tracks of and merge (Chase Combing) " scheme is applied to again launch, preferably code word 2 is launched via two streams.

Yet combinations thereof is not included in the combination shown in table 7.Therefore, one embodiment of the present of invention from all combinations, removed have than the possibility that will use more more number situation particular combination (for example, there is the combination of three streams), and keep can be used for the combinations thereof such as the launch scenario again of HARQ.The above embodiment of the present invention can represent by table 8 below and 9:

[table 8]

[table 9]

Above-mentioned table 8 shows the combination between code word and stream when using single code word.Above-mentioned table 9 shows the combination between code word and stream when using two code words.

As seen from table 8 and 9, from wherein using maximum 4 streams and using to get rid of all combinations of above-mentioned example of maximum two code words, have than the possibility of the using particular combination of the situation of more number (that is the particular condition, with three streams) more.If kept, wherein via two or four stream emission energy, be enough in the particular combination of the single code word of transmitting again, and the combination of wherein launching each code word in two code words via one or two stream, make 11 combinations can be used for wherein using the situation of single code word, and make 9 combinations can be used for wherein using another situation of two code words, make 20 combinations altogether available.Therefore, all these combinations can be by position ($2^4=16 < 20 < 2^5=32$) represent.

The bits number that is used to indicate the combination between the code word shown in Fig. 8 and 9 and stream needs 5, makes can further to be limited for the number of the combination of particular condition, causes the minimizing of the number of respective combination.Following table 10 shows further restriction and wherein via two streams, launches the combination of two code words.

[table 10]

Reference table 10, when the maximum number of code word is 1, the number of combination is 11, and when the maximum number of code word is 2, the number of combination is 3, makes 14 combinations altogether.Therefore, get rid of the wherein said circumstances of three stream situations, kept wherein considering the combination of transmitting again, and can be by 4 (2 via two code words of two stream transmittings $^3=8 < 13 < 2^4=16$) control information forming represents ($2^3=8 < 13 < 2^4=16$).

Simultaneously, according to the specific embodiment of the present invention about table 3-10, the number (that is, bits number) that is used to indicate the position of the needed control information of all combinations between code word and stream is determined to be the bits number that can indicate 2 the power higher than the number of all combinations.The number of the code word that can be represented by the bits number of the control

information requiring in this case ,-stream combination is generally higher than the number of having applied all combinations of predetermined restriction.

Therefore, be associated with table 3～10, another embodiment of the present invention is added other combination in all restricted combinations to, these other combinations for example, corresponding to the number of the represented combination of the number of message slot (4 in table 10) by all restricted combinations of indication (for example, 16 combinations in table 10), for example, with between the number (, 13 combinations in table 10) of all restricted combinations poor, and below will be described in greater detail.

The situation for the combination of the number of the situation situation higher than the possibility that will use has wherein been got rid of in situation indication shown in table 6～10, situation while being " 3 " such as the number when stream, makes greatly to reduce the number that is used to indicate the needed position of all combinations.Yet the said circumstances shown in table 6～10 can not be indicated the situation of wherein using three streams, but they can reduce the number of combination, thereby cause the generation of unexpected problem.

There are differences between the maximum number of the combination meanwhile, representing at the number by being used to indicate the needed position of all combinations and the number of the actual combination of using.In other words, the number of supposing practical combinations is M, and according to equation $2^{n-1} < M \leq 2^{n}$need N position to indicate these combinations.As a result, can further add the number (2 with maximum effable combinations by N bit representation ^{n}) and the number (M) of practical combinations between poor (2^{n}-M) combination of corresponding predetermined number.

Therefore, one embodiment of the present of invention are added the particular combination of wherein using three streams.The number of particular combination is corresponding to by being used to indicate poor between the number of combination that the needed bits number of all combinations represents and the number of all practical combinations.Therefore, this embodiment provides a kind of in the situation

that do not increase the method that the number that is used to indicate the needed position of all combinations is used three streams.

More particularly, table 7 can be indicated all combinations (that is, 13 combinations) that limited by 4 control informations.In this case, use with 16 that can be represented by control information combine and 13 combinations between the particular combination of corresponding three streams of difference may be added to the combination of table 7.By this way, the situation of table 10 may further include two combinations, and each is used in combination three streams.

Yet the number of the combination being taken by the situation of using three streams is higher than the number of the combination that can add.In other words, from each situation in some situations of two streams of each situation use, using the number of the situation of single code word is 4, and the number of other situations of two code words of each situation use is 12.Therefore,, for more above-mentioned situations, optionally carry out combination and add.

For example, three combinations can be added into table 7, make supposition only select consecutive number from three stream combinations.In other words, suppose the order of having selected " stream 1, stream 2 and stream 3 ", " stream 2, stream 3 and stream 4 " or " stream 3, stream 4 and stream 1 ".In fact, stream number is fixed with digital ascending order, makes " stream 3, stream 4 and stream 1 " to be thought to " stream 1, stream 3 and stream 4 " for convenience of description.

If added the combination of using single code word, the combination added can be { code word, (stream 1, stream 2, stream 3) }, { code word, (stream 2, stream 3, stream 4) } or { code word, (stream 1, stream 3, stream 4) }, as represented in following table 11:

[table 11]

In table 11, the combination of adding is represented by dash area.

And if added the combination of using two code words, the combination added can be, [{ code word, stream 1}, { code word, (stream 2, stream 3) }], [{ code word, stream 2}, { code word, (stream 3, stream 4) }] and [{ code word, stream 1}, { code word, (stream 3, stream 4) }], as represented by following table 12:

[table 12]

In table 12, the function of adding can be represented by dash area.

Meanwhile, for another example, two combinations can be added into table 10, make supposition only select continuous number from three stream combinations.In other words, suppose the order of having selected " stream 1, stream 2 and stream 3 " and " stream 2, stream 3 and stream 4 ".In the situation that add the particular condition of the combination of using single code word, can add { code word, (stream 1, stream 2, stream 3) } and { code word, (stream 2, stream 3, stream 4) }.In the situation that add to use two code words combinations another situation, can add [{ code word, stream 1}, { code word, (stream 2, stream 3) }] and [{ code word, stream 2}, { code word, (stream 3, stream 4) }].In following table 13 and 14, combinations thereof can be shown:

[table 13]

[table 14]

In table 13 and 14, the combination increasing is represented by dash area.

Meanwhile, another embodiment of the present invention is considered as flow point group for being limited in the rational method of the combined number between code word and stream, below will be described in greater detail.

If for MIMO technology, each antenna must be constructed the channel circumstance of uniqueness independent of each other, to realize optimum state by four antennas.For this purpose, each antenna is physically separated each other.

Yet, when reality is used antenna, by a variety of causes, by flow point group, make the antenna association each other comprising in each group.

Figure 10 A～10C shows the whole bag of tricks a plurality of antennas being divided into groups in every way.

Figure 10 A show four antenna configuration independent channels and without any grouping ideal case.Yet four antennas are separated from one another within a predetermined distance, make transmitter or receiver may

not have enough spaces to configure independently channel.Particularly, the structure of Figure 10 A is difficult to be applied to mobile terminal.

In order to address the above problem, the structure of Figure 10 B is widely used.In the structure of Figure 10 B, two antennas are divided into one group, the antenna of every group has correlated channels, and other antennas on the same group do not have independent channel.And another structure of Figure 10 C also can be used to address the above problem.In the structure of Figure 10 C, by cross polarization diversity (CPD) scheme, two antennas are divided into one group, one group of antenna horizontal polarization, another group antenna perpendicular polarization.

In another antenna grouping example, if use 4 antennas altogether, the channel conditions of two antennas is stably measured, and the channel conditions of all the other two antennas is unstable, and mistake is frequently appeared in all the other two antennas.In this case, the antenna with stable channels situation is assigned to one group, and other antennas with unstable channel conditions are divided into one group, and these four antennas are divided into groups by twos.

As mentioned above, if antenna is grouped and is restricted, also restricted corresponding to the stream of these antenna, and can recognize, predetermined stream is grouped.

Therefore, one embodiment of the present of invention provide a kind of for being limited in the method for the number of all combinations between code word and stream.More particularly, the number of above-described embodiment restriction stream, the single code word of each stream transmitting, as shown in table 4 and 5, and by flow point group.And, if launch single code word via the corresponding stream of the number of the stream with comprising in single group, above-described embodiment is controlled this single code word and is launched via the stream comprising in single group, makes to have reduced the number of the combination between code word and stream.Below will the detailed description of above-described embodiment be described.

In specific embodiment, suppose first-class 1 and second 2 form single group, and the 3rd stream the 3 and the 4th stream 4 forms another groups.In this case, according to one embodiment of present invention, if via two single code words of stream transmitting, this code word only can be distributed to

single group, and all restricted being combined in shown in following table 15:

[table 15]

Reference table 15, if the maximum number of code word is 1, the number of available combination is 6.If the maximum number of code word is 2, the number of available combination is 11, makes 17 combinations altogether available.

Therefore, as mentioned above, if via maximum 2 single code words of stream transmitting, several streams are divided into groups by twos, and via two single code words of stream transmitting, and the present invention only allows to launch single code word via the stream comprising on the same group in phase.In this case, the combination of all code words-stream can be by maximum 5 ($2^4=16 < 17 < 2^5=32$) represent.

Simultaneously, according to another embodiment of the present invention, if be limited in the combination between code word and stream, and some code words that transmitting is associated with table 15 simultaneously, above-described embodiment allows code word to be launched via stream on the same group not, or allow, via phase stream transmitting code word on the same group, to make further to reduce the number of the combination of all code word-streams.Below will be described in detail above-described embodiment.

Be associated with table 15, if launch several code words further to reduce the number that is used to indicate the needed position of all combinations,, if launched two code words, via stream on the same group not or other each code words of stream transmitting on the same group mutually, make via different channels environment transmitting code word, thereby cause obtaining diversity gain.

In this case, wherein via the said circumstances of two code words of stream on the same group transmitting not, can indicate the stream in their grouping with identical or similar channel circumstance to be divided into single group.Wherein via other situation of phase two code words of stream transmitting on the same group, can indicate the stream in their grouping with different channels environment to be divided into single group.In other words, if via two code words of different channels environment transmitting,

according to stream group technology via stream on the same group not or other these code words of stream transmitting on the same group mutually.

Be associated with table 15, if first-class 1 and single group of second 2 configuration, and another single group of the 3rd stream the 3 and the 4th stream 4 configuration, wherein can be represented by following table 16 via the said circumstances of two code words of stream transmitting on the same group not:

[table 16]

In table 16, restricted part is assigned to represent by shadow part.

With reference to Figure 16, if the maximum number of code word is 1, the number of all combinations is 6.If the maximum number of code word is 2, the number of all combinations is 9, makes 15 combinations altogether available.Therefore,, in above-mentioned example of the present invention, need maximum 4 ($2^3=8 < 15 < 2^4=16$) indicate all combinations between code word and stream.

Meanwhile, wherein via the said circumstances of two code words of stream transmitting on the same group mutually, can be represented by following table 17:

[table 17]

At table 17 kind, limited part is assigned to represent by shadow part.

With reference to Figure 17, if the maximum number of code word is 1, the number of all combinations is 6.If the maximum number of code word is 2, the number of all combinations is 7, makes 13 combinations altogether available.Therefore,, in above-mentioned example of the present invention, need maximum 4 ($2^3=8 < 15 < 2^4=16$) indicate all combinations between code word and stream.

Meanwhile, another embodiment of the present invention provides a kind of for limiting the method for the number of the code word that is associated with table 4 and 5 or stream.More particularly, the single code word of above-described embodiment restriction transmitting institute via the number that flows of Tx, use table 15～17 by flow point group, permission is launched at least two streams via at least two code words, and allow receiver to carry out the SIC scheme relevant to Fig. 7, make it reduce the number of all code

words-stream combination, and improve the decoding performance of Rx signal.

In other words, be associated with Fig. 7,8A and 8B, for example, if launch several stream (, two streams), and each stream has independent code word, and the Rx signal that receives independent code word can improve the decoding performance of each word.Yet if single code word is assigned to each stream and is then launched, receiver can not be carried out SIC scheme.

Therefore, if at least two code words of at least two stream transmittings draw following table 18:

Reference table 18, if the maximum number of code word is 1, the number of all code words-stream combination is 4.If the maximum number of code word is 2, the number of all code words-stream combination is 11, makes 15 combinations altogether available.Therefore,, in above-mentioned example of the present invention, need maximum 4 ($2^3=8 < 15 < 2^4=16$) control signal is indicated all combinations between code word and stream.

Sole user MIMO communication system is used in the above embodiment of the present invention supposition.Yet, to consider under the situation of multi-user MIMO communication system, the condition between code word and stream can make another condition into.

Consider above-mentioned multi-user environment, it is a kind of for reasonably limiting the method for the number of all code words-stream combination that another embodiment of the present invention provides, and below will be described in greater detail.

In order to obtain multi-user diversity gain from multi-user MIMO communication system, it is important for the user with mutually orthogonal channel that search is processed.If sole user uses all stream, sole user's mimo system is configured to user and cannot obtains multi-user diversity gain.In order to realize multi-user MIMO communication system, preferably reduce the flow amount that each user can use.

Embodiments of the invention limit the number of all code words-stream combination, effectively to obtain multi-user diversity gain from sole user or multi-user MIMO communication system.For convenience of description, in

following example, the maximum number of supposing stream is 4, and the maximum number of code word is 2.

Preferably, multi-user MIMO communication system can select to have the user of mutually orthogonal channel from several users.Yet, in fact, only select the probability of orthogonal users low.Multi-user MIMO communication system has the orthogonal user's of selective channel high probability, and it can more stably be operated.

Figure 11 shows the number of user's available stream in multi-user MIMO communication system.

With reference to Figure 11, if sole user uses at least two streams, the selection that another restriction is applied to user is processed.

In other words, if sole user uses two or more stream, the channel that passes all streams of relative users must be orthogonal.Use the user of two or more streams from meet some users of following condition, to select.After this, must carry out for there is the specific user's of mutually orthogonal channel processing from relative users search.In this case, the whole bag of tricks can be selected as final, for example, maximum speed (SUM-RATE) method that amounts to.

More particularly, as shown in figure 11, if first user is used first-class 1 and second 2, use two channels of the first user 1 of the first and second streams 1 and 2 must be orthogonal, and must from meet the user of above-mentioned orthogonality condition, select first user 1.

Use the 3rd stream the second user 2 of 3 channel must with the channel quadrature that uses the 3rd user of the 4th stream 4, for selecting to meet the user's of above-mentioned orthogonality condition processing, than all users wherein, use the processing of another situation of single stream more difficult.Therefore, in order to support sole user wherein to use the above-mentioned situation of several streams, exist under the condition of more users, aforesaid operations can easily be carried out.

Therefore, in order easily to select the user of expectation, one embodiment of the present of invention to allow sole user only to limit the number of all code words-stream combination with a stream in multi-user MIMO communication system.In this case, the available combination between code word and stream can be represented by following table 19:

[table 19]

Code word Stream Combination details The number occurring ??1 ??1 { code word, stream 1}, { code word, stream 2}, { code word, stream 3}, { code word, stream 4} ??4 Amount to ??4

As can be seen from Table 19, in order easily to select the user of expectation in multi-user MIMO communication system, the number of the above embodiment of the present invention constrained code word-stream combination, makes sole user can only use a stream.In this case, the number of all combinations is 4, and can represent (2 by maximum $2^1 < 4 < 2^2 = 4$).

, be associated with table 19, the above embodiment of the present invention allows sole user only to use a stream meanwhile, make multi-user MIMO system can easily between user, select orthogonal channel, yet, it should be noted that each user's peak-peak speed may be compromised.

Therefore, in order to address the above problem, another embodiment of the present invention allows sole user to use several stream, but it allows each stream to use different code word.Below will be described in detail above-described embodiment.

More particularly, if sole user uses two streams, each user's peak-peak speed can be higher than the peak-peak speed of the situation shown in Figure 19.And the above embodiment of the present invention allows each stream to use different code word, and the Rx signal that SIC scheme is applied to receive in receiver, makes it can improve decoding performance.

In this case, all combinations between code word and stream can be represented by following table 20:

[table 20]

Code word Stream Combination details The number occurring ??2 ??2 [code word, stream 1}, code word, stream 2}] [code word, stream 1}, code word, stream 3}] [{ code word, stream 1}, code word, stream 4}] [code word, stream 2}, code word, stream 3}] [{ code word, stream 2}, code word, stream 4}] [code word, stream 3}, code word, stream 4}] ??6 Amount to ??6

Reference table 20, the number of all code words-stream combination is 6, and can be by maximum 3 ($2^2=4 < 6 < 2^3=8$) represent.

, be associated with table 19 and 20, the above embodiment of the present invention has aforesaid advantages and disadvantages meanwhile.Multi-user MIMO communication system has held code word-stream combination of applying these advantages and disadvantages according to another embodiment of the present invention, and can optionally use this combination according to various situations.

In this case, all combinations between code word and stream can be represented by following table 21:

[table 21]

Code word Stream Combination details The number occurring ??1 ??1 { code word, stream 1}, { code word, stream 2}, { code word, stream 3}, { code word, stream 4} ??4 ??2 ??2 [code word, stream 1}, code word, stream 2}] [code word, stream 1}, code word, stream 3}] [{ code word, stream 1}, code word, stream 4}] [code word, stream 2}, code word, stream 3}] [{ code word, stream 2}, code word, stream 4}] [code word, stream 3}, code word, stream 4}] ??6 Amount to ??10

In this case, as can be seen from Table 21, if sole user uses single stream, make 4 combinations available.If sole user uses two streams, make 6 combinations available, make 10 combinations altogether available.Therefore, combinations thereof can be by maximum 4 ($2^3=8 < 10 < 2^4=16$) represent.

Above-described embodiment discloses a kind of for reducing the logical method of the number between code word and stream.

Meanwhile, one embodiment of the present of invention are a kind of for considering that Rx scheme and the Rx performance of receiver additionally reduces the method for the number of code word-stream combination by disclosing, and below will be described in greater detail.

If the receiver based on SIC is used as to receiver of the present invention, and has several code words,, according to the protection order of code word, can change overall system performance.Therefore, must consider the order of the code word in each combination.

First, as shown in Figure 5A, if the maximum number of stream is 4, and the maximum number of code word is 2, and following combination is provided.

If the number of antenna is 4, that is, if the maximum number of stream is 4, the maximum number of code word is 2.In this case, the combination of all available code words-stream is as shown in following table 22 and 23:

[table 22]

Code word Stream Combination details The number occurring ??1 ??1 { code word 1, stream 1}, { code word 1, stream 2}, { code word 1, stream 3}, { code word 1, stream 4} ??4 ??2 ??2 { code word 1, (stream 1, stream 2) }, { code word 1, (stream 1, stream 3) }, { code word 1, (stream 1, stream 4) }, { code word 1, (stream 2, stream 3) }, { code word 1, (stream 2, stream 4) }, { code word 1, (stream 3, stream 4) } ??6 ??3 { code word 1, (stream 1, stream 2, stream 3) }, { code word 1, (stream 1, stream 3, stream 4) }, { code word 1, (stream 1, stream 2, stream 4) }, { code word 1, (stream 2, stream 3, stream 4) } ??4 ??4 { code word 1, (stream 1, stream 2, stream 3, stream 4) } ??1 Subtotal ??15

[table 23]

Table 22 shows the example of each combination when the number of code word is 1.Table 23 shows the example of each combination when the number of code word is 2.

The order of the code word in table 22 or 23 is represented by continuous number.The decoding order of code word number indication when receiver uses the receiver based on SIC.After this, as shown in Figure 7, first code word 1 is decoded, will from Rx signal, remove in the relevant interference signal of code word 1, and then, by code word 2 decodings.

In other words, when each stream is remapped to antenna, according to the order of stream, change antenna mapping operation.And, if use method for precoding, according to the precoding with respective weights vector correlation connection, sequentially change antenna mapping operation.Therefore, these streams have permanent order, make also must indicate the order of the stream in combination.

As seen from table 22 and 23, if the number of code word is 1, the number of combination is 15.If the number of code word is 2, the number of

combination is 50, makes 65 combinations altogether.Therefore, the maximum number of code word be 2 and the maximum number of stream be under 4 condition, for without any restrictions, allow all combinations, need maximum 7 ($2^6=64 < 65 < 2^7=128$).

Meanwhile, as shown in Figure 5 B, when the maximum number of stream is 2 and the maximum number of code word while being 2, all code words that provide-stream combines as follows.

As shown in Figure 5 B, if the number of antenna is 2, that is, if the maximum number of stream is 2, the maximum number of code word is 2.The all scenario of each combination is as shown in following table 24:

[table 24]

If table 24 shows all examples of each combination when the number of code word is 1 or 2.

As shown in table 14, if the maximum number of stream is 2, and the maximum number of code word is 2, needs to amount to 5 code words-stream and combines.In this case, the maximum number of stream be 2 and the maximum number of code word be under 2 condition, for without any restriction allow all combinations, need maximum 3 ($2^2=4 < 5 < 2^3=8$).Yet said circumstances can be considered to wherein use the subset of the situation of maximum 4 streams shown in table 22 and 23.Therefore,, if can effectively indicate the said circumstances that wherein uses maximum 4 streams, it should be noted that this situation also can be applied to wherein using another situation of maximum 2 streams.

As mentioned above, wherein the said circumstances of the stream of maximum number needs little bits number to indicate independently the combination between code word and stream, makes it not do to consider.Therefore, the following example of the present invention is a kind of for based on wherein utilizing less bits number effectively to indicate the method for all code words-stream combination with the said circumstances of maximum 4 streams by disclosing.If can be illustrated in by less bits number the combination between code word and stream, can strengthen the Tx efficiency of control signal.

As mentioned above, if between code word and stream given restrictive condition be: the maximum number of stream is 4, and the maximum number

of code word is 2, makes 65 combinations between code word and stream available.For without any restrictions, indicate all 65 combinations, need to amount to 7.

One embodiment of the present of invention are a kind of for considering that Rx scheme and the Rx performance of receiver is limited in all combinations between code word and stream, makes it can reduce indication from the method for the number of the message slot of the combination of the use in all combinations by disclosing.

Figure 12 shows to be had under the condition of several streams, and indication is only used therein the first situation of a code word and wherein used the simulation result of the difference of the throughput of system between the second situation of two code words.

In Figure 12, " SCW " is the abbreviation of single code word, and " MCW " is the abbreviation of a plurality of code words.The particular condition of the receiver based on least mean-square error (MMSE) is used in " MMSE " indication in receiver." MMSE+SIC " indication is used and can be carried out the specific receiver that disturbs elimination by SIC scheme being applied to MMSE consequential signal in receiver.The Tx power of " Ior/Ioc " instructs node B on trunnion axis and the ratio of interference power.The ratio of this Tx power and interference power can calculate by SINR, and is physically similar to SINR.

The detailed emulation supposition of Figure 12 is as follows.Use two Tx antennas and two Rx antennas, use the MCS scheme based on 3GPP TR 25.892, and the simplest wire rate control every day (PARC) scheme is used as to MIMO scheme.Suppose that model is used as simulated channel to " walking B (pedestrianB) " being proposed by ITU, and mobile terminal has the speed of 3km/h.And, suppose that OFDM scheme is used as launch scenario, the length of FFT is 1024, the number that is actually used in the subcarrier of 10MHz bandwidth is 600, and the size of Cyclic Prefix (CP) is 74.

As what can see the result from Figure 12, under the situation of two streams of transmitting, the first situation that wherein two stream is assigned to two code words has than wherein via the more excellent superperformance of the second situation of two streams of single code word transmitting.According to the number of stream or code word, the above

results has identical result.If by the above results vague generalization, can obtain following result.In other words, if use several stream, preferably by several code words but not single code word improves overall system performance.Therefore,, if several streams are used to be limited in the number of all combinations between code word and stream, one embodiment of the present of invention provide a kind of for limiting the method that allows single code word to use the combination of all streams.

More particularly, as mentioned above, when the combination of code word-stream has two or more streams, wherein use above-described embodiment of maximum 4 streams and maximum 2 code words, can allow to launch via two code words the data of expectation.

The combination between code word and stream according to the abovementioned embodiments of the present invention can be represented by following table 25:

[table 25]

Reference table 25, if when using some stream, some code words can be used, and exist for allowing to use some code words but not the restrictive condition of single code word,, when the maximum number of code word is 1, the number of combination is 4, when the maximum number of code word is 2, the number of combination is 50, makes 54 combinations altogether.These 54 combinations can represent (2 by maximum $6^{5}=32 < 54 < 2^{6}=64$).

It is a kind of for fixing decoding order based on SIC scheme to reduce the method for the number of all combinations that preferred embodiment of the present invention provides.

Figure 13 A～13C shows according to the simulation result of the receiving terminal performance of SIC decoding order.

Can recognize, all combinations shown in Figure 25 comprise the specific part of indicating decoding order when using SIC scheme in receiver.In order to indicate code word and the decoding order of the SIC receiver that is associated, the combination between code word and stream is repeated symmetrically.

For example, if two stream is used (flow 1 and stream 2), there is the first combination (code word 1, stream 1) and (code word 2, stream 2), and also have the second combination (code word 1, stream 2) and (code word 2 flows 1).The decoding order of the first combination is different symmetrically from the decoding order of the second combination.Figure 13 A shows the simulation result of the performance difference of indication between the first and second combinations.Figure 13 B shows the situation of using three streams, and Figure 13 C shows another situation of using four streams.In the time of Figure 13 A～13C, environment is different in number of antennas, and those of the remainder of Figure 13 A～Figure 13 C and Figure 12 are identical.More particularly, Figure 13 A shows two antennas, and Figure 13 B shows three antennas, and Figure 13 C shows four antennas, and the remainder except number of antennas is identical with Figure 12.

In order to analyze this simulation result, below will the situation of Figure 13 C of the performance that illustrates the situation of using 4 streams be described.

In Figure 13 A, " Max " is the particular condition that wherein comprises all original combined of indication SIC decoding order." (12; 34) L1; L2 first " is particular condition, in this particular condition, stream 1 and 2 (or layer 1 and 2) L1 and L2 are assigned to first generation code word 1, when stream 3 and 4 (or layer 3 and 4) is used to second generation code word 2, during SIC decoding, first the stream 1 and 2 of first generation code word 1 decoded, and then the stream 3 and 4 of second generation code word 2 is decoded.By this way, " (34; 12) L3; L4 first " is particular condition, in this particular condition, stream 3 and 4 is assigned to first generation code word 1, and stream 1 and 2 is assigned to second generation code word 2, first stream 3 and 4 corresponding to first generation code word 1 decoded, and then decoded corresponding to other streams 1 and 2 of second generation code word 2.

As the result from Figure 13 C, can find out, two streams are assigned in the situation (12,34) or (34,12) of each code word therein, in the situation of (12,34) and the performance between another (34,12) situation, there are differences hardly.

And, therein single flow point is assigned to the situation (1,234) or (234 that single code word and three stream are assigned to other streams, 1) in, order between the situation of (1,234) and the situation of (234,1) there are differences hardly.

In another aspect, wherein two flow points are assigned to the situation of each code word, have than the more excellent superperformance of another situation that wherein single flow point is assigned to single code word and three stream and is assigned to other streams.Although wherein two flow points are assigned to the performance of said circumstances of each code word slightly lower than the performance that allows another situation of all scenario, it should be noted that the performance of above-mentioned two kinds of situations is very close to each other.Therefore, at aspect of performance, preferably SIC decoding order is fixed into only predefined procedure, and selects maximum 2 code words by single code word.

Figure 13 B shows the different performance when using three stream, wherein, single flow point is assigned to single code word, and two flow points are assigned to another code word.In this case, the code word more preferably consisting of these two streams is decoded after single stream is decoded, thereby realizes higher performance.

Figure 13 A shows the performance when using 2 stream altogether, wherein, single flow point is assigned to each code word.In this case, can recognize, between the coding of decoding, have hardly performance difference, regardless of the decoding order of these decoded words.

By the performance of Figure 13 A～13C, obtain following three results.

According to the first result, the decoding order of SIC receiver is fixed, and makes code word 1 first decoded, and then code word 2 is decoded.

According to the second result, if it is asymmetric with the number of stream that is assigned to code word 2, first decoded from the code word with fewer object stream in the first and second code words 1 and 2 to be assigned to the number of stream of first generation code word 1.For example, if the number of all combinations is 3, a code word has single stream, and another code word has two streams, first decoded by the code word that only stream forms.For this purpose, single flow point is assigned to first generation code word 1, and two flow points are assigned to second generation code word 2.

According to the 3rd result, maximum 2 flow points are assigned to single code word.

More particularly, according to this embodiment that wherein uses maximum 4 streams and maximum 2 code words, suppose that the decoding order of the SIC receiver in all combinations shown in Figure 22 and 23 fixes, remove the allocation process of the symmetrical structure with indication SIC decoding order, and SIC receiver first decode this first generation code word 1 and the second generation code word 2 of then decoding.That is the decoding order of each code word of " SIC decoding order " indication when using SIC receiver of, using in the above embodiment of the present invention.

And if there are 3 streams altogether, above-described embodiment is only considered the particular condition that wherein single flow point is assigned to first generation code word 1 and two flow points is assigned to second generation code word 2.And if there are 4 streams altogether, above-described embodiment is only considered the particular condition that wherein two flow points is assigned to first generation code word and all the other two flow points is assigned to second generation code word 2.

At the detailed example being associated with above-described embodiment shown in following table 26:

[table 26]

Therefore, specific embodiment of the present invention has 36 situations altogether, and these situations represent (2 by maximum $6^{5}=32 < 36 < 2^{6}=64$).In each situation, SIC decoding order is fixed, and single code word has maximum 2 streams, and under the situation of asymmetric drift, the code word with fewer object stream is first decoded.According to the number of the position of the control information of all combinations of indication, said circumstances is compared the gain with 1 with table 22 with the situation shown in 23.

Meanwhile, the method for reducing at the number of combinations thereof situation is applied to above-described embodiment.In other words, if use several stream, use several code words, single code word has maximum 2 streams, and the code word with fewer object stream is fixed into first generation code word, makes to limit the number of all combinations.

If use the receiver based on SIC in receiver,, when several streams are used, use several code words, and single code word have maximum 2 streams.Under the situation of asymmetric drift, the code word with fewer object stream is first decoded, and SIC decoding order is fixed, and makes to limit the number of whole combinations.

The detailed example being associated with foregoing description has been shown in following table 27:

[table 27]

Therefore, specific embodiments of the invention have 25 situations altogether.In each situation, when using several streams, use several code words, and single code word have maximum 2 streams.And under the situation of asymmetric drift, that is, if each code word is used the stream of different numbers, the code word with fewer object stream is assigned to first generation code word.

And specific descriptions embodiment of the present invention has 25 situations altogether.In each situation, if use several stream, consider the use of the SIC decoder that comprises in receiver, use several code words, SIC decoding order is fixed, and single code word has maximum 2 streams.And, in the situation of asymmetric drift, that is, if each code word is used the stream of different numbers, there is fewer destination code prefix first decoded.Therefore, the number of situation is 25, makes it to represent (2 by maximum $5^{4}=16 < 2^{5}<=32$).In this case, according to the number of the position of the control information of all combinations of indication, said circumstances is compared the gain with 2 with table 22 with the situation shown in 23.

As mentioned above, each stream has a plurality of combinations.But, the object of the invention is to reduce the number for the combination of each stream.

Figure 14 shows when the number of all combinations between code word and stream is limited to the given number of the combination that can be indicated by given bits number, the simulation result of receiving terminal performance.

More particularly, Figure 14 shows and wherein uses 4 Tx antennas and 4 Rx antennas, and the maximum number of stream is 4 simulation

result.Other emulation supposition except the number of antenna are identical with those in Figure 12.

Below in detail the simulation result of Figure 14 will be described.The number of all combinations is therein determined to be under the situation of Figure 22 and 23, and this situation is represented by " max (at most) ".If only allow a combination for each stream, the number of all combinations is that 4,4 combinations represent by 2, as represented by " position 2 ".If each stream allows two combinations, 8 situations represent by 3, as represented by " position 3 ".If each stream allows 4 combinations, 16 situation represents by 4, as represented by " position 4 ".

As the simulation result from Figure 14 can be found out, if each stream only allows a combination, the performance of the performance of this situation another situation to wherein making all combinations available is almost similar.

As the simulation result from Figure 14 can be found out, although selected arbitrarily the combination selected with the as many combination of corresponding positions number for reducing, in this situation with wherein make almost there is no performance difference between the available said circumstances of all combinations.Therefore, in reducing each combination, aspect the number of situation, most preferably the number of the situation in each combination is reduced to 4 combinations.

In the detailed example being associated with foregoing description, if use maximum 4 streams and maximum 2 code words, " 2 " situation that can be represented by minimum combination can be represented by following table 28:

[table 28]

Therefore, specific embodiment of the present invention has 4 situations altogether.In each situation, if use several code words, single but code word has maximum 2 streams, under the situation of asymmetric drift, the code word with fewer object stream is arranged to first generation code word, and each stream is only used a combination.

And specific embodiment of the present invention has 4 situations altogether.In each situation, if consider the wherein particular condition of receiver use SIC decoder, use several stream, use several code words, SIC

decoding order is fixed, and single code word has maximum 2 streams, under the situation of asymmetric drift, the code word with fewer object stream is first decoded, and only allows a stream for each stream.The total number of situation is 4, makes 4 situations to represent (2 by maximum $2^1=2 < 4 \leq 2^2=4$).In this case, according to the bits number of the control information of all combinations of indication, said circumstances is compared the gain with 5 with table 22 with the situation shown in 23.

Meanwhile, from " 3 " situation in other detailed examples, be necessary for each stream and select two combinations, and " 4 " situation is necessary for four combinations of each stream selection.Above-mentioned example is known for those skilled in the art, makes for convenience of description and omits the detailed description to them.In this case, can carry out arbitrarily for selecting the processing corresponding to fixed number.By this simulation result, although selected arbitrarily combination, at aspect of performance, almost there is no difference.

Meanwhile, consider wherein in combinations thereof, to use the particular condition of HARQ (hybrid ARQ), also can consider the increase of combination.If the number of code word is that 2, one code words are wrong, and another code word inerrancy, the number of the code word of transmitting is only one again.If the tracking folding that is widely used in HQRQ, for transmitting again, should be launched to two code words without any revising ground from the first transmitting again.The code word of therefore, again launching must be via one or two stream again transmitting.Below will be described in greater detail.

Suppose during the first transmitting via two code words of three stream transmittings.And, suppose that in these two code words is wrong, and another does not have mistake.Especially, the code word of again launching is assumed to be it is a first generation code word only, and it is only launched via a stream.The situation of wherein launching single code word via single stream is comprised in original combined, makes to make this situation to use.

Yet, for another example, if first generation code word do not have mistake and second generation code word wrong, the code word of transmitting is only a second generation code word again, and must be launched via two streams.

In addition, one of them code word is not comprised in original combined via the situation of two stream transmittings.In order not to be any change the code word of again launching the expectation of the first transmitting, can increase as required wherein by the combination of single codeword mappings to two stream.Said circumstances is shown in following table 29:

[table 29]

The above embodiment of the present invention discloses for minimizing the whole bag of tricks from the number combining according to code word-stream of all available combination of the number of given code word and stream (or layer).Below will a kind of method for allowing to be combined under specified criteria effective deal with data and transmitting be described.

As mentioned above, conventional wireless communication systems is carried out chnnel coding, with transmitting data reliably.This chnnel coding indication transmitting is used forward error correction codes to Tx information and executing coding, makes receiver can correct channel error.Receiver demodulation Rx signal, decoding forward error correcting code, and recover Tx information.In this decoding is processed, corrected the Rx signal error being caused by channel.

An example of forward error correction codes is turbo code.The interleaver that this turbo code comprises at least two recursive system convolution coders and connects between at least two recursive system convolution coders.Data block is larger, and the performance of turbo code is higher.Practical communication system is divided into the data block of pre-sizing the data block of several less sizes, and divided data block is carried out to coding, makes to realize actual communication system very convenient.The data block of these less sizes is called as code block.Forward error correction coding is processed and be take the code block of pre-sizing as unit is performed, and is mapped to Radio Resource, and is then transmitted to destination.

If it is mapped as unit has carried out after chnnel coding Radio Resource to take code block in MIMO communication system, need spatial reuse.Each mimo channel is independent of one another.A plurality of Tx antennas have been carried out the spatial reuse of code block if, can improve emission effciency.

Therefore, need to be a kind of for effectively launch the method for channel-encoded data via a plurality of Tx antennas.

Therefore, one embodiment of the present of invention provide a kind of for considering that spatial reuse passes through the MIMO communication system method of transmitting data effectively, below will be described in greater detail.

Wireless communication system can be based on Orthodoxy Frequency Division Multiplex (OFDM) scheme.This OFDM scheme is used some orthogonal sub-carriers.OFDM scheme is used the orthogonality between anti-fast fourier transform (IFFT) and fast fourier transform (FFT).Transmitter is carried out IFFT to data, and transmitting IFFT result data.Transmitter combines multi-subcarrier with IFFT.For multi-subcarrier is separated from one another, receiver uses the FFT corresponding with this multi-subcarrier.OFDM scheme has reduced the complexity of the receiver under the frequency selective fading environments of broad-band channel, uses the different channels characteristic of subcarrier, and in frequency domain, carries out selectivity scheduling, thereby improves spectrum efficiency.OFDM (OFDMA) scheme is the multiple access scheme based on OFDM scheme.By OFDMA scheme, different sub carrier is dispensed to a plurality of users, the efficiency of Radio Resource is improved.

Figure 15 is the block diagram of diagram wireless communication system.

This wireless communication system has been widely used in providing various communication services, for example, and voice or grouped data.

With reference to Figure 15, this wireless communication system comprises subscriber equipment (UE) 10 and base station (BS) 20.Subscriber equipment (UE) 10 can be fix or there is mobility.This subscriber equipment (UE) also can be called as mobile radio station (MS), user terminal (UT), subscriber station (SS) or wireless device.Base station (BS) 20 can be the fixed station of communicating by letter with subscriber equipment (UE) 10, maybe can be called as Node B, base transceiver system (BTS) or access point (AP).Single base station (BS) 20 can have one or more communities.

Term (down link) indication from base station (BS) 20 to the communication path of subscriber equipment (UE) 10.Data " up link " indication is from the communication path of subscriber equipment (UE) 10 (BS) 20 to base

station.Transmitter for down link can be some part of base station (BS) 20, or receiver can be some part of subscriber equipment (UE) 10.Transmitter for up link can be some part of subscriber equipment (UE) 10, or receiver can be some part of base station (BS) 20.

Figure 16 is the block diagram of diagram transmitter according to an embodiment of the invention.

With reference to Figure 16, transmitter 100 comprises CRC attachment unit 110, code block segmenting unit 115, channel encoder 120, interleaver 130, rate-matched unit 140, mapper 150, layer mapper 160 and precoding unit 170.Transmitter 100 comprise Nt Tx antenna (190-1 ..., 190-Nt) (wherein Nt > 1).

CRC attachment unit 110 is attached to input data by the cyclic redundancy check (CRC) for detection of wrong (CRC) code.Code block segmenting unit 155 becomes code block unit by the code segmentation that adds CRC.In this case, CRC code can be attached in data, and is then segmented into code block unit.Otherwise CRC code can be attached to take in the data that code block is unit.

120 pairs of code blocks of channel encoder are carried out chnnel coding.Interleaver 130 is carried out and is interweaved for the code of chnnel coding.The code that rate-matched unit 140 interweaves according to the amount adjustment of the Radio Resource for actual transmission.By punching or reprocessing, can carry out rate-matched.Mapper 150 is the symbol to index signal constellation positions by rate-matched code mapping.Interleaver (not shown) can be positioned at before mapper 150.That is, interleaver can be between rate-matched unit 140 and mapper 150.

Layer mapper 160 is according to the mapping of each layer of execution incoming symbol being caused by spatial reuse.Mapping result data for each layer are called as data flow.Precoding unit 170 according to based on transmitting antenna (190-1 ... MIMO scheme 190-Nt) is carried out precoding to input traffic.

In this case, according to the single channel code in the system of Figure 16, generate some data flow, make this system be called as single code word (SCW) system.

Figure 17 is the block diagram that illustrates transmitting according to another embodiment of the present invention.

Compare with the transmitter 100 shown in Figure 16, after being transmitted in of Figure 17 receives at least one chnnel coding code, generate several data flow, make the system of Figure 17 be called as many code words (MCW) system.

With reference to Figure 17, transmitter 200 comprises a plurality of CRC attachment unit (210-1, ..., 210-K) (wherein, K > 1), a plurality of code block segmenting unit (215-1 ..., 215-K), a plurality of channel encoder (220-1, ..., 220-K), a plurality of interleavers (230-1 ..., 230-K), a plurality of rate-matched unit (240-1 ..., 240-K), a plurality of mapper (250-1, ..., 250-K), layer mapper 260 and precoding unit 270.Transmitter 200 comprise Nt Tx antenna (290-1 ..., 290-Nt) (wherein, Nt > 1).

CRC attachment unit (210-1 ..., 210-K) cyclic redundancy check (CRC) for detection of wrong (CRC) code is attached in input data.Code block segmenting unit (215-1 ..., 215K) code segmentation that adds CRC is become to code block unit.Channel encoder (220-1 ..., 220-K) code block is carried out to chnnel coding.Interleaver (230-1 ..., 230-K) chnnel coding code is carried out to interleaving treatment.Rate-matched unit (240-1 ..., 240-K) according to the amount of the Radio Resource for actual transmission, adjust interweaved code.By punching or reprocessing, can carry out rate-matched.Mapper (250-1 ..., the 250-K) symbol to indicating channel constellation positions by rate-matched code mapping.Interleaver (not shown) can be positioned at rate-matched unit (240-1 ..., 240-K) and mapper (250-1 ..., 250-K) between.

Layer mapper 260 carried out the mapping of incoming symbol according to each layer being caused by spatial reuse.Mapping result data for each layer are called as data flow.This data flow also can be called as layer.Precoding unit 270 according to based on transmitting antenna (290-1 ..., MIMO scheme 290-Nt) is carried out precoding to input traffic.

Figure 18 is the block diagram of diagram channel coding schemes according to an embodiment of the invention.

With reference to Figure 18, single code block is carried out chnnel coding, interweaved and rate-matched, make via passing through this single code

block of several data stream transmission.This code block is for carrying out the data block of the pre-sizing of chnnel coding.This code block can have formed objects, and several code blocks can have different sizes.

With reference to Figure 18,320 pairs of input code pieces of channel encoder are carried out chnnel coding.Channel encoder 320 can be turbo code.This turbo code can comprise recursive system convolution coder and interleaver.After receiving the code block of input, turbo code generates system bits and the parity bit of Yi Weiwei unit.In this case, suppose that encoding rate is 1/3, and generated triangular web piece S and two parity block P1 and P2.System block is the set of system bits, and parity block is the set of parity bit.

330 pairs of chnnel coding code blocks of interleaver are carried out and are interweaved, and make it reduce the impact of the burst error being caused by RF channellized transmitter.Interleaver 330 can be carried out and interweave respectively system block S and each parity block P1 and P2.

Chnnel coding code block is adjusted according to the size of Radio Resource in rate-matched unit 340.Rate-matched can be carried out with channel code Kuai Wei unit.Or system block S and two parity block P1 and P2 be by separated from one another, make to carry out rate-matched to each in them.

Below will a kind of data transmitter method based on spatial reuse be described.

Understand the present invention for convenience of description and better, suppose via two data flow (that is, two-layer) transmitting data.

The system block S generating from single code block and two parity block P1 and P2 are dispensed to two data flow on an equal basis, and are then transmitted to destination.Code block is dispensed on an equal basis two data blocks and is then transmitted under the situation of destination therein, and system can obtain space diversity, thereby causes performance to improve.Compare with P2 with two parity block P1, system block S is more important for decoding.Therefore,, if system block S is transmitted to the data flow with better channel condition, can improve performance.In this case, if two data flow are mapped to Radio Resource, can use as required specific pattern.

Next, suppose and have two or more code blocks to launch.In this case, suppose three code blocks are dispensed to two data flow comparably, and be then transmitted to destination.

Fig. 9 is the concept map of diagram data transmission according to an embodiment of the invention.

With reference to Figure 19, during single subframe, two data flow (that is, two-layer) are dispensed to frequency domain, make them separated from one another in frequency domain.Single subframe indication frequency domain, it comprises a plurality of Resource Block.Single Resource Block comprises a plurality of subcarriers.For example, single Resource Block can comprise 12 subcarriers.Single subframe indication comprises the time domain of two time slots, and each time slot comprises 7 OFDM symbols.Yet foregoing description has exemplarily defined the number of Resource Block, the number of time slot and the number that is included in the OFDM symbol in single subframe make scope of the present invention be not limited to above-mentioned value, and also can be applied to other examples.

Single code word is mapped to two data flow comparably.The Radio Resource that is dispensed to single code block is dispensed to two data flow comparably.After single code block is mapped, code block of future generation is mapped by the mode with identical in mapped code block.In this case, three code blocks are dispensed to two data flow comparably, and then mapped.In this case, the interval occupying in time domain can be minimum interval.

Using under the situation of turbo code, single code block is being divided into system block S and two parity block P1 and P2.System block S and parity block P1 and P2 are dispensed to two data flow comparably, and are then transmitted to destination.The mapping of system block S and parity block P1 and P2 can have AD HOC.Particularly, it is more important that system block S and parity block P1 and P2 compare for error correction, and the system S of making can be dispensed to two data flow comparably, and is then transmitted to destination.Therefore, can obtain the space diversity gain for system block S, or system block S can be mapped to the data flow with good channel conditions.

Code block is assigned to two data flow, and then mapped.And, via two data flow of a plurality of antenna transmissions, so obtained the space diversity

gain being caused by data flow.Code block is mapped to two data flow comparably, make to reduce the decoding delay that the transmitting by data flow causes.

When code block is mapped to N data flow (wherein, N > 1, and N=even number), it can be mapped to N data flow comparably.If N is odd number, code block can at utmost be mapped to N data flow equally.

Figure 20 is the concept map that illustrates data transmission according to another embodiment of the present invention.

More particularly, Figure 20 shows wherein that code block is assigned to two data flow and then via these two example scenario that data flow is launched.

With reference to Figure 20, first generation code block is mapped in two data flow, and second generation code block is mapped to another data flow.Via two data flow mapping third generation code blocks.

When single code block is mapped to single data flow, redundant code piece may occur.In other words, when M code block (wherein M > 1) is mapped to N data flow (wherein N > 1), relation between M and N value is not to be represented by multiple, as represented by M=K * N+q (K=integer, 0 < q < N-1).In this case, q code block can be assigned to N data flow, and is then mapped to them.

If single code block comprises system block S and parity block P1 and P2, according to AD HOC, system block S and parity block P1 and P2 can be mapped to single data flow.

Figure 21 is the concept map that illustrates data transmission according to still another embodiment of the invention.

With reference to Figure 21, according to AD HOC, first generation code block and second generation code block are mapped to two data flow.It is intersected with each other as unit that first generation code block and second generation code block be take OFDM symbol.Via two data flow mapping third generation code blocks.

If launched M code block during L OFDM mark space,, in " enter a method and round (ceil) (L/M) " interim, first generation code block is mapped to N data flow, and second generation code block is mapped." ceil (L/M) " can be

the smallest positive integral higher than " x ".From OFDM symbol to ceil, the symbol of (L/M)-1OFDM is completely filled data, but the individual OFDM symbol of ceil (L/M) can be partially filled.Subsequently, code block of future generation is mapped.

If single code block comprises system block S and parity block P1 and P2, system block S and parity block P1 and P2 can be mapped to two data flow comparably.Via the system block S of two data flow and the mapping of parity block P1 and P2, can there is AD HOC.

Figure 22 is the concept map that illustrates data transmission according to still another embodiment of the invention.

With reference to Figure 22, according to AD HOC, first generation code block and second generation code block are mapped to two data flow.First generation code block and second generation code block are intersected with each other as a means of Yuan Kuaiwei unit.Via two data flow mapping third generation code blocks.

If single code block comprises system block S and parity block P1 and P2, system block S and parity block P1 and P2 can be mapped in two data flow comparably.Via the system block S of these two data flow and the mapping of parity block P1 and P2, can there is AD HOC.

Figure 23 is the concept map that illustrates data transmission according to still another embodiment of the invention.

With reference to Figure 23, via all subframes, three code blocks have been shone upon.Via these three code blocks of two data stream transmission.According to AD HOC, these three code blocks can be mapped to two data flow.

In this case, take Resource Block as unit (that is, on frequency axis), shine upon singly 3 code blocks, and can take OFDM symbol as unit (that is, on time shaft), shine upon singly this 3 code blocks.

Below by the data transmitter method of describing above-mentioned code block segmentation method in detail and using the method.In order to understand better the present invention, also in detail the data processing step of the transmitter/receiver based on OFDM will be described.

Figure 24 A is that diagram is according to the block diagram of the data processing method of the transmitter of OFDMA scheme.Figure 24 B is that diagram is according to the block diagram of the data processing method of the receiver of OFDMA scheme.

With reference to figure 24A, at step S11, according to QPSK (quarternary phase-shift keying (QPSK)), 16QAM (quadrature amplitude modulation) or 64QAM modulation scheme, transmitter terminal is carried out modulation or sign map (also referred to as constellation mapping) to the bit stream for each user.By this sign map, at least two positions are mapped to a symbol.

Bit stream is mapped to data symbol.At step S12, by S/P (serial/parallel) transducer, convert this data symbol to parallel data symbol.By S/P, change, this data symbol is converted to and the as many parallel symbol of number of sub carrier wave that is dispensed to each user (n).As shown in Figure 24 A, the data symbol of first user 1 is converted to and the as many parallel symbol of the number of sub carrier wave that is dispensed to first user 1 (Nu (1)).The subcarrier that is dispensed to each user (n) can be equal to each other or differ from one another, and makes each data symbol can be converted into the parallel symbol of identical or different number.In this case, the parallel symbol of different numbers is represented by Nu (n).

Parallel data symbol for specific user is mapped to the individual subcarrier of Nu (n) of distributing to n user from all Nc subcarrier, and is mapped to other users' data symbol at the individual subcarrier of remaining Nc-of step 13 (Nu (n)).By symbol, to subcarrier mapping block, the subcarrier that is not assigned with user has been filled " 0 ", i.e. zero padding.At step S14, by Nc-point IFFT (inverse fast fourier transformed), convert symbol to the output of subcarrier mapping block to time-domain signal.

At step S15, Cyclic Prefix (CP) is inserted into the OFDM symbol generating from above-mentioned IFFT module, to reduce intersymbol interference (ISI).At step S16, by and walk to serial convertor, convert the ofdm signal that inserts CP to string character, and then, this string character be emitted to receiver.

With reference to figure 24B, with the reverse order of the data processing method of transmitter, carry out according to the data processing method of the receiver of OFDMA scheme.Received data symbol passes S/P transducer and Nc-point FFT module, and then subcarrier is processed and

is applied to result data symbol to sign map.Parallel symbol is converted into string character, by demapping, and has generated bit stream.

Below will describe from the above-mentioned turbo code in various channel coding methods.

Turbo encoder comprises two encoders (that is, forming encoder and recursive system convolution coder) and interleaver.Interleaver is suitable for promoting the parallel decoding of turbo code, and is that a kind of quadratic polynomial is arranged (QPP).This QPP interleaver has defined the only size of certain data block.The size of data block is larger, and the performance of turbo code is higher.

For example, yet practical communication system is divided into the data block of pre-sizing (, transmission block) data block of several less sizes, and then, the data block of these less sizes is carried out to coding, make to be convenient to realize actual communication system.The data block of these less sizes is called as code block.In other words, the single code word that has length is divided into several code blocks.Generally speaking, the single unit by CRC and forward error correction codes coding is called as code word.Yet, term of the present invention " code word " designation data unit.When the transmission block that adds CRC is during by chnnel coding, obtain this data cell.Therefore, if the size of single transmission piece is greater than fiducial value, then it be divided into two or more code blocks, and all code blocks are chnnel codings, make to obtain single code word.

Generally speaking, code block has formed objects.But, due to the big or small limitation of QPP interleaver, from a code block in some code blocks, can there are different sizes.Take code block as unit, carry out forward error correction coding and process, and result data is also carried out to interleaving treatment, make to reduce the impact of the burst error during RF channels transmit.

After this, result data is mapped to actual radio resources, and is then transmitted to destination.Because the amount of the Radio Resource for actual transmission is constant, so need to be for the rate-matched of the code block of coding.Generally speaking, by punching or reprocessing, carry out rate-matched.As in 3GPP WCDMA system, the code block of encoding of can take is that unit carries out rate-matched.Components of system as

directed and the odd even part of the code block of coding are separated from one another, and can be to each the execution rate-matched in them.

Figure 25 is that diagram is for the concept map components of system as directed of the code block of coding is separated from one another with odd even part and to the method for separated part execution rate-matched.

With reference to Figure 25, circular buffer can be carried out rate-matched according to the size of the original position of transmitting and the data that will launch.In Figure 25, suppose that code check is 1/3.

MIMO communication system based on spatial reuse is used SCW (single code word) method and MCW (a plurality of code word) method.SCW method instruction sheet one code word is launched via several Tx data flow, and MCW method indicates one or more code words to be launched.

Figure 26 A～26B is the concept map that illustrates respectively single code word (SCW) and a plurality of code word (MCW).Also can make the mixing of SCW and MCW method available.For example, if use four Tx antennas and four Rx antennas, can only use two code words.In this case, two SCW interconnection of two data flow of transmitting, make to have configured this MCW system.

Figure 27 shows according to the coding strand of the HS-DSCH for WCDMA system of the present invention.

If usage space is multiplexing, can launches maximum 2 data flow, and flow through and be launched by MCW.The coding strand of the first situation of wherein launching single stream is identical with the coding strand of the second situation of wherein launching two streams.

If wireless communication system is via a plurality of Tx antenna transmission data, below a kind of for single code word being effectively segmented into the data processing method of two or more layers by describing.

In order to reduce the impact of the decline in wireless communication system, the invention provides a kind ofly for the data processing method via a plurality of Tx antenna transmission data, and below will be described in greater detail.

Decline is the one of the main reasons that causes the hydraulic performance decline of wireless communication system.Channel yield value changes along with time, frequency and spatial variations.Channel gain is lower, and performance is lower.Deversity scheme as one of solution for fade-out is used all independent channels to have the lower fact of probability of low gain value.Generally speaking, time, frequency or space length are longer, just higher in the independence of the dependency relation of the channel yield value between 2 on time, frequency or space.Therefore, in order to solve this fading problem, the position of code block coding is arranged to be dispersed in equably in time, frequency or spatial domain, makes them obtain the higher gain causing by diversity.

The following example will disclose the example that wherein inventive features of the present invention is applied to evolution global system for mobile communications (E-UMTS).This E-UMTS also can be called as Long Term Evolution (LTE) system.The technical specification of UMTS or E-UMTS has been made regulation in the version 7 and 8 of the technical specification group Radio Access Network of third generation partner program (GPP).

Figure 28 shows down link frequency division duplex (FDD) subframe structure according to LTE system of the present invention.

With reference to Figure 28, single subframe has the short length of 1ms, makes the degree of the channel variation on time shaft low.But, on frequency axis, can use maximum 20MHz, make the channel variation on frequency axis high.Channel can be independent of one another in spatial axes, they is evenly distributed in frequency and spatial axes, to obtain diversity gain.The above embodiment of the present invention not only can be applied to FDD system, and can be applied to have time division duplex (TDD) system from the different subframes of subframe of FDD system.

Figure 29 A～29B shows the transmitting chain structure according to LTE system of the present invention.Figure 29 A is the emitting structural that is equipped with the order 3 of three layers, and Figure 29 B is the emitting structural that is equipped with the order 4 of four layers.

Be associated with an embodiment who combines to layer mapping for effective minimizing code word, the structure of Figure 29 A can combine

corresponding to the 3rd of table 28, and the structure of Figure 29 B can be corresponding to the 4th combination of table 28.

Term " transmission block " has been widely used in UMTS or E-UMTS system, and is the primitive via transmission channel exchange.The first transmission block TB1 of Figure 29 A has experienced the data processing step of transmitting chain, makes it be connected to single stream (that is, simple layer).In other words, by the attached algorithm of CRC, CRC is added into single transmission piece, and by chnnel coding, makes chnnel coding result be dispensed to simple layer.Term " transmission block " has been widely used in UMTS or E-UMTS system, and is the primitive via the logical exchange of transmission letter.By turbo code or low-density checksum (LDPC) code, can carry out chnnel coding.

At the second transmission block (TB2) of Figure 29 A, in the situation of the first and second transmission blocks (TB3 and TB4) of Figure 29 B, single transmission piece is connected to two streams (that is, two-layer).If the size of single transmission piece is greater than predetermined value, single transmission piece is segmented into some code blocks (CB).In this case, can take code block or transmission block as the attached CRC of unit.And, if needed, the transmission block of attached CRC is segmented into some code blocks, and CRC can be attached to each code block again.Take code block as unit execution chnnel coding.When the code block of chnnel coding is assigned to each layer, need to consider the data processing step of space diversity.Be dispensed to the symbol stream of each layer by precoding, for a plurality of antenna transmissions, make, via a plurality of Tx antennas, they are emitted to receiver.

Below will describe and the various embodiment that after chnnel coding at Figure 29 A and 29B, data allocations to the data processing step before each layer are associated.

Figure 30 shows transmitting chain structure according to an embodiment of the invention.

With reference to Figure 30, the code block CB1 of each chnnel coding or CB2 comprise components of system as directed and odd even part.The code block of 81 pairs of chnnel codings of rate-matched module is carried out rate-matched.The size of the code block of rate-matched processing indicating channel coding is mated with predetermined value.For example,

transmitting original position is controlled by the circular buffer of Figure 25, makes to adjust the size of the code word that will launch.Rate-matched can be carried out for the code block of each chnnel coding, or also can carry out for the integral part of all code block interconnection.

Spatial division module 82 is divided into two bit streams by rate-matched bit stream, and exports this two bit streams.In this case, the order of each in bit stream is unmodifiable.The number of dividing bit stream equals the number of layer.The number of the layer in Figure 30 is 2.

The bit stream of division is applied to sign map module 83a and 83b.Each sign map module 83a or 83b are to received bit stream DO symbol mapping, and output symbol sequence.For DO symbol mapping, can use QPSK (quarternary phase-shift keying (QPSK)), 16QAM (quadrature amplitude modulation) or 64QAM method, but it should be noted that scope of the present invention is not limited to said method, and also can be applied to as required additive method.

The output symbol stream of each sign map module 83a or 83b is applied to each interleaver 84a or 84b.Each interleaver 84a or 84b carry out and interweave each symbol stream, and the order of call sign is re-arranged.Preferably this is interweaved and be arranged to interweaving based on OFDM symbol.The symbol that the indication that interweaves based on OFDM symbol is assigned to subcarrier interweaves in single OFDM symbol.Be dispensed to subcarrier symbol order by based on OFDM symbol interweave rearrange.Each symbol stream being interweaved by each interleaver 84a and 84b is respectively allocated to each layer.

Figure 31 A shows the structure of launching according to another embodiment of the present invention chain.

With reference to figure 31A, the code block CB1 of 91 pairs of chnnel codings of rate-matched module and CB2 carry out rate-matched.The bit stream DO symbol mapping that 92 pairs of channel mapping modules generate from speed matching module 91, and output symbol stream.For being described in detail in Figure 30 of above-mentioned rate-matched and above-mentioned sign map, describe, make will omit description of them herein.

Interleaver 93, from sign map module 92 receiving symbol streams, is carried out and is interweaved received symbol stream, and rearrange the order of symbol.Preferably, interleaver 93 can be carried out and interweave the symbol corresponding with code block CB1 and CB2, and call sign is mixed equably.In other words, another symbol stream that the symbol stream that the code block of the first chnnel coding (CB1) is mapped to and second generation code block (CB2) are mapped to is by interweaving and mixing equably shown in Figure 31 A (b).Preferably, by given algorithm, can pre-determine the order that rearranges of symbol by interweaving, and can carry out interweaving based on OFDM symbol to symbol as shown in figure 30.

Spatial division module 94 is divided into several stream according to the number of layer by the output symbol stream of interleaver 93, and exports the stream of dividing.The stream of dividing is assigned to each layer.In Figure 31 A, interleaver 93 and spatial division module 94 are physically separated each other, but they are integrated in a unit as required.In other words, interleaver 93 is carried out and is interweaved, and Rx data are divided into several symbol stream, makes each symbol stream can be assigned to each layer.

Figure 31 B shows transmitting chain structure according to still another embodiment of the invention.

With reference to figure 31B, 95 pairs of data bit streams of through-rate matching module carry out rate-matched, and the bit stream of this rate-matched is applied to a rank interleaver 96.Position 96 pairs of Rx data bit streams of rank interleaver are carried out and are interweaved.Preferably, can take and be equipped with the hyte of at least one to interweave as unit carries out this.The bits number comprising in each hyte equals to be mapped to the bits number of the monadic symbols in each sign map module 98a or 98b.For example, if by BPSK scheme as first or second symbol mapping block 98a or 98b in sign map method, each hyte comprises single position.If as sign map method, each hyte comprises two by QPSK scheme.If as sign map method, each hyte comprises 4 by 16QAM scheme.Figure 31 B shows the wherein situation as sign map method by QPSK scheme.By position rank interleaver 96, go up in the row direction the data bit stream of writing, the hyte based on being comprised of two positions is read on column direction, and is then output.

By spatial division module 97, according to the number of layer, the data bit stream generating from position rank interleaver 96 is divided into several unit.The first and second sign map module 98a and 98b shine upon the data bit stream DO symbol of being divided by spatial division module 97.Figure 31 B shows the wherein situation as sign map method by QPSK, makes two positions be mapped to monadic symbols.In Figure 31 B, the order of the mapping of the spatial division being caused by spatial division module 97 and the symbol that caused by the first and second sign map module 98a and 98b can be changed to another order.In other words, for first DO symbol mapping of the data flow generating from position rank interleaver 96, and then, according to the number of layer by symbol flow point section.

Those of each symbol stream generating from the first and second sign map module 98a of Figure 31 B and 98b and the spatial division module 94 of Figure 31 A equate.

The interleaver 93 based on OFDM symbol (OS) of Figure 31 A is carried out and is interweaved in symbol rank, and the rank execution in place of the position rank interleaver 96 of Figure 31 B interweaves.Yet a position rank interleaver 96 be take hyte and interweaved as unit carries out, this hyte is comprised of the position corresponding to sign map method, and other interweaves and has other result that interweaves and be equal to symbol level to make this level.And, although after the spatial division module 97 of Figure 31 B is positioned at the monadic symbols mapping block as shown in Figure 31 A, obtain identical effects equivalent.

Figure 32 A shows transmitting chain structure according to still another embodiment of the invention.

Although the structure of the structure of Figure 32 A and Figure 31 A is similar, it should be noted that the spatial division module 94 of Figure 31 A is replaced by allocation of space module 104.Allocation of space module 104 is divided the symbol stream generating from interleaver 103 according to number of layers, and simultaneously, rearranges the order of symbol.That is, in Figure 32 A (b), corresponding to the order of the symbol of each code block, by interleaver 103, according to the given algorithm that interweaves, rearranged, and by allocation of space module 104, be divided into several symbols and flow, the scheduled scheme of order of call sign is readjusted.In this case, consider that allocation of space module 104

execution spaces interweave.For example, the even number symbol configuration monadic symbols in all symbol streams from corresponding with each code block flows, and another symbol stream can be configured by odd number symbol.For readjusted the method for symbol order by allocation of space module 104, can in the scope that maximizes space diversity effect, freely determine.In Figure 32 A, under the situation realizing at real system, interleaver 103 and allocation of space module 104 can be integrated in a unit as required.Those of the detailed description of rate-matched module 101, sign map module 102 and interleaver 103 and Figure 31 are identical.

Figure 32 B shows transmitting chain structure according to still another embodiment of the invention.

Compare with Figure 32 A, other interleaver 106 of embodiment control bit level of Figure 32 B, in mode identical in the embodiment with at Figure 31 b, according to the sign map method for the first and second sign map module 108a and 108b, the hyte based on consisting of at least one is carried out and is interweaved.If depend on the data bit stream of number of layers, by allocation of space module 107, carried out allocation of space, must be based on distributing these data bit streams for the hyte of other interleaver 106 of position level.Under the situation realizing in reality, position other interleaver 106 of level and allocation of space module 107 can be integrated each other as required.

In Figure 32 B, the order of the allocation of space being caused by allocation of space module 107 and the sign map that caused by the first and second sign map module 108a and 108b can be changed to another order.In other words, although after the allocation of space module 107 of Figure 32 B is positioned at the monadic symbols mapping block as shown in Figure 32 A, obtain identical effects equivalent.

Figure 33 shows transmitting chain structure according to still another embodiment of the invention.

Compare the reversed in order of the allocation of space module 113 in the embodiment of Figure 33 and the order of interleaver 114a and 114b and Figure 32 A with Figure 32 A.In other words, the symbol stream generating from sign map module 112 is divided into two symbols by allocation of space module 113 and flows.In this case, allocation of space module 113 is

readjusted the order of symbol, makes divided symbol stream comprise equably the symbol corresponding with code block CB1 and CB2, and divides the symbol stream generating from sign map module 112 simultaneously.Each interleaver 114a or 114b carry out and interweave the symbol stream generating from allocation of space module 113, and call sign is re-arranged.From the symbol stream of each interleaver 114a and 114b generation, be assigned to each layer.In the structure of Figure 33, allocation of space module 113 can be integrated each other in actual implementation procedure with interleaver 114a and 114b.

Before DO symbol mapping is processed, Figure 30 and 33 embodiment also can carry out interweaving based on position to the code block of chnnel coding.In other words, Figure 30 and 33 embodiment, before DO symbol mapping is processed, carry out based on the interweaving of hyte the code block of chnnel coding, and the order of the position that comprises in code block can be re-arranged.

In above-described embodiment of Figure 30 and 33, can not use interweaving based on OS.In this case, if do not allow wherein two code blocks to be comprised in the situation in monadic symbols, the processing based on symbol is easier than the processing based on position.For example, if the CB1 of supposition rate-matched has the length of 10, and CB2 has the length of 10, and CB1 and CB2 are used 16QAM, monadic symbols is configured with the interval of 4, and last 2 and CB2 first 2 of CB1 are comprised in single 16QAM symbol.If do not allow above-mentioned supposition, the length of CB1 or CB2 must be limited to the integral multiple of modulation order.This situation is with wherein identical based on being used as interweave another situation of (identity interleaving) of identity interweaving of OS.Therefore,, although do not use based on the interweaving of OS, also can use sign map module proposed by the invention and spatial division (or distribution) module without any changing.

Foregoing description discloses that method, layer mapping for reducing the number of code word-stream (or code word-layer) mapping combination processed and for the effective method of transmitting data.According to above-mentioned principle, those skilled in the art can easily understand and revise in every way above-described embodiment.For example, the layer mapping method of Figure 29 A or 29B can be carried out by the combination

of the code word shown in table 28-stream, make and input data can be by chnnel coding, modulated according to sign map scheme, and be mapped to each layer (or each flows).As mentioned above, Figure 29 A and 29B combine corresponding to third and fourth shown in table 28.

If single codeword mappings is extremely two-layer according to the third and fourth combination of table 28, the allocation of space module 113 of Figure 33 can alternately map to each modulation symbol two layers.In other words, as shown in figure 33, even number symbols is mapped to ground floor 1, and odd number symbols is mapped to the second layer 2, make to obtain diversity gain.Needless to say, the order of even number symbols and odd number symbols can change over another order as required.

Above-mentioned functions can be carried out by microprocessor, controller, microcontroller or the application-specific integrated circuit (ASIC) based on given software or program code (ASIC).Those skilled in the art can easily realize design, exploitation and the realization of above-mentioned code.

It should be noted that disclosed most of term considers that function of the present invention defines in the present invention, and can differently determine according to the object of those skilled in the art or practice conventionally.Therefore, preferably should understand above-mentioned term based on disclosed all the elements in the present invention.

It will be apparent to those skilled in the art that in the situation that not deviating from the spirit or scope of the present invention, can make various modifications and variations to the present invention.Therefore, the object of the invention is to contain the modifications and variations of this invention, as long as they are in the scope of the equivalent of claim and claim.

[industrial applicability]

As apparent from describing institute above, although disclose above-described embodiment based on 3GPP LTE, scope of the present invention is not limited to this 3GPP LTE, and also can be applied to other wireless communication system based on MIMO.

The number that can consider to be reasonably limited in aspect various all combinations between code word and stream in the method for combination between code word and stream that is used to indicate according to an embodiment of the invention, makes it can reduce the information bit number

of the number of all combinations of indication between code word and stream.About above-mentioned aspect, said method is considered the emission maximum speed of particular code word, the possibility of use is compared with the number of the situation of indication respective combination, keep the combination that can be used for again launching, use successive interference cancellation (SIC) method to improve the decoding performance of receiver, and divide into groups to consider flow point group based on antenna, and the convenience of considering the user in multi-user MIMO communication system.

Therefore, the present invention utilizes less bits number to indicate the combination of all code words-stream, and the up link in MIMO communication system and down link all need these combinations, thereby have improved the efficiency of control information.

The invention provides a kind of for mapped system, the code block that shines upon of transmitting, and the method that additionally guarantees the space diversity gain that caused by spatial reuse.

Single data block be divided into some code blocks and code block by the situation of chnnel coding under, the present invention is by giving each code block enough space diversitys to launching chain simple functional additive technique.

Although disclose for illustration purposes the preferred embodiments of the present invention, but it should be appreciated by those skilled in the art that, in the situation that not deviating from as disclosed scope and spirit of the present invention in the claims, can carry out various modifications, interpolation and replacement.

Claims (11)

Hide Dependent

1. In multiple-input and multiple-output (MIMO) system for a layer mapping method for spatial reuse, described mimo system is used maximum 4 layers and maximum 2 code words, described layer mapping method comprises:

A) generate at least one code word; And

B) according to a mapping combination from a plurality of mapping combinations, at least one codeword mappings is arrived at least one deck, wherein said a plurality of mapping combinations comprise:

The first combination, wherein single code word is mapped to simple layer,

The second combination, wherein two code words are mapped to respectively two layers,

The 3rd combination, wherein two code words are mapped to three layers,

The 4th combination, wherein two code words are mapped to four layers, and

The 5th combination, one of them code word is mapped to two layers,

Wherein, by comprising described the 5th combination, described a plurality of mappings combination comprises for only again launch the mapping combination of a code word in the middle of the code word of maximum number based on hybrid ARQ (HARQ) scheme,

Wherein, for each of described a plurality of mappings combination, the maximum number of the layer that single code word is mapped to equals the maximum number of the layer that described mimo system adopts divided by the maximum number of described code word.

2. 2. according to claim 1 layer of mapping method, the number of the layer that wherein said a plurality of mappings combinations are mapped to described single code word is restricted to 2.
3. 3. according to claim 1 layer of mapping method, wherein, when using a code word, the number of the layer that described single code word is mapped to is two-layer.
4. 4. according to claim 3 layer of mapping method, wherein, when mimo system operates in the pattern of transmitting again, the

number of the layer that described single code word is mapped to is two-layer.

5. 5. according to claim 1 layer of mapping method, wherein when described mimo system adopts two code words and three layers, code word is mapped to simple layer and second generation code word is mapped to two-layer.
6. 6. according to claim 1 layer of mapping method, wherein, when the code word of described mimo system employing and layer similar number, exists one to one and shines upon between each in described at least one code word and corresponding one deck of described layer.
7. 7. according to claim 1 layer of mapping method, wherein according to described the 3rd combination, first generation code word in described two code words is mapped to from the ground floor in described three layers, and the second generation code word in described two code words is mapped to from the second layer in described three layers and the 3rd layer.
8. 8. according to claim 1 layer of mapping method, wherein according to described the 4th combination, first generation code word in described two code words is mapped to from ground floor and the second layer in described four layers, and the second generation code word in described two code words is mapped to from the 3rd layer and the 4th layer in described four layers.

9. 9. in multiple-input and multiple-output (MIMO) system, via a plurality of transmittings (Tx) antenna, carry out a method for transmitting data, described mimo system is used maximum 4 layers and maximum 2 code words, and described method comprises:

A) by least one data block corresponding to chnnel coding, generate at least one code word;

B), according to one in a plurality of mappings combination, each at least one code word is mapped to at least one deck; And

D) launch each at least one code word that is mapped to layer,

Wherein said a plurality of mapping combination comprises:

The first combination, wherein single code word is mapped to simple layer,

The second combination, wherein two code words are mapped to respectively two layers,

The 3rd combination, wherein two code words are mapped to three layers,

The 4th combination, wherein two code words are mapped to four layers, and

The 5th combination, one of them code word is mapped to two layers,

Wherein, by comprising described the 5th combination, described a plurality of mappings combination comprises for only again launch the mapping combination of a code word in the middle of the code word of maximum number based on hybrid ARQ (HARQ) scheme, and

The maximum number of the layer that wherein single code word is mapped to equals the maximum number of the layer that described mimo system adopts divided by the maximum number of described code word, and

Wherein, if any one code word is mapped to two layers, the symbol being associated with a described code word is alternately mapped to described two layers.

10. 10. method according to claim 9, wherein according to described the 3rd combination, first generation code word in described two code words is mapped to from the ground floor in described three layers, and the second generation code word in described two code words is mapped to from the second layer in described three layers and the 3rd layer.
11. 11. methods according to claim 9, wherein according to described the 4th combination, first generation code word in described two code words is mapped to from ground floor and the second layer in described four layers, and the second generation code word in described two code words is mapped to from the 3rd layer in described four layers and the 4th layer.

Patent Citations (35)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

US20060018397A1 *2004-07-212006-01-26Qualcomm IncorporatedCapacity based rank prediction for MIMO design

WO2006130541A2 *2005-05-312006-12-07Qualcomm IncorporatedRank step-down for mimo systems employing harq

Family To Family Citations

KR100985043B12001-06-272010-10-04노오텔 네트웍스 리미티드Mapping information in wireless communications systems

US8194770B22002-08-272012-06-05Qualcomm IncorporatedCoded MIMO systems with selective channel inversion applied per eigenmode

US20040121730A1 *2002-10-162004-06-24Tamer KadousTransmission scheme for multi-carrier MIMO systems

KR100713403B12003-09-302007-05-04삼성전자주식회사Apparatus and method for controlling transmission scheme according to channel state in a communication system

US7706454B2 *2003-10-012010-04-27Regents Of The University Of MinnesotaFull-diversity, full-rate complex-field space-time coding for wireless communication

KR100580840B12003-10-092006-05-16한국전자통신연구원Data communication method of multi input multi output system

FI20031668A02003-11-172003-11-17Nokia CorpTransfer method and transmitter

US7725084B2 *2003-11-242010-05-25Nokia CorporationApparatus, and associated method, for communicating communication data in a multiple-input, multiple-output communication system

KR100603765B12003-12-262006-07-24한국전자통신연구원System and method for selecting antenna in mimo system

KR100630177B1 *2004-02-062006-09-29삼성전자주식회사Apparatus and method for encoding/decoding space time low density parity check code with full diversity gain

KR100640514B12004-07-272006-10-30삼성전자주식회사Apparatus and method for transmitting of data stream in a wireless communication system using multiple antenna

EP1779574A1 *2004-08-202007-05-02Nokia CorporationSystem and method for precoding in a multiple-input multiple-output (mimo) system

US7630451B22005-01-112009-12-08Qualcomm IncorporatedMethods and apparatus for transmitting layered and non-layered data via layered modulation

KR100996023B12005-10-312010-11-22삼성전자주식회사Apparatsu and method for transmitting/receiving of data in a multiple antenna communication system

US8432794B22005-12-292013-04-30Interdigital Technology CorporationMethod and apparatus for selecting multiple transport formats and transmitting multiple transport blocks simultaneously with multiple H-ARQ processes

JP2009525699A *2006-02-032009-07-09インターデイジタル　テクノロジー　コーポレーションMethod and system for supporting multiple hybrid automatic repeat request processes per transmission time interval

US20150030058A92006-05-172015-01-29Texas Instruments Inc.Cqi feedback for mimo deployments

US7949064B22006-08-142011-05-24Texas Instruments IncorporatedCodebook and pre-coder selection for closed-loop mimo

KR20090071582A *2006-09-062009-07-01콸콤 인코포레이티드Codeword permutation and reduced feedback for grouped antennas

EP2120367A3 *2006-11-062012-01-25Qualcomm IncorporatedMIMO transmission with layer permutation in a wireless communication system

KR20080043031A *2006-11-132008-05-16삼성전자주식회사Method and apparatus for relay service in mobile communication system with orthogonal frequency division multiplexing

ZA200905127B *2007-02-142010-09-29Ericsson Telefon Ab L MCodeword to layer mapping in a system implementing HARQ

US8320486B22007-09-282012-11-27Apple Inc.Retransmission method for HARQ in MIMO systems

US8553624B2 *2007-10-102013-10-08Samsung Electronics Co., Ltd.Asynchronous hybrid ARQ process indication in a MIMO wireless communication system

KR101339507B1 *2007-10-112013-12-10엘지전자 주식회사Method for Transmitting Codeword

KR101430470B1 *2008-01-042014-08-19엘지전자 주식회사Method For Retransmitting Signals In MIMO system employing HARQ scheme

US20100041350A12008-08-132010-02-18Samsung Electronics, Co., Ltd.Uplink transmissions with two antenna ports

CN101465718B *2009-01-212013-11-06中兴通讯股份有限公司Method and apparatus for mapping codeword current to layer in multi-input multi-output system

US9178658B2 *2009-05-062015-11-03Futurewei Technologies, Inc.System and method for channel interleaver and layer mapping in a communications system

CN102281086A *2010-06-102011-12-14华为技术有限公司Transmission method for reference signal and device

US8982960B2 *2011-02-232015-03-17Qualcomm IncorporatedMulti-metric filtering

EP2690797B1 *2011-03-212017-06-14LG Electronics Inc.Signal transmitting method and device in a multi-node system.

US10396871B2 *2017-06-152019-08-27At&T Intellectual Property I, L.P.Layer mapping subset restriction for 5G wireless communication systems

* Cited by examiner, † Cited by third party

Non-Patent Citations (2)

Title

Samsung.UE feedback and scheduling considerations for 4-Tx antenna MIMO.《3GPP TSG RAN WG1 Meeting #47》.2006,1-4页.

UE feedback and scheduling considerations for 4-Tx antenna MIMO;Samsung;《3GPP TSG RAN WG1 Meeting #47》;20061110;1-4页 *

* Cited by examiner, † Cited by third party

Cited By (52)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle

Family To Family Citations

US8726121B22007-03-272014-05-13Qualcomm IncorporatedCircular buffer based rate matching

US20100222008A1 *2007-07-062010-09-02Telefonaktiebolaget L M Ericssson (Publ)Method and Arrangements for Communication of Channel Quality Information in a Telecommunications System

KR20100019948A *2008-08-112010-02-19엘지전자 주식회사Method of transmitting data using spatial multiplexing

US8743985B2 *2009-01-052014-06-03Intel CorporationMethod and apparatus using a base codebook structure for beamforming

KR101540482B1 *2009-01-082015-08-03엘지전자 주식회사Method of cooperatve transmission

CN101515844B *2009-01-202012-01-18重庆无线绿洲通信技术有限公司 Efficient multi-user multielement parallel transmission method and device

CN101783700B *2009-01-212013-03-27电信科学技术研究院Indication method for upstream data transmission and method and device for transmitting upstream data

US8259643B2 *2009-02-132012-09-04Samsung Electronics Co., Ltd.Apparatus and method for codeword to layer mapping in MIMO transmission wireless systems

WO2010107779A22009-03-162010-09-23Interdigital Patent Holdings, Inc.Data and control mulitplexing for uplink mimo with carrier aggregation and clustered-dft

US8737503B2 *2009-03-172014-05-27Futurewei Technologies, Inc.System and method for multiple input, multiple output layer mapping

JP5370476B2 *2009-03-262013-12-18富士通株式会社Multi-antenna communication apparatus and multi-antenna communication method

US9178658B2 *2009-05-062015-11-03Futurewei Technologies, Inc.System and method for channel interleaver and layer mapping in a communications system

KR101683115B1 *2009-06-152016-12-06엘지전자 주식회사Method and apparatus of uplink power control in a wireless system

EP2458764B1 *2009-07-242017-05-31Panasonic Intellectual Property Corporation of AmericaWireless communication device and wireless communication method

US20110069775A1 *2009-09-212011-03-24Ralink Technology CorporationSignal processing method and apparatus for mimo system

PL2634952T32009-10-012020-02-28Electronics And Telecommunications Research InstituteMethod of transmitting control information using physical uplink shared channel region in MIMO antenna system

CN102045143B *2009-10-212013-07-10华为技术有限公司Multi-antenna feedback mapping method and device

US8744376B2 *2009-10-302014-06-03Telefonaktiebolaget L M Ericsson (Publ)Method and apparatus for supporting uplink transmit diversity

KR101763900B12009-10-302017-08-14한국전자통신연구원Method for transmitting data in a multi-user wireless communication system

WO2011050858A1 *2009-11-022011-05-05Nokia Siemens Networks OyUplink channel sounding

US8434336B2 *2009-11-142013-05-07Qualcomm IncorporatedMethod and apparatus for managing client initiated transmissions in multiple-user communication schemes

EP2515449A1 *2009-12-182012-10-24Fujitsu LimitedMethod and device for layer mapping and method and device for generating layer mapping patterns

JP5108035B2 *2010-01-062012-12-26株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモBase station apparatus, mobile station apparatus, and control information transmission method

EP2363964B1 *2010-02-262013-07-31Alcatel LucentSub-channel transmission mode modification

EP2564537B1 *2010-04-302014-12-03Telefonaktiebolaget L M Ericsson (publ)System and method for allocating transmission resources

WO2011145832A2 *2010-05-202011-11-24엘지전자 주식회사Method for determining modulation order of uplink control information in multiple antenna wireless communication system and device therefor

CN101917261B *2010-08-192015-10-21中兴通讯股份有限公司The transmitting terminal that a kind of multi-antenna system uplink transmission block retransmits and method

WO2012037480A1 *2010-09-162012-03-22Nec Laboratories America, Inc.Low complexity link adaptation for lte/lte-a uplink with a turbo receiver

WO2012050364A2 *2010-10-122012-04-19엘지전자 주식회사Method and device for signal transmission in a multi-node system

US9398539B2 *2010-10-212016-07-19Lg Electronics Inc.Method for transmitting signal in multiple node system

KR101806212B1 *2011-02-222017-12-08삼성전자주식회사Method and apparatus for transmitting signaling information in digital broadcasting system

EP2690797B1 *2011-03-212017-06-14LG Electronics Inc.Signal transmitting method and device in a multi-node system.

JP6047101B2 *2011-11-182016-12-21日本放送協会Transmitting apparatus and receiving apparatus

CN103178941B *2011-12-262014-12-24华为技术有限公司Method and base station for transmitting control information

US9374184B2 *2012-03-232016-06-21Nokia Solutions And Networks OyControlling of code block to physical layer mapping

JP2015530012A *2012-08-022015-10-08華為技術有限公司Ｈｕａｗｅｉ Ｔｅｃｈｎｏｌｏｇｉｅｓ Ｃｏ．，Ｌｔｄ．Data retransmission method, apparatus, and system

CN103686975B *2012-09-142017-04-26华为技术有限公司Power distribution method for multiple-input multiple-output system and system

ES2607884T3 *2012-09-212017-04-04Telefonaktiebolaget L M Ericsson (Publ)Method and apparatus in a wireless communication system

US9634795B2 *2013-03-042017-04-25Intel CorporationConfigurable constellation mapping to control spectral efficiency versus signal-to-noise ratio

US9184966B2 *2013-09-122015-11-10Samsung Electronics Co., Ltd.Transmitting apparatus, method of mapping data thereof, receiving apparatus, data processing method thereof

CN109560892A2013-12-272019-04-02松下电器（美国）知识产权公司Sending method, method of reseptance and sending device, reception device

WO2015126289A1 *2014-02-192015-08-27Telefonaktiebolaget L M Ericsson (Publ)Data transmission over a reduced number of physical antennas

US9585106B22014-03-272017-02-28Taiwan Semiconductor Manufacturing Company, Ltd.Network-assisted channel selection and power control for mobile devices

WO2016124456A1 *2015-02-022016-08-11Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Codeword-to-layer mapping for mimo transmissions

WO2017011946A1 *2015-07-172017-01-26华为技术有限公司Unequal error protection-based data transmission method, apparatus and device

CN106850123B *2015-11-302020-02-21上海诺基亚贝尔股份有限公司Method and apparatus for layer mapping and de-layer mapping in a wireless communication system

US10516419B2 *2016-08-122019-12-24Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ)Rate matching methods for LDPC codes

US10305633B22016-09-192019-05-28Qualcomm IncorporatedPer-symbol K-bit interleaver

US20180083750A1 *2016-09-222018-03-22Mediatek Inc.Design For Communication Systems Suffering Burst Error

US20180159707A1 *2016-12-012018-06-07Samsung Electronics Co., Ltd.Method and apparatus for multistream transmission

US10050688B22017-01-162018-08-14At&T Intellectual Property I, L.P.Single codeword, multi-layer serial interference cancellation (SIC) for spatial multiplexing

US10630450B2 *2017-06-272020-04-21Qualcomm IncorporatedOverlapping code block groups for multiple codewords

* Cited by examiner, † Cited by third party, ‡ Family to family citation

Similar Documents

PublicationPublication DateTitle

JP6612408B22019-11-27Codeword-to-layer mapping in systems implementing HARQ

US10547479B22020-01-28Transmission apparatus and method, and reception apparatus and method

US9813136B22017-11-07System and method for mapping symbols for MIMO transmission

US9485000B22016-11-01Wireless communication system, wireless communication device, and wireless communication method

US10680752B22020-06-09Wireless communication base station apparatus, wireless communication terminal, communication method of a wireless communication base station apparatus and communication method of a wireless communication terminal

US9258041B22016-02-09Methods and systems for combined cyclic delay diversity and precoding of radio signals

JP6320338B22018-05-09Code block receiving method, channel interleaving method, receiver iterative operation method, and receiver

US8817905B22014-08-26Retransmission method for HARQ in MIMO systems

JP5632424B22014-11-26Method and apparatus for channel interleaving in an OFDM system

KR101973722B12019-04-29System and method for open-loop mimo communications in a scma communications system

JP5671078B22015-02-18MIMO transmitter and receiver for supporting single channel codeword downlink communication

US20190199416A12019-06-27Precoding method, transmitting device, and receiving device

US8582680B22013-11-12MIMO codebook generation

US8724729B22014-05-13Interleaver, interleaving method, transmission apparatus, and transmitting method

US8213530B22012-07-03Method of transmitting using phase shift-based precoding and an apparatus for implementing the same in a wireless communication system

JP5460826B22014-04-02Transmission method using delay diversity and space-frequency diversity

US9426631B22016-08-23Relay method and relay device

CN102484570B2015-07-08Methods for determining decoding order in a MIMO system with successive interference cancellation

JP5165059B22013-03-21Feedback data transmission method in multi-antenna system

CN101689904B2013-02-27Method of transmitting data in multiple antenna system

KR101623556B12016-05-24Method and apparatus for implementing space time processing with unequal modulation and coding schemes

JP5838197B22016-01-06Method and system for mapping uplink control information

CN1316757C2007-05-16Method and apapratus for processing data in multiple-input multiple-output (MIMO) communication system utilizing channel state information

JP4883091B22012-02-22MIMO-OFDM communication system and MIMO-OFDM communication method

EP1869799B12014-12-24Systems and methods for beamforming feedback in multi antenna communication systems

Priority And Related Applications

Priority Applications (11)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle

KR10-2007-00013532007-01-05

KR1020070001353A2007-01-052007-01-05Method For Indicating The Combination Of Codeward And Stream In The MIMO Communication System

KR10-2007-00026732007-01-09

KR1020070002673A2007-01-092007-01-09Method For Indicating The Combination Of Codeward And Stream In The MIMO Communication System

KR10-2007-00601662007-06-19

KR1020070060166A2007-06-192007-06-19Method for transmitting data in multiple antenna system

KR10-2007-00722602007-07-19

KR200700722602007-07-19

KR20070080823A2007-07-192007-08-10Data processing and transmitter in a wireless communication system

KR10-2007-00808232007-08-10

PCT/KR2008/000074 2007-01-052008-01-07Layer mapping method and data transmission method for mimo system

Legal Events

DateCodeTitleDescription

2011-04-13PB01Publication

2011-04-13C06Publication

2011-06-01SE01Entry into force of request for substantive examination

2011-06-01C10Entry into substantive examination

2014-05-07GR01Patent grant

2014-05-07C14Grant of patent or utility model

(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102017445 B
(45)授权公告日 2014.05.07

(21)申请号 200880001784.2

(22)申请日 2008.01.07

(30)优先权数据
10-2007-0001353 2007.01.05 KR
10-2007-0002673 2007.01.09 KR
10-2007-0060166 2007.06.19 KR
10-2007-0072260 2007.07.19 KR
10-2007-0080823 2007.08.10 KR

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2009.07.06

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/KR2008/000074 2008.01.07

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2008/082277 EN 2008.07.10

(73)专利权人 LG电子株式会社
地址 韩国首尔

(72)发明人 卢东旻 金奉会 尹宇镇 徐东延 安俊基 金沂濬

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司 11219
代理人 夏凯 谢丽娜

(51)Int.Cl.
H04B 7/04(2006.01)
H04L 1/06(2006.01)
H04L 27/26(2006.01)
H04L 1/18(2006.01)

(56)对比文件
US 20060018397 A1,2006.01.26,全文.
WO 2006130541 A2,2006.12.07,全文.
Samsung,UE feedback and scheduling considerations for 4-Tx antenna MIMO.《3GPP TSG RAN WG1 Meeting #47》,2006,1-4页.
Samsung,UE feedback and scheduling considerations for 4-Tx antenna MIMO.《3GPP TSG RAN WG1 Meeting #47》,2006,1-4页.

审查员 李熙

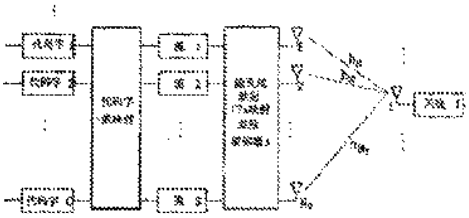
权利要求书2页 说明书60页 附图3页

(54)发明名称

用于MIMO系统的层映射方法和数据发射方法

(57)摘要

公开了一种用于指示在MIMO通信系统中的代码字和层之间的组合的方法、层映射方法和使用所述方法的数据发射方法。来自基于所有代码字和所有层的数目的所有可用组合中的代码字-层映射组合的最小数目是考虑代码字与层的比率、接收机的接收性能以及组合的减少而预定义的,使得实现了使用预定组合的数据发射方法。如果将特定一个代码字映射到至少两个层,则可以获得分集增益。



CN 102017445 B

1. 一种在多输入多输出(MIMO)系统中用于空间复用的层映射方法，所述MIMO系统使用最多4个层和最多2个代码字，所述层映射方法包括：

a)生成至少一个代码字；以及

b)根据来自多个映射组合中的一个映射组合，将至少一个代码字映射到至少一层，其中所述多个映射组合包括：

第一组合，其中单一代码字被映射至单一层，

第二组合，其中两个代码字被分别映射至两个层，

第三组合、其中两个代码字被映射至三个层，

第四组合，其中两个代码字被映射至四个层，以及

第五组合，其中一个代码字被映射到两个层，

其中，通过包括所述第五组合，所述多个映射组合包括用于基于混合ARQ(HARQ)方案仅重新发射最大数目的代码字当中的一个代码字的映射组合，

其中，对于所述多个映射组合的每一个，单一代码字所映射到的层的最大数目等于所述MIMO系统所采用的层的最大数目除以所述代码字的最大数目。

2. 根据权利要求1所述的层映射方法，其中所述多个映射组合将所述单一代码字所映射到的层的数目限制到2。

3. 根据权利要求1所述的层映射方法，其中在使用一个代码字时，所述单一代码字所映射到的层的数目是两层。

4. 根据权利要求3所述的层映射方法，其中当MIMO系统运行在重新发射的模式时，所述单一代码字所映射到的层的数目是两层。

5. 根据权利要求1所述的层映射方法，其中当所述MIMO系统采用两个代码字和三层时，一个代码字被映射到单一层并且第二代码字被映射到两层。

6. 根据权利要求1所述的层映射方法，其中在所述MIMO系统采用与层相同数目的代码字时，在所述至少一个代码字中的每一个和所述层的对应一层之间存在一对一映射。

7. 根据权利要求1所述的层映射方法，其中根据所述第三组合，所述两个代码字中的第一代码字被映射至来自所述三层中的第一层，并且所述两个代码字中的第二代码字被映射至来自所述三层中的第二层和第三层。

8. 根据权利要求1所述的层映射方法，其中根据所述第四组合，所述两个代码字中的第一代码字被映射至来自所述四层中的第一层和第二层，并且所述两个代码字中的第二代码字被映射至来自所述四层中的第三层和第四层。

9. 一种在多输入多输出(MIMO)系统经由多个发射(Tx)天线来发射数据的方法，所述MIMO系统使用最多4个层和最多2个代码字，所述方法包括：

a)通过信道编码对应的至少一个数据块来生成至少一个代码字；

b)根据多个映射组合中的一个，将至少一个代码字中的每一个映射到至少一层；以及

d)发射至少一个映射到层的代码字中的每一个，

其中所述多个映射组合包括：

第一组合，其中单一代码字被映射至单一层，

第二组合，其中两个代码字被分别映射至两个层，

第三组合，其中两个代码字被映射至三个层，

第四组合，其中两个代码字被映射至四个层，以及

第五组合，其中一个代码字被映射到两个层，

其中，通过包括所述第五组合，所述多个映射组合包括用于基于混合 ARQ（HARQ）方案仅重新发射最大数目的代码字当中的一个代码字的映射组合，以及

其中单一代码字所映射到的层的最大数目等于所述 MIMO 系统所采用的层的最大数目除以所述代码字的最大数目，并且

其中，如果任何一个代码字被映射到两个层，则与所述一个代码字相关联的符号被交替映射到所述两个层。

10. 根据权利要求 9 所述的方法，其中根据所述第三组合，所述两个代码字中的第一代码字被映射至来自所述三个层中的第一层，并且所述两个代码字中的第二代码字被映射至来自所述三个层中的第二层和第三层。

11. 根据权利要求 9 所述的方法，其中根据所述第四组合，所述两个代码字中的第一代码字被映射至来自所述四个层中的第一层和第二层，并且所述两个代码字中的第二代码字被映射至来自所述四个层中的第三层和第四层。

用于 MIMO 系统的层映射方法和数据发射方法

技术领域

[0001] 本发明涉及多输入多输出 (MIMO) 通信系统，并且更具体地涉及一种用于显示在 MIMO 通信系统中代码字和层之间的组合的方法、层映射方法和使用该方法的数据发射方法。

背景技术

[0002] 以下将详细描述常规的 MIMO 技术。

[0003] 简言之，MIMO 技术是多输入多输出技术的缩写。MIMO 技术使用多个发射 (Tx) 天线和多个接收 (Rx) 天线来改善 Tx/Rx 数据的效率，然而，常规技术一般使用单一发射 (Tx) 天线和单一接收 (Rx) 天线。换言之，MIMO 技术允许无线通信系统的发射机或接收机使用多个天线（下文中称为多天线），使得可以改善容量或性能。为了便于描述，术语“MIMO”也可以被认为是多天线技术。

[0004] 更详细地，MIMO 技术不依赖于单一天线路径来接收单一整个消息，而是经由若干天线来收集多个数据片，并且完成全部数据。结果，在给定的信道条件下，MIMO 技术可以提高数据发射速率，或在特定数据发射速率下，可以提高系统性能。

[0005] 下一代移动通信技术要求数据发射速率高于常规移动通信技术的数据发射速率，使得预期有效的 MIMO 技术是下一代移动通信技术所必需的。在该情形下，MIMO 通信技术是能够被应用于移动通信终端或基站的下一代移动通信技术，并且可以扩展数据通信范围的范围，使得它可以克服由于各种受限情形导致的其他移动通信系统的数据的受限传输量。

[0006] 在能够改善数据发射效率的各种技术中，在不分配另外的频率或增加另外的功率的情形下，MIMO 技术可以极大地提高通信容量的量以及 Tx/Rx 性能。由于这些技术优势，大多数公司或开发者已经重点关注该 MIMO 技术。

[0007] 图 1 是图示常规的 MIMO 通信系统的框图。

[0008] 参考图 1，如果发射 (Tx) 天线的数目增加至 N_t，并且同时，接收 (Rx) 天线的数目增加至 N_r，则 MIMO 通信系统的理论信道容量与天线的数据成比例增加，使得发射速率和频率效率可以极大地提高。

[0009] 在这种情形下，通过增加信道容量获得的发射速率等于当使用单一天线时所获得的最大发射速率 (Ro) 和速率增量 (Ri) 的乘积，并且理论上可以增加。速率增量 (Ri) 可以由下列等式 1 表示：

[0010] [等式 1]

[0011] $R_i = \min(N_t, N_r)$

[0012] 例如，假如 MIMO 系统使用四个 Tx 天线和四个 Rx 天线，则该 MIMO 系统理论上可以获得比单一天线系统的发射速率高四倍的高发射速率。

[0013] 在 20 世纪 90 年代中期已经阐明了上述的 MIMO 系统的理论容量增加之后，许多开发者正在对可以使用该理论容量增加显著提高数据发射速率的各种技术进行重点研究。它们中的一些已经反映在各种无线通信标准中，例如，第三代移动通信或下一代无线 LAN 等。

[0014] 许多公司或开发者已经对各种 MIMO 相关联的技术进行了重点研究，例如，对在不同信道环境或多个接入环境下与 MIMO 通信容量计算相关联的信息理论的研究，对 MIMO 系统的无线信道测量和建模的研究、以及对空时信号处理技术的研究。

[0015] 上述 MIMO 技术可以被划分成两种类型：空间分集方案和空间复用方案。空间分集方案提高了使用穿过各种信道路径的符号的发射可靠性。空间复用方案同时经由多个 Tx 天线发射多个数据符号，使得它增加数据发射速率。另外，空间分集方案和空间复用方案的组合最近也已经被开发，以适当地获得这两个方案的独特优势。

[0016] 下文将描述空间分集方案、空间复用方案以及他们的组合的细节。

[0017] 首先，下文将描述空间分集方案。大体上，空间分集方案被分成两种类型：空时块码方案以及空时格码方案，它们能够同时使用分集增益和编码增益。一般而言，空时格码方案的误码率 (BER) 改善性能和代码生成自由度优于空时块码方案的误码率改善性能和代码生成自由度，然而，空时块码方案的计算复杂度高于空时格码方案的计算复杂度。

[0018] 上述空间分集增益对应于 Tx 天线的数目 (N_T) 与 Rx 天线数目 (N_R) 的乘积，如由 $N_T \times N_R$ 所表示的。

[0019] 第二，下文将描述空间复用方案。空间复用方案适于经由各个 Tx 天线发射不同数据流。在该情形下，接收机可能不可避免地在从发射机同时发射的数据片之间产生相互干扰。接收机使用适当的信号处理技术从所接收到的数据移除这种相互干扰，使得它可以接收到无干扰的期望数据。为了从所接收到的数据移除噪声或干扰，可以使用最大似然接收机、ZF（迫零）接收机、MMSE（最小均方误差）接收机、D-BLAST、或 V-BLAST。具体而言，如果发射机可以识别信道信息，则可以使用奇异值分解 (SVD) 方案来完全地移除干扰。

[0020] 第三，下文将描述空间分集方案和空间复用方案的组合。假如仅获得了空间分集增益，则性能改善增益与增加的分集阶数成比例地逐渐饱和。结果，能够同时获得上述两种增益同时解决上述问题的各种方案已经被许多公司或开发者重点研究，例如，双 STTD 方案和空时 BICM(STBICM) 方案。

[0021] 下文将详细描述在上述 MIMO 系统中使用的通信方法的数学建模。

[0022] 首先，如从图 1 可以看出的，假定存在 N_T 个 Tx 天线和 N_R 个 Rx 天线。

[0023] 在发射 (Tx) 信号的情形下，在使用 N_T 个 Tx 天线的条件下，发射信息片的最大数目为 N_T，被得 Tx 信号可以由下列等式 2 所示的特定矢量来表示：

[0024] [等式 2]

[0025] $$S = [S_1, S_2, \ldots, S_{N_T}]^T$$

[0026] 各个发射信息片 $(S_1, S_2, \ldots S_{N_T})$ 可以具有不同发射功率。在该情形下，如果各个发射功率由 $(P_1, P_2, \ldots P_{N_T})$ 来表示，则具有调整的发射功率的发射信息可以由在下列等式 3 中所示的特定矢量来表示：

[0027] [等式 3]

[0028] $$\hat{S} = [\hat{S}_1, \hat{S}_2, \ldots, \hat{S}_{N_T}]^T = [P_1 S_1, P_2 S_2, \ldots, P_{N_T} S_{N_T}]^T$$

[0029] 在等式 3 中，使用发射功率 P 的对角矩阵 $\hat{S}$ 可以由下列等式 4 来表示：

[0030] [等式 4]

[0031]

$$\hat{S}=\begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_{N_T} \end{bmatrix}=PS$$

[0032] 具有调整的发射功率的信息矢量$\hat{S}$乘以权重矩阵 (W)，使得配置实际要发射的 N_T 个发射 (Tx) 信号$(X_1,X_2,...X_{N_T})$。在该情形下，权重矩阵适于根据 Tx 信道情形适当地将 Tx 信息分配给各个天线。上述 Tx 信号$(X_1,X_2,...X_{N_T})$可以由使用矢量 (x) 的下列等式 5 来表示：

[0033] [等式 5]

[0034]

$$x=\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & \cdots & W_{1N_T} \\ W_{21} & W_{22} & \cdots & W_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{i1} & W_{i2} & \cdots & W_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{N_T1} & X_{N_T2} & \cdots & X_{N_TN_T} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \hat{S}_1 \\ \hat{S}_2 \\ \vdots \\ \hat{S}_j \\ \vdots \\ \hat{S}_{N_T} \end{bmatrix}=W\hat{S}=WP_S$$

[0035] 在等式 5 中，W_{ij} 是在第 i 个 Tx 天线和第 j 个 Tx 信息之间的权重，并且 W 是指示权重 W_{ij} 的矩阵。矩阵 W 被称为权重矩阵或预编码矩阵。

[0036] 根据两种情形，即，使用空间分集的第一情形和使用空间复用的第二情形，可以以不同的方式来考虑上述的 Tx 信号 (x)。

[0037] 在使用空间复用的情形下，不同信号被复用，并且所复用的信号被发射至目的地，使得信息矢量 (S) 的元素具有不同值。否则，在使用空间分集的情形下，相同的信号经由若干信道路径被重复发射，使得信息矢量 (S) 的元素具有相同的值。

[0038] 不必说，也可以考虑空间复用方案和空间分集方案的组合。换言之，根据空间分集方案，经由三个 Tx 天线发射相同的信号，并且其余的信号被空间复用，并且然后被发射至目的地。

[0039] 接下来，如果使用 N_R 个 Rx 天线，各个天线的 Rx 信号 $(y_1,y_2,\ldots,y_{NR})$ 可以由在下列等式 6 中所示的特定矢量 (y) 来表达：

[0040] [等式 6]

[0041] $y=[y_1,y_2,\ldots,y_{NR}]^T$

[0042] 如果在 MIMO 通信系统中建立了信道建模，则可以根据 Tx/Rx 天线索引将各个信道彼此区分开。从 Tx 天线 (j) 至 Rx 天线 (i) 的特定信道由 h_{ij} 表示。在该情形下，应当注意，信道 h_{ij} 的第一索引指示 Rx 天线索引，并且第二索引表示 Tx 天线索引。

[0043] 捆绑若干个信道，使得以矢量或矩阵的形式显示它们。一个示例性矢量如下。

[0044] 图 2 示出了从 N_T 个 Tx 天线至 Rx 天线 (i) 的信道。

[0045] 参考图 2，从 N_T 个 Tx 天线至 Rx 天线 (i) 的信道可以由下列等式 7 来表示：

[0046] [等式 7]

[0047] $h_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, ..., h_{iN_T}]$

[0048] 如果从 N_T 个 Tx 天线至 N_R 个 Rx 天线的所有信道由构成等式 7 的矩阵来表示，则可获得下列等式 8：

[0049] [等式 8]

[0050]

$$H = \begin{bmatrix} h_1^T \\ h_2^T \\ \vdots \\ h_i^T \\ \vdots \\ h_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

[0051] 将附加的高斯白噪声 (AWGN) 添加至实际信道，该实际信道已经通过在等式 8 中所示的矩阵 H。添加至 N_R 个 Rx 天线的每个 Rx 天线的 $AWGN(n_1, n_2, ..., n_{N_R})$ 可以由在下列等式 9 中所示的特定矢量来表示：

[0052] [等式 9]

[0053] $n = [n_1, n_2, ..., n_{N_R}]^T$

[0054] 通过 Tx 信号、Rx 信号以及包含 AWGN 的信道的上述建模方法，每个 MIMO 通信系统可以由下列等式 10 来表示：

[0055] [等式 10]

[0056]

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = Hx + n$$

[0057] 上述描述已经公开了 MIMO 通信系统应用于单一用户。然而，MIMO 通信系统也可以应用于若干用户，使得它能够获得多用户分集。

[0058] 下文将详细描述多用户分集。

[0059] 衰落信道是无线通信系统的性能下降的主要原因。信道增益值根据时间、频率和空间而改变。信道增益值越低，性能越低。用于解决上述衰落问题的代表性方法是分集。这种分集利用所有独立信道具有低增益值的概率低的事实。可以将各种增益方法应用于本发明，并且上述多用户增益被认为是其中之一。

[0060] 如果若干用户存在于小区中，则各个用户的信道增益值彼此随机独立，使得所有用户具有低增益值的概率非常低。如果节点 B 具有足够的发射 (Tx) 功率，并且若干个用户存在于小区中，则优选将所有信道分配至具有最高信道增益值的特定用户，以根据信息理论最大化总的信道容量。多用户分集可以被划分成三种分集，即，临时多用户分集、频率多用户分集、以及空间多用户分集。

[0061] 临时多用户分集适于当信道情况随着时间而变化时，将信道分配给具有最高增益值的特定用户。

[0062] 频率多用户分集适于在诸如正交频分复用 (OFDM) 系统的频率多载波系统中，将子载波分配至在每个频带中具有最高增益值的特定用户。

[0063] 如果在没有使用多载波的另一系统中信道情况随着时间而缓慢变化，则具有最高信道增益值的用户将长时间段独占该信道，其他用户不能彼此通信。在该情形下，为了使用多用户分集，需要引起信道变化。

[0064] 接下来，空间多用户分集根据空间类型使用用户的不同信道增益值。空间多用户分集的实现示例是随机波束形成 (RBF) 方法。该 RBF 方法使用多个天线（即，多天线）利用预定权重执行波束形成，以引起信道的改变，并且使用上述空间多用户分集。

[0065] 下文将详细描述将多用户分集用作多天线方案的多用户 MIMO 方案。

[0066] 根据多用户多天线方案，在不同发射 / 接收机处，可以以各种方式将用户的数目和每个用户的天线的数目互相组合。

[0067] 多用户 MIMO 方案被划分成下行链路方法（即，前向链路方法）以及上行链路方法（即，反向链路方法），并且下文将详细描述该下行链路和上行链路方法。在该情形下，下行链路指示将信号从节点 B 发射至若干用户设备 (UE)，并且上行链路指示若干个 UE 将信号发射至节点 B。

[0068] 在 MIMO 中的下行链路一般可以被划分成两种信号接收方法：第一接收方法使得单一用户（即，单一 UE）能够经由总计 N_R 个天线接收期望的信号，并且第二接收方法使得 N_R 个 UE 中的每个能够经由单一天线接收期望的信号。如果需要，也可以使第一和第二接收方法的组合可用于本发明。换言之，一些 UE 可以使用单一 Rx 天线，或其他一些 UE 可以使用三个 Rx 天线。应当注意，在所有组合中 Rx 天线的总数目被维持在 N_R。该情形通常被称为 MIMO 广播信道 (BC) 或空分多址 (SDMA)。

[0069] 在 MIMO 中的上行链路一般可以被划分成两种信号发射方法：第一发射方法使得单一 UE 能够经由 N_T 个天线发射期望的信号，并且第二发射方法使得 N_T 个 UE 中的每个能够经由单一天线发射期望的信号。如果需要，也可以使第一和第二发射方法的组合可用于本发明。换言之，一些 UE 可以使用单一 Tx 天线，或者一些其他 UE 可以使用三个 Tx 天线。应当注意，在所有组合中 Tx 天线的总数目被维持在 N_T。这种情形通常被称为 MIMO 多址信道 (MAC)。

[0070] 上行链路和下行链路彼此对称，使得在它们一个中使用的方法也可以用于另一个。

[0071] 为了便于描述和更好地理解本发明，虽然下列描述将基本上描述 MIMO BC，但是应当注意，本发明的方法也可以用于 MIMO MAC。

[0072] 图 3A 是图示单一用户 MIMO 通信系统的概念图。图 3B 是图示多用户 MIMO 通信系统的概念图。

[0073] 为了便于描述，图 3A 和 3B 假定使用下行链路。

[0074] 图 3A 所示的单一用户 MIMO 通信系统包括配备有多个天线（即，多天线）的发射机（即，节点 B）和配备有多个天线的接收机（即，UE）。在该情形下，如果将要从发射机发射的信号 (x) 乘以权重矢量 (W)，并且将乘出的结果信号经由多天线发射，则基于信道信息

已经被正确识别的假定，本发明可以获得最大的信道容量。

[0075] 同时，图 3B 所示的多用户 MIMO 通信系统包括多个多入单出 (MISO) 系统，每个多入单出系统将单一天线分配给每个用户。因此，多用户可以使用与在单一用户 MIMO 通信系统中相同方式的发射波束形成来最大化信道容量。在该情形下，多用户 MIMO 通信系统必须不仅考虑信道信息，还要考虑每个用户的干扰，使得它需要比单一用户 MIMO 通信系统更复杂的系统。因此，多用户 MIMO 通信系统必须选择权重矢量，以在使用发射波束形成的情形下最小化用户之间的干扰。

[0076] 上述描述可以被数字地描述如下。

[0077] 首先，下文将描述单一用户环境，即，单一用户 MIMO 通信系统。

[0078] 假如所有发射 / 接收机已经完全识别了所有信道信息，则奇异值分解 (SVD)H 可以由下列等式 11 来表示：

[0079] [等式 11]

[0080] $H = U \Sigma V^H$

[0081] 其中，"H" 是奇异值分解，U 和 V 是酉矩阵，Σ 是对角矩阵。

[0082] 在该情形下，为了根据信道容量获得最大增益，对角矩阵 V 由权重矩阵 W 来选择，并且 U^H 乘以接收信号 (Y)。如果接收机的结果信号由 $\tilde{y}$ 来表示，则获得下列等式 12：

[0083] [等式 12]

[0084] $W = V$

[0085] $$y = Hx + n = U\Sigma V^H x + n = U\Sigma V^H W \hat{s} + n = U\Sigma V^H V \hat{s} + n = U\Sigma \hat{s} + n$$

[0086] $$\tilde{y} = U^H y = U^H U\Sigma \hat{s} + U^H n = \Sigma \hat{s} + \tilde{n} = \Sigma P s + \tilde{n}$$

[0087] 其中，P 是发射功率矩阵。发射功率矩阵 P 可以由用于获得信道容量的特定算法（公知为注水算法）来确定。这种注水算法是用于获得信道容量的最优方法。

[0088] 然而，为了执行该注水算法，所有发射 / 接收机必须完全知道所有信道信息。因此，为了在多用户环境下使用注水算法，所有用户中的每个用户必须不仅知道他或她的信道信息，也必须知道其他用户的信道信息。由于这一问题，事实上，使用上述注水算法对于多用户 MIMO 通信系统几乎是不可能的。

[0089] 接下来，下文将描述多用户 MIMO 通信系统。

[0090] 在该情形下，用于获得信道容量的代表性最优方法是脏纸编码 (DPC) 方法，但这种 DPC 方法具有高复杂性。而且，存在用于在本发明中使用的其他最优方法，例如，随机波束形成 (RBF) 和迫零波束形成 (ZFBF)。如果在多用户环境中用户的数目增加，则上述 RBF 或 ZFBF 方法可以具有与通过 DPC 方法所获得的最优性能相似的性能。

[0091] 同时，下文将描述用于在 MIMO 通信系统中使用的代码字。

[0092] 一般通信系统使用前向纠错代码来执行发射机的发射信息编码，并且发射所编码的信息，使得在信道处经历的错误可以被接收机纠正。接收机解调接收到的 (Rx) 信号，并且对所解调的信号执行前向纠错代码的解码，使得它恢复该发射信息。通过解码处理，由该信道导致的 Rx 错误被纠正。

[0093] 所有前向纠错代码中的每个在信道纠错中具有最大可纠正限制。换言之，如果接收 (Rx) 信号具有超过相应前向纠错代码的限制的错误，则接收机不能将该 Rx 信号解码成

无错误的信息。因此，接收机必须确定在解码信息中有无错误。以这种方式，需要用于执行错误检测的专门编码处理，该处理独立于前向纠错编码处理。一般而言，循环冗余校验(CRC)代码已经被用作错误检测代码。

[0094] CRC方法是用于执行错误检测的示例性编码方法。一般而言，通过CRC方法对发射信息进行编码，并且然后将前向纠错代码应用于CRC编码的信息。通过CRC编码的单一单元以及前向纠错代码通常被称为代码字。

[0095] 同时，如果若干个发射信息单元重叠并且然后被接收，则本发明可以预期使用干扰消除接收机的性能改善。在上述情形中存在许多情形，其中，若干发射信息重叠并且然后接收，例如，其中使用MIMO技术的情形、使用多用户检测技术的情形、以及使用多代码技术的情形。下文将简要描述干扰消除结构。

[0096] 根据该干扰消除结构，在从其中重叠了若干信息的总的接收信号中解调/解码第一信息之后，将与第一信息相关联的信息从总的接收信号中移除。第二信号由不具有从接收信号移除的第一信息的结果信号来解调/解码。第三信号由不具有从第一接收信号移除的第一和第二信息的结果信号来解调/解码。第四信号或在第四信号之后的其他信号重复上述处理，使得第四或其他信号被解调/解码。以这种方式，用于不断地将解调/解码信号从接收信号移除以改善下一解调/解码处理的性能的上述方法被称为连续干扰消除(SIC)方法。

[0097] 为了使用诸如SIC的上述干扰消除方法，从接收信号移除的解调/解码信号必须没有错误。如果在该解调/解码信号中出现任何错误，则发生错误传播，使得负面影响不断影响所有解调/解码信号。

[0098] 上述干扰消除技术也可以应用于MIMO技术。如果若干发射信息片经由多个天线重叠/发射，则需要上述的干扰消除技术。换言之，如果使用空间复用技术，则每个发射的信息被检测，并且同时可以使用干扰消除技术。

[0099] 然而，如上所述，为了最小化由干扰消除所造成的错误传播，优选在确定在解调/解码信号中有无错误之后选择性地移除干扰。一种用于确定在每个发射信息中有无错误的代表性方法是上述循环冗余校验(CRC)方法。由CRC编码处理的不同信息的单位被称为代码字。因此，一种用于使用干扰消除技术的更具代表性的方法是其中使用了若干发射信息片和若干代码字的特定情形。

[0100] 同时，指示信道条件的信道矩阵H的行数目和列数目由Tx/Rx天线的数目来确定。在信道矩阵H中，行数目等于Rx天线的数目(N_R)，并且列数目等于Tx天线的数目(N_T)。即，信道矩阵H由$N_R \times N_T$矩阵来表示。

[0101] 通常，矩阵的秩由在行数目和列数目之间较小的数目来定义，其中，行和列彼此独立。因此，矩阵的秩无法高于行或列的数目。信道矩阵H的秩可以由下列等式13来表示：

[0102] [等式13]

[0103] $\mathrm{rank}(H) \leq \min(N_T, N_R)$

[0104] 当该矩阵被特征值分解时，上述秩的另一定义可以由除"0"以外的特征值的数目来定义。类似地，如果该秩被SVD处理，则该秩也可以由除"0"以外的奇异值的数目来定义。因此，在信道矩阵中秩的物理意义可以被认为是能够发射不同信息的给定信道的发射次数的最大数目。

[0105] 为了便于描述，假定经由MIMO技术发射的不同信息片的每个是发射流或流。该流也可以被称为层，使得发射流的数目无法高于信道秩，该信道秩等于能够发射不同信息的信道的发射次数的最大数目。

[0106] 如果信道矩阵是H，则该信道矩阵H可以由下列等式14来表示：

[0107] $\#of\ streams \leq rank(H) \leq \min(N_T, N_R)$

[0108] 其中"#of streams"指示流的数目。

[0109] 同时，应当注意，经由一个或多个天线可以发射单一流。

[0110] 根据MIMO技术类型，可以描述一种用于将流与天线匹配的方法。

[0111] 在经由多个天线发射单一流的情形下，这种情形可以被认为是空间分集方案。在经由若干天线发射若干流的情形下，这种情形可以被认为是空间复用方案。不必说，也可以使在空间分集方案和空间复用方案之间的混合方案可用。

[0112] 下文将详细描述在代码字和MIMO通信系统中的流之间的关系。

[0113] 图4是图示在代码字和MIMO通信系统中的流之间的关系的框图。

[0114] 使用于将代码字与流匹配的各种方法可用。一种来自各种方法中的一般方法生成代码字，允许每个代码字进入代码字-流映射模块，将从代码字-流映射模块接收到的代码字与流相匹配，以及将流发射至流-天线映射模块，使得经由Tx天线来发射该流。

[0115] 用于确定在代码字和流之间的组合的部分由图4中的黑实线来表示。

[0116] 理想地，在代码字和流之间的关系可以被自由地确定。单一代码字可以被分成若干流，使得将所划分的流发射至目的地。若干代码字被连续整合在一个流中，使得包含代码字的该流可以被发射至目的地。

[0117] 上述若干代码字的连续整合可以被认为是一种预定编码处理，使得本发明假定单一代码字与真实意义组合的一个或多个流相匹配。然而，在不背离本发明的范围或精神的情况下，假定若干流被此相区别，则本发明也可以应用于所区别的流。

[0118] 因此，为了便于描述，本发明假定单一代码字与一个或多个流相匹配。因此，如果所有信息被编码，并且然后被发射至目的地，则可以获得下列等式15：

[0119] [等式15]

[0120] $\#of\ codewords \leq \#of\ streams$

[0121] 其中，"#of codewords"是代码字的数目，并且"#of streams"是流的数目。

[0122] 总之，上述等式13至15可以由下列等式16来表示：

[0123] $\#of\ codewords \leq \#of\ streams \leq rank(H) \leq \min(N_T, N_R)$

[0124] 通过等式16，可以识别下列事实。换言之，如果Tx/Rx天线的数目有限，则流的最大数目也有限。如果代码字的数目有限，流的最小数目也有限。

[0125] 通过在代码字和流之间的上述关系，如果天线的数目有限，则代码字或流的最大数目有限，使得代码字的有限数目可以与流的有限数目相组合。

[0126] 上行链路和下行链路均要求在代码字和流之间的上述组合。

[0127] 例如，假定将MIMO技术应用于下行链路。在该情形下，接收机必须被预先正确地通知组合，该组合用于来自在代码字和流之间的所有组合中的上述信息发射，使得可以正确地执行信息的解调/解码处理。

[0128] 而且，如果将控制信息发射至上行链路，则来自在代码字和流之间的各种组合中

的优选组合也必须被接收机识别。更具体地，为了实现 MIMO 技术，发射机必须识别接收机的信道和状态信息，使得该接收机必须经由上行链路通知各种控制信息。

[0129] 例如，接收机考虑各种接收机状态（例如，测量的信道或缓冲器状态），并且必须通知在代码字和流之间的优选的组合、对应于该优选组合的信道质量指示器 (CQI)、以及对应于该组合的预编码矩阵索引 (PMI)。不必说，根据使用的 MIMO 技术的类型，可以不同地确定详细的控制信息的内容。然而，接收机必须将在代码字和流之间的优选组合通知上行链路的上述事实是不可改变的。

[0130] 又例如，如果将 MIMO 技术应用于上行链路，则仅将发射链路改变成与上述示例的描述不同的另一链路，并且除了发射链路变化以外的其余事实与上述示例的那些等同，使得必须通知在代码字和流之间的所有组合、使用的组合以及优选组合。

[0131] 如果在代码字和流之间的所有组合可以由小数目的位来指示，则可以将控制信息更有效地发射至目的地。因此，需要一种用于有效指示在代码字和流之间的组合的方法。

发明内容

[0132] [技术问题]

[0133] 因此，本发明针对一种用于 MIMO 系统的层映射方法和数据发射方法，该 MIMO 系统基本上消除了由于相关技术的局限性和不足所引起的一个或多个问题。

[0134] 本发明的一个目的是提供一种方法，该方法用于合理地限制在代码字和流之间的组合的数目、并且减少指示组合的数目的信息位的数目。

[0135] 本发明的另一目的是提供一种方法，该方法用于限制在多用户 MIMO 通信系统下的在代码字和流之间的组合的数目，减少用于指示组合的数目所需要的信息位的数目，以及提供有效的通信服务。

[0136] 在本发明的又一方面是提供一种数据处理方法，该数据处理方法用于在无线通信系统中当经由多个 Tx 天线发射数据时，将单一代码字有效地分成至少两层。

[0137] 本发明的又一方面是提供一种数据处理方法，该数据处理方法用于经由多个 Tx 天线发射数据，以减少在无线通信系统中的衰落现象的影响。

[0138] 本发明的另外的优点、目的和特征将在下文中部分阐述，并且部分对于本领域的技术人员在研读下文时将变得显而易见或可以从本发明的实践中得知。本发明的目的和其他优点可以通过在该书面描述及其权利要求以及附图中所特别指出的结构来实现或达到。

[0139] [技术解决方案]

[0140] 为了实现这些目的和其他优点，以及根据本发明的目的，如在此处所体现和广义描述的，一种用于在多入多出 (MIMO) 中空间复用的层映射方法包括 ：a) 调制至少一个代码字中的每个代码字的预定位块，并且生成用于每个代码字的调制符号流 ；以及 b) 根据来自预定映射组合中的一个特定组合，将用于该至少一个代码字中的每个代码字的调制符号映射到至少一个层，其中，在预定映射组合的每个中，当预定数目与在所有层的数目除以所有代码字的数目时所获得的比率时，将单一代码字所映射到的层的数目限制到预定数目或更低。

[0141] 优选地，MIMO 系统使用最多 4 层和最多 2 个代码字，并且预定映射组合将单一代码字所映射到的层的数目限制到 2 或更低。

[0142] 优选地，在预定映射组合中，将其中当使用了最大一个代码字时单一代码字被映射到至少两层的组合，从在至少一个代码字和至少一个层之间的所有可用映射组合中移除。

[0143] 优选地，在预定映射组合中，将其中当所有层的最大数目是 2 时单一代码字被映射到至少两层的组合，从在至少一个代码字和至少一层之间的所有可用映射组合中移除。

[0144] 优选地，将预定映射组合限制到其中当将两个代码字映射至三个层时，具有较低索引的一个代码字被映射至单一层，具有较高索引的另一代码字被映射至两层的组合。

[0145] 优选地，预定映射组合是其中每个组合具有相同数目的代码字和层的多个组合由单一组合来表示的组合。

[0146] 优选地，MIMO 系统使用最多 4 层和最多 2 个代码字，并且预定映射组合包括其中单一代码字被映射至单一层的第一组合、其中两个代码字被分别映射至两个层的第二组合、其中两个代码字被映射至三个层的第三组合、以及其中两个代码字被映射至四个层的第四组合。

[0147] 优选地，MIMO 系统使用最多 4 层和最多 2 个代码字，并且预定映射组合包括其中单一代码字被映射至单一层的第一组合、其中两个代码字被分别映射至两个层的第二组合、其中两个代码字被映射至三个层的第三组合、以及其中两个代码字被映射至四个层的第四组合、和用于支持基于混合 ARQ(HARQ) 方案的重新发射的第五组合。

[0148] 优选地，在第三组合中，来自两个代码字中的第一代码字被映射至来自三个层中的第一层，以及来自两个代码字中的第二代码字被映射至来自三个层中的第二和第三层。

[0149] 优选地，在第四组合中、来自两个代码字中的第一代码字被映射至来自四个层中的第一和第二层，并且来自两个代码字中的第二代码字被映射至来自四个层中的第三和第四层。

[0150] 优选地，在层映射步骤 b) 中，如果根据来自预定映射组合中的第三或第四组合将特定一个代码字映射至两层，则将构成该特定一个代码字的调制符号流交替映射至该两层。

[0151] 在本发明的另一方面中，提供了一种用于允许多入多出 (MIMO) 系统的发射机经由多个发射 (Tx) 天线发射数据的方法，该方法包括 ：a) 对特定数据块执行信道编码 ；b) 调制由信道编码的数据块形成的位块，并且生成调制符号流 ；c) 根据预定映射组合中的任何一个，将在调制符号流中包含的调制符号映射到至少一个层 ；以及 d) 发射层映射的符号，其中，预定映射组合中的每个包括特定组合，在该特定组合中，由通过特定数据块的调制生成的符号流所组成的单一代码字被映射到至少两个层，并且该特定组合被设计成将构成该单一代码字的符号流交替映射到该至少两个层。

[0152] 优选地，MIMO 系统使用最多 4 层和最多 2 个代码字，并且预定映射组合包括其中将单一代码字映射至单一层的第一组合、其中将两个代码字分别映射至两个层的第二组合、其中将两个代码字映射至三个层的第三组合、以及其中将两个代码字映射至四个层的第四组合。

[0153] 优选地，在第三组合中，来自两个代码字中的第一代码字被映射至来自三个层中的第一层，并且来自两个代码字中的第二代码字被映射至来自三个层中的第二和第三层。

[0154] 优选地，在第四组合中，来自两个代码字中的第一代码字被映射至来自四个层中

的第一和第二层，并且来自两个代码字中的第二代码字被映射至来自四个层中的第三和第四层。

[0155] 优选地，在层映射步骤 c) 中，如果根据来自预定映射组合中的第三或第四组合将特定一个代码字映射至两个层，则来自构成该特定一个代码字的符号流中的第偶数索引符号被映射至来自两个层中的第一层，并且第奇数索引符号被映射至来自这两个层中的第二层，使得第偶数索引符号和第奇数索引符号被交替映射至第一和第二层。

[0156] 应当理解，本发明的前述的一般描述和下文的详细描述仅是示例性和解释性的，并且意在提供对如所请求保护的本发明的进一步解释。

[0157] [有益效果]

[0158] 根据本发明的一个实施例的用于指示在代码字和流之间的组合的方法考虑各种方面可以合理地限制在代码字和流之间的所有组合的数目，使得它可以减少指示在代码字和流之间的所有组合的数目的信息位的数目。关于上述方面，上述方法考虑特定代码字的最大发射速率，将使用的可能性与指示相应组合的情形的数目相比较，维持可用于重新发射的组合，使用连续干扰消除 (SIC) 方法改善接收机的解码性能，考虑基于天线分组的流分组，并且考虑在多用户 MIMO 通信系统中的用户的便利性。

[0159] 因为，本发明利用较少的位的数目来指示在 MIMO 通信系统中上行链路和下行链路均需要的所有代码字 - 流组合，从而提高了控制信息的效率。

[0160] 本发明提供了一种方法，该方法用于根据在 MIMO 通信系统中的层映射代码块，发射所映射的代码块，以及另外保证由空间复用引起的空间分集增益。

[0161] 在将单一数据块分成若干代码块并且代码块是信道编码的情形下，本发明通过将简单的功能添加至发射链，给予每个代码块足够的空间分集。

附图说明

[0162] 附图被包含以提供对本发明的进一步的理解，附图图示了本发明的实施例，并且与描述一起用于解释本发明的原理。

[0163] 在附图中：

[0164] 图 1 是图示常规 MIMO 通信系统的框图；

[0165] 图 2 示出了从 N_t 个 Tx 天线至 Rx 天线 (i) 的信道；

[0166] 图 3A 是图示单一用户 MIMO 通信系统的概念图；

[0167] 图 3B 是图示多用户 MIMO 通信系统的概念图；

[0168] 图 4 是图示在 MIMO 通信系统中的代码字和流之间的关系的框图；

[0169] 图 5A 是图示根据本发明的其中代码字最大数目是 2 并且天线最大数目是 4 的 MIMO 通信系统的框图；

[0170] 图 5B 是图示根据本发明的其中代码字最大数目是 2 并且天线最大数目是 2 的 MIMO 通信系统的框图；

[0171] 图 6 是图示根据本发明的假如当经由若干个流发射单一代码字时的调制编码集合 (MCS) 的概念图；

[0172] 图 7 是图示根据本发明的在接收机中被执行以便改善代码字的解码性能的连续干扰消除 (SIC) 概念的概念图；

[0173] 图 8A 示出了其中经由两个流发射单一代码字并且确定在该情形中是否执行 SIC 的特定情形；

[0174] 图 8B 示出了其中经由两个流分别发射两个代码字并且确定在该情形中是否执行 SIC 的特定情形；

[0175] 图 9 示出了两个代码字经由两个流被发射，一个代码字成功被接收到，并且另一代码字未能被接收到，并且请求重新发射已失败的代码字；

[0176] 图 10A ～ 10C 示出了用于以各种方式分组多个天线的各种方法；

[0177] 图 11 示出了在多用户 MIMO 通信系统中用户的可用流的数目；

[0178] 图 12 示出了在存在若干个流的条件下指示在其中只使用一个代码字的第一情形和其中使用两个代码字的第二情形之间的系统存吐量的差异的仿真结果；

[0179] 图 13A ～ 13C 示出了根据 SIC 解码的顺序的接收端性能的仿真结果；

[0180] 图 14 示出了当在代码字和流之间的所有组合的数目被限制到能够由给定位数目表示的组合的特定数目时的接收端性能的仿真结果；

[0181] 图 15 是图示无线通信系统的框图；

[0182] 图 16 是图示根据本发明的一个实施例的发射机的框图；

[0183] 图 17 是图示根据本发明的另一实施例的发射的框图；

[0184] 图 18 是图示根据本发明的一个实施例的信道编码方案的框图；

[0185] 图 19 是图示根据本发明一个实施例的数据发射的概念图；

[0186] 图 20 是图示根据本发明的另一实施例的数据发射的概念图；

[0187] 图 21 是图示根据本发明的又一实施例的数据发射的概念图；

[0188] 图 22 是图示根据本发明的又一实施例的数据发射的概念图；

[0189] 图 23 示出了根据本发明的又一实施例的数据发射的概念图；

[0190] 图 24A 是图示根据 OFDMA 方案的发射机的数据处理方法的框图；

[0191] 图 24B 是图示根据 OFDMA 方案的接收机的数据处理方法的框图；

[0192] 图 25 是图示用于将编码的代码块的系统部分和奇偶部分彼此分离并且对所分离的部分执行速率匹配的方法的概念图；

[0193] 图 26A ～ 26B 是分别图示单一代码字 (SCW) 和多个代码字 (MCW) 的概念图；

[0194] 图 27 示出了根据本发明的用于 WCDMA 系统的 HS-DSCH 的编码链；

[0195] 图 28 示出了根据本发明的 LTE 系统的下行链路 FDD 子帧结构；

[0196] 图 29A ～ 29B 示出了根据本发明的 LTE 系统的发射链结构；

[0197] 图 30 示出了根据本发明的一个实施例的发射链结构；

[0198] 图 31A ～ 31B 示出了根据本发明的另一实施例的发射链结构；

[0199] 图 32A ～ 32B 示出了根据本发明的又一实施例的发射链结构；以及

[0200] 图 33 示出了根据本发明的又一实施例的发射送链结构；

具体实施方式

[0201] 现在将详细地参考本发明的优选实施例，优选实施例的示例在附图中图示。只要可能，相同的附图标记将在全部附图中使用以表示相同或相似的部件。

[0202] 在描述本发明之前，应当注意，在本发明中公开的大多数术语与本技术领域中公

知的通用术语相对应，但是一些术语已经由申请者根据需要进行了选择，并且在下文中将公开在本发明的下列描述中。因此，优选应当基于本发明中这些术语的意思来理解由本申请者定义的这些术语。

[0203] 为了便于描述和更好地理解本发明，在本技术领域中公知的通用结构和设备将被省略或用框图或流程图来表示。只要可能，在全部附图中将使用相同的附图标记来表示相同或相似的部件。

[0204] 本发明提供了一种用于合理地限制在代码字和流之间的所有组合的数目，并且减少指示所限制的数目的组合的信息位的数目的方法。为了该目的，本发明在考虑在代码字和流之间的可用组合的数目之后，考虑用于合理地限制所有组合的数目的方法。

[0205] 如果 Tx/Rx 天线的数目如等式 16 所示被限制，则流的最大数目被限制。并且然后，如果代码字的数目被限制，则流的最小数目也被限制。

[0206] 下文将描述与上述情形相关联的示例。

[0207] 如果 Tx/Rx 天线的数目是 4，则流或代码字的最大数目是 4。同时，如果代码字的数目被限制，则可用的流的最小数目被限制。如果代码字的数目是 2，则流的数目等于或高于“2”或更多。因此，如果 Tx/Rx 天线的最小值是 4 并且代码字的数目是 2，则可用流的数目可以是 2、3 或 4。如果 Tx/Rx 天线的最小值是 2 并且代码字的数目是 2，则可用流的数目仅为“2”。

[0208] 一般而言，在商用情形中 Tx/Rx 天线的数目是 4 或 2，并且代码字的最大数目是 2。最近，根据 3GPP LTE，Tx 天线的最大数目 (N_t) 已被设置成 4，Rx 天线的最大数目 (N_r) 已被设置成 4，并且可允许的多代码字的最大数目已被设置成 2，这已经在 3GPP，R1-063013（批准的塔林（2006 年 8 月 28 日至 9 月 1 日，爱沙尼亚，塔林）3GPP TSGRAN WG1#46 的会议记录）和 3GPP，R1-063613（批准的 3GPP TSGRAN WG1#46bis 的报告（2006 年 10 月 9 ～ 13 日，韩国，首尔）中做了规定。

[0209] 因此，本发明的下列描述假定 Tx/Rx 天线的数目是 4 或 2，并且代码字的最大数目是 2，但是本发明的范围不限于该假定，并且还可以根据需要应用于其他组合。

[0210] 下文将描述在 Tx/Rx 天线的数目是 4 或 2 并且代码字的最大数目是 2 的条件下在代码字和流之间的组合方法。

[0211] 图 5A 是图示根据本发明的其中代码字的最大数目是 2 并且天线的最大数目是 4 的 MIMO 通信系统的框图。图 5B 是图示根据本发明的其中代码字的最大数目是 2 并且天线的最大数目是 2 的 MIMO 通信系统的框图。

[0212] 参考图 5A，如果天线的数目是“4”，则流的最大数目被限制到“4”。因此，如果代码字的数目是“1”，则可用流的数目是 1，2，3 或 4。如果代码字的数目是“2”，则可用流的数目是 2，3 或 4。

[0213] 参考图 5B，如果天线的数目是“2”，则流的最大数目被限制到“2”。因此，如果代码字的数目是“1”，则可用流的数目是 1 或 2。如果代码字的数目是“2”，可用流的数目仅被设置到“2”。

[0214] 在该情形下，本发明关注在代码字和流之间的组合，而非在流和天线之间的组合。在图 5A 和 5B 中，在代码字和流之间的该组合由黑实线来表示。

[0215] 事实上，根据 MIMO 系统的分类，不同地决定在流和天线之间的组合。因此，在给定

限制条件下，流的数目是固定的，并且将仅考虑在同样限制条件下在代码字和流之间的组合。

[0216] 如图5A所示，如果流的最大数目是4并且代码字的最大数目是2，则进行下列的组合，并且下文将对其进行详细描述。

[0217] 如果天线的数目是4，即，如果流的最大数目是4，并且代码字的最大数目是2，则在代码字和流之间的所有组合如在下表1和2中所示出的：

[0218] [表1]

[0219]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流1}， {代码字，流2}， {代码字，流3}， {代码字，流4}	4
	2	{代码字，（流1，流2）}， {代码字，（流1，流3）}， {代码字，（流1，流4）}， {代码字，（流2，流3）}， {代码字，（流2，流4）}， {代码字，（流3，流4）}	6
	3	{代码字，（流1，流2，流3）}， {代码字，（流1，流3，流4）}， {代码字，（流1，流2，流4）}， {代码字，（流2，流3，流4）}	4
	4	{代码字，（流1，流2，流3，流4）}	1

[0220] [表2]

[0221]

代码字	流	组合细节	出现的数目
2	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}]	6
		[{代码字，流 1}，{代码字，流 3}]	
		[{代码字，流 1}，{代码字，流 4}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，流 3}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，流 4}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，{流 2，流 3}}]	12
		[{代码字，流 1}，{代码字，{流 2，流 4}}]	
		[{代码字，流 1}，{代码字，{流 3，流 4}}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，{流 1，流 3}}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，{流 1，流 4}}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，{流 3，流 4}}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，{流 1，流 2}}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，{流 1，流 4}}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，{流 2，流 4}}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，{流 1，流 2}}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，{流 1，流 3}}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，{流 2，流 3}}]	
	4	[{代码字，流 1}，{代码字，{流 2，流 3，流 4}}]	4
		[{代码字，流 2}，{代码字，{流 1，流 3，流 4}}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，{流 1，流 2，流 4}}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，{流 1，流 2，流 3}}]	
		[{代码字，流 1，流 2}，{代码字，{流 3，流 4}}]	3
		[{代码字，流 1，流 3}，{代码字，{流 2，流 4}}]	
		[{代码字，流 1，流 4}，{代码字，{流 2，流 3}}]	
总计			25

[0222] 在这种情形下，表 1 示出了当代码字的数目是 1 时各个组合的示例，并且表 2 示出了当代码字的数目是 2 时各个组合的示例。

[0223] 在上述表格 1 或 2 中的代码字的顺序并不重要。一般而言，每个代码字包括能够

区分每个代码字的特定的信息（例如：分组数目）。因此，本发明考虑多少代码字已被发射，而非考虑代码字的顺序。

[0224] 如果每个流被映射至天线，则天线映射操作根据流的顺序而改变。而且，如果使用了预编码，则映射操作还根据考虑相应权重矢量的预编码顺序而改变。因此，该流具有固定的顺序，是的它必须指示组合的顺序。

[0225] 如从表 1 和表 2 可以看出的，如果代码字的数目是 1，则组合的数目是 15。如果代码字的数目是 2，则组合的数目是 25。所以需要总共 40 个组合。因此，在代码字的最大数目是 2 并且流的最大数目是 4 的条件下无任何限制地允许所有组合的情形下，这些组合必须由 6 位 ($2^5 = 32 < 40 < 2^6 = 64$) 来指示。

[0226] 同时，如图 5B 所示，如果流的最大数目是 2，并且代码字的最大数目是 2，则在代码字和流之间的所有组合如下。

[0227] 如图 5B 所示，如果天线的数目是 2，即，如果流的最大数目是 2，并且如果代码字的最大数目是 2，则各个组合的所有情形如下表 3 中所示出的：

[0228] [表 3]

[0229]

代码字	流	具体组合	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}，{代码字，流 2}	2
	2	{代码字，（流 1，流 2）}	1
2	2	{代码字，流 1}，{代码字，流 2}	1

[0230] 上述的表 3 示出了当代码字是 1 或 2 时提供的示例性组合。

[0231] 如表 3 所示，如果流的最大数目是 2 并且代码字的最大数目是 2，则可以识别出需要总共 4 个代码字 - 流组合。在这种情形下，如果无任何限制地允许所有的组合，则 4 个代码字 - 流组合必须由 2 位 ($2^2 = 32 < 4 \leq 2^2 = 4$) 表示。然而，这种情形可以被认为是表 1 或 2 所示的使用最多 4 个流的特定情况的子集。因此，假如本发明可以使用最多 4 个流来有效地指示上述情形，则它也可以应用于使用最多两个流的另一情形。

[0232] 同时，在根据天线的数目独立指示在代码字和流之间的组合的情形下，这种情形不予考虑，因为使用的位的数目是小数目。因此，本发明的下列实施例将公开一种用于基于使用最多 4 个流的特定情形，用更少的位数目有效地指示在代码字和流之间的所有组合的方法。如果可以用更少的位数目来指示在代码字和流之间的组合，则可以提高控制信号的发射效率。

[0233] 如果在代码字和流之间的给定限制是：流的最大数目是 4 并且代码字的最大数目是 2，则使在代码字和流之间的所有组合可用，使得需要总共 6 位来无任何限制地指示所有组合。本发明的一个实施例提供了一种用于限制在代码字和流之间的所有组合，以减少指示来自这些组合中的使用的组合的信息单元的数目的方法。

[0234] 为了实现上述实施例，下文将描述一种用于限制发射每个代码字所经由的 Tx 流的数目并且减少在代码字和流之间的所有组合的数目的方法。

[0235] 图 6 是图示根据本发明的假如当经由若干个流发射单一代码字时的调制编码集合 (MCS) 的概念图。

[0236] 参考图 6，如果经由多个天线发射了若干个流，则每个流经历各种信道环境。在这种情形下，如果经由若干个流（例如，流 1 ～ 3）发射了单一代码字（例如，代码字 1），则在相应的代码字的解码期间，立即平均了各个流的不同信道环境。

[0237] 如图 6 所示，如果经由基于 256QAM 并且编码率 = 8/9 的 MCS 的第一流 1，基于 64QAM 并且编码率 = 1/2 的 MCS 的第二流 2，以及基于 BPSK 并且编码率 = 1/10 的 MCS 的第三流来发射代码字 1，则代码字 1 具有与在用第一至第三流的 MCS 级别的平均 MCS 级别发射代码字 1 的情形下的效果相同的效果，使得效率可能低于经由良好流来发射要求高速发射的代码字的另一情形的效率。

[0238] 根据信道容量，最优选根据各个流的信道环境自适应地发射每个代码字，使得也优选单一代码字被发射至每个流。换言之，假如存在四个代码字，如果使用四个流发射四个代码字，则可以提供最优条件。

[0239] 然而，根据上述使用最多 4 个流并且使用最多 2 个代码字的情形，如果在给定条件下必须使用最多 4 个流，则每个代码字必须经由至少两个流来发射。

[0240] 因此，本发明的一个实施例限制发射每个代码字所经由的 Tx 流的数目，使得经由来自所有流中的最小数目的流发射给定代码字。结果，减少了在代码字和流之间的所有组合的数目。

[0241] 更详细地，根据使用最多 4 个流并且使用最多 2 个代码字的该实施例，优选限制代码字 - 流组合，使得单一代码字应当被限制最多到两个流。

[0242] 于是，在代码字和流之间的组合可以由下表 4 和 5 来表示：

[0243] [表 4]

[0244]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，{流 1，流 2}}， {代码字，{流 1，流 3}}， {代码字，{流 1，流 4}}， {代码字，{流 2，流 3}}， {代码字，{流 2，流 4}}， {代码字，{流 3，流 4}}，	6
小计			10

[0245] 表 5

代码字	流	组合细节	出现的数目
2	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}]	6
		[{代码字，流 1}，{代码字，流 3}]	
		[{代码字，流 1}，{代码字，流 4}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，流 3}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，流 4}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，（流 2，流 3）}]	12
		[{代码字，流 1}，{代码字，（流 2，流 4）}]	
		[{代码字，流 1}，{代码字，（流 3，流 4）}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，（流 1，流 3）}]	
[0246]		[{代码字，流 2}，{代码字，（流 1，流 4）}]	
		[{代码字，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，（流 1，流 2）}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，（流 1，流 4）}]	
		[{代码字，流 3}，{代码字，（流 2，流 4）}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，（流 1，流 2）}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，（流 1，流 3）}]	
		[{代码字，流 4}，{代码字，（流 2，流 3）}]	
	4	[{代码字，流 1，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}]	3
		[{代码字，流 1，流 3}，{代码字，（流 2，流 4）}]	
		[{代码字，流 1，流 4}，{代码字，（流 2，流 3）}]	

[0247] 上述表 4 示出了当代码字的数目是 1 时在代码字和流之间的示例性组合。上述表 5 示出了当代码字的数目是 2 时在代码字和流之间的示例性组合。

[0248] 如从表 4 和 5 可以看到的，假如根据本发明的一个实施例经由最多 2 个流发射单一代码字，则当代码字的最大数目是 1 时组合的数目是 10，并且当代码字的最大数目是 2 时，组合的数目是 21，使得需要总共 31 个组合。可以由 5 位来表示 31 个组合 ($2^5 = 16 < 31 < 2^6 = 32$)。

[0249] 同时，本发明的更优选的实施例限制用于发射单一代码字的流的数目，并且同时，移除具有比使用的可能性的数目情形的数目更多的特定组合，使得可以进一步地减少所有

组合的数目，并且下文将对其进行详细描述。

[0250] 更具体地说，本发明的一个实施例进一步假定排除了其中三个流适于发射来自表4和5所示的所有组合中的代码字的情形的特定条件。

[0251] 虽然上述使用三个流的情形对应于3的信道秩，但是3的信道秩可以被改变成另一秩，使得所改变的秩可以被指示。排除了上述使用来自若干流中的三个流的情况的原因是，如表5所示在三个流的情形中得到的组合的数目是12，使得12个组合占用了所有组合的38.7%，但是根据仿真的结果，选择使用三个流的情形的可能性大约是20%。

[0252] 因此，优选将具有比选择用于发射的可能性更多的组合的情形从所有情形中排除。结果，本发明的上述实施例将具有许多数目的情形的组合从在代码字和流之间的所有组合中移除，使得有效地减少了控制信息的位的数目。

[0253] 与上述描述相关联的详细示例可以由下表6来表示：

[0254] [表6]

[0255]

代码字	流	组合细节	出现的次数
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 1，流 3）}， {代码字，（流 1，流 4）}， {代码字，（流 2，流 3）}， {代码字，（流 2，流 4）}， {代码字，（流 3，流 4）}	6
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	6
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3

[0256] 根据表 6 所示的本发明的实施例，假如移除了具有比使用的可能性更多数目情形（即，使用 3 个流的情形）的特定组合，则当代码字的最大数目是 1 时在代码字和流之间的组合的数目是 10，并且当代码字的最大数目是 2 时在代码字和流之间的组合数目是 9，使得需要总共 19 个组合。

[0257] 因此，其中单一代码字经由最多 2 个流发射并且排除使用 3 个流的情形的实施例可以由 5 位 ($2^4 = 16 < 19 < 2^5 = 32$) 来表示。在这种情形下，指示所有组合的控制信息的位的数目可以低于表 4 或 5 的数目，然而，如果将上述的情形应用于其他示例，则所有组合可以用更少的位数目来表示。

[0258] 同时，本发明的另一实施例限制用于发射单一代码字的流的数目，并且同时移除具有比可能使用更多的数目情形的特定组合。并且，如果使用两个流来改善接收操作，则本

发明的上述实施例移除单一代码字经由两个流发射的组合，使得它可以进一步减少在代码字和流之间的所有组合的数目。下文将详细描述上述实施例。

[0259] 图 7 是图示根据本发明的在接收机中执行以便改善代码字的解码性能的连续干扰消除（SIC）概念的概念图。

[0260] 如果在接收机中接收到若干个代码字，则该接收机可以执行 SIC 以改善 Rx 信号的解码性能。如图 7 所示，如果接收机同时接收到代码字 1 和代码字 2，则它首先解码代码字 1，从所有 Rx 信号中移除与已解码的代码字 1 相关联的所有信号，并且使用其余的信号解码代码字 2，使得可以改善所有信号的解码性能。

[0261] 在该情形下，如图 7 中所示，为了执行上述 SIC，需要发射若干代码字。如果虽然接收到若干个流，但是单一代码字被分配至若干个流并且然后被发射，则接收机不能执行图 7 所示的 SIC。

[0262] 图 8A 示出了其中经由两个流发射单一代码字并且确定在该情形中是否执行 SIC 的特定情形。图 8B 示出了其中经由两个流分别发射两个代码字并且确定在该情形中是否执行 SIC 的特定情形。

[0263] 参考图 8A，如果经由两个流发射单一代码字，则独立代码字不包括在两个 Rx 流的每个 Rx 流中，使得 SIC 无法应用于图 8A 的情形。

[0264] 参考图 8B，如果经由两个流发射两个代码字，则图 7 中所示的 SIC 可以应用于经由每个流发射的 Rx 信号，使得可以改善 Rx 信号的解码性能。

[0265] 因此，本发明的另一实施例限制用于发射单一代码字的流数目，如表 6 中所示（例如：2 个流或低于 2 个流），并且移除具有比使用的可能性更多的数目情形的特定组合（例如，移除其中允许 3 个流的组合）。并且，如果使用两个流来进一步限制指示所有代码字 - 流组合的位数目，则本发明的上述实施例移除了其中经由两个流发射单一代码字的（图 8A 所示的）组合，使得接收机可以使用 SIC 改善 Rx 信号的解码性能。

[0266] 在该种情形下，上述示例不具有其中流的数目是 3 的组合。如果流的数目是 1，2 或 4，则仅存在一个代码字 - 流组合，如下表 7 所示：

[0267] [表 7]

[0268]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
2	2	[{代码字，流 1}，{{代码字，流 2}} [{代码字，流 1}，[{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，[{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，[{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，[{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，[{代码字，流 4}]	6
	4	[{代码字，（流 1，流 2），{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3），{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4），{代码字，（流 2，流 3）}]	3
总计			13

[0269] 参考表 7，当代码字的最大数目是 1 时组合的数目是 4，并且当代码字的最大数目是 2 时组合的数目是 9，使得需要总共 13 个组合。因此，在根据该实施例的该示例的情形中，在代码字和流之间的所有组合可以由 4 位 ($2^3 = 8 < 13 < 2^4 = 16$) 来表示。因此，根据指示所有组合的位数目，表 7 的方法优于表 6 的方法。

[0270] 同时，本发明的上述实施例已经考虑了信道容量、组合指示的效率、以及基于 SIC 的 Rx 性能改善，以便有效地减少在代码字和流之间的所有组合的数目。

[0271] 在仅考虑减少所有代码字流组合的数目的效率的情形下，如果 HARQ 通信系统的接收机生成重新发射请求，则在正确处理重新发射请求中可能出现意外问题。

[0272] 因此，本发明的另一实施例通过从所有组合中移除具有比要使用的可能性更多数目情形的特定组合来限制所有代码字流组合的数目，并且保持可用于诸如 HARQ 的重新发射方案的组合。下文将描述上述实施例的详细描述。

[0273] 图 9 示出了两个代码字经由两个流发射、一个代码字成功地被接收到并且另一个代码字未能被接收到以及请求了已失败代码字的重新发射。

[0274] 参考图 9，如果在第一发射期间两个代码字经由两个流被发射，则假定在两个代码字之间的代码字 1 成功地被接收到，并且与另一个代码字对应的代码字 2 未能被接收到，使得 NACK 信号被发射到发射机。在这种情形下，如果"跟踪合并 (Chase Combing)"方案应用于重新发射，则优选代码字 2 经由两个流被发射。

[0275] 然而，上述组合没有包含在表 7 所示的组合中。因此，本发明的一个实施例从所有组合中移除了具有比要使用的可能性更多数目情形的特定组合（例如，具有三个流的组合），并且保持可用于诸如 HARQ 的重新发射方案的上述组合。本发明的上述实施例可以通过下面的表 8 和 9 来表示：

[0276] [表 8]

[0277]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 1，流 3）}， {代码字，（流 1，流 4）}， {代码字，（流 2，流 3）}， {代码字，（流 2，流 4）}， {代码字，（流 3，流 4）}，	6
	4	{代码字，（流 1，流 2，流 3，流 4）}	1
总计			11

[0278] [表 9]

[0279]

代码字	流	组合细节	出现的数目
2	2	[{（代码字，流 1），（代码字，流 2）}] [{（代码字，流 1），（代码字，流 3）}] [{（代码字，流 1），（代码字，流 4）}] [{（代码字，流 2），（代码字，流 3）}] [{（代码字，流 2），（代码字，流 4）}] [{（代码字，流 3），（代码字，流 4）}]	6
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3
小管			

[0280] 上述表 8 示出了当使用单一代码字时在代码字和流之间的组合。上述表 9 示出了当使用两个代码字时在代码字和流之间的组合。

[0281] 如可以从表 8 和 9 看到的，从其中使用最多 4 个流以及使用最多两个代码字的上述示例的所有组合中排除具有比使用的可能性更多数目的情形的特定组合（即，具有三个流的特定情形）。如果保持了其中经由两个或四个流发射能够用于重新发射的单一代码字的特定组合，以及其中经由一个或两个流发射两个代码字中的每个代码字的组合，则使 11 个组合可用于其中使用单一代码字的情形，并且使 9 个组合可用于其中使用两个代码字的另一情形，使得总共 20 个组合可用。因此，所有这些组合可以由位 ($2^4 = 16 < 20 < 2^5 = 32$) 来表示。

[0282] 用于指示在图 8 和 9 所示的代码字和流之间的组合的位数目需要 5 位，使得用于特定情形中的组合的数目可以被进一步限制，导致相应组合的数目的减少。下表 10 示出了进一步限制其中经由两个流发射两个代码字的组合。

[0283] [表 10]

[0284]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 1，流 3）}， {代码字，（流 1，流 4）}， {代码字，（流 2，流 3）}， {代码字，（流 2，流 4）}， {代码字，（流 3，流 4）}，	6
	4	{代码字，（流 1，流 2，流 3，流 4）}	1
2	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3
总计			

[0285] 参考表 10，当代码字的最大数目是 1 时，组合的数目是 11，并且当代码字的最大数目是 2 时，组合的数目是 3，使得需要总共 14 个组合。因此，排除了其中三个流情形的上述情形，保持了其中考虑重新发射的组合，并且经由两个流发射两个代码字可以由 4 位（$2^3 = 8 < 13 < 2^4 = 16$）构成的控制信息来表示（$2^3 = 8 < 13 < 2^4 = 16$）。

[0286] 同时，根据关于表 3-10 的本发明的详细实施例，用于指示在代码字和流之间的所有组合所需要的控制信息的位的数目（即，位数目）被确定是能够指示比所有组合的数目更高的 2 的幂的位数目。在该情形下，能够由要求的控制信息的位数目来表示的代码字 - 流组合的数目一般高于应用了预定限制的所有组合的数目。

[0287] 因此，与表 3 ～ 10 相关联，本发明的另一实施例将另外的组合添加到所有受限制的组合中，这些另外的组合对应于在由指示所有受限制的组合的信息片（例如表 10 中的 4 位）的数目所表示的组合的数目（例如，表 10 中的 16 个组合），和所有受限制组合的数目（例如，表 10 中的 13 个组合）之间的差，并且下文将对其进行详细描述。

[0288] 表 6 ～ 10 所示的情形指示其中排除了针对情形的数目比要使用的可能性更高的情形的组合的情形，诸如当流的数目是“3”时的情形，使得可以极大地减少用于指示所有组合所需要的位的数目。然而，表 6 ～ 10 所示的上述情形不能指示其中使用三个流的情形，但是它们能够减少组合的数目，从而导致意外问题的发生。

[0289] 同时，在由用于指示所有组合所需要的位的数目表示的组合的最大数目和实际使用的组合的数目之间的存在差异。换言之，假定实际组合的数目是M，并且根据等式 $2^{N-1} < M \leq 2^N$ 需要N位来指示这些组合。结果，可以进一步添加与在由N位表示的最多可表达的组合的数目（2^N）和实际组合的数目（M）之间的差（2^N-M）相对应的预定数目的组合。

[0290] 因此，本发明的一个实施例添加其中使用三个流的特定组合。特定组合的数目对应于在由用于指示所有组合所需要的位数目表示的组合的数目和所有实际组合的数目之间的差。因此，该实施例提供了一种用于在不增加用于指示所有组合所需要的位的数目的情况下使用三个流的方法。

[0291] 更具体地说，表7可以指示由4位控制信息限定的所有组合（即，13个组合）。在该情形下，使用与在能够由控制信息表示的16个组合和13个组合之间的差相对应的三个流的特定组合可以被添加至表7的组合。以这种方式，表10的情形可以进一步包括两个组合，每个组合使用三个流。

[0292] 然而，由使用三个流的情形占用的组合的数目高于能够添加的组合的数目。换言之，来自每个情形使用两个流的若干情形中的每个情形使用单一代码字的情形的数目是4，并且每个情形使用两个代码字的其他情形的数目是12。因此，对于上述一些情形，选择性地执行组合添加。

[0293] 例如，可以将三个组合添加至表7，使得假定从三个流组合中仅选择了连续号码。换言之，假定选择了“流1，流2和流3”、“流2，流3和流4”或“流3，流4和流1”的顺序。事实上，流号码以数字升序固定，使得为了便于描述可以将“流3，流4和流1”认为是“流1，流3和流4”。

[0294] 如果添加了使用单一代码字的组合，则所添加的组合可以是{代码字，（流1，流2，流3）}、{代码字，（流2，流3，流4）}或者{代码字，（流1，流3，流4）}，如下表11所表示的：

[0295] [表11]

[0296]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	3	[illegible]	[illegible]
2	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	6
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3
[illegible]			

[0297] 在表 11 中，所添加的组合由阴影部分表示。

[0298] 而且，如果添加了使用两个代码字的组合，则所添加的组合可以是，[{代码字，流 1}，{代码字，（流 2，流 3）}]、[{代码字，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}] 以及 [{代码字，流 1}，{代码字，（流 3，流 4）}]，如由下表 12 所表示的：

[0299] [表 12]

[0300]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
2	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	6
3	3	[{代码字，流 1，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 1，流 3}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2，流 3}，{代码字，流 4}]	4
4	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3
总计			18

[0301] 在表 12 中，所添加的功能可以由阴影部分表示。

[0302] 同时，对于另一示例，可以将两个组合添加至表 10，使得假定从三个流组合中仅选择了连续的号码。换言之，假定选择了“流 1，流 2 和流 3”以及“流 2，流 3 和流 4”的顺序。在添加使用单一代码字的组合的特定情形的情况下，可以添加｛代码字，（流 1，流 2，流 3）｝和｛代码字，（流 2，流 3，流 4）｝。在添加使用两个代码字组合的前另一情形的情况下，可以添加[｛代码字，流 1｝，｛代码字，（流 2，流 3）｝]以及[｛代码字，流 2｝，｛代码字，（流 3，流 4）｝]。在下列的表 13 和 14 中可以示出上述组合：

[0303] [表 13]

[0304]

PART 2 of CN102017445B

(Presented in 2 parts)

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	6
	3	[illegible]	[illegible]
	4	{代码字，（流 1，流 2，流 3，流 4）}	1
2	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3
总计	[illegible]	[illegible]	[illegible]

[0305] [表 14]

[0306]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 1，流 3）}， {代码字，（流 1，流 4）}， {代码字，（流 2，流 3）}， {代码字，（流 2，流 4）}， {代码字，（流 3，流 4）}	6
	4	{代码字，（流 1，流 2，流 3，流 4）}	1
2	[illegible]	[illegible]	[illegible]
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 3）}，{代码字，（流 2，流 4）}] [{代码字，（流 1，流 4）}，{代码字，（流 2，流 3）}]	3
[illegible]			

[0307] 在表 13 和 14 中，所增加的组合由阴影部分表示。

[0308] 同时，本发明的另一实施例将流分组视为用于限制在代码字和流之间的组合数目的合理方法，下文将对其进行详细描述。

[0309] 如果将四个天线用于 MIMO 技术，则各个天线必须构造彼此独立的独特的信道环境，以便实现最优状态。为此目的，各个天线被彼此物理地分隔开。

[0310] 然而，当实际使用天线时，通过各种原因将流分组，使得在每个组中包含的天线可以彼此相互关联。

[0311] 图 10A ～ 10C 示出了用于以各种方式将多个天线分组的各种方法。

[0312] 图 10A 示出了四个天线配置独立信道而没有任何分组的理想情形。然而，四个天线以预定的距离彼此分隔开，使得发射机或接收机可能没有足够的空间来配置独立的信道。具体而言，图 10A 的结构难以应用于移动终端。

[0313] 为了解决上述问题，图 10B 的结构已经被广泛使用。在图 10B 的结构中，将两个天线分成一组，每组的天线具有相关信道，并且不同组的其他天线具有独立信道。并且，图 10C 的另一结构也可以被用于解决上述问题。在图 10C 的结构中，通过交叉极化分集 (CPD) 方案将两个天线分成一组，一组天线水平极化，另一组天线垂直极化。

[0314] 在另一天线分组示例中，如果使用总共 4 个天线，则两个天线的信道状况被稳定地测量，并且其余两个天线的信道状况不稳定，使得错误频繁出现在其余两个天线中。在这种情形下，具有稳定信道状况的天线被分到一组，并且具有不稳定信道状况的其他天线被分为一组，使得这四个天线被两个两个地分组。

[0315] 如上所述，如果天线被分组并且受限制，则对应于这些天线的流也受限制，并且可以认识到，预定的流被分组。

[0316] 因此，本发明的一个实施例提供了一种用于限制在代码字和流之间的所有组合的数目的方法。更具体地说，上述实施例限制流的数目，每个流发射单一代码字，如表 4 和 5 所示，并且将流分组。并且，如果经由与在单一组中包含的流的数目相对应的流发射单一代码字，则上述实施例控制该单一代码字经由在单一组中包含的流进行发射，使得减少了在代码字和流之间的组合的数目。下文将描述上述实施例的详细描述。

[0317] 在具体实施例中，假定第一流 1 和第二流 2 形成单一组，并且第三流 3 和第四流 4 形成另一组。在这种情形下，根据本发明的一个实施例，如果经由两个流发射单一代码字，则可以将该代码字仅分配给单一组，并且所有受限制的组合在下表 15 中示出：

[0318] [表 15]

[0319]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 3，流 4）}	2
2	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	6
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 3}，{代码字，（流 1，流 2）}] [{代码字，流 4}，{代码字，（流 1，流 2）}]	4
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}]	1

[0320] 参考表 15，如果代码字的最大数目是 1，则可用组合的数目是 6。如果代码字的最大数目是 2，则可用组合的数目是 11，使得总共 17 个组合可用。

[0321] 因此，如上所述，如果经由最多 2 个流发射单一代码字，则若干个流被两个两个地分组，并且经由两个流发射单一代码字，本发明允许仅经由在相同组中包含的流来发射单一代码字。在该情形下，所有代码字 - 流组合可以由最多 5 位 ($2^4 = 16 < 17 < 2^5 = 32$) 来表示。

[0322] 同时，根据本发明的另一实施例，如果限制在代码字和流之间的组合，并且同时发射与表 15 相关联的若干代码字，则上述实施例允许代码字经由不同组的流被发射，或允许经由相同组的流发射代码字，使得可以进一步减少所有代码字 - 流的组合的数目。下文将对上述实施例进行详细描述。

[0323] 与表 15 相关联，如果发射若干个代码字以进一步减少用于指示所有组合所需要的位的数目，即，如果发射了两个代码字，则经由不同组的流或相同组的其他流发射各个代

码字，使得经由不同信道环境发射代码字，从而导致获得分集增益。

[0324] 在这种情形下，其中经由不同组的流发射两个代码字的上述情形可以指示在它们的分组中具有相同或类似信道环境的流被分成单一组。其中经由相同组的流发射两个代码字的其它情形可以指示在它们的分组中具有不同信道环境的流被分成单一组。换言之，如果经由不同信道环境发射两个代码字，则根据流分组方法经由不同组的流或者相同组的其它流发射这些代码字。

[0325] 与表 15 相关联，如果第一流 1 和第二流 2 配置单一组，并且第三流 3 和第四流 4 配置另一单一组，其中经由不同组的流发射两个代码字的上述情形可以由下表 16 来表示：

[0326] [表 16]

[0327]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 3，流 4）}	2
2			
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 3}，{代码字，（流 1，流 2）}] [{代码字，流 4}，{代码字，（流 1，流 2）}]	4
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}]	1
总计			

[0328] 在表 16 中，受限制的部分由阴影部分来表示。

[0329] 参考图 16，如果代码字的最大数目是 1，则所有组合的数目是 6。如果代码字的最大数目是 2，则所有组合的数目是 9，使得总共 15 个组合可用。因此，在本发明的上述示例中，需要最多 4 位（$2^3 = 8 < 15 < 2^4 = 16$）来指示在代码字和流之间的所有组合。

[0330] 同时，其中经由相同组的流发射两个代码字的上述情形可以由下表 17 来表示：

[0331] [表 17]

[0332]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
	2	{代码字，（流 1，流 2）}， {代码字，（流 3，流 4）}	2
2			
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 3}，{代码字，（流 1，流 2）}] [{代码字，流 4}，{代码字，（流 1，流 2）}]	4
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}]	1
总计			

[0333] 在表 17 种，受限部分由阴影部分来表示。

[0334] 参考图 17，如果代码字的最大数目是 1，则所有组合的数目是 6。如果代码字的最大数目是 2，则所有组合的数目是 7，使得总共 13 个组合可用。因此，在本发明的上述示例中，需要最多 4 位 ($2^3 = 8 < 15 < 2^4 = 16$) 来指示在代码字和流之间的所有组合。

[0335] 同时，本发明的另一实施例提供了一种用于限制与表 4 和 5 相关联的代码字或流的数目的方法。更具体地说，上述实施例限制发射单一代码字所经由的 Tx 流的数目，使用表 15 ～ 17 将流分组，允许经由至少两个代码字来发射至少两个流，并且允许接收机执行与图 7 相关的 SIC 方案，使得它减少所有代码字 - 流组合的数目，并且改善 Rx 信号的解码性能。

[0336] 换言之，与图 7、8A 和 8B 相关联，如果发射若干个流（例如，两个流），并且各个流具有独立代码字，则接收独立代码字的 Rx 信号可以改善每个字的解码性能。然而，如果单一代码字被分配至各个流并且然后被发射，则接收机不能执行 SIC 方案。

[0337] 因此，假如至少两个流发射至少两个代码字，得出下表 18：

[0338]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
2	2	[{代码字，流 1}，{代码字，流 2}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 1}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 3}] [{代码字，流 2}，{代码字，流 4}] [{代码字，流 3}，{代码字，流 4}]	6
	3	[{代码字，流 1}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 2}，{代码字，（流 3，流 4）}] [{代码字，流 3}，{代码字，（流 1，流 2）}] [{代码字，流 4}，{代码字，（流 1，流 2）}]	4
	4	[{代码字，（流 1，流 2）}，{代码字，（流 3，流 4）}]	1
总计			15

[0339] 参考表 18，如果代码字的最大数目是 1，则所有代码字－流组合的数目是 4。如果代码字的最大数目是 2，则所有代码字－流组合的数目是 11，使得总共 15 个组合可用。因此，在本发明的上述示例中，需要最多 4 位（$2^3 = 8 < 15 < 2^4 = 16$）的控制信号来指示在代码字和流之间的所有组合。

[0340] 本发明的上述实施例假定使用单一用户 MIMO 通信系统。然而，在考虑多用户 MIMO 通信系统的情形下，在代码字和流之间的条件可以改成另一条件。

[0341] 考虑上述多用户环境，本发明的另一实施例提供了一种用于合理地限制所有代码字－流组合的数目的方法，并且下文将对其进行详细描述。

[0342] 为了从多用户 MIMO 通信系统获得多用户分集增益，搜索处理对于具有互相正交信道的用户是重要的。如果单一用户使用所有流，则单一用户 MIMO 系统被设置成用户无法获得多用户分集增益。为了实现多用户 MIMO 通信系统，优选减少每个用户能够使用的流数目。

[0343] 本发明的实施例限制所有代码字－流组合的数目，以从单一用户或多用户 MIMO 通信系统有效地获得多用户分集增益。为了便于描述，在下列示例中，假定流的最大数目是 4，并且代码字的最大数目是 2。

[0344] 优选地，多用户 MIMO 通信系统可以从若干个用户中选择具有互相正交信道的用户。然而，事实上，仅选择正交用户的概率低。多用户 MIMO 通信系统具有选择信道彼此正交的用户的较高概率，使得它可以被更稳定地操作。

[0345] 图 11 示出了在多用户 MIMO 通信系统中用户可用流的数目。

[0346] 参考图 11，如果单一用户使用至少两个流，则将另一限制应用于用户的选择处理。

[0347] 换言之，如果单一用户使用两个或多个流，则穿过相应用户的所有流的信道必须彼此正交。使用两个或多个流的用户必须从满足下列条件的若干用户中选择。此后，必须执行用于从相应用户中搜索具有互相正交信道的特定用户的处理。在该情形下，可以将各种方法用作最终选择，例如，最大总计速率 (SUM-RATE) 方法。

[0348] 更具体地说，如图 11 所示，如果第一用户使用第一流 1 和第二流 2，则使用第一和第二流 1 和 2 的第一用户 1 的两个信道必须彼此正交，并且必须从满足上述正交条件的用户中选择第一用户 1。

[0349] 使用第三流 3 的第二用户 2 的信道必须与使用第四流 4 的第三用户的信道正交，用于选择满足上述正交条件的用户的处理比其中所有用户使用单一流的另一情形的处理更困难。因此，为了支持其中单一用户使用若干个流的上述情况，在存在更多用户的条件下，上述操作可以被容易地执行。

[0350] 因此，为了在多用户 MIMO 通信系统中容易地选择期望的用户，本发明的一个实施例允许单一用户仅使用一个流来限制所有代码字 - 流组合的数目。在该情形下，在代码字和流之间的可用组合可以由下表 19 来表示：

[0351] [表 19]

[0352]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字，流 1}， {代码字，流 2}， {代码字，流 3}， {代码字，流 4}	4
总计			4

[0353] 如从表 19 中可以看到的，为了在多用户 MIMO 通信系统中容易地选择期望的用户，本发明的上述实施例限制代码字 - 流组合的数目，使得单一用户可以仅使用一个流。在该情形下，所有组合的数目是 4，并且可以由最多 2 位来表示 ($2^1 < 4 < 2^2 = 4$)。

[0354] 同时，与表 19 相关联，本发明的上述实施例允许单一用户仅使用一个流，使得多用户 MIMO 系统可以容易地在用户之间选择正交信道，然而，应当注意，每个用户的最大峰值速率可能被损害。

[0355] 因此，为了解决上述问题，本发明的另一实施例允许单一用户使用若干个流，但是它允许各个流使用不同代码字。下文将对上述实施例进行详细描述。

[0356] 更具体地说，假如单一用户使用两个流，则每个用户的最大峰值速率可以高于图 19 中所示的情形的最大峰值速率。而且，本发明的上述实施例允许各个流使用不同代码字，

并且将 SIC 方案应用于在接收机中接收到的 Rx 信号，使得它可以获得解码性能。

[0357] 在该情形下，在代码字和簇之间的所有组合可以由下表 20 来表示：

[0358] [表 20]

[0359]

代码字	簇	组合编节	出现的数目
3	2	[[代码字，簇 0]，[代码字，簇 2]]	6
		[[代码字，簇 0]，[代码字，簇 3]]	
		[[代码字，簇 0]，[代码字，簇 4]]	
		[[代码字，簇 1]，[代码字，簇 4]]	
		[[代码字，簇 2]，[代码字，簇 3]]	
		[[代码字，簇 2]，[代码字，簇 4]]	
		[[代码字，簇 3]，[代码字，簇 4]]	
总计			6

[0360] 参考表 20，所有代码字 - 簇组合的数目是 6，并且可以由最多 3 位 ($2^3 = 4 < 6 < 2^4 = 8$) 来表示。

[0361] 同时，与表 19 和 20 相关联，本发明的上述实施例具有前述的优点和不足。根据本发明另一实施例的多用户 MIMO 通信系统考虑了应用这些优点和不足的代码字 - 簇组合，并且可以根据各种情形选择性地使用该组合。

[0362] 在这种情形下，在代码字和簇之间的所有组合可以由下表 21 来表示：

[0363] [表 21]

[0364]

代码字	簇	组合编节	出现的数目
1	1	[代码字，簇 1]， [代码字，簇 2]， [代码字，簇 3]， [代码字，簇 4]	4
2	2	[[代码字，簇 1]，[代码字，簇 2]] [[代码字，簇 1]，[代码字，簇 3]] [[代码字，簇 1]，[代码字，簇 4]] [[代码字，簇 2]，[代码字，簇 3]] [[代码字，簇 2]，[代码字，簇 4]] [[代码字，簇 3]，[代码字，簇 4]]	6
总计			10

[0365] 在该情形下，如从表 21 中可以看到的，如果单一用户使用单一流，则使 4 个组合可用。如果单一用户使用两个流，则使 6 个组合可用，使得总共 10 个组合可用。因此，上述组合可以由最多 4 位 ($2^4 = 8 < 10 < 2^5 = 16$) 来表示。

[0366] 上述实施例已经公开了一种用于减少在代码字和簇之间的数目的逻辑方法。

[0367] 同时，本发明的一个实施例将公开一种用于考虑接收机的 Rx 方案和 Rx 性能另外地减少代码字 - 流组合的数目的方法，并且下文将对其进行详细描述。

[0368] 如果将基于 SIC 的接收机用作本发明的接收机，并且存在若干个代码字，则根据代码字的保护顺序，可以改变总体系统性能。因此，必须考虑在每个组合中的代码字的顺序。

[0369] 首先，如图 5A 所示，如果流的最大数目是 4，并且代码字的最大数目是 2，则提供下列组合。

[0370] 如果天线的数目是 4，即，如果流的最大数目是 4，则代码字的最大数目是 2。在该情形下，所有可用代码字 - 流组合如在下表 22 和 23 中所示：

[0371] [表 22]

[0372]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字 1，流 1}， {代码字 1，流 2}， {代码字 1，流 3}， {代码字 1，流 4}	4
2	2	{代码字 1，(流 1，流 2)}， {代码字 1，(流 1，流 3)}， {代码字 1，(流 1，流 4)}， {代码字 1，(流 2，流 3)}， {代码字 1，(流 2，流 4)}， {代码字 1，(流 3，流 4)}	6
	3	{代码字 1，(流 1，流 2，流 3)}， {代码字 1，(流 1，流 3，流 4)}， {代码字 1，(流 1，流 2，流 4)}， {代码字 1，(流 2，流 3，流 4)}	4
	4	{代码字 1，(流 1，流 2，流 3，流 4)}	1
小计			15

[0373] [表 23]

[0374]

代码字	流	组合细节	出现的数目
2	2	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，流 3}]	12
2	3	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 1，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，（流 1，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，流 4}]	24
2	4	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 3，流 4）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 3，流 4）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 2，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 2，流 3）}，{代码字 2，流 4}]	8
		[{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 4）}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 4）}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，（流 1，流 4）}]	6
总计			50

[0375] 表 22 示出了当代码字的数目是 1 时各个组合的示例。表 23 示出了当代码字的数目是 2 时各个组合的示例。

[0376] 在表 22 或 23 中的代码字的顺序由连续的号码来表示。代码字号码指示当接收机

使用基于 SIC 的接收机时的解码顺序。此后，如图 7 所示，代码字 1 被首先解码，将于代码字 1 相关的干扰信号从 Rx 信号中移除，并且然后，将代码字 2 解码。

[0377] 换言之，当将每个流重新映射至天线时，根据流的顺序而改变天线映射操作。而且，如果使用预编码方法，则根据与相应权重矢量相关联的预编码顺序来改变天线映射操作。因此，这些流具有固定顺序，使得也必须指示在组合中的流的顺序。

[0378] 如从表 22 和 23 中可以看到的，如果代码字的数目是 1，则组合的数目是 15。如果代码字的数目是 2，则组合的数目是 50，使得需要总共 65 个组合。因此，在代码字的最大数目是 2 并且流的最大数目是 4 的条件下，为了无任何限制地允许所有组合，需要最多 7 位 ($2^6 = 64 < 65 < 2^7 = 128$)。

[0379] 同时，如图 58 所示，当流的最大数目是 2 并且代码字的最大数目是 2 时，所提供的所有代码字 - 流组合如下。

[0380] 如图 58 所示，如果天线的数目是 2，即，如果流的最大数目是 2，则代码字的最大数目是 2。各个组合的所有情形如在下表 24 中所示：

[0381] [表 24]

[0382]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	（代码字 1，流 1）， （代码字 1，流 2）	2
	2	（代码字 1，（流 1，流 2））	1
2	2	[（代码字 1，流 1），（代码字 2，流 2）] [（代码字 1，流 2），（代码字 2，流 1）]	2
总计			

[0383] 表 24 示出了假如当代码字的数目是 1 或 2 时的各个组合的所有示例。

[0384] 如表 14 所示，如果流的最大数目是 2，并且代码字的最大数目是 2，则需要总计 5 个代码字 - 流组合。在该情形下，在流的最大数目是 2 并且代码字的最大数目是 2 的条件下，为了没有任何限制地允许所有组合，需要最多 3 位 ($2^2 = 4 < 5 < 2^3 = 8$)。然而，上述情形可以被认为是其中使用表 22 和 23 所示的最多 4 个流的情形的子集。因此，如果可以有效地指示其中使用最多 4 个流的上述情形，则应当注意，这种情形也可以被应用于其中使用最多 2 个流的另一情形。

[0385] 如上所述，其中最大数目的流的上述情形需要小的位数目来独立地指示在代码字和流之间的组合，使得对它不作考虑。因此，本发明的下列实施例将公开一种用于基于其中使用最多 4 个流的上述情形利用较少的位数目来有效地指示所有代码字 - 流组合的方法。如果可以用较少的位数目来表示在代码字和流之间的组合，则可以增强控制信号的 Tx 效率。

[0386] 如上所述，如果在代码字和流之间的的给定限制条件是：流的最大数目是 4，并且代码字的最大数目是 2，则使在代码字和流之间的 65 个组合可用。为了无任何限制地指示所有 65 个组合，需要总计 7 位。

[0387] 本发明的一个实施例将公开一种用于考虑接收机的 Rx 方案和 Rx 性能来限制在代码字与流之间的所有组合，使得它可以减少指示来自所有组合中的使用的组合的信息片的数目的方法。

[0388] 图 12 示出了在具有若干个流的条件下，指示在其中仅使用一个代码字的第一情形和其中使用两个代码字的第二情形之间的系统吞吐量的差异的仿真结果。

[0389] 在图 12 中，“SCW”是单一代码字的缩写，“MCW”是多个代码字的缩写。“MMSE”指示在接收机中使用基于最小均方误差 (MMSE) 的接收机的特定情形。“MMSE+SIC”指示在接收机中使用能够通过将 SIC 方案应用于 MMSE 结果信号来执行干扰消除的特定接收机。在水平轴上的“Ior/Ioc”指示节点 B 的 Tx 功率与干扰功率的比率。该 Tx 功率与干扰功率的比率可以通过 SINR 来计算，并且物理上类似于 SINR。

[0390] 图 12 的详细仿真假定如下。使用两个 Tx 天线和两个 Rx 天线，使用基于 3GPP TR 25.892 的 MCS 方案，并且将最简单的每天线速率控制 (PARC) 方案用作 MIMO 方案。假定由 ITU 提出的“步行 B(pedestrianB)”模型被用作仿真信道，并且移动终端具有 3km/h 的速度。并且，假定 OFDM 方案被用作发射方案，FFT 的长度是 1024，实际用于 10MHz 带宽的子载波的数目是 600，并且循环前缀 (CP) 的大小是 74。

[0391] 如从图 12 的结果中可以看到的，在发射两个流的情形下，其中两个流被分配至两个代码字的第一情形具有比其中经由单一代码字发射两个流的第二情形的更优的良好性能。根据流或代码字的数目，上述结果具有相同结果。如果将上述结果一般化，则可以获得下列结果。换言之，如果使用若干个流，则优选使用若干个代码字而非单一代码字来提高整体系统性能。因此，如果若干个流被用于限制在代码字和流之间的所有组合的数目，则本发明的一个实施例提供了一种用于限制允许单一代码字使用所有流的组合的方法。

[0392] 更具体地说，如上所述，当代码字 - 流组合具有两个或更多流时，其中使用最多 4 个流以及最多 2 个代码字的上述实施例，可以允许经由两个代码字来发射期望的数据。

[0393] 根据本发明的上述实施例的在代码字和流之间的组合可以由下表 25 来表示：

[0394] [表 25]

[0395]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字 1，流 1}， {代码字 1，流 2}， {代码字 1，流 3}， {代码字 1，流 4}	4
2	2	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，流 3}]	12
	3	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 1，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，（流 1，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，流 4）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，流 4）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，流 4）}]	24
	4	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 3，流 4）}，{代码字 2，流 1}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 3，流 4）}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 2，流 4）}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 2，流 3）}，{代码字 2，流 4}]	8
		[{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 3，流 4）}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 2，流 4）}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，（流 1，流 4）}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，（流 2，流 3）}，{代码字 2，（流 1，流 4）}]	6
总计			84

[0396] 参考表 25，假如当使用若干流时，若干代码字可用，并且存在用于允许使用若干代码字而非单一代码字的限制条件，则当代码字的最大数目是 1 时，组合的数目是 4，当代码

字的最大数目是2时，组合的数目是50，使得需要总共54个组合。这些54个组合可以由最多6位来表示（$2^5 = 32 < 54 < 2^6 = 64$）。

[0397] 本发明的更优选的实施例提供了一种用于基于SIC方案来固定解码顺序以减少所有组合的数目的方法。

[0398] 图13A～13C示出了根据SIC解码顺序的接收端性能的仿真结果。

[0399] 可以认识到，图25所示的所有组合包括当在接收机中使用SIC方案时指示解码顺序的特定部分。为了指示代码字和相关联SIC接收机的解码顺序，在代码字和流之间的组合被对称地重复。

[0400] 例如，如果两个流被使用（即流1和流2），则存在第一组合（代码字1，流1）和（代码字2，流2），并且也存在第二组合（代码字1，流2）和（代码字2，流1）。第一组合的解码顺序与第二组合的解码顺序对称地不同。图13A示出了指示在第一和第二组合之间的性能差异的仿真结果。图13B示出了使用三个流的情形，并且图13C示出了使用四个流的另一情形。图13A～13C的同时环境在天线数目上是不同的，并且图13A～图13C的其余部分与图12的那些相同。更具体地说，图13A示出了两个天线，图13B示出了三个天线，并且图13C示出了四个天线，并且除了天线数目以外的其余部分与图12相同。

[0401] 为了分析该仿真结果，下文将描述图示使用4个流的情形的性能的图13C的情形。

[0402] 在图13A中，“Max”是其中包含指示SIC解码顺序的所有原始组合的特定情形。“(12,34)L1，L2第一”是特定情形，在该特定情形中，流1和2(或层1和2)L1和L2被分配至第一代码字1，当流3和4(或层3和4)被用于第二代码字2时，在SIC解码期间第一代码字1的流1和2被首先解码，并且然后第二代码字2的流3和4被解码。以这种方式，“(34,12)L3，L4第一”是特定情形，在该特定情形中，流3和4被分配至第一代码字1，流1和2被分配至第二代码字2，对应于第一代码字1的流3和4被首先解码，并且然后对应于第二代码字2的其他流1和2被解码。

[0403] 如从图13C的结果可以看出的，在其中两个流被分配至每个代码字的情形(12,34)或(34,12)中，在(12,34)的情形和另一(34,12)情形之间的性能几乎不存在差异。

[0404] 而且，在其中将单一流分配至单一代码字并且三个流被分配至其他流的情形(1,234)或(234,1)中，在(1,234)的情形和(234,1)的情形之间的顺序几乎不存在差异。

[0405] 在另一方面中，其中将两个流分配至每个代码字的情形，具有比其中将单一流分配至单一代码字并且三个流被分配至其他流的另一情形更优的良好性能。虽然其中将两个流分配至每个代码字的上述情形的性能稍低于允许所有情形的另一情形的性能，但是应当注意，上述两种情形的性能彼此非常接近。因此，在性能方面，优选将SIC解码顺序固定成仅预定顺序，并且由单一代码字选择最多2个代码字。

[0406] 图13B示出了当使用三个流时的不同性能，其中，将单一流分配至单一代码字，并且将两个流分配至另一代码字。在该情形下，更优选由这两个流构成的代码字在单一流已经被解码之后被解码，从而实现更高的性能。

[0407] 图13A示出了当使用总共2个流时的性能，其中，将单一流分配至每个代码字。在该情形下，可以认识到，在解码的编码之间几乎不存在性能差异，无论这些解码字的解码顺序如何。

[0408] 通过图13A～13C的性能，获得下列三个结果。

[0409] 根据第一结果，SIC 接收机的解码顺序被固定，使得代码字 1 首先被解码，并且然后代码字 2 被解码。

[0410] 根据第二结果，如果被分配至第一代码字 1 的流的数目与被分配至代码字 2 的流的数目不对称，则来自第一和第二代码字 1 和 2 中的具有较少数目的流的代码字首先被解码。例如，如果所有组合的数目是 3，则一个代码字具有单一流，并且另一代码字具有两个流，由仅一个流构成的代码字首先被解码。为此目的，将单一流分配至第一代码字 1，并且将两个流分配至第二代码字 2。

[0411] 根据第三结果，将最多 2 个流分配至单一代码字。

[0412] 更具体地说，根据其中使用最多 4 个流和最多 2 个代码字的该实施例，假定在图 22 和 23 所示的所有组合中的 SIC 接收机的解码顺序是固定的，则移除具有指示 SIC 解码顺序的对称结构的分配处理，并且 SIC 接收机首先解码该第一代码字 1，并且然后解码第二代码字 2。即，在本发明的上述实施例中使用的“SIC 解码顺序”指示当使用 SIC 接收机时的各个代码字的解码顺序。

[0413] 而且，如果存在总共 3 个流，则上述实施例仅考虑其中将单一流分配至第一代码字 1 并且将两个流分配至第二代码字 2 的特定情形。并且，如果存在总共 4 个流，则上述实施例仅考虑其中将两个流分配至第一代码字并且将其余两个流分配至第二代码字 2 的特定情形。

[0414] 在下表 26 中示出与上述实施例相关联的详细示例：

[0415] [表 26]

[0416]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字 1，流 1}， {代码字 1，流 2}， {代码字 1，流 3}， {代码字 1，流 4}	4
	2	{代码字 1，（流 1，流 2）}， {代码字 1，（流 1，流 3）}， {代码字 1，（流 1，流 4）}， {代码字 1，（流 2，流 3）}， {代码字 1，（流 2，流 4）}， {代码字 1，（流 3，流 4）}	6
	3	{代码字 1，（流 1，流 2，流 3）}， {代码字 1，（流 1，流 3，流 4）}， {代码字 1，（流 1，流 2，流 4）}， {代码字 1，（流 2，流 3，流 4）}	4
	4	{代码字 1，（流 1，流 2，流 3，流 4）}	1
2	2	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 4}]	6
	3	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 4）}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 4）}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 2，流 3）}]	12
	3	[{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 4）}，{代码字 2，（流 2，流 3）}]	3
总计			36

[0417] 因此，本发明的详细实施例具有总共 36 个情形，这些情形由最多 6 位来表示（$2^5 = 32 < 36 < 2^6 = 64$）。在每个情形中，SIC 解码顺序被固定，单一代码字具有最多 2 个流，并且在非对称流的情形下，具有较少数目的流的代码字首先被解码。根据指示所有组合的控制信息的位的数目，上述情形与表 22 和 23 所示的情形相比具有 1 位的增益。

[0418] 同时，将用于减少在上述组合中情形的数目的方法应用于上述实施例。换言之，如

果使用若干个流，则使用若干个代码字，单一代码字具有最多 2 个流，并且将具有较少数目的流的代码字固定成第一代码字，使得可以限制所有组合的数目。

[0419] 假如在接收机中使用基于 SIC 的接收机，则当若干个流被使用时，使用若干个代码字，并且单一代码字具有最多 2 个流。在非对称流的情形下，具有较少数目的流的代码字首先被解码，并且 SIC 解码顺序被固定，使得可以限制全部组合的数目。

[0420] 在下表 27 中示出了与上述描述相关联的详细示例：

[0421] [表 27]

[0422]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字 1，流 1}， {代码字 1，流 2}， {代码字 1，流 3}， {代码字 1，流 4}	4
2	2	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 2}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 3}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，流 4}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，流 4}]	6
	3	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3）}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 1，流 4）}] [{代码字 1，流 2}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，流 3}，{代码字 2，（流 1，流 4）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 2）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 1，流 3）}] [{代码字 1，流 4}，{代码字 2，（流 2，流 3）}]	12
	3	[{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，（流 3，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 3）}，{代码字 2，（流 2，流 4）}] [{代码字 1，（流 1，流 4）}，{代码字 2，（流 2，流 3）}]	3
[illegible]			

[0423] 因此，本发明的具体实施例具有总共 25 个情形。在每个情形中，当使用若干个流时，使用若干个代码字，并且单一代码字具有最多 2 个流。并且，在非对称流的情形下，即，

如果各个代码字使用不同数目的流，则具有较少数目的流的代码字被分配至第一代码字。

[0424] 而且，本发明的具体描述实施例具有总共 25 个情形。在每个情形中，如果使用若干个流，则考虑在接收机中包含的 SIC 解码器的使用，使用若干个代码字，SIC 解码顺序是固定的，并且单一代码字具有最多 2 个流。并且，在非对称流的情形中，即，如果各个代码字使用不同数目的流，则具有较少数目的代码字首先被解码。因此，情形的数目是 25，使得它必须由最多 5 位来表示 ($2^4 = 16 < 2^5 <= 32$)。在该情形下，根据指示所有组合的控制信息的位的数目，上述情形与表 22 和 23 所示的情形相比具有 2 位的增益。

[0425] 如上所述，每个流具有多个组合。但是，本发明的目的是减少用于每个流的组合的数目。

[0426] 图 14 示出了当在代码字和流之间的所有组合的数目被限制到能够由给定位数目指示的组合的特定数目时，接收端性能的仿真结果。

[0427] 更具体地说，图 14 示出了其中使用 4 个 Tx 天线和 4 个 Rx 天线，即流的最大数目是 4 的仿真结果。除了天线的数目以外的其他仿真假定与图 12 中的那些相同。

[0428] 下文将详细描述图 14 的仿真结果。在其中所有组合的数目被确定是图 22 和 23 的情形下，该情形由“max(最多)”来表示。如果对于每个流仅允许一个组合，则所有组合的数目是 4，4 个组合由 2 位来表示，如由“位 2”所表示的。如果每个流允许两个组合，则 8 个情形由 3 位来表示，如由“位 3”所表示的。如果每个流允许 4 个组合，1 则 6 个情形由 4 位来表示，如由“位 4”所表示的。

[0429] 如从图 14 的仿真结果可以看出的，如果每个流仅允许一个组合，则该情形的性能与其中使所有组合可用的另一情形的性能几乎相似。

[0430] 如从图 14 的仿真结果可以看出的，虽然任意选择了用于减少与相应位数目一样多的组合而选择的组合，但在该情形和其中使所有组合可用的上述情形之间几乎没有性能差异。因此，在减少每个组合中情形的数目方面，最优选在每个组合中的情形的数目被减少至 4 个组合。

[0431] 在与上述描述相关联的详细示例中，如果使用最多 4 个流以及最多 2 个代码字，则能够由最少的组合表示的“2 位”情形可以由下表 28 来表示：

[0432] [表 28]

[0433]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字 1，流 1}	1
2	2	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 2}]	1
	3	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，{流 2，流 3}}]	1
	3	[{代码字 1，{流 1，流 2}}，{代码字 2，{流 3，流 4}}]	1

[0434] 因此，本发明的详细实施例具有总共 4 个情形。在每个情形中，如果使用若干个代码字，则单一但码字具有最多 2 个流，在非对称流的情形下将具有较少数目的流的代码字设置成第一代码字，每个流仅使用一个组合。

[0435] 而且，本发明的详细实施例具有总共 4 个情形。在每个情形中，如果考虑其中接收机使用 SIC 解码器的特定情形，使用若干个流，则使用若干个代码字，SIC 解码顺序是固定的，单一代码字具有最多 2 个流，在非对称流的情形下，具有较少数目的流的代码字首先被解码，并且仅允许一个流用于每个流。情形的总数目是 4，使得 4 个情形必须由最多 2 位来表示 ($2^1 = 2 < 4 \leq 2^2 = 4$)。在该情形下，根据指示所有组合的控制信息的位数目，上述情形与表 22 和 23 所示的情形相比具有 5 位的增益。

[0436] 同时，来自其他详细示例中的"3 位"情形必须为每个流选择两个组合，并且"4 位"情形必须为每个流选择四个组合。上述实例对于本领域的技术人员是公知的，使得为了便于描述而省略对它们的详细描述。在该情形下，可以任意执行用于选择对应于固定数目的处理。通过该仿真结果，虽然任意选择了组合，但是在性能方面几乎没有差异。

[0437] 同时，考虑其中在上述组合中使用 HARQ(混合 ARQ) 的特定情形，也可以考虑组合的增加。如果代码字的数目是 2，一个代码字有错误，并且另一代码字无错误，则重新发射的代码字的数目仅是一。如果将已经被广泛用于 HARQ 的跟踪合并技术用于重新发射，则应当从第一发射没有任何修改地重新发射两个代码字。因此，所重新发射的代码字必须经由一个或两个流重新发射。下文将对其进行详细描述。

[0438] 假定在第一发射期间经由三个流发射两个代码字。而且，假定这两个代码字中的一个有错误，并且另一个没有错误。尤其是，所重新发射的代码字被假定是仅一个第一代码字，使得它仅经由一个流被发射。其中经由单一流发射单一代码字的情形被包含在原始组合中，使得可以使该情形可用。

[0439] 然而，对于另一示例，如果第一代码字没有错误并且第二代码字有错误，则重新发射的代码字仅是一个第二代码字，并且必须经由两个流被发射。

[0440] 另外，其中一个代码字经由两个流发射的情形未被包含在原始组合中。为了无任何变化地重新发射第一发射的期望的代码字，可以根据需要增加其中将单一代码字映射至两个流的组合。上述情形在下表 29 中示出：

[0441] [表 29]

[0442]

代码字	流	组合细节	出现的数目
1	1	{代码字 1，流 1}	1
	2	{代码字 1，（流 1，流 2）}	1
2	2	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，流 2}]	1
	3	[{代码字 1，流 1}，{代码字 2，（流 2，流 3）}]	1
	3	[{代码字 1，（流 1，流 2）}，{代码字 2，（流 3，流 4）}]	1
[redacted]		[redacted]	[redacted]

[0443] 本发明的上述实施例已经公开了用于最小化来自根据给定的代码字和流（或层）的数目的所有可用组合中的代码字－流组合的数目的各种方法。下文将描述一种用于允许组合在给定条件下有效处理数据并发射信号的方法。

[0444] 如上所述，通常无线通信系统执行信道编码，以可靠地发射数据。这种信道编码指示发射使用前向纠错代码对 Tx 信息执行编码，使得接收机可以纠正信道错误。接收机解调 Rx 信号，解码前向纠错代码，并且恢复 Tx 信息。在该解码处理中，纠正了由信道造成的 Rx 信号错误。

[0445] 前向纠错代码的一个示例是 turbo 码。该 turbo 码包含至少两个递归系统卷积编码器和在至少两个递归系统卷积编码器之间连接的交织器。数据块越大，turbo 码的性能越高。实际通信系统将预定大小的数据块划分成若干个较小大小的数据块，并且对所划分的数据块执行编码，使得实现实际的通信系统非常方便。这些较小大小的数据块被称为代码块。前向纠错编码处理以预定大小的代码块为单位被执行，被映射至无线资源，并且然后被发射至目的地。

[0446] 如果在 MIMO 通信系统以代码块为单位执行了信道编码之后无线资源被映射，则需要空间复用。各个 MIMO 信道彼此独立。如果为多个 Tx 天线执行了代码块的空间复用，则可以改善发射效率。

[0447] 因此，需要一种用于经由多个 Tx 天线有效地发射信道编码数据的方法。

[0448] 因此，本发明的一个实施例提供了一种用于考虑空间复用通过 MIMO 通信系统有效地发射数据的方法，下文将对其进行详细描述。

[0449] 无线通信系统可以基于正交频分多路复用 (OFDM) 方案。该 OFDM 方案使用若干正交子载波。OFDM 方案使用在反快速傅立叶变换 (IFFT) 和快速傅立叶变换 (FFT) 之间的正交性。发射机对数据执行 IFFT，并且发射 IFFT 结果数据。发射机使用 IFFT 来组合多子载波。为了将多子载波彼此分离，接收机使用与该多子载波相对应的 FFT。OFDM 方案减少了

在宽带信道的频率选择性衰落环境下的接收机的复杂性，使用子载波的不同信道特性，并且在频域中执行选择性调度，从而提高频谱效率。正交频分多址 (OFDMA) 方案是基于 OFDM 方案的多址方案。通过 OFDMA 方案，将不同子载波分配至多个用户，使得无线资源的效率提高。

[0450] 图 15 是图示无线通信系统的框图。

[0451] 该无线通信系统已经被广泛用于提供各种通信服务，例如，语音或分组数据。

[0452] 参考图 15，该无线通信系统包括用户设备 (UE) 10 和基站 (BS) 20。用户设备 (UE) 10 可以是固定的或具有移动性。该用户设备 (UE) 也可以被称为移动站 (MS)、用户终端 (UT)、用户站 (SS) 或无线设备。基站 (BS) 20 可以是与用户设备 (UE) 10 通信的固定站，或可以被称为节点 B、基收发器系统 (BTS) 或接入点 (AP)。单一基站 (BS) 20 可以具有一个或多个小区。

[0453] 术语（下行链路）指示从基站 (BS) 20 至用户设备 (UE) 10 的通信路径。数据"上行链路"指示从用户设备 (UE) 10 至基站 (BS) 20 的通信路径。用于下行链路的发射机可以是基站 (BS) 20 的某些部分，或接收机可以是用户设备 (UE) 10 的某些部分。用于上行链路的发射机可以是用户设备 (UE) 10 的某些部分，或接收机可以是基站 (BS) 20 的某些部分。

[0454] 图 16 是图示根据本发明的一个实施例的发射机的框图。

[0455] 参考图 16，发射机 100 包括 CRC 附连单元 110、代码块分段单元 115、信道编码器 120、交织器 130、速率匹配单元 140、映射器 150、层映射器 160 以及预编码单元 170。发射机 100 包括 Nt 个 Tx 天线 (190-1, ..., 190-Nt)（其中 Nt > 1）。

[0456] CRC 附连单元 110 将用于检测错误的循环冗余校验 (CRC) 代码附连到输入数据。代码块分段单元 155 将添加 CRC 的代码分段成代码块单元。在该情形下，CRC 代码可以被附连到数据上，并且然后被分段成代码块单元。否则，CRC 代码可以被附连到以代码块为单位的数据上。

[0457] 信道编码器 120 对代码块执行信道编码。交织器 130 对于信道编码的代码执行交织。速率匹配单元 140 根据用于实际发射的无线资源的量来调整交织的代码。通过打孔或重复处理可以进行速率匹配。映射器 150 将速率匹配代码映射至指示信号星座位置的符号。交织器（未示出）可以位于映射器 150 前面。即，交织器可以位于速率匹配单元 140 和映射器 150 之间。

[0458] 层映射器 160 根据由空间复用所造成的各个层执行输入符号的映射。用于每个层的映射结果数据被称为数据流。预编码单元 170 根据基于发射天线 (190-1, ..., 190-Nt) 的 MIMO 方案对输入数据流进行预编码。

[0459] 在该情形下，根据在图 16 的系统中的单一信道编码代码生成若干数据流，使得该系统被称为单一代码字 (SCW) 系统。

[0460] 图 17 是图示根据本发明的另一实施例的发射的框图。

[0461] 与图 16 所示的发射机 100 相比较，图 17 的发射在接收到至少一个信道编码代码后生成若干个数据流，使得图 17 的系统被称为多代码字 (MCW) 系统。

[0462] 参考图 17，发射机 200 包括多个 CRC 附连单元 (210-1, ..., 210-K)（其中，K > 1）、多个代码块分段单元 (215-1, ..., 215-K)、多个信道编码器 (220-1, ..., 220-K)，多个交织器 (230-1, ..., 230-K)，多个速率匹配单元 (240-1, ..., 240-K)、多个映射器 (250-1, ...,

250-K)、层映射器 260 以及预编码单元 270。发射机 200 包括 Nt 个 Tx 天线 (290-1, ..., 290-Nt) (其中, Nt > 1)。

[0463] CRC 附连单元 (210-1, ..., 210-K) 将用于检测错误的循环冗余校验 (CRC) 代码附连到输入数据上。代码块分段单元 (215-1, ..., 215K) 将添加 CRC 的代码分段成代码块单元。信道编码器 (220-1, ..., 220-K) 对代码块执行信道编码。交织器 (230-1, ..., 230-K) 对信道编码代码执行交织处理。速率匹配单元 (240-1, ..., 240-K) 根据用于实际发射的无线资源的量来调整所交织的代码。通过打孔或重复处理可以进行速率匹配。映射器 (250-1, ..., 250-K) 将速率匹配代码映射至指示信道星座位置的符号。交织器 (未示出) 可以位于速率匹配单元 (240-1, ..., 240-K) 和映射器 (250-1, ..., 250-K) 之间。

[0464] 层映射器 260 根据由空间复用所造成的各个层来执行输入符号的映射。用于每个层的映射结果数据被称为数据流。这种数据流也可以被称为层。预编码单元 270 根据基于发射天线 (290-1, ..., 290-Nt) 的 MIMO 方案对输入数据流进行预编码。

[0465] 图 18 是图示根据本发明的一个实施例的信道编码方案的框图。

[0466] 参考图 18, 对单一代码块执行信道编码、交织和速率匹配, 使得经由通过若干个数据流发射该单一代码块。该代码块是用于执行信道编码的预定大小的数据块。该代码块可以具有相同大小, 并且若干个代码块可以具有不同大小。

[0467] 参考图 18, 信道编码器 320 对输入代码块执行信道编码。信道编码器 320 可以是 turbo 码。该 turbo 码可以包括递归系统卷积编码器和交织器。在接收到输入的代码块后, turbo 码生成以位为单位的系统位和奇偶位。在这种情形下, 假定编码率是 1/3, 并且生成了单一系统块 S 和两个奇偶块 P1 和 P2。系统块是系统位的集合, 并且奇偶块是奇偶位的集合。

[0468] 交织器 330 对信道编码代码块执行交织, 使得它减少由 RF 信道发射机所造成的突发错误的影响。交织器 330 可以对系统块 S 和每个奇偶块 P1 和 P2 分别执行交织。

[0469] 速率匹配单元 340 根据无线资源的大小来调整信道编码代码块。速率匹配可以以信道代码块为单位来执行。或者, 系统块 S 和两个奇偶块 P1 和 P2 被彼此分离, 使得可以对它们中的每个执行速率匹配。

[0470] 下文将描述一种基于空间复用的数据发射机方法。

[0471] 为了便于描述以及更好地理解本发明, 假定经由两个数据流 (即, 两层) 发射数据。

[0472] 将从单一代码块生成的系统块 S 和两个奇偶块 P1 和 P2 同等分配至两个数据流, 并且然后被发射至目的地。在其中代码块被同等分配至两个数据块并且然后被发射至目的地的情形下, 系统可以获得空间分集, 从而导致性能提高。与两个奇偶块 P1 和 P2 相比, 系统块 S 对于解码更重要。因此, 如果系统块 S 被发射至具有更好信道条件的数据流, 则可以改善性能。在该情形下, 如果两个数据流被映射至无线资源, 则可以根据需要使用特定的模式。

[0473] 接下来, 假定有两个或多个代码块要发射。在该情形下, 假定将三个代码块同等地分配至两个数据流, 并且然后被发射至目的地。

[0474] 图 9 是图示根据本发明的一个实施例的数据发射的概念图。

[0475] 参考图 19, 在单一子帧期间, 将两个数据流 (即, 两层) 分配至频域, 使得它们在频

域中彼此分离。单一子帧指示频域，它包括多个资源块。单一资源块包括多个子载波。例如，单一资源块可以包括 12 个子载波。单一子帧指示包括两个时隙的时域，每个时隙包括 7 个 OFDM 符号。然而，上述描述示例性地定义了资源块的数目、时隙的数目、以及包含在单一子帧中的 OFDM 符号的数目，使得本发明的范围不限于上述值，并且也可以应用于其他示例。

[0476] 单一代码字被同等地映射至两个数据流。分配至单一代码块的无线资源被同等地分配至两个数据流。在单一代码块已经被映射以后，下一代码块通过与在被映射的代码块中相同的方式而被映射。在这种情形下，三个代码块被同等地分配至两个数据流，并且然后被映射。在这种情形下，在时域中占据的间隔可以是最小间隔。

[0477] 在使用 turbo 码的情形下，将单一代码块分成系统块 S 和两个奇偶块 P1 和 P2。系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 被同等地分配至两个数据流，并且然后被发射至目的地。系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 的映射可以具有特定模式。具体而言，系统块 S 与奇偶块 P1 和 P2 相比对于纠错更重要，使得系统 S 可以被同等地分配至两个数据流，并且然后被发射至目的地。因此，可以获得针对系统块 S 的空间分集增益，或者系统块 S 可以被映射至具有良好信道条件的数据流。

[0478] 代码块被分配至两个数据流，并且然后被映射。并且，经由多个天线发射两个数据流，所以获得了由数据流所造成的空间分集增益。将代码块同等地映射至两个数据流，使得可以减少由数据流的发射所造成的解码延迟。

[0479] 当代码块被映射至 N 个数据流时（其中，$N > 1$，并且 N = 偶数数目），它可以被同等地映射至 N 个数据流。如果 N 是奇数，则代码块可以被最大程度等同地映射至 N 个数据流。

[0480] 图 20 是图示根据本发明的另一实施例的数据发射的概念图。

[0481] 更具体地说，图 20 示出了其中代码块被分配至两个数据流并且然后经由这两个数据流被发射的示例性情形。

[0482] 参考图 20，第一代码块被映射至两个数据流中的一个，并且第二代码块被映射至另一个数据流。经由两个数据流映射第三代码块。

[0483] 当单一代码块被映射至单一数据流时，冗余代码块可能出现。换言之，当 M 个代码块（其中 $M > 1$）被映射至 N 个数据流（其中 $N > 1$）时，在 M 和 N 值之间的关系不是由倍数来表示，如由 $M = K \times N + q$（K = 整数，$0 < q < N-1$）所表示的。在该情形下，q 代码块可以被分配至 N 个数据流，并且然后被映射到它们。

[0484] 如果单一代码块包括系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2，则根据特定模式，系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 可以被映射至单一数据流。

[0485] 图 21 是图示根据本发明的又一实施例的数据发射的概念图。

[0486] 参考图 21，根据特定模式，将第一代码块和第二代码块映射至两个数据流。第一代码块和第二代码块以 OFDM 符号为单元彼此交叉。经由两个数据流映射第三代码块。

[0487] 如果在 L 个 OFDM 符号间隔期间发射了 M 个代码块，则在“进一法取整 (ceil)(L/M)”间隔期间，将第一代码块映射至 N 个数据流，并且第二代码块被映射。“ceil(L/M)”可以是高于“x”的最小整数。从 OFDM 符号至 ceil(L/M)-1OFDM 的符号被完全填充数据，但第 ceil(L/M) 个 OFDM 符号可以被部分填充。随后，下一代码块被映射。

[0488] 如果单一代码块包括系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2，则系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 可以被同等地映射至两个数据流。经由两个数据流的系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 的映射可以具有特定模式。

[0489] 图 22 是图示根据本发明的又一实施例的数据发射的概念图。

[0490] 参考图 22，根据特定模式，第一代码块和第二代码块被映射至两个数据流。第一代码块和第二代码块以资源块为单位彼此交叉。经由两个数据流映射第三代码块。

[0491] 如果单一代码块包括系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2，则系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 可以被同等地映射于两个数据流。经由这两个数据流的系统块 S 和奇偶块 P1 和 P2 的映射可以具有特定模式。

[0492] 图 23 是图示根据本发明的又一实施例的数据发射的概念图。

[0493] 参考图 23，经由所有子帧映射了三个代码块。经由两个数据流发射这三个代码块。根据特定模式，可以将这三个代码块映射至两个数据流。

[0494] 在该情形下，以资源块为单位（即，在频率轴上），一个一个地映射 3 个代码块，并且可以以 OFDM 符号为单位（即，在时间轴上），一个一个地映射这 3 个代码块。

[0495] 下文将详细描述上述代码块分段方法以及使用该方法的数据发射机方法。为了更好地理解本发明，还将详细描述基于 OFDM 的发射 / 接收机的数据处理步骤。

[0496] 图 24A 是图示根据 OFDMA 方案的发射机的数据处理方法的框图。图 24B 是图示根据 OFDMA 方案的接收机的数据处理方法的框图。

[0497] 参考图 24A，在步骤 S11，根据 QPSK（四相相移键控）、16QAM（正交幅度调制）、或 64QAM 调制方案，发射机端对用于每个用户的位流执行调制或符号映射（也称为星座映射）。通过这种符号映射，将至少两个位映射至一个符号。

[0498] 将位流映射至数据符号。在步骤 S12，通过 S/P（串行 / 并行）转换器将该数据符号转换成并行数据符号。通过 S/P 转换，将该数据符号转换成与分配至每个用户 (n) 的子载波数目一样多的并行符号。如图 24A 所示，将第一用户 1 的数据符号转换成与分配至第一用户 1 的子载波数目 (Nu(1)) 一样多的并行符号。分配至各个用户 (n) 的子载波可以彼此相等或彼此不同，使得各个的数据符号可以被转换成相同或不同数目的并行符号。在该情形下，不同数目的并行符号由 Nu(n) 来表示。

[0499] 用于特定用户的并行数据符号被映射至从所有 Nc 个子载波中分配给第 n 用户的 Nu(n) 个子载波，并且在步骤 13 其余的 Nc-(Nu(n)) 个子载波被映射至其他用户的数据符号。通过符号至子载波映射模块，未被分配用户的子载波被填充了“0”，即零填充。在步骤 S14，将符号至子载波映射模块的输出通过 Nc- 点 IFFT（反向快速傅立叶变换）转换成时域信号。

[0500] 在步骤 S15，循环前缀 (CP) 被插入到从上述 IFFT 模块生成的 OFDM 符号中，以减少符号间干扰 (ISI)。在步骤 S16，通过并行至串行转换器，将插入 CP 的 OFDM 信号转换成串行符号，并且然后，将该串行符号发射至接收机。

[0501] 参考图 24B，以发射机的数据处理方法的相反顺序，执行根据 OFDMA 方案的接收机的数据处理方法。所接收到的数据符号穿过 S/P 转换器以及 Nc- 点 FFT 模块，并且然后将子载波至符号映射处理应用至结果数据符号。并行符号被转换成串行符号，被解映射，并且生成了位流。

[0502] 下文将描述来自各种信道编码方法中的上述 turbo 码。

[0503] turbo 编码器包括两个编码器（即，组成编码器和递归系统卷积编码器）和交织器。交织器适于促进 turbo 码的并行解码，并且是一种二次多项式排列 (QPP)。这种 QPP 交织器已经定义了仅特定数据块的大小。数据块的大小越大，turbo 码的性能越高。

[0504] 然而，实际通信系统将预定大小的数据块（例如，传输块）分成若干个较小大小的数据块，并且然后，对这些较小大小的数据块执行编码，使得便于实现实际的通信系统。这些较小大小的数据块被称为代码块。换言之，具有较长长度的单一代码字被分成若干个代码块。一般而言，通过 CRC 和前向纠错代码编码的单一单元被称为代码字。然而，本发明的术语“代码字”指示数据单元。当添加 CRC 的传输块被信道编码时，获得这种数据单元。因此，如果单一传输块的大小大于基准值，则它然后被分成两个或多个代码块，所有代码块是信道编码的，使得得到单一代码字。

[0505] 一般而言，代码块具有相同大小。但是，由于 QPP 交织器的大小的局限性，来自若干代码块中的一个代码块可以具有不同大小。以代码块为单位，执行前向纠错编码处理，并且对结果数据也执行交织处理，使得可以减少在 RF 信道发射期间的突发错误的影响。

[0506] 此后，结果数据被映射至实际无线资源，并且然后被发射至目的地。由于用于实际发射的无线资源的量是恒定的，所以需要针对编码的代码块的速率匹配。一般而言，通过打孔或重复处理来执行速率匹配。如在 3GPP WCDMA 系统中，可以以编码的代码块为单位执行速率匹配。编码的代码块的系统部分和奇偶部分彼此分离，并且可以对它们中的每个执行速率匹配。

[0507] 图 25 是图示用于将编码的代码块的系统部分和奇偶部分彼此分离并且对所分离的部分执行速率匹配的方法的概念图。

[0508] 参考图 25，环形缓冲器可以根据发射的起始位置以及要发射的数据的大小来执行速率匹配。在图 25 中，假定码率是 1/3。

[0509] 基于空间复用的 MIMO 通信系统使用 SCW（单一代码字）方法和 MCW（多个代码字）方法。SCW 方法指示单一代码字经由若干个 Tx 数据流被发射，并且 MCW 方法指示一个或多个代码字被发射。

[0510] 图 26A ～ 26B 是分别图示单一代码字 (SCW) 和多个代码字 (MCW) 的概念图。也可以使 SCW 和 MCW 方法的混合可用。例如，假如使用四个 Tx 天线和四个 Rx 天线，则可以仅使用两个代码字。在该情形下，发射两个数据流的两个 SCW 互连，使得配置了该 MCW 系统。

[0511] 图 27 示出了根据本发明的用于 WCDMA 系统的 HS-DSCH 的编码链。

[0512] 如果使用空间复用，则可以发射最多 2 个数据流，并且流经由 MCW 被发射。其中发射单一流的第一情形的编码链与其中发射两个流的第二情形的编码链相同。

[0513] 如果无线通信系统经由多个 Tx 天线发射数据，则下文将描述一种用于将单一代码字有效分段成两个或多个层的数据处理方法。

[0514] 为了减少无线通信系统中的衰落的影响，本发明提供了一种用于经由多个 Tx 天线发射数据的数据处理方法，并且下文将对其进行详细描述。

[0515] 衰落是造成无线通信系统的性能下降的主要原因之一。信道增益值随着时间、频率和空间变化而变化。信道增益越低，性能越低。用作针对衰落现象的解决方案之一的分集方法使用所有独立信道具有低增益值的概率较低的事实。一般而言，时间、频率或空间距离

越长，在在时间、频率或空间上两点之间的信道增益值的相关关系的独立性就越高。因此，为了解决该衰落问题，将代码块编码的位布置成均匀地散布在时间、频率或空间域中，使得它们获得通过分集造成的更高的增益。

[0516] 下列实施例将公开其中将本发明的发明特征应用于演进全球移动通信系统(E-UMTS)的示例。该E-UMTS也可以被称为长期演进(LTE)系统。UMTS或E-UMTS的技术规范在第三代合作伙伴项目(3GPP)的技术规范组无线接入网络的版本7和8中已经作了规定。

[0517] 图28示出了根据本发明的LTE系统的下行链路频分双工(FDD)子帧结构。

[0518] 参考图28，单一子帧具有1ms的短长度，使得在时间轴上的信道变化的程度低。但是，在频率轴上，可以使用最大20MHz，使得在频率轴上的信道变化高。信道在空间轴上可以彼此独立，使得它们均匀地分布在频率和空间轴上，以获得分集增益。本发明的上述实施例不仅可以应用于FDD系统，而且可以应用于具有与FDD系统的子帧不同子帧的时分双工(TDD)系统。

[0519] 图29A～29B示出了根据本发明的LTE系统的发射链结构。图29A是配备有三层的秩3的发射结构，并且图29B是配备有四层的秩4的发射结构。

[0520] 与用于有效减少代码字至层映射组合的实施例相关联，图29A的结构可以对应于表28的第三组合，并且图29B的结构可以对应于表28的第四组合。

[0521] 术语“传输块”已经被广泛用于UMTS或E-UMTS系统，并且是经由传输信道交换的基本数据单元。图29A的第一传输块TB1经历了发射链的数据处理步骤，使得它被连接至单一流(即，单一层)。换言之，通过CRC附连算法将CRC添加至单一传输块，并且被信道编码，使得将信道编码结果分配至单一层。术语“传输块”已经被广泛用于UMTS或E-UMTS系统，并且是经由传输信道交换的基本数据单元。通过turbo码或低密度奇偶校验(LDPC)代码可以执行信道编码。

[0522] 在图29A的第二传输块(TB2)、图29B的第一和第二传输块(TB3和TB4)的情形中，将单一传输块连接至两个流(即，两层)。如果单一传输块的大小大于预定值，则将单一传输块分段成若干代码块(CB)。在该情形下，可以以代码块或传输块为单位来附连CRC。而且，如果需要，将附连CRC的传输块分段成若干代码块，并且CRC可以被重新附连至每个代码块。以代码块为单位执行信道编码。当信道编码的代码块被分配至每个层时，需要考虑空间分集的数据处理步骤。分配至每个层的符号流被预编码，用于多个天线发射，使得经由多个Tx天线将它们发射至接收机。

[0523] 下文将描述与在图29A和29B的信道编码之后将数据分配至每个层之前的数据处理步骤相关联的各种实施例。

[0524] 图30示出了根据本发明的一个实施例的发射链结构。

[0525] 参考图30，每个信道编码的代码块CB1或CB2包括系统部分和奇偶部分。速率匹配模块81对信道编码的代码块执行速率匹配。速率匹配处理指示信道编码的代码块的大小与预定值匹配。例如，发射起始位置由图25的环形缓冲器来控制，使得可以调整要发射的代码字的大小。速率匹配可以针对每个信道编码的代码块来执行，或者也可以针对所有代码块互连的整体部分来执行。

[0526] 空间划分模块82将速率匹配位流分成两个位流，并且输出这两个位流。在该情形

中，在位流中的各个位的顺序是不可改变的。划分位流的数目等于层的数目。在图 30 中的层的数目是 2。

[0527] 将划分的位流应用于符号映射模块 83a 和 83b。每个符号映射模块 83a 或 83b 对所接收到的位流执行符号映射，并且输出符号序列。为了执行符号映射，可以使用 QPSK（四相相移键控）、16QAM（正交幅度调制）、或 64QAM 方法。但是应当注意，本发明的范围不限于上述方法，并且也可以根据需要应用于其他方法。

[0528] 每个符号映射模块 83a 或 83b 的输出符号流被应用于每个交织器 84a 或 84b。每个交织器 84a 或 84b 对每个符号流执行交织，使得符号的顺序被重新布置。优选将该交织设置成基于 OFDM 符号的交织。基于 OFDM 符号的交织指示被分配至子载波的符号在单一 OFDM 符号内交织。分配至子载波的符号的顺序通过基于 OFDM 符号的交织来重新布置。由每个交织器 84a 和 84b 交织的各个符号流被分别分配至各个层。

[0529] 图 31A 示出了根据本发明另一实施例的发射链的结构。

[0530] 参考图 31A，速率匹配模块 91 对信道编码的代码块 CB1 和 CB2 执行速率匹配。信道映射模块 92 对从速率匹配模块 91 生成的位流执行符号映射，并且输出符号流。对于上述速率匹配和上述符号映射的详细描述在图 30 中已经描述，使得此处将省略对它们的描述。

[0531] 交织器 93 从符号映射模块 92 接收符号流，对所接收到的符号流执行交织，并且重新布置符号的顺序。优选地，交织器 93 可以对与代码块 CB1 和 CB2 相对应的符号执行交织，使得符号被均匀地混合。换言之，第一信道编码的代码块 (CB1) 所映射到的符号流以及第二代码块 (CB2) 所映射到的另一符号流通过图 31A(b) 所示的交织而均匀地混合。优选地，通过给定算法，可以预先确定通过交织的符号的重新布置顺序，并且可以对如图 30 所示的符号执行基于 OFDM 符号的交织。

[0532] 空间划分模块 94 根据层的数目将交织器 93 的输出符号流分成若干个流，并且输出所划分的流。所划分的流被分配至各个层。在图 31A 中，交织器 93 和空间划分模块 94 彼此被物理地分隔开，但它们根据需要集成在一个单元中。换言之，交织器 93 执行交织，并且将 Rx 数据分成若干个符号流，使得各个符号流可以被分配至各个层。

[0533] 图 31B 示出了根据本发明的又一实施例的发射链结构。

[0534] 参考图 31B，通过速率匹配模块 95 对数据位流进行速率匹配，并且将该速率匹配的位流应用于位级别交织器 96。位级别交织器 96 对 Rx 数据位流执行交织。优选地，可以以配备有至少一位的位组为单位来执行该交织。在每个位组中包含的位数目等于被映射至在每个符号映射模块 98a 或 98b 中的单一符号的位数目。例如，如果将 BPSK 方案用作在第一或第二符号映射模块 98a 或 98b 中的符号映射方法，则每个位组包括单一位。如果将 QPSK 方案用作符号映射方法，则每个位组包含两位。如果将 16QAM 方案用作符号映射方法，则每个位组包含 4 位。图 31B 示出了其中将 QPSK 方案用作符号映射方法的情形。由位级别交织器 96 在行方向上所写的数据位流，基于由两个位组成的位组在列方向上被读取，并且然后被输出。

[0535] 由空间划分模块 97 根据层的数目，将从位级别交织器 96 生成的数据位流分成若干个单元。第一和第二符号映射模块 98a 和 98b 对由空间划分模块 97 所划分的数据位流执行符号映射。图 31B 示出了其中将 QPSK 用作符号映射方法的情形，使得两个位被映射至单一符号。在图 31B 中，由空间划分模块 97 造成的空间划分以及由第一和第二符号映射模

块 98a 和 98b 造成的符号的映射的顺序可以被改变成另一顺序。换言之，对于从位级别交织器 96 生成的数据流首先执行符号映射，并且然后，根据层的数目将符号流分段。

[0536] 从图 31B 的第一和第二符号映射模块 98a 和 98b 生成的各个符号流与图 31A 的空间划分模块 94 的那些相等。

[0537] 图 31A 的基于 OFDM 符号 (OS) 的交织器 93 在符号级别执行交织，并且图 31B 的位级别交织器 96 在位级别执行交织。然而，位级别交织器 96 以位组为单位执行交织，该位组由对应于符号映射方法的位组成，使得该位级别的交织具有与符号级别的交织等同的结果。并且，虽然图 31B 的空间划分模块 97 位于如图 31A 所示的单一符号映射模块之后，但是得到相同的等同效果。

[0538] 图 32A 示出了根据本发明的又一实施例的发射链结构。

[0539] 虽然图 32A 的结构与图 31A 的结构类似，但是应当注意，图 31A 的空间划分模块 94 被替换成空间分配模块 104。空间分配模块 104 根据层数目划分从交织器 103 生成的符号流，并且同时，重新布置符号的顺序。即，在图 32A(b) 中，对应于各个代码块的符号的顺序由交织器 103 根据给定的交织算法重新布置，并且被空间分配模块 104 分成若干个符号流，使得符号的顺序被预定方案重新调整。在该情形中，考虑空间分配模块 104 执行空间交织。例如，由来自与各个代码块相对应的所有符号流中的第偶数个符号配置单一符号流，并且另一符号流可以由第奇数个符号配置。用于由空间分配模块 104 重新调整符号顺序的方法可以在最大化空间分集效果的范围内自由确定。在图 32A 中，在实际系统实现的情形下，交织器 103 和空间分配模块 104 可以根据需要集成在一个单元中。速率匹配模块 101，符号映射模块 102 以及交织器 103 的详细描述与图 31 的那些相同。

[0540] 图 32B 示出了根据本发明的又一实施例的发射链结构。

[0541] 与图 32A 相比，图 32B 的实施例控制位级别的交织器 106，以与在图 31b 的实施例中相同的方式，根据用于第一和第二符号映射模块 108a 和 108b 的符号映射方法，基于由至少一个位构成的位组来执行交织。如果依赖于层数目的数据位流被空间分配模块 107 进行空间分配，则必须基于用于位级别的交织器 106 的位组来分配这些数据位流。在实际实现的情形下，位级别的交织器 106 和空间分配模块 107 可以根据需要彼此集成。

[0542] 在图 32B 中，由空间分配模块 107 造成的空间分配和由第一和第二符号映射模块 108a 和 108b 造成的符号映射的顺序可以被改变成另一顺序。换言之，虽然图 32B 的空间分配模块 107 位于如图 32A 所示的单一符号映射模块之后，但是得到相同的等同效果。

[0543] 图 33 示出了根据本发明的又一实施例的发射链结构。

[0544] 与图 32A 相比，在图 33 的实施例中的空间分配模块 113 和交织器 114a 和 114b 的顺序与图 32A 的顺序相反。换言之，从符号映射模块 112 生成的符号流由空间分配模块 113 划分成两个符号流。在这种情形下，空间分配模块 113 重新调整符号的顺序，使得所划分的符号流均匀地包含与代码块 CB1 和 CB2 相对应的符号，并且同时划分从符号映射模块 112 生成的符号流。每个交织器 114a 或 114b 对从空间分配模块 113 生成的符号流执行交织，使得符号被重新布置。从各个交织器 114a 和 114b 生成的符号流被分配至各个层。在图 33 的结构中，空间分配模块 113 与交织器 114a 和 114b 在实际实现过程中可以彼此集成。

[0545] 在执行符号映射处理之前，图 30 和 33 的实施例也可以对信道编码的代码块执行基于位的交织。换言之，图 30 和 33 的实施例在执行符号映射处理之前，对信道编码的代码

块执行基于位组的交织，使得在代码块中包含的位的顺序可以被重新布置。

[0546] 在图 30 和 33 的上述实施例中可以不使用基于 OS 的交织。在该情形下，如果不允许其中两个代码块被包含在单一符号中的情形，则基于符号的处理比基于位的处理更容易。例如，如果假定速率匹配的 CB1 具有 10 位的长度，并且 CB2 具有 10 位的长度，以及 CB1 和 CB2 使用 16QAM，则单一符号以 4 位的间隔被配置，使得 CB1 的最后 2 位和 CB2 的前 2 位被包含在单一 16QAM 符号中。如果不允许上述假定，则 CB1 或 CB2 的长度必须被限制到调制阶的整数倍。这种情形与其中基于 OS 的交织被用作身份交织 (identity interleaving) 的另一情形相同。因此，虽然未使用基于 OS 的交织，但是也可以没有任何改变地使用本发明所提出的符号映射模块和空间划分（或分配）模块。

[0547] 上述描述已经公开了用于减少代码字 - 流（或代码字 - 层）映射组合的数目的方法、层映射处理以及用于有效发射数据的方法。根据上述原理，本领域的技术人员可以容易地理解并且以各种方式修改上述实施例。例如，图 29A 或 29B 的层映射方法可以由表 28 所示的代码字 - 流组合来执行，使得输入数据可以被信道编码，根据符号映射方案被调制，并且被映射至每个层（或每个流）。如上所述，图 29A 和 29B 对应于表 28 所示的第三和第四组合。

[0548] 如果根据表 28 的第三和第四组合将单一代码字映射至两层，则图 33 的空间分配模块 113 可以将各个调制符号交替映射至两个层。换言之，如图 33 所示，将第偶数符号映射至第一层 1，并且将第奇数符号映射至第二层 2，使得获得分集增益。不必说，第偶数符号和第奇数符号的顺序可以根据需要改变成另一顺序。

[0549] 上述功能可以由微处理器、控制器、微控制器、或基于给定软件或程序代码的专用集成电路 (ASIC) 来执行。本领域的技术人员可以容易地实现上述代码的设计、开发和实现。

[0550] 应当注意，在本发明中所公开的大多数术语是考虑本发明的功能来定义的，并且可以根据本领域的技术人员或通常实践的目的来不同地确定。因此，优选应当基于在本发明中公开的所有内容来理解上述术语。

[0551] 对于本领域的技术人员将显而易见的是，在不背离本发明的精神或范围的情况下，可以对本发明做出各种修改和变化。因此，本发明的目的是涵盖该发明的修改和变化，只要它们在权利要求及权利要求的等同物的范围内。

[0552] [工业应用性]

[0553] 如从上文描述所显而易见的，虽然已经基于 3GPP LTE 公开了上述实施例，但是本发明的范围不限于该 3GPP LTE，并且也可以应用于基于 MIMO 的其它无线通信系统。

[0554] 根据本发明的一个实施例的用于指示在代码字和流之间的组合的方法可以考虑各种方面来合理地限制在代码字和流之间的所有组合的数目，使得它可以减少指示在代码字和流之间的所有组合的数目的信息位数目。关于上述方面，上述方法考虑特定代码字的最大发射速率，将使用的可能性与指示相应组合的情形的数目相比较，保持可用于重新发射的组合，使用连续干扰消除 (SIC) 方法改善接收机的解码性能，并且基于天线分组来考虑流分组，以及考虑在多用户 MIMO 通信系统中的用户的便利性。

[0555] 因此，本发明利用较少的位数目来指示所有代码字 - 流组合，在 MIMO 通信系统中的上行链路和下行链路均需要这些组合，从而提高了控制信息的效率。

[0556] 本发明提供了一种用于映射系统，发射所映射的代码块，以及另外地保证由空间复用造成的空间分集增益的方法。

[0557] 在单一数据块被分成若干代码块并且代码块被信道编码的情形下，本发明通过将简单的功能添加至发射器来给予每个代码块足够的空间分集。

[0558] 虽然出于说明性目的已经公开了本发明的优选实施例，但是本领域的技术人员将理解，在不背离如在权利要求中所公开的本发明的范围和精神的情况下，可以进行各种修改、添加和替换。

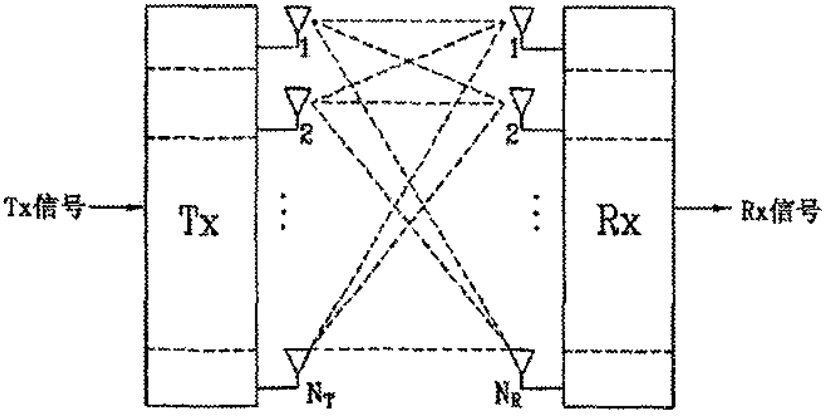


图 1

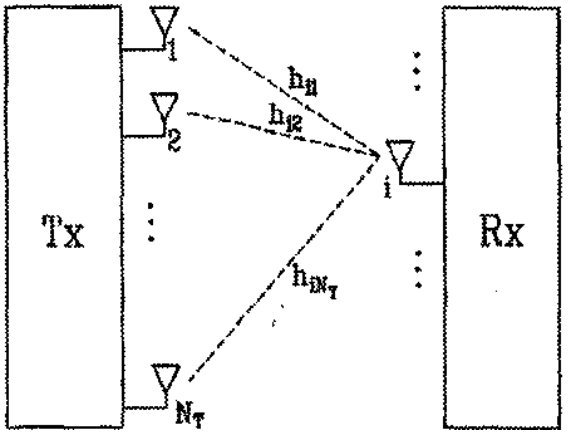


图 2

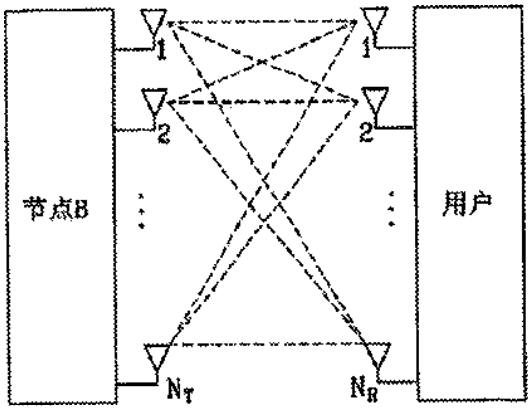


图 3A

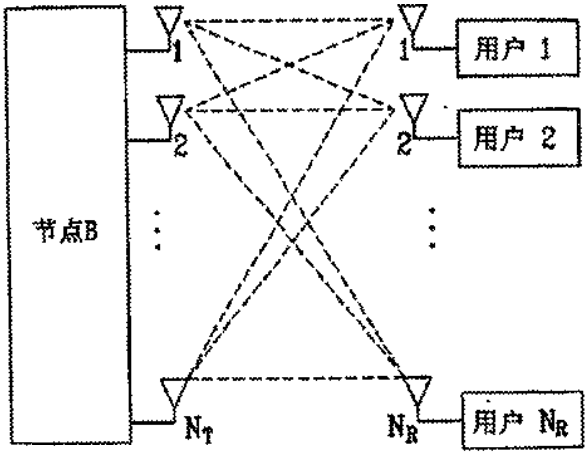


图 3B

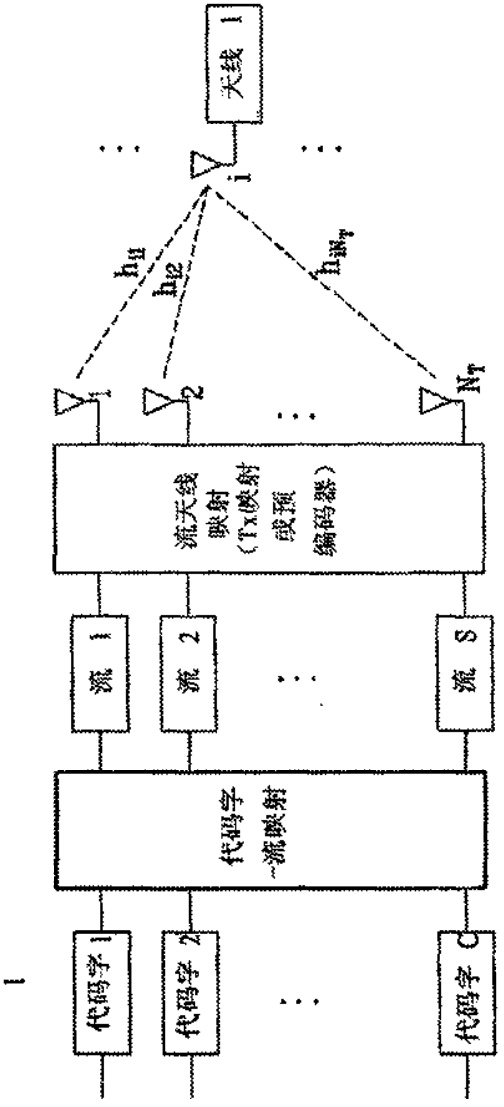

天线 1
i
h_{i1}
h_{i2}
h_{iN_T}
1
2
N_T
流天线映射（Tx映射或预编码器）
流 1
流 2
流 S
代码字-流映射
代码字 1
代码字 2
代码字 C
l

图 4

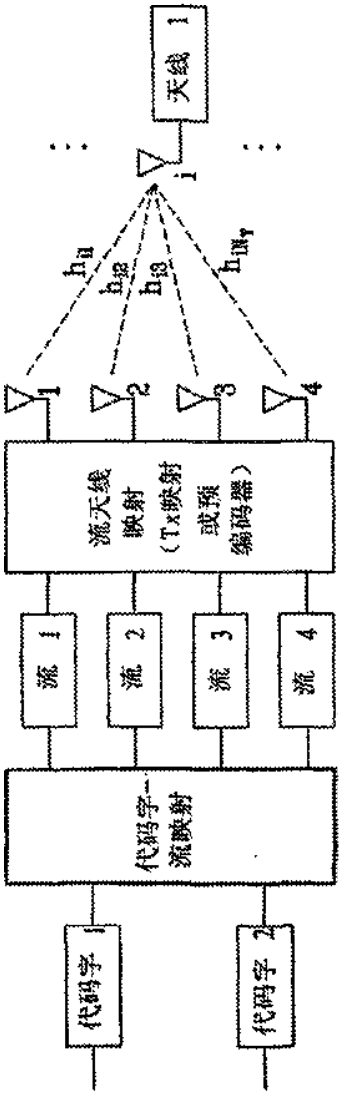

天线 1
i
h_{i1}
h_{i2}
h_{i3}
h_{iN_T}
1
2
3
4
流天线映射（Tx映射或预编码器）
流 1
流 2
流 3
流 4
代码字-流映射
代码字 1
代码字 2

图 5A

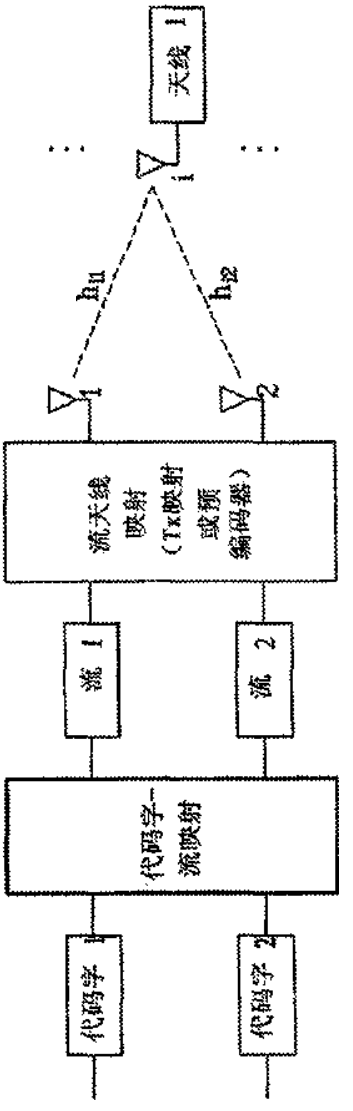


图 5B

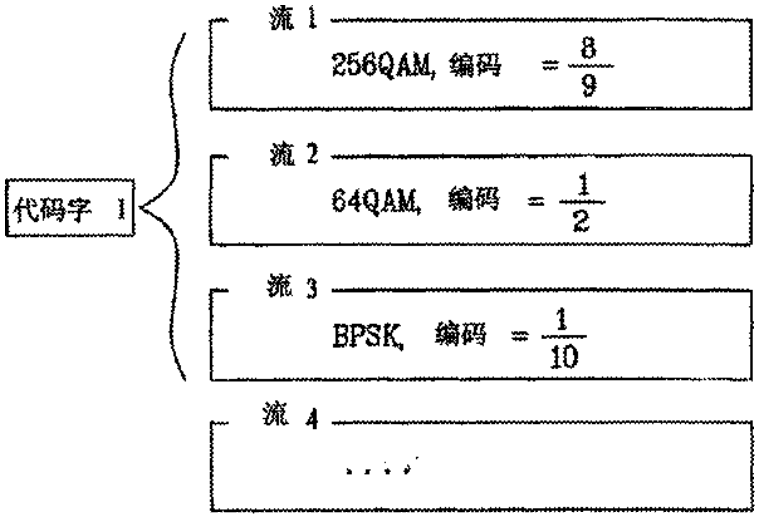

流 1
256QAM, 编码 = 8/9
流 2
64QAM, 编码 = 1/2
代码字 1
流 3
BPSK, 编码 = 1/10
流 4
. . . .

图 6

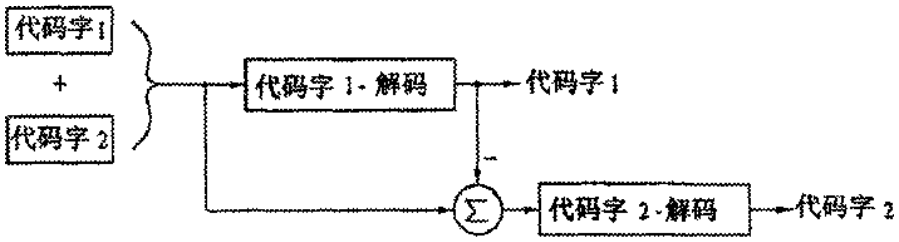

代码字1
+
代码字 2
代码字 1- 解码
代码字 1
Σ
代码字 2-解码
代码字 2

图 7

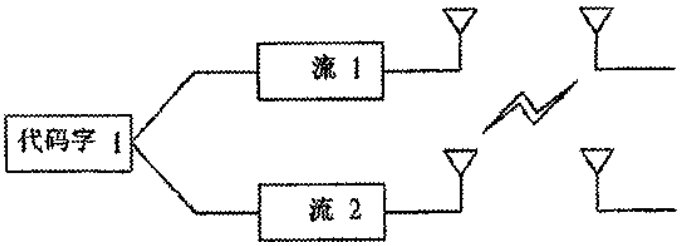

流 1
代码字 1
流 2

图 8A

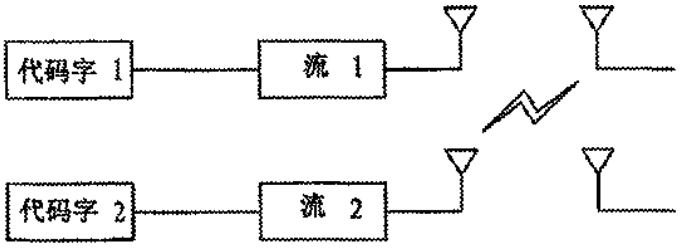


图 8B

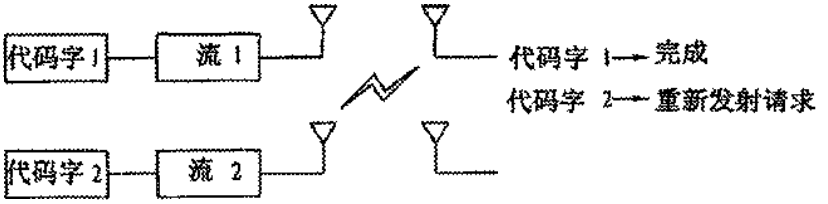


图 9

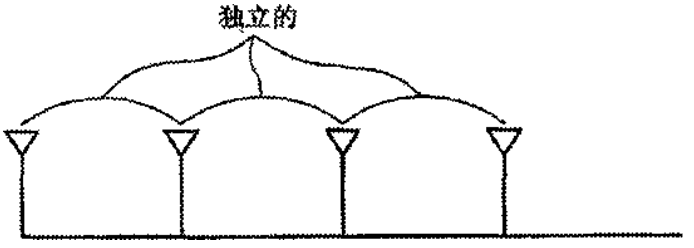


图 10A

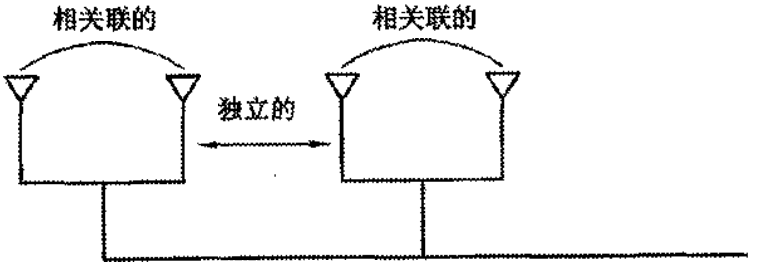


图 10B

水平极化
垂直极化

图 10C

流 1
流 2
流 3
流 4
用户 1
用户 2
用户 3

图 11

10MHz, 2x2, PedB, 全带, 3km/h
SCW(MMSE)
MCW(MMSE)
MCW(MMSE+SIC)
吞吐量 (Mbps)
Ior/Ioc (dB)
0
5
10
15
20
25
30
35
40
45
50
55
6
10
15
20
25

图 12

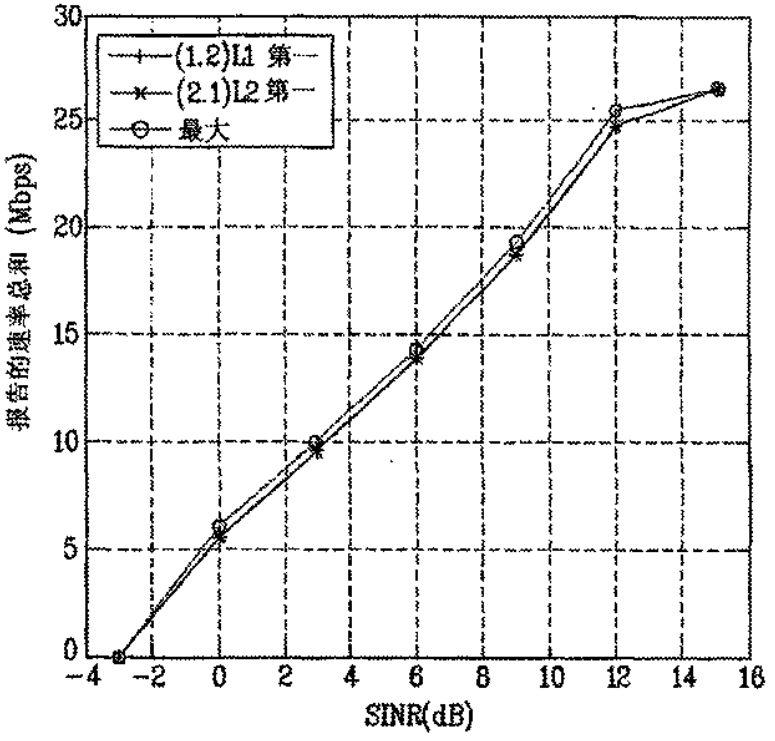

(1.2)L1 第一
(2.1)L2 第一
最大
报告的速率总和 (Mbps)
SINR(dB)
30
25
20
15
10
5
0
−4
−2
0
2
4
6
8
10
12
14
16

图 13A

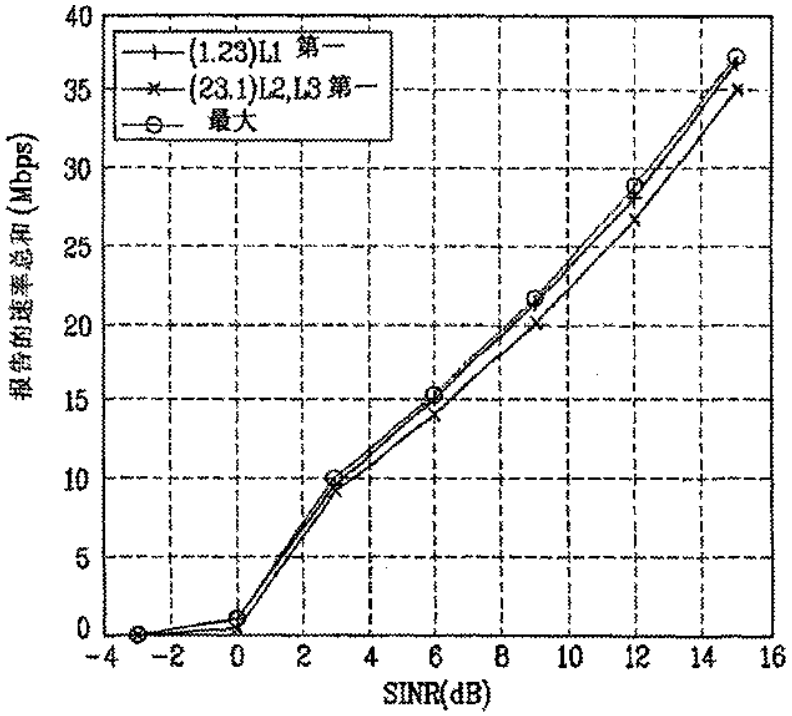

(1.23)L1 第一
(23.1)L2,L3 第一
最大
报告的速率总和(Mbps)
SINR(dB)
40
35
30
25
20
15
10
5
0
-4
-2
0
2
4
6
8
10
12
14
16

图 13B

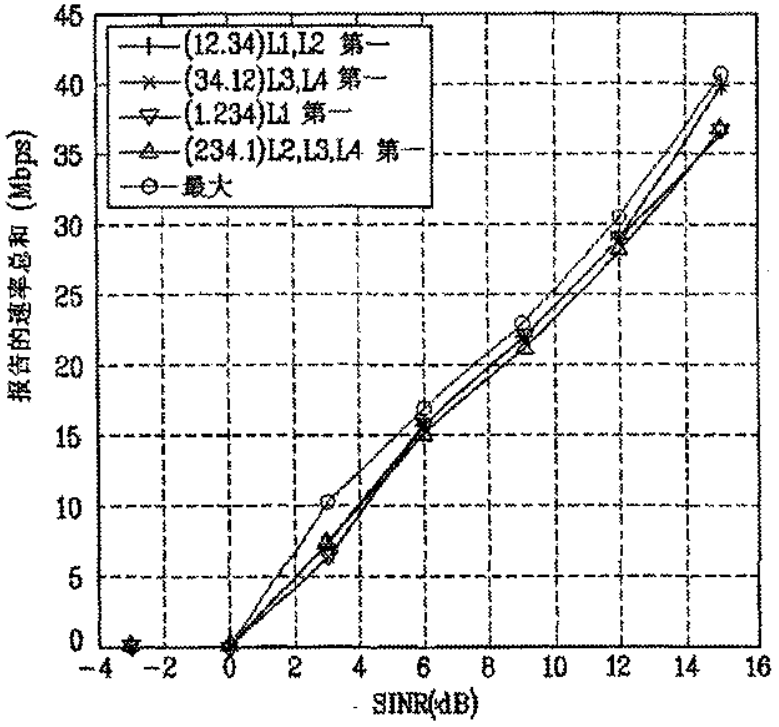

(12.34)L1,L2 第一
(34.12)L3,L4 第一
(1.234)L1 第一
(234.1)L2,L3,L4 第一
最大
报告的速率总和 (Mbps)
SINR(dB)
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
−4
−2
0
2
4
6
8
10
12
14
16

图 13C

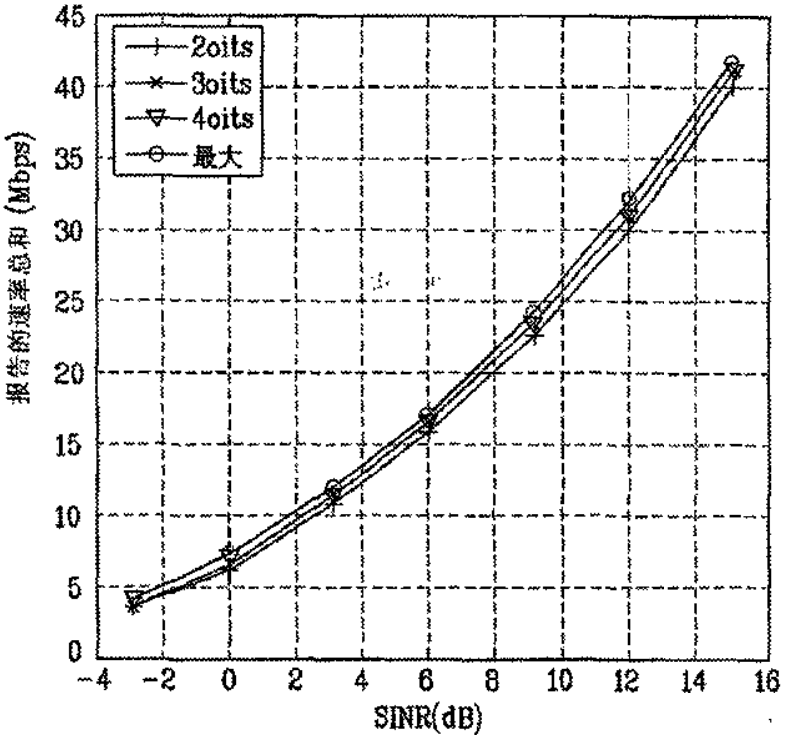

2oits
3oits
4oits
最大
报告的速率总和 (Mbps)
SINR(dB)
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
-4
-2
0
2
4
6
8
10
12
14
16

图 14

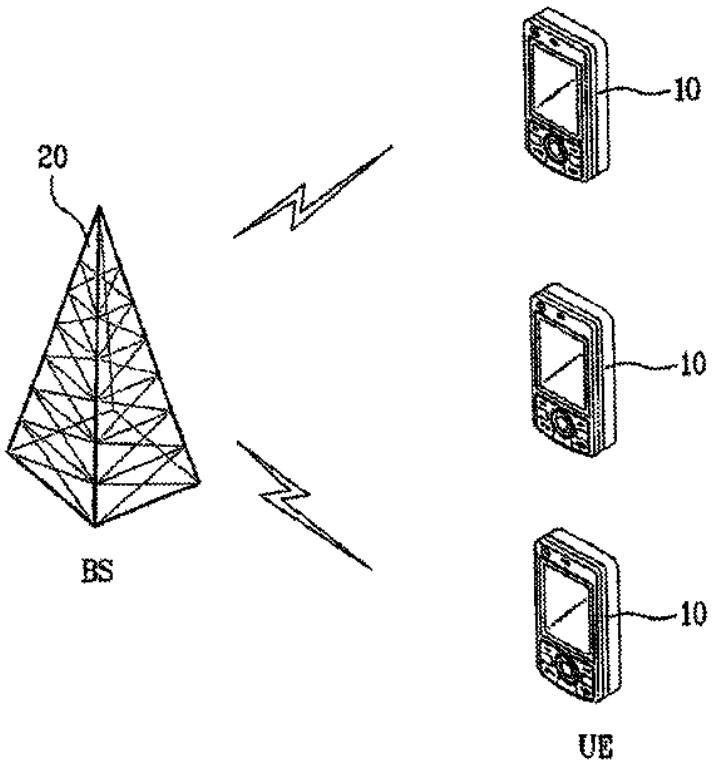


图 15

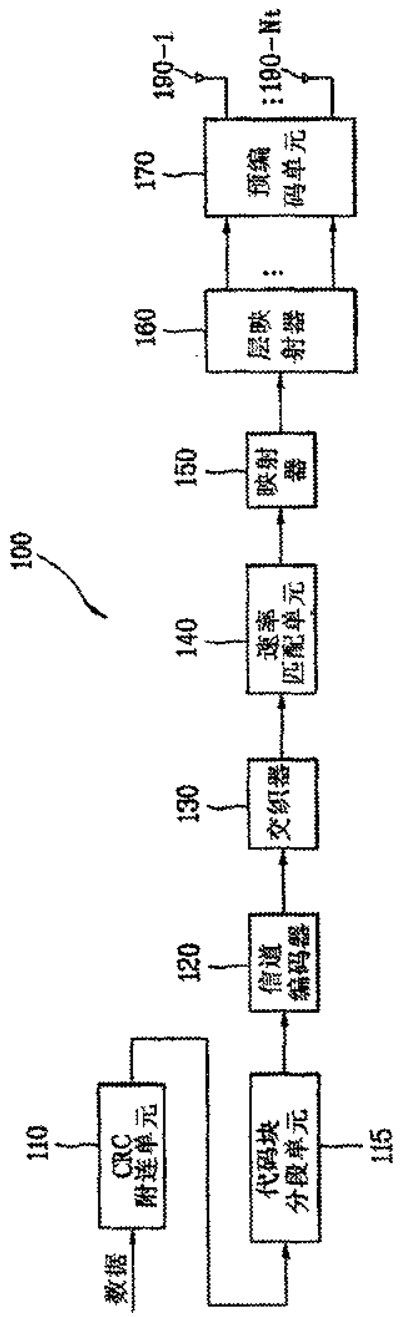

100
110
CRC
附连单元
数据
120
信道
编码器
130
交织器
140
速率
匹配单元
150
映射
器
160
层映
射器
170
预编
码单元
190-1
190-Nt
代码块
分段单元
115

图 16

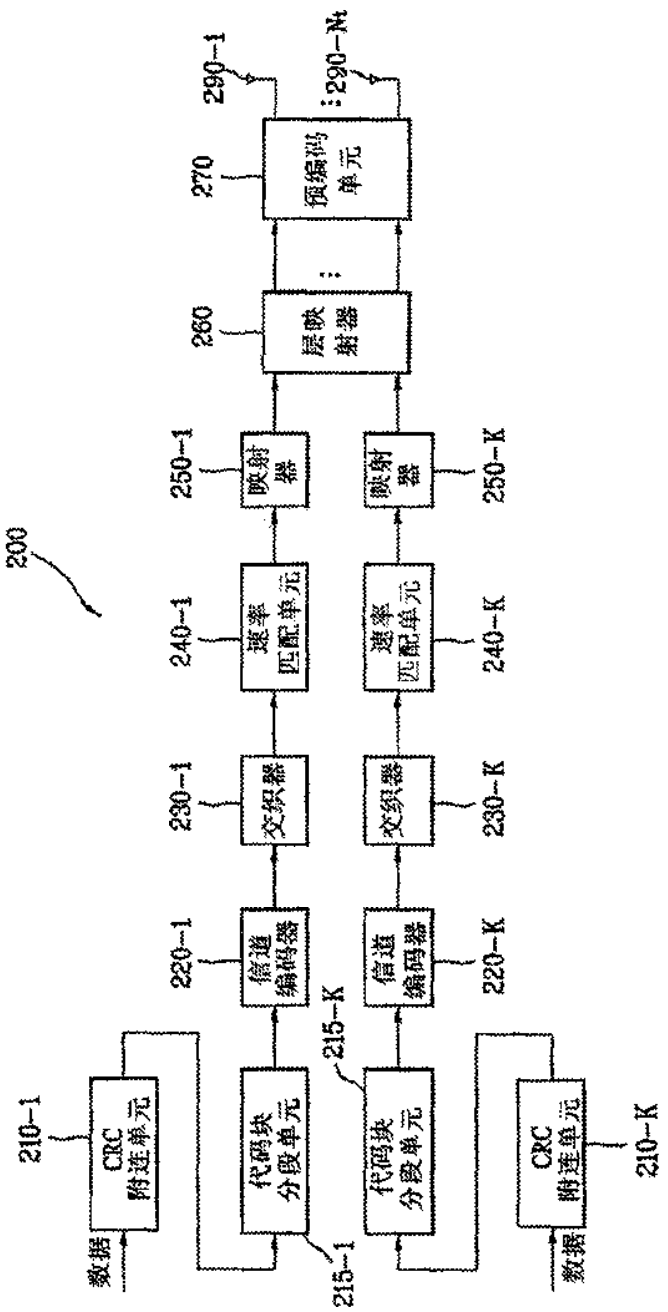

200
210-1
CRC 附连单元
数据
215-1
代码块分段单元
220-1
信道编码器
230-1
交织器
240-1
速率匹配单元
250-1
映射器
260
层映射器
270
预编码单元
290-1
290-Nt
215-K
代码块分段单元
220-K
信道编码器
230-K
交织器
240-K
速率匹配单元
250-K
映射器
210-K
CRC 附连单元
数据

图 17

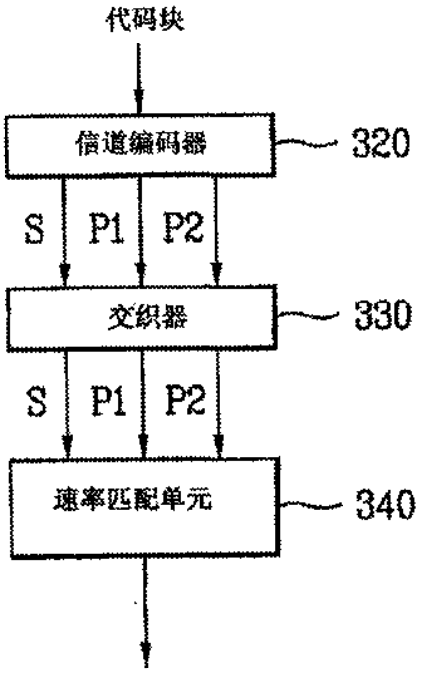


图 18

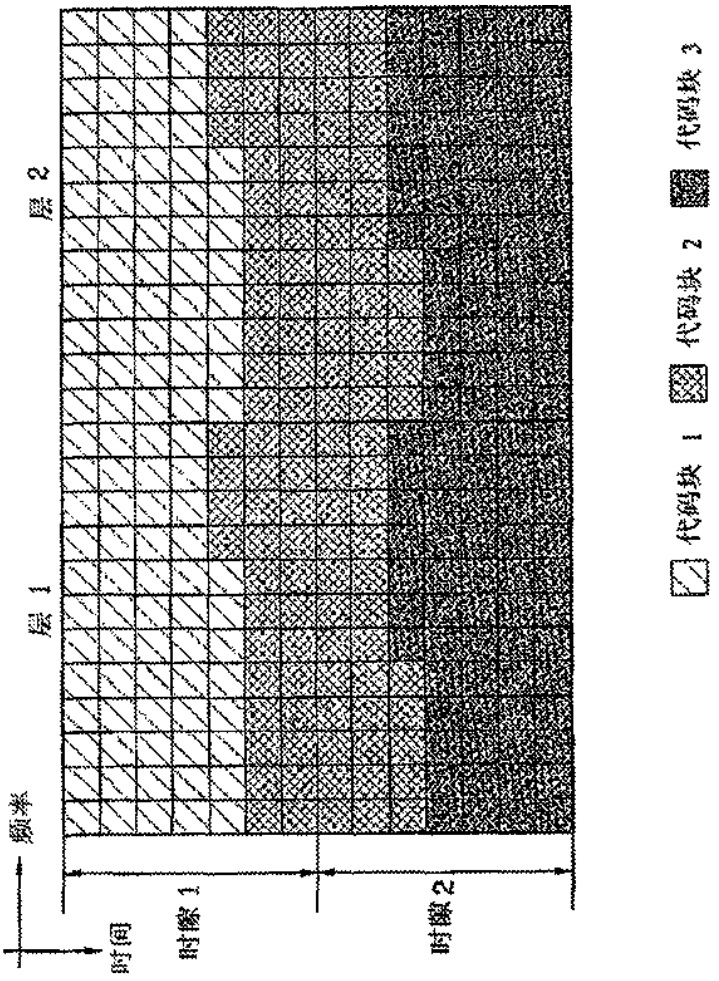


图 19

图 20

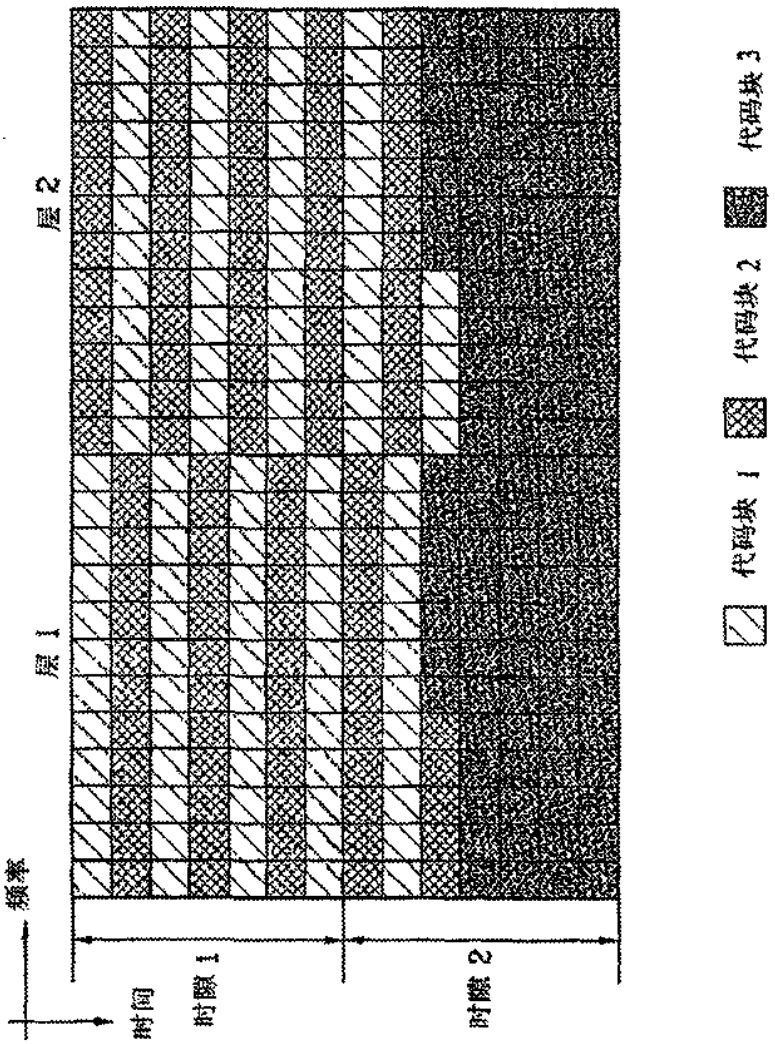


图 21

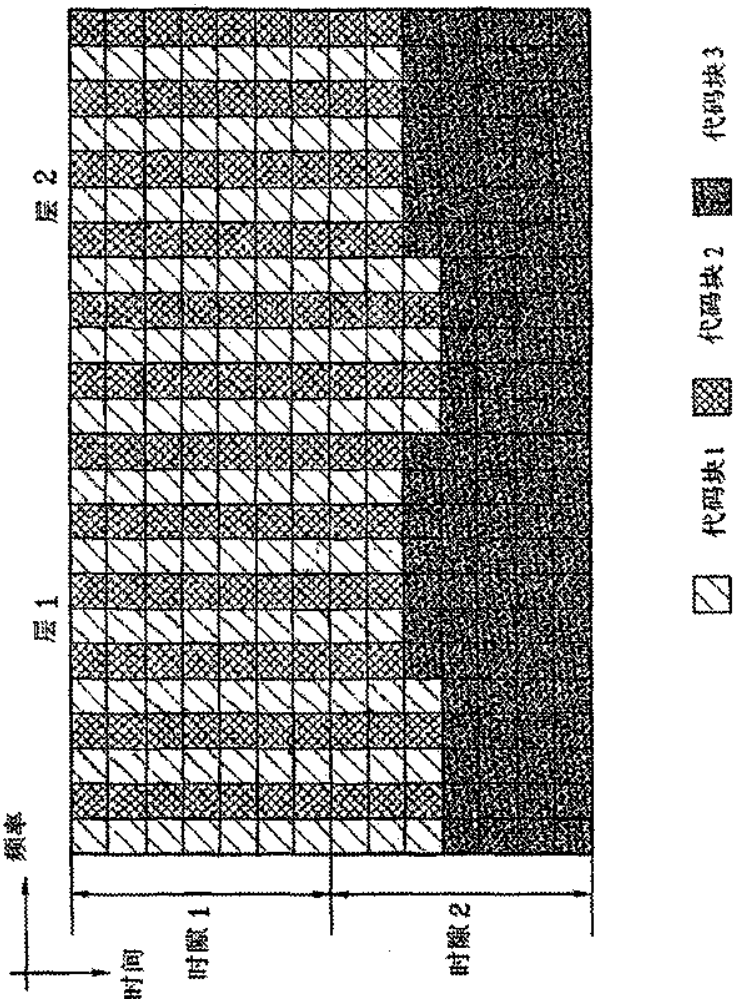


图 22

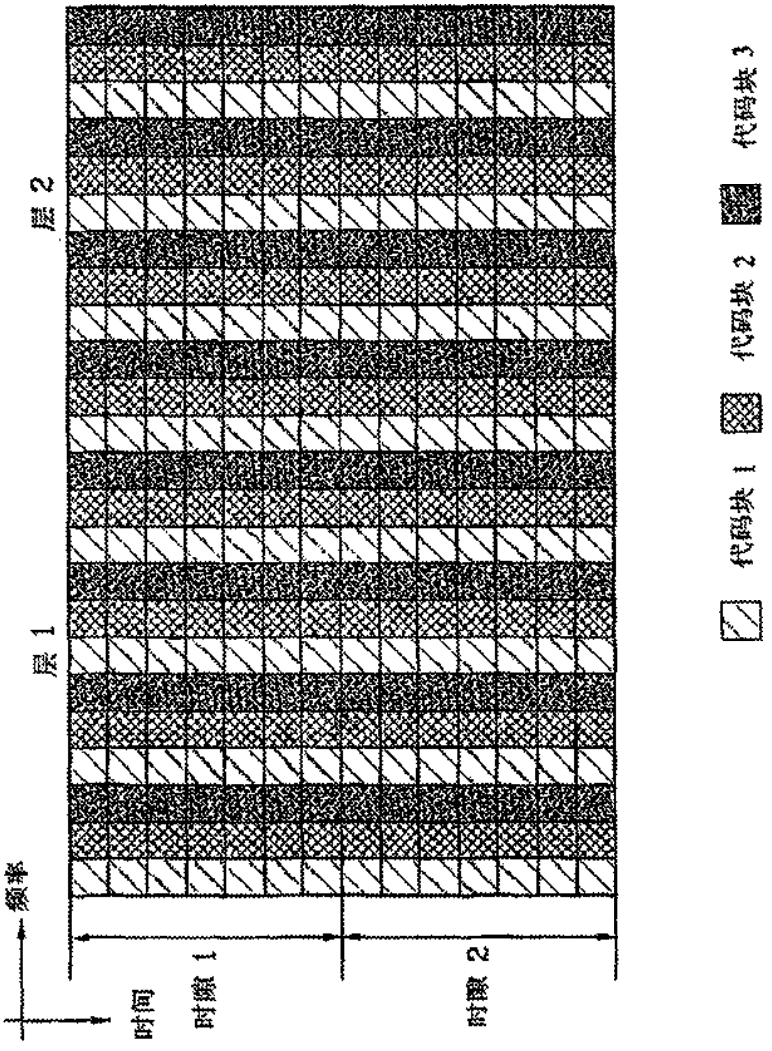


图 23

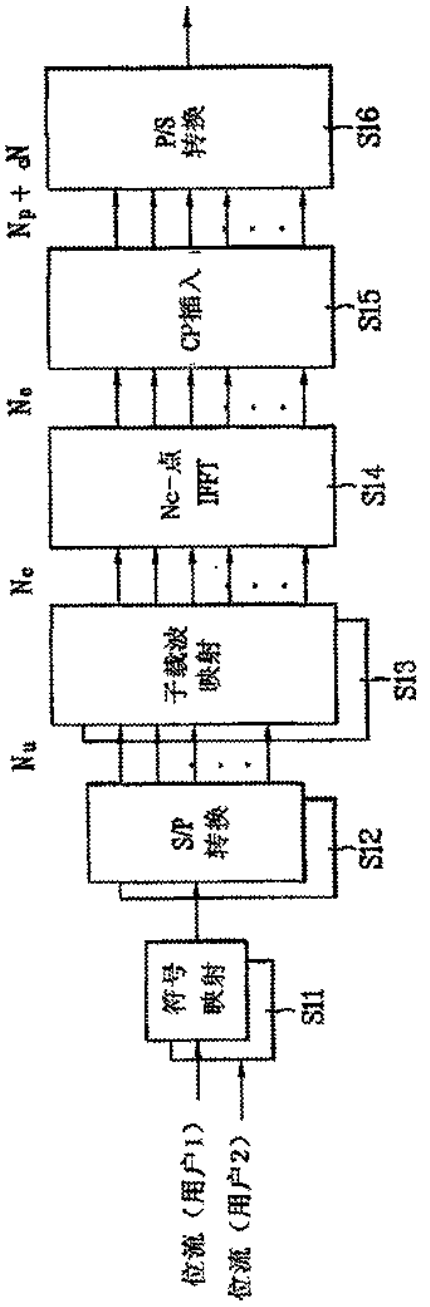

位流（用户1）
位流（用户2）
符号映射
S11
S/P转换
S12
N_u
子载波映射
S13
N_c
Nc-点IFFT
S14
N_c
CP插入
S15
$N_p + N$
P/S转换
S16

图 24A

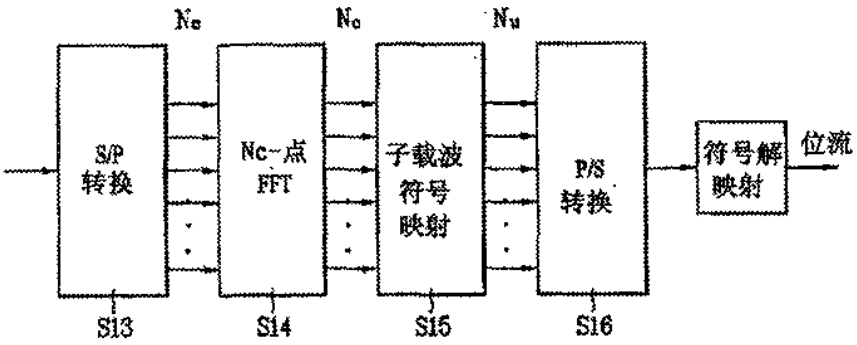

Nc
Nc
Nu
S/P
转换
Nc-点
FFT
子载波
符号
映射
P/S
转换
符号解
映射
位流
S13
S14
S15
S16

图 24B

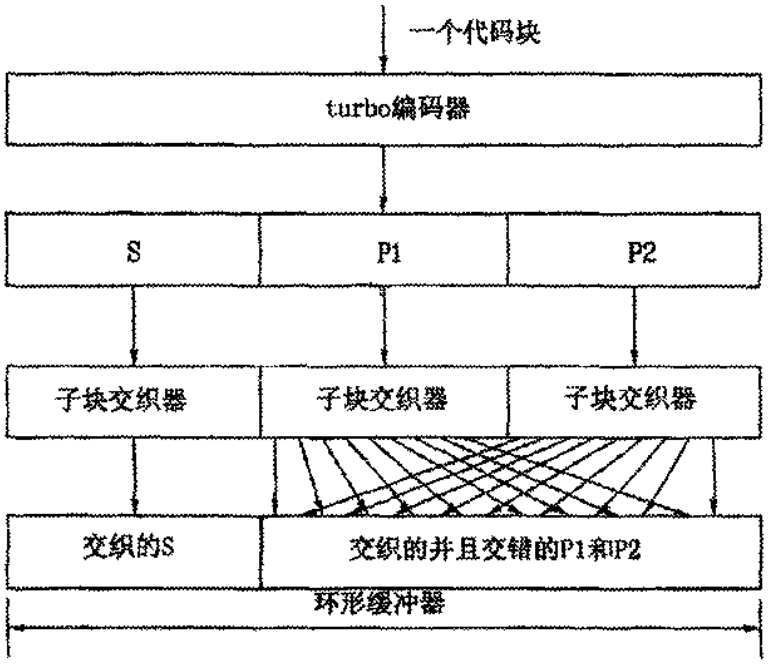

一个代码块
turbo编码器
S
P1
P2
子块交织器
子块交织器
子块交织器
交织的S
交织的并且交错的P1和P2
环形缓冲器

图 25

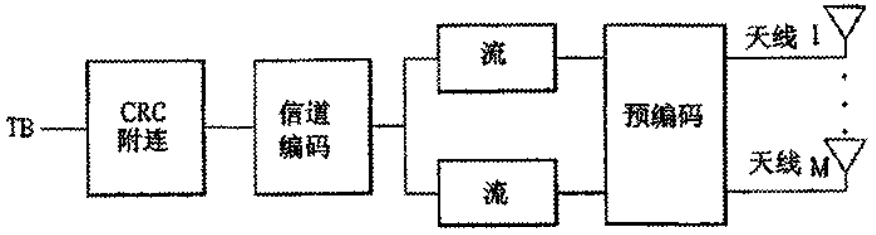

TB
CRC
附连
信道
编码
流
流
预编码
天线 1
天线 M

图 26A

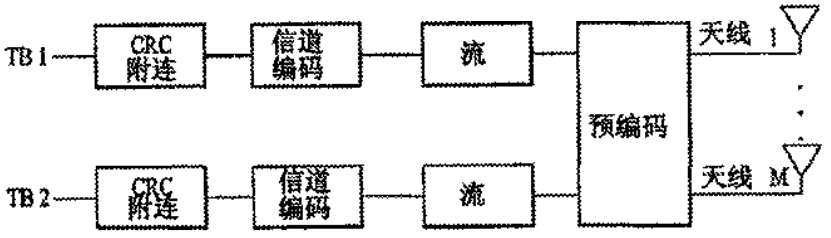

TB 1
CRC
附连
信道
编码
流
TB 2
CRC
附连
信道
编码
流
预编码
天线 1
天线 M

图 26B

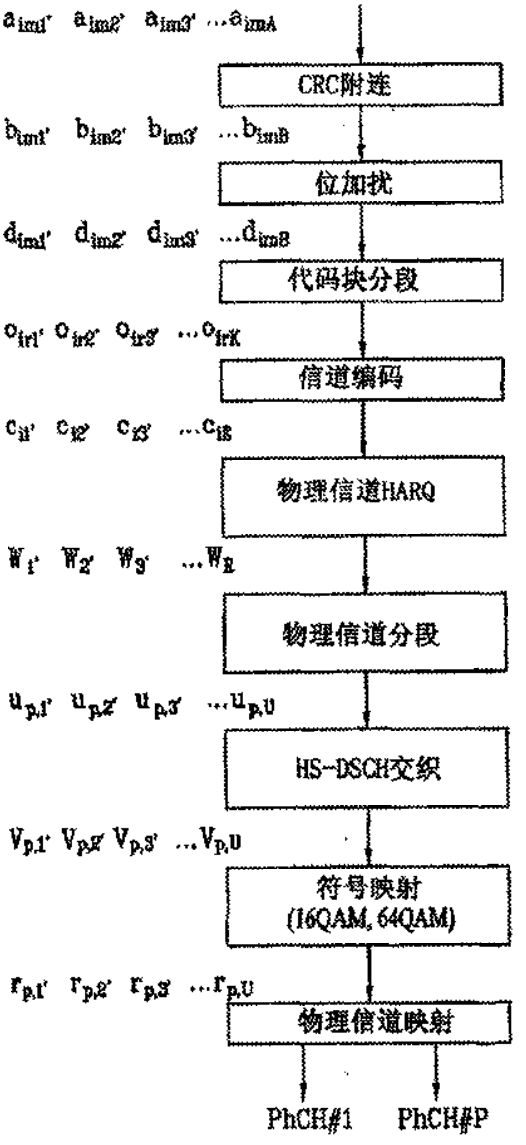

a_{im1}, a_{im2}, a_{im3}, ... a_{imA}
CRC附连
b_{im1}, b_{im2}, b_{im3}, ... b_{imB}
位加扰
d_{im1}, d_{im2}, d_{im3}, ... d_{imB}
代码块分段
o_{ir1}, o_{ir2}, o_{ir3}, ... o_{irK}
信道编码
c_{i1}, c_{i2}, c_{i3}, ... c_{iE}
物理信道HARQ
W_1, W_2, W_3, ... W_E
物理信道分段
$u_{p,1}$, $u_{p,2}$, $u_{p,3}$, ... $u_{p,U}$
HS-DSCH交织
$V_{p,1}$, $V_{p,2}$, $V_{p,3}$, ... $V_{p,U}$
符号映射
(16QAM, 64QAM)
$r_{p,1}$, $r_{p,2}$, $r_{p,3}$, ... $r_{p,U}$
物理信道映射
PhCH#1
PhCH#P

图 27

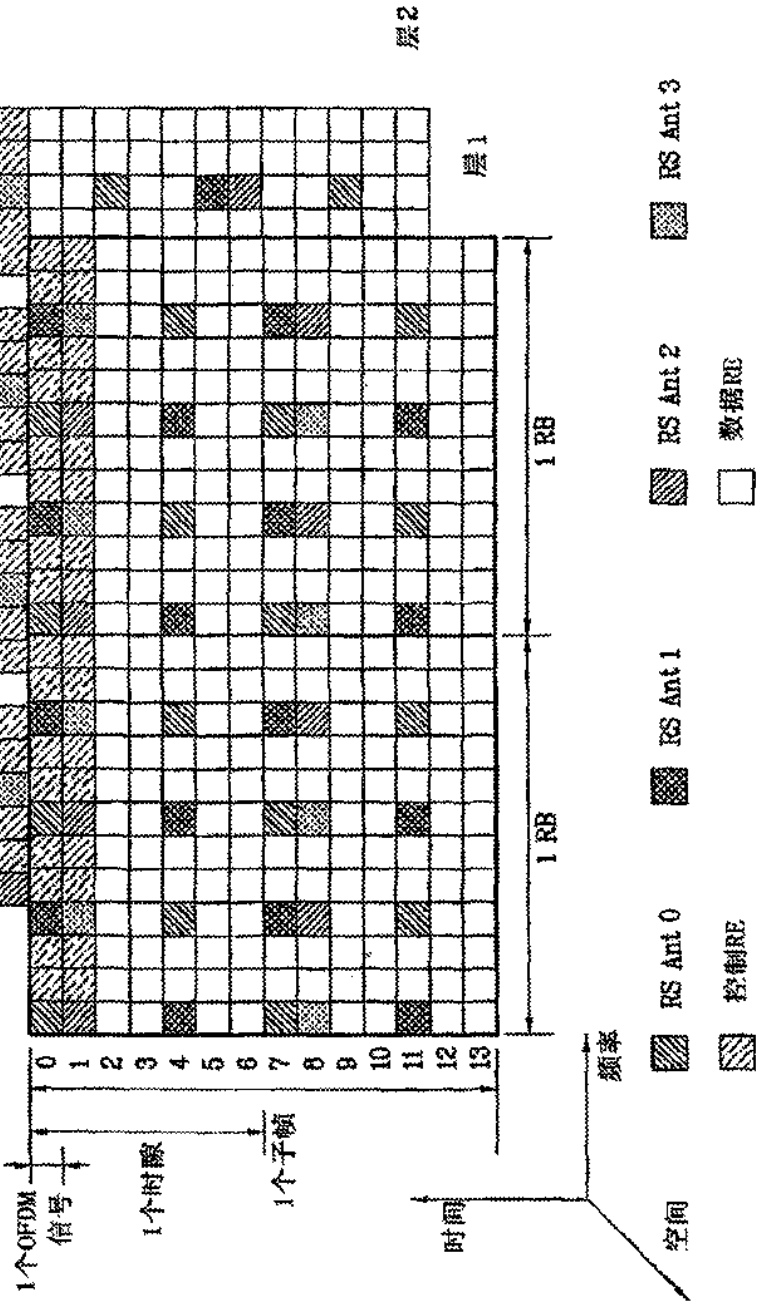

层2
层1
1 RB
1 RB
RS Ant 0
RS Ant 1
RS Ant 2
RS Ant 3
控制RE
数据RE
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
1个OFDM 符号
1个时隙
1个子帧
时间
频率
空间

图 28

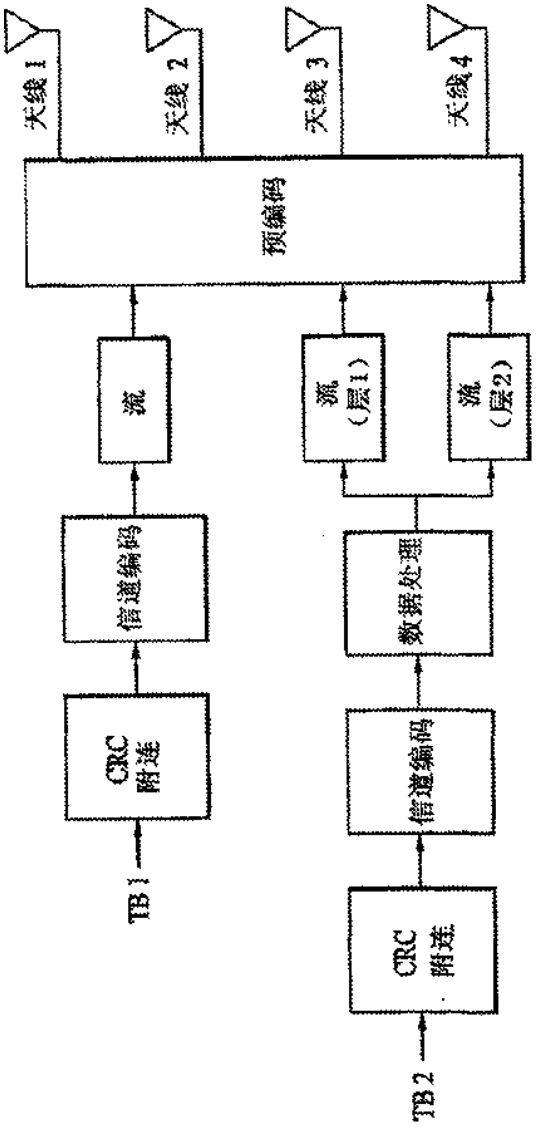

天线 1
天线 2
天线 3
天线 4
预编码
流
流（层 1）
流（层 2）
信道编码
数据处理
信道编码
CRC 附连
CRC 附连
TB 1
TB 2

图 29A

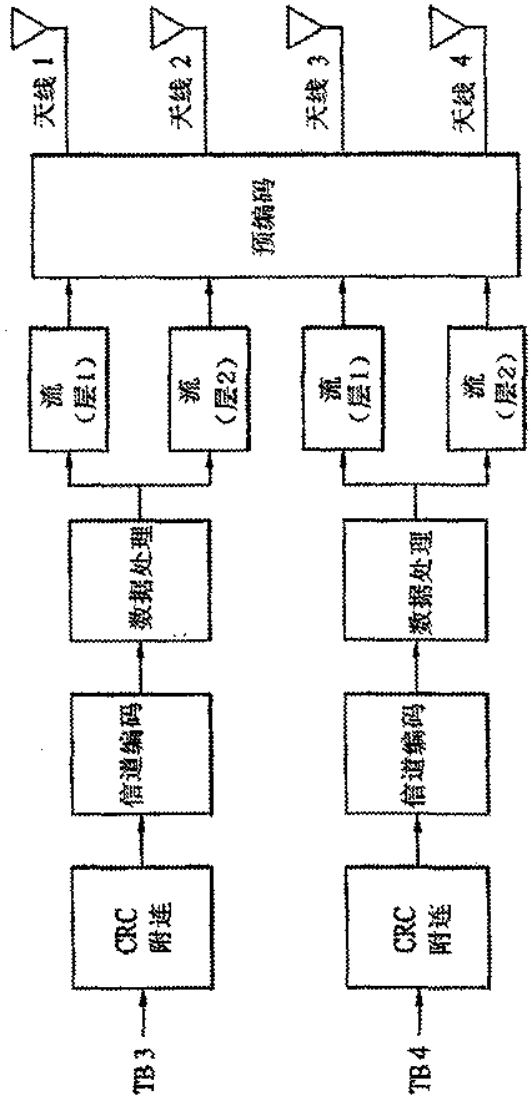

天线 1
天线 2
天线 3
天线 4
预编码
流（层1）
流（层2）
流（层1）
流（层2）
数据处理
数据处理
信道编码
信道编码
CRC 附连
CRC 附连
TB 3
TB 4

图 29B

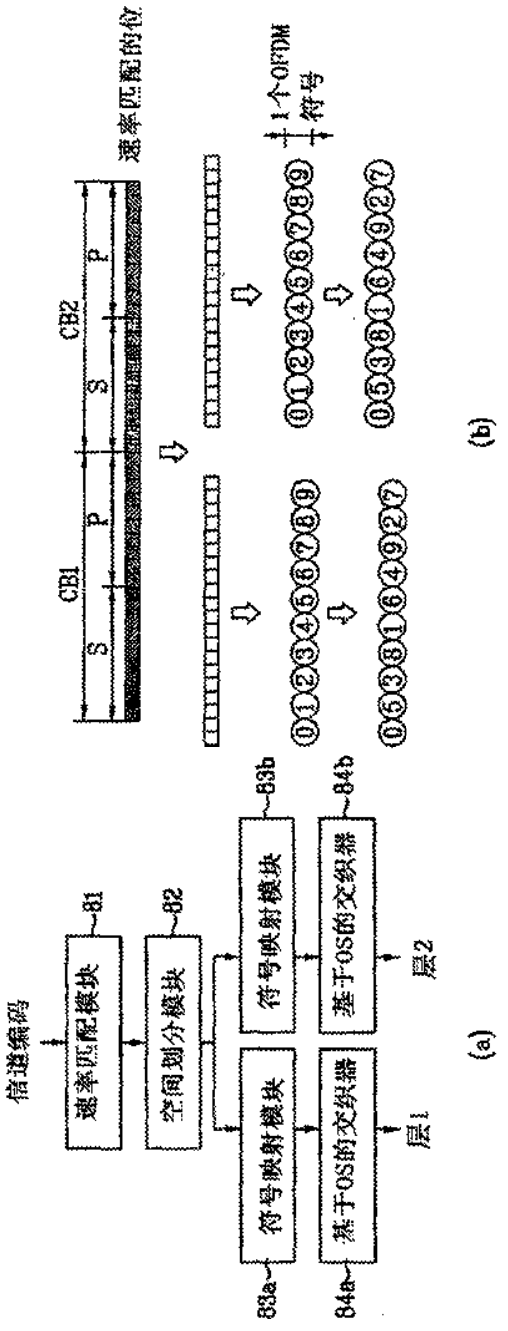

信道编码
速率匹配模块
81
空间划分模块
82
符号映射模块
83a
基于OS的交织器
84a
符号映射模块
83b
基于OS的交织器
84b
层1
层2
(a)
CB1
CB2
S
P
速率匹配的位
1个OFDM符号
(b)

图 30

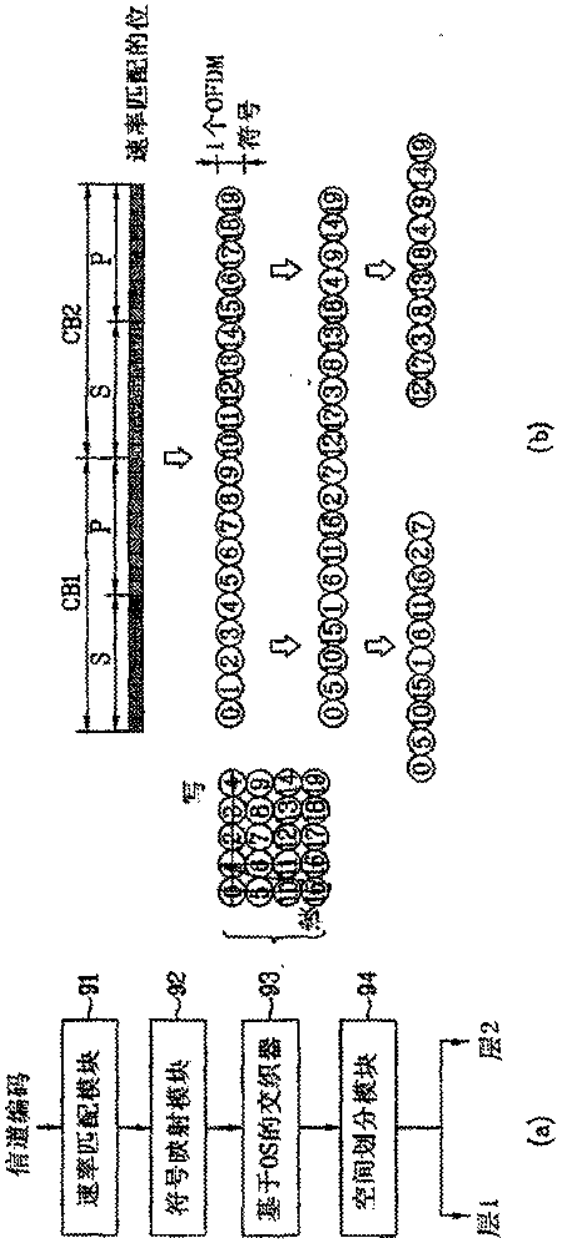

信道编码
91
速率匹配模块
92
符号映射模块
93
基于OS的交织器
94
空间划分模块
层1
层2
(a)
写
读
CB1
CB2
S
P
速率匹配的位
1个OFDM符号
(b)

图 31A

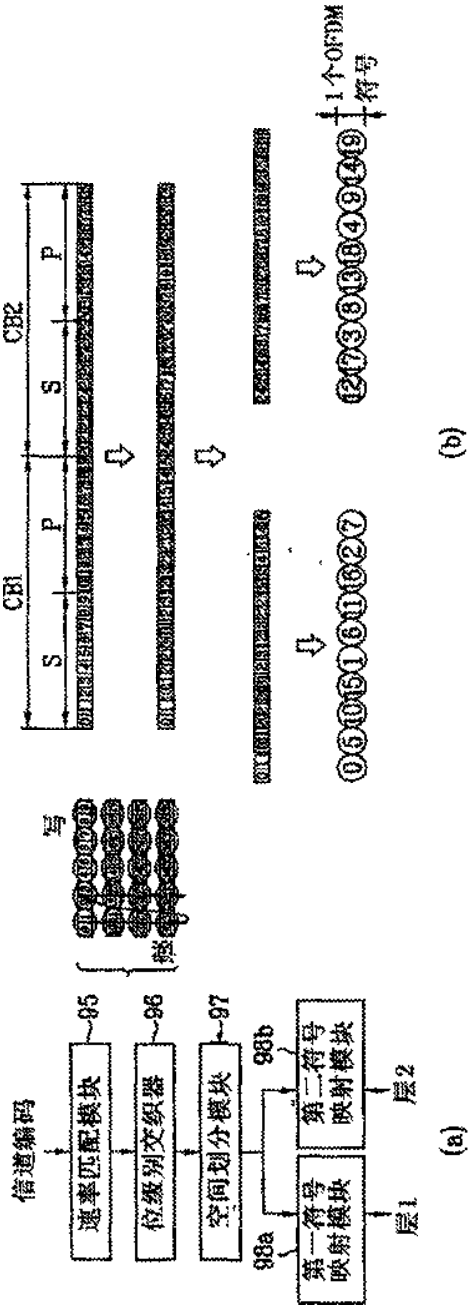

信道编码
速率匹配模块
95
位级别交织器
96
空间划分模块
97
98b
第二符号映射模块
层2
98a
第一符号映射模块
层1
(a)
写
CB1
CB2
S
P
S
P
(b)
1个OFDM符号

图 31B

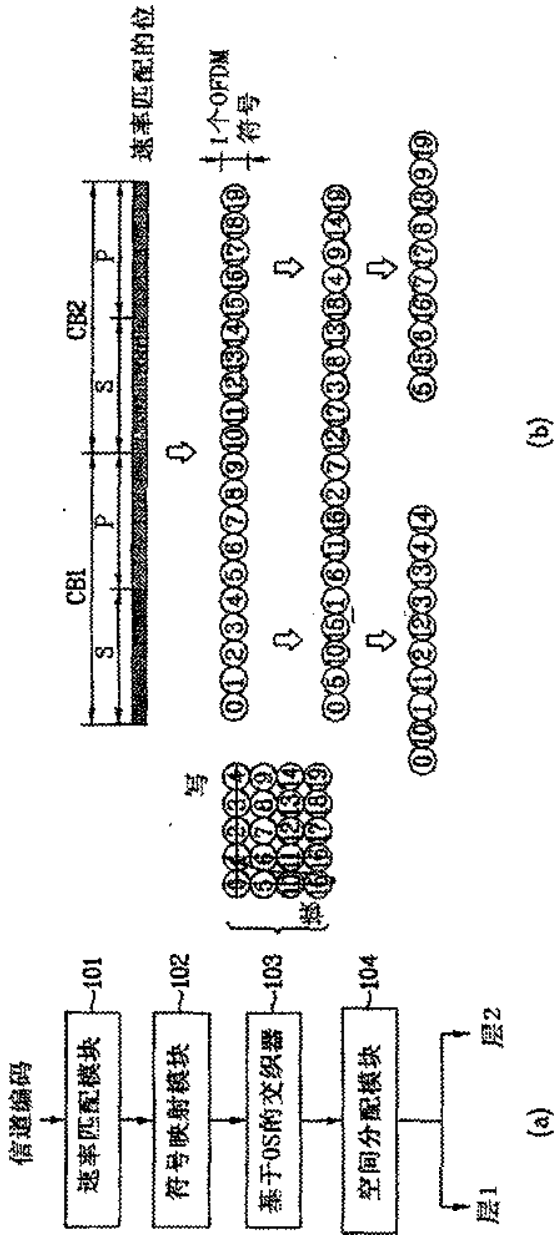

信道编码
速率匹配模块
101
符号映射模块
102
基于OS的交织器
103
空间分配模块
104
层1
层2
(a)
写
CB1
CB2
S
P
速率匹配的位
1个OFDM符号
(b)

图 32A

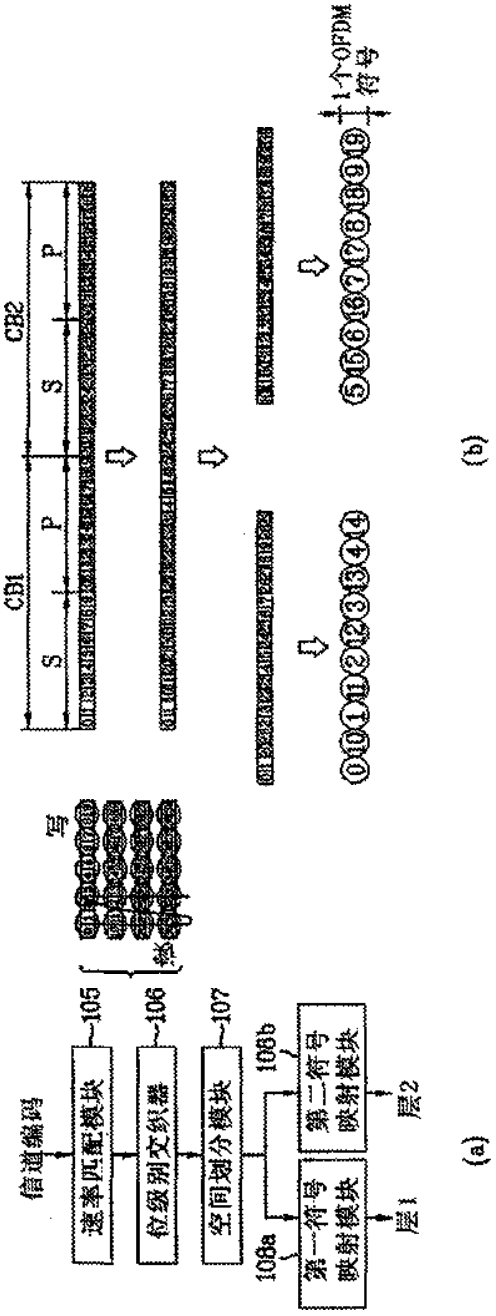

信道编码
速率匹配模块
105
位级别交织器
106
空间划分模块
107
108a
第一符号映射模块
108b
第二符号映射模块
层1
层2
(a)
写
CB1
CB2
S
P
S
P
(b)
1个OFDM符号

图 32B

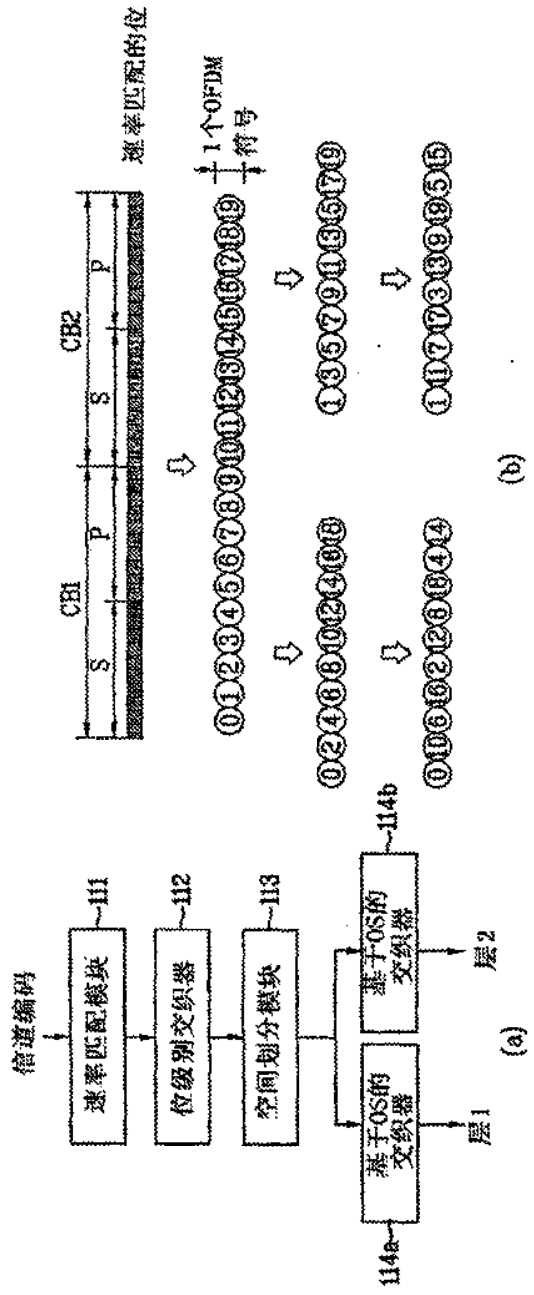

信道编码
速率匹配模块
111
位级别交织器
112
空间划分模块
113
基于OS的交织器
114b
基于OS的交织器
114a
层 1
层 2
(a)
CB1
CB2
S
P
S
P
速率匹配的位
1个OFDM符号
(b)

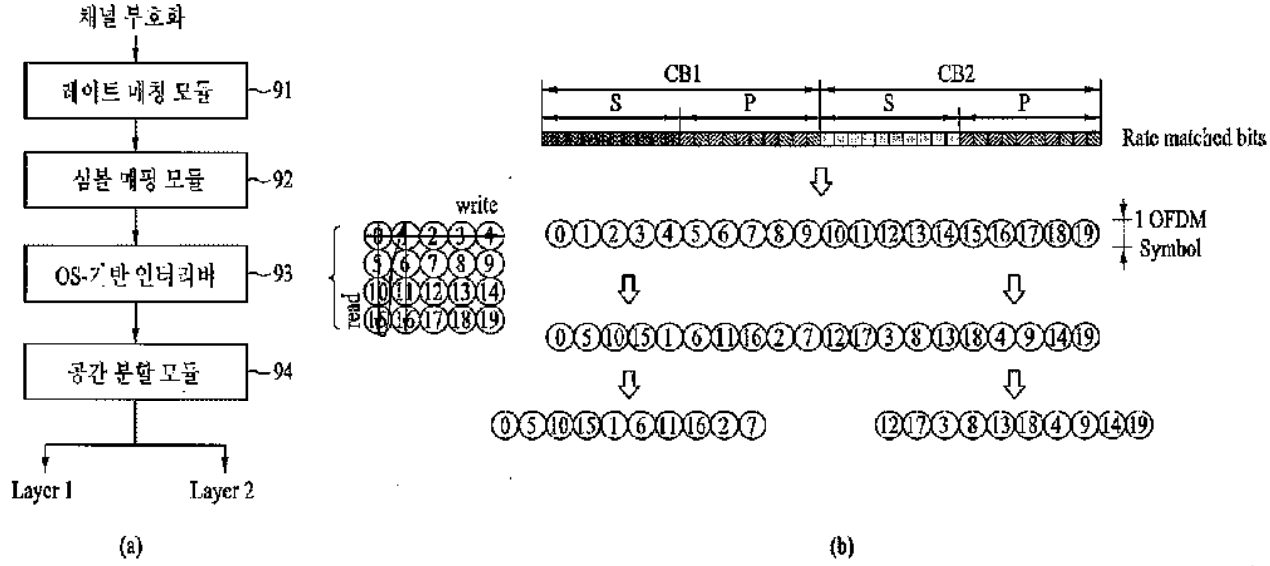
图 33

KR101507782B1

Data processing and transmitter in a wireless communication system

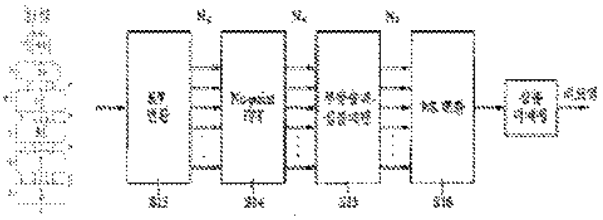
Abstract

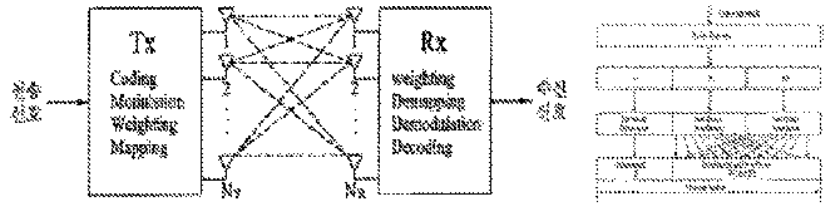
To a data processing method and a transmitter for signal transmission through a multiple transmission antenna at a transmission side in a wireless communication system. As one aspect of the present invention, a method is disclosed in which, when transmitting a transmission signal using multiple antennas in a wireless communication system, one codeword is spatially divided after symbol mapping. When one codeword is divided into two or more code blocks and channel-coded, in order to obtain a spatial diversity effect, it is preferable to distribute the symbols to the space division function alternately to the layers when performing space division before interleaving.

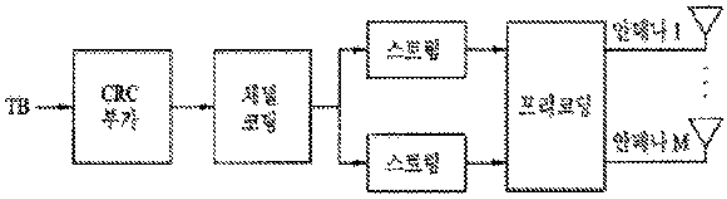


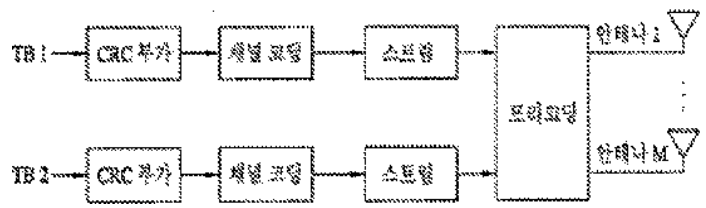
Wireless communication, OFDM, MIMO, transmission chain, space diversity

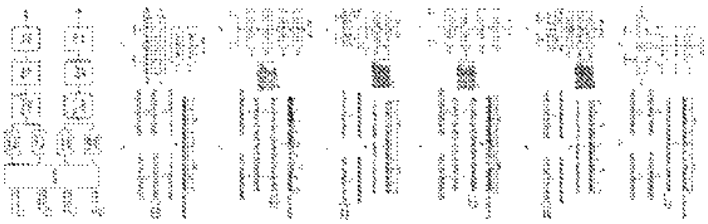
Images (16)











South Korea

Download PDF Find Prior Art Similar

Other languages

Korean

Inventor

서동연

김봉회

윤영우

김기준

노동욱
안준기

Worldwide applications

Application KR20070080823A events

2007-07-19

Priority to KR1020070072260

2007-07-19

Priority to KR20070072260

2007-08-10

Application filed by 엘지전자 주식회사

2008-01-07

Priority claimed from EP08704614A

2009-01-22

Publication of KR20090009071A

2015-04-24

Application granted

2015-04-24

Publication of KR101507782B1

Info

Patent citations (1)

Non-patent citations (2)

Similar documents

Priority and Related Applications

External links

Espacenet

Global Dossier

Discuss

Description

TECHNICAL FIELD [0001] The present invention relates to a data processing method and a transmitter in a wireless communication system,

BACKGROUND OF THE INVENTION 1. Field of the Invention The present invention relates to a wireless communication system, and more particularly, to a data processing method and a transmitter for transmitting a signal through a multiple transmission antenna at a transmission side in a wireless communication system.

Recently, studies on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and multi-input multi-output (MIMO) antenna technology have been actively conducted as a base technology of a wireless communication system.

The basic principle of OFDM is to divide a serial data stream having a high-rate into a plurality of parallel data streams having a slow-rate, and use a plurality of carriers to transmit parallel data streams And transmit them at the same time. In other words, the data stream having the high-speed data rate is converted into a data stream having a plurality of low data rates through a serial-to-parallel converter, and each subcarrier is multiplied After each data stream is combined, it is transmitted to the receiving end. Each of the plurality of carriers is referred to as a sub-carrier. In the OFDM scheme, orthogonality exists between a plurality of carriers. Therefore, even if frequency components of carriers overlap each other, detection at the receiving end is possible.

A plurality of parallel data streams generated by the serial-to-parallel conversion unit can be transmitted on a plurality of subcarriers by an IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform), and the IDFT is subjected to Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) Can be efficiently implemented by using < RTI ID = 0.0 >

The symbol duration of a subcarrier having a low data rate is increased, so that the relative signal dispersion in time caused by multipath delay spreading is reduced. Inter-symbol interference can be reduced by inserting a guard interval longer than the delay spread of a channel between OFDM symbols. Also, if a part of the OFDM signal is copied in the guard interval and placed at the beginning of the symbol, the OFDM symbol can be cyclically extended to protect the symbol.

The orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) scheme refers to a multiple access method in which a plurality of subcarriers available for a system using OFDM as a modulation scheme are provided to each user to realize multiple access. OFDMA provides a frequency resource called a sub-carrier to each user, and each frequency resource is provided to a plurality of users independently of one another and does not overlap with each other. Eventually, the frequency resources are allocated mutually exclusive.

FIGS. 1A and 1B are block diagrams for explaining a data processing procedure at a transmitting end and a receiving end, respectively, according to the OFDMA scheme according to the related art.

Referring to FIG. 1A, on the transmitting side, symbol constellation mapping is performed on a bit stream for each user according to a modulation technique such as quadrature phase shift keying (QPSK), quadrature amplitude modulation (QAM), or 64 QAM. [S11]. At least two or more bits are mapped to one symbol by symbol mapping.

The bit stream is mapped to data symbols, and the data symbols are converted into parallel data symbols through a serial / parallel converter (S12). The data symbols are converted into parallel symbols corresponding to the number of subcarriers Nu (n) allocated to each user n by the serial-to-parallel conversion. As shown in FIG. 1A, a data symbol of a user 1 is converted into Nu (1) parallel symbols, which is the number of carriers allocated to the user 1. Since the sub-carriers allocated to each user n may be the same or different from each other, the data symbols of the respective users may be converted into the same or different numbers of parallel symbols Nu (n).

The data symbols for the specific user transformed in parallel are mapped to Nu (n) subcarriers allocated to a specific nth user among all Nc carriers, and the remaining Nc- (Nu (n) The data symbols of the user are mapped (S13).

By a symbol to subcarrier mapping module that maps the symbols to a carrier, the user's unassigned subcarrier is filled with zero (zero padding). The output of the mapping to subcarrier mapping module is converted to time domain signals by an Nc-point Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) module [S14].

A cyclic prefix (CP) is inserted in the OFDM symbol output from the IFFT module to reduce inter-symbol interference (ISI) [S15]. The CP-inserted OFDM symbols are transmitted to the receiving side after performing parallel-to-serial conversion (S16).

Referring to FIG. 1B, the process of data processing on the receiving side according to the OFDMA scheme according to the related art proceeds in the reverse of the process of data processing on the transmitting side as shown in FIG. 1A. The received data symbols are subjected to S / P conversion and Nc-point FFT and are then subcarrier-to-symbol mapped. The parallel symbols are converted into serial data, and the bit stream is outputted through the symbol demapping process.

The MIMO scheme is a method that improves the efficiency of data transmission and reception by employing multiple transmit antennas and multiple receive antennas by avoiding the use of one transmit antenna and one receive antenna. That is, a technique for increasing the capacity or improving the performance by using multiple antennas at the transmitting end and / or the receiving end of the wireless communication system. Hereinafter, the MIMO technique may be referred to as a multiple antenna technique or technique.

The multi-antenna technique is applied to a technique of collecting a piece of fragmentary data received from a plurality of antennas, without depending on a single antenna path, to receive a whole message. It is possible to improve the data transmission speed in a certain range or to increase the system range for a specific data transmission speed. The multi-antenna technology is a next generation mobile communication technology that can be widely used for mobile communication terminals and repeaters, and is attracting attention as a next generation technology capable of overcoming the limitation of the transmission capacity of mobile communication which is different from the limit situation due to expansion of data communication. Next generation mobile communication requires much higher data rate than

existing mobile communication, so efficient multi-antenna technology is expected to be necessary.

Among various transmission efficiency enhancement technologies currently being studied, a multi-antenna (MIMO) technique using multiple antennas at both the transmitter and the receiver is a method for dramatically improving communication capacity and transmission / reception performance without additional frequency allocation or power increase. It is receiving the greatest attention.

2 is a schematic block diagram of a general multi-antenna system according to the prior art. As shown in FIG. 2, if the number of antennas is increased at the transmitting / receiving end, the theoretical channel transmission capacity increases in proportion to the number of antennas, unlike the case where a plurality of antennas are used only at the transmitter and the receiver. . After the theoretical capacity increase of the multi-antenna system was proved in the mid-90s, various techniques for bringing it up to practical data transmission rate have been actively researched so far. Some of these technologies have already been applied to 3G mobile communication and next generation wireless LAN And is reflected in various standards of wireless communication.

The research trends related to multi-antennas to date include information theory studies related to calculation of multi-antenna communication capacity in various channel environments and multiple access environments, research on wireless channel measurement and modeling of multi-antenna systems, and improvement of transmission reliability and transmission rate And research on space-time signal processing technology for various applications.

The multi-antenna technique is classified into a spatial diversity scheme that increases transmission reliability using symbols that have passed through various channel paths, a spatial diversity scheme that simultaneously transmits a plurality of data symbols using a plurality of transmission antennas, (spatial multiplexing) method. In addition, researches on how to appropriately combine these two methods and obtain the merits of each of them have been conducted recently.

In the case of the space diversity scheme, there is a space-time block code sequence, a space-time trellis code sequence scheme which uses the

diversity gain and the coding gain at the same time. In general, the bit error rate improvement performance and the code generation freedom are superior to the trellis coding scheme, but the space complexity coding is simple. The spatial diversity gain can be obtained by multiplying the number of transmission antennas by the number of reception antennas.

The spatial multiplexing scheme is a method of transmitting different data streams at each transmission antenna. At this time, mutual interference occurs between the data transmitted simultaneously from the transmitter and the receiver. The receiver removes this interference using appropriate signal processing techniques and receives it. The noise cancellation scheme used here is a maximum likelihood receiver, a ZF receiver, an MMSE receiver, a D-BLAST, and a V-BLAST. Particularly, when the channel information is known by a transmitter, a singular value decomposition (SVD) Method or the like can be used.

Finally, there is a combined technique of spatial diversity and spatial multiplexing. If only the spatial diversity gain is obtained, the performance gain is gradually saturated as the diversity order increases. If only the spatial multiplexing gain is used, the transmission reliability in the radio channel is degraded. In order to solve this problem, there have been studied methods of obtaining both of the gains. Among them, there are methods such as a space-time block code (Double-STTD) and a space-time BICM (STBICM).

In a typical communication system, in order to correct an error experienced by a channel, a receiver performs channel encoding using forward error correction code, and then transmits the information. The receiver demodulates the received signal and then decodes the error correction code to recover the transmission information. Through this decoding process, the error on the received signal caused by the channel is corrected.

All error correction codes have a maximum correctable limit at the time of channel error correction. That is, if the received signal has an error exceeding the limit of the error correcting code, the receiver can not decode it with errorless information. Therefore, the receiving end needs a basis for determining whether there is an error in the decoded information. Thus, a special type of encoding process is required for error detection separately from the error correction encoding process. A CRC code (Cyclic Redundancy Check code) is widely used as the error detection code.

CRC is one of coding methods used for error detection rather than error correction. Generally, transmission information is encoded using CRC, and then error correction codes are used for CRC encoded information.

Hereinafter, turbo codes among various channel coding techniques will be described. A turbo encoder consists of two recursive systematic convolution encoders and an interleaver. The interleaver is used to facilitate parallel decoding in actual implementation of the turbo code, which is a kind of QPP (quadratic polynomial permutation). This QPP interleaver is defined only for a specific data block size. Turbo code performance is known to be better as the data block size increases. However, in an actual communication system, a data block (for example, a transmission block) having a predetermined size or larger is divided into a plurality of small data blocks for the convenience of actual implementation. The divided small data block is called a code block. That is, one code word is divided into several code blocks if the length is long. One unit encoded with CRC and error correction codes is commonly referred to as a 'codeword', but the meaning of a codeword in this document is limited to one data block, for example, a transport block The data unit in which the channel coding is performed after the CRC is added is called a 'codeword'. Therefore, when the size of one transport block exceeds a predetermined reference value and is divided into two or more code blocks, the channel-encoded result of all the code blocks becomes one code word.

The code block generally has the same size, but because of the size limitation of the QPP interleaver, one of the code blocks may have different sizes. After performing an error correction coding process in units of code blocks, interleaving is performed to reduce the influence of burst errors in a transmission process on a wireless channel. Then, it is mapped and transmitted to the actual radio resources. Since the amount of radio resources used in actual transmission is constant, rate matching must be performed on the encoded code block in order to match the amount of radio resources. In general, rate matching is performed by puncturing or repetition. Rate matching may also be performed in units of code blocks encoded as in the 3GPP WCDMA system. Alternatively, the systematic part and the parity part of the encoded code block may be separated to perform rate matching separately. 3 is a diagram for explaining a process of performing rate matching by separating an information word portion and a parity portion of an encoded code block. In FIG. 3, rate matching can be performed according to the transmission start position and the data size to be transmitted in the circular buffer. In Figure 3, the code rate is assumed to be 1/3.

In the case of a MIMO system using spatial multiplexing, a method in which one codeword is transmitted in a plurality of transmission data streams is referred to as a single codeword (SCW), and a method in which one or more codewords are transmitted is referred to as a multi-codeword : multiple codeword). 4A and 4B are views for explaining the concepts of SCW and MCW. A hybrid configuration of SCW and MCW is also possible. For example, assuming four transmit antennas and four receive antennas, only two codewords can be used. In this case, two SCWs transmitting two data streams are connected to each other to constitute the MCW system.

FIG. 5 shows a coding chain used for HS-DSCH in a WCDMA system according to the prior art. When spatial multiplexing is used, a maximum of two data streams can be transmitted. Since the stream is transmitted to the MCW, the same coding chain can be used when one stream is transmitted and two streams are transmitted.

It is an object of the present invention to provide a data processing method for efficiently dividing one codeword into two or more layers when data is transmitted through multiple transmit antennas in a wireless communication system.

It is another object of the present invention to provide a method of processing data so that data can be transmitted through multiple transmit antennas to reduce fading in a wireless communication system.

A method is disclosed in which one codeword is spatially distributed in a wireless communication system in accordance with the present invention. Fading is one of the main causes of performance degradation in wireless communication systems. The channel gain value changes according to time, frequency, and space, and the lower the channel gain value, the greater the performance degradation becomes. Diversity, one of the ways to overcome fading, exploits the fact that the probability that multiple independent channels all have low gain values is very low. In general, the correlation of channel gain values between two points in time, frequency, and space becomes independent as the distance of time, frequency, and space becomes larger. Therefore, in order to overcome the fading, it is possible to obtain a gain by diversity by arranging the encoded bits into one code block so as to spread evenly over time, frequency, and space.

As one aspect of the present invention, a method is disclosed in which, when a transmission signal is transmitted using multiple antennas in a wireless communication system, one codeword is spatially divided after symbol mapping. When one codeword is divided into two or more code blocks and channel-coded, in order to obtain a spatial diversity effect, it is preferable to distribute the symbols to the space division function alternately to the layers when performing space division before interleaving. When spatial division is performed after interleaving, the symbols may be alternately distributed to the layers in the space division function, or may be simply divided into two or more symbol groups.

According to another aspect of the present invention, there is provided a data processing method for transmitting a signal through a multiple transmission antenna at a transmission side of a wireless communication system, the method comprising: performing channel coding on one data block And outputting a symbol stream by performing symbol mapping on a bit stream output from the data block, outputting a symbol stream, rearranging the order of symbols included in the symbol stream, Into at least two or more symbol groups and outputting the divided symbols.

According to still another aspect of the present invention, there is provided a data processing method for transmitting a signal through a multiple transmission antenna at a transmission side of a wireless communication system, the method comprising: performing channel coding on one data block And outputting a symbol stream by performing symbol mapping on a bit stream output from the data block and outputting a symbol stream; and outputting each symbol group by grouping the symbol streams into at least two or more symbol groups .

According to still another aspect of the present invention, there is provided a transmitter for transmitting signals through multiple transmit antennas in a wireless communication system, the transmitter including: a channel encoder for performing channel encoding on one data block; A symbol mapping module for performing symbol mapping on the channel-encoded and output bit stream to output a symbol stream; an interleaver for rearranging and outputting the order of the symbols included in the symbol stream; And a space division module for dividing the input signal into at least two or more symbol groups and outputting the divided signals.

According to another aspect of the present invention, there is provided a transmitter for transmitting a signal through multiple transmit antennas in a wireless communication system, the transmitter including: a channel encoder for performing channel encoding on a code block basis for one data block; A symbol mapping module for performing symbol mapping on the bit stream output from the data block and outputting a symbol stream, and a space allocation module for grouping the symbol streams into at least two or more symbol groups and outputting each symbol group Module. ≪ / RTI >

According to still another aspect of the present invention, there is provided a data processing method for transmitting a signal through a multiple transmission antenna at a transmission side of a wireless communication system, the method comprising: performing channel coding on one data block Performing bit interleaving on a bit stream output from the data block by channel coding, grouping the interleaved bit streams into at least two bit groups, and outputting each bit group; And performing symbol mapping for each bit group.

According to still another aspect of the present invention, there is provided a transmitter for transmitting signals through multiple transmit antennas in a wireless communication system, the transmitter including: a channel encoder for performing channel encoding on one data block; A spatial distribution module for grouping the interleaved bit streams into at least two bit groups and outputting each bit group; and an interleaver for interleaving the interleaved bit streams into at least two bit groups, And a symbol mapping module for performing symbol mapping on the received signal.

In the above embodiments of the present invention, the channel coding may be performed for each code block for the data block consisting of at least two code blocks.

According to the present invention, when one data block is divided into a plurality of code blocks and channel-encoded, sufficient space diversity can be given to each code block by adding a simple function to the transmission chain.

In the following, the structure, operation and other features of the present invention can be easily understood by the embodiments of the present invention described with reference to the accompanying drawings. The

following embodiments are examples in which the technical features of the present invention are applied to an evolved universal mobile telecommunications system (E-UMTS). E-UMTS is also called Long Term Evolution (LTE) system. For details of the technical specifications of UMTS and E-UMTS, refer to Release 7 and Release 8 of "3rd Generation Partnership Project (Technical Specification Group Radio Access Network)" respectively.

FIG. 6 illustrates a structure of a downlink FDD (Frequency Division Duplex) subframe of an LTE system. Since the length of one subframe is as short as 1 ms, the change of the channel in the time axis is small, while the frequency axis can be used up to 20 MHz, and the change is large, and since the change to the space axis can be completely independent of the channel, It is necessary to uniformly distribute the signals on the frequency axis and the time axis to obtain the diversity gain. The embodiments of the present invention are applicable not only to the FDD but also to a TDD (Time Division Duplex) system having a subframe structure different from that of the FDD system.

7A and 7B illustrate a structure of a transmission chain according to an embodiment of the present invention. FIG. 7A shows a transmission structure of Rank 3 with three layers, FIG. 7B shows the number of layers Is a transmission structure of Rank 4 (Rank 4) having a value of 4.

The first transport block TB1 of FIG. 7A is connected to one stream, that is, one layer, through data processing according to a transmission chain. In other words, a CRC is added to one transport block according to a CRC attaching algorithm, and is then allocated to one layer through a channel encoding process. A transport block is a term used in a UMTS system or an E-UMTS system, which means a basic data unit exchanged through a transport channel. The channel coding may be performed by a convolution code, a turbo code, a Low Density Parity Check (LDPC) code, or the like.

In the case of the second transport block TB2 of FIG. 7A and the first and second transport blocks TB3 and TB4 of FIG. 7B, one transport block is connected to two streams, that is, two layers. When the size of one transport block exceeds a predetermined value, it is divided into a plurality of code blocks (CB) and processed. At this time, the CRC may be added in units of transmission blocks or in units of code blocks. It is also possible to add a CRC to each code block after the transmission block to which the CRC is

added is divided into a plurality of code blocks. Channel coding is performed on a code block basis. A process of data processing considering space diversity is required in the process of assigning code blocks on which channel coding is performed to each layer. The symbol streams allocated to each layer are precoded for multi-antenna transmission and transmitted to the receiver through a plurality of transmit antennas.

7A and 7B, various embodiments related to data processing before each layer allocation after the channel encoding process will be described below.

8 is a diagram for explaining a transmission chain structure according to an embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 8, channel-encoded code blocks CB1 and CB2 are composed of a systematic part and a parity part. The rate matching module 81 performs rate matching on the channel-encoded code blocks. Rate matching refers to a process of matching the size of channel-encoded code blocks to a predetermined value. For example, by controlling the transmission start position using the circular buffer of FIG. 3, the size of the code block to be transmitted can be adjusted. The rate matching may be performed for each channel-coded code block or for all of the code blocks connected thereto.

The spatial division module 82 divides the rate-matched bitstream into two bitstreams and outputs the divided bitstreams. At this time, the order of each bit of the bit stream is not changed. The number of bitstreams to be divided corresponds to the number of layers. 8 shows a case where the number of layers is two.

Each divided bit stream is input to each of the symbol mapping modules 83a and 83b. Each of the symbol mapping modules 83a and 83b performs symbol mapping to output a symbol sequence. A modulation scheme such as quadrature phase shift keying (QPSK), quadrature amplitude modulation (QAM), or 64 QAM may be used as a symbol mapping method, but the present invention is not limited thereto.

The symbol streams output from the symbol mapping modules 83a and 83b are input to the respective interleavers 84a and 84b. Each interleaver 84a and 84b performs interleaving on each symbol stream to rearrange the order of the symbols. The interleaving is preferably OFDM symbol based interleaving. OFDM symbol-based interleaving means a method of

interleaving symbols allocated to subcarriers within one OFDM symbol. The order of the symbols allocated to the subcarriers is rearranged by OFDM symbol based interleaving. Each symbol stream interleaved by each interleaver 84a, 84b is assigned to each layer.

9A is a diagram for explaining a transmission chain structure according to another embodiment of the present invention.

Referring to FIG. 9A, a rate matching module 91 performs rate matching on channel-encoded code blocks CB1 and CB2. The symbol mapping module 92 performs symbol mapping on the bit stream output from the rate matching module 91 to output a symbol stream. A specific description of the rate matching and symbol mapping can be referred to the description of FIG.

The interleaver 93 interleaves the symbol stream output from the symbol mapping module 92 to rearrange the order of the symbols. At this time, the interleaver 93 preferably performs interleaving so that the symbols corresponding to the code blocks CB1 and CB2 are uniformly mixed with each other. In other words, the symbol stream in which the channel-coded first code block CB1 is mapped and the symbol stream in which the second code block CB2 is mapped can be mixed evenly with each other as shown in FIG. 9A (b) Interleaving is performed. The order of rearrangement of symbols by interleaving is preferably set in advance according to a predetermined algorithm, and it is preferable to perform OFDM symbol-based interleaving, as in Fig.

The spatial division module 94 divides the symbol stream output from the interleaver 93 according to the number of layers and outputs the divided stream. Each divided symbol stream is assigned to each layer. In FIG. 9, the interleaver 93 and the spatial division module 94 are shown as physically independent components, but they can be integrally configured in actual implementation. That is, the interleaver 93 may perform interleaving and then divide it into a plurality of symbol streams and output them, thereby allocating each symbol stream to each layer.

9B is a view for explaining a transmission chain structure according to another embodiment of the present invention. In FIG. 9B, the rate matching is performed by the rate matching module 95 and the output data bit stream is input to the bit-level interleaver 96. FIG. The bit-level interleaver 96 performs interleaving on the input data bit stream. At this time, the

interleaving is preferably performed in units of bit groups including one or more bits. The number of bits included in each bit group is equal to the number of bits mapped to one symbol in the first and second symbol mapping modules 98a and 98b. For example, when BPSK is used as a symbol mapping scheme in the first and second symbol mapping modules 98a and 98b, each bit group is composed of one bit, and when using QPSK, it is composed of two bits , Four bits when using 16QAM, and six bits when using 64QAM. 9B illustrates a case where QPSK is used as a symbol mapping scheme. The data bit stream written in the bit direction in the bit level interleaver 96 is divided into a plurality of bit groups And is read out.

The data bit stream output from the bit-level interleaver 96 is divided by the spatial division module 97 according to the number of layers. The first and second symbol mapping modules 98a and 98b perform symbol mapping on the data bit stream segmented by the spatial segmentation module 97, respectively. FIG. 9B shows a case where QPSK is used as a symbol mapping scheme, so that two bits are mapped to one symbol. In FIG. 9B, the spatial division by the spatial division module 97 and the symbol mapping by the first and second symbol mapping modules 98a and 98b may be changed. That is, after performing the symbol mapping on the data string output from the bit-level interleaver 96, the symbol string can be divided according to the number of layers.

In FIG. 9B, it can be confirmed that each symbol sequence output from the first and second symbol mapping modules 98a and 98b is the same as each symbol sequence output from the space division module 94 of FIG. 9A. Although the OS-based interleaver 93 of FIG. 9A performs interleaving at the symbol level and the bit-level interleaver 96 of FIG. 9B performs interleaving at the bit level, the bit-level interleaver 96 does not support the symbol mapping technique The interleaving is performed in units of a bit group consisting of a number of bits, which is equivalent to performing interleaving at the symbol level. Also, the spatial division module 97 shown in FIG. 9B has the same result as that of FIG. 9B even if it is located after one symbol mapping module as shown by 9a.

10A is a diagram for explaining a structure of a transmission chain according to another embodiment of the present invention. The structure of the embodiment of Fig. 10A is similar to the embodiment of Fig. 9A, except that the spatial division module 94 of Fig. 9A is replaced by the spatial distribution module 104. [The spatial distribution module 104 does not merely divide the

symbol stream output from the interleaver 103 according to the number of layers, but performs the process of rearranging the order of the symbols again in the dividing process. That is, in FIG. 10A, the interleaver 103 rearranges the order of symbols corresponding to each code block according to a predetermined interleaving algorithm, and then the spatial distribution module 104 divides a plurality of symbols The order of the symbols is readjusted in a predetermined manner. At this time, the spatial distribution module 104 may perform a spatial interleaving function. For example, one symbol stream may be composed and outputted by even-numbered symbols of a symbol stream corresponding to each code block, and another symbol stream may be composed and outputted by odd-numbered symbols. The method of reordering the symbols in the space allocation module 104 may be freely determined to the extent of maximizing the spatial diversity effect. In FIG. 10A, the interleaver 103 and the spatial distribution module 104 may be integrated in an actual implementation process. A specific description of the rate matching module 101, the symbol mapping module 102, and the interleaver 103 in FIG. 10 may be referred to in the description of FIG.

10B is a view for explaining a transmission chain structure according to another embodiment of the present invention. The embodiment of FIG. 10B is similar to the embodiment of FIG. 9B in that the bit-level interleaver 106 comprises at least one bit according to the symbol mapping technique used in the first and second symbol mapping modules 108a and 108b And differs from FIG. 10A in that interleaving is performed on a bit group basis. In addition, when the spatial distribution module 107 space-distributes the data bit stream according to the number of layers, the distribution is performed in units of bit groups used in the bit-level interleaver 106. In actual implementation, the bit-level interleaver 106 and the spatial distribution module 107 may be integrated and implemented. In addition, in FIG. 10B, the order of spatial distribution by the spatial distribution module 107 and symbol mapping by the first and second symbol mapping modules 108a and 108b may be changed. That is, even if the space distribution module 107 in FIG. 10B is located after one symbol mapping module as in 10a, the result is equivalent to the above.

11 is a view for explaining a transmission chain structure according to another embodiment of the present invention. Compared with the embodiment of FIG. 10A, the embodiment of FIG. 11 has a structure in which the spatial distribution module 113 and interleavers 114a and 114b are reversed in position. That is, the symbol stream output from the symbol

mapping module 112 is divided into two symbol streams by the spatial distribution module 113. At this time, the spatial distribution module 113 rearranges the order of the symbols so that each divided symbol stream includes symbols corresponding to the code blocks CB1 and CB2 uniformly, while distributing the symbol streams output from the symbol mapping module 112 . The interleavers 114a and 114b interleave the respective symbol streams output from the spatial distribution module 113 to rearrange the symbols. The symbol streams output from the interleavers 114a and 114b are allocated to the respective layers. In the case of FIG. 11, the spatial distribution module 113 and the interleavers 114a and 114b may be integrated in actual implementation.

In the embodiments of FIGS. 8 and 11, as in the example of FIG. 9B or FIG. 10B, the bit-unit interleaving can be performed before the symbol mapping for the code-coded code blocks. That is, the code-encoded code blocks may be rearranged in the order of the bits included in the code blocks by performing interleaving on a bit-by-bit basis for each bit group.

In the embodiments of FIGS. 8 and 11, the case where OS-based interleaving is not used can be considered. In this case, too, considering the case where two code blocks are not allowed to be included in one symbol, Processing of units is simpler than processing of bits. For example, if the rate matched CB1 is 10 bits long, CB2 is 10 bits long, and 16QAM is used, one bit is formed by 4 bits, so that the last two bits of CB1 and the first two bits of CB2 are one 16QAM Symbol. If this is not allowed, the lengths of CB1 and CB2 should be limited to integer multiples of the modulation order. This case is the same as the case where OS-based interleaving was previously used for Identity Interleaving. Therefore, when the OS-based interleaving is not used, the operations of the symbol mapping module and the space division (or distribution) module proposed in the present invention are applied equally.

It will be apparent to those skilled in the art that the present invention may be embodied in other specific forms without departing from the spirit or essential characteristics thereof. Accordingly, the above description should not be construed in a limiting sense in all respects and should be considered illustrative. The scope of the present invention should be determined by rational interpretation of the appended claims, and all changes within the scope of equivalents of the present invention are included in the scope of the present invention.

FIGS. 1A and 1B are block diagrams for explaining a data processing procedure at a transmitting end and a receiving end, respectively, according to the OFDMA scheme according to the related art.

2 is a schematic block diagram of a general multi-antenna system according to the prior art.

3 is a diagram for explaining a process of performing rate matching by separating an information word portion and a parity portion of an encoded code block.

4A and 4B are views for explaining the concepts of SCW and MCW.

FIG. 5 shows a coding chain used for HS-DSCH in a WCDMA system according to the prior art.

6 shows a structure of a DL subframe in the LTE system.

7A and 7B illustrate a transmission chain structure of an LTE system according to an embodiment of the present invention.

8 is a diagram for explaining a transmission chain structure according to an embodiment of the present invention.

9A and 9B are views for explaining a transmission chain structure according to another embodiment of the present invention.

10A and 10B are views for explaining a structure of a transmission chain according to another embodiment of the present invention.

11 is a view for explaining a structure of a transmission chain according to another embodiment of the present invention.

Claims (24)

Hide Dependent

1. A data processing method for transmitting a signal through a multiple transmission antenna at a transmitting side of a wireless communication system,

Performing channel coding on each code block for code blocks divided from a transport block and outputting a bit stream constituting a codeword;

Performing a modulation on a bit stream constituting the codeword and outputting a symbol stream corresponding to the codeword;

Performing Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol-based interleaving on the output symbol stream to rearrange the symbol order;

Mapping the rearranged symbol streams into two or more layers in a predetermined order; And

Performing precoding on a symbol stream mapped to the layers, and transmitting the precoded stream to a receiver through the multiple transmit antennas,

Wherein the predetermined order is configured to be alternately mapped to the two or more layers in symbol units of a symbol stream corresponding to the codeword,

Wherein the OFDM symbol based interleaving comprises interleaving symbols allocated to subcarriers in one OFDM symbol.

2. The method according to claim 1,

   Wherein the two or more layers include a first layer and a second layer,

   Wherein the predetermined order is such that even-numbered symbols of the rearranged symbol stream are mapped to the first layer and odd-numbered symbols are mapped to the second layer.

3. The method according to claim 1,

   If the number of the transmission blocks is two, the number of the code words is two,

A symbol stream corresponding to a first codeword of the two codewords is divided into one layer and a symbol stream corresponding to a second codeword of the two codewords is divided into two layers according to the predetermined order to be mapped , And data processing method.

4. The method of claim 3,

   Even symbols of a symbol stream corresponding to the second codeword are allocated to a first one of the two layers,

   And odd-numbered symbols of a symbol stream corresponding to the second codeword are mapped to a second one of the two layers.

5. The method according to claim 1,

   If the number of the transmission blocks is two, the number of the code words is two,

   A symbol stream corresponding to a first codeword of the two codewords is transmitted to a first layer and a second layer, and a symbol stream corresponding to a second codeword of the two codewords is transmitted to a third layer and a fourth layer, respectively And the data is divided and mapped according to the predetermined order.

6. 6. The method of claim 5,

   The even-numbered symbols of the symbol stream corresponding to the first codeword are mapped to the first layer and the odd-numbered symbols of the symbol stream corresponding to the first codeword are mapped to the second layer,

   Wherein even-numbered symbols of a symbol stream corresponding to the second codeword are mapped to the third layer and odd-numbered symbols of a symbol stream corresponding to the second codeword are mapped to the fourth layer.

7. A transmitter for signal transmission on a transmitting side of a wireless communication system via multiple transmit antennas,

   A channel encoder for performing channel encoding on a code block basis for code blocks divided from a transport block and outputting a bit stream constituting a codeword;

   A symbol mapping module for performing a modulation on a bit stream constituting the codeword and outputting a symbol stream corresponding to the codeword;

   An interleaver for performing Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol-based interleaving on the output symbol stream to rearrange symbol sequences;

   A layer mapping module for dividing and rearranging the rearranged symbol streams into two or more layers in a predetermined order; And

   And a precoding module for performing precoding on a symbol stream mapped to the layers,

   Wherein the predetermined order is configured to be alternately mapped to the two or more layers in symbol units of a symbol stream corresponding to the codeword,

   Wherein the OFDM symbol based interleaving comprises interleaving symbols allocated to subcarriers in one OFDM symbol.

8. 8. The method of claim 7,

   Wherein the two or more layers include a first layer and a second layer,

   Wherein the predetermined order is configured such that even-numbered symbols of the rearranged symbol stream are mapped to the first layer and odd-numbered symbols are mapped to the second layer.

9. 8. The method of claim 7,

If the number of the transmission blocks is two, the number of the code words is two,

A symbol stream corresponding to a first codeword of the two codewords is divided into one layer and a symbol stream corresponding to a second codeword of the two codewords is divided into two layers according to the predetermined order to be mapped , Transmitter.

10. 10. The method of claim 9,

Even symbols of a symbol stream corresponding to the second codeword are allocated to a first one of the two layers,

And odd-numbered symbols of a symbol stream corresponding to the second codeword are mapped to a second one of the two layers.

11. 8. The method of claim 7,

If the number of the transmission blocks is two, the number of the code words is two,

A symbol stream corresponding to a first codeword of the two codewords is transmitted to a first layer and a second layer, and a symbol stream corresponding to a second codeword of the two codewords is transmitted to a third layer and a fourth layer, respectively And maps the divided signals in the predetermined order.

12. 12. The method of claim 11,

The even-numbered symbols of the symbol stream corresponding to the first codeword are mapped to the first layer and the odd-numbered symbols of the symbol stream corresponding to the first codeword are mapped to the second layer,

The even-numbered symbols of the symbol stream corresponding to the second codeword are mapped to the third layer and the odd-numbered symbols of the symbol stream

corresponding to the second codeword are mapped to the fourth layer.

13. delete
14. delete
15. delete
16. delete
17. delete
18. delete
19. delete
20. delete
21. delete
22. delete
23. delete
24. delete

Patent Citations (1)

Publication numberPriority datePublication dateAssigneeTitle
US20050105629A1 *2003-11-172005-05-19Nokia CorporationTransmission method and transmitter
Family To Family Citations
* Cited by examiner, † Cited by third party

Non-Patent Citations (2)

Title
3GPP TSG RAN WG1 47bis, R1-070269, Multi-Codeword Principles for E-UTRA MIMO, Texas Instruments, 15 - 19 January, 2007*
3GPP TSG RAN WG1 48, R1-070727, Codeword-to-Layer Mapping for E-UTRA MIMO, Texas Instruments, 12 - 16 February, 2007*
* Cited by examiner, † Cited by third party

Similar Documents

Publication	Publication Date	Title
US9356677B2	2016-05-31	Method and apparatus for correcting errors in a multiple subcarriers communication system using multiple antennas
US9444591B2	2016-09-13	Methods and apparatus for channel interleaving in OFDM systems
US9544033B2	2017-01-10	Method of allocating resources for transmitting uplink signal in MIMO wireless communication system and apparatus thereof
US10693539B2	2020-06-23	Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
US10680752B2	2020-06-09	Wireless communication base station apparatus, wireless communication terminal, communication method of a wireless communication base station apparatus and communication method of a wireless communication terminal
US9203492B2	2015-12-01	Code design and implementation improvements for low density parity check codes for wireless routers using 802.11n protocol
US9525513B2	2016-12-20	Methods and apparatus to improve performance and enable fast decoding of transmissions with multiple code blocks
US8903003B2	2014-12-02	Communication station and method for transmitting OFDM symbols with cyclic-delay diversity (CDD)
US8682266B2	2014-03-25	Techniques to enhance diversity for a wireless system
EP3213417B1	2020-02-12	Signal space diversity with rotation angle dependent on modulation used
JP2015073284A	2015-04-16	Method for generating physical layer (phy) data unit to transmit via communication channel and physical layer device
JP2014147082A	2014-08-14	Systems and methods for sc-fdma transmission diversity
EP2398156B1	2018-10-03	Operation of terminal for multi-antenna transmission
JP5431375B2	2014-03-05	Incremental redundancy transmission for multiple parallel channels in a MIMO communication system
JP5940722B2	2016-06-29	Method and apparatus for calculating CRC for multiple code blocks in a communication system
JP4879309B2	2012-02-22	Wireless communication method, wireless communication device, signal generation method, and signal generation device
RU2502197C2	2013-12-20	Incremental redundancy transmission in mimo communication system

JP4384668B22009-12-16Automatic retransmission request control system and retransmission method in MIMO-OFDM system
JP5592346B22014-09-17Improved interleaver for the IEEE 802.11n standard
AU2004307361B92008-08-07Apparatus and method for assigning subchannels in an OFDMA communication system
El Gamal et al.2003On the design of space-time and space-frequency codes for MIMO frequency-selective fading channels
US8196020B22012-06-05Method of matching codeword size and transmitter therefor in mobile communications system
CA2687803C2015-10-27Methods and apparatus for mapping modulation symbols to resources in ofdm systems
KR100870557B12008-11-27Space-time coded transmissions apparatus and method within a wireless communication network
US8526412B22013-09-03Frequency division multiplexing of multiple data streams in a wireless multi-carrier communication system

Priority And Related Applications

Priority Applications (2)

ApplicationPriority dateFiling dateTitle
KR10200700722602007-07-19
KR200700722602007-07-19

Applications Claiming Priority (9)

ApplicationFiling dateTitle
EP08704614A2008-01-07Layer mapping method and data transmission metho for mimo system
CN200880001784.2A2008-01-07Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
MX2009007274A2008-01-07Layer mapping method and data transmission metho for mimo system.
TW097100621A2008-01-07Layer mapping method and data transmission method for mimo system
US12/448,7352008-01-07Layer mapping method and data transmission method for MIMO system

PCT/KR2008/000074 2008-01-07 Layer mapping method and data transmission method for mimo system
US12/585,702 2009-09-22 Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
US15/288,706 2016-10-07 Layer mapping method and data transmission method for MIMO system
US16/264,074 2019-01-31 Layer mapping method and data transmission method for MIMO system

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년04월24일
(11) 등록번호 10-1507782
(24) 등록일자 2015년03월26일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/06 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-0080823
(22) 출원일자 2007년08월10일
심사청구일자 2012년08월08일
(65) 공개번호 10-2009-0009071
(43) 공개일자 2009년01월22일
(30) 우선권주장
1020070072220 2007년07월19일 대한민국(KR)
(56) 선행기술조사문헌
US20050135629 A1*
3GPP TSG RAN WG1 47bis, R1-070209, Multi-Codeword Principles for E-UTRA MIMO, Texas Instruments, 15 - 19 January, 2007*
3GPP TSG RAN WG1 48, R1-070727, Codeword-to-Layer Mapping for E-UTRA MIMO, Texas Instruments, 12 - 16 February, 2007*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
(72) 발명자
서동연
경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77, LG제1연구단지 (호계동)
김봉회
경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77, LG제1연구단지 (호계동)
(외 1명 생략)
(74) 대리인
팬해철, 김용인

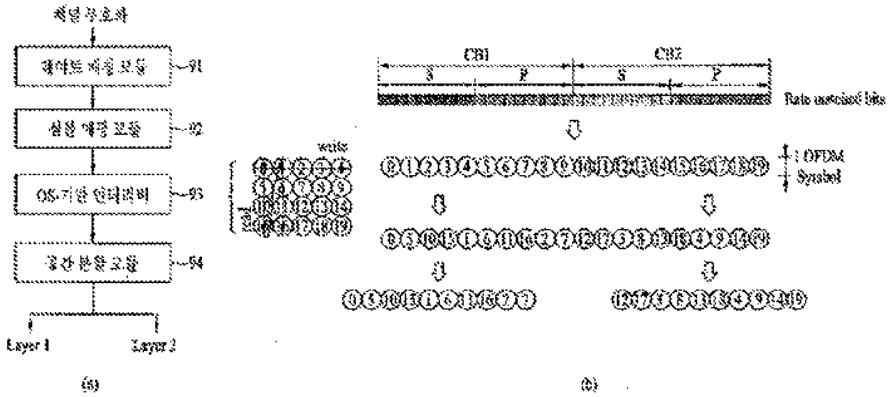
전체 청구항 수 : 총 12 항 심사관 : 이경수

(54) 발명의 명칭 **무선 통신 시스템에서의 데이터 처리 방법 및 송신기**

(57) 요 약

무선 통신 시스템에서 송신기에서 다중 송신 안테나를 통한 신호 송신을 위한 데이터 처리 방법 및 송신기에 관한 것이다. 본 발명의 일 양상으로서, 무선 통신 시스템에서 다중 안테나를 이용하여 송신 신호를 전송하는 송신 심볼 매핑(symbol mapping) 이후에 하나의 코드워드가 공간적으로 분할되는 방법이 개시된다. 하나의 코드워드가 둘 이상의 코드 블록들로 분할되어 해당 프레임에 정수 개의 다이버시티 효과를 얻기 위해서 공간 분할을 인터리빙 이전에 수행할 때에는 공간 분할 기능에 적응적을 변경이 데이터들에 분산시키는 것이 바람직하다.

대 표 도



(72) 발명자
윤영주
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG제1연구단지 (호계동)
김기준
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG제1연구단지 (호계동)
노동욱
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG제1연구단지 (호계동)
안준기
경기도 안양시 동안구 흥안대로281번길 77, LG제1연구단지 (호계동)

청 구 항

청구항 1

무선 통신 시스템의 송신측에서 다중 송신 안테나를 통한 신호 송신을 위한 데이터 처리 방법에 있어서,

전송 블록(Transport Block)으로부터 분할된 코드 블록들(Code Block)에 대해 각 CRC 붙임 단계와 채널 부호화를 수행하여 코드워드(Codeword)를 구성하는 비트 스트림을 출력하는 단계;

상기 코드워드를 구성하는 비트 스트림에 변조를 수행하여 상기 코드워드에 대응하는 심볼 스트림을 출력하는 단계;

상기 출력된 심볼 스트림에 대해 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼 기반 인터리빙(Interleaving)을 수행하여 심볼 순서를 재배열하는 단계;

상기 재배열된 심볼 스트림을 소정 순서에 따라 2이상의 레이어(Layer)들에 분할되어 맵핑하는 단계; 및

상기 레이어들에 맵핑된 심볼 스트림에 프리코딩(Precoding)을 수행한 후 상기 다중 송신 안테나를 통해 수신측에 송신하는 단계를 포함하며,

상기 소정 순서는 상기 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 각 심볼 인덱로 상기 2이상의 레이어들에 교대로 맵핑되도록 구성되며,

상기 OFDM 심볼 기반 인터리빙은 하나의 OFDM 심볼 내에서 부반송파에 할당되는 심볼을 인터리빙하는 것을 포함하는, 데이터 처리 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 2이상의 레이어들은 제 1 레이어 및 제 2 레이어를 포함하며,

상기 소정 순서는 상기 재배열된 심볼 스트림의 짝수번째 심볼들은 상기 제 1 레이어에, 홀수번째 심볼들은 상기 제 2 레이어에 맵핑되도록 구성되며, 데이터 처리 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 전송 블록의 개수가 2개인 경우 상기 코드워드의 개수는 2개이고,

상기 2개의 코드워드 중 제 1 코드워드에 대응하는 심볼 스트림은 1개 레이어에, 상기 2개의 코드워드 중 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림은 2개 레이어에 상기 소정 순서에 따라 분할되어 맵핑하는, 데이터 처리 방법.

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 짝수번째 심볼들은 상기 2개 레이어 중 제 1 레이어에,

상기 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 홀수번째 심볼들은 상기 2개 레이어 중 제 2 레이어에 맵핑하는, 데이터 처리 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 전송 블록의 개수가 2개인 경우 상기 코드워드의 개수는 2개이고,

상기 2개의 코드워드 중 제 1 코드워드에 대응하는 심볼 스트림은 제 1 레이어 및 제 2 레이어에, 상기 2개의 코드워드 중 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림은 제 3 레이어 및 제 4 레이어에 각각 상기 소정 순서에 따라 분할되어 맵핑되는, 레이어 처리 방법.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 제 1 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 짝수번째 심볼들은 상기 제 1 레이어에, 상기 제 1 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 홀수번째 심볼들은 상기 제 2 레이어에 맵핑되고,

상기 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 짝수번째 심볼들은 상기 제 3 레이어에, 상기 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 홀수번째 심볼들은 상기 제 4 레이어에 맵핑되는, 레이어 처리 방법.

청구항 7

무선 통신 시스템의 송신국에서 다중 송신 안테나를 통한 신호 송신을 위한 송신기에 있어서,

전송 블록(Transport Block)으로부터 분할된 코드 블록(Code Block)에 대해 각 코드 블록 단위로 채널 부호화를 수행하여 코드워드(Codeword)를 구성하는 비트 스트림을 출력하는 채널 부호화기;

상기 코드워드를 구성하는 비트 스트림에 변조를 수행하여 상기 코드워드에 대응하는 심볼 스트림을 출력하는 심볼 매핑 모듈;

상기 출력된 심볼 스트림에 대해 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼 기반 인터리빙(Interleaving)을 수행하여 심볼 순서를 재배열하는 인터리버(Interleaver);

상기 재배열된 심볼 스트림을 소정 순서에 따라 2이상의 레이어(Layer)들에 분할하여 맵핑하는 레이어 맵핑 모듈; 및

상기 레이어들에 맵핑된 심볼 스트림에 프리코딩(Precoding)을 수행하는 프리코딩 모듈을 포함하며,

상기 소정 순서는 상기 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 각 심볼 단위로 상기 2이상의 레이어들에 교대로 맵핑되도록 구성되며,

상기 OFDM 심볼 기반 인터리빙은 하나의 OFDM 심볼 내에서 부반송파에 할당되는 심볼을 인터리빙하는 것을 포함하는, 송신기.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 2이상의 레이어들은 제 1 레이어 및 제 2 레이어를 포함하며,

상기 소정 순서는 상기 짝수번째 심볼 스트림의 짝수번째 심볼들은 상기 제 1 레이어에, 홀수번째 심볼들은 상기 제 2 레이어에 맵핑되도록 구성되는, 송신기.

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 전송 블록의 개수가 2개인 경우 상기 코드워드의 개수는 2개이고,

상기 2개의 코드워드 중 제 1 코드워드에 대응하는 심볼 스트림은 1개 레이어에, 상기 2개의 코드워드 중 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림은 2개 레이어에 상기 소정 순서에 따라 분할되어 맵핑되는, 송신기.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 짝수번째 심볼들은 상기 2개 레이어 중 제 1 레이어에,

상기 제 2 코드워드에 대응하는 심볼 스트림의 홀수번째 심볼들은 상기 2개 레이어 중 제 2 레이어에 맵핑되는,