

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-215061

(P2004-215061A)

(43) 公開日 平成16年7月29日(2004.7.29)

(51) Int. Cl.⁷

F 1

テーマコード (参考)

H 0 1 Q 7/00

H 0 1 Q 7/00

5 J 0 4 6

H 0 1 Q 1/24

H 0 1 Q 1/24

C

5 J 0 4 7

H 0 1 Q 1/36

H 0 1 Q 1/36

H 0 1 Q 1/38

H 0 1 Q 1/38

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2003-1025 (P2003-1025)

(22) 出願日 平成15年1月7日(2003.1.7)

(71) 出願人 000004547

日本特殊陶業株式会社

愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号

(74) 代理人 110000028

特許業務法人明成国際特許事務所

(72) 発明者 薫田 茂雄

名古屋市瑞穂区高辻町14番18号 日本

特殊陶業株式会社内

(72) 発明者 杉本 典康

名古屋市瑞穂区高辻町14番18号 日本

特殊陶業株式会社内

(72) 発明者 ▲高▼田 俊克

名古屋市瑞穂区高辻町14番18号 日本

特殊陶業株式会社内

Fターム(参考) 5J046 AA04 AA07 AB11 PA04 PA07

最終頁に続く

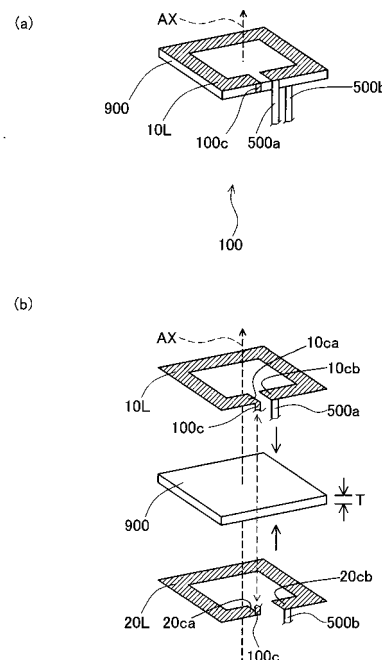
(54) 【発明の名称】 折り返しループアンテナ

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 小型で良好な特性を有するなアンテナを提供する。

【解決手段】 同じ仮想的な軸AXの周りを回る第1のループ導体部10Lと第2のループ導体部20Lを、直列に接続する。第1のループ導体部10Lは誘電体基板900の一面に形成されており、第2のループ導体部20Lはその裏面に形成されている。第1のループ導体部10Lと第2のループ導体部20Lとで構成した折り返し多重ループ導体部をアンテナとして用いる。

【選択図】 図3



Smactec Exhibit 1007

Smactec, Inc. v. ST Reproductive Tech, LLC

Page 1 of 60

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ループ状に形成された導体部を備えるアンテナであって、
N 周（N は 1 以上の整数）のループ状の線路で構成された第 1 のループ導体部と、
前記第 1 のループ導体部と同じ軸を囲む N 周のループ状の線路で構成された第 2 のループ導体部と、を備え、
前記第 1 と第 2 のループ導体部は、それぞれの一端が互いに接続されることによって、直列に接続されており、
前記第 1 のループ導体部の外部回路との接続端から前記第 2 のループ導体部の外部回路との接続端へと至るように線路を辿ったときに、前記第 1 のループ導体部における線路の回る向きと、前記第 2 のループ導体部における線路の回る向きとが逆になるように構成されている、アンテナ。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載のアンテナであって、
前記第 1 と第 2 のループ導体部は、誘電体基板に形成されている、アンテナ。

【請求項 3】

請求項 2 に記載のアンテナであって、
前記第 1 と第 2 のループ導体部の線路は、前記第 1 のループ導体部が形成されている平面に垂直な方向から見たときに、少なくとも一部が互いに重なるように構成されている、アンテナ。

20

【請求項 4】

請求項 2 に記載のアンテナであって、
前記第 1 と第 2 のループ導体部の線路は、前記第 1 のループ導体部が形成されている平面に垂直な方向から見たときに、互いに重ならないように構成されている、アンテナ。

【請求項 5】

請求項 2 ないし請求項 4 のいずれかに記載のアンテナであって、
前記第 1 と第 2 のループ導体部は、前記誘電体基板の同一面上に形成されている、アンテナ。

【請求項 6】

請求項 2 ないし請求項 4 のいずれかに記載のアンテナであって、
前記第 1 と第 2 のループ導体部は、前記誘電体基板の表面と裏面にそれぞれ形成されている、アンテナ。

30

【請求項 7】

請求項 1 ないし請求項 6 のいずれかに記載のアンテナであって、
前記第 1 と第 2 のループ導体部の線路の長さは、 $M \times \lambda / 4$ （ λ は信号の周波数に対応する自由空間での波長。M は奇数）と、ほぼ等価な値の範囲に設定されている、アンテナ。

【請求項 8】

無線周波数の信号を送受信するための無線通信モジュールであって、
請求項 1 ないし請求項 7 のいずれかに記載のアンテナと、前記アンテナに接続された信号処理回路と、を備えた無線通信モジュール。

40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、無線周波数の信号を送受信するために用いるアンテナに関し、特に、無線 LAN（ローカルエリアネットワーク）や、携帯電話システムや、ブルートゥース（Bluetooth）などに利用される無線通信機器に用いるアンテナに関する。

【0002】

【従来の技術】

携帯電話などの携帯用の無線通信機器は、なるべく小さいことが好ましい。そのため、携帯用無線通信機器に用いられるアンテナの小型化を図りたいという要望があった。

50

【0003】

このような要望に応えるため、例えば、ヘリカルコイルを用いて物理的な長さを短くしたモノポール方式のアンテナが用いられている（例えば、特許文献1参照。）。

【0004】

【特許文献1】

特開2000-59130号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、モノポール方式のアンテナは、その開放端と、アンテナに接続された電気回路の接地部分（通信機器の筐体や部品実装用プリント基板のアース等）との距離が遠いほど、アンテナと接地部分との電磁的相互作用が小さくなる。従って、アンテナの開放端と設置部分との距離が遠いほど、アンテナの反射係数や放射効率、利得が良くなる場合が多い。しかし、アンテナの特性を向上させるために、アンテナをプリント基板や筐体などから離れるように設置すると、アンテナの大きさが大きくなってしまい、通信機器も大型化してしまうという問題がある。一方、通信機器の小型化を図るために、アンテナをプリント基板や筐体に近づけて設置すると、アンテナの特性が下がるという問題がある。

10

【0006】

本発明は、従来技術における上述の課題を解決するためになされたものであり、小型で良好な特性を有するアンテナを提供することを目的とする。

【0007】

20

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】

上記課題の少なくとも一部を解決するために、この発明によるアンテナは、ループ状に形成された導体部を備えるアンテナであって、N周（Nは1以上の整数）のループ状の線路で構成された第1のループ導体部と、前記第1のループ導体部と同じ軸を囲むN周のループ状の線路で構成された第2のループ導体部と、を備え、前記第1と第2のループ導体部は、それぞれ的一端が互いに接続されることによって、直列に接続されており、前記第1のループ導体部の外部回路との接続端から前記第2のループ導体部の外部回路との接続端へと至るように線路を辿ったときに、前記第1のループ導体部における線路の回る向きと、前記第2のループ導体部における線路の回る向きとが逆になるように構成されている。

【0008】

30

この発明によるアンテナは、第1と第2のループ導体部の線路の回る方向が逆向きとなるように構成されているので、第1と第2のループ導体部同士の干渉を低減できる。従って、良好な特性を維持しつつアンテナの小型化を図ることができる。

【0009】

上記各アンテナにおいて、前記第1と第2のループ導体部は、誘電体基板に形成されていることが好ましい。

【0010】

こうすることで、第1と第2のループ導体部の位置がずれることを抑制することができる。

【0011】

40

上記各アンテナにおいて、前記第1と第2のループ導体部の線路は、前記第1のループ導体部が形成されている平面に垂直な方向から見たときに、少なくとも一部が互いに重なるように構成されていることが好ましい。

【0012】

こうすることで、アンテナの構成に必要な領域を有効に利用することができるので、アンテナの大きさが大きくなることを抑制することができる。

【0013】

上記各アンテナにおいて、前記第1と第2のループ導体部の線路は、前記第1のループ導体部が形成されている平面に垂直な方向から見たときに、互いに重ならないように構成されていることが好ましい。

50

【0014】

こうすることで、第1と第2のループ導体部の間の電磁的相互作用を小さくすることができる。アンテナ特性を向上させることができる。

【0015】

上記各アンテナにおいて、前記第1と第2のループ導体部は、前記誘電体基板の同一面上に形成されていることが好ましい。

【0016】

こうすることで、複数の平面にループ導体部を形成する必要がなくなるため、アンテナの製造を容易なものとすることができる。

【0017】

上記各アンテナにおいて、前記第1と第2のループ導体部は、前記誘電体基板の表面と裏面にそれぞれ形成されていることが好ましい。

10

【0018】

こうすることで、第1と第2のループ導体部の重なり具合を任意に設定することができるので、重なり具合を変えることによるアンテナの特性の調整を容易に行うことができる。

【0019】

上記各アンテナにおいて、前記第1と第2のループ導体部の線路の長さは、 $M \times \lambda / 4$ (λ は信号の周波数に対応する自由空間での波長。 M は奇数)と、ほぼ等価な値の範囲に設定されていることが好ましい。

【0020】

こうすることで、第1と第2のループ導体部を近づけて配置した場合でも、第1と第2のループ導体部同士の干渉を低減できる。従って、良好な特性を維持しつつアンテナの小型化を図ることができる。

20

【0021】

なお、この発明は、種々の形態で実現することが可能であり、例えば、上記アンテナを備えた無線通信モジュールや、無線通信機器等の形態で実現することができる。

【0022】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施の形態を実施例に基づいて以下の順序で説明する。

A. 第1実施例：

30

B. 第2実施例：

C. 第3実施例：

D. 第4実施例：

E. 変形例：

【0023】

A. 第1実施例：

図1は、本発明の一実施例としての無線通信モジュールの構成を示すブロック図である。この無線通信モジュール50は、無線LANなどに利用される無線通信機器に搭載されるモジュールであり、無線通信用の周波数帯（例えば、900MHz帯や、2.4GHz帯）の信号の送受信を行う。

40

【0024】

この無線通信モジュール50は、アンテナ100と信号処理モジュール60とを備えている。アンテナ100が受信した信号は、信号処理モジュール60に送られて処理され、また、信号処理モジュール60が生成した送信信号は、アンテナ100によって送信される。信号処理モジュール60は、ベースバンドIC52と、無線周波数(RF)IC54と、ローノイズアンプ56と、パワーアンプ58と、バンドパスフィルタ(BPF)64と、ローパスフィルタ(LPF)66と、スイッチ72と、を備えている。

【0025】

ベースバンドIC52は、RFIC54を制御すると共に、RFIC54との間で低周波数の信号の受け渡しを行う機能を有する。RFIC54は、ベースバンドIC52から受

50

けた低周波数の送信信号を無線周波数の信号に変換したり、無線周波数の受信信号を低周波数の信号に変換してベースバンド I C 5 2 に渡したりする機能を有する。

【 0 0 2 6 】

スイッチ 7 2 は、送受信に応じて信号経路を切り換える。具体的には、受信の場合には B P F 側の信号経路を選択し、送信の場合には L P F 側の信号経路を選択する。

【 0 0 2 7 】

信号処理モジュール 6 0 が信号を受信する場合には、受信信号はスイッチ 7 2 を介して B P F 6 4 に入力され、そこで帯域制限を受けた後、ローノイズアンプ 5 6 で増幅されて R F I C 5 4 に出力される。R F I C 5 4 は、受信信号を無線通信用の周波数帯から低周波帯に変換して、ベースバンド I C 5 2 に渡す。

10

【 0 0 2 8 】

逆に、信号処理モジュール 6 0 が信号を送信する場合には、ベースバンド I C 5 2 から低周波数の送信信号が R F I C 5 4 に渡され、R F I C 5 4 において、低周波帯から無線通信用の周波数帯に変換される。その送信信号は、パワーアンプ 5 8 で増幅され、L P F 6 6 で低周波帯域がカットされた後、スイッチ 7 2 を介してアンテナ 1 0 0 から送信される。

【 0 0 2 9 】

図 2 (a) は無線通信モジュール 5 0 の斜視図であり、図 2 (b) は、無線通信モジュール 5 0 の側面図である。この実施例では、信号処理モジュール 6 0 は部品実装用基板 8 0 0 上に構築されている。アンテナ 1 0 0 は、平板形状を有するセラミックや樹脂等の誘電体基板上にループ状の導体部を形成したものであり、プラスチック等の絶縁体で構成された脚部 8 1 0 によって部品実装用基板 8 0 0 上に固定されている。アンテナ 1 0 0 と信号処理モジュール 6 0 とは、2 つの給電ライン 5 0 0 a 、 5 0 0 b によって接続されている。

20

【 0 0 3 0 】

なお、アンテナ 1 0 0 と向かい合う部品実装用基板 8 0 0 の領域に、電気的な接地導体部（アース、グラウンドとも呼ばれる。）を形成しても良い。こうすれば、部品実装用基板 8 0 0 の裏側に電子部品の実装が可能となり実装領域を広くすることができる。また、接地導体部によって、その方向への電波の放射が制限されるため、アンテナ 1 0 0 から放射される電波の向きを制限することができる。なお、この場合、アンテナ 1 0 0 の特性向上の観点からは、アンテナ 1 0 0 と部品実装用基板 8 0 0 との距離 h が大きいのが好ましい。しかし、ループ形状を有するアンテナを用いる場合には、距離 h を、送受信する信号の波長 λ と比べて小さい値としても、アンテナの特性を維持することができる。距離 h としては、波長 λ の 1 % 以上が好ましく、波長 λ の 2 % 以上が特に好ましい。このように、ループ形状を有するアンテナ 1 0 0 を用いることによって、アンテナ 1 0 0 と部品実装用基板 8 0 0 との距離を短くし、通信機器の小型化を図ることができる。

30

【 0 0 3 1 】

なお、アンテナ 1 0 0 と向かい合う部品実装用基板 8 0 0 の領域に、電気的な接地導体部を形成する場合には、アンテナ 1 0 0 と部品実装用基板 8 0 0 との間には、誘電率の高い物質を配置しないことが好ましい。誘電率の高い物質を配置すると、アンテナ 1 0 0 から放射される電波のうち、その物質によって集められてしまう割合が増え、外界へ放射される割合が減り、その結果、信号の送受信の効率が低下する場合がある。図 2 の例では、脚部 8 1 0 以外には何も配置されていない。すなわち、アンテナ 1 0 0 と部品実装用基板 8 0 0 の間に空気（比誘電率：約 1）の層が設けられているので、信号の送受信を効率よく行うことができる。

40

【 0 0 3 2 】

このような距離 h の大きさの好ましい範囲や、アンテナと部品実装用基板 8 0 0 との間の物質の誘電率については、第 1 実施例のアンテナ 1 0 0 に限らず、後述する他の実施例においても同様である。

【 0 0 3 3 】

50

図3(a)は、アンテナ100の斜視図であり、図3(b)は、アンテナ100の分解図である。アンテナ100は、酸化アルミナなどの誘電体で形成された、厚さTの平板状の誘電体基板900と、銅や銀などの導体によって形成されたループ状の第1と第2のループ導体部10L、20Lとで構成されている。第1と第2のループ導体部10L、20Lは、いずれも、軸AXを囲むようにループ状に形成されている。この軸AXは、仮想的な軸であり、第1のループ導体部10Lが形成する平面と垂直な方向に沿った軸である。第1のループ導体部10Lは誘電体基板900の一面に形成されており、第2のループ導体部20Lはその裏面に形成されている。

【0034】

第1のループ導体部10Lは、2つの端部10ca、10cbを有している。第2のループ導体部20Lも、同様に、2つの端部20ca、20cbを有している。第1と第2のループ導体部10L、20Lのそれぞれの第1の端部10ca、20caは、誘電体基板900の側面に形成された接続部100cによって互いに接続されている。一方、2つのループ導体部10L、20Lのそれぞれの第2の端部10cb、20cbは、給電ライン500a、500bに、それぞれ接続されている。すなわち、それぞれの第2の端部10cb、20cbが、外部回路との接続端としての機能を有する。

【0035】

接続部100cは、アンテナ用の誘電体基板900の側面に形成されているので、2つの端部10ca、20caを接続するために誘電体基板900に穴を開けて接続部を通すといった加工が不要となり、アンテナの製造を容易に行うことができる。

【0036】

なお、3つの導体部10L、20L、100cを誘電体基板900上に形成する方法としては、例えば、誘電体基板900の表面に、銀ペーストを各導体部10L、20L、100cの形状にスクリーン印刷し、その後、所望の温度で焼き付けすることによって形成する方法を用いることができる。また、表面の全面に銀などの導体部が形成された誘電体基板に、必要となるアンテナパターンのマスキング処理を行った後に、導体部の不要な部分を溶かす処理を行ってアンテナを形成する方法を用いてもよい。又、誘電体基板に蒸着によって導体部を形成してもよい。このように、誘電体基板900の表面に導体部10L、20L、100cを形成することによって、アンテナ100の製造が容易となる。

【0037】

図4(a)(b)は、第1と第2のループ導体部10L、20Lの平面図である。図4(c)は、2つのループ導体部10L、20Lの重なり状態を示している。

【0038】

図4(a)に示すように、第1のループ導体部10Lは、幅Wの線状線路が、仮想的な軸AXを囲む略四角形状を成すように構成されたものであり、軸AXの周りをほぼ1周する形状(ループ形状)を成している。また、図中の距離LWは四角形状の長辺の外寸法を示し、距離LHは四角形状上の短辺の外寸法を示している。また、第1のループ導体部10Lの2つの端部10ca、10cbは、その四角形状の1つの長辺のほぼ中央にギャップを挟んで対向している。

【0039】

図4(b)に示すように、第2のループ導体部20Lも、第1のループ導体部10Lと同様に、同じ幅Wの線状線路が、仮想的な軸AXを囲む略四角形状を成すように構成されたものであり、軸AXの周りをほぼ1周する形状(ループ形状)を成している。また、その四角形状の大きさは、第1のループ導体部10Lとほぼ同一である。また、第2のループ導体部20Lの2つの端部20ca、20cbも、その四角形状の1つの長辺のほぼ中央にギャップを挟んで対向している。

【0040】

図4(c)は、第1と第2のループ導体部10L、20Lを、軸AXの方向から合わせて見た場合の平面図である。第2のループ導体部20Lは、その形と、大きさと、軸AXと垂直な方向の位置とが、第1のループ導体部10Lとほぼ同じとなるように構成されてい

る。すなわち、第1と第2のループ導体部10L、20Lの線状線路は、誘電体基板900を挟んで、軸AXの方向に互いに重なるように構成されている。

【0041】

前述したように、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbと、第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbには、それぞれ、給電ライン500a、500bが接続されている。給電ライン500a、500bは互いに重ならない位置に配置されているので、これらに接続されるアンテナの端部10cb、20cbも互いにずれた位置に設けられている。このため、2つのループ導体部10L、20Lの形状は、これらの端部10cb、20cbの位置だけが異なるように形成されている。より具体的に言えば、図4(b)に示す第2のループ導体部20Lの2つの端部20ca、20cbの間のギャップは、図4(a)に示す第1のループ導体部10Lの2つの端部10ca、10cbの間のギャップよりも大きく設定されている。

10

【0042】

図4(a)、(b)において一点鎖線で示すように、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbから、第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbに向かって線路を辿ると、その経路の方向が接続部100cにおいて逆向きに折り返される。すなわち、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbから第1の端部10caに至る経路は反時計回り(左回り)であり、第2のループ導体部20Lの第1の端部20caから第2の端部20cbに至る経路は時計回り(右回り)である。換言すれば、2つのループ導体部10L、20Lは、途中で線路が逆向きに折り返される多重ループ導体部を構成する。なお、本明細書において、折り返し多重ループ導体部とは、その一端から他端へ線路を辿った場合に、その途中で線路の回転方向が逆向きとなるループ導体部をいう。

20

【0043】

図5は、第1実施例のアンテナ100の反射係数と周波数の関係を示すグラフである。横軸は給電ラインから供給する信号の周波数であり、縦軸はアンテナの反射係数である。アンテナの反射係数は、その値が小さいほど、反射成分が小さい、すなわち、効率が良いことを示している(単位はdBで表されている)。また、このグラフは、アンテナ100の各寸法(図3、図4)を以下の値に設定した場合の実験結果を示している。すなわち、四角形状の長辺側の長さLWが32mmであり、短辺側の長さLHが21mmであり、線路の幅Wが3mmであり、誘電体基板900の厚さT(図3)、すなわち、平行に配置された第1と第2のループ導体部10L、20Lの距離が1mmである。この場合には、図5に示すように、反射係数は、2.2GHz周辺において小さくなっており、このアンテナ100が2.2GHz帯に対応していることがわかる。このように、第1と第2のループ導体部10L、20Lを用い、折り返し多重ループ導体部を形成するように構成したアンテナ100は、無線信号の送受信のためのアンテナとして用いることができる。

30

【0044】

折り返し多重ループ導体部を有するアンテナの動作については、以下のように考えることができる。図6は、アンテナの線路上の電流分布と、周波数との関係を説明する説明図である。図6(a)では、アンテナ100の形状が簡略化して描かれている。

【0045】

図6(b)は、アンテナ100の線状線路上における位置と、その位置を流れる電流の大きさを示すグラフである。横軸は、アンテナ100の線路上における、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbからの距離DSを示しており、縦軸は電流Iを示している。電流Iは、アンテナ上に生じた定在波の電流を示しており、電流の大きさが大きくなった瞬間の電流分布を示している。電流Iの向きは、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbから第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbへ至るように線路を辿る方向を正としている。第1と第2のループ導体部10L、20Lの長さLは、信号の周波数に対応する自由空間(空气中)での波長λの1/4に設定されている。なお、前述したように、2つのループ導体部10L、20Lの長さは、実際には若干異なっているが、図6では同一の長さLであるとして簡略化している。但し、2つのループ導体部10L、2

40

50

0 Lの長さが異なっている、その差が小さければ、特性上の差異は現実には問題とならない程度である。

【0046】

図6(b)の例では、ループ導体部10L、20Lのそれぞれの長さLが波長 λ の4分の1に相当している、距離DSがL(波長 λ の4分の1)だけ増える毎に、電流分布の腹と節とが交互に現れる。この例では、距離DSがLである位置(端部10ca、20ca)が電流分布の節に相当し、電流Iの大きさがゼロとなる。また、距離DSが0、または、2Lの位置、すなわち、端部10cb、20cbの位置が電流分布の腹に相当し、電流Iの大きさが最大となる。なお、電流Iの向きは、節の両側では逆向きとなる。よって、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbにおける電流Iの向きと、第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbにおける電流Iの向きとは逆になる。

10

【0047】

図6(c)は、第1のループ導体部10Lにおける電流分布を説明する説明図である。図中の第1のループ導体部10Lにおいては、図6(b)の電流分布の、腹の位置の近傍には、電流Iの向きを示す矢印が付され、また、節の位置の近傍には、電流Iがゼロであることを示す「I=0」の記号が付されている。この例では、第2の端部10cbにおける電流の向きは、軸AXの方向からみて左回りの方向となる。

【0048】

図6(d)は、第2のループ導体部20Lにおける電流分布を説明する説明図である。図中の第2のループ導体部20Lにおいては、図6(b)の電流分布の、腹の位置の近傍には、電流Iの向きを示す矢印が付され、また、節の位置の近傍には、電流Iがゼロであることを示す「I=0」の記号が、それぞれ付されている。この例では、第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbにおける電流Iは、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbにおける電流Iとは逆の負の値となる。しかし、この例のアンテナ100は、第1のループ導体部10Lの第2の端部10cbから第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbへと線路を辿った場合の線路回る向きが、第1のループ導体部10Lと第2のループ導体部20Lとで逆向きとなるように構成されている。よって、第2のループ導体部20Lの第2の端部20cbにおける電流の流れる向きも、軸AXの方向からみて左回りの方向となる。

20

【0049】

このように、第1と第2のループ導体部10L、20Lの長さLが、信号の波長 λ の4分の1となるように構成すれば、第1と第2のループ導体部10L、20L上の任意の位置において、軸AXの方向から見た電流の向きが互いに同じとなる。仮に、第1と第2のループ導体部10L、20Lの電流の向きが逆になると、電波の放射が互いに干渉し、打ち消し合って、アンテナの特性が低下する。本実施例のアンテナ100では、このようなループ導体部同士の干渉を低減できるので、アンテナの特性低下を抑制することができる。また、2つのループ導体部10L、20Lを互いに近い位置に配置することができるので、アンテナの小型化を図ることができる。

30

【0050】

図7は、図6とは周波数が異なる場合のアンテナ100の線路上の電流分布を説明する説明図である。図7(a)は、ループ導体部10L、20Lの長さLが、波長 λ の4分の3倍である場合の電流Iの大きさを示すグラフである。この場合も、距離DSが0の位置(第2の端部10cb)が電流分布の腹に相当する。また、距離DSが0の位置からみて、距離DSが波長 λ の4分の1だけ増える毎に、電流分布の節と腹とが交互に現れる。その結果、第1のループ導体部10L上には、2つの腹と節が形成され、第2のループ導体部20L上にも、2つの腹と節が形成される。また、図6の例と同様に、第1と第2のループ導体部10L、20Lの接続位置(端部10ca、20ca)が電流分布の節に相当する。よって、第1と第2のループ導体部10L、20L上の電流の向きは、電流分布が0(節)となる接続位置(端部10ca、20ca)を中心として180°の回転対称となる。

40

50

【0051】

図7(b)は第1のループ導体部10L上の電流分布図であり、図7(c)は第2のループ導体部20L上の電流分布図である。図中の記号の意味は図6(c)(d)と同様である。図7(b)(c)に示すように、第1と第2のループ導体部10L、20Lには、電流分布の腹と節がそれぞれ2つつ形成されている。さらに、図7(a)のグラフに示す通り、第1と第2のループ導体部10L、20Lを流れる電流Iの向きは、その接続位置(端部10ca、20ca)を中心として180°の回転対称となる。従って、第1と第2のループ導体部10L、20L上の互いに近い位置において、軸AXの方向から見た電流の向きを同じとすることができる。この結果、図6の場合と同様に、2つのループ導体部10L、20Lの電流による電波の放射が互いに打ち消し合うことによるアンテナの特性低下を抑制することができる。

10

【0052】

一般的には、第1と第2のループ導体部10L、20Lの長さLと、波長 λ とが、以下の条件を満たせば、第1と第2のループ導体部10L、20L上の互いに近い位置において、軸AXの方向から見た電流の向きを同じとすることができる。

【0053】

(条件1) 第1と第2のループ導体部の長さLが、波長 λ の4分のM倍(Mは奇数)の値 $M \cdot \lambda / 4$ と、ほぼ等価な値の範囲にある。

【0054】

なお、「長さLが波長 λ の4分のM倍の値 $M \cdot \lambda / 4$ と、ほぼ等価な値の範囲にある」とは、長さLが値 $M \cdot \lambda / 4$ の $\pm 40\%$ 以内の値であることを意味している。値 $M \cdot \lambda / 4$ の $\pm 40\%$ 以内の範囲は、アンテナの特性上、ほぼ同じ値と言える範囲である。ループの長さLは値 $M \cdot \lambda / 4$ の $\pm 40\%$ 以内が好ましく、 $\pm 30\%$ 以内とすることが特に好ましく、 $\pm 20\%$ 以内とすることが最も好ましい。こうすることによって、軸AXの方向からみた電流の方向が逆向きとなる線路が互いに近い位置とならないようにすることができる。また、第1と第2のループ導体部の長さの合計(以下、折り返し多重ループ導体部の全長と呼ぶ)は、波長 λ の2分のM倍の値(以下目標長と呼ぶ)とほぼ等しくなる。ここで、折り返し多重ループ導体部の全長から目標長を引いた差分は、波長 λ の $-30\% \sim +20\%$ 以内に収めることが好ましく、 $-20\% \sim +10\%$ 以内に収めることが特に好ましい。こうすることによって、アンテナを、折り返し多重ループ導体部の全長が波長 λ の2分のM倍の長さに相当する周波数に共振させることができるので、さらに良好な特性を得ることができる。ここで、目標長と比べてより短い方の許容範囲が広い理由は、送受信する信号の周波数が同じであっても、導体内での波長は、自由空間での波長 λ と比べて若干短くなる傾向があるからである。

20

30

【0055】

第1実施例のアンテナ100では、ループ導体部10L、20Lにおける電流分布は、線路の長さのみならず、線路の幅や形状の影響を受け、さらに、2つのループ導体部10L、20L間の電磁的相互作用や、周囲に配置される物質の影響を受ける。そのため、ループ導体部10L、20Lの電流分布を正確に求めるには、これらの影響を与えるパラメータ(例えば、線路の幅)を考慮して計算するのが好ましい。しかし、アンテナの反射係数などの特性向上の観点においては、第1と第2のループ導体部10L、20L上の電流の向きと大きさが完全に一致している必要はなく、電流の大きさが大きく、かつ、軸AXの方向からみた電流の方向が逆向きとなるような線路が互いに近い位置になればよい。そのため、アンテナの反射係数と周波数との関係については、線路の中心線に沿った長さを用いることによって判断することができる。

40

【0056】

図5に示すグラフを得た際に用いたアンテナ100においては、第1と第2のループ導体部10L、20Lのいずれも、線路の中心線に沿った長さは約94mmである。また、反射係数が小さい周波数2.2GHzでの波長 λ は約136mmとなり、その波長 λ の4分の3の大きさは約102mmとなる。つまり、第1と第2のループ導体部10L、20L

50

の長さ（約 94 mm）は、波長 λ の 4 分の 3 の長さ（約 102 mm）の、アンテナ特性上ほぼ等価な値の範囲（ $\pm 40\%$ ）内にある。よって、アンテナ 100 は、第 1 と第 2 のループ導体部 10L、20L の長さが波長 λ の 4 分の 3 となる周波数帯（約 2.2 GHz）で良好な特性を示している（図 5）。

【0057】

このように、第 1 実施例のアンテナ 100 は、2 つのループ導体部 10L、20L を直列に接続した折り返し多重ループ導体部を有しているので、アンテナの特性を過度に損なうことなく、通常の 1 周のループアンテナと比べて小さくすることができる。さらに、第 1 と第 2 のループ導体部における 1 周の長さがほぼ波長 λ の 4 分の 3 であるので、ループ 1 周の長さが波長 λ と同じであるループアンテナと比べても、小さくすることができる。

10

【0058】

B. 第 2 実施例：

図 8 は、第 2 実施例のアンテナ 110 を説明する説明図である。上述の第 1 実施例のアンテナ 100 との差異は、第 2 のループ導体部 21L が第 1 のループ導体部 11L よりも小さくなるように構成されている点である。

【0059】

図 8（a）は、第 2 実施例のアンテナ 110 の分解図である。この実施例のアンテナ 110 は、厚さ T1 の誘電体基板 910 と、第 1 と第 2 のループ導体部 11L、21L とで構成されている。第 1 と第 2 のループ導体部 11L、21L は、それぞれ、誘電体基板 910 の一面とその裏面に形成される。なお、誘電体基板 910 の大きさは、第 1 のループ導体部 11L の外寸法と同じとなるように構成されている。

20

【0060】

図 8（b）は、第 1 のループ導体部 11L を説明する平面図である。第 1 のループ導体部 11L は、上述の第 1 実施例の第 1 のループ導体部 10L（図 4）と同じ形状を有している。

【0061】

図 8（c）は、第 2 のループ導体部 21L を説明する平面図である。第 2 のループ導体部 21L の大きさは、第 1 実施例のアンテナ 100 の第 2 のループ導体部 20L よりもひと回り小さく、第 1 と第 2 のループ導体部 11L、21L の線状線路が、軸 AX の方向から見たときに互いに重ならないように構成されている。すなわち、第 2 のループ導体部 21L の長辺側の外寸法 LW21 は、第 1 のループ導体部 11L の長辺側の外寸法 LW11 よりも小さく、さらに、短辺側の外寸法 LH21 も、第 1 のループ導体部 11L の短辺側の外寸法 LH11 よりも小さくなるように、構成されている。

30

【0062】

第 1 と第 2 のループ導体部 11L、21L の第 1 の端部 11ca、21ca は接続部 110c によって接続されている。第 2 のループ導体部 21L は、第 1 のループ導体部 11L よりも、すなわち、誘電体基板 910 よりも小さく、さらに、誘電体基板 910 の中心に位置している。そのため、端部 21ca は、誘電体基板 910 の外縁よりも内側に位置している。そこで、接続部 110c は、誘電体基板 910 の側面から、第 2 のループ導体部 21L が形成される面上を端部 21ca の方向に延びるように形成されることによって、2 つの端部 11ca、21ca を接続する。一方、第 1 と第 2 のループ導体部 11L、21L の第 2 の端部 11cb、21cb には、それぞれ、給電ライン 500a、500b が接続されている。

40

【0063】

図 9 は、第 2 実施例のアンテナ 110 の反射係数と周波数との関係を示すグラフである。縦軸と横軸の意味は、図 5 のグラフと同じであり、縦軸は反射係数を示し、横軸が周波数を示している。このグラフは、図 8 に示すアンテナ 110 における各寸法を以下の値に設定した場合の実験結果を示している。すなわち、第 1 のループ導体部 11L の長辺側の長さ LW11 が 32 mm であり、短辺側の長さ LH11 が 21 mm であり、線路の幅 W11 が 3 mm であり、第 2 のループ導体部 21L の長辺側の長さ LW21 が 26 mm であり、

50

短辺側の長さ L_{H21} が 15 mm であり、線路の幅 W_{21} が 3 mm であり、誘電体基板 910 の厚さ T_1 が 1 mm である。

【0064】

図9に示すとおり、この実施例のアンテナ110は、図5の例とは異なり、反射係数が 900 MHz 周辺において小さくなっている。すなわち、このアンテナ110が 900 MHz 帯に対応していることがわかる。また、この実施例では、第1のループ導体部11Lの中心に沿った長さは約 94 mm であり、第2のループ導体部21Lの中心に沿った長さは約 70 mm である。一方、 900 MHz の周波数に対応する自由空間での波長 λ は約 333 mm であり、その4分の1の長さは約 83 mm となる。つまり、第1と第2のループ導体部11L、21Lの長さ（約 94 mm と約 70 mm ）は、波長 λ の4分の1の長さ（約 83 mm ）とほぼ同じ値と言える範囲（ $\pm 40\%$ ）にある。よって、アンテナ110は、ループの長さが波長 λ の4分の1となる周波数帯（約 900 MHz ）で良好な特性を示している。このように、第2実施例のアンテナ110は、2つのループ導体部11L、21Lの長さがほぼ波長 λ の4分の1である。従って、ループ1周の長さが波長 λ と同じであるループアンテナと比べても、小さくなるように構成されている。

10

【0065】

このように、第1と第2のループ導体部11L、21Lの軸AXの方向からみた重なり具合を変えることによって、アンテナのインピーダンス、すなわち、反射係数を調整することが可能となる。図9に示すグラフを得た際に用いたアンテナ110では、第1と第2のループ導体部11L、21Lは、軸AXの方向から見たときに重ならないように構成されている。こうすることによって、第1と第2のループ導体部11L、21Lの間の電磁的相互作用を小さくすることができる。その結果、図9の例では、約 900 MHz と約 2.2 GHz の2つの周波数帯において、反射係数が小さくなっている。

20

【0066】

なお、第1と第2のループ導体部11L、21Lの大きさを、軸AXの方向から見たときに、それぞれの線路の一部が重なるように構成しても良い。このように、線路の一部を重ね、さらに、その重なる領域の割合を調整することによって、目標とする周波数帯における反射係数の調整を行うことができる。その結果、アンテナが効率的に送受信できる周波数帯域（例えば、反射係数が -10 dB 以下となる周波数の幅）を広くすることができる。また、線路の一部が重なるように構成すれば、アンテナの構成に必要な領域を有効に利用することができるので、アンテナの小型化を図ることができる。

30

【0067】

C. 第3実施例：

図10は、第3実施例のアンテナ120を説明する説明図である。上述の各実施例のアンテナ100、110との差異は、第1と第2のループ導体部12L、22Lが、誘電体基板920の同じ面に形成されている点である。

【0068】

図10(a)は、第3実施例のアンテナ120の斜視図である。この実施例のアンテナ120は、厚さ T_2 の誘電体基板920の一面に第1と第2のループ導体部12L、22Lが形成されている。

40

【0069】

図10(b)は、第1と第2のループ導体部12L、22Lを説明する平面図である。第2のループ導体部22Lは、第1のループ導体部12Lの内側に隣接するように形成されている。また、2つのループ導体部12L、22Lの、それぞれの第1の端部12ca、22caは、互いに隣接して形成されている。この実施例では、2つの端部12ca、22caがほぼ同じ位置に形成されているので、第1、第2実施例のような接続部100c、110cを用いずに接続することが可能である。2つのループ導体部12L、22Lのそれぞれの第2の端部12cb、22cbは、それぞれ、給電ライン500a、500bに接続されている。

【0070】

50

この実施例のアンテナ120は、上述の各実施例のアンテナ100、110と同様に、折り返し多重ループ導体部を有している。そのため、第1と第2のループ導体部12L、22Lの長さを、波長 λ の4分の1の奇数倍とほぼ等価な値の範囲に設定することによって、第1と第2のループ導体部12L、22L上の、互いに近い位置において、軸AXの方向から見た電流の向きを同じとすることができる。よって、2つのループ導体部12L、22Lの電流による電波の放射が互いに打ち消し合うことによるアンテナの特性低下を抑制することができる。

【0071】

また、この実施例のように、第1と第2のループ導体部12L、22Lを誘電体基板の同じ表面上に形成すれば、アンテナをより容易に製造することができる。

10

【0072】

D. 第4実施例：

図11は、第4実施例のアンテナ130を説明する説明図である。上述の各実施例のアンテナ100～120との差異は、第1と第2のループ導体部13L、23Lのそれぞれが、軸AXの周りを1周ではなく、複数周、回るように構成されている点である。

【0073】

図11(a)は、第4実施例のアンテナ130の分解図である。この実施例のアンテナ130は、厚さT3の誘電体基板930と、第1と第2のループ導体部13L、23Lとで構成されている。第1と第2のループ導体部13L、23Lは、それぞれ、誘電体基板930の一面とその裏面に形成される。

20

【0074】

図11(b)は、第1のループ導体部13Lを説明する平面図であり、図11(c)は、第2のループ導体部23Lを説明する平面図である。第1と第2のループ導体部13L、23Lは、それぞれ、ほぼ同一の形状を有しており、その線路は軸AXの周りを2周するように構成されている。2つのループ導体部13L、23Lの第2の端部13cb、23cbは、給電ライン500a、500bにそれぞれ接続されている。2つのループ導体部13L、23Lの第1の端部13ca、23caは、接続部130cによって接続されている。接続部130cは誘電体基板930を貫通している。

【0075】

このように、この実施例のアンテナ130では、第1と第2のループ導体部13L、23Lのそれぞれの線路が、軸AXの周りを2周する。よって、第1と第2のループ導体部の線路が軸AXの周りを1周するように構成したアンテナと比べて、その大きさを小さくすることができる。ただし、この場合には、第1と第2のループ導体部13L、23Lの線路の長さは、それぞれ、波長 λ の4分の1とほぼ等価な値の範囲に設定することが好ましい。第1と第2のループ導体部13L、23Lの線路の長さが波長 λ の4分の1よりも長い場合には、電流分布において、第1と第2のループ導体部13L、23Lのそれぞれに電流の向きが逆となる腹が複数箇所現れる。そのため、電流の向きが逆となる線路どうしが近くに位置する可能性がある。しかし、第1と第2のループ導体部13L、23Lの線路の長さがほぼ波長 λ の4分の1であれば、第1と第2のループ導体部13L、23L上の任意の位置において、軸AXの方向から見た電流の向きが同じとなる。よって、軸AXの方向からみた電流の方向が逆向きとなる線路が互いに近くに位置することによって、電波の放射が互いに打ち消し合うことを抑制することができる。

30

40

【0076】

なお、図11の例では、第1と第2のループ導体部13L、23Lの線路は、それぞれ、同一平面上に形成されているが、同一平面上に形成する代わりに、立体的なコイル形状をなすように形成しても良い。すなわち、線路が軸AXの周りを回るにしたがって、線路の軸AX方向の位置が移動するように構成してもよい。

【0077】

以上説明したように、上述の各実施例のアンテナは、同じ仮想的な軸AXの周りを回る第1と第2のループ導体部を直列に接続した構成を有しているので、通常のループアンテナ

50

と比べて小さいアンテナを提供することができる。さらに、第1と第2のループ導体部の長さが波長 λ の4分の1の奇数倍の長さに相当する周波数の信号に関して良好な特性を得ることができる。なお、ループアンテナの放射効率は、ループが囲む面積が大きいほど良くなる傾向がある。そのため、アンテナの特性向上の観点からは、ループの長さが長いことが好ましく、第1と第2のループ導体部の長さが波長 λ の4分の3とほぼ同じと言える範囲にあることが好ましい。一方、アンテナの小型化の観点からは、第1と第2のループ導体部の長さが波長 λ の4分の1とほぼ同じと言える範囲にあることが好ましい。

【0078】

ところで、一般に、折り返し多重ループ導体部において、第1と第2のループ導体部の互いに接続される2つの端部（上述の各実施例においては、第1の端部）は、互いに近傍に位置するように構成することが好ましい。換言すれば、これらの2つの端部の距離が短いことが好ましい。この距離が長くなると、これら2つの端部を接続する接続部の長さも長くなり、第1と第2のループ導体部における電流分布の位相が、接続部の長さだけずれることになる。とくに、接続部の長さが波長 λ の4分の1以上になると、電流分布の腹と節に相当する線路どうしが近くなったり、軸AXの方向から見た電流の向きが逆向きとなる線路どうしが近くなったりする場合がある。そのため、互いに接続される2つの端部の距離は、波長 λ の4分の1以下であることが好ましく、波長 λ の10分の1以下であることが特に好ましい。例えば、上述の図3や図8、図11に示す各実施例においては、誘電体基板900、910、930の厚さT、T1、T3の値が、2つの端部の距離となっている。そのため、これらの距離T、T2、T3の値を波長 λ の10分の1以下とすることが特に好ましい。また、このように2つの端部の距離が短くなるように構成するということは、第1と第2のループ導体部の距離を近づけることを意味している。その結果、第1と第2のループ導体部を配置するのに必要な領域を小さくすることができるので、アンテナの小型化を図ることもできる。

【0079】

なお、この発明は上記の実施例に限られるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々の形態において実施することが可能であり、例えば、次のような変形も可能である。

【0080】

E．変形例：

E1．変形例1：

上述の各実施例では、第1と第2のループ導体部がそれぞれ略四角形状となるように構成され、さらに、給電位置が四角形状の長辺の途中に設けられていたが、給電位置は、長辺の途中に限らず、短辺の途中に設けても良く、また、頂点の位置に設けても良い。さらに、第1と第2のループ導体部の形状は、略四角形状に限らず、楕円形状や卵形の形状としても良い。いずれの場合も、同じ仮想的な軸AXの周りを回る第1と第2のループ導体部を有する折り返し多重ループ導体部をアンテナとして用いることによって、アンテナの小型化を図ることができる。

【0081】

E2．変形例2：

上述の各実施例においては、第1と第2のループ導体部を構成する線状線路は、直線状の辺で構成されているが、線状線路が蛇行して、軸AXの周りを回るように構成してもよい。図12は、上述の第3実施例の線状線路を蛇行させた変形例を示す平面図である。このように、線状線路を蛇行させることによって、アンテナ自体の大きさに対する、ループ導体部の線路の長さを長くすることができる。よって、アンテナの小型化を図ることができる。

【0082】

E3．変形例3：

上述の各実施例の無線通信モジュール50（図2）では、アンテナと信号処理モジュール60とが、部品実装用基板800の同じ面に配置されているが、アンテナを信号処理モジ

ジュール60と逆の面に配置する構成としても良い。こうすれば、アンテナと信号処理モジュール60との間の電磁相互作用を抑制することができる。また、信号処理モジュール60の全てを1つの部品実装用基板800上に構築する必要はなく、複数の部品実装用基板に分割して構築しても良い。さらに、アンテナを、部品実装用基板800の代わりに、通信機器の筐体に固定しても良い。こうすれば、無線通信モジュール50は、通信機器の形と大きさに柔軟に対応することができる。さらに、アンテナ専用の誘電体基板を用いる代わりに、部品実装用基板800の表面に第1と第2のループ導体部を形成しても良い。こうすれば、無線通信モジュール50を容易に製造することができる。いずれの場合も、通信機器の使用の際に安定な動作が可能であれば良い。

【0083】

10

E4. 変形例4:

上述の各実施例では、第1と第2のループ導体部が、同じ誘電体基板に形成されていたが、それぞれ別の誘電体基板に形成する構成としても良い。例えば、誘電体基板を2枚準備し、1枚に第1のループ導体部を形成し、他の1枚に第2のループ導体部を形成し、これら2枚の誘電体基板を平行に並べるとともに、第1と第2のループ導体部の第1の端部を接続部を用いて接続する構成としても良い。この場合も、2枚の誘電体基板を近づけて配置すれば、アンテナの小型化を図ることができる。なお、上述の各実施例では、第1と第2のループ導体部が完全に平行であったが、多少傾いていてもほぼ平行であれば、お互いの電流分布の腹の位置を近づけることができるので、お互いの電流による電波の放射を強め合うことができる。但し、平行からのずれは、20度以内とすることが好ましく、10度以内とすることが特に好ましい。

20

【0084】

E5. 変形例5:

上述の各実施例において、アンテナと信号処理モジュールとの間に、インピーダンス整合回路を設けても良い。インピーダンス整合回路を用いてアンテナと信号処理モジュールとの間のインピーダンスの整合をとることによって、さらに、反射係数を小さくし、アンテナが対応する周波数帯域を広くすることができる。

【0085】

E6. 変形例6:

上述の各実施例では、第1と第2のループ導体部を、誘電体基板の表面に形成していたが、誘電体基板の内部に形成する構成としてもよい。こうすることによって、これらのループ導体部が周囲に配置された部品等と電気的に接触することを容易に抑制することができる。また、誘電体基板を用いる代わりに、これらのループ導体部を、絶縁体被服で覆われた線状線路、例えば、エナメル線やポリウレタン線を加工して形成しても良い。

30

【0086】

E7. 変形例7:

第1と第2のループ導体部の線路の長さは、アンテナの小型化の観点においては、ほぼ同じ長さに設定することが好ましい。すなわち、それぞれの長さを同じ目標値（例えば、同じ値Mから算出される値 $M \cdot \lambda / 4$ ）の $\pm 40\%$ 以内の値に設定することが好ましく、 $\pm 30\%$ 以内の値に設定することが特に好ましく、 $\pm 20\%$ 以内の値に設定することが最も好ましい。こうすることによって、一方のループ導体部が極端に大きくならないので、アンテナの大きさが大きくなることを抑制することができる。上述の各実施例においては、第1と第2のループ導体部の線路の長さは、ほぼ同じとなるように設定されているので、アンテナの小型化を図ることができる。ところで、アンテナの反射係数などの特性向上の観点においては、第1と第2のループ導体部がほぼ同じ長さを有している必要はなく、電流の大きさが大きく、かつ、軸AXの方向からみた電流の方向が逆向きとなるような線路が互いに近い位置になればよい。こうすることによって、第1と第2のループ導体部同士の間での干渉を低減することができる。

40

【図面の簡単な説明】

【図1】無線通信モジュールの構成を示すブロック図。

50

- 【図 2】無線通信モジュールの概略構成図。
 【図 3】アンテナ 1 0 0 の概略構成図。
 【図 4】第 1 と第 2 のループ導体部 1 0 L、2 0 L の概要を示す平面図。
 【図 5】第 1 実施例のアンテナ 1 0 0 の反射係数と周波数の関係を示すグラフ。
 【図 6】アンテナの線路上の電流分布と、周波数との関係を説明する説明図。
 【図 7】アンテナの線路上の電流分布を説明する説明図。
 【図 8】第 2 実施例のアンテナ 1 1 0 を説明する説明図。
 【図 9】第 2 実施例のアンテナ 1 1 0 の反射係数と周波数との関係を示すグラフ。
 【図 1 0】第 3 実施例のアンテナ 1 2 0 を説明する説明図。
 【図 1 1】第 4 実施例のアンテナ 1 3 0 を説明する説明図。
 【図 1 2】線状線路を蛇行させた場合の例を示す平面図。

10

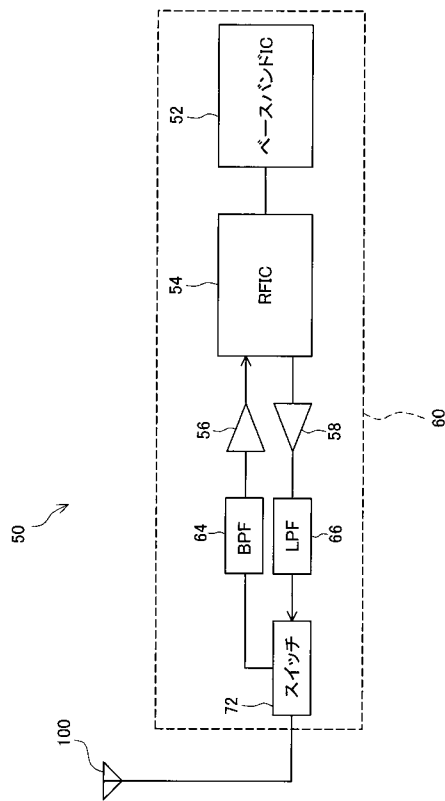
【符号の説明】

1 0 0 ～ 1 3 0 … アンテナ
 1 0 0 c ～ 1 3 0 c … 接続部
 1 0 L ～ 1 3 L … 第 1 のループ導体部
 2 0 L ～ 2 3 L … 第 2 のループ導体部
 1 0 c a ～ 1 3 c a … 第 1 の端部
 1 0 c b ～ 1 3 c b … 第 2 の端部
 2 0 c a ～ 2 3 c a … 第 1 の端部
 2 0 c b ～ 2 3 c b … 第 2 の端部
 8 0 0 … 部品実装用基板
 8 1 0 … 脚部
 5 0 0 a、5 0 0 b … 給電ライン
 9 0 0 ～ 9 3 0 … 誘電体基板
 5 0 … 無線通信モジュール
 5 2 … ベースバンド I C
 5 4 … 無線周波数 (R F) I C
 5 6 … ローノイズアンプ
 5 8 … パワーアンプ
 6 0 … 信号処理モジュール
 6 4 … バンドパスフィルタ
 6 6 … ローパスフィルタ
 7 2 … スイッチ
 A X … 仮想的な軸

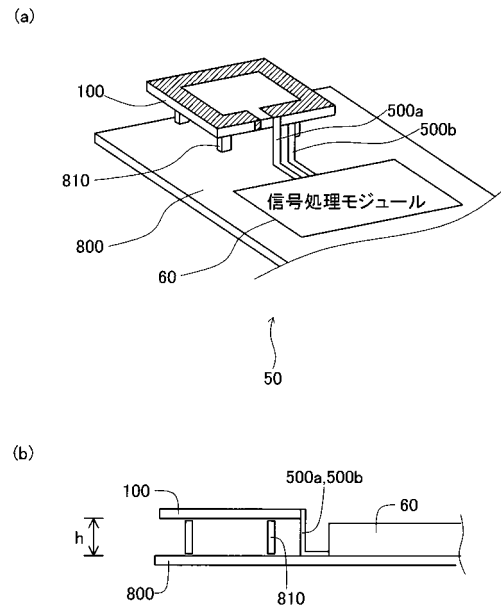
20

30

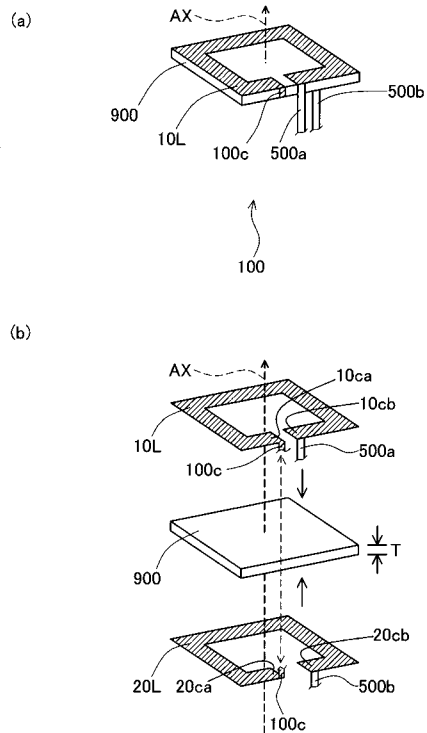
【図 1】



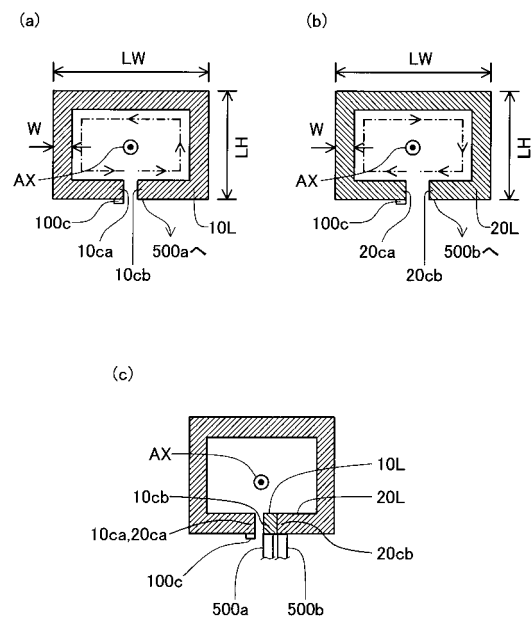
【図 2】



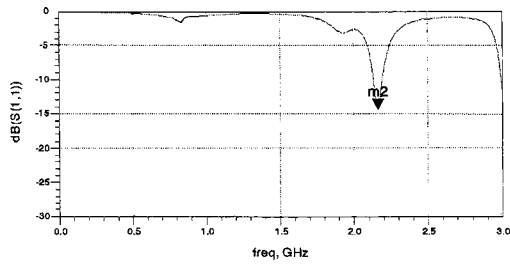
【図 3】



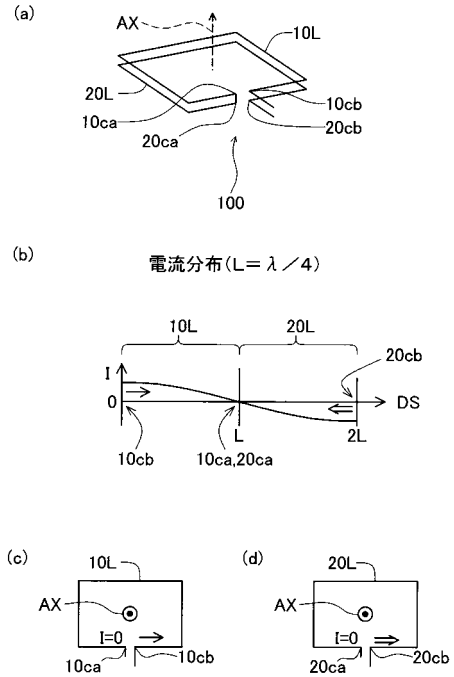
【図 4】



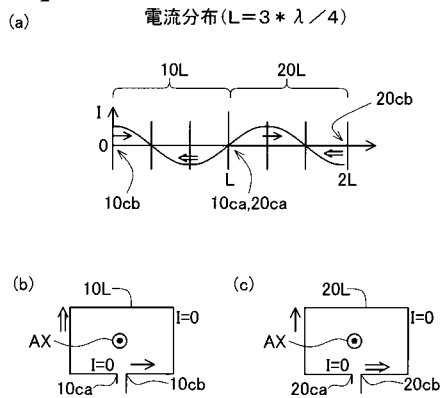
【図 5】



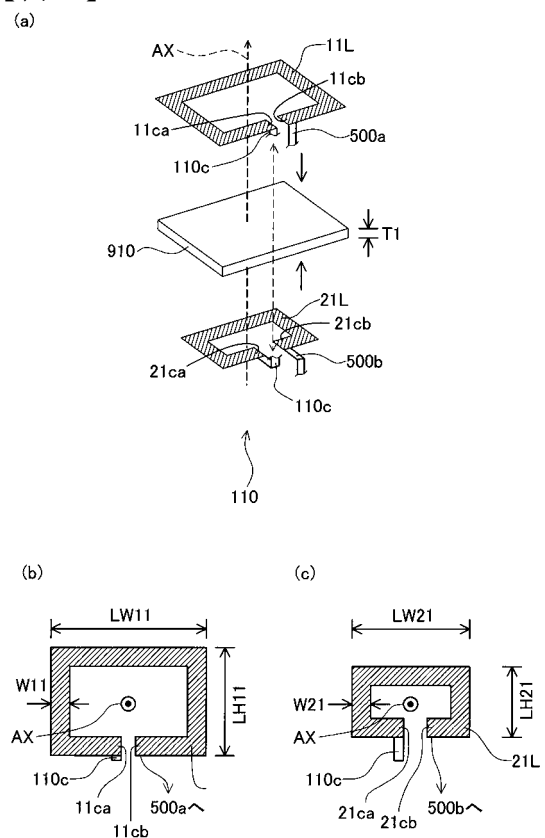
【図 6】



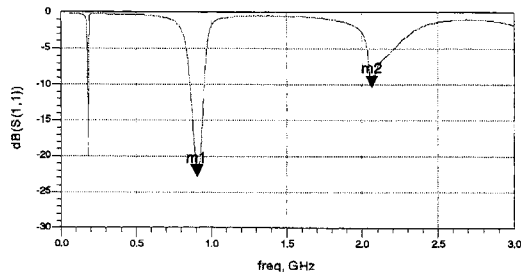
【図 7】



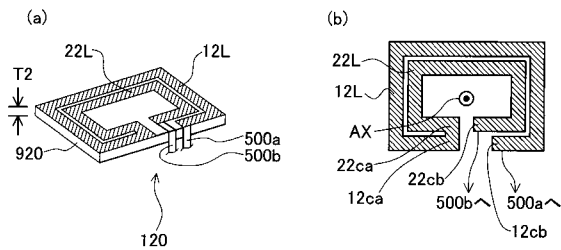
【図 8】



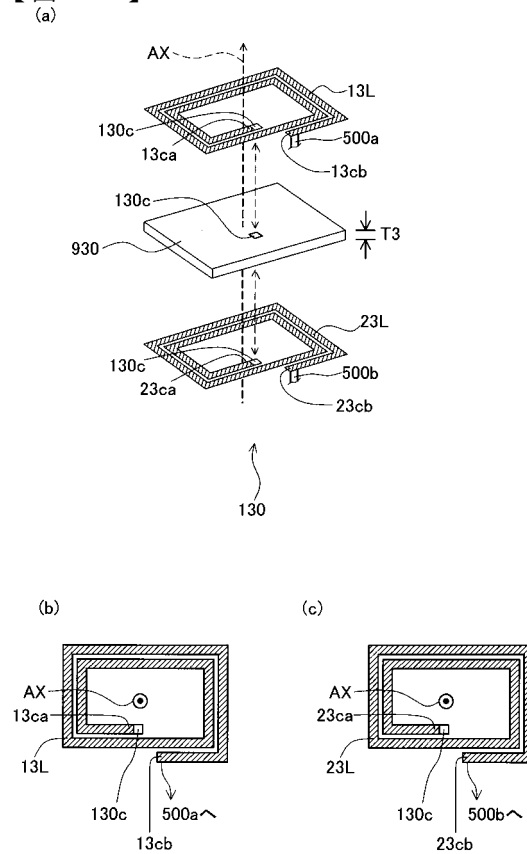
【図 9】



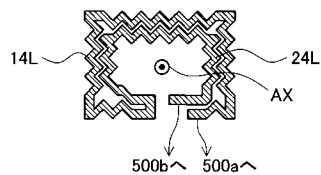
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J047 AA04 AA07 AB11 FC01 FC05 FC06 FD01

(19) Japanese Patent Office (JP)

(11) Publication number

(12) Laid-open Disclosure Public Patent Bulletin (A)**JP, 2004-215061, A**

(P2004-215061A)

(43) Publication Date: July 29, Heisei 16 (2004.7.29)

(51) Int. Cl.	FI	Theme Code (Reference)
H01Q 7/00	H01Q 7/00	5J046
H01Q 1/24	H01Q 1/24	C 5J047
H01Q 1/36	H01Q 1/36	
H01Q 1/38	H01Q 1/38	

Request for Examination: Not requested
Number of Claims: 8 OL (19 pages total)

(21) Application Filing Number: <i>Tokugan</i> 2003-1025 (P2003-1025)	(71) Applicant: 000004547 Niterra Co., Ltd. 14-18 Takatsuji-Cho, Mizuho-Ku, Nagoya City, Aichi Prefecture
(22) Application Filing Date: January 7, Heisei 15 (2003.1.7)	(74) Agent: 110000028 Meisei International Patent Firm, P.C.
	(72) Inventor: Shigeo Kunda c/o: Niterra Co., Ltd., 14-18 Takatsuji-Cho, Mizuho-Ku, Nagoya City, Aichi Prefecture
	(72) Inventor: Noriyasu Sugimoto c/o: Niterra Co., Ltd., 14-18 Takatsuji-Cho, Mizuho-Ku, Nagoya City, Aichi Prefecture
	(72) Inventor: Toshikatsu Takada c/o: Niterra Co., Ltd., 14-18 Takatsuji-Cho, Mizuho-Ku, Nagoya City, Aichi Prefecture
	F-term (reference): 5J046 AA04 AA07 AB11 PA04 PA07

Cont'd to the last page . . .

(54) TITLE OF THE INVENTION: Reversing Loop Antenna**(57) ABSTRACT (Amended)**

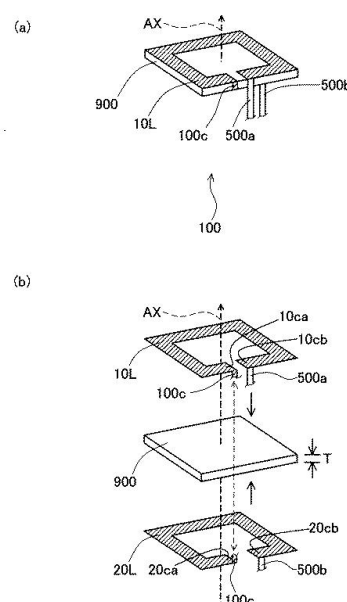
OBJECTIVE: To provide a small antenna with satisfactory characteristics

MEANS FOR ACHIEVING THE OBJECTIVE: The first loop conductor part 10L and the second loop conductor part 20L, which circle around the same imaginary axis AX, are connected in series.

The first loop conductor part 10L is formed on one side of dielectric substrate 900, and the second loop conductor part 20L is formed on the reverse side.

A reversing multi-loop conductor part consisting of the first loop conductor part 10L and the second loop conductor part 20L is used as the antenna.

SELECTED DRAWING: Figure 3



WHAT IS CLAIMED IS:

CLAIM 1

An antenna, which is provided with a loop-shaped conductor part consisting of:

A first loop conductor part comprising a loop-shaped line track that forms an N loop(s) (N = an integer greater than or equal to 1) and

A second loop conductor part comprising a loop-shaped line track that forms an N loop(s) around the same axis as that of said first loop conductor part; wherein:

One end of said first loop conductor part and one end of said second loop conductor part are connected so that the first and second loop conductor parts are connected in series; and

The line track starts from said first loop conductor part's end connected to an external circuit and ends at said second loop conductor part's end connected to the external circuit, wherein the direction of current flow in said second loop conductor part is the reverse of the direction of current flow in said first loop conductor part.

CLAIM 2

The antenna according to Claim 1, wherein said first and second loop conductor parts are formed on a dielectric substrate.

CLAIM 3

The antenna according to Claim 2, wherein the line tracks of said first and second loop conductor parts are configured in such a way that at least portions of said line tracks overlap each other as viewed from a direction perpendicular to the plane on which said first loop conductor part is formed.

CLAIM 4

The antenna according to Claim 2, wherein the line tracks of said first and second loop conductor parts are configured in such a way that the line tracks do not overlap each other as

viewed from a direction perpendicular to the plane on which said first loop conductor part is formed.

CLAIM 5

The antenna according to any one of claims 2 through 4, wherein said first and second loop conductor parts are formed on the same plane of said dielectric substrate.

CLAIM 6

The antenna according to any one of claims 2 through 4, wherein said first and second loop conductor parts are formed on the dielectric substrate's front and back sides, respectively.

CLAIM 7

The antenna according to any one of claims 1 through 6, wherein the lengths of said first and second loop conductor parts are set within a value range approximately equivalent to $M \times \lambda/4$ (where λ represents the wavelength in free space corresponding to the frequency of the signal, and M represents an odd number).

CLAIM 8

A wireless communication module for transmitting and receiving radio frequency signals, said wireless communication module comprising:

An antenna according to any one of claims 1 through 7 and

A signal processing circuitry connected to said antenna.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

[0001]

TECHNOLOGICAL FIELD OF THE INVENTION

The present invention pertains to an antenna used to transmit and receive radio frequency signals. Particularly, it pertains to an antenna used for wireless communication devices used in wireless local area networks (LANs), mobile telephone systems, Bluetooth, and the like.

[0002]

PRIOR ART

The smaller, the better in the case of portable wireless communication devices such as mobile phones. This has led to demands for smaller antennas for use in portable wireless communication devices.

[0003]

To meet these demands, helical coils have been used to form monopole-type antennas with a shorter physical length (e.g., see Patent Document 1).

[0004]

[Patent Document 1]

JP, 2000-59130, A

[0005]

OBJECTIVE TO BE ACHIEVED BY THE INVENTION

Now, with a monopole-type antenna, the electromagnetic interaction between the antenna and the grounding portion decreases as the distance between the open end of the monopole antenna and the grounding portion of an electrical circuit connected to the antenna (such as the earth of the housing of a communication device or the printed circuit board for mounting components) increases. Thus, the antenna's reflection coefficient, radiation efficiency, and gain often improve as the distance between the open end of the antenna and the installation point increases. However, suppose the antenna is placed away from the printed circuit board or housing to improve the characteristics of the antenna. In that case, the antenna must be greater in size, resulting in a larger size of the communication device, which is problematic. In contrast, if the antenna is placed close to a printed circuit board or housing in order to reduce the size of the communication device, that will diminish the characteristics of the antenna.

[0006]

The present invention was achieved to resolve the above-mentioned problems in the prior art and, therefore, is intended to provide a small antenna with satisfactory characteristics.

[0007]

MEANS FOR ACHIEVING THE OBJECTIVE, ITS OPERATIONAL ADVANTAGES AND EFFECTS

In order to resolve at least some of the problems mentioned above, the antenna according to the present invention is provided with loop-shaped conductor part consisting of the following parts:

A first loop conductor part comprising a loop-shaped line track that forms an N loop(s) (N = an integer greater than or equal to 1) and

A second loop conductor part comprising a loop-shaped line track that forms an N loop(s) around the same axis as that of the first loop conductor part mentioned above.

One end of the aforementioned first loop conductor part and one end of the aforementioned second loop conductor part are connected to each other so that the aforementioned first and second loop conductor parts are connected in series. The line track starts from the aforementioned first loop conductor part's end connected to an external circuit and ends at the aforementioned second loop conductor part's end connected to the external circuit, provided that the direction of current flow in the second loop conductor part is the reverse of the direction of current flow in the first loop conductor part.

[0008]

The antenna according to the present invention is configured so that the direction of current flow in the second loop conductor part is the reverse of the direction in the first loop conductor part, making it possible to reduce the interference between the first and second loop conductor parts. This makes it possible to reduce the antenna size while maintaining satisfactory characteristics.

[0009]

Every antenna configured as mentioned above preferably comprises the first and second loop conductor parts being formed on a dielectric substrate.

[0010]

This prevents the positions of the first and second loop conductor parts from shifting.

[0011]

For every antenna configured as mentioned above, it will be preferable if the line tracks of the first and second loop conductor parts are configured in such a way that at least portions of said line tracks overlap each other as viewed from a direction perpendicular to the plane on which the aforementioned first loop conductor part is formed.

[0012]

This makes it possible to effectively utilize the region required for antenna configuration, thus minimizing the increase in the antenna size.

[0013]

For every antenna configured as mentioned above, it will be preferable if the line tracks of the first and second loop conductor parts are configured in such a way that the line tracks do not overlap each other as viewed from a direction perpendicular to the plane on which the aforementioned first loop conductor part is formed.

[0014]

This makes it possible to reduce the electromagnetic interaction between the first and second loop conductor parts, thus improving the antenna characteristics.

[0015]

Every antenna configured as mentioned above preferably comprises the first and second loop conductor parts being formed on the same plane of the aforementioned dielectric substrate.

[0016]

This eliminates the need to form loop conductor parts on multiple planes, making the production of the antenna easier.

[0017]

Every antenna configured as mentioned above preferably comprises the first and second loop conductor parts formed on the dielectric substrate's front and back sides, respectively.

[0018]

This makes it possible to arbitrarily set the degree of overlap between the first and second loop conductor parts so that the characteristics of the antenna can be adjusted easily by means of changing the degree of overlap.

[0019]

For every antenna configured as mentioned above, it will be preferable if the lengths of the first and second loop conductor parts are set within a value range approximately

equivalent to $M \times \lambda/4$ (where λ represents the wavelength in free space corresponding to the frequency of the signal, and M represents an odd number).

[0020]

In this way, interference between the first and second loop conductor parts can be reduced even if the first and second loop conductor parts are placed close together. And this makes it possible to reduce the antenna size while maintaining satisfactory characteristics.

[0021]

Incidentally, the present invention can be realized in various forms, such as a wireless communication module or device provided with the aforementioned antenna.

[0022]

EMBODIMENT OF THE INVENTION

The following is an explanation of a preferable embodiment of the present invention with reference to working examples in the following order:

- A. First working example,
- B. Second working example,
- C. Third working example,
- D. Fourth working example, and
- E. Modified examples.

[0023]

A. First Working Example:

Figure 1 shows a block diagram that illustrates the configuration of a wireless communication module, which is presented herein as a working example of the present invention. Wireless communication module 50 shown in this figure is built into a wireless communication device used for wireless LAN, etc., so as to transmit and receive signals in the frequency band used for wireless communication (e.g., 900 MHz band, 2.4 GHz band, etc.).

[0024]

Wireless communication module 50 is provided with antenna 100 and signal processing module 60. Signals received by antenna 100 are passed to signal processing module 60 for processing, and transmission signals generated by signal processing module 60 are transmitted via antenna 100. Signal processing module 60 is provided with baseband IC 52,

radio-frequency (RF) IC 54, low-noise amplifier 56, power amplifier 58, band-pass filter (BPF) 64, low-pass filter (LPF) 66, and switch 72.

[0025]

Baseband IC 52 has features capable of controlling RF IC 54 and relaying low-frequency signals to and from RF IC 54. RF IC 54 has features capable of converting low-frequency transmission signals (received from baseband IC 52) into radio-frequency signals or converting radio-frequency reception signals into low-frequency signals and passing them to baseband IC 52.

[0026]

Switch 72 switches the signal path according to the transmission/reception of signals. Specifically, when signals are received, the signal path on the BPF side is selected, whereas the signal path on the LPF side is selected when signals are transmitted.

[0027]

When signal processing module 60 receives a signal, the signal thus received is input to BPF 64 via switch 72. BPF 64 restricts the signal's bandwidth. The signal is then amplified by low-noise amplifier 56 and output to RF IC 54. RF IC 54 converts the received signal from the radio frequency band to a low frequency band and passes it to baseband IC 52.

[0028]

Conversely, when signal processing module 60 transmits a signal, baseband IC 52 passes a low-frequency transmission signal to RF IC 54, which converts the signal from the low frequency band to the frequency band used for wireless communication. The transmission signal thus converted is amplified by power amplifier 58 and then transmitted through antenna 100 via switch 72 after the low-frequency band is cut at LPF 66.

[0029]

Figure 2 (a) shows a perspective view of wireless communication module 50, and Figure 2 (b) shows a lateral view of wireless communication module 50. In this working example, signal processing module 60 is built on component-mounting substrate 800. Antenna 100 comprises loop-shaped conductor parts formed on a dielectric substrate consisting of a planar plate-shaped ceramic or resin. Leg parts 810 of antenna 100 consist of insulating bodies made of plastic or the like and are affixed to component-mounting substrate 800. Antenna 100 and signal processing module 60 are connected by means of two feed lines 500a and 500b.

[0030]

Incidentally, an electrically grounding conductor part (also referred to as an "earth" or a "ground") may be formed in the area of component-mounting substrate 800 facing antenna 100. This makes it possible to mount electronic components on the back side of component-mounting substrate 800, thereby expanding the mounting area. Additionally, the grounding conductor part restricts the radiation of radio waves in the direction toward the grounding conductor part, thereby restricting the direction of the radio waves emitted from antenna 100. It should be noted that, in this case, the longer the distance h between antenna 100 and component-mounting substrate 800 is, the better in terms of improving the characteristics of antenna 100. However, using a loop-shaped antenna makes it possible to maintain the antenna's characteristics even if distance h is shorter relative to wavelength λ of the transmission signal. Distance h is preferably 1% or more of wavelength λ but even more preferably 2% or more of wavelength λ . By using loop-shaped antenna 100 in this way, it becomes possible to reduce the distance between antenna 100 and component-mounting substrate 800, thereby reducing the size of the communication device.

[0031]

Incidentally, when an electrically grounding conductor part is formed in the area of component-mounting substrate 800 facing antenna 100, it is preferable not to place a substance with a high permittivity between antenna 100 and component-mounting substrate 800. Placing a substance with a high permittivity increases the proportion of radio waves emitted from antenna 100 and collected by said substance, i.e., reduces the proportion of the radio waves emitted to the external environment, thus resulting in lower signal-transmission/reception efficiency. In the example shown in Figure 2, nothing is placed between antenna 100 and component-mounting substrate 800 other than leg parts 810. In other words, a layer of air (permittivity: approximately 1) is provided between antenna 100 and component-mounting substrate 800, enabling efficient transmission and reception of signals.

[0032]

Such preferable ranges of distance h and permittivity of the substance between the antenna and component-mounting substrate 800 apply not only to antenna 100 according to the first working example but also to other working examples described in later sections.

[0033]

Figure 3 (a) shows a perspective view of antenna 100, and Figure 3 (b) shows an exploded view of antenna 100. Antenna 100 comprises planar plate-like dielectric substrate 900 (which

has a thickness of T and is formed of a dielectric such as alumina oxide) and the first and second loop conductor parts 10L and 20L, formed of conductors such as copper and silver. The first and second loop conductor parts 10L and 20L are both formed in the loop shapes that go around axis AX. Said axis AX is an imaginary axis that extends in the direction perpendicular to the plane formed by the first loop conductor part 10L. The first loop conductor part 10L is formed on one side of dielectric substrate 900, and the second loop conductor part 20L is formed on the reverse side.

[0034]

The first loop conductor part 10L has two ends 10ca and 10cb. The second loop conductor part 20L also has two ends 20ca and 20cb. The first end 10ca of the first loop conductor part 10L and the first end 20ca of the second loop conductor part 20L are connected to each other by means of connection part 100c, which is formed on the lateral side of dielectric substrate 900. Furthermore, the respective second ends 10cb and 20cb of the two loop conductor parts 10L and 20L are connected to feed lines 500a and 500b, respectively. That is, each of the second ends 10cb and 20cb acts as an end to be connected with an external circuit.

[0035]

Because connection part 100c is formed on the lateral side of dielectric substrate 900 dedicated to the antenna, it is not necessary to make holes in dielectric substrate 900 to allow the connection part to pass through them in order to connect the two ends 10ca and 20ca. This makes the production of the antenna easier.

[0036]

Incidentally, three conductor parts, 10L, 20L, and 100c, may be formed on dielectric substrate 900, for example, through a method that involves the use of a silver paste to print the forms of conductor parts 10L, 20L, and 100c on the surface of dielectric substrate 900 through screen-printing followed by a baking step at the desired temperature. Another method that can be used herein involves forming an antenna by masking, with a required antenna pattern, a dielectric substrate comprising a conductor part (e.g., silver) formed on the entire surface and then by melting the unnecessary portion of the conductor part. Alternatively, the conductor parts may be formed on the dielectric substrate through vapor deposition. By forming conductor parts 10L, 20L, and 100c on the surface of dielectric substrate 900 in this way, the production of antenna 100 becomes easier.

[0037]

Figure 4 (a) and (b) show planar views of the first and second loop conductor parts 10L and 20L. Figure 4 (c) shows a stack of the two loop conductor parts, 10L and 20L, one on top of another.

[0038]

As shown in Figure 4 (a), the first loop conductor part 10L is configured in such a way that a linear line track with a width W forms an approximately square shape surrounding the imaginary axis AX so as to go almost all the way around axis AX once (i.e., so as to form an almost complete loop around axis AX). Additionally, distance LW in the figure indicates the outer dimension of the long side of the square shape, and the distance LH indicates the outer dimension of the short side of the square shape. Furthermore, the two ends 10ca and 10cb of the first loop conductor part 10L face against each other with a gap in between, approximately in the center of the long side of the square shape the conductor part 10L forms.

[0039]

As shown in Figure 4 (b), the second loop conductor part 20L, similar to the first loop conductor part 10L, is configured so that a linear line track with the same width W forms an approximately square shape surrounding the imaginary axis AX so as to go almost all the way around axis AX once (i.e., so as to form an almost complete loop around axis AX). Also, the size of its square shape is almost identical to that of the first loop conductor part 10L. Furthermore, the two ends 20ca and 20cb of the first loop conductor part 20L also face against each other with a gap in between, approximately in the center of the long side of the square shape the conductor part 10L forms.

[0040]

Figure 4 (c) shows a planar view of the first and second loop conductor parts 10L and 20L as viewed together from the direction of axis AX. The second loop conductor part 20L is configured so that its shape, size, and position in the direction perpendicular to axis AX are approximately the same as those of the first loop conductor part 10L. That is, the linear line tracks of the first and second loop conductor parts 10L and 20L are configured so as to overlap each other in the direction of axis AX, sandwiching dielectric substrate 900.

[0041]

As mentioned above, feed lines 500a and 500b are connected to the second end 10cb of the first loop conductor part 10L and the second end 20cb of the second loop conductor part 20L, respectively. Feed lines 500a and 500b are positioned in such a way that they do not overlap each other; accordingly, the ends of the antenna to be connected to said feed lines are

also situated so that their positions are misaligned with respect to each other. For this reason, the shapes of the two loop conductor parts 10L and 20L are formed in such a way that the only difference between them would be the positions of said ends 10cb and 20cb. More specifically, the gap between the two ends 20ca and 20cb of the second loop conductor part 20L shown in Figure 4 (b) is set to be greater than the gap between the two ends 10ca and 10cb of the first loop conductor part 10L shown in Figure 4 (a).

[0042]

The line track starts from the second end 10cb of the first loop conductor part 10L and ends at the second end 20cb of the second loop conductor part 20L, provided that the direction of the route is reversed to the opposite direction at connection part 100c, as shown by phantom lines in Figures 4 (a) and (b). That is, the route from the second end 10cb of the first loop conductor part 10L to the first end 10ca is counterclockwise (turns to the left), and the route from the first end 20ca of the second loop conductor part 20L to the second end 20cb is clockwise (turns to the right). In other words, the two loop conductor parts 10L and 20L collectively constitute a multi-loop conductor part in which the direction of the line track is reversed to the opposite direction partway along the path. It should be noted that, for purposes of the present specification, the “reversing multi-loop conductor part” refers to a loop conductor part in which the direction in which current circulates in the line track is reversed partway from one end to the other end of the line track.

[0043]

Figure 5 shows a graph that illustrates the relationship between the reflection coefficient and frequency of antenna 100 according to the first working example. The horizontal axis shows the frequency of signals supplied from the feed lines, and the vertical axis shows the reflection coefficient of the antenna. For the reflection coefficient of the antenna, the lower the value is, the smaller the reflective component, i.e., the better the efficiency (the unit is in dB). This graph also shows the result of an experiment conducted by setting the dimensions of antenna 100 (Figures 3 and 4) at the following values, respectively: That is, the length of the long sides of the square shape is 32mm, the length of the short sides is 21mm, and the width of the line track is 3mm. Additionally, the thickness of dielectric substrate 900 is T (Figure 3), meaning that the distance between the first and second loop conductor parts 10L and 20L disposed in parallel is 1 mm. In this case, the reflection coefficient drops at around 2.2 GHz, as shown in Figure 5, indicating that this antenna 100 supports the 2.2 GHz band. As such, antenna 100, which uses the first and second loop conductor parts 10L and 20L to

form a reversing multi-loop conductor part, can be used as an antenna for transmitting and receiving wireless signals.

[0044]

The concept of the operation of the antenna comprising a reversing multi-loop conductor part is as follows. Figure 6 shows diagrams that illustrate the relationship between the current distribution and frequency on the antenna's line track. Figure 6 (a) shows a simplified representation of the shape of antenna 100.

[0045]

Figure 6 (b) shows a position on the linear line track of antenna 100 and the magnitude of the current flowing through that position. The horizontal axis shows distance DS from the second end 10cb of the first loop conductor part 10L, and the vertical axis shows current I — on the line track of antenna 100. Current I represents the current of the standing wave generated on the antenna, showing the current distribution as measured at the moment when the magnitude of current increases. The forward direction of current I is in the direction that follows the line track from the second end 10cb of the first loop conductor part 10L to the second end 20cb of the second loop conductor part 20L. Lengths L of the first and second loop conductor parts 10L and 20L are set to be 1/4 of wavelength λ in free space (in air) corresponding to the signal's frequency. It should be noted that for the sake of simplicity, the lengths of the two loop conductor parts 10L and 20L are illustrated as the same length L in Figure 6, although they are slightly different in reality as mentioned above; provided, however, that even if there is a difference in the length between the two loop conductor parts, it will be only to a minor extent so that differences in characteristics will not be a problem in real situation.

[0046]

In the example shown in Figure 6 (b), lengths L of loop conductor parts 10 L and 20 L each correspond to one-quarter of wavelength λ ; therefore, as distance DS increases by L (i.e., one-quarter of wavelength λ), the antinodes and nodes are alternately observed in the current distribution. In this example, the position where distance DS is L (end 10ca or 20ca) corresponds to a node in the current distribution, where the magnitude of current I is zero. Additionally, the position where distance DS is 0 or 2L, i.e., the end 10cb or 20cb, corresponds to an antinode of the current distribution, at which the magnitude of current I is the maximum. Incidentally, the direction of current I is opposite on both sides of the node. Therefore, the direction of current I at the second end 10cb of the first loop conductor part

10L is the reverse of the direction of current I at the second end 20cb of the second loop conductor part 20L.

[0047]

Figure 6 (c) shows an illustrative drawing that illustrates the current distribution in the first loop conductor part 10L. In the first loop conductor part 10L shown in the figure, an arrow indicating the direction of current I is provided near the antinode position in the current distribution in Figure 6 (b), and the code "I = 0" is provided near the node position, indicating that current I is zero. In this example, the direction of the current at the second end 10cb is counterclockwise relative to the direction of axis AX.

[0048]

Figure 6 (d) shows an illustrative drawing that illustrates the current distribution in the second loop conductor part 20L. In the second loop conductor part 20L shown in the figure, an arrow indicating the direction of current I is provided near the antinode position in the current distribution in Figure 6 (b), and the code "I = 0" is provided near the node position, indicating that current I is zero. In this example, the value of current I at the second end 20cb of the second loop conductor part 20L is a negative counterpart of the value of current I at the second end 10cb of the first loop conductor part 10L. However, antenna 100 in this example is configured so that the line track starts from the second end 10cb of the first loop conductor part 10L and ends at the second end 20cb of the second loop conductor part 20L, wherein the direction in which current circulates in the second loop conductor part 20L is the reverse of the direction in the first loop conductor part 10L. This means that the direction of current flow at the second end 20cb of the second loop conductor part 20L is also counterclockwise, as viewed from the direction of axis AX.

[0049]

In this way, if lengths L of the first and second loop conductor parts 10L and 20L are configured so as to be one-quarter of wavelength λ of the signal, the direction of the current flow, as viewed from the direction of axis AX, is the same at any given positions on the first and second loop conductor parts 10L and 20L. Suppose that the directions of current flow in the first and second loop conductor parts 10L and 20L are opposite. In this case, radio waves emitted respectively from the conductor parts interfere with and thus cancel out each other, thereby diminishing the characteristics of the antenna. In this working example, antenna 100 can minimize such interference between loop conductor parts, thereby minimizing the extent

to which the antenna characteristics are diminished. Additionally, the two loop conductor parts, 10L and 20L, can be placed close to each other, reducing the antenna's size.

[0050]

Figure 7 shows illustrative diagrams that illustrate the current distribution on the line track of antenna 100 in the state in which the frequency differs from that of Figure 6. Figure 7 (a) shows a graph that illustrates the magnitude of current I when lengths L of loop conductor part 10L and 20L are three-quarters of wavelength λ . In this case as well, the position where distance DS is 0 (the second end 10cb) corresponds to an antinode in the current distribution. Also, as distance DS increases by a quarter of wavelength λ , the nodes and antinodes are alternately observed in the current distribution — as observed from the point at which distance DS is 0. Consequently, two antinodes and two nodes are formed on the first loop conductor part 10L, while two antinodes and nodes are formed on the second loop conductor part 20L, also. Additionally, similarly to the example shown in Figure 6, the connection points of the first and second loop conductor parts 10L and 20L (ends 10ca and 20ca) correspond to the nodes in the current distribution. Thus, the directions of the current on the first and second loop conductor parts 10L and 20L are rotationally symmetrical, i.e., the same after either one is rotated by 180 degrees on their center, which is the connection point (end 10ca or 20ca) where the current distribution is 0 (a node).

[0051]

Figure 7 (b) shows the current distribution on the first loop conductor part 10L, and Figure 7 (c) shows the current distribution on the second loop conductor part 20L. The meanings of the codes in the figure are the same as those in Figure 6(c) and (d). As shown in diagrams (b) and (c) of Figure 7, two antinodes and two nodes are formed in the current distribution in each of the first and second loop conductor parts 10L and 20L. Furthermore, as shown in the graph in Figure 7 (a), the directions of current I flowing through the first and second loop conductor parts 10L and 20L are rotationally symmetrical, i.e., the same after either one is rotated by 180 degrees on their center, which is the connection point (end 10ca or 20ca). Therefore, as observed from the direction of axis AX , the directions of the current flow can be the same at given positions on the first and second loop conductor parts 10L and 20L that are close to each other. This, as in the case of Figure 6, makes it possible to minimize the diminishment in the antenna characteristics caused by the flows of current through the two loop conductor parts 10L and 20L canceling out each other's radio wave radiations.

[0052]

In general, if lengths L of the first and second loop conductor parts 10L and 20L and wavelength λ meet the following conditions, the directions of their current flows can be the same at given positions on the first and second loop conductor parts 10L and 20L that are close to each other — as observed from the direction of axis AX.

[0053]

(Condition 1)

Lengths L of the first and second loop conductor parts are within the range of values approximately equivalent to the value $M \cdot \lambda / 4$, which is obtained by multiplying a quarter of wavelength λ by M (where M is an odd number).

[0054]

It should be noted that the phrase "within the range of values approximately equivalent to the value $M \cdot \lambda / 4$, which is obtained by multiplying a quarter of wavelength λ by M " means that length L is a value within $\pm 40\%$ of the value $M \cdot \lambda / 4$. The "range within $\pm 40\%$ of the value $M \cdot \lambda / 4$ " can be interpreted as a range consisting of approximately the same values in terms of the characteristics of the antenna. Length L of a loop is preferably within $\pm 40\%$, more preferably within $\pm 30\%$, but most preferably within $\pm 20\%$ of the value $M \cdot \lambda / 4$. This makes it possible to prevent the line tracks, in which current flows in opposite directions as observed from the direction of axis AX, from being situated close to each other. The sum of the lengths of the first and second loop conductor parts (hereinafter referred to as the "total length of the reversing multi-loop conductor part") is approximately equal to the value obtained by multiplying one-half of wavelength λ by M (hereinafter referred to as the "target length"). Here, it is preferable to keep the difference between the total length of the reversing multi-loop conductor part minus the target length within -30% to $+20\%$ of wavelength λ ; however, it is particularly preferable if the difference is kept within -20% to $+10\%$. This makes it possible to resonate the antenna with a frequency at which the total length of the reversing multi-loop conductor part corresponds to the length calculated by multiplying one-half of wavelength λ by M , making it possible to obtain more satisfactory characteristics. Here, the reason for the wider allowable range for lengths that are shorter than the target length is that the wavelength in conductor parts tends to be slightly shorter than wavelength λ in free space, even if the frequencies of signals to be transmitted/received are the same.

[0055]

In antenna 100 according to the first working example, the current distribution in the loop conductor parts 10L and 20L is affected not only by the line track lengths but also by the

widths and shapes of the line tracks, by the electromagnetic interaction between the two loop conductor parts 10L and 20L, and by substances placed around them. Accordingly, it is preferable to calculate the current distribution in the loop conductor parts 10L and 20L by taking into account these influencing parameters (e.g., the widths of the line tracks). However, to improve the antenna's characteristics such as the reflection coefficient, the directions and magnitudes of current on the first and second loop conductor parts 10L and 20L do not need to be exactly the same, insofar as the line tracks are not situated close to each other when the magnitudes of current on the line tracks are high and insofar as the current flows the line tracks in opposite directions as observed from the direction of axis AX. As such, the relationship between the antenna's reflection coefficient and the frequency can be determined based on the length along the centerline of each line track.

[0056]

In antenna 100, which is used to obtain the graph shown in Figure 5, the "length along the centerline of each line track" is approximately 94mm for both the first and second loop conductor parts 10L and 20L. Additionally, wavelength λ , as measured at the frequency of 2.2 GHz with a low reflection coefficient, is approximately 136 mm, and three-quarters of said wavelength λ is approximately 102 mm. That is, the lengths of the first and second loop conductor parts 10L and 20L (approximately 94 mm) are within the range ($\pm 40\%$) of values approximately equivalent to three-quarters of the wavelength λ (approximately 102 mm) in terms of antenna characteristics. Therefore, antenna 100 exhibits satisfactory characteristics in the frequency band in which the lengths of the first and second loop conductor parts 10L and 20L are three-quarters of wavelength λ (approximately 2.2 GHz) (Figure 5).

[0057]

As such, because antenna 100 according to the first working example has a reversing multi-loop conductor part in which two loop conductor parts 10L and 20L are connected in series, it can be made smaller than a regular single-loop antenna, doing so without excessive loss of antenna characteristics. Moreover, because the length of one round made by the first or second loop conductor part is about three-quarters of wavelength λ , antenna 100 according to the first working example can be made smaller than other loop antennas in which the length of one loop round is the same as wavelength λ .

[0058]

B. Second Working Example:

Figure 8 shows illustrative diagrams that illustrate antenna 110 according to the second working example. The difference from antenna 100 according to the first working example described above is that the second loop conductor part 21L is configured to be smaller than the first loop conductor part 11L.

[0059]

Figure 8 (a) shows an exploded view of antenna 110 according to the second working example. Antenna 110 in the present working example comprises dielectric substrate 910 with a thickness of T1 and the first and second loop conductor parts 11L and 21L. The first and second loop conductor parts 11L and 21L are formed on one side of dielectric substrate 910 and its reverse side, respectively. Incidentally, the size of dielectric substrate 910 is configured so as to have the same outer dimensions as those of the first loop conductor part 11L.

[0060]

Figure 8 (b) shows a planar view that illustrates the first loop conductor part 11L. The first loop conductor part 11L has the same shape as the first loop conductor part 10L according to the first working example described above (Figure 4).

[0061]

Figure 8 (c) shows a planar view that illustrates the second loop conductor part 21L. The size of the second loop conductor part 21L is slightly smaller than the second loop conductor part 20L of antenna 100 according to the first working example, and the linear line tracks of the first and second loop conductor parts 11L and 21L are configured so that they do not overlap each other as viewed from the direction of axis AX. That is, outer dimension LW 21 on the long side of the second loop conductor part 21L is shorter than outer dimension LW 11 on the long side of the first loop conductor part 11L, and outer dimension LH 21 on the short side is also shorter than outer dimension LH 11 on the long side of the first loop conductor part 11L.

[0062]

The respective first ends 11ca and 21ca of the first and second loop conductor parts 11L and 21L are connected by means of connection part 110c. The second loop conductor part 21L is smaller than the first loop conductor part 11L, i.e., dielectric substrate 910, and is situated at the center of dielectric substrate 910. Consequently, end 21ca is situated on the inner side from the outer edge of dielectric substrate 910. Given this factor, connection part

110c is formed in such a way that it extends from the lateral side of dielectric substrate 910 toward end 21ca, along the plane on which the second loop conductor part 21L is formed — so as to connect the two ends 11ca and 21ca. Furthermore, feed lines 500A and 500b are connected to the second ends 11cb and 21cb of the first and second loop conductor parts 11L and 21L, respectively.

[0063]

Figure 9 shows a graph that illustrates the relationship between the reflection coefficient and frequency of antenna 110 according to the second working example. The meanings of the vertical and horizontal axes are the same as those in the graph shown in Figure 5: The vertical axis indicates the reflection coefficient, and the horizontal axis indicates the frequency. This graph shows the result of an experiment conducted by setting the dimensions of antenna 110 shown in Figure 8 at the following values, respectively: That is, length LW 11 on the long sides of the first loop conductor part 11L is 32mm, length LH 11 on the short sides is 21mm, and width W 11 of the line track is 3mm. Length LW 21 on the long sides of the second loop conductor part 21L is 26mm, Length LH 21 on the short sides is 15 mm, and width W of the line track is 3 mm. And thickness T1 of dielectric substrate 910 is 1 mm.

[0064]

As shown in Figure 9, antenna 110 in this working example has a lower reflection coefficient at around 900 MHz, unlike the example shown in Figure 5. This means that the present antenna 110 supports the 900 MHz band. Also, in this working example, the length along the center of the first loop conductor part 11L is approximately 94 mm, and the length along the center of the second loop conductor part 21L is approximately 70 mm. Furthermore, wavelength λ in free space corresponding to the frequency of 900 MHz is approximately 333 mm, and one-quarter of that length is approximately 83 mm. In other words, the lengths of the first and second loop conductor parts 11L and 21L (approximately 94 mm and approximately 70 mm) are in approximately the same range ($\pm 40\%$) of values as a quarter of wavelength λ (approximately 83 mm). Therefore, antenna 110 exhibits satisfactory characteristics in the frequency band (approximately 900 MHz) where the loop length is one-quarter of wavelength λ . As such, antenna 110 according to the second working example has two loop conductor parts 11L and 21L, both having a length of approximately one-quarter of wavelength λ . Therefore, it has a smaller configuration than other loop antennas in which the length of one loop round is the same as wavelength λ .

[0065]

In this way, it becomes possible to adjust the antenna's impedance, i.e., the reflection coefficient, by changing the degree of overlap of the first and second loop conductor parts 11L and 21L as viewed from the direction of axis AX. In antenna 110 used to obtain the graph shown in Figure 9, the first and second loop conductor parts 11L and 21L are configured so as not to overlap as viewed from the direction of axis AX. This reduces the electromagnetic interaction between the first and second loop conductor parts 11L and 21L. As a result, in the example shown in Figure 9, the reflection coefficient is low in the two frequency bands of approximately 900 MHz and approximately 2.2 GHz.

[0066]

Incidentally, it is also possible to configure the first and second loop conductor parts 11L and 21L in sizes that allow portions of the respective line tracks to overlap as viewed from the direction of axis AX. This makes it possible to adjust the reflection coefficient in the target frequency band by arranging the line tracks so that portions thereof are stacked, one on top of another, and further by adjusting the proportions of the overlapping regions. This makes it possible to expand the frequency band in which the antenna can transmit and receive signals efficiently (e.g., the frequency range in which the reflection coefficient is -10 dB or less). Moreover, by allowing portions of the line tracks to overlap each other, the area required for antenna configuration can be utilized effectively, making it possible to obtain a smaller antenna.

[0067]

C. Third Working Example:

Figure 10 shows illustrative diagrams that illustrate antenna 120 according to the third working example. The difference from antennas 100 and 110 according to the working examples described above is that the first and second loop conductor parts 12L and 22L are formed on the same surface of dielectric substrate 920.

[0068]

Figure 10 (a) shows a perspective view of antenna 120 according to the third working example. Antenna 120 in the present working example comprises the first and second loop conductor parts 12L and 22L formed on one plane of dielectric substrate 920 with a thickness of T2.

[0069]

Figure 10 (b) shows a planar view that illustrates the first and second loop conductor parts 12L and 22L. The second loop conductor part 22L is formed inside the first loop conductor part 12 so as to be adjacent thereto on the same plane. Additionally, the respective first ends 12ca and 22ca of the two loop conductor parts 12L and 22L are formed so as to be adjacent to each other on the same plane. In the present working example, two ends 12ca and 22ca are formed at about the same positions, making it possible to connect the two ends without using connection part 100c or 110c as in the first and second working examples. The respective second ends 12cb and 22cb of the two loop conductor parts 12L and 22L are connected to feed lines 500a and 500b, respectively.

[0070]

Antenna 120 in the present working example has a reversing multi-loop conductor part, similar to antennas 100 and 110 in the working examples described above. Therefore, setting the lengths of the first and second loop conductor parts 12L and 22L within a range of values approximately equivalent to a value obtained by multiplying a quarter of wavelength λ by an odd number allows current to flow in the same direction, as viewed from the direction of axis AX, at given positions (on the first and second loop conductor parts 12L and 22L) that are close to each other. Thus, it is possible to minimize the diminishment in the antenna characteristics caused by the flows of current through the two loop conductor parts 12L and 22L canceling out each other's radio wave radiations.

[0071]

Moreover, forming the first and second loop conductor parts 12L and 22L on the same surface of a dielectric substrate, as is in the present working example, makes it possible to produce antennas more easily.

[0072]

D. Fourth Working Example:

Figure 11 shows illustrative diagrams that illustrate antenna 130 according to the fourth working example. The difference from antennas 100 through 120 according to the working examples described above is that the first and second loop conductor parts 13L and 23L are each configured to circle around axis AX not only once but multiple times.

[0073]

Figure 11 (a) shows an exploded view of antenna 130 according to the fourth working example. Antenna 130 in the present working example comprises dielectric substrate 930

with a thickness of T3 and the first and second loop conductor parts 13L and 23L. The first and second loop conductor parts 13L and 23L are formed on one side of dielectric substrate 930 and its reverse side, respectively.

[0074]

Figure 11 (b) shows a planar view that illustrates the first loop conductor part 13L, and Figure 11 (c) shows a planar view that illustrates the second loop conductor part 23L. The first and second loop conductor parts 13L and 23L have approximately identical shapes, and their line tracks are configured to go around axis AX twice. The respective second ends 13cb and 23cb of the two loop conductor parts 13L and 23L are connected to feed lines 500a and 500b, respectively. The respective first ends 13ca and 23ca of the first and second loop conductor parts 13L and 23L are connected by means of connection part 130c. Connection part 130c passes through dielectric board 930.

[0075]

As such, in antenna 130 according to the present working example, the line tracks of the first and second loop conductor parts 13L and 23L each go around axis AX twice. This makes it possible to reduce the size of the antenna compared to other antennas configured in such a way that the line tracks of the first and second loop conductor parts go around axis AX once. However, in this case, it is preferable to respectively set the lengths of the line tracks of the first and second loop conductor parts 13L and 23L within the range of values approximately equivalent to one-quarter of wavelength λ . If the lengths of the line tracks of the first and second loop conductor parts 13L and 23L are longer than one-quarter of wavelength λ , the current distribution in each of the first and second loop conductor parts 13L and 23L will show multiple antinodes where the direction of the flow of current is reversed. Consequently, there is a possibility that the line tracks, with opposite directions of current flow, may be situated nearby. However, insofar as the lengths of the line tracks of the first and second loop conductor parts 13L and 23L are approximately one-quarter of wavelength λ , the direction of current, as observed from the direction of axis AX, will be the same at any given positions on the first and second loop conductor parts 13L and 23L. Thus, having the line tracks (with opposite directions of current flow as observed from the direction of axis AX) situated close to each other makes it possible to minimize the mutual cancellation of radio-wave radiation.

[0076]

Incidentally, in the example shown in Figure 11, the first and second loop conductor parts 13L and 23L each form their line track on the same plane. However, instead of on the same

plane, the line track may be formed in a three-dimensional coil shape, i.e., so that the line track's position in the direction of axis AX may shift as the line track spirals around axis AX.
[0077]

As described above, the antenna according to each of the above-mentioned working examples has a configuration in which the first and second loop conductor parts that go around the same imaginary axis AX are connected in series. Accordingly, it can provide a smaller antenna compared to regular loop antennas. Furthermore, satisfactory characteristics can be obtained for signals with frequencies at which the lengths of the first and second loop conductor parts correspond to the length obtained by multiplying a quarter of wavelength λ by an odd number. Incidentally, the radiation efficiency of a loop antenna tends to improve as the area size surrounding the loop increases. Accordingly, in order to improve the characteristics of the antenna, the length of a loop is preferably longer, and the lengths of the first and second loop conductor parts are preferably within the range that is considered approximately equal to three-quarters of wavelength λ . Furthermore, in order to reduce the size of the antenna, the lengths of the first and second loop conductor parts are preferably within the range that is considered approximately equal to one-quarter of wavelength λ .
[0078]

Now, in general, two ends of the first and second loop conductor parts connected to each other (i.e., the first ends in each working example above) in a reversing multi-loop conductor part are preferably configured so as to be situated in the vicinity of each other. In other words, the shorter the distance between these two ends, the better. As this distance increases, the length of the connection part connecting these two ends also increases, causing the phase of the current distribution in the first and second loop conductor parts to shift by the length of the connection part. In particular, when the length of the connection part is greater than or equal to one-quarter of wavelength λ , the line tracks may become close to each other, corresponding to the antinodes and nodes in the current distribution, or the line tracks with opposite directions of current as viewed from the direction of axis AX may become close to each other. Therefore, the distance between the two ends connected to each other is preferably shorter than or equal to one-quarter of wavelength λ but more preferably shorter than or equal to one-tenth of wavelength λ . For example, in the above-described working examples shown in figures 3, 8, and 11, the values of the thicknesses T, T1, and T3 of dielectric substrates 900, 910, and 930 each act as the distance between the two ends. Accordingly, it is particularly preferable to keep these values of distances T, T2, and T3 shorter than or equal to one-tenth

of wavelength λ . Additionally, configuring the two ends so as to reduce the distance between them in this way means bringing the distance between the first and the second loop conductor parts closer. This makes it possible to reduce the areas required to dispose the first and second loop conductor parts, thus reducing the antenna size.

[0079]

It should be noted that the present invention is not limited to the above-mentioned working examples but may be implemented in various forms without departing from the scope of the spirit of the invention. For example, the following modifications may be made:

[0080]

E. Modified Examples

E1. Modified Example 1:

In each of the working examples described above, the first and second loop conductor parts are each configured so as to form an approximate square shape. Furthermore, a feed position is located in the middle of the long side of the square shape. However, the feed position is not limited to the middle of the long side; it may be in the middle of the short side or at the vertex position. Furthermore, the shape of the first and second loop conductor parts is not limited to an approximate square shape but may also be an oval or egg shape. In either case, it becomes possible to reduce the size of the antenna by using, as the antenna, a reversing multi-loop conductor part comprising the first and second loop conductor parts that circle around the same imaginary axis AX.

[0081]

E2. Modified Example 2:

In each working example described above, the linear line tracks that make up the first and second loop conductor parts have straight sides. However, the linear line tracks may be configured so as to meander around axis AX. Figure 12 shows a planar view that illustrates a modified example with meandering line tracks instead of the linear line tracks in the abovementioned third working example. By modifying the linear line tracks to meander in this way, it becomes possible to extend the length of the line track of each loop conductor part relative to the size of the antenna itself, thus making it possible to reduce the antenna size.

[0082]

E3. Modified Example 3:

In wireless communication module 50 (Figure 2) according to each working example described above, the antenna and signal processing module 60 are disposed on the same surface of component-mounting substrate 800. However, the antenna may be disposed on the reverse side, i.e., the side opposite the surface on which signal processing module 60 is disposed. This makes it possible to minimize the electromagnetic interaction between the antenna and signal processing module 60. Additionally, it is no longer necessary to build the entire signal processing module 60 on a single component-mounting substrate 800. Signal processing module 60 may be divided into sections and thus mounted on multiple component-mounting substrates. Furthermore, the antenna may be affixed to the housing of a communication device instead of component-mounting substrate 800. In this way, wireless communication module 50 can be flexibly adapted to the shape and size of the communication device. Moreover, instead of using a dielectric substrate dedicated to the antenna, the first and second loop conductor parts may be formed on the surface of component-mounting substrate 800. This makes the production of wireless communication module 50 easier. In either case, it would suffice insofar as stable operation is ensured when using a communication device.

[0083]

E4. Modified Example 4:

The first and second loop conductor parts are formed on the same dielectric substrate in each of the working examples described above. However, they may be formed on different dielectric substrates, respectively. For example, two dielectric substrates may be prepared so as to form the first loop conductor part on one of the substrates while forming the second loop conductor part on the other, doing so in the state in which these two dielectric substrates are arranged side-by-side in parallel so that the respective first ends of the first and second loop conductor parts can be connected with a connection part. In this case as well, the size of the antenna can be reduced by disposing the two dielectric substrates close together. Incidentally, the first and second loop conductor parts are perfectly parallel in each of the working examples described above. However, even if they are slightly tilted, the respective antinodes in the current distribution can be brought close to each other insofar as the

conductor parts maintain a near-parallel state so that the respective flows of current can intensify the radiation of radio waves in a mutual manner. Nevertheless, such deviation from the parallel state is preferably within 20 degrees but more preferably within 10 degrees.

[0084]

E5. Modified Example 5:

An impedance-matching circuit may be provided between the antenna and the signal processing module in each of the working examples described above. Using an impedance-matching circuit to match the impedance between the antenna and the signal processing module makes it possible to further reduce the reflection coefficient and expand the frequency band supported by the antenna.

[0085]

E6. Modified Example 6:

In each of the working examples described above, the first and second loop conductor parts are formed on the surface of a dielectric substrate. However, it may be formed inside the dielectric substrate. This makes it easy to minimize electrical contact between these loop conductor parts and other components in the periphery. Alternatively, instead of using a dielectric substrate, these loop conductor parts may be formed by preparing, through a special process, linear line tracks, e.g., enameled or polyurethane wires, which are covered with insulator jackets.

[0086]

E7. Modified Example 7:

In order to reduce the size of the antenna, it is preferable to set the lengths of the line tracks of the first and second loop conductor parts to be approximately the same length. In other words, it is preferable to set each length to be within $\pm 40\%$, more preferably within $\pm 30\%$, but most preferably within $\pm 20\%$ of the same target value (e.g., $M \cdot \lambda/4$, as calculated by using the same value M). This makes it possible to prevent one of the loop conductor parts from becoming enormous and thus minimize the increase in the antenna size. In each of the working examples described above, the line track lengths of the first and second loop conductor parts are set to be about the same to minimize the antenna size. Now, in order to improve the antenna's characteristics, such as the reflection coefficient, the first and second

loop conductor parts do not necessarily have to be approximately equal in length insofar as their line tracks (in which the magnitudes of current are high, and the current flows in opposite directions with respect to each other as observed from the direction of axis AX) are not situated close to each other. This way, interference between the first and second loop conductor parts can be reduced.

BRIEF EXPLANATION OF THE DRAWINGS

Figure 1 shows a block diagram that illustrates the configuration of a wireless communication module.

Figure 2 shows a diagram that illustrates the schematic structure of the wireless communication module.

Figure 3 shows a diagram that illustrates the schematic structure of antenna 100.

Figure 4 shows planar views of the first and second loop conductor parts 10L and 20L.

Figure 5 shows a graph that illustrates the relationship between the reflection coefficient and frequency of antenna 100 according to the first working example.

Figure 6 shows diagrams that illustrate the relationship between the current distribution and frequency on the antenna's line track.

Figure 7 shows diagrams that illustrate the current distribution on the antenna's line track.

Figure 8 shows illustrative diagrams that illustrate antenna 110 according to the second working example.

Figure 9 shows a graph that illustrates the relationship between the reflection coefficient and frequency of antenna 110 according to the second working example.

Figure 10 shows illustrative diagrams that illustrate antenna 120 according to the third working example.

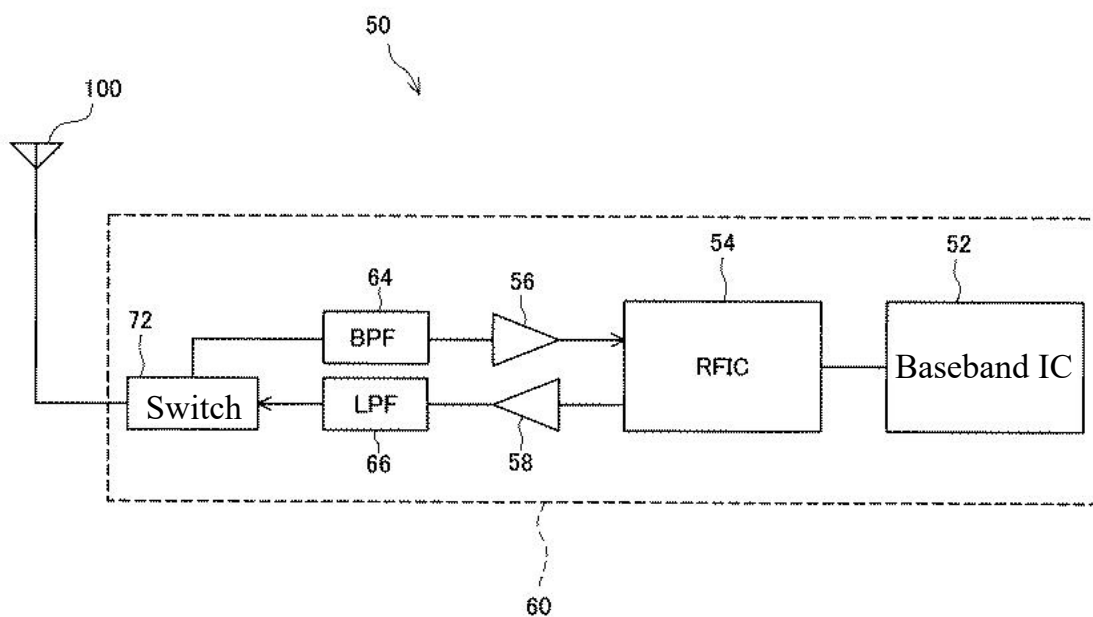
Figure 11 shows illustrative diagrams that illustrate antenna 130 according to the fourth working example.

Figure 12 shows a planar view that illustrates an example with a meandering line track instead of a linear line track.

EXPLANATION OF REFERENCE CODING

100 to 130 ... Antenna
100c to 130c... Connection part
10L to 13L ... The first loop conductor part
20L to 23L ... The second loop conductor part
10ca to 13ca ... The first end
10cb to 13cb ... The second end
20ca to 23ca ... The first end
20cb to 23cb ... The second end
800 ... Substrate for mounting components
810 ... Leg part
500A, 500B ... Feed line
900 to 930 ... Dielectric substrate
50 ... Wireless communication module
52 ... Baseband IC
54 ... Radio frequency (RF) IC
56 ... Low-noise amplifier
58 ... Power amplifier
60 ... Signal processing module
64 ... Bandpass filter
66 ... Low-pass filter
72 ... Switch
AX ... Imaginary axis

Figure 1



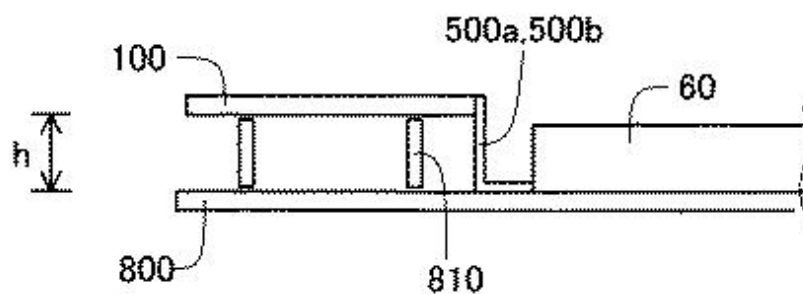


Figure 3

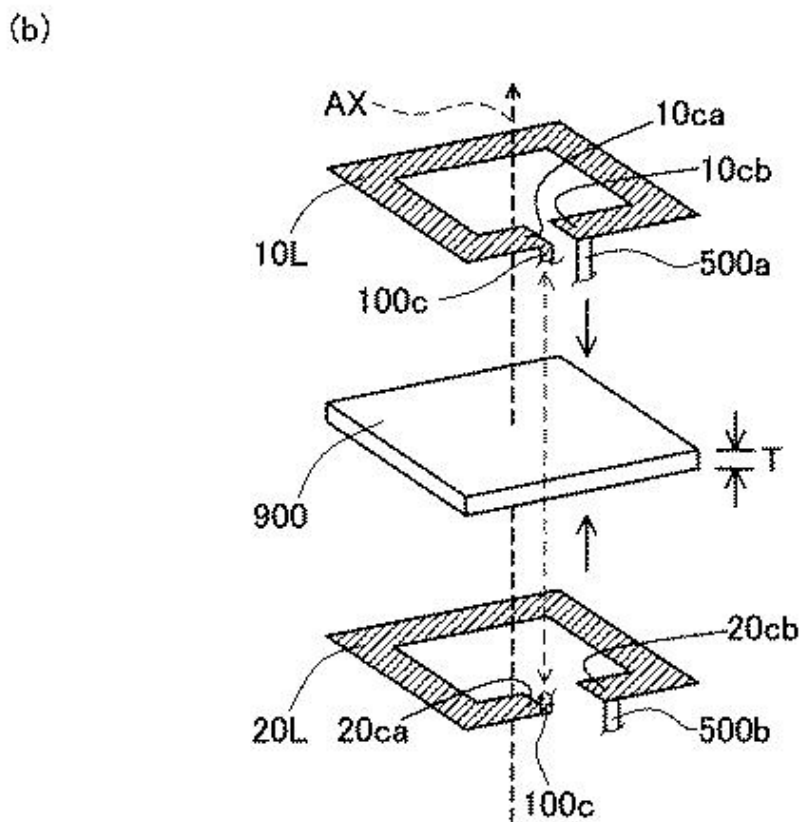
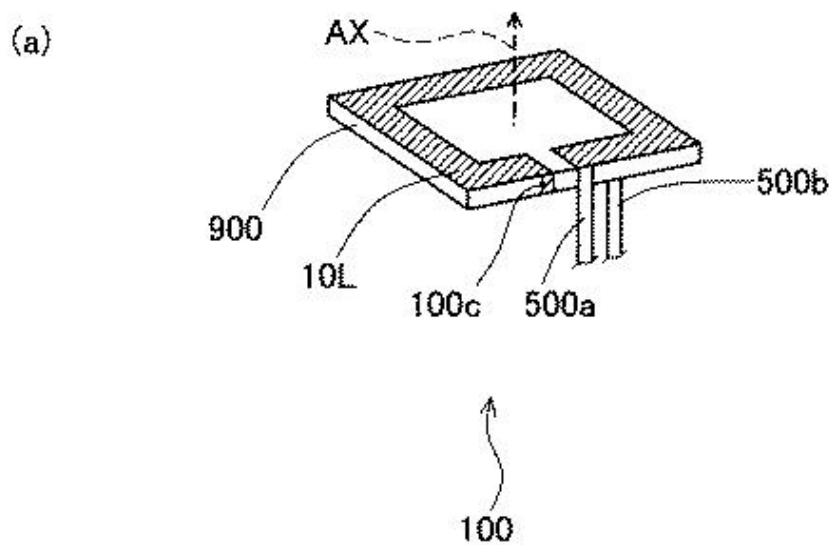


Figure 4

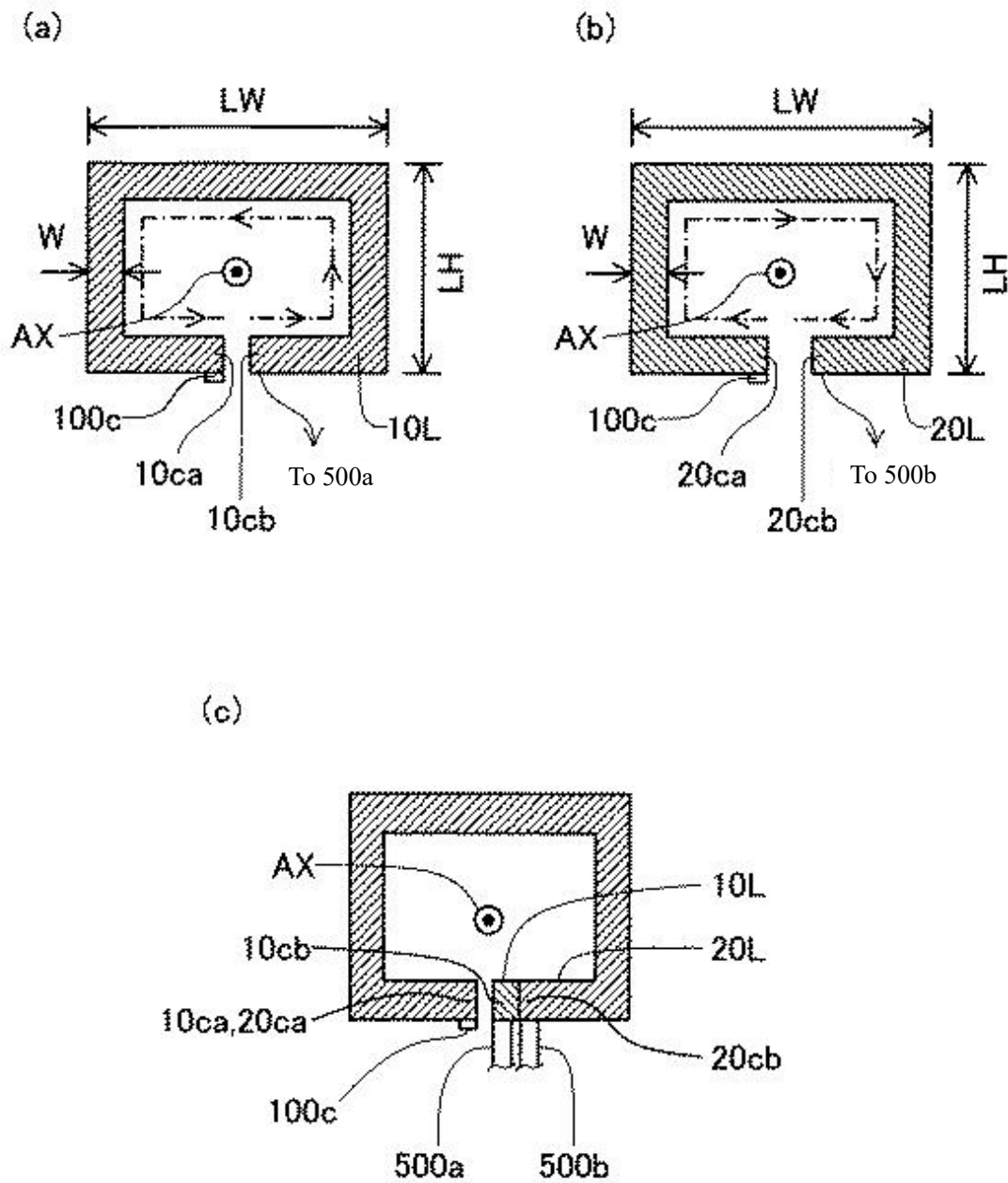


Figure 5

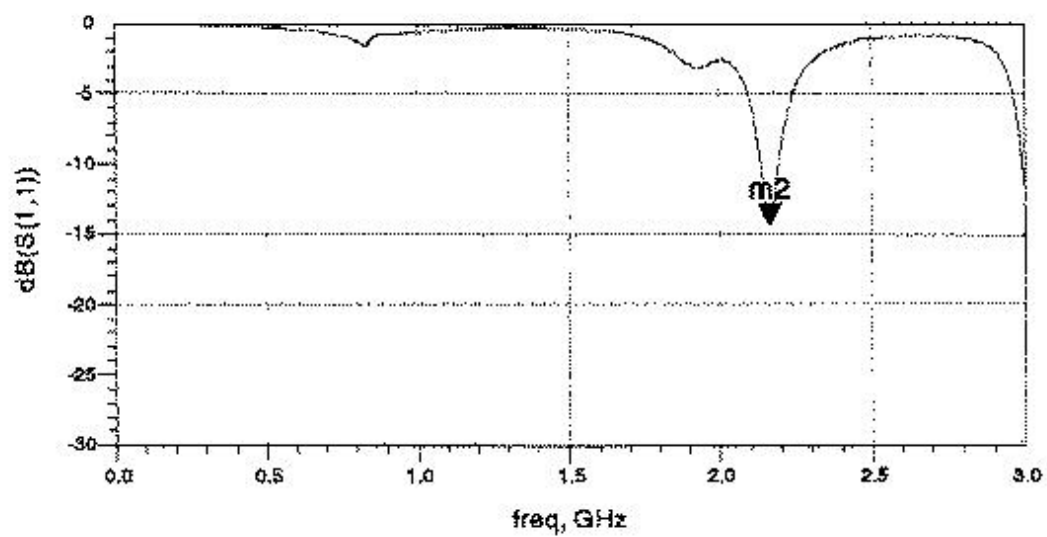


Figure 6

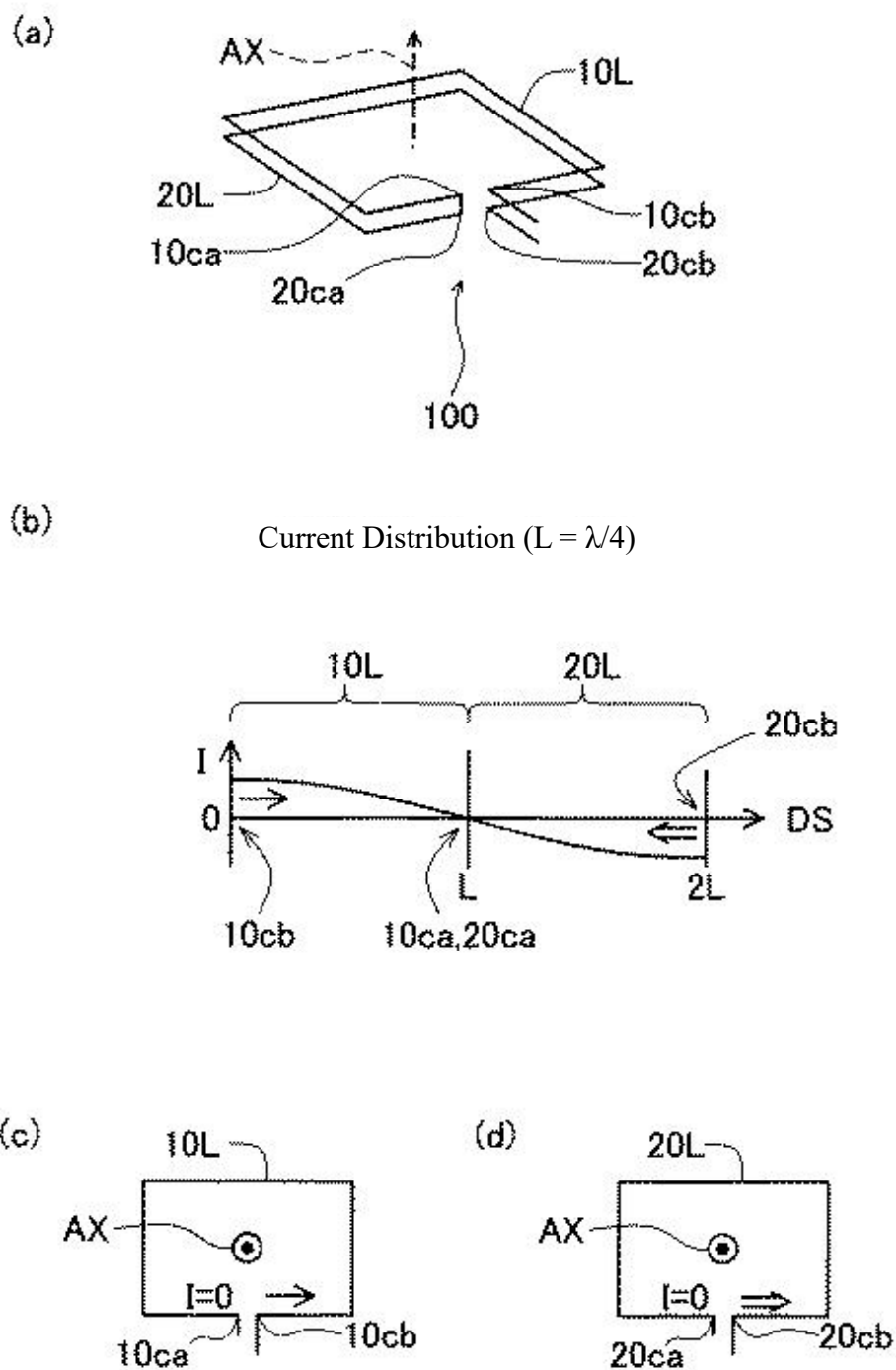


Figure 7

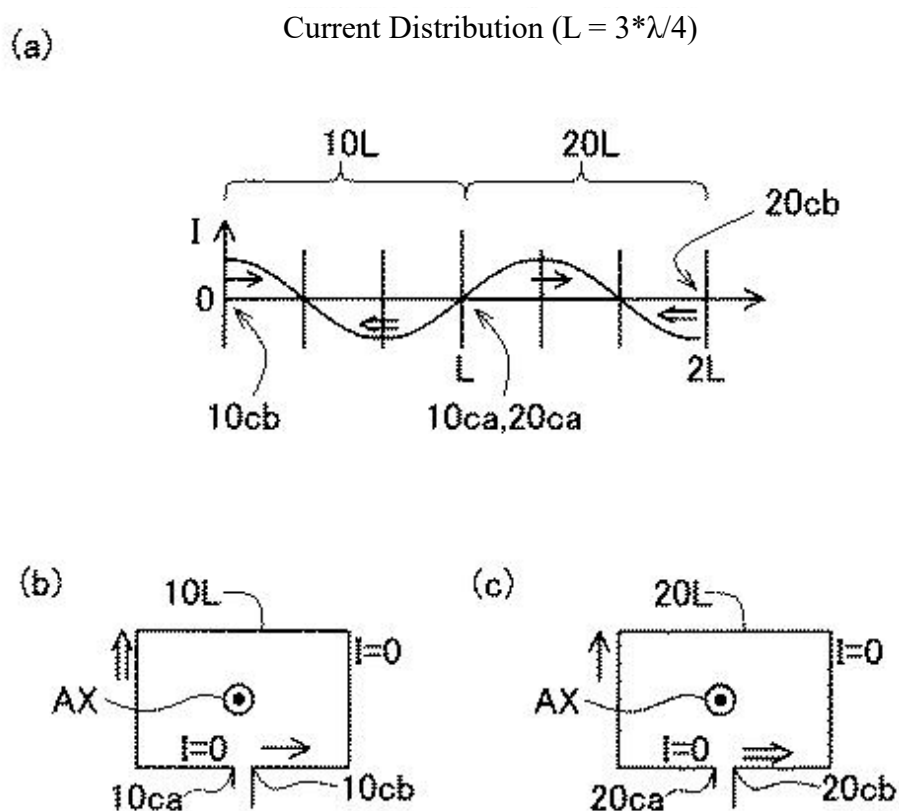
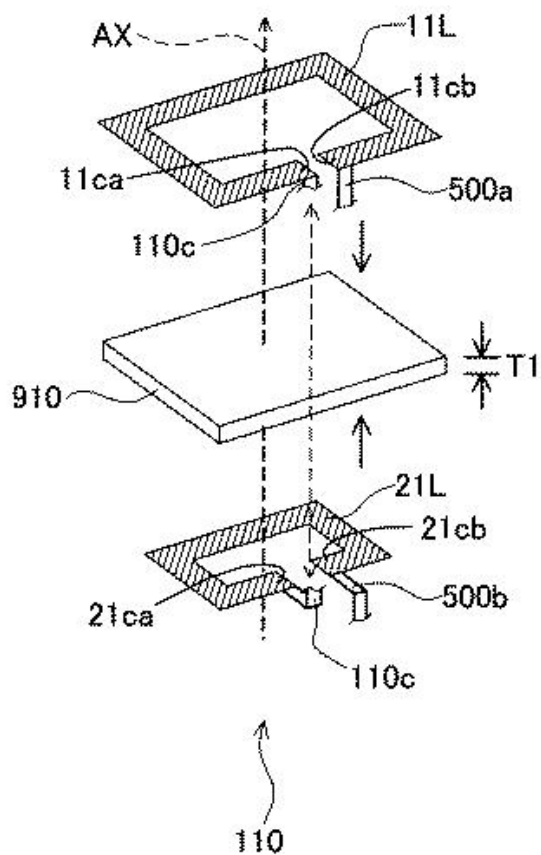
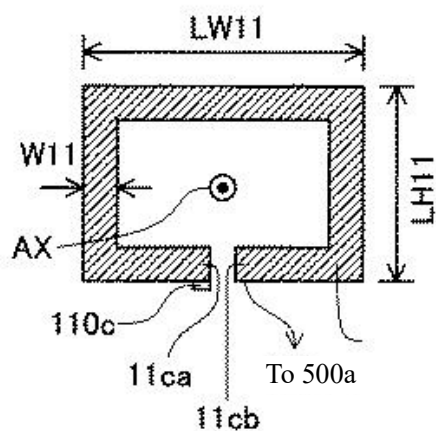


Figure 8

(a)



(b)



(c)

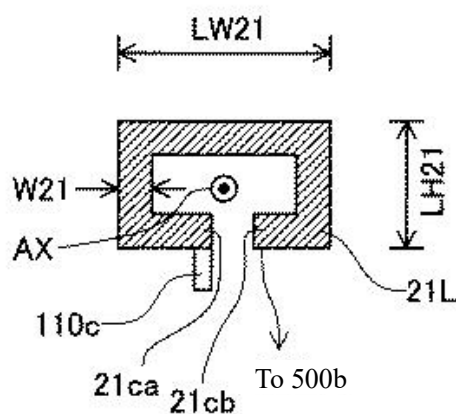


Figure 9

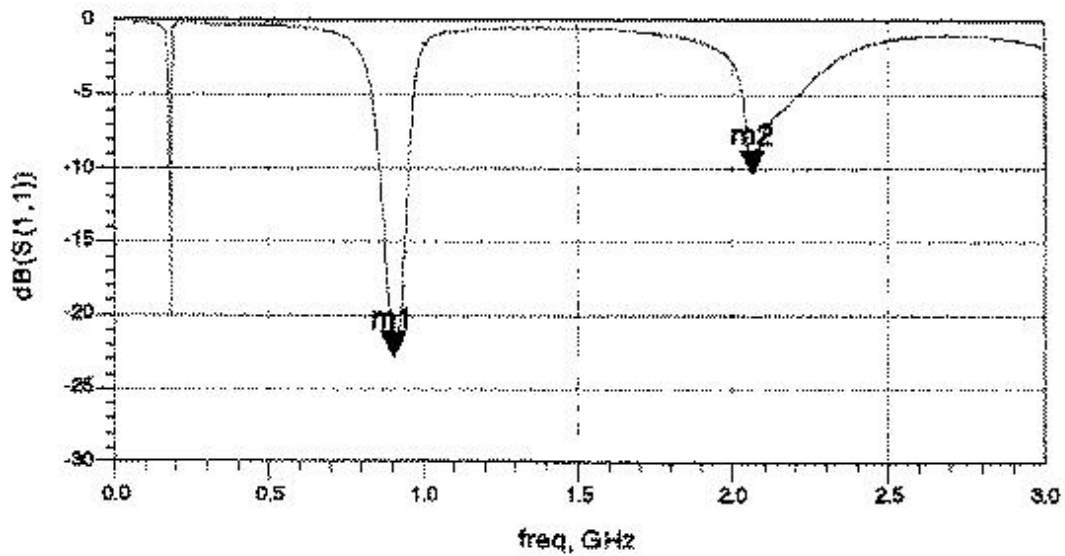


Figure 10

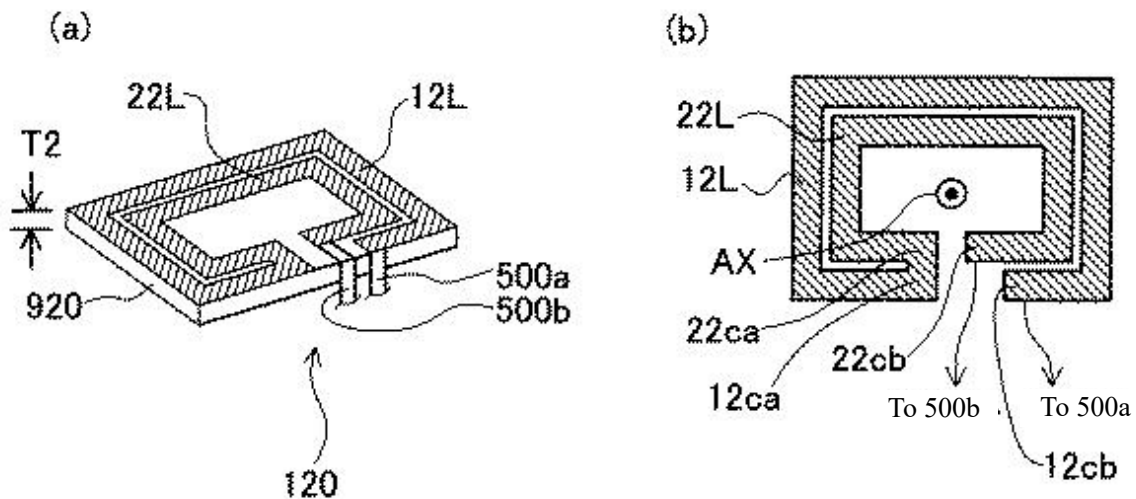


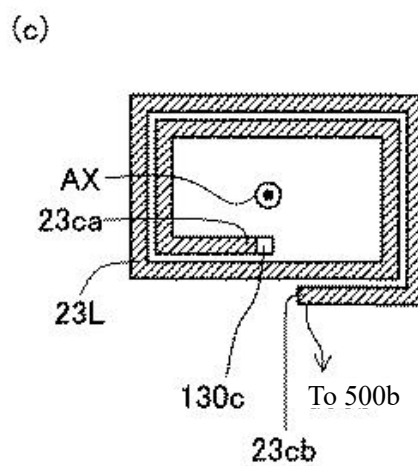
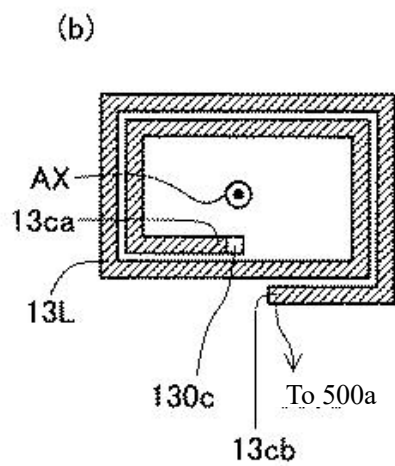
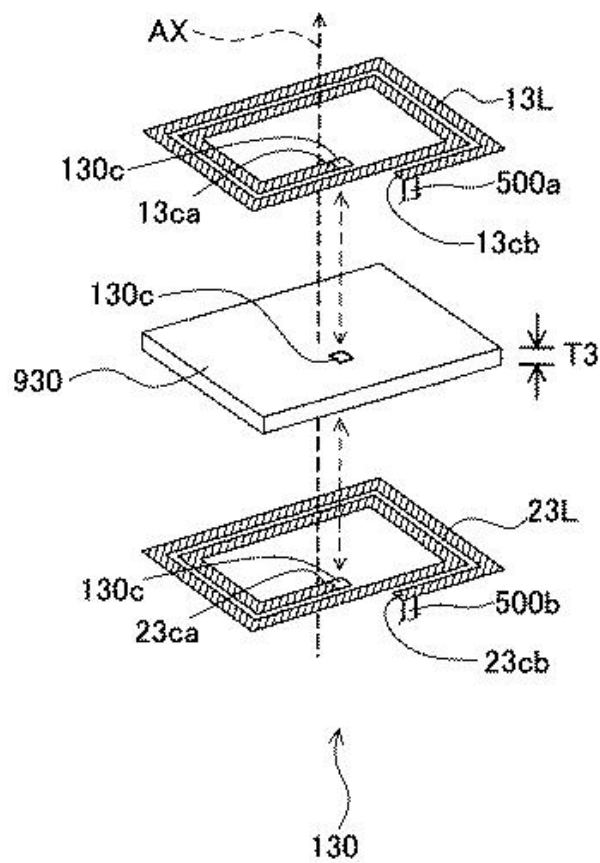
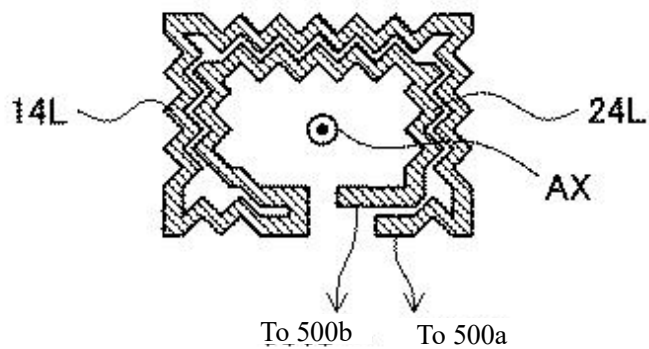
Figure 11
(a)

Figure 12



JP 2004-215061 A 2004.7.29

Continuation from the front page . . .

F-term (reference): 5J047 AA04 AA07 AB11 FC01 FC05 FC06 FD01

I, Yukie Hirose, hereby declare as follows:

1. I, Yukie Hirose, hereby certify that I am a professional translator fluent in both Japanese and English and I am competent to translate from Japanese into English.
2. I am a translator at Nelles Translations, which is located at 3 Grant Square, #336, Hinsdale, IL 60521.
3. I possess advanced knowledge of the Japanese and English languages.
4. The attached translation is, to the best of my knowledge and belief, a true and accurate translation from the Japanese patent JP2004215061A to English.
5. I declare under penalty of perjury that all statements made herein of my own knowledge are true and all statements made on information and belief are believed to be true, and further that these statements were made with the knowledge that willful false statements and the like so made are punishable by fine or imprisonment or both, under Section 1001 of Title 18 of the United States Code.

Dated: 6/20/2024

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Yukie Hirose', is written over a solid black horizontal line.

Ms. Yukie Hirose