INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/US 03/25148

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04B5/00 H02J5/00 H02J17/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04B H02J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal, PAJ, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 160 990 A (LICENTIA GMBH) 13 November 1985 (1985-11-13) the whole document	1
X	WO 89 10651 A (EVERY SYS AG) 2 November 1989 (1989-11-02) abstract; figures 1,2	1
X	US 5 455 466 A (PARKS TERRY J ET AL) 3 October 1995 (1995-10-03) abstract; figures 1,2	1
X	US 5 898 579 A (NISHINO SHUZO ET AL) 27 April 1999 (1999-04-27) abstract	1

-/--

[X] Further documents are listed in the continuation of box C.

[X] Patent family members are listed in annex.

° Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier document but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
26 November 2003	09/12/2003

Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL – 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Braccini, R

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 390

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/US 03/25148

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication,where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 1999, no. 07, 31 March 1999 (1999-03-31) & JP 06 014480 A (G 2 DESIGN LTD), 21 January 1994 (1994-01-21) abstract	1
X	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 015, no. 284 (E-1091), 18 July 1991 (1991-07-18) & JP 03 098432 A (EITO DENSHI:KK), 24 April 1991 (1991-04-24) abstract	1
X	US 5 994 871 A (STOVE ANDREW G) 30 November 1999 (1999-11-30) column 1, line 30 -column 1, line 55; figures 1,3	1
X	WO 98 29919 A (LOHR GEORG ;SCHLEIFRING & APPARATEBAU GMBH (DE)) 9 July 1998 (1998-07-09) abstract	1
X	US 5 982 764 A (BUTLER NEAL R ET AL) 9 November 1999 (1999-11-09) abstract; figure 4	1
A	US 649 621 A (TESLA N) 15 May 1900 (1900-05-15)	
A	US 6 127 799 A (KRISHNAN RAJESH) 3 October 2000 (2000-10-03)	

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 391

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No
PCT/US 03/25148

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0160990 A	13-11-1985	DE 3417455 A1	14-11-1985
		EP 0160990 A2	13-11-1985
		NO 851884 A	12-11-1985
WO 8910651 A	02-11-1989	AU 3359989 A	24-11-1989
		WO 8910651 A1	02-11-1989
		EP 0366739 A1	09-05-1990
		JP 2504100 T	22-11-1990
US 5455466 A	03-10-1995	NONE	
US 5898579 A	27-04-1999	AU 4093493 A	13-12-1993
		AU 4093593 A	13-12-1993
		DE 69326762 D1	18-11-1999
		DE 69326762 T2	20-04-2000
		DE 69330516 D1	06-09-2001
		DE 69330516 T2	25-04-2002
		EP 0640254 A1	01-03-1995
		EP 0640255 A1	01-03-1995
		ES 2163409 T3	01-02-2002
		ES 2139004 T3	01-02-2000
		JP 8501435 T	13-02-1996
		JP 8501436 T	13-02-1996
		KR 154345 B1	15-12-1998
		WO 9323908 A1	25-11-1993
		WO 9323909 A1	25-11-1993
		US 5619078 A	08-04-1997
JP 06014480 A	21-01-1994	EP 0558316 A1	01-09-1993
JP 03098432 A	24-04-1991	NONE	
US 5994871 A	30-11-1999	CN 1227008 T	25-08-1999
		EP 0934619 A1	11-08-1999
		WO 9843337 A1	01-10-1998
		JP 2000511038 T	22-08-2000
		KR 2000015813 A	15-03-2000
WO 9829919 A	09-07-1998	DE 19700110 A1	30-07-1998
		DE 19701357 A1	30-07-1998
		AT 241216 T	15-06-2003
		AU 6609798 A	31-07-1998
		BR 9806843 A	14-03-2000
		WO 9829919 A1	09-07-1998
		DE 59808483 D1	26-06-2003
		EP 1337001 A1	20-08-2003
		EP 1012899 A1	28-06-2000
		JP 2001507518 T	05-06-2001
		RU 2192099 C2	27-10-2002
		AU 6289598 A	07-08-1998
		WO 9832217 A1	23-07-1998
		EP 0953225 A1	03-11-1999
		JP 2001512634 T	21-08-2001
		US 6351626 B1	26-02-2002
US 5982764 A	09-11-1999	US 5912925 A	15-06-1999
		EP 0920746 A2	09-06-1999
		JP 2000515351 T	14-11-2000

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 392

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No
PCT/US 03/25148

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
US 5982764	A		WO	9848526 A2	29-10-1998
			CA	2221364 A1	21-11-1996
			CN	1190506 A	12-08-1998
			EP	0872032 A1	21-10-1998
			JP	11505395 T	18-05-1999
			US	6459882 B1	01-10-2002
			WO	9637052 A1	21-11-1996
			US	2003050011 A1	13-03-2003
			US	5771438 A	23-06-1998
			WO	9807244 A2	19-02-1998
US 649621	A		NONE		
US 6127799	A	03-10-2000	AU	4703000 A	05-12-2000
			CA	2373911 A1	23-11-2000
			WO	0070703 A1	23-11-2000

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 393

Electronic Acknowledgement Receipt

EFS ID:	17614799
Application Number:	13789860
International Application Number:	
Confirmation Number:	4131
Title of Invention:	WIRELESS ENERGY TRANSFER
First Named Inventor/Applicant Name:	Aristeidis Karalis
Customer Number:	26161
Filer:	Marc M. Wefers/Cheryl Forrest
Filer Authorized By:	Marc M. Wefers
Attorney Docket Number:	01997-0358008
Receipt Date:	10-DEC-2013
Filing Date:	08-MAR-2013
Time Stamp:	13:34:20
Application Type:	Utility under 35 USC 111(a)

Payment information:

Submitted with Payment	no

File Listing:

Document Number	Document Description	File Name	File Size(Bytes)/ Message Digest	Multi Part /.zip	Pages (if appl.)
1		358008-IDS.pdf	153779 c6b1629962c10dd149779ca2d2d41b12d364bda7	yes	5

	Multipart Description/PDF files in .zip description				
	Document Description		Start	End	
	Transmittal Letter		1	1	
	Information Disclosure Statement (IDS) Form (SB08)		2	5	
Warnings:					
Information:					
2	Foreign Reference	FA1.pdf	48985 49a0fc058caacbe5cb0ee4e603def92cf4ec3f7c	no	3
Warnings:					
Information:					
3	Foreign Reference	FA1A.pdf	575366 6f0c1805a603e9811aa2fca26872c2364135d501	no	13
Warnings:					
Information:					
4	Foreign Reference	FA2.pdf	549132 2643f3f7790e70fa75515e08ef005c860d9aba68	no	19
Warnings:					
Information:					
5	Non Patent Literature	NPL1A.pdf	230650 9b284920b46279a58cc6b0ec83491b88f2e60a38	no	6
Warnings:					
Information:					
6	Non Patent Literature	NPL18.pdf	150893 0465c42f2a07e7c507d7f7f9f5c6ee4b83f6bd01	no	8
Warnings:					
Information:					
7	Non Patent Literature	NPL19.pdf	227392 d7f98a2406fcde300a001368b5e435f62f3cbb31	no	5
Warnings:					
Information:					
8	Non Patent Literature	NPL20.pdf	6623276 b8350cf6d2a594c9250d316fc9a095e98029ef78	no	25
Warnings:					
Information:					

9	Non Patent Literature	NPL21.pdf	668145 3b05284222caf476fc1e2b315f1c8dad9ba80b18	no	4
Warnings:					
Information:					
10	Non Patent Literature	NPL22.pdf	308652 afc17bc7dca81c07152aab612ebad20374b22efd	no	3
Warnings:					
Information:					
11	Non Patent Literature	NPL23.pdf	1024711 aca7836b7cf41d33848488c4045311a3a0ddaa6f	no	18
Warnings:					
Information:					
12	Non Patent Literature	NPL24.pdf	3611291 37ad603d08dcb861f511386f11a075f122f99cd5	no	55
Warnings:					
Information:					
13	Non Patent Literature	NPL25.pdf	938928 30a9be3ed48cfe080efd850571da3638ecefa3d5	no	16
Warnings:					
Information:					
14	Non Patent Literature	NPL26.pdf	1189278 c16503cf9fd34d654af47e5ca360755df72cb799	no	20
Warnings:					
Information:					
15	Non Patent Literature	NPL27.pdf	952285 01bc5decf252329ca6f9c1cc060cb70113f13187	no	17
Warnings:					
Information:					
16	Non Patent Literature	NPL28.pdf	948097 368fee8d9561ce85be2ecca5e3233e24884d5834	no	17
Warnings:					
Information:					
17	Non Patent Literature	NPL29.pdf	1171259 55453063fbec2e1c21b4d466b0d2e804999dfe84	no	19
Warnings:					
Information:					

18	Non Patent Literature	NPL30.pdf	1379763 7a2d897c74eeb7d96fe03ee7d743dd33921da1fb	no	23
Warnings:					
Information:					
19	Non Patent Literature	NPL31.pdf	90855 4e59b3890fd2ae6469a6a3c57dbe04ecbe953b00	no	3
Warnings:					
Information:					
20	Non Patent Literature	NPL32.pdf	797507 4d465ab36ab792393357f9b9612dc5df46cb2512	no	3
Warnings:					
Information:					
21	Non Patent Literature	NPL33.pdf	91760 a9740b5958bda7ee0a1590900fa3e4b8d4addc4a	no	2
Warnings:					
Information:					
22	Non Patent Literature	NPL34.pdf	122056 e514ca30ddcd28761f8811c20d5bbadc96b23cf1	no	3
Warnings:					
Information:					
23	Non Patent Literature	NPL35.pdf	56428 05f9cd7c9c98536206bba7234f319821a5ae6e05	no	2
Warnings:					
Information:					
24	Non Patent Literature	NPL36.pdf	938601 aece845961d006776703 63b0f92d198583849e9b	no	3
Warnings:					
Information:					
25	Non Patent Literature	NPL37.pdf	59818 e5014aac9a44f6898c5164665a946b4ae585f3e	no	2
Warnings:					
Information:					
26	Non Patent Literature	NPL38.pdf	446171 aa8230e55aca5c4e736c527feda411a7f53c3ca1	no	4
Warnings:					
Information:					

27	Non Patent Literature	NPL39.pdf	845478 119cb7fd3864482c8fd182919f2251df2b05f3dc	no	11
Warnings:					
Information:					
28	Non Patent Literature	NPL40.pdf	488107 1dd1a3ff0ffeb5cb068b63e4be19296a02498d91	no	6
Warnings:					
Information:					
29	Non Patent Literature	NPL41.pdf	174321 393b72b3dbb7b584bf7c5c89fc73111c8881ff86	no	8
Warnings:					
Information:					
30	Non Patent Literature	NPL42.pdf	1545129 efd24cc64da04d5baf546ff656851247a9356ff3	no	20
Warnings:					
Information:					
31	Non Patent Literature	NPL43.pdf	287647 e8ebf11acbbfada1005c96b48f03d80b8b7d4189	no	5
Warnings:					
Information:					
32	Non Patent Literature	NPL44.pdf	538140 d759cd438145cffcd2d8a8fd7e504b837a01f139	no	5
Warnings:					
Information:					
33	Non Patent Literature	NPL45.pdf	481645 2de8fdc535428e961bc9b7b316bdd2d3db73e655	no	9
Warnings:					
Information:					
34	Non Patent Literature	NPL46.pdf	385400 3f2947aae55c22e4cd58e9501fad7683969a85ff	no	7
Warnings:					
Information:					
35	Non Patent Literature	NPL47.pdf	260159 09c8d1b1d60499d97acd12d1d39df5544e40a860	no	4
Warnings:					
Information:					

36	Non Patent Literature	NPL48.pdf	288178 8f0ddeaa26700a8919bcee473ccaa78b0c4f febd	no	4
Warnings:					
Information:					
37	Non Patent Literature	NPL49.pdf	164294 8d3916a5ad389ca59a75c48ff272ce46f472f 10f	no	3
Warnings:					
Information:					
38	Non Patent Literature	NPL50.pdf	499777 424dd3d89e63c2c1a2d591bda6c64d4df94 dda77	no	7
Warnings:					
Information:					
39	Non Patent Literature	NPL51.pdf	189589 ac6688efc7d0706baa981e74e8d1f235b40 b028d	no	10
Warnings:					
Information:					
40	Non Patent Literature	NPL52.pdf	320261 ec97ff45844ad6cf89219d8e4c186b2c8fd93 197	no	5
Warnings:					
Information:					
41	Non Patent Literature	NPL53.pdf	313950 3e18078ce60f6da0331f1d93e95a3e4be8c9 0dd3	no	11
Warnings:					
Information:					
42	Non Patent Literature	NPL54.pdf	258522 f19608420d4df649c341dbefbac13c5813cb 950e	no	5
Warnings:					
Information:					
43	Non Patent Literature	NPL55.pdf	116816 becfef271c618d5e58b821ee4e0c4d8e9ee6 0ab6	no	4
Warnings:					
Information:					
44	Non Patent Literature	NPL56.pdf	2341557 773a8173b478c6a747a42b589948cdfb80a 08742	no	5
Warnings:					
Information:					

45	Non Patent Literature	NPL57.pdf	413586 d7ecb7433dea4ff430f2c9b7831ac41863e18188	no	7
Warnings:					
Information:					
46	Non Patent Literature	NPL58.pdf	5070529 001116f2a7dc94d57a4e1f9ef72f53120d70eaca	no	7
Warnings:					
Information:					
47	Non Patent Literature	NPL59.pdf	124070 81b4374d5770323373791f41b9d5b96820e2b6dac	no	3
Warnings:					
Information:					
48	Non Patent Literature	NPL60.pdf	3904810 3d66e7a9071239c65e1cc5a4524416b7af2f11ad	no	10
Warnings:					
Information:					
49	Non Patent Literature	NPL61.pdf	415595 d8c7d4643d5dae0819185c13b1cabf05b78032c0	no	6
Warnings:					
Information:					
50	Non Patent Literature	NPL62.pdf	413802 d72224a3b5025f05b898895408e650bce3ca72e0	no	5
Warnings:					
Information:					
51	Non Patent Literature	NPL63.pdf	53744 2d0991c484dd824b9d61f111daaf9a48ad7724d	no	3
Warnings:					
Information:					
52	Non Patent Literature	NPL64.pdf	461070 d2c0d9d692c1135c14e71c347933ae869bf149c5	no	5
Warnings:					
Information:					
53	Non Patent Literature	NPL65.pdf	45119 012e9e7ab6237f53e73176749f4a89fb8089e053	no	2
Warnings:					
Information:					

54	Non Patent Literature	NPL66.pdf	178444 59bb5cc660cf27dd10a4cac122aa58db19fa6ab4	no	4
Warnings:					
Information:					
55	Non Patent Literature	NPL67.pdf	70614 a7d8b517234a9f2fcf5f6fd6791977d5d5661c7d	no	3
Warnings:					
Information:					
			Total Files Size (in bytes):	44005431	

This Acknowledgement Receipt evidences receipt on the noted date by the USPTO of the indicated documents, characterized by the applicant, and including page counts, where applicable. It serves as evidence of receipt similar to a Post Card, as described in MPEP 503.

New Applications Under 35 U.S.C. 111
If a new application is being filed and the application includes the necessary components for a filing date (see 37 CFR 1.53(b)-(d) and MPEP 506), a Filing Receipt (37 CFR 1.54) will be issued in due course and the date shown on this Acknowledgement Receipt will establish the filing date of the application.

National Stage of an International Application under 35 U.S.C. 371
If a timely submission to enter the national stage of an international application is compliant with the conditions of 35 U.S.C. 371 and other applicable requirements a Form PCT/DO/EO/903 indicating acceptance of the application as a national stage submission under 35 U.S.C. 371 will be issued in addition to the Filing Receipt, in due course.

New International Application Filed with the USPTO as a Receiving Office
If a new international application is being filed and the international application includes the necessary components for an international filing date (see PCT Article 11 and MPEP 1810), a Notification of the International Application Number and of the International Filing Date (Form PCT/RO/105) will be issued in due course, subject to prescriptions concerning national security, and the date shown on this Acknowledgement Receipt will establish the international filing date of the application.

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant	: Aristeidis Karalis et al.	Art Unit	: 2836
Serial No.	: 13/789,860	Examiner	: Unknown
Filed	: March 8, 2013	Conf. No.	: 4131
Title	: WIRELESS ENERGY TRANSFER		

MAIL STOP AMENDMENT
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

INFORMATION DISCLOSURE STATEMENT

Please consider the references listed on the enclosed PTO-SB-08 or Disclosure Form. Foreign patent documents and non-patent literature are enclosed; cited U.S. patents and patent application publications will be provided on request. Copies of communications from foreign patent offices in counterpart applications are also enclosed.

This statement is being filed within three months of the filing date of the application or before the receipt of a first Office Action on the merits. Please apply any necessary charges or credits to Deposit Account 06-1050, referencing the above attorney docket number.

Respectfully submitted,

Date: December 10, 2013

/Marc M. Wefers Reg. No. 56,842/
Marc M. Wefers
Reg. No. 56,842

Customer Number 26161
Fish & Richardson P.C.
Telephone: (617) 542-5070
Facsimile: (877) 769-7945

23131838.doc

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant	: Aristeidis Karalis et al.	Art Unit	: 2836
Serial No.	: 13/789,860	Examiner	: Unknown
Filed	: March 8, 2013	Conf. No.	: 4131
Title	: WIRELESS ENERGY TRANSFER		

MAIL STOP AMENDMENT
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

INFORMATION DISCLOSURE STATEMENT

Please consider the references listed on the enclosed PTO-SB-08 or Disclosure Form. Foreign patent documents and non-patent literature are enclosed; cited U.S. patents and patent application publications will be provided on request. Copies of communications from foreign patent offices in counterpart applications are also enclosed.

This statement is being filed within three months of the filing date of the application or before the receipt of a first Office Action on the merits. Please apply any necessary charges or credits to Deposit Account 06-1050, referencing the above attorney docket number.

Respectfully submitted,

Date: December 10, 2013

/Marc M. Wefers Reg. No. 56,842/
Marc M. Wefers
Reg. No. 56,842

Customer Number 26161
Fish & Richardson P.C.
Telephone: (617) 542-5070
Facsimile: (877) 769-7945

23131838.doc

Substitute Disclosure Form	U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
Information Disclosure Statement by Applicant (Use several sheets if necessary) (37 CFR §1.98(b))		Applicant Aristeidis Karalis et al.	
		Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

U.S. Patent Documents

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Patentee	Class	Subclass	Filing Date If Appropriate
	1	6,176,433	1/23/2001	Uesaka et al.			

Foreign Patent Documents or Published Foreign Patent Applications

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Country or Patent Office	Class	Subclass	Translation Yes	Translation No
	2	JP 9-182323	7/11/1997	Japan	H02J	17/00	Machine Translation	

Other Documents (include Author, Title, Date, and Place of Publication)

Examiner Initial	Desig. ID	Document
	3	Chinese Office Action, Application No. 201110311000.X; mailed December 6, 2013; Applicant: Massachusetts Institute of Technology; 20 pages
	4	Canadian Office Action, Application No. 2,682,284; mailed November 25, 2013; Applicant: Massachusetts Institute of Technology; 3 pages
	5	European Office Action, Application No. 11 184 066.6; mailed December 3, 2013; Applicant: Massachusetts Institute of Technology; 5 pages

Examiner Signature	Date Considered
EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.	

Substitute Disclosure Form

Espacenet

Bibliographic data: JPH09182323 (A) — 1997-07-11

NON-CONTACT TYPE ELECTRIC POWER TRANSMISSION DEVICE

No documents available for this priority number.

Inventor(s): HAYASHI HIROSHI ± (HAYASHI HIROSHI)

Applicant(s): ROHM CO LTD ± (ROHM CO LTD)

Classification: - international: ***H02J1/00; H02J17/00; H02J7/00; H02M3/28; H02M7/06;*** (IPC1-7): H02J1/00; H02J17/00; H02M3/28; H02M7/06

- cooperative:

Application number: JP19950342615 19951228

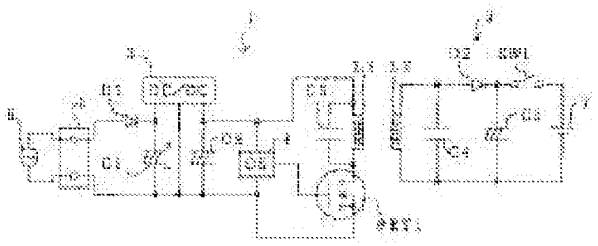
Priority number(s): JP19950342615 19951228

Abstract of JPH09182323 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce favorably the inductance value of a resonance means, by reducing the voltage of a rectification power through a DC/DC converter to feed it to the resonance means. SOLUTION: When feeding, e.g. a commercial power with signal-phase AC 100V from a commercial power supply 6 to a non-contract type electric power transmission device 1, rectifying this power by a rectification means comprising a diode D1 and a capacitor C1 to reduce its voltage to a predetermined one by a DC/DC converter 3, the reduced voltage is smoothed by a smoothing means comprising a capacitor C2 to be fed both to a resonance means comprising an inductor L1 and a capacitor C3 and to an oscillator 4. Thereby, from the oscillator 4, a pulse signal with a predetermined frequency is fed to the gate of a field effect transistor FET1 to switch on/off the FET1 at the predetermined frequency. Therefore, since the loss of the FET1 by switching is reduced, the switching frequency can be made high enough. As a result, the inductance value of the inductor L1 can be enough reduced.

Last updated: 11.12.2013 Worldwide Database 5.8.15; 92p

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 405



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 406

(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

特開平9－182323

(43)公開日　平成９年(1997)７月11日

(51)Int.Cl.[6]		識別記号	庁内整理番号	ＦＩ		技術表示箇所
Ｈ０２Ｊ	17/00			Ｈ０２Ｊ	17/00	Ｂ
	1/00	３０６			1/00	３０６Ｌ
Ｈ０２Ｍ	3/28			Ｈ０２Ｍ	3/28	Ｈ
	7/06		8726－5Ｈ		7/06	Ｌ

審査請求　未請求　請求項の数３　ＯＬ　（全　５　頁）

(21)出願番号　特願平7－342615

(22)出願日　平成７年(1995)12月28日

(71)出願人　000116024
ローム株式会社
京都府京都市右京区西院溝崎町21番地

(72)発明者　林　宏
京都市右京区西院溝崎町21番地　ローム株式会社内

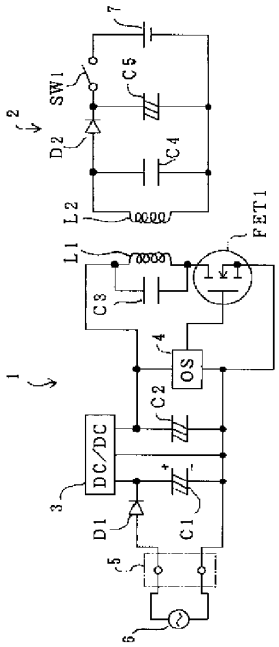
(74)代理人　弁理士　吉田　稔　（外１名）

(54)【発明の名称】　非接触式電力伝達装置

(57)【要約】

【課題】　共振手段のインダクタンスを良好に小さくできる非接触式電力伝達装置を提供する。

【解決手段】　商用電源６からの電力を整流し、その整流電力を所定周波数でスイッチングしてインダクタＬ１を含む共振手段に供給することにより、インダクタＬ１に電磁気的に結合可能なインダクタＬ２を含む２次側回路２に非接触で電力を伝達する非接触式電力伝達装置１であって、整流電力の電圧を所定値に降圧させるＤＣ／ＤＣコンバータ３を設けた。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 407

1

【特許請求の範囲】

【請求項１】　商用電源からの電力を整流し、その整流電力を所定周波数でスイッチングしてインダクタを含む共振手段に供給することにより、前記インダクタに電磁気的に結合可能なインダクタを含む２次側回路に非接触で電力を伝達する非接触式電力伝達装置であって、
前記整流電力の電圧を所定値に降圧させる降圧手段を設けたことを特徴とする、非接触式電力伝達装置。

【請求項２】　前記整流電力のスイッチングは、前記整流電力を電源とする発振器と、この発振器からの発振出力に応じて前記共振手段に供給される前記整流電力をスイッチングするトランジスタとにより行われることを特徴とする、請求項１に記載の非接触式電力伝達装置。

【請求項３】　前記２次側回路は、充電式電池を含み、非接触で伝達された電力により前記充電式電池が充電されることを特徴とする、請求項１または請求項２に記載の非接触式電力伝達装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】本願発明は、商用電源から得た電力を２次側回路に非接触で伝達する非接触式電力伝達装置に関する。

【０００２】

【従来の技術】近年、コードレス電話、液晶テレビ、電動歯ブラシ、工作器具など、電力を使用する各種の携帯機器が日常的に多数使用されている。このような携帯機器は、通常、充電式の電池を内蔵しており、適宜充電する必要がある。この充電には、各種の方法が採用されているが、携帯機器に充電用のアダプタやコードなどを接続することなく、携帯機器を単に充電器台の上などに載置するだけで充電が行われるようにするのが最も便利である。

【０００３】そこで、電磁誘導を利用した非接触式電力伝達装置が提案されているが、従来の非接触式電力伝達装置は、商用電源からの電力を整流し、その整流電力を所定周波数でスイッチングしてインダクタを含む共振手段に供給することにより、共振手段のインダクタに電磁気的に結合可能なインダクタを含む２次側回路に非接触で電力を伝達する構成であった。

【０００４】しかし、従来の非接触式電力伝達装置では、商用電力を全波整流した整流電力を共振回路に直接供給するので、整流電力の電圧が高く、このため共振回路に接続されたスイッチング用のトランジスタの損失が大きいことから、スイッチング周波数を十分に高くすることができず、この結果、共振回路のインダクタンスを小さくすることができない。たとえば、商用電源の電圧が１００ボルトの場合、全波整流した整流電力の電圧のピーク値は１４１ボルト程度であり、スイッチング周波数は数ＫＨｚ～百数十ＫＨｚ程度以下となって、インダクタンスは数ｍＨ程度（たとえば７．０５ｍＨ）と大きな値になる。また、スイッチング用のトランジスタに印加される電圧のピーク値も、たとえば４４２ボルトと大きな値になる。

2

【０００５】したがって、共振回路のインダクタが大型化し、インダクタを基板上にパターン化することができないので、非接触式電力伝達装置の小型・軽量化の妨げとなるとともに、インダクタを個別部品として基板に実装する必要があり、生産性が悪いという課題があった。しかも、スイッチング用のトランジスタとして、高耐圧のものを用いる必要があった。

【０００６】

【発明の開示】本願発明は、上記した事情のもとで考え出されたものであって、共振手段のインダクタンスを良好に小さくできる非接触式電力伝達装置を提供することをその課題とする。

【０００７】上記の課題を解決するため、本願発明では、次の技術的手段を講じている。

【０００８】本願発明の第１の側面によれば、商用電源からの電力を整流し、その整流電力を所定周波数でスイッチングしてインダクタを含む共振手段に供給することにより、共振手段のインダクタに電磁気的に結合可能なインダクタを含む２次側回路に非接触で電力を伝達する非接触式電力伝達装置であって、整流電力の電圧を所定値に降圧させる降圧手段を設けた非接触式電力伝達装置が提供される。

【０００９】降圧手段により整流電力の電圧を所定値に降圧させて共振手段に供給するので、スイッチングの損失が軽減され、この結果、スイッチング周波数を十分に高くできる。しかも、共振手段のインダクタに印加される電圧が十分に低い。したがって、共振手段のインダクタンスを良好に小さくでき、たとえば、インダクタを基板上にパターン化できる。したがって、装置の小型・軽量化を実現できるとともに、インダクタを個別部品として基板に実装する必要がなくなり、生産性の向上を図ることができる。もちろん、スイッチング周波数を十分に高くできることから、２次側回路のインダクタンスも小さくでき、２次側回路についても同様の効果が得られる。

【００１０】商用電源からの電力を整流する整流手段としては、たとえば全波整流回路、あるいは半波整流回路などを用いることができる。

【００１１】インダクタを含む共振手段としては、たとえばインダクタとキャパシタとの並列共振回路、あるいはインダクタとキャパシタとの直列共振回路などを用いることができる。

【００１２】好ましい実施の形態によれば、整流電力のスイッチングが、整流電力を電源とする発振器と、この発振器からの発振出力に応じて共振手段に供給される整流電力をスイッチングするトランジスタとにより行われる。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 408

【００１３】トランジスタとしては、電界効果トランジスタあるいはバイポーラトランジスタなどを用いることができる。電界効果トランジスタの場合、ゲートが発振器の出力端に接続され、ソース・ドレイン間が共振手段と直列に接続される。バイポーラトランジスタの場合、ベースが発振器の出力端に接続され、コレクタ・エミッタ間が共振手段と直列に接続される。降圧手段により整流電力を降圧するので、スイッチング用のトランジスタとして、耐圧の低いものを用いることができ、製造コストの低減を図ることができる。

【００１４】別の好ましい実施の形態によれば、２次側回路は、充電式電池を含み、非接触で伝達された電力により充電式電池が充電される。

【００１５】充電式電池としては、たとえばニッケル・カドミウム電池、ニッケル・水素電池、リチウムイオン電池などを用いることができる。

【００１６】本願発明のその他の特徴および利点は、添付図面を参照して以下に行う詳細な説明によって、より明らかとなろう。

【００１７】

【発明の実施の形態】以下、本願発明の好ましい実施の形態を、図面を参照して具体的に説明する。

【００１８】図１は、本願発明に係る非接触式電力伝達装置の回路図であって、図１においては、非接触式電力伝達装置１の他に、非接触式電力伝達装置１から無接触で電力を伝達される２次側回路２も含めて図示している。なお、図示していないが、２次側回路２は、コードレス電話、液晶テレビ、電動歯ブラシ、工作器具など、電力を使用する各種の携帯機器に内蔵されており、非接触式電力伝達装置１は、それらの携帯機器の充電器台に内蔵されている。この非接触式電力伝達装置１は、ＤＣ／ＤＣコンバータ３、発振器４、電源プラグ５、ダイオードＤ１、キャパシタＣ１～Ｃ３、インダクタＬ１、および電界効果トランジスタＦＥＴ１を備えており、電源プラグ５は商用電源６に電気的に接続される。

【００１９】また、２次側回路２は、インダクタＬ２、キャパシタＣ４，Ｃ５、ダイオードＤ２、スイッチＳＷ１、および充電式電池７を備えている。

【００２０】商用電源６の一端は、電源プラグ５を介してダイオードＤ１のアノードに接続されており、ダイオードＤ１のカソードは、ＤＣ／ＤＣコンバータ３の入力端とキャパシタＣ１の一端とに接続されている。ＤＣ／ＤＣコンバータ３の出力端は、キャパシタＣ２，Ｃ３の一端と発振器４の電源入力端とインダクタＬ１の一端とに接続されており、発振器４の出力端は、電界効果トランジスタＦＥＴ１のゲートに接続されている。インダクタＬ１の他端は、キャパシタＣ３の他端と電界効果トランジスタＦＥＴ１のドレインとに接続されており、キャパシタＣ１，Ｃ２の他端とＤＣ／ＤＣコンバータ３および発振器４の接地端と電界効果トランジスタＦＥＴ１のソースとは、電源プラグ５を介して商用電源６の他端に接続されている。

【００２１】インダクタＬ２の一端は、キャパシタＣ４の一端およびダイオードＤ２のアノードに接続されており、ダイオードＤ２のカソードは、キャパシタＣ５の一端とスイッチＳＷ１の一端とに接続されている。スイッチＳＷ１の他端は、充電式電池７の正極端に接続されており、充電式電池７の負極端とキャパシタＣ４，Ｃ５の他端とは、インダクタＬ２の他端に接続されている。

【００２２】ダイオードＤ１と電解コンデンサからなるキャパシタＣ１とは、たとえば単相交流１００ボルトの商用電源６からの電力を整流する整流手段を構成している。ＤＣ／ＤＣコンバータ３は、ダイオードＤ１およびキャパシタＣ１からなる整流手段により整流された整流電力の電圧を所定電圧に降圧する降圧手段を構成している。このＤＣ／ＤＣコンバータ３の具体的な回路は周知であるので、図示および説明を省略する。キャパシタＣ２は、電解コンデンサからなり、ＤＣ／ＤＣコンバータ３により降圧された整流電力を平滑化する平滑手段を構成している。発振器４と電界効果トランジスタＦＥＴ１とは、キャパシタＣ２により平滑化された整流電力を所定周波数でスイッチングするスイッチング手段を構成している。すなわち、発振器４は、ＤＣ／ＤＣコンバータ３により降圧された整流電力を電源として動作し、予め設定された所定周波数のパルス信号を電界効果トランジスタＦＥＴ１のゲートに供給する。これにより電界効果トランジスタＦＥＴ１のチャネルすなわちドレイン・ソース間が、発振器４からのパルス信号の周波数に応じて導通状態と非導通状態との間の反転を繰り返し、インダクタＬ１とキャパシタＣ３とからなる共振手段に供給されるＤＣ／ＤＣコンバータ３からの整流電力を断続させる。なお、発振器４の具体的な回路は周知であるので、図示および説明を省略する。また、電界効果トランジスタＦＥＴ１は、ｎチャネルエンハンスメントモードＭＯＳ・ＦＥＴである。インダクタＬ１とキャパシタＣ３とは、並列共振回路からなる共振手段を構成しており、この並列共振回路の共振条件をほぼ満足するように、発振器４の発振周波数が設定されている。

【００２３】２次側回路２のインダクタＬ２とキャパシタＣ４とは、並列共振回路を構成しており、インダクタＬ２を非接触式電力伝達装置１のインダクタＬ１による磁束と鎖交する状態に位置させることにより、インダクタＬ２に電磁誘導による起電力が発生する。この並列共振回路は、電磁誘導によりインダクタＬ２に発生する起電力により共振するように回路条件が設定されている。ダイオードＤ２と電解コンデンサからなるキャパシタＣ５とは、インダクタＬ２とキャパシタＣ４とからなる並列共振回路からの誘導電力を整流する整流回路を構成している。スイッチＳＷ１は、ダイオードＤ２とキャパシタＣ５とからなる整流回路からの整流電力を充電式電池

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 409

７に供給するスイッチ手段を構成している。充電式電池７は、スイッチＳＷ１からなるスイッチ手段を介して供給される整流電力により充電され、携帯機器の制御回路および駆動回路などの各種回路（図示せず）に直流電力を供給する電源を構成している。

【００２４】次に動作を説明する。電源プラグ５を商用電源６のコンセント（図示せず）に挿入すると、商用電源６から非接触式電力伝達装置１にたとえば単相交流１００ボルトの商用電力が供給され、この商用電力は、ダイオードＤ１とキャパシタＣ１とからなる整流手段により整流され、ＤＣ／ＤＣコンバータ３により所定電圧に降圧されて、キャパシタＣ２からなる平滑手段により平滑化され、インダクタＬ１とキャパシタＣ３とからなる共振手段および発振器４に供給される。これにより発振器４が、所定周波数のパルス信号を電界効果トランジスタＦＥＴ１のゲートに供給し、電界効果トランジスタＦＥＴ１が所定周波数でオン・オフする。したがって、インダクタＬ１とキャパシタＣ３とからなる共振手段に供給される整流電力が所定周波数で断続され、共振手段が共振して、インダクタＬ１により磁束が発生する。このとき、ＤＣ／ＤＣコンバータ３により整流電力を適切に降圧しているので、スイッチングによる電界効果トランジスタＦＥＴ１の損失が良好に軽減されることから、スイッチング周波数を十分に高くできる。この結果、インダクタＬ１のインダクタンスを十分に小さくでき、インダクタＬ１を基板上にパターン化することが可能になる。

【００２５】たとえば、商用電源６の電圧を１００ボルトとし、ＤＣ／ＤＣコンバータ３により整流電力の電圧のピーク値を数ボルト～数十ボルト（たとえば１２ボルト）に降圧した場合、電界効果トランジスタＦＥＴ１のスイッチングによる損失が許容限度になるまでスイッチングの周波数を高くすると、数百ＫＨｚ～数ＭＨｚの周波数でスイッチングすることが可能になる。したがって、インダクタＬ１のインダクタンスをたとえば６０μＨ程度に小さくできる。この結果、インダクタＬ１を基板上でパターン化できることから、装置の小型・軽量化を実現できるとともに、インダクタＬ１を個別部品として基板に実装する必要がなくなり、生産性の向上を実現できる。しかも、電界効果トランジスタＦＥＴ１のドレ

インに印加される電圧のピーク値もたとえば３７．７ボルト程度に小さくなり、電界効果トランジスタＦＥＴ１として耐圧の低いものを用いることができる。

【００２６】非接触式電力伝達装置１を内蔵した充電器台の上に２次側回路２を内蔵した携帯機器を載置すると、非接触式電力伝達装置１のインダクタＬ１により発生した磁束が、２次側回路２のインダクタＬに鎖交するように、インダクタＬ１，Ｌ２が配置されているので、インダクタＬ１により発生した磁束により、インダクタＬ２に起電力が発生し、これによりインダクタＬ２とキャパシタＣ４とからなる並列共振回路が共振し、誘導電力がダイオードＤ２とキャパシタＣ５とからなる整流回路により整流されて、スイッチＳＷ１が閉成していれば、充電式電池７に供給され、充電式電池７が充電される。

【００２７】すなわち、商用電源６からの電力が、インダクタＬ１とインダクタＬ２との電磁的結合により、非接触式電力伝達装置１から２次側回路２に非接触で伝達され、充電式電池７が充電される。なお、インダクタＬ１に印加される整流電力のスイッチング周波数を高くしているので、インダクタＬ１により発生する磁束の周波数も高いことから、２次側回路２のインダクタＬ２のインダクタンスも小さくできる。したがって、インダクタＬ２も基板上にパターン化できるので、２次側回路２の小型・軽量化を実現できるとともに、インダクタＬ２を個別部品として基板に実装する必要がなくなり、生産性の向上を実現できる。以上の結果、携帯機器やその充電器台を小型・軽量化することも可能になる。

【図面の簡単な説明】

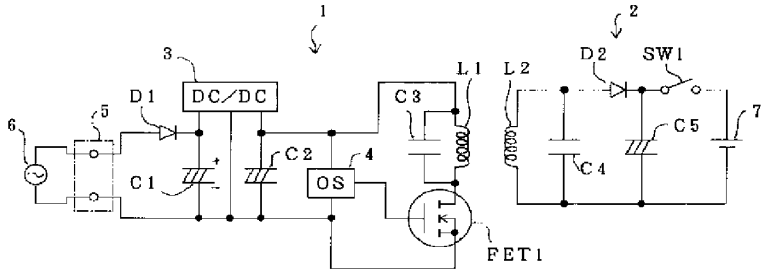
【図１】本願発明に係る非接触式電力伝達装置の回路図である。

【符号の説明】

１　非接触式電力伝達装置
２　２次側回路
３　ＤＣ／ＤＣコンバータ
４　発振器
７　充電式電池
ＦＥＴ１　電界効果トランジスタ
Ｌ１，Ｌ２　インダクタ
Ｃ３，Ｃ４　キャパシタ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 410

【図１】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 411

DERWENT-ACC-NO: 1997-409644

DERWENT-WEEK: 199738

Copyright ©2013 Thomson Reuters

TITLE: Non-contacting type power transmission apparatus for portable equipment e.g. cordless telephone, liquid crystal TV includes DC-DC converter which provides predetermined voltage drop, when suitable current flows through inductor of primary circuit

INVENTOR: HAYASHI H

PATENT-ASSIGNEE: ROHM CO LTD[ROHL]

PRIORITY-DATA: 1995JP-342615 (December 28, 1995)

PATENT-FAMILY:

PUB-NO	PUB-DATE	LANGUAGE
JP 09182323 A	July 11, 1997	JA

APPLICATION-DATA:

PUB-NO	APPL-DESCRIPTOR	APPL-NO	APPL-DATE
JP 09182323A	N/A	1995JP-342615	December 28, 1995

INT-CL-CURRENT:

TYPE	IPC DATE
CIPP	H02J17/00 20060101
CIPS	H02J1/00 20060101
CIPS	H02J7/00 20060101
CIPS	H02M3/28 20060101
CIPS	H02M7/06 20060101

ABSTRACTED-PUB-NO: JP 09182323 A

BASIC-ABSTRACT:

The apparatus has commutator to alter direction of electric power from main power supply (6). The frequency of commutation is fixed at predetermined level and is fed to an inductor (L1) in primary circuit (1). Due to flow of current

through the inductor in primary circuit, an inductor in secondary circuit (2) is coupled by electromagnetic field and transmits electric power.

A DC-DC converter (3) provides predetermined voltage drop across it.

USE/ADVANTAGE - For electrically driven toothbrush, construction equipments. Provides minimum inductance value.

CHOSEN-DRAWING: Dwg.1/1

TITLE-TERMS: NON CONTACT TYPE POWER TRANSMISSION APPARATUS PORTABLE EQUIPMENT CORD TELEPHONE LIQUID CRYSTAL TELEVISION DC CONVERTER PREDETERMINED VOLTAGE DROP SUIT CURRENT FLOW THROUGH INDUCTOR PRIMARY CIRCUIT

ADDL-INDEXING-TERMS: ELECTRIC TOOTHBRUSH CONSTRUCTION APPLIANCE

DERWENT-CLASS: U24 W01 W03 X16 X27

EPI-CODES: U24-D02B1; U24-H; W01-C01D; W01-C01E5A; W03-A07A; W03-G02; X16-G01; X27-A02A3A;

SECONDARY-ACC-NO:
Non-CPI Secondary Accession Numbers: 1997-341061

Disclaimer:
Translation from English to other languages is performed by GoogleTranslate function. Since this function is based on machine translation, the translation result might be inaccurate. The JPO and the INPIT are not responsible for any damage that may be caused by the use of this function or the translation result.

Select Language ?

Disclaimer:
This English translation is produced by machine translation and may contain errors. The JPO, the INPIT, and those who drafted this document in the original language are not responsible for the result of the translation.

Notes:
1. Untranslatable words are replaced with asterisks (****).
2. Texts in the figures are not translated and shown as it is.

Translated: 07:59:04 JST 10/01/2013
Dictionary: Last updated 09/25/2013 / Priority: 1. Electronic engineering / 2. Automobile

FULL CONTENTS

[Claim(s)]
[Claim 1][by supplying a resonance means which rectifies electric power from commercial power, switches the rectification electric power with predetermined frequency and contains an inductor] Noncontact type power transmission equipment providing a pressure-lowering means to be noncontact type power transmission equipment which transmits electric power to a secondary side circuit containing an inductor combinable with the aforementioned inductor in electromagnetism by non-contact, and to make a specified value lower the pressure of voltage of the aforementioned rectification electric power.
[Claim 2]The noncontact type power transmission equipment according to claim 1, wherein switching of the aforementioned rectification electric power is performed with an oscillator which uses the aforementioned rectification electric power as a power supply, and a transistor which switches the aforementioned rectification electric power supplied to the aforementioned resonance means according to an oscillation output from this oscillator.
[Claim 3]The noncontact type power transmission equipment according to claim 1 or 2 with which the aforementioned secondary side circuit is characterized by charging the aforementioned storage battery by electric power transmited by non-contact including a storage battery.

[Detailed Description of the Invention]
[0001]
[Field of the Invention]The invention in this application relates to the noncontact type power transmission equipment which transmits the electric power obtained from commercial power to a secondary side circuit by non-contact.
[0002]
[Description of the Prior Art]In recent years, a majority of various kinds of portable devices which use electric power, such as a cordless telephone, a liquid crystal television, an electric toothbrush, and a work instrument, are used daily. Such a portable device usually contains a rechargeable battery.
It is necessary to charge suitably.
Although various kinds of methods are adopted as this charge, it is most convenient that charge is made to be performed only by placing a portable device on a charger stand etc., without connecting an adapter, a code, etc. for charge to a portable device.
[0003]Then, although the noncontact type power transmission equipment using electromagnetic induction is proposed, [by supplying the resonance means which conventional noncontact type power transmission equipment rectifies the electric power from commercial power, switches the rectification electric power with predetermined frequency, and contains an inductor] It was the composition which

transmits electric power to the secondary side circuit containing an inductor combinable with the inductor of a resonance means in electromagnetism by non-contact.
[0004]However, since direct supply of the rectification electric power which carried out full wave rectification of the commercial electric power is carried out to a resonant circuit in conventional noncontact type power transmission equipment, Since the voltage of rectification electric power is high and the loss of the transistor for switching which was connected to the resonant circuit for this reason is large, switching frequency cannot be made sufficient high and, as a result, the inductance of a resonant circuit cannot be made small. when the voltage of commercial power is 100 volts, the peak value of the voltage of the rectification electric power which carried out full wave rectification is about 141 volts -- switching frequency -- severalkilohertz-100 -- being set to about tens of kHz or less -- an inductance -- several -- it becomes mH degree (for example, 7.05mH) and a big value. The peak value of the voltage applied to the transistor for switching also turns into 442 volts and a big value, for example.
[0005]Therefore, since the inductor of the resonant circuit could not be enlarged and an inductor could not be patternized on the substrate, while becoming the hindrance of the small size and the weight saving of noncontact type power transmission equipment, it needed to mount in the substrate by having used the inductor as the discrete part, and the problem that productivity was bad occurred. And the thing of high withstand pressure needed to be used as a transistor for switching.
[0006]
[Description of the Invention]The invention in this application makes it the problem to be invented under the above-mentioned circumstances and to provide the noncontact type power transmission equipment which can make the inductance of a resonance means small good.
[0007]In order to solve the above-mentioned problem, the following technical means are provided in the invention in this application.
[0008][by supplying the resonance means which rectifies the electric power from commercial power, switches the rectification electric power with predetermined frequency, and contains an inductor according to the first side surface of the invention in this application] It is noncontact type power transmission equipment which transmits electric power to the secondary side circuit containing an inductor combinable with the inductor of a resonance means in electromagnetism by non-contact, and the noncontact type power transmission equipment which provided a pressure-lowering means to make a specified value lower the pressure of the voltage of rectification electric power is provided.
[0009]Since a specified value is made to lower the pressure of the voltage of rectification electric power by a pressure-lowering means and a resonance means is supplied, the loss of switching is reduced and, as a result, switching frequency can be made sufficient high. And the voltage applied to the inductor of a resonance means is sufficiently low. Therefore, the inductance of a resonance means can be made small good, for example, an inductor can be patternized on a substrate. Therefore, while the small size and the weight saving of equipment are realizable, it becomes unnecessary to mount in a substrate by the ability to use an inductor as a discrete part, and improvement in productivity can be aimed at. Of course, since switching frequency can be made sufficient high, the inductance of a secondary side circuit can also be made small and an effect with the same said of a secondary side circuit is acquired.
[0010]As a rectification means which rectifies the electric power from commercial power, a full wave rectifying circuit or a half wave rectifier circuit can be used, for example.
[0011]As a resonance means containing an inductor, the parallel resonant circuit of an inductor and a capacitor or the series resonant circuit of an inductor and a capacitor can be used, for example.
[0012]According to the preferable embodiment, switching of rectification electric power is performed by the oscillator which uses rectification electric power as a power supply, and the transistor which switches the rectification electric power supplied to a resonance means according to the oscillation output from this oscillator.

[0013]As a transistor, a field-effect transistor or a bipolar transistor can be used. In the case of a field-effect transistor, a gate is connected to the outgoing end of an oscillator and between source drains is connected to a resonance means and series. In the case of a bipolar transistor, a base is connected to the outgoing end of an oscillator and between collector emitters is connected to a resonance means and series. Since the pressure of rectification electric power is lowered by a pressure-lowering means, a pressure-proof low thing can be used as a transistor for switching, and reduction of a manufacturing cost can be aimed at.
[0014]According to another preferable embodiment, a storage battery is charged by the electric power by which the secondary side circuit was transmited by non-contact including the storage battery.
[0015]As a storage battery, a nickel-cadmium battery, a nickel hydoride battery, a lithium ion battery, etc. can be used, for example.
[0016]The other characteristics and advantages of the invention in this application will become clearer by the detailed description performed to below with reference to an accompanying drawing.
[0017]
[Mode for carrying out the invention]Hereafter, the preferable embodiment of the invention in this application is specifically described with reference to Drawings.
[0018]Fig.1 is a circuit diagram of the noncontact type power transmission equipment concerning the invention in this application, and is illustrating electric power in Fig.1 also including the secondary side circuit 2 transmited by no contacting [the noncontact type power transmission equipment 1 to] other than the noncontact type power transmission equipment 1. Although not illustrated, the secondary side circuit 2 is built in various kinds of portable devices which use electric power, such as a cordless telephone, a liquid crystal television, an electric toothbrush, and a work instrument.
The noncontact type power transmission equipment 1 is built in a charger stand of those portable devices.
This noncontact type power transmission equipment 1 is provided with DC to DC converter 3, oscillator 4, power source plug 5, diode D1, capacitor C1-C3, inductor L1, and field-effect transistor FET1.
The power source plug 5 is electrically connected to the commercial power 6.

[0019]The secondary side circuit 2 is provided with inductor L2, capacitor C4, C5, diode D2, and switch SW1 and the storage battery 7.
[0020]An end of the commercial power 6 is connected to an anode of the diode D1 via the power source plug 5.
A cathode of the diode D1 is connected to an input terminal of DC to DC converter 3, and an end of the capacitor C1.
An outgoing end of DC to DC converter 3 is connected to the capacitor C2, an end of C3, a power supply input end of the oscillator 4, and an end of the inductor L1.
An outgoing end of the oscillator 4 is connected to a gate of field-effect transistor FET1.
The other end of the inductor L1 is connected to the other end of the capacitor C3, and a drain of field-effect transistor FET1.
A ground edge of the capacitor C1, the other end of C2 and DC to DC converter 3, and the oscillator 4 and a source of field-effect transistor FET1 are connected to the other end of the commercial power 6 via the power source plug 5.

[0021]An end of the inductor L2 is connected to an end of the capacitor C4, and an anode of the diode D2.
A cathode of the diode D2 is connected to an end of the capacitor C5, and an end of switch SW1.
The other end of switch SW1 is connected to a positive electrode end of the storage battery 7.
An anode end of the storage battery 7, and the capacitor C4 and the other end of C5 are connected to the other end of the inductor L2.

[0022]The capacitor C1 consisting of the diode D1 and an electrolytic capacitor constitutes the rectification means which rectifies the electric power from the

commercial power 6 of 100 volts of single-phase alternative currents, for example. DC to DC converter 3 constitutes a pressure-lowering means to lower the pressure of the voltage of the rectification electric power rectified by the rectification means which consists of the diode D1 and the capacitor C1 to prescribed voltage. Since the specific circuit of this DC to DC converter 3 is well-known, illustration and a description are omitted. The capacitor C2 consists of electrolytic capacitors, and constitutes the smoothing means which smooths the rectification electric power whose pressure was lowered by DC to DC converter 3. The oscillator 4 and field-effect transistor FET1 constitute the switching means which switches the rectification electric power smoothed by the capacitor C2 with predetermined frequency. That is, the oscillator 4 operates considering the rectification electric power whose pressure was lowered by DC to DC converter 3 as a power supply, and supplies the pulse signal of the predetermined frequency set up previously to the gate of field-effect transistor FET1. By this, [between the channels of field-effect transistor FET1 i.e., a drain source,] Reversal between continuity and non-continuity is repeated according to the frequency of the pulse signal from the oscillator 4, and the rectification electric power from DC to DC converter 3 supplied to the resonance means which consists of the inductor L1 and the capacitor C3 is made intermittent. Since the specific circuit of the oscillator 4 is well-known, illustration and a description are omitted. Field-effect transistor FET1 is n channel enhancement mode MOS-FET. The inductor L1 and the capacitor C3 constitute the resonance means which consists of parallel resonant circuits, and the oscillated frequency of the oscillator 4 is set up to satisfy the resonance condition of this parallel resonant circuit substantially.

[0023]The inductor L2 and the capacitor C4 of the secondary side circuit 2 constitute the parallel resonant circuit, and the electromotive force by electromagnetic induction generates them in the inductor L2 by making the inductor L2 be placed at the state of interlinking with the magnetic flux by the inductor L1 of the noncontact type power transmission equipment 1. Circuit conditions are set up so that this parallel resonant circuit may resonate with the electromotive force generated in the inductor L2 by electromagnetic induction. The capacitor C5 consisting of the diode D2 and an electrolytic capacitor constitutes the rectifier circuit which rectifies the guidance electric power from the parallel resonant circuit consisting of the inductor L2 and the capacitor C4. Switch SW1 constitutes the switching means which supplies the rectification electric power from the rectifier circuit which consists of the diode D2 and the capacitor C5 to the storage battery 7. It charges with the rectification electric power supplied via the switching means which consists of switch SW1, and the storage battery 7 constitutes the power supply which supplies direct current power to various circuits (not shown), such as a control circuit of a portable device, and a drive circuit.

[0024]Next, operation is described. If the power source plug 5 is inserted in the electric socket (not shown) of the commercial power 6, From the commercial power 6, it is supplied to the noncontact type power transmission equipment 1 by the commercial electric power of 100 volts of single-phase alternative currents, and, [this commercial electric power] It is rectified by the rectification means which consists of the diode D1 and the capacitor C1, the pressure is lowered by prescribed voltage with DC to DC converter 3, it smooths by the smoothing means which consists of the capacitor C2, and the resonance means and the oscillator 4 consisting of the inductor L1 and the capacitor C3 are supplied. Thereby, the oscillator 4 supplies the pulse signal of predetermined frequency to the gate of field-effect transistor FET1, and field-effect transistor FET1 turns on and turns off with predetermined frequency. Therefore, the rectification electric power supplied to the resonance means which consists of the inductor L1 and the capacitor C3 is intermittent with predetermined frequency, a resonance means resonates, and magnetic flux occurs by the inductor L1. Since the pressure of rectification electric power is appropriately lowered with DC to DC converter 3 at this time and the loss of field-effect transistor FET1 by switching is reduced good, switching frequency can be made sufficient high. As a result, the inductance of the inductor L1 can be made sufficient small, and it becomes possible to patternize the inductor L1 on a substrate.

[0025]For example, when it was considered as the voltage with 100 volts of the

commercial power 6 and the pressure of the peak value of the voltage of rectification electric power is lowered with DC to DC converter 3 to several volts - tens of volts (for example, 12 volts), If frequency of switching is made high until the loss by switching of field-effect transistor FET1 becomes a tolerance limit, it will become possible to switch on the frequency of hundreds of kHz - several MHz. Therefore, the inductance of the inductor L1 can be made small to about 60 microhenries. As a result, since the inductor L1 can be patternized on a substrate, while the small size and the weight saving of equipment are realizable, it becomes unnecessary to mount in a substrate by using the inductor L1 as a discrete part, and improvement in productivity can be realized. And it becomes small at about 37.7 volts, and the peak value of the voltage applied to the drain of field-effect transistor FET1 can also use a pressure-proof low thing as field-effect transistor FET1.

[0026]If the portable device which contained the secondary side circuit 2 on the charger stand having the noncontact type power transmission equipment 1 is placed, so that it may interlink to the inductor L of the secondary side circuit 2. [the magnetic flux generated by the inductor L1 of the noncontact type power transmission equipment 1] Since the inductor L1 and L2 are arranged, with the magnetic flux generated by the inductor L1, Electromotive force occurs in the inductor L2, and the parallel resonant circuit which consists of the inductor L2 and the capacitor C4 by this resonates, If guidance electric power is rectified by the rectifier circuit which consists of the diode D2 and the capacitor C5 and switch SW1 is closing, the storage battery 7 will be supplied and the storage battery 7 will be charged.

[0027]That is, the electric power from the commercial power 6 is transmited to the secondary side circuit 2 by the electromagnetic coupling of the inductor L1 and the inductor L2 by non-contact from the noncontact type power transmission equipment 1, and the storage battery 7 is charged. Since switching frequency of the rectification electric power applied to the inductor L1 is made high, and the frequency of the magnetic flux generated by the inductor L1 is also high, the inductance of the inductor L2 of the secondary side circuit 2 can also be made small. Therefore, since the inductor L2 can also be patternized on a substrate, while the small size and the weight saving of the secondary side circuit 2 are realizable, it becomes unnecessary to mount in a substrate by using the inductor L2 as a discrete part, and improvement in productivity can be realized. The above result also becomes possible about a portable device or its charger stand small size and to carry out a weight saving.

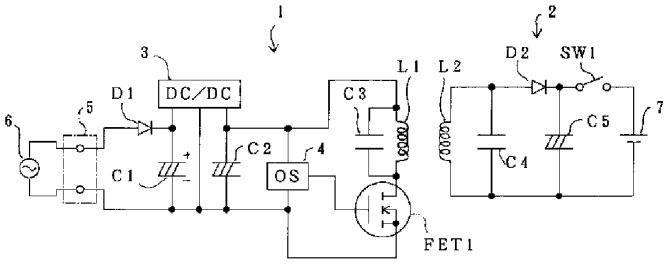
[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a circuit diagram of the noncontact type power transmission equipment concerning the invention in this application.

[Explanations of letters or numerals]

1 Noncontact type power transmission equipment
2 Secondary side circuit
3 DC to DC converter
4 Oscillator
7 Storage battery
FET1 field-effect transistor
L1 and L2 Inductor
C3 and C4 Capacitor

[Drawing 1]



[Translation done.]

Report Mistranslation
Japanese (whole document in PDF)

Electronic Acknowledgement Receipt

EFS ID:	18105943
Application Number:	13789860
International Application Number:	
Confirmation Number:	4131
Title of Invention:	WIRELESS ENERGY TRANSFER
First Named Inventor/Applicant Name:	Aristeidis Karalis
Customer Number:	26161
Filer:	Marc M. Wefers/Cheryl Forrest
Filer Authorized By:	Marc M. Wefers
Attorney Docket Number:	01997-0358008
Receipt Date:	04-FEB-2014
Filing Date:	08-MAR-2013
Time Stamp:	12:18:24
Application Type:	Utility under 35 USC 111(a)

Payment information:

Submitted with Payment	no

File Listing:

Document Number	Document Description	File Name	File Size(Bytes)/ Message Digest	Multi Part /.zip	Pages (if appl.)
1		358008-IDS.pdf	124860 65d151b2482e9b7b60f2461561fb450ab4874393	yes	2

	Multipart Description/PDF files in .zip description				
	Document Description	**Start**	**End**		
	Transmittal Letter	1	1		
	Information Disclosure Statement (IDS) Form (SB08)	2	2		
Warnings:					
Information:					
2	Foreign Reference	FA.pdf	1749040 eaf2715df4e0e3a0512f01e70577bcfd569551c3	no	15
Warnings:					
Information:					
3	Non Patent Literature	NPL3.pdf	1462372 807564134887 1864a6d82790218276b9c461366f	no	20
Warnings:					
Information:					
4	Non Patent Literature	NPL4.pdf	349713 8e55350c99a97259ec01ac94be9f709994b498e8	no	3
Warnings:					
Information:					
5	Non Patent Literature	NPL5.pdf	183541 39e3c7e12cf09ecd7dbc1d83af722fc7663262e3	no	5
Warnings:					
Information:					
		Total Files Size (in bytes):	3869526		

This Acknowledgement Receipt evidences receipt on the noted date by the USPTO of the indicated documents, characterized by the applicant, and including page counts, where applicable. It serves as evidence of receipt similar to a Post Card, as described in MPEP 503.

New Applications Under 35 U.S.C. 111
If a new application is being filed and the application includes the necessary components for a filing date (see 37 CFR 1.53(b)-(d) and MPEP 506), a Filing Receipt (37 CFR 1.54) will be issued in due course and the date shown on this Acknowledgement Receipt will establish the filing date of the application.

National Stage of an International Application under 35 U.S.C. 371
If a timely submission to enter the national stage of an international application is compliant with the conditions of 35 U.S.C. 371 and other applicable requirements a Form PCT/DO/EO/903 indicating acceptance of the application as a national stage submission under 35 U.S.C. 371 will be issued in addition to the Filing Receipt, in due course.

New International Application Filed with the USPTO as a Receiving Office
If a new international application is being filed and the international application includes the necessary components for an international filing date (see PCT Article 11 and MPEP 1810), a Notification of the International Application Number and of the International Filing Date (Form PCT/RO/105) will be issued in due course, subject to prescriptions concerning national security, and the date shown on this Acknowledgement Receipt will establish the international filing date of the application.

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant	: Aristeidis Karalis et al.	Art Unit	: 2836
Serial No.	: 13/789,860	Examiner	: Unknown
Filed	: March 8, 2013	Conf. No.	: 4131
Title	: WIRELESS ENERGY TRANSFER		

MAIL STOP AMENDMENT
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

INFORMATION DISCLOSURE STATEMENT

Please consider the references listed on the enclosed PTO-SB-08 or Disclosure Form. Foreign patent documents and non-patent literature are enclosed; cited U.S. patents and patent application publications will be provided on request. Copies of communications from foreign patent offices in counterpart applications are also enclosed.

This statement is being filed within three months of the filing date of the application or before the receipt of a first Office Action on the merits. Please apply any necessary charges or credits to Deposit Account 06-1050, referencing the above attorney docket number.

Respectfully submitted,

Date: February 4, 2014

/Marc M. Wefers Reg. No. 56,842/
Marc M. Wefers
Reg. No. 56,842

Customer Number 26161
Fish & Richardson P.C.
Telephone: (617) 542-5070
Facsimile: (877) 769-7945

23159514.doc

Substitute Disclosure Form	U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
Information Disclosure Statement by Applicant (Use several sheets if necessary)		First Named Inventor Aristeidis Karalis	
(37 CFR §1.98(b))		Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

U.S. Patent Documents

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Patentee	Class	Subclass	Filing Date If Appropriate
	1	2,266,262	12/16/1941	W.J. Polydoroff			
	2	3,780,425	12/25/1973	Penn et al.			
	3	3,871,176	3/18/1975	Schukei, Glen Elwin			
	4	4,095,998	6/20/1978	Hanson, Charles M.			
	5	4,280,129	7/21/1981	Wells, Donald H.			
	6	5,229,652	7/20/1993	HOUGH;, WAYNE			
	7	5,408,209	4/18/1995	Tanzer, Herbert J., et al.			
	8	5,522,856	6/4/1996	Reineman, Henk			
	9	5,541,604	7/30/1996	Meier, Herbert			
	10	5,565,763	10/15/1996	Arrendale, Hubert G., et al.			
	11	5,630,835	5/20/1997	Brownlee, Robert R.			
	12	5,697,956	12/16/1997	Bornzin, Gene A.			
	13	5,703,461	12/30/1997	Minoshima, Norimoto et al.			
	14	5,710,413	1/20/1998	KING, JAMES et al.			
	15	5,742,471	4/21/1998	Barbee Jr., Troy W., et al.			
	16	5,821,728	10/13/1998	SCHWIND;, JOHN			
	17	5,821,731	10/13/1998	Kuki, Heiji et al.			
	18	5,903,134	5/11/1999	TAKEUCHI;, YASUO			
	19	5,923,544	7/13/1999	Urano, Takashi			
	20	5,940,509	8/17/1999	Jovanovich, Alan et al.			
	21	5,957,956	9/28/1999	Kroll, Mark W., et al.			
	22	5,959,245	9/28/1999	Moe et al.			
	23	5,993,996	11/30/1999	Firsich, David W.			
	24	6,012,659	1/11/2000	Nakazawa, Yuji et al.			
	25	6,047,214	4/4/2000	Mueller, Jeffrey S., et al.			
	26	6,066,163	5/23/2000	John, Michael Sasha			

Examiner Signature	Date Considered

EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.

Substitute Disclosure Form

Substitute Disclosure Form	U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
Information Disclosure Statement by Applicant (Use several sheets if necessary) (37 CFR §1.98(b))		First Named Inventor Aristeidis Karalis	
		Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

U.S. Patent Documents

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Patentee	Class	Subclass	Filing Date If Appropriate
	27	6,067,473	5/23/2000	Greeninger, Daniel R., et al.			
	28	6,108,579	8/22/2000	Snell, Jeffrey D., et al.			
	29	6,127,799	10/3/2000	Krishnan, Rajesh			
	30	6,207,887	3/27/2001	Bass, John C., et al.			
	31	6,225,800	5/1/2001	Zhang et al.			
	32	6,232,841	5/15/2001	Bartlett, James L., et al.			
	33	6,238,387	5/29/2001	Miller, III			
	34	6,252,762	6/26/2001	Amatucci, Glenn G.			
	35	6,300,760	10/9/2001	Schubert et al.			
	36	6,473,028	10/29/2002	Luc, Wuidart			
	37	6,483,202	11/19/2002	Boys, John Talbot			
	38	6,533,178	3/18/2003	Gaul et al.			
	39	6,535,133	3/18/2003	Gohara, Takashi			
	40	6,561,975	5/13/2003	Pool, Nancy P., et al.			
	41	6,609,023	8/19/2003	Fischell, David R., et al.			
	42	6,631,072	10/7/2003	Paul, George L., et al.			
	43	6,683,256	1/27/2004	Kao			
	44	6,696,647	2/24/2004	Ono et al.			
	45	6,703,921	3/9/2004	Wuidart, Luc et al.			
	46	6,803,744	10/12/2004	Sabo, Anthony			
	47	6,858,970	2/22/2005	Malkin, Matthew C., et al.			
	48	6,961,619	11/1/2005	Casey, Don E.			
	49	6,967,462	11/22/2005	Landis, Geoffrey A.			
	50	6,988,026	1/17/2006	Breed, David S., et al.			
	51	7,027,311	4/11/2006	Vanderelli, Timm A., et al.			
	52	7,035,076	4/25/2006	Stevenson, Robert A.			

Examiner Signature	Date Considered

EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.

Substitute Disclosure Form

Substitute Disclosure Form	U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
Information Disclosure Statement by Applicant (Use several sheets if necessary)		First Named Inventor Aristeidis Karalis	
(37 CFR §1.98(b))		Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

U.S. Patent Documents

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Patentee	Class	Subclass	Filing Date If Appropriate
	53	7,084,605	8/1/2006	Mickle et al.			
	54	7,127,293	10/24/2006	MacDonald, Stuart G.			
	55	7,193,418	3/20/2007	Freytag, Nicolas			
	56	7,233,137	6/19/2007	Nakamura, Junichi et al.			
	57	7,251,527	7/31/2007	Lyden, Michael J.			
	58	7,288,918	10/30/2007	DiStefano, Michael Vincent			
	59	2002/012257	1/31/2002	Takahama et al.			
	60	2002/0130642	9/19/2002	Ettes, Wilhelmus G., et al.			
	61	2002/0167294	11/14/2002	Odaohhara, Shigefumi			
	62	2003/0071034	4/17/2003	Thompson, Leslie L., et al.			
	63	2003/0160590	8/28/2003	Schaefer et al.			
	64	2004/0026998	2/12/2004	Henriott, Jay M., et al.			
	65	2004/0130425	7/8/2004	Dayan, Tal et al.			
	66	2004/0142733	7/22/2004	Parise, Ronald J.			
	67	2004/0189246	9/30/2004	Bulai, Claudiu et al.			
	68	2004/0227057	11/18/2004	Tuominen, Juha et al.			
	69	2005/0021134	1/27/2005	Opie, John C.			
	70	2005/0033382	2/10/2005	Single, Peter			
	71	2005/0104453	5/19/2005	Vanderelli, Timm A., et al.			
	72	2005/0116683	6/2/2005	Cheng, Lily K., et al.			
	73	2005/0140482	6/30/2005	Cheng, Lily K., et al.			
	74	2005/0189945	9/1/2005	Reiderman, Arcady			
	75	2005/0194926	9/8/2005	Di Stefano, Michael Vincent			
	76	2005/0253152	11/17/2005	Klimov, Victor I., et al.			
	77	2005/0288742	12/29/2005	Giordano, James R., et al.			

Examiner Signature	Date Considered
EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.	

Substitute Disclosure Form

Substitute Disclosure Form	U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
Information Disclosure Statement by Applicant (Use several sheets if necessary) (37 CFR §1.98(b))		First Named Inventor Aristeidis Karalis	
		Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

U.S. Patent Documents

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Patentee	Class	Subclass	Filing Date If Appropriate
	78	2006/0001509	1/5/2006	Gibbs, Phillip R.			
	79	2006/0053296	3/9/2006	Busboom, Axel et al.			
	80	2006/0066443	3/30/2006	Hall, David M.			
	81	2006/0164866	7/27/2006	Vanderelli, Timm A., et al.			
	82	2006/0184209	8/17/2006	John, Constance M., et al.			
	83	2006/0184210	8/17/2006	Singhal, Ruchika et al.			
	84	2006/0199620	9/7/2006	Greene, Charles E., et al.			
	85	2006/0214626	9/28/2006	Nilson, Lee A., et al.			
	86	2006/0219448	10/5/2006	Grieve, Malcolm J., et al.			
	87	2006/0238365	10/26/2006	Vecchione, Elio et al.			
	88	2006/0281435	12/14/2006	Shearer, John G., et al.			
	89	2007/0010295	1/11/2007	Greene, Charles E., et al.			
	90	2007/0013483	1/18/2007	Stewart, Robert			
	91	2007/0016089	1/18/2007	Fischell, David R., et al.			
	92	2007/0024246	2/1/2007	Flaugher, David J.			
	93	2007/0069687	3/29/2007	Suzuki, Katsuya			
	94	2007/0096875	5/3/2007	Waterhouse, Paul et al.			
	95	2007/0105429	5/10/2007	Kohl et al.			
	96	2007/0117596	5/24/2007	Greene, Charles E., et al.			
	97	2007/0126650	6/7/2007	Guenther			
	98	2007/0176840	8/2/2007	Pristas, James et al.			
	99	2007/0208263	9/6/2007	John, Michael S., et al.			
	100	2008/0294208	11/27/2008	Willis et al.			

Foreign Patent Documents or Published Foreign Patent Applications

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Country or Patent Office	Class	Subclass	Translation Yes	Translation No

Examiner Signature	Date Considered

EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.

Substitute Disclosure Form

Substitute Disclosure Form	U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
Information Disclosure Statement by Applicant (Use several sheets if necessary) (37 CFR §1.98(b))		First Named Inventor Aristeidis Karalis	
		Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

Foreign Patent Documents or Published Foreign Patent Applications

Examiner Initial	Desig. ID	Document Number	Publication Date	Country or Patent Office	Class	Subclass	Translation Yes	Translation No
	101	CN 1309793	08/22/2001	China			See US 6,533,178	
	102	JP 10-164837	6/19/1998	Japan			English Abstract Only	
	103	JP 2000-148932	5/30/2000	Japan				
	104	JP 2000-174676	6/23/2000	Japan				
	105	JP 2001-309580	11/2/2001	Japan			English Abstract Only	
	106	JP 2001-359279	12/26/2001	Japan				
	107	JP 2002-10535	1/11/2002	Japan			English Abstract Only	
	108	JP 2005-149238	6/9/2005	Japan			English Abstract Only	
	109	JP 2007-505480	3/8/2007	Japan			English Abstract Only	
	110	JP 2007-537637	12/20/2007	Japan			See US 2007/0126650	
	111	JP 2009-501510	1/15/2009	Japan				
	112	JP 4-265875	9/22/1992	Japan			English Abstract Only	
	113	JP 9-298847	11/18/1997	Japan			English Abstract Only	
	114	WO 2007/020583	2/22/2007	WIPO				
	115	WO 2007/042952	4/19/2007	WIPO				

Other Documents (include Author, Title, Date, and Place of Publication)

Examiner Initial	Desig. ID	Document
	116	Copy of Non-Final Office Action for U.S. Application Serial No. 12/639,963 by Examiner Fritz M. Fleming dated February 27, 2014 (19 pages)
	117	Copy of Non-Final Office Action for U.S. Application Serial No. 12/649,635 by Examiner Fritz M. Fleming dated February 27, 2014 (18 pages)
	118	Copy of Non-Final Office Action for U.S. Application Serial No. 12/649,777 by Examiner Fritz M. Fleming dated February 26, 2014 (16 pages)
	119	Copy of Non-Final Office Action for U.S. Application Serial No. 12/649,813 by Examiner Fritz M. Fleming dated February 27, 2014 (16 pages)
	120	Copy of Non-Final Office Action for U.S. Application Serial No. 12/649,852 by Examiner Fritz M. Fleming dated February 27, 2014 (17 pages)

Examiner Signature	Date Considered

EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.

Substitute Disclosure Form

Substitute Disclosure Form U.S. Department of Commerce Patent and Trademark Office **Information Disclosure Statement by Applicant** (Use several sheets if necessary) (37 CFR §1.98(b))	Attorney Docket No. 01997-0358008	Application No. 13/789,860
	First Named Inventor Aristeidis Karalis	
	Filing Date March 8, 2013	Group Art Unit 2836

Other Documents (include Author, Title, Date, and Place of Publication)		
Examiner Initial	Desig. ID	Document
	121	Copy of European Communication for Application No. 06786588.1 dated August 20, 2014 (23 pages)
	122	Ahmadian et al., "Miniature Transmitter for Implantable Micro Systems", Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE EMBS Cancun, Mexico, pp. 3028-3031, September 17-21, 2003
	123	JACKSON, J. D. ,"Classical Electrodynamics",3rd Edition, Wiley, New York,1999,pp. 201-203
	124	TANG, S.C et al.,"Evaluation of the Shielding Effects on Printed-Circuit-Board Transformers Using Ferrite Plates and Copper Sheets",IEEE Transactions on Power Electronics,vol.17, no.6,Nov 2002.,pp.1080-1088
	125	VILLENEUVE, PIERRE R. et al.,"Microcavities in photonic crystals: Mode symmetry, tunability, and coupling efficiency",Physical Review B, Volume 54, Number 11 ,15 September 1996,pp. 7837-7842
	126	Yates , David C. et al., "Optimal Transmission Frequency for Ultralow-Power Short-Range Radio Links", IEEE Transactions on Circuits and Systems - 1, Regular Papers, Vol. 51, No. 7, pp. 1405-1413 (July 2004)
	127	Ziaie, Babak et al., "A Low-Power Miniature Transmitter Using A Low-Loss Silicon Platform For Biotelemetry", Proceedings - 19th International Conference IEEE/EMBS, pp. 2221-2224; October 30 - November 2, 1997 (4 pages)

Examiner Signature	Date Considered
EXAMINER: Initials citation considered. Draw line through citation if not in conformance and not considered. Include copy of this form with next communication to applicant.	

Substitute Disclosure Form

Espacenet

Bibliographic data: CN1309793 (A) — 2001-08-22

Device for contactless transmission of data

Inventor(s): GAUL L [DE]; HELING M [DE] ± (L. GAUL, ; M. HELING, ; L. GAUL,M. HELING)

Applicant(s): INFINEON TECHNOLOGIES AG [DE] ± (INFINEON TECH. AG)

Classification: **- international:** ***G06K17/00; G06K19/07; G06K7/00; G06K7/10; H02J17/00; H04B5/02;*** (IPC1-7): G06K19/07; G06K7/00

- cooperative: **G06K19/0723**; **G06K7/0008**

Application number: CN1999808617 19990511

Priority number(s): DE1998145065 19980930 ; DE1998121909 19980515

Also published as: CN1255754 (C) US6533178 (B1) RU2213370 (C2) MXPA00011254 (A) JP2002516438 (A) ES2197657 (T3) EP1076876 (A1) EP1076876 (B1) WO9960509 (A1) BR9911055 (A) AT237845 (T) AT287109 (T) less

Abstract not available for CN1309793 (A)
Abstract of corresponding document: US6533178 (B1)

A device for a contactless transmission of data includes a data transceiver with an antenna. The impedance of the antenna of the data transceiver is purposely mismatched. A reactance is introduced into the antenna in order to tune the antenna to a frequency different from its resonant frequency. In the event that the antenna impedance has to be adapted to the characteristic impedance of a line of unknown length, the loss resistance of the antenna is deliberately increased. The power required to produce a magnetic alternating field with the data transceiver for operating at least one portable data carrier is reduced.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 430

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
G06K 7/00
G06K 19/07

[12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 99808617.7

[43]公开日 2001年8月22日

[11]公开号 CN 1309793A

[22]申请日 1999.5.11 [21]申请号 99808617.7
[30]优先权
[32]1998.5.15 [33]DE [31]19821909.1
[32]1998.9.30 [33]DE [31]19845065.6
[86]国际申请 PCT/DE99/01412 1999.5.11
[87]国际公布 WO99/60509 德 1999.11.25
[85]进入国家阶段日期 2001.1.15
[71]申请人 因芬尼昂技术股份公司
地址 德国慕尼黑
[72]发明人 L·高尔 M·海林

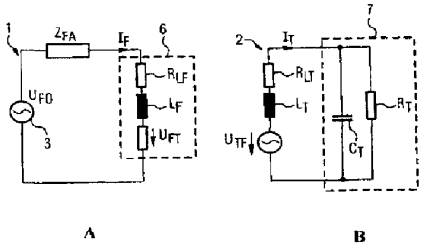
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 马铁良 张志醒

权利要求书2页 说明书16页 附图页数5页

[54]发明名称 无接触传输数据的设备

[57]摘要

为了当产生数据发射/接收设备的交变磁场时,使至少一个便携式 数据载体的运行减少功率需求,建议数据发射/接收设备天线阻抗的 有目的的失配。为达此目的,在天线内插入一个电抗,以便在谐振外 调谐天线。如果需要将天线阻抗与未知长度的导线的波阻抗匹配,则 应有目的的增加天线的损耗电阻。



A B

ISSN1008-4274

知识产权出版社出版

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 431

权 利 要 求 书

1、 在数据发射/接收设备 1 和至少一个便携式数据载体 2 之间无接触传输数据的设备，

其中数据发射/接收设备 1

-具有一个产生有预定频率的第一个信号的发射设备 4，

-具有一个接收一个有预定频率的信号的接收设备 5，

-具有一个与发射设备 4 和接收设备 5 相连的阻抗转换天线 6，和

-具有一个电源 3，

并且，其中便携式数据载体 2

-具有一个用于接收或发射一个感应信号的数据载体天线 8 和

-具有一个处理感应信号和产生信号的与数据载体天线 8 相连的电路设备 7，该产生的信号被发送到数据发射/接收设备 1 的天线 6 上，

其中，当没有便携式数据载体 2 感应地与天线 6 相连时，数据发射/接收设备 1 的天线 6 具有一个由不等于 0 的电抗 B_F 和一个欧姆损耗电阻 R_F 组成的总阻抗。

2、 按权利要求 1 所述的无接触传输数据的设备，

其中，在天线 6 和发射设备 4 或接收设备 5 之间设置一个附加电阻。

3、按权利要求 2 所述的无接触传输数据的设备，

其中，数据发射/接收设备 1 具有一个设置在天线 6 和发射设备 4 或接收设备 5 之间的匹配电路设备 10。

4、 按权利要求 1、2 或 3 所述的无接触传输数据的设备，

其中，天线 6 和发射设备 4 或接收设备 5 通过一个长度已知的连接线连接。

5、 在数据发射/接收设备 1 和至少一个便携式数据载体 2 之间的无接触传输数据的设备，

其中，数据发射/接收设备 1

-具有一个产生有预定频率的第一个信号的发射设备 4，

-具有一个接收有预定频率的第二个信号的接收设备 5，

-具有一个通过长度未知的导线 9 与发射设备 4 和接收设备 5 相连接的天线 6 并且其中导线具有波阻抗，

-具有一个匹配电路设备 10，该设备 10 用至少一个电阻 R 以限制

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 432

天线 6 和发射设备 4 或接收设备 5 之间的品质因数，将总阻抗与导线 9 的波阻抗匹配

并且，其中便携式数据载体 2

-具有一个用于接收和发射感应信号的数据载体天线 8，

-具有一个用于处理感应信号和产生信号的与数据载体天线 8 相连的电路设备 7，该产生的信号发送到数据发射/接收设备 1 的天线 6 上，其中匹配电路 10 具有一个附加损耗电阻。

6、按权利要求 5 所述的无接触传输数据的设备

其中限制品质因数的电阻和附加损耗电阻的和可按下式计算:

$$R \approx \frac{k_{min} k_{max} (2\pi f_0)^2 L_F L_T}{2 \cdot |B_T|} - R_F .$$

7、按权利要求 1 至 6 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，便携式数据载体 2 的谐振频率低于预定频率。

8、按权利要求 1 至 6 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，便携式数据载体 2 的谐振频率大于或等于预定频率。

9、按权利要求 1 至 8 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，电路设备 7 利用集成半导体芯片构成。

10、按权利要求 1 至 8 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，电路设备 7 按分立式构成。

11、按权利要求 1 至 10 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，数据发射/接收设备 1 的天线 6 和数据载体天线 8 在 0 至 4cm 的范围内进行耦合。

12、按权利要求 1 至 10 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，数据发射/接收设备 1 的天线 6 和数据载体天线 8 在 0 至 15cm 的范围内进行耦合。

13、按权利要求 1 至 10 之一所述的无接触传输数据的设备，

其中，数据发射/接收设备 1 的天线 6 和数据载体天线 8 在 0 至 1m 的范围内进行耦合。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 433

说　明　书

无接触传输数据的设备

本发明涉及一种在数据发射/接收设备和至少一个便携式数据载体之间进行无接触传输数据的设备。

例如，在芯片卡上采用无接触识别系统，该系统通过一个交变磁场从一个数据发射/接收设备（COD-卡运行设备）将电感能量和数据传输到一个便携式数据载体上。一种这样的系统已经在 1998 慕尼黑 Carl Hanser 出版社出版的 Finkenzeller, Klaus 所著的 RFID-手册的第 183-205 页作了阐述。为通过数据发射/接收设备运行芯片卡，需要一定的功率用于产生交变磁场。

产生交变磁场的天线一般来说是一种（任意）被成形的导体环。该环在通常工作条件下，具有感抗。这种感抗在正常情况下通过一种由电阻、电容器和线圈组成的匹配电路进行补偿，以此，可将天线调谐到谐振频率。调谐到谐振频率可理解为感抗具有的值为 0，并且作为阻抗只剩下损耗电阻。

将天线匹配成谐振是必须的，如果在数据发射/接收设备中，天线和电源通过一个长度未知的电缆连接。为达到不取决于电缆长度，天线和电源则必须与导线的波阻抗匹配。例如，天线与波阻抗匹配已在专利 US5, 241, 160 中阐明。

通常，在天线直接与电源相连时，也采用谐振进行工作。例如，当天线和电源安装在同一个印刷电路板上时，则即为此情况。

如果在交变磁场中不存在便携式数据载体，则在天线调到谐振时有一个最大的电流流通。该最大电流流通结果是产生最大磁场。

鉴于此，在空载运行时通过谐振调谐也可引起很大损耗。下面，空载可理解为数据发射/接收设备的工作状态，在这种工作状态中，没有一个便携式数据载体位于数据发射/接收设备的有效磁场内。数据发射/接收设备的有效范围是数据载体到天线的那一段距离，在该距离，为了能够与便携式数据载体交换数据，交变磁场正好还足够大。

流经天线的电流产生的交变磁场，特别是在数据发射/接收设备上有效距离短时（所谓闭合耦合系统），在空载运行中往往比实际需要的大许多。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 434

如果在有效磁场中有一个便携式数据载体，则该数据载体反作用到天线上。这种反作用当在数据发射/接收设备的天线回路中出现附加阻抗时是非常明显的。如果将天线调到谐振，则这种反作用最大，也即在天线回路中出现的附加阻抗引起天线电流的减少，并且以此同时也引起磁场的减小。该反作用越大，天线和便携式数据载体之间耦合则越大。一般来说，在天线和便携式数据载体之间的距离较小时，耦合变大。在最不利的情况下，便携式数据载体在靠近天线时，可通过这种耦合由于反作用如此强地减少电流，以至于在数据发射/接收设备与数据载体之间不可能存在足够的电源供应。

为确保在数据发射/接收设备的有效磁场中使数据载体进行工作，因此当天线调谐到谐振时，必须在空载运行中保持相当高的电流。这样，就可确保有效范围内有一个数据载体时，尽管有反作用，但磁场场强还是足够大，以便为数据载体保持足够的电源供应。这就意味着无非是在将数据载体置入有效磁场内时流经天线的电流足够大。由于空载运行时为产生交变磁场需要高功率的原因，则形成的损耗很高。

若设计的系统用于多个数据载体，对天线设置在谐振时所述的工作方式显示出更明显的缺点。多个数据载体对天线回路的反作用则按照处于有效磁场的数据载体的数量倍增。因此，为数据发射/接收设备提供功率的电源必须设计的更大。这在空间需要量大以及成本高方面是十分明显的。

因此，本发明的任务在于提供一种无接触传输数据的设备，该设备在预定的有效范围内为产生一个交变磁场，具有一个尽可能小的功率输入。

本发明以权利要求 1 或 5 的特征得到解决。进一步扩展则由从属权利要求获得。

根据本发明权利要求 1 所述，数据发射/接收设备的天线按总阻抗也即按进行阻抗变换的电路这样来构成，以至于当无便携式数据载体按电感与天线相连时，电抗不等于 0。换句话说，只要在数据发射/接收设备有效范围内不存在便携式载体，则天线就没有调谐到谐振。

按照这种方式，通过将电抗引入天线，在空载情况下必须保持的电流与当前技术水平相比减少了。这将导致较小的空载损耗。由于这个原因，电源可以设计的较小。不必考虑昂贵的制冷设备。其它的优

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 435

点在于，通过空载中已具有的电抗在置入一个数据载体时，可以使数据载体对天线的反作用减少或获益地采用。例如，这得到的结果是，由于将数据载体置入有效磁场，电流减少比按当前技术水平制作的数据发射/接收设备上出现的电流降低要小多了。这样完全可避免由于将数据载体置入有效磁场使天线电流切断而出现的问题。

电抗可能是电感型或是电容型。甚至有可能这样来调节数据卡对天线的反作用，以至于对预定的设计情况，例如在一个 x cm 范围内还必须工作的 3 个数据载体，得到天线电流一定的提高。为达此目的，必须相应地设计电抗。该电抗只能通过费时的模拟计算求出。由数据发射/接收设备为产生交变磁场或为数据载体供电需要的功率，由于所建议的有目的的将电抗置入天线回路的措施而大大地降低了。

在本发明的一种实施结构中，两种解决方案进行组合也是可能的。这就意味着，数据发射/接收设备的天线既可以具有一个电抗，也即不调到谐振，也可以具有一个附加的损耗电阻。通过该附加的、例如处于天线和匹配电路之间的损耗电阻又可获得数据发射/接收设备空载运行时电流减少，并且这样空载损耗也减少。由于设置了附加损耗电阻，处于数据发射/接收设备磁场中的数据载体对天线的反作用减少。受数据发射/接收设备天线回路中出现阻抗的限制，反作用尽管使流经天线的电流的减少仍很明显，磁场场强也随之减少。电流降低比根据现有技术制作的数据发射/接收设备上的电流降低却明显地减弱。当将数据载体置入有效磁场时，由于电流降低较小所引起，所需的交变磁场场强仍足够大，尽管数据发射/接收设备的电源可以设计的较小，并且以此这种电源也提供流经天线的较小电流。

在另一实施方案中，数据发射/接收设备在天线与发射设备或接收设备之间具有一个匹配电路设备，其天线具有一个感抗并且在天线与发射设备或接收设备之间具有一个附加电阻。

在另一实施方案中，利用天线内的电抗导致数据发射/接收设备电源的功率减少的改进型方案，指出有一条长度已知的连接线，该连接线将天线和发射设备或接收设备彼此连接起来。在使用一条连接线，例如一段长度已知的电线时，不需要设置一个匹配电路。

根据权利要求 5，匹配电路具有一个附加损耗电阻，附加给限制品质因数的电阻上。至少由一个限制品质因数的电阻以及电容器和/或

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 436

线圈组成的匹配电路设备设置在天线和发射设备或接收设备之间。匹配电路设备用来将总阻抗与长度未知的导线波阻抗匹配。如上所述，采用这种措施可获得同样的效果和同样的优点。还有，在此，处于数据发射/接收设备的磁场内的数据载体对天线的反作用被减少了。其结果是在空载运行中可以保持与现有技术水平相比减少的电流。

一种优选方案是把电抗引入数据发射/接收设备的天线内。利用这种方案原理可获得空载运行中最低的电流。当然，在这方面其基本出发点则是各种改进型方案的基本条件都是相同的。这就意味着数据发射/接收设备被设计成用于一定数量的数据载体，并且，在至少一个数据载体和数据发射/接收设备之间可进行数据交换的有效范围占有距天线一段预定的距离。

至此所述各种方案原理的优点在于，通过减少所需天线电流，可以设计用于较小功率电源（交流电源）的末级。以此，成本也降低了。另一个优点在于，与现有技术相比，电源和天线之间的电路设备不需要附加的电路单元。电路单元仅是另外设计。

通过电感耦合进行电能传输只需用天线的近区磁场。这样，辐射电磁波也是不可避免的。在此，所辐射的功率直接与天线电流的平方成正比。这就意味着天线电流减少同时有效辐射功率也减少。对此，容易保持限制辐射的标准值。这个问题以后再说明。

在天线和匹配电路之间设置一个附加电阻的改进型方案中，计算限制品质因数的电阻和附加损耗电阻之和的公式如下：

$$R \approx \frac{k_{min} k_{max} (2\pi f_0)^2 L_F L_T}{2 \cdot |B_T|} - R_F .$$

按照这个考虑设计数据发射/接收设备（数据载体的数量、有效范围）的公式计算结果是在空载时功率减少到最小。于是，数据发射设备/接收设备在各种工作状态的工作都可靠。按照本公式的设计，在数据发射设备/接收设备的天线上电流不会降低（=切断）到不利的数值。

设计的便携式数据载体的谐振频率既可与数据发射设备/接收设备的预定的工作频率相同，也可比预定的工作频率大或小。在优选的实

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 437

施方案中，设计便携式数据载体的谐振频率超过预定的频率。安装在便携式数据载体上的电路设备，可通过感应信号供电，该感应信号是将数据载体置入数据发射/接收设备的有效磁场时在数据载体天线中形成的。对此，利用通过由一个电容和数据载体天线的电感组成的串联谐振回路产生的谐振自举。其工作原理将在以后结合附图详细说明。

便携式数据载体上安装的电路设备可作为集成的半导体芯片或分立的电路构成。芯片卡、各种物品的安全标签或还有识别设备都可理解为便携式数据载体。倒也可以想像，例如，将便携式数据载体置入客车内，用于对一定路段进行计费。

根据本发明所述的数据发射/接收设备和数据载体天线都能在 0 和 1m 之间范围内彼此耦合。数据发射/接收设备可优选地如此设计，以便使天线在 0 和 1cm 之间范围内耦合。在按所谓的 CD-1 格式（票据卡，在 ISO 中确定的）的数据载体上，数据载体和数据发射/接收设备在 0 和几个厘米的范围内都可耦合。已知这种数据发射/接收设备名为闭合耦合系统。

当数据发射/接收设备设计为 0 至 15 cm 范围内，已知的系统名为接近系统。在 0 和 1m 的范围内，数据发射/接收设备称之为邻近系统。可是，本发明所述的应用范围不限于以上这些而更多地取决于天线/数据载体的数量关系。

本发明将就图 1 至 8 做较详细说明。

图中示出:

图 1 为数据发射/接收设备以及便携式数据载体方框图

图 2a 和 2b 为数据发射/接收设备以及便携式数据载体的简化的线性等效电路图，

图 3a 为当一个便携式数据载体处于有效范围内时，数据发射/接收设备的等效电路图，

图 3b 为处于数据发射/接收设备有效范围内的便携式数据载体的等效电路图，

图 4 为一个或多个便携式数据载体的工作电压与谐振频率关系的标准曲线，

图 5 为根据本发明所述的在天线和匹配电路之间设有附加电阻的数据发射/接收设备的等效电路图，

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 438

图 6 为在天线和匹配电路之间的电阻不同时对频率特性的影响，

图 7 为关于数据载体到数据发射/接收设备的距离的磁场曲线的说明和

图 8 为当天线的有功电阻和/或电抗设计不同时，电源功率输入的说明。

图 1 为数据发射/接收设备 1 和便携式数据载体 2 的方框图。数据发射/接收设备 1 具有一个电源设备 3 以及接收设备 5 和发射设备 4。发射设备 4 和接收设备 5 都与天线 6 彼此相连。天线 6 在最简单的情况下是一个任意形状的线环。发射设备 4 和接收设备 5 都与电源设备 3 彼此相连。通常，发射设备 4 在其中具有一个石英晶体、一个振荡器、一个调制器以及一个功率输末级。接收设备 5，例如组成有一个带通滤波器、一个放大器以及一个解调器。因为根据本发明的构思，发射设备 4 和接收设备 5 的精确结构是不主要的，所以在此不予详谈。

便携式数据载体 2 具有一个数据载体天线 8 以及一个电路设备 7。电路设备 7，例如可以用集成半导体芯片或也可以用分立电路形式构成。例如，电路设备 7 具有一个将电路设备 7 与数据载体天线 8 相连的匹配电路。此外，电路设备 7 含有一个调制器、一个解调器、一个微处理器或也可含有一个存储器。由于对本发明来说，电路设备 7 的精确结构不是主要的，所以在此不予详谈。

数据发射/接收设备的工作方式如下：发射设备 4 产生一个预置频率的信号，该预置频率在下面被作为工作频率 f_0。该信号由发射设备 4 转送到数据发射/接收设备的天线 6 上。如果便携式数据载体 2 处于数据发射/接收设备 1 的有效范围内，则由天线 6 产生的信号被传输到便携式数据载体 2 上，在此由数据载体天线 8 将信号变换成感应压。该感应电压不仅供给电路设备 7 的工作电压，而且同样含有由电路设备 7 加工的要传送的信息。

相反，由电路设备 7 向数据载体天线 8 传输信号，其中这个由数据载体天线 8 用一定频率传输的信号在数据发射/接收设备 1 的天线 6 中产生感应电压。这个信号被传送给接收设备 5 并在那里加工处理。

图 2a 示出了数据发射/接收设备 1 的等效电路图。天线本身就具有感抗。图 2b 示出了便携式数据载体 2 的一个简单的线性等效电路图。在电源和数据发射/接收设备 1 的天线 6 之间的电源 3 和总布线都可简

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 439

化到等效电源 U_{F0}（电源电压，在时域为 $\hat{U}_{F0}*\sin(2\pi ft)$）和内阻抗 Z_{FA}。该内阻抗可由任意联接的电阻 R、电感 L 和电容 C 组成。天线 6 可作为电感 L_F 和损耗电阻 R_{LF} 进行模拟。等效电源 U_{F0} 和内阻抗 Z_{FA} 以及电感 L_F 和天线 6 的损耗电阻 R_{LF} 以串联电路的形式连接起来。在图 2a 中的等效电路图重现了在有效范围内无便携式数据载体的状况中的数据发射/接收设备 1。这就意味着不存在数据发射/接收设备的天线和一个便携式数据载体的天线之间的耦合。

在图 2b 中，模拟了由损耗电阻 R_{LT} 和电感 L_T 组成的数据载体天线 8。电阻 R_{LT} 和线圈 L_T 是彼此串联连接。例如，可作为集成半导体芯片构成的电路设备 7 显示简化成由损耗电阻 R_T 和与其并连的电容 C_T 组成。电路设备 7 与数据载体天线 8 并行连接。在图 2b 中，便携式数据载体 2 也处于一种数据发射/接收设备的天线或另一个便携式数据载体的天线之间无耦合的状态。根据电容 C_T 的大小，便携式数据载体 2 具有一个电容占优势的特性。

天线回路的总阻抗由下列公式重现:

$$Z_F = R_F + j \cdot B_F = Z_{FA} + R_{LF} + j \cdot \omega \cdot L_F ,$$

在匹配或谐振的情况下，这个阻抗的虚部为 0.

数据载体串联谐振电路的总阻抗为:

$$Z_T = R_T + j \cdot B_T = R_{LT} + j \cdot \omega \cdot L_T + \frac{1}{1/R_T + j \cdot \omega \cdot C_T} ,$$

图 3a 和 3b 示出了数据发射/接收设备 1 或便携式数据载体 2 在当它们彼此耦合时，也即当便携式数据载体 2 处于数据发射/接收设备 1 的有效范围内时的等效电路图。受天线 6 与数据载体天线 8 耦合的限制，根据安培定律，可产生串行作用到电感的感应电压。在此，U_{TF} 是由激励电流 I_F 在卡的线圈上感应的电压，U_{FT} 表示由数据载体电流 I_T 在天线线圈上感应的电压。这种关系用下式表达:

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 440

$$U_{FT} = -j\omega \cdot M \cdot I_T$$

$$U_{TF} = j\omega \cdot M \cdot I_F \quad .$$

其中

ω： 角频率（=2πf），

j: 虚数单位和

M: 互感。

从两个线圈的互感 M 和自感可定义耦合系数 k:

耦合系数: $K^2 = \frac{M^2}{L_E \cdot L_T}$.

在天线和数据载体之间的距离最小时，耦合系数最大可为 1。在距离无限时，耦合系数为 0。

根据本发明的第一个实施例，规定了自由选择天线回路 6 的阻抗，其中，不需要与天线 6 和电源 3 之间的导线的波阻抗匹配。具体说就是，天线 6 和电源 3 确定地彼此相连，并且因此天线回路的总阻抗可具有虚部。天线 6 与电源 3 的连接可理解为长度已知的电线或也可理解为天线和发射或接收设备之间直接彼此连接，以使天线 6 和电源 3 之间的导线最短。

基本上，在取决于所要求的系统特征的情况下，不同的失调可导致功率变小。

有可能这样来设计虚部，即在最不利的情况下（最大可能数量的便携式数据载体位于有效磁场中），通过便携式数据载体 2 对天线 6 的反作用，天线电流进一步增大以至于可毫无问题地工作。这就意味着在空载运行时，流经天线 6 的电流最小，并且通过置入每一个数据载体 2 时，电流有所增大。根据数据载体 2 的反作用，电流与需求量匹配。如果数据载体 2 具有一个超过数据发射/接收设备 1 上预定的谐振频率的谐振频率，则这个最佳值被看作天线回路的电感失调。

当将一个数据载体置入有效磁场时，导致天线电流的自动增加的

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 441

感抗的大小只能通过费事的模拟计算才能求出。工作原理下面再说明:

如果当数据发射/接收设备的天线回路的总阻抗 Z_F 进行电感调谐时，一张卡被置入有效磁场，则在数据发射/接收设备的天线回路中，数据载体的串联谐振电路占优势的容抗 Z_T 看作是感抗 Z_{FT}。由于变换的阻抗 Z_{FT} 的数值比天线回路的阻抗 Z_F 小很多，所以对天线电流的反作用也只是很小。因此，在有效磁场范围内有一个数据载体天线电流与在有效磁场内不存在数据载体时的天线电流相比只有微小的降低。

如果将多个数据载体置入数据发射/接收设备的有效磁场内，则阻抗使数据载体彼此耦合。通过耦合数据载体的阻抗，其阻抗 Z_T 产生变化，其中这个阻抗在对数据载体进行强耦合时，彼此均具有占优势的电感特性。这个占优势的电感性阻抗，在天线回路中产生一个电容性阻抗 Z_{FT}。在电感调谐天线回路的总阻抗时，电容性阻抗 Z_{FT} 部分地补偿电感性阻抗 Z_F，这样在数据载体彼此强耦合的最不利的情况下，和数据载体到读出设备的最大距离情况下，在天线回路中电流增加。

如果数据发射/接收设备的天线回路的总阻抗 Z_F 进行电容性调谐，则在置入数据载体时，可调节电流增加。数据载体的的占优势的电容性阻抗 Z_T 在天线回路中重新表现为一个占优势的电感阻抗。天线回路的电容性调谐和通过数据载体转换到天线回路中去的电感性阻抗可部分地得到补偿，以便使电流增加成为可能。天线回路的电容性阻抗可这样调节，以使数据载体距离最大时电流增长最大。

如果将数量较多的数据载体置入数据发射/接收设备的有效范围内，则这些数据载体彼此重新耦合，以便这些数据载体在天线回路中产生电容性阻抗。由于数据载体的变换的阻抗比天线回路的总阻抗小很多，所以对天线电流只能产生很小的反作用。在数据载体很靠近数据发射/接收设备时，切断天线电流却不会产生。

数据载体彼此耦合的原理下面做进一步说明。

至于最佳化可能达到的程度主要受所要求的系统特性限制。系统特性由在有效磁场内的数据载体的数量确定，在该有效磁场内，可实施数据载体和数据发射/接收设备之间毫无问题地数据交换功能，以及系统特性由到数据发射/接收设备的天线的最大的距离确定，直到在此距离数据载体和数据发射/接收设备之间的耦合是可能的为止。最大潜力在所述的闭合耦合系统中最大。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 442

对于数据发射/接收设备天线功率输入的最佳化还应注意下面的边界条件。因为便携式数据载体 2 的电路设备 7 无自己的电源，所以供给电路设备 7 所需的工作电压必须通过数据载体天线上的由数据发射/接收设备感应的信号产生。在此应采用由便携式数据载体 2 的电容 C_T 和电感 L_T 组成的串联谐振自举。

如果多个数据载体 2 处于数据发射/接收设备 1 的有效磁场内，则数据载体 2 不仅与天线 6 耦合，而且也彼此耦合。通过这种彼此耦合，使得每个数据载体谐振回路的谐振频率降低了。数据载体彼此耦合越强，谐振频率降得越低，也即两个数据载体之间的距离越近和处于有效磁场内的数据载体越多。在最不利的情况下，根据数据载体彼此耦合，一个数据载体的谐振频率可减少系数 $1/\sqrt{N}$ 其中 N 为数据载体数。在假如数据载体天线距离为 0 时和线圈重叠套合时，将可能出现最不利的情况。但实际上这不会出现，因为天线通常被包围在外壳内，例如芯片卡由塑料外壳包封。

在多个数据载体彼此耦合时谐振频率降低的关系式如图 4 所示。在此，使位于数据载体 2 的电路设备 7 的输入端的电压 U_T 与在数据载体的天线 8 上数据发射/接收设备 1 的天线 6 感应的电压 U_{TF} 之比标准化。对数据载体的工作优选的是 U_T 和 U_{TF} 之间比大于 1。在这种情况下，距离相当大时就得保障电路设备 7 的足够的电压电源。如果设计的数据发射/接收设备恰好一个数据载体，则数据载体的谐振频率可理想地调谐到数据发射/接收设备的预定频率 f_0。在这种情况下，U_T 和 U_{TF} 之间的比最大。在将数据发射/接收设备设计到多个卡上时，只能部分地使用谐振自举。

为达此目的，每一个数据载体的谐振频率都应设计成高于预定频率 f_0。如果一个数据载体处于数据发射/接收设备的有效磁场内，则 U_T 和 U_{TF} 之比位于图 4 的点 1 上。如果第二个数据载体被置于有效磁场内，则两个数据载体彼此耦合，两个数据载体的谐振频率降低。例如，在这种情况下，就可达到图中的点 2 的位置。这个点就已经低于预定频率 f_0。点 2 的位置与此有关，象两个数据载体之间的耦合一样强。这主要取决于两个数据载体彼此的距离。因此，点 2 还可在所画的直线上向左或向右移动。如果再将第三个数据载体置入有效磁场内，则各数据载体的谐振频率将继续下降到低于预定频率 f_0，并且可达到图中

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 443

的点 3 的位置。还有，这个点如何沿画的线移动，要视 3 个数据载体彼此耦合的怎样。

使用全部的谐振自举（U_T 对 U_{TF} 的比最大）在多个数据卡工作时是不可能的，因为按数据卡的数量和其耦合来看存在另外的工作状态。因此，数据载体的谐振频率首先调谐到高于预定频率 f_0。这与数据载体阻抗的虚部是电容性的意义相同。每个数据载体只得到一部分可能的电压自举。那么，在图 4 所示的例子中，电压自举在 2 个数据载体耦合时也存在。

图 5 示出了按照第二种方案所绘的根据本发明所述的数据发射/接收设备的等效电路图。数据发射/接收设备具有由有效电阻 R_F 和电感 L_F 模块组成的天线 6。电阻 R_F 和电感 L_F 串联连接。由电容 C 和电感 L 任意连接组成的的匹配电路 10 与天线 6 并行连接。在所给出的图中，匹配电路 C 由 2 个电容器 C_1 和 C_2 组成。此外，匹配电路 10 还具有一个与天线 6 的电阻 R_F 连接的电阻 R。电阻 R 用来限制品质因数。一方面，匹配电路 10 的电容 C_2 与匹配电路 10 的电阻 R 相连以及与天线 6 的电感 L_F 相连。电容器 C_1 端接在电阻 R 和电容器 C_2 之间的连接点上。电容器 C_1 的另一端则与导线 9 以及与天线 6 的电感 L_F 相连。例如，导线 9 是一个长度未知的电线，它将匹配电路 10 与电源 3 和内阻抗 R_W 相连。在此，长度未知的导线具有一个一定的波阻抗例如 50 欧姆。内阻抗 R_W 是一个纯欧姆电阻并且与导线 9 的波阻抗匹配。匹配电路 10 承担的任务是将天线 6 与导线 9 的波阻抗匹配，也即匹配电路 10 的天线 6 被调谐到谐振。天线 6 的感抗可通过匹配电路 10 的电容器 C_1 和 C_2 得到补偿。内阻抗 R_W 以简单地方式使发射设备或接收设备的电路设备得到平衡。插入匹配电路 10 的电阻 R 用以限制品质因数，这样调制预定频率所需要的带宽就可以达到。

根据本发明的构思，在取决于系统要求的情况下（数据载体的数量、有效范围的距离）在电阻 R 和天线 6 的电阻 R_F 之间插入一个附加的损耗电阻。这就意味着匹配电路 10 的电阻 R 在一定条件下也会大大升高。然后，这种电阻 R 的升高将导致功率需求的减少。

最佳电阻 R 的估值如下式：（对这样的卡有效，其谐振频率偏离预定频率 f_0，也就是说，$B_T>>0$ 或 $B_T<<0$，附加 $R_T<|B_T|$）：

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 444

$$R \approx \frac{k_{min} k_{max} (2\pi f_0)^2 L_F L_T}{2 \cdot |B_T|} - R_F$$

在此， k_{min} 和 k_{max} 指由系统要求所确定的功能界限（也即有效距离）。

这个过程的工作方式下面予以说明。由数据发射/接收设备或天线产生的磁场具有所谓的场空隙，该空隙由电源周期性的短路而形成的。这种场空隙有助于将数据传输到便携式数据载体上。由于电源的短路，天线 6、匹配电路 10 以及导线 9 和内阻抗 R_W 可构成谐振回路。因此，在这种场空隙内，流经天线 6 的电流或交变磁场逐渐衰减。衰减的速度视品质因数而定。如果谐振回路的品质因数高，则天线电流或磁场只能慢慢地衰减。但却也需要天线电流或磁场在一定的时间内，涉及到场空隙的长度，低于一定的值，以保证数据载体 2 上的电路设备 7 更加充分地利用这些信息。因此，品质因数应这样来确定，即衰减的过程适当。实际上这意味着例如这个品质因数被限制在 10 和 30 之间。如上所述，该品质因数由匹配电路 10 上的电阻 R 确定。品质因数计算公式如下：

$$Q = \frac{2\pi f_0 \cdot L_F}{R + R_F}.$$

如果匹配电路 10 上的电阻 R 升高，则品质因数逐渐降低。因此，品质因数小的优点则是数据传输到数据载体 2 和数据发射/接收设备 1 的过程很快。

限制产生感应能量传输的磁场的标准只允许在一个很窄的频带上产生高磁场。一般来说，这个频带对可接受的数据传输速率太窄。这就是说，调制时形成的边带在窄频带以外，因此必须具有一个很小的振幅（→标准）。

限制边带通过以下几点是可能的：

——一般地减少天线电流

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 445

-特殊的调制方法

-滤波作用（高品质因数）。

通过滤波作用限制边带只能是限制，因为否则信息将被滤除。

本发明的优点从图 6 中看的很清楚，该图表示附加电阻对频率特性的影响。在 y 轴上标绘出天线电流或磁场 H 的幅度，而 x 轴表示频率 f。图 6 表示按现有技术水平，品质因数为 10 和 30 之间，数据发射/接收设备上频率特性的曲线。频率特性通过频率重现了天线电流或磁场幅度的包络线。按现有技术水平，频率特性在预定频率为 f_0 时具有高幅度并且在两个边带上对称地下降。品质因数小得出的结果是一个平缓的频率特性，也即频率的边带滤除不够。品质因数很高滤除边带为 f_0，并且在 f_0 时具有频率特性显示最大。数据载体和数据发射/接收设备之间交换的原来的信息在一个边带上对称地按预定频率 f_0 传输。例如，若预定频率 f_0 为 13.56MHz，则信息例如在边带上以 ± 100KHz 传输。该边带的幅度受品质因数的限制。保持标准可部分地通过对品质因数的滤除作用解决，但大部分地是通过天线电流的减少解决。在按现有技术水平制作的设备上，电流的减少将导致，磁场只在一个很小的有效距离够用，以便在数据载体和数据发射/接收设备之间能进行数据传输。

像本发明所述的通过插入附加电阻那样，品质因数缩小时，滤波作用变差。这就意味着频率特性沿预定频率 f_0 的边沿产生平缓曲线。这种很差的滤波作用通过限制天线电流由附加电阻 R 得到了更多的补偿。同时，通过减少天线电流却不能减少数据发射/接收设备的有效磁场的有效距离。这是由于在置入数据载体时磁场比按现有技术水平制作的设备上很少减弱。

图 7 表示超过一个数据载体到数据发射/接收设备的距离的磁场曲线。图 7 示出了根据现有技术水平制作的设备和根据本发明制作的数据发射/接收设备之间的磁场的比较。曲线 1 和 2 显示当无数据载体处于数据发射/接收设备有效磁场内时的磁场场强。由于流经数据发射/接收设备的天线的电流较大，所以根据现有技术水平制作的数据发射/接收设备的磁场也比根据本发明制作的设备的磁场更强。曲线 1 示出了根据现有技术水平制作的设备的磁场曲线，曲线 2 示出了符合本发明的曲线。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 446

磁场必须超过值 H_{min}，这样数据载体和数据发射/接收设备之间数据交换成为可能。磁场在点 $X_{设计}$ 比至少所需的磁场 H_{min} 的点上大或相同。通过根据本发明制作的数据发射/接收设备的电流这样来设计，即磁场在所需的最大的有效距离 $X_{设计}$ 时，很容易超过最小的场强 H_{min}。与此相反，根据空载时流经天线的高电流，按照现有技术水平制作的数据发射/接收设备上的磁场相当强。如果数据发射/接收设备的有效磁场内置入一个数据载体，则由于耦合，根据现有技术水平制作的设备上的天线电流大大降低，其结果将导致大大降低源磁场（曲线 1'）。如果数据载体靠近数据发射/接收设备的天线，则影响到天线电流的进一步降低。这样做的结果也导致磁场场强进一步降低。因此，在置入一个或多个其它的数据载体时，可切断天线电流，也即在数据发射/接收设备和数据载体之间不再可能进行数据交换。

与此相反，由于在天线和匹配电路之间附加了电阻，所以流经天线的电流大大降低。因此，在数据发射/接收设备有效范围内置入一个数据载体时，与无数据载体置入时的磁场曲线相比，磁场降低只是很小。因此，重现在有效范围内有一个数据载体的磁场曲线的曲线 2'，首先在 x 较小时比根据现有技术水平制作的设备上的磁场曲线高（曲线 1'）。

本发明可借助一实施例清楚地予以说明。使用例如具有下列参数的芯片卡作为便携式数据载体。芯片卡工作频率为 f_0=13 .56MHz，卡的尺寸约为 8cm × 5cm ，芯片卡总阻抗的复数部分为 B_T=-140V/A ，芯片卡的谐振频率约为 16.5MHz，线圈的电感为 $L_T \approx 3.5\mu H$。数据发射/接收设备的天线与芯片卡的尺寸相近。数据发射/接收设备的天线的电感为 $L_F \approx 2.3\mu H$，芯片卡必须在达 1cm 范围内工作。当置入芯片卡时，在数据发射/接收设备的天线上就得出了耦合系数 k_{max}=0.5，在最大距离时，k_{min}=0.35。最大时，3 个芯片卡可置入数据发射/接收设备的有效范围内。模拟求出已知置入感抗到天线内的最佳值，就可得出在虚部约为 80V/A（电感）时，电源应提供功率的最小值。

这个由电源提供功率的最小值在数据发射/接收设备的天线阻抗的实部为 0 至 40Ω 时保持几乎相同，并且在有效磁场内无芯片卡的情况下约为 10mW。如果 3 个芯片卡都置入数据发射/接收设备有效范围内，则天线接收的功率约为 60mW。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 447

在参数相同时，根据本发明第二个方案所达到的最佳化，也即在天线和匹配电路之间插入一个附加电阻，则在最佳选择的损耗电阻上需要功率为约 200mW. 在这种情况下，附加电阻利用上述公式计算。

在将天线调谐到谐振，损耗电阻的值约为 15Ω 时的现有技术水平制作的设备上，为保证数据传输所需的带宽，必须提供约为 500mW 的功率。

利用在天线和匹配电路之间插入的附加电阻达到最佳化有另一个途径。例如，如果使用的芯片卡具有上述参数（f_0=13 .56MHz、卡大小约为 8cm × 5cm、在数据发射/接收设备的天线相同时，B_T=-170V/A、$L_T \approx 3.5\mu H$、$L_F \approx 3.5\mu H$，所要求的有效距离具有少数几个 cm 时：k_{max}=0.5、k_{min}=0.2），则得出的最佳损耗电阻约为 25Ω。在根据现有技术水平设计时，限制品质因数的电阻 R 约为 6Ω。在此，应注意匹配电路的电容 C_1 和 C_2 在两种情况下具有另外的值，该值按电阻 R 的设计计算。

通过简单的增加损耗电阻的电路措施，天线回路的最大功率输入从 80mW 降到 30mW. 受到如此的限制，流经数据发射/接收设备天线上所需的电流从 80mA 降到 25mA。

在天线上附加损耗电阻或附加感抗的最佳值均只通过耗费很大的最佳化计算才能得到，其中按照系统要求边界条件（最小和最大作用距离、卡的数量、卡的特性、在一定条件下预定的天线、工作频率等等）是事先给定的。

原则上，根据现有技术水平进行的将天线调谐到谐振证明是一个最不利的方案。在具有需要的最大作用距离和与此相连的天线线圈的大功率的系统上，获得最佳值还是很难的，因为出现的不可避免的损耗电阻可能比计算出来的最佳值大。

图 8 表示一个模拟计算的结果。它表示空载时电源功率输入相同的曲线，也即表示数据发射/接收设备的天线的有效电阻和/或感抗的不同设计点上的曲线。在 x 轴上，标绘了天线阻抗的实部，而在 y 轴上表示天线阻抗的虚部。所表示的结果在数据载体的谐振频率上才有效，该数据载体超过数据发射/接收设备的预定频率 f_0。

在现有技术水平制作的设备上，天线可调谐到谐振。这就意味着天线的阻抗只具有一个有功部分。通常，根据现有技术水平设计的天

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 448

线上有功部分用很小的损耗电阻就可实现。这个高功率的输入点位于靠近原点的 x 轴上。如果在 x 轴上继续向右移动，也即增大天线的损耗电阻，则需要越来越小的功率。在具有一个按上述公式计算的电阻的点 2 上，可达到最小的功率输入。如果将点 2 在 x 轴上继续向右移动，也即继续增大损耗电阻，则在空载时的功率输入也随之提高。在 x 轴上的一个点符合将天线调谐到谐振。

如果按照本发明的第一方案将感抗加入天线，也即在 Y 轴上向上或向下移动，这样在天线有效电阻小时，功率输入将继续减少，直到在用 1 标志的点上达到最小的功率输入为止。在用 1 标志的回路中，可得到接收最小功率的天线阻抗的值。如果像在用 1 标志的点上那样保持感抗的值，并且例如通过附加损耗电阻继续增加天线的有效电阻，则所需要的功率也增加。在优选的实施方案中，通过天线的电抗使功率变小。

本发明可能在产生一个数据发射/接收设备的交变磁场时，以使至少一个数据载体工作的情况下，用电路上最少耗费来成本合适地实现功率减少。

在两种建议的改进型方案中，只根据将达到的系统特点的最佳化来得到最佳值。对所谓的闭合耦合系统来说潜力最大。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 449

说 明 书 附 图

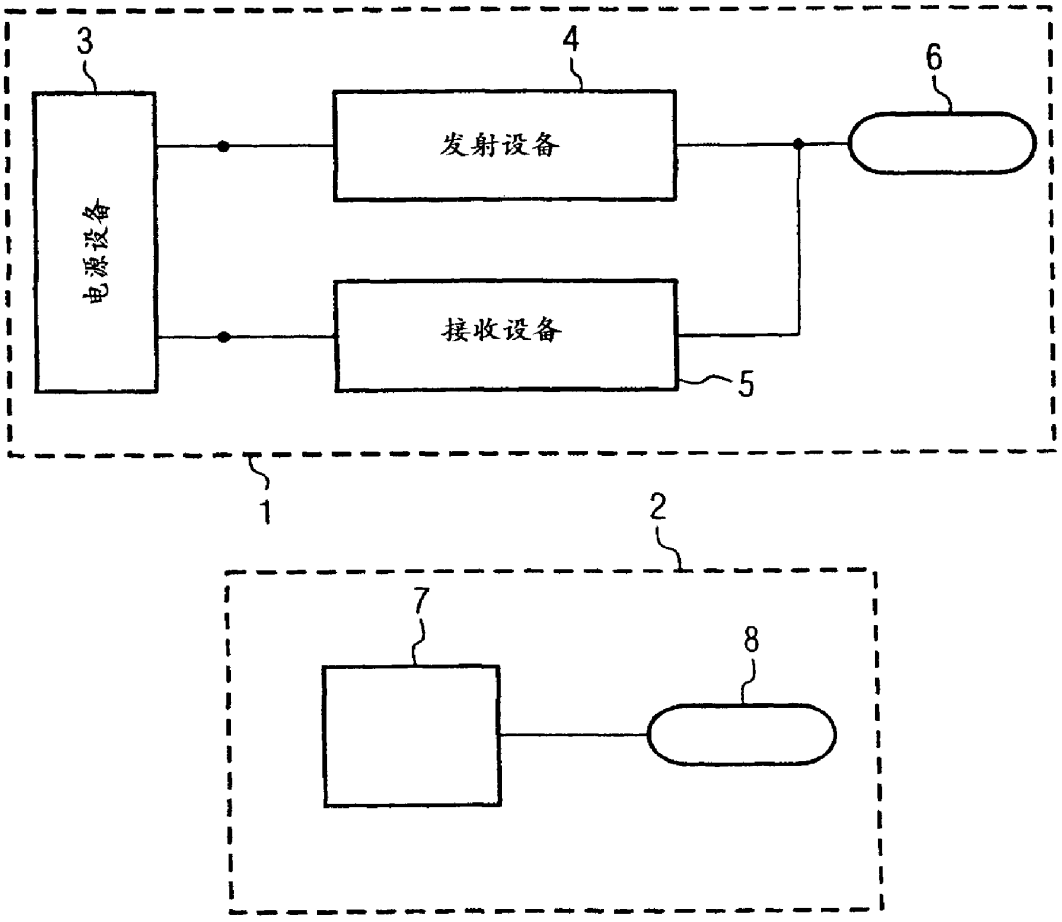


图 1

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 450

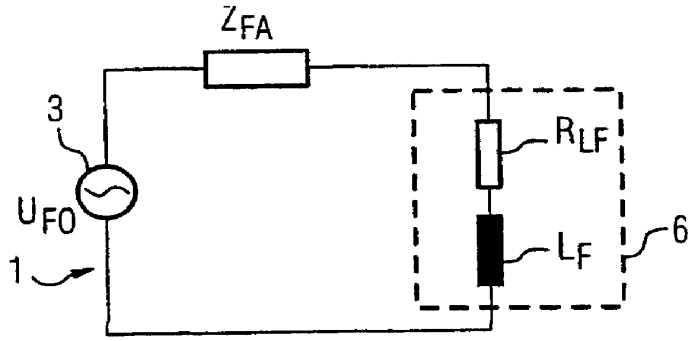


图 2A

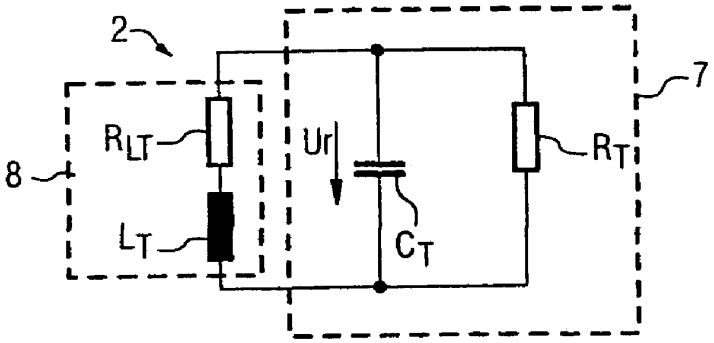


图 2B

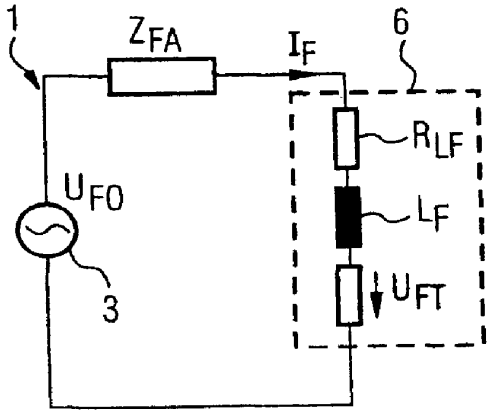


图 3A

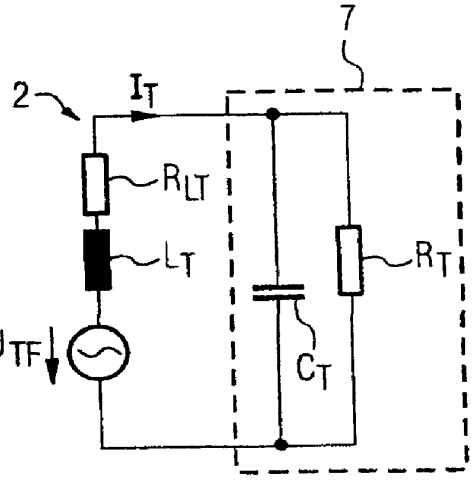


图 3B

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 451

01-01-15

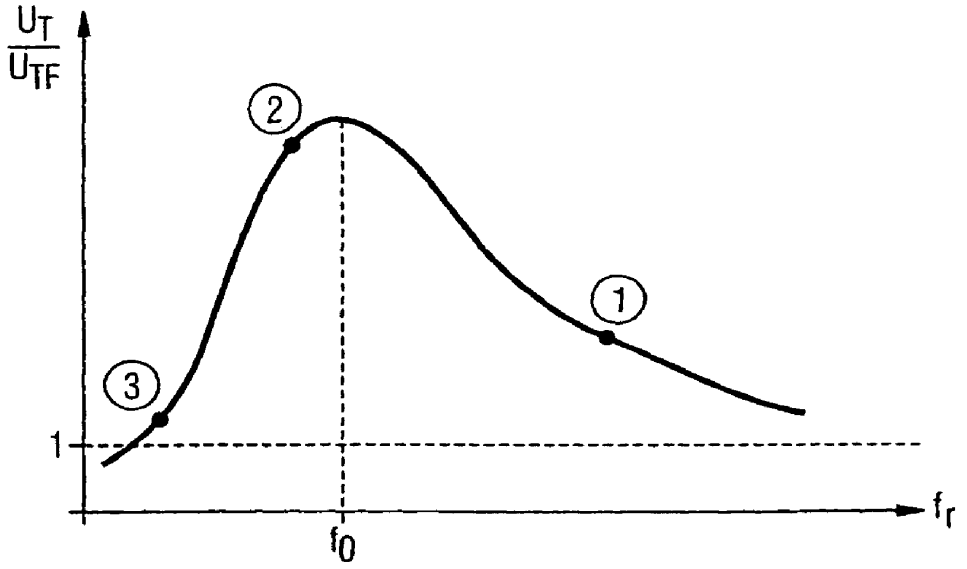


图 4

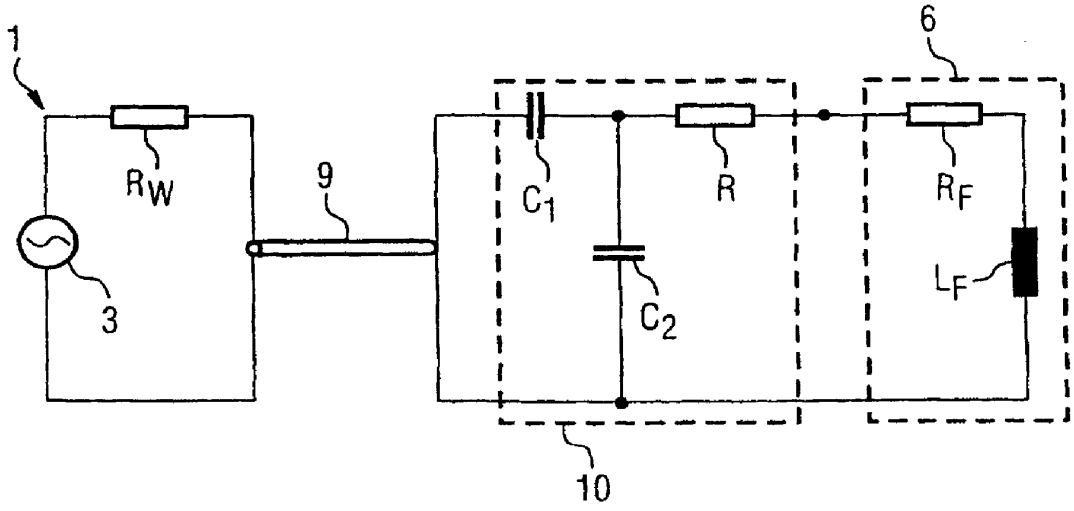


图 5

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 452

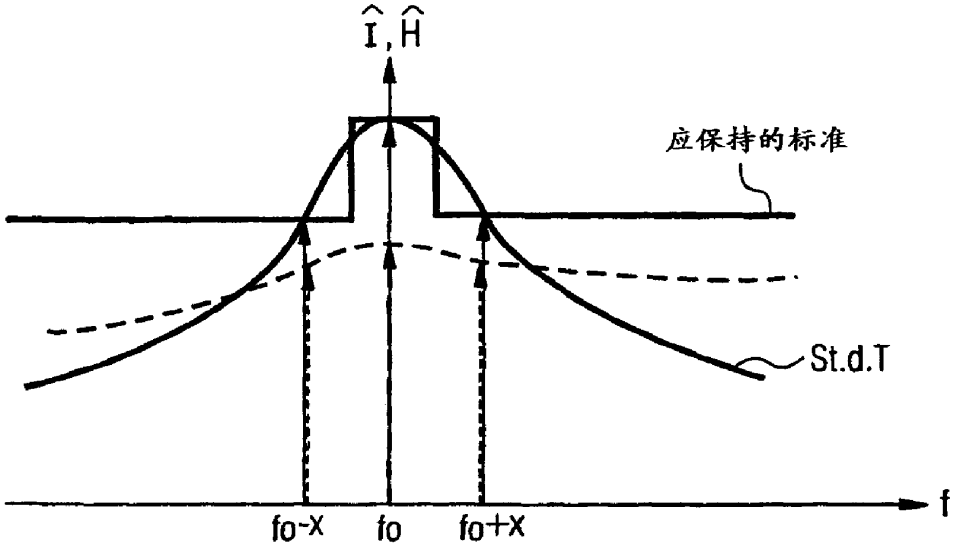


图 6

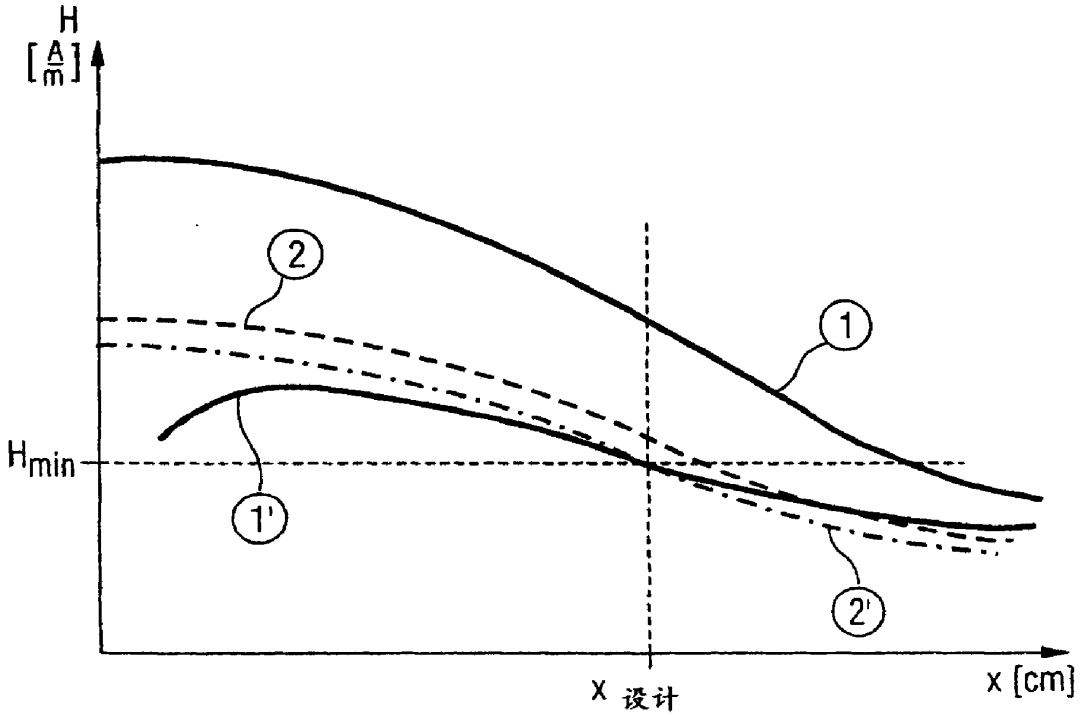


图 7

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 453

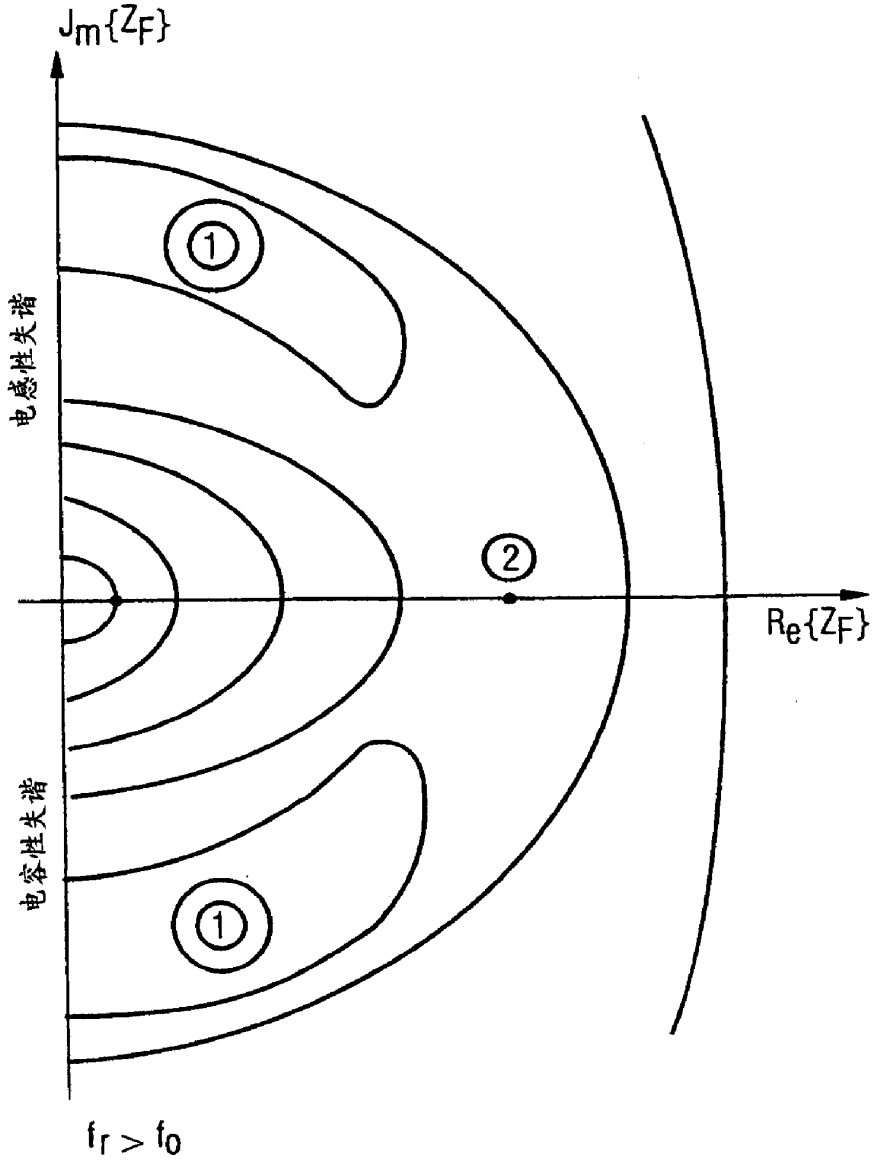


图 8

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 454

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP10164837A

Bibliography

DWPI Title

Power supply for personal computer uses two MOSFETs, connected to ends of secondary-side coils of transformer for conversion, to perform synchronous voltage rectification in side of secondary-side coil of transformer

Original Title

POWER SUPPLY

Assignee/Applicant

Standardized: **SONY CORP**

Original: SONY CORP

DWPI Assignee/Applicant

SONY CORP (SONY-C)

Inventor

KIKUCHI AKIHIKO, TAKAHAMA MASANOBU,

DWPI Inventor

KIKUCHI A; TAKAHAMA M

Publication Date (Kind Code)

1998-06-19 (A)

DWPI Accession / Update

1998-405789 / 199835

Application Number / Date

JP1996315049A / 1996-11-26

Priority Number / Date / Country

JP1996315049A / 1996-11-26 / JP

Abstract

DWPI Abstract

(JP10164837A)

Novelty

The power supply includes two transistors (1, 2) whose collector and emitter are respectively connected to an input DC source (100). A transformer (5) for conversion and a resonance capacitor (4) are provided in

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 455

the middle point of two transistors. The middle point of two transistors is connected to one end of the primary-side coil (5A) of the transformer for conversion through the coil a supersaturation reactor transformer (3) and the resonance capacitor.The ends of the secondary-side coil (5B) of the transformer for conversion are connected to a pair of MOSFETs (19, 20) which performs synchronous voltage rectification in the side of the secondary-side coil of the transformer for conversion. A smoothing capacitor (21) is connected in parallel to the secondary-side coil of the transformer for conversion.

Advantage

Reduces voltage loss by providing MOSFETs for secondary-side rectification. Attains efficient switch-mode power supply.

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To significantly reduce loss by using MOS-FETs for secondary-side rectification. SOLUTION: The positive end of a direct current 100 obtained by rectifying an AC input is connected with the negative end through the collectors and emitters of switching transistors 1, 2. The middle point is connected with one end of the primary-side coil 5A of voltage changing transformer 5 through the coil 3A of a saturable reactor transformer 3 and a resonance capacitor 4. One and the other ends of the secondary-side coil 5B of the voltage changing transformer 5 are connected with each other through the sources and drains of N-channel MOS-FETs 19, 20, respectively. A capacitor 21 for smoothing is connected between the connecting point and the middle tap of the secondary- side coil 5B. The MOS-FETs 19, 20 are on/off-controlled by drive circuits 24, 25, respectively, and synchronously controlled, so that they will be on only when current flows from the capacitor 21 side to the coil 5B, for example.

COPYRIGHT: (C)1998, JPO&Japio

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **H02M 3/28** H02M 3/335

(6)

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	H02M 3/28 H02M 3/335	20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

Original IPC	Invention	Version	Additional	Version
Advanced/Full	H02M 3/28 H02M 3/335	20060101 20060101	-	-
Core/Main Group	H02M 3/24	20060101	-	-
Subclass	-	-	-	-

ECLA

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 456

Y02B 70/14F4

JP FI Codes

H02M 3/28 F; H02M 3/28 Q; H02M 3/335 F

JP F Terms

5H730: AA14; AS01; BB26; BB52; BB57; BB62; DD02; DD23; EE03; EE07; EE14; FD01; FD31; FG07

DWPI Class

T01 U24

DWPI Manual Codes

DWPI Manual Codes

EPI Manual Codes: T01-L01; T01-M06A; U24-D02B3

DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Chemistry Resource Numbers

-

DWPI Registry Numbers

DWPI Registry Numbers

-

Plasdoc Punch Codes

Plasdoc Punch Codes

-

Plasdoc Key Serial Codes

Plasdoc Key Serial Codes

-

Enhanced Polymer Indexing

Enhanced Polymer Indexing

-

Chemical Fragment Codes

Chemical Fragment Codes

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 457

-

Legal Status

INPADOC Legal Status

Get Family Legal Status

Family

Family

INPADOC Family (1)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP10164837A	1998-06-19	KIKUCHI AKIHIKO	SONY CORP	POWER SUPPLY

DWPI Family (1); Countries (1)

Publication	DWPI Update	Publication Date	IPC Code	Language
JP10164837A	199835	1998-06-19	H02M000328	Japanese
Local Applications: JP1996315049A filed 1996-11-26				

Claims

No Claims exist for this Record

Description

Drawing Description

Drawing Description

-

Description

Description

-

Citations

Citation *Record level*

Citing Patents (23)

	Publication Number	Publication Date	Application Date	Assignee/Applicant	Title
	EP1415386A2	2004-05-06	2002-07-02	DT INC DI	SIMPLE AND EFFICIENT SWITCHING REGULATOR FOR FAST TRANSIENT LOADS

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 458

	EP1415386B1	2012-09-05	2002-07-02	POWER ONE INC	SIMPLE AND EFFICIENT SWITCHING REGULATOR FOR FAST TRANSIENT LOADS
	JP03405241B2	2003-05-12	1998-12-18	-	-
	JP04140169B2	2008-08-27	2000-04-25	MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD	-
	JP04149915B2	2008-09-17	2002-06-28	DI/DT INC	-
	JP04367611B2	2009-11-18	2003-08-22	SONY CORP	-
	JP04449461B2	2010-04-14	2004-01-08	SANKEN DENKI KK	-
	JP05220646B2	2013-06-26	2009-02-12	SHINDENGEN ELECTRIC MFG KK	-
	JP05303869B2	2013-10-02	2007-06-04	FUJI ELECTRIC CO LTD	-
	JP2008301680A	2008-12-11	2007-06-04	FUJI ELECTRIC SYSTEMS CO LTD	DC-DC CONVERTER
	JP2010187478A	2010-08-26	2009-02-12	SHINDENGEN ELECTRIC MFG	MEANS FOR CONTROLLING SERIES RESONANT CONVERTER
	US8461719B2	2013-06-11	2009-09-25	KESLER MORRIS P	Wireless energy transfer systems
	US8497601B2	2013-07-30	2010-04-26	HALL KATHERINE L	Wireless energy transfer converters
	US8587153B2	2013-11-19	2009-12-14	SCHATZ DAVID A	Wireless energy transfer using high Q resonators for lighting applications
	US8618696B2	2013-12-31	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8629578B2	2014-01-14	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8643326B2	2014-02-04	2011-01-06	CAMPANELLA ANDREW J	Tunable wireless energy transfer systems
	US8667452B2	2014-03-04	2012-11-05	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer modeling tool
	US8669676B2	2014-03-11	2009-12-30	KARALIS ARISTEIDIS	Wireless energy transfer across variable distances using field shaping with magnetic materials to improve the coupling factor
	US8692412B2	2014-04-08	2010-03-30	WiTricity Corporation	Temperature compensation in a wireless transfer system
	WO2012049911A1	2012-04-19	2011-08-26	SANYO ELECTRIC CO	CHARGE/DISCHARGE CIRCUIT
	WO2012153799A1	2012-11-15	2012-05-10	MURATA MANUFACTURING CO	SWITCHING POWER SUPPLY DEVICE
	WO2013020138A2	2013-02-07	2012-08-06	WITRICITY CORP	TUNABLE WIRELESS POWER ARCHITECTURES

Cited Patents (0)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

DPCI Citing Patents (10)

Publication Number	Accession Number	Publication Date	Application Date	DWPI Family Member(s)	Relevance	Source
EP1415386A2	2003-329862	2004-05-06	2002-07-02	JP10164837A	A	0 (Examiner)
DWPI Title: Isolated voltage switching regulator for supplying power to microprocessor has error amplifier connected between capacitor and one of resistors that are connected between load and transformer connected to rectifier switches **DWPI Assignee/Applicant:** DI (DT INC/DIDT-N); POWER-ONE INC (POWE-N); BRKOVIC M S (BRKO-I) **DWPI Inventor:** BRKOVIC M; BRKOVIC M S						
EP1415386B1	2003-329862	2012-09-05	2002-07-02	JP10164837A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Isolated voltage switching regulator for supplying power to microprocessor has error amplifier connected between capacitor and one of resistors that are connected between load and transformer connected to rectifier switches **DWPI Assignee/Applicant:** DI (DT INC/DIDT-N); POWER-ONE INC (POWE-N); BRKOVIC M S (BRKO-I) **DWPI Inventor:** BRKOVIC M; BRKOVIC M S						
JP03405241B2	2000-487573	2003-05-12	1998-12-18	JP10164837A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Power supply system for printer of copier has comparator to evaluate voltage drop with reference voltage to operate MOSFET to output charge stored in capacitor to load **DWPI Assignee/Applicant:** FUJI XEROX CO LTD (XERF-C) **DWPI Inventor:** MIKAMI H						
JP04140169B2	2003-734362	2008-08-27	2000-04-25	JP10164837A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Non-contact power transfer apparatus has current detector that detects flow of rectified current to transistor in order to output to signal generator for switching ON/OFF of transistor element **DWPI Assignee/Applicant:** MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD (MATW-C) **DWPI Inventor:** ABE H; MUTO M						
JP04149915B2	2003-329862	2008-09-17	2002-06-28	JP10164837A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Isolated voltage switching regulator for supplying power to microprocessor has error amplifier connected between capacitor and one of resistors that are connected between load and transformer connected to rectifier switches						

DWPI Assignee/Applicant: DI (DT INC/DIDT-N); POWER-ONE INC (POWE-N); BRKOVIC M S (BRKO-I) **DWPI Inventor:** BRKOVIC M; BRKOVIC M S						
JP04367611B2	2005-209388	2009-11-18	2003-08-22	JP10164837A	-	-
DWPI Title: Switching power supply circuit for electronic devices has inductors inserted between positive terminal of smoothing capacitor with respect to synchronous rectifier circuit at secondary windings of insulation converter transformer **DWPI Assignee/Applicant:** SONY CORP (SONY-C) **DWPI Inventor:** YASUMURA M						
JP04449461B2	2005-537002	2010-04-14	2004-01-08	JP10164837A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Switching power supply apparatus for current resonance type converter has control circuit generating control signal for controlling synchronizing rectifiers so that ON period of rectifiers is less than ON period of switching elements **DWPI Assignee/Applicant:** SANKEN DENKI KK (SANK-N) **DWPI Inventor:** FUKUMOTO S; OSAKA S						
WO2012049911A1	2012-E49626	2012-04-19	2011-08-26	JP10164837A	Y	0 (Examiner)
DWPI Title: Charge and discharge circuit of electric power supply system has center switching circuit that blocks/connects path to carry out power conversion by power inverter circuit and charges secondary battery **DWPI Assignee/Applicant:** SANYO ELECTRIC CO LTD (SAOL-C) **DWPI Inventor:** IKE T; NAKASHIMA T						
WO2012153799A1	2012-P93129	2012-11-15	2012-05-10	JP10164837A	A	0 (Examiner)
DWPI Title: Switched-mode power supply apparatus of half-bridge type has control unit which controls specific switch elements while performing pulse frequency modulation (PFM) control according to output voltage **DWPI Assignee/Applicant:** MURATA MFG CO LTD (MURA-C) **DWPI Inventor:** HARA T; SHIJI H						
WO2013020138A2	2013-B83908	2013-02-07	2012-08-06	JP10164837A	A	0 (Examiner)
DWPI Title: Tunable wireless system for transferring electrical energy between power supply and vehicle battery has rectifier control controlling switching characteristic and amplifier control providing fixed switching frequency to switching elements						

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 461

DWPI Assignee/Applicant: WITRICITY CORP (WITR-N) **DWPI Inventor:** HALL K L; KARALIS A; KESLER M P; PALLO N A			

DPCI Cited Patents (0)

DPCI Cited Non-patents (0)

DPCI Citation Counts

DPCI Citations	Total	Examiner	Inventor	Opposition	3rd party	Undefined
Citing Patents	10	9	0	0	0	1
Cited Patents	0	0	0	0	0	0
Citing Authorities	3	3	0	0	0	1
Cited Authorities	0	0	0	0	0	0
Citing Accession Numbers	8	7	0	0	0	1
Cited Accession Numbers	0	0	0	0	0	0
Cited Non-patents	0	0	0	0	0	0

DPCI Field of Search

-

DPCI Citing Patents Country

WO; JP; EP

DPCI Cited Patents Country

-

Other

DWPI Title Terms

POWER SUPPLY PERSON COMPUTER TWO MOSFET CONNECT END SECONDARY SIDE COIL TRANSFORMER CONVERT PERFORMANCE SYNCHRONOUS VOLTAGE RECTIFY

DWPI Related Accession Numbers

-

Custom Fields

Test

-

Relevance

-

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 462

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(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

特開平10－164837

(43)公開日　平成10年(1998)６月19日

(51)Int.Cl.[6]	識別記号	ＦＩ		
Ｈ０２Ｍ　3/28		Ｈ０２Ｍ	3/28	Ｆ
				Ｑ
3/335			3/335	Ｆ

審査請求　未請求　請求項の数５　ＯＬ　（全 ８ 頁）

(21)出願番号　特願平8－315049

(22)出願日　平成８年(1996)11月26日

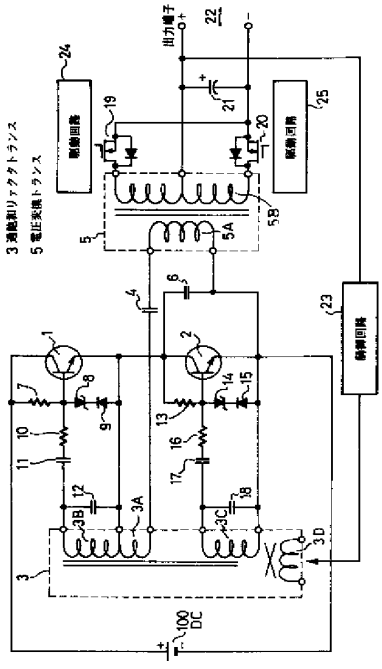
(71)出願人　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番35号
(72)発明者　菊池　昭彦
東京都品川区北品川６丁目７番35号　ソニー株式会社内
(72)発明者　高濱　昌信
東京都品川区北品川６丁目７番35号　ソニー株式会社内
(74)代理人　弁理士　松隈　秀盛

(54)【発明の名称】　電源装置

(57)【要約】

【課題】　２次側整流にＭＯＳ－ＦＥＴを用いて損失を大幅に減少させる。

【解決手段】　ＡＣ入力を整流したＤＣ１００の＋端がスイッチングトランジスタ１、２のコレクタ・エミッタ間を通じて一端に接続され、中点が過飽和リアクタトランス３のコイル３Ａ、共振コンデンサ４を通じて電圧変換トランス５の１次側コイル５Ａの一端に接続される。また電圧変換トランス５の２次側コイル５Ｂの一端及び他端が、それぞれＮチャンネルのＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０のソース・ドレイン間を通じて互いに接続され、この接続点と２次側コイル５Ｂの中間タップとの間に平滑用のコンデンサ２１が接続される。さらにＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０はそれぞれ駆動回路２４、２５によってオンオフが制御され、例えば図示の例ではコンデンサ２１側からコイル５Ｂに向かって電流が流れている期間にのみオンされるように同期制御される。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 464

【特許請求の範囲】
【請求項１】　スイッチング素子を２石用いたハーフブリッジ構成を有し、
上記２石のスイッチング素子の中点に共振コンデンサと電圧変換用トランスが設けられると共に、
上記電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うことを特徴とする電源装置。
【請求項２】　請求項１記載の電源装置において、
上記２次側整流用のＭＯＳ－ＦＥＴの駆動信号として上記ＭＯＳ－ＦＥＴを流れる電流を検出した信号を用いることを特徴とする電源装置。
【請求項３】　請求項２記載の電源装置において、
上記ＭＯＳ－ＦＥＴに直列に電流検出トランスを接続して上記ＭＯＳ－ＦＥＴを流れる電流を検出することを特徴とする電源装置。
【請求項４】　請求項２記載の電源装置において、
上記ＭＯＳ－ＦＥＴに直列に電流検出抵抗を接続してその電圧降下により上記ＭＯＳ－ＦＥＴを流れる電流を検出することを特徴とする電源装置。
【請求項５】　請求項２記載の電源装置において、
上記ＭＯＳ－ＦＥＴのオン抵抗による電圧降下により上記ＭＯＳ－ＦＥＴを流れる電流を検出することを特徴とする電源装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】本発明は、例えばＡＣ入力を整流したＤＣで駆動されるパーソナルコンピュータの電源等に使用して好適な電源装置に関するものである。
【０００２】
【従来の技術】例えばＡＣ入力を整流したＤＣで駆動されるパーソナルコンピュータの電源においては、内部で必要な駆動電圧を得るために、いわゆるＤＣ－ＤＣコンバータ等の電源装置が用いられている。すなわち図９には、そのような電源装置の一例の構成を示す。
【０００３】この図９において、ＤＣ７０の＋端が、直列に接続された２石のスイッチングトランジスタ７１、７２のコレクタ・エミッタ間を通じてＤＣ７０の－端に接続される。これらのトランジスタ７１、７２の中点が過飽和リアクタトランス７３のコイル３Ａ、共振コンデンサ７４を通じて電圧変換トランス７５の１次側コイル５Ａの一端に接続される。またこの１次側コイル５Ａの他端がＤＣ７０の－端に接続される。さらにトランジスタ７１、７２の中点がコンデンサ７６を通じてＤＣ７０の－端に接続される。
【０００４】また、トランジスタ７１のコレクタが抵抗器７７を通じてトランジスタ７１のベースに接続され、このトランジスタ７１のベースが順方向のツェナーダイオード７８と逆方向のダイオード７９の直列回路を通じてトランジスタ７１のエミッタに接続される。さらにトランジスタ７１のベースが抵抗器８０、コンデンサ８１と、過飽和リアクタトランス７３のコイル３Ｂ及びコンデンサ８２の並列回路との直列回路を通じてトランジスタ７１のエミッタに接続される。
【０００５】さらにトランジスタ７２のコレクタが抵抗器８３を通じてトランジスタ７２のベースに接続され、このトランジスタ７２のベースが順方向のツェナーダイオード８４と逆方向のダイオード８５の直列回路を通じてトランジスタ７２のエミッタに接続される。さらにトランジスタ７２のベースが抵抗器８６、コンデンサ８７と、過飽和リアクタトランス７３のコイル３Ｃ及びコンデンサ８８の並列回路との直列回路を通じてトランジスタ７２のエミッタに接続される。
【０００６】また、上述の電圧変換トランス７５の２次側コイル５Ｂの一端及び他端が、それぞれ整流用の順方向のダイオード８９、９０を通じて互いに接続される。さらにこの接続点と２次側コイル５Ｂの中間タップとの間に平滑用のコンデンサ９１が接続される。そしてこのコンデンサ９１の両端から出力端子９２の＋端及び－端が導出される。さらにこの出力端子９２の＋端がエラーアンプ９３を通じて過飽和リアクタトランス７３の制御コイル３Ｄに接続される。
【０００７】そしてこの装置において、上述のスイッチングトランジスタ７１、７２が自励発振によって交互にオンオフされることによって、電圧変換トランス７５の１次側コイル５Ａには略正弦波の電流が流され、２次側コイル５Ｂには所望の電圧が取り出される。さらにこの取り出された電圧がダイオード８９、９０を通じて両波整流され、整流された電圧がコンデンサ９１で平滑されて出力端子９２に取り出される。
【０００８】また、出力端子９２の＋端に取り出された電圧の、所望の電圧からの変動分がエラーアンプ９３で検出され、この変動分が過飽和リアクタトランス７３の制御コイル３Ｄに供給される。これによってこの過飽和リアクタトランス７３のコイル３Ａ～３Ｃに取り出される信号の波形が変化され、トランジスタ７１、７２のスイッチング周波数が変化されて、出力端子９２の＋端に取り出される電圧が所望の電圧に等しくなるように制御が行われる。
【０００９】このようにして、上述の装置において、安定化された所望の電圧を出力端子９２に取り出すことができる。そしてこの取り出された電圧は、例えばＤＣで駆動されるパーソナルコンピュータの電源として使用されるものである。
【００１０】
【発明が解決しようとする課題】ところが上述の電源装置において、電圧変換トランス７５の２次側整流用のダイオード８９、９０の順方向降下電圧Ｖｆ によって損失が発生する。すなわちこのようなダイオードの順方向降下電圧Ｖｆ は、一般的０．４５Ｖ程度であるが、この順

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 465

方向降下電圧Ｖｆ によって上述の装置では、
１．１１×Ｉｏ ×Ｖｆ 〔Ｗ〕　　（但し、Ｉｏ は出力電流〔Ａ〕）
の損失が発生する。
【００１１】そしてこのような２次側整流用のダイオードＳ９、９０による損失が、例えば出力電流Ｉｏ が１０〔Ａ〕では５〔Ｗ〕、２０〔Ａ〕では１０〔Ｗ〕にもなってしまい、特にパーソナルコンピュータのように低電圧、大電流が要求される電源では、出力に対する損失の割合が大きくなってしまうものである。
【００１２】この出願はこのような点に鑑みて成されたものであって、解決しようとする問題点は、従来の装置では、特にパーソナルコンピュータのように低電圧、大電流の電源が要求される場合に、２次側整流用ダイオードの順方向降下電圧によって、出力に対する損失の割合が大きくなってしまうというものである。
【００１３】
【課題を解決するための手段】このため本発明においては、電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うようにしたものであって、これによれば、特に低オン抵抗のＭＯＳ－ＦＥＴを用いることで、２次側整流での損失を大幅に減少させることができる。
【００１４】
【発明の実施の形態】すなわち本発明においては、スイッチング素子を２石用いたハーフブリッジ構成を有し、２石のスイッチング素子の中点に共振コンデンサと電圧変換用トランスが設けられると共に、電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うものである。以下、図面を参照して本発明を説明するに、図１は本発明を適用した電源装置の一例の構成を示すブロック図である。
【００１５】この図１において、ＡＣ入力を整流したＤＣ１００の＋端が、直列に接続された２石のスイッチングトランジスタ１、２のコレクタ・エミッタ間を通じてＤＣ１００の－端に接続される。これらのトランジスタ１、２の中点が過飽和リアクタトランス３のコイル３Ａ、共振コンデンサ４を通じて電圧変換トランス５の１次側コイル５Ａの一端に接続される。またこの１次側コイル５Ａの他端がＤＣ１００の－端に接続される。さらにトランジスタ１、２の中点がコンデンサ６を通じてＤＣ１００の－端に接続される。
【００１６】また、トランジスタ１のコレクタが抵抗器７を通じてトランジスタ１のベースに接続され、このトランジスタ１のベースが順方向のツェナーダイオード８と逆方向のダイオード９の直列回路を通じてトランジスタ１のエミッタに接続される。さらにトランジスタ１のベースが抵抗器１０、コンデンサ１１と、過飽和リアクタトランス３のコイル３Ｂ及びコンデンサ１２の並列回路との直列回路を通じてトランジスタ１のエミッタに接続される。
【００１７】さらにトランジスタ２のコレクタが抵抗器１３を通じてトランジスタ２のベースに接続され、このトランジスタ２のベースが順方向のツェナーダイオード１４と逆方向のダイオード１５の直列回路を通じてトランジスタ２のエミッタに接続される。さらにトランジスタ２のベースが抵抗器１６、コンデンサ１７と、過飽和リアクタトランス３のコイル３Ｃ及びコンデンサ１８の並列回路との直列回路を通じてトランジスタ２のエミッタに接続される。
【００１８】また、上述の電圧変換トランス５の２次側コイル５Ｂの一端及び他端が、それぞれＮチャンネルのＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０のソース・ドレイン間を通じて互いに接続される。さらにこの接続点と２次側コイル５Ｂの中間タップとの間に平滑用のコンデンサ２１が接続される。そしてこのコンデンサ２１の両端から出力端子２２の＋端及び－端が導出される。さらにこの出力端子２２の＋端が制御回路２３を通じて過飽和リアクタトランス３の制御コイル３Ｄに接続される。
【００１９】そしてこの装置において、上述のスイッチングトランジスタ１、２が自励発振によって交互にオンオフされることによって、電圧変換トランス５の１次側コイル５Ａには略正弦波の電流が流され、２次側コイル５Ｂには所望の電圧が取り出される。さらにこの取り出された電圧が、ＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０を通じて互いに接続される。
【００２０】ここでこれらのＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０はそれぞれ駆動回路２４、２５によってオンオフが制御され、例えば図示の例ではコンデンサ２１側からコイル５Ｂに向かって電流が流れている期間にのみオンされるように同期制御される。これによって２次側コイル５Ｂに取り出された電圧が両波整流され、整流された電圧がコンデンサ２１で平滑されて出力端子２２に取り出される。
【００２１】また、出力端子２２の＋端に取り出された電圧の、所望の電圧からの変動分が制御回路２３で検出され、この変動分が過飽和リアクタトランス３の制御コイル３Ｄに供給される。これによってこの過飽和リアクタトランス３のコイル３Ａ～３Ｃに取り出される信号の波形が変化され、トランジスタ１、２のスイッチング周波数が変化されて、出力端子２２の＋端に取り出される電圧が所望の電圧に等しくなるように制御が行われる。
【００２２】このようにして、上述の装置において、安定化された所望の電圧を出力端子２２に取り出すことができる。さらにこの取り出された電圧は、例えばＤＣで駆動されるパーソナルコンピュータの電源として使用されるものである。
【００２３】そして上述の装置において、電圧変換トランス５の２次側の整流が、ＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０のそれぞれ同期制御による同期整流によって行われてい

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 466

る。従ってこの場合には、２次側整流用のＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０のオン抵抗Ｒonによって損失が発生する。

【００２４】すなわちこのようなオン抵抗Ｒonは、例えば低オン抵抗のＭＯＳ－ＦＥＴでは７ｍΩ程度である。そしてこのオン抵抗Ｒonによって上述の装置では、

１．１１×Ｉｏ×１．１１×Ｉｏ×Ｒon〔Ｗ〕

の損失が発生する。

【００２５】そしてこのような２次側整流用のＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０による損失は、例えば出力電流Ｉｏが１０〔Ａ〕では約０．８６〔Ｗ〕、２０〔Ａ〕では約３．４５〔Ｗ〕に留めることができ、特にパーソナルコンピュータのように低電圧、大電流が要求される電源で、出力に対する損失の割合を大幅に削減することができるものである。

【００２６】すなわち図２において、直線Ａは、従来の２次側整流用の素子に例えば順方向降下電圧Ｖｆ＝０．４５Ｖのダイオードを用いた場合の、電流〔Ａ〕に対する損失〔Ｗ〕の発生の状況を示す。また、曲線Ｂは、２次側整流用の素子に例えばオン抵抗Ｒon＝７ｍΩのＭＯＳ－ＦＥＴを用いた場合の、電流〔Ａ〕に対する損失〔Ｗ〕の発生の状況を示している。

【００２７】従ってこの装置において、電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うことによって、特に低オン抵抗のＭＯＳ－ＦＥＴを用いることで、２次側整流での損失を大幅に減少させることができる。

【００２８】これによって、従来の装置では、２次側整流用ダイオードの順方向降下電圧によって、出力に対する損失の割合が大きくなっていたものを、本発明によれば、特にパーソナルコンピュータのように低電圧、大電流の電源が要求される場合に、２次側整流での損失を大幅に減少させ、効率の良いスイッチング電源を実現することができるものである。

【００２９】ところで上述の装置において、２次側整流素子は、本来は電圧変換用トランス５の２次側コイル５Ｂから平滑用コンデンサ２１を充電する方向のみに電流を流さなければならない。ところが上述の装置において、ＭＯＳ－ＦＥＴは、ゲートにオン電圧が印加されるとドレイン・ソース間は抵抗体と同等になるため、電流は双方向に流れることができる。

【００３０】従って上述の装置において、ＭＯＳ－ＦＥＴのゲートにオン電圧を印加するタイミングを悪くすると、コンデンサ２１から２次側コイル５Ｂへ放電電流が流れ、負荷側にエネルギーを有効に伝達できないばかりか、逆電流によるＭＯＳ－ＦＥＴの発熱やノイズの発生、１次側スイッチング損失の増大にもつながる恐れがある。

【００３１】そこで、このようなＭＯＳ－ＦＥＴのゲートにオン電圧を印加するタイミングを正確に制御するために、例えば図３に示すような回路が用いられる。なお以下の説明では、２次側整流用のＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０の下側の片方の回路についてのみ示すが、上下両方のＭＯＳ－ＦＥＴについての回路構成、及びその作用動作は同じである。

【００３２】この図３において、ＭＯＳ－ＦＥＴ２０に直列に電流検出用トランス３１の１次側コイル３１Ａが設けられる。そしてこの電流検出用トランス３１の２次側コイル３１Ｂの両端間に検出用の抵抗器３２が接続され、この抵抗器３２の電圧がコンパレータ３３で検出される。

【００３３】すなわち上述の抵抗器３２の一端が電圧源３４に接続され、この電圧源３４の電圧と抵抗器３２の他端の電圧がコンパレータ３３で比較されて、他端の電圧が所定値以上になったときに検出が行われる。そしてこの検出信号がバッファ回路３５を通じてＭＯＳ－ＦＥＴ２０のゲートに供給される。

【００３４】従ってこの回路において、例えば上述の１次側のトランジスタ１のコレクタ電流I_Cが、図４のＡに示すようであった場合には、電圧変換用トランス５の２次側コイル５Ｂには図４のＢの電圧が誘起される。そしてこの電圧がコンデンサ２１の充電電圧より大きくなると、ＭＯＳ－ＦＥＴ２０の寄生ダイオード２０Ａを通じてコンデンサ２１に充電電流が流される。

【００３５】さらにこの充電電流が電流検出用トランス３１の１次側コイル３１Ａを流れることによって、２次側コイル３１Ｂには電圧が誘起される。そしてこの出力電圧がコンパレータ３３で検出され、この出力電圧が所定値以上になると、即座にバッファ回路３５を通じて例えば図４のＣに示すようなゲート電圧ＶgsがＭＯＳ－ＦＥＴ２０に印加される。

【００３６】また、上述の充電電流が減少すると、コンパレータ３３の出力が反転され、バッファ回路３５を通じてＭＯＳ－ＦＥＴ２０のゲート容量が放電されて、ＭＯＳ－ＦＥＴ２０がオフされる。なおこの時点でコンデンサ２１の充電電流はゼロにはなっていないが、この電流はＭＯＳ－ＦＥＴ２０の寄生ダイオード２０Ａを通じて流される。

【００３７】これによって、ＭＯＳ－ＦＥＴ２０には、例えば図４のＤに示すようなドレイン電流I_Dが流される。すなわちこのＭＯＳ－ＦＥＴ２０は、コンデンサ２１への充電電流が流れ始めた後でオンされ、充電電流がゼロになる前にオフされる。そしてこのＭＯＳ－ＦＥＴ２０がオンされている期間に、低オン抵抗を介して損失の少ない充電が行われるものである。

【００３８】なお、上述のＭＯＳ－ＦＥＴ１９においても作用動作は全く同じに行われる。すなわち例えば図５のＡ、Ｂに示すＭＯＳ－ＦＥＴ２０の動作に反転した形で、図５のＣ、Ｄに示すようにＭＯＳ－ＦＥＴ１９の動作が行われる。そしてこの場合も、ＭＯＳ－ＦＥＴ１９は、コンデンサ２１への充電電流が流れ始めた後でオン

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 467

され、充電電流がゼロになる前にオフされるものである。

【００３９】従ってこの回路において、ＭＯＳ－ＦＥＴは充電電流がゼロになる前にオフされるので、例えばターンオフのタイミングが遅れて逆電流が流されるようなことがない。これにより、いかなる動作条件でもＭＯＳ－ＦＥＴのオン期間が充電電流の方向のみの電流だけ流せるようにでき、逆電流の発生による不具合を解消することができる。

【００４０】さらに図６、図７は、ＭＯＳ－ＦＥＴのゲートにオン電圧を印加するタイミングを正確に制御するための回路の他の例を示す。すなわち図６は充電電流の検出方法として検出抵抗４１を用いる場合であって、この検出抵抗４１で検出された電圧をコンパレータ４２で電圧源４３の電圧と比較し、この比較出力をバッファ回路４４を通じてＭＯＳ－ＦＥＴ２０のゲートに印加している。

【００４１】また、図７は検出抵抗としてＭＯＳ－ＦＥＴ２０のオン抵抗を用いるものである。すなわちこの例では、ＭＯＳ－ＦＥＴ２０のオン抵抗で検出された電圧をコンパレータ５１で電圧源５２の電圧と比較し、この比較出力をバッファ回路５３を通じてＭＯＳ－ＦＥＴ２０のゲートに印加している。なおこの図７の回路は、もっとも損失が少なくなる構成である。

【００４２】こうして上述の電源装置によれば、スイッチング素子を２石用いたハーフブリッジ構成を有し、２石のスイッチング素子の中点に共振コンデンサと電圧変換用トランスが設けられると共に、電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うことにより、２次側整流での損失を大幅に減少させ、効率の良いスイッチング電源を実現することができるものである。

【００４３】なお、上述の説明では、いずれも２次側整流用のＭＯＳ－ＦＥＴ１９、２０を電圧変換トランス５の２次側コイル５Ｂの－側に設ける場合について行ったが、例えば従来の装置で述べたダイオードのように＋側に設けても同様の作用効果を得ることができる。ただし、－側に設けた方がＭＯＳ－ＦＥＴの駆動には適正である。

【００４４】また、例えば図８に示すように１次側のスイッチング素子が他励発振によってオンオフ駆動される場合においても本発明を適用することができる。すなわち図８においては、コントロール回路６０からの制御信号がドライブ回路６１、６２を通じてそれぞれスイッチング素子６３、６４に供給され、これらのスイッチング素子６３、６４がオンオフ駆動されて、上述の電圧変換トランス５の１次側コイル５Ａに略正弦波の電流が流される。

【００４５】さらにこの装置において、出力端子２２の＋端に取り出された電圧の、所望の電圧からの変動分がフィードバック回路６５を通じてコントロール回路６０に供給され、これによってスイッチング素子６３、６４のスイッチング周波数が変化されて、出力端子２２の＋端に取り出される電圧が所望の電圧に等しくなるように制御が行われる。

【００４６】そしてさらにこの装置においても、電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うことによって、特に低オン抵抗のＭＯＳ－ＦＥＴを用いることで、２次側整流での損失を大幅に減少させることができ、効率の良いスイッチング電源を実現することができるものである。

【００４７】

【発明の効果】この発明によれば、電圧変換用トランスの２次側整流としてＭＯＳ－ＦＥＴを用いて同期整流を行うことによって、特に低オン抵抗のＭＯＳ－ＦＥＴを用いることで、２次側整流での損失を大幅に減少させることができるようになった。

【００４８】これによって、従来の装置では、２次側整流用ダイオードの順方向降下電圧によって、出力に対する損失の割合が大きくなっていたものを、本発明によれば、特にパーソナルコンピュータのように低電圧、大電流の電源が要求される場合に、２次側整流での損失を大幅に減少させ、効率の良いスイッチング電源を実現することができるものである。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の適用される電源装置の一例の構成図である。

【図２】その説明のための図である。

【図３】本発明の適用される電源装置の要部の一例の構成図である。

【図４】その動作の説明のための図である。

【図５】その動作の説明のための図である。

【図６】本発明の適用される電源装置の要部の他の例の構成図である。

【図７】本発明の適用される電源装置の要部の他の例の構成図である。

【図８】本発明の適用される電源装置の他の例の構成図である。

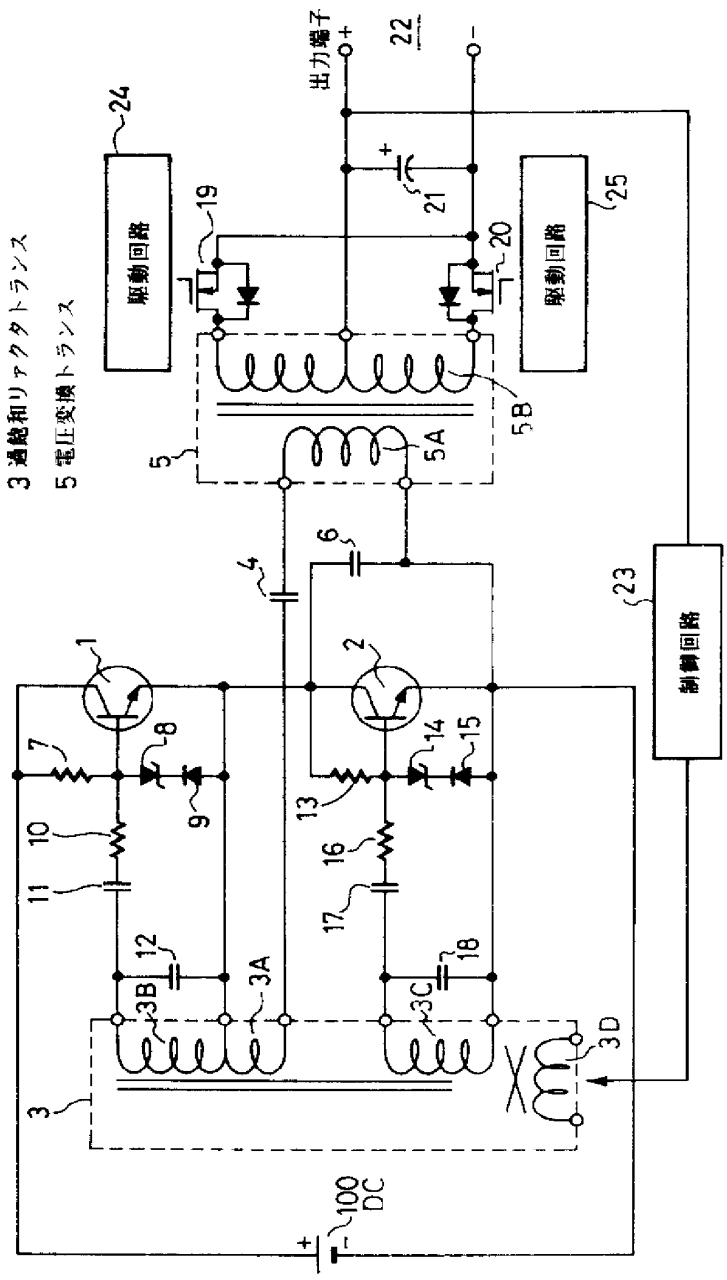
【図９】従来の電源装置の構成図である。

【符号の説明】

１００　ＡＣ入力を整流したＤＣ、１，２　スイッチングトランジスタ、３過飽和リアクタトランス、４　共振コンデンサ、５　電圧変換トランス、６　コンデンサ、７　抵抗器、８　ツェナーダイオード、９　ダイオード、１０　抵抗器、１１，１２　コンデンサ、１３　抵抗器、１４　ツェナーダイオード、１５ダイオード、１６　抵抗器、１７，１８　コンデンサ、１９，２０　ＭＯＳ－ＦＥＴ、２１　コンデンサ、２２　出力端子、２３　制御回路、２４，２５　駆動回路

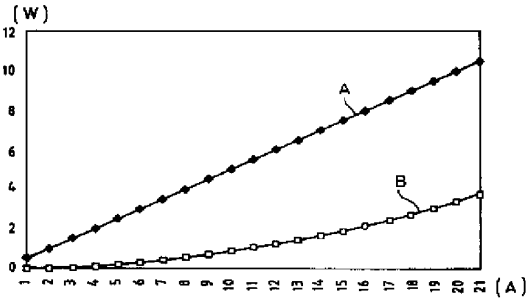
InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 468

【図１】

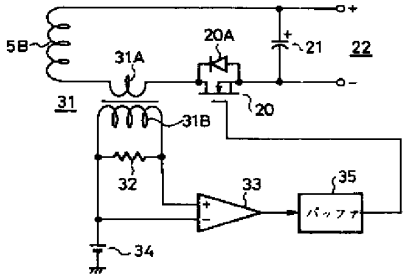


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 469

【図２】

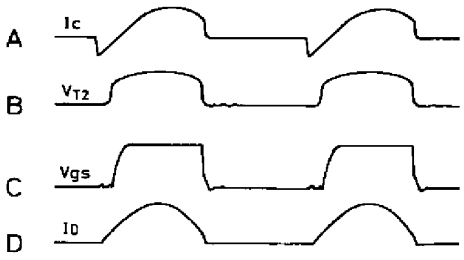


【図３】

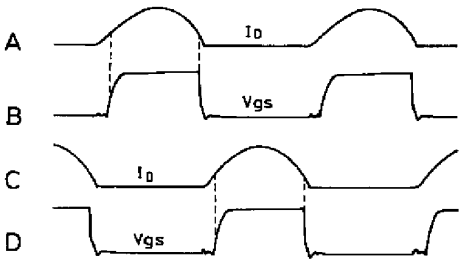


【図４】

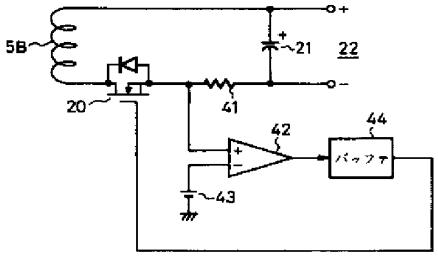
【図５】

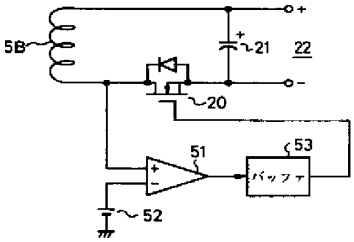


【図６】

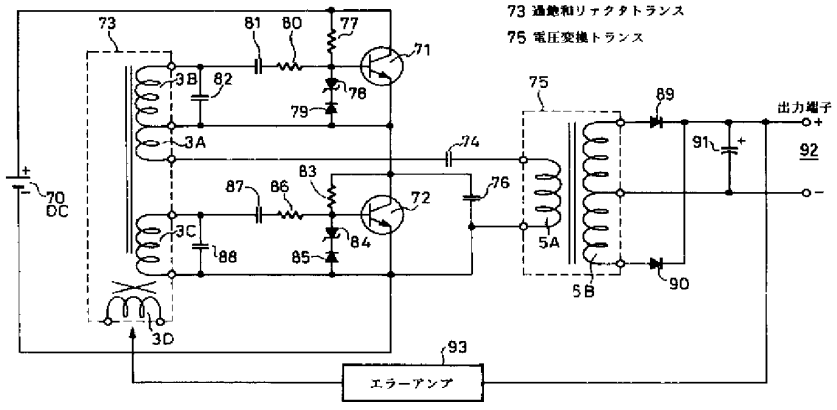


【図７】



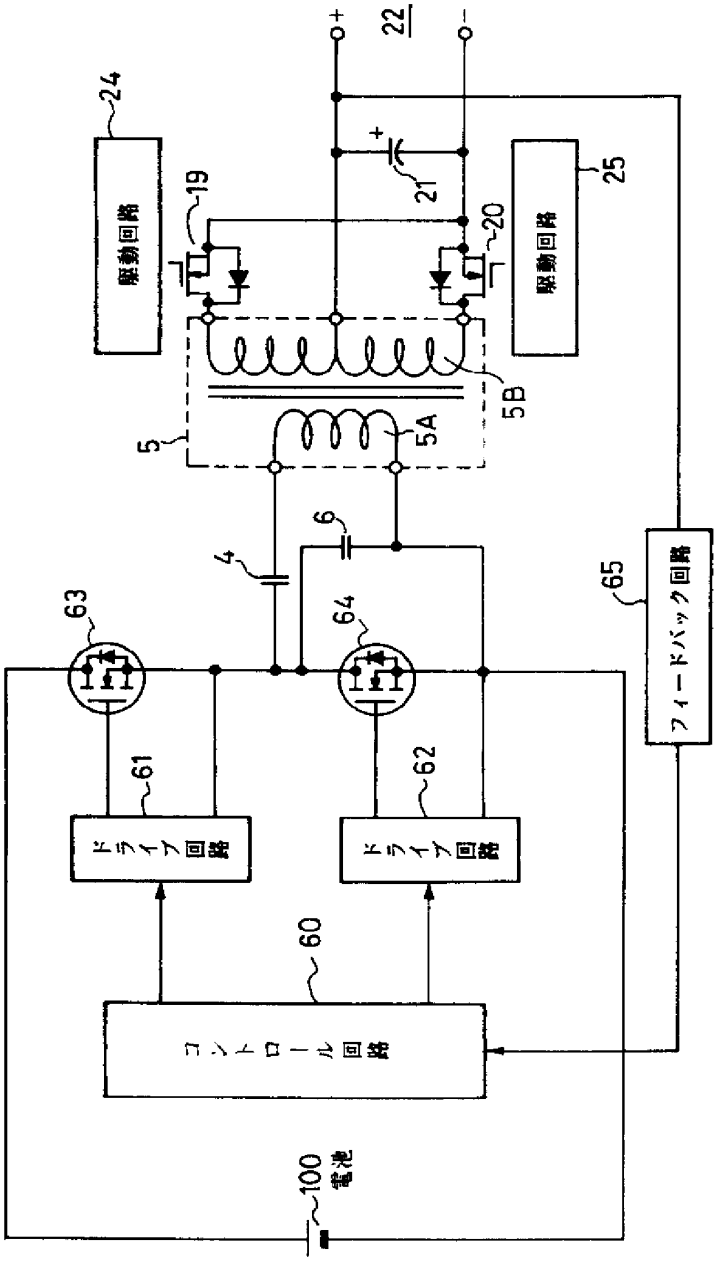


【図９】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 470

【図８】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 471

Espacenet

Bibliographic data: JP2000148932 (A) — 2000-05-30

READER OR/AND WRITER, AND IC CARD SYSTEM USING THEM

Inventor(s): KAMISAKA KOICHI; SUGA TAKU; MAKUUCHI MASAMI ± (KAMISAKA KOICHI, ; SUGA TAKU, ; MAKUUCHI MASAMI)

Applicant(s): HITACHI LTD ± (HITACHI LTD)

Classification: **- international:** ***G06K17/00; H02J17/00; H04B1/40; H04B5/02; H04M15/00;*** (IPC1-7): G06K17/00; H02J17/00; H04B1/40; H04B5/02; H04M15/00

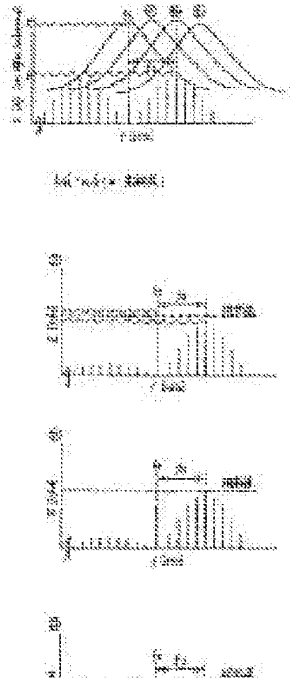
- cooperative:

Application number: JP19980323150 19981113

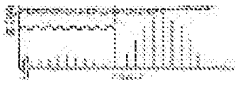
Priority number (s): JP19980323150 19981113

Abstract of JP2000148932 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To transmit power enough to operate an IC card within the desired communication distance from a reader or/and a writer, and to suppress electric field strength becoming farther than the desired communication distance. SOLUTION: In this reader or/and writer which feeds at least power to an IC card, the resonance frequency of a circuit that has an antenna radiating electromagnetic waves, a feeding circuit which supplies current to the antenna and a capacitor connected between the antenna and the feeding circuit is made higher than a carrier frequency in which a signal is transmitted from the reader or/and writer to the IC card when the IC card does not exist.



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 472



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 473

(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2000－148932
（P2000－148932A）
(43)公開日　平成12年５月30日(2000.5.30)

(51)Int.Cl.[7]	識別記号	ＦＩ		テーマコード*（参考）
Ｇ０６Ｋ　17/00		Ｇ０６Ｋ　17/00	Ｆ	５Ｂ０５８
Ｈ０２Ｊ　17/00		Ｈ０２Ｊ　17/00	Ｂ	５Ｋ０１１
Ｈ０４Ｂ　1/40		Ｈ０４Ｂ　1/40		５Ｋ０１２
5/02		5/02		５Ｋ０２５
Ｈ０４Ｍ　15/00		Ｈ０４Ｍ　15/00	Ｚ	

審査請求　未請求　請求項の数17　ＯＬ　（全 11 頁）

(21)出願番号　特願平10－323150

(22)出願日　平成10年11月13日(1998.11.13)

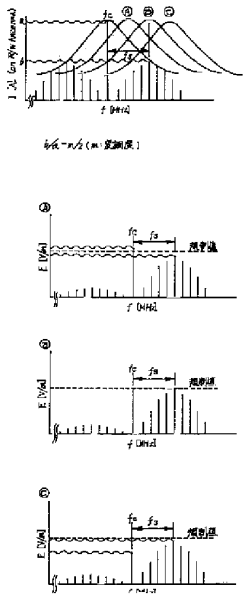
(71)出願人　000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目６番地
(72)発明者　上坂　晃一
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式会社日立製作所生産技術研究所内
(72)発明者　須賀　卓
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式会社日立製作所生産技術研究所内
(74)代理人　100068504
弁理士　小川　勝男

最終頁に続く

(54)【発明の名称】　リーダまたは／およびライタ装置およびそれを用いたＩＣカードシステム

(57)【要約】
【課題】本発明の目的は、上記課題を解決すべく、リーダまたは／およびライタ装置からの所望の通信距離以下においてＩＣカードが動作するほどの十分な電力を伝送し、かつこの所望の通信距離よりも遠方となる電界強度を抑制することにある。
【解決手段】本発明は、上記目的を達成するために、ＩＣカードへ少なくとも電力の供給を行うリーダまたは／およびライタ装置であって、電磁波を放射するアンテナと該アンテナに電流を供給する供給回路と該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを有する回路の共振周波数が、該ＩＣカードが存在しない場合に、該リーダまたは／およびライタ装置から該ＩＣカードへ信号を送信する搬送波周波数よりも高くなるように構成されたものである。

図 8



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 474

【特許請求の範囲】
【請求項１】ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備えたリーダまたは／およびライタ装置であって、
ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数が該アンテナから出力される電力搬送波の周波数よりも高くなるように構成されたことを特徴とするリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項２】前記アンテナが前記電力搬送波とともに該電力搬送波を変調したデータ通信変調波を出力するリーダまたは／およびライタ装置であって、前記共振周波数が前記データ通信変調波のほぼ中心となる周波数よりも高くなるように構成されたことを特徴とする請求項1記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項３】前記共振周波数を１４メガヘルツ以上２４メガヘルツ以下に設定したことを特徴とする請求項1又は２記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項４】前記リーダまたは／およびライタ装置の有するＱ値を５以上２０以下に設定したことを特徴とする請求項3記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項５】ＩＣカードへの電力搬送波を出力するリーダまたは／およびライタ装置であって、
該ＩＣカードが存在しない場合の該リーダまたは／およびライタ装置を構成する回路の共振周波数が該電力搬送波の有する周波数よりも高くなるように構成されたことを特徴とするリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項６】ＩＣカードへ電力を供給する電力搬送波とともに該電力搬送波を変調したデータ通信変調波を送信するリーダまたは／およびライタ装置であって、
該ＩＣカードが存在しない場合の該リーダまたは／およびライタ装置を構成する回路の共振周波数が該電力搬送波を変調した変調速度から決定されるサブキャリアの周波数よりも高くなるように構成されたことを特徴とするリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項７】ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備えたリーダまたは／およびライタ装置において、
ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数を該アンテナから出力される搬送波の周波数よりも高く設定できるように該コンデンサを容量可変に構成したことを特徴とするリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項８】前記コンデンサの有する最大容量値を設定した場合に、前記共振周波数が前記搬送波の周波数とほぼ等しくなるように構成されたことを特徴とする請求項７記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項９】前記アンテナがスパイラル状もしくはコイル状に形成されたことを特徴とする請求項１から８のいずれかに記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項１０】前記ＩＣカードが通信可能な距離範囲に存在した場合に、前記共振周波数と前記電力搬送波の周波数とをほぼ等しくしたことを特徴とする請求項１から９のいずれかに記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項１１】ＩＣチップを有するＩＣカードと、
該ＩＣカードへ電力搬送波を出力するリーダまたは／およびライタ装置とを備えたＩＣカードシステムにおいて、
該ＩＣカードが該リーダまたは／およびライタ装置との通信可能な距離範囲に存在した場合に、該リーダまたは／およびライタ装置の有する回路の共振周波数と該リーダまたは／およびライタ装置の出力する電力搬送波の周波数とをほぼ等しくしたことを特徴とＩＣカードシステム。
【請求項１２】前記リーダまたは／およびライタ装置が前記ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備え、前記ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数が該アンテナから出力される電力搬送波の周波数よりも高くなるように構成したことを特徴とする請求項１１記載のＩＣカードシステム。
【請求項１３】前記アンテナが前記電力搬送波とともに該電力搬送波を変調したデータ通信変調波を出力するリーダまたは／およびライタ装置であって、前記共振周波数が前記データ通信変調波のほぼ中心となる周波数よりも高くなるように構成されたことを特徴とする請求項１２記載のＩＣカードシステム。
【請求項１４】前記共振周波数を１４メガヘルツ以上２４メガヘルツ以下に設定したことを特徴とする請求項１２又は１３記載のＩＣカードシステム。
【請求項１５】前記リーダまたは／およびライタ装置の有するＱ値を５以上２０以下に設定したことを特徴とする請求項１４記載のリーダまたは／およびライタ装置。
【請求項１６】前記リーダまたは／およびライタ装置が前記ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備え、前記ＩＣカードが前記リーダまたは／およびライタ装置との通信可能な距離範囲に存在した場合に、前記リーダまたは／およびライタ装置の有する回路の共振周波数と前記リーダまたは／およびライタ装置の出力する電力搬送波の周波数とをほぼ等しく設定できるように該コンデンサを容量可変に構成したことを特徴とする請求項１２記載のＩＣカードシステム。
【請求項１７】前記容量可変に構成したコンデンサを用

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 475

いて、前記ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数を該アンテナから出力される搬送波の周波数よりも高く設定したことを特徴とする請求項１６記載のＩＣカードシステム。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】本発明は，例えばキャッシュディスペンサー，電子マネー，自動改札システム，入退室管理システム，公衆電話機等におけるキャッシュカード，クレジットカード，乗車券，定期券，回数券，管理カード，ＩＤカード，免許証，テレホンカード等の近接無線カードとの間において近接無線動作用電力伝送および通信を行うリーダまたは／およびライタ装置やＩＣカードシステムに関する。

【０００２】

【従来の技術】従来，光または磁界を用いて電力供給側から近接無線カード（以下、ＩＣカードと略す）に対して非接触で電力を供給することは知られている。例えば駅の改札口やバスや入退口等において使用するキャッシュカード、クレジツトカード、乗車券や定期券等をＩＣカード化し、このＩＣカードを使用者が駅の改札口やバスや入退口等に備えられたリーダ／ライタに対して非接触で通過させるシステムが知られている。

【０００３】図２は、改札口やバスや入退口や所定の場所に備えられたリーダ／ライタユニット１１（以下、R/Wユニットと略す。）からＩＣカード１２に対して無線によって電力を伝送すると共に所望のデータ通信を行うシステムの概略構成図である。なお、図示していないが、R/Wユニット１１とＩＣカード１２には、それぞれコイルアンテナが形成されている。

【０００４】このようなシステムにおいて、R/Wユニット１１では、R/Wユニット１１のコイルアンテナから電力搬送波やデータ通信波となる電磁波を放射し、ＩＣカード１２では、ＩＣカード１２のコイルアンテナによりこの電磁波を受信し、電圧を誘起してカード側回路を動作させている。

【０００５】この技術に関連する公知例としては、特開平５－２１７０３２号公報等が挙げられる。

【０００６】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来の近接無線カードシステムでは、Ｒ／Ｗユニット１１のコイルアンテナから放射される放射電界を電波法に規定する規制値（距離３ｍにおいて５００μＶ／ｍ）内に収めなければならない。

【０００７】放射電界を抑制するには、Ｒ／Ｗユニット１１のコイルアンテナを駆動する電流値を制限すれば良いのであるが、単にＲ／Ｗユニット１１の電流値を制限するだけでは、その放射電界を受けるＩＣカードに対して十分な電力を供給することが難しくなる。すなわち、従来の近接無線カードシステムでは、Ｒ／Ｗユニット１１からの所望の通信距離における十分な電力伝送と、この所望の通信距離よりも遠方となる電界強度の抑制（電波法の遵守）と言った相反する課題を同時に解決する必要があった。

【０００８】本発明の目的は、上記課題を解決すべく、リーダまたは／およびライタ装置からの所望の通信距離以下においてＩＣカードが動作するほどの十分な電力を伝送し、かつこの所望の通信距離よりも遠方となる電界強度を抑制することにある。

【０００９】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備えたリーダまたは／およびライタ装置であって、ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数が該アンテナから出力される電力搬送波の周波数よりも高くなるように構成されたものである。

【００１０】また、前記アンテナが前記電力搬送波とともに該電力搬送波を変調したデータ通信変調波を出力するリーダまたは／およびライタ装置であって、前記共振周波数が前記データ通信変調波のほぼ中心となる周波数よりも高くなるように構成されたものである。

【００１１】また、前記共振周波数を１４メガヘルツ以上２４メガヘルツ以下に設定したものである。

【００１２】また、前記リーダまたは／およびライタ装置の有するＱ値を５以上２０以下に設定したものである。

【００１３】また、ＩＣカードへの電力搬送波を出力するリーダまたは／およびライタ装置であって、該ＩＣカードが存在しない場合の該リーダまたは／およびライタ装置を構成する回路の共振周波数が該電力搬送波の有する周波数よりも高くなるように構成されたものである。

【００１４】また、ＩＣカードへ電力を供給する電力搬送波とともに該電力搬送波を変調したデータ通信変調波を送信するリーダまたは／およびライタ装置であって、該ＩＣカードが存在しない場合の該リーダまたは／およびライタ装置を構成する回路の共振周波数が該電力搬送波を変調した変調速度から決定されるサブキャリアの周波数よりも高くなるように構成されたものである。

【００１５】また、ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備えたリーダまたは／およびライタ装置において、ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数を該アンテナから出力される搬送波の周波数よりも高く設定できるように該コンデンサを容量可変に構成したものであ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 476

る。
【００１６】また、前記コンデンサの有する最大容量値を設定した場合に、前記共振周波数が前記搬送波の周波数とほぼ等しくなるように構成されたものである。
【００１７】また、前記アンテナがスパイラル状もしくはコイル状に形成されたものである。
【００１８】また、前記ＩＣカードが通信可能な距離範囲に存在した場合に、前記共振周波数と前記電力搬送波の周波数とをほぼ等しくしたものである。
【００１９】また、ＩＣチップを有するＩＣカードと、該ＩＣカードへ電力搬送波を出力するリーダまたは／およびライタ装置とを備えたＩＣカードシステムにおいて、該ＩＣカードが該リーダまたは／およびライタ装置との通信可能な距離範囲に存在した場合に、該リーダまたは／およびライタ装置の有する回路の共振周波数と該リーダまたは／およびライタ装置の出力する電力搬送波の周波数とをほぼ等しくしたものである。
【００２０】また、前記リーダまたは／およびライタ装置が前記ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備え、前記ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数が該アンテナから出力される電力搬送波の周波数よりも高くなるように構成したものである。
【００２１】また、前記アンテナが前記電力搬送波とともに該電力搬送波を変調したデータ通信変調波を出力するリーダまたは／およびライタ装置であって、前記共振周波数が前記データ通信変調波のほぼ中心となる周波数よりも高くなるように構成されたものである。
【００２２】また、前記共振周波数を１４メガヘルツ以上２４メガヘルツ以下に設定したものである。
【００２３】また、前記リーダまたは／およびライタ装置の有するＱ値を５以上２０以下に設定したものである。
【００２４】また、前記リーダまたは／およびライタ装置が前記ＩＣカードへの電力搬送波を出力するアンテナと、該アンテナに電流を供給する供給回路と、該アンテナと該供給回路との間に接続されたコンデンサとを備え、前記ＩＣカードが前記リーダまたは／およびライタ装置との通信可能な距離範囲に存在した場合に、前記リーダまたは／およびライタ装置の有する回路の共振周波数と前記リーダまたは／およびライタ装置の出力する電力搬送波の周波数とをほぼ等しく設定できるように該コンデンサを容量可変に構成したものである、また、前記容量可変に構成したコンデンサを用いて、前記ＩＣカードが存在しない場合の該アンテナと該供給回路と該コンデンサとを有する回路の共振周波数を該アンテナから出力される搬送波の周波数よりも高く設定したものである。
【００２５】
【発明の実施の形態】我々は、Ｒ／Ｗユニットの有する共振周波数と、Ｒ／ＷユニットからＩＣカードへ伝送する電力搬送波の周波数との関係に着目して前述の目的を達成することとした。以下、図面を用いて本発明の実施の形態を詳細に説明する。
【００２６】図１は、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との間の電力伝送系についてモデル化したものである。図においては、４０１は電源、４０２は電源系のインピーダンス、４０３は電源供給の効率向上のために共振のためのコンデンサ、４０４はＲ／Ｗアンテナ１０１における線路の損失としての抵抗、４０５はＲ／Ｗアンテナ１０１におけるスパイラルまたはコイル形状によるインダクタンス、４０６はカードアンテナ２０１におけるスパイラルまたはコイル形状によるインダクタンス、４０７はカードアンテナ２０１における線路の損失としての抵抗、４０８は受信効率向上の為に共振のためのコンデンサ、４０９はＩＣ、４１２はアンテナ間のインダクタンス結合である。
【００２７】まず、従来の通信システムの問題点を図１に示すモデルを用いたシミュレーション結果により説明する。従来の通信システムにおいてはＩＣカードが無い状態において共振周波数と電力搬送波の周波数とがほぼ等しく設定されている。そのシミュレーション結果を図３、図４に示す。
【００２８】図３は、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離ｄｚに対するＩＣカード１２の有するＩＣ４０９端における受信電圧VRL４１１を示したものである。またＲ／Ｗユニット１１の共振用コンデンサ４０３を調節して，共振周波数は電力搬送波と同じ周波数（１３．５６ＭＨｚ）に設定したものである。
【００２９】図から分かるように、共振周波数を電力搬送波と同じ周波数（１３．５６ＭＨｚ）とすると、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離ｄｚが８～３０ｍｍであればＩＣは動作するのに十分な電圧（3.3V以上）を誘起させることができるので通信可能であるが、８ｍｍ以内に近接するとＩＣを動作するのに十分な電圧（3.3V）が得られなくなってしまう。
【００３０】この場合にＩＣを動作させるには，距離０ｍｍにおける電圧VRLをＩＣ４０９の動作電圧である３．３Ｖ以上になるように電源４０１の出力を上げなければならない。しかし、電源４０１の出力を上げると，受信電圧の最大値が距離１８ｍｍの点で６．７Ｖとなり（図示せず）、Ｑ値の大きな（受信効率の良い）カードアンテナ２０１を用いたＩＣカードの場合，そのＩＣの耐圧を越える可能性がある。なお、Ｑ値とは図９に示すようにピーク値となる周波数ｆｃとした場合、そのピーク値の2分の１となる値の周波数間の幅ｗとの関係からＱ＝ｆｃ/ｗにより算出するものである。
【００３１】図４は、図３に示した条件においてＩＣカ

ード１２が無い場合、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離が２，１０，２０，３０ｍｍの高さにある場合のＲ／Ｗユニット１１のアンテナコイル４０５を流れる電流の周波数特性４１０である。

【００３２】Ｒ／Ｗユニット１１のアンテナコイル４０５を流れる電流は、図４に示す周波数特性のうちの電力搬送波周波数である１３．５６ＭＨｚの成分なので、ＩＣカード１２が無い場合とｄｚ＝３０ｍｍにおいて電波法の規制値（５４ｄＢμＶ／ｍ：Ｒ／Ｗユニット１１から３ｍの距離における電界強度）を越えてしまう。このため，電波法を満足するためにはＲ／Ｗユニット１１のアンテナコイル４０５を流れる電流の値を約半分にする必要があるが、図３からも分かるように電流値を半分に下げるとＩＣ４０９端における受信電圧４１１も半分の値となり，ＩＣを動作させることが出来なくなってしまう。なお、Ｒ／Ｗユニット１１の有する共振周波数はＩＣカードが無い状態において電力搬送波の周波数とほぼ等しいが、この共振周波数はＩＣカードの距離に応じて変化する。

【００３３】このように、ＩＣカードが無い状態において共振周波数を電力搬送波と同じ周波数（１３．５６ＭＨｚ）とした従来の通信システムにおいては、ｄｚ＝０ｍｍからの所望の通信距離内においてＩＣカードの有するＩＣを正常に動作させようとすると、Ｒ／Ｗユニット１１から３ｍの距離における電界強度が電波法の規制値（５４ｄＢμＶ／ｍ）を越えてしまう可能性があった。言い換えるならば、ＩＣカードが無い状態において共振周波数を電力搬送波と同じ周波数（１３．５６ＭＨｚ）とした従来の通信システムでは、リーダまたは／およびライタ装置からの所望の通信距離以下においてＩＣカードが動作するほどの十分な電力を伝送し、かつこの所望の通信距離よりも遠方となる電界強度を抑制することが難しかった。

【００３４】そこで我々は、ＩＣカードが無い状態においてＲ／Ｗユニットの有する共振周波数を電力搬送波の周波数を上回る値に設定することで、上記問題点を解決することとした。

【００３５】図５は、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離ｄｚに対するＩＣカード１２の有するＩＣ４０９端における受信電圧４１１を示したものであり、Ｒ／Ｗユニット１１の共振用コンデンサ４０３を調節して，ＩＣカードが無い状態において共振周波数が電力搬送波の周波数（１３．５６ＭＨｚ）を上回る周波数（１５．５０ＭＨｚ）で共振するように設定している。

【００３６】図から分かるように，ＩＣカードが無い状態において共振周波数が電力搬送波（１３．５６ＭＨｚ）を上回る周波数（１５．５０ＭＨｚ）に設定した場合，最大通信距離は約１５ｍｍと短いものの，ＩＣカード１２と密着する０～１５ｍｍにおいては、ＩＣ４０９の動作電圧（3.3Ｖ）を上回る電圧が得られるようになる。

【００３７】図６は、図５に示した条件においてＩＣカード１２が無い場合、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離が２，１０，２０，３０ｍｍの高さにある場合のＲ／Ｗユニット１１のアンテナコイル４０５を流れる電流の周波数特性４１０を示す。

【００３８】電力搬送波周波数（１３．５６ＭＨｚ）における電流値は、ＩＣカードが無い状態において共振周波数が電力搬送波の周波数（１３．５６ＭＨｚ）を上回る周波数で共振するように設定されているので、いずれの場合も電波法遵守電流値上限を満足することとなる。

【００３９】また、ＩＣカードとの距離が近づくにつれてＲ／Ｗユニット１１の有する共振周波数が減少していくが、本実施例においてはｄｚ＝１０ｍｍにおいてＲ／Ｗユニット１１の有する共振周波数が電力搬送波周波数とほぼ等しくなるように設定した。これによって所望の通信距離において最も電力伝送効率を良くすることができた。従って、所望の通信距離においてＲ／Ｗユニット１１の有する共振周波数が電力搬送波周波数とほぼ等しくなるように、ＩＣカードが無い状態における共振周波数を電力搬送波周波数よりも大きく設定することが電力伝送効率を向上させる上で好ましいこととなる。

【００４０】図１１は、図３と図５とを比較して本実施例をさらに詳細に説明したものである。 Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離ｄｚに対するＩＣカードの有するＩＣ４０９端における受信電圧４１１の周波数特性は、 大まかにはＲ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との間の結合による第一の成分と、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離に応じて共振周波数がシフトすることにより生ずる第二の成分とで決定される。

【００４１】Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との間の結合による第一の成分は、 Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離が近いほど、ＩＣカードの受信効率が向上することに起因するものであり、従来システムにおいても本発明においても共通の傾向を示すものである。一方、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離に応じて共振周波数がシフトすることにより生ずる第二の成分は、どの距離において最大伝送効率となるピークを設定するかでその特性が大きく異なる。

【００４２】従来のシステムでは、ＩＣカードが無い状態、すなわち通信距離∞において最大伝送効率となるように設定しているため、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２との距離が近づくにつれて伝送効率は徐々に低下していき、特に数ｍｍ程度になると急激に伝送効率は低下するような特性となっていた。そのため、結果として第一の成分による効率向上分を第二の成分により相殺し、ＩＣ４０９端における受信電圧４１１の周波数特性は、０ｍｍ近傍ではＩＣカードを動作させるための所定値を満足できなくなっていた。これに対して本実施例

は、R／Wユニット１１とＩＣカード１２との距離が１０mmにおいて最大伝送効率となるように設定しているので、従来例に比べて０mm近傍での第二の成分による伝送効率の低下は抑制でき、結果として図のような周波数特性となったものである。

【００４３】以上のように、ＩＣカードが無い状態において共振周波数を電力搬送波（１３．５６MHz）とほぼ等しくした場合、０～８mmの通信範囲においてＩＣを動作させるのに十分な電圧を得ることができなかったが、電力搬送波を上回るように共振周波数を設定すれば、近接した領域においてＩＣカードを駆動するのに十分な電圧を供給することが可能となった。また、その電界強度は、共振周波数を電力搬送波（１３．５６MHz）にした場合の電界強度の約半分となり、電波法を満足する値とすることができた。特に所望の通信距離においてR／Wユニット１１の共振周波数が電力搬送波の周波数とほぼ等しくなるように設定することが電力伝送効率を向上させる上で好ましい。

【００４４】すなわち、R／Wユニット１１の共振周波数を電力搬送波の周波数よりも大きくするだけで、R／Wユニット１１近傍（前述の例においては０～１５mm）に位置するＩＣカードに対して十分な電圧を供給することが可能となり、またその場合に放射される電界の電界強度を抑制することも可能となった。言い換えるならば、 R／Wユニット１１の共振周波数を電力搬送波の周波数よりも大きくするだけで、R／Wユニット１１からの所望の通信距離（近傍）における十分な電力伝送と、電波法に規定される遠方界を抑制することが可能となった。

【００４５】次に、さらに好ましい他の実施例について説明する。

【００４６】従来の通信システムでは、図７に示す変調波を用いて電力伝送やデータ通信を行っている。図７は、１３.５６[MHz]の電力搬送波を通信速度α[kbps]、変調度β[%]により振幅変調、例えばＡＳＫ変調したものである。そのデータ通信変調波は、サブキャリアα/２（１３.５６± α/２＝ｆｃ＋ｆｓ）、サブキャリアにおける振幅ｂ＝α×a/１００となる。このような電力搬送波とデータ通信変調波により所望のデータ通信を行う。なお、ｆｃは電力搬送波の周波数であり、ｆｓはデータ通信変調波成分の基本周波数である。

【００４７】図８は、電力搬送波に対してR／Wユニット１１の有する共振周波数を変化させた図である。

【００４８】変調度が最大となる１００％ＡＳＫの場合、b/a＝０.５となる。この場合、電力搬送波とデータ通信変調波の放射成分が同じレベルになるのは、R／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓに設定し（図８Ｂの場合）、アンテナのQがQ＝ｆｃ/２ｆｓの場合である。

【００４９】ここで、R／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓ以下ｆｃ以上に設定すると（図８Ａの場合）、データ通信変調波成分が規制値を越え、電波法を満足することができない。一方、R／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓ以上に設定すると（図８Ｃの場合）、電力搬送波とデータ通信変調波の両成分共に規制値を下回り、電波法を満足することが可能となる。

【００５０】すなわち、R／Wユニット１１の有する共振周波数の周波数特性はピーク値を有する山状の特性なので、R／Wユニット１１の有する共振周波数を電力搬送波周波数ｆｃよりも大きくするにつれて、電力搬送波周波数ｆｃにおけるR／Wユニットの電力伝送に関する出力電流Ｉは徐々に小さくなっていく。一方、データ通信変調波のピーク値となる周波数ｆｃ＋ｆｓに対しては、この共振周波数が近づくこととなり、電力搬送波周波数ｆｃにおけるR／Wユニットの電力伝送に関する出力電流Ｉは徐々に大きくなっていく。そして、 R／Wユニット１１の有する共振周波数がデータ通信変調波のピーク値となる周波数ｆｃ＋ｆｓを超えると、電力伝送、信号伝送ともに出力電流Ｉは小さくなっていき、電波法をより遵守する方向へと進む。

【００５１】これによって、 R／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓ以上とすることで、電力搬送波とデータ通信変調波が混在するような場合であっても、十分な電力伝送と電波法の遵守と言った相反する課題を同時に満足させることが可能となる。

【００５２】なお、これまでの説明は、図８に示すアンテナのQ（＝ｆｃ/２ｆｓ ）よりもブロードな場合であっても適用することができる。これは、図８に示す条件が電力伝送とデータ通信の両方を満足させる最低限の条件であるためである。すなわち、図８に示すQ値よりもブロードにアンテナを設計したとしても、 R／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓ以上とする場合に電波法を満足させることが容易となり、同様に変調度を１００％以下にしたとしても、 R／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓ以上とする場合に電波法を満足させることが容易となる。例えば、Q＝５～２０のような比較的ブロードなQ値を有する変調波であったとしても、 R／Wユニット１１の有する共振周波数を１４メガヘルツ～２４メガヘルツぐらいに設定することで、十分な電力伝送と電波法の遵守と言った相反する課題を同時に満足させることが可能となることが確認されている。

【００５３】このように積極的にR／Wユニット１１の有する共振周波数をｆｃ＋ｆｓ以上とすることで、十分な電力伝送と電波法の遵守と言った相反する課題を同時に満足させることが容易となる。

【００５４】なお、この場合も所望の通信距離においてR／Wユニット１１の共振周波数が電力搬送波の周波数とほぼ等しくなるように設定することが好ましい。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 479

【００５５】次に、図１０は、図１に示した回路モデルを具体化したものである。なお、この構成は、Ｒ／Ｗユニット１１に設けられたＲ／Ｗアンテナ１０１と近接無線カード２に形成されたカードアンテナ２０１との間で、図７に示す電力搬送波およびデータ通信変調波からなる電磁波（無線）を使って電力の伝送および通信の送受信の両方を行う場合のものである。また、この電力搬送波とデータ通信変調波を各々別のアンテナにより送信することも考えられるが、図１０においては、非接触カード１２を簡素化するために単一のアンテナ（Ｒ／Ｗアンテナ）１０１により送信するように構成した。また、実際にシステムを構成する場合、Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２とのそれぞれ特性に応じて共振周波数を自由に設定しなければならないので、本実施例ではＲ／Ｗユニット１１の有するコンデンサを容量可変コンデンサとした。

【００５６】図１０に示すシステムは、以下のように構成される。

【００５７】即ち、Ｒ／Ｗユニット１１は、１３．５６ＭＨｚの高周波数の電圧を発生する電源１０５と、近接無線カード１２へ送信するための入力された送信データ（ＤＡＴＡ）１０６を符号化する符号化回路１０７と、上記電源１０５から発生した１３．５６ＭＨｚの高周波数の電圧上に上記符号化回路１０７で符号化された信号で振幅変調（Amplitude Shift Keying 変調）を重畳させる（掛ける）変調器１０８と、該変調器１０８で１３．５６ＭＨｚの高周波数の電圧上にＡＳＫ変調された信号を増幅する送信アンプ１０９と、該送信アンプ１０９で増幅された信号をインダクタンス結合１０３により結合させ、容量可変の共振コンデンサ１０４を有してインピーダンスをマッチングさせて反射防止をするための整合回路（給電回路）１０２と、該整合回路１０２の出力に応じて電力の伝送およびデータの送信を行うべく電磁波を発生し、近接無線カード１２のカードアンテナ２０１から電磁波によって送信されてきたデータを受信するＲ／Ｗアンテナ１０１と、該Ｒ／Ｗアンテナ１０１で受信した信号を整合回路１０２で整合させてインダクタンス結合１０３により生じた信号からノイズ成分を取り除くフィルタ回路１１０と、該フィルタ回路１１０を通して得られる信号を増幅する受信アンプ１１１と、該受信アンプ１１１で増幅された信号を電源１０５から得られる１３．５６ＭＨｚの高周波数の電圧信号を用いて復調する復調器１１２と、該復調器１１２で復調された信号を復号化して受信データ（ＤＡＴＡ）１１４として出力する復号化回路１１３とを備えている。そして、送信データ１０６および受信データ１１４はネットワークを介してホストコンピュータに接続されている。

【００５８】ここで、Ｒ／Ｗアンテナ１０１に電流供給する供給回路は、整合回路（給電回路）１０２と、インダクタンス結合１０３と、電源１０５と、符号化回路１０７と、変調器１０８と、送信アンプ１０９と、フィルタ回路１１０と、受信アンプ１１１と、復調器１１２と、復号化回路１１３とを含む回路が該当する。言い換えるならば、 共振コンデンサ１０４と、Ｒ／Ｗコイル１０１を除く回路と言うこともできる。従って、共振コンデンサ１０４は、 Ｒ／Ｗコイル１０１と供給回路との間に接続される。

【００５９】近接無線カード１２は、Ｒ／Ｗユニット１１のＲ／Ｗアンテナ１０１から電力の伝送およびデータの送信を行うべく発生した電磁波を受信し、ロードスイッチング変調された送信データに応じた電磁波を発生するカードアンテナ２０１と、該カードアンテナ２０１で受信した１３．５６ＭＨｚの電力については整流し、送受信信号についてはインピーダンスをマッチングさせて整合する整合・整流回路２０３と該整合・整流回路２０３から整流された誘起電圧から５ｍＷ程度で２～５Ｖ程度の一定の直流電圧電源２０５として供給する電源回路２０４と上記整合・整流回路２０３から得られる受信信号からクロックを抽出するクロック抽出回路２０６と上記整合・整流回路２０３から得られる受信信号からノイズ成分を取り除くＬＰＦ回路２０７と該ＬＰＦ回路２０７から得られる受信信号を波形成形する波形成形回路２０８と送信信号をロードスイッチング変調させてカードコイル２０１に供給するロードスイッチング変調回路２０９とを有する無線チップ２０２と、該無線チップ２０２のクロック抽出回路２０６で抽出されたクロック信号に基いて分周してマイコン２１４を働かせる信号を生成する分周回路２１１と無線チップ２０２の波形成形回路２０８から得られる信号を復号化して復号化データ（受信データ）としてマイコン（ＣＰＵ）２１４へ入力する復号化回路２１２とマイコン２１４から得られる送信データを符号化して無線チップ２０２のロードスイッチング変調回路２０９へ入力する符号化回路２１６とカードとしての情報を記憶するメモリを内蔵して送受信データの処理およびメモリとの間のデータの転送等を行うＨ８等のマイコン（ＣＰＵ）２１４とを有し、上記無線チップ２０２の電源回路２０４から安定した電源２０５の供給を受けるＣＰＵ等（ＣＰＵ＋インターフェース）のチップ２１０とを備えている。

【００６０】なお、電力を電磁波（無線）で伝送するためにＲ／Ｗアンテナ１０１とカードアンテナ２０１を用いたのは、磁気結合を利用した電磁誘導により電力伝送の効率を向上させるためである。また近接無線カード１２にスパイラル状のアンテナ２０１を形成した場合、近接無線カード１２の変形に強い利点がある。またＲ／Ｗアンテナ１０１とカードアンテナ２０１ともにコイルで形成しても良い。

【００６１】以上の構成により、 Ｒ／Ｗユニット１１に対してＩＣカード１２を数ｃｍ程度以下で近接させることによって、 Ｒ／Ｗユニット１１とＩＣカード１２

との間において、無線によって電力を伝送し、更に無線によって情報の送受信（通信）が行われることになる。

【００６２】そして、この通信システムにおいては、Ｒ／Ｗユニット１１に対してＩＣカード１２を数ｃｍ程度以下の範囲においてＩＣカードに十分な電力を供給できるように、Ｒ／Ｗユニット１１の電源１０５を１３．５６ＭＨｚに設定してＲ／Ｗコイル１０１から放射される電力搬送波の周波数を１３．５６ＭＨｚとし、かつＩＣカードが無い状態においてＲ／Ｗユニット１１の有する共振周波数を電力搬送波の周波数（１３．５６ＭＨｚ）よりも大きくなるように共振コンデンサ１０４等を設定している。すなわち、図４や図５の特性となるようにＲ／Ｗユニット１１の有する共振周波数を設定している。この場合、共振コンデンサ１０４を容量可変に構成しているので、システム構成に応じて所望の周波数特性となるようにすることが可能となる。

【００６３】なお、共振コンデンサ１０４の容量を可変としても必ず電力搬送波の周波数よりも高くなるように、共振コンデンサ１０４の有する最大容量値を設定した場合に前記共振周波数が前記搬送波の周波数とほぼ等しくなるように共振コンデンサ１０４の有する最大容量値を決定することが好ましい。

【００６４】このような電力搬送波と共振周波数の関係を保つことにより、近接されるＩＣカード１２に対して電磁波（無線）を使って電力伝送するＲ／Ｗユニット１１において、そのアンテナコイル１０１から放射される電磁波が全方位について電波法の規制値を満足でき、しかも近接されるＩＣカード１２が安定して動作する程度の電力を供給することができる。

【００６５】これまでの説明では、図１においてＲ/Ｗユニットに設けられた共振コンデンサ４０３を電源４０１に対して直列接続した回路モデルであるが、並列接続した回路モデルであっても同様の結果が得られる。同様にＩＣカードに設けられた共振コンデンサ４０８をＩＣに対して並列接続した回路モデルであるが、直列接続した回路モデルであっても同様の結果が得られる。

【００６６】

【発明の効果】本発明によれば、 Ｒ/Ｗユニットに対して所望の通信距離以下においてＩＣカードが動作するほどの十分な電力が伝送でき、かつこの所望の通信距離よりも遠方となる電界強度を抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明に係るリーダまたは／およびライタ装置と近接無線カード（ＩＣカード）との間において無線によって電力伝送し、無線によって通信を行う装置（システム）の電力伝送にのみ着目したモデルである。

【図２】従来のリーダまたは／およびライタ装置と近接無線カード（ＩＣカード）との間において無線によって電力伝送し、無線によって通信を行う装置（システム）のシステム図である。

【図３】従来のリーダまたは／およびライタ装置と近接無線カード（ＩＣカード）との間の距離に対するカード上ＩＣ端子の誘起電圧を示したものである。

【図４】従来のリーダまたは／およびライタ装置上のアンテナを流れる電流において，近接無線カード（ＩＣカード）の有無，およびその間の距離を変えた場合の周波数特性を示したものである。

【図５】本発明に係るリーダまたは／およびライタ装置と近接無線カード（ＩＣカード）との間の距離に対するカード上ＩＣ端子の誘起電圧を示したものである。

【図６】本発明に係るリーダまたは／およびライタ装置上のアンテナを流れる電流において，近接無線カード（ＩＣカード）の有無，およびその間の距離を変えた場合の周波数特性を示したものである。

【図７】本発明に係る電力搬送波とデータ通信変調波との関係を示す図である。

【図８】本発明に係る電力搬送波とデータ通信変調波との関係を示す図である。

【図９】Ｑ値を説明する図である。

【図１０】本発明に係るリーダまたは／およびライタ装置と近接無線カード（ＩＣカード）との間において無線によって電力伝送し、無線によって通信を行う装置（システム）の一実施の形態を示す構成図である。

【図１１】リーダまたは／およびライタ装置と近接無線カード（ＩＣカード）との間の距離に対するカード上ＩＣ端子の誘起電圧の成分を比較した図である。

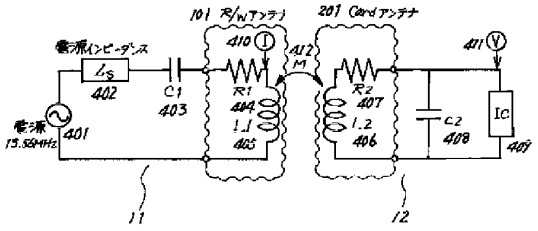
【符号の説明】

１１…リーダ／ライタユニット、１２…近接無線カード（ＩＣカード：非接触カード）、１０１…リーダライタアンテナ、１０２…整合回路（給電回路）、１０４…共振コンデンサ、１０５…電源、１０７…符号化回路、１０８…変調器、１０９…送信アンプ、１１０…フィルタ回路、１１１…受信アンプ、１１２…復調器、１１３…復号化回路、２０１…カードアンテナ、２０２…無線チップ、２０３…整合・整流回路、２０４…電源回路、２０６…クロック抽出回路、２０７…ＬＰＦ回路、２０８…波形整形回路、２０９…ロードスイッチング回路、２１０…ＣＰＵ等のチップ（ＣＰＵ＋インターフェースチップ）、２１１…分周回路、２１２…復号化回路、２１４…マイコン（ＣＰＵ）、２１６…符号化回路，４０１…電源，４０２…電源インピーダンス，４０３…共振用コンデンサ，４０４…リーダ／ライタ用アンテナ抵抗，４０５…リーダ／ライタ用アンテナインダクタンス，４０６…カード用アンテナインダクタンス，４０７…カード用アンテナ抵抗，４０８…共振用コンデンサ、４０９…ＩＣチップ、４１２…リーダ／ライタ用アンテナ－カード用アンテナ間相互インダクタンス

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 481

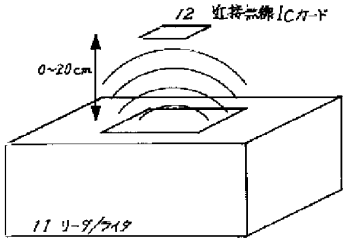
【図1】

図 1



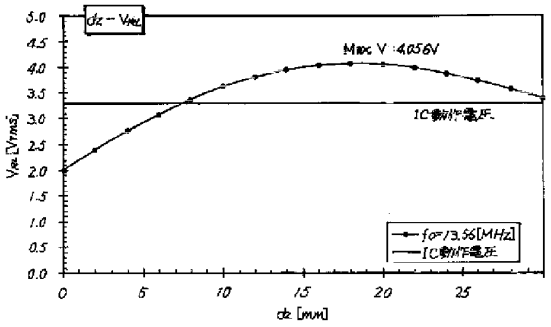
【図2】

図 2



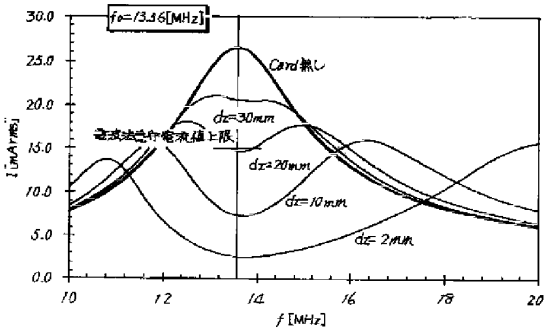
【図3】

図 3



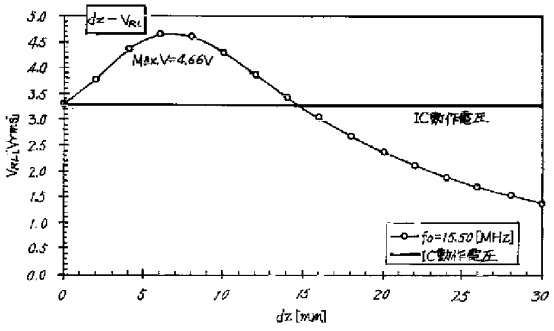
【図4】

図 4



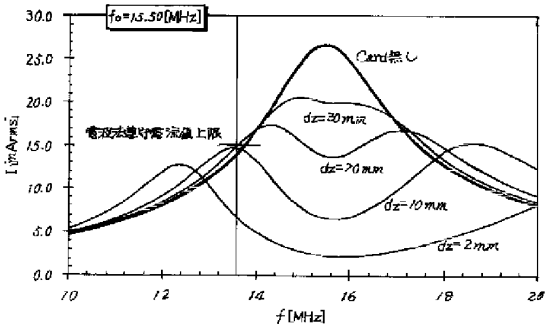
【図5】

図 5



【図6】

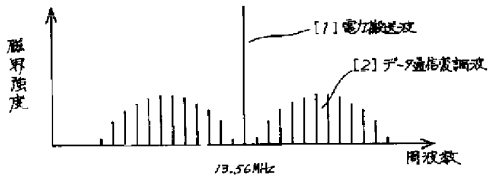
図 6



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 482

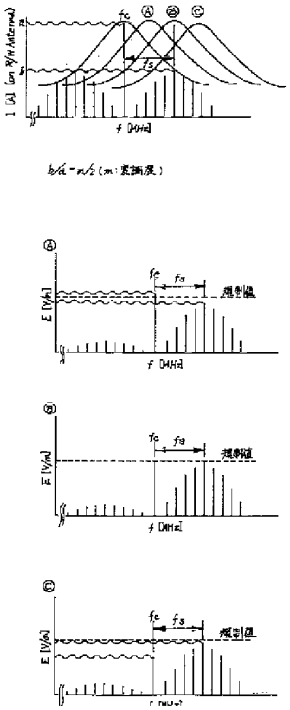
【図7】

図 7



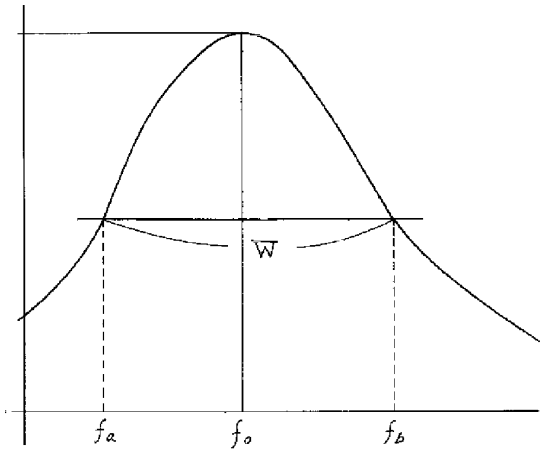
【図8】

図 8



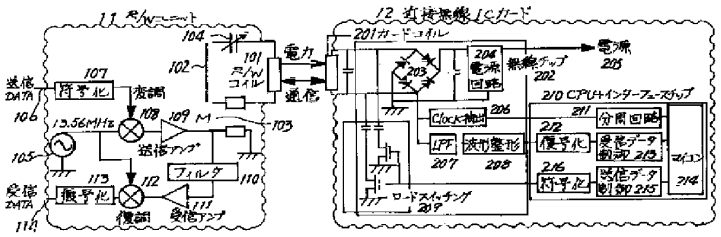
【図9】

図 9



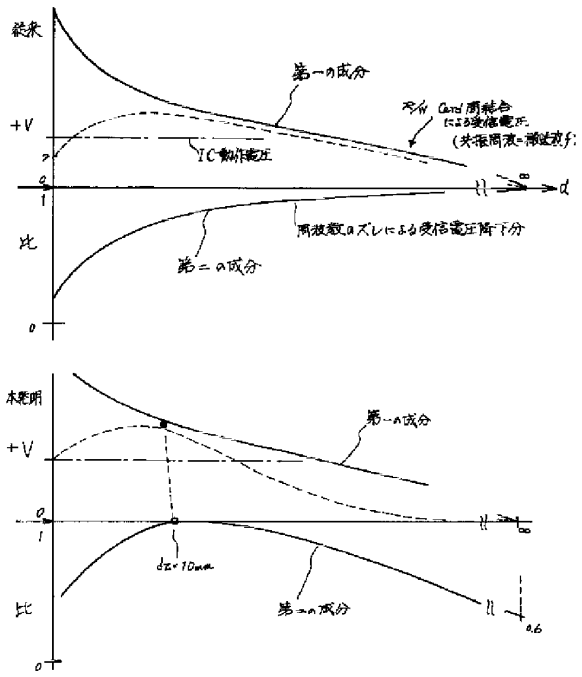
【図１０】

図 10



【図１１】

図 11



フロントページの続き

(72)発明者　幕内　雅巳
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式会社日立製作所生産技術研究所内

Ｆターム(参考)　5B058 CA15 CA17 CA22
5K011 DA02 DA12 EA06 GA05 GA06
JA00 JA01 KA03 KA04
5K012 AB05 AC06 BA02
5K025 AA01 BB10 EE25

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 484

Espacenet

Bibliographic data: JP2000174676 (A) — 2000-06-23

INFORMATION COMMUNICATION SYSTEM, DEVICE WITH BUILT-IN COMMUNICATION FUNCTION AND INFORMATION COMMUNICATION METHOD

Inventor(s): KANEKO MASAYASU ± (KANEKO MASAYASU)

Applicant(s): SONY CORP ± (SONY CORP)

Classification: **- international:** ***H01Q7/00; H04B5/02;*** (IPC1-7): H01Q7/00; H04B5/02

- cooperative:

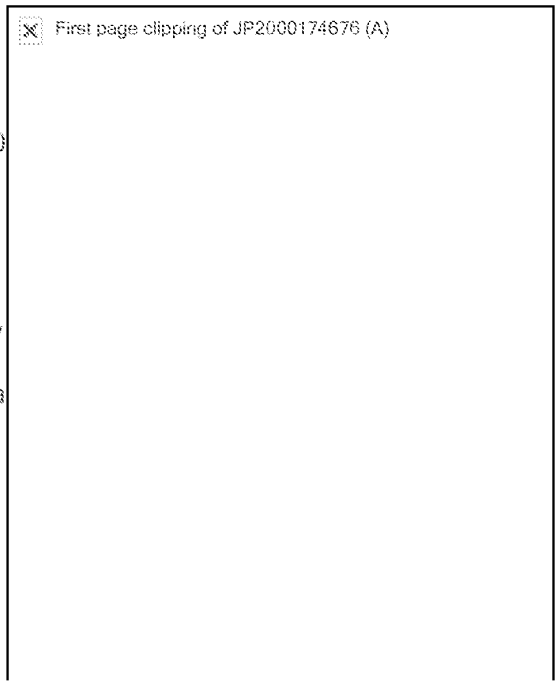
Application number: JP19980341191 19981201

Priority number(s): JP19980341191 19981201

Also published as: JP4019531 (B2)

Abstract of JP2000174676 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To stably perform non-contact close transmission. SOLUTION: Antennas 11 and 21 are provided in each of two devices 10 and 20 with built-in communication function. The natural resonance frequency of each of the antennas 11 and 21 is a value shifted from a communication frequency by a shift amount decided corresponding to a coupling coefficient at the time of mutually performing communication so as to maximize the frequency characteristic of a voltage level induced by mutual inductance near the communication frequency. Then, by using the mutual inductance generated by bringing such two antennas 11 and 21 close, the two devices 10 and 20 with the built-in communication function perform information communication with each



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 485

other.; In such a manner, by shifting the natural resonance frequency of the respective antennas 11 and 21 from the communication frequency by a fixed amount, even in the case that the antennas are extremely close to each other and the coupling coefficient is high, stable information communication is performed.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 486

(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2000－174676
（P2000－174676A）
(43)公開日　平成12年６月23日(2000.6.23)

(51)Int.Cl.[7]	識別記号	ＦＩ		テーマコード*（参考）
Ｈ０４Ｂ　5/02		Ｈ０４Ｂ	5/02	５Ｋ０１２
Ｈ０１Ｑ　7/00		Ｈ０１Ｑ	7/00	

審査請求　未請求　請求項の数９　ＯＬ　（全 10 頁）

(21)出願番号　特願平10－341191

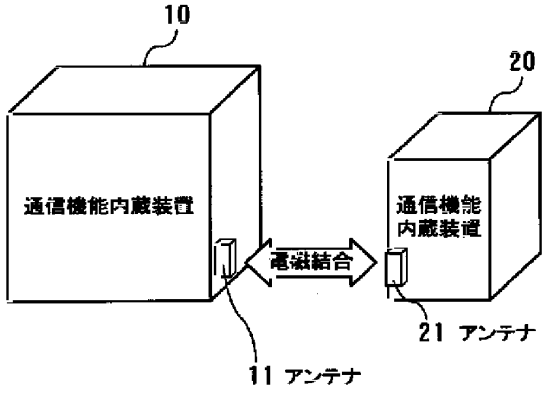
(22)出願日　平成10年12月１日(1998.12.1)

(71)出願人　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番35号
(72)発明者　金子　雅保
東京都品川区北品川６丁目７番35号　ソニー株式会社内
(74)代理人　100092152
弁理士　服部　毅巖

Ｆターム(参考)　5K012 AA01 AB03 AB05 AC06 AC08
AC10 AD05 BA02

(54)【発明の名称】　情報通信システム、通信機能内蔵装置、情報通信方法

(57)【要約】
【課題】　非接触の近接伝送を安定して行う。
【解決手段】　２つの通信機能内蔵装置１０，２０のそれぞれにはアンテナ１１，２１が設けられている。各アンテナ１１，２１の固有共振周波数は、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定するシフト量だけ通信周波数からシフトされた値である。そして、このような２つのアンテナ１１，２１を接近させることによって生じる相互インダクタンスを使用して、２つの通信機能内蔵装置１０，２０が互いに情報通信を行う。このように、各アンテナ１１，２１の固有共振周波数が通信周波数より一定量だけシフトされていることで、アンテナ同士が非常に接近し高い結合係数の場合においても安定した情報通信を行うことができる。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 487

【特許請求の範囲】

【請求項１】　アンテナ間に生じる相互インダクタンスを使用した情報通信を行う情報通信システムにおいて、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定されたシフト量だけ通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナを具備する複数の通信機能内蔵装置、
を有することを特徴とする情報通信システム。

【請求項２】　前記通信機能内蔵装置のアンテナは、臨界結合状態よりも高い結合係数で通信する際に、通信周波数よりも高い周波数へ固有共振周波数がシフトされていることを特徴とする請求項１記載の非接触情報通信システム。

【請求項３】　互いに通信を行う２つの前記通信機能内蔵装置は、それぞれのアンテナを第１のアンテナ、第２のアンテナとし、前記第１のアンテナのインダクタンス値をL_1、前記第１のアンテナの共振先鋭度を示すＱ値をQ_1、前記第２のアンテナのインダクタンス値をL_2、前記第２のアンテナの共振先鋭度を示すＱ値をQ_2、通信周波数をω_0、アンテナ間の相互インダクタンスをＭ、アンテナの固有共振周波数をω_rとした場合に、以下の式

【数１】$\omega_r=\omega_0/(1-x_b)$　　・・・・（１）

【数２】

$$x_b=1/2\ [\{2k^2-(d_1^2+d_2^2)\}/2]^{1/2} \quad \cdots\cdot(2)$$

【数３】$k=M/(L_1\times L_2)^{1/2}$・・・・（３）

【数４】

$$1\geqq k\geqq\{(d_1^2+d_2^2)\}/2\}^{1/2} \quad \cdots\cdot(4)$$

【数５】$d_1=1/Q_1$　・・・・（５）

【数６】$d_2=1/Q_2$　・・・・（６）

によって定義される固有共振周波数ω_rのアンテナを有していることを特徴とする請求項１記載の情報通信システム。

【請求項４】　アンテナ間に生じる相互インダクタンスを使用した情報通信を行うための情報通信機能を有する通信機能内蔵装置において、
相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、通信相手との間で互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定するシフト量だけ、通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナ、を有することを特徴とする通信機能内蔵装置。

【請求項５】　前記アンテナは、臨界結合状態よりも高い結合係数で通信する際に、通信周波数よりも高い周波数へ固有共振周波数がシフトされていることを特徴とする請求項４記載の通信機能内蔵装置。

【請求項６】　前記アンテナは、通信相手のアンテナを相手側アンテナとし、前記アンテナのインダクタンス値をL_1、前記アンテナの共振先鋭度を示すＱ値をQ_1、前記相手側アンテナのインダクタンス値をL_2、前記相手側アンテナの共振先鋭度を示すＱ値をQ_2、通信周波数をω_0、アンテナ間の相互インダクタンスをＭ、前記アンテナの固有共振周波数をω_rとした場合に、以下の式

【数７】$\omega_r=\omega_0/(1-x_b)$　　・・・・（７）

【数８】

$$x_b=1/2\ [\{2k^2-(d_1^2+d_2^2)\}/2]^{1/2} \quad \cdots\cdot(8)$$

【数９】$k=M/(L_1\times L_2)^{1/2}$・・・・（９）

【数１０】

$$1\geqq k\geqq\{(d_1^2+d_2^2)\}/2\}^{1/2} \quad \cdots\cdot(10)$$

【数１１】$d_1=1/Q_1$　・・・・（１１）

【数１２】$d_2=1/Q_2$　・・・・（１２）

によって定義される固有共振周波数ω_rを有していることを特徴とする請求項４記載の通信機能内蔵装置。

【請求項７】　アンテナ間に生じる相互インダクタンスを使用した情報通信を行う情報通信方法において、
相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定するシフト量だけ、通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナを互いに接近させ、
一方のアンテナに流れる電流を送信すべき信号に応じて変化させることで情報通信を行う、
ことを特徴とする情報通信方法。

【請求項８】　前記アンテナを互いに接近させる際には、臨界結合状態よりも高い結合係数で通信する際に、通信周波数よりも高い周波数へ固有共振周波数がシフトされているようなアンテナを用いることを特徴とする請求項７記載の情報通信方法。

【請求項９】　前記アンテナを互いに接近させる際において、互いに通信を行う２つのアンテナをそれぞれ第１のアンテナ、第２のアンテナとし、前記第１のアンテナのインダクタンス値をＬ１、前記第１のアンテナの共振先鋭度を示すＱ値をQ_1、前記第２のアンテナのインダクタンス値をＬ２、前記第２のアンテナの共振先鋭度を示すＱ値をQ_2、通信周波数をω_0、アンテナ間の相互インダクタンスをＭ、前記第１のアンテナと前記第２のアンテナとの固有共振周波数をω_rとした場合に、以下の式

【数１３】

$\omega_r=\omega_0/(1-x_b)$　　・・・・（１３）

【数１４】

$$x_b=1/2\ [\{2k^2-(d_1^2+d_2^2)\}/2]^{1/2} \quad \cdots\cdot(14)$$

【数１５】$k=M/(L_1\times L_2)^{1/2}$・・・・（１５）

【数１６】

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 488

$$1 \geqq k \geqq \{ (d_1^2 + d_2^2) \} / 2\}^{1/2} \quad \cdots\cdots (16)$$

【数17】$d_1 = 1 / Q_1$ ・・・・（17）

【数18】$d_2 = 1 / Q_2$ ・・・・（18）

によって定義される固有共振周波数ω_rを有するアンテナを用いることを特徴とする請求項7記載の情報通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はアンテナ間に生じる相互インダクタンスを用いて情報通信を行う情報通信システム、その情報通信システムに使用する通信機能内蔵装置及び情報通信方法に関し、特にアンテナ間の距離を非常に接近させた状態で通信を行う情報通信システム、通信機能内蔵装置及び情報通信方法に関する。

【0002】

【従来の技術】２つの装置間で情報通信を行うには、互いにケーブルで接続するのが一般的である。ところが、一時的な通信しか行わない場合などに、わざわざケーブル接続を行うのは手間である。また、各種装置がケーブルで接続されていると、装置を取り扱う上で不便な場合がある。そこで、非接触で情報通信を行うための方法が考えられている。その１つに、電磁結合を用いたものがある。

【0003】電磁結合による情報通信では、通信を行うべき２つの装置にアンテナが設けられている。そして、それぞれのアンテナ同士を近づける。すると、２つのアンテナ間で相互インダクタンスMが生じる。この状態で、送信側のアンテナに情報信号に応じた電流I_1を流す。その結果、電磁誘導により受信側のアンテナ内に電圧$j\omega M \times I_1$が誘起される。ここで、jは虚数単位であり、ωは通信周波数である。受信側のアンテナに誘起された電圧レベルの変化を検出すれば、送信側が出力した情報信号を受信側で認識できる。

【0004】このような相互インダクタンスを用いた通信では、各々のアンテナを通信上の周波数に同調させることにより両装置間の通信距離を改善することが行われている。すなわち、アンテナの固有共振周波数は、通信周波数の近傍に設定される。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかし、各アンテナを通信上の周波数に同調させた場合、ある通信距離以上の改善には非常に有効だが、逆に前記アンテナ間の距離が甚だ近接し、アンテナ間の結合度があがり過ぎると、むしろ悪化するという現象を生じる。その原因を、以下に簡単に説明する（詳細については、発明の実施の形態とともに説明する）。

【0006】アンテナが過度に接近した状態で通信を行うと、２つのアンテナ間の結合係数が非常に高くなる。すると、受信側のアンテナの共振部が送信側からは直列共振として見える。そのため、結合係数の上昇とともに送信側のインピーダンスが急激に低下し、送信側の信号の電圧が低下する。互いに送受信を行うには、各装置の電圧レベルの変化を検出する必要があるため、送信側の電圧低下によって通信状態が悪化してしまうのである。

【0007】本発明はこのような点に鑑みなされたものであり、非接触の近接伝送を安定して行うことができる情報通信システムを提供することを目的とする。また、本発明の他の目的は、非接触の近接伝送により他の装置との間の情報通信を安定して行うことができる通信機能内蔵装置を提供することである。

【0008】また、本発明の別の目的は、非接触の近接伝送を安定して行うことができる情報通信方法を提供することである。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明では上記課題を解決するために、アンテナ間に生じる相互インダクタンスを使用した情報通信を行う情報通信システムにおいて、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベル周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定するシフト量だけ、通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナを具備する複数の通信機能内蔵装置、を有することを特徴とする情報通信システムが提供される。

【0010】このような情報通信システムによれば、結合係数が非常に高い状態に配置された２つのアンテナの一方に送信すべき信号に応じた電流が流されると、そのときの結合係数において誘起可能な最大値付近の電圧が、他方のアンテナに誘起される。

【0011】また、上記課題を解決するために、アンテナ間に生じる相互インダクタンスを使用した情報通信を行うための情報通信機能を有する通信機能内蔵装置において、　相互インダクタンスにより誘起される電圧レベル周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、通信相手との間で互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定するシフト量だけ、通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナ、を有することを特徴とする通信機能内蔵装置が提供される。

【0012】このような通信機能内蔵装置によれば、同様のアンテナを内蔵する他の通信機能内蔵装置との間での情報通信を行う際に、結合係数が非常に高い状態に配置された２つのアンテナの一方に送信すべき信号に応じた電流が流されると、そのときの結合係数において誘起可能な最大値付近の電圧が、他方のアンテナに誘起される。

【0013】また、アンテナ間に生じる相互インダクタンスを使用した情報通信を行う情報通信方法において、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベル周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、互いに通信を行う際の結合係数に応じて決定するシフト量だけ、通

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 489

信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナを互いに接近させ、一方のアンテナに流れる電流を送信すべき信号に応じて変化させることで情報通信を行う、ことを特徴とする情報通信方法が提供される。

【００１４】このような情報通信方法によれば、結合係数が非常に高い状態に配置された２つのアンテナの一方に、送信すべき信号に応じた電流が流されると、そのときの結合係数において誘起可能な最大値付近の電圧が、他方のアンテナに誘起される。

【００１５】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図１は、非接触による情報通信システムを示す図である。この情報通信システムは、２つの通信機能内蔵装置１０，２０からなる。通信機能内蔵装置１０，２０にはアンテナ１１，２１が設けられている。この２つのアンテナ１１，２１を接近させると、アンテナ間に相互インダクタンスMが生じる。すなわち、電磁結合が成される。この状態で互いに情報通信を行うことができる。なお、ここでいう通信機能内蔵装置とは、家庭内で一般的に使用されている機器であり、例えば、ＶＴＲ(Video Tape Recorder)、カセットデッキ、携帯電話、パーソナルコンピュータ、ビデオカメラ等である。

【００１６】図２は、アンテナ間の回路を示す図である。通信機機内像装置１０，２０のアンテナ１１，２１は、抵抗r_1，r_2とインダクタンスL_1，L_2とが直列に接続され、これら２つの要素と並列にキャパシタンスC_1，C_2が接続されている。そして、２つの通信機器内蔵装置１０，２０の双方のインダクタンスL_1，L_2が隣接した位置に配置されており、これらの間に相互インダクタンスMが生じている。

【００１７】ここで、通信機能内蔵装置１０のアンテナ回路には、送信すべき情報信号に応じた電流I_1が流れ、同様に通信機能内蔵装置２０のアンテナ回路には、送信すべき情報信号に応じたI_2が流される。すると、相互インダクタンスMにより通信機能内蔵装置１０には電圧$j\omega M \times I_2$が誘起され、同様に、通信機能内蔵装置２０には$j\omega M \times I_1$が誘起される。従って各々の装置はアンテナ電圧Ｅ１，Ｅ２のレベルの変化を検出することにより、相手の装置が出力した情報を認識できることになる。

【００１８】このような回路のアンテナ１１，２１の固有共振周波数ω_rは、高い結合度、あるいは高い結合係数ｋとなるように空間配置されたアンテナ間で、最大出力（あるいは通信上良好な結合状態）が得られるように、次のような値に設定されている。

【００１９】

【数１９】

$$\omega_r = \omega_0 / (1 - x_b) \quad \cdots\cdots (19)$$

【００２０】

【数２０】

$$x_b = 1/2\ [\ \{2k^2 - (d_1^2 + d_2^2)\}/2\ ]^{1/2} \quad \cdots\cdots (20)$$

【００２１】

【数２１】

$$1 \geqq k \geqq \{(d_1^2 + d_2^2)\}/2\}^{1/2} \quad \cdots\cdots (21)$$

ここで、ω_0は情報通信を行う際の通信周波数である。結合係数ｋは、

【００２２】

【数２２】$k = M/(L_1 \times L_2)^{1/2}$・・・・（２２）

で求められる。d_1，d_2は損失率であり、アンテナ１１，１２の共振先鋭度を示すＱ値をQ_1，Q_2とした場合に

【００２３】

【数２３】$d_1 = 1/Q_1$　・・・・（２３）

【００２４】

【数２４】$d_2 = 1/Q_2$　・・・・（２４）

で求められる。

【００２５】双方のアンテナ１１，１２に上記の式で求められる固有共振周波数を持たせることで、高い結合度、あるいは高い結合係数ｋとなるように空間配置されたアンテナ間で、最大出力が得られるようになる。その理由を以下に説明する。

【００２６】図３は、アンテナ等の等価回路を示す図である。ここで、信号を送信するために入力される電圧をＥinとする。通信機能内蔵装置１０側の端子は、抵抗r_1、インダクタンスL_3、インダクタンスL_4、及び抵抗r_2を介して、通信機能内蔵装置２０側の端子へ接続されている。インダクタンスL_3は、インダクタンスL_1から相互インダクタンスMを減算した値（$L_3 = L_1 - M$）であり、インダクタンスL_4は、インダクタンスL_2から相互インダクタンスMを減算した値（$L_4 = L_2 - M$）である。通信機能内蔵装置１０側の他方の端子は、通信機能内蔵装置２０側の他方の端子に接続されている。通信機能内蔵装置１０の端子間にはキャパシタンスC_1が接続されており、通信機能内蔵装置２０の端子間にはキャパシタンスC_2が接続されている。また、インダクタンスL_3とインダクタンスL_4との接続部は、相互インダクタンスMを介して通信機能内蔵装置１０，２０の他方の端子に接続されている。

【００２７】このような等価回路によって行われる相互インダクタンスMを用いた双方向通信は、いわゆる複同調回路として解析できる。そこで、アンテナ１１，２１をドライブする増幅器の相互コンダクタンスをＳとして回路の周波数特性を求める。ここでは増幅度をＧとし、その逆増幅度１／Ｇ＝Ｄを求める。なお、逆増幅度については、川上正光著「電子回路ＩＩ」共立出版に詳しく説明されている。また、キャパシタンスC_1に対応するインピーダンスをZ_1、抵抗r_1とインダクタンスL_3に

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 490

対応するインピーダンスをZ_2、相互インダクタンスMに対応するインピーダンスをZ_3、抵抗r_2とインダクタンスL_4に対応するインピーダンスをZ_4、キャパシタンスC2に対応するインピーダンスをZ_5とする。これにより

【0028】

【数25】

$$D = \frac{1}{G} = \frac{Ein}{E2}$$

$$= \frac{-1}{S \times Z_1 \times Z_3 \times Z_5}\left\{(Z_1 + Z_2 + Z_3)(Z_3 + Z_4 + Z_5) - Z_3^2\right\}$$

・・・・・・(25)

【0029】という式が得られる。上式に相当する要素を代入し、以下のように変換を行う。ここで、1次、2次回路がともに共振しているものとすると、

【0030】

【数26】

$$\omega_0 = 1/(L_1 C_1)^{1/2} = 1/(L_2 C_2)^{1/2}$$

・・・・・・(26)

結合係数をkとすると

【0031】

【数27】

$k = M/(L_1 L_2)^{1/2}$・・・・・・(27)

【0032】

【数28】$Q_1 = \omega_0 L_1 / r_1$・・・・・・(28)

【0033】

【数29】$Q_2 = \omega_0 L_2 / r_2$・・・・・・(29)

【0034】

【数30】$d_1 = 1/Q_1$ ・・・・・(30)

【0035】

【数31】$d_2 = 1/Q_2$ ・・・・・(31)

離調率をXとすると

【0036】

【数32】$X = (\omega - \omega_0)/\omega_0$・・・・・・(32)

共振点近傍を取り扱うものとすると$\omega \fallingdotseq \omega_0$である。そこで、

【0037】

【数33】

$$D = \frac{-j}{S\omega_0\sqrt{L_1 L_2}} \times \frac{1}{k}\left\{(d_1 + j2x)(d_2 + j2x) + k^2\right\}$$

・・・・・・(33)

【0038】式(33)の逆増幅利得の周波数特性は、次式のyの変化を考えればよい。

【0039】

【数34】

$$y = \frac{1}{k}\sqrt{16x^4 - 4\left(2k^2 - d_1^2 - d_2^2\right)x^2 + \left(k^2 + d_1 d_2\right)^2}$$

・・・・・・(34)

【0040】周波数特性の変曲点における最大最小点は、$dy/dx = 0$より

$x = 0$

$y_0 = (k^2 + d_1 d_2)/k$・・・・・(35)

【0041】

【数35】

$$x_b = \pm(1/2)\left[\{2k^2 - (d_1^2 + d_2^2)\}/2\right]^{1/2}$$

$$1 \geqq k \geqq \{(d_1^2 + d_2^2)/2\}^{1/2}$$

$$y_b = \{(d_1 + d_2)/2k\}\{4k^2 - (d_1 - d_2)^2\}^{1/2}$$

・・・・・・(36)

【0042】

【数36】

固有共振周波数において最大利得を得る最適結合係数(臨界結合)は式(35)をkについて微分すれば得られる。$dy_0/dk = 0$より

【0043】

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 491

【数３７】

$$k_0 = (d_1 d_2)^{1/2} = 1/(Q_1 Q_2)^{1/2} \quad \cdots\cdots (37)$$

その時の利得｜G_0｜は$y_0 = 2/(d_1 d_2)^{1/2}$より

【００４４】

【数３８】

$$|G_0| = S\omega_0 (L_1 L_2 Q_1 Q_2)^{1/2}/2 \quad \cdots\cdots (38)$$

ここで、アンテナ１１とアンテナ２１を同一のものとすると$d_1 = d_2 = d$、$k_0 = d$、$y_0 = y_b = 2d$となり臨界結合と波状特性時のレベル最大値は同じになる。式（３４）に関してｋを媒介変数としてその周波数特性ｙを示すと、図4のようになる。

【００４５】図４は、逆増幅の周波数特性ｙを示す図である。図中、横軸に離調率ｘをとり、縦軸に逆増幅の周波数特性ｙを示している。図に示すように、$k \leqq k_0$の場合は、ｘ＝０においてｙが極小値となる。また、$k \leqq k_0$の場合は、結合係数ｋがk_0に近づくにしたがって、ｙの値が小さくなる。$k > k_0$の場合には波状特性を示し、$x = -x_b$、$x = x_b$において極小値となる。

【００４６】式（３５）は同調周波数でのレベルy_0を示し、式（３６）は波状特性時の離調率x_bとそのときのレベルy_bを示す。なお、式（３８）より、Ｅ２レベルを大きくするためにはアンテナのＬ値とＱ値をあげればよいことがわかる。

【００４７】固有共振周波数におけるＥ２レベルはアンテナ間の結合係数の上昇とともに増加するが式（３７）で与えられるk_0を超えると低下する。仮にアンテナコイルのＱ値を１０とすると式（３７）より最適結合係数は$k_0 = 0.1$となる。この値より増えても減ってもＥ２レベルは低下する。結合係数は両アンテナの構成要素（形状、巻数、Ｌ値など）が一定でも空間的な相対関係により変化するため、最適となる空間位置がある。一般にアンテナ相互間の距離が近づけば増加し、離れれば減少する。その様子を図５に示す。

【００４８】図５は、アンテナの対向距離と結合係数との関係を示す図である。この図は、横軸が対向面距離（ｍｍ）であり、縦軸が結合係数ｋである。アンテナ１１、アンテナ２１ともに同一矩形コイルで構成された超小型アンテナである。サンプルとしては、７．４ｍｍ×６．６ｍｍ、１５ｍｍ×１３ｍｍ、３０ｍｍ×２６ｍｍの３種類を試した。いずれのサンプルも６ターン密巻きである。この図から、大型になるほど距離に対する結合係数の変化は緩やかになることがわかる。$k_0 = 0.1$となる距離は、７．４×６．６のサンプルでは３．５ｍｍ，１５×１３のサンプルでは６．５ｍｍ，３０×２６のサンプルでは１１ｍｍ程となる。

【００４９】小電力で通信距離を延ばすためには最適結合係数k_0が小さく（ＨｉｇｈＱ）、アンテナ間の結合係数を大きく、使用周波数にアンテナを共振させることが重要である。しかしこのような用途以外、例えばただ単に非接触を目的とするような甚だ近接した距離（数ｍｍ前後）においては結合係数が急激に増加し、いわゆる過結合状態となりむしろ不都合となることがわかる。その様子を以下に示す。

【００５０】図６は、結合係数とアンテナ２１との関係を示す図である。この例では、アンテナは同一なものを使用し固有共振周波数は１３．５６Ｍｈｚ，Ｑ＝１０の場合のＥ２レベルを表している。図中、横軸が周波数であり、縦軸がＥ２のレベルである。

【００５１】固有共振周波数（１３．５６Ｍｈｚ）におけるＥ２レベルはｋ＝０．１で最大となり、ｋの値が０．１以上であっても、０．１以下であってもＥ２レベルは低下する。このときの問題は、Ｅ１レベルの変化である。以下にその様子を示す。

【００５２】図７は、結合係数とアンテナ１１との関係を示す図である。固有共振周波数におけるＥ１レベルは、結合係数の上昇とともに急激に減少しある一定値となる。これはアンテナ２１の共振部がアンテナ１１側からは直列共振として見えることにより、結合係数の上昇とともにＥ１端のインピーダンスが急激に低下するために生じる現象である。各通信機能内蔵装置１０，２０は、Ｅ１，Ｅ２レベルの変化を検出する必要がある。そのため、結合係数の増加に伴うＥ１，Ｅ２レベルの減少は、大きな不都合が生じることとなる。これが従来の一般的手法が（結合係数の上昇を伴う様な領域）近接距離通信に向かない理由である。

【００５３】このように、結合係数が高い領域で相互通信するためにはＥ１レベル、Ｅ２レベルが重要となり、従来の手法では結合係数が高い領域では向かないことが分かった。そこで、本発明では以下のような改善を行っている。

【００５４】図６，図７によると、結合係数がk_0以上となるといわゆる波状特性を示すようになることがわかる。すなわち、結合係数の上昇とともに単峰特性から平坦となり、さらに結合係数が上昇すると双峰特性へと変化する。図６に示すＥ２の双峰特性のうち周波数が低い方の峰（ピーク）に着目すると、結合係数ｋ値が「０．１５」、「０．２」、「０．３」、「０．４」、「０．６」でＥ２レベルが最大となる周波数が順々に必ず得られることがわかる。図７に示すＥ１レベルも同様な周波数で最大値が得られる。またｋ＝０．１では通信に用いる周波数に両アンテナを共振させることでＥ２レベルの最大値が得られたが、そこで以下のことがいえる。

【００５５】任意の目的とする結合係数でその伝送レベルを最大とするためには、通信周波数に対してアンテナ自体の固有共振周波数を以下の式（４０）で得られるような周波数ω_rにシフトすれば得られる。つまり、両アンテナの結合度に応じて固有共振周波数を高めに設定すればよい。

【００５６】ある結合係数（言い換えれば等価的には対向面距離）でピークレベルを得るためにはアンテナの固有共振周波数をどのぐらいずらせばよいのか、その設定すべきアンテナの固有共振周波数と結合係数の関係を示す近似式は式（３６）より導かれる。使用する通信周波数をω_0、アンテナの固有共振周波数をω_rとすると、以下の近似式を得る。

【００５７】

【数３９】

$$(\omega_0-\omega_r)/\omega_r=-x_b \quad \cdots\cdots (39)$$

【００５８】

【数４０】

$$\therefore \omega_r=\omega_0/(1-x_b) \quad \cdots\cdots (40)$$

【００５９】

【数４１】

$$x_b=(1/2)[\{2k^2-(d_1^2+d_2^2)\}/2]^{1/2} \quad \cdots\cdots (41)$$

【００６０】

【数４２】

$$1 \geqq k \geqq \{(d_1^2+d_2^2)/2\}^{1/2} \quad \cdots\cdots (42)$$

$d_1=d_2=d$とするとk＝dとなり臨界結合状態を表し、式（４０）、式（４１）より$\omega_r=\omega_0$となる。つまり臨界結合以下では常に通信周波数にアンテナを共振させればよいことがわかる。

【００６１】例として$d_1=d_2=0.1$（Q＝１０）のアンテナでアンテナ間の結合係数kが０．３近傍となる対向面距離（図５では２ｍｍ前後）で最大出力を得るために設定すべきアンテナの固有共振周波数ω_rは、通信周波数を１３．５６Ｍｈｚすると、

$X_b=0.14$

$\omega_r=1.16\omega_0$＝１５．７３Ｍｈｚ程度となる。

【００６２】図８は、アンテナの固有共振周波数を通信周波数に対してずらした場合のＥ２レベルを示す図である。また、図９は、アンテナの固有共振周波数を通信周波数に対してずらした場合のＥ１レベルを示す図である。図８、図９は、並列共振容量であるC_1，C_2をそれぞれ減らすことにより、通信周波数１３．５６Ｍｈｚに対して、アンテナの固有共振周波数を１５．７３Ｍｈｚに設定したものである。これを、図６，図７と比較した場合、近似式の為若干の誤差はあるが、通信周波数１３．５６Ｍｈｚ，ｋ＝０．３でほぼＥ１レベル、Ｅ２レベルともに最良の特性が得られることがわかる。

【００６３】このように通信周波数に対してアンテナの固有共振周波数をアンテナ間の結合係数に応じて式（４０）～（４２）の様にずらせる方法はアンテナ間の結合係数そのものをなんら悪化させることなく、また損失が少なくＱ値の高いアンテナを高い結合度で使用できるため、結合損失を最小限に出来る。

【００６４】特にアンテナ間の対向面距離が甚だ短く、ただ単に非接触を目的に情報を伝達する場合、従来以上の省電力化が可能となる。また、結合係数の急激な上昇で問題となる対向面距離の超短縮化とアンテナの超小型化が可能となる。それに伴い実装上のメカ的制約要因の大幅な改善が実現する。

【００６５】

【発明の効果】以上説明したように本発明の情報通信システムでは、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、アンテナの固有共振周波数が通信周波数からシフトされているため、結合係数が極めて高い状態でも、その状態での最良の誘起電圧を得ることができ、安定した情報通信を行うことが可能となる。

【００６６】また、本発明の通信機能内蔵装置では、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナを有しているため、通信相手の装置のアンテナとの間に生じる結合係数が極めて高い状態でも、その状態での最良の誘起電圧を得ることができ、安定した情報通信を行うことが可能となる。

【００６７】また、本発明の情報通信方法では、相互インダクタンスにより誘起される電圧レベルの周波数特性が通信周波数付近で極大となるように、通信周波数からシフトされた固有共振周波数のアンテナを用いて、相互インダクタンスを利用した情報通信を行うようにしたため、結合係数が極めて高い状態でも、その状態での最良の誘起電圧を得ることができ、安定した情報通信を行うことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図１】非接触による情報通信システムを示す図である。

【図２】アンテナ間の回路を示す図である。

【図３】アンテナ等の等価回路を示す図である。

【図４】逆増幅の周波数特性を示す図である。

【図５】アンテナの対向距離と結合係数との関係を示す図である。

【図６】結合係数とアンテナ２１との関係を示す図である。

【図７】結合係数とアンテナ１１との関係を示す図である。

【図８】アンテナの固有共振周波数を通信周波数に対してずらした場合のＥ２レベルを示す図である。

【図９】アンテナの固有共振周波数を通信周波数に対してずらした場合のＥ１レベルを示す図である。

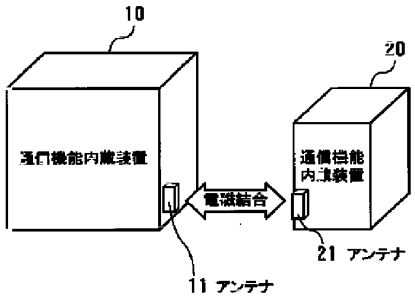
【符号の説明】

１０…通信機能内蔵装置、１１…アンテナ、２０…通信

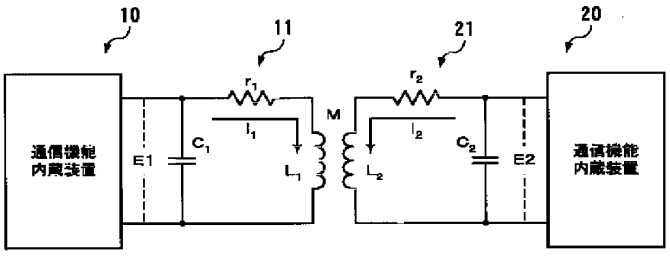
InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 493

機能内蔵装置、２１…アンテナ

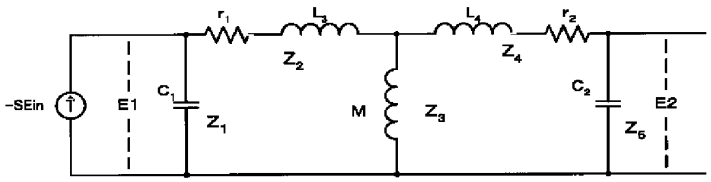
【図１】



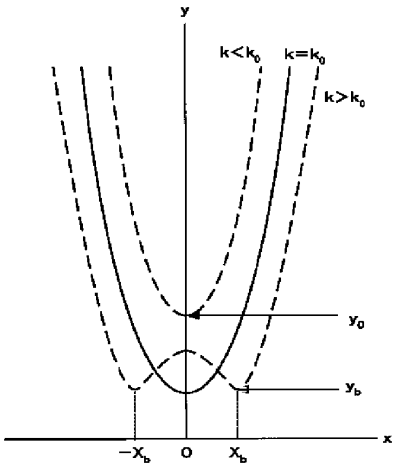
【図２】



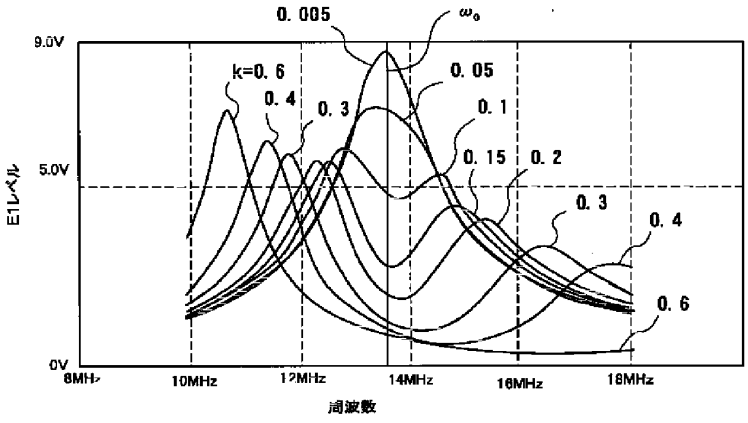
【図３】



【図４】

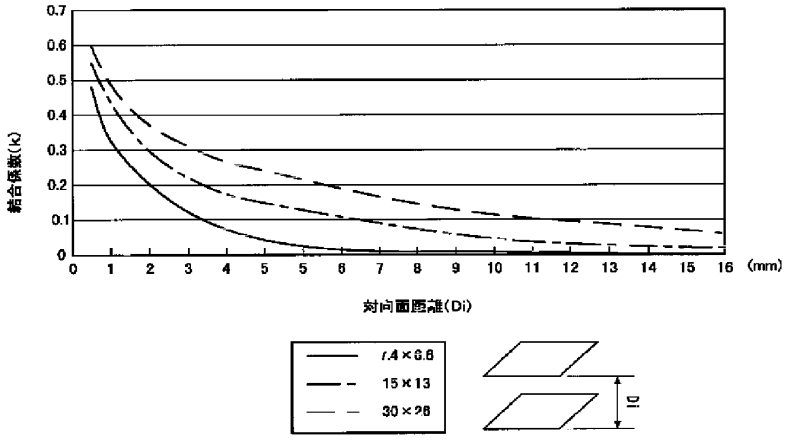


【図７】

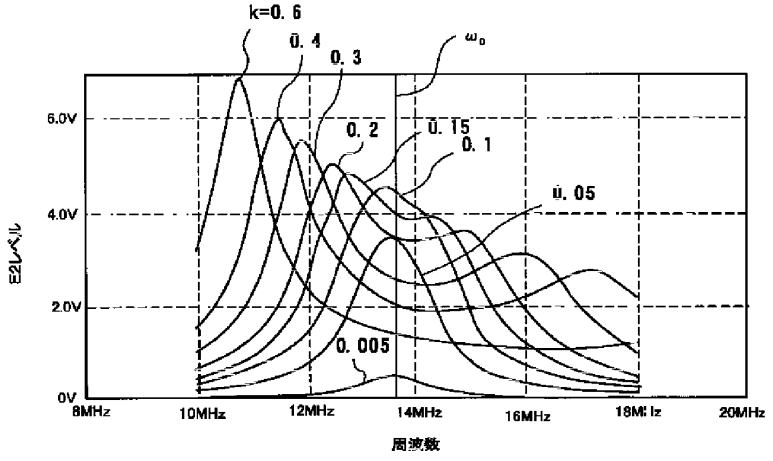


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 494

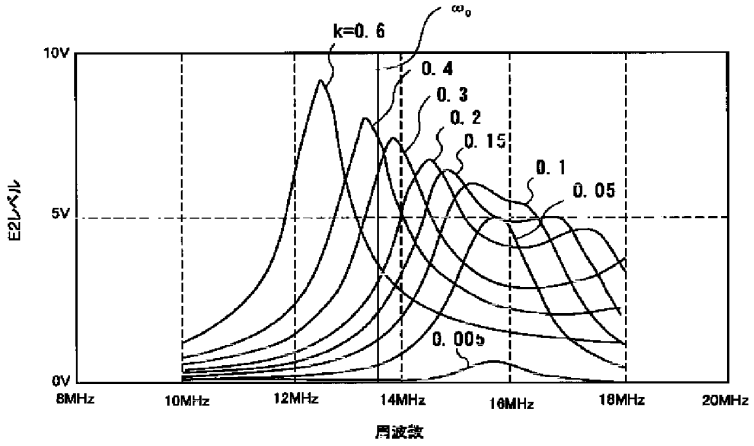
【図5】


0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
結合係数(k)
0 1 2 3 4 5 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 (mm)
対向面距離(Di)
7.4×6.6
15×13
30×26
Di

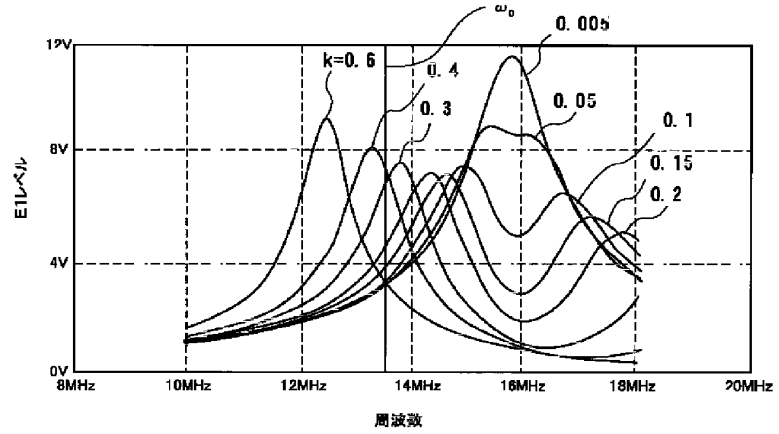
【図6】


k=0.6
0.4
0.3
ω0
6.0V
0.2
0.15
0.1
0.05
4.0V
2.0V
0.005
0V
8MHz
10MHz
12MHz
14MHz
16MHz
18MHz
20MHz
周波数

【図8】



【図9】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 496

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP2001309580A

Bibliography

DWPI Title

Non-contact power transfer apparatus has current detector that detects flow of rectified current to transistor, in order to output to signal generator for switching ON/OFF of transistor element

Original Title

NON-CONTACT POWER TRANSFER APPARATUS

Non-contact power transmission apparatus *(Translation from Thomson Reuters)*

English Title

NON-CONTACT POWER TRANSFER APPARATUS

Assignee/Applicant

Standardized: **MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD**

Original: MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

DWPI Assignee/Applicant

MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD (MATW-C)

Inventor

MUTO MOTOHARU, ABE HIDEAKI,

DWPI Inventor

ABE H; MUTO M

Publication Date (Kind Code)

2001-11-02 (A)

DWPI Accession / Update

2003-734362 / 200370

Application Number / Date

JP2000124565A / 2000-04-25

Priority Number / Date / Country

JP2000124565A / 2000-04-25 / JP

Abstract

DWPI Abstract

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 497

(JP2001309580A_)

Novelty

A current detector (H1) connected in series with field effect transistor (FET) (Q1), detects rectified current of secondary coil (L2) of transformer (T1), flowing into Q1, to output a signal for a drive signal generator (E1). When the detected signal is greater than threshold value, E1 outputs drive signal to turn ON the FET element (P1), else E1 outputs signal to turn OFF the FET element.

Use

Non-contact power transfer apparatus.

Advantage

The efficiency of secondary side circuit is improved.

Drawing Description

The figure shows the circuit diagram of the non-contact power transfer apparatus. (Drawing includes non-English language text).

H1 - current detector.

L1, L2 - primary and secondary coils.

P1 - FET element.

Q1 - FET.

T - transformer.

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a non-contact power transfer apparatus which has improved the rectifying efficiency of a secondary side circuit.

SOLUTION: A power supply section A supplies a DC power to an inverter section B, the DC power is converted to a high frequency power in the inverter section B, and the high frequency power is supplied to a primary coil L1 of a transformer T1. A secondary coil L2 of the transformer T1 receives the power from the primary coil L1 through electro-magnetic coupling, the voltage across the secondary coil L2 is half-wave rectified with FETQ1, and the half- wave rectified voltage is smoothed in a smoothing section F to output a DC voltage. A current detecting section H1connected in series to FETQ1 detects a current flowing into the FETQ1 and outputs the detected signal to a drive signal generating section E1. The drive signal generating section E1outpts a drive signal to turn ON the FET element P1when the detected signal from the current detecting section H1is the predetermined threshold value or higher, and also outputs a drive signal to turn OFF the FET element P1 when the signal from the current detecting section H1is a predetermined threshold or lower.

COPYRIGHT: (C)2001, JPO&Japio

SUBJECT of the Invention The non-contact power transmission apparatus which raised the

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 498

rectification|straightening efficiency of the secondary side circuit is provided.

PROBLEM to be solved The power supply part A supplies direct-current power to the inverter part B, it converts into high frequency electric power in the inverter part B, and the said high frequency electric power is supplied to the primary coil L1 of the trans|transformer T1.

The secondary coil L2 of the trans|transformer T1 power-receives electric power from the primary coil L1 by electromagnetically coupling,

The half wave rectification of the voltage of secondary coil L2 both ends is carried out by FETQ1, and the voltage by which the half wave rectification was carried out is smoothed out by the smooth section F, and outputs a DC voltage.

The electric current detection part H1 connected in series by FETQ1 detects the electric current which flows into FETQ1, and outputs the said detection signal to the drive signal production|generation part E1.

The drive signal production|generation part E1 will output the drive signal which turns ON the FET element P1, if the detection signal from the electric current detection part H1 is more than a predetermined threshold value,

If the signal from the electric current detection part H1 is below a predetermined threshold value, the drive signal which turns OFF the FET element P1 will be output.

[MAT_IMAGE 000002]

(Translation from Thomson Reuters)

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **H02J 17/00** H02M 3/28 H02M 7/12 H02M 7/21

(7)

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	H02J 17/00 H02M 3/28 H02M 7/12 H02M 7/21	20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

Original IPC	Invention	Version	Additional	Version
Advanced/Full	H02J 17/00 H02M 3/28 H02M 7/12 H02M 7/21	20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Core/Main Group	H02J 17/00 H02M 3/24 H02M 7/12 H02M 7/21	20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Subclass	-	-	-	-

JP FI Codes

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 499

H02J 17/00 B; H02M 3/28 F; H02M 7/12 A; H02M 7/21 A

JP F Terms

5G063

5H006: CA02; CB01; CB07; CC01; DB03; DC02; HA09

5H730: BB25; BB26; CC01; DD04; DD21; EE02; EE03; EE13; FD31

DWPI Class

U21 U24

DWPI Manual Codes

DWPI Manual Codes

EPI Manual Codes: U21-B01B; U21-B05C; U24-D01A3; U24-D02B; U24-H

DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Chemistry Resource Numbers

-

DWPI Registry Numbers

DWPI Registry Numbers

-

Plasdoc Punch Codes

Plasdoc Punch Codes

-

Plasdoc Key Serial Codes

Plasdoc Key Serial Codes

-

Enhanced Polymer Indexing

Enhanced Polymer Indexing

-

Chemical Fragment Codes

Chemical Fragment Codes

-

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 500

Legal Status

INPADOC Legal Status

Gazette Date	Code	Description
2012-06-05	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20130620
2012-05-31	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20120620
2011-05-31	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20120620
2008-12-04	R350	WRITTEN NOTIFICATION OF REGISTRATION OF TRANSFER JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R350
2008-12-04	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20110620
2008-11-26	S533	WRITTEN REQUEST FOR REGISTRATION OF CHANGE OF NAME JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R313533
2008-06-23	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20110620
2008-06-20	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20110620
2008-06-19	A61 +	FIRST PAYMENT OF ANNUAL FEES (DURING GRANT PROCEDURE) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A61 2008-06-02
2008-05-22	A01 +	WRITTEN DECISION TO GRANT A PATENT OR TO GRANT A REGISTRATION (UTILITY MODEL) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01
2008-05-21	A01 +	WRITTEN DECISION TO GRANT A PATENT OR TO GRANT A REGISTRATION (UTILITY MODEL) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01 2008-05-20
2008-05-14	TRDD +	DECISION OF GRANT OR REJECTION WRITTEN
2008-03-25	A521	WRITTEN AMENDMENT JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523 2008-03-24
2008-01-23	A131 -	NOTIFICATION OF REASONS FOR REFUSAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131 2008-01-22
2008-01-16	A977	REPORT ON RETRIEVAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A971007 2008-01-16
2006-10-18	A621 +	WRITTEN REQUEST FOR APPLICATION EXAMINATION JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A621 2006-10-17

Get Family Legal Status

Family

Family

INPADOC Family (2)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP2001309580A_	2001-11-02	MUTO MOTOHARU	MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD	NON-CONTACT POWER TRANSFER APPARATUS
	JP04140169B2	2008-08-27	-	MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD	-

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 501

DWPI Family (2); Countries (1)

Publication	DWPI Update	Publication Date	IPC Code	Language
JP2001309580A	200370	2001-11-02	H02J001700	Japanese
Local Applications: JP2000124565A filed 2000-04-25				
JP04140169B2	200858	2008-08-27	H02J001700	Japanese
Local Applications: JP2000124565A filed 2000-04-25				

Claims

Claims

All Claims (13)

Claims (English)

1. The power supply part which supplies DC power supply,
The inverter part which converts the said DC power supply into a high frequency electric-power,
The primary side circuit comprised with the said primary coil of the trans|transformer which can isolate|separate the primary coil to which high frequency electric power is supplied, and the secondary coil which outputs the electric power power-received from the primary coil from the said inverter part,
The said secondary coil,
The non-contact electric power transmission apparatus which has a secondary side circuit comprised in the rectification|straightening part which rectifies|straightens the output voltage of the capacitor|condenser for a load adjustment parallelly connected to the said secondary coil, and the said secondary coil
WHEREIN:
The said rectification|straightening part that connected in series the synchronous rectification element consisting of the diode parallelly reversely connected by the switching element and the said switching element in the said secondary coil, and was comprised,
It consists of an electric current detection part which detects the electric current which flows into the said synchronous rectification element, and a drive signal production|generation part which produces|generates the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element based on the detection signal of the said electric current detection part.
The non-contact electric power transmission apparatus characterized by the above-mentioned.

2. The secondary coil of the said trans|transformer is provided with a center tap, and the said rectification|straightening part,
Each other end which have not been connected to the secondary coil of the said trans|transformer of the said synchronous rectification element of the 1st and 2nd in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil of the said trans|transformer at a reverse direction is connected, and a full wave rectification part is comprised.
The non-contact electric power transmission apparatus of Claim 1 characterized by the above-mentioned.

3. The drive signal of the switching element of the said 1st synchronous rectification element is produced|generated from the detection signal of one said electric current detection part,
The drive signal of the switching element of the said 2nd synchronous rectification element is taken as the inversion signal of the drive signal of the switching element of the said 1st synchronous rectification element.
The non-contact electric power transmission apparatus of Claim 2 characterized by the above-mentioned.

4. The said electric current detection part consists of resistance for an electric current detection connected in series to the said synchronous rectification element, and produces|generates the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element in the said drive signal production|generation part based on the voltage generate|occur|produced at the both ends of the said resistance for an electric current detection.
The non-contact electric power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 3 characterized by the above-mentioned.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 502

5. The resistance value of the said resistance for an electric current detection is resistance value which becomes the minimum voltage that the voltage of the both ends of the said resistance for an electric current detection generate|occur|produced with respect to the electric current which flows into the said resistance for an electric current detection can amplify even to the voltage which can drive the switching element of the said synchronous rectification element in the said drive signal production|generation part.
The non-contact electric power transmission apparatus of Claim 4 characterized by the above-mentioned.

6. The said electric current detection part is a current trans|transformer consisting of the primary coil and secondary coil which were connected in series to the said synchronous rectification element,
Resistance parallelly connected to the both ends of the secondary coil of the said current trans|transformer,
Since the voltage between the both ends of the said resistance is rectified|straightened, it is comprised from the rectifier diode connected in series in the secondary coil of the said current trans|transformer,
Based on the output of the said electric current detection part output from the said rectifier diode, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated in a drive signal production|generation part.
The non-contact electric power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 3 characterized by the above-mentioned.

7. The said drive signal production|generation part compares the output and reference voltage of the said electric current detection part, and produces|generates the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element based on the said comparison result.
The non-contact electric power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 6 characterized by the above-mentioned.

8. The electric current value which flows through the said 1st synchronous rectification element that conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening in the non-contact electric power transmission apparatus which has multiple said synchronous rectification elements,
The 1st drive signal production|generation part which outputs the drive signal which turns OFF the switching element of the said 1st synchronous rectification element to the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the said 2nd synchronous rectification element that should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent,
It has a 2nd drive signal production|generation part which outputs the drive signal which turns ON the switching element of the said 2nd synchronous rectification element.
The non-contact electric power transmission apparatus in any one of the Claims 2 to 7 characterized by the above-mentioned.

9. The electric current value which flows through the 1st synchronous rectification element which conducts previously the said, 1st and 2nd drive signal production|generation part, and is complete|finishing rectification|straightening,
The output voltage of the said electric current detection part in the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the 2nd synchronous rectification element which should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent, and the reference voltage which is the same voltages,
The detection signal of the said electric current detection part is compared,
Based on the said comparison result, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated.
The non-contact electric power transmission apparatus of Claim 8 characterized by the above-mentioned.

10. The electric current value which flows through the 1st synchronous rectification element which conducts the said 2nd drive signal production|generation part previously, and is complete|finishing rectification|straightening,
The drive signal which amplified the switching element of the said 2nd synchronous rectification element even to the voltage which can turn ON is output to the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the 2nd synchronous rectification element which should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent.
The non-contact electric power transmission apparatus of Claim 8 characterized by the above-mentioned.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 503

11. The said rectification|straightening part comprises the half wave rectification part which connected one of the said synchronous rectification elements to the secondary coil of the said trans|transformer in series,
The said drive signal production|generation part consists of a comparator which compares the detection signal and reference voltage of the said electric current detection circuit, and makes the said comparison output the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element, and the said reference voltage,
It is a voltage through which the electric current of the same direction as the forward-current direction of the diode parallelly reversely connected by the switching element of the said synchronous rectification element at the said switching element flows through the maximum time, and the forward current of the said diode and the electric current of a reverse direction do not flow into the switching element of an initial period synchronous rectification element.
The non-contact electric power transmission apparatus of Claim 7 characterized by the above-mentioned.

12. The said rectification|straightening part comprises the half wave rectification part which connected one of the said synchronous rectification elements to the secondary coil of the said trans|transformer in series,
The said drive signal production|generation part has a drive signal production|generation part which outputs the drive signal which amplified the switching element of the said synchronous rectification element even to the voltage which can turn ON to the time when a forward current begins to flow into the diode of the said synchronous rectification element.
The non-contact electric power transmission apparatus in any one of Claim 1, 4, 5, 6 characterized by the above-mentioned.

13. The said inverter part consists of an inverter of the half bridge which has a switching element, and the said switching element performs zero volt|bolt switching.
The non-contact electric power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 12 characterized by the above-mentioned.

(Translation from Thomson Reuters)

Description

DWPI Drawing Description

The figure shows the circuit diagram of the non-contact power transfer apparatus. (Drawing includes non-English language text).

H1 - current detector.

L1, L2 - primary and secondary coils.

P1 - FET element.

Q1 - FET.

T - transformer.

Drawing Description

Drawing Description

-

Description

Description

TECHNICAL FIELD of the Invention

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 504

This invention relates to a non-contact power transmission apparatus.

PRIOR ART

The examples utilized by applying a non-contact electric power technique are charging applications, such as a shaver and an electric toothbrush, and were restricted to about several watts low output.
And the diode rectification|straightening system has been used as a rectification|straightening system of a secondary side circuit.

PROBLEM to be solved by the Invention

The electric power transmission technique of non-contact and a non-contact in which the magnetic induction by an isolation|separation detachable trans|transformer was utilized can take the fundamental measures against an electric shock according to the characteristic of the metal contact less,
From this, the application as a power supply of the circumference of water is attracting attention.
It was safe, and while the output voltage was a low voltage, the efficiency of the apparatus did not fall, either, but it is an about
[12V]
power supply which already has a performance in the object for vehicles, and high-outputting beyond 50W is needed, in order to use it as a power supply about which he can feel easy so that various apparatuses can be used.
However,
Output current also became large as it made high-powered by the low voltage, by the diode rectification|straightening system currently used conventionally in the secondary side circuit of non-contact electric power supply, rectification|straightening loss became large and the problem that the size of heat sinks, such as a diode, also became large and was not stored in practical size generate|occur|produced.

Then, it examined applying the synchronous rectification technique currently used for loss reduction of the rectification|straightening part of the switched-mode power supply whose output voltage is conventionally 5 V or less to a non-contact power transmission apparatus.
With the synchronous rectification technique, the switching element of FET and the parasitic diode of FET are used as a switching element for synchronous rectification,
It is the technique of reducing the loss of a rectification|straightening part using the low ON-resistance of FET by switching the switching element of FET according to the rectifying|straightening cycle, and sending a rectified current via the switching element of FET.
Of course, instead of FET which incorporates the parasitic diode, even if it connects the diode of a reverse direction to a switching element and a switching element parallelly, the same operation|movement is carried out.

The power supply part to which a non-contact power transmission apparatus supplies DC power supply, and the inverter part which converts DC power supply into a high frequency electric-power,
The primary side circuit comprised with the primary coil of the isolation|separation detachable trans|transformer which can isolate|separate the primary coil to which high frequency electric power is supplied, and the secondary coil which outputs the electric power power-received from the primary coil from an inverter part,
It consists of a secondary side circuit comprised in the rectification|straightening part which rectifies|straightens the output voltage of a secondary coil, and the capacitor|condenser for a load adjustment parallelly connected to a secondary coil and a secondary coil.
In order to make into the maximum active power which can be taken out to a secondary side at this time, to raise the efficiency of the whole circuit and to achieve size reduction of an isolation|separation detachable trans|transformer,
The power factor of the whole circuit is improved by the capacitor|condenser for a load adjustment parallelly connected to the leakage inductance and secondary coil by a leakage flux between the primary coil of an isolation|separation detachable trans|transformer, and a secondary coil.

However, when the load adjustment by the said capacitor|condenser for a load adjustment is performed,
Since [the] the output waveform of the said secondary coil turns into a sine wave-form and also a perverted waveform unlike the secondary coil output waveform of a switched-mode power supply,
Since the ON time of the switching element for synchronous rectification was short, rectification|straightening efficiency was bad, and efficiency was not able to be raised by the drive signal production|generation system of the conventional switching element for synchronous rectification using

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 505

the voltage between coil|windings, or an auxiliary|assistant coil|winding from a diode rectification|straightening system.

This invention is made in view of the said reason,
The objective is to provide the non-contact power transmission apparatus which raised the rectification|straightening efficiency of the secondary side circuit.

MEANS to solve the Problem

Invention of Claim 1 is a power supply part which supplies DC power supply,
The inverter part which converts the said DC power supply into a high frequency electric-power,
The primary side circuit comprised with the said primary coil of the trans|transformer which can isolate|separate the primary coil to which high frequency electric power is supplied, and the secondary coil which outputs the electric power power-received from the primary coil from the said inverter part,
The said secondary coil,
The non-contact electric power transmission apparatus which has a secondary side circuit comprised in the rectification|straightening part which rectifies|straightens the output voltage of the capacitor|condenser for a load adjustment parallelly connected to the said secondary coil, and the said secondary coil
WHEREIN:
The said rectification|straightening part that connected in series the synchronous rectification element consisting of the diode parallelly reversely connected by the switching element and the said switching element in the said secondary coil, and was comprised,
It consists of an electric current detection part which detects the electric current which flows into the said synchronous rectification element, and a drive signal production|generation part which produces|generates the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element based on the detection signal of the said electric current detection part,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

In invention of Claim 1, invention of Claim 2 is provided with the secondary coil of the said trans|transformer, and a center tap the said rectification|straightening part,
Each other end which have not been connected to the secondary coil of the said trans|transformer of the said synchronous rectification element of the 1st and 2nd in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil of the said trans|transformer at a reverse direction is connected, and a full wave rectification part is comprised,
Loss can perform little efficient rectification|straightening rather than a half wave rectification by being characterized by the above-mentioned and carrying out a full wave rectification.

Invention of Claim 3 produces|generates the drive signal of the switching element of the said 1st synchronous rectification element from the detection signal of one said electric current detection part in invention of Claim 2,
The drive signal of the switching element of the said 2nd synchronous rectification element is taken as the inversion signal of the drive signal of the switching element of the said 1st synchronous rectification element,
It can be characterized by the above-mentioned, simplification of a drive signal production|generation part can be achieved, and cost reduction and size reduction can be performed.

In the invention in any one of Claims 1 to 3, invention of Claim 4 the said electric current detection part,
It consists of resistance for an electric current detection connected in series to the said synchronous rectification element, and the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated in the said drive signal production|generation part based on the voltage generate|occur|produced at the both ends of the said resistance for an electric current detection,
It is characterized by the above-mentioned and an electric current detection part can be comprised by easy circuit structure.

In invention of Claim 4, invention of Claim 5 the resistance value of the said resistance for an electric current detection,
The voltage of the both ends of the said resistance for an electric current detection generate|occur|produced with respect to the electric current which flows into the said resistance for an electric current detection is the resistance value which becomes the minimum voltage that can be amplified even to the voltage which can drive the switching element of the said synchronous rectification

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 506

element in the said drive signal production|generation part,
It can be characterized by the above-mentioned and the loss in an electric current detection part can be reduced.

Invention of Claim 6 is a current trans|transformer consisting of the primary coil and secondary coil which connected the said electric current detection part in series to the said synchronous rectification element in the invention in any one of Claims 1 to 3,
Resistance parallelly connected to the both ends of the secondary coil of the said current trans|transformer,
Since the voltage between the both ends of the said resistance is rectified|straightened, it is comprised from the rectifier diode connected in series in the secondary coil of the said current trans|transformer,
Based on the output of the said electric current detection part output from the said rectifier diode, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated in a drive signal production|generation part,
It can be characterized by the above-mentioned and the rectification|straightening loss of a secondary side circuit can be reduced.

In the invention in any one of Claims 1 to 6, as for invention of Claim 7, the said drive signal production|generation part compares the output and reference voltage of the said electric current detection part,
Based on the said comparison result, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

Invention of Claim 8 is a non-contact electric power transmission apparatus which has multiple said synchronous rectification elements in the invention in any one of Claims 2 to 7.
WHEREIN:
The electric current value which flows through the said 1st synchronous rectification element that conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening,
The 1st drive signal production|generation part which outputs the drive signal which turns OFF the switching element of the said 1st synchronous rectification element to the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the said 2nd synchronous rectification element that should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent,
It is characterized by having a 2nd drive signal production|generation part which outputs the drive signal which turns ON the switching element of the said 2nd synchronous rectification element,
The rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced,
The size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

In invention of Claim 8, invention of Claim 9 the said, 1st and 2nd drive signal production|generation part,
The output voltage of the said electric current detection part in the time when the electric current value which flows through the 1st synchronous rectification element which conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening, and the electric current value which begins to flow into the diode of the 2nd synchronous rectification element which should conduct for the next rectification|straightening become equivalent, and the reference voltage which is the same voltages,
The detection signal of the said electric current detection part is compared,
Based on the said comparison result, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

In invention of Claim 8, invention of Claim 10 the said 2nd drive signal production|generation part,
The electric current value which flows through the 1st synchronous rectification element which conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening,
The drive signal which amplified the switching element of the said 2nd synchronous rectification element even to the voltage which can turn ON is output to the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the 2nd synchronous rectification element which should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 507

is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

Invention of Claim 11 comprises the half wave rectification part in which the said rectification|straightening part connected one of the said synchronous rectification elements to the secondary coil of the said trans|transformer in series in invention of Claim 7,
The said drive signal production|generation part consists of a comparator which compares the detection signal and reference voltage of the said electric current detection circuit, and makes the said comparison output the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element, and the said reference voltage,
It is a voltage through which the electric current of the same direction as the forward-current direction of the diode parallelly reversely connected by the switching element of the said synchronous rectification element at the said switching element flows through the maximum time, and the forward current of the said diode and the electric current of a reverse direction do not flow into the switching element of an initial period synchronous rectification element,
It is characterized by the above-mentioned,
The rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

Invention of Claim 12 comprises the half wave rectification part in which the said rectification|straightening part connected one of the said synchronous rectification elements to the secondary coil of the said trans|transformer in series in the invention in any one of a Claim 1, 4, 5, 6,
The said drive signal production|generation part has a drive signal production|generation part which outputs the drive signal which amplified the switching element of the said synchronous rectification element even to the voltage which can turn ON to the time when a forward current begins to flow into the diode of the said synchronous rectification element,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

Invention of Claim 13 consists of an inverter of a half bridge with which the said inverter part has a switching element in the invention in any one of Claims 1 to 12, and it is characterized by the said switching element performing zero volt|bolt switching,
The rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced,
The size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and the efficiency of the whole circuit can be raised.

EMBODIMENT of the Invention

Hereafter, embodiment of this invention is described based on drawing.

(Embodiment 1)
FIG. 1 shows the circuit structure of Embodiment 1.
The primary side circuit G1 is comprised with the power supply part A, the inverter part B, and the primary coil L1 of the trans|transformer T1,
The secondary circuit G2 is comprised by FETQ1 and the electric current detection part H1 which comprise the secondary coil L2, the capacitor|condenser C1 for a load adjustment, and the synchronous rectification element of the trans|transformer T1, the drive signal production|generation part E1, and the smooth section F.

The power supply part A supplies direct-current power to the inverter part B, it converts into high frequency electric power in the inverter part B, and the said high frequency electric power is supplied to the primary coil L1 of the trans|transformer T1.
The secondary coil L2 of the trans|transformer T1 power-receives electric power from the primary coil L1 by electromagnetically coupling,
The half wave rectification of the voltage of secondary coil L2 both ends is carried out by FETQ1, and the voltage by which the half wave rectification was carried out is smoothed out by the smooth section F, and outputs a DC voltage.

Only predetermined gap length spaces apart mutually the primary coil L1 and the secondary coil L2 of the trans|transformer T1 with an insulator, and they have become the structure which can carry out the isolation|separation removal|desorption.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 508

The capacitor|condenser C1 parallelly connected to the secondary coil L2 is an object for a load adjustment, makes the maximum active power which can be taken out in the secondary side circuit G2, and is raising the efficiency of the power transmission to the secondary side circuit G2 from the primary side circuit G1.

Next, the synchronous rectification operation|movement of this Embodiment 1 is demonstrated.

FETQ1 consists of the parasitic diode D1 parallelly connected to the FET element P1 and the FET element P1 at the reverse direction.
The electric current detection part H1 connected in series by FETQ1 detects the electric current which flows into FETQ1, and outputs the said detection signal to the drive signal production|generation part E1.
The drive signal production|generation part E1 will output the drive signal which turns ON the FET element P1, if the detection signal from the electric current detection part H1 is more than a predetermined threshold value,
If the signal from the electric current detection part H1 is below a predetermined threshold value, the drive signal which turns OFF the FET element P1 will be output.

When the polarity of the electromotive force induced|guided|derived to the secondary coil L2 from the primary coil L1 by the electromagnetic induction agree|coincides with the forward direction of the parasitic diode D1 of FETQ1, a forward current flows into the parasitic diode D1,
The said forward current is detected in the electric current detection part H1,
If the detection signal from the electric current detection part H1 exceeds the said threshold value, the drive signal production|generation part E1 outputs an ON signal to the FET element P1, and turns ON the FET element P1.

If the FET element P1 turns ON, since resistance is small compared with the parasitic diode D1, the way of the FET element P1 will flow into a drain direction through the electric current which was flowing through the parasitic diode D1 at the beginning from the source|sauce of FETQ1 via the ON-resistance of the FET element P1.
At this time, the way which lengthened ON time of the FET element as much as possible in the cycle through which a rectified current flows into FETQ1 can make loss of FETQ1 small, and can reduce rectification|straightening loss.

The detection signal which will be output from the electric current detection part H1 if the electromotive force which the electromotive force induced|guided|derived to the secondary coil L2 changes from the primary coil L1, and is induced|guided|derived to the secondary coil L2 by an electromagnetic induction becomes small also becomes small,
If the detection signal from the electric current detection part H1 falls from the said threshold value, the drive signal production|generation part E1 outputs an OFF signal to the FET element P1, and turns off the FET element P1.

Furthermore, since the voltage of a reverse direction will be built over the parasitic diode D1 of the FET element P1 if the polarity of the electromotive force induced|guided|derived to the secondary coil L2 is reversed,
An electric current does not flow into the parasitic diode D1 until the polarity of the electromotive force again induced|guided|derived to the secondary coil L2 is reversed, but the input of the smooth section F becomes a half wave rectification waveform.
A half wave rectification output is smoothed out by the smooth section F.

FIG. 2 shows current waveform S1 which flows into FETQ1 of this Embodiment 1, and said current waveform S1 becomes a waveform which stood|started up gentle and was distorted.

The loss at the time of this synchronous rectification,
Said current waveform S1 one|on threshold value K of the FET element P1.
Time to exceed and set the FET element P1 to ON from OFF.
The ON-resistance of t3 and the FET element P1 at the time of the said synchronous rectification for the time when t2 and said current waveform S1 are set to zero in time for t1 and said current waveform S1 to fall from one|on threshold value K of the FET element P1, and for the FET element P1 become from ON to OFF Ron,
In the electric current which flows through FETQ1, when I and the forward direction voltage of the parasitic diode D1 are set to Vf, the gross loss W in one period is represented like [with the one following].

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 509

[EQUATION 1]
[MAT_IMAGE 000003]

Thus, the electric current which flows into FETQ1 is detected,
If the FET element P1 is driven by the signal in sync with the said detection signal, time for an electric current to flow into the parasitic diode D1 of FETQ1 can be shortened, and the loss of FETQ1 can be reduced.
As a result, since the size of a heat sink can be made small, the secondary side circuit G2 can be reduced in size.

(Embodiment 2)
FIG. 3 shows the circuit structure of Embodiment 2.
Since the structure of the primary side circuit G1 which consists of the power supply part A, the inverter part B, and the primary coil L1 of the trans|transformer T1, and an operation|movement are similar to Embodiment 1, they are abbreviate|omitted.

The secondary coil L2 of the trans|transformer T1 becomes a center tap system with three output terminals,
It has the terminals 1 and 3 of secondary coil L2 both ends, and a 3 terminal of the center tap terminal 2,
The capacitor|condenser C1 for a load adjustment is parallelly connected between the terminal 1 cathode terminals 3 of the secondary coil L2.
The drain of FETQ1 which comprises the synchronous rectification element via the electric current detection part H1 in series is connected to the terminal 1 of the secondary coil L2,
The drain of FETQ2 which comprises the synchronous rectification element via the electric current detection part H3 in series is connected to the terminal 3 of the secondary coil L2.
Each source|sauce of FETQ1 and Q2 is mutually connected, it connects with the negative electrode side of the smoothing capacitor C8, and the terminal 3 of the secondary coil L2 is connected to the positive electrode side of the smoothing capacitor C8 via the choke coil L3.

Next, the operation|movement of this Embodiment 2 is demonstrated.
FETQ1 consists of the parasitic diode D1 by which the reverse direction was parallelly connected to the FET element P1 and the FET element P1.
The electric current detection part H1 connected in series by FETQ1 detects the electric current which flows into FETQ1, and outputs the said detection signal to the drive signal production|generation part E1.
The drive signal production|generation part E1 will output the drive signal which turns ON the FET element P1, if the detection signal from the electric current detection part H1 is more than a predetermined threshold value,
If the signal from the electric current detection part H1 is below a predetermined threshold value, the drive signal which turns OFF the FET element P1 will be output.

FETQ2 is the FET element P2 and the FET element P2 from the connection れた parasitic diode D2 of the reverse direction parallelly in a similar manner.
The electric current detection part H2 connected in series by FETQ2 detects the electric current which flows into FETQ2, and outputs the said detection signal to the drive signal production|generation part E2.
The drive signal production|generation part E2 will output the drive signal which turns ON the FET element P2, if the detection signal from the electric current detection part H2 is more than a predetermined threshold value,
If the signal from the electric current detection part H2 is below a predetermined threshold value, the drive signal which turns OFF the FET element P2 will be output.

When the polarity of the electromotive force induced|guided|derived by an electromagnetic induction between the terminals 2-1 of the primary coil L1 to the secondary coil L2 agree|coincides with the forward direction of the parasitic diode D1 of FETQ1, a forward current flows into the parasitic diode D1,
The said forward current is detected in the electric current detection part H1,
If the detection signal of the electric current detection part H1 exceeds the said threshold value, the drive signal production|generation part E1 outputs an ON signal to the FET element P1, and turns ON the FET element P1.
If the FET element P1 turns ON, since resistance is small compared with the parasitic diode D1, the way of the FET element P1 will flow into a drain direction through the electric current which was flowing through the parasitic diode D1 at the beginning from the source|sauce of FETQ1 via the ON-resistance of the FET element P1.
At this time, the way which lengthened ON time of the FET element as much as possible like

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 510

Embodiment 1 in the cycle through which a rectified current flows into FETQ1 can make loss of FETQ1 small, and can reduce rectification|straightening loss.

The detection signal which will be output from the electric current detection part H1 if the electromotive force which the electromotive force induced|guided|derived to the secondary coil L2 changes from the primary coil L1, and is induced|guided|derived to the secondary coil L2 by an electromagnetic induction becomes small also becomes small,
If the detection signal from the electric current detection part H1 falls from the said threshold value, the drive signal production|generation part E1 outputs an OFF signal to the FET element P1, and turns off the FET element P1.

Furthermore, since the voltage of a reverse direction will be built over the parasitic diode D1 of the FET element P1 if the polarity of the electromotive force induced|guided|derived to the secondary coil L2 is reversed, an electric current does not flow into the parasitic diode D1 until the polarity of the electromotive force again induced|guided|derived to the secondary coil L2 is reversed.

On the other hand, the polarity of the electromotive force induced|guided|derived by the electromagnetic induction between the terminals 2-3 of the primary coil L1 to the secondary coil L2 at this time,
Since it is agree|coinciding with the forward direction of the parasitic diode D2 of FETQ2, a forward current flows into the parasitic diode D2,
FETQ2, the FET element P2, the parasitic diode D2, the electric current detection part H2, and the drive signal production|generation part E2 perform the same, said operation|movement as FETQ1 [said], the FET element P1, the parasitic diode D1, the electric current detection part H1, and the drive signal production|generation part E1.

The said operation|movement is repeated, the voltage by which the full wave rectification was carried out to the voltage between the source|sauce of FETQ1 and Q2 and the terminal 2 of the secondary coil L2 arises, and it smooths out with the choke coil L3 and the smoothing capacitor C8.

FIG. 4 has shown induced electromotive force waveform S2 between the terminals 1-3 of the secondary coil L2, current waveform S3 which flows through the secondary coil L2, and one|on threshold value K of FETQ1 and Q2.
Under the influence of the capacitor|condenser C1 for a load adjustment, current waveform S3 of the secondary coil L2 becomes the perverted waveform,
Voltage waveform S2 induced between the terminals 1-3 of the secondary coil L2 becomes a waveform which vibrated to positive/negative across the area which is the fixed area 0V.
Therefore, in the drive system of FET using the conventional auxiliary|assistant coil|winding or the voltage between secondary coils, if one|on threshold value K of FETQ1 and Q2 is compared with said voltage waveform S2, the drive signal of FET will become like waveform S4,
Since time to turn ON FETQ1 and Q2 is short, rectification|straightening efficiency does not increase.

However,
Current waveform S5 which flows through FETQ1 as shown in FIG. 5 is compared with one|on threshold value K of FETQ1 and Q2,
Moreover, the drive signal of FETQ1 and Q2 becomes like waveform S7 and S8 respectively by comparing with one|on threshold value K of FETQ1 and Q2 current waveform S6 which flows through FETQ2,
Compared with waveform S4 of FIG. 4, the FET element P1 of FETQ1 and Q2 and the ON time of P2 become long.
Therefore, the FET element P1 and time for a rectified current to flow into P2 become long, and rectification|straightening efficiency increases.

Moreover, if the secondary coil shown in this Embodiment 2 compares the full wave rectifier circuit using the trans|transformer T1 which is a center tap system with the half wave rectifier circuit shown in Embodiment 1, when sending the same output current, the full wave rectifier circuit can make small the maximum value of the electric current sent through FET compared with a half wave rectifier circuit.
Since loss is proportional to the square of an electric current when the FET element P1 and P2 turn ON, in this Embodiment 2, the FET element P1 and the electric current sent through P2 can be made small compared with a half wave rectifier circuit, and loss can be reduced.

In addition, the capacitor|condenser C1 for a load adjustment is parallelly connected between the terminal 1 cathode terminals 2 of the secondary coil L2 like the circuit structure shown in FIG. 6,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 511

Also when the capacitor|condenser C9 for a load adjustment is parallelly connected between the terminal 2 cathode terminals 3 of the secondary coil L2, the same effect as the capacitor|condenser C1 for a load adjustment of FIG. 4 is acquired.
Furthermore, the same effect is acquired, even if the said capacitor|condenser C1 is parallelly connected to FETQ1 and it connects the said capacitor|condenser C9 to FETQ2 parallel.

In addition, the same effect is acquired even if it connects the capacitor|condenser C1 for a load adjustment to FETQ1 parallelly in FIG. 1.

(Embodiment 3)
FIG. 7 shows the circuit structure of Embodiment 3,
The inverter part B which converts into a high frequency electric-power the direct current|flow input from the power supply part A which converts AC power supply into DC power supply, and the power supply part A.
From the control circuit J of the inverter part B, and the primary coil L1 of the trans|transformer T1 to which a high frequency electric-power is supplied from the inverter part B, the primary side circuit G1 is comprised and The secondary center tap-type coil L2 of the trans|transformer T1,
It consists of the secondary side circuit G2 comprised with the capacitor|condenser C1 for a load adjustment, the electric current detection part H1 and H2, the drive signal production|generation part E1 and E2, FETQ1 and Q2, the choke coil L3, and the smoothing capacitor C8.

Since the structure of the secondary side circuit G2 and an operation|movement are similar to FIG. 3 of Embodiment 2, description is abbreviate|omitted.

The structure of the primary side circuit G1 and an operation|movement are demonstrated.
The capacitor|condenser C2 by which the power supply part A was comprised from the rectifier D3 which carries out the full wave rectification of AC power supply Vs and AC power supply Vs, and the inverter part B was parallelly connected to the output terminal of the rectifier D3, and the series circuit of C3,
The switching element Q3 parallelly connected to the output terminal of the rectifier D3, and the series circuit of Q4,
It is comprised in the switching element Q3, the capacitor|condenser C4 respectively connected to Q4 parallelly, and the half bridge inverter circuit which consists of C5,
The control circuit J is comprised from the electronic circuit for controlling the switching element Q3 and the switch operation of Q4, and the end of the primary coil L1 of the trans|transformer T1 is connected to the capacitor|condenser C1 and the middle point of C2,
An other end is connected to the switching element Q1 and the middle point of Q2.

The voltage by which the full wave rectification was carried out with the rectifier D3 is voltage-divided by the capacitor|condenser C2 and C3, and the switching element Q3 and Q4 are alternately turned on/off by a drive signal with the fixed dead time from the control circuit J, and they apply high frequency voltage to the primary coil L1.

Moreover, by the switching element Q3, the capacitor|condenser C4 parallelly connected to Q4, and C5, the switching element Q3 and the switch operation of Q4 can be made into a null voltage switch operation, and the switching loss of the switching element Q3 and Q4 can be decreased.

Moreover, the switching element Q3 and the drive signal of Q4 have fixed dead time,
Therefore
Since the voltage between the terminal 1 cathode terminals 3 of the secondary coil L2 of the trans|transformer T1 becomes like waveform S2 of FIG. 4,
If synchronous rectification by FETQ1 and Q2 is performed like Embodiment 2 by the electric current detection circuit H1 and the drive signal produced|generated from the detection signal of H2, the rectification|straightening loss of the secondary side circuit G2 as well as Embodiment 2 can reduce.

Moreover, as well as the circuit of FIG. 7 when the capacitor|condenser C4 is parallelly connected to the primary coil L1 of the trans|transformer T1 like the circuit structure shown in FIG. 8, null voltage switching can be performed.
Since the structure of the circuit of FIG. 8 except for the above and an operation|movement are similar to the structure of the circuit of FIG. 7, and an operation|movement, description is abbreviate|omitted.

Thus, according to this Embodiment 3, the loss not only in the secondary side circuit G2 but the primary side circuit G1 is reduced, the efficiency of the whole circuit is raised, and size reduction of the whole circuit can be performed.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 512

(Embodiment 4)
FIG. 9 shows the circuit structure of Embodiment 4.
A fundamental circuit structure and an operation|movement are the same as that of FIG. 7 of Embodiment 3, and differ from the circuit structure which the point which made the signal which reversed the drive signal of the drive signal production|generation part E1 of the FET element P1 via inversion device INV1 the drive signal of the FET element P2 shows in FIG. 7.
Since it is similar to FIG. 7 of Embodiment 3 about a circuit structure except for the above and an operation|movement, it abbreviate|omits.

As shown in the circuit block diagram shown in FIG. 9, in the synchronous rectification circuit which used the center tap system for the secondary coil L2 of the trans|transformer T1,
In order to control the drive signal of FETQ1 and Q2 so that an electric current flows into FETQ1 and Q2 alternately, each drive signal of FETQ1 and Q2 turns into an inversion signal of one drive signal.
Then, by driving FETQ2 for the signal which reversed the drive signal of the drive signal production|generation part E1 of FETQ1 via inversion device INV1 as a drive signal of FETQ2, simplification of the drive circuit of FETQ2 can be achieved and cost reduction and size reduction can be performed.

In addition, also when the forward system using synchronous rectification as a rectifier circuit of the secondary side circuit G2 is employ|adopted, it can apply similarly to two rectification|straightening and the switching element for commutations.

(Embodiment 5)
FIG. 10 shows the circuit block diagram of Embodiment 5.
A fundamental circuit structure and an operation|movement are as substantially the same as FIG. 7 of Embodiment 3, and the electric current detection part H3 which consists of resistance R1, R2 which connected in series respectively the electric current detection part H1 of FIG. 7 and H2 to FETQ1 and Q2 differs from the point replaced with H4 in FIG. 10.
Since it is similar to FIG. 7 of Embodiment 3 about a circuit structure except for the above and an operation|movement, it abbreviate|omits.

In this Embodiment 5, the voltage proportional to the electric current which flows into FETQ1 and Q2 respectively generate|occur|produces in the both ends of resistance R1, R2 respectively connected in series by FETQ1 and Q2.
Each both-ends voltage of said resistance R1, R2 is respectively inputted into the drive signal production|generation part E1 and E2,
The drive signal production|generation part E1 and E2 will output the FET element P1 and the drive signal which turns ON P2 respectively, if each both-ends voltage of resistance R1, R2 is more than a predetermined threshold value,
If each both-ends voltage of resistance R1, R2 is below a predetermined threshold value, the FET element P1 and the drive signal which turns OFF P2 respectively will be output.

Thus, according to this Embodiment 5, the electric current of FETQ1 and Q2 is detectable by an easy method,
The FET element P1 and P2 have been turned ON as much as possible for a long time in each rectification|straightening cycle through which an electric current flows into FETQ1 and Q2 like Embodiment 2 by producing|generating the drive signal of FETQ1 and Q2 using the said detection signal, Rectification|straightening loss can be reduced.

(Embodiment 6)
FIG. 11 shows the circuit block diagram of this Embodiment 6,
A fundamental circuit structure and an operation|movement are the same as that of FIG. 10 of Embodiment 5, and in FIG. 11,
The points which substituted resistance R1, R2 of FIG. 10 to the electric current detection part H5 and H6 which consist of resistance R3, R4 which has micro resistance value (for example, 10m(ohm)) respectively, and substituted the drive signal production|generation part E1 and E2 to the drive signal production|generation part E3 which consists of operational amplifier OP1 and OP2 respectively, and E4 differ.
Since it is similar to FIG. 10 of Embodiment 5 about a circuit structure except for the above and an operation|movement, it abbreviate|omits.

In this Embodiment 5, the loss in resistance R3, R4 is reduced compared with Embodiment 5 by making into micro resistance value (for example, 10m(ohm)) resistance value of resistance R3, R4 respectively

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 513

connected in series by FETQ1 and Q2.
However, since the voltage of resistance R3, R4 both ends also becomes small by having diminished the resistance value of resistance R3, R4, the voltage of resistance R3, R4 both ends is respectively inputted into the inverting input terminal and non-inverting input terminal of operational amplifier OP1 and OP2,
Differential amplification of each both-ends voltage of resistance R3, R4 is carried out even to the voltage which can drive FETQ1 and Q2 enough by operational amplifier OP1 and OP2,
Let the outputs of operational amplifier OP1 [said] that carried out differential amplification, and OP2 be the FET element P1 and a drive signal of P2.

Thus, in this Embodiment 6, the loss of the electric current detection part H5 and H6 can be lowered|hung.

(Embodiment 7)
FIG. 12 shows the circuit block diagram of Embodiment 7.
A fundamental circuit structure and an operation|movement are as substantially the same as FIG. 7 of Embodiment 3, and resistance R5, R6 is parallelly connected to the secondary coil L6 of current trans|transformer CT1 which consists respectively the electric current detection part H1 of FIG. 7, and H2 of the primary coil L4, L5 and the secondary coil L6, and L7, and CT2, and L7 respectively in FIG. 12,
The diode D3 and D4 are respectively connected to the said secondary coil L6 and L7 in series,
The point which substituted the capacitor|condenser C6, C7, resistance R7, R8 and constant voltage diode ZD1, and ZD2 to resistance R5, R6 parallelly via the diode D3 and D4 the respectively connected electric current detection part H7 and H8,
Amplifier AMP1 which connected in series respectively the drive signal production|generation part E1 of FIG. 7 and E2 to the diode D3 and D4, and the drive signal production|generation part E5 which consists of AMP2 differ from the point replaced with E6.
Since it is similar to FIG. 7 of Embodiment 3 about a circuit structure except for the above and an operation|movement, it abbreviate|omits.

The each primary coil L4 of current trans|transformer CT1 and CT2 and the electric current which flows into L5 are detected by the each secondary coil L6 of current trans|transformer CT1 and CT2, and L7,
The both ends of resistance R5, R6 are made to generate|occur|produce a voltage respectively.
The half wave rectification of the said voltage is respectively carried out by the diode D3 and D4.
The capacitor|condenser C6 and C7 are the objects for noise cut, and resistance R7, R8 discharge|releases the capacitor|condenser C6 and the electric charge accumulate|stored in C7, and makes falling of the input signal of AMP1 and 2 sudden increase.
Moreover, constant voltage diode ZD1 and ZD2 clamp the voltage which carried out the half wave rectification so that the voltage which exceeded the rated voltage of amplifier AMP1 and 2 to the input of amplifier AMP1 and 2 might not be inputted with a fixed voltage.

And since the secondary coil L6 of current trans|transformer CT1 and CT2 and the output current of L7 are small and the FET element P1 and P2 cannot be driven, it amplifies by amplifier AMP1 and AMP2,
FETQ1 and Q2 are driven by the amplified said drive signal.

Thus, according to this Embodiment 7, the electric current which flows through FETQ1 and Q2 can be detected, and the FET element P1 and P2 have been turned ON as much as possible for a long time in each rectification|straightening cycle through which an electric current flows into FETQ1 and Q2 like Embodiment 2 by producing|generating the drive signal of FETQ1 and Q2 using the said detection signal, Rectification|straightening loss can be reduced.

(Embodiment 8)
Embodiment 8 is demonstrated using the circuit block diagram of FIG. 13.
A fundamental circuit structure and an operation|movement are as substantially the same as FIG. 12 of Embodiment 7, and the points which substituted amplifier AMP1 of FIG. 12 and AMP2 to the comparison circuit which connected the reference voltage source E1 and E2 to the inverting input terminal of comparator CP1, CP2, and comparator CP1 and CP2 respectively differ in FIG. 13.
Since it is similar to FIG. 12 of Embodiment 7 about a circuit structure except for the above and an operation|movement, it abbreviate|omits.

In the present Example 8, the each secondary coil L6 of current trans|transformer CT1 by which the half wave rectification was carried out by the diode D3 and D4, and CT2, and the output of L7 are respectively connected to the non-inverting input terminal of comparator CP1 and CP2,
The reference voltage source E1 and E2 are respectively connected to the inverting input terminal of comparator CP1 and CP2,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 514

The FET element P1 and P2 have been turned ON as much as possible for a long time in each rectification|straightening cycle through which an electric current flows into FETQ1 and Q2 by setting appropriately the reference voltage source E1 and the reference voltage of E2,
Rectification|straightening loss can be reduced.

FIG. 14 has shown current waveform S9 which flows through FETQ1 in this Embodiment 8, the reference voltage M1 of the reference voltage source E1, and output waveform S10 of comparator CP1,
If said waveform S9 exceeds the said reference voltage M1, said waveform S10 will become H level, and if said waveform S9 falls from the said reference voltage M1, said waveform S10 will become L level.
Therefore, output waveform S10 of comparator CP1 can make wide the area which is H level by setting the reference voltage M1 appropriately.
The same may be said of FETQ2.

That is, the FET element P1 and P2 have been turned ON as much as possible for a long time in each rectification|straightening cycle through which an electric current flows into FETQ1 and Q2, and rectification|straightening loss can be reduced.

(Embodiment 9)
Embodiment 9 is demonstrated using the circuit block diagram of FIG. 13.
Since it is similar to Embodiment 8 about a fundamental circuit structure and an operation|movement, it abbreviate|omits.

According to the induced electromotive force which generate|occur|produces the electric current of FETQ1 which has the FET element P1 turned ON in order to synchronously rectificate in the secondary coil L2 for the capacitor|condenser C6 for a load adjustment, the electric current value reduces smoothly.
Moreover, in order to synchronously rectificate following half cycle, before the electric current through which FETQ2 which has the FET element P2 to turn ON flows into FETQ1 similarly for the capacitor|condenser C6 becomes zero, an electric current begins to flow via the parasitic diode D2.
Therefore, the FET element P1 and P2 may turn ON simultaneously, and rectification|straightening is no longer performed.

So, in this Embodiment 9, when each electric current which flows into FETQ1 and Q2 becomes equal, the drive signal which turns OFF the FET element P1 turned ON till then is output from comparator CP1,
The drive signal which turns ON the FET element P2 turned off till then is output from comparator CP2.
Moreover, when each electric current through which reverse half cycle flows into FETQ1 and Q2 similarly becomes equal, the drive signal which turns OFF the FET element P2 turned ON till then is output from comparator CP2,
The drive signal which turns ON the FET element P1 turned off till then is output from comparator CP1.

Thus, according to this Embodiment 9, it is lose|eliminated that the FET element P1 and P2 turn ON simultaneously, and the secondary side circuit G2 which can reduce rectification|straightening loss and contains a heat sink can be reduced in size.

(Embodiment 10)
Embodiment 10 is demonstrated using the circuit block diagram of FIG. 13.
Since it is similar to Embodiment 9 about a fundamental circuit structure and an operation|movement, it abbreviate|omits.

As Embodiment 9 demonstrated, when each electric current which flows into FETQ1 and Q2 becomes equal, the drive signal which turns OFF the FET element P1 turned ON till then is output from comparator CP1,
The drive signal which turns ON the FET element P2 turned off till then is output from comparator CP2.
Moreover, when each electric current through which reverse half cycle flows into FETQ1 and Q2 similarly becomes equal, the drive signal which turns OFF the FET element P2 turned ON till then is output from comparator CP2,
If the drive signal which turns ON the FET element P1 turned off till then is output from comparator CP1, it will become without the FET element P1 and P2 turning ON simultaneously,
Rectification|straightening loss can be reduced.

So, in this Embodiment 10, each output voltage of the output voltage which carried out the half wave rectification of each detection signal detected by current trans|transformer CT1 and CT2 in the circuit structure of FIG. 13 by the diode D3 and D4, i.e., constant voltage diode ZD1, and ZD2 is inputted into the non-inverting input terminal of comparator CP1 and CP2,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 515

The reference voltage source E1 and E2 which make a reference voltage each output voltage of constant voltage diode ZD1 when each electric current which flows into FETQ1 and Q2 becomes equal, and ZD2 are respectively connected to the inverting input terminal of comparator CP1 and CP2 at an input,
It is lose|eliminated by making the output of comparator CP1 and CP2 into each drive signal of FET element P1 and P2 that the FET element P1 and P2 turn ON simultaneously,
The secondary side circuit G2 which can reduce rectification|straightening loss and contains a heat sink can be reduced in size.

FIG. 15 shows the reference voltage M3 of current waveform S13 which flows through the reference voltage M2 of current waveform S11 which flows through FETQ1 in this Embodiment 10, and the reference voltage source E1, output waveform S12 of comparator CP1, and FETQ2, and the reference voltage source E2, and output waveform S14 of comparator CP2.
The output of comparator CP1 is set to L in the time t4 for the magnitude|size of current waveform S11 which flows through FETQ1, and the magnitude|size of current waveform S13 which flows through FETQ2 to become equal, and the FET element P1 is turned OFF,
It is lose|eliminated that the FET element P1 and P2 turn ON simultaneously by setting the output of comparator CP2 to H and turning ON the FET element P2,
The secondary side circuit G2 which can reduce rectification|straightening loss and contains a heat sink can be reduced in size.

(Embodiment 11)
Embodiment 11 is demonstrated using the circuit block diagram of FIG. 12.
Since it is similar to Embodiment 7 about a fundamental circuit structure and an operation|movement, it abbreviate|omits.

As Embodiment 9 demonstrated, when each electric current which flows into FETQ1 and Q2 becomes equal, the drive signal which turns OFF FETQ1 turned ON till then is output from comparator CP1,
The drive signal which turns ON FETQ2 turned off till then is output from comparator CP2.
Moreover, when each electric current through which reverse half cycle flows into FETQ1 and Q2 similarly becomes equal, the drive signal which turns OFF FETQ2 turned ON till then is output from comparator CP2,
If the drive signal which turns ON FETQ1 turned off till then is output from comparator CP1, it will be lose|eliminated that FETQ1 and Q2 turn ON simultaneously,
Rectification|straightening loss can be reduced.

Then, when the electric current which flows into FETQ1 and Q2 in the circuit structure of FIG. 12 in this Embodiment 11 becomes equal,
The output voltage which carried out the half wave rectification of each detection signal detected by current trans|transformer CT1 and CT2 by the diode D3 and D4,
Namely, so that each drive signal of FET element P1 and P2 which amplified respectively each output voltage of constant voltage diode ZD1 and ZD2 by amplifier AMP1 and 2 may become the FET element P1 and a voltage which can turn ON P2 enough.
Coil|winding ratio of the primary coil L4 of current trans|transformer CT1 and the secondary coil L6 and coil|winding ratio of the primary coil L5 of current trans|transformer CT2 and the secondary coil L7 are set.

Current waveform S16 into which FIG. 16 flows through drive signal waveform S15 of the FET element P1 in this Embodiment 11, and FETQ1, and the clamp voltage N1 of constant voltage diode ZD1,
Drive signal waveform S17 of the FET element P2, current waveform S18 which flows through FETQ2, the clamp voltage N2 of constant voltage diode ZD2, and the FET element P1 and the voltage K which can turn ON P2 enough are shown.
In the time t5 for the magnitude|size of current waveform S16 which flows through FETQ1, and the magnitude|size of current waveform S18 which flows through FETQ2 to become equal, drive signal waveform S15 of the FET element P1 falls from the FET element P1 and the voltage K which can turn ON P2 enough, and the FET element P1 is come by off,
It is lose|eliminated exceeding the voltage K in which drive signal waveform S17 of the FET element P2 can turn ON the FET element P1 and P2 enough that the FET element P1 and P2 turn ON of the FET element P2 simultaneously by being set to ON,
The secondary side circuit G2 which can reduce rectification|straightening loss and contains a heat sink can be reduced in size.

In addition, said waveform S15 and S17 are clamped by the clamp voltage N1 of constant-voltage voltage diode ZD1 and ZD2, and N2.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 516

(Embodiment 12)
As shown in the circuit block diagram shown in FIG. 1, when performing a half wave rectification using FETQ1 for one synchronous rectification, in order to diminish the rectification|straightening loss of FETQ1, the FET element P1 of FETQ1 needs to be turned ON as much as possible for a long time in the rectification|straightening cycle through which an electric current flows into FETQ1.

The electric current detection part H1 and the drive signal production|generation part E1 of FIG. 1 are respectively substituted to the electric current detection part H9 and the drive signal production|generation part E7 of FIG. 13,
By making the reference voltage of the reference voltage source E1 linked to the inverting input terminal of comparator CP1 of the drive signal production|generation part E7 into 0V vicinity, comparator CP1 outputs the drive signal which has turned ON the FET element P1 as much as possible for a long time in the said rectification|straightening cycle,
The secondary side circuit G2 which can reduce the rectification|straightening loss of FETQ1 and contains a heat sink can be reduced in size.

About the circuit structure of that excepting the above, and an operation|movement, since Embodiment 1 and 8 demonstrates, it abbreviate|omits.

(Embodiment 13)
As shown in the circuit block diagram shown in FIG. 1, when performing a half wave rectification using FETQ1 for one synchronous rectification, in order to diminish the rectification|straightening loss of FETQ1, the FET element P1 of FETQ1 needs to be turned ON as much as possible for a long time in the rectification|straightening cycle through which an electric current flows into FETQ1.

The electric current detection part H1 and the drive signal production|generation part E1 of FIG. 1 are respectively substituted to the electric current detection part H7 and the drive signal production|generation part E5 of FIG. 12,
By enlarging, the turns ratio of the primary coil L4 of current trans|transformer CT1 of the electric current detection part H7, and the secondary coil L5,
Even when the electric current which flows into the primary coil L4 of current trans|transformer CT1 is small, the induced voltage of the secondary coil L5 becomes large, and the drive signal which can turn ON the FET element P1 of FETQ1 is output from amplifier AMP1.
Therefore, the rectifier P1 has been set as much as possible to ON in the said rectification|straightening cycle for a long time, and can reduce in size the secondary side circuit G2 which can reduce the rectification|straightening loss of FETQ1 and contains a heat sink.

About the circuit structure of that excepting the above, and an operation|movement, since Embodiment 1 and 7 demonstrates, it abbreviate|omits.

ADVANTAGE of the Invention

Invention of Claim 1 is a power supply part which supplies DC power supply,
The inverter part which converts the said DC power supply into a high frequency electric-power,
The primary side circuit comprised with the said primary coil of the trans|transformer which can isolate|separate the primary coil to which high frequency electric power is supplied, and the secondary coil which outputs the electric power power-received from the primary coil from the said inverter part,
The said secondary coil,
The non-contact electric power transmission apparatus which has a secondary side circuit comprised in the rectification|straightening part which rectifies|straightens the output voltage of the capacitor|condenser for a load adjustment parallelly connected to the said secondary coil, and the said secondary coil
WHEREIN:
The said rectification|straightening part that connected in series the synchronous rectification element consisting of the diode parallelly reversely connected by the switching element and the said switching element in the said secondary coil, and was comprised,
It consists of an electric current detection part which detects the electric current which flows into the said synchronous rectification element, and a drive signal production|generation part which produces|generates the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element based on the detection signal of the said electric current detection part,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 517

is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

In invention of Claim 1, invention of Claim 2 is provided with the secondary coil of the said trans|transformer, and a center tap the said rectification|straightening part,
Each other end which have not been connected to the secondary coil of the said trans|transformer of the said synchronous rectification element of the 1st and 2nd in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil of the said trans|transformer at a reverse direction is connected, and a full wave rectification part is comprised,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability of loss to perform little efficient rectification|straightening rather than a half wave rectification by carrying out a full wave rectification.

Invention of Claim 3 produces|generates the drive signal of the switching element of the said 1st synchronous rectification element from the detection signal of one said electric current detection part in invention of Claim 2,
The drive signal of the switching element of the said 2nd synchronous rectification element is taken as the inversion signal of the drive signal of the switching element of the said 1st synchronous rectification element,
It can be characterized by the above-mentioned, simplification of a drive signal production|generation part can be achieved, and it is effective in the ability to perform cost reduction and size reduction.

In the invention in any one of Claims 1 to 3, invention of Claim 4 the said electric current detection part,
It consists of resistance for an electric current detection connected in series to the said synchronous rectification element, and the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated in the said drive signal production|generation part based on the voltage generate|occur|produced at the both ends of the said resistance for an electric current detection,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to comprise an electric current detection part by easy circuit structure.

In invention of Claim 4, invention of Claim 5 the resistance value of the said resistance for an electric current detection,
The voltage of the both ends of the said resistance for an electric current detection generate|occur|produced with respect to the electric current which flows into the said resistance for an electric current detection is the resistance value which becomes the minimum voltage that can be amplified even to the voltage which can drive the switching element of the said synchronous rectification element in the said drive signal production|generation part,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to reduce the loss in an electric current detection part.

Invention of Claim 6 is a current trans|transformer consisting of the primary coil and secondary coil which connected the said electric current detection part in series to the said synchronous rectification element in the invention in any one of Claims 1 to 3,
Resistance parallelly connected to the both ends of the secondary coil of the said current trans|transformer,
Since the voltage between the both ends of the said resistance is rectified|straightened, it is comprised from the rectifier diode connected in series in the secondary coil of the said current trans|transformer,
Based on the output of the said electric current detection part output from the said rectifier diode, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated in a drive signal production|generation part,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to reduce the rectification|straightening loss of a secondary side circuit.

In the invention in any one of Claims 1 to 6, as for invention of Claim 7, the said drive signal production|generation part compares the output and reference voltage of the said electric current detection part,
Based on the said comparison result, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

Invention of Claim 8 is a non-contact electric power transmission apparatus which has multiple said synchronous rectification elements in the invention in any one of Claims 2 to 7.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 518

WHEREIN:
The electric current value which flows through the said 1st synchronous rectification element that conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening,
The 1st drive signal production|generation part which outputs the drive signal which turns OFF the switching element of the said 1st synchronous rectification element to the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the said 2nd synchronous rectification element that should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent,
It is characterized by having a 2nd drive signal production|generation part which outputs the drive signal which turns ON the switching element of the said 2nd synchronous rectification element,
The rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced,
The size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

In invention of Claim 8, invention of Claim 9 the said, 1st and 2nd drive signal production|generation part,
The output voltage of the said electric current detection part in the time when the electric current value which flows through the 1st synchronous rectification element which conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening, and the electric current value which begins to flow into the diode of the 2nd synchronous rectification element which should conduct for the next rectification|straightening become equivalent, and the reference voltage which is the same voltages,
The detection signal of the said electric current detection part is compared,
Based on the said comparison result, the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element is produced|generated,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

In invention of Claim 8, invention of Claim 10 the said 2nd drive signal production|generation part,
The electric current value which flows through the 1st synchronous rectification element which conducts previously and is complete|finishing rectification|straightening,
The drive signal which amplified the switching element of the said 2nd synchronous rectification element even to the voltage which can turn ON is output to the time when the electric current value which begins to flow into the diode of the 2nd synchronous rectification element which should conduct for the next rectification|straightening becomes equivalent,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

Invention of Claim 11 comprises the half wave rectification part in which the said rectification|straightening part connected one of the said synchronous rectification elements to the secondary coil of the said trans|transformer in series in invention of Claim 7,
The said drive signal production|generation part consists of a comparator which compares the detection signal and reference voltage of the said electric current detection circuit, and makes the said comparison output the drive signal of the switching element of the said synchronous rectification element, and the said reference voltage,
It is a voltage through which the electric current of the same direction as the forward-current direction of the diode parallelly reversely connected by the switching element of the said synchronous rectification element at the said switching element flows through the maximum time, and the forward current of the said diode and the electric current of a reverse direction do not flow into the switching element of an initial period synchronous rectification element,
It is characterized by the above-mentioned,
The rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

Invention of Claim 12 comprises the half wave rectification part in which the said rectification|straightening part connected one of the said synchronous rectification elements to the secondary coil of the said trans|transformer in series in the invention in any one of a Claim 1, 4, 5, 6,
The said drive signal production|generation part has a drive signal production|generation part which outputs the drive signal which amplified the switching element of the said synchronous rectification element even to the voltage which can turn ON to the time when a forward current begins to flow into the diode of the said synchronous rectification element,
It is characterized by the above-mentioned, the rectification|straightening loss of a secondary side circuit

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 519

is reduced, the size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

Invention of Claim 13 consists of an inverter of a half bridge with which the said inverter part has a switching element in the invention in any one of Claims 1 to 12, and it is characterized by the said switching element performing zero volt|bolt switching,
The rectification|straightening loss of a secondary side circuit is reduced,
The size of the heat sink of a rectification|straightening part can be made small, and it is effective in the ability to raise the efficiency of the whole circuit.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[FIG. 1]
It is a figure which shows Embodiment 1, 12 of this invention, and the circuit structure of 13.
[FIG. 2]
It is a figure which shows the current waveform which flows into FET of Embodiment 1 of this invention.
[FIG. 3]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 2 of this invention.
[FIG. 4]
It is a figure which shows the circuit operation|movement of Embodiment 2 of this invention.
[FIG. 5]
It is a figure which shows the switch operation of the FET element of Embodiment 2 of this invention.
[FIG. 6]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 2 of this invention.
[FIG. 7]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 3 of this invention.
[FIG. 8]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 3 of this invention.
[FIG. 9]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 4 of this invention.
[FIG. 10]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 5 of this invention.
[FIG. 11]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 6 of this invention.
[FIG. 12]
It is a figure which shows the circuit structure of Embodiment 7, 11 of this invention.
[FIG. 13]
It is a figure which shows Embodiment 8, 9 of this invention, and the circuit structure of 10.
[FIG. 14]
It is a figure which shows the switch operation of Embodiment 8 of this invention.
[FIG. 15]
It is a figure which shows the switch operation of Embodiment 10 of this invention.
[FIG. 16]
It is a figure which shows the switch operation of Embodiment 11 of this invention.

Description of Symbols

A Power supply part
B Inverter part
C1 Capacitor|condenser
D1 Parasitic diode
E1 Drive signal production|generation part
F Smooth section
G1 Primary side circuit
G2 Secondary side circuit
H1 Electric current detection part
L1 Primary coil
L2 Secondary coil
P1 FET element
Q1 FET
T1 Trans|transformer
[FIG. 1]
[MAT_IMAGE 000004]

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 520

[FIG. 2]
[MAT_IMAGE 000005]
[FIG. 3]
[MAT_IMAGE 000006]
[FIG. 4]
[MAT_IMAGE 000007]
[FIG. 5]
[MAT_IMAGE 000008]
[FIG. 6]
[MAT_IMAGE 000009]
[FIG. 7]
[MAT_IMAGE 000010]
[FIG. 8]
[MAT_IMAGE 000011]
[FIG. 14]
[MAT_IMAGE 000017]
[FIG. 15]
[MAT_IMAGE 000018]
[FIG. 9]
[MAT_IMAGE 000012]
[FIG. 10]
[MAT_IMAGE 000013]
[FIG. 16]
[MAT_IMAGE 000019]
[FIG. 11]
[MAT_IMAGE 000014]
[FIG. 12]
[MAT_IMAGE 000015]
[FIG. 13]
[MAT_IMAGE 000016]

(Translation from Thomson Reuters)

Citations

Citation *Record level*

Citing Patents (22)

	Publication Number	Publication Date	Application Date	Assignee/Applicant	Title
	JP03755815B2	2006-03-15	2001-11-20	TDK CORP	-
	JP03816396B2	2006-08-30	2002-01-16	TDK CORP	-
	JP04208757B2	2009-01-14	2004-03-31	TSUBAKIMOTO CHAIN CO	-
	JP04533654B2	2010-09-01	2004-04-02	OOITA TLO YG	-
	JP04568783B2	2010-10-27	2006-05-18	PSTEK CO LTD	-
	JP2005278270A	2005-10-06	2004-03-24	SHINDENGEN ELECTRIC MFG	RECTIFYING DEVICE
	JP2005295731A	2005-10-20	2004-04-02	OITA TECHNOLOGY LICENSING ORGA	POWER SUPPLY UNIT
	JP2008541689A	2008-11-20	2006-05-18	-	-
	JP2012502612A	2012-01-26	2009-09-02	-	-
	JP2013520957A	2013-06-06	2011-02-15	-	-
	KR998392B1	2010-12-03	2003-07-14	SIPRA PATENTENTWICKLUNGS -UND BETEILIGUNGSGESELLSCHAFT MBH	APPARATUS WITH TOW COMPONENTS BEING MOVABLE RELATIVE TO EACH

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 521

					OTHER AND DEVICE FOR SIMULTANEOUS TRANSFER OF ELECTRIC POWER AND INFORMATION BETWEEN THESE COMPONENTS
	US8461719B2	2013-06-11	2009-09-25	KESLER MORRIS P	Wireless energy transfer systems
	US8497601B2	2013-07-30	2010-04-26	HALL KATHERINE L	Wireless energy transfer converters
	US8587153B2	2013-11-19	2009-12-14	SCHATZ DAVID A	Wireless energy transfer using high Q resonators for lighting applications
	US8618696B2	2013-12-31	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8629578B2	2014-01-14	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8643326B2	2014-02-04	2011-01-06	CAMPANELLA ANDREW J	Tunable wireless energy transfer systems
	US8667452B2	2014-03-04	2012-11-05	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer modeling tool
	US8669676B2	2014-03-11	2009-12-30	KARALIS ARISTEIDIS	Wireless energy transfer across variable distances using field shaping with magnetic materials to improve the coupling factor
	US8692412B2	2014-04-08	2010-03-30	WiTricity Corporation	Temperature compensation in a wireless transfer system
	WO2012049911A1	2012-04-19	2011-08-26	SANYO ELECTRIC CO	CHARGE/DISCHARGE CIRCUIT
	WO2013020138A2	2013-02-07	2012-08-06	WITRICITY CORP	TUNABLE WIRELESS POWER ARCHITECTURES

Expand Cited Patents (5)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

DPCI Citing Patents (6)

Publication Number	Accession Number	Publication Date	Application Date	DWPI Family Member(s)	Relevance	Source
JP03755815B2	2003-077900	2006-03-15	2001-11-20	JP2001309580A	-	0 (Examiner)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 522

DWPI Title: Power supply switching unit for computer produces control signal based on control signal received from rectifier driving circuit and supplies to control electrode of synchronous rectifier circuit **DWPI Assignee/Applicant:** TDK CORP (DENK-C) **DWPI Inventor:** KIYOMIZU K; SHIMIZU K; TAKAGI M; TAKAKI M; YAMAMOTO J; ZAITSU T						
JP03816396B2	2003-658624	2006-08-30	2002-01-16	JP2001309580A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Switching power supply for computer has control circuit to control back converter circuit using voltage generated by different voltage generators respectively during start and stop operation of back converter circuit **DWPI Assignee/Applicant:** TDK CORP (DENK-C) **DWPI Inventor:** HATA S; HATAKEYAMA H; HATTA M; HATTA S; WATANABE M						
JP04208757B2	2005-738097	2009-01-14	2004-03-31	JP2001309580A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Non-contact power supply system for delivering electric power to e.g. elevating apparatus illumination device conveyor has coil wound around corresponding core in power supply area provided at portion of conveyance rail **DWPI Assignee/Applicant:** TSUBAKIMOTO CHAIN CO (TSUC-C) **DWPI Inventor:** KOYAMA S; TAKASHIGE S; UEHIRA M						
KR998392B1	2004-145709	2010-12-03	2003-07-14	JP2001309580A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Device with two relatively movable parts has electrical energy/information transfer device with PWM supply stage connected to primary coil arrangement with preselected clock frequency and duty cycle **DWPI Assignee/Applicant:** PULMAGEN THERAPEUTICS (SIRP-N); SIPRA PATENTENTWICKLUNGS & BET-GMBH (SIPR-N); SIPRA PATENTENTWICKLUNGS&BET-GMBH (SIPR-N); HAISCH E (HAIS-I) **DWPI Inventor:** HAISCH E; HEISH A						
WO2012049911A1	2012-E49626	2012-04-19	2011-08-26	JP2001309580A	Y	0 (Examiner)
DWPI Title: Charge and discharge circuit of electric power supply system has center switching circuit that blocks/connects path to carry out power conversion by power inverter circuit and charges secondary battery **DWPI Assignee/Applicant:** SANYO ELECTRIC CO LTD (SAOL-C) **DWPI Inventor:** IKE T; NAKASHIMA T						

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 523

WO2013020138A2	2013-B83908	2013-02-07	2012-08-06	JP2001309580A	A	0 (Examiner)

DWPI Title: Tunable wireless system for transferring electrical energy between power supply and vehicle battery has rectifier control controlling switching characteristic and amplifier control providing fixed switching frequency to switching elements

DWPI Assignee/Applicant: WITRICITY CORP (WITR-N)

DWPI Inventor: HALL K L; KARALIS A; KESLER M P; PALLO N A

Expand DPCI Cited Patents (5)

DPCI Cited Non-patents (0)

DPCI Citation Counts

DPCI Citations	Total	Examiner	Inventor	Opposition	3rd party	Undefined
Citing Patents	6	6	0	0	0	0
Cited Patents	5	5	0	0	0	0
Citing Authorities	3	3	0	0	0	0
Cited Authorities	1	1	0	0	0	0
Citing Accession Numbers	6	6	0	0	0	0
Cited Accession Numbers	5	5	0	0	0	0
Cited Non-patents	0	0	0	0	0	0

DPCI Field of Search

-

DPCI Citing Patents Country

WO; JP; KR

DPCI Cited Patents Country

JP

Other

DWPI Title Terms

NON CONTACT POWER TRANSFER APPARATUS CURRENT DETECT FLOW RECTIFY TRANSISTOR ORDER OUTPUT SIGNAL GENERATOR SWITCH ELEMENT

DWPI Related Accession Numbers

-

Custom Fields

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 524

Test

-

Relevance

-

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(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2001－309580
（P2001－309580A）
(43)公開日　平成13年11月２日(2001.11.2)

(51)Int.Cl.[7]	識別記号	ＦＩ		テーマコード(参考)
Ｈ０２Ｊ　17/00		Ｈ０２Ｊ　17/00	Ｂ	５Ｈ００６
Ｈ０２Ｍ　3/28		Ｈ０２Ｍ　3/28	Ｆ	５Ｈ７３０
7/12		7/12	Ａ	
7/21		7/21	Ａ	

審査請求　未請求　請求項の数13　ＯＬ　（全 16 頁）

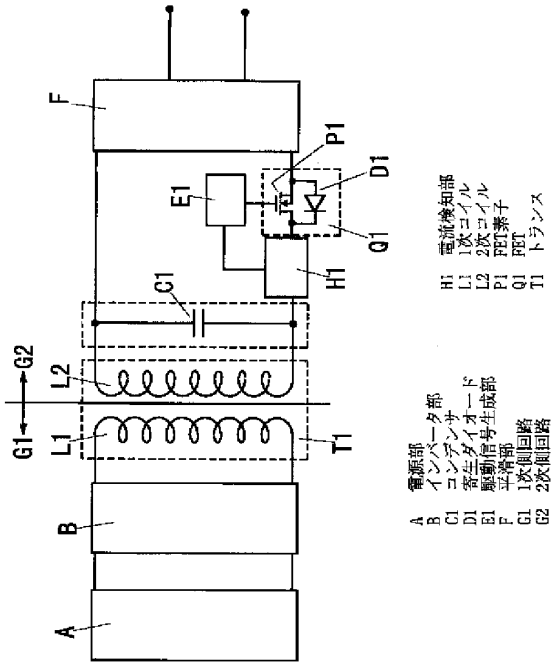
(21)出願番号　特願2000－124565(P2000－124565)
(22)出願日　平成12年４月25日(2000.4.25)

(71)出願人　000005832
松下電工株式会社
大阪府門真市大字門真1048番地
(72)発明者　武藤　元治
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内
(72)発明者　安倍　秀明
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内
(74)代理人　100087767
弁理士　西川　惠清　（外１名）

最終頁に続く

(54)【発明の名称】　非接触電力伝達装置

(57)【要約】
【課題】　２次側回路の整流効率を上げた非接触電力伝達装置を提供する。
【解決手段】　電源部Ａは直流電力をインバータ部Ｂに供給し、インバータ部Ｂで高周波電力に変換され、前記高周波電力はトランスＴ１の１次コイルＬ１に供給される。トランスＴ１の２次コイルＬ２は、電磁結合により１次コイルＬ１より電力を受電し、２次コイルＬ２両端の電圧はＦＥＴＱ１で半波整流され、半波整流された電圧は平滑部Ｆで平滑されて直流電圧を出力する。ＦＥＴＱ１に直列に接続された電流検知部Ｈ１はＦＥＴＱ１に流れる電流を検出し、前記検出信号を駆動信号生成部Ｅ１に出力する。駆動信号生成部Ｅ１は、電流検知部Ｈ１からの検出信号が所定のしきい値以上であればＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする駆動信号を出力し、電流検知部Ｈ１からの信号が所定のしきい値以下であればＦＥＴ素子Ｐ１をオフにする駆動信号を出力する。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 526

【特許請求の範囲】

【請求項１】　直流電源を供給する電源部と、前記直流電源を高周波電源に変換するインバータ部と、前記インバータ部から高周波電力を供給される１次コイルと１次コイルから受電した電力を出力する２次コイルとが分離可能なトランスの前記１次コイルとで構成される１次側回路と、前記２次コイルと、前記２次コイルに並列に接続される負荷整合用コンデンサ及び前記２次コイルの出力電圧を整流する整流部とで構成される２次側回路とを有する非接触電力伝送装置において、スイッチング素子及び前記スイッチング素子に並列に逆接続されたダイオードとからなる同期整流要素を前記２次コイルに直列に接続して構成された前記整流部と、前記同期整流要素に流れる電流を検出する電流検知部と、前記電流検知部の検出信号に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成する駆動信号生成部とからなることを特徴とする非接触電力伝送装置。

【請求項２】　前記トランスの２次コイルはセンタータップを備え、前記整流部は、前記トランスの２次コイルのセンタータップではない両出力端に直列に且つ互いに逆方向に接続する第１及び第２の前記同期整流要素の前記トランスの２次コイルに接続していない各他端同士を接続して全波整流部を構成することを特徴とする請求項１記載の非接触電力伝送装置。

【請求項３】　一つの前記電流検知部の検出信号より前記第１の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成し、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号は前記第１の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号の反転信号とすることを特徴とする請求項２記載の非接触電力伝送装置。

【請求項４】　前記電流検知部は、前記同期整流要素に直列に接続した電流検出用抵抗からなり、前記電流検出用抵抗の両端に発生する電圧に基づいて前記駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とする請求項１乃至３いづれか記載の非接触電力伝送装置。

【請求項５】　前記電流検出用抵抗の抵抗値は、前記電流検出用抵抗に流れる電流に対して発生する前記電流検出用抵抗の両端の電圧が前記駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子を駆動できる電圧にまで増幅できる最小の電圧になる抵抗値であることを特徴とする請求項４記載の非接触電力伝送装置。

【請求項６】　前記電流検知部は、前記同期整流要素に直列に接続した１次コイル及び２次コイルとからなるカレントトランスと、前記カレントトランスの２次コイルの両端に並列に接続した抵抗と、前記抵抗の両端間の電圧を整流するために前記カレントトランスの２次コイルに直列に接続した整流ダイオードとから構成され、前記整流ダイオードから出力される前記電流検知部の出力に基づいて駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とする請求項１乃至３いづれか記載の非接触電力伝送装置。

【請求項７】　前記駆動信号生成部は、前記電流検知部の出力と基準電圧とを比較し、前記比較結果に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とする請求項１乃至６いづれか記載の非接触電力伝送装置。

【請求項８】　前記同期整流要素を複数有する非接触電力伝送装置において、先に導通し整流を終了しつつある前記第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき前記第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻に、前記第１の同期整流要素のスイッチング素子をオフにする駆動信号を出力する第１の駆動信号生成部と、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子をオンにする駆動信号を出力する第２の駆動信号生成部とを有することを特徴とする請求項２乃至７いづれか記載の非接触電力伝送装置。

【請求項９】　前記第１及び第２の駆動信号生成部は、先に導通し整流を終了しつつある第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻における前記電流検知部の出力電圧と同じ電圧である基準電圧と、前記電流検知部の検出信号とを比較し、前記比較結果に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とする請求項８記載の非接触電力伝送装置。

【請求項１０】　前記第２の駆動信号生成部は、先に導通し整流を終了しつつある第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻に、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子をオンにできる電圧にまで増幅した駆動信号を出力することを特徴とする請求項８記載の非接触電力伝送装置。

【請求項１１】　前記整流部は前記同期整流要素を前記トランスの２次コイルに直列に１つ接続した半波整流部を構成し、前記駆動信号生成部は前記電流検知回路の検出信号と基準電圧とを比較して前記比較出力を前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号とする比較器からなり、前記基準電圧は、前記同期整流要素のスイッチング素子に前記スイッチング素子に並列に逆接続されたダイオードの順電流方向と同じ方向の電流が最大時間流れ且つ前期同期整流要素のスイッチング素子に前記ダイオードの順電流と逆方向の電流が流れない電圧であることを特徴とする請求項７記載の非接触電力伝送装置。

【請求項１２】　前記整流部は前記同期整流要素を前記トランスの２次コイルに直列に１つ接続した半波整流部を構成し、前記駆動信号生成部は前記同期整流要素のダイオードに順電流が流れ始める時刻に、前記同期整流要

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 527

素のスイッチング素子をオンにできる電圧にまで増幅した駆動信号を出力する駆動信号生成部を有することを特徴とする請求項１，４，５，６いづれか記載の非接触電力伝送装置。

【請求項１３】　前記インバータ部は、スイッチング素子を有するハーフブリッジのインバータからなり、前記スイッチング素子はゼロボルトスイッチングを行うことを特徴とする請求項１乃至１２いづれか記載の非接触電力伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】本発明は、非接触電力伝達装置に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】非接触電力技術を応用して実用化されている例は、シェーバーや電動歯ブラシ等の充電用途であり、数W程度の低出力に限られていた。そして、２次側回路の整流方式としては、ダイオード整流方式が用いられてきた。

【０００３】

【発明が解決しようとする課題】分離着脱式トランスによる磁気誘導を利用した非接触･無接点の電力伝送技術は、その金属接点レスという特徴により感電の根本的対策を施せることから、水まわりの電源としての用途が注目されつつある。安全で安心できる電源として使用するために、出力電圧が低電圧であるとともに機器の効率も低下せず、車用において既に実績のある１２Ｖ程度の電源でなおかつ、いろいろな機器が使用できるよう５０Ｗ以上の高出力化が必要となった。しかし、低電圧で高出力化を行うに従い出力電流も大きくなり、従来非接触給電装置の２次側回路で使用されているダイオード整流方式では整流損失が大きくなりダイオード等の放熱板のサイズも大きくなり実用的なサイズに収められないという問題が発生した。

【０００４】そこで従来から出力電圧が５Ｖ以下のスイッチング電源の整流部の損失低減に使用されている同期整流技術を非接触電力伝達装置に適用することを検討した。同期整流技術とは、同期整流用スイッチング素子としてＦＥＴのスイッチング素子とＦＥＴの寄生ダイオードを使い、整流するサイクルに応じてＦＥＴのスイッチング素子をスイッチングさせてＦＥＴのスイッチング素子を介して整流電流を流すことで、ＦＥＴの低いオン抵抗を利用して整流部の損失を低減させる技術である。勿論、寄生ダイオードを内蔵しているＦＥＴの代わりに、スイッチング素子とスイッチング素子に並列に逆方向のダイオードを接続しても同じ動作をする。

【０００５】非接触電力伝達装置は、直流電源を供給する電源部と、直流電源を高周波電源に変換するインバータ部と、インバータ部から高周波電力を供給される１次コイルと１次コイルから受電した電力を出力する２次コイルとが分離可能な分離着脱式トランスの１次コイルとで構成される１次側回路と、２次コイルと、２次コイルに並列に接続される負荷整合用コンデンサ及び２次コイルの出力電圧を整流する整流部とで構成される２次側回路とからなっている。この時２次側に取り出せる有効電力を最大にして回路全体の効率を上げ、分離着脱式トランスの小型化を図るために、分離着脱式トランスの１次コイルと２次コイルとの間の漏れ磁束による漏れインダクタンスと２次コイルに並列に接続する負荷整合用コンデンサとにより回路全体の力率を改善している。

【０００６】ところが、前記負荷整合用コンデンサによる負荷整合を行うと、前記２次コイルの出力波形はスイッチング電源の２次コイル出力波形とは異なり、正弦波状あるいはさらに歪んだ波形となる、そのために、巻線間電圧あるいは補助巻線を利用した従来の同期整流用スイッチング素子の駆動信号生成方式では同期整流用スイッチング素子のオン時間が短いため整流効率が悪く、ダイオード整流方式より効率を上げることができなかった。

【０００７】本発明は、上記事由に鑑みてなされたものであり、その目的は、２次側回路の整流効率を上げた非接触電力伝達装置を提供することにある。

【０００８】

【課題を解決するための手段】請求項１の発明は、直流電源を供給する電源部と、前記直流電源を高周波電源に変換するインバータ部と、前記インバータ部から高周波電力を供給される１次コイルと１次コイルから受電した電力を出力する２次コイルとが分離可能なトランスの前記１次コイルとで構成される１次側回路と、前記２次コイルと、前記２次コイルに並列に接続される負荷整合用コンデンサ及び前記２次コイルの出力電圧を整流する整流部とで構成される２次側回路とを有する非接触電力伝送装置において、スイッチング素子及び前記スイッチング素子に並列に逆接続されたダイオードとからなる同期整流要素を前記２次コイルに直列に接続して構成された前記整流部と、前記同期整流要素に流れる電流を検出する電流検知部と、前記電流検知部の検出信号に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成する駆動信号生成部とからなることを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【０００９】請求項２の発明は、請求項１の発明において、前記トランスの２次コイルはセンタータップを備え、前記整流部は、前記トランスの２次コイルのセンタータップではない両出力端に直列に且つ互いに逆方向に接続する第１及び第２の前記同期整流要素の前記トランスの２次コイルに接続していない各他端同士を接続して全波整流部を構成することを特徴とし、全波整流することで半波整流よりも損失が少なく効率の良い整流を行える。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 528

【００１０】請求項３の発明は、請求項２の発明において、一つの前記電流検知部の検出信号より前記第１の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成し、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号は前記第１の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号の反転信号とすることを特徴とし、駆動信号生成部の簡素化を図ることができ、低コスト化、小型化ができる。

【００１１】請求項４の発明は、請求項１乃至３のいづれかの発明において、前記電流検知部は、前記同期整流要素に直列に接続した電流検出用抵抗からなり、前記電流検出用抵抗の両端に発生する電圧に基づいて前記駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、簡単な回路構成で電流検知部を構成できる。

【００１２】請求項５の発明は、請求項４の発明において、前記電流検出用抵抗の抵抗値は、前記電流検出用抵抗に流れる電流に対して発生する前記電流検出用抵抗の両端の電圧が前記駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子を駆動できる電圧にまで増幅できる最小の電圧になる抵抗値であることを特徴とし、電流検知部での損失を減らすことができる。

【００１３】請求項６の発明は、請求項１乃至３いづれかの発明において、前記電流検知部は、前記同期整流要素に直列に接続した１次コイル及び２次コイルとからなるカレントトランスと、前記カレントトランスの２次コイルの両端に並列に接続した抵抗と、前記抵抗の両端間の電圧を整流するために前記カレントトランスの２次コイルに直列に接続した整流ダイオードとから構成され、前記整流ダイオードから出力される前記電流検知部の出力に基づいて駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らすことができる。

【００１４】請求項７の発明は、請求項１乃至６いづれかの発明において、前記駆動信号生成部は、前記電流検知部の出力と基準電圧とを比較し、前記比較結果に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００１５】請求項８の発明は、請求項２乃至７いづれかの発明において、前記同期整流要素を複数有する非接触電力伝送装置において、先に導通し整流を終了しつつある前記第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき前記第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻に、前記第１の同期整流要素のスイッチング素子をオフにする駆動信号を出力する第１の駆動信号生成部と、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子をオンにする駆動信号を出力する第２の駆動信号生成部とを有することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００１６】請求項９の発明は、請求項８記載の発明において、前記第１及び第２の駆動信号生成部は、先に導通し整流を終了しつつある第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻における前記電流検知部の出力電圧と同じ電圧である基準電圧と、前記電流検知部の検出信号とを比較し、前記比較結果に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００１７】請求項１０の発明は、請求項８記載の発明において、前記第２の駆動信号生成部は、先に導通し整流を終了しつつある第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻に、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子をオンにできる電圧にまで増幅した駆動信号を出力することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００１８】請求項１１の発明は、請求項７記載の発明において、前記整流部は前記同期整流要素を前記トランスの２次コイルに直列に１つ接続した半波整流部を構成し、前記駆動信号生成部は前記電流検知回路の検出信号と基準電圧とを比較して前記比較出力を前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号とする比較器からなり、前記基準電圧は、前記同期整流要素のスイッチング素子に前記スイッチング素子に並列に逆接続されたダイオードの順電流方向と同じ方向の電流が最大時間流れ且つ前期同期整流要素のスイッチング素子に前記ダイオードの順電流と逆方向の電流が流れない電圧であることを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００１９】請求項１２の発明は、請求項１、４、５、６いづれか記載の発明において、前記整流部は前記同期整流要素を前記トランスの２次コイルに直列に１つ接続した半波整流部を構成し、前記駆動信号生成部は前記同期整流要素のダイオードに順電流が流れ始める時刻に、前記同期整流要素のスイッチング素子をオンにできる電圧にまで増幅した駆動信号を出力する駆動信号生成部を有することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００２０】請求項１３の発明は、請求項１乃至１２いづれか記載の発明において、前記インバータ部は、スイッチング素子を有するハーフブリッジのインバータから

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 529

なり、前記スイッチング素子はゼロボルトスイッチングを行うことを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができる。

【００２１】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

【００２２】（実施形態１）図１は実施形態１の回路構成を示す。電源部Ａとインバータ部Ｂとトランス Ｔ１の１次コイルＬ１とで１次側回路Ｇ１を構成し、トランスＴ１の２次コイルＬ２と負荷整合用コンデンサＣ１と同期整流要素を構成するＦＥＴＱ１と電流検知部Ｈ１と駆動信号生成部Ｅ１と平滑部Ｆとで２次回路Ｇ２を構成する。

【００２３】電源部Ａは直流電力をインバータ部Ｂに供給し、インバータ部Ｂで高周波電力に変換され、前記高周波電力はトランスＴ１の１次コイルＬ１に供給される。トランスＴ１の２次コイルＬ２は、電磁結合により１次コイルＬ１より電力を受電し、２次コイルＬ２両端の電圧はＦＥＴＱ１で半波整流され、半波整流された電圧は平滑部Ｆで平滑されて直流電圧を出力する。

【００２４】トランスＴ１の１次コイルＬ１と２次コイルＬ２とはお互いに絶縁物により所定のギャップ長だけ離間し、分離脱着できる構成になっている。

【００２５】２次コイルＬ２に並列に接続されるコンデンサＣ１は負荷整合用であり、２次側回路Ｇ２で取り出せる有効電力を最大にして１次側回路Ｇ１から２次側回路Ｇ２への電力伝達の効率を上げている。

【００２６】次に本実施形態１の同期整流動作について説明する。

【００２７】ＦＥＴＱ１は、ＦＥＴ素子Ｐ１とＦＥＴ素子Ｐ１に並列に逆方向に接続された寄生ダイオードＤ１とからなっている。ＦＥＴＱ１に直列に接続された電流検知部Ｈ１はＦＥＴＱ１に流れる電流を検出し、前記検出信号を駆動信号生成部Ｅ１に出力する。駆動信号生成部Ｅ１は、電流検知部Ｈ１からの検出信号が所定のしきい値以上であればＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする駆動信号を出力し、電流検知部Ｈ１からの信号が所定のしきい値以下であればＦＥＴ素子Ｐ１をオフにする駆動信号を出力する。

【００２８】電磁誘導によって１次コイルＬ１から２次コイルＬ２に誘導された起電力の極性が、ＦＥＴＱ１の寄生ダイオードＤ１の順方向と合致した時に寄生ダイオードＤ１には順方向電流が流れ、前記順方向電流を電流検知部Ｈ１で検出し、駆動信号生成部Ｅ１は電流検知部Ｈ１からの検出信号が前記しきい値を超えるとＦＥＴ素子Ｐ１にオン信号を出力してＦＥＴ素子Ｐ１はオンする。

【００２９】ＦＥＴ素子Ｐ１がオンすると当初寄生ダイオードＤ１を流れていた電流は寄生ダイオードＤ１に比べてＦＥＴ素子Ｐ１のほうが抵抗が小さいので、ＦＥＴ素子Ｐ１のオン抵抗を介してＦＥＴＱ１のソースからドレイン方向に流れる。この時、ＦＥＴＱ１に整流電流が流れるサイクル中にＦＥＴ素子のオン時間をできるだけ長くしたほうが、ＦＥＴＱ１での損失を小さくでき、整流損失を減らすことができる。

【００３０】電磁誘導によって１次コイルＬ１から２次コイルＬ２に誘導される起電力が変化して２次コイルＬ２に誘導される起電力が小さくなると電流検知部Ｈ１から出力される検出信号も小さくなり、駆動信号生成部Ｅ１は電流検知部Ｈ１からの検出信号が前記しきい値より下がるとＦＥＴ素子Ｐ１にオフ信号を出力してＦＥＴ素子Ｐ１はオフする。

【００３１】さらに、２次コイルＬ２に誘導される起電力の極性が反転するとＦＥＴ素子Ｐ１の寄生ダイオードＤ１には逆方向の電圧がかかるため、再び２次コイルＬ２に誘導された起電力の極性が反転するまでは寄生ダイオードＤ１には電流は流れず、平滑部Ｆの入力は半波整流波形となる。半波整流出力は平滑部Ｆで平滑される。

【００３２】図２は、本実施形態１のＦＥＴＱ１に流れる電流波形Ｓ１を示し、前記電流波形Ｓ１はなだらかに立ち上がり歪んだ波形となる。

【００３３】この同期整流時の損失は、前記電流波形Ｓ１がＦＥＴ素子Ｐ１のオンしきい値Ｋを超えてＦＥＴ素子Ｐ１がオフからオンになる時間をｔ１、前記電流波形Ｓ１がＦＥＴ素子Ｐ１のオンしきい値Ｋより下がりＦＥＴ素子Ｐ１がオンからオフになる時間をｔ２、前記電流波形Ｓ１が０になる時間をｔ３、前記同期整流時のＦＥＴ素子Ｐ１のオン抵抗をＲｏｎ、ＦＥＴＱ１を流れる電流をＩ、寄生ダイオードＤ１の順方向電圧をＶｆとすると、一周期での総損失Ｗは、下記数１のように表される。

【００３４】

【数１】

$$W=\int_0^{t1} I\cdot Vf\,dt+\int_{t1}^{t2} I^2\cdot Ron\,dt+\int_{t2}^{t3} I\cdot Vf\,dt$$

【００３５】このように、ＦＥＴＱ１に流れる電流を検出し、前記検出信号に同期した信号でＦＥＴ素子Ｐ１を駆動すれば、ＦＥＴＱ１の寄生ダイオードＤ１に電流が流れる時間を短くすることができ、ＦＥＴＱ１での損失を低減できる。その結果、放熱板のサイズを小さくできるため、２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００３６】（実施形態２）図３は実施形態２の回路構成を示す。電源部Ａ、インバータ部Ｂ、トランスＴ１の１次コイルＬ１からなる１次側回路Ｇ１の構成、動作は実施形態１と同様なので省略する。

【００３７】トランスＴ１の２次コイルＬ２は出力端子が３つあるセンタータップ方式となっており、２次コイルＬ２両端の端子１及び３とセンタータップ端子２の３つの端子を有し、２次コイルＬ２の端子１－端子３間に

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 530

並列に負荷整合用のコンデンサＣ１を接続する。２次コイルＬ２の端子１に直列に電流検知部Ｈ１を介して同期整流要素を構成するＦＥＴＱ１のドレインを接続し、２次コイルＬ２の端子３に直列に電流検知部Ｈ３を介して同期整流要素を構成するＦＥＴＱ２のドレインを接続する。ＦＥＴＱ１、Ｑ２の各ソースは互いに接続し、平滑コンデンサＣ８の負極側に接続し、２次コイルＬ２の端子３は、チョークコイルＬ３を介して平滑コンデンサＣ８の正極側に接続する。

【００３８】次に、本実施形態２の動作について説明する。ＦＥＴＱ１は、ＦＥＴ素子Ｐ１とＦＥＴ素子Ｐ１に並列に逆方向の接続された寄生ダイオードＤ１とからなっている。ＦＥＴＱ１に直列に接続された電流検知部Ｈ１はＦＥＴＱ１に流れる電流を検出し、前記検出信号を駆動信号生成部Ｅ１に出力する。駆動信号生成部Ｅ１は、電流検知部Ｈ１からの検出信号が所定のしきい値以上であればＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする駆動信号を出力し、電流検知部Ｈ１からの信号が所定のしきい値以下であればＦＥＴ素子Ｐ１をオフにする駆動信号を出力する。

【００３９】同様にＦＥＴＱ２は、ＦＥＴ素子Ｐ２とＦＥＴ素子Ｐ２に並列に逆方向の接続れた寄生ダイオードＤ２とからなっている。ＦＥＴＱ２に直列に接続された電流検知部Ｈ２はＦＥＴＱ２に流れる電流を検出し、前記検出信号を駆動信号生成部Ｅ２に出力する。駆動信号生成部Ｅ２は、電流検知部Ｈ２からの検出信号が所定のしきい値以上であればＦＥＴ素子Ｐ２をオンにする駆動信号を出力し、電流検知部Ｈ２からの信号が所定のしきい値以下であればＦＥＴ素子Ｐ２をオフにする駆動信号を出力する。

【００４０】電磁誘導によって１次コイルＬ１から２次コイルＬ２の端子２－１間に誘導される起電力の極性が、ＦＥＴＱ１の寄生ダイオードＤ１の順方向と合致した時に寄生ダイオードＤ１に順方向電流が流れ、前記順方向電流を電流検知部Ｈ１にて検出し、駆動信号生成部Ｅ１は電流検知部Ｈ１の検出信号が前記しきい値を超えるとＦＥＴ素子Ｐ１にオン信号を出力してＦＥＴ素子Ｐ１はオンする。ＦＥＴ素子Ｐ１がオンすると当初寄生ダイオードＤ１を流れていた電流は寄生ダイオードＤ１に比べてＦＥＴ素子Ｐ１のほうが抵抗が小さいので、ＦＥＴ素子Ｐ１のオン抵抗を介してＦＥＴＱ１のソースからドレイン方向に流れる。この時、実施形態１同様、ＦＥＴＱ１に整流電流が流れるサイクル中にＦＥＴ素子のオン時間をできるだけ長くしたほうが、ＦＥＴＱ１での損失を小さくでき、整流損失を減らすことができる。

【００４１】電磁誘導によって１次コイルＬ１から２次コイルＬ２に誘導される起電力が変化して２次コイルＬ２に誘導される起電力が小さくなると電流検知部Ｈ１から出力される検出信号も小さくなり、駆動信号生成部Ｅ１は電流検知部Ｈ１からの検出信号が前記しきい値より下がるとＦＥＴ素子Ｐ１にオフ信号を出力してＦＥＴ素子Ｐ１はオフする。

【００４２】さらに、２次コイルＬ２に誘導された起電力の極性が反転するとＦＥＴ素子Ｐ１の寄生ダイオードＤ１には逆方向の電圧がかかるため、再び２次コイルＬ２に誘導された起電力の極性が反転するまで寄生ダイオードＤ１には電流は流れない。

【００４３】一方この時、電磁誘導によって１次コイルＬ１から２次コイルＬ２の端子２－３間に誘導された起電力の極性は、ＦＥＴＱ２の寄生ダイオードＤ２の順方向と合致しているため、寄生ダイオードＤ２に順方向電流が流れ、ＦＥＴＱ２、ＦＥＴ素子Ｐ２、寄生ダイオードＤ２、電流検知部Ｈ２、駆動信号生成部Ｅ２は前記ＦＥＴＱ１、ＦＥＴ素子Ｐ１、寄生ダイオードＤ１、電流検知部Ｈ１、駆動信号生成部Ｅ１と同様の前記動作を行う。

【００４４】前記動作を繰り返して、ＦＥＴＱ１、Ｑ２のソースと２次コイルＬ２の端子２間の電圧には全波整流された電圧が生じ、チョークコイルＬ３と平滑コンデンサＣ８とで平滑される。

【００４５】図４は、２次コイルＬ２の端子１－３間の誘導起電力波形Ｓ２と、２次コイルＬ２を流れる電流波形Ｓ３と、ＦＥＴＱ１、Ｑ２のオンしきい値Ｋとを示している。負荷整合用のコンデンサＣ１の影響で、２次コイルＬ２の電流波形Ｓ３は歪んだ波形になり、２次コイルＬ２の端子１－３間に誘起する電圧波形Ｓ２は一定区間０Ｖである区間を挟んで正負に振動した波形となる。そのため、従来の補助巻線や２次コイル間電圧を利用したＦＥＴの駆動方式ではＦＥＴＱ１、Ｑ２のオンしきい値Ｋと前記電圧波形Ｓ２とを比較すると、ＦＥＴの駆動信号は波形Ｓ４のようになり、ＦＥＴＱ１及びＱ２をオンする時間が短いため整流効率が上がらない。

【００４６】しかし、図５に示す様にＦＥＴＱ１を流れる電流波形Ｓ５とＦＥＴＱ１、Ｑ２のオンしきい値Ｋとを比較し、またＦＥＴＱ２を流れる電流波形Ｓ６とＦＥＴＱ１、Ｑ２のオンしきい値Ｋとを比較することで、ＦＥＴＱ１、Ｑ２の駆動信号は各々波形Ｓ７、Ｓ８のようになり、図４の波形Ｓ４に比べてＦＥＴＱ１、Ｑ２のＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２のオン時間が長くなる。したがって、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２に整流電流が流れる時間が長くなり、整流効率が上がる。

【００４７】また本実施形態２に示す２次コイルがセンタータップ方式であるトランスＴ１を用いた全波整流回路と実施形態１に示す半波整流回路とを比較すると、同じ出力電流を流す場合、全波整流回路は半波整流回路に比べてＦＥＴに流す電流の最大値を小さくできる。ＦＥＴ素子Ｐ１，Ｐ２がオンした時の損失は電流の２乗に比例するので、本実施形態２では、ＦＥＴ素子Ｐ１，Ｐ２に流す電流を半波整流回路に比べて小さくでき、損失を減らすことができる。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 531

【００４８】なお、図６に示す回路構成の様に、負荷整合用のコンデンサＣ１を２次コイルＬ２の端子１－端子２間に並列に接続し、負荷整合用のコンデンサＣ９を２次コイルＬ２の端子２－端子３間に並列に接続した場合も図４の負荷整合用のコンデンサＣ１と同様の効果が得られる。さらに、前記コンデンサＣ１をＦＥＴＱ１に並列に接続し、前記コンデンサＣ９をＦＥＴＱ２並列に接続しても同様の効果が得られる。

【００４９】なお、図１において負荷整合用コンデンサＣ１をＦＥＴＱ１に並列に接続しても同様の効果が得られる。

【００５０】（実施形態３）図７は実施形態３の回路構成を示し、交流電源を直流電源に変換する電源部Ａと電源部Ａからの直流入力を高周波電源に変換するインバータ部Ｂと、インバータ部Ｂの制御回路Ｊと、インバータ部Ｂから高周波電源を供給されるトランスＴ１の１次コイルＬ１とから１次側回路Ｇ１は構成され、トランスＴ１のセンタータップ式の２次コイルＬ２と、負荷整合用コンデンサＣ１と、電流検知部Ｈ１，Ｈ２と、駆動信号生成部Ｅ１，Ｅ２と、ＦＥＴＱ１，Ｑ２とチョークコイルＬ３と、平滑コンデンサＣ８とで構成される２次側回路Ｇ２とからなっている。

【００５１】２次側回路Ｇ２の構成、動作は実施形態２の図３と同様なので説明は省略する。

【００５２】１次側回路Ｇ１の構成、動作について説明する。電源部Ａは、交流電源Ｖｓと交流電源Ｖｓを全波整流する整流器Ｄ３とから構成され、インバータ部Ｂは整流器Ｄ３の出力端に並列に接続されたコンデンサＣ２、Ｃ３の直列回路と、整流器Ｄ３の出力端に並列に接続されたスイッチング素子Ｑ３、Ｑ４の直列回路と、スイッチング素子Ｑ３、Ｑ４に各々並列に接続されたコンデンサＣ４，Ｃ５とからなるハーフブリッジインバータ回路で構成され、制御回路Ｊはスイッチング素子Ｑ３，Ｑ４のスイッチング動作を制御するための電子回路から構成され、トランスＴ１の１次コイルＬ１の一端はコンデンサＣ１、Ｃ２の中点に接続され、他端はスイッチング素子Ｑ１、Ｑ２の中点に接続される。

【００５３】整流器Ｄ３で全波整流された電圧はコンデンサＣ２、Ｃ３で分圧され、スイッチング素子Ｑ３，Ｑ４は制御回路Ｊからの一定のデッドタイムを持った駆動信号により交互にオン･オフして１次コイルＬ１に高周波電圧を印加する。

【００５４】また、スイッチング素子Ｑ３、Ｑ４に並列に接続されたコンデンサＣ４，Ｃ５により、スイッチング素子Ｑ３，Ｑ４のスイッチング動作をゼロ電圧スイッチング動作とすることができ、スイッチング素子Ｑ３、Ｑ４でのスイッチング損失を減少させることができる。

【００５５】またスイッチング素子Ｑ３、Ｑ４の駆動信号は一定のデッドタイムを持っているので、トランスＴ１の２次コイルＬ２の端子１－端子３間の電圧は図４の波形Ｓ２のようになるため、実施形態２と同様に電流検出回路Ｈ１、Ｈ２の検出信号から生成した駆動信号でＦＥＴＱ１、Ｑ２による同期整流を行えば、実施形態２同様に２次側回路Ｇ２の整流損失も減少できる。

【００５６】また、図８に示す回路構成のようにトランスＴ１の１次コイルＬ１に並列にコンデンサＣ４を接続した場合も、図７の回路同様にゼロ電圧スイッチングを行える。前記以外の図８の回路の構成、動作は図７の回路の構成、動作と同様なので説明は省略する。

【００５７】このように本実施形態３によれば、２次側回路Ｇ２だけでなく、１次側回路Ｇ１での損失を減らして、回路全体の効率を上げて回路全体の小型化ができる。

【００５８】（実施形態４）図９は実施形態４の回路構成を示す。基本的な回路構成、動作は実施形態３の図７と同様で、ＦＥＴ素子Ｐ１の駆動信号生成部Ｅ１の駆動信号を反転器ＩＮＶ１を介して反転させた信号をＦＥＴ素子Ｐ２の駆動信号とした点が図７に示す回路構成と異なる。前記以外の回路構成、動作については実施形態３の図７と同様なので省略する。

【００５９】図９に示す回路構成図のように、トランスＴ１の２次コイルＬ２にセンタータップ方式を用いた同期整流回路では、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に交互に電流が流れるようにＦＥＴＱ１、Ｑ２の駆動信号を制御するため、ＦＥＴＱ１、Ｑ２の各駆動信号は、一方の駆動信号の反転信号となる。そこで、ＦＥＴＱ１の駆動信号生成部Ｅ１の駆動信号を反転器ＩＮＶ１を介して反転させた信号をＦＥＴＱ２の駆動信号としてＦＥＴＱ２を駆動することで、ＦＥＴＱ２の駆動回路の簡素化を図ることができ、低コスト化、小型化ができる。

【００６０】なお、２次側回路Ｇ２の整流回路として、同期整流を用いたフォワード方式を採用した場合にも、２つの整流及び転流用スイッチング素子にたいしても同様に応用できる。

【００６１】（実施形態５）図１０は実施形態５の回路構成図を示す。基本的な回路構成、動作は実施形態３の図７とほぼ同様で、図１０では、図７の電流検知部Ｈ１、Ｈ２を、各々ＦＥＴＱ１、Ｑ２に直列に接続した抵抗Ｒ１、Ｒ２からなる電流検知部Ｈ３、Ｈ４に置き換えた点が異なる。前記以外の回路構成、動作については実施形態３の図７と同様なので省略する。

【００６２】本実施形態５では、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に各々直列に接続された抵抗Ｒ１、Ｒ２の両端には各々ＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる電流に比例した電圧が発生する。前記抵抗Ｒ１、Ｒ２の各両端電圧を駆動信号生成部Ｅ１、Ｅ２に各々入力し、駆動信号生成部Ｅ１、Ｅ２は、抵抗Ｒ１、Ｒ２の各両端電圧が所定のしきい値以上であればＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２を各々オンにする駆動信号を出力し、抵抗Ｒ１、Ｒ２の各両端電圧が所定のしきい値以下であればＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２を各々オフにする駆

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 532

動信号を出力する。

【００６３】このように本実施形態５によれば、簡単な方法でＦＥＴＱ１、Ｑ２の電流を検出でき、前記検出信号を用いてＦＥＴＱ１、Ｑ２の駆動信号を生成することで実施形態２同様にＦＥＴＱ１、Ｑ２に電流が流れる各整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２をオンにして、整流損失を減らすことができる。

【００６４】（実施形態６）図１１は本実施形態６の回路構成図を示し、基本的な回路構成、動作は実施形態５の図１０と同様で、図１１では、図１０の抵抗Ｒ１、Ｒ２を各々微小な抵抗値（例えば１０ｍΩ）を有する抵抗Ｒ３、Ｒ４からなる電流検出部Ｈ５、Ｈ６に置き換え、駆動信号生成部Ｅ１、Ｅ２を各々オペアンプＯＰ１、ＯＰ２からなる駆動信号生成部Ｅ３、Ｅ４に置き換えた点が異なる。前記以外の回路構成、動作については実施形態５の図１０と同様なので省略する。

【００６５】本実施形態５では、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に各々直列に接続された抵抗Ｒ３、Ｒ４の抵抗値を微小な抵抗値（例えば１０ｍΩ）とすることで、実施形態５に比べて抵抗Ｒ３、Ｒ４での損失を減らしている。しかし抵抗Ｒ３、Ｒ４の抵抗値を小さくしたことで抵抗Ｒ３、Ｒ４両端の電圧も小さくなるため、抵抗Ｒ３、Ｒ４両端の電圧を各々オペアンプＯＰ１、ＯＰ２の反転入力端子と非反転入力端子とに入力し、オペアンプＯＰ１、ＯＰ２で抵抗Ｒ３、Ｒ４の各両端電圧を、ＦＥＴＱ１、Ｑ２を十分駆動できる電圧にまで差動増幅し、前記差動増幅したオペアンプＯＰ１、ＯＰ２の出力をＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２の駆動信号とする。

【００６６】このように本実施形態６では、電流検知部Ｈ５、Ｈ６での損失を下げることができる。

【００６７】（実施形態７）図１２は実施形態７の回路構成図を示す。基本的な回路構成、動作は実施形態３の図７とほぼ同様で、図１２では図７の電流検知部Ｈ１、Ｈ２を各々、１次コイルＬ４、Ｌ５と２次コイルＬ６、Ｌ７からなるカレントトランスＣＴ１、ＣＴ２の２次コイルＬ６、Ｌ７に並列に抵抗Ｒ５、Ｒ６を各々接続し、前記２次コイルＬ６、Ｌ７に直列にダイオードＤ３、Ｄ４を各々接続し、ダイオードＤ３、Ｄ４を介して抵抗Ｒ５、Ｒ６に並列にコンデンサＣ６、Ｃ７、抵抗Ｒ７、Ｒ８及び定電圧ダイオードＺＤ１、ＺＤ２を各々接続した電流検知部Ｈ７、Ｈ８に置き換えた点と、図７の駆動信号生成部Ｅ１、Ｅ２を各々ダイオードＤ３、Ｄ４に直列に接続した増幅器ＡＭＰ１、ＡＭＰ２からなる駆動信号生成部Ｅ５、Ｅ６に置き換えた点とが異なる。前記以外の回路構成、動作については実施形態３の図７と同様なので省略する。

【００６８】カレントトランスＣＴ１、ＣＴ２の各１次コイルＬ４、Ｌ５に流れる電流をカレントトランスＣＴ１、ＣＴ２の各２次コイルＬ６、Ｌ７で検出し、抵抗Ｒ５、Ｒ６の両端に各々電圧を発生させ、前記電圧はダイオードＤ３、Ｄ４で各々半波整流される。コンデンサＣ６、Ｃ７はノイズカット用であり、抵抗Ｒ７、Ｒ８はコンデンサＣ６、Ｃ７に蓄積された電荷を放出してＡＭＰ１、２の入力信号の立下りを急峻にする。また、定電圧ダイオードＺＤ１、ＺＤ２は増幅器ＡＭＰ１、２の入力に増幅器ＡＭＰ１、２の定格電圧を超えた電圧が入力されないように半波整流した電圧を一定電圧でクランプする。

【００６９】そして、カレントトランスＣＴ１、ＣＴ２の２次コイルＬ６、Ｌ７の出力電流は小さいためにＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２を駆動できないので、増幅器ＡＭＰ１、ＡＭＰ２で増幅し、前記増幅した駆動信号でＦＥＴＱ１、Ｑ２を駆動する。

【００７０】このように本実施形態７によれば、ＦＥＴＱ１、Ｑ２を流れる電流を検出でき、前記検出信号を用いてＦＥＴＱ１、Ｑ２の駆動信号を生成することで実施形態２同様にＦＥＴＱ１、Ｑ２に電流が流れる各整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２をオンにして、整流損失を減らすことができる。

【００７１】（実施形態８）図１３の回路構成図を用いて実施形態８を説明する。基本的な回路構成、動作は実施形態７の図１２とほぼ同様で、図１３では、図１２の増幅器ＡＭＰ１、ＡＭＰ２を、比較器ＣＰ１、ＣＰ２と比較器ＣＰ１、ＣＰ２の反転入力端子に基準電圧源Ｅ１、Ｅ２を各々接続した比較回路に置き換えた点が異なる。前記以外の回路構成、動作については実施形態７の図１２と同様なので省略する。

【００７２】本実施例８では、ダイオードＤ３、Ｄ４で半波整流されたカレントトランスＣＴ１、ＣＴ２の各２次コイルＬ６、Ｌ７の出力を各々比較器ＣＰ１、ＣＰ２の非反転入力端子に接続し、基準電圧源Ｅ１、Ｅ２を各々比較器ＣＰ１、ＣＰ２の反転入力端子に接続して、基準電圧源Ｅ１、Ｅ２の基準電圧を適切に設定することで、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に電流が流れる各整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２をオンにして、整流損失を減らすことができる。

【００７３】図１４は、本実施形態８におけるＦＥＴＱ１を流れる電流波形Ｓ９と、基準電圧源Ｅ１の基準電圧Ｍ１と、比較器ＣＰ１の出力波形Ｓ１０を示しており、前記波形Ｓ９が前記基準電圧Ｍ１を超えると前記波形Ｓ１０はＨレベルとなり、前記波形Ｓ９が前記基準電圧Ｍ１より下がると前記波形Ｓ１０はＬレベルとなる。したがって、基準電圧Ｍ１を適切に設定することで比較器ＣＰ１の出力波形Ｓ１０がＨレベルの区間を広くできる。ＦＥＴＱ２についても同様である。

【００７４】即ちＦＥＴＱ１、Ｑ２に電流が流れる各整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２をオンにして、整流損失を減らすことができる。

【００７５】（実施形態９）図１３の回路構成図を用いて実施形態９を説明する。基本的な回路構成、動作につ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 533

いては実施形態８と同様なので省略する。

【００７６】同期整流を行うためにオンしていたＦＥＴ素子Ｐ１を有するＦＥＴＱ１の電流は、負荷整合用コンデンサＣ６のために２次コイルＬ２に発生する誘導起電力に応じてなめらかに電流値が減少していく。また次の半サイクルの同期整流を行うためにオンするＦＥＴ素子Ｐ２を有するＦＥＴＱ２も同様にコンデンサＣ６のために、ＦＥＴＱ１に流れる電流がゼロになる前に寄生ダイオードＤ２を介して電流が流れ始める。そのため、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２が同時にオンする可能性があり、整流が行われなくなる可能性がある。

【００７７】そこで本実施形態９では、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時にそれまでオンしていたＦＥＴ素子Ｐ１をオフにする駆動信号を比較器ＣＰ１から出力し、それまでオフしていたＦＥＴ素子Ｐ２をオンにする駆動信号を比較器ＣＰ２から出力する。また、逆の半サイクルも同様にＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時にそれまでオンしていたＦＥＴ素子Ｐ２をオフにする駆動信号を比較器ＣＰ２から出力し、それまでオフしていたＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする駆動信号を比較器ＣＰ１から出力する。

【００７８】このように、本実施形態９によれば、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２が同時にオンすることがなくなり、整流損失を減らせて放熱板を含む２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００７９】（実施形態１０）図１３の回路構成図を用いて実施形態１０を説明する。基本的な回路構成、動作については実施形態９と同様なので省略する。

【００８０】実施形態９で説明したように、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時にそれまでオンしていたＦＥＴ素子Ｐ１をオフにする駆動信号を比較器ＣＰ１から出力し、それまでオフしていたＦＥＴ素子Ｐ２をオンにする駆動信号を比較器ＣＰ２から出力する。また、逆の半サイクルも同様にＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時にそれまでオンしていたＦＥＴ素子Ｐ２をオフにする駆動信号を比較器ＣＰ２から出力し、それまでオフしていたＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする駆動信号を比較器ＣＰ１から出力すれば、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２が同時にオンすることなくなり、整流損失を減らせる。

【００８１】そこで、本実施形態１０では図１３の回路構成においてカレントトランスＣＴ１、ＣＴ２で検出した各検出信号をダイオードＤ３、Ｄ４で半波整流した出力電圧、即ち定電圧ダイオードＺＤ１、ＺＤ２の各出力電圧を比較器ＣＰ１、ＣＰ２の非反転入力端子に入力し、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時の定電圧ダイオードＺＤ１、ＺＤ２の各出力電圧を基準電圧とする基準電圧源Ｅ１、Ｅ２を比較器ＣＰ１、ＣＰ２の反転入力端子に入力に各々接続して、比較器ＣＰ１、ＣＰ２の出力をＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２の各駆動信号とすることで、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２が同時にオンすることがなくなり、整流損失を減らせて放熱板を含む２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００８２】図１５は、本実施形態１０におけるＦＥＴＱ１を流れる電流波形Ｓ１１、基準電圧源Ｅ１の基準電圧Ｍ２、比較器ＣＰ１の出力波形Ｓ１２と、ＦＥＴＱ２を流れる電流波形Ｓ１３、基準電圧源Ｅ２の基準電圧Ｍ３、比較器ＣＰ２の出力波形Ｓ１４とを示す。ＦＥＴＱ１を流れる電流波形Ｓ１１の大きさとＦＥＴＱ２を流れる電流波形Ｓ１３の大きさとが等しくなる時間ｔ４において比較器ＣＰ１の出力をＬにしてＦＥＴ素子Ｐ１をオフにし、比較器ＣＰ２の出力をＨにしてＦＥＴ素子Ｐ２をオンにすることでＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２が同時にオンすることがなくなり、整流損失を減らせて放熱板を含む２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００８３】（実施形態１１）図１２の回路構成図を用いて実施形態１１を説明する。基本的な回路構成、動作については実施形態７と同様なので省略する。

【００８４】実施形態９で説明したように、ＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時にそれまでオンしていたＦＥＴＱ１をオフにする駆動信号を比較器ＣＰ１から出力し、それまでオフしていたＦＥＴＱ２をオンにする駆動信号を比較器ＣＰ２から出力する。また、逆の半サイクルも同様にＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる各電流が等しくなった時にそれまでオンしていたＦＥＴＱ２をオフにする駆動信号を比較器ＣＰ２から出力し、それまでオフしていたＦＥＴＱ１をオンにする駆動信号を比較器ＣＰ１から出力すれば、ＦＥＴＱ１、Ｑ２が同時にオンすることがなくなり、整流損失を減らせる。

【００８５】そこで、本実施形態１１では図１２の回路構成においてＦＥＴＱ１、Ｑ２に流れる電流が等しくなるときに、カレントトランスＣＴ１、ＣＴ２で検出した各検出信号をダイオードＤ３、Ｄ４で半波整流した出力電圧、即ち定電圧ダイオードＺＤ１、ＺＤ２の各出力電圧を増幅器ＡＭＰ１、２で各々増幅したＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２の各駆動信号が、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２を十分オンできる電圧になるように、カレントトランスＣＴ１の１次コイルＬ４と２次コイルＬ６との巻線比及び、カレントトランスＣＴ２の１次コイルＬ５と２次コイルＬ７との巻線比を設定する。

【００８６】図１６は、本実施形態１１におけるＦＥＴ素子Ｐ１の駆動信号波形Ｓ１５、ＦＥＴＱ１を流れる電流波形Ｓ１６、定電圧ダイオードＺＤ１のクランプ電圧Ｎ１と、ＦＥＴ素子Ｐ２の駆動信号波形Ｓ１７、ＦＥＴＱ２を流れる電流波形Ｓ１８、定電圧ダイオードＺＤ２のクランプ電圧Ｎ２と、ＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２を十分オンできる電圧Ｋとを示している。ＦＥＴＱ１を流れる電流波形Ｓ１６の大きさとＦＥＴＱ２を流れる電流波形Ｓ１８の大きさとが等しくなる時間ｔ５において、ＦＥＴ素子Ｐ１の駆動信号波形Ｓ１５がＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 534

を十分オンできる電圧Ｋより下がってＦＥＴ素子Ｐ１はオフになり、ＦＥＴ素子Ｐ２の駆動信号波形Ｓ１７がＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２を十分オンできる電圧Ｋを超えてＦＥＴ素子Ｐ２はオンになることでＦＥＴ素子Ｐ１、Ｐ２が同時にオンすることがなくなり、整流損失を減らせて放熱板を含む２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００８７】なお、前記波形Ｓ１５、Ｓ１７は定電圧電圧ダイオードＺＤ１、ＺＤ２のクランプ電圧Ｎ１、Ｎ２にクランプされる。

【００８８】（実施形態１２）図１に示す回路構成図のように、１つの同期整流用ＦＥＴＱ１を用いて半波整流を行う場合、ＦＥＴＱ１での整流損失を小さくするためにはＦＥＴＱ１に電流が流れる整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴＱ１のＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする必要がある。

【００８９】図１の電流検出部Ｈ１と駆動信号生成部Ｅ１とを、図１３の電流検出部Ｈ９と駆動信号生成部Ｅ７に各々置き換えて、駆動信号生成部Ｅ７の比較器ＣＰ１の反転入力端子に接続している基準電圧源Ｅ１の基準電圧を０Ｖ付近にすることで、比較器ＣＰ１は前記整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする駆動信号を出力して、ＦＥＴＱ１での整流損失を減らせて放熱板を含む２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００９０】上記以外の回路構成、動作については、実施形態１及び８で説明しているので省略する。

【００９１】（実施形態１３）図１に示す回路構成図のように、１つの同期整流用ＦＥＴＱ１を用いて半波整流を行う場合、ＦＥＴＱ１での整流損失を小さくするためにはＦＥＴＱ１に電流が流れる整流サイクル中にできるだけ長い間ＦＥＴＱ１のＦＥＴ素子Ｐ１をオンにする必要がある。

【００９２】図１の電流検出部Ｈ１と駆動信号生成部Ｅ１とを、図１２の電流検出部Ｈ７と駆動信号生成部Ｅ５に各々置き換えて、電流検出部Ｈ７のカレントトランスＣＴ１の１次コイルＬ４と２次コイルＬ５の巻数比を大きくすることで、カレントトランスＣＴ１の１次コイルＬ４に流れる電流が小さい時でも２次コイルＬ５の誘起電圧が大きくなり、ＦＥＴＱ１のＦＥＴ素子Ｐ１をオンできる駆動信号が増幅器ＡＭＰ１から出力される。したがって、整流素子Ｐ１は前記整流サイクル中にできるだけ長い間オンになり、ＦＥＴＱ１での整流損失を減らせて放熱板を含む２次側回路Ｇ２を小型化できる。

【００９３】上記以外の回路構成、動作については、実施形態１及び７で説明しているので省略する。

【００９４】

【発明の効果】請求項１の発明は、直流電源を供給する電源部と、前記直流電源を高周波電源に変換するインバータ部と、前記インバータ部から高周波電力を供給される１次コイルと１次コイルから受電した電力を出力する２次コイルとが分離可能なトランスの前記１次コイルと で構成される１次側回路と、前記２次コイルと、前記２次コイルに並列に接続される負荷整合用コンデンサ及び前記２次コイルの出力電圧を整流する整流部とで構成される２次側回路とを有する非接触電力伝送装置において、スイッチング素子及び前記スイッチング素子に並列に逆接続されたダイオードとからなる同期整流要素を前記２次コイルに直列に接続して構成された前記整流部と、前記同期整流要素に流れる電流を検出する電流検知部と、前記電流検知部の検出信号に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成する駆動信号生成部とからなることを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【００９５】請求項２の発明は、請求項１の発明において、前記トランスの２次コイルはセンタータップを備え、前記整流部は、前記トランスの２次コイルのセンタータップではない両出力端に直列に且つ互いに逆方向に接続する第１及び第２の前記同期整流要素の前記トランスの２次コイルに接続していない各他端同士を接続して全波整流部を構成することを特徴とし、全波整流することで半波整流よりも損失が少なく効率の良い整流を行えるという効果がある。

【００９６】請求項３の発明は、請求項２の発明において、一つの前記電流検知部の検出信号より前記第１の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成し、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号は前記第１の同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号の反転信号とすることを特徴とし、駆動信号生成部の簡素化を図ることができ、低コスト化、小型化ができるという効果がある。

【００９７】請求項４の発明は、請求項１乃至３のいづれかの発明において、前記電流検知部は、前記同期整流要素に直列に接続した電流検出用抵抗からなり、前記電流検出用抵抗の両端に発生する電圧に基づいて前記駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、簡単な回路構成で電流検知部を構成できるという効果がある。

【００９８】請求項５の発明は、請求項４の発明において、前記電流検出用抵抗の抵抗値は、前記電流検出用抵抗に流れる電流に対して発生する前記電流検出用抵抗の両端の電圧が前記駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子を駆動できる電圧にまで増幅できる最小の電圧になる抵抗値であることを特徴とし、電流検知部での損失を減らすことができるという効果がある。

【００９９】請求項６の発明は、請求項１乃至３いづれかの発明において、前記電流検知部は、前記同期整流要素に直列に接続した１次コイル及び２次コイルとからなるカレントトランスと、前記カレントトランスの２次コイルの両端に並列に接続した抵抗と、前記抵抗の両端間

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 535

の電圧を整流するために前記カレントトランスの２次コイルに直列に接続した整流ダイオードとから構成され、前記整流ダイオードから出力される前記電流検知部の出力に基づいて駆動信号生成部にて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らすことができるという効果がある。

【０１００】請求項７の発明は、請求項１乃至６いづれかの発明において、前記駆動信号生成部は、前記電流検知部の出力と基準電圧とを比較し、前記比較結果に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【０１０１】請求項８の発明は、請求項２乃至７いづれかの発明において、前記同期整流要素を複数有する非接触電力伝送装置において、先に導通し整流を終了しつつある前記第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき前記第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻に、前記第１の同期整流要素のスイッチング素子をオフにする駆動信号を出力する第１の駆動信号生成部と、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子をオンにする駆動信号を出力する第２の駆動信号生成部とを有することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【０１０２】請求項９の発明は、請求項８記載の発明において、前記第１及び第２の駆動信号生成部は、先に導通し整流を終了しつつある第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻における前記電流検知部の出力電圧と同じ電圧である基準電圧と、前記電流検知部の検出信号とを比較し、前記比較結果に基づいて前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号を生成することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【０１０３】請求項１０の発明は、請求項８記載の発明において、前記第２の駆動信号生成部は、先に導通し整流を終了しつつある第１の同期整流要素を流れる電流値と、次の整流のために導通を行うべき第２の同期整流要素のダイオードに流れ始める電流値とが相等しくなる時刻に、前記第２の同期整流要素のスイッチング素子をオンにできる電圧にまで増幅した駆動信号を出力することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【０１０４】請求項１１の発明は、請求項７記載の発明において、前記整流部は前記同期整流要素を前記トランスの２次コイルに直列に１つ接続した半波整流部を構成し、前記駆動信号生成部は前記電流検知回路の検出信号と基準電圧とを比較して前記比較出力を前記同期整流要素のスイッチング素子の駆動信号とする比較器からなり、前記基準電圧は、前記同期整流要素のスイッチング素子に前記スイッチング素子に並列に逆接続されたダイオードの順電流方向と同じ方向の電流が最大時間流れ且つ前期同期整流要素のスイッチング素子に前記ダイオードの順電流と逆方向の電流が流れない電圧であることを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【０１０５】請求項１２の発明は、請求項１、４、５、６いづれか記載の発明において、前記整流部は前記同期整流要素を前記トランスの２次コイルに直列に１つ接続した半波整流部を構成し、前記駆動信号生成部は前記同期整流要素のダイオードに順電流が流れ始める時刻に、前記同期整流要素のスイッチング素子をオンにできる電圧にまで増幅した駆動信号を出力する駆動信号生成部を有することを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【０１０６】請求項１３の発明は、請求項１乃至１２いづれか記載の発明において、前記インバータ部は、スイッチング素子を有するハーフブリッジのインバータからなり、前記スイッチング素子はゼロボルトスイッチングを行うことを特徴とし、２次側回路の整流損失を減らして、整流部の放熱板のサイズを小さくでき、回路全体の効率を上げることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施形態１、１２、１３の回路構成を示す図である。

【図２】本発明の実施形態１のＦＥＴに流れる電流波形を示す図である。

【図３】本発明の実施形態２の回路構成を示す図である。

【図４】本発明の実施形態２の回路動作を示す図である。

【図５】本発明の実施形態２のＦＥＴ素子のスイッチング動作を示す図である。

【図６】本発明の実施形態２の回路構成を示す図である。

【図７】本発明の実施形態３の回路構成を示す図である。

【図８】本発明の実施形態３の回路構成を示す図である。

【図９】本発明の実施形態４の回路構成を示す図である。

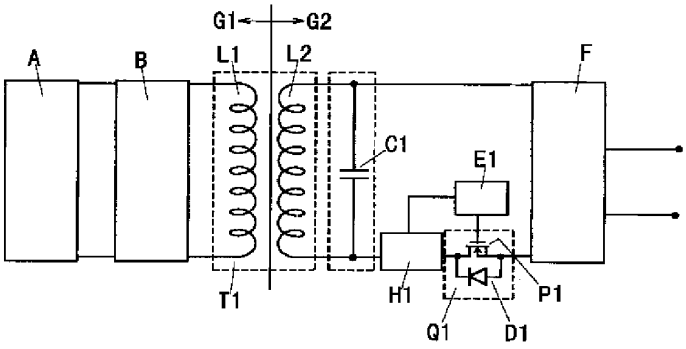
【図１０】本発明の実施形態５の回路構成を示す図であ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 536

る。
【図１１】本発明の実施形態６の回路構成を示す図である。
【図１２】本発明の実施形態７、１１の回路構成を示す図である。
【図１３】本発明の実施形態８、９、１０の回路構成を示す図である。
【図１４】本発明の実施形態８のスイッチング動作を示す図である。
【図１５】本発明の実施形態１０のスイッチング動作を示す図である。
【図１６】本発明の実施形態１１のスイッチング動作を示す図である。
【符号の説明】

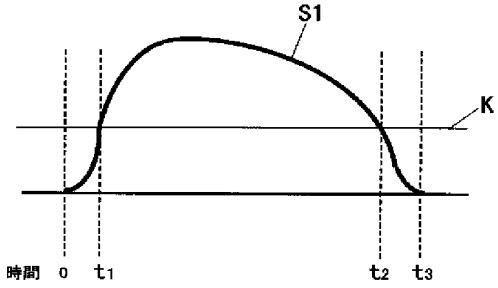
Ａ　電源部
Ｂ　インバータ部
Ｃ１　コンデンサ
Ｄ１　寄生ダイオード
Ｅ１　駆動信号生成部
Ｆ　平滑部
Ｇ１　１次側回路
Ｇ２　２次側回路
Ｈ１　電流検知部
Ｌ１　１次コイル
Ｌ２　２次コイル
Ｐ１　ＦＥＴ素子
Ｑ１　ＦＥＴ
Ｔ１　トランス

【図１】

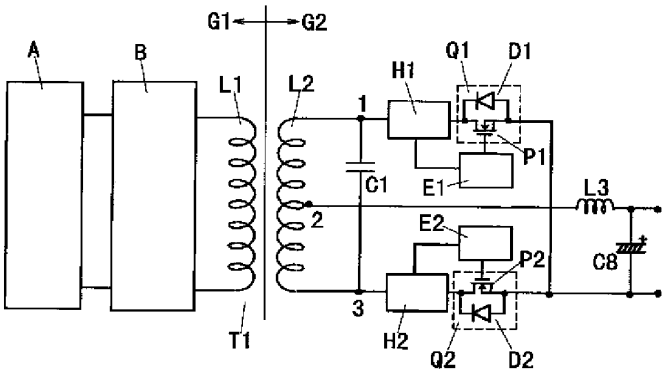


A　電源部
B　インバータ部
C1　コンデンサ
D1　寄生ダイオード
E1　駆動信号生成部
F　平滑部
G1　1次側回路
G2　2次側回路
H1　電流検知部
L1　1次コイル
L2　2次コイル
P1　FET素子
Q1　FET
T1　トランス

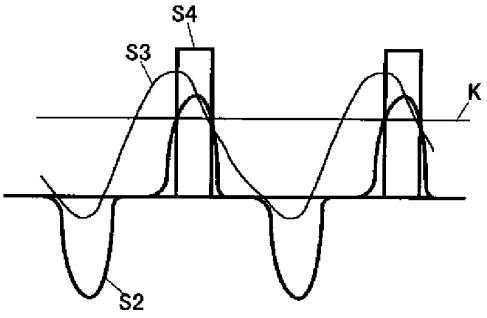
【図２】



【図３】

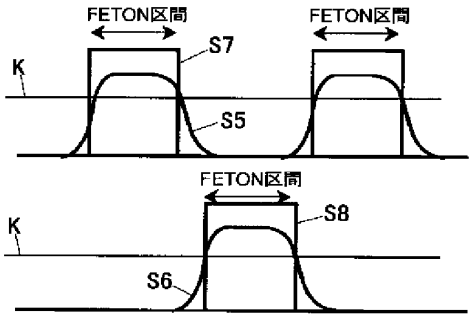


【図４】

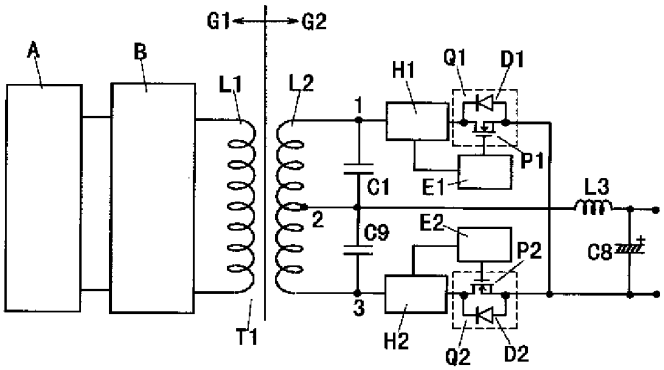


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 537

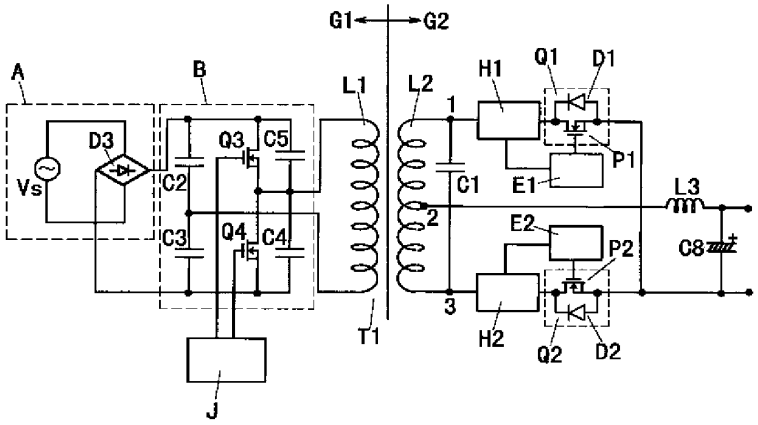
【図５】



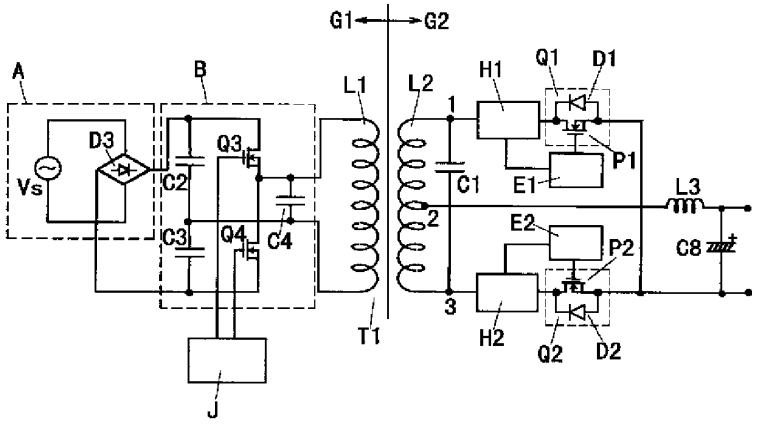
【図６】



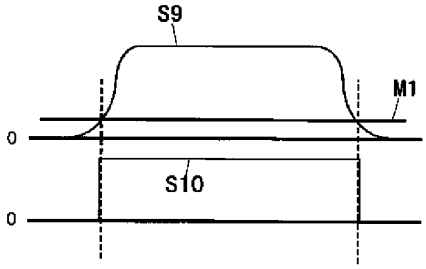
【図７】



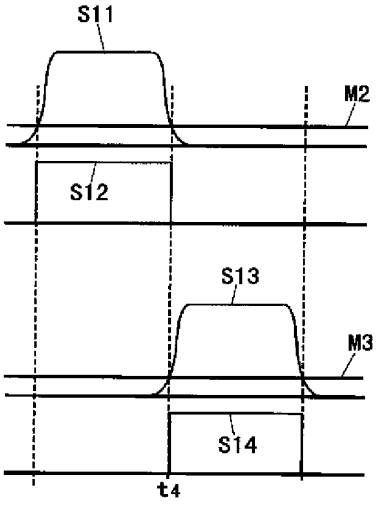
【図８】



【図１４】

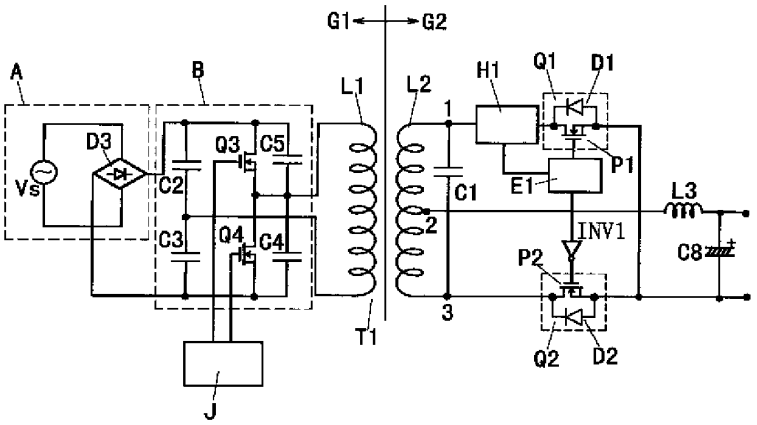


【図１５】

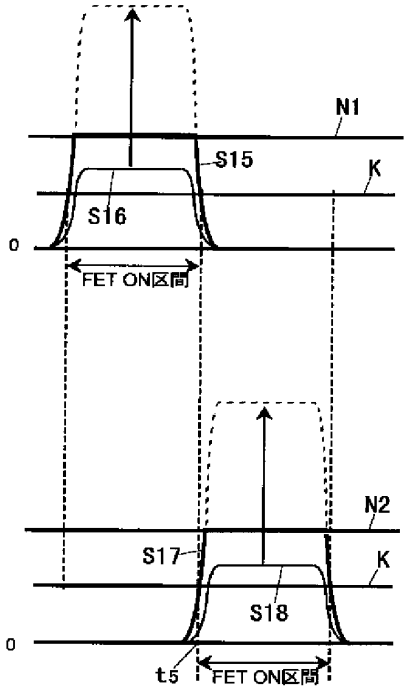


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 538

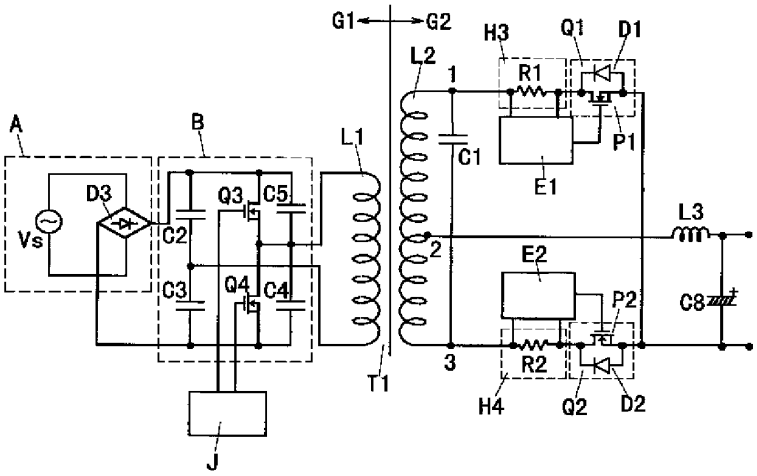
【図９】



【図１６】

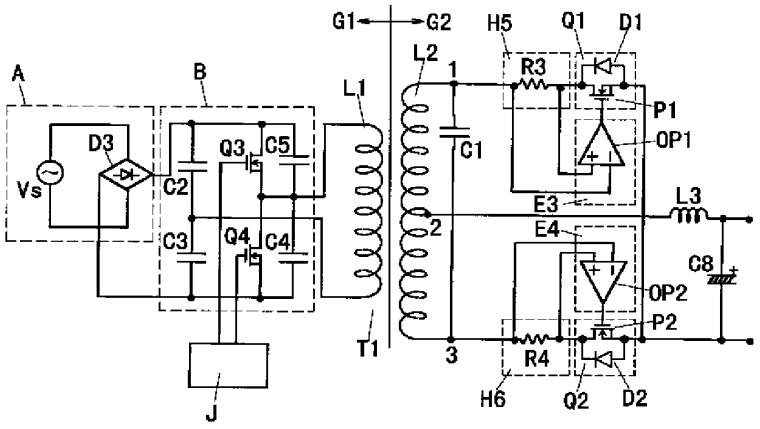


【図１０】

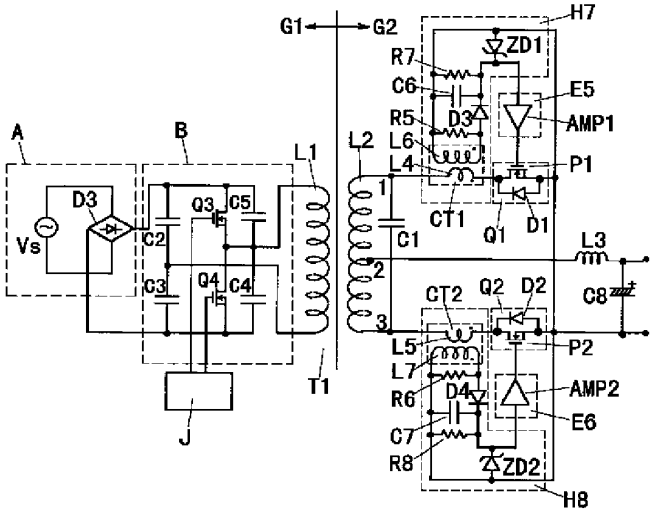


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 539

【図１１】

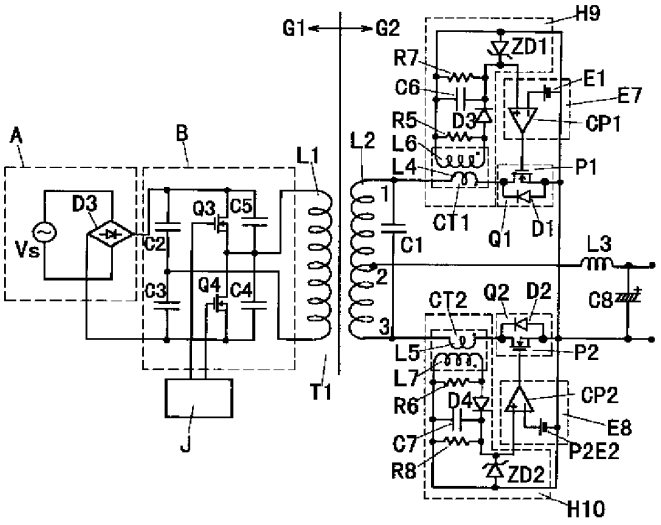


【図１２】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 540

【図１３】



フロントページの続き

Ｆターム(参考)　5H006 CA02 CB01 CB07 CC01 DB03
DC02 HA09
5H730 BB25 BB26 CC01 DD04 DD21
EE02 EE03 EE13 FD31

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 541

Espacenet

Bibliographic data: JP2001359279 (A) — 2001-12-26

BRIDGE-TYPE DC-DC CONVERTER

Inventor(s): TAKAHAMA MASANOBU; NAGAHARA KIYOKAZU ± (TAKAHAMA MASANOBU, ; NAGAHARA KIYOKAZU)

Applicant(s): SONY CORP ± (SONY CORP)

Classification: - international: ***H02M3/28; H02M3/337;*** (IPC1-7): H02M3/28
- cooperative: **H02M3/337**; Y02B70/1433

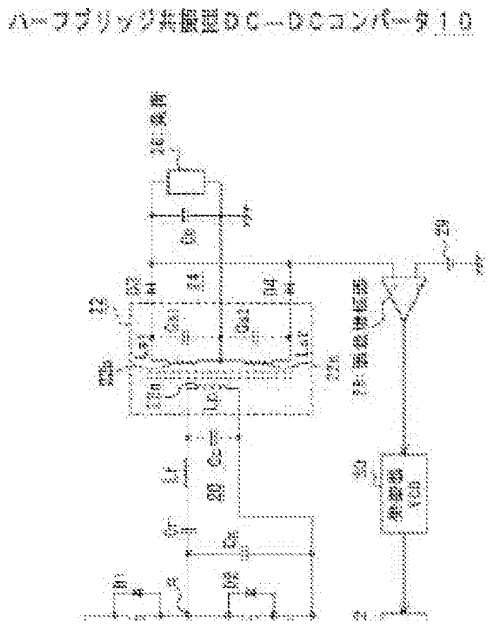
Application number: JP20000175992 20000612

Priority number (s): JP20000175992 20000612

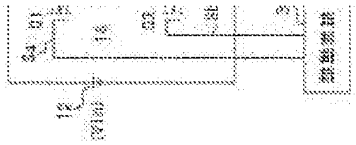
Also published as: EP1164690 (A2) EP1164690 (A3) US2002012257 (A1) US6418038 (B2) TW529229 (B) ID30468 (A) CN1329388 (A) CN1175551 (C) less

Abstract of JP2001359279 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve a power conversion efficiency in a light load state. SOLUTION: This bridge-type DC-DC converter has a switching means 14, composed of transistors Q1 and Q2, a resonance circuit 20 composed of a capacitance element Cr, an inductance element Lr and a primary coil 22a of a converter transformer 22 which functions as an inductance element Lp, a smoothing/ rectifying circuit 24 for a load (CRT) 26 connected to a secondary coil 22b side of the transformer 22, an error amplifier 28 for an output voltage and a variable oscillator 30 which varies the switching frequency according to the error voltage. The output of the variable oscillator is supplied to the switching



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 542



devices and a stabilized output voltage can be obtained from the smoothing/ rectifying circuit. A frequency which is higher than the resonance frequency, determined mainly by the inductance Lp and the inter-winding capacitance Cs of the secondary coil, is selected as the switching frequency in a light load state. The output voltage stabilizing switching frequency in a light-load state is much higher than that in the heavy-load state, so that the excitation current component in the light-load state is reduced significantly, and power conversion efficiency in the light-load state can be improved substantially, in comparison to that of the conventional constitution.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 543

(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2001－359279
（P2001－359279A）
(43)公開日　平成13年12月26日(2001.12.26)

(51)Int.Cl.[7]	識別記号	ＦＩ	ﾃｰﾏｺｰﾄﾞ(参考)
Ｈ０２Ｍ　3/28		Ｈ０２Ｍ　3/28	Ｑ　５Ｈ７３０

審査請求　未請求　請求項の数２　ＯＬ　（全 ９ 頁）

(21)出願番号　特願2000－175992(P2000－175992)

(22)出願日　平成12年６月12日(2000.6.12)

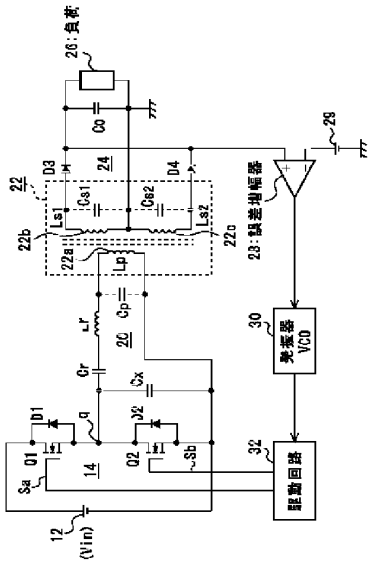
(71)出願人　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番35号
(72)発明者　高濱　昌信
東京都品川区北品川６丁目７番35号　ソニー株式会社内
(72)発明者　永原　清和
東京都品川区西五反田３丁目９番17号　ソニーエンジニアリング株式会社内
(74)代理人　100090376
弁理士　山口　邦夫　（外１名）

最終頁に続く

(54)【発明の名称】　ブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ

(57)【要約】
【課題】軽負荷時の電力変換効率を改善する。
【解決手段】トランジスタＱ１，Ｑ２で構成されたスイッチング手段１４と、容量素子Ｃｒ、インダクタンス素子Ｌｒ、インダクタンス素子Ｌｐとして機能するコンバータ用トランス２２の一次コイル２２ａとで構成された共振回路２０と、二次コイル２２ｂ側に接続された負荷（ＣＲＴ）２６に対する平滑整流回路２４と、出力電圧に対する誤差増幅器２８と、誤差電圧に応じてスイッチング周波数を可変する可変発振器３０とを有する。可変発振器の出力がスイッチング素子に供給されて平滑整流回路より安定化された出力電圧が得られる。軽負荷時におけるスイッチング周波数が、主としてＬｐと二次コイルの巻線間容量Ｃｓとによって決まる共振周波数以上の周波数に選定される。重負荷時の出力電圧安定化用スイッチング周波数に比べて、軽負荷時のそれが非常に高くなり、軽負荷時の励磁電流成分が大幅に減少して軽負荷時の電力変換効率を従来よりも大幅に改善する。

ハーフブリッジ共振型ＤＣ－ＤＣコンバータ１０



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 544

【特許請求の範囲】
【請求項１】　ブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータであって、
一対のスイッチング素子で構成されたスイッチング手段と、
容量素子、インダクタンス素子およびインダクタンス素子として機能するコンバータ用トランスの一次コイルとで構成された共振回路と、
このコンバータ用トランスの二次コイル側に接続された負荷への電圧供給源となる平滑整流回路と、
二次側の出力電圧に対する誤差増幅器と、
その誤差電圧に応じてスイッチング周波数を可変する可変発振器とを有し、
この可変発振器の発振周波数がスイッチング信号として上記一対のスイッチング素子に供給されて、上記平滑整流回路より安定化された出力電圧が得られるようになされると共に、
軽負荷時の出力電圧安定化時におけるスイッチング周波数が、主として上記コンバータ用トランスの一次コイルのインダクタンスと二次コイルの巻線間容量とによって決まる共振周波数以上の周波数に選定されたことを特徴とするブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ。
【請求項２】　上記一次コイルと二次コイルのターン数を変えることで、上記スイッチング周波数を上記共振周波数以上の周波数に設定できるようにしたことを特徴とする請求項１記載のブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】この発明は、陰極線管の高圧発生回路系に適用できるブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータに関する。詳しくは、軽負荷時の出力電圧安定化時におけるスイッチング周波数として、主としてコンバータ用トランスの一次コイルのインダクタンスと二次コイルの巻線間容量とで決まる共振周波数以上の周波数に選定することによって、特に重負荷時から軽負荷時に遷移したときのスイッチング周波数を高くするようにして、一次コイル側に流れる励磁電流成分を低減し、この励磁電流成分の低減により軽負荷時の変換効率を大幅に改善したものである。
【０００２】
【従来の技術】近年になって、陰極線管（以下ＣＲＴという）のアノードに加える高圧電圧（ＨＶ）の高圧発生回路系として、水平走査周波数（水平駆動周波数）とは非同期な周波数をスイッチング周波数として使用する非同期型の高圧発生回路を使用する試みがなされている。
【０００３】水平走査周波数に同期した同期型の高圧発生回路に対して非同期型の高圧発生回路はそのスイッチング周波数が、水平走査周波数よりも遙かに高い周波数を用いる関係で、高圧発生回路を構成する回路素子が小型のものを使用できるため回路全体のコストダウンを図れたり、高圧への変換効率が高いなどのメリットが存在するからである。
【０００４】このような非同期型の高圧発生回路としては、例えばハーフブリッジ型のＤＣ－ＤＣコンバータなどを使用する場合が多い。図６はこのＤＣ－ＤＣコンバータ１０の概念的な構成図を示すもので、直流電源１２には一対のスイッチング素子で構成されたスイッチング手段１４が接続され、このスイッチング手段１４には共振回路２０を構成する容量素子Ｃｒ、インダクタンス素子Ｌｒおよびトランス２２の一次コイル２２ａの直列回路が接続される。
【０００５】トランス２２の二次コイル２２ｂには平滑整流回路２４を介して負荷２６が接続される。負荷２６としては上述したようにＣＲＴ（図示はしない）などが考えられる。ＣＲＴを負荷とするときには、平滑整流回路２４としては多倍圧整流回路が使用され、２０～３０ＫＶ程度の高圧電圧がＣＲＴのアノード端子（図示はしない）に印加される。
【０００６】高圧出力電圧は誤差検出手段２８に供給されて、基準電圧と比較され、その誤差電圧が可変発振器３０に供給されて誤差電圧に応じた発振周波数が出力される。この発振周波数はスイッチング信号としてドライバ３２を介して上述したスイッチング手段１４に供給されるので、スイッチング周波数を負荷に応じて可変することによって出力電圧の安定化が図られる。
【０００７】この構成では共振回路２０の共振を利用してトランス２２の二次側に電磁エネルギーを伝達して所定の高圧出力電圧ＨＶを得るものである。ここで、二次コイル２２ｂ側の巻線間容量Ｃｓは一次コイル２２ａに換算すると、この一次コイル２２ａと並列に存在することになる。一次側に換算したときのこの巻線間容量を図示のようにＣｐで示す。
【０００８】巻線間容量Ｃｓを一次側に換算したときの共振特性とスイッチング周波数との関係を図７を参照して説明する。図６のように巻線間容量Ｃｓを考慮すると、図６の共振回路２０は、Ｃｒ、ＬｒおよびＬｐ（一次コイル２２ａのインダクタンス）による直列共振部と、Ｌｒ、ＬｐおよびＣｐによる並列共振部との複合共振回路構成とみなすことができる。
【０００９】そのため、この直列共振部によって得られる第１のピーク（直列共振点）Ｐｓを持つ共振カーブと、並列共振部によって得られる第２のピーク（並列共振点）Ｐｐを持つ共振カーブとが合成された共振特性となる。そして、負荷２６が軽負荷時のときには出力電圧（高圧出力）が高くなり、重負荷時のときには逆に出力電圧が低くなるから、軽負荷時と重負荷時とでは共振特性が異なる。つまり軽負荷の場合には曲線Ｌａで示すような共振特性となり、重負荷の場合には曲線Ｌｂで示すような共振特性となる。負荷の値に応じて共振カーブは、これら共振カーブＬａ、Ｌｂの間を動きながら出力

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 545

電圧の安定化が図られることになる。

【００１０】図7のように安定化すべき電圧を設定すると、軽負荷時の場合には直列共振点（その周波数をｆｓとする）よりも高く並列共振点（その周波数をｆｐとする）よりも低い周波数領域と、並列共振点よりも高い周波数領域のそれぞれに出力電圧を安定化すべき動作周波数（設定電圧と交差するスイッチング周波数）ｆ２，ｆ４が存在する。重負荷時の場合には、設定電圧と交差する周波数ｆ１，ｆ３が電圧を安定するスイッチング周波数となる。

【００１１】通常、この種ＤＣ－ＤＣコンバータ１０のスイッチング周波数（動作周波数）としては直列共振点Ｐｓである共振周波数ｆｓよりも高い周波数が設定されるため、この場合には周波数領域Ｗａか若しくはＷｂの範囲内にあるように選ばれることになる。例えば周波数領域Ｗａ内に選ばれる。

【００１２】

【発明が解決しようとする課題】ところで、図6に示す共振回路２０の共振用コンデンサＣｒや共振用インダクタンスＬｒを流れる電流は、二次側に伝達される電流成分と、一次側のみに流れる電流成分つまり励磁電流成分とが合成されたものである。励磁電流成分は電磁エネルギーの伝達に寄与しない電流成分である。励磁電流成分はスイッチング周波数が低いほどその振幅値が大きくなり、それに伴って電力損失も増大することが知られている。

【００１３】さて、従来のＤＣ－ＤＣコンバータ１０では図7のように直列共振周波数ｆｓより高い周波数領域Ｗａ内をスイッチング周波数の動作領域としている。このときの軽負荷時のスイッチング周波数ｆ２と、重負荷時のスイッチング周波数ｆ１とｆ２の周波数差は僅差である。

【００１４】具体的に例示すると、例えば高圧の出力電圧として３２ＫＶが必要であるときにはこの値が設定電圧となり、そのときのコンバータ用のトランス２２としては二次コイル２２ｂのターン数が５００Ｔに選んだとき、一次コイル２２ａのターン数は３０Ｔである。このときには、

ｆｐ＝５０ｋＨｚ

ｆ１＝６０ｋＨｚ

ｆ２＝６５ｋＨｚ

となる。したがって、軽負荷時のとき設定電圧に安定化するためのスイッチング周波数は６５ｋＨｚであるから、重負荷時のスイッチング周波数６０ｋＨｚとは大差ない。そのときの励磁電流波形を図８に示す。同図Ａは重負荷時の励磁電流波形であり、同図Ｂは軽負荷時の励磁電流波形である。

【００１５】もちろん、並列共振周波数ｆｐより高い周波数領域Ｗｂにスイッチング周波数がくるように設計した場合でも、重負荷時と軽負荷時のスイッチング周波数差は余り大きくはならない。

【００１６】このように重負荷時に対して軽負荷時のスイッチング周波数があまり高くならないので、励磁電流成分が大きなまま駆動されることになり、ＤＣ－ＤＣコンバータ１０の電力変換効率を改善できないという問題があった。この問題は、ハーフブリッジ型のみならず、フルブリッジ型のＤＣ－ＤＣコンバータでも同じことが言える。

【００１７】そこで、この発明はこのような従来の課題を解決したものであって、特に軽負荷時における電圧安定化のためのスイッチング周波数を従来よりも遙かに高くできるようにして、電力変換効率を大幅に改善したブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータを提案するものである。

【００１８】

【課題を解決するための手段】上述の課題を解決するため、請求項１に記載したこの発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータでは、一対のスイッチング素子で構成されたスイッチング手段と、容量素子、インダクタンス素子およびインダクタンス素子として機能するコンバータ用トランスの一次コイルとで構成された共振回路と、このコンバータ用トランスの二次コイル側に接続された負荷への電圧供給源となる平滑整流回路と、二次側の出力電圧に対する誤差増幅器と、その誤差電圧に応じてスイッチング周波数を可変する可変発振器とを有し、この可変発振器の発振周波数がスイッチング信号として上記一対のスイッチング素子に供給されて、上記平滑整流回路より安定化された出力電圧が得られるようになされると共に、軽負荷時の出力電圧安定化時におけるスイッチング周波数が、主として上記コンバータ用トランスの一次コイルのインダクタンスと二次コイルの巻線間容量とによって決まる共振周波数以上の周波数に選定されたことを特徴とする。

【００１９】この発明では、軽負荷時における出力電圧安定化のためのスイッチング周波数として、主としてコンバータ用トランスの一次コイルのインダクタンスと二次コイルの巻線間容量とによって決まる共振周波数以上の周波数に選定する。

【００２０】このように軽負荷時の共振特性を設定することで、並列共振周波数よりも高い周波数領域に、出力電圧安定化用の動作周波数（スイッチング周波数）ｆ２を設定できる。これに伴って重負荷時の出力電圧安定化用のスイッチング周波数ｆ１も、周波数領域の高い方向にシフトするが、軽負荷時ほどではない。

【００２１】その結果、重負荷時の出力電圧安定化用スイッチング周波数ｆ１に比べて、軽負荷時の出力電圧安定化用スイッチング周波数ｆ２が非常に高くなる。実験したところによると、重負荷時のほぼ２倍のスイッチング周波数を軽負荷時の出力電圧安定化用スイッチング周波数とすることができる。そのため、軽負荷時の励磁電流成分（振幅値）が大幅に減少して電力変換効率が大幅

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 546

に改善する。

【００２２】

【発明の実施の形態】続いて、この発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータの実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

【００２３】図１はこの発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ１０を、ＣＲＴの高圧発生回路に適用した場合である。ブリッジ形式としては従来例と同様にハーフブリッジ型を例示する。

【００２４】図１に示すハーフブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ１０はＣＲＴ（図示はしない）のアノード電圧ＨＶを得るための高圧発生回路として機能し、コンバート用トランス２２の一次側にはスイッチング手段１４が設けられる。

【００２５】スイッチング手段１４は直列接続された一対のスイッチング素子、この例では同じ導電形式のＭＯＳ型トランジスタＱ１，Ｑ２を有し、夫々のゲートには後述するドライバ３２より交互に反転するスイッチング信号Ｓａ，Ｓｂが供給される（図２Ａ，Ｂにそのときのゲート・ソース間電圧を示す）。

【００２６】直流電源１２からの駆動電圧はこれら一対のトランジスタＱ１，Ｑ２に印加される。一対のトランジスタＱ１，Ｑ２のドレイン・ソース間には共振電流の転流用ダイオードＤ１，Ｄ２が接続され、そしてこれら一対のトランジスタＱ１，Ｑ２の接続中点ｑにはコンバート用トランス２２の一次コイル２２ａが共振回路素子を介して接続される。

【００２７】つまり、接続中点ｑと一次コイル２２ａとの間には共振回路２０を構成する共振用コンデンサ（容量素子）Ｃｒと共振用インダクタンス素子Ｌｒとの直列回路が接続され、これら素子Ｃｒ，Ｌｒと一次コイル２２ａのインダクタンスＬｐとによって直列共振回路が構成される。スイッチングトランジスタＱ２の両端に接続されたコンデンサＣｘは充放電用のコンデンサであって、スイッチングトランジスタＱ１，Ｑ２のターンオン時あるいはターンオフ時の部分共振用として使用される。

【００２８】コンバート用トランス２２の２次側には直列接続された一対の二次コイル２２ｂ，２２ｃが巻回され、夫々には平滑整流回路２４を構成する一対の両波整流用のダイオードＤ３，Ｄ４と平滑用のコンデンサＣｏが接続される。平滑整流回路２４の出力電圧は、この例ではＣＲＴのアノード端子に印加される。アノード電圧は周知のように高圧電圧（２０ＫＶ～３２ＫＶ）である。従って、実際の平滑整流回路２４はこのような高圧出力電圧ＨＶが得られるようにするため、多倍圧整流回路が使用され、昇圧された高圧の出力電圧ＨＶが出力されるように構成されている。

【００２９】高圧出力電圧ＨＶは直接若しくは一対の分圧用抵抗を介してオペアンプ構成の誤差増幅器２８に供給されて基準電圧２９と比較される。比較電圧である誤差電圧は可変発振器３０の周波数制御電圧として供給され、入力した誤差電圧に応じて発振信号の周波数制御が行われる。この例では発振周波数は１００ＫＨｚから２６０ＫＨｚの範囲内で可変できるように構成されている。発振信号はドライバ３２に供給され、一対のスイッチング用トランジスタＱ１，Ｑ２をスイッチングするに適した交互に反転する一対のスイッチング信号Ｓａ，Ｓｂとなされて、これらスイッチング用トランジスタＱ１，Ｑ２のゲートに加えられる。

【００３０】図２は図１の動作を説明するための波形図であって、デューディ約５０％の一対のスイッチング信号Ｓａ、Ｓｂによって一対のトランジスタＱ１，Ｑ２がオン／オフを繰り返す。スイッチング信号Ｓａ、Ｓｂによって第１のスイッチングトランジスタＱ１のドレイン・ソース間電圧は図２Ｃのようになり、これに伴ってこれらスイッチングトランジスタＱ１，Ｑ２には図２ＤおよびＥに示す電流Ｉｄが交互に流れるから、結局共振用インダクタンスＬｒには図２Ｆに示す共振電流Ｉｉ（実線図示）が流れる。

【００３１】この共振電流によってコンバート用トランス２２の二次側には電磁エネルギーが伝達されて、スイッチングトランジスタＱ１がオンのときダイオードＤ３には図２Ｇに示す電流Ｉａが流れ、他方のスイッチングトランジスタＱ２がオンのときにはダイオードＤ４には図２Ｈに示す電流Ｉｂ（＝Ｉａ）が流れる。これら電流Ｉａ，Ｉｂが平滑整流されて平滑整流回路２４からは所定の直流化された出力電圧ＨＶが得られる。

【００３２】図２Ｆに示す共振電流Ｉｉは、破線で示す励磁電流成分と実線で示す共振電流成分とが合成されたものであって、斜線の部分が二次側に伝送される成分を示している。後述するように励磁電流成分が少ない程、二次側への伝送効率が高くなり、電力変換効率が改善される。

【００３３】ここで、負荷が重くなる重負荷時にアノード電流が増加するから高圧出力電圧ＨＶが低下するので、発振周波数が低くなるようにフィードバック制御され、これによって一対のスイッチングトランジスタＱ１，Ｑ２に加わるスイッチング周波数が低くなり、より多くの電磁エネルギーをコンバート用トランス２２の２次側に伝達する。このエネルギー伝達によって高圧出力電圧ＨＶが上昇して重負荷時でも高圧出力電圧ＨＶが安定化する。

【００３４】これに対して負荷が軽くなる軽負荷モードでは上述とは逆の現象となる。つまり、軽負荷時にはアノード電流が減少して高圧出力電圧ＨＶが上昇する。高圧出力電圧ＨＶが上昇すると、誤差電圧が高くなって発振周波数が高くなるように制御される。つまり、スイッチング周波数が高くなる。スイッチング周波数が高まるとコンバート用トランス２２の２次側に伝達される電磁

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 547

エネルギーが減少するため、高圧出力電圧ＨＶが下がり、これによって高圧出力電圧ＨＶの安定化が図れる。

【００３５】このような基本的な電圧安定化動作をなすハーフブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ１０において、コンバート用トランス２２を高圧変換用のトランスとして使用した場合には、二次コイル２２ｂ、２２ｃの巻線数が大きくなるため、これら二次コイル２２ｂ、２２ｃには巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２が寄生的に存在する。

【００３６】これら寄生容量である巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２は一次側に換算すると、これらが一次コイル２２ａと並列に接続されたものと等価になることが知られている。この換算等価容量をＣｐ（図１に破線図示）とすると、これがインダクタンスＬｐに対し並列接続されるために、共振回路２０の共振特性はコンデンサＣｒ、インダクタンス素子Ｌｒ，Ｌｐによる直列共振部の直列共振特性と、主としてインダクタンス素子Ｌｒ，Ｌｐと等価容量Ｃｐによる並列共振部の並列共振特性とが合成された共振特性となる。

【００３７】そのため、図３に示すようにスイッチング周波数ｆｓｗと平滑整流回路２４の出力電圧とで表される共振特性にあっては、第１の共振点Ｐｓからなる直列共振カーブと、第２の共振点Ｐｐからなる並列共振カーブが合成された特性となる。図３において、曲線Ｌｃは軽負荷時における共振特性（双峰特性）を示し、曲線Ｌｄは重負荷時の共振特性（双峰特性）を示す。

【００３８】ところで、安定化したい出力電圧ＨＶを図３に示す設定電圧とすれば、この設定電圧と共振カーブＬｃ，Ｌｄが交差するところのスイッチング周波数ｆｓｗ（ｆ１およびｆ２）が出力電圧が安定したときの動作周波数となる。負荷が変動すると、この負荷変動に応じて共振曲線はＬｃからＬｄの範囲内で変化するため、出力電圧ＨＶを安定化するためのスイッチング周波数としてはｆ１～ｆ２の間（範囲Ｗ内）で変動することになる。

【００３９】この発明では、軽負荷時における安定化出力電圧を得るスイッチング周波数として、並列共振周波数ｆｐ以上の周波数ｆ２に設定する。具体的には二次コイル２２ｂ，２２ｃの巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２などによって決まる並列共振周波数ｆｐ以上の周波数ｆ２が出力電圧を安定化したときのスイッチング周波数となるように、巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２、換言すれば等価容量Ｃｐの値を選ぶ。等価容量Ｃｐによって並列共振点、つまり並列共振周波数が変化し、その値を大きくすれば並列共振カーブが変わるので、直列共振カーブと並列共振カーブとによってボトム付近のカーブも影響を受ける。

【００４０】そして、等価容量Ｃｐを次第に大きくすると共振特性のボトム付近（周波数ｆａ付近）が上方にシフトして設定電圧ＨＶを越える。このシフトによって共振特性と設定電圧とがクロスする周波数は、ただ１つとなり、これで上述したような並列共振周波数ｆｐ以上の周波数ｆ２を、出力電圧を安定化させるときのスイッチング周波数として設定することができる。

【００４１】等価容量Ｃｐの変化に伴って重負荷時の共振特性も曲線Ｌｄのように変化するから、重負荷時における出力電圧を安定化するためのスイッチング周波数ｆ１も周波数が高い方向にシフトすることになる。

【００４２】ここで、二次コイル２２ｂ、２２ｃの巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２を一次側に換算したときの等価容量Ｃｐは、一次コイル２２ａと二次コイル２２ｂ、２２ｃのターン数の比によって変化する。

【００４３】上述したように高圧の出力電圧ＨＶとして３２ｋＶを設定し、これを設定電圧とすると共に、スイッチング周波数として１００ｋＨｚ～２６０ｋＨｚを可変範囲に設定したときの具体的な数値を説明する。二次コイル２２ｂ、２２ｃのトータルターン数を５００Ｔとした場合で、一次コイル２２ａのターン数を３０Ｔとしたときには、図７曲線Ｌａ、Ｌｂのような共振特性となることは既に説明した。

【００４４】これに対して、一次コイル２２ａのターン数を半分の１／２にしたときの共振特性の一例を図４に示す。一次コイル２２ａのターン数を従来の１／２にすることは、取りも直さず等価容量Ｃｐをほぼ２倍にすることであるから、この場合には軽負荷時の共振特性は曲線Ｌｃのように変わり、重負荷時の共振特性も曲線Ｌｄのように変化する。したがって直列共振点Ｐｓ（共振周波数ｆｓ）や、並列共振点Ｐｐ（共振周波数ｆｐ）も高周波数領域側にシフトする。実験によると、共振周波数等の具体的な数値は図４にも記したように、

ｆｓ＝６５ｋＨｚ
ｆａ＝１１０ｋＨｚ
ｆ１＝１５５ｋＨｚ
ｆｐ＝１９０ｋＨｚ
ｆ２＝２５０ｋＨｚ

となった。

【００４５】図４からも明らかなように設定電圧ＨＶと交差する重負荷時における共振曲線Ｌｄのスイッチング周波数ｆ１は、１１０ｋＨｚであるのに対し、軽負荷時における共振曲線Ｌｃのスイッチング周波数ｆ２は２５０ｋＨｚとなる。因みに従来では、ｆ１＝６０ｋＨｚ、ｆ２＝６５ｋＨｚである。したがってこの発明によれば軽負荷時における出力電圧ＨＶを安定化するためのスイッチング周波数ｆ２を従来よりも大幅に高くすることができる。

【００４６】一方、一次コイル２２ａを流れる励磁電流成分（振幅値）Ｉｒｐｐは以下のように表せる。

【００４７】

【数１】

$$Irpp = HV / \{2f2 \cdot \sqrt{Lp \cdot Ls1}\}$$

【００４８】ここに、Ｌｓ１は二次コイル２２ｂのインダクタンスである。この（数１）からも明らかなように、励磁電流の振幅値はスイッチング周波数ｆ２に反比例することが判る。

【００４９】したがってスイッチング周波数ｆ２が６５ｋＨｚの場合に対し、スイッチング周波数ｆ２が２５０ｋＨｚのように高い方にシフトすると、励磁電流成分を約１／４に減らすことができる。そのときの励磁電流波形を図８Ｃに示す。その結果、コンバータ用トランス２２の電力変換効率が従来よりも大幅に改善される。実験によると、６～７Ｗ（ワット）程度改善されることが確認された。

【００５０】共振曲線ＬｃやＬｄを決定する素子としては、図１に示す直列共振用コンデンサＣｒ、共振用インダクタンス素子Ｌｒ、Ｌｐ、等価容量のコンデンサＣｐであるから、等価容量Ｃｐのみを変えて図３に示すような共振特性を得ることもできれば、その他の素子の値を変えて図３の共振特性を得ることもできる。

【００５１】なお、コンバート用のトランス２２の一次コイル２２ａと二次コイル２２ｂ、２２ｃの結合を疎結合としてそのときの漏れインダクタンスを、共振用のインダクタンスＬｒとして使用することもできる。

【００５２】図５はこの発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ１０の他の実施の形態を示すもので、この場合も高圧出力電圧を得る高圧発生回路に適用したハーフブリッジ型のＤＣ－ＤＣコンバータであり、負荷はＣＲＴである。

【００５３】上述したように軽負荷時における動作周波数としては、主としてコンバート用トランス２２の一次コイル２２ａのインダクタンスＬｐと、二次コイル２２ｂ、２２ｃの巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２によって決まる共振周波数ｆｐ以上の周波数ｆ２に選定した。この巻線間容量Ｃｓ１，Ｃｓ２のみによっては容量値が不足し、図４曲線Ｌｃに示すような共振特性（ボトム付近の周波数ｆａでの出力電圧が設定電圧以上になる共振特性）が得られないことも考えられる。その場合を考慮したのが図５に示す実施の形態である。

【００５４】この場合には、図５にも示すようにトランス２２の二次コイル２２ｂ、２２ｃのそれぞれに対して補助コンデンサＣｓ３，Ｃｓ４が追加される。こうすると、一次側への換算等価容量Ｃｐの値が大きくなり、図４曲線Ｌｃのようなボトム周波数ｆａ付近の出力電圧レベルが設定電圧ＨＶを越える共振特性を得ることができる。その他の構成は図１の場合と同様であるので、その説明は割愛する。

【００５５】また、平滑整流回路２４は出力電圧の値に応じた構成のものを採用することができる。つまり、半波整流回路や倍圧整流回路などを採用できる。

【００５６】上述した実施の形態では、この発明をハーフブリッジ型のＤＣ－ＤＣコンバータに適用したが、フルブリッジ型のＤＣ－ＤＣコンバータにも適用できる。またこの発明では陰極線管の高圧発生回路系に適用したが、高圧発生回路系のみならず、通常のＤＣ－ＤＣコンバータにもこの発明を適用できるのは容易に理解できる。

【００５７】なお、ハーフブリッジ型などのＤＣ－ＤＣコンバータをＣＲＴの高圧発生回路とする場合には、水平走査周波数とは非同期なスイッチング周波数を用いて高圧出力電圧ＨＶを安定化するために、出力電圧のリップル分（スイッチング周波数成分）が画面上に横筋となって現れることがある。これの対策としては出力電圧の伝送路と直列にリップル抑圧用の抵抗器を挿入することで解決できる。

【００５８】

【発明の効果】以上説明したようにこの発明では、軽負荷時における出力電圧安定化のためのスイッチング周波数として、主としてコンバータ用トランスの一次コイルのインダクタンスと二次コイルの巻線間容量とによって決まる共振周波数以上の周波数に選定したものである。

【００５９】このように軽負荷時の共振特性を設定することで、並列共振周波数よりも高い周波数領域に、出力電圧安定化用の動作周波数（スイッチング周波数）を設定できる。その結果、重負荷時の出力電圧安定化用スイッチング周波数に比べて、軽負荷時の出力電圧安定化用スイッチング周波数が非常に高くなる。これによって、軽負荷時の励磁電流成分（振幅値）を大幅に減少させることができるので、軽負荷時の電力変換効率を従来よりも大幅に改善することができる。

【００６０】したがってこの発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータは、画像の内容によって重負荷から軽負荷までの範囲で負荷が常時変動する陰極線管などの高圧発生回路に適用して極めて好適である。

【図面の簡単な説明】

【図１】この発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータを、陰極線管の高圧発生回路系に適用した場合の実施の形態を示す接続図である。

【図２】その動作説明用波形図である。

【図３】共振特性の特性図である。

【図４】共振周波数と出力電圧との関係を示す図３と同様な特性図である。

【図５】この発明に係るブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータの他の実施の形態を示す図１と同様な接続図である。

【図６】従来のブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータの系統図である。

【図７】そのときの共振特性を示す特性図である。

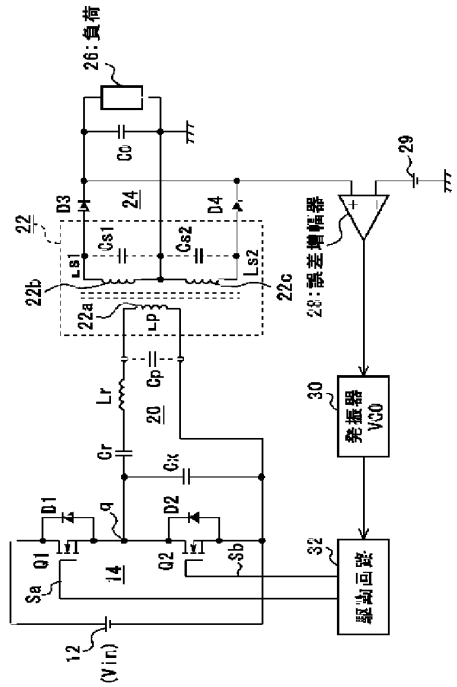
【図８】励磁電流波形を示す図である。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 549

【符号の説明】
１０・・・ハーフブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータ、１４・・・スイッチング手段、２０・・・共振回路、２２・・・コンバータ用トランス、２４・・・平滑整流回路、２６・・・負荷（ＣＲＴ）、２８・・・誤差増幅器、３０・・・可変発振器、３２・・・ドライバ、２２ａ・・・一次コイル、２２ｂ、２２ｃ・・・二次コイル、Ｑ１，Ｑ２・・・スイッチングトランジスタ、Ｃｒ・・・共振用コンデンサ、Ｌｒ・・・共振用インダクタンス

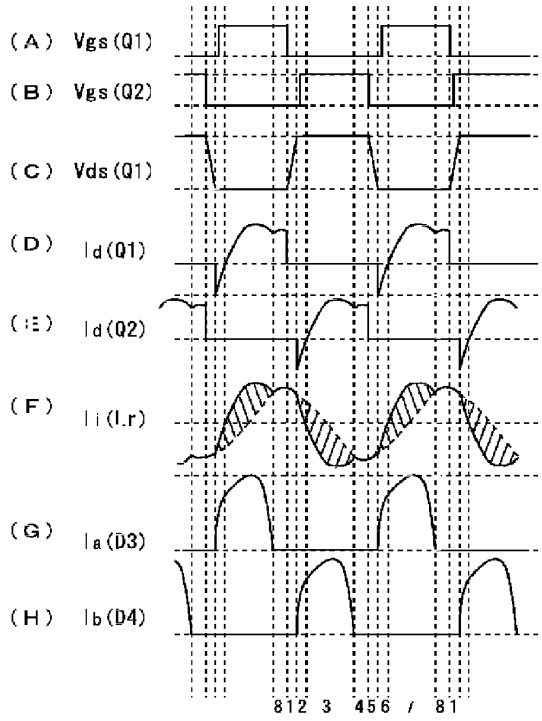
【図1】

ハーフブリッジ共振型ＤＣ—ＤＣコンバータ１０



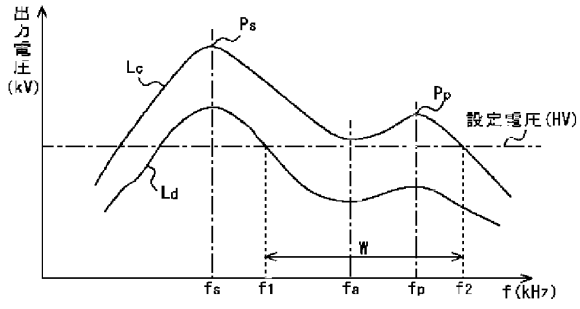
【図2】

各部動作波形



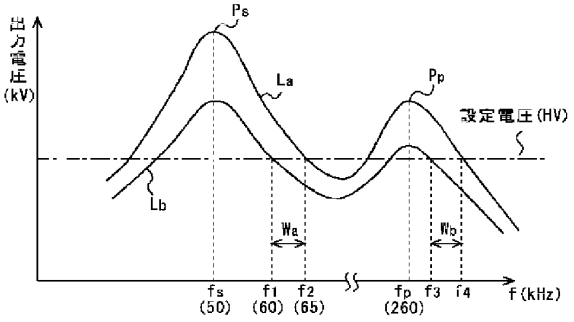
【図3】

共振特性例



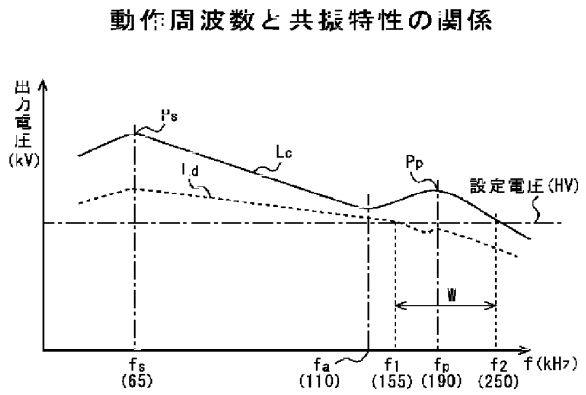
【図7】

共振特性

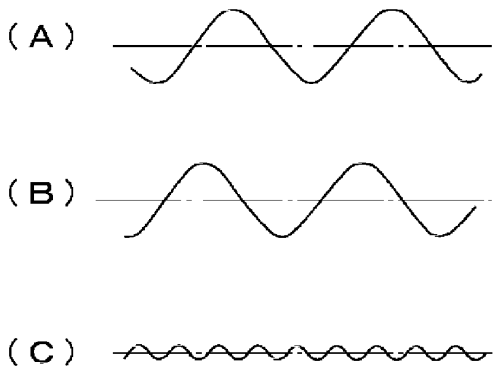


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 550

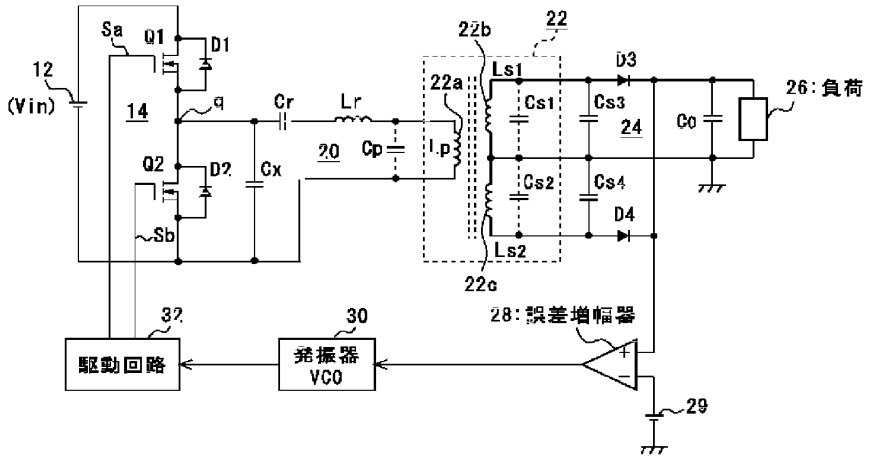
【図4】



【図8】



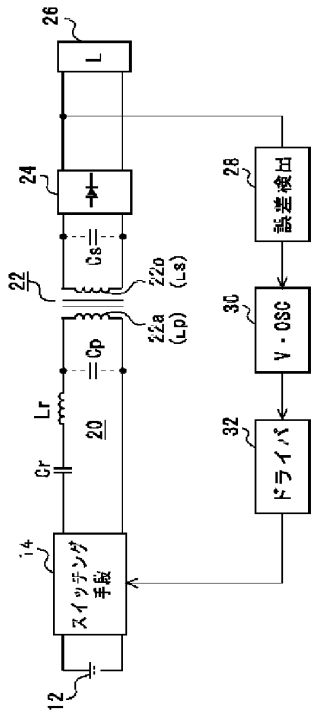
【図5】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 551

【図6】

ハーフブリッジ共振型ＤＣ－ＤＣコンバータ１０



フロントページの続き

Ｆターム(参考)　5H730 AA14 AS01 AS23 BB26 BB57
BB75 BB76 BB78 DD04 DD32
EE03 EE07 FD01 FG07 FG09
FG22

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP2002010535A

Bibliography

DWPI Title

Non-contact electric power transmittance device has controller which performs decimation control, to stabilize high frequency voltage of primary coil

Original Title

NON-CONTACT POWER TRANSMISSION DEVICE

Non-contact power transmission apparatus *(Translation from Thomson Reuters)*

English Title

NON-CONTACT POWER TRANSMISSION DEVICE

Assignee/Applicant

Standardized: **MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD**

Original: MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

DWPI Assignee/Applicant

MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD (MATW-C)

Inventor

ABE HIDEAKI, KAWAMOTO MINORU, MUTO MOTOHARU,

DWPI Inventor

ABE H; KAWAMOTO M; MUTO M

Publication Date (Kind Code)

2002-01-11 (A)

DWPI Accession / Update

2002-355609 / 200239

Application Number / Date

JP2000193404A / 2000-06-27

Priority Number / Date / Country

JP2000193404A / 2000-06-27 / JP

Abstract

DWPI Abstract

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 553

(JP2002010535A_)

Novelty

A non-contact wall socket (1) has a controller which performs a decimation control, to stabilize high frequency voltage (V1) of a primary coil (L1), supplied from an inverter circuit (11).

Use

Non-contact electric power transmittance device.

Advantage

As the output voltage is stabilized to fixed value in the large load range, raise of the output voltage at the time of failure is suppressed, hence size of the rectification unit is reduced and the optimum load adjustment can be performed with improved efficiency.

Drawing Description

The figure shows the circuit block diagram of the non-contact electric power transmittance device. (Drawing includes non-English language text).

1 - Non-contact wall socket.

11 - Inverter circuit.

L1 - Primary coil.

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a non-contact power transmission device capable of stabilizing output terminal voltage to a constant value in a wide load range.

SOLUTION: This non-contact power transmission device consists of a non- contact receptacle 1 including, a power circuit 10 outputting a DC voltage E and an inverter circuit 11 generating a const frequency high-frequency voltage V1 by inputting the DC voltage E and switching a semiconductor switch and a primary coil L1 for power transmission to which is supplied the high-frequency voltage V1 from the inverter circuit 11, a non-contact plug 2 including a secondary coil L2 for receiving power in which a high-frequency voltage V2 is induced by the primary coil L1 for power transmission and a rectifying and smoothing circuit 20 rectifying and smoothing the high frequency voltage V2 induced in the secondary coil L2 for receiving power, and a terminal apparatus 3 connected to the output terminal of the non-contact plug 2 to server as a load, and conducts thinning-out control for thinning out the high-frequency voltage V1 of constant frequency supplied to the primary coil L1 for power transmission from the inverter circuit 11.

COPYRIGHT: (C)2002, JPO&Japio

SUBJECT of the Invention The non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range is provided.

PROBLEM to be solved The power supply circuit 10 and DC voltage E which output DC voltage E are inputted.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 554

The non-contact outlet socket 1 which contains the primary coil L1 for electric power transmission to which the high frequency voltage V1 is supplied from the inverter circuit 11 which generates the high frequency voltage V1 of constant frequency by switching a semiconductor switch, and the inverter circuit 11,
The non-contact plug 2 including the rectification/smoothing circuit 20 which rectifies/smoothes the high frequency voltage V2 induced by the secondary coil L2 for electric power power receiving and the secondary coil L2 for electric power power receiving which are induced in the high frequency voltage V2 from the primary coil L1 for electric power transmission,
It comprises from the terminal device 3 which is connected to the output terminal of the non-contact plug 2, and becomes load,
Thinning|dicimation control which thins|decimates out the high frequency voltage V1 of the constant frequency supplied to the primary coil L1 for electric power transmission from the inverter circuit 11 is performed.
[MAT_IMAGE 000002]
(Translation from Thomson Reuters)

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **H02J 17/00** H01F 38/14 H02J 1/00 H02M 3/28 H02M 3/335
(7)

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	H01F 38/14 H02J 1/00 H02J 17/00 H02M 3/28 H02M 3/335	20060101 20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

Original IPC	Invention	Version	Additional	Version
Advanced/Full	H01F 38/14 H02J 1/00 H02J 17/00 H02M 3/28 H02M 3/335	20060101 20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Core/Main Group	H01F 38/14 H02J 1/00 H02J 17/00 H02M 3/24	20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Subclass	-	-	-	-

JP FI Codes

H01F 23/00 B; H02J 1/00 306 B; H02J 17/00 B; H02M 3/28 H; H02M 3/28 Q; H02M 3/335 E

JP F Terms

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 555

5E060

5G063

5G065: AA00; DA06; DA07; EA06; HA04; JA01; LA01; MA01; MA02; MA03; MA09; MA10; NA01; NA02; NA03; NA09

5H730: AA17; AS01; BB25; BB26; BB57; BB75; CC01; EE03; EE08; EE59; FD01; FF18; FG07

DWPI Class

U24 V02 X12

DWPI Manual Codes

Expand DWPI Manual Codes

DWPI Chemistry Resource Numbers

Expand DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Registry Numbers

Expand DWPI Registry Numbers

Plasdoc Punch Codes

Expand Plasdoc Punch Codes

Plasdoc Key Serial Codes

Expand Plasdoc Key Serial Codes

Enhanced Polymer Indexing

Expand Enhanced Polymer Indexing

Chemical Fragment Codes

Expand Chemical Fragment Codes

Legal Status

INPADOC Legal Status

Gazette Date	Code	Description
2012-06-05	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20130613
2012-05-31	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20120613

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 556

2011-05-31	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20120613
2008-12-04	R350	WRITTEN NOTIFICATION OF REGISTRATION OF TRANSFER JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R350
2008-12-04	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20110613
2008-11-26	S533	WRITTEN REQUEST FOR REGISTRATION OF CHANGE OF NAME JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R313533
2008-06-16	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20110613
2008-06-12	A61 +	FIRST PAYMENT OF ANNUAL FEES (DURING GRANT PROCEDURE) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A61 2008-05-26
2008-05-15	A01 +	WRITTEN DECISION TO GRANT A PATENT OR TO GRANT A REGISTRATION (UTILITY MODEL) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01
2008-05-14	A01 +	WRITTEN DECISION TO GRANT A PATENT OR TO GRANT A REGISTRATION (UTILITY MODEL) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01 2008-05-13
2008-05-07	TRDD +	DECISION OF GRANT OR REJECTION WRITTEN
2008-04-08	A521	WRITTEN AMENDMENT JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523 2008-04-07
2008-02-06	A131 -	NOTIFICATION OF REASONS FOR REFUSAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131 2008-02-05
2008-02-01	A977	REPORT ON RETRIEVAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A971007 2008-02-01
2006-10-18	A621 +	WRITTEN REQUEST FOR APPLICATION EXAMINATION JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A621 2006-10-17

Get Family Legal Status

Family

Family

INPADOC Family (2)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP2002010535A_	2002-01-11	ABE HIDEAKI	MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD	NON-CONTACT POWER TRANSMISSION DEVICE
	JP04135299B2	2008-08-20	-	MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD	-

DWPI Family (2); Countries (1)

Publication	DWPI Update	Publication Date	IPC Code	Language
JP2002010535A	200239	2002-01-11	H02J001700	Japanese
Local Applications: JP2000193404A filed 2000-06-27				
JP04135299B2	200857	2008-08-20	H02J001700	Japanese
Local Applications: JP2000193404A filed 2000-06-27				

Claims

Claims

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 557

All Claims (25)

Claims (English)

1. The non-contact outlet socket comprised from the primary coil for electric power transmission to which the said high frequency voltage is supplied from the power supply circuit which outputs a DC voltage, the inverter circuit which converts the said DC voltage into the high frequency voltage of constant frequency, and the said inverter circuit,
The non-contact plug comprised from the rectification/smoothing circuit which rectifies/smoothes the high frequency voltage induced by the secondary coil for electric power power receiving which comprises the said primary coil for electric power transmission, and a separative|detachable trans|transformer structure, and is induced in high frequency voltage, and the said secondary coil for electric power power receiving,
The non-contact power transmission apparatus comprised from the terminal device which is connected to the output terminal of the said non-contact plug, and becomes load
WHEREIN:
The said non-contact outlet socket,
The control means which performs thinning|dicimation control which thins|decimates out and stabilizes the high frequency voltage to which the output-terminal voltage of the said non-contact plug with respect to the load area|region made into object is supplied from the said inverter circuit by the said primary coil for electric power transmission is provided.
The non-contact power transmission apparatus characterized by the above-mentioned.

2. When the output-terminal voltage of a non-contact plug exceeds a predetermined voltage, the said control means,
Supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission is thinned|decimated out for a fixed time, and if the output-terminal voltage of the non-contact plug has exceeded the said predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [said], it will repeat thinning|decimating out supply of the said high frequency voltage to the primary coil for electric power transmission for a fixed time again,
When the output-terminal voltage of a non-contact plug is less than a predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [each said], the operation|movement which supplies the said high frequency voltage to the primary coil for electric power transmission continuously is continued until the output-terminal voltage of a non-contact plug exceeds a predetermined voltage.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 1 characterized by the above-mentioned.

3. A non-contact plug converts the information showing the electric state inside a non-contact plug into a magnetic signal, and transmits it to a non-contact outlet socket,
The said control means is thinned|decimated out based on the said magnetic signal, and forms the control signal for control,
An inverter circuit is thinned|decimated out with the said control signal, and it controls.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 1 or 2 characterized by the above-mentioned.

4. An inverter circuit is a partial resonance inverter of a half-bridge type|mold.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 3 characterized by the above-mentioned.

5. The secondary coil for electric power power receiving is provided with a center tap, and a rectification/smoothing circuit has the full wave rectification part which connected each other end which have not been connected to the secondary coil for electric power power receiving of the rectifier in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil for electric power power receiving at a reverse direction,
A choke coil is connected to the connection middle point of the said rectifier.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 4 characterized by the above-mentioned.

6. A capacitor|condenser is parallelly connected to the secondary coil for electric power power receiving.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 5 characterized by the above-mentioned.

7. At the time of the maximum load of the load area|region made into object, the electrostatic capacitance value of the said capacitor|condenser is the polarity inversion time of the high frequency voltage supplied to the primary coil for electric power transmission,
It is an electrostatic capacitance value to which the time when the vibration voltage generate|occur|produced at the both ends of the said capacitor|condenser becomes maximum value or a

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 558

minimum value corresponds.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 6 characterized by the above-mentioned.

8. Provide a primary side signal receiver coil in a non-contact outlet socket, and a non-contact plug opposingly arranges at the said primary side signal receiver coil, and the said primary side signal receiver coil and the secondary side signal transmission coil which comprises a separative|detachable trans|transformer structure are provided,
The signal which converted the information showing the electric state inside a non-contact plug into the alternating voltage is inputted into the said secondary side signal transmission coil, and it generate|occur|produces a magnetic flux signal as a magnetic signal,
The said primary side signal receiver coil is induced by the said magnetic flux signal in a voltage,
The said control means carries out the above-mentioned thinning|dicimation control of the inverter circuit with the control signal based on the induced said voltage.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 3 to 7 characterized by the above-mentioned.

9. The partition for magnetic shieldings which consists of magnetic bodies was provided between at least one between the primary coil for electric power transmission, and a primary side signal receiver coil, and between the secondary coil for electric power power receiving, and a secondary side signal transmission coil.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 8 characterized by the above-mentioned.

10. The primary coil for electric power transmission and the secondary coil for electric power power receiving were wound to the core consisting of a magnetic body, and the axial direction of the said core was made to mutually opposingly arrange the said core.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 9 characterized by the above-mentioned.

11. The primary coil for electric power transmission and the secondary coil for electric power power receiving are wound to the core consisting of the magnetic body of the bottomed cylinder type|mold which has an opening part in a direction perpendicular|vertical to the axial direction of the said coil,
The axial direction of the said core is made to mutually opposingly arrange the said core.
The primary side signal receiver coil and the secondary side signal transmission coil have been arrange|positioned to the vicinity of the non-opening part of the said core.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 9 characterized by the above-mentioned.

12. The signal which converted the information showing the electric state inside a non-contact plug into the alternating voltage is inputted into a secondary side signal transmission coil, and it generate|occur|produces the magnetic flux signal which has a phase of an antiphase with the magnetic flux which the primary coil for electric power transmission generates.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 8 to 11 characterized by the above-mentioned.

13. One terminal of a secondary side signal transmission coil is connected to an any one of the terminals of the secondary coil for electric power power receiving.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 12 characterized by the above-mentioned.

14. A non-contact outlet socket provides the coil for a magnetic flux detection which detects the magnetic flux generate|occur|produced between the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in the vicinity of the primary coil for electric power transmission, and the said coil for a magnetic flux detection detects the magnetic flux generate|occur|produced with the primary coil for electric power transmission as a magnetic signal,
Based on the voltage output according to the said magnetic flux to detect from the said coil for a magnetic flux detection, the said control means thins|decimates out and controls an inverter circuit.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 3 to 7 characterized by the above-mentioned.

15. The primary coil for electric power transmission and the secondary coil for electric power power receiving are provided in the core consisting of the magnetic body of the bottomed cylinder type|mold which has an opening part in a direction perpendicular|vertical to the axial direction of the said coil, and the axial direction of the said core is made to mutually opposingly arrange the said core.
The said coil for a magnetic flux detection has been arrange|positioned to the vicinity of the opening part of the core of the said primary coil for electric power transmission.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 14 characterized by the above-mentioned.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 559

16. One non-contact outlet socket adapts several non-contact plugs from which an output voltage differs,
It has the said control means that stores the output voltage of each said non-contact plug in the predetermined voltage range in all areas|domains including the load area|region which each non-contact plug makes object.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 15 characterized by the above-mentioned.

17. Resistance is parallelly connected to the output terminal of a non-contact plug.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 16 characterized by the above-mentioned.

18. When the non-contact plug has not couple|bonded with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said control means restrict|limits the output supplied to the primary coil for electric power transmission from an inverter circuit.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 17 characterized by the above-mentioned.

19. A non-contact outlet socket is provided with the switch function which controls the restriction|limiting of supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission,
If a non-contact plug is provided with the driver which controls the on-off state of the said switch function and a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said control means will enable supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission in operating the said switch function.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 18 characterized by the above-mentioned.

20. The said switch function of a non-contact outlet socket consists of mechanical contacts, the driver with which a non-contact plug is provided consists of magnets, and if a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said mechanical contact will operate|move by the magnetic force of the said magnet,
The said control means enables supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 19 characterized by the above-mentioned.

21. If a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the display of a non-contact plug and a non-contact outlet socket which alert|reports use 可能 to which or one side at least will be performed.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 20 characterized by the above-mentioned.

22. The display part of the load electric power of a terminal device of a non-contact outlet socket and a non-contact plug with which which or one side at least was connected to the output terminal of a non-contact plug, and the output voltage of a non-contact plug which displays which or one side at least was added.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 21 characterized by the above-mentioned.

23. the terminal device connected to the output terminal of a non-contact plug is separative|detachable with respect to the said non-contact plug.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 22 characterized by the above-mentioned.

24. Supply of the electric power from the output terminal of a non-contact plug to a terminal device is supplied by magnetic coupling.
The non-contact power transmission apparatus of Claim 23 characterized by the above-mentioned.

25. Voltage cramp elements are connected between the output terminals of a non-contact plug.
The non-contact power transmission apparatus in any one of the Claims 1 to 24 characterized by the above-mentioned.

(Translation from Thomson Reuters)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 560

Description

DWPI Drawing Description

The figure shows the circuit block diagram of the non-contact electric power transmittance device. (Drawing includes non-English language text).

1 - Non-contact wall socket.

11 - Inverter circuit.

L1 - Primary coil.

Drawing Description

Drawing Description

-

Description

Description

TECHNICAL FIELD of the Invention

This invention relates to a non-contact power transmission apparatus.

PRIOR ART

In recent years, the utilization using an electromagnetic induction of non-contact power transmission is performed briskly.
The example of utilization even if that as which load is identified is most and makes several load object, or these are individual load, in case they change the load current a lot is not found.
In non-contact power transmission, an electrical insulator exists between the primary side which becomes the electric power supply side, and a secondary side with load,
Electric power is transmitted via the trans|transformer which has a structure which can carry out isolation|separation attachment or detachment with the primary side coil by the side of an electric power supply, and the secondary side coil of a load side.
The schematic block diagram of the prior art example 1 of the non-contact power transmission apparatus by the said trans|transformer is shown in FIG. 27.
The high frequency voltage V1 of about 20 kHz or more which is more than the audible area frequency produced|generated in the inverter circuit (it abbreviate|omits in this prior art example) is applied to the both ends of the primary side coil L1 by the side of an electric power supply, and a primary side is comprised,
The secondary side coil L2 of a load side in which a secondary side has the magnetic coupling degree M between the primary side coils L1,
It is comprised from the smooth rectifier circuit 20 which rectifies|straightens the voltage induced by the secondary side coil L2, and the load 3a which is the load connected to the output terminal of the smooth rectifier circuit 20, and the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception which has a structure which can carry out isolation|separation attachment or detachment with the primary side coil L1 and the secondary side coil L2 is comprised.
FIG. 28 shows the structure of the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception.
The primary side which supplies electric power has the primary side coil L1 provided in E-type core A4 which consists of magnetic materials,
The secondary side to which electric power is supplied from a primary side also has the secondary side coil L2 provided in E-type core A4 which consists of magnetic materials similarly,
It mutually faces each other via electrical insulation GAP116.
In such a trans|transformer T1 for electric power transmission and reception that can carry out isolation|separation attachment or detachment, the leakage flux F1 arises and the magnetic coupling degree M of the primary side coil L1 and the secondary side coil L2 falls.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 561

The equivalent circuit which converted the circuit of FIG. 27 into FIG. 29 at the secondary side is shown here.
The leakage inductance L4 is connected to the output of the voltage source E2 which has an induced voltage of the secondary side coil L2 in series, and it connects to the load 3a via the smooth rectifier circuit 20.
If the interlinkage magnetic flux F2 of the secondary side coil L2 decreases among the total magnetic flux which the magnetic coupling degree M falls as mentioned above, and is produced with the primary coil L1, the leakage inductance L4 by the leakage flux F1 will arise.
Moreover, since the voltage V1 applied by the both ends of the primary side coil L1 is driven at high frequency of about 20 kHz or more which is more than an audible area frequency,
When the magnetic coupling degree M transmits electric power to the load 3a via the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception which has the leakage inductance L4 low, the induced voltage of the secondary coil L2, i.e., the voltage of the voltage source E2, falls,
A voltage drop is raise|generated for the inductive reactance by the leakage inductance L4,
The output-terminal voltage V3 falls as a result.
FIG. 30 is the figure which showed the characteristic 117a of the output-terminal voltage V3 with respect to the load current I3 and the characteristic 118a of the load electric power P which are shown in FIG. 29.
The output-terminal voltage V3 falls linearly because of the alternating current impedance by the leakage inductance L4.
Moreover, as for the load electric power P, below with a predetermined voltage, the load current I3 increases the load electric power P as the load current I3 increases,
However,
The load electric power P declines as the load current I3 will increase, if the load current I3 becomes more than a predetermined voltage.
The output-terminal voltage V3 falls, so that the load current I3 increases above a predetermined electric current value, when the apparatus of a different load current which operate|moves in a fixed voltage input in having such a characteristic is provided as the load 3a,
It remove|deviates from the constant-voltage input conditions of the load 7, and it becomes impossible to exhibit original performance.

Moreover, in non-contact charging, in non-contact power transmission, parallel or the power factor improvement connect a capacitor|condenser in series and according to a load adjustment is performed in the secondary coil L2,
The active power which can supplement the influence of the said leakage inductance L4, and can be taken out by a secondary side is made to increase in many cases.
The circuit diagram of FIG. 31 is what connected the capacitor|condenser C2 to the secondary side coil L2 of the said FIG. 27 parallelly,
FIG. 32 shows the equivalent circuit which converted the circuit of FIG. 31 into the secondary side,
The leakage inductance L4 is connected to the output of the voltage source E2 which has an induced voltage of the secondary side coil L2 in series, the capacitor|condenser C2 is parallelly connected to the voltage source E2 via the leakage inductance L4, and the both ends of the capacitor|condenser C2 are connected to the load 3a via the rectification/smoothing circuit 20.
By connecting the said capacitor|condenser C2, an electric power transmission efficiency improves significantly and size reduction is possible.
When charging the load 3a, the output-terminal voltage V3 turns into a battery voltage, and is substantially constant.
However,
For example, the load 3a is not constant-voltage load, to load like resistance, it is as follows,
If the load current I3 increases compared with the case where it does not connect when the capacitor|condenser C2 is connected, as shown in the characteristic 117b of the output-terminal voltage V3 with respect to the load current I3 of FIG. 33, and the characteristic 118b of the load electric power P, the fall of the output-terminal voltage V3 will be seen notably.
Moreover, when the load electric power P is the output-terminal voltage V3 of point K vicinity which is peaked, an optimal load adjustment is performed, and in the area|region where the load current I3 is larger than the load current in this K point, the output-terminal voltage V3 falls quickly.
The output-terminal voltage V3 is falling inversely proportion to the load current I3 also in the area|region where the load current I3 is smaller than the load current in K point.
And in the area|region where the load current I3 is very small, the output-terminal voltage V3 is large suddenly.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 562

As it shows in the non-contact electric power transmission with above characteristics and the characteristics in the characteristic 117c of the output-terminal voltage V3 with respect to the load current I3 of FIG. 34, and the characteristic 118c of the load electric power P.
A method of making constant and stabilizing the output-terminal voltage V3 in all the load area|regions made into object with respect to the load from which the load current I3 differs the output-terminal voltage V3 is desired.
In order to acquire this stable characteristic, the output-terminal voltage V3 of a secondary side is detected so that it may be carried out by voltage control of normal switched-mode power supply,
Difference|error amplification is compared and carried out with a reference voltage,
When the feedback control method which transmits non-contactedly the signal which carried out difference|error amplification to a primary side, and controls the drive voltage amplitude, the frequency, duty, and thinning|dicimation rate of a primary side was examined, it became clear that all produced a problem in a prior art.

PROBLEM to be solved by the Invention

In non-contact transmission, even if it gives that the noise by the leakage flux F1 increases for a while, and a load adjustment compared with normal switched-mode power supply, circuit efficiency falls for a while,
As for the inverter circuit for producing|generating from this the high frequency voltage V1 applied by the primary coil L1, it is optimal to employ|adopt a resonance type inverter.
And it is best to set the electrostatic capacitance of the capacitor|condenser C2 connected to performing the optimal load adjustment in a voltage area|region to stabilize at the time of the maximum load electric current made into object, i.e., a secondary side, to the optimal value for performing a load adjustment.

However, when performing the stabilization which makes the output-terminal voltage V3 regularity ranging from the time of a no load to the time of a full load in the above-mentioned circuit system, there exists a problem.
The capacitor|condenser C2 for a load adjustment linked to a secondary side,
A circuit operation|movement may become unstable if the inverter circuit for producing|generating the high frequency voltage V1 applied by the primary coil L1 has the large change width of a frequency or a duty ratio in a PWM system and a frequency-variable system, since it connects in all the load current area|regions.
In the voltage source E2 which has an induced voltage of the secondary side coil L2 as shown to the secondary side equivalent circuit shown in FIG. 32, this,
Since the series resonance circuit where the leakage inductance L4 and the capacitor|condenser C2 were connected in series is connected, if the frequency and duty ratio of a voltage which the frequency and duty ratio of the high frequency voltage V1 which are applied by the primary coil L1 change a lot, and induce in the secondary side coil L2 change a lot,
The operation|movement of the said series resonance circuit is also considered to be for changing a lot.
Even if this influence is able to be disregarded, when the load current I3 must be changed very a lot (for example, when there exists 100 times as much change width),
Since the frequency and duty ratio of the high frequency voltage V1 which are applied by the primary coil L1 are also very large and it must be made to change, control in a light load and the no load vicinity may get an out of control exceeding the practical limit of a circuit operation|movement especially.

Moreover, when the inverter circuit for producing|generating the high frequency voltage V1 applied by the primary coil L1 performs the conventional thinning|dicimation control,
The conventional thinning|dicimation control is "a control method which stops an inverter when the target voltage which wants to stabilize the detection voltage of an output-terminal voltage is exceeded, while carrying out the continuous drive of the high frequency voltage V1 applied by the primary coil L1 on the fixed frequency",
This method is also a light load and the no load vicinity.
WHEREIN:
While the on-off action which is less also than 1 period of driving frequency is performed frequently, and low-loss soft switching which is a merit of a resonance type inverter is not performed, but it hard-switches and a switching loss increases at target voltage vicinity,
It becomes a strong noise source.

And these control systems were feedback control by which information, such as the output-terminal voltage V3 of a secondary side, controls the drive voltage amplitude, the frequency, duty ratio, and thinning|dicimation rate of an inverter circuit of a primary side via the photocoupler using an optical

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 563

signal in the prior art.
However,
In a non-contact power transmission apparatus, when used by a harsh environment a place with many the circumferences of water, such as a bathroom and the outdoors, and stain|pollution|contamination, in order that the merit may come out, employment|adoption is difficult for a technical means to utilize the optical signal received by a surrounding brightness and the influence of stain|pollution|contamination etc.

This invention is made in view of the said reason,
The objective is to provide the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range.

MEANS to solve the Problem

Invention of Claim 1 is a non-contact outlet socket comprised from the primary coil for electric power transmission to which the said high frequency voltage is supplied from the power supply circuit which outputs a DC voltage, the inverter circuit which converts the said DC voltage into the high frequency voltage of constant frequency, and the said inverter circuit,
The non-contact plug comprised from the rectification/smoothing circuit which rectifies/smoothes the high frequency voltage induced by the secondary coil for electric power power receiving which comprises the said primary coil for electric power transmission, and a separative|detachable trans|transformer structure, and is induced in high frequency voltage, and the said secondary coil for electric power power receiving,
The non-contact power transmission apparatus comprised from the terminal device which is connected to the output terminal of the said non-contact plug, and becomes load
WHEREIN:
The said non-contact outlet socket,
The control means which performs thinning|dicimation control which thins|decimates out and stabilizes the high frequency voltage to which the output-terminal voltage of the said non-contact plug with respect to the load area|region made into object is supplied from the said inverter circuit by the said primary coil for electric power transmission is provided,
It can be characterized by the above-mentioned and the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range can be provided.

In invention of Claim 1, invention of Claim 2 the said control means,
When the output-terminal voltage of a non-contact plug exceeds a predetermined voltage,
Supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission is thinned|decimated out for a fixed time, and if the output-terminal voltage of the non-contact plug has exceeded the said predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [said], it will repeat thinning|decimating out supply of the said high frequency voltage to the primary coil for electric power transmission for a fixed time again,
When the output-terminal voltage of a non-contact plug is less than a predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [each said], the operation|movement which supplies the said high frequency voltage to the primary coil for electric power transmission continuously is continued until the output-terminal voltage of a non-contact plug exceeds a predetermined voltage,
It is characterized by the above-mentioned,
The non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range can be provided.

In invention of Claim 1 or 2, invention of Claim 3 converts the information showing the electric state inside a non-contact plug into a magnetic signal, and transmits a non-contact plug to a non-contact outlet socket,
The said control means is thinned|decimated out based on the said magnetic signal, and forms the control signal for control,
An inverter circuit is thinned|decimated out with the said control signal, and it controls,
It is characterized by the above-mentioned,
Since a magnetic signal is used for the feedback signal for voltage stabilization, the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range can be provided without being received by a surrounding brightness and the influence of stain|pollution|contamination.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 564

In the invention in any one of Claims 1 to 3, the inverter circuit of invention of Claim 4 is a partial resonance inverter of a half-bridge type|mold,
It can be characterized by the above-mentioned and a raise of the output voltage at the time of a failure can be suppressed.

In invention of Claim 4, invention of Claim 5 is provided with the secondary coil for electric power power receiving, and a center tap a rectification/smoothing circuit,
It has the full wave rectification part which connected each other end which have not been connected to the secondary coil for electric power power receiving of the rectifier in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil for electric power power receiving at a reverse direction,
A choke coil is connected to the connection middle point of the said rectifier,
It can be characterized by the above-mentioned and a rectification|straightening part can be reduced in size.

Invention of Claim 6 connects a capacitor|condenser to the secondary coil for electric power power receiving parallelly in the invention in any one of Claims 1 to 5,
It can be characterized by the above-mentioned and the active power which can be transmitted to a secondary side can be made to increase from a primary side by taking a load adjustment.

At the time of the maximum load of the load area|region which makes the electrostatic capacitance value of the said capacitor|condenser object in invention of Claim 6, invention of Claim 7 is the polarity inversion time of the high frequency voltage supplied to the primary coil for electric power transmission,
It is an electrostatic capacitance value to which the time when the vibration voltage generate|occur|produced at the both ends of the said capacitor|condenser becomes maximum value or a minimum value corresponds,
It can be characterized by the above-mentioned, an optimal load adjustment can be performed, and circuit efficiency can be improved.

Invention of Claim 8 provides a primary side signal receiver coil in a non-contact outlet socket in the invention in any one of Claims 3 to 7,
A non-contact plug opposingly arranges at the said primary side signal receiver coil, and the said primary side signal receiver coil and the secondary side signal transmission coil which comprises a separative|detachable trans|transformer structure are provided,
The signal which converted the information showing the electric state inside a non-contact plug into the alternating voltage is inputted into the said secondary side signal transmission coil, and it generate|occur|produces a magnetic flux signal as a magnetic signal,
The said primary side signal receiver coil is induced by the said magnetic flux signal in a voltage,
The said control means carries out [above-mentioned] thinning|dicimation control of the inverter circuit with the control signal based on the induced said voltage,
It is characterized by the above-mentioned,
Since a magnetic flux signal is used for the feedback signal for voltage stabilization, the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range can be provided without being received by a surrounding brightness and the influence of stain|pollution|contamination.

Invention of Claim 9 provided the partition for magnetic shieldings which consists of magnetic bodies between at least one between the primary coil for electric power transmission, and a primary side signal receiver coil, and between the secondary coil for electric power power receiving, and a secondary side signal transmission coil in invention of Claim 8.
It can be characterized by the above-mentioned, the magnetic flux generate|occur|produced by the trans|transformer for electric current 送授 linked to the trans|transformer for signal transmission and reception can be reduced, and the magnetic flux signal for exact voltage stabilization can be transmitted/received.

Invention of Claim 10 wound the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving to the core consisting of a magnetic body, and made the axial direction of the said core mutually opposingly arrange the said core in invention of Claim 9.
It can be characterized by the above-mentioned, the magnetic flux generate|occur|produced by the trans|transformer for electric current 送授 linked to the trans|transformer for signal transmission and reception can be reduced, and the magnetic flux signal for exact voltage stabilization can be transmitted/received.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 565

Invention of Claim 11 winds the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in invention of Claim 9 to the core consisting of the magnetic body of the bottomed cylinder type|mold which has an opening part in a direction perpendicular|vertical to the axial direction of the said coil,
The axial direction of the said core is made to mutually opposingly arrange the said core.
The primary side signal receiver coil and the secondary side signal transmission coil have been arrange|positioned to the vicinity of the non-opening part of the said core.
It can be characterized by the above-mentioned, the magnetic flux generate|occur|produced by the trans|transformer for electric current 送授 linked to the trans|transformer for signal transmission and reception can be reduced, and the magnetic flux signal for exact voltage stabilization can be transmitted/received.

In the invention in any one of Claims 8 to 11, the signal which converted into the alternating voltage the information in which a secondary side signal transmission coil represents the electric state inside a non-contact plug is inputted into invention of Claim 12,
With the magnetic flux which the primary coil for electric power transmission generates, the magnetic flux signal which has a phase of an antiphase is generate|occur|produced,
It can be characterized by the above-mentioned and the bundle|flux signal for exact voltage stabilization can be transmitted/received.

Invention of Claim 13 has connected one terminal of a secondary side signal transmission coil to an any one of the terminals of the secondary coil for electric power power receiving in invention of Claim 12,
It can be characterized by the above-mentioned and the magnetic flux signal for exact voltage stabilization can be transmitted/received.

In the invention in any one of Claims 3 to 7, invention of Claim 14 a non-contact outlet socket,
Providing the coil for a magnetic flux detection which detects the magnetic flux generate|occur|produced between the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in the vicinity of the primary coil for electric power transmission, the said coil for a magnetic flux detection detects the magnetic flux generate|occur|produced with the primary coil for electric power transmission as a magnetic signal,
Based on the voltage output according to the said magnetic flux to detect from the said coil for a magnetic flux detection, the said control means thins|decimates out and controls an inverter circuit,
It can be characterized by the above-mentioned and the magnetic flux signal for exact voltage stabilization can be received.

Invention of Claim 15 provides the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in the core consisting of the magnetic body of the bottomed cylinder type|mold which has an opening part in a direction perpendicular|vertical to the axial direction of the said coil, and makes the axial direction of the said core mutually opposingly arrange the said core in invention of Claim 14.
The said coil for a magnetic flux detection has been arrange|positioned to the vicinity of the opening part of the core of the said primary coil for electric power transmission.
It can be characterized by the above-mentioned and the magnetic flux signal for exact voltage stabilization can be received.

Invention of Claim 16 adapts several non-contact plugs from which an output voltage differs in one non-contact outlet socket in the invention in any one of Claims 1 to 15,
It has the said control means that stores the output voltage of each said non-contact plug in the predetermined voltage range in all areas|domains including the load area|region which each non-contact plug makes object,
It is characterized by the above-mentioned and is economical.

Invention of Claim 17 connects resistance to the output terminal of a non-contact plug parallelly in the invention in any one of Claims 1 to 16,
It can be characterized by the above-mentioned and the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range can be provided.

When the non-contact plug has not couple|bonded invention of Claim 18 with the predetermined position of a non-contact outlet socket in the invention in any one of Claims 1 to 17, the said control means sets it as the characteristic mark to restrict|limit the output supplied to the primary coil for electric power

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 566

transmission from an inverter circuit,
High safety|security and reliability can be provided.

Invention of Claim 19 is provided with the switch function by which a non-contact outlet socket controls the restriction|limiting of supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission in invention of Claim 18,
If a non-contact plug is provided with the driver which controls the on-off state of the said switch function and a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said control means will enable supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission in operating the said switch function,
It can be characterized by the above-mentioned and high safety|security and reliability can be provided.

In invention of Claim 19, as for invention of Claim 20, the said switch function of a non-contact outlet socket consists of mechanical contacts, the driver with which a non-contact plug is provided consists of magnets, and if a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said mechanical contact will operate|move by the magnetic force of the said magnet,
The said control means enables supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission,
It can be characterized by the above-mentioned and high safety|security and reliability can be provided.

In the invention in any one of Claims 1 to 20, invention of Claim 21 will be characterized by performing the display of a non-contact plug and a non-contact outlet socket which alert|reports use 可能 to which or one side at least, if a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket,
The usage approval of a system or an apparatus can be judged.

In the invention in any one of Claims 1 to 21, a non-contact outlet socket and a non-contact plug at least invention of Claim 22 which or one,
The display part of the load electric power of the terminal device connected to the output terminal of a non-contact plug and the output voltage of a non-contact plug which displays which or one side at least was added.
It can be characterized by the above-mentioned and the usage approval of a system or an apparatus can be judged.

The terminal device by which invention of Claim 23 is connected to the output terminal of a non-contact plug in the invention in any one of Claims 1 to 22 is characterized by a separative|detachable thing with respect to the said non-contact plug,
An unspecified terminal device can be used.

As for invention of Claim 24, in invention of Claim 23, supply of the electric power from the output terminal of a non-contact plug to a terminal device is supplied by magnetic coupling,
It can be characterized by the above-mentioned and an unspecified terminal device can be used.

Invention of Claim 25 connects voltage cramp elements between the output terminals of a non-contact plug in the invention in any one of Claims 1 to 24,
It can be characterized by the above-mentioned and high safety|security and reliability can be provided.

EMBODIMENT of the Invention

Hereafter, embodiment of this invention is described based on drawing.

FIG. 1 shows the circuit structure of the non-contact power transmission apparatus which controls by thinning|decimating out using a magnetic signal.
The non-contact power transmission apparatus 5 consists of the non-contact outlet socket 1 which comprises the primary side which becomes the electric power supply side, and the non-contact plug 2 which comprises a secondary side with load,
and
The non-contact outlet socket 1 has the power supply circuit 10 which converts the alternating current input from AC power supply 4 into the direct current|flow which outputs DC voltage E, and a semiconductor switch,
The inverter circuit 11 which converts DC voltage E from the power supply circuit 10 into the high frequency voltage V1 of constant frequency by switching a semiconductor switch, and the primary coil L1 for electric power transmission to which the said high frequency voltage V1 is supplied from the inverter circuit 11,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 567

It is comprised from the switching control circuit 12 which is a control part which outputs the control signal which controls switching of the semiconductor switch of the inverter circuit 11 according to the magnetic signal fed back from the non-contact plug 2,
The secondary coil L2 for electric power power receiving induced in high frequency voltage by linking the non-contact plug 2 with the interlinkage magnetic flux F2 among the leakage fluxes F1 and the interlinkage magnetic flux F2 which were generate|occur|produced with the high frequency voltage applied to the primary coil L1 for electric power transmission,
The output-terminal voltage V3 which are the rectification/smoothing circuit 20 which rectifies/smoothes the high frequency voltage output from the secondary coil L2 for electric power power receiving, and an output voltage of the non-contact plug 2 is detected,
It is comprised from the output-terminal voltage detection circuit 21 which outputs a magnetic signal to the switching control circuit 12 of the non-contact outlet socket 1 according to a detection result,
The output-terminal voltage V3 is output to the terminal device 3 which is load.
The primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving comprise the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception which can carry out isolation|separation attachment or detachment.

In a present Example, the output-terminal voltage detection circuit 21 which detected the output-terminal voltage V3 generates the magnetic signal according to the detection result,
When the output-terminal voltage V3 exceeds a predetermined voltage based on a magnetic signal, the switching control circuit 12 which received the magnetic signal,
Supply of the high frequency voltage V1 of the constant frequency from the inverter circuit 11 to the primary coil L1 for electric power transmission is thinned|decimated out for a fixed time,
If the output-terminal voltage V3 has still exceeded the predetermined voltage after thinning|decimating out for a fixed time, it will repeat thinning|decimating out supply of the high frequency voltage V1 to the primary coil L1 for electric power transmission for a fixed time again,
When the output-terminal voltage V3 is less than a predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [each],
The control signal which performs thinning|dicimation control which continues the operation|movement which supplies the high frequency voltage V1 to the primary coil L1 for electric power transmission is output to the inverter circuit 11 until the output-terminal voltage V3 exceeds a predetermined voltage,
The semiconductor switch of the inverter circuit 11 performs a switch operation according to a control signal,
A fixed voltage is made to stabilize the output-terminal voltage V3.

FIG. 2 shows the concrete circuit structure of a present Example.
In FIG. 2, the power supply circuit 10 is represented by the DC-voltage source 10a which outputs DC voltage E, and abbreviate|omits the output-terminal voltage detection circuit 21 and the switching control circuit 12.
The capacitor|condenser C3 by which the non-contact outlet socket 1 was parallelly connected to the DC -voltage source 10a and the DC-voltage source 10a, the series circuit of C4 and the semiconductor switch Q1, and the series circuit of Q2,
It is comprised from the inverter circuit 11 which consists of the capacitor|condenser C1 connected between the connection middle points of the connection middle point of the capacitor|condenser C1 and the capacitor|condenser C2, the semiconductor switch Q1, and the semiconductor switch Q2, and the primary coil L1 for electric power transmission parallelly connected to the capacitor|condenser C1,
It becomes a partial resonance inverter circuit of a half-bridge type|mold.
The secondary coil L2 for electric power power receiving in which the non-contact plug 2 was provided with the center tap,
On the capacitor|condenser C2 parallelly connected to the secondary coil L2 for electric power power receiving, the diode D3 in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil L2 for electric power power receiving at the reverse direction, D4, the diode D3, and the connection middle point of D4, an end.
It is comprised from the rectification/smoothing circuit 20 which consists of the smoothing capacitor C5 connected between the other end of the connected choke coil L3 and the choke coil L3, and the center tap of the secondary coil L2 for electric power power receiving, and the terminal device 3 is parallelly connected to the smoothing capacitor C5.
The primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving comprise the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception which can carry out isolation|separation attachment or detachment.
A thing provided with the center tap is used for the secondary coil L2 for electric power power receiving,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 568

and since it is rectifying|straightening by the two diodes D3 and D4, size reduction of an apparatus can be achieved.

In FIG. 3, next, the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission in FIG. 2, Each waveform of the electric current I1 which flows through the primary coil L1 for electric power transmission, the both-ends voltage V4a of the semiconductor switch Q1, electric current I4a which flows through the semiconductor switch Q1, the both-ends voltage V4b of the semiconductor switch Q2, and electric current I4b which flows through the semiconductor switch Q2 is shown.
The semiconductor switch Q1 and Q2 repeat on/off alternately,
However,
At this time, one semiconductor switch turned off from one|on,
Then, after both of semiconductor switches pass through a fixed period come by off, it is controlling so that the other semiconductor switch turns ON,
Therefore
The both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission becomes a waveform on trapezoid.
The partial resonance areas 100 are the semiconductor switch Q1 and an area which Q2 turns off,
They are the inductance which looked at the secondary side from the primary coil L1 for electric power transmission, and a period when the voltage vibration by resonance operation|movement with the capacitor|condenser C1 is performed.
Since the parasitic diode D1 and D2 will be parallelly connected to the semiconductor switch Q1 and Q2 as shown in FIG. 2 if MOSFET is used for a semiconductor switch,
If the vibration voltage of the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission becomes large, is voltage E/2, or voltage E / 2 and is clamped,
The both-ends voltage V4a of the semiconductor switch Q1 and the both-ends voltage V4b of the semiconductor switch Q2 become a trapezoid wave clamped by the voltage E or ground level of DC power supply 10a.
Moreover, when MOSFET is used for the semiconductor switch Q1 and Q2, even if it utilizes the parasitic capacitance of MOSFET, a partial resonance operation|movement can be performed.
The semiconductor switch Q1 and Q2 can perform soft switching by this partial resonance, and the loss at the time of turn-on and turn-off can reduce significantly.

FIG. 4 shows the output-terminal voltage V3 when loaded condition performs thinning|dicimation control of a prior art in a no load and the light load vicinity, and the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission.
Thinning|dicimation control of a prior art detects the output-terminal voltage V3,
Only when the detection result exceeds the target voltage 101, the fixed frequency drive of the inverter circuit 11 is stopped,
The output of the high frequency voltage V1 of constant frequency is stopped.
In [as shown in FIG. 4 in such control] a light load and the no load vicinity,
The semiconductor switch Q1 which is less also than 1 period of driving frequency at vicinity of the target voltage 101, and on/off of Q2 are performed frequently,
While low-loss soft switching which is a merit of a resonance type inverter is not performed but being hard-switched, it is as the said prior art having also described to become a strong noise source.
In non-contact power transmission, in order that noise may ride on an output terminal easily under the influence of the magnetic field by the breadth of a leakage flux or magnetic flux, this tendency appears especially easily notably.

Loaded condition is a no load and the light load vicinity to FIG. 5 with respect to thinning|dicimation control of the said prior art.
WHEREIN:
If the two target voltages 102 and 103 are provided as a target voltage of the output-terminal voltage V3 and the output-terminal voltage V3 exceeds the target voltage 102, the fixed frequency drive of the inverter circuit 11 will be stopped,
If the output-terminal voltage V3 is less from the target voltage 103, the output-terminal voltage V3 when control which performs the fixed frequency drive of the inverter circuit 11 is performed, and the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission will be shown.
An operation|movement and stop of a fixed frequency drive of the inverter circuit 11 are performed by the two target voltages 102 and 103 favorable compared with the conventional system shown in FIG. 4 by making a hysteresis.
Although there exist some which can be used by this system practical, when it superimposes on noise largely, hysteresis width must be enlarged, and it becomes a cause of ripple voltage increase of the output-terminal voltage V3.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 569

So, as shown in FIG. 6 in invention, when the output-terminal voltage V3 exceeds the target voltage 108,
Supply of the high frequency voltage V1 of the constant frequency from the inverter circuit 11 to the primary coil L1 for electric power transmission is thinned|decimated out 106 for a fixed time,
If the output-terminal voltage V3 has still exceeded the target voltage 108 after thinning|decimating out 106 for a fixed time, it will repeat thinning|decimating out supply of the high frequency voltage V1 to the primary coil L1 for electric power transmission 106 for a fixed time again,
When the output-terminal voltage V3 is less than the target voltage 108 after thinning|decimating out 106 during one scheduled time each, thinning|dicimation control which continues the operation|movement which supplies the high frequency voltage V1 to the primary coil L1 for electric power transmission is performed until the output-terminal voltage V3 exceeds the target voltage 108,
The stabilization which continues this the operation|movement of a series of and makes the output-terminal voltage V3 regularity is performed.
In the range from a light load to a full load, for a fixed time, at the time of completion|finish of the idle period of 106, the output-terminal voltage V3 is reliably less than the target voltage 108 to some extent, and, in this system, 1 periods or more of continuation can also ensure the fixed frequency drive of the inverter circuit 11.
And in the case of a perfect no load, the fixed frequency drive of the inverter circuit 11 can be less than 1 period.
However,
In this case, since it is regularly repeated with the period when the period of the period of a fixed frequency drive operation|movement of the inverter circuit 11 and a stop of being also alike is constant, harmonic noise can be reduced compared with the case of FIG. 4 by which the period of a fixed frequency drive of the inverter circuit 11 and the period of a stop are repeated irregularly.
moreover, the case where the low voltage especially used by the circumference of water, such as a bathroom, is stabilized since the another merit of a present Example can make substantially comparable the maximum voltage 107 of the output-terminal voltage V3 also when loaded condition is close to a no load, and also when close to a full load,
Since the output-terminal voltage V3 is reliably controllable within the upper limit of a voltage specification if the target voltage 108 is set to some voltages low by a margin with respect to the upper limit of the voltage specification, voltage stabilization of the output-terminal voltage V3 considered to safe relief can be performed.

Next, in FIG. 7, each waveform of the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission, the both-ends voltage V2 of the capacitor|condenser C2, the electric current I2 that flows through the capacitor|condenser C2, and the load current I3 which flows through the terminal device 3 is shown.
The conditions which can connect the capacitor|condenser C2 to the secondary coil L2 for electric power power receiving parallelly, and can perform an optimal load adjustment,
As shown to the timing 109 at FIG. 7, at the time of the polarity inversion of the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission.
It is equivalent to the time of the polarity inversion of the both-ends voltage V1 of the primary coil L1 for electric power transmission and the time of the vibration voltage of the both-ends voltage V2 of the capacitor|condenser C2 reaching a minimum value corresponding like that the time of the vibration voltage of the both-ends voltage V2 of the capacitor|condenser C2 reaching maximum value corresponds, and the timing 110.
The electrostatic capacitance value of the capacitor|condenser C2 for performing an optimal load adjustment like FIG. 7 is received by influence also to the rectification|straightening system of the output-terminal voltage V3 or the rectification/smoothing circuit 20 in addition to leakage inductance L4 between the driving frequency of the inverter circuit 11, and the primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving.

FIG. 8, 9 shows the characteristics 117d and 117e of the output-terminal voltage V3 with respect to the load current I3 in a present Example.
The load current I3 in the small area|regions 111 and 113 from the point K which has taken the point K, i.e., a load adjustment, which can take maximum load electric power optimal the output-terminal voltage V3,
Since it is higher than the output-terminal voltage V3 in the point K, the output-terminal voltage V3 can be stabilized by the voltage reduction operation|movement by thinning|dicimation control of a present Example.
In the area|regions 112 and 114 in which the load current I3 exceeds the point K on the other hand, rapidly, the output-terminal voltage V3 can raise|generate a voltage drop, and cannot utilize it.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 570

Thus, by performing an optimal load adjustment by the capacitor|condenser C2, the non-contacting power transmission apparatus 5 of this invention can be operated in a state with most high efficiency.
Moreover, when the application load range is exceeded, even if an internal short circuit occurs, for example by failure of the terminal device 3, if the load current I3 becomes large from the point K, while the voltage drop of the output-terminal voltage V3 will occur rapidly and the output-terminal voltage V3 will turn into a low voltage, the load current I3 requires current limiting, and is safety,
It is the system considered to safe relief.

FIG. 10 thru|or 23 shows the example of embodiment of this invention, the fundamental structure is as substantially the same as FIG.1 and FIG.2, the same code|symbol is attached|subjected to the same component and description is abbreviate|omitted.
The non-contact outlet socket 1 which comprises the primary side which becomes the electric power supply side in FIG. 10,
The primary coil L1 for electric power transmission to which the said high frequency voltage is supplied from the inverter circuit 11 which DC power supply is inputted and outputs the high frequency voltage of constant frequency, and (In FIG. 10 thru|or 16, the power supply circuit which outputs DC power supply is abbreviate|omitted.) and the inverter circuit 11,
The primary side signal receiver coil 14 induced in a voltage by the magnetic signal fed back from the secondary side signal transmission coil 23 of the non-contact plug 2,
It is comprised from the signal-conversion circuit 13 which outputs the signal based on the said induced voltage, and the switching control circuit 12 which outputs the control signal which thins|decimates out and controls switching of the semiconductor switch of the inverter circuit 11 according to the output signal of the signal-conversion circuit 13,
The non-contact plug 2 which comprises a secondary side with load,
The secondary coil L2 for electric power power receiving induced in high frequency voltage by linking with the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the high frequency voltage applied to the primary coil L1 for electric power transmission, the rectification/smoothing circuit 20 which rectifies/smoothes the high frequency output of the secondary coil L2 for electric power power receiving, and the output-terminal voltage V3 of the non-contact plug 2 are detected,
The output-terminal voltage detection circuit 21 which outputs a detection signal,
The AC signal output from the signal-conversion circuit 22 which outputs the AC signal according to the said detection signal, and the signal-conversion circuit 22 is inputted,
It is comprised from the secondary side signal transmission coil 23 which generate|occur|produces the magnetic flux signal as a magnetic signal, and the output of the non-contact plug 2 is connected to the terminal device 3.
The primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving comprise the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception which can carry out isolation|separation attachment or detachment,
The primary side signal receiver coil 14 and the secondary side signal transmission coil 23 comprise the trans|transformer T2 for signal transfer which can carry out isolation|separation attachment or detachment.

However,
If the trans|transformer T1 for electric power transmission and reception and the trans|transformer T2 for signal transfer are mutually arrange|positioned in the vicinity like the circuit structure shown in FIG. 10, by the breadth of the magnetic flux F3, a part of magnetic flux F3 will be linked in the primary side signal receiver coil 14 and the secondary side signal transmission coil 23,
Noise will enter into the trans|transformer T2 for signal transfer, and information of the output-terminal voltage V3 of the exact non-contact plug 2 cannot be fed back in the non-contact outlet socket 1.
Then, the Example which improves the above-mentioned problem is shown in FIGS. 11-14.

It is centralizing the magnetic flux F3 which FIG. 11's provides partition A1 which consists of a magnetic body which is easy to let a magnetism pass between the non-contact outlet socket 1, the non-contact plug 2, and the trans|transformer T2 for signal transfer, and is generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission on obstacle A1,
The magnetic flux linked to the trans|transformer T2 for signal transfer among the magnetic flux F3 is reduced.

FIG. 12 winds the primary coil L1 for electric power transmission, and the secondary coil L2 for electric power power receiving to core A2 which consists of magnetic bodies,
The axial direction of the primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving is made to mutually opposingly arrange.
By centralizing the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 571

transmission on core A2, the breadth degree of the magnetic flux F3 is reduced,
The magnetic flux linked to the trans|transformer T2 for signal transfer among the magnetic flux F3 is reduced.

FIG. 13 is wound to core A3 for trans|transformers which consists the primary coil L1 for electric power transmission, and the secondary coil L2 for electric power power receiving of magnetic bodies, and has an opening part and which is generally often used,
The axial direction of the primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving is made to mutually opposingly arrange.
By centralizing the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission on core A3, the breadth degree of the magnetic flux F3 is reduced,
The magnetic flux linked to the trans|transformer T2 for signal transfer among the magnetic flux F3 is reduced.
Moreover, since a part of magnetic flux F3 leaks from the opening part 122 of core A3 in FIG. 13, the trans|transformer T2 for signal transfer is installed in the non-opening part 123 side of core A3 so that the magnetic flux may not link.

The output-terminal voltage V3 is inputted into the signal-conversion circuit 24 in the Example shown in FIG. 14,
The signal-conversion circuit 24 outputs the signal according to the output-terminal voltage V3,
One end of the secondary side signal transmission coil 23 is connected to the output of the signal-conversion circuit 24 where the said signal is output, and the other end is connected to one end of the secondary coil for electric power power receiving.
Moreover, a direction with the magnetic flux F3b which is generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission, is generate|occur|produced with the secondary coil L2 for electric power power receiving, magnetic flux F3a to link, and the primary coil L1 for electric power transmission, and is linked with the primary side signal receiver coil 14,
So that the direction of the magnetic flux signal F4 generate|occur|produced with the secondary side signal transmission coil 23 may turn into a mutually opposing direction.
The direction of a coil|winding with the primary coil L1 for electric power transmission, and the primary side signal receiver coil 14, and the direction of a coil|winding with the secondary coil L2 for electric power power receiving, and the secondary side signal transmission coil 23 by using a mutually opposing direction,
The phase of the magnetic flux signal F4 generate|occur|produced with the secondary side signal transmission coil 23 turns into magnetic flux F3a generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission, and a phase of F3b with an antiphase,
The trans|transformer T2 for signal transfer becomes difficult to be received by the influence of magnetic flux F3a generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission, and F3b.

Moreover, if it becomes close to a non-loaded state as shown in the characteristic 117b of the output-terminal voltage V3 with respect to the load current I3 of the said FIG. 33, the output-terminal voltage V3 will tend to become high,
Stabilization of the output-terminal voltage V3 is become difficult, so that load becomes lighter.
A feedback control system can be designed to cover a full load area|region by thinning|dicimation control,
However,
The components of a control circuit also increase in number by the resolution enhancement of a control signal, a response-speed improvement, opposite noise property reinforcement|strengthening, etc., and it becomes disadvantageous in cost and size.
However,
As shown in FIG. 14, by connecting parallelly, resistance R1 between the output terminals of the non-contact plug 2,
The electric current 115 is always sent through resistance R1, and the output-terminal voltage V3 can be stabilized in the area|region 111 so that it may show in characteristic of 117 f of the output-terminal voltage V3 with respect to the load current I3 of FIG. 24.
Furthermore, since there may also exist a raise of the transient output-terminal voltage V3 at the time of sudden change of load, the output-terminal voltage V3 can always be stabilized by connecting constant voltage diode ZD1 parallelly between the output terminals of the non-contact plug 2, as shown in FIG. 14.
Since the raise frequency of the output-terminal voltage V3 at the time of the above load sudden change is low and its rising voltage is also small, the loss of constant voltage diode ZD1 is small.
In a present Example, although the constant voltage diode is used, what is necessary is just voltage cramp elements.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 572

Next, FIG. 15 obtains the electric information of the non-contact plug 2 required for thinning|dicimation control from the change of the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission,
The magnetic detection coil 14a detects the change of the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission,
The inverter circuit 11 is thinned|decimated out and controlled based on the detection result.
In non-contact transmission, if the electric power to transmit increases, the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission will also increase in proportion to electric power, and an output-terminal voltage will fall inversely proportion to electric power.
The above-mentioned characteristic is the same characteristic in one system,
Therefore
If the magnetic detection coil 14a detects the change of the magnetic flux F3 generate|occur|produced with the primary coil L1 for electric power transmission, the information of the output-terminal voltage of the non-contact plug 2 can be obtained indirectly, and the inverter circuit 11 can be thinned|decimated out and controlled.
The circuit shown in FIG. 15 makes an air core the primary coil L1 for electric power transmission, and the secondary coil L2 for electric power power receiving, enlarges the breadth of the magnetic flux F3, and a leak, and makes the magnetic detection coil 14a link the magnetic flux F3.

The circuit shown in FIG. 16 is provided in core A3 for trans|transformers which consists of magnetic bodies the primary coil L1 for electric power transmission of a circuit and the secondary coil L2 for electric power power receiving which were shown in the said FIG. 15, and has the opening part 122 and which is generally often used, and is mutually opposingly arranged,
The magnetic detection coil 14a is made to link the magnetic flux which leaks from the opening part 122 to the opening part 122 vicinity among the magnetic flux F3 by arrange|positioning the magnetic detection coil 14a.

As shown above, this invention can perform the stabilization to a required voltage with respect to a wide load area|region.

The external appearance of the example of a non-contact power transmission system of this invention used for FIG. 17 by a bathroom interior is shown.
The non-contact outlet socket 1 embed|buried under the wall 200 provides the seal|sticker 15 in the outer peripheral part which touches the surface of the wall 200, and is improving waterproofness.
The circuit block X1 which the said power supply circuit 10, the inverter circuit 11, the switching control circuit 12, and the signal-conversion circuit 13 were incorporated in the inside of the non-contact outlet socket 1, and was connected with AC power supply 4,
The primary coil L1 for electric power transmission arrange|positioned with respect to the recessed part 19 and the primary side signal receiver coil 14 similarly arrange|positioned with respect to the recessed part 19 are provided, and outlet socket electricity supply display LED16 which carries out a lamp the time of the non-contact outlet socket 1 being a usable state is provided in the surface by the side of the non-contact plug 2.
The non-contact plug 2 makes the recessed part 19 of the non-contact outlet socket 1 fit at the time of electricity supply.
The secondary coil L2 for electric power power receiving provided in the inside so that it might opposingly arrange in the primary coil L1 for electric power transmission at the time of a fitting, and the secondary side signal transmission coil 23 provided so that it might opposingly arrange to the primary side signal receiver coil 14,
The circuit block X2 incorporating the said rectification/smoothing circuit 20, the output-terminal voltage detection circuit 21, and the signal-conversion circuit 22,
It is comprised from the cable code 26 which transmits electric power to the apparatus 3, and the cable code 26 is connected, electric power is transmitted to the terminal device 3, and plug electricity supply display LED25 which carries out a lamp the time of the non-contact plug 2 being a usable state is provided in the surface.

FIG. 18 shows the figure which looked at FIG. 17 from the non-contact plug 2 side.
It is required for a user to display whether it can use the non-contact outlet socket 1 and the non-contact plug 2,
Outlet socket electricity supply display LED16 which carries out a lamp the time of the non-contact outlet socket 1 being a usable state was provided in the non-contact plug 2 side surface of the non-contact outlet socket 1, and outlet socket electricity supply display LED16 which carries out a lamp the time of

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 573

the non-contact plug 2 being a usable state is provided in the non-contact plug 2 surface.
Moreover, since the wide load area|region is made into object, the terminal device 3 used now is important for the information of not being it over application limits what load it is.
This information is thinned|decimated out and can be obtained from the thinning|dicimation rate of control.
That is, it is equivalent to load being so large that load being small and a thinning|dicimation rate being small, when a thinning|dicimation rate is large.
Furthermore, the minimum thinning|dicimation rate is set previously, and if a thinning|dicimation rate is less than the minimum thinning|dicimation rate and crosses an object load area|region, the output-terminal voltage V3 will fall rapidly,
Therefore
An overload state can be determined because the output-terminal voltage V3 became below a predetermined voltage value.
The load dose|amount display indicator 17 provided in the non-contact plug 2 side surface of the non-contact outlet socket 1 displays this operating load dose|amount.

FIG. 19 has shown that power transmission is possible at 1 unit|set of the non-contact outlet socket 1 in the non-contact plug 2a for 12 V sets|machines connected to the terminal device 3a for 12V, and the non-contact plug 2b for 24 V sets|machines connected to the terminal device 3b for 24V.
As mentioned above thinning|dicimation control of the non-contact power transmission system of this invention,
Since it is controllable even if a load area|region is wide, even when the winding|turns number of the primary coil L1 for electric power transmission of the non-contact outlet socket 1 is constant,
Each output-terminal voltage V3 can be stabilized by changing the winding|turns number of secondary coil L2a for electric power power receiving of the non-contact plug 2a for 12 V sets|machines, and the non-contact plug 2b for 24 V sets|machines, and secondary coil L2b for electric power power receiving,
Moreover, arbitrary voltages can also be stabilized.

Moreover, in a non-contact power transmission system, the electric power which can be transmitted, so that the distance of the primary coil L1 for electric power transmission and the secondary coil L2 for electric power power receiving becomes long needs to maintain the relative location relationship between the non-contact outlet socket 1 and the non-contact plug 2 at predetermined positional relationship in order to reduce.
FIG. 20 has shown the state which is not making the recessed part 19 of the non-contact outlet socket 1 fit the non-contact plug 2 completely,
In such a case, it is necessary to stop the power transmission from the non-contact outlet socket 1 to the non-contact plug 2.
Then, only when the non-contact outlet socket 1 provides the mechanical contact 18 arrange|positioned with respect to the recessed part 19 and the mechanical contact 18 turns ON, the inverter circuit 11 incorporated in the circuit block X1 of the non-contact outlet socket 1 operate|moves,
Power transmission from the non-contact outlet socket 1 to the non-contact plug 2 is performed,
The non-contact plug 2 provides the permanent magnet 30 so that it may opposingly arrange to the mechanical contact 18 at the time of a fitting.
The mechanical contact 18 is a switch which operate|moves by the magnetic force of the permanent magnet 30, and since the non-contact plug 2 is not completely fitted to the recessed part 19 of the non-contact outlet socket 1 in FIG. 20, the permanent magnet 30 and the mechanical contact 18 are left|separated too much,
The magnetic force of the permanent magnet 30 cannot operate the mechanical contact 18.
FIG. 21 has shown the state which is making the recessed part 19 of the non-contact outlet socket 1 fit the non-contact plug 2 completely,
The magnetic force of the permanent magnet 30 can operate the mechanical contact 18, and the inverter circuit 11 incorporated in the circuit block X1 of the non-contact outlet socket 1 operate|moves,
Power transmission from the non-contact outlet socket 1 to the non-contact plug 2 can be performed.
In addition, since the permanent magnet 30 is a permanent magnet, it does not have a bad influence on the magnetic flux signal of the primary side signal receiver coil 14, the secondary side signal transmission coil 23, and the coil 14a for a magnetic flux detection.
Moreover, outlet socket electricity supply display LED16 can be made to be able to light because the mechanical contact 18 turns ON, and plug electricity supply display LED25 can be made to light under monitoring the output-terminal voltage V3.

Next, it is more desirable to make an integrated type the connection of the non-contact plug 2 and the terminal device 3, when using it by the circumference of water,
However,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 574

Since simple waterproof may be sufficient as long as it is a time of not carrying out a use method which is attached in water, when not using it by the circumference of water, and even when using it by the circumference of water, you may make it the structure which can remove|desorb the connection of the non-contact plug 2 and the terminal device 3.
In this way, if it exists, the non-contact outlet socket 1 and every one non-contact plug 2 each are economical in order to arrange|equalize only the terminal device 3 according to an application.
In FIG. 22, the terminal devices 3c and 3d are provided with the cable codes 26c and 26d, and the connectors 27c and 27d are respectively connected to the cable codes [26c and 26d] terminal,
The sockets 28c and 28d which were provided in the surface of the non-contact plug 2, and have connected with the output terminal of the non-contact plug 2, and the isolation|separation attachment or detachment are attained,
Several terminal devices 3c and 3d can be connected now to the one non-contact plug 2.
In FIG. 23, the terminal device 3e is provided with the cable code 26e, and the electric power receiving coil L5 is connected to the terminal of the cable code 26e,
The surface vicinity of the non-contact plug 2 is equipped with the electric power transmission coil L4 linked to the output terminal of the non-contact plug 2, the electric power receiving coil L5 is fitted with the recessed part 29 of the non-contact plug 2 surface, and power transmission is carried out by the electromagnetic induction from the electric power transmission coil L4.
In FIG. 23, the output voltage of the circuit block X2 applied by the electric power transmission coil L4 is high frequency voltage.

Moreover, it is used by the circumference of water like bathroom interior,
For the countermeasure against an electric shock, when a low-voltage output is required, at the time of a failure of the non-contact outlet socket 2, you have to suppress the voltage raise by the non-contact plug 2 and the terminal device 3 as much as possible.
In this invention, in order to perform power transmission using the trans|transformer T1 for electric power transmission which can carry out isolation|separation attachment or detachment, the voltage proportional to the amplitude of the high frequency voltage V1 applied by the primary side electric power transmission coil L1 of the non-contact outlet socket 1 is induced by the secondary side electric power receiving coil L2 of the non-contact plug 2.
Therefore, when a high voltage is applied to the primary side electric power transmission coil L1 by failure of the inverter circuit by the side of the non-contact outlet socket 1, and a control circuit, the voltage V2 induced by the secondary side electric power receiving coil L2 also rises,
A high voltage may be built over the output-terminal voltage V3 of the non-contact plug 2 across a controllable area|region.
So, in this invention, as shown in FIG. 2, the inverter circuit 11 uses the half-bridge circuit,
Therefore
The both-ends voltage V1 of the primary side electric power transmission coil L1 is reliably clamped by voltage -E/2, and voltage E / 2 with respect to the voltage E of DC power supply 10a, as for a raise of the voltage V2 induced by the secondary side electric power receiving coil L2, more than a fixed voltage does not raise, but it becomes a safe system.

In addition, the capacitor|condenser C2 of FIG. 2 may connect the capacitor|condenser C21 and C22 with the center tap of the secondary coil L2 for electric power power receiving between other terminals, as shown in FIG. 25, and,
The same effect can be acquired even if it connects the capacitor|condenser C21 and C22 to the diode D3 and D4 respectively parallelly, as shown in FIG. 26.
This is a capacitor|condenser by which the capacitor|condenser C2 acts on high frequency alternating current,
It is because alternating current the equivalent circuit of FIG.2, FIG25 and FIG.26 becomes equivalent,
The waveform conditions of the both-ends voltage V2 of the secondary coil L2 for electric power power receiving which all show in FIG. 7 can be acquired.
Thus, if each waveform conditions of this invention are satisfy|filled, this is also the same as when the secondary coil L2 for electric power power receiving is not provided with the center tap as well as their being contained in this invention.

ADVANTAGE of the Invention

Invention of Claim 1 is a non-contact outlet socket comprised from the primary coil for electric power transmission to which the said high frequency voltage is supplied from the power supply circuit which outputs a DC voltage, the inverter circuit which converts the said DC voltage into the high frequency voltage of constant frequency, and the said inverter circuit,
The non-contact plug comprised from the rectification/smoothing circuit which rectifies/smoothes the

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 575

high frequency voltage induced by the secondary coil for electric power power receiving which comprises the said primary coil for electric power transmission, and a separative|detachable trans|transformer structure, and is induced in high frequency voltage, and the said secondary coil for electric power power receiving,
The non-contact power transmission apparatus comprised from the terminal device which is connected to the output terminal of the said non-contact plug, and becomes load
WHEREIN:
The said non-contact outlet socket,
The control means which performs thinning|dicimation control which thins|decimates out and stabilizes the high frequency voltage to which the output-terminal voltage of the said non-contact plug with respect to the load area|region made into object is supplied from the said inverter circuit by the said primary coil for electric power transmission is provided,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to provide the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range.

In invention of Claim 1, invention of Claim 2 the said control means,
When the output-terminal voltage of a non-contact plug exceeds a predetermined voltage,
Supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission is thinned|decimated out for a fixed time, and if the output-terminal voltage of the non-contact plug has exceeded the said predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [said], it will repeat thinning|decimating out supply of the said high frequency voltage to the primary coil for electric power transmission for a fixed time again,
When the output-terminal voltage of a non-contact plug is less than a predetermined voltage after thinning|decimating out for a definite period of time [each said], the operation|movement which supplies the said high frequency voltage to the primary coil for electric power transmission continuously is continued until the output-terminal voltage of a non-contact plug exceeds a predetermined voltage,
It is characterized by the above-mentioned,
It is effective in the ability to provide the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range.

In invention of Claim 1 or 2, invention of Claim 3 converts the information showing the electric state inside a non-contact plug into a magnetic signal, and transmits a non-contact plug to a non-contact outlet socket,
The said control means is thinned|decimated out based on the said magnetic signal, and forms the control signal for control,
An inverter circuit is thinned|decimated out with the said control signal, and it controls,
It is characterized by the above-mentioned,
In order to use a magnetic signal for the feedback signal for voltage stabilization, it is effective in the ability to provide the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range, without being received by a surrounding brightness and the influence of stain|pollution|contamination.

In the invention in any one of Claims 1 to 3, the inverter circuit of invention of Claim 4 is a partial resonance inverter of a half-bridge type|mold,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to suppress a raise of the output voltage at the time of a failure.

In invention of Claim 4, invention of Claim 5 is provided with the secondary coil for electric power power receiving, and a center tap a rectification/smoothing circuit,
It has the full wave rectification part which connected each other end which have not been connected to the secondary coil for electric power power receiving of the rectifier in series and mutually connected to both the output terminals that are not the center taps of the secondary coil for electric power power receiving at a reverse direction,
A choke coil is connected to the connection middle point of the said rectifier,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to reduce a rectification|straightening part in size.

Invention of Claim 6 connects a capacitor|condenser to the secondary coil for electric power power receiving parallelly in the invention in any one of Claims 1 to 5,
It is characterized by the above-mentioned and there exists an effect of the ability to make the active power which can be transmitted to a secondary side increase from a primary side by taking a load adjustment.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 576

At the time of the maximum load of the load area|region which makes the electrostatic capacitance value of the said capacitor|condenser object in invention of Claim 6, invention of Claim 7 is the polarity inversion time of the high frequency voltage supplied to the primary coil for electric power transmission,
It is an electrostatic capacitance value to which the time when the vibration voltage generate|occur|produced at the both ends of the said capacitor|condenser becomes maximum value or a minimum value corresponds,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to perform an optimal load adjustment and improve circuit efficiency.

Invention of Claim 8 provides a primary side signal receiver coil in a non-contact outlet socket in the invention in any one of Claims 3 to 7,
A non-contact plug opposingly arranges at the said primary side signal receiver coil, and the said primary side signal receiver coil and the secondary side signal transmission coil which comprises a separative|detachable trans|transformer structure are provided,
The signal which converted the information showing the electric state inside a non-contact plug into the alternating voltage is inputted into the said secondary side signal transmission coil, and it generate|occur|produces a magnetic flux signal as a magnetic signal,
The said primary side signal receiver coil is induced by the said magnetic flux signal in a voltage,
The said control means carries out [above-mentioned] thinning|dicimation control of the inverter circuit with the control signal based on the induced said voltage,
It is characterized by the above-mentioned,
In order to use a magnetic flux signal for the feedback signal for voltage stabilization, it is effective in the ability to provide the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range, without being received by a surrounding brightness and the influence of stain|pollution|contamination.

Invention of Claim 9 provided the partition for magnetic shieldings which consists of magnetic bodies between at least one between the primary coil for electric power transmission, and a primary side signal receiver coil, and between the secondary coil for electric power power receiving, and a secondary side signal transmission coil in invention of Claim 8.
It is characterized by the above-mentioned, the magnetic flux generate|occur|produced by the trans|transformer for electric current 送授 linked to the trans|transformer for signal transmission and reception is reduced, and it is effective in the ability to transmit or receive the magnetic flux signal for exact voltage stabilization.

Invention of Claim 10 wound the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving to the core consisting of a magnetic body, and made the axial direction of the said core mutually opposingly arrange the said core in invention of Claim 9.
It is characterized by the above-mentioned, the magnetic flux generate|occur|produced by the trans|transformer for electric current 送授 linked to the trans|transformer for signal transmission and reception is reduced, and it is effective in the ability to transmit or receive the magnetic flux signal for exact voltage stabilization.

Invention of Claim 11 winds the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in invention of Claim 9 to the core consisting of the magnetic body of the bottomed cylinder type|mold which has an opening part in a direction perpendicular|vertical to the axial direction of the said coil,
The axial direction of the said core is made to mutually opposingly arrange the said core.
The primary side signal receiver coil and the secondary side signal transmission coil have been arrange|positioned to the vicinity of the non-opening part of the said core.
It is characterized by the above-mentioned, the magnetic flux generate|occur|produced by the trans|transformer for electric current 送授 linked to the trans|transformer for signal transmission and reception is reduced, and it is effective in the ability to transmit or receive the magnetic flux signal for exact voltage stabilization.

In the invention in any one of Claims 8 to 11, the signal which converted into the alternating voltage the information in which a secondary side signal transmission coil represents the electric state inside a non-contact plug is inputted into invention of Claim 12,
With the magnetic flux which the primary coil for electric power transmission generates, the magnetic flux signal which has a phase of an antiphase is generate|occur|produced,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to transmit or receive the bundle|flux signal for exact voltage stabilization.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 577

Invention of Claim 13 has connected one terminal of a secondary side signal transmission coil to an any one of the terminals of the secondary coil for electric power power receiving in invention of Claim 12,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to transmit or receive the magnetic flux signal for exact voltage stabilization.

In the invention in any one of Claims 3 to 7, invention of Claim 14 a non-contact outlet socket,
Providing the coil for a magnetic flux detection which detects the magnetic flux generate|occur|produced between the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in the vicinity of the primary coil for electric power transmission, the said coil for a magnetic flux detection detects the magnetic flux generate|occur|produced with the primary coil for electric power transmission as a magnetic signal,
Based on the voltage output according to the said magnetic flux to detect from the said coil for a magnetic flux detection, the said control means thins|decimates out and controls an inverter circuit,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the magnetic flux signal for exact voltage stabilization being receivable.

Invention of Claim 15 provides the primary coil for electric power transmission, and the secondary coil for electric power power receiving in the core consisting of the magnetic body of the bottomed cylinder type|mold which has an opening part in a direction perpendicular|vertical to the axial direction of the said coil, and makes the axial direction of the said core mutually opposingly arrange the said core in invention of Claim 14.
The said coil for a magnetic flux detection has been arrange|positioned to the vicinity of the opening part of the core of the said primary coil for electric power transmission.
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the magnetic flux signal for exact voltage stabilization being receivable.

Invention of Claim 16 adapts several non-contact plugs from which an output voltage differs in one non-contact outlet socket in the invention in any one of Claims 1 to 15,
It has the said control means that stores the output voltage of each said non-contact plug in the predetermined voltage range in all areas|domains including the load area|region which each non-contact plug makes object,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in being economical.

Invention of Claim 17 connects resistance to the output terminal of a non-contact plug parallelly in the invention in any one of Claims 1 to 16,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to provide the non-contact power transmission apparatus which can stabilize an output-terminal voltage to a constant value in the wide load range.

When the non-contact plug has not couple|bonded invention of Claim 18 with the predetermined position of a non-contact outlet socket in the invention in any one of Claims 1 to 17, the said control means sets it as the characteristic mark to restrict|limit the output supplied to the primary coil for electric power transmission from an inverter circuit,
It is effective in the ability to provide high safety|security and reliability.

Invention of Claim 19 is provided with the switch function by which a non-contact outlet socket controls the restriction|limiting of supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission in invention of Claim 18,
If a non-contact plug is provided with the driver which controls the on-off state of the said switch function and a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said control means will enable supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission in operating the said switch function,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to provide high safety|security and reliability.

In invention of Claim 19, as for invention of Claim 20, the said switch function of a non-contact outlet socket consists of mechanical contacts, the driver with which a non-contact plug is provided consists of magnets, and if a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket, the said mechanical contact will operate|move by the magnetic force of the said magnet,
The said control means enables supply of the high frequency voltage from an inverter circuit to the primary coil for electric power transmission,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 578

It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to provide high safety|security and reliability.

In the invention in any one of Claims 1 to 20, invention of Claim 21 will be characterized by performing the display of a non-contact plug and a non-contact outlet socket which alert|reports use 可能 to which or one side at least, if a non-contact plug couple|bonds with the predetermined position of a non-contact outlet socket,
It is effective in the ability to judge the usage approval of a system or an apparatus.

In the invention in any one of Claims 1 to 21, a non-contact outlet socket and a non-contact plug at least invention of Claim 22 which or one,
The display part of the load electric power of the terminal device connected to the output terminal of a non-contact plug and the output voltage of a non-contact plug which displays which or one side at least was added.
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to judge the usage approval of a system or an apparatus.

The terminal device by which invention of Claim 23 is connected to the output terminal of a non-contact plug in the invention in any one of Claims 1 to 22 is characterized by a separative|detachable thing with respect to the said non-contact plug,
It is effective in the ability to use an unspecified terminal device.

As for invention of Claim 24, in invention of Claim 23, supply of the electric power from the output terminal of a non-contact plug to a terminal device is supplied by magnetic coupling,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to use an unspecified terminal device.

Invention of Claim 25 connects voltage cramp elements between the output terminals of a non-contact plug in the invention in any one of Claims 1 to 24,
It is characterized by the above-mentioned and is effective in the ability to provide high safety|security and reliability.

Thus, the non-contact power transmission system comprised by this invention electrifies circumference environments of water, such as a bathroom, safety and against the background of relief and against the background of high reliability,
It can respond to various user needs by various electric equipments.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[FIG. 1]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 2]
It is a concrete circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 3]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 4]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 5]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 6]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 7]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 8]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 9]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 10]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 11]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 12]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 579

[FIG. 13]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 14]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 15]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 16]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 17]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 18]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 19]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 20]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 21]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 22]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 23]
It is an external view which shows the Example of this invention.
[FIG. 24]
It is a figure which shows the characteristic of the Example of this invention.
[FIG. 25]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 26]
It is a circuit block diagram which shows the Example of this invention.
[FIG. 27]
It is a circuit block diagram which shows the prior art example of this invention.
[FIG. 28]
It is a block diagram which shows the trans|transformer for electric power transfer of the prior art example of this invention.
[FIG. 29]
It is a circuit block diagram which shows the prior art example of this invention.
[FIG. 30]
It is a figure which shows the characteristic of the prior art example of this invention.
[FIG. 31]
It is a circuit block diagram which shows the prior art example of this invention.
[FIG. 32]
It is a circuit block diagram which shows the prior art example of this invention.
[FIG. 33]
It is a figure which shows the characteristic of the prior art example of this invention.
[FIG. 34]
It is a figure which shows the characteristic of the prior art example of this invention.

Description of Symbols

1 Non-contact outlet socket
2 Non-contact plug
3 Terminal device
10 Power supply circuit
11 Inverter circuit
20 Rectification/smoothing circuit
E DC voltage
V1 High frequency voltage
V2 High frequency voltage
L1 Primary coil for electric power transmission
L2 Secondary coil for electric power power receiving
[FIG. 4]
[MAT_IMAGE 000006]
[FIG. 5]

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 580

[MAT_IMAGE 000007]
[FIG. 8]
[MAT_IMAGE 000010]
[FIG. 1]
[MAT_IMAGE 000003]
[FIG. 2]
[MAT_IMAGE 000004]
[FIG. 3]
[MAT_IMAGE 000005]
[FIG. 7]
[MAT_IMAGE 000009]
[FIG. 9]
[MAT_IMAGE 000011]
[FIG. 18]
[MAT_IMAGE 000020]
[FIG. 6]
[MAT_IMAGE 000008]
[FIG. 10]
[MAT_IMAGE 000012]
[FIG. 11]
[MAT_IMAGE 000013]
[FIG. 24]
[MAT_IMAGE 000026]
[FIG. 27]
[MAT_IMAGE 000029]
[FIG. 28]
[MAT_IMAGE 000030]
[FIG. 29]
[MAT_IMAGE 000031]
[FIG. 12]
[MAT_IMAGE 000014]
[FIG. 13]
[MAT_IMAGE 000015]
[FIG. 14]
[MAT_IMAGE 000016]
[FIG. 30]
[MAT_IMAGE 000032]
[FIG. 31]
[MAT_IMAGE 000033]
[FIG. 32]
[MAT_IMAGE 000034]
[FIG. 33]
[MAT_IMAGE 000035]
[FIG. 15]
[MAT_IMAGE 000017]
[FIG. 16]
[MAT_IMAGE 000018]
[FIG. 17]
[MAT_IMAGE 000019]
[FIG. 34]
[MAT_IMAGE 000036]
[FIG. 19]
[MAT_IMAGE 000021]
[FIG. 20]
[MAT_IMAGE 000022]
[FIG. 21]
[MAT_IMAGE 000023]
[FIG. 22]
[MAT_IMAGE 000024]
[FIG. 23]
[MAT_IMAGE 000025]
[FIG. 25]

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 581

[MAT_IMAGE 000027]
[FIG. 26]
[MAT_IMAGE 000028]

(Translation from Thomson Reuters)

Citations

Citation *Record level*

Expand Citing Patents (20)

Expand Cited Patents (13)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

Expand DPCI Citing Patents (7)

Expand DPCI Cited Patents (13)

DPCI Cited Non-patents (0)

Expand DPCI Citation Counts

DPCI Field of Search

-

DPCI Citing Patents Country

WO; JP; US; KR; GB

DPCI Cited Patents Country

JP

Other

DWPI Title Terms

NON CONTACT ELECTRIC POWER TRANSMITTANCE DEVICE CONTROL PERFORMANCE DECIMATE STABILISED HIGH FREQUENCY VOLTAGE PRIMARY COIL

DWPI Related Accession Numbers

-

Custom Fields

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 582

Test

-

Relevance

-

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(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2002－10535
（P2002－10535A）
(43)公開日　平成14年１月11日(2002.1.11)

(51)Int.Cl.[7]	識別記号	ＦＩ		テーマコード(参考)
Ｈ０２Ｊ　17/00		Ｈ０２Ｊ　17/00	Ｂ	５Ｇ０６５
Ｈ０１Ｆ　38/14		1/00	３０６Ｂ	５Ｈ７３０
Ｈ０２Ｊ　1/00	３０６	Ｈ０２Ｍ　3/28	Ｈ	
Ｈ０２Ｍ　3/28			Ｑ	
		3/335	Ｅ	

審査請求　未請求　請求項の数25　ＯＬ　（全 21 頁）　最終頁に続く

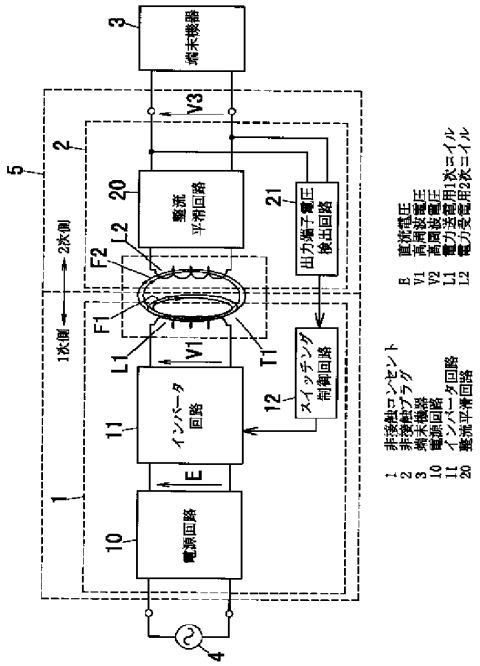
(21)出願番号　特願2000－193404(P2000－193404)
(22)出願日　平成12年６月27日(2000.6.27)

(71)出願人　000005832
松下電工株式会社
大阪府門真市大字門真1048番地
(72)発明者　安倍　秀明
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内
(72)発明者　河本　実
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内
(74)代理人　100087767
弁理士　西川　惠清　（外１名）

最終頁に続く

(54)【発明の名称】　非接触電力伝達装置

(57)【要約】
【課題】　広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供する
【解決手段】直流電圧Ｅを出力する電源回路１０と直流電圧Ｅを入力して半導体スイッチをスイッチングさせることで一定周波数の高周波電圧Ｖ１を発生させるインバータ回路１１とインバータ回路１１から高周波電圧Ｖ１を供給される電力送電用１次コイルＬ１とを含む非接触コンセント１と、電力送電用１次コイルＬ１から高周波電圧Ｖ２を誘起される電力受電用２次コイルＬ２と電力受電用２次コイルＬ２に誘起される高周波電圧Ｖ２を整流平滑する整流平滑回路２０とを含む非接触プラグ２と、非接触プラグ２の出力端子に接続され負荷となる端末機器３とから構成し、インバータ回路１１より電力送電用１次コイルＬ１に供給される一定周波数の高周波電圧Ｖ１を間引く間引き制御を行う。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 584

【特許請求の範囲】

【請求項１】　直流電圧を出力する電源回路と前記直流電圧を一定周波数の高周波電圧に変換するインバータ回路と前記インバータ回路から前記高周波電圧を供給される電力送電用１次コイルとから構成される非接触コンセントと、前記電力送電用１次コイルと分離着脱自在なトランス構造を構成して高周波電圧を誘起される電力受電用２次コイルと前記電力受電用２次コイルに誘起される高周波電圧を整流平滑する整流平滑回路とから構成される非接触プラグと、前記非接触プラグの出力端子に接続され負荷となる端末機器とから構成される非接触電力伝達装置において、前記非接触コンセントは、対象としている負荷領域に対する前記非接触プラグの出力端子電圧を、前記インバータ回路より前記電力送電用１次コイルに供給される高周波電圧を間引いて安定化させる間引き制御を行う制御手段を備えることを特徴とする非接触電力伝達装置。

【請求項２】　前記制御手段は、非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を上回った場合には、インバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を一定時間間引き、前記一定時間間引きを行った後非接触プラグの出力端子電圧が前記所定の電圧を上回っていれば再び電力送電用１次コイルへの前記高周波電圧の供給を一定時間間引くことを繰り返し、前記各一定時間間引きを行った後で非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を下回った場合には、非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を上回るまで電力送電用１次コイルへの前記高周波電圧の供給を連続的に行う動作を継続させることを特徴とする請求項１記載の非接触電力伝達装置。

【請求項３】　非接触プラグは、非接触プラグ内部の電気状態を表す情報を磁気信号に変換して非接触コンセントに伝送し、前記制御手段は、前記磁気信号に基づいて間引き制御のための制御信号を形成し、前記制御信号によりインバータ回路を間引き制御することを特徴とする請求項１または２記載の非接触電力伝達装置。

【請求項４】　インバータ回路は、ハーフブリッジ型の部分共振インバータであることを特徴とする請求項１乃至３いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項５】　電力受電用２次コイルはセンタータップを備え、整流平滑回路は、電力受電用２次コイルのセンタータップではない両出力端に直列に且つ互いに逆方向に接続する整流素子の電力受電用２次コイルに接続していない各他端同士を接続した全波整流部を有し、前記整流素子の接続中点にチョークコイルを接続することを特徴とする請求項４記載の非接触電力伝達装置。

【請求項６】　電力受電用２次コイルに並列にコンデンサを接続することを特徴とする請求項１乃至５いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項７】　前記コンデンサの静電容量値は、対象とする負荷領域の最大負荷時において、電力送電用１次コイルに供給される高周波電圧の極性反転時期と、前記コンデンサの両端に発生する振動電圧が極大値または極小値となる時期とが一致する静電容量値であることを特徴とする請求項６記載の非接触電力伝達装置。

【請求項８】　非接触コンセントに１次側信号受信コイルを設け、非接触プラグには前記１次側信号受信コイルに対向配置され前記１次側信号受信コイルと分離着脱自在なトランス構造を構成する２次側信号送信コイルを設け、前記２次側信号送信コイルは非接触プラグの内部の電気状態を表す情報を交流電圧に変換した信号を入力され、磁気信号として磁束信号を発生し、前記１次側信号受信コイルは前記磁束信号により電圧を誘起され、前記制御手段はインバータ回路を前記誘起された電圧に基づいた制御信号により前記間引き制御することを特徴とする請求項３乃至７いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項９】　電力送電用１次コイルと１次側信号受信コイルとの間、及び電力受電用２次コイルと２次側信号送信コイルとの間の少なくとも一方の間に磁性体からなる磁気シールド用隔壁を設けたことを特徴とする請求項８記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１０】　電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、磁性体からなるコアに巻装し、前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させたことを特徴とする請求項９記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１１】　電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、前記コイルの軸方向に垂直な方向に開口部を有する有底筒型の磁性体からなるコアに巻装し、前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させ、前記コアの非開口部の近傍に１次側信号受信コイルと２次側信号送信コイルとを配置したことを特徴とする請求項９記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１２】　２次側信号送信コイルは、非接触プラグの内部の電気状態を表す情報を交流電圧に変換した信号を入力されて、電力送電用１次コイルが発生させる磁束とは逆位相の位相を有する磁束信号を発生することを特徴とする請求項８乃至１１いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１３】　２次側信号送信コイルの一方の端子は、電力受電用２次コイルのどちらか一方の端子に接続していることを特徴とする請求項１２記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１４】　非接触コンセントは、電力送電用１次コイルの近傍に電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとの間に発生する磁束を検出する磁束検出用コイルを設け、前記磁束検出用コイルは、磁気信号として電力送電用１次コイルで発生する磁束を検出し、前記磁束検出用コイルから前記検出する磁束に応じて出力される電圧に基づいて前記制御手段は、インバータ回路を間引き制御することを特徴とする請求項３乃至７いずれか記載の非接触電力伝達装置。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 585

【請求項１５】　電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、前記コイルの軸方向に垂直な方向に開口部を有する有底筒型の磁性体からなるコアに設けて前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させ、前記電力送電用１次コイルのコアの開口部の近傍に前記磁束検出用コイルを配置したことを特徴とする請求項１４記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１６】　一つの非接触コンセントは、出力電圧の異なる複数の非接触プラグに適合し、各非接触プラグが対象としている負荷領域を含む全領域において前記各非接触プラグの出力電圧を所定の電圧範囲内に収める前記制御手段を有することを特徴とする請求項１乃至１５いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１７】　非接触プラグの出力端子に並列に抵抗を接続することを特徴とする請求項１乃至１６いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１８】　非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合していない場合は、前記制御手段は、インバータ回路から電力送電用１次コイルへ供給する出力を制限することを特徴とする請求項１乃至１７いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項１９】　非接触コンセントはインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給の制限を制御するスイッチ機能を備え、非接触プラグは前記スイッチ機能のオン･オフ状態を制御する駆動体を備え、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると前記スイッチ機能を動作させることで前記制御手段はインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を可能にすることを特徴とする請求項１８記載の非接触電力伝達装置。

【請求項２０】　非接触コンセントの前記スイッチ機能が機械接点からなり、非接触プラグが備える駆動体は磁石からなり、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると前記磁石の磁力によって前記機械接点が動作して、前記制御手段はインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を可能にすることを特徴とする請求項１９記載の非接触電力伝達装置。

【請求項２１】　非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると、非接触プラグ及び非接触コンセントの少なくともどちらか一方に使用可能を報知する表示を行うことを特徴とする請求項１乃至２０いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項２２】　非接触コンセント及び非接触プラグの少なくともどちらか一方は、非接触プラグの出力端子に接続された端末機器の負荷電力、及び非接触プラグの出力電圧の少なくともどちらか一方を表示する表示部を付加したことを特徴とする請求項１乃至２１いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項２３】　非接触プラグの出力端子に接続される端末機器は前記非接触プラグに対して、分離着脱自在なことを特徴とする請求項１乃至２２いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【請求項２４】　非接触プラグの出力端子から端末機器への電力の供給は、磁気結合によって供給されることを特徴とする請求項２３記載の非接触電力伝達装置。

【請求項２５】　非接触プラグの出力端子間に、電圧クランプ素子を接続することを特徴とする請求項１乃至２４いずれか記載の非接触電力伝達装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】本発明は、非接触電力伝達装置に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】近年、電磁誘導を利用した非接触電力伝達の実用化が盛んに行われている。これらは負荷が特定されているものが大半であり、複数の負荷を対象としたり、単独負荷であってもその負荷電流が大きく変わる場合の実用化例は見当たらない。非接触電力伝達では電力供給側となる１次側と負荷を持つ２次側との間に電気的絶縁物があり、電力供給側の１次側コイルと負荷側の２次側コイルとで分離着脱できる構造を有するトランスを介して電力を伝達する。図２７に前記トランスによる非接触電力伝達装置の従来例１の概略構成図を示す。１次側は、電力供給側の１次側コイルＬ１の両端に、インバータ回路（本従来例では省略）で生成された可聴域周波数以上である約２０ＫＨｚ以上の高周波電圧Ｖ１が印加されて構成され、２次側は、１次側コイルＬ１との間に磁気結合度Ｍを有する負荷側の２次側コイルＬ２と、２次側コイルＬ２に誘起された電圧を整流する平滑整流回路２０と、平滑整流回路２０の出力端に接続される負荷である負荷３ａとから構成され、１次側コイルＬ１と２次側コイルＬ２とで分離着脱できる構造を有する電力送受用トランスＴ１を構成している。図２８は、電力送受用トランスＴ１の構造を示す。電力を供給する１次側は、磁性材料からなるＥ型コアＡ４に設けられた１次側コイルＬ１を有し、１次側から電力を供給される２次側も同様に磁性材料からなるＥ型コアＡ４に設けられた２次側コイルＬ２を有し、互いに電気的絶縁ＧＡＰ１１６を介して対向設置されている。このような分離着脱できる電力送受用トランスＴ１においては、漏れ磁束Ｆ１が生じ、１次側コイルＬ１と２次側コイルＬ２との磁気結合度Ｍは低下する。ここで図２９に、図２７の回路を２次側に換算した等価回路を示す。２次側コイルＬ２の誘起電圧を有する電圧源Ｅ２の出力に直列に漏れインダクタンスＬ４が接続され、平滑整流回路２０を介して負荷３ａに接続される。前述のように磁気結合度Ｍが低下して１次コイルＬ１で生じる総磁束の内２次側コイルＬ２の鎖交磁束Ｆ２が少なくなると、漏れ磁束Ｆ１による漏れインダクタンスＬ４が生じる。また、１次側コイルＬ１の両端に印可される電圧Ｖ１は可聴域周波数以上であ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 586

る約２０ＫＨｚ以上の高周波で駆動されるため、磁気結合度Ｍが低く漏れインダクタンスＬ４を有する電力送受用トランスＴ１を介して負荷３ａへ電力を伝達する場合、２次コイルＬ２の誘起電圧即ち、電圧源Ｅ２の電圧は低下し、漏れインダクタンスＬ４による誘導リアクタンスのために電圧降下を起こし、結果として出力端子電圧Ｖ３は低下する。図３０は図２９に示す負荷電流Ｉ３に対する出力端子電圧Ｖ３の特性１１７ａ及び負荷電力Ｐの特性１１８ａを示した図である。出力端子電圧Ｖ３は漏れインダクタンスＬ４による交流インピーダンスのために線形的に低下する。また、負荷電力Ｐは、負荷電流Ｉ３が所定の電圧以下では負荷電流Ｉ３が増加するにしたがって負荷電力Ｐも増加するが、負荷電流Ｉ３が所定の電圧以上になると負荷電流Ｉ３が増加するにしたがって負荷電力Ｐは低下する。このような特性を持つ場合には、一定電圧入力で動作する異なる負荷電流の機器を負荷３ａとして設けた場合、負荷電流Ｉ３が所定の電流値以上では増加するほど、出力端子電圧Ｖ３は低下し、負荷７の定電圧入力条件を外れてしまい、本来の性能を発揮できなくなる。

【０００３】また、非接触電力伝達において非接触充電の場合には２次コイルＬ２に並列または直列にコンデンサを接続して負荷整合による力率改善を行い、前記漏れインダクタンスＬ４の影響を補い２次側で取り出すことのできる有効電力を増加させる場合が多い。図３１の回路図は前記図２７の２次側コイルＬ２に並列にコンデンサＣ２を接続したもので、図３２は図３１の回路を２次側に換算した等価回路を示し、２次側コイルＬ２の誘起電圧を有する電圧源Ｅ２の出力に直列に漏れインダクタンスＬ４が接続され、漏れインダクタンスＬ４を介して電圧源Ｅ２に並列にコンデンサＣ２が接続され、コンデンサＣ２の両端は整流平滑回路２０を介して負荷３ａに接続される。前記コンデンサＣ２を接続することにより電力伝送効率が大幅に向上し、小型化ができる。負荷３ａに充電を行う場合には出力端子電圧Ｖ３は例えば電池電圧となりほぼ一定である。しかし、負荷３ａが定電圧負荷ではない例えば抵抗のような負荷に対しては、図３３の負荷電流Ｉ３に対する出力端子電圧Ｖ３の特性１１７ｂ及び負荷電力Ｐの特性１１８ｂに示すようにコンデンサＣ２が接続されている場合には接続されていない場合に比べて、負荷電流Ｉ３が増加すると出力端子電圧Ｖ３の低下が顕著に見られる。また負荷電力Ｐがピークとなる点Ｋ付近の出力端子電圧Ｖ３の時に最適な負荷整合が行われ、負荷電流Ｉ３がこのＫ点での負荷電流より大きい領域では、出力端子電圧Ｖ３が急速に低下する。負荷電流Ｉ３がＫ点での負荷電流よりも小さい領域でも負荷電流Ｉ３に反比例して出力端子電圧Ｖ３は低下している。そして、負荷電流Ｉ３が非常に小さい領域では出力端子電圧Ｖ３は急に大きくなっている。

【０００４】前述のような特性や特徴を持つ非接触電力伝送において図３４の負荷電流Ｉ３に対する出力端子電圧Ｖ３の特性１１７ｃ及び負荷電力Ｐの特性１１８ｃに示すように、出力端子電圧Ｖ３を、負荷電流Ｉ３の異なる負荷に対して出力端子電圧Ｖ３を対象とする全ての負荷領域で一定として安定化させる方法が望まれる。この安定した特性を得るために通常のスイッチング電源の電圧制御で行われるように、２次側の出力端子電圧Ｖ３を検出し、基準電圧と比較、誤差増幅し、１次側に誤差増幅した信号を非接触で伝送して１次側の駆動電圧振幅、周波数、デューティ及び間引き率を制御するフィードバック制御方法を検討したところ、いずれも従来技術では不都合を生じることが判明した。

【０００５】

【発明が解決しようとする課題】非接触伝送では、通常のスイッチング電源に比べて、漏れ磁束Ｆ１によるノイズが少し多くなることと、負荷整合を施しても回路効率が少し低下することから、１次コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１を生成するためのインバータ回路は共振型インバータを採用することが最適である。そして、安定化したい電圧領域で、対象とする最大負荷電流時において最適負荷整合を行うこと、即ち２次側に接続されるコンデンサＣ２の静電容量を、負荷整合を行うのに最適な値に設定することが最良である。

【０００６】ところが、前述の回路方式において無負荷時から全負荷時にわたって出力端子電圧Ｖ３を一定にする安定化を行う場合、不都合がある。２次側に接続した負荷整合用のコンデンサＣ２は、全ての負荷電流領域において接続されているため１次コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１を生成するためのインバータ回路が、ＰＷＭ方式及び周波数可変方式では、周波数やデューティ比の変化幅が大きいと回路動作が不安定になる場合がある。これは図３２に示す２次側等価回路に示すように２次側コイルＬ２の誘起電圧を有する電圧源Ｅ２には、漏れインダクタンスＬ４とコンデンサＣ２とが直列に接続された直列共振回路が接続されているため、１次コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１の周波数やデューティ比が大きく変化して２次側コイルＬ２に誘起する電圧の周波数やデューティ比が大きく変化すると、前記直列共振回路の動作も大きく変化するためであると考えられる。もし、この影響が無視できたとしても、負荷電流Ｉ３を非常に大きく変化させなければならない時（例えば１００倍の変化幅がある時）には、１次コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１の周波数やデューティ比も非常に大きく変化させなければならないため、特に軽負荷、無負荷近辺での制御が回路動作の実用限界を超えて制御不能になる場合がある。

【０００７】また１次コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１を生成するためのインバータ回路が、従来の間引き制御を行った場合には、従来の間引き制御は、「１次コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１を固定周波数で

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 587

連続駆動させる中で、出力端子電圧の検出電圧が安定化したい目標電圧を超えた場合にインバータを休止させる制御方法」であり、この方法も軽負荷、無負荷近辺において、目標電圧付近で、駆動周波数の１周期にも満たないオン･オフ動作が頻繁に行われ、共振型インバータのメリットである低損失のソフトスイッチングが行われず、ハードスイッチングを行ってスイッチング損失が増加すると共に、強いノイズ源となる。

【０００８】そしてこれらの制御方式は、従来技術では、２次側の出力端子電圧Ｖ３などの情報は光信号を利用したフォトカプラを介して、１次側のインバータ回路の駆動電圧振幅、周波数、デューティ比及び間引き率を制御するフィードバック制御であった。しかし、非接触電力伝達装置においては、浴室や屋外などの水まわりや汚れの多いところ悪環境で使われる場合にそのメリットが出るため、まわりの明るさや、汚れ等の影響を受ける光信号を利用する技術手段は採用が難しい。

【０００９】本発明は、上記事由に鑑みてなされたものであり、その目的は、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することにある。

【００１０】

【課題を解決するための手段】請求項１の発明は、直流電圧を出力する電源回路と前記直流電圧を一定周波数の高周波電圧に変換するインバータ回路と前記インバータ回路から前記高周波電圧を供給される電力送電用１次コイルとから構成される非接触コンセントと、前記電力送電用１次コイルと分離着脱自在なトランス構造を構成して高周波電圧を誘起される電力受電用２次コイルと前記電力受電用２次コイルに誘起される高周波電圧を整流平滑する整流平滑回路とから構成される非接触プラグと、前記非接触プラグの出力端子に接続され負荷となる端末機器とから構成される非接触電力伝達装置において、前記非接触コンセントは、対象としている負荷領域に対する前記非接触プラグの出力端子電圧を、前記インバータ回路より前記電力送電用１次コイルに供給される高周波電圧を間引いて安定化させる間引き制御を行う制御手段を備えることを特徴とし、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができる。

【００１１】請求項２の発明は、請求項１の発明において、前記制御手段は、非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を上回った場合には、インバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を一定時間間引き、前記一定時間間引きを行った後非接触プラグの出力端子電圧が前記所定の電圧を上回っていれば再び電力送電用１次コイルへの前記高周波電圧の供給を一定時間間引くことを繰り返し、前記各一定時間間引きを行った後で非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を下回った場合には、非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を上回るまで電力送電用１次コイルへの前記高周波電圧の供給を連続的に行う動作を継続させることを特徴とし、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができる。

【００１２】請求項３の発明は、請求項１または２の発明において、非接触プラグは、非接触プラグ内部の電気状態を表す情報を磁気信号に変換して非接触コンセントに伝送し、前記制御手段は、前記磁気信号に基づいて間引き制御のための制御信号を形成し、前記制御信号によりインバータ回路を間引き制御することを特徴とし、電圧安定化のためのフィードバック信号に磁気信号を使うため、まわりの明るさや汚れの影響を受けずに、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができる。

【００１３】請求項４の発明は、請求項１乃至３いずれかの発明において、インバータ回路は、ハーフブリッジ型の部分共振インバータであることを特徴とし、故障時の出力電圧の上昇を抑えることができる。

【００１４】請求項５の発明は、請求項４の発明において、電力受電用２次コイルはセンタータップを備え、整流平滑回路は、電力受電用２次コイルのセンタータップではない両出力端に直列に且つ互いに逆方向に接続する整流素子の電力受電用２次コイルに接続していない各他端同士を接続した全波整流部を有し、前記整流素子の接続中点にチョークコイルを接続することを特徴とし、整流部を小型化することができる。

【００１５】請求項６の発明は、請求項１乃至５いずれかの発明において、電力受電用２次コイルに並列にコンデンサを接続することを特徴とし、負荷整合をとることで１次側から２次側へ伝達できる有効電力を増加させることができる。

【００１６】請求項７の発明は、請求項６の発明において、前記コンデンサの静電容量値は、対象とする負荷領域の最大負荷時において、電力送電用１次コイルに供給される高周波電圧の極性反転時期と、前記コンデンサの両端に発生する振動電圧が極大値または極小値となる時期とが一致する静電容量値であることを特徴とし、最適な負荷整合を行って回路効率を向上させることができる。

【００１７】請求項８の発明は、請求項３乃至７いずれかの発明において、非接触コンセントに１次側信号受信コイルを設け、非接触プラグには前記１次側信号受信コイルに対向配置され前記１次側信号受信コイルと分離着脱自在なトランス構造を構成する２次側信号送信コイルを設け、前記２次側信号送信コイルは非接触プラグの内部の電気状態を表す情報を交流電圧に変換した信号を入力され、磁気信号として磁束信号を発生し、前記１次側信号受信コイルは前記磁束信号により電圧を誘起され、前記制御手段はインバータ回路を前記誘起された電圧に基づいた制御信号により前記間引き制御することを特徴

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 588

とし、電圧安定化のためのフィードバック信号に磁束信号を使うため、まわりの明るさや汚れの影響を受けずに、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができる。

【００１８】請求項９の発明は、請求項８の発明において、電力送電用１次コイルと１次側信号受信コイルとの間、及び電力受電用２次コイルと２次側信号送信コイルとの間の少なくとも一方の間に磁性体からなる磁気シールド用隔壁を設けたことを特徴とし、信号送受用トランスに鎖交する電流送授用トランスで発生する磁束を低減させて、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができる。

【００１９】請求項１０の発明は、請求項９の発明において、電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、磁性体からなるコアに巻装し、前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させたことを特徴とし、信号送受用トランスに鎖交する電流送授用トランスで発生する磁束を低減させて、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができる。

【００２０】請求項１１の発明は、請求項９の発明において、電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、前記コイルの軸方向に垂直な方向に開口部を有する有底筒型の磁性体からなるコアに巻装し、前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させ、前記コアの非開口部の近傍に１次側信号受信コイルと２次側信号送信コイルとを配置したことを特徴とし、信号送受用トランスに鎖交する電流送授用トランスで発生する磁束を低減させて、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができる。

【００２１】請求項１２の発明は、請求項８乃至１１いずれかの発明において、２次側信号送信コイルは、非接触プラグの内部の電気状態を表す情報を交流電圧に変換した信号を入力されて、電力送電用１次コイルが発生させる磁束とは逆位相の位相を有する磁束信号を発生することを特徴とし、正確な電圧安定化のための束信号を送受信することができる。

【００２２】請求項１３の発明は、請求項１２記載の発明において、２次側信号送信コイルの一方の端子は、電力受電用２次コイルのどちらか一方の端子に接続していることを特徴とし、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができる。

【００２３】請求項１４の発明は、請求項３乃至７いずれかの発明において、非接触コンセントは、電力送電用１次コイルの近傍に電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとの間に発生する磁束を検出する磁束検出用コイルを設け、前記磁束検出用コイルは、磁気信号として電力送電用１次コイルで発生する磁束を検出し、前記磁束検出用コイルから前記検出する磁束に応じて出力される電圧に基づいて前記制御手段は、インバータ回路を間引き制御することを特徴とし、正確な電圧安定化のための磁束信号を受信することができる。

【００２４】請求項１５の発明は、請求項１４の発明において、電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、前記コイルの軸方向に垂直な方向に開口部を有する有底筒型の磁性体からなるコアに設けて前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させ、前記電力送電用１次コイルのコアの開口部の近傍に前記磁束検出用コイルを配置したことを特徴とし、正確な電圧安定化のための磁束信号を受信することができる。

【００２５】請求項１６の発明は、請求項１乃至１５いずれかの発明において、一つの非接触コンセントは、出力電圧の異なる複数の非接触プラグに適合し、各非接触プラグが対象としている負荷領域を含む全領域において前記各非接触プラグの出力電圧を所定の電圧範囲内に収める前記制御手段を有することを特徴とし、経済的である。

【００２６】請求項１７の発明は、請求項１乃至１６いずれかの発明において、非接触プラグの出力端子に並列に抵抗を接続することを特徴とし、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができる。

【００２７】請求項１８の発明は、請求項１乃至１７いずれかの発明において、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合していない場合は、前記制御手段は、インバータ回路から電力送電用１次コイルへ供給する出力を制限することを特徴徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができる。

【００２８】請求項１９の発明は、請求項１８の発明において、非接触コンセントはインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給の制限を制御するスイッチ機能を備え、非接触プラグは前記スイッチ機能のオン･オフ状態を制御する駆動体を備え、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると前記スイッチ機能を動作させることで前記制御手段はインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を可能にすることを特徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができる。

【００２９】請求項２０の発明は、請求項１９の発明において、非接触コンセントの前記スイッチ機能が機械接点からなり、非接触プラグが備える駆動体は磁石からなり、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると前記磁石の磁力によって前記機械接点が動作して、前記制御手段はインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を可能にすることを特徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができる。

【００３０】請求項２１の発明は、請求項１乃至２０いずれかの発明において、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると、非接触プラグ及び非接触コンセントの少なくともどちらか一方に使用可能を報知する表示を行うことを特徴とし、システムや機器の使用

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 589

可否の判断をおこなうことができる。

【００３１】請求項２２の発明は、請求項１乃至２１いずれかの発明において、非接触コンセント及び非接触プラグの少なくともどちらか一方は、非接触プラグの出力端子に接続された端末機器の負荷電力、及び非接触プラグの出力電圧の少なくともどちらか一方を表示する表示部を付加したことを特徴とし、システムや機器の使用可否の判断をおこなうことができる。

【００３２】請求項２３の発明は、請求項１乃至２２いずれかの発明において、非接触プラグの出力端子に接続される端末機器は前記非接触プラグに対して、分離着脱自在なことを特徴とし、不特定の端末機器を使用することができる。

【００３３】請求項２４の発明は、請求項２３の発明において、非接触プラグの出力端子から端末機器への電力の供給は、磁気結合によって供給されることを特徴とし、不特定の端末機器を使用することができる。

【００３４】請求項２５の発明は、請求項１乃至２４いずれかの発明において、非接触プラグの出力端子間に、電圧クランプ素子を接続することを特徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができる。

【００３５】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

【００３６】図１は、磁気信号を用いて間引き制御を行う非接触電力伝達装置の回路構成を示す。非接触電力伝達装置５は、電力供給側となる１次側を構成する非接触コンセント１と負荷を持つ２次側を構成する非接触プラグ２とからなり、非接触コンセント１は、交流電源４からの交流入力を、直流電圧Ｅを出力する直流に変換する電源回路１０と、半導体スイッチを有し、半導体スイッチをスイッチングさせることで電源回路１０からの直流電圧Ｅを一定周波数の高周波電圧Ｖ１に変換するインバータ回路１１と、インバータ回路１１から前記高周波電圧Ｖ１を供給される電力送電用１次コイルＬ１と、非接触プラグ２からフィードバックされた磁気信号に応じてインバータ回路１１の半導体スイッチのスイッチングを制御する制御信号を出力する制御部であるスイッチング制御回路１２とから構成され、非接触プラグ２は、電力送電用１次コイルＬ１に印加された高周波電圧により発生した漏れ磁束Ｆ１と鎖交磁束Ｆ２との内、鎖交磁束Ｆ２と鎖交することで高周波電圧を誘起される電力受電用２次コイルＬ２と、電力受電用２次コイルＬ２から出力される高周波電圧を整流平滑する整流平滑回路２０と、非接触プラグ２の出力電圧である出力端子電圧Ｖ３を検出し、検出結果に応じて非接触コンセント１のスイッチング制御回路１２に磁気信号を出力する出力端子電圧検出回路２１とから構成され、出力端子電圧Ｖ３は負荷である端末機器３に出力される。電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とは、分離着脱できる電力送受用トランスＴ１を構成する。

【００３７】本実施例では、出力端子電圧Ｖ３を検出した出力端子電圧検出回路２１は、その検出結果に応じた磁気信号を発生させ、その磁気信号を受信したスイッチング制御回路１２は磁気信号に基づいて、出力端子電圧Ｖ３が所定の電圧を上回った場合には、インバータ回路１１から電力送電用１次コイルＬ１への一定周波数の高周波電圧Ｖ１の供給を一定時間間引き、一定時間間引きを行った後出力端子電圧Ｖ３が所定の電圧をまだ上回っていれば再び電力送電用１次コイルＬ１への高周波電圧Ｖ１の供給を一定時間間引くことを繰り返し、各一定時間間引きを行った後で出力端子電圧Ｖ３が所定の電圧を下回った場合には、出力端子電圧Ｖ３が所定の電圧を上回るまで電力送電用１次コイルＬ１への高周波電圧Ｖ１の供給を行う動作を継続させる間引き制御を行う制御信号をインバータ回路１１に出力し、インバータ回路１１の半導体スイッチは制御信号に応じて、スイッチング動作を行い、出力端子電圧Ｖ３を一定電圧に安定化させる。

【００３８】図２は、本実施例の具体的な回路構成を示す。図２において、電源回路１０は直流電圧Ｅを出力する直流電圧源１０ａで表し、出力端子電圧検出回路２１及びスイッチング制御回路１２は省略する。非接触コンセント１は、直流電圧源１０ａと、直流電圧源１０ａに並列に接続されたコンデンサＣ３、Ｃ４の直列回路及び半導体スイッチＱ１、Ｑ２の直列回路と、コンデンサＣ１とコンデンサＣ２との接続中点と半導体スイッチＱ１と半導体スイッチＱ２との接続中点との間に接続されたコンデンサＣ１とからなるインバータ回路１１と、コンデンサＣ１に並列に接続された電力送電用１次コイルＬ１とから構成され、ハーフブリッジ型の部分共振インバータ回路となる。非接触プラグ２は、センタータップを備えた電力受電用２次コイルＬ２と、電力受電用２次コイルＬ２に並列に接続されたコンデンサＣ２、電力受電用２次コイルＬ２のセンタータップではない両出力端に直列且つ互いに逆方向に接続されたダイオードＤ３、Ｄ４、ダイオードＤ３、Ｄ４の接続中点に一端を接続されたチョークコイルＬ３、チョークコイルＬ３の他端と電力受電用２次コイルＬ２のセンタータップとの間に接続される平滑コンデンサＣ５からなる整流平滑回路２０とから構成され、端末機器３は平滑コンデンサＣ５に並列に接続される。電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とは、分離着脱できる電力送受用トランスＴ１を構成する。電力受電用２次コイルＬ２にはセンタータップを備えているものを使用し、２つのダイオードＤ３、Ｄ４で整流しているので装置の小型化を図ることができる。

【００３９】次に図３に、図２における電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１と、電力送電用１次コイルＬ１を流れる電流Ｉ１と、半導体スイッチＱ１の両端電圧

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 590

Ｖ４ａと、半導体スイッチＱ１を流れる電流Ｉ４ａと、半導体スイッチＱ２の両端電圧Ｖ４ｂと、半導体スイッチＱ２を流れる電流Ｉ４ｂとの各波形を示す。半導体スイッチＱ１、Ｑ２は交互にオン･オフを繰り返すが、この時一方の半導体スイッチがオンからオフした後、両方の半導体スイッチがオフになる一定期間を経てから他方の半導体スイッチがオンするように制御しているので、電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１は、台形上の波形となる。部分共振区間１００は半導体スイッチＱ１、Ｑ２ともにオフしている区間であり、電力送電用１次コイルＬ１から２次側を見たインダクタンスと、コンデンサＣ１との共振動作による電圧振動が行われる期間である。半導体スイッチにＭＯＳＦＥＴを用いると、図２に示すように寄生ダイオードＤ１、Ｄ２が半導体スイッチＱ１、Ｑ２に並列に接続されるため、電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１の振動電圧が大きくなり、電圧Ｅ／２または電圧Ｅ／２にでクランプされると、半導体スイッチＱ１の両端電圧Ｖ４ａと半導体スイッチＱ２の両端電圧Ｖ４ｂとは直流電源１０ａの電圧Ｅまたはグラウンドレベルにクランプされた台形波となる。また半導体スイッチＱ１、Ｑ２にＭＯＳＦＥＴを用いた場合は、ＭＯＳＦＥＴの寄生容量を利用しても部分共振動作ができる。この部分共振により半導体スイッチＱ１、Ｑ２はソフトスイッチングを行うことができ、ターンオン及びターンオフ時の損失が大幅に低減できる。

【００４０】図４は、負荷状態が無負荷、軽負荷近辺において従来技術の間引き制御を行った時の出力端子電圧Ｖ３と電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１とを示す。従来技術の間引き制御は、出力端子電圧Ｖ３を検出し、その検出結果が目標電圧１０１を超えた時のみインバータ回路１１の固定周波数駆動を休止させて、一定周波数の高周波電圧Ｖ１の出力を停止させる。このような制御では、図４に示すように軽負荷、無負荷近辺において、目標電圧１０１の付近で駆動周波数の１周期にも満たない半導体スイッチＱ１、Ｑ２のオン･オフが頻繁に行われ、共振型インバータのメリットである低損失のソフトスイッチングが行われず、ハードスイッチングになるとともに、強いノイズ源になることは前記従来の技術でも述べたとおりである。特に、非接触電力伝達では、漏れ磁束や磁束の広がりによる磁界の影響で、出力端子にノイズが乗りやすいためこの傾向は顕著に現れやすい。

【００４１】前記従来技術の間引き制御に対し、図５に、負荷状態が無負荷、軽負荷近辺において、出力端子電圧Ｖ３の目標電圧として２つの目標電圧１０２、１０３を設け、出力端子電圧Ｖ３が目標電圧１０２を超えるとインバータ回路１１の固定周波数駆動を停止させ、出力端子電圧Ｖ３が目標電圧１０３より下回るとインバータ回路１１の固定周波数駆動を行う制御を行った時の出力端子電圧Ｖ３と電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１とを示す。２つの目標電圧１０２、１０３によってヒステリシスをつくることでインバータ回路１１の固定周波数駆動の動作と停止が図４に示す従来の方式に比べて良好に行われる。実用的にはこの方式で使用可能なものもあるが、ノイズが大きく重畳される場合にはヒステリシス幅を大きくしなければならず、出力端子電圧Ｖ３のリプル電圧増大の原因となる。

【００４２】そこで発明では図６に示すように、出力端子電圧Ｖ３が目標電圧１０８を上回った場合には、インバータ回路１１から電力送電用１次コイルＬ１への一定周波数の高周波電圧Ｖ１の供給を一定時間１０６間引き、一定時間１０６の間引きを行った後出力端子電圧Ｖ３が目標電圧１０８をまだ上回っていれば再び電力送電用１次コイルＬ１への高周波電圧Ｖ１の供給を一定時間１０６間引くことを繰り返し、各一定時間１０６の間引きを行った後で出力端子電圧Ｖ３が目標電圧１０８を下回った場合には、出力端子電圧Ｖ３が目標電圧１０８を上回るまで電力送電用１次コイルＬ１への高周波電圧Ｖ１の供給を行う動作を継続させる間引き制御を行い、この一連の動作を継続させて出力端子電圧Ｖ３を一定にする安定化を行う。この方式では、軽負荷から全負荷までの範囲において、一定時間１０６の休止期間の終了時には出力端子電圧Ｖ３は目標電圧１０８を確実にある程度下回り、インバータ回路１１の固定周波数駆動も連続１周期以上は確保できる。そして、完全な無負荷の場合にはインバータ回路１１の固定周波数駆動が１周期未満になることもありうるが、この場合にでもインバータ回路１１の固定周波数駆動動作の期間と停止の期間とは一定の周期で規則的に繰り返されるため、インバータ回路１１の固定周波数駆動の期間と停止の期間とが不規則に繰り返される図４の場合に比べて高調波ノイズは低減できる。また、本実施例のもう一つのメリットは、負荷状態が無負荷に近い時も全負荷に近い時も、出力端子電圧Ｖ３の最大電圧１０７をほぼ同程度にできるため、とくに浴室などの水まわりで使う低い電圧を安定化させる場合に、その電圧規格の上限値に対し少しのマージン分だけ低い電圧に目標電圧１０８を設定すれば、確実に電圧規格の上限値以内に出力端子電圧Ｖ３を制御できるため、安全安心に配慮した出力端子電圧Ｖ３の電圧安定化を行うことができる。

【００４３】次に図７に、電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１と、コンデンサＣ２の両端電圧Ｖ２と、コンデンサＣ２を流れる電流Ｉ２と、端末機器３を流れる負荷電流Ｉ３との各波形を示す。コンデンサＣ２を電力受電用２次コイルＬ２に並列に接続して最適な負荷整合を行うことができる条件は、図７にタイミング１０９に示すように電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ１の極性反転時と、コンデンサＣ２の両端電圧Ｖ２の振動電圧が極大値に達する時とが一致すること及びタイミング１１０のように電力送電用１次コイルＬ１の両端電圧Ｖ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 591

１の極性反転時と、コンデンサＣ２の両端電圧Ｖ２の振動電圧が極小値に達する時とが一致することと等価である。図７のように最適な負荷整合を行うためのコンデンサＣ２の静電容量値は、インバータ回路１１の駆動周波数や、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２間の漏れインダクタンスＬ４以外に出力端子電圧Ｖ３や整流平滑回路２０の整流方式にも影響を受ける。

【００４４】図８、９は本実施例における負荷電流Ｉ３に対する出力端子電圧Ｖ３の特性１１７ｄ、１１７ｅを示す。最大負荷電力がとれる点Ｋ、即ち負荷整合が最適にとれている点Ｋより負荷電流Ｉ３が小さい領域１１１及び１１３では出力端子電圧Ｖ３は、点Ｋにおける出力端子電圧Ｖ３より高くなっているため、本実施例の間引き制御による電圧低減動作により出力端子電圧Ｖ３の安定化を行うことができる。一方負荷電流Ｉ３が点Ｋを超える領域１１２、１１４では、出力端子電圧Ｖ３は急激に電圧降下を起こし利用できない。このようにコンデンサＣ２により最適な負荷整合を行うことで、本発明の無接触電力伝達装置５を最も効率の高い状態で動作させることができる。また、適用負荷範囲を超えた場合、例えば端末機器３の故障により内部短絡が起こっても、点Ｋよりも負荷電流Ｉ３が大きくなると出力端子電圧Ｖ３の電圧降下が急激に起こり、出力端子電圧Ｖ３は低電圧になるとともに負荷電流Ｉ３は電流制限がかかり安全であり、安全安心に配慮したシステムとなっている。

【００４５】図１０乃至２３は本発明の実施形態の具体例を示し、基本的な構成は図１及び図２とほぼ同様であり、同一の構成要素には同一の符号を付して説明は省略する。図１０において、電力供給側となる１次側を構成する非接触コンセント１は、直流電源を入力されて一定周波数の高周波電圧を出力するインバータ回路１１と（図１０乃至１６では直流電源を出力する電源回路は省略）、インバータ回路１１から前記高周波電圧を供給される電力送電用１次コイルＬ１と、非接触プラグ２の２次側信号送信コイル２３からフィードバックされた磁気信号により電圧を誘起される１次側信号受信コイル１４と、前記誘起電圧に基づいた信号を出力する信号変換回路１３と、信号変換回路１３の出力信号に応じてインバータ回路１１の半導体スイッチのスイッチングを間引き制御する制御信号を出力するスイッチング制御回路１２とから構成され、負荷を持つ２次側を構成する非接触プラグ２は、電力送電用１次コイルＬ１に印加された高周波電圧により発生した磁束Ｆ３と鎖交することで高周波電圧を誘起される電力受電用２次コイルＬ２と、電力受電用２次コイルＬ２の高周波出力を整流平滑する整流平滑回路２０と、非接触プラグ２の出力端子電圧Ｖ３を検出し、検出信号を出力する出力端子電圧検出回路２１と、前記検出信号に応じた交流信号を出力する信号変換回路２２と、信号変換回路２２から出力される交流信号を入力されて、磁気信号としての磁束信号を発生する２次側信号送信コイル２３とから構成され、非接触プラグ２の出力は端末機器３に接続される。電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とは、分離着脱できる電力送受用トランスＴ１を構成し、１次側信号受信コイル１４と２次側信号送信コイル２３とは、分離着脱できる信号授受用トランスＴ２を構成する。

【００４６】しかし、図１０に示す回路構成のように電力送受用トランスＴ１と信号授受用トランスＴ２とが互いに近傍に配置されると磁束Ｆ３の広がりによって、磁束Ｆ３の一部は１次側信号受信コイル１４と２次側信号送信コイル２３とに鎖交しており、信号授受用トランスＴ２にはノイズが入ることになり正確な非接触プラグ２の出力端子電圧Ｖ３の情報を非接触コンセント１にフィードバックできない。そこで、前述の問題を改善する実施例を図１１～図１４に示す。

【００４７】図１１は、非接触コンセント１、非接触プラグ２と、信号授受用トランスＴ２との間に磁気を通しやすい磁性体からなる隔壁Ａ１を設け、電力送電用１次コイルＬ１により発生する磁束Ｆ３を障壁Ａ１に集中させることで、磁束Ｆ３の内、信号授受用トランスＴ２に鎖交する磁束を低減させたものである。

【００４８】図１２は、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とを磁性体からなるコアＡ２に巻装し、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２との軸方向に互いに対向配置させており、電力送電用１次コイルＬ１により発生する磁束Ｆ３をコアＡ２に集中させることで、磁束Ｆ３の広がり度合いを低減させて、磁束Ｆ３の内、信号授受用トランスＴ２に鎖交する磁束を低減させたものである。

【００４９】図１３は、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とを、磁性体からなり開口部を有する一般によく使われているトランス用のコアＡ３に巻装し、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２との軸方向に互いに対向配置させており、電力送電用１次コイルＬ１により発生する磁束Ｆ３をコアＡ３に集中させることで、磁束Ｆ３の広がり度合いを低減させて、磁束Ｆ３の内、信号授受用トランスＴ２に鎖交する磁束を低減させたものである。また、図１３においてはコアＡ３の開口部１２２から磁束Ｆ３の一部が漏れるので、信号授受用トランスＴ２は、その磁束が鎖交しないようにコアＡ３の非開口部１２３側に設置しておく。

【００５０】図１４に示す実施例においては、出力端子電圧Ｖ３を信号変換回路２４に入力して、信号変換回路２４は出力端子電圧Ｖ３に応じた信号を出力し、２次側信号送信コイル２３の一端は前記信号が出力される信号変換回路２４の出力に接続され、他端は電力受電用２次コイルの一端に接続されている。また、電力送電用１次コイルＬ１で発生し電力受電用２次コイルＬ２と鎖交する磁束Ｆ３ａ及び電力送電用１次コイルＬ１で発生し１

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 592

次側信号受信コイル１４と鎖交する磁束Ｆ３ｂとの方向と、２次側信号送信コイル２３で発生する磁束信号Ｆ４の方向とが互いに反対方向になるように、電力送電用１次コイルＬ１と１次側信号受信コイル１４との巻線の方向と、電力受電用２次コイルＬ２と２次側信号送信コイル２３との巻線の方向とを互いに反対方向にすることで、２次側信号送信コイル２３で発生する磁束信号Ｆ４の位相は、電力送電用１次コイルＬ１で発生する磁束Ｆ３ａ、Ｆ３ｂの位相とは逆位相となり、信号授受用トランスＴ２は電力送電用１次コイルＬ１で発生する磁束Ｆ３ａ、Ｆ３ｂの影響を受けにくくなる。

【００５１】また、前記図３３の負荷電流Ｉ３に対する出力端子電圧Ｖ３の特性１１７ｂに示すように、無負荷状態に近くなると出力端子電圧Ｖ３は高くなる傾向があり、負荷が軽くなるほど出力端子電圧Ｖ３の安定化は難しくなる。間引き制御によって全負荷領域をカバーするようにフィードバック制御系を設計できるが、制御信号の分解能向上、応答速度向上、対ノイズ性強化などで制御回路の部品も増えコスト、サイズで不利となる。しかし、図１４に示すように非接触プラグ２の出力端子間に抵抗Ｒ１を並列に接続することで、図２４の負荷電流Ｉ３に対する出力端子電圧Ｖ３の特性１１７ｆに示すように、抵抗Ｒ１に電流１１５を常に流しておき、領域１１１において出力端子電圧Ｖ３の安定化を行うことができる。さらに、負荷の急変時には過渡的な出力端子電圧Ｖ３の上昇もありうるため、図１４に示すように非接触プラグ２の出力端子間に定電圧ダイオードＺＤ１を並列に接続することで、出力端子電圧Ｖ３を常に安定化させることができる。前述のような負荷急変時の出力端子電圧Ｖ３の上昇頻度は少なく、また上昇電圧も小さいため定電圧ダイオードＺＤ１の損失は小さい。本実施例では定電圧ダイオードを使っているが電圧クランプ素子であればよい。

【００５２】次に図１５は、間引き制御に必要な非接触プラグ２の電気情報を電力送電用１次コイルＬ１で発生する磁束Ｆ３の変化から得るもので、電力送電用１次コイルＬ１で発生する磁束Ｆ３の変化を磁束検出コイル１４ａで検出して、その検出結果に基づいてインバータ回路１１を間引き制御するものである。非接触伝送においては、伝送する電力が増加すれば、電力送電用１次コイルＬ１で発生する磁束Ｆ３も電力に比例して増加し、出力端子電圧は電力に反比例して低下する。前述の特性は、一つのシステムにおいては同一な特性であるので、電力送電用１次コイルＬ１で発生する磁束Ｆ３の変化を磁束検出コイル１４ａで検出すれば、間接的に非接触プラグ２の出力端子電圧の情報を得ることができ、インバータ回路１１を間引き制御することができる。図１５に示す回路は、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とを空芯とし、磁束Ｆ３の広がりや漏れを大きくして磁束Ｆ３を磁束検出コイル１４ａに鎖交させるものである。

【００５３】図１６に示す回路は、前記図１５に示した回路の電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２とを、磁性体からなり開口部１２２を有する一般によく使われているトランス用のコアＡ３に設けて互いに対向配置させており、開口部１２２近傍に磁束検出コイル１４ａを配置することで、磁束Ｆ３の内、開口部１２２から漏れる磁束を磁束検出コイル１４ａに鎖交させるものである。

【００５４】以上に示したように、本発明は広い負荷領域に対して、必要な電圧への安定化を行うことができる。

【００５５】図１７に、浴室内で使う本発明の非接触電力伝達システム例の外観を示す。壁２００に埋設された非接触コンセント１は、壁２００の表面と接する外周部にシール１５を設けて防水性を高めている。非接触コンセント１の内部には、前記の電源回路１０、インバータ回路１１、スイッチング制御回路１２及び信号変換回路１３が内蔵され、交流電源４と接続された回路ブロックＸ１と、凹部１９に対して配置された電力送電用１次コイルＬ１と、同様に凹部１９に対して配置された１次側信号受信コイル１４とが設けられ、非接触プラグ２側の面には非接触コンセント１が使用可能状態である時点灯するコンセント通電表示ＬＥＤ１６が設けられている。非接触プラグ２は、通電時は、非接触コンセント１の凹部１９に嵌合させて、内部には、嵌合時に電力送電用１次コイルＬ１に対向配置するように設けられた電力受電用２次コイルＬ２と、１次側信号受信コイル１４に対向配置するように設けられた２次側信号送信コイル２３と、前記整流平滑回路２０、出力端子電圧検出回路２１及び信号変換回路２２が内蔵された回路ブロックＸ２と、機器３に電力を伝達するケーブルコード２６とから構成され、端末機器３は、ケーブルコード２６を接続されて電力を伝達され、表面に非接触プラグ２が使用可能状態である時点灯するプラグ通電表示ＬＥＤ２５が設けられている。

【００５６】図１８は、図１７を非接触プラグ２側から見た図を示す。非接触コンセント１及び非接触プラグ２が使用可能かどうかを表示することはユーザにとって必要であり、非接触コンセント１の非接触プラグ２側表面には、非接触コンセント１が使用可能状態である時点灯するコンセント通電表示ＬＥＤ１６を設け、非接触プラグ２表面には非接触プラグ２が使用可能状態である時点灯するコンセント通電表示ＬＥＤ１６を設けている。また、広い負荷領域を対象としているため、現在使っている端末機器３がどの程度の負荷なのか、使用限界を超えていないのかなどの情報は重要である。この情報は間引き制御の間引き率より得ることができる。即ち間引き率が大きいと負荷は小さく、間引き率が小さいほど負荷は大きいことに相当する。さらに予め最低間引き率を設定

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 593

しておき、間引き率が最低間引き率を下回り、対象負荷領域を越えると出力端子電圧Ｖ３は急激に低下するので、出力端子電圧Ｖ３が所定の電圧値以下になったことで過負荷状態を判定できる。この使用負荷量を表示するのが非接触コンセント１の非接触プラグ２側表面に設けられた負荷量表示インジケータ１７である。

【００５７】図１９は、１２Ｖ用端末機器３ａに接続された１２Ｖ機器用非接触プラグ２ａと、２４Ｖ用端末機器３ｂに接続された２４Ｖ機器用非接触プラグ２ｂとを、１台の非接触コンセント１で電力伝達可能なことを示している。前記のように本発明の非接触電力伝達システムの間引き制御は、負荷領域が広くても制御可能なので、非接触コンセント１の電力送電用１次コイルＬ１の巻数が一定でも、１２Ｖ機器用非接触プラグ２ａと２４Ｖ機器用非接触プラグ２ｂとの電力受電用２次コイルＬ２ａと電力受電用２次コイルＬ２ｂとの巻数を変えることで各々の出力端子電圧Ｖ３を安定化させることができ、また任意の電圧に安定化させることもできる。

【００５８】また、非接触電力伝達システムでは、電力送電用１次コイルＬ１と電力受電用２次コイルＬ２との距離が長くなるほど伝達できる電力は減少するため、非接触コンセント１と非接触プラグ２との相対的位置関係を所定の位置関係に保つ必要がある。図２０は、非接触プラグ２を非接触コンセント１の凹部１９に完全に嵌合させていない状態を示しており、このような場合には非接触コンセント１から非接触プラグ２への電力伝達を停止させる必要がある。そこで、非接触コンセント１は凹部１９に対して配置された機械接点１８を設け、機械接点１８がオンした時のみ、、非接触コンセント１の回路ブロックＸ１に内蔵されたインバータ回路１１が動作し、非接触コンセント１から非接触プラグ２への電力伝達を行い、非接触プラグ２は嵌合時に機械接点１８に対向配置するように永久磁石３０を設ける。機械接点１８は、永久磁石３０の磁力によって動作するスイッチで、図２０においては非接触プラグ２は非接触コンセント１の凹部１９に完全に嵌合していないので、永久磁石３０と機械接点１８とは離れすぎており、永久磁石３０の磁力は機械接点１８を動作させることはできない。図２１は非接触プラグ２を非接触コンセント１の凹部１９に完全に嵌合させている状態を示しており、永久磁石３０の磁力は機械接点１８を動作させることができ、非接触コンセント１の回路ブロックＸ１に内蔵されたインバータ回路１１が動作し、非接触コンセント１から非接触プラグ２への電力伝達を行うことができる。なお、永久磁石３０は永久磁石なので、１次側信号受信コイル１４、２次側信号送信コイル２３、磁束検出用コイル１４ａの磁束信号に悪影響を与えない。また、コンセント通電表示ＬＥＤ１６は、機械接点１８がオンすることで点灯させることができ、プラグ通電表示ＬＥＤ２５は出力端子電圧Ｖ３を監視することで点灯させることができる。

【００５９】次に、非接触プラグ２と端末機器３との接続は、水まわりで使用するときは一体型とするほうが望ましいが、水まわりで使用しないとき、及び水まわりで使用するときでも水中につけるような使い方をしないときであれば簡易防水でもよいため、非接触プラグ２と端末機器３との接続を脱着可能な構造にしてもよい。このようにすれば、非接触コンセント１と非接触プラグ２とは各１つずつあれば、端末機器３のみ用途に応じて揃えればよいため経済的である。図２２において、端末機器３ｃ、３ｄはケーブルコード２６ｃ、２６ｄを備え、ケーブルコード２６ｃ、２６ｄの端末には各々コネクタ２７ｃ、２７ｄが接続されており、非接触プラグ２の表面に設けられ非接触プラグ２の出力端と接続しているソケット２８ｃ、２８ｄと分離着脱可能になっており、１つの非接触プラグ２に複数の端末機器３ｃ、３ｄを接続できるようになっている。図２３においては、端末機器３ｅはケーブルコード２６ｅを備え、ケーブルコード２６ｅの端末には電力受電コイルＬ５が接続され、非接触プラグ２の表面近傍には非接触プラグ２の出力端と接続している電力送電コイルＬ４を備え、電力受電コイルＬ５は非接触プラグ２表面の凹部２９と嵌合して電力送信コイルＬ４から電磁誘導により電力伝達される。図２３においては、電力送信コイルＬ４に印可される回路ブロックＸ２の出力電圧は高周波電圧である。

【００６０】また、浴室内のように水まわりで使用し、感電対策のために低電圧出力が必要な場合には、非接触コンセント２の故障時においても非接触プラグ２及び端末機器３での電圧上昇をできる限り抑えなければならない。本発明においては、分離着脱できる電力伝送用トランスＴ１を使って電力伝達を行うため、非接触コンセント１の１次側電力送電コイルＬ１に印可される高周波電圧Ｖ１の振幅に比例した電圧が、非接触プラグ２の２次側電力受電コイルＬ２に誘起される。そのため非接触コンセント１側のインバータ回路や、制御回路の故障で１次側電力送電コイルＬ１に高い電圧が印加された場合には２次側電力受電コイルＬ２に誘起される電圧Ｖ２も上昇し、制御可能な領域を越えて非接触プラグ２の出力端子電圧Ｖ３に高い電圧がかかる可能性がある。そこで本発明では、図２に示すようにインバータ回路１１はハーフブリッジ回路を用いているので、１次側電力送電コイルＬ１の両端電圧Ｖ１は、直流電源１０ａの電圧Ｅに対して電圧－Ｅ／２と電圧Ｅ／２とで確実にクランプされ、２次側電力受電コイルＬ２に誘起される電圧Ｖ２の上昇は一定電圧以上上昇せず、安全なシステムとなっている。

【００６１】なお図２のコンデンサＣ２は、図２５に示すように電力受電用２次コイルＬ２のセンタータップと他の端子間にコンデンサＣ２１、Ｃ２２を接続してもよいし、図２６に示すようにダイオードＤ３、Ｄ４に並列にコンデンサＣ２１、Ｃ２２を各々接続しても同様の効

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 594

果を得ることができる。これは、コンデンサＣ２は高周波交流に作用するコンデンサであり、図２、図２５及び図２６の交流的な等価回路は同等になるためであり、いずれも図７に示す電力受電用２次コイルＬ２の両端電圧Ｖ２の波形条件を得ることができる。このように本発明の各波形条件を満たしておればそれらは本発明に含まれることはもちろん、このことは電力受電用２次コイルＬ２がセンタータップを備えていない場合も同様である。

【００６２】

【発明の効果】請求項１の発明は、直流電圧を出力する電源回路と前記直流電圧を一定周波数の高周波電圧に変換するインバータ回路と前記インバータ回路から前記高周波電圧を供給される電力送電用１次コイルとから構成される非接触コンセントと、前記電力送電用１次コイルと分離着脱自在なトランス構造を構成して高周波電圧を誘起される電力受電用２次コイルと前記電力受電用２次コイルに誘起される高周波電圧を整流平滑する整流平滑回路とから構成される非接触プラグと、前記非接触プラグの出力端子に接続され負荷となる端末機器とから構成される非接触電力伝達装置において、前記非接触コンセントは、対象としている負荷領域に対する前記非接触プラグの出力端子電圧を、前記インバータ回路より前記電力送電用１次コイルに供給される高周波電圧を間引いて安定化させる間引き制御を行う制御手段を備えることを特徴とし、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができるという効果がある。

【００６３】請求項２の発明は、請求項１の発明において、前記制御手段は、非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を上回った場合には、インバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を一定時間間引き、前記一定時間間引きを行った後非接触プラグの出力端子電圧が前記所定の電圧を上回っていれば再び電力送電用１次コイルへの前記高周波電圧の供給を一定時間間引くことを繰り返し、前記各一定時間間引きを行った後で非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を下回った場合には、非接触プラグの出力端子電圧が所定の電圧を上回るまで電力送電用１次コイルへの前記高周波電圧の供給を連続的に行う動作を継続させることを特徴とし、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができるという効果がある。

【００６４】請求項３の発明は、請求項１または２の発明において、非接触プラグは、非接触プラグ内部の電気状態を表す情報を磁気信号に変換して非接触コンセントに伝送し、前記制御手段は、前記磁気信号に基づいて間引き制御のための制御信号を形成し、前記制御信号によりインバータ回路を間引き制御することを特徴とし、電圧安定化のためのフィードバック信号に磁気信号を使うため、まわりの明るさや汚れの影響を受けずに、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができるという効果がある。

【００６５】請求項４の発明は、請求項１乃至３いずれかの発明において、インバータ回路は、ハーフブリッジ型の部分共振インバータであることを特徴とし、故障時の出力電圧の上昇を抑えることができるという効果がある。

【００６６】請求項５の発明は、請求項４の発明において、電力受電用２次コイルはセンタータップを備え、整流平滑回路は、電力受電用２次コイルのセンタータップではない両出力端に直列に且つ互いに逆方向に接続する整流素子の電力受電用２次コイルに接続していない各他端同士を接続した全波整流部を有し、前記整流素子の接続中点にチョークコイルを接続することを特徴とし、整流部を小型化することができるという効果がある。

【００６７】請求項６の発明は、請求項１乃至５いずれかの発明において、電力受電用２次コイルに並列にコンデンサを接続することを特徴とし、負荷整合をとることで１次側から２次側へ伝達できる有効電力を増加させることができるという効果がある。

【００６８】請求項７の発明は、請求項６の発明において、前記コンデンサの静電容量値は、対象とする負荷領域の最大負荷時において、電力送電用１次コイルに供給される高周波電圧の極性反転時期と、前記コンデンサの両端に発生する振動電圧が極大値または極小値となる時期とが一致する静電容量値であることを特徴とし、最適な負荷整合を行って回路効率を向上させることができるという効果がある。

【００６９】請求項８の発明は、請求項３乃至７いずれかの発明において、非接触コンセントに１次側信号受信コイルを設け、非接触プラグには前記１次側信号受信コイルに対向配置され前記１次側信号受信コイルと分離着脱自在なトランス構造を構成する２次側信号送信コイルを設け、前記２次側信号送信コイルは非接触プラグの内部の電気状態を表す情報を交流電圧に変換した信号を入力され、磁気信号として磁束信号を発生し、前記１次側信号受信コイルは前記磁束信号により電圧を誘起され、前記制御手段はインバータ回路を前記誘起された電圧に基づいた制御信号により前記間引き制御することを特徴とし、電圧安定化のためのフィードバック信号に磁束信号を使うため、まわりの明るさや汚れの影響を受けずに、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができるという効果がある。

【００７０】請求項９の発明は、請求項８の発明において、電力送電用１次コイルと１次側信号受信コイルとの間、及び電力受電用２次コイルと２次側信号送信コイルとの間の少なくとも一方の間に磁性体からなる磁気シールド用隔壁を設けたことを特徴とし、信号送受用トランスに鎖交する電流送授用トランスで発生する磁束を低減

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 595

させて、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができるという効果がある。

【００７１】請求項１０の発明は、請求項９の発明において、電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、磁性体からなるコアに巻装し、前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させたことを特徴とし、信号送受用トランスに鎖交する電流送授用トランスで発生する磁束を低減させて、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができるという効果がある。

【００７２】請求項１１の発明は、請求項９の発明において、電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、前記コイルの軸方向に垂直な方向に開口部を有する有底筒型の磁性体からなるコアに巻装し、前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させ、前記コアの非開口部の近傍に１次側信号受信コイルと２次側信号送信コイルとを配置したことを特徴とし、信号送受用トランスに鎖交する電流送授用トランスで発生する磁束を低減させて、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができるという効果がある。

【００７３】請求項１２の発明は、請求項８乃至１１いずれかの発明において、２次側信号送信コイルは、非接触プラグの内部の電気状態を表す情報を交流電圧に変換した信号を入力されて、電力送電用１次コイルが発生させる磁束とは逆位相の位相を有する磁束信号を発生することを特徴とし、正確な電圧安定化のための束信号を送受信することができるという効果がある。

【００７４】請求項１３の発明は、請求項１２記載の発明において、２次側信号送信コイルの一方の端子は、電力受電用２次コイルのどちらか一方の端子に接続していることを特徴とし、正確な電圧安定化のための磁束信号を送受信することができるという効果がある。

【００７５】請求項１４の発明は、請求項３乃至７いずれかの発明において、非接触コンセントは、電力送電用１次コイルの近傍に電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとの間に発生する磁束を検出する磁束検出用コイルを設け、前記磁束検出用コイルは、磁気信号として電力送電用１次コイルで発生する磁束を検出し、前記磁束検出用コイルから前記検出する磁束に応じて出力される電圧に基づいて前記制御手段は、インバータ回路を間引き制御することを特徴とし、正確な電圧安定化のための磁束信号を受信することができるという効果がある。

【００７６】請求項１５の発明は、請求項１４の発明において、電力送電用１次コイルと電力受電用２次コイルとを、前記コイルの軸方向に垂直な方向に開口部を有する有底筒型の磁性体からなるコアに設けて前記コアを互いに前記コアの軸方向に対向配置させ、前記電力送電用１次コイルのコアの開口部の近傍に前記磁束検出用コイルを配置したことを特徴とし、正確な電圧安定化のための磁束信号を受信することができるという効果がある。

【００７７】請求項１６の発明は、請求項１乃至１５いずれかの発明において、一つの非接触コンセントは、出力電圧の異なる複数の非接触プラグに適合し、各非接触プラグが対象としている負荷領域を含む全領域において前記各非接触プラグの出力電圧を所定の電圧範囲内に収める前記制御手段を有することを特徴とし、経済的であるという効果がある。

【００７８】請求項１７の発明は、請求項１乃至１６いずれかの発明において、非接触プラグの出力端子に並列に抵抗を接続することを特徴とし、広い負荷範囲で出力端子電圧を一定値に安定化できる非接触電力伝達装置を提供することができるという効果がある。

【００７９】請求項１８の発明は、請求項１乃至１７いずれかの発明において、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合していない場合は、前記制御手段は、インバータ回路から電力送電用１次コイルへ供給する出力を制限することを特徴徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができるという効果がある。

【００８０】請求項１９の発明は、請求項１８の発明において、非接触コンセントはインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給の制限を制御するスイッチ機能を備え、非接触プラグは前記スイッチ機能のオン･オフ状態を制御する駆動体を備え、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると前記スイッチ機能を動作させることで前記制御手段はインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を可能にすることを特徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができるという効果がある。

【００８１】請求項２０の発明は、請求項１９の発明において、非接触コンセントの前記スイッチ機能が機械接点からなり、非接触プラグが備える駆動体は磁石からなり、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると前記磁石の磁力によって前記機械接点が動作して、前記制御手段はインバータ回路から電力送電用１次コイルへの高周波電圧の供給を可能にすることを特徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができるという効果がある。

【００８２】請求項２１の発明は、請求項１乃至２０いずれかの発明において、非接触プラグが非接触コンセントの所定の位置に結合すると、非接触プラグ及び非接触コンセントの少なくともどちらか一方に使用可能を報知する表示を行うことを特徴とし、システムや機器の使用可否の判断をおこなうことができるという効果がある。

【００８３】請求項２２の発明は、請求項１乃至２１いずれかの発明において、非接触コンセント及び非接触プラグの少なくともどちらか一方は、非接触プラグの出力端子に接続された端末機器の負荷電力、及び非接触プラグの出力電圧の少なくともどちらか一方を表示する表示部を付加したことを特徴とし、システムや機器の使用可否の判断をおこなうことができるという効果がある。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 596

【００８４】請求項２３の発明は、請求項１乃至２２いずれかの発明において、非接触プラグの出力端子に接続される端末機器は前記非接触プラグに対して、分離着脱自在なことを特徴とし、不特定の端末機器を使用することができるという効果がある。

【００８５】請求項２４の発明は、請求項２３の発明において、非接触プラグの出力端子から端末機器への電力の供給は、磁気結合によって供給されることを特徴とし、不特定の端末機器を使用することができるという効果がある。

【００８６】請求項２５の発明は、請求項１乃至２４いずれかの発明において、非接触プラグの出力端子間に、電圧クランプ素子を接続することを特徴とし、高い安全性と信頼性とを備えることができるという効果がある。

【００８７】このように本発明で構成される非接触電力伝達システムは、安全や安心と、高い信頼性を背景に、浴室などの水まわり環境を電化し、様々な電気機器により多様なユーザニーズに応えることができるものである。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図２】本発明の実施例を示す具体的な回路構成図である。

【図３】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図４】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図５】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図６】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図７】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図８】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図９】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図１０】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１１】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１２】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１３】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１４】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１５】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１６】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図１７】本発明の実施例を示す外観図である。

【図１８】本発明の実施例を示す外観図である。

【図１９】本発明の実施例を示す外観図である。

【図２０】本発明の実施例を示す外観図である。

【図２１】本発明の実施例を示す外観図である。

【図２２】本発明の実施例を示す外観図である。

【図２３】本発明の実施例を示す外観図である。

【図２４】本発明の実施例の特性を示す図である。

【図２５】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図２６】本発明の実施例を示す回路構成図である。

【図２７】本発明の従来例を示す回路構成図である。

【図２８】本発明の従来例の電力授受用トランスを示す構成図である。

【図２９】本発明の従来例を示す回路構成図である。

【図３０】本発明の従来例の特性を示す図である。

【図３１】本発明の従来例を示す回路構成図である。

【図３２】本発明の従来例を示す回路構成図である。

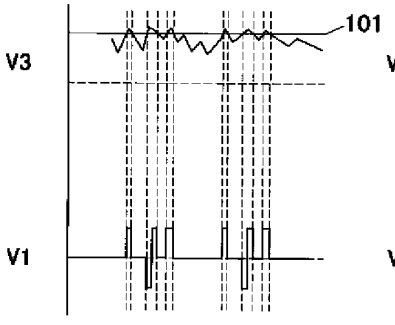
【図３３】本発明の従来例の特性を示す図である。

【図３４】本発明の従来例の特性を示す図である。

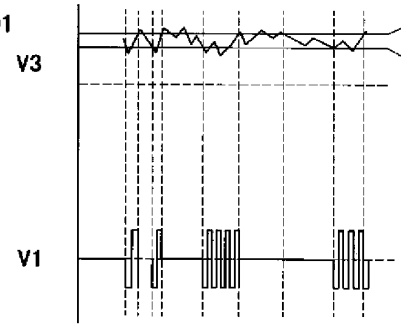
【符号の説明】

１　非接触コンセント
２　非接触プラグ
３　端末機器
１０　電源回路
１１　インバータ回路
２０　整流平滑回路
Ｅ　直流電圧
Ｖ１　高周波電圧
Ｖ２　高周波電圧
Ｌ１　電力送電用１次コイル
Ｌ２　電力受電用２次コイル

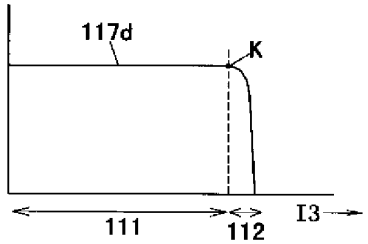
【図４】



【図５】

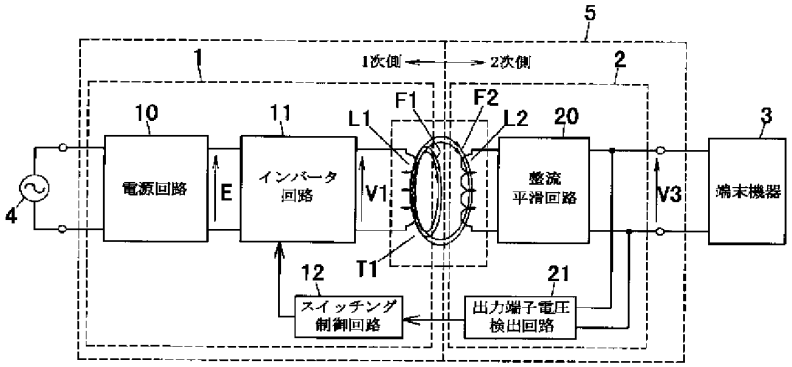


【図８】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 597

【図１】

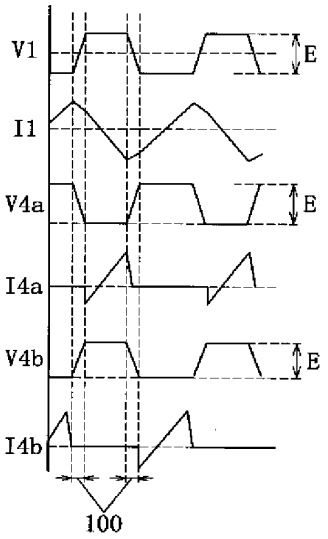


1　非接触コンセント
2　非接触プラグ
3　端末機器
10　電源回路
11　インバータ回路
20　整流平滑回路

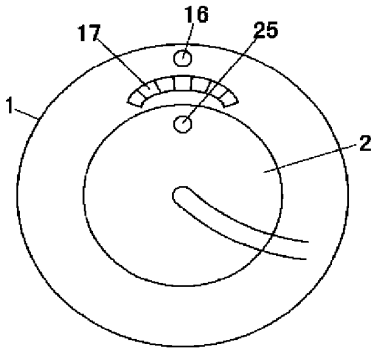
E　直流電圧
V1　高周波電圧
V2　高周波電圧
L1　電力送電用1次コイル
L2　電力受電用2次コイル

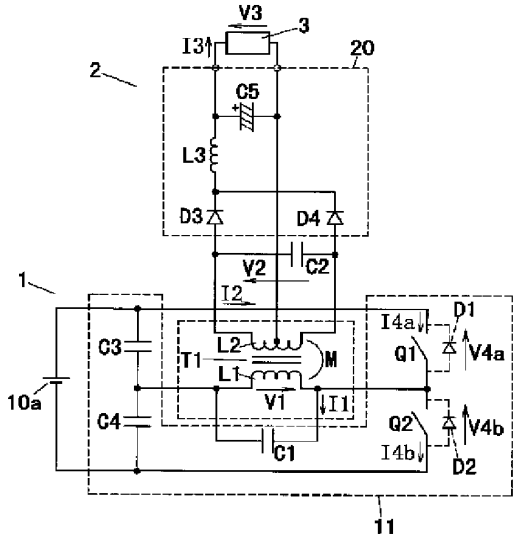
【図２】

【図３】



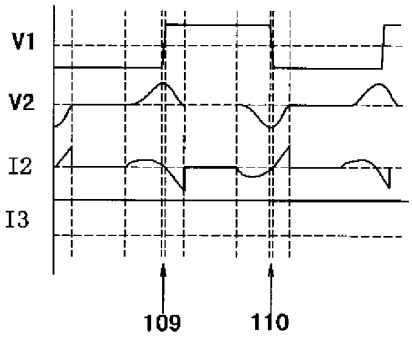
【図１８】

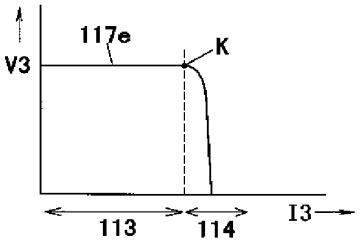




【図７】

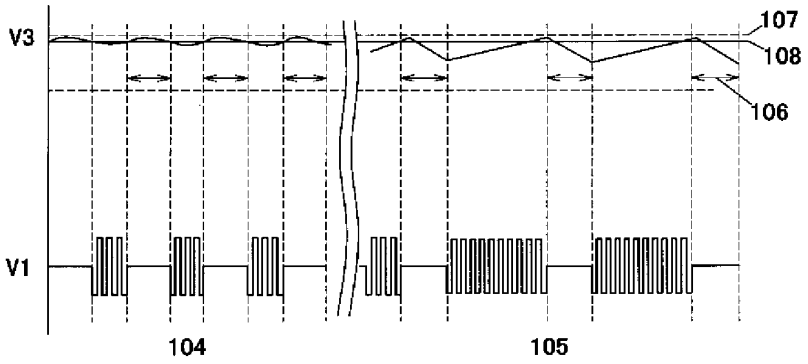
【図９】





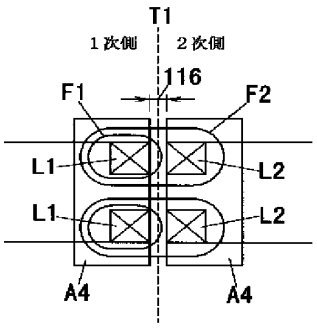
InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 598

【図６】

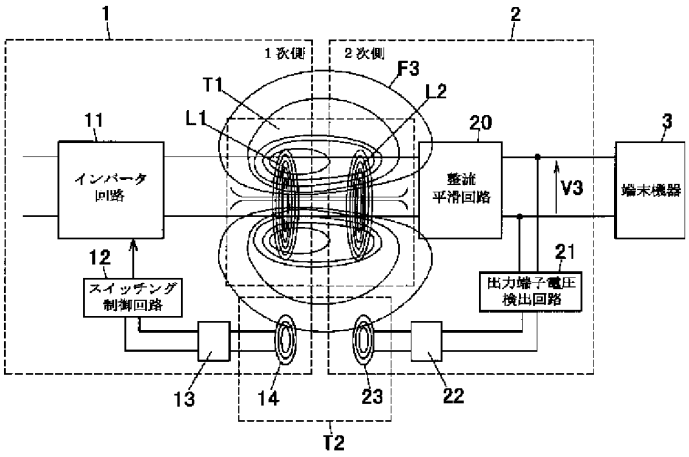


【図１０】

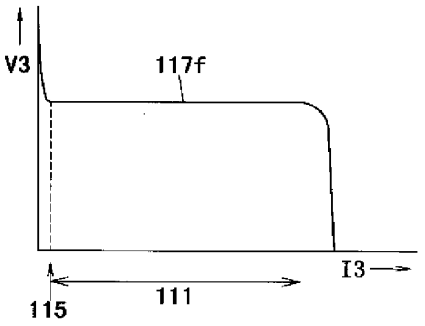
【図２８】



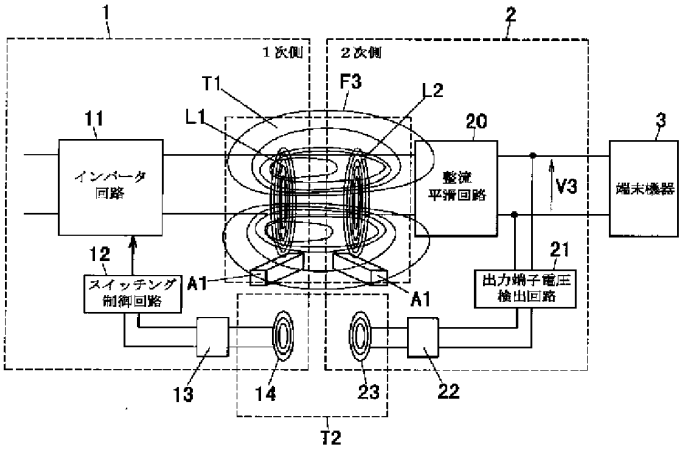
【図２４】

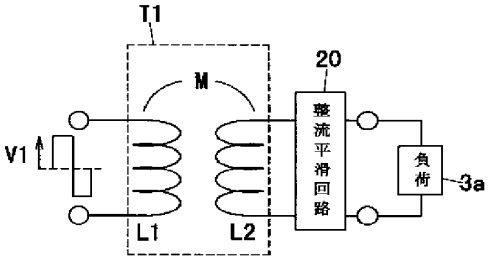


【図１１】

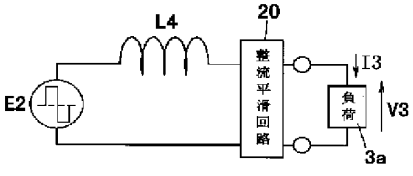


【図２７】



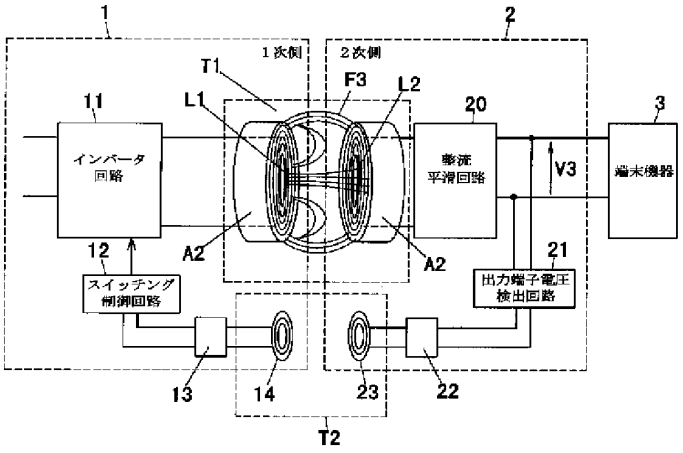


【図２９】

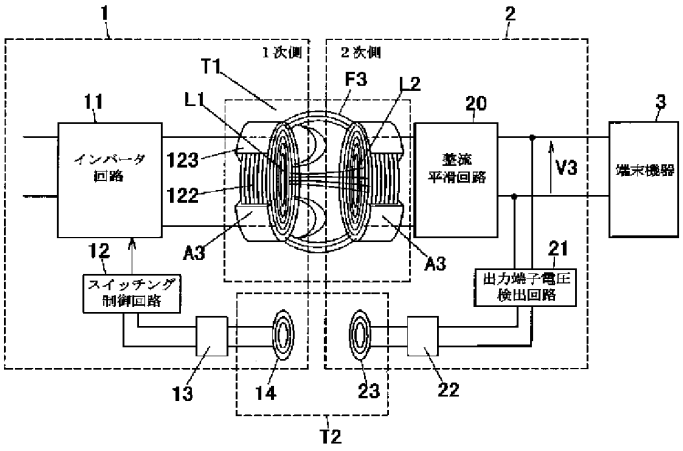


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 599

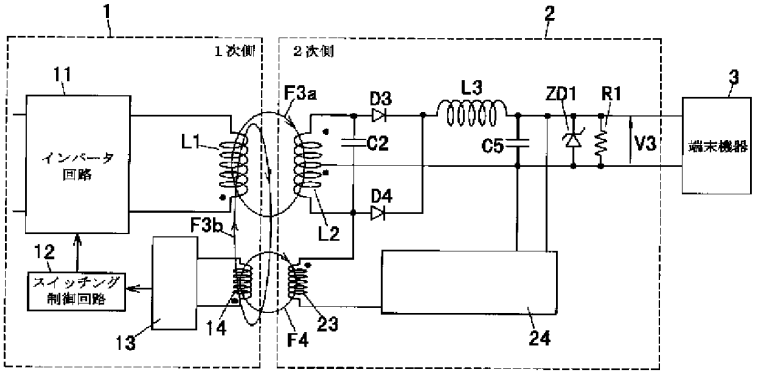
【図１２】



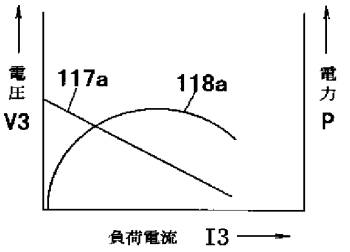
【図１３】



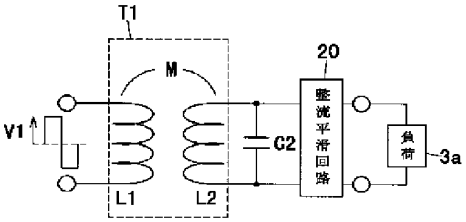
【図１４】



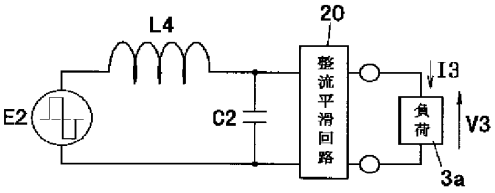
【図３０】



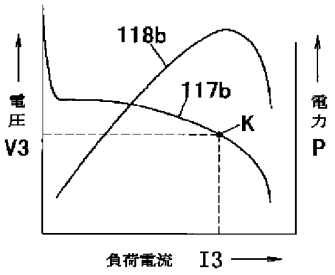
【図３１】



【図３２】

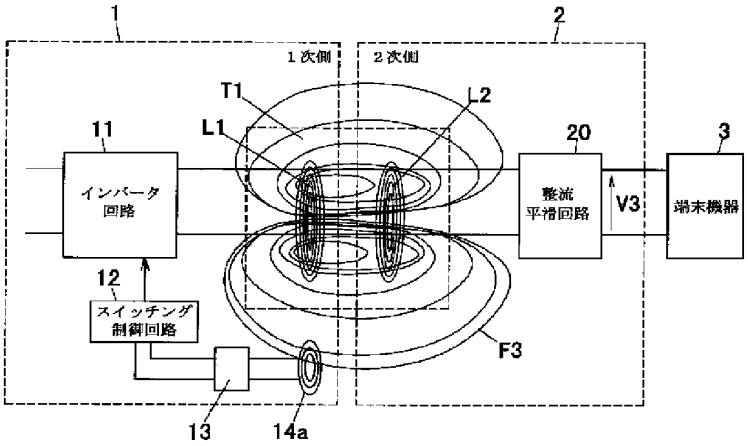


【図３３】

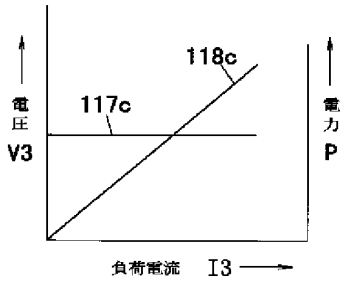


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 600

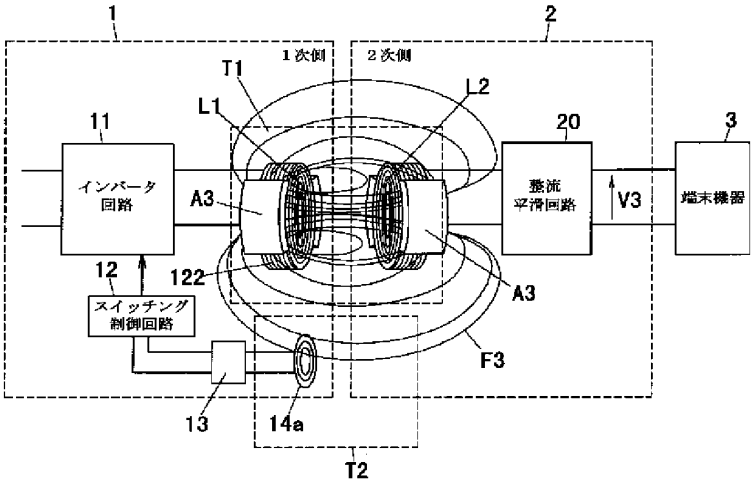
【図１５】



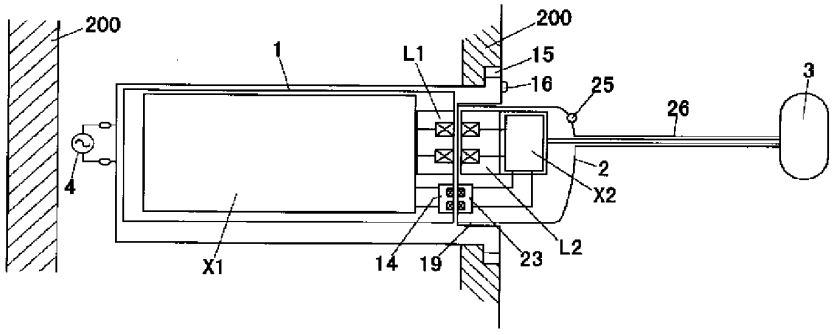
【図３４】



【図１６】

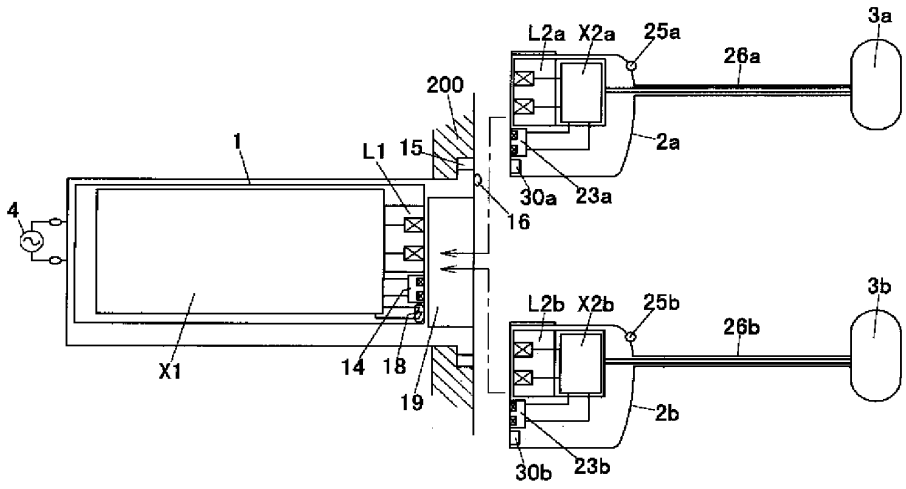


【図１７】

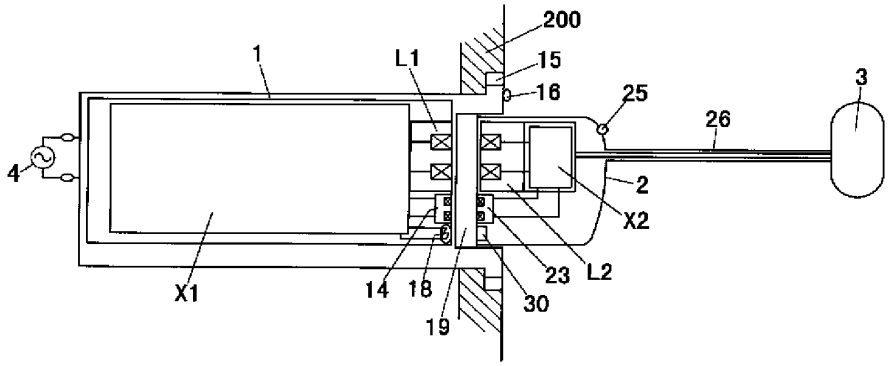


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 601

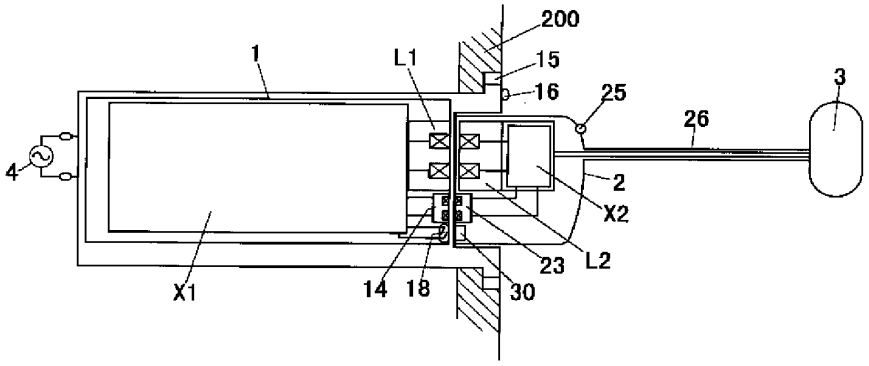
【図１９】



【図２０】

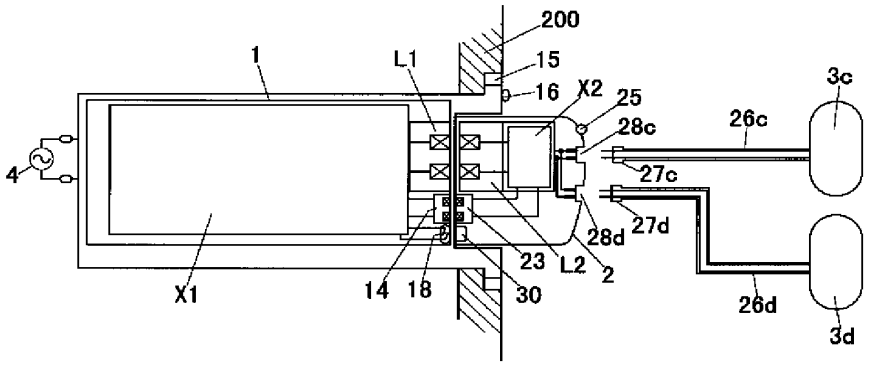


【図２１】

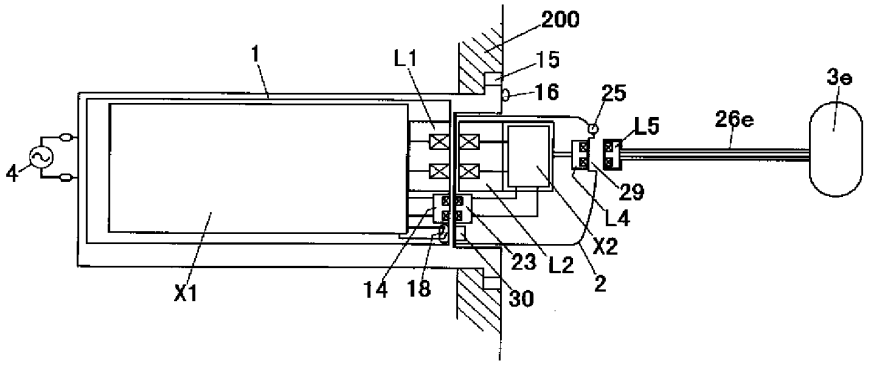


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 602

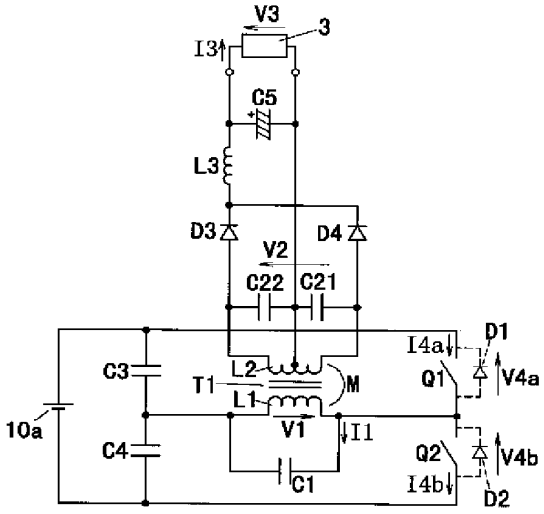
【図２２】



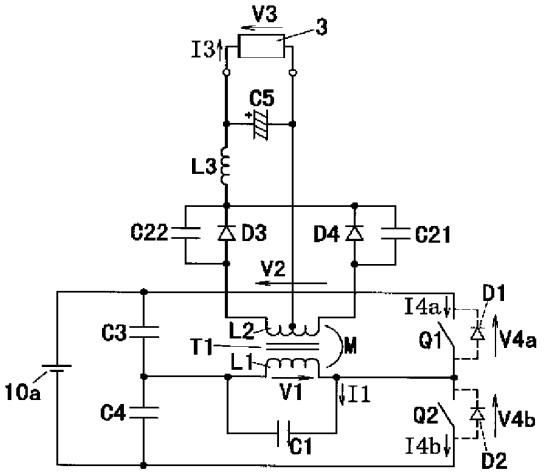
【図２３】



【図２５】



【図２６】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 603

フロントページの続き

(51)Int.Cl.[7]	識別記号	FI	テーマコード(参考)
H02M 3/335		H01F 23/00	B

(72)発明者 武藤 元治
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

Fターム(参考) 5G065 AA00 DA06 DA07 EA06 HA04 JA01 LA01 MA01 MA02 MA03 MA09 MA10 NA01 NA02 NA03 NA09
5H730 AA17 AS01 BB25 BB26 BB57 BB75 CC01 EE03 EE08 EE59 FD01 FF18 FG07

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 604

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Working...

Patent/Publication: JP2005149238A

Bibliography

DWPI Title

Charger for integrated circuit card e.g. prepaid card, has package which accommodates oscillator, coil-shaped antenna and secondary battery

Original Title

BATTERY CHARGER FOR IC CARD AND PASSCASE

The charger for IC cards, and a holder for a commuter pass *(Translation from Thomson Reuters)*

English Title

BATTERY CHARGER FOR IC CARD AND PASSCASE

Assignee/Applicant

Standardized: **TDK CORP**

Original: TDK CORP

DWPI Assignee/Applicant

TDK CORP (DENK-C)

Inventor

TAKAHASHI TETSUYA,

DWPI Inventor

TAKAHASHI T

Publication Date (Kind Code)

2005-06-09 (A)

DWPI Accession / Update

2005-448163 / 200546

Application Number / Date

JP2003387181A / 2003-11-17

Priority Number / Date / Country

JP2003387181A / 2003-11-17 / JP

Abstract

DWPI Abstract

(JP2005149238A_)

Novelty

A coil-shaped antenna (32) receives alternating current (AC) signal from an oscillator (30), and produces an electromagnetic wave. A package (38) accommodates the oscillator, coil-shaped antenna and a secondary battery (24).

Detailed Description

An INDEPENDENT CLAIM is also included for holder for commuter pass.

Use

For non-contact integrated circuit (IC) cards e.g. prepaid card, electronic ticket of transport system.

Advantage

Enables a user of IC card to conveniently use the charger without requiring power supply from outside.

Drawing Description

The figure shows the block diagram of the IC card and the charger for IC cards. (Drawing includes non-English language text).

24 - secondary battery.

30 - oscillator.

32 - coil-shaped antenna.

38 - package.

50 - IC card.

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a battery charger for an IC card and a passcase having highly convenience.

SOLUTION: The battery charger for an IC card comprises a secondary battery 24, an oscillator 30 producing alternate signals by being supplied power from the secondary battery, a coil-shaped antenna 32 producing electromagnetic waves by receiving the alternate signals from the oscillator 30, and an exterior body 38 housing the secondary battery 24, the oscillator 30, and the antenna 32. External power supply is not required during charge of the IC card so that the battery charger provides the secondary battery 24 producing power. Therefore, an accumulation electricity element of the IC card 50 can be easily charged at desired time and a desired location required by a user so that the user carries a battery charger 20 for an IC card.

COPYRIGHT: (C)2005, JPO&Japio

SUBJECT of the Invention It aims at providing the convenient high charger for IC cards and a convenient high holder for a commuter pass.

PROBLEM to be solved It has the exterior|packing body 38 which accommodates a secondary battery 24,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 606

oscillator 30 which receives supply of the electric power from a secondary battery 24, and generate|occur|produces an AC signal, the coil-shaped antenna 32 which receives the AC signal from oscillator 30 and generate|occur|produces an electromagnetic wave, and a secondary battery 24, oscillator 30 and antenna 32.

It has the secondary battery 24 which generate|occur|produces electric power,

Therefore

Supply of the power supply from the outside is not required in the case of the charge of an IC card.

Therefore, when a user carries this charger 20 for IC cards, and a user desires, in * place, the electrical-storage element of IC card 50 can be charged easily.

SELECTED DRAWINGSFIG. 1

[MAT_IMAGE 000002]

(Translation from Thomson Reuters)

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **G06K 19/00** A45C 11/18 B42D 15/10 G06K 19/07 H02J 7/00 H02J 17/00

(7)

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	B42D 15/10 A45C 11/18 G06K 19/00 G06K 19/07 H02J 7/00 H02J 17/00	20060101 20060101 20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

Original IPC	Invention	Version	Additional	Version
Advanced/Full	A45C 11/18 B42D 15/10 G06K 19/00 G06K 19/07 H02J 7/00 H02J 17/00	20060101 20060101 20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Core/Main Group	A45C 11/18 B42D 15/10 G06K 19/00 G06K 19/07 H02J 7/00 H02J 17/00	20060101 20060101 20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Subclass	-	-	-	-

JP FI Codes

A45C 11/18 B; B42D 15/10 521 ; G06K 19/00 H; G06K 19/00 J; G06K 19/00 K; G06K 19/00 Y; H02J 7/00 301 D; H02J 17/00 B

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 607

JP F Terms

2C005: MB10; NA09; QA02; QA03; QA05; QB01; TA22

3B045: BA00; CE00; CE07; CE09; DA00; DA33; FC02; FC04; FC05; IA06

5B035: BA09

5G003: AA04; AA06; BA01; DA04; GB08

5G063

5G503: AA04; AA05; AA06; AA08; BA01; BB01; BB02; BB03; CC02; DA04; FA03; FA08; GB01; GB08; GC02

DWPI Class

T04 U24 X16 P24 P76

DWPI Manual Codes

DWPI Manual Codes

EPI Manual Codes: T04-K; U24-H02; X16-G03

DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Chemistry Resource Numbers

-

DWPI Registry Numbers

DWPI Registry Numbers

-

Plasdoc Punch Codes

Plasdoc Punch Codes

-

Plasdoc Key Serial Codes

Plasdoc Key Serial Codes

-

Enhanced Polymer Indexing

Enhanced Polymer Indexing

-

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 608

Chemical Fragment Codes

Chemical Fragment Codes

-

Legal Status

INPADOC Legal Status

Gazette Date	Code	Description
2013-02-26	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20140430
2010-05-10	FPAY +	RENEWAL FEE PAYMENT (PRS DATE IS RENEWAL DATE OF DATABASE) PAYMENT UNTIL: 20130430
2010-04-30	R150 +	CERTIFICATE OF PATENT (=GRANT) OR REGISTRATION OF UTILITY MODEL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: R150
2010-04-30	A61 +	FIRST PAYMENT OF ANNUAL FEES (DURING GRANT PROCEDURE) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A61 2010-04-12
2010-04-01	A01 +	WRITTEN DECISION TO GRANT A PATENT OR TO GRANT A REGISTRATION (UTILITY MODEL) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01
2010-03-31	A01 +	WRITTEN DECISION TO GRANT A PATENT OR TO GRANT A REGISTRATION (UTILITY MODEL) JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A01 2010-03-30
2010-03-19	TRDD +	DECISION OF GRANT OR REJECTION WRITTEN
2010-01-26	A521	WRITTEN AMENDMENT JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523 2010-01-25
2009-11-25	A131 -	NOTIFICATION OF REASONS FOR REFUSAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131 2009-11-24
2009-09-15	A521	WRITTEN AMENDMENT JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A523 2009-09-14
2009-07-15	A131 -	NOTIFICATION OF REASONS FOR REFUSAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A131 2009-07-14
2009-07-03	A977	REPORT ON RETRIEVAL JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A971007 2009-07-03
2006-09-01	A621 +	WRITTEN REQUEST FOR APPLICATION EXAMINATION JAPANESE INTERMEDIATE CODE: A621 2006-08-31

Get Family Legal Status

Family

Family

INPADOC Family (2)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP2005149238A	2005-06-09	TAKAHASHI TETSUYA	TDK CORP	BATTERY CHARGER FOR IC CARD AND PASSCASE
	JP04501416B2	2010-07-14	-	TDK CORP	-

Expand DWPI Family (2); Countries (1)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 609

Claims

Claims

1. Electric power source,
The oscillator which receives supply of the electric power from said electric power source, and generate|occur|produces an AC signal,
The coil-shaped antenna which receives the AC signal from said oscillator and generate|occur|produces an electromagnetic wave,
A said electric power source, said oscillator, and the charger for IC cards equipped with the exterior|packing body which accommodates said antenna.

Expand All Claims (11)

Description

DWPI Drawing Description

The figure shows the block diagram of the IC card and the charger for IC cards. (Drawing includes non-English language text).

24 - secondary battery.

30 - oscillator.

32 - coil-shaped antenna.

38 - package.

50 - IC card.

Drawing Description

Expand Drawing Description

Description

Expand Description

Citations

Citation *Record level*

Expand Citing Patents (13)

Expand Cited Patents (4)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

Expand DPCI Citing Patents (4)

Expand DPCI Cited Patents (4)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 610

DPCI Cited Non-patents (0)

Expand DPCI Citation Counts

DPCI Field of Search

-

DPCI Citing Patents Country

WO; JP; US

DPCI Cited Patents Country

JP

Other

DWPI Title Terms

CHARGE INTEGRATE CIRCUIT CARD PREPAYMENT PACKAGE ACCOMMODATE OSCILLATOR COIL SHAPE ANTENNA SECONDARY BATTERY

DWPI Related Accession Numbers

-

Custom Fields

Test

-

Relevance

-

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(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2005-149238
(P2005-149238A)
(43)公開日　平成17年6月9日(2005.6.9)

(51)Int.Cl.[7]	F I		テーマコード（参考）
G06K 19/00	G06K 19/00	Y	2C005
A45C 11/18	A45C 11/18	B	5B035
B42D 15/10	B42D 15/10	521	5G003
G06K 19/07	H02J 7/00	301D	
H02J 7/00	H02J 17/00	B	

審査請求 未請求　請求項の数 11　OL　（全 16 頁）　最終頁に続く

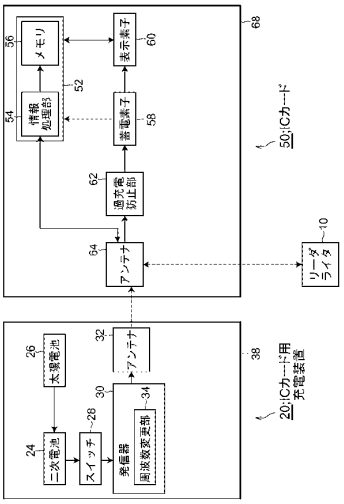
(21)出願番号　特願2003-387181(P2003-387181)
(22)出願日　平成15年11月17日(2003.11.17)

(71)出願人　000003067
ＴＤＫ株式会社
東京都中央区日本橋１丁目１３番１号
(74)代理人　100088155
弁理士　長谷川　芳樹
(74)代理人　100092657
弁理士　寺崎　史朗
(74)代理人　100108213
弁理士　阿部　豊隆
(74)代理人　100124062
弁理士　三上　敬史
(72)発明者　高橋　哲哉
東京都中央区日本橋一丁目１３番１号　ＴＤＫ株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ＩＣカード用充電装置及びパスケース

(57)【要約】
【課題】　利便性の高いＩＣカード用充電装置及びパスケースを提供することを目的とする。
【解決手段】　二次電池２４と、二次電池２４からの電力の供給を受けて交流信号を発生する発振器３０と、発振器３０からの交流信号を受けて電磁波を発生するコイル状のアンテナ３２と、二次電池２４、発振器３０、及び、アンテナ３２を収容する外装体３８と、を備える。電力を発生する二次電池２４を備えているので、ＩＣカードの充電の際に外部からの電源の供給を必要としない。したがって、このＩＣカード用充電装置２０をユーザが携帯することにより、ユーザが所望する時・場所においてＩＣカード５０の蓄電素子を手軽に充電することができる。
【選択図】　図１



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 612

【特許請求の範囲】
【請求項１】
電力源と、
前記電力源からの電力の供給を受けて交流信号を発生する発振器と、
前記発振器からの交流信号を受けて電磁波を発生するコイル状のアンテナと、
前記電力源、前記発振器、及び、前記アンテナを収容する外装体と、
を備えるＩＣカード用充電装置。
【請求項２】
前記電力源から前記発振器への電力の供給／遮断を制御するスイッチを更に備える請求項１に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項３】
前記発振器が発生する交流信号の周波数を変更させる周波数変更手段を更に備える請求項１又は２に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項４】
前記発振器は、コイル及びコンデンサを含むＬＣ共振回路を有し、
前記コイルのインダクタンス、及び、前記コンデンサのキャパシタンスの少なくとも一方が可変である請求項３に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項５】
前記ＬＣ共振回路のコンデンサは、複数の個別コンデンサ及びこれら複数の個別コンデンサを並列に接続する配線層を含む請求項４に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項６】
前記複数の個別コンデンサは、前記外装体内において前記外装体の表面に沿って並設されており、前記外装体の表面には、前記各個別コンデンサに接続された配線層の位置を示す標識が設けられている請求項５に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項７】
前記外装体は板状であり、前記コイル状のアンテナは、前記外装体内において前記外装体の主面と交差する軸回りに巻き回されている請求項１～６の何れか一項に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項８】
前記アンテナは、前記外装体の主面に垂直な方向から見たときに前記外装体の面積の１／４以上を占有する請求項７に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項９】
前記アンテナは、前記外装体の主面に垂直な方向から見たときに前記外装体の面積の１／２以上を占有する請求項８に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項１０】
太陽電池を更に備え、前記電力源は前記太陽電池によって生じた電力によって充電される請求項１～９の何れか一項に記載のＩＣカード用充電装置。
【請求項１１】
ＩＣカード用充電装置と、前記ＩＣカード用充電装置を収容する第一収容部と、充電されるべきＩＣカードを前記ＩＣカード用充電装置と対向するように収容可能な第二収容部と、を備え、
前記ＩＣカード用充電装置は、
電力源と、
前記電力源からの電力の供給を受けて交流信号を発生する発振器と、
前記発振器からの交流信号を受けて電磁波を発生するコイル状のアンテナと、
前記電力源、前記発振器、及び、前記アンテナを収容する外装体と、を有するパスケース。

【発明の詳細な説明】
【技術分野】

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 613

【０００１】
本発明はＩＣカード用充電装置及びこれを有するパスケースに関し、より詳しくは、電磁波を供給してＩＣカード内の蓄電素子を充電させるＩＣカード用充電装置及びこれを有するパスケースに関する。
【背景技術】
【０００２】
近年、マイクロプロセッサやメモリなどのＩＣ（集積回路）と、ＩＣと接続され電磁波を送受信可能なコイル状のアンテナとが、矩形の板状外装体に収容された非接触型のＩＣカードが知られている。このような非接触型のＩＣカードを専用のリーダライタにかざすと、ＩＣカードはリーダライタからの電磁波をアンテナで受け、これにより生じる電力によってマイクロプロセッサを駆動し、マイクロプロセッサは必要に応じてメモリに記録された情報をアンテナからリーダライタに送信したりメモリに記録された情報を書き換えたりする。
【０００３】
このようなＩＣカードは、偽造や不正使用が難しく情報の機密保持性に優れると共に、磁気カードに比べて大きな記憶容量をもつことができ、さらに、リーダライタにかざすだけで情報の送受信ができる等の特徴がある。そこで、このような非接触型のＩＣカードは、例えば、電子マネー、プリペイドカード、交通機関の乗車券等として広く普及している。
【０００４】
最近では、このような非接触型のＩＣカードにおいて、ユーザが好きな時・場所において、ＩＣカードに記録された情報、例えば、残高やポイント等を確認したいという要望がある。
【０００５】
そして、これを可能とすべく、ＩＣやアンテナに加えて、さらに、情報を表示するためのＬＣＤ等の表示部、及び、この表示部やＩＣを駆動するための電力源である蓄電素子を有する非接触型のＩＣカードが、例えば、特許文献１に開示されている。このような非接触型のＩＣカードにおいては、このＩＣカードをリーダライタにかざす際にアンテナに発生する電力の内、ＩＣによって利用されなかった余剰分の電力が蓄電素子に充電され、このようにして蓄電素子に充電された電力を用いて表示部等を駆動する。すなわち、リーダライタをＩＣカード用充電装置として用いている。
【特許文献１】実用新案登録第３０８９９１２号公報
【発明の開示】
【発明が解決しようとする課題】
【０００６】
しかしながら、ＬＣＤ等の表示部を駆動するためには、比較的大きな電力を必要とする場合が多い。したがって、蓄電素子に蓄電された電力量が十分でない場合や、表示部を長時間駆動した場合等には、蓄電素子の電力量が底をつく場合がある。この場合、ＩＣカードの表示部を再び駆動するためには、ＩＣカードをリーダライタにかざして蓄電素子を充電しなければならず、わざわざユーザがＩＣカードをリーダライタの設置場所へ持って行くのは不便である。
【０００７】
本発明は、上記課題に鑑みてなされたものであり、ＩＣカードのユーザにとって利便性の高いＩＣカード用充電装置及びこれを有するパスケースを提供することを目的とする。
【課題を解決するための手段】
【０００８】
本発明に係るＩＣカード用充電装置は、電力源と、電力源からの電力の供給を受けて交流信号を発生する発振器と、発振器からの交流信号を受けて電磁波を発生するコイル状のアンテナと、電力源、発振器、及び、アンテナを収容する外装体と、を備える。
【０００９】

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 614

本発明のＩＣカード用充電装置によれば、電力によって発振器が作動し、この発振によってアンテナから電磁波が送信される。したがって、このようにして送信される電磁波によって、ＩＣカードのアンテナに対して電力を供給でき、ＩＣカードの蓄電素子を充電することができる。

【００１０】

ここで、このＩＣカード用充電装置は、例えば電池やキャパシタ等、電力の発生源となる電力源を備えているので、充電の際に外部の電力線等からの電源の供給を必要としない。したがって、このＩＣカード用充電装置をユーザが携帯することにより、ユーザが所望する時・場所においてＩＣカードの蓄電素子を手軽に充電することができる。さらに、電池やキャパシタは、例えば、コイン型、フィルム型等のように、小型、薄型化することができるので、携帯性が良いＩＣカード用充電装置が得られる。

【００１１】

ここで、電池は、化学反応により電気エネルギーを発生する素子であり、例えば、アルカリマンガン電池等の一次電池、リチウムイオン電池等の二次電池、燃料電池等を含む。また、キャパシタとは、化学反応によらずに電極間に電気エネルギーを蓄えることができ、蓄えた電気エネルギーを放出することができる素子であり、例えば、電気二重層キャパシタ、アルミ電解コンデンサ、積層セラミックコンデンサ等を含む。

【００１２】

ここで、本発明に係るＩＣカード用充電装置は、電力源から発振器への電力の供給／遮断を制御可能なスイッチを更に備えることが好ましい。

【００１３】

これによれば、ユーザが所望する時に所望の時間だけ充電操作ができ、無駄な電力の消費を抑制できる。

【００１４】

ところで、ＩＣカードに充電するために必要とされる電磁波の周波数は、ＩＣカードの種類毎に異なる値に設定されている場合が多い。そこで、ＩＣカード用充電装置は、発振器で発生する交流信号の周波数を変更する周波数変更手段を更に備えることが好ましい。

【００１５】

これによれば、一つのＩＣカード用充電装置によって多種のＩＣカードに好適に充電することができ、ＩＣカード用充電装置の汎用性が高まる。

【００１６】

具体的には、発振器が、コイル及びコンデンサを含むＬＣ共振回路を有し、コイルのインダクタンス、及び、コンデンサのキャパシタンスの少なくとも一方が変更可能とされていることが好ましい。

【００１７】

このようなＬＣ共振回路を有する発振器は、主としてコイルのインダクタンス及びコンデンサのキャパシタンスにより定まる共振周波数で発振する。したがって、インダクタンス及びキャパシタンスの少なくとも一方を変更可能とすることによりアンテナから発生する周波数の変更を容易に行える。

【００１８】

また、ＬＣ共振回路のコンデンサは、複数の個別コンデンサ及びこれらの複数の個別コンデンサを並列に接続する配線層により構成されていてもよい。

【００１９】

これによれば、一つ又は複数の個別コンデンサを切り取ったり、個別コンデンサの接続配線を、例えば、外装体の表面からピン等で刺して切断したりすることによって、所望の個別コンデンサを無効とすることができ、並列接続された個別コンデンサによって構成されるコンデンサ全体のキャパシタンスを変更できるので、ＬＣ回路の共振周波数を簡易に変更することができる。

【００２０】

ここで、複数の個別コンデンサは、外装体内において外装体の表面に沿って並設されて

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 615

おり、外装体の表面には前記各個別コンデンサに接続された配線層の位置を表示する標識が設けられていることが好ましい。

【００２１】

これによれば、所望の個別コンデンサを無効とするための個別コンデンサの切取りや、配線層の切断を容易に行える。

【００２２】

また、一般的に、ＩＣカードにおけるアンテナの位置や大きさは、ＩＣカードの種類ごとに異なる場合が多い。したがって、ＩＣカード用充電装置のアンテナが、外装体の主面の面積を占有する大きさが大きくなればなるほど、ＩＣカードのアンテナと、ＩＣカード用充電装置のアンテナと、を対向配置させやすくなり、ＩＣカードを効率よく充電させることが可能となる。

【００２３】

そこで、本発明のＩＣカード用充電装置において、外装体が板状であり、コイル状のアンテナは、外装体内において外装体の主面に交差する軸回りに巻き回されていることが好ましい。

【００２４】

これによれば、アンテナのコイルの径を板の主面と垂直な方向に大きく広げることができるため、外装体が小さくてもアンテナのコイルの径を十分に大きくできる。

【００２５】

ここで、ＩＣカードのアンテナとＩＣカード用充電装置のアンテナとを十分効率よく対向させるには、ＩＣカード用充電装置のアンテナが、外装体の主面に垂直な方向から見たときに外装体の面積の１／４以上を占有する大きさであることが好ましく、外装体の面積の１／２以上を占有する大きさであることがより好ましい。

【００２６】

加えて、ＩＣカード用充電装置が板状であると、パスケース等に収容することが容易なので携帯性が向上する。さらに、この板状のＩＣカード用充電装置は、板状のＩＣカードと重ね合わせやすいため、充電の操作が容易に行える。

【００２７】

さらに、太陽電池を更に備え、電力源の電池やキャパシタは太陽電池によって生じた電力により充電されることが好ましく、これにより、省エネルギー化が図られる。

【００２８】

本発明に係るパスケースは、ＩＣカード用充電装置、ＩＣカード用充電装置を収容する第一収容部、及び、充電されるべきＩＣカードをＩＣカード用充電装置と対向するように収容可能な第二収容部を備える。このＩＣカード用充電装置は、上述のように、電力源と、電力源からの電力の供給を受けて交流信号を発生する発振器と、発振器からの交流信号を受けて電磁波を発生するコイル状のアンテナと、電力源、発振器、及び、アンテナを収容する外装体と、を有している。

【００２９】

このようなパスケースによれば、ＩＣカードをパスケースに入れたまま、ＩＣカード用充電装置によってＩＣカードの充電操作が行えるので極めて利便性が高い。

【発明の効果】

【００３０】

本発明によれば、ＩＣカードのユーザにとって利便性の高いＩＣカード用充電装置及びこれを用いたパスケースを提供できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００３１】

以下、図面を参照しながら本発明の好適な実施形態について詳細に説明する。なお、以下の説明では、同一又は相当部分には同一符号を付し、重複する説明は省略する。

（第一実施形態）

図１は本発明の第一実施形態に係るＩＣカード用充電装置２０、及び、このＩＣカード

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 616

用充電装置２０により充電されるＩＣカード５０を示すブロック図である。

【００３２】

（ＩＣカード）

まず、本実施形態に係るＩＣカード５０の機能から説明する。このＩＣカード５０は、情報処理部５４及びメモリ５６を有するＩＣ部５２、蓄電素子５８、表示素子６０、過充電防止部６２、アンテナ６４、及び、外装体６８を備えている。

【００３３】

ＩＣ部５２は、情報処理部５４及びメモリ５６を有する集積回路（ＩＣ）である。情報処理部５４としては、例えば、ＣＰＵ等の演算装置が挙げられる。ここで情報処理部５４が行う情報の処理とは、具体的には、アンテナ６４を介して受信したリーダライタ１０からの信号を復調して情報を得、これに基づいてメモリ５６内から情報を読み出したりメモリ５６内の情報を書き換えたり、読み出した情報を変調してアンテナ６４を介してリーダライタ１０に送信させたりする処理や、必要に応じてメモリ５６内の情報を表示素子６０に表示させたりする処理を含む。

【００３４】

メモリ５６は、情報処理部５４にバスを通じて接続されており、情報処理部５４で処理された情報の記録等を行う。メモリ５６としては、例えば、ＥＥＰＲＯＭ等の不揮発性のメモリを使用できる。

【００３５】

アンテナ６４は、ループコイルであり、情報処理部５４から変調された信号を受けて所定の電磁波を発生する一方、リーダライタ１０やＩＣカード用充電装置２０からの電磁波を受信し所定の起電力の信号を発生し、情報処理部５４や蓄電素子５８に送信する。

【００３６】

過充電防止部６２は、アンテナ６４からの信号を整流して直流に変換し、この直流電力を蓄電素子５８の蓄電量に応じて適宜蓄電素子５８に充電する。

【００３７】

蓄電素子５８は、過充電防止部６２によって充電される一方、必要に応じて電力を発生してＩＣ部５２や表示素子６０に対して電力を供給する。このような蓄電素子５８としては、リチウムイオン電池等の二次電池や電気二重層キャパシタ、アルミ電解コンデンサ、フィルムコンデンサ、セラミック積層コンデンサ等を利用できる。

【００３８】

表示素子６０は、蓄電素子５８の電力により駆動され、情報処理部５４の指示にしたがって、メモリ５６の記憶情報等を表示する。表示素子６０としては、例えば、液晶パネル等を利用できる。

【００３９】

そして、外装体６８は、このようなＩＣ部５２、アンテナ６４、過充電防止部６２、蓄電素子５８、表示素子６０を収容する。

【００４０】

（ＩＣカード用充電装置）

続いて、本実施形態に係るＩＣカード用充電装置２０の機能について説明する。このＩＣカード用充電装置２０は、二次電池（電池）２４と、太陽電池２６と、スイッチ２８と、発振器３０と、アンテナ３２と、外装体３８と、を備えている。

【００４１】

二次電池２４は充電可能な電池であり、発生する電力を、スイッチ２８を介して発振器３０に供給する。二次電池２４としては、例えば、リチウムイオン電池、ニッケル水素電池等を使用できる。ここで、二次電池２４に代えて、電気二重層キャパシタやセラミック積層コンデンサ等の大容量キャパシタを用いても同様の動作が可能である。

【００４２】

太陽電池２６は、太陽光線の放射エネルギーを直接電気エネルギーに変換する素子である。太陽電池２６により発生した電力は二次電池２４に供給され、二次電池２４の充電が

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 617

行われる。太陽電池２６としては、例えば、多結晶シリコン太陽電池等が利用できる。

【００４３】

スイッチ２８は、二次電池２４から発振器３０への電力の供給／遮断を制御するためのスイッチである。このスイッチ２８は、通常、ＩＣカード用充電装置２０のユーザにより操作される。

【００４４】

発振器３０は、二次電池２４からの電力を受けて、所定の周波数の交流信号を発生する。この発振器３０は、ユーザの所望に応じて発振器３０が発生する交流信号の周波数を変更させる周波数変更部（周波数変更手段）３４を有している。

【００４５】

アンテナ３２は、ループコイルであり、発振器３０からの交流信号を受けて所定の周波数の電磁波を発生する。

【００４６】

外装体３８は、これら二次電池２４、太陽電池２６、スイッチ２８、発振器３０、及び、アンテナ３２を収容する。ＩＣカード用充電装置２０、ＩＣカード５０の機械的構造については、後述する。

【００４７】

続いて、本実施形態に係るＩＣカード用充電装置２０の概略回路図を図２に示す。本実施形態の発振器３０は、詳細な回路の図示は省略するが、ノード４８ａ及びノード４８ｂから供給される直流の電力によって駆動され、周波数ｆの交流信号を発生してノード４８ｃ及びノード４８ｄを介して外部に出力する発振回路である。

【００４８】

発振器３０は、コイル４２及び可変コンデンサ４４（周波数変更部３４）により構成されるＬＣ共振回路４６と、このＬＣ共振回路４６によって選択された周波数ｆの信号を正帰還してトランジスタ等によって増幅させることによって周波数ｆの発振を起こさせる回路部４０と、を備えている。

【００４９】

このような発振器３０としては、具体的には、例えば、ハートレー回路や、コルピッツ回路を使用できる。

【００５０】

ここで、発振器３０が発生する周波数ｆの概略値は、コイル４２のインダンクタンスをＬ、可変コンデンサ４４のキャパシタンスをＣとし、例えば、ＬＣ共振回路４６はコイル４２及び可変コンデンサ４４が並列接続されたものとすると、

【数１】

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$$

となる。したがって、可変コンデンサ４４のキャパシタンスを変化させることにより、所望の周波数での発振が可能となる。

【００５１】

ここで、このＬＣ共振回路４６は、コイル４２及び可変コンデンサ４４の並列回路に限られず直列回路等でもよい。また、可変コンデンサ４４に代えてキャパシタンスが固定されたコンデンサを使用し、コイル４２に代えてインダクタンスを調節可能な可変コイルを周波数変更部３４として採用しても良い。さらに、可変コンデンサ４４を採用すると共に可変コイルを採用しても良い。

【００５２】

このような回路部４０のノード４８ａには、スイッチ２８を介して、二次電池２４の正極及び太陽電池２６の正極が接続されている。一方、回路部４０のノード４８ｂには、二次電池２４及び太陽電池２６の負極が接続されており、ノード４８ａ及びノード４８ｂを

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 618

介して回路部４０に電力が供給される。
さらに、回路部４０のノード４８ｃ及びノード４８ｄにはアンテナ３２の両端が接続され、回路部４０からの所定の周波数ｆの交流信号がアンテナ３２に供給される。
【００５３】
続いて、本実施形態のＩＣカード用充電装置２０及びＩＣカード５０の構造について図３を参照して説明する。
【００５４】
ＩＣカード用充電装置２０において、外装体３８は、矩形の薄型の板状をなしており、互いに対向する主面３８ａ、３８ｂ、及び、側面３８ｃを有している。外装体３８の材質としては、ＰＶＣ、ポリエステル、ＰＥＴ等の樹脂を利用できる。このような外装体３８の大きさは、例えば、縦５４ｍｍ×横８６ｍｍ×厚み３ｍｍである。
【００５５】
そして、アンテナ３２、二次電池２４、可変コンデンサ４４（図２参照）としてのダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａ、回路部４０及びコイル４２（図２参照）が一つにまとめられた発振チップ３１、太陽電池２６、スイッチ２８（図２参照）としての押下スイッチ２８ａが、外装体３８内に収容されている。
【００５６】
アンテナ３２はループコイル形状をなし、外装体３８内において外装体３８の主面３８ａに直交する軸周りに複数回巻き回されている。このアンテナ３２は、外装体３８の主面３８ａに垂直な方向から見たときに外装体３８の主面３８ａの面積の１／２以上を占めている。
【００５７】
二次電池２４は、薄型のボタン型形状をなしている。また、太陽電池２６の受光面は外装体３８の主面３８ａ上に露出されている。さらに、押下スイッチ２８ａは、外装体３８の主面３８ａ上に露出するように配置されている。
【００５８】
ダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａは、キャパシタンスを変化させるための円盤状の回転ダイヤル７７ａを有しており、回転ダイヤル７７ａの回転によって電極（不図示）の対向部分の面積を変化させてキャパシタンスを変化させるものである。この回転ダイヤル７７ａの表面には、変化するキャパシタンスに対応した目盛り記号７７ｂが円周方向に表示されている。そして、ダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａは、この回転ダイヤル７７ａの一部が外装体３８の側面３８ｃから外部に突出するように、外装体３８内に固定されている。そして、ユーザが、回転ダイヤル７７ａの目盛り記号７７ｂを確認しつつこの回転ダイヤル７７ａを所望の位置に回転させることにより、ダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａのキャパシタンスを所望の値に調節でき、アンテナ３２から発振される電磁波の周波数を調節することができる。具体的な周波数の調節範囲は、例えば、４～１４ＭＨｚである。
【００５９】
一方、ＩＣカード５０の外装体６８も、ＩＣカード用充電装置２０と同様の樹脂製の外装体６８を有し、アンテナ６４、ＩＣ部５２、蓄電素子５８、過充電防止部６２、及び、表示素子６０が、矩形板状の外装体６８内に収容されている。表示素子６０の表示面は、外装体６８から露出している。また、アンテナ６４は、外装体６８内において外装体６８の主面６８ａに垂直な軸回りに巻き回されている。ＩＣカードの大きさは、縦５４ｍｍ×横８５．７ｍｍ×厚み０．７６ｍｍ程度であり、ＩＣカード用充電装置２０とほぼ同様である。
【００６０】
このようなＩＣカード用充電装置２０やＩＣカード５０は、例えば、所定の樹脂製等のシート上に各部品をあらかじめ貼り込んでおき、この上にさらにシートを載せて熱圧着する方法や、各部品が張り込まれたシートを型内に載置し、この型内に樹脂を埋め込む方法等により容易に製造できる。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 619

【００６１】
続いて、本実施形態のＩＣカード用充電装置２０の作用について説明する。
【００６２】
まず、ＩＣカード５０の蓄電素子５８を充電したいユーザは、ＩＣカード用充電装置２０の回転ダイヤル７７ａを回転させ、ＩＣカード用充電装置２０から出力される電磁波の周波数を、充電されるべきＩＣカード５０の電力受信用の周波数に合わせておく。
【００６３】
続いて、ＩＣカード用充電装置２０の主面３８ｂとＩＣカード５０の主面６８ａとを重ね合わせ、その状態で、ＩＣカード用充電装置２０の押下スイッチ２８ａを押下する。そうすると、発振器３０に対して二次電池２４から電力が供給されて発振が起こり、アンテナ３２から所望の周波数ｆの電磁波が出力される。
【００６４】
このようにして出力された電磁波は、ＩＣカード５０のアンテナ６４で受信されて電力に変換され、過充電防止部６２を介して蓄電素子５８に蓄えられる。このような充電は、ユーザが押下スイッチ２８ａを押下している限り継続する。そして、押下をやめて充電を完了した後、ユーザは、このようにして蓄電素子５８に蓄えられた電力を用いて表示素子６０に情報を表示させることができる。
【００６５】
このような本実施形態のＩＣカード用充電装置２０によれば、電力を発生する二次電池２４を備えているので、充電の際に外部からの電源の供給を必要としない。したがって、このＩＣカード用充電装置２０をユーザが携帯することにより、ユーザが所望する時・場所においてＩＣカード５０の蓄電素子５８を手軽に充電することができる。さらに、二次電池２４として、ボタン型のものを利用しているので、ＩＣカード用充電装置２０が小型軽量となってＩＣカード用充電装置２０の携帯性がさらに良くなる。さらに、二次電池２４として、小型でありながら容量が大きいリチウムイオン電池やニッケル水素電池を採用しているので、長時間、多数回の利用が可能である。
【００６６】
また、二次電池２４から発振器３０への電力の供給／遮断を制御することができる押下スイッチ２８ａを備えているので、ユーザが所望する時に所望の時間だけ充電操作ができる。したがって、無駄な電力の消費を抑制できる。
【００６７】
また、ＩＣカード５０の規格は現在複数存在し、ＩＣカード５０に充電するために必要とされる電磁波の周波数は、ＩＣカード５０の種類毎に異なる場合が多い。ところが、本実施形態においては、周波数変更部３４を有しているので、充電用の電磁波の周波数を変えることにより多種のＩＣカード５０にそれぞれ充電することができ、ＩＣカード用充電装置２０の汎用性が高い。
【００６８】
具体的には、発振器３０が、コイル４２及びダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａを含むＬＣ共振回路４６を有しているので、可変コンデンサ４４のキャパシタンスＣを変更することによりＬＣ共振回路４６の共振周波数が変更可能となっている。このため、アンテナ３２から発生する電磁波の周波数を極めて容易に変更できる。
【００６９】
また、本実施形態では、外装体３８が板状であり、コイル状のアンテナ３２は外装体３８の主面３８ａに垂直な軸回りに巻き回されている。このため、アンテナ３２のコイルの径を、外装体３８の厚みと垂直な面内方向に大きく広げることができるため、薄型の板状の外装体３８でもアンテナ３２のコイルの径を十分に大きくできる。したがって、ＩＣカード５０におけるアンテナ６４の位置や大きさの影響をそれほど受けることなくＩＣカード５０の充電が可能となる。
【００７０】
特に、アンテナ３２は、外装体３８の主面３８ａに垂直な方向から見たときにこの主面

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 620

３８ａの面積の１／２以上を占有する大きさである。したがって、ＩＣカード５０におけるアンテナ６４の位置がさまざまな場所にあっても、少なくとも、ＩＣカード５０の表裏を一回裏返す、又は、ＩＣカード５０を主面６８ａと垂直な軸周りに１８０°回転させれば、ほぼ確実に、アンテナ３２とアンテナ６４とを対向させることができ、充電を確実に行える。

【００７１】

なお、アンテナ３２の大きさが、主面３８ａの面積の１／４以上あれば、少なくとも、ＩＣカード５０を一回裏返し、かつ、主面６８ａと垂直な軸周りに１８０°回転させれば、ほぼ確実に、アンテナ３２とアンテナ６４とを対向させることができる。もちろん、ＩＣカード５０のアンテナ３２が主面６８ａの面積のほとんどを占有する場合等には、アンテナ３２の大きさは、特に問題とはならない。

【００７２】

また、ＩＣカード用充電装置２０の外装体３８が板状であるので、パスケース等に収容することが容易なので携帯性が向上する。また、ＩＣカード用充電装置２０の外装体３８が板状であると、板状であるＩＣカード５０と重ね合わせやすいため、充電の操作が容易に行える。特に本実施形態では、ＩＣカード用充電装置２０とＩＣカード５０とが略同サイズの矩形板状であるので、より重ねあわせやすい。

【００７３】

さらに、太陽電池２６を備えているので、ＩＣカード用充電装置２０を太陽にかざすことにより、ＩＣカード用充電装置２０の二次電池２４を予め充電しておくことができるので省エネルギー製に優れ、さらに、二次電池２４の充電が簡易に行えるので利便性が極めて高い。

【００７４】

（第二実施形態）

続いて、第二実施形態に係るＩＣカード用充電装置１２０について、図４を参照して説明する。本実施形態に係るＩＣカード用充電装置１２０が第一実施形態に係るＩＣカード用充電装置２０と異なる点は、ダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａに代えて、スライド型可変コンデンサ４４ｂを備えている点である。このスライド型可変コンデンサ４４ｂは、外装体３８の端面３８ｄに沿って移動するスライド式のツマミ７８ａを有し、このツマミ７８ａをスライドさせると電極間の対向面積が変わりキャパシタンスを変更できる。したがって、アンテナ６４から送信される電磁波の周波数を変更できる。

【００７５】

ここで、スライド式のツマミ７８ａには、外装体３８の主面３８ａの一部を指示する指示針７８ｂが設けられている。また、外装体３８の主面３８ａには、指示針７８ｂによって指示される部分に、各指示位置に対応する周波数を示す目盛り記号７９が記されている。したがって、ユーザが、ツマミ７８ａの指示針７８ｂが所望の目盛り記号７９に合致するようにツマミ７８ａをスライドさせることによって、スライド型可変コンデンサ４４ｂを所望のキャパシタンスとすることができ、ＩＣカード用充電装置１２０から所望の周波数の電磁波を出力させることができる。上記以外の作用効果は、第一実施形態と同様である。

【００７６】

（第三実施形態）

続いて、第三実施形態に係るＩＣカード用充電装置２２０について図５（ａ）及び図５（ｂ）を参照して説明する。本実施形態に係るＩＣカード用充電装置２２０が第一実施形態に係るＩＣカード用充電装置２０と異なる点は、ダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａに代えて、周波数変更部３４として、複数の個別コンデンサ１３０を梯子状に直列に接続した集合コンデンサ４４ｃを備える点である。

【００７７】

各個別コンデンサ１３０は、それぞれ薄い樹脂フィルムを電極（金属膜）で挟んだ構造である（図示省略）。これら個別コンデンサ１３０は、外装体３８内において外装体３８

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 621

の主面３８ａに沿って、発振チップ３１から離れる方向に、かつ、端面３８ｄと平行に並設されている。また、発振チップ３１からは、外装体３８の主面３８ａに沿って、併設された個別コンデンサ１３０を挟むように一対の共通ライン１３２，１３４が外装体３８内を伸びている。

【００７８】

各個別コンデンサ１３０の一方の電極は、個別ライン１３１によって共通ライン１３２に接続されている。一方、各個別コンデンサ１３０の他方の電極は、個別ライン１３３によって共通ライン１３４に接続されている。そして、共通ライン１３２，１３４、及び、個別ライン１３１，１３３が配線層１３５を構成しており、個別コンデンサ１３０、及び、配線層１３５が集合コンデンサ４４ｃを構成している。

【００７９】

そして、外装体３８の主面３８ａにおいて、個別コンデンサ１３０と個別コンデンサ１３０との中間点に対応する位置には、個別コンデンサ１３０が並ぶ方向と直交する方向に縦線（標識）１３６がそれぞれ平行に描かれている。これらの縦線１３６は、それぞれ各共通ライン１３２、１３４を横切るように伸びている。縦線１３６の一端は、それぞれ外装体３８の端面３８ｄまで達している一方、各縦線１３６の他端は、共通ライン１３２，１３４を挟むように端面３８ｄと平行に描かれた横線１３７と接続されている。

【００８０】

そして、ユーザが周波数ｆを変更したい場合には、いずれかの縦線１３６に沿ってＩＣカード用充電装置２０を切断し、さらに、横線１３７に沿ってこの縦線１３６までＩＣカード用充電装置２０を切断することにより、図５（ｂ）に示すように、個別コンデンサ１３０を含む切片２２０ａ取り除く。これにより、この縦線１３６よりも発振チップ３１から遠い側の個別コンデンサ１３０を無効化することができ、集合コンデンサ４４ｃのキャパシタンスを変更することができ、したがって、発生する電磁波の周波数を変更できる。上記以外の作用効果は、第一実施形態と同様である。

【００８１】

（第四実施形態）

続いて、第四実施形態に係るＩＣカード用充電装置について、図６を参照して説明する。第四実施形態に係るＩＣカード用充電装置３２０が第三実施形態と異なる点は、縦線１３６、横線１３７に代えて、第三実施形態において縦線１３６が共通ライン１３４を横切る位置に、共通ライン１３４の位置を示す丸印（標識）１３８が主面３８ａの表面に設けられている点である。

【００８２】

本実施形態においては、針（ピン）等によって、所望の丸印１３８の部分に穴をあけることにより、共通ライン１３４を切断して所望の個別コンデンサ１３０を無効化することができ、これにより、集合コンデンサ４４ｃのキャパシタンスを変更でき、したがって第三実施形態と同様に電磁波の周波数を変更できる。

【００８３】

（第五実施形態）

続いて、本発明に係るパスケースについて説明する。

【００８４】

このパスケース４００は、上部シート４０２、中間シート４０４、及び、下部シート４０６を有している。これら上部シート４０２、中間シート４０４、及び、下部シート４０６は、互いに同サイズの矩形状をなし、それぞれ樹脂あるいは革等の可撓性材料により形成されている。

【００８５】

中間シート４０４と上部シート４０２との間には第一実施形態に係るＩＣカード用充電装置２０が挟まれており、ＩＣカード用充電装置２０を挟んだ状態で、中間シート４０４及び上部シート４０２の四辺がヒートシールされている。ここで、中間シート４０４と上部シート４０２との間が第一収容部４１０とされている。

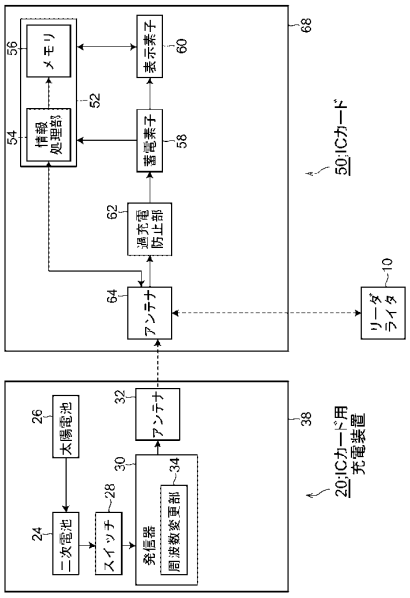
InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 622

【００８６】
上部シート４０２においてＩＣカード用充電装置２０の太陽電池２６及び押下スイッチ２８ａと対面する部分には開口が形成されている。また、上部シート４０２において、ダイヤル回転型可変コンデンサ４４ａのダイヤルの部分と対面する部分も開口されている。したがって、ＩＣカード用充電装置２０を収容したまま、押下スイッチ２８ａの操作、太陽電池による充電、及び、周波数ｆの調整が可能となっている。
【００８７】
中間シート４０４の下には、下部シート４０６が配置され、下部シート４０６の長手方向の一端側（図示手前側）を除く三辺が中間シート４０４に対してヒートシールされている。そして、ヒートシールされていない部分から、中間シート４０４と下部シート４０６との間にＩＣカード５０を挿入可能となっている。ここで、中間シート４０４と下部シート４０６との間が第二収容部４２０とされている。ＩＣカード５０は、パスケース４００内で、ＩＣカード用充電装置２０と対向することとなる。
【００８８】
このようなパスケース４００によれば、ＩＣカード５０をパスケース４００に入れたまま、ＩＣカード用充電装置２０によってＩＣカード５０の充電操作が行えるので極めて利便性が高い。
【００８９】
また、ＩＣカード用充電装置２０は樹脂製の薄型の板状の外装体３８を有しているので、ＩＣカード５０をこのパスケース４００に入れたままリーダライタにかざしても、リーダライタからＩＣカード５０に到達する電磁波や、ＩＣカード５０からリーダライタに送信される電波を遮ったりせず、ＩＣカードの動作が可能である。ここで、パスケース４００において、第一実施形態のＩＣカード用充電装置２０に代えて、第二～第四実施形態に係るＩＣカード用充電装置１２０，２２０，３２０を利用しても良い。
【００９０】
なお、本発明は上記実施形態には限定されず、さまざまな変形態様が可能である。
【００９１】
例えば、上記実施形態では、電力源として二次電池を用いたが、化学反応により電気エネルギーを発生する電池であれば二次電池に限られず、例えば、アルカリ電池等の一次電池、燃料電池等でも構わない。また、電力源として、電池に代えて、電気二重層キャパシタや、セラミック積層キャパシタ等、化学反応によらずに蓄えた電気エネルギーを放出するキャパシタを用いても良い。もちろん、電力源として、電池及びキャパシタを両方備えていても良い。
【００９２】
また、上記実施形態では、ＬＣ共振回路を用いた発振器を採用しているが、もちろん、これ以外の、例えば、ＣＲ発信回路等の他の発振器を用いても動作は可能である。
【図面の簡単な説明】
【００９３】
【図１】第一実施形態に係るＩＣカード及びＩＣカード用充電装置のブロック図である。
【図２】図１のＩＣカード用充電装置の概略回路図である。
【図３】図１のＩＣカード及びＩＣカード用充電装置の概略斜視図である。
【図４】第二実施形態に係るＩＣカード用充電装置を示す概略斜視図である。
【図５】第三実施形態に係るＩＣカード用充電装置を示す概略斜視図である。
【図６】第四実施形態に係るＩＣカード用充電装置を示す概略斜視図である。
【図７】第五実施形態に係るパスケースを示す概略斜視図である。
【符号の説明】
【００９４】
２４…二次電池（電池）、２６…太陽電池、２８…スイッチ、３０…発振器、３２…アンテナ、３４…周波数変更部（周波数変更手段）、３８…外装体、４２…コイル、４４ａ…ダイヤル回転型可変コンデンサ（コンデンサ）、４４ｂ…スライド型可変コンデンサ（

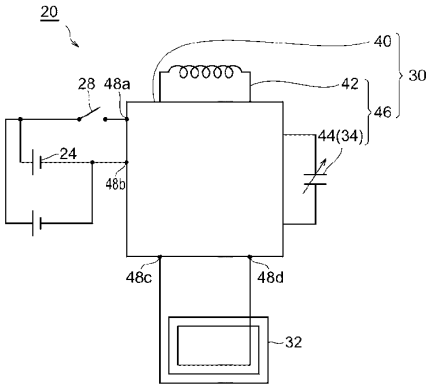
InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 623

コンデンサ）、４４ｃ…集合コンデンサ（コンデンサ）、４６…ＬＣ共振回路、５０…ＩＣカード、１３０…個別コンデンサ、１３２，１３４…配線層、１３６…点線（標識）、１３８…丸印（標識）、２０，１２０，２２０，３２０…ＩＣカード用充電装置、４００…パスケース、４１０…第一収容部、４２０…第二収容部。

【図１】

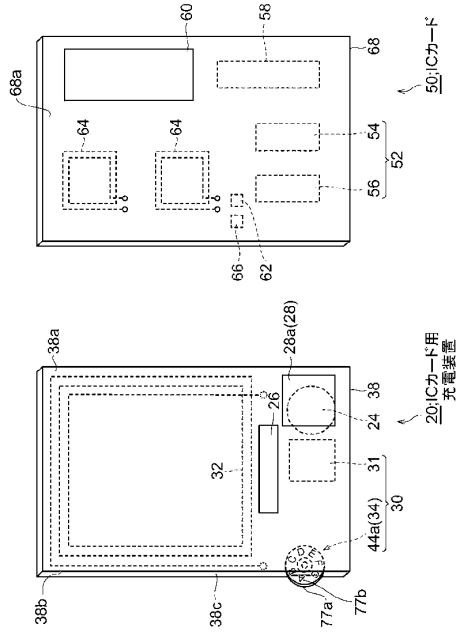


【図２】

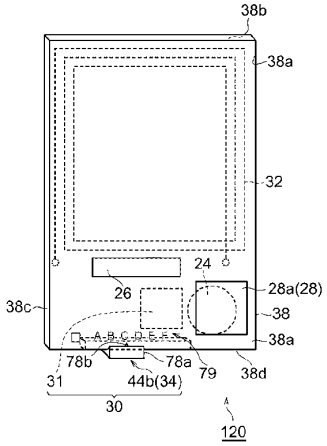


InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 624

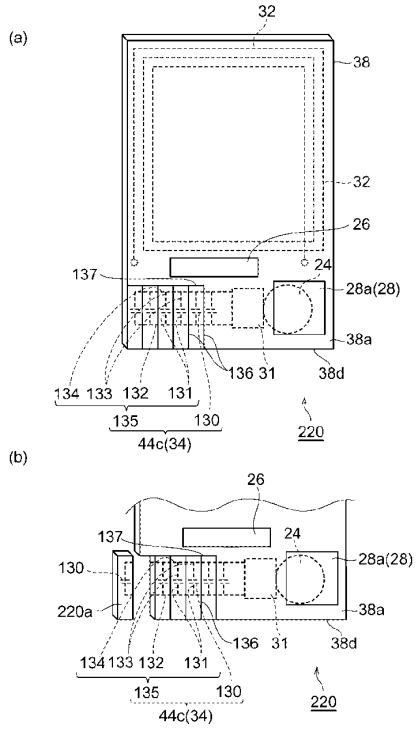
【図３】



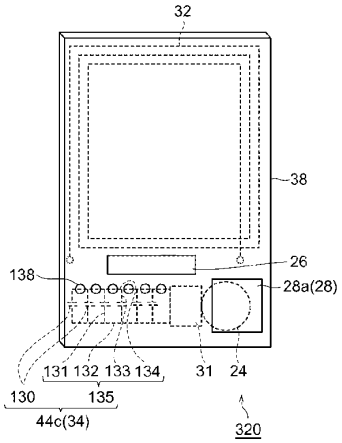
【図４】



【図５】

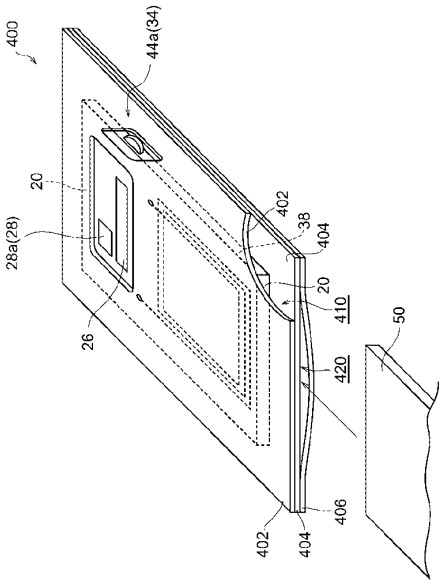


【図６】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 625

【図７】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 626

フロントページの続き

(51)Int.Cl.[7]	F I	テーマコード（参考）
Ｈ０２Ｊ 17/00	Ｇ０６Ｋ 19/00 Ｊ	

Ｆターム(参考) 2C005 MB10 NA09 QA02 QA03 QA05 QB01 TA22
5B035 BA09
5G003 AA04 AA06 BA01 DA04 GB08

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 627

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP2007505480A

Bibliography

DWPI Title

Inductive power transfer unit has electrically-conductive flux shield arranged between flux generator and support surface, so that shield extends outwardly by specific distances beyond each edge of generator

DWPI Assignee/Applicant

BEART P G W (BEAR-I); SPLASHPOWER LTD (SPLA-N)

DWPI Inventor

BEART P; BEART P G W

Publication Date (Kind Code)

2007-03-08 (A)

DWPI Accession / Update

2005-272912 / 200720

Application Number / Date

JP2006525192A / 2004-09-08

Priority Number / Date / Country

GB200320960A / 2003-09-08 / GB

WO2004GB3844A / 2004-09-08 / WO

Abstract

DWPI Abstract

(WO2005024865A2)

Novelty

A flux generator (50) extends in two dimensions over support surface (200), when transfer unit is placed on support surface, such that secondary device placed directly on power transfer surface receives power inductively from generator. An electrically-conductive flux shield (70) is arranged between generator and support surface, so that shield extends outwardly by distances (e1-e4) beyond each edge of the generator.

Detailed Description

An INDEPENDENT CLAIM is also included for accessory adapted to be attached to outside of inductive power transfer unit.

Use

Inductive power transfer unit having flux shield made of electrically conductive material such as copper,

cast aluminum, magnesium casing.

Advantage

The flux shield increases the coupling between flux generator and secondary device which is detachedly attached to portable electric or electronic device, by forcing most of the flux to go over the power transfer surface. Thereby, reducing the amount of drive current required to create flux density in secondary device. Hence, decreases losses in flux shield, and improves the efficiency of the inductive power transfer unit.

Drawing Description

The figure shows a perspective view of the inductive power transfer unit.

10 - coil.

50 - flux generator.

70 - electrically-conductive flux shields.

200 - support surface.

e1-e4 - distances.

Classes/Indexing

IPC

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	H01F 38/14 H01F 27/36	20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

Original IPC	Invention	Version	Additional	Version
Advanced/Full	H01F 38/14 H01F 27/36	20060101 20060101	-	-
Core/Main Group	H01F 27/34 H01F 38/14	20060101 20060101	-	-
Subclass	-	-	-	-

ECLA

H01F 38/14 T01F 27/36A

JP FI Codes

H01F 23/00 B; H01F 27/36 B; H02J 17/00 B

JP F Terms

5E058: CC12; CC15

5E060

5G063

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 629

DWPI Class

V02

DWPI Manual Codes

DWPI Manual Codes

EPI Manual Codes: V02-G01D; V02-G02D

DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Chemistry Resource Numbers

-

DWPI Registry Numbers

DWPI Registry Numbers

-

Plasdoc Punch Codes

Plasdoc Punch Codes

-

Plasdoc Key Serial Codes

Plasdoc Key Serial Codes

-

Enhanced Polymer Indexing

Enhanced Polymer Indexing

-

Chemical Fragment Codes

Chemical Fragment Codes

-

Legal Status

INPADOC Legal Status

Get Family Legal Status

Family

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 630

Family

INPADOC Family (6)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP2007505480A_	2007-03-08	-	-	-
	EP1665299A2	2006-06-07	BEART Pilgrim Giles William	SPLASHPOWER LTD	INDUCTIVE POWER TRANSFER UNITS HAVING FLUX SHIELDS
	GB200320960D0	2003-10-08	-	SPLASHPOWER LTD	Improvements relating to improving flux patterns of inductive charging pads
	US20070064406A1	2007-03-22	Beart Pilgrim G. W.	-	Inductive power transfer units having flux shields
	WO2005024865A2	2005-03-17	BEART Pilgrim Giles William	SPLASHPOWER LTD	INDUCTIVE POWER TRANSFER UNITS HAVING FLUX SHIELDS
	WO2005024865A3	2005-06-16	BEART Pilgrim Giles William	SPLASHPOWER LTD	INDUCTIVE POWER TRANSFER UNITS HAVING FLUX SHIELDS

DWPI Family (5); Countries (107)

Publication	DWPI Update	Publication Date	IPC Code	Language
WO2005024865A2	200528	2005-03-17	H01F002736	English
Designated States: (National) AE AG AL AM AT AU AZ BA BB BG BR BW BY BZ CA CH CN CO CR CU CZ DE DK DM DZ EC EE EG ES FI GB GD GE GH GM HR HU ID IL IN IS JP KE KG KP KR KZ LC LK LR LS LT LU LV MA MD MG MK MN MW MX MZ NA NI NO NZ OM PG PH PL PT RO RU SC SD SE SG SK SL SY TJ TM TN TR TT TZ UA UG US UZ VC VN YU ZA ZM ZW (Regional) AT BE BG BW CH CY CZ DE DK EA EE ES FI FR GB GH GM GR HU IE IT KE LS LU MC MW MZ NA NL OA PL PT RO SD SE SI SK SL SZ TR TZ UG ZM ZW				
Local Applications: WO2004GB3844A filed 2004-09-08				
EP1665299A2	200638	2006-06-07	H01F003814	English
Designated States: (Regional) AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IT LI LU MC NL PL PT RO SE SI SK TR				
Local Applications: based on WO2005024865 WO2004GB3844A filed 2004-09-08 EP2004768391A filed 2004-09-08				
JP2007505480A	200720	2007-03-08	H01F003814	Japanese
Local Applications: based on WO2005024865 WO2004GB3844A filed 2004-09-08 JP2006525192A filed 2004-09-08				
US20070064406A1	200723	2007-03-22	H05K000900	English
Local Applications: WO2004GB3844A filed 2004-09-08 US2003570761A filed 2006-10-24				
WO2005024865A3	201218	2005-06-16	H01F003814	English
Designated States: (Regional) BW GH GM KE LS MW MZ NA SD SL SZ TZ UG ZM ZW EA AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IT LU MC NL PL PT RO SE SI SK TR OA (National) AE AG AL AM AT AU AZ BA BB BG BR BW BY BZ CA CH CN CO CR CU CZ DE DK DM DZ EC EE EG ES FI GB GD GE GH GM HR HU ID IL IN IS JP KE KG KP KR KZ LC LK LR LS LT LU LV MA MD MG MK MN MW MX MZ NA NI NO NZ OM PG PH PL PT RO RU SC SD SE SG SK SL SY TJ TM TN TR TT TZ UA UG US UZ VC VN YU ZA ZM ZW				
Local Applications: WO2004GB3844A filed 2004-09-08				

Claims

No Claims exist for this Record

Description

DWPI Drawing Description

The figure shows a perspective view of the inductive power transfer unit.

10 - coil.

50 - flux generator.

70 - electrically-conductive flux shields.

200 - support surface.

e1-e4 - distances.

Drawing Description

Drawing Description

-

Description

Description

-

Citations

Citation *Record level*

Expand Citing Patents (7)

Cited Patents (0)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

Expand DPCI Citing Patents (40)

Expand DPCI Cited Patents (5)

Expand DPCI Cited Non-patents (2)

Expand DPCI Citation Counts

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 632

DPCI Field of Search

-

DPCI Citing Patents Country

JP; WO; FR; US; CN

DPCI Cited Patents Country

US; GB; DE

Other

DWPI Title Terms

INDUCTIVE POWER TRANSFER UNIT ELECTRIC CONDUCTING FLUX SHIELD ARRANGE GENERATOR SUPPORT SURFACE SO EXTEND OUTWARD SPECIFIC DISTANCE EDGE

DWPI Related Accession Numbers

-

Custom Fields

Test

-

Relevance

-

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(19)日本国特許庁(JP)　(12)公表特許公報(A)　(11)特許出願公表番号
特表2007-505480
(P2007-505480A)
(43)公表日　平成19年3月8日(2007.3.8)

(51)Int.Cl.		F I		テーマコード（参考）
H01F 38/14	***(2006.01)***	H01F 23/00	B	5E058
H01F 27/36	***(2006.01)***	H01F 27/36	B	

審査請求 未請求　予備審査請求 未請求　（全 17 頁）

(21)出願番号　特願2006-525192 (P2006-525192)
(86)(22)出願日　平成16年9月8日 (2004.9.8)
(85)翻訳文提出日　平成18年4月29日 (2006.4.29)
(86)国際出願番号　PCT/GB2004/003844
(87)国際公開番号　WO2005/024865
(87)国際公開日　平成17年3月17日 (2005.3.17)
(31)優先権主張番号　0320960.8
(32)優先日　平成15年9月8日 (2003.9.8)
(33)優先権主張国　英国 (GB)

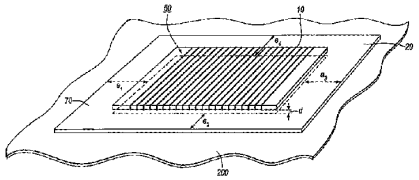
(71)出願人　504419014
スプラッシュパワー　リミテッド
イギリス国　ケンブリッジ　シービー４、０ダブリュエス、カウレイ・ロード　ザ・ジェフリーズ・ビルディング
(74)代理人　100087480
弁理士　片山　修平
(72)発明者　バート、ピルグリム、ガイルス、ウィリアム
イギリス国　ケンブリッジ　シービー２、５エヌエイチ　ハーストン　ロイストン・ロード　３５

Ｆターム(参考)　5E058 CC12　CC15

最終頁に続く

(54)【発明の名称】磁束シールドを有する誘導電力伝達ユニット

(57)【要約】
一つの誘導電力伝達ユニットは支持体表面（２００）上に設置するよう適用される。磁束生成ユニット（５０）は前記支持体表面上を二次元に広がり、前記ユニットの電力伝達表面上又は近接において磁束を生成することにより、前記電力伝達表面上又は近接に設置された一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受ける。一つの磁束シールド（７０）は導電性物質からなり、前記磁束生成ユニットと前記支持体表面との間に位置するよう配置され、前記磁束生成手段の少なくとも一つのエッジにおいて外側（ｅ１－ｅ４）に広がる。または、前記磁束シールドは前記誘導電力伝達ユニットの一つ以上の側面上に広がる一つ以上の部分、又は側面と磁束生成ユニットとの間に広がる一つ以上の部分を持つ可能性がある。前記磁束シールドは前記誘導電力伝達ユニットの外側に連結する着脱可能な一つのアクセサリーを備えてもよい。
【選択図】　図５



【特許請求の範囲】
【請求項１】
一つの誘導電力伝達ユニットを支持体表面上に設置した際に、前記支持体表面上を二次元に広がり、前記ユニットの電力伝達表面上又は近接において磁束を生成することにより、前記電力伝達表面上又は近接に設置された一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受ける磁束生成手段と、
導電性物質からなり、前記ユニットが前記支持体表面上に設置される際に、前記シールドが前記磁束生成手段と前記支持体表面との間に位置するよう配置され、前記磁束生成手段の少なくとも一つのエッジにおいて外側に広がる磁束シールドと、
を備える、一つの支持体表面上で使用する際に設置するよう適用する誘導電力伝達ユニット。
【請求項２】
前記磁束シールドが一般に前記支持体表面に平行となるよう広がる一つの平面シートの形状をなす、請求項１記載のユニット。
【請求項３】
前記磁束シールドが前記磁束生成手段の各エッジを越えて外側に広がる、請求項１又は２記載のユニット。
【請求項４】
一つの誘導電力伝達ユニットを支持体表面上に設置した際に、前記支持体表面上を二次元に広がり、前記ユニットの電力伝達表面上又は近接において磁束を生成することにより、前記電力伝達表面上又は近接に設置された一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受ける磁束生成手段と、
導電性物質からなり、前記ユニットの一つ以上の側面上を広がる一つ以上の部分又は一つ以上の側面と前記磁束生成手段との間を広がる一つ以上の部分を持つ磁束シールドと、
を備える、一つの支持体表面上で使用する際に設置するよう適用する誘導電力伝達ユニット。
【請求項５】
前記磁束シールドがさらに前記電力伝達表面の外側の周辺部分を越えて広がる、又は前記外側の周辺部分と前記磁束生成手段との間を広がる、前記請求項に記載のユニット。
【請求項６】
前記磁束シールドが前記電力伝達表面に近接する一部分を除いて前記磁束生成手段の周辺を実質上継続して広がる、前記請求項に記載のユニット。
【請求項７】
前記磁束シールドが前記ユニットの一つのケーシングの少なくとも一部分において提供する、前記請求項に記載のユニット。
【請求項８】
前記磁束シールドの一つの外側の表面の少なくとも一部分が誘電体又は他の物質により覆われている、前記請求項に記載のユニット。
【請求項９】
前記磁束シールドと前記磁束生成手段の導電体との間に一つの空間が生じることにより、磁束シールドが前記磁束生成手段の消費電力を必要以上に増加させないで磁束遮蔽を実現する、前記請求項に記載のユニット。
【請求項１０】
前記磁束シールドの厚さが一つの部分からもう一つの部分において変化する、前記請求項に記載のユニット。
【請求項１１】
前記磁束シールドの異なる部分が異なる物質から構成される、前記請求項に記載のユニット。
【請求項１２】
前記磁束シールドが前記ユニットに着脱可能に連結される、前記請求項に記載のユニッ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 635

ト。
【請求項１３】
一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受けるよう表面上又は近接に設置される一つの電力伝達表面と、
前記電力伝達表面上又は近接に磁束を生成するよう設置された磁束生成手段と、
前記ユニットに一つの磁束シールド連結し、前記連結シールドが前記電力伝達表面以外の前記ユニットの一つ以上の外部表面に設置され、又は一つ以上の前記外部表面と前記磁束生成手段との間に設置されることにより、前記シールドが前記ユニットの外側であり一つ以上の前記の外部表面の近接にある物体を前記磁束生成手段により生成された磁束から遮断する磁束シールド連結手段と、
を備える、一つの誘導電力伝達ユニット。
【請求項１４】
前記ユニットと連携してアクセサリーを所定の作業領域において前記ユニットの外側に連結する手段と、
導電性物質より構成され、前記アクセサリーが前記作業領域にある際に、前記電力伝達表面以外の前記ユニットの一つ以上の外部表面上又は近接に広がることにより、前記ユニットの外側であり一つ以上の前記の外部表面の近接にある物体を前記磁束生成手段により生成された磁束から遮断する磁束シールドと、
を備える、一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受けるよう表面上又は近接に設置される一つの電力伝達表面と、前記電力伝達表面上又は近接に磁束を生成するよう設置される磁束生成手段とを持つ前記誘導電力伝達ユニットの外側に連結するよう適合するアクセサリー。
【請求項１５】
前記ユニットの外側に着脱可能に連結される、請求項１４に記載のアクセサリー。
【請求項１６】
前記ユニットに対しクリップ式カバーである、請求項１４又は１５に記載のアクセサリー。
【請求項１７】
所定の作業領域において前記ユニットに連結し、一つの支持体表面上に設置され、前記ユニットの磁束生成手段が前記磁束生成手段と前記支持体表面との間に設置されたアクセサリーの磁束シールドと共に前記支持体表面上を二次元に広がり、前記磁束シールドが前記磁束生成手段の少なくとも一つのエッジを越えて外側に広がる、前記請求項１４から１６のいずれかに記載されるアクセサリー。
【請求項１８】
前記磁束シールドが前記支持体表面に一般に平行に広がる一つの平面シートの形状である、請求項１７に記載のアクセサリー。
【請求項１９】
前記磁束シールドが前記磁束生成手段の各エッジを越えて外側に広がる、請求項１７又は１８に記載のアクセサリー。
【請求項２０】
前記アクセサリーが前記所定作業領域の前記ユニットに連結する際に、前記磁束シールドがさらに前記ユニットの一つ以上の側面を越えて広がる、請求項１４から１９のいずれかに記載のアクセサリー。
【請求項２１】
前記アクセサリーが前記所定作業領域の前記ユニットに連結する際に、前記磁束シールドがさらに前記ユニットの前記電力伝達表面の外部周辺部分を越えて広がる、請求項１４から２０のいずれかに記載のアクセサリー。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 636

本発明は磁束シールドを有する誘導電力伝達ユニットに関する。

【背景技術】

【０００２】

本出願人による国際公開公報ＷＯ－Ａ－０３／０９６５１２にて記載されている誘導電力伝達ユニットは、その内容は参照によって本発明に組み込まれており、実質的に交番磁界が生じる平面又は曲面の電力伝達表面を提供する。本磁場は電力伝達面上の任意の二次装置に連結する。異なる例において、本磁場表面の面内で回転し、電力を受ける面に位置する二次装置を自由に配置することが可能である。例えば、電力を受けていない間は表面から除去させるために、二次装置は携帯用の電気装置、電子装置又は充電式バッテリーに組み込まれる。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００３】

上記の電力伝達ユニットの磁束生成ユニット（磁気アセンブリ）の設計によっては、所望する水平面ではない他の方向に磁場を発するかもしれない。例えば、磁束生成ユニット“スカッシュド　ソレノイド”設計においては上位及び下位に対照的に磁束を発生する。

【０００４】

図１において、磁束生成ユニット５０は、一つのフォーマー２０に巻き付いた平面型ソレノイドの形状をした一つのコイル１０から構成される。フォーマー２０は磁性材料の薄板の形状を成す。この結果、磁束生成ユニットの上面において実質上水平磁場を生じるが、下面においても同等の磁場を生じる。一般に、両方の磁場の磁力線は各面においてお互いに平行に伸長し、実質上コイルの巻線に対し垂直となる。二次装置６０は上面に位置するよう図示されている。

【０００５】

図２は図１と同様な構成を示しているが、コイル１０の巻き付き面に直行する方向でフォーマー２０の周囲を巻き付くコイル１１が追加されている。二つのコイル１０及び１１を適切な状態で駆動することにより、磁束生成ユニットは電力伝達表面（上面）上に実質上水平であり、表面の面内を回転する磁場を発生させるかもしれない。典型的な例では、上面上の磁束はユーザが所望する機能（二次装置６０に電力供給する）を提供するが、他の面上の磁束は有益ではなく、むしろ不要な作用を生じるかもしれない。

【０００６】

図３は、図１の磁束生成ユニット５０により発生した瞬時における磁力線の有限要素解析による側面図を示している。磁力線はソレノイドの中央部を通過し、空気を介してソレノイドの上及び下を通過するために分離する。二次装置６０はユニット５０上に位置するよう示されている。

【０００７】

不要な作用は、特に一次ユニットが、軟鋼机又は車のシャーシの部分等の鉄類の面に配置する際に生じる。軟鋼の透磁率は十分に高く、空気を介する代替パスよりもかなり低い磁気抵抗を有する磁束のためのリターンパスを提供する。したがって、磁束は金属机に吸い込まれる。図４は、金属机２００が磁束生成ユニットの下に置かれた際の有限要素解析による図を示している。鉄の高い透磁率は、磁力線に対し、磁束生成ユニット５０の一端部から他の端部に戻る際に、空気よりもかなり低い磁気抵抗を提供するので、磁力線は空気よりも机の内部を通過する。これは、次の二つの理由により有益ではない。

【０００８】

誘導電力伝達ユニット（一次ユニット）により生成された大部分の磁束は、ユニットの上面上の二次装置の内部を通過する代わりに金属机の内部を通過する。したがって、システムは効率的ではなく（電力の消費が増え）、二次装置が受ける電力が変動する。

【０００９】

金属机の内部を通過する磁束は、ヒステリシス、渦電流等による損失の中核をなし、熱の上昇の要因ともなる。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 637

【００１０】
銅、アルミニウム等の導体材料を交番磁界に設置すると、磁場は磁界内部を循環する渦電流を発生させる。渦電流は完全導体を上限とし、課せられた磁場に同等であり相反する二次磁場を発生させ、導体の表面において相殺する。したがって、これらの導体材料は、“磁束シールド”として見られ、磁気システム内部の磁束線が導体材料から除外される。システムの一部を磁場から遮断し、他の部分に磁場を集中させる。本発明の優先日以降に公開され、本発明より先の優先日を持つ英国特許出願ＧＢ－２３８９７２０は、プリント回路基板形状の磁束生成ユニットを開示しており、プリント回路基板はユニットの上面上に磁束を生成する螺旋状の導電性トラックのアレイを有する。フェライトシートは基板の下に敷かれ、導電性シートはフェライトシートの下に設置され、磁束シールドを提供する。フェライトシート及び導電性シートは、回路と同一の寸法を持ち、平行に保たれる。

【課題を解決するための手段】

【００１１】
本発明の第１の実施態様によれば、一つの誘導電力伝達ユニットを支持体表面上に設置した際に、前記支持体表面上を二次元に広がり、前記ユニットの電力伝達表面上又は近接において磁束を生成することにより、前記電力伝達表面上又は近接に設置された一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受ける磁束生成手段と、導電性物質からなり、前記ユニットが前記支持体表面上に設置される際に、前記シールドが前記磁束生成手段と前記支持体表面との間に位置するよう配置され、前記磁束生成手段の少なくとも一つのエッジにおいて外側に広がる磁束シールドとを備える、一つの支持体表面上で使用する際に設置するよう適用する誘導電力伝達ユニットを備える。

【００１２】
本発明の第２の実施態様によれば、一つの誘導電力伝達ユニットを支持体表面上に設置した際に、前記支持体表面上を二次元に広がり、前記ユニットの電力伝達表面上又は近接において磁束を生成することにより、前記電力伝達表面上又は近接に設置された一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受ける磁束生成手段と、導電性物質からなり、前記ユニットの一つ以上の側面上を広がる一つ以上の部分又は一つ以上の側面と前記磁束生成手段との間を広がる一つ以上の部分を持つ磁束シールドとを備える、一つの支持体表面上で使用する際に設置するよう適用する誘導電力伝達ユニットを備える。

【００１３】
磁束生成ユニットが直線方向に前後に変化する磁場を生成することにより稼動する場合、導電性シールドはシールドの近辺において磁場を消滅させる同等の大きさで相反する交流線形磁場内部にて誘導される。ユニットが層表面上で回転する磁場を生成することにより稼動する場合は、導電性シールドは磁場を消滅させ、回転する磁場内部にて誘導される。

【００１４】
このような電力伝達ユニットは、磁束をユニットの磁束効率性を向上するのに有用である方向に集中させる。例えば、ユニットの下の金属机に対するカップル等の副次的な作用を遮断するので、有益である。

【００１５】
さらに、磁束シールドは、大部分の磁束を電力伝達表面上に通すことにより、磁束生成ユニットと二次装置との間のカップリングを増加させる。したがって、二次装置内部で所定の磁束密度を生成させるために、磁束生成ユニット内部でより小さい駆動電流を必要とする。それにしたがって、磁束シールド内のロスが最小となれば、システムは全体的により効率的となる。

【００１６】
装置が熱をおびず且つ電力的に効率良く稼動させるために、導電性シールド内部のI^2Rロス（熱を分散させる循環電流によるロス）を少量に抑えなければならない。

【００１７】
導電性シールドは、銅シート又はアルミニウムシート等の高い導電性物質により構成す

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 638

ることが有益である。そして、シートは、シート内部で誘導された渦電流が過度な抵抗を受け、熱を発生することがない十分な厚さを有する。磁束密度は、即ち渦電流は装置の異なる部分において変動するので、厚さ又は物質の要件が異なる可能性がある。

【００１８】

シールドと磁束生成ユニットの電動導体との間の空間は、最適化することができる。その値が大きいと（即ちシールドと電動導体との空間が大きいと）、導電性シールド内部で誘導された電流密度が低くなり、発熱を低くする。しかしながら、必要となる全体的な大きさとトレードオフの関係となり、人間工学的側面には適合しないかもしれない。

【００１９】

さらに、導電性シールドは所望する磁束パスを“ショート”する低磁気抵抗パスを備える可能性があるので、実質的には鉄であってはならない。

【００２０】

本発明の一実施態様において、導電性シールドは、一つの連続するシート内部で、磁束生成ユニットの一つの側面を除いて実質上全部の面上を広がる。実質上露出する側面は層状の表面をなしており、二次装置に電力を供給する。例えば、生成ユニットが実質上平面角胴形である場合、シールドはユニットの底面及び４つの側面を覆うよう広がる可能性がある。他の例として、生成ユニットが実質上平面円筒形である場合、シールドはユニットの底面及び円筒形の側面を覆うよう広がる可能性がある。このような構成の利点として、平面シートと比較して、磁束生成ユニットの下の金属物を通過するために磁束が通過するパスをさらに増加させるかもしれない。

【００２１】

本発明の他の実施態様において、導電性シールドは、磁束生成ユニットの一つ以上の側面の一部分を除いて囲む可能性がある。例えば、磁束生成ユニットが実質上平面角胴形である場合、シールドは、磁束生成ユニットの底辺、側面、頂面の外側部分を囲むかもしれない。これは、磁束生成ユニットの頂面のエッジにおける磁束パターンの制御に効果的かもしれない。

【００２２】

導電性シールドは、成形又は鋳造されたアルミニウム、マグネシウムのケーシング等の誘導電力伝達ユニットの筐体部分を形成する可能性があり、費用の削減において効果的かもしれない。

【００２３】

本発明の第３の実施態様によれば、一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受けるよう表面上又は近接に設置される一つの電力伝達表面と、前記電力伝達表面上又は近接に磁束を生成するよう設置された磁束生成手段と、前記ユニットに一つの磁束シールド連結し、前記連結シールドが前記電力伝達表面以外の前記ユニットの一つ以上の外部表面に設置され、又は一つ以上の前記外部表面と前記磁束生成手段との間に設置されることにより、前記シールドが前記ユニットの外側であり一つ以上の前記の外部表面の近接にある物体を前記磁束生成手段により生成された磁束から遮断する磁束シールド連結手段とを備える、一つの誘導電力伝達ユニットを備える。

【００２４】

本発明の第４の実施態様によれば、前記ユニットと連携してアクセサリーを所定の作業領域において前記ユニットの外側に連結する手段と、導電性物質より構成され、前記アクセサリーが前記作業領域にある際に、前記電力伝達表面以外の前記ユニットの一つ以上の外部表面上又は近接に広がることにより、前記ユニットの外側であり一つ以上の前記の外部表面の近接にある物体を前記磁束生成手段により生成された磁束から遮断する磁束シールドとを備える、一つの二次装置が前記ユニットから誘導電力を受けるよう表面上又は近接に設置される一つの電力伝達表面と、前記電力伝達表面上又は近接に磁束を生成するよう設置される磁束生成手段とを持つ前記誘導電力伝達ユニットの外側に連結するよう適合するアクセサリーを備える。

【００２５】

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 639

本発明の第３及び４の実施態様において、導電性シールドは電力伝達ユニットの下又は周辺に設置される別個のアクセサリーとして提供される。随意的に、例えば、クリップ式カバー等の保持可能なアクセサリーとして提供されるかもしれない。これは、電力伝達ユニットの部品の費用を最小限に抑えるとともに、鉄机上等の磁場を拘束する場所においてユニットを使用する場合、アクセサリーを購入できるので、有益である。

【００２６】

磁束生成ユニットの一実施態様によれば、電磁場を生成する少なくとも一つの手段を持ち、前記手段は電力伝達ユニットの表面内部又は平行する所定の領域を２次元の方向に分散することにより、電力伝達表面の少なくとも一つの電力伝達領域が実質的に所定の領域と同一の広がり持つよう画定し、帯電領域は電力伝達表面上に一定の幅及び長さを持つ。好ましくは、所定の電流が供給され一次ユニットが実質的に電磁気的に絶縁されている場合、手段によって生成される電磁場は電磁気線を有し、電磁気線に平行に測定される電力伝達領域の任意の4分の１の長さの部分において平均する場合、電力伝達表面に対しその近辺において角度４５°以下に内在し、２次元に分散される。手段は、電力伝達領域に対し実質的に垂直に測定される高さを持ち、その高さは電力伝達ユニットの幅又は長さのいずれより短いことが好ましい。高さは、幅又は高さのいずれかの５分の１又は１０分の１より小さいことが望ましく、誘導電力伝達ユニット全体として平面基盤又はプラットフォームの形状となる。少なくとも一つの導電体を含む二次装置が誘導電力伝達ユニットの電力伝達領域上又は近辺に設置される場合、電磁気線は二次装置の少なくとも一つの導体と結びつき、誘導電流が発生する。導電性シート又はシールドは、電力伝達領域が設置される側面を除く位置において、電力伝達ユニット上又は内部に配置される。

【００２７】

本発明の文脈において、“層状”の用語は、薄板又は薄層の形状を表している。薄板又は薄層は実質的に平面又は曲線の可能性がある。

【００２８】

導電性シート又はシールドが一般的に層状であり、電力伝達表面に面している一つ以上のエッジ部分を含むかもしれない。

【００２９】

導電性シート又はシールドは、電力伝達表面と対面する電力伝達ユニットの一つの側面に露出し、ユニットのケーシングの部分等により、誘電体又は他の物質からなる層で覆われているかもしれない。

【発明を実施するための最良の形態】

【００３０】

本発明をよりよく理解し、本発明がどのように実施されるかを明らかにするため、以下では一例として添付図面が参照される。

【００３１】

図５は本発明の第１実施態様による誘導電力伝達ユニットの一部を示している。本実施例において、磁束生成ユニット５０は図１を参照して序論にて記載された磁束生成ユニットと同様の一般的な構成を有する。当然ながら、代替として図２に示された磁束生成ユニット５０‘を本実施態様（及び他の実施態様）に用いることが可能である。同様に、国際公開公報ＷＯ－Ａ－０３／０９６５１２にて記載された種々の磁束生成ユニットを本発明の実施態様に使用することが可能である。

【００３２】

磁束生成ユニット５０は、フォーマー２０の周りに巻き付くコイル１０からなる。フォーマー２０は磁性材料の薄いシートの形状をなす。誘導電力伝達ユニットが支持体表面２００上に設置される場合、磁束生成ユニット５０は支持体表面上を２次元の範囲で広がる。

【００３３】

磁束シールド７０は銅等の導電性物質からなり、磁束生成ユニット５０と支持体表面２００との間に設置される。図５に示されるように、シールド７０は磁束生成ユニット５０

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 640

の各エッジから距離ｅ１からｅ４の範囲にて外側に延長する。例えば、距離ｅ１は５０ｍｍ、距離ｅ２は５０ｍｍ、距離ｅ３は５０ｍｍ、距離ｅ４は５０ｍｍとなる。

【００３４】

本実施態様において、磁束シールド７０は支持体表面に一般的に平行して拡張する平面シートの形状をなす。シートとフォーマー２０の底面上に拡張するコイル１０の導電体の間には、大きさｄ、例えば４ｍｍの隙間が生じる。

【００３５】

図６は、有限要素解析法による図５のユニットを示している。支持体表面２００は金属机を想定している。シールド７０は、磁束線がシールド周辺を通過する際に金属机を通過するよう強いるので、パスの長さを増加させ、従って“机”パスの有効磁気抵抗を増加させる。その結果、机を通過するよりユニット上を通過する磁束線が増加するので、机の存在の影響が少なくなる。

【００３６】

図５において、磁束シールド７０はユニット５０の全エッジを越えて拡張するように示されているが、有意義な磁束遮蔽効果は、例え磁束シールドが一つのエッジ又は向かい合う一組のエッジのみを越えて拡張する場合においても得ることができる。

【００３７】

図７は本発明の第２実施態様による誘導電力伝達ユニットの部分を示している。本実施態様において、５つの側面（底面８２及び側面８４、８６、８８及び９０）を持つ磁束シールド８０を備える。磁束シールド８０の底面８２は、磁束生成ユニット５０の下面及び支持体面２００との間に広がる。本実施例において、磁束シールド８０は複数の側面を持つので、底面８２は磁束生成ユニット５０のエッジを図５の実施態様で示す距離ｅ１からｅ４の範囲にて広がる必要がない。例えば、ｅ１からｅ４は各々４ｍｍかもしれない。これにより、電力伝達ユニットの全体寸法は小さくなると共に、机パスの有効磁気抵抗を高く保持することが可能となる。側面８４、８６、８８及び９０の高さは、図７において明確にするために誇張されている。実際には、側面は磁束生成ユニット５０の上面の上より延長する必要がない。

【００３８】

磁束シールド８０は、トレイ形状のメンバーを構成するために、各エッジにおいて切断され折り畳むことが可能な導電体の平面シートの形状をなす可能性がある。

【００３９】

図８は有限要素解析法による図７のユニットを示している。

【００４０】

図９は本発明の第３の実施態様による誘導電力伝達ユニット４００の部分を示している。本実施態様において、磁束生成ユニット５０は第１及び第２実施態様を参照して記載された磁束生成ユニットに類似しており、ユニット４００のケーシング４１０の内部に含まれる。ケーシング４１０の上面は本実施態様の電力伝達表面を提供し、二次装置６０は磁束生成ユニット５０から誘電電力を受けため直接表面上に設置される。

【００４１】

ケーシング４１０の４つの側面には、小さな円形の凹部４２０が形成される。

【００４２】

本実施態様において磁束シールド９０は、誘導電力伝達ユニット４００の外側に連結するよう適合するアクセサリーを有する。磁束シールド９０は、図７に示される磁束シールド８０の形状と類似し、磁束シールド９０の直立した側面の内面上に形成する円形凸部９５を有する。各凸部９５は、誘導電力伝達ユニット４００のケーシング内部の凹部４２０と係合する。このような方法で、磁束シールド９０の及び／又はケーシング４１０の物質の弾性により、ユニット４００は磁束シールド９０に挿入することが可能となる。凹凸部は、物体ユニット４００の外側の磁束シールド９０を保持する働きを行い、磁束シールドがユニットの外面に隣接するユニットの外側の物体を、磁束生成ユニット５０により生成された磁束から遮断する。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 641

【００４３】
着脱可能な磁束シールドには幾つかの利点がある。或る応用においては、磁束シールドを必要としない。例えば、シールドはユニットが非金属の支持体表面に配置される場合には必要としない。このようにして、ユニットは出来得る限り小さく少ない費用にて製造することが可能となる。ユーザが金属性の支持体表面上でユニットを使用する場合には、磁束シールドをオプションのアクセサリーとして購入すればよい。

【００４４】
磁束シールドが着脱可能なアクセサリーの形状をなす場合、磁束シールドは第１又は第２実施態様にて記載された形状を必要としない。例えば、磁束シールドは磁束生成ユニット５０のエッジを越えて外側に広がることを必要としない。磁束生成ユニット５０の平面領域又は平面領域より小さい領域を隣接させることが可能である。例えば、平面シート形状の導電性シールドをアクセサリーのトレイ形状プラスティックハウジングの底面に組み込むことも可能である。

【００４５】
誘導電力伝達ユニットの外側に連結することができれば、如何なる方法を用いることが可能である。例えばスナップ式が特に有益であるが、磁束シールドはネジ又はＶｅｌｃｒｏ（登録商標）を用いて連結することができる。同様に、磁束シールドとユニットのケーシングとを単に固定することも可能である。

【００４６】
一例として、本発明の実施態様の一連のテスト結果を以下に示す。このテストにおいて、約１７５×１２５×９ｍｍの大きさの磁束生成ユニット５０を用いている。磁束シールド７０又は８０は０．６ｍｍの厚さの銅シートからなる。金属机２００は、５００ｍｍ×５００ｍｍ×０．６ｍｍの大きさの金属シートである（磁気的には、事実上無限板となる）。

【００４７】
磁束生成ユニット５０を通る電流は、二次装置６０に供給される電力が各テストの開始時において同一となるように調整される。制御ループは、各テストの間において電流が一定となるよう保持する。

【００４８】
二次装置が受ける電力は監視され、充電器から引き出される追加電力も監視される。

【００４９】
結果を以下に示す。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 642

【表１】

テスト条件	二次装置に生じる電力	必要とする発電機の過電力
１ａ．磁束シールドなし	１００％	０Ｗ
１ｂ．１ａに鉄シートを設置	１２３％	１１Ｗ
２ａ．磁気アセンブリの直下に磁束シールドシート（図５）を設置	１００％	１．５Ｗ
２ｂ．磁束シールドをアセンブリから４ｍｍ離すよう移動	１００％	０．７Ｗ
２ｃ．２ｂに鉄シートを設置	１１０％	４．６Ｗ
３ａ．下方及びエッジ（４ｍｍの隙間）周辺の磁束シールボックス（図７）	１００％	１．５Ｗ
３ｂ．３ａに鉄シートを設置	１０８％	２．２Ｗ

【００５０】

テスト１は磁束シールドのないケースを示している。最初は、磁束線は図３に示されている概観をなす。アセンブリの下に金属シートを設置することにより、磁束線は下方にシートを介して通過し、図４に示すように上方及びシートの上を通る。発生器内の制御ループはコイル電流を一定に保持するため１１Ｗ消費させられるが、これは効率的ではなく、金属が暖められるため最適な状態ではない。さらに、発生器の電力を多量に消費しても、金属机内の渦電流が不十分な磁束シールドとしての働きをするので、二次装置は受ける電力は１２３％となり、最適な状態とはならない。

【００５１】

テスト２は第１実施態様にて示されているように、下に平面の磁束シールドを設置したケースを示している。大きな鋼製磁束シート（１９０ｍｍ×１４０ｍｍ×０．６ｍｍ）を磁気アセンブリ（テスト２ａ）の直下に設置することにより、発生器に対し１．５Ｗの追加電力が供給される。これは、コイルにてショートが発生しアセンブリに入り込むことによると推定される。アセンブリから４ｍｍ（即ち、図５の中でｄ＝４ｍｍ）離すことにより、この流出を０．７Ｗ（テスト２ｂ）に削減する。金属シートを挿入することは、発生器に対し４．６Ｗ（即ち、３．９Ｗの増加）を供給するにすぎず、二次装置に対する電力は１１０％（テスト２ｃ）に変化するのみである。これは図６に図示されている。したがって、磁束シールドは各両面効果を半分以下に減少させる。

【００５２】

テスト３は、図７の第２実施態様に示されているように、磁束シールドのエッジが磁気アセンブリのエッジの周辺で直立するケースを示している。シールドは全ての面（テスト３ａ）において、テスト２aの状況を避けるために、磁気アセンブリから４ｍｍ離して置かれる。発生器は、シールド内の渦電流による損失を解消するために、１．５Ｗの増加分を供給する。金属シート（テスト３ｂ）を挿入することは、発生器に対し追加２．２Ｗ（即ち０．７Ｗの増加）を供給するのみであり、二次装置に対する電力を１０８％に変更するのみである。

【００５３】

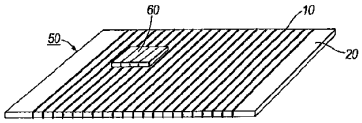
これらのテスト結果は、金属物体の副次的作用を減少させる磁束シールドの２つの主要な利点を明確に示している。即ち、鉄に対する発生器による電力供給の減少、及び二次装置に対する電力の変動の減少である。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 643

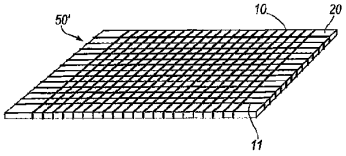
【００５４】
所定の電力伝達表面上を除いて、磁気アセンブリの周辺を完全に覆うシールドは、発生器上の金属机の作用を大幅に減少させ、二次装置上の金属机の作用を半分以下にする。例えば、磁束シールド内の渦電流の損失を解消するためには、発生器による１．５４Ｗの追加の静止電力の供給を伴うこととなる。
【００５５】
本発明の好ましい特徴は本発明の全面に適用され、如何なる組合せにて用いることが可能である。
【００５６】
本明細書の説明と特許請求の範囲を通じて、語「～を具備する（comprise）」、「～を包含する（contain）」、及び、これらの語の変形、例えば、「～を備えている（comprising）」及び「～を備える（comprises）」は、「～を含んでいるが、～に限定されない」をいう意味であり、列挙されていない構成要素、整数、一部分、添加物、又はステップを除外することを意図していない（かつ、除外するものではない）。
【図面の簡単な説明】
【００５７】
【図１】本発明の実施態様における使用に適する磁束生成ユニットの例を示す斜視図である。
【図２】本発明の実施態様における使用に適する磁束生成ユニットの他の例を示す斜視図である。
【図３】磁束線の生成を表す図１の磁束生成ユニット側面図である。
【図４】金属机が本発明の構成に設置された場合に生成される磁束線を表す図３に対応する図である。
【図５】本発明の第１実施態様による誘導電力伝達ユニットの部分を示す斜視図である。
【図６】ユニットが金属机上に設置された場合に生成される磁束線を表す図５のユニットの側面図である。
【図７】本発明の第２実施態様による誘導電力伝達ユニットの部分を示す斜視図である。
【図８】ユニットが金属机上に設置された場合に生成される磁束線を表す図７のユニットの側面図である。
【図９】本発明の第３実施態様による誘導電力伝達ユニット及びアクセサリーの側面図である。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 644

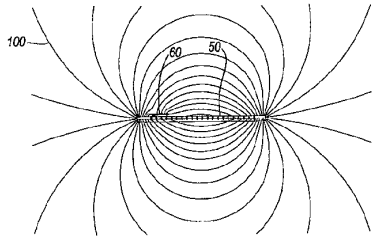
【図１】



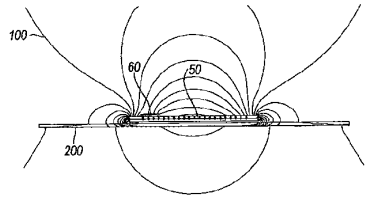
【図２】



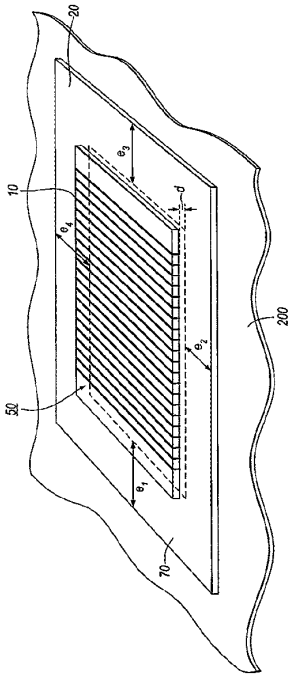
【図３】



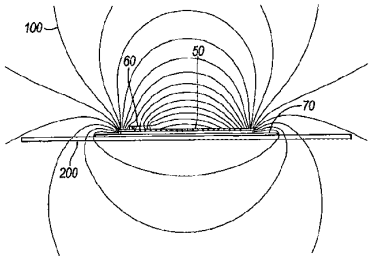
【図４】



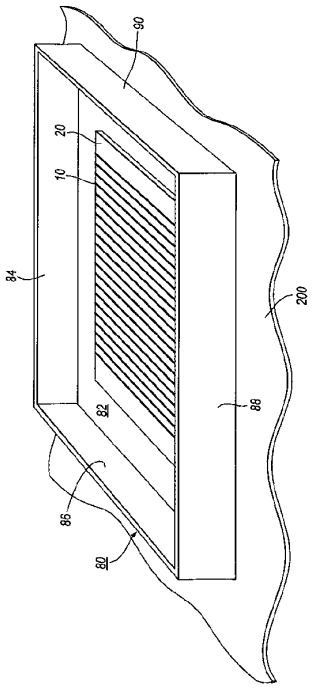
【図５】



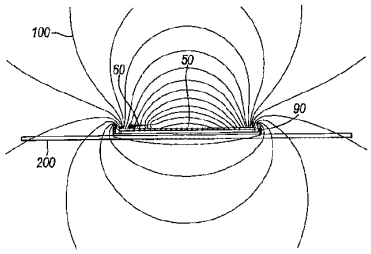
【図６】



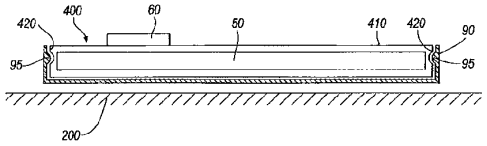
【図７】



【図８】



【図９】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 646

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter Application No
PCT/EP2004/003844

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H01F38/14 H01F27/36

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H01F H02J H05K

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 5 959 433 A (ROHDE ET AL) 28 September 1999 (1999-09-28) column 3, lines 3-12; figures 1,2 column 3, lines 22-27	1-9,13, 14,17-21
Y	DE 197 43 860 C1 (BRAUN AKTIENGESELLSCHAFT, 60326 FRANKFURT, DE) 8 April 1999 (1999-04-08) column 2, line 38 - column 3, line 9 column 3, line 33 - column 4, line 48; figures 1,2	1-9,13, 14,17-21
	-/--	

[X] Further documents are listed in the continuation of box C.

[X] Patent family members are listed in annex.

° Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
31 March 2005	11/04/2005

Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Reder, M

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (January 2004)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 647

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter al Application No
PCT/GB2004/003844

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	HATANAKA K ET AL: "POWER TRANSMISSION OF A DESK WITH A CORD-FREE POWER SUPPLY" IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 38, no. 5, September 2002 (2002-09), pages 3329-3331, XP001132144 ISSN: 0018-9464 abstract right-hand column; figures 1-3	1-3,7,9, 13,14, 17-19,21
P,X	GB 2 389 720 A (* CITY UNIVERSITY OF HONG KONG) 17 December 2003 (2003-12-17) cited in the application abstract page 7, line 20 - page 9, line 6; figures 4,5	1
A	US 5 528 113 A (BOYS ET AL) 18 June 1996 (1996-06-18) column 6, line 44 - column 7, line 52; figures 10-12	1-21
A	US 6 389 318 B1 (ZARINETCHI FARHAD ET AL) 14 May 2002 (2002-05-14) abstract	1-21

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (January 2004)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

rmation on patent family members

Intern al Application No
PCT/GB2004/003844

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
US 5959433	A	28-09-1999	NONE		
DE 19743860	C1	08-04-1999	NONE		
GB 2389720	A	17-12-2003	WO	03105308 A1	18-12-2003
			AU	2003229145 A1	22-12-2003
US 5528113	A	18-06-1996	AU	8006494 A	08-05-1995
			AU	8006594 A	08-05-1995
			DE	4498007 T0	21-11-1996
			DE	69432262 D1	17-04-2003
			EP	0727105 A1	21-08-1996
			JP	7170681 A	04-07-1995
			WO	9511544 A1	27-04-1995
			WO	9511545 A1	27-04-1995
			NZ	274938 A	27-05-1998
			NZ	274939 A	24-06-1997
			US	5821638 A	13-10-1998
US 6389318	B1	14-05-2002	US	6324430 B1	27-11-2001
			AU	4861399 A	24-01-2000
			CA	2336725 A1	13-01-2000
			EP	1095384 A1	02-05-2001
			US	2002058971 A1	16-05-2002
			US	2002055763 A1	09-05-2002
			WO	0002212 A1	13-01-2000

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (January 2004)

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,GH,GM,KE,LS,MW,MZ,NA,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IT,LU,MC,NL,PL,PT,RO,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NA,NI,NO,NZ,OM,PG,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SY,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 650

Espacenet

Bibliographic data: JP2007537637 (A) — 2007-12-20

ANTENNA ARRANGEMENT FOR INDUCTIVE ENERGY TRANSMISSION AND USE OF THE ANTENNA ARRANGEMENT

No documents available for this priority number.

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification: - international:***H01F1/26; H01F3/08; H01F38/14; H01P5/02; H01Q7/06; H01Q7/08; H02J7/02***
- cooperative: **H01Q7/06**

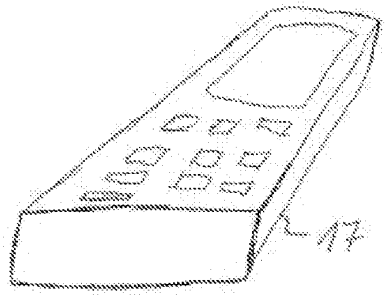
Application number: JP20070512117 20050513

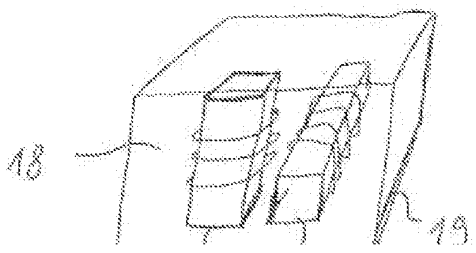
Priority number (s): WO2005EP05271 20050513 ; DE20041023815 20040513

Also published as: WO2005112192 (A1) WO2005112192 (A9) US2007126650 (A1) US7545337 (B2) EP1745527 (A1) EP1745527 (B1) DE102004023815 (A1) less

Abstract not available for JP2007537637 (A)
Abstract of corresponding document: WO2005112192 (A1)

An antenna arrangement is disclosed for the inductive transmission of energy by means of magnetic cores made of a composite material with amorphous or nanocrystalline flakes and a moulded plastic material, so that the magnetic properties suitable for effective energy transmission can be adjusted at the same time as high security against fracture and a small overall height are achieved.





Last updated: 11.12.2013 Worldwide Database 5.8.15.10.89p

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 651



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 652

(19)日本国特許庁(JP)　(12)公表特許公報(A)　(11)特許出願公表番号
特表2007-537637
(P2007-537637A)
(43)公表日　平成19年12月20日(2007.12.20)

(51)Int.Cl.			F I			テーマコード（参考）
H01Q	***7/08***	***(2006.01)***	H01Q	7/08		5E041
H01P	***5/02***	***(2006.01)***	H01P	5/02	Z	
H01F	***1/26***	***(2006.01)***	H01F	1/26		
H01F	***3/08***	***(2006.01)***	H01F	3/08		

審査請求 未請求　予備審査請求 未請求　（全 15 頁）

(21)出願番号　特願2007-512117(P2007-512117)
(86)(22)出願日　平成17年5月13日(2005.5.13)
(85)翻訳文提出日　平成18年11月10日(2006.11.10)
(86)国際出願番号　PCT/EP2005/005271
(87)国際公開番号　WO2005/112192
(87)国際公開日　平成17年11月24日(2005.11.24)
(31)優先権主張番号　102004023815.4
(32)優先日　平成16年5月13日(2004.5.13)
(33)優先権主張国　ドイツ(DE)

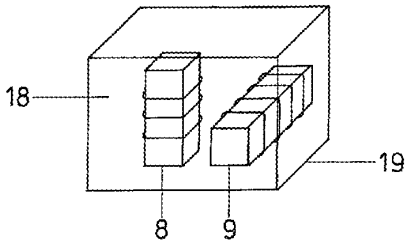
(71)出願人　500460379
バクームシュメルツェ　ゲゼルシャフト　ミット　ベシュレンクテル　ハフツング　ウント　コンパニ　コマンディートゲゼルシャフト
ドイツ連邦共和国　デー－６３４５０　ハナウ　グリューナー　ヴェーク　３７
(74)代理人　100075166
弁理士　山口　巖
(72)発明者　ギュンター、ヴルフ
ドイツ連邦共和国　６３４７７　マインタール　フロッスグラーベンシュトラーセ　１２

Fターム(参考)　5E041 AA02 AA03 AA04 AA07 BB03 BC05 BD03 CA01 NN06

最終頁に続く

(54)【発明の名称】誘導エネルギー伝送用アンテナ装置およびこのアンテナ装置の使用方法

(57)【要約】
アモルファスフレークまたはナノ結晶フレークとプラスチック鋳造材とを含んだ複合材から成る磁気コアを用いてエネルギーを誘導伝送するためのアンテナ装置であって、効率的なエネルギー伝送に適した磁気特性を、高い破壊靭性と小サイズとを実現したうえで生じさせることができる。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 653

【特許請求の範囲】
【請求項１】
磁気コア（１，５，１４）と巻線（２，３，４，７，１０，１６）とを備えた、エネルギーを誘導伝送する際に使用するためのアンテナ装置であって、磁気コア（１，５，１４）が、複合材として、微細分散粒子から成る軟磁性成分とプラスチック成分とを含み、且つ磁気コア（１，５，１４）が、２０～２００の有効初透磁率と、０．６Ｔよりも大きな飽和磁気誘導とを有しているアンテナ装置。
【請求項２】
軟磁性成分がアモルファス材またはナノ結晶材を含んでいる、請求項１に記載のアンテナ装置。
【請求項３】
軟磁性成分が表面層により個々に電気的に絶縁されている粒子から成っている、請求項１または２に記載のアンテナ装置。
【請求項４】
粒径が２ｍｍよりも小さい、請求項３に記載のアンテナ装置。
【請求項５】
粒子厚が０．５ｍｍよりも小さい、請求項３または４に記載のアンテナ装置。
【請求項６】
粒子が表面酸化またはプラスチックコーティングされている、請求項３から５までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項７】
プラスチック成分が注型樹脂技術で加工可能な熱可塑性樹脂または熱硬化性樹脂を含んでいる、請求項１から６までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項８】
磁気コア（１，５，１４）と巻線（２，３，４，７，１０，１６）とにより形成されるアンテナが、２０ｋｈｚ～１５０ｋｈｚの周波数範囲で５０よりも大きなゲインを有している、請求項１から７までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項９】
磁気コア（１，５，１４）が少なくとも２０μＷｂの磁束まで負荷可能である、請求項１から８までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項１０】
同じ磁気コア（１，５，１４）に複数の巻線（２，３，４，７，１０，１６）を備え、これら巻線の縦軸線（２０，２１）が互いに０°よりも大きな角度で配置されている、請求項１から９までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項１１】
複数個の磁気コア（１，５，１４）が複数の巻線（２，３，４，７，１０，１６）を担持し、個々の磁気コア（１，５，１４）の放射パターンが異なる形状および／または指向性を持っている、請求項１から１０までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項１２】
複数個の磁気コア（１，５，１４）のうちの少なくとも１つに、電子部品を受容するための凹部（１５）が設けられている、請求項１から１１までのいずれか一つに記載のアンテナ装置。
【請求項１３】
請求項１から１２までのいずれか一つに記載のアンテナ装置を誘導エネルギー伝送に使用する使用方法。
【請求項１４】
固定機と誘導受信装置を備えた移動機との間で誘導エネルギー伝送するために使用する、請求項１３に記載の使用方法。
【請求項１５】
移動機（１７）内に配置されるエネルギー蓄積装置を充電するために使用する、請求項

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 654

１４に記載のアンテナ装置の使用方法。
【請求項１６】
エネルギーを移動機から固定機へ誘導伝送するために使用する、請求項１３に記載のアンテナ装置の使用方法。
【請求項１７】
異なる巻線（２，３，４，７，１０，１６）を位相をずらして同時に、または、時間的に交互に制御する、請求項１０または１１に記載のアンテナ装置の作動方法。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、開放型磁気コアと巻線とを備えたアンテナ装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
本発明は、誘導エネルギー伝送に利用される磁場アンテナの分野に属する。エネルギーおよび情報を電気双極子または磁気双極子を用いて伝送することは基本的に可能である。この場合、制御回路に応じて、電磁波が発生する場合も主として電場または磁場だけが発生する場合もある。たとえばアンテナ周辺の有機組織への影響を避けるには、電磁波を放射するのではなく、磁場の発生に限定するのが望ましい場合がある。特に、磁場の放射或いは磁気アンテナに対する誘導結合により、比較的高いエネルギーを電気結合なしに伝送させることができる。この種の結合の作用はほぼ１ｍ以下の狭い空間範囲に限られている。それにもかかわらず、この種の伝送には種々の適用可能性がある。
【０００３】
その際、原理的には、圧縮磁気コアとして通常の軟質フェライト以外に周知の軟磁性粉末複合材を使用することができる。軟磁性粉末複合材はたとえば鉄粉から成ることができる。この種の磁気コアにより、およそ１０～３０の有効透磁率を達成できる。これに対応して達成可能な飽和磁気誘導はおよそ１．０Ｔないし１．４Ｔ程度である。さらに、軟磁性結晶質の鉄・アルミニウム・珪素合金と鉄・ニッケル合金とから成る粉末複合材が知られており、この粉末複合材により１００ｋＨｚを越える程度の適用周波数を達成できる。
【０００４】
この種の複合材およびフェライトの欠点は、圧縮技術が簡単な幾何学的形状しか可能にしないこと、生じる磁気コアは比較的もろく、破損の危険があることである。さらに、対応する磁気特性は温度に強く依存しており、共振回路の使用を困難にしている。
【０００５】
独国特許出願公開第１９８４６７８１Ａ１号明細書からは、射出成形可能なプラスチックとナノ結晶合金から射出成形方法で製造される磁気コアが知られている。
【０００６】
対応するナノ結晶合金は、たとえば欧州特許出願公開第０２７１６５７Ａ２号明細書および欧州特許出願公開第０４５５１１３Ａ２号明細書から知られている。この種の合金はたとえば高速固化技術を用いて薄い合金帯の形状で製造され、合金帯は当初非晶質であるが、ナノ結晶構造を生成させるために熱処理される。この種の合金は２ｍｍよりも小さな粉径を持つ合金粉に粉砕することができる。特に、１個の粒子につき０．０１ｍｍ～０．０４ｍｍの厚さと０．０４ｍｍ～１ｍｍの幅または長さとを持ついわゆるフレークが発生する。このフレークは合成樹脂を用いて複合材へ加工することができ、加工した複合材においては、０．５テスラよりも大きな飽和磁化と、１０～２００の透磁率とを実現できる。この種の磁気コアの製造方法はたとえば国際公開第０１９１１４１Ａ１号パンフレットに示されている。
【０００７】
欧州特許出願公開第０７６２５３５Ａ１号明細書からは、トランスポンダ用のアンテナが知られている。このアンテナも同様に軟磁性の粉末複合材から成り、たとえばアモルファス合金から成っている。そこでは、この種のアンテナは情報交換用に使用されている。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 655

この場合重要なことは、数メートルの空間範囲内で情報交換がフェールセーフ動作すること、およびアンテナ周辺の金属対象物に対する故障発生度が少ないことである。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００８】

そこで、本発明の課題は、エネルギーを誘導伝送する際に使用するアンテナ装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【０００９】

本発明は、近接場範囲内での効率的なエネルギー伝送と、エネルギーを誘導的に伝達させる対象である受信機に対するアンテナ装置の正確な位置決めに関係のない信頼性のある動作とを目的としている。このためには特定の磁気特性を設定する必要があり、特に適切な放射パターンを備えた十分な磁束を設定することがアンテナ装置においては必要である。

【００１０】

この種のアンテナ装置を用いることにより、送信機から受信機へほぼ０．５ｃｍ～５０ｃｍの距離にわたっておよそ１Ｗ～１００Ｗのパワーを伝送させる必要がある。その適用例は、ワイヤーレスで一時的にまたは継続的にエネルギーを供給しなければならないすべての機器である。この場合、もっぱら誘導結合であるために、１０ｋｈｚ～１５０ｋｈｚの周波数範囲がこの周波数帯の可用性と次元的境界条件との故に特に適している。さらに、少なくとも２０μＷｂの磁束が磁気コア内に実現されるべきである。

【００１１】

本アンテナ装置において使用されるようなアンテナは、ほとんどの場合共振回路の誘導部分であるので、エネルギー放射を最適化するには、動作周波数の範囲で少なくとも５０の高いアンテナフィールドゲイン、有利には１００のアンテナフィールドゲインが望ましい。さらに、温度に依存しない透磁率が必要である。このような透磁率は、最適な磁束案内のために３０と２００の間にある。透磁率がこれよりも高ければ、コア内での磁束の集束性が優って、非常にわずかな磁束成分しかコアから側方へ流出せず、コアに沿った場の強さ、すなわち受信機範囲内での場の強さがかなり不均一になる。

【００１２】

本発明の基礎となっている課題は、公知の磁気装置、磁気コア、材料では満足に解決することはできない。

【００１３】

前記課題は、本発明によれば、請求項１に記載の装置と、この種の装置を請求項１３にしたがって使用する使用方法とにより解決される。本発明の思想の構成および更なる改良形は従属項の対象である。

【００１４】

本発明によれば、磁気コアは、複合材として、微細分散粒子から成る軟磁性成分とプラスチック成分とを含み、この場合磁気コアは、２０～２００の有効初透磁率と、０．６Ｔを超える飽和磁気誘導とを有している。

【００１５】

軟磁性成分は、ナノ結晶材から成るすでに述べたフレークから構成されているのが有利である。ナノ結晶材はおよそ１Ｔ～１．６Ｔの飽和磁化と、３０，０００を超える透磁率とを有している。プラスチック成分と混合させることにより、磁気回路はフレーク間の顕微鏡的隙間によって中断され、高いゲインと温度一定のもとで３０ないし１００のより低い有効透磁率が生じる。それにもかかわらず、０．６Ｔよりも大きな達成可能な高い磁束密度、典型的には０．９Ｔよりも大きな磁束密度も得られる。さらに、磁気コアの軟磁性成分は、粒子がそれぞれ個別に表面層により電気的に絶縁されているという性質を持っているのが有利である。これはたとえば表面酸化またはプラスチックコーティングにより実現されていることができる。粒径は２ｍｍ以下であるのが有利であり、この場合粒子厚は

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 656

０．５ｍｍよりも小さくてよい。粒子をこのように構成することにより、特に少ないヒステリシス損が達成され、よってアンテナの特に高いゲインが達成される。機械的特性は、使用するプラスチックの種類および成分量に応じて、破壊靭性および可撓性並びにその温度依存性に関し調整可能である。

【００１６】

プラスチック成分としては、一般的に、注型樹脂技術の枠内で加工可能なポリアミド、ポリアクリラート、ポリアセテート、ポリイミドのようなすべての熱可塑性樹脂または熱硬化性樹脂、或いはエポキシ樹脂を、所望の機械的特性および熱的特性に応じて選択することができる。

【００１７】

最も簡単なケースでは、アンテナ装置は、磁気コアとして、巻線部を備えた棒または板を有している。装置をエネルギーの効率的な伝送のために使用できるようにするには、特定のコア横断面が必要である。コア内に少なくとも２０μＷｂの平均磁束を達成させる場合には、０．５ｃｍ^{2}の横断面で４００ｍＴの誘導が生じる。これは、軟質フェライトを使用する際に必要な横断面のほぼ半分に相当する。

【００１８】

この場合、磁束を高めるために磁気コアを効率的に利用できるようにするには、巻線のコイル長は巻線の径以上、好ましくは径よりも大きくするべきである。本発明にしたがって使用される材料の主要な性質は、衝撃または振動に対して機械的に不感性であり、且つ製造にあたっての自由な成形性或いは爾後の可撓性である。本発明にしたがって使用される材料は、その磁気的性質の故に、コスト上の理由、スペース上の理由、デザイン上の理由から多くの適用分野において望ましいような小型のサイズを可能にする。

【００１９】

アンテナ装置の所望の放射パターンまたは磁束案内を実現するには、同じ磁気コアに複数の巻線が配置され、これら巻線の縦軸線が互いに０°を超える角度、たとえば９０°の角度にあるのが有利である。同時に、誘導エネルギー伝送が種々の位置で受信機に及ぶようにするには、前記巻線は位相をずらして、或いは交互に制御されてよい。これによりエネルギー伝送はより確実になり、送信機と受信機との相対位置に関しいっそう影響を受けなくなる。なお本発明は、異なる巻線を間欠的に作動するようにした、或いは、前述のように異なる巻線を位相をずらして同時に制御するようにした、本発明によるアンテナ装置の種々の作動態様にも関わる。

【００２０】

このように送信機と受信機との位置決めに際し許容度を大きくするため、前述のような種類の異なる磁気コアの上に複数の巻線を設けることも考えられる。この場合、個々の磁気コアの放射パターンは形状または指向性に関し異なっている。この処置によっても、送信されたエネルギーの受信機の最適な位置決め範囲が拡大される。

【００２１】

加えて、本発明によるアンテナ装置は、省スペースも志向しているため、たとえばアンテナ装置の制御回路のような電子部品を収納することができる凹部を磁気コア内部に設けることは意義深い。このような凹部により、もし凹部が大きすぎなければ、磁気コア内部での磁束案内が阻害されることはほとんどない。さらに、前記制御回路を備えたアンテナ装置を予め製作して一体の構成ユニットとして機器内に簡単に取り付けることができるので有利である。

【発明を実施するための最良の形態】

【００２２】

次に、本発明を図面に図示した実施形態を用いてより詳細に説明する。

【００２３】

図１は巻線部２を備えた扁平な磁気コア１を示しており、この場合磁気コアのサイズはたとえば２０×１０×０．２ｃｍである。コアの基面は、受信機の目標とする受信可能域ほどの大きさであるのが好ましい。巻線の構成により、たとえば巻き方を巻線端部へ向か

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 657

うにしたがって密にすることにより、コア面にわたって可能な限り均一な強さの磁束密度が生じる。磁束指向性および放射パターンを特殊に構成するために、図２は、ほぼ正方形の板として構成した磁気コア５の上に直交軸２０，２１に対して互いに垂直に配置した２つの巻線３，４の組み合わせを示している。両巻線は交互に順次制御することができ、或いは、互いに位相をずらして同時に制御することができる。

【００２４】

プラスチック成分を適宜選定することにより、図１または図２の装置全体を可撓性とすることができる。しかし、いずれの場合も、たとえばフェライトコアを備えたアンテナまたは他の通常の材料から成るコアを備えたアンテナよりも破損に強いであろう。

【００２５】

エネルギーを移動受信機へ伝送するために特に適しているのは、図３に示した、棒状の磁気コアを備えた装置であり、この場合移動方向は（受信機のアンテナも）巻線７の縦軸線６に対し平行である。

【００２６】

図６には２つの異なる磁気コア８，９が図示されており、これらの磁気コアは、異なる磁束密度および放射パターンを可能にするため、それぞれ別個の巻線を有し、且つその縦軸線は互いに垂直である。これは、ただ１つの磁気コアの上に複数の巻線部を備える図２に図示した実施形態に対する択一的な実施形態である。

【００２７】

図４に示した装置では、巻線１０が磁気コア１１を貫通しているという点で巻線１０が当該磁性体１１に一体に組み込まれており、その結果図４においては磁気コア１１の下部部分は磁束を下面で短絡させるヨークを形成している。これにより且つ磁極片１２，１３により、一方向（下方）への遮蔽作用が達成され、それにもかかわらず優れた上方放射が達成される。

【００２８】

この種の装置を製造するには、磁気コアの製作の際に巻線を一緒に鋳込むことができるようにした、前記国際公開第０１９１１４１Ａ１号パンフレットに記載の鋳造方法が特に適している。

【００２９】

図５は磁気コア１４内の凹部１５を示している。凹部１５はそこに電子回路、たとえば巻線１６を制御するための電子回路の構成要素を収納することを可能にさせる。

【００３０】

図６は、たとえば移動電話またはコードレス電話１７のような移動通信端末機を備えた本発明によるアンテナ装置の適用例を示している。移動通信端末機はアンテナ装置１８との誘導結合のための詳細には図示していない受信装置を備えている。アンテナ装置１８はケーシング１９内に２つの磁気コア８，９を有しており、これらの磁気コア８，９はそれぞれ巻線部を備えており、誘導的にエネルギーを端末機１７内の受信機に伝送させることができる。端末機１７内には、受信機以外に、伝送されたエネルギーを蓄積するためのコンデンサまたはアキュムレータが設けられている。

【００３１】

以上説明したアンテナ装置はエネルギー伝送用に特殊化されているが、同じアンテナ装置をたとえば信号のような情報の返送にも用いることができる。この信号は、送受信を切換えて同様に誘導的に伝達されるか、或いは、受信機のエネルギー受信量を価値判断することによって伝達される。

【００３２】

移動機から固定機へエネルギーを伝送させる際に本発明を使用することも考えられる。たとえば鉄道技術において、信号および／またはエネルギーを車両に固定の機器から交通監視用の制御室／信号扱い所の定置センサへ伝送させるために使用できる。

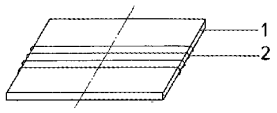
【図面の簡単な説明】

【００３３】

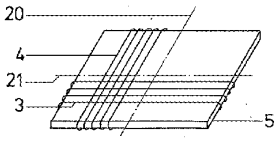
InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 658

【図１】１つの巻線部を備えた磁気コアの板状角形構成の実施例の斜視図である。
【図２】２つの巻線部を備えた対応する磁気コアの実施例の斜視図である。
【図３】１つの巻線部を備えた棒状磁気コアの実施例の斜視図である。
【図４】巻線部と磁極片とを一体に組み込んだ棒状磁気コアの実施例の斜視図である。
【図５】１つの凹部を備えた磁気コアの実施例の斜視図である。
【図６】２つの磁気コアを備えたアンテナ装置の適用例の斜視図である。
【符号の説明】
【００３４】
１　磁気コア
２　巻線部
３，４，７，１０，１６　巻線
５，８，１１，１４　磁気コア
６　巻線の縦軸線
１２，１３　磁極片
１５　凹部
１７　移動電話またはコードレス電話のような移動通信端末機
１８　アンテナ装置
１９　ケーシング

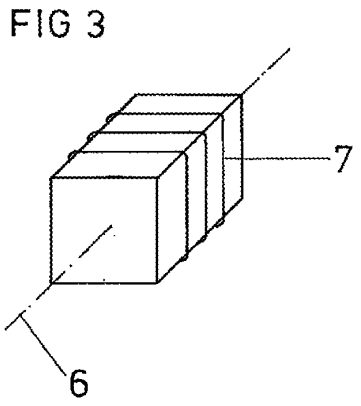
【図１】
FIG 1



【図２】
FIG 2



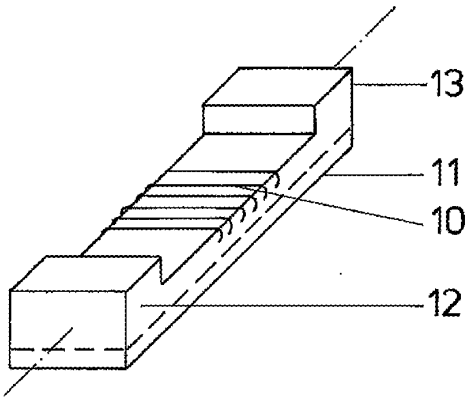
【図３】
FIG 3



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 659

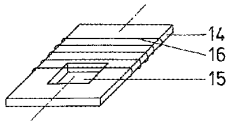
【図４】

FIG 4



【図５】

FIG 5



【図６】

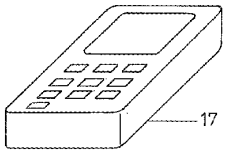
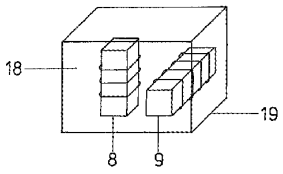


FIG 6



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

PCT/EP2005/005271

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H01Q7/06 H02J7/02 H01F38/14

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H01Q H02J H01F G06K G01S

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal, PAJ, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 2003/210106 A1 (CHENG LILY KA LAI ET AL) 13 November 2003 (2003-11-13) abstract; figures 4a-4c,6a-9c,12a,12b paragraphs '0005!, '0021!, '0025!, '0036! - '0039!, '0045! - '0049!, '0051!, '0052!, '0054!, '0057!, '0065!, '0074!, '0115!, '0117!, '0119! paragraphs '0206!, '0209!, '222212!, '0213!	1-16

-/--

[X] Further documents are listed in the continuation of box C.

[X] Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
1 August 2005	08/08/2005

Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL – 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Jäschke, H

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (January 2004)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 661

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

PCT/EP2005/005271

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 01/91141 A (VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG; BRUNNER, MARKUS) 29 November 2001 (2001-11-29) cited in the application abstract; figures 1-3 page 1, line 14 - line 20 page 1, line 32 - line 35 page 4, line 1 - line 4 page 4, line 27 - line 29 page 10, line 4 - line 25 page 11, line 5 - line 30	1-16
A	WO 02/101763 A (VACUUMSCHMELZE GMBH; BRUNNER, MARKUS) 19 December 2002 (2002-12-19) the whole document	1-9

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (January 2004)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

PCT/EP2005/005271

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2003210106 A1	13-11-2003	AU 2003233895 A1	11-11-2003
		AU 2003240999 A1	11-11-2003
		EP 1506605 A2	16-02-2005
		EP 1506554 A1	16-02-2005
		GB 2398176 A	11-08-2004
		WO 03096512 A2	20-11-2003
		WO 03096361 A1	20-11-2003
		GB 2388715 A ,B	19-11-2003
		GB 2388716 A ,B	19-11-2003
		GB 2399225 A ,B	08-09-2004
		GB 2399226 A ,B	08-09-2004
		GB 2399227 A	08-09-2004
		GB 2399228 A	08-09-2004
		GB 2399229 A	08-09-2004
		GB 2399230 A ,B	08-09-2004
		US 2005135122 A1	23-06-2005
		US 2005140482 A1	30-06-2005
		US 2005116683 A1	02-06-2005
WO 0191141 A	29-11-2001	DE 10024824 A1	29-11-2001
		DE 50103010 D1	02-09-2004
		WO 0191141 A1	29-11-2001
		EP 1282903 A1	12-02-2003
		JP 2003534656 T	18-11-2003
		US 2003156000 A1	21-08-2003
WO 02101763 A	19-12-2002	DE 10128004 A1	19-12-2002
		WO 02101763 A1	19-12-2002
		EP 1393330 A1	03-03-2004
		JP 2004529508 T	24-09-2004
		US 2004183643 A1	23-09-2004

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (January 2004)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

PCT/EP2005/005271

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 7 H01Q7/06 H02J7/02 H01F38/14

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
IPK 7 H01Q H02J H01F G06K G01S

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)
EPO-Internal, PAJ, WPI Data

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	US 2003/210106 A1 (CHENG LILY KA LAI ET AL) 13. November 2003 (2003-11-13) Zusammenfassung; Abbildungen 4a-4c,6a-9c,12a,12b Absätze '0005!, '0021!, '0025!, '0036! - '0039!, '0045! - '0049!, '0051!, '0052!, '0054!, '0057!, '0065!, '0074!, '0115!, '0117!, '0119! Absätze '0206!, '0209!, '222212!, '0213! -/-	1-16

[X] Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

[X] Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :
"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist
"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem Internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist
"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)
"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht
"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist
"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist
"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden
"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist
"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche	Absendedatum des internationalen Recherchenberichts
1. August 2005	08/08/2005

Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde	Bevollmächtigter Bediensteter
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL – 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Jäschke, H

Formblatt PCT/ISA/210 (Blatt 2) (Januar 2004)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

PCT/EP2005/005271

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	WO 01/91141 A (VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG; BRUNNER, MARKUS) 29. November 2001 (2001-11-29) in der Anmeldung erwähnt Zusammenfassung; Abbildungen 1-3 Seite 1, Zeile 14 - Zeile 20 Seite 1, Zeile 32 - Zeile 35 Seite 4, Zeile 1 - Zeile 4 Seite 4, Zeile 27 - Zeile 29 Seite 10, Zeile 4 - Zeile 25 Seite 11, Zeile 5 - Zeile 30	1-16
A	WO 02/101763 A (VACUUMSCHMELZE GMBH; BRUNNER, MARKUS) 19. Dezember 2002 (2002-12-19) das ganze Dokument	1-9

Formblatt PCT/ISA/210 (Fortsetzung von Blatt 2) (Januar 2004)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 665

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

PCT/EP2005/005271

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
US 2003210106	A1	13-11-2003	AU	2003233895 A1	11-11-2003
			AU	2003240999 A1	11-11-2003
			EP	1506605 A2	16-02-2005
			EP	1506554 A1	16-02-2005
			GB	2398176 A	11-08-2004
			WO	03096512 A2	20-11-2003
			WO	03096361 A1	20-11-2003
			GB	2388715 A ,B	19-11-2003
			GB	2388716 A ,B	19-11-2003
			GB	2399225 A ,B	08-09-2004
			GB	2399226 A ,B	08-09-2004
			GB	2399227 A	08-09-2004
			GB	2399228 A	08-09-2004
			GB	2399229 A	08-09-2004
			GB	2399230 A ,B	08-09-2004
			US	2005135122 A1	23-06-2005
			US	2005140482 A1	30-06-2005
			US	2005116683 A1	02-06-2005
WO 0191141	A	29-11-2001	DE	10024824 A1	29-11-2001
			DE	50103010 D1	02-09-2004
			WO	0191141 A1	29-11-2001
			EP	1282903 A1	12-02-2003
			JP	2003534656 T	18-11-2003
			US	2003156000 A1	21-08-2003
WO 02101763	A	19-12-2002	DE	10128004 A1	19-12-2002
			WO	02101763 A1	19-12-2002
			EP	1393330 A1	03-03-2004
			JP	2004529508 T	24-09-2004
			US	2004183643 A1	23-09-2004

Formblatt PCT/ISA/210 (Anhang Patentfamilie) (Januar 2004)

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,GH,GM,KE,LS,MW,MZ,NA,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IS,IT,LT,LU,MC,NL,PL,PT,RO,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DK,DM,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KM,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NA,NG,NI,NO,NZ,OM,PG,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SM,SY,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 667

Espacenet

Bibliographic data: JP2009501510 (A) — 2009-01-15

WIRELESS NON-RADIATIVE ENERGY TRANSFER

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification: **- international:** ***H02J17/00; H04B5/00***
- cooperative: **B60L11/182**; **H01Q9/04**; **H02J17/00**; **H02J5/005**; Y02T10/7005; Y02T10/7088; Y02T90/122; Y02T90/14

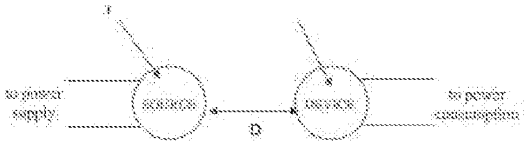
Application number: JP20080521453 20060705

Priority number(s): US20050698442P 20050712 ; WO2006US26480 20060705

Also published as: JP4921466 (B2) WO2007008646 (A2) WO2007008646 (A3) US2010117455 (A1) US2010102641 (A1) US8400024 (B2) US2010187911 (A1) US8766485 (B2) US2010133920 (A1) US2010133919 (A1) US2010133918 (A1) US8760008 (B2) US2010102640 (A1) US2011043046 (A1) US8400023 (B2) US2010096934 (A1) US8400022 (B2) US2010123355 (A1) US8400021 (B2) US2010123354 (A1) US8400020 (B2) US2010123353 (A1) US8400019 (B2) US2010127575 (A1) US8760007 (B2) US2010127574 (A1) US8400018 (B2) US2010127573 (A1) US8395283 (B2) US2010207458 (A1) US2010102639 (A1) US2007222542 (A1) US7741734 (B2) US2009267710 (A1) US8395282 (B2) US2009195333 (A1) US8076800 (B2) US2009195332 (A1) US8022576 (B2) US2009267709 (A1) US8084889 (B2) KR20110115625 (A) KR101118710 (B1) KR20110069182 (A) KR101136889 (B1) KR20080031398 (A) KR101156616 (B1) JP2011177018 (A) EP2306616 (A2) EP2306615 (A2) EP1902505 (A2) CN102983639 (A) CN102255398 (A) CN102255398 (B) CN101860089 (A) CN101860089 (B) CN101258658 (A) CN101258658 (B) CA2615123 (A1) AU2010200044 (A1) AU2010200044 (B2) AU2006269374 (A1) AU2006269374 (B2) AU2006269374 (C1) less

Abstract not available for JP2009501510 (A)
Abstract of corresponding document: WO2007008646 (A2)

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 668



The electromagnetic energy transfer device includes a first resonator structure receiving energy from an external power supply. The first resonator structure has a first Q-factor. A second resonator structure is positioned distal from the first resonator structure, and supplies useful working power to an external load. The second resonator structure has a second Q-factor. The distance between the two resonators can be larger than the characteristic size of each resonator. Non-radiative energy transfer between the first resonator structure and the second resonator structure is mediated through coupling of their resonant-field evanescent tails.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 669

(19)日本国特許庁(JP)　(12)公表特許公報(A)　(11)特許出願公表番号
特表2009-501510
(P2009-501510A)
(43)公表日　平成21年1月15日(2009.1.15)

(51)Int.Cl.		F I			テーマコード（参考）
H02J 17/00	(2006.01)	H02J	17/00	A	5K012
H04B 5/00	(2006.01)	H04B	5/00	Z	

審査請求 未請求　予備審査請求 未請求　（全 19 頁）

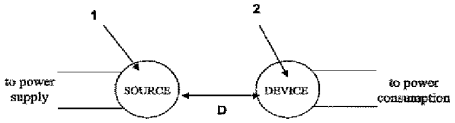
(21)出願番号　特願2008-521453 (P2008-521453)
(86)(22)出願日　平成18年7月5日 (2006.7.5)
(85)翻訳文提出日　平成20年1月30日 (2008.1.30)
(86)国際出願番号　PCT/US2006/026480
(87)国際公開番号　WO2007/008646
(87)国際公開日　平成19年1月18日 (2007.1.18)
(31)優先権主張番号　60/698,442
(32)優先日　平成17年7月12日 (2005.7.12)
(33)優先権主張国　米国 (US)

(71)出願人　500219537
マサチューセッツ　インスティテュート　オブ　テクノロジー
ＭＡＳＳＡＣＨＵＳＥＴＴＳ　ＩＮＳＴＩＴＵＴＥ　ＯＦ　ＴＥＣＨＮＯＬＯＧＹ
アメリカ合衆国，マサチューセッツ州　０２１３９，ケンブリッジ，マサチューセッツ　アベニュー　７７
７７ Ｍａｓｓａｃｈｕｓｅｔｔｓ Ａｖｅｎｕｅ， Ｃａｍｂｒｉｄｇｅ， Ｍａｓｓａｃｈｕｓｓｅｔｔｓ ０２１３９， Ｕ．Ｓ．Ａ
(74)代理人　100068755
弁理士　恩田　博宣

最終頁に続く

(54)【発明の名称】無線非放射型エネルギー転送

(57)【要約】
電磁エネルギー転送装置には、外部電源からエネルギーを受け取る第１の共振器構造が含まれる。第１の共振器構造は第１のＱ因子を有する。第２の共振器構造は、第１の共振器構造から遠位に位置し、有用な動作電力を外部負荷に供給する。第２の共振器構造は第２のＱ因子を有する。２つの共振器間の距離は、各共振器の特徴的なサイズよりも大きくすることができる。第１の共振器構造と第２の共振器構造との間の非放射型エネルギー転送は、それらの共振場エバネッセント・テールの結合を通して成立する。



【特許請求の範囲】
【請求項1】
エネルギーを転送する方法であって、
外部電源からエネルギーを受け取る第１の共振器構造を用意することであって、第１の共振周波数ω_1、第１のＱ因子Q_1、および特徴的なサイズL_1を有する前記第１の共振器構造を用意すること、
前記第１の共振器構造から最短距離がＤである遠位に位置する、第２の共振器構造を用意することであって、第２の共振周波数ω_2、第２のＱ因子Q_2、および特徴的なサイズL_2を有し、２つの前記周波数ω_1およびω_2は、２つの共振幅Γ_1およびΓ_2のうちの狭い方に入る程度に近い、前記前記第２の共振器構造を用意すること、
前記第１の共振器構造と前記第２の共振器構造との間でエネルギーを放射せずに転送することであって、前記エネルギー転送は、それらの共振場エバネッセント・テールの結合を通して行われ、前記第１の共振器と前記第２の共振器との間のエネルギー転送速度がκで示される、前記転送すること、
を備え、
放射しないとは、Ｄが共振波長λ_1およびλ_2のそれぞれよりも小さいことを意味し、ｃは周囲の媒体中での放射の伝搬速度である、エネルギーを転送する方法。
【請求項2】
Q_1＞１００およびQ_2＞１００、$\kappa/sqrt(\Gamma_1*\Gamma_2)$＞０．２、０．５、１、２、５、およびＤ／$L_2$＞１、２、３、５である前記共振器を含む、請求項１に記載の方法。
【請求項3】
Q_1＞２００およびQ_2＞２００、$\kappa/sqrt(\Gamma_1*\Gamma_2)$＞０．２、０．５、１、２、５、およびＤ／$L_2$＞１、２、３、５である前記共振器を含む、請求項１に記載の方法。
【請求項4】
Q_1＞５００およびQ_2＞５００、$\kappa/sqrt(\Gamma_1*\Gamma_2)$＞０．２、０．５、１、２、５、およびＤ／$L_2$＞１、２、３、５である前記共振器を含む、請求項１に記載の方法。
【請求項5】
Q_1＞１０００およびQ_2＞１０００、$\kappa/sqrt(\Gamma_1*\Gamma_2)$＞０．２、０．５、１、２、５、およびＤ／$L_2$＞１、２、３、５である前記共振器を含む、請求項１に記載の方法。
【請求項6】
エネルギー転送装置であって、
外部電源からエネルギーを受け取る第１の共振器構造であって、第１の共振周波数ω_1、第１のＱ因子Q_1、および特徴的なサイズL_1を有する第１の共振器構造と、
前記第１の共振器構造から、最短距離がＤである遠位に位置する第２の共振器構造であって、第２の共振周波数ω_2、第２のＱ因子Q_2、および特徴的なサイズL_2を有する第２の共振器構造と、を備え、
２つの前記周波数ω_1およびω_2は、２つの共振幅Γ_1およびΓ_2のうちの狭い方に入る程度に近く、
前記第１の共振器構造と前記第２の共振器構造との間の放射を伴わないエネルギー転送は、それらの共振場エバネッセント・テールの結合を通して行われ、前記第１の共振器と前記第２の共振器との間のエネルギー転送速度はκで示され、
放射を伴わないことは、Ｄが共振波長λ_1およびλ_2のそれぞれよりも小さいことを意味し、ｃは周囲の媒体中での放射の伝搬速度である、エネルギー転送装置。
【請求項7】
前記方法は、Q_1＞２００およびQ_2＞２００、$\kappa/sqrt(\Gamma_1*\Gamma_2)$＞０．２

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 671

、０．５、１、２、５、およびD/L_2＞１、２、３、５である前記共振器を含む、請求項６に記載のエネルギー転送装置。
【請求項8】
前記装置における前記共振場は電磁場である、請求項７に記載のエネルギー転送装置。
【請求項9】
前記第１の共振器構造は誘電体の球体を備え、特徴的なサイズL_1は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項10】
前記第１の共振器構造は金属の球体を備え、特徴的なサイズL_1は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項11】
前記第１の共振器構造は金属誘電体複合体の球体を備え、特徴的なサイズL_1は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項12】
前記第１の共振器構造はプラズモニック球体を備え、特徴的なサイズL_1は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項13】
前記第１の共振器構造はポラリトニック球体を備え、特徴的なサイズL_1は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項14】
前記第１の共振器構造は容量装荷型導電性ワイヤ・ループを備え、特徴的なサイズL_1はループの半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項15】
前記第２の共振器構造は誘電体の球体を備え、特徴的なサイズL_2は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項16】
前記第２の共振器構造は金属の球体を備え、特徴的なサイズL_2は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項17】
前記第２の共振器構造は金属誘電体複合体の球体を備え、特徴的なサイズL_2は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項18】
前記第２の共振器構造はプラズモニック球体を備え、特徴的なサイズL_2は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項19】
前記第２の共振器構造はポラリトニック球体を備え、特徴的なサイズL_2は球体の半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項20】
前記第２の共振器構造は容量装荷型導電性ワイヤ・ループを備え、特徴的なサイズL_2はループの半径である、請求項８に記載のエネルギー転送装置。
【請求項21】
前記装置における前記共振場は音響場である、請求項７に記載のエネルギー転送装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【0001】
本出願は、米国特許仮出願第１０／６９８、４４２号明細書（２００５年７月１２日出願）からの優先権を主張する。この仮出願明細書は、本明細書において参照により全体として取り入れられている。
【0002】
本発明は、無線の非放射型エネルギー転送のための振動共振電磁モード、詳細には、局在化したゆっくりとしたエバネッセント場パターンを伴う振動共振電磁モードの分野に関

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 672

する。
【背景技術】
【0003】
電磁気学の初期の頃、電気ワイヤ・グリッドが使用される前に、エネルギーを長い距離に渡って無線で、どんな搬送媒体も用いずに輸送するための方式の開発に、高い関心と取り組みが向けられていた。これらの取り組みは、成功が（たとえあったとしても）ほとんどなかったようである。全方位アンテナの放射型モードは、情報転送に対して非常に良好に動作する。しかしこのようなエネルギー転送に対しては、好適ではない。なぜならば、大部分のエネルギーは、自由空間へと浪費されるからである。指向性の放射モードは、レーザまたは非常に指向性のアンテナを用いている。このモードは、エネルギー転送用に効率的に用いることが、長い距離（転送距離$L_{TRANS} \gg L_{DEV}$、ここでL_{DEV}は、装置の特徴的なサイズ）の場合でさえ可能である。しかし、遮られることがない見通し線および移動物体の場合には複雑な追跡システムの存在が必要である。
【発明の開示】
【発明が解決しようとする課題】
【0004】
近年、自律型エレクトロニクス（たとえば、ラップトップ、携帯電話、家庭用ロボット、これらはすべて通常、化学エネルギー貯蔵に基づく）が急速に発展してきており、そのため、この問題を再検討して調べるだけの価値が出てきている。現在、既存の電気ワイヤ・グリッドによって、エネルギーはほとんどどこの場所へも運ばれており、中距離用の無線非放射型エネルギー転送でさえ非常に有用となろう。現在、いくつかの重要な応用例において用いられている方式の１つは誘導に基づくものだが、非常に近距離（$L_{TRANS} \ll L_{DEV}$）のエネルギー転送に限られている。
【課題を解決するための手段】
【0005】
本発明の一態様によれば、電磁エネルギー転送装置が提供される。電磁エネルギー転送装置には、外部電源からエネルギーを受け取る第１の共振器構造が含まれる。第１の共振器構造は第１のＱ因子を有する。第２の共振器構造は、第１の共振器構造から遠位に位置し、有用な動作電力を外部負荷に供給する。第２の共振器構造は第２のＱ因子を有する。２つの共振器間の距離は、各共振器の特徴的なサイズよりも大きくすることができる。第１の共振器構造と第２の共振器構造との間の非放射型エネルギー転送は、それらの共振場エバネッセント・テールの結合を通して成立する。
【0006】
本発明の別の態様によれば、電磁エネルギーを転送する方法が提供される。本方法には、外部電源からエネルギーを受け取る第１の共振器構造を用意することが含まれる。第１の共振器構造は第１のＱ因子を有する。また本方法には、第１の共振器構造から遠位に位置する第２の共振器構造が含まれ、有用な動作電力を外部負荷に供給することが含まれる。第２の共振器構造は第２のＱ因子を有する。２つの共振器間の距離は、各共振器の特徴的なサイズよりも大きくすることができる。さらに本方法には、非放射型エネルギーを、第１の共振器構造と第２の共振器構造との間で、それらの共振場エバネッセント・テールの結合を通して転送することが含まれる。
【発明を実施するための最良の形態】
【0007】
現時点で存在する方式とは対照的に、本発明では、局在化したゆっくりとしたエバネッセント場パターンを伴う長く続く振動共振の電磁モードを用いて無線非放射型エネルギー転送を行なう実現性が示される。この技術の基礎は、２つの同じ周波数の共振物体は結合する傾向があるが、他の非共振環境の物体とは相互作用が弱いということである。本発明の目的は、具体例を用いてこのメカニズムを定量化することであり、すなわち以下の質問に定量的に対処することである。このような方式は、どのくらいの距離まで効率的であり得るのか、また外乱に対してどれほど敏感であるのか、である。詳細な理論解析および数

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 673

値解析によって、中距離（L_{TRANS}≒数L_{DEV}）の無線エネルギー交換は、実際に実現可能であり、他の非共振物体へのエネルギーの比較的小さい転送および放散のみを被るということが示される。

【0008】

近接場の全方向性であるが静的である（非損失性の）性質によって、このメカニズムは、モバイル無線受信機に対して好適なものとなっている。その結果、種々の応用例が考えられる。たとえば、有線の電気ネットワークに接続された供給源を工場室の天井に配置して、一方で、ロボット、車両、コンピュータなどの装置が部屋の中を自由に移動することである。他の考えられる応用例には、電気エンジン・バス、ＲＦＩＤ、およびおそらくはナノ・ロボットでさえ含まれる。

【0009】

本発明の無線エネルギー転送方式の範囲および割合は、利用システムから動作へのエネルギー排出をまだ考えずに、検討する第１の主題である。共振物体間でのエネルギーの交換をモデリングするための適切な解析フレームワークは、「結合モード理論」と呼ばれる弱結合アプローチである。図１は、本発明の一般的な説明を示す概略図である。本発明では、供給源および装置を用いてエネルギー転送を行なう。供給源１および装置２は両方とも、共振器構造であり、互いから距離Ｄだけ離れている。この配置では、供給源１および装置２のシステムの電磁場は、以下のように近似される。$F(r,t) \fallingdotseq a_1(t)F_1(r)+a_2(t)F_2(r)$。ここで、$F_{1,2}(r)=[E_{1,2}(r)H_{1,2}(r)]$は、供給源１および装置２の単独の固有モードである。そして電磁場振幅$a_1(t)$及び$a_2(t)$は、「結合モード理論」を満たすように示される。

【0010】

【数1】

$$\frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1 + i\kappa_{11}a_1 + i\kappa_{12}a_2$$

$$\frac{da_2}{dt} = -i(\omega_2 - i\Gamma_2)a_2 + i\kappa_{22}a_2 + i\kappa_{21}a_1 \quad ,$$

ここで、$\omega_{1,2}$は個々の固有周波数であり、$\Gamma_{1,2}$は、物体の固有の（吸収、放射などの）損失に起因する共振幅であり、$\kappa_{12,21}$は結合係数であり、$\kappa_{11,22}$は、各物体の複素周波数のシフト（他方の存在に起因する）をモデリングしている。

【0011】

方程式１のアプローチは、多くの場合に、同様の複素固有周波数（すなわち$|\omega_1-\omega_2| \ll |\kappa_{12,21}|$および$\Gamma_1 \fallingdotseq \Gamma_2$）（共振がかなり明確である）（すなわち$\Gamma_{1,2}$＆$Im\{\kappa_{11,22}\} \ll |\kappa_{12,21}|$）の物体に対して、および弱結合の範囲（すなわち$|\kappa_{12,21}| \ll \omega_{1,2}$）において、共振現象の優れた記述を与えるものとして示されている。同時に、これらの要求によって、エネルギー転送に対する最適な動作も可能になる。また方程式（１）が示すのは、エネルギー交換が、正確な共振（$\omega_1=\omega_2$および$\Gamma_1=\Gamma_2$）においてほぼ完璧となり得ること、および「結合時間」がすべての「損失時間」よりもはるかに短いときに損失は最小になることである。したがって、本発明で必要とする共振モードは、低い固有損失率$\Gamma_{1,2}$に対して高Ｑ＝ω／（２Γ）を有する共振モードであって、エバネッセント・テールが２つの物体の特徴的なサイズL_1およびL_2よりも著しく長いことが、強結合率$|\kappa_{12,21}|$に対して、長い距離Ｄに渡って成り立つような共振モードである。なおＤは、２つの物体間の最も近い距離である。これは、広く調べられてはこなかった動作領域である。なぜならば通常は、近くの装置との干渉を最小にするために短いテールが好まれるからである。

【0012】

ほとんど無限の大きさの物体（たとえば誘電体導波路）は、エバネッセント・テールが

物体から離れる方向に指数関数的に（カットオフ近くに調整された場合にはゆっくりと）減衰するガイドされたモードをサポートし、またほとんど無限のＱを有する。本発明のエネルギー転送方式を実施する上で、このような幾何学的配置は、特定の応用例に対しては好適であるが、通常は、有限の物体、すなわち位相幾何学的にどこの場所でも空気に囲まれている物体の方が、適切である。

【0013】

残念ながら、有限の大きさの物体は、空気のすべての方向で指数関数的に減衰する電磁状態をサポートすることはできない。なぜならば、自由空間では

【0014】

【数2】

$$\vec{k}^2 = \omega^2 / c^2$$

だからである。このため、無限Ｑの状態はサポートできないということが示される。しかし、非常に長く続く（いわゆる「高Ｑ」の）状態を見出すことができる。この状態では、テールが、共振物体から離れるにつれて進む必要な指数関数的な減衰を示しており、この減衰が、十分に長い距離に渡って、テールが振動性（放射性）となる前に生じている。制限面（電磁場の挙動でこの変化が起こる場所）は、「放射火面」と呼ばれる。無線エネルギー転送方式が、非近接／放射場ではなくて近接場に基づくためには、結合される物体間の距離は、一方が他方の放射火面内にあるようなものでなければならない。

【0015】

本発明は非常に一般的なものであり、前記の要求を満たすものであればどんなタイプの共振構造も、本発明を実施するために用いることができる。例としておよび明確にするために、良く知られているが全く異なる２つの電磁共振システムを扱うことを選んでも良い。すなわち、誘電体ディスクおよび容量装荷型導電性ワイヤ・ループである。たとえ最適化されていなくても、またそれらの単純さにもかかわらず、両方とも、かなり良好な性能を示すものと示される。システムの差は主として、現実的な考察により適用可能な周波数範囲内にある。このような考察はたとえば、誘電体が主流の光学領域においてなされる。なぜならば、導電性材料は非常に損失が大きいからである。

【0016】

半径ｒおよび誘電率εの２Ｄの誘電体ディスク・キャビティが空気に囲まれて、高Ｑのウィスパーリング・ギャラリー・モードをサポートする場合を考える。これを図２Ａに示す。このようなキャビティを、両方の解析モデリングを用いて調べる。たとえば円筒座標における変数の分離および境界条件の適用と、詳細な数値有限差分時間領域（ＦＤＴＤ）シミュレーション（分解能が３０ｐｔｓ／ｒ）とである。なお３Ｄの場合の物理は、著しく異なるわけではないだろうが、解析上の複雑さおよび数値的な要求が、非常に増えるであろう。２つの方法を、いわゆる「漏洩」固有モードの複素固有周波数および電磁場パターンに適用した結果は、対象とする種々の幾何学的配置およびパラメータに対して、互いに非常に良く一致している。

【0017】

放射方向のモードの減衰長によって、結合強度$\kappa \equiv |\kappa_{21}| = |\kappa_{12}|$が決定され、この減衰長は波長のオーダーである。したがって、近接場結合がキャビティ間で生じることが、キャビティ同士の距離がそれらのサイズよりもはるかに長い場合に起こるためには、サブ波長のサイズの共振物体（ｒ≪λ）が必要となる。高放射Ｑおよび長テールのサブ波長共振の実現が可能となるのは、誘電率εが実際に可能な程度に大きく、（主数ｍの）方位電磁場の変化が遅い（すなわちｍが小さい）ときである。

【0018】

このようなＴＥ偏光された誘電体キャビティ・モードの例は、Q_{rad}＝１９９２およびλ／ｒ＝２０（ε＝１４７．７およびｍ＝２を用いる）という好都合な特性を有するものであり、図２Ａに示される。この例は、この種類の共振物体に対するその後のすべての

計算における「テスト」キャビティ１８となる。好適なキャビティの別の例は、Q_{rad}≒９１００およびλ／ｒ≒１０（ε≒６５．６１およびｍ＝３を用いる）を有する。これらのεの値は、最初は非現実的に大きいものに見えるかも知れない。しかし、マイクロ波領域（メートル領域の結合応用例に対して適切である）において、相当に十分高い誘電率と低損失の両方を有する多くの材料が存在する（たとえば、チタニア（ε≒９６、Ｉｍ｛ε｝／ε≒10^{-3}）、バリウム・テトラチタネート（ε≒３７、Ｉｍ｛ε｝／ε≒10^{-4}）、タンタル酸リチウム（ε≒４０、Ｉｍ｛ε｝／ε≒10^{-4}）など）だけでなく、その代わりに、ｓが、他の知られているサブ波長（λ／ｒ≫１）の表面－波システムの効果的な屈折率を表わすことができる。このようなシステムは、たとえば金属様（負のε）材料または金属誘電体複合体フォトニック結晶の表面上の表面プラズモン・モードである。

【0019】

材料吸収に関しては、マイクロ波における典型的な損失正接（たとえば、前述の材料に対して列挙されたもの）により、Q_{abs}～ε／Ｉｍ｛ε｝～１００００が示唆される。放射および吸収の効果を組み合わせると、前述の解析によって、適切にデザインされた共振装置の物体ｄに対して、Q_d～２０００の値が実現可能だろうということが示される。ただし共振源ｓは、実際には移動できないことが多く、その認められる幾何学的配置およびサイズの制約に対する厳しさは通常、装置のデザインの制約の場合よりもはるかに小さい。したがって、放射性損失を無視できるほどに小さくデザインして、Q_s～１００００を実現し、吸収のみによって限定されるようにすることはできると仮定することは妥当である。

【0020】

次に、実現可能なエネルギー転送速度を計算するために、２つのキャビティ２０、２２をそれらの中心間の距離がＤとなるように配置する。これを図２Ｂに示す。したがって、組み合わせたシステムの通常のモードは、当初のモードの偶数の重ね合わせおよび奇数の重ね合わせであり、それらの周波数は、結合係数κ（これを計算しようと思っている）によって割られる。解析的には、結合モード理論によって、誘電性物体に対して、以下が与えられる。

【0021】

【数3】

$$\kappa_{12} = \omega_2/2 \cdot \int d^3r \boldsymbol{E}_1^*(\boldsymbol{r}) \boldsymbol{E}_2(\boldsymbol{r}) \varepsilon_1(\boldsymbol{r}) \Big/ \int d^3r \left|\boldsymbol{E}_1(\boldsymbol{r})\right|^2 \varepsilon(\boldsymbol{r}),$$

ここで、$\varepsilon_{1,2}$（ｒ）は、バックグラウンドの誘電体を除く（自由空間）の物体１単独または物体２単独のみの誘電関数を示し、ε（ｒ）は、両物体が存在する空間全体の誘電関数を示す。数値的には、ＦＤＴＤシミュレーションを用いて、キャビティの一方を励起して他方へのエネルギー転送時間を計算することによってか、または割られた通常モードの周波数を決定することによって、κを求めることが可能である。「テスト」ディスク・キャビティの場合、放射火面の半径r_cはr_c≒１１ｒであり、非放射型結合Ｄ＜r_cの場合には、したがってここでは、Ｄ／ｒ＝１０、７、５、３を選択することができる。そして、図３のモード（２つのキャビティを接続するラインについては奇数である）の場合、解析的な予測は、ω／２κ＝１６０２、７７１、２９８、４８であり、一方で数値的な予測はそれぞれ、ω／２κ＝１７１７、７７０、２９８、４７であり、このように２つの方法は良く一致している。当初の２つのキャビティ・モードの放射場は干渉して、それらの相対的な位相および振幅に応じて、増大または減少する。その結果、正味の放射損失も増加または減少することになる。したがって、任意のキャビティ距離に対して、偶数および奇数の通常モードのQ_sは、当初の単一キャビティのＱ＝１９９２よりも、１つは大きく、１つは小さいが（結合モード理論では表現されない現象）、平均のΓが常にほぼΓ≒ω／（２Ｑ）となるようになっている。したがって、対応する結合対損失比は、κ／Γ＝１．１６、２．５９、６．６８、４２．４９である。これらの値は、理想的な動作領域κ

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 676

／Γ≫１に入ることはないが、実現値はやはり十分に大きく、応用例にとって有用なものである。

【0022】

半径ａの円形断面の導電性ワイヤからなる半径ｒのＮ個のコイルのループ１０または１２を空気が取り囲む場合を考える（図３に示す）。このワイヤのインダクタンスは、Ｌ＝μ_0Ｎ^{2}ｒ［ｌｎ（８ｒ／ａ）－２］である。ここで、μ_0は、自由空間の透磁率である。したがって、ワイヤをキャパシタンスＣに接続することによって、ループ共振が、周波数ω＝１／（ＬＣ）$^{1/2}$で起こる。共振の性質は、コンデンサにかかる電圧によるコンデンサ内部の電場から、ワイヤ内の電流による自由空間内の磁場へとエネルギーが周期的に交換されることにある。この共振システムにおける損失は、ワイヤ内部のオーミック損失と自由空間への放射性損失とからなる。

【0023】

非放射型結合の場合、近接場領域を用いなければならず、領域の大きさは、大まかに波長λによって設定される。したがって、好ましい動作領域はループが小さい場所（ｒ≪λ）である。このような範囲において、２つの損失経路に付随する抵抗はそれぞれ、R_{ohm}＝｛$\mu_0\rho\omega$／２｝$^{1/2}$Ｎｒ／ａおよびR_{rad}＝π／６η_0Ｎ^2（ωｒ／ｃ）^{4}である。ここでρは、ワイヤ材料の抵抗率であり、η_0≒１２０πΩは、自由空間のインピーダンスである。したがって、このような共振の品質係数は、Ｑ＝ωＬ（R_{ohm}+R_{rad}）となり、システム・パラメータによって決定されるある周波数において最も高くなる。それより低い周波数では、オーム損失が支配的であり、それより高い周波数では放射が支配的である。

【0024】

マイクロ波における粗い推定を行なうために、銅（ρ＝１．６９×１０$^{-8}$Ωｍ）ワイヤからなる１つのコイル（Ｎ＝１）を用いることができる。そしてｒ＝１ｃｍおよびａ＝１ｍｍ（たとえば携帯電話に対して適切である）の場合、品質係数は、ｆ＝３８０ＭＨｚにおいて最大値Ｑ＝１２２５となり、ｒ＝３０ｃｍおよびａ＝２ｍｍ（ラップトップまたは家庭用ロボットに対する）の場合、ｆ＝１７ＭＨｚにおいてＱ＝１１０３となり、一方でｒ＝１ｍおよびａ＝４ｍｍ（部屋天井上で供給源ループとなり得る）の場合、ｆ＝５ＭＨｚにおいてＱ＝１３１５となる。このように一般に、予想される品質係数は、Ｑ≒１０００～１５００（λ／ｒ≒５０～８０において）であり、すなわち近接場結合にとって好適である。

【0025】

２つのループ１０および１２がそれらの中心間の距離Ｄで配置されている（図３に示す）ときのループ間のエネルギー転送の速度は、κ_{12}＝ωＭ／２（L_1L_2）$^{1/2}$で与えられる。ここでＭは、２つのループ１０および１２の相互インダクタンスである。ｒ≪Ｄ≪λという範囲において、準静的な結果Ｍ＝π／４$\mu_0N_1N_2$（r_1r_2）^{2}／Ｄ^{3}を用いることができる。この式は、ω／２κ～｛Ｄ／（r_1r_2）$^{1/2}$｝^{3}を意味する。たとえば、Ｄ／＝１０、８、６を再び選択することによって、ｒ＝１ｃｍの２つのループ（前に用いたのと同じ）に対して、ω／２κ＝３０３３、１５５３、６５５がそれぞれ得られ、ｒ＝３０ｃｍに対してω／２κ＝７１３１、３６５１、１５４０が得られ、またｒ＝１ｍに対して、ω／２κ＝６４８１、３３１８、１４００が得られる。対応する結合対損失比のピーク（単一ループのＱが最大になる周波数における）は、３つのループの種類および距離に対して、κ／Γ＝０．４、０．７９、１．９７、および０．１５、０．３、０．７２、および０．２、０．４、０．９４である。異なるループの例は、ｒ＝１ｍ（天井上の供給源）ループとｒ＝３０ｃｍ（フロア上の家庭用ロボット）ループとが距離Ｄ＝３ｍ（部屋の高さ）だけ離れている場合であり、このときκ／（$\Gamma_1\Gamma_2$）$^{1/2}$＝０．８８がｆ＝６．４ＭＨｚで最大となる。この値は個々のＱのピークの間である。この場合も、これらの値は最適な領域κ／Γ≫１にはないが、十分なものであると示される。

【0026】

エネルギー転送に対して、この誘導方式とすでに使用されている近距離誘導方式との差

として、後者の方式は非共振であるということを理解することは重要である。結合モード理論を用いて、以下のことが容易に示される。幾何学的配置と固定供給源に貯蔵されるエネルギーとを保ったままで、現在提案している共振結合誘導メカニズムによって、Ｑとして、従来の非共振メカニズムと比べてほぼ１０００倍の電力を、装置での動作に対して送出することができる。これが、中距離用のエネルギー転送が可能となる理由である。容量装荷型導電性ループは実際、共振アンテナとして広く使用されている（たとえば携帯電話において）。しかしこれらの動作は非近接場領域（ｒ／λ～１）においてであり、放射Ｑは、アンテナを効率的にするために意図的に小さくデザインされている。そのため、それらはエネルギー転送にとっては適切ではない。

【0027】

明らかに、本発明の共振に基づく無線エネルギー転送方式の成功は、物体の共振が確固としていることに強く依存する。したがって、偶発的な非共振の外来物体が近接して存在する場合、そのことに対する共振の感度は、提案した方式の解析すべき別の態様である。外来物体の共振物体との相互作用は、方程式（１）における結合モード理論モデルを変更することで得られる。なぜならば、外来物体は明確な共振がないかまたは共振とはほど遠く、共振物体と外来物体との間のエネルギー交換は最小であるため、方程式（１）におけるκ_{12}の項を落とすことができるからである。共振物体内の電磁場振幅a_1（ｔ）に対する適切な解析モデルは以下のようになる。

【0028】

【数4】

$$\frac{da_1}{dt} = -i\left(\omega_1 - i\Gamma_1\right)a_1 + i\kappa_{11}a_1 \qquad (2)$$

すなわち、外来物体の影響は、単に共振物体の共振に対する摂動であり、２つの部分からなる。第１に、外来物体は、その共振周波数を、κ_{11}の実部を通してシフトすることによって、他の共振物体からずらす。これは、フィードバック・メカニズムをすべての装置に設けることでかなり容易に修正できる問題である。フィードバック・メカニズムは、その周波数を、たとえば幾何学的配置をわずかに変えることによって補正して、供給源のそれとマッチさせる。第２に、外来物体は、強制的に、共振物体にモードのエネルギーを失わせる。これは、外来物体内の誘電分極または電流を通して外来物体からの放射へと消散させることにより、およびκ_{11}の虚部を通して外来物体内で材料の吸収が生じることにより、起こる。このＱの減少は、エネルギー転送方式の機能に対して有害な影響を及ぼす可能性がある。なぜならば、それは修復できないからである。したがってその大きさを定量化しておかなくてはならない。

【0029】

検討した共振物体の第１の例では、誘電体ディスクの種類、小型、低屈折率、低材料損失、またははるか遠くに散在する物体によって、小さい散乱および吸収が誘起される。したがって、Ｑを減少させる上でさらに危険な現実的なケースを検討するために、「テスト」誘電体ディスク・キャビティ４０を次の近くに配置することができる。ａ）別の非共振物体４２（たとえば人間）であって、大きなＲｅ{ε}＝４９およびＩｍ{ε}＝１６を有し、同じサイズだが異なる形状のもの（図４Ａに示す）、ｂ）粗面化された表面４６（たとえば壁）であって、大きい広さであるが小さいＲｅ{ε}＝２．５およびＩｍ{ε}＝０．０５であるもの（図４Ｂに示す）。

【0030】

解析的には、小さい摂動と相互作用する物体の場合、散乱により減少した放射Ｑの値は、以下の分極を用いて推定することができる。

【0031】

【数5】

$$\int d^3r \left| P_{X1}(r) \right|^2 \propto \int d^3r \left| E_1(r) \cdot \mathrm{Re}\{\varepsilon_X(r)\} \right|^2$$

これは、外来物体Ｘ＝４２内部の共振キャビティ１または粗面化された表面Ｘ＝４６によって誘起されるものである。検討したケースにおいて、外来物体の屈折率またはサイズは大きいため、これらの一次摂動理論の結果は、十分に正確ではないであろう。したがって、数値ＦＤＴＤシミュレーションにのみ頼ることができる。これらの物体内部の吸収Ｑは、以下の式から推定することができる。

【0032】

【数6】

$$\mathrm{Im}\{\kappa_{11}\} = \omega_1/2 \cdot \int d^3r \left| E_1(r) \right|^2 \mathrm{Im}\{\varepsilon_X(r)\} \Big/ \int d^3r \left| E_1(r) \right|^2 \varepsilon(r)$$

これらの方法を用いて、キャビティと外来物体との中心間の距離Ｄ／ｒ＝１０、７、５、３に対して、次のことを見出すことができる。Q_{rad}＝１９９２は減少して、Q_{rad}＝１９８８、１２５８、７０２、２２６にそれぞれなること、および物体内部の吸収率は、Q_{abs}＝３１２５３０、８６９８０、２１８６４、１６６２であることである。これはすなわち、キャビティの共振が、高屈折率および／または高損失の外来物体から有害に乱されることは、（おそらく移動可能な）物体がキャビティの非常に近くまで来ない限り起こらない、ということである。キャビティから、粗面化された表面までの距離Ｄ／ｒ＝１０、７、５、３、０に対して、次のことが見出される。すなわち、それぞれQ_{rad}＝２１０１、２２５７、１７６０、１１１０、５７２であり、およびQ_{abs}>４０００である。これはすなわち、当初の共振モードに対する影響は、キャビティが表面上に埋め込まれる極端な場合であっても満足できる程度に低い、ということである。なお金属物体が近接する場合も、共振場を著しく散乱することがあり得るが、簡単のために、このような物体は存在しないと仮定することができる。

【0033】

次に、組み合わせシステムとして、共振源の物体ｓを用いてエネルギーを共振装置の物体ｄまで無線で転送するが、非共振の外来物体ｅが存在するシステムを想定する。ｅに由来するすべての外来的な損失メカニズムの強度は、$|E_s(r_e)|^2$によって、共振源のテールの小さい振幅（外来物体の位置r_eにおいて値が求められる）の２乗を用いて決定されることが分かる。対照的に、供給源から装置へ送られるエネルギーの共振結合の係数は、同じオーダーのテール振幅$|E_s(r_d)|$（装置の位置r_dにおいて値が求められる）によって決定されるが、今回は２乗しない。したがって、供給源から装置までおよび供給源から外来物体までの距離が等しい場合、装置とのエネルギー交換に要する結合時間は、外来物体内部の損失の蓄積に必要な時間よりもはるかに短い。これは特に、共振場の振幅が、供給源から離れるにつれて指数関数的に減衰する場合に、当てはまる。性能を実際に最適化することは、システムのデザインを、供給源ではテールを短く装置ではテールを長くして望ましい結合が実現されるように行なうことで可能である。その結果、残りの物体から供給源に対してなされる干渉は最小となる。

【0034】

前述の考え方は、誘電体ディスク・キャビティの場合には、図２Ａ、２Ｂと図４Ａ、４Ｂとを組み合わせるシミュレーションによって検証することができる。すなわち２つの（供給源－装置の）「テスト」キャビティ５０が１０ｒだけ離れて配置され、それらの間に同じサイズの外来物体５２（ε＝４９）が、大きな粗面化された表面５６（ε＝２．５）から距離５ｒのところに存在するシミュレーションである（図５に示す）。その結果、当初の値であるＱ＝１９９２、$\omega/2\kappa$＝１７１７（したがってκ/Γ＝１．１６）は減少して、Ｑ＝７６５、$\omega/2\kappa$＝９６５（したがってκ/Γ＝０．７９）になる。この変化は、考えられる外部摂動の大きさを考慮すると、満足できる程に小さく、またシステム・

デザインが最適化されてはいないので、結合対損失比の最終値は期待できる値であり、この方式はエネルギー転送に対して有用であり得る。

【0035】

説明している共振物体の第２の例である導電性ワイヤ・ループでは、共振に対する外来物体の影響はほとんどない。この理由は、考察中の動作の準静的領域（ｒ≪λ）では、ループを囲む空気領域での近接場が主に磁場だからである。なぜならば、電場はコンデンサの内部に局在化されるからである。したがって、外来物体として、この場と相互作用することができ共振に対する摂動として働くものは、著しい磁気特性（透磁率Ｒｅ｛μ｝＞１または磁気損失Ｉｍ｛μ｝＞０）を有するものである。良く知られている材料はほとんどすべて非磁性であるため、磁場に対するそれらの応答は自由空間の場合と同じように行なわれ、したがって導電性ワイヤ・ループの共振を乱すことはない。これらの共振に影響すると予想される唯一の摂動は、大きな金属構造が近接することである。

【0036】

前記した事実の極めて重要な意味は、人間に対する安全性の配慮に関する。人間はまた非磁性であり、わずかな危険も被ることなく強力な磁場に耐えることができる。これは明らかに、この種類の共振システムが現実の多くの応用例に対して有する優位性である。他方で、高い（効果的な）屈折率の誘電体システムには、次のような優位性がある。すなわち、システムの効率は、大きな値κ／Ｔが実現されたことから判断すると、もっと高いように思われること、およびシステムは、はるかに短い長さスケールに対しても適用できることであり、前記した通りである。

【0037】

次に、共振源ｓおよび装置ｄの組み合わせシステムを、人間ｈおよび壁がある場合について再び考えてみる。まず、この共振に基づくエネルギー転送方式の効率を、エネルギーが使用装置から作業動作へと排出されている場合について、調べてみる。すでに求めたパラメータを用いることができる。誘電体ディスクの場合、供給源における吸収が主体の損失はQ_s～10^4、装置における放射が主体の損失はQ_d～10^3（人間および壁からの散乱を含む）、人間における供給源および装置エネルギーの吸収はQ_{s-h}、Q_{d-h}～10^4～10^5（物体からそれほど近くないその人間の距離に依存する）、および壁内では無視できる吸収損失。導電性ワイヤ・ループの場合、Q_s～Q_d～10^3であり、人間および壁からの摂動は無視できる。対応する損失率Γ＝ω／２Ｑ、距離依存性の結合κ、および動作電力が取り出される速度Γ_wを用いて、装置の電磁場振幅に対する結合モード理論方程式は以下のようになる。

【0038】

【数7】

$$\frac{da_d}{dt} = -i\left(\omega - i\Gamma_d\right)a_d + i\kappa a_s - \Gamma_{d-h}a_d - \Gamma_w a_d \,. \qquad (3)$$

種々の一時的な方式を用いて、装置から電力を取り出すことができ、それらの効率は、組み合わせシステムのパラメータに対して種々の依存性を示す。ここで、定常状態を想定して、供給源内部の電磁場振幅が一定に維持されるようにすることができる。すなわち$a_s(t)=A_s e^{-i\omega t}$であり、したがって装置内部の電磁場振幅は、$a_d(t)=A_d e^{-i\omega t}$（ここで$A_d=i\kappa/(\Gamma_d+\Gamma_{d-h}+\Gamma_w)A_s$となる。したがって、供給源で損失される電力は$P_s=2\Gamma_s|A_s|^2$であり、装置では$P_d=2\Gamma_d|A_d|^2$であり、人間において吸収される電力は$P_h=2\Gamma_{s-h}|A_s|^2+2\Gamma_{d-h}|A_d|^2$であり、有用な取り出される電力は、$P_w=2\Gamma_w|A_d|^2$である。エネルギー保存から、システムに入る総電力は、$P_{total}=P_s+P_d+P_h+P_w$となる。全体の損失率として、$\Gamma^{tot}{}_s=\Gamma_s+\Gamma_{s-h}$および$\Gamma^{tot}{}_d=\Gamma_d+\Gamma_{d-h}$を示す。目標とする応用例に応じて、動作排出率として、$\Gamma_w=\Gamma^{tot}{}_d$を選択して、共振物体内に貯蔵される必要なエネルギーが最小になるようにするか、または$\Gamma_w=\Gamma^{tot}{}_d\{(1+\kappa^2)/(\Gamma^{tot}{}_s\Gamma^{tot}{}_d)\}^{1/2}>\Gamma^{tot}{}_d$を選択して、有用

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 680

対損失電力の比率、すなわち効率$\eta_w = P_w / P_{total}$がκのある値に対して最大になるようにしなければならない。２つの異なる選択に対する効率ηを、κ/Γ_d性能指数の関数として、図６Ａおよび６Ｂにそれぞれ示す。性能指数それ自体は、供給源－装置距離に依存する。

【0039】

図６Ａおよび６Ｂには、誘電体ディスクのシステムにおいて最適の効率を選択する場合、効率は大きくなる可能性がある（たとえば少なくとも４０％である）ことが示されている。人間内部のエネルギーの放散は十分に小さく、５％未満が、値$\kappa/\Gamma_d > 1$および$Q_h > 10^5$に対して、すなわち中距離の供給源－装置距離（$D_d/r < 10$）、および最大の人間－供給源／装置距離（$D_h/r > 8$）に対して、得られる。たとえば、$D_d/r = 10$および$D_h/r = 8$において、１０Ｗを負荷に送らなければならない場合には、図６Ｂより、～０．４Ｗが人間内部で放散され、～４Ｗが供給源内部で吸収され、－２．６Ｗが自由空間に放射される。導電性ワイヤ・ループのシステムの場合、実現される効率はもっと小さく、$\kappa/\Gamma_d \fallingdotseq 1$の場合に－２０％である。しかし著しく優位なことは、人間内部のエネルギーの放散がないことであり、前述した通りである。

【0040】

共振物体のデザインを最適化すれば、なおいっそう良好な性能が実現可能であろう。また、放射Ｑがもっと大きい通常モードの周波数における連続波動作などの結合された物体の放射場間の前述した干渉効果を利用することによって、システム全体の機能をさらに改善することができる。このように、本発明の無線エネルギー転送方式は多くの最新の応用例に対して有望である。検討した事柄はすべて、静的な幾何学的配置に対するものであるが、結果はすべて、移動可能な物体の動的な幾何学的配置に対して直接適用することができる。なぜならば、エネルギー転送時間κ^{-1}～１μｓは、巨視的な物体の移動に付随するどんな時間スケールよりもはるかに短いからである。

【0041】

本発明は、中距離用の無線非放射型エネルギー転送に対する共振に基づく方式を提供する。非常に単純な実施上の幾何学的配置を分析すれば、提案したメカニズムの潜在的な適用性に対して有望な性能特性が得られる。たとえば、巨視的な世界では、この方式を用いて電力を、工場室内のロボットおよび／もしくはコンピュータに、またはハイウェイ上の電気バス（この場合、供給源キャビティは、ハイウェイ上方を伝わる「パイプ」となるであろう）に送ることができる。微視的な世界では、はるかに短い波長が使用され、より小さい電力が必要とされるが、それを用いて、ＣＭＯＳエレクトロニクスに対する光学的な相互接続を実施すること、あるいはエネルギーを自律的なナノ物体に転送することを、供給源と装置との間の相対的な位置合わせをそれほど気にすることなく、行なうことができる。またエネルギー転送距離は、物体のサイズと比較してさらに長くなることができる。なぜならば、誘電体材料の$\mathrm{Im}\{\varepsilon(\omega)\}$は、必要とされる光周波数では、マイクロ波周波数の場合よりも、はるかに小さいからである。

【0042】

将来の科学研究の立場として、異なる材料システムについて、性能強化または異なる範囲の適用性を調べなくてはならない。たとえば、プラズモニック・システムを検討することによって性能を著しく向上させることも可能であり得る。このようなシステムでは、多くの場合、それらの表面上での電磁場の空間的変化は、自由空間の波長よりもはるかに短くなることができる。まさにこの特徴が、必要なスケール分離を可能にする。共振物体は、その電磁場の指数関数的なテールよりも著しく小さくなることができる。さらにまた、良く知られた凝縮系物体を介して供給源および装置を接続している応用例に対して、音響共振を用いて詳しく調べなければならない。

【0043】

本発明を、複数の好ましい実施形態について図示し説明してきたが、本発明の趣旨および範囲から逸脱することなく、その形態および詳細に対する種々の変更、省略、および追加を行なっても良い。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 681

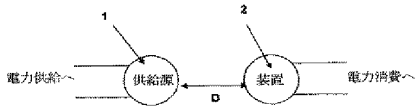
【0044】
尚、国際出願の英文明細書中にＪＩＳコードで表記できない箇所があったため、この翻訳文では代替表記を使用した、具体的には、ある量Ｘの平方根は、
【0045】
【数8】

$$\sqrt{\mathrm{X}}$$

のように、国際出願の明細書では「Ｘ」に「√」記号をかぶせて表現されていたが、便宜上、翻訳文では（Ｘ）$^{1/2}$と表現した。
【図面の簡単な説明】
【0046】
【図1】本発明の典型的な実施形態を例示する概略図である。
【図2A】電場とともに半径ｒの高屈折率ディスク・キャビティに対する数値ＦＤＴＤ結果を示す図である。
【図2B】２つの共振ディスク・キャビティ間の中距離結合に対する数値ＦＤＴＤ結果を示す図である。当初、すべてのエネルギーは１つのキャビティ内にあり（左のパネル）、しばらくして後、両方のキャビティは一様に励起される（右のパネル）。
【図3】２つの容量装荷型導電性ワイヤ・ループを示す概略図である。
【図4A】外来物体からの散乱による共振ディスク・キャビティの放射Ｑの減少に対する数値ＦＤＴＤ結果を示す図である。
【図4B】外来物体からの散乱による共振ディスク・キャビティの放射Ｑの減少に対する数値ＦＤＴＤ結果を示す図である。
【図5】外来物体がある場合の２つの共振ディスク・キャビティ間の中距離結合に対する数値ＦＤＴＤ結果を示す図である。
【図6A】供給電力を、有用な動作（η_w）、装置における放射およびオーミック損失（η_d）、供給源における放射およびオーミック損失（η_s）、ならびに人間内部の放散（η_h）に変換する効率を、結合対κ/Γ_dの関数として示すグラフであり、Γ_wは、装置に貯蔵されるエネルギーが最小になるように選択される。
【図6B】供給電力を、有用な動作（η_w）、装置における放射およびオーミック損失（η_d）、供給源における放射およびオーミック損失（η_s）、ならびに人間内部の放散（η_h）に変換する効率を、結合対κ/Γ_dの関数として示すグラフであり、Γ_wは、各κ/Γ_dに対する効率η_wが最大になるように選択される。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 682

【図1】



【図2A】

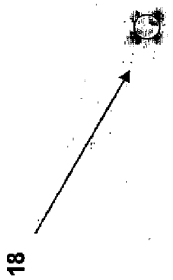


FIG 2A

【図2B】

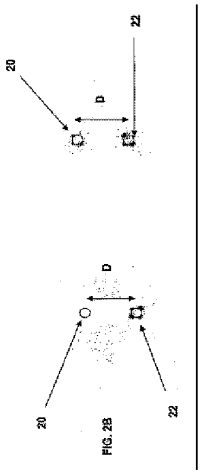


FIG. 2B

【図3】

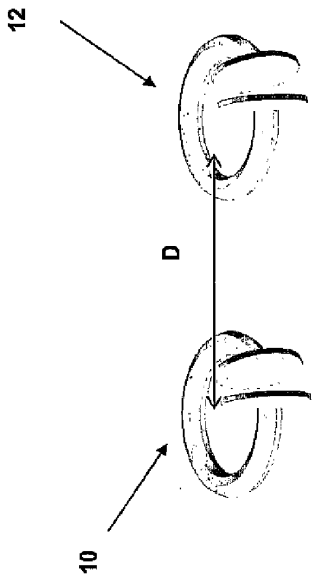


FIG. 3

【図4A】

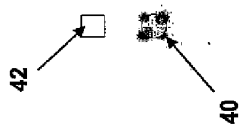


FIG. 4A

【図4B】

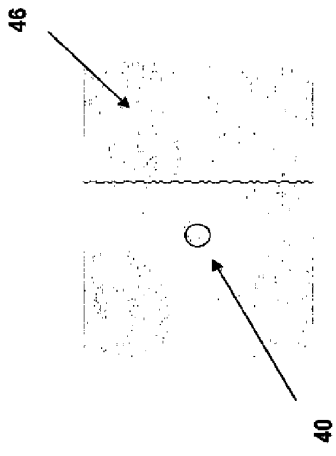


FIG. 4B

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 683

【図5】

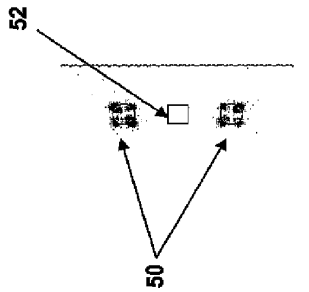
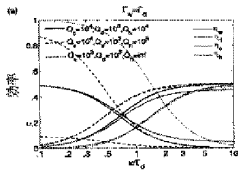
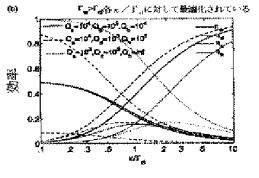


FIG. 5

【図6A】



【図6B】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 684

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/US2006/026480

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H02J17/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 1 335 477 A (AUCKLAND UNISERVICES LIMITED) 13 August 2003 (2003-08-13) abstract paragraphs [0002], [0007], [0016], [0022], [0028] - [0030], [0064], [0086], [0088], [0100], [0109] figures 2,4	1-21
X	US 2 133 494 A (H.F.WATERS) 18 October 1938 (1938-10-18) figures 1,3,5 column 2, line 9 - line 52 column 6, line 1 - line 11	1-21

-/--

[X] Further documents are listed in the continuation of Box C.　　[X] See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier document but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
11 December 2007	21/12/2007

Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016	Lund, Michael

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/US2006/026480

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO 92/17929 A (JAMES PIPER) 15 October 1992 (1992-10-15) abstract page 2, line 33 - line 35 page 4, line 25 - line 31 page 5, line 1 - line 5 page 16, line 22 - line 35 page 18, line 26 - line 30	1-21
X	US 5 528 113 A (JOHN T. BOYS ET AL.) 18 June 1996 (1996-06-18) abstract column 1, line 12 - line 18 column 4, line 65 - column 5, line 21 column 7, line 60 - column 8, line 1	1-21
X	WO 94/28560 A (ERA PATENTS LIMITED) 8 December 1994 (1994-12-08) page 2, line 33 - page 3, line 6 page 4, line 1 - line 10 page 7, line 16 - line 20	1,6
X	WO 93/23908 A (AUCKLAND UNISERVICES LIMITED) 25 November 1993 (1993-11-25) page 1, line 11 - line 14 page 1, line 20 - line 24 page 1, line 26 - line 27 page 2, line 21 - line 28 page 4, line 7 - line 15 claim 1	1,6
X	DE 38 24 972 A (ROLAND HIERING) 12 January 1989 (1989-01-12) abstract claims 1,2,15,17,20 column 3, line 67 - column 4, line 4 column 4, line 39 - line 43 column 4, line 49 - line 54 column 4, line 67 - column 5, line 4 column 5, line 14 - line 23 column 5, line 64 - column 6, line 4 column 6, line 36 - line 39 figures 1-3	1,6

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No
PCT/US2006/026480

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
EP 1335477	A	13-08-2003	NONE		
US 2133494	A	18-10-1938	NONE		
WO 9217929	A	15-10-1992	AU	1237392 A	02-11-1992
			ES	2125256 T3	01-03-1999
			MX	9201100 A1	01-09-1992
			US	5293308 A	08-03-1994
US 5528113	A	18-06-1996	AU	8006494 A	08-05-1995
			AU	8006594 A	08-05-1995
			DE	4498007 T0	21-11-1996
			DE	69432262 D1	17-04-2003
			EP	0727105 A1	21-08-1996
			JP	3630452 B2	16-03-2005
			JP	7170681 A	04-07-1995
			WO	9511544 A1	27-04-1995
			WO	9511545 A1	27-04-1995
			US	5821638 A	13-10-1998
WO 9428560	A	08-12-1994	AU	6725694 A	20-12-1994
			DE	69404655 D1	04-09-1997
			DE	69404655 T2	27-11-1997
			EP	0700574 A1	13-03-1996
WO 9323908	A	25-11-1993	AU	4093493 A	13-12-1993
			DE	69330516 D1	06-09-2001
			DE	69330516 T2	25-04-2002
			EP	0640254 A1	01-03-1995
			ES	2163409 T3	01-02-2002
			JP	3512798 B2	31-03-2004
			JP	8501435 T	13-02-1996
			US	5898579 A	27-04-1999
DE 3824972	A	12-01-1989	NONE		

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (April 2005)

(81)指定国　　AP(BW,GH,GM,KE,LS,MW,MZ,NA,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IS,IT,LT,LU,LV,MC,NL,PL,PT,RO,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HN,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KM,KN,KP,KR,KZ,LA,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,LY,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NA,NG,NI,NO,NZ,OM,PG,PH,PL,PT,RO,RS,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SM,SY,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,ZA,ZM,ZW

(74)代理人　100105957
弁理士　恩田　誠
(74)代理人　100142907
弁理士　本田　淳
(74)代理人　100149641
弁理士　池上　美穂
(72)発明者　ジョアノプロス、ジョン　ディ．
アメリカ合衆国　０２４７８　マサチューセッツ州　ベルモント　ダグラス　ロード　６４
(72)発明者　カラリス、アリステイディス
アメリカ合衆国　０２１３９　マサチューセッツ州　ケンブリッジ　パシフィック　ストリート　７０　アパートメント　ナンバー９０７
(72)発明者　ソラジャシック、マリン
アメリカ合衆国　０２７４４　マサチューセッツ州　サマービル　フェアファックス　ストリート　６７

Ｆターム(参考) 5K012 AA01　AB02　AE13

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP4265875A

Bibliography

DWPI Title

Superconducting quantum interference device uses superconductor thin-film bonding pads for interconnecting superconducting coils

Original Title

PLANE TYPE GRADIOMETER

Assignee/Applicant

Standardized: **SEIKO INSTR INC**

Original: SEIKO INSTR INC

DWPI Assignee/Applicant

SEIKO INSTR INC (DASE-C)

Inventor

CHIBA TOKUO, SHIMIZU NOBUHIRO, NAKAYAMA SATORU,

DWPI Inventor

CHIBA T; NAKAYAMA S; SHIMIZU N

Publication Date (Kind Code)

1992-09-22 (A)

DWPI Accession / Update

1992-362729 / 199244

Application Number / Date

JP199127508A / 1991-02-21

Priority Number / Date / Country

JP199127508A / 1991-02-21 / JP

Abstract

DWPI Abstract

(JP4265875A)

Abstract

PURPOSE: To enable production time to be reduced and yield to be improved by allowing a method for forming a cross portion of a detection coil to be simplified.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 689

CONSTITUTION: A detection coil cross portion 5 consists of a bonding wire 1 and a bonding pad 2. A detection coil portion 3, a bonding pad 2, and a pd for wiring 4 are formed simultaneously by a same-layer superconductive thin-film deposition and patterning process and the coil cross portion 5 is formed only by the process for performing wire bonding of the superconductive wire 1 to the bonding pad 2.

COPYRIGHT: (C)1992, JPO&Japio

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **G01R 33/035** H01L 39/22

(7)

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	G01R 33/035 H01L 39/22	20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

JP FI Codes

G01R 33/035 (ZAA); H01L 39/22 D (ZAA)

JP F Terms

2G017: AA11; AB02; AC08; AD31; BA10

4M113: AC06; AC44; AD02; AD52; AD56; AD58; AD61; AD62; AD63; CA13; CA17; CA19

DWPI Class

S01 U14

DWPI Manual Codes

DWPI Manual Codes

EPI Manual Codes: S01-E01A1; U14-F02B

DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Chemistry Resource Numbers

-

DWPI Registry Numbers

DWPI Registry Numbers

-

Plasdoc Punch Codes

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 690

Plasdoc Punch Codes

-

Plasdoc Key Serial Codes

Plasdoc Key Serial Codes

-

Enhanced Polymer Indexing

Enhanced Polymer Indexing

-

Chemical Fragment Codes

Chemical Fragment Codes

-

Legal Status

INPADOC Legal Status

Get Family Legal Status

Family

Family

INPADOC Family (1)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP4265875A_	1992-09-22	CHIBA TOKUO	SEIKO INSTR INC	PLANE TYPE GRADIOMETER

DWPI Family (1); Countries (1)

Publication	DWPI Update	Publication Date	IPC Code	Language
JP4265875A	199244	1992-09-22	G01R0033035	Japanese
Local Applications: JP199127508A filed 1991-02-21				

Claims

No Claims exist for this Record

Description

Drawing Description

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 691

Drawing Description

-

Description

Description

-

Citations

Citation *Record level*

Citing Patents (7)

	Publication Number	Publication Date	Application Date	Assignee/Applicant	Title
	US8618696B2	2013-12-31	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8629578B2	2014-01-14	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8643326B2	2014-02-04	2011-01-06	CAMPANELLA ANDREW J	Tunable wireless energy transfer systems
	US8667452B2	2014-03-04	2012-11-05	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer modeling tool
	US8669676B2	2014-03-11	2009-12-30	KARALIS ARISTEIDIS	Wireless energy transfer across variable distances using field shaping with magnetic materials to improve the coupling factor
	US8692412B2	2014-04-08	2010-03-30	WiTricity Corporation	Temperature compensation in a wireless transfer system
	WO2013036947A2	2013-03-14	2012-09-10	WITRICITY CORP	FOREIGN OBJECT DETECTION IN WIRELESS ENERGY TRANSFER SYSTEMS

Cited Patents (0)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

DPCI Citing Patents (1)

Publication Number	Accession Number	Publication Date	Application Date	DWPI Family Member(s)	Relevance	Source
WO2013036947A2	2013-D66147	2013-03-14	2012-09-10	JP4265875A	A	0 (Examiner)
DWPI Title: System for detecting e.g. foreign object debris in wireless energy transfer system has readout						

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 692

circuit for measuring electrical parameters of magnetic field sensor where sensor is positioned within magnetic field of energy transfer system **DWPI Assignee/Applicant:** WITRICITY CORP (WITR-N) **DWPI Inventor:** HALL K; HALL K L; KESLER M P; LOU H T; VERGHESE S			

DPCI Cited Patents (0)

DPCI Cited Non-patents (0)

DPCI Citation Counts

DPCI Citations	Total	Examiner	Inventor	Opposition	3rd party	Undefined
Citing Patents	1	1	0	0	0	0
Cited Patents	0	0	0	0	0	0
Citing Authorities	1	1	0	0	0	0
Cited Authorities	0	0	0	0	0	0
Citing Accession Numbers	1	1	0	0	0	0
Cited Accession Numbers	0	0	0	0	0	0
Cited Non-patents	0	0	0	0	0	0

DPCI Field of Search

-

DPCI Citing Patents Country

WO

DPCI Cited Patents Country

-

Other

DWPI Title Terms

SUPERCONDUCTING QUANTUM INTERFERENCE DEVICE THIN FILM BOND PAD INTERCONNECT COIL

DWPI Related Accession Numbers

-

Custom Fields

Test

-

Relevance

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 693

-

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(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

特開平4－265875

(43)公開日　平成４年(1992)９月22日

(51)Int.Cl.⁵	識別記号	庁内整理番号	ＦＩ	技術表示箇所
Ｇ０１Ｒ　33/035	ＺＡＡ	8203－2G		
Ｈ０１Ｌ　39/22	ＺＡＡ　Ｄ	8728－4M		

審査請求　未請求　請求項の数４(全　３　頁)

(21)出願番号　特願平3－27508

(22)出願日　平成３年(1991)２月21日

(71)出願人　000002325
セイコー電子工業株式会社
東京都江東区亀戸６丁目31番１号

(72)発明者　千葉　徳男
東京都江東区亀戸６丁目31番１号　セイコー電子工業株式会社内

(72)発明者　清水　信宏
東京都江東区亀戸６丁目31番１号　セイコー電子工業株式会社内

(72)発明者　中山　哲
東京都江東区亀戸６丁目31番１号　セイコー電子工業株式会社内

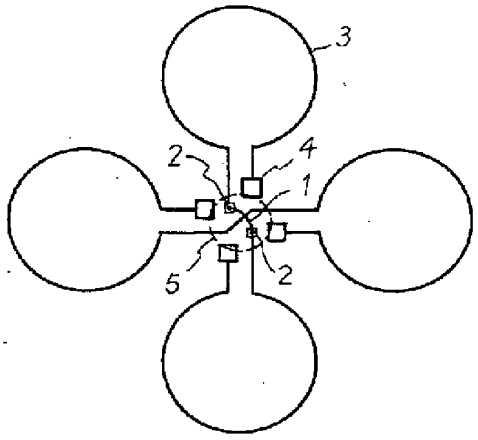
(74)代理人　弁理士　林　敬之助

(54)【発明の名称】　平面型グラジオメータ

(57)【要約】

【目的】　直交型の平面型グラジオメータにおいて、検出コイルの交差部の形成方法を簡単にし、製造時間の短縮および歩留りの向上を可能とする。

【構成】　検出コイル交差部５はボンディングワイヤー１とボンディングパット２で構成する。検出コイル部３、ボンディングパッド２、配線用パット４を薄膜プロセスにおいて同一層の超伝導薄膜堆積、パターニングの工程で同時に形成し、コイル交差部５は超伝導ボンディングワイヤー１をボンディングパッド２にワイヤーボンディングする工程のみで形成する。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 695

1

【特許請求の範囲】

【請求項１】同一平面上に構成され、ベースライン（検出コイルの中心間距離）の中心軸で互いに直交する２組の検出コイルを有する平面型グラジオメータにおいて、前記２組の検出コイルの交差部をボンディングワイヤーにより構成したことを特徴とする平面型グラジオメータ。

【請求項２】前記ボンディングワイヤーは超伝導体で構成されていることを特徴とする請求項１記載の平面型グラジオメータ。

【請求項３】前記ボンディングワイヤーの両端のコンタクト部は超伝導コンタクトで形成されていることを特徴とする請求項１記載の平面型グラジオメータ。

【請求項４】前記２組の検出コイルは超伝導薄膜で形成されていることを特徴とする請求項１記載の平面型グラジオメータ。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【産業上の利用分野】この発明は高感度磁気センサ、電流計、変位計、または高周波信号増幅器などに応用する超伝導量子干渉素子（Ｓｕｐｅｒｃｏｎｄｕｃｔｉｎｇ　Ｑｕａｎｔｕｍ　Ｉｎｔｅｒｆｅｒｅｎｃｅ　Ｄｅｖｉｃｅ：ＳＱＵＩＤと略す）に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】ＳＱＵＩＤ磁束計は高感度な磁場検出器として利用されている。例えば１次微分型平面型グラジオメータは２個の検出コイルを逆方向に直列に接続して構成され、地磁気などの一様磁場を消去し、１次磁場勾配を検出することができる。図２は従来例を示す直交型平面型グラジオメータの平面図である。２組の平面型グラジオメータをベースライン（検出コイルの中心間距離）の中心軸で互いに直交させて配置した構造である。平面型グラジオメータによる磁場測定は、同一点で直交する２方向の磁場勾配を測定することが必要であり、図２に示した平面型グラジオメータの構造は同一点で直交する２方向の磁場勾配を正確に検出することができる。従来、２組の検出コイルの交差部６はすべて薄膜で形成されていた。

【０００３】

【発明が解決しようとする課題】従来の２組の検出コイルの交差部６を薄膜プロセスによって形成するためには、半導体などの製造プロセスなどで公知の通り多くの工程が必要である。少なくとも下部配線堆積、下部配線パターニング、層間絶縁膜堆積、コンタクトホール形成、上部配線堆積、上部配線パターニングの工程が必要であり、工程が複雑で製造時間がかかり、歩留まりが低下する問題があった。

【０００４】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記の課題を解決するため、同一平面上に構成され、ベースラインの

2

中心軸で互いに直交する２組の検出コイルを有する直交型の平面型グラジオメータにおいて、前記２組の検出コイルの交差部をボンディングワイヤーにより構成した。

【０００５】

【作用】上記のような構造によれば、平面型グラジオメータを製造するための薄膜プロセスはコイルパターンを形成するための１層の工程のみであり、２組の検出コイルの交差部はワイヤーボンディングという簡単な工程で形成することができ、製造工程を少なくして簡単に直交型の平面型グラジオメータを形成することができる。

【０００６】

【実施例】以下に本発明の実施例について図面を参照して説明する。　図１は本発明の実施例を示す平面型グラジオメータの平面図である。１はボンディングワイヤー、２はボンディングパッド、３は検出コイル部、４は配線用パッド、５の点線で囲んだ部分はコイル交差部である。ボンディングワイヤー１の材料としては、例えば鉛インジウム金（Ｐｂ－Ｉｎ－Ａｕ）合金（Ｐｂ８０％、Ｉｎ１６％、Ａｕ４％）、鉛インジウム（Ｐｂ－Ｉｎ）合金（Ｐｂ８０％、Ｉｎ２０％）などが用いられるが、ボンディング可能な超伝導線材であれば他の材料でも良い。検出コイル部３、ボンディングパッド２、配線用パッド４の材料としては、例えばニオブ（Ｎｂ）、窒化ニオブ（ＮｂＮ）、鉛（Ｐｂ）、Ｐｂ－Ｉｎなどの超伝導材料が用いられるが、他の超伝導材料を用いても良い。また、ボンディングパッド２の表面にはバッファー層として金（Ａｕ）薄膜が付加されることもある。ボンディングパッド２及びボンディングワイヤー１は超伝導材料で構成されるので、ボンディングワイヤー１の両端のコンタクト部は超伝導コンタクトとすることができる。

【０００７】上記のような平面型グラジオメータの構造によれば、検出コイル部３、ボンディングパッド２、配線用パッド４は薄膜プロセスにおいて同一層の薄膜堆積、パターニングの工程で同時に形成することができ、コイル交差部５はボンディングワイヤー１をボンディングパッド２にワイヤーボンディングする工程のみで形成することができる。従って、平面型グラジオメータの製造工程数が少なくなり、製造時間の短縮及び歩留まりの向上が可能となる。

【０００８】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、直交型の平面型グラジオメータにおいて２組の検出コイルの交差部をボンディングワイヤーにより構成することによってその製造工程数を簡単にすることができ、製造時間の短縮及び歩留まりの向上が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施例を示す平面型グラジオメータの平面図である。

【図２】従来例を示す平面型グラジオメータの平面図で

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 696

3

ある。

【符号の説明】

１・・・ボンディングワイヤー

２・・・ボンディングパッド

4

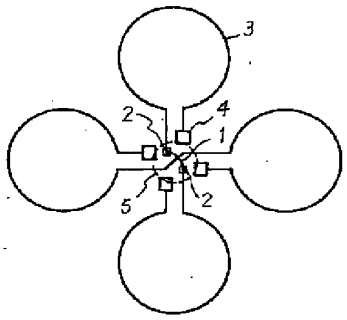
３・・・検出コイル部

４・・・配線用パッド

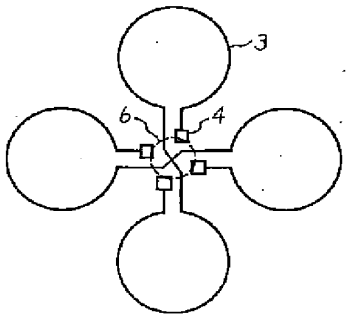
５・・・本発明の実施例によるコイル交差部

６・・・従来例によるコイル交差部

【図１】



【図２】



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 697

Patent Record Full View Friday, April 11 2014 THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP9298847A Working...

Bibliography

DWPI Title

Non-contacting battery charger for electronic device, communication apparatus e.g. cordless telephone set such as cellular phone has feedback circuit that converts AC voltage from leakage magnetic flux pick-up coil to DC voltage and feeds it to constant voltage circuit NE SYSTEM

Original Title

NON-CONTACT CHARGER

Assignee/Applicant

Standardized: **SONY CORP**

Original: SONY CORP

DWPI Assignee/Applicant

SONY CORP (SONY-C)

Inventor

CHIBA YOJI,

DWPI Inventor

CHIBA Y

Publication Date (Kind Code)

1997-11-18 (A)

DWPI Accession / Update

2009-K39892 / 200940

Application Number / Date

JP1996132646A / 1996-04-30

Priority Number / Date / Country

JP1996132646A / 1996-04-30 / JP

Abstract

DWPI Abstract

(JP9298847A_)

Novelty

The battery charger (1) includes an inverter (4) which converts a DC voltage obtained from a constant voltage circuit (3) into high frequency AC power, according to control signal from controller (5). The output

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 698

of the inverter is given to a magnetic field generation coil (L1). EMF is induced in coupling coil (L2) of mobile unit (10) due to the magnetic field generated by coil. A rectifier (11) rectifies the AC voltage output from coupling coil and supplies DC voltage to a charging circuit (12) which charges a battery (13). A pick-up coil (L3) picks up the leakage flux between the magnetic field generation coil and coupling coil. A feedback circuit (6) converts the AC voltage from pick-up coil to DC voltage and feeds it to the constant voltage circuit for turning on a LED.

Advantage

Improves AC-DC transformation efficiency.Reduces maximum allowable current value and loss.

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a non-contact charger whereby its conversion efficiency from an AC power into a DC power can be improved and both the maximum allowable current of its element and its loss can be reduced.

SOLUTION: In a non-contact charger 1, an inverter 4 converts a DC voltage fed from a constant-voltage circuit 3 into a high-frequency voltage according to the control of a control circuit 5 to generate a magnetic line of force by a magnetic-force generating coil L1. On the other hand, in a slave machine 10, a coupling coil L2 takes out a high-frequency power from the magnetic line of force of the foregoing magnetic-force generating coil L1 by an electromagnetic induction, and after rectifying the high-frequency power by a rectification circuit 11, a rectified DC voltage is fed to a charging circuit 12 to charge a battery 13 by the rectified DC voltage. Also, a pickup coil L3 takes out the leakage magnetic flux generated between the magnetic-force generating coil L1 and the coupling coil L2 to feed it to a feedback circuit 6. After the high-frequency power in response to the foregoing leakage magnetic flux is converted into a DC voltage, the feedback circuit 6 feeds back it to the constant-voltage circuit 3. A light emitting diode LED is lit by the DC voltage obtained from the leakage magnetic flux to indicating that the battery 13 is being charged.

COPYRIGHT: (C)1997, JPO&Japio

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **H02J 7/10** H01M 10/44 H01M 10/46 H02J 7/00 H02J 7/02 H02J 17/00 H04M 1/00

(6)

Current IPC	Invention	Version	Additional	Version
Full	H02J 7/02 H01M 10/44 H01M 10/46 H02J 7/00 H02J 7/10 H02J 17/00 H04M 1/00	20060101 20060101 20060101 20060101 20060101 20060101 20060101	-	-
Main Group	-	-	-	-
Subclass	-	-	-	-

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 699

ECLA

Y02E 60/12 Y02E 70/44

JP FI Codes

H01M 10/44 Q; H01M 10/46 ; H02J 7/00 301 D; H02J 7/02 U; H02J 7/10 R; H02J 17/00 B; H04M 1/00 N

JP F Terms

5G003: AA01; BA01; CA12; DA04; EA01; GB06; GB08

5G063

5G503; AA01; BA01; BB01; DA16; GB06; GB08

5H030: AA01; AA07; AS11; AS18; BB09; DD18; FF51

5K027: AA12; GG04

DWPI Class

U24 W01 X16

DWPI Manual Codes

DWPI Manual Codes

EPI Manual Codes: U24-H; W01-C01D1A; W01-C01E5A; X16-G

DWPI Chemistry Resource Numbers

DWPI Chemistry Resource Numbers

-

DWPI Registry Numbers

DWPI Registry Numbers

-

Plasdoc Punch Codes

Plasdoc Punch Codes

-

Plasdoc Key Serial Codes

Plasdoc Key Serial Codes

-

Enhanced Polymer Indexing

Enhanced Polymer Indexing

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 700

-

Chemical Fragment Codes

Chemical Fragment Codes

-

Legal Status

INPADOC Legal Status

Get Family Legal Status

Family

Family

INPADOC Family (1)

	Publication Number	Publication Date	Inventor	Assignee/Applicant	Title
	JP9298847A_	1997-11-18	CHIBA YOJI	SONY CORP	NON-CONTACT CHARGER

DWPI Family (1); Countries (1)

Publication	DWPI Update	Publication Date	IPC Code	Language
JP9298847A	200940	1997-11-18	H02J000710	Japanese
Local Applications: JP1996132646A filed 1996-04-30				

Claims

No Claims exist for this Record

Description

Drawing Description

Drawing Description

-

Description

Description

-

Citations

Citation *Record level*

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 701

Citing Patents (14)

	Publication Number	Publication Date	Application Date	Assignee/Applicant	Title
	EP2267865A2	2010-12-29	2010-06-22	PANASONIC ELEC WORKS CO LTD	Chargeable electric device
	JP05417941B2	2014-02-19	2009-03-31	FUJITSU LTD	-
	JP2010239838A	2010-10-21	2009-03-31	FUJITSU LTD	POWER TRANSMISSION APPARATUS
	US8461719B2	2013-06-11	2009-09-25	KESLER MORRIS P	Wireless energy transfer systems
	US8497601B2	2013-07-30	2010-04-26	HALL KATHERINE L	Wireless energy transfer converters
	US8542018B2	2013-09-24	2010-03-15	YOSHIKAWA HIROYASU	Power transmitting apparatus
	US8587153B2	2013-11-19	2009-12-14	SCHATZ DAVID A	Wireless energy transfer using high Q resonators for lighting applications
	US8618696B2	2013-12-31	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8629578B2	2014-01-14	2013-02-21	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer systems
	US8643326B2	2014-02-04	2011-01-06	CAMPANELLA ANDREW J	Tunable wireless energy transfer systems
	US8667452B2	2014-03-04	2012-11-05	WITRICITY CORP	Wireless energy transfer modeling tool
	US8669676B2	2014-03-11	2009-12-30	KARALIS ARISTEIDIS	Wireless energy transfer across variable distances using field shaping with magnetic materials to improve the coupling factor
	US8692412B2	2014-04-08	2010-03-30	WiTricity Corporation	Temperature compensation in a wireless transfer system
	WO2013020138A2	2013-02-07	2012-08-06	WITRICITY CORP	TUNABLE WIRELESS POWER ARCHITECTURES

Cited Patents (0)

Cited Non-patents (0)

DPCI Citation *Patent family level*

DPCI Citing Patents (4)

Publication Number	Accession Number	Publication Date	Application Date	DWPI Family Member(s)	Relevance	Source
EP2267864A2	2011-A11920	2010-12-29	2010-06-22	JP9298847A	-	1 (Applicant)
DWPI Title: Non-contact charger for charging rechargeable battery of e.g. handle portion of electric toothbrush has notification block utilizing power						

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 702

transmitted through electromagnetic induction between primary and auxiliary coils to activate LED **DWPI Assignee/Applicant:** MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD (MATW-C); PANASONIC ELECTRIC WORKS CO LTD (MATU-C) **DWPI Inventor:** KATSURA Y						
EP2267865A2	2011-A11835	2010-12-29	2010-06-22	JP9298847A	-	1 (Applicant)
DWPI Title: Chargeable electric device e.g. electric toothbrush handle portion has transistor that obstructs normal resonance in synchronism with control performed by other transistor to suppress charging current **DWPI Assignee/Applicant:** MATSUSHITA DENKI SANGYO KK (MATU-C); MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD (MATW-C); PANASONIC CORP (MATU-C); PANASONIC ELECTRIC WORKS CO LTD (MATU-C) **DWPI Inventor:** ASAKAWA K; ATSUSHI T; KATSURA Y; KOJI A; MIKIHIRO Y; SHIKI K; TAKAHASHI A; YAMASHITA M; YOSHINORI K						
US8542018B2	2010-M65432	2013-09-24	2010-03-15	JP9298847A	-	0 (Examiner)
DWPI Title: Power transmitting apparatus has power switching circuit selects either power accepted by power extracting coil or power transmitted from main power supply and transmits selected power to power supply coil **DWPI Assignee/Applicant:** FUJITSU LTD (FUIT-C) **DWPI Inventor:** YOSHIKAWA H						
WO2013020138A2	2013-B83908	2013-02-07	2012-08-06	JP9298847A	A	0 (Examiner)
DWPI Title: Tunable wireless system for transferring electrical energy between power supply and vehicle battery has rectifier control controlling switching characteristic and amplifier control providing fixed switching frequency to switching elements **DWPI Assignee/Applicant:** WITRICITY CORP (WITR-N) **DWPI Inventor:** HALL K L; KARALIS A; KESLER M P; PALLO N A						

DPCI Cited Patents (0)

DPCI Cited Non-patents (0)

Expand DPCI Citation Counts

DPCI Field of Search

-

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 703

DPCI Citing Patents Country

WO; EP; US

DPCI Cited Patents Country

-

Other

DWPI Title Terms

NON CONTACT BATTERY CHARGE ELECTRONIC DEVICE COMMUNICATE APPARATUS CORD TELEPHONE SET CELLULAR FEEDBACK CIRCUIT CONVERT AC VOLTAGE LEAK MAGNETIC FLUX PICK UP COIL DC FEED CONSTANT SYSTEM

Custom Fields

Test

-

Relevance

-

Product Name

-

Docket number

-

Notes

-

Copyright 2007-2014 THOMSON REUTERS

(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

特開平9－298847

(43)公開日　平成９年(1997)11月18日

(51)Int.Cl.[6]	識別記号	庁内整理番号	ＦＩ		技術表示箇所
Ｈ０２Ｊ　7/10			Ｈ０２Ｊ　7/10	Ｒ	
Ｈ０１Ｍ　10/44			Ｈ０１Ｍ　10/44	Ｑ	
10/46			10/46		
Ｈ０２Ｊ　7/00	３０１		Ｈ０２Ｊ　7/00	３０１Ｄ	
7/02			7/02	Ｕ	

審査請求　未請求　請求項の数３　ＦＤ　（全　４　頁）　最終頁に続く

(21)出願番号　特願平8－132646

(22)出願日　平成８年(1996)４月30日

(71)出願人　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番35号

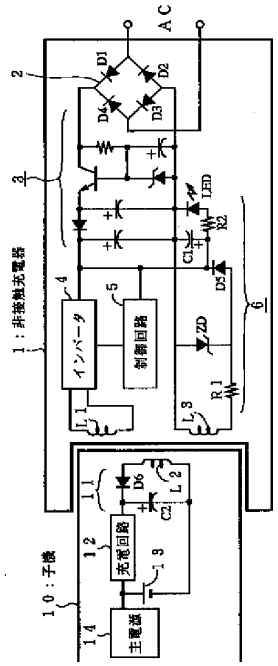
(72)発明者　千葉　洋治
東京都品川区北品川６丁目７番35号　ソニー株式会社内

(54)【発明の名称】　非接触充電器

(57)【要約】

【課題】　交流→直流への変換効率を向上でき、また、素子の最大許容電流値や損失を低減できる非接触充電器を提供する。

【解決手段】　非接触充電器１では、インバータ４が定電圧回路３からの直流電圧を、制御回路５の制御に従って高周波に変換し、磁力発生コイルＬ１で磁力線を発生させる。一方、子機１０では、結合コイルＬ２が電磁誘導により上記磁力発生コイルＬ１の磁力線から高周波電力を取り出し、整流回路１１により整流した後、充電回路１２に供給する。充電回路１２は、整流された直流電圧によりバッテリ１３を充電する。また、ピックアップコイルＬ３は、磁力発生コイルＬ１と結合コイルＬ２間における漏洩磁束を取り出し、フィードバック回路６に供給する。フィードバック回路６は、上記漏洩磁束に応じた高周波電力を直流電圧に変換した後、定電圧回路３にフィードバックする。発光ダイオードＬＥＤは、漏洩磁束から得られた直流電圧によって点灯し、充電中であることを表示する。



InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 705

【特許請求の範囲】
【請求項１】　電子機器のバッテリを充電する充電器であって、電子機器側に設けられた結合コイルに高周波電力を誘導する磁力発生コイルを有し、前記磁力発生コイルと前記結合コイル間の電磁誘導によって非接触で前記電子機器に充電電力を供給する非接触充電器において、前記磁力発生コイル近傍に配置され、前記磁力発生コイルと前記結合コイル間における漏洩磁束による高周波電力を取り出すピックアップコイルと、
前記ピックアップコイルによって取り出した高周波電力を定電圧制御回路系の電源としてフィードバックするフィードバック手段とを具備することを特徴とする非接触充電器。
【請求項２】　前記ピックアップコイルによって取り出した高周波電力によって点灯する表示手段を具備することを特徴とする請求項１記載の非接触充電器。
【請求項３】　前記フィードバック手段は、前記高周波電力を直流に変換する整流手段を具備することを特徴とする請求項１記載の非接触充電器。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】本発明は、コードレス電話機の子機等に内蔵されたバッテリを充電する通信機用非接触充電器に関する。
【０００２】
【従来の技術】近年、ＰＨＳやセルラ、または家庭で用いられるコードレス電話機等では、その使用環境から防水性が必須となっている。そこで、機構面で考えた場合、問題となるのが、充電用に設けられた、筐体外部に露出する充電器とのコンタクト用端子部であり、これを回避し、全体の防水性能を向上させるために、非接触充電方式が普及してきた。
【０００３】上記非接触充電器では、充電器側のインバータ回路で発生した高周波電力を磁力発生コイル（Ｌ１）に供給し、充電される電話機側に内蔵された結合用コイル（Ｌ２）によって上記高周波電力を電磁誘導により取り出し、整流した直流電圧によりバッテリを充電するようになっている。
【０００４】
【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の非接触充電器では、磁力発生コイル（Ｌ１）と結合用コイル（Ｌ２）の結合係数ｋがかなり小さいため、所定の電流で電話機側のバッテリを充電するためには、損失分も含めて、充電器で多大な電力が必要となり、商用交流電源から見た場合の交流→直流の変換効率を悪化させている。仮に、充電器にＡＣアダプタを接続するタイプであっても、直流電流をかなり必要とするため、アダプタそれ自体の定格容量をアップしなければならず、コストアップにつながるという問題があった。
【０００５】また、上述したように、充電器における電流が大となるため、電圧レギュレータを含めた制御素子の電流定格値を大きくしなければならず、コストアップにつながるという問題があた。また、ほとんどの充電器には、充電／非充電をユーザに認知させるために、例えば、スイッチング素子等によって制御されるＬＥＤ等の点灯装置が設けられているが、回路構成が複雑になるとともに、部品点数が増えるため、コストアップにつながるという問題があった。
【０００６】そこで本発明は、交流→直流への変換効率を向上させることができ、また、素子の最大許容電流値や損失を低減することができ、さらに、特別な回路を用いることなく、充電／非充電を表示できる非接触充電器を提供することを目的としている。
【０００７】
【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、この発明による非接触充電器は、電子機器のバッテリを充電する充電器であって、電子機器側に設けられた結合コイルに高周波電力を誘導する磁力発生コイルを有し、前記磁力発生コイルと前記結合コイル間の電磁誘導によって非接触で前記電子機器に充電電力を供給する非接触充電器において、前記磁力発生コイル近傍に配置され、前記磁力発生コイルと前記結合コイル間における漏洩磁束による高周波電力を取り出すピックアップコイルと、前記ピックアップコイルによって取り出した高周波電力を定電圧制御回路系の電源としてフィードバックするフィードバック手段とを具備することを特徴とする。
【０００８】
【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。
【０００９】Ａ．実施の形態
Ａ－１．実施の形態の構成
図１は本発明の実施の形態による非接触充電器と該非接触充電器で充電される電話機の子機の略構成を示す回路図であり、図２は、非接触充電器の断面図である。図において、非接触充電器１は、整流回路２、定電圧回路３、インバータ回路４、制御回路５、磁力発生コイルＬ１、ピックアップコイルＬ３、およびフィードバック回路６から構成されている。整流回路２は、ダイオードＤ１～Ｄ４からなるブリッジ回路より構成され、商用電源ＡＣを整流し、定電圧回路（レギュレータ）３に供給する。
【００１０】定電圧回路３は、整流された直流電圧を平滑化するとともに、所定電圧となるように制御し、インバータ回路４に供給する。インバータ回路４は、上記直流電圧を高周波に変換し、磁力発生コイルＬ１によって、磁力線を発生させる。制御回路５は、上記インバータ回路４を制御し、所定高周波を発生させる。ピックアップコイルＬ３は、磁力発生コイルＬ１と後述する子機側の結合コイルＬ１とによって電磁結合されなかった漏洩磁束を取り出し、フィードバック回路６に供給する。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 706

【００１１】フィードバック回路６は、抵抗器Ｒ１、ツェナーダイオードＺＤ、ダイオードＤ５、コンデンサＣ１、抵抗器Ｒ２、発光ダイオードＬＥＤから構成されており、上記漏洩磁束をダイオードＤ５により直流電圧に変換した後、コンデンサＣ１により平滑化し、定電圧回路３にフィードバックするとともに、抵抗器Ｒ２、発光ダイオードＬＥＤを点灯させる。したがって、充電中の間は、ピックアップコイルＬ３によって漏洩磁束が取り出されるので、発光ダイオードＬＥＤが点灯することになる。また、漏洩した分の電力は、直流電圧源に供給することで、交流（ＡＣ）→直流（ＤＣ）への変換効率を向上させることができる。

【００１２】一方、子機（ハンドセット）１０は、結合コイルＬ２、整流回路１１、充電回路１２、バッテリ１３、主電源回路１４を備えている。結合コイルＬ２は、上記非接触充電器１の磁力発生コイルＬ１に対して電磁誘導により結合し、高周波電力を取り出し、整流回路１１に供給する。整流回路１１は、ダイオードＤ６およびコンデンサＣ２から構成されており、ダイオードＤ６により上記高周波電力を整流し、コンデンサＣ２で平滑化した後、充電回路１２に供給する。充電回路１２は、上記直流電圧によりバッテリを１３を充電する。主電源回路１４は、バッテリ１３の出力電圧から図示しない通信関連の回路を駆動するための駆動電圧を生成し、各部に供給する。

【００１３】上述した磁力発生コイルＬ１およびピックアップコイルＬ３は、図２に示すように、子機１０が充電時に非接触充電器１に載置される面の内側に同心円状に配置されている。また、結合コイルＬ２も同様に、図２に示すように、上記磁力発生コイルＬ１に対向するように、同心円状に配置されている。

【００１４】Ｂ．実施の形態の動作

次に、上述した非接触充電器の動作について説明する。非接触充電器１では、商用電力ＡＣが整流回路２により直流電圧に変換され、定電圧回路３により所定電圧に制御された後、インバータ４に供給される。該直流電圧は、インバータ４により、制御回路５の制御の従って高周波に変換され、磁力発生コイルＬ１に供給される。この結果、磁力発生コイルＬ１からは磁力線が発生する。一方、子機１０では、結合コイルＬ２によって電磁誘導により上記磁力発生コイルＬ１の磁力線から高周波電力が取り出される。該高周波電力は、整流回路１１により整流された後、充電回路１２に供給される。充電回路１２では、整流された直流電圧によりバッテリ１３が充電される。

【００１５】上記充電動作において、磁力発生コイルＬ１と結合コイルＬ２間で結合しきなかった漏洩磁束がピックアップコイルＬ３によって取り出され、フィードバック回路６に供給される。上記漏洩磁束に応じた高周波電力は、フィードバック回路６のダイオードＤ５によって整流され、コンデンサＣ１により平滑化されて、定電圧回路３にフィードバックされる。このとき、発光ダイオードＬＥＤが点灯することで、充電中であることが表示される。

【００１６】このように、上述した実施の形態では、非接触充電器１にピックアップコイルＬ３を設け、該ピックアップコイルＬ３で取りだした漏洩磁束に応じた高周波電力を、フィードバック回路６によって直流電圧に変換した後、直流電圧源にフィードバックすることにより、非接触充電器１における交流（ＡＣ）→直流（ＤＣ）への変換効率を向上させることができる。また、ピックアップコイルＬ３によって取り出され、漏洩磁束に応じた直流電圧によって点灯する発光ダイオードＬＥＤを設けることにより、特別なスイッチング素子を用いることなく、充電中であることを表示することができる。また、漏洩磁束に応じた電力を直流電圧源にフィードバックすることにより、例えば、定電圧回路の素子の供給電流を削減することができるので、同一電源で同等の磁力線を発生させる場合、素子の最大許容電流値や損失を低めに設定でき、コストダウンを図ることができる。

【００１７】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、電子機器のバッテリを充電する充電器であって、電子機器側に設けられた結合コイルに高周波電力を誘導する磁力発生コイルを有し、前記磁力発生コイルと前記結合コイル間の電磁誘導によって非接触で前記電子機器に充電電力を供給する非接触充電器において、前記磁力発生コイル近傍に配置され、前記磁力発生コイルと前記結合コイル間における漏洩磁束による高周波電力を取り出すピックアップコイルと、前記ピックアップコイルによって取り出した高周波電力を定電圧制御回路系の電源としてフィードバックするフィードバック手段とを具備するようにしたことにより、交流→直流への変換効率を向上させることができ、また、素子の最大許容電流値や損失を低減することができるという利点が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施の形態による非接触充電器と該非接触充電器により充電される子機（ハンドセット）の略構成を示す回路図である。

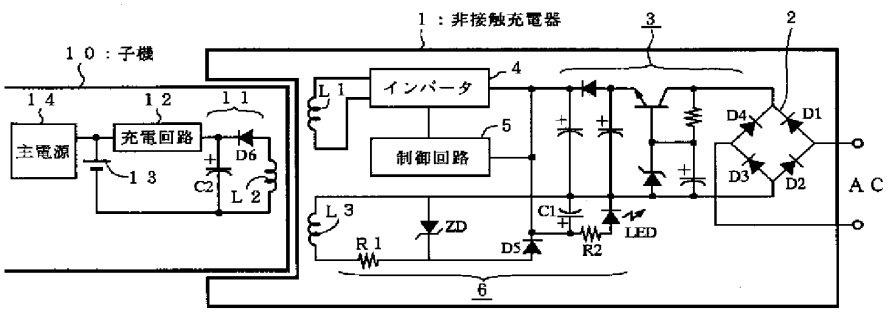
【図２】非接触充電器と該非接触充電器により充電される子機（ハンドセット）の断面図である。

【符号の説明】

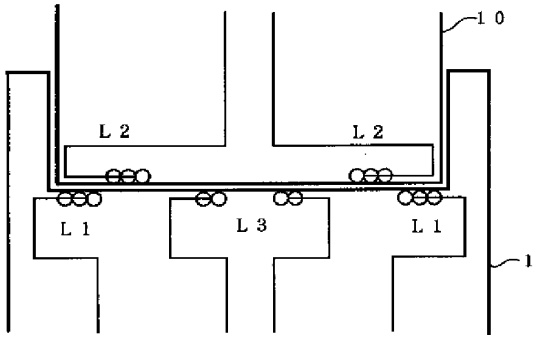
１……非接触充電器、２……整流回路、３……定電圧回路、４……インバータ回路、５……制御回路、６……フィードバック回路（フィードバック手段）、１０……子機、１１……整流回路、１２……充電回路、１３……バッテリ、１４……主電源回路、Ｌ１……磁力発生コイル、Ｌ２……結合コイル、Ｌ３……ピックアップコイル、Ｄ５……ダイオード（整流手段）、ＬＥＤ……発光ダイオード（表示手段）。

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 707

【図１】



【図２】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.[6]	識別記号	庁内整理番号	ＦＩ		技術表示箇所
Ｈ０２Ｊ　17/00			Ｈ０２Ｊ　17/00	Ｂ	
Ｈ０４Ｍ　1/00			Ｈ０４Ｍ　1/00	Ｎ	

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 708

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau

(43) International Publication Date
22 February 2007 (22.02.2007)

PCT

(10) International Publication Number
WO 2007/020583 A2

(51) International Patent Classification: Not classified

(21) International Application Number:
PCT/IB2006/052783

(22) International Filing Date: 11 August 2006 (11.08.2006)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
11/204,820 16 August 2005 (16.08.2005) US

(71) Applicant *(for all designated States except US)*: **ACCESS BUSINESS GROUP INTERNATIONAL LLC** [US/US]; 7575 Fulton Street East, Ada, MI 49355 (US).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants *(for US only)*: **BAARMAN, David, W** [US/US]; 6414 - 127th Avenue, Fennville, MI 49408 (US). **STIEN, Nathan, P.** [US/US]; 127 East Hines Place, Apt. B4, Peoria, IL 61614 (US). **BACHMAN, Wesley, J.** [US/US]; 48 Sugar Creek Hills, Auburn, IL 62615 (US). **LORD, John, James** [US/US]; 3106 Hazlett Road, Springfield, IL 62707 (US).

(74) Agents: **WOOD, J., Ray** et al.; Warner Norcross & Judd LLP, 900 Fifth Third Center, 111 Lyon Street, N.W., Grand Rapids, MI 49503-2487 (US).

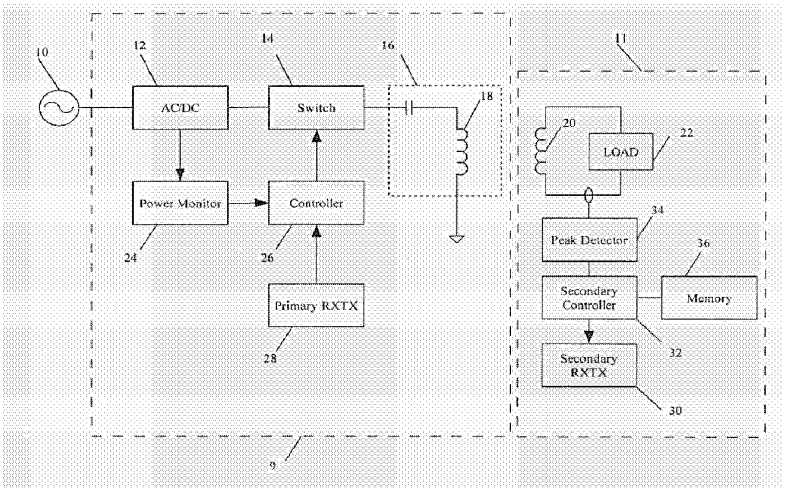
(81) Designated States *(unless otherwise indicated, for every kind of national protection available)*: AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States *(unless otherwise indicated, for every kind of regional protection available)*: ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:
— *without international search report and to be republished upon receipt of that report*

[Continued on next page]

(54) Title: INDUCTIVE POWER SUPPLY, REMOTE DEVICE POWERED BY INDUCTIVE POWER SUPPLY AND METHOD FOR OPERATING SAME



(57) Abstract: An inductive power supply includes a transceiver for sending information between the remote device and the inductive power supply. The remote device determines the actual voltage and then sends a command to the inductive power supply to change the operating frequency if the actual voltage is different from the desired voltage. In order to determine the actual voltage, the remote device determines a peak voltage and then applies a correction factor.

WO 2007/020583 A2

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

INDUCTIVE POWER SUPPLY, REMOTE DEVICE POWERED BY INDUCTIVE POWER SUPPLY AND METHOD FOR OPERATING SAME

BACKGROUND OF THE INVENTION

The invention relates to inductive power supplies, and more specifically to a configuration for inductively powering a load based on the power requirement of that load.

Inductively powered remote devices are very convenient. An inductive power supply provides power to a device without direct physical connection. In those devices using inductive power, the device and the inductive power supply are typically designed so that the device works only with one particular type of inductive power supply. This requires that each device have a uniquely designed inductive power supply.

It would be preferable to have an inductive power supply capable of supplying power to a number of different devices.

SUMMARY OF THE INVENTION

The foregoing deficiencies and other problems presented by conventional inductive charging are resolved by the inductive charging system and method of the present invention.

According to one embodiment, an inductive power supply is comprised of a switch operating at a frequency, a primary energized by the switch, a primary transceiver for receiving frequency change information from a remote device; and a controller for changing the frequency in response to the frequency change information.

According to a second embodiment, a remote device capable of energization by an inductive power supply is comprised of a secondary, a load, a secondary controller for determining the actual voltage across the load; and a secondary transceiver for sending frequency adjustment instructions to the inductive power supply.

According to yet another embodiment, a method of operating an inductive power supply is comprised of energizing a primary at an initial frequency, polling a remote device; and if there is no response from the remote device, turning off the primary.

According to yet another embodiment, a method of operating a remote device, the remote device having a secondary for receiving power at an operating frequency from an inductive

power supply and powering a load, is comprised of comparing a desired voltage with an actual voltage; and sending an instruction to the inductive power supply to correct the actual voltage.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 shows a system for inductively powering a remote device.

FIG. 2 is a look-up table for use by the system.

FIG. 3 is a flow chart for the operation of secondary controller.

FIG. 4 is a flow chart for the operation of a primary controller.

DETAILED DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 shows a system for inductively powering a remote device. AC (alternating current) power supply 10 provides power to inductive power supply 9. DC (direct current) power supply 12 converts AC power to DC power. Switch 14 in turn operates to convert the DC power to AC power. The AC power provided by switch 14 then powers tank circuit 16.

Switch 14 could be any one of many types of switch circuits, such as a half-bridge inverter, a full-bridge inverter, or any other single transistor, two transistor or four transistor switching circuits. Tank circuit 16 is shown as a series resonant tank circuit, but a parallel resonant tank circuit could also be used. Tank circuit 16 includes primary 18. Primary 18 energizes secondary 20, thereby supplying power to load 22. Primary 18 is preferably air-core or coreless.

Power monitor 24 senses the voltage and current provided by DC power supply 12 to switch 14. The output of power monitor 24 is provided to primary controller 26. Primary controller 26 controls the operation of switch 14 as well as other devices. Primary controller 26 can adjust the operating frequency of switch 14 so that switch 14 can operate over a range of frequencies. Primary transceiver 28 is a communication device for receiving data communication from secondary transceiver 30. Secondary controller 32 senses the voltage and current provided to load 22.

Primary transceiver 28 could be any of a myriad of wireless communication devices. It could also have more than one mode of operation so as accommodate different

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 712

secondary transceivers. For example, primary transceiver 28 could allow RFID, IR, 802.11(b), 802.11(g), cellular, or Bluetooth communication.

Primary controller 26 performs several different tasks. It periodically polls power monitor 24 to obtain power information. Primary controller 26 also monitors transceiver 28 for communication from secondary transceiver 30. If controller 26 is not receiving communication from secondary transceiver 30, controller 26 periodically enables the operation of switch 14 for a brief period of time in order to provide sufficient power to any secondary to allow secondary transceiver 30 to be energized. If a secondary is drawing power, then controller 26 controls the operation of switch 14 in order to insure efficient power transfer to load 22, as described in more detail below. Controller 26 is also responsible for routing data packets through primary transceiver 28, as discussed in more detail below. According to one embodiment, controller 26 directs switch 14 to provide power at 30-100 kilohertz (kHz). According to this embodiment, Controller 26 is clocked at 36.864 megahertz (MHz) to provide acceptable frequency resolution while also performing the tasks described above.

Power monitor 24 monitors the AC input current and voltage. Power monitor 24 calculates the mean power consumed by the device. It does so by multiplying instantaneous voltage and current samples to approximate the power consumed. Power monitor 24 also calculates RMS (Root Mean Square) voltage and current, current cresting factor and other diagnostic values. Because the current is non-sinusoidal, the effective power consumed generally differs from the apparent power ($V^{rms} * I^{rms}$).

To increase the accuracy of the power consumption calculation, current samples can be multiplied with values interpolated from the voltage samples. Each voltage/current product is integrated and held for one full AC cycle. It is then divided by the sample rate to obtain the average power over one cycle. After one cycle, the process is repeated.

Power monitor 24 could be a specially designed chip or the power monitor 24 could be a controller with attendant supporting circuitry.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 713

According to the illustrated embodiment, power monitor 24 references its ground with respect to the neutral side of the AC power line, while primary controller 26 and switch 14 reference a ground based on their own power supply circuitry. As a consequence, the serial link between power monitor 24 and primary controller 26 is bidirectionally optoisolated.

Secondary controller 32 is powered by secondary 20. Secondary 20 is preferably air-core or coreless. Secondary controller 32 may have less computational ability than power monitor 24. Secondary controller 32 monitors the voltage and current with reference to secondary 20, and compares the monitored voltage or current with the target voltage or current required by load 22. The target voltage or current is stored in memory 36. Memory 36 is preferably non-volatile so that the information is not lost at power off. Secondary 32 also requests appropriate changes in the operating frequency of switch 14 by primary controller 26 by way of secondary transceiver 30.

Secondary controller 32 monitors waveforms with a frequency of around 40 KHz (kilohertz). Secondary controller 32 could perform the task of monitoring the waveforms in a manner similar to that of power monitor 24. If so, then peak detector 34 would be optional.

Peak detector 34 determines the peak voltage across secondary 24, load 22 or across any other component within remote device 11.

If secondary controller 32 has insufficient computing power to perform instantaneous current and voltage calculations, then a lookup table could be provided in memory 36. The lookup table includes correction factors indexed by the drive frequency and applied to the voltage observed by peak detector 34 to obtain the actual voltage across secondary 20. Memory 36 could be a 128-byte array in an EEPROM memory of 8-bit correction factors. The correction factors are indexed by the frequency of the current. Secondary controller 32 receives the frequency from controller 26 by way of primary RXTX 28. Alternatively, if secondary controller 32 had more computational ability, it could calculate the frequency. Memory 36 also contains the minimum power consumption information for remote device 11.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 714

The correction factors are unique for each load. For example, an MP3 player acting as a remote device would have different correction factors than an inductively powered light or an inductive heater. In order to obtain the correction factors, the remote device would be characterized. Characterization consists of applying an AC voltage and then varying the frequency. The true RMS voltage is then obtained by using a voltmeter or oscilloscope. The true RMS voltage is then compared with the peak voltage in order to obtain the correction factor. The correction factors for each frequency is then stored in memory 36. One type of correction factor found to be suitable is a multiplier. The multiplier is found by dividing the true RMS voltage with the peak voltage.

FIG. 2 is a table showing the correction factors for a specific load. When using a PIC18F microcontroller, the PR2 register is used to control the period of the output voltage, and thereby the frequency of the output voltage. The correction factors can range from 0 to 255. The correction factor within the table are 8-bit fixed-point fractions. In order to access the correction factor, the PR2 register for the PIC18F microcontroller is read. The least significant bit is discarded, and that value is then used to retrieve the appropriate correction factor.

It has been found to be effective to match the correction factor with the period. As is well known, the period is the inverse of frequency. Since many microcontrollers such as the PIC18F have a PWM (pulse width modulated) output where the period of the output is dictated by a register, then the lookup table is indexed by the period of the PWM output.

Secondary transceiver 30 could be any of many different types of wireless transceivers, such as an RFID (Radio Frequency Identification), IR (Infra-red), Bluetooth, 802.11(b), 802.11(g), or cellular. If secondary transceiver 30 were an RFID tag, secondary transceiver 30 could be either active or passive in nature.

FIG. 3 shows a flow chart for the operation of secondary controller 32. The peak voltage is read by peak detector 34. Step 100. The frequency of the circuit is then obtained by secondary controller 32 either from controller 26 or by computing the frequency itself. Step 102. The frequency is then used to retrieve the correction factor from memory 36. Step 104. The

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 715

correction factor is then applied to the peak voltage output from peak detector 34 to determine the actual voltage. Step 106.

The actual voltage is compared with the desired voltage stored in memory 36. If the actual voltage is less than a desired voltage, then an instruction is sent to the primary controller to decrease the frequency. Steps 110, 112. If the actual voltage is greater than the desired voltage, then an instruction is sent to the primary controller to increase the frequency. Steps 114, 116.

This change in frequency causes the power output of the circuit to change. If the frequency is decreased so as to move the resonant circuit closer to resonance, then the power output of the circuit is increased. If the frequency is increased, the resonant circuit moves farther from resonance, and thus the output of the circuit is decreased.

Secondary controller 32 then obtains the actual power consumption from primary controller 26. Step 117. If the actual power consumption is less than the minimum power consumption for the load, then controller disables the load and the components enter a quiescent mode. Steps 118, 120.

FIG. 4 is a flow chart for operation of primary controller 26. Primary 18 is energized at a probe frequency. Step 200. The probe frequency could be preset or it could be determined based upon any prior communication with a remote device. According to this embodiment, load 32 periodically writes the operating frequency to memory 36. If secondary 20 is de-energized, and subsequently re-energized, secondary controller retrieves the last recorded operating frequency from memory 36 and transmits that operating frequency to primary controller 26 by way of secondary RXTX 30 and primary RXTX 28. The probe frequency should be such that secondary transceiver 30 would be energized.

The secondary transceiver 30 is then polled. Step 202. The system then waits for a reply. Step 204. If no reply is received, then primary 18 is turned off. Step 206. After a predetermined time, the process of polling the remote device occurs again.

If a reply is received from secondary transceiver 30, then the operating parameters are received from secondary controller 32. Step 208. Operating parameters include, but are not

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 716

limited to initial operating frequency, operating voltage, maximum voltage, and operating current, operating power. Primary controller 26 then enables switch 14 to energize primary 18 at the initial operating frequency. Step 210. Primary controller 26 sends power information to secondary controller 32. Step 212. Primary 18 energizes secondary 20. Primary controller 26 then polls secondary controller 32. Step 214.

If primary controller 26 gets no reply or receives an "enter quiescent mode" command from secondary controller 32, the switch 14 is turned off (step 206), and the process continues from that point.

If primary controller 26 receives a reply, then primary controller 26 extracts any frequency change information from secondary controller 32. Step 218. Primary controller 26 then changes the frequency in accordance with the instruction from secondary controller 32. Step 220. After a delay (step 222), the process repeats by primary controller 26 sending information to secondary controller 32. Step 212.

The above description is of the preferred embodiment. Various alterations and changes can be made without departing from the spirit and broader aspects of the invention as defined in the appended claims, which are to be interpreted in accordance with the principles of patent law including the doctrine of equivalents. Any references to claim elements in the singular, for example, using the articles "a," "an," "the," or "said," is not to be construed as limiting the element to the singular.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 717

CLAIMS

The embodiments of the invention in which an exclusive property or privilege is claimed are defined as follows:

1. An inductive power supply comprising:

a switch operating at a frequency;

a primary energized by the switch;

a primary transceiver for receiving frequency change information from a remote device; and

a controller for changing the frequency in response to the frequency change information.

2. The inductive power supply of claim 1 further comprising:

a power monitor for determining power consumption information by the inductive power supply.

3. The inductive power supply of claim 2 where the primary transceiver sends the power consumption information to the remote device.

4. The inductive power supply of claim 3 further comprising a tank circuit where the primary is part of the tank circuit.

5. The inductive power supply of claim 4 where the tank circuit is a series resonant tank circuit.

6. The inductive power supply of claim 4where the tank circuit is a parallel resonant tank circuit.

7. A remote device capable of energization by an inductive power supply comprising:

a secondary;

a load;

a secondary controller for determining the actual voltage across the load; and

a secondary transceiver for sending frequency adjustment instructions to the inductive power supply.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 718

8. The remote device of claim 7 further comprising:

a peak detector.

9. The remote device of claim 8 where the secondary controller determines the actual voltage across the load from a peak detector output.

10. The remote device of claim 9 further comprising:

a memory containing a database, the database having a plurality of values indicative of the actual voltage, the database indexed by the peak detector output.

11. The remote device of claim 10 where the database is also indexed by an operating frequency.

12. The remote device of claim 11 where the memory contains a minimum power consumption.

13. The remote device of claim 12 further comprising a secondary transceiver.

14. The remote device of claim 13 where the secondary transceiver is capable of receiving power consumption information from the inductive power supply and the secondary controller compares the power consumption information with the minimum power consumption.

15. A method of operating an inductive power supply comprising:

energizing a primary at an initial frequency;

polling a remote device; and

if there is no response from the remote device, turning off the primary.

16. The method of operating an inductive supply of claim 15 further comprising:

if there is a response from the remote device, then obtaining an operating frequency from the remote device; and

energizing the primary at the operating frequency.

17. The method of operating an inductive supply of claim 16 further comprising:

receiving frequency change information from the remote device; and

changing the operating frequency based upon the frequency change information.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 719

18. The method of operating an inductive supply of claim 17 further comprising:

receiving from the remote device a quiescent mode instruction; and

turning off the primary in response to the quiescent mode instruction.

19. The method of operating an inductive supply of claim 18 further comprising:

determining a consumed power by the primary; and

transmitting the consumed power to the remote device.

20. A method of operating a remote device, the remote device having a secondary for receiving power at an operating frequency from an inductive power supply and powering a load, comprising:

comparing a desired voltage with an actual voltage; and

sending an instruction to the inductive power supply to correct the actual voltage.

21. The method of operating a remote device of claim 20 where the actual voltage and desired voltage are with reference to a voltage across the secondary.

22. The method of operating a remote device of claim 21 where the instruction is a command to the inductive power supply to change the operating frequency.

23. The method of operating a remote device of claim 22 where the step of comparing a desired voltage with an actual voltage further comprises:

reading a peak voltage.

24. The method of operating a remote device of claim 22 where the step of comparing a desired voltage with an actual voltage further comprises:

retrieving from memory a correction factor; and

applying the correction factor to the peak voltage to obtain the actual voltage.

25. The method of operating a remote device of claim 22 where the step of comparing applying the correction factor comprising multiplying the peak voltage by the correction factor.

26. The method of operating a remote device of claim 23 further comprising:

if the actual voltage is greater than desired voltage, then the command to the inductive power supply includes an instruction to increase the operating frequency.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 720

27. The method of operating a remote device of claim 23 further comprising:

if the actual voltage is less than desired voltage, then the command to the inductive power supply includes an instruction to decrease the operating frequency.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 721

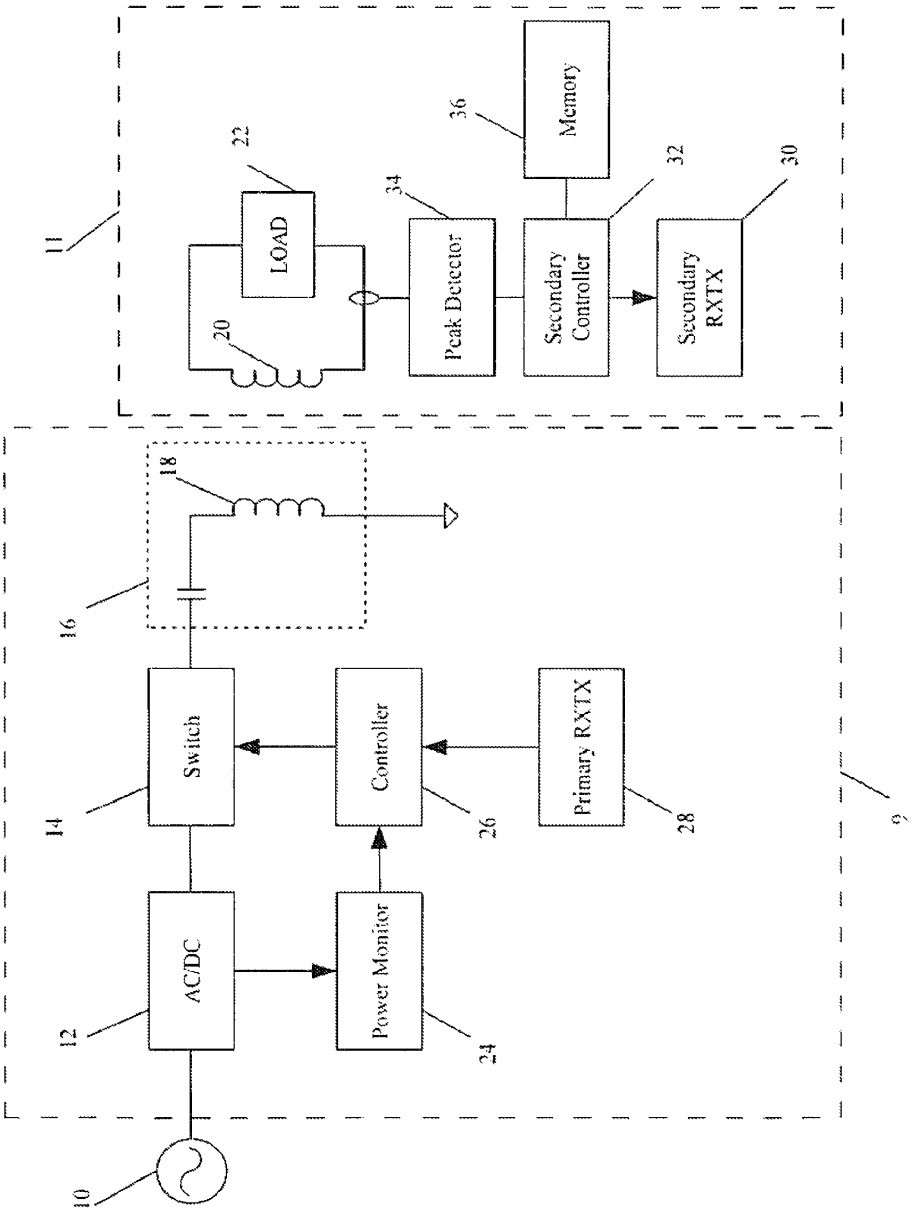


FIG. 1

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 722

CORRECTION FACTOR INDEXED BY PR2

(Light Bulb)

PR2	CF
1	174
2	174
3	174
4	174
5	174
6	174
7	174
8	174
9	174
10	174
11	174
12	174
13	174
14	174
15	174
16	174
17	174
18	174
19	174
20	174
21	174
22	174
23	174
24	174
25	174
26	174

PR2	CF
27	174
28	174
29	174
30	174
31	174
32	174
33	174
34	174
35	174
36	174
37	174
38	174
39	174
40	174
41	174
42	174
43	174
44	174
45	174
46	174
47	174
48	174
49	174
50	174
51	174
52	174

PR2	CF
53	174
54	174
55	174
56	174
57	174
58	174
59	174
60	174
61	174
62	174
63	174
64	174
65	174
66	174
67	174
68	174
69	174
70	174
71	174
72	174
73	175
74	175
75	176
76	176
77	177
78	179

PR2	CF
79	180
80	180
81	181
82	182
83	183
84	184
85	185
86	186
87	188
88	189
89	189
90	190
91	192
92	194
93	196
94	197
95	198
96	199
97	200
98	200
99	199
100	199
101	199
102	199
103	199
104	199

PR2	CF
105	199
106	199
107	199
108	199
109	199
110	199
111	199
112	199
113	199
114	199
115	199
116	199
117	199
118	199
119	199
120	199
121	199
122	199
123	199
124	199
125	199
126	199
127	199
128	199

FIG. 2

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 723

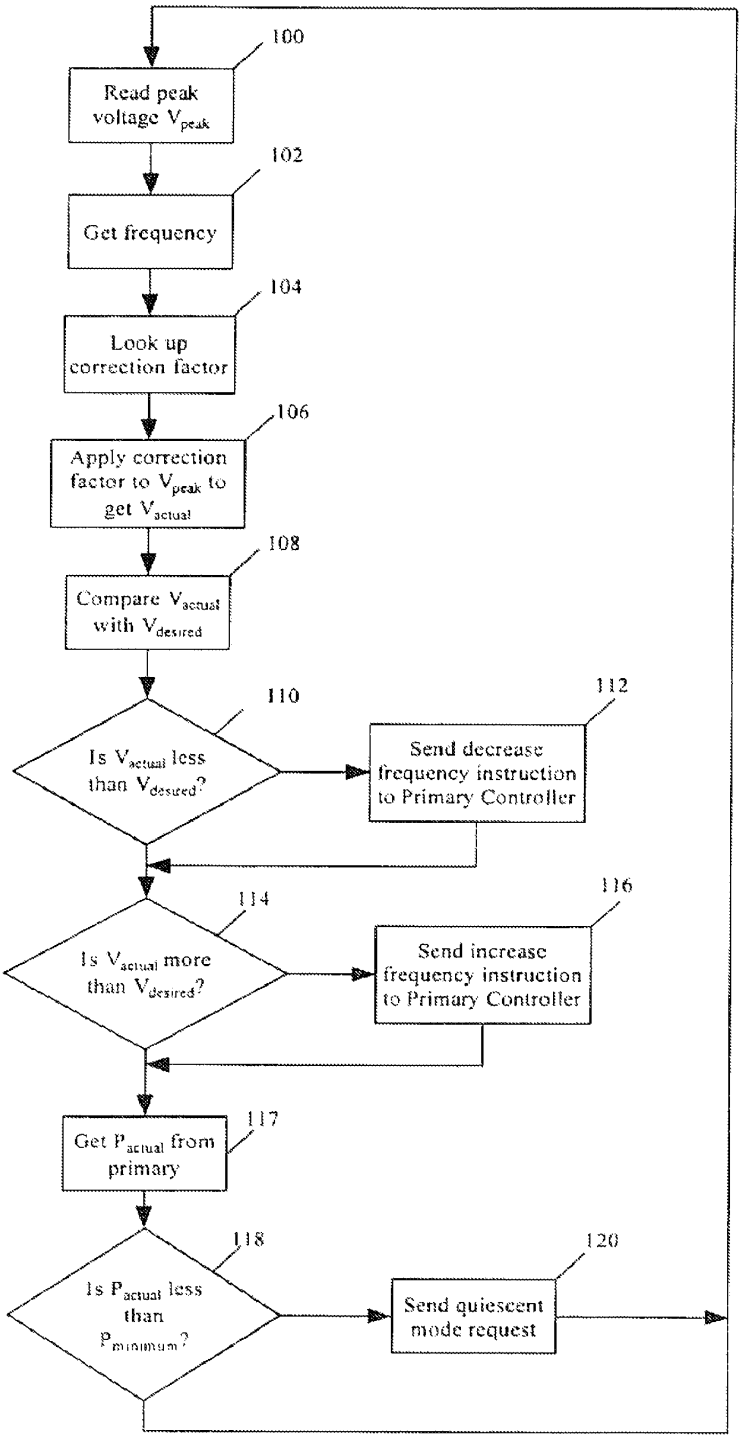


FIG. 3

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 724

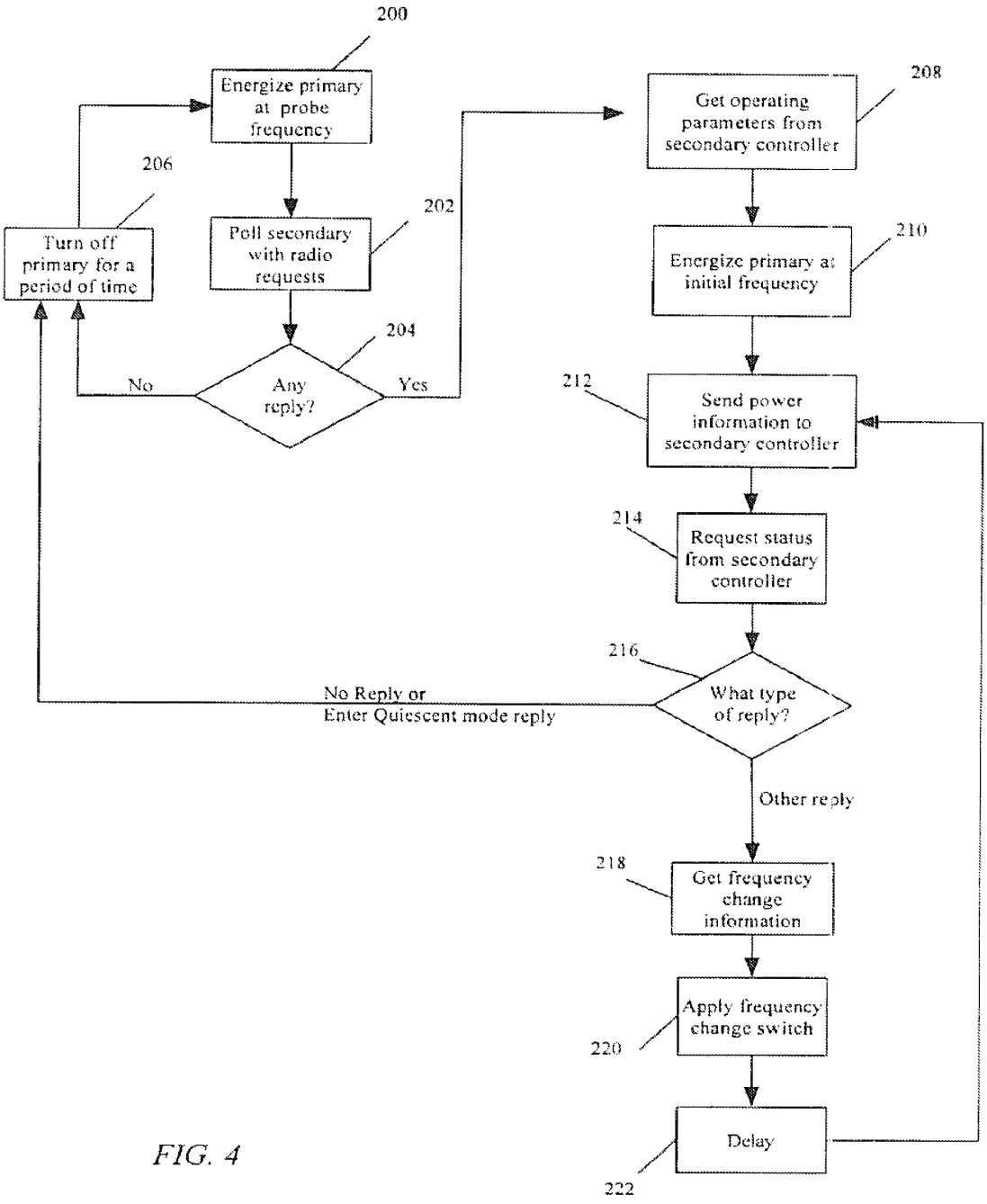


FIG. 4

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 725

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau

(43) International Publication Date
22 February 2007 (22.02.2007)

PCT

(10) International Publication Number
WO 2007/020583 A3

(51) International Patent Classification:
H02J 5/00 (2006.01)

(21) International Application Number:
PCT/IB2006/052783

(22) International Filing Date: 11 August 2006 (11.08.2006)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
11/204,820 16 August 2005 (16.08.2005) US

(71) Applicant *(for all designated States except US)*: **ACCESS BUSINESS GROUP INTERNATIONAL LLC** [US/US]; 7575 Fulton Street East, Ada, MI 49355 (US).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants *(for US only)*: **BAARMAN, David, W** [US/US]; 6414 - 127th Avenue, Fennville, MI 49408 (US). **STIEN, Nathan, P.** [US/US]; 127 East Hines Place, Apt. B4, Peoria, IL 61614 (US). **BACHMAN, Wesley, J.** [US/US]; 48 Sugar Creek Hills, Auburn, IL 62615 (US). **LORD, John, James** [US/US]; 3106 Hazlett Road, Springfield, IL 62707 (US).

(74) Agents: **WOOD, J., Ray** et al.; Warner Norcross & Judd LLP, 900 Fifth Third Center, 111 Lyon Street, N.W., Grand Rapids, MI 49503-2487 (US).

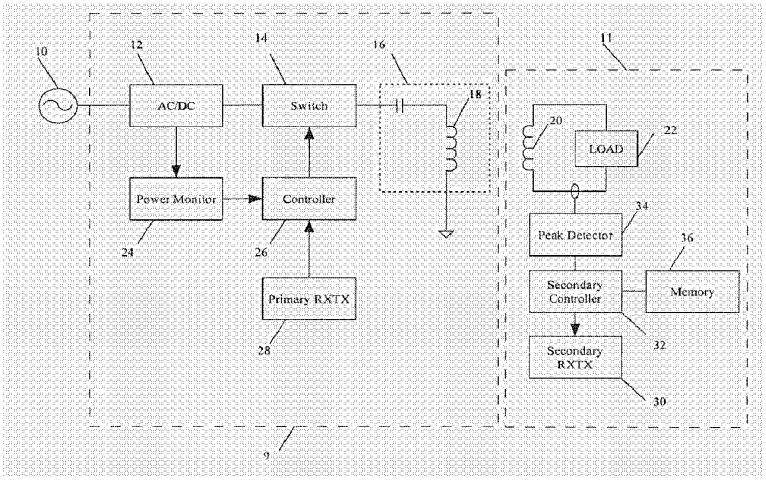
(81) Designated States *(unless otherwise indicated, for every kind of national protection available)*: AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States *(unless otherwise indicated, for every kind of regional protection available)*: ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:
— *with international search report*
— *before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments*

[Continued on next page]

(54) **Title:** INDUCTIVE POWER SUPPLY, REMOTE DEVICE POWERED BY INDUCTIVE POWER SUPPLY AND METHOD FOR OPERATING SAME



(57) **Abstract:** An inductive power supply (9) includes a transceiver (28) for sending information between the remote device (11) and the inductive power supply. The remote device determines the actual voltage and then sends a command to the inductive power supply to change the operating frequency if the actual voltage is different from the desired voltage. In order to determine the actual voltage, the remote device determines a peak voltage (34) and then applies a correction factor.

WO 2007/020583 A3

(88) Date of publication of the international search report:
3 January 2008

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/IB2006/052783

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H02J5/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2005/007067 A1 (BAARMAN DAVID W [US] ET AL) 13 January 2005 (2005-01-13) figures 7-9 paragraphs [0023], [0027] paragraphs [0029] - [0037] paragraphs [0040], [0041] paragraphs [0044], [0045] paragraphs [0047] - [0049] paragraphs [0053], [0054], [0056] paragraphs [0059] - [0061]	1-19
X	US 2003/214821 A1 (GIANNOPOULOS DEMETRI [US] ET AL) 20 November 2003 (2003-11-20) figure 1 paragraphs [0016], [0020], [0021], [0026]	1,7-9, 20-27

-/--

[X] Further documents are listed in the continuation of Box C.

[X] See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
16 October 2007	31/10/2007

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL – 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Le Chenadec, Hervé

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/IB2006/052783

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2002/089305 A1 (PARK SANG-KYU [KR] ET AL) 11 July 2002 (2002-07-11) figure 2	1,7-9
X	US 6 184 651 B1 (FERNANDEZ JOSE M [US] ET AL) 6 February 2001 (2001-02-06) figures 2,3 column 4, line 10 - line 20 column 4, line 47 - line 54 column 5, line 62 - line 66 column 6, line 3 - line 17 column 6, line 50 - line 65 column 7, line 3 - line 6	1,7-9
A		18,19
A	US 4 924 171 A (BABA FUJIO [JP] ET AL) 8 May 1990 (1990-05-08) figure 3	8,9,23
A	"PS402-01XX Single Chip Battery Manager - Nickel Chemistries" 2003, MICROCHIP TECHNOLOGY INC. , XP002455122 pages 2,3,5-6 page 16	10-12

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 729

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No
PCT/IB2006/052783

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2005007067 A1	13-01-2005	US 2005122058 A1	09-06-2005
		US 2005122059 A1	09-06-2005
		US 2005127849 A1	16-06-2005
		US 2005127850 A1	16-06-2005
US 2003214821 A1	20-11-2003	AU 2003230103 A1	02-12-2003
		CN 1653670 A	10-08-2005
		EP 1506606 A1	16-02-2005
		WO 03098773 A1	27-11-2003
		JP 2005526474 T	02-09-2005
US 2002089305 A1	11-07-2002	KR 20020057468 A	11-07-2002
US 6184651 B1	06-02-2001	NONE	
US 4924171 A	08-05-1990	JP 1206853 A	21-08-1989
		JP 2597623 B2	09-04-1997

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau

(43) International Publication Date
19 April 2007 (19.04.2007)

PCT

(10) International Publication Number
WO 2007/042952 A1

(51) International Patent Classification:
A61B 5/117 (2006.01)

(21) International Application Number:
PCT/IB2006/053299

(22) International Filing Date:
14 September 2006 (14.09.2006)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
60/725,148 7 October 2005 (07.10.2005) US

(71) Applicant *(for all designated States except US)*: **KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS, N.V.** [NL/NL]; Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL).

(71) Applicant *(for AE only)*: **U.S. PHILIPS CORPORATION** [US/US]; 1251 Avenue of the Americas, New York, NY 10020 (US).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants *(for US only)*: **AKKERMANS, Ton, H.** [NL/NL]; Gareel 27, NL-5502 SB Veldhoven (NL). **SCHOBBEN, Daniel** [NL/NL]; Leeuwenbeklaan 6, NL-5582 CC Waalre (NL).

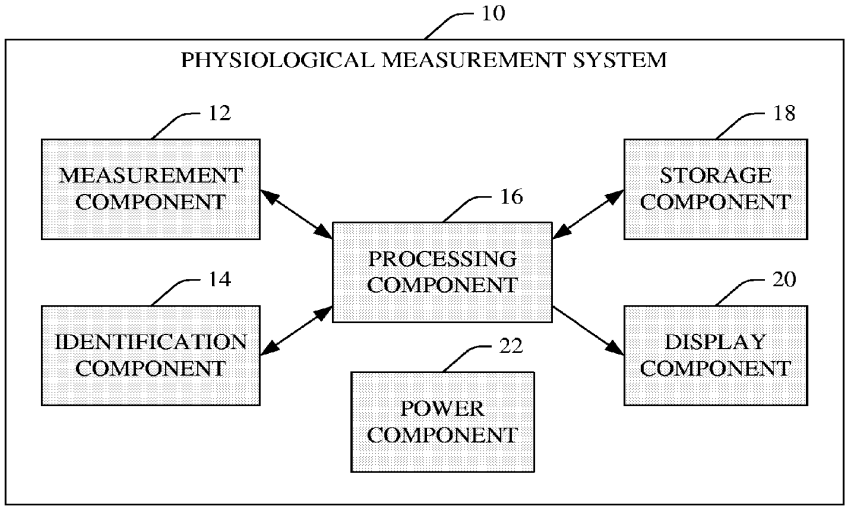
(74) Common Representative: **KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS, N.V.**; c/o Lundin, Thomas, M., 595 Miner Road, Cleveland, OH 44143 (US).

(81) Designated States *(unless otherwise indicated, for every kind of national protection available)*: AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States *(unless otherwise indicated, for every kind of regional protection available)*: ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Continued on next page]

(54) Title: EAR-THERMOMETER WITH EAR IDENTIFICATION



(57) Abstract: A physiological measurement device (10) that concurrently measures a physiological state of an individual and determines an identity of the individual includes at least a measurement component (12), an identification component (14), and processing component (16). The measurement component (12) measures the physiological state of the individual, and the identification component (14) concurrently determines the identity of the individual. The processing component (16) associates the physiological state of the individual with the identity of the individual.

WO 2007/042952 A1

Declaration under Rule 4.17:

— *as to applicant's entitlement to apply for and be granted a patent (Rule 4.17(ii))*

Published:

— *with international search report*

— *before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments*

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

EAR-THERMOMETER WITH EAR IDENTIFICATION

DESCRIPTION

The following relates to sensing physiological information emitted by an individual and concurrently biometrically identifying the individual through a single device. It finds particular application to concurrently sensing a temperature of the individual and identifying the individual via an ear-thermometer with ear biometric identification componentry. Other applications are also contemplated.

Conventionally, a temperature of an individual is obtained through fluid-filled or electronic thermometers. Both types of thermometers are used to obtain oral, axilliary, and rectal temperatures. Some electronic thermometers also measure temperature from the eardrum of the individual. For example, tympanic ("in-the-ear") thermometers measure the temperature of the tympanum, or tympanic membrane, which is a thin membrane that separates the outer ear from the middle ear, via an infrared measurement. Typically, tympanic thermometers are simple hand-held devices with a probe that is inserted into the ear canal to measure the patient's temperature.

Electronic thermometers are commonly used at health care facilities (e.g., hospitals, clinics, doctor offices, etc.), infirmaries in businesses, educational institutions and day cares, home, etc. In these settings, a single electronic thermometer typically is used to measure the temperature of more than one individual, sometimes within a relatively short period of time. In order to prevent forgetting a temperature and/or associating a temperature with the wrong individual, the user of the electronic thermometer typically records the temperature shortly after it is obtained. By way of example, a nurse in a hospital caring for a plurality of patients typically uses the same thermometer, stethoscope, sphygmomanometer, etc. when collecting vital signs for the patients. Upon measuring the temperature of a particular patient, the nurse records the temperature, and associates the recorded temperature with the patient. For instance, the nurse may record the temperature in a patient chart or write the temperature next to a unique identification (e.g., the individual's name, social security number, patient number, room number, etc.). After obtaining and recording the patient's vital signs, the nurse replaces a disposable cover, disinfects the instrument, or the like, and moves on to the next patient. Similarly, a parent at home may have more than one ill child. Likewise, the parent typically measures, records and associates each child's temperature on a child by child basis.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 733

Manually recording and associating temperatures of individuals is susceptible to human error. For instance, the user may inadvertently record an incorrect temperature. In another instance, the temperature of a first individual may be mistakenly associated with a different individual. In yet another instance, an identification wrist band or other identifying indicia may include erroneous information or be affixed to the wrong individual. In still another instance, the identification wrist band or other identifying indicia may have been tampered with such that the correct identity of the individual cannot be readily obtained from it. In another instance, an individual lends his/her identification wrist band to someone else, which can lead to erroneous operations, blood transfusions, etc. in the worst case leading to death. One or more of these examples as well as other situations may lead to the administration of an incorrect medication, unnecessary surgery, accidental baby swapping, etc.

A more robust approach for identifying the individual is through biometric indentification such as a fingerprint, an iris map, acoustical properties of the ear, etc. By way of example, an ear probe may send a tone into the ear and listens for either reflected sound or otoacoustic emissions. Both of these approaches can be used to uniquely identify the individual through a biometric that typically cannot be lost or stolen. Even when using an ear thermometer device and a biometric ear probe or other biometric device, the user still has to manually record the temperature of the individual and associate the temperature with the correct biometrically identified individual. Thus, even when using more robust identification techniques, recorded measurements are still susceptible to human error.

In one embodiment, a physiological measurement device is illustrated. The device concurrently measures a physiological state of an individual and determines an identity the individual. The device includes a measurement component that measures the physiological state of the individual, and an identification component that concurrently determines the identity of the individual. A processing component of the device associates the physiological state of the individual with the identity of the individual.

One advantage includes concurrently measuring a physiological state of an individual and identifying the individual.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 734

Another advantage resides in using a single device to concurrently identify an individual and measure at least one physiological state of the individual.

Another advantage lies in mitigating human error associated with manually associating physiological and identity information.

Another advantage resides in storing physiological state and identify information for a plurality of individuals.

Another advantage includes conveying correlated physiological state and identify information for one or more individuals to other components.

Still further advantages will become apparent to those of ordinary skill in the art upon reading and understanding the detailed description of the preferred embodiments.

FIGURE 1 illustrates a physiological measurement system that concurrently measures physiological state information and identification of an individual.

FIGURE 2 illustrates another embodiment of the physiological measurement system.

FIGURE 3 illustrates an embodiment in which the physiological measurement system includes an electronic ear thermometer.

FIGURE 4 illustrates a reflected sound technique for facilitating identifying an individual via ear characteristics unique to the individual.

FIGURE 5 illustrates a particular embodiment of the physiological measurement system having an electronic ear thermometer.

FIGURE 6 illustrates the physiological measurement system within a body area network.

FIGURE 7 illustrates a method for using the physiological measurement system to concurrently measure a temperature and identify an individual via an ear of the individual.

FIGURE 1 illustrates a physiological measurement system ("system") 10 that concurrently measures various physiological information representative of at least a physiological state and an identification of an individual. Suitable information indicative of physiological state includes, but is not limited to, temperature, pulse, blood pressure,

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 735

blood-oxygen percent, heart rate, ECG/EKG or other heart electrical signals, etc., and suitable information indicative of identification includes, but is not limited to, a fingerprint, an iris map, acoustical properties of the ear, etc.

The system 10 includes a measurement component 12 for collecting physiological state information for one more physiological systems (e.g., circulatory, respiratory, cardiovascular, etc.) of the individual. For example, the measurement component 12 can include sensors for sensing temperature, blood pressure, blood-oxygen percent, heart rate, heart electrical activity, eye pressure, etc. An identification component 14 works in conjunction with the measurement component 12 in order to identify the individual while collecting the physiological state information. For example, while using a temperature sensor (not shown) of the measurement component 12 to measure a temperature from within an ear of the individual, an identification sensor (not shown) of the identification component 12 is used to identify the individual through biometrics such as unique characteristics of the ear (e.g., via reflected sound, otoacoustic (spontaneous and evoked) emissions, etc.).

In another example, while using an inner-ear blood pressure sensor (not shown) or a pulseoximeter of the measurement component 12 to measure a blood pressure or a blood oxygen level of the individual from the ear, an identification sensor (not shown) of the identification component 12 is used to identify the individual through unique characteristics of the ear. In another example, while using an eye pressure sensor (not shown) of the measurement component 12 to measure a pressure within an eye of the individual, an identification sensor (not shown) of the identification component 12 is used to identify the individual through an iris map or retinal scan. In another example, while using a finger blood pressure sensor (not shown) or a finger pulseoximeter of the measurement component 12 to measure a blood pressure or blood oxygen level of the individual, an identification sensor (not shown) of the identification component 12 is used to identify the individual through a fingerprint. It is to be appreciated that the sensor used for measuring the physiological state and for identification may be two independent sensors or substantially the same sensor. For instance, the QRS of a heart beat may be derived from information obtained from the same infrared sensor (e.g., in an ear-thermometer) used to measure temperature.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 736

It is to be understood that the above examples are provided for explanatory purposes and are not limiting. In other embodiments, various other physiological state information is concurrently obtained along with the identity of the individual. In addition, the physiological state information and the identification may or may not be determined from substantially similar data. Furthermore, the identity information can be used to verify the identity of the individual. For instance, the identity of the individual as determined by the identification component 12 can be cross-checked with a wrist band or other mechanism or indicia used to identify the individual.

The system 10 further includes a processing component 16 that receives and associates the physiological information collected by the measurement component 12 and the identification component 14. Thus, the measured physiological information indicative of a state of one or more physiological systems of the individual is associated with the measured physiological information indicative of an identity of the individual. This association enables the system 10 to measure and store physiological state information from a plurality of different individuals. Subsequently, the physiological state information of any one of the individuals can be extracted from the stored data based on the identity of the individual.

The processing component 16 associates raw data with each individual and/or includes componentry (not shown) to process (e.g., filter, condition, amplify, threshold, etc.) the physiological state information into data more meaningful to the person acquiring the physiological information. For instance, the processing component 16 can associate resistance, current, voltage, capacitance, etc. readings with an individual and/or convert such readings to a temperature, heart rate, blood pressure, etc. and associate the processed data with the individual.

The processing component 16 stores the raw and/or processed data along with the identity of the individual in a storage component 18, which allows the user of the system 10 to measure and retain physiological information from a plurality of individuals. The storage component 18 includes volatile and/or non-volatile memory for storage of such data. The storage capacity of the storage component 18 is based on the application and cost considerations.

A display component 20 is used to present the collected physiological information to a user of the system 10. The processing component 16 presents newly acquired and/or

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 737

stored physiological information on the display for the user to observe. The user determines the display information, for example, by using the system 10 to acquire physiological information and/or selecting stored physiological information. The display 20 can include at least one of one or more light emitting diodes (LEDs), seven-segment displays, liquid crystals displays, etc. Various actuators and sensors (not shown) are used to initiate measurements and/or retrieve stored data. For instance, the display 20 may include touch-screen technology to navigate through menus of options. In another instance, the system 10 may include physical buttons, dials, switches, triggers, etc. that invoke one or more actions.

A power supply 22 powers the components of the system 10. The power supply 22 can include one or more internal batteries (e.g., re-chargeable and non-rechargeable) and/or an adapter that converts AC power to suitable power.

The system 10 can be a portable device such as a hand held device or a device (removeably) affixed to a mobile structure that moves on a wheel(s), or a static device mounted to a supporting structure such as a wall or other relatively stationary instrumentation.

With reference to FIGURE 2, the system 10 optionally includes portable storage 24 and/or network componentry 26. The portable storage 24 includes storage such as various types of flash memory. This enables the user of the system 10 to store and transfer physiological information by storing such information within the portable storage 24, removing the portable storage component 24 from the system 10, and connecting it to a suitable interface of another device such as a computer, a database, a monitoring station, etc. The portable storage 24 is also used to load applications, firmware, utilities, etc. onto the system 10, for example, by first storing applications, firmware, utilities, etc. on the portable storage 24, connecting the portable storage 24 to the system 10, and manually and/or automatically loading the applications, firmware, utilities, etc.

The network component 26 is also used to convey measured and/or stored physiological information to other systems. The network component 26 is associated with various wired and/or wireless communication protocols for communicating with networks such as a cellular network, a Personal Communication Service (PCS), a Wide Area Network (WAN) (e.g., the Internet), a Local Area Networks (LAN), a Metropolitan Area Network (MAN), a Campus Area Network (CAN), a Home Area Network (HAN), a

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 738

Personal Area Networks (PAN), a Body Area Network (BAN), and the like. Suitable communication ports include Ethernet, Universal Serial Bus (USB), parallel, serial, optical, infrared, FireWire, etc.

Stored physiological information obtained from the system 10 via the portable storage 24 and/or the network component 26 can be analyzed and displayed according to each individual since each measurement is associated with an identity of an individual. Other information such as date, an identity of the person taking the measurement, an identity of a doctor, etc. can also be associated with the temperatures. This enables temperatures to be delineated by individual and analyzed over time, separated across the people using the system 10 to take measurements, grouped by physician, etc.

FIGURE 3 illustrates a preferred embodiment in which the measurement component 12 includes an electronic ear thermometer 28. In one instance, the electronic ear thermometer 28 is a thermoelectric thermometer that uses thermoelectric current to measure temperature. This type of thermometer reads the infrared heat waves released by the eardrum. A temperature is obtained by pulling the ear backward to straighten the ear canal and aiming the ear probe between the opposite eye and earlobe. The electronic ear thermometer 28 measures the infrared heat of the eardrum and converts it to an electric signal representative of the temperature. This temperature correlates to the temperature of the hypothalamus, which is the temperature controlling system of the brain. Typically, this type of thermometer measures temperature relatively quickly (e.g., less than 2 seconds) with respect to non-ear thermometers. It also does not require cooperation by the individual (like holding a thermometer under an arm, in a mouth, etc.) and does not usually cause any discomfort.

As the electronic ear thermometer 28 measures temperature, the identification component 14 concurrently identifies the person via any suitable ear identification technique. For instance, in one embodiment a reflected sound technique is used. This embodiment is illustrated in FIGURE 4 in which the identification component 14 includes a first transducer 30 (e.g., a speaker) that is used to emit a sound wave, or an excitation signal, into the eardrum and a second transducer 32 (e.g., a microphone) that captures a reflected sound wave, or echo signal. The echo signal is characteristic of the eardrum/ear canal combination and is unique to the individual.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 739

In another embodiment, an otoacoustic approach is used. Otoacoustic emissions are weak emissions from the inner ear which can be recorded in the occluded ear canal using a relatively sensitive microphone. The otoacoustic emissions can arise spontaneously or be evoked by presenting acoustic stimuli. Applying two pure tones simultaneously in an inharmonic ratio leads to additional tones (e.g., distortion products) caused by the nonlinear behavior of the human auditory system. It is to be appreciated that the foregoing examples are provided for illustrative purpose and do not limit the invention. Other techniques such as ultrasound and the like are also contemplated.

FIGURE 5 illustrates a particular example of the system 10 in which the measurement component 12 includes the electronic ear thermometer 28. Depicted is a hand-held unit having a housing 34 that protects various componentry (e.g., electronics) of the system 10 from contamination, destruction, etc. The housing 34 may be hermetically sealed to prevent ingress of fluids and/or particulate matter.

A shaft (or probe) 36 houses the ear thermometer 28. The shaft 36 is suitably designed for penetrating an opening into the ear canal. The shaft 36 is placed in the ear canal of the individual such that the ear thermometer 28 is suitably positioned for obtaining measurements. The ear thermometer 28 includes a sensor (not shown) such as an infrared sensor which collects signals emitted from with the ear canal. A transducer (not shown) of the ear thermometer 28 converts the collected signals to suitable representations such as electric currents, voltages, resistance, etc.

The shaft 36 also includes a plurality of transceivers 40 that emit acoustic signals into the ear canal and that receive signals reflected from the physical structured within the ear. The received signals are correlated with the emitted signals to obtain the physical structure in the ear and are unique to each individual such that they can be used to identify each individual. An optional sheath (not shown) can be placed over the end of the shaft 36 to protect the shaft and subsequent individuals from contamination. The sheath and/or shaft 36 can be cleanable and/or sterializable or disposable. The temperature and the ear-identification information are concurrently obtained and associated.

FIGURE 6 illustrates the system 10 residing within a wireless body area network (BAN). The system 10 is depicted at various locations proximate an individual for concurrently measuring physiological state information and identity. At a first position 42, the system 10 is positioned proximate to an ear of the individual for concurrently

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 740

measuring a temperature of the individual and uniquely identifying the individual from ear characteristics. In other embodiments, blood pressure, blood oxygen level, etc. can also be acquired at 42 along with the unique identity. At a second position 44, the system 10 is positioned proximate to an eye of the individual for concurrently measuring an eye pressure, etc. of the individual and uniquely identifying the individual via an iris map. At an Nth position 46, the system 10 is positioned proximate to a finger of the individual for concurrently measuring a pulse, blood pressure, blood oxygen level, etc. of the individual and uniquely identifying the individual via a fingerprint. It is to be appreciated that these examples are provided for explanatory purposes and are not limiting. The system 10 can be used to measure various other physiological state information and identify the individual through other biometrics.

The physiological state information and identity of the individual can be displayed by the system 10 via the display component 20 and/or conveyed to other components via the portable memory 24 and/or the network componentry 26 as described in detail above. In addition, the system 10 can leverage a body area network (BAN) 48 to convey the physiological state and identity information to other components and/or networks.

One or more sensors and/or emitters 50 are also suitably placed on the individual to acquire physiological information. The one or more sensors and/or emitters 50 capture Electrocardiograms (ECGs), Electroencephalograms (EEGs), Electromyograms (EMGs), non-invasive blood pressure (NiBP), pulse, respirations, blood oxygen (SpO2), etc. In addition, the one or more sensors and/or emitters 50 can transmit information such as current medications, scheduled procedures, etc. The network component 26 can convey the associated physiological measurement and the associated patient identification of the present patient, or potentially other patients, to a corresponding receiving element of the body area network. These measurements and associated identifications are transmitted or otherwise communicated with the other data from the body area network.

FIGURE 7 illustrates a method for using the physiological measurement system to concurrently measure temperature and identify an individual via an ear of the individual. At 52, a shaft that houses an ear thermometer measuring device and ear identification device is suitably positioned in the ear canal of the individual. Prior to insertion, an optional sheath can be placed over the end of the shaft to protect the shaft and individuals from contamination.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 741

At 54, the ear thermometer measures a temperature of the individual. In one embodiment, the ear thermometer includes thermoelectric componentry that uses thermoelectric current to measure temperature by reading infrared heat waves released by the eardrum. A converter converts the measured heat waves into electric signals representative of temperature. In other embodiments, other techniques can be used to measure the temperature.

Concurrently, at 56, the ear identification device identifies the individual through unique characteristics of the ear. In one embodiment, a reflected sound technique is used in which a sound wave is emitted into the ear and a reflected sound wave is captured. The reflected sound wave is characteristic of the eardrum and is unique to the individual. In another embodiment, an otoacoustic approach is used in which a spontaneous or evoked otoacoustic emission generated via a number of different cellular mechanisms within the inner ear is captured. Similarly, this emission is characteristic of the eardrum and is unique to the individual.

At 58, the temperature and identification of the individual is associated. The temperature and identification of the individual can be displayed by the person taking the measurements. Optionally, the temperature and identification of the individual can be locally stored and/or conveyed to other components through network componentry, portable storage, and/or a body area network.

The invention has been described with reference to the preferred embodiments. Modifications and alterations may occur to others upon reading and understanding the preceding detailed description. It is intended that the invention be constructed as including all such modifications and alterations insofar as they come within the scope of the appended claims or the equivalents thereof.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 742

CLAIMS

1. A physiological measurement device (10) that concurrently measures a physiological state of an individual and determines an identity of the individual, comprising:

a measurement component (12) that measures the physiological state of the individual;

an identification component (14) that concurrently determines the identity of the individual; and

a processing component (16) that associates the physiological state of the individual with the identity of the individual.

2. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, wherein the measurement component (12) includes an electronic ear thermometer (28) that measures a temperature of the individual from an ear of the individual.

3. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, wherein the identification component (14) determines the identity of the individual from the same information used by the measurement component (12) to determine the physiological state of the individual.

4. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, wherein the identification component (14) uses one of a reflected sound and an otoacoustic technique to determine the identity of the individual.

5. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, wherein the measurement component (12) measures at least one of temperature, blood pressure, eye pressure, heart rate, heart electrical activity, pulse, and blood oxygen level of the individual.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 743

6. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, wherein the identification component (14) determines the identity of the individual through biometric identification including at least one of a unique physical characteristic of an ear, a fingerprint, and an iris map.

7. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, further including:

a storage component (18) for storing multiple temperatures for a plurality of individuals, wherein each temperature is associated with a corresponding individual based on the identity of the individual as determined by the identification component (14).

8. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, further including:

a display component (20) for displaying the temperature and the identity of the individual.

9. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, further including:

portable storage (24) for transferring stored temperatures and identity information from the system (10) to devices that reads the portable storage (24).

10. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, further including:

a network component (26) for conveying the temperature and the identity of the individual to other devices over a network.

11. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, further including:

a shaft (36) that houses the measurement component (12) and the identification component (14), the shaft (36) is designed to be inserted within an ear of the individual.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 744

12. The physiological measurement device (10) as set forth in claim 1, the physiological measurement system (10) uses a local body area network to convey the physiological state information and the identity of the individual to other components.

13. An ear thermometer with ear identification device (10), comprising:

a probe (36) including:

an ear thermometer (28) that measures a temperature of an individual, and

an identification component (14) that determines an identity of the individual, the identification component (14);

a processing component (16) that associates the temperature with the identity; and

a display component (20) for presenting the temperature and an indication of the identity of the individual.

14. The ear thermometer with ear identification device (10) as set forth in claim 13, wherein the ear thermometer (28) includes:

a sensor that captures signals emitted from within an ear canal; and

a signal processing system that converts the collected signal to a temperature.

15. The ear thermometer with ear identification device (10) as set forth in claim 13, wherein the sensor is an infrared sensor that captures heat waves emitted from within an ear of the individual.

16. The ear thermometer with ear identification device (10) as set forth in claim 13, wherein the identification component (14) includes a plurality of transceivers (40) that emit acoustic signals into an ear canal of the individual and that receive signals reflected from the physical structured within the ear, wherein the received signals uniquely identify the individual.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 745

17. The ear thermometer with ear identification device (10) as set forth in claim 13, wherein the identification component (14) uses one of a reflected sound and an otoacoustic approach to determine the identity of the individual.

18. The ear thermometer with ear identification device (10) as set forth in claim 13, further including at least one of:

portable storage (24); and

a network component (26) for transferring the temperature and the identity of the individual to other devices.

19. A method for measuring a physiological state of an individual and determining an identity the individual, comprising:

concurrently determining:

a physiological state of the individual, and

an identity of the individual; and

associating the physiological state with the identity of the individual.

20. The method as set forth in claim 19, wherein the physiological state is one of a temperature, a blood pressure, an eye pressure, a heart rate, a heart electrical signal, a pulse, and a blood oxygen level.

21. The method as set forth in claim 19, further including:

storing a plurality of temperatures, each of which is associated with an identity of a corresponding individual;

displaying the plurality of temperatures with the identity information; and

transferring the stored temperatures and identity information to at least one other device.

InductEV, Inc.
Exhibit 1031
Page 746

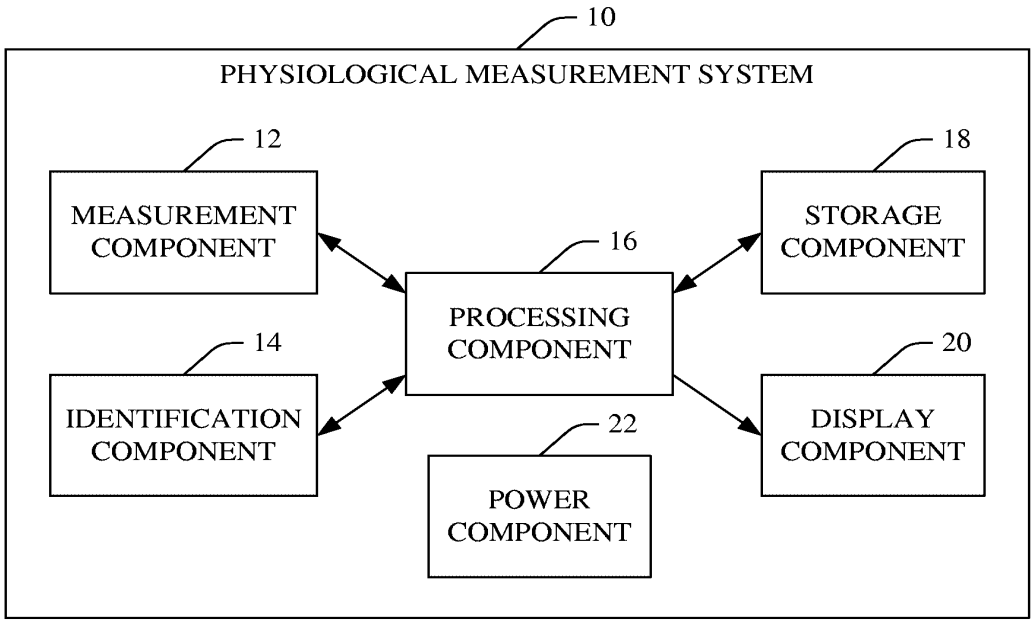


FIGURE 1

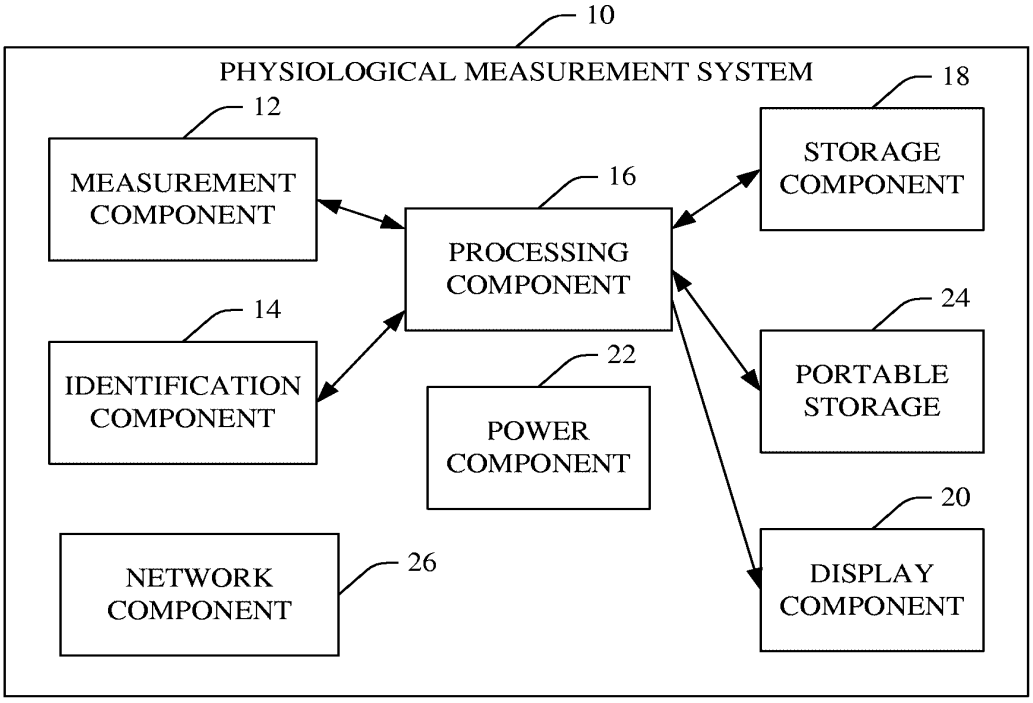


FIGURE 2

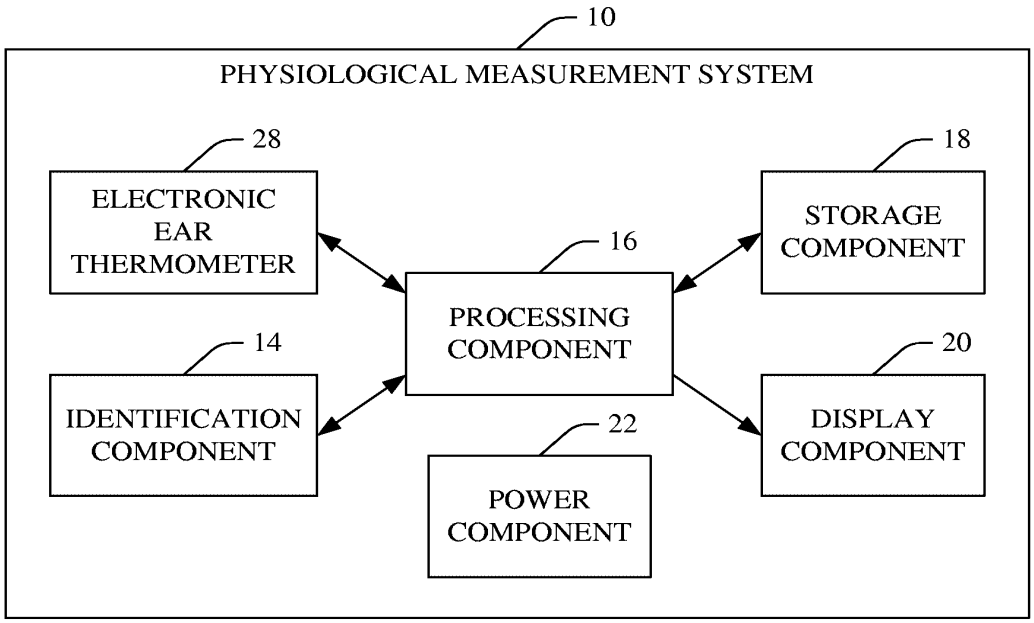


FIGURE 3

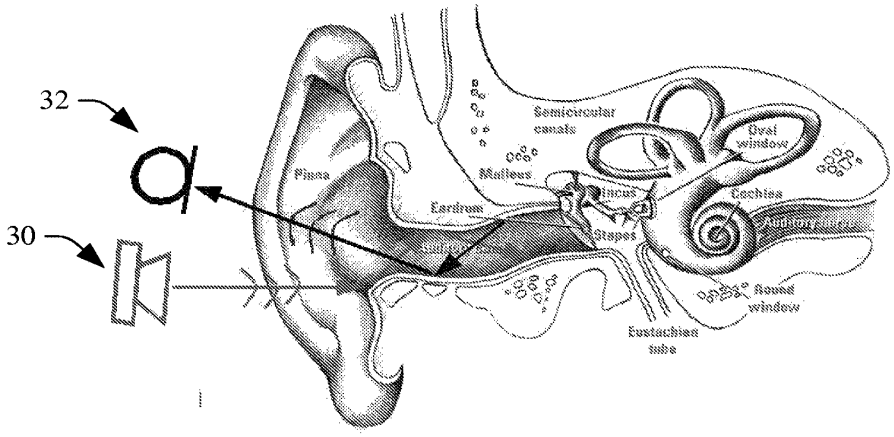


FIGURE 4

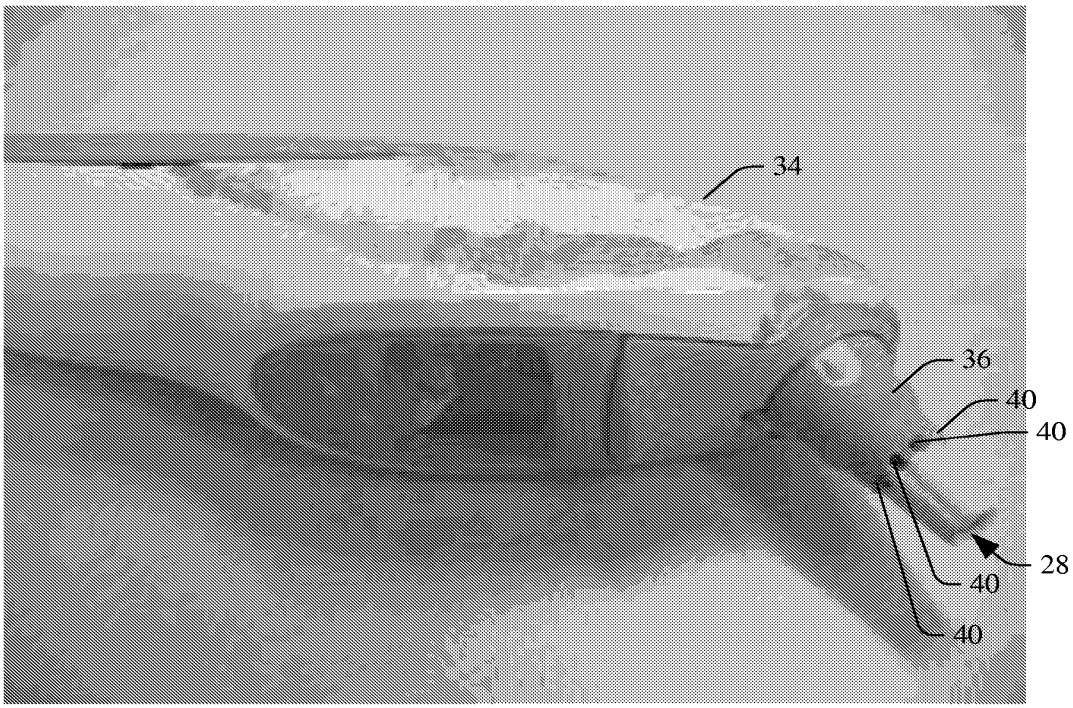


FIGURE 5

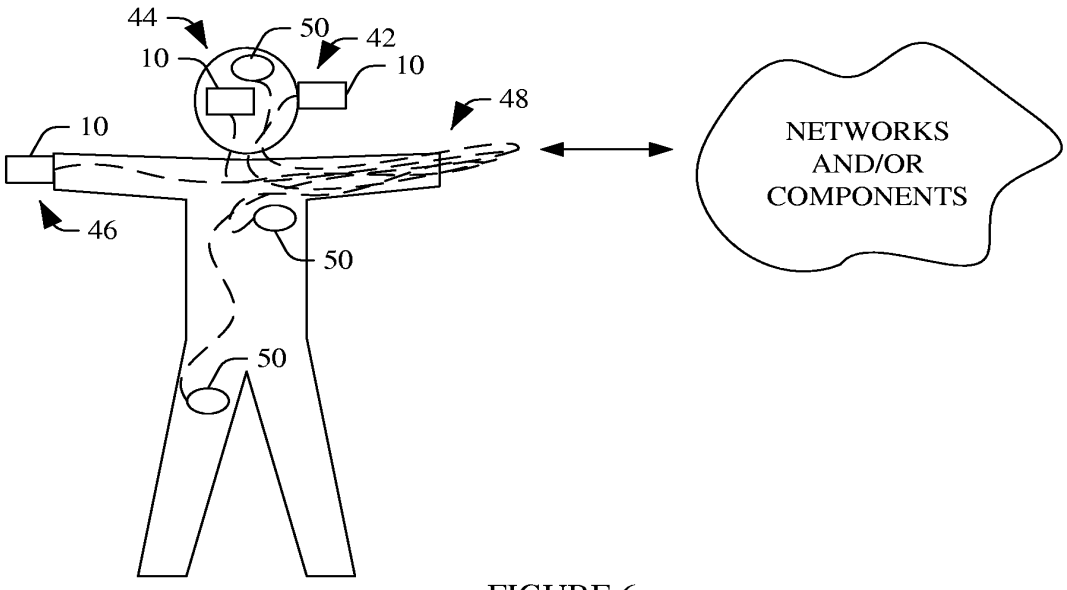


FIGURE 6

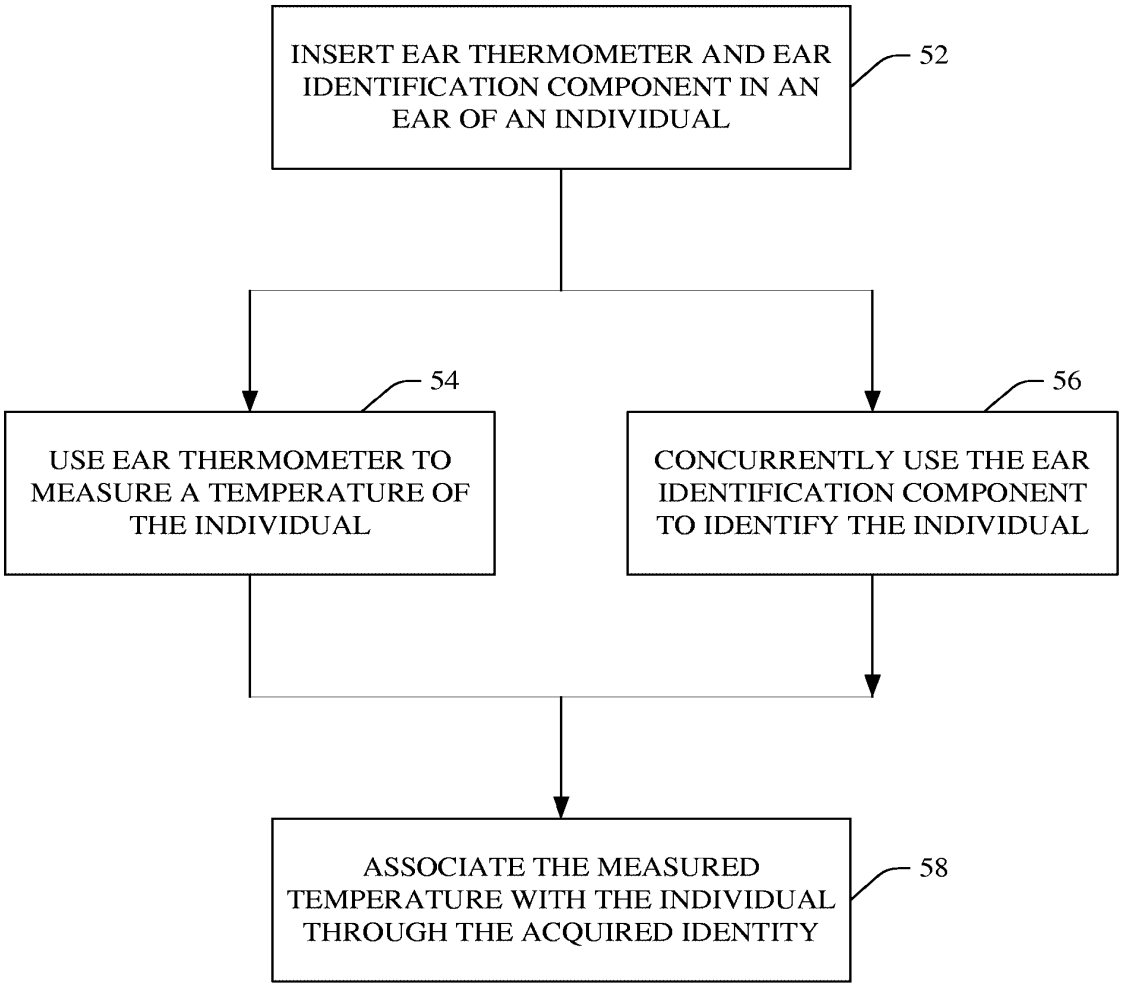

INSERT EAR THERMOMETER AND EAR IDENTIFICATION COMPONENT IN AN EAR OF AN INDIVIDUAL
52
54
USE EAR THERMOMETER TO MEASURE A TEMPERATURE OF THE INDIVIDUAL
56
CONCURRENTLY USE THE EAR IDENTIFICATION COMPONENT TO IDENTIFY THE INDIVIDUAL
ASSOCIATE THE MEASURED TEMPERATURE WITH THE INDIVIDUAL THROUGH THE ACQUIRED IDENTITY
58

FIGURE 7