

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3743193号

(P3743193)

(45) 発行日 平成18年2月8日(2006.2.8)

(24) 登録日 平成17年11月25日(2005.11.25)

(51) Int. Cl.	F I		
HO 2 J 17/00 (2006.01)	HO 2 J	17/00	B
HO 2 M 3/28 (2006.01)	HO 2 M	3/28	H
HO 1 F 38/14 (2006.01)	HO 1 F	23/00	B

請求項の数 13 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願平11-45422	(73) 特許権者	000005832
(22) 出願日	平成11年2月23日(1999.2.23)		松下電工株式会社
(65) 公開番号	特開2000-245077(P2000-245077A)		大阪府門真市大字門真1048番地
(43) 公開日	平成12年9月8日(2000.9.8)	(74) 代理人	100087767
審査請求日	平成15年4月21日(2003.4.21)		弁理士 西川 恵清
特許法第30条第1項適用	平成10年8月27日社団法人電気学会主催の「電気学会研究会マグネティックス研究会」において文書をもって発表	(74) 代理人	100085604
			弁理士 森 厚夫
		(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	坂本 浩
			熊本市坪井6丁目338番地3号
		(72) 発明者	原田 耕介
			福岡市中央区桜坂2丁目4-6

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 非接触電力伝達装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波電源からの高周波電圧が両端に印加される1次コイルおよびこの1次コイルに印加される高周波電圧に応じて起電力を誘導して誘導電圧を得る2次コイルを有し、前記1次コイルおよび2次コイルが分離着脱式に構成されて成るトランスと、

前記2次コイルと並列接続されるコンデンサと、

前記2次コイルに誘導される起電力を直流電力に整流して次段に伝達する整流回路とを備え、

前記コンデンサの容量値は、前記高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、当該コンデンサに生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように設定される

非接触電力伝達装置。

【請求項2】

前記コンデンサに生じる振動電圧が所定時間間隔毎に複数回現れる場合には、前記コンデンサの容量値は、前記高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、前記複数回のうち初回の振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように設定される請求項1記載の非接触電力伝達装置。

【請求項3】

前記次段には平滑用コンデンサを有する定電圧負荷が接続される請求項1または2記載の非接触電力伝達装置。

【請求項4】

10

20

前記整流回路は半波整流回路である請求項 3 記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 5】

前記半波整流回路の一方の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える請求項 4 記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 6】

前記 2 次コイルにはセンタタップが設けられ、

前記整流回路は、当該整流回路の出力端子と前記センタタップとの間に接続される前記次段に前記整流後の直流電力を伝達する

請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 7】

前記整流回路の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える請求項 6 記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 8】

前記整流回路はブリッジ整流回路である請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 9】

前記ブリッジ整流回路の一方の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える請求項 8 記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 10】

前記高周波電圧の電圧波形は方形波状である請求項 1 または 2 記載の非接触電力伝達装置

【請求項 11】

前記高周波電源は、複数のスイッチング素子により構成されるインバータ回路を有し、前記高周波電圧の立ち上がりおよび立ち下がり部で部分共振によるソフトスイッチングを行って、台形波状の高周波電圧を前記 1 次コイルの両端に印加する請求項 10 記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 12】

前記高周波電圧の電圧波形は正弦波状である請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の非接触電力伝達装置。

【請求項 13】

前記 1 次コイルと並列接続される電圧共振用のコンデンサを備える請求項 12 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、分離着脱式の 1 次コイルおよび 2 次コイルを有するトランスと、このトランスの 2 次コイルに誘導される起電力を直流電力に整流して次段に伝達する整流回路とにより構成される非接触電力伝達装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来、この種の非接触電力伝達装置には、2 次コイルにコンデンサを並列接続して、このコンデンサと 2 次コイルとに共振が起こるように、1 次コイル側の発振周波数を決める方法が種々知られている。これは、ラジオ受信機において、所望のチャンネルに合わせるべく、可変容量のコンデンサを調整して、その容量値とアンテナを兼ねるラジオ受信機内のコイルのインダクタンス値とで決まる共振周波数を放送搬送波の周波数と一致させるいわゆる同調をとるのと似ている。電気工学的には、正弦波電圧や電流を扱う場合、その交流周波数を f とすれば、インダクタンス L による誘導リアクタンス $2\pi f L$ と、容量 C による容量リアクタンス $1/(2\pi f C)$ とのベクトル合成成分が打ち消しあって、インピーダンスが最小、すなわち抵抗分のみになることを示している。

【0003】

10

20

30

40

50

ここで、例えば、特願平4 - 307706号公報には、給電側コイルとこれに並列接続された共振コンデンサからなる給電側の発振回路と、受電側コイルとこれに並列接続された共振コンデンサからなる受電側の共振回路とを有し、給電側の電力を給電側のコイルから受電側コイルへ電磁誘導により非接触で供給する電力供給装置において、給電側コイルと受電側コイルの両方の磁束の影響を受けて発生する誘導起電力を検出する検出コイルと、この検出コイルが検出した誘導起電力の周波数に応じて、給電側コイルに供給される電力の交流周波数を変化させて給電側の発振周波数を受電側の共振周波数に同調させる制御手段とを備えたものが開示されている。

【0004】

また、特願平1 - 235399号公報には、送信側コイルと間隙を設けて対向する受信側コイルに電磁誘導により無線で電力を送る時、受信側コイルに共振回路を形成させ、共振周波数に近い周波数で電力を送る方法、および送信側コイルと間隙を設けて対向する受信側コイルに電磁誘導により無線で電力を送る時、送信側コイルに共振回路を形成させ、受信側コイルにもそれぞれの共振周波数が近くなるように設定し、共振周波数に近い周波数で電力を送る方法が記載されている。

10

【0005】

このように電磁誘導を利用して非接触で給電を行う場合、上記いづれの公報も電力を2次側に効率よく伝達するのが狙いであり、従来からあるラジオ受信機と同調の考え方を適用したものである。

【0006】

20

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記同調の考え方を適用する方法では、電力の伝達効率が必ずしも最適にならないことが実験やシミュレーションなどで判明した。つまり、同調の考え方を適用して求めたコンデンサの容量値が回路構成などによって電力の伝達効率が最適となる容量値とならないものが存在していた。さらに、電力の伝達効率が最適となる容量値は回路構成や動作条件によって異なる値をとることが分かった。

【0007】

本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであり、電力の伝達効率を最適にし得る非接触電力伝達装置を提供することを目的とする。

【0008】

30

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するための請求項1記載の非接触電力伝達装置は、高周波電源からの高周波電圧が両端に印加される1次コイルおよびこの1次コイルに印加される高周波電圧に応じて起電力を誘導して誘導電圧を得る2次コイルを有し、前記1次コイルおよび2次コイルが分離着脱式に構成されて成るトランスと、前記2次コイルと並列接続されるコンデンサと、前記2次コイルに誘導される起電力を直流電力に整流して次段に伝達する整流回路とを備え、前記コンデンサの容量値は、前記高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、当該コンデンサに生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように設定されるものである。

【0009】

40

この構成では、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサに生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサの容量値が設定されるので、次段に流れる電流の平均レベルが最大になる。これにより、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0010】

なお、前記コンデンサに生じる振動電圧が所定時間間隔毎に複数回現れる場合には、前記コンデンサの容量値は、前記高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、前記複数回のうち初回の振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように設定される構成でもよい(請求項2)。この構成によれば、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

50

【 0 0 1 1 】

また、前記次段には平滑用コンデンサを有する定電圧負荷が接続される構成でもよい（請求項 3）。この構成によれば、定電圧負荷に対する電流の平均レベルを最大にすることが可能となる。

【 0 0 1 2 】

また、前記整流回路は半波整流回路であってもよい（請求項 4）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【 0 0 1 3 】

また、前記半波整流回路の一方の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える構成でもよい（請求項 5）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

10

【 0 0 1 4 】

また、前記 2 次コイルにはセンタタップが設けられ、前記整流回路は、当該整流回路の出力端子と前記センタタップとの間に接続される前記次段に前記整流後の直流電力を伝達する構成でもよい（請求項 6）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【 0 0 1 5 】

また、前記整流回路の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える構成でもよい（請求項 7）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

20

【 0 0 1 6 】

また、前記整流回路はブリッジ整流回路であってもよい（請求項 8）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【 0 0 1 7 】

また、前記ブリッジ整流回路の一方の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える構成でもよい（請求項 9）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【 0 0 1 8 】

また、前記高周波電圧の電圧波形が方形波状であっても（請求項 10）、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

30

【 0 0 1 9 】

また、前記高周波電源は、複数のスイッチング素子により構成されるインバータ回路を有し、前記高周波電圧の立ち上がりおよび立ち下がり部で部分共振によるソフトスイッチングを行って、台形波状の高周波電圧を前記 1 次コイルの両端に印加する構成でもよい（請求項 11）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【 0 0 2 0 】

また、前記高周波電圧の電圧波形は正弦波状であっても（請求項 12）、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【 0 0 2 1 】

さらに、前記 1 次コイルと並列接続される電圧共振用のコンデンサを備える構成でもよい（請求項 13）。この構成でも、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

40

【 0 0 2 2 】

【 発明の実施の形態 】

図 1 は本発明の非接触電力伝達装置に係る実施形態の基本回路図で、この図に示す非接触電力伝達装置は、高周波電源 11 からの高周波電圧 E_{1s} が両端に印加される 1 次コイル L_1 およびこの 1 次コイル L_1 に印加される高周波電圧 E_{1s} に応じて起電力を誘導して誘導電圧を得る 2 次コイル L_2 を有し、1 次コイル L_1 側および 2 次コイル L_2 側が互いに所定のギャップ長だけ非接触状態で離間するとともに分離着脱式に構成されて成るいわゆる分離着脱式（非接触分離着脱式）のトランス 12 と、2 次コイル L_2 と並列接続されるコ

50

ンデンサC1と、2次コイルL2に誘導される起電力を直流電力に整流して次段の2次電池Bに伝達する半波整流用のダイオードD1とを備えている。

【0023】

ただし、図1に示す例では、高周波電源11は、直流電源DCと並列接続される直列接続のコンデンサC11、C12と、これらコンデンサC11、C12と並列接続される直列接続のスイッチング素子S11、S12とにより構成されており、コンデンサC11、C12の接続点とスイッチング素子S11、S12の接続点との間に上記1次コイルL1が接続されている。なお、スイッチング素子S11、S12は、トランジスタでもFETでもよく、図略の制御回路によって周期T0ごとに交互にオン/オフされる(後述の図10参照)。また、高周波電源は、ハーフブリッジ回路に限らず、例えばフルブリッジ回路でも同様である。

10

【0024】

次に、上記構成の非接触電力伝達装置におけるコンデンサC1の容量値の設定について図面をさらに参照しながら詳述する。

【0025】

図2は図1に示す非接触電力伝達装置からコンデンサC1を外した場合の回路図、図3は図2の2次側換算の等価回路図、図4は図2および図3に示す各部の信号波形図である。ただし、図4に示す E_{2s} 、 V_{L02} および I_d は、図3に示す同符号の信号と対応している。

【0026】

20

図2に示す回路では、高周波電源11から1次コイルL1に方形波の高周波電圧 E_{1s} が印加し、これに応じて2次コイルL2に起電力が誘導され、この起電力がダイオードD1で半波整流されて、充電電流が2次電池Bに流れる構成になっている。

【0027】

一方、この構成の図3に示す等価回路では、電源の電圧 E_{2s} の振幅 E_2 は次の(数1)で表され、2次側から見た漏れインダクタンスに相当するインダクタンス L_{02} は次の(数2)で表される。

【0028】

【数1】

30

$$E_2 = \frac{M}{L_1} E_1$$

【0029】

【数2】

$$L_{02} = (1 - k^2) \times L_2$$

$$\text{ただし、} k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}}$$

40

【0030】

ただし、 E_1 は高周波電圧 E_{1s} の振幅を示す。また、1次コイルL1および2次コイルL2の各符号は自己インダクタンスを示し、Mは1次コイルL1および2次コイルL2の相互インダクタンスを示す。

【0031】

図3に示す電圧 E_{2s} の振幅 E_2 が2次電池Bの電圧 E_d より高い場合、図4に示すように、2次電池Bに充電電流 I_d が流れる。ただし、図4の I_a は充電電流の平均レベルを示

50

す。

【0032】

ここで、図1に示すように、2次コイル L_2 にコンデンサ C_1 を並列接続すると、このコンデンサ C_1 の容量値に応じて充電電流 I_d の平均レベル I_a が図5に示すように変化する。ただし、図5では、縦軸上の I_a はコンデンサ C_1 が接続されていない場合のレベルを示し、 C_{1m} は平均レベル I_a が最大となる場合のコンデンサ C_1 の容量値を示す。すなわち、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にし得るコンデンサ C_1 の最適値 C_{1m} が存在するのである。

【0033】

図6は図1の2次側換算の等価回路図、図7～9はそれぞれコンデンサ C_1 の容量値が最適値 C_{1m} よりも小さい場合、等しい場合および大きい場合の各部の波形図である。これらの図から、コンデンサ C_1 の容量を変えると、充電電流 I_d の波形が変化して、その平均レベル I_a が変化するの分かる。そして、コンデンサ C_1 の容量値が最適値 C_{1m} である場合、特徴的な波形条件が成り立つことを見出した。

【0034】

図10はコンデンサ C_1 の容量値が最適値 C_{1m} と等しい場合の各部の詳細な波形図で、この図を用いて、まず図1の回路動作について説明すると、定常状態において、電圧 E_{1s} 、 E_{2s} がともに正である期間 T_2 に入ると、ダイオード D_1 が導通して、それまでコンデンサ C_1 に流れていた電流 I_{c1} が充電電流 I_d として2次電池 B に転流し、充電電流 I_d が徐々に増大する。

【0035】

この後、電圧 E_{1s} 、 E_{2s} がともに負となって期間 T_3 に入ると、充電電流 I_d が徐々に減少してゼロになり、ダイオード D_1 が遮断状態になる。

【0036】

ダイオード D_1 が遮断状態になると期間 T_4 に入り、2次電池 B に流れていた電流がコンデンサ C_1 に転流し、図6に示す電流 I_{c1} ($= I_{L02}$) が、電圧 E_{2s} の電源、インダクタンス L_{02} およびコンデンサ C_1 の直列共振回路に振動電流として流れ、これに伴ってコンデンサ C_1 の電圧 V_{c1} も振動する。この後、電流 I_{c1} が増加に転じてほぼゼロになると期間 T_4 が終了する。

【0037】

期間 T_4 が終了すると、電圧 E_{1s} 、 E_{2s} がともに正となって期間 T_1 に入り、直列共振回路の電流 I_{c1} がさらに増大して、コンデンサ C_1 の電圧 V_{c1} もさらに上昇する。振動電流としての電流 I_{c1} の増大はコンデンサ C_1 の電圧 V_{c1} が2次電池 B の電圧 E_d と等しくなるまで続く。そして、電圧 V_{c1} が電圧 E_d と等しくなると、ダイオード D_1 が導通する上述の期間 T_2 に戻る。

【0038】

ここで、コンデンサ C_1 の容量値が最適値 C_{1m} と等しい場合の上記回路動作において、期間 T_4 の終了時点に着目すると、高周波電圧 E_{1s} および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサ C_1 に生じる振動電圧 V_{c1} の値が極値となる時点とが一致している。より詳しく言うと、電圧 E_{1s} 、 E_{2s} の極性が負から正に反転する時点と、コンデンサ C_1 の振動電圧 V_{c1} が極小値になる時点とが一致しているのである。つまり、1次側高周波電圧および2次側誘導電圧の極性が負から正に反転する時点と、2次側換算された電圧 E_{2s} の電源、2次側換算の漏れインダクタンス L_{02} およびコンデンサ C_1 により構成される直列共振回路によって生じるコンデンサ C_1 の振動電圧が極小値に達する時点とが一致する波形的特徴になっているのである。

【0039】

そこで、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサ C_1 に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサ C_1 の容量値を設定すると、コンデンサ C_1 の容量値を最適値 C_{1m} と等しくすることが可能となり、この結果、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にすることが可能となる。また、振動電圧 V_{c1} が極値にな

10

20

30

40

50

る時、電流 I_{c1} がほぼゼロとなる。

【0040】

なお、図10に示す例とは異なり、例えば図7に示すように、コンデンサC1に生じる振動電圧が所定時間間隔毎に複数回現れる場合には、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、2回目以降の振動電圧の値が極値となる時点とを一致させると、充電電流が小さくなるので、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、上記複数回のうち初回の振動電圧の値が極値となる時点（振動開始からの位相角が90度になる時点）とが一致するように、コンデンサC1の容量値を設定すれば、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にすることができる。

【0041】

次に、実験結果の説明の前に、図11を用いて分離着脱式のトランス12について詳述すると、このトランス12は、C-Cコア形状のものであり、1次コイルL1および2次コイルL2はそれぞれコア121, 122の端部に2つに分割して巻回されている。また、1次コイルL1および2次コイルL2は互いにギャップ長 g だけ離間している。この構造により、1次コイルL1および2次コイルL2の各自自己インダクタンス、相互インダクタンス M および漏れインダクタンス L_{02} が決まり、このような構造のトランス12に対して、次の（表1）の条件で行った実験結果が図12に示すグラフである。

【0042】

【表1】

記号	項目	数値		
E1 (V)	1次電圧	140		
Ed (V)	電池電圧	1.3	4.0	6.4
f (kHz)	駆動周波数	58		
g (mm)	ギャップ長	4		
L1 (mH)	1次インダクタンス	1.49		
L2 (μ H)	2次インダクタンス	19.6		
M (μ H)	相互インダクタンス	74.2		
L02 (μ H)	漏れインダクタンス	15.71		

【0043】

この図12から、最適値 C_{1m} に対応する充電電流 I_d の平均レベル I_a は、2次電池Bの電圧 E_d が1.3V、4.0Vおよび6.4Vのいずれにおいても最大となり、また各電圧 E_d で値が異なっているのが分かる。

【0044】

ここで、同調の考え方を適用する従来の方法では、次の（数3）の同調条件を変形して得られる（数4）から、コンデンサC1に対する容量値が求められる。

【0045】

【数3】

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C1}}$$

【0046】

【数4】

$$C1 = \frac{1}{L \times (2 \times \pi \times f)^2}$$

【 0 0 4 7 】

例えば、周波数（駆動周波数） f を59kHzにすると、コンデンサ $C1$ に対する従来の容量値は、2次コイル $L2$ の自己インダクタンス $19.6\mu\text{H}$ を使用する場合には約 $0.37\mu\text{F}$ になり、漏れインダクタンス $L02$ の値 $15.7\mu\text{H}$ を使用する場合には約 $0.46\mu\text{F}$ となり、そして1次コイル $L1$ を取り去った状態の2次コイル $L2$ 単独の自己インダクタンス $15.9\mu\text{H}$ を使用する場合には約 $0.46\mu\text{F}$ となる。これら従来の容量値は図12に示す最適値 $C1m$ とかなり相違しているのが確認できるとともに、このように駆動周波数およびインダクタンスにより求められる従来の容量値では、図12に示すように、2次電池 B の電圧 E_d にも大きく依存する実際の最適な容量値を求めることができないことが確認できる。このように相違する理由については、一般に共振や同調を考える時には交流の正弦波がそのまま使える線形回路であったことに対して、この場合は整流回路が半波整流であることと、負荷が2次電池であり非線形回路となっていることとによるのかもしれない。この半波整流と2次電池負荷とを用いた場合の内容は、1998年2月に米国アナハイムにてIEEE主催で開催された国際学会APEC'98 (Applied Power Electronics Conference and Exposition) session 3 3.7, Volume 1, pp. 136-141で発表されたものである。

10

20

【 0 0 4 8 】

当初、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にし得る条件は、出力の整流回路が半波整流回路で、次段が2次電池 B である場合に限った性質と考えていたのであるが、詳細な検討の結果、他の整流方式や負荷条件においても同様な特徴を持つことが分かった。

【 0 0 4 9 】

図13は本発明の非接触電力伝達装置に係る実施形態を示す回路図、図14は図13の2次側換算の等価回路図で、これらの図を用いて以下に本実施形態の説明を行う。

【 0 0 5 0 】

図13に示す非接触電力伝達装置は、トランス12、コンデンサ $C1$ およびダイオード $D1$ を図1に示す非接触電力伝達装置と同様に備えているほか、コンデンサ $C1$ の一端とアノードが接続されるダイオード $D1$ のカソードとカソードが接続されるとともにコンデンサ $C1$ の他端とアノードが接続されるダイオード $D2$ 、およびダイオード $D1$ のカソードと2次電池 B との間に介在するチョークコイル L_{CH} を備えている。

30

【 0 0 5 1 】

ただし、上記構成の非接触電力伝達装置では、図11に示す構造のトランス12は、次の(表2)に示す条件を満足するように設定される。

【 0 0 5 2 】

【表2】

40

記号	項目	数値		
E1 (V)	1次電圧	140		
Ed (V)	電池電圧	1.5	2.9	4.1
f (kHz)	駆動周波数	79		
g (mm)	ギャップ長	2		
L1 (mH)	1次インダクタンス	1.83		
L2 (μ H)	2次インダクタンス	24		
M (μ H)	相互インダクタンス	122		
L02 (μ H)	漏れインダクタンス	16		

10

【0053】

図15は(表2)の条件下における充電電流 I_d の平均レベル I_a に対するコンデンサC1の容量の特性図、図16はコンデンサC1の容量が図15に示す最適値 C_{1m} である場合の各部の信号波形図である。ただし、図16に示す E_{2s} 、 V_{c1} 、 E_L 、 I_{L02} 、 I_{c1} および I_d は、図14に示す同符号の信号と対応している。また、図16における I_{D1} および I_{D2} はそれぞれダイオードD1、D2を流れる電流波形を示す。

20

【0054】

本非接触電力伝達装置は、出力側の整流回路にチョークコイル L_{CH} をさらに用いて2次電池Bに対する充電電流 I_d の平滑を行ういわゆるチョークインプット整流の回路構成になっている。このような回路構成の本非接触電力伝達装置を上記(表2)の条件で動作させて、コンデンサC1の容量を変えると、図15に示すグラフが得られる。このグラフから、本実施形態の回路構成においても、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にし得る最適値 C_{1m} が存在するのが分かる。この最適値 C_{1m} にコンデンサC1の容量を設定した場合の図16に示す本回路内の各波形を観察すると、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC1に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致している。さらに詳述すると、高周波電圧 E_{1s} の極性および2次側換算された電圧 E_{2s} の極性が負から正に反転する時点と、2次電池Bの負極性端子から計測したコンデンサC1の電圧 V_{c1} が極小値となる時点とが一致しているとともに(図16の期間T6の終了時点を参照)、高周波電圧 E_{1s} の極性および2次側換算された電圧 E_{2s} の極性が正から負に反転する時点と、2次電池Bの負極性端子から計測したコンデンサC1の電圧 V_{c1} が極大値となる時点とが一致している(図16の期間T3の終了時点を参照)。また、これら一致するいずれの時点でも、コンデンサC1を流れる電流 I_{c1} がほぼゼロとなっている。

30

【0055】

以上、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC1に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサC1の容量値を設定すれば、高周波電源11から2次電池Bへの電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

40

【0056】

図17は本発明の非接触電力伝達装置に係る別の実施形態を示す回路図、図18は図17の2次側換算の等価回路図、図19は図17に示すトランスの概略構造図で、これらの図を用いて以下に本実施形態の説明を行う。

【0057】

図17に示す非接触電力伝達装置は、図1に示す非接触電力伝達装置との相違点として、2次コイルL2の midpoint にセンタタップ320が設けられるほかはトランス12と同様のトランス32と、コンデンサC1の一端とアノードが接続されるダイオードD1のカソードとカソードが接続されるとともにコンデンサC1の他端とアノードが接続されるダイオー

50

ドD2とを備え、ダイオードにより成る整流回路がこの出力端子(カソード)とセンタタップ320との間に接続される2次電池Bに整流後の直流電力を伝達する構成になっている。

【0058】

ただし、上記構成の非接触電力伝達装置では、図19に示す構造のトランス32は、次の(表3)に示す条件を満足するように設定される。

【0059】

【表3】

記号	項目	数値		
E ₁ (V)	1次電圧	140		
E _d (V)	電池電圧	1.4	2.8	4.0
f (kHz)	駆動周波数	59		
g (mm)	ギャップ長	4		
L ₁ (mH)	1次インダクタンス	1.45		
L ₂ (μH)	2次インダクタンス	19.6		
M (μH)	相互インダクタンス	74.2		
L ₀₂ (μH)	漏れインダクタンス	15.71		

10

20

【0060】

図20は(表3)の条件下における充電電流I_dの平均レベルI_aに対するコンデンサC₁の容量の特性図、図21はコンデンサC₁の容量が図20に示す最適値C_{1m}である場合の各部の信号波形図である。ただし、図21に示すE_{3s}、E_{4s}、V_{C3}、V_{C4}、I_{L03}、I_{L04}、I_{C1}およびI_dは、図18に示す同符号の信号と対応している。また、I_{D1}およびI_{D2}はそれぞれダイオードD₁、D₂を流れる電流波形を示す。

【0061】

本非接触電力伝達装置はいわゆるセンタタップ整流の回路構成になっており、この非接触電力伝達装置を上記(表3)の条件で動作させて、コンデンサC₁の容量を変えると、図20に示すグラフが得られる。このグラフから、本実施形態の回路構成においても、充電電流I_dの平均レベルI_aを最大にし得る最適値C_{1m}が存在するのが分かる。この最適値C_{1m}にコンデンサC₁の容量を設定した場合の図21に示す本回路内の各波形を観察すると、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC₁に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致している。さらに詳述すると、高周波電圧E_{1s}の極性および2次側換算された電圧E_{3s}の極性が負から正に反転する時点と、センタタップ320から計測したコンデンサC₁の一方の端子電圧V_{C3}が極小値となる時点とが一致しているととも(図21の期間T₄の終了時点を参照)、高周波電圧E_{1s}の極性および2次側換算された電圧E_{4s}の極性が正から負に反転する時点と、センタタップ320から計測したコンデンサC₁の他方の端子電圧V_{C4}が極小値となる時点とが一致している(図21の期間T₂の終了時点を参照)。また、これら一致するいずれの時点でも、コンデンサC₁を流れる電流I_{C1}がほぼゼロとなっている。

30

40

【0062】

以上、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC₁に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサC₁の容量値を設定すれば、高周波電源11から2次電池Bへの電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0063】

図22は本発明の非接触電力伝達装置に係る別の実施形態を示す回路図、図23は図22

50

の2次側換算の等価回路図で、これらの図を用いて以下に本実施形態の説明を行う。

【0064】

図22に示す非接触電力伝達装置は、整流回路の出力端子(カソード)と2次電池Bとの間に介在するチョークコイル L_{CH} をさらに備えるほかは図17に占めず非接触電力伝達装置と同様に構成されている。

【0065】

ただし、上記構成の非接触電力伝達装置では、トランス32は、次の(表4)に示す条件を満足するように設定される。

【0066】

【表4】

記号	項目	数値		
E1 (V)	1次電圧	140		
Ed (V)	電池電圧	1.5	2.9	4.1
f (kHz)	駆動周波数	79		
g (mm)	ギャップ長	2		
L1 (mH)	1次インダクタンス	1.83		
L2 (μ H)	2次インダクタンス	24		
M (μ H)	相互インダクタンス	122		
L02 (μ H)	漏れインダクタンス	16		

10

20

【0067】

図24は(表4)の条件下における充電電流 I_d の平均レベル I_a に対するコンデンサC1の容量の特性図、図25はコンデンサC1の容量が図24に示す最適値 C_{1m} である場合の各部の信号波形図である。ただし、図25に示す E_{3S} 、 E_{4S} 、 V_{C1} 、 E_L 、 I_{L03} 、 I_{L04} 、 I_{C1} 、 I_{D1} 、 I_{D2} および I_d は、図23に示す同符号の信号と対応している。

30

【0068】

本非接触電力伝達装置は、出力側の整流回路にチョークコイル L_{CH} を用いて2次電池Bに対する充電電流 I_d の平滑を行ういわゆるチョークインプットセンタタップ整流の回路構成になっており、この非接触電力伝達装置を(表4)の条件で動作させて、コンデンサC1の容量を変えると、図24に示すグラフが得られる。このグラフから、本実施形態の回路構成においても、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にし得る最適値 C_{1m} が存在するのが分かる。この最適値 C_{1m} にコンデンサC1の容量を設定した場合の図25に示す本回路内の各波形を観察すると、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC1に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致している。さらに詳述すると、高周波電圧 E_{1S} の極性および2次側換算された電圧 E_{3S} 、 E_{4S} の極性が負から正に反転する時点と、コンデンサC1の両端電圧 V_{C1} が極小値となる時点とが一致しているとともに(図25の期間T6の終了時点参照)、高周波電圧 E_{1S} の極性および2次側換算された電圧 E_{3S} 、 E_{4S} の極性が正から負に反転する時点と、コンデンサC1の両端電圧 V_{C1} が極大値となる時点とが一致している(図25の期間T3の終了時点参照)。また、これら一致するいずれの時点でも、コンデンサC1を流れる電流 I_{C1} がほぼゼロとなっている。

40

【0069】

以上、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC1に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサC1の容量値を設定すれば、高周波電源11から2次電池Bへの電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0070】

50

図 2 6 は本発明の非接触電力伝達装置に係る別の実施形態を示す回路図、図 2 7 は図 2 6 の 2 次側換算の等価回路図で、これらの図を用いて以下に本実施形態の説明を行う。

【 0 0 7 1 】

図 2 6 に示す非接触電力伝達装置は、トランス 1 2 およびコンデンサ C 1 を図 1 に示す非接触電力伝達装置と同様に備えているほか、図 1 に示す非接触電力伝達装置との相違点として、コンデンサ C 1 の両端とそれぞれ両入力端子が接続されるブリッジ整流回路 D B およびこのブリッジ整流回路 D B の正極性出力端子と一端が接続されるチョークコイル L_{CH} を備え、2 次電池 B がチョークコイル L_{CH} の他端とブリッジ整流回路 D B の負極性出力端子との間に接続される構成になっている。

【 0 0 7 2 】

ただし、上記構成の非接触電力伝達装置では、トランス 1 2 は、次の (表 5) に示す条件を満足するように設定される。

【 0 0 7 3 】

【 表 5 】

記号	項目	数値		
E ₁ (V)	1 次電圧	140		
E _d (V)	電池電圧	1.5	2.9	4.1
f (kHz)	駆動周波数	79		
g (mm)	ギャップ長	2		
L ₁ (mH)	1 次インダクタンス	1.83		
L ₂ (μH)	2 次インダクタンス	24		
M (μH)	相互インダクタンス	122		
L ₀₂ (μH)	漏れインダクタンス	16		

【 0 0 7 4 】

図 2 8 は (表 5) の条件下における充電電流 I_d の平均レベル I_a に対するコンデンサ C 1 の容量の特性図、図 2 9 はコンデンサ C 1 の容量が図 2 8 に示す最適値 C_{1m} である場合の各部の信号波形図である。ただし、図 2 9 に示す E_{2s}、V_{C1}、E_L、I_{L02}、I_{C1}、I_{d1}、I_{d2}、I₁ および I_d は、図 2 7 に示す同符号の信号と対応している。

【 0 0 7 5 】

本非接触電力伝達装置は、出力側の整流回路にチョークコイル L_{CH} を用いて 2 次電池 B に対する充電電流 I_d の平滑を行ういわゆるチョークインプットブリッジ整流の回路構成になっており、この非接触電力伝達装置を (表 5) の条件で動作させて、コンデンサ C 1 の容量を変えると、図 2 8 に示すグラフが得られる。このグラフから、本実施形態の回路構成においても、充電電流 I_d の平均レベル I_a を最大にし得る最適値 C_{1m} が存在するの
 が分かる。この最適値 C_{1m} にコンデンサ C 1 の容量を設定した場合の図 2 9 に示す本回路内の各波形を観察すると、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサ C 1 に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致している。さらに詳述すると、高周波電圧 E_{1s} の極性および 2 次側換算された電圧 E_{2s} の極性が負から正に反転する時点と、コンデンサ C 1 の両端電圧 V_{C1} が極小値となる時点とが一致しているとともに (図 2 9 の期間 T 6 の終了時点参照)、高周波電圧 E_{1s} の極性および 2 次側換算された電圧 E_{2s} の極性が正から負に反転する時点と、コンデンサ C 1 の両端電圧 V_{C1} が極大値となる時点とが一致している (図 2 9 の期間 T 3 の終了時点参照)。また、これら一致するいずれの時点でも、コンデンサ C 1 を流れる電流 I_{C1} がほぼゼロとなっている。

【 0 0 7 6 】

10

20

30

40

50

以上、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC1に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサC1の容量値を設定すれば、高周波電源11から2次電池Bへの電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0077】

なお、図26に示す実施形態では、チョークコイル L_{CH} を備える構成になっているが、チョークコイル L_{CH} を備えない構成でも、高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、コンデンサC1に生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように、コンデンサC1の容量値を設定すれば、高周波電源11から2次電池Bへの電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0078】

また、上記各実施形態では、次段に2次電池Bが接続される構成になっているが、次段に平滑用コンデンサを有する定電圧負荷が接続される構成でも同様の効果が得られるのが分かった。例えば、図30に示すように、図13と同様の回路構成のチョークコイル L_{CH} の出力側に大容量の平滑用コンデンサC2を設ける構成でも、この構成における2次電池Bを図31に示すように抵抗R1に代えてもあるいは図32に示すように、図1における2次電池Bを並列接続の平滑コンデンサC2および抵抗R1に代える構成でも、電力の伝達効率を最適にすることが可能になるのが分かった。

【0079】

また、上記各実施形態では、高周波電圧 E_{1s} の電圧波形は方形波状になっているが、台形波状でも同様の効果が得られるのが分かった。例えば、図33に示すように、図30の回路構成に加えて、1次コイルL1に並列接続されるコンデンサC13を設け、高周波電圧の立ち上がりおよび立ち下がり部で部分共振によるソフトスイッチングを行って、図34に示すように、台形波状の高周波電圧が1次コイルL1の両端に印加される構成にしても、上記実施形態と同様の効果が得られる。

【0080】

さらに、図35および図36に示すように、高周波電圧 E_{1s} の電圧波形は正弦波状でも同様の効果が得られるのが分かった。例えば、図37の概略構成図に示すように、コンデンサC13およびスイッチング素子S1を用いた電圧共振を利用して、1次コイルL1の両端に図38に示すような正弦波状の高周波電圧 E_{1s} が印加するようにしても、上記実施形態と同様の効果が得られる。

【0081】

以上のように、上記各実施形態では、高周波電源から次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になり、1次コイルL1側から有効電力を最大限に取り出すことができるので、トランスを好適に小型化できるとともに、回路全体の力率の向上および回路の小型化が可能になる。

【0082】

【発明の効果】

以上のことから明らかなように、請求項1記載の発明によれば、高周波電源からの高周波電圧が両端に印加される1次コイルおよびこの1次コイルに印加される高周波電圧に応じて起電力を誘導して誘導電圧を得る2次コイルを有し、前記1次コイルおよび2次コイルが分離着脱的に構成されて成るトランスと、前記2次コイルと並列接続されるコンデンサと、前記2次コイルに誘導される起電力を直流電力に整流して次段に伝達する整流回路とを備え、前記コンデンサの容量値は、前記高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、当該コンデンサに生じる振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように設定されるので、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0083】

請求項2記載の発明によれば、前記コンデンサに生じる振動電圧が所定時間間隔毎に複数回現れる場合には、前記コンデンサの容量値は、前記高周波電圧および誘導電圧の極性反転の時点と、前記複数回のうち初回の振動電圧の値が極値となる時点とが一致するように設定されるので、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

10

20

30

40

50

【0084】

請求項3記載の発明によれば、前記次段には平滑用コンデンサを有する定電圧負荷が接続されるので、定電圧負荷に対する電流の平均レベルを最大にすることが可能となる。

【0085】

請求項4記載の発明によれば、前記整流回路が半波整流回路であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0086】

請求項5記載の発明によれば、前記半波整流回路の一方の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える構成であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

10

【0087】

請求項6記載の発明によれば、前記2次コイルにはセンタタップが設けられ、前記整流回路は、当該整流回路の出力端子と前記センタタップとの間に接続される前記次段に前記整流後の直流電力を伝達する構成であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0088】

請求項7記載の発明によれば、前記整流回路の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える構成であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0089】

請求項8記載の発明によれば、前記整流回路はブリッジ整流回路であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

20

【0090】

請求項9記載の発明によれば、前記ブリッジ整流回路の一方の出力端子と前記次段との間に介在するチョークコイルを備える構成であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0091】

請求項10記載の発明によれば、前記高周波電圧の電圧波形が方形波状であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0092】

請求項11記載の発明によれば、前記高周波電源は、複数のスイッチング素子により構成されるインバータ回路を有し、前記高周波電圧の立ち上がりおよび立ち下がり部で部分共振によるソフトスイッチングを行って、台形波状の高周波電圧を前記1次コイルの両端に印加する構成であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

30

【0093】

請求項12記載の発明によれば、前記高周波電圧の電圧波形は正弦波状であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

【0094】

請求項13記載の発明によれば、前記1次コイルと並列接続される電圧共振用のコンデンサを備える構成であっても、次段への電力の伝達効率を最適にすることが可能になる。

40

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の非接触電力伝達装置に係る実施形態の基本回路図である。

【図2】図1に示す非接触電力伝達装置からコンデンサC1を外した場合の回路図である。

【図3】図2の2次側換算の等価回路図である。

【図4】図2および図3に示す各部の信号波形図である。

【図5】充電電流の平均レベルに対するコンデンサC1の容量の特性を示す図である。

【図6】図1の2次側換算の等価回路図である。

【図7】コンデンサC1の容量値が最適値よりも小さい場合の各部の波形図である。

【図8】コンデンサC1の容量値が最適値と等しい場合の各部の波形図である。

50

【図 9】コンデンサ C 1 の容量値が最適値よりも大きい場合の各部の波形図である。

【図 10】コンデンサ C 1 の容量値が最適値と等しい場合の各部の詳細な波形図である。

【図 11】図 1 に示すトランスの概略構造図である。

【図 12】(表 1) の条件下における充電電流の平均レベルに対するコンデンサ C 1 の容量の特性図である。

【図 13】本発明の非接触電力伝達装置に係る実施形態を示す回路図である。

【図 14】図 13 の 2 次側換算の等価回路図である。

【図 15】(表 2) の条件下における充電電流の平均レベルに対するコンデンサ C 1 の容量の特性図である。

【図 16】コンデンサ C 1 の容量が図 15 に示す最適値である場合の各部の信号波形図である。 10

【図 17】本発明の非接触電力伝達装置に係る別の実施形態を示す回路図である。

【図 18】図 17 の 2 次側換算の等価回路図である。

【図 19】図 17 に示すトランスの概略構造図である。

【図 20】(表 3) の条件下における充電電流の平均レベルに対するコンデンサ C 1 の容量の特性図である。

【図 21】コンデンサ C 1 の容量が図 20 に示す最適値である場合の各部の信号波形図である。

【図 22】本発明の非接触電力伝達装置に係る別の実施形態を示す回路図である。

【図 23】図 22 の 2 次側換算の等価回路図である。 20

【図 24】(表 4) の条件下における充電電流の平均レベルに対するコンデンサ C 1 の容量の特性図である。

【図 25】コンデンサ C 1 の容量が図 24 に示す最適値である場合の各部の信号波形図である。

【図 26】本発明の非接触電力伝達装置に係る別の実施形態を示す回路図である。

【図 27】図 26 の 2 次側換算の等価回路図である。

【図 28】(表 5) の条件下における充電電流の平均レベルに対するコンデンサ C 1 の容量の特性図である。

【図 29】コンデンサ C 1 の容量が図 28 に示す最適値である場合の各部の信号波形図である。 30

【図 30】次段に平滑用コンデンサを設けた回路構成例を示す図である。

【図 31】次段に平滑用コンデンサを設けた回路構成例を示す図である。

【図 32】次段に平滑用コンデンサを設けた回路構成例を示す図である。

【図 33】高周波電圧の電圧波形が方形波状である場合の回路構成例を示す図である。

【図 34】図 33 に示す 1 次コイルに印加する電圧波形を示す図である。

【図 35】高周波電圧の電圧波形が正弦波状である場合の説明図である。

【図 36】図 35 に示す 1 次コイルに印加する電圧波形を示す図である。

【図 37】高周波電圧の電圧波形が正弦波状である場合の回路構成例を示す図である。

【図 38】図 37 に示す 1 次コイルに印加する電圧波形を示す図である。

【符号の説明】 40

L 1 1 次コイル

L 2 2 次コイル

1 2 , 3 2 トランス

C 1 コンデンサ

D 1 , D 2 ダイオード

B 2 次電池

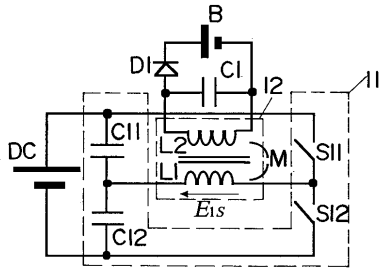
L_{CH} チョークコイル

DB ブリッジ整流回路

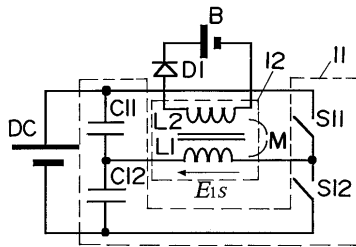
C 2 平滑用コンデンサ

【 図 1 】

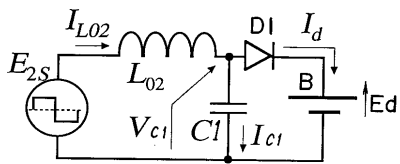
- L1 1次コイル
- L2 2次コイル
- I2 トランス
- C1 コンデンサ
- D1 ダイオード
- B 2次電池



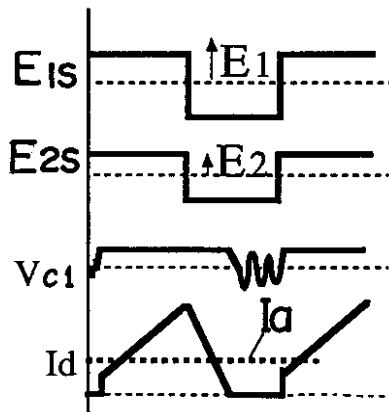
【 図 2 】



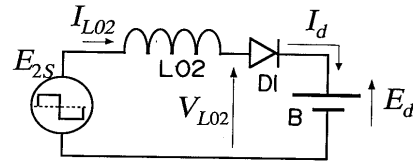
【 図 6 】



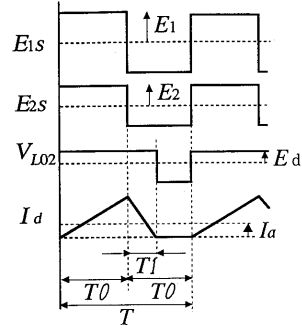
【 図 7 】



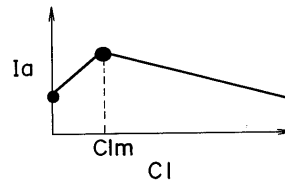
【 図 3 】



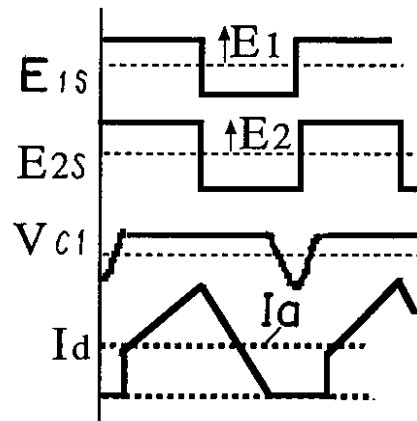
【 図 4 】



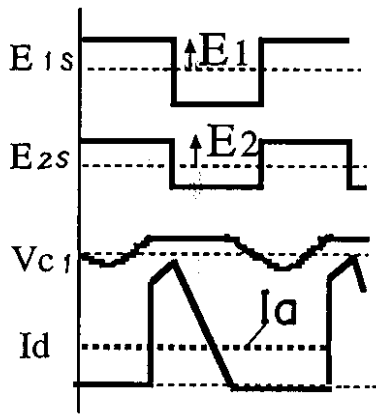
【 図 5 】



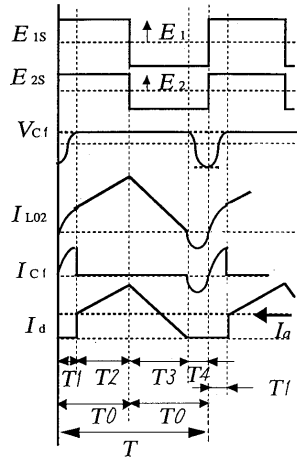
【 図 8 】



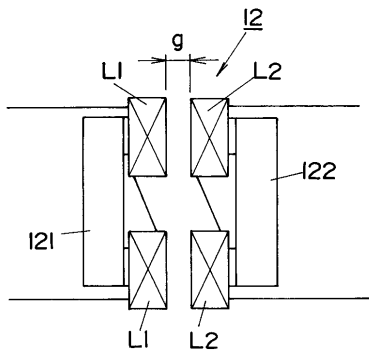
【 図 9 】



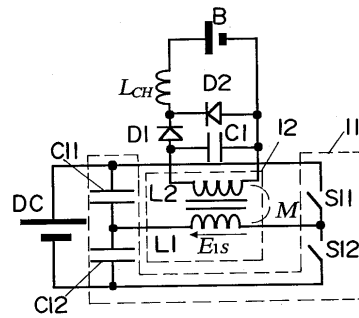
【 図 10 】



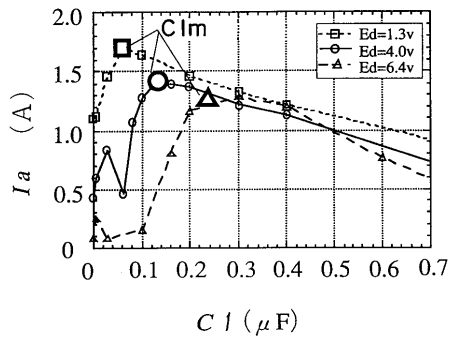
【 図 11 】



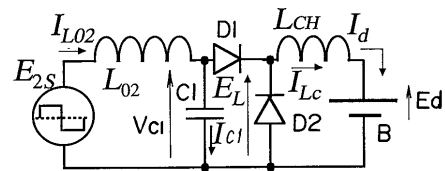
【 図 13 】



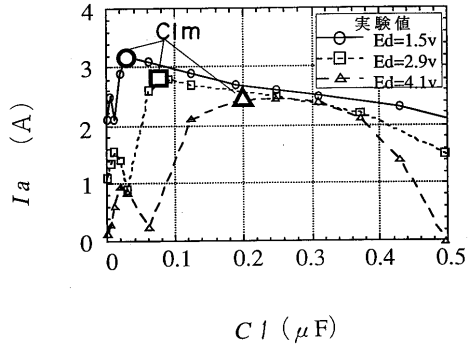
【 図 12 】



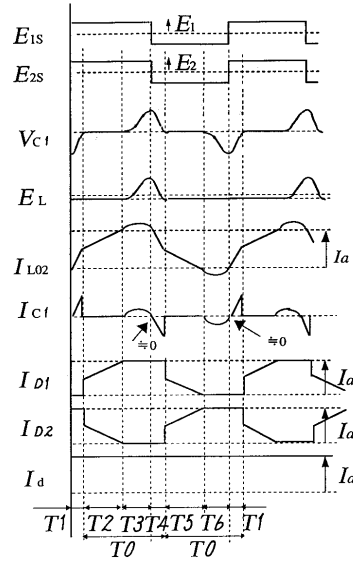
【 図 14 】



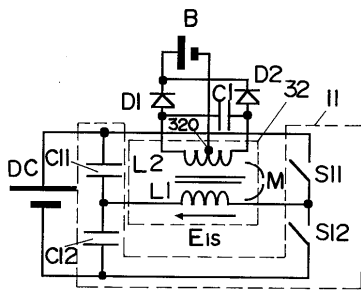
【 図 15 】



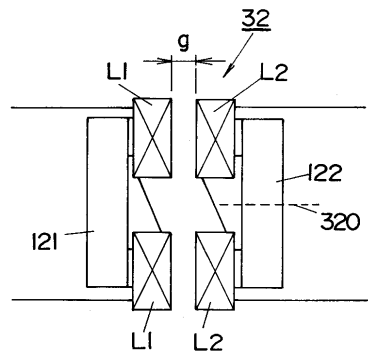
【 図 16 】



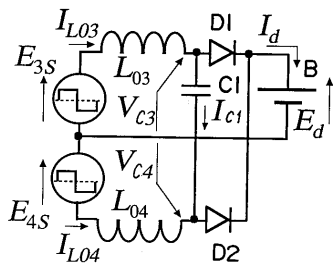
【 図 17 】



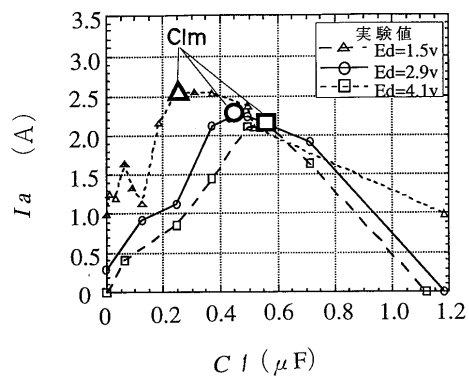
【 図 19 】



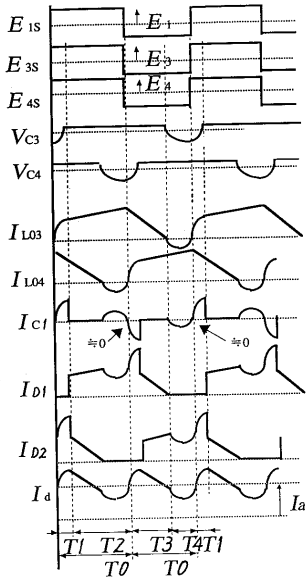
【 図 18 】



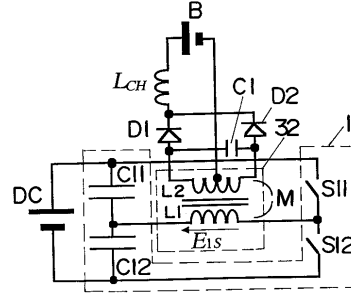
【 図 20 】



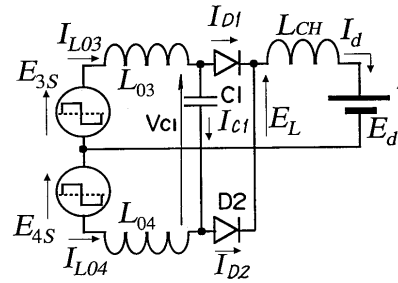
【 図 2 1 】



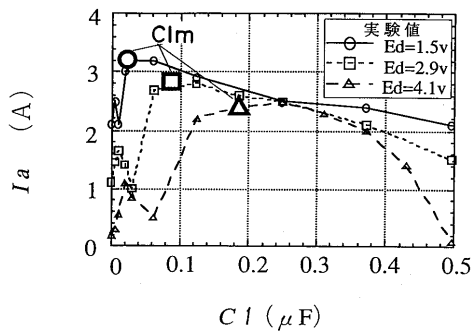
【 図 2 2 】



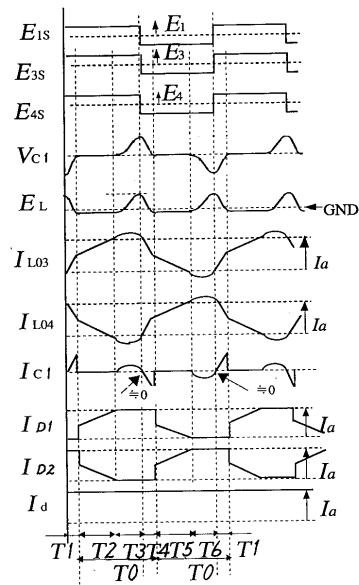
【 図 2 3 】



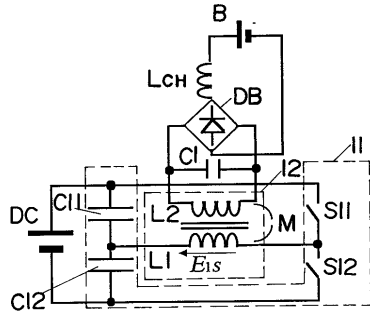
【 図 2 4 】



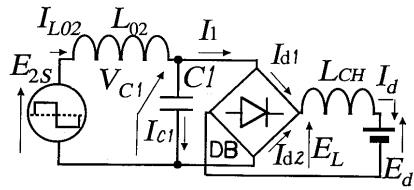
【 図 2 5 】



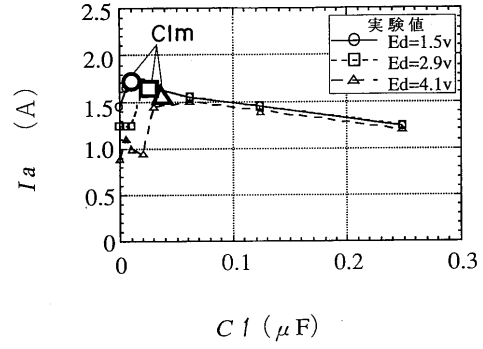
【 図 2 6 】



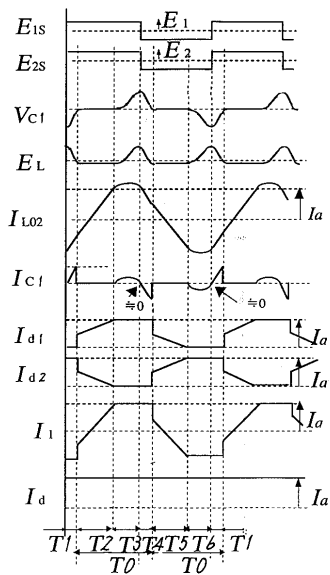
【 図 2 7 】



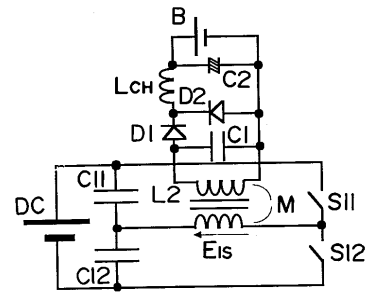
【 図 2 8 】



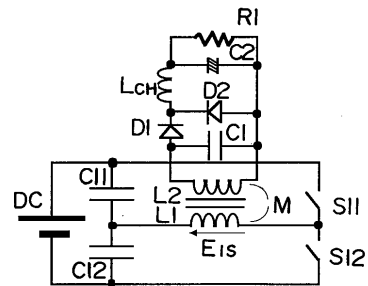
【 図 2 9 】



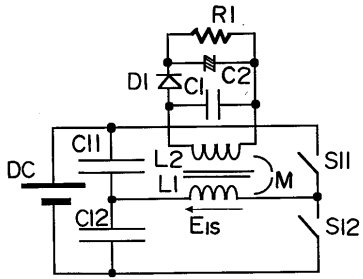
【 図 3 0 】



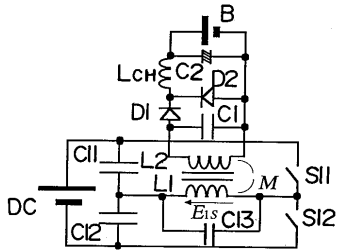
【 図 3 1 】



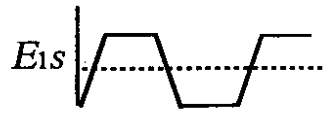
【 図 3 2 】



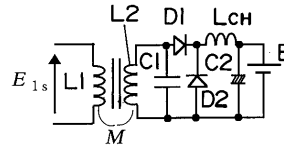
【 図 3 3 】



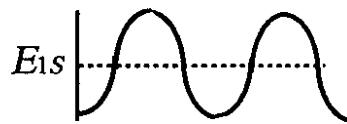
【 図 3 4 】



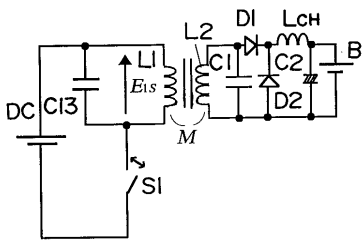
【 図 3 5 】



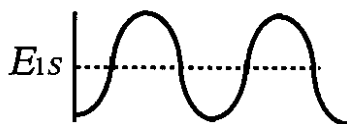
【 図 3 6 】



【 図 3 7 】



【 図 3 8 】



フロントページの続き

審査官 小曳 満昭

(56)参考文献 特開平8 - 98437 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02J 17/00

H01F 38/14

H02M 3/28