

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4211743号
(P4211743)

(45) 発行日 平成21年1月21日(2009.1.21)

(24) 登録日 平成20年11月7日(2008.11.7)

(51) Int.Cl. F I
H02J 7/10 (2006.01) H02J 7/10 B

請求項の数 6 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2005-40713 (P2005-40713)	(73) 特許権者	000005832
(22) 出願日	平成17年2月17日(2005.2.17)		パナソニック電気株式会社
(65) 公開番号	特開2006-230104 (P2006-230104A)		大阪府門真市大字門真1048番地
(43) 公開日	平成18年8月31日(2006.8.31)	(74) 代理人	100087767
審査請求日	平成18年12月13日(2006.12.13)		弁理士 西川 恵清
		(74) 代理人	100085604
			弁理士 森 厚夫
		(72) 発明者	北村 浩康
			大阪府門真市大字門真1048番地 松下 電気株式会社内
		審査官	杉田 恵一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 充電装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1, 第2のスイッチング素子、共振用コンデンサ、共振用インダクタを具備し第1, 第2のスイッチング素子を交互にオン・オフすることによって直流入力を高周波出力に変換するプッシュプル共振型インバータ部と、インバータ部のスイッチング素子の動作を制御する制御部とを備えて、インバータ部の出力によって電池を定電流充電あるいは定電圧充電し、

制御部は、スイッチング素子をゼロ電圧スイッチングさせる共振モードと、スイッチング素子をゼロ電圧スイッチングさせない非共振モードとの切換手段を有し、定電圧充電時に充電電流を徐々に低下させて、充電電流が所定値以下になった場合に共振モードから非共振モードに移行させることを特徴とする充電装置。

【請求項2】

前記制御部は、前記非共振モードにおいて前記第1, 第2のスイッチング素子がともにオフである期間を長くすることを特徴とする請求項1記載の充電装置。

【請求項3】

前記制御部は、前記非共振モードにおいて前記第1, 第2のスイッチング素子がともにオフである期間を、前記共振用コンデンサと前記共振用インダクタとの共振周期の整数倍にすることを特徴とする請求項2記載の充電装置。

【請求項4】

前記制御部は、前記第1, 第2のスイッチング素子がともにオフである期間が互いに異な

10

20

る複数の非共振モードを設定し、定電圧充電時の充電電流に応じて、いずれかの非共振モードに切り換えることを特徴とする請求項 1 乃至 3 いずれか記載の充電装置。

【請求項 5】

前記制御部は、定電圧充電を行なう充電電圧を所定の電圧値に設定したことを特徴とする請求項 1 乃至 4 いずれか記載の充電装置。

【請求項 6】

前記制御部は、充電電流の検出値と基準値とを比較する比較器を備えて、該比較結果に応じて充電電流を制御し、定電圧充電時では、基準電圧を段階的に変化させることで充電電流を段階的に低下させることを特徴とする請求項 1 乃至 5 いずれか記載の充電装置。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、充電装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

共振型インバータを用いた充電装置は、効率がよく、低ノイズであるが、出力を制御して出力を絞ったときに、共振条件が合わなくなって逆に効率が悪くなって、ノイズが増えたり、場合によっては制御不可能になることがあった。

【0003】

そこで、2つのスイッチング素子、共振用コンデンサ、共振用インダクタを具備して、スイッチング素子を交互にオン・オフすることによって直流入力を高周波出力に変換するプッシュプル共振回路を備えた共振型電源では、2つのスイッチング素子がともにオフになる期間（デッドタイム）およびスイッチングの最低周波数を切り換えることによって、定電圧充電において充電電流を絞ることが可能になった。（例えば、特許文献 1 参照）

20

【特許文献 1】特開 2003 - 134817 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

上記従来 of 充電装置は、ゼロ電圧スイッチングを行っており、ゼロ電圧スイッチングの可能条件は、充電電流に比例して決定される。

30

【0005】

例えば、フォワード結合でトランスの 1 次側に流れる電流を 2 次側から充電電流として取り出した場合、トランスの 1 次側巻数、2 次側巻数、1 次巻線最大電流、2 次巻線最大電流をそれぞれ N_1 、 N_2 、 I_p 、 I_s とすると、

$$N_1 \cdot I_p = N_2 \cdot I_s$$

の関係がある。

【0006】

さらに共振用インダクタのインダクタンスを L_r 、共振用コンデンサの容量を C_r 、トランスの 1 次側電圧を V_p とすると、

$$L_r I_p^2 / 2 > C_r V_p^2 / 2$$

40

となる。上記 2 つの式より、トランスの 2 次側に流れる電流、すなわち充電電流がある値より大きければ共振条件は満足する。

【0007】

このゼロ電圧スイッチングの可能条件は、電池電圧には影響されず、電池電圧が 20 V のときにゼロ電圧スイッチングが可能な限界充電電流値が 5 A であるとする、電池電圧が 0 V のときの限界充電電流値も 5 A となる。

【0008】

つまり、定電流充電を行なうときは充電電圧が上昇しても、充電初期時に共振条件を満足しておれば充電完了が近付いても共振条件は満足する。

【0009】

50

しかし、定電圧充電を行なうときは、充電電流値が低下してくるにつれて、スイッチング周波数が高くなって共振用インダクタに流れる電流が小さくなる。そして、充電電流が徐々に低下していくため途中で共振条件を満足しなくなり、ゼロ電圧スイッチングができなくなって損失が大きくなり、場合によってはスイッチング素子が温度上昇によって壊れる、あるいは出力を低下させることができなくなっていた。

【0010】

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、定電流充電、定電圧充電が可能な共振型インバータで構成された充電装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

請求項1の発明は、第1,第2のスイッチング素子、共振用コンデンサ、共振用インダクタを具備し第1,第2のスイッチング素子を交互にオン・オフすることによって直流入力を高周波出力に変換するプッシュプル共振型インバータ部と、インバータ部のスイッチング素子の動作を制御する制御部とを備えて、インバータ部の出力によって電池を定電流充電あるいは定電圧充電し、制御部は、スイッチング素子をゼロ電圧スイッチングさせる共振モードと、スイッチング素子をゼロ電圧スイッチングさせない非共振モードとの切換手段を有し、定電圧充電時に充電電流を徐々に低下させて、充電電流が所定値以下になった場合に共振モードから非共振モードに移行させることを特徴とする。

【0012】

この発明によれば、スイッチング損失、ノイズを低減できる共振型のインバータを用いながら、共振モードと非共振モードを切り換えることで定電流充電だけでなく定電圧充電も行なうことができる。

【0013】

請求項2の発明は、請求項1において、前記制御部は、前記非共振モードにおいて前記第1,第2のスイッチング素子がともにオフである期間を長くすることを特徴とする。

【0014】

この発明によれば、簡単な回路構成で共振モードと非共振モードとを切り換えることができる。

【0015】

請求項3の発明は、請求項2において、前記制御部は、前記非共振モードにおいて前記第1,第2のスイッチング素子がともにオフである期間を、前記共振用コンデンサと前記共振用インダクタとの共振周期の整数倍にすることを特徴とする。

【0016】

この発明によれば、非共振モードにおけるスイッチング損失、ノイズを最小限に抑えることができる。したがって、低い定格のスイッチング素子を用いることができ、さらにはノイズ対策部品を小型化、あるいは省略することができる。

【0017】

請求項4の発明は、請求項1乃至3いずれかにおいて、前記制御部は、前記第1,第2のスイッチング素子がともにオフである期間が互いに異なる複数の非共振モードを設定し、定電圧充電時の充電電流に応じて、いずれかの非共振モードに切り換えることを特徴とする。

【0018】

この発明によれば、制御領域を拡大し、様々な充電電圧の電池に対して定電圧充電を行なうことができ、さらにスイッチング素子のスイッチング周波数制御において、スイッチング周波数の最小値から最大値までの範囲を狭くことができ、ノイズフィルタの小型化を図ることができる。

【0019】

請求項5の発明は、請求項1乃至4いずれかにおいて、前記制御部は、定電圧充電を行なう充電電圧を所定の電圧値に設定したことを特徴とする。

【0020】

10

20

30

40

50

この発明によれば、共振型インバータを用いた定電流充電器に定電圧充電機能を追加する場合に、部品追加を最小限に抑えることができる。

【0021】

請求項6の発明は、請求項1乃至5いずれかにおいて、前記制御部は、充電電流の検出値と基準値とを比較する比較器を備えて、該比較結果に応じて充電電流を制御し、定電圧充電時には、基準電圧を段階的に変化させることで充電電流を段階的に低下させることを特徴とする。

【0022】

この発明によれば、定電流充電の制御機能を用いて、定電圧充電時の充電電流制御を行なうことができる。

【発明の効果】

【0023】

以上説明したように、本発明では、スイッチング損失、ノイズを低減できる共振型のインバータを用いながら、共振モードと非共振モードを切り換えることで定電流充電だけでなく定電圧充電も行なうことができるという効果がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

【0025】

(実施形態1)

本発明の充電装置は、図1に示すように、交流電源ACを整流・平滑する整流・平滑回路1と、整流・平滑回路1の負電圧側出力に各ソース端子を接続したFETからなるスイッチング素子FET1、FET2、スイッチング素子FET1、FET2の各ドレイン端子間に接続し、接続点を整流・平滑回路1の正電圧側出力に接続した共振用インダクタL1、L2、L2と磁気結合したインダクタL3、L4の直列回路を備える2石プッシュプル部分共振回路からなり、整流・平滑回路1で平滑した直流出力を高周波出力に変換する共振型のインバータ部2と、インダクタL3、L4の直列回路の各端にアノードを接続し、カソード同士を接続したダイオードD1、D2からなる整流部3と、ダイオードD1、D2の接続点に一端を接続したチョークコイルL5、及びチョークコイルL5の他端とインダクタL3、L4の接続点との間に接続した平滑用のコンデンサC3からなる平滑部4と、コンデンサC3両端の直流電圧を印加されてインバータ部2の出力を供給される複数の電池の直列回路からなる電池パック5と、平滑部4の出力端間に接続して充電電圧を分圧して検出する抵抗R1、R2の直列回路と、電池パック5の負電圧側端子とコンデンサC3の負電圧側端子との間に挿入されて充電電流を検出する抵抗R3と、スイッチング素子FET1、FET2の動作を制御する制御部6とから構成される。

【0026】

そして、交流電源ACの出力を整流・平滑回路1で整流、平滑した直流電圧をスイッチング素子FET1、FET2が交互にオン・オフすることによって、スイッチング素子FET1がオンしている時はインダクタL1に電流を流してインダクタL3に電圧を誘起させ、スイッチング素子FET2がオンしている時はインダクタL2に電流を流してインダクタL4に電圧を誘起させる。インダクタL3、L4の誘起電圧をダイオードD1、D2で整流し、チョークコイルL5、コンデンサC3で平滑した直流電圧を電池パック5に印加する。

【0027】

上記図1に示す充電装置は、電動工具用急速充電器に用いられ、負荷の電池パック5の種類はNiCd電池、NiMH電池、リチウムイオン電池等があり、電池電圧は、公称電圧7.2V、9.6V、12V、15.6V、24Vのものがあり、容量も2Ah、3Ahのものがある。このように様々な電池種類、電圧、容量の各電池パック5に対して、1つの充電器で充電を行なうことができるものである。なお、リチウムイオン電池では、ま

10

20

30

40

50

ず定電流充電を行ない、充電電圧（電池電圧）が規定値に達すると定電圧充電を行なう。

【0028】

以下、本実施形態の制御部6によるスイッチング素子FET1, FET2のスイッチング制御について説明する。

【0029】

制御部6は、マイコン6a、比較器6b、コントロール回路部6c、増幅器6gを主構成として備える。マイコン6aは、抵抗R1, R2の接続点電圧を充電電圧の検出値Svとして入力されて、この充電電圧検出値Svに基づいてPWM信号Spwmを生成し、PWM信号Spwmは、マイコン6aの信号出力端間に接続された抵抗6dとコンデンサ6eとの直列回路で平滑され、抵抗6fを介して比較器6bに電流基準値Srefとして入力される。さらにマイコン6aは、デッドタイム、スイッチング周波数を切り換えるための制御信号Saを生成し、コントロール回路部6cへ出力する。

10

【0030】

また、抵抗R3の両端電圧である充電電流検出値Siを増幅器6gで増幅した充電電流検出値Si'が比較器6bに入力される。比較器6bは、充電電流検出値Si'と電流基準値Srefとを比較し、その差をフィードバック信号Sfbとしてコントロール回路部6cへ出力する。

【0031】

コントロール回路部6c内では、フォトブラの2次側にフィードバック信号Sfbに比例した電流を流すことで、充電電流補正の情報を1次側コントロールICに伝達する。そして、充電電流検出値Si'と電流基準値Srefとが一致するように、すなわちフィードバック信号Sfbがゼロになるようにスイッチング素子FET1, FET2のスイッチング動作を制御する。

20

【0032】

図2は、出力制御時にコントロール回路部6cがスイッチング素子FET1, FET2に各々出力する駆動信号S1, S2の波形を示し、図2(a)は出力大時、図2(b)は出力小時の駆動信号S1, S2であり、スイッチング素子FET1, FET2がともにオフであるデッドタイムTdを一定に保ち、周波数制御を行う。出力を低下させる（絞る）ときはスイッチング周波数を高くし、出力を増加させるときはスイッチング周波数を低くしている。

30

【0033】

また、コントロール回路部6cは、ゼロ電圧スイッチングを行なう共振モード（ソフトスイッチング）と、ゼロ電圧スイッチングを行わない非共振モード（ハードスイッチング）との2モードでスイッチング素子FET1, FET2を動作させており、出力が大きいときは共振モードを用い、トリクル充電のように充電電流がかなり小さいときは非共振モードを用いる。図3(a)に共振モード時、図3(b)に非共振モード時の駆動信号S1, S2の波形を示すように、共振モード時はデッドタイムTdが短く、非共振モード時はデッドタイムTdが長くなる。なお、非共振モードでは、スイッチング素子FET1, FET2、インダクタL1~L4に流れる電流が小さいため、出力が大きい共振モードに比べて、スイッチング損失、ノイズが十分小さくなる。

40

【0034】

ここで、図4は、従来のNiCd電池、NiMH電池の充電装置において、定電流充電で共振モードと非共振モードとの切り換えを行なう場合の充電電圧と充電電流との関係を示す制御テーブルであり、充電電流が大きいI2~I3では共振モードで動作する共振モード領域A0、充電電流がかなり小さい0~I1では非共振モードで動作する非共振モード領域B0が、充電電圧0~V1の範囲で設定されている。ここで、I2=5A、I3=10A程度であり、V1=40V程度である。

【0035】

図5は、本実施形態で共振モードと非共振モードとの切り換えを行なう場合の充電電圧と充電電流との関係を示す制御テーブルであり、共振モード領域A1と、非共振モード領

50

域 B 1 とを設定している。充電電流が大きい $I_2 \sim I_3$ では共振モードで動作する共振モード領域 A 1、充電電流がかなり小さい $0 \sim I_1$ では非共振モードで動作する非共振モード領域 B 1 が充電電圧 $0 \sim V_1$ の範囲で設定され、さらに充電電流 $I_1 \sim I_2$ では定電圧充電開始電圧 V_0 近傍において共振モード領域 A 1、非共振モード B 1 が設定されており、図 4 の従来の制御テーブルに比べて制御領域が増えている（ここで、 $I_1 < I_2 < I_3$ ）。

【0036】

また、図 6 は充電時間に対する充電電流の変化を表しており、まず、マイコン 6 a は、充電電圧検出値 S_v に基づいて充電電圧を判定し、充電電圧が定電圧充電開始電圧 V_0 以下では、電流基準値 S_{ref} を一定にして充電電流を一定に制御する定電流充電を共振モードで行なう。（図 6 中の時間 $t_0 \sim t_1$ ）

10

そして、共振モードで定電流充電を行いながら徐々に充電電圧が上昇して充電電圧が定電圧充電開始電圧 V_0 に達すると、共振モードで定電圧充電を開始する。このとき、マイコン 6 a は、PWM 信号 S_{pwm} を低下させて、比較器 6 b への電流基準値 S_{ref} を低下させる。すると、コントロール回路部 6 c は、充電電流が低下するようにスイッチング素子 FET_1 、 FET_2 を駆動し、充電電流が低下すると、電池パック 5 は内部抵抗を有するために充電電圧も定電圧充電開始電圧 V_0 から少し低下する。この低下した充電電圧でしばらく充電を継続すると、充電電圧は再び上昇し、定電圧充電開始電圧 V_0 に達すると、再び上記処理を行って充電電流を低下させる。以降、上記処理を繰り返して、充電電流が段階的に徐々に低下する。

20

【0037】

そして、マイコン 6 a は PWM 信号 S_{pwm} を生成しているので、現在の充電電流の目標値がわかっており、充電電流が段階的に低下して、PWM 信号 S_{pwm} の 1 周期の平均電圧が所定電圧以下になると、充電電流が規定の電流値 I_2' にまで低下したと判断して、共振モードから非共振モードへ移行させる制御信号 S_a をコントロール回路部 6 c へ出力し、コントロール回路部 6 c は、スイッチング素子 FET_1 、 FET_2 のデッドタイムを長くした非共振モードでスイッチング素子 FET_1 、 FET_2 を駆動する。そして、非共振モードへの移行後も充電電流を段階的に徐々に低下させながら、引き続き定電圧充電を行ない、充電電流が規定値以下になった時点で充電完了とする。（図 6 中の時間 $t_1 \sim t_2$ ）

30

定電圧充電開始電圧 V_0 は電池パック 5 の仕様によって決まっており、本実施形態では他の電圧での定電圧充電は行なわれないため、図 5 の制御テーブルにおいて、充電電流の全範囲に亘って制御領域が存在するのは、定電圧充電開始電圧 V_0 近傍のみである。例えば、リチウムイオン電池のように、充電電圧が極めて低いときは保護充電を行ない、通常状態では定電流充電を行ない、充電電圧が高いときは定電圧充電を行なう場合は、本実施形態のように、充電電流の全範囲に亘って存在する制御領域を、定電圧充電時の充電電圧近傍にのみ確保すればよく、共振型インバータを用いた定電流充電器に本実施形態の定電圧充電機能を追加する場合に、部品追加を最小限に抑えることができる。

【0038】

このように本実施形態では、スイッチング損失、ノイズを低減できる共振型のインバータを用いながら、定電流充電機能だけでなく定電圧充電機能も備えており、例えば、定電流充電可能な充電装置に定電圧充電機能を追加して、リチウムイオン電池を急速充電することができる。

40

【0039】

次に、共振モードと非共振モードとの切り換え時に行なうデッドタイム T_d の切り換えについて説明する。図 7 は共振モード時のスイッチング素子 FET_1 のドレイン電圧 V_{ds1} 、ドレイン電流 I_{d1} 、スイッチング素子 FET_2 のドレイン電圧 V_{ds2} 、ドレイン電流 I_{d2} の各波形を示し、図 8 は非共振モード時のスイッチング素子 FET_1 のドレイン電圧 V_{ds1} 、ドレイン電流 I_{d1} 、スイッチング素子 FET_2 のドレイン電圧 V_{ds2} 、ドレイン電流 I_{d2} の各波形を示す。

50

【 0 0 4 0 】

まず、共振モード時は、図 7 に示すようにスイッチング素子 F E T 1 のスイッチング動作とスイッチング素子 F E T 2 のスイッチング動作とが同一期間に行なわれており、デッドタイム T d は短い。

【 0 0 4 1 】

次に、デッドタイム T d を共振モードより長くすることで共振モードから非共振モードに移行させる。デッドタイム T d でスイッチング素子 F E T 1 , F E T 2 がともにオフになった後、共振用インダクタ L 1 , L e 1 の直列回路、共振用インダクタ L 2 , L e 2 の直列回路に蓄えられるエネルギーと、共振用コンデンサ C 1 , C 2 に蓄えられるエネルギーとの間で共振が行なわれるが、次にオンさせるスイッチング素子は、共振電圧（スイッチング素子と共振用コンデンサとの接続点電圧）が低くなる時にオンさせる。すなわち、デッドタイム T d を共振周期の整数倍となるように設定しており、スイッチング損失、ノイズを最小限に抑えることができる。したがって、低い定格のスイッチング素子 F E T 1 , F E T 2 を用いることができ、ノイズ対策部品を小型化、あるいは省略することができる。

10

【 0 0 4 2 】

本実施形態では図 8 に示すように、デッドタイム T d において共振電圧 V r が 3 回目に低くなったときに次のスイッチング素子がオンするように、デッドタイム T d を共振周期の 3 倍に設定している。なお、共振周期は、リーケージインダクタンスの大きさと共振用コンデンサの容量とで決定されるため、出力に関わらずに共振電圧 V r が低くなったときに次のスイッチング素子をオンすることができる。

20

【 0 0 4 3 】

図 9 , 図 1 0 は非共振モード時におけるデッドタイム T d 設定の悪い例であり、図 9 はドレイン電圧 V d が低くなる前（立ち下がり）に次のスイッチング素子がオンしており、図 1 0 はドレイン電圧 V d が低くなった後（立ち上がり）に次のスイッチング素子がオンしており、いずれもドレイン電流 I d にパルス状の電流 I p が発生しており、スイッチング損失、ノイズが増加する。

【 0 0 4 4 】

（実施形態 2）

図 1 1 は、本実施形態の共振モードと非共振モードとの切り換えを行なう場合の充電電圧と充電電流との関係を示す制御テーブルであり、共振モード領域 A 1 と、2 つの非共振モード領域 B 1 , B 2 を設定している。

30

【 0 0 4 5 】

充電電流が大きい I 2 ~ I 3 では共振モードで動作する共振モード領域 A 1、充電電流がかなり小さい 0 ~ I 1 では第 1 の非共振モードで動作する非共振モード領域 B 1 が、実施形態 1 と同様に充電電圧 0 ~ V 1 の範囲で設定されている。そして本実施形態では、充電電流 I 1 ~ I 2 において、第 2 の非共振モードで動作する非共振モード領域 B 2 が充電電圧 0 ~ V 1 の範囲で設定されている。

【 0 0 4 6 】

まず、共振モード時は、実施形態 1 と同様、図 7 に示すように、スイッチング素子 F E T 1 のスイッチング動作とスイッチング素子 F E T 2 のスイッチング動作とが同一期間に行なわれており、デッドタイム T d は短い。

40

【 0 0 4 7 】

第 1 の共振モード時は、実施形態 1 と同様、図 8 に示すように、デッドタイム T d において共振電圧 V r が 3 回目に低くなったときに次のスイッチング素子がオンするように、デッドタイム T d を共振周期の 3 倍に設定している。

【 0 0 4 8 】

第 2 の共振モード時は、図 1 2 に示すように、デッドタイム T d において共振電圧 V r が 2 回目に低くなったときに次のスイッチング素子がオンするように、共振周期の 2 倍にデッドタイム T d を設定している。

50

【 0 0 4 9 】

このように、本実施形態では非共振モードを2段階に切り換えることで、制御領域を拡大し、様々な充電電圧の電池パック5に対して定電圧充電を行なうことができ、さらにスイッチング素子FET1, FET2のスイッチング周波数制御において、スイッチング周波数の最小値から最大値までの範囲を狭くすることができ、ノイズフィルタの小型化を図ることができる。

【 0 0 5 0 】

なお、本実施形態の充電装置の構成は実施形態1と同様に図1に示され、説明は省略する。

【 図面の簡単な説明 】

10

【 0 0 5 1 】

【 図 1 】 本発明の実施形態1の構成を示す図である。

【 図 2 】 同上のスイッチング素子の駆動信号の波形を示し、(a) は出力大時の波形 (b) は出力小時の波形である。

【 図 3 】 同上のスイッチング素子の駆動信号の波形を示し、(a) は共振モードの波形 (b) は非共振モードの波形である。

【 図 4 】 従来定電流充電の制御テーブルを示す図である。

【 図 5 】 実施形態1の制御テーブルを示す図である。

【 図 6 】 同上の充電時間に対する充電電流の変化を示す図である。

【 図 7 】 同上の共振モードのデッドタイムを示す図である。

20

【 図 8 】 同上の非共振モードのデッドタイムを示す図である。

【 図 9 】 同上の非共振モードのデッドタイム設定の第1の悪い例を示す図である。

【 図 1 0 】 同上の非共振モードのデッドタイム設定の第2の悪い例を示す図である。

【 図 1 1 】 本発明の実施形態2の制御テーブルを示す図である。

【 図 1 2 】 同上の非共振モードのデッドタイムを示す図である。

【 符号の説明 】

【 0 0 5 2 】

A C 交流電源

1 整流・平滑回路

2 インバータ部

3 整流部

4 平滑部

5 電池パック

6 制御部

F E T 1 , F E T 2 スwitching素子

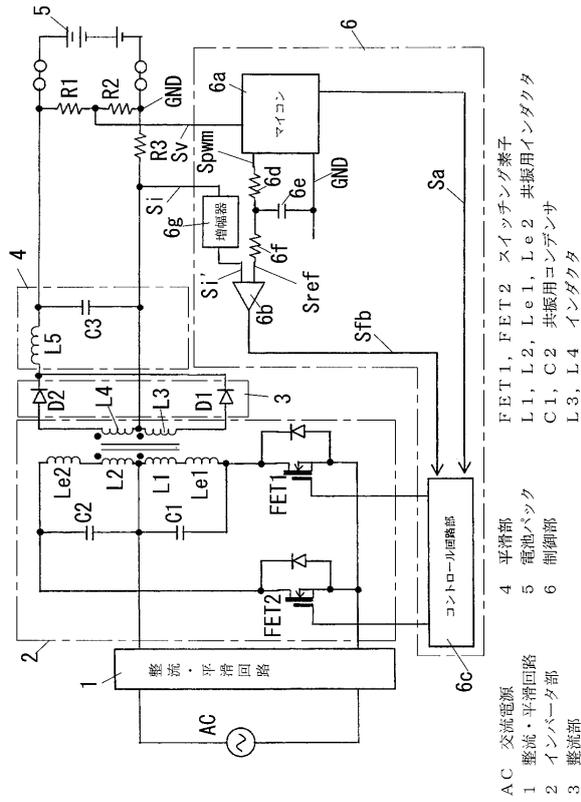
L 1 , L 2 , L e 1 , L e 2 共振用インダクタ

C 1 , C 2 共振用コンデンサ

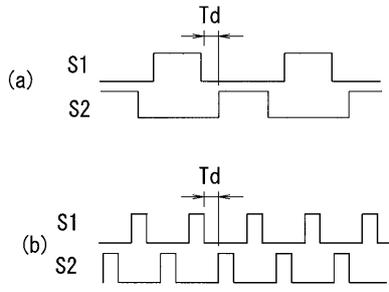
L 3 , L 4 インダクタ

30

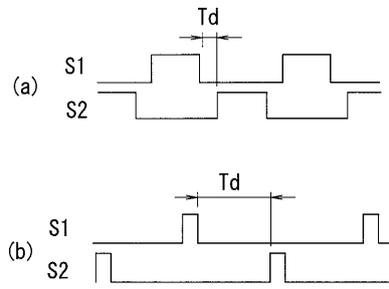
【図1】



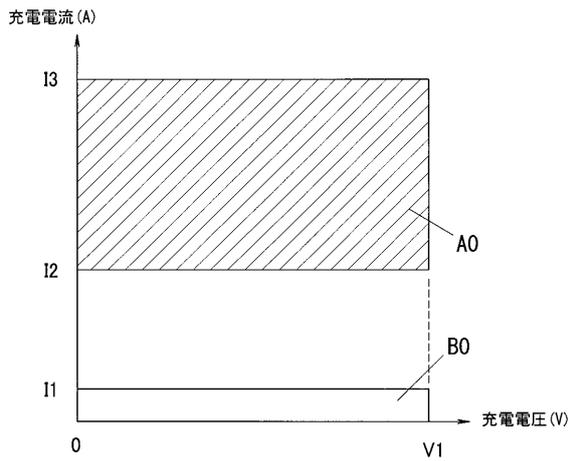
【図2】



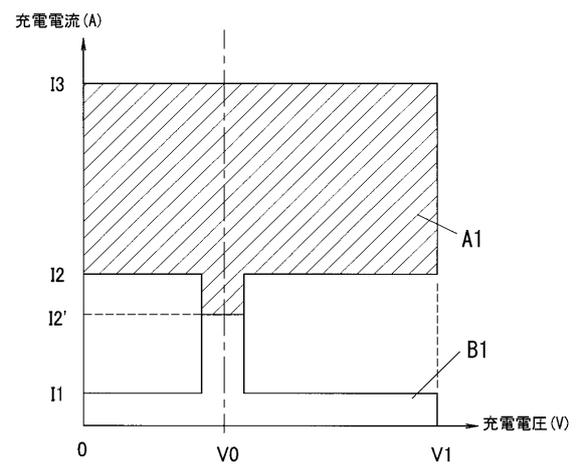
【図3】



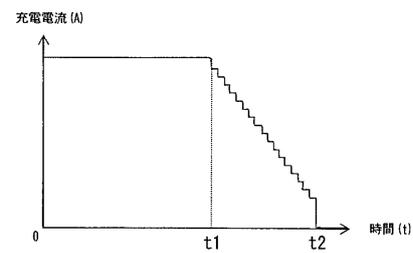
【図4】



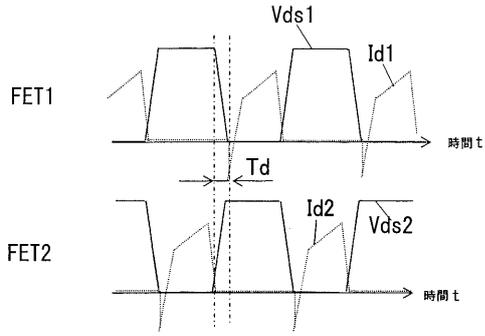
【図5】



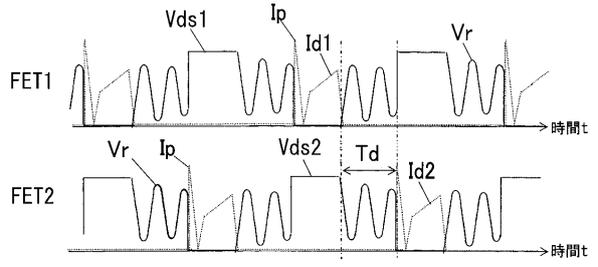
【図6】



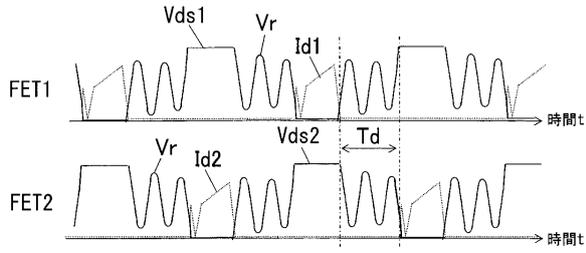
【 図 7 】



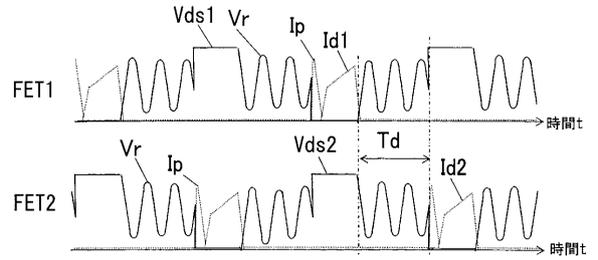
【 図 9 】



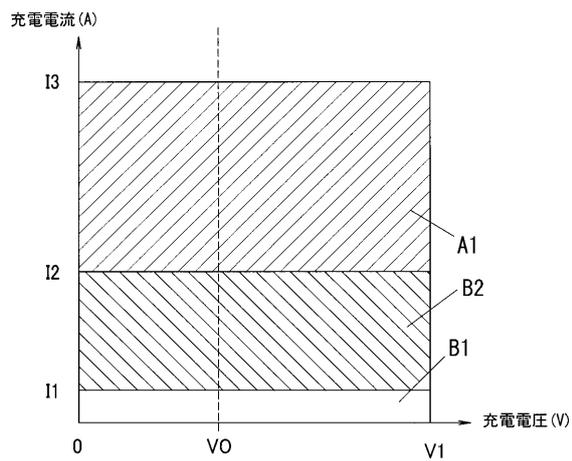
【 図 8 】



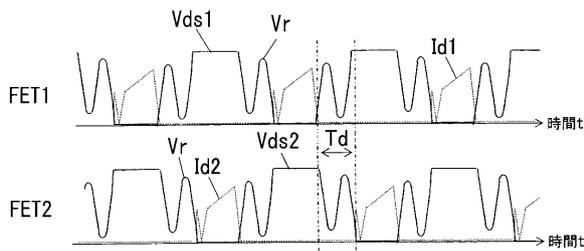
【 図 10 】



【 図 11 】



【 図 12 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平8 - 70536 (JP, A)
特開2002 - 10535 (JP, A)
特開2002 - 44943 (JP, A)
特開2003 - 134817 (JP, A)
特開2004 - 173472 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02J	7/00	-	7/12
H02J	7/34	-	7/36
H02J	17/00		
H02M	3/28		