

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4415633号
(P4415633)

(45) 発行日 平成22年2月17日(2010.2.17)

(24) 登録日 平成21年12月4日(2009.12.4)

(51) Int.Cl.

F I

H02M 3/155 (2006.01)

H02M 3/155

H

H02M 3/155

F

H02M 3/155

Q

H02M 3/155

U

請求項の数 5 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2003-348043 (P2003-348043)
 (22) 出願日 平成15年10月7日(2003.10.7)
 (65) 公開番号 特開2005-117766 (P2005-117766A)
 (43) 公開日 平成17年4月28日(2005.4.28)
 審査請求日 平成18年4月14日(2006.4.14)

(73) 特許権者 000006105
 株式会社明電舎
 東京都品川区大崎2丁目1番1号
 (74) 代理人 100096459
 弁理士 橋本 剛
 (72) 発明者 小金澤 竹久
 東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式
 会社明電舎内
 (72) 発明者 東 征男
 東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式
 会社明電舎内
 (72) 発明者 長田 俊宏
 東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式
 会社明電舎内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コンデンサの充電装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

コンデンサを目標電圧まで充電するためのコンデンサの充電装置であって、
 前記コンデンサと直列接続されてLC共振回路を構成するリアクトルと、
 直流電源と前記リアクトルとの間に設けられ、オン制御されて前記LC共振回路に半周期の振動電流を発生させて該コンデンサに充電電流を流す半導体スイッチと、
 前記半導体スイッチとリアクトルとの接続点に設けられ、前記半導体スイッチのオフ時に前記リアクトルとコンデンサとの間に循環電流路を形成して該コンデンサに充電電流を流すダイオードと、

前記リアクトルのインダクタンス L と前記コンデンサの容量 C_0 と直流電源の電圧 E_{IN} とコンデンサの電圧 V_{C0} とコンデンサの充電目標電圧 V_{set} を基にして、該コンデンサを目標電圧まで充電するための前記半導体スイッチのオン時間 T_{on} を下記式に従って求め、

10

【数 1】

$$T_{on} = \alpha \sqrt{LC_0} \cos^{-1}(A) + \beta$$

ただし、

$$A = \frac{\{(\alpha_1 E_{IN})^2 - (\alpha_2 (V_{set} + E_{IN}))^2 + (\alpha_1 E_{IN} - \alpha_3 V_{C0(0)})^2\}}{2 \times \alpha_1 E_{IN} \times (\alpha_1 E_{IN} - \alpha_3 V_{C0(0)})} \quad 10$$

 $\alpha_1 \sim \alpha_3, \alpha, \beta$ は回路損失等を補正する定数 $V_{C0(0)}$ は充電開始前のコンデンサ電圧 V_{C0}

このオン時間 T_{on} だけ前記半導体スイッチをオン制御する制御回路とを備えたことを特徴とするコンデンサの充電装置。 20

【請求項 2】

前記制御回路は、前記コンデンサの実容量の違いを、再設定可能にするコンデンサ容量入力部を備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のコンデンサの充電装置。

【請求項 3】

前記制御回路は、前記コンデンサの充電試験をしたときのコンデンサ充電電圧の検出値から前記オン時間の演算式がもつ補正定数を求めて補正する補正演算部を備えたことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のコンデンサの充電装置。

【請求項 4】

前記リアクトルとコンデンサの接続点に設けた充電電流バイパス用半導体スイッチと、前記コンデンサの充電電圧が目標電圧に一致するときに、前記充電電流バイパス用半導体スイッチをオン制御し、コンデンサの充電電圧が目標電圧を越えて充電されるのを防止する制御回路とを備えたことを特徴とする請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 項に記載のコンデンサの充電装置。 30

【請求項 5】

前記半導体スイッチは、交流出力を発生し、この出力をパルストランスに得るインバータ回路構成とし、

前記リアクトルとコンデンサとの間に設けられ、前記リアクトルからの交流出力を整流して前記コンデンサの充電電流を得る整流回路を備えたことを特徴とする請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 項に記載のコンデンサの充電装置。

【発明の詳細な説明】 40

【技術分野】

【0001】

本発明は、コンデンサを直流電源として高電圧・大電流のパルスが発生させるパルス電源に係り、特にコンデンサとリアクトルとの LC 共振動作でコンデンサを設定電圧まで充電する充電装置に関する。

【背景技術】

【0002】

エキシマレーザーやオゾナイザ等の電源として利用されるパルス電源は、例えば、図 6 に示す構成にされる。充電装置 H D C によってコンデンサ C_0 を初期充電しておき、半導体スイッチ S W のオンによってコンデンサ C_0 の電圧を可飽和リアクトル S I₀ を通してパ 50

ルストランスPTの一次側に印加し、可飽和リアクトル SI_0 の飽和動作（磁気スイッチ動作）によりパルス圧縮した放電電流をトランスPTに一次電流を供給し、トランスPTの二次側に昇圧したパルス電流を発生させる。このパルス電流でコンデンサ C_1 を充電し、可飽和リアクトル SI_1 の飽和動作によりパルス圧縮した放電電流で次段のコンデンサ C_2 を充電し、さらに可飽和リアクトル SI_2 の飽和動作でパルス圧縮し、これらパルス圧縮の繰り返しで最終段のコンデンサ C_n （ピーキングコンデンサ）が高圧充電され、最終段の可飽和リアクトル SI_n の飽和動作により負荷となるレーザ発振器等の負荷LHへ超短パルスを発生させる（例えば、特許文献1参照）。

【0003】

上記のパルス発生は、コンデンサ C_0 を繰り返し充電してパルス電流を繰り返し発生し、このパルス電流を磁気パルス圧縮して負荷に繰り返し供給する。このためのコンデンサ C_0 の充電方式として、充電装置HDCがコンデンサ C_0 と直列共振回路を構成するリアクトルに半周期の振動電流を流し、該リアクトルの蓄積エネルギーで該コンデンサを充電電圧指令によって与えられる電圧まで充電する方式がある（例えば、特許文献2参照、特許文献3参照）。

【0004】

この種の充電装置HDCの回路構成（a）と充電電流・電圧波形（b）を図7に示す。整流器RG等を直流電源とし、第1の半導体スイッチ Q_1 のオン制御（時刻 t_0 ）でLC共振用リアクトルLからダイオードD2を通してパルス電源のコンデンサ C_0 へ振動電流を流し始め、コンデンサ C_0 の充電を開始する。この充電で、コンデンサ C_0 が目標電圧 V_{set} に近くまで充電されると予測演算されたときに（時刻 t_1 ）、スイッチ Q_1 のオフ制御でリアクトルLに蓄積された電磁エネルギーをダイオードD1を通したループ電流（還流）でコンデンサ C_0 の充電を継続させ、コンデンサ C_0 の充電電圧 V_{C0} が目標電圧 V_{set} に達するとき（時刻 t_2 ）に第2の半導体スイッチ Q_2 をオン制御することで、リアクトルLの余剰エネルギーを迂回させ（時刻 t_3 ）、コンデンサ C_0 を目標電圧 V_{set} に充電する。

【0005】

演算部CPUは直流電源電圧 E_{IN} 、コンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} および充電電流 i_{C0} の検出値を基にスイッチ Q_1 、 Q_2 に必要な制御時刻 t_1 、 t_2 を求め、このタイミングで制御部DRV1、DRV2に制御信号を発生する。制御部DRV1、DRV2は制御信号に従ってスイッチ Q_1 、 Q_2 をオン・オフ制御する。

【特許文献1】特開平8-130870号公報

【特許文献2】特開2003-143875

【特許文献3】特開2002-218743

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

従来の充電方式では、演算部CPUによる演算と制御には、コンデンサ C_0 の電流検出器、電圧検出器での検出遅れや演算時の演算遅れが介在し、さらに2つの制御部DRV1、DRV2や半導体スイッチ Q_1 、 Q_2 の応答遅れが介在する。また、コンデンサ C_0 の充電エネルギーにはダイオード D_1 、 D_2 や半導体スイッチ Q_1 、 Q_2 の回路損失が介在する。

【0007】

このように、従来の充電装置には多くの回路要素が介在するため、高い繰り返しで高精度の充電には高速演算機能をもつ演算部CPUが必要となる。また、多くの回路要素の電気的特性を考慮した演算が必要となるため、例えば、回路要素の温度ドリフトが充電電圧の誤差として現れ、高安定・高精度の充電が難しくなる問題があった。

【0008】

また、コンデンサ C_0 の充電電圧が目標電圧を越えたときに、その電圧を下げる制御機能をもたないため、コンデンサ C_0 を目標電圧を越えて充電してしまった場合にその補正ができない。

【0009】

10

20

30

40

50

本発明の目的は、上記の課題を解決したコンデンサの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】

【0010】

本発明は、1つの半導体スイッチのオン制御によりリアクトル L と負荷コンデンサ C_0 の LC 共振により半周期の振動電流でコンデンサ C_0 を充電し、さらにスイッチのオフ制御でリアクトル L の蓄積エネルギーでコンデンサ C_0 を充電し、この半導体スイッチのオンからオフまでのオン時間を直流電源電圧 E_{IN} とコンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} とコンデンサ C_0 の充電目標電圧 V_{set} を基にして求めることによって、コンデンサ C_0 の高精度の充電を得ると共に、装置構成の簡単化、演算の簡素化、回路要素の温度ドリフト等に対して高安定にし、さらにコンデンサ C_0 が目標値を越えて充電されたときの補正を可能にしたもので、以下の構成を特徴とする。

10

【0011】

(1) コンデンサを目標電圧まで充電するためのコンデンサの充電装置であって、前記コンデンサと直列接続されて LC 共振回路を構成するリアクトルと、直流電源と前記リアクトルとの間に設けられ、オン制御されて前記 LC 共振回路に半周期の振動電流を発生させて該コンデンサに充電電流を流す半導体スイッチと、前記半導体スイッチとリアクトルとの接続点に設けられ、前記半導体スイッチのオフ時に前記リアクトルとコンデンサとの間に循環電流路を形成して該コンデンサに充電電流を流すダイオードと、

前記リアクトルのインダクタンス L と前記コンデンサの容量 C_0 と直流電源の電圧 E_{IN} とコンデンサの電圧 V_{C0} とコンデンサの充電目標電圧 V_{set} を基にして、該コンデンサを目標電圧まで充電するための前記半導体スイッチのオン時間 T_{on} を下記式に従って求め、

20

【数2】

$$T_{on} = \alpha \sqrt{LC_0} \cos^{-1}(A) + \beta$$

ただし、

$$A = \frac{\{(\alpha_1 E_{IN})^2 - (\alpha_2 (V_{set} + E_{IN}))^2 + (\alpha_1 E_{IN} - \alpha_3 V_{C0(0)})^2\}}{2 \times \alpha_1 E_{IN} \times (\alpha_1 E_{IN} - \alpha_3 V_{C0(0)})}$$

30

$\alpha_1 \sim \alpha_3, \alpha, \beta$ は回路損失等を補正する定数

$V_{C0(0)}$ は充電開始前のコンデンサ電圧 V_{C0}

40

このオン時間 T_{on} だけ前記半導体スイッチをオン制御する制御回路とを備えたことを特徴とする。

【0015】

(2) 前記制御回路は、前記コンデンサの実容量の違いを、再設定可能にするコンデンサ容量入力部を備えたことを特徴とする。

【0016】

(3) 前記制御回路は、前記コンデンサの充電試験をしたときのコンデンサ充電電圧の検出値から前記オン時間の演算式がもつ補正定数を求めて補正する補正演算部を備えたことを特徴とする。

【0017】

50

(4) 前記リアクトルとコンデンサの接続点に設けた充電電流バイパス用半導体スイッチと、

前記コンデンサの充電電圧が目標電圧に一致するときに、前記充電電流バイパス用半導体スイッチをオン制御し、コンデンサの充電電圧が目標電圧を越えて充電されるのを防止する制御回路とを備えたことを特徴とする。

【0018】

(5) 前記半導体スイッチは、交流出力を発生し、この出力をパルストランスに得るインバータ回路構成とし、

前記リアクトルとコンデンサとの間に設けられ、前記リアクトルからの交流出力を整流して前記コンデンサの充電電流を得る整流回路を備えたことを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0019】

以上のとおり、本発明によれば、1つの半導体スイッチのオン制御によりリアクトル L と負荷コンデンサ C_0 の LC 共振により半周期の振動電流でコンデンサ C_0 を充電し、さらにスイッチのオフ制御でリアクトル L の蓄積エネルギーでコンデンサ C_0 を充電し、この半導体スイッチのオンからオフまでのオン時間を直流電源電圧 E_{IN} とコンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} とコンデンサ C_0 の充電目標電圧 V_{set} を基にして求めるため、コンデンサ C_0 の高精度の充電を得ると共に、装置構成の簡単化、演算の簡素化、回路要素の温度ドリフト等に対して高安定にした充電ができる。また、コンデンサ C_0 が目標値を越えて充電されたときの補正で高精度充電が確実になる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

(実施形態1)

図1は、本実施形態における充電装置の回路構成と波形を示す。主回路構成は、整流回路 RF と平滑コンデンサ C_F からなる直流電源から、半導体スイッチ Q_1 と、 LC 共振用のリアクトル L と、ダイオード D_2 の直列回路を介してコンデンサ C_0 に接続する。また、スイッチ Q_1 とリアクトル L との接続点と基準電位点との間に循環電流用のダイオード D_1 を接続する。

【0021】

制御回路は、演算部 CPU と制御部 $DRV1$ および電圧検出器(図示省略)で構成される。演算部 CPU は、ディジタル演算回路またはアナログ演算回路で構成され、電圧検出器による直流電源の電圧 E_{IN} と、コンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} を検出入力とし、コンデンサ C_0 の充電目標電圧 V_{set} の設定入力を取り込み、これら3つの変数を基に、スイッチ Q_1 のオン時間を演算する。制御部 $DRV1$ は、演算部 CPU が演算で求めたオン時間だけスイッチ Q_1 をオン制御する。

30

【0022】

以上の構成において、演算部 CPU は、充電開始信号が与えられたときに直流電源電圧 E_{IN} と、コンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} と、コンデンサ C_0 の充電目標電圧 V_{set} を取り込み、これらを変数として、例えば、下記の(1)式に従ってスイッチ Q_1 のオン時間 T_{on} を求め、このオン時間 T_{on} だけ制御部 $DRV1$ にオン制御信号を与える。

40

【0023】

【数 3】

$$T_{on} = \alpha \sqrt{LC_0} \cos^{-1}(A) + \beta \quad \dots\dots (式 1)$$

ただし、

$$A = \frac{\{(\alpha_1 E_{IN})^2 - (\alpha_2 (V_{set} + E_{IN}))^2 + (\alpha_1 E_{IN} - \alpha_3 V_{C0(0)})^2\}}{2 \times \alpha_1 E_{IN} \times (\alpha_1 E_{IN} - \alpha_3 V_{C0(0)})}$$

10

 $\alpha_1 \sim \alpha_3, \alpha, \beta$ は回路損失等を補正する定数 $V_{C0(0)}$ は充電開始前のコンデンサ電圧 V_{C0}

【0024】

スイッチ Q_1 のオン制御により、コンデンサ C_0 にはリアクトル L との共振動作で正弦波状の電流 i_{C0} が流れ始め、コンデンサ電圧 V_{C0} が上昇を始める（時刻 t_0 以後）。そして、オン時間 T_{on} の経過で、スイッチ Q_1 をオフ制御したとき（時刻 t_1 ）、リアクトル L に蓄積される電磁エネルギーにより、ダイオード $D_1 \rightarrow$ リアクトル $L \rightarrow$ ダイオード $D_2 \rightarrow$ コンデンサ C_0 のループで電流が還流し、この期間もコンデンサ C_0 の充電が継続される。そして、コンデンサの充電電流が「零」になった時点（時刻 t_2 ）、すなわちリアクトル L の電磁エネルギーが完全にコンデンサに移行した時点で充電が自動的に終了し、コンデンサ C_0 には充電目標電圧 V_{set} に一致した充電電圧を得る。

20

【0025】

このような充電電圧制御で目標電圧に一致させた高い精度の充電ができることを図 8 の等価回路を参照して以下に詳細に説明する。

【0026】

図 8 は、図 1 の等価回路を示す。図 8 ににおいて、

E：直流電源電圧

C：コンデンサ C の容量

L：リアクトル L のインダクタンス

 $V_0(0)$ ：スイッチ Q_1 のオン前のコンデンサ C の電圧、 V_0 ：スイッチ Q_1 をオン時間 ΔT だけオンした時点のコンデンサ C の電圧、T：スイッチ Q_1 のオフ後に充電電流 $i(t)$ がゼロになるまでの時間、 I_0 ：スイッチ Q_1 をオフした時点の電流 $i(t)$ の値、 $i(t)$ ：コンデンサ C の充電電流、 V^* ：コンデンサ C の充電目標電圧、とすると、 $I_0, i(t), V_0$ には下記の関係式が成立する。

【0027】

30

40

【数 4】

$$I_0 = (E - V_0(0)) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}} \quad \dots\dots (1)$$

$$i(t) = I_0 \cos \frac{t}{\sqrt{LC}} - (V_0 + E) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad \dots\dots (2)$$

$$\begin{aligned} V_0 &= V_0(0) + \frac{1}{C} \int_0^{\Delta T} (E - V_0(0)) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}} dt \\ &= V_0(0) + (E - V_0(0)) \left[-\cos \frac{t}{\sqrt{LC}} \right]_0^{\Delta T} \\ &= V_0(0) + (E - V_0(0)) (1 - \cos \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}}) = E - (E - V_0(0)) \cos \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}} \quad \dots\dots (3) \end{aligned}$$

【0028】

一方、 $i(t) = 0$ となる時間 T は、下記の式で決まる。

【0029】

【数 5】

$$T = \sqrt{LC} \sin^{-1} \frac{I_0^2}{I_0^2 + X^2} = \sqrt{LC} \cos^{-1} \frac{X^2}{I_0^2 + X^2} \quad \dots\dots (4)$$

$$\left(\text{ただし } X = \pm (V_0 + E) \sqrt{\frac{C}{L}} \right)$$

【0030】

この時間 T による充電電圧分と、それまでのスイッチ Q_1 のオンによる充電電圧分 V_0 の和を目標電圧 V^* に一致させると、下記の関係式が成立する。

【0031】

10

20

30

【数 6】

$$\begin{aligned}
V^* &= V_0 + \frac{1}{C} \int_0^T i(t) dt \\
&= V_0 + \frac{1}{C} \left[I_0 \sqrt{LC} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}} + C(V_0 + E) \cos \frac{t}{\sqrt{LC}} \right]_0^T \\
&= V_0 + \sqrt{\frac{L}{C}} I_0 \sin \frac{T}{\sqrt{LC}} + (V_0 + E) \cos \frac{T}{\sqrt{LC}} - (V_0 + E) \\
&= \sqrt{\frac{L}{C}} I_0 \sqrt{\frac{I_0^2}{I_0^2 + X^2}} + (V_0 + E) \sqrt{\frac{X^2}{I_0^2 + X^2}} - E \\
&= \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} I_0^2 + \sqrt{\frac{C}{L}} (V_0 + E)^2}{\sqrt{I_0^2 + X^2}} - E = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \left(I_0^2 + \frac{C}{L} (V_0 + E)^2 \right)}{\sqrt{I_0^2 + \frac{C}{L} (V_0 + E)^2}} - E = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{I_0^2 + \frac{C}{L} (V_0 + E)^2} - E \\
&= \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{(E - V_0(0))^2 \frac{C}{L} \sin^2 \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}} + \frac{C}{L} \left(4E^2 - 4E(E - V_0(0)) \cos \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}} + (E - V_0(0))^2 \cos^2 \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}} \right)} - E \\
&= \sqrt{(E - V_0(0))^2 + 4E^2 - 4E(E - V_0(0)) \cos \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}}} - E \quad \dots\dots (5)
\end{aligned}$$

10

20

【0032】

上記の(5)式を整理して、スイッチ Q_1 のオン時間 ΔT を求めると、下記の(7)式になる。

【0033】

【数 7】

$$\cos \frac{\Delta T}{\sqrt{LC}} = \frac{4E^2 - (V^* + E)^2 + (E - V_0(0))^2}{4E(E - V_0(0))} \quad \dots\dots (6)$$

$$\Delta T = \sqrt{LC} \cos^{-1} \frac{4E^2 - (V^* + E)^2 + (E - V_0(0))^2}{4E(E - V_0(0))} \quad \dots\dots (7)$$

30

【0034】

この(7)式において、 $\Delta T \rightarrow T_{on}$ 、 $E \rightarrow E_{IN}$ 、 $V^* \rightarrow V_{set}$ 、 $V_0(0) \rightarrow V_{C0}(0)$ と置き換え、補正定数 $\alpha 1 \sim \alpha 3$ 、 α 、 β を作用させると、前記の(式1)になる。

【0035】

以上のことから、本実施形態によれば、従来の充電装置(図7)に比べて、半導体スイッチが1つで済むことで、制御部DRV1も1つで済み、装置構成の簡単化を図ることができる。しかも、演算部CPUは、使用する変数としては直流電源電圧 E_{IN} と、コンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} と、コンデンサ C_0 の充電目標電圧 V_{set} で済み、これらを基にした演算が簡素化されて高速演算を行うことができる。さらに、コンデンサ充電電流 i_{C0} の電流検出器を不要にして回路の簡単化ができるとともに、演算処理を簡素化して高速演算を行うことができる。

40

【0036】

また、回路要素数の低減により、例えば、回路要素の温度ドリフト等が充電動作に影響をおよぼすことが少なくなり、高安定で高精度の充電ができる。例えば、本実施形態では、コンデンサ C_0 の充電電圧を目標値の0.1%程度の誤差にすることができた。

【0037】

(実施形態2)

本実施形態の回路構成を図2に示す。同図が図1と異なる部分は、コンデンサ C_0 の容量入力部DSを設けた点にある。この容量入力部DSは、例えば、ディジスイッチで構成

50

される。

【 0 0 3 8 】

パルス電源は、大きさ、重量の制約により、充電装置ユニット、パルス発生回路と磁気圧縮ユニット、負荷ユニットの3ユニットに分割され、それぞれ個別のフレームに収めた構造にされる場合が多い。

【 0 0 3 9 】

この場合、コンデンサ C_0 は、パルス発生回路側のユニットに設けられ、充電装置ユニットでは定数であるはずのコンデンサ C_0 の値が正確に把握できないまま、演算部CPUの定数が設定される。

【 0 0 4 0 】

10

このため、パルス電源を実際に稼働させるときには、コンデンサ C_0 の実容量が充電装置で設定した容量との間に誤差が発生する。例えば、コンデンサ C_0 の容量誤差が $\pm 5\%$ あったとすると、前記式の検出電圧 V_{C0} に $\pm 2.5\%$ 程度の誤差が発生し、結果的に期待通りの充電電圧精度が得られなくなる。

【 0 0 4 1 】

同様に、パルス発生回路側の寿命等でユニット交換がされる場合があり、この場合にコンデンサ C_0 の容量がそれまでのものと異なり、コンデンサ容量の再調整をしない限り充電電圧精度が悪くなる。

【 0 0 4 2 】

20

そこで、本実施形態では、充電装置に実際に接続されるコンデンサ C_0 の容量に応じて、容量入力部DSで再設定可能にする。この再設定は、コンデンサ C_0 の充電試験を行い、その電圧 V_{C0} と目標値との差を基に容量設定値を微調整することで実現される。

【 0 0 4 3 】

したがって、本実施形態によれば、実際の負荷コンデンサ C_0 の交換や装置ユニットの交換でコンデンサ容量が変わる毎に、容量入力部DSで再設定することで、高精度充電の確保を容易にする。

【 0 0 4 4 】

(実施形態3)

本実施形態の回路構成を図3に示す。同図が図1と異なる部分は、補正演算部SCPUを設けた点にある。

30

【 0 0 4 5 】

補正演算部SCPUは、コンデンサ C_0 の充電を完了したとき(図1の時刻 t_2)、コンデンサ C_0 の充電電圧 V_{C0} を2回以上検出し、前記式(1)の V_{set} に代入し、定数 α 、 β を求め、これらの平均値を式(1)の定数 α 、 β として補正する。

【 0 0 4 6 】

本実施形態によれば、演算部CPUがスイッチ Q_1 のオン時間を演算するために設定された定数 α 、 β を修正することができ、コンデンサ C_0 やリアクトルL等の回路要素に温度変動が生じた場合にも、充電電圧 V_{C0} の温度ドリフトを抑制し、安定性を高めた充電ができる。

【 0 0 4 7 】

40

(実施形態4)

本実施形態の回路構成を図4に示す。同図が図1等と異なる部分は、リアクトルLとコンデンサ C_0 の接続点に充電電流バイパス用の半導体スイッチ Q_2 を設け、このスイッチ Q_2 のオンタイミングを検出部TCPUで検出し、この検出信号で制御部DRV2でスイッチ Q_2 をオン制御する点にある。

【 0 0 4 8 】

オンタイミング検出部TCPUによる検出は、コンデンサ C_0 の充電電圧 V_{C0} と目標電圧 V_{set} との比較で行う。

【 0 0 4 9 】

本実施形態において、演算部CPUによるオン時間演算によって、スイッチ Q_1 をオン

50

制御し（時刻 $t_0 \sim t_1$ ）、その後のオフ制御でリアクトル L からコンデンサ C_0 への循環電流で充電を行うまでは実施形態 1 と同じ動作になる。

【 0 0 5 0 】

オンタイミング検出部 $TCPU$ は、充電制御終了（スイッチ Q_1 のオフ）を条件にして、コンデンサ C_0 の電圧が目標電圧 V_{set} に達したことを検出し、スイッチ Q_2 のオン制御を行う（時刻 t_2 ）。このとき、リアクトル L からの循環電流をスイッチ Q_2 を通した電流 i_2 として流し、コンデンサ C_0 が目標電圧を越えて充電されるのを防止する。

【 0 0 5 1 】

ここで、本実施形態では、図 7 に示す従来装置と同様に、2つの半導体スイッチ Q_1 、 Q_2 を設けた充電制御になるが、本実施形態ではスイッチ Q_1 のオン時間制御によってコンデンサ C_0 が目標電圧 V_{set} に極めて近い値に制御されており（0.1%程度の誤差）、スイッチ Q_2 のオン電流 i_2 も小さくなるため、検出部 $TCPU$ での電圧比較回路での遅れやスイッチ Q_2 のオン動作遅れで充電電圧の誤差と現れる場合にもその誤差を極めて小さくすることができる。つまり、検出部 $TCPU$ やスイッチ Q_2 の回路要素による充電精度への影響を極めて小さくし、高精度の充電制御が可能となる。

【 0 0 5 2 】

（実施形態 5）

本実施形態の回路構成と波形を図 5 に示す。本実施形態は、インバータ方式の充電装置とする場合である。主回路は、半導体スイッチ S_1 、 S_2 のハーフブリッジ構成のインバータで交流出力を発生させ、これをパルス変圧器 PT を介して昇圧し、この出力を LC 共振用のリアクトル L を介して、半導体スイッチ S_3 、 S_4 のハーフブリッジ構成の整流回路の入力とし、この整流出力でコンデンサ C_0 を充電する。

【 0 0 5 3 】

各スイッチ $S_1 \sim S_4$ のオン・オフ制御は、演算部 CPU ではスイッチ S_1 、 S_2 のオン時間を演算して制御部 $DRV1A$ 、 $DRV1B$ によって同時オン・オフ制御し、オンタイミング検出部 $TCPU$ ではスイッチ S_3 のオンタイミングを検出して制御部 $DRV2$ によってオン制御し、オン・オフ検出部 $DCPU$ ではスイッチ S_4 のオン・オフタイミングを検出して制御部 $DRV3$ によってオン・オフ制御する。

【 0 0 5 4 】

以上の構成において、演算部 CPU は前記の（1）式と同じにスイッチ S_1 、 S_2 のオン時間 T_{on} を求め、このオン時間 T_{on} だけスイッチ S_1 、 S_2 をオン制御する。この制御により、コンデンサ $C_F \rightarrow S_1 \rightarrow PT \rightarrow S_2$ のループで変圧器 PT の半周期のパルス電圧を印加し、変圧器 PT の二次出力はリアクトル $L \rightarrow$ ダイオード $D_{21} \rightarrow C_0 \rightarrow D_{24}$ のループでコンデンサ C_0 を振動電流 i_{C0} で充電する（時刻 $t_0 \sim t_1$ ）。

【 0 0 5 5 】

オン時間 T_{on} の終了で、スイッチ S_1 、 S_2 をオフ制御すると、リアクトル L の電磁エネルギーによりコンデンサ C_0 の充電を継続し、この充電電流に伴い変圧器 PT の一次側に発生する電流はダイオード $D_{12} \rightarrow CF \rightarrow D_{13}$ のループでコンデンサ C_F の充電エネルギーとしてバックされる。

【 0 0 5 6 】

この後、オンタイミング検出部 $TCPU$ は、前記の実施形態と同じにスイッチ S_3 のオンタイミングを検出し、スイッチ S_3 をオン制御する（時刻 t_2 ）。このオン制御によりリアクトル $L \rightarrow S_3 \rightarrow D_{24} \rightarrow PT$ のループに流し、コンデンサ C_0 の充電を停止する。

【 0 0 5 7 】

スイッチ S_3 のオン制御が継続していることを条件に、オン・オフ検出部 $DCPU$ は、目標電圧 V_{set} とコンデンサ C_0 の電圧 V_{C0} の大小を比較し、 $V_{C0} > V_{set}$ となる電圧 V_2 でスイッチ S_4 をオン制御する（時刻 t_3 ）。このオン制御により、コンデンサ $C_0 \rightarrow S_4 \rightarrow PT \rightarrow L \rightarrow S_3$ のループで電流を流し、コンデンサ C_0 の放電を行う。この放電状態で、オン・オフ検出部 $DCPU$ はコンデンサの電圧 V_{C0} が目標電圧 V_{set} に達したときにスイッチ S_4 のオフ制御を行う（時刻 t_4 ）。

【 0 0 5 8 】

本実施形態によれば、コンデンサ C_0 が目標電圧を超過したときに、充電電圧を目標電圧まで下げる制御が可能となる。

【 0 0 5 9 】

この場合も実施形態 4 と同様に、スイッチ S_1 , S_2 のオン時間制御によってコンデンサ C_0 が目標電圧 V_{set} に極めて近い値に制御されており、スイッチ S_3 , S_4 のオン電流も小さくなるため、検出部 T C P U , D C P U での電圧比較回路での遅れやスイッチ S_3 , S_4 のオン動作遅れで充電 / 放電電圧の誤差を極めて小さくすることができる。つまり、検出部 T C P U , D C P U やスイッチ S_3 , S_4 の回路要素による充電・放電精度への影響を極めて小さくし、コンデンサ C_0 の高精度充電が可能となる。

10

【 0 0 6 0 】

なお、本実施形態によるコンデンサの放電制御は、実施形態 1 ~ 4 に適用して同等の作用効果を得ることができる。例えば、実施形態 1 では図 1 に示すように、コンデンサ C_0 に並列にスイッチ S_4 と電流制限抵抗 R_4 の直列回路を設け、D C P U と同様のオン・オフ検出部でスイッチ S_4 をオン・オフ制御することで実現される。また、本実施形態のインバータ方式の充電装置を各実施形態 1 ~ 4 に適用することもできる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 6 1 】

【図 1】本発明の実施形態 1 を示す回路構成と波形図。

【図 2】本発明の実施形態 2 を示す回路構成図。

20

【図 3】本発明の実施形態 3 を示す回路構成図。

【図 4】本発明の実施形態 4 を示す回路構成と波形図。

【図 5】本発明の実施形態 5 を示す回路構成と波形図。

【図 6】パルス電源の構成例。

【図 7】従来の充電装置の回路構成と波形図。

【図 8】本発明に係るコンデンサ C の充電等価回路図。

【符号の説明】

【 0 0 6 2 】

R F 整流器

Q 1 半導体スイッチ

30

L リアクトル

C_0 コンデンサ

D 1 , D 2 ダイオード

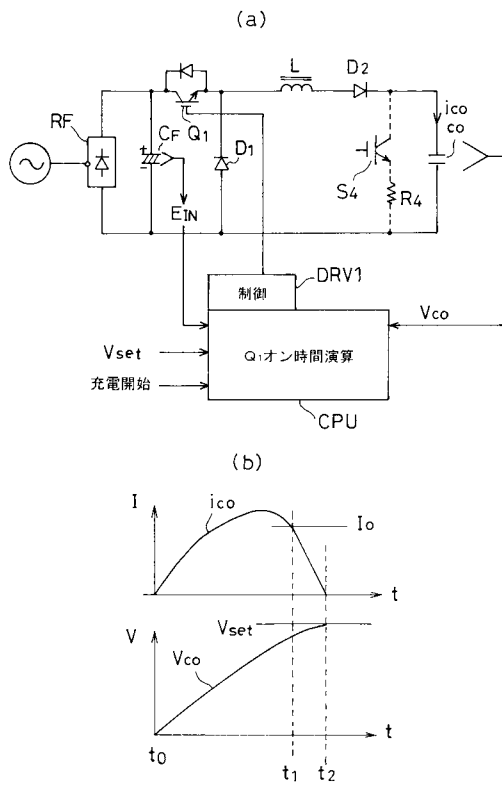
C P U オン時間演算部

D R V 1 , D R V 2 , D R V 1 A , D R V 1 B 制御部

S 1 ~ S 4 半導体スイッチ

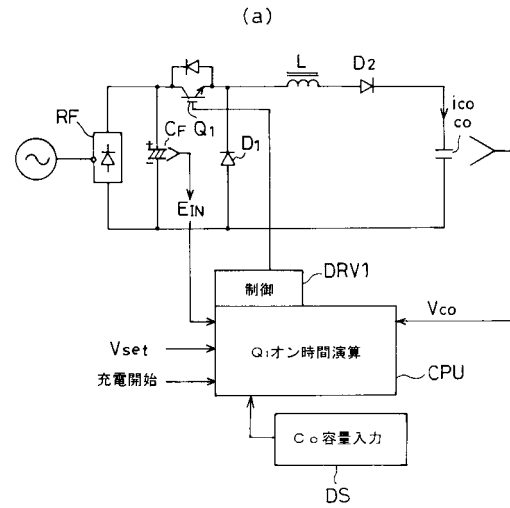
【図 1】

充電回路構成と波形（実施形態 1）



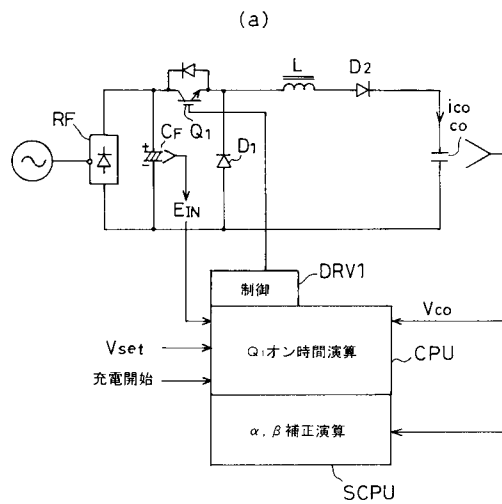
【図 2】

充電回路構成（実施形態 2）



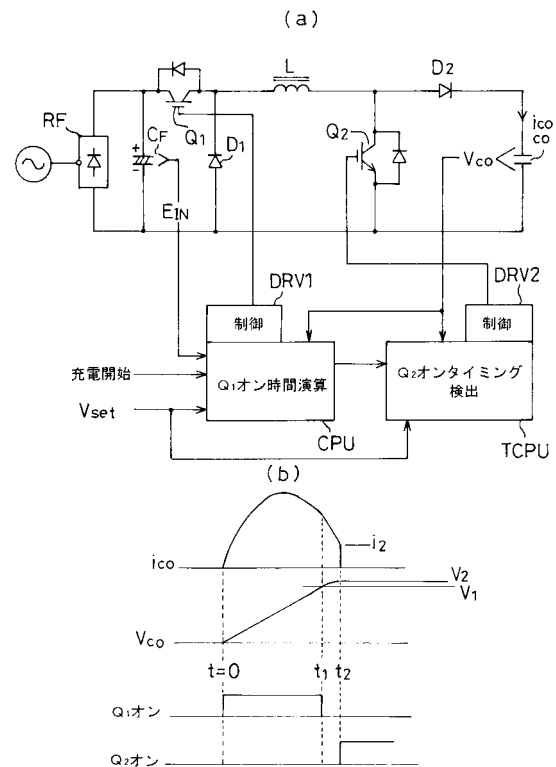
【図 3】

充電回路構成（実施形態 3）

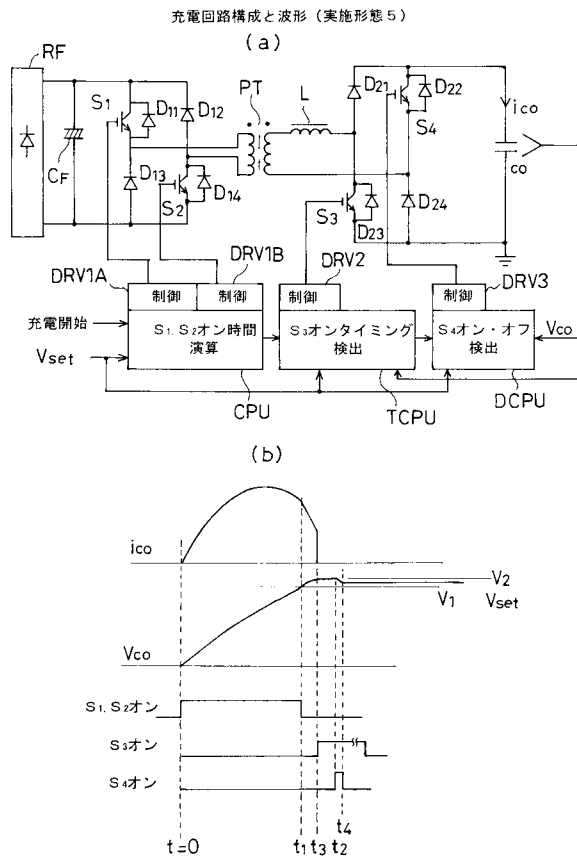


【図 4】

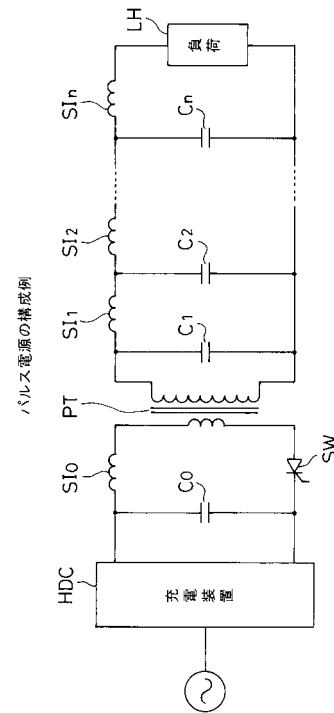
充電回路構成と波形（実施形態 4）



【図 5】

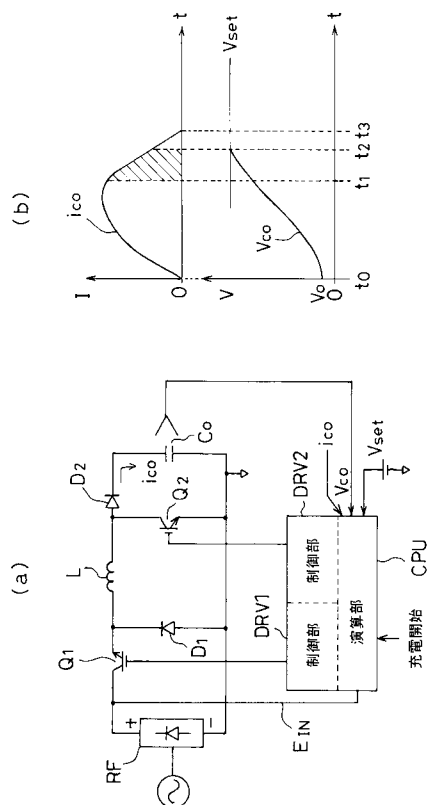


【図 6】

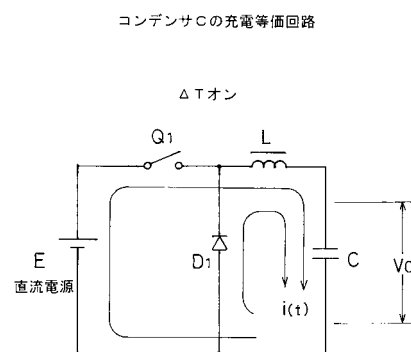


【図 7】

充電回路構成と波形 (従来)



【図 8】



フロントページの続き

審査官 塩治 雅也

(56)参考文献 特開 2 0 0 3 - 1 4 3 8 7 5 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 3 6 9 4 0 1 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 M 3 / 1 5 5