

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4502659号
(P4502659)

(45) 発行日 平成22年7月14日(2010.7.14)

(24) 登録日 平成22年4月30日(2010.4.30)

(51) Int.Cl.

H02M 9/04 (2006.01)

F 1

H02M 9/04

A

請求項の数 1 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2004-44628 (P2004-44628)
 (22) 出願日 平成16年2月20日 (2004.2.20)
 (65) 公開番号 特開2005-237147 (P2005-237147A)
 (43) 公開日 平成17年9月2日 (2005.9.2)
 審査請求日 平成18年12月1日 (2006.12.1)

特許法第30条第1項適用 平成15年8月26日東京
 工科大学において開催された平成15年電気学会産業応
 用部門大会で発表

早期審査対象出願

(73) 特許権者 507149648
 株式会社M E R S T e c h
 東京都品川区上大崎二丁目15番19号
 (74) 代理人 100078776
 弁理士 安形 雄三
 (74) 代理人 100114269
 弁理士 五十嵐 貞喜
 (74) 代理人 100093090
 弁理士 北野 進
 (72) 発明者 嶋田 隆一
 東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工
 業大学 原子炉工学研究所内
 (72) 発明者 磯部 高範
 東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工
 業大学 原子炉工学研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】パルス発生装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電源と誘導性負荷との間に直列に接続され、前記誘導性負荷に繰り返しパルスを供給す
 るパルス発生装置であって、該パルス発生装置は、

コンデンサ充放電回路と制御手段とを備えるとともに、

前記コンデンサ充放電回路は、

第1のダイオードのカソードと第2のダイオードのアノードとの間にコンデンサを接続
 し、前記第1のダイオードのカソードと前記第2のダイオードのカソードとの間に前記第
 1のダイオードのカソード側を正極として半導体スイッチを接続して成る単位回路ユニッ
 トをN(2 N)段直列に接続し、さらに、第1段目の前記単位回路ユニットの第1のダ
 イオードのアノードと第2のダイオードのアノードとの間に、前記第1のダイオードのア
 ノード側を正極としてさらに半導体スイッチを接続して構成されたものであって、

前記コンデンサ充放電回路を構成する前記各単位回路ユニットは、互いに、

第k段目(1 k N-1)の第1のダイオードのカソードと第(k+1)段目の第1
 のダイオードのアノードとが接続され、前記第k段目の第2のダイオードのカソードと前
 記第(k+1)段目の第2のダイオードのアノードとが接続されており、

前記第1段目の単位回路ユニットの第1のダイオードのアノードが前記電源に接続され
 、さらに、前記第N段目の単位回路ユニット第2のダイオードのカソードが前記誘導性負
 荷に接続されるとともに、

前記制御手段は、

すべての前記半導体スイッチを、所定のタイミングで同時にONにして前記コンデンサ充放電回路の前記各コンデンサを直列に接続し、前記誘導性負荷に、前記電源電圧と前記各コンデンサの充電電圧との総和に相当する前記パルスの電圧を供給し、さらに、所定のタイミングで同時にOFFにして、前記誘導性負荷に残留している磁気エネルギーを、電荷の持つ静電エネルギーの形で前記各コンデンサに回生し、前記各コンデンサへの充電を行うように制御することを特徴とするパルス発生装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はパルス発生装置に関し、特に、従来のマルクス回路に似たコンデンサ充放電回路を用い、誘導性負荷に残留している磁気エネルギーを、電荷の形で静電エネルギーとして各コンデンサに充電し、次回の誘導性負荷へのパルスの印加時に、各コンデンサの電荷を放電することを可能としたパルス発生装置に関する。 10

【背景技術】

【0002】

マルクス回路は、衝撃電圧発生回路とも呼ばれ、従来のパルス発生装置に利用されていた。図1は、従来の手法で構成したマルクス型回路10(4段構成)を利用したパルス発生装置の一例を示す図である。図1に基づいてその動作を説明する。

図1において、 r_1 乃至 r_8 は充電抵抗、 C_1 乃至 C_4 は充電用の各コンデンサ、 GS_1 乃至 GS_5 はギャップスイッチである。まず、充電サイクルにおいては、電源6から供給されたエネルギーは、点線の矢印で示す(1)の経路で、各コンデンサ(C_1 乃至 C_4)を充電する。各コンデンサ(C_1 乃至 C_4)が充電されると、放電サイクルにおいて、各ギャップスイッチ(GS_1 乃至 GS_5)をON(火花放電)させ、各コンデンサ(C_1 乃至 C_4)を、(2)の経路で直列に接続して放電させることにより、負荷(図1では誘導性負荷5)に各コンデンサ(C_1 乃至 C_4)の充電電圧(ほぼ電源6の電圧に等しい)の段数倍にあたるパルスを印加するようになっている(特許文献1参照)。 20

【特許文献1】特開2000-152666号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

しかしながら、負荷において、高電圧のパルスが必要なのは一瞬であるにもかかわらず、ギャップスイッチには遮断(カットOFF)機能がないため、各コンデンサに充電されたエネルギーは、毎回放電時になくなるまで無駄な電流が流れ、負荷において熱として消費されてしまうという欠点があった。そのため、各コンデンサを再充電するのに時間とエネルギーが必要であり、高い繰り返しで、各コンデンサを充電・放電を行うことはできなかつた。 30

【0004】

一方、医療用小型加速器の開発が、我が国で国家プロジェクトとして推進されている。医療用小型加速器の型式はさまざまであるが、医療用小型加速器の偏向電磁石に、数10kJの磁気エネルギーを放電を、最大毎秒10回程度行うことが求められている。また、これに用いられるパルス電源は、消費電力が少なく、偏向電磁石のコイルの発熱を最小限にでき、かつ、入力電力も安定化したものである必要がある。 40

各コンデンサを並列に接続して充電・直列に接続して放電というマルクス回路の特徴を活かしつつ、上述の欠点を克服した新しいタイプのパルス発生装置が求められている。

本発明は上述の課題に応えるために為されたものであり、本発明は、誘導性負荷に高い繰り返しでパルスを供給する、マルクス型回路を利用したパルス発生装置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】

【0005】

本発明は、パルス発生装置に関し、本発明の上記目的は、電源と誘導性負荷との間に直

50

列に接続され、前記誘導性負荷に繰り返しパルスを供給するパルス発生装置であって、該パルス発生装置は、コンデンサ充放電回路と制御手段とを備えるとともに、前記コンデンサ充放電回路は、第1のダイオードのカソードと第2のダイオードのアノードとの間にコンデンサを接続し、前記第1のダイオードのカソードと前記第2のダイオードのカソードとの間に前記第1のダイオードのカソード側を正極として半導体スイッチを接続して成る単位回路ユニットをN(2N)段直列に接続し、さらに、第1段目の前記単位回路ユニットの第1のダイオードのアノードと第2のダイオードのアノードとの間に、前記第1のダイオードのアノード側を正極としてさらに半導体スイッチを接続して構成されたものであって、

前記コンデンサ充放電回路を構成する前記各単位回路ユニットは、互いに、第k段目(1kN-1)の第1のダイオードのカソードと第(k+1)段目の第1のダイオードのアノードとが接続され、前記k段目の第2のダイオードのカソードと前記第(k+1)段目の第2のダイオードのアノードとが接続されており、前記第1段目の単位回路ユニットの第1のダイオードのアノードが前記電源に接続され、さらに、前記第N段目の単位回路ユニット第2のダイオードのカソードが前記誘導性負荷に接続されるとともに、

前記制御手段は、

すべての前記半導体スイッチを、所定のタイミングで同時にONにして前記コンデンサ充放電回路の前記各コンデンサを直列に接続し、前記誘導性負荷に、前記電源電圧と前記各コンデンサの充電電圧との総和に相当する前記パルスの電圧を供給し、さらに、所定のタイミングで同時にOFFにして、前記誘導性負荷に残留している磁気エネルギーを、電荷の持つ静電エネルギーの形で前記各コンデンサに回生し、前記各コンデンサへの充電を行うように制御することを特徴とするパルス発生装置によって達成される。

【発明の効果】

【0006】

本発明に係るパルス発生装置によれば、誘導性負荷に供給する電流を任意のタイミングで遮断し、誘導性負荷に残留している磁気エネルギーを、電荷の持つ静電エネルギーの形で各コンデンサに回生することができるので、再び各コンデンサを充電するエネルギーが少なくてすみ、高い繰り返しでパルスを効率よく発生させることができる。

また、各コンデンサの電圧は、主として誘導性負荷に残留している磁気エネルギーを、電荷の持つ静電エネルギーの形で回生することにより作られるので、電源電圧は、各コンデンサの充電電圧よりも低くてもよい特徴がある。これは、誘導性負荷の抵抗分の電圧があれば、その電流が流れれるようになるまで、各コンデンサ電圧が上昇するからである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

本発明に係るパルス発生装置の特徴は、誘導性負荷に残留している磁気エネルギーを有效地に利用して、高電圧の電源を用意せずに高電圧のパルスを瞬時に得るという点である。誘導性負荷のインダクタに蓄えられた磁気エネルギーを利用することで、高速に各コンデンサを充電することができ、高い繰り返しでパルスを発生させることができる。

【0008】

図2は、本発明に係るパルス発生装置の構成の実施例(4段の場合)を示す図である。より詳しくは、パルス発生装置は、コンデンサ充放電回路(図1の従来のマルクス型回路10の充電抵抗rをダイオードで、ギャップスイッチGSを半導体スイッチSでそれぞれ置き換えた形となっている。)と、制御手段3を具備している。コンデンサ充放電回路は、図2から明らかなように、4つの単位回路ユニットを直列に接続したものと、半導体スイッチS₁とから構成されている。より詳しくは、第k段目(1k4)の単位回路ユニットは、第1のダイオードD_{k1}のカソードと第2のダイオードD_{k2}のアノードとの間にコンデンサC_kを接続し、第1のダイオードD_{k1}のカソードと第2のダイオードD_{k2}のカソードとの間に第1のダイオードD_{k1}のカソード側を正極として半導体スイッチS_{k+1}を接続して構成されるものである。

そして、コンデンサ充放電回路を構成する各単位回路ユニットは、互いに、第k段目(

10

20

30

40

50

1 k 3) の第 1 のダイオード $D_{k,1}$ のカソードと第 $(k+1)$ 段目の第 1 のダイオード $D_{k+1,1}$ のアノードとが接続され、第 k 段目の第 2 のダイオード $D_{k,2}$ のカソードと第 $(k+1)$ 段目の第 2 のダイオード $D_{k+1,2}$ のアノードとが接続されている。

さらに、第 1 段目の単位回路ユニットの第 1 のダイオード $D_{1,1}$ のアノードと第 2 のダイオード $D_{1,2}$ のアノードとの間に、第 1 のダイオード $D_{1,1}$ のアノード側を正極として半導体スイッチ S_1 が接続されるとともに、第 1 のダイオード $D_{1,1}$ のアノードが電源 6 に接続され、第 4 段目の単位回路ユニットの第 2 のダイオード $D_{4,2}$ のカソードが誘導性負荷 5 の一端に接続されている。

制御手段 3 は、半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) の ON・OFF 制御を行う。半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) がすべて ON のときは、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) は直列に接続され放電し、半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) がすべて OFF になると、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) に、誘導性負荷 5 に残留している磁気エネルギーは電流となり、電荷の持つ静電エネルギーの形で回生されるとともに、電源 6 からの電流がダイオード ($D_{1,1}$ 乃至 $D_{4,2}$) を介して流れ、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) が充電される。なお、図 2 における半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) は、パワー MOSFET を使用した場合を示している。

【0009】

図 3 は、図 2 に示す本発明に係るパルス発生装置を構成するコンデンサ充放電回路の半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) のゲートの状態 (図 3 (C)) と、誘導性負荷 5 に流れる電流 (図 3 (A)) 及び電圧 V_L (図 3 (B)) の波形を示したものである。

本発明に係るパルス発生装置の動作原理を、図 3 に基づいて説明する。

(1) 制御手段 3 が、半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) を、すべて同時に OFF にすると (図 3 (C) における区間 t_{off} 、ゲートの OFF 時間)、誘導性負荷 5 に残留している磁気エネルギーが電流となったもの及び電源 6 からの電流により、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) を並列に充電するため、誘導性負荷 5 を流れる電流は徐々に減少し始め、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の充電が完了すると、誘導性負荷 5 に流れる電流は略ゼロになる。

また、制御手段 3 が、半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) を、すべて同時に OFF にすると、誘導性負荷 5 に逆起電力が生じ、誘導性負荷 5 に残留している磁気エネルギーは、電流となって各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) を充電する。各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の充電が開始されると、誘導性負荷 5 の逆電圧は徐々に増え、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の充電電圧 ($-V_C$) まで到達する (図 3 (B) における区間 t_{chg} 、充電時間)。各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の充電が完了すると、誘導性負荷 5 に流れる電流は略ゼロになり、誘導性負荷 5 の電圧 V_L も略ゼロになる。

(2) 次に、制御手段 3 が、半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) を、すべて同時に ON にすると (図 3 (C) における区間 t_n ゲートの ON 時間)、充電されている各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) が直列に接続されて放電されるため (図 3 (B) における区間 t_{dis} 、放電時間)、誘導性負荷 5 には、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の充電電圧 V_C の n 段数倍の電圧 (nV_C) と電源 6 の電圧 E との和に相当する電圧が印加される。

(3) 各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の放電開始とともに、誘導性負荷 5 に流れる電流は増え (図 3 (A) の区間 t_{dis})、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の放電が完了すると定常状態となり、電源 6 の電圧 E と誘導性負荷 5 の抵抗 R で決まる定常電流 i_{max} が流れるようになる。

なお、上記充電時間 t_{chg} 、放電時間 t_{dis} 、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の充電電圧 V_C 及び定常電流 i_{max} は、各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の静電容量 C 、誘導性負荷 5 のインダクタンス L 、段数 n を用いて、次の数式のように表される。

【数1】

$$t_{\text{chg}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{nLC}$$

$$V_C = i_{\max} \sqrt{\frac{L}{nC}}$$

$$t_{\text{dis}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{LC}{n}} \quad n: \text{段数}$$

$$i_{\max} = \frac{E}{R}$$

【0010】

次に、半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートの ON 時間 t_{on} が、放電時間 t_{dis} よりもかなり小さい場合 ($t_{on} < t_{dis}$ の場合)、すなわち、各コンデンサ (C₁ 乃至 C₄) の放電が完了しないうちに、半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートを OFF にして、誘導性負荷 5 に残留している磁気エネルギーを、各コンデンサ (C₁ 乃至 C₄) に、電荷の持つ静電エネルギーの形で回生して充電する場合は、無駄な放電によるエネルギーの消費がないので、理論的には各コンデンサ (C₁ 乃至 C₄) の充電電圧 V_C は無限に大きくなる。しかしながら、実際にはエネルギーは、誘導性負荷 5 の抵抗 R で熱となって消費されるので、誘導性負荷 5 の抵抗値 R と電源 6 の電圧 E とのバランスがとれたところで定常値 (定常電流 i_{max}) に落ち着く。図 4 (A) 乃至 (C) は、上述の状態の波形を示したものである。より詳しくは、図 4 (A) 乃至 (C) は、誘導性負荷 5 に流れる電流 (図 4 (A)) 及び電圧 V_L (図 4 (B))、半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) のゲートの状態 (図 4 (C)) の論理的な波形を示したものである。図 4 (A) における定常電流 i_{max} は、図 3 (A) の場合の約 1.5 倍の大きさとなっている (半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートの ON 時間 t_{on} には依存しない)。

また、上述のとき、誘導性負荷 5 の電圧 V_L は、次の数 2 のようになる。

【数2】

$$V_L = nV_C = L \frac{i_{\max}}{t_{on}}$$

上述の数 2 は、誘導性負荷 5 の電圧 V_L は、誘導性負荷 5 のインダクタンス L に比例し、半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートの ON 時間 t_{on} に反比例することを意味している。

【実施例1】

【0011】

図 5 は、図 2 で示した本発明に係るパルス発生装置において、以下の回路定数を用いたときの実験結果を示している。より詳しくは、図 5 は、誘導性負荷 5 に流れる電流 ("Current" と表記) 及び電圧 V_L ("Voltage" と表記) の波形を示す図である。

1. ダイオード (D₁₁ 乃至 D₄₂) : 定格電圧 600V、定格電流 6A のショットキーダイオード、

2. 半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) : 定格電圧 900V、定格電流 60A の IGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)、

3. 誘導性負荷 5 のインダクタンス L : 1.2 mH、

4. 各コンデンサ (C₁ 乃至 C₄) の静電容量 C : 23 マイクロF、

5. 半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートの ON 時間 t_{on} : 20 マイクロ秒。

上述の回路定数の場合、上記数 1 から導き出される放電時間 t_{dis} は、131 マイクロ秒であるので、半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートの ON 時間 t_{on} が、放電時間 t_{dis} よりもかなり小さい場合 ($t_{on} < t_{dis}$) が成り立ち、図 5 は、図 4 で示した理論的な波形と合致していることが分かる。

図 6 (A) は、半導体スイッチ (S₁ 乃至 S₅) の各ゲートの ON 時間 t_{on} を変数と

10

20

30

40

50

した場合の、誘導性負荷 5 の電圧 V_L の変化を示す図である。より詳しくは、図 6 (A) は、誘導性負荷 5 の電圧 V_L の理論値 (" Theory " で示される実線) と、実測値 (点で示される) を示している。図 6 (A) より、誘導性負荷 5 の電圧 V_L の実測値も、半導体スイッチ (S_1 乃至 S_5) の各ゲートの ON 時間 t_n にほぼ反比例しているのが分かる。

また、図 6 (B) は、誘導性負荷 5 のインダクタンス L を変数とした場合の、誘導性負荷 5 の電圧 V_L の変化を示す図である。より詳しくは、図 6 (B) は、誘導性負荷 5 の電圧 V_L の理論値 (" Theory " で示される実線) と、実測値 (点で示される) を示している。図 6 (B) より、誘導性負荷 5 の電圧 V_L の実測値も、誘導性負荷 5 のインダクタンス L にほぼ比例しているのが分かる。以上より、上述の数 2 は妥当であるといえる。 10

図 7 は、以下の回路定数を用いて、毎秒 5 0 0 0 回 (5 kHz) 繰り返してパルスを発生させた場合の波形を示す図である。より詳しくは、図 7 は、誘導性負荷 5 を流れる電流 (" Current " と表記) 及び電圧 V_L (" Voltage " と表記) の波形を示す図である。

1. 誘導性負荷 5 のインダクタンス L : 16.74 mH,
2. 各コンデンサ (C_1 乃至 C_4) の静電容量 C : 23 マイクロ F,
3. 電源 6 の電圧 E : 36 V,
4. 定常電流 i_{max} : 1.25 A.

上述の回路定数の場合、毎秒 2 0 0 回 (200 Hz) から毎秒 5 0 0 0 回 (5 kHz) までの範囲で繰り返す回数を変えても、誘導性負荷 5 の電圧 V_L は変化しなかった。また、図 6 (B) より、電源 6 の電圧 E が 36 V にもかかわらず、約 1 5 0 0 V のパルスを高い繰り返しで発生させることが可能である。 20

また、図示していないが、他の実験によれば、図 6 (B) よりも低い電源 6 の電圧 E (24 V) で、図 2 で示した本発明に係るパルス発生装置 (段数 4) で、数 kV の高電圧のパルスを発生させることも可能であることが分かった。その繰り返し周波数は、従来のマルクス回路ではできなかった高いものである。

【産業上の利用可能性】

【0012】

本発明に係るパルス発生装置は、以下のような応用先が考えられる。

(1) ステッピングモータの高速回転への応用

ステッピングモータは、高トルク高精度モータである。しかしながら、電流の立ち上がりによる制限で、駆動パルスの周波数は 500 Hz 程度が限界であった。本発明に係るパルス発生装置を用いれば、数 kHz 程度までのパルス電流を供給できる。

(2) レーザ用電源への応用

エキシマレーザ用の高速立ち上げ電流は、回路のインダクタに残留している磁気エネルギーを捨てるため効率が悪い。従来の回生方式は、トランス3次巻き線を使い複雑である。エキシマレーザ用の電源に本発明に係るパルス発生装置が適用可能である。

(3) インダクションヒーティングへの応用

誘導加熱に新しい非共振式誘導コイル駆動法を提供できる。

(4) 自動車用高電圧発生装置

イグニッショントロイドによる高電圧発生法の復活、イグニッショントロイドでの発熱が減少し、常時低電圧のみ現れるので水に濡れても問題ない。

(5) ディーゼル車の NO_x 处理高電圧パルス発生回路

直流 12 V から磁気回路に電流を貯めて、直接イグニッショントロイド回路と同様に、高速 (1 0 0 kHz) な高電圧のパルス列を得ることができる。その他、デジタルカメラのストロボ用電源、複写機のハロゲンランプ用電源などにも使える可能性がある。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図 1】従来のマルクス型回路の一例を示す図である。

【図 2】本発明に係るパルス発生装置の構成の一例を示す図である。 50

【図3】本発明に係るパルス発生装置の半導体スイッチのゲートの状態と、誘導性負荷に流れる電流及び電圧の波形を示したものである。

【図4】 $t_{on} - t_{dis}$ の場合における、本発明に係るパルス発生装置の半導体スイッチのゲートの状態と、誘導性負荷に流れる電流及び電圧の波形を示したものである。

【図5】 $t_{on} - t_{dis}$ の場合における、誘導性負荷に流れる電流及び電圧の実測値(波形)を示したものである。

【図6】理論値と実測値との比較を表した図である。

【図7】毎秒5000回(5KHz)、繰り返してパルスを発生させた場合の波形を示す図である。

【符号の説明】

10

【0014】

3 制御手段

5 誘導性負荷

6 電源

L 誘導性負荷のインダクタンス

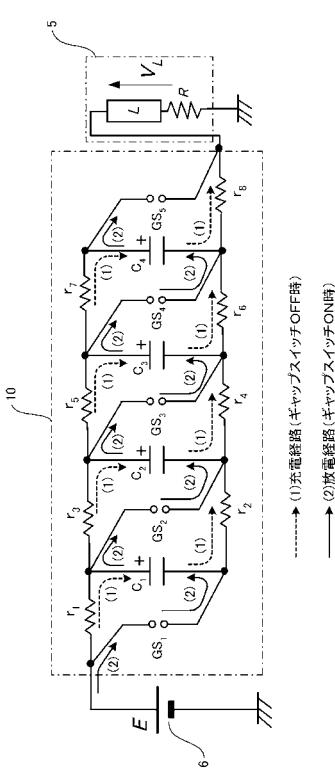
R 誘導性負荷の抵抗

D₁ ~ D₄ ダイオード

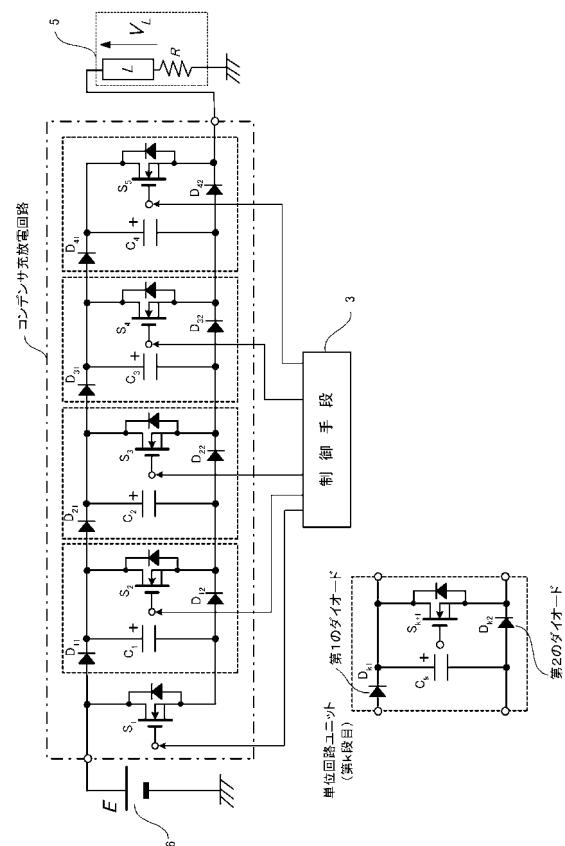
S₁ ~ S₅ 半導体スイッチ

C₁ ~ C₄ コンデンサ

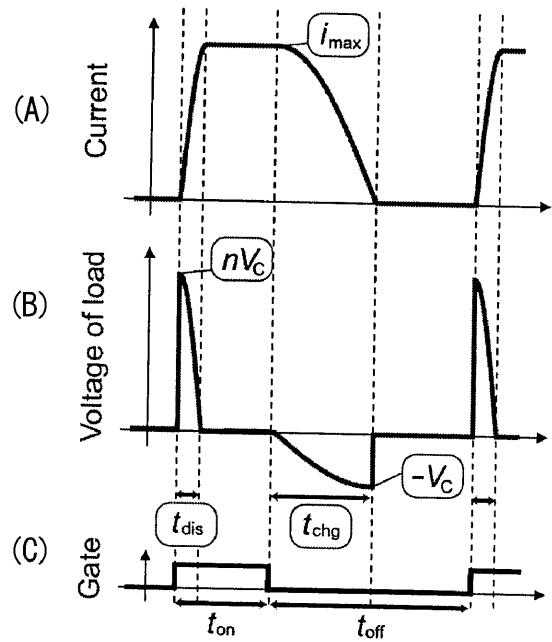
【図1】



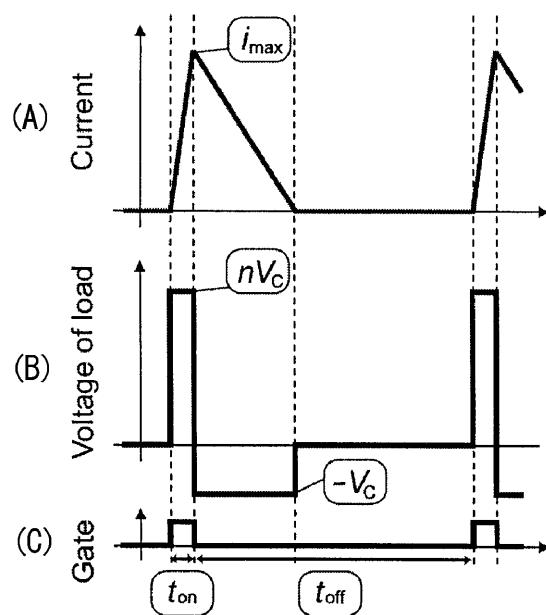
【図2】



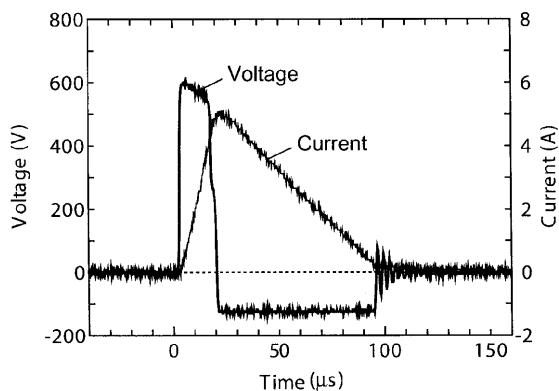
【図3】



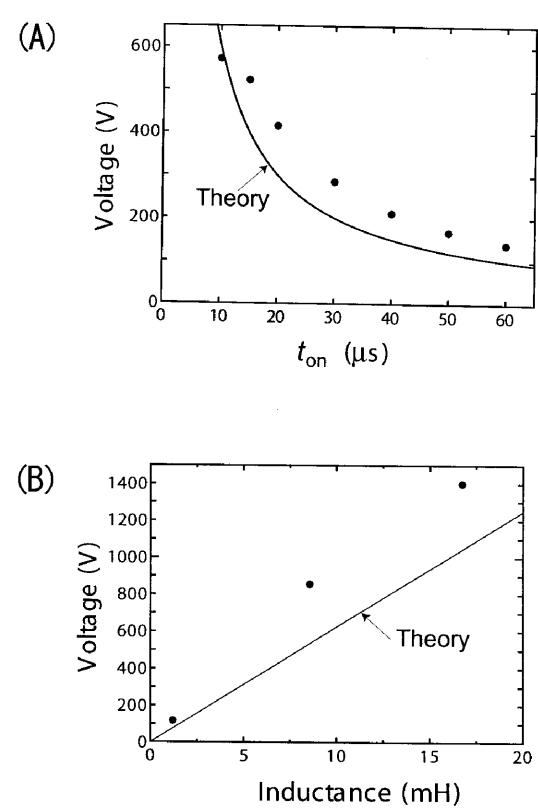
【図4】



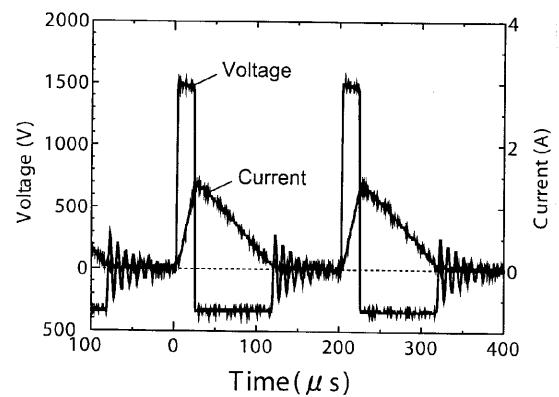
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 高久 拓

東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工業大学 原子炉工学研究所内

(72)発明者 鳴島 じゅん

東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工業大学 原子炉工学研究所内

審査官 杉浦 貴之

(56)参考文献 特開昭61-173681 (JP, A)

特開2001-211545 (JP, A)

特開2003-333871 (JP, A)

特開平04-120781 (JP, A)

国際公開第98/008296 (WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 9/04