

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6519081号  
(P6519081)

(45) 発行日 令和1年5月29日(2019.5.29)

(24) 登録日 令和1年5月10日(2019.5.10)

(51) Int. Cl. F I  
**A 6 1 N 1/40 (2006.01)** A 6 1 N 1/40  
**A 6 1 N 2/04 (2006.01)** A 6 1 N 2/04

請求項の数 4 (全 14 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2015-135841 (P2015-135841)                  (22) 出願日 平成27年7月7日(2015.7.7)                  (65) 公開番号 特開2017-18153 (P2017-18153A)                  (43) 公開日 平成29年1月26日(2017.1.26)                  審査請求日 平成30年5月2日(2018.5.2)</p> <p>特許法第30条第2項適用 上記「特許法第30条第2項の規定の適用(新規性喪失の例外規定)」を参照。</p>	<p>(73) 特許権者 507076126                  株式会社 I F G                  宮城県仙台市青葉区折立一丁目14番9号                  (72) 発明者 阿部 利彦                  宮城県仙台市青葉区折立1-14-9 株式会社 I F G 内                  (72) 発明者 加茂 慎哉                  宮城県仙台市青葉区折立1-14-9 株式会社 I F G 内                  (72) 発明者 森 和美                  宮城県仙台市青葉区折立1-14-9 株式会社 I F G 内                  (72) 発明者 森 仁                  宮城県仙台市青葉区折立1-14-9 株式会社 I F G 内</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	---

(54) 【発明の名称】 充電電圧の急速調整回路を有する医療用磁気パルス発生装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

対象部位に渦電流を生じさせる磁気治療用のパルスコイルと、充放電コンデンサと、充放電コンデンサからの放電電流をパルスコイルに供給する励磁用スイッチング半導体素子とを環状に直列接続した放電回路部と、  
 充電用スイッチング半導体素子と、該充電用スイッチング半導体素子の接点に並列に接続されたCR素子よりなる充電スイッチング回路部と、  
 放電用スイッチング半導体素子と、該放電用スイッチング半導体素子に直列に接続された放電抵抗よりなる放電スイッチング回路部と  
 直流電圧または全波整流電圧を出力する直流電源部と、  
 設定電圧と充放電コンデンサの充電電圧を比較するコンパレータとで構成され、  
 直流電源部と充放電コンデンサはその間に充電スイッチング回路部を介して接続され、また放電スイッチング回路部が充放電コンデンサに並列に接続されており、  
 該コンパレータの出力をトリガとして充電用スイッチング半導体素子の接点が開閉することにより充放電コンデンサの充電電圧を調整することを特徴とする医療用磁気パルス発生装置。

【請求項2】

上記CR素子のキャパシタンス(C1)と、充電用スイッチング半導体素子の耐圧(V1)と、CR素子が無い場合に充電用スイッチング半導体素子の両端に生じる逆起電力(V2)と、充電回路上の全インダクタンス(L)と、充電時に充電用スイッチング半導体素

子を流れる充電電流の最大値（ $I$ ）とが「数 1」を充たすことを特徴とする請求項 1 に記載の医療用磁気パルス発生装置。

【請求項 3】

設定電圧を小さくする方向に変更した際に、放電用スイッチング半導体素子を定められた放電時間の間、閉状態とすることにより、放電抵抗に充放電コンデンサ内の電荷を放出して、充放電コンデンサの充電電圧を下げる機能を持ち、該放電時間（ $t$ ）と、充放電コンデンサのキャパシタンス（ $C2$ ）、放電抵抗の全直流抵抗（ $R2$ ）、設定電圧の降下割合（ $V/V0$ 、 $V$ は設定変更後の設定電圧、 $V0$ は設定変更前の設定電圧）の関係が「数 2」を充たすことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の医療用磁気パルス発生装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の医療用磁気パルス発生装置であって、上記放電時間の間、励磁用スイッチング半導体素子が閉状態になることを禁止することを特徴とする医療用磁気パルス発生装置。

【数 1】

$$C1 = \left\{ 1 - \left( \frac{\alpha \cdot V1}{V2} \right)^2 \right\} \cdot \frac{L \cdot I^2}{(\alpha \cdot V1)^2} \quad (0.25 \leq \alpha \leq 0.75)$$

【数 2】

$$t = \beta \cdot C2 \cdot R2 \cdot \ln \left( \frac{V0}{V} \right) \quad (0.9 \leq \beta \leq 1.1)$$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、末梢神経を連発磁気パルスで刺激することにより、筋肉に持続する大きな収縮を起こすための、医療用磁気パルス発生装置に関する。

【背景技術】

【0002】

パルス電流は産業の広い分野で使われており、電気集塵機、プラズマ発生器、レーザー等の産業用の高電圧パルスから、弱いパルス電流で筋肉を動かす医療用の低周波治療器まで、多くの製品が実用化されている。産業機器用のパルス電流の多くは、高電圧（3～10kV）、小電流（数mA～数A）、高周波数（30～100kHz）、狭いパルス巾（1～10μs）が特徴である。その理由は電圧が高くパルス巾が狭いパルスほど、瞬間的に高エネルギーを発生できることによる。

【0003】

このような、鋭い高電圧パルスの発生を目的とするパルス電源については、数多くの特許出願が成されている。特許文献 1 は高電圧の超短パルスを発生させる目的で、コンデンサとコイルの共振回路を直列に多段接続する「パルス圧縮技術」が示されている。パルス圧縮回路に使われるコイルは、一定以上の電流が流れるとコアが飽和する可飽和リアクトルであって、コイルの役割は LC 共振と、磁気飽和によりコイル電流が急増するスイッチ素子の両方の働きをしている。

【0004】

パルス電圧を安定化させる方法が特許文献 2 に示されている。このために、充放電コンデンサと複数個のインダクタ（コイル）を直列接続し、かつ各インダクタは個別の充放電コンデンサと電源とスイッチから成る LC 共振回路を構成して、それらの複数共振回路のタイミングをずらすことでパルス電圧を安定化する点が特徴である。この発明のコイルは可飽和リアクトルではなく、また、共振周波数が高く空心コイルが使われているので、コアの飽和の問題はない。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 5 】

磁気パルスを医療用途に用いる機器の一つとして医療用磁気パルス発生装置がある。これは磁気パルスによって生じる誘導電流で神経を刺激する方法であって、電極を皮膚に貼らなくても良い利点がある。磁気刺激は、電圧1400V程度、電流が2000A程度、パルス幅0.2ms程度のパルス電流を瞬時に磁気刺激コイルに流して強い磁場を発生し、磁場によって生体に発生する誘導電流で神経を刺激する。この場合の1パルスの電気エネルギーは一般的に100ジュール程度である。一方、上記の産業用パルス電源の場合、電圧を10kV、電流を100mA、パルス幅を1μsほどであり、1パルスあたりの電気エネルギーは数百分の一ジュール程度であって、磁気刺激パルスよりも極めて小さい。

10

## 【 0 0 0 6 】

尿失禁の治療に用いる医療用磁気パルス発生装置が特許文献3に示されている。この発明は連発磁気パルスを用いるとしているので、充放電コンデンサは急速な充放電を繰り返す必要がある。この発明に記載されている電気回路の説明は、電源電圧が100～3kV、充放電コンデンサの容量が300μF、突入電流の防止を保護抵抗で行うとすると内容にとどまっており、磁気パルスの連発化にともなう充放電コンデンサの充電電圧制御の高速化等の問題については特に記載していない。

## 【 0 0 0 7 】

特許文献4では、以前に我々が開発した医療用磁気パルス発生装置の基本回路とそこで使用されている回路部品の特性値について開示されている。この発明では使用する部品の特性値を適正な値に設定することにより、装置の大幅な小型化および省電力化と急速な充放電を可能にしているが、充電電圧を任意の値に制御する手段については言及されていなかった。

20

## 【 先行技術文献 】

## 【 特許文献 】

## 【 0 0 0 8 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 1 0 - 2 0 0 4 4 6

【 特許文献 2 】 特開 2 0 0 3 - 9 5 4 8

【 特許文献 3 】 特開平 9 - 2 7 6 4 1 8

【 特許文献 4 】 特開 2 0 1 5 - 1 0 7 1 7 6

30

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 0 9 】

磁気パルスを短い周期かつ安定した強度で連発するためには、充放電コンデンサへの急速かつ高精度な充電が求められる。その一つの方法として、直流電源と充放電コンデンサの間に充電用スイッチング半導体素子を配置し、充電時には、充放電コンデンサの充電電圧をフィードバックしながら充電用スイッチング半導体素子を閉状態にし、充電電圧が設定電圧を超えた瞬間に充電を停止する方法がある。この方法によれば、急速に任意の電圧に充放電コンデンサを充電することが可能である。しかし、急速に充電するために比較的大きな充電電流が流れているため、充電を停止時に充電用スイッチング半導体素子を閉状態にした際、素子の両端に大きな逆起電力が生じてしまい素子が破壊されてしまうという問題がある。

40

## 【 0 0 1 0 】

また、このような充放電コンデンサを用いた医療用磁気パルス発生装置特有の問題として、充電電圧を上げるのは容易であるが、充電電圧を下げたい場合に即時に下げる手段がない問題がある。一般的には、充電電圧を下げる場合は、充電電圧モニタ用の分圧抵抗に電荷が流れて、目的の充電電圧に下がるまで待たなければならない、パルス磁気を発生できる状態になるまでに多くの時間を要してしまうという問題がある。

50

## 【課題を解決するための手段】

## 【0011】

以上の課題に鑑み、本発明は、以下の技術を用いて上記の課題を解決した。請求項1に記載の発明(図1、図2)は、

対象部位12に渦電流を生じさせる磁気治療用のパルスコイル10と、充放電コンデンサ9と、充放電コンデンサ9からの放電電流をパルスコイル10に供給する励磁用スイッチング半導体素子11とを環状に直列接続した放電回路部Cと、

充電用スイッチング半導体素子3と、該充電用スイッチング半導体素子3の接点に並列に接続されたCR素子(4+5)よりなる充電スイッチング回路部Aと、

放電用スイッチング半導体素子6と、該放電用スイッチング半導体素子6に直列に接続された放電抵抗7よりなる放電スイッチング回路部Bと

直流電圧または全波整流電圧を出力する直流電源部1と、

設定電圧と充放電コンデンサ9の充電電圧を比較するコンパレータ14とで構成され、

直流電源部1と充放電コンデンサ9はその間に充電スイッチング回路部Aを介して接続され、また放電スイッチング回路部Bが充放電コンデンサ9に並列に接続されており、

該コンパレータ14の出力をトリガとして充電用スイッチング半導体素子3の接点が開閉することにより充放電コンデンサ9の充電電圧を調整することを特徴とする医療用磁気パルス発生装置である。

10

## 【0012】

請求項1の発明によれば、簡便かつ小型な回路にて、充放電コンデンサの急速な充電電圧制御を行うことが可能になる。

20

## 【0013】

請求項2に記載の発明は、上記CR素子(4+5)のキャパシタンス(C1)と、充電用スイッチング半導体素子3の耐圧(V1)と、CR素子(4+5)が無い場合に充電用スイッチング半導体素子3の両端に生じる逆起電力(V2)と、充電回路上の全インダクタンス(L)と、充電時に充電用スイッチング半導体素子3を流れる充電電流の最大値(I)とが「数1」を充たすことを特徴とする請求項1に記載の医療用磁気パルス発生装置である。

## 【0014】

請求項2の発明に拠れば、充電用スイッチング半導体素子3を焼損することなく、かつ充電停止時の充電電圧のオーバーシュートを抑制した精度のよい充電制御を急速に行うことが可能となる。

30

## 【0015】

請求項3に記載の発明は、設定電圧を小さくする方向に変更した際に、放電用スイッチング半導体素子6を定められた放電時間の間、閉状態とすることにより、放電抵抗7に充放電コンデンサ9内の電荷を放出して、充放電コンデンサ9の充電電圧を下げる機能を持ち、該放電時間(t)と、充放電コンデンサ9のキャパシタンス(C2)、放電抵抗7の全直流抵抗(R2)、設定電圧の降下割合( $V/V_0$ 、Vは設定変更後の設定電圧、 $V_0$ は設定変更前の設定電圧)の関係が「数2」を充たすことを特徴とする請求項1又は2に記載の医療用磁気パルス発生装置である。

40

## 【0016】

請求項3の発明に拠れば、一般的には制御に時間を要する降下方向の充電電圧制御を簡便かつ小型な放電回路を用いて短時間で完了することが可能である。

## 【0017】

請求項4は、請求項3に記載の医療用磁気パルス発生装置であって、上記放電時間の間、励磁用スイッチング半導体素子11が閉状態になることを禁止することを特徴とする医療用磁気パルス発生装置である。

50

## 【 0 0 1 8 】

請求項 4 の発明に拠れば、請求項 3 に記載の充電電圧制御時において、充電電圧が不安定な状態でのパルスコイルの励磁が禁止されるため、設定電圧と異なる充電電圧による磁気パルスが発生する事象を回避することができる。

## 【数 1】

$$C1 = \left\{ 1 - \left( \frac{\alpha \cdot V1}{V2} \right)^2 \right\} \cdot \frac{L \cdot I^2}{(\alpha \cdot V1)^2} \quad (0.25 \leq \alpha \leq 0.75)$$

## 【数 2】

$$t = \beta \cdot C2 \cdot R2 \cdot \ln \left( \frac{V0}{V} \right) \quad (0.9 \leq \beta \leq 1.1)$$

## 【発明の効果】

## 【 0 0 1 9 】

本発明によれば、回路内部品に電氣的損傷を与えることなく任意の大きさの磁気パルスを短い周期かつ安定した強度で連発することが可能になる。また、充放電コンデンサの充電電圧を下げる場合でも、時間をほとんどロスすることなく、短時間で目的の強度の磁気パルスが発生できる状態にすることができる。これらの機能により、患者の磁気刺激に対する感受性や、患者の運動努力の大きさ等を即時にフィードバックして磁気刺激強度をコントロールすることが可能となり、ひいては、患者の運動努力をトリガとして麻痺した筋肉に磁気刺激を加え神経回路の再形成を促進する治療を行うことが可能となる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【 0 0 2 0 】

【図 1】本発明の医療用磁気パルス発生装置の回路の第 1 実施例。

【図 2】本発明の医療用磁気パルス発生装置の回路の第 2 実施例。

【図 3】C R 素子を使用しない場合の逆起電力

【図 4】C R 素子を使用した場合の逆起電力の例 ( C 1 = 5 μ F , R 1 = 1 0 )

【図 5】C 1、R 1 の変化に対する逆起電力の変化 ( 直流電源出力 1 2 0 V、設定電圧 3 5 V )

【図 6】C 1 の変化に対する逆起電力の変化 ( 直流電源出力 4 5 0 V、R 1 = 4 0 固定 )

【図 7】R 1 の変化に対する逆起電力の変化 ( 直流電源出力 4 5 0 V、C 1 = 5 μ F 固定 )

【図 8】C 1 の変化に対するオーバーシュート量の変化 ( 直流電源出力 4 5 0 V、R 1 = 4 0 固定 )

【図 9】R 1 の変化に対するオーバーシュート量の変化 ( 直流電源出力 4 5 0 V、C 1 = 5 μ F 固定 )

## 【発明を実施するための形態】

## 【 0 0 2 1 】

以下、本発明を図示実施例に従って説明する。本発明は医療用連発磁気パルス装置において、回路内部品に電氣的損傷を与えることなく、設定電圧に対する充電電圧の調整を急速かつ精度よく実行させることを主たる目的とし、本発明者らは鋭意研究を行った。その結果、第 1 に充放電コンデンサ 9 の充電電圧と設定電圧 1 3 を比較するコンパレータ 1 4 の出力に同期して開閉する充電用スイッチング半導体素子 3 にて充電をコントロールすることにより、充放電コンデンサ 9 に対して電荷を精度よく充電することが可能となった。第 2 に充電用スイッチング半導体素子 3 と適切に値を設定した C R 素子 ( 4 + 5 ) とを並列接続することにより、充電電圧の設定精度を保ちながら、充電用スイッチング半導体素子

10

20

30

40

50

3の開時に素子両端に

生じる逆起電力を抑制することが可能となった。第3に設定電圧が充電電圧より低い場合、充放電コンデンサ9と並列に接続された放電用スイッチング半導体素子6を適切な時間の間閉状態とすることで、放電抵抗7に充放電コンデンサ9内の不要な電荷を放電させ、充放電コンデンサ9の電圧を急速に目的の電圧に制御することが可能となった。

【0022】

従来の医療用磁気パルス発生装置においては、回路上流の高圧直流電源の出力を調整することにより充放電コンデンサ9の充電電圧を任意の電圧にする方法、もしくは、大きな直流抵抗を用いて充電電流を抑制しながら充放電コンデンサ9をゆっくり充電し充電電圧が設定電圧を超えた時点で充電を停止することにより任意の電圧に調整する方法が一般的であった。しかし、高圧直流電源の電圧出力を任意の値に安定させるとともに比較的大きな電流を出力させるためには、複雑な制御回路と大電力に対応した大きな部品が必要となるため装置が大型化してしまう問題がある。また、大きな直流抵抗を使用する場合は、充電速度が遅くなってしまい、高頻度での磁気パルスの発生を行うことができず、加えて充電中に大量のジュール熱が発生するため直流抵抗は大きな熱容量のものを使用する必要があるためこちらも装置が大型化してしまう問題がある。

10

【0023】

そこで本発明では、出力可変な直流電源や大きな直流抵抗を使用することなく、小型で簡便なスイッチング回路を用いて急速かつ安定した充電制御を行う方法について研究を行った。本発明を用いた医療用磁気パルス発生装置の回路図の一例を「図1」に示す。

20

【0024】

図1の回路は、高圧直流電源部1と充電スイッチング回路部Aと放電スイッチング回路部Bと放電回路部Cとで構成され、放電回路部Cは、患者の対象部位12に近接又は接触させて用いられ筋肉に微小時間の連続パルス状の渦電流を生じさせてその末梢神経を刺激する磁気治療用のパルスコイル10と、充放電コンデンサ9と、充放電コンデンサからの放電電流をパルスコイル10に供給する励磁用スイッチング半導体素子11とを環状に直列接続して構成されている。励磁用スイッチング半導体素子11は、サイリスタやMOSFET、IGBT等が主体となっており、多くの場合それらの半導体素子とダイオードが逆並列に接続された構成となっている。この放電回路部Cに電圧を供給するための高圧直流電源部1は、平滑された直流電圧または全波整流電圧を出力することが可能なユニットまたはそれと同等の回路であり、充放電コンデンサ9の両端の端子と充電スイッチング回路部Aを介して接続されている。充電スイッチング回路部は、並列に接続された充電用スイッチング半導体3とCR素子(4+5)によって構成されている。充電用スイッチング半導体3は、サイリスタやMOSFET、IGBT等により構成される。CR素子とはCR素子用コンデンサ4とCR素子用抵抗5を直列接続した素子である。高圧直流電源部1と放電回路部Cの間には、必要に応じて、突入電流を抑制する突入電流緩衝素子2が挿入される。突入電流緩衝素子としては、パラメータを適度に調整したインダクタや抵抗が使用される。また、充放電コンデンサ9に並列に、充電電圧モニタ手段8および放電スイッチング回路部Bが接続されている。充電電圧モニタ手段8としては、電圧計やアッテネーターを介したブリアンプ等が使用できる。放電スイッチング回路部Bは、放電用スイッチング半導体素子6および該放電用スイッチング半導体素子6に直列に接続された放電用抵抗7によって構成される。該放電用スイッチング半導体素子6は、サイリスタやMOSFET、IGBT等により構成される。該充電電圧モニタ手段8より出力された充電電圧信号と設定電圧入力インターフェース13より出力された設定電圧信号は、コンパレータ14および演算器15に接続されている。コンパレータ14の出力は充電用スイッチング半導体素子3の制御端子に接続され、演算器15の出力はタイマー16の時間制御端子に接続される。タイマー16の出力は、放電スイッチング半導体素子6の制御端子に接続される。演算器15にタイマーの機能がある場合はタイマー16を省略し、演算器15と放電スイッチング半導体素子6の制御端子を直結することができる。

30

40

【0025】

50

本発明を用いた医療用磁気パルス発生装置の回路図の他の一例を「図 2」に示す。該回路においては、高圧直流電源回路 1 と充放電回路 C との接続は、充放電コンデンサ 9 の片側の端子と、充放電コンデンサ 9 とは接続されていない側のパルスコイル 10 の片側の端子にて行われており、その余は図 1 と同じである。

【 0 0 2 6 】

以降本発明を用いた医療用磁気パルス発生装置の実際の動作の詳細を説明する。図 1、図 2 の回路では、設定電圧入力インターフェース 13 より出力された設定電圧信号と充電電圧モニタ手段 8 より出力された充電電圧信号をコンパレータ 14 にて比較し、充電電圧信号が低かった場合は、コンパレータ 14 より充電用スイッチング半導体素子 3 に閉制御信号が出力され、充電用スイッチング半導体素子 3 は閉状態となる。充電用スイッチング半導体素子 3 が閉状態となることにより、高圧直流電源部 1 と放電回路部 C が接続され、放電回路部 C 内の充放電コンデンサ 9 に電流が流れ込み、充放電コンデンサ 9 の両端の電圧が上昇し始める。その結果充電電圧モニタ手段 8 より出力される充電電圧信号が定電圧入力インターフェース 13 より出力される設定電圧信号を上回り、コンパレータ 14 より出力されていた閉制御信号は停止して、充電用スイッチング半導体素子 3 は開状態に戻る。その際充電用スイッチング半導体素子 3 の両端には、逆起電力が生じるがその多くは CR 回路 ( 4 + 5 ) に吸収され、充電用スイッチング半導体素子 3 は逆起電力による耐圧破壊から守られる。

【 0 0 2 7 】

ここで、充電スイッチング回路部 A における CR 素子 ( 4 + 5 ) のパラメーターが非常に重要である。C が小さすぎる場合、R が大きすぎる場合は、充電用スイッチング半導体素子 3 の開動作時に生じる逆起電力を CR 素子 ( 4 + 5 ) が十分に吸収することができず充電用スイッチング半導体素子 3 が破損する。逆に C が大きすぎる場合、R が小さすぎる場合は、充電用スイッチング半導体 3 の開動作時に、CR 素子内のコンデンサ 4 の電荷の一部が充放電コンデンサ 9 に流れ込み、電圧がオーバーシュートしてしまうという問題がある。そのため CR 素子内のコンデンサのキャパシタンス ( C 1 ) として適当な値を選定する必要があり、具体的にはキャパシタンス ( C 1 ) の値が「数 1」を充たすことが望ましい。CR 素子内の直流抵抗 ( R 1 ) については、逆起電力が大きくなりすぎない程度の抵抗値を数 から数百 程度の範囲で決定し使用する。

【 数 1 】

$$C1 = \left\{ 1 - \left( \frac{\alpha \cdot V1}{V2} \right)^2 \right\} \cdot \frac{L \cdot I^2}{(\alpha \cdot V1)^2} \quad (0.25 \leq \alpha \leq 0.75)$$

【 0 0 2 8 】

上記とは逆に、設定電圧入力インターフェース 13 より出力された設定電圧信号が小さくなる方向に変更され、充電電圧モニタ手段 8 より出力された充電電圧信号に比較して低くなる場合は、演算器 15 により算出された放電時間の間タイマー 16 より閉制御信号が出力され、放電用スイッチング半導体素子 6 は閉状態となる。その結果充放電コンデンサ 9 に蓄積された電荷は放電抵抗 7 に吸収されて、充放電コンデンサ 9 の両端の充電電圧は減少し、設定電圧と同等の電圧になる。充電電圧がアンダーシュートした場合は、コンパレータ 14 が働き、上記と同様の動作にて充電電圧は設定電圧どおりの値に収束する。

【 0 0 2 9 】

上記動作において、放電時間 t は演算器 15 によって「数 2」を用いて算出される。「数 2」は充放電コンデンサのキャパシタンス ( C 2 )、放電抵抗 7 の全直流抵抗 ( R 2 )、変更後の設定電圧 V と変更前の設定電圧 V 0 の比 ( V / V 0 ) を用いた関数である。放電時間が「数 2」を充たす事によって、目標とする充電電圧になるように充放電コンデンサ 9 内の電荷を放出することが可能となる。

【数 2】

$$t = \beta \cdot C2 \cdot R2 \cdot \ln\left(\frac{V0}{V}\right) \quad (0.9 \leq \beta \leq 1.1)$$

【0030】

この放電時間内は、充放電コンデンサ内の電圧は設定電圧とは異なる電圧となっているため、この間は励磁用スイッチング半導体素子 11 の閉動作を禁止し、パルスコイル 10 への通電を行わないことが望ましい。

【0031】

上記までの動作にて、設定電圧どおりに充放電コンデンサ 9 が充電された後、励磁用スイッチング半導体素子 11 を閉じることにより、充放電コンデンサ 9 内の電荷がパルスコイル 10 へ放電され、パルスコイル 10 よりパルス状の磁界が発生する。その結果、パルスコイル 10 に接して又は近接して配置された患部の筋肉に渦電流を発生させ末梢神経を刺激する。

【0032】

次に、本発明の詳細を実施例に基づいて説明する。なお、この実施例は当業者の理解を容易にするためのものである。すなわち、本発明は明細書の全体に記載される技術思想によってのみ限定されるものであり、本実施例によってのみ限定されるものでないことは理解されるべきことである。

【実施例 1】

【0033】

本発明の図 1 と同様の構成の回路を、CR 素子 (4 + 5) を使用せずに作成した。高圧直流電源部 1 は、高圧トランスと全波整流ブリッジにて作成し、その出力から全波整流電圧が出力される状態とした。突入電流緩衝素子 2 としては定格電流 30 A、インダクタンス 10 mH のインダクタを使用した。充電用スイッチング半導体素子 3 としては、耐圧 2 kV、定格電流 20 A の MOSFET を使用した。充放電回路 C は、120 μH のキャパシタンスを持つ充放電コンデンサ 9 と、20 μH のインダクタンスを持つパルスコイル 10 と、逆並列に接続されたサイリスタとダイオードよりなる励磁用スイッチング半導体素子 11 により構成した。充放電コンデンサ 9 には、充電電圧モニタ手段 8 として充電電圧を 100 : 1 に分圧するアッテネーターと、放電スイッチング半導体素子 (C-MOS リレー) 6 と直流抵抗 7 (直流抵抗 200 ) よりなる放電スイッチング回路部 B を並列接続した。設定電圧入力インターフェース 13 としてボリューム抵抗を使用し、ボリューム抵抗から出力された設定電圧信号と前記充電電圧モニタ手段から出力される充電電圧信号をプリアンプ等で適度なレベルに調整したのちコンパレータ 14 および演算器 15 (マイコン) に入力した。コンパレータ 14 の出力は、充電用スイッチング半導体素子 3 の制御端子に入力した。今回使用した演算器 15 はタイマー機能を内蔵しているため、タイマー 16 は使用せず、演算器 15 の出力を直接放電用スイッチング半導体素子 6 の制御入力に接続した。

【0034】

高圧直流電源部 1 より 60 V の全波整流電圧を出力させながら、充放電コンデンサ 9 の充電電圧制御をおこなったところ、充電完了時に充電用スイッチング半導体素子 3 の端子に、最大 750 V の逆起電力が生じた。同様に高圧直流電源部 1 より 120 V の全波整流電圧を出力させながら、充放電コンデンサ 9 の充電電圧制御をおこなったところ、充電完了時に充電用スイッチング半導体素子 3 の端子に、最大 1250 V の逆起電力が生じた。次に、高圧直流電源部 1 より 180 V の全波整流電圧を出力させながら、充放電コンデンサ 9 の充電電圧制御をおこなったところ、充電用スイッチング半導体素子 3 が焼損した。おそらく耐圧 (2 kV) を超える逆起電力が充電用スイッチング半導体素子 3 の端子に印加されたものと考えられる。設定電圧と生じた逆起電力の関係について図示したグラフを図 3 に示す。設定電圧が直流電源出力電圧に近い状態では、逆起電力は小さいが、設定電圧

10

20

30

40

50

が小さくなるにしたがって逆起電力が大きくなっていく傾向が見て取れる。これは、設定電圧と直流電源出力電圧の差が大きければ大きいほど、充電停止時に充電用スイッチング半導体素子3に流れている充電電流が大きいことに起因する。

【実施例2】

【0035】

次に、上記回路にCR素子(4+5)を加え、図1と同様の回路とした。CR素子のキャパシタンス(C1)を一定程度大きく、直流抵抗(R1)を一定程度小さくすることで、充電完了時に生じる逆起電力を抑えることが可能であり、例えば、 $C1 = 5 \mu F$ 、 $R1 = 10$  とすることで、高压直流電源部の出力を150Vとしても逆起電力は230V程度に抑えることが可能であり、高压直流電源部の出力を450Vとしても逆起電力は600V程度であった(図4)。

10

【0036】

図5は、上記の回路にて直流電源出力を120V、設定電圧を35Vに固定し、C1とR1の値を変更しながら逆起電力を測定した結果である。C1が増えるにしたがって、逆起電力が抑制されている傾向が見て取れる。これはC1が大きいほど、逆起電力の原因となる回路内の誘導性エネルギーをより大量にC1内に吸収することが可能なことを示している。またR1が大きくなると、C1に流れ込む電流を抑制してしまい、逆起電力が増大する傾向も見ることができる。

【0037】

図6は、上記の回路にて、より実用に近い領域でC1の大きさを変更しながら、設定電圧の変化に対する逆起電力の変化を測定した結果である。R1は40で固定している。いずれのC1の値でも逆起電力が充電用スイッチング半導体素子3の耐圧を超えることはなかったが、図5に見られた傾向と同様に、C1をもっとも大きくした場合( $C1 = 10 \mu F$ )が最も逆起電力が抑制された。

20

【0038】

図7は、図6と同様により実用に近い領域でR1の大きさを変更しながら、設定電圧の変化に対する逆起電力の変化を測定した結果である。C1は $5 \mu F$ で固定している。いずれのR1の値でも逆起電力が充電用スイッチング半導体素子3の耐圧を超えることはなかったが、図5に見られた傾向と同様に、R1をもっとも小さくした場合( $R1 = 1$ )が最も逆起電力が抑制された。

30

【0039】

このようにCR素子を用いることで、充電用スイッチング半導体素子3を破損させずに充放電コンデンサ9の充電電圧を制御することが可能となった。しかし、充電用スイッチング半導体素子3が開状態になっても、このCR回路に含まれるコンデンサ内の電荷が充放電コンデンサ9に流れ込んでしまい設定電圧をオーバーシュートした充電電圧となってしまう問題があることが判明した。オーバーシュート量とCR素子のC1およびR1の関係について図8、図9に示す。

【0040】

図8は、図6の測定を実施した際に、充電電圧がどれほどオーバーシュートしていたかを示したグラフである。オーバーシュートの量は、充電終了時に実際に充電されていた充電電圧から設定電圧の値を差し引いて求めている。この結果によれば、逆起電力の場合とは逆の傾向となり、C1が大きくなるにつれて、充電電圧が設定電圧を大きくオーバーシュートする傾向が見て取れる。C1が $1.8 \mu F$ の場合は、オーバーシュート量は4V程度であって、最大充電電圧(=450V)の1%未満であるが、C1が $10 \mu F$ の場合は、オーバーシュート量は10V近くまで上昇し、最大充電電圧の2%を超えている。

40

【0041】

図9は、図7の測定を実施した際に、充電電圧がどれほどオーバーシュートしていたかを示したグラフである。この結果も、逆起電力の場合とは逆の傾向となり、R1が小さくなるにつれて、充電電圧が設定電圧を大きくオーバーシュートする傾向が見て取れる。R1が80の場合は、オーバーシュート量は4V程度であって、最大充電電圧(=450V

50

)の1%未満であるが、R1が1の場合、オーバーシュート量は10V近くまで上昇し、最大充電電圧の2%を超えている。

【0042】

図8、図9が示す通り、オーバーシュートを小さくするためには、CR素子のC1を小さくかつR1を大きくする必要があり、これは逆起電力を増大させる方向となる。すなわちC1、R1の大きさは、回路の持つ特性や使用している部品の耐圧、製品に求められる仕様等を勘案し、最適な値を選定する必要がある。

【0043】

適正なC1およびR1の選定については、次のように行うことができる。まずCR素子を使用しなかった場合の最大の逆起電力V2を算出する。具体的にはCR素子の無い回路(実施例1の回路)にて高圧直流電源部1の出力電圧を下げた状態で充電を行って逆起電力を測定し、その逆起電力から実際に使用する電圧の場合の逆起電力を算出する。例えば上記の例では高圧直流電源部1の出力電圧が120Vの場合に生じた逆起電力は最大1250Vであったため、実際に使用する電圧が600Vの場合は、V2は $1250 \times 600 / 120 = 6250$ Vとなる。次に、充電の際に充電用スイッチング半導体素子3を流れる充電電流の最大値(=最大充電電流I)を測定する。これも同様に高圧直流電源部1の出力電圧を下げた状態で充電を行って充電電流を測定し、その充電電流から実際に使用する電圧の場合の最大充電電流Iを算出する。本実施例の場合は、 $I = 22.5$ Aであった。これらの測定値を「数1」に代入することにより、C1を求める。図1の回路の場合、回路上のインダクタンスは、突入電流緩衝素子2のみであるので、本実施例の場合 $L = 10$ mHとした(図5の回路の場合は、突入電流緩衝素子2とパルスコイル10のインダクタンスの和がLとなる)。αは通常は0.5程度とするが、電圧のオーバーシュートを小さくしたい場合は0.75程度まで大きくしてもよい。逆に、逆起電力をより抑制したい場合は、0.25程度まで下げてもよい。本実施例では、充電用スイッチング半導体素子3の耐圧(V1)は2kVであり、αは0.5として算出した。その結果、適正なC1は4.93μFと算出された。実際にはC1は5μFとして、C1を用いたCR素子を何種類か実装した結果、R1としては60Ωが適当であった。C1=5μF、R1=60ΩのCR素子を使用することにより、直流電源部1の出力を600Vとしても、充電停止時の逆起電力を700Vに抑制し、加えて充電電流のオーバーシュートを4V以下に抑制することができた。その結果、充電用スイッチング半導体素子3を焼損することなく、非常に簡便且つ小型な回路構成で、60Vから最大600Vの範囲にて、急速かつ安定した充電電圧制御が可能となった。

【数1】

$$C1 = \left\{ 1 - \left( \frac{\alpha \cdot V1}{V2} \right)^2 \right\} \cdot \frac{L \cdot I^2}{(\alpha \cdot V1)^2} \quad (0.25 \leq \alpha \leq 0.75)$$

【0044】

充電時の充電回路全体のエネルギーは、充電回路全体のインダクタンスによる誘導性エネルギーと同等であると仮定し、このエネルギーの一部がCR素子内コンデンサの容量性エネルギーとして吸収され、残りが逆起電力となって充電用スイッチング素子3の端子に現れるというモデルから「数1」は導出されており、充電用スイッチング素子3の端子を破壊しない程度に逆起電力を抑える効果のあるC1の値を算出可能である。実際の回路の充電制御における各パラメータとの整合性も確認されている。

【実施例3】

【0045】

実施例2の回路にて、設定電圧を現在の充電電圧よりも低下させた場合について考える。演算部15にて制御を行わない場合、設定電圧を現在の充電電圧よりも低下させると、充電電圧モニタ手段8内のアッテネーターに対し、充放電コンデンサ9の電荷が放電され、設定電圧を下回った時点でコンパレータ14により充電が開始されて、設定電圧とほぼ同

10

20

30

40

50

じ値に充電電圧が収束する。しかし、その放電速度はかなり緩慢であるため、目的の充電電圧に収束するには長時間を要する。本実施例ではアッテネーター内の内部抵抗は500k程度であり、例えば最大充電電圧から最大充電電圧の10%の電圧まで到達するには2分以上を要する。容量の大きな低抵抗の放電抵抗を充放電コンデンサ9に並列に接続すれば、放電速度は早まるが、一定の充電電圧を保持し続けるためには、頻繁に充電スイッチング半導体素子3を開閉しなければならず、またその放電抵抗の発熱は無駄なジュール熱損失となってしまうため、電気効率が悪くなってしまう。

#### 【0046】

そこで、演算部15にて充放電コンデンサ9のキャパシタンス(C2)および放電用抵抗(R2)、設定電圧の降下割合(V/V0、Vは設定変更後の設定電圧、V0は設定変更前の設定電圧)より、「数2」を用いて放電時間tを算出し、その放電時間の間、放電用スイッチング回路6を閉状態として充放電コンデンサ内の電荷を放電抵抗7に放電させる制御を行わせた。本実施例では、 $\beta$ は0.98に設定した。 $\beta$ の値は通常は1.0とし、放電制御完了時に充電電圧をアンダーシュートさせたい場合は1.1程度、アンダーシュートさせたくない場合は、0.9程度に設定する。その結果、設定電圧変更後、最大0.7秒程度で、目的の充電電圧に収束させることが可能となった。放電抵抗7の直流抵抗の値は、設定電圧の変更に対する充電電圧の応答性を高めたい場合は小さめに、応答性が低くても支障が無い場合は大きめの抵抗を選択すればよいが、抵抗の値が小さい場合、熱容量の大きな抵抗を使用する必要がある。「数2」はコンデンサと放電抵抗による簡易的なモデルにおける電荷の移動を記述する微分方程式より導出しているが、実際の回路の放電時間の算出に対して十分に適合性があることを実験にて確認している。

#### 【数2】

$$t = \beta \cdot C2 \cdot R2 \cdot \ln\left(\frac{V0}{V}\right) \quad (0.9 \leq \beta \leq 1.1)$$

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0047】

本願発明を用いた装置を用いれば、脳機能障害により四肢の運動に支障がある患者も、末梢神経と筋肉が正常であれば、連発磁気パルスによる刺激によって少ない疼痛で四肢を大きく動かすことが可能となる。筋肉を自発的に動かすことにより、麻痺した四肢を動かそうという患者の意欲の向上を計ることができ、加えて筋委縮の予防にも効果的である。本願発明を用いた装置は、四肢麻痺患者のリハビリ用の装置として広く活用されることが期待される。

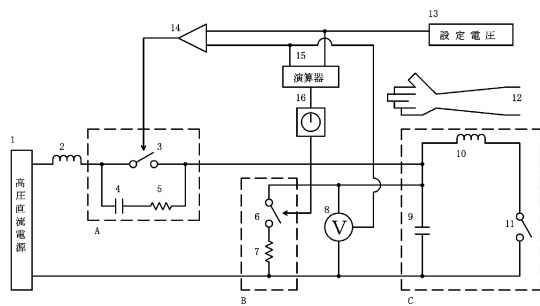
#### 【符号の説明】

#### 【0048】

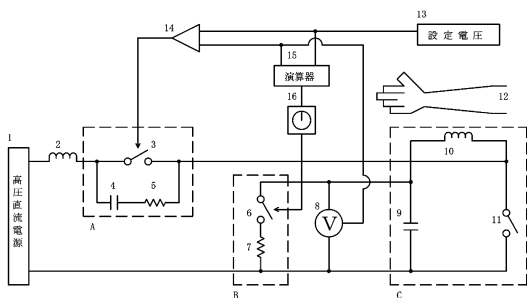
- 1：高圧直流電源部
- 2：突入電流緩衝素子
- 3：充電用スイッチング半導体素子
- 4：CR素子のコンデンサ
- 5：CR素子の抵抗
- 6：放電用スイッチング半導体素子
- 7：放電用抵抗
- 8：充電電圧モニタ手段
- 9：充放電コンデンサ
- 10：磁気刺激コイル
- 11：励磁用スイッチング半導体素子
- 12：対象部位
- 13：設定電圧(設定電圧入力インターフェース)
- 14：コンパレータ

- 15 : 演算器
- 16 : タイマー
- A : 充電スイッチング回路部
- B : 放電スイッチング回路部
- C : 放電回路部

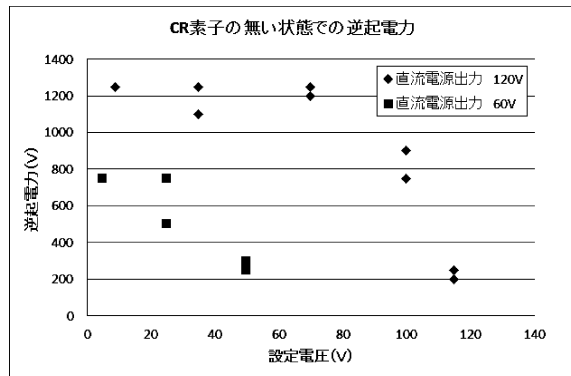
【 図 1 】



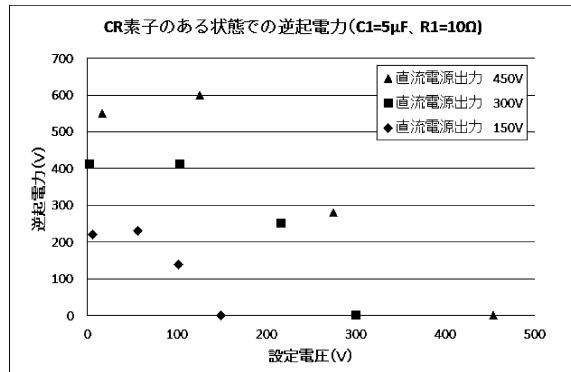
【 図 2 】



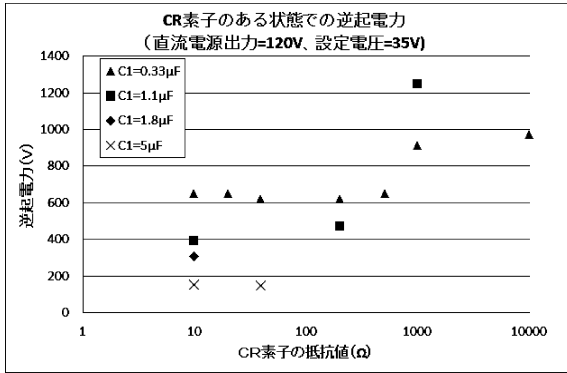
【 図 3 】



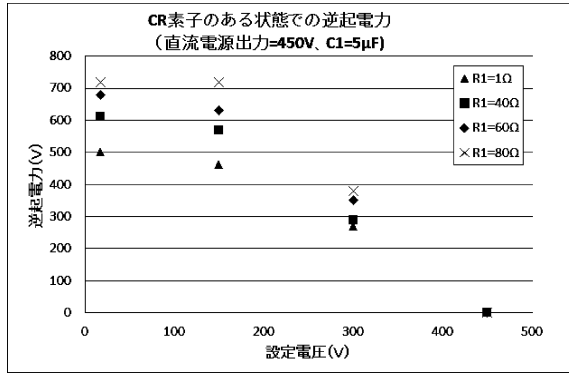
【 図 4 】



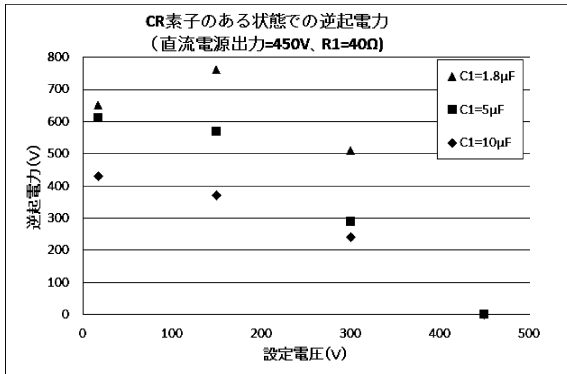
【 図 5 】



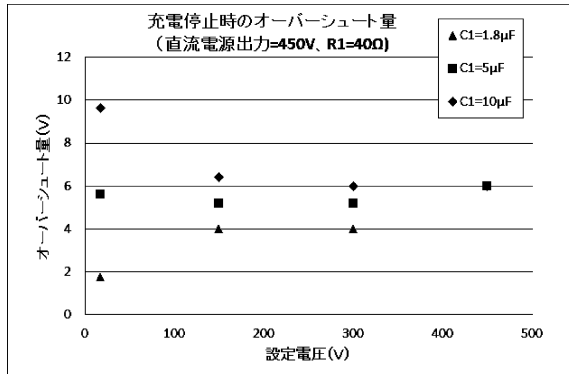
【 図 7 】



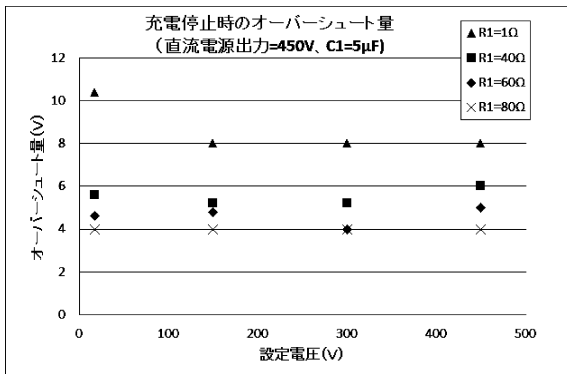
【 図 6 】



【 図 8 】



【 図 9 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 八島 建樹  
宮城県仙台市青葉区折立 1 - 1 4 - 9 株式会社 I F G 内

審査官 近藤 利充

(56)参考文献 特開 2 0 1 5 - 1 0 7 1 7 6 ( J P , A )  
実開平 0 1 - 0 8 2 0 5 7 ( J P , U )  
実開平 0 3 - 1 0 1 0 4 4 ( J P , U )  
特開 2 0 0 8 - 1 9 9 2 2 8 ( J P , A )  
特開昭 6 3 - 1 0 9 8 7 5 ( J P , A )  
特開昭 5 5 - 0 1 9 7 4 0 ( J P , A )  
米国特許第 0 4 9 4 0 4 5 3 ( U S , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)  
A 6 1 N 1 / 4 0  
A 6 1 N 2 / 0 4