

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6073059号
(P6073059)

(45) 発行日 平成29年2月1日(2017.2.1)

(24) 登録日 平成29年1月13日(2017.1.13)

(51) Int.Cl. F I
A 6 1 B 18/12 (2006.01) A 6 1 B 18/12

請求項の数 6 (全 8 頁)

(21) 出願番号	特願2011-525424 (P2011-525424)	(73) 特許権者	592245823
(86) (22) 出願日	平成21年8月10日 (2009.8.10)		エルベ エレクトロメディジン ゲーエム
(65) 公表番号	特表2012-501696 (P2012-501696A)		ベーハー
(43) 公表日	平成24年1月26日 (2012.1.26)		Er be E l e k t r o m e d i z i n
(86) 国際出願番号	PCT/EP2009/005797		G m b H
(87) 国際公開番号	W02010/025807		ドイツ国 7 2 0 7 2 テュービンゲン
(87) 国際公開日	平成22年3月11日 (2010.3.11)		ワルドホルンレストラーセ 1 7
審査請求日	平成24年6月14日 (2012.6.14)	(74) 代理人	100079049
審判番号	不服2015-2438 (P2015-2438/J1)		弁理士 中島 淳
審判請求日	平成27年2月9日 (2015.2.9)	(74) 代理人	100084995
(31) 優先権主張番号	102008046247.0		弁理士 加藤 和詳
(32) 優先日	平成20年9月8日 (2008.9.8)	(72) 発明者	シャル、ハイコ
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)		ドイツ連邦共和国 7 2 6 2 2 ニュルテ
(31) 優先権主張番号	102008058737.0		インゲン イム ヴィーゼングルント 2
(32) 優先日	平成20年11月24日 (2008.11.24)		4
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 手術器用高周波電流提供器及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

整流された電気エネルギーを供給するための、降圧コンバータを備える電源(3)と、
前記供給された電気エネルギーに基づく高周波電流を手術器に提供するための電力発振器
(10)と、

前記電源(3)から前記電力発振器(10)に供給される電流の値が所望の目標値とな
るように前記電源(3)の降圧コンバータを制御する制御装置(20)と、

を備える、手術器用高周波電流提供器。

【請求項 2】

幹線交流電圧を本質的に一定な直流電圧に変換するための幹線整流装置(2)を更に備
える、ことを特徴とする、請求項1に記載の手術器用高周波電流提供器。

10

【請求項 3】

前記電力発振器(10)は、半導体回路素子(T1o、T1uとT2o、T2u)とし
て構成されたパワーエレクトロニクス駆動回路を備える、ことを特徴とする、請求項1又
は請求項2に記載の手術器用高周波電流提供器。

【請求項 4】

前記半導体回路素子に直列にダイオードが設けられている、ことを特徴とする、請求項
3に記載の手術器用高周波電流提供器。

【請求項 5】

前記パワーエレクトロニクス駆動回路は、前記半導体回路素子(T1o、T1uとT2

20

o、T2u)がふたつひと組で、位相同期共振して制御されるように構成されている、ことを特徴とする、請求項3又は請求項4に記載の手術器用高周波電流提供器。

【請求項6】

整流された電気エネルギーを供給するための、降圧コンバータを備える電源(3)と、
前記供給された電気エネルギーに基づく電流を手術器に提供するための電力発振器(10)
と、

制御装置(20)と、

を備える手術器用高周波電流提供器において、高周波電流を提供させる方法であって、
前記制御装置(20)が、前記電源(3)から前記電力発振器(10)に供給される電
流の値が目標値となるように前記電源(3)の降圧コンバータを制御する、

ことを特徴とする、方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、請求項1の導入部に記載の手術器用高周波発生器、および手術器用高周波発生器における高周波電圧発生方法に関する。

【背景技術】

【0002】

外科手術用高周波装置は、外科手術においてますます利用されるようになってきている。この目的のために使用される発生器は、一般的に300kHz～4MHzの範囲にある基本周波数を供給する。発生器には、電力発振器が設けられ、幹線電力網から供給され、整流された電気エネルギーを、前述の基本周波数を有する、電位フリー、直流電圧フリーの出力電圧へ変換する。高電圧での凝固、あるいは凝固併用切断などのような非常に多くの応用事例において、この周波数は、一般的に50kHzのオ・ダの「変調周波数」で重畳される。限られた数の正弦波発振、極端な場合には、単一の正弦波発振が生成され、エネルギー伝搬のないパルス中断がその後続く。変調期間が終了すると、パルスパケットの供給が再開される。

【0003】

このことから、出力電圧の瞬時開始が要請されることは明白である。1半周期、あるいは長くとも2半周期の後に、出力電圧は、最終値に到達していなければならない、それが、処置する組織に求めようとしている効果に影響を及ぼす。

【0004】

通常、上記のエネルギー変換は、図7に示すように、連続する2つのステップで実現される。第1に、幹線1から供給される電気エネルギーは、整流器2で整流され、一定の直流電圧が得られるようになる。この直流定電圧は、電源3(直流/直流コンバータ)によって、中間的な回路電圧 U_z に変換される。この中間回路電圧 U_z は、調整可能である。この第1のエネルギー変換ユニットを、以下では電源と称する。

【0005】

そこへ第2のエネルギー変換ユニットが接続され、これは、以下では電力発振器10と称する。電力発振器10は、インバータであり、患者の回路からの電位分離機能も含む。電力発振器10の出力端子は、一方が電気手術器4に、もう一方が中性電極5に接続される。また、この電力発振器10の出力端子には、実効値センサ22も接続されており、電力発振器10の出力における電圧を検知し、この電圧を設定値発生器21からの目標電圧と比較する。そうして、システムの偏差がコントローラ20を介して電源3にフィードバックされ、電力発振器10の出力電圧振幅が設定値発生器21の設定に従って制御されるように、中間回路電圧 U_z が調節される。

【0006】

図8、9に示すように、電力発振器10は通常、パワー半導体装置を有する駆動回路11と、変圧器12(これは並列に接続されたコンデンサ C_p とで並列共振回路となっているが)と、変圧器12の出力側にある、患者の回路に対して直列共振回路となる、コイル

10

20

30

40

50

L_{SA} とコンデンサ C_{SA} とを含む直列回路と、を含む。図 9 に示す従来の実施形態においては、駆動回路 11 の出力端子と、変圧器 12 と並列コンデンサ C_p とで構成される並列共振回路との間に、コイル L_{SE} とコンデンサ C_{SE} とで構成される直列共振回路をさらに含む。

【0007】

最高の変調機能を確認し、従って出力電圧の発振が瞬時に開始されるようにするために、入力直列共振回路（図 9 のような）は、省略されることが多い（図 8 に示すように）。全体の共振回路の入力は、従って並列共振回路である。駆動回路もまた電圧源、特に電源 3 の出力コンデンサ C_A からの供給を受けているので、駆動パワー半導体装置 11 は、充電されたコンデンサ（ C_A ）と未充電コンデンサ（ C_p ）との間での短絡を表している。その結果、流れる電流の大きさは、半導体回路の導線インダクタンスや経路抵抗などのような寄生的なものの発現によってのみ決定される。これらの寄生値は、実際の部品の値に比べて通常小さいので、非常に大きな不確定の電流値が生じる。この、しばしば非常に高いパルス電流は、望ましくない（病院環境においては許容されないような）電磁干渉を放射する可能性がある。さらには、駆動回路 11 のパワー半導体装置の容量が経済的でないことが多い。

【0008】

この課題を解決するために、図 9 に示す、駆動電流が入力インダクタンス L_{SE} によって決定される回路が利用される。しかし、この回路では、フィルタが瞬時に発振開始しないという欠点が生じ、従って前述の変調に対しては好適ではない。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

本発明の目的は、良好な変調機能の実現でき、前述の不利な点、とりわけ過電流が防止できるような、手術器用高周波発生器、および手術器用高周波発生器における高周波電圧発生方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

この目的は、請求項 1 による手術器用高周波発生器と、請求項 11 による方法とで達成される。

【0011】

特に本目的は、整流された電気エネルギーを供給するための電源と、電位フリー、直流電流フリー、または直流電圧フリーの高周波電圧を提供するための電力発振器と、高周波電圧を制御するための制御装置と、を備える手術器用高周波発生器であって、その電源は、負荷に依存しない出力電流を供給するための電流源として構成され、その目標値は、前記電源の負荷に依存しない出力電流が高周波電圧を制御するための制御変数として作用するように制御装置によって予め定められている、手術器用高周波発生器によって得られる。

【0012】

従って既知の方法と違って、本質的な特徴は、電源が負荷に依存しない出力電圧を持つのではなく、負荷に依存しない制御された出力電流を有する点にある。この出力電流の目標値は、（それ自体は既知の）外科手術器用高周波装置の制御システムによって前以って決定される。従って、負荷に依存しない電流は、高周波出力電圧および組織に及ぼす高周波の効果を制御するための制御変数として作用する。

【0013】

この電源は、好ましくは、幹線交流電圧を本質的に一定な直流電圧へ変換するための幹線整流装置と、調整可能な整流エネルギーを供給するための出力側に接続された中間回路と、を備える。電源は、好ましくは、降圧コンバータ、又は電位分離順方向コンバータのいずれかを備える。この場合には、出力コンデンサは、含まれない。従って、電源の出力は、インダクタンスであり、電源の制御システムは、出力電流を制御する。ここで、出力電圧は、負荷の状況に応じて自由に調節可能である。

【 0 0 1 4 】

本明細書で必要とされる電流制御システムで制御されるシステムは、少なくとも、構造的な大きさ / 費用と電流リップルとの間の折り合いを反映した好適な出力インダクタンスの選択をした後には、非常に速い時定数を持つので、電流コントローラは、好適には“有限の調節時間を有する制御システム”として実現され、さらに好ましくは、特にデジタル信号プロセッサまたは他の集積回路における「デッドビート制御器」として実現される。

【 0 0 1 5 】

これに関連して、電力が配電されていない電源の状態は、出力において短絡状態であるということに留意されたい。従って、この装置は、短絡に耐えられるものである。負荷なしで運転している時は、誘導過電圧によって部品が破壊するまで電圧が上昇する可能性がある。従って、（電力発振器の）下流の回路部品の動作によって、電源の誘導出力が決して負荷なしで運転されることがないようにされなければならない。

10

【 0 0 1 6 】

電力発振器は、好ましくは、半導体回路要素のHブリッジとして構成されたパワーエレクトロニクス駆動回路を備える。負荷なしでの運転中に、望ましくない電力の短絡を防ぐために、好ましくは、半導体回路要素にダイオードが直列に設けられる。

【 0 0 1 7 】

駆動回路は、好ましくは、エネルギー回復操作において、リアクタンス部品に蓄積されたエネルギーが電源にフィードバックされ、回路構成の効率が向上するように構成されている。さらに、エネルギーの回復によって、出力電圧の後振動が防止され、出力電圧の曲線形状が可及的速やかにゼロに減少する。

20

【 0 0 1 8 】

また、駆動回路は、好ましくは、半導体回路要素がふたつひと組で、位相同期共振の形で制御される。2 * 5 0 %の比較的高速のスイッチング時間であるために、パワー半導体部品には中間的な電流強度が生成され、これが非常に好都合に利用される。

【 0 0 1 9 】

エネルギー回復能力なしで済む場合には、パワー半導体装置を（4つと比べて）2つ割愛することができる。電力供給に関しては、相互に独立して制御される2つの電流源（電源）を構築するか、あるいは、1つの電流制限された電源を回路に供給して、誘導電流分割器により2つに分岐するかのいずれかである。

30

【 0 0 2 0 】

本発明による、手術器用高周波発生器に高周波電圧を発生させる方法は、電源に整流された電気エネルギーを生成するステップと、電位フリー、直流電流フリー、または直流電圧フリーの制限された高周波電圧を生成するステップとを含み、この電源は、電源の負荷に依存しない出力電流が制御変数として高周波電圧を制限するように、所定の目標値を有する負荷に依存しない出力電流を供給する。

【 0 0 2 1 】

本発明の好適な実施形態は、複数の従属請求項と以下の例示的实施形態の説明において開示される。その詳細を次に図面を参照して説明する。

【図面の簡単な説明】

40

【 0 0 2 2 】

【図 1】手術器用高周波発生器を模式的に表示した図である。

【図 2 A】図 1 による手術器用高周波発生器用の電源の第 1 の実施形態を示す図である。

【図 2 B】図 1 による手術器用高周波発生器用の電源の第 2 の実施形態を示す図である。

【図 3】図 1 による手術器用高周波発生器用の電力発振器の第 1 の実施形態を示す図である。

【図 4】図 3 による電力発振器のパワー半導体装置のスイッチング機能を、生成される電圧 / 電流と共に表示した図である。

【図 5】電力発振器の第 2 の実施形態を示す図である。

【図 6】電力発振器の第 3 の実施形態を示す図である。

50

【図 7】既知の手術器用高周波発生器を示す図である。

【図 8】既知の電力発振器の実施形態を示す図である。

【図 9】既知の電力発振器の実施形態を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0023】

以下の説明においては、同一および類似の作用をする部品に関しては同一の参照符号および表示を用いている。

【0024】

本明細書で説明し図 1 に示す手術器用高周波発生器の例示的实施形態の基本構造は、図 7 ~ 9 を参照して説明されている従来技術に、本質的に対応するものである。しかしながら、電源 3 には本質的な違いがある。従来技術では、出力に並列に接続されたコンデンサ C_A に定電圧 U_Z を与えるのに対し、本発明による電源 3 は、出力インダクタンス L_A を介して、負荷に依存しない出力電流を電力発振器 10 に供給する。

【0025】

図 2 A は、電源 3 の第 1 の実施形態を示し、この電源は、出力側にフィルターコンデンサを有する整流器 2 から一定の入力直流電圧を受取る。この電源 3 は、降圧コンバータとして設計されていて（出力側にコンデンサを持たないが）、スイッチングトランジスタ T_1 とダイオードとの直列接続で構成される。その接続点に、電力発振器 10 が出力インダクタンス L_A を介して結合される。電流は、実効値センサ 22' 通って、減算回路へ流れ、そこでこの実効電流値が、前述の既知のコントローラ 20 から来る目標電流値と比較される。この比較値がシステムの偏差を表し、コントローラ 20' に通知される。このコントローラがトランジスタ T_1 を制御して、所望の出力電流を設定する。

【0026】

図 2 B に示す電源 3 の一変形は、それ自体は既知の、電位分離電流コンバータである。この場合には、4 つのスイッチングトランジスタ T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 が設けられ、H 型回路を構成している。各変圧器の一次巻線は、トランジスタ T_1 と T_3 、および T_2 と T_4 のそれぞれの接続点に接続され、相互に結合する変圧器の二次巻線は、ダイオードを介して出力インダクタンス L_A に接続されている。二次巻線の接続点で、電源 3 の第 2 の出力端子を形成する。図 2 A による場合と同様に制御が実行される。

【0027】

次に、電力発振器用駆動回路のパワーエレクトロニクスについて、図 3、4 を参照して説明する。

【0028】

電力発振器 11 は、フィルタとして構成されている。図 3 によれば、駆動回路のパワーエレクトロニクスは、2 つのトランジスタの組 T_{1o} と T_{1u} 、 T_{2o} と T_{2u} を有する Hブリッジとして構成されている。そして、負荷フリーの動作中における、望ましくない負荷の短絡を防止するために、パワートランジスタと直列にダイオードが設けられている。トランジスタの組（ T_{1o} と T_{1u} 、 T_{2o} と T_{2u} ）の接続点へは、コンデンサ C_p を並列に有する変圧器 12 の一次巻線が接続される。変圧器 12 の出力、即ち二次巻線には、出力直列共振回路 L_{SA} と C_{SA} が接続される。変圧器 12 の二次巻線と共に、この直列共振回路には患者の電流回路部分が含まれる。

【0029】

この回路の動作は、図 4 に示すように、2 つの対角的に向き合ったパワー半導体装置がいつも同時に通電される。従って、H 回路の出力側の並列共振回路に通電するために、トランジスタ T_{1o} と T_{2u} 、または T_{2o} と T_{1u} に同時に電流を流す。負荷なしの状態では、電源から電力発振器へエネルギーが出力されていない場合、ブリッジのそれぞれ半分である T_{1o} と T_{1u} 、または T_{2o} と T_{2u} のいずれかが、同時にスイッチオンされることが必要である。

【0030】

第 3 の可能な動作モードは、4 つのトランジスタ全てを同時にスイッチオンさせて、電

10

20

30

40

50

力発振器 11 のリアクタンス部品中のエネルギーを電源 3 の出力インダクタンス L_A へエネルギー回復動作をさせる。このタイプのエネルギー回復で、出力電圧がポストパルス発振することが防止され、出力電圧曲線の形状が、可及的速やかにゼロとなる。

【0031】

この回路はさらに、その容量で興味ある性質を有している。とりわけ、相対スイッチング時間（デューティサイクル）をほぼ 100% として、この回路を駆動することが可能である。このためには、並列共振回路（12 / C_P ）の電圧が正である限り、スイッチ T_1 と T_{2u} とが閉じられる。これにより位相同期スイッチングが確保され、図 4 に示すようにこれによって回路が共振動作する。この相対的に大きなスイッチング時間 $2 \times 50\%$ は、パワー半導体部品に中程度の電流強度をもたらし、従って非常に経済的に利用される。

10

【0032】

図 5 に示す電力発振器 10 の実施形態においては、2 つの半導体部品 T_1 、 T_2 （と負荷フリー動作ダイオード）しかなく、この部品は相互に独立して制限される 2 つの電流源を有している。図 6 に示す変形例では、単一の電流制限電源しか与えられていないが、パワー半導体部品 T_1 、 T_2 を有する 2 つの分岐へ、誘導電流分割器を介して配電される。

【0033】

上記より、本発明は、多くの異なる回路構成で実現可能であることが明白である。

【符号の説明】

【0034】

20

- 1 幹線
- 2 整流器
- 3 電源または直流 / 直流コンバータ
- 4 機器
- 5 中性電極
- 10 電力発振器
- 11 駆動回路
- 12 変圧器
- 20 コントローラ
- 21 設定値発生器
- 22 実効値検出器

30

【図 1】

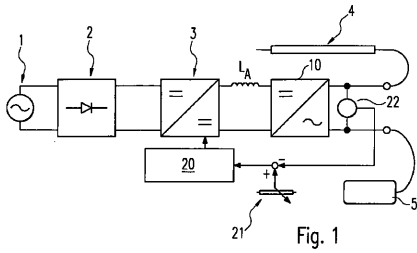


Fig. 1

【図 2 A】

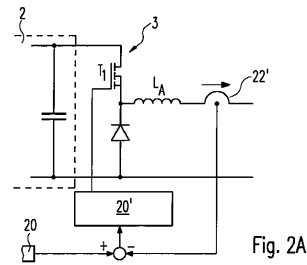


Fig. 2A

【図 2 B】

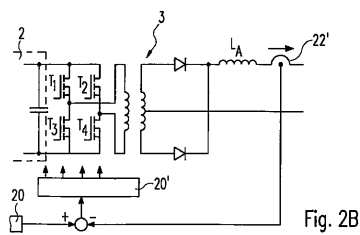


Fig. 2B

【図 5】

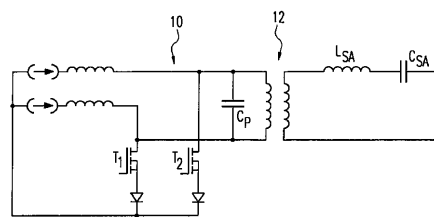


Fig. 5

【図 6】

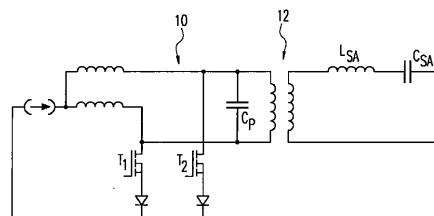
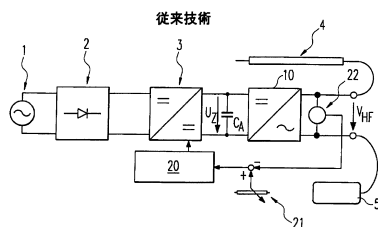


Fig. 6

【図 7】



【図 3】

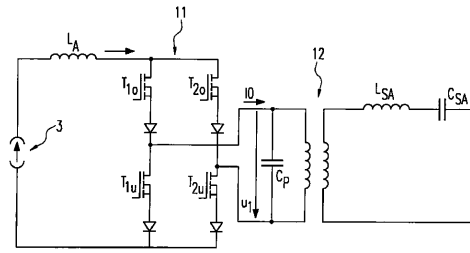


Fig. 3

【図 4】

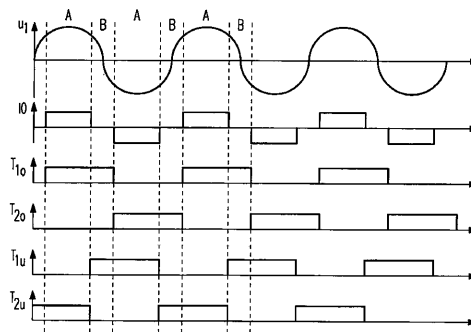


Fig. 4

【図 8】

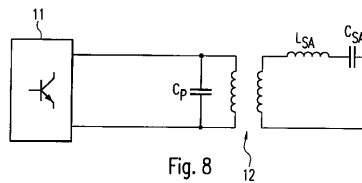


Fig. 8

【図 9】

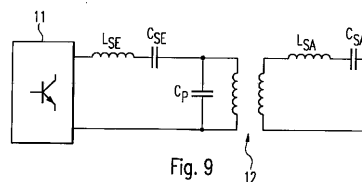


Fig. 9

フロントページの続き

(72)発明者 アイゼレ、フロリアン

ドイツ連邦共和国 79108 フライブルク ヴィルタールシュトラッセ 5

合議体

審判長 長屋 陽二郎

審判官 関谷 一夫

審判官 宮下 浩次

(56)参考文献 特開2000-254142(JP,A)

特開2002-360712(JP,A)

特開2007-111529(JP,A)

特表2005-513450(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 18/12