

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6483130号
(P6483130)

(45) 発行日 平成31年3月13日 (2019. 3. 13)

(24) 登録日 平成31年2月22日 (2019. 2. 22)

(51) Int. Cl.

F I

A 6 1 B 17/32 (2006. 01)

A 6 1 B 17/32 5 1 0

A 6 1 B 18/14 (2006. 01)

A 6 1 B 18/14

請求項の数 18 (全 29 頁)

(21) 出願番号 特願2016-539915 (P2016-539915)
 (86) (22) 出願日 平成26年12月8日 (2014. 12. 8)
 (65) 公表番号 特表2017-500940 (P2017-500940A)
 (43) 公表日 平成29年1月12日 (2017. 1. 12)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2014/069039
 (87) 国際公開番号 W02015/094749
 (87) 国際公開日 平成27年6月25日 (2015. 6. 25)
 審査請求日 平成29年12月8日 (2017. 12. 8)
 (31) 優先権主張番号 1322210. 4
 (32) 優先日 平成25年12月16日 (2013. 12. 16)
 (33) 優先権主張国 英国 (GB)

(73) 特許権者 317011687
 エシコン エルエルシー
 アメリカ合衆国、プエルトリコ自治連
 邦区、〇〇754 サン・ロレンソ、ハト
 ・インダストリアル・エリア、ロード 1
 83・ケイエム 8. 3
 (74) 代理人 100088605
 弁理士 加藤 公延
 (74) 代理人 100130384
 弁理士 大島 孝文
 (72) 発明者 グリーン・アラン・エドワード
 イギリス国、シービー2・7ジージー ケ
 ンブリッジシャー、ハーストン、ハースト
 ン・ミル、サージェンティア・リミテッド

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 医療器具

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

血管／組織を把持するためのエンドエフェクタ；
 前記エンドエフェクタに連結される超音波トランスデューサ；
 前記エンドエフェクタと前記超音波トランスデューサとに連結され、周期を持つ駆動信号を生成し、前記駆動信号を、前記超音波トランスデューサ又は前記エンドエフェクタのうちの一方に提供するように動作可能な駆動回路；及び、
 前記駆動信号が、前記超音波トランスデューサと前記エンドエフェクタのうちの望ましい一方に印加されるように、前記駆動回路を制御するように動作可能である制御部、を備え、

前記駆動回路が、第1共振周波数を有する第1共振回路と、前記第1共振周波数とは異なる第2共振周波数を有する第2共振回路とを備え、前記第1共振周波数が前記超音波トランスデューサの共振特性に対応し、前記超音波トランスデューサに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第1共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成し、かつ前記エンドエフェクタに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第2共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成するように、前記制御部が前記駆動回路を制御するように動作可能である、医療用器具。

【請求項 2】

前記制御部と前記駆動回路との間に連結され、前記制御部からの制御信号に基づいて直流電圧源から周期的に変動する電圧を生成し、該周期的に変動する電圧を、前記駆動回路

の前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路に供給するための信号生成器を備える、請求項 1 に記載の器具。

【請求項 3】

前記エンドエフェクタにより把持された前記血管又は前記組織に供給されるエネルギーを変動させるために、前記制御部が、前記駆動信号の前記周期を、前記第 1 共振周波数又は前記第 2 共振周波数の近くで変動させるように構成されている、請求項 1 又は 2 に記載の器具。

【請求項 4】

前記駆動信号の前記周波数が、前記第 1 共振周波数の近くで、前記第 1 共振周波数の 0 . 1 % ~ 1 % の範囲で変動するか、又は前記駆動信号の前記周波数が、前記第 2 共振周波数の近くで、前記第 2 共振周波数の 4 0 % ~ 6 0 % の範囲で変動するように、前記制御部が、前記駆動信号の前記周期を変動させるように構成されている、請求項 3 に記載の器具。

10

【請求項 5】

前記第 1 共振回路の共振特性及び前記第 2 共振回路の共振特性が、前記エンドエフェクタにより把持された前記組織又は前記血管にしたがって変動し、前記制御部が、前記共振特性それぞれにおける変化を追跡するように前記駆動信号の前記周期を変動させるように構成されている、請求項 3 又は 4 に記載の器具。

【請求項 6】

前記超音波トランスデューサに連結され、前記超音波トランスデューサによって生成された超音波エネルギーを前記エンドエフェクタに向かって導くための超音波導波管を更に備え、前記エンドエフェクタが、第 1 顎部及び第 2 顎部を備え、前記第 2 共振回路が、前記エンドエフェクタの前記第 1 顎部及び前記第 2 顎部に電氣的に連結されている、請求項 1 ~ 5 のいずれか一項に記載の器具。

20

【請求項 7】

前記エンドエフェクタの前記第 1 顎部が、前記超音波導波管に電氣的に連結され、前記第 2 共振回路が、前記エンドエフェクタの前記第 1 顎部に、前記超音波導波管を介して電氣的に連結されている、請求項 6 に記載の器具。

【請求項 8】

前記第 1 共振回路が、前記超音波トランスデューサと前記超音波導波管とに電氣的に連結されている、請求項 6 又は 7 に記載の器具。

30

【請求項 9】

前記超音波トランスデューサ又は前記エンドエフェクタに印加された駆動信号を検出するための検出回路を備える、請求項 1 ~ 8 のいずれか一項に記載の器具。

【請求項 10】

前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路のうち的一方又は両方が、インダクタコイル、キャパシタ、及び抵抗のうち少なくとも 1 つを備え、前記検出回路が、前記インダクタコイル、又は前記キャパシタ、又は前記抵抗の両側の電圧を検出し、前記検出した電圧を、前記制御部に入力するのに好適なセンサ信号に変換するためのオペアンプ回路を備える、請求項 9 に記載の器具。

40

【請求項 11】

前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路のうち的一方又は両方が、前記共振回路と基準電位との間に接続されるインピーダンス要素を備え、前記検出回路が、前記インピーダンス要素の両側の電圧の測定値を得るための分割器回路と、直流バイアス信号を前記電圧の測定値に印加するためのバイアス信号生成器とを備える、請求項 9 に記載の器具。

【請求項 12】

前記インピーダンス要素が、キャパシタ又は抵抗を含む、請求項 11 に記載の器具。

【請求項 13】

前記バイアス信号生成器からの前記直流バイアス信号が、前記駆動回路に連結されるのを防ぐための直流ブロッキング回路を、前記検出回路が備える、請求項 11 又は 12 に記

50

載の器具。

【請求項 1 4】

前記バイアス信号生成器が、基準電圧と、前記制御部の電源電圧部との間に接続されている電圧分割器回路を備える、請求項 1 1 ~ 1 3 のいずれか一項に記載の器具。

【請求項 1 5】

前記器具に給電するための 1 つ又は 2 つ以上の電池を備え、かつ前記 1 つ又は 2 つ以上の電池を保護するための能動的ヒューズ回路を更に備える、請求項 1 ~ 1 4 のいずれか一項に記載の器具。

【請求項 1 6】

前記能動的ヒューズ回路が、前記 1 つ又は 2 つ以上の電池の端子と前記駆動回路との間に電氣的に連結されているスイッチと、前記端子を前記駆動回路から絶縁させるために前記スイッチを開くよう構成されている制御回路とを備える、請求項 1 5 に記載の器具。

【請求項 1 7】

超音波トランスデューサとエンドエフェクタとを有する医療用器具に用いるための電子装置であって：

周期的な駆動信号を生成するための駆動回路；及び、

前記駆動信号が、前記超音波トランスデューサ及び前記エンドエフェクタのうちの所望の一方に印加されるように、前記駆動回路を制御するよう動作可能である制御部、を備え、

前記駆動回路は、第 1 共振周波数を有する第 1 共振回路と、前記第 1 共振周波数とは異なる第 2 共振周波数を有する第 2 共振回路とを備え；前記超音波トランスデューサに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第 1 共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成し、かつ前記エンドエフェクタに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第 2 共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成するように、前記駆動回路を制御するように前記制御部が動作可能である、装置。

【請求項 1 8】

前記制御部と前記駆動回路との間に連結され、前記制御部からの制御信号に基づいて直流電圧源から周期的に変動する電圧を生成し、該周期的に変動する電圧を、前記駆動回路の前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路に供給するための信号生成器を備える、請求項 1 7 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本開示は、医療用器具、特に（排他的にではないが）、医療用焼灼及び切断器具の分野に関する。本開示はまた、このような医療用器具を駆動するための駆動回路及び方法に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

多くの外科手術で、血管又はその他の体内の組織を切断したり結紮したりする必要がある、多くの手術が、切断又は結紮するための手持ち式の焼灼器具で、可能な限り非侵襲的な技術を用いて実行されている。既存の手持ち式焼灼器具の中には、焼灼器具内に超音波トランスデューサを備えるものがあり、超音波エネルギーを切断又は結紮対象の組織にかけようになっている。他の手持ち式の焼灼器具には、R F エネルギーを、焼灼している組織／血管に、器具の鉗子を介して直接かけるものがある。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0 0 0 3】

本発明は、焼灼対象の血管又は組織に超音波エネルギー又は R F エネルギーをかけることが可能な、既存のものに替わる外科手術用器具を提供することを目標とする。本発明の他の態様は、異なる運転モードから選択をするための制御回路を提供する方法に関する。

本発明の他の態様は、例えばマイクロプロセッサのような制御部に報告するための回路設計中で、電圧及び電流の測定を実行する方法に関し、かつ過剰に多くの電流が電池から引き出されるのを確実に防ぐような制御回路を設ける方法にも関する。

【 0 0 0 4 】

1つの態様によれば、本発明は、医療用器具を提供するが、その器具は：血管／組織を把持するためのエンドエフェクタ；エンドエフェクタに連結された超音波トランスデューサ；エンドエフェクタと超音波トランスデューサとに連結された駆動回路であって、周期的な駆動信号を生成し、かつ駆動信号を超音波トランスデューサ又はエンドエフェクタのいずれかに提供するように動作可能な駆動回路；及び、駆動信号が、超音波トランスデューサとエンドエフェクタとのうちの所望の一方に印加されるように、駆動回路を制御するように動作可能な制御部、を備える。

10

【 0 0 0 5 】

1つの実施形態においては、駆動回路は、第1共振周波数を有する第1共振回路と、第1共振周波数とは異なる第2共振周波数を有する第2共振回路とを備え、第1共振周波数は超音波トランスデューサの共振特性に対応し、超音波トランスデューサに駆動信号が印加される場合、第1共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を駆動回路が生成し、かつエンドエフェクタに駆動信号が印加される場合、第2共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を駆動回路が生成するように、制御部が駆動回路を制御するよう動作可能である。

【 0 0 0 6 】

20

周期的に変動する電圧を、制御部からの制御信号に基づいて直流電圧源から生成させるため、かつその周期的に変動する電圧を駆動回路の第1及び第2共振回路に供給するために、制御部と駆動回路との間に連結される信号生成器もまた設けられ得る。

【 0 0 0 7 】

制御部は駆動信号の周期を、およそ第1共振周波数又は第2共振周波数で変動させて、エンドエフェクタによって把持された血管又は組織に供給されるエネルギーを変動させるように構成され得る。制御部は、駆動信号の周期を変動させ、駆動信号の周波数を、およそ第1共振周波数に、第1共振周波数の0.1%～1%の範囲内で変動させるか、又は、駆動信号の周波数を、およそ第2共振周波数に、第2共振周波数の40%～60%の範囲内で変動させ得る。

30

【 0 0 0 8 】

典型的には、第1及び第2共振回路の共振特性は、鉗子により把持された組織又は血管にしたがって変動するが、1つの実施形態においては、制御部は、それぞれの共振特性における変化を追跡するように駆動信号の周期を変動させるように構成される。

【 0 0 0 9 】

超音波トランスデューサにより生成された超音波エネルギーを、エンドエフェクタに向けて導くため、超音波トランスデューサに連結されている超音波導波管が設けられ得る。エンドエフェクタは、第1及び第2顎部を備えていてよく、かつ第2共振回路は、エンドエフェクタの第1及び第2顎部に電氣的に連結されていてよい。例えば、エンドエフェクタの第1顎部は、導波管に電氣的に連結されてよく、かつ第2共振回路は、エンドエフェクタの第1顎部に、超音波導波管を介して電氣的に連結されていてよい。一部の実施形態においては、第1共振回路は、超音波トランスデューサと導波管とに電氣的に連結されている。

40

【 0 0 1 0 】

検出回路が、超音波トランスデューサ又はエンドエフェクタに印加された駆動信号を検出するために設けられ得る。1つの実施形態においては、第1及び第2共振回路のうちの一方又は両方は、インダクタコイル、キャパシタ、及び抵抗のうちの少なくとも1つを備え得るが、検出回路は、インダクタコイル、キャパシタ、又は抵抗の両側の電圧を検出し、かつ検出した電圧を制御部に入力するのに好適なセンサ信号に変換するためのオペアンプ回路を備え得る。1つの代替的な実施形態においては、第1及び第2共振回路のうちの

50

一方又は両方が、共振回路と基準電位との間に接続されているインピーダンス要素を備え得るが、検出回路は、インピーダンス要素の両端の電圧の測定値を得るための分割器回路と、直流バイアス信号を、電圧測定に印加するためのバイアス信号生成器とを備える。この場合には、インピーダンス要素は、キャパシタ又は抵抗を備え得る。典型的には、検出回路は、バイアス信号生成器からの直流バイアス信号が駆動回路に連結されるのを防ぐための、直流ブロッキング回路を備える。バイアス信号生成器は、基準電圧と制御部の電源電圧部との間に接続されている電圧分割器回路を備え得る。

【0011】

本器具は、好ましくは電池で動作する器具であり、器具に電力を供給するための1つ又は2つ以上の電池を備え、かつ、その1つ又は2つ以上の電池を保護するための能動的ヒューズ回路を更に備える。能動的ヒューズ回路は、1つ又は2つ以上の電池の端子と駆動回路との間に電氣的に連結されているスイッチと、電源端子を駆動回路から絶縁させるためのスイッチを開くよう構成されている制御回路を備え得る。

10

【0012】

本発明はまた、医療用器具を提供するが、その器具は：血管／組織を把持するためのエンドエフェクタ；血管／組織中にエネルギーを送り込むための周期的に変動する駆動信号を、生成するための駆動回路；駆動回路により生成された駆動信号を検出するための検出回路；及び検出回路に対して応答性であり、かつ血管／組織に送達されるエネルギーを制御するために、駆動回路を制御するように動作可能である制御部、を備え、駆動回路は、基準電位に連結されるインピーダンス要素を備え、検出回路は、インピーダンス要素の両側の電圧の測定値を得るための分割器回路と、直流バイアス信号を電圧測定に印加するためのバイアス信号生成器とを備える。

20

【0013】

インピーダンス要素は、キャパシタ又は抵抗であり得る。検出回路はまた、バイアス信号生成器からの直流バイアス信号が駆動回路に連結されるのを防ぐための、直流ブロッキング回路を備え得る。バイアス信号生成器は、基準電圧と制御部の電源電圧部との間に接続されている分割器回路を備え得る。バイアス信号生成器の分割器回路は、制御部の電源電圧部に、スイッチを介して接続され得るが、制御部が検出回路からの信号を必要としない場合には、スイッチを開くように、制御部が構成されている。

【0014】

30

また本発明は、医療用器具を提供するが、その器具は：血管／組織を把持するためのエンドエフェクタ；直流電圧源を提供するための1つ又は2つ以上の電池；1つ又は2つ以上の電池に連結され、血管／組織中にエネルギーを送り込むために、直流電圧源から周期的に変動する駆動信号を生成させるための信号生成器；血管／組織に送達されるエネルギーを制御するために、信号生成器を制御するように動作可能な制御部；及び、1つ又は2つ以上の電池と信号生成器との間に連結され、1つ又は2つ以上の電池を保護するための能動的ヒューズ回路、を備える。

【0015】

能動的ヒューズ回路は、1つ又は2つ以上の電池の端子と信号生成器との間に電氣的に連結されているスイッチ；及び、そのスイッチを切り替えるよう構成されている制御回路、を備え得る。スイッチは、1つ又は2つ以上の電池から信号生成器の接続を切るように構成され得るか、又は、信号生成器と1つ又は2つ以上の電池との間に大きなインピーダンスを接続し得る。

40

【0016】

能動的ヒューズの制御回路は、1つ又は2つ以上の電池から引き出されている電流の測定値を検出するための回路を備え得るが、電流の測定値が閾値を超えると、スイッチを切り替えるよう構成されている。能動的ヒューズの制御回路は、電流の測定値を閾値と比較するための比較器を備え得るが、比較器の出力が、スイッチの開閉を制御する。

【0017】

また本発明は、医療用器具を操作する方法も提供するが、その方法は、周期的な駆動信

50

号を生成すること、駆動信号を医療用器具の超音波トランスデューサ又はエンドエフェクタに印加すること、及び、駆動信号が超音波トランスデューサとエンドエフェクタとのうちの所望の一方に印加されるように、駆動回路を制御すること、を含む。

【0018】

また本発明は、血管又は組織を焼灼又は切断する方法をも提供するが、その方法は：血管又は組織を医療用器具のエンドエフェクタで把持すること；駆動回路を用いて、周期的な駆動信号を、超音波トランスデューサ又はエンドエフェクタのいずれかに印加すること；及び、駆動信号が、超音波トランスデューサとエンドエフェクタとのうちの所望の一方に印加されるように、駆動回路を制御すること、を含む。本方法は、上述の医療用器具を用いてもよい。

10

【0019】

また本発明は、超音波トランスデューサとエンドエフェクタとを有する医療用器具に用いるための電子装置をも提供するが、その電子装置は：周期的な駆動信号を生成するための駆動回路；及び、駆動信号が、超音波トランスデューサとエンドエフェクタとのうちの所望の一方に印加されるように、駆動回路を制御するように動作可能な制御部、を備え、駆動回路は、第1共振周波数を有する第1共振回路と、第1共振周波数とは異なる第2共振周波数を有する第2共振回路とを備え、超音波トランスデューサに駆動信号が印加される場合、第1共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を駆動回路が生成し、かつエンドエフェクタに駆動信号が印加される場合、第2共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を駆動回路が生成するように、制御部が駆動回路を制御するよう動作可能である。

20

【0020】

また本発明は、医療用器具を提供するが、その器具は：血管／組織を把持するためのエンドエフェクタ；エンドエフェクタに連結されており、かつ駆動信号を生成し、駆動信号をエンドエフェクタに提供するように動作可能な駆動回路；及び、駆動回路により生成された駆動信号を制御するための制御信号を生成し、駆動回路に出力するように動作可能な制御部、を備え、駆動回路と、エンドエフェクタにより把持された血管／組織により形成された負荷とが共振回路を画定し、その共振回路の共振周波数は、エンドエフェクタにより把持された血管／組織の負荷のインピーダンスが変化するにつれて変動し、共振周波数が変化するにつれてその共振周波数を追跡する周波数を有する駆動信号を駆動回路に生成させる制御信号を生成するように、制御部が構成され、エンドエフェクタにより把持された血管／組織により形成された負荷に送達される電力、電流、又は電圧のうちの1つ又は2つ以上を減少させるように、制御部が更に構成される。

30

【0021】

エンドエフェクタにより把持された血管／組織により形成された負荷に印加された信号を検出するためのセンサ回路と、センサ回路からの信号を処理して、エンドエフェクタにより把持された血管／組織により形成された負荷のインピーダンスの測定値を決定するための測定回路と、が設けられてもよい。この場合には、エンドエフェクタにより把持された血管／組織により形成された負荷のインピーダンスの測定値に基づいて、制御部が制御信号を生成することが可能である。

40

【0022】

1つの実施形態においては、制御部は、パルスのシーケンスを有する制御信号を生成し、かつ、エンドエフェクタにより把持された血管／組織により形成された負荷に送達される電力、電流、又は電圧のうちの1つ又は2つ以上を減少させるために、制御部は、制御信号から1つ又は2つ以上のパルスをスキップする。

【0023】

典型的には、この場合、制御部は、共振周波数に依存して変化する所望の周波数でパルスを生成するパルス信号生成器を備え、制御部は、パルス信号生成器により生成されるパルスを抑制することにより、パルス信号生成器により生成されるパルスをスキップする。

【図面の簡単な説明】

50

【 0 0 2 4 】

本発明の上記の及びさまざまなその他の特徴及び態様が、添付の図面を参照しながら説明される、以下の実施形態の詳細な説明から明白となるであろう。

【図 1】そのハンドル部内に搭載された電池並びに駆動及び制御回路を有する、手持ち式の焼灼器具を図示している。

【図 2】本発明の 1 つの実施形態において用いられる焼灼器具の主要な構成部品を図示している部分ブロック図である。

【図 3】図 2 に示された焼灼器具の主要な構成電気部品を図示している回路図である。

【図 4】超音波トランスデューサが、超音波エネルギーを鉗子に送達するための導波管に連結される方法を模式的に図示し、かつ図 3 に示される回路が電気エネルギーを鉗子に送達することが可能となる方法を図示している。

【図 5】図 2 に示されているマイクロプロセッサの一部を形成する処理モジュールを、模式的に図示しているブロック図である。

【図 6】第三次高調波成分を最小化しながら駆動回路を制御するために、マイクロプロセッサにより生成される制御信号の形状を図示している。

【図 7】送達された電力対負荷抵抗及び駆動周波数の関係を図示している等高線図である。

【図 8 a】負荷電流の測定値を決定し、マイクロプロセッサに供給することが可能となる 1 つの方法を図示している回路図である。

【図 8 b】負荷電流の測定値を決定し、マイクロプロセッサに供給することが可能となる別の 1 つの方法を図示している回路図である。

【図 8 c】負荷電圧の測定値を決定し、マイクロプロセッサに供給することが可能となる 1 つの方法を図示している回路図である。

【図 9 a】オペアンプ回路を用いることなく、負荷電流の測定値を決定し、マイクロプロセッサに供給することが可能となる 1 つの方法を図示している回路図である。

【図 9 b】オペアンプ回路を用いることなく、負荷電流の測定値を決定し、マイクロプロセッサに供給することが可能となる 1 つの方法を図示し、かつ、オペアンプ回路を用いることなく、負荷電圧の測定値を決定し、マイクロプロセッサに供給することが可能となる 1 つの方法を図示している回路図であり、

【図 10】図 2 に示されている電池を過剰な電流需要から保護するために用いられる能動的ヒューズ回路を図示している回路図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 5 】

医療用器具

多くの外科手術は、血管又は他の管状組織を切断又は結紮することを必要とする。低侵襲的手術により、外科医は、患者の身体の小さな切開部を通じて外科手術を行う。空間が制限されているため、横切された血管をクランプ及び／又は結合して出血を抑制するのに、外科医はしばしば困難を感じる。超音波式外科鉗子又は電気式外科鉗子を用いて、外科医は、焼灼し、出血を凝固／乾燥させ、かつ／又は、超音波トランスデューサによって組織／血管に印加される超音波エネルギーを制御することにより、若しくは、鉗子を介して組織／血管に印加される R F エネルギーを制御することにより、単に出血を減らすことが可能である。

【 0 0 2 6 】

図 1 は、低侵襲的医療手術のために設計された、本発明の 1 つの実施形態による超音波／R F 式外科医療用器具 1 の形状を図示している。図示されるように、器具 1 は、細長いシャフト 3 を有する自己完結型の器具であり、そのシャフト 3 は、その近位端に接続されたハンドル 5 と、シャフト 3 の遠位端に接続されたエンドエフェクタ 7 とを有する。本実施形態においては、エンドエフェクタ 7 は、医療用鉗子 9 を備え、その鉗子 9 は、ユーザーが、ハンドル 5 の制御レバー 11 及び 13 を操作することによって制御される。

【 0 0 2 7 】

外科手術の間、シャフト 3 は、患者の内側、及び手術対象部位にアクセスするために、トロカールを通して挿入される。外科医は、ハンドル 5 並びに制御レバー 11 及び 13 を用いて、鉗子 9 が切断又は焼灼対象の血管の周囲に位置するまで、鉗子 9 を操作する。次に電気エネルギーが、組織に対して直接鉗子 9 を介して（RF エネルギーとして）制御されながら印加されるか、又は、超音波エネルギーを用いて所望の切断 / 焼灼を実行する場合には、ハンドル 5 に搭載されてシャフト 3 内の導波管（不図示）を介して鉗子 9 に連結される超音波トランスデューサ 8 に対して、電気エネルギーが制御されながら印加される。図 1 に示すように、本実施形態においては、ハンドル 5 は、電池 15 と制御電子機器 17 とをも収容し、焼灼実行に必要な電気エネルギーを生成し制御させる。このように器具 1 は、別体の制御ボックスも、電気エネルギーを鉗子 9 に供給するための電源ワイヤも必要としないという意味で自己完結式である。しかしながら、必要に応じて、別体の制御ボックスが提供されてもよい。

10

【0028】

システム回路

図 2 は、本実施形態において、超音波トランスデューサ又は鉗子 9 に供給される電気エネルギーを生成し、制御するために用いられる焼灼 / 切断器具 1 の主要な電気回路を図示している模式的ブロック図である。以下により詳細に説明するように、本実施形態においては、回路は、その時に焼灼されている組織 / 血管に対して送達される電力の量を制御するために生成される電氣的駆動波形の周期を制御するように設計されている。

【0029】

20

図 2 に示すように、焼灼 / 切断器具 1 は、ユーザーインターフェイス 21 を備え、そのユーザーインターフェイス 21 を介して、ユーザーは情報（例えば、把持された組織 / 血管に、電気エネルギー又は超音波エネルギーにより印加されているエネルギーについて示す情報等）を得ることができ、かつ、超音波での動作又は RF での動作の選択を含む、焼灼 / 切断器具 1 の動作を制御することができる。図示されているように、ユーザーインターフェイス 21 はマイクロプロセッサ 23 に連結され、そのマイクロプロセッサ 23 は、制御信号を生成し、ゲート駆動回路 25 に対して出力することにより、切断 / 焼灼作業を制御する。マイクロプロセッサ 23 からの制御信号を受け取ると、ゲート駆動回路 25 は、ゲート制御信号を生成し、同信号によりブリッジ信号生成器 27 が、所望の駆動波形を発生させ、この駆動波形は、超音波トランスデューサ 8 又は鉗子 9 に、駆動回路 29 を介して印加される。電圧検出回路 31 及び電流検出回路 33 は、超音波トランスデューサ 8 又は鉗子 9 に印加された電圧及び電流の測定値を生成し、制御目的で、その測定値をマイクロプロセッサ 23 にフィードバックする。また図 2 は、図 2 に示されている電気回路に対して電源供給するための電力を提供する電池 15 も示している。本実施形態においては、電池 15 は、0 V と 14 V のレールを供給するように構成されている。

30

【0030】

図 3 は、ゲート駆動回路 25、ブリッジ信号生成器 27、及び、駆動回路 29 の構成部品をより詳細に図示している。また図 3 は、圧電超音波トランスデューサ 8 と、処理対象の組織 / 血管により形成される負荷（ R_{load} ）との電氣的等価回路 30 をも示している。図 3 に示すように、ゲート駆動回路 25 は、2 つの FET ゲート駆動 37（FET ゲート駆動 37-1 及び FET ゲート駆動 37-2）を含む。マイクロプロセッサ 23 からの第 1 のセットの制御信号（ $CTRL_1$ ）が、FET ゲート駆動 37-1 に供給され、マイクロプロセッサ 23 第 2 のセットの制御信号（ $CTRL_2$ ）が、FET ゲート駆動 37-2 に供給される。FET ゲート駆動 37-1 は、第 1 のセットの制御信号（ $CTRL_1$ ）を用いて、2 つの駆動信号（ブリッジ信号生成器 27 の 2 つの FET 41-1 及び 41-2 のそれぞれを駆動するのに 1 つずつの駆動信号）を生成する。FET ゲート駆動 37-1 は、下方の FET（41-2）がオフの時に上方の FET（41-1）をオンにする（及びその逆の働きをする）駆動信号を生成する。これによりノード A が、14 V のレール（FET 41-1 がスイッチオンの状態で）と、0 V のレール（FET 41-2 がスイッチオン状態で）とに交互に接続される。同様に FET ゲート駆動 37-2 は、第

40

50

2のセットの制御信号($CTRL_2$)を用いて、2つの駆動信号(ブリッジ信号生成器27の2つのFET 41-3及び41-4のそれぞれを駆動するのに1つずつの駆動信号)を生成する。FETゲート駆動37-2は、下方のFET(41-4)がオフの時に上方のFET(41-3)をオンにする(及びその逆の働きをする)駆動信号を生成する。これによりノードBが、14Vのレール(FET 41-3がスイッチオンの状態で)と、0Vのレール(FET 41-4がスイッチオン状態で)とに交互に接続される。このように、マイクロプロセッサ23によって出力された2つのセットの制御信号($CTRL_1$ 及び $CTRL_2$)が、生成されてノードAとノードBとの間へ印加されるデジタル波形を制御する。それぞれのセットの制御信号($CTRL_1$ 及び $CTRL_2$)は、一対の信号ラインを含み、そのうちの一方は、上側のFETがオン状態である時を示し、他方は、下側のFETがオン状態である時を示す。このようにしてマイクロプロセッサ23が、ソフトウェアの機能又は専用のハードウェアの機能を通じて、上側のFETと下側のFETとの両方が同時にオン状態になるという望ましくない状況が起こるのを確実に防ぐことが可能となっている。実際には、これは、たとえ変動式の切替遅延時間を可能とした場合にも、両側のFETがともに同時にオン状態になり得ることがないということを確実にするために、上側のFETと下側のFETとの両方がともにオフ状態となる一定のロス時間を残すことを要する。本実施形態においては、約100ナノ秒のロス時間を用いた。

【0031】

図3に示すように、ノードA及びノードBは、駆動回路29に接続されており、そのため、ブリッジ信号生成器27により生成されたデジタル電圧が駆動回路29に印加されるようになっている。この印加された電圧により、電流が駆動回路29に流れるようになっている。図3に示すように、駆動回路29は、2つの変圧器回路42-1及び42-2を含む。第1変圧器回路42-1は、超音波トランスデューサ8を効率よく駆動するように設計されており、キャパシタ-インダクタ-インダクタ共振回路43-1を含むが、このキャパシタ-インダクタ-インダクタ共振回路43-1は、キャパシタ C_{US} 45、インダクタ L_{US} 47、及びインダクタ L_{m} 49により形成されている。超音波トランスデューサ8を駆動するには、マイクロプロセッサ23は、ノードA及びノードBの両側に印加されるデジタル電圧の基本周波数(f_d)が、およそ共振回路43-1の共振周波数(本実施形態においては、約50kHz)になるように、ゲート駆動回路25のための制御信号を生成するように構成されている。共振回路43-1の共振特性の結果として、ノードA及びノードBの両側に印加されるデジタル電圧により、基本周波数(f_d)で略正弦波状の電流が、共振回路43-1内を流れるようになる。これは、駆動電圧の高調波成分が、共振回路43-1と、変圧器の一次側を参照したインピーダンス L_t 及び C_{t1} と、によって減衰されるようになっているためである。

【0032】

図3に示すように、インダクタ L_{m} 49は、変圧器回路42-1の一次側を形成し、変圧器回路42-1の二次側は、インダクタ L_{USec} 53によって形成されている。変圧器は、インダクタ L_m 49の両側の駆動電圧(V_{USd})を昇圧変換して、超音波トランスデューサ8に印加される負荷電圧(V_L 、典型的には約120V)にする。超音波トランスデューサ8の電気的特性は、鉗子9の顎部と、鉗子9により把持された任意の組織又は血管とのインピーダンスにより変化するが、図3は、超音波トランスデューサ8、及び、鉗子9の顎部と、鉗子9により把持された任意の組織又は血管とのインピーダンスを、インダクタ L_t 57、パラレルキャパシタ C_{t1} 59及び C_{t2} 61、並びに抵抗 R_{load} によりモデル化したものである。

【0033】

駆動回路29のインダクタ L_{US} 及びキャパシタ C_{US} は、超音波トランスデューサ8のインダクタ L_t 及びキャパシタ C_{t1} の積LCとマッチする積LCを有するように設計されている。一連のLCネットワークのうちの積LCをマッチングさせることにより、ネットワークの共振周波数の維持が確保される。同様に、インダクタ L_{m} の磁気リアクタンスは、共振周波数において、それが超音波トランスデューサ8のキャパシタ C_t

10

20

30

40

50

C_{t2} の容量性リアクタンスとマッチするように選択される。例えば、キャパシタ C_{t2} が約 3.3 nF の静電容量を有しているように、トランスデューサ 8 が定義される場合には、インダクタ L_{usm} は、(約 50 kHz の共振周波数においては) 約 3 mH のインダクタンスを有する必要がある。このように駆動回路 29 を設計すると、鉗子 9 により把持された組織 / 血管へのエネルギー送達という点で、最適な駆動効率性を提供することができる。効率性の改善が実現されるのは、変圧器の励磁電流が C_{t2} を流れる電流を相殺するため、 C_{us} とその結果 FET ブリッジ (27) とを流れる電流が減少するからである。加えて、この電流の相殺により、 C_{us} を流れる電流は、 R_{load} を流れる電流に比例し、それゆえに、 C_{us} を流れる電流を測定することにより、負荷電流を決定することが可能となる。

10

【0034】

第2変圧器回路 42-2 は、電氣的 RF エネルギーを鉗子 9 を介して組織 / 血管に直接、効率的に駆動するように設計されており、キャパシタ C_{fs} 46、インダクタ L_{fs} 48、及びインダクタ L_{fm} 50 により形成される、キャパシタ - インダクタ - インダクタ共振回路 43-2 を含む。鉗子 9 を電気エネルギーで直接駆動するには、マイクロプロセッサ 23 は、ノード A 及びノード B の両側に印加されるデジタル電圧の基本周波数 (f_d) が、およそ共振回路 43-2 の共振周波数 (本実施形態においては、約 500 kHz) になるように、ゲート駆動回路 25 のための制御信号を生成するように構成されている。共振回路 43-2 の共振特性の結果として、ノード A 及びノード B の両側に印加されるデジタル電圧により、基本周波数 (f_d) で略正弦波状の電流が、共振回路 43-2 内を流れるようになる。これは、駆動電圧の高調波成分が、共振回路 43-2 により減衰されるためである。

20

【0035】

図3に示すように、インダクタ L_{fm} 50 は、変圧器回路 42-1 の一次側を形成し、変圧器回路 42-1 の二次側は、インダクタ L_{se} 54 によって形成されている。変圧器は、インダクタ L_{fm} 50 の両側の駆動電圧 (V_{fd}) を昇圧変換して、鉗子 9 に印加される負荷電圧 (V_{FL} 、典型的には約 120 V) にする。鉗子 9 の顎部により把持された組織又は血管は、図3においては、9 番のボックス内の抵抗性負荷 R_{load} として表されている。これは実際には、超音波トランスデューサ 8 の電氣的等価回路 30 に図示されている抵抗性負荷と同一のものとなる。

30

【0036】

図4は、超音波トランスデューサ 8 が焼灼対象の組織 / 血管に連結される方法、及び図3に図示されている回路の構成部品が超音波トランスデューサ 8 と鉗子 9 とに接続される方法を図示している模式図である。特に、図4は、シャフト 3、鉗子 9、及び超音波トランスデューサ 8 を示している。また図4は、超音波トランスデューサ 8 が生成した超音波信号が、それに沿って導かれる導波管 72 も示している。導波管 72 は、図3に示されているノード「BB」に接続される一方で、超音波トランスデューサ 8 への入力供給は、図3に示されているノード「AA」に接続される。第2変圧器回路 42-2 の出力ノード「CC」は、シース 3 の導電性の内壁に接続され、その内壁は、鉗子 9 の上側顎部 74 に電氣的に接続されている。戻りの経路は、焼灼対象の組織 / 血管と下側顎部 76 を通るが、その下側顎部 76 は、ノード「BB」に電氣的に接続されている。

40

【0037】

駆動信号が、約 50 kHz の駆動周波数を有する場合、この駆動周波数が共振回路 43-2 の共振周波数から遠く離れ、第2変圧器回路 42-2 の入力インピーダンスが、この駆動信号に対して非常に高くなるため、第2変圧器回路 42-2 内を、電流がほとんど流れなくなっている。そのため、電力はそのほぼ全量が、第1変圧器回路 42-1 を介して送達されるようになる。同様に、駆動信号が約 500 kHz の駆動周波数を有する場合、この駆動周波数が共振回路 43-1 の共振周波数から遠く離れ、第1変圧器回路 42-1 の入力インピーダンスが、この駆動信号に対して非常に高くなるため、第1変圧器回路 42-1 内を、電流がほとんど流れなくなっている。そのため、電力はそのほ

50

ば全量が、第2変圧器回路42-2を介して送達されるようになる。このように、2つの変圧器回路42-1及び42-2を、1つの共通のブリッジ信号生成器27によって駆動することが可能であるが、それぞれの変圧器回路を、別々のブリッジ信号生成器によって駆動することもまた実現可能である。

【0038】

ところで、処理対象の組織/血管に対して、いつも最大の電力を印加するのが望ましいとは限らない。それゆえ、本実施形態においては、超音波運転モードでは、血管/組織に供給される超音波エネルギーの量は、駆動周波数(f_d)が、超音波トランスデューサ8の共振周波数から遠ざかるように、ノードA及びノードBの両側に印加されるデジタル波形の周期を変動させることによって制御される。超音波トランスデューサ8が周波数依存性の(無損失)減衰器として動作するため、上の制御方法がうまくいくようになっている。駆動信号の周波数が超音波トランスデューサ8の共振周波数に近づけば近づくほど、より多くの超音波エネルギーが超音波トランスデューサ8によって生成されるようになっている。同様に、駆動信号の周波数が、超音波トランスデューサ8の共振周波数から遠ざかるにつれて、超音波トランスデューサ8によって生成される超音波エネルギーは少なくなっていくようになっている。それに加えて又はそれに代わって、駆動信号のパルスの持続時間を変動させて、組織/血管に送達される超音波エネルギーの量を制御してもよい。

【0039】

同様に、電気運転モードでは、鉗子9に供給される電力の量は、駆動周波数(f_d)が、共振回路43-2の共振周波数から遠ざかるように、ノードA及びノードBの両側に印加されるデジタル波形の周期を変動させることによって制御される。共振回路43-1が周波数依存性の(無損失)減衰器として動作するため、上の制御方法がうまくいくようになっている。駆動信号の周波数が共振回路43-1の共振周波数に近づけば近づくほど、駆動信号が減衰されなくなるようになっている。逆に、駆動信号の周波数が、回路43-1の共振周波数から遠ざかるにつれて、駆動信号がより減衰されるようになり、組織/血管に供給される電気エネルギーが減少するようになっている。所望の範囲の電力変動を実現するためには、駆動周波数を、共振周波数の約50%分、共振周波数から遠ざける必要がある。電気運転モードの間に印加される電力、電流、又は電圧を制御する代替的な方法としては、駆動回路の共振周波数(この共振周波数は負荷インピーダンスの変化とともに変化するが、それにつれて)にマッチさせ続けるように、励起信号の周波数を継続的にチューニングして、それにより効率的な運転を維持し、更に、電力、電流、及び/又は電圧の平均が、関連する限界点を下回るまで、駆動制御信号のパルスのうちのいくつかをスキップすることがある。

【0040】

更に別の代替的な方法としては、パルスをスキップする方法を採用している場合に最も効果のある方法であるが、図3に示されているインダクタ48を省略し、それにより、電気運転モード用の駆動回路を、実質的にパラレルなLC共振回路とする(なお、変圧器の漏れインダクタンスが、インダクタ48と直列に現れてしまい、完全に取り除くことができないため、この回路は純粋にパラレルなLC共振回路ではない)というものである。インダクタ48を省略することのメリットは、インダクタ内でのロスがもはや存在しなくなるため、全般的な効率性の向上が見込めることである。更なるメリットとしては、インダクタは、FET、マイクロプロセッサ、キャパシタ、及びその他のシステム構成部品に対して、比較的物理的に大きな部品である場合が多いので、回路の物理的サイズを小さくすることができる。

【0041】

マイクロプロセッサ23は、回路30(超音波トランスデューサ8と、鉗子9により把持された組織/血管とをモデル化したものである)又は鉗子9に送達されるべき所望の電力に基づいて、及び電圧検出回路31と電流検出回路33とから得られる負荷電圧(V_L)の測定値と負荷電流(i_L)の測定値とに基づいて、電力の送達を制御する。またマイクロプロセッサ23は、ユーザーインターフェイス21を介して受け入れた、電気による

運転と超音波による運転とのいずれかを選択するユーザーによる入力に基づいて、駆動信号の周波数の選択も行う（約 50 kHz 又は約 500 kHz）。

【0042】

マイクロプロセッサ

図5は、本実施形態において用いられるマイクロプロセッサ23の主要な構成部品を図示しているブロック図である。図示されているように、マイクロプロセッサ23は、検出回路31及び33から、検出した電圧信号及び電流信号を受信し、測定電流・電圧処理モジュール83に引き渡される対応するサンプルを入手する、同期I/Qサンプリング回路81を含む。測定電流・電圧処理モジュール83は、受信したサンプルを用いて、超音波トランスデューサ8のインピーダンス、超音波トランスデューサ8に印加されるRMS電圧、及び超音波トランスデューサ8を通して流れるRMS電流、及び/又は直接鉗子9により把持された組織/血管のインピーダンス、それに印加されるRMS電圧、及びそれを通して流れるRMS電流を計算し、それらから、回路30に、又は直接、鉗子9により把持された組織/血管に、現在供給されている電力を計算する。決定した値は、次に電力制御部85に引き渡され、更に処理される。また測定電流・電圧処理モジュール83は、受信したI及びQのサンプルを処理して、負荷電圧(V_L)と負荷電流(i_L)との間の位相差を計算することができる。超音波運転モードの間、共振周波数において、この位相差は、およそゼロであるべきであり、そのため、この位相の測定値を電力制御部85に対するフィードバックのパラメータとして用いることが可能である。

【0043】

電力制御部85は、受信したインピーダンス値と送達した電力値を用いて、予め定められたアルゴリズムと、電力設定点値と、モード指示信号（医療用器具制御モジュール89から受信する信号であって、超音波運転又は電気運転を示す信号）とにしたがって、ゲート駆動回路25を制御するために用いられる制御信号（CTRL₁及びCTRL₂）の所望の周期/周波数（ Δt_{new} ）を決定する。この所望の周期/周波数は、電力制御部85から制御信号生成器95に引き渡され、波形周期を変化させて所望の周期にマッチさせるように、制御信号生成器95が制御信号CTRL₁及びCTRL₂を変化させる。制御信号CTRLは、所望の周期を有する方形波信号を含むか、又は制御信号CTRLは、所望の周期（ Δt_{new} ）に対応する周期を有し、ブリッジ信号生成器27によって生成される波形の高調波成分を最小化するように（例えば、第三次高調波を最小化するように）設定された制御信号のパルスの相対的タイミングを有する、周期的なパルスを含み得る。本実施形態においては、制御信号CTRL₁は、FETゲート駆動37-1（図2に示されている）に出力され、FETゲート駆動37-1は、制御信号を増幅し、次に増幅した信号をFET 41-1及び41-2に印加し、また制御信号CTRL₂は、FETゲート駆動37-2（図2に示されている）に出力され、FETゲート駆動37-2は制御信号を増幅し、次に増幅した信号をFET 41-3及び41-4に印加して、それにより、新しい周期（ Δt_{new} ）を有する所望の波形を生成する。

【0044】

最適なRMS波形により回路を駆動するために、MOSFET 41が、補完的な、対向するペアとして駆動される。MOSFETのペアが、180度の位相シフトで駆動されると、最大出力電圧が実現されるが、結果として生じる、そのような駆動波形の高調波成分、特に第三次高調波（これは出力フィルタによりあまり排除されない）はかなり高いものとなる。発明者は、第三次高調波を減少させるために最適な、2対のMOSFET 41に印加される制御信号間の位相シフトは、およそ120°であるということを見出した。これは図6に図示されており、同図は、その上段のグラフにおいて、第1のMOSFETペア41-1及び41-2からの出力を示し、中断のグラフにおいては、第2のMOSFETペア41-3及び41-4（上段のグラフに対して120°だけシフトしている）からの出力を示し、下段のグラフにおいては、その結果生じる（正規化された）入力A及びBとの両側に印加される出力電圧を示す。この正規化された出力電圧の形状は、非常の低い第三次高調波成分を有する。

【 0 0 4 5 】

I & Q 信号のサンプリング

負荷電圧と負荷電流との両方が、略正弦波状の波形であるが、それらは、トランスデューサ 8 及び / 又は鉗子 9 により把持された血管 / 組織により代表される負荷のインピーダンスにより、位相がずれている場合がある。負荷電流及び負荷電圧は、現在定義された波形周期 (Δt_{new}) に対応する、同じ駆動周波数 (f_d) である。通常、信号のサンプリングの際には、サンプリング回路は、サンプリングされている信号の周波数に対して非同期的に運転される。しかしながら、マイクロプロセッサ 23 がスイッチング信号の周波数と位相とを把握しているため、同期性サンプリング回路 81 は、測定された電圧 / 電流信号を、駆動期間中の予め定められた時点においてサンプリングすることができる。本実施形態においては、超音波運転モードの間には、同期性サンプリング回路 81 は、測定された信号を 1 周期あたり 8 回、オーバーサンプリングして、4 つの I サンプルと 4 つの Q サンプルを得る。オーバーサンプリングは、高調波歪みによって引き起こされる誤差を減らすことを可能とし、それゆえ、測定された電流値及び電圧値をより正確に決定することが可能となる。しかしながら、オーバーサンプリングすることは必須ではなく、器具が電気運転モードで運転されている場合、及びサンプリング作業の同期性によってそれが可能である場合には、実際、アンダーサンプリング (1 周期あたり 2 つのサンプル未満) が実行される。本実施形態においては、制御信号 $CTRL_1$ 及び $CTRL_2$ により、同期性サンプリング回路 81 がこれらのサンプルを作製するタイミングが制御される。したがって、これらの制御信号の周期を変化させると、サンプリング制御信号 $CTRL_1$ 及び $CTRL_2$ の周期もまた変化する (ただし、それらの相対的位相は同じままである)。このように、駆動波形の周期内の同じ時点でいつもサンプルが採られるように、駆動波形の周期が変化させられると、サンプリング回路 81 は、検出した電圧信号及び電流信号をサンプリングするタイミングを連続的に変化させる。それゆえ、単に、固定サンプリングクロックによって規定される固定サンプリングレートで入力信号をサンプリングする、より従来型のサンプリング作業に代わって、「同期性の」サンプリング作業をサンプリング回路 81 は実行している。もちろん、そのような従来型のサンプリング作業を代わりに採用することも可能である。

【 0 0 4 6 】

測定

同期性サンプリング回路 51 によって得られたサンプルは、測定電流・電圧処理モジュール 83 に引き渡され、同モジュール 83 は、負荷電流と負荷電圧とのわずか 1 つの「I」サンプルと 1 つの「Q」サンプルとから、測定された信号の振幅と位相とを決定することが可能である。しかしながら、本実施形態においては、ある程度の平均化を実現するため、処理モジュール 83 は、連続する複数の「I」サンプルの平均をとり、平均「I」値を得る一方で、連続する複数の「Q」サンプルの平均をとり、平均「Q」値を得て、次に、その平均 I 値と平均 Q 値とを用いて、測定された信号の振幅と位相を決定する。もちろん、実際に測定された I サンプル及び Q サンプルを、負荷電圧又は負荷電流の I サンプル及び Q サンプルに変換するための、何らかの前処理をデータに施すことが必要である場合があるということを認識すべきであり、例えば、サンプリングされた値を、負荷電圧 (V_L) 及び負荷電流 (i_L) の真のサンプルに変換するため、スケーリング、サンプル値の積分、又は微分が、実行され得るということを認識すべきである。積分又は微分が必要である場合には、これは単に、I サンプル及び Q サンプルの次数を取り替える (サイン信号の積分 / 微分は、単に、スケーリングと、 90° の位相シフトとを要する) ことで実現可能である。

【 0 0 4 7 】

RMS 負荷電圧、RMS 負荷電流、及び送達される電力、 $P_{delivered}$ は、次の式から決定可能である：

【数 1】

$$V_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(V_I^2 + V_Q^2)}$$

$$I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(I_I^2 + I_Q^2)}$$

$$\text{電力} = V \cdot I^* = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_I + jV_Q) (I_I - jI_Q) = P_{delivered} + jP_{reactive}$$

$$P_{delivered} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_I I_I + V_Q I_Q)$$

$$P_{reactive} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_Q I_I - V_I I_Q)$$

$$|Power| = V_{RMS} I_{RMS} = |P_{delivered} + jP_{reactive}|$$

10

【0048】

超音波トランスデューサ 8 と、鉗子 9 により把持された血管 / 組織とにより代表される負荷のインピーダンスは、（又は、電気エネルギーが直接鉗子 9 に印加される場合には、単に、鉗子 9 と、鉗子 9 により把持された血管 / 組織とのインピーダンス）は、次の式から決定可能である：

20

【数 2】

$$Z_{Load} = \frac{(V_I + jV_Q)}{(I_I + jI_Q)} = \frac{(V_I + jV_Q)(I_I - jI_Q)}{(I_I + jI_Q)(I_I - jI_Q)} = \frac{(V_I I_I + V_Q I_Q + jV_Q I_I - jV_I I_Q)}{\sqrt{2} I_{RMS}^2} = R_{Load} + jX_{Load}$$

【0049】

また、 R_{Load} と X_{Load} とを計算する代替的な方法の 1 つは、次のようなものである：

【数 3】

$$R_{Load} = \frac{P_{delivered}}{\sqrt{2} I_{RMS}^2} \quad X_{Load} = \frac{P_{reactive}}{\sqrt{2} I_{RMS}^2}$$

30

更に、負荷電圧と負荷電流との間の位相差は、次の式から決定可能である：

$$\text{位相}_{measured} = \tan^{-2}(P_{reactive}, P_{delivered})$$

【0050】

計算的に効率的な $\tan^{-2}$ 関数の近似は、早見表と、固定小数点演算における補間とを用いて、又は「CORDIC」のようなアルゴリズムを用いて実現され得る。

【0051】

限界

どんなシステムであってもそうであるように、超音波トランスデューサ 8 又は鉗子 9 に送達可能な電力、電流、及び電圧に課することができる一定の限界が存在する。本実施形態において用いられる限界と、そのような限界がどのように制御されるかを以下に説明する。

40

【0052】

本実施形態においては、駆動回路 29 は、以下のような要件の下で、超音波エネルギーを組織内に送達するように、又は電気エネルギーを組織内に送達するように設計されている：

- 1) 名目上 14 V の DC 電源により給電される。
- 2) 超音波運転の場合に、約 50 kHz の周波数で、略正弦波状の出力波形である。
- 3) RF 電気運転の場合に、約 500 kHz の周波数で、略正弦波状の出力波形である。

50

- 4) 超音波運転の場合、電力の限界出力が90Wである。
 5) 電気運転の場合、電力の限界出力が100Wである。
 6) 超音波運転の場合、電流の限界が1.4A_{rms}であり、電圧の限界が130V_{rms}である。
 7) 電気運転の場合、電流の限界が1.4A_{rms}であり、電圧の限界が100V_{rms}である。
 8) 超音波運転の場合、測定される位相が、システムにより定義される位相限界よりも大きい。

【0053】

電力制御部85は、これらの限界により定義されるデータを維持し、そのデータを用いて、波形周期を増加させるか若しくは減少させるか、又は最新の測定電力、負荷インピーダンス、及び/又は、測定された位相を所与とした場合に、制御信号のパルスをスキップするかどうかについての決定を制御する。本実施形態においては、超音波運転モードで運転されている場合、用いられる位相限界は、測定される負荷インピーダンスによって変動する。特に、電力制御部85は、負荷インピーダンスを位相限界に関連付ける早見表（不図示）を保持しており、前記測定された負荷インピーダンスが低い（鉗子9の顎部が開放状態で、組織又は血管を把持していないことを示す）場合には、送達される電力は減少する（望ましくは、ゼロになる）ように、この表の中の値が位相に制限をする。

10

【0054】

既に論じたように、（電気運転モードで運転されている場合には、）器具の運転を制御する方法の1つは、駆動効率を最大化することである。器具をこのように制御する場合、電力制御部85は、負荷が変化するにつれて、最大電力送達条件を追跡する。これを実行する方法を以下に説明する。

20

【0055】

最大電力送達追跡条件

図3に示されている回路（電気運転モードで運転され、インダクタ48が省略されている場合）の複素数インピーダンスは、以下の式で近似可能である：

【数4】

$$Z = j2\pi f L_s^F + \frac{1}{j2\pi f C_s^F} + \frac{j2\pi f L_M^F R_{load_ref}}{j2\pi f L_M^F + R_{load_ref}} + R_s \quad 30$$

式中、

R_{load_ref} は、一次側を参照した負荷抵抗である（巻数比の二乗による）； R_s は、インダクタ、変圧器のキャパシタ、及びスイッチング器具の、等価直列抵抗を意味する。複素数インピーダンスは、以下のように書き直すことができる：

【数5】

$$Z = j2\pi f L_s^F + \frac{1}{j2\pi f C_s^F} + \frac{4\pi^2 f^2 L_M^F R_{load_ref}}{4\pi^2 f^2 L_M^F + R_{load_ref}^2} + \frac{j2\pi f L_M^F R_{load_ref}^2}{4\pi^2 f^2 L_M^F + R_{load_ref}^2} + R_s \quad 40$$

したがって、この複素数インピーダンスの実数部分は：

40

【数6】

$$\Re(Z) = \frac{4\pi^2 f^2 L_M^F R_{load_ref}}{4\pi^2 f^2 L_M^F + R_{load_ref}^2} + R_s$$

かつ、この複素数インピーダンスの虚数部分は：

【数7】

$$\Im(Z) = 2\pi f L_s^F - \frac{1}{2\pi f C_s^F} + \frac{2\pi f L_M^F R_{load_ref}^2}{4\pi^2 f^2 L_M^F + R_{load_ref}^2}$$

【0056】

50

駆動周波数 (f) が、複素数インピーダンスの共振周波数に対応する場合、この虚数部分

【数 8】

$$\Im(Z) = 0$$

である。したがって、電力制御部 85 は、駆動周波数 (f) を変動させ、位相ロックしたループを用いて、虚数部分

【数 9】

$$\Im(Z)$$

10

を、およそ又はちょうどゼロに保つことができる。実際に、

【数 10】

$$\Im(Z) = 0$$

である場合、最大電力 (所与の電源電圧に対して) が負荷に送達されるということを示すことができる。

【0057】

図 7 は、負荷に送達することが可能な電力対駆動周波数及び負荷抵抗 (R_{load}) の等高線を示す等高線図である。図 7 に示すように、送達することが可能な電力は、負荷抵抗及び駆動周波数に応じて変動する。また図 7 は、負荷抵抗と駆動周波数とを変化させて実現し得る最大電力送達の線 92 も示す。それゆえ、電力制御部 85 は、 R_{load} の測定値を、図 7 (これは、早見表となり得るものである) に示されている線 92 を定義している、保存されているデータとともに用いて、対応する、用いるべき駆動周波数を決定することができる。このように、マイクロプロセッサ 23 は、切断 / 焼灼プロセスの間、負荷抵抗が変化するにつれて、図 7 に示されている線 92 に沿って追跡するようになっている。

20

【0058】

この方法のメリットの 1 つは、低い R_{load} の値で、特に、所望の電力水準よりは低いものの、最大の電力を送達できる臨界値未満の R_{load} 値で (すなわち、

【数 11】

$$R_{load_ref} < 2\pi f L_M$$

30

である場合)、有益な動作条件を可能とすることである。しかしながら、最大電力送達線 92 に沿って運転すると、更なる制御行動がとられるまでは、上に述べたシステムの限界のうちのいくつかが破られた状態が結果として現れ得る。好ましい実施形態においては、この更なる制御行動は、平均の電力、電流、及び / 又は電圧が、関連する限界を下回るまで、パルススキップする技法を用いることである。例えば、既に述べた測定値からわかるように、測定電流・電圧処理モジュール 83 は、送達される電力、RMS 電圧、及び RMS 電流を決定することが可能である。それゆえ電力制御部 85 は、測定された電圧値及び電流値が、関連するシステム限界値を下回り、送達された電力が、医療用器具制御モジュール 89 により定義される電力設定点以下になるまで、上の値を用いて、CTRL 制御信号の 1 つ又は 2 つ以上のパルススキップすることが可能である。

40

【0059】

例えば、制御信号生成器 87 によって生成されるパルスを論理ゲート (不図示) に通すことによって、かつ当該論理ゲートへの別の入力の論理レベルを制御して制御信号生成器 87 により生成されるパルスを選択的に抑制することによって、パルスはスキップされ得る。例えば、パルスがスキップされる又は抑制される場合、AND ゲートの他の入力が、電力制御部 85 により生成され、論理値「1」である状態で、パルスが通常通り、FET ゲート駆動回路 37 に出力され、論理値「0」であれば、制御信号生成器 87 により生成されるそれぞれの制御信号のパルスは、AND ゲートを通してよい。もちろん、他のパル

50

スをスキップする技法を用いることも可能である。

【 0 0 6 0 】

医療用器具制御モジュール

既に述べたように、医療用器具制御モジュール 8 9 は、焼灼 / 切断器具 1 の全般的な運転を制御する。医療用器具制御モジュール 8 9 は、ユーザー入力モジュール 9 1 を介して、ユーザーからの入力を受け付ける。これらの入力は、鉗子 9 の顎部が現在血管又は組織を把持していることを特定し、ユーザーが切断 / 焼灼を開始していることを望んでいるかを特定し、超音波エネルギー又は電気エネルギーのいずれを、血管 / 組織に印加するかを特定する。それに対して、本実施形態においては、医療用器具制御モジュール 8 9 が、切断 / 焼灼の制御手順を開始する。最初、医療用器具制御モジュール 8 9 は、電力制御部 8 5 に開始信号を送り、測定電流・電圧処理モジュール 8 3 により決定された負荷インピーダンス測定値を入手する。医療用器具制御モジュール 8 9 は次に、負荷インピーダンスをチェックし入手して、負荷が開放状態の回路又は短絡回路ではないということを確認する。負荷が開放状態の回路又は短絡回路ではない場合には、医療用器具制御モジュール 8 9 は、所望の切断 / 焼灼を実行するために、電力設定点を変動させ始め、生成する駆動信号の初期周期 / 周波数を設定する。既に論じたように、超音波運転の場合には、駆動信号の初期周波数は、およそ 5 0 k H z に設定され、R F 電気運転の場合には、初期周波数は約 5 0 0 k H z に設定される。

【 0 0 6 1 】

電圧 / 電流検出回路

図 2 に示すように、電圧検出回路 3 1 は、負荷に印加される負荷電圧を検出するために提供され、電流検出回路 3 3 は、負荷に印加される電流を検出するために提供される。検出された信号は、マイクロプロセッサ 2 3 に供給され、医療用器具の運転を制御するのに使用される。負荷電圧と負荷電流とを検出する方法はさまざまあるが、そのうちのいくつかを以下に説明する。

【 0 0 6 2 】

図 8 a は、第 1 変圧器回路 4 2 - 1 の一次側と、電流検出回路 3 3 が、負荷電流の測定値を獲得する 1 つの方法とを図示している。図示されるように、電流検出回路 3 3 は、追加的なインダクタの巻回 6 7 を含み、このインダクタの巻回 6 7 は、インダクタ 4 7 (又はインダクタ 4 9) に存在する流速と連結し、その結果、負荷電流の変化率によって変動するインダクタ 6 7 の両側の電圧を出力する。インダクタ 6 7 の両側の電圧は、バイポーラ電圧であり、その振幅は、負荷電流の変化率と、インダクタ 6 7 の巻回数とに正比例する。このバイポーラ電圧は、電圧測定値 (V^{meas}) を出力するオペアンプ回路 6 9 - 1 によって、マイクロプロセッサ 2 3 への入力に好適なユニポーラ電圧に、スケーリングされ変換される。この電圧測定値は、インダクタ 4 7 を流れる電流に依存して変動し、その結果、変圧器回路 4 2 - 1 の二次側を流れる電流と負荷を流れる電流とに依存して変動する。インダクタ 4 7 対インダクタ 6 7 の巻回数の比が既知であるので、測定電流・電圧処理モジュール 8 3 は、電圧測定値 V^{meas} を用いて、インダクタ 4 7 の両側の電圧を決定することができる。インダクタ 4 7 の両側の電圧は、インダクタ 4 7 を流れる電流と、 $V = L di / dt$ という関係にある。インダクタ 4 7 のインダクタンスが既知であるので、測定電流・電圧処理モジュール 8 3 は、インダクタ 4 7 の両側の電圧を積分することにより、かつその結果をインダクタ 4 7 のインダクタンスを計算に入れるようにスケーリングすること (及びオペアンプ回路 6 9 - 1 のスケーリング) により、変圧器回路 4 2 - 1 の一次側を流れる電流を決定することができる。次にこの電流の測定値を、インダクタ 4 9 とインダクタ 5 3 との間の巻回数を計算に入れるための更なるスケーリングにより、負荷電流 (i_L) の好適な測定値に変換することができる。もちろん、測定電流・電圧処理モジュール 8 3 は、インダクタ 4 7 の両側の電圧を積分する必要はない (測定された信号は正弦波であり、積分は、適切なスケーリング係数を適用し、90° の位相シフトをすることにより実現可能であるため)。したがって、測定電流・電圧処理モジュール 8 3 は、適切な (予め保存されている) スケーリング係数を電圧測定値 (V^{meas}) に適用す

ることにより、更に、適切な 90° 位相シフト（既に述べたように、単に I サンプルと Q サンプルの次数を取り替えることにより実現可能である）を適用することにより、負荷電流を決定することができる。

【0063】

図 8 b は、第 1 変圧器回路 42 - 1 の一次側と、電流検出回路 33 が負荷電流の測定値を獲得する他の方法とを図示している。図示されているように、この場合には、電流検出回路 33 は、キャパシタ 45 の両側の電圧を測定する。キャパシタ 45 の両側の電圧は、バイポーラ電圧である。このバイポーラ電圧は、電圧測定値 (V^{meas}) を出力するオペアンプ回路 69 - 2 によって、マイクロプロセッサ 23 への入力に好適なユニポーラ電圧に、スケーリングされ、変換される。この電圧は、変圧器回路 42 の一次側を流れる電流及び負荷を流れる電流と、 $I = C dV^{meas} / dt$ の関係にある。キャパシタ 45 の静電容量が既知であるので、測定電流・電圧処理モジュール 83 は、キャパシタ 45 の両側の電圧を微分することにより、かつその結果をキャパシタ 45 の静電容量を計算に入れるようにスケーリングすること（及びオペアンプ回路 69 - 2 のスケーリング）により、変圧器回路 42 - 1 の一次側を流れる電流を決定することができる。次にこの電流の測定値を、インダクタ 49 とインダクタ 53 との間の巻回数を計算に入れるための更なるスケーリングにより、負荷電流 (i_L) の好適な測定値に変換することができる。もちろん、測定電流・電圧処理モジュール 83 は、キャパシタ 45 の両側の電圧を微分する必要はない（測定された信号は正弦波であり、微分は、適切なスケーリング係数を適用し、 90° の位相シフトをすることにより実現可能であるため）。したがって、測定電流・電圧処理モジュール 83 は、適切な（予め保存されている）スケーリング係数を電圧測定値 (V^{meas}) に適用することにより、更に、適切な 90° 位相シフト（既に述べたように、単に I サンプルと Q サンプルの次数を取り替えることにより実現可能である）を適用することにより、負荷電流を決定することができる。

【0064】

図 8 c は、負荷電圧の測定値をどのように決定するのかを模式的に図示している。図 8 c は、第 1 変圧器回路 42 の二次側を示し、かつ、抵抗 R2 の両側の電圧を、オペアンプ回路 69 - 3 に入力して電圧分割器回路（この場合、抵抗 R1 及び R2 により形成される）を使用する使用方法を図示している。それゆえ、オペアンプ回路 69 - 3 からの測定電圧に、適切なスケーリングを適用することにより、測定電流・電圧処理モジュール 83 は、負荷電圧を決定することができる。

【0065】

既に説明した検出回路は、オペアンプ回路 69 を用いて、バイポーラ駆動信号を、マイクロプロセッサ 23 に入力するのに好適なユニポーラ電圧に変換する。このようなオペアンプ回路を用いることには、費用がかかる、電力を消費する、電子部品中でスペースを必要とする等の多くのデメリットがある。器具が電池で動くように設計され、かつ電子部品が器具のハンドル 5 内に收容される場合には、これらは重要な要因となる。図 9 は、オペアンプ回路なしで用いることが可能な、さまざまな検出回路を図示している。図 9 a の回路は、交流駆動信号がユニポーラである場合に好適なものである。これは、フルブリッジ信号生成器 27 をハーフブリッジ信号生成器で置き換えることにより実現し得る。これは、例えば、FET 41 - 3 及び 41 - 4 を省略して、ノード B を接地することを意味するものである。この場合には、マイクロプロセッサ 23 は、FET 41 - 1 及び 41 - 2 を制御するために、1 つの制御信号 ($CTRL_1$) を生成することを必要とするだけである。図 9 b の回路は、ユニポーラ及びバイポーラ駆動信号の両方に好適である。

【0066】

図 9 a においては、キャパシタ 45 は、変圧器回路 42 - 1 の一次側を形成するインダクタ 49 と接地 (GND) との間に移動されている。電流検出回路 33 は、キャパシタ 45 の両側の電圧を抵抗 R1 // R2 及び R3 によって形成される電位分割器を介して測定するように構成されている。抵抗 R1 は、直流ブロッキングキャパシタ C_B の出力を、マイクロプロセッサ 23 の電源電圧部レール（この場合には、3.3 V である）に、スウィ

チ 1 2 1 を介して接続し、抵抗 R_2 は、直流ブロッキングキャパシタ C_B の出力を、基準電位に接続する（この場合には接地する）。それゆえ、抵抗 R_1 及び R_2 は、直流バイアスを測定された交流信号に印加する分割器回路を提供する。直流ブロッキングキャパシタは、この直流バイアスが、駆動回路に連結されるのを防ぐ。典型的には、抵抗 R_1 及び R_2 は等価であり、そのため直流バイアスは 1.65 V になっている。したがって、検出回路 3 3 から出力される電圧は、約 1.65 V 中間レール値を有する交流電圧となり、そのピーク電圧がキャパシタ 4 5 の両側の電圧に比例するものとなる。抵抗 $R_1 // R_2$ 及び R_3 により形成される電位分割器は、マイクロプロセッサ 2 3 に引き渡される交流信号のピークどうしの間の振幅が、マイクロプロセッサ 2 3 の、 3.3 V の入力範囲未満とするものである。マイクロプロセッサ 2 3 が、別の電圧レール（例えば 5 V ）で動作している場合には、抵抗 R_1 、 R_2 、及び R_3 の値を、適宜調整することができる。 3.3 V のレール又は変圧器回路 4 2 - 1 から引き出される電流を最小化するために、抵抗 R_1 、 R_2 、及び R_3 は、比較的大きな値を有することができ、これらの抵抗の典型的な値は、 $R_1 = R_2 = 200\ \Omega$ であり、 $R_3 = 1000\ \Omega$ である。 R_1 及び R_2 の値は、信号をサンプリングするのに用いられるアナログからデジタルへの変換器の、入力インピーダンス要件を満たすように選択される必要がある。スイッチ 1 2 1 により、マイクロプロセッサ 2 3 は、検出回路 3 3 に、 3.3 V のレールとの接続を解除させるのを可能にし、それにより、検出が必要でない場合には、回路 3 3 は、全く電力を消費しない。

【0067】

図 9 b は、変圧器回路 4 2 - 1 の二次側に、同様の回路を提供することができる、その方法を図示している。特に、図 9 b は、負荷電圧 V_L の測定値を、キャパシタ C_1 及び C_2 によって形成される電圧分割器を介して得るのに使われる、電圧検出回路 3 1 を示している。キャパシタ C_1 及び C_2 が抵抗で置き換えられる場合には、ブロッキングキャパシタ C_B を、図 9 a に示されるような方法で抵抗 R_1 及び R_2 により形成される分割器回路の前に設ける必要がある。また図 9 b は、電流検出回路 3 3 を示しているが、同回路 3 3 は、キャパシタ C_3 の両側の電圧を、抵抗 $R_4 // R_5$ 、及び R_6 により形成される電位分割器を介して検出することにより、負荷電流を検出する。図示されるように、直流ブロッキングキャパシタ C_B は、直流バイアス信号が、抵抗 R_4 及び R_5 により形成される分割器回路を介して、マイクロプロセッサへの出力に添加されるのを可能とするように設けられる。前述したように、スイッチ 1 2 1 - 1 及び 1 2 1 - 2 により、センサ信号が必要でない場合に、マイクロプロセッサが、検出回路 3 1 及び 3 3 をオフ状態に切り替えることが可能になる。当業者には理解できるように、図 9 に図示されている「オペアンプのない」検出回路 3 1 及び 3 3 は、より安価に製造でき、より低電力消費型にでき、図 8 に図示されているオペアンプ回路よりも回路基板上のスペースをとらないものである。

【0068】

図 8 及び 9 に図示されている回路は、駆動回路 2 9 の第 1 変圧器回路 4 2 - 1 から測定値を得るために用いられたものである。当業者には理解できるように、第 2 変圧器回路 4 2 - 2 内に、信号を検出するための、同様及び類似の検出回路を設けることもできる。更に、図 9 に図示されている検出回路は、キャパシタの両側の電圧を検出するが、それらの回路は、例えば、変圧器回路 4 2 の抵抗の両側の電圧等のような、他のインピーダンス要素の両側の電圧を検出することも可能である。

【0069】

能動的バッテリー保護

典型的には、上述の医療用器具 1 のような電池で動作する器具には、ヒューズが電池と電気回路との間に設けられて、バッテリーを回路のショート等により引き起こされる損傷から保護している。しかしながら、標準的なヒューズは、約 $10\text{ m}\Omega$ の抵抗値を有している。そのような標準的なヒューズを用いた場合に 10 A の電流が電池から引き出されると、約 1 W がヒューズを介して浪費されてしまう。上記のような標準的なヒューズと関連する電力の浪費を減らすことができる、本実施形態において用いられる能動的ヒューズ回路 1 3 0 を、図 1 0 を参照しながら以下に説明する。

【0070】

図10は、14Vのレールと接地（GND）電位のレールとを図3に示されている回路に供給する電池15を示している。能動的ヒューズ回路130は、差分増幅器131を含み、その差分増幅器131は、14Vのレールと、電池の陽極端子（ V_{bat+} ）との間に接続される、PCB導体トレース133の一部分の両側での電圧降下を測定する。導体トレース133は、約1～2mΩの抵抗値を有し、それゆえ、電圧降下は、電池15から引き出されている電流に比例する。測定された電圧降下は、ローパスフィルタ135によって、ローパスフィルタ処理され、一時的尖頭がヒューズ回路のトリガーとなるのを回避するが、それにより、フィルタ135を通過するものは、電池15から引き出された直流電流に対応する電圧のみである。本実施形態においては、ローパスフィルタ135は、約10Hzのカットオフ周波数を有する。次に、ローパスフィルタ135からの出力を、基準電圧（ V_{ref} ）と、ラッチ型比較器137を用いて比較する。基準電圧を、電池から引き出される電流に対する所望の限界に対応するように予め設定する。本実施形態においては、 V_{ref} は、15Aの電流限界に対応するように設定される。トレース133の両側での電圧降下が、基準電圧未満である場合、比較器137の出力は、高い値にとどまり、そのことは、FETスイッチ139をオン状態に維持し、その結果電流が、電池15から、ブリッジ信号生成器27により引き出され得る。しかしながら、トレース133の両側での電圧降下が基準電圧を上回る場合には、比較器137の出力が低下し、電池から引き出される電流が定義された限界を超えて降下しても、その出力は低いままにとどまる。比較器の主力が低い場合、FET 139がオフ状態に切り替えられ、それにより電池15は、少なくともブリッジ信号生成器27との接続を解除される。

10

20

【0071】

本実施形態においては、FET 139は、わずか2mΩの抵抗値を有する、N-チャネルのエンハンスモードスイッチである。これが意味するのは、スイッチ139がオン状態に切り替えられ、10Aの電流が電池から引き出されると、わずか0.2Wが、スイッチ139を通じて浪費されるということである。

【0072】

本実施形態においては、比較器137のトリガーが引かれ、スイッチ139がオフ状態（開放状態の回路）に切り替えられると、能動的ヒューズ回路130をリセットするために電池15を取り外さなければならない（スイッチ139を開くと、能動的ヒューズ130の回路構成要素を除くすべての電子部品の、電池との接続を解除してしまうためである）。代替的には、マイクロプロセッサ23（又はその他のなんらかの制御回路）が、電池によって直接給電されている場合、ユーザーの入力に応じて（例えば、ユーザーがリセットボタン等を押すこと等に応じて）、又はその他のなんらかのトリガーイベントに応じて（例えば、所定のタイムアウト時間の経過後）、比較器137がリセットされるようにすることができる。

30

【0073】

修正案及び代替案

医学用の焼灼／切断器具をこれまでに説明してきた。当業者には理解できるように、さまざまな修正を施すことが可能であり、その一部を以下に説明する。当業者には、その他の修正も可能であることは明らかであろう。

40

【0074】

上の実施形態においては、さまざまな動作周波数、電流、電圧等が説明された。当業者には理解できるように、正確な電流、電圧、周波数、キャパシタ値、インダクタ値等はすべて、用途により変動させることが可能であり、上述の値はいずれも、決して、制限的なものとみなすべきではない。しかしながら、一般的な意味では、上述の回路は、医療用器具に駆動信号を提供するために設計されたものであり、送達される電力は、少なくとも10Wが望ましく、好ましくは10～200Wの間で；送達される電圧は、少なくとも20V_{RMS}が望ましく、好ましくは、30～120V_{RMS}であり；送達される電流は、少なくとも0.5A_{RMS}が望ましく、好ましくは、1～2A_{RMS}であり；また

50

超音波運転の場合の駆動周波数は、少なくとも20kHzが望ましく、好ましくは、30～80kHzであり；また、RF運転の場合の駆動周波数は、少なくとも100kHzが望ましく、好ましくは、250kHz～1MHzである。

【0075】

上の実施形態においては、共振回路43-1及び43-2は、キャパシタ要素-インダクタ要素-インダクタ要素で形成されていた。当業者には理解できるように、さまざまな直列・並列の構成の多くのキャパシタ及びインダクタを有した他の設計の共振回路や、よりシンプルなLC共振回路もまた用いることが可能である。また、一部の用途においては、FETが、必要とされる駆動電圧を送達可能であるため、駆動電圧をステップアップするための変圧器を必要としない。

10

【0076】

図1は、電池と制御用電子部品を、医療用器具のハンドル内に搭載可能とする1つの方法を図示している。当業者には理解できるように、ハンドルの形状のファクターは、多くの異なる設計となり得る。実際、器具が電池で給電されることは、一部の用途の場合には、給電コード等を必要としないので好まれるが、必須ではない。

【0077】

上述の実施形態には、さまざまな新しい特徴の説明が含まれていたが、その新しい特徴には：選択的に超音波エネルギー又はRFエネルギーを、鉗子により把持された組織に印加する新しい能力；マイクロプロセッサが、電気運転モードでの器具の運転を制御する新しい方法；負荷電流/電圧が測定される方法；及び能動的ヒューズ回路を用いて電池を保護する方法；が含まれる。当業者には理解できるように、これらの新しい特徴については、一緒に用いる必要はない。例えば、上述の電流/電圧検出技術は、他の器具とともに用いることが可能であるが、能動的ヒューズ回路もそれが可能である。同様に、最大電力送達条件を追跡することにより、かつパルススキップの技法を用いることにより、電気運転モードを制御する方法は、超音波トランスデューサを有さない器具でも使用することが可能である。

20

【0078】

上述の実施形態においては、鉗子により把持された血管又は組織の切断/焼灼を実行するための制御アルゴリズムの一例が説明された。当業者には理解できるように、さまざまな異なる手順が用いられ得るが、更に詳しく知りたい読者は、そのような切断/焼灼器具の運転について説明している文献を参照することができる。

30

【0079】

上述の実施形態においては、電池により提供されたDC電圧を、所望の周波数の交流信号に変換するため、4つのFETスイッチを用いた。当業者には理解できるように、4つのスイッチを用いることは必要ではなく、代わりに、2つのスイッチ（ハーフブリッジ回路を用いて）を用いてもよい。また、FETスイッチが用いられていたが、その代わりに、例えば、バイポーラトランジスタスイッチのような他のスイッチングデバイスを用いてもよい。しかしながら、MOSFETは、上述の周波数及び電流水準で動作させた場合、損失が少ないという点で優れた性能を示すために好まれる。

【0080】

40

上述の実施形態においては、I & Qサンプリング回路81は、超音波運転モードにおいては検出した電圧/電流信号をオーバーサンプリングし、電気運転モードにおいては、検出した電圧/電流信号をアンダーサンプリングする。当業者には理解できるように、これは必須ではない。サンプリングの同期性により、サンプルは、1周期あたり1回よりも多くとられる場合があり、又は、必要に応じて、何回かの周期毎に1回取られる場合がある。上述の実施形態において用いられたサンプリングレートは、測定値が電力制御部85と医療用器具制御モジュール89とに利用可能とされるレートを最大化するように選択されたが、それにより、焼灼プロセスの間に、印加される電力をより良く制御することが可能となる。

【0081】

50

上述の実施形態においては、14Vの直流電源が設けられた。他の実施形態においては、より低い（又はより高い）電圧の直流電源を設けることが可能である。この場合には、より大きい（又はより小さい）変圧器の巻回率が提供され、負荷電圧を、所望の水準に昇圧させるか、又は、より低い運転電圧が用いられる。

【0082】

上述の実施形態においては、医療用器具は、鉗子により把持された組織／血管に、所望の電力を（超音波エネルギー又は電気エネルギーの形で）送達するように構成された。1つの代替的な実施形態においては、器具は、所望の電流水準又は所望の電圧水準を、超音波トランスデューサ又は鉗子に送達するように構成され得る。

【0083】

上述の実施形態においては、電池は、医療用器具と一体になるように示されている。1つの代替的な実施形態においては、電池を、外科医のベルトに挟めるように又は単にメイヨースタンドに載せておけるようにパッケージ化することも可能である。本実施形態においては、比較的小さい2本の導体ケーブルにより、バッテリーパックを医療用器具に接続するようになる。

【0084】

上述の実施形態においては、マイクロプロセッサに基づく制御回路が提供された。適切なコンピュータのソフトウェアを用いて上記の制御アクションを実行するように、マイクロプロセッサが容易にプログラムされ得るので、上記のような制御回路は好ましい。そのようなソフトウェアは、例えばCD-ROM等のような有形の担体上に提供されることが可能である。代替的には、ハードウェアの制御回路を、上述のマイクロプロセッサに基づく回路の代わりに用いることが可能である。

【0085】

上述の実施形態においては、血管／組織に送達されるエネルギーが、超音波エネルギーであるか又はRF電気エネルギーであるかを、ユーザーが制御した。代替的な実施形態においては、内部的に生成された制御信号に基づいて、又は他の器具から受信した制御信号に反応して、マイクロプロセッサがその選択を制御し得る。

【0086】

上述の実施形態においては、能動的ヒューズ回路がスイッチを開き、それにより、ブリッジ信号生成器と電池との接続が解除された。1つの代替的な実施形態においては、上のようにする代わりに、能動的ヒューズ回路が、大きなインピーダンスで、電池とブリッジ信号生成器とを切り替えて、電池から引き出される電流を制限する。また、スイッチを用いて、能動的電圧源の、電池の負極側端子との接続を解除する代わりに、信号生成器との接続を解除する。

【0087】

〔実施の態様〕

（1） 血管／組織を把持するためのエンドエフェクタ；

前記エンドエフェクタに連結される超音波トランスデューサ；

前記エンドエフェクタと前記超音波トランスデューサとに連結され、周期的な駆動信号を生成し、前記駆動信号を、前記超音波トランスデューサ又は前記エンドエフェクタのうちの一方に提供するように動作可能な駆動回路；及び、

前記駆動信号が、前記超音波トランスデューサと前記エンドエフェクタのうちの望ましい一方に印加されるように、前記駆動回路を制御するように動作可能である制御部、を備える、医療用器具。

（2） 前記駆動回路が、第1共振周波数を有する第1共振回路と、前記第1共振周波数とは異なる第2共振周波数を有する第2共振回路とを備え、前記第1共振周波数が前記超音波トランスデューサの共振特性に対応し、前記超音波トランスデューサに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第1共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成し、かつ前記エンドエフェクタに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第2共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成するように、前記制御部

10

20

30

40

50

が前記駆動回路を制御するように動作可能である、実施態様 1 に記載の器具。

(3) 前記制御部と前記駆動回路との間に連結され、前記制御部からの制御信号に基づいて直流電圧源から周期的に変動する電圧を生成し、該周期的に変動する電圧を、前記駆動回路の前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路に供給するための信号生成器を備える、実施態様 2 に記載の器具。

(4) 前記エンドエフェクタにより把持された前記血管又は前記組織に供給されるエネルギーを変動させるために、前記制御部が、前記駆動信号の前記周期を、前記第 1 共振周波数又は前記第 2 共振周波数の近くで変動させるように構成されている、実施態様 2 又は 3 に記載の器具。

(5) 前記駆動信号の前記周波数が、前記第 1 共振周波数の近くで、前記第 1 共振周波数の 0.1% ~ 1% の範囲で変動するか、又は前記駆動信号の前記周波数が、前記第 2 共振周波数の近くで、前記第 2 共振周波数の 40% ~ 60% の範囲で変動するように、前記制御部が、前記駆動信号の前記周期を変動させるように構成されている、実施態様 4 に記載の器具。

【0088】

(6) 前記第 1 共振回路の共振特性及び第 2 共振回路の共振特性が、前記鉗子により把持された前記組織又は前記血管にしたがって変動し、前記制御部が、前記共振特性それぞれにおける変化を追跡するように前記駆動信号の前記周期を変動させるように構成されている、実施態様 4 又は 5 に記載の器具。

(7) 前記超音波トランスデューサに連結され、前記超音波トランスデューサによって生成された超音波エネルギーを前記エンドエフェクタに向かって導くための超音波導波管を更に備え、前記エンドエフェクタが、第 1 顎部及び第 2 顎部を備え、前記第 2 共振回路が、前記エンドエフェクタの前記第 1 顎部及び前記第 2 顎部に電氣的に連結されている、実施態様 1 ~ 6 のいずれかに記載の器具。

(8) 前記エンドエフェクタの前記第 1 顎部が、前記導波管に電氣的に連結され、前記第 2 共振回路が、前記エンドエフェクタの前記第 1 顎部に、前記超音波導波管を介して電氣的に連結されている、実施態様 7 に記載の器具。

(9) 前記第 1 共振回路が、前記超音波トランスデューサと前記導波管とに電氣的に連結されている、実施態様 7 又は 8 に記載の器具。

(10) 前記超音波トランスデューサ又は前記エンドエフェクタに印加された駆動信号を検出するための検出回路を備える、実施態様 1 ~ 9 のいずれかに記載の器具。

【0089】

(11) 前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路のうちの一方又は両方が、インダクタコイル、キャパシタ、及び抵抗のうちの少なくとも 1 つを備え、前記検出回路が、前記インダクタコイル、又は前記キャパシタ、又は前記抵抗の両側の電圧を検出し、前記検出した電圧を、前記制御部に入力するのに好適なセンサ信号に変換するためのオペアンプ回路を備える、実施態様 10 に記載の器具。

(12) 前記第 1 共振回路及び前記第 2 共振回路のうちの一方又は両方が、前記共振回路と基準電位との間に接続されるインピーダンス要素を備え、前記検出回路が、前記インピーダンス要素の両側の電圧の測定値を得るための分割器回路と、直流バイアス信号を前記電圧測定値に印加するためのバイアス信号生成器とを備える、実施態様 10 に記載の器具。

(13) 前記インピーダンス要素が、キャパシタ又は抵抗を含む、実施態様 12 に記載の器具。

(14) 前記バイアス信号生成器からの前記直流バイアス信号が、前記駆動回路に連結されるのを防ぐための直流ブロッキング回路を、前記検出回路が備える、実施態様 12 又は 13 に記載の器具。

(15) 前記バイアス信号生成器が、基準電圧と、前記制御部の電源電圧部との間に接続されている電圧分割器回路を備える、実施態様 12 ~ 14 のいずれかに記載の器具。

【0090】

(16) 前記器具に給電するための1つ又は2つ以上の電池を備え、かつ前記1つ又は2つ以上の電池を保護するための能動的ヒューズ回路を更に備える、実施態様1~15のいずれかに記載の器具。

(17) 前記能動的ヒューズ回路が、前記1つ又は2つ以上の電池の端子と前記駆動回路との間に電氣的に連結されているスイッチと、前記電源端子を前記駆動回路から絶縁させるために前記スイッチを開くよう構成されている制御回路とを備える、実施態様16に記載の器具。

(18) 血管/組織を把持するためのエンドエフェクタ；

前記血管/前記組織中にエネルギーを送り込むための周期的に変動する駆動信号を生成するための駆動回路；

前記駆動回路により生成された駆動信号を検出するための検出回路；及び、

前記検出回路に対して応答性であり、かつ前記血管/前記組織に送達される前記エネルギーを制御するために、前記駆動回路を制御するように動作可能である制御部、を備え、

前記駆動回路は、基準電位に連結されるインピーダンス要素を備え、前記検出回路は、前記インピーダンス要素の両側の電圧の測定値を得るための分割器回路と、直流バイアス信号を前記電圧測定値に印加するためのバイアス信号生成器とを備える、医療用器具。

(19) 前記インピーダンス要素が、キャパシタ又は抵抗を含む、実施態様18に記載の器具。

(20) 前記バイアス信号生成器からの前記直流バイアス信号が、前記駆動回路に連結されるのを防ぐための直流ブロッキング回路を、前記検出回路が備える、実施態様18又は19に記載の器具。

【0091】

(21) 前記バイアス信号生成器が、基準電圧と、前記制御部の電源電圧部との間に接続されている分割器回路を備える、実施態様18~20のいずれかに記載の器具。

(22) 前記バイアス信号生成器の前記分割器回路は、前記制御部の前記電源電圧部に、スイッチを介して接続され、前記制御部が前記検出回路からの信号を必要としない場合には、前記スイッチを開くように前記制御部が構成されている、実施態様21に記載の器具。

(23) 血管/組織を把持するためのエンドエフェクタ；

直流電圧源を提供するための1つ又は2つ以上の電池；

前記1つ又は2つ以上の電池に連結され、前記血管/前記組織にエネルギーを送り込むために、前記直流電圧源から周期的に変動する駆動信号を生成させるための信号生成器；

前記血管/前記組織に送達されるエネルギーを制御するために、前記信号生成器を制御するように動作可能な制御部；及び、

前記1つ又は2つ以上の電池と前記信号生成器との間に連結され、前記1つ又は2つ以上の電池を保護するための能動的ヒューズ回路、を備える、医療用器具。

(24) 前記能動的ヒューズ回路は、前記1つ又は2つ以上の電池の端子と前記信号生成器との間に電氣的に連結されているスイッチ；及び前記スイッチを切り替えるよう構成されている制御回路、を備える、実施態様23に記載の器具。

(25) 前記スイッチが、前記1つ又は2つ以上の電池から前記信号生成器の接続を解除するように構成されているか、又は、前記信号生成器と前記1つ又は2つ以上の電池との間に大きなインピーダンスを接続するよう構成されている、実施態様24に記載の器具。

【0092】

(26) 前記能動的ヒューズの前記制御回路が、前記1つ又は2つ以上の電池から引き出されている電流の測定値を検出するための回路を備え、前記電流の測定値が閾値を超えた場合に、前記スイッチを切り替えるよう構成されている、実施態様24又は25に記載の器具。

(27) 前記能動的ヒューズの前記制御回路が、前記電流の測定値を前記閾値と比較するための比較器を備え、前記比較器の出力が、前記スイッチの開閉を制御する、実施態様

10

20

30

40

50

26に記載の器具。

(28) 血管/組織を把持するためのエンドエフェクタ；

前記エンドエフェクタに連結されており、かつ駆動信号を生成し、該駆動信号を前記エンドエフェクタに提供するように動作可能な駆動回路；

前記駆動回路により生成された前記駆動信号を制御するための制御信号を生成し、前記制御信号を前記駆動回路に出力するように動作可能な制御部、を備え、

前記駆動回路と、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成される負荷とが共振回路を画定し、該共振回路の共振周波数は、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷のインピーダンスが変化

10

するにつれて変動し、
共振周波数が変化するにつれて、該共振周波数を追跡する周波数を有する駆動信号を前記駆動回路に生成させる制御信号を生成するように、前記制御部が構成され、かつ、

前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷に送達される電力、電流、又は電圧のうちの1つ又は2つ以上を減少させるように、前記制御部が更に構成されている、医療用器具。

(29) 前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷に印加された信号を検出するためのセンサ回路と、該センサ回路からの前記信号を処理して、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷の前記インピーダンスの測定値を決定するための測定回路と、を更に備え、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷の前記インピーダンスの前記測定値に基づいて、前記制御信号を生成するように、前記制御部が構成されている、実施態様28に記載の器具。

20

(30) 前記制御部が、パルスのシーケンスを有する制御信号を生成するように構成されており、かつ前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷に送達される電力、電流、又は電圧のうちの1つ又は2つ以上を減少させるために、前記制御部が、前記制御信号からのパルススキップするように構成されている、実施態様28又は29に記載の器具。

【0093】

(31) 前記制御部が、前記共振周波数に依存して変化する所望の周波数でパルスを生成するパルス信号生成器を備え、前記制御部は、前記パルス信号生成器により生成されたパルスを抑制することにより、前記パルス信号生成器により生成されたパルスをスキップするように構成されている、実施態様30に記載の器具。

30

(32) 前記制御部が、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷に送達される平均電力水準を低下させ、電力限界又は電力設定点を下回らせるように構成されている、実施態様28～31のいずれかに記載の器具。

(33) 前記制御部が、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷の両側に印加されるRMS電圧水準を低下させ、電圧限界を下回らせるように構成されている、実施態様28～32のいずれかに記載の器具。

(34) 前記制御部が、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管/前記組織により形成された前記負荷に印加されるRMS電流水準を低下させ、電流限界を下回らせるように構成されている、実施態様28～33のいずれかに記載の器具。

40

(35) 前記制御部が、方形波の制御信号を生成するように構成されている、実施態様28～34のいずれかに記載の器具。

【0094】

(36) 医療用器具を操作する方法であって、周期的な駆動信号を生成することと、該駆動信号を、前記医療用器具の超音波トランスデューサ又はエンドエフェクタに印加することと、前記超音波トランスデューサと前記エンドエフェクタとのうちの所望の一方に前記駆動信号が印加されるように、前記駆動回路を制御することと、を含む方法。

(37) 血管又は組織を焼灼又は切断する方法であって、

前記血管又は前記組織を、医療用器具のエンドエフェクタで把持することと、

50

駆動回路を用いて、周期的な駆動信号を、超音波トランスデューサ又は前記エンドエフェクタに印加することと、

前記超音波トランスデューサ及び前記エンドエフェクタのうちの所望の一方に前記駆動信号が印加されるように、前記駆動回路を制御することと、を含む方法。

(38) 血管又は組織を焼灼又は切断する方法であって、

前記血管又は前記組織を、医療用器具のエンドエフェクタで把持することと、

前記エンドエフェクタに連結されている駆動回路を用いて、駆動信号を生成し、前記駆動信号を前記エンドエフェクタに印加することと；

前記駆動回路により生成される前記駆動信号を制御するために、制御信号を生成し、前記制御信号を前記駆動回路に出力することと、を含み、

10

前記駆動回路と前記エンドエフェクタにより把持された前記血管／前記組織により形成された負荷とが共振回路を画定し、前記エンドエフェクタにより把持された前記血管／前記組織により形成された前記負荷のインピーダンスが変化するにつれて、前記共振回路の共振周波数が変動し、

前記制御信号を生成することは、前記共振周波数が変化するにつれて、前記共振周波数を追跡する周波数を有する駆動信号を、前記駆動回路に生成させる制御信号を生成し、かつ、

前記エンドエフェクタにより把持された前記血管／前記組織により形成された前記負荷に送達される電力、電流、又は電圧のうちの1つ又は2つ以上を減少させるように、前記駆動信号を制御することを更に含む、方法。

20

(39) 実施態様1～35のいずれかに記載の医療用器具を用いる、実施態様37又は38に記載の方法。

(40) 超音波トランスデューサとエンドエフェクタとを有する医療用器具に用いるための電子装置であって：

周期的な駆動信号を生成するための駆動回路；及び、

前記駆動信号が、前記超音波トランスデューサ及び前記エンドエフェクタのうちの所望の一方に印加されるように、前記駆動回路を制御するよう動作可能である制御部、を備え、

前記駆動回路は、第1共振周波数を有する第1共振回路と、前記第1共振周波数とは異なる第2共振周波数を有する第2共振回路とを備え；前記超音波トランスデューサに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第1共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成し、かつ前記エンドエフェクタに前記駆動信号が印加される場合、前記駆動回路が前記第2共振周波数に対応する周波数を有する駆動信号を生成するように、前記駆動回路を制御するように前記制御部が動作可能である、装置。

30

【0095】

(41) 実質的に、添付図面を参照しながら本明細書にこれまでに説明した通りであり、又は添付図面に示した通りである、医療用器具又は制御回路。

(42) 実質的に、添付図面を参照しながら本明細書にこれまでに説明した通りであり、又は添付図面に示した通りである、医療用器具を操作する方法。

【図 1】

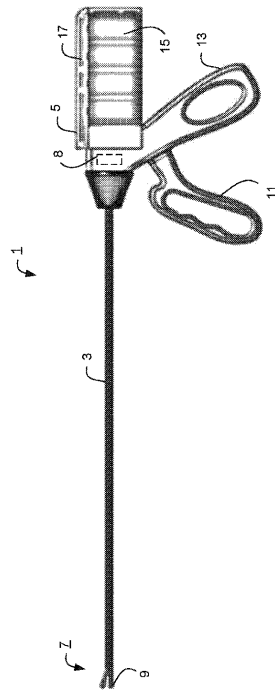
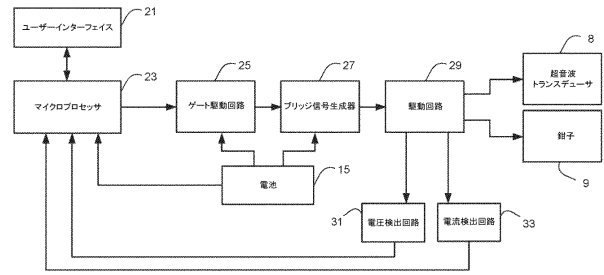
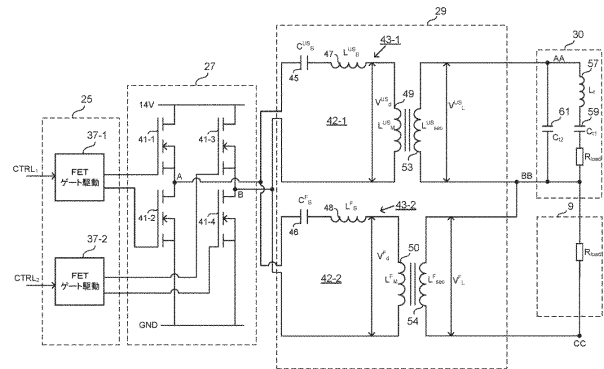


FIGURE 1

【図 2】



【図 3】



【図 4】

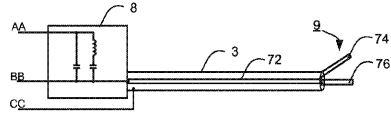
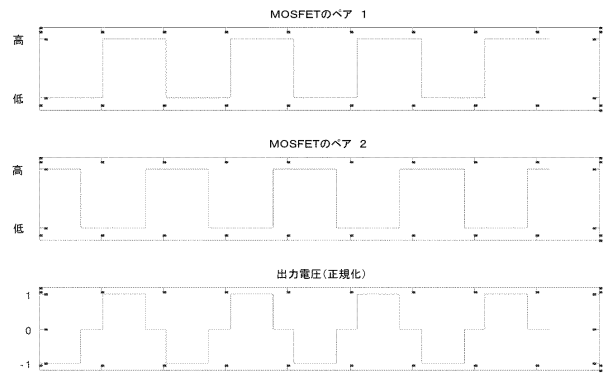
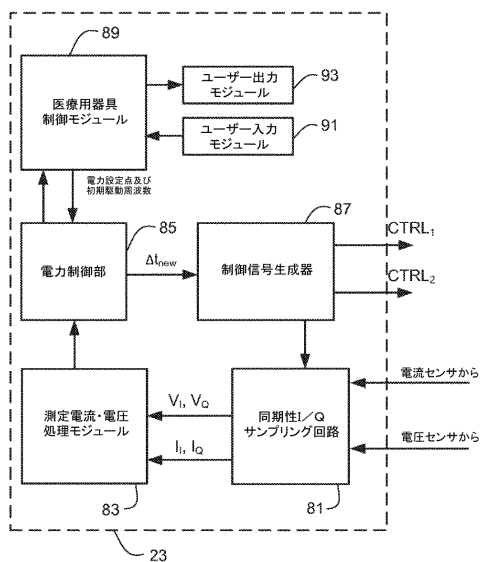


FIGURE 4

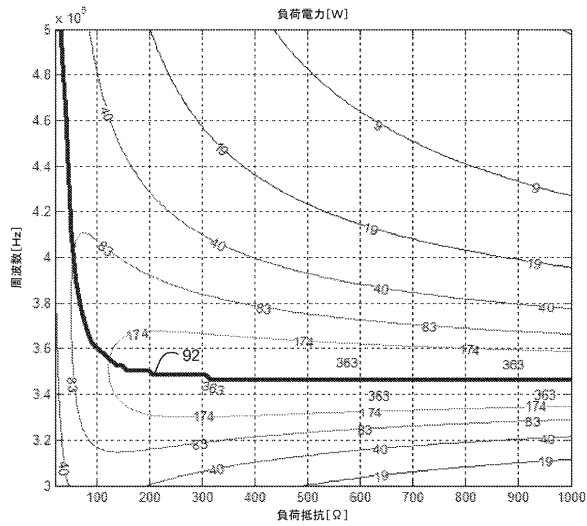
【図 6】



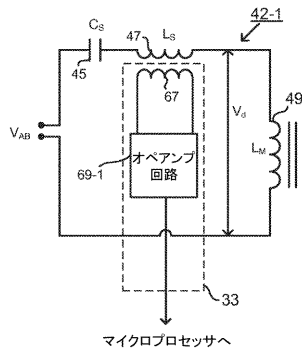
【図 5】



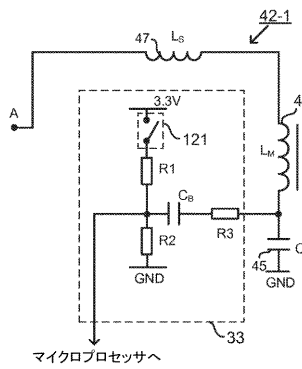
【図 7】



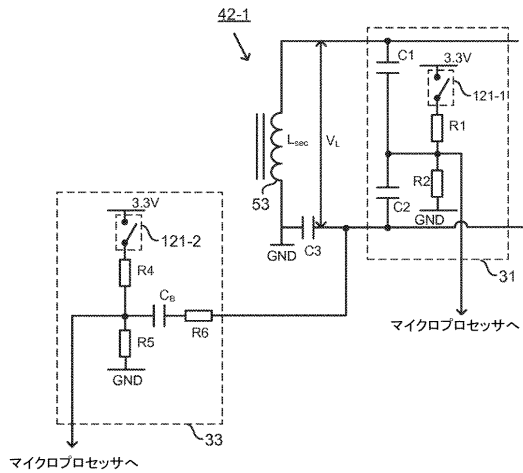
【図 8 a】



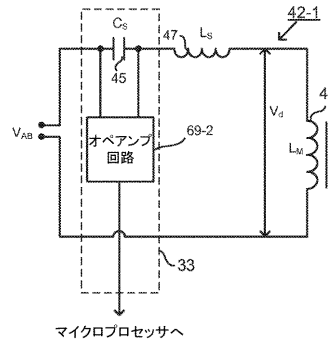
【図 9 a】



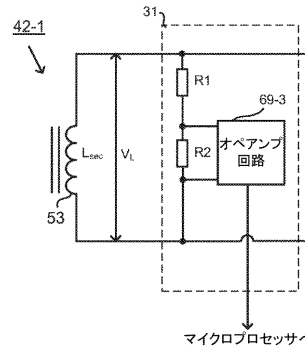
【図 9 b】



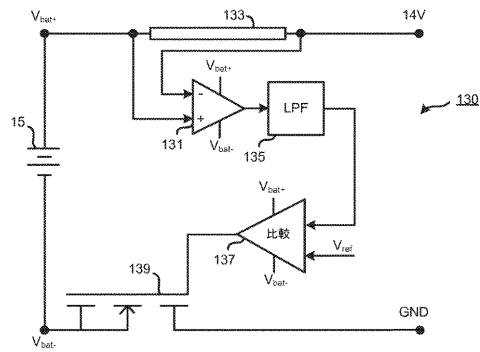
【図 8 b】



【図 8 c】



【図 10】



フロントページの続き

- (72)発明者 ロバーツ・ポール・クリストファー
イギリス国、シービー２・７ジージー ケンブリッジシャー、ハーストン、ハーストン・ミル、サ
ージェンティア・リミテッド
- (72)発明者 タックウェル・マーク・デビッド
イギリス国、シービー２・７ジージー ケンブリッジシャー、ハーストン、ハーストン・ミル、サ
ージェンティア・リミテッド
- (72)発明者 ボーナム・ピーター・ラルフ
イギリス国、シービー２・７ジージー ケンブリッジシャー、ハーストン、ハーストン・ミル、サ
ージェンティア・リミテッド

審査官 後藤 健志

- (56)参考文献 特開平０３－１２６４４７（ＪＰ，Ａ）
特開２００８－０３６３９０（ＪＰ，Ａ）
特開２００８－２１２６７９（ＪＰ，Ａ）
国際公開第２０１３／１６１６２４（ＷＯ，Ａ１）

- (58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
A 6 1 B 1 7 / 3 2
A 6 1 B 1 8 / 1 2 - 1 8 / 1 4