

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6138870号  
(P6138870)

(45) 発行日 平成29年5月31日(2017.5.31)

(24) 登録日 平成29年5月12日(2017.5.12)

(51) Int.Cl.

F 1

H02M 7/48 (2007.01)  
A61B 18/00 (2006.01)  
H02N 2/12 (2006.01)H02M 7/48  
A61B 18/00  
H02N 2/12

E

請求項の数 19 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2015-146694 (P2015-146694)  
 (22) 出願日 平成27年7月24日 (2015.7.24)  
 (65) 公開番号 特開2016-32429 (P2016-32429A)  
 (43) 公開日 平成28年3月7日 (2016.3.7)  
 審査請求日 平成27年7月24日 (2015.7.24)  
 (31) 優先権主張番号 62/028, 916  
 (32) 優先日 平成26年7月25日 (2014.7.25)  
 (33) 優先権主張国 米国(US)  
 (31) 優先権主張番号 14/797, 301  
 (32) 優先日 平成27年7月13日 (2015.7.13)  
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 512269650  
 コヴィディエン リミテッド パートナーシップ  
 アメリカ合衆国 マサチューセッツ 02048, マンスフィールド, ハンプシャー ストリート 15  
 (74) 代理人 100107489  
 弁理士 大塙 竹志  
 (72) 発明者 シャオセン リウ  
 アメリカ合衆国 テキサス 77843, カレッジステーション, テキサスエーアンドエム ユニバーシティ, ダブルューイーアールシー 015ディー

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電気外科超音波脈管密封および解剖システム

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、直流(DC)を第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換するように構成されている非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させるように構成されている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数からの該第1の周波数の偏差を自動的に検出するように構成されており、該コンパレーターは、該非共振インバーターを駆動するために、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されており、該コンパレーターは、高い開ループ利得を有する、コンパレーターと

を含む、超音波運動発生器。

## 【請求項 2】

前記超音波運動の長手方向変位は、前記超音波運動発生器に動作可能に接続されている負荷に基づいている、請求項1に記載の超音波運動発生器。

## 【請求項 3】

超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、

直流(DC)を第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換するように構成されている

10

20

非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換された A C に基づいて超音波運動を発生させるように構成されており、該超音波変換器は、直列で接続されている抵抗器と、キャパシタと、インダクターとを含むバンドパスフィルターとして作られている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数からの第 1 の周波数の偏差を自動的に検出するように構成されており、該コンパレーターは、該非共振インバーターを駆動するために、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されている、コンパレーターとを含み、

10

周波数領域において、該コンパレーターの利得と該バンドパスフィルターの利得との積の大きさは、実質的に 1 と等しい、超音波運動発生器。

## 【請求項 4】

前記超音波変換器の前記共振周波数は、

## 【数 23】

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

によって規定され、式中、 L は、前記インダクターのインダクタンスであり、 C は、前記キャパシタのキャパシタンスである、請求項 3 に記載の超音波運動発生器。

20

## 【請求項 5】

前記周波数領域において、前記コンパレーターの前記利得と前記バンドパスフィルターの前記利得との前記積の位相は、 $2\pi$  ラジアンの整数倍と実質的に等しい、請求項 3 に記載の超音波運動発生器。

## 【請求項 6】

前記非共振インバーターおよび前記超音波変換器と電気的に結合されている変圧器をさらに含み、該変圧器は、該非共振インバーターによって逆変換される前記 A C の振幅を制御するように構成されている、請求項 1 に記載の超音波運動発生器。

## 【請求項 7】

前記超音波運動の長手方向変位は、前記非共振インバーターによって逆変換される前記 A C の振幅に基づいている、請求項 1 に記載の超音波運動発生器。

30

## 【請求項 8】

前記非共振インバーターは、前記コンパレーターの前記出力信号に基づいて、デジタル共振信号によって制御されている、請求項 1 に記載の超音波運動発生器。

## 【請求項 9】

組織を処置するための超音波装置であって、該超音波装置は、  
直流 ( D C ) を出力するように構成されている電源と、  
該電源と電気的に結合されている超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、  
該 D C を第 1 の周波数を有する交流 ( A C ) に逆変換するように構成されている非共振インバーターと、

40

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換された A C に基づいて超音波運動を発生させるように構成されている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数から該第 1 の周波数の偏差を自動的に検出するように構成されており、該コンパレーターは、該非共振インバーターを駆動するために、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されており、該コンパレーターは、高い開ループ利得を有する、コンパレーターと

を含む、超音波運動発生器と、

該電源から該超音波運動発生器へ通過する該 D C を感知するように構成されているセン

50

サーと、

該センサーおよび該コンパレーターと結合されているコントローラーであって、該コントローラーは、該DCの振幅を制御するように構成されている、コントローラーとを含む、超音波装置。

【請求項10】

前記超音波運動の長手方向変位は、前記超音波運動発生器に動作可能に接続されている負荷に基づいている、請求項9に記載の超音波装置。

【請求項11】

組織を処置するための超音波装置であって、該超音波装置は、  
直流(DC)を出力するように構成されている電源と、  
該電源と電気的に結合されている超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、  
該DCを第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換するように構成されている非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させるように構成されており、該超音波変換器は、直列で接続されている抵抗器と、キャパシタと、インダクターとを含むバンドパスフィルターとして作られている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数から該第1の周波数の偏差を自動的に検出するように構成されており、該コンパレーターは、該非共振インバーターを駆動するために、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されている、コンパレーターとを含み、

周波数領域において、該コンパレーターの利得と該バンドパスフィルターの利得との積の大きさは、実質的に1と等しい、超音波運動発生器と、

該電源から該超音波運動発生器へ通過する該DCを感知するように構成されているセンサーと、

該センサーおよび該コンパレーターと結合されているコントローラーであって、該コントローラーは、該DCの振幅を制御するように構成されている、コントローラーとを含む、超音波装置。

【請求項12】

前記超音波変換器の前記共振周波数は、

【数24】

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

によって規定され、式中、Lは、前記インダクターのインダクタンスであり、Cは、前記キャパシタのキャパシタンスである、請求項11に記載の超音波装置。

【請求項13】

前記周波数領域において、前記コンパレーターの前記利得と前記バンドパスフィルターの前記利得との前記積の位相は、2πラジアンの整数倍と実質的に等しい、請求項11に記載の超音波装置。

【請求項14】

前記電源は、  
前記DC電力を発生させるように構成されている電力供給源と、  
該DC電力を変調するように構成されているコンバーターとを含む、請求項9に記載の超音波装置。

【請求項15】

前記コントローラーは、前記コンバーターを駆動させるために、前記感知されたDCに基づいてデジタルパルス幅変調信号を発生させるようにさらに構成されている、請求項14に記載の超音波装置。

10

20

30

40

50

## 【請求項 1 6】

前記コントローラーは、前記非共振インバーターを駆動させるために、前記出力信号に基づいてディジタルパルス幅変調信号を発生させるようにさらに構成されている、請求項9に記載の超音波装置。

## 【請求項 1 7】

前記超音波運動発生器は、前記非共振インバーターおよび前記超音波変換器と電気的に結合されている変圧器をさらに含み、該変圧器は、該非共振インバーターによって逆変換される前記A Cの振幅を制御するように構成されている、請求項9に記載の超音波装置。

## 【請求項 1 8】

前記超音波運動の長手方向変位は、前記コンバーターによって変換される前記D Cの振幅に基づいている、請求項14に記載の超音波装置。

## 【請求項 1 9】

組織を処置するための超音波システムであって、該超音波システムは、超音波外科手術装置であって、該超音波外科手術装置は、

直流(D C)を提供するように構成されている電源と、

該電源と電気的に結合されている超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、

該D Cを第1の周波数を有する交流(A C)に逆変換するように構成されている非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換されたA Cに基づいて超音波運動を発生させるように構成されている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数からの該第1の周波数の偏差を自動的に検出するように構成されており、該コンパレーターは、該非共振インバーターを駆動するためには、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されており、該コンパレーターは、高い開ループ利得を有する、コンパレーターと

を含む、超音波運動発生器と、

該電源から該超音波運動発生器へ通過する該D Cを感知するように構成されているセンサーと、

該センサーおよび該コンパレーターに結合されているコントローラーであって、該コントローラーは、該D Cの振幅を制御するように構成されている、コントローラーとを含む、超音波外科手術装置と、

組織を密封または解剖するために、該発生させられた超音波運動を該組織に適用するように構成されているエンドエフェクターと

を含む、超音波システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0 0 0 1】

背景

技術分野

本開示は、組織を処置するための超音波外科手術システムに関する。より詳しくは、本開示は、超音波外科手術システムの超音波変換器の共振周波数を自動的にトラッキングする超音波外科手術システムに関する。

## 【背景技術】

## 【0 0 0 2】

関連技術の背景

超音波外科手術デバイスは、最小限の側方熱損傷および少ない煙の発生を伴って、優れた止血および組織の効率的な解剖を提供することが実証されている。患者を通って流れる電流を必要とする電気外科デバイスと違って、超音波外科手術デバイスは、機械的共振周

10

20

30

40

50

波数において駆動される超音波変換器の機械的作用を適用することによって動作する。

【0003】

位相ロックループ(PLL)技術は、信号が不安定になることを防止されるように、確実な範囲にある位相をロックすることによって、共振周波数を有する超音波機械的運動を発生させるために使用されてきた。しかし、PLL技術は、複雑である傾向があり、大きな過渡負荷状態下で安定することが難しい傾向がある。さらに、PLL技術は、電源と超音波変換器の出力との間の位相を正確にロックするために、より高い計算能力を必要とし、従って、必然的に、患者に害を及ぼし得るタイムラグを含む。結果として、組織を処置するための、より単純で、より計算上複雑ではない超音波外科手術システムが望ましい。

10

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0004】

概要

本開示は、超音波外科手術システムおよび超音波運動発生器を特徴づけ、これらは、超音波変換器を含み、超音波変換器の共振周波数を自動的にトラッキングする。

【0005】

実施形態において、超音波運動発生器は、非共振インバーターと、超音波変換器と、コンパレーターとを含む。非共振インバーターは、直流(DC)を第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換する。超音波変換器は、非共振インバーターと電気的に結合され、逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させる。コンパレーターは、超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、超音波変換器の共振周波数からの第1の周波数の偏差を自動的に検出し、非共振インバーターを駆動するために、偏差に基づいて出力信号を発生させる。

20

【0006】

局面において、超音波運動の長手方向変位は、超音波運動発生器に動作可能に接続されている負荷に基づいている。

【0007】

局面において、超音波変換器は、直列で接続されている抵抗器と、キャパシタと、インダクターとを含むバンドパスフィルターとして作られている。超音波変換器の共振周波数は、

30

【数1】

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

によって規定され、式中、Lは、インダクターのインダクタンスであり、Cは、キャパシタのキャパシタンスである。周波数領域において、コンパレーターの利得とバンドパスフィルターの利得との積の大きさは、実質的に1と等しい。さらに、周波数領域において、コンパレーターの利得とバンドパスフィルターの利得との積の位相は、2πラジアンの整数倍と実質的に等しい。

【0008】

40

局面において、コンパレーターは、高い開ループ利得を有する。

【0009】

別の局面において、超音波運動発生器は、非共振インバーターおよび超音波変換器と電気的に結合されている変圧器をさらに含み、変圧器は、非共振インバーターによって逆変換されるACの振幅を制御するように構成されている。

【0010】

別の局面において、非共振インバーターは、コンパレーターの出力信号に基づいて、デジタル共振信号によって制御されている。

【0011】

別の実施形態において、組織を処置するための超音波装置は、直流を出力するように構

50

成されている電源と、超音波運動発生器と、センサーと、コントローラーとを含む。超音波運動発生器は、非共振インバーターと、超音波変換器と、コンパレーターとを含む。非共振インバーターは、DCを第1の周波数を有するACに逆変換する。超音波変換器は、非共振インバーターと電気的に結合され、逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させる。コンパレーターは、超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、超音波変換器の共振周波数からの第1の周波数の偏差を自動的に検出し、非共振インバーターを駆動するために、偏差に基づいて出力信号を発生させる。センサーは、電源から超音波運動発生器へ通過するDCを感知する。コントローラーは、センサーおよびコンパレーターと結合され、DCの振幅を制御する。

## 【0012】

10

局面において、超音波運動の長手方向変位は、超音波運動発生器に動作可能に接続されている負荷に基づいている。

## 【0013】

局面において、超音波変換器は、直列で接続されている抵抗器と、キャパシタと、インダクターとを含むバンドパスフィルターとして作られている。超音波変換器の共振周波数は、

## 【数2】

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

20

によって規定され、式中、Lは、インダクターのインダクタンスであり、Cは、キャパシタのキャパシタンスである。周波数領域において、コンパレーターの利得とバンドパスフィルターの利得との積の大きさは、実質的に1と等しい。さらに、周波数領域において、コンパレーターの利得とバンドパスフィルターの利得との積の位相は、2πラジアンの整数倍と実質的に等しい。

## 【0014】

局面において、コンパレーターは、高い開ループ利得を有する。

## 【0015】

別の局面において、電源は、DC電力を発生させるように構成されている電力供給源と、DC電力を変調するように構成されているコンバーターとを含む。

30

## 【0016】

別の局面において、コントローラーは、コンバーターを駆動させるために、感知されたDCに基づいてディジタルパルス幅変調信号を発生させる。

## 【0017】

さらに別の局面において、コントローラーは、非共振インバーターを駆動させるために、出力信号に基づいてディジタル共振信号をさらに発生させる。

## 【0018】

別の局面において、超音波運動発生器は、非共振インバーターおよび超音波変換器と電気的に結合されている変圧器をさらに含み、変圧器は、非共振インバーターによって逆変換されるACの振幅を制御する。

40

## 【0019】

さらに別の局面において、超音波運動の長手方向変位は、コンバーターによって変換されるDCの振幅に基づいている。

## 【0020】

さらに別の実施形態において、組織を処置するための超音波システムは、超音波外科手術装置とエンドエフェクターとを含む。超音波外科手術装置は、直流を出力するように構成されている電源と、超音波運動発生器と、センサーと、コントローラーとを含む。超音波運動発生器は、非共振インバーターと、超音波変換器と、コンパレーターとを含む。非共振インバーターは、DCを第1の周波数を有するACに逆変換する。超音波変換器は、非共振インバーターと電気的に結合され、逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生

50

させる。コンパレーターは、超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、超音波変換器の共振周波数からの第1の周波数の偏差を自動的に検出し、非共振インバーターを駆動するため、偏差に基づいて出力信号を発生させる。センサーは、電源から超音波運動発生器へ通過するDCを感知する。コントローラーは、センサーおよびコンパレーターと結合され、DCの振幅を制御する。エンドエフェクターは、組織を密封または解剖するために、発生させられた超音波運動を組織に適用する。

本発明は、例えば以下の項目を提供する。

(項目1)

超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、

直流(DC)を第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換するように構成されている  
10  
非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させるように構成されている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数からの該第1の周波数の偏差を自動的に検出するように構成され、該非共振インバーターを駆動するため、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されている、コンパレーターと

を含む、超音波運動発生器。

(項目2)

上記超音波運動の長手方向変位は、上記超音波運動発生器に動作可能に接続されている負荷に基づいている、上記項目に記載の超音波運動発生器。

(項目3)

上記超音波変換器は、直列で接続されている抵抗器と、キャパシタと、インダクターとを含むバンドパスフィルターとして作られている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

(項目4)

上記超音波変換器の上記共振周波数は、

【化1】

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

30

によって規定され、式中、Lは、上記インダクターのインダクタンスであり、Cは、上記キャパシタのキャパシタンスである、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

(項目5)

周波数領域において、上記コンパレーターの利得と上記バンドパスフィルターの利得との積の大きさは、実質的に1と等しい、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

(項目6)

上記周波数領域において、上記コンパレーターの上記利得と上記バンドパスフィルターの上記利得との上記積の位相は、2πラジアンの整数倍と実質的に等しい、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

(項目7)

上記コンパレーターは、高い開ループ利得を有する、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

(項目8)

上記非共振インバーターおよび上記超音波変換器と電気的に結合されている変圧器をさらに含み、該変圧器は、該非共振インバーターによって逆変換される上記ACの振幅を制御するように構成されている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器  
50

。

## (項目 9 )

上記超音波運動の長手方向変位は、上記非共振インバーターによって逆変換される上記 A C の振幅に基づいている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

## (項目 10 )

上記非共振インバーターは、上記コンパレーターの上記出力信号に基づいて、ディジタル共振信号によって制御されている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波運動発生器。

## (項目 11 )

組織を処置するための超音波装置であって、該超音波装置は、  
10  
直流 ( D C ) を出力するように構成されている電源と、  
該電源と電気的に結合されている超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は、  
該 D C を第 1 の周波数を有する交流 ( A C ) に逆変換するように構成されている非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換された A C に基づいて超音波運動を発生させるように構成されている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数から該第 1 の周波数の偏差を自動的に検出するように構成され、該非共振インバーターを駆動するために、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されている、コンパレーターと  
20  
を含む、超音波運動発生器と、

該電源から該超音波運動発生器へ通過する該 D C を感知するように構成されているセンサーと、

該センサーおよび該コンパレーターと結合されているコントローラーと  
を含み、該コントローラーは、該 D C の振幅を制御するように構成されている、超音波装置。

## (項目 12 )

上記超音波運動の長手方向変位は、上記超音波運動発生器に動作可能に接続されている負荷に基づいている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。  
30

## (項目 13 )

上記超音波変換器は、直列で接続されている抵抗器と、キャパシタと、インダクターとを含むバンドパスフィルターとして作られている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

## (項目 14 )

上記超音波変換器の上記共振周波数は、

## 【化 2】

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

40  
によって規定され、式中、 L は、上記インダクターのインダクタンスであり、 C は、上記キャパシタのキャパシタンスである、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

## (項目 15 )

周波数領域において、上記コンパレーターの利得と上記バンドパスフィルターの利得との積の大きさは、実質的に 1 と等しい、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

## (項目 16 )

上記周波数領域において、上記コンパレーターの上記利得と上記バンドパスフィルターの上記利得との上記積の位相は、 2 P i ラジアンの整数倍と実質的に等しい、上記項目の  
50

うちのいずれか一項に記載の超音波装置。

(項目17)

上記コンパレーターは、高い開ループ利得を有する、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

(項目18)

上記電源は、

上記DC電力を発生させるように構成されている電力供給源と、

該DC電力を変調するように構成されているコンバーターと

を含む、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

(項目19)

10

上記コントローラーは、上記コンバーターを駆動させるために、上記感知されたDCに基づいてデジタルパルス幅変調信号を発生させるようにさらに構成されている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

(項目20)

上記コントローラーは、上記非共振インバーターを駆動させるために、上記出力信号に基づいてデジタルパルス幅変調信号を発生させるようにさらに構成されている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

(項目21)

上記超音波運動発生器は、上記非共振インバーターおよび上記超音波変換器と電気的に結合されている変圧器をさらに含み、該変圧器は、該非共振インバーターによって逆変換される上記ACの振幅を制御するように構成されている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

20

(項目22)

上記超音波運動の長手方向変位は、上記コンバーターによって変換される上記DCの振幅に基づいている、上記項目のうちのいずれか一項に記載の超音波装置。

(項目23)

組織を処置するための超音波システムであって、該超音波システムは、

超音波外科手術装置を含み、該超音波外科手術装置は、

直流(DC)を提供するように構成されている電源と、

該電源と電気的に結合されている超音波運動発生器であって、該超音波運動発生器は

30

、  
該DCを第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換するように構成されている非共振インバーターと、

該非共振インバーターと電気的に結合されている超音波変換器であって、該超音波変換器は、該逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させるように構成されている、超音波変換器と、

コンパレーターであって、該コンパレーターは、該超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、該超音波変換器の共振周波数からの該第1の周波数の偏差を自動的に検出するように構成され、該非共振インバーターを駆動するために、該偏差に基づいて出力信号を発生させるように構成されている、コンパレーターと

40

を含む、超音波運動発生器と、

該電源から該超音波運動発生器へ通過する該DCを感知するように構成されているセンサーと、

該センサーおよび該コンパレーターに結合されているコントローラーであって、該コントローラーは、該DCの振幅を制御するように構成されている、コントローラーと

を含む、超音波外科手術装置と、

組織を密封または解剖するために、該発生させられた超音波運動を該組織に適用するように構成されているエンドエフェクターと

を含む、超音波システム。

(摘要)

50

超音波運動発生器は、非共振インバーターと、超音波変換器と、コンパレーターとを含む。非共振インバーターは、直流(DC)を第1の周波数を有する交流(AC)に逆変換する。超音波変換器は、非共振インバーターと電気的に結合され、逆変換されたACに基づいて超音波運動を発生させる。コンパレーターは、超音波変換器を通過する運動電流に基づいて、超音波変換器の共振周波数からの第1の周波数の偏差を自動的に検出し、非共振インバーターを駆動するために、偏差に基づいて出力信号を発生させる。

【0021】

本開示は、後の詳細な説明とともに考えられる場合、添付の図面への参照によって理解され得る。

【図面の簡単な説明】

10

【0022】

【図1A】図1Aは、本開示の実施形態に従う超音波外科手術システムの側面立面図である。

【0023】

【図1B】図1Bは、本開示の実施形態に従う図1Aの超音波外科手術システムのハンドルおよび超音波変換器の斜視切欠き図である。

【0024】

【図2】図2は、本開示の実施形態に従う超音波外科手術ペンシステムの側面立面図である。

【0025】

20

【図3】図3は、本開示の実施形態に従う超音波外科手術システムのブロック線図である。

【0026】

【図4】図4は、本開示の実施形態に従う図3の超音波外科手術システムの振幅制御回路を例示している回路図である。

【0027】

【図5A】図5Aは、図4の振幅制御回路のボードプロットのグラフの例示である。

【0028】

【図5B】図5Bは、図4の振幅制御回路によって制御される電流振幅のプロットのグラフの例示である。

30

【0029】

【図6A】図6Aおよび図6Bは、本開示の実施形態に従う図3の超音波変換器の電気回路モデルを例示している電気回路図である。

【図6B】図6Aおよび図6Bは、本開示の実施形態に従う図3の超音波変換器の電気回路モデルを例示している電気回路図である。

【0030】

【図7】図7は、本開示の実施形態に従う図3の超音波変換器のコンパレーターの回路図である。

【0031】

【図8】図8は、本開示の実施形態に従う図3の超音波変換器の閉ループ制御モデルを例示しているブロック線図である。

40

【発明を実施するための形態】

【0032】

詳細な説明

概して、本開示は、組織を処置(例えば、密封および解剖)するための超音波外科手術システムを提供する。超音波外科手術システムは、共振周波数を自動的にトラッキングするために、電気回路モデルに従う超音波機械的運動発生器を利用する。特に、超音波外科手術システムは、プロセッサーによって実施されるべき任意のコンピューターによる演算を必要とすることなく、その共振周波数を自動的にトラッキングする。超音波外科手術システムは、超音波変換器を含み、この超音波変換器は、バンドパスフィルター発振器ア

50

キテクチャーに基づいている。組織処置は、コンパレーターによって適切な機械的共振周波数で駆動される超音波変換器の機械的作用によって達成される。

【0033】

パルス幅変調（P W M）振幅制御が、エンドエフェクターの機械的運動を調節するためには、および組織を処置するための異なるレベルの電力を提供するために用いられる。さらに、比例 - 積分（P I）コントローラーが、負荷における変化に対する迅速な過渡的応答を得るために、および安定した外科手術を維持するために含まれる。

【0034】

超音波外科手術システムは、超音波変換器の機械的超音波運動を制御するために、2つの制御ループを含む。第1のループは、平均電力を制御するための振幅制御ループであり、平均電力は、長手方向モード変位を調節するために超音波変換器に送達され、第1のループは、閉ループフィードバック制御を含む。D C電力の振幅は、超音波変換器の長手方向モード変位の量に比例している。第2のループは、D C入力からA C信号を発生させ、バンドパスフィルター発振器に基づく超音波変換器の共振周波数を自動的にトラッキングする。第1および第2の制御ループを使用することによって、超音波外科手術システムは、本開示の実施形態に従って組織を処置するために十分な共振周波数において、調節された機械的超音波運動を提供する。

【0035】

次に、図面を参照すると、本開示の超音波外科手術システムが、最初に図1A～図1Bから始まって、詳細に記載され、図1A～図1Bは、組織を処置するための超音波外科手術システム100を例示している。超音波外科手術システム100は、電源110と、ハウジング130と、超音波変換器150と、エンドエフェクター190とを含む。電源110は、D C電力を超音波変換器150に提供する。局面において、電源110は、D C電力を直接提供する電池であり得る。さらなる局面において、電源110は、超音波外科手術システム100が、任意のケーブルに妨害されることなく、携帯して運ばれ得るように、ハウジング130の中に挿入可能であり得るか、またはハウジング130の中に組み込まれ得る。さらに別の局面において、電源110は、電源110が特定の量の時間にわたり、再使用可能であり得るように、充電可能であり得る。

【0036】

別の局面において、電源110は、交流（A C）電源に接続され得、A C電力をD C電力に逆変換し得る。A C電源は、比較的低い周波数（例えば、60ヘルツ（H z））のものであり得、一方で、超音波外科手術システム100は、より高い周波数の電力（例えば、55.5キロヘルツ（k H z））を必要とする。従って、電源110は、超音波変換器150が機械的超音波運動を発生させることをもたらすために適した周波数を有するA C電力にD C電力が逆変換され得るように、低周波数A C電力をD C電力に変換し得る。

【0037】

図1Aおよび図1Bを引き続き参照すると、ハウジング130は、ハンドル部分131とカバー133とを含む。ハンドル部分131は、電源110が挿入される場合に電源110を収容する区画132と、電源ドア134とを含み、この電源ドア134は、開放される場合に、電源110が区画132の中に挿入されることを可能にする。局面において、電源ドア134は、区画132の内部と外部との間に防水密封を作り出し得る。ハンドル部分131は、トリガー136をさらに含む。電源110は、トリガー136が絞られる場合、超音波変換器150に電気的に接続され、その結果、超音波変換器150は、電力を供給されて、機械的超音波運動を発生させる。トリガー136が解放される場合、電源は、超音波変換器150と電気的に接続解除される。

【0038】

カバー133は、超音波変換器150を覆うことによって、保護を提供する。超音波変換器150は、発生器アセンブリ152と変換器アセンブリ154とを含む。発生器アセンブリ152は、1対の接点158を介して変換器アセンブリ154と電気的に接続されている。発生器アセンブリ152は、電源110からD C電力を受け取り、超音波周波数

10

20

30

40

50

を有する A C 信号を発生させる。発生器 152 アセンブリは、外科手術に基づいて、異なる周波数を有する信号を発生させることが可能であり得る。例えば、発生器アセンブリ 152 は、約 40 kHz ~ 約 60 kHz の周波数を有する A C 信号を発生させる。

#### 【 0 0 3 9 】

変換器アセンブリ 154 は、変換器本体 156 と変換器取り付けポート 160 とを含む。変換器本体 156 は、発生器アセンブリ 152 によって発生させられる A C 信号を受け取り、発生させられた A C 信号の振幅および周波数に基づいて機械的超音波運動を発生させる。変換器本体 156 は、発生させられた A C 信号を機械的超音波運動に変換する圧電性材料を含む。変換器本体 156 は、インダクターとキャパシタとを有する電気発振器モデルに基づき得、それは、充電と放電との間で振動する。変換器本体 156 についてのこの発振器モデルは、さらに詳細に下に記載される。

10

#### 【 0 0 4 0 】

カバー 133 は、スピンドル 170 も含み、このスピンドル 170 は、ユーザーがスピンドル 170 を容易に回転させ得るように、刻み目を有して形成されている。スピンドル 170 が時計回りに回転させられる場合、エンドエフェクター 190 は、ハウジングに取り付けられ、変換器取り付けポート 160 を介して超音波変換器 150 に機械的に接続され、その結果、エンドエフェクター 190 は、組織を処置するために、機械的超音波運動を伝える。局面において、スピンドル 170 は、エンドエフェクター 190 が任意の適切な角度で組織を密封および / または解剖することを提供し得るように、エンドエフェクター 190 を回転させ得る。

20

#### 【 0 0 4 1 】

エンドエフェクター 190 は、導波管 192 および 194 と、頸部材 196 とを含む。エンドエフェクター 190 は、変換器取り付けポート 160 を介して変換器本体 156 と機械的に接続されている。トリガー 136 が作動させられる（例えば、それが絞られるか、または引かれる）場合、1 対の接点 158 は、発生器アセンブリ 152 と変換器本体 156 との間を電気的に接続し、その結果、発生器アセンブリ 152 によって発生させられる信号は、変換器本体 156 が長手方向に物理的に振動することをもたらし、それにより、機械的超音波運動を発生させる。局面において、変換器取り付けポート 160 は、係止部分を有し得、エンドエフェクター 190 は、この係止部分の周りで回転することにより、変換器本体 156 と物理的に結合する。この物理的結合を通して、エンドエフェクター 190 は、導波管 192 および 194 を介して変換器本体 156 から組織に機械的超音波運動を伝える。

30

#### 【 0 0 4 2 】

頸部材 196 はまた、旋回アームを有し、この旋回アームは、頸部材 196 と導波管 194 との間の組織を把持するように働くか、または締め付けるように働く。頸部材 196 および導波管 194 が組織を把持し、導波管 194 のみが機械的超音波運動を伝える場合、導波管 194 と頸部材 196 との間の把持されている組織の温度は、機械的運動に起因して増大する。機械的運動の振幅および周波数に従って、把持されている組織は、解剖され得るか、または密封され得る。

#### 【 0 0 4 3 】

40

図 1B は、図 1A のハウジング 130 のハンドル部分 131 から分離している超音波変換器 150 を例示している。1 対のコネクター 158 は、超音波変換器 150 の回転移動が超音波変換器 150 と発生器アセンブリ 152 との間の接続を崩壊させないように、超音波変換器 150 の丸い溝に接続されている。従って、超音波変換器 150 は、ハウジング 130 内で自由に回転することができる。超音波変換器 150 は、外側結合部 162 をさらに含み、この外側結合部 162 は、エンドエフェクター 190 を超音波変換器 150 に対して物理的および / または機械的に係止する。

#### 【 0 0 4 4 】

超音波変換器 150 は、第 1 のコネクター 164 を含み、ハウジング 130 のハンドル部分 131 は、第 2 のコネクター 142 を含む。第 1 のコネクター 164 は、超音波変換

50

器 150 から選択的に取り外し可能であり得、第 2 のコネクター 142 は、ハンドル部分 131 から選択的に取り外し可能であり得る。

【 0045 】

図 2 は、超音波外科手術ペンデバイス 200 を示し、この超音波外科手術ペンデバイス 200 は、図 1A の超音波外科手術システム 100 の別の例示的な実施形態である。超音波外科手術ペンデバイス 200 は、電源 210 と、ハウジング 230 と、超音波変換器 250 と、エンドエフェクター 290 とを含む。電源 210、ハウジング 230、超音波変換器 250、エンドエフェクター 290 についての記載は、図 1A の電源 110、ハウジング 130、超音波変換器 150、およびエンドエフェクター 190 のための記載と同様であり、従って、省略される。

10

【 0046 】

図 3 は、バンドパスフィルター (BPF) 発振器アーキテクチャーを用いる超音波外科手術システム 300 ( 例えは、図 1A および図 2 の超音波外科手術システム 100 または 200 ) を例示しており、この超音波外科手術システム 300 は、プロセス変動および環境的干渉に関わらず、BPF の共振周波数を自動的にトラッキングする。パルス幅変調 ( PWM ) 信号は、さらに詳細に下に記載されるように、機械的超音波運動を調節するために使用される。

【 0047 】

超音波外科手術システムのための超音波外科手術システム 300 は、電源 310 と、振幅コントローラー 320 と、自動共振トラッキングコントローラー 360 とを含む。振幅コントローラー 320 は、コンバーター 330 と、センサー 340 と、コントローラー 350 とを含む。自動共振トラッキングコントローラー 360 は、非共振インバーター 370 と、超音波変換器 380 と、コンパレーター 390 とを含む。

20

【 0048 】

電源 310 は、DC 電力をコンバーター 330 に提供し、このコンバーター 330 は、DC 電力の振幅を変調する。コンバーター 330 は、バックコンバーターまたはステップダウンコンバーターであり得る。センサー 340 は、次に、自動共振トラッキングコントローラー 360 へ通過する電流を感知する。コントローラー 350 は、感知された結果をセンサー 340 から受け取り、コンバーター 330 のデューティサイクルを制御するために、PWM 制御信号を発生させる。

30

【 0049 】

図 4 は、図 3 の振幅コントローラー 320 を例示している回路図を示している。振幅コントローラー 320 は、コンバーター 330 の出力の振幅を制御し、その結果、超音波外科手術システム 300 は、組織を処置するために適した機械的超音波運動を発生させる。振幅コントローラー 320 は、ドライバー 410 と、コンバーター 420 と、センサー 430 と、アナログ - ディジタルコンバーター (ADC) 450 と、加算器 460 と、リフアレンスプロバイダー 470 と、コントローラー 480 と、PWM 発生器 490 とを含む。自動共振トラッキングコントローラー 360 は、並列でのキャパシタおよび負荷として示されており、それは、対象の共振周波数における電気モデルである。

【 0050 】

40

ドライバー 410 は、規則正しい間隔での可変長のパルスを有する PWM 信号を用いて、コンバーター 420 の 2 つの電界効果トランジスター (FET) を駆動する。パルスの幅は、コンバーター 420 の FET をオンにしオフにする。コンバーター 420 は、電源から電力を受け取り、変調された電力を FET を通して出力する。出力電力は、DC の形態でセンサー 430 を通して流れる。センサー 430 は、感知抵抗器を含み、この感知抵抗器は、センサー抵抗器の周りの電圧を低下させる。感知抵抗器の抵抗値は、約 0.02 オーム ( ) であり得る。感知抵抗器を通過する DC は、インダクター 440 も通過するので、インダクター 440 を通過するインダクター電流  $I_L$  は、感知抵抗器を通過する DC を測定することによって決定され得る。

【 0051 】

50

センサー 430 によって感知された電流は、次に、ADC 450 によってサンプリングされる。ADC 450 のディジタルサンプルのビットのサイズは、センサー 430 の測定の正確さのレベルを決定する。実施形態において、ADC 450 が、14 ビットで、感知されたデータをサンプリングする場合、測定された値の最大範囲は、最大 16,384 の部分範囲に分割され得る。

#### 【0052】

概して、グリッチまたはノイズは、グリッチおよびノイズに関連する周波数が ADC 450 のサンプリング周波数よりも高いので、ADC 450 のサンプルに本来的に含まれる。平均化フィルターが、グリッチおよびノイズを低減するために使用され得る。局面において、ADC 450 は、ゼロ次サンプルホールド (ZOH) を含み得る。

10

#### 【0053】

局面において、ADC 450 は、調整器と補償器とを含み得る。ADC 450 は、その大きさが所定の最大（例えば、1 ボルト）以下のデータのみをサンプリングすることができるので、コンバーター 430 の出力データが所定の最大よりも大きい場合、コンバーター 430 の出力データ（例えば、電流または電圧）は、調整され得る。従って、調整器は、出力データの大きさを調整する。ADC 450 が、調整された出力をサンプリングした後、補償器は、出力を調整し、その結果、補償された出力は、オリジナルデータと同じ大きさを有する。

#### 【0054】

加算器 460 は、サンプリングされたデータ（すなわち、DC の測定された値）をリファレンスプロバイダー 470 によって提供される基準値から減算する。加算器 460 は、基準値がサンプリングされたデータよりも大きい場合には正の値を出力し、基準値が測定された値よりも小さい場合には負の値を出力し、基準値が測定された値と等しい場合にはゼロを出力する。

20

#### 【0055】

局面において、リファレンスプロバイダー 470 は、異なる基準値を提供し得る。例えば、リファレンスプロバイダー 470 は、小さい負荷（例えば、50 ）を有する基準値を提供し得、この基準値は、より大きい負荷（例えば、500 ）を有する基準値よりも小さい。この手法において、振幅コントローラー 320 は、負荷に従って、DC の振幅を適切に制御し得る。

30

#### 【0056】

コントローラー 480 は、加算器 460 からの出力を受け取り、PWM 信号のデューティサイクルを制御する。実施形態において、加算器 460 からの出力が正である場合、コントローラー 480 は、増大したデューティサイクルを有する PWM 信号を発生させるように PWM 発生器 490 を制御し、加算器 460 からの出力が負である場合、コントローラー 480 は、減少したデューティサイクルを有する PWM 信号を発生させるように PWM 発生器 490 を制御する。PWM 信号のデューティサイクルは、出力がゼロである場合、変更されることを必要としない。局面において、加算器 460 は、測定された値から基準値を減算し得る。この局面において、加算器 460 の出力の符号は、上の状況から逆にされ、デューティサイクルの増大および減少も逆にされる。

40

#### 【0057】

PWM 発生器 490 は、コントローラー 480 の制御に従って、適切なデューティサイクルを有する PWM 信号を発生させる。発生させられた PWM 信号は、ドライバー 410 によってコンバーター 420 を駆動するために使用される。この手法において、コンバーター 420 の振幅は、リファレンスプロバイダー 470 から出力される基準値と整合するように制御される。

#### 【0058】

実施形態において、コントローラー 480 は、ディジタル領域において実現され得、比例 - 積分 (P I) コントローラーを使用し得る。高 DC 利得が達成されるように、比例利得  $K_p$  および積分利得  $K_i$  が選択され得、静的誤差が、測定された値と基準値との間で低

50

減される。P I コントローラーのループ利得  $G(s)$  は、周波数領域において以下の通り表され得る。

【数3】

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

周波数領域における利得中の積分利得部分に起因して、P I コントローラーは、極を補償するためにゼロを導入し、電力供給源からの変動を減衰させるために、安定性およびDC利得を保証する。

【0059】

2つの負荷についてのP I コントローラーに関するグラフ線図が、図5Aおよび図5Bに例示されている。図5Aは、周波数領域におけるボードプロットを示している。実施形態において、十分な位相マージンを確実にし、100 kHzに設定されているスイッチング周波数に起因する高周波数極を避けるために、比例定数  $K_p$  は、16に設定され得、積分利得  $K_i$  は、100,000に設定され得る。左側におけるボードプロットは、最小50の負荷についてのものであり、右側におけるボードプロットは、最大500の負荷についてのものである。上部の2つのグラフは、ボード利得プロットであり、底部の2つのグラフは、ボード位相プロットである。両方のボードプロットについての水平軸は、対数目盛で周波数を表している。ボード利得プロットについての垂直軸は、デシベル(dB)目盛で大きさを表し、ボード位相プロットについての垂直軸は、位相を表している。

【0060】

図5Aに示されるように、負荷が50である場合、かつ利得が1であるか、または利得のdBがゼロである場合、利得帯域幅積(GBW)は、4.6 kHzであり、これは、スイッチング周波数の20分の1(5 kHzである)よりも低いが、300 Hzよりも高く、修正時間が、18ミリセカンド(ms)未満であることを確実にする。負荷が500である場合、かつ利得のdBがゼロである場合、利得帯域幅積(GBW)は、5 kHzと300 Hzとの範囲内である4 kHzであり、また、修正時間が、18 ms未満であることを確実にする。さらに、最小負荷および最大負荷に関する両方の場合において、システムは、P I コントローラーで安定している。

【0061】

図5Bは、負荷における変化に従う電流の振幅における変化を示している。図5Bの3つ全てのグラフについての水平軸は、時間である。底部のグラフは、50が、開始時に負荷され、負荷が、5 msにおいて50から500に変化し、10 msにおいて500から50に戻るように変化することを示している。中間のグラフは、インダクターを通過する電流の振幅における変化を示しており、このインダクターは、図4のインダクター440であり得る。図3の振幅コントローラー320は、反応し、インダクター電流が基準値に戻るように強制する。従って、インダクター440を通過する電流の振幅における変化は、負荷が負荷されて、変化させられる場合に起きる。上部のグラフは、超音波変換器380を通過する電流の振幅における変化を示している。振幅は、より高い負荷が負荷される場合に低下する。これは、たとえ超音波外科手術システム300が超音波変換器380に対してより大きい出力電圧を強制したとしても、寄生キャパシタが、運動電流出力においてオフセットを作り出すからである。この欠点は、リファレンスプロバイダー470によって提供される基準値を調整することによって補正され得る。実施形態において、ADC450が14ビットサンプルデータを使用し、リファレンスプロバイダー470が、50の負荷で、基準値として5,000を提供する場合、リファレンスプロバイダー470は、自動共振トラッキングコントローラー360を通過する電流における振幅の低下を補償するために、500の負荷で、基準値として7,000を加算器460に提供し得る。

【0062】

図6Aは、自動共振トラッキングコントローラー360を例示しているBPF発振器モ

10

20

30

40

50

デル 600 を示している。BPF 発振器モデル 600 は、BPF 回路 610 と運動感知回路 650 とを含む。超音波変換器 380 についての電気モデルを表している BPF 回路 610 は、キャパシタンス値  $C_m$  を有する運動キャパシタと、抵抗値  $R_m$  を有する運動抵抗器と、インダクタンス値  $L_m$  を有する運動インダクターと、キャパシタンス値  $C_p$  を有する寄生キャパシタとを含む。運動キャパシタおよび運動インダクターは、超音波変換器 380 の機械的運動を表している。すなわち、機械的超音波運動は、BPF 回路 610 において、エネルギーを蓄えて放つものとして作られている。BPF 回路 610 の共振周波数において、運動抵抗器は、超音波外科手術システム 100 のエンドエフェクター 190、または機械的負荷を表している。抵抗値  $R_m$  は、50 ~ 500 の範囲に及び得る。キャパシタおよびそのキャパシタンス値、インダクターおよびそのインダクタンス値、ならびに抵抗器およびその抵抗値は、混乱がない場合、以下に交換可能に使用され得、例えは、運動抵抗器  $R_m$  および抵抗値  $R_m$  は、交換可能に使用され得る。

## 【0063】

BPF 回路 610 のインピーダンスは、周波数領域において計算され得る。寄生キャパシタは、運動キャパシタ、運動抵抗器、および運動インダクターと並列である。周波数領域における寄生キャパシタのインピーダンス

## 【数 4】

$$Z_{C_p} = \frac{1}{sC_p}$$

は、以下の通りである。

## 【数 5】

$$Z_{C_m} = \frac{1}{sC_m}$$

周波数領域において、運動キャパシタのインピーダンス

## 【数 6】

$$Z_{R_m} = R_m$$

、運動抵抗器のインピーダンス

## 【数 7】

$$Z_{L_m} = sL_m$$

、運動インダクターのインピーダンス

## 【数 8】

$$Z_{C_m} = \frac{1}{sC_m}$$

は、それぞれ以下の通りである。

## 【数 9】

$$Z_{R_m} = R_m$$

および

## 【数 11】

$$Z_{L_m} = sL_m$$

運動キャパシタ、運動抵抗器、および運動インダクターは、直列で接続されているので、周波数領域におけるそれらの総インピーダンス  $Z_m$  は、

10

20

30

40

50

## 【数12】

$$Z_m = \frac{1}{sC_m} + R_m + sL_m = \frac{L_m}{s} \left( s^2 + s \frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{L_m C_m} \right)$$

である。

インピーダンス  $Z_m$  は、寄生キャパシタと並列であり、BPF回路610の総インピーダンス  $Z_{Total}$  は、

## 【数13】

$$Z_{Total} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{C_p}} + \frac{1}{Z_m}} = \frac{Z_{C_p} Z_m}{Z_{C_p} + Z_m} = \frac{1}{sC_p} \frac{\frac{L_m}{s} \left( s^2 + s \frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{L_m C_m} \right)}{\frac{L_m}{s} \left( s^2 + s \frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{L_m C_m} \right) + \frac{1}{sC_p}}$$

$$= \frac{1}{sC_p} \frac{\left( s^2 + s \frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{C_m L_m} \right)}{\left( s^2 + s \frac{R_m}{L_m} + \frac{C_m + C_p}{L_m C_m C_p} \right)}$$

10

20

である。

## 【0064】

ここで、共振におけるBPF回路610または超音波変換器380のインピーダンスは、 $Z_{Total}$  である。このBPF回路610において、2つの共振周波数、直列共振周波数  $\omega_0$ , series および並列共振周波数  $\omega_0$ , parallel が存在し、それらは、

## 【数14】

$$\omega_{0,series} = \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad \text{および}$$

$$\omega_{0,parallel} = \sqrt{\frac{C_m + C_p}{L_m C_m C_p}}$$

30

として表される。しかし、直列共振周波数  $\omega_0$ , series のみが、超音波変換器の機械的超音波運動における補正共振周波数として出現する。超音波変換器380の共振周波数は、運動キャパシタのキャパシタンス値  $C_m$  および運動インダクターのインダクタンス値  $L_m$  に依存する。

## 【0065】

40

運動抵抗器を通る、または超音波変換器380を通る運動電流  $I_m$  を測定するために、BPF発振器モデル600は、運動電流  $I_m$  を感知する運動感知回路650を含む。運動感知回路650は、キャパシタンス値  $C_3$  を有するキャパシタを含み、このキャパシタは、抵抗値  $R_3$  を有する抵抗器と直列であり、このキャパシタおよびこの抵抗器は、抵抗値  $R_4$  および  $R_2$  を有する2つの抵抗器と並列である。抵抗値  $R_4$  は、BPF回路610のインピーダンスに対して非常に大きく、その結果、入力電流  $I_{IN}$  のほとんどが、BPF回路610を通り過ぎる。換言すると、抵抗器  $R_4$  は、開回路のようである。従って、BPF発振器モデル600は、抵抗器  $R_4$  を無視し、BPF回路610を、寄生キャパシタ  $C_p$  と、他の受動素子  $L_m$ 、  $R_m$ 、 および  $C_m$  を表しているインピーダンスブロック  $Z$  との並列の組み合わせとして単純化することによって、図6Bのように単純化され得る。

50

## 【0066】

運動感知電圧  $V_{MFB}$  は、運動電流  $I_m$  に関連している。運動感知電圧  $V_{MFB}$  と運動電流  $I_m$  との間の関係は、

## 【数15】

$$V_{MFB} = I_1 R_3 - I_2 R_2 = K \cdot I_m$$

である。従って、この関係は、運動感知電圧  $V_{MFB}$  が、Kの利得によって、運動電流  $I_m$  に比例していることを示している。利得 K は、周波数領域において以下の通り表され得る。

## 【数16】

10

$$K = \frac{\left[ Z \left( R_3 - \frac{C_p R_2}{C_3} \right) \right] - \frac{R_2}{s C_3}}{\frac{1}{s C_3} + R_3}$$

## 【0067】

運動感知電圧  $V_{MFB}$  と運動電流  $I_m$  との間の関係はまた、運動感知回路 650 が、運動電流  $I_m$  を直接測定することを示している。しかし、この運動感知回路 650 は、周波数依存性であり、負荷 Z の関数である。受動素子  $R_2$ 、 $R_3$ 、および  $C_3$  の選択は、広範囲な周波数にわたる Z における変動、異なる負荷条件、および寄生並列キャパシタ  $C_p$  に基づき得る。利得 K の方程式の分子において認められ得るように、運動感知回路 650 を負荷非依存性回路にし、測定された信号におけるその作用を完全に無効にするために、 $R_3$  は、

20

## 【数17】

$$\frac{C_p R_2}{C_3}$$

に整合され得る。この選択は、明らかに負荷非依存性であり、負荷の変動に対して感知信号をよりロバストにし得、広い負荷過渡にわたって良好なトラッキングを確実にする。

30

## 【0068】

図3を参照すると、非共振インバータ-370は、変調されたDC電力をコンバータ-330から受け取り、超音波変換器380の共振周波数を有するAC電力に逆変換する。非共振インバータ-370は、コンパレーター-390からの出力信号によって駆動される。非共振インバータ-370は、任意の適切なトポロジー（例えば、H-ブリッジ（例えば、フルブリッジ）、半ブリッジなど）を含み得る。

## 【0069】

局面において、コンパレーター-390からの出力信号は、コントローラ-350によってデジタル方式で発生させられ得る。この実施形態において、コントローラ-350は、コンバータ-330を駆動するためのD PWM信号を発生させるだけではなく、非共振インバータ-370のために、50%デューティサイクルを有する共振信号も発生させる。それにもかかわらず、コントローラ-350は、自動共振トラッキングコントローラ-360を制御しない場合がある。コントローラ-350は、コンパレーター-390からの出力をただ受け取り、コンパレーター-390の出力に従って共振信号を発生させ、発生させられた共振信号を非共振インバータ-370に提供する。

40

## 【0070】

局面において、コントローラ-350は、プログラマブルゲートアレイ（PGA）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGA）、特定用途向け集積回路（ASIC）、または複合プログラマブル論理デバイス（CPLD）を用いて実現され得る。このリストは、例を提供しており、当業者が認識するような他の技術およびデバイスをさらに含み

50

得る。

【0071】

非共振インバーター370は、超音波変換器380の共振周波数をトラッキングすることによって、DC電力をAC信号に逆変換し、その周波数は、非共振インバーター370のスイッチング周波数から独立している。

【0072】

局面において、変圧器は、変圧器が、逆変換されたAC電力の振幅を増大または減少させ得るように、非共振インバーター370と超音波変換器380との間に電気的に結合され得る。

【0073】

超音波変換器380は、第1の周波数を有するAC電力を受け取り、機械的超音波運動を発生させる。第1の周波数が、超音波変換器380の共振周波数と整合しない場合、図6Aおよび図6Bに記載されるように、コンパレーター390は、運動電流 $I_m$ を受け取り、超音波変換器380の共振周波数を自動的にトラッキングする。

【0074】

特に、超音波変換器380を通過する運動電流 $I_m$ は、その共振周波数からの第1の周波数の偏差に基づいて揺らぐ。換言すると、第1の周波数が共振周波数と整合しない場合、運動電流 $I_m$ は、ゼロから上昇または下降する。従って、運動電流 $I_m$ は、超音波変換器380の共振周波数の情報を有する。

【0075】

コンパレーター390は、超音波変換器380の共振周波数情報を有する出力信号を発生させるために、運動電流 $I_m$ を増幅させる。例として、図7は、図3のコンパレーター390の回路図を示している。コンパレーター390は、増幅器710を含み、この増幅器710は、第1および第2の入力ポートと、出力ポートとを有する。2つの入力ポートの各々は、電圧を増幅器710に提供し、この増幅器710は、一方の電圧から他方の電圧を減算し、差異を増幅する。

【0076】

電圧源720は、第1および第2の入力ポートを介して、電圧を増幅器710に提供する。コンパレーター390は、4つの抵抗器730a～dを含む。抵抗器の第1の対730aと730bとは、直列で接続され、抵抗器の第2の対730cと730dとは、直列で接続されているが、抵抗器の第1の対と抵抗器の第2の対とは、並列で接続されている。電圧源720は、抵抗器730aおよび730cに接続され、抵抗器730bおよび730dは、接地に接続されている。第1の入力ポートは、2つの抵抗器730aと730bとの間の接続点に接続され、第2の入力ポートは、2つの抵抗器730cと730dとの間の接続点に接続されている。

【0077】

この例において、4つの抵抗器730a～730dの抵抗値は、互いに同じである。従って、外部回路からの入力がない場合、第1の入力ポートおよび第2の入力ポートは、同じ電圧を提供され、それは、分圧則に従って、電圧源720が提供する電圧の半分である。従って、増幅器の出力、またはコンパレーター390の出力は、ゼロAC運動信号電流である。特に、アイドル状態中、静的出力は、非共振インバーター370の片側をオンにし、一定のDC出力をもたらす。従って、電力は、負荷に送達されない。

【0078】

抵抗器730aと730bとの間の接続点はまた、キャパシタ740に接続され、このキャパシタ740は、超音波変換器380から運動電流 $I_m$ を受け取り、第2の入力ポートはまた、キャパシタ750に接続され、このキャパシタ750は、接地に接続されている。キャパシタ740は、運動電流 $I_m$ のDC成分が増幅器710に提供されることを防止する。次に、運動電流 $I_m$ が揺らぐ場合、第1の入力ポートへの入力はまた、それに応じて揺らぎ、増幅器710は、揺らぎに起因する第1および第2の入力ポートからの入力間の差異を増幅する。この手法において、運動電流 $I_m$ に含まれる共振周波数情報は、コ

10

20

30

40

50

ンパレーター 390 の出力に増幅され、コンパレーター 390 の出力に含まれる。

【0079】

コンパレーター 390 は、電圧源 720 と、増幅器 710 の出力ポートとの間に接続されているフィードバック抵抗器 760 と、別の抵抗器 770 とをさらに含み、この別の抵抗器 770 は、増幅器 710 の出力ポートに接続されている。コントローラー 350 への電流の流れを制限するために、高抵抗値（例えば、1 k ）を有する抵抗器 770 は、コンパレーター 390 とコントローラー 350 との間に設置され得る。

【0080】

実施形態において、増幅器 710 は、無限利得を有し得、その結果、アナログ信号（すなわち、運動電流  $I_m$ ）は、非共振インバーター 370 を直接駆動し得るデジタル信号に変換され得る。次に、非共振インバーター 370 は、超音波変換器 380 の共振周波数を有する AC を発生させ、次にそれは、超音波変換器 380 の共振周波数を有する機械的超音波運動を発生させることになる。しかし、実際には、コンパレーター 390 は、図 6 A に記載されるような運動抵抗器の抵抗値  $R_m$  よりも高いものであり得る限定的だが非常に高い利得、または機械的抵抗を有し、デジタル信号と同様の信号を出力する。コントローラー 350 は、次に、この信号を受け取り、非共振インバーター 370 を駆動するために、共振周波数情報を有する PWM 信号を発生させる。

【0081】

図 8 は、図 3 の超音波変換器 380 およびコンパレーター 390 の閉ループフィードバックシステム 800 を例示しているブロック線図を示している。閉ループフィードバックシステム 800において、BPF 810 は、超音波変換器 380 を表し、電圧リミッター 820 は、図 3 のコンパレーター 390 を表している。ここで、BPF 810 および電圧リミッター 820 は、超音波変換器 380 およびコンパレーター 390 が閉ループフィードバックシステムを形成しているように、閉ループフィードバックシステム 800 を形成している。閉ループフィードバックシステム 800 において安定な振動を有するために、以下の基準が満たされるべきである。

【数18】

$$|\beta \cdot A| = 1 \text{ および}$$

$$\angle \beta \cdot A = 2n\pi$$

式中、  $\beta$  は、電圧リミッター 820 の利得であり、  $A$  は、 BPF 伝達関数  $H_{BP}(s)$  であり、  $n$  は、ゼロ以上の整数である。上の基準は、バルクハウゼン安定基準と呼ばれる。

【0082】

BPF 伝達関数  $H_{BP}(s)$  は、以下の通り表される。

【数19】

$$H_{BP}(s) = \frac{sK_1}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

式中、  $K_1$  は、 BPF 810 の分子係数であり、  $\omega_0$  は、 BPF 810 の中心周波数であり、  $Q$  は、 BPF 810 の Q ファクタである。次に、閉ループフィードバックシステム 800 の伝達関数  $H_{CL}(s)$  は、

10

20

30

40

## 【数20】

$$H_{CL}(s) = \frac{H_{BP}(s)}{1 - \beta \cdot H_{BP}(s)} = \frac{H_{BP}(s)}{1 - LG(s)} = \frac{\frac{sK_1}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}}{1 - \frac{s\beta \cdot K_1}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}} = \frac{sK_1}{s^2 - s\left(\beta \cdot K_1 - \frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2}$$

であり、式中、 $\beta$ は、電圧リミッター820の利得であり、 $LG(s)$ は、閉ループシステム800のループ利得である。

## 【0083】

バルクハウゼン安定基準に基づいて、ループ利得 $LG(s)$ は、閉ループフィードバックシステムの伝達関数 $H_{CL}(s)$ の分母をゼロにするものでなければならず、それは、閉ループフィードバックシステム800の大きさを無限にし、振動を確実にする。実用的に、超音波変換器は、共振周波数のシフトをもたらし得る環境変動（例えば、負荷または温度の変化）を受ける。しかし、振動中心周波数は、厳密に共振周波数に位置し、それは、閉ループフィードバックシステム800が超音波変換器の共振周波数を自動的にトラッキングすることを保証する。この特徴の複雑さは、伝達関数 $H_{CL}(s)$ の分母に示されるような通常の2次系と同じくらい単純である。

## 【0084】

局面において、電圧リミッター820の利得 $\beta$ は、持続振動についてのバルクハウゼン安定基準を満たすために、共振周波数におけるBPF810のピークの大きさの値を表している

## 【数21】

$$\frac{\omega_0}{K_1 \cdot Q}$$

の最小値よりも大きいものでなければならず、図6Aおよび図6Bの記載に基づいた、運動抵抗器の抵抗値 $R_m$ よりも大きいものでなければならない。利得 $\beta$ が

## 【数22】

$$\frac{\omega_0}{K_1 \cdot Q}$$

よりも小さい場合、出力信号振幅は、振動を持続するためには不十分であり、最終的に静的状態に落ち着く。

## 【0085】

他の改変および変更が、特定の動作要件および環境に合うようになされ得るが、本開示が、本明細書中に記載される例示的な例に限定されないこと、および本開示の趣旨または範囲から外れない様々な他の変更および改変を含み得ることが当業者によって理解されるべきである。

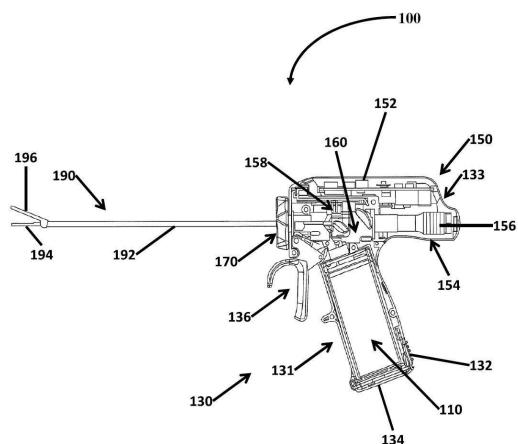
10

20

30

40

【図1A】



【図1B】

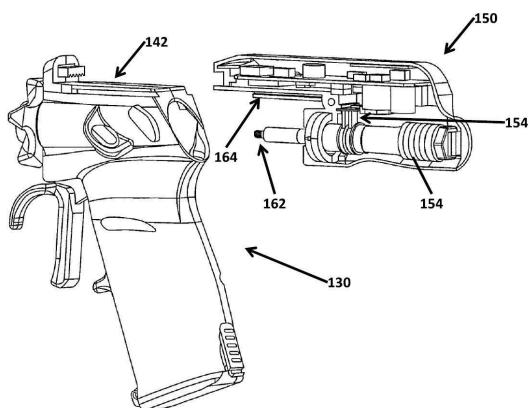
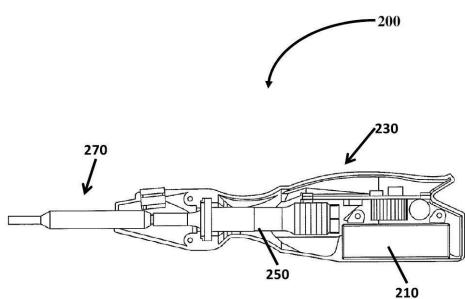


FIG. 1B

FIG. 1A

【図2】



【図3】

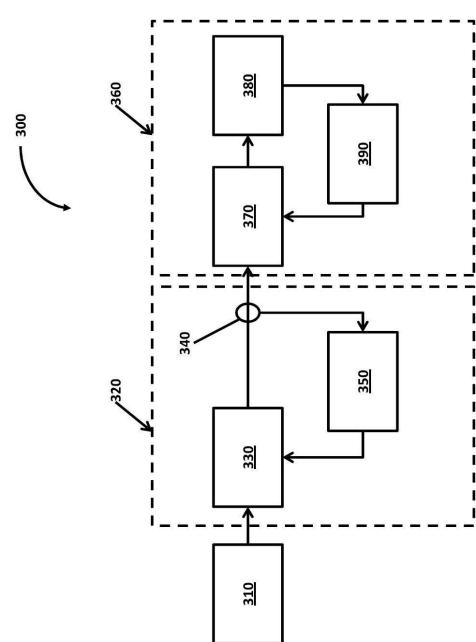


FIG. 2

FIG. 3

【図4】

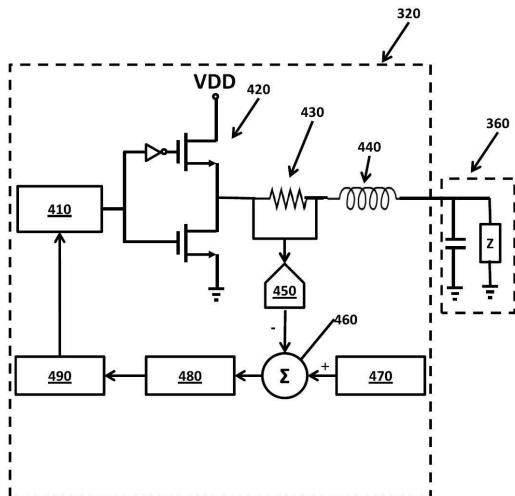


FIG. 4

【図5A】

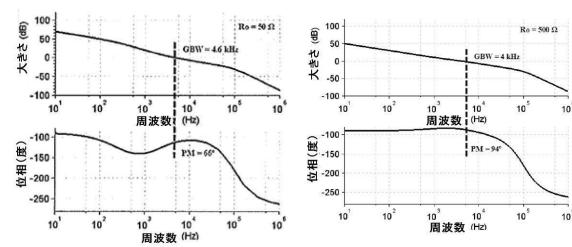


FIG. 5A

【図5B】

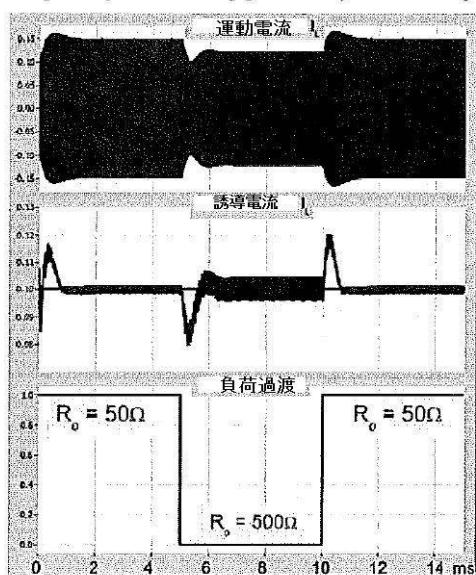


FIG. 5B

【図6A】

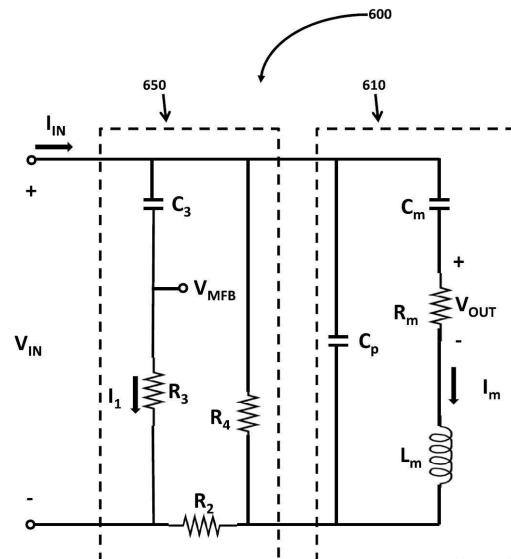
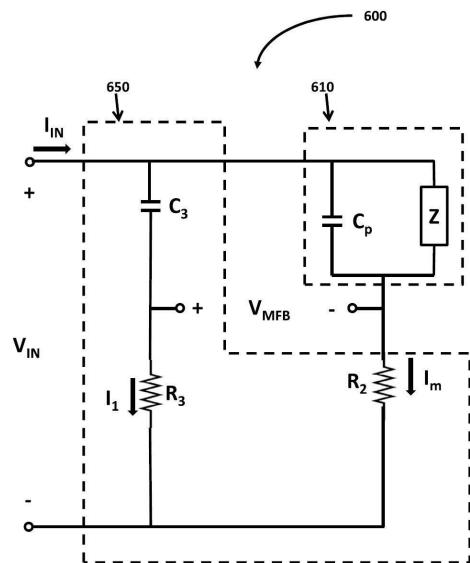


FIG. 6A

【図 6B】



【図 7】

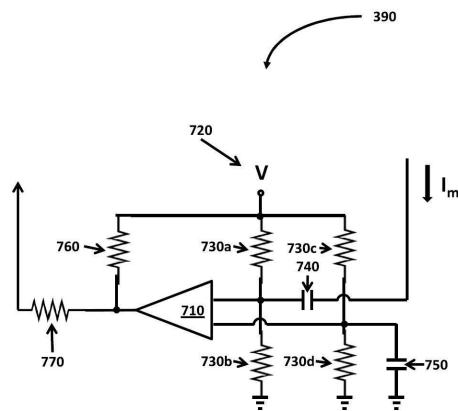


FIG. 7

FIG. 6B

【図 8】

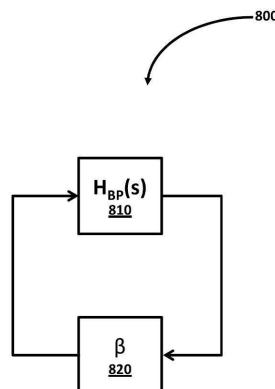


FIG. 8

---

フロントページの続き

(72)発明者 エイドリアン アイ . コリ - メンチ  
アメリカ合衆国 テキサス 77840 , カレッジ ステーション , ブレントウッド ドライ  
ブ イー 406

(72)発明者 ジェイムズ エー . ギルバート  
アメリカ合衆国 コロラド 80305 , ボルダー , アルビオン ロード 1275

(72)発明者 ダニエル エー . フリードリヒス  
アメリカ合衆国 コロラド 80012 , オーロラ , エス . フレイザー サークル 155

(72)発明者 キース ダブリュー . マラング  
アメリカ合衆国 コロラド 80503 , ロングモント , リトル レイブン トレイル 89  
20

(72)発明者 エドガー サンチェス - シネンシオ  
アメリカ合衆国 テキサス 77845 , カレッジ ステーション , ソフィア レーン 31  
1

審査官 坂東 博司

(56)参考文献 特開平08-117687 (JP, A)  
特開2013-255798 (JP, A)  
特表昭63-500850 (JP, A)  
特表2002-514958 (JP, A)  
国際公開第87/001276 (WO, A1)  
米国特許出願公開第2013/0331874 (US, A1)  
特開平7-181204 (JP, A)  
特開平5-346441 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H02M 7/48  
A61B 18/00  
H02N 2/12