

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6366059号  
(P6366059)

(45) 発行日 平成30年8月1日(2018.8.1)

(24) 登録日 平成30年7月13日(2018.7.13)

(51) Int. Cl. F I  
 H O 2 J 50/12 (2016.01) H O 2 J 50/12  
 H O 1 F 38/14 (2006.01) H O 1 F 38/14

請求項の数 8 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2014-146119 (P2014-146119)	(73) 特許権者	000125370
(22) 出願日	平成26年7月16日 (2014.7.16)		学校法人東京理科大学
(65) 公開番号	特開2016-25677 (P2016-25677A)		東京都新宿区神楽坂一丁目3番地
(43) 公開日	平成28年2月8日 (2016.2.8)	(74) 代理人	100079049
審査請求日	平成29年7月12日 (2017.7.12)		弁理士 中島 淳
		(74) 代理人	100084995
			弁理士 加藤 和詳
		(74) 代理人	100099025
			弁理士 福田 浩志
		(72) 発明者	柴 建次
			東京都新宿区神楽坂一丁目3番地 学校法人東京理科大学内
		審査官	永井 啓司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力伝送装置および電気装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

環状のコアと、  
 前記コアに巻回された第1のコイルと、  
 巻回部分の内側を前記コアが貫通し且つ前記コアとの間に間隙を有して環状に巻回された第2のコイルと、  
 前記第1のコイルまたは前記第2のコイルに接続されたキャパシタと、を含み、  
 前記第2のコイルを、前記第1のコイルとの間の電磁誘導に寄与する第1のインダクタンス、前記第1のコイルとの間の電磁誘導に寄与しない第2のインダクタンスおよび前記第2のコイルの巻線抵抗を直列接続した等価回路で表したとき、前記キャパシタのキャパシタンスは、前記第2のインダクタンスを打ち消す値に設定されており、  
前記第2のコイルの巻回部分の内側に前記コアを貫通させない空心状態で測定した前記第2のコイルのインダクタンスを、前記第2のインダクタンスとして適用して前記キャパシタのキャパシタンスの値が設定された

電力伝送装置。

【請求項2】

前記キャパシタは、前記第2のコイルに接続され、前記第2のインダクタンスとともに共振回路を形成する

請求項1に記載の電力伝送装置。

【請求項3】

前記第 2 のインダクタンスを  $l_2$ 、電磁誘導により前記第 1 のコイルから前記第 2 のコイルに伝送される交流電力の周波数を  $f$  とした場合において、前記キャパシタのキャパシタンス  $C$  は、

$$C = 1 / 4 \pi^2 l_2 f^2 \text{ に相当する値に設定されている}$$

請求項 2 に記載の電力伝送装置。

【請求項 4】

前記キャパシタは、前記第 1 のコイルに接続され、前記第 2 のインダクタンスとともに共振回路を形成する

請求項 1 に記載の電力伝送装置。

【請求項 5】

前記第 2 のインダクタンスを  $l_2$ 、電磁誘導により前記第 1 のコイルから前記第 2 のコイルに伝送される交流電力の周波数を  $f$ 、前記第 1 のコイルの巻数  $n_1$  と前記第 2 のコイルの巻数  $n_2$  との比  $n_1 / n_2$  を  $a$  とした場合において、前記キャパシタのキャパシタンス  $C$  は、

$$C = 1 / 4 \pi^2 a^2 l_2 f^2 \text{ に相当する値に設定されている}$$

請求項 4 に記載の電力伝送装置。

【請求項 6】

請求項 1 から請求項 5 のいずれか 1 項に記載の電力伝送装置と、

前記第 2 のコイルから出力される電力が供給される負荷と、

を含む電気装置。

【請求項 7】

入力された直流電力を交流電力に変換し、前記第 1 のコイルに供給する第 1 の電力変換部と、

前記第 2 のコイルから出力される交流電力を直流電力に変換し、前記負荷に供給する第 2 の電力変換部と、

を更に含む請求項 6 に記載の電気装置。

【請求項 8】

前記第 2 のコイルおよび前記負荷が生体の内部に配置され、

前記第 1 のコイルが前記生体の外部に配置された

請求項 6 または請求項 7 に記載の電気装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電磁誘導によって 2 つのコイル間で電力伝送を行う電力伝送装置および電力伝送装置を備えた電気装置に関する。

【背景技術】

【0002】

完全埋込型人工心臓へ駆動用エネルギーを供給する方法の一つに経皮伝送がある。経皮伝送は、体外および体内に配置した一組のコイル（経皮トランス）を用いて、非侵襲でエネルギー伝送を行うものである。経皮伝送によれば、電線が皮膚を貫くことで起きる感染症のリスクを回避することができ、QOL（Quality of Life）などの点において優れている。

【0003】

特許文献 1 には、2 次側における電圧および電流に関する信号を非接触の電磁結合コイルを用いて 1 次側に送信し、1 次側ユニットでは 2 次側から送られてきた信号を受信して、1 次側のインバータの駆動周波数を可変させる非接触電力伝送装置が記載されている。特許文献 1 には、この非接触電力伝送装置において、軽負荷時や無負荷時において駆動周波数を高い方に移動させ、結合トランスの 1 次側コイルの電流を減少させて二次側の出力電圧及び電流を安定化制御する手段を設けることにより、一次側の無効な消費電力を減少

10

20

30

40

50

させることが記載されている。

【0004】

特許文献2には、体内埋込み可能な駆動部と、電源部と、電源部に接続される1次コイル、および、駆動部に接続される2次コイルを有し、電磁誘導により電力を伝送する電力伝送部と、を備える医療装置が記載されている。この医療装置において、電源部は、1次コイルに流れる電流を検知する電流検知部と、電流検知部の検知結果を、予め求められた、1次コイルに流れる電流および2次コイルに発生する電圧との関係データに適用した結果に基づいて、電源が出力する電圧を制御する電圧制御部と、を備える。

【0005】

特許文献3には、負荷に電力を供給するために供給側電流および供給側電圧を発生する電力供給部と、電力供給部からの電力を入力する1次コイルと、1次コイルと磁気的に結合されるとともに1次コイルに対する位置が移動可能である、負荷に電力を供給する2次コイルと、1次コイルに接続された第一の共振用コンデンサと2次コイルに接続された第二の共振用コンデンサと、を備えた非接触電力供給システムが記載されている。この非接触電力供給システムにおいて、電力供給部は、供給側電流を検知する電流検知部と、負荷に供給される負荷側電圧を所定の目標値とするための供給側電流の値を、電流検知部の検知結果に基づいて演算する演算部と、演算部の演算結果に応じて供給側電圧を制御する電圧制御部と、を備える。

【0006】

特許文献4には、1次側から電力を無接点で2次側の負荷に伝送するためのトランスを有する無接点電力伝送装置が記載されている。この無接点電力伝送装置は、直流電源からの直流電力を交流電力に変換してトランスの1次側コイルに供給する給電手段と、外部から設定される駆動周波数で信号を発振し、給電手段に供給する発振手段と、1次側コイルからGNDに流れる1次電流を検出する電流検出手段と、電流検出手段により検出された1次電流を基に、2次側の負荷の値を推定し、該負荷の値に適応した駆動周波数を決定し、該駆動周波数を発振手段に設定する制御手段と、を有する。制御手段は、発振手段に設定し得る駆動周波数毎に予め求めた1次電流と負荷の値との間の特性、および予め求めた負荷の値と該負荷の値に適応する駆動周波数との間の特性を保持し、これらの特性を参照して、発振手段に設定する駆動周波数を決定する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】2006-74848号公報

【特許文献2】2005-329226号公報

【特許文献3】2006-217731号公報

【特許文献4】2004-248365号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

特許文献1に記載の非接触電力伝送装置によれば、2次側における電圧および電流に関する信号は、電磁結合コイルを用いて1次側に送信される。すなわち、特許文献1に記載の非接触電力伝送装置によれば、2次側から1次側へのフィードバック通信が必要となり、この通信が一瞬でも途絶えると制御不能となるおそれがある。

【0009】

特許文献2-4に記載の装置は、1次側の電流の大きさに応じて電源電圧または周波数を制御するので、2次側から1次側へのフィードバック通信は不要となる。しかしながら、1次側の電流のみに基づく制御では、例えば、負荷の変動に加えて1次コイルと2次コイルとの結合状態の変動等が生じた場合には制御不能となり、負荷に供給される電圧(出力電圧)が大きく変動してしまうおそれがある。すなわち、特許文献2-4に記載の装置では、想定された状況とは異なる状況において、負荷変動が生じると、出力電圧が大きく

10

20

30

40

50

変動してしまうおそれがある。例えば負荷が人工心臓である場合において、人工心臓に供給される電圧が大きく変動すると、人工心臓は正常に動作できなくなるおそれがある。また、1次側の電流のみに基づく制御では、一次側の電流の変化が小さい場合には、制御が困難になるおそれがある。更に、一次側の電流に高周波ノイズ等が混入した場合には、このノイズが誤動作を引き起こし、制御が困難となるおそれがある。

【0010】

本発明は、1つの側面として、負荷変動に伴う出力電圧の変動を安定的に抑制することができる電力伝送装置および電気装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明に係る電力伝送装置は、環状のコアと、前記コアに巻回された第1のコイルと、巻回部分の内側を前記コアが貫通し且つ前記コアとの間に間隙を有して環状に巻回された第2のコイルと、前記第1のコイルまたは前記第2のコイルに接続されたキャパシタと、を含み、前記第2のコイルは、前記第1のコイルとの間の電磁誘導に寄与する第1のインダクタンス、前記第1のコイルとの間の電磁誘導に寄与しない第2のインダクタンスおよび前記第2のコイルの巻線抵抗を直列接続した等価回路で表したとき、前記キャパシタのキャパシタンスは、前記第2のインダクタンスを打ち消す値に設定されている。前記キャパシタのキャパシタンスの値は、前記第2のコイルの巻回部分の内側に前記コアを貫通させない空心状態で測定した前記第2のコイルのインダクタンスを、前記第2のインダクタンスとして適用して設定されている。

10

20

【0012】

本発明に係る電力伝送装置において、前記キャパシタが、前記第2のコイルに接続され、前記第2のインダクタンスとともに共振回路を形成してもよい。

【0013】

本発明に係る電力伝送装置において、前記第2のインダクタンスを $l_2$ 、電磁誘導により前記第1のコイルから前記第2のコイルに伝送される交流電力の周波数を $f$ とした場合において、前記キャパシタのキャパシタンス $C$ は、 $C = 1 / 4 l_2^2 f^2$ に相当する値に設定されていてもよい。

【0014】

本発明に係る電力伝送装置において、前記キャパシタは、前記第1のコイルに接続され、前記第2のインダクタンスとともに共振回路を形成してもよい。

【0015】

本発明に係る電力伝送装置において、前記第2のインダクタンスを $l_2$ 、電磁誘導により前記第1のコイルから前記第2のコイルに伝送される交流電力の周波数を $f$ 、前記第1のコイルの巻数 $n_1$ と前記第2のコイルの巻数 $n_2$ との比 $n_1 / n_2$ を $a$ とした場合において、前記キャパシタのキャパシタンス $C$ は、 $C = 1 / 4 a^2 l_2^2 f^2$ に相当する値に設定されていてもよい。

【0017】

本発明に係る電気装置は、上記の電力伝送装置と、前記第2のコイルから出力される電力が供給される負荷と、を含む。

【0018】

本発明に係る電気装置は、入力された直流電力を交流電力に変換し、前記第1のコイルに供給する第1の電力変換部と、前記第2のコイルから出力される交流電力を直流電力に変換し、前記負荷に供給する第2の電力変換部と、を更に含んでいてもよい。

【0019】

本発明に係る電気装置において、前記第2のコイルおよび前記負荷が生体の内部に配置され、前記第1のコイルが前記生体の外部に配置されていてもよい。

【発明の効果】

【0020】

30

40

50

本発明は、一つの側面として、負荷変動に伴う出力電圧の変動を安定的に抑制することができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0021】

【図1】本発明の実施形態に係る電力伝送装置の外観図である。

【図2】本実施形態に係る電力伝送装置を用いて生体内に埋め込まれた負荷に電力を供給する場合の使用方法の一例を示す図である。

【図3】本発明の実施形態に係る電力伝送装置の等価回路図である

【図4】本発明の実施形態に係る電気装置の構成を示すブロック図である。

【図5】比較例に係る電気装置の構成を示すブロック図である。

10

【図6】実験1の結果を示すグラフである。

【図7】実験2における負荷の構成を示す図である。

【図8】実験2における負荷の状態設定を示す表である。

【図9】実験2の結果を示すグラフである。

【図10】実験3の結果を示すグラフである。

【図11】実験3の結果を示すグラフである。

【図12】本発明の第2の実施形態に係る電力伝送装置の等価回路図である。

【図13】本発明の第2の実施形態に係る電気装置の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0022】

20

以下、本発明の実施形態の一例を図面を参照しつつ説明する。なお、各図面において同一または等価な構成要素および部分には同一の参照符号を付与している。

【0023】

[第1の実施形態]

図1は、本発明の第1の実施形態に係る電力伝送装置10の外観図である。電力伝送装置10は、コア50、一次コイル20、二次コイル30およびキャパシタ40を含んで構成されている。電力伝送装置10は、一次コイル20に入力される交流電力を、電磁誘導によって二次コイル30に伝送する装置である。

【0024】

コア50は、円環状の磁性体によって構成されている。一次コイル20は、巻回部分がコア50の表面に密着するように略均等な間隔でコア50に巻回されている。二次コイル30は、円環状に巻回され、巻回部分の内側にコア50が貫通するように配置されている。二次コイル30は、コア50との間に間隙を有して巻回されている。キャパシタ40は、二次コイル30に直列に接続されている。コア50、一次コイル20および二次コイル30によりトランスが構成され、一次コイル20に入力された交流電力は、電磁誘導によって二次コイル30に伝送される。

30

【0025】

なお、コア50は、予め半分に切断されており、使用時において切断部分はタイバンドで結合される。このようにコア50を分割可能としておくことにより、二次コイル30へのコア50の取り付けが容易となる。ゴミなどの異物がコア50の切断面に付着しなければ、コア50の磁路は完全に閉じており、且つコア50の比透磁率が高いことから、高い相互インダクタンス(磁気結合)を得ることができる。

40

【0026】

図2は、本発明の実施形態に係る電力伝送装置10を経皮トランスとして用いて、生体内に埋め込まれた人工心臓等の負荷に電力を供給する場合の使用方法の一例を示す図である。この場合、二次コイル30は、円弧の半分が皮下に埋め込まれ、残りの半分が皮膚Sに覆われた状態でアーチ状に外側に向けて突き出すように生体内に配置される。一次コイル20が巻回されたコア50が、皮膚Sのアーチ状に突き出した二次コイル30の内側部分の穴を貫通するように配置され、二次コイル30をクランプする。なお、キャパシタ40は、二次コイル30とともに生体内に埋め込まれる。図2に示すように、生体内に埋め

50

込まれた二次コイル 30 のリングの内側部分に、生体外に配置された一次コイル 20 が巻回されたコア 50 を貫通させるタイプの経皮トランスを体外結合型経皮トランスと称する。これに対して、生体の外部および内部に空心型コイルを配置するタイプの経皮トランスを、空心型経皮トランスと称する。体外結合型経皮トランスによれば、空心型経皮トランスと比較して、エネルギー伝送効率が高い、体動等による装着ずれに対するエネルギーの伝送量および伝送効率の変動が小さいという利点がある。

【0027】

図 3 は、電力伝送装置 10 の等価回路図である。なお、図 3 には、電力伝送装置 10 によって電力が供給される負荷 140 も併せて示されている。二次コイル 30 は、一次コイル 20 との間の電磁誘導に寄与するインダクタンス  $L_2$ 、一次コイル 20 との間の電磁誘導に寄与しない漏洩インダクタンス  $l_2$  および二次コイル 30 の巻線抵抗  $r_2$  を直列接続した等価回路として表すことができる。すなわち、インダクタンス  $L_2$  は、一次コイル 20 と磁氣的に結合される部分に対応するインダクタンスであり、一次コイル 20 および二次コイル 30 の双方と鎖交する磁束によって生じるインダクタンスである。一方、漏洩インダクタンス  $l_2$  は、一次コイル 20 と磁氣的に結合されない部分に対応するインダクタンスである。換言すれば、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $l_2$  は、コア 50 を通過せずに空气中に漏れた磁束分のインダクタンスであり、二次コイル 30 に鎖交し、一次コイル 20 には鎖交しない磁束によって生じるインダクタンスである。

10

【0028】

同様に、一次コイル 20 は、二次コイル 30 との間の電磁誘導に寄与するインダクタンス  $L_1$  と、二次コイル 30 との間の電磁誘導に寄与しない漏洩インダクタンス  $l_1$  と、巻線抵抗  $r_1$  と、の直列結合の等価として表すことができる。

20

【0029】

端子 23 および端子 24 は、外部から一次コイル 20 に交流電力を入力するための端子であり、端子 33 および端子 34 は一次コイル 20 から二次コイル 30 へ伝送された交流電力を外部に取り出すための端子である。負荷 140 は、端子 33 および端子 34 に接続され、電力伝送装置 10 から電力の供給を受ける。電力伝送装置 10 の出力インピーダンスが大きい場合には、負荷 140 の変動に伴って電力伝送装置 10 の出力電圧は変動する。すなわち、負荷 140 の変動に伴って出力電流が増加する程、インピーダンス電圧降下が大きくなり、電力伝送装置 10 の出力電圧が低下する。これにより、負荷 140 を正常に駆動できなくなるおそれがある。負荷 140 が例えば人工心臓である場合には、インピーダンス電圧降下を極力小さくして、負荷 140 の消費電力が変動しても負荷 140 に印加される電圧を略一定に保つことが望ましい。

30

【0030】

電力伝送装置 10 において、インピーダンス電圧降下を生じさせる要因は、電磁誘導に寄与しない、一次コイル 20 の漏洩インダクタンス  $l_1$ 、一次コイル 20 の巻線抵抗  $r_1$ 、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $l_2$  および二次コイル 30 の巻線抵抗  $r_2$  である。これらの要因のうち、伝送される交流電力の周波数が高くなる程、漏洩インダクタンスが支配的となる。一次コイル 20 は、コア 50 に密着して略均等な間隔で巻き付けられているため、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $l_2$  と比較して無視可能な程小さい。すなわち、電力伝送装置 10 において、インピーダンス電圧降下を生じさせる主な要因は、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $l_2$  であると考えられる。

40

【0031】

そこで、本実施形態に係る電力伝送装置 10 において、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を打ち消すために補償用のキャパシタ 40 が用いられている。本実施形態に係る電力伝送装置 10 において、キャパシタ 40 は、二次コイル 30 に直列に接続されている。

【0032】

二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を、二次コイル 30 に直列接続されたキャパシタ 40 によって打ち消すためには、漏洩インダクタンス  $l_2$  に対応するインダクタ 35

50

とキャパシタ 40 とで共振回路を形成すればよい。すなわち、キャパシタ 40 のキャパシタンス C を、下記の (1) 式に基づいて設定することで、上記の共振回路を形成することが可能である。

$$C = 1 / 4 \pi^2 L_2 f^2 \dots (1)$$

ただし、f は一次コイル 20 から二次コイル 30 に伝送される交流電力の周波数である。

【0033】

キャパシタ 40 は、漏洩インダクタンス  $L_2$  に対応するインダクタ 35 とともに共振回路を形成することにより、漏洩インダクタンス  $L_2$  を打ち消し、漏洩インダクタンス  $L_2$  によるインピーダンス電圧降下を抑制する。なお、漏洩インダクタンス  $L_2$  を打ち消す効果が最大となるように、(1) 式によって得られたキャパシタンス C の値を、実測等に基づいて調整してもよい。

10

【0034】

二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $L_2$  は、コア 50 を通過せずに空気中に漏れた磁束分のインダクタとして考えることができる。二次コイル 30 の内側部分のうち、コア 50 が貫通する部分の面積は、全体の 1/10 程度である。従って、コア 50 が貫通する部分の面積を空気に置き換えて計算した二次コイル 30 のインダクタンスを、二次コイルの漏洩インダクタンス  $L_2$  として近似しても大きな誤差はないものと考えられる。従って、二次コイル 30 の内側部分にコア 50 を貫通させない空心状態で LCR メータ等によって測定した二次コイル 30 のインダクタンスの値を、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $L_2$  の値として適用することが可能である。

20

【0035】

また、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $L_2$  を実測によらず下記の (2) 式から導出することも可能である。

$$L_2 = K \mu_0 n_2^2 r^2 / t \quad [H] \dots (2)$$

ただし、K は長岡係数、 $\mu_0$  は真空の透磁率、 $n_2$  は二次コイル 30 の巻数、r は二次コイルの半径、t は二次コイル 30 の厚さである。

【0036】

図 4 は、電力伝送装置 10 を含んで構成された、本発明の実施形態に係る電気装置 100 のブロック図である。図 4 において、電力伝送装置 10 を、生体内に配置された負荷に生体外から電力を供給する体外結合型経皮トランスとして用いる場合が例示されている。電気装置 100 は、電力伝送装置 10 以外の構成要素として、生体外に配置される直流電源 110 およびインバータ 120 と、生体内に配置される整流平滑回路 130 および負荷 140 を含む。

30

【0037】

直流電源 110 は、直流電力を生成する電源であり、例えば、バッテリーや直流安定化電源等によって構成される。インバータ 120 は、直流電源 110 から供給される直流電力を交流電力に変換する。電力伝送装置 10 の一次コイル 20 は、インバータ 120 に接続され、インバータ 120 から供給される交流電力を電磁誘導によって二次コイル 30 に伝送する。

【0038】

電力伝送装置 10 の二次コイル 30 は、一次コイル 20 から伝送された電力を、後段の整流平滑回路 130 に供給する。キャパシタ 40 は、二次コイル 30 に直列接続され、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $L_2$  とともに共振回路を形成する。キャパシタ 40 は、漏洩インダクタンス  $L_2$  を打ち消すように作用し、漏洩インダクタンス  $L_2$  によるインピーダンス電圧降下を抑制する。本実施形態において、キャパシタ 40 は、二次コイル 30 と整流平滑回路 130 との間に設けられている。整流平滑回路 130 は、二次コイル 30 から供給された交流電力を直流電力に変換し、後段の負荷 140 に供給する。負荷 140 は、整流平滑回路 130 から供給された直流電力によって駆動される。負荷 140 は、例えば人工心臓であってもよい。

40

【0039】

50

なお、一次コイル 20 は、本発明における第 1 のコイルに対応し、二次コイル 30 は、本発明における第 2 のコイルに対応する。コア 50 は、本発明におけるコアに対応する。負荷 140 は、本発明における負荷に対応する。インバータ 120 は、本発明における第 1 の電力変換部に対応し、整流平滑回路 130 は、本発明における第 2 の電力変換部に対応する。

#### 【0040】

本発明の実施形態に係る電気装置 100 において、負荷 140 の状態を変化させた場合における、整流平滑回路 130 の出力電圧（すなわち、負荷 140 に供給される電圧）の変化を観測する実験（下記の実験 1、実験 2 および実験 3）を行った。

#### 【0041】

（キャパシタンス C の設定）

キャパシタ 40 のキャパシタンス C の値を導出するために、二次コイル 30 をコア 50 から分離して空心状態とし、空心状態の二次コイル 30 のインダクタンスを、LCRメータ（アジレントテクノロジー社製、4285A）によって測定した。測定によって得られたインダクタンスの値を、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $L_2$  の値として適用し、（1）式に基づいて、キャパシタ 40 のキャパシタンス C の値を導出した。なお、一次コイル 20 から二次コイル 30 に伝送される交流電力の周波数  $f$  は、一例として 309 kHz とした。LCRメータによって測定された空心状態の二次コイル 30 のインダクタンスは、7.5  $\mu$ H であった。従って、（1）式より導出されるキャパシタ 40 のキャパシタンス C の値は、35.3 nF である。

#### 【0042】

（実験の準備）

本発明の実施形態に係る電気装置 100 に加え、図 5 に示す構成の電気装置 200 を比較例として準備した。なお、図 5 において、本発明の実施形態に係る電気装置 100 と同一の構成要素については同一の参照符号を付与し、重複する説明は省略する。また、本発明の実施形態に係る電気装置 100 に関し、図 4 では、二次コイル 30、キャパシタ 40、整流平滑回路 130 および負荷 140 を、生体内に配置する場合を例示しているが、以下に説明する各実験は、電気装置 100 の各構成要素を全て生体外に配置して行った。比較例に係る電気装置 200 についても同様である。

#### 【0043】

比較例に係る電気装置 200 は、二次コイル 30 の漏洩インダクタンス  $L_2$  を打ち消すためのキャパシタを有しない点において、本発明の実施形態に係る電気装置 100 と異なる。本発明の実施形態に係る電気装置 100 においては、補償用のキャパシタ 40 として、一例として、メタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサを用いた。ここでは、市販品の中から、（1）式に基づいて導出された 35.3 nF に最も近い 36 nF のものを用いた。

#### 【0044】

本発明の実施形態に係る電気装置 100 と、比較例に係る電気装置 200 とのそれぞれにおいて、負荷 140 として用いた抵抗素子の抵抗値を 38.4 とし、整流平滑回路 130 の出力電圧が 24 V となるように直流電源 110 の出力電圧を調節した。次に、本発明の実施形態に係る電気装置 100 については、キャパシタ 40 のキャパシタンス C の値を最適化するために、負荷 140 として用いた抵抗素子の抵抗値を 28.8 および 115.2 とした場合のそれぞれについて、キャパシタンス C の値を 1 nF ずつ増加させ、整流平滑回路 130 の出力電圧の変化を調べた。すなわち、負荷抵抗を 28.8 および 115.2 とした場合のそれぞれについて、整流平滑回路 130 の出力電圧が 24 V に近くなるキャパシタンス C の値を探索した。その結果、キャパシタンス C の値を 41.1 nF としたときに、整流平滑回路 130 の出力電圧が 24 V に最も近くなり、インピーダンス電圧降下を最小化（すなわち、キャパシタ 40 による補償効果を最大化）できた。以下に示す実験 1～実験 3 においては、いずれも本発明の実施形態に係る電気装置 100 におけるキャパシタ 40 のキャパシタンス C の値を 41.1 nF とした。



## 【0045】

## (実験1)

本発明の実施形態に係る電気装置100と比較例に係る電気装置200とのそれぞれにおいて、負荷140として用いた抵抗素子(金属皮膜抵抗)の抵抗値を19.2(消費電力30Wを想定)から115.2(消費電力5Wを想定)まで変化させたときの、整流平滑回路130の出力電圧の変動を観測した。より具体的には、負荷抵抗の抵抗値を38.4(消費電力15Wを想定)としたときの整流平滑回路130の出力電圧が24Vとなるように直流電源110の出力電圧を調節し、この状態を基準状態とし、基準状態から負荷抵抗の抵抗値を増減したときの整流平滑回路130の出力電圧の変動の様子を観測した。

10

## 【0046】

図6は、実験1の結果を示すグラフである。図6において、横軸は負荷140として用いた抵抗素子の抵抗値を示し、縦軸は整流平滑回路130の出力電圧を示す。また、図6において、実線は、本発明の実施形態に係る電気装置100に対応し、破線は比較例に係る電気装置200に対応する。図6に示すように、補償用のキャパシタを有しない比較例に係る電気装置200においては、負荷140の抵抗値を115.2とすると、整流平滑回路130の出力電圧は、基準状態である24Vから27.28Vにまで上昇した。負荷140の抵抗値を28.8とすると、整流平滑回路130の出力電圧は、基準状態である24Vから約22Vにまで低下した。負荷140の抵抗値を19.2および23.04としたとき、インバータ120の動作が停止し、出力が得られなかった。このように、比較例に係る電気装置200においては、負荷抵抗の変動に伴って整流平滑回路130の出力電圧が大きく変動した。これは、比較例に係る電気装置200の出力インピーダンスが大きいためであると考えられる。

20

## 【0047】

一方、補償用のキャパシタ40を有する本発明の実施形態に係る電気装置100においては、負荷140の抵抗値を19.2から115.2まで変化させても、整流平滑回路130の出力電圧は、22.6V~24.9Vの範囲であり、安定した出力が得られた。このように、本発明の実施形態に係る電気装置100によれば、負荷抵抗の変動に伴う出力電圧の変動を、比較例に係る電気装置200よりも小さくすることができた。これは、本発明の実施形態に係る電気装置100においては、漏洩インダクタンス $L_2$ とともに共振回路を形成するキャパシタ40を付加したことにより、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ が打ち消され、出力インピーダンスが小さくなったためであると考えられる。

30

## 【0048】

## (実験2)

本発明の実施形態に係る電気装置100と比較例に係る電気装置200とのそれぞれにおいて、負荷140としてモータを用い、このモータの負荷(消費電力)を変化させたときの整流平滑回路130の出力電圧の変動を観測した。

## 【0049】

図7に、実験2における負荷140の構成を示す。負荷140としてブラシレスDCモータ141(日本電産サーボ社製 FH6S20-D3)を用いた。また、ブラシレスDCモータ141に負荷をかけるために、ブラシレスDCモータ141の出力軸にブラシ付きの負荷用のDCモータ142(日本電産サーボ社製、DEM60)を接続した。

40

## 【0050】

ブラシレスDCモータ141は、回転数を500rpmから2500rpmまで変化させることができ、回転数の上昇に伴って消費電力も増加する。本実験では、負荷140(ブラシレスDCモータ141)の消費電力を更に増加させるために、負荷用のDCモータ142の出力端子を開放状態とした場合に加え、負荷用のDCモータ142の出力端子に抵抗素子(41.6、22.6、15.0)を接続した場合の出力電圧の変動も観測した。負荷用のDCモータ142の出力端子に抵抗素子を接続することで、ブラシレス

50

DCモータ141の負荷トルクを増加させた状態を模擬することでき、ブラシレスDCモータ141の消費電力を更に増加させることができる。

#### 【0051】

図8は、本実験における負荷140の状態設定を示す表である。状態設定1～7において、負荷用のDCモータ142の出力端子を開放状態とし、ブラシレスDCモータ141の回転数を変化させた。状態設定8～10において、ブラシレスDCモータ141の回転数を最大値である2500rpmとし、負荷用のDCモータ142の出力端子に接続する抵抗素子の抵抗値を変化させた。状態設定の番号が大きくなるに従って、負荷140（ブラシレスDCモータ141）の消費電力が大きくなるように状態設定を行った。状態設定4において、整流平滑回路130の出力電圧が24Vとなるように直流電源110の出力電圧を調節し、この状態を基準状態とし、基準状態から負荷140（ブラシレスDCモータ141）の消費電力を増減させたときの整流平滑回路130の出力電圧の変動の様子を観測した。

10

#### 【0052】

図9は、実験2の結果を示すグラフである。図9において、横軸は負荷140（ブラシレスDCモータ141）の消費電力を示し、縦軸は整流平滑回路130の出力電圧を示す。また、図9において、実線は、本発明の実施形態に係る電気装置100に対応し、破線は比較例に係る電気装置200に対応する。図9に示すように、補償用のキャパシタを有しない比較例に係る電気装置200においては、ブラシレスDCモータ141の消費電力の変動に伴って整流平滑回路130の出力電圧が19.7Vから24.7Vまで変動した。一方、補償用のキャパシタ40を有する本発明の実施形態に係る電気装置100においては、ブラシレスDCモータ141の消費電力の変動に伴う整流平滑回路130の出力電圧の変動範囲は、23.0V～24.4Vであった。本発明の実施形態に係る電気装置100においては、軽負荷時（状態設定1～3）および高負荷時（状態設定7～10）のいずれにおいても、整流平滑回路130の出力電圧の変動幅が、比較例に係る電気装置200よりも小さいことが確認された。これは、本発明の実施形態に係る電気装置100においては、漏洩インダクタンス $L_2$ とともに共振回路を形成するキャパシタ40を付加したことにより、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ が打ち消され、出力インピーダンスが小さくなったためであると考えられる。

20

#### 【0053】

（実験3）

本発明の実施形態に係る電気装置100と比較例に係る電気装置200とのそれぞれにおいて、上記の実験2と同様、負荷140としてブラシレスDCモータ141および負荷用のDCモータ142を用いた。実験3では、ブラシレスDCモータ141の回転数および負荷トルクを周期的に変化させたときの整流平滑回路130の出力電圧の変動を観測した。

30

#### 【0054】

本実験では、設定1として、ブラシレスDCモータ141の回転数を、1秒間で1190rpmから2380rpmまで三角波状（直線的）に変化させたときの整流平滑回路130の出力電圧の変動を観測した。また、本実験では、設定2として、抵抗値が0.3および1.2MΩである2つの抵抗素子を、負荷用のDCモータ142の出力端子に1秒周期で交互に接続したときの整流平滑回路130の出力電圧の変動を観測した。負荷用のDCモータ142の出力端子に接続する抵抗素子の抵抗値を変化させることで、ブラシレスDCモータ141の負荷トルクを変化させた状態を模擬することができる。

40

#### 【0055】

図10は、実験3の設定1（ブラシレスDCモータ141の回転数を周期的に変化させた場合）における結果を示すグラフである。図10において、横軸は時間を示し、縦軸は整流平滑回路130の出力電圧を示す。図10に示すように、補償用のキャパシタを有しない比較例に係る電気装置200においては、ブラシレスDCモータ141の回転数の変動に伴って、整流平滑回路130の出力電圧が21.3Vから25.0Vまで変化した。

50

一方、補償用のキャパシタ40を有する本発明の実施形態に係る電気装置100においては、ブラシレスDCモータ141の回転数の変動に伴う整流平滑回路130の出力電圧の変動範囲は、23.0V~24.2Vであった。このように、本実施形態に係る電気装置100においては、ブラシレスDCモータ141の回転数の変動に伴う整流平滑回路130の出力電圧の変動幅が、比較例に係る電気装置200よりも小さいことが確認された。これは、本実施形態に係る電気装置100においては、漏洩インダクタンス $L_2$ とともに共振回路を形成するキャパシタ40を付加したことにより、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ が打ち消され、出力インピーダンスが小さくなったためであると考えられる。

#### 【0056】

図11は、実験3の設定2(ブラシレスDCモータ141の負荷トルクを周期的に変化させた場合)における結果を示すグラフである。図11において、横軸は時間を示し、縦軸は整流平滑回路130の出力電圧を示す。図11に示すように、補償用のキャパシタを有しない比較例に係る電気装置200においては、ブラシレスDCモータ141の負荷トルクの変動に伴って整流平滑回路130の出力電圧が20.5Vから24.5Vまで変化した。一方、補償用のキャパシタ40を有する本発明の実施形態に係る電気装置100においては、ブラシレスDCモータ141の負荷トルクの変動に伴う整流平滑回路130の出力電圧の変動範囲は22.3V~24.1Vであった。このように、本発明の実施形態に係る電気装置100においては、ブラシレスDCモータ141の負荷トルクの変動に伴う整流平滑回路130の出力電圧の変動幅が、比較例に係る電気装置200よりも小さいことが確認された。これは、本実施形態に係る電気装置100においては、漏洩インダクタンス $L_2$ とともに共振回路を形成するキャパシタ40を付加したことにより、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ が打ち消され、出力インピーダンスが小さくなったためであると考えられる。

#### 【0057】

(考察)

実際の人工心臓は、拍動に伴いモータの負荷トルクが変化するため、上記の実験3における設定2の状況に近いといえる。図11に示すように、本発明の実施形態に係る電気装置100においては、負荷トルクの変動に伴う整流平滑回路130の出力電圧の変動範囲が、人工心臓が正常に動作することが可能な電圧範囲である20V~26Vの範囲に入っている。なお、人工心臓に印加される電圧が、20V未満となると人工心臓は停止し、26Vよりも大きくなると過電圧により人工心臓が故障するおそれがある。

#### 【0058】

以上のように、本発明の実施形態に係る電力伝送装置10および電気装置100において、一次コイル20の環状のコア50が二次コイル30の内側を貫通しているため、一次コイル20と二次コイル30との磁気的な結合状態は殆ど変動しない。すなわち、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ の値も殆ど変動しない。電力伝送装置10は、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ とともに共振回路を形成するキャパシタ40を有する。これにより、インピーダンス電圧降下を生じさせる主な要因である二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ が打ち消される。上記したように、二次コイル30の漏洩インダクタンス $L_2$ は殆ど変動しないので、一定のキャパシタンスの有するキャパシタ40を付加するだけで漏洩インダクタンス $L_2$ を打ち消す効果を安定的に得ることができる。このように、本発明の実施形態に係る電力伝送装置10および電気装置100によれば、インピーダンス電圧降下を生じさせる主な要因が排除されるので、負荷変動に伴う出力電圧の変動を安定的に抑制することができる。

#### 【0059】

また、本発明の実施形態に係る電力伝送装置10および電気装置100によれば、上記の先行技術文献に記載されているような一次電流の検出や二次側から一次側へのフィードバック通信が不要であり、非常に簡単な構成でありながら出力電圧の安定化を図ることが可能となる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 6 0 】

## [ 第 2 の実施形態 ]

図 1 2 は、本発明の第 2 の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 A の等価回路図である。図 1 3 は、電力伝送装置 1 0 A を含んで構成された、本発明の第 2 の実施形態に係る電気装置 1 0 0 A の構成を示すブロック図である。なお、図 1 2 および図 1 3 において、上記した本発明の第 1 の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 ( 図 3 参照 ) および電気装置 1 0 0 ( 図 4 参照 ) と同一または対応する構成要素には同一の参照符号を付与し、重複する説明は省略する。また、図 1 3 において、電力伝送装置 1 0 A を体外結合型経皮トランスとして用いる場合が例示されている。

## 【 0 0 6 1 】

第 2 の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 A は、二次コイル 3 0 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を打ち消すための補償用のキャパシタ 4 0 A が二次コイル 3 0 ではなく、一次コイル 2 0 に接続されている点が第 1 の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 と異なる。すなわち、図 1 3 に示すように、第 2 の実施形態に係る電気装置 1 0 0 A において、補償用のキャパシタ 4 0 A は、インバータ 1 2 0 と一次コイル 2 0 との間に接続されている。

## 【 0 0 6 2 】

二次コイル 3 0 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を一次コイル 2 0 に直列接続されたキャパシタ 4 0 A によって打ち消すためには、二次コイル 3 0 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を、一般的に知られているトランスの一次側換算法を用いて、一次側のインダクタンスの値に換算し、換算によって得られたインダクタンスに対応するインダクタとキャパシタ 4 0 A と

$$C = 1 / 4 \cdot a^2 \cdot l_2 \cdot f^2 \cdot \dots \quad (3)$$

ただし、 $a$  は、一次コイル 2 0 の巻数  $n_1$  と二次コイル 3 0 の巻数  $n_2$  との比 ( $n_1 / n_2$ ) である。一次コイル 2 0 に接続されるキャパシタ 4 0 A のキャパシタンス  $C$  を ( 3 ) 式に基づいて設定することで、第 1 の実施形態の場合と同様に、二次コイル 3 0 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を打ち消すことができ、負荷変動に伴う出力電圧の変動を安定的に抑制することができる。なお、漏洩インダクタンス  $l_2$  を打ち消す効果が最大となるように、実測等に基づいて ( 3 ) 式によって得られたキャパシタンス  $C$  の値を調整してもよい。

## 【 0 0 6 3 】

以上のように、第 2 の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 A および電気装置 1 0 0 A によれば、二次コイル 3 0 の漏洩インダクタンス  $l_2$  を打ち消すためのキャパシタ 4 0 A は、一次コイル 2 0 に接続される。従って、電力伝送装置 1 0 A を体外結合型経皮トランスとして使用する場合には、キャパシタ 4 0 A を生体外に配置することができるので、生体内に埋め込む部品点数を削減することができる。

## 【 0 0 6 4 】

第 1 および第 2 の実施形態では、本発明の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 を、体外結合型経皮トランスとして使用する場合を例示したが、これに限定されるものではない。本発明の実施形態に係る電力伝送装置 1 0 は、電力供給を必要とするあらゆる装置、システム、充電式バッテリー等に電力供給を行う用途に用いることが可能である。

## 【 符号の説明 】

## 【 0 0 6 5 】

- 1 0、1 0 A 電力伝送装置
- 2 0 一次コイル
- 3 0 二次コイル
- 4 0、4 0 A キャパシタ
- 5 0 コア
- 1 0 0、1 0 0 A 電気装置
- 1 1 0 直流電源
- 1 2 0 インバータ

10

20

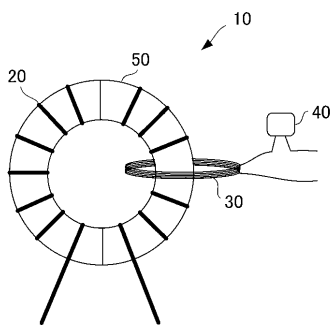
30

40

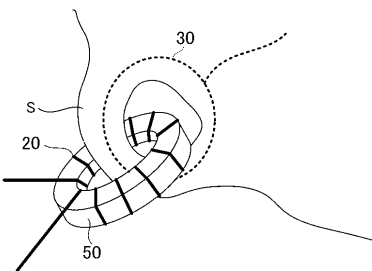
50

- 130 整流平滑回路
- 140 負荷
- $L_2$  インダクタンス
- $l_2$  漏洩インダクタンス
- C キャパシタンス
- $r_2$  巻線抵抗

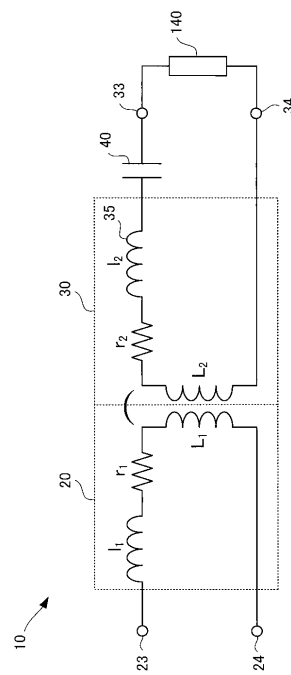
【図1】



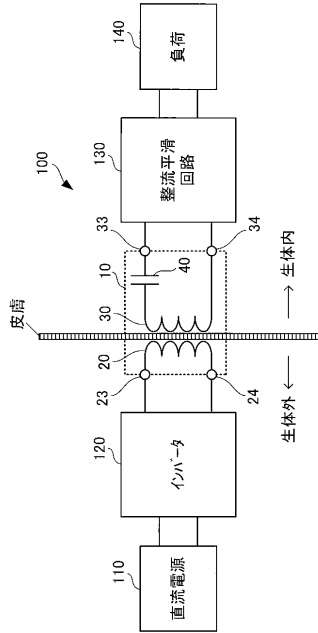
【図2】



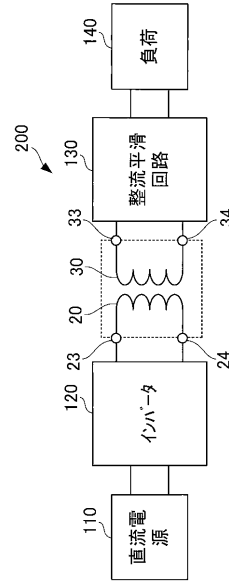
【図3】



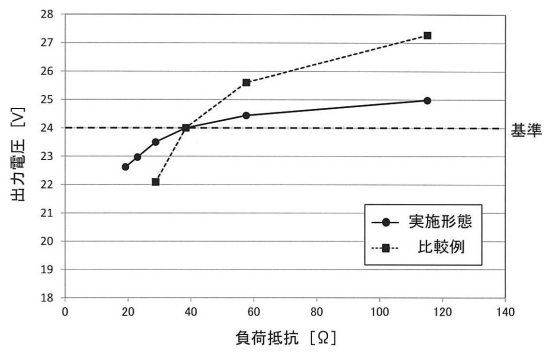
【図4】



【図5】



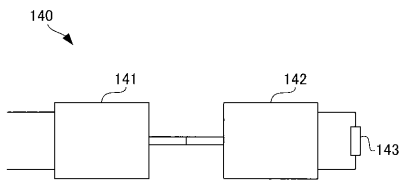
【図6】



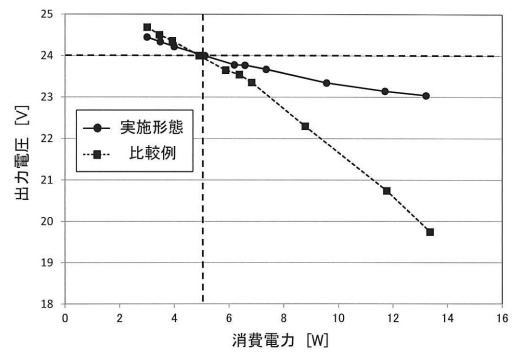
【図8】

状態設定	回転数 [rpm]	負荷用DCモータの出力端子の抵抗値	消費電力 [W]
1	500	∞	3.0
2	750	∞	3.5
3	1000	∞	4.0
4 (基準)	1500	∞	5.1
5	2000	∞	6.2
6	2250	∞	6.6
7	2500	∞	7.3
8	2500	41.6	9.5
9	2500	22.6	11.7
10	2500	15.0	13.2

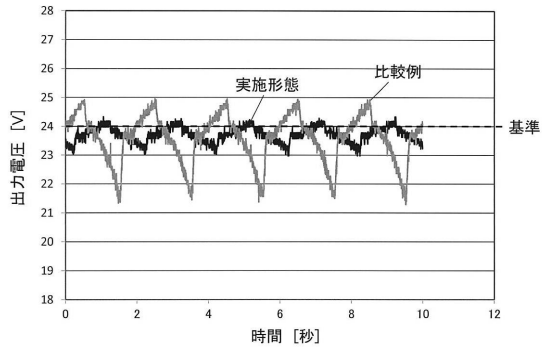
【図7】



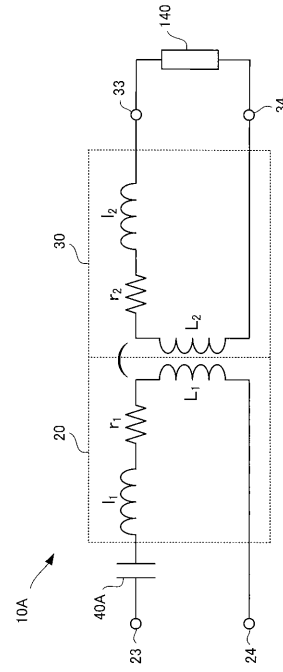
【図9】



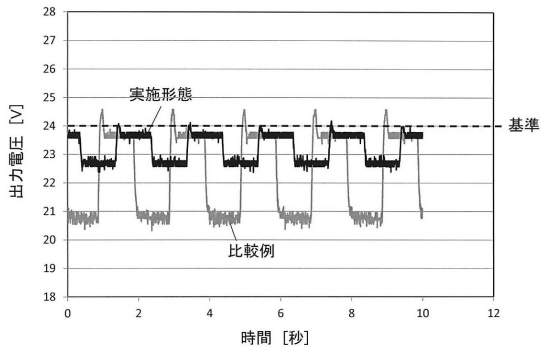
【図10】



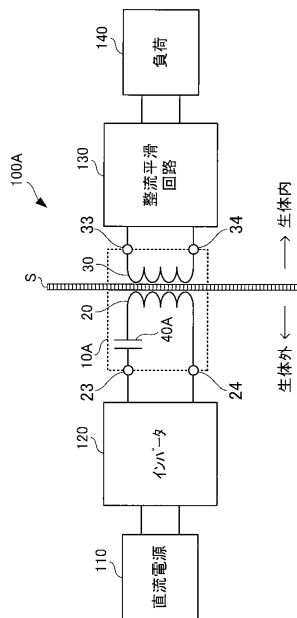
【図12】



【図11】



【図13】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特表平11-506646(JP,A)  
特開2005-329226(JP,A)  
国際公開第2007/029438(WO,A1)  
特開2010-280235(JP,A)  
国際公開第2014/038148(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61N1/00-1/44  
H01F38/14  
38/18  
H02J7/00-7/12  
7/34-7/36  
50/00-50/90  
H02M3/00-3/44