

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6830890号
(P6830890)

(45) 発行日 令和3年2月17日(2021.2.17)

(24) 登録日 令和3年1月29日(2021.1.29)

(51) Int.Cl.

F I

H02J 50/12 (2016.01)

H02J 50/12

請求項の数 10 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2017-523843 (P2017-523843)	(73) 特許権者	503260918
(86) (22) 出願日	平成27年11月4日 (2015.11.4)		アップル インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2017-533692 (P2017-533692A)		Apple Inc.
(43) 公表日	平成29年11月9日 (2017.11.9)		アメリカ合衆国 95014 カリフォル
(86) 国際出願番号	PCT/NZ2015/050183		ニア州 クパチーノ アップル パーク
(87) 国際公開番号	W02016/072865		ウェイ ワン
(87) 国際公開日	平成28年5月12日 (2016.5.12)		One Apple Park Way,
審査請求日	平成30年11月1日 (2018.11.1)		Cupertino, Californ
(31) 優先権主張番号	62/075,878		ia 95014, U. S. A.
(32) 優先日	平成26年11月5日 (2014.11.5)	(74) 代理人	100094569
(33) 優先権主張国・地域又は機関			弁理士 田中 伸一郎
	米国 (US)	(74) 代理人	100103610
(31) 優先権主張番号	62/076,714		弁理士 ▲吉▼田 和彦
(32) 優先日	平成26年11月7日 (2014.11.7)	(74) 代理人	100067013
(33) 優先権主張国・地域又は機関			弁理士 大塚 文昭
	米国 (US)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導電力受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

誘導電力伝達システムの誘導電力受信機であって、
送信機により送信された電力を受信する受信コイルを含む電力ピックアップステージと

、
前記電力ピックアップステージに接続される負荷ステージと、

前記電力ピックアップステージと直列に、独立して制御可能な電圧を提供する様に構成された電力調整ステージであって、前記直列の電圧は、少なくとも第1振幅と前記第1振幅とは異なる第2振幅との間で切り替わる、前記電力調整ステージと、

前記負荷ステージに届けられる前記電力を調整するため、前記電力調整ステージによって提供される独立して制御可能な電圧を制御する様に構成されたコントローラと、
を備えている、誘導電力受信機。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の誘導電力受信機であって、

前記負荷ステージは、前記電力調整ステージ及び前記電力ピックアップステージの組み合わせからの電圧を負荷への DC 電圧に変換する様に構成された電力変換ステージを備えている、誘導電力受信機。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の誘導電力受信機であって、

前記電力変換ステージは、ハーフブリッジ整流器又はフルブリッジ整流器であり、又は

10

20

前記電力調整ステージは、キャパシタと並列なハーフブリッジコンバータである、誘導電力受信機。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の誘導電力受信機であって、

前記コントローラは、前記電力変換ステージのスイッチングデバイスの導通タイミングを動的に制御する様に構成されている、誘導電力受信機。

【請求項 5】

請求項 3 に記載の誘導電力受信機であって、

前記ハーフブリッジコンバータは、前記受信コイルに誘起される A C 電力信号と実質的に同期して切り替えられる、誘導電力受信機。

10

【請求項 6】

請求項 3 に記載の誘導電力受信機であって、

前記直列の電圧は、前記電力ピックアップステージからの電圧又は電流に基づき制御される、誘導電力受信機。

【請求項 7】

請求項 4 に記載の誘導電力受信機であって、

前記電力ピックアップステージは、共鳴同調キャパシタをさらに有し、

前記コントローラは、

前記共鳴同調キャパシタの電圧に基づき前記直列の電圧を制御し、

前記共鳴同調キャパシタの電圧を 2 つ以上の閾値と比較し、前記比較に基づき前記スイッチングデバイスの前記導通タイミングを決定し、

20

前記直列の電圧を変化させるために、前記閾値が調整され、前記負荷に届けられる前記電力を変化させて、又は

位相基準信号に基づき届けられる前記電力を調整する、ように構成される、誘導電力受信機。

【請求項 8】

請求項 1 に記載の誘導電力受信機であって、

前記直列の電圧は、前記送信機の動作周波数と同じ基本周波数で、周期的に変化する、誘導電力受信機。

【請求項 9】

30

請求項 1 に記載の誘導電力受信機であって、誘導電力伝達を使用する充電マットから充電するために、セルラ電話に組み込まれる様に構成される、誘導電力受信機。

【請求項 10】

誘導電力伝達システムの誘導電力受信機を制御する方法であって、

前記誘導電力受信機のピックアップコイルと直列に、独立して制御可能な電圧を生成し、負荷ステージに伝送される電力を調整することと、

前記ピックアップコイルで受信された送信機からの A C 電圧を参照して前記直列の電圧の位相を制御することと、を含む、方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明は、概して、誘導電力伝達システムの負荷に提供される電力を調整することに関する。

【背景技術】

【0002】

I P T 技術は、多くの開発が行われている領域であり、I P T システムは、現在、広範囲のアプリケーションにおいて種々の構成で使用されている。典型的に、1 次側（つまり、誘導電力送信機）は、交番磁界を生成する様に構成された送信コイルを含んでいる。この磁界は、2 次側（つまり、誘導電力受信機）の受信コイルに交流電流を誘起する。受信機のこの誘起電流は、例えば、バッテリーの充電、或いは、携帯デバイスへの電力供給のた

50

め、幾つかの負荷に供給され得る。幾つかの例において、送信コイル又は受信コイルは、共鳴回路を構成するためキャパシタと適切に接続され得る。これは、対応する共鳴周波数において、電力スループット及び効率を増加させることができる。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

本発明は、IPT受信機の負荷に提供される電力を調整する改良された装置及び方法を提供、或いは、少なくとも公衆に役に立つ選択を提供するものである。

【課題を解決するための手段】

【0004】

例示的な実施形態によると、誘導電力伝達システムの誘導電力受信機が提供され、誘導電力受信機は、

送信機により送信された電力を受信する受信コイルを含む電力ピックアップステージと

、前記電力ピックアップステージに接続される負荷ステージと、

前記電力ピックアップステージと直列に等価電圧を提供する様に構成された電力調整ステージであって、前記等価電圧は、少なくとも第1振幅と前記第1振幅とは異なる第2振幅との間で切り替わる、前記電力調整ステージと、

前記負荷ステージに届けられる前記電力を調整するため、前記電力調整ステージを制御する様に構成されたコントローラと、を備えている。

【0005】

他の例示的な実施形態によると、誘導電力伝達システムの誘導電力受信機が提供され、誘導電力受信機は、

受信コイル、キャパシタ及びスイッチを含む電力ピックアップステージと、

電力調整ステージと、

前記電力調整ステージのパラメータを範囲内に維持するため、前記スイッチを制御する様に構成されたコントローラと、を備えている。

【0006】

さらに他の例示的な実施形態によると、誘導電力伝達システムの誘導電力受信機を制御する方法が提供され、方法は、

前記受信機のピックアップコイルと直列に電圧を生成することと、

前記ピックアップコイルで受信された送信機からのAC電力と実質的に適合する様に前記電圧の位相を制御することと、を含む。

【0007】

用語"含む"は、様々な司法権のもと、排他的又は包括的な意味とされることが確認される。この明細書の目的において、特に述べない限り、この用語は、包括的な意味を有することが意図される。つまり、直接参照している列挙された部品は含まれるが、特定されない他の部品又は要素も存在し得ることを意味する。

【0008】

この明細書の総ての従来技術への参照は、その様な従来技術が周知技術の部分を形成していると自認したものではない。

【0009】

出願書類に部分である添付の図面は、本発明の実施形態を示し、上記本発明の一般的な記述及び以下の実施形態の詳細な説明と共に、本発明の原理の説明を提供する。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】一実施形態による誘導電力伝達システムの構成図。

【図2A】2つの実施形態による誘導電力受信機の回路構成図。

【図2B】2つの実施形態による誘導電力受信機の回路構成図。

【図3】基本受信機システムの簡略化したモデル。

10

20

30

40

50

- 【図 4】生成された電圧源を有する受信システムの簡略化したモデル。
- 【図 5】一実施形態による受信機の構成図。
- 【図 6 A】電力受信機の制御構成例を示す図。
- 【図 6 B】電力受信機の制御構成例を示す図。
- 【図 7】図 6 A 及び図 6 B の電力受信機に適用可能な制御構成を示す図。
- 【図 8】図 6 A 及び図 6 B の制御構成の開始シーケンスのフロー図。
- 【図 9】図 7 の制御フローのタイミング図。
- 【図 10 A】電力フローを制御するための電流源を生成する受信機の簡略構成図。
- 【図 10 B】電力フローを制御するための電流源を生成する受信機の簡略構成図。
- 【図 11】他の実施形態による誘導電力受信機の回路構成図。
- 【図 12】制御構成図。
- 【図 13 A】ダイオードピーク検出器回路の回路構成図。
- 【図 13 B】キャパシタ電圧波形を示す図。
- 【図 14 A】レギュレータの切替タイミングを示すタイミング図。
- 【図 14 B】レギュレータの切替タイミングを示すタイミング図。
- 【図 14 C】レギュレータの切替タイミングを示すタイミング図。
- 【図 15 A】簡略化した回路。
- 【図 15 B】図 15 A の回路に関連する電圧グラフ。
- 【図 16 A】電力受信機の別のフィードバック制御構成例を示す図。
- 【図 16 B】電力受信機の別のフィードバック制御構成例を示す図。
- 【図 17】電力フローを制御する位相制御電圧源を構成する受信機の構成図。
- 【図 18 A】図 17 の受信機の波形セット。
- 【図 18 B】図 17 の受信機の波形セット。
- 【図 19】簡略化した受信機のブロック図。
- 【図 20】受信機の位相ベクトルを示す図。
- 【図 21】位相遅延角と出力電力との関係を示すグラフ。
- 【図 22】コントローラの構成図。
- 【発明を実施するための形態】

10

20

【0011】

IPTシステムに関する問題は、負荷に提供される電力量を調整することである。電力が負荷の電力需要に適應するのに十分であることを確実にするため負荷に提供される電力を調整することは役に立ち得る。同様に、非効率とならない様に、負荷に提供される電力が過度にならない様にすることも役に立ち得る。一般的に、IPTシステムの電力制御には送信機側電力制御と受信機側電力制御の2つのアプローチがある。

30

【0012】

送信機側電力制御において、送信機は、典型的には、生成磁界の電力を調整する様に制御される（例えば、送信コイルに供給される電力を調整することにより）。

【0013】

受信機側電力制御において、受信機は、受信コイルから負荷に提供される電力を調整する様に制御される（例えば、調整ステージを含めること、或いは、受信機のチューニングを調整することにより）。

40

【0014】

調整ステージに依存する幾つかの受信機側電力制御システムに関連付けられ得る問題は、その様な調整ステージは、電力を適切に調整できる様に、エネルギー格納部として動作するDCインダクタの様な部品を含む必要がしばしばあり、体積の観点で比較的大きくなり、受信機を、携帯型電子デバイス内に収まり得るサイズに容易に小さくできないことである。

【0015】

IPTシステムで使用される受信機の別の共通する問題は、送信機の動作周波数又は受信機の共鳴周波数の変動（例えば、負荷又は他の回路パラメータの変化による）が、電力

50

伝達の量及び効率に影響することである。

【 0 0 1 6 】

1つのアプローチは、制御電力フローに誘起電圧を加える様に、ピックアップコイルのAC側に電圧を供給する電圧生成機であり得る。しかしながら、生成電圧が、並列3相フルブリッジ回路と1つのキャパシタのみで生成されると、各相電圧は完全に自由に変動できない。単一位相解決策にも適用できない。

【 0 0 1 7 】

図1は、例示的な実施形態による誘導電力伝達(IPT)システム1の構成図である。この図は、IPTシステムの各部の説明のための一般的な表示を意図し、その詳細は、別の図により記述される。この図は、アプリケーションに応じた特定の実施形態のために修正又は補充され得る。IPTシステムは、誘導電力送信機2と誘導電力受信機3とを備えている。

10

【 0 0 1 8 】

送信機2は、適切な電源に接続されるコンバータ4を含む。図1において、電源は、DC電源5aに接続されるDC-DCコンバータ5として示されているが、他の構成も可能である。コンバータは、非共鳴ハーフブリッジコンバータや、プッシュプルコンバータの様な特定のIPTシステムに適用される任意の他のコンバータであり得る。コンバータは、所望の周波数及び振幅の交流電流を出力する様に構成される。コンバータの出力電圧は、コンバータ、DC-DCコンバータ又は両方の組み合わせにより調整され得る。

20

【 0 0 1 9 】

コンバータ4は、送信コイル6に接続される。コンバータは、送信コイル6が適切な周波数及び振幅で時間変動する磁界を生成する様に、送信コイル6に交流電流を供給する。幾つかの構成において、送信コイルは、コンバータの統合部分ともみなされるが、本記述においては明確化のため、それらを個別に参照する。

【 0 0 2 0 】

送信コイル6は、特定のアプリケーションに必要な磁界特性及び送信機の特定のサイズに応じた、任意の適切な構成であり得る。幾つかのIPTシステムにおいて、送信コイルは、共鳴回路を構成するため、キャパシタ(図示せず)に接続され得る。複数の送信コイルがある場合、適切な受信コイルに近接する送信コイルのみを励起する様に、複数の送信コイルは選択的に励起され得る。幾つかのIPTシステムにおいて、2つ以上の受信機に同時に電力供給することができる。IPTシステムにおいて、受信機が負荷に提供される電力を制御する様に構成されている場合(例えば、以下に詳細を記述する実施形態の様に)、複数の送信コイルは、同じコンバータに接続され得る。これは、各送信コイルを個別に制御する必要がないので、送信機を簡略化でできる利点がある。さらに、送信コイルに提供される電力を、結合する受信機の最も高い電力需要に応じたレベルに調整する様に送信機を構成することも可能であり得る。

30

【 0 0 2 1 】

図1は、送信機2内のコントローラ7も示している。コントローラは、送信機の各部に接続できる。コントローラは、送信機の各部から入力を受信し、送信機の各部が動作する様に制御するための出力を生成する。コントローラはメモリを含み得る。コントローラは、IPTシステムの要求に応じて異なる計算タスクを実行する様にプログラムされたプログラマブルロジックコントローラであり得る。

40

【 0 0 2 2 】

受信機3は、電力受信回路8を含み、電力受信回路8は、負荷10に電力を供給する電力調節回路9に適切に接続された1つ以上の受信コイルを有する。電力調整回路は、受信コイルに誘起された電流を負荷に適切な形式に変換する様に構成される。理解されるように、電力受信機3は、電力送信機2からの誘導電力を受信し、電力を負荷に供給する。負荷は、誘導電力受信機が使用されるアプリケーションに応じた適切な負荷であり得る。例えば、負荷は携帯型電気デバイスに電力を供給し、バッテリーの充電を行い得る。負荷の電力需要は変化するかもしれず、よって、負荷に供給される電力を負荷の電力需要に適合さ

50

せることが重要である。特に、電力は、過剰（非効率になる）とならず、電力需要に適合するのに十分でなければならない。よって、電力調節回路は、誘導電力受信機 3 の動作に必要となり得る総ての回路を含む。電力調節回路は、整流器、レギュレータ、平滑化回路及び制御回路を含み得る。

【 0 0 2 3 】

図 2 A は、電力受信機 3 の例示的な実施形態を示している。受信機の電力受信回路 8 は、電力調整回路 1 1 及び共鳴回路 1 2 を含む。共鳴回路 1 2 は、受信コイル 1 3（インダクタコイルとして表示）と共鳴キャパシタ 1 4 とを有する。受信機 3 は、共鳴回路を有さず、電力受信コイルのみを含み得る。負荷 1 0 は、D C 平滑化キャパシタ 1 5 に接続されている。図示する様に、受信機 3 は、通常の典型的な 2 次側電力フロー制御構成の様に整流器の下流側ではなく、整流器（つまり、電力調節回路 9）及びコイルの上流側にレギュレータ（つまり、電力調整回路）を有している。この新規な構成の利点は、以下の説明により明らかになる。

【 0 0 2 4 】

受信機はコントローラ 1 6 も含む。受信機のコントローラは、誘導電力受信機の各部に接続できる。受信機のコントローラは、誘導電力受信機の各部から入力を受信し、各部の動作を制御する出力を生成する様に構成される。受信機のコントローラは、単一ユニット又は個別ユニットとして実現され得る。受信機のコントローラは、誘導電力受信機の要求に応じて異なる計算タスクを実行する様にプログラムされたプログラマブルロジックコントローラ又は同様のコントローラであり得る（詳細は後述する）。受信機のコントローラは、その能力に応じて、誘導電力受信機の様々な側面、例えば、電力フロー（詳細は後述）、チューニング、受信コイルを選択的に有効、及び / 又は、通信といった制御を行う様に構成される。

【 0 0 2 5 】

ここで使用する用語"コイル"は、電流が磁界を生成する電氣的に導通する構造を含み得る。例えば、誘導"コイル"は、3 次元形状、或いは、2 次元平面形状の電氣的に導通するワイヤであり、電氣的に導通する材料は、プリント基板（P C B）技術で複数の P C B "層"に渡る 3 次元形状に形成され、2 つ以上のコネクション、例えば、センタタップドコイルを使用することで 3 つのコネクションを有する他のコイルに似た形状であり得る。用語"コイル"が単数形であるか複数形であるかはこの文脈において制限的ではない。アプリケーションに応じて他の構成も使用され得る。

【 0 0 2 6 】

共鳴回路 1 2 を参照すると、受信コイル 1 3 及び共鳴キャパシタ 1 4 は、直列に接続される（つまり、共鳴回路は直列共鳴である。）。共鳴回路のコイルは、送信機 2 が生成した時間的に変動する磁界から電力を受信し、A C 出力を生成する。受信コイル及び共鳴キャパシタの値は、受信機の共鳴周波数に影響を与え、受信コイル及び共鳴キャパシタは、送信機の動作周波数、或いは、任意の他の適切な周波数で共鳴する様に選択され、例えば、受信機が送信機の周波数から離調すると、受信機でのチューニングにより I P T システムを同調状態にすることができる。他の事柄も受信機の受信コイル及び共鳴キャパシタの種別及びサイズ、例えば、受信機や、当該受信機で使用されるデバイスのサイズや、要求電力に影響を与え得る。

【 0 0 2 7 】

幾つかの実施形態において、受信機の共鳴回路に含まれる追加のインダクタ及び / 又はキャパシタ（図示せず）を含めることが望ましい。簡略化のため、誘導電力受信機 3 は、1 つの受信共鳴回路 1 2 を有するものとして示している。しかしながら、他の実施形態において、複数の受信共鳴回路があり得る。例えば、幾つかの携帯型デバイスにおいて、携帯型デバイスの異なる部分に受信コイルが配置され得る。その様な受信機の共鳴回路は、同じ電力調整回路及び電力調節回路に接続され、或いは、多位相システムを提供するためにインフェーズ又はアウトオブフェーズで駆動される複数のインバータの様な、対応する受信回路にそれぞれが接続され得る。受信機の共鳴回路及び / 又は受信コイルのそれぞれ

を選択的に有効にすることも可能である。

【0028】

共鳴回路12は、電力調節回路9に接続され、電力調節回路9は、共鳴回路12からの共鳴キャパシタ14と、整流構成に接続された2つの（非対称）電流フローデバイス18、19と、を有する。整流構成は、ハーフブリッジとして示されているが、詳細を以下に説明する様にフルブリッジの様な他の構成も可能である。このハーフブリッジ実装は、電力調節回路9が共有されたAC及びDCグラウンドを有する様に接続される。明確化のため、以下の記述において、通常、共鳴回路12と並列である非対称フローデバイス18を"第1"として参照し、通常、負荷と直列である非対称フローデバイス18を"第2"として参照する。

10

【0029】

図2Aにおいて、非対称電流フローデバイスはダイオードである。ダイオードの位置及び方向は、電力調節回路9へのAC入力からDC出力を生成するために整流される位置及び方向である。整流器の非対称電流フローデバイスの総ての例において、例えば、制御スイッチや、任意の適切な非対称電流フローデバイス（ダイオード又は制御スイッチの様な）の組み合わせがダイオードの代わりに使用され得る。制御スイッチは、ダイオードより改良されたパフォーマンスを提供できるが、電流の流れを阻止する必要があるとき、オフにする様に制御されなければならない。使用可能な制御スイッチは、MOSFET、IGBT又はBJTの様な任意の適切なトランジスタを含む。

【0030】

20

電力受信回路8の電力調整回路11は、受信機3の電力を調整する様に構成される、2つの電力制御スイッチ20、21と、制御キャパシタ22と、を有する。明確化のため、以下の記述において、制御スイッチ20を"第1"とし、制御スイッチ21を"第2"とする。第1及び第2電力制御スイッチ20、21は、図示する様にボディダイオードを含むMOSFET、IGBT又はBJTの様なトランジスタであり得る。フルブリッジ構成も適用可能である。電力調整回路11及び誘導電力受信機3の可能なフルブリッジの形態を図2Bに示し、第3電力制御スイッチ23と、第4電力制御スイッチ24と、第3非対象フローデバイス25と、第4非対称フローデバイス26と、を有する。フルブリッジ形態の電力制御スイッチ20、21、23、24の極性及び接続は、標準的なハーフブリッジ回路とは異なる。

30

【0031】

電力制御スイッチ20、21は、コントローラ16により制御される。コントローラ16は、負荷10に供給される電流及び電圧を含むことができる、誘導電力受信機3の各部から入力を受信する様に構成される。コントローラ16には、入力、又は、他の適切な手段により、負荷10の電力要求が提供され得る。コントローラは、負荷10に提供される電力を調整する様に電力制御スイッチ20、21を制御する。

【0032】

上述した様に、誘導電力受信機3が非制御磁界から電力を取り出すことを可能にするため、或いは、2つ以上の誘導電力受信機3が同じ磁界から異なる量の電力を取り出すことを可能にするため、IPTシステムは、2次側調整であることが望まれる。2次側調整を達成する多くの従来の方法の幾つかは非常に簡単であり、幾つかは非常に複雑である。1つの効果的、かつ、簡易なアプローチは、スイッチモードDC-DCコンバータと組み合わされた同期整流器である。このアプローチの欠点は、追加の高電流インダクタ（高負荷のため）を必要とし、バック変換に関連するスイッチング損失が生じることである。2次側調整において、負荷10が必要な最大又は最小電力を生成しながら、誘導電力受信機3での損失を可能な限り低くすることが重要である。電力調節回路9の設計、及び、これを制御するために使用する方法は、整流器の下流側のレギュレータの必要性を低減させ、よって、外部インダクタの必要性を低減させ、これにより、電力損失を最小化し、誘導電力受信機3及びIPTシステム1のコストを低減し得る。

40

【0033】

50

電力フローを制御するために受信コイル 13 と直列に電圧が生成される。電圧源は、(ハーフブリッジ) 電力調整回路 11 により生成される。"ハイレール DC バス電圧"、又は、"直列キャンセレーション電圧"とも参照される制御キャパシタ 22 の電圧は、負荷 10 への出力電圧とは完全に独立して自由に変動できる。このハイレール DC バス電圧は、通常、共鳴回路での反映された送信機電圧 ("オープン回路電圧" 又は V_{oc} としても知られる) に比例して変化する。ハイレール DC バス電圧は、電力制御スイッチ 20、21 に使用するスイッチングデバイスの種別に応じて、零や、負の電圧まで下がり得る。電力調整回路 11 は AC 電圧を生成するので、この AC 電圧の 180 度の位相シフトは、制御キャパシタ 22 の負電圧と等価である。電力調整回路 11 の出力で生成される電圧は、逆極性である必要はない。0 V とハイレール DC バス電圧との間で変化する矩形波であり得る。電力調整回路 11 の電圧出力は、平均すると送信機の動作周波数と同じ基本周波数で周期的に変化する波形であり得る。

10

【0034】

図 3 は、基本的な誘導電力受信機 3 を簡略化したモデルで示し、送信コイル 6 の電圧は、受信コイル 13 と直列の電圧源として、受信コイル 13 に反映され得る。この電圧は、"オープン回路電圧" としても知られ、 V_{oc} 301 と表記される。 V_{oc} 301 は、回路の残りに切り離されるときに、受信コイル 13 に生じる電圧である。この調整しない例で、負荷 10 への出力電圧は、 V_{oc} 301 に比例し、負荷 10 に流れる電流に少し依存する。このため、負荷 10 での出力電圧は、負荷の変化によって変化し、或いは、送信機電力又は周波数の変化によって変化し、一定ではない。

20

【0035】

図 4 は、誘導電力受信機 3 の概念図である。負荷 10 での出力電圧を制御及び調整するために、生成電圧 401 が、AC 側 (整流前) に生成される。この生成電圧 401 の位相及び振幅は、 V_{oc} 301 を完全にキャンセルするため、 V_{oc} 301 を増強するため、或いは、その間、つまり、調整するために調整され得る。 V_{oc} 301 のキャンセルは負荷 10 での最小電力をもたらし、 V_{oc} 301 の増強は負荷 10 での最大電力をもたらす。よって、負荷 10 への出力電圧は、(間接的に) 制御され、固定電圧に調整される。第 2 電圧源は、種々の方法で生成されることができ、このための役に立つアプローチとして、簡易かつ効果的な方法が必要とされる。

【0036】

30

図 5 は、図 2 A 及び図 4 に示す誘導電力受信機 3 の例を示している。電力調整回路 11 の電圧は、負荷 10 への出力電圧とは独立して自由に変動しなければならない。電力調整回路 11 の電圧は、反映された送信機の電圧 V_{oc} 301 に比例し、自由に正 (又は負) の電圧に達しなければならない。ハイレール DC バス電圧は、共鳴回路 12 の右手側 (つまり、整流器 9) の出力電圧 (例えば、およそ 5 V) により、通常、駆動されない。左手側 (つまり、電力調整回路 11) の電圧は、変化が可能であるので、右手側電圧は、例えば、およそ 5 V で固定され得る。左手側のハーフブリッジに適切なスイッチング制御を使用することで、生成電圧の振幅 / 位相を所望の様に制御することができる。

【0037】

誘導電力受信機 3 の構成は、一見すると、直列同調電力受信回路 8 がフルブリッジ制御整流器に直接接続され、整流器のスイッチタイミングが、標準的な同期整流器で使用されている通常タイミングから位相シフトした位相制御整流器システムに似ている。しかしながら、いくつかの基本的な相違点がある。第 1 に、位相制御整流器システムにおいて、整流器の位相は、調整を達成するために変化されるが、本誘導電力受信機 3 においては、2 つのセクション (電力調整回路 11 及び整流器を含み得る電力調節回路 9) は、異なる位相で独立して動作する。これら 2 つのセクションの位相及び電圧の両方は、互いに独立であり、かつ、出力電圧とも独立している。第 2 に、位相制御整流器システムにおいて出力電圧を調整するために使用される電圧は、出力電圧自体であり、本発明の誘導電力受信機 3 の様に、AC 側で使用される追加の独立した電圧は存在しない。よって、本発明の誘導電力受信機 3 は、受信機の AC 部に信号を提供することにより、間接的に負荷 10 への D

40

50

C 出力電圧を制御することができる。

【 0 0 3 8 】

多くの従来の調整アプローチは、中間電圧（出力電圧とは独立して自由に变化する）を生成し、それを直接調整（スイッチモードコンバータ又は簡易 L D O により）して、制御された出力電圧を生成する。本発明の誘導電力受信機 3 も、電力調整回路の内部で、中間電圧を生成するが、中間電圧を、直接使用する必要はない。代わりに、中間電圧を A C 部にフィードバックし、出力電圧を間接的に制御（調整）する。負荷 1 0 への出力電圧を間接的に制御するこの中間電圧は、出力電圧を用いて生成され得る（しかしながら、そのためには追加の損失が生じ、追加の部品が必要となる。）。一方、位相制御整流器システムにおいて、中間電圧は、出力電圧自体であり、完全に制限される。独立制御電圧が、同じ A C 源から生成され、フィードバックされる。この独立制御電圧は、電力制御スイッチのスイッチングに適用する正確な位相又はタイミングの自然な結果として確立され得る。スイッチングのために使用され、電力制御スイッチ 2 0、2 1 を含むハーフブリッジは、同様の機能を達成する他のものに取り換えることができる。

10

【 0 0 3 9 】

一実施形態において、制御システムは、位相ロックループではなく、電流ロックループであり得る。つまり、位相基準信号の様なフィードバック信号は、受信コイル 1 3 のピーク電流である。これは、D C 平滑化キャパシタ 1 5 及び負荷 1 0 の組み合わせへのピーク電流と同じである。D C 平滑化キャパシタ 1 5 へのこのピーク電流は、負荷 1 0 への平均電流に関連する。受信コイル 1 3 のピーク電流の値は、負荷 1 0 への平均電流と、ほぼ線形の関係がある。

20

【 0 0 4 0 】

図 6 A 及び図 6 B は、電力受信機 3 の制御構成例を示し、図 7 は、この制御構成の制御フローを示し、図 8 は、同様の制御構成の開始シーケンスを示し、図 9 は、この開始シーケンスのタイミング図を示している。これら図において、

ステップ 1 ブートストラップ 回路はダイオード整流を介する調整を開始する。これは、無線 R X 回路の開始処理である。

ステップ 2 ダイオード整流 これは、ダイオード整流フェーズであり、ロジック制御サブシステム及びゲートドライバに初期電力を供給する。

ステップ 3 ロジック制御 ダイオード整流が開始すると、電力はロジック制御部に供給される。負荷電流が測定され、低負荷調整でダイオード整流が継続される。負荷がある値に達すると、ロジック制御は、同期整流を開始する。

30

ステップ 4 同期調整制御 図 6 A 及び図 6 B 並びに図 7 を参照すると、測定出力電圧（a .）、タンクエネルギー（c .）及び / 又は制御側電圧（d .）に基づき、切替時間（b .）がフィードバック制御ループ（e .）を介してスイッチング時間（b .）が制御される。

【 0 0 4 1 】

この例に基づく 1 つの可能な制御方法は以下の通りである。

- 1 . 開始シーケンス :
 - a . ダイオード整流により電力を供給するために使用されるブートストラップ回路
 - b . ロジック制御サブシステムで最小電圧に達すると、通常の調整が開始できる
- 2 . 通常調整動作 :
 - a . スイッチタイミングの基準電流を生成するために出力電圧を使用
 - i . 出力電圧を測定
 - i i . コントローラに値をフィードバック（例えば、P I D フィードバックループ）
 - i i i . コントローラが基準電流を生成
 - b . 生成された基準電流に基づきレギュレータのスイッチタイミングを制御
 - i . （瞬時）コイル電流と基準電流の継続比較
 - i i . 以下のいずれかの場合に制御 F E T からの出力を反転
 - 1 . コイル電流が基準を超える。

40

50

- 2 . 予め定義されたタイムアウト時間に達する。
- i i i . (瞬時) コイル電流とニゲート基準電流の継続比較
- i v . 以下のいずれかの場合に制御 F E T からの出力を反転
- 1 コイル電流がニゲート電流を下回る、
- 2 . 予め定義されたタイムアウト時間に達する
- v . 繰り返し (3 a に戻る)

【 0 0 4 2 】

この制御方法の実質的な部分は、アナログ回路で実装され、非常に高い周波数でのサンプリングは必要ではなく、正確なタイミングを達成できる。

【 0 0 4 3 】

調整制御は、瞬時電流に基づく必要はなく、同調回路からの変動、つまり、共鳴回路のエネルギーに基づくものとすることもできる。

【 0 0 4 4 】

さらに、図 6 A 及び図 6 B において、

- ・ $C l k = 40 \text{ MHz}$
- ・ $F s = 120 \text{ kHz}$
- ・ $A D C_r s t / r e a d_s t a r t$ 各 1 KHz パルス ハイ (幅は、電流ミラーの時定数 $R C$ で決定)
- ・ $a d c_r s t$ パルスがハイで $A D C$ が再開。 $a d c_r s t$ は、電流ミラーの $R C$ 時定数が $5 +$ になるまでハイを維持
- ・ $a d c_r s t$ 電流ミラーの $A D C$ が電圧を上昇させている間、オンになりカウンタを開始。 $V o u t / 2$ になると、パルス生成を停止し、 $P I$ 制御で生成電圧を比例させる。
- ・ $P I$ 制御器への入力として $カウント \times 2$ を使用
- ・ $V r e f - V m e a s u r e d = \text{誤差}$
 - ・ 誤差が増加すると、 $I r e f + p w m$ のデューティサイクル下げる
 - ・ 誤差が減少すると、 $I r e f + p w m$ のデューティサイクル上げる
 - ・ $I r e f +$ 、 $-$ ではデューティサイクルが反転

【 0 0 4 5 】

受信機での損失は、受信機のコイル電圧 (V_{oc}) が変化しても大きくは変化せず、これは、電流が受信機のコイル電圧に拘らないからである。任意の $A C (I P T)$ 磁界において、総ての状態において、非常に低損失で、ゼロ電力とフル電力との間のいずれかの電力を出力することが可能である (同期整流器、同期バック構成と同様)。出力電圧は、追加のレギュレータ (例えば、スイッチモードコンバータ / $L D O$) なしに、適格かつ効率的な方法で、間接的に制御されるので、比較的に低コスト、かつ、低損失となり得る。さらに、実装は、追加のキャパシタのみを必要とし、追加のインダクタ (ピックアップコイルのインダクタのみがある) を必要としない。スイッチング要素は、 0 V から磁界内のインダクタの V_{oc} に比例する電圧までを処理することのみが必要である (高い Q で動作するときでさえ、非常に高い共鳴電圧は、いずれもスイッチでも観測されない)。例えば、磁界が完全に合理的な範囲に制限されると、本発明の受信機は、総ての電圧を 20 V 未満としながら広範囲な負荷に対して 5 V 出力で動作でき、 $A S I C$ 実装のために望ましい。

【 0 0 4 6 】

電流フローは、通常、連続的であり (低い負荷 / 電流条件が存在)、それは、出力電流は合理的な低電流で達成でき、短い高パルス電流を有さないことを意味する。最小数の高電力部品 ($F E T$ / スイッチ) が使用され、制御回路は、 $A S I C$ で実現できる。例えば、ハーフブリッジ実装は、4 スイッチのみ、又は、2 スイッチと 2 ダイオードのみを必要とし、フルブリッジ実装は、6 スイッチのみ、又は、2 スイッチと 4 ダイオードのみを必要とする。さらに、実装は、非常に少ない $I C$ ピンで達成できる。例えば、ハーフブリッジ実装は、潜在的に、4 ピンのみを必要とし、 $L C$ タンクに加えて 2 つのキャパシタを必要とする。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 7 】

一実施形態では非共鳴であり（つまり、任意周波数で等しく動作）、共鳴システムと同じピーク電力伝達を達成する。IPTシステムは、AC信号（磁界）を生成し、それをDCに整流して戻すので、実際に他のDC-DCコンバータに似ており、よって、実施形態は、DC-DCコンバータを生成するために使用され得る（無線電力伝達部品無しで）。

【 0 0 4 8 】

特定の部品/モジュールは、基本的には等価/同様である多くの異なる方法で接続され得る（例えば、中央にLCタンクを有するスプリットフルブリッジとして構成された平衡/不平衡キャパシタ/直接接続された2つのハーフブリッジとその後のLCタンク）。実施形態は、ハーフブリッジ整流器、フルブリッジ整流器、同期/非同期整流器、及び、ACをDCに変換する任意形式の整流器の任意の組み合わせを使用して実現され得る。インバータは、反転して動作するとき整流器（ACからDC）として動作できる任意形式のインバータ（DCからAC）である。代わりに、任意の整流器は、インバータ/整流器、つまり、一方ではインバータとして機能し、他方では整流する、と同じ効果を達成する任意形式のインバータと組み合わせることができる。機能は、整流器部分（例えば、同期整流器）にスイッチを使用することによって改良され、エネルギーを制御側に意図して供給する整流器とは異なる様に、これらスイッチを制御する（エネルギーが意図せず出力電圧を増加させることを防ぐため）。

【 0 0 4 9 】

整流器を含む総ての部分にスイッチング部品を使用することによっても、コイルが通常生成する電圧より高い出力電圧にブーストすることが可能である。スイッチを整流器のダイオードの代わりに使用すると、より多くのことを行うことができる（そして、これは、システムを総ての条件下で意図通りに動作及び調整させるためには実際に必要であり得る。）。"整流器"ステージのダイオードの代わりに（或いは、組み合わせて）スイッチングデバイスを使用すると、より損失の低い同期整流を達成できる。同期整流において、スイッチングデバイスは、ダイオードが通常導通している様に、コントローラによって、同じタイミングに導通する様に制御される。しかしながら、これらのスイッチングデバイスのタイミングを、異なる効果を有する多くの他の方法で制御することも可能である。

【 0 0 5 0 】

特に、スイッチングデバイスのタイミングを動的に早める、或いは、遅らせる利点があり、その結果、"整流器"ステージは、もはや簡易な整流器ではなく、むしろ、位相制御インバータ/整流器となる。この場合、整流器の総てのスイッチングデバイスを動作させるタイミングは、整流器の出力に流れる電力量を制御するため、通常の同期整流器のタイミングから早められ/遅らせられる（総てを実質的に同じ量だけ）。

【 0 0 5 1 】

導通タイミングを動的に制御するアプローチでは、正弦波AC電流が整流器に入力されることを想定し、

- ・ 整流器入力から出力への電力の最大伝達は、スイッチングデバイスが同期整流器として動作するときに生じ、
- ・ 整流器出力から入力への電力の最大伝達は、スイッチングデバイスが整流器入力電流に基づく同期整流器のタイミングに対して180度だけ早い/遅いときに生じ（つまり、反転同期整流器）、
- ・ 整流器入力から出力（及び、その逆）への電力の零伝達は、スイッチングデバイスが整流器入力電流に基づく同期整流器のタイミングに対して90度だけ早い/遅いときに生じ、
- ・ 他の早い/遅い位相角での入力から出力への電力伝達のレベルは、零と最大電力との間で変化する。

【 0 0 5 2 】

IPT受信機の整流器（又は、同期整流器）の通常動作において、平均的な出力電力は、平均的なピックアップコイル電流に直接関連する。しかしながら、上述した位相制御ア

10

20

30

40

50

ブローチは、ピックアップコイルの電流とは独立して出力電力を制御することを可能にし、極端な負荷及び／又は結合状態の下での効果的な電力フロー制御を提供するのに役に立つ。

【0053】

さらに、単一のアンタップドコイルを使用できるが（そして、これは有益である。）、中央でタップされたコイルや、任意の他の形式の磁界結合コイルを使用できる。このアプローチに関する他の利点がある（つまり、一次側ピックアップコイルの V_{oc} より低い電圧で動作させることができる。）。

【0054】

受信機は、直列同調構成の電圧で動作する様に構成される。しかしながら、図10Aに示す並列同調システムの電流も使用できる。この場合、電流源は、並列同調受信コイル13と並列に生成される。さらなる変形が図10Bに示される。この例において、制御可能電流源は、並列同調受信コイル13と直列に接続される。電流源は、大きなDCインダクタ1001と、修正されたハーフブリッジ回路と、を備えている。ハーフブリッジのスイッチの極性及び接続は、標準的なハーフブリッジ回路とは異なる。ハーフブリッジを正確にスイッチングすることにより、大きなDCインダクタ1001を介して流れる電流は、電力受信回路8に、又は、電力受信回路8の外に流し、或いは、フリーホイールにすることができ、よって、電力受信回路8をバイパスすることができる。誘導電力受信機3の残りの部分に対する、修正されたハーフブリッジ回路の中のスイッチの位相のタイミングをとることで、DCインダクタ1001の出力電圧及び／又は電流フローを制御できる。

【0055】

図11は、電力受信機の別の回路1100である。この場合、上述した整流器のハーフブリッジ構成は、整流器の1つの入力にその出力が接続され（つまり、整流器の第1及び第2スイッチQ1とQ2の間）、浮いているレギュレータ1104を備えたフルブリッジ整流器／インバータ1102に置換され、直列の同調ピックアップ1106は、レギュレータ入力及び他の整流器入力（つまり、整流器の第3及び第4スイッチQ3とQ4の間）に接続され、負荷1108は、整流器出力及びグラウンドに接続される。

【0056】

レギュレータ1104は、ハーフブリッジインバータであり、上述した様に、直列同調ピックアップ1106と直列の電圧を提供する様に制御される。レギュレータは、代わりに、アプリケーション要求により、制御可能な直列電圧を提供する異なる回路により実装され得る。

【0057】

フルブリッジ整流器を利用することで、IPTシステムの受信機及び送信機間での結合効率の増加を提供する。しかしながら、出願人は、フルブリッジ構成は、本発明により提供されるAC側電力フロー調整の効果的かつ信頼のある動作を確実にするため、特定の制御戦略が必要であることを発見した。これら制御戦略は、ハーフブリッジ実装にも適用可能である。フルブリッジ整流器は、さらなる効率の改善のために同期して駆動され得る。

【0058】

図12は、図11のレギュレータ1104及び整流器／インバータ1102の制御戦略1200を示している。ピックアップエネルギーのための比例-積分-微分（PID）コントローラ1202は、出力電圧から負荷1108への電圧誤差を取得し（例えば、約5V DCである目標電圧と比較することで）、ピックアップエネルギーの目標値を生成する（ピックアップ回路のインダクタ1110、インダクタ1110及びキャパシタ1112の直列同調共鳴回路の電流目標値）。タイミングPIDコントローラ1204は、PIDコントローラ1202からピックアップエネルギー誤差（コイル電流誤差）を取得し、レギュレータ1104のスイッチタイミングの調整値を生成する。例えば、ピックアップエネルギーが目標値より小さいと、レギュレータ1104の電圧は、ゲート駆動タイミングを早くする／遅くすることにより低減され、逆も同様である。

【0059】

レギュレータ 1104 のスイッチタイミングを、PID コントローラ 1202 が直接制御することも可能、つまり、タイミング PID コントローラ 1204 をバイパスさせることも可能であるが、追加のタイミング PID コントローラ 1204 のステージは、制御されるピックアップの電流が不安定になることを防ぐことを可能にする（例えば、電流が非常に速く変化、或いは、低くなりすぎた時）。タイミング PID コントローラは、整流器 1102 のゲート駆動タイミングを制御するためにも使用され得る。

【0060】

ピックアップエネルギーは、以下の式 (1) により計算される。

$$E = 1/2 L_{pu} I_{pk}^2 = 1/2 C_{tune} V_{pk}^2 \quad (1)$$

ここで、 L_{pu} は、ピックアップコイル 1110 のインダクタンスであり、 C_{tune} は、同調キャパシタ 1112 のキャパシタンスである。つまり、コイル電流は、キャパシタ電圧により判定され得る。ダイオードピーク検出回路は、キャパシタ電圧の測定に使用されるが、高速サンプリング ADC を、各サイクルのピーク電圧測定に使用することもできる。図 13A は、例示的なピーク検出回路を示し、図 13B は、例示的なキャパシタ電圧波形を示している。

【0061】

タイミング生成器 1206 は、直列同調ピックアップ 1106 の電圧 / 電流に基づきレギュレータスイッチのゲート駆動タイミングを生成する。理想的には、タイミングは、閾値電圧を生成して同調キャパシタ 1112 の電圧に適用することに基づき生成されるが、他のオプションはコイル電流である。

【0062】

図 14A は、同調キャパシタ電圧と比較され、タイミング生成器 1206 で生成された正及び負の閾値を示している。 $+Thresh$ は、キャパシタ電圧が正の閾値を超えていることを示す信号であり、 $-Thresh$ は、キャパシタ電圧が負の閾値を超えていることを示す信号である。 $+Thresh$ の立下りエッジと $-Thresh$ の立ち上がりエッジは、ゲート駆動信号を生成するために使用される。

【0063】

正及び負の閾値の相対値は、タイミングを早めるか遅くするかに影響する。図 14B は、タイミングを早めることでレギュレータ電圧 (v_{ctrl}) が増加することを示し、図 14C は、タイミングを遅くすることで v_{ctrl} が減少することを示している。代わりに、回路 1100 は、タイミングを早めることで v_{ctrl} が減少し、タイミングを遅くすることで v_{ctrl} が増加する様に構成することもできる。

【0064】

図 15A 及び図 15B は、レギュレータ 1104 の電圧がどの様にコイル電流に影響するかを示している。この理想的な例において、図 15B のレギュレータ 1104 の電圧は、ピックアップステージに誘起された電圧と同相であり、その結果、大きさは効果的に加算される。図 15B の電圧は矩形波として示されているが、正弦波誘起電圧でも同様に効果的に動作する。

【0065】

安定制御 PID コントローラ 1208 は、タイミング生成器 1206 の閾値を制御する。デューティサイクルが 50% より大きいと、タイミング生成器の閾値は、デューティサイクルを減少させるために増加され、逆も同様である。開示する制御戦略を実現する制御システムは、複雑なプログラマブル論理制御デバイス (CPLD) でも実現され得る。

【0066】

図 16A 及び図 16B は、レギュレータ 1104 及び整流器 1102 の PWM ゲート信号を決定するフィードバックコントローラのより詳細な実装を示している。 $PidControl1$ は、ピックアップエネルギー制御 PID 1202 の例示的な実装を示している。 $PidControl2$ は、タイミング制御 PID 1204 の例示的な実装を示している。 $PidControl3$ は、安定制御 PID 1208 の例示的な実装を示している。 $RecRectCtrl$ は、 $RectLogic$ 及び $ZeroCrossLogic$ それ

10

20

30

40

50

それに格納されたアルゴリズムを実行する。これは、整流器の同期スイッチング、及び／又は、整流器の零電圧スイッチング（ZVS）を含み得る。

【0067】

図2Aを再度参照し、電力調整回路11により生成される電圧と誘導電力受信機3の他の部分の電圧又は電流との位相関係は、負荷10への出力電力を調整するために制御され得る。代わりに、電力調整回路11は、電流源である様に構成され、電力調整回路11により生成される電流の位相は、負荷10への出力電力を調整するために、誘導電力受信機3の残りに対して制御され得る。

【0068】

電力調整回路11と誘導電力受信機3の残りの間の位相関係が、負荷10への出力電力を調整するために制御される場合、ハイレールDCバス電圧又は電力調整回路11内の他の電圧及び電流は、 V_{oc} の値、負荷10に流れる電流、コントローラ16による電力調整回路11と誘導電力受信機3の残りの部分との間の位相設定といった、そのときの特定のシステムパラメータの結果として、任意値に自由に変化することができる。代わりに、ハイレールDCバス電圧及び電力調整回路11の相対位相は、同時に制御され得る。例えば、ハイレールDCバス電圧は、追加のDC-DCコンバータを使用して特定値に維持され、或いは、ダイオード又は他の幾つかの回路を介して、負荷10に現れる出力電圧に直接接続され得る。しかしながら、これは、複雑さを追加し、非効率となる。

【0069】

図17は、負荷10での出力電圧を制御するために位相制御電圧を生成できる誘導電力受信機3を示している。生成電圧1701は、電力調整回路11の出力として示されている。この例において、整流器入力電圧1702は、電力調整回路11をスイッチングする位相基準として使用される。整流器入力電圧1702は、電力調整回路9への入力として現れる。この例において、誘導電力送信機2から受信コイル13に誘起された電圧 V_{oc} 1703は、受信コイル13と直列な電圧源としてモデル化される。電流調整回路9は、同期整流のために構成されたNMOS電界効果トランジスタであり、フルブリッジ構成に配置される、4つの非対称フローデバイス1704、1705、1706、1707を有する。

【0070】

図17の誘導電力受信機3の電圧波形のセットを図18Aに示す。生成電圧1701及び整流器入力電圧1702の軌跡が示され、後者は、前者の制御のための基準位相として使用される。生成電圧1701の平均は正であるが、共鳴キャパシタ14は、DC電圧をブロックすることもでき、よって、生成電圧1701と直列の共鳴キャパシタ14の実際の効果は、零電圧の平均電圧である。生成電圧1801の立ち上がりエッジ及び整流器入力電圧1802の立ち上がりエッジも示されている。位相遅延角1803は、コントローラ16により制御される。位相遅延角1803は、より正確には"位相前進角"として参照されるが、図示の関係で、ここでは、位相遅延角1803との用語を使用する。図18Bは、第1電力制御スイッチ20の第1ゲート駆動電圧 V_{gs} 1804と、第2電力制御スイッチ21の第2ゲート駆動電圧 V_{gs} 1805と、をさらに含む。

【0071】

整流器入力電圧1802の立ち上がりエッジは、位相基準信号であり、生成電圧1801の立ち上がりエッジ後に生じるので、前者を、後者をトリガするために直接使用することができない。代わりに、コントローラ16は誘導電力送信機2の動作周波数を知っている、或いは、測定できるので、整流器入力電圧1802の任意の立ち上がりエッジが与えられる瞬間は、前回のエッジが生じたときに対して時間遅延2を加えることで予測できる。代わりに、整流器入力電圧1702の立下りエッジが、生成電圧1701の立ち上がりエッジのトリガとして使用され、或いは、立ち上がりエッジが立下りエッジのトリガとして使用され得る。

【0072】

図19は、電力調整回路11を使用し直列の電圧を生成することで、電力調整回路9へ

10

20

30

40

50

の入力電圧を調整する誘導電力受信機 3 の簡略化した回路を示している。直列に接続された $V_{OC} 1703$ 及び電力受信回路 8 も示している。この例の電力受信回路 8 は、直列接続された受信コイル 13 と、共鳴キャパシタ 14 と、等価直列抵抗 1901 と、を有するが、他の構成も可能である。受信電力回路 8 に生じる電圧は、 $V_{LCR} 1902$ である。この電圧は、等価直列抵抗 1901 に流れる電流によるものであり、任意のハーモニック電圧及び任意の無効電圧が、電力受信回路 8 の調整ずれにより生じるかもしれない。電圧は、矩形波の結果であり、IPT システム 1 のサイン波の結果ではない。

【0073】

図 20 のフェーザ図は、誘導電力受信機 3 が、整流器入力電圧 1702 と生成電圧 1701 との間の位相オフセットを使用して制御されたときのものであるが、図は、他の位相基準源と電圧又は電流源にも適用可能である。この図において、基本周波数成分、例えば、110kHz のみが示されている。ループ内の総ての電圧の和は零になるため、整流器入力電圧 1702、生成電圧 1701 及び $V_{LCR} 1902$ のベクトル和は、 $V_{OC} 1703$ に等しくなる。送信コイル 6 と受信コイル 13 が固定磁界で結合し、送信コイル 6 の出力電圧が固定されると、 $V_{OC} 1703$ は、略一定に保たれる。

【0074】

図 21 は、出力電力と位相遅延角 1803 の関係を示すグラフである。このグラフは、負荷 10 の出力電圧と $V_{OC} 1703$ が一定値である間に負荷 10 の抵抗が変化したことを想定している。グラフから明らかな様に、位相遅延角 1803 が増加すると、出力電力は、非理想的な部品のプロパティのみに制限されて高い値に増加する。逆に、位相遅延角 1803 が減少すると、出力電力は零へと低下する。この関係は、位相遅延角 1803 が零から 90 度の範囲内であるときのみ有効である。90 度より大きい位相遅延角 1803 では、異なる様に動作する。

【0075】

図 22 は、負荷 10 への出力電圧を制御するために位相遅延を使用するコントローラ 7 の制御ダイアグラムである。電圧設定ポイント 2201 が提供され、これは、電気電圧基準、或いは、マイクロコントローラ内に格納された値といった任意形式であり得る。電圧設定ポイント 2201 は、差動増幅器 2202 を使用して、負荷 10 の出力電圧の測定値と比較される。出力電圧の測定は、電圧計 2203 が行う。比例 - 積分 - 微分 (PID) コントローラ 2204 が、位相遅延角 1803 の所望の値に対応する信号を生成するために使用される。この例では、PID コントローラ 2204 が使用されるが、比例 - 積分 (PI) コントローラや、利得スケジュールド PID コントローラや、非線形コントローラや、他のタイプのコントローラも使用され得る。PID コントローラ 2204 からの出力は、タイミング生成器 2205 に提供される。この回路ブロックは、電力調整回路 11 及びオプションとして電力調節回路 9 へのゲート駆動タイミング信号を生成する。電力調節回路 9 は、同期整流のためのスイッチを有するかもしれない、同期整流器として駆動されることに加えて、出力電圧をさらに制御するために他のスイッチタイミングで駆動される。例えば、電力調節回路 9 のスイッチタイミングを変化させることで、IPT システム 1 の動作条件の遷移に追従して、負荷 10 への出力電圧が所望電圧に収束するまでの時間を低減させることができる。タイミング生成器 2205 は、位相基準 2206 から 1 つ以上の位相同期信号を使用する。位相基準は、誘導電力受信機 3 の 1 つ以上の部分の測定を、その出力を生成するために使用できる。例えば、図に示す様に、整流器入力電圧 1702、整流器入力電流、或いは、電力受信回路 8 又は誘導電力受信機 3 の他の測定電圧、若しくは、測定電流の組み合わせを使用することができる。

【0076】

幾つかの場合、生成電圧 1701 が大きすぎると、誘導電力受信機 3 が不安定になることが観察される。大きな生成電圧 1701 は、軽負荷 10 又は過度の $V_{OC} 1703$ の結果として発生し得る。誘導電力受信機 3 が不安定になると、負荷への出力電圧 10 は、正及び / 又は負に振れ、調整範囲外になり得る。さらに、誘導電力受信機 3 内の他の部品の定格電圧及び電流や、誘導電力送信機 2 の定格を超えるかもしれない。この現象は、総て

10

20

30

40

50

の種類誘導電力受信機 3 に影響を与えるが、誘起電圧 V_{oc} 1703 又は誘起電流と反転した電圧又は電流を生成する電力調整回路 11 で特に問題となり得る。

【0077】

誘導電力伝達システム 3 の安定性を改良する可能な解決策は、電力調整回路 11 が、負荷 10 への出力電力を制御するために生成する必要がある電圧又は電流量を減少させることである。これを達成する効果的な方法は、電力制御回路 11 により既に提供されている細かな調整に加えて、粗い調整方法を提供することである。この様に、余りにも粗く、遅いレギュレータタイプ、又は、無線電力受信機 3 に不適切なレギュレータタイプが使用され得る。

【0078】

誘導電力受信機 3 に粗い調整を提供する、効果的であるが簡易な方法は、電力受信機 8 を選択的にチューン又はデチューンすることである。これは、電力受信回路 8 の部分に対して直列又は並列にリアクタンスを追加・除去することでなされ得る。図 23 はこの例を示し、スイッチ可能キャパシタ 2301 が、コントローラ 7 により制御されるスイッチ 2302 と直列に接続されている。このスイッチ可能キャパシタ 2301 は、受信コイル 13 及び共鳴回路 14 と組み合わされて可変リアクタンスとして動作し得る。スイッチ 2302 がコントローラ 7 によりオンにされると、スイッチ可能キャパシタ 2301 が回路に加えられ、スイッチがオフにされると、スイッチ可能キャパシタ 2301 が取り除かれる。スイッチ可能キャパシタ 2301 は、典型的には、誘導電力送信機 2 の動作周波数より大変低い周波数でスイッチされ、いくつかの状態では、数分以上、所定状態にとどまり得る。1 つ以上のスイッチ可能キャパシタ 2302 が、粗い調整システムを達成できる設定点の異なる数を増加させるために使用され得る。

【0079】

スイッチ 2302 の状態を変化させるべきときをトリガするために、幾つかの異なる回路パラメータが使用され得る。例えば、ハイレール DC バス電圧のサイズ、或いは、位相遅延角 1803 が使用され得る。代わりに、図 19 のベクトルが、誘導電力受信機 3 の動作状態についての追加の情報を提供するために使用され、スイッチ 2302 の状態を変化させるときをコントローラ 7 が判定することを助けることができる。

【0080】

スイッチ 2302 がオフであるとき、故意に同調状態にさせない様に、電力受信回路 8 を設計する利点があり得る。例えば、スイッチ可能キャパシタ 2301 が回路にないとき、電力受信回路 8 は、送信機 2 の動作周波数より高い周波数に同調され得る。適用される制御電圧又は電流が零であるとき多くの共通タイプのスイッチがオフ状態であるので、コントローラ 7 の開始処理の間、多くのタイプのスイッチは、初期状態でオフである。この様に、電力受信回路 8 は、同調しない状態で開始し、よって、電力調整回路 11 は、安定状態で開始される。より多くの出力電力が後に必要になると、スイッチ 2302 がオンにされ、スイッチ可能キャパシタ 2301 が回路にもたらされ、電力受信回路 8 を同調状態にする。

【0081】

誘導電力受信機 3 は、ロード 10 が最大定格電力であるときに最も熱くなり得る。スイッチ可能キャパシタ 2301 が使用中であるとき、電力受信回路 8 が過度のキャパシタンスを有する様にする利点があり得る。この過度のキャパシタンスは、負荷 10 がより多くの電力出力を要求すると、電力受信回路 8 を同調状態にもたらしするために除去され得る。このアプローチは、受信コイル 13 を流れる電流が最大であるとき、スイッチ 2302 がオフにされるので、最大出力電力で、大きな電力損失源にならず、熱を生成しない利点がある。

【0082】

本発明の実施形態を図示し、詳細に説明したが、出願人は、その様な詳細に添付の請求項の範囲を制限する意図はない。追加の利点及び修正が当業者には容易に可能である。よって、広範囲な態様の発明は、特定の詳細に、提示した装置及び方法、図示した例及び基

10

20

30

40

50

【 図 1 】

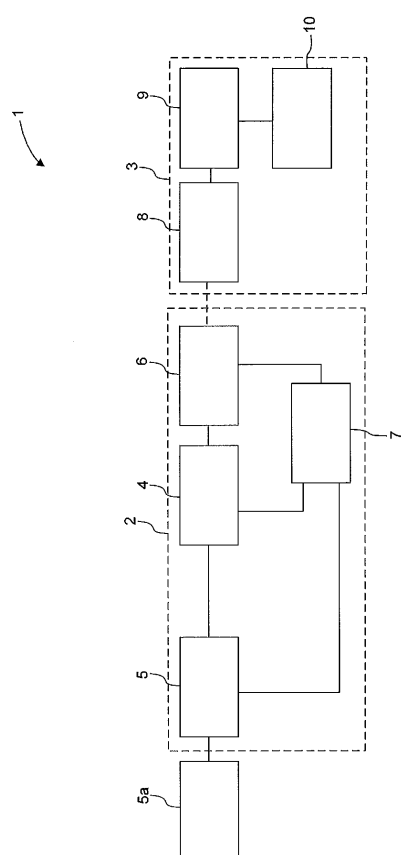


FIG. 1

FIG. 2A

【 図 2 B 】

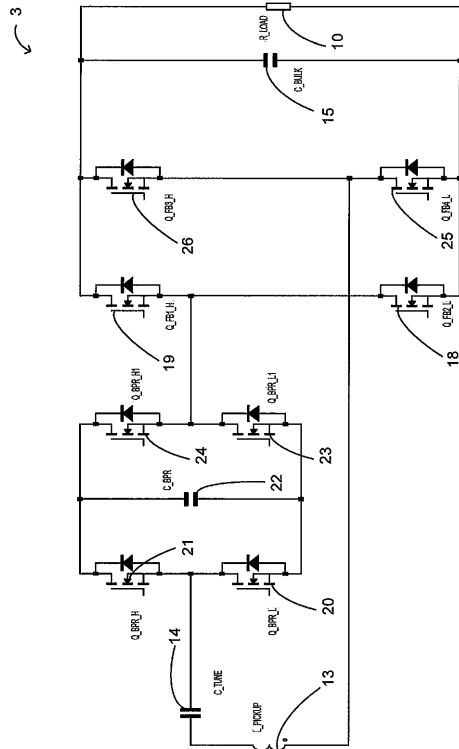


FIG. 2B

【 図 3 】

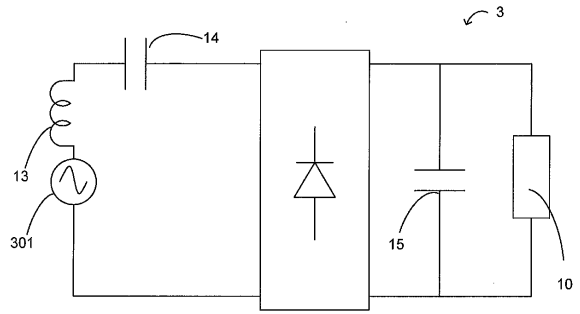


FIG. 3

【 図 4 】

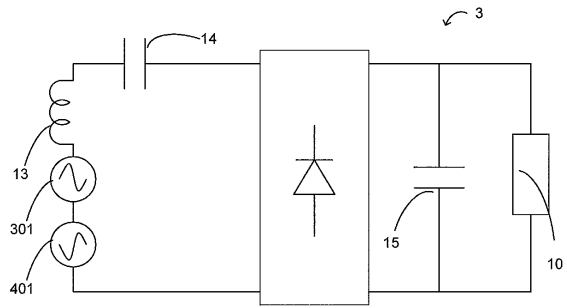


FIG. 4

【 図 5 】

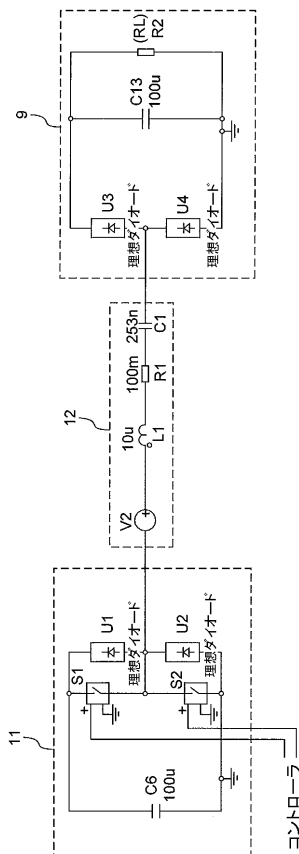


FIG. 5

【 図 6 A 】

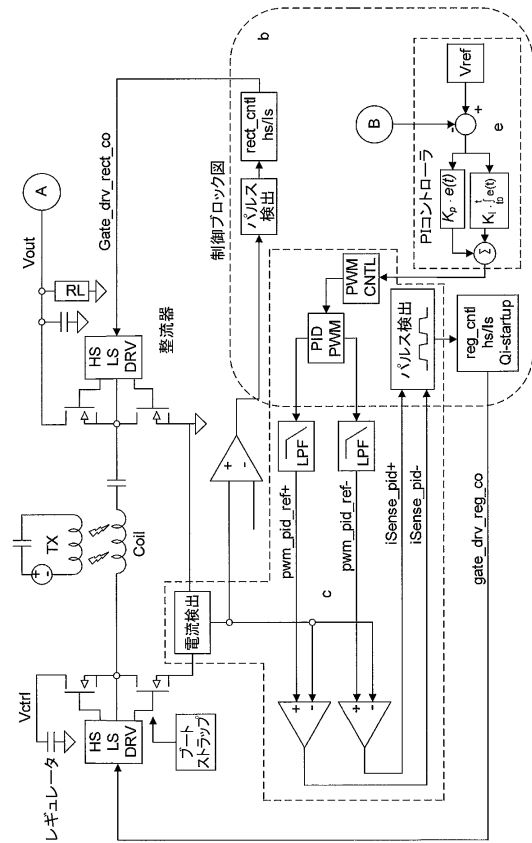


FIG. 6

【図 6 B】

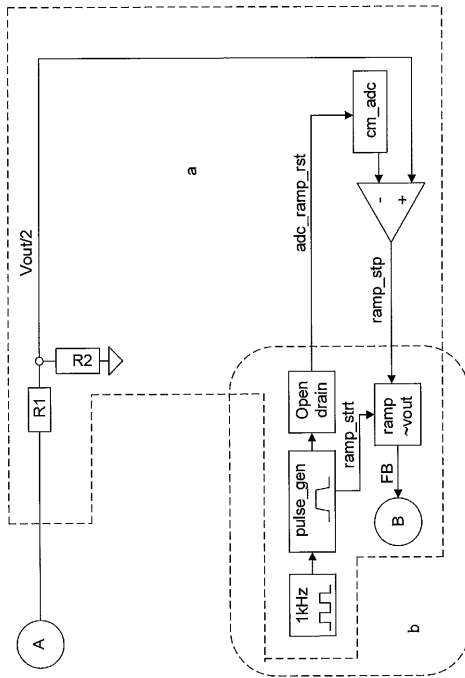


FIG. 6 (continued)

【図 7】

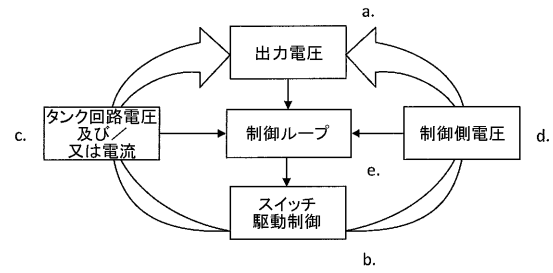


FIG. 7

【図 8】

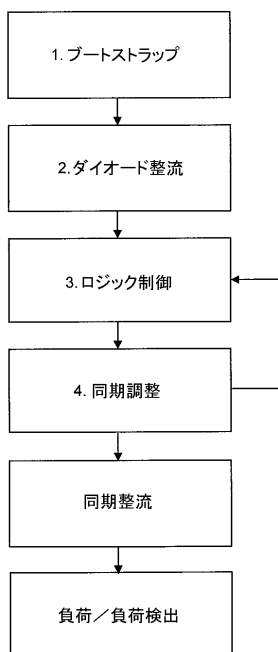


FIG. 8

【図 9】

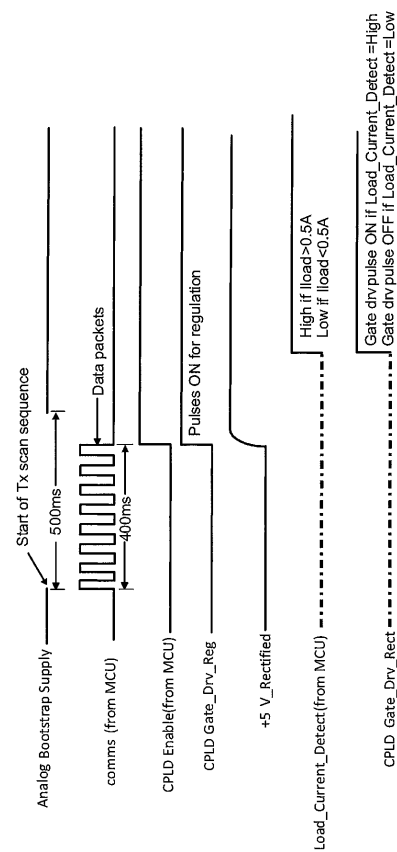


FIG. 9

【図10A】

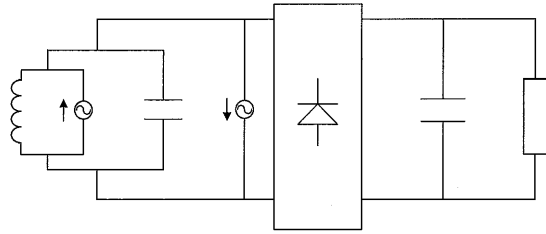


FIG. 10A

【図10B】

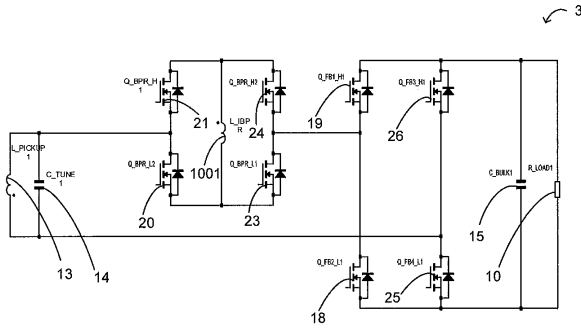


FIG. 10B

【図11】

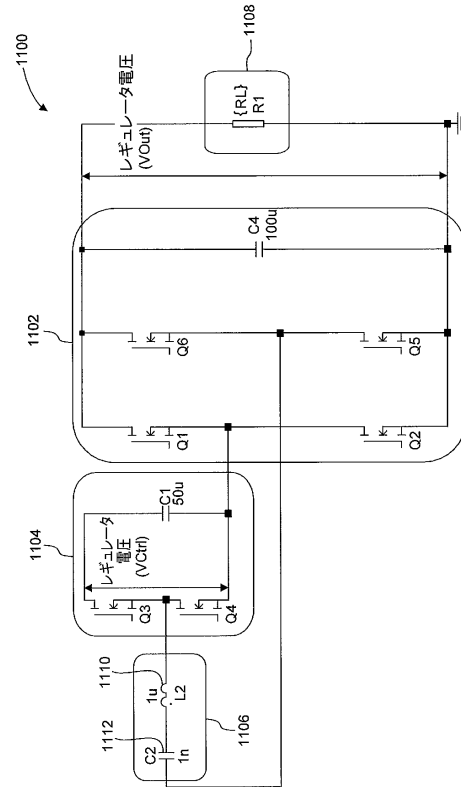


FIG. 11

【図12】

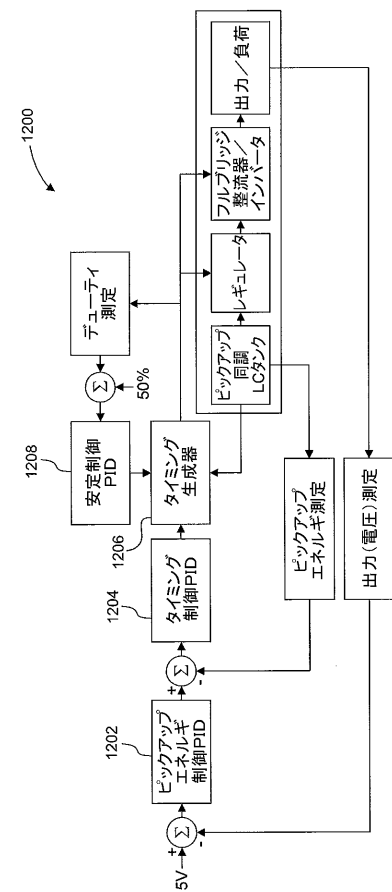


FIG. 12

【図13A】

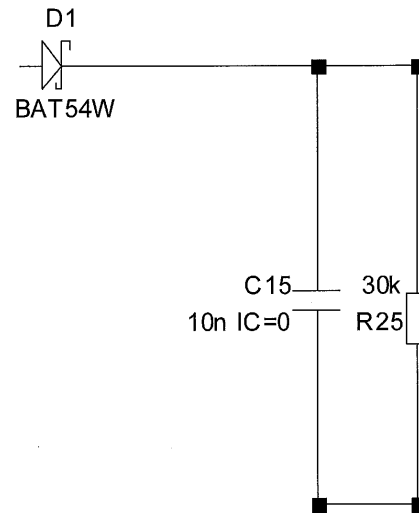


FIG. 13A

【図 13 B】

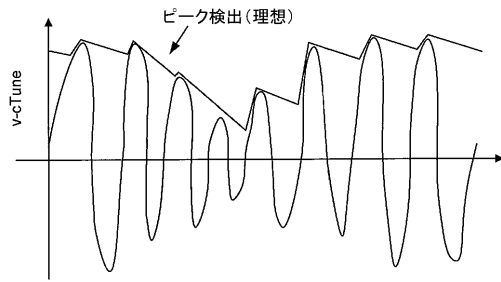


FIG. 13B

【図 14 A】

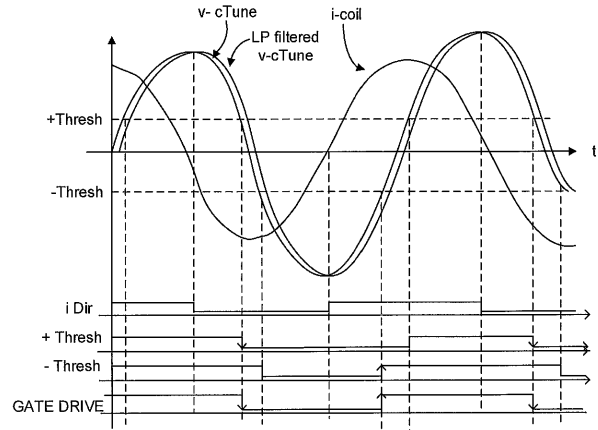


FIG. 14A

【図 14 B】

タイミングを早める

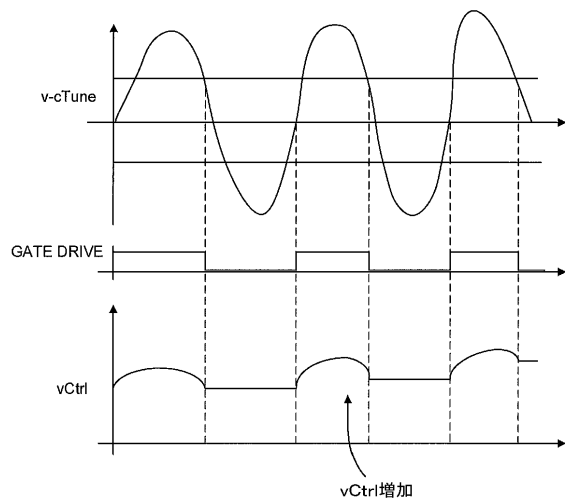


FIG. 14B

【図 14 C】

タイミングを遅くする

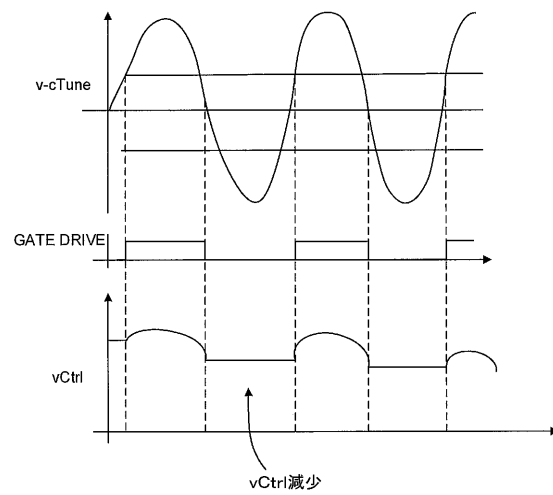


FIG. 14C

【 図 1 5 B 】

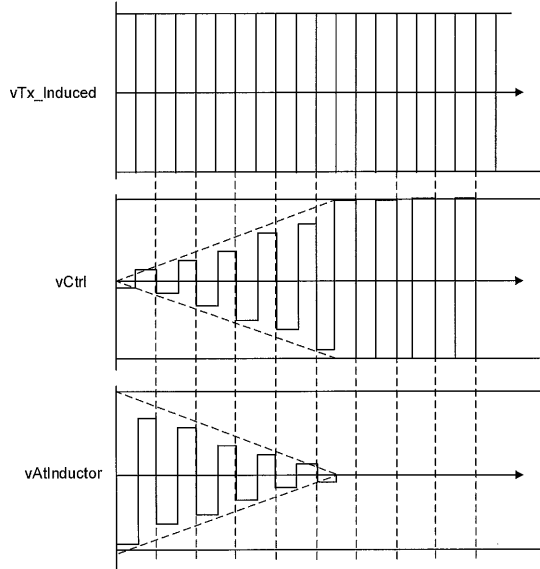


FIG. 15B

【 図 1 6 B 】

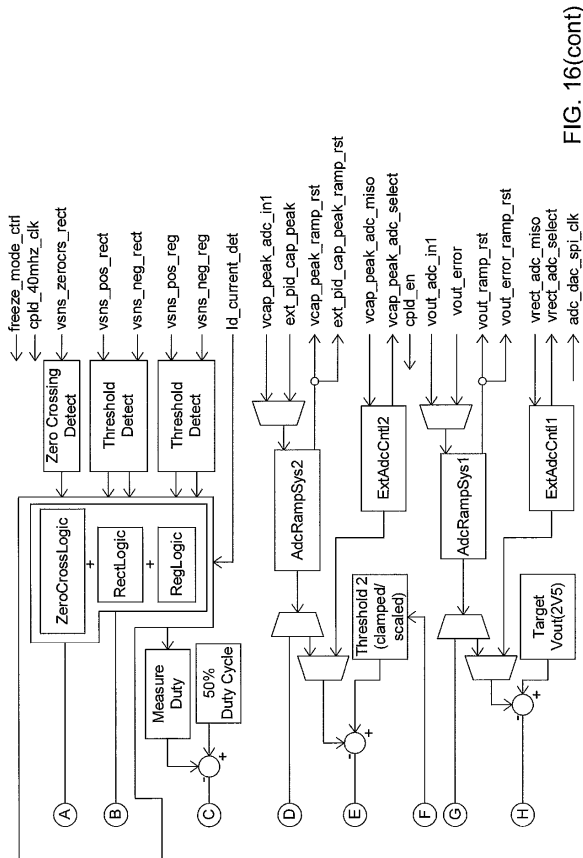


FIG. 16(cont)

【 図 1 8 B 】

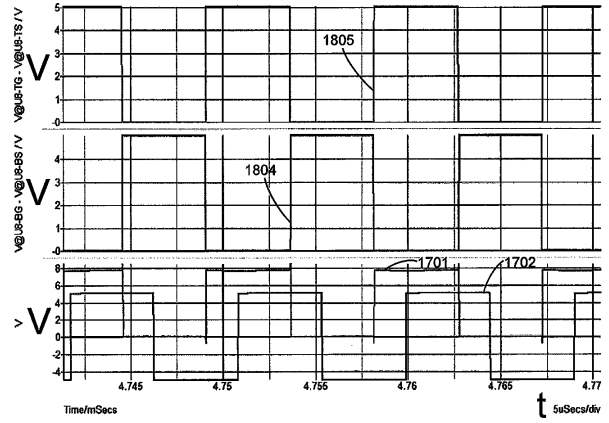


FIG. 18B

【 図 1 9 】

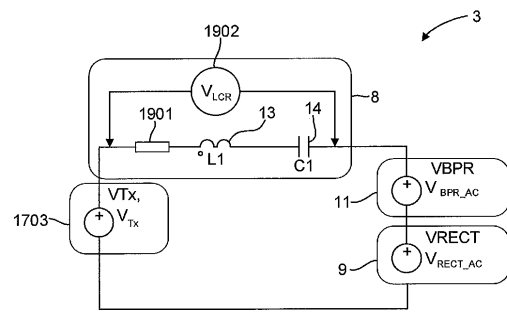


FIG. 19

【 図 2 1 】

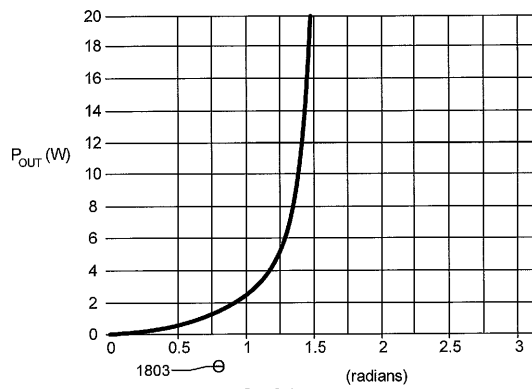


FIG. 21

【図 22】

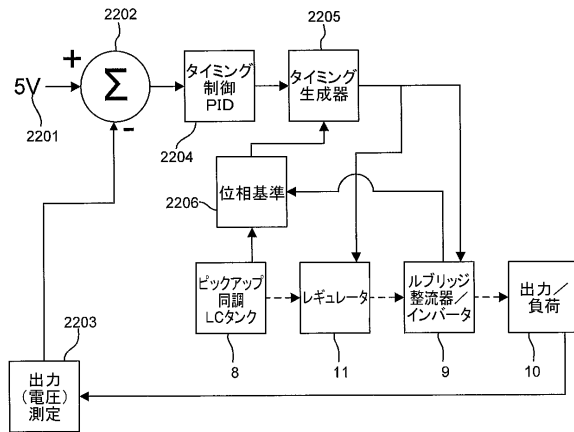


FIG. 22

フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 62/109,552
(32)優先日 平成27年1月29日(2015.1.29)
(33)優先権主張国・地域又は機関
米国(US)
(31)優先権主張番号 62/237,481
(32)優先日 平成27年10月5日(2015.10.5)
(33)優先権主張国・地域又は機関
米国(US)

前置審査

- (74)代理人 100086771
弁理士 西島 孝喜
(74)代理人 100139712
弁理士 那須 威夫
(74)代理人 100121979
弁理士 岩崎 吉信
(72)発明者 ポート, ブレンドン レイモンド
ニュージーランド国 1011 オークランド, フリーマンズ ベイ, フランクリン ロード 111 パワーバイプロキシ リミテッド内

審査官 田中 慎太郎

- (56)参考文献 国際公開第2012/164845(WO,A1)
国際公開第2014/070025(WO,A2)
特表2014-521289(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
H02J 50/00-50/90