

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-178618

(P2010-178618A)

(43) 公開日 平成22年8月12日(2010.8.12)

(51) Int.Cl.

HO2M 3/28 (2006.01)

F 1

HO2M 3/28

L

テーマコード(参考)

5H730

審査請求 未請求 請求項の数 36 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2010-13764 (P2010-13764)
 (22) 出願日 平成22年1月26日 (2010.1.26)
 (31) 優先権主張番号 12/363,657
 (32) 優先日 平成21年1月30日 (2009.1.30)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 501315784
 パワー・インテグレーションズ・インコーポレーテッド
 アメリカ合衆国・95138・カリフォルニア州・サンホゼ・ヘリヤー・アベニュー
 5245
 (74) 代理人 100064746
 弁理士 深見 久郎
 (74) 代理人 100085132
 弁理士 森田 俊雄
 (74) 代理人 100083703
 弁理士 仲村 義平
 (74) 代理人 100096781
 弁理士 堀井 豊

最終頁に続く

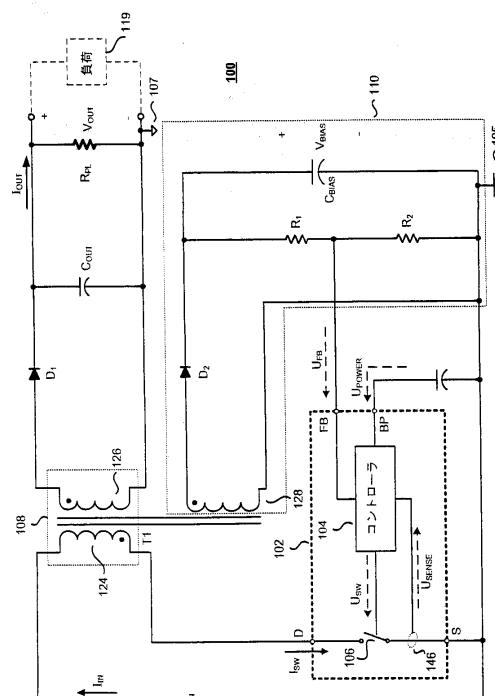
(54) 【発明の名称】一次側制御パワーコンバータのためのコントローラ、パワーコンバータのための集積回路、パワーコンバータ、電源のバイアス巻線電圧を調節するための方法、およびパワーコンバータのため

(57) 【要約】

【課題】ある範囲の負荷条件にわたってパワーコンバータの出力電圧の調整を向上させるための方法および装置を提供する。

【解決手段】軽負荷 / 無負荷条件でパワーコンバータの出力電圧を調整するための例示的な装置は、ドライバ回路、フィードバック回路、および調節可能電圧基準回路を含む。ドライバ回路は、駆動信号を出力して電力スイッチをオン状態とオフ状態との間で切換えてパワーコンバータの出力を調整するように結合される。フィードバック回路はドライバ回路に結合され、さらに、出力電圧信号に応じてイネーブル信号を出力して電力スイッチをオン状態に切換えるように結合される。調節可能電圧基準回路は、パワーコンバータの出力に結合された負荷に応じてパワーコンバータのバイアス巻線電圧が非線形に調節されるように電圧基準を調節するよう結合される。

【選択図】図1A



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

一次側制御パワーコンバータのためのコントローラであって、
駆動信号を出力して電力スイッチをオン状態とオフ状態との間で切換えて前記パワーコンバータの出力を調整するように結合されたドライバ回路と、
前記ドライバ回路に結合され、出力電圧信号に応じてイネーブル信号を出力して前記電力スイッチをオン状態に切換えるように結合されたフィードバック回路と、
前記パワーコンバータの出力に結合された負荷に応じて前記パワーコンバータのバイアス巻線電圧が非線形に調節されるように電圧基準を調節するよう結合された調節可能電圧基準回路とを備える、コントローラ。

10

【請求項 2】

電流センサが、前記電力スイッチを通るスイッチ電流を表わす電流検知信号を出力し、
前記ドライバ回路は、前記負荷に応じて前記電力スイッチの電流を制限する、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 3】

前記ドライバ回路に結合された発振器をさらに備え、
前記発振器はクロック信号を出力して、前記電力スイッチの実質的に一定のスイッチング期間を設定する、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 4】

前記調節可能電圧基準回路はさらに、前記電力スイッチの有効スイッチング周波数に応じて前記パワーコンバータの出力に結合された前記負荷を判断するように結合される、請求項 3 に記載のコントローラ。

20

【請求項 5】

前記電圧基準は、前記スイッチの前記有効スイッチング周波数に応じて調節される、請求項 4 に記載のコントローラ。

【請求項 6】

前記調節可能電圧基準回路はさらに、第 1 の閾値調節回路を含み、
前記第 1 の閾値調節回路は、第 1 の負荷条件に応じて第 1 の量だけ前記電圧基準を調節する、請求項 3 に記載のコントローラ。

30

【請求項 7】

前記調節可能電圧基準回路はさらに、第 2 の閾値調節回路を含み、
前記第 2 の閾値調節回路は、第 2 の負荷条件に応じて第 2 の量だけ前記電圧基準を調節し、

前記第 1 の量から前記第 2 の量へのパーセント変化は、前記第 1 の負荷条件から前記第 2 の負荷条件へのパーセント変化よりも大きいパーセント変化である、請求項 4 に記載のコントローラ。

【請求項 8】

前記調節可能電圧基準回路はさらに、1 つ以上の前記閾値調節回路によって生成された閾値調節信号に応じて前記電圧基準の値を変更する平均化回路を含む、請求項 7 に記載のコントローラ。

40

【請求項 9】

パワーコンバータのための集積回路であって、
オン状態とオフ状態との間で切換わるように結合された電力スイッチと、
前記電力スイッチをオン状態とオフ状態との間で切換えて前記パワーコンバータの出力を調整するように結合され、前記電力スイッチを流れるスイッチ電流がスイッチ電流閾値に達したことに応じて前記電力スイッチをディスエーブルにするように適合されたコントローラと、

前記コントローラに結合され、前記パワーコンバータの出力電圧を表わすバイアス巻線電圧を受けるフィードバック端子とを備え、

50

前記コントローラは、前記パワーコンバータの出力に結合された負荷に応じて前記バイ

アス巻線電圧を非線形に調節するように結合される、集積回路。

【請求項 1 0】

前記バイアス巻線電圧は、前記電力スイッチのスイッチング期間よりも実質的に長い期間の平均電圧である、請求項 9 に記載の集積回路。

【請求項 1 1】

前記コントローラは、前記集積回路に含まれるフィードバック回路の調節可能基準電圧を調節して前記バイアス巻線電圧を調節するように結合される、請求項 9 に記載の集積回路。

【請求項 1 2】

前記コントローラは、スイッチ電流制限を調節して前記バイアス巻線電圧を調節するように結合される、請求項 9 に記載の集積回路。 10

【請求項 1 3】

前記コントローラは一次側コントローラである、請求項 9 に記載の集積回路。

【請求項 1 4】

前記コントローラは、前記調節可能基準電圧を非線形に調節するように結合される、請求項 1 1 に記載の集積回路。

【請求項 1 5】

前記コントローラは、ある範囲の負荷条件の間、前記バイアス巻線電圧を調節するように結合される、請求項 1 4 に記載の集積回路。

【請求項 1 6】

前記コントローラは、電流制限を非線形に調節するように結合される、請求項 1 2 に記載の集積回路。 20

【請求項 1 7】

パワーコンバータであって、

電力スイッチと、

前記電力スイッチに結合され、前記電力スイッチをオン状態とオフ状態との間で切換えて前記パワーコンバータの出力を調整するコントローラと、

前記電力スイッチに結合され、前記パワーコンバータの入力を出力からガルバニック絶縁し、かつ前記パワーコンバータの入力と出力との間でエネルギーを伝達するエネルギー伝達素子と、 30

前記エネルギー伝達素子に結合されたバイアス巻線とを備え、

前記バイアス巻線の両端のバイアス巻線電圧は、前記パワーコンバータの出力における出力電圧を表わし、

前記コントローラは、前記パワーコンバータの出力に結合された負荷に応じて前記バイアス巻線電圧を非線形に調節する、パワーコンバータ。

【請求項 1 8】

前記バイアス巻線電圧は、前記電力スイッチのスイッチング期間よりも実質的に長い期間の前記バイアス巻線の両端の平均電圧である、請求項 1 7 に記載のパワーコンバータ。

【請求項 1 9】

前記バイアス巻線電圧は、調節可能基準電圧を調節することによって調節される、請求項 1 8 に記載のパワーコンバータ。 40

【請求項 2 0】

前記バイアス巻線電圧は、スイッチ電流制限を調節することによって調節される、請求項 1 8 に記載のパワーコンバータ。

【請求項 2 1】

前記コントローラは集積回路に含まれる、請求項 1 7 に記載のパワーコンバータ。

【請求項 2 2】

前記電力スイッチおよび前記コントローラは、單一モノリシック集積装置に集積される、請求項 1 7 に記載のパワーコンバータ。

【請求項 2 3】

10

20

30

40

50

前記コントローラは、前記電力スイッチの有効スイッチング周波数に応じて、前記パワーコンバータの出力に結合された前記負荷を判断する、請求項17に記載のパワーコンバータ。

【請求項24】

前記コントローラは、前記電力スイッチのディスエーブル期間の数の検出に応じてフィードバック電圧基準を調節する、請求項17に記載のパワーコンバータ。

【請求項25】

電源のバイアス巻線電圧を調節するための方法であって、
電力スイッチをオン状態とオフ状態との間で切換えることによってパワーコンバータの出力電圧を調整するステップを備え、前記電力スイッチは、前記電力スイッチを通るスイッチ電流がスイッチ電流がスイッチ電流閾値を超えるとオフ状態に戻るように適合され、前記方法はさらに、
10

前記パワーコンバータの出力に結合された負荷の負荷条件を判断するステップと、
前記負荷条件に応じてバイアス巻線電圧を非線形に調節するステップとを備える、方法。
。

【請求項26】

前記負荷条件に応じてバイアス巻線電圧を非線形に調節するステップは、調節可能基準電圧を非線形に調節するステップを含み、前記方法はさらに、

前記バイアス巻線電圧が前記調節可能基準電圧よりも大きい場合、前記電力スイッチのスイッチングを禁止するステップを備える、請求項25に記載のバイアス巻線電圧を調節するための方法。
20

【請求項27】

前記コントローラ内の電流制限基準を調節して前記バイアス巻線電圧を調節するステップをさらに備える、請求項25に記載のバイアス巻線電圧を調節するための方法。

【請求項28】

前記電力スイッチを通るスイッチ電流を制限して前記バイアス巻線電圧を調節するステップをさらに備える、請求項25に記載のバイアス巻線電圧を調節するための方法。

【請求項29】

一次側制御パワーコンバータのためのコントローラであって、
駆動信号を出力して電力スイッチをオン状態とオフ状態との間で切換えて前記パワーコンバータの出力を調整するように結合されたドライバ回路と、
30

前記ドライバ回路に結合され、出力電圧信号に応じてイネーブル信号を出力して前記電力スイッチをオン状態に切換えるように結合されたフィードバック回路と、

電流検知信号を受信し、かつスイッチ電流がスイッチ電流閾値に達すると前記電力スイッチをオフ状態に切換えるように結合された電流制限回路と、

前記パワーコンバータの出力に結合された負荷に応じて前記パワーコンバータのバイアス巻線電圧が非線形に調節されるように電流制限を調節するよう結合された調節可能電圧基準回路とを備える、コントローラ。
40

【請求項30】

前記バイアス巻線電圧は、前記駆動信号のスイッチング期間よりも実質的に長い期間の平均電圧である、請求項29に記載のコントローラ。

【請求項31】

パワーコンバータのための集積回路コントローラであって、
駆動信号を出力して電力スイッチの切換を制御して前記パワーコンバータの出力を調整するように結合されたドライバ回路と、

前記ドライバ回路に結合され、バイアス巻線電圧が調節可能基準電圧よりも大きい場合、前記電力スイッチのスイッチングを禁止するフィードバック回路と、

前記パワーコンバータの出力における負荷条件に応じて前記調節可能基準電圧を非線形に調節するように結合された調節可能電圧基準回路とを備える、コントローラ。
50

【請求項32】

前記調節可能電圧基準回路は、

前記パワーコンバータの出力における第1の負荷条件に応じて第1の閾値調節信号を出力するように結合された第1の閾値調節回路と、

前記パワーコンバータの出力における第2の負荷条件に応じて第2の閾値調節信号を出力するように結合された第2の閾値調節回路と、

調節可能電圧基準を生成し、かつ前記第1および第2の閾値調節信号に応じて前記調節可能電圧基準を調節するように結合された平均化回路とを備える、請求項31に記載のコントローラ。

【請求項33】

前記平均化回路は、前記調節可能電圧基準を蓄えるように結合されたキャパシタを備え

、前記キャパシタはさらに、前記第1および第2の閾値調節信号に応じて選択的に放電するように結合される、請求項32に記載のコントローラ。

【請求項34】

前記平均化回路はさらに、第1および第2の電流源を備え、

前記第1の電流源は、前記第1の閾値調節信号に応じて第1の比率で前記キャパシタの両端の平均電圧を選択的に減少するように結合され、

前記第2の電流源は、前記第2の閾値調節信号に応じて第2の比率で前記キャパシタの両端の平均電圧を減少するように結合される、請求項33に記載のコントローラ。

【請求項35】

前記第1の閾値調節回路は、前記駆動信号の第1の数の連続ディスエーブルスイッチング期間に応じて前記第1の閾値調節信号を出力するように結合され、

前記第2の閾値調節回路は、前記駆動信号の第2の数の連続ディスエーブルスイッチング期間に応じて前記第2の閾値調節信号を出力するように結合される、請求項32に記載のコントローラ。

【請求項36】

前記電力スイッチは前記集積回路コントローラに集積される、請求項31に記載のコントローラ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

背景情報

開示の分野

本発明は一般にパワーコンバータに関し、より具体的には、軽負荷／無負荷条件での出力電圧調整の向上に関する。

【背景技術】

【0002】

背景

携帯電話、携帯情報端末 (personal digital assistant: PDA)、ラップトップなどの多くの電気装置には、直流電源によって電力が供給される。電力は一般に高圧交流電力として壁コンセントを介して供給されるため、この高圧交流電力を多くの電気装置に使用可能な直流電力に変換するためのパワーコンバータなどの装置が必要である。動作時、パワーコンバータはコントローラを用いて、一般に負荷と称され得る電気装置に供給されるエネルギーを調整し得る。一例では、コントローラは、出力電圧のフィードバック情報に応じて電力スイッチをオンとオフに切換えることによってエネルギーパルスの伝達を制御して、パワーコンバータの出力における出力電圧を調整し続け得る。

【0003】

あるアプリケーションでは、パワーコンバータは、パワーコンバータの入力側を出力側から分離するためのエネルギー伝達素子を含み得る。より具体的には、エネルギー伝達素子は、パワーコンバータの入力と出力との間に直流が流れるのを防止し、かつ一定の安全規則

10

20

30

40

50

のために要求される、ガルバニック絶縁を提供し得る。エネルギー伝達素子の一般的な例は結合インダクタであり、入力側の入力巻線が受けた電気エネルギーが磁気エネルギーとして蓄えられ、パワーコンバータの出力側の出力巻線の両端で再び電気エネルギーに変換される。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

あるパワーコンバータの設計においては、出力電圧を指定の電圧範囲内に調整することが必要であり得る。これを達成するため、パワーコンバータの中には、「一次フィードバック」を用いてパワーコンバータの入力側から出力電圧を間接的に検知できるようにして、出力電圧を指定の範囲内に調整し得るものもある。一次フィードバックは、コストを低減するために、パワーコンバータの出力における出力電圧を直接検知する回路の代わりに用いられ得る。一次フィードバックの一例は、バイアス巻線を、エネルギー伝達素子の出力巻線にも磁気的に結合される（直接接続されない）ように、パワーコンバータの入力側に電気的に結合することである。これによってバイアス巻線が、パワーコンバータの入力側と電気接続を共有するバイアス巻線の両端にパワーコンバータの出力電圧を表わす電圧を生成することが可能になる。このように、パワーコンバータは、パワーコンバータの出力における出力電圧を直接検知することなく、出力電圧を表わすフィードバック信号を得る。

【0005】

しかし、実質的に軽負荷／無負荷条件（負荷が要求する電力が非常に小さい、または電力を要求しない）でパワーコンバータ内に調整のために一次フィードバックを実現する際、出力電圧が所望の値から実質的に逸脱してしまうことがある。このため、軽負荷／無負荷条件では出力電圧が指定の出力電圧範囲外に出てしまうことがある。

【0006】

特に明記しない限りさまざまな図面全体にわたって同様の参照番号は同様の部分を指す以下の図面を参照して、本発明の非限定的および非網羅的な実施例および例を説明する。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1A】本発明の教示内容に従った、例示的なパワーコンバータを示す機能ブロック図である。

【図1B】本発明の教示内容に従った、図1Aの電力スイッチ106を通るスイッチ電流 I_{SW} を示す例示的な波形の図である。

【図2】本発明の教示内容に従った、バイアス巻線電圧波形を調節していない一次フィードバックパワーコンバータの出力電圧を示す例示的なグラフの図である。

【図3A】本発明の教示内容に従った、調節済みバイアス電圧の例示的な波形を示す図である。

【図3B】本発明の教示内容に従った、調節済みバイアス電圧の例示的な波形を示す図である。

【図4】本発明の教示内容に従った、電圧基準を調節してバイアス電圧を変更するための例示的なコントローラの機能ブロック図である。

【図5】本発明の教示内容に従った、電流制限を調節してバイアス電圧を変更するための例示的なコントローラの機能ブロック図である。

【図6】本発明の教示内容に従った、例示的な調節可能電圧基準回路を示す機能ブロック図である。

【図7】本発明の教示内容に従った、電力スイッチおよびコントローラを含む例示的な集積回路を示す機能ブロック図である。

【図8】本発明の教示内容に従った、調節可能電圧基準回路の例示的な概略図である。

【図9】本発明の教示内容に従った、パワーコンバータの出力電流に応じた図8の調節済み電圧基準の関係を示すグラフの図である。

【図10】本発明の教示内容に従った、出力電流に応じてバイアス電圧を調節するための

10

20

30

40

50

方法を示すフローチャートの図である。

【発明を実施するための形態】

【0008】

詳細な説明

ある範囲の負荷条件にわたってパワーコンバータの出力電圧の調整を向上させるための方法および装置を開示する。より具体的には、パワーコンバータの変化する負荷条件に応じてバイパス電圧を非線形に調節するための方法および装置を開示する。以下の説明では、本発明の完全な理解を与えるために多数の特定的な詳細を記載する。しかし、本発明を実践するには特定的な詳細を使用しなくてもよいことが当業者に明らかになるであろう。他の例では、本発明を不明瞭にするのを避けるために、周知の材料または方法は詳細に説明していない。

10

【0009】

本明細書全体にわたって「1つの実施例」、「実施例」、「一例」または「例」への言及は、その実施例または例に関連して説明する特定の特徴、構造または特性が本発明の少なくとも1つの実施例に含まれることを意味する。したがって、本明細書全体のさまざまな箇所における「1つの実施例において」、「実施例において」、「一例」または「例」という語句は、必ずしもすべてが同一の実施例または例を指しているとは限らない。さらに、特定の特徴、構造または特性は、1つ以上の実施例または例において、いずれかの好適な組合せおよび/または下位の組合せで組合せられ得る。また、本明細書と共に与えられる図面は当業者に説明するためのものであり、図面は必ずしも同じ割合で描かれているとは限らないことが認識される。

20

【0010】

図1Aを参照して、機能ブロック図は、本発明の教示内容に従ったパワーコンバータ100を示す。図示される例では、パワーコンバータ100は、コントローラ104と電力スイッチ106とをさらに含む集積回路102、エネルギー伝達素子108、フィードバック回路110、ダイオードD₁、出力キャパシタC_{OUT}、およびプリロード抵抗器R_{PL}を含む。集積回路102はさらに、ドレイン端子D、ソース端子S、フィードバック端子FB、およびバイパス端子BPを含む。示されるように、フィードバック回路110は、バイパス巻線128、ダイオードD₂、第1の抵抗器および第2の抵抗器R₁およびR₂、ならびにバイпасキャパシタC_{BIAS}を含むものとして示される。

30

【0011】

示されるように、パワーコンバータ100はフライバックコンバータとして構成される。動作時、パワーコンバータ100は、以下「入力電圧」と称される無調整の直流入力電圧V_{IN}から負荷119に出力電力を与える。図1の例では、エネルギー伝達素子108は、以下「変圧器」と称される結合インダクタであり、入力巻線124および出力巻線126を有する。「入力巻線」は「一次巻線」とも称され得、「出力巻線」は「二次巻線」とも称され得る。一例では、エネルギー伝達素子108はカルバニック絶縁を提供し得る。より具体的には、カルバニック絶縁は、パワーコンバータ100の入力側と出力側との間に直流が流れるのを防止し、安全規則を満たすために通常必要とされる。示されるように、入力リターン105が、パワーコンバータ100の「入力側」において示されるように回路に電気的に結合される。同様に、出力リターン107が、パワーコンバータ100の「出力側」において回路に電気的に接続されている。

40

【0012】

一例では、一次巻線124は、動作時、電力スイッチ106のオン状態時にエネルギー伝達素子108が入力電流I_{IN}からエネルギーを受け、電力スイッチ106のオフ状態時にエネルギー伝達素子108がパワーコンバータ100の出力にエネルギーを供給するように、電力スイッチ106に結合される。

【0013】

示されるように、電力スイッチ106は、自身に電流を導通することができる「オン」状態と、自身に電流を導通しない「オフ」状態との間で切換えられ得る。動作時、コント

50

ローラ 104 はスイッチング信号 U_{SW} を出力して、電力スイッチ 106 をオン状態とオフ状態との間で切換える。一例では、コントローラ 104 は、スイッチ 106 を動作させて出力電圧 V_{OUT} を所望の値に調整し得る。一例では、コントローラ 104 は、スイッチ 106 が導通しているか非導通であり得る実質的に規則的なスイッチング期間 T_s を規定する発振器（図示せず）を含む。より具体的には、出力電圧 V_{OUT} の調整は、出力電圧 V_{OUT} を間接的に表わすフィードバック信号 U_{FB} に応じて電力スイッチ 106 を切換えて、パワーコンバータ 100 の入力から出力に伝達されるエネルギー量を制御することによって達成される。一例では、フィードバック信号 U_{FB} は、バイアス電圧 V_{BIAS} を、出力電圧 V_{OUT} の所望の値を表わす所望の電圧に直接調整し得る。たとえば、バイアス電圧 V_{BIAS} は、出力電圧 V_{OUT} を 5 V で間接的に調整するために 20 V で調整され得る。

10

【0014】

一例では、電力スイッチ 106 は金属酸化物半導体電界効果トランジスタ（MOSFET）である。一例では、集積回路 102 は、モノリシック集積回路として実現され得るか、または個別の電気部品で、もしくは個別の部品と集積回路との組合せで実現され得る。一例では、集積回路 102 は、コントローラ 104 および電力スイッチ 106 の両方を含むハイブリッドまたはモノリシック集積回路として製造される。別の例では、電力スイッチ 106 は集積回路 102 に含まれず、コントローラ 104 は、コントローラ 104 から分離した装置として製造される電力スイッチに結合される。パワーコンバータ 100 の動作時、電力スイッチ 106 を切換えるとダイオード D_1 に脈動電流が発生し、これが出力キャパシタ C_{OUT} によってフィルタにかけられて、実質的に一定の出力電圧 V_{OUT} が生成される。

20

【0015】

示されるように、フィードバック回路 110 は、出力電圧 V_{OUT} を電源の入力側から間接的に検知できるようにする一次フィードバックを提供するように適合される。動作時、フィードバック回路 110 は、コントローラ 104 にフィードバック信号 U_{FB} を与える。一例では、フィードバック信号 U_{FB} はバイアス電圧 V_{BIAS} を表わし得る。示されるように、バイアス巻線 128 は出力巻線 126 に磁気的に結合される。この磁気的な結合のため、動作時、エネルギー伝達素子 108 は、電力スイッチ 106 のオフ状態時に出力巻線 126 およびバイアス巻線 128 にエネルギーを供給する。より具体的には、出力巻線 126 の両端に誘起される電圧は、バイアス巻線 128 の両端の電圧に実質的に比例し得る。このように、キャパシタ C_{BIAS} の両端の電圧として定義されるバイアス電圧 V_{BIAS} は、電力スイッチ 106 のオフ状態時にダイオード D_2 が導通しているときに出力電圧 V_{OUT} を表わす電圧にまで増加して、キャパシタ C_{BIAS} を充電する。

30

【0016】

示されるように、ダイオード D_2 はバイアス巻線 128 とバイアスキャパシタ C_{BIAS} との間に結合されて、電力スイッチ 106 の導通時にバイアスキャパシタ C_{BIAS} の放電を防止する。一例では、バイアス巻線電圧 V_{BIAS} は、直流電圧を含み、さらにリップル電圧とも称される時間的に変化する電圧の成分も含む。一例では、 V_{BIAS} のリップル電圧は、キャパシタ C_{BIAS} の充放電によって発生する。より具体的には、キャパシタ C_{BIAS} の充電は、エネルギーがバイアス巻線 128 に伝達されてダイオード D_2 が導通していると発生する。キャパシタ C_{BIAS} の放電は、ダイオード D_2 が導通しておらず、エネルギーが抵抗器 R_1 および R_2 を介して実質的に一定の比率で放電すると発生する。示されるように、抵抗器 R_1 および抵抗器 R_2 を含む抵抗分割器がバイアスキャパシタ C_{BIAS} の両端に結合される。一例では、抵抗分割器は、分割したバイアス電圧 V_{BIAS} を集積回路 102 のフィードバック端子 FB に与えるように結合される。

40

【0017】

動作時、パワーコンバータ 100 は、出力電圧 V_{OUT} の所望の値を間接的に（磁気的な結合によって）表わすバイアス電圧 V_{BIAS} を直接調整することによって、一次フィードバックを実現する。したがって、出力電圧 V_{OUT} が所望の値から変化すると、この出力電圧の変化に比例してバイアス電圧 V_{BIAS} が変化する。コントローラ 104 はそれに従って電

50

力スイッチ 106 を切換えて、出力に供給される電力量を調節することによってバイアス電圧 V_{BIAS} を所望の値に戻す。このように、出力電圧 V_{OUT} は、バイアス巻線電圧 V_{BIAS} によって間接的に調整される。

【0018】

一例では、電力スイッチ 106 が出力電圧 V_{OUT} を調整できるように、コントローラ 104 は、フィードバック信号 U_{FB} に応じて電力スイッチ 106 がスイッチング期間 T_s の間導通可能となるか否かを判断する。上述のように、スイッチング期間 T_s は、コントローラ 104 内の発振器（図示せず）によって設定される一定の期間であり得る。スイッチ 106 が導通可能なスイッチング期間 T_s は、「イネーブル」期間である。スイッチ 106 が導通不可能なスイッチング期間 T_s は、「ディスエーブル」期間である。言い換えれば、コントローラ 104 は、各スイッチング期間中に電力スイッチ 106 をイネーブルにするかディスエーブルにするかを決定して、パワーコンバータ 100 の出力へのエネルギーの伝達を制御する。このように、コントローラ 104 は、フィードバック信号 U_{FB} に応じてパワーコンバータ 100 の出力電圧 V_{OUT} を調整し得る。

10

【0019】

次に図 1B を参照して、本発明の教示内容に従った、いくつかのイネーブルおよびディスエーブルスイッチング期間 T_s の間の図 1A のスイッチ電流 I_{SW} の例示的な波形が示される。示されるように、 T_0 から T_{N+1} までのいくつかのイネーブルおよびディスエーブルスイッチング期間 T_s 中のスイッチ 106 内のスイッチ電流 I_{SW} の例示的な波形が、図 1B に示される。図 1B の例では、スイッチ 106 は、各イネーブルスイッチング期間 T_0 、 T_1 、および T_N の初めにオンになる。スイッチ 106 は、スイッチ 106 内のスイッチ電流 I_{SW} が電流制限 I_{LIMIT} に達するまで導通する。スイッチ電流 I_{SW} が電流制限 I_{LIMIT} に達すると、スイッチ電流は、ピークスイッチ電流 I_{SWPEAK} と称されるピーク値にある。電流制限 I_{LIMIT} を調節することによって、スイッチング期間 T_s 内のスイッチ電流 I_{SW} のピークが変更されるので、イネーブルスイッチング期間中の電力スイッチ 106 のオン時間中に蓄えられるエネルギー量を変更することができる。蓄えられるエネルギーとピーク電流との関係は以下のように表わされる。

20

【0020】

【数 1】

$$E_{TS} = \frac{1}{2} L I_{SWPEAK}^2$$

式 1

30

【0021】

式中、 E_{TS} はスイッチング期間 T_s 中に蓄えられるエネルギーであり、 L は一次巻線 124 のインダクタンスであり、 I_{SWPEAK} は電力スイッチ 106 内のピーク電流である。示される例を引き続き参照して、スイッチ 106 は、ディスエーブルスイッチング期間 T_2 、 T_{N-2} 、 T_{N-1} 、および T_{N+1} の間は導通しない。

【0022】

再び図 1A を参照して、図示される例に示されるように、電力スイッチ 106 を流れるスイッチ電流 I_{SW} を検知するための電流センサ 146 が結合される。より具体的には、さまざまな例において電流変圧器、または個別の抵抗器、または導通しているトランジスタの主要導通チャネル、またはトランジスタの一部を形成するセンス FET 素子であり得る電流センサ 146 が、スイッチ電流 I_{SW} を測定するために用いられ得る。動作時、電流センサ 146 は、スイッチ電流 I_{SW} を表わす電流検知信号 U_{SENSE} を生成する。一例では、電流検知信号 U_{SENSE} はコントローラ 104 によって用いられて、図 1B に示されるように各イネーブルスイッチング期間 T_s 中にいつスイッチ電流 I_{SW} が電流制限 I_{LIMIT} に達するかを判断する。

40

【0023】

動作時、コントローラ 104 は、パワーコンバータ 100 の出力における負荷条件を連続的に検出し得、負荷条件に応じてバイアス電圧 V_{BIAS} を調節し得る。一例では、負荷条

50

件はスイッチング信号 U_{SW} に応じて検出され得る。たとえば、スイッチング信号 U_{SW} が、電力スイッチ 106 がほぼすべてのスイッチング期間 T_s 中イネーブルにされるよう指示すると、これは、パワーコンバータ 100 がほぼ最大電力量をパワーコンバータ 100 の出力に供給していることになるため、高負荷条件に対応し得る。逆に、スイッチング信号 U_{SW} が、電力スイッチ 106 がほぼすべてのスイッチング期間 T_s 中ディスエーブルにされるよう指示すると、これは、パワーコンバータ 100 が少量の電力をパワーコンバータ 100 に供給していることになるため、軽負荷 / 無負荷条件に対応し得る。無負荷条件とは、パワーコンバータ 100 の出力に結合された負荷 119 が出力電流 I_{OUT} を実質的に要求しない場合と定義され得る。高負荷条件とは、負荷 119 がほぼ最大量の出力電流 I_{OUT} を要求する場合と定義され得る。さらに明確にすると、負荷の要求する電力が増加するにつれて、パワーコンバータ 100 の出力に供給される出力電流 I_{OUT} が増加する。出力に結合された負荷の要求する電力が減少するにつれて、パワーコンバータ 100 の出力に供給される出力電流 I_{OUT} が減少する。無負荷 / 軽負荷条件などの一定の例では、パワーコンバータ 100 はパワーコンバータ 100 の出力において所望の出力電圧を依然として維持する必要があり得る。しかし、負荷 119 の要求する電力量が低い無負荷条件の間は、スイッチング期間 T_s 中にパワーコンバータ 100 の出力に供給されるエネルギーによって、キャパシタ C_{OUT} の両端の出力電圧 V_{OUT} が実質的に増加し得る。

10

【0024】

一例では、軽負荷 / 無負荷条件（負荷 119 が受ける出力電流 I_{OUT} が少ないか全くない場合）で出力電圧 V_{OUT} が実質的に増加しないように、パワーコンバータ 100 の出力の両端にプリロード抵抗器 R_{PL} が結合されてパワーコンバータ 100 の出力において出力電流 I_{OUT} のための付加的な経路を与え得る。言い換えれば、プリロード抵抗器 R_{PL} は、最小量の出力電流 I_{OUT} をパワーコンバータ 100 の出力において常に用いることができるように設計され得る。

20

【0025】

上述のように、電力スイッチ 106 のスイッチングを制御して、出力電圧 V_{OUT} を表わすよう意図されているバイアス電圧 V_{BIAS} を調整する。動作時、バイアス電圧 V_{BIAS} が所望の値より高い場合、これは出力電圧 V_{OUT} が所望の値よりも高いことを表わす。この場合、フィードバック信号 U_{FB} は、バイアス電圧 V_{BIAS} が（たとえばダイオード D_2 が導通していないときに抵抗器 R_1 および R_2 を介して放電することによって）所望の値を下回るまで、コントローラ 104 に電力スイッチ 106 をその後のスイッチング期間中ディスエーブルにすることによって、出力電圧 V_{OUT} が所望の値を下回ったことを示す。

30

【0026】

軽負荷 / 無負荷条件では、バイアス電圧 V_{BIAS} は、出力電圧 V_{OUT} が所望の値にまで低下し得るよりも速い比率で所望の値にまで低下し得る。バイアス電圧の低下率は抵抗器キャパシタ（RC）時定数に基づいており、 R_1 、 R_2 および C_{BIAS} の値に関連している。したがって、すべての負荷条件下で、キャパシタ C_{BIAS} からある充電量を放電するのにかかる時間は実質的に一定である。しかし、キャパシタ C_{OUT} からある充電量を放電するのにかかる時間は、パワーコンバータ 100 の出力における負荷条件に依存する。より具体的には、パワーコンバータ 100 は、動作上の要求に基づいて負荷 119 に供給される電力量を変化させる。したがって負荷 119 は、変化する出力電流 I_{OUT} をパワーコンバータ 100 の出力に供給できるように調節される可変抵抗とみなされ得る。軽負荷 / 無負荷条件下では、出力電圧 V_{OUT} の減少率は、バイアス巻線電圧 V_{BIAS} の減少率よりも実質的に低くなり得る。したがって、バイアス電圧 V_{BIAS} が所望の値を下回ったためにフィードバック信号 U_{FB} がコントローラ 104 にスイッチング期間をイネーブルにするよう指示すると、出力電圧 V_{OUT} は依然として所望の値よりも高く、所望のエネルギーよりも多くのエネルギーを受けることになり得る。このように、出力電圧 V_{OUT} は、軽負荷 / 無負荷条件では所望の値からさらに増加する。

40

【0027】

50

次に図2を参照して、グラフ200は、出力電圧 V_{OUT} を表わす出力電圧プロット202を示す。示されるように、プロット202は、出力電流 I_{OUT} に応じた出力電圧 V_{OUT} の非線形の変化を示す。この関係は、以下の式2によって示される。

【0028】

【数2】

$$\frac{V_{OUT}}{V_{OUTDESIRED}} = 1 + \frac{LI_{SWpeak}^2}{2V_{BIAS}^2 C_{BIAS}} \left(\frac{1}{1 + \frac{P_{OUT}}{P_{BIAS}}} \right)$$

式2

10

【0029】

式中、 $V_{OUTDESIRED}$ は所望の（調整済み）出力電圧（図2に示す）を表わし、 V_{OUT} はパワーコンバータ100の出力における実際の出力電圧を表わし、Lは一次巻線124のインダクタンス値を表わし、 I_{SWPEAK} は電力スイッチ106を通るピークスイッチ電流（図1Bに示す）を表わし、 V_{BIAS} はバイアス電圧であり、 C_{BIAS} はバイアスキッパシタのキャパシタンスであり、 P_{OUT} はパワーコンバータ100の出力に供給される電力量（ I_{OUT} を乗じた V_{OUT} ）であり、 P_{BIAS} はパワーコンバータ100のバイアス巻線128に供給される電力量である。

【0030】

式2に示されるように、括弧内の式は、出力電力 P_{OUT} がゼロに近づくにつれて出力電圧が非線形に増加することを示す。より具体的には、所望の出力電圧 $V_{OUTDESIRED}$ と出力電圧 V_{OUT} との差が最も大きいのは、軽負荷／無負荷条件時である。パワーコンバータ100が動作している間、目標は $V_{OUT} / V_{OUTDESIRED}$ 率を実質的に1に維持すること、言い換えれば出力電圧 V_{OUT} を所望の出力電圧 $V_{OUTDESIRED}$ と実質的に同一に保つことである。

20

【0031】

次に図3Aおよび図3Bを参照して、本発明の教示内容に従ったバイアス電圧波形が示される。図3Aに示されるように、電圧基準が調節される際の第1の平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS1A}$ と第2の平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS2A}$ との間の変化を示すために、第1のバイアス電圧波形302を第2のバイアス電圧波形304と比較する。示されるように、バイアス電圧波形302および304は、キャッピング C_{BIAS} の電圧のリップル部分を示す。一例では、バイアス電圧 V_{BIAS} の直流値は約20Vであり得、リップル電圧は約1Vであり得る。さらに示されるように、バイアス電圧波形302および304には周期性が関連付けられる。1つの期間はリップル期間 T_{RIP} と定義される。より具体的には、リップル期間 T_{RIP} は、バイアス電圧 V_{BIAS} の調整時の電力スイッチ106のオン状態同士の間の時間を同定する。より具体的には、電力スイッチ106は、バイアス電圧波形302が第1の調節可能基準値 $V_{ADJREF1}$ に達するとオン状態に切換わる。一例では、出力電圧 V_{OUT} が間接的に調整されるように、電圧基準 $V_{ADJREF1}$ を用いてバイアス電圧 V_{BIAS} を調整し得る。

30

【0032】

一例では、軽負荷／無負荷条件の間、リップル期間 T_{RIP} はスイッチング期間 T_s よりも実質的に長い。たとえば、リップル期間 T_{RIP} は、50から200の連続的にスキップしたスイッチング期間 T_s からなり得る。示されるように、リップル期間 T_{RIP} の初めに、波形302は電圧ピーク V_{PEAK1A} に近づく。より具体的には、パワーコンバータ100のダイオードD₂の導通時の1つのスイッチング期間中に電圧ピーク V_{PEAK1A} に達する。一例では、第1の基準 $V_{ADJREF1}$ から電圧ピーク V_{PEAK1A} への電圧変化は、スイッチング期間 T_s 中にパワーコンバータ100のバイアスキッピング C_{BIAS} に供給されるエネルギー量を表わし得る。

40

【0033】

50

リップル期間 T_{RIP} の残りの間、波形 302 の電圧は、基準電圧 $V_{ADJREF1}$ に達するまで減少する。より具体的には、波形 302 のバイアス電圧は、 R_1 、 R_2 、および C_{BIAS} の値によって決定される RC 時定数に基づいた比率で減少する。波形 302 による一例に示されるように、パワーコンバータ 100 の動作時、電力スイッチ 106 が導通していなければ、バイアスキャパシタ C_{BIAS} は抵抗器 R_1 および R_2 を介して放電する。平均バイアス巻線電圧 $V_{AVGBIAS1A}$ は、バイアス電圧波形 302 の平均電圧である。

【0034】

示されるように、電圧波形 304 は電圧波形 302 に似ているが、下方にずれている。さらに示されるように、バイアス電圧波形 304 の平均電圧を表わす平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS2A}$ は、平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS1A}$ から下方にずれている。この下方のずれが生じるのは、第 2 の電圧基準 $V_{ADJREF2}$ が第 1 の電圧基準 $V_{ADJREF1}$ よりも低いためである。1 つの例示的な動作では、電力スイッチ 106 は、バイアス電圧波形 304 が第 2 の基準値 $V_{ADJREF2}$ に達するとオン状態に切換わる。示されるように、リップル期間 T_{RIP} の初めに、波形 304 は電圧ピーク V_{PEAK2A} に近づく。より具体的には、パワーコンバータ 100 のダイオード D_2 の導通時の 1 つのスイッチング期間中に電圧ピーク V_{PEAK2A} に達する。リップル期間 T_{RIP} の残りの間、波形 304 の電圧は、基準電圧 $V_{ADJREF2}$ に達するまで減少する。示されるように、電圧波形 304 のリップルは、電圧基準を第 1 の電圧基準 $V_{ADJREF1}$ から第 2 の電圧基準 $V_{ADJREF2}$ に下げることによって、第 1 の電圧ピーク V_{PEAK1A} から第 2 の電圧ピーク V_{PEAK2A} に減少している。示されるように、第 1 の基準電圧 $V_{ADJREF1}$ と第 1 のピーク電圧 V_{PEAK1A} との間の電圧変化は、第 2 の基準電圧 $V_{ADJREF2}$ と第 2 のピーク電圧 V_{PEAK2A} との間の電圧変化と同一である。これは、スイッチング期間 T_s ごとにバイアスキャパシタ C_{BIAS} に供給されるエネルギーが実質的に変化していないためである。言い換えれば、第 1 のピーク電圧 V_{PEAK1A} から第 2 のピーク電圧 V_{PEAK2A} に変化したのはピーク電圧の大きさのみである。このように、第 1 の平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS1A}$ が第 2 の平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS2A}$ に減少している。本発明の教示内容に係る一例では、バイアス電圧 V_{BIAS} は負荷条件に応じて、または言い換えれば負荷 119 が要求する出力電力 P_{OUT} の量に応じて調節される。出力電圧 V_{OUT} が調整されるため、負荷の変化も出力電流 I_{OUT} の変化と称され得る。一例では、コントローラ 104 内のフィードバック電圧基準が非線形に調節されて、軽負荷 / 無負荷条件で出力電圧 V_{OUT} の上昇を実質的に補償し得る。

【0035】

次に図 3B を参照して、ピークスイッチ電流 I_{SWPEAK} を制御するための電流制限 I_{LIMIT} が調節される際の第 1 の平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS1B}$ と第 2 の平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS2B}$ との間の変化を示すために、第 1 のバイアス電圧波形 310 を第 2 のバイアス電圧波形 312 と比較する。示されるように、バイアス電圧波形 310 および 312 は、キャパシタ C_{BIAS} の電圧のリップル部分を示す。さらに示されるように、バイアス電圧波形 310 および 312 には周期性が関連付けられる。第 1 のリップル期間 T_{RIP1} は電圧波形 310 に対応し、第 2 のリップル期間 T_{RIP2} は電圧波形 312 に対応する。動作時、電力スイッチ 106 は、バイアス電圧波形 310 が基準値 V_{ADJREF} に達すると、次のスイッチング期間 T_s 中にオン状態に切換わることができる。一例では、出力電圧 V_{OUT} が間接的に調整されるように、電流制限 I_{LIMIT} を用いてバイアス電圧 V_{BIAS} を調整し得る。

【0036】

示されるように、リップル期間 T_{RIP1} の初めに、波形 310 は電圧ピーク V_{PEAK1B} に近づく。より具体的には、パワーコンバータ 100 のダイオード D_2 の導通時の 1 つのスイッチング期間中に電圧ピーク V_{PEAK1B} に達する。一例では、電圧基準 V_{ADJREF} から第 1 の電圧ピーク V_{PEAK1B} への波形 310 の電圧変化は、スイッチング期間 T_s 中にパワーコンバータ 100 のバイアスキャパシタ C_{BIAS} に供給されるエネルギー量を表わし得る。リップル期間 T_{RIP1} の残りの間、電圧波形 310 は基準電圧 V_{ADJREF} に達するまで上昇する。平均バイアス巻線電圧 $V_{AVGBIAS1B}$ は、バイアス電圧波形 310 の平均電圧である。

【0037】

10

20

30

40

50

示されるように、ピーク電圧 V_{PEAK1B} が電圧ピーク V_{PEAK2B} にまで下にずれた結果として、電圧波形 312 の平均が電圧波形 310 から下方にずれている。さらに示されるように、バイアス電圧波形 312 の平均電圧を表わす平均バイアス電圧 $V_{AVGBIAS2B}$ も下方にずれている。オン状態の間、電力スイッチ 106 は電流制限 I_{LIMIT} に応じてスイッチ電流 I_{SW} を制限する。一例では、コントローラ 104 内の電流制限 I_{LIMIT} を調節すると、イネーブルスイッチング期間 T_s 中にバイアス巻線 128 に供給されるエネルギー量が変化する。エネルギーとピーク電流との間のこの関係は、以下の式 3 に表わされる。

【0038】

【数3】

$$E = \frac{1}{2} L I_{SWPEAK}^2$$

式3

10

【0039】

式中、E はスイッチング期間中に供給されるエネルギーであり、L は一次巻線 124 のインダクタンスであり、 I_{SWPEAK} は電力スイッチ 106 内のピーク電流である。このように、ピーク電圧の変化をバイアスキャパシタ C_{BIAS} の両端で制御することによって、平均バイアス電圧を制御することができる。

【0040】

示されるように、リップル期間 T_{RIP2} の初めに、波形 312 は電圧ピーク V_{PEAK2B} に近く。より具体的には、パワーコンバータ 100 のダイオード D_2 の導通時の 1 つのスイッチング期間中に電圧ピーク V_{PEAK2B} に達する。リップル期間 T_{RIP2} の残りの間、波形 312 の電圧は、基準電圧 V_{ADJREF} に達するまで減少する。示されるように、電圧波形 312 のリップルは、電力スイッチ 106 を通るスイッチ電流 I_{SW} が制限されるようにコントローラ 104 内の電流制限 I_{LIMIT} を下げることによって、第 1 の電圧ピーク V_{PEAK1B} から第 2 の電圧ピーク V_{PEAK2B} に減少している。

20

【0041】

本発明の教示内容に係る一例では、バイアス電圧 V_{BIAS} は負荷条件に応じて調節され、言い換えればバイアス電圧 V_{BIAS} は、負荷 119 が要求する出力電力 P_{OUT} の量に応じて調節される。出力電圧 V_{OUT} が調整され続けるため、負荷の変化も出力電流 I_{OUT} の変化と称され得る。一例では、コントローラ 104 内のフィードバック電圧基準を非線形に調節して、軽負荷 / 無負荷条件で出力電圧 V_{OUT} の上昇を実質的に減少させることができる。

30

【0042】

次に図 4 を参照して、本発明の教示内容に従った例示的なコントローラ 400 が示される。より具体的には、コントローラ 400 はパワーコンバータに組込まれて、本発明の教示内容に係るフィードバック電圧基準を調節することによってバイアス巻線電圧を調節し得る。パワーコンバータ 400 の図示される例は、コントローラ電源 402、保護回路 404、ドライバ回路 406、発振器 408、フィードバック回路 410、および調節可能電圧基準回路 412 を含む。示されるように、コントローラ 400 は電力信号 U_{POWER} およびフィードバック信号 U_{FB} を受信し、スイッチング信号 U_{SW} を出力して電力スイッチを切換える。一例では、コントローラ 400、電力信号 U_{POWER} 、フィードバック信号 U_{FB} 、およびスイッチング信号 U_{SW} は、それぞれ図 1A のコントローラ 104、電力信号 U_{POWER} 、フィードバック信号 U_{FB} 、およびスイッチング信号 U_{SW} の可能性のある実現例を表わし得る。

40

【0043】

示されるように、コントローラ電源 402 は電力を供給して、保護回路 404、ドライバ回路 406、発振器 408、フィードバック回路 410、および調節可能電圧基準回路 412 を動作させるように結合される。一例では、保護回路 404 はドライバ回路 406 に結合され、コントローラ 400 内の回路が不適切な電圧または過剰電圧を受けている場合には保護信号 $U_{PROTECT}$ を出力してスイッチング信号 U_{SW} の動作を禁止する。示されるように、発振器 408 はドライバ回路 406 に結合される。動作時、発振器 408 は、パ

50

ワーコンバータ内の電力スイッチのスイッチング期間の時間周期を設定するクロック信号 U_{CLOCK} を出力する。一例では、クロック信号 U_{CLOCK} は、ドライバ回路 406 が次のスイッチング期間をイネーブルにするかディスエーブルにするかを決定できるように、各スイッチング期間の開始を示す。「イネーブル」スイッチング期間は、パワーコンバータの電力スイッチがその間の一部だけ電流を通すことが可能なスイッチング期間と定義され得る。「ディスエーブル」スイッチング期間は、パワーコンバータの電力スイッチが電流を導通することが不可能なスイッチング期間と定義され得る。

【0044】

示されるように、フィードバック回路 410 はフィードバック信号 U_{FB} を受信する。一例では、フィードバック信号 U_{FB} は、パワーコンバータの出力電圧を間接的に表わすバイアス電圧 V_{BIAS} を表わす。フィードバック回路 410 はドライバ回路 406 に結合され、決定信号 $U_{DECISON}$ を出力するように結合される。動作時、決定信号 $U_{DECISON}$ はドライバ回路 406 によって用いられてバイアスキャパシタの両端の電圧を調整し得、これによってパワーコンバータの出力電圧を間接的に調整することができる。一例では、フィードバック回路 410 は、バイアス電圧を表わすフィードバック信号 U_{FB} を基準（図示せず）と比較する。バイアス電圧が電圧基準を下回る場合、決定信号 $U_{DECISON}$ はドライバ回路 406 にパワーコンバータの電力スイッチを切換えるように指示して、出力により多くのエネルギーを供給する。このように、決定信号 $U_{DECISON}$ は、スイッチング期間をイネーブルにすべきかディスエーブルにすべきかを判断する。示されるように、調節可能電圧基準回路 412 は、ドライバ回路 406 およびフィードバック回路 410 に結合される。動作時、調節可能電圧基準回路 412 は、フィードバック回路 410 内のフィードバック基準電圧を調節する調節可能電圧基準信号 U_{ADJREF} を出力する。調節可能電圧基準回路 412 はドライバ回路 406 からスイッチング信号 U_{SW} を受信して、パワーコンバータの出力における負荷を判断する。一例では、調節可能電圧基準回路 412 は、パワーコンバータの出力に結合された負荷によって取出される出力電流に応じて、フィードバック回路 410 内の電圧基準を調節すべき量を判断する。動作時、調節可能電圧基準回路 412 は、有効スイッチング周波数に基づいて、負荷によって取出される出力電流を判断し得る。より具体的には、有効スイッチング周波数は、いくつかのスイッチング期間の電力スイッチの平均スイッチング周波数と定義され得る。調節可能電圧基準回路 412 が受信するスイッチング信号によって、有効スイッチング周波数を判断することができる。一例では、調節可能電圧基準回路 412 は、パワーコンバータの出力に結合された負荷の負荷条件に応じて、フィードバック回路 410 の電圧基準を非線形に調節する。

【0045】

次に図 5 を参照して、本発明の教示内容に従った例示的なコントローラ 500 が示される。より具体的には、コントローラ 500 はパワーコンバータに組込まれて、本発明の教示内容に係る電力スイッチの電流制限を調節することによってバイアス巻線電圧を調節し得る。動作時、コントローラ 500 は、パワーコンバータの電力スイッチを通るピーク電流を制御する。コントローラ 500 内で電流制限を調節することによって、電力スイッチを通るピーク電流を制御することができるため、バイアス巻線電圧を調節することができる。一例では、電力スイッチ内のスイッチ電流が電流制限に達したことを電流検知信号 U_{SENSE} が検出すると、スイッチング信号 U_{SW} がドライバ回路 506 から出力されて、電力スイッチをディスエーブルにする。パワーコンバータ 500 の図示される例は、コントローラ電源 502、保護回路 504、ドライバ回路 506、発振器 508、フィードバック回路 510、および電流制限調節回路 512 を含む。示されるように、コントローラ 500 は電力信号 U_{POWER} 、フィードバック信号 U_{FB} 、および電流検知信号 U_{SENSE} を受信し、スイッチング信号 U_{SW} を出力して電力スイッチを切換える。一例では、コントローラ電源 502、保護回路 504、ドライバ回路 506、発振器 508、フィードバック回路 510、電力信号 U_{POWER} 、フィードバック信号 U_{FB} 、およびスイッチング信号 U_{SW} は、それぞれ図 4 のコントローラ電源 402、保護回路 404、ドライバ回路 406、発振器 408、フィードバック回路 410、電力信号 U_{POWER} 、フィードバック信号 U_{FB} 、およびス

10

20

30

40

50

イッティング信号 U_{SW} の可能性のある実現例を表わし得る。

【0046】

示されるように、ドライバ回路 506 は検知信号 U_{SENSE} を受信する。一例では、検知信号 U_{SENSE} は、パワーコンバータの電力スイッチを導通するスイッチ電流を表わす。動作時、ドライバ回路 506 は電力スイッチを通る電流を制御して、パワーコンバータのバイアス巻線の両端の電圧を調節する。一例では、ドライバ回路 506 は、パワーコンバータの出力に結合された負荷に供給される出力電流に応じて、電力スイッチの電流制限を調節する。示されるように、電流制限調節回路 512 はドライバ回路 506 に結合される。動作時、電流制限調節回路 512 は、ドライバ回路 506 内の電流制限を調節する調節済み電流制限信号 $U_{ADJLIMIT}$ を出力する。電流制限調節回路 512 はドライバ回路 506 からスイッティング信号 U_{SW} を受信して、パワーコンバータの出力における負荷を判断する。一例では、電流制限調節回路 512 は、パワーコンバータの出力に結合された負荷によって取出される出力電流に応じて、ドライバ回路 506 内の電流制限をどの程度調節すべきかを判断する。動作時、電流制限調節回路 512 は、スイッティング信号 U_{SW} に基づいて、負荷によって取出される出力電流を判断し得る。一例では、電流制限調節回路は、スイッティング信号 U_{SW} から電力スイッチの有効スイッティング周波数を判断し得る。一例では、電流制限調節回路 512 は、パワーコンバータの出力に結合された負荷の負荷条件に応じて、ドライバ回路 506 の電流制限を非線形に調節する。

10

【0047】

次に図 6 を参照して、本発明の教示内容に従った例示的な調節可能基準電圧回路 600 が示される。調節可能基準電圧回路 600 の図示される例は、第 1 の閾値調節回路 602、第 2 の閾値調節回路 604、N 番目の閾値調節回路 608、および平均化回路 606 を含む。示されるように、調節可能電圧基準回路 600 は、電力スイッチのスイッティングを表わすスイッティング信号 U_{SW} を受信するように結合され、調節可能電圧基準信号 U_{ADJREF} を出力するように結合される。一例では、調節可能電圧基準回路 600 は、図 4 の調節可能電圧基準回路の可能性のある実現例であり得る。別の例では、調節可能電圧基準信号 U_{ADJREF} およびスイッティング信号 U_{SW} は、それぞれ図 1 および図 4 の調節可能電圧基準信号 U_{ADJREF} およびスイッティング信号 U_{SW} の可能性のある実現例を表わし得る。示されるように、第 1 の閾値調節回路 602 は平均化回路 606 に結合され、パワーコンバータの電力スイッチのスイッティングを表わすスイッティング信号を受信するように結合される。動作時、第 1 の閾値調節回路 602 は、基準閾値に対する第 1 の調節を表わす第 1 の閾値調節信号 $U_{THRESH1}$ を出力する。一例では、第 1 の閾値調節回路 602 は第 1 の負荷条件を判断し、第 1 の負荷条件よりも低い負荷を表わす第 1 の閾値調節信号 $U_{THRESH1}$ を平均化回路 606 に出力する。別の例では、第 2 の閾値調節回路 604 は第 2 の負荷条件を判断し、第 2 の負荷条件よりも低い負荷を表わす第 2 の閾値調節信号 $U_{THRESH2}$ を平均化回路 606 に出力する。第 1 および第 2 の調節回路 602 および 604 はそれぞれ、有効スイッティング周波数に応じて負荷条件を判断し得る。

20

30

【0048】

示されるように、平均化回路 606 は、第 1 および第 2 の閾値調節信号 $U_{THRESH1}$ および $U_{THRESH2}$ に応じて、調節済み基準信号 U_{ADJREF} を出力する。一例では、平均化回路 606 は、実質的に多数のスイッティング期間の閾値調節信号の平均の演算に応じて調節済み基準電圧信号 U_{ADJREF} を出力する。したがって、調節済み電圧基準信号 U_{ADJREF} は大きさが徐々に変化し、2、3 のスイッティング期間において実質的に一定であると考えることができる。示されるように、調節可能電圧基準 U_{ADJREF} に寄与するための N 個の閾値調節回路が存在するように、付加的な閾値回路が追加され得る。第 2 の閾値調節回路を追加することによって、平均化回路 606 は、スイッティング信号に応じて調節可能電圧基準 U_{ADJREF} を非線形に調節する。より具体的には、スイッティング信号を用いて、パワーコンバータの出力に結合された負荷条件を判断することができる。

40

【0049】

次に図 7 を参照して、本発明の教示内容に従った、パワーコンバータのための例示的な

50

集積回路 700 の概略が図示される。示されるように、集積回路 700 は、ドレイン端子 D、ソース端子 S、バイパス端子 B P、およびフィードバック端子 F B を含む。集積回路 700 はさらに、電力スイッチ 701、(V_{SUPPLY} を調整するための) レギュレータ 702、保護回路 704、調節可能電圧基準回路 706、ドライバ回路 708、発振器 710、信号コンバータ 711、およびフィードバック回路 712 を含む。一例では、保護回路 704、ドライバ回路 708、調節可能電圧基準回路 706、発振器 710 およびフィードバック回路 712 は、図 4 および図 5 のそれぞれの対応物の可能性のある実現例を表わし得る。保護回路 704 はさらに、第 1 の比較器 714 および第 2 の比較器 716 を含む。ドライバ回路 708 はさらに、電流制限比較器 718、リーディングエッジプランギング L E B 回路 720、第 1 の AND ゲート 722、第 2 の AND ゲート 724、第 3 の AND ゲート 726、OR ゲート 728、および RS フリップフロップ 730 を含む。
10

【0050】

示されるように、電力スイッチ 701 はドレイン端子 D とソース端子 S との間に結合される。動作時、電力スイッチがオン状態で電流を導通することが可能な場合、スイッチ電流が電力スイッチ 701 を流れる。レギュレータ 702 はドレイン端子 D に直接結合されて、電力を受けて集積回路 700 内の回路に供給する。図示されていないが、レギュレータ 702 は、調整済み供給電圧を与えて集積回路 700 内の構成部品に動作用電力を供給するように結合される。第 1 の比較器 714 はレギュレータ 702 に結合される。動作時、比較器 714 は、供給電圧 V_{SUPPLY} を不足電圧基準 V_{UNDER} と比較する。供給電圧 V_{SUPPLY} が不足電圧基準 V_{UNDER} を下回る場合、比較器 714 は AND ゲート 722 にロー信号を出力して、電力スイッチ 701 のスイッチングを禁止する。示されるように、第 2 の比較器 716 はレギュレータ 702 に結合される。動作時、比較器 716 は、供給電圧 V_{SUPPLY} を過電圧基準 V_{OVER} と比較する。供給電圧 V_{SUPPLY} が過電圧基準 V_{OVER} よりも大きい場合、比較器 716 は AND ゲート 726 にロー信号を出力して、電力スイッチ 701 がターンオンすることを禁止する。
20

【0051】

示されるように、調節可能電圧基準回路 706 はフィードバック回路 712 に結合され、信号コンバータ 711 からイネーブル信号 U_{ENABLE} を受信するように結合される。一例では、イネーブル信号 U_{ENABLE} はスイッチング信号 U_{SW} から判断され、イネーブルスイッチング期間 T_s を通してハイであり、ディスエーブルスイッチング期間 T_s を通してローである。別の例では、電圧基準回路 706 は、スイッチング信号 U_{SW} を直接受信し得る。動作時、調節可能電圧基準回路 706 は、パワーコンバータの出力における負荷条件に応じてフィードバック回路 712 の電圧基準を調節する。より具体的には、調節可能電圧基準回路 706 は、信号コンバータ 711 からイネーブル信号 U_{ENABLE} の受信に応じて負荷条件を判断する。示されるように、フィードバック回路 712 はフィードバック端子 F B および調節可能電圧基準回路 706 に結合される。動作時、フィードバック回路 712 は、バイアス巻線電圧信号 U_{VBIAS} が調節可能電圧基準 U_{ADJREF} よりも大きい場合、ロー信号を出力して電力スイッチ 701 のスイッチングを禁止する。図示されるように、発振器 710 は AND ゲート 726 および RS フリップフロップ 730 に結合される。動作時、発振器 710 はクロック信号 U_{CLOCK} を出力して、電力スイッチ 701 のスイッチング周波数を設定する。一例では、U_{CLOCK} は固定信号である。発振器 710 はさらに、最大デューティサイクル信号 D C_{MAX} を出力して、電力スイッチ 701 が規定時間の間オン状態になることを防止するように結合される。より具体的には、デューティサイクルは、スイッチング期間 T_s の全時間に対する電力スイッチ 701 のオン時間の比率である。
30

【0052】

示されるように、電流制限比較器 718 は AND ゲート 724 に結合される。動作時、電流制限比較器 718 は、スイッチ電流 I_{SW} を電流制限 I_{LIMIT} と比較する。スイッチ電流が電流制限 I_{LIMIT} に達すると、比較器 718 はハイ信号を出力して電力スイッチ 701 をオフ状態にする。このように、電力スイッチ 701 を通るスイッチ電流が制御される。示されるように、リーディングエッジプランギング (L E B) 回路 720 は、AND ゲ
40

10

20

30

40

50

ート722の出力およびANDゲート724の入力に結合される。動作時、リーディングエッジプランギング回路720は、電力スイッチ701がオンになる際の電流のスパイクによって電流スイッチ701がオフになるのを防ぐ。より具体的には、LEB回路720は、電流のオーバーシュートによって電流制限比較器718が電流スイッチをあまりにも早くオフ状態に切換えないように、各オン時間の開始を遅延させる。

【0053】

示されるように、ORゲート728は、信号を出力して電力スイッチ701をオン状態からオフ状態に切換えるように結合される。ANDゲート726は、信号を出力して電力スイッチ701をオフ状態からオン状態に切換えるように結合される。示されるように、RSフリップフロップ730はANDゲート726およびORゲート728に結合される。動作時、RSフリップフロップ730は、ANDゲート726およびORゲート728からの出力に応じてスイッチング信号 U_{SW} を出力するように結合される。電流源732は、フィードバック端子FBからの電流を受けるように結合される。

10

【0054】

次に図8を参照して、本発明の教示内容に従った例示的な調節可能電圧基準回路800が示される。示されるように、調節可能電圧基準回路800は、第1の閾値調節回路802、第2の閾値調節回路804、反転器805、および平均化回路806を含む。一例では、閾値調節回路802、閾値調節回路804、および平均化回路806は、それぞれ図6の第1の閾値調節回路602、第2の閾値調節回路604、および平均化回路606の可能性のある実現例であり得る。示されるように、閾値調節回路802は、nチャネルトランジスタ808、pチャネルトランジスタ810、電流源812、キャパシタ814、および反転器816を含む。同様に、閾値調節回路804は、nチャネルトランジスタ818、pチャネルトランジスタ820、電流源822、キャパシタ824、および反転器826を含む。さらに示されるように、平均化回路806は、電流源828、電流源830、電流源832、電流源834、抵抗器836、抵抗器838、キャパシタ840、nチャネルトランジスタ842、nチャネルトランジスタ844、およびnチャネルトランジスタ846を含む。より具体的には、nチャネルトランジスタおよびpチャネルトランジスタは、nチャネルをオンにする論理信号はpチャネルをオフにするように、反対の機能を実行する。

20

【0055】

示されるように、トランジスタ842は反転イネーブル信号 U_{EN} を受信するように結合される。1つの実施例によると、イネーブル信号 U_{ENABLE} はイネーブルまたはディスエーブルスイッチング期間を表わす。より具体的には、イネーブル信号 U_{ENABLE} は、電力スイッチが導通しているスイッチング期間（イネーブル期間）を通してずっとハイであり、電力スイッチが導通していないスイッチング期間（ディスエーブルスイッチング期間）を通してずっとローである。動作時、反転イネーブル信号 U_{EN} はディスエーブルスイッチング期間中にハイになり（すなわち、このスイッチング期間中は電力スイッチはターンオンしない）、トランジスタ842がターンオンされて電流を通す。より具体的には、電流源828が、トランジスタ842を導通する電流を与える。このように、抵抗器836を通る電流が電流源828からの電流の量だけ減少するため、抵抗器836の両端の電圧が減少する。例示的な実施例によると、電力スイッチがスイッチング期間中にスイッチングしないたびに、抵抗器836の両端の電圧がある量だけ減少する。動作時、キャパシタ840は、抵抗器836の両端の電圧を平均化する。一例では、ディスエーブルスイッチング期間の後にイネーブル信号 U_{ENABLE} がイネーブルにされると、トランジスタ842がターンオフし、電流源834の全電流がキャパシタ840を充電して調節可能電圧基準 V_{ADJREF} を最大値にまで上昇させることができる。 \times 個のスイッチング期間が連続してディスエーブルにされると、トランジスタ844がターンオンし、抵抗器836の両端の電圧がより大量にいずれかのその後の連続ディスエーブルスイッチング期間中に減少するため、電圧 V_{ADJREF} がより大きな比率で減少する。 \times 個のスイッチング期間が連続してディスエーブルにされると、トランジスタ846がターンオンし、キャパシタ840がより大量にディスエーブル

30

40

50

ーブルスイッチング期間ごとに放電する。一例では、 x 個のスイッチング期間は y 個のスイッチング期間よりも少ない。たとえば、 x 個のスイッチング期間は5であり得、 y 個のスイッチング期間は10であり得る。 x および y の値は、それぞれキャパシタ814および824のサイズによって決定され得る。より具体的には、キャパシタ814または824のサイズが増加すると、キャパシタ814または824の電圧が十分低くなつてトランジスタ844または846のいずれか一方を起動して調節可能基準電圧 V_{ADJREF} をさらに減少させる前に、さらなるディスエーブルスイッチング期間が経過する必要がある。したがつて、パワーコンバータの出力に供給される出力電流が減少するにつれて、このように電圧基準を調節することによってバイアス電圧が非線形に調節され、パワーコンバータの出力における出力電圧が所望の値に保たれる。一例では、調節可能電圧回路800は、フィードバック電圧基準の変化率の分解能を向上させるための付加的な閾値調節回路を含み得る。

10

【0056】

示されるように、第1の電圧閾値調節回路802は、反転イネーブル信号 U_{EN} を受信するように結合される。示されるように、電圧源 V_{SUPPLY} はトランジスタ810に結合される。動作時、イネーブル信号 U_{EN} がハイである場合、トランジスタ808はターンオンされトランジスタ810はターンオフされ、キャパシタ814は供給電圧 V_{SUPPLY} の当初電圧から放電する。キャパシタ814が x 個のスイッチング期間中放電すると、反転器816はハイ信号を出力する。このように、トランジスタ844は起動されてターンオンし、抵抗器836の両端の電圧はその後のディスエーブルスイッチング期間中さらに減少して、フィードバック電圧基準 V_{REF} の変化率をさらに高める。同様に、第2の電圧閾値調節回路804は、反転イネーブル信号 U_{EN} を受信するように結合される。示されるように、電圧源 V_{SUPPLY} はトランジスタ820に結合される。動作時、反転イネーブル信号 U_{EN} がハイである場合、トランジスタ818はターンオンされ、トランジスタ820はターンオフされ、キャパシタ824は供給電圧 V_{SUPPLY} から放電する。キャパシタ824が y 個のスイッチング期間中放電すると、反転器826はハイ信号を出力する。このように、トランジスタ846は起動されてターンオンし、キャパシタ840の電圧は減少して、フィードバック電圧基準 V_{REF} の変化率をさらに高める。示されるように、キャパシタ840は抵抗器838および抵抗器836を介して放電するように結合される。一例では、キャパシタ840は、電力スイッチのスイッチング期間の時間枠に関して比較的高い時定数を有する。これによって、電圧基準 V_{REF} が複数のスイッチング期間にわたって徐々に変化することが可能となる。一例では、抵抗器838の値は14MWであり、キャパシタ840の値は14pFである。

20

【0057】

次に図9を参照して、グラフ900は、負荷条件に応じた図8の電圧基準 V_{REF} を示す。示されるように、出力電流 I_{OUT} なしの電圧基準波形902の変化は、ゼロにより近い出力電流についてより大きい。すなわち、図示される例では、電圧基準波形902の傾きは、ゼロと第2の閾値との間の出力電流に対して最も大きい。電圧基準波形902はさらに、第2の閾値と第1の閾値との間の出力電流に対しての異なる（たとえばより小さい）傾き、および第1の閾値よりも大きい出力電流に対しての第3の傾き（たとえばさらに小さい）を含む。したがつて一例では、基準電圧の非線形の調節は、各々が異なる傾きを有する複数の線形部分を含み得る。このように、調節可能電圧基準は、パワーコンバータの出力における所望の出力電圧をより正確に維持するために区分的に線形に設計される。

30

【0058】

次に図10を参照して、フローチャートは、一次側フィードバックパワーコンバータの調整を向上させるための方法1000を示す。より具体的には、方法1000は、バイアス電圧が負荷条件に応じて非線形に減少するように、調節可能基準電圧を非線形に減少させる。処理ブロック1010において、コントローラは、調節可能電圧基準に応じてパワーコンバータの出力電圧を調整する。決定ブロック1020において、負荷が第1の負荷条件よりも小さい場合、方法1000は決定ブロック1030に進む。そうでない場合、

40

50

方法 1000 は決定ブロック 1010 に戻る。一例では、第 1 の負荷条件は、パワーコンバータの電力スイッチのスイッチング周波数に応じて判断され得る。処理ブロック 1030 において、コントローラは、負荷に応じて第 1 の比率で調節可能基準電圧の減少を開始する。処理ブロック 1040 において、負荷が第 2 の負荷条件よりも小さいか否かが判断される。負荷が第 2 の負荷条件よりも小さい場合、方法 1000 はブロック 1050 に進む。そうでない場合、方法 1000 は 1030 に戻る。処理ブロック 1050 において、調節可能基準電圧の減少率は、負荷に応じてさらに増加する。一例では、第 2 の比率は第 1 の比率よりも高い。動作時、負荷条件が無負荷条件（負荷が消費する出力電力がゼロ）に向かうにつれて、調節可能基準電圧は負荷に応じてより速い比率で減少する。一例では、調節可能基準電圧を調節するために 2 つよりも多い比率が用いられ得る。上述のように、フィードバック電圧基準を調節することによってバイアス巻線電圧が調節される。調節可能基準電圧とバイアス電圧との間に比例関係が存在するため、このようにして、方法 1000 は負荷条件に応じてバイアス電圧を非線形に調節する。

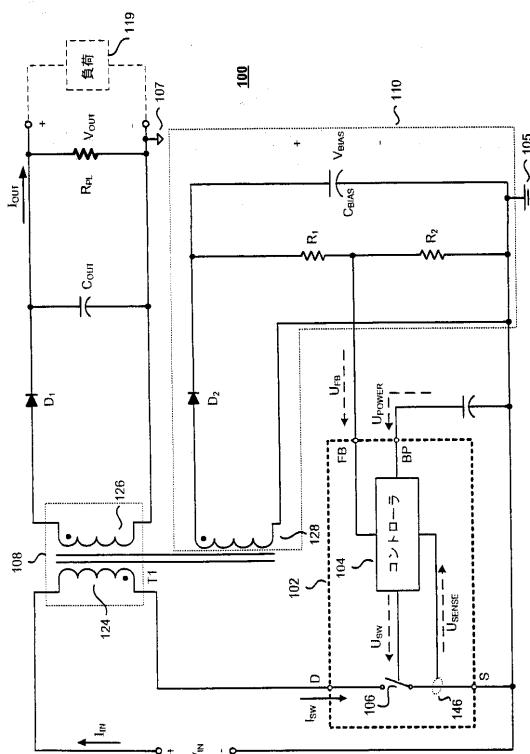
10

【符号の説明】

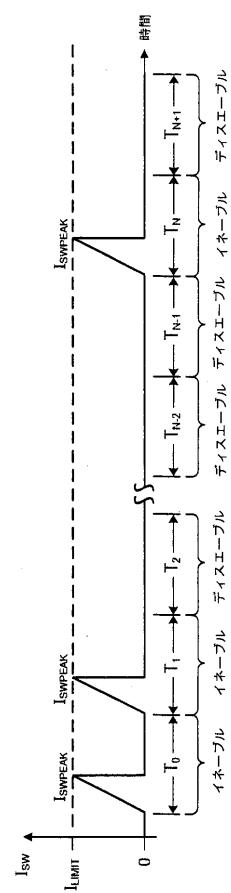
【0059】

100 パワーコンバータ、102 集積回路、104 コントローラ、105 入力リターン、106 電力スイッチ、107 出力リターン、108 エネルギ伝達素子、110 フィードバック回路。

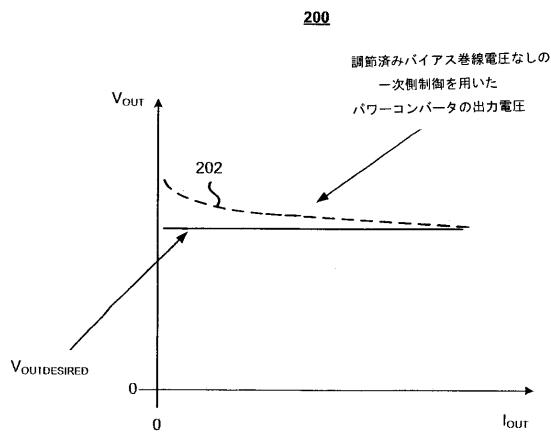
【図 1 A】



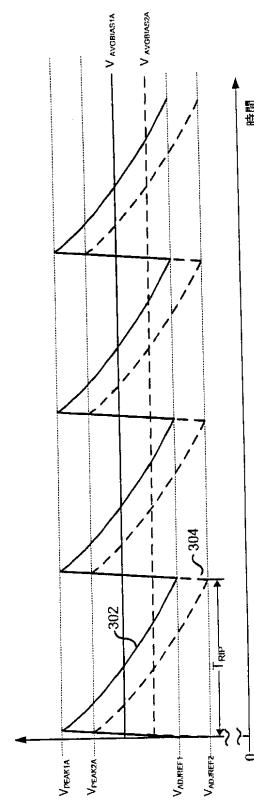
【図 1 B】



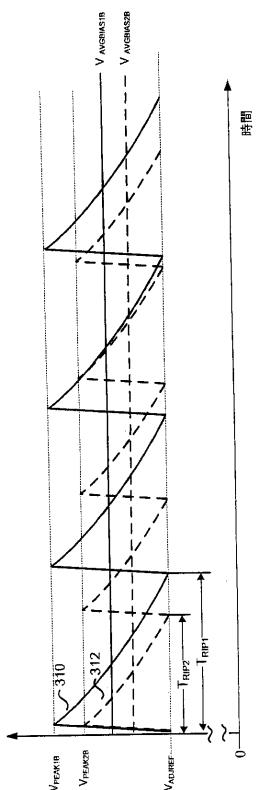
【図2】



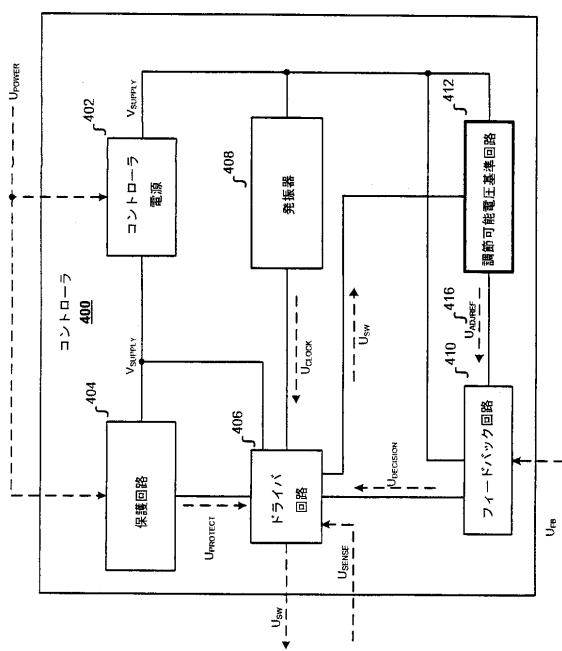
【図3 A】



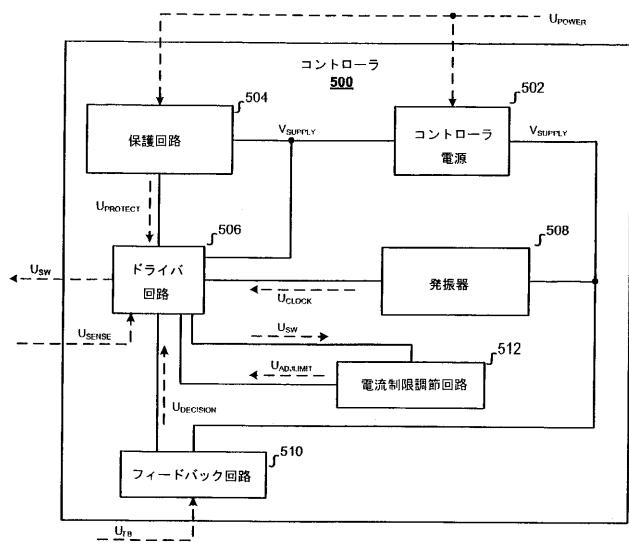
【図3 B】



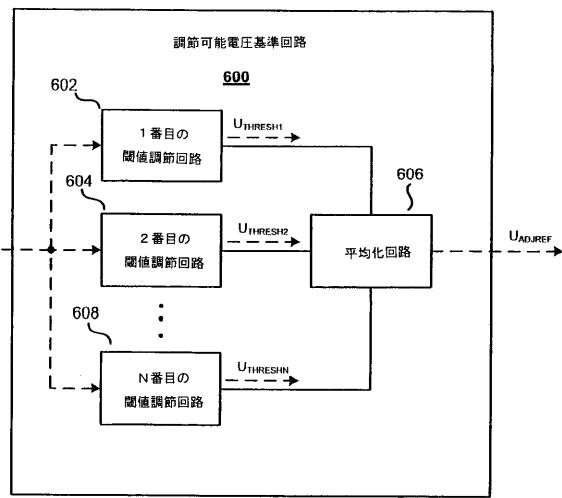
【図4】



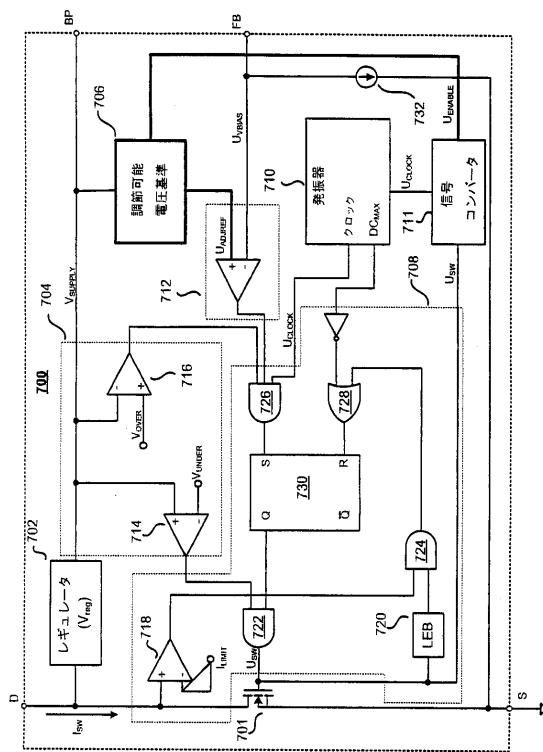
【 四 5 】



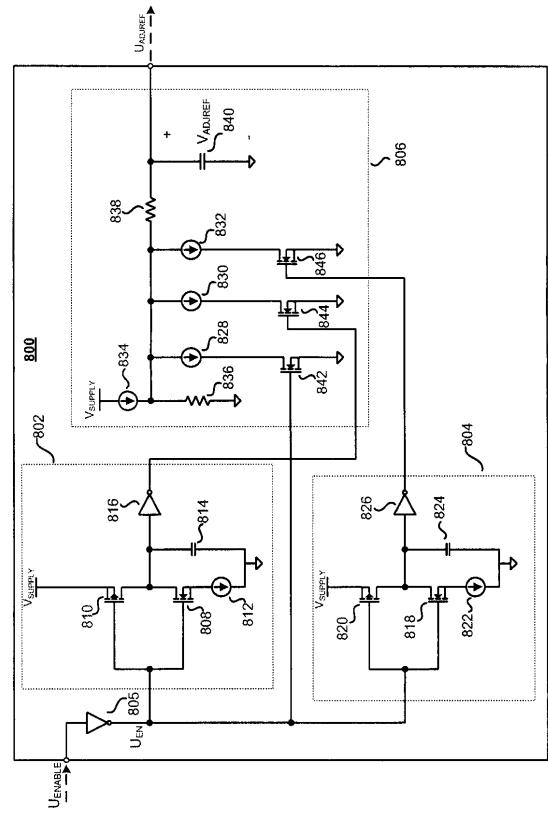
【 図 6 】



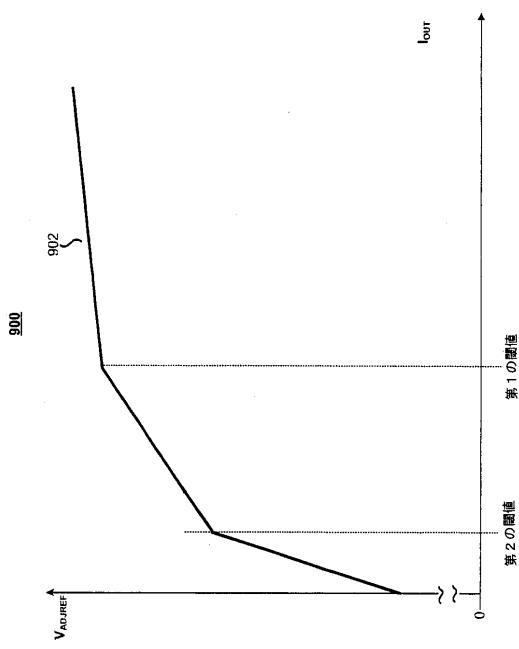
【 义 7 】



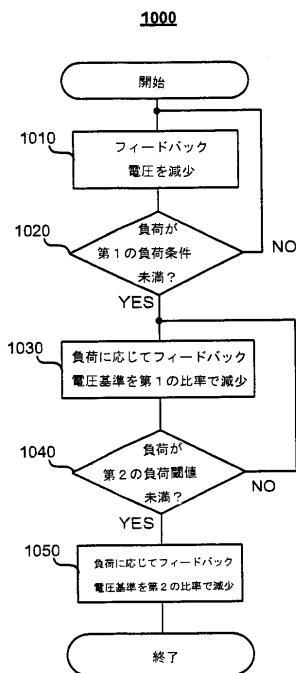
【 図 8 】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(74)代理人 100109162
弁理士 酒井 將行

(74)代理人 100111246
弁理士 荒川 伸夫

(74)代理人 100124523
弁理士 佐々木 真人

(72)発明者 ライフ・ランド
アメリカ合衆国、95129 カリフォルニア州、サンノゼ、クイーンズブルック・ドライブ、1
074

(72)発明者 アレックス・ビィ・ジエンゲリアン
アメリカ合衆国、95070 カリフォルニア州、サラトガ、セビラ・レーン、20602

(72)発明者 ウィリアム・エム・ポリフカ
アメリカ合衆国、95008 カリフォルニア州、キャンベル、チェリー・ブロッサム・レーン、
500

F ターム(参考) 5H730 AA04 AA15 AS01 BB43 BB57 DD04 EE02 EE07 EE59 FD01
FD41 FG04 FG07 VV03

(54)【発明の名称】一次側制御パワーコンバータのためのコントローラ、パワーコンバータのための集積回路、パワーコンバータ、電源のバイアス巻線電圧を調節するための方法、およびパワーコンバータのための集積回路コントローラ