

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2017-536076

(P2017-536076A)

(43) 公表日 平成29年11月30日(2017.11.30)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>H02M 3/28 (2006.01)</b>	H02M 3/28 B	5H730
	H02M 3/28 P	
	H02M 3/28 C	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2017-526867 (P2017-526867)  
 (86) (22) 出願日 平成27年11月20日 (2015.11.20)  
 (85) 翻訳文提出日 平成29年5月18日 (2017.5.18)  
 (86) 国際出願番号 PCT/US2015/061769  
 (87) 国際公開番号 W02016/081803  
 (87) 国際公開日 平成28年5月26日 (2016.5.26)  
 (31) 優先権主張番号 62/082,317  
 (32) 優先日 平成26年11月20日 (2014.11.20)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)  
 (31) 優先権主張番号 14/945,729  
 (32) 優先日 平成27年11月19日 (2015.11.19)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 397050741  
 マイクロチップ テクノロジー インコー  
 ポレイテッド  
 MICROCHIP TECHNOLOG  
 Y INCORPORATED  
 アメリカ合衆国 85224-6199  
 アリゾナ チェンドラー ウェスト チャ  
 ンドラー ブルヴァード 2355  
 (74) 代理人 100078282  
 弁理士 山本 秀策  
 (74) 代理人 100113413  
 弁理士 森下 夏樹

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器のための起動コントローラ

## (57) 【要約】

例えば、AC/DCおよびDC/DCである、電力変換器は、典型的には、適切な正常起動のため、および正しい動作電圧バイアスを発生させるための一意の回路を有する。典型的には、本一意の回路は、一次側コントローラに組み込まれる。本一次側コントローラはまた、いったん起動されると電力変換器の制御の主要手段でもあり得る。しかしながら、二次側コントローラが、典型的には、より正確な出力電圧調整のために必要とされ、一次側コントローラにすでに存在している回路を複製する。複雑性が、典型的には、分離障壁を横断する2つのコントローラの間の線形通信によって追加される。

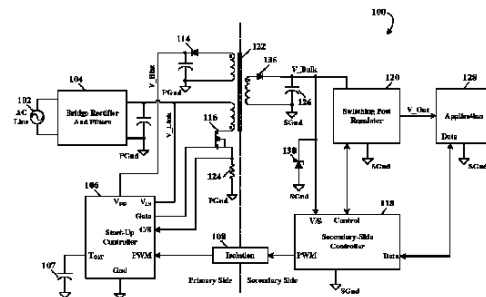


Figure 1

**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

電力変換器を起動するための方法であって、

第 1 の D C 電圧を起動コントローラに印加するステップと、

前記起動コントローラを用いて電源スイッチをオンおよびオフにするステップであって、前記第 1 の D C 電圧および前記電源スイッチは、変圧器の一次巻線に結合され、それによって、A C 電圧が前記変圧器の二次巻線上で生成される、ステップと、

二次側コントローラおよび負荷に給電するための第 2 の D C 電圧を提供するように、第 2 の整流器を用いて前記変圧器の前記二次巻線からの前記 A C 電圧を整流するステップと、

10

前記第 2 の D C 電圧が所望の電圧値にあるときに、前記起動コントローラから前記二次側コントローラに前記電源スイッチの制御を移譲するステップと、

を含む、方法。

**【請求項 2】**

前記起動コントローラは、最初に、前記第 1 の D C 電圧から直接、次いで、前記変圧器の三次巻線から給電される、請求項 1 に記載の方法。

**【請求項 3】**

前記起動コントローラを用いて前記電源スイッチをオンおよびオフにするステップは、前記変圧器の前記一次巻線を通した最大電流に達するまで、前記電源スイッチをオンにするステップと、

20

その後、固定時間周期にわたって前記電源スイッチをオフにするステップと、

を含む、請求項 1 または 2 に記載の方法。

**【請求項 4】**

前記固定時間周期は、前記起動コントローラに結合されるコンデンサの静電容量値によって判定される、請求項 3 に記載の方法。

**【請求項 5】**

前記負荷を前記第 2 の D C 電圧に結合するように要求されるまで、前記第 2 の D C 電圧から前記負荷を分断するステップをさらに含む、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

**【請求項 6】**

30

前記負荷は、前記二次側コントローラが前記電源スイッチを制御し始めた後に前記第 2 の D C 電圧に結合される、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

**【請求項 7】**

それを横断して電圧分路を結合することによって、前記第 2 の D C 電圧の過電圧を防止するステップをさらに含む、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

**【請求項 8】**

前記電圧分路は、前記第 2 の D C 電圧の所望の値より高い破壊電圧を有する、ツェナーダイオードである、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

**【請求項 9】**

前記起動コントローラから前記二次側コントローラに前記電源スイッチの制御を移譲するステップは、

40

前記第 2 の D C 電圧が前記所望の電圧値にあるときに、前記二次側コントローラから前記起動コントローラに P W M 信号を送信するステップと、

前記起動コントローラを用いて、前記二次側コントローラからの前記 P W M 信号を検出するステップと、

前記二次側コントローラからの前記検出された P W M 信号を用いて、前記電源スイッチをオンおよびオフにするステップと、

を含む、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

**【請求項 10】**

前記第 2 の D C 電圧は、前記起動コントローラが前記二次側コントローラからの前記 P

50

WM信号を検出した後に、前記二次側コントローラによって調整される、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項11】

前記電源スイッチを制御するステップはさらに、  
電力を節約するように、前記起動コントローラを用いて低い周波数で前記電源スイッチをオンおよびオフにするステップと、  
前記二次側コントローラを用いて高い周波数で前記電源スイッチをオンおよびオフにするステップと、  
を含む、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項12】

前記二次側コントローラから前記起動コントローラにPWM信号を送信するステップはさらに、電圧分離回路を通してPWM信号を送信するステップを含む、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項13】

前記電圧分離回路は、光学結合器である、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項14】

前記電圧分離回路は、パルス変成器である、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項15】

前記AC-DC電力変換器は、AC-DCフライバック電力変換器を備える、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項16】

前記AC-DC電力変換器は、AC-DCフォワード電力変換器を備える、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項17】

前記起動コントローラは、不足および過電圧から電源スイッチドライバを保護する、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項18】

前記起動コントローラを用いて、最大許容変圧器一次巻線電流を制限するステップをさらに含む、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項19】

電流感知比較器を用いて、前記フライバック電力変換器が過度に深く連続伝導モードになることを防止するステップをさらに含み、それによって、前記フライバック電力変換器は、過電流故障から保護される、請求項15に記載の方法。

【請求項20】

前記変圧器の一次側三次巻線から前記起動コントローラにバイアス電圧を提供するステップであって、前記バイアス電圧は、前記第2のDC電圧に結合され、その電圧フィードバックを提供する、ステップと、

前記二次側コントローラが適切に動作できないときに、前記バイアス電圧から過電圧状態を検出するステップと、

前記過電圧状態が検出されるときに、前記起動コントローラをロックアウトするステップと、

をさらに含む、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項21】

前記変圧器の一次側三次巻線の出力と前記起動コントローラのバイアス入力との間に線形レギュレータを提供するステップをさらに含む、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項22】

変圧器リセットを提供するように、前記変圧器の二次側リセット巻線をクランプするステップをさらに含む、前記請求項のいずれか1項に記載の方法。

【請求項23】

出力フィルタインダクタの三次巻線からのバイアスが確立されるまで、能動クランプ回路から前記二次側コントローラのための初期バイアスを提供するステップをさらに含む、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 24】

前記第 1 の DC 電圧を提供するための第 1 の整流器に AC 電力を印加するステップをさらに含む、前記請求項のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 25】

第 1 の DC 電圧に結合される起動コントローラと、  
一次および二次巻線を有する、変圧器であって、変圧器一次巻線は、前記第 1 の DC 電圧に結合される、変圧器と、

前記変圧器の前記一次巻線を通る電流を測定し、前記測定された一次巻線電流を起動コントローラに提供するための電流測定回路と、

変圧器一次に結合され、前記起動コントローラに結合され、それによって制御される、電源スイッチと、

第 2 の DC 電圧を提供するための変圧器二次巻線に結合される二次側整流器と、

前記起動コントローラおよび前記二次側整流器に結合される二次側コントローラと、  
を備え、

前記起動コントローラが前記第 1 の DC 電圧を受電するとき、それは、前記電源スイッチをオンおよびオフに制御し始め、それによって、電流が前記変圧器一次を通して流動し、

AC 電圧が、前記変圧器二次巻線を横断して発生し、

前記二次側整流器からの DC 電圧が、前記二次側コントローラの電源を入れ、

前記二次側コントローラは、前記第 2 の DC 電圧が所望の電圧レベルに達するときに、前記起動コントローラから前記電源スイッチの制御を引き継ぐ

電力変換器。

【請求項 26】

前記電力変換器は、フライバック電力変換器を備える、請求項 25 に記載の電力変換器。

【請求項 27】

前記電力変換器は、フォワード電力変換器を備える、請求項 25 または 26 に記載の電力変換器。

【請求項 28】

前記二次側整流器と負荷との間にスイッチングポストレギュレータをさらに備え、前記スイッチングポストレギュレータは、前記二次側コントローラによって制御される、請求項 27 に記載の電力変換器。

【請求項 29】

前記電源スイッチは、電力金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) である、前記請求項 25 ~ 28 のいずれか 1 項に記載の電力変換器。

【請求項 30】

前記二次側コントローラは、前記起動コントローラに結合され、分離回路を通してそれを制御する、前記請求項 25 ~ 29 のいずれか 1 項に記載の電力変換器。

【請求項 31】

前記分離回路は、オプトカプラである、請求項 30 に記載の電力変換器。

【請求項 32】

前記分離回路は、パルス変成器である、請求項 30 に記載の電力変換器。

【請求項 33】

前記起動コントローラが前記電源スイッチをオフにした後に、ある時間周期にわたって前記電源スイッチをオフに保つための固定オフ時間回路をさらに備える、前記請求項 25 ~ 32 のいずれか 1 項に記載の電力変換器。

【請求項 34】

10

20

30

40

50

前記ある時間周期は、前記固定オフ時間回路に結合されるコンデンサの静電容量値によって判定される、前記請求項 25 ~ 33 のいずれか 1 項に記載の電力変換器。

【請求項 35】

AC 電源に結合するため、ならびに前記第 1 の DC 電圧を提供するために適合される、AC - DC 整流器およびフィルタをさらに備える、前記請求項 25 ~ 34 に記載の電力変換器。

【請求項 36】

前記請求項 25 ~ 35 のいずれか 1 項に記載の電力変換器を備える、マイクロコントローラ集積回路。

【請求項 37】

入力および出力を有する、高電圧レギュレータと、  
前記高電圧レギュレータ出力に結合される、内部バイアス電圧回路と、  
前記高電圧レギュレータ出力に結合される、不足および過電圧ロックアウト回路と、  
電流レギュレータと、  
パルス幅変調 (PWM) 制御信号を生成するための論理回路と、  
前記論理回路に結合される、固定オフ時間回路と、  
前記論理回路に結合され、外部電源スイッチの制御のための PWM 制御信号を提供するための電力ドライバと、

前記論理回路に結合され、外部 PWM 制御信号を受信するように適合される、外部ゲートコマンド検出回路であって、前記外部 PWM 制御信号が検出されるときに、前記外部ゲートコマンド検出回路は、前記外部電源スイッチの制御を、前記論理回路から前記外部 PWM 制御信号に変化させる、外部ゲートコマンド検出回路と、

前記内部電流レギュレータに結合される出力ならびに電流感知入力に結合される入力を有する、第 1 および第 2 の電圧比較器と、  
を備える、起動コントローラ。

【請求項 38】

前記電流感知入力と前記第 1 および第 2 の電圧比較器入力との間に結合される、ブランキング回路をさらに備える、請求項 37 に記載の起動コントローラ。

【請求項 39】

前記固定オフ時間回路時間周期は、コンデンサの静電容量値によって判定される、請求項 37 または 38 に記載の起動コントローラ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

(関連特許出願)

本願は、2014 年 10 月 20 日に出願された "Start-Up AC/DC Converter" と題された Thomas Quigley による同一出願人の米国仮特許出願第 62/082,317 号に対する優先権を主張するものであり、該仮出願は、あらゆる目的のために本明細書中に参照により援用される。

【0002】

本開示は、電力変換器に関し、具体的には、DC - DC および AC - DC 電力変換器のための起動コントローラ方法ならびに装置に関する。

【背景技術】

【0003】

例えば、DC - DC および AC - DC である、電力変換器は、典型的には、適切な正常起動 (ソフト起動) のため、および正しい動作電圧バイアスを発生させるための一意の回路を有する。典型的には、本一意の回路は、そのような電力変換器の費用および納期予定を増加し得る、カスタム集積回路および / または専用設計を必要とし得る。図 3 は、従来

10

20

30

40

50

技術のフライバック変換器の概略図を図示する。変圧器 T 1 は、一次側バイアス巻線 3 0 2 を有して示されている。これは、その V D D ポートを介して、一次側コントローラデバイス 3 0 1 にバイアスをかけるために使用される。V D D における電圧は、変圧器結合を介して出力電圧 V o に交差調整される。したがって、その V D D ポートにおける電圧を監視するコントローラ 3 0 1 によって、V o における電圧を調整することが可能である。典型的には、コントローラ 3 0 1 への変換結合を使用して V o を調整することは、殆どの用途のために十分に正確ではなく、したがって、付加的フィードバック経路が、フライバック変換器 3 0 0 の二次側からその一次側まで必要とされる。電圧基準 3 0 4 ( U 3 ) は、精度基準 ( V o がその精度基準と比較される )、電圧誤差増幅器 ( 安定性のためにその補償構成要素を伴う )、および光分離結合器 ( オプトカブラ ) 3 0 3 を駆動するためのドライバを提供する、デバイスである。コントローラ 3 0 1 はまた、精度基準および電圧増幅器も含有するが、これらの回路は、付加的フィードバック経路が含まれるときには利用されない。オプトカブラ 3 0 3 は、直線的に駆動される。したがって、オプトカブラ 3 0 3 の電流伝達比 ( C T R ) が課題である。C T R は、利得を付加的フィードバック経路に追加する。本利得は、デバイスによって変動し得、デバイスの C T R は、時間が経つにつれて変化し得る。

10

#### 【 0 0 0 4 】

コントローラ 3 0 1 は、フライバック変換器 3 0 0 の一次側に位置する。フライバック変換器 3 0 0 の二次側は、負荷 ( 印加 ) が結合される場所である。典型的には、印加デバイス ( 図示せず ) は、そのプログラム可能性の能力を伴うマイクロプロセッサを含有する。コントローラ 3 0 1 は、プログラミングがより高度なフライバック変換器制御技法を提供し得るといふ利益から分離される。電力 M O S F E T スイッチ Q 1 は、外部デバイスであり、抵抗器 R 6 は、M O S F E T スイッチ Q 1 を通る電流に類似する電圧を拡大縮小し、電流感知のためにコントローラ 3 0 1 によって使用される、外部抵抗器である。

20

#### 【 発明の概要 】

#### 【 発明が解決しようとする課題 】

#### 【 0 0 0 5 】

したがって、二次側コントローラのリソースを複製せず、一次側電子デバイス上の離散構成要素を最小限にする、一次側の従来の低費用集積回路 ( I C ) ソリューションを使用して、電力変換器を起動するための低費用ソリューションの必要性がある。

30

#### 【 課題を解決するための手段 】

#### 【 0 0 0 6 】

実施形態によると、電力変換器を起動するための方法は、第 1 の D C 電圧を起動コントローラに印加するステップと、起動コントローラを用いて電源スイッチをオンおよびオフにするステップであって、第 1 の D C 電圧および電源スイッチは、変圧器の一次巻線に結合され得、それによって、A C 電圧が変圧器の二次巻線上で生成され得る、ステップと、二次側コントローラおよび負荷に給電するための第 2 の D C 電圧を提供するように、第 2 の整流器を用いて変圧器の二次巻線からの A C 電圧を整流するステップと、第 2 の D C 電圧が所望の電圧値にあり得るときに、起動コントローラから二次側コントローラに電源スイッチの制御を移譲するステップとを含んでもよい。

40

#### 【 0 0 0 7 】

本方法の実施形態によると、起動コントローラは、最初に、第 1 の D C 電圧から直接、次いで、変圧器の三次巻線から給電されてもよい。本方法のさらなる実施形態によると、起動コントローラを用いて電源スイッチをオンおよびオフにするステップは、変圧器の一次巻線を通した最大電流に達し得るまで、電源スイッチをオンにするステップと、その後、固定時間周期にわたって電源スイッチをオフにするステップとを含んでもよい。本方法のさらなる実施形態によると、固定時間周期は、起動コントローラに結合されるコンデンサの静電容量値によって判定されてもよい。

#### 【 0 0 0 8 】

本方法のさらなる実施形態によると、負荷を第 2 の D C 電圧に結合するように要求され

50

るまで、第 2 の D C 電圧から負荷を分断するステップを含む。本方法のさらなる実施形態によると、負荷は、二次側コントローラが電源スイッチを制御し始めた後に第 2 の D C 電圧に結合されてもよい。本方法のさらなる実施形態によると、第 2 の D C 電圧の過電圧を防止するステップが、それを横断して電圧分路を結合することによって提供されてもよい。本方法のさらなる実施形態によると、電圧分路は、第 2 の D C 電圧の所望の値より高い破壊電圧を有する、ツェナーダイオードであってもよい。

【 0 0 0 9 】

本方法のさらなる実施形態によると、起動コントローラから二次側コントローラに電源スイッチの制御を移譲するステップは、第 2 の D C 電圧が所望の電圧値にあり得るときに、二次側コントローラから起動コントローラに P W M 信号を送信するステップと、起動コントローラを用いて、二次側コントローラからの P W M 信号を検出するステップと、二次側コントローラからの検出された P W M 信号を用いて、電源スイッチをオンおよびオフにするステップとを含んでもよい。

10

【 0 0 1 0 】

本方法のさらなる実施形態によると、第 2 の D C 電圧は、起動コントローラが二次側コントローラからの P W M 信号を検出した後に、二次側コントローラによって調整されてもよい。本方法のさらなる実施形態によると、電源スイッチを制御するステップはさらに、電力を節約するように、起動コントローラを用いて低い周波数で電源スイッチをオンおよびオフにするステップと、二次側コントローラを用いて高い周波数で電源スイッチをオンおよびオフにするステップとを含む。

20

【 0 0 1 1 】

本方法のさらなる実施形態によると、二次側コントローラから起動コントローラに P W M 信号を送信するステップはさらに、電圧分離回路を通して P W M 信号を送信するステップを含む。本方法のさらなる実施形態によると、電圧分離回路は、光学結合器であってもよい。本方法のさらなる実施形態によると、電圧分離回路は、パルス変成器であってもよい。本方法のさらなる実施形態によると、A C - D C 電力変換器は、A C - D C フライバック電力変換器を備えてもよい。本方法のさらなる実施形態によると、A C - D C 電力変換器は、A C - D C フォワード電力変換器を備えてもよい。

【 0 0 1 2 】

本方法のさらなる実施形態によると、起動コントローラは、不足および過電圧から電源スイッチドライバを保護してもよい。本方法のさらなる実施形態によると、最大許容変圧器一次巻線電流を制限するステップは、起動コントローラを用いて証明されてもよい。本方法のさらなる実施形態によると、フライバック電力変換器が過度に深く連続伝導モードになることを防止するステップは、電流感知比較器を用いて提供されてもよく、それによって、フライバック電力変換器は、過電流故障から保護されてもよい。

30

【 0 0 1 3 】

本方法のさらなる実施形態によると、変圧器の一次側三次巻線から起動コントローラにバイアス電圧を提供するステップであって、バイアス電圧は、第 2 の D C 電圧に結合され得、その電圧フィードバックを提供する、ステップと、二次側コントローラが適切に動作できないときに、バイアス電圧から過電圧状態を検出するステップと、過電圧状態が検出され得るときに、起動コントローラをロックアウトするステップとを含んでもよい。

40

【 0 0 1 4 】

本方法のさらなる実施形態によると、変圧器の一次側三次巻線の出力と起動コントローラのバイアス入力との間に線形レギュレータを提供するステップを含む。本方法のさらなる実施形態によると、変圧器リセットを提供するように、変圧器の二次側リセット巻線をクランプするステップを含む。本方法のさらなる実施形態によると、出力フィルタインダクタの三次巻線からのバイアスが確立され得るまで、能動クランプ回路から二次側コントローラのための初期バイアスを提供するステップを含む。本方法のさらなる実施形態によると、第 1 の D C 電圧を提供するための第 1 の整流器に A C 電力を印加するステップを含む。

50

## 【 0 0 1 5 】

別の実施形態によると、電力変換器は、第1のDC電圧に結合される起動コントローラと、一次および二次巻線を有する、変圧器であって、変圧器一次巻線は、第1のDC電圧に結合され得る、変圧器と、変圧器の一次巻線を通る電流を測定し、測定された一次巻線電流を起動コントローラに提供するための電流測定回路と、変圧器一次に結合され、起動コントローラに結合され、それによって制御される、電源スイッチと、第2のDC電圧を提供するための変圧器二次巻線に結合される二次側整流器と、起動コントローラおよび二次側整流器に結合される二次側コントローラとを備えてもよく、起動コントローラが第1のDC電圧を受電するとき、それは、電源スイッチをオンおよびオフに制御し始め、それによって、電流が変圧器一次を通して流動し、AC電圧が、変圧器二次巻線を横断して発生し、二次側整流器からのDC電圧が、二次側コントローラの電源を入れ、二次側コントローラは、第2のDC電圧が所望の電圧レベルに達するときに、起動コントローラから電源スイッチの制御を引き継ぐ。

10

## 【 0 0 1 6 】

さらなる実施形態によると、電力変換器は、フライバック電力変換器を備えてもよい。さらなる実施形態によると、電力変換器は、フォワード電力変換器を備えてもよい。さらなる実施形態によると、スイッチングポストレギュレータが、二次側整流器と負荷との間に結合されてもよく、スイッチングポストレギュレータは、二次側コントローラによって制御されてもよい。さらなる実施形態によると、電源スイッチは、電力金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)であってもよい。

20

## 【 0 0 1 7 】

さらなる実施形態によると、二次側コントローラは、起動コントローラに結合され、分離回路を通してそれを制御してもよい。さらなる実施形態によると、分離回路は、オプ्टカプラであってもよい。さらなる実施形態によると、分離回路は、パルス変成器であってもよい。

## 【 0 0 1 8 】

さらなる実施形態によると、起動コントローラが電源スイッチをオフにした後に、ある時間周期にわたって電源スイッチをオフに保つために、固定オフ時間回路が提供されてもよい。さらなる実施形態によると、ある時間周期は、固定オフ時間回路に結合されるコンデンサの静電容量値によって判定されてもよい。さらなる実施形態によると、AC電源に結合するために適合され、第1のDC電圧を提供するために使用される、AC-DC整流器およびフィルタを備える。さらなる実施形態によると、マイクロコントローラ集積回路は、電力変換器を備えてもよい。

30

## 【 0 0 1 9 】

さらに別の実施形態によると、起動コントローラは、入力および出力を有する、高電圧レギュレータと、高電圧レギュレータ出力に結合される、内部バイアス電圧回路と、高電圧レギュレータ出力に結合される、不足および過電圧ロックアウト回路と、電流レギュレータと、パルス幅変調(PWM)制御信号を生成するための論理回路と、論理回路に結合される、固定オフ時間回路と、論理回路に結合され、外部電源スイッチの制御のためのPWM制御信号を提供するための電力ドライバと、論理回路に結合され、外部PWM制御信号を受信するように適合される、外部ゲートコマンド検出回路であって、外部PWM制御信号が検出され得るときに、外部ゲートコマンド検出回路は、外部電源スイッチの制御を、論理回路から外部PWM制御信号に変化させる、外部ゲートコマンド検出回路と、内部電流レギュレータに結合される出力ならびに電流感知入力に結合される入力を有する、第1および第2の電圧比較器とを備えてもよい。

40

## 【 0 0 2 0 】

さらなる実施形態によると、ブランキング回路が、電流感知入力と第1および第2の電圧比較器入力との間に結合されてもよい。さらなる実施形態によると、固定オフ時間回路時間周期は、コンデンサの静電容量値によって判定されてもよい。

## 【 図面の簡単な説明 】

50

## 【 0 0 2 1 】

本開示のより完全な理解は、付随の図面と関連して検討される以下の説明を参照することによって得られ得る。

【図 1】図 1 は、本開示の具体的例示的实施形態による、一次側起動技法を含む、フライバック電力変換器の概略ブロック図を図示する。

【図 2】図 2 は、本開示の具体的例示的实施形態による、起動コントローラの概略ブロック図を図示する。

【図 3】図 3 は、従来技術のフライバック変換器の概略図を図示する。

【図 4】図 4 は、本開示の別の具体的例示的实施形態による、一次側起動技法を含む、フォワード電力変換器の概略ブロック図を図示する。

10

## 【 0 0 2 2 】

本開示は、種々の修正および代替形態を被るが、その具体的例示的实施形態が、図面に図示され、本明細書に詳細に説明される。しかしながら、具体的例示的实施形態の本明細書における説明は、本開示を本明細書に開示される特定の形態に限定することを意図するものではないことを理解されたい。

【発明を実施するための形態】

## 【 0 0 2 3 】

電力供給部、具体的には、DC - DC および AC - DC 電力変換器は、典型的には、それらを起動させる一意の回路を有する。本開示の種々の実施形態によると、電力変換器は、起動コントローラと、二次側コントローラとを備えてもよく、起動コントローラは、電力（電圧）が最初に電力変換器の一次側に印加されるときに、電力を二次側コントローラに送信するために利用される。これは、二次側コントローラのリソースを複製せず、一次側の離散構成要素を最小限にする、一次側の従来のデバイスを使用して、電力変換器の起動のための低費用集積回路（IC）ソリューションを提供する。

20

## 【 0 0 2 4 】

起動コントローラは、具体的には、電力変換器を起動するために設計され、起動コントローラは、電力変換器の一次側に位置し、二次側コントローラは、電力変換器（変圧器）の電氣的に絶縁された二次側に位置する。起動コントローラは、2つの動作モードを有してもよく、すなわち、1）起動コントローラは、開ループ電流レギュレータとして動作し、2）起動コントローラは、電源スイッチの制御のために、二次側コントローラから外部 PWM コマンドを受信する。開ループ電流レギュレータモードでは、起動コントローラは、最初に、DC 源電圧、例えば、バッテリーまたは整流 AC 線から直接給電される。DC または整流 AC 線電圧を変圧器に結合する電源スイッチのオン時間中に、変圧器の一次巻線内の電流は、起動コントローラによって監視される最大電流レベルまで上昇することを許可される。電源スイッチのオフ時間は、電力変換器がその定格電力容量のごく一部のみを出力するように、外部コンデンサによって設定される。定格出力電力のごく一部は、電力変換器の出力コンデンサを充電し、二次側コントローラの電源を入れる。電力変換器上の負荷は、この時間の間に切断されてもよい。

30

## 【 0 0 2 5 】

電力変換器の出力が十分な電圧レベルまで充電すると、二次側コントローラが起動し、起動コントローラから電源スイッチの制御を得る。電力変換器が電源を入れると、起動コントローラは、変圧器の一次側三次巻線からバイアスを受容してもよい。出力電力が電力変換器の定格電力のごく一部のみであるため、二次側コントローラが動作できない場合、出力電圧は、電力ツェナーダイオード等の単純な電圧分路技法によって、過電圧に対して容易に保護され得る。

40

## 【 0 0 2 6 】

起動コントローラが二次側コントローラから外部 PWM コマンド（信号）を受信するとき、起動コントローラは、二次側コントローラからの外部 PWM コマンドが検出されると外部 PWM コマンドモードに切り替わる。電源スイッチのオンおよびオフ時間は、電力変換器が、その定格電力または出力電圧を負荷に調整するために必要な電力を送達すること

50

ができるように、二次側コントローラによって判定される。通常動作では、二次側コントローラは、出力電圧を電力変換器からの負荷に調整する。二次側コントローラは、（スイッチを介して、またはスイッチングポストレギュレータを介してのいずれかで）負荷を電力変換器に接続してもよい。

【0027】

二次側コントローラからのPWMコマンドは、分離回路、例えば、オプトカブラまたはパルス変成器を介して、起動コントローラに送信される。分離回路は、直線的に動作するように要求されず、それによって、線形制御が使用された場合にオプトカブラの電流伝達比（CTR）課題によって引き起こされる問題を軽減する。二次側コントローラは、高度な電力変換器制御技法が採用され得るように、電力変換器が給電している負荷（印加）の中に位置するマイクロプロセッサリソースを利用してもよい。

10

【0028】

起動コントローラが外部PWMコマンドを受信しなくなった場合、その開ループ電流レギュレータモードに戻るであろう。いずれか一方のモードで、起動コントローラは、不足および過電圧から電源スイッチドライバを保護する。起動コントローラは、最大許容変圧器一次電流を制限する。起動コントローラは、フライバック電力変換器またはフォワード電力変換器のいずれか一方を起動するために使用されてもよい。フライバック電力変換器用途で使用されるとき、起動コントローラは、例えば、限定されないが、フライバック電力変換器が過度に深く連続伝導動作モードになることを防止し、それによって、過電流故障状態からフライバック電力変換器の出力を保護する、付加的電流感知比較器等のいくつかの付加的特徴を有する。

20

【0029】

起動コントローラにバイアスがかかるために使用される、変圧器の一次側三次巻線からの電圧は、フライバック変換器の出力電圧に結合されてもよい。したがって、三次巻線上の電圧は、二次側コントローラが適切に動作できない場合に、付加的レベルの過電圧保護として、起動コントローラの過電圧ロックアウト（OVLO）回路によって使用され得る、出力電圧フィードバック機構として使用されることができ。

【0030】

フォワード変換器用途で使用されるとき、フォワード変換器設計は、以下を必要とし得る。線形レギュレータが、変圧器の一次側三次巻線の出力と起動コントローラへのバイアス入力との間に必要とされ得る。これは、三次巻線が整流AC電圧に結合され、変換器の出力電圧に結合されないという事実によるものである。フォワード変換器の変圧器のリセット巻線は、電力変換器の二次側に位置し、変圧器リセットを提供するように能動的にクランプされる。加えて、能動クランプは、二次側コントローラのための主要バイアス源がフォワード変換器の出力フィルタインダクタの三次巻線から確立されるまで、二次側コントローラのための初期バイアスを提供するように設計されてもよい。

30

【0031】

ここで図面を参照すると、例示的实施形態の詳細が、図式的に図示される。図面における同一要素は、同一番号によって表され、類似要素は、異なる小文字の添え字を伴って、同一番号によって表されるであろう。

40

【0032】

ここで図1を参照すると、本開示の具体的例示的实施形態による、一次側起動技法を含む、フライバック電力変換器の概略ブロック図が描写されている。概して、数字100によって表される、フライバック電力変換器は、AC線電源102に結合される一次側電力整流器およびフィルタ104と、起動コントローラ106と、コンデンサ107と、変圧器122と、MOSFETスイッチ116と、電流感知抵抗器124と、バイアス電圧整流器114と、電力整流器135と、ツェナーダイオード130と、二次側コントローラ118と、スイッチングポストレギュレータ120と、分離回路108とを備えてもよい。フライバック電力変換器100は、起動後に、調整された電圧を印加負荷128に提供する。AC線電源102は、約47Hz～約63Hzの周波数において約85～265ボ

50

ルトの交流電流（ＡＣ）の普遍的範囲内であってもよい。本明細書に開示される実施形態は、他の電圧および周波数のために適合させ得ることが考慮され、本開示の範囲内である。ＡＣ源に結合される一次側電力整流器およびフィルタ１０４を使用する代わりに、ＤＣ源が使用されてもよい。

#### 【００３３】

ＡＣ線電力１０２が一次側電力整流器およびフィルタ１０４に印加されるとき、ＤＣ電圧 $V_{Link}$ が結果として生じる。本ＤＣ電圧 $V_{Link}$ は、変圧器１２２の一次および起動コントローラ１０６の $V_{IN}$ 入力に結合される。起動コントローラ１０６は、電圧 $V_{Link}$ がその適切な動作のための十分な電圧に達するときに能動的になる。いったん起動されると、起動コントローラ１０６は、そのゲートノード（出力ピン）からＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６を駆動し始める。起動コントローラ１０６は、ＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６を通したピーク電流の調整に基づいて、開ループ様式でＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６の切替を制御する。それを通るピーク電流に比例する電圧が、ＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６および変圧器１２２の一次と直列に抵抗器１２４を横断して発生させられる。本電圧は、それを感知し、ピーク電流をある設計値に限定するようにＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６のオン時間を調節する、起動コントローラ１０６の $C/S$ （電流感知）入力に結合される。入力がＤＣ電圧 $V_{Link}$ である、起動コントローラ１０６内の内部線形レギュレータ（図２参照、レギュレータ２３０）は、起動変換器１０６の内部回路によって使用可能な電圧 $V_{DD}$ を調整する。 $V_{DD}$ は、起動コントローラ１０６のゲートノードにおけるピーク電圧である。最初に、内部線形レギュレータは、起動コントローラ１０６の動作のために $V_{DD}$ を供給するが、いったんＤＣ電圧が電力ダイオード１１４を通して変圧器１２２の一次側三次巻線から提供されると、本内部線形レギュレータは、電流を起動コントローラ１０６の内部回路に供給することを止める。これは、起動コントローラ１０６内の内部熱散逸が低減させられることを可能にする。

#### 【００３４】

ＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６をオンおよびオフに駆動することは、整流器１３５を通した変圧器１２２に、コンデンサ１２６を電圧 $V_{Bulk}$ まで充電させるであろう。スイッチングポストレギュレータ１２０は、オフであり、したがって、いかなる出力電圧 $V_{Out}$ もそこから存在していない。したがって、印加負荷１２８は、変圧器１２２の出力から分離される。電圧 $V_{Bulk}$ が上昇すると、二次側コントローラ１１８が能動的になる。二次側コントローラ１１８の $V/S$ 入力における電圧 $V_{Bulk}$ が所望の値に達するとき、二次側コントローラ１１８は、分離回路１０８を介して、パルス幅変調（PWM）コマンドを起動コントローラ１０６のPWM入力に送信することによって、起動コントローラ１０６からのゲート出力を制御し始めるであろう。ここで、二次側コントローラ１１８は、ＭＯＳＦＥＴスイッチ１１６を制御する。

#### 【００３５】

変圧器１２２はまた、ダイオード１１４を介して、バイアス電圧 $V_{Bias}$ も提供する。 $V_{Bias}$ は、変圧器結合によって、起動コントローラ１０６に交差調整されてもよい。変圧器１２２の巻線の巻数比は、 $V_{Bias}$ が、起動コントローラ１０６の内部線形電圧レギュレータ２３０（図２）の出力電圧設定点より高く、それによって、本内部線形電圧レギュレータ２３０を効果的に遮断し、その内部熱散逸を低減させるようなものである。いったん $V_{Bulk}$ がその設計電圧まで上昇すると、二次側コントローラ１１８は、 $V_{Out}$ を印加負荷１２８に提供するようにスイッチングポストレギュレータ１２０を制御し、それによって、フライバック変換器１００に電力負荷を加えるであろう。

#### 【００３６】

ここで図２を参照すると、本開示の具体的例示的实施形態による、起動コントローラの概略ブロック図が描写されている。起動コントローラ１０６は、高電圧レギュレータ２３０と、内部バイアス電圧回路２３２と、第１の電圧比較器２３４と、第２の電圧比較器２３８と、固定ブランキング時間回路２４０と、内部電流レギュレータおよび論理回路２３６と、外部ゲートコマンド検出回路２４２と、信号バッファ２４４と、論理回路２３６に

よって制御されるスイッチ 246 と、MOSFET ドライバ 248 と、固定オフ時間タイマ 250 と、過および不足電圧ロックアウト回路 252 とを備えてもよい。

【0037】

$V_{IN}$  入力は、ブリッジ整流器およびフィルタ 104 (図 1) から提供される電圧に結合され、AC 線電圧 102 に依存している高電圧レギュレータ 230 への入力電圧として使用される。高電圧レギュレータ 230 は、MOSFET ドライバ 248 および他の内部バイアス電圧 (バイアス回路 232) に給電するためのより低い電圧  $V_{DD}$  を提供する、線形レギュレータであってもよい。 $V_{DD}$  はまた、内部高電圧レギュレータ 230 がオフにされ、それによって、起動コントローラ 106 内の内部電力散逸を節約し得るように、外部源 (例えば、変圧器 122 (図 1) からの  $V_{Bias}$ ) から提供されてもよい。電圧  $V_{DD}$  は、設計仕様外の電圧から起動コントローラ 106 内の回路を保護するように、過および不足電圧ロックアウト回路 252 によって監視されてもよい。内部バイアスおよび電圧基準は、高電圧レギュレータ 230、または  $V_{DD}$  のための外部源、例えば、変圧器 122 から、その入力動作電圧を受電し得る、内部バイアス電圧回路 232 によって提供されてもよい。

10

【0038】

ゲートドライバ 248 へのゲート駆動コマンドは、論理回路 236 によって制御され得るスイッチ 246 を使用して、2つの源の間で切り替えられてもよい。第1の源は、内部電流レギュレータおよび論理回路 236 であってもよく、第2の源は、PWM 入力に結合され、信号バッファ 244 によって内部でバッファされる、外部源に由来してもよい。

20

【0039】

MOSFET スwitch 116 を通って流動する電流は、起動コントローラ 106 の電流感知 (C/S) 入力に結合され得る抵抗器 124 を横断して発生させられる、類似電圧によって監視されてもよい。MOSFET 電流は、変圧器の一次電流と同一である。ゲートドライバ 248 が MOSFET スwitch を駆動し始めるとき、論理回路 236 は、固定ブランキング時間回路 240 を起動し、これは次いで、その中の内部電流レギュレータが MOSFET スwitch 116 を通した初期ターンオン電流スパイクを無視し得るように、電流感知 (C/S) ノードにおける信号が内部電流レギュレータおよび論理回路 236 に到達することを瞬間的に無効にする。第1の比較器 234 および第2の比較器 238 は、電流感知 (C/S) 入力における電圧を監視する。第1の比較器 234 は、固定ブランキング時間回路 240 のブランキング時間周期が終了した後に、短時間間隔にわたって C/S ノードにおける電圧を監視する。C/S ノードにおける電圧が、本短時間間隔中に第1の電圧基準 ( $V_{REF1}$ ) を超える場合には、ゲート駆動が終了させられる。第2の比較器 238 は、電流感知 (C/S) 入力において許容される最大電圧 (MOSFET スwitch 116 を通る電流) を設定する。電流感知 (C/S) 入力における電圧が第2の電圧基準 ( $V_{REF2}$ ) を上回る場合には、ゲート駆動はまた、終了させられる。ゲート駆動が終了させられるとき、それは、固定オフ時間回路 250 によって判定される時間周期にわたってオフのままである。本オフ時間周期は、起動コントローラ 106 の  $T_{OFF}$  ノードにおけるコンデンサ 107 の静電容量値によって外部で選択されてもよい。

30

【0040】

外部信号がパルス幅変調 (PWM) 入力ノードに印加されるとき、これは、外部ゲートコマンド検出回路 242 によって検出されてもよい。外部 PWM 信号がそのように検出されるとき、論理回路 236 内の論理が、MOSFET ドライバ 248 を駆動するように、スイッチ 246 を本外部 PWM 信号に結合させ、それによって、起動コントローラ 106 の外部の PWM 源から電力 MOSFET スwitch 116 を制御する。PWM 信号周波数は、例えば、約 20 kHz ~ 約 65 kHz であってもよいが、それに限定されない。PWM 入力ノードにおける PWM 信号が、ある数より多くの切替周期、例えば、20 kHz (250 マイクロ秒) における切替周期にわたって切り替わらなくなった (例えば、高または低状態のいずれ一方にとどまる) 場合には、論理回路 236 内の論理が、スイッチ 246 を論理回路 236 の PWM 出力に戻るよう切り替えさせ、次いで、それによって、MOS

40

50

F E Tドライバ248が、論理回路236のPWM出力から駆動される。接地ノード（G n d）は、起動コントローラ106内の回路のための回路接地または共通点である。本接地ノードは、外部M O S F E Tスイッチ116へのPWM駆動電流ならびに $V_{I N}$ および $V_{D D}$ ノードにおける電圧のバイアス帰還電流の両方のための帰還点を提供してもよい。  
【0041】

図1を再び参照すると、起動コントローラ106は、変圧器結合を介してフライバック電力変換器の出力を直線的に調整することができる、一次側電力供給コントローラではない。これは、二次側コントローラ118の精度基準および電圧誤差増幅器を複製しない。起動コントローラ106は、基本的に、2つの動作モードを有する。第1のモードでは、フライバック電力変換器100の起動中に、これは、二次側コントローラ118がM O S F E Tスイッチ116を駆動するPWM信号の制御（指揮）をとるまで、M O S F E Tスイッチ116を駆動する開ループ電流レギュレータとして機能する。第2のモードでは、いったん二次側コントローラ118が完全に動作可能になると、分離回路108を通してPWM信号コマンドを起動コントローラ106に送信し始める。いったん（分離回路108を介した）二次側コントローラ118からの外部PWM信号コマンドが起動コントローラ106によって受信されると、その内部ゲートドライバ248は、外部PWM信号に結合されてもよく、それによって、ここでは二次側コントローラ118が、M O S F E Tスイッチ116を制御する。

【0042】

二次側コントローラ118は、アナログコントローラまたはデジタルコントローラ（もしくはアナログ/デジタルハイブリッド）のいずれか一方であってもよい。これらの制御方法の出力が（典型的である）PWM信号を提供する限り、非常に高度な制御方法が二次側コントローラ118によって使用されてもよい。二次側コントローラ118は、付加的制御高度化のために（スイッチングポストレギュレータ120を介してフライバック電力変換器100に負荷を加える）印加負荷128と通信してもよい。

【0043】

二次側コントローラ118からのPWM信号コマンド（PWMパルス）が、分離回路108（例えば、オプトカプラ、パルス変成器）をオンまたはオフに駆動し、いかなる回路線形性も必要としないため、本開示の教示によると、オプトカプラC T R懸念は問題ではない。起動コントローラ106を備える開ループ電流レギュレータは、少量の起動電力を変圧器122の二次巻線に提供する、高度に不連続な動作モードで、フライバック電力変換器100を操作するように設計され、それによって、出力コンデンサ126が充電され、動作電圧を二次側コントローラ118に供給する。

【0044】

（外部M O S F E Tスイッチ116をオンに駆動する）オン時間は、典型的には、ゼロボルトから第2の比較器238の $V_{R E F 2}$ 電圧まで上昇させるために、起動コントローラ106のC / SノードにおいてPWM信号を要する時間量によって判定される。（外部M O S F E Tスイッチ116をオフに駆動する）オフ時間は、固定時間オフタイマ250によって判定されてもよい。固定時間オフタイマ250の持続時間は、起動コントローラ106の $T_{O F F}$ ノードに結合されるコンデンサ107の値によって判定されてもよい。例えば、20ワットの電力に定格されたフライバック変換器は、開ループ電流レギュレータ技法および $T_{O F F}$ ノードに結合されたコンデンサ107によって設定される十分に長いオフ時間を使用して、約1ワットの出力電力を送達するように作製されることができ

る。  
【0045】

外部PWM信号が起動コントローラ106のPWMノードに印加され、外部ゲートコマンド検出回路242によって検出されるとき、スイッチ246は、ゲートドライバ248への入力を、内部電流レギュレータおよび論理回路236から（信号バッファ244を介したPWMノードからの）外部源に変更する。これは、定格出力電力および出力電圧調整を達成するように、二次側コントローラ118が適切な周波数およびPWMデューティサ

イクルにおいてフライバック変換器 112 を駆動することを可能にする。本モードでは、起動コントローラ 106 は、単純に、一次側バイアスゲートドライバである。しかしながら、起動コントローラ 106 は、第 1 および第 2 の電圧比較器 234 ならびに 238 によって生じた電流保護を依然として提供する。第 1 または第 2 の電圧比較器 234 もしくは 238 のいずれか一方が作動する（出力状態を変化させる）場合には、スイッチ 246 は、オフ時間が固定時間オフタイマ 250 によって設定される、内部電流レギュレータおよび論理回路 236 からその指揮を得る位置に戻るであろう。スイッチ 246 は、固定オフ時間タイマ 250 によって設定される時間周期の終了まで、信号バッファ 244 を介してコマンドを受信するように位置を戻すことができない。分離回路 108 を介した二次側コントローラ 118 からの外部 PWM 信号が、250 マイクロ秒を超える時間周期にわたって停止する（高状態または低状態のいずれか一方のままである）（もはや外部ゲートコマンド検出回路 242 によって検出されなくなる）とき、スイッチ 246 は、内部電流レギュレータおよび論理回路 236 からその指揮を得る位置に戻るであろう。

10

20

30

#### 【0046】

過および不足電圧ロックアウト回路 252 は、ゲートノードにおけるピーク電圧がフライバック変換器 112 の外部電力 MOSFET スwitch 116 のための適切な範囲内であることを確実にする。不足電圧ロックアウト（UVLO）回路は、十分な電圧が MOSFET 116 のゲートを適切に強化するために利用可能であることを確実にする。過電圧ロックアウト（OVLO）回路は、電圧が電力 MOSFET 116 の典型的ゲート電圧定格を超えないことを確実にする。OVLO 回路 252 はまた、別の重要な機能も提供する。これは、二次側コントローラ 118 が起動および調整できないことから保護しなければならない。二次側コントローラ 118 が指揮をとらない場合、起動コントローラ 106 は、過電圧閾値に達するまで出力コンデンサ 126 を充電し続けるであろう。出力コンデンサ 126 上の本電圧は、変圧器 122 巻線結合を介して起動コントローラ 106 の  $V_{DD}$  ノードに後方反射され、起動コントローラ 106 内の OVLO 回路を作動させるであろう。回路 252 の OVLO 部分の高電圧限界を超えると、MOSFET ドライバ 248 出力が阻止されるであろう。OVLO 回路 252 は、例えば、2 ボルトのヒステリシス帯を有してもよいが、それに限定されない。したがって、MOSFET スwitch 116 のゲートインギングは、起動コントローラ 106 の  $V_{DD}$  ノードにおける電圧が、OVLO 回路 252 のヒステリシス帯の下限を下回って減衰するまで停止させられる。（二次側コントローラ 118 が故障した場合）過電圧保護の付加的な層に関して、電力ツェナーダイオード 130（またはある他の形態の能動分路レギュレータ）が、変圧器 122 の出力を横断して（例えば、コンデンサ 126 を横断して）配置されてもよい。起動コントローラ 106 の  $T_{OFF}$  ノード上のコンデンサ 107 を用いて、長いオフ時間を選択することによって、フライバック電力変換器 100 の出力電力が低く設定されることができ、整流器 135 を介した変圧器 122 の出力は、そこから DC 出力を横断して分路される電力ツェナーダイオード 130 を使用することによって、過電圧に対して合理的に保護されることができる。

40

#### 【0047】

ここで図 4 を参照すると、本開示の別の具体的例示的实施形態による、一次側起動技法を含む、フォワード電力変換器の概略ブロック図が描写されている。概して、数字 400 によって表されるフォワード電力変換器は、AC 線電源 402 に結合される一次側電力整流器およびフィルタ 404 と、起動コントローラ 106 と、コンデンサ 107 と、レギュレータ 430 と、MOSFET スwitch 416 と、電流感知のための抵抗器 424 と、バイアス電圧整流器 414 と、変圧器 422 と、二次側コントローラ 418 と、電力整流器 435 および 436 と、能動クランプ回路 440 と、電流感知変圧器 445 と、インダクタ 450 と、ダイオード 455 と、クランプツェナーダイオード 465 と、スイッチ 460 と、分離回路 408 と、印加負荷 428 とを備えてもよい。AC 源に結合される一次側電力整流器およびフィルタ 404 を使用する代わりに、DC 源が使用されてもよい。

50

#### 【0048】

変圧器 4 2 2 は、4 本の巻線、すなわち、1)  $V\_Link$  に結合される一次巻線と、2) 電力整流器 4 3 5 および 4 3 6 に結合される二次巻線と、3) 能動クランプ回路 4 4 0 に結合されるリセット巻線と、4) 整流器 4 1 4 に結合される三次巻線とを備えてもよい。AC 線 4 0 2 は、約 4 7 H z ~ 約 6 3 H z の周波数において約 8 5 ~ 2 6 5 ボルトの交流電流 (AC) の普遍的範囲内にあってもよい。本明細書に開示される実施形態は、他の電圧および周波数のために適合され得ることが考慮され、本開示の範囲内である。AC 線電源 1 0 2 が一次側電力整流器およびフィルタ 4 0 4 に印加されるとき、DC 電圧  $V\_Link$  が結果として生じる。本 DC 電圧  $V\_Link$  は、変圧器 4 2 2 の一次巻線および起動コントローラ 1 0 6 の  $V_{IN}$  入力に結合される。起動コントローラ 1 0 6 は、最初に、AC 線電源 4 0 2 の印加時に (その  $V_{IN}$  ノードを介して)  $V\_Link$  によってバイアスをかけられる。起動コントローラ 1 0 6 は、電圧  $V\_Link$  がその適切な動作のための十分な電圧に達するときにアクティブになる。いったんそのようにバイアスをかけられると、起動コントローラ 1 0 6 は、MOSFET スイッチ 4 1 6 をオンおよびオフにゲート制御する。起動コントローラ 1 0 6 は、その C / S ノードに結合される電流感知抵抗器 4 2 4 にわたって発生させられる電圧を監視することによって、変圧器 4 2 2 の一次巻線を通した電流の開ループ調整を提供する。

#### 【0049】

MOSFET スイッチ 4 1 6 がオンにゲート制御されるとき、変圧器 4 2 2 巻線のドット側 (位相整合) は正であり、電流が一次巻線、二次巻線、および三次巻線を通して流動することを可能にする。電流は、バイアスを起動コントローラ 1 0 6 の  $V_{DD}$  ポートに提供するように、整流器 4 1 4 を通り、および電圧レギュレータ 4 3 0 を通って流動する。電流はまた、整流器 4 3 5、電流感知変圧器 4 4 5、およびインダクタ 4 5 0 の主要巻線を通して流動し、コンデンサ 4 2 6 を充電する。この時に、印加負荷 4 2 8 は、スイッチ 4 6 0 が開いているため分離される。MOSFET 4 1 6 スイッチがオフにゲート制御されるとき、電流は、リセット巻線を通して能動クランプ回路 4 4 0 まで流動する。能動クランプ回路 4 4 0 は、その PNP トランジスタのゲート上のツェナーダイオードによって、リセット巻線電圧をクランプする。PNP トランジスタのコレクタ上のツェナーダイオードは、電圧  $V_{CCS}$  をクランプする。 $V_{CCS}$  は、二次側コントローラ 4 1 8 のためのバイアス電圧である。変圧器 4 2 2 のリセットからの磁化エネルギーが、二次側コントローラ 4 1 8 にバイアスをつけることに役立つために使用されてもよい。MOSFET スイッチ 4 1 6 がオフにゲート制御されるとき、電流は、ダイオード 4 5 5 に結合されるインダクタ 4 5 0 の三次巻線を通して流動する。これはまた、電圧  $V_{CCS}$  を提供するようにエネルギーが流動することも可能にする。いったんフォワード電力変換器 4 0 0 が動作可能になると、ダイオード 4 5 5 を通って電圧  $V_{CCS}$  まで流動する電流は、二次側コントローラ 4 1 8 のための主要な動作電力源になるであろう。

#### 【0050】

$V_{CCS}$  が十分な電圧に達するとき、二次側コントローラ 4 1 8 は、分離回路 4 0 8 を介してゲーティングコマンドを起動コントローラ 1 0 6 に送信することができる。ここでは、MOSFET スイッチ 4 1 6 のゲーティングは、二次側コントローラ 4 1 8 によって制御される。次いで、二次側コントローラ 4 1 8 は、電圧  $V_{OUT}$  を調整し、スイッチ 4 6 0 を閉鎖し、電力を印加負荷 4 2 8 に印加してもよい。

#### 【0051】

フライバック電力変換器 1 0 0 またはフォワード電力変換器 4 0 0 を起動するために起動コントローラ 1 0 6 を使用するとき、いくつかの主要な差異がある。例えば、変圧器 4 2 2 の三次巻線上の電圧は、フォワード変換器 4 0 0 の出力電圧に結合されない。代わりに、これは、 $V\_Link$  に結合される。したがって、いかなる二次電圧情報も、変圧器結合を介して利用可能ではない。それが、起動コントローラ 1 0 6 の  $V_{DD}$  ポート上の電圧を調整するために電圧レギュレータ 4 3 0 が必要とされる理由である。また、変圧器 4 2 2 三次巻線を介した電圧情報の欠如により、過電圧保護方略は、二次側コントローラ 4 1 8 の故障の場合に異なる。起動中に、出力に送達される電力は、起動コントローラ 1

10

20

30

40

50

06のT<sub>OFF</sub>ノード(ポート)に結合される、選択された値のコンデンサ107を伴って低く設定される(図2参照)。能動クランプ回路440のPNPトランジスタのコレクタ上のツェナーダイオードは、V<sub>CCS</sub>上の電圧をクランプし、過電圧から二次側コントローラ418を保護する。フォワード変換器400の出力を横断する構成要素は、ツェナーダイオード465によって保護されてもよい。これらのツェナーダイオードの両方は、保護分路レギュレータの役割を果たす。図2に示される比較器234は、フォワード電力変換器400設計において必要とされない。その目的は、フライバック電力変換器100が連続伝導動作モードにならないようにすることである。しかしながら、フォワード電力変換器400のインダクタ450の主要巻線は、典型的には、連続伝導モードで保たれる。

10

#### 【0052】

電力ツェナーダイオード130/465は、コンデンサ126/426と平行に配置されてもよく、ツェナーダイオード130/465のカソードは、コンデンサ126/426の正の側に結合され、ツェナーダイオード130/465のアノードは、コンデンサ126/426の負の側に結合されてもよい。本構成では、ツェナーダイオード130/465は、フライバック電力変換器100またはフォワード電力変換器400の出力を横断して分路される。ツェナーダイオード130/465破壊電圧は、コンデンサ126/426上の通常の電圧出力より高い。二次側コントローラ118の故障が起こり、過電圧が結果として生じる場合、出力電圧は、ツェナーダイオード130/465が破壊して過電圧をクランプするまで上昇するであろう。ツェナーダイオード130/465は、それぞれ、起動コントローラ106のT<sub>OFF</sub>ピンにおけるコンデンサ107の静電容量値によって判定される、フライバックまたはフォワード電力変換器100もしくは400の出力電力を散逸させるであろう。ツェナーダイオード130/465は、少なくともその電力散逸に定格されるはずである。ツェナーダイオード130/465の機能は、本分路クランプ機能を果たす能動回路によって置換され得ることが考慮され、本開示の範囲内である。これは、典型的には、より正確な破壊電圧が必要とされる場合に行われる。

20

#### 【0053】

基本的に、起動コントローラ106の目的は、短いオン時間(MOSFETスイッチ116/416がオンにゲート制御される)および非常に長いオフ時間(オフ時間は図2の起動コントローラ106のT<sub>OFF</sub>ノードに課されるコンデンサ値によって判定される)とともに、開ループ電流レギュレータを有することによって、電力変換器100/400を起動することである。このようにして、約20ワットから60ワットに及ぶ電力に定格された電力変換器100/400は、約1ワットの起動電力を有してもよい。したがって、開ループ様式で、変換器の出力コンデンサ126/426を充電し、二次側コントローラ118/418を起動するように、1ワットの電力が二次に送達されてもよい。通常、二次側コントローラ118/418は、出力コンデンサ126/426が過充電すること(過電圧)を防止することに間に合うように起動するであろう。しかしながら、二次側コントローラ118/418が起動できない場合には、開ループ起動コントローラ106が出力コンデンサ126/426を充電し続けるであろう(いかなる電圧フィードバックも得ないことを意味する、その開ループ)。したがって、出力コンデンサ126/426を横断する電圧を、保護のために通常定格出力電圧の125%くらいの電圧にクランプする必要がある。これは、単純に、適切な破壊電圧とともにツェナーダイオード130/465を使用して行われることができる。本ツェナーダイオード130/465は、起動電力に対処するために定格される必要がある。例えば、2ワットに定格されたツェナーダイオードは、1ワット起動電力に容易に対処するであろう。故障した二次側コントローラ118/418を伴う電力変換器100/400は、AC線電源102/402が除去されるまで、本ツェナークランプ状態にとどまるであろう。フォワード変換器400に関して、これは、二次側コントローラ418が起動できないときに過電圧に対して保護する唯一の方法である。フライバック変換器100に関して、起動コントローラ106のOVLロックアウト回路252もまた、二次側コントローラ118の故障の場合に過電圧を防止す

30

40

50

るために採用されてもよい。この場合、ツェナー 130 は、付加的なレベルの保護を提供する。

【図 1】

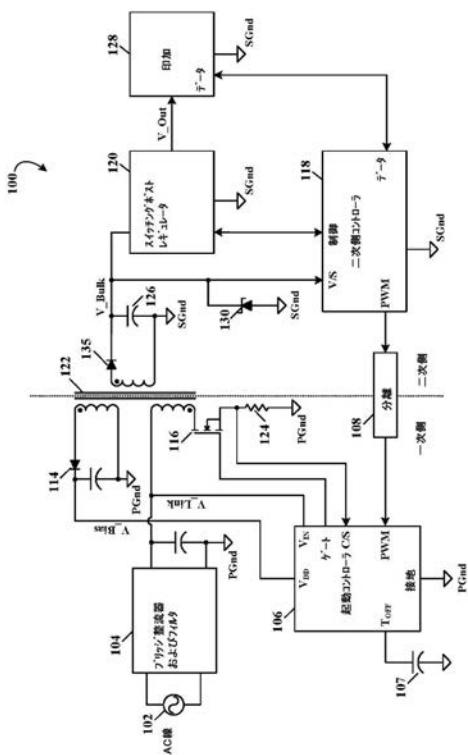


Figure 1

【図 2】

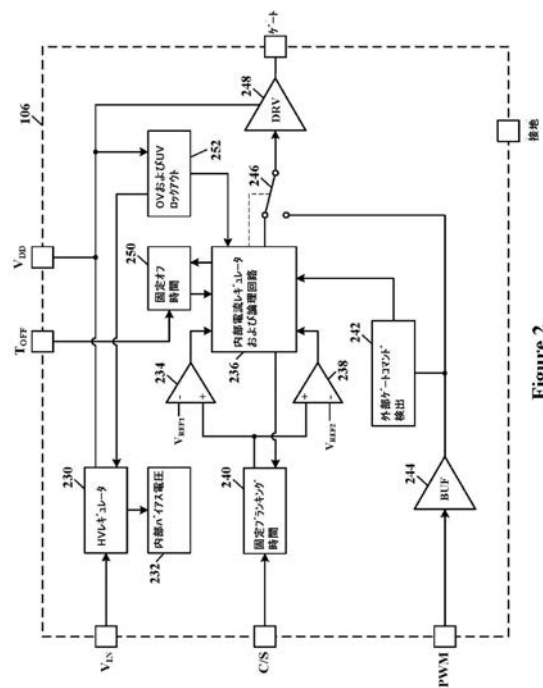
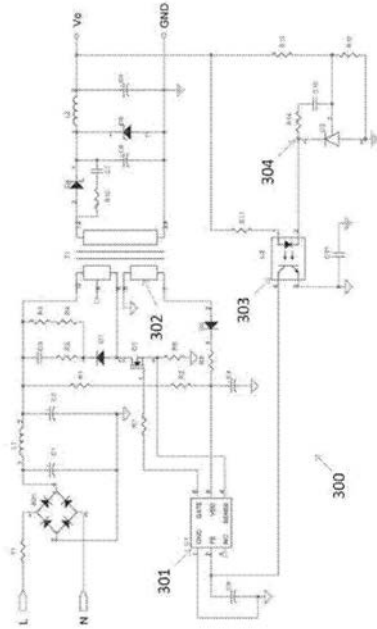


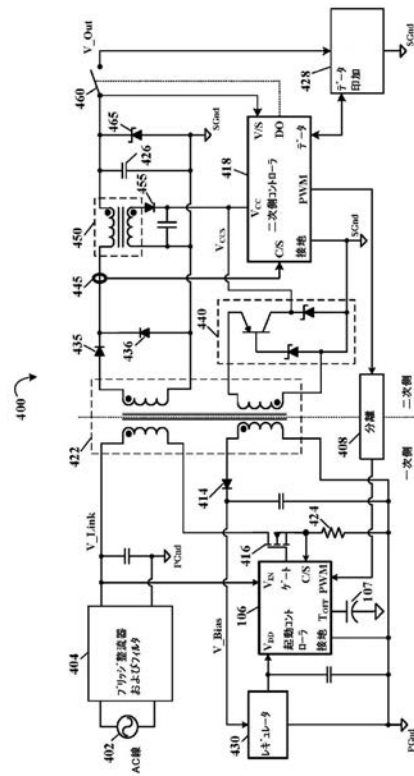
Figure 2

【 図 3 】



**Figure 3 (従来技術)**

【 図 4 】



**Figure 4**

## 【 国際調査報告 】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/US2015/061769

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H02M1/36 H02M3/335  
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	US 2011/305043 A1 (MATSUMOTO TADAHIKO [JP]) 15 December 2011 (2011-12-15) figures 1-3 figure 17 figure 20 paragraph [0048] - paragraph [0054] paragraph [0089] - paragraph [0094] ----- -/--	1-36 37-39

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

29 February 2016

Date of mailing of the international search report

11/03/2016

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel: (+31-70) 340-2040,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Riehl, Philippe

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/US2015/061769

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 2 775 602 A2 (POWER INTEGRATIONS INC [US]) 10 September 2014 (2014-09-10) figures 1-2 figure 7 figures 8A-8B paragraph [0018] - paragraph [0024] paragraph [0041] - paragraph [0045] paragraph [0056] - paragraph [0057] paragraph [0097] paragraph [0128] paragraph [0133] - paragraph [0135] -----	1-36
X	US 2008/265133 A1 (SAWTELL CARL K [US] ET AL) 30 October 2008 (2008-10-30)	1
A	figure 3 paragraph [0035] paragraph [0040] - paragraph [0043] paragraph [0047] -----	2-39
X	US 2002/006045 A1 (SHIRAI TOSHIHITO [JP] ET AL) 17 January 2002 (2002-01-17)	1
A	figure 1 figure 7 paragraph [0093] - paragraph [0097] paragraph [0161] -----	2-39
Y	"IEEE 802.3af PD With Current Mode Switching Regulator",  31 December 2006 (2006-12-31), pages 1-24, XP055253573, Retrieved from the Internet: URL: <a href="http://www.nxp.com/files/analog/doc/data_sheet/MC34670.pdf">http://www.nxp.com/files/analog/doc/data_sheet/MC34670.pdf</a> [retrieved on 2016-02-26]	37-39
A	figure 2 figure 19 page 11 - page 17 -----	1-36
Y	US 2013/300384 A1 (WANG SIRAN [CN] ET AL) 14 November 2013 (2013-11-14) figure 4 -----	37-39
A	US 2012/099345 A1 (ZHAO TIANING [CN] ET AL) 26 April 2012 (2012-04-26) figure 1 paragraph [0011] - paragraph [0020] -----	1-39

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

Information on patent family members

International application No

PCT/US2015/061769

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2011305043 A1	15-12-2011	JP 5170165 B2 JP 2011259673 A US 2011305043 A1	27-03-2013 22-12-2011 15-12-2011
EP 2775602 A2	10-09-2014	CN 104038066 A EP 2775602 A2 JP 2014176294 A US 2014254214 A1 US 2015372604 A1	10-09-2014 10-09-2014 22-09-2014 11-09-2014 24-12-2015
US 2008265133 A1	30-10-2008	NONE	
US 2002006045 A1	17-01-2002	EP 1073188 A2 JP 4355058 B2 JP 2001045748 A US 2002006045 A1	31-01-2001 28-10-2009 16-02-2001 17-01-2002
US 2013300384 A1	14-11-2013	CN 102655373 A TW 201401750 A US 2013300384 A1	05-09-2012 01-01-2014 14-11-2013
US 2012099345 A1	26-04-2012	TW 201230630 A US 2012099345 A1 WO 2012061059 A1	16-07-2012 26-04-2012 10-05-2012

## フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(72)発明者 クイグリー, トーマス

アメリカ合衆国 ニューヨーク 1 3 8 1 1, ニューアーク バレー, ホウィッグ ストリート 8 4 1

Fターム(参考) 5H730 AS01 BB23 BB43 CC01 EE02 EE07 EE59 FD01 FD51 FF19  
FG05 VV03 VV06 XC02 XC12 XX03 XX04 XX12 XX15 XX23  
XX26 XX32 XX35 XX43