

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7041280号
(P7041280)

(45)発行日 令和4年3月23日(2022.3.23)

(24)登録日 令和4年3月14日(2022.3.14)

(51)国際特許分類

H 02 M 3/155(2006.01)

F I

H 02 M

3/155

U

H 02 M

3/155

K

請求項の数 15 (全14頁)

(21)出願番号 特願2020-551778(P2020-551778)
 (86)(22)出願日 平成30年12月13日(2018.12.13)
 (65)公表番号 特表2021-507671(P2021-507671
 A)
 (43)公表日 令和3年2月22日(2021.2.22)
 (86)国際出願番号 PCT/US2018/065370
 (87)国際公開番号 WO2019/125888
 (87)国際公開日 令和1年6月27日(2019.6.27)
 審査請求日 令和3年11月25日(2021.11.25)
 (31)優先権主張番号 15/845,868
 (32)優先日 平成29年12月18日(2017.12.18)
 (33)優先権主張国・地域又は機関
 米国(US)
 早期審査対象出願

(73)特許権者 520216792
 ランディス・ギア・リミテッド・ライア
 ビリティ・カンパニー
 Landis+Gyr LLC
 アメリカ合衆国47904インディアナ
 州ラファイエット、ダンカン・ロード2
 800番
 (74)代理人 100145403
 弁理士 山尾 憲人
 (74)代理人 100132241
 弁理士 岡部 博史
 (72)発明者 ダグラス・エイ・ブージークルーズ
 アメリカ合衆国47909インディアナ
 州ラファイエット、ストーニー・ドライ
 ブ3166番

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 メータ及びその他のデバイスで使用するための広範囲の電源

(57)【特許請求の範囲】**【請求項1】**

第1の電力変換ステージと、第2の電力変換ステージとを備える電力変換装置であって、前記第1の電力変換ステージは、入力電圧を受電するように構成された第1の入力と、第1の出力電圧を有する出力と、帰還電圧を有する帰還ノードとを有し、前記帰還ノードは第1のインピーダンスによって前記出力に結合され、前記第1の電力変換ステージは、前記帰還電圧を受電するように動作可能に結合され、前記帰還電圧が実質的に所定値になるように、前記出力を駆動するように構成されたコントローラと、前記帰還ノードと接地の間に結合された可変抵抗とを有し、前記可変抵抗は、前記入力電圧の関数として変化する抵抗値を有し、前記第2の電力変換ステージは、第1の出力電圧を受電するように動作可能に結合された第2のステージ入力を有し、前記第2の電力変換ステージは、前記第1の出力電圧の電圧レベルに関係なく実質的に一定である電圧レベルを有する第2の出力電圧を生成するように構成され、前記第1の電力変換ステージはさらに、前記入力電圧を受電するように動作可能に結合されたスイッチドコンバータ回路と、前記第1のインピーダンスとしての第1の抵抗ブランチとを備え、前記スイッチドコンバータ回路は、前記コントローラによって制御される半導体スイッチを含み、

前記コントローラは、帰還電圧を受電するように動作可能に結合され、
前記スイッチドコンバータ回路は、前記出力において第1の出力電圧を提供するように構成され、

前記第1の抵抗ブランチは、前記出力と前記帰還ノードとの間に直列に結合され、
前記可変抵抗は前記帰還ノードと前記接地との間に結合され、
前記第1の抵抗ブランチと前記可変抵抗は、前記帰還ノードにおいて分圧器を形成し、
前記可変抵抗は、前記帰還ノードと前記接地との間に結合されたカレントミラーを含み、
前記カレントミラーは、前記第1の入力からセンスインピーダンスを介して入力される電流に応じた電流を、前記帰還ノードと前記接地との間に流し、前記流す電流を前記帰還ノードから引き出すように構成される、電力変換装置。

10

【請求項2】

前記第1の電力変換ステージは、ブーストコンバータを含む、
請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項3】

前記第2の電力変換ステージは、バックコンバータを含む、
請求項2の電力変換装置。

【請求項4】

前記可変抵抗はさらに、前記帰還ノードと前記接地との間に前記カレントミラーと並列に結合された固定抵抗を含む、
請求項1～3のうちのいずれか1つに記載の電力変換装置。

20

【請求項5】

前記カレントミラーは、第1のFET及び第2のFETを備え、
前記第1のFETは第1のゲートを有し、前記帰還ノードと前記接地との間に結合され、
前記第2のFETは第2のゲートを有し、前記センスインピーダンスと前記接地との間に結合され

前記第1のゲートは前記第2のゲートに直接に結合される、
請求項1～3のうちのいずれか1つに記載の電力変換装置。

【請求項6】

前記センスインピーダンスは、前記第2のゲート及び前記第1のゲートに直接に結合される、
請求項5に記載の電力変換装置。

30

【請求項7】

前記入力電圧として整流されたAC信号を提供するように結合された整流回路をさらに含む、
請求項1～3のうちのいずれか1つに記載の電力変換装置。

【請求項8】

前記整流回路は半波整流器である、
請求項7に記載の電力変換装置。

【請求項9】

入力電圧を受電するように動作可能に結合されたスイッチドコンバータ回路を備える電力変換器であって、
前記スイッチドコンバータ回路はコントローラによって制御される半導体スイッチを含み、
前記コントローラは、帰還電圧を受信するように動作可能に結合され、
前記スイッチドコンバータ回路は、出力において出力電圧を提供するように構成され、
前記電力変換器は、

40

帰還電圧を有する帰還ノードと、

前記出力から接地への分圧器を少なくとも部分的に形成するために直列に結合された第1の抵抗ブランチ及び可変抵抗とを備え、

前記分圧器の分圧電圧は帰還電圧を定義し、

前記可変抵抗は、前記入力電圧の関数として変化する抵抗値を有し、

50

前記可変抵抗は、前記帰還ノードと前記接地との間に結合されたカレントミラーとを含み、前記カレントミラーは、前記入力電圧からセンスインピーダンスを介して入力される電流に応じた電流を、前記帰還ノードと前記接地との間に流し、前記流す電流を前記帰還ノードから引き出すように構成される、電力変換器。

【請求項 10】

前記可変抵抗はさらに、前記帰還ノードと前記接地の間に前記カレントミラーと並列に結合された固定抵抗を含む、

請求項 9 に記載の電力変換器。

【請求項 11】

前記カレントミラーは、第 1 の FET 及び第 2 の FET を備え、

10

前記第 1 の FET は第 1 のゲートを有し、前記帰還ノードと前記接地との間に結合され、前記第 2 の FET は第 2 のゲートを有し、前記センスインピーダンスと前記接地との間に結合され、

前記第 1 のゲートは前記第 2 のゲートに直接に結合される、

請求項 9 に記載の電力変換器。

【請求項 12】

前記センスインピーダンスは、前記第 2 のゲート及び前記第 1 のゲートに直接に結合される、

請求項 11 に記載の電力変換器。

【請求項 13】

20

前記電力変換器はさらに、

前記第 1 の FET と前記接地との間に結合された第 1 の抵抗素子と、

前記第 2 の FET と前記接地との間に結合された第 2 の抵抗素子とを備え、

前記第 2 の抵抗素子と前記第 1 の抵抗素子は、実質的に同じ抵抗値を有する、

請求項 11 に記載の電力変換器。

【請求項 14】

前記スイッチドコンバータ回路はさらに、

制御端子、第 1 の端子、及び第 2 の端子を有する半導体スイッチを備え、

前記制御端子は、前記コントローラから制御信号を受信するように動作可能に結合され、

前記第 2 の端子は前記接地に結合され、

30

前記スイッチドコンバータ回路はさらに、

前記入力電圧を有する入力端子と、

前記入力端子と前記半導体スイッチの第 1 の端子との間に直列に接続された誘導性素子とを備え、

前記誘導性素子は、前記入力電圧を受電するように構成され、

前記スイッチドコンバータ回路はさらに、

前記第 1 の端子と出力端子の間に直列に結合された整流器を備え、

前記整流器は前記誘導性素子から流れる電流を前記出力に通過させるようにバイアスされ、

前記スイッチドコンバータ回路はさらに、前記出力端子と前記接地との間に結合されたコンデンサを備える、請求項 13 に記載の電力変換器。

40

【請求項 15】

前記整流器はダイオードを含み、

前記誘導性素子はインダクタを含む、

請求項 14 に記載の電力変換器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、スイッチモード電源に関し、そしてより具体的には、幅広い入力電圧に対応するスイッチモード電源に関する。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

電気ユーティリティは、電力量計（電気メータ）を介して顧客の消費電力量を監視する。現代の電気メータは、通常、ソリッドステート電子部品と、センサデバイス、データプロセッサ、マイクロプロセッサ、メモリデバイス、クロック、及び通信装置を含む関連する電子機器を含む。これらの電子機器は、消費量検出、消費量計算、データ記憶装置、及び自動メータ読み取り（AMR）通信など電力量計内でさまざまな目的に使用される。

【 0 0 0 3 】

これらの電子機器に関連して、電気メータは、DC動作電力を提供するように構成された電源を含む。通常、メータ内の電源は、メータ内で利用可能なAC電力線信号を利用し、AC電力線信号を1つ以上の電圧レベルに変換して、メータの電子機器で使用する。

10

【 0 0 0 4 】

電力は、電圧レベル及びサービス様々な構成において（電気メータなどで）顧客に提供される。例えば、負荷に供給される公称電圧は、120VRMSから480VRMSまで変動する可能性がある。電気サービスは単相又は多相にすることができる、多相サービスはデルタ結線又はY結線することができる。従って、多くの場合、メータは、接続される電気サービスと電圧レベルに対応するように構成する必要がある。理想的には、ロジスティックの問題を回避し、規模の経済を改善するために、単一のメータをすべての状況に使用できる。例えば、

それぞれが異なる電気サービスの1つに固有であるメータの複数の異なるバージョンを構築するよりも、用途が同一のメータを構成して販売することがコスト的に効果的である。

20

【先行技術文献】**【特許文献】****【 0 0 0 5 】**

【文献】米国特許第7180282号明細書

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】****【 0 0 0 6 】**

しかし、1つのユニバーサルメータでは、さまざまな理由から実用的ではありません。それにもかかわらず、同じ規模の経済がメータ内の部品や回路に適用できる。従って、異なる電気サービスには異なるメータ設計が必要になる場合があるが、同じ部品又は回路の多くをすべて又は多くの設計で使用できる場合は、コストを節約できる。一例は、デジタル処理回路である。電気メータは通常、測定信号を生成するアナログ検出デバイスと、測定信号をデジタル信号に変換するA/Dコンバータと、デジタル信号を用いて測光演算を行うデジタル処理回路とを含み、デジタル処理回路は、異なるメータリング計算を実行するようにプログラムできるため、同じデジタル処理回路は、複数の異なる電気サービスのために、複数のメータにおいて使用することができる。

30

【 0 0 0 7 】

複数の設計が必要になる可能性のある領域は電源である。メータの電源はAC電源ライン信号から入力電力を取得するため、そこに異なる電源が各ACライン電圧のために必要であることができることは可能性がある。メータに必要な電源設計の多様性を減らすために、メータで広範囲のスイッチング電源を使用することが知られている。このことは、広い範囲で、電源が一定範囲の入力電圧を受電するように構成されることを意味する。場合によっては、単一の電源設計をすべてのサービス電圧レベルに使用できる。

40

【 0 0 0 8 】

特許文献1は、96VRMSから528VRMSの範囲の入力電圧を受電する目的の広範囲の電源を示している。このような電圧範囲でスイッチングトランジスタを使用することは現実的ではないため、特許文献1は、AC正弦波がしきい値を超えると、スイッチャーの動作が実質的に停止する設計を開示している。そのような設計は、そうでなければ利用可能であろう最大利用可能電力を減少させる。結果として、電源装置は、コスト、複雑さ及びサイズに悪影響を及ぼす他の方法で必要とされるよりも、大幅に大電力を取り扱うよ

50

うに設計する必要がある。

【0009】

代替設計は、ブーストバック構成で効率改善電源を使用して、低い値の未調整DC電圧を生成することである。次に、1つ又は複数の電圧レギュレータを使用して、デジタル回路、ディスプレイなどの調整されたDCバイアス電圧を生成することができる。この構成では、フロントエンド回路は、高電圧であるが比較的一定の出力電圧を生成するブーストPFCコンバータである。次に、バック(降圧)コンバータが電圧を約12Vの未調整DCに低下させる。この設計では、大型の高電圧トランジスタは必要ありません。ただし、電力メータの入力電圧の広い範囲にわたって一定の出力電圧に昇圧コンバータを動作させることは現実的ではない。しかし、480VRMSの非常に最高の電圧レベルを除く。例えば、330VRMS入力を500Vの出力に変換するブーストコンバータは、40VRMS入力を500Vの出力に効率的に変換できない。従って、現在の一部の設計では、電源の2つの構成を使用して、40VRMSから330VRMSの範囲の潜在的な入力電圧をカバーしている。具体的には、第1の設計は、40VRMSから140VRMSの範囲の入力電圧をカバーする。そして第2の設計は、85VRMSから330VRMSの入力電圧の範囲をカバーする。ただし、このような構成では、2つの異なる設計で装置を製造し、ストックして、適切なメータに適切に設置する必要がある。

10

【0010】

従って、従来技術の広範囲電源のいくつかの欠点を回避することができる、より広い範囲の入力電圧で使用できる電源が必要である。

20

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明の少なくとも幾つかの実施形態は、入力電圧の関数として変化する可変出力電圧を有するブーストコンバータを提供することにより、上述したニーズ、並びにその他を解決することができる。ブーストコンバータの出力は、目的の出力電圧を生成する適度に広い範囲のバックコンバータに提供できる。

【0012】

第1の実施形態は、第1及び第2の電力変換ステージを含む電力変換構成である。第1の電力変換ステージは、入力電圧を受電するように構成された第1の入力と、第1の出力電圧を有する出力と、コントローラと、可変抵抗と、帰還電圧を有する帰還ノードとを有する。帰還ノードは、第1のインピーダンスによって出力に結合される。コントローラは、帰還電圧を受電するように動作可能に結合され、帰還電圧が実質的に所定値であるように出力を駆動するように構成される。可変抵抗は、帰還ノードと基準電圧(例えば、接地)との間に結合される。可変抵抗は、入力電圧の関数として変化する抵抗値を有する。第2の電力変換ステージは、第1の出力電圧を受電するように動作可能に結合された第2のステージ入力を有する。第2の電力変換ステージは、第1の出力電圧の電圧レベルに関係なく実質的に一定である電圧レベルを有する第2の出力電圧を生成するように構成される。

30

【0013】

一実施形態では、第1の電力変換ステージはブーストコンバータを含み、第2の電力変換ステージはバックコンバータを含む。

40

【0014】

別の実施形態では、電力コンバータは、スイッチドコンバタ回路と、帰還電圧を有する帰還ノードと、第1の抵抗ブランチと、可変抵抗とを有する。スイッチドコンバタ回路は、入力電圧を受電するように動作可能に結合され、コントローラによって制御される半導体スイッチを含む。コントローラは、帰還信号を受信するように動作可能に結合される。スイッチドコンバタ回路は、出力に出力電圧を提供するように構成される。第1の抵抗ブランチと可変抵抗が帰還ノードで分圧器を形成するように、帰還ノードと基準電圧の間に結合される。可変抵抗は、入力電圧の関数として変化する抵抗値を有する。

【発明の効果】

50

【 0 0 1 5 】

上記の特徴及び利点、ならびにその他は、以下の詳細な説明及び添付図面を参照することにより、当業者にはより容易に明らかになるであろう。

【図面の簡単な説明】**【 0 0 1 6 】**

【図1】本発明の少なくともいくつかの原理に従って可変抵抗を含む、電力変換装置の第1の実施形態の概略ブロック図である。

【図2】可変抵抗の例示的な実施形態をさらに詳細に含む、図1の電力変換装置の部分の概略ブロック図である。

【図3】図1の電力変換装置の第1の電力変換ステージの例示的実施形態の概略ブロック図である。 10

【図4】本発明のいくつかの実施形態による可変抵抗を組み込んだ代替電力変換ステージを示す。

【発明を実施するための形態】**【 0 0 1 7 】**

図1は、本発明の少なくともいくつかの原理を組み込んだ電力変換装置100の第1の実施形態を示す。図1の電力変換装置100は、図示されていない電気メータ、もしくは、広範囲の入力AC電圧のいずれかに結合できる他の電子デバイスにおける広範囲の電源として、使用することができる。

【 0 0 1 8 】

この実施形態では、装置100は、第1の電力変換ステージ102、第2の電力変換ステージ104、及びオプションの整流回路106を含む。第1の電力変換ステージ102は、スイッチングコンバータ108、コントローラ110、入力112、出力114、帰還ノード116、第1のインピーダンス118及び可変抵抗120を含む。この実施形態では、さらに詳細に後述するように、スイッチングコンバータ108は、ブーストコンバタ回路として構成される。第2の電力変換ステージ104は、第2の電力ステージ入力122及び第2の電力ステージ出力124を有する。この実施形態では、第2の電力変換ステージ104は、入力122で受電される比較的広い範囲の入力電圧に応答して、その出力124において実質的に一貫した無調整のDC出力電圧を生成するバックコンバータとして構成される。そのようなバックコンバータは知られている。例えば、限られた範囲の入力電圧にわたって比較的一貫した出力電圧を維持するために、バックコンバータのスイッチの電圧制御を使用することが知られている。非限定的な例は、可変抵抗420なしに、以下に説明するように、図4のスイッチングコンバータ408及びコントローラ410に基づくものであることが好適である。 20

【 0 0 1 9 】

整流回路106は、入力126及び出力128を有する。一般に、整流回路106は、その入力126において入力AC電圧を受電し、その出力128において整流信号を生成するように構成される。この実施形態では、整流回路106は、入力126と出力128との間に直列に結合されたダイオード130と、出力128と接地との間に結合されたコンデンサ132とを含む、半波整流器である。本明細書で使用される「接地」は、回路の接地を指し、回路の残りの部分の電圧が参照される他の基準電圧を含むことが理解されるであろう。また、整流回路106として使用される半波整流器は、ほんの一例として与えられ、全波ブリッジ整流器を含むがこれらに限定されない他の整流回路は、また、好適に用いることができる。 30

【 0 0 2 0 】

第1のコンバータステージ102の入力112は、整流回路106の出力128から入力電圧V_{IN}を受電するように動作可能に結合される。従って、この実施形態では、入力112は、出力128から整流された信号を受電するように動作可能に結合される。スイッチングコンバータ108は、その出力114において、入力電圧V_{IN}から第1の出力電圧V_{OUT_1}を生成するように構成される。この目的のために、スイッチングコンバター 40

タ108は、コントローラ110によって制御される半導体スイッチ109を含む。帰還ノード116は、第1のインピーダンス118と可変抵抗器120との間に直列に配置される。この実施形態では抵抗器である第1のインピーダンス118は、帰還ノード116に出力114から直列に結合される。可変抵抗器120は、帰還ノード116と接地との間に動作可能に直列に結合される。従って、帰還ノード116は、第1のインピーダンス118と可変抵抗120によって形成される分圧器の出力である。

【0021】

コントローラ110は、帰還ノード116から帰還電圧 V_{FB} を受電するように動作可能に結合され、帰還電圧 V_{FB} が実質的に所定値である一定値になるように駆動されるよう、出力を駆動するためにスイッチ109を制御するように構成される。可変抵抗120は、入力電圧 V_{IN} の関数として変化する抵抗値 R_V を有する。従って、電圧 V_{FB} が一定に維持されるので、入力電圧 V_{IN} の変化は、スイッチングコンバータ108の出力電圧 V_{OUT_1} を変更することが理解されるであろう。一般に、本実施形態における可変抵抗120は、動作範囲内の最大入力電圧 V_{IN} で動作するので、動作範囲内であって最低入力電圧 V_{IN} で約半分の出力電圧を提供する範囲で動作するように選択される。

10

【0022】

可変出力電圧の1つの目的は、例えば、40Vから330Vまで、あるいは40Vから480Vまでの入力電圧の動作範囲全体にわたって、一定の出力電圧が維持されたかのように存在する、第1の電力変換ステージ102におけるひずみ及び効率損失を低減することである。例えば、330Vの入力電圧と昇圧コンバータの一定の出力電圧は適度に500V DCであり、さらに比較的効率的に動作することができる。同じブーストコンバータを使用して、40Vの入力で500V DCの一定の出力電圧を生成するには、約12:1の利得が必要であり、これは実用的でも効率的でもありません。図1の装置100において、可変抵抗120は、6:1以下の低入力電圧利得を提供するように選択することができる。従って、 $V_{IN} = 40V$ で240Vの出力電圧 V_{OUT_1} を提供する一方、ハイエンドの入力電圧 $V_{IN} = 330V$ で例えば500Vを提供することができる。

20

【0023】

言い換えると、可変抵抗120は、入力電圧 V_{IN} の動作範囲の上限での出力電圧 V_{OUT_1} の40%~60%である、入力電圧 V_{IN} の動作範囲の下限において V_{OUT_1} 電圧を生成するように選択することができる。従って、 V_{IN} の入力動作範囲が V_{IN_MIN} から V_{IN_MAX} の場合、 $V_{IN_MAX} - V_{IN_MIN} = 1$ であり、可変抵抗120が対応する出力電圧 V_{OUT_1} は、 V_{OUT_MIN} から V_{OUT_MAX} の範囲であるように選択され、ここで、 V_{OUT_MIN} から V_{OUT_MAX} は2で、 $2 < 1$ である。

30

【0024】

図2は、図1の回路で使用することができる可変抵抗120の例示的な実施形態を示す。この実施形態における可変抵抗は、カレントミラー202、固定抵抗器204、及びセンスインピーダンス又は検出抵抗器206を含む。カレントミラー202は、帰還ノード116と接地との間に動作可能に結合され、さらに動作可能センス抵抗206を介して入力112に結合される。カレントミラー202は、帰還ノード116から、入力電圧 V_{IN} によってセンスインピーダンス206を介して生成される検出電流 I_1 に対応する電流 I_2 を引き出すように構成される。この実施形態における固定抵抗器204は、帰還ノード116と接地との間に結合された固定抵抗器（すなわち、可変ではない）である。以下で説明するように、固定抵抗器204は、出力電圧 V_{OUT_1} に対する V_{IN} の影響をスケーリングするように動作する。

40

【0025】

この実施形態では、カレントミラーは、第1のFET208、第2のFET210、第1抵抗212、及び第2の抵抗214を含む。第1のFET208は、ゲート208aと、第1及び第2の出力（例えば、ドレン及びソース）端子208b及び208cとを含む。同様に、第2のFET210は、ゲート210aと、第1及び第2の出力（例えば、ド

50

レイン及びソース)端子 210b 及び 210c を含む。第 1 の FET 208 の第 1 の出力端子 208b は、帰還ノード 116 から電流 I_2 を受電するように動作可能に結合される。そして、第 2 の出力端子 208c は、第 1 の抵抗器 212 に電流 I_2 を提供するよう に動作可能に結合される。第 2 の抵抗器 212 はさらに接地に結合される。第 2 の FET 210 の第 1 の出力端子 210b は、検出抵抗器 206 から電流 I_1 を受電するように動作可能に結合される。そして、第 2 の出力端子 210c は、電流 I_1 を第 2 の抵抗器 214 に提供するよう に動作可能に結合される。第 2 の抵抗器 214 はさらに接地に結合される。第 2 の FET 210 のゲート 210a は、第 1 の出力端子 210b 及び第 1 の FET 208 のゲート 208a の両方に直接に結合される。

【0026】

10

図 1 を再び参照すると、第 2 の電力変換ステージ 104 の入力 122 は、動作可能第 1 の電力変換ステージ 102 の出力 114 からの出力電圧 V_{OUT_1} を受信するように結合される。第 2 のコンバータステージ 104 は、出力 124 において、少なくとも V_{OUT_MIN} から V_{OUT_MAX} までの範囲にわたる所定の電圧レベルである安定した出力電圧 V_{OUT_2} を生成するように構成される。 V_2 は V_1 よりも小さいので、第 2 の電力変換ステージ 102 は、可変入力スイッチモード電力変換器回路の通常の動作範囲内にあり得ることに留意されたい。この実施形態では、第 2 の電力変換ステージ 102 は、240V DC から 500V DC までの入力範囲に対して、約 12V DC の出力電圧 V_{OUT_2} を生成するように構成される、可変入力電圧バック(降圧)コンバータであってもよい。

【0027】

20

第 2 の電力変換ステージ 104 の出力 124 は、他のデバイス 132 及び / 又は 1 つ以上の電圧レギュレータ 134 に出力電圧 V_{OUT_2} を提供するように動作可能に接続され、これは、様々なデジタル / 処理回路 136 に低電圧 DC バイアス電力を提供する。デジタル / 処理回路は、例えば当技術分野で知られている電気メータの処理回路であってよい。

【0028】

動作中において、入力 126 は、図示されていない商用電源から AC 電圧 V_{AC} を受電する。理想的には、AC 電圧 V_{AC} は 120 ~ 330VAC であるが、状況によっては 40VAC まで低くなる場合がある。ダイオード 130 とコンデンサ 132 は半波整流器として動作し、第 1 の電力変換ステージ 102 への入力電圧 V_{IN} になる、整流されたバージョンの V_{AC} を出力に生成する。 V_{IN} は整流されるが、 V_{AC} に対応するピーク電圧を有する(約 1.41VAC)。

30

【0029】

スイッチングコンバータ 108 は、入力電圧 V_{IN} 及びコントローラ 110 によってスイッチ 109 に提供される制御信号 CS に基づいて、出力 114 において出力電圧 V_{OUT_1} を生成する。第 1 のインピーダンス 118 及び可変抵抗 120 によって作成された分圧器は、帰還ノード 116 で帰還電圧 V_{FB} を生成する。可変抵抗器 120 はまた、入力電圧 V_{IN} を受電する。可変抵抗器 120 は、 V_{IN} の電圧レベルの関数である抵抗値を有する。

【0030】

40

コントローラ 110 は、 V_{FB} を一定に保つように動作する。具体的には、スイッチングコンバータ 108 は、コントローラ 110 から供給される制御信号 CS に基づいて、出力電圧 V_{OUT_1} のレベルを制御する。次に、コントローラ 110 は、帰還電圧 V_{FB} の関数として制御信号 CS を生成する。当技術分野で知られているように、コントローラ 110 は、帰還電圧 V_{FB} が比較的一定であるように出力 V_{OUT_1} を駆動するために制御信号 CS を生成してスイッチ 109 に制御信号を提供するように構成される。この目的を達成するために、コントローラ 110 は、(例えば、方形波信号) 比較的高い周波数のスイッチング信号を生成し、デューティサイクルを変化させて出力電圧 V_{OUT_1} (従って V_{FB}) を変調し、 V_{FB} を所定の設定点に向かって駆動する。

【0031】

50

V_{FB} が所定の設定ポイントにある場合、出力電圧 V_{OUT_1} は可変抵抗 R_V の値に依存する。具体的には、可変抵抗 120 の抵抗値 R_V が変化することができ、帰還電圧 V_{FB} と第1のインピーダンス 118 の抵抗 R_1 が一定であるため、出力電圧 V_{OUT_1} は、可変抵抗 V_R の関数として変化する。

【0032】

図2の可変抵抗 120 の実施例の動作URE2についてさらに詳細に説明する。図2を参照して、電圧 V_{IN} は、センス抵抗 206 と第2の抵抗 214 を流れる電流を生成する。その電流 I_1 は、カレントミラー 202 の動作によって I_2 にミラーリングされる。電流 I_2 は、帰還ノード 116 から引き出される。電流 I_P はまた、固定抵抗器 204 を介して帰還ノード 116 から引き出される。電流 I_P 及び I_2 の両方は、抵抗器 118 を介して提供される。結果として、第1のインピーダンス 118 を通る電流は、実質的に $I_2 + I_P$ である。従って、出力電圧 V_{OUT_1} は次のように表すことができる。

10

【0033】

$$(1) V_{OUT_1} = V_{FB} + (I_2 + I_P) * R_1$$

【0034】

ここで、 R_1 は第1のインピーダンス 118 の抵抗値である。従って、 V_{IN} が増加すると、 I_1 が増加し、次いで、 I_2 が増加する。 I_2 が増加すると、 $I_2 + I_P$ も増加する。 $I_2 + I_P$ が増加すると、式(1)に示すように、 V_{OUT_1} は比例して増加する。コントローラ 110 が V_{FB} を一定に保持しているからである。センス抵抗 206 の値 R_S は、入力電圧範囲 V_{IN} の最大値が所望の最大出力電圧 V_{OUT_1} を生成するように選択する必要がある。

20

【0035】

図1を再び参照すると、上述したように、図1に示すように、第1の電力変換ステージ 102 は、本実施形態における昇圧コンバータである。非限定的な例では、可変抵抗器 120 は、以下のように設計することができる。

(1) $V_{IN} = 56V$ (ピーク)において、 $V_{AC} = 40$ に対応する下限で、出力電圧は、280 ~ 330V であること、もしくは、

(2) 上限の $V_{AC} = 330$ に対応する $V_{IN} = 466$ などの高電圧レベルにおいて、第1の電力変換ステージの利得が 5 : 1 又は 6 : 1 になること。

このとき、第1のコンバータステージの利得は約 1.1 : 1 であり、つまり約 500V である。そのような制限は、半導体スイッチ 109 のデューティサイクルが妥当な範囲内に留まることを可能にする。

30

【0036】

第2の電力変換ステージ 104 の入力 122 は、出力信号 V_{OUT_1} を受信し、そこから調整されていないDC電圧 V_{UR} を生成する。第2の電力変換ステージ 104 は可変入力電力変換回路であって、例えばバック(降圧)コンバータであるので、未調整のDC電圧 V_{UR} は、 V_{OUT_1} が例えば 330V などのその最低動作電圧にあるか、もしくは、例えば 500V のその最高使用電圧になるかにかかわらず、一定のままである。なお、第2の変換ステージ 104 のみが、410V の入力電圧 V_{IN} の動作範囲に対して、170V の範囲で入力電圧を処理するために必要とされる。さらに重要なことに、第2の変換(コンバータ)ステージ 104 の最高の入力電圧は最低の入力電圧の 2 倍未満である。一方、この例の最高の V_{IN_HIGH} は最低の V_{IN_LOW} の 8 倍以上である。バック(降圧)コンバータは入力電圧範囲を処理でき、ここで、最大値は最小値の 2 倍未満であることが当技術分野で周知である。

40

【0037】

従って、上述した実施形態は非常に非効率的な動作領域に、個々の変換(コンバータ)ステージ 102 又は 104 を駆動しない広い入力範囲電源供給を可能にする。

【0038】

図3は、可変入力電圧の関数として可変出力電圧を生成するように構成される、ブースト力率変換ステージ 102 の例示的な実施形態をさらに詳細に示す。しかし、出力電圧の範

50

図は入力電圧の範囲よりも狭い。同様の参照番号は、図1及び図2の参照番号などを識別するために使用される。

【0039】

図3の中で示されるように、第1のコンバータステージ102の入力112は、スイッチングコンバータ108への入力である。この実施形態におけるスイッチングコンバータ108は、誘導素子302と、整流器304と、半導体スイッチ109と、コンデンサ306とを含む。スイッチングコンバータ108はさらに、種々の過電圧、及びノ又は過電流保護デバイス、及びノ又は起動回路、及び他の一般的なPFC素子を含むことが理解される。

【0040】

半導体スイッチ109はNチャネルMOSFETが適切であるが、制御端子109aと、第1の端子(例えば、ドレイン)109bと、第2の端子(例えば、ソース)109cを含む。制御端子109aは、コントローラ110から制御信号を受信するように動作可能に結合される。第2の端子109cは接地に結合される。誘導性素子302は適切にはインダクタであり、直列入力112と半導体スイッチ109の第1の端子109Bとの間に接続される。誘導性素子302は、入力112に動作可能に結合されて、入力電圧VINを受電する。整流器304は、半導体スイッチ109の第1の端子109bと、第1の電力変換ステージ102の出力114であるスイッチングコンバータ108の出力端子との間に直列に結合される。整流器304は適切にはダイオードであり、誘導性素子302から受け取った電流を出力114に伝導するようにバイアスされる。コンデンサ306は、出力114と接地との間に結合される。

10

【0041】

図1及び図2に示すように、出力114は、第1のインピーダンス118への出力電圧VOUT_1を提供するように結合され、第1のインピーダンス118は出力114と帰還ノード116の間に直列に接続される。帰還ノード116は、コントローラ116に帰還電圧VFBを提供するように動作可能に結合される。カレントミラー202は、帰還ノード116と接地との間に結合され、そしてさらに動作可能センスインピーダンス206を介して第1の入力112に結合される。上記のように、カレントミラー202は、帰還ノード116から電流を引き出すように構成され、帰還ノード116は入力電圧VINによってセンスインピーダンス206を介して生成される電流に対応する。固定抵抗器204は、帰還ノード116から接地に結合される。

20

【0042】

第1の変換ステージ102の動作は、一般的に図1及び図2に関連して上記で記載される。誘導性素子302、スイッチ109、整流器304、及びブーストPFCコンバータとしてのコンデンサ306の動作の追加の詳細は当業者には既知であろう。

30

【0043】

なお、第1変換ステージ102は、図1の中に示されたもの以外の他の回路で使用されてもよいことが理解されるであろう。図3の第1の電力変換装置102は、その出力電圧は、可変であってもよいが、ただし、入力電圧の範囲よりも狭い範囲が必要である、任意の状況で使用することができる。

40

【0044】

同様に、本発明に係る可変出力を有する電力変換ステージは、降圧型PFC回路、又は他のAC/DC又はDC/DCコンバータトポロジ、PFCであるか否かで実現することができる。一例として、図4に示すバック変換装置400は可変抵抗器420を実装し、可変入力電圧の関数である可変出力電圧を生成するが、出力電圧の範囲は入力電圧の範囲よりも狭い。装置400は、スイッチングコンバータ408、コントローラ410、入力412、出力414、帰還ノード416、第1のインピーダンス418及び可変抵抗420を含む。この実施形態では、さらに詳細に後述するようにスイッチングコンバータ408は、バック(降圧)コンバータ回路である。

【0045】

50

入力 412 は、入力電圧 V_{INB} を受電するように動作可能に結合される。スイッチングコンバータ 408 は、入力電圧 V_{INB} からその出力 414 において第1の出力電圧 V_{OUT_1B} を生成するように構成される。この目的を達成するために、スイッチングコンバータ 408 は、半導体スイッチ 409、整流器 450、誘導性素子 452、コンデンサ 454 及びコントローラ 410 を含む。半導体スイッチ 409 は適切には MOSFET であり、制御端子 409a と、第1の端子（例えば、ドレイン）409b と、第2の端子（例えば、ソース）409c とを含む。制御端子 409a は、コントローラ 410 から制御信号を受信するように動作可能に結合される。第1の端子 409b は、入力 412 から入力電圧 V_{INB} を受電するように動作可能に結合される。

【0046】

10

誘導性素子 452 は適切にはインダクタであり、半導体スイッチ 409 の第2の端子 409c と出力 414 との間に直列に接続される。整流器 450 は、半導体スイッチ 409 の第2の端子 409c と接地との間に直列に結合される。整流器 450 は適切にはダイオードであってよく、第2の端子 409C から接地に対してバイアスで反転される。コンデンサ 454 は、出力 114 と接地との間に結合される。

【0047】

20

図1及び図3の実施形態と同様に、本実施形態における可変抵抗 420 は、カレントミラー 462、固定抵抗 464、センスインピーダンス又はセンス抵抗器 466 を含む。カレントミラー 462 は、帰還ノード 416 と接地との間に動作可能に結合され、そしてさらに動作可能センス抵抗 466 を介して入力 412 に結合される。カレントミラー 462 は、帰還ノード 416 から電流 I_{2B} を引き出すように構成され、この電流は入力電圧 V_{INB} によってセンスインピーダンス 466 を介して生成される検出電流 I_{1B} に対応する。この実施形態における調整抵抗器 466 は、帰還ノード 416 と接地との間に結合された非可変抵抗器である。カレントミラー 462 は、カレントミラー 202 と同じ設計を適切に有することができ、同様に動作する。従って、図2の実施の形態と同様に、固定抵抗 464 は、出力電圧 V_{OUT_1B} に V_{INB} の影響をスケーリングするように動作する。

【0048】

帰還ノード 416 は、第1のインピーダンス 418 が可変抵抗器 420 を接続するノードであって、具体的には、固定抵抗 464 とカレントミラー 462 との間のノードである。この実施形態では、抵抗器である第1のインピーダンス 418 は、帰還ノード 416 に出力 414 から直列に結合される。従って、帰還ノード 416 は、第1のインピーダンス 418 及び可変抵抗 420 によって形成される分圧器の出力である。コントローラ 410 は、帰還ノード 416 から帰還電圧 V_{FBB} を受電するように動作可能に結合され、帰還電圧 V_{FBB} が実質的に一定の所定の値に駆動されるように、出力を駆動するためにスイッチ 409 を制御するように構成される。

30

【0049】

同様に、図1～図3の実施形態のように、可変抵抗 420 は、入力電圧の関数として変化する抵抗値を有する。従って、電圧 V_{FBB} が一定であるので、入力電圧 V_{INB} の変化は、出力電圧 V_{OUT_1B} を変更することが認識される。

40

【0050】

動作中、入力 412 は、適切に整流された AC 電圧であり得る入力電圧 V_{INB} を受信する。スイッチングコンバータ 408 の複数の素子は、周知のバックコンバータ動作において協働して、入力電圧 V_{INB}、及びコントローラ 410 によってスイッチ 409 に提供される制御信号 CSB に基づいて、出力 414 において出力電圧 V_{OUT_1B} を生成する。図3のブースト変換ステージ 102 とは異なり、バック（降圧）スイッチングコンバータ 408 は、入力電圧 V_{INB} より低い出力電圧 V_{OUT_1B} を生成する。

【0051】

50

いずれにしても、第1のインピーダンス 418 及び可変抵抗 420 によって作成された分圧器は、帰還ノード 416 で帰還電圧 V_{FBB} を生成する。可変抵抗器 420 はまた、入力電圧 V_{INB} を受電する。上記の理由により、可変抵抗器 420 は、V_{INB} の電圧レ

ベルの関数である抵抗を有する。

【 0 0 5 2 】

コントローラ 410 は、VFBB を一定に保つように動作する。具体的には、スイッチコントローラ 408 は、周期的な制御信号 CSB のデューティサイクルを変調することにより、出力電圧 VOUT_1B のレベルを制御する。コントローラ 410 は、帰還電圧 VFBB の関数としてデューティサイクルを変調する。当技術分野で知られているように、コントローラ 410 は、電圧出力 VOUT_1B を駆動するための制御信号 CSB のデューティサイクルを制御することで、帰還電圧 VFBB が一定の所定のレベルになる（又はその方向に駆動される）ように構成される。

【 0 0 5 3 】

VFBB が所定の設定点にあるとき、出力電圧 VOUT_1B は、可変抵抗 420 の値 R_V に依存する。具体的には、可変抵抗 420 の抵抗値 R_V が変化することができ、帰還電圧 VFBB 及び第 1 のインピーダンス 418 の抵抗 R_{1B} は一定であるため、出力電圧 VOUT_1B は可変抵抗 R_V の関数として変化する。

【 0 0 5 4 】

図 4 の装置は、図 2 及び図 3 の可変抵抗がバック（降圧）変換ステージに関連して、どのように容易に実施されてもよいかを示す。図 4 の装置はまた、一定の出力電圧電力変換を提供するために、他の変換ステージと組み合わせることができる。

【 0 0 5 5 】

上述した実施形態は单なる例示であり、当業者は、それら自身の実装及び修正を容易に考案することができ、本発明の原理を組み込んでおり、本発明の精神及び範囲に含まれることが理解されるであろう。1つの変形例では、当業者は、可変抵抗器 120 と同様の可変抵抗がここで説明する結果を達成するために、出力ノード（例えば 114、414）と、帰還ノード（例えば 116、416）との間に使用することができる。

10

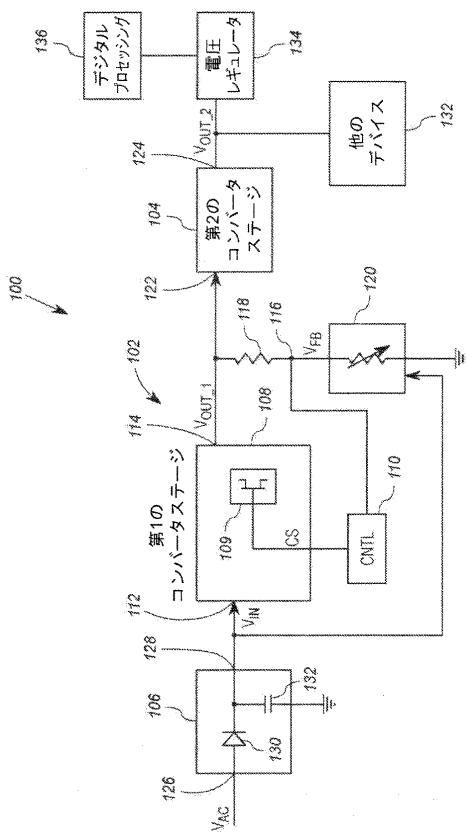
20

30

40

50

【図面】
【図 1】



【図 2】

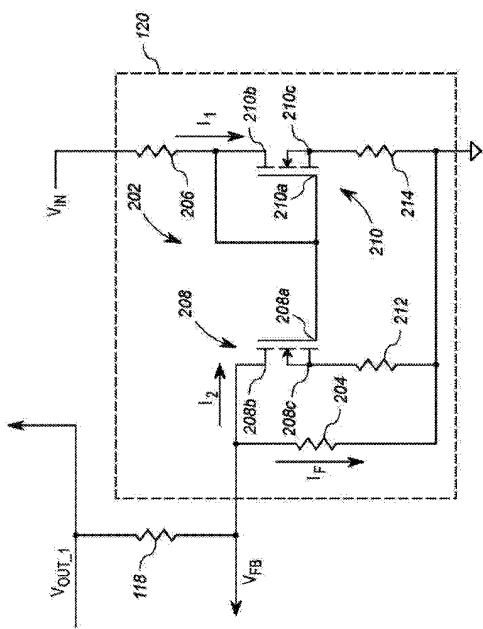
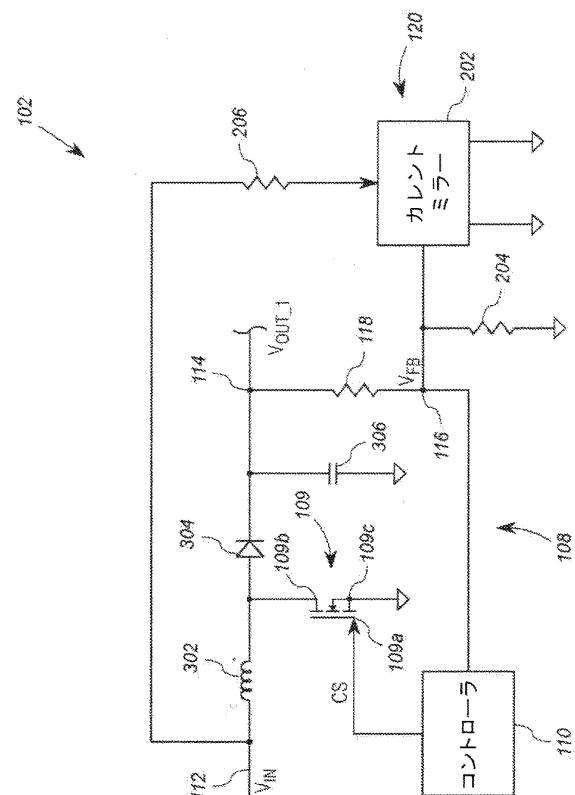


FIG. 2

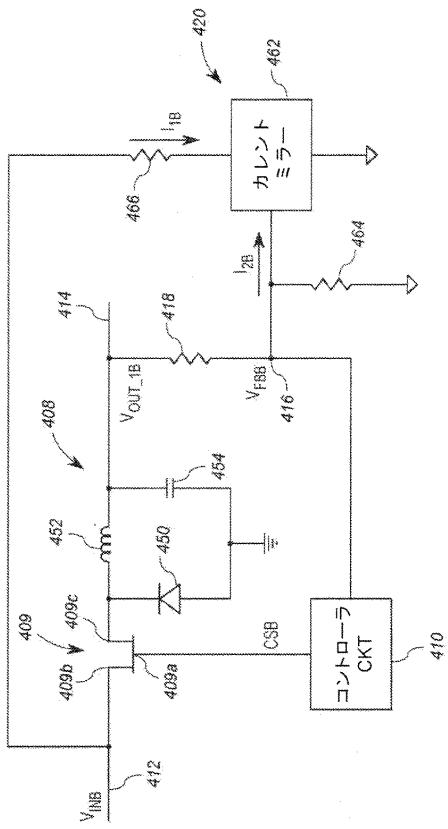
10

20

【図 3】



【図 4】



30

40

50

フロントページの続き

審査官 東 昌秋

- (56)参考文献 特開2000-341936(JP,A)
 特開平11-262251(JP,A)
 特開2015-23586(JP,A)
 特開2004-227906(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
 H02M 3/00 - 3/44