

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6404581号
(P6404581)

(45) 発行日 平成30年10月10日 (2018. 10. 10)

(24) 登録日 平成30年9月21日 (2018. 9. 21)

(51) Int. Cl. F 1
H02M 3/28 (2006.01) H02M 3/28 K

請求項の数 32 外国語出願 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2014-48797 (P2014-48797)	(73) 特許権者	501315784
(22) 出願日	平成26年3月12日 (2014. 3. 12)		パワー・インテグレーションズ・インコーポレーテッド
(65) 公開番号	特開2014-180200 (P2014-180200A)		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
(43) 公開日	平成26年9月25日 (2014. 9. 25)		
審査請求日	平成29年3月1日 (2017. 3. 1)	(74) 代理人	110001195
(31) 優先権主張番号	13/801, 980		特許業務法人深見特許事務所
(32) 優先日	平成25年3月13日 (2013. 3. 13)	(72) 発明者	ジャオー・ジュン・ワン
(33) 優先権主張国	米国 (US)		アメリカ合衆国、95129 カリフォルニア州、サン・ノゼ、ダンローマス・ウェイ、1672

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器コントローラ、電力変換器、および電力変換器の入力を検知するための方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電力変換器コントローラであって、
 駆動信号を生成するよう結合されて、電力スイッチの切換を制御して、電力変換器の入力から前記電力変換器の出力へのエネルギーの伝達を制御するスイッチドライバ回路と；
 電力変換器の入力を表わす入力検知信号を受ける入力検知回路と；
 前記駆動信号を受けるよう結合され、検知イネーブル信号を生成して、前記入力検知回路を前記駆動信号に応答して制御する検知イネーブル回路とを含み、前記検知イネーブル信号は、前記電力変換器の出力における第1の負荷条件に応答して前記入力検知回路を制御して、前記入力検知信号を継続的に検知するよう結合され、前記検知イネーブル信号は、前記電力変換器の出力における第2の負荷条件に応答して前記電力スイッチの切換周期の何分の一かの間のみ前記入力検知信号を検知するよう前記入力検知回路を制御するよう結合される、電力変換器コントローラ。

【請求項 2】

前記入力検知回路および前記検知イネーブル回路に結合される比較器回路をさらに含み、前記比較器回路は、前記電力変換器の入力が1つ以上のしきい値より大きいかまたは小さいかどうかを検出するよう結合される、請求項1に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 3】

前記1つ以上のしきい値は不足電圧しきい値および過電圧しきい値の1つ以上を含む、請求項2に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 4】

前記入力検知回路は電流入力検知回路であり、前記電力変換器の入力を表わす前記入力検知信号は電流である、請求項 1 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 5】

前記入力検知回路は、前記入力検知信号を受けるよう結合される高電圧トランジスタを含む、請求項 1 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 6】

前記入力検知回路は、前記高電圧トランジスタに結合される低電圧トランジスタをさらに含み、前記低電圧トランジスタは、前記検知イネーブル信号に応答して切換えられるよう結合される、請求項 5 に記載の電力変換器コントローラ。

10

【請求項 7】

前記高電圧トランジスタは、前記検知イネーブル信号に応答して切換えられるよう結合される、請求項 5 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 8】

前記入力検知回路は前記電力変換器の入力を表わす前記入力検知信号を受けるよう結合されるカレントミラー回路を含み、前記カレントミラー回路は前記入力検知信号の変倍された表現を生成するよう結合される、請求項 1 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 9】

前記入力検知回路は、前記カレントミラー回路に結合される緩衝増幅器回路をさらに含み、前記緩衝増幅器回路は、前記入力検知信号の変倍された表現を出力するよう結合される、請求項 8 に記載の電力変換器コントローラ。

20

【請求項 10】

前記検知イネーブル回路は、前記駆動信号に応答して駆動延長信号を生成するよう結合される単安定マルチバイブレータを含み、前記検知イネーブル回路は、さらに、前記駆動延長信号に応答して前記入力検知回路を制御するよう前記検知イネーブル信号を生成するよう結合される、請求項 1 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 11】

前記検知イネーブル回路は、前記駆動信号および前記駆動延長信号に応答して前記検知イネーブル信号を生成するよう結合される OR ゲートをさらに含む、請求項 10 に記載の電力変換器コントローラ。

30

【請求項 12】

前記電力変換器の出力における前記第 2 の負荷条件に応答する前記電力スイッチの切換周期は、前記電力変換器の出力における前記第 1 の負荷条件に応答する前記電力スイッチの切換周期より大きい、請求項 1 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 13】

前記電力変換器の出力における前記第 1 の負荷条件は、前記電力変換器の出力における前記第 2 の負荷条件より重い負荷条件である、請求項 1 に記載の電力変換器コントローラ。

【請求項 14】

電力変換器であって、
前記電力変換器の入力と前記電力変換器の出力との間に結合されるエネルギー伝達要素と；

40

前記電力変換器の入力および前記エネルギー伝達要素に結合される電力スイッチと；

前記電力変換器の出力を表わすフィードバック信号に応答して前記電力変換器の入力から前記電力変換器の出力へのエネルギーの伝達を制御するよう前記電力スイッチの切換を制御するよう結合される駆動信号を生成するよう結合される電力変換器コントローラとを含み、前記電力変換器コントローラは：

前記駆動信号を生成するよう結合されて、前記電力スイッチの切換を制御して、前記電力変換器の入力から前記電力変換器の出力へのエネルギーの伝達を制御するスイッチドライバ回路と；

50

電力変換器の入力を表わす入力検知信号を受ける入力検知回路と；

前記駆動信号を受けるよう結合され、検知イネーブル信号を生成して、前記入力検知回路を前記駆動信号に応答して制御する検知イネーブル回路とを含み、前記検知イネーブル信号は、前記電力変換器の出力における第1の負荷条件に応答して前記入力検知回路を制御して、前記入力検知信号を継続的に検知するよう結合され、前記検知イネーブル信号は、前記電力変換器の出力における第2の負荷条件に応答して前記電力スイッチの切換周期の何分の一の間のみ前記入力検知信号を検知するよう前記入力検知回路を制御するよう結合される、電力変換器。

【請求項15】

前記電力変換器コントローラは、前記電力スイッチを通る電流を表わす電流検知信号を受けるよう結合され、前記電力変換器コントローラは、電流検知信号に応答して前記電力変換器の入力から前記電力変換器の出力へのエネルギーの伝達を制御するよう前記電力スイッチの切換を制御するよう結合される前記駆動信号を生成するようさらに結合される、請求項14に記載の電力変換器。

10

【請求項16】

前記電力変換器コントローラは、さらに、前記入力検知回路および前記検知イネーブル回路に結合される比較器回路を含み、前記比較器回路は、前記電力変換器の入力が1つ以上のしきい値より大きいかまたは小さいかどうかを検出するよう結合される、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項17】

前記1つ以上のしきい値は不足電圧しきい値および過電圧しきい値の1つ以上を含む、請求項16に記載の電力変換器。

20

【請求項18】

前記入力検知回路は電流入力検知回路であり、前記電力変換器の入力を表わす前記入力検知信号は電流である、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項19】

前記入力検知回路は、入力検知信号を受けるよう結合される高電圧トランジスタを含む、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項20】

前記入力検知回路は、前記高電圧トランジスタに結合される低電圧トランジスタをさらに含み、前記低電圧トランジスタは、前記検知イネーブル信号に応答して切換えられるよう結合される、請求項19に記載の電力変換器。

30

【請求項21】

前記高電圧トランジスタは、前記検知イネーブル信号に応答して切換えられるよう結合される、請求項19に記載の電力変換器。

【請求項22】

前記入力検知回路は前記電力変換器の入力を表わす前記入力検知信号を受けるよう結合されるカレントミラー回路を含み、前記カレントミラー回路は前記入力検知信号の変倍された表現を生成するよう結合される、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項23】

前記入力検知回路は、前記カレントミラー回路に結合される緩衝増幅器回路をさらに含み、前記緩衝増幅器回路は、前記入力検知信号の変倍された表現を出力するよう結合される、請求項22に記載の電力変換器。

40

【請求項24】

前記検知イネーブル回路は、前記駆動信号に応答して駆動延長信号を生成するよう結合される単安定マルチバイブレータを含み、前記検知イネーブル回路は、さらに、前記駆動延長信号に応答して前記入力検知回路を制御するよう前記検知イネーブル信号を生成するよう結合される、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項25】

前記検知イネーブル回路は、前記駆動信号および前記駆動延長信号に応答して前記検知

50

イネーブル信号を生成するよう結合されるORゲートをさらに含む、請求項24に記載の電力変換器。

【請求項26】

前記電力変換器の出力における前記第2の負荷条件にตอบสนองする前記電力スイッチの切換周期は、前記電力変換器の出力における前記第1の負荷条件にตอบสนองする前記電力スイッチの切換周期より大きい、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項27】

前記電力変換器の出力における前記第1の負荷条件は、前記電力変換器の出力における前記第2の負荷条件より重い負荷条件である、請求項14に記載の電力変換器。

【請求項28】

電力変換器の入力を検知するための方法であって：

駆動信号を生成して、前記電力変換器の電力スイッチの切換を制御して、前記電力変換器の入力から前記電力変換器の出力へのエネルギーの伝達を制御するステップを備え、前記駆動信号は前記電力スイッチをONまたはOFFさせ；前記方法はさらに、

前記駆動信号にตอบสนองして駆動延長信号を生成するステップを含み、前記駆動延長信号は、前記駆動信号が前記電力スイッチをOFFにした後、延長された持続期間の間、論理ハイレベルにとどまり；前記方法はさらに、

前記電力変換器の入力を表わす入力検知信号を受けるステップと；

論理ハイレベルにおける前記駆動信号または前記駆動延長信号にตอบสนองして前記入力検知信号の検知を可能化するステップと；

論理ローレベルにおける前記駆動信号または前記駆動延長信号にตอบสนองして前記入力検知信号の検知を不能化するステップとを含む、方法。

【請求項29】

前記電力変換器の出力における、より軽い負荷条件にตอบสนองして、前記電力スイッチの切換周期を増大させるステップをさらに含む、請求項28に記載の方法。

【請求項30】

より重い負荷にตอบสนองして前記電力スイッチの切換周期を減少させるステップをさらに含む、請求項28に記載の方法。

【請求項31】

前記入力検知信号が第1のしきい値より大きいことにตอบสนองして過電圧信号をアサートするステップをさらに含む、請求項28に記載の方法。

【請求項32】

前記入力検知信号が第2のしきい値未満であることにตอบสนองして不足電圧信号をアサートするステップをさらに含む、請求項28に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

背景情報

開示の分野

この発明は電力変換器に関する。より具体的には、この発明は、軽負荷において高効率で動作する電力変換器に関する。

【背景技術】

【0002】

背景

オフライン電力変換器のためのコントローラは、不足電圧および過電圧保護のような機能を実行するために、しばしば、入力電圧を測定しなければならない。オフライン電力変換器は、典型的には、100ボルト交流より大きい入力電圧を受ける。交流電圧は、電力線の周波数でピークの正の値とピークの負の値との間において周期的に変動するので、交流線間電圧は典型的には正弦波の平方自乗平均(RMS)値として数値的に表わされる。交流電圧のrms値は、ピーク電圧の大きさを2の平方根によって除したものである。た

10

20

30

40

50

例えば、米国においては、一般的な家庭の電圧は169.7ボルトのピーク値を伴う120ボルトの交流である。世界の他の多くの地域においては、一般的な家庭の電圧は339.4ボルトのピーク値を伴う240ボルトの交流である。交流RMS電圧が同じ数値の直流電圧に等価であるのは、双方が白熱灯のような同じ抵抗型負荷に適用されるときである。電力線上の過渡的な外乱および障害は、電圧を瞬間的に実質的により高い値に上昇させ得る。

【0003】

オフライン電力変換器は、典型的には、交流入力電圧を整流して、調整されない直流入力電圧を得、次いで、それはより低い調整された直流電圧に変換される。調整されない直流入力電圧の最大値はおおよそ交流入力電圧のピーク値である。電力変換器における半導体構成要素は、変換器が動作しているとき、交流入力電圧のピークより実質的に大きい電圧に耐える必要があるかもしれない。したがって、構成要素が過度な高電圧による損傷から保護されるように、電力変換器のコントローラは入力電圧を測定する必要がある。入力電圧がしきい値より高くなると、損傷を防ぐために、コントローラは変換器の動作を停止させてもよい。

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

入力電圧を測定する回路は、典型的には、入力電圧の測定を、測定回路が取扱うのに十分に低い、入力電圧の既知の分数を与えるよう、分圧器を、入力電圧に用いることによって行なう。電源消費を低減するために、分圧器の構成要素は、入力から必要以上の電流をとらないように選択される。電源消費をさらに低減し、構成要素の数を低減するために、入力電圧を表わす電流を分圧器の代りに用いることが可能である。しかしながら、電流は、ノイズの存在において信頼性のある測定を保証するよう十分に大きい必要がある。入力電圧源からとられる電力は、電圧と電流との積に比例する。交流入力ピーク値は何百ボルトであり得るので、特に電力変換器の負荷が軽いかまたはないときは、信頼性のある測定に対して受入可能な最も小さな電流でさえ、依然として大きな電力損失をもたらす結果となり得る。電力変換器は、入力電圧を低電力消費で信頼性高く検知することが可能であるコントローラを必要とする。

20

【課題を解決するための手段】

30

【0005】

図面の簡単な記載

この発明の非限定的かつ非網羅的な実施例が、添付の図面を参照して記載され、図面において、同様の参照番号は、別段の指定がない限り、さまざまな図を通じて同様の部分を指す。

【図面の簡単な説明】

【0006】

【図1】この発明の教示に従って入力電圧を検知するコントローラを含む例示の電力変換器の概略図である。

【図2】この発明の教示に従う負荷選択的な入力電圧センサの要素を例示する例示の電力変換器コントローラの機能ブロック図である。

40

【図3】この発明の教示に従って図2に示される例示の負荷選択的な入力電圧センサの動作を例示する例示の波形を示すタイミング図である。

【図4】この発明の教示に従う図1の例示の電力変換器において入力電圧が検知されていないときの長さで電力スイッチがオフであるときの長さとの間の例示の関係を示すグラフである。

【図5】この発明の教示に従う代替的な入力電圧センサの要素を例示する例示の電力変換器コントローラの機能ブロック図である。

【図6】この発明の教示に従う他の代替的な入力電圧センサの要素を例示する例示の電力変換器コントローラの機能ブロック図である。

50

【図7】この発明の教示に従って入力電圧を検知するための例示のプロセスを示すフロー図である。

【図8】この発明の教示に従って、交流入力電圧を検知することに加えて、直流入力電圧を表わす動作過電圧を検知するコントローラを含む例示の電力変換器の概略図である。

【図9】この発明の教示に従って漂遊容量を放電するように随意的の要素を含む入力電圧センサの要素を示す例示の電力変換器コントローラの概略図である。

【発明を実施するための形態】

【0007】

対応する参照符号は、図面のいくつかの図を通じて、対応する構成要素を示す。当業者であれば、図における要素が単純さおよび明瞭さのために示されており、必ずしも尺度決めされているわけではないということを理解するであろう。たとえば、図中の要素のいくつかのうちの寸法は、この発明のさまざまな実施例の理解の向上を支援するよう、他の要素に対して強調されている場合がある。さらに、商業的に実現可能な実施例において有用または必要である一般的であるがよく理解されている要素は、この発明のこれらのさまざまな実施例の表示をあまり妨げないように、しばしば示されない。

10

【0008】

詳細な記載

以下の記載においては、この発明の完全な理解を提供するよう、多くの具体的な詳細を記載する。しかしながら、当業者であれば、これらの具体的な詳細はこの発明を実施するのに用いられることが必要ではないということが明らかであろう。他の例では、周知の材料または方法は、この発明を不明瞭にすることを回避するよう、詳細には記載されない。

20

【0009】

この明細書を通じて、「一実施例」、「ある実施例」、「一例」または「ある例」への言及は、実施例または例に関連して記載される特定の特徵、構造または特性がこの発明の少なくとも1つの実施例に含まれることを意味する。したがって、「一実施例において」、「ある実施例において」、「一例」または「ある例」といった文言がこの明細書全体を通じてさまざまどころに現れるが、これらは必ずしもすべて同じ実施例または例を指しているわけではない。さらに、当該特定の特徵、構造または特性は、1つ以上の実施例または例における任意の好適な組合せおよび/または部分的な組合せで組合せられてもよい。特定の特徵、構造または特性は、記載される機能性を提供する集積回路、電子回路、組合せ論理回路、または他の好適な構成要素に含まれてもよい。さらに、ここで提供される図は、当業者への説明目的のためであって、これらの図面は必ずしも尺度決めされていないということが理解される。

30

【0010】

図1の概略図は、周期 T_L で実質的に正弦波である波形を有する交流入力電圧 V_{AC} 102を受ける、交流直流電力変換器100（交流入力、直流出力）の一例の顕著な特徴を示す。交流ライン周期 T_L は交流線周波数の逆数である。標準交流線周波数は、電力システムの国および位置に依存して、定格で50ヘルツまたは60ヘルツのいずれかである。世界中での動作のために設計される電力変換器は、典型的には、約21ミリ秒と16ミリ秒との間の交流ライン周期にそれぞれ対応して、47ヘルツと63ヘルツとの間の交流線周波数を受け入れる。図1の例示の電力変換器におけるコントローラ142は、この発明の教示に従って入力電圧センサを含む。図1の例示の交流直流電力変換器は、実質的に直流の出力電圧 V_o 124、および実質的に直流の出力電流 I_o 126を、負荷128に与える。

40

【0011】

図1の例示の電力変換器は、その特定の回路トポロジーのため、フライバックパワーコンバータとして公知である。調整された出力を生じさせるように制御される電力変換器は、時に、安定化電源と呼ばれる。調整された出力を生じさせるフライバックコンバータは、時に、フライバック電源と呼ばれる。当業者は、この開示において記載されるこの発明の教示に従う例は、特定の回路トポロジーを用いる電力変換器に限定されないこと、およ

50

び交流入力電圧または直流入力電圧のいずれかから動作するいかなるタイプの電力変換器も、この発明の教示に従う例から利益を得てもよいことを十分に理解する。

【0012】

図1の例示の電力変換器においては、全波ブリッジ整流器104が、線入力端子L150と中性入力端子N152との間で交流入力電圧 $V_{AC}102$ を受けて、直流電圧 $V_{BULK}108$ を入力キャパシタC1106上に生じさせる。直流電圧 $V_{BULK}108$ は、入力帰線114に関して正であり、キャパシタから電力変換器によって線間電圧波形102のピーク間において除去されるエネルギーのため、交流線の周波数の2倍(周期の半分)で時間変動する成分を有する。バルク電圧 $V_{BULK}108$ の最大値は、交流入力電圧 $V_{AC}102$ のおおよそ最大振幅である。図1の例における整流された電圧 $V_{BULK}108$ のピークは、交流入力電圧 $V_{AC}102$ の正負のピークと一致する。交流入力電圧 $V_{AC}102$ が存在するとき、バルク電圧 $V_{BULK}108$ の最小値は実質的に0より大きい。

10

【0013】

図1の例における直流電圧 $V_{BULK}108$ は、時に変圧器と呼ばれる結合されたインダクタT1116に結合される。結合されたインダクタT1116は、図1の例示の電力変換器においてはエネルギー伝達要素である。結合されたインダクタT1116は、一次巻線112および二次巻線118を含む。一次巻線112は時に入力巻線と呼ばれ、二次巻線118は時に出力巻線と呼ばれる。図1の例においては、二次巻線118の一方の端部は出力帰線130に結合される。他の例では、結合されたインダクタT1116は、出力帰線130に結合されたさらなる巻線、および入力帰線114に結合されたさらなる巻線を有してもよい。出力帰線130に結合されたさらなる巻線は時に出力巻線と呼ばれる。入力帰線114に結合されたさらなる巻線は、時にバイアス巻線、補助巻線または一次検知用巻線と呼ばれる。

20

【0014】

一次巻線112の一方の端部は図1の例においては直流電圧 $V_{BULK}108$ を受ける。一次巻線112の他方の端部は、コントローラ142からの駆動信号にตอบสนองして開閉するスイッチSW1146に結合される。スイッチSW1146の切換から結果として生じるかもしれない過剰な電圧からスイッチSW1146を保護するために、クランプ回路110が一次巻線112の端部間に結合される。

30

【0015】

ある実際の電力変換器においては、スイッチSW1146は、典型的には、たとえば駆動信号によって制御されて開かれるかまたは閉じられるトランジスタのような半導体装置である。開いているスイッチは電流を導通させることができない。閉じられているスイッチは電流を導通してもよい。

【0016】

図1の例においては、スイッチSW1146は、コントローラ142の駆動信号端子144から駆動信号を受ける。駆動信号は、切換周期である周期 T_S でハイの値とローの値との間において周期的に変化する。切換周期 T_S は交流ライン周期 T_L よりはるかに小さい。切換周期 T_S は切換周波数の逆数である。一例においては、電力変換器が負荷128に最大出力電力を与えているとき、切換周期 T_S は約15マイクロ秒以下であり、一方、交流ライン周期 T_L は約20ミリ秒である。言い換えれば、交流ライン周期 T_L は典型的には切換周期 T_S より1000倍を超えて大きく、そのため、典型的には、1つの交流ライン周期内において1000を超える切換周期があり得る。

40

【0017】

図1の例示の電力変換器においては、スイッチSW1146の切換は、結合されたインダクタT1116の一次巻線112および二次巻線118においてパルス電流を生じさせる。二次巻線118からの電流はダイオードD1120によって整流され、出力キャパシタC2122によってフィルタ処理されて、出力電圧 V_O124 および出力電流 I_O126 を生じさせる。図1の例においては、出力電圧 V_O124 は出力帰線130に

50

関して正である。

【 0 0 1 8 】

図 1 の例においては、入力帰線 1 1 4 は、出力帰線 1 3 0 から直流電氣的に分離される。直流電氣的分離は、電力変換器の入出力間において直流電流を防ぐ。言いかえれば、直流電氣的分離を伴う電力変換器の入力端子と出力端子との間に印加される直流電圧は、電力変換器の入力端子と出力端子との間において実質的な直流電流を生じさせない。他の例では、直流電氣的分離を伴わない電力変換器が、システム分離要件に依存して用いられてもよく、依然としてこの発明の教示から利益を得るであろうことが十分に理解される。

【 0 0 1 9 】

図 1 の例においては、コントローラ 1 4 2 は、出力電圧 V_{O124} の調整のために、入力電圧検知端子 1 4 0 で入力電圧検知信号を、出力電圧検知端子 1 4 8 で出力電圧検知信号を、および電流検知端子 1 3 4 で電流検知信号を受ける。コントローラ 1 4 2 の電圧は入力帰線 1 1 4 に対して参照される。さまざまな例において、出力電圧検知端子 1 4 8 で受けられる出力電圧検知信号は、たとえばオプトカプラの使用、たとえば変圧器上の巻線の使用、たとえば集積回路パッケージのリードフレームの一部である磁氣的に結合された導体の使用、またはたとえば特別な高電圧安全キャパシタの使用などによって、出力帰線 1 3 0 から直流電氣的に分離されてもよい。

【 0 0 2 0 】

さまざまな異なる技術を適用して、電流検知端子 1 3 4 での電流検知信号のためにスイッチ電流 I_{SW1132} を検知してもよい。たとえば、スイッチ電流 I_{SW1132} は、別個の抵抗器上の電圧として、または変流器からの電流として、または金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) のオン抵抗にかかる電圧として、または電流検知電界効果トランジスタ (検知 FET) の検知出力からの電流として、検知されてもよい。

【 0 0 2 1 】

図 1 の例においては、交流入力電圧 V_{AC102} は、キャパシタ $C1106$ 上で直流電圧 $V_{BULK108}$ として検知される。直流入力電圧 $V_{BULK108}$ は、コントローラ 1 4 2 の入力電圧検知端子 1 4 0 で受けられる前に、入力検知用抵抗器 $R1118$ に結合される。抵抗器 $R1$ における電流は、ブリッジ整流器 1 0 4 を通って交流入力に戻る。

【 0 0 2 2 】

図 2 は、この発明の教示に従う入力電圧センサの要素を示す図 1 の例示の電力変換器のための例示のコントローラ 2 0 2 の機能ブロック図 2 0 0 である。図 2 の例においては、コントローラ 2 0 2 は集積回路であり、それは、緩衝増幅器 2 2 6、比較器 2 3 0、OR ゲート 2 1 2、高電圧トランジスタ Q_{HV220} 、トランジスタ 2 4 0 および 2 4 2 によって形成されたカレントミラー、単安定マルチバイブレータ 2 5 0 (ワンショットおよび単安定素子としても公知である)、論理インバータ 2 0 8、ならびにスイッチドライバ 2 1 0 を、さまざまなアナログおよびデジタル回路 2 3 4 と共に含む。一例においては、緩衝増幅器 2 2 6、高電圧トランジスタ Q_{HV220} 、ならびにトランジスタ 2 4 0 および 2 4 2 によって形成されたカレントミラーは、コントローラ 2 0 2 に含まれる入力検知回路の一部と考えられてもよい。一例においては、OR ゲート 2 1 2、単安定マルチバイブレータ 2 5 0 および論理インバータ 2 0 8 は、コントローラ 2 0 2 に含まれる検知インエーブル回路の一部と考えられてもよい。

【 0 0 2 3 】

さまざまなアナログおよびデジタル回路 2 3 4 は、典型的には、同期およびタイミングのためにコントローラ 2 0 2 におけるすべての回路に利用可能な信号を与える発振器 (図 1 には示されない) を含む。いくつかのコントローラにおいては、同期およびタイミングのための信号は、発振器の代わりに、たとえばシステムクロックのような、任意の好適な時間のマーカーから受けられてもよい。

【 0 0 2 4 】

10

20

30

40

50

電力変換器コントローラが完全に集積回路内にある必要がないことは、当業者によって十分に理解される。たとえば、高電圧トランジスタ Q_{HV220} は集積回路の外部にある別個のトランジスタであってもよく、コントローラの他の要素は1つ以上の集積回路に含まれてもよい。

【0025】

図2の例においては、コントローラ202は、電圧検知用抵抗器 $R1118$ の一方の端部に結合される入力電圧検知端子140で、入力電圧検知信号を受ける。電圧検知用抵抗器 $R1118$ の他方の端部は、整流された交流入力電圧、たとえば図1の例に示される V_{BUK108} に結合されてもよい。図2における例示のコントローラ202の入力電圧検知端子140は、入力帰線114に関して高電圧端子である。集積回路の高電圧端子は、一般に、集積回路の動作に対する被害または妨害なしに接地端子に関して30ボルトを超える電圧に耐えるよう適合されるものである。図2の例においては、入力電圧検知端子140での電圧は、数百ボルトを超えてもよい整流された電圧 V_{BUK108} のピークと同じくらい高くてもよい。

10

【0026】

図2の例においては、入力電圧検知端子140は、高電圧トランジスタ Q_{HV220} のドレイン $D218$ に結合される。一例においては、高電圧トランジスタ Q_{HV220} は、 n チャネルエンハンスメントモード金属酸化物半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)である。図2の例においては、高電圧トランジスタ Q_{HV220} は、ORゲート212の出力に結合されたゲート $G216$ と、低電圧MOSFET240のドレインおよびゲートに結合されたソース $S222$ とを有する。

20

【0027】

高電圧トランジスタ Q_{HV220} がON状態にあるとき、それは、ドレインとソースとの間において電流を導通させてもよい。高電圧トランジスタ Q_{HV220} がOFF状態にあるとき、それは電流を導通させることができない。ON状態にあるトランジスタは、閉じられているスイッチであると考えられてもよい。OFF状態にあるトランジスタは、開いているスイッチであると考えられてもよい。高電圧トランジスタ Q_{HV220} がON状態にあるのは、ゲート $G216$ における電圧が、ソース $S222$ における電圧よりも、しきい電圧 V_T を超えて大きいときである。逆に、高電圧トランジスタ Q_{HV220} がOFF状態にあるのは、ゲート $G216$ における電圧が、ソース $S222$ における電圧よりも、しきい電圧 V_T を超えて大きくないときである。ON状態にあるトランジスタは、時に、ONであるとして言及される。OFF状態にあるトランジスタは、時に、OFFであるとして言及される。

30

【0028】

一例においては、高電圧トランジスタ Q_{HV220} のしきい電圧 V_T は、典型的には2.5ボルトである。一例においては、ORゲート212の出力は論理ハイレベルにおいて約5.8ボルトであり、ORゲート212の出力は論理ローレベルにおいて実質的に0ボルトである。言い換えれば、ORゲート212の出力がハイ論理レベルにあるときは、高電圧トランジスタ Q_{HV220} は電流を導通させてもよく、ORゲート212の出力が論理ローレベルにあるときは、高電圧トランジスタ Q_{HV220} は電流を導通させることができない。

40

【0029】

図2の例におけるORゲート212の出力は、高電圧トランジスタ Q_{HV220} がいつONであるか、および高電圧トランジスタ Q_{HV220} がいつOFFであるか、を決定する。図2の例示のコントローラにおける高電圧トランジスタ Q_{HV220} がONであるとき、入力電圧検知端子140は入力から入力検知用抵抗器 $R1118$ を通して電流 I_{R1224} を受け取ることができるので、入力検知回路はイネーブルにされる。高電圧トランジスタ Q_{HV220} がOFFであるとき、入力電圧検知端子140は入力から実質的な電流を受けないので、入力検知回路はディスエーブルにされる。言い換えれば、高電圧トランジスタ Q_{HV220} がONであるときに限り、図2の例におけるコントローラ202は

50

入力電圧を検知するようイネーブルにされる。図2の例におけるコントローラ202は、この発明の教示に従って入力電圧検知端子140が入力から電力変換器への電流を受けるときを限定することによって、電力変換器100への入力電圧を検知する際に消費される電力を低減する。

【0030】

図2の例における高電圧トランジスタ $Q_{HV}220$ は、この発明の教示に従って、入力電圧の検知を可能にするように閉じ、入力電圧の検知を不能化し入力電圧の検知からの電力消費を防ぐように開く、入力電圧検知スイッチと考えられてもよい。

【0031】

図2の例示のコントローラにおける高電圧トランジスタ $Q_{HV}220$ がONであるとき、入力電圧を表現する電流 $I_{R1}224$ が、トランジスタ240のドレインに入ってもよい。トランジスタ240および242は、カレントミラーを比 K で形成し、それによって、トランジスタ240のドレインにおける電流 $I_{R1}224$ を、トランジスタ242のドレインにおける K を乗算された I_{R1} であるミラー電流 $I_{MR1}238$ に変倍する。示された例に示されるように、ミラー電流 I_{MR1} は緩衝増幅器226によって処理され、緩衝増幅器226は、緩衝された検知信号228を生成するよう結合される。図2の例における緩衝増幅器226は、緩衝された検知信号228を、それを受ける回路、たとえば比較器230などと適合させるよう求められるような増幅、レベルシフト、電流対電圧変換、および技術分野において公知の任意の他の変換を与えてもよい。

【0032】

図2の例示のコントローラ202においては、比較器230は、電力変換器の入力電圧に応答する、緩衝された検知信号228を受ける。緩衝された検知信号228は、電力変換器が動作するよう指定された入力電圧の範囲に対応するしきい値と比較される。COMPARE ENABLE (比較イネーブル) 入力248においてSENSE ENABLE (検知イネーブル) 信号214の論理ハイレベルによってイネーブルにされると、入力電圧が動作に対して指定された範囲外にある場合には、比較器230は過電圧信号232または不足電圧信号236のいずれかをアサートする。図2の例においては、SENSE ENABLE 信号214が論理ローレベルにあるのは、電圧検知回路が入力電圧を検知することからディスエーブルにされるときであり、誤った不足電圧信号のアサーションを防ぐ。

【0033】

図2の例示のコントローラ202においては、アナログおよびデジタル回路の234は、制御検知信号を受け、それらの信号を、電力変換器の出力を調整するように必要に応じて処理する。CURRENT SENSE (電流検知) 信号244、OUTPUT VOLTAGE SENSE (出力電圧検知) 信号246、OVER-VOLTAGE (過電圧) 信号232、およびUNDER-VOLTAGE (不足電圧) 信号236を処理して、スイッチドライバ回路210によって受けられるコマンド信号252を生成する。スイッチドライバ回路210は駆動端子144においてDRIVE (駆動) 信号254を生成する。DRIVE 信号254は、スイッチSW1 146を閉じるよう論理ハイレベルになる。DRIVE 信号254は、スイッチSW1 146を開くよう論理ローレベルになる。タイミング図をこの開示において後で呈示して、図2の例示のコントローラにおけるさまざまな信号間の関係を示す。

【0034】

図2の例における単安定マルチバイブレータ250はインバータ208から反転した駆動信号206を受けて、ORゲート212の第1の入力において受けられるDRIVE EXTEND (駆動延長) 信号204を生成する。図2の例においては、DRIVE EXTEND 信号204が論理ハイレベルになるのは、DRIVE 信号254が論理ローレベルになるときである。ORゲート212の入力の第2の入力は、DRIVE 信号254を受けて、高電圧トランジスタ $Q_{HV}220$ のゲートG 216において受けられるSENSE ENABLE 信号214を生成する。高電圧トランジスタ $Q_{HV}220$ がONで

10

20

30

40

50

あるのは、ORゲート212の入力が論理ハイレベルにあるときである。

【0035】

図3は、図1の例示の電力変換器において用いられるような、図2において示される例示の入力電圧センサの動作を示す例示の波形を示すタイミング図300である。図3の例示の波形は、交流入力電圧 V_{AC} 102の印加からの過渡的な外乱が無視できる値にまで減少した後の定常的な状態に対するものである。

【0036】

図3の例における波形305は、図1の例示の電力変換器のスイッチ SW_{1146} における電流 $I_{SW_{1132}}$ を表わす。スイッチ SW_{1146} が図1の例示の電力変換器においてONである間、電流 $I_{SW_{1132}}$ は線形に増大し、スイッチ SW_{1146} がOFFであるとき、電流 $I_{SW_{1132}}$ は実質的に0である。

10

【0037】

図3の例における波形310は、図2の例示のコントローラにおいて、図1の例示の電力変換器におけるスイッチ SW_{1146} を駆動するDRIVE信号254を表わす。図3の波形は、DRIVE信号254が論理ハイレベルであるときスイッチ SW_{1146} はONであり、DRIVE信号254が論理ローレベルであるときスイッチ SW_{1146} はOFFであることを示す。

【0038】

図3の例における波形315は、図2の例示のコントローラにおけるDRIVE EXTEND信号204を表わす。図3の例における波形320は、図2の例示のコントローラにおけるSENSE ENABLE信号214を表わす。SENSE ENABLE信号214は、DRIVE信号254をDRIVE EXTEND信号204と共に受けるORゲート212の出力であるので、SENSE ENABLE信号214は論理ハイレベルであるのは、DRIVE EXTEND信号204またはSENSE ENABLE信号214のいずれかが論理ハイレベルであるときである。

20

【0039】

図3のタイミング図300は、時間 t_6 の前の軽負荷（低出力電流）の状態、および時間 t_6 の後の中～高負荷（高出力電流）の状態に対する、図2の例示のコントローラ200を用いる図1の例示の電力変換器100からの信号の波形を示す。電力変換器上の軽負荷の状態に対しては、切換周期は、スイッチ SW_{1146} がONになるときを印す時間 t_0 と時間 t_3 との間の分離によって示されるような T_{S1} である。同様に、中～高負荷の状態に対しては、切換周期は、時間 t_6 と時間 t_8 との間の分離および時間 t_8 と時間 t_{11} との間の分離によって示されるような T_{S2} である。

30

【0040】

図3のタイミング図は、軽負荷に対する切換周期 T_{S1} は図1の例示の電力変換器において中～高負荷に対する切換周期 T_{S2} より一般的に実質的に大きいことを示す。電力変換器のためのコントローラの設計において、軽負荷の状態の下で切換周期を増大（切換周波数を低減）して切換事象に起因する損失を低減することは、特に軽負荷において高効率で動作しなければならない電力変換器に対しては慣例である。したがって、しきい値より大きな切換周期は、軽負荷の存在、および低減された電力消費で入力電圧を検知する必要性を示してもよい。

40

【0041】

図3の例においては、スイッチ SW_{1146} は、時間 t_0 と t_1 の間、時間 t_3 と t_4 の間、時間 t_6 と t_7 の間、時間 t_8 と t_{10} の間、および時間 t_{11} と t_{13} との間の持続期間 T_{ON} に対してONである。例示における不必要な複雑性を回避するために、図3は、スイッチ SW_{1146} がONである持続期間は、軽負荷の状態に対して、および中～高負荷の状態に対して、各切換周期において同じであり、入力電圧が図3の例においては両方の状態に対して同じであることを示す。電力変換器への入力電圧、およびスイッチ SW_{1146} がONのままである持続期間 T_{ON} は、各切換周期において異なってもよい。一例においては、スイッチ SW_{1146} がONのままである持続期間

50

T_{ON} は、約 7 マイクロ秒である。

【 0 0 4 2 】

図 3 の例示のタイミング図に示されるように、切換周期は、スイッチ $SW1$ 146 のオン時間とオフ時間との和である。軽負荷状態に対しては、オフ時間は、時間 t_1 と t_3 との間の T_{OFF1} である。中～高負荷状態に対しては、オフ時間は、時間 t_7 と t_8 との間および時間 t_{10} と t_{11} との間の T_{OFF2} である。

【 0 0 4 3 】

図 3 の例は $DRIVE$ 信号 254 のハイからローへの遷移は、単安定マルチバイブレータ 250 からの $DRIVE$ $EXTEND$ 信号 204 のローからハイへの遷移を開始することを示す。 $DRIVE$ $EXTEND$ 信号 204 は、スイッチ $SW1$ 146 が OFF になった後、タイミング図に示されるように、時間 t_1 と t_2 との間、時間 t_4 と t_5 との間、時間 t_7 と t_9 との間、および時間 t_{10} と t_{12} との間において、延長された持続期間 T_{EX} の間、論理ハイレベルにとどまる。単安定マルチバイブレータ 250 の設計は延長された持続期間 T_{EX} を設定する。

【 0 0 4 4 】

図 3 のタイミング図は、 $DRIVE$ 信号 254 信号が論理ハイレベルにあるとき、 $SENSE$ $ENABLE$ 信号 214 は論理ハイレベルにあることを示す。したがって、スイッチ $SW1$ 146 が導通しているときならいつでも、コントローラは入力電圧を検知する。スイッチ $SW1$ 146 が OFF になった後、 $DRIVE$ $EXTEND$ 信号 204 は $SENSE$ $ENABLE$ 信号 214 を論理ハイレベルに保持し、スイッチ $SW1$ 146 が OFF になった後、コントローラが延長された持続期間 T_{EX} に対して入力電圧を検知し続けることを可能にする。スイッチ $SW1$ 146 のオフ時間が T_{EX} を超える場合、 $SENSE$ $ENABLE$ 信号 214 は、コントローラが入力電圧を検知するのを妨げる論理ローレベルになり、入力検知回路によって消費される電力を低減する。図 3 のタイミング図は、時間 t_2 と t_3 との間の時間 T_{VSOFF} 中においてコントローラが入力電圧を検知しないことを示す。

【 0 0 4 5 】

スイッチ $SW1$ 146 のオフ時間が延長された持続期間 T_{EX} 未満である場合、 $SENSE$ $ENABLE$ 信号 214 は、時間 t_6 の後に示されるような全切換周期の間ハイのままであり、コントローラは入力電圧を中断なしに継続的に検知する。言い換えれば、電力変換器上の負荷が中～高負荷であるとき、コントローラは入力電圧を継続的に検知するが、コントローラは、電力変換器上の負荷が軽いときは、切換周期の何分の一の間においてのみ入力電圧を検知する。

【 0 0 4 6 】

中～高負荷においては、入力電圧の検知によって消費される電力は、電力変換器における他の損失と比較して無視できる。入力電圧の検知によって消費される電力が電力変換器における全損失の有意な部分である軽負荷においては、入力電圧は切換周期の何分の一の間においてのみ検知される。スイッチ $SW1$ 上の電圧は、スイッチが ON から OFF に遷移するとき、最も高い。任意の所与の入力電圧において、スイッチ $SW1$ 146 が中～高負荷においてオフになるときにスイッチ上に現れる電圧は、スイッチ $SW1$ 146 が軽負荷においてオフになるときにスイッチ上に現れる電圧より高い。したがって、軽負荷においては、変換器は過剰な入力電圧から損傷されそうにはなく、入力電圧が検知事象間において変換器を損傷するよう十分に高くなるという危険性は、相対的に低い。中～高負荷においては、しかしながら、入力電圧が高すぎるときにスイッチが ON になるのをコントローラが防ぐように、入力電圧を継続的に検知することが重要である。

【 0 0 4 7 】

図 4 はオフ時間 T_{OFF} と、延長された持続期間 T_{EX} と、無線検知持続期間 T_{VSOFF} との関係を示すグラフ 400 である。グラフは、スイッチ $SW1$ 146 のオフ時間が延長された持続期間 T_{EX} 以下であるとき、無線検知持続期間 T_{VSOFF} は 0 であることを示す。グラフは、さらに、スイッチ $SW1$ 146 のオフ時間が延長された持

10

20

30

40

50

続期間 T_{EX} より大きいとき、無線検知持続期間 T_{VSOFF} は 0 から一定の傾きで増加することを示す。一例では、延長された持続期間 T_{EX} は 50 マイクロ秒であり、なぜならば、その例における中程度の負荷におけるスイッチ SW_{1146} のオフ時間も約 50 マイクロ秒であるからである。同じ例において、(低減された電力消費で入力電圧を検知する必要がある) 軽負荷におけるスイッチ SW_{1146} のオフ時間は、中程度の負荷におけるオフ時間より約 1000 倍長い約 50 ミリ秒であってもよい。

【0048】

図 5 は、この発明の教示に従う代替的な入力電圧センサの要素を示す図 1 の電力変換器のための例示のコントローラ 502 の機能ブロック図 500 である。図 5 は、図 2 の例において示された要素の多くを含む。

10

【0049】

図 5 の代替的な例においては、高電圧トランジスタ Q_{HV220} のゲート G_{216} は調整された内部電圧 V_{DD504} に結合され、高電圧トランジスタ Q_{HV220} のソース S_{222} は低電圧トランジスタ Q_{LV520} のドレインに結合される。一例においては、調整された内部電圧 V_{DD504} は約 5.8 ボルトである。低電圧トランジスタ Q_{LV520} のソースは図 2 におけるようなカレントミラーのトランジスタ 240 に結合される。

【0050】

図 5 の代替的な例においては、OR ゲート 212 は、低電圧トランジスタ Q_{LV520} のゲートに結合され、COMPARE ENABLE 入力 248 において比較器 230 によって受けられる SENSE ENABLE 信号 214 を生成する。SENSE ENABLE 信号 214 が論理ハイレベル(おおよそ V_{DD}) であるとき、低電圧トランジスタ Q_{LV520} は ON になり、コントローラ 502 をイネーブルにして、入力電圧を電流 I_{R1224} として検知する。SENSE ENABLE 信号 214 が論理ローレベル(おおよそ 0 ボルト) であるとき、低電圧トランジスタ Q_{LV520} は OFF になり、コントローラ 502 をディスエーブルにして、この発明の教示に従って入力電圧から電流を受けないようにする。

20

【0051】

図 5 の代替的な例における低電圧トランジスタ Q_{LV520} は、電力変換器への入力電圧の検知を可能にするよう閉じ、検知回路が電力変換器への入力電圧から電力を消費するのを停止するよう開く線検知スイッチと考えられてもよい。

30

【0052】

図 6 は、この発明の教示に従う別の代替的な入力電圧センサの要素を示す図 1 の例示の電力変換器のための別の例示のコントローラ 602 の機能ブロック図 600 である。図 6 は、図 2 および図 5 の例において示された要素の多くを含む。

【0053】

図 6 の代替的な例は、図 5 における高電圧トランジスタ Q_{HV220} である MOSFET を、n チャネル接合電界効果トランジスタ (JFET) Q_{HV620} と置換する。図 5 における高電圧 MOSFET Q_{HV220} のゲート G_{216} は、調整された内部電圧 V_{DD504} に結合されるが、図 6 における高電圧 JFET Q_{HV620} のゲート G_{616} は、入力帰線 114 に結合される。

40

【0054】

図 6 の代替的な例における高電圧トランジスタ Q_{HV620} のドレイン D_{618} は、入力電圧検知端子 140 に結合され、高電圧 JFET Q_{HV620} のソース S_{622} は、低電圧トランジスタ Q_{LV520} に結合される。したがって、図 6 の例における JFET Q_{HV620} は、図 5 における MOSFET Q_{HV220} と同じ機能を実行する。図 6 の例における JFET Q_{HV620} が ON であるのは、低電圧トランジスタ Q_{LV520} が ON であるときであり、入力検知回路は入力電圧を検知するようイネーブルにされ、図 6 の例における JFET Q_{HV620} が OFF であるのは、低電圧トランジスタ Q_{LV520} が OFF であるときであり、入力検知回路は入力電圧を検知しないようデ

50

イスエーブルにされる。

【 0 0 5 5 】

図 7 は、この発明の教示に従って入力電圧を検知する電力変換器コントローラに対する例示のプロセスを示すフロー図 7 0 0 である。図 7 の例示のフロー図は、図 2 の例示のコントローラおよび図 3 の例示の波形と整合している。ブロック 7 0 5 において入力電圧が電力変換器に印加されて開始し、コントローラが入力電圧は変換器が動作するのに適切な限度内にあると判断した後、コントローラは、ブロック 7 1 0 において電力スイッチを閉じて、オン時間 T_{ON} を開始する。コントローラは、さらに、ブロック 7 1 5 において線検知スイッチを閉じて、コントローラが入力電圧検知端子において電流を受けることを可能にすることによって、入力電圧検知を開始する。

10

【 0 0 5 6 】

線検知スイッチがブロック 7 1 5 において閉じた後、コントローラは、たとえばブロック 7 2 0 において電流検知信号、出力検知信号、過電圧検知信号、および不足電圧検知信号のような、制御検知信号を処理する。電力スイッチが OFF になるよう処理が要求するとき、電力スイッチのオフ時間 T_{OFF} がブロック 7 2 5 において始まる。延長された入力電圧検知持続期間 T_{EX} は、ブロック 7 3 0 において、電力スイッチが OFF になると始まる。

【 0 0 5 7 】

コントローラはブロック 7 4 0 において制御検知信号を処理し続け、その一方で、オフ時間 T_{OFF} は判断ブロック 7 5 0 において増大する。オフ時間 T_{OFF} が延長された入力電圧検知持続期間 T_{EX} を超える場合、延長された入力検知持続期間 T_{EX} はブロック 7 4 5 において終了し、入力電圧検知はブロック 7 3 5 において終了し、フローはブロック 7 7 5 および 7 8 0 に続いて、コントローラがオフ時間を終了し、別のオン時間 T_{ON} がブロック 7 1 0 において始まるまで、コントローラは制御検知信号を処理する。オフ時間 T_{OFF} が延長された入力電圧検知持続期間 T_{EX} を超えない場合、フローはブロック 7 5 5 に続く。コントローラがオフ時間を終了し、別のオン時間 T_{ON} がブロック 7 6 5 において始まるまで、オフ時間 T_{OFF} はブロック 7 5 5 および 7 6 0 において増大し、それに続いて、ブロック 7 7 0 において、延長された入力電圧検知持続期間 T_{EX} が終了する。制御検知信号の処理はブロック 7 2 0 において継続する。

20

【 0 0 5 8 】

電力変換器のいくつかの適用例は、交流入力除去された後、電力変換器がいくつかの交流ライン周期に等価な時間に対して重い負荷に調整された出力を与えるよう、入力キャパシタ C_{1106} が十分に大きいことを必要とする。これらの適用例においては、負荷が非常に小さいかまたは 0 に近いとき、直流入力バルク電圧 $V_{BULK108}$ は、交流入力電圧 V_{AC102} が除去された後、最小のしきい値より下に減少するのに、何十秒も必要とするかもしれない。入力される不足電圧状態を交流入力電圧の数周期内に検出しなければならない電力変換器コントローラは、したがって、バルク電圧 $V_{BULK108}$ の測定値からのみ信頼性高くそうすることが可能ではない。これらの適用例に対しては、コントローラは図 8 の例によって示されるような交流入力電圧を検知してもよい。

30

【 0 0 5 9 】

図 8 は、この発明の教示に従って、交流入力電圧 V_{AC102} を検知することに加えて、直流入力電圧 $V_{BULK108}$ を表わす動作過電圧 V_{SW852} を検知するコントローラを含む例示の電力変換器の概略図 8 0 0 である。図 8 の例示の電力変換器においては、電圧検知用抵抗器 R_{1118} の一方の端部は半波整流された電圧 $V_{RECT850}$ を受けるよう中性の入力端子 N_{152} に結合される。別の例においては、電圧検知用抵抗器 R_{1118} の一方の端部は、半波整流された電圧 $V_{RECT850}$ を受けるよう、線入力端子 L_{150} に結合されてもよい。

40

【 0 0 6 0 】

この発明の教示に従って、図 1 の変換器が直流入力電圧 $V_{BULK108}$ を検知するのと同じ態様において、電力変換器上の負荷が中～高程度であるときは、図 8 の例示の変換

50

器におけるコントローラ 842 は交流入力電圧 $V_{AC} 102$ を継続的に検知してもよく、電力変換器上の負荷が軽いときは、切換周期の何分の一の間のみ交流入力電圧 $V_{AC} 102$ を検知してもよい。

【0061】

コントローラ 842 における回路は、1つより多い交流ライン周期の間、交流入力電圧がないことに応答してもよい。コントローラ 842 における回路は、バルク電圧 $V_{BULK} 108$ に比例する動作過電圧の検知によって、過電圧状態または不足電圧状態のいずれかを検出してもよい。

【0062】

バルク電圧 $V_{BULK} 108$ に比例する動作過電圧 $V_{SW} 852$ は、図 8 の例示の電力変換器の出力巻線 118 において利用可能である。動作過電圧 $V_{SW} 852$ の大きさは交流入力電圧 $V_{AC} 102$ のピークより実質的に低い電圧であるので、コントローラは、より高い電圧 $V_{BULK} 108$ を検知するために必要とされるであろうより著しく低い電力消費で動作過電圧 $V_{SW} 852$ を検知してもよい。

【0063】

図 8 の例示の電力変換器は、図 1 の例から、図 1 の出力ダイオード D1 120 を図 8 の出力ダイオード D2 820 の位置に配置し変えること、および修正されたコントローラ 842 で動作過電圧 $V_{SW} 852$ を受けることによって、得られる。動作過電圧検知信号 858 が動作過電圧信号 854 から直流電氣的に分離されるように、分離回路 856 が、入力帰線 114 と出力帰線 130 との間に直流電氣的な分離を与える。

【0064】

一例においては、分離回路 856 はオプトカップラであってもよい。別の例においては、分離回路 856 は変圧器を含んでもよい。図 8 に示された修正で、修正されたコントローラ 846 は、交流入力電圧 $V_{AC} 102$ から電流を受けていないときでさえ、入力過電圧状態を検出してもよい。他の例においては、この発明の教示から依然として利益を得ながら、図 8 において示される出力巻線 118 以外の別の巻線から動作過電圧 $V_{SW} 852$ と類似した動作過電圧信号が得られ得ることが十分に理解される。

【0065】

電氣的な回路においてすべての導体は、電荷を保存するかもしれない有限の寄生容量を有する。典型的な適用例における漏洩電流は、通常、寄生容量の影響を無視できるようにするほど十分に速く寄生容量を放電する。寄生容量の影響が無視できない適用例においては、例示の回路に対する相対的に小さな修正によって、それらの適用例は、この発明の教示に従って低電力消費の交流電圧センサから恩恵を受けることが可能であってもよい。図 9 は、この発明の教示に従って入力電圧検知端子において漂遊容量を放電するように随意的要素を含む入力電圧センサの要素を示す例示の電力変換器コントローラ 902 の概略図 900 である。

【0066】

図 9 の例示のコントローラは、図 6 の例において示された要素の多くを含む。高電圧トランジスタ $Q_{HV} 620$ が導通していないとき、入力電圧検知端子 140 と入力帰線 114 との間の寄生容量 905 は、入力電圧に充電してもよい。低電圧トランジスタ $Q_{LV} 520$ を介する寄生容量 905 の放電は、コントローラに誤った高入力電圧を示すであろう、電流 $I_{R1} 224$ に対する高い値を生じさせるかもしれない。高入力電圧の偽表示を防ぐために、寄生容量 905 は、容量の放電からの電流を、トランジスタ 240 および 242 によって形成されたカレントミラーのトランジスタ 240 を介して置かない経路を通して、放電されてもよい。図 9 の例では、漂遊容量 905 は DISCHARGE (放電) 信号 915 に応答してトランジスタ $Q_{CD} 910$ を通って放電される。一例では、コントローラにおける回路 (図 9 においては示されない) は、DISCHARGE 信号 915 を約 200 ナノ秒の間ハイ論理レベルに上げて、DRIVE 信号 254 がハイになる直前に、漂遊容量 905 を放電する。

【0067】

10

20

30

40

50

要約書に記載されるものを含む、この発明の示される例の上記の記載は、網羅的であることを意図されず、または開示されるそのものの形態に限定されることを意図されない。この発明の具体的な実施例およびこの発明に関する例は、ここにおいて例示的な目的で記載されており、この発明のより広い精神および範囲から逸脱することなく、さまざまな均等な修正例が可能である。実際は、具体的な例示的な電圧、電流、周波数、電力範囲値、時間などは、説明目的で提供されるものであり、他の値もこの発明の教示に従って他の実施例および例において用いられてもよいということが理解される。

【符号の説明】

【 0 0 6 8 】

1 0 0 電力変換器、 2 0 2 電力変換器コントローラ、 2 1 0 スイッチドライバ回路、 SENSE ENABLE 検知イネーブル信号。

【 図 1 】

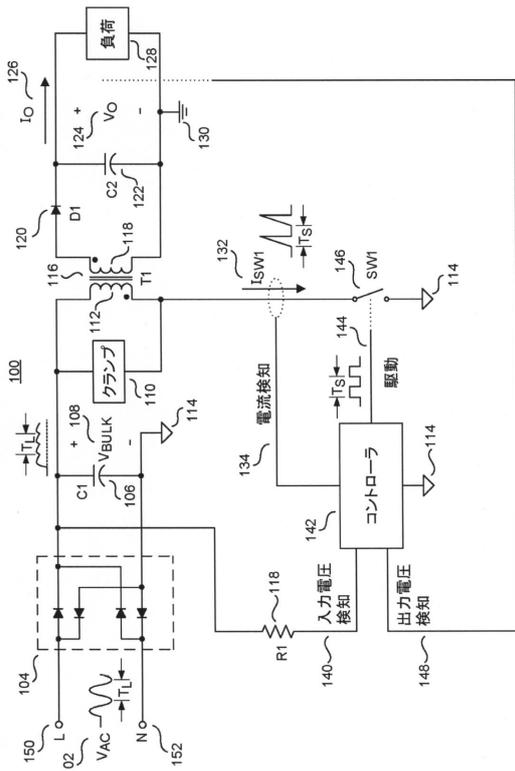


FIG. 1

【 図 2 】

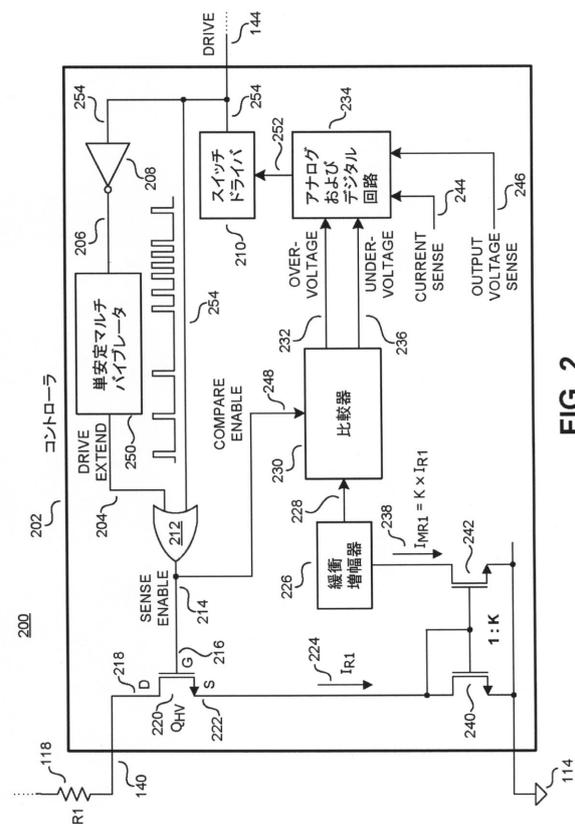


FIG. 2

【 図 3 】

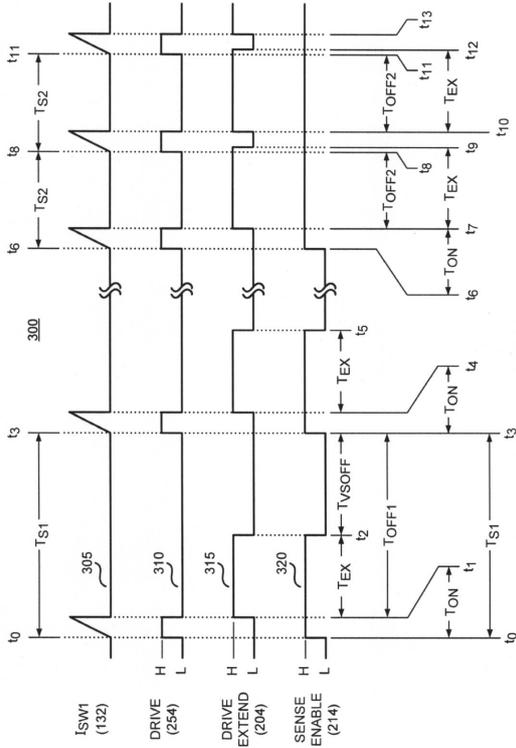


FIG. 3

【 図 4 】

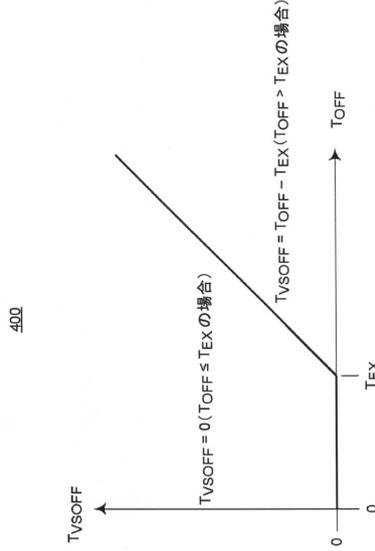


FIG. 4

【 図 5 】

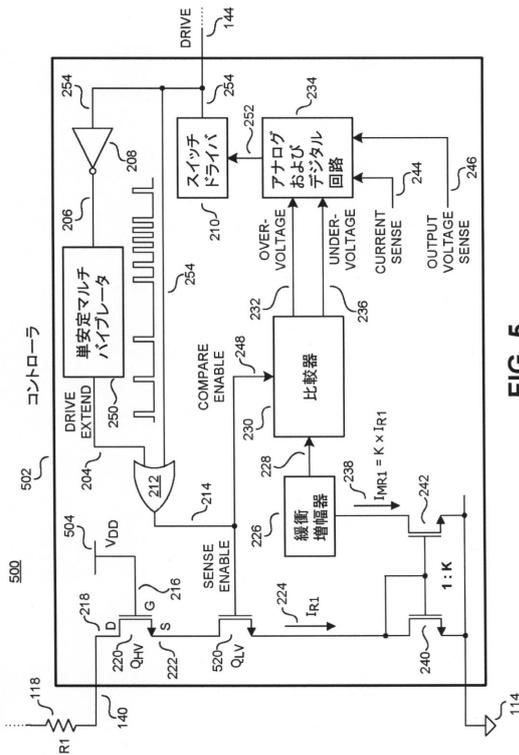


FIG. 5

【 図 6 】

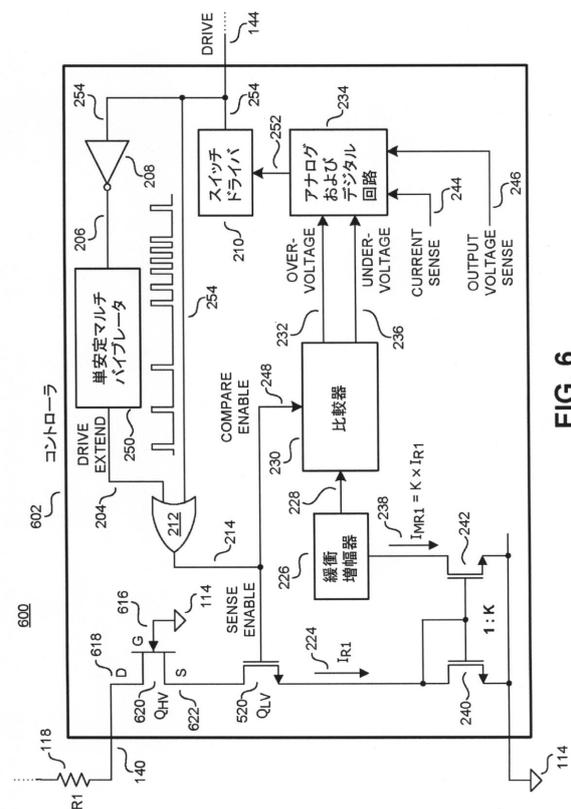


FIG. 6

【 図 7 】

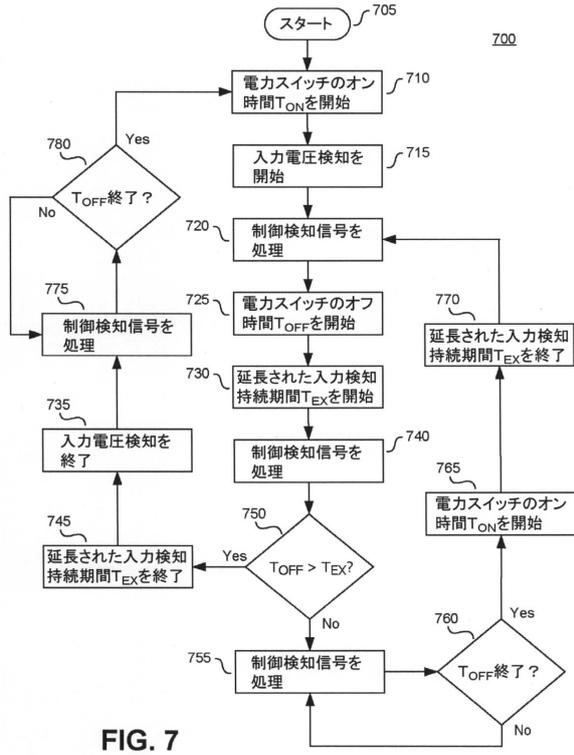


FIG. 7

【 図 8 】

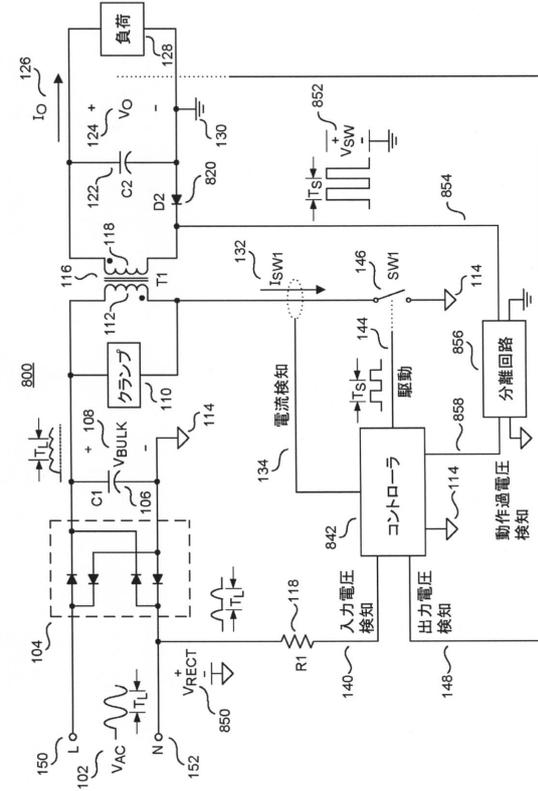


FIG. 8

【 図 9 】

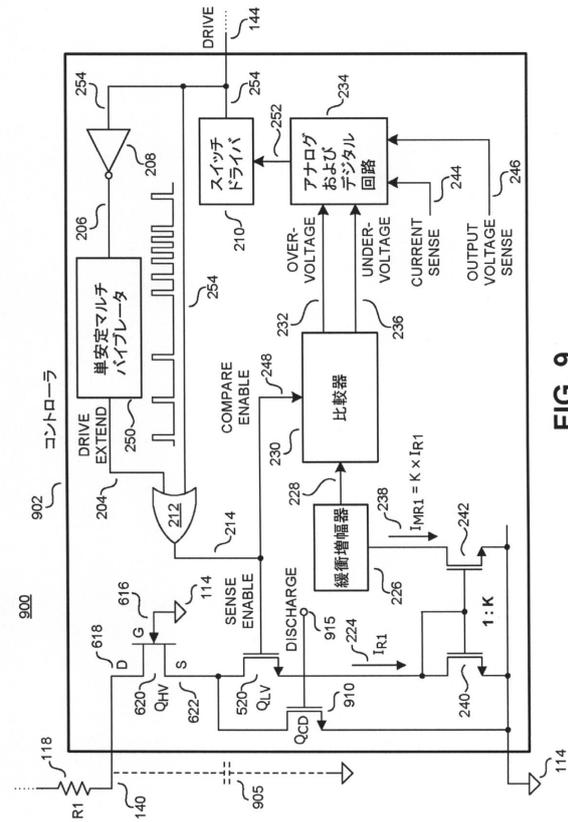


FIG. 9

フロントページの続き

(72)発明者 ジャオ・ミン・ファム

アメリカ合衆国、95035 カリフォルニア州、ミルピタス、エッジウォーター・ドライブ、210

(72)発明者 ローランド・シルベール・サン・ピエール

アメリカ合衆国、95135 カリフォルニア州、サン・ノゼ、ハートランド・ウェイ、7131

審査官 小林 秀和

(56)参考文献 米国特許出願公開第2011/0317322(US, A1)

特表2013-509141(JP, A)

特開2007-124879(JP, A)

米国特許第06147883(US, A)

特開2007-020394(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/28