

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第6749815号
(P6749815)

(45) 発行日 令和2年9月2日(2020.9.2)

(24) 登録日 令和2年8月14日(2020.8.14)

(51) Int.Cl.
H02M 3/155 (2006.01)

F I
H02M 3/155 P

請求項の数 20 外国語出願 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2016-170461 (P2016-170461)	(73) 特許権者	501315784
(22) 出願日	平成28年9月1日(2016.9.1)		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2017-63598 (P2017-63598A)		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29年3月30日(2017.3.30)		
審査請求日	令和1年8月28日(2019.8.28)	(74) 代理人	100100181
(31) 優先権主張番号	14/859,028		弁理士 阿部 正博
(32) 優先日	平成27年9月18日(2015.9.18)	(74) 復代理人	100125818
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		弁理士 立原 聡
		(72) 発明者	パストーレ ティツィアーノ
			アメリカ合衆国 95030 カリフォルニア州 ロス ガトス、ハーディング・アベニュー 110

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置における限界対谷比回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチング電力変換装置であって、
スイッチと、
前記スイッチに接続されたエネルギー伝達素子と、
前記スイッチに接続されて当該スイッチング電力変換装置の出力を調節するコントローラーと、
を備え、
前記コントローラーが、
前記スイッチのスイッチ電流を検出したことに応答して、比信号を生成するように接続された限界対谷比回路であって、
前記比信号が、前記スイッチ電流がスイッチ電流限界以上である第1の時間長と、前記スイッチ電流が前記スイッチ電流限界のある割合であるスイッチ電流の谷以下である第2の時間長と、の間の時間比を表す、
当該限界対谷比回路と、
前記比信号を受信したことに応答して、スイッチオン期間信号を変化させるように接続されたオン期間生成器と、
前記スイッチオン期間信号を受信したことに応答して、前記スイッチの制御端子にドライブ信号を出力するように接続された駆動回路と、
を含む、

10

20

スイッチング電力変換装置。

【請求項 2】

前記限界対谷比回路が、

前記スイッチ電流が前記スイッチ電流限界以上であるときに限界信号を出力するように接続された限界比較器と、

前記スイッチ電流が前記スイッチ電流の谷以下であるときに谷信号を出力するように接続された谷比較器と、

前記谷信号にตอบสนองして、カウンターのカウントをインクリメントすることと、前記限界信号にตอบสนองして、前記カウントをデクリメントすることと、を行うように接続された当該カウンターであって、

当該カウンターが、前記比信号として前記カウントの最上位ビット (MSB) を出力する、

当該カウンターと、

を備える、請求項 1 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 3】

前記カウントの前記インクリメントと前記デクリメントとが、クロック信号により制御され、

前記谷比較器により前記谷信号が出力されるとき、前記クロック信号の周波数が第 1 の周波数であり、

前記限界比較器により前記限界信号が出力されるとき、前記クロック信号の周波数が第 2 の周波数である、

請求項 2 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 4】

前記クロック信号の前記第 2 の周波数に対する前記クロック信号の前記第 1 の周波数の周波数比が、前記周波数比に向けて前記時間比を駆動する、

請求項 3 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 5】

前記駆動回路が、さらに、前記スイッチ電流を検出したことにตอบสนองして、前記ドライブ信号を生成するように接続されている、

請求項 1 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 6】

前記駆動回路が、前記エネルギー伝達素子に蓄積されたエネルギーを検出するように接続されており、

前記駆動回路は、前記エネルギー伝達素子における前記エネルギーがゼロに達したときにのみ前記ドライブ信号によって前記スイッチが有効化される臨界導通モードで動作するように構成されている、

請求項 1 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 7】

前記駆動回路が、

ラッチと、

前記エネルギー伝達素子を通る電流を検出するように接続されたオン期間トリガと、を含み、

前記オン期間トリガは、前記エネルギー伝達素子を通る前記電流がゼロに達したときに前記ラッチをセットするように接続されており、

前記ドライブ信号が、前記ラッチの出力である、

請求項 6 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 8】

前記オン期間生成器が、前記比信号を受信したことにตอบสนองして、参照表の状態を増加または減少するように接続された当該参照表を含み、

前記オン期間生成器が、前記参照表の前記状態にตอบสนองして、アナログ値を出力する、

10

20

30

40

50

請求項 1 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 9】

前記参照表の前記状態が、以前の状態に対応する以前のアナログ値と前記以前のアナログ値の所定割合との合計に対応する、

請求項 8 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 10】

前記駆動回路が、前記ドライブ信号を出力するように接続されたラッチを含み、

前記駆動回路は、(1) 前記スイッチ電流が前記スイッチ電流限界に達したことで、(2) 前記スイッチオン期間信号がオン期間閾値に達したことで、の少なくとも 1 つに応答して、前記ラッチをリセットするように構成されている、

請求項 1 のスイッチング電力変換装置。

【請求項 11】

スイッチング電力変換装置の出力を調節する前記スイッチング電力変換装置のスイッチのスイッチ電流を検出したことに応答して、比信号を生成するように接続された限界対谷比回路であって、

前記比信号は、前記スイッチ電流がスイッチ電流限界以上である第 1 の時間長と、前記スイッチ電流が前記スイッチ電流限界のある割合であるスイッチ電流の谷以下である第 2 の時間長と、の間の時間比を表す、

当該限界対谷比回路と、

前記比信号を受信したことに応答して、スイッチオン期間信号を変化させるように接続されたオン期間生成器と、

前記スイッチオン期間信号を受信したことに応答して、前記スイッチの制御端子にドライブ信号を出力するように接続された駆動回路と、

を備えるスイッチング電力変換装置用のコントローラー。

【請求項 12】

前記限界対谷比回路が、

前記スイッチ電流が前記スイッチ電流限界以上であるときに限界信号を出力するように接続された限界比較器と、

前記スイッチ電流が前記スイッチ電流の谷以下であるときに谷信号を出力するように接続された谷比較器と、

前記谷信号に応答して、カウンターのカウントをインクリメントすることと、前記限界信号に応答して、前記カウントをデクリメントすることと、を行うように接続された当該カウンターであって、

当該カウンターが、前記比信号として前記カウントの最上位ビット(MSB)を出力する、

当該カウンターと、

を備える、請求項 11 のコントローラー。

【請求項 13】

前記カウントの前記インクリメントと前記デクリメントとが、クロック信号により制御され、

前記谷比較器により前記谷信号が出力されるとき前記クロック信号の周波数が第 1 の周波数であり、

前記限界比較器により前記限界信号が出力されるとき前記クロック信号の周波数が第 2 の周波数である、

請求項 12 のコントローラー。

【請求項 14】

前記クロック信号の前記第 2 の周波数に対する前記クロック信号の前記第 1 の周波数の周波数比が、前記周波数比に向けて時間比を駆動する、

請求項 13 のコントローラー。

【請求項 15】

前記駆動回路が、さらに、前記スイッチ電流を検出したことに応答して、前記ドライブ信号を生成するように接続されている、

請求項 11 のコントローラ。

【請求項 16】

前記駆動回路が、前記スイッチング電力変換装置のエネルギー伝達素子に蓄積されたエネルギーを検出するように接続されており、

前記駆動回路は、前記エネルギー伝達素子における前記エネルギーがゼロに達したときにのみ前記ドライブ信号によって前記スイッチが有効化される臨界導通モードで動作するように構成されている、

請求項 11 のコントローラ。

10

【請求項 17】

前記駆動回路が、

ラッチと、

前記エネルギー伝達素子を通る電流を検出するように接続されたオン期間トリガと、
を含み、

当該オン期間トリガは、前記エネルギー伝達素子を通る前記電流がゼロに達したときに前記ラッチをセットするように接続されており、

前記ドライブ信号が、前記ラッチの出力である、

請求項 16 のコントローラ。

【請求項 18】

20

前記オン期間生成器が、前記比信号を受信したことに応答して、参照表の状態を増加または減少させるように接続された前記参照表を含み、

前記オン期間生成器が、前記参照表の状態に応答して、アナログ値を出力する、

請求項 11 のコントローラ。

【請求項 19】

前記状態の前記アナログ値が、以前の状態の以前のアナログ値と前記以前のアナログ値の所定割合との合計である、

請求項 18 のコントローラ。

【請求項 20】

前記駆動回路が、前記ドライブ信号を出力するように接続されたラッチを含み、

30

前記駆動回路は、(1) 前記スイッチ電流が前記スイッチ電流限界に達したことで、(2) 前記スイッチオン期間信号がオン期間閾値に達したことで、の少なくとも 1 つに応答して、前記ラッチをリセットするように構成されている、

請求項 11 のコントローラ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、概して、電力変換装置に関し、特に、電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

40

電子装置は、動作に電力を使用する。スイッチング電力変換装置は、その高効率と小寸法と軽量とを理由として、現在の多くの電子機器への給電用として一般的に使用される。従来の壁のコンセント差込口は、高電圧の交流を提供する。スイッチング電力変換装置では、高電圧の交流 (AC: alternating current) 入力に変換されて、適切に調節された直流電流 (DC: direct current) 出力を、エネルギー伝達素子を通して負荷に提供する。動作時、デューティ比 (典型的には、総スイッチング周期に対するスイッチのオン期間の比) を変化させること、スイッチング周波数を変化させること、または、電力変換装置におけるスイッチの単位時間あたりのパルス数を変化させることにより所望の出力を提供するため、スイッチが使用される。

【0003】

50

電力変換装置は、さらに、コントローラーを含む。コントローラーは、電力変換装置の検出されたパラメータにตอบสนองして、スイッチを制御し得る。電力変換装置とコントローラーとを設計するときに、通常、効率、寸法、重さ、及びコストなどの性質が考慮される。また、電力変換装置とコントローラーとは、規制機関により設定された規格を満たすように設計され得る。例えば、壁のコンセント差込口は、大きさと周波数と高調波成分との規格に適合する波形をもつ交流電圧を提供する。しかし、壁のコンセント差込口から引き出された電流波形の特性は、交流電圧を受信する電力変換装置により決定される。規制機関は、交流電流の特定の周波数成分の大きさに限界を設定するか、または、壁のコンセント差込口が提供する電力量に従って電流の rms 値を制限し得る。力率と全高調波歪み ($THD : total\ harmonic\ distortion$) とは、電力変換装置が規制機関により設定された規格を満たすか判定する尺度として使用され得る。

10

【0004】

以下の図を参照しながら、非限定的かつ非網羅的な本発明の実施形態について説明するが、異なる図の中の同様の参照番号は、別段の指定がない限り、同様の部分を示す。

【図面の簡単な説明】

【0005】

【図1】図1は、本開示の実施形態に係る、限界セクションと谷セクションとの間の比にตอบสนองして、オン期間閾値を決定するための、例示的な電力変換装置とコントローラーとの機能ブロック図である。

【図2】図2Aは、本開示の実施形態に係る、図1の入力電圧とスイッチ電流とインダクタ電流との例示的な波形を示す図である。図2Bは、本開示の実施形態に係る、図2Aの例示的なスイッチ電流とインダクタ電流とをさらに示す図である。図2Cは、本開示の実施形態に係る、図2Aの例示的なスイッチ電流とインダクタ電流とをさらに示す別の図である。

20

【図3】図3は、本開示の実施形態に係る、図1のスイッチ電流とインダクタ電流と限界信号と谷信号との例示的な波形を示す図である。

【図4】図4は、本開示の実施形態に係る、限界セクションと谷セクションとの間の比にตอบสนองして、オン期間閾値を決定する例示的な方法を示すフロー図である。

【図5】図5は、本開示の実施形態に係る、限界セクションと谷セクションとの間の比にตอบสนองしてオン期間閾値を決定するための、図1の例示的なコントローラーの機能ブロック図である。

30

【図6】図6は、本開示の実施形態に係る、図5の例示的な参照アドレス表を示す表である。

【図7】図7Aは、本開示の実施形態に係る、図5の参照アドレス表の様々な状態における例示的なオン期間閾値を示すグラフである。図7Bは、本開示の実施形態に係る、ピーク入力電圧値における例示的なオン期間閾値を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0006】

本明細書では、電力変換装置と、電力変換装置用のコントローラーと、電力変換装置を動作させる方法との実施形態について説明する。以下の説明では、実施形態を十分に理解できるように、多くの具体的な詳細事項を記載している。しかし、当業者は、本明細書で説明する技術が、1つ以上の具体的な詳細事項なしに、または他の方法、構成要素、材料などと共に実施され得ることとを認識すると考えられる。他の例では、よく知られた構造、材料、または動作については、特定の態様が理解しにくくなるのを防ぐため図示せず、または詳細に説明しない。

40

【0007】

本明細書中で、「一実施形態 ($one\ embodiment$) 」または「一実施形態 ($an\ embodiment$) 」についての言及は、本実施形態に関連して説明する特定の特徵、構造または特性が本発明の少なくとも1つの実施形態に含まれることを意味する。従って、本明細書中の様々な場所で使用する「一実施形態において ($in\ one$) 」

50

embodiment)」または「一実施形態において(in an embodiment)」という語句は、必ずしもすべてが同じ実施形態に関するわけではない。さらに、特定の特徴、構造または特性が、1つ以上の実施形態において、あらゆる適切な方法で組み合わせられ得る。

【0008】

電力変換装置とコントローラーとは、力率を最大化すると共に、全高調波歪み(THD)を制限するように設計され得る。力率は、どれだけ近く入力交流電流が理想に近づくかの尺度であり得る。言い換えると、力率は、コンセントからの電力を、rms電流とrms電圧との乗算結果で除算したものである。THDは、基本周波数の電力に対する、電力変換装置のすべての高調波成分の電力の合計の比であり得る。

10

【0009】

説明したとおり、電力変換装置は、スイッチを使用して、エネルギー伝達素子を通して出力を提供し得る。コントローラーは、電力変換装置の1つ以上のパラメータに応答して、スイッチの1つ以上のパラメータ(オン期間、オフ期間、デューティ比、または単位時間あたりのパルス数など)を制御し得る。一例において、力率補正(PFC: power factor correction)付きのコントローラーは、臨界導通モードで動作し得る。臨界導通モードの場合、エネルギー伝達素子における電流が実質的にゼロに既に達していたら、スイッチがオンに切り替えられる。一例において、スイッチのオン期間がオン期間閾値に既に達しているか、または、スイッチ電流が電流限界値に既に達しているとき、スイッチがオフに切り替えられる。

20

【0010】

小さな値の入力電圧の場合、一般的に、スイッチ電流が電流限界値に達する前に、オン期間閾値に達する。大きな値の入力電圧の場合、一般的に、オン期間がオン期間閾値に達する前に、スイッチ電流が電流限界値に達する。ピークスイッチ電流の包絡線の形状は、三角形、台形、または長方形であり得、オン期間閾値と電流限界値とその両方とのいずれかによって部分的に定まり得る。例えば、小さな電流限界値は、長方形の包絡線をもたらし得、大きな電流限界値は、三角形の包絡線をもたらし得る。より長いオン期間閾値は、より長方形の包絡線をもたらし得、より短いオン期間閾値は、三角形の包絡線をもたらし得る。包絡線形状がより長方形のとき、より大きな出力電力が伝達され得る、しかし、THDは、増加し得る。

30

【0011】

ピークスイッチ電流の包絡線は、ピークスイッチ電流が電流限界値に実質的に等しい時間長と、ピークスイッチ電流が谷限界未満である時間長とにより特徴付けられ得る。一例において、谷限界は、電流限界値のうちのある割合である。ピークスイッチ電流が電流限界値に実質的に等しい時間長は、限界セクションと呼ばれ得る一方で、ピークスイッチ電流が谷セクション未満である時間長は、谷セクションと呼ばれ得る。谷セクションに対する限界セクションの比がより大きいことは、谷セクションに対する限界セクションの比がより小さな場合に比べて、電力伝達がより大きい、THDが高いことに対応し得る。本発明の例は、限界セクションと谷セクションとの間の比を判定し得る。比がある値より大きい場合、オン期間閾値が下げられ得る。比がその値未満である場合、オン期間閾値が上げられ得る。従って、コントローラーは、谷セクションに対する限界セクションの比がその値に調節され得るように、スイッチを制御する。

40

【0012】

図1は、整流器104と、入力コンデンサ C_{IN} 108と、入力の戻り111と、電力スイッチ110と、エネルギー伝達素子112(インダクタL1として例示)と、還流ダイオードD1114と、出力コンデンサ C_O 116と、コントローラー120を含む例示的な電力変換装置100の機能ブロック図を示す。さらに、コントローラー120は、限界対谷比回路175と、スイッチオン期間生成ブロック128と、駆動回路130とを含むものとして図示される。限界対谷比回路175は、比較器122と比較器124と、限界対谷比判定ブロック126とを含む。さらに、図1に、交流入力電圧 V_{AC} 102

50

と、入力電圧 V_{IN106} と、スイッチ電流 I_{SW134} と、ドライブ信号 U_{DR132} と、インダクタ電流 I_L136 と、インダクタ電圧 V_L137 と、出力電圧 V_O138 と、出力電流 I_O140 と、スイッチ電流検出 141 と、インダクタ検出信号 142 と、電流限界値 I_{LIM144} と、谷限界 $X\% \times I_{LIM146}$ と、限界信号 U_{LIM148} と、谷信号 $U_{VALLEY150}$ と、比信号 U_R152 と、オン期間閾値 U_{TON_M154} とを示す。電力変換装置 100 は、非絶縁バック型変換器として接続されている。しかし、他の電力変換装置の形態または構成が、本開示の教示を享受し得る。加えて、電力変換装置が非絶縁電力変換装置として示される（例えば、電力変換装置 100 の入力と出力との間を直流電流が流れることが可能である）が、絶縁電力変換装置も使用され得ることが理解されるべきである。

10

【0013】

電力変換装置 100 は、未調節入力電圧（例えば、交流入力電圧 V_{AC102} または入力電圧 V_{IN106} ）から負荷 119 に出力電力を提供する。示されるように、整流器 104 は、交流入力電圧 V_{AC102} の受信と整流とを行い入力電圧 V_{IN106} を生成する。入力コンデンサ C_{IN108} は、整流器 104 に接続されており、電力スイッチ 110 からの高周波電流をフィルタする。いくつかの用途において、入力コンデンサ C_{IN108} は、いずれのラインサイクルにおいても入力電圧 V_{IN106} が実質的に直流電圧であるように、十分大きいものであり得る。しかし、力率補正（ $PF C$ ）付きの電源の場合、または、 LED 負荷を駆動する場合、入力電圧 V_{IN106} が実質的に整流された交流入力電圧 V_{AC102} に追従できるように、小さな入力コンデンサ C_{IN108} が使用され得る。

20

【0014】

入力コンデンサ C_{IN108} は、電力スイッチ 110 の一端に接続されている。電力スイッチ 110 の他端は、エネルギー伝達素子 $L1112$ と還流ダイオード $D1114$ とに接続されている。エネルギー伝達素子 $L1112$ と還流ダイオード $D1114$ との両方が、出力コンデンサ C_O116 に接続されている。出力は、負荷 118 に提供され、出力電圧 V_O138 と、出力電流 I_O140 と、またはその2つの組み合わせとのいずれかとして提供され得る。一例において、負荷 118 は、 LED 、 LED モジュール、または LED 配列を含み得る。

【0015】

30

電力変換装置 100 は、エネルギー伝達素子 $L1112$ を検出してインダクタ検出信号 142 を提供する回路をさらに含み、インダクタ検出信号 142 は、インダクタ電流 I_L136 、インダクタ電圧 V_L137 、またはその両方を表す。電力変換装置 100 は、スイッチ電流 I_{SW134} を検出して、スイッチ電流 I_{SW134} を表すスイッチ電流検出信号 141 を提供する回路をさらに含み得る。特に、スイッチ電流検出信号 141 は、ピークスイッチ電流 I_{SW134} を表し得る。インダクタ検出信号 142 は、また、スイッチ電流 I_{SW134} 及び/またはピークスイッチ電流 I_{SW134} を表し得る。示される例において、電力スイッチ 110 が導通しているとき、インダクタ電流 I_L136 は、スイッチ電流 I_{SW134} に実質的に等しい。コントローラ 120 は、インダクタ検出信号 142 とスイッチ電流検出信号 141 との両方を受信するものとして示されるが、インダクタ検出信号 142 がスイッチ電流 I_{SW134} も表し得るので、受信されたスイッチ電流検出信号 141 は、任意選択的であり得る。

40

【0016】

コントローラ 120 は、電力変換装置 100 の入力から出力へのエネルギーの伝達を制御するため、電力スイッチ 110 の様々なスイッチングパラメータを制御する電力スイッチ 110 にドライブ信号 U_{DR132} を提供する。このようなパラメータの例として、スイッチング周波数、スイッチング周期、デューティ比、電力スイッチ 110 のオン期間とオフ期間とのそれぞれ、または、電力スイッチ 110 の単位時間あたりのパルス数の変化が挙げられ得る。一例において、スイッチ 110 は、金属 - 酸化物 - 半導体電界効果トランジスタ（ $MOSFET$: metal - oxide - semiconductor f

50

field-effect transistor)などのトランジスタであり得る。他の例において、コントローラ１２０は、モノリシック集積回路として実装され得るか、または、ディスクリート型電気部品、若しくは、ディスクリート型部品と集積型部品の組み合わせと共に実装され得る。コントローラ１２０と電力スイッチ１１０とは、ハイブリッドとモノリシック集積回路とのいずれかとして製造される集積回路の一部を形成し得る。

【００１７】

コントローラ１２０は、比較器１２２と比較器１２４と、限界対谷比判定ブロック１２６と、スイッチオン期間生成器１２８と、駆動回路１３０とをさらに含む。比較器１２２と比較器１２４とは、（それぞれ、反転入力と非反転入力とにおいて）スイッチ電流検出信号１４１を受信するように接続されている。しかし、インダクタ検出信号１４２は、スイッチ電流 I_{SW} １３４も表し得る。従って、比較器１２２と比較器１２４とは、スイッチ電流検出信号１４１の代わりにインダクタ検出信号１４２を受信し得る。図示されるように、（それぞれ、非反転入力と反転入力とにおいて）谷比較器１２２は、谷限界 $X\% \times I_{LIM}$ １４６をさらに受信し、限界比較器１２４は、電流限界値 I_{LIM} １４４を受信する。一例において、谷限界 $X \times I_{LIM}$ １４６は、電流限界値 I_{LIM} １４４の、ある割合の量であり得る。例えば、谷限界１４６は、電流限界値１４４の $X\%$ であり得る。一例において、谷限界１４６は、電流限界値１４４の 30% であり得る。谷比較器１２２は、谷信号 U_{VALLEY} １５０を出力し、限界比較器１２４は、限界信号 U_{LIM} １４８を出力する。限界対谷比判定ブロック１２６は、谷信号 U_{VALLEY} １５０と限界信号 U_{LIM} １４８とを受信し、谷信号 U_{VALLEY} １５０と限界信号 U_{LIM} １４８とに応答して、比信号 U_R １５２を出力するように接続されている。スイッチオン期間生成器１２８は、比信号 U_R １５２を受信し、比信号 U_R １５２に応答して、オン期間閾値 U_{TON_M} １５４を出力するように接続されている。図示されるように、駆動回路１３０は、オン期間閾値 U_{TON_M} １５４とインダクタ検出信号１４２とを受信し、オン期間閾値 U_{TON_M} １５４とインダクタ検出信号１４２とに応答して、ドライブ信号 U_{DR} １３２を出力し得るように接続され得る。さらに、ドライブ信号 U_{DR} １３２は、スイッチ電流検出信号１４１を受信して、スイッチ電流検出信号１４１に応答するようにさらに接続され得る。スイッチ１１０は、スイッチ１１０の制御端子（例えばゲート）においてドライブ信号 U_{DR} １３２を受信するように接続され得る。

【００１８】

動作時、限界対谷比回路１７５は、スイッチのスイッチ電流を検出したことに応答して、比信号 U_R １５２を生成する。特に、比較器１２２と比較器１２４とは、スイッチ電流 I_{SW} １３４（スイッチ電流検出信号１４１により提供される）を、谷限界 $X\% \times I_{LIM}$ １４６と電流限界値 I_{LIM} １４４と比較する。谷信号 U_{VALLEY} １５０と限界信号 U_{LIM} １４８との両方が、論理ハイセクションと論理ローセクションとの長さが変化する方形パルス波形であり得る。示される例において、ピークスイッチ電流 I_{SW} １３４が谷限界 $X\% \times I_{LIM}$ １４６未満（谷セクションと呼ばれる）であるとき、谷信号 U_{VALLEY} １５０が論理ハイであり、ピークスイッチ電流 I_{SW} １３４が電流限界値 I_{LIM} １４４以上（限界セクションと呼ばれる）であるとき、限界信号 U_{LIM} １４８が論理ハイである。従って、谷信号 U_{VALLEY} １５０は、ピークスイッチ電流 I_{SW} １３４が谷限界 $X\% \times I_{LIM}$ １４６未満である時間長を表し得、限界信号 U_{LIM} １４８は、ピークスイッチ電流 I_{SW} １３４が電流限界値 I_{LIM} １４４以上である時間長を表し得る。

【００１９】

限界対谷比判定ブロック１２６は、限界信号 U_{LIM} １４８が論理ハイである時間長と、谷信号 U_{VALLEY} １５０が論理ハイである時間長との間の比（ $K:1$ ）を判定する。言い換えると、限界対谷比判定ブロック１２６は、ピークスイッチ電流 I_{SW} １３４が谷限界 $X\% \times I_{LIM}$ １４６未満である時間長に対するピークスイッチ電流 I_{SW} １３４が電流限界値 I_{LIM} １４４以上である時間長の比を判定する。判定された比は、比信号

U_{R152} としてスイッチオン期間生成器128に出力される。そのため、比信号 U_{R152} は、スイッチ電流がスイッチ電流限界以上である第1の時間長と、スイッチ電流がスイッチ電流限界の一部であるスイッチ電流の谷以下である第2の時間長との間の時間比を表す。さらに、限界対谷比判定ブロック126は、さらに、比が設定値 $K:1$ より大きい小さいか判定し得る。出力される比信号 U_{R152} は、判定された比が設定値 $K:1$ より大きい小さいかも示し得る。

【0020】

スイッチオン期間生成器128は、受信された比信号 U_{R152} に応答して、オン期間閾値 U_{TON_M154} を増加または減少させ得る。一例において、判定された比が設定値 $K:1$ より大きい場合、オン期間閾値 U_{TON_M154} は、減少され得る。判定された比が設定値 $K:1$ 未満である場合、オン期間閾値 U_{TON_M154} は、増加され得る。ピークスイッチ電流 I_{SW134} の包絡線は、限界セクションと谷セクションとの間の比により特徴付けられ得る。谷セクションに対する限界セクションの比がより大きいことは、谷セクションに対する限界セクションの比がより小さい場合に比べて、電力伝達がより大きい、 THD が高いことに対応し得る。比は、設定値 $K:1$ に調節され得、設定値は、設計者により選択された所定の値であり得る。さらに説明するように、一例において、値 K は、タイマーがカウントする速度を設定することにより設定され得る。他の例において、値 K が、閾値として設定され得る。他の例において、値 K は、デジタルワードとして記憶され得る。オン期間閾値 U_{TON_M154} を増加または減少させることにより、限界セクションと谷セクションとの間の比が調節され得る。例えば、オン期間閾値 U_{TON_M154} における増加は、限界セクションと谷セクションとの間の比における増加をもたらし得、オン期間閾値 U_{TON_M154} における減少は、限界セクションと谷セクションとの間の比の減少をもたらし得る。

【0021】

駆動回路130は、オン期間閾値 U_{TON_M154} とインダクタ検出信号142とスイッチ電流検出信号141とにตอบสนองして、ドライブ信号 U_{DR132} を出力し得る。ドライブ信号 U_{DR132} は、論理ハイセクションと論理ローセクションとの長さが変化する方形パルス波形であり得る。一例において、ドライブ信号 U_{DR132} が論理ハイであるとき、電力スイッチ110がオンであり、逆も同様である。エネルギー伝達素子 $L1112$ におけるエネルギーが実質的にゼロであるとき、コントローラ120は、臨界モードで動作して、電力スイッチ110をオンに切り替え得る。駆動回路130は、インダクタ電流 I_{L136} またはインダクタ電圧 V_{L137} が実質的にゼロに等しいとき、エネルギー伝達素子 $L1112$ におけるエネルギーが実質的にゼロであると判定し得る。一例において、駆動回路は、インダクタ電流 I_{L136} またはインダクタ電圧 V_{L137} （インダクタ検出信号142により提供される）が閾値未満であるとき、電力スイッチ110をオンに切り替え得る。駆動回路130は、検出されたスイッチ電流 I_{SW134} （インダクタ検出信号142またはスイッチ電流検出信号141により提供され得る）が電流限界値 I_{LIM144} に既に達しているとき、または、電力スイッチ110のオン期間がオン期間閾値 U_{TON_M154} に既に達しているとき、電力スイッチ110をオフに切り替える。従って、オン期間閾値 U_{TON_M154} の増加または減少は、限界セクションと谷セクションとの間の比を調節し得る。

【0022】

図2Aは、入力電圧 V_{IN206} と、スイッチ電流 I_{SW234} と、インダクタ電流 I_{L236} との例示的な波形のタイミング図200を示す。さらに、図2Aに、電流限界値 I_{LIM244} と、谷限界 $X\% \times I_{LIM246}$ と、ハーフラインサイクル T_{HL256} と、包絡線258と、傾き $m1260$ とを示す。入力電圧 V_{IN206} と、スイッチ電流 I_{SW234} と、インダクタ電流 I_{L236} と、電流限界値 I_{LIM244} と、谷限界 $X\% \times I_{LIM246}$ とは、図1に関連して説明した、同様に命名して番号付けした要素の一例であり得る。窓201及び203は、図2B及び2Cに関連して、さらに説明される。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 3 】

一般的に、交流入力電圧 V_{AC} は、フルラインサイクル T_{FL} と呼ばれる周期をもつ正弦波形である。数学的に、

【 数 1 】

$$V_{AC} = V_P \sin(2\pi f_L t),$$

であり、 V_P が交流入力電圧 V_{AC} のピーク電圧であり、 f_L が交流入力電圧 V_{AC} の周波数である。示される入力電圧 V_{IN206} は、実質的に整流された交流入力電圧 V_{AC} であり、すなわち、数学的に、

10

【 数 2 】

$$V_{IN} = |V_P \sin(2\pi f_L t)|.$$

である。フルラインサイクル T_{FL} は、ライン周波数 f_L の逆数であり、すなわち、数学的に、

【 数 3 】

$$T_{FL} = \frac{1}{f_L}.$$

20

であることが理解されるべきである。さらに、ハーフラインサイクル T_{HL256} は、ライン周波数の 2 倍の逆数であり、すなわち、数学的に、

【 数 4 】

$$T_{HL} = \frac{1}{2f_L}.$$

30

である。図示されるように、入力電圧 V_{IN206} は、実質的にゼロに達し、ハーフラインサイクル T_{HL256} は、2 つの後続のゼロに近い交差の間の時間長であり得る。

【 0 0 2 4 】

スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とは、一般的に三角波形であるが、それらは、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とのスイッチ周波数 f_{SW} がライン周波数 f_L とライン周波数の 2 倍 $2f_L$ とより大きいので、細い線として示される。より太い線は、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とのピーク許容値により規定される包絡線 258 を表す。さらに、図 1 に関連して示される電力変換装置 100 の場合、電力スイッチ 110 がオンであり導通しているとき、インダクタ電流 I_{L236} は、スイッチ電流 I_{SW234} に実質的に等しい。

40

【 0 0 2 5 】

示される包絡線 258 は、実質的に台形である。しかし、包絡線は、また、長方形または三角形であり得る。上述のとおり、包絡線 258 の形状は、図 2 B と図 2 C に関連してさらに示される電流限界値 I_{LIM244} とオン期間閾値 T_{ON_M254} との値により特徴付けられ得る。例えば、より小さな電流限界値 I_{LIM244} が、長方形の包絡線をもたらし得る一方で、より大きな電流限界値 I_{LIM244} は、三角形の包絡線をもたらし得る。より長いオン期間閾値 T_{ON_M254} は、より長方形の包絡線をもたらし得る一方で、より短いオン期間閾値 T_{ON_M254} は、三角形の包絡線をもたらし得る。包

50

絡線 258 の形状は、また、スイッチ電流 I_{SW234} のピーク値の時間長により特徴付けられ得、またはインダクタ電流 I_{L236} は、電流限界値 I_{LIM244} に実質的に等しく、かつ、谷限界 $X\% \times I_{LIM246}$ 未満である。さらに、包絡線 258 は、包絡線が実質的に一定であるセクションをもち得、傾き $m1$ 260 で実質的に増加するか、または実質的に減少する。一例において、包絡線は、傾き $-m1$ で実質的に減少する。

【0026】

図 2B は、図 2A の窓 201 におけるスイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とを示す。包絡線 258 が増加しているか、または減少しているとき、コントローラは、一定のオン期間モードで動作中であり得る。電力スイッチがオンに切り替わり、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とが増加する。スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とが増加する速度は、図 1 に示す電力変換装置における入力電圧 V_{IN} と出力電圧 V_O との間の差分に比例する。示される例示的な窓 201 において、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とが電流限界値 I_{LIM244} に達する前に、オン期間閾値 t_{ON_M254} に達する。これは、入力電圧 V_{IN206} の値に部分的に起因する。従って、電力スイッチ 110 のオン期間は、オン期間閾値 t_{ON_M254} に実質的に等しい。

【0027】

スイッチがオフに切り替わると、スイッチ電流 I_{SW234} は、実質的にゼロに等しく、インダクタ電流 I_{L236} が減少し始める。臨界導通モードで動作する電力変換装置とコントローラとの場合、エネルギー伝達素子にエネルギーがないと、電力スイッチがオンに切り替わる。図 2B に示すように、インダクタ電流 I_{L236} がゼロに達すると、電力スイッチがオンに切り替わり、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とが再度、増加し始める。図 2B の場合、オフ期間 T_{OFF261} は、インダクタ電流 I_{L236} が実質的にゼロに達するのにかかる時間長である。インダクタ電流が減少する速度は、出力電圧 V_O の値に部分的に起因する。スイッチング周期 T_{SW257} は、電力スイッチのオン期間 T_{ON} (オン期間閾値 t_{ON_M254} に実質的に等しい) とオフ期間 T_{OFF261} との合計として示される。スイッチング周期 T_{SW257} は、ハーフラインサイクル T_{HL256} よりはるかに短い。同様に、減少する包絡線 258 のうちの複数の部分について、電力スイッチのオン期間は、オン期間閾値 T_{ON_M254} に実質的に等しい。

【0028】

スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とのピーク値の包絡線 258 は、傾き $m1$ 260 で増加するものとして示される。傾き $m1$ 260 の値は、オン期間閾値 T_{ON_M254} に比例する。一例において、オン期間閾値 T_{ON_M254} が増加するにつれて、傾き $m1$ 260 が増加する。上述のとおり、一実施形態において、オン期間閾値 T_{ON_M254} の値は、スイッチ電流 I_{SW234} またはインダクタ電流 I_{L236} のピーク値が電流限界値 I_{LIM244} に実質的に等しい時間長と、谷限界 $X\% \times I_{LIM246}$ 未満である時間長との間の比に応答して変わり得る。例えば、オン期間閾値 T_{ON_M254} は、比が設定値 K より大きい場合に下げられ得、比が設定値 K 未満である場合に上げられる。

【0029】

図 2C は、図 2A の窓 203 における、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とを示す。包絡線 258 が電流限界値 I_{LIM244} に実質的に等しいとき、コントローラは、定電流モードで動作中であり得る。図 2C に示すスイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} との特性は、図 2B に示すスイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} との特性と同様であるが、スイッチ電流 I_{SW234} とインダクタ電流 I_{L236} とは、オン期間閾値 T_{ON_M254} に達する前に電流限界値 I_{LIM244} に達する。従って、オン期間 T_{ON262} は、オン期間閾値 T_{ON_M254} 未満である。これは、入力電圧 V_{IN206} の値に部分的に起因する。入力電圧 V_{IN206} の値が大きい程、オン期間閾値 T_{ON_M254} 前に電流限界値 I_{LIM244} に達す

10

20

30

40

50

る可能性が高い。

【0030】

図3は、スイッチ電流 I_{SW334} と、インダクタ電流 I_{L336} と、限界信号 U_{LIM348} と、谷信号 $U_{VALLEY350}$ との例示的な波形のタイミング図300を示す。さらに図3には、電流限界値 I_{LIM344} と、谷限界 $X\% \times I_{LIM346}$ と、包絡線358と、傾き $m1360$ と、限界セクション T_{LIM349} と、谷セクション T_{VLY351} とを示す。スイッチ電流 I_{SW334} と、インダクタ電流 I_{L336} と、限界信号 U_{LIM348} と、谷信号 $U_{VALLEY350}$ と、電流限界値 I_{LIM344} と、谷限界 $X\% \times I_{LIM346}$ と、包絡線358と、傾き $m1360$ と、限界セクション T_{LIM349} と、谷セクション T_{VLY351} とは、図1と図2Aと図2Bと図2Cと

10

【0031】

限界信号 U_{LIM348} と谷信号 $U_{VALLEY350}$ とは、図1に示す比較器124と比較器122とから出力され得る。上述のとおり、比較器122と比較器124とは、スイッチ電流 I_{SW334} （または、任意選択的にインダクタ電流 I_{L336} ）のピーク値を、谷限界 $X\% \times I_{LIM346}$ と電流限界値 I_{LIM344} と比較する。示される例において、スイッチ電流 I_{SW334} のピーク値（または任意選択的にインダクタ電流 I_{L336} ）が、電流限界値 I_{LIM344} に実質的に等しいとき、限界信号 U_{LIM348} が論理ハイである。限界信号 U_{LIM348} が論理ハイである時間長は、限界セクション T_{LIM349} と呼ばれ得る。または、言い換えると、限界セクション T_{LIM349} は、スイッチ電流 I_{SW334} のピーク値が電流限界値 I_{LIM344} に実質的に等しい時間長であり得る。示される例において、ピークスイッチ電流 I_{SW334} （または任意選択的にインダクタ電流 I_{L336} ）が谷限界 $X\% \times I_{LIM346}$ 未満であるとき、谷信号 $U_{VALLEY350}$ は、論理ハイである。谷信号 $U_{VALLEY350}$ が論理ハイである時間長は、谷セクション T_{VLY351} と呼ばれ得る。または、言い換えると、谷セクション T_{VLY351} はピークスイッチ電流 I_{SW334} が谷限界 $X\% \times I_{LIM346}$ 未満である時間長であり得る。

20

【0032】

傾き $m1360$ は、限界セクション T_{LIM349} と谷セクション T_{VLY351} との間の比に比例し得、傾き $m1360$ は、また、オン期間閾値 T_{ON_M} に比例し得る。従って、オン期間閾値 T_{ON_M} は、限界セクション T_{LIM349} と谷セクション T_{VLY351} との間の比に比例し得る。例示的实施形態は、限界セクション T_{LIM349} と谷セクション T_{VLY351} との間の比を判定し、オン期間閾値 T_{ON_M} を変化させ得る。比が設定値 K より大きい場合、オン期間閾値 T_{ON_M254} が下げられ得、逆も同様であり、限界セクション T_{LIM349} と谷セクション T_{VLY351} との間の比は、設定値に調節され得る。

30

【0033】

図4は、本開示の実施形態に係る、限界セクション T_{LIM} と谷セクション T_{VLY} との間の比に応答してオン期間閾値 T_{ON_M} を判定する、例示的なプロセス400を示すフロー図である。プロセス400において一部またはすべてのプロセスブロックが現れる順序は、限定するものとみなしてはならない。むしろ、本開示の利益を受ける当業者は、いくつかのプロセスブロックが、示されない様々な順序で、また、さらには並列に実施され得ることを理解するはずである。

40

【0034】

プロセスは、ブロック405から始まり、ブロック405において、電流ハーフラインサイクル T_{HL} においてピークスイッチ電流 I_{SW} が電流限界値 I_{LIM} 以上である時間長が判定され、この時間長は、また、限界セクション T_{LIM} と呼ばれる。ブロック410において、電流ハーフラインサイクル T_{HL} におけるピークスイッチ電流 I_{SW} が谷限界 $X\% \times I_{LIM}$ 以下である時間長が判定され、この時間長は、また、谷セクション T_{VLY} と呼ばれる。次のブロック415において、限界セクション T_{LIM} と谷セクション T_{VLY} との間の比に比例してオン期間閾値 T_{ON_M} を判定する。

50

V_{LY} との間の比 (U_R) が判定される。

【0035】

プロセスがブロック420に進み、ブロック420において、比 (U_R) が設定値 $K:1$ より大きいかが判定される。比 (U_R) が設定値 $K:1$ より大きい場合、プロセスがブロック425に進み、次のハーフラインサイクル T_{HL} におけるオン期間閾値 T_{ON_M} が下げられる。オン期間閾値 T_{ON_M} が下げられると、プロセスがブロック405に戻る。

【0036】

しかし、比 (U_R) が設定値 $K:1$ 以下である場合、プロセスがブロック430に進む。ブロック430において、比 (U_R) が設定値 $K:1$ 未満であるかが判定される。比 (U_R) が設定値 $K:1$ 未満である場合、プロセスがブロック435に進み、次のハーフラインサイクル T_{HL} におけるオン期間閾値 T_{ON_M} が上げられる。オン期間閾値 T_{ON_M} が上げられると、プロセスがブロック405に戻る。

【0037】

図5は、比較器522と比較器524と、比判定回路526（カウンタ526として示される）と、オン期間生成器528と、駆動回路530とを含む例示的なコントローラ500を示す。オン期間生成器528は、参照表566とデジタル・アナログ変換器（DAC: digital-to-analog converter）568とを含むものとして示されている。駆動回路530は、オン期間トリガ回路570と、比較器572と比較器574と、ORゲート576と、SRラッチ578と、キャパシタンス582とを含むものとして示されている。さらに、図5に、ドライブ信号 U_{DR} 532と、スイッチ電流検出信号541と、インダクタ検出信号542と、電流限界値 I_{LIM} 544と、谷限界 $X\%I_{LIM}$ 546と、限界信号 U_{LIM} 548と、谷信号 U_{VALLEY} 550と、比信号 U_R 552と、オン期間閾値 U_{TON_M} 554と、ハーフラインサイクル T_{HL} 556と、クロック信号 T_{CLK} と、基準電圧 V_{REF} 580とが図示されている。

【0038】

一例において、コントローラ500は、臨界モードで動作し、エネルギー伝達素子におけるエネルギーが実質的にゼロであるときに、電力スイッチをオンに切り替える。駆動回路530は、インダクタ検出信号542を受信して、インダクタ電流 I_L が実質的にゼロに等しいとき、または、インダクタ電圧 V_L が閾値未満であるとき、エネルギー伝達素子L1におけるエネルギーが実質的にゼロであるかを判定するオン期間トリガ回路570を含むものとして図示される。図示されるように、駆動回路530は、オン期間トリガ回路570の出力を（S入力において）受信して、ドライブ信号 U_{DR} 532を出力するように接続されたラッチ578をさらに含む。動作時、エネルギー伝達素子L1におけるエネルギーが実質的にゼロであるとオン期間トリガ回路570が判定したとき、ラッチ578がセットされ、ドライブ信号 U_{DR} 532が論理ハイ値に遷移して、電力スイッチをオンに切り替える。

【0039】

スイッチ電流検出信号541またはオン期間閾値 U_{TON_M} 554にตอบสนองして、ラッチ578がリセットされて電力スイッチをオフに切り替え得る。駆動回路は、比較器572と比較器574とを含む。比較器572は、スイッチ電流検出信号541（非反転入力において）と、電流限界値 I_{LIM} 544（反転入力において）とを受信するように接続されている。比較器574は、オン期間閾値 U_{TON_M} 554（非反転入力において）と、基準電圧 V_{REF} 580（反転入力において）とを受信するように接続されている。比較器572と比較器574との出力は、ORゲート576の入力に接続されている。ORゲート576の出力は、ラッチ578により（R入力において）受信される。検出されたスイッチ電流 I_{SW} （インダクタ検出信号542またはスイッチ電流検出信号541により提供され得る）が電流限界値 I_{LIM} 544に既に達しているとき、または、電力スイッチのオン期間がオン期間閾値 U_{TON_M} 554に既に達しているとき、駆動回路530が、電力スイッチをオフに切り替える。図5に示す例において、スイッチ電流検出信

10

20

30

40

50

号 5 4 1 により提供される検出されたスイッチ電流 I_{SW} が電流限界値 I_{LIM} 5 4 4 に既に達しているとき、または、オン期間閾値 I_{TON_M} 5 5 4 の電流信号が、基準電圧 V_{REF} 5 8 0 に既に達しているとき、ラッチ 5 7 8 がリセットされる。

【 0 0 4 0 】

図示されるように、駆動回路 5 3 0 は、キャパシタンス 5 8 2 と戻り 5 1 1 とをさらに含む。キャパシタンス 5 8 2 は、比較器 5 7 4 の非反転入力と戻り 5 1 1 とに接続されている。一例において、駆動回路 5 2 0 により受信されるオン期間閾値 I_{TON_M} 5 5 4 は、電流信号であり得る。キャパシタンス 5 8 2 が蓄電する速度は、オン期間閾値 I_{TON_M} 5 5 4 の電流信号の値によって部分的に定まる。値が大きい程、コンデンサ 5 8 2 がより速く蓄電し、キャパシタンス 5 8 2 にかかる電圧がより速く基準電圧 V_{REF} 5 8 0 に達して、ラッチ 5 7 8 がリセットされる。従って、より大きなオン期間閾値 I_{TON_M} 5 5 4 の電流信号の値は、より短い電力スイッチのオン期間閾値をもたらし、逆も同様である。言い換えると、キャパシタンス 5 8 2 にかかる電圧が基準電圧 V_{REF} 5 8 0 に達するのにかかる時間が、実質的にオン期間閾値である。従って、電流信号 5 5 4 の値が、キャパシタンス 5 8 2 にかかる電圧が基準電圧 V_{REF} 5 8 0 に達するのにかかる時間の長さを決定するので、オン期間閾値 I_{TON_M} 5 5 4 の電流信号は、オン期間閾値を表す。基準電圧 V_{REF} 5 8 0 に達するキャパシタンス 5 8 2 にかかる電圧は、オン期間閾値 I_{TON_M} に既に達していることを示し、比較器 5 7 4 の出力が実質的に論理ハイであり、これが、ラッチ 5 7 8 をリセットし、電力スイッチをオフに切り替える。

【 0 0 4 1 】

オン期間閾値 I_{TON_M} 5 5 4 の電流信号の値（及び、それ自体がオン期間閾値である）は、限界セクションと谷セクションとの間の比を比較することにより判定され得る。コントローラ 5 2 0 は、比較器 5 2 2 と比較器 5 2 4 と、限界対谷比判定ブロック 5 2 6 とをさらに含む。比較器 5 2 2 と比較器 5 2 4 とは、スイッチ電流検出信号 5 4 1 を（それぞれ、反転入力と非反転入力とにおいて）受信するように接続されている。しかし、インダクタ検出信号 5 4 2 がスイッチ電流 I_{SW} 1 3 4 も表し得ることと、比較器 5 2 2 と比較器 5 2 4 とが、インダクタ検出信号 5 4 2 を受信し得ることが理解されるべきである。上記と同様に、比較器 5 2 2 と比較器 5 2 4 とは、それぞれ、非反転入力と反転入力とにおいて、谷限界 $X\% I_{LIM}$ 5 4 6 と電流限界値 I_{LIM} 5 4 4 とを受信する。比較器 5 2 2 の出力は、谷信号 U_{VALLEY} 5 5 0 と呼ばれ得、ピークスイッチ電流 I_{SW} が谷限界 $X\% I_{LIM}$ 5 4 6 未満である時間長を表す。比較器 5 2 4 の出力は、限界信号 U_{LIM} 5 4 8 と呼ばれ得、ピークスイッチ電流 I_{SW} が電流限界値 I_{LIM} 5 4 4 に達する時間長を表し得る。

【 0 0 4 2 】

図 5 に示す限界対谷比判定ブロック 5 2 6 は、M ビットカウンタ 5 2 6 として例示され得る。カウンタ 5 2 6 は、ビット BM、BM - 1、... B 2、B 1 として例示された内部カウントをもち、BM が最上位ビット（MSB：most significant bit）であり、B 1 が最下位ビット（LSB：least significant bit）である。示される例において、カウンタ 5 2 6 は、谷信号 U_{VALLEY} 5 5 0 をそのアップ入力（U）において受信し、限界信号 U_{LIM} 5 4 8 をそのダウン入力（D）において受信する。カウンタ 5 2 6 は、論理ハイ値がそのダウン入力（D）において受信されたとき、その内部カウントをデクリメントし、そのアップ入力（U）において論理ハイ値が受信されたとき、その内部カウントをインクリメントする。言い換えると、カウンタ 5 2 6 は、谷信号 U_{VALLEY} 5 5 0 が論理ハイであるとき、その内部カウントをインクリメントし、限界信号 U_{LIM} 5 4 8 が論理ハイであるとき、その内部カウントをデクリメントする。一例において、カウンタ 5 2 6 の内部カウントは、カウンタ 5 2 6 の総値の半分にプリセット／リセットする。例示的な 8 ビットカウンタの場合、1 つのカウントアップまたはカウントダウンが、8 ビットカウンタの MSB をトグルするように、カウンタが 1 2 8 にプリセット／リセットされる。

【 0 0 4 3 】

10

20

30

40

50

カウンタ 526 がその内部値に対してインクリメントとデクリメントとを行う速度は、そのクロック入力において受信されたクロック信号 564 により制御される。クロック信号 564 は、論理ハイ値まで増加して論理ロー値まで急速に低下するパルス波形をもち得る。前エッジ間の時間は、クロック信号 564 の周波数であり得る。示される例において、クロック信号 564 は、クロック周波数 f_{CLK} と分数クロック周波数 f_{CLK}/K との 2 つの周波数をもち得る。周波数が実質的にクロック周波数 f_{CLK} であるとき、前エッジ間の時間は、クロック周期 T_{CLK} である。周波数が実質的に分数クロック周波数 f_{CLK}/K であるとき、前エッジ間の時間は、クロック周期の倍数 $K \times T_{CLK}$ である。K の値は、実質的に、限界信号 $U_{LIM} 548$ と谷信号 $U_{VALLEY} 550$ との間の所望の比であり得る。

10

【0044】

一例において、谷信号 $U_{VALLEY} 550$ が論理ハイであるとき、クロック信号 564 の周波数が実質的にクロック周波数 f_{CLK} であり、限界信号 $U_{LIM} 548$ が論理ハイであるとき、クロック信号 564 の周波数が実質的に分数クロック周波数 f_{CLK}/K である。従って、カウンタ 526 がインクリメントする速度は、カウンタ 526 がデクリメントする速度より K 倍速い。カウンタ 526 は、カウンタのリセット入力において受信されたハーフラインサイクル $T_{HL}/f_{HL} 556$ の終わりにリセットする。MSB BM は、カウンタ 526 から比信号 $U_R 552$ として出力される。限界信号 $U_{LIM} 548$ と谷信号 $U_{VALLEY} 550$ との間の比が、比 K より大きい（従って、カウンタ 526 がカウントアップを上回ってカウントダウンした）場合、ビット BM（すな

20

【0045】

スイッチオン期間生成器 528 は、参照表 566 と DAC 568 とを含むものとして図示される。スイッチオン期間生成器 528 は、受信された比信号 $U_R 552$ に応答して、オン期間閾値を増加または減少させ得る。示される例において、参照表 566 は、オン期間閾値に対する値を記憶し得る。記憶された値の各々は、参照表 566 のアドレス（または状態）に関連（または対応）する。比信号 $U_R 552$ は、参照表 566 のアップデート入力において受信され得る。参照表 566 が入っているアドレス（または状態）は、比信号 $U_R 552$ によりアップデートされ得る。一例において、比信号 $U_R 552$ の論理ハイ値（限界信号 $U_{LIM} 548$ と谷信号 $U_{VALLEY} 550$ との間の比が比 K 未満であることを示す）は、参照表 566 が状態を増加させ、従って、オン期間閾値に対する値をインクリメントするようにトリガし得る。比信号 $U_R 552$ の論理ロー値（限界信号 $U_{LIM} 548$ と谷信号 $U_{VALLEY} 550$ との間の比が比 K より大きいことを示す）は、参照表 566 が状態を減少させ、従って、オン期間閾値に対する値を減少するようにトリガし得る。オン期間閾値のデジタル表現は、DAC 568 に信号 U_{DTON} として出力される。

30

40

【0046】

示される図において、DAC 568 は、信号 U_{DTON} を受信して、オン期間閾値を表す電流信号 $I_{TON_M} 554$ を出力する。示される例において、より大きなオン期間閾値 $I_{TON_M} 554$ の電流信号の値は、より短い電力スイッチのオン期間閾値をもたらす、逆も同様である。言い換えると、キャパシタンス 582 にかかる電圧が基準電圧 $V_{REF} 580$ に達するのにかかる時間が、実質的にオン期間閾値である。従って、電流信号 554 の値が、キャパシタンス 582 にかかる電圧が基準電圧 $V_{REF} 580$ に達するのにかかる時間の長さを決定するので、オン期間閾値 $I_{TON_M} 554$ の電流信号が、オ

50

ン期間閾値を表す。キャパシタンス 582 にかかる電圧が基準電圧 V_{REF} 580 に達したことは、オン期間閾値 T_{ON_M} に既に達していることを示し、比較器 574 の出力が実質的に論理ハイであり、これがラッチ 578 をリセットし、電力スイッチをオフに切り替える。

【0047】

図 6 は、図 5 に示す参照表 566 の一例であり得る例示的な参照表 685 を示す。アドレス 0 において、オン期間閾値の値は、 $U_{TON_M}(0)$ と表され得る。アドレス 1 において、オン期間閾値の値は、前のアドレス（アドレス 0）におけるオン期間閾値の値と、前のアドレスにおけるオン期間閾値の値の割合（ $Z\%$ ）との合計であり得、言い換えると： $U_{TON_M}(1) = U_{TON_M}(0) + Z\% U_{TON_M}(0)$ である。一例において、割合 Z は、2 と実質的に等しい値であり得る。アドレスの増加の各々において、現在のアドレスに関連したオン期間閾値の値は、前のアドレスにおけるオン期間閾値の値と、前のアドレスにおけるオン期間閾値の値の割合（ $Z\%$ ）との合計であり得、すなわち： $U_{TON_M}(n) = U_{TON_M}(n-1) + Z\% U_{TON_M}(n)$ である。従って、一例において状態間の変化は、一定でないものであり得る。他の例において、状態間の変化は、一定であり得る。

【0048】

図 7A は、例示的な参照アドレス表の様々な状態におけるオン期間閾値の例示的な波形を示すグラフ 700 である。図示されるように、オン期間閾値 754 は、アドレス / 状態が増加するにつれて増加する。加えて、オン期間閾値 754 に関して示される波形は、非直線状である。図 7B は、電力変換装置により受信されるピーク入力電圧 V_{IN_PEAK} 706 と共に、オン期間閾値 754 がどのように変化し得るかを示すグラフ 701 を示す。ピーク入力電圧 V_{IN_PEAK} 706 が増加するにつれて、コントローラーによって定まるオン期間閾値 754 は、減少し得る。

【0049】

本発明に関して示す例についての上記の説明は、要約で説明している事項を含め、網羅的であることも、開示されている形態そのものに限定することも意図していない。本発明の特定の実施形態及び例は、本明細書において例示を目的として説明しているが、本発明のより広い趣旨および範囲から逸脱することなく様々な同等な変更が可能である。実際、説明のために具体的で例示的な電圧、電流、周波数、出力範囲値、時間などを提示していることと、本発明の教示に従った他の実施形態及び実施例において他の値も使用し得ることとが理解される。

【0050】

これまでに説明したプロセスは、コンピュータソフトウェアとハードウェアとの観点で説明している。説明した技術は、機械により実行されたときに、説明した動作を機械に実施させる、有形または非一時的な機械（例えば、コンピュータ）で読み取り可能な記憶媒体内に具現化された、機械で実行可能な命令を構成し得る。さらに、プロセスは、例えば、特定用途向け集積回路（「ASIC」：application specific integrated circuit）その他のハードウェア内で具現化され得る。

【0051】

有形かつ非一時的な機械読み取り可能記憶媒体は、機械（例えば、コンピュータ、ネットワーク装置、携帯情報端末、製造工具、1つ以上のプロセッサの集合を含むあらゆる装置など）によりアクセス可能な形態で情報を提供（すなわち、記憶）するあらゆる仕組みを含む。例えば、機械読み取り可能記憶媒体は、書き込み可能 / 書き込み不能媒体（例えば、読み取り専用メモリ（ROM：read only memory）、ランダムアクセスメモリ（RAM：random access memory）、磁気ディスク記憶媒体、光記憶媒体、フラッシュメモリデバイスなど）を含む。

【0052】

示される本発明の実施形態の上記の説明は、要約で説明している事項を含め、網羅的であることも、本発明を開示している形態そのものに限定することも意図していない。本発

10

20

30

40

50

明の特定の実施形態及び例は、本明細書において例示を目的として説明しているが、当業者が認識すると考えられる、本発明の範囲内での様々な変形が可能である。

【 0 0 5 3 】

前述の詳細な説明を考慮して、本発明にこれらの変更がなされ得る。後述の請求項で使用する用語は、本発明を明細書に開示している特定の実施形態に限定するように解釈してはならない。むしろ、本発明の範囲は、後述の請求項により完全に定義するべきであり、確立された請求項の解釈の原則に従って解釈するべきである。

【 図 1 】

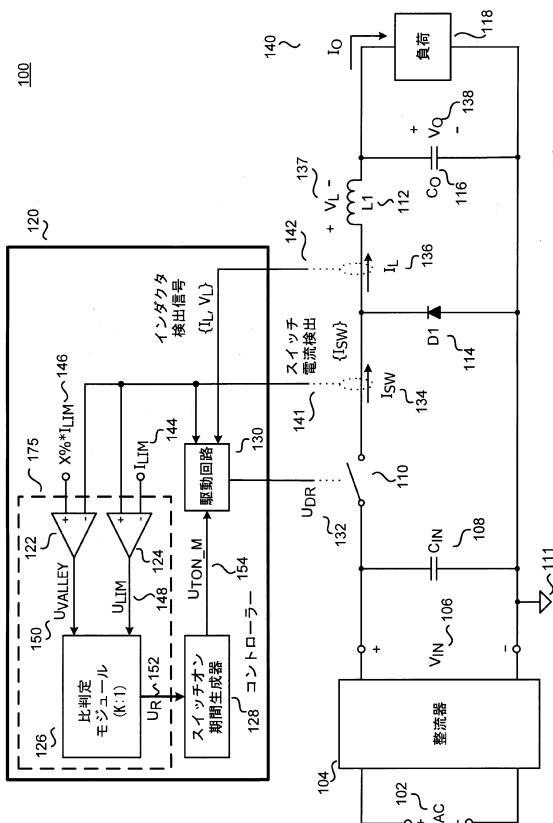


FIG. 1

【 図 2 】

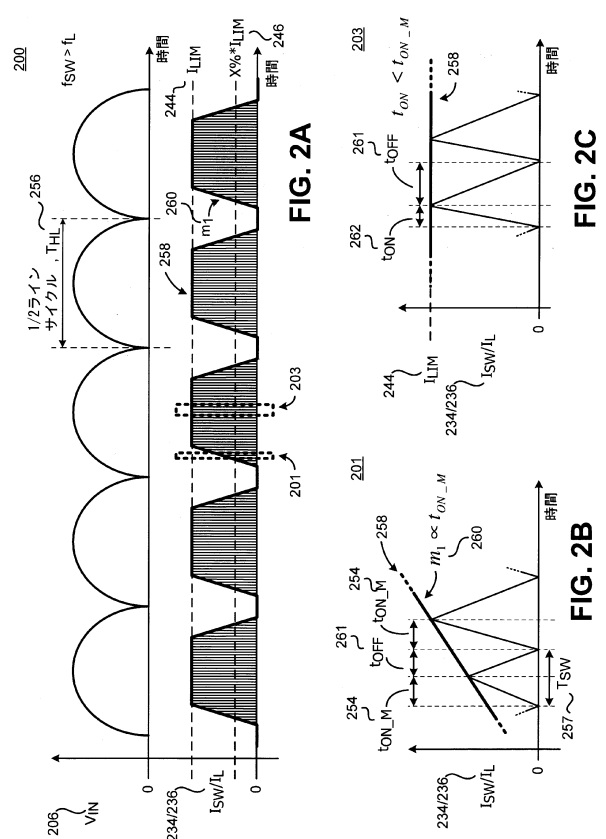


FIG. 2A

FIG. 2C

FIG. 2B

【図 3】

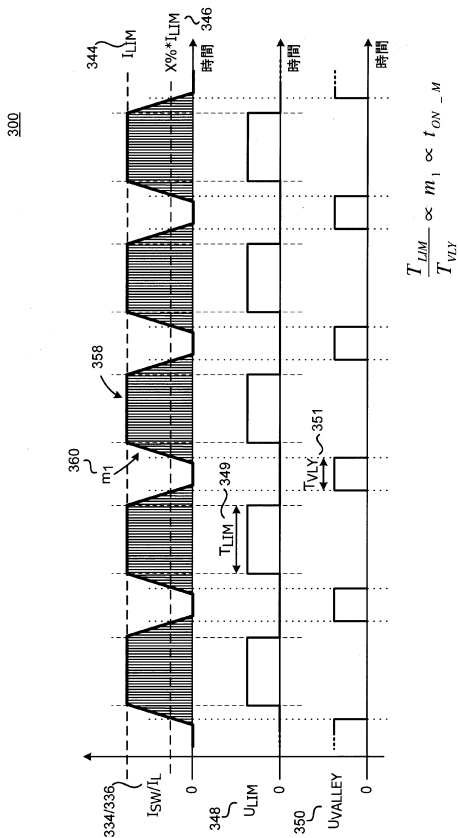


FIG. 3

【図 4】

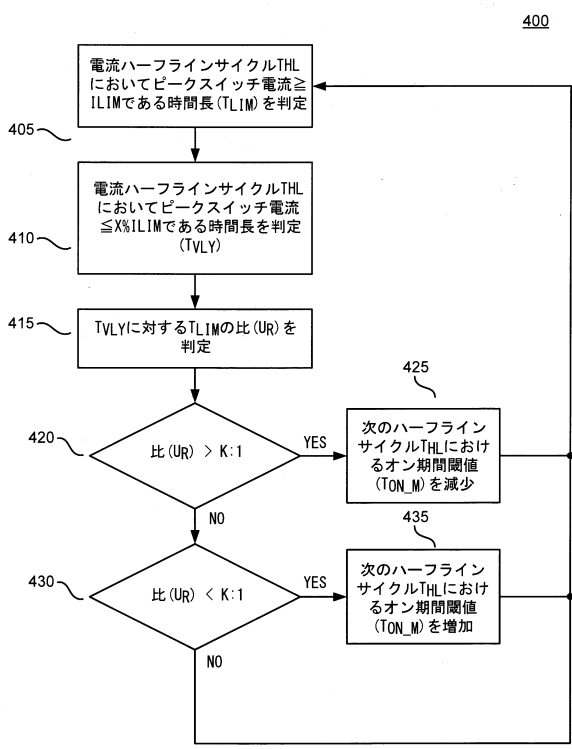


FIG. 4

【図 5】

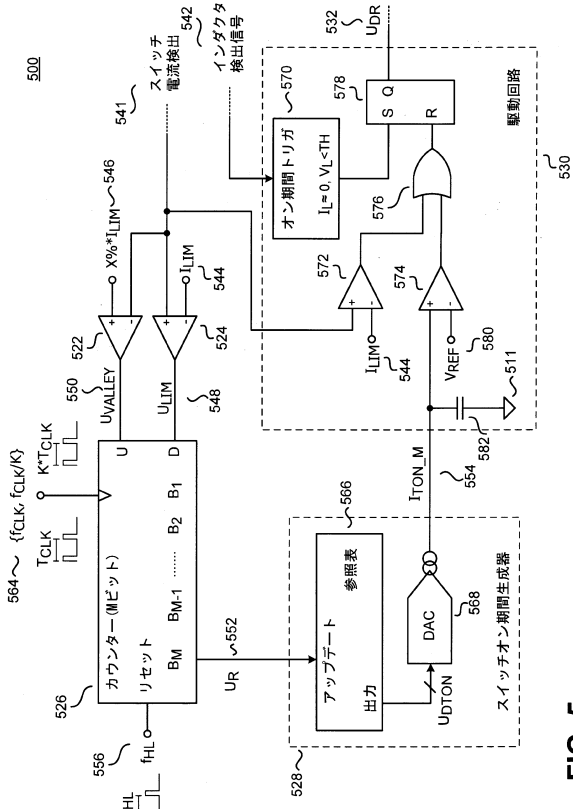


FIG. 5

【図 6】

参照表アドレス	オン期間閾値、 U_{TON_M}
0	$U_{TON_M(0)}$
1	$U_{TON_M(1)} = U_{TON_M(0)} + Z\%U_{TON_M(0)}$
2	$U_{TON_M(2)} = U_{TON_M(1)} + Z\%U_{TON_M(1)}$
...	
n	$U_{TON_M(n)} = U_{TON_M(n-1)} + Z\%U_{TON_M(n-1)}$
n+1	$U_{TON_M(n+1)} = U_{TON_M(n)} + Z\%U_{TON_M(n)}$

FIG. 6

【図 7】

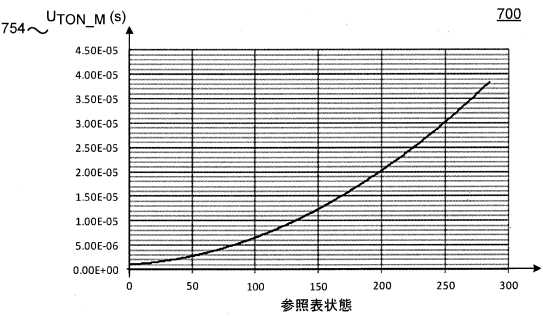


FIG. 7A

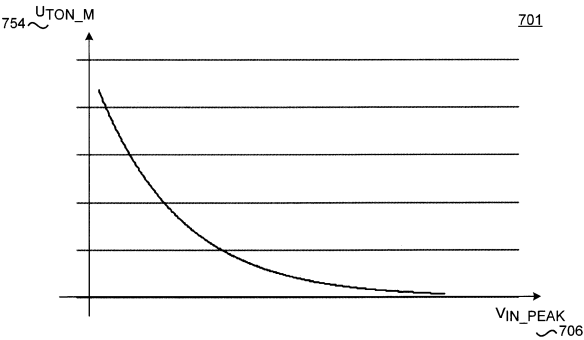


FIG. 7B

フロントページの続き

(72)発明者 スンダララジ スンダレサン

アメリカ合衆国 9 4 5 8 7 カリフォルニア州 ユニオン シティ、ヘリテージ ウェイ 2 4
0 4

審査官 柳下 勝幸

(56)参考文献 特開2 0 1 4 - 0 2 3 4 2 8 (J P , A)

特開平0 6 - 0 9 8 5 3 6 (J P , A)

特開2 0 1 4 - 1 7 6 1 6 9 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 2 M 3 / 0 0 - 3 / 4 4