

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6053759号
(P6053759)

(45) 発行日 平成28年12月27日(2016.12.27)

(24) 登録日 平成28年12月9日(2016.12.9)

(51) Int.Cl.	F 1
HO2M 3/00 (2006.01)	HO2M 3/00 H
HO2M 3/28 (2006.01)	HO2M 3/28 L
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M 3/155 L

請求項の数 18 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2014-508175 (P2014-508175)
(86) (22) 出願日	平成24年4月30日 (2012.4.30)
(65) 公表番号	特表2014-515252 (P2014-515252A)
(43) 公表日	平成26年6月26日 (2014.6.26)
(86) 国際出願番号	PCT/US2012/035751
(87) 国際公開番号	W02012/149518
(87) 国際公開日	平成24年11月1日 (2012.11.1)
審査請求日	平成27年4月22日 (2015.4.22)
(31) 優先権主張番号	13/096,766
(32) 優先日	平成23年4月28日 (2011.4.28)
(33) 優先権主張国	米国(US)

(73) 特許権者	390020248 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社 東京都新宿区西新宿六丁目24番1号
(73) 特許権者	507107291 テキサス インスツルメンツ インコーポ レイテッド アメリカ合衆国 テキサス州 75265 -5474 ダラス メイル ステイショ ン 3999 ピーオーボックス 655 474
(74) 上記1名の代理人	100098497 弁理士 片寄 恒三

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電力変換システム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電力コンバータシステムであって、
入力電圧を出力電圧に変換するように構成されるコンバータであって、アクティベーション信号に応答してインダクタを介して電流を提供するように制御されるスイッチを含む、前記コンバータと、

連続導通モードと非連続導通モードとの間の境界で動作する遷移モードコントローラであって、前記スイッチを介する電流から得られるチャージの測定値と前記インダクタを介する電流とに基づいて前記アクティベーション信号を提供するように構成される、前記遷移モードコントローラと、

を含み、

前記遷移モードコントローラが、

入力から吸収されるチャージの測定値を得るために前記スイッチを介する電流を積分するように構成される積分器であって、サイクル毎に吸収されるチャージがリファレンスに関連する、前記積分器と、

前記チャージの測定値が所定のチャージリファレンスより大きいことに応答して前記スイッチをディアクティベートするように構成されるスイッチングロジックと、
を含み、

前記スイッチングロジックが、前記インダクタを介する電流の大きさがほぼゼロであるか又は前記インダクタにおける磁気フラックスがほぼゼロであることに応答して前記スイ

ツチをアクティベートするように更に構成され、
前記コンバータが自励発振する、システム。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のシステムであって、
 前記スイッチングロジックが、
 前記インダクタを介する電流又は前記インダクタにおけるフラックスに対してゼロ交差
 状態を検出するように構成される第 1 のコンバレータと、
 前記チャージの測定値を前記所定のチャージリファレンスと比較するように構成される
 チャージコンバレータと、
 前記ゼロ交差状態を検出することに応答して前記スイッチをアクティベートするように 10
 及びチャージの前記測定値が前記所定のチャージリファレンスより大きいことに応答し
 て前記スイッチをディアクティベートするように構成されるラッチと、
 を含む、システム。

【請求項 3】

請求項 2 に記載のシステムであって、
 前記所定のチャージリファレンスが可変リファレンスを含む、システム。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のシステムであって、
 前記積分器が、
 前記スイッチを介する電流の流れに応答して充電されるように構成されるキャパシタと 20
 、
 次の制御サイクルのために前記積分器をリセットするために、前記スイッチのディアク
 ティベーションと実質的に同時に前記キャパシタを放電するようにアクティブにされるリ
 セットスイッチと、
 を含む、システム。

【請求項 5】

請求項 1 に記載のシステムであって、
 前記コンバータが、変圧器を含むフライバックコンバータとして構成され、前記インダ
 クタが、前記変圧器に関連付けられる 1 次インダクタンスとして構成される、システム。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のシステムであって、
 前記コンバータがバックコンバータとして構成される、システム。

【請求項 7】

請求項 1 に記載のシステムであって、
 前記コンバータがブーストコンバータとして構成される、システム。

【請求項 8】

出力電圧をレギュレートするための方法であって、前記方法が、
 コンバータのインダクタを介して流れる電流の大きさを監視することと、
 前記インダクタを介する電流の大きさがほぼゼロであることに応答して前記電流の大 40
 きさを増大させるために、連続導通モードと非連続導通モードとの間の境界で動作する遷移
 モードコントローラでスイッチをアクティベートすることと、

前記スイッチのアクティベーションの間に入力電圧から吸収される電荷の測定値を得る
 ために前記スイッチを介する電流を積分することであって、サイクル毎に吸収される電荷
 がリファレンスに関連する、前記積分することと、

前記電荷の測定値がチャージリファレンスより大きいことに応答して前記スイッチをデ
 ィアクティベートすることと、
 を含み、

前記コンバータが自励発振する、方法。

【請求項 9】

請求項 8 に記載の方法であって、

10

20

30

40

50

前記電流を積分することが、前記スイッチを介して流れる電流に応答してキャパシタを充電することを含み、

前記方法が、吸収される前記電荷が前記チャージリファレンスを超えるか否かを判定するために、前記キャパシタの電圧を前記チャージリファレンスを表す電圧と比較することを更に含む、方法。

【請求項 1 0】

請求項 9 に記載の方法であって、

前記積分をリセットするために、前記スイッチをディアクティベートすることと実質的に同時に前記キャパシタを放電することを更に含む、方法。

【請求項 1 1】

10

請求項 9 に記載の方法であって、

前記スイッチがディアクティベートされるように、吸収される前記電荷が前記チャージリファレンスを超えることに基づいてラッチをリセットすることを更に含む、方法。

【請求項 1 2】

請求項 8 に記載の方法であって、

前記インダクタを介して流れる電流の大きさを監視することが、前記インダクタを介する電流に対してゼロクロス状態を判定するために前記インダクタの巻線に現れる電圧の大きさをリファレンスと比較することを含む、方法。

【請求項 1 3】

20

請求項 1 2 に記載の方法であって、

前記スイッチをアクティベートすることが、前記インダクタを介する電流に対して前記ゼロクロス状態を示すために前記電圧の大きさがゼロにほぼ等しいことに基づいて前記スイッチをアクティベートするようにラッチを設定することに応答して生じる、方法。

【請求項 1 4】

請求項 8 に記載の方法であって、

前記電流の大きさを監視することが、フライバックスイッチングコンバータにおける変圧器の 1 次インダクタンスを介して流れる電流の大きさを監視することを含む、方法。

【請求項 1 5】

30

電力コンバータシステムであって、

インダクタを介して電流を提供するためにスイッチのアクティベーションとディアクティベーションとに基づいて出力電圧を生成するように構成されるスイッチングコンバータと、

連続導通モードと非連続導通モードとの間の境界で動作する遷移モードコントローラと、

を含み、

前記遷移モードコントローラが、

前記コンバータの入力電圧から吸収される電荷の測定値を提供するために前記スイッチを介する電流の表示を積分するように構成される積分器であって、サイクル毎に吸収される電荷がリファレンスに関連する、前記積分器と、

前記インダクタを介する電流のゼロ交差状態に応答して前記スイッチをアクティベートするように、前記電荷の測定値が所定のチャージリファレンスを超えることに応答して前記スイッチをディアクティベートするように構成されるスイッチングロジックと、

を含み、

前記コンバータが自励発振する、システム。

【請求項 1 6】

40

請求項 1 5 に記載のシステムであって、

前記スイッチングロジックが、

前記インダクタを介する電流又は前記インダクタにおけるフラックスに関連付けられるゼロ交差状態を監視するように構成される第 1 のコンパレータと、

前記電荷の測定値を前記所定のチャージリファレンスと比較するように構成されるチャ

50

ージコンパレータと、

前記ゼロ交差状態に応答して前記スイッチをアクティベートするように、及び前記電荷の測定値が前記所定のチャージリファレンスより大きいことに応答して前記スイッチをディアクティベートするように構成されるラッチと、

を含む、システム。

【請求項 17】

請求項 15 に記載のシステムであって、

前記積分器が、

前記スイッチを介する電流に応答して充電されるように構成されるキャパシタと、

前記積分器をリセットするために前記スイッチの非活性化と実質的に同時に前記キャパシタを放電するように活性化されるリセットスイッチと、

を含む、システム。

【請求項 18】

請求項 15 に記載のシステムであって、

前記スイッチングコンバータが、変圧器を含むフライバックコンバータとして構成され、前記インダクタが前記変圧器に関連する 1 次インダクタンスとして構成される、システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

20

本願は概して、遷移モードチャージ制御を用いる電力変換システム及び方法に関連する。

【背景技術】

【0002】

電気エネルギーを、1つの形式又は他のもの、例えば、AC から DC、DC から AC、及び DC から DC など、に変換するために種々のタイプの電力コンバータトポロジーが存在する。一層高められた効率で動作するため電力変換回路要素に対しますます増大する需要がある。電力コンバータは、電源においてレギュレートされた出力を提供するための効率的なメカニズムとして実装されてきている。一例として、スイッチングレギュレータ（スイッチモード電力供給としても知られている）は、インダクタに結合される 1 つ又は複数のスイッチのオン及びオフデューティーサイクルを制御することにより負荷に対する電力の流れを制御することができる。

30

【発明の概要】

【0003】

1 つの実施例は電力変換システムを含む。このシステムは、入力電圧を出力電圧に変換するように構成されるコンバータを含み、コンバータは、アクティベーション信号に応答してインダクタを介して電流を提供するように制御される少なくとも 1 つのスイッチを含む。遷移モードコントローラが、スイッチを介する電流から得られるチャージの測定値に基づいて及びインダクタを介する電流に基づいて、アクティベーション信号を提供するように構成される。

40

【0004】

別の実施例が、出力電圧をレギュレートするための方法を含む。この方法は、コンバータのインダクタを介して流れる電流の大きさを監視することを含む。インダクタを介する電流の大きさがほぼセロであることに応答して電流の大きさを増大させるためスイッチがアクティベートされる。スイッチのアクティベーションの間入力電圧から吸収された電荷の測定値を得るため、スイッチを介する電流の表示が積分される。このスイッチは、電荷の測定値がチャージリファレンスより大きいことに応答してディアクティベートされる。

【0005】

別の実施例は電力コンバータシステムを含む。このシステムは、インダクタを介して電流を提供するためスイッチのアクティベーション及びディアクティベーションに基づいて

50

出力電圧を生成するように構成されるスイッチングコンバータを含む。遷移モードコントローラが、コンバータの入力電圧から吸収された電荷の測定値を提供するためスイッチを介する電流の表示を積分するように構成される積分器を含む。この遷移モードコントローラは更に、インダクタを介する電流のゼロ交差状態に応答してスイッチをアクティベートするように、及び電荷の測定値がチャージリファレンスを超えることに応答してスイッチをディアクティベートするように構成されるスイッチングロジックを含み得る。

【図面の簡単な説明】

【0006】

【図1】図1は、例示の電力コンバータシステムを図示する。

【0007】

【図2】図2は、例示の遷移モードコントローラを図示する。

【0008】

【図3】図3は、例示の電力コンバータを図示する。

【0009】

【図4】図4は、別の例の電力コンバータを図示する。

【0010】

【図5】図5は、更に別の例の電力コンバータを図示する。

【0011】

【図6】図6は、出力電圧をレギュレートするための例示の方法を図示する。

【発明を実施するための形態】

【0012】

本願は、概して電力コンバータの遷移モードチャージ制御に関連する。電力変換システムは、コンバータ及び遷移モードコントローラを含み得る。コンバータは、(例えば、インダクタを介して)電流フローを提供するため少なくとも1つのスイッチをアクティベートすること及びディアクティベートすることに基づいて出力電圧及び/又は出力電流を生成するように構成される。一例として、コンバータは、フライバックコンバータ、ブーストコンバータ、バックコンバータ、又は種々のその他の種類のコンバータトポロジーのうち任意のものとして構成され得る(例えば、このシステムはトポロジー非依存性(agnostic)であると考えることができる)。

【0013】

遷移モードコントローラは、コンバータの入力電流の時間積分に対応する電荷に基づいてスイッチングコンバータのスイッチを制御するように構成され得る。例えば、スイッチをアクティベートすると、遷移モードコントローラは、電荷の表示を提供するためコンバータにより吸収される入力電流を表す信号を積分することができる。電荷は、その電荷が所定のチャージ大きさより大きいと、検出された電流がそれを介して流れる少なくとも1つのスイッチをオフにするためラッチがリセットされ得るように、所定のチャージリファレンスと比較され得る。そのため、スイッチがディアクティベートされることに応答して、検出された電流がオフにされ得る。遷移モードコントローラは、フラックスのゼロ交差を検出するためなど、コンバータのインダクタのコアにおける磁気フラックスの大きさを監視することができる。ゼロ交差を検出することに応答して、遷移モードコントローラは、スイッチをアクティベートするようにラッチを設定することができ、それにより、インダクタを介する電流フローをリスタートさせることができる。スイッチ及び電流フローのこの制御は、コンバータをヒステリシス制御の形式として変調するよう動作し得る。従って、チャージリファレンスを調節することにより遷移モードコントローラは、出力電圧を効率的にレギュレートするためインダクタを介する電流を制御することができる。

【0014】

図1は、例示の電力コンバータシステム10のブロック図を示す。電力変換システム10は、入力電圧 V_{IN} に基づいて出力電圧 V_{OUT} をレギュレートするように構成される。電力変換システム10は、ポータブル電子デバイス(例えば、ワイヤレス通信デバイス及び/又はポータブルコンピュータデバイス)においてなど、種々の用途において実装さ

10

20

30

40

50

れ得る。

【0015】

システム10はコンバータ12を含む。コンバータ12は、少なくとも1つのスイッチ14をアクティベートすること及びディアクティベートすること(例えば、変調すること)を制御することにより出力電圧 V_{OUT} の大きさをレギュレートするための種々のスイッチングコンバータトポロジーのうち任意のものとして構成され得る。一例として、少なくとも1つのスイッチ14は、入力電圧 V_{IN} に基づいて電流を提供するためインダクタ16に(直接的に又は他の回路要素を介して間接的に)結合される電界効果トランジスタであり得る。このような電流は、コンバータ12のインダクタ16を介して流れることができる。インダクタ16を介する電流を制御することにより、コンバータは出力電圧 V_{OUT} をレギュレートすることができる。この例では、電流は、遷移モードコントローラ18により実装される遷移モードチャージ制御を介して制御される。この制御アルゴリズムは、種々のスイッチングコンバータトポロジーに適用し得る。

【0016】

一例として、スイッチングコンバータ12は、インダクタ16が変圧器の1次インダクタンスであるように、フライバックコンバータとして構成され得る。別の例として、スイッチングコンバータ12はブーストコンバータとして構成され得る。更に別の例として、スイッチングコンバータ12はバックコンバータとして構成され得る。

【0017】

遷移モードコントローラ18は、出力電圧 V_{OUT} をレギュレートするためスイッチ14のアクティベーション及びディアクティベーションを制御するためアクティベーション信号ACTを生成することによるなど、少なくとも1つのスイッチ14を変調するように構成される。図1の例において、コンバータ12は、遷移モードコントローラ18に、インダクタ16における電流に等しいか又は比例する電流 I_{SW} 、及びゼロを交差するインダクタ16における磁気フラックスに関連付けられる電流ゼロ交差信号 $0X$ を提供する。一例として、電流 I_{SW} は、スイッチ14(例えば、1つ又は複数のスイッチ)を介する電流に対応し得る。電流ゼロ交差信号 $0X$ は、インダクタ16を介する電流に対応し得るか又はインダクタ16を介する電流に関連し得る。例えば、電流ゼロ交差信号 $0X$ は、インダクタ16の電圧が反転するとき電流ゼロ交差信号 $0X$ が生成されるように、インダクタ16に又はインダクタ16に結合される巻線に現れる電圧から得られ得る。遷移モードコントローラ18は、電流 I_{SW} 及び電流ゼロ交差信号 $0X$ に応答して少なくとも1つのスイッチ14のアクティベーション及びディアクティベーションを制御するためアクティベーション信号ACTを提供することができる。

【0018】

遷移モードコントローラ18は、電流 I_{SW} に関連付けられる電荷に対応する出力を提供するため時間に關して電流 I_{SW} を積分するように構成される積分器20を含む。一例として、積分器20は、検出された電流 I_{SW} に応答して充電するように構成されるキャパシタを含み得る。遷移モードコントローラ18は、従って、スイッチ14を変調するように、電流ゼロ交差信号 $0X$ 及び積分器20における電荷に基づいてアクティベーション信号ACTを提供するように構成されるスイッチングロジック22を更に含む。

【0019】

一例として、スイッチングロジック22は、 $0X$ に基づいてインダクタ16における磁気フラックスのゼロ交差を検出することに応答してインダクタを介する電流フロー16を提供するため少なくとも1つのスイッチ14をアクティベートするためアクティベーション信号ACTの状態を制御することができる。磁気フラックスがゼロを交差するときのスイッチ14のアクティベーションは、コンバータ12の遷移モードオペレーション、即ち、連続導通モードと不連続導通モードとの間の境界におけるオペレーション、をもたらす。別の例として、スイッチングロジック22は、電荷が所定のチャージリファレンスより大きいことに応答して入力ソース V_{IN} からの電流フローを中止するために、少なくとも1つのスイッチ14をディアクティベートするためアクティベーション信号ACTの状態

10

20

30

40

50

を切り替えることができ、所定のチャージリファレンスは固定としてもよく可変であってもよい。このようにして、遷移モードコントローラ 18 は、インダクタ 16 を介する電流フローに関連付けられるチャージに基づいて出力電圧 V_{OUT} をレギュレートすることができる。

【0020】

図 2 は、或る側面に従って、例示の遷移モードコントローラ 50 を図示する。コントローラ 50 は、図 1 の例における遷移モードコントローラ 18 に対応し得る。従って、図 2 の例の下記の説明における付加的な文脈のために図 1 の例を参照することができる。

【0021】

コントローラ 50 は、積分器 52 及びスイッチングロジック 54 を含み、これらはそれぞれ、図 1 の例における積分器 20 及びスイッチングロジック 22 に対応し得る。図 2 の例において、積分器 52 はスイッチ 56 内の電流を積分するように構成される。電流センサ 58 がスイッチ電流 I_{SW} に等しい又は比例する出力を提供するように構成される。電流センサ 58 は、電流 I_{SW} に等しい又は比例する電流 I_{CHG} をそらすための種々の回路構成要素（例えば、比例電流生成器）のうち任意のものを含むように構成され得る。例えば、電流センサ 58 は、電流 I_{SW} より小さくそれに比例する電流 I_{CHG} が接地へ流れることからそらすため 1 より小さい利得を有し得る。電流 I_{CHG} は、ダイオード D_1 を介して積分器 52 に入力として供給される。積分器 52 は、スイッチ 56 の導通を介して入力電圧 V_{IN} から吸収されたチャージに比例するチャージ信号 Q_{CHG} に対応するキャパシタ C_1 における電圧を生成するため（スイッチ 56 の導通の間）電流 I_{CHG} を積分するように構成されるキャパシタ C_1 を含み得る。例えば、ノード 60 におけるチャージ信号 Q_{CHG} は、電流 I_{SW} の導通に起因して吸収されるチャージに比例する大きさを有する電圧であり得る。電荷 Q_{CHG} の大きさは、電流がスイッチ 56 に流れ続ける限り電流 I_{SW} として時間にわたって増大する。

【0022】

スイッチングロジック 54 は、非反転入力においてチャージ信号 Q_{CHG} を受け取り、反転入力においてチャージリファレンス Q_{REF} を受け取るチャージコンパレータ 62 を含む。本明細書に記載するように、チャージリファレンス Q_{REF} は、コンバータの所望のオペレーションに応じて、固定の所定のリファレンスであってもよく可変であってもよい。チャージコンパレータ 62 は、チャージリファレンス Q_{REF} に関するチャージ信号 Q_{CHG} を比較することに基づいて SR ラッチ 64 のリセット入力に出力 CMP_1 を提供する。SR ラッチ 64 は、その Q 出力においてアクティベーション信号 ACT を提供する。従って、チャージコンパレータ 62 は、電荷 Q_{CHG} の大きさがチャージリファレンス Q_{REF} より大きいことに応答してその出力において論理低（即ち、ロジック 0）を提供する。つまり、SR ラッチ 64 は、スイッチ電流 I_{SW} を中止するように、チャージ Q_{CHG} の大きさが所定の電荷 Q_{REF} のチャージ大きさより大きく増大することに応答してスイッチ 56 をディアクティベートするためアクティベーション信号 ACT の状態を変える。

【0023】

値チャージ信号 Q_{CHG} がチャージリファレンス Q_{REF} の値を超えた後、積分器 52 は次のサイクルのための準備においてリセットされる。図 2 の例において、積分器 52 は、キャパシタ C_1 と並列に配されるスイッチ SW_2 を含み得る。スイッチ SW_2 は、種々の電界効果トランジスタ（FET）のうち任意のものなど、半導体スイッチとして構成され得る。スイッチ SW_2 は、ラッチの Q' 出力に応答して制御され得、Q' 出力は ACT 信号の反転されたバージョンに対応する。スイッチ SW_2 は、Q' における信号に応答して積分器 52 をリセットするように動作し得る。一例として、電荷 Q_{CHG} の大きさが所定の電荷 Q_{REF} の大きさを超えることに応答して、（例えば、電流 I_{SW} が流れを中止するのとほぼ同時に）、キャパシタ C_1 を接地に放電するためスイッチ SW_2 がアクティベートされる。従って、インダクタ電流 I_{SW} を積分器 52 に供給するためスイッチ SW_1 が再び閉じられた後、電荷 Q_{CHG} が次のサイクルにおいて監視され得るように積分器

10

20

30

40

50

5 2 が実質的にリセットされる。

【 0 0 2 4 】

スイッチ 5 6 のディアクティベーションに応答して、コンバータのインダクタ 1 6 におけるフラックスの大きさも、インダクタ 1 6 にストアされた磁気エネルギーが放電されるにつれて低減し始める。スイッチングロジック 5 4 は、ゼロ交差信号 0_X を監視するように、及びそのため、インダクタフラックスのゼロ交差を感知するように構成されるコンパレータ 6 6 を含む。一例として、ゼロ交差信号 0_X は、インダクタ 1 6 における電流がゼロを交差するとき極性を反転させる、インダクタ 1 6 が結合されるノードの電圧に対応し得る。

【 0 0 2 5 】

図 2 の例において、ゼロ交差信号 0_X は、コンパレータ 6 6 の非反転入力に供給され、接地がコンパレータ 6 6 の反転入力に供給される。従って、ゼロ交差信号 0_X は、コンパレータ 6 6 によりインダクタ電流 I_{SW} のゼロ交差を検出するため接地と比較され得る。コンパレータ 6 6 の一方又は両方の入力にオフセット電圧が供給され得ることを理解されたい。コンパレータ 6 6 は、SR ラッチ 6 4 のセット入力に結合される出力を有する。そのため、ゼロ交差信号 0_X の大きさがゼロにほぼ等しいとき、コンパレータ 6 6 は、スイッチ 5 6 をアクティベートするためアクティベーション信号 ACT の状態を変える。その結果、スイッチ電流 I_{SW} は再び増大し始め、電流が検出され、対応するチャージ信号 Q_{CHG} をコンパレータ 6 2 に供給するため積分器 5 2 により積分される。従って、出力電圧 V_{OUT} を効率的にレギュレートするためスイッチ 5 6 を変調するようにアクティベーション / ディアクティベーションサイクルが反復する。

【 0 0 2 6 】

遷移モードコントローラ 5 0 のオペレーションに基づいて、図 1 の例における電力変換システム 1 0 は、入力電圧 V_{IN} の大きさ、インダクタ 1 6 のインダクタンス、及びチャージリファレンス Q_{REF} の大きさによって決まる周波数でスイッチ 5 6 のアクティベーション及びディアクティベーションに関して自励発振し得る。電力変換システム 1 0 のオペレーションの間、電流 I_{SW} は、所定の電荷 Q_{REF} 及びスイッチ 5 6 のアクティベーション / ディアクティベーションに関連付けられるスイッチング周波数の積に比例する平均を有し得る。また、チャージリファレンス Q_{REF} の大きさは静的であるように説明したが、レギュレートされた出力電圧 V_{OUT} 又は関連する出力電流を調節するため（例えば、フィードバックループ又は他のプログラミングメカニズムに基づいて）調節され得るよう電荷リファレンス Q_{REF} の大きさは動的とし得ることを理解されたい。

【 0 0 2 7 】

遷移モードコントローラ 5 0 は、図 2 の構成に限定されない。例えば、スイッチングロジック 5 4 は、チャージコンパレータ 6 2 、 SR ラッチ 6 4 、及びコンパレータ 6 6 の使用に限定されず、代わりに、種々の組合せロジック、スイッチ、及び / 又はインダクタ電流 I_{SW} を積分することに基づいて出力電圧をレギュレートするためスイッチ 5 6 を交互にアクティベート及びディアクティベートするための相互接続、のうち任意のものを含み得る。従って、遷移モードコントローラ 5 0 は、種々の方法のうち任意の方法において構成され得る。

【 0 0 2 8 】

図 3 は、例示のスイッチングコンバータ 1 0 0 を図示する。コンバータ 1 0 0 は、スイッチングコンバータ 1 0 0 が遷移モードコントローラ 1 8 と共に図 1 の例における電力変換システム 1 0 の一部であり得るように、図 1 の例におけるスイッチングコンバータ 1 2 に対応し得る。コンバータ 1 0 は、図 3 の例ではフライバックコンバータとして示している。コンバータ 1 0 0 は、フライバックコンバータの構成の一例として示されていること、及び図 1 の例における電力変換システム 1 0 に用いるためのフライバックコンバータの他の構成も可能であることを理解されたい。

【 0 0 2 9 】

スイッチングコンバータ 1 0 0 は変圧器 1 0 2 を含む。変圧器 1 0 2 は、一次巻線 L_P

10

20

30

40

50

₁ 及び二次巻線 L_{S_1} を含む。一次巻線 L_{P_1} の励磁インダクタンスは、図 1 の例におけるインダクタ 16 に対応し得る。スイッチングコンバータ 100 は、図 3 の例において SW_1 として示されるスイッチ 104 を更に含み、これは、図 1 の例におけるスイッチ 14 及び図 2 の例におけるスイッチ 56 に対応し得る。そのため、アクティベーション信号 ACT に応答して、スイッチ 104 は、入力電圧 V_{IN} から一次巻線 L_{P_1} を介して流れるようにインダクタ電流を供給するようにアクティベートされる。スイッチ 104 のアクティベーションの間、インダクタ電流がスイッチを介して及び遷移モードコントローラ（例えば、図 1 の例における遷移モードコントローラ 18 又は図 2 の例における遷移モードコントローラ 50）に流れる。また、スイッチングコンバータ 100 は、変圧器 102 の三次巻線 L_{S_2} に結合される分圧器として配され、そのため巻線 L_{P_1} 及び L_{P_2} に磁気的に結合される一対のレジスタ R_1 及び R_2 を含み得る。そのため、レジスタ R_1 及び R_2 の対は、三次巻線 L_{S_2} に現れる電圧から関連する遷移モードコントローラへのゼロ交差信号 $0X$ を得るよう構成され得る。従って、関連する遷移モードコントローラは、図 2 の例において上述したように、アクティベーション信号 ACT を介してスイッチ 104 のアクティベーション及びディアクティベーションを制御することができる。
 10

【0030】

更なる例として、スイッチングコンバータ 100 は、二次巻線 L_{S_1} に結合されるアノードを有し、出力電圧 V_{OUT} を有する出力ノード 106 から二次巻線 L_{S_1} を分離するダイオード D_2 を更に含み、スイッチングコンバータ 100 は、図 3 の例においてレジスタ R_L として示される負荷、及び出力ノード 106 と接地との間に並列に結合される出力キャパシタ C_L を更に含む。一次巻線 L_{P_1} を介するインダクタ電流 I_{SW} の流れに応答して、磁気エネルギーが変圧器 102 のコアにストアされる。スイッチ 104 が閉じられる間、ダイオード D_2 は逆バイアスされ、出力電圧 V_{OUT} はそのため、負荷 R_L を介して放電する出力キャパシタ C_L により維持される。
 20

【0031】

アクティベーション信号 ACT を介してスイッチ 104 が開くと、電流は一次巻線 L_{P_1} から二次巻線 L_{S_1} へ移り、変圧器 102 のコアにストアされた磁気エネルギーはダイオード D_2 を介してキャパシタ C_L 及び負荷 R_L に放電する。その結果、出力電圧 V_{OUT} を維持するため電流 I_{SEC} が出力キャパシタ C_L を再充電する。従って、インダクタ電流に関連付けられる電荷に基づくそれぞれの遷移モードコントローラによるスイッチ 104 の周期的アクティベーションは、出力電圧 V_{OUT} を効率的にレギュレートするため用いられ得る。
 30

【0032】

図 4 は、別の例のスイッチングコンバータ 150 を図示する。コンバータ 150 は、コンバータ 150 が、遷移モードコントローラ 18 と共に図 1 の例における電力変換システム 10 の一部であり得るように、図 1 の例におけるスイッチングコンバータ 12 に対応し得る。コンバータ 150 は図 4 の例ではブーストコンバータとして示されている。スイッチングコンバータ 150 は、ブーストコンバータの構成の一例として示されていること、及びブーストコンバータの他の構成も図 1 の例における電力変換システム 10 に用いることが可能であることを理解されたい。
 40

【0033】

スイッチングコンバータ 150 は、入力電圧 V_{IN} 及びノード 154 を相互接続するインダクタ 152 を含む。インダクタ 152 は一次巻線 L_{P_1} 及び二次巻線 L_{S_1} を含む。一次巻線 L_{P_1} の励磁インダクタンスは、図 1 の例におけるインダクタ 16 に対応し得る。コンバータ 150 は、図 4 の例において SW_1 として示すスイッチ 156 を更に含み、これは、インダクタ 152 のノードに結合され、そのため、図 1 の例におけるスイッチ 14 及び図 2 の例におけるスイッチ 56 に対応し得る。そのため、遷移モードコントローラ（例えば、図 1 の例における遷移モードコントローラ 18 又は図 2 の例における遷移モードコントローラ 50）により生成されるアクティベーション信号 ACT に応答して、スイッチ 156 は、入力電圧 V_{IN} をインダクタ 152 に印加するためアクティベートされる
 50

。また、スイッチングコンバータ 150 は、変圧器 102 の二次巻線 L_{S_2} に結合される分圧器として配され、そのため一次巻線 L_{P_1} に磁気的に結合される一対のレジスタ R_1 及び R_2 を含む。一次巻線 L_{P_1} における電流がゼロを交差するとき二次巻線 L_S の電圧が極性を反転させるため、分圧器は、ゼロ交差信号 $0X$ を関連する遷移モードコントローラに供給する。従って、関連する遷移モードコントローラは、図 2 の例において上述したように、アクティベーション信号 ACT を介するスイッチ 156 のアクティベーション及びディアクティベーションを制御することができる。

【0034】

スイッチングコンバータ 150 は、インダクタ 152 に結合されるアノードを有するダイオード D_2 を更に含み、これは、一次巻線 L_{P_1} を出力電圧 V_{OUT} を有する出力ノード 158 から分離する。コンバータ 150 は、図 4 の例においてレジスタ R_L として示される負荷、及び出力ノード 158 と接地との間に並列に結合される出力キャパシタ C_L を更に含む。スイッチ 156 のアクティベーションに応答して、入力電圧 V_{IN} が一次巻線 L_{P_1} に印加され、一次巻線 L_{P_1} にストアされた磁気エネルギーが増大する。出力電圧 V_{OUT} はそのため、負荷 R_L を介して放電する出力キャパシタ C_L に基づいて維持される。10

【0035】

アクティベーション信号 ACT を介してスイッチ 156 が開くと、インダクタ電流はスイッチ 156 からダイオード D_2 へ移り、そのため、インダクタ 152 のコアにストアされた磁気エネルギーは出力ノード 158 に放電し、出力キャパシタ C_L を再充電し、出力電圧 V_{OUT} を維持するため電流を負荷 R_L に供給する。従って、インダクタ電流 I_{SW} に関連付けられる電荷に基づくそれぞれの遷移モードコントローラによるスイッチ 156 のアクティベーション / ディアクティベーションは、出力電圧 V_{OUT} を効率的にレギュレートすることができる。20

【0036】

図 5 は、更に別の例のスイッチングコンバータ 200 を図示する。スイッチングコンバータ 200 は、コンバータ 200 が、遷移モードコントローラ 18 と共に図 1 の例におけるコンバータ 12 に対応し得るように、図 1 の例における電力変換システム 10 の一部であり得る。コンバータ 200 は図 5 の例ではバックコンバータとして示されている。コンバータ 200 はバックコンバータの構成の一例として例示されていること、及びバックコンバータの他の構成を図 1 の例における電力変換システム 10 に用いることが可能であることを理解されたい。30

【0037】

スイッチングコンバータ 200 は、ノード 204 及び出力ノード 206 を相互接続するインダクタ 202 を含む。インダクタ 202 は、一次巻線 L_{P_1} 及び二次巻線 L_{S_1} を含む。一次巻線 L_{P_1} の励磁インダクタンスは、図 1 の例におけるインダクタ 16 に対応し得る。スイッチングコンバータ 200 は更に、図 5 の例において SW_1 として示されるスイッチ 208 を含み、これは、入力電圧 V_{IN} に結合され、そのため図 1 の例におけるスイッチ 14 及び図 2 の例におけるスイッチ 56 に対応し得る。また、スイッチングコンバータ 200 は、図 2 の例の積分器 52 における電流感知要素 58 など、電流感知要素 210 を含み得、これは、スイッチ 208 と出力ノード 206との間に直列に配される。そのため電流感知要素 210 は、スイッチ 208 を介する電流に比例する電流 I_{CHG} を提供する。スイッチングコンバータ 200 は更に、ノード 204 に結合されるカソードを有するダイオード D_2 を含み、これは、ノード 204 を接地から分離する。スイッチングコンバータ 200 は更に、図 5 の例において、出力ノード 206 と接地との間に結合される、それぞれ、レジスタ R_L 及びキャパシタ C_L として示される、負荷及びフィルタキャパシタを含む。40

【0038】

そのため、アクティベーション信号 ACT に応答して、スイッチ 208 はアクティベートされ、電流が入力電圧 V_{IN} から一次巻線 L_{P_1} に流れ始める。そのため、電流信号 I 50

C_{HG} はそれに従って増大する。一次巻線 L_{P1} を介する電流は出力キャパシタ C_L を再充電し、出力電圧 V_{OUT} を維持するため負荷 R_L を介する電流フローを提供する。アクティベーション信号 ACT を介してスイッチ 208 が開くと、一次巻線 L_{P1} にストアされた磁気エネルギーが放電し始める。一次巻線 L_{P1} を介する電流は、キャパシタ C_L 及び負荷 R_L に流れ続け、そのため出力電圧 V_{OUT} を維持する。

【0039】

図 5 の例において、電流 I_{CHG} は、遷移モードコントローラ（例えば、図 1 の例における遷移モードコントローラ 18、又は図 2 の例における遷移モードコントローラ 50）に供給され得る。また、スイッチングコントローラ 200 は、二次巻線 L_{S1} を介して一次巻線 L_{P1} に磁気的に結合され、分圧器として配される一対のレジスタ R_1 及び R_2 を含む。そのため、レジスタ R_1 及び R_2 の対は、インダクタ電流に関連付けられる電圧としてゼロ交差信号 $0X$ を提供し、インダクタ電流がゼロを交差するとき反転する関連する遷移モードコントローラを提供するように構成され得る。従って、図 2 の例において上述したように、関連する遷移モードコントローラは、アクティベーション信号 ACT を介してスイッチ 208 のアクティベーション及びディアクティベーションを制御することができる。その結果、インダクタ電流 I_{SW} に関連付けられる電荷に基づいてそれぞれの遷移モードコントローラによるスイッチ 208 のアクティベーション / ディアクティベーションが、出力電圧 V_{OUT} を効率的にレギュレートすることができる。

【0040】

図 6 は、或る側面に従って出力電圧をレギュレートするための例示の方法 250 を図示する。出力電圧は、フライバック、バック、又はブーストスイッチングコンバータを含むなどの、電力変換システムから提供され得る。252 で、インダクタにおけるフラックスの大きさが監視される。フラックスを監視することは、適切な利得の電流感知要素を用いることにより又はインダクタ巻線の電圧を監視することによりインダクタ巻線における電流を感知することによって達成され得る。254 で、フラックスの大きさがほぼゼロであることに応答して電流をインダクタを介して流すためスイッチがアクティベートされる。インダクタフランクスがゼロを交差するとの判定は、インダクタにおける電流がゼロを交差するときを検出するコンパレータ又はインダクタの巻線の電圧の極性が反対になるときを検出するコンパレータにより成され得、そのため、スイッチをアクティベートするよう 30 ラッチを設定する。

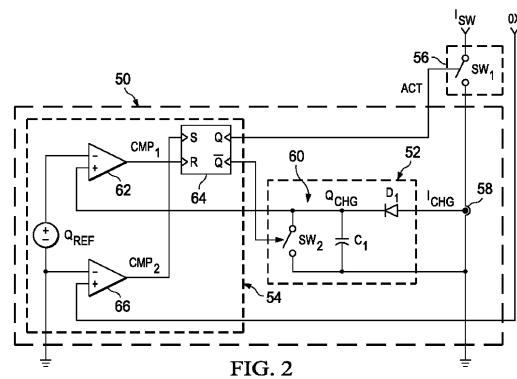
【0041】

256 で、電荷の測定値を提供するためスイッチを介する電流の表示が積分される。電荷に比例する信号が、インダクタ電流を表す信号でキャパシタを充電することにより生成され得、キャパシタにおいて生じる電圧は、スイッチを介する入力電源から吸収されたチャージの測定値を表す。258 で、電荷の測定値がチャージリファレンスより大きいことに応答してスイッチがディアクティベートされ、チャージリファレンスは、固定としてもよく可変であってもよい。スイッチのディアクティベーションに続いて、積分回路が次のサイクルのための準備においてゼロにリセットされ、この方法は、反復するため 252 に戻る。このようにして、出力電圧を効率的にレギュレートするためスイッチを変調するよう 40 アクティベーション / ディアクティベーションサイクルを反復する。

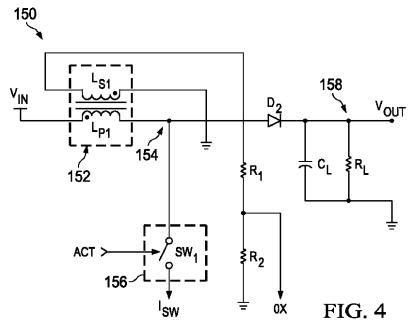
【0042】

本発明に関連する技術に習熟した者であれば、本発明の特許請求の範囲内で、説明した例示の実施例に変形が成され得ること、及び他の実施例を実装し得ることが分かるであろう。

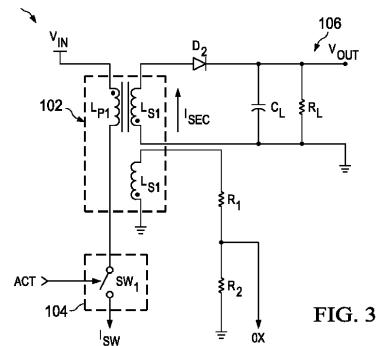
【図2】



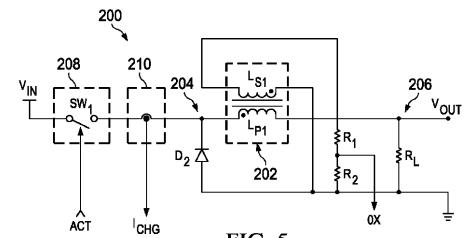
【図4】



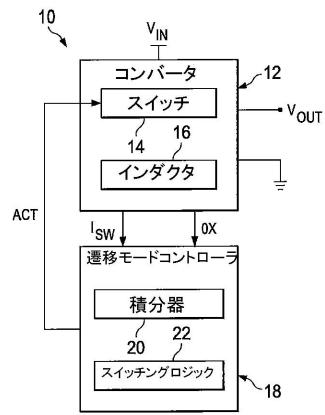
【図3】



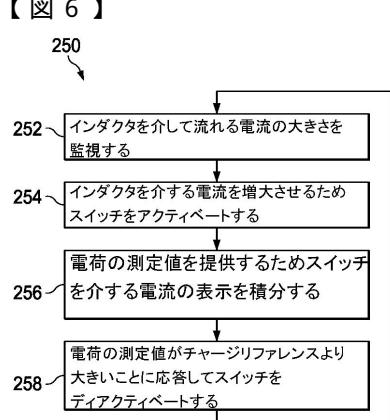
【図5】



【図1】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 アイザック コーエン

アメリカ合衆国 11746 ニューヨーク州 ディックス ヒル, アリスト コート 8

審査官 安食 泰秀

(56)参考文献 特開2003-052172 (JP, A)

特開2001-095254 (JP, A)

特開平9-205766 (JP, A)

米国特許第5867379 (US, A)

米国特許第5430405 (US, A)

米国特許出願公開第2007/0085517 (US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00

H02M 3/155

H02M 3/28