

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7281578号
(P7281578)

(45)発行日 令和5年5月25日(2023.5.25)

(24)登録日 令和5年5月17日(2023.5.17)

(51)国際特許分類

H 0 2 M 7/12 (2006.01)

F I

H 0 2 M

7/12

K

H 0 2 M

7/12

F

請求項の数 13 外国語出願 (全26頁)

(21)出願番号	特願2022-66444(P2022-66444)	(73)特許権者	504162361
(22)出願日	令和4年4月13日(2022.4.13)		台達電子工業股 ふん 有限公司
(65)公開番号	特開2022-164610(P2022-164610)		D E L T A E L E C T R O N I C S ,
	A)		I N C .
(43)公開日	令和4年10月27日(2022.10.27)		台湾114台北市内湖区瑞光路186号
審査請求日	令和4年8月10日(2022.8.10)		186 Ruey Kuang Road ,
(31)優先権主張番号	17/233,272		Neihu , Taipei 114 ,
(32)優先日	令和3年4月16日(2021.4.16)		T a i w a n
(33)優先権主張国・地域又は機関	米国(US)	(74)代理人	110001139
早期審査対象出願			S K弁理士法人
		(74)代理人	100130328
			弁理士 奥野 彰彦
		(74)代理人	100130672
			弁理士 伊藤 寛之
		(72)発明者	サディレック、トーマス

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力コンバータ

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

(i) 第1及び第2端子を有するAC回路、及び(ii) DC回路に結合するように構成される電力コンバータであって、

第1インダクタと、第1及び第2整流器と、アクティブソフトスイッチングセルとを備え、

前記第1インダクタは、第1及び第2端子を有し、前記第1インダクタの前記第1端子は、前記AC回路の前記第1端子に結合されており、

前記第1及び第2整流器は、共通ノードで接続され、前記第1及び第2整流器は、前記DC回路に並列に結合された直列回路を形成し、前記共通ノードは、前記AC回路の前記第2端子に結合され、

前記アクティブソフトスイッチングセルは、第1及び第2端子を有する第2インダクタと、第1～第3スイッチと、第1コンデンサとを備え、

前記第1スイッチ、前記第2インダクタ、及び前記第2スイッチは、前記第1及び第2整流器の前記直列回路に並列に結合された直列回路を形成し、

前記第3スイッチ及び前記第1コンデンサは、前記第2インダクタに並列に結合された直列回路を形成し、

前記第1インダクタの前記第2端子は、前記第2インダクタの前記第1端子又は前記第2端子に結合され、

前記第1及び第2スイッチのうちの一方は、前記第3スイッチと同時に開閉する整流スイッチである。

10

20

イッチとして機能し、

前記第2インダクタは、前記整流スイッチが開くとき電流変化率を低減させるインダクタンスを有する、電力コンバータ。

【請求項2】

請求項1に記載の電力コンバータであって、

前記AC回路はAC電源を備え、前記DC回路は抵抗負荷とDC電源の少なくとも一方を備えている、電力コンバータ。

【請求項3】

請求項1に記載の電力コンバータであって、

前記第1及び第2整流器に並列に接続されるフィルタコンデンサを更に備える、電力コンバータ。 10

【請求項4】

請求項1に記載の電力コンバータであって、

前記第1及び第2整流器のうち1つ又は複数は同期整流器を備える、電力コンバータ。

【請求項5】

請求項1に記載の電力コンバータであって、

前記第1スイッチ、前記第2スイッチ、前記第3スイッチのうち1つ又は複数は、ゼロ電圧スイッチング状態で開く、電力コンバータ。

【請求項6】

請求項1に記載の電力コンバータであって、

前記第1インダクタは、前記第1スイッチと前記第2インダクタとの間の共通電気ノード、又は前記第2スイッチと前記第2インダクタとの間の共通電気ノードに結合される、電力コンバータ。 20

【請求項7】

(i) 多相AC電源の各相にそれぞれ結合された複数の相端子を有するAC回路、及び
(ii) DC回路に結合するように構成される電力コンバータであって、

前記電力コンバータは、複数の相脚を有し、

各前記相脚は、第1インダクタと、アクティブソフトスイッチングセルとを備え、

前記第1インダクタは、第1及び第2端子を有し、前記第1インダクタの前記第1端子は、前記AC回路の前記相端子の1つに結合されており、

前記アクティブソフトスイッチングセルは、第1及び第2端子を有する第2インダクタと、第1～第3スイッチと、第1コンデンサとを備え、

前記第1スイッチ、前記第2インダクタ、及び前記第2スイッチは、前記DC回路に並列に結合された直列回路を形成し、

前記第3スイッチ及び前記第1コンデンサは、前記第2インダクタに並列に結合された直列回路を形成し、

前記第1インダクタの前記第2端子は、前記第2インダクタの前記第1端子又は前記第2端子に結合され、

各前記相脚において、前記第1及び第2スイッチのうちの一方は、前記第3スイッチと同時に開閉する整流スイッチとして機能し、

前記第2インダクタは、前記整流スイッチが開くとき電流変化率を低減させるインダクタンスを有する、電力コンバータ。 40

【請求項8】

請求項7に記載の電力コンバータであって、

前記DC回路に並列に接続されるフィルタコンデンサを更に備える、電力コンバータ。

【請求項9】

請求項7に記載の電力コンバータであって、

各前記相脚において、前記第1スイッチ、前記第2スイッチ、及び前記第3スイッチのうち1つ又は複数がゼロ電圧スイッチング状態で開く、電力コンバータ。

【請求項10】

請求項1又は請求項2に記載の電力コンバータであって、前記電流変化率を小さくすることで、前記整流スイッチの逆回復損失を低減させる、電力コンバータ。

【請求項 1 1】

請求項2に記載の電力コンバータであって、

各前記相脚の前記第1インダクタは、対応する前記アクティブソフトスイッチングセルにおける、前記第1スイッチと前記第2インダクタとの間の共通電気ノードに結合されるか、又は対応する前記アクティブソフトスイッチングセルにおける、前記第2スイッチと前記第2インダクタとの間の共通電気ノードに結合される、電力コンバータ。

【請求項 1 2】

請求項1又は請求項2に記載の電力コンバータであって、

前記スイッチの少なくとも1つはS i C M O S F E Tを備える、電力コンバータ。

【請求項 1 3】

請求項1又は請求項2に記載の電力コンバータであって、

双方向に動作するように構成されている、電力コンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、一般に電力変換システムに関するものである。より詳細には、本発明は、ソフトスイッチング機能を有する双方向A C - D C電力変換回路に関するものである。

【背景技術】

【0 0 0 2】

A Cユーティリティシステム（つまり、公共電力網）とインターフェースで接続するために、電源は入力電流高調波規格に準拠することが求められる。この点で、低周波の高調波歪みの制限は非常に厳しく、一般に、電力コンバータに正弦波入力電流を流すことによりその制限をクリアしている。さらに、高効率、高電力密度、低電磁干渉（E M I）ノイズも重要な考慮事項である。A Cユーティリティシステムとインターフェースで接続し、低高調波歪みを実現する電力コンバータは、A C電源の抵抗負荷に似ている。つまり、入力電流は、入力電圧波形に追従する。このような電力コンバータの一例として、図1に示すような従来のA C - D C昇圧コンバータがある。抵抗負荷として、電力コンバータは正弦波入力電流を有する。

【0 0 0 3】

図1に示すように、従来のA C - D C昇圧コンバータ100は、整流器D₁、D₂、D₃、D₄によって形成される入力ダイオードブリッジ、昇圧インダクタL、スイッチング素子S、昇圧ダイオードD、フィルタコンデンサC、及び負荷Rを含む。図1では、負荷Rは抵抗で表されている。しかしながら、負荷Rは、別の下流コンバータ（例えば、実際の末端負荷に供給されるD C電圧を調整する絶縁型D C - D Cコンバータ）でもよい。適切な制御下で、A C - D C昇圧コンバータ100は、ほぼ正弦波のA C入力電流を引き込む可能性があり、その結果、力率がほぼ単一になる。

【0 0 0 4】

設計者は、高力率を目指すだけでなく、効率と電力密度の最適なトレードオフを実現することも目指す。高い体積電力密度は、電力コンバータのスイッチング周波数を上げることで達成できる可能性があり、磁性部品（例えば、昇圧インダクタやE M Iフィルタ）の必要サイズが小さくなる傾向がある。しかしながら、高いスイッチング周波数で動作させると、スイッチング損失が増加し、効率が低下する。従来技術では、A C - D C昇圧コンバータ100のスイッチング素子Sと昇圧ダイオードDは、シリコンM O S F E TとシリコンP N接合ダイオードを用いて実装されることが多い。シリコンM O S F E Tはハードスイッチングモードで動作させた場合、シリコンダイオードの逆回復損失と同様に過大なターンオン及びターンオフ損失が発生する。その結果、スイッチング周波数の上昇は、A C - D C昇圧コンバータ100の電力変換効率を著しく悪化させる。高いスイッチング周

10

20

30

40

50

波数での厳しい損失を補うために、ターンオン及びターンオフ時のスイッチング素子Sの遷移を滑らかにするためのソフトスイッチング技術が開発されている。その結果、整流ダイオード電流の変化率が減少し、逆回復電流の損失とそれに関連する昇圧ダイオードの損失が減少する。

【0005】

図2は、ソフトスイッチング技術を実装するために構成されたAC - DC電力コンバータ200を示している。図2に示すように、入力ダイオードD₁、D₂、D₃、D₄、昇圧インダクタL₁、スイッチング素子S₁、昇圧ダイオードD₅により、従来の昇圧コンバータを構成している。加えて、AC - DC電力コンバータ200は、補助インダクタL₂、補助コンデンサC₂、補助スイッチング素子S₂、及び補助ダイオードD₆、D₇によって形成される補助回路205を含む。補助回路205は、逆回復損失を実質的に除去し、スイッチング素子S₁のソフトターンオン遷移（即ち、ゼロ電圧スイッチング（ZVS））を可能にするように、そのターンオフ中の昇圧ダイオードD₅における電流変化率（d i / d t）を低減させる。そのため、スイッチング周波数を上げて電力密度を高めても、ZVSは大幅な効率向上を達成する。最近まで、昇圧ダイオードの逆回復損失を低減するために、ほとんどの昇圧コンバータにソフトスイッチング回路が実装されていた。しかし、近年、ワイドバンドギャップ材料（例えば、炭化ケイ素（SiC））により、実質的に逆回復損失のないショットキーバリアダイオードが実現されている。その結果、SiCダイオードを用いて実装されたAC - DC昇圧コンバータ100は、その良好な力率補正特性により、好ましいトポロジーとなっている。SiCMOSFETとSiCダイオードを組み合わせることで、コストパフォーマンスと、効率と電力密度の合理的なトレードオフを両立する。SiCMOSFETは、SiMOSFETに比べてスイッチング速度に優れ、スイッチング損失が低減されているため、さらなる高性能化が期待されている。

【0006】

図3は、従来のトーテムポール型AC - DC昇圧コンバータ300を示し、スイッチング素子S₁、S₂をSiCMOSFETで実装することで実用化したものである。入力整流器が2つしかない（即ち、入力整流器D₁及びD₂）トーテムポール型AC - DC昇圧コンバータ300は、昇圧ダイオードDの機能がスイッチング素子S₁及びS₂のボディダイオードによって行われる点で、AC - DC昇圧コンバータ100と実質的に異なる方法で動作する。トーテムポール型AC - DC昇圧コンバータ300は、トポロジーの違いに加え、双方向の電力フローが可能なため、AC - DC昇圧コンバータ100よりも応用分野が広がる。このように、SiCMOSFETはスイッチング周波数の向上と高効率化の両立を実現している。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

現在、SiCMOSFETは、（i）ターンオン損失が大きい、（ii）高い動作周波数でボディダイオードの逆回復損失が小さいという制約がある。

【0008】

本発明の一実施形態によれば、AC - DC電力コンバータ（例えば、トーテムポール型昇圧コンバータ）のSiCMOSFETスイッチング素子のターンオン及びターンオフ遷移を滑らかにするためにソフトスイッチング技術を適用し、それによって高いスイッチング周波数で動作する際の過度のターンオン及び逆回復損失を回避している。従って、AC - DC電力コンバータは、高効率動作、高電力密度、双方向の電力供給、及びEMIノイズの低減を実現する。

【課題を解決するための手段】

【0009】

一実施形態によれば、AC回路及びDC回路に結合するように構成される電力コンバータであって、電力コンバータは、（a）第1インダクタと、（b）第1及び第2整流器と、（c）アクティブソフトスイッチングセルを含み、（a）第1インダクタは、AC回路

10

20

30

40

50

の第1端子に結合された第1端子を有し、(b)第1及び第2整流器は、共通ノードで接続され、DC回路に並列に結合された直列回路を形成し、共通ノードは、AC回路の第2端子に結合され、(c)アクティブソフトスイッチングセルは、(1)第2インダクタと、(2)第1及び第2スイッチと、(3)第3スイッチと、(4)第1コンデンサを含み、第1及び第2スイッチは第2インダクタとともに第1及び第2整流器の直列回路に並列に結合された直列回路を形成し、第1コンデンサは第3スイッチとともに第2インダクタに並列に結合された直列回路を形成する。一実施形態では、アクティブソフトスイッチングセルは、AC - DC電力コンバータの逆回復関連の損失を減らす可能性がある。アクティブソフトスイッチングセルはまた、第1、第2、及び第3スイッチのゼロ電圧スイッチング(ZVS)を容易にする。スイッチの少なくとも1つは、炭化ケイ素(SiC)金属酸化物半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)により提供されてもよい。

10

【0010】

一実施形態では、電力コンバータは、双方向に動作するように構成されていてもよい。例えば、DC回路はDC電源(例えば電池)を含んでもよいし、AC - DC電力コンバータは電力インバータを含んでもよい。第1及び第2整流器は、パッシブダイオード又は同期整流器のいずれかを用いて実装することができる。第1インダクタは、(i)第1スイッチと第2インダクタとの間の共通電気ノード、又は(iii)第2スイッチと第2インダクタとの間の共通電気ノードのいずれかに結合することができる。

【0011】

本発明のいくつかの実施形態によれば、AC - DC電力コンバータは、AC回路及びDC回路に結合するように構成される多相電力コンバータであってもよい。AC回路には複数の端子(「相端子」)が含まれており、それぞれが多相AC電源の相に結合されている。多相電力コンバータには、複数の構成回路(「相脚」)が含まれている。一実施形態では、多相電力コンバータの各相脚は、(a)第1インダクタと、(b)アクティブソフトスイッチングセルを含み、第1インダクタはAC回路の前記相端子の1つに結合されており、アクティブソフトスイッチングセルは、(1)第2インダクタと、(2)第1及び第2スイッチと、(3)第3スイッチと、(4)第1コンデンサとを含み、第1及び第2スイッチは、第2インダクタとともにDC回路に並列に結合された直列回路を形成し、第1コンデンサは、第3スイッチとともに第2インダクタに並列に結合された直列回路を形成する。

20

【0012】

本発明によるアクティブソフトスイッチングセルは、従来のAC - DC電力コンバータにおける電圧及び電流ストレスを増加させないので、アクティブソフトスイッチングセルを従来のほとんどのAC - DC電力コンバータに組み込んで、本発明の利点を達成することができる。

30

【0013】

本発明は、以下の詳細な説明と添付図面とを合わせて検討すれば、より理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0014】

40

【図1】図1は、従来のAC - DC昇圧コンバータ100を示している。

【図2】図2は、従来のAC - DC電力コンバータ200を示しており、ソフトスイッチング技術を実装するように構成されている。

【図3】図3は、従来のAC - DCトーテムポール型昇圧コンバータ300を示しており、スイッチング素子S₁及びS₂をSiCMOSFETで実装することで実用化したものである。

【図4】図4は、本発明の一実施形態における、トーテムポール型パルス幅変調(PWM)力率補正(PFC)電力コンバータ400を示している。

【図5】図5は、回路モデル450を示しており、入力電圧V_{AC}の正の半周期(つまりV_{AC} > 0)において、トーテムポール型PWM PFC電力コンバータ400の等価回路を

50

表している。

【図 6 A】図 6 A は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 B】図 6 B は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 C】図 6 C は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 D】図 6 D は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 E】図 6 E は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 F】図 6 F は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 G】図 6 G は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 H】図 6 H は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 6 I】図 6 I は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 7】図 7 は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期（つまり $V_{AC} > 0$ ）のスイッチング周期 T_S にわたる主要な電力段の波形を示している。

【図 8】図 8 は、回路モデル 480 を示しており、入力電圧 V_{AC} の負の半周期（つまり $V_{AC} < 0$ ）において、トーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 の等価回路を表している。

【図 9 A】図 9 A は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 B】図 9 B は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 C】図 9 C は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 D】図 9 D は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 E】図 9 E は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 F】図 9 F は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 G】図 9 G は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 H】図 9 H は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 9 I】図 9 I は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

【図 10】図 10 は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期（つまり $V_{AC} < 0$ ）のスイッチング周期 T_S にわたる主要な電力段の波形を示している。

【図 11】図 11 は、本発明の一実施形態における、一方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1100 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、トーテムポール型 PWMPFC 電力コンバータ 400 とは異なり、AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1100 は、直列インダクタ L_S と補助スイッチ S_A との間の共通電気ノードに結合される昇圧インダクタ L を有する。

【図 12】図 12 は、本発明の一実施形態における、双方向性 AC - DC トーテムポール

10

20

30

40

50

型電力コンバータ 1200 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、ダイオード D₁ 及び D₂ は、同期整流器 S₃ 及び S₄ に置き換えられる。

【図 13】図 13 は、本発明の一実施形態における、AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1300 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、ダイオード D_{P R E 1} 及び D_{P R E 2} は、起動時又はアクティブソフトスイッチングセル 401 が非アクティブのときに出力 DC リンクを充電し、それによってアクティブソフトスイッチングセル 401 をバイパスする。

【図 14】図 14 は、本発明の一実施形態における、双方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1400 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、ダイオード D₁ 及び D₂ は同期整流器 S₃ 及び S₄ に置き換えられる。

【図 15】図 15 は、本発明の一実施形態における、双方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1500 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、双方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1400 とは異なり、AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1500 の昇圧インダクタ L が直列インダクタ L_S と補助スイッチ S_A との間の共通電気ノードに結合されている。

【図 16】図 16 は、本発明の一実施形態における、多相電力コンバータ 1600 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示している。

【図 17】図 17 は、本発明の一実施形態における、多相電力コンバータ 1700 を示しており、双方向性 3 相 AC - DC 電力コンバータ 1600 とは異なり、多相電力コンバータ 1700 の各昇圧インダクタが対応するアクティブソフトスイッチングセルの直列インダクタと補助スイッチとの間の共通電気ノードに結合されている。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下の実施形態を参照しながら本発明をより具体的に説明する。以下の本発明の好ましい実施形態の説明は、図面及び説明のみを目的として本明細書に提示されることに留意されたい。網羅的であること、又は開示された正確な形式に限定されることは意図されていない。

【0016】

図 4 は、本発明の一実施形態における、電力コンバータ 400 を示している。図 4 に示すように、電力コンバータ 400 は、整流を行うトーテムポール型パルス幅変調 (PWM) 力率補正 (PFC) 電力コンバータである。以下に示すように、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 はスイッチング損失の低減を実現する。図 4 に示すように、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 は、AC 回路と DC 回路との間に結合され、インダクタ L、直列接続された整流器 D₁ 及び D₂、並びにアクティブソフトスイッチングセル 401 を含む。インダクタ L は AC 回路の一方の端子に結合されている。AC 回路の他方の端子は、整流器 D₁、D₂ が形成する直列回路において、共通ノードに結合されている。アクティブソフトスイッチングセル 401 は、インダクタ L_S、スイッチ S₁、スイッチ S₂、スイッチ S_A、及びコンデンサ C_S を含む。アクティブソフトスイッチングセル 401 では、(i) インダクタ L_S 及びスイッチ S₁、(ii) 整流器 D₁ 及び D₂ の直列回路に並列に結合された直列回路を形成し、(iii) スイッチ S_A 及びコンデンサ C_S は、インダクタ L_S に並列に結合された直列回路 402 を形成し、(iv) インダクタ L_{i S} は、インダクタ L_S のどちらかの端子に結合されている。図 4 では、インダクタ L は、スイッチ S₁ とインダクタ L_S の間の共通電気ノードに結合されている。一実施形態では、スイッチ S₁、S₂、S_A の少なくとも 1 つは、炭化ケイ素金属 - 酸化膜 - 半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) を含む。一実施形態では、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 は、整流器 D₁ 及び D₂ と並列に接続されたフィルタコンデンサ C をさらに含んでもよい。動作中は、スイッチ S₁ 又はスイッチ S₂ が AC

10

20

30

40

50

回路の極性に応じて、昇圧スイッチ又は整流スイッチとなり、スイッチ S_A が補助スイッチとして機能する。

【0017】

図4に示すように、トーテムポール型 PWM PFC電力コンバータ400は、図3のAC-D Cトーテムポール型昇圧コンバータ300と異なり、昇圧スイッチ又は整流スイッチ S_1 と S_2 との間に直列インダクタ L_S を接続し、整流スイッチのボディダイオードに流れる電流の変化率 (di/dt) を整流スイッチのオープン時に制御するようにしている。
(入力AC電圧の各サイクルの正の半周期において、スイッチ S_2 は「メイン」又は「昇圧」スイッチとして機能し、スイッチ S_1 は整流スイッチとして機能する。入力AC電圧の負の半周期でスイッチの役割が反転する。) 直列インダクタ L_S に並列に接続されているのは、直列接続されたコンデンサ C_S と補助スイッチ S_A である。図4の破線で示されているように、スイッチ S_1 、 S_2 、直列インダクタ L_S 、補助スイッチ S_A 、コンデンサ C_S は、ソフトスイッチングセル401を形成する。

10

【0018】

本発明の一実施形態によれば、スイッチ S_1 、 S_2 、及び S_A はすべてZVSで動作する。加えて、スイッチ S_1 と S_2 の制御信号は、スイッチ S_1 と S_2 が同時に導通しないように、重ならないようにアクティブ化される。この詳細な説明では、スイッチの制御信号がアクティブ化されると、スイッチが閉じる、又は「オン」になると言う。逆に、スイッチの制御信号が非アクティブ化されると、スイッチは開く、つまり「オフ」になると言う。一実施形態では、任意のタイミングで、スイッチ S_1 又はスイッチ S_2 のどちらかがスイッチ S_A と同時に開閉する整流スイッチとなる。インダクタ L_S は、整流スイッチが開いたときの電流変化率を小さくする。補助スイッチ S_A の制御信号は、整流スイッチと同時にアクティブ化される(つまり、スイッチ S_1 は正の半周期の間、スイッチ S_2 は負の半周期の間である)。メインスイッチの制御信号が非アクティブになってから整流スイッチと補助スイッチ S_A の制御信号がアクティブになるまでに、短い遅延時間(デッドタイム)が発生する。本実施形態では、メインスイッチをオフにすると、直列インダクタ L_S を流れる入力電流の一部(つまり、 i_{L_S})がメインスイッチから迂回して整流スイッチ及び補助スイッチ S_A のボディダイオードを流れるように方向転換され、それによって整流スイッチ及び補助スイッチ S_A の寄生出力容量がともに放電されて、ZVS状態で整流スイッチ及び補助スイッチ S_A の両方を閉じることができるようになる。しかしその後、整流スイッチと補助スイッチ S_A がオフになっても、直列インダクタ L_S の電流 i_{L_S} は整流スイッチのボディダイオードに流れる。メインスイッチの寄生出力容量を放電させ、メインスイッチがオンするZVS状態を作り出す。従来技術のトポロジーのようにメインスイッチの寄生出力容量を放電させないと、メインスイッチをオンにしたときに大きなターンオン損失が発生する。また、メインスイッチをオンにすると、直列インダクタ L_S が整流スイッチ電流の変化率を低下させ、整流スイッチの逆回転損失を大幅に低減させることができる。

20

【0019】

以下の分析では、例としてトーテムポール型AC PWM PFC電力コンバータ400を使用していることに注意されたい。図4の抵抗負荷 R をDC電圧源(電池など)に置き換えた双方向動作の場合も、同様の分析となる。その双方向構成では、フィルタコンデンサ C は省略可能である。例えば、双方向AC-D C電力コンバータ1400を示した図14を参照されたい。

30

【0020】

トーテムポール型 PWM PFC電力コンバータ400では、スイッチ S_1 、 S_2 、 S_A のスイッチング周波数は、入力電圧 V_{AC} のライン周波数よりはるかに高くなる。従って、以下の分析のために、数回のスイッチング周期の時間枠内では、入力電圧 V_{AC} は実質的に一定の電圧 V_{IN} と見なすことができる。また、昇圧インダクタ L のインダクタンス、フィルタコンデンサ C の静電容量はともに大きいため、トーテムポール型 PWM PFC電力コンバータ400の他の回路素子のインダクタンス、静電容量と比較すると、インダク

40

50

タ電流 i_L の微細な変動もフィルタコンデンサ C の電圧の微細な変動も軽微と判断してよい。従って、出力フィルタコンデンサ C にかかる電圧は定電圧源 V_O で表すことができる。同様に、スイッチ S_1 、 S_2 、及び S_A はそれぞれ、それぞれの導通状態でわずかな抵抗（「オン抵抗」）を持っている。導通状態では、これらのスイッチはそれぞれ短絡していると考えることができる。ただし、これらのスイッチの寄生出力容量（つまり、コンデンサ C_{OSS1} 、 C_{OSS2} 、 C_{OSSA} ）や、各ボディダイオードの逆回復電荷量を無視することはできない。これらを踏まえて、図 5 及び図 8 に、入力電圧 V_{AC} の正の半周期（つまり、 $V_{AC} > 0$ ）及び負の半周期（つまり、 $V_{AC} < 0$ ）のそれぞれにおけるトーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 の等価回路を表す回路モデル 450 及び 480 を示す。

10

【0021】

図 5 の回路モデル 450 に基づいて、図 6A～6I は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期（つまり、 $V_{AC} > 0$ ）の間のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWM PFC コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。図 7 は、入力電圧 V_{AC} の正の半周期（つまり、 $V_{AC} < 0$ ）のスイッチング周期 T_S にわたる主要な電力段の波形を示している。

【0022】

同様に、図 8 の回路モデル 480 に基づいて、図 9A～9I は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期（つまり、 $V_{AC} < 0$ ）の間のスイッチング周期 T_S にわたるトーテムポール型 PWM PFC コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。図 10 は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期（つまり、 $V_{AC} < 0$ ）のスイッチング周期 T_S にわたる主要な電力段の波形を示している。

20

【0023】

図 6A に示すように、区間 $[T_0, T_1]$ の間、メインスイッチ S_2 はオンになるが、時刻 T_1 ではオフになり、整流スイッチ S_1 、補助スイッチ S_A がオフのとき、ブース昇圧インダクタ電流 i_L と直列インダクタ電流 i_{LS} はメインスイッチ S_2 内に流れる。昇圧インダクタ L のインダクタンスは直列インダクタ L_S のインダクタンスよりはるかに大きいので、実質的にすべての入力電圧 V_{IN} が昇圧インダクタ L に印加される。従って、(i) フィルタコンデンサ C にかかる電圧 V_O はメインスイッチ S_2 に印加され、(ii) 直列コンデンサ C_S にかかる電圧 V_{CS} は、補助スイッチ S_A に印加され、(iii) 入力電圧 V_{IN} は、直列接続された昇圧インダクタ L 及び直列インダクタ L_S に印加される。従って、昇圧インダクタ電流 i_L 及び直列インダクタ電流 i_{LS} は、式 1 のように直線的に増加する。ここで、 L と L_S は、それぞれ昇圧インダクタ L と直列インダクタ L_S のインダクタンスを表している。

30

【0024】

【数1】

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{di_{LS}}{dt} = \frac{V_{IN}}{L + L_S} \quad \cdots \text{式 1}$$

【0025】

40

図 6B は、区間 $[T_1, T_2]$ の間のトーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。図 6B に示すように、メインスイッチ S_2 が時刻 T_1 でオフになった後、時刻 T_1 における昇圧インダクタ電流 i_L と実質的に等しい直列インダクタ電流 i_{LS} は、メインスイッチ S_2 の寄生出力容量 C_{OSS2} を充電し始める。その結果、メインスイッチ S_2 にかかる電圧 V_{S2} が上昇し始める。整流スイッチ S_1 、補助スイッチ S_A 、メインスイッチ S_2 、直列コンデンサ C_S 、出力電圧 V_O の周りのキルヒホフ電圧ループ（KVL）によって、式 2 がもたらされる。ここで、 V_{S1} 、 V_{CS} 、 V_{SA} 、 V_{S2} は、それぞれ整流スイッチ S_1 、直列コンデンサ C_S 、補助スイッチ S_A 、及びメインスイッチ S_2 にかかる電圧を表している。

【0026】

50

【数2】

$$V_{S1} - V_{CS} + V_{SA} + V_{S2} = V_O \quad \cdots \text{式2}$$

【0027】

直列コンデンサ C_S の静電容量はスイッチの寄生出力容量よりはるかに大きく選択されているので(つまり、 $C_S > > C_{OSS1}, C_{OSS2}, C_{OSSA}$)、直列コンデンサ C_S にかかる電圧 V_{CS} は一定とみなすことができる。従って、式2から式3がもたらされる。

【0028】

【数3】

$$\frac{dV_{S2}}{dt} = -\frac{d(V_{S1} + V_{SA})}{dt} \quad \cdots \text{式3}$$

10

【0029】

換言すると、区間 $[T_1, T_2]$ の間、整流スイッチ S_1 の寄生出力容量 C_{OSS1} と補助スイッチ S_A の寄生出力容量 C_{OSSA} は放電しており、メインスイッチ S_2 の寄生出力容量 C_{OSS2} は充電中である。さらに、スイッチ S_A にかかる電圧 V_{SA} がゼロボルトになると、補助スイッチ S_A のボディダイオードがオンとなり、整流スイッチ S_1 とメインスイッチ S_2 にかかる電圧は、式4で与えられる。

【0030】

20

【数4】

$$\frac{dV_{S2}}{dt} = -\frac{d(V_{S1})}{dt} \quad \cdots \text{式4}$$

【0031】

図7に示すように、整流スイッチ S_1 及びメインスイッチ S_2 の寄生出力容量 C_{OSS1} 及び C_{OSS2} は通常 1 nF 未満であるため、スイッチング周期 T_S に対して区間 $[T_1, T_2]$ は非常に短いことが予想される。

【0032】

図6Cは、区間 $[T_2, T_3]$ の間のトーテムポール型 PWM PFC電力コンバータ400のトポロジー状態を示している。時刻 T_2 において、整流スイッチ S_1 の寄生出力容量 C_{OSS1} が完全に放電されたとき、整流スイッチ S_1 のボディダイオードが導通し、昇圧インダクタ電流 i_L を流し、それによって入力電圧源から出力負荷に電力を伝達する。区間 $[T_2, T_3]$ の間、昇圧インダクタ L にかかる電圧は、出力電圧 V_O と入力電圧 V_{IN} の差に等しいので、昇圧インダクタ電流 i_L は、式5に従って直線的に減少する。同時に、補助スイッチ S_A のボディダイオードが電流 i_{LS} を流すので、直列コンデンサ C_S にかかる電圧 V_{CS} が直列インダクタ L_S に印加される。その結果、直列インダクタ電流 i_{LS} は、式6のように、直線的に減少する。

30

【0033】

【数5】

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{IN} - V_O}{L} \quad \cdots \text{式5}$$

40

【0034】

【数6】

$$\frac{di_{LS}}{dt} = \frac{-V_{CS}}{L_S} \quad \cdots \text{式6}$$

【0035】

図6Dは、区間 $[T_3, T_4]$ の間のトーテムポール型 PWM PFC電力コンバータ4

50

00のトポロジー状態を示している。時刻T₃において、補助スイッチS_Aと整流スイッチS₁の両方がZVS状態でオンとなる。この時点では整流サイクルが完了し、トーテムポール型PWMPFC電力コンバータ400は、区間[T₃、T₅]では、実質的にすべての昇圧インダクタ電流i_Lが出力に供給されるトポロジー状態に入る。

【0036】

図6Dは、区間[T₄、T₅]の間のトーテムポール型PWMPFC電力コンバータ400のトポロジー状態を示している。時刻T₃で補助スイッチS_Aが閉じた後の時刻T₄では、直列インダクタ電流i_{LS}はゼロを越えて負になり、補助スイッチS_Aを流れる電流i_{SA}は極性を反転して正になる。

【0037】

図6Fは、区間[T₅、T₆]の間のトーテムポール型PWMPFC電力コンバータ400のトポロジー状態を示している。時刻T₅で、整流スイッチS₁と補助スイッチS_Aの両方がオフになる。入力電流がまだスイッチS₁のボディダイオードを流れるため、整流スイッチS₁にかかる電圧V_{S1}は小さいままである。ただし、直列インダクタ電流i_{LS}が負になっているため、補助スイッチS_Aの寄生出力容量C_{0SSA}が充電を開始する。上記式2より、寄生出力容量C_{0SSA}の充電により、補助スイッチS_Aにかかる電圧が上昇すると、寄生出力容量C_{0SS2}の放電により、メインスイッチS₂の寄生出力容量C_{0SS2}の両端で対応する電圧が減少する。

【0038】

図6Gは、区間[T₆、T₇]の間のトーテムポール型PWMPFC電力コンバータ400のトポロジー状態を示している。時刻T₆では、メインスイッチS₂の寄生出力容量C_{0SS2}が完全に放電しているため、メインスイッチS₂のボディダイオードには直列インダクタ電流i_{LS}が完全に流れる。昇圧インダクタ電流i_Lと直列インダクタ電流i_{LS}は、大きさは実質的に等しいが極性は反対である。従って、整流スイッチS₁のボディダイオードは、入力電流の2倍のピーク電流(つまり、昇圧インダクタ電流i_L)が一時的に流れる。(ブース整流スイッチS₁とメインスイッチS₂の両方のボディダイオードは、区間[T₆、T₇]で電流を流す。)従って、上記式2により、補助スイッチS_Aにかかる電圧V_{SA}は、出力電圧V_Oと直列コンデンサ電圧V_{CS}の和(つまり、V_O+V_{CS})であり、出力電圧V_Oが直列インダクタL_Sに全面的に印加されることになる。従って、補助スイッチS_Aには電流が流れず、インダクタ電流i_{LS}は直線的に増加し、整流スイッチS₁の電流i_{S1}は同じ割合で減少する。

【0039】

【数7】

$$\frac{di_{S1}}{dt} = -\frac{di_{LS}}{dt} = -\frac{V_O}{L_S} \quad \cdots \text{式7}$$

【0040】

従って、上記式7に示すように、整流スイッチS₁の電流の減少率は、直列インダクタL_Sによって制御される。従って、直列インダクタL_Sに適切なインダクタンスを選択することで、整流回復電荷量とそれに伴う損失を低減することができる。一般に、インダクタンスが大きいほど(電流の減少速度が小さいほど)、逆回復に伴う損失はより低減される。

【0041】

図6Hは、区間[T₇、T₈]の間のトーテムポール型PWMPFC電力コンバータ400のトポロジー状態を示している。時刻T₇では、メインスイッチS₂が直列インダクタL_Sの電流i_{LS}を実質的にすべて流す。メインスイッチS₂でZVSを実現するには、直列インダクタ電流i_{LS}の極性が正になる前にスイッチS₂がオンになる必要がある。従って、図7に示すように、時刻T₇では、直列インダクタ電流i_{LS}が正になる直前にメインスイッチS₂がオンとなる。メインスイッチS₂の制御信号が直列インダクタ電流i_{LS}が正になるのに対して遅れた場合、メインスイッチS₂の寄生出力容量C_{0SS2}が完全、

10

20

30

40

50

又は部分的に充電され、ZVS状態が達成されない可能性がある。

【0042】

区間 [T₆、T₈] の間、昇圧インダクタ電流 i_L は、式 8 に示す割合で線形に増加し、直列インダクタ電流 i_{LS} は、式 9 に示す割合で線形に増加する。直列インダクタ L_S のインダクタンスは、昇圧インダクタ L のインダクタンスよりはるかに小さいことが好ましいので、直列インダクタ電流 i_{LS} の変化率は、昇圧インダクタ電流 i_L の変化率よりも大幅に高くなるようにする。

【0043】

【数 8】

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{IN}}{L} \quad \cdots \text{式 8}$$

10

【0044】

【数 9】

$$\frac{di_{LS}}{dt} = \frac{V_O}{L_S} \quad \cdots \text{式 9}$$

20

【0045】

図 6 I は、区間 [T₈、T₉] の間のトーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。昇圧インダクタ電流 i_L と直列インダクタ電流 i_{LS} は時刻 T₈ で等しくなるため、整流スイッチ S₁ の電流はゼロになる。ただし、直列インダクタ電流 i_{LS} が昇圧インダクタ電流 i_L を超えると、整流スイッチ S₁ の寄生出力容量 C_{oss1} が充電を開始する。上記式 2 によれば、整流スイッチ S₁ にかかる電圧 V_{S1} の増加は、補助スイッチ S_A にかかる電圧 V_{SA} の減少を伴う。つまり、補助スイッチ S_A の寄生出力容量 C_{ossA} を放電させ、直列インダクタ L_S に印加される電圧を減少させることである。図 6 I に示すように、直列インダクタ電流 i_{LS} は、最終的に昇圧インダクタ電流 i_L に等しくなるように減少する。補助スイッチ S_A にかかる電圧 V_{SA} は、直列インダクタ L_S にかかる電圧が実質的にゼロとなるように直列コンデンサ電圧 V_{CS} と等しくなり、出力電圧 V_O が実質的に整流スイッチ S₁ 全体に印加されることになる。

【0046】

30

図 7 は、メインスイッチ S₂、整流スイッチ S₁、補助スイッチ S_A の電圧ストレスが、出力電圧 V_O と直列コンデンサ C_S にかかる電圧 V_{CS} の和 (つまり、V_O + V_{CS}) ので、メインスイッチ S₂ と整流スイッチ S₁ の電圧ストレスは、従来のハーディスイッチ型昇圧コンバータ (例えば、図 3 の AC - DC トーテムポール型昇圧コンバータ 300) の対応スイッチにかかる電圧ストレスより高くなることを示している。このように、直列コンデンサ C_S の静電容量を適切に選択することで、電圧 V_{CS} を適切な値にし、スイッチにかかる電圧ストレスを妥当な範囲に抑えることができる。

【0047】

トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 の回路パラメータが電圧 V_{CS} にどのように依存するかの導出は、区間 [T₁、T₃] 及び [T₅、T₈] (つまり、転流期間) が、メインスイッチ S₂ 及び整流スイッチ S₁ が導通している間隔に比べて短いことを認識することによって、単純化することができる。図 7 に示すように、区間 [T₁、T₄] の間、直列コンデンサ C_S は直列インダクタ電流 i_{LS} を通して放電する。直列インダクタ電流 i_{LS} は、区間 [T₄、T₆] で直列コンデンサ C_S を充電するように時刻 T₄ で極性を反転する。転流期間 (つまり、区間 [T₁、T₃] 及び [T₅、T₈]) 及び区間 [T₈、T₉] を除いて、直列コンデンサ C_S の電流は、実質的に一定の傾き、上記式 6 を有する。(区間 [T₈、T₉] の間、直列コンデンサ C_S の電流は実質的にゼロである)。昇圧インダクタ電流 i_L の平均値を I_L とする。メインスイッチ S₂ と補助スイッチ S_A (つまり、直列インダクタ電流 i_{LS} が -I_L に等しい時刻 T₃) 及び整流スイッチ S₁ (つまり、直列インダクタ電流 i_{LS} が I_L に等しい時刻 T₅) において ZVS を達成するために、

40

50

区間 [T_3 、 T_5] 上の上記式 6 は、式 10 を提供する。ここで、 D' は整流スイッチ S_1 のデューティサイクル、 T_S はスイッチング周期の期間、区間 [T_3 、 T_5] は整流スイッチ S_1 がオンしたときの実質的な期間 T_{ON} である。電流転流期間 ([T_1 、 T_3] 及び [T_5 、 T_8]) が T_{ON} よりはるかに短い無損失のトーテムポール型電力段の場合、電圧変換比 V_o / V_{IN} は、式 11 で与えられる。ここで、 I_o は出力負荷電流の平均値である。従って、式 10 は式 12 のように書き換えることができる。ここで、 f_S はスイッチング周波数である。

【 0048 】

【 数 10 】

$$V_{CS} \approx \frac{L_S * 2I_L}{D' * T_S} \quad \dots \text{式 10}$$

10

【 0049 】

【 数 11 】

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{I_L}{I_o} = \frac{1}{1-D} = \frac{1}{D'} \quad \dots \text{式 11}$$

【 0050 】

【 数 12 】

$$V_{CS} \approx \frac{L_S * 2I_L * f_S * V_o}{V_{IN}} \quad \dots \text{式 12}$$

20

【 0051 】

従って、上記式 12 によれば、電圧 V_{CS} は全負荷時 (つまり、最大 I_L) 及び最も低いライン電圧時 (つまり、最小 V_{IN}) において最大となる。ある入出力仕様の場合 (例えば、最大 I_L と出力電圧 V_o の場合) 、直列コンデンサ電圧 V_{CS} は、 L_S と f_S の積を小さくすることで低減させることができる。

【 0052 】

トーテムポール型整流器は、高調波成分の低減とライン電流の力率改善を目的とした入力電流整形用途に多く使用されている。このような電流整形用途では、入力電圧 V_{IN} がライン周期で変動しても、トーテムポール型整流器のデューティサイクルがゼロから式 13 まで変化する一方で、出力電圧 V_o は実質的に一定に保つ必要がある。PFC 整流器では、入力電流の形状は入力電圧の形状に従うことが好ましい。従って、上記式 12 によれば、電圧 V_{CS} はライン周期を通じて実質的に一定である。

30

【 0053 】

【 数 13 】

$$\frac{|V_{IN}|}{V_o} \quad \dots \text{式 13}$$

40

【 0054 】

図 8 は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期 (つまり、 $V_{AC} < 0$) におけるトーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 の等価回路を表す回路モデル 480 を示す図である。図 9A - 9I は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期のスイッチング周期 T_S におけるトーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。図 10 は、入力電圧 V_{AC} の負の半周期 (つまり、 $V_{AC} < 0$) のスイッチング周期 T_S における主要な電力段の波形を示している。入力電圧 V_{AC} の負の半周期において、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のアクティブソフトスイッチングセル 401 は、図 6A ~ 図 6I 及び図 7 を参照して説明したように、スイッチの役割を逆転させて実質的に動作する (つまり、スイッチ S_1 がメインスイッチとして機能し、スイッチ S_2 が整流スイッチと

50

して機能する）。そのため、図 9 A ~ 9 I 及び図 10 についての詳細な説明は省略する。ただし、入力電圧 V_{AC} の負の半周期において、メインスイッチ S_1 をオンにすると、入力電圧 V_{AC} が昇圧インダクタ L に全て印加されるため、直列インダクタ L_S に電流が流れないことに注意されたい。区間 $[T_0, T_1]$ 及び $[T_8, T_9]$ について、図 6 A 及び図 6 I を図 9 A 及び図 9 I と比較されたい。従って、直列インダクタ L_S のピーク電流は、正の半周期に比べ負の半周期で約 2 倍となる。

【0055】

トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 の制御回路は、補助スイッチ S_A のためにゲートドライバ回路を追加している限り、従来のハーディスイッチ型トーテムポール型整流器と同じ方法で実装することができる。具体的には、入力電流整形用途では、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 は、任意の適切な制御技術（例えば、平均電流制御、ピーク電流制御、又はヒステリシス制御）を用いて実装することができる。

10

【0056】

図 11 は、本発明の一実施形態における、一方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1100 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1100 は、直列インダクタ L_S と補助スイッチ S_A との間の共通電気ノードに結合される昇圧インダクタ L を有する。本発明のアクティブソフトスイッチングセルを用いた任意の電力コンバータについて、昇圧インダクタ L は、直列インダクタ L_S とスイッチ S_2 との間の共通電気ノード又は直列インダクタ L_S とスイッチ S_1 との間の共通電気ノードのいずれかに接続されてもよい。この結果は、入力電圧 V_{AC} の正と負の半周期における各構成の等価回路から見ることができる。AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1100 の等価回路は、正の半周期（つまり、 $V_{AC} > 0$ ）での図 8 のモデル 480 であり、スイッチ S_2 を整流スイッチとして使用し、そして入力電圧 V_{AC} の負の半周期（つまり、 $V_{AC} < 0$ ）での図 5 のモデル 450 であり、スイッチ S_1 を整流スイッチとして使用している。従って、正及び負の半周期のトーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 は、それぞれ負及び正の半周期の AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1100 と実質的に同じように動作する。

20

【0057】

図 12 は、本発明の一実施形態における、双方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1200 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、ダイオード D_1 及び D_2 は、同期整流器 S_3 及び S_4 に置き換えられる。同期整流器 S_3 及び S_4 （例えば、スイッチ S_3 及び S_4 ）は、パッシブダイオード D_1 及び D_2 よりもはるかに低い電圧降下を備えているため、コンバータの効率が向上する。なお、本明細書のいずれの構成においても、コンバータ効率の向上の実現のために、トーテムポール型構成のダイオード D_1 及び D_2 を同期整流器に置き換えてよい。

30

【0058】

図 13 は、本発明の一実施形態における、AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1300 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示しており、トーテムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、ダイオード D_{PRE1} 及び D_{PRE2} は、起動時又はアクティブソフトスイッチングセル 401 が非アクティブのときに出力 DC リンク（例えば、フィルタコンデンサの両端）を充電し、それによってアクティブソフトスイッチングセル 401 をバイパスする。ダイオード D_{PRE1} 及び D_{PRE2} は、一般的なシリコンデバイスである。DC リンクが充電されると、AC 電源からの電流がアクティブソフトスイッチングセル 401 を通過するため、ダイオード D_{PRE1} 及び D_{PRE2} はもはや導通しない。

40

【0059】

図 14 は、本発明の一実施形態における、双方向性 AC - DC トーテムポール型電力コンバータ 1400 に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル 401 を示している

50

。また、上述したコンバータの高効率化を図るように、ダイオード D_1 及び D_2 は同期整流器 S_3 及び S_4 に置き換えられることも注意されたい。

【0060】

図15は、本発明の一実施形態における、双方向性AC-DCトーテムポール型電力コンバータ1500に組み込まれるアクティブソフトスイッチングセル401を示しており、双方向性AC-DCトーテムポール型電力コンバータ1400とは異なり、AC-DCトーテムポール型電力コンバータ1500の昇圧インダクタLが直列インダクタL_Sと補助スイッチS_Aとの間の共通電気ノードに結合されている。上述したように、これらの構成は実質的に同等に動作する。

【0061】

図16は、本発明の一実施形態における、多相電力コンバータ1600を示している。図16に示すように、多相電力コンバータ1600は、図4のアクティブソフトスイッチングセル401を組み込んだ双方向性3相AC-DC電力コンバータである。多相電力コンバータ1600は、AC回路とDC回路との間に結合されている。AC回路は多相AC電源の場合があるので、複数の相端子を含んでいる。DC回路は、抵抗負荷又はDC電源であってもよい。多相電力コンバータ1600は、各々がAC回路の相端子に結合された複数の構成回路（「相脚」）を含む。多相電力コンバータ1600の各相脚は、相脚を対応する相端子に結合するインダクタ（つまり、インダクタL₁、L₂又はL₃）と、アクティブソフトスイッチングセルを含む。各相脚のアクティブソフトスイッチングセルは、（i）直列インダクタ（つまり、インダクタL_{S1}、L_{S2}又はL_{S3}）、（ii）第1及び第2スイッチ（つまり、スイッチS₁とS₂、スイッチS₃とS₄、又はスイッチS₅とS₆）、（iii）補助スイッチ（つまり、スイッチS_{A1}、S_{A2}又はS_{A3}）、及び（iv）補助コンデンサ（つまり、C_{S1}、C_{S2}、又はC_{S3}）を含む。ZVS状態では、どのスイッチも開く可能性がある。スイッチの少なくとも1つは、カーバイドMOSFETであっても良い。各相脚において、直列インダクタと第1及び第2スイッチは、DC回路を挟んで直列回路を形成する。また、各相脚において、第1スイッチ（つまり、第1スイッチS₁、S₃又はS₅）又は第2スイッチ（つまり、S₂、S₄又はS₆）は、補助スイッチ（つまり、スイッチS_{A1}、S_{A2}又はS_{A3}）と同時に開閉する整流スイッチとして機能する。各相脚では、直列インダクタ（つまり、直列インダクタL_{S1}、L_{S2}又はL_{S3}）が、整流スイッチが開く際、電流変化率を低減させる。電流変化率の低下により、整流スイッチの逆回復損失が減少する可能性がある。

【0062】

図16では、3相AC電源は3系統の電圧V_A、V_B、及びV_Cを供給する。3系統は、Y-又はWYE接続、あるいはデルタ接続から提供することができる。図16に示すように、3相の各脚は、対応する昇圧インダクタ（つまり、昇圧インダクタL₁、L₂、及びL₃）に結合されたアクティブソフトスイッチングセル401の実例を含む。相脚の数は、用途に応じて、所望の電力を供給するのに必要な任意の適切な数とすることができます。なお、多相電力コンバータでは、各相脚の位相帰還路は他の相脚で確保されるため、トーテムポール型整流段（例えば、ダイオードや同期整流器）は必要ないことに注意されたい。

【0063】

図17は、本発明の一実施形態における、多相電力コンバータ1700を示している。多相電力コンバータ1600と同様に、多相電力コンバータ1700は、AC回路とDC回路との間に結合される。AC回路は多相AC電源の場合があるので、複数の相端子を含んでいる。DC回路は、抵抗負荷又はDC電源であってもよい。多相電力コンバータ1600とは異なり、多相電力コンバータ1700の各昇圧インダクタ（つまり、インダクタL₁、L₂、又はL₃）は、対応するアクティブソフトスイッチングセルの直列インダクタ（つまり、直列インダクタL_{S1}、L_{S2}、又はL_{S3}）と補助スイッチ（つまり、スイッチS_{A1}、S_{A2}、又はS_{A3}）との間の共通電気ノードに結合される。各相脚では、直列インダクタと第1スイッチ、第2スイッチがDC回路を挟んで直列回路を形成する。また、各相脚において、第1スイッチ（つまり、第1スイッチS₁、S₃又はS₅）又は、第2

10

20

30

40

50

スイッチ（つまり、S₂、S₄又はS₆）のいずれかは、補助スイッチ（つまり、スイッチS_{A1}、S_{A2}又はS_{A3}）と同時に開閉する整流スイッチとして機能する。ZVS状態では、どのスイッチも開く可能性がある。スイッチの少なくとも1つは、カーバイドMOSFETであってもよい。各相脚では、直列インダクタ（つまり、直列インダクタL_{S1}、L_{S2}又はL_{S3}）が、整流スイッチが開く際、電流変化率を低減させる。電流変化率の低下により、整流スイッチの逆回復損失が減少する可能性がある。多相電力コンバータ1600と同様に、相端子の数及び相脚の数は、用途に応じて、所望の電力を供給するのに必要な任意の適切な数とすることができます。

【0064】

本発明は、上記実施形態で説明したようなアクティブソフトスイッチングセルを用いて、メインスイッチのターンオン特性及び整流器の逆回復特性によって生じるAC-DC電力変換システムのスイッチング損失を大幅に低減するものである。具体的には、アクティブソフトスイッチングセルの直列インダクタにより、逆回復関連損失を低減し、整流スイッチのボディダイオードのターンオフ時の電流変化率を低減している。アクティブソフトスイッチングセルのスイッチは、ZVS条件で動作することができる。

10

【0065】

以上、本発明の様々な実施形態について説明したが、本発明は、これらの実施形態における例示によってのみ提示されたものであり、限定されたものではない。従って、本発明の広さ及び範囲は、上述したいずれの実施形態によっても限定されるべきではなく、代わりに、以下の特許請求の範囲及びそれに相当するものに従ってのみ定義されるべきである。

20

30

40

50

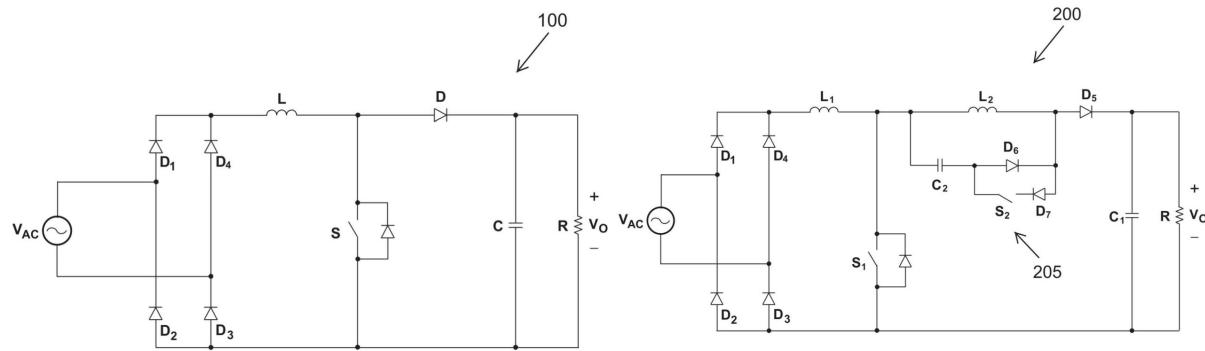
【図面】

【図1】

図1 (従来技術)

【図2】

図2 (従来技術)



10

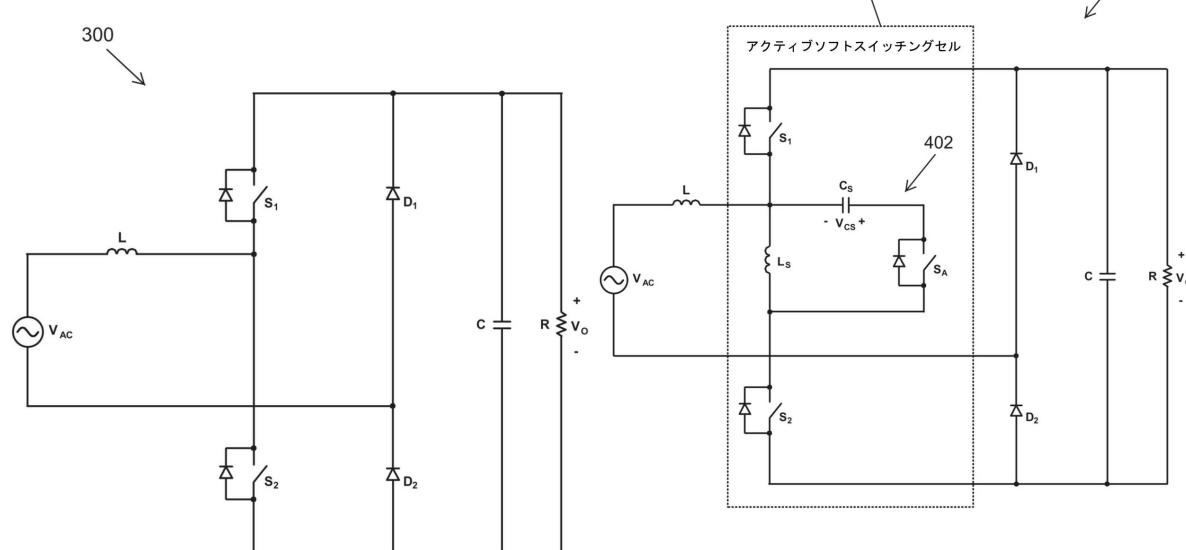
【図3】

図3 (従来技術)

【図4】

図4

20



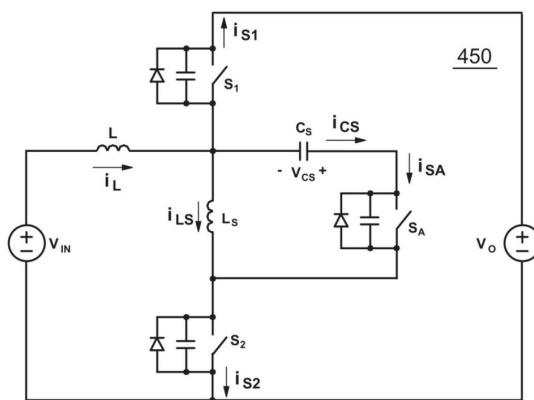
30

40

50

【図 5】

図5



$$V_{AC} > 0$$

D_1 : オフ

D_2 : オン

10

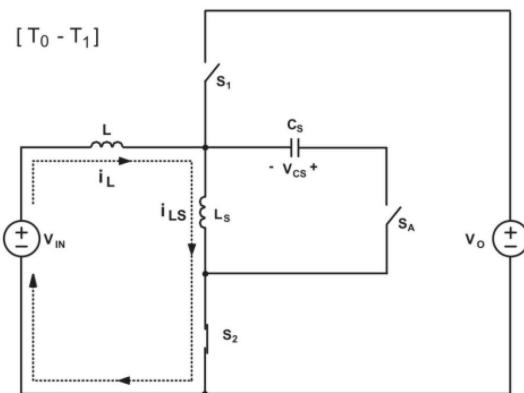
20

30

40

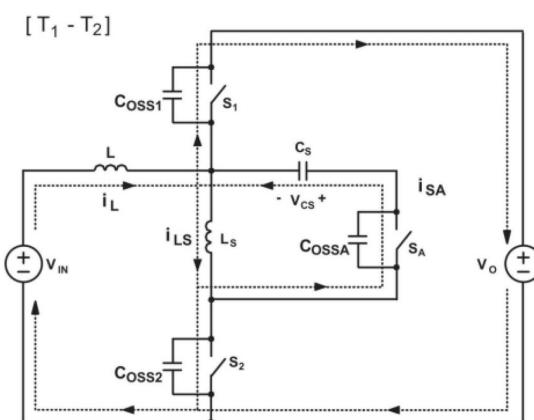
【図 6 A】

図6A



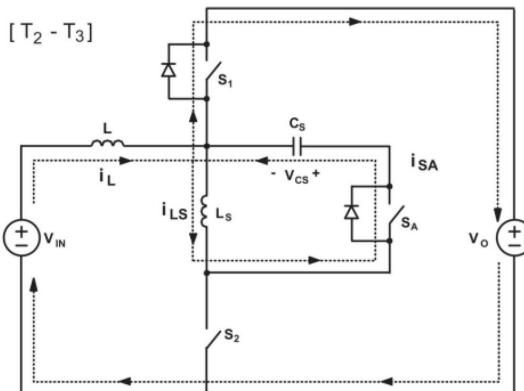
【図 6 B】

図6B



【図 6 C】

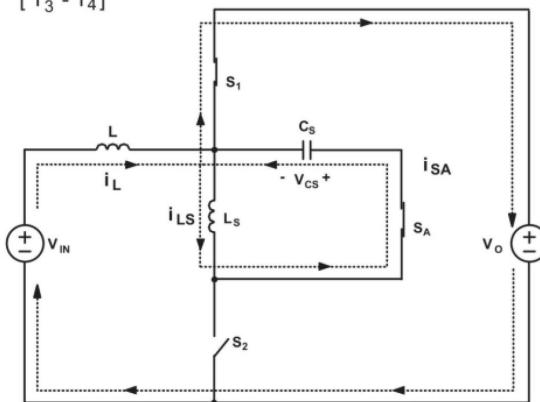
図6C



50

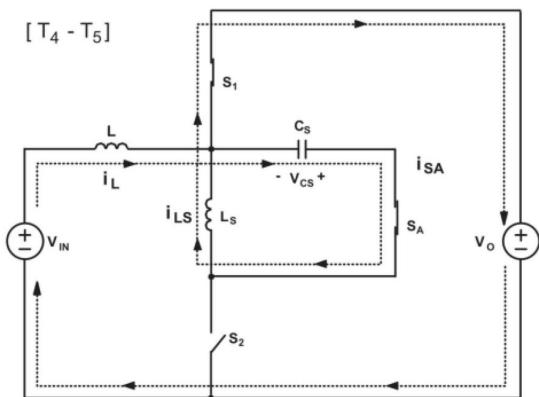
【図 6 D】

図6D

[T₃ - T₄]

【図 6 E】

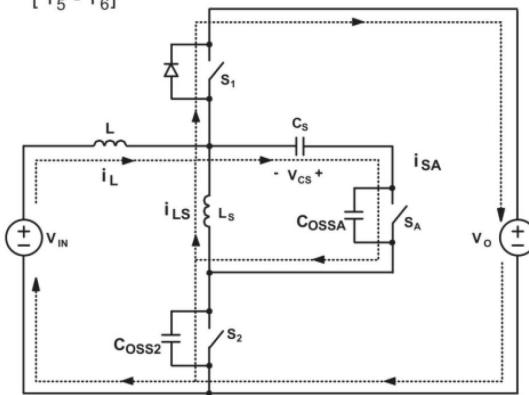
図6E

[T₄ - T₅]

10

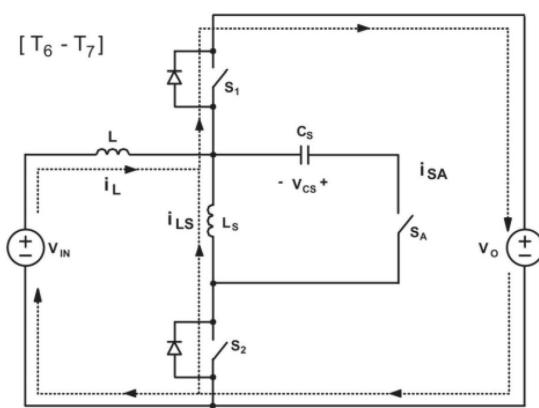
【図 6 F】

図6F

[T₅ - T₆]

【図 6 G】

図6G

[T₆ - T₇]

20

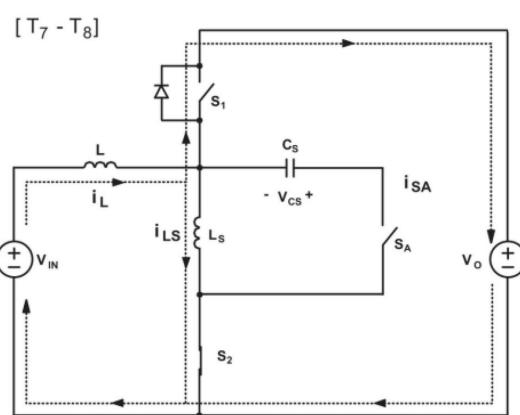
30

40

50

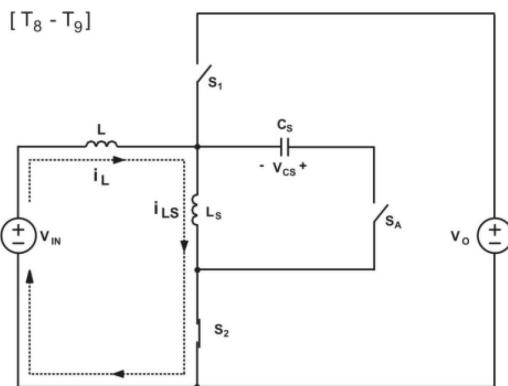
【図 6 H】

図6H



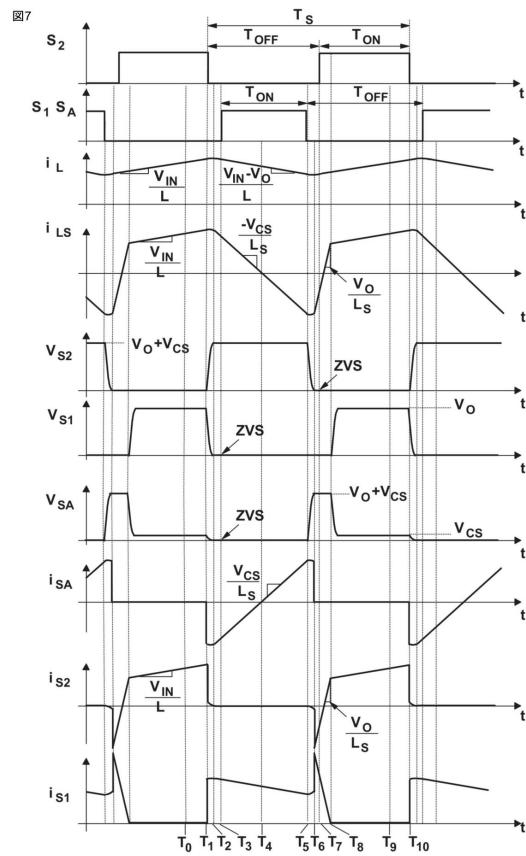
【図 6 I】

図6I



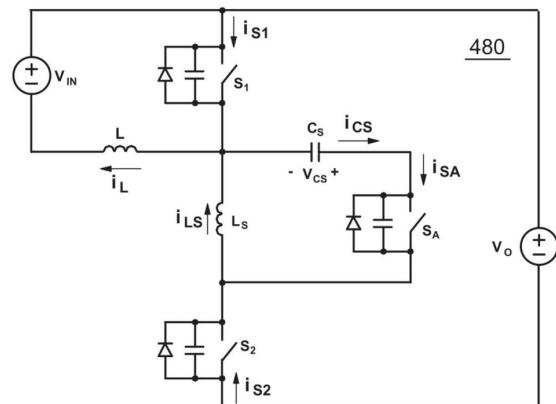
10

【図 7】



【図 8】

図8



20

30

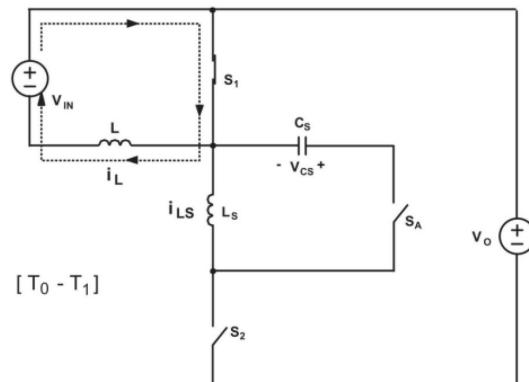
V_{AC} < 0D₁ : オンD₂ : オフ

40

50

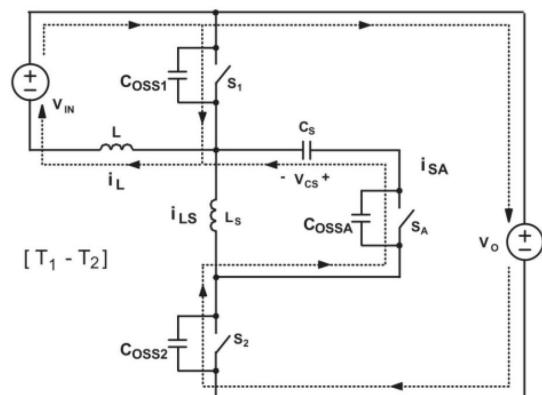
【図 9 A】

図9A



【図 9 B】

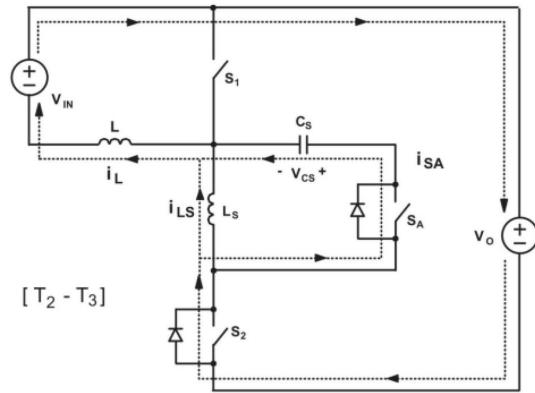
図9B



10

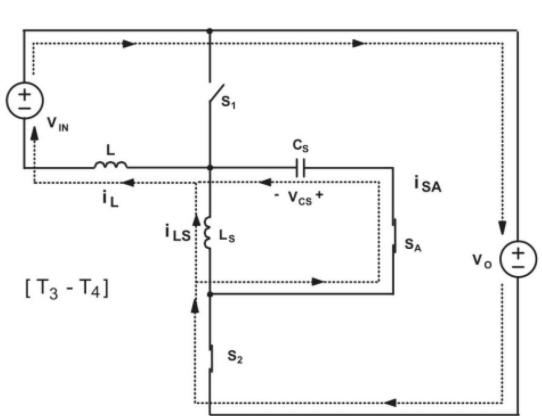
【図 9 C】

図9C



【図 9 D】

図9D



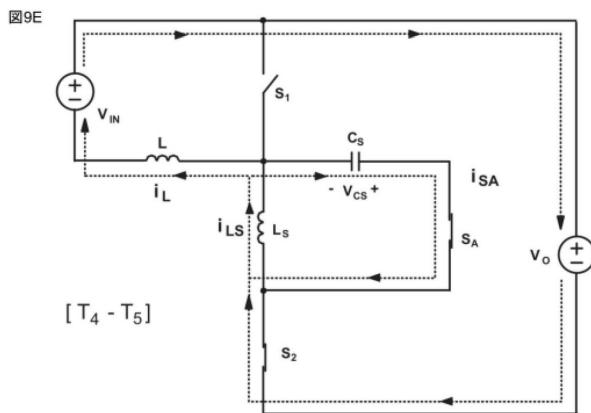
20

30

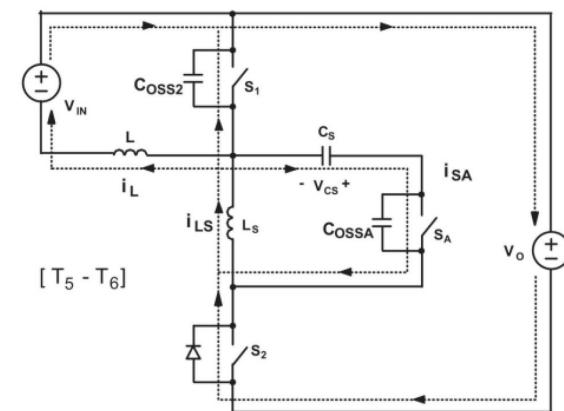
40

50

【図 9 E】

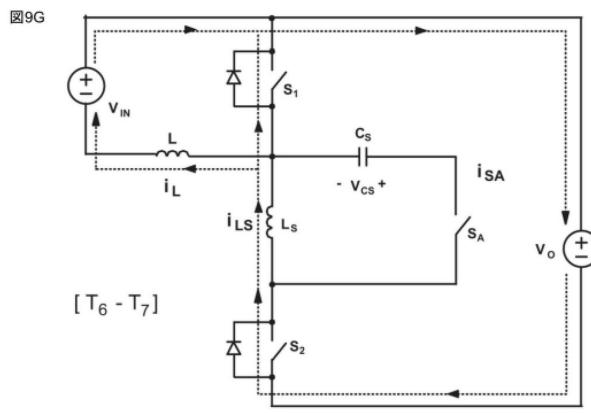


【図 9 F】

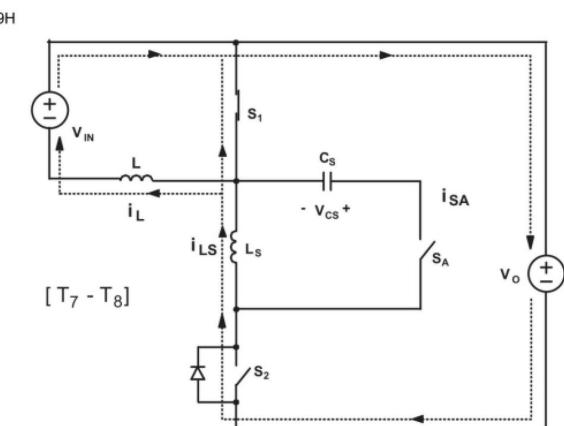


10

【図 9 G】



【図 9 H】



20

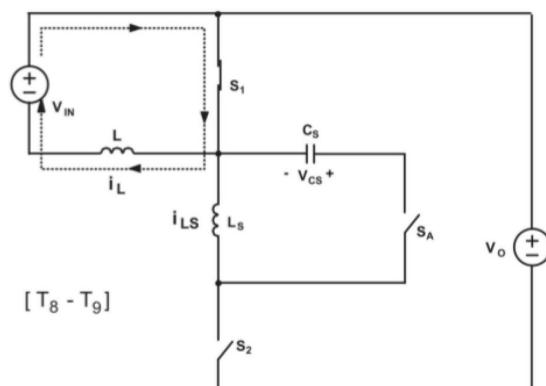
30

40

50

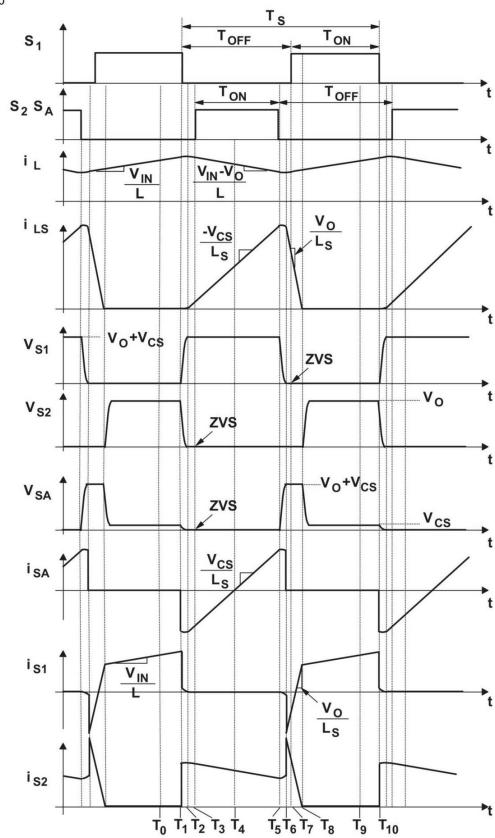
【図9-I】

図9I

[$T_8 - T_9$]

【図10】

図10

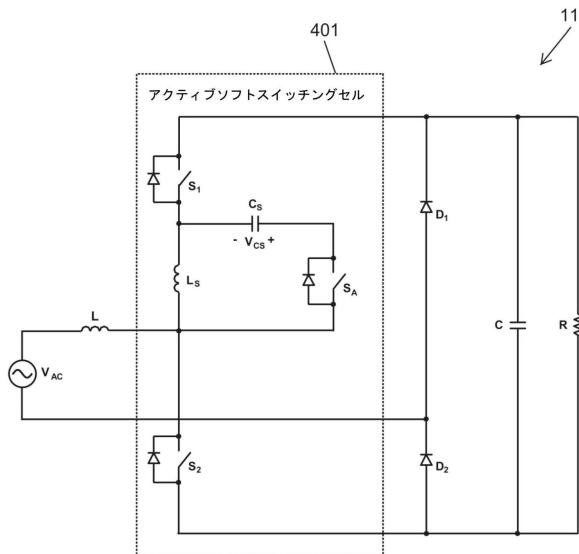


10

20

【図11】

図11

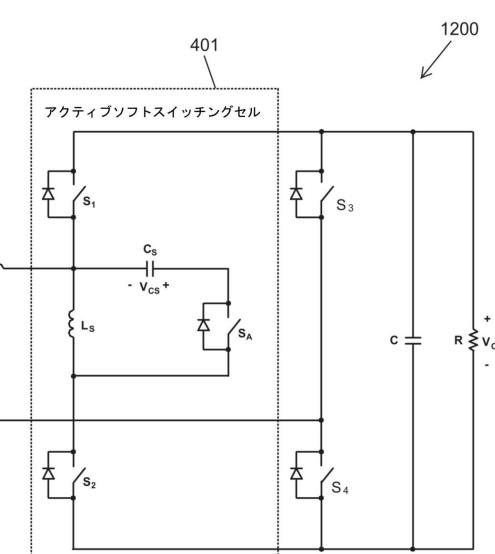


401

1100

【図12】

図12



401

1200

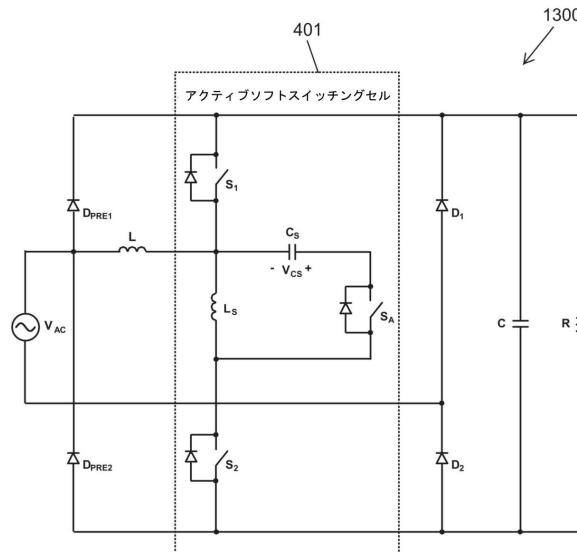
30

40

50

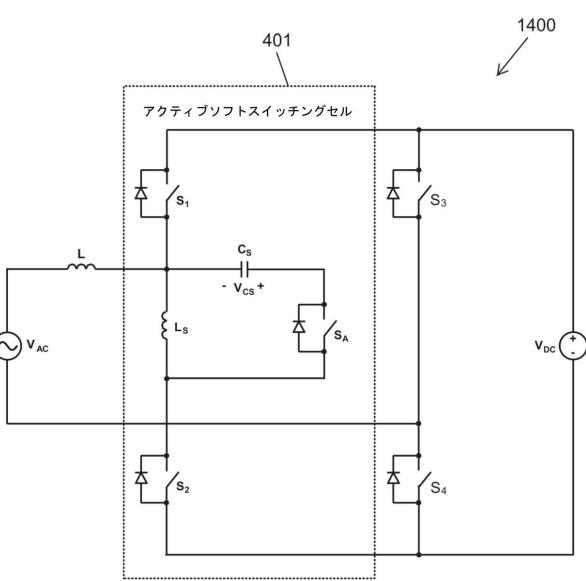
【図13】

図13



【図14】

図14

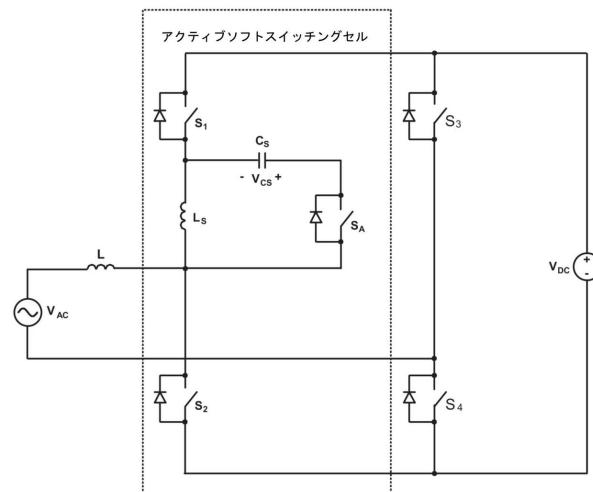


10

20

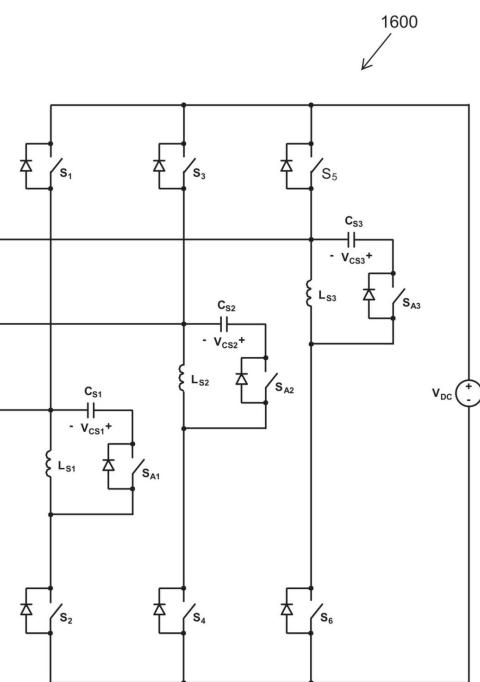
【図15】

図15



【図16】

図16



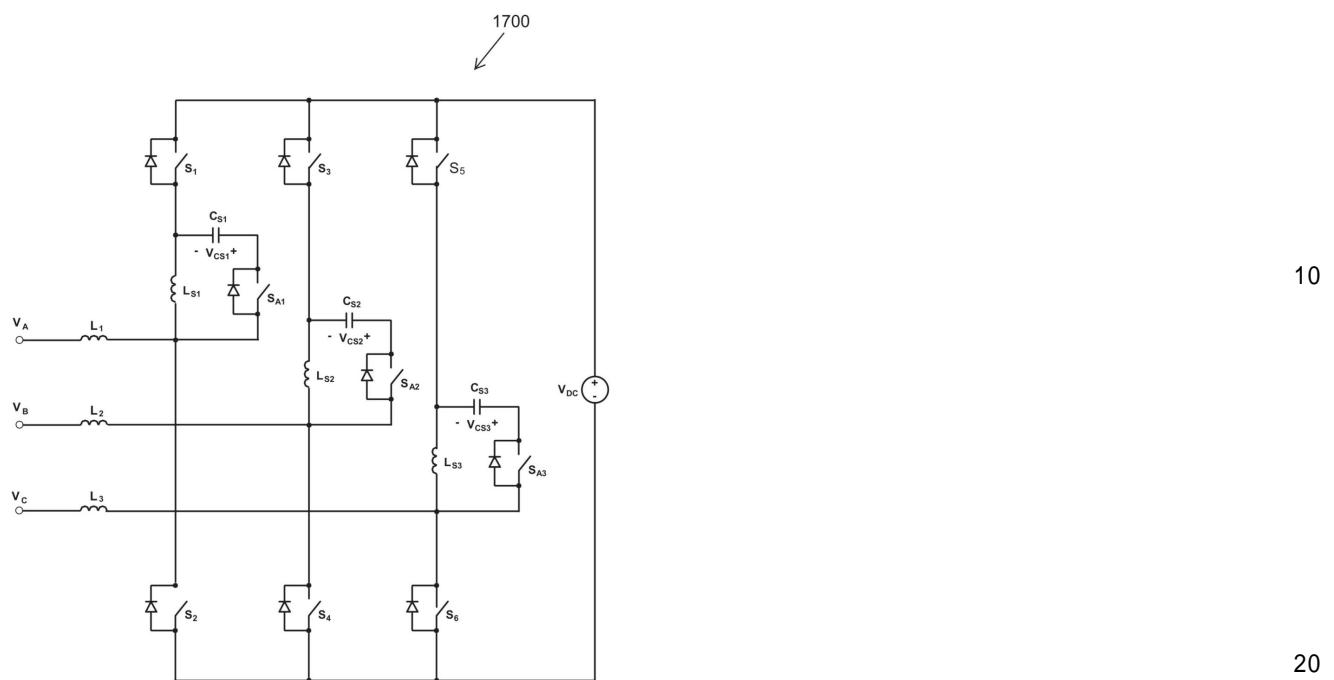
30

40

50

【図 1 7】

図17



フロントページの続き

台湾 114 台北市内湖区瑞光路 186 号

(72)発明者 ジャン、ヨンテク

台湾 114 台北市内湖区瑞光路 186 号

(72)発明者 バルボサ、ピーター

台湾 114 台北市内湖区瑞光路 186 号

審査官 佐藤 匠

(56)参考文献 中国特許出願公開第 111865068 (CN, A)

国際公開第 2010/073602 (WO, A1)

Rui LI 他 2 名, "A Novel 40KW ZVS-SVM Controlled Three-Phase Boost PFC Converter", 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 米国, IEEE, 2009 年 02 月, pp.376-382

(58)調査した分野 (Int.Cl., D B 名)

H02M 7/12

H02M 1/42

H02M 7/48