

(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

F I

H 0 2 M 7/12 (2006.01)

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 ぶん 有限公司   |
| (65)公開番号          | 特開2022-164610(P2022-164610 A) |          | DELTA ELECTRONICS ,<br>INC .                                |
| (43)公開日           | 令和4年10月27日(2022.10.27)        |          | 台湾 1 1 4 台北市内湖区瑞光路 1 8 6 号                                  |
| 審査請求日             | 令和4年8月10日(2022.8.10)          |          | 1 8 6 Ruey Kuang Road ,<br>Neihu , Taipei 1 1 4 ,<br>Taiwan |
| (31)優先権主張番号       | 17/233,272                    | (74)代理人  | 110001139   |
| (32)優先日           | 令和3年4月16日(2021.4.16)          |          | S K 弁理士法人   |
| (33)優先権主張国・地域又は機関 | 米国(US)                        | (74)代理人  | 100130328   |
| 早期審査対象出願          |                               |          | 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 A C 回路、及び ( i i ) D C 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 A C 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 D C 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 A C 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

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。

【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。

【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 ( i i ) 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。

【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】

10

20

30

40

50

請求項 1 又は請求項 7 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 7 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witch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witch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 7 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 SiC MOSFET 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 7 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】

【0001】

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 AC - DC 電力変換回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

AC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（EMI）ノイズも重要な考慮事項である。AC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、AC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 AC - DC 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。

【0003】

図 1 に示すように、従来の AC - DC 昇圧コンバータ 100 は、整流器  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  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 DC 電圧を調整する絶縁型 DC - DC コンバータ）でもよい。適切な制御下で、AC - DC 昇圧コンバータ 100 は、ほぼ正弦波の AC 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。

【0004】

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 EMI 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、AC - DC 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 MOSFET とシリコン PN 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 MOSFET 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、AC - DC 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 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、昇圧インダクタ $L_1$ 、スイッチング素子 $S_1$ 、昇圧ダイオード $D_5$ 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 $L_2$ 、補助コンデンサ $C_2$ 、補助スイッチング素子 $S_2$ 、及び補助ダイオード $D_6$ 、 $D_7$ 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 $S_1$ 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 $D_5$ における電流変化率（ $di/dt$ ）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。SiMOSFET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、従来のトータムポール型AC-DC昇圧コンバータ300を示し、スイッチング素子 $S_1$ 、 $S_2$ 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 $D_1$ 及び $D_2$ ）トータムポール型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 $S_1$ 及び $S_2$ 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。トータムポール型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、トータ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 (ii) 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

30

#### 【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。

#### 【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  $S_1$  及び  $S_2$  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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

10

【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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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。

20

【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、トータムポール型 PWM PFC 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

30

【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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 のトポロジー状態を示している。

40

【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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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】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 トータ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、トータムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 400 とは異なり、AC - DC トータ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 トータムポール

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、トータムポール型PWMPPC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。

【図１３】図１３は、本発明の一実施形態における、AC-DCトータ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、トータムポール型PWMPPC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トータ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、トータムポール型PWMPPC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。

【図１５】図１５は、本発明の一実施形態における、双方向性AC-DCトータ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トータムポール型電力コンバータ１４００とは異なり、AC-DCトータ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、整流を行うトータ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、トータムポール型PWMPPC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、トータムポール型PWMPPC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 $D_1$ 及び $D_2$ 、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 $D_1$ 、 $D_2$ 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 $S_1$ 、スイッチ $S_2$ 、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 $S_1$ 、は、整流器 $D_1$ 及び $D_2$ の直列回路に並列に結合された直列回路を形成し、(ii)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、(iii)インダクタ $L_S$ 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 $S_1$ とインダクタ $L_S$ と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 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_A$ 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、トータムポール型PWMPPC電力コンバータ４００は、整流器 $D_1$ 及び $D_2$ 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 $S_1$ 又はスイッチ $S_2$ 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。

【 0 0 1 7 】

図 4 に示すように、トータムポール型 P W M P F C 電力コンバータ 4 0 0 は、図 3 の A C - D C トータムポール型昇圧コンバータ 3 0 0 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 A C 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 A C 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 4 0 1 を形成する。

10

【 0 0 1 8 】

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 Z V S 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、 $i_{LS}$ )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、Z V S 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  $i_{LS}$  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 Z V S 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

30

【 0 0 1 9 】

以下の分析では、例としてトータムポール型 A C P W M P F C 電力コンバータ 4 0 0 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 D C 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 A C - D C 電力コンバータ 1 4 0 0 を示した図 1 4 を参照されたい。

40

【 0 0 2 0 】

トータムポール型 P W M P F C 電力コンバータ 4 0 0 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、トータムポール型 P W M P F C 電力コンバータ 4 0 0 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

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見捨てることはできない。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タムポール型 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 6 A ~ 6 I 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 9 A ~ 9 I 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  $T_S$  にわたるトータムポール型 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 6 A 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】

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

#### 【0025】

図 6 B は、区間  $[T_1, T_2]$  の間のトータムポール型 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 6 B 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  $V_O$  の周りのキルヒホッフ電圧ループ（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。

40

#### 【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、 $C_S \gg C_{OSS1}$ 、 $C_{OSS2}$ 、 $C_{OSSA}$ ）、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】

【数 4】

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

20

【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  $1 \text{ nF}$  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 6 C は、区間  $[T_2, T_3]$  の間のトータムポール型 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 6 D は、区間  $[T_3, T_4]$  の間のトータムポール型 PWM PFC 電力コンバータ 4

50

00のトポロジ状態を示している。時刻 $T_3$ において、補助スイッチ $S_A$ と整流スイッチ $S_1$ の両方がZVS状態でオンとなる。この時点で整流サイクルが完了し、トータムボール型PWM PFC電力コンバータ400は、区間 $[T_3, T_5]$ 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状態に入る。

【0036】

図6Dは、区間 $[T_4, T_5]$ の間のトータムボール型PWM PFC電力コンバータ400のトポロジ状態を示している。時刻 $T_3$ で補助スイッチ $S_A$ が閉じた後の時刻 $T_4$ 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 $[T_5, T_6]$ の間のトータムボール型PWM PFC電力コンバータ400のトポロジ状態を示している。時刻 $T_5$ で、整流スイッチ $S_1$ 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 $S_1$ のボディダイオードを流れるため、整流スイッチ $S_1$ 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 $C_{OSSA}$ が充電を開始する。上記式2より、寄生出力容量 $C_{OSSA}$ 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 $C_{OSS2}$ の放電により、メインスイッチ $S_2$ の寄生出力容量 $C_{OSS2}$ の両端で対応する電圧が減少する。

【0038】

図6Gは、区間 $[T_6, T_7]$ の間のトータムボール型PWM PFC電力コンバータ400のトポロジ状態を示している。時刻 $T_6$ では、メインスイッチ $S_2$ の寄生出力容量 $C_{OSS2}$ が完全に放電しているため、メインスイッチ $S_2$ 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 $S_1$ 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 $S_1$ とメインスイッチ $S_2$ の両方のボディダイオードは、区間 $[T_6, T_7]$ 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 $S_1$ の電流 $i_{S1}$ は同じ割合で減少する。

【0039】

【数7】

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

【0040】

従って、上記式7に示すように、整流スイッチ $S_1$ 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 $[T_7, T_8]$ の間のトータムボール型PWM PFC電力コンバータ400のトポロジ状態を示している。時刻 $T_7$ では、メインスイッチ $S_2$ 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 $S_2$ 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 $S_2$ がオンになる必要がある。従って、図7に示すように、時刻 $T_7$ 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 $S_2$ がオンとなる。メインスイッチ $S_2$ 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 $S_2$ の寄生出力容量 $C_{OSS2}$ 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 $[T_6, T_8]$ 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】

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

10

【0044】

【数9】

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

【0045】

図6Iは、区間 $[T_8, T_9]$ の間のトータムポール型PWMPC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 $T_8$ で等しくなるため、整流スイッチ $S_1$ 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 $S_1$ 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 $S_1$ 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6I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 $S_1$ 全体に印加されることになる。

20

【0046】

図7は、メインスイッチ $S_2$ 、整流スイッチ $S_1$ 、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、 $V_O + V_{CS}$ ）なので、メインスイッチ $S_2$ と整流スイッチ $S_1$ の電圧ストレスは、従来のハードスイッチ型昇圧コンバータ（例えば、図3のAC-DCトータ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。

30

【0047】

トータムポール型PWMPC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は導出は、区間 $[T_1, T_3]$ 及び $[T_5, T_8]$ （つまり、転流期間）が、メインスイッチ $S_2$ 及び整流スイッチ $S_1$ 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 $[T_1, T_4]$ 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 $[T_4, T_6]$ で直列コンデンサ $C_S$ を充電するように時刻 $T_4$ で極性を反転する。転流期間（つまり、区間 $[T_1, T_3]$ 及び $[T_5, T_8]$ ）及び区間 $[T_8, T_9]$ 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 $[T_8, T_9]$ 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 $S_2$ 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 $T_3$ ）及び整流スイッチ $S_1$ （つまり、直列インダクタ電流 $i_{LS}$ が $I_L$ に等しい時刻 $T_5$ ）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タ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】

トータ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、トータ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、 $V_{AC} < 0$ ）におけるトータムポール型 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  $T_S$  におけるトータムポール型 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、トータムポール型 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】

トータムポール型 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、従来のハードスイッチ型トータ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、トータムポール型 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 トータ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 トータ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もできる。AC - DC トータ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タムポール型 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 トータ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 トータ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、トータムポール型 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、トータ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もよい。

30

#### 【0058】

図 13 は、本発明の一実施形態における、AC - DC トータ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、トータムポール型 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 トータ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トータ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トータムポール型電力コンバータ1400とは異なり、AC-DCトータ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 $L_1$ 、 $L_2$ 又は $L_3$ ）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 $S_1$ と $S_2$ 、スイッチ $S_3$ と $S_4$ 、又はスイッチ $S_5$ と $S_6$ ）、（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 $S_1$ 、 $S_3$ 又は $S_5$ ）又は第2スイッチ（つまり、 $S_2$ 、 $S_4$ 又は $S_6$ ）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 $L_1$ 、 $L_2$ 、及び $L_3$ ）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る。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、トータムポール型整流段（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電源であっても良い。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 $L_1$ 、 $L_2$ 、又は $L_3$ ）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 $S_1$ 、 $S_3$ 又は $S_5$ ）又は、第2

10

20

30

40

50

スイッチ（つまり、 $S_2$ 、 $S_4$ 又は $S_6$ ）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る。

【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ある。

【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。

10

20

30

40

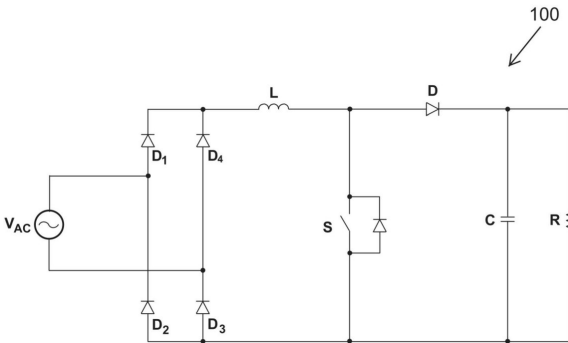
50



【図面】

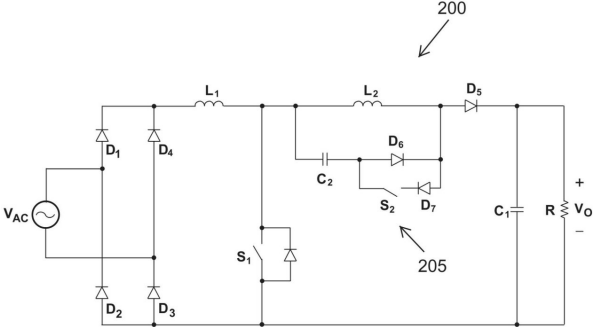
【図 1】

図1（従来技術）



【図 2】

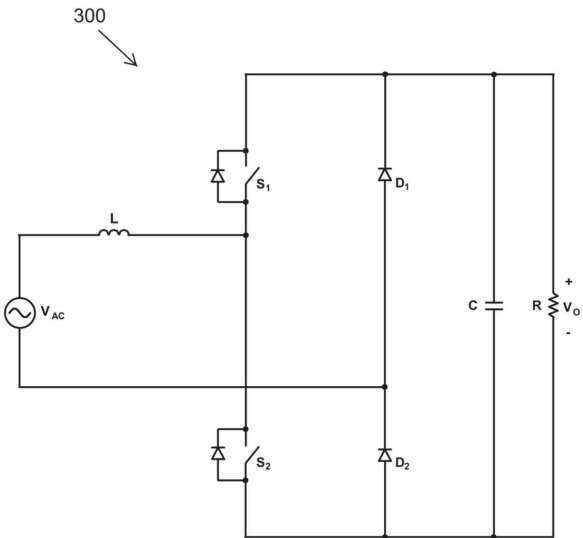
図2（従来技術）



10

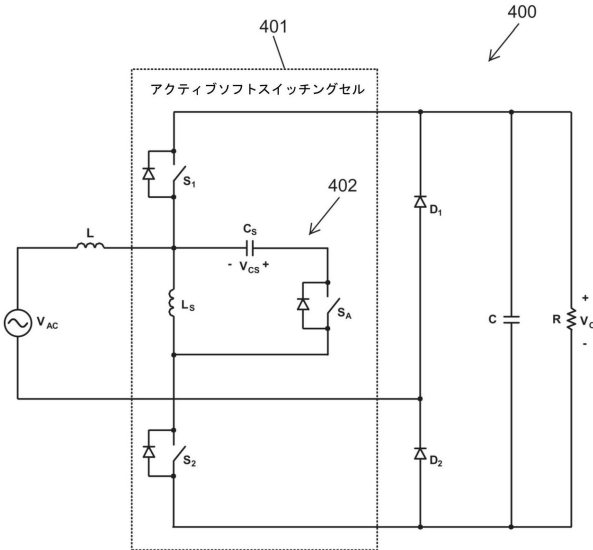
【図 3】

図3（従来技術）



【図 4】

図4



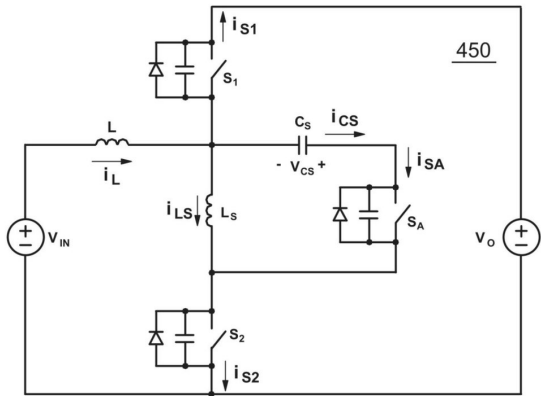
30

40

50

【図 5】

図5



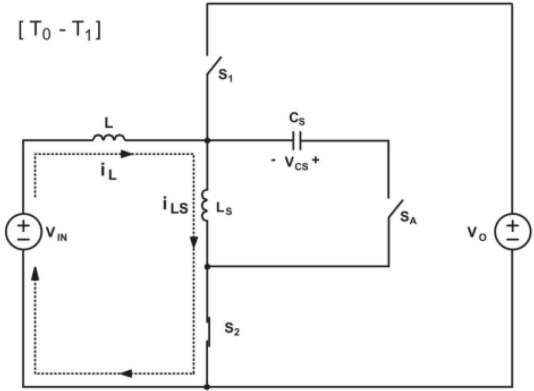
$V_{AC} > 0$

$D_1$  : オフ

$D_2$  : オン

【図 6 A】

図6A

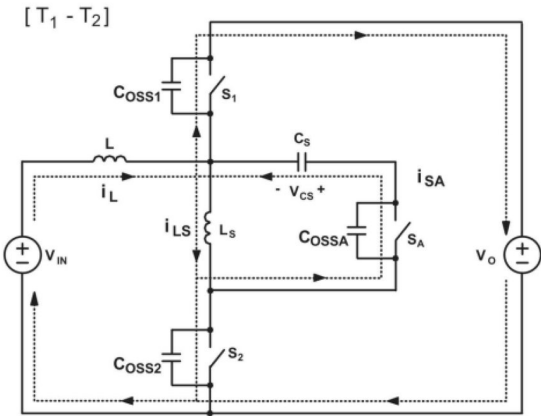


10

20

【図 6 B】

図6B

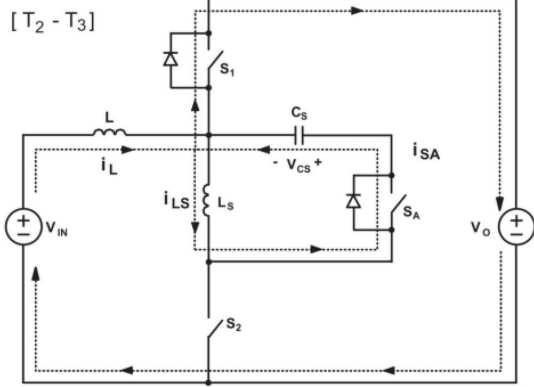


30

40

【図 6 C】

図6C

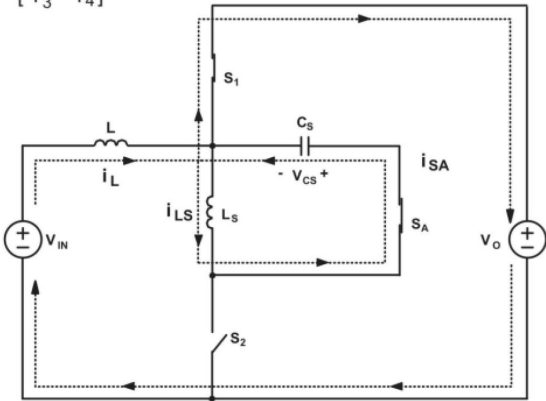


50

【図 6 D】

図6D

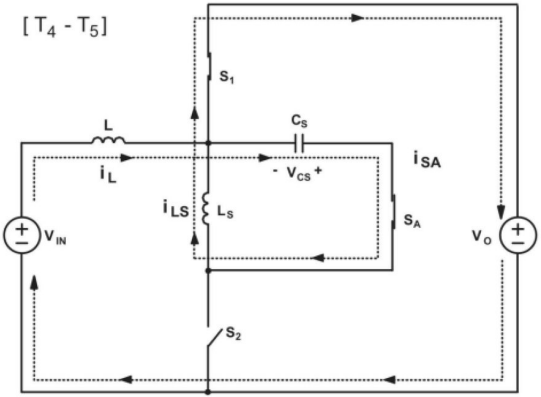
[ T<sub>3</sub> - T<sub>4</sub> ]



【図 6 E】

図6E

[ T<sub>4</sub> - T<sub>5</sub> ]

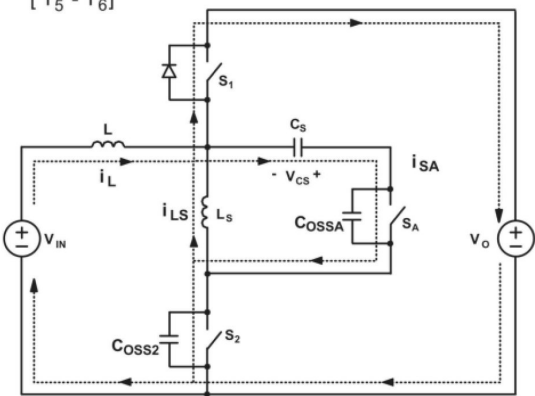


10

【図 6 F】

図6F

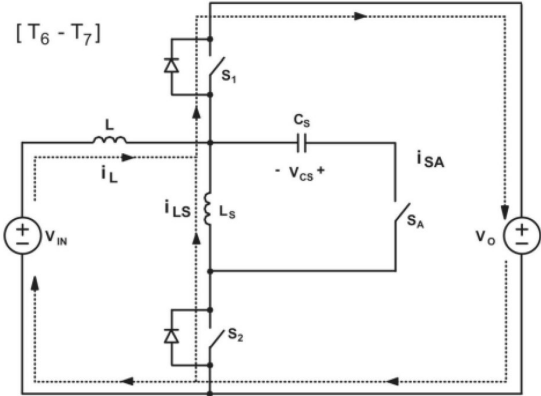
[ T<sub>5</sub> - T<sub>6</sub> ]



【図 6 G】

図6G

[ T<sub>6</sub> - T<sub>7</sub> ]



20

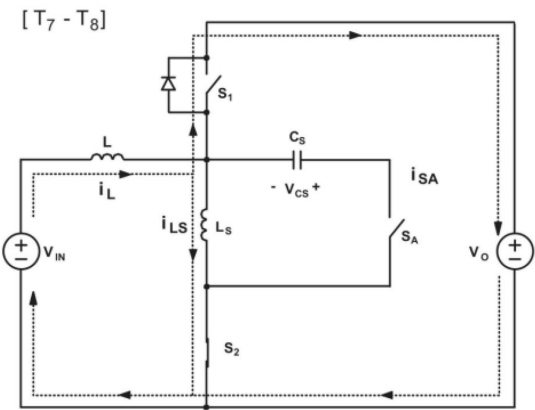
30

40

50

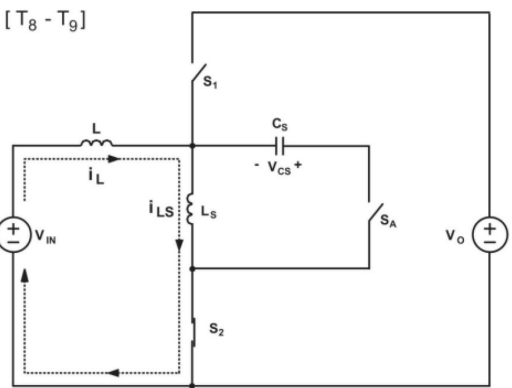
【図 6 H】

図6H



【図 6 I】

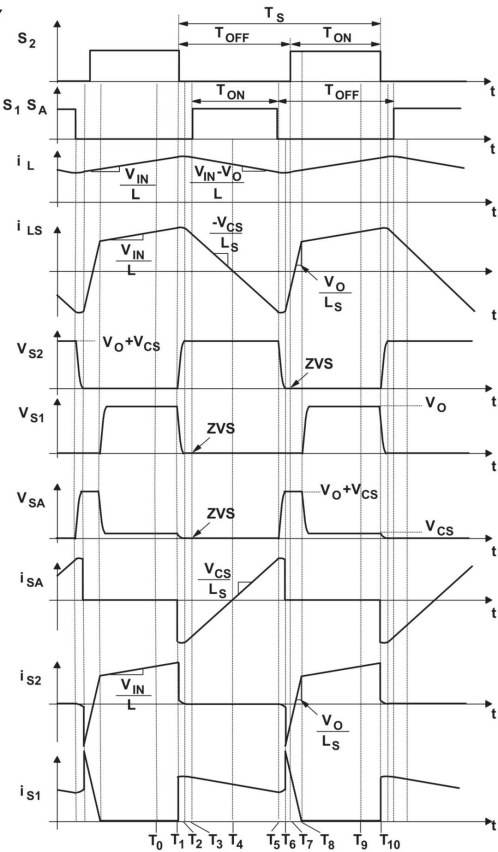
図6I



10

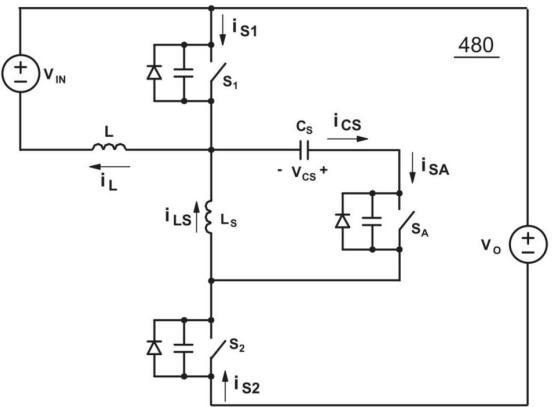
【図 7】

図7



【図 8】

図8



20

30

$V_{AC} < 0$

$D_1$  : オン

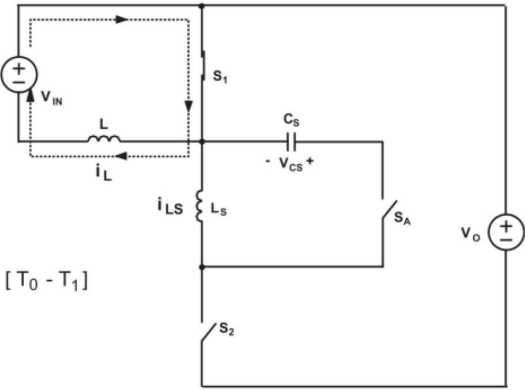
$D_2$  : オフ

40

50

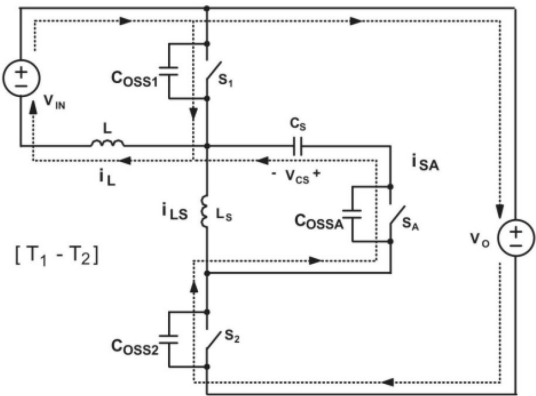
【図 9 A】

図9A



【図 9 B】

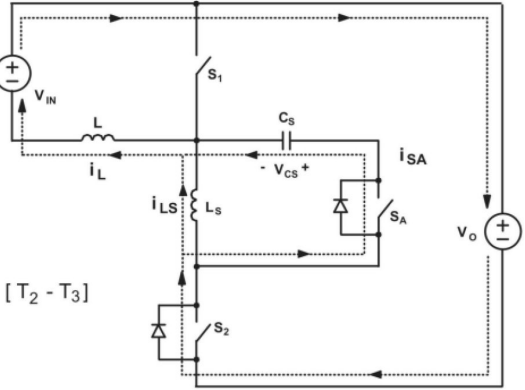
図9B



10

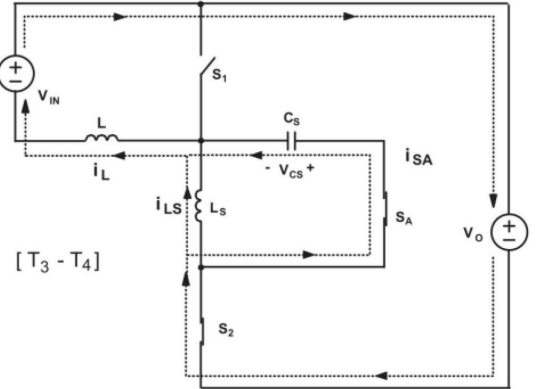
【図 9 C】

図9C



【図 9 D】

図9D



20

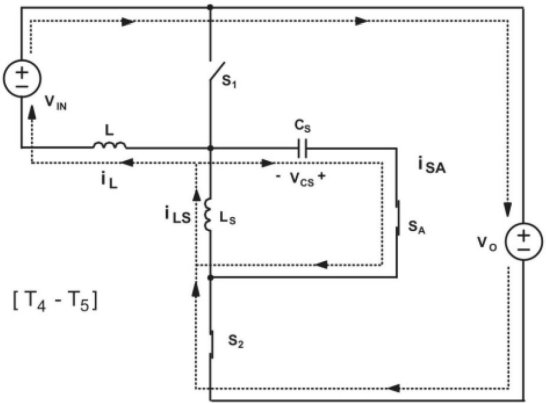
30

40

50

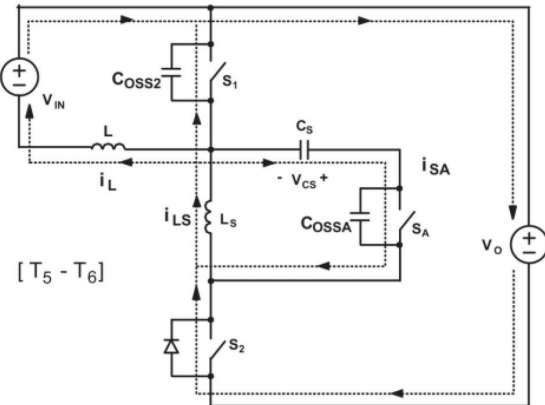
【図 9 E】

図9E



【図 9 F】

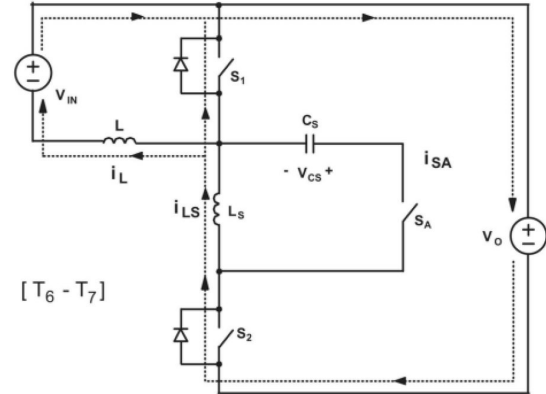
図9F



10

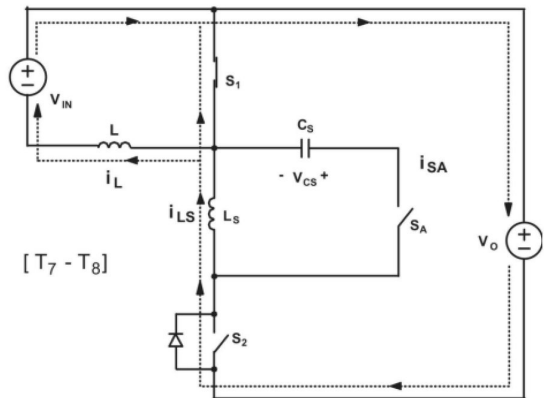
【図 9 G】

図9G



【図 9 H】

図9H



20

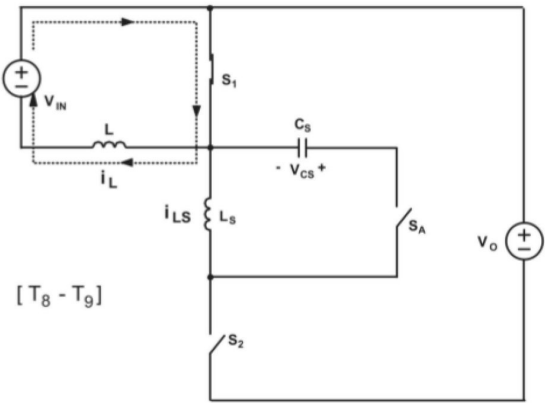
30

40

50

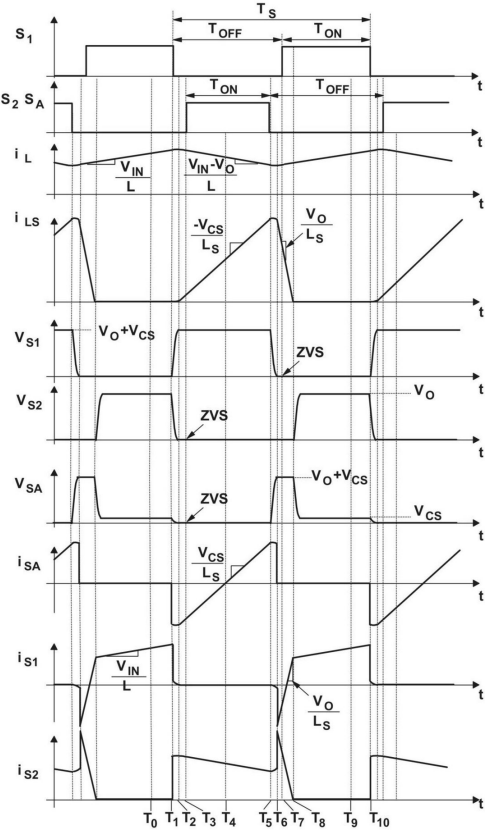
【図 9 I】

図9I



【図 1 0】

図10

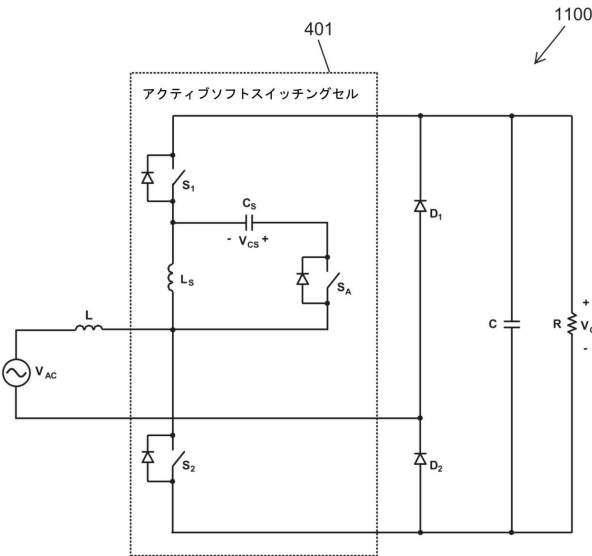


10

20

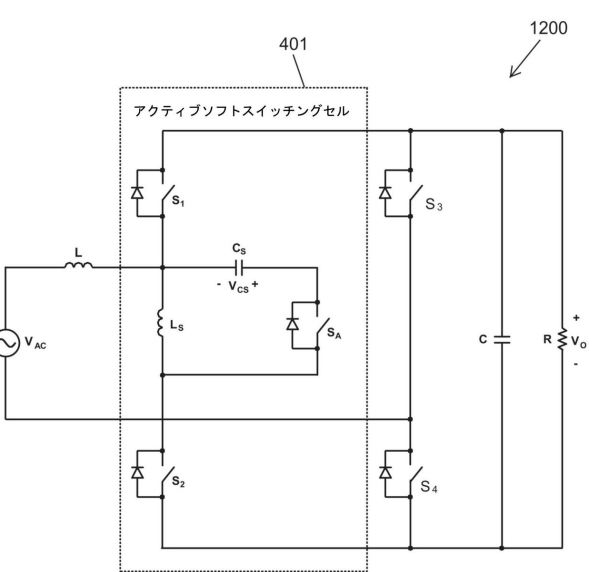
【図 1 1】

図11



【図 1 2】

図12



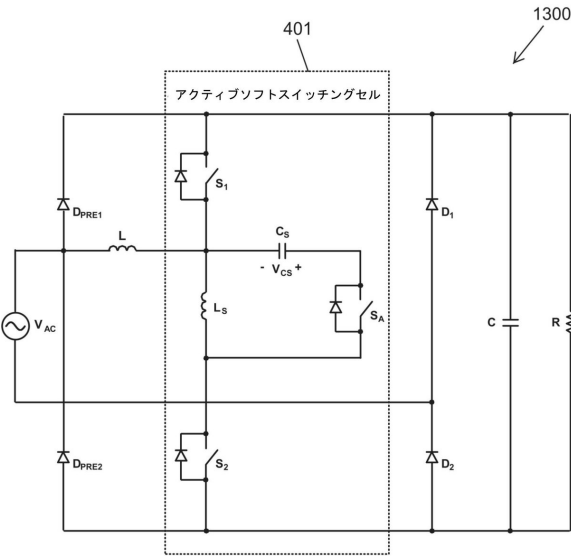
30

40

50

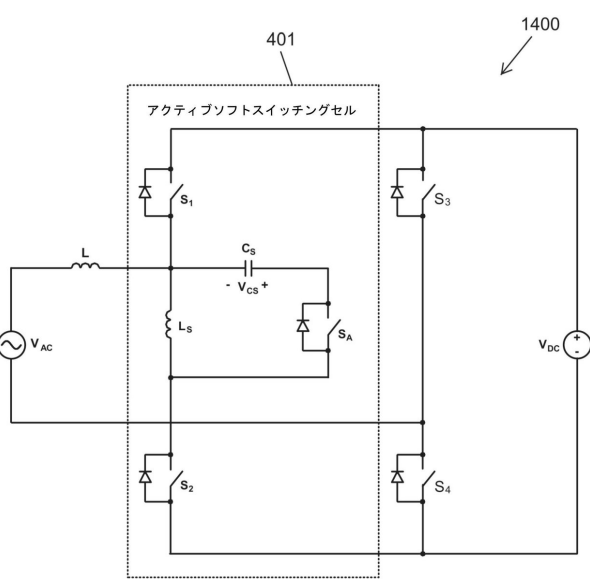
【図 13】

図13



【図 14】

図14

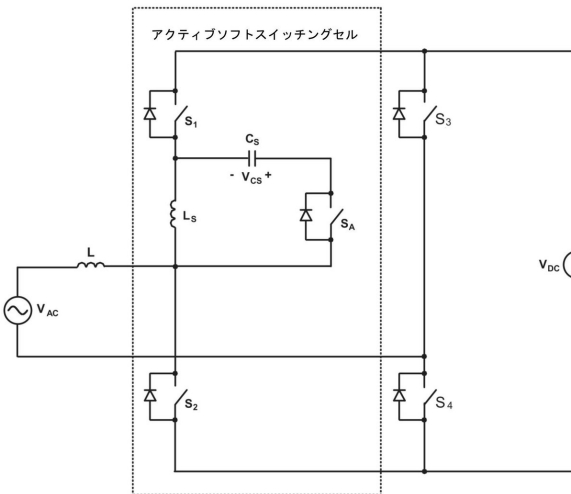


10

20

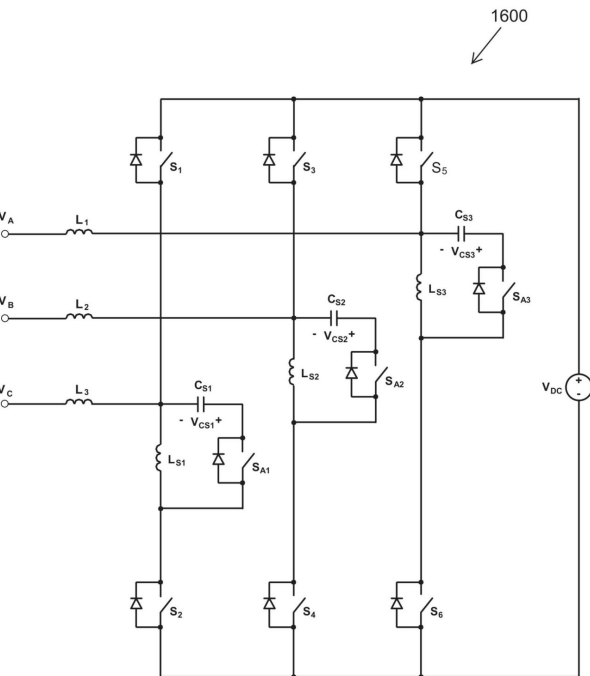
【図 15】

図15



【図 16】

図16



30

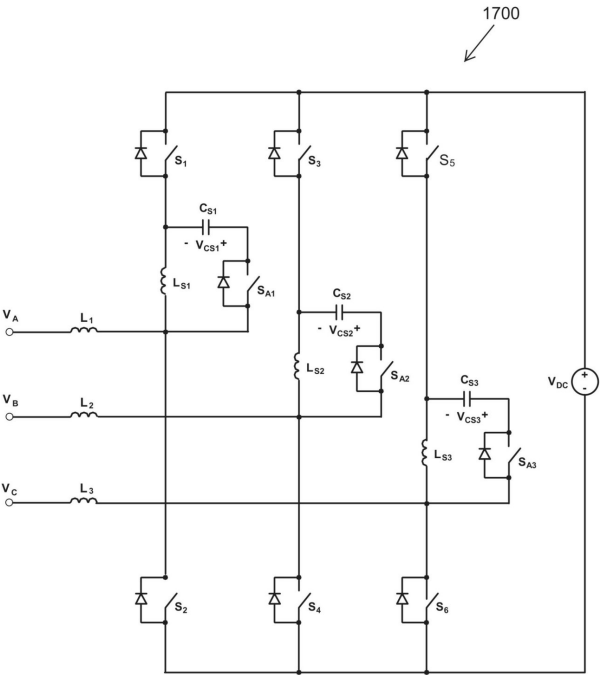
40

50



【 図 17 】

図17



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- 台湾 1 1 4 台北市内湖区瑞光路 1 8 6 号
- (72)発明者    ジャン、ヨンテク
- 台湾 1 1 4 台北市内湖区瑞光路 1 8 6 号
- (72)発明者    バルボサ、ピーター
- 台湾 1 1 4 台北市内湖区瑞光路 1 8 6 号
- 審査官    佐藤 匡
- (56)参考文献    中国特許出願公開第 1 1 1 8 6 5 0 6 8 ( C N , A )
- 国際公開第 2 0 1 0 / 0 7 3 6 0 2 ( W O , A 1 )
- Rui LI他 2 名 , “ A Novel 40KW ZVS-SVM Controlled Three-Phase Boost PFC Converter ” , 20
- 09 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)
- H 0 2 M        7 / 1 2
- H 0 2 M        1 / 4 2
- H 0 2 M        7 / 4 8