

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6417543号  
(P6417543)

(45) 発行日 平成30年11月7日(2018.11.7)

(24) 登録日 平成30年10月19日(2018.10.19)

(51) Int.Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F I

H02M 3/28

W

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2015-90162 (P2015-90162)  
 (22) 出願日 平成27年4月27日(2015.4.27)  
 (65) 公開番号 特開2016-208756 (P2016-208756A)  
 (43) 公開日 平成28年12月8日(2016.12.8)  
 審査請求日 平成29年5月9日(2017.5.9)

(73) 特許権者 392026888  
 京都電機器株式会社  
 京都府京都市下京区東洞院通上珠数屋町上  
 る富田町382番地  
 (74) 代理人 110001069  
 特許業務法人京都国際特許事務所  
 (72) 発明者 小西 均  
 京都府宇治市横島町十六19-1 京都電  
 機器株式会社内  
 (72) 発明者 高橋 勇人  
 京都府宇治市横島町十六19-1 京都電  
 機器株式会社内

審査官 小林 秀和

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

a) トランスと、該トランスの1次巻線に直列に接続された主スイッチング部と、前記トランスの2次側回路に設けられたリアクトル及びフライホイールダイオードと、を含む第1のフォワード型DC/DCコンバータと、

b) 前記第1のフォワード型DC/DCコンバータと同じ構成であり、その2次側回路の出力端が前記第1のフォワード型DC/DCコンバータの2次側回路の出力端と並列に接続されてなる第2のフォワード型DC/DCコンバータと、

c) 前記第1のフォワード型DC/DCコンバータにおける2次側回路中のリアクトルの入力側と、前記第2のフォワード型DC/DCコンバータにおける2次側回路中のリアクトルの入力側と、の間に接続された補助スイッチング部と、

d) 前記第1のフォワード型DC/DCコンバータにおける主スイッチング部、前記第2のフォワード型DC/DCコンバータにおける主スイッチング部、及び、前記補助スイッチング部のオン・オフ動作をそれぞれ制御する制御部と、

を備え、前記制御部は、前記補助スイッチング部をオフ状態に維持する一方、前記二つの主スイッチング部を交互にオン動作させる第1の動作モードと、前記二つの主スイッチング部を交互にオン動作させるとともに該主スイッチング部をそれぞれオン動作させている期間中の所定の期間、前記補助スイッチング部をオン動作させる第2の動作モードと、選択的に実行可能であることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】

10

20

請求項 1 に記載のスイッチング電源装置であって、

前記制御部は、当該装置から負荷に出力される電圧が所望の電圧値になるように、前記二つの主スイッチング部及び前記補助スイッチング部をオン・オフ動作させるパルス信号のパルス幅を調整することを特徴とするスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はスイッチング電源装置に関し、さらに詳しくは、インターリーブ方式によるフォワード型 DC / DC コンバータを用いたスイッチング電源装置に関する。

【背景技術】

10

【0002】

各種の産業用機器や民生用機器の電源として、絶縁型 DC / DC コンバータを用いたスイッチング電源が広く利用されている。絶縁型 DC / DC コンバータには様々な構成のものがあるが、構成が比較的簡単なものとして、フライバック型とフォワード型とがよく知られている。フライバック型 DC / DC コンバータとフォワード型 DC / DC コンバータとはいずれも、絶縁トランスの 1 次巻線に直列にスイッチング素子を接続した構成を有するが、絶縁トランスの 1 次巻線に対する 2 次巻線の向き（極性）や、2 次巻線に接続される 2 次側回路の構成に違いがある。フォワード型 DC / DC コンバータは、2 次側回路にフライホイールダイオードとインダクタとが必要であり部品点数が多くなるものの、フライバック型に比べて出力電力を大きくすることができるという利点がある。

20

【0003】

フォワード型 DC / DC コンバータにおいて出力電力をさらに大きくするための手法の一つとして、インターリーブ方式によるフォワード型 DC / DC コンバータが従来知られている。図 4 は特許文献 1 等に記載された従来のインターリーブ方式によるフォワード型 DC / DC コンバータを用いたスイッチング電源装置の回路構成図、図 5 は該装置の動作を説明するための波形図、図 6 は該装置の電流経路を説明するための図である。

【0004】

図 4 に示すように、このスイッチング電源装置において、図示しない負荷が接続される出力端 5 と直流電源 3 の間には、第 1、第 2 なる二つのフォワード型 DC / DC コンバータ 1、2 が並列に接続されている。この二つのフォワード型 DC / DC コンバータ 1、2 は同一の回路構成を有する。即ち、第 1 フォワード型 DC / DC コンバータ 1 において、トランス 11 の 1 次巻線の負極側端にはスイッチング素子（N チャンネル型 FET）12 のドレインが接続され、そのアノードは直流電源 3 の負極性端子に接続されている。また、トランス 11 の 1 次巻線の間タップは直流電源 3 の正極性端子に接続され、該 1 次巻線の正極側端と直流電源 3 の負極性端子との間には電流阻止用のダイオード 13 が接続されている。一方、トランス 11 の 2 次巻線には、整流用ダイオード 14、フライホイールダイオード 15、及びリアクトル（インダクタ）16、及び平滑用コンデンサ 4、を含む 2 次側回路が接続されている。

30

【0005】

第 2 のフォワード型 DC / DC コンバータ 2 においても同様に、トランス 21 の 1 次巻線の負極側端にスイッチング素子（N チャンネル型 FET）22 のドレインが接続され、そのアノードは直流電源 3 の負極性端子に接続されている。また、トランス 21 の 1 次巻線の間タップは直流電源 3 の正極性端子に接続され、該 1 次巻線の正極側端と直流電源 3 の負極性端子との間には電流阻止用のダイオード 23 が接続されている。一方、トランス 21 の 2 次巻線には、整流用ダイオード 24、フライホイールダイオード 25、及びリアクトル（インダクタ）26、及び平滑用コンデンサ 4、を含む 2 次側回路が接続されている。

40

【0006】

平滑用コンデンサ 4 は、第 1、第 2 のフォワード型 DC / DC コンバータ 1、2 で共用されている。また、フライホイールダイオード 15 のカソードとリアクトル 16 との接続

50

点と、フライホイールダイオード 25 のカソードとリアクトル 26 との接続点との間は直結されている。したがって、二つのリアクトル 16、26 は実質的に並列に接続されており、等価的に一つのリアクトルであるとみなすことができる。

#### 【0007】

各フォワード型 DC / DC コンバータ 1、2 の個々の動作は従来からよく知られており、例えば非特許文献 1 などに詳しく説明されている。

ここで、第 2 フォワード型 DC / DC コンバータ 2 がないと仮定した場合の、第 1 フォワード型 DC / DC コンバータ 1 のみにおける動作を簡単に説明する。

いま、スイッチング素子 12 がオンして直流電源 3 からトランス 11 の 1 次巻線に電流が供給されると、トランス 11 の 2 次巻線の両端にも電圧が発生し、整流用ダイオード 14 及びリアクトル 16 を通して出力端 5 に接続された負荷に電流（図 4 中の  $i_L$ ）が流れる。スイッチング素子 12 がターンオフされるとトランス 11 の 2 次巻線には電流は流れなくなるが、先にスイッチング素子 12 がオンしている期間にリアクトル 16 に蓄積された励磁エネルギーによって、該リアクトル 16、負荷、フライホイールダイオード 15 を含む閉回路に電流が流れる。このようにスイッチング素子 12 のオン・オフ動作に関係なく同じ方向に流れる電流は平滑用コンデンサ 4 により平滑され、これによって、出力端 5 から負荷には同じ方向に（つまり直流の）電流  $i_L$  が流れ続ける。

#### 【0008】

図 4 に示したインターリーブ方式によるフォワード型 DC / DC コンバータでは、第 1 フォワード型 DC / DC コンバータ 1 におけるスイッチング素子 12 をオン・オフ動作させる制御信号と、第 2 フォワード型 DC / DC コンバータ 2 におけるスイッチング素子 22 をオン・オフ動作させる制御信号との位相を  $180^\circ$  ずらすことにより、二つのフォワード型 DC / DC コンバータ 1、2 を交互に動作させる。

#### 【0009】

具体的に述べると、誤差増幅器 6 は出力端 5 に現れる電圧と基準電圧  $V_{ref}$  との差（誤差）に応じた電圧を PWM 制御部 7B に入力し、PWM 制御部 7B は図 5（e）に示すように、キャリア三角波信号と誤差増幅器 6 の出力電圧とのレベルを比較し、その比較結果に基づいて二つのスイッチング素子 12、22 をそれぞれオン・オフ動作させる PWM 制御信号（図 5（b）、（d）に示した主 SW ゲート信号）を生成する。したがって、PWM 制御部 7B はキャリア三角波信号の 1 周期毎に、一方のスイッチング素子 12 をオン・オフ動作させる主 SW ゲート信号  $G_1$  と他方のスイッチング素子 22 をオン・オフ動作させる主 SW ゲート信号  $G_2$  とを交互に出力する。主 SW ゲート信号  $G_1$ 、 $G_2$  は、キャリア三角波信号のスロープ開始点に同期して立ち上がり、そのスロープが誤差増幅器 6 の出力電圧を超える時点で立ち下がるパルス信号である。

#### 【0010】

図 5（b）は、図 5（e）において誤差増幅器 6 の出力電圧が  $L_1$  のレベルであるときの主 SW ゲート信号  $G_1$ 、 $G_2$  である。また、図 5（d）は、図 5（e）において誤差増幅器 6 の出力電圧が  $L_2$  のレベルであるときの主 SW ゲート信号  $G_1$ 、 $G_2$  である。上述したように、トランス 11、21 の 2 次巻線にはスイッチング素子 12、22 がそれぞれオンしている期間にのみ電流  $i_1$ 、 $i_2$  が流れる。そのため、それぞれの電流波形は図 5（a）、（c）に示すようになる。

#### 【0011】

このフォワード型 DC / DC コンバータでは、上述したように、二つのリアクトル 16、26 が並列に接続されている。そのため、図 6（a）に示すように、第 1 のフォワード型 DC / DC コンバータ 1 においてスイッチング素子 12 がオンしている期間にトランス 11 の 2 次巻線から整流用ダイオード 14 を通して流れる電流  $i_1$  は、二つのリアクトル 16、26 に分岐してそれぞれ流れる。二つのリアクトル 16、26 の特性が揃っていれば、各リアクトル 16、26 にそれぞれ電流  $i_1 / 2$  が流れる。そして、リアクトル 16、26 を通過したあとに両方の電流は合流し、平滑用コンデンサ 4 で平滑化されて出力端 5 から負荷に供給される。このとき、二つのリアクトル 16、26 にはいずれも励磁エネ

10

20

30

40

50

ルギーが蓄積される。

【 0 0 1 2 】

スイッチング素子 1 2 がターンオフし、他方のスイッチング素子 2 2 がターンオンするまでの期間、つまり両方のスイッチング素子 1 2 がいずれもオフ状態であるときには、図 6 ( b ) に示すように、先に二つのリアクトル 1 6、2 6 にそれぞれ蓄積された励磁エネルギーによって、リアクトル 1 6、負荷、フライホイールダイオード 1 5 を含む閉回路、及び、リアクトル 2 6、負荷、フライホイールダイオード 2 5 を含む閉回路に電流が流れる。

【 0 0 1 3 】

第 2 フォワード型 DC / DC コンバータ 2 においてスイッチング素子 2 2 がオンしている期間の動作は、上述した第 1 フォワード型 DC / DC コンバータ 1 においてスイッチング素子 1 2 がオンしている期間の動作と基本的には同じである。このように、スイッチング素子 1 2 又は 2 2 のいずれかがオンしている期間にはトランス 1 1 又は 2 1 の 2 次巻線に発生した誘導電流が負荷に供給され、スイッチング素子 1 2、2 2 が共にオフしている期間にはリアクトル 1 6、2 6 に発生する起電力に由来する電流が負荷に供給される。したがって、平滑用コンデンサ 4 の手前で合流した電流  $i_3$  は図 5 ( f ) に示すように、スイッチング素子 1 2、2 2 のオン・オフ動作に同期したものとなり、これが平滑化されてリップルが除去された電流  $i_L$  が負荷に供給される。

【 0 0 1 4 】

このスイッチング電源装置では、第 1 フォワード型 DC / DC コンバータ 1 におけるトランス 1 1 及び整流用ダイオード 1 4 を通して出力される電力と、第 2 フォワード型 DC / DC コンバータ 2 におけるトランス 2 1 及び整流用ダイオード 2 4 を通して出力される電力とを合計した電力を、リアクトル 1 6、2 6 及び平滑用コンデンサ 4 を介して出力端 5 から負荷に供給することができる。つまり、簡単に言えば、シングルタイプのフォワード型 DC / DC コンバータの 2 倍の出力電力を負荷に供給することができる。また、このスイッチング電源装置では、最大出力電力の制約の下で、主 SW ゲート信号 G 1、G 2 のパルス幅を変える（つまり各信号のデューティ比を変える）ことによって出力端 5 から負荷に出力する電圧を調整することができる。

【 0 0 1 5 】

特に産業用機器に使用されるスイッチング電源装置では、負荷の広範囲な変動に対応するために、最大定格電力内という制約の下で電圧出力及び電流出力をそれぞれ広範に変化させることが可能である特性が要求されることがある。例えば最大定格電力が 2 kW である場合に、最大出力電圧：400 V では最大出力電流：5 A、最大出力電圧：200 V では最大出力電流：10 A というように、最大出力電圧を抑える一方、最大出力電流を増やす、又は逆に、最大出力電流を抑える一方、最大出力電圧を上げる、という柔軟な装置仕様が要求されることがある。こうした場合、スイッチング電源装置としての仕様の上での最大出力電力は 2 kW であるものの、上述した従来のインターリーブ方式によるフォワード型 DC / DC コンバータを用いたスイッチング電源装置では、最大出力電圧と最大出力電流との積である 4 kW 相当の電源容量の回路が必要となる。そのため、最大定格電力が同じ 2 kW で、最大出力電圧：400 V、最大出力電流：5 A のみに対応可能であるスイッチング電源装置に比べると、各部品が高価であるために製品コストが増加するという問題がある。また、各部品が大きくなるために装置が大形になり重量も増すという問題もある。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 1 6 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 1 2 - 1 6 5 4 9 2 号公報（段落 [ 0 0 0 2 ] - [ 0 0 1 1 ]、図 7）

【 非特許文献 】

【 0 0 1 7 】

【 非特許文献 1 】 「フォワード型 1 石式 DC / DC コンバータの動作」、舞鶴工業高等専

10

20

30

40

50

門学校平地研究室、[ 2015年4月15日検索 ]、インターネット<URL: <http://hira.chi.cocolog-nifty.com/kh/files/20061124-1.pdf>>

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0018】

本発明は上記課題を解決するためになされたものであり、その目的とするところは、トランス等の部品の小形化、低コスト化を図りながら、広範囲な負荷に対応可能であるスイッチング電源装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0019】

上記課題を解決するためになされた本発明に係るスイッチング電源装置は、

a) トランスと、該トランスの1次巻線に直列に接続された主スイッチング部と、前記トランスの2次側回路に設けられたリアクトル及びフライホイールダイオードと、を含む第1のフォワード型DC/DCコンバータと、

b) 前記第1のフォワード型DC/DCコンバータと同じ構成であり、その2次側回路の出力端が前記第1のフォワード型DC/DCコンバータの2次側回路の出力端と並列に接続されてなる第2のフォワード型DC/DCコンバータと、

c) 前記第1のフォワード型DC/DCコンバータにおける2次側回路中のリアクトルの入力側と、前記第2のフォワード型DC/DCコンバータにおける2次側回路中のリアクトルの入力側と、の間に接続された補助スイッチング部と、

d) 前記第1のフォワード型DC/DCコンバータにおける主スイッチング部、前記第2のフォワード型DC/DCコンバータにおける主スイッチング部、及び、前記補助スイッチング部のオン・オフ動作をそれぞれ制御する制御部と、

を備え、前記制御部は、前記補助スイッチング部をオフ状態に維持する一方、前記二つの主スイッチング部を交互にオン動作させる第1の動作モードと、前記二つの主スイッチング部を交互にオン動作させるとともに該主スイッチング部をそれぞれオン動作させている期間中の所定の期間、前記補助スイッチング部をオン動作させる第2の動作モードと、選択的に実行可能であることを特徴としている。

【0020】

通常、フォワード型DC/DCコンバータの2次側回路の最終段(リアクトルの後段)には平滑用コンデンサが接続されているが、本発明に係るスイッチング電源装置では、第1のフォワード型DC/DCコンバータと第2のフォワード型DC/DCコンバータとで平滑用コンデンサは共用してもよいし、或いはそれぞれ独立に平滑用コンデンサが設けられていてもよい。後者の場合、独立に設けられた二つの平滑用コンデンサは並列に接続されることになるから、実質的には一つのコンデンサであるとみなすことができる。

【0021】

また、一般にスイッチング電源装置は定電圧電源と定電流電源とに大別できるが、本発明に係るスイッチング電源装置はそのいずれにも対応可能である。定電圧電源とする場合には、本装置から負荷に出力される電圧が所望の電圧値になるように、制御部は各スイッチング部をオン・オフ動作させるパルス信号のパルス幅を調整すればよい。また、定電流電源とする場合には、本装置から負荷に供給される電流が所望の電流値になるように、制御部は各スイッチング部をオン・オフ動作させるパルス信号のパルス幅を調整すればよい。

【0022】

本発明に係るスイッチング電源装置において、第1の動作モードでは補助スイッチング部はオフ状態に維持されるから、これは補助スイッチング部が設けられていないのと同じである。一方、第2の動作モードにおいて補助スイッチング部がオン状態であるときには両リアクトルの入力側は実質的に直結されるから、これは上述した従来のインターリーブ方式によるフォワード型DC/DCコンバータを用いたスイッチング電源装置と同じ回路構成である。

## 【 0 0 2 3 】

第 1 の動作モードにおいては、第 1 のフォワード型 D C / D C コンバータにおける 2 次側回路中のリアクトルと、第 2 のフォワード型 D C / D C コンバータにおける 2 次側回路中のリアクトルとは並列接続とならず、二つのフォワード型 D C / D C コンバータは独立に動作する。つまり、これは、並列に接続されたシングルタイプのフォワード型 D C / D C コンバータが、インターリーブ方式によって交互に駆動される状態である。そのため、一方のフォワード型 D C / D C コンバータにおいてスイッチング素子がオン状態であり、そのトランスの 2 次巻線で誘起された電流がリアクトル、平滑用コンデンサを介して出力されているときに、他方のフォワード型 D C / D C コンバータではそれ以前にリアクトルに蓄積された励磁エネルギーに由来する電流が出力される。その結果、二つのフォワード型 D C / D C コンバータからそれぞれ出力される電流が加算され、本装置から出力可能な最大の電流は個々のフォワード型 D C / D C コンバータの 2 倍になる。

10

## 【 0 0 2 4 】

ただし、第 1 のフォワード型 D C / D C コンバータにおいてトランスを介して 2 次側回路へ供給される電力と、第 2 のフォワード型 D C / D C コンバータにおいてトランスを介して 2 次側回路へ供給される電力との合計は、上述した従来のインターリーブ方式によるフォワード型 D C / D C コンバータと同じであり、本発明に係るスイッチング装置からの出力電圧の最大値（最大出力電圧）はシングルタイプのフォワード型 D C / D C コンバータによるスイッチング電源装置と同等である。即ち、本発明に係るスイッチング電源装置は、第 1 の動作モードで動作する際に、出力電圧の最大値はシングルタイプのフォワード型 D C / D C コンバータによるスイッチング電源装置と同等であるが、出力電流の最大値はシングルタイプのフォワード型 D C / D C コンバータによるスイッチング電源装置の 2 倍となり、出力電力も同様に 2 倍である。

20

## 【 0 0 2 5 】

これに対し、第 2 の動作モードでは、制御部の制御の下で、例えば第 1 のフォワード型 D C / D C コンバータにおける主スイッチング部がオン動作してトランスの 2 次巻線に誘導された電流が流れているときに、補助スイッチング部が所定期間、オン状態とされる。このオン状態である補助スイッチング部を介して、第 1 のフォワード型 D C / D C コンバータにおけるトランスの 2 次巻線から流れる電流は第 2 のフォワード型 D C / D C コンバータにおける 2 次側回路中のリアクトルにも分岐して流れる。そのため、補助スイッチング部がオン状態であるこの期間には、第 2 のフォワード型 D C / D C コンバータにおいてリアクトルに蓄積されていた励磁エネルギーに由来する電流は流れず、逆に、該リアクトルに流れる電流によって励磁エネルギーが蓄積される。第 2 のフォワード型 D C / D C コンバータにおける主スイッチング部がオン動作してトランスの 2 次巻線に誘導された電流が流れているときに、補助スイッチング部が所定期間、オン状態とされる場合も同様である。

30

## 【 0 0 2 6 】

その結果、この第 2 の動作モードでは第 1 の動作モードに比べて、補助スイッチング部がオン状態になる期間に対応する分だけ、負荷に供給可能な電流は減少するものの、出力電圧を上げることができる。例えば、二つの主スイッチング部をそれぞれ最大のデューティ比（通常 5 0 % ）でオン・オフ動作させ、補助スイッチング部を連続的にオン状態にしたときには、第 1 の動作モードにおいて二つの主スイッチング部をそれぞれ最大のデューティ比でオン・オフ動作させたときに比べて、最大出力電流は 1 / 2 になる代わりに、最大出力電圧は 2 倍になる。即ち、最大定格電力が 2 kW 一定である場合に、第 1 の動作モードでは最大出力電圧： 2 0 0 V、最大出力電流： 1 0 A の仕様を、また第 2 の動作モードでは最大出力電圧： 4 0 0 V、最大出力電流： 5 A の仕様を実現することができる。

40

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 2 7 】

上述した従来のインターリーブ方式によるフォワード型 D C / D C コンバータを用いたスイッチング電源装置では、より広範囲な負荷に対応するために最大出力電流を増加させ

50

ようとした場合、最大出力電力も増加させる必要があり、それに依じてトランス等の回路部品も大きくコストが高いものを使用する必要があった。それに対し、本発明に係るスイッチング電源装置によれば、最大定格電力が一定であれば、最大出力電圧と最大出力電流との組み合わせを変更した場合でも、各フォワード型DC-DCコンバータにおいてそれぞれ負担する電力は変わらない。そのため、トランス等の回路部品を大形化する必要がなく、装置の小形化、低コスト化を図りながら、広範囲な負荷に対応することができる。

【図面の簡単な説明】

【0028】

【図1】本発明の一実施例であるスイッチング電源装置の回路構成図。

【図2】本実施例のスイッチング電源装置における動作を説明するための波形図。

10

【図3】本実施例のスイッチング電源装置における電流経路の説明図。

【図4】従来のインターリーブ方式によるフォワード型DC/DCコンバータを用いたスイッチング電源装置の回路構成図。

【図5】図4に示した従来のスイッチング電源装置における動作を説明するための波形図。

。

【図6】図4に示した従来のスイッチング電源装置における電流経路の説明図。

【発明を実施するための形態】

【0029】

本発明の一実施例であるスイッチング電源装置について、添付図面を参照して説明する。図1は本実施例のスイッチング電源装置の回路構成図、図2は本実施例のスイッチング電源装置における動作を説明するための波形図、図3は本実施例のスイッチング電源装置における電流経路の説明図である。

20

【0030】

図1において、図4に示した従来のスイッチング電源装置と同じ構成要素には同じ符号を付している。本実施例のスイッチング電源装置では、第1フォワード型DC/DCコンバータ1におけるリアクトル16の入力側と第2フォワード型DC/DCコンバータ2におけるリアクトル26の入力側との間に、二つのNチャネル型FET81、82をソース端子、ドレイン端子を逆にして直列に接続した補助スイッチング回路8を設けている。そして、この二つのNチャネル型FET81、82のゲート端子には共通に、PWM制御部7Aから補助SWゲート信号G3が入力されている。PWM制御部7Aは、出力電圧と基準電圧V<sub>ref</sub>との差に応じた誤差電圧を誤差増幅器6から受ける点では従来のスイッチング電源装置におけるPWM制御部7Bと同じであるが、スイッチング素子12、22をオン・オフ動作させる主SWゲート信号G1、G2のほかに上記補助SWゲート信号G3を生成する点がPWM制御部7Bとは異なる。

30

【0031】

図1から明らかであるように、本実施例のスイッチング電源装置において補助スイッチング回路8がオン状態であるときの回路構成は、図4に示した従来のスイッチング電源装置と同じである。

一方、補助スイッチング回路8がオフ状態であるときには、二つのリアクトル16、26の入力側同士は接続されないため、二つのフォワード型DC/DCコンバータ1、2の2次側回路は独立している（図1の回路では平滑用コンデンサ4は共用されているが、これはフォワード型DC/DCコンバータ1、2毎に設けられた平滑用コンデンサの並列接続であるとみることができる）。

40

【0032】

図2、図3を参照して、本実施例のスイッチング電源装置の動作を説明する。図2において（d）～（g）は、低電圧・大電流動作モード（本発明における「第1の動作モード」に相当）における波形図の一例である。この低電圧・大電流動作モードでは、補助SWゲート信号G3はローレベルに維持され、補助スイッチング回路8はオフ状態のままであって、補助スイッチング回路8に電流が流れることもない（図2（e）、（f）参照）。図2（g）は、主SWゲート信号G1、G2がいずれもデューティ比が最大（50%）の

50

場合の例であり、これは、誤差増幅器 6 から P W M 制御部 7 A に入力される誤差電圧が図 2 ( h ) の L2 に示すレベルにあるときである。

【 0 0 3 3 】

例えば第 1 フォワード型 D C / D C コンバータ 1 においてスイッチング素子 1 2 がオンしている期間には、トランス 1 1 の 1 次巻線に流れる電流によって 2 次巻線に誘導された電流  $i_1$  が整流用ダイオード 1 4、リアクトル 1 6、平滑用コンデンサ 4 を介して負荷に流れる。この動作には第 2 フォワード型 D C / D C コンバータ 2 におけるリアクトル 2 6 は全く関与しない。スイッチング素子 1 2 がターンオフしてトランス 1 1 の 2 次巻線に誘導される電流がなくなると、リアクトル 1 6 に蓄積されていた励磁エネルギーによる逆起電力によって、出力端 5 から負荷に先と同方向に電流が供給される ( 図 3 ( a ) 中の太一点鎖線参照 )。

10

【 0 0 3 4 】

第 2 フォワード型 D C / D C コンバータ 2 においてスイッチング素子 2 2 がターンオンしてトランス 2 1 の 1 次巻線に電流が流れると、今後はその 2 次巻線に誘導される電流  $i_2$  がリアクトル 2 6 を経て出力端 5 から負荷に供給される ( 図 3 ( a ) 中の太実線参照 )。したがって、スイッチング素子 2 2 がオフ状態である期間には、第 1 フォワード型 D C / D C コンバータ 1 からの電流と第 2 フォワード型 D C / D C コンバータ 2 からの電流とが加算されて出力端 5 から負荷に供給される。つまり、この場合には、一つのフォワード型 D C / D C コンバータから供給可能な電流の 2 倍の電流を負荷に供給することができる。このとき、二つのフォワード型 D C / D C コンバータ 1、2 の動作はその位相がちょうど 1 8 0 ° ずれているから、電流を加算する際にリップルが相殺され、低リップルの大電流を負荷に供給することができる。一方、出力電圧は一つのフォワード型 D C / D C コンバータの出力電圧と同じである。

20

【 0 0 3 5 】

例えば、一つのフォワード型 D C / D C コンバータ 1、2 の最大定格電力が 1 k W、最大出力電圧が 2 0 0 V、最大出力電流が 5 A であるとしたとき、この低電圧・大電流モードでは、最大定格電力が 2 k W、最大出力電圧が 2 0 0 V、最大出力電流が 1 0 A の動作が可能である。そして、P W M 制御部 7 A から出力する主 S W ゲート信号 G 1、G 2 のパルス幅をデューティ比 0 ~ 5 0 % の範囲で調整することによって、0 ~ 2 0 0 V の範囲での定電圧出力を実現することができる。

30

【 0 0 3 6 】

出力電圧を 2 0 0 V 以上にする場合、動作モードは低電圧・大電流動作モードから高電圧・小電流動作モード ( 本発明における「第 2 の動作モード」に相当 ) に切り替わる。この高電圧・小電流動作モードでは、制御部 7 A は主 S W ゲート信号 G 1、G 2 のデューティ比を共に最大 ( 5 0 % ) に設定する。そして、P W M 制御部 7 A では、誤差増幅器 6 から出力される誤差電圧のレベルをキャリア三角波信号 T 2 と比較し、キャリア三角波信号 T 2 のスロープ開始点に同期して立ち上がり、そのスロープが誤差電圧を超える時点で立ち下がるパルス信号を補助 S W ゲート信号 G 3 として生成する。図 2 ( c ) は、図 2 ( h ) において誤差出力のレベルが L1 であるときに生成される補助 S W ゲート信号 G 3 の波形である。

40

【 0 0 3 7 】

補助 S W ゲート信号 G 3 がローレベルである期間における各フォワード型 D C / D C コンバータ 1、2 の動作は、上述した低電圧・大電流動作モードのときと同様である。一方、補助 S W ゲート信号 G 3 がハイレベルになる期間には補助スイッチング回路 8 がオン状態となって、二つのリアクトル 1 6、2 6 の入力側が実質的に直結される。そのため、例えば第 1 フォワード型 D C / D C コンバータ 1 におけるスイッチング素子 1 2 がオン状態であるときに補助スイッチング回路 8 がターンオンすると、リアクトル 1 6 を通してのみならず、補助スイッチング回路 8 を通して電流が第 2 フォワード型 D C / D C コンバータ 2 側のリアクトル 2 6 にも流れる状態となり、トランス 1 1 の 2 次巻線に誘導される電流は一時的に増加する ( 図 2 ( a )、( b )、図 3 ( b ) 参照 )。一方、それ以前にリアク

50



トル 2 6 に蓄積されていた励磁エネルギーに由来する電流は流れなくなるため、その分、平滑用コンデンサ 4 を介して出力端 5 から負荷に供給され得る電流は減少する。つまり、最大出力電力は一定で、出力電圧が増加した分に見合うだけ出力電流は減少する。

【 0 0 3 8 】

そして、補助 S W ゲート信号 S W のパルス幅を増加させていって最終的に常時補助スイッチング回路 8 がオンしている状態になると、図 4 に示した従来のインターリーブ方式によるフォワード型 D C / D C コンバータを用いたスイッチング電源装置と同等であるから、最大出力電流は低電圧・大電流動作モードの 1 / 2 になる一方、最大出力電圧は 2 倍になる。即ち、一つのフォワード型 D C / D C コンバータ 1、2 の最大定格電力が 1 kW、最大出力電圧が 2 0 0 V、最大出力電流が 5 A であるとしたとき、この高電圧・小電流動作モードでは、最大定格電力が 2 kW、最大出力電圧が 4 0 0 V、最大出力電流が 5 A の動作が可能である。そして、P W M 制御部 7 A から出力する補助 S W ゲート信号 G 3 のパルス幅をデューティ比 0 ~ 1 0 0 % の範囲で調整することによって、2 0 0 ~ 4 0 0 V の範囲での定電圧出力を実現することができる。

10

【 0 0 3 9 】

本実施例のスイッチング電源装置では、低電圧大電流動作モード、高電圧・小電流動作モードのいずれでも、一つのフォワード型 D C / D C コンバータ 1、2 の負担する電力は同じであり、回路の電力容量を増やす必要はない。そのため、上記動作モードに対応するために、トランス 1 1、2 1 等の回路部品を大容量対応のものに変更する必要はなく、装置の小形化、低コスト化を図りながら、広範囲な負荷への対応が可能となる。

20

【 0 0 4 0 】

なお、上記実施例は本発明の一例にすぎず、本発明の趣旨の範囲で適宜変形、修正、追加を行っても本願特許請求の範囲に包含されることは当然である。

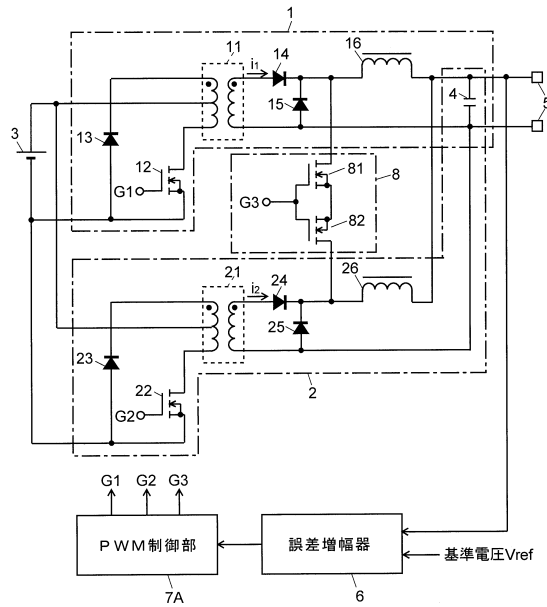
【 符号の説明 】

【 0 0 4 1 】

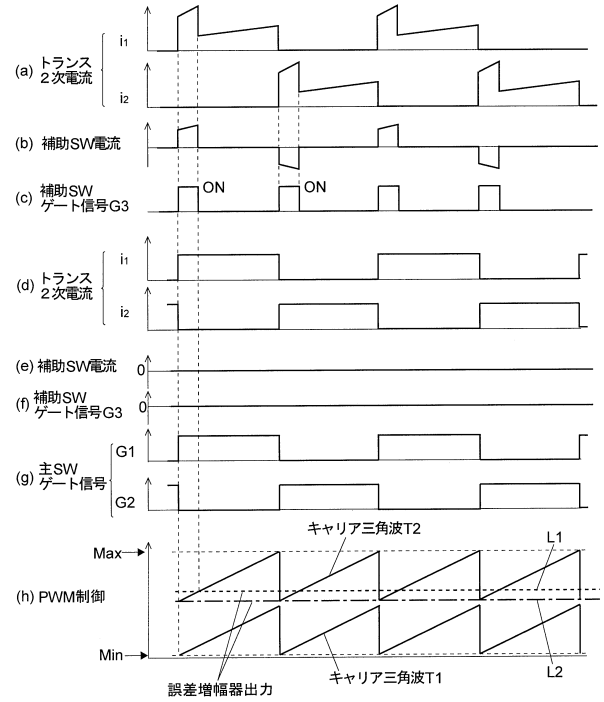
- 1、2 ... フォワード型 D C / D C コンバータ
- 1 1、2 1 ... トランス
- 1 2、2 2 ... スwitching 素子
- 1 3、2 3 ... ダイオード
- 1 4、2 4 ... 整流用ダイオード
- 1 5、2 5 ... フライホイールダイオード
- 1 6、2 6 ... リアクトル
- 3 ... 直流電源
- 4 ... 平滑用コンデンサ
- 5 ... 出力端
- 6 ... 誤差増幅器
- 7 A ... P W M 制御部
- 8 ... 補助スイッチング回路
- 8 1、8 2 ... N チャネル型 F E T

30

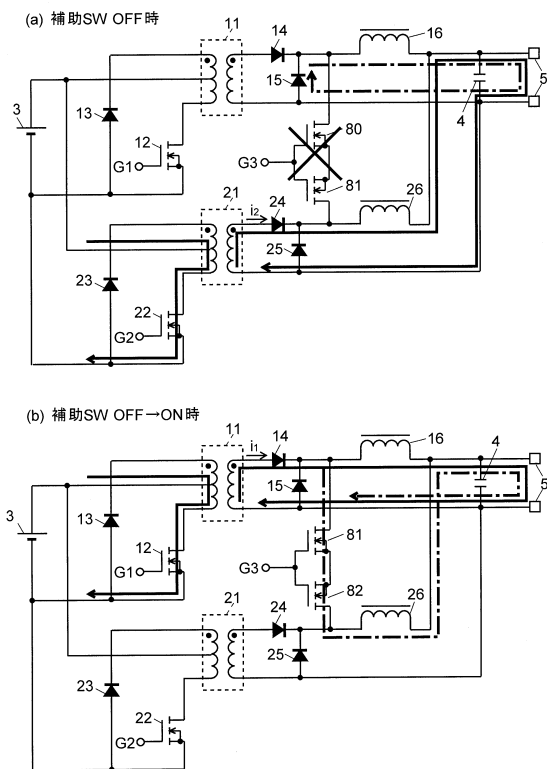
【図 1】



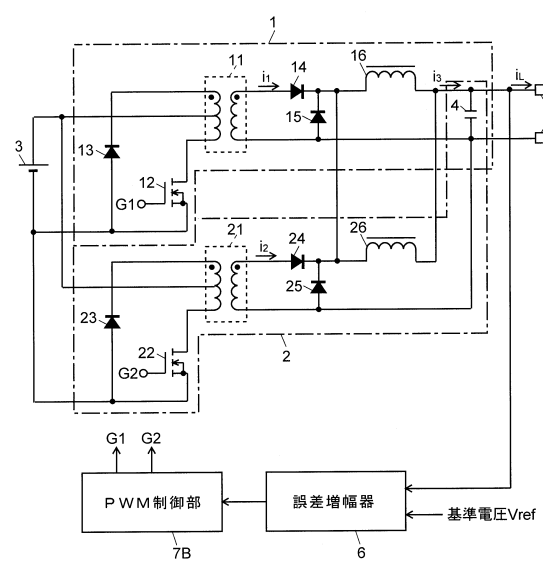
【図 2】



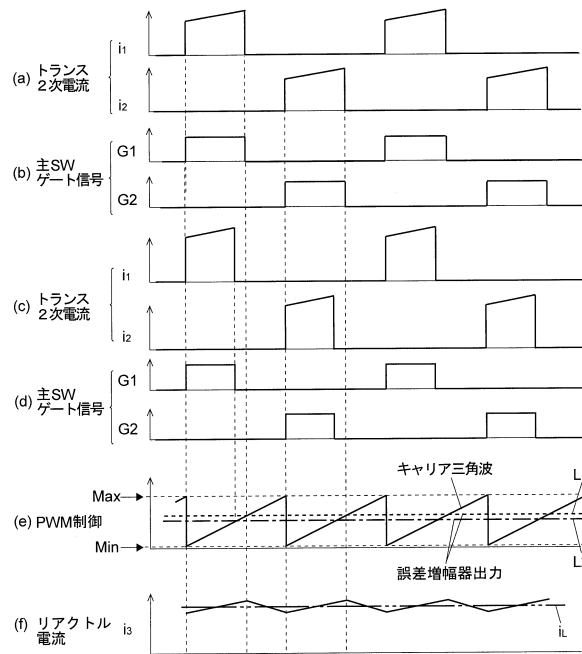
【図 3】



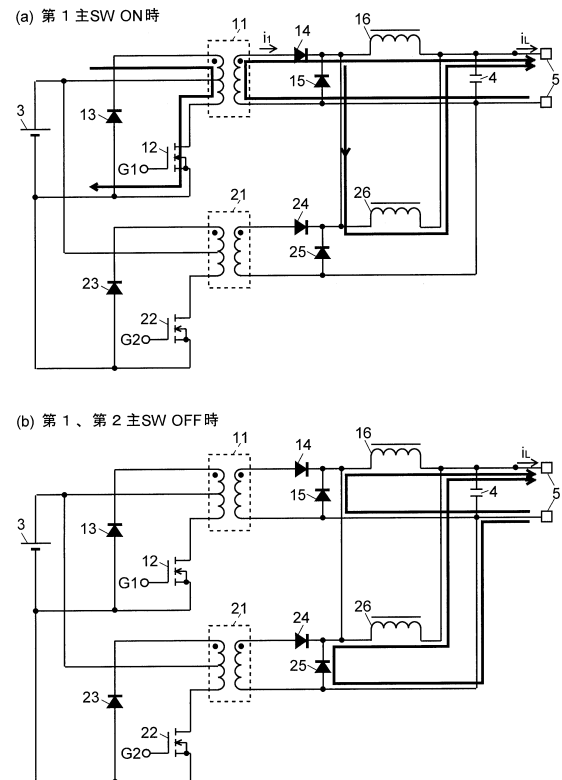
【図 4】



【図 5】



【図 6】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2011-205752(JP,A)  
特開2010-193613(JP,A)  
特開平08-103073(JP,A)  
特開平03-150068(JP,A)  
特開2009-177987(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02J	1/00 - 1/16
H02M	3/00 - 3/44