

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4400632号
(P4400632)

(45) 発行日 平成22年1月20日 (2010. 1. 20)

(24) 登録日 平成21年11月6日 (2009. 11. 6)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 M 7/797 (2006. 01)

H O 2 M 7/797

H O 2 M 7/48 (2007. 01)

H O 2 M 7/48

V

H O 2 M 7/12 (2006. 01)

H O 2 M 7/12

P

請求項の数 3 (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2007-39551 (P2007-39551)
 (22) 出願日 平成19年2月20日 (2007. 2. 20)
 (65) 公開番号 特開2008-206304 (P2008-206304A)
 (43) 公開日 平成20年9月4日 (2008. 9. 4)
 審査請求日 平成20年7月10日 (2008. 7. 10)

(73) 特許権者 000003067
 T D K 株式会社
 東京都中央区日本橋一丁目 1 3 番 1 号
 (74) 代理人 100109656
 弁理士 三反崎 泰司
 (74) 代理人 100098785
 弁理士 藤島 洋一郎
 (72) 発明者 高柳 善信
 東京都中央区日本橋一丁目 1 3 番 1 号 T
 D K 株式会社内
 審査官 松本 泰典

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】

互いに磁気的に結合された第 1 トランスコイル、第 2 トランスコイルおよび第 3 トランスコイルを有するトランスと、

前記第 1 トランスコイルと第 1 の直流電源との間に配置され、一対のスイッチが直列接続されてなるスイッチ列を少なくとも 1 つ含んで構成された双方向型の第 1 のスイッチング回路と、

前記第 2 トランスコイルと交流電圧入出力端子との間に配置され、一対のスイッチが直列接続されてなるスイッチ列同士が互いに並列接続されるようにして構成された双方向型の第 2 のスイッチング回路と、

前記第 2 のスイッチング回路と前記交流電圧入出力端子との間に配置され、一対のスイッチが直列接続されてなるスイッチ列を少なくとも 1 つ含んで構成された双方向型の第 3 のスイッチング回路と、

前記第 3 トランスコイルと第 2 の直流電源との間に配置された整流回路と、

前記整流回路から前記第 2 の直流電源へ出力される直流電圧を検出する電圧検出回路と

と、
 前記電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて、前記第 1 ないし第 3 のスイッチング回路の動作を制御する制御部と

を備え、

前記第 2 の直流電源の電圧が、前記第 1 の直流電源の電圧よりも低くなっており、

10

20

前記制御部は、

前記第 1 の直流電源から供給される直流入力電圧に基づいて、前記第 2 の直流電源に対して充電動作を行うと共に前記交流電圧入出力端子から交流出力電圧を出力する出力モードにおいては、前記電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて前記第 1 のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行い、かつ前記第 2 のスイッチング回路が整流動作を行うと共に前記第 3 のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行うように制御し、

前記交流電圧入出力端子から入力される交流入力電圧に基づいて、前記第 1 および第 2 の直流電源のうちの少なくとも一方に対する充電動作を行う入力モードにおいては、前記電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて前記第 3 のスイッチング回路が交流 / 直流変換動作を行うと共に前記第 2 のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行い、かつ前記第 1 のスイッチング回路が整流動作を行うように制御する

10

ことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】

前記制御部は、前記入力モードにおいて、前記第 3 のスイッチング回路が力率改善動作をも行うように制御する

ことを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 3】

前記制御部は、前記入力モードにおいて、前記第 2 のスイッチング回路における各スイッチが可変のパルス幅でスイッチング動作を行うと共に、前記第 1 のスイッチング回路における各スイッチが固定のパルス幅でスイッチング動作を行うように、各スイッチに対して P W M 制御を行うことにより、前記第 1 の直流電源への充電量を調整する

20

ことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の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、直流入力電圧をスイッチングして得られるスイッチング出力を電力変換トランスの出力巻線に取り出すように構成されたスイッチング電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

一般に、電気自動車には、ワイパー、ヘッドライト、ルームライト、オーディオ機器、空調機および各種計器類等の車両搭載機器（補機）を駆動するための電源として、例えば 14 ボルト程度の低圧の直流電圧を出力する低圧バッテリー（補機バッテリー）が搭載されると共に、モータを駆動するための電源として、例えば 350 ～ 500 V 程度の高圧の直流電圧を出力する高圧バッテリー（主バッテリー）が搭載されている。通常、このような低圧バッテリーに対する充電は、エンジンの回転を利用して駆動される交流発電機からの交流出力電圧を整流して高圧の直流電圧を得ると共に、この直流入力電圧をスイッチング電源装置（D C / D C コンバータ）を用いてより低圧の直流電圧に変換してから低圧バッテリーに供給することで行われる。なお、高圧バッテリーに対する充電は、上記したエンジン側からの直流入力電圧を高圧バッテリーに供給することで行われる。このスイッチング電源装置は、例えば特許文献 1 に記載されているように、直流入力電圧をインバータ回路によって交流電圧に一旦変換したのち、その交流電圧を電圧変換トランスで変圧すると共に整流回路等によって再び直流電圧に変換することで電圧変換を行うものである。

30

40

【0003】

【特許文献 1】特開平 8 - 317508 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

上記特許文献 1 にはまた、いわゆる商用電源から交流電圧を入力して高圧バッテリーおよび低圧バッテリーを充電する機能を備えたスイッチング電源装置が開示されている。このようなスイッチング電源装置によれば、例えば電気自動車に適用した場合、エンジンが停止

50

して、直流入力電圧が高圧バッテリーに供給されないような場合であっても、高圧バッテリーを充電することも可能になると考えられる。

【 0 0 0 5 】

また、例えば上記のようなスイッチング電源装置を電気自動車に適用した場合、エンジンの始動時および走行時に電気機器を動作させるため、交流電圧である商用電圧の出力が要請されることがある。

【 0 0 0 6 】

このように従来より、商用電源から交流電圧を入力して充電を行うための回路と、交流電圧である商用電圧を出力するための回路とを共通化し、交流電圧の入力端子および出力端子も共通化したいという要請があった。

【 0 0 0 7 】

本発明はかかる問題点に鑑みてなされたもので、その目的は、交流電圧の入力端子および出力端子を共通化することが可能な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】

【 0 0 0 8 】

本発明のスイッチング電源装置は、互いに磁氣的に結合された第1トランスコイル、第2トランスコイルおよび第3トランスコイルを有するトランスと、第1ないし第3のスイッチング回路と、第3トランスコイルと第2の直流電源との間に配置された整流回路と、この整流回路から第2の直流電源へ出力される直流電圧を検出する電圧検出回路と、この電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて、第1ないし第3のスイッチング回路の動作を制御する制御部とを備えたものである。ここで、上記第1のスイッチング回路は、第1トランスコイルと第1の直流電源との間に配置され、一対のスイッチが直列接続されてなるスイッチ列を少なくとも1つ含んで構成された双方向型のものである。また、上記第2のスイッチング回路は、第2トランスコイルと交流電圧入出力端子との間に配置され、一対のスイッチが直列接続されてなるスイッチ列同士が互いに並列接続されるようにして構成された双方向型のものである。また、上記第3のスイッチング回路は、第2のスイッチング回路と交流電圧入出力端子との間に配置され、一対のスイッチが直列接続されてなるスイッチ列を少なくとも1つ含んで構成された双方向型のものである。さらに、上記第2の直流電源の電圧は、上記第1の直流電源の電圧よりも低くなっている。そして、上記制御部は、第1の直流電源から供給される直流入力電圧に基づいて、第2の直流電源に対して充電動作を行うと共に交流電圧入出力端子から交流出力電圧を出力する出力モードにおいては、電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて第1のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行い、かつ第2のスイッチング回路が整流動作を行うと共に第3のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行うように制御し、交流電圧入出力端子から入力される交流入力電圧に基づいて、第1および第2の直流電源のうちの少なくとも一方に対する充電動作を行う入力モードにおいては、電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて第3のスイッチング回路が交流 / 直流変換動作を行うと共に第2のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行い、かつ第1のスイッチング回路が整流動作を行うように制御するようになっている。なお、このとき、第1のスイッチング回路が、第2のスイッチング回路と同期して整流するように構成してもよい。

【 0 0 0 9 】

本発明のスイッチング電源装置では、第1の直流電源から直流入力電圧が入力されると、この直流入力電圧が第1スイッチング回路によってパルス電圧に変換され、このパルス電圧がトランスによって変圧される。そして、変圧されて第2のトランスコイル側へ出力されたパルス電圧は、上記第2のスイッチング回路によって整流され、さらにその整流電圧が第3のスイッチング回路によって交流出力電圧に変換され、交流電圧入出力端子から出力される。また、変圧されて第3のトランスコイル側へ出力されたパルス電圧は、上記整流回路によって整流され、第2の直流電源へ供給される。この際、上記電圧検出回路により検出された直流電圧（第2の直流電源の電圧に対応し、第1の直流電源の電圧よりも低くなっている）に基づいて第1のスイッチング回路が直流 / 交流変換動作を行い、かつ

10

20

30

40

50

第2のスイッチング回路が整流動作を行うと共に第3のスイッチング回路が直流／交流変換動作を行うように制御される。すなわち、このような出力モードでは、第1の直流電源から供給される直流入力電圧に基づいて、第2の直流電源に対して充電動作が行われると共に、交流電圧入出力端子から交流出力電圧が出力される。

一方、この交流電圧入出力端子から交流入力電圧が入力されると、この交流入力電圧が第3のスイッチング回路によって直流電圧に変換されたのち、この直流電圧に基づくパルス電圧が第2のスイッチング回路において生成され、トランスによって変圧される。そして、変圧されて第1のトランスコイル側へ出力されたパルス電圧は、第1のスイッチング回路によって整流され、第1の直流電源へ供給される。また、変圧されて第3のトランスコイル側へ出力されたパルス電圧は、整流回路によって整流され、第2の直流電源へ供給される。この際、上記電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて第3のスイッチング回路が交流／直流変換動作を行うと共に第2のスイッチング回路が直流／交流変換動作を行い、かつ第1のスイッチング回路が整流動作を行うように制御される。すなわち、このような入力モードでは、交流電圧入出力端子から入力される交流入力電圧に基づいて、第1および第2の直流電源のうちの少なくとも一方に対する充電動作が行われる。

このようにして、第1ないし第3のスイッチング回路がいずれも双方向型のスイッチング回路で構成されているため、交流電圧を出力するための回路と、交流電圧を入力して充電を行うための回路とが、共通化可能となる。なお、「交流出力電圧」および「交流入力電圧」とは、電気機器の電源電圧として使用される電圧を含み、このようないわゆる商用電源に好適に用いられる。

【0011】

本発明のスイッチング電源装置では、上記制御部が、上記入力モードにおいて第3のスイッチング回路が力率改善動作をも行うように制御するのが好ましい。このように構成した場合、交流入力電圧を電圧変換する際の力率が改善され、リップル電圧が小さくなる。

【0012】

本発明のスイッチング電源装置では、上記制御部が、上記入力モードにおいて、第2のスイッチング回路における各スイッチが可変のパルス幅でスイッチング動作を行うと共に、第1のスイッチング回路における各スイッチが固定のパルス幅でスイッチング動作を行うように、各スイッチに対してPWM制御を行うことにより、第1の直流電源への充電量を調整するようにするのが好ましい。このように構成した場合、交流電圧入出力端子から入力される交流入力電圧に基づいて、第1および第2の直流電源のうちの少なくとも一方に対する充電動作を行う（入力モード）の際に、第1の直流電源への充電量が調整可能となる。

【発明の効果】

【0013】

本発明のスイッチング電源装置によれば、第1トランスコイルと第1の直流電源との間に第1のスイッチング回路を設け、第2トランスコイルと交流電圧入出力端子との間に第2のスイッチング回路を設け、この第2のスイッチング回路と交流電圧入出力端子との間に第3のスイッチング回路を設け、第3トランスコイルと第2の直流電源との間に整流回路を設けると共に、第2の直流電源の電圧が第1の直流電源の電圧よりも低くなるようにし、上記出力モードにおいては、上記電圧検出回路により検出された直流電圧（第2の直流電源の電圧に対応し、第1の直流電源の電圧よりも低くなっている）に基づいて第1のスイッチング回路が直流／交流変換動作を行い、かつ第2のスイッチング回路が整流動作を行うと共に第3のスイッチング回路が直流／交流変換動作を行うように制御し、上記入力モードにおいては、上記電圧検出回路により検出された直流電圧に基づいて第3のスイッチング回路が交流／直流変換動作を行うと共に第2のスイッチング回路が直流／交流変換動作を行い、かつ第1のスイッチング回路が整流動作を行うように制御することにより、第1ないし第3のスイッチング回路がいずれも双方向型のスイッチング回路となるようにしたので、交流電圧を出力するための回路と、交流電圧を入力して充電を行うための回路とを共通化することができる。よって、上記交流電圧入出力端子によって、交流電圧の

入力端子および出力端子を共通化することが可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、本発明を実施するための最良の形態（以下、単に実施の形態という。）について、図面を参照して詳細に説明する。

【0015】

図1は、本発明の一実施の形態に係るスイッチング電源装置の回路構成を表すものである。このスイッチング電源装置は例えば自動車などに適用されるものであり、トランス2と、このトランス2と後述する主バッテリー10との間に設けられたコンデンサC1および双方向型のスイッチング回路11と、トランス2と後述する交流電圧入出力端子T5、T6との間に設けられた双方向型のスイッチング回路41、42、コンデンサC3、平滑回路43および電圧検出部44と、トランス2と補機バッテリー30との間に設けられた整流回路31、平滑回路32および電圧検出部33と、SW（スイッチング）制御回路12、45、46とを備えている。

10

【0016】

コンデンサC1は、高圧ラインLH1と低圧ラインLL1との間に配置され、平滑コンデンサとして機能している。なお、高圧ラインLH1の一端は入出力端子T1に接続され、低圧ラインLL1の一端は入出力端子T2に接続され、入出力端子T1、T2間には主バッテリー10が配置されている。主バッテリー10は、直流入力電圧Vdcinを入出力端子T1、T2間に供給するためのものであり、例えばこのスイッチング電源装置が自動車に適用された場合には駆動用のインバータや昇降圧コンバータに接続され、例えば350～500V程度の高圧バッテリーとして機能するものである。

20

【0017】

スイッチング回路11は、4つのスイッチング素子Q1～Q4と、4つのダイオードD1～D4とを有するフルブリッジ型のスイッチング回路である。具体的には、スイッチング素子Q1の一端は高圧ラインLH1に接続され、他端はスイッチング素子Q2の一端および後述するトランス2の巻線21の一端に接続されている。スイッチング素子Q3の一端は高圧ラインLH1に接続され、他端はスイッチング素子Q4の一端およびトランス2の巻線21の他端に接続されている。スイッチング素子Q2の他端およびスイッチング素子Q4の他端はそれぞれ、低圧ラインLL1に接続されている。また、ダイオードD1～D4はそれぞれ、スイッチング素子Q1～Q4の両端間において逆方向に並列接続されている（高圧ラインLH1側に各ダイオードのカソードが接続され、低圧ラインLL1側に各ダイオードのアノードが接続されている）。すなわち、1つのスイッチング素子と1つのダイオードとにより1つの双方向スイッチを構成し、これによりスイッチング回路11は双方向スイッチング回路として機能するようになっている。具体的には、詳細は後述するが、このスイッチング回路11は、直流／交流変換（直流から交流への変換）を行うDC／ACインバータ回路または整流回路として機能するようになっている。なお、スイッチング素子Q1～Q4は、例えば、バイポーラトランジスタ、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）または電界効果型トランジスタ（MOS-FET；Metal Oxide Semiconductor-Field Effect Transistor）などにより構成される。これらスイッチング素子Q1～Q4がそれぞれMOS-FETにより構成されて寄生ダイオード成分を持つ場合には、ダイオードD1～D4の代わりにこれらの寄生ダイオード成分を利用するようにしてもよい。

30

40

【0018】

SW制御回路12は、後述する電圧検出部33により検出された補機バッテリー30側の直流出力電圧Vdcout2に基づいてスイッチング制御信号S1～S4を生成し、これによりスイッチング回路11内のスイッチング素子Q1～Q4のスイッチング動作をそれぞれ制御するものである。具体的には、詳細は後述するが、スイッチング回路11が前述のDC／AC変換動作や整流動作を行うように制御するようになっている。

【0019】

50

トランス 2 は、主バッテリー 10 側に設けられた 1 つの巻線 21 と、後述する入出力端子 T5, T6 側に設けられた 1 つの巻線 22 と、補機バッテリー 30 側に設けられた巻線 23 (一対の巻線 23A, 23B からなる) とを有しており、各巻線 21 ~ 23 は互いに極性が同じ向きとなるように磁気結合されている。巻線 21 は、スイッチング素子 Q1 の他端とスイッチング素子 Q4 の一端との間に配置されている。巻線 22 の両端は、後述するスイッチング回路 41 に接続され、巻線 23A, 23B の両端は、それぞれ整流回路 31 に接続されている。

【0020】

スイッチング回路 41 は、4 つのスイッチング素子 Q5 ~ Q8 と、4 つのダイオード D5 ~ D8 とを有するフルブリッジ型のスイッチング回路である。具体的には、スイッチング素子 Q5 の一端は高圧ライン LH4 に接続され、他端はスイッチング素子 Q8 の一端およびトランス 2 の巻線 22 の一端に接続されている。スイッチング素子 Q7 の一端は高圧ライン LH4 に接続され、他端はスイッチング素子 Q8 の一端および巻線 22 の他端に接続されている。スイッチング素子 Q6 の他端およびスイッチング素子 Q8 の他端はそれぞれ、低圧ライン LL4 に接続されている。また、ダイオード D5 ~ D8 はそれぞれ、スイッチング素子 Q5 ~ Q8 の両端間において逆方向に並列接続されている (高圧ライン LH4 側に各ダイオードのカソードが接続され、低圧ライン LL4 側に各ダイオードのアノードが接続されている)。すなわち、1 つのスイッチング素子と 1 つのダイオードとにより 1 つの双方向スイッチを構成し、これによりスイッチング回路 41 も双方向スイッチング回路として機能するようになっている。具体的には、詳細は後述するが、このスイッチング回路 41 は、整流回路または DC / AC インバータ回路として機能するようになっている。なお、スイッチング素子 Q5 ~ Q8 も、例えばバイポーラトランジスタ、IGBT または MOS - FET などにより構成されるが、スイッチング素子 Q5 ~ Q8 がそれぞれ MOS - FET により構成されて寄生ダイオード成分を持つ場合には、ダイオード D5 ~ D8 の代わりにこれらの寄生ダイオード成分を利用するようにしてもよい。

【0021】

SW 制御回路 46 は、後述する電圧検出部 33 により検出された補機バッテリー 30 側の直流出力電圧 Vdcout2 に基づいてスイッチング制御信号 S5 ~ S8 を生成し、これによりスイッチング回路 41 内のスイッチング素子 Q5 ~ Q8 のスイッチング動作をそれぞれ制御するものである。具体的には、詳細は後述するが、スイッチング回路 41 が前述の整流動作や DC / AC 変換動作を行うように制御するようになっている。

【0022】

コンデンサ C3 は、スイッチング回路 41 と後述するスイッチング回路 42 との間において高圧ライン LH4 と低圧ライン LL4 との間に配置され、平滑コンデンサとして機能するものである。

【0023】

スイッチング回路 42 は、4 つのスイッチング素子 Q10 ~ Q13 と、4 つのダイオード D10 ~ D13 とを有するフルブリッジ型のスイッチング回路である。具体的には、スイッチング素子 Q10 の一端は高圧ライン LH4 に接続され、他端はスイッチング素子 Q11 の一端および後述する平滑回路 43 内のインダクタ 43L1 の一端に接続されている。スイッチング素子 Q12 の一端は高圧ライン LH4 に接続され、他端はスイッチング素子 Q13 の一端および後述する平滑回路 43 内のインダクタ 43L2 の一端に接続されている。スイッチング素子 Q11 の他端およびスイッチング素子 Q13 の他端はそれぞれ、低圧ライン LL4 に接続されている。また、ダイオード D10 ~ D13 はそれぞれ、スイッチング素子 Q10 ~ Q13 の両端間において逆方向に並列接続されている (高圧ライン LH4 側に各ダイオードのカソードが接続され、低圧ライン LL4 側に各ダイオードのアノードが接続されている)。すなわち、1 つのスイッチング素子と 1 つのダイオードとにより 1 つの双方向スイッチを構成し、これによりスイッチング回路 42 も双方向スイッチング回路として機能するようになっている。具体的には、詳細は後述するが、このスイッチング回路 42 は、DC / AC インバータ回路または交流 / 直流変換 (交流から直流への

10

20

30

40

50

変換)を行うAC/DCコンバータ回路として機能するようになっている。なお、スイッチング素子Q10～Q13も、例えばバイポーラトランジスタ、IGBTまたはMOS-FETなどにより構成されるが、スイッチング素子Q10～Q13がそれぞれMOS-FETにより構成されて寄生ダイオード成分を持つ場合には、ダイオードD10～D13の代わりにこれらの寄生ダイオード成分を利用するようにしてもよい。

【0024】

なお、このスイッチング回路42は、AC/DCコンバータ回路として機能しているときに、力率改善動作を行うPFC(Power Factor Correction; 力率改善)回路としても機能するようになっている。具体的には、詳細は後述するが、PFC回路としてのスイッチング回路42への入力電圧を昇圧すると共に安定化させ、力率を改善できるようになっている。

10

【0025】

SW制御回路45は、後述する電圧検出部44により検出された入出力端子T5, T6間の交流出力電圧Vacout、または後述する電圧検出回路33により検出された出力端子T3, T4間の直流出力電圧Vdcout2に基づいてスイッチング制御信号S10～S13を生成し、これによりスイッチング回路42内のスイッチング素子Q10～Q13のスイッチング動作をそれぞれ制御するものである。具体的には、詳細は後述するが、スイッチング回路42が前述のDC/AC変換動作、AC/DC変換動作およびPFC動作を行うように制御するようになっている。

【0026】

20

平滑回路43は、2つのインダクタ43L1, 43L2と、コンデンサ43Cとを有している。インダクタ43L1は接続ラインL41上に挿入配置され、一端はスイッチング素子Q10の他端およびスイッチング素子Q11の一端に接続されると共に他端は電圧検出部44を介して入出力端子T5に接続されている。インダクタ43L2は接続ラインL42上に挿入配置され、一端はスイッチング素子Q12の他端およびスイッチング素子Q13の一端に接続されると共に他端は電圧検出部44を介して入出力端子T6に接続されている。また、コンデンサ43Cは、接続ラインL41(インダクタ43L1の他端部分)と接続ラインL42(インダクタ43L2の他端部分)との間に配置されている。

【0027】

電圧検出部44は、入出力端子T5, T6間の交流電圧(具体的には、交流出力電圧Vacout)を検出すると共に検出した交流出力電圧Vacoutに対応する電圧をSW制御回路45へ出力するものである。なお、この電圧検出部44の具体的な回路構成としては、例えば、接続ラインL41とSW制御回路45の0V電位との間、および接続ラインL42とSW制御回路45の0V電位との間に配置された分圧抵抗(図示せず)によって、交流出力電圧Vacoutを検出すると共にこれに応じた電圧を生成するものなどが挙げられる。

30

【0028】

整流回路31は、2つのダイオード31D1, 31D2を有している。ダイオード31D1のアノードは巻線23Aの一端に接続され、ダイオード31D2のアノードは巻線23Bの一端に接続され、ダイオード31D1, 31D2のカソード同士は互いに高圧ラインLH3に共通接続されている。また、巻線23A, 23Bの他端は互いに共通接続され、低圧ラインLL3に接続されている。すなわち、この整流回路31はカソードコモン型の整流回路である。

40

【0029】

平滑回路32は、インダクタ32Lと、コンデンサ32Cとを有している。インダクタ32Lは高圧ラインLH3上に挿入配置され、一端はダイオード31D1, 31D2のカソードに接続されると共に他端は電圧検出部33を介して出力端子T3に接続されている。また、コンデンサ32Cは、高圧ラインLH3(インダクタ32Lの他端部分)と低圧ラインLL3との間に配置され、この低圧ラインLL3の他端は出力端子T4に接続されている。なお、出力端子T3, T4間には図示しない補機(例えば、パワーウィンドウなど)を駆動するための補機バッテリー30が接続され、直流出力電圧Vdcout2(例えば、1

50

4 V 程度) が供給されるようになっている。

【 0 0 3 0 】

電圧検出回路 3 3 は、出力端子 T 3 , T 4 間に供給される直流出力電圧 V_{dcout2} を検出すると共に、検出した直流出力電圧 V_{dcout2} に対応する電圧を SW 制御回路 1 2 , 4 5 , 4 6 へ出力するものである。なお、この電圧検出部 3 3 の具体的な回路構成としては、例えば、高圧ライン L H 3 と低圧ライン L L 3 との間に配置された分圧抵抗 (図示せず) によって、直流出力電圧 V_{dcout2} を検出すると共にこれに応じた電圧を生成するものなどが挙げられる。

【 0 0 3 1 】

ここで、巻線 2 1 が本発明における「第 1 トランスコイル」の一具体例に対応し、巻線 2 2 が本発明における「第 2 トランスコイル」の一具体例に対応し、巻線 2 3 (2 3 A , 2 3 B) が本発明における「第 3 トランスコイル」の一具体例に対応する。また、主バッテリー 1 0 が本発明における「第 1 の直流電源」の一具体例に対応し、補機バッテリー 3 0 が本発明における「第 2 の直流電源」の一具体例に対応する。また、スイッチング回路 1 1 が本発明における「第 1 のスイッチング回路」の一具体例に対応し、スイッチング回路 4 1 が本発明における「第 2 のスイッチング回路」の一具体例に対応し、スイッチング回路 4 2 が本発明における「第 3 のスイッチング回路」の一具体例に対応する。また、整流回路 3 1 が本発明における「整流回路」の一具体例に対応し、SW 制御回路 1 2 , 4 5 , 4 6 が本発明における「制御部」の一具体例に対応する。また、入出力端子 T 5 , T 6 が、本発明における「交流電圧入出力端子」の一具体例に対応する。

【 0 0 3 2 】

次に、以上のような構成のスイッチング電源装置の動作について詳細に説明する。

【 0 0 3 3 】

最初に、図 1 ~ 図 5 を参照して、主バッテリー 1 0 から直流入力電圧 V_{dcin} が供給されているときに入出力端子 T 5 , T 6 から交流出力電圧 V_{acout} を出力する場合の動作について詳細に説明する。なお、このように主バッテリー 1 0 から直流入力電圧 V_{dcin} が供給されているときの動作は、例えば本実施の形態のスイッチング電源装置が自動車に適用された場合には、モータ駆動用のインバータや昇降圧コンバータから主バッテリー 1 0 へ電力供給があることにより補機バッテリー 3 0 から補機を駆動すると共に外部へ交流出力電圧 V_{acout} を出力する場合に相当し、エンジンの動作時 (自動車の走行時) の動作や、エンジン停止時に単に主バッテリー 1 0 からの直流入力電圧 V_{dcin} を基に交流出力電圧 V_{acout} を出力する場合の動作に対応する。この V_{acout} は、例えば商用電圧が想定される。

【 0 0 3 4 】

ここで図 2 は、主バッテリー 1 0 から直流入力電圧 V_{dcin} が供給されているときのエネルギーの伝送経路の一例を、矢印 6 1 , 6 2 で模式的に表したものである。なお、これらエネルギー伝送経路 6 1 , 6 2 のうちのエネルギー伝送経路 6 1 が、上記直流出力電圧 V_{dcout2} の生成・出力動作 (DC / DC コンバータとしての動作) に対応するものである。

【 0 0 3 5 】

まず、図 1 および図 2 を参照して、補機バッテリー 3 0 側の直流出力電圧 V_{dcout2} を生成・出力する動作について詳細に説明する。

【 0 0 3 6 】

主バッテリー 1 0 から入出力端子 T 1 , T 2 を介して直流入力電圧 V_{dcin} が入力すると、スイッチング回路 1 1 が DC / AC インバータ回路として機能し、直流入力電圧 V_{dcin} をスイッチングすることにより交流のパルス電圧が生成され、トランス 2 の巻線 2 1 に供給される。そしてトランス 2 の巻線 2 3 A , 2 3 B からは、変圧 (ここでは、降圧) された交流のパルス電圧が取り出される。なお、この場合の変圧の度合いは、巻線 2 1 と巻線 2 3 A , 2 3 B との巻数比によって定まる。

【 0 0 3 7 】

次に、変圧された交流のパルス電圧は、整流回路 3 1 内のダイオード 3 1 D 1 , 3 1 D 2 によって整流される。これにより、高圧ライン L H 3 と低圧ライン L L 3 との間に、整

10

20

30

40

50

流出力が発生する。

【 0 0 3 8 】

次に、平滑回路 3 2 では、高圧ライン L H 3 と低圧ライン L L 3 との間に生じた整流出力が平滑化され、これにより出力端子 T 3 , T 4 から直流出力電圧 V dcout2 が出力される。そしてこの直流出力電圧 V dcout2 が補機バッテリー 3 0 に供給されると共に、図示しない補機が駆動される。なお、この直流出力電圧 V dcout2 は電圧検出部 3 3 によって検出され、検出されたこの直流出力電圧 V dcout2 に基づき S W 制御回路 1 2 からスイッチング回路 1 1 へスイッチング制御信号 S 1 ~ S 4 が出力されることにより、スイッチング回路 1 1 が D C / A C 変換動作を行うと共に直流出力電圧 V dcout2 が一定となるように、スイッチング回路 1 1 内のスイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 が P W M (Pulse Width Modulation) 制御

10

【 0 0 3 9 】

このようにして、D C / D C コンバータとして機能するスイッチング回路 1 1、トランス 2 の巻線 2 1 , 2 3 A , 2 3 B、整流回路 3 1 および平滑回路 3 2 によって、主バッテリー 1 0 から供給される直流入力電圧 V dcin が直流出力電圧 V dcout2 に直流電圧変換され、出力端子 T 3 , T 4 から出力される。これにより、補機バッテリー 3 0 が定電圧充電されると共に、図示しない補機が駆動される。

【 0 0 4 0 】

次に、図 1 ~ 図 5 を参照して、交流出力電圧 V acout を生成・出力する動作について詳細に説明する。なお、図 2 に示したエネルギー伝送経路 6 2 が、この交流出力電圧 V acout の生成・出力動作 (D C / A C インバータとしての動作) に対応するものである。

20

【 0 0 4 1 】

ここで図 3 は、直流入力電圧 V dcin を電圧変換および整流する動作の一例をタイミング波形図で表したものであり、(A) はスイッチング制御信号 S 1 , S 4 を、(B) はスイッチング制御信号 S 2 , S 3 を、(C) はトランス 2 の巻線 2 2 の両端間に生じる電圧 V 2 2 を、(D) はスイッチング制御信号 S 5 , S 8 を、(E) はスイッチング制御信号 S 6 , S 7 を、(F) はコンデンサ C 3 の両端間の電圧 V 3 を表している。また、図 4 は、この電圧 V 3 に基づいて交流出力電圧 V acout を生成・出力する動作の一例をタイミング波形図で表したものであり、(A) はコンデンサ C 3 の両端間の電圧 V 3 を、(B) ~ (E) はそれぞれスイッチング制御信号 S 1 0 ~ S 1 3 を、(F) は交流出力電圧 V acout を表している。なお、電圧 V 2 2 , V 3 , V acout については、図 2 に示した矢印の方向が正方向を表している。

30

【 0 0 4 2 】

まず、上記したように主バッテリー 1 0 から入出力端子 T 1 , T 2 を介して直流入力電圧 V dcin が入力すると、図 3 中のタイミング t 1 ~ t 8 で示したように、スイッチング制御信号 S 1 ~ S 4 (図 3 (A) , (B)) に基づきスイッチング回路 1 1 において交流のパルス電圧が生成され、トランス 2 の巻線 2 1 に供給される。このとき、トランス 2 の巻線 2 3 A , 2 3 B に加えて巻線 2 2 から、変圧された交流のパルス電圧 V 2 2 が取り出される (図 3 (C))。なお、この場合の変圧の度合いも、巻線 2 1 と巻線 2 2 との巻数比によって定まる。

40

【 0 0 4 3 】

次に、変圧された交流のパルス電圧は、整流回路として機能するスイッチング回路 4 1 内のダイオード D 5 ~ D 8 によって整流される。これにより、高圧ライン L H 4 と低圧ライン L L 4 との間 (コンデンサ C 3 の両端間) に、例えば図 3 (F) および図 4 (A) に示したような整流出力 (電圧 V 3) が発生する。なお、スイッチング制御信号 S 5 ~ S 8 (図 3 (D) , (E)) に基づいてスイッチング素子 Q 5 ~ Q 8 が P W M 動作を行い、スイッチング回路 4 1 において同期整流動作がなされているのは、スイッチング素子 Q 5 ~ Q 8 でのスイッチング損失を低減するためである。

【 0 0 4 4 】

次に、スイッチング回路 4 2 が D C / A C インバータとして機能し、S W 制御回路 4 5

50

からのスイッチング制御信号 $S10 \sim S13$ (図4(B) ~ (E) 参照) に従って、スイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ が電圧 $V3$ をスイッチングする。

【0045】

具体的には、例えばまずタイミング $t11 \sim t12$ の期間 (正の半波期間 $\Delta 62A$) では、スイッチング制御信号 $S13$ が常時「H」となって (図4(E)) スwitching素子 $Q13$ が常時オン状態となる共に、スイッチング制御信号 $S12$ が常時「L」となって (図4(D)) スwitching素子 $Q12$ が常時オフ状態となる。すると、この期間におけるスイッチング回路42および平滑回路43の部分の等価回路は、図5(A)に示したようになる。ここで、この期間では、スイッチング制御信号 $S10$ が、図4(B)に示したように、タイミング $t11 \sim t12$ の前半部分でパルス幅が徐々に大きくなっていくと共に、タイミング $t11 \sim t12$ の後半部分でパルス幅が徐々に小さくなっていく。また、図4(C)に示したように、スイッチング制御信号 $S11$ は常時「L」となる。すなわち、この期間では、スイッチング素子 $Q11$ が常時オフ状態となってダイオード $D11$ が導通すると共に、スイッチング素子 $Q10$ がPWM制御によるオン・オフ状態となる。したがって、この正の半波期間 $\Delta 62A$ では、図5(A)に示したエネルギー経路62Aにおいて、スイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ による上記スイッチング動作および平滑回路43による平滑化処理により、入出力端子 $T5, T6$ から出力される交流出力電圧 V_{acout} は、図4(F)に示したように、上に凸の正弦波形となる。なお、この正の半波期間 $\Delta 62A$ において、スイッチング素子 $Q11$ が常時オン状態となって同期整流動作を行うようにしてもよい。そのようにした場合、スイッチング素子 $Q11$ でのスイッチング損失が低減するので好ましい。

【0046】

次に、タイミング $t12 \sim t13$ の期間は、スイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ がいずれもオフ状態となる (図4(B) ~ (E)) デッドタイム T_d である。

【0047】

次に、タイミング $t13 \sim t14$ の期間 (負の半波期間 $\Delta 62B$) では、スイッチング制御信号 $S11$ が常時「H」となって (図4(C)) スwitching素子 $Q11$ が常時オン状態となる共に、スイッチング制御信号 $S10$ が常時「L」となって (図4(B)) スwitching素子 $Q10$ が常時オフ状態となる。すると、この期間におけるスイッチング回路42および平滑回路43の部分の等価回路は、図5(B)に示したように、平滑回路43の部分において図5(A)に示したものと上下逆の構成となる。ここで、この期間では、スイッチング制御信号 $S12$ が、図4(D)に示したように、タイミング $t13 \sim t14$ の前半部分でパルス幅が徐々に大きくなっていくと共に、タイミング $t13 \sim t14$ の後半部分でパルス幅が徐々に小さくなっていく。また、図4(E)に示したように、スイッチング制御信号 $S13$ は常時「L」となる。すなわち、この期間では、スイッチング素子 $Q13$ が常時オフ状態となってダイオード $D13$ が導通すると共に、スイッチング素子 $Q12$ がPWM制御によるオン・オフ状態となる。したがって、この負の半波期間 $\Delta 62B$ では、図5(B)に示したエネルギー経路62Bにおいて、スイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ による上記スイッチング動作および平滑回路43による平滑化処理により、入出力端子 $T5, T6$ から出力される交流出力電圧 V_{acout} は、図4(F)に示したように、下に凸の正弦波形となる。なお、この負の半波期間 $\Delta 62B$ においても、スイッチング素子 $Q13$ が常時オン状態となって同期整流動作を行うようにしてもよい。そのようにした場合、スイッチング素子 $Q13$ でのスイッチング損失が低減するので好ましい。

【0048】

次に、この後のタイミング $t14 \sim t15$ の期間は、やはりスイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ がいずれもオフ状態となる (図4(B) ~ (E)) デッドタイム T_d である。また、タイミング $t15$ の動作状態はタイミング $t11$ の動作状態と等価であり、その後はタイミング $t11 \sim t15$ の動作を繰り返すこととなる。なお、出力端子 $T5, T6$ から出力される交流出力電圧 V_{acout} は、電圧検出部44によって検出され、検出されたこの交流出力電圧 V_{acout} に基づきSW制御回路45からスイッチング回路42へスイッチング

10

20

30

40

50

制御信号 $S10 \sim S13$ が出力されることにより、スイッチング回路 42 が DC / AC 変換動作を行うと共に交流出力電圧 V_{acout} が安定化するように、スイッチング回路 42 内のスイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ のパルス幅が制御されるようになっている。また、出力端子 $T5$, $T6$ 間に交流出力電圧 V_{acout} が供給されると、いわゆる商用電圧として、電気機器の電源電圧として機能するようになっている。

【0049】

このようにして、図 2 に示したように主バッテリー 10 から直流入力電圧 V_{dcin} が供給されているときには、主バッテリー 10 から入力される直流入力電圧 V_{dcin} に基づいて、スイッチング回路 11、SW 制御回路 12、トランス 2 の巻線 21, 23A, 23B、整流回路 31 および平滑回路 33 からなる DC / DC コンバータによって直流出力電圧 V_{dcout2} が生成され、出力端子 $T3$, $T4$ から出力されると共に、スイッチング回路 11、トランス 2 の巻線 21, 22、スイッチング回路 41、スイッチング回路 42、SW 制御回路 45, 46 および平滑回路 43 からなる DC / AC インバータによって、交流出力電圧 V_{acout} が生成され、出力端子 $T5$, $T6$ から出力される。

【0050】

次に、図 1 および図 6 ~ 図 9 を参照して、入出力端子 $T5$, $T6$ から交流入力電圧 V_{acin} を入力する場合の動作（交流入力電圧 V_{acin} に基づいて直流出力電圧 V_{dcout1} , V_{dcout2} をそれぞれ生成・出力し、主バッテリー 10 および補機バッテリー 30 を充電する際の動作）について詳細に説明する。なお、この場合の動作は、例えば本実施の形態のスイッチング電源装置が自動車に適用された場合には、エンジンが停止しているときに外部の商用電源 50 から交流入力電圧 V_{acin} を入力することにより、主バッテリー 10 および補機バッテリー 30 のうちの少なくとも一方の充電を行う。

【0051】

ここで図 6 は、商用電源 50 から交流入力電圧 V_{acin} を入力する場合のエネルギーの伝送経路の一例を、矢印 63, 64 で模式的に表したものであり、図 7 および図 9 は、この場合の動作波形をタイミング波形図で表したものである。具体的には、図 7 は、交流入力電圧 V_{acin} に基づいてコンデンサ $C3$ の両端間の電圧 $V3$ を生成するまでの動作波形を表しており、(A) は交流入力電圧 V_{acin} を、(B) ~ (E) はそれぞれスイッチング制御信号 $S10 \sim S13$ を、(F) はコンデンサ $C3$ の両端間の電圧 $V3$ を、それぞれ表している。また、図 9 は、電圧 $V3$ に基づいてコンデンサ $C1$ に充電（主バッテリー 10 を充電）するまでの動作波形を表しており、(A) はスイッチング制御信号 $S5$, $S8$ を、(B) はスイッチング制御信号 $S6$, $S7$ を、(C) はトランス 2 の巻線 21 の両端間に生じる電圧 $V21$ を、(D) はスイッチング制御信号 $S1$, $S4$ を、(E) はスイッチング制御信号 $S2$, $S3$ を、(F) はコンデンサ $C1$ の両端間の電圧 $V1$ を、それぞれ表している。なお、交流入力電圧 V_{acin} 、電圧 $V3$, $V21$, $V1$ については、図 6 に示した矢印の方向が正方向を表している。

【0052】

商用電源 50 から入出力端子 $T5$, $T6$ を介し、図 7 (A) で示したような交流入力電圧 V_{acin} (商用電圧) が入力すると、平滑回路 43 においてノイズ成分が除去される平滑化処理がなされたのち、スイッチング回路 42 へ入力する。すると、スイッチング回路 42 が、インダクタ $43L1$, $43L2$ のインダクタ成分を用いて昇圧型の AC / DC コンバータとして機能し、SW 制御回路 45 からのスイッチング制御信号 $S10 \sim S13$ (図 7 (B) ~ (E)) に従って、スイッチング素子 $Q10 \sim Q13$ が交流入力電圧 V_{acin} をスイッチングする。なお、SW 制御回路 45 は、スイッチング回路 42 からの出力電圧に基づき制御される。

【0053】

具体的には、例えばまずタイミング $t21 \sim t22$ の期間（交流入力電圧 V_{acin} が上に凸の正弦波形を示す正の半波期間 $\Delta 63A$ ($\Delta 64A$)) では、スイッチング制御信号 $S13$ が常時「H」となって（図 7 (E)）スイッチング素子 $Q13$ が常時オン状態となる共に、スイッチング制御信号 $S12$ が常時「L」となって（図 7 (D)）スイッチング素

10

20

30

40

50

子 Q_{12} が常時オフ状態となる。すると、この期間におけるスイッチング回路42および平滑回路43の部分の等価回路は、図8(A)に示したようになる。ここで、この期間では、スイッチング制御信号 S_{11} が、図7(C)に示したように、タイミング $t_{21} \sim t_{22}$ の前半部分でパルス幅が徐々に小さくなっていくと共に、タイミング $t_{21} \sim t_{22}$ の後半部分でパルス幅が徐々に大きくなっていく。また、図7(B)に示したように、スイッチング制御信号 S_{10} は常時「L」となる。すなわち、この期間では、スイッチング素子 Q_{10} が常時オフ状態となってダイオード D_{12} が導通すると共に、スイッチング素子 Q_{11} がPWM制御によるオン・オフ状態となる。したがって、この正の半波期間 $\Delta 63A$ ($\Delta 64A$)では、図8(A)に示したエネルギー経路63A, 64Aにおいて、平滑回路43による平滑化処理およびスイッチング素子 $Q_{10} \sim Q_{13}$ による上記スイッチング動作により、コンデンサ C_3 の両端間の電圧 V_3 は、図7(F)に示したように、値が一定の直流電圧となる。なお、この正の半波期間 $\Delta 63A$ ($\Delta 64A$)において、スイッチング素子 Q_{10} がスイッチング素子 Q_{11} と逆位相状態となって同期整流動作を行うようにしてもよい。そのようにした場合、ダイオード D_{10} でのスイッチング損失および導通損が低減するので好ましい。

【0054】

次に、タイミング $t_{22} \sim t_{23}$ の期間(交流入力電圧 V_{ac} inが下に凸の正弦波形を示す負の半波期間 $\Delta 63B$ ($\Delta 64B$))では、スイッチング制御信号 S_{11} が常時「H」となって(図7(C))スイッチング素子 Q_{11} が常時オン状態となる共に、スイッチング制御信号 S_{10} が常時「L」となって(図7(B))スイッチング素子 Q_{10} が常時オフ状態となる。すると、この期間におけるスイッチング回路42および平滑回路43の部分の等価回路は、図8(B)に示したように、平滑回路43の部分において図8(A)に示したものと上下逆の構成となる。ここで、この期間では、スイッチング制御信号 S_{11} が、図7(E)に示したように、タイミング $t_{22} \sim t_{23}$ の前半部分でパルス幅が徐々に小さくなっていくと共に、タイミング $t_{22} \sim t_{23}$ の後半部分でパルス幅が徐々に大きくなっていく。また、図7(D)に示したように、スイッチング制御信号 S_{12} は常時「L」となる。すなわち、この期間では、スイッチング素子 Q_{12} が常時オフ状態となってダイオード D_{12} が導通すると共に、スイッチング素子 Q_{13} がPWM制御によるオン・オフ状態となる。したがって、この負の半波期間 $\Delta 63B$ ($\Delta 64B$)では、図8(B)に示したエネルギー経路63B, 64Bにおいて、平滑回路43による平滑化処理およびスイッチング素子 $Q_{10} \sim Q_{13}$ による上記スイッチング動作により、コンデンサ C_3 の両端間の電圧 V_3 は、図7(F)に示したように、値が一定の直流電圧となる。なお、この負の半波期間 $\Delta 63B$ ($\Delta 64B$)においても、スイッチング素子 Q_{12} がスイッチング素子 Q_{13} と逆位相状態となって同期整流動作を行うようにしてもよい。そのようにした場合、ダイオード D_{12} でのスイッチング損失および導通損が低減するので好ましい。

【0055】

なお、このときスイッチング回路42および平滑回路43では、上記したようなAC/DC変換動作を行うためのコンデンサインプット型の整流器と比べ、力率が改善されるようになっている。これにより、ピーク電流が少なくなり、同容量の平滑コンデンサと比べてリップル電圧が小さくなるようになっている。

【0056】

次に、コンデンサ C_3 の両端間に蓄積された電圧 V_3 に基づいて、エネルギー伝送経路63, 64により、それぞれ主バッテリー10および補機バッテリー30の充電がなされる。

【0057】

まず、エネルギー伝送経路63については、スイッチング回路41がDC/ACインバータ回路として機能し、スイッチング素子 $Q_5 \sim Q_8$ が、図9(A), (B)のタイミング $t_{31} \sim t_{38}$ 等に示したようにオン・オフ動作することにより、トランス2の巻線22に交流のパルス電圧が生じる。そして巻線22と巻線21との巻数比に応じて、巻線21の両端間に、図9(C)に示したような変圧された交流のパルス電圧 V_{21} が生じる。

次に、スイッチング回路 11 は、この場合は整流回路として機能し、スイッチング素子 Q1 ~ Q4 が図 9 (D), (E) に示したようにオン・オフ動作することにより、交流のパルス電圧 V21 が整流され、コンデンサ C1 の両端間には図 9 (F) に示したような一定の直流電圧 V1 が印加される。このようにして、電圧 V1 に基づく直流出力電圧 Vdcout1 により、主バッテリー 10 への充電がなされる。なお、スイッチング制御信号 S1 ~ S4 に基づいてスイッチング素子 Q1 ~ Q4 が PWM 動作を行い、この PWM の動作はスイッチング回路 41 の PWM の動作と同期している。

【0058】

一方、エネルギー伝送経路 64 については、上記のようにトランス 2 の巻線 22 に交流のパルス電圧が生じると、トランス 2 の巻線 23A, 23B にも、巻線 22 と巻線 23A, 23B との巻数比によって定まる変圧された交流のパルス電圧が取り出される。したがって、この変圧された交流のパルス電圧が整流回路 31 で整流され、平滑回路 32 で平滑化されることにより、補機バッテリー 30 にも一定の電圧 (直流出力電圧 Vdcout2) による充電がなされる。なお、この直流出力電圧 Vdcout2 は電圧検出部 33 によって検出され、検出されたこの直流出力電圧 Vdcout2 に基づき、SW 制御回路 45 からスイッチング回路 42 ヘスイッチング制御信号 S10 ~ S13 が出力されることにより、スイッチング回路 42 が AC / DC 変換動作を行うと共にコンデンサ C3 の両端間の電圧 V3 が一定となるように、スイッチング回路 42 内のスイッチング素子 Q10 ~ Q13 が PWM 制御される。また、同様に検出された直流出力電圧 Vdcout2 に基づき、SW 制御回路 46 からスイッチング回路 41 ヘスイッチング制御信号 S5 ~ S8 が出力されることにより、スイッチング回路 41 が DC / AC 変換動作を行うと共に直流出力電圧 Vdcout1, Vdcout2 がそれぞれ一定となるように、スイッチング回路 41 内のスイッチング素子 Q5 ~ Q8 が PWM 制御される。

【0059】

このようにして、図 6 に示したように商用電源 50 から交流入力電圧 Vacin (商用電圧) が供給されているときには、入力された交流入力電圧 Vacin に基づいて、平滑回路 43、スイッチング回路 42、SW 制御回路 45、スイッチング回路 41、SW 制御回路 46、トランス 2 の巻線 22, 21、スイッチング回路 11 および SW 制御回路 12 によって、直流出力電圧 Vdcout1 が生成され、入出力端子 T1, T2 から出力されると共に、平滑回路 43、スイッチング回路 42、SW 制御回路 45、スイッチング回路 41、SW 制御回路 46、トランス 2 の巻線 22, 23A, 23B、整流回路 31 および平滑回路 32 によって、直流出力電圧 Vdcout2 が生成され、出力端子 T3, T4 から出力される。これにより、主バッテリー 10 および補機バッテリー 30 のうちの少なくとも一方が充電される。

【0060】

以上のように本実施の形態では、トランス 2 の巻線 21 と主バッテリー 10 との間にスイッチング回路 11 を設け、トランス 2 の巻線 22 と入出力端子 T5, T6 との間にスイッチング回路 41 を設け、このスイッチング回路 41 と入出力端子 T5, T6 との間にスイッチング回路 42 を設けると共に、これらスイッチング回路 11, 41, 42 がいずれも双方向スイッチ (互いに並列接続された 1 つのスイッチング素子と 1 つのダイオードとの対により構成) を含むようにしたので、交流出力電圧 Vacout を出力するための回路と、交流入力電圧 Vacin を入力して主バッテリー 10 に充電を行うための回路とを共通化することができる。よって、上記入出力端子 T5, T6 によって、交流電圧の入力端子および出力端子を共通化することが可能となる。

【0061】

また、トランス 2 が巻線 21, 22 と互いに磁氣的に結合された巻線 23A, 23B を有すると共に、この巻線 23A, 23B と補機バッテリー 30 との間に整流回路 31 をさらに設けるようにしたので、主バッテリー 10 からの直流入力電圧 Vdcin に基づいて、入出力端子 T5, T6 への直流 / 交流変換 (DC / AC インバータ) 動作に加えて補機バッテリー 30 への直流電圧変換 (DC / DC コンバータ) 動作を行うことが可能となると共に、入出力端子 T5, T6 からの交流入力電圧 Vacin に基づく直流出力電圧 Vdcout1, Vdcout2

により、主バッテリー 10 および補機バッテリー 30 のうちの少なくとも一方に対して充電動作を行うことが可能となる。

【0062】

以上、実施の形態を挙げて本発明を説明したが、本発明はこの実施の形態に限定されるものではなく、種々の変形が可能である。

【0063】

例えば、上記実施の形態では、スイッチング回路 11, 41, 42 がいずれもフルブリッジ型のスイッチング回路である場合について説明したが、スイッチング回路の構成はこれには限られず、例えばスイッチング回路 11, 42 をハーフブリッジ型のスイッチング回路によって構成してもよい。

10

【0064】

また、上記実施の形態では、トランス 2 が互いに磁氣的に結合された巻線 21, 22, 23 を有すると共に、この巻線 23 側に整流回路 31、平滑回路 32 および電圧検出部 33 を設けることにより、交流出力電圧 Vacout の出力動作 (DC/AC インバータとしての動作) および交流入力電圧 Vacin の入力動作 (AC/DC コンバータとしての動作) に加え、直流入力電圧 Vdcin に基づく直流出力電圧 Vdcout2 の生成・出力動作 (DC/DC コンバータとしての動作) をも行うようにした場合について説明したが、例えば補機バッテリー 30 が不要となって DC/DC コンバータとしての動作も不要であるような場合には、例えば図 10 に示したスイッチング電源装置のように、トランス 2 の代わりに、互いに磁氣的に結合された巻線 21, 22 のみを有するトランス 2A を設けると共に、巻線 23 側の整流回路 31、平滑回路 32 および電圧検出部 33 を設けないようにしてもよい。

20

【0065】

さらに、上記実施の形態では、例えば図 3 や図 9 に示したように、スイッチング回路 41 が PWM 動作を行うと共にスイッチング回路 11 がスイッチング回路 41 と同期整流している場合について説明したが、例えば、交流入力電圧 Vacin に基づいて直流出力電圧 Vdcout1 を生成・出力して主バッテリー 10 へ充電動作を行う際に、スイッチング回路 41 内のスイッチング素子 Q5 ~ Q8 が可変のパルス幅でスイッチング動作する一方、スイッチング回路 11 内のスイッチング素子 Q1 ~ Q4 が固定のパルス幅でスイッチング動作し、主バッテリー 10 への充電量を調整できるようにしてもよい。

【図面の簡単な説明】

30

【0066】

【図 1】本発明の一実施の形態に係るスイッチング電源装置の構成を表す回路図である。

【図 2】スイッチング電源装置におけるエネルギー伝送経路の一例を説明するための回路図である。

【図 3】直流入力電圧の変換動作の一例を説明するためのタイミング波形図である。

【図 4】交流出力電圧の生成動作の一例を説明するためのタイミング波形図である。

【図 5】図 4 に示した交流出力電圧の生成動作の際のスイッチング回路の動作について説明するための等価回路図である。

【図 6】スイッチング電源装置におけるエネルギー伝送経路の他の例を説明するための回路図である。

40

【図 7】交流入力電圧の変換動作を説明するためのタイミング波形図である。

【図 8】図 7 に示した交流入力電圧の変換動作の際のスイッチング回路の動作について説明するための等価回路図である。

【図 9】直流出力電圧の生成動作の一例を説明するためのタイミング波形図である。

【図 10】本発明の変形例に係るスイッチング電源装置の構成を表す回路図である。

【符号の説明】

【0067】

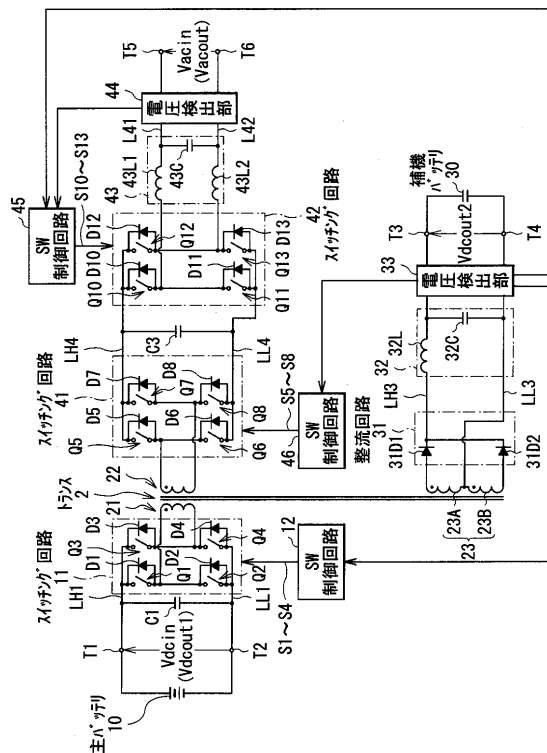
10 ... 主バッテリー、11, 41, 42 ... スwitchング回路、12, 45, 46 ... SW 制御回路、2, 2A ... トランス、21 ~ 23 ... 巻線、30 ... 補機バッテリー、31 ... 整流回路、32, 43 ... 平滑回路、33, 44 ... 電圧検出部、40 ... 商用電源 (交流電源)、61

50

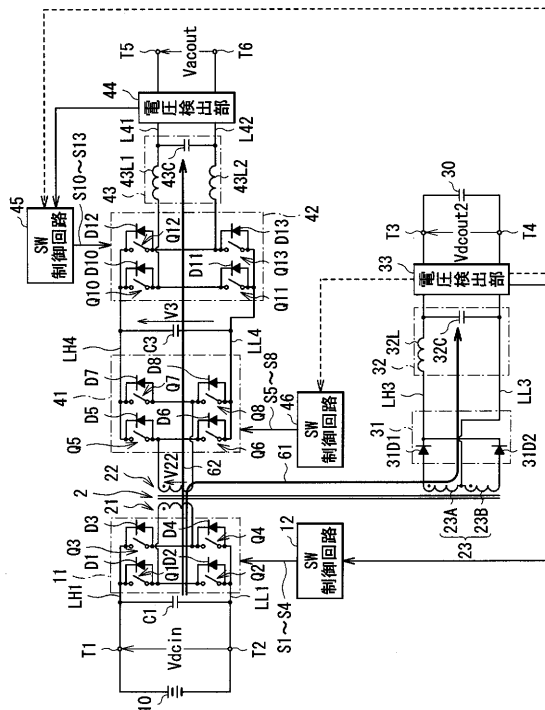
~ 6 4 , 6 2 A , 6 2 B , 6 3 A , 6 3 B , 6 4 A , 6 4 B ... エネルギー伝送経路、 T 1 , T 2 , T 5 , T 6 ... 入出力端子、 T 3 , T 4 ... 出力端子、 Vdcin... 直流入力電圧、 Vdcout1 , Vdcout2... 直流出力電圧、 Vacin... 交流入力電圧、 Vacout... 交流出力電圧、 Q 1 ~ Q 8 , Q 1 0 ~ Q 1 3 ... スイッチング素子、 S 1 ~ S 8 , S 1 0 ~ S 1 3 ... スイッチング制御信号、 C 1 , C 3 , 3 2 C , 4 3 C ... コンデンサ、 D 1 ~ D 8 , D 1 0 ~ D 1 3 , 3 1 D 1 , 3 1 D 2 ... ダイオード、 3 2 L , 4 3 L 1 , 4 3 L 2 ... インダクタ、 L H 1 , L H 3 , L H 4 ... 高圧ライン、 L L 1 , L L 3 , L L 4 ... 低圧ライン、 L 4 1 , L 4 2 ... 接続ライン、 V 1 , V 2 1 , V 2 2 , V 3 ... 電圧、 T d ... デッドタイム、 t 1 ~ t 8 , t 1 1 ~ t 1 5 , t 2 1 ~ t 2 3 , t 3 1 ~ t 3 8 ... タイミング、 $\Delta 6 2 A$, $\Delta 6 2 B$, $\Delta 6 4 A$... 正の半波期間、 $\Delta 6 2 B$, $\Delta 6 2 B$, $\Delta 6 4 B$... 負の半波期間。

10

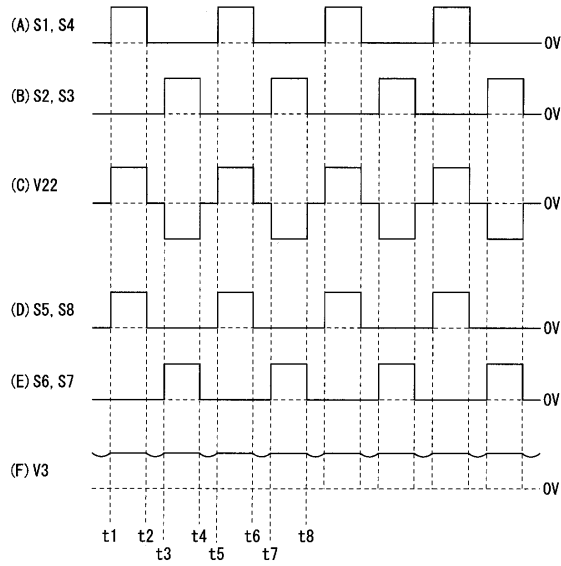
【図 1】



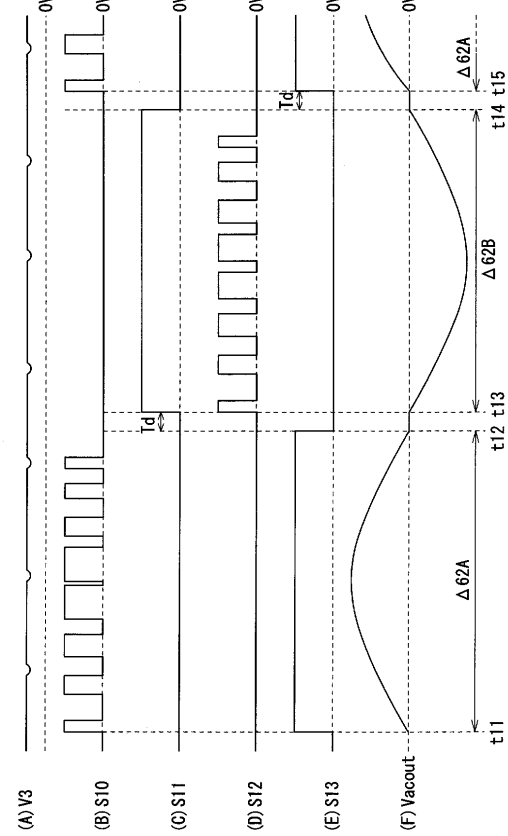
【図 2】



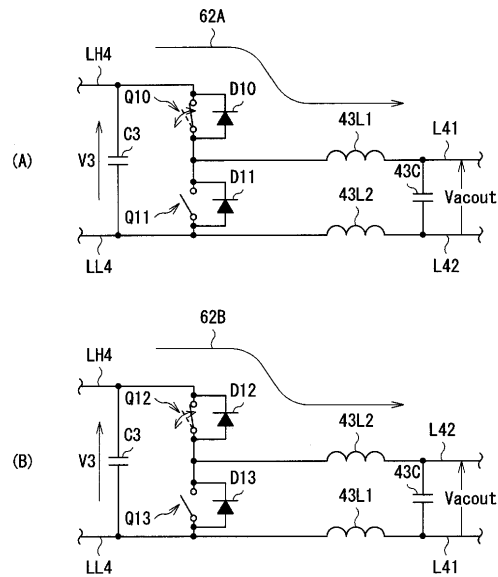
【図 3】



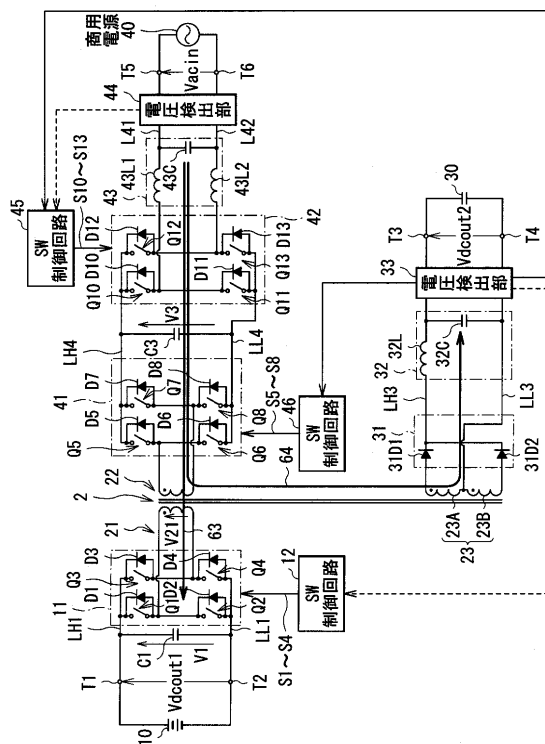
【図 4】



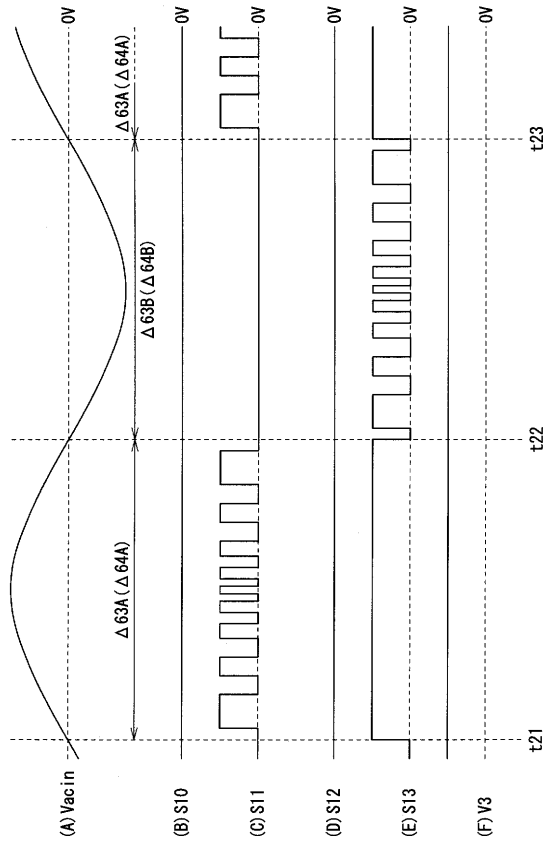
【図 5】



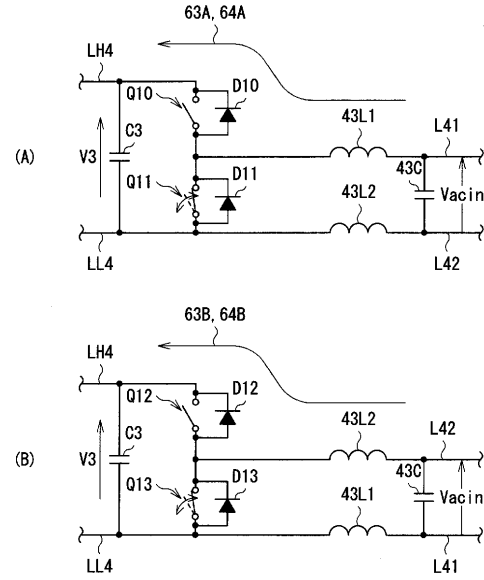
【図 6】



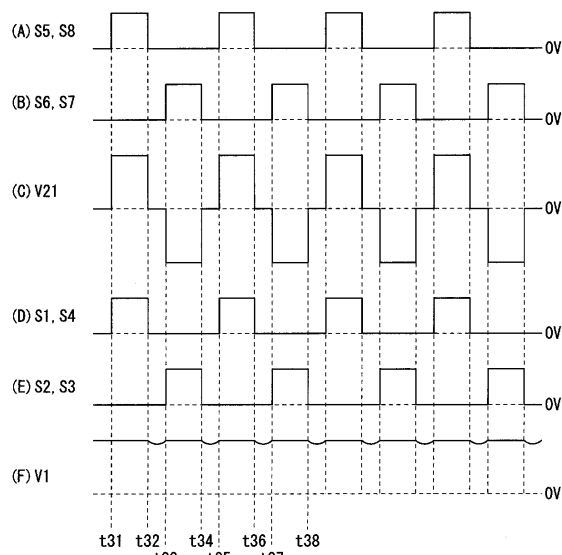
【図 7】



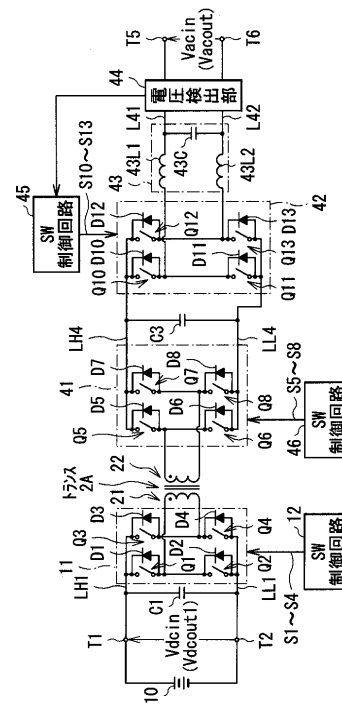
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2003-153597(JP,A)
特開2001-037226(JP,A)
特表平02-502421(JP,A)
特開2008-109754(JP,A)
特開2008-118727(JP,A)
特開平10-174437(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/797