

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4923831号
(P4923831)

(45) 発行日 平成24年4月25日(2012.4.25)

(24) 登録日 平成24年2月17日(2012.2.17)

(51) Int.Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

F 1

H02M 3/155

H

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2006-215305 (P2006-215305)
 (22) 出願日 平成18年8月8日 (2006.8.8)
 (65) 公開番号 特開2008-43082 (P2008-43082A)
 (43) 公開日 平成20年2月21日 (2008.2.21)
 審査請求日 平成21年6月23日 (2009.6.23)

(73) 特許権者 000005821
 パナソニック株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100109667
 弁理士 内藤 浩樹
 (74) 代理人 100109151
 弁理士 永野 大介
 (74) 代理人 100120156
 弁理士 藤井 兼太郎
 (72) 発明者 吉田 幸司
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニックエレクトロニクスバイス株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

正端子と負端子を有する直流電圧源と、
 一端と他端を有し、前記直流電圧源の前記正端子と直列に他端が接続された補助電圧源と、
 前記正端子と前記負端子に電気的に接続され、電力を消費する負荷と、
 前記負荷の前記正端子側に一端が接続され、前記負荷へ供給する電力を平滑化するインダクタンス素子と、
 前記インダクタンス素子の他端と前記補助電圧源の一端に接続され、前記直流電圧源と前記補助電圧源の電圧の合計電圧を断続的に印加するようにオンオフを繰り返す第1スイッチング素子と、
 前記インダクタンス素子の他端に一端が電気的に接続された第2スイッチング素子と、
 前記第2スイッチング素子の他端が、前記正端子、または前記負端子のいずれかに切り替えられて接続される切替器と、

前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子のオンオフ比を変化させて、前記負荷に供給する電力を制御する制御回路と、を有し、
 前記第2スイッチング素子は、前記切替器の接続が前記正端子に切り替えられた場合、前記直流電圧源の電圧を断続的に印加するように前記第1スイッチング素子と交互にオンオフを繰り返し、

前記直流電圧源は断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返す動作を行い、

前記通常電圧状態では、前記直流電圧源は前記負荷に直接電力を供給し、同時に前記制御回路は前記切替器を前記負端子に切り替えて、前記インダクタンス素子と前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子により前記直流電圧源の電力を前記補助電圧源に充電するとともに、

前記電圧低下状態では、前記制御回路は前記切替器を前記正端子に切り替えて前記負荷に電力を供給する電源装置。

【請求項2】

正端子と負端子を有する直流電圧源と、

一端と他端を有し、前記直流電圧源の前記正端子と直列に他端が接続された補助電圧源と
、

前記正端子と前記負端子に電気的に接続され、電力を消費する負荷と、

前記負荷の前記正端子側に一端が接続され、前記負荷へ供給する電力を平滑化するインダクタンス素子と、

前記インダクタンス素子の他端と前記補助電圧源の一端に接続され、前記直流電圧源と前記補助電圧源の電圧の合計電圧を断続的に印加するようにオンオフを繰り返す第1スイッチング素子と、

前記インダクタンス素子の他端と前記補助電圧源の他端に接続され、前記直流電圧源の電圧を断続的に印加するように前記第1スイッチング素子と交互にオンオフを繰り返す整流素子によって構成される第2スイッチング素子と、

前記第1スイッチング素子のオンオフ比を変化させて、前記負荷に供給する電力を制御する制御回路と、

前記第2スイッチング素子に直列に接続され、前記負荷へ電力を供給する時にオンになるスイッチと、

前記第1スイッチング素子と前記直流電圧源の負端子の間に接続され、前記第1スイッチング素子と交互にオンオフを繰り返す第3スイッチング素子とを有し、

前記直流電圧源は断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返す動作を行い、

前記通常電圧状態では、前記直流電圧源は前記負荷に直接電力を供給し、同時に前記制御回路は前記スイッチをオフにして、前記第1スイッチング素子と前記第3スイッチング素子を交互にオンオフすることで、前記直流電圧源の電力を前記補助電圧源に充電するとともに、

前記電圧低下状態では、前記制御回路は前記スイッチをオンにして、前記第3スイッチング素子を常時オフにした状態で前記第1スイッチング素子をオンオフすることで前記負荷に電力を供給する電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は直流電圧源の電圧変動を補償する電源装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、地球環境保護のために、特に自動車においては燃費向上の観点から、アイドリングストップ、電動パワーステアリング、電動ターボ等のシステムが開発されてきている。これらのシステムは、それぞれスタータ、ステアリングモーター、およびタービン駆動モーターを動作させる場合に100アンペアオーダーの大電流を消費するので、バッテリからなる直流電圧源の電圧低下が発生する。この電圧低下が大きくなれば、直流電圧源から電力を受けている負荷の動作が十分に行えなくなる。

【0003】

このような一時的な直流電圧源の電圧変動による負荷への影響を防止する方法として、例えば直流電圧源に直列に補助電圧源を接続し、電圧低下時にDC/DCコンバータを介して補助電圧源の電力を負荷に供給する電源装置が考案されている。このような電源装置の構成としては、例えば特許文献1に提案されているものを応用することができる。すな

10

20

30

40

50

わち、特許文献1の回路構成は14V系負荷と42V系負荷の両方に電力を供給するために、直流電圧源と補助電圧源の2種類の電源を直列接続し、両者間の電力移行をDC/DCコンバータで行うものであるが、この回路構成を、上記したように一時的な直流電圧源の電圧変動による負荷への影響を防止する用途に適用すると、図4に示す回路構成となる。

【0004】

図4において、バッテリからなる直流電圧源101には直列に補助電圧源103が接続されている。補助電圧源103は例えば大容量の電気二重層キャパシタや二次電池等の蓄電素子が適用できる。負荷105には直流電圧源101がダイオード107を介して接続されているが、補助電圧源103も双方向DC/DCコンバータ109を介して接続されている。なお、ダイオード107は双方向DC/DCコンバータ109の出力の直流電圧源101への逆流防止用である。10

【0005】

双方向コンバータ109の詳細構成は次の通りである。補助電圧源103の一端には第1スイッチング素子111と第2スイッチング素子113が直列に接続されている。第2スイッチング素子113の他端は直流電圧源101の負端子に接続されている。また、第1スイッチング素子111と第2スイッチング素子113の接続点にはインダクタンス素子115の一端が接続され、他端は負荷105に接続されている。

【0006】

第1スイッチング素子111と第2スイッチング素子113は制御回路117によって交互にオンオフ制御されている。また、制御回路117は図示しない自動車の外部電子制御ユニット（以下、外部ECUという）からの信号に応じて補助電圧源103への充放電を切り替える切替器119も制御している。切替器119の放電側端子には負荷105の電圧と、負荷105に供給すべき既定電圧との誤差を出力する第1誤差増幅器121が接続されている。一方、切替器119の充電側端子には補助電圧源103の電圧と、補助電圧源103の充電すべき既定電圧との誤差を出力する第2誤差増幅器123が接続されている。20

【0007】

次に、このような電源装置の動作について説明する。

【0008】

まず、自動車のイグニションスイッチ（図示せず）がオンになると、外部ECUは補助電圧源103を充電するために充電信号を制御回路117に送る。これを受け、制御回路117は切替器119を充電側に切り替える。その結果、双方向DC/DCコンバータ109は直流電圧源101の電力を補助電圧源103に充電開始する。やがて、充電とともに補助電圧源103の電圧VCが第2誤差増幅器123の既定電圧と等しくなれば充電電圧を維持するように動作する。30

【0009】

次に、前記した大電流を消費するシステムが動作したとする。この時、外部ECUから制御回路117に放電信号が送られてくるので、制御回路117は切替器119を放電側に切り替える。その結果、双方向DC/DCコンバータ109は第1誤差増幅器121の既定電圧になるように負荷105に電圧を出力する。これにより、大電流消費による直流電圧源101の電圧VBが通常電圧状態から電圧低下状態になってしまっても、負荷105の電圧VLは通常電圧状態とほぼ同じ電圧が維持されるので、負荷105は正常に動作し続けられる。この時、VL > VBとなるので、ダイオード107により双方向DC/DCコンバータ109の電力が直流電圧源101に逆流することはない。40

【0010】

次に、大電流の消費が終了すると、直流電圧源101の電圧VBは通常電圧状態に戻る。この時、外部ECUは制御回路117に充電信号を送る。これにより、大電流消費期間中に補助電圧源103から負荷105に供給された電力を再度補助電圧源103に充電するために、制御回路117は切替器119を充電側に切り替える。これにより、補助電圧50

源 103 を満充電にする。

【0011】

このような動作を繰り返すことで、大電流が消費されても負荷 105 には安定した電圧を供給することができ、負荷 105 の安定動作が可能となる。

【特許文献 1】特開 2002-218667 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

このような従来の電源装置は、確かに直流電圧源 101 の電圧が変動しても安定した電圧を負荷に供給できるのであるが、ここで問題となるのは直流電圧源 101 の電圧低下状態で負荷 105 に電力を供給し続けるためには、大容量の蓄電素子が多数必要になるという点である。これを図 5 により説明する。

【0013】

図 5 は双方向 DC / DC コンバータ 109 の第 1 スイッチング素子 111 と第 2 スイッチング素子 113 の接続点における電圧 V_1 の経時変化図であり、横軸に時間 t を、縦軸に V_1 をそれぞれ示す。図 5 で V_1 が $V_B + V_C$ の時は第 1 スイッチング素子 111 がオンの時、 V_1 が 0 の時は第 2 スイッチング素子 113 がオンの時にそれぞれ相当する。従って、双方向 DC / DC コンバータ 109 の出力電圧 V_L は、オンオフ 1 周期の内の第 1 スイッチング素子 111 がオンの比率（以下、時比率という）を D とすると、

$$V_L = D \times (V_B + V_C) + (1 - D) \times 0$$

$$= D \times (V_B + V_C) \quad (1)$$

10

20

となる。負荷 105 が必要とする電圧 V_L は一定値に決まっているので、直流電圧源 101 の電圧 V_B が低下したときに必要な電圧を得るために時比率 D を大きくしなければならないことがわかる。その結果、補助電圧源 103 から負荷 105 に電力が供給される時間が長くなるので、その分、大容量の蓄電素子が多数必要になることになる。このことから、従来の構成では多数の蓄電素子により、電源装置が大型化してしまうという課題があった。

【0014】

本発明は、前記従来の課題を解決するもので、補助電圧源に必要な蓄電素子を減らすことができる小型の電源装置を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0015】

前記従来の課題を解決するために、本発明の電源装置は、正端子と負端子を有する直流電圧源と、一端と他端を有し、前記直流電圧源の前記正端子と直列に他端が接続された補助電圧源と、前記直流電圧源の正端子と負端子に電気的に接続され、電力を消費する負荷と、前記負荷の前記正端子側に一端が接続され、前記負荷へ供給する電力を平滑化するインダクタンス素子と、前記インダクタンス素子の他端と前記補助電圧源の一端に接続され、前記直流電圧源と前記補助電圧源の電圧の合計電圧を断続的に印加するようにオンオフを繰り返す第 1 スイッチング素子と、前記インダクタンス素子の他端に一端が電気的に接続された第 2 スイッチング素子と、前記第 2 スイッチング素子の他端が、前記正端子、または前記負端子のいずれかに切り替えられて接続される切替器と、前記第 1 スイッチング素子と前記第 2 スイッチング素子のオンオフ比を変化させて、前記負荷に供給する電力を制御する制御回路と、を有し、前記第 2 スイッチング素子は、前記切替器の接続が前記正端子に切り替えられた場合、前記直流電圧源の電圧を断続的に印加するように前記第 1 スイッチング素子と交互にオンオフを繰り返し、前記直流電圧源は断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返す動作を行い、前記通常電圧状態では、前記直流電圧源は前記負荷に直接電力を供給し、同時に前記制御回路は前記切替器を前記負端子に切り替えて、前記インダクタンス素子と前記第 1 スイッチング素子と前記第 2 スイッチング素子により前記直流電圧源の電力を前記補助電圧源に充電するとともに、前記電圧低下状態では、前記制御回路は前記切替器を前記正端子に切り替えて前記負荷に電力を供給するものである。こ

40

50

れにより、第2スイッチング素子がオンの時に、第1スイッチング素子と第2スイッチング素子の接続点電圧V1が0ではなくVBとなるので、その分、時比率Dを小さくすることができ、補助電圧源の蓄電素子の必要数を減らすことが可能となる。その結果、前記目的を達成することができる。

また、本発明の電源装置は、正端子と負端子を有する直流電圧源と、一端と他端を有し、前記直流電圧源の前記正端子と直列に他端が接続された補助電圧源と、前記正端子と前記負端子に電気的に接続され、電力を消費する負荷と、前記負荷の前記正端子側に一端が接続され、前記負荷へ供給する電力を平滑化するインダクタンス素子と、前記インダクタンス素子の他端と前記補助電圧源の一端に接続され、前記直流電圧源と前記補助電圧源の電圧の合計電圧を断続的に印加するようにオンオフを繰り返す第1スイッチング素子と、前記インダクタンス素子の他端と前記補助電圧源の他端に接続され、前記直流電圧源の電圧を断続的に印加するように前記第1スイッチング素子と交互にオンオフを繰り返す整流素子によって構成される第2スイッチング素子と、前記第1スイッチング素子のオンオフ比を変化させて、前記負荷に供給する電力を制御する制御回路と、前記第2スイッチング素子に直列に接続され、前記負荷へ電力を供給する時にオンになるスイッチと、前記第1スイッチング素子と前記直流電圧源の負端子の間に接続され、前記第1スイッチング素子と交互にオンオフを繰り返す第3スイッチング素子とを有し、前記直流電圧源は断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返す動作を行い、前記通常電圧状態では、前記直流電圧源は前記負荷に直接電力を供給し、同時に前記制御回路は前記スイッチをオフにして、前記第1スイッチング素子と前記第3スイッチング素子を交互にオンオフすることで、前記直流電圧源の電力を前記補助電圧源に充電するとともに、前記電圧低下状態では、前記制御回路は前記スイッチをオンにして、前記第3スイッチング素子を常時オフにした状態で前記第1スイッチング素子をオンオフすることで前記負荷に電力を供給するものである。

【発明の効果】

【0016】

本発明の電源装置によれば、直流電圧源の電圧低下状態で第2スイッチング素子がオンになると、電圧が下がっているが0ではない電圧VBが双方向DC/DCコンバータに入力されるので、それにより補助電圧源の蓄電素子数を減らすことができ、小型の電源装置を実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下、本発明を実施するための最良の形態について、図面を参照しながら説明する。なお、ここでは自動車のスタータ駆動等により直流電圧源の電圧が低下した場合に、直流電圧源と補助電圧源の電力を双方向DC/DCコンバータによって電圧変換し、負荷に供給する構成について述べる。

【0018】

（実施の形態1）

図1は、本発明の実施の形態1における電源装置のブロック回路図である。図2は、本発明の実施の形態1における電源装置の電圧V1の経時変化図である。

【0019】

図1において、バッテリからなる直流電圧源1には、直列に補助電圧源3が接続されている。補助電圧源3には、特に急速充放電特性に優れる大容量の電気二重層キャパシタからなる蓄電素子を用いた。直流電圧源1と補助電圧源3の接続点には電力を消費する負荷5がダイオード7を介して接続されている。負荷5の一端にはインダクタンス素子9が接続されている。インダクタンス素子9は負荷5へ供給する電力を平滑化する役割を有する。

【0020】

インダクタンス素子9の他端と補助電圧源3の一端（図1の+側）には第1スイッチング素子11が接続されている。第1スイッチング素子11はオンオフ動作を繰り返すこと

10

20

30

40

50

で、直流電圧源 1 と補助電圧源 3 の電圧の合計電圧を断続的にインダクタンス素子 9 に印加する。一方、インダクタンス素子 9 の他端と補助電圧源 3 の他端（図 1 の - 側）には、第 2 スイッチング素子 13 が後述する第 1 切替器 17 を介して接続されている。第 2 スイッチング素子 13 は第 1 スイッチング素子 11 と交互にオンオフを繰り返すことで、直流電圧源 1 の電圧を断続的にインダクタンス素子 9 に印加する。

【0021】

第 1 スイッチング素子 11 と第 2 スイッチング素子 13 のオンオフ比、すなわち時比率 D は制御回路 15 によって制御される。これにより、負荷 5 に供給する電力を制御することができる。

【0022】

また、第 2 スイッチング素子 13 の直流電圧源 1 への接続を、直流電圧源 1 の正端子、または負端子のいずれかに切り替える第 1 切替器 17 が接続されている。第 1 切替器 17 は制御回路 15 で切替制御が行われ、補助電圧源 3 の充電時には直流電圧源 1 の負端子側に、補助電圧源 3 からの放電時には正端子側にそれぞれ切り替えられる。

【0023】

なお、制御回路 15 は図示しない外部 ECU からの信号に応じて補助電圧源 3 への充放電を切り替える第 2 切替器 19 も制御している。第 2 切替器 19 の放電側端子には負荷 5 の電圧と、負荷 5 に供給すべき第 1 既定電圧 21 との誤差を出力する第 1 誤差増幅器 23 が接続されている。一方、第 2 切替器 19 の充電側端子には補助電圧源 3 の電圧と、補助電圧源 3 の充電すべき第 2 既定電圧 25 との誤差を出力する第 2 誤差増幅器 27 が接続されている。

【0024】

このように、インダクタンス素子 9、第 1 スイッチング素子 11、第 2 スイッチング素子 13、制御回路 15、第 2 切替器 19、第 1 誤差増幅器 23、および第 2 誤差増幅器 27 から双方向 DC/DC コンバータ 29 が構成されている。

【0025】

次に、このような電源装置の動作について説明する。

【0026】

まず、自動車のイグニションスイッチ（図示せず）がオンになると、外部 ECU は補助電圧源 3 を充電するために充電信号を制御回路 15 に送る。これを受け、制御回路 15 は第 1 切替器 17、および第 2 切替器 19 を充電側に切り替える。その結果、双方向 DC/DC コンバータ 29 は直流電圧源 1 に直列に接続された補助電圧源 3 への充電を行うように、直流電圧源 1 の正端子を基準にして直流電圧源 1 の電圧 VB を反転して充電する反転 DC/DC コンバータの動作を行う。これにより、双方向 DC/DC コンバータ 29 は直流電圧源 1 の電力により補助電圧源 3 への充電を開始する。やがて、充電とともに補助電圧源 3 の電圧 VC が第 2 誤差増幅器 27 の第 2 既定電圧 25 と等しくなれば充電電圧を維持するように動作する。なお、ここまで動作は従来と同じである。

【0027】

次に、スタータ等の大電流を消費するシステムが動作したとする。この時、外部 ECU から制御回路 15 に放電信号が送られてくるので、制御回路 15 は第 1 切替器 17、および第 2 切替器 19 を放電側に切り替える。その結果、双方向 DC/DC コンバータ 29 は第 1 誤差増幅器 23 の第 2 既定電圧 21 になるように負荷 5 に電圧を出力する。これにより、大電流消費による直流電圧源 1 の電圧 VB が通常電圧状態から電圧低下状態になっても、負荷 5 の電圧 VL は通常電圧状態とほぼ同じ電圧が維持されるので、負荷 5 は正常に動作し続けられる。この時、VL > VB となるので、ダイオード 7 により双方向 DC/DC コンバータ 29 の電力が直流電圧源 1 に逆流することはない。

【0028】

この時の双方向 DC/DC コンバータ 29 の第 1 スイッチング素子 11 と第 2 スイッチング素子 13 の接続点における電圧 V1 の経時変化図を図 2 に示す。横軸は時間 t、縦軸は V1 である。図 2 で V1 が VB + VC の時は第 1 スイッチング素子 11 がオンの時、V

10

20

30

40

50

1がVBの時は第2スイッチング素子13がオンの時にそれぞれ相当する。すなわち、従来では図4の回路図からも明らかのように第2スイッチング素子113は直流電圧源101の負端子に接続固定されていたので、第2スイッチング素子113がオンの時は、V1=0となっていた。しかし、本実施の形態1では放電時に第1切替器17により第2スイッチング素子13は直流電圧源1の正端子に接続されるので、V1=VBとなる。従って、双方向DC/DCコンバータ29の出力電圧VLは、時比率をD1とすると、

$$\begin{aligned} VL &= D1 \times (VB + VC) + (1 - D1) \times VB \\ &= VB + D1 \times VC \end{aligned} \quad (2)$$

となる。負荷5の必要電圧VLは一定値なので、それを得るための第1スイッチング素子11がオンになっている時間(図2の矩形波の幅)は、図5に示した従来の構成におけるオン時間に比べ短くなることが両図の比較でわかる。これを式で表すと以下のようになる。

【0029】

(1)式より、従来のDは、

$$D = VL / (VB + VC) \quad (3)$$

となる。一方、(2)式より本実施の形態1のD1は、

$$D1 = (VL - VB) / VC \quad (4)$$

となる。従って、(3)式から(4)式を引くと、

$$\begin{aligned} D &= VL / (VB + VC) - (VL - VB) / VC \\ &= VB (VB + VC - VL) / (VC (VB + VC)) \end{aligned} \quad (5)$$

(5)式において、図2よりVB+VC>VLなので、(VB+VC-VL)>0となり、他の項も正であることから、D=(D-D1)>0となる。従って、本実施の形態1の時比率D1の方が小さいことがわかる。時比率は直流電圧源1と補助電圧源3の合計電圧が出力される時間割合であるので、小さいほど補助電圧源3から出力される電力は少なくなる。従って、本実施の形態1の方が補助電圧源3に必要な蓄電素子の数を減らすことができ、従来の構成より小型化することが可能となる。具体的には、例えばVB=9V、VC=5V、VL=12Vであったとすると、(3)、(4)式より、D=0.875、D1=0.6となり、本実施の形態1の時比率D1は従来の時比率Dに対し約30%小さくなる。その結果、上記したように従来に比べ約30%の小型化が可能となることを確認した。

【0030】

このように、第2スイッチング素子13がオンの時にも直流電圧源1から電力が供給されるので、その分、補助電圧源3の電力が少なくて済むことになる。その結果、蓄電素子の数を減らすことができ、電源装置の小型化が可能となる。

【0031】

次に、大電流の消費が終了すると、直流電圧源1の電圧VBは通常電圧状態に戻る。この時、外部ECUは制御回路15に充電信号を送る。これにより、大電流消費期間中に補助電圧源3から負荷5に供給された電力を再度補助電圧源3に充電するために、制御回路15は第1切替器17、および第2切替器19を充電側に切り替える。これにより、補助電圧源3を満充電にする。

【0032】

このように、直流電圧源1が断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返す動作を行っても、上記充放電動作を繰り返すことで、負荷5には安定した電圧を供給することができ、負荷5の安定動作が可能となる。

【0033】

これまでの動作をまとめると、まず、直流電圧源1が通常電圧状態では、直流電圧源1は負荷5に直接電力を供給しながら、同時に制御回路15は第1切替器17を直流電圧源1の負端子側に切り替えるとともに、第2切替器19を第2誤差増幅器27側に切り替えて、インダクタンス素子9と第1スイッチング素子11と第2スイッチング素子13により直流電圧源1の電力を補助電圧源3に充電する。次に、スター等の大電流消費による

10

20

30

40

50

直流電圧源 1 の電圧低下状態では、制御回路 15 は第 1 切替器 17 を直流電圧源 1 の正端子側に切り替えて負荷 5 に電力を供給する。これにより、直流電圧源 1 が断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返しても、負荷 5 を安定動作させ続けられる。

【 0 0 3 4 】

以上の構成、動作により、補助電圧源の蓄電素子数を少なくすることができるので、小型の電源装置を実現できた。

【 0 0 3 5 】

なお、本実施の形態 1 では補助電圧源 3 を充電するために双方向 DC / DC コンバータ 29 を用いたが、補助電圧源 3 を他の手段で充電する構成であれば、双方向 DC / DC コンバータ 29 より簡易な降圧 DC / DC コンバータ構成とすればよい。具体的には図 1 において、第 1 切替器 17、第 2 切替器 19、および第 2 誤差増幅器 27 を廃するとともに、第 2 スイッチング素子 13 を第 1 スイッチング素子 11 と補助電圧源 3 の負極（図 1 の - 側）との間に接続すればよい。この場合も第 2 スイッチング素子 13 がオンの時に $V_1 = V_B$ となるので、時比率 D1 を小さくでき、蓄電素子数を削減できる結果、小型化が実現できる。なお、降圧 DC / DC コンバータは単方向 DC / DC コンバータであるので、第 2 スイッチング素子 13 は整流素子でもよい。

10

【 0 0 3 6 】

（実施の形態 2 ）

図 3 は、本発明の実施の形態 2 における電源装置のブロック回路図である。図 3 において、図 1 と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。

20

【 0 0 3 7 】

すなわち、図 3 における図 1 との構成上の相違点は以下の通りである。

【 0 0 3 8 】

1) 第 2 スイッチング素子 13 を整流素子（ダイオード）によって構成した。これにより、負荷 5 への供給電力は制御回路 15 による第 1 スイッチング素子 11 のオンオフ比を変化させることで制御する。

【 0 0 3 9 】

2) 第 1 切替器 17 を廃し、替わりに第 2 スイッチング素子 13 に直列に接続され、負荷 5 へ電力を供給する時にオンになるスイッチ 31 を設けた。なお、スイッチ 31 のオンオフ制御は制御回路 15 によって行われる。

30

【 0 0 4 0 】

3) 第 1 スイッチング素子 11 と直流電圧源 1 の負端子の間に接続され、第 1 スイッチング素子 11 と交互にオンオフを繰り返す第 3 スイッチング素子 33 を設けた。

【 0 0 4 1 】

上記以外の構成は実施の形態 1 と同様である。

【 0 0 4 2 】

次に、このような構成の電源装置の動作について説明する。

【 0 0 4 3 】

まず、自動車のイグニションスイッチ（図示せず）がオンになると、外部 ECU は補助電圧源 3 を充電するために充電信号を制御回路 15 に送る。これを受け、制御回路 15 は第 2 切替器 19 を充電側に切り替えるとともに、スイッチ 31 をオフにする。その後、制御回路 15 は第 1 スイッチング素子 11 と第 3 スイッチング素子 33 を交互にオンオフ制御することで、実施の形態 1 と同様に双方向 DC / DC コンバータ 29 は直流電圧源 1 の電力により補助電圧源 3 への充電を開始する。やがて、充電とともに補助電圧源 3 の電圧 V_C が第 2 誤差増幅器 27 の第 2 既定電圧 25 と等しくなれば充電電圧を維持するよう動作する。

40

【 0 0 4 4 】

次に、スタータ等の大電流を消費するシステムが動作したとする。この時、外部 ECU から制御回路 15 に放電信号が送られてくるので、制御回路 15 は第 2 切替器 19 を放電側に切り替えるとともに、スイッチ 31 をオンにする。さらに、第 3 スイッチング素子 3

50

3を常時オフにする。その後、制御回路15は第1スイッチング素子11のみをオンオフ制御する。これにより、第1スイッチング素子11がオンの時は整流素子からなる第2スイッチング素子13がオフに、第1スイッチング素子11がオフの時は第2スイッチング素子13がオンにそれぞれ動作することになる。その結果、双方向DC/DCコンバータ29は第1誤差増幅器23の第2既定電圧21になるように負荷5に電圧を出力する。ゆえに、大電流消費による直流電圧源1の電圧VBが通常電圧状態から電圧低下状態になつても、負荷5の電圧VLは通常電圧状態とほぼ同じ電圧が維持されるので、負荷5は正常に動作し続けられる。この時、VL > VBとなるので、ダイオード7により双方向DC/DCコンバータ29の電力が直流電圧源1に逆流することはない。

【0045】

10

この時の双方向DC/DCコンバータ29の第1スイッチング素子11と第2スイッチング素子13の接続点における電圧V1の経時変化は図2と全く同じである。従って、本実施の形態2における時比率D2の方が従来のDよりも小さいことになる。ゆえに、本実施の形態2でも補助電圧源3に必要な蓄電素子の数を減らすことができ、従来の構成より小型化することが可能となる。なお、本実施の形態2においても、従来に比べ約30%の小型化を確認した。

【0046】

このように、本実施の形態2でも第2スイッチング素子13がオンの時に直流電圧源1から電力が供給されるので、その分、補助電圧源3の電力が少なくて済むことになる。その結果、蓄電素子の数を減らすことができ、電源装置の小型化が可能となる。

20

【0047】

次に、大電流の消費が終了すると、直流電圧源1の電圧VBは通常電圧状態に戻る。この時、外部ECUは制御回路15に充電信号を送る。これにより、大電流消費期間中に補助電圧源3から負荷5に供給された電力を再度補助電圧源3に充電するために、制御回路15は第2切替器19を充電側に切り替えるとともに、スイッチ31をオフにする。これにより、補助電圧源3を満充電にする。

【0048】

このように、直流電圧源1が断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返す動作を行っても、上記充放電動作を繰り返すことで、負荷5には安定した電圧を供給することができ、負荷5の安定動作が可能となる。

30

【0049】

これまでの動作をまとめると、まず、直流電圧源1が通常電圧状態では、直流電圧源1は負荷5に直接電力を供給しながら、同時に制御回路15はスイッチ31をオフにするとともに、第2切替器19を第2誤差増幅器27側に切り替えて、第1スイッチング素子11と第3スイッチング素子33を交互にオンオフすることで、直流電圧源1の電力を補助電圧源3に充電する。次に、スタータ等の大電流消費による直流電圧源1の電圧低下状態では、制御回路15はスイッチ31をオンにして、第3スイッチング素子33を常時オフにした状態で第1スイッチング素子11をオンオフすることで負荷5に電力を供給する。これにより、直流電圧源1が断続的に通常電圧状態と電圧低下状態を繰り返しても、負荷5を安定動作させ続けられる。

40

【0050】

なお、本実施の形態2の構成とすることにより、実施の形態1に比べ、整流素子からなる第2スイッチング素子13とスイッチ31を加え、第1切替器17を廃した構成となるが、第1切替器17は外部から切替制御可能な3端子スイッチであるので、これを半導体の組み合わせで構成すると複雑になる。従って、第1切替器17が不要な分、本実施の形態2の方が、より簡易な構成で電源装置を実現できる。

【0051】

以上の構成、動作により、補助電圧源の蓄電素子数を少なくすることができるので、小型の電源装置を実現できた。

【0052】

50

なお、実施の形態1、2において、補助電圧源3の蓄電素子として電気二重層キャパシタを用いたが、これは電気化学キャパシタ等の大容量キャパシタや二次電池を用いてもよい。但し、急速充放電特性や信頼性の面で二次電池よりも大容量キャパシタを用いる方が好適である。

【産業上の利用可能性】

【0053】

本発明にかかる電源装置は直流電圧源の電圧が低下しても補助電圧源に加え常に直流電圧源からの電圧を負荷に供給できるので、補助電圧源の蓄電素子が少なくとも負荷を安定動作させ続けられる小型の電源装置等として有用である。

【図面の簡単な説明】

10

【0054】

【図1】本発明の実施の形態1における電源装置のブロック回路図

【図2】本発明の実施の形態1における電源装置の動作を示すタイミングチャート

【図3】本発明の実施の形態2における電源装置のブロック回路図

【図4】従来の電源装置のブロック回路図

【図5】従来の電源装置の動作を示すタイミングチャート

【符号の説明】

【0055】

1 直流電圧源

20

3 補助電圧源

5 負荷

9 インダクタンス素子

11 第1スイッチング素子

13 第2スイッチング素子

15 制御回路

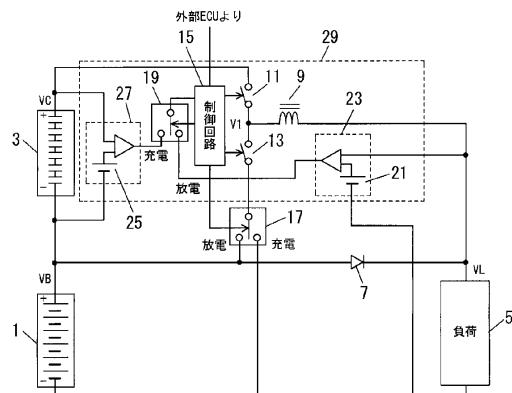
17 第1切替器

31 スイッチ

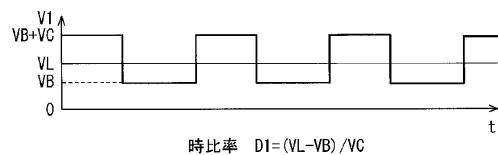
33 第3スイッチング素子

【図1】

- | | |
|---------------|------------------|
| 1 直流電圧源 | 19 第2切替器 |
| 3 補助電圧源 | 21 第1既定電圧 |
| 7 ダイオード | 23 第1誤差増幅器 |
| 9 インダクタンス素子 | 25 第2既定電圧 |
| 11 第1スイッチング素子 | 27 第2誤差増幅器 |
| 13 第2スイッチング素子 | 29 双方向DC/DCコンバータ |
| 17 第1切替器 | |

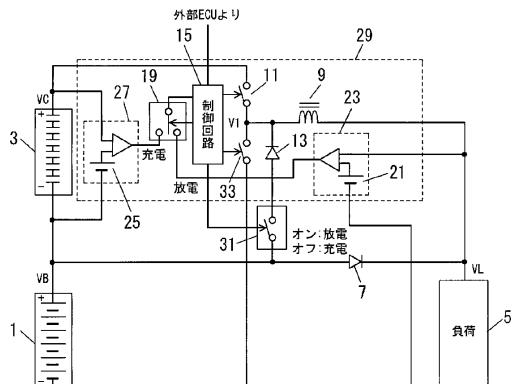


【図2】



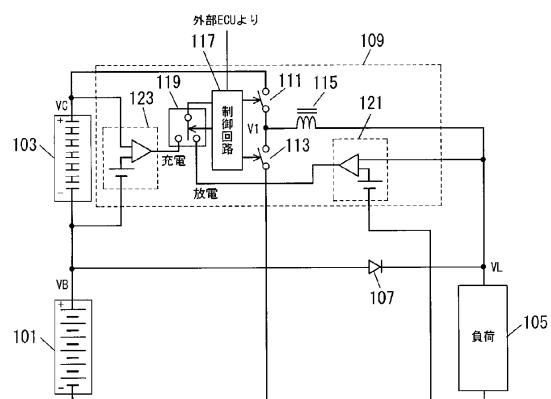
【図3】

- | |
|---------------|
| 31 スイッチ |
| 33 第3スイッチング素子 |

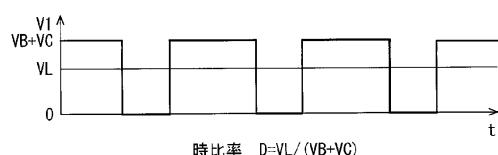


【図4】

- | | |
|-------------------|----------------|
| 101 直流電圧源 | 113 第2スイッチング素子 |
| 103 補助電圧源 | 115 インダクタンス素子 |
| 107 ダイオード | 119 切替器 |
| 109 双方向DC/DCコンバータ | 121 第1誤差増幅器 |
| 111 第1スイッチング素子 | 123 第2誤差増幅器 |



【図5】



フロントページの続き

(72)発明者 半田 浩之

大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニックエレクトロニクス株式会社内

(72)発明者 松尾 光洋

大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニックエレクトロニクス株式会社内

審査官 牧 初

(56)参考文献 実開昭50-93210 (JP, U)

特開2001-136735 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00 - 3/44