

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6540896号
(P6540896)

(45) 発行日 令和1年7月10日(2019.7.10)

(24) 登録日 令和1年6月21日(2019.6.21)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2M	3/00	(2006.01)	HO2M	3/00	W
HO2J	7/34	(2006.01)	HO2J	7/34	J

請求項の数 8 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2018-520993 (P2018-520993)	(73) 特許権者	000006231
(86) (22) 出願日	平成29年6月1日(2017.6.1)		株式会社村田製作所
(86) 国際出願番号	PCT/JP2017/020423		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(87) 国際公開番号	W02017/209238	(74) 代理人	110000970
(87) 国際公開日	平成29年12月7日(2017.12.7)		特許業務法人 楓国際特許事務所
審査請求日	平成30年10月22日(2018.10.22)	(72) 発明者	森 倫也
(31) 優先権主張番号	特願2016-110980 (P2016-110980)		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(32) 優先日	平成28年6月2日(2016.6.2)		株式会社村田製作所内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		
早期審査対象出願		審査官	白井 孝治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 バッテリモジュール電圧制御装置、バッテリモジュールおよび電源システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

出力電流値が所定出力電流値以下の範囲で所定の定電圧を出力する定電圧制御を行って、負荷へ電圧を出力するコンバータ部と、二次電池と、の間に接続されるバッテリモジュール電圧制御装置であって、

前記二次電池の放電電圧を、出力電圧目標値に対応する電圧に変圧して、前記負荷へ出力する電圧制御部と、

前記出力電流値を取得する出力電流値取得部と、
を備え、

前記出力電圧目標値は、

前記所定出力電流値より低い第1閾値以上で、前記出力電流値の増大に伴って前記コンバータ部の出力電圧よりも高くなるまで上昇し、かつ、前記出力電流値が、前記所定出力電流値より低く、かつ前記第1閾値より値が高い第2閾値と、前記第1閾値との間で、前記定電圧の電圧値よりも高くなるように設定された、

バッテリモジュール電圧制御装置。

【請求項2】

前記電圧制御部は、前記出力電流値が、前記第1閾値より値が低い第3閾値以下であるとき、前記定電圧制御を停止する、

請求項1に記載のバッテリモジュール電圧制御装置。

【請求項3】

前記電圧制御部は、前記出力電流値と前記出力電圧目標値との関係をプログラム可能状態で保持する、

請求項 1 または 2 に記載のバッテリーモジュール電圧制御装置。

【請求項 4】

出力電流値が所定出力電流値以下の範囲で所定の定電圧を出力する定電圧制御を行って、負荷へ電圧を出力するコンバータ部に接続され、二次電池を有するバッテリーモジュールであって、

前記二次電池の放電電圧を、出力電圧目標値に対応する電圧に変圧して、前記負荷へ出力する電圧制御部と、

前記出力電流値を取得する出力電流値取得部と、
を備え、

前記出力電圧目標値は、

前記所定出力電流値より低い第 1 閾値以上で、前記出力電流値の増大に伴って前記コンバータ部の出力電圧よりも高くなるまで上昇し、かつ、前記出力電流値が、前記所定出力電流値より低く、かつ前記第 1 閾値より値が高い第 2 閾値と、前記第 1 閾値との間で、前記定電圧の電圧値よりも高くなるように設定された、

バッテリーモジュール。

【請求項 5】

出力電流値が所定出力電流値以下の範囲で所定の定電圧を出力する定電圧制御を行って、負荷へ電圧を出力するコンバータ部と、二次電池と、を有する電源システムであって、

前記二次電池の放電電圧を、出力電圧目標値に対応する電圧に変圧して、前記負荷へ出力する電圧制御部と、

前記出力電流値を取得する出力電流値取得部と、
を備え、

前記出力電圧目標値は、

前記所定出力電流値より低い第 1 閾値以上で、前記出力電流値の増大に伴って前記コンバータ部の出力電圧よりも高くなるまで上昇し、かつ、前記出力電流値が、前記所定出力電流値より低く、かつ前記第 1 閾値より値が高い第 2 閾値と、前記第 1 閾値との間で、前記定電圧の電圧値よりも高くなるように設定された、

電源システム。

【請求項 6】

前記コンバータ部は、それぞれカレントシェア信号に基づくカレントシェア機能を有する、並列接続された複数のコンバータで構成され、

前記出力電流値取得部は、前記コンバータ部から前記カレントシェア信号を受信することで前記コンバータ部の前記出力電流値を取得する、

請求項 5 に記載の電源システム。

【請求項 7】

前記電圧制御部は、前記出力電流値が前記第 1 閾値未満である第 3 閾値以下である場合、前記コンバータ部の出力電力で前記二次電池を充電する、

請求項 5 または 6 に記載の電源システム。

【請求項 8】

前記電圧制御部の負荷接続側は、OR 接続用スイッチ素子を介して前記コンバータ部に OR 接続され、

前記電圧制御部は、前記出力電流値が、前記出力電流値と前記出力電圧目標値との関係における前記コンバータ部の前記定電圧に対応する電流値である臨界電流値より低い第 4 閾値以下になったとき、前記 OR 接続用スイッチ素子を一時的に遮断する信号を出力する、

請求項 5 から 7 のいずれかに記載の電源システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

20

30

40

50

【0001】

本発明は、負荷への電力供給をアシストするバッテリーモジュール、その電圧制御装置、およびバッテリーモジュールを備える電源システムに関する。

【背景技術】

【0002】

コンピュータの動作中に停電等が起きると、データ消失、システム障害等、さまざまなトラブルが生じる。このため、突然の停電でも、安定して負荷（コンピュータ等）へ電力を供給する無停電電源装置がある。特許文献1には、負荷へ電力を供給する電源ユニットの停止時に、蓄電池から負荷への電力供給を継続することにより、負荷へ安定した電力供給を行う無停電電源装置が開示されている。

10

【0003】

特許文献1に記載の無停電電源装置は、負荷に電力を供給する蓄電池と、並列接続された複数の電源ユニットとを備える。各電源ユニットは、出力電流を所定値に制限し、所定値以上の出力電流を出力する必要がある場合には出力電圧を垂下させる定電力垂下特性を有し、出力電力を一定に制御している。そして、負荷へ電力を供給すると共に蓄電池を充電する。無停電電源装置は、電源ユニット一台あたりの最大出力電力を算出し、この最大出力電力の値を各電源ユニットに設定して、各電源ユニットの定電力垂下特性を制御する。

【先行技術文献】

【特許文献】

20

【0004】

【特許文献1】特開2015-154552号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、負荷がサーバ等の情報処理システム機器である場合、電圧低下は不安定な動作を引き起こすおそれがある。このため、定電力垂下特性を有する特許文献1の電源装置は、サーバ等の情報処理システム機器には適さない。

【0006】

そこで、本発明の目的は、安定した電圧を負荷へ供給するバッテリーモジュール、その電圧制御装置、およびバッテリーモジュールを備える電源システムを提供することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明に係るバッテリーモジュール電圧制御装置は、負荷と二次電池との間に接続され、前記二次電池の放電電圧を、前記負荷へ出力する電圧の目標値である出力電圧目標値に変圧して、前記負荷へ出力する電圧制御部と、出力電流が所定値以下の範囲で所定の定電圧を出力する定電圧制御を行って、前記負荷へ電圧を出力するコンバータ部の出力電流値を取得する出力電流値取得部と、を備える。前記出力電圧目標値は、前記出力電流値取得部が取得する出力電流値が、前記所定値より低い第1閾値以上で、前記出力電流値の増大に伴って上昇し、かつ、前記出力電流値が前記所定値より低く、かつ前記第1閾値より高い第2閾値と、前記第1閾値との間で、前記コンバータ部の出力電圧よりも高くなるように設定されたことを特徴とする。

40

【0008】

また、本発明に係るバッテリーモジュールは、前記バッテリーモジュール電圧制御装置と前記二次電池とで構成される。

【0009】

また、本発明に係る電源システムは、前記コンバータ部と前記バッテリーモジュールとで構成される。

【0010】

この構成では、コンバータ部の出力電流値が第1閾値以上で、コンバータ部が定電圧制

50

御を行う状態では、バッテリーモジュールの出力電圧目標値を上昇させる。これにより、負荷が重負荷状態となった際に、バッテリーモジュールからの電力を負荷へ供給することで、安定した電圧を負荷へ供給できる。その結果、電圧低下による負荷の誤動作を防止できる。

【0011】

前記電圧制御部は、前記出力電流値取得部が取得する出力電流値が前記第1閾値より値が低い第3閾値以下であるとき、電圧制御を停止する構成でもよい。

【0012】

この構成では、例えば、軽負荷の場合に電圧制御を停止することで、スイッチング損失などを低減できる。

10

【0013】

前記電圧制御部は、前記出力電流値と前記出力電圧目標値との関係をプログラム可能状態で保持する構成でもよい。

【0014】

この構成では、二次電池の充電電圧を負荷へ供給する条件(状態)を調整できる。そして、コンバータ部の変換効率がよい条件(状態)で二次電池の充電電圧を負荷へ供給して、負荷へ一定電圧が供給され続けるようにして、効率のよい状態を保つことができる。

【0015】

前記コンバータ部は、並列接続され、カレントシェア信号に基づくカレントシェア機能を有する複数のコンバータを備え、前記出力電流値取得部は、前記コンバータ部から受信する、前記カレントシェア信号を受信することで前記コンバータ部の前記出力電流値を取得する構成でもよい。

20

【0016】

この構成では、カレントシェア信号を利用することで、電流検出用の回路を設ける必要がない。

【0017】

前記電圧制御部は、前記出力電流値取得部が取得する出力電流値が前記第1閾値未満である場合、前記コンバータ部の出力電力で前記二次電池を充電する構成でもよい。

【0018】

この構成では、二次電池の充電電圧の低下を防ぐことができる。

30

【0019】

前記電圧制御部の負荷接続側は、OR接続用スイッチ素子を介して前記コンバータ部とOR接続され、前記電圧制御部は、前記コンバータ部の前記出力電流値が、前記出力電流値と前記出力電圧目標値との関係における前記コンバータ部の前記定電圧に対応する電流値である臨界電流値より低い第4閾値以下になったとき、前記OR接続用スイッチ素子を一時的に遮断する信号を出力する、構成であることが好ましい。

【0020】

この構成により、コンバータ部の出力電流値が臨界電流値(電圧制御部が電流のアシストを開始する電流値)より低い第4閾値以下になったとき、すなわち、OR接続用スイッチ素子に逆流電流が流れる状態となったとき、OR接続用スイッチ素子が一時的に遮断されるので、逆流状態が確実に防止できる。また、OR接続用スイッチ素子の両端電圧を検出し、その電圧だけに基づいてOR接続用スイッチ素子を遮断する構成に比べて、誤差が小さくできるので、小さな逆流状態でもOR接続用スイッチ素子を確実に遮断でき、実際には逆流状態ではない状態でOR接続用スイッチ素子が遮断される、といった誤動作が抑制される。

40

【発明の効果】

【0021】

本発明によれば、重負荷状態で、コンバータ部の出力電圧が低下した場合であっても、バッテリーモジュールから、安定した電圧を負荷へ供給できる。その結果、電圧低下による負荷の誤動作を防止できる。

50

【図面の簡単な説明】

【0022】

【図1】図1は、第1の実施形態に係る電源システムのブロック図である。

【図2】図2は、AC-DCコンバータの出力電圧特性を示す図である。

【図3】図3は、AC-DCコンバータとバッテリーモジュールの出力電圧特性を示す図である。

【図4】図4は、負荷側から見た負荷電流と負荷に印加される電圧の特性図である。

【図5】図5(A)(B)は、制御部が行う処理のフローチャートである。

【図6】図6は、第2の実施形態に係る電源システムのブロック図である。

【図7】図7(A)はOR接続用スイッチ素子SWの回路図であり、図7(B)はOR接続用スイッチ素子SWa, SWb, SWc, SWdの回路図である。

【図8】図8は、コンバータ部102の出力電流に対する双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧目標値との関係、および双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧の時間経過に伴う変化の例を示す図である。

【図9】図9は制御部が行う処理の別の例に関するフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0023】

《第1の実施形態》

図1は、第1の実施形態に係る電源システム100のブロック図である。

【0024】

電源システム100は、商用電源101に接続されたコンバータ部102と、負荷103と、バッテリーモジュール10とを含む。

【0025】

負荷103は、負荷103A, 103B, 103Cを備える。これら負荷103A, 103B, 103Cは、例えばブレードサーバであり、筐体内に収められる。負荷103A, 103B, 103Cは、並列接続され、コンバータ部102に接続される。そして、負荷103A, 103B, 103Cには、コンバータ部102およびバッテリーモジュール10から電力が供給される。

【0026】

コンバータ部102は、AC-DCコンバータ102Aと、AC-DCコンバータ102Bと、AC-DCコンバータ102Cと、AC-DCコンバータ102Dとを有する。AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、商用電源101と、負荷103との間に並列接続される。そして、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、商用電源101からの交流電圧(例えば200V)を直流電圧(例えば12V)に変換して、負荷103へ供給する。

【0027】

コンバータ部102は、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dを並列化して冗長性を持たせている。このため、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dの一つが故障等で停止しても、残りのAC-DCコンバータで負荷103へ電力供給できる。そして、コンバータ部102は常時稼動した状態で、障害が発生したAC-DCコンバータの交換が可能である。

【0028】

AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、自身の出力電流を他の出力電流と比較し、出力電流を平衡化する機能(所謂カレントシェア機能)を有している。つまり、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dの出力電流はそれぞれ同じである。この機能を有することで、コンバータ1台あたりの定格電力の並列台数倍の電力を負荷に供給することができる。また、並列動作する各コンバータの負荷を平衡化することで長寿命化が図れる。

【0029】

また、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、出

10

20

30

40

50

力電流が所定値を超えるに伴い、出力電圧を垂下させる機能を有する。

【0030】

図2は、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれの出力電流に対する出力電圧の特性を示す図である。

【0031】

AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、出力電流が閾値A1になるまでは、定電圧V1を出力する定電圧制御を行う。閾値A1は、本発明に係る「所定値」の一例である。出力電流が閾値A1を超え、重負荷となると、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、焼損等を防ぐために過電流制限が働く。このとき、負荷103の動作を維持するために、重負荷状態でも電力供給をし続けるために、出力電流が所定値を超える状態では、出力電流の増加に応じて出力電圧を低下させる。出力電流が閾値A2に達すると、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれは、定電流制御を行う。

10

【0032】

つまり、負荷103が軽負荷では、コンバータ部102から定電圧V1が供給されるが、負荷103が重負荷となり、負荷電流の増加に伴い、コンバータ部102から負荷103へ供給される電圧は低下する。この電圧低下に伴い、ブレードサーバである負荷103の動作は不安定となる。

【0033】

本実施形態では、バッテリーモジュール10(図1参照)が、負荷103に対して、コンバータ部102と並列に接続される。バッテリーモジュール10は、負荷103の重負荷時に電圧低下を引き起こさないように、負荷103への電流供給をアシストする。そして、負荷103へ安定した電圧を供給することで、負荷103の動作を安定化させる。

20

【0034】

バッテリーモジュール10は、制御部11と、双方向DC-DCコンバータ12と、二次電池13とを有する。二次電池13は、例えばリチウムイオン電池等である。制御部11と双方向DC-DCコンバータ12は、本発明に係る「電圧制御部」の一例である。また、制御部11は、本発明に係る「出力電流値取得部」の一例である。

【0035】

双方向DC-DCコンバータ12は、コンバータ部102の出力部と、二次電池13との間に接続される。双方向DC-DCコンバータ12は、例えば、昇圧チョップと降圧チョップとを組み合わせた回路であって、コンバータ部102の出力部と、二次電池13との間で双方向に電圧変換する。すなわち、双方向DC-DCコンバータ12は、二次電池13の放電電圧を電圧変換して負荷103へ出力し、また、コンバータ部102の出力電圧を電圧変換して二次電池13を充電する。

30

【0036】

制御部11は、例えばマイコンであって、AC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれからカレントシェア信号を適宜受信して、双方向DC-DCコンバータ12をスイッチング制御して、前記した二次電池13の充放電制御を行う。カレントシェア信号は、カレントシェア機能により平衡化されるAC-DCコンバータ102A, 102B, 102C, 102Dそれぞれの出力電流値を含む。

40

【0037】

図3は、コンバータ部102の、出力電流に対する出力電圧の特性、コンバータ部102の出力電流に対する双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧目標値との関係をそれぞれ示す図である。図3において、コンバータ部102の出力電流に対する出力電圧の特性を一点鎖線で示している。また、コンバータ部102の出力電流に対する双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧目標値との関係を実線で示している。

【0038】

図1に示した制御部11は、図3中一点鎖線で示すように、双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧目標値を定める。すなわち、出力電圧目標値は、コンバータ部102の

50

出力電流値が、閾値 A 1 より低い第 1 閾値 T_{h1} 以上で、出力電流値の増大に伴って上昇し、かつ、出力電流値が閾値 A 1 より低く、かつ第 1 閾値 T_{h1} より高い第 2 閾値 T_{h2} と、第 1 閾値 T_{h1} との間で、コンバータ部 102 が出力する定電圧 V_1 よりも高くなるように設定されている。

【0039】

上記双方向 DC - DC コンバータ 12 の出力電圧目標値の設定によって、双方向 DC - DC コンバータ 12 の出力電圧目標値が定電圧 V_1 を超える条件 (状態) X で、負荷 103 への電流供給が開始される。

【0040】

図 3 における X 点は、双方向 DC - DC コンバータ 12 の出力電圧目標値と、コンバータ部 102 の出力電圧とが一致する点である。コンバータ部 102 の出力電流がこの X 点を超えると、双方向 DC - DC コンバータ 12 の出力電圧目標値は、コンバータ部 102 が出力する定電圧 V_1 を超える。

10

【0041】

図 4 は、負荷側から見た負荷電流と負荷に印加される電圧の特性図である。図 3 と図 4 とを対比すると明らかなように、コンバータ部 102 の出力電流が X 点を越えて、バッテリーモジュール 10 から負荷に電流が供給されても、負荷に印加される電圧は実際には変わらない。そのため、負荷に印加される電圧はおおよそ V_1 で安定し、フラットな特性となる。

【0042】

重負荷時には、負荷電流は増加する。これに伴い、AC - DC コンバータ 102A, 102B, 102C, 102D それぞれの負荷率が上がり、出力電流が増大する。そうすると、導通損等により、AC - DC コンバータ 102A, 102B, 102C, 102D の効率は低下する。しかし、上述のとおり、重負荷時に、バッテリーモジュール 10 により、コンバータ部 102 の電流供給がアシストされるので、AC - DC コンバータ 102A, 102B, 102C, 102D それぞれの負荷率が下がり、AC - DC コンバータ 102A, 102B, 102C, 102D それぞれを効率よく駆動させることができる。

20

【0043】

なお、本実施形態では、AC - DC コンバータ 102A, 102B, 102C, 102D は、出力電流の増加に伴い、出力電圧を垂下させる機能を有するものとしているが、この機能を有していなくてもよい。この場合であっても、閾値 T_{h2} を、負荷 103 が重負荷での負荷電流に応じて設定すれば、重負荷時でもバッテリーモジュール 10 から一定の電圧 (定電圧 V_1) を負荷 103 へ供給できる。

30

【0044】

図 5 (A) (B) は、制御部 11 が行う処理のフローチャートである。

【0045】

図 5 (A) に示す例では、制御部 11 は、カレントシェア信号を適宜受信する (S1)。制御部 11 は、カレントシェア信号に基づいてコンバータ部 102 の出力電流値が第 1 閾値 T_{h1} 以上である場合 (S2: YES)、コンバータ部 102 の出力電流に応じた出力電圧目標値を設定する (S3)。これにより、双方向 DC - DC コンバータ 12 は、その出力電圧が出力電圧目標値となるように、動作する。

40

【0046】

コンバータ部 102 からの出力電流値が第 1 閾値 T_{h1} 以上でない場合 (S2: NO)、制御部 11 は、上記出力電流値が第 3 閾値 T_{h3} (図 3 参照) 以下であるかを判定する (S4)。第 3 閾値 T_{h3} は第 1 閾値 T_{h1} 未満であり、負荷 103 が軽負荷状態の場合であり、適宜変更可能である。

【0047】

カレントシェア信号に含まれる出力電流値が閾値 T_{h3} 以下である場合 (S4: YES)、制御部 11 は、双方向 DC - DC コンバータ 12 のスイッチング制御を停止する (S5)。これにより、スイッチング制御によるスイッチング損失などを低減できる。

50

【 0 0 4 8 】

コンバータ部 1 0 2 の出力電流値が閾値 $T h 3$ 以下でない場合 (S 4 : N O)、カレントシェア信号の受信に戻る。

【 0 0 4 9 】

図 5 (B) に示す例では、コンバータ部 1 0 2 の出力電流値が閾値 $T h 3 B$ 以下の場合 (S 4 : Y E S)、制御部 1 1 は、コンバータ部 1 0 2 の出力電力により二次電池 1 3 を充電する充電制御を行う (S 5)。このような軽負荷時に、二次電池 1 3 を充電することで、コンバータ部 1 0 2 の負荷率を高めることなく、二次電池 1 3 の充電電圧の低下を防ぐことができ、負荷 1 0 3 の急激な負荷変動に備えることができる。

【 0 0 5 0 】

《 第 2 の実施形態 》

第 2 の実施形態では、電圧制御部が、O R 接続用スイッチ素子を介してコンバータ部に O R 接続された電源システムの例を示す。

【 0 0 5 1 】

図 6 は第 2 の実施形態に係る電源システムのブロック図である。この電源システム 1 0 0 は、商用電源 1 0 1 に接続されたコンバータ部 1 0 2 と、負荷 1 0 3 と、バッテリーモジュール 1 0 とを含む。

【 0 0 5 2 】

双方向 D C - D C コンバータ 1 2 の負荷接続側には O R 接続用スイッチ素子 S W が接続されている。双方向 D C - D C コンバータ 1 2 はこの O R 接続用スイッチ素子 S W を介してバス 9 に対して O R 接続されている。この O R 接続用スイッチ素子 S W は、この O R 接続用スイッチ素子 S W に流れる電流、および双方向 D C - D C コンバータ 1 2 から出力される制御信号によって制御される。制御部 1 1 は A C - D C コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D および双方向 D C - D C コンバータ 1 2 の出力電流の合計出力電流、すなわち負荷電流、を検知して、負荷電流が、後述する第 4 閾値を下回るとき、O R 接続用スイッチ素子 S W をターンオフする。

【 0 0 5 3 】

A C - D C コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D の負荷接続部側には O R 接続用スイッチ素子 S W a , S W b , S W c , S W d がそれぞれ接続されている。A C - D C コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D は O R 接続用スイッチ素子 S W a , S W b , S W c , S W d を介してバス 9 に対して O R 接続されている。

【 0 0 5 4 】

その他の構成は、第 1 の実施形態で図 1 に示した電源システム 1 0 0 と同じである。

【 0 0 5 5 】

図 7 (A) は上記 O R 接続用スイッチ素子 S W の回路図であり、図 7 (B) は上記 O R 接続用スイッチ素子 S W a , S W b , S W c , S W d の回路図である。

【 0 0 5 6 】

図 7 (A) に示す O R 接続用スイッチ素子 S W は、O R 接続用 F E T Q、コンパレータ C O M、AND ゲート A N D を備える。図中のダイオード D は F E T Q のボディダイオードである。コンパレータ C O M は F E T Q のドレイン・ソース間に接続され、ドレイン・ソース間電圧が、ソース電圧 > ドレイン電圧になったとき、出力を “ H ” レベルにする。AND ゲートはコンパレータ C O M の出力が “ H ” レベルであり、且つ制御信号 V a が “ H ” レベルであるとき、F E T Q をオンする。

【 0 0 5 7 】

図 7 (B) に示す O R 接続用スイッチ素子 S W a , S W b , S W c , S W d は、O R 接続用 F E T Q およびコンパレータ C O M を備える。図中のダイオード D は F E T Q のボディダイオードである。コンパレータ C O M は F E T Q のドレイン・ソース間に接続され、ドレイン・ソース間電圧が、ソース電圧 > ドレイン電圧になったとき、F E T Q をオンする。

【 0 0 5 8 】

10

20

30

40

50

図8は、コンバータ部102の出力電流に対する双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧目標値との関係、および双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧の時間経過に伴う変化の例を示す図である。図8において、Vbusはバス9の定格バス電圧(例えば12.3V)であり、Vpreは、OR接続用スイッチ素子SWがオフ状態での双方向DC-DCコンバータ12の出力電圧である。また、図8において、コンバータ部の出力電流A0は、第1の実施形態で図3に示した、バッテリーモジュール10が電流アシストを開始する電流値(臨界電流値)である。この臨界電流値A0は、「出力電流値と出力電圧目標値との関係における、コンバータ部102の定電圧(バス電圧)に対応する電流値」である。双方向DC-DCコンバータ12に逆流電流が流れて、OR接続用FET Qがターンオフされる電流の閾値(第4閾値)Th4は上記臨界電流値A0より低く設定している。

10

【0059】

本実施形態の電源システムの動作例は次のとおりである。

【0060】

まず、バッテリーモジュール10(双方向DC-DCコンバータ12)がバス9に対して電流アシストをする状態になれば、図7(A)に示したコンパレータCOMの出力が“H”レベルになり、また、制御信号Vaは“H”レベルになる。そのため、FET Qはターンオンする。

【0061】

その後、バッテリーモジュール10がバス9に対して電流アシストをしている状態から、負荷103に流れる電流(負荷電流)が減少する場合を考える。この変化は、図8において斜め左下方向の矢印で示すとおりである。コンバータ部102の出力電流が臨界電流値A0を下回ると、電流アシストが無くなる。コンバータ部102の出力電流がさらに減少して、閾値Th4を下回ると、図7(A)に示した制御信号Vaが一時的に“L”レベルとなって、FET Qはターンオフする。正方向電流が生じている状態ではFET Qをターンオンしたいため、コンパレータCOMはある程度の逆流を許容する設定になっている。すなわち、逆流電流が流れる状態になってもなおコンパレータCOMは“H”レベルを出力する場合がある。このような場合でも、OR接続用スイッチ素子SWは制御信号Vaによって、FET Qは確実にターンオフされる。

20

【0062】

図9は、制御信号Vaの“L”レベル信号によりFET Qの状態が変化する際の動作例を示す図である。

30

【0063】

正方向電流が生じている状態では、FET Qをターンオンさせるため、コンパレータCOMの出力を“L”から“H”にする(Vbus-Vpre)の閾値:Th5は正の値とする。また、FET Qが頻繁にON/OFFを繰り返さないようにするために、コンパレータCOMの出力が“H”から“L”になる(Vbus-Vpre)の閾値:Th6はTh5よりも大きな値とする。例えばTh5=2mV、Th6=10mV、FET Qのオン抵抗=1mとすると、従来のコンパレータCOMのみを使用する方法ではFET QがONからOFFに変わるためには10Aの逆流電流が生じる必要がある。これに対し、本発明では正方向電流が生じない出力電圧目標値の条件(仮にVbus=12.3V、Vpre=12.292Vとする)において制御信号Va(“L”信号)によりFET Qを一時的にターンオフすることにより、Vbus-Vpre=8mVの電位差が生じる。FET Qを一時的にターンオフする閾値としてFET Qがオフした場合の(Vbus-Vpre)がTh5よりも大きくなる条件に設定することで、FET Qが一時的にターンオフした後はコンパレータCOMによりFET Qのオフ状態が継続する。従って大きな逆流電流が生じなくてもFET Qがターンオフできるため、Vbusから大きな電流がFET Qに流れ込むことがなくなり、Vbusを安定に保つ給電システムが実現できる。

40

【0064】

以上、各実施形態に係る電源システム100について説明したが、電源システム100の具体的な構成は適宜変更可能である。

50

【 0 0 6 5 】

制御部 1 1 は、コンバータ部 1 0 2 の出力電流に対する、双方向 DC - DC コンバータ 1 2 の出力電圧目標値の関係が図 3 に示したように、双方向 DC - DC コンバータ 1 2 をスイッチング制御するが、この電圧特性は、例えばプログラムにより定められている。また、出力電流値と出力電圧目標値との関係をプログラム可能な状態で保持されていて、書き換え等により変更可能である。例えば、双方向 DC - DC コンバータ 1 2 の出力電圧を線形的に上昇させるときの傾斜を変更可能としておいてもよい。この傾斜を緩やかにすれば、双方向 DC - DC コンバータ 1 2 でのチャタリングの発生を防止できる。

【 0 0 6 6 】

また、制御部 1 1 は、双方向 DC - DC コンバータ 1 2 の出力電圧を、指数関数的な飽和曲線のように上昇させるように制御してもよい。このように、電圧特性を変更可能とすることで、二次電池 1 3 の充電電圧を負荷へ供給する条件（状態）を調整できる。そして、コンバータ部 1 0 2 の変換効率がよい条件（状態）で二次電池 1 3 の充電電圧を負荷 1 0 3 へ供給して、負荷 1 0 3 へ一定電圧が供給され続けるようにして、効率のよい状態を保つことができる。

10

【 0 0 6 7 】

また、電圧特性（閾値 $T_h 1$ および $T_h 2$ 等）を変更することで、コンバータの出力電圧特性を変更することなく、電源システムの入力（商用電源）の仕様に応じて商用電源からの給電電力の制限を任意に設定することができる。

【 0 0 6 8 】

また、電圧特性の変更は、電源システム 1 0 0 の動作中であってもよい。この場合、AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D それぞれの負荷率を逐次調整（例えば周囲温度、コンバータ温度が高い場合に負荷率を下げる等）して、AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D のストレスを下げることができ、AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D の長寿命化が図れる。

20

【 0 0 6 9 】

また、瞬時停電時にコンバータの負荷率を一時的に下げることで、コンバータの瞬時停電保持時間が長い状態で使用することができ、長い瞬時停電時でもシステムを継続して稼働することができる。また、商用電源の積算電力に応じてコンバータの出力電力とバッテリーモジュール 1 0 の出力電力の比率を調整することで、商用電源の契約電力を超えないようにすることができる。

30

【 0 0 7 0 】

また、二次電池 1 3 の充電容量を検出し、充電容量が低下した際に、閾値 $T_h 1$ を高くしてもよい。そして、二次電池 1 3 の放電開始を遅らせて、その間に二次電池 1 3 を充電するようにしてもよい。これにより、二次電池 1 3 の充電容量の低下を防止できる。

【 0 0 7 1 】

さらに、AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D が停止した場合、制御部 1 1 は、AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D から給電停止信号を取得するようにし、バッテリーモジュール 1 0 の出力電圧を、AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D の通常出力電圧（例えば、12V）と等しくなるように制御してもよい。これにより、停電時でも負荷 1 0 3 へ一定の電圧を供給することができる。

40

【 0 0 7 2 】

また、コンバータ部 1 0 2 は、並列接続される AC - DC コンバータ 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D を有しているが、電源が直流電源である場合には、コンバータ部 1 0 2 は、並列接続される DC - DC コンバータを有する構成であってもよい。また、コンバータ部 1 0 2 は一般的な定電圧出力特性のものを使用することが可能であり、バッテリーモジュール 1 0 を、既存の電源システムに追加することが容易である。

【 符号の説明 】

【 0 0 7 3 】

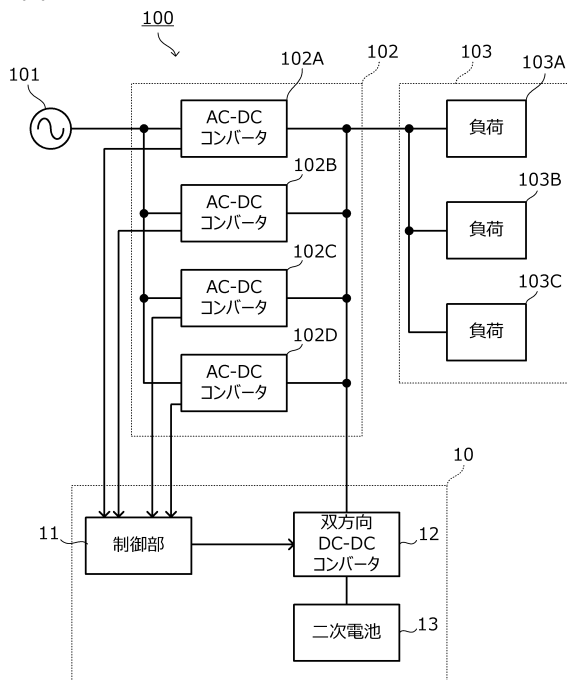
50

- A 1 ... 閾値 (所定値)
- A 2 ... 閾値
- A N D ... A N Dゲート
- C O M ... コンパレータ
- Q ... F E T
- S W , S W a , S W b , S W c , S W d ... O R接続用スイッチ素子
- V 1 ... 定電圧
- T h 1 ... (第 1 閾値)
- T h 2 ... (第 2 閾値)
- T h 3 ... (第 3 閾値)
- T h 4 ... (第 4 閾値)
- 9 ... バス
- 1 0 ... バッテリモジュール
- 1 1 ... 制御部
- 1 2 ... 双方向 D C - D Cコンバータ
- 1 3 ... 二次電池
- 1 0 0 ... 電源システム
- 1 0 1 ... 商用電源
- 1 0 2 ... コンバータ部
- 1 0 2 A , 1 0 2 B , 1 0 2 C , 1 0 2 D ... A C - D Cコンバータ
- 1 0 3 ... 負荷
- 1 0 3 A , 1 0 3 B , 1 0 3 C ... 負荷

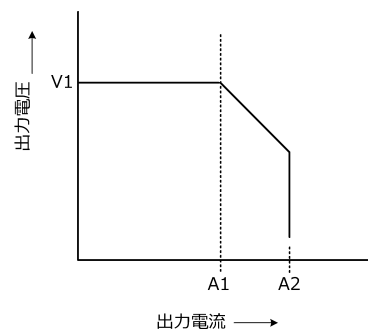
10

20

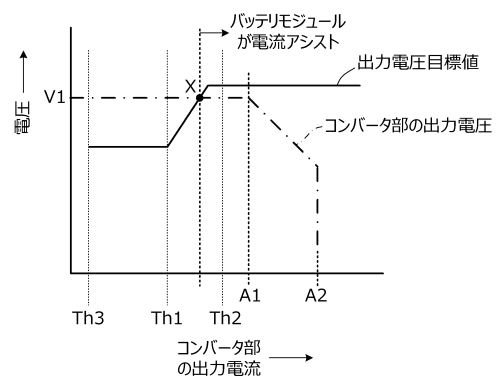
【 図 1 】



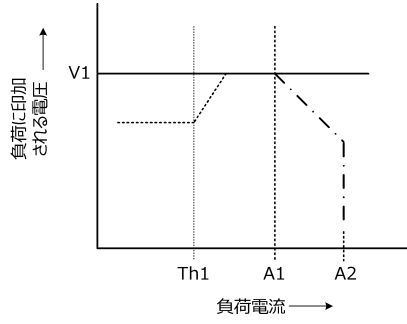
【 図 2 】



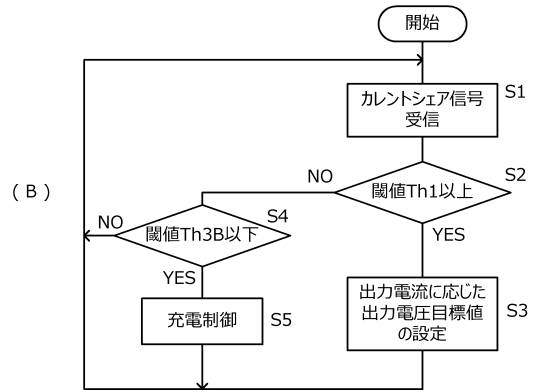
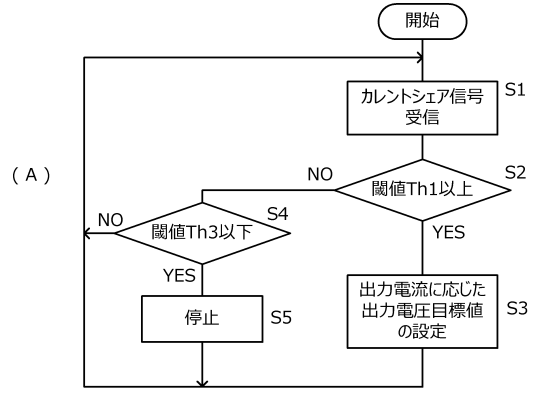
【 図 3 】



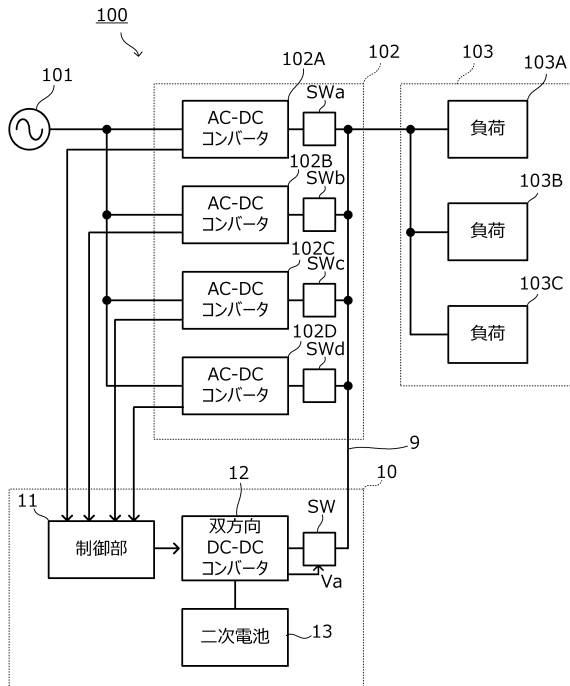
【図4】



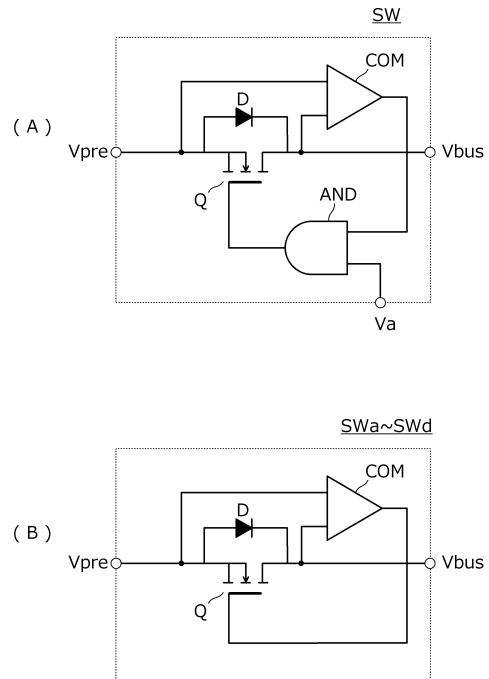
【図5】



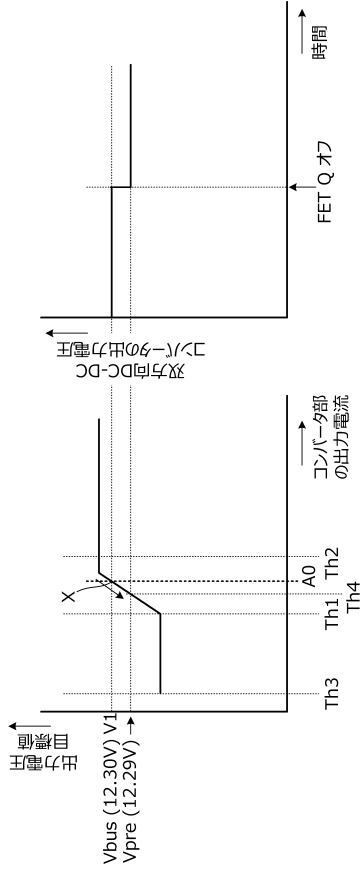
【図6】



【図7】



【 図 8 】



【 図 9 】

時刻	総負荷電流 [A]	PSU部 電流 [A]	バッテリーモジュール の出力電流 (FETQの順方向電流) [A]	バッテリーモ ジュール内 コンバータ の状態	FET Qの状態	$V_{bus-Vpre}$ [mV]	V_a	COM出力
1	0	0	0		OFF	300	Hi	Lo
2	95	95	0		OFF	50	Hi	Lo
3	99.2	99.2	0		OFF	8	Hi	Lo
4	99.5	99.5	0		OFF	5	Hi	Lo
5	99.8	99.8	0		OFF→ON	2→0	Hi	Lo→Hi
6	100	100	0		ON	0	Hi	Hi
7	101	100	1		ON	-1	Hi	Hi
8	130	100	30		ON	-30	Hi	Hi
9	101	100	1		ON	-1	Hi	Hi
10	100	100	0		ON	0	Hi	Hi
11	99	99	0		ON→OFF	0→10	Hi→Lo→Hi	Hi→Lo
12	95	95	0		OFF	50	Hi	Lo
13	95	95	0		OFF	50	Hi	Lo
14	95	95	0	異常	OFF	50	Hi	Lo
15	95	95	0	異常	OFF	50	Hi	Lo
16	95	95	0	異常	OFF	50	Hi	Lo
17	95	95	0	異常	OFF	50	Hi	Lo

フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2009/107680(WO, A1)

特開2002-171692(JP, A)

特開2013-021865(JP, A)

実開昭54-104947(JP, U)

特開2011-125124(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00~ 3/44

H02M 7/00~ 7/40

H02J 1/00~ 1/16

H02J 7/00~ 7/12

H02J 7/34~ 9/08

G06F 1/26~ 1/32