

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6427574号
(P6427574)

(45) 発行日 平成30年11月21日(2018.11.21)

(24) 登録日 平成30年11月2日(2018.11.2)

(51) Int.Cl.		F I	
HO2M	3/28	(2006.01)	HO2M 3/28 W
HO2J	7/02	(2016.01)	HO2J 7/02 H
HO2J	7/00	(2006.01)	HO2J 7/00 302C
HO2J	1/10	(2006.01)	HO2J 1/10

請求項の数 13 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2016-535385 (P2016-535385)	(73) 特許権者	510132347
(86) (22) 出願日	平成26年7月24日 (2014.7.24)		コミサリア ア レネルジ アトミク エ
(65) 公表番号	特表2016-528868 (P2016-528868A)		オウ エネルジ アルタナティヴ
(43) 公表日	平成28年9月15日 (2016.9.15)		フランス国 75015 パリ リュ ル
(86) 国際出願番号	PCT/EP2014/065976		ブラン 25 パティマン ル ボナン
(87) 国際公開番号	W02015/024731		デ
(87) 国際公開日	平成27年2月26日 (2015.2.26)	(74) 代理人	100103894
審査請求日	平成29年7月3日 (2017.7.3)		弁理士 家入 健
(31) 優先権主張番号	1358062	(72) 発明者	メルシエ シルヴァン
(32) 優先日	平成25年8月20日 (2013.8.20)		フランス共和国 エフ-38120 サン
(33) 優先権主張国	フランス (FR)		=テグレーブ, リュ デュ フォイエ 2
			1
		(72) 発明者	シャトルー ダニエル
			フランス共和国 エフ-38470 テッ
			シュ, リュ デュ ブール 660
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パワーバッテリーの素子の充電平衡化装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直列に接続される複数の電力貯蔵素子 ($E t_1 \sim E t_k$) を有する電力貯蔵装置 (2) の充電平衡化装置 (3) であって、

前記電力貯蔵装置の充電平衡化装置は、

少なくとも2つの電流制限 DC / DC コンバータ (30_i) を備え、

前記電流制限 DC / DC コンバータのそれぞれは、

前記電力貯蔵素子 ($E t_i$) のそれぞれの端子と接続される入力と、

前記電力貯蔵装置 (2) の端子間の電圧よりも低く調整される電圧を有する電氣的ネットワーク (6) に接続される出力と、

$V o u t$ が前記出力での電位差、 $K 1$ が定数、 $V e$ が前記入力での電位差、 $f(I)$ が前記出力での電流 I のアフィン関数、 $I i m a x$ が前記電流制限 DC / DC コンバータの電流制限、 $f(I i m a x) < K 1 \times V e$ である場合において、 $I < I m a x$ において $V o u t = K 1 \times V e - f(I)$ なる形式の変換規則と、

I が $I i m a x$ に到達したならば電流を調整する動作と、を有し、

$K 1$ は、前記電流制限 DC / DC コンバータのそれぞれに対して固定値として設定される値であることを特徴とする。

【請求項 2】

前記 DC / DC コンバータのそれぞれは、その出力の電流を測定する回路を有する、請求項 1 に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

10

20

【請求項 3】

前記 DC / DC コンバータのそれぞれは、測定された前記電流の関数として前記変換規則を使用する調整回路を有する、

請求項 2 に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 4】

前記 DC / DC コンバータのそれぞれは、その出力と接続されるインダクタ (L_s) を有し、前記出力の前記電流が I_{imax} よりも低い間は前記 DC / DC コンバータを連続導通モードで維持する調整回路を有する、

請求項 2 又は 3 に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 5】

K_1 は値が 0 から 1 の間の定数である、

請求項 1 乃至 4 のいずれか一項に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 6】

$f(I) < 0.1 \times K_1 \times V_e$ である、

請求項 1 乃至 5 のいずれか一項に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 7】

前記 DC / DC コンバータは双方向電流型である、

請求項 1 乃至 6 のいずれか一項に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 8】

前記 DC / DC コンバータは、それぞれ、パルス幅変調によって制御される 4 つのスイッチの間に一次巻線 (E_P) がブリッジ接続されるトランス (TMP) を有する、

請求項 7 に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 9】

前記トランス (TMP) は、2 つの制御スイッチ間に二次巻線 (E_S) が接続されるセンタータップ型トランスであり、前記二次巻線 (E_S) は前記 DC / DC コンバータの出力と接続されるセンタータップを有する、

請求項 8 に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 10】

対応する前記 DC / DC コンバータの前記出力に電流が流れる場合に、 $f(I)$ は真に正であるアフィン関数である、

請求項 1 乃至 9 のいずれか一項に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 11】

前記値 K_1 、 I_{imax} 及び前記関数 $f(I)$ は、前記 DC / DC コンバータのそれぞれに対して同一である、

請求項 1 乃至 10 のいずれか一項に記載の電力貯蔵装置の充電平衡化装置。

【請求項 12】

請求項 1 乃至 11 のいずれか一項に記載の前記電力貯蔵装置の充電平衡化装置 (3) と

、
前記電力貯蔵装置の充電平衡化装置 (3) の各 DC / DC コンバータと接続される複数の電力貯蔵素子を有する前記電力貯蔵装置 (2) と、

前記電力貯蔵装置の充電平衡化装置の前記出力と接続され、前記電力貯蔵装置 (2) の端子間の電圧よりも低く調整される電圧を有する前記電氣的ネットワーク (6) と、を備える、

電源システム。

【請求項 13】

前記電力貯蔵素子は、90 から 10 % の間の充電状態での電圧変動が、少なくともその名目電圧の 10 % と等しい電気化学的蓄電池である、

請求項 12 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

【 0 0 0 1 】

本発明は電気化学的蓄電池を有するバッテリー用の充電平衡化装置に関する。

【 背景技術 】

【 0 0 0 2 】

直流電圧高出力電気システムでは、大幅な進歩が進んでいる。実際に、多くの輸送システムが直流電源を有している。

【 0 0 0 3 】

特に、燃焼 / 電気ハイブリッド又は電気自動車は高出力バッテリーを有する。このようなバッテリーは、インバータを用いて交流電気モータを駆動するために設けられる。このようなモータに求められる電圧レベルは、数百ボルト、典型的には 400 ボルトにも達する。また、このようなバッテリーは、電気モードにおける車両の自律性を高めるために、大容量を有する。

10

【 0 0 0 4 】

高出力及び大容量を得るためには、複数グループの蓄電池が直列に配置される。段数（蓄電池のグループの数）及び各段で並列される蓄電池の数は、バッテリーに求められる電圧、電流及び容量に依って変化する。複数の蓄電池からなる群は、蓄電池バッテリーと称される。このような車両で用いられる電気化学的蓄電池は、一般に、抑制的な重量と容積に対して大量のエネルギーを貯蔵する能力の故に、リチウムイオン（*Li-ion*）タイプのバッテリーである。リン酸鉄リチウムイオン（*lithium-ion iron phosphate, LiFePO₄*）タイプのバッテリー技術は、エネルギー貯蔵密度はやや減少するが、その本質的安全性に高さから、大規模な普及のための主題となっている。電気化学的蓄電池は、典型的には、以下のオーダーの大きさ名目電圧を有する。

20

【 0 0 0 5 】

リン酸鉄リチウムイオン（*LiFePO₄*）技術に対しては 3.3 V。

【 0 0 0 6 】

酸化コバルトベースのリチウムイオンタイプ技術に対しては 4.2 V。本発明は、スーパーキャパシタにも適用することが可能である。

【 0 0 0 7 】

蓄電池の充電又は放電は、それぞれ蓄電池の端子間の電圧の増加又は減少に換言される。蓄電池は、その電気化学的過程により決定される電圧レベルに達するたびに、充電又は放電されるものと考えられる。1 以上の蓄電池の複数の段を有する回路では、段に流れる電流は同じである。よって、段の充電又は放電のレベルは、蓄電池の固有の特性に依存する。様々な蓄電池間における製造、経年劣化、組み立て及び運転時の温度の差異により、充電又は放電の間に、段の間には電圧差が生じる。

30

【 0 0 0 8 】

リチウムイオン技術による蓄電池では、閾値電圧として知られる過大又は過小な電圧は、蓄電池を損傷させ、又は、破壊するおそれがある。例えば、酸化コバルトベースのリチウムイオン蓄電池の過充電は、熱暴走や発火を招来するおそれがある。リン酸鉄ベースのリチウムイオン蓄電池では、過充電は、蓄電池の寿命を減少させ、又は、劣化を招来する電解液の分解に繋がる。例えば、2 V 未満の電圧を招く重度の過放電は、原理的に、陰極が銅からなる場合には、陰極の電流コレクタを酸化させ、これにより蓄電池の劣化を招く。よって、安全性及び信頼性の理由から、充電又は放電の間に、1 以上の蓄電池の各段の端子間の電圧を監視することが必須である。よって、一般に、各段と並行して監視装置が配置され、これによりこの機能を保証することが可能である。

40

【 0 0 0 9 】

監視装置の機能は、1 以上の蓄電池の各段の充電状態（又は、充電残量）を監視し、ある段が閾値電圧に達した時にバッテリーの充電又は放電を停止するために監視回路へ情報を送出することである。しかし、1 以上の蓄電池が直列に配置された複数の段を有するバッテリーでは、最も充電された段が閾値電圧に達したときに充電を停止すると、他の段は完全には充電されないおそれがある。また、最も放電された段が閾値電圧に達したときに

50

充電を停止すると、他の段は完全に放電されないおそれがある。よって、1以上の蓄電池の各段の容量が有効に用いられず、バッテリーを搭載する輸送手段を含む用途では主な問題となり、かつ、自律性を大きく制約する。この問題を克服するため、監視装置には概して充電平衡化装置が付随している。

【0010】

平衡化装置の機能は、バッテリーの充電を最適化し、直列に配置された1以上の蓄電池の段を等しい充電又は放電状態に導くことで自律性を最適化することである。エネルギー散逸型の平衡化装置及びエネルギー転移型の平衡化装置の2カテゴリーの平衡装置が存在する。

【0011】

10

エネルギー散逸型の平衡システムでは、閾値電圧に達した1以上の段の充電電流を迂回させ、エネルギーを抵抗に散らすことで、段の端子間の電圧が均一化される。変形例においては、段の端子間の電圧は、上限閾値電圧に達した1以上の段を放電させることで、均一化される。

【0012】

しかし、このようなエネルギー散逸型の平衡化システムは、バッテリーの充電に必要なものよりも大きなエネルギーを消費するという大きな欠点を有する。実際に、わずかに充電が少ない最後の蓄電池の充電が完了するように、複数の蓄電池を放電させ、又は、複数の蓄電池からの充電電流をシャントする必要がある。よって、散逸されたエネルギーは、実施される1以上の充電動作のエネルギーよりもはるかに大きくなる。また、超過エネルギーは熱として散逸され、これは移動手段及び搭載用途の統合制約と相性が悪く、温度が上昇した場合には蓄電池の寿命の激減をもたらす。

20

【0013】

エネルギー転移型の平衡化システムについては、蓄電池の段と補助的バッテリーや補助的エネルギーネットワークとの間で、エネルギーがやり取りされる。

【0014】

エネルギー転移は、例えばバッテリーから段へ、又は、段からバッテリーへの一方向、補助的バッテリーから段及び段から補助的バッテリーへ、又は、隣接する段の間での双方向のいずれかで行うことができる。

【先行技術文献】

30

【特許文献】

【0015】

【特許文献1】 仏国特許出願 2 9 8 2 0 9 0

【特許文献2】 米国特許出願公開第 2 0 0 5 / 0 1 7 6 8 2 号明細書

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

エネルギー転移中の段により供給される電力を制限又は分割するため、特許文献1は、改良型の平衡化システムを開示している。電力貯蔵装置は、電氣的に直列接続された複数の段を有する。各段は、各DC/DCコンバータの入力と接続される。各コンバータは、分離され、一定に電流制限され、かつ、分離された出力電圧を供給する。コンバータの出力は、補助的ネットワークに並列に接続される。各コンバータの出力電圧は、共有の指令装置から供給される指示によって決定される。各コンバータは、指令回路によって決定される一定の出力電圧を供給するため、出力電圧を調整するクローズドループを有する。ある段の充電残量が多いほど、制御装置からこの段に与えられる指示電圧は高くなる。よって、充電残量が最も多い段に対応するコンバータは、その出力によって補助部への電流供給の優先順位をつける。

40

【0017】

コンバータの構造は、比較的複雑であり、無視しがたい追加コストに繋がる。また、装置の運転も比較的複雑となり、段からの充電情報の回収、及び、補助的回路に電力を供給

50

して充電のバランスを最適化できるようにするため、指令装置による情報の処理が必要となる。このような充電平衡化装置は、指令回路の不具合に対して非常に脆弱である。

【0018】

特許文献2は、入力が蓄電池の段と接続されるDC/DCコンバータを開示している。各コンバータの出力電圧は、ゼロ電圧に到達するまで流れる電流に比例して、減少する。このようなコンバータの出力は、基準電圧を設定する共有バスに接続される。双方向コンバータにより、最も充電された段は最も充電されていない段を再充電する。このようなコンバータは、バッテリーに近接した不必要な発熱を引き起こす出力抵抗 R_{par} を有している。共通バスの基準電圧よりも初期の出力電圧が大きいコンバータの集合は、共通バスに電流を流す。

10

【0019】

本発明は、これらの欠点の1以上を解決することを目的とする。本発明は、添付のクレームで定義されるような、直列に接続された複数の電力貯蔵素子を含む電力貯蔵装置の充電を平衡化する装置に関するものである。また、本発明は、添付のクレームで定義されるような、電源システムに関するものである。

【図面の簡単な説明】

【0020】

本発明のその他の特徴的構成及び効果は、図を参照して、制限されない例示による下記の説明から明確に明らかとなる。

【図1】本発明を実施する充電平衡化装置を有する例示的な電源システムの図表示である。

20

【図2】図1の電源システムをより詳細に示す。

【図3】本発明にかかる充電平衡化装置に設けられるコンバータ出力電圧/出力電流の制御の例示的な規則を示す。

【図4】異なる入力電圧が印加される2つのコンバータを有する電源システムの単純化された動作モードを示す。

【図5】異なる充電状態の電気化学的蓄電池が入力に接続される、より多くのコンバータを有する電源システムの動作モードを示す。

【図6】本発明のフレームワークに設けることができる例示的なコンバータの回路図である。

30

【図7】連続導通モードでのコンバータを使用する例示的な論理回路である。

【図8】非連続導通モードでのコンバータを使用する例示的な論理回路である。

【図9】単方向電流導通用の例示的なコンバータを図示している。

【図10】単方向又は双方向電流導通用の例示的なコンバータを図示している。

【図11】異なる電気化学的蓄電池技術にて特有である異なる放電の図を示す。

【図12】双方向コンバータの出力電圧/出力電流の制御の例示的な規則を示す。

【発明を実施するための形態】

【0021】

図1及び2は、パワーバッテリー2の形式をとる電力貯蔵システムを有する電源システム1の図表示である。バッテリー2は、電氣的に直列に接続される k 個の電力貯蔵素子を構成する、 k 個の段 $E_{t_1} \sim E_{t_k}$ を有する(k は最低でも2であり、好ましくは、 k は最低でも3である)。各段 i は、好都合にも、電氣的に並列に接続される n 個の蓄電池 $A_{i,1} \sim A_{i,n}$ を有する(n は、最低でも2である)。また、電源システム1は、バッテリー2の充電平衡化装置3を有する。バッテリー2の陽極と陰極との間の電圧は、典型的には、100Vから750Vの間、例えば400Vオーダーの値を有する。バッテリー2は、例えば、インバータの端子に接続されることで、ハイブリッド車又は電気自動車のモータに電力を供給するものであり、好都合にも、このような車両の金属シャーシと分離されている。

40

【0022】

平衡装置3は、各段又は素子 E_{t_i} のそれぞれの端子と接続されるように構成された接

50

続インターフェイスを有する。また、平衡装置 3 は、例えば、電圧が概して 12 V 近傍に調整される車載電気ネットワークである補助的ネットワーク 6 を有する。調整された電圧は、例えば 10.5 V ~ 14 V の間の範囲で変化することができる。調整された電圧は、典型的には、バッテリー 2 の端子間の電圧の少なくとも 6 分の 1 である。

【0023】

平衡化装置 3 は、コンバータ 301 ~ 30k を有し、例えばバッテリー 2 の各ステージに 1 つのコンバータが対応する。また、バッテリー 2 の直列する複数の段のコンバータに対して 1 つのコンバータを設けることもできる。コンバータ 301 ~ 30k は、分離されているのが好都合である。コンバータ 301 ~ 30k は、一方向でも双方向でもよい。以下で説明するように、コンバータ 301 ~ 30k は、それぞれ出力電圧 $v_{s1} \sim v_{sk}$ を印加し、出力電流量 $i_1 \sim i_k$ を供給することで、バッテリー 2 のステージ E_{ti} の平衡化を保証すること（及び、これによりバッテリー 2 の充電を最適化すること）と、補助的ネットワーク 6 へ電源を供給することと、の双方を行うことを目的とする。コンバータ 301 ~ 30k のそれぞれの出力は補助的ネットワーク 6 に接続され、同じ電位差 V_{aux} を補助的ネットワーク 6 の端子間に印加する。平衡化装置 3 は、補助的ネットワーク 6 に電流 i_{aux} を供給する。自動車やカーラジオなどの補助的負荷 61 ~ 63 は、ネットワーク 6 に接続される。

【0024】

また、平衡化装置 3 は、コンバータ 30i に接続された制御モジュール 4 を有する。平衡化装置 3 は、典型的には 2 値の活性化又は非活性化指令をコンバータ 30i のそれぞれに与える。補助的バッテリー 5（又は、キャパシタ、スーパーキャパシタ）は、好都合にも、ネットワーク 6 の端子に接続される。補助的バッテリー 5 又はキャパシタにより、補助的ネットワーク 6 の端子間の電圧を安定化させることができる。

【0025】

コンバータ 301 ~ 30k は、電流制限電圧源として設計される。コンバータ 30i は、 I_{imax} で示される電流制限を有する。コンバータ 30i のそれぞれの出力を介して補助的ネットワーク 6 に供給する電流値 I_i を補償する。このため、コンバータ 30i のそれぞれの出力を介して供給する電流値 I_i を測定する電流センサ 31i を有する。

【0026】

更に、コンバータ 30i のそれぞれの出力は、以下の形式の変換規則を有する。

$$V_{outi} = K1 \times V_{ei} - f(I_i)$$

ここで、

V_{outi} は、コンバータ 30i の出力電圧である。

$K1$ は定数である。

V_{ei} は、コンバータ 30i の入力電圧である。

I_i は、コンバータ 30i の出力電流である。

$f(I_i)$ は、電流 I_i のアフィン関数である。

【0027】

電圧 V_{outi} を定義するために関数 $f(I_i)$ を使用することで、以下で説明する動作において、複数のコンバータ間に電流を分配することができる。

【0028】

具体的事例においては、 $K2$ を定数とすると、 $f(I_i) = K2 \times I_i$ である。また、関数 $f(I_i)$ の大きさは、 $f(I_i) < 0.1 \times K1 \times V_{eimin}$ となるように定義される。ここで、 V_{eimin} は、コンバータ 30i の入力に印加される最小入力電圧である。

【0029】

平均電流 I_i に対して制御規則が定義される。望ましくは、コンバータ 30i は、 $K1 < 1$ の電圧ステップダウンコンバータである。定数 $K1$ は、端子がコンバータ 30i に接続される蓄電池の段数に依存して、それらの技術に依存して、及び、補助的ネットワーク 6 の望ましい電圧の大きさのオーダーに依存して、固定することができる。

【0030】

コンバータ30iによって流れる電流がその電流 I_{imax} よりも小さい限り、この変換規則は保証される。電流 I_{imax} を超えると、各コンバータは電流調整によって動作する。これにより、出力電圧 $V_{out i}$ の値は、指令回路4によって定義されないが、コンバータ30iによって自発的に決定される。このシステムは、電圧 V_{ei} のそれぞれを監視する監視装置（不図示）を有してもよい。電圧 V_{ei} が下限閾値よりも小さい又は上限閾値よりも大きいことを監視装置が認識した場合、この装置は対応するコンバータ V_{ei} を非活性化又は活性化し、又は、指令回路4に情報を送出する。

【0031】

図3は、与えられたコンバータの入力電圧の値に対してコンバータ30iの出力電圧 / 出力電流を制御する規則の例を示している。 I_{imax} までは、連続曲線は関数 $f(I_i) = K_2 \times I_i$ の場合に対応する。 I_{imax} を超えると、図示したように、一定の係数、入口係数又は出口係数にて出力電流の調整が行われる（連続線）。

【0032】

ここで、電源システム1の動作について詳細に説明する。説明を簡略化するため、補助的バッテリー5はネットワーク6に接続されていない。特に、同数の直列接続された同数の電気化学的蓄電池の段及び同じ蓄電池技術のために、コンバータの端子間の入力電圧は同じのオーダーの大きさを有するものとする。連続的に用いられるコンバータ30iは、一定の係数での出力電流調整と、 $V_{out i} = K_1 \times V_{ei}$ なる形式の出力電圧調整と、を有する。但し、 $f(I_i) = K_2 \times I_i + K_3$ であり、 K_3 は真に正の定数である。

【0033】

ネットワーク6の電圧を調整するために本発明で提案する方法は、ネットワーク6の、潜在的には補助的バッテリー5の電圧レベルの許容範囲を活用し、その名目電圧は図4に示す値 $V_{aux max}$ 及び $V_{aux min}$ に対応して、それぞれ10.5Vから14Vの間で変化できる。

【0034】

図4で詳細に図示される動作は、同一の変換規則を有する2つのコンバータ301及び302のみを有する単純化された場合に対応する。コンバータ301の入力電圧 V_{e1} はコンバータ302の入力電圧 V_{e2} よりも大きい（コンバータ301の入力と接続される段の蓄電池の充電状態は、コンバータ302の入力と接続される段e t 2の蓄電池の充電状態はよりも良好である）。よって、コンバータ301の出力電圧 $V_{out 1}$ は、コンバータ302の出力電圧 $V_{out 2}$ よりも大きい。電圧 $V_{omax 2}$ は、コンバータ302の開放回路出力電圧に対応する。

【0035】

第1の具体的事例（点線矢印）においては、ネットワーク6の電流 I_{aux} は、制限 $I_{1 max}$ よりも小さい。これにより、コンバータ301は、電流 $I_{aux 1}$ の全体を供給することができ、ネットワーク6の電圧 V_{aux} と同様に、出力電圧 $V_{out 1} = V_{aux 1}$ とすることができる。ここで、 $V_{aux 1} > V_{omax 2}$ であるので、コンバータ302は電流 I_{aux} には寄与しない。

【0036】

第2の具体的事例（破線矢印）においては、ネットワーク6の電流 I_{aux} は、制限 $I_{1 max}$ よりも大きい。制限 $I_{1 max} + I_{2 max}$ よりも小さい。 I_{aux} が制限 $I_{1 max}$ よりも大きいので、出力電圧 $V_{out 1}$ は $V_{omax 2}$ （コンバータ301の電流調整）には達しない。コンバータ301は、電流 $I_1 = I_{1 max}$ を供給する。出力電圧 V_{aux} は値 $V_{aux 2}$ まで下がり、 $I_{aux 2} = I_{1 max} + I_2$ となる。これにより、コンバータ302は、自身の変換規則に応じて付加的な電流 I_2 を供給する。

【0037】

よって、電流は、最も充電された段の放電の優先順位を決めることで、異なる段に分割されて段の間の充電の平衡化に寄与する。また、このような平衡化はネットワーク6に電源供給することで実現され、このような平衡化電流の使用は、望まない散逸ロスを制限す

10

20

30

40

50

るために最適化される。更に、コンバータの出力電圧の差が大きくなるほど、最も充電された段に接続されるコンバータによって、補助的電流の供給の優先順位が高くなる。更にまた、このような平衡化装置 3 は、コンバータレベルでの複雑な相互依存制御ループを回避し、異なる段の電圧レベルに適合した複雑な通信インターフェイスに依存することを回避する。

【 0 0 3 8 】

ここで、コンバータ 3 0 1 及び 3 0 2 は、同じ電流制限 $I_{i\max}$ を有する。しかしながら、この発明の枠組みにおいて、異なる電流制限を有するコンバータを用いることができるのは勿論である。

【 0 0 3 9 】

図 5 で詳細に図示される動作は、多数のコンバータ 3 0 i を有するより複雑な例に対応し、又は、異なる段の電気化学的蓄電池が充電状態に依存してわずかな電圧変動を有する場合に対応する。このような具体的事例においては、複数のコンバータ 3 0 i の出力電圧の間で重複が起こり得る。コンバータ 3 0 i は、同じ変換規則を有する。

【 0 0 4 0 】

重複領域では、コンバータは、自身の開放回路出力電圧に依存して、自身の負の勾配（定数 K_2 ）に依存して、及び、補助的電圧 v_{aux} に依存して決まる。

【 0 0 4 1 】

この例では、コンバータ 1 及び 4 が同じ充電状態の段に接続され、その結果、同じ開放回路電圧 V_{omax1} 及び V_{omax4} を有する。例えば、ゼロ電流と点 A に対応する電流との間の電流 I_{aux} に対して、コンバータ 3 0 1 及び 3 0 4 は、それぞれ同じ電流 I_1 及び I_4 （図示しないが、各コンバータの変換規則により決定される）を供給する。

【 0 0 4 2 】

点 A と点 B との間の電流 I_{aux} に対して、コンバータ 3 0 1、3 0 3 及び 3 0 4 は、電圧 V_{aux} に応じて、定数 K_2 に応じて、かつ、各々の開放回路出力電圧に応じて分割された電流を供給する。点 A は、電圧 V_{aux} が開放回路出力電圧 V_{omax3} と等しい点として定義される。コンバータ 3 0 1 及び 3 0 4 は、それぞれ電流 I_{12} （ I_{42} ）= $(V_{omax1} - V_{aux}) / K_2$ を供給する。コンバータは、以下の電流を供給する。
 $I_{32} = I_{aux2} - I_{12} - I_{42}$

【 0 0 4 3 】

点 B は、電圧 V_{aux} が $V_{omax1} - K_2 \times I_{1max}$ と等しい点として定義される。

【 0 0 4 4 】

B と C との間では、コンバータ 3 0 1 及び 3 0 4 は、それぞれ同じ電流 I_{1max} 及び I_{4max} を供給する。コンバータ 3 0 3 は、値 i_{out3} に到達させるため、付加的な電流を供給する。

【 0 0 4 5 】

点 C は、電圧 V_{aux} が V_{omax6} と等しい点として定義される。

【 0 0 4 6 】

よって、最も充電されたコンバータが重複する場合には、これらのコンバータは自身の電流制限によって独立しているものとしては扱われない。

【 0 0 4 7 】

既知の変換規則を有するコンバータ 3 0 i では、入力に印加される電圧はその出力電圧から決定することができる。そして、この入力に接続される段の充電状態は、出力電圧から推定することができる。よって、異なる段の充電状態は、いずれの時点で補助的ネットワーク 6 に電源を供給するかを判定することで、決定できる。

【 0 0 4 8 】

更に、コンバータ 3 0 i の出力電圧を測定することで、好都合にも、パワーバッテリー 2 の段の電圧を監視できる。これにより、これらの電圧レベルを監視する装置と指令回路との間で低電圧の通信が容易となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 9 】

図 6 は、本発明にかかる平衡化装置の特定の利点である例示的なコンバータ 3 0 i を示している。コンバータ 3 0 i は、入力接続インターフェイスに接続される入力フィルタ F E を有する。入力フィルタ F E の出力は、D C / D C 変換回路 3 0 3 のフルブリッジインバータ O P と接続される。フルブリッジインバータは、制御スイッチ M 1、M 2、M 3 及び M 4 を有する。D C / D C 変換回路は、二次的 T P M へのセンタータップを有するトランスを有する。トランス T P M は、スイッチ M 1 ~ M 4 の間にブリッジ接続される一次巻線 E P を有する。スイッチ M 1 ~ M 4 は、出力電圧のレベルを決めるために、制御回路 3 2 0 を介したパルス幅変調によって制御される。また、コンバータ 3 0 i は、制御スイッチ M 5 及び M 6 を含む同期整流器を有する。制御回路 3 2 0 自身は、レギュレータ回路 3 5 0 から設定点を受けとることができる。例については以下で説明する。

10

【 0 0 5 0 】

センタータップのトランス T P M により、信号の整流を保証するための二次系に対するスイッチの数を最小化することができる。制御スイッチ M 1 ~ M 6 は、制御回路 3 2 0 によって制御される。制御スイッチ M 1 ~ M 6 は、図示された構成をとり得る。n M O S 型のトランジスタ T M は、フライバックダイオード D と並列に接続される。このようなスイッチ M 5 及び M 6 は、変換回路 3 0 3 の利得を最大化するためのダイオードによる整流の代わりとして好ましい。また、M O S F E T トランジスタを用いることにより、コンバータ 3 0 i の双方向動作を保証することができる。

20

【 0 0 5 1 】

出力フィルタ F S は、二次巻線（貯蔵インダクタ L s ）のセンタータップとスイッチ M 5、M 6 共通のノードとの間に、自身の入力接続される。出力フィルタ F S の出力は、コンバータ 3 0 i の出力インターフェイスを構成する。

【 0 0 5 2 】

$V_{out i} = K 1 \times V_{e i} - f(I_{i})$ なる形式の変換規則を導入するには、変換回路 3 0 3 の可能な動作モードは連続導通モードであり、このような動作は、例えば図 6 を参照して説明するコンバータのような、任意の双方向電流コンバータに適用可能である。連続導通モードでは、変換回路 3 0 3 は、電流制限 $I_{i m a x}$ に到達しない限り、一定のデューティサイクルで制御されてもよい。

30

【 0 0 5 3 】

図 6 の変換回路 3 0 3 への適用により、 $f(I_{i}) = 0$ において入力電圧 $V_{e i}$ が 5 0 V であるときには、センタータップのトランス T P M の変換比 $R T$ が $2 / 3$ 、スイッチ M 1、M 2、M 3 及び M 4 の導通のデューティが $\alpha_{i r e f}$ 、調整された出力電圧 $V_{out i}$ は $V_{out i} = V_{e i} \times R T \times \alpha_{i r e f} = 13.3 V$ となる。すなわち、 $K 1 = R T \times \alpha_{i r e f}$ である。

【 0 0 5 4 】

例えば、スイッチ M 1、M 2、M 3 及び M 4 のチョッピング周波数は 2 6 0 k H z としてもよい。

【 0 0 5 5 】

図 7 は、連続導通モードを使用するための例示的なコンバータ 3 0 i を示している。ここで、制御回路は、D C / D C コンバータ 3 0 3 に集積されている。

40

【 0 0 5 6 】

コンバータ 3 0 i は、好都合にも、ガルバニック絶縁を有する D C / D C コンバータ回路 3 0 3 を有する。また、コンバータ 3 0 i は、レギュレータ回路 3 5 0 を有する。レギュレータ回路 3 5 0 は、0 と 1 との間の値のデューティサイクル α_i を生成する。レギュレータ回路 3 5 0 は、デューティサイクル指令 α_i をコンバータ回路 3 0 3 の制御回路に与える。ここで、レギュレータ回路 3 5 0 は、電圧調整用のクローズドループを用いず、出力電流の制限は十分である。

【 0 0 5 7 】

レギュレータ回路 3 5 0 は、電流センサ 3 1 i で測定された電流 I_i を反転入力を受け

50

取り、電流 I_{imax} を非反転入力で受け取る減算器 351 を有する。これにより、減算器 351 は、電流を制限するクロズドループを使用するための電流差分信号 $\delta 1$ を生成する。 $\delta 1$ は、この信号に基づいてデューティサイクル値を定式化する補正器 352 の入力に与えられ、最小値と最大値との間で定式化されたデューティサイクルの値を制限する。補正器 352 は、例えば P I (比例積分) 型である。補正器 352 の出力は、回路 353 の入力に与えられる。また、参照デューティサイクル値 α_{iref} は、回路 353 の他の入力に与えられる。出力では、回路 353 は、入力に与えられる 2 つの値の間の最小値でと等しい値 α_i を与える。よって、電流制限に達しない又は近づかない限り、 α_i は値 α_{iref} に固定される。値 α_{iref} は、出力電圧を調整するオープンループを定義する。電流が I_{imax} に到達又は近づくとすぐに、コンバータ回路 303 の出力電圧を下げるため、値 α_i は補正器 352 によって定義されることで低下する。

10

【0058】

ここで、指令回路 4 は、OR ゲート 355 の入力に与えられる、二値の活性化 / 非活性化信号のみを供給する。OR ゲート 355 の他の入力は、比較器 354 の出力と接続される。比較器 354 の出力信号は、コンバータ回路 303 に与えられ、その結果コンバータ 30i を活性化 / 非活性化できる。比較器 354 により、段 E_{ti} によってコンバータ 30i の入力に与えられる電圧が下限閾値 V_{emin} よりも小さくても、コンバータ 30i を活性化 / 非活性化できる。

【0059】

この例では、 $f(I_i) = 0$ であるが、値 I_i の増加とともに出力電圧を減少させるために、センサ 31i で測定された値 I_i に依存して、コンバータ回路 303 に与えられるデューティサイクルを減少させるための方策をとることができる。これにより、同じ出力電圧にて独立して制御されるコンバータ 30i は、均一的に電流 i_{aux} に対する貢献を分担する。

20

【0060】

図 8 は、非連続導通モードの使用のための例示的なコンバータ 30i を示している。ここで、制御回路は、DC / DC コンバータ 303 に集積されている。ここで、コンバータ 30i は、ネスト化調整クロズドループに基づくものである。ファストループにより、出力電流 I_i を監視することができる。スローループは、コンバータ 30i の出力電圧を調整する。

30

【0061】

コンバータ 30i は、レギュレータ回路 350 を有する。レギュレータ回路 350 は、0 と 1 との間の値のデューティサイクル α_i を生成する。レギュレータ回路 350 は、デューティサイクル指令 α_i をコンバータ回路 303 の制御回路に与える。

【0062】

レギュレータ回路 350 は、電流センサ 31i で測定された電流 I_i を反転入力で受け取り、電流 I_{ref} (以下で詳述する) を非反転入力で受け取る減算器 351 を有する。これにより、減算器 351 は、電流を制限するクロズドループを導入するための電流差分信号 $\delta 1$ を生成する。 $\delta 1$ は、この信号に基づいてデューティサイクル値を定式化する補正器 352 の入力に与えられ、最小値と最大値との間で定式化されたデューティサイクルの値を制限する。この補正器 352 は、例えば P I (比例積分) 型である。補正器 352 の出力は、コンバータ回路 303 の指令入力に与えられる。

40

【0063】

レギュレータ回路 350 は、入力で電圧値 V_{ei} を受け取り、出力にて電圧値 $V_i = V_{ei} \times K_1$ を生成する除算器を有する。電圧値 V_i は、減算器 357 の非反転入力に与えられる。電圧センサ 36i は、コンバータ回路 303 の出力電圧を測定し、この電圧を減算器 357 の反転入力に印加する。これにより、電圧エラー信号 δv が生成される。信号 δv は、補正器 358 (例えば、P I 型) の入力に印加される。補正器 358 は、電流指令 I_{ref} を生成する。

【0064】

50

スローループは、電流指令 I_{ref} が値 I_{imax} よりも小さい間は、活性化されている。 i_{ref} が値 I_{imax} に到達すると、コンバータ回路 303 の出力電流は I_{imax} に制限される。

【0065】

ここで、図 7 の例と同様に、指令回路 4 は OR ゲート 355 の入力に与えられる、二値の活性化 / 非活性化信号のみを供給する。OR ゲート 355 の他の入力、比較器 354 の出力と接続される。比較器 354 の出力信号は、コンバータ回路 303 に与えられる。

【0066】

この例では、 $f(I_i) = 0$ であるが、センサ 31i で測定された値 I_i に依存して、コンバータ回路 303 に与えられるデューティサイクルを減少させるための方策をとることができる。

10

【0067】

図 9 及び 10 は、DC / DC コンバータ回路と直列なスイッチ機能を更に有する例示的な単方向コンバータを示している。このスイッチ機能により、故障のときにコンバータを分離することができる。単方向導通機能は、出力電圧が補助的ネットワーク又は接続される他のコンバータよりも小さいコンバータが、電流によって入力に接続される方向で交差する状況を回避することを目的とするものである。

【0068】

図 9 によれば、これらの機能は、コンバータ回路の出力とコンバータの出力との間に直列に接続されるショットキーダイオード 33k 及び 33(k-1) によって、それぞれコンバータ 30k 及び 30(k-1) において保証される。

20

【0069】

図 10 によれば、これらの機能は、コンバータの出力とコンバータ回路の出力との間に直列に接続される回路によって保証される。これにより、コンバータ 30k 及び 30(k-1) は、それぞれ回路 34k 及び 34(k-1) を有する。これらの回路 34k 及び 34(k-1) は、それぞれ指令回路 (不図示) で制御される MOSFET トランジスタを有する。この変形例により、これらのスイッチ及び単方向導通機能の使用のためのロスを制限できる。また、MOSFET トランジスタの使用により、双方向電流動作が可能となる。

【0070】

30

本発明は、好都合にも、充電残量が変動する間に実質的に端子間の電圧が変動する電気化学的蓄電池を有する電気エネルギー蓄積装置 2 を適用できる。

【0071】

蓄電池の充電及び放電は、端子間の電圧の増加及び減少にそれぞれ読み替えられる。電気化学的蓄電池の端子間の名目電圧は、使用される材料の電気化学特性によって設定される。蓄電池の動作電圧はその名目電圧だけでなく、流れる電流、内部抵抗、温度、経年及び充電残量にも依存する。図 11 に示される曲線は、0.2C の放電電流にて放電される、異なる電気化学的蓄電池技術での典型的な放電を示す。

【0072】

リン酸鉄ベースのリチウムイオン蓄電池 (図 11 の $LiFePO_4$) は、放電電流によってあまり変化しない、典型的な電圧レベルを有する。典型的に観測される変動は、蓄電池の残存電荷が 10% から 90% の間の名目電圧に対して 5.5% 程度である。鉛酸 (Pb) ベースの蓄電池は、同じ電荷変動に対して、顕著に典型的な端子間の電圧変動 (約 10%) を有する。亜鉛及び酸化マンガン (Zn/MnO_2) ベースのアルカリ蓄電池は、同じ電荷変動に対して、更に顕著な端子間の電圧変動 (約 44%) を有する。コバルトを含む (NMC、NCA、 $LiCoO_2$ など) 陽極を有するリチウムイオン蓄電池は、同じ電荷変動に対して、約 12% の典型的な端子間の電圧変動を有する。

40

【0073】

電源システムの動作モードによれば、バッテリーの 1 以上の段の再充電が実現される。このような 1 以上の段の再充電は、より高い充電状態を有する 1 以上の他の段を、それぞ

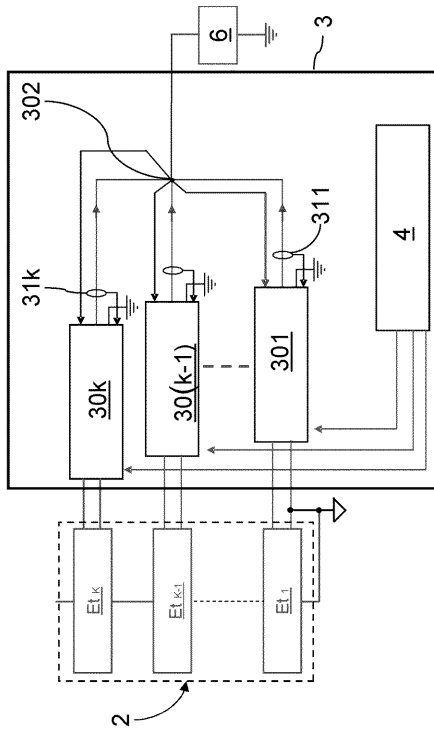
50

れのコンバータ（例えば図 6 を参照して説明したようなコンバータ）によって放電させることで保証できる。また、コンバータ 30 i は、都合の良いことに、制限 I_{rmax} を有するであろう。図 12 は、このようなコンバータ 30 i の例示的な出力電圧 / 出力電流図を示す。コンバータ 30 i の再充電抵抗は、段の間を平衡させる際の損失を避けるため、優先的に制限される。

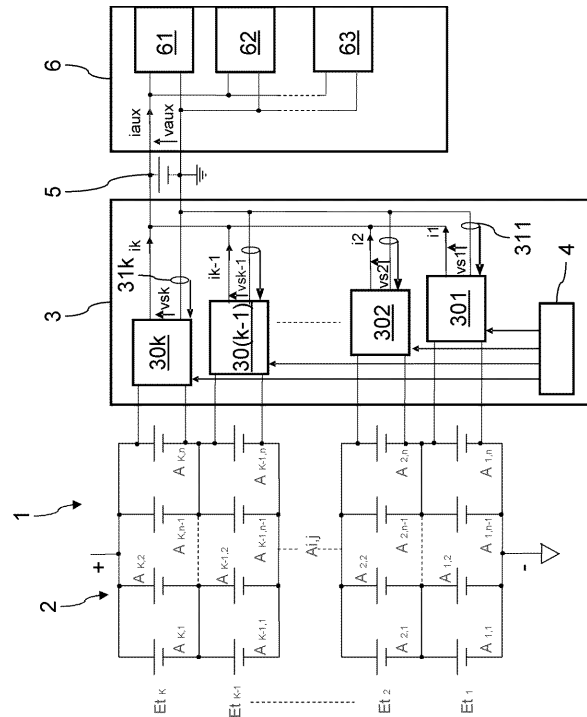
【 0 0 7 4 】

図示しないが、電源システム 1 は、都合の良いことに、蓄電池の段 E_{ti} の端子間の電圧を測定及びモニタリングする装置を有する。

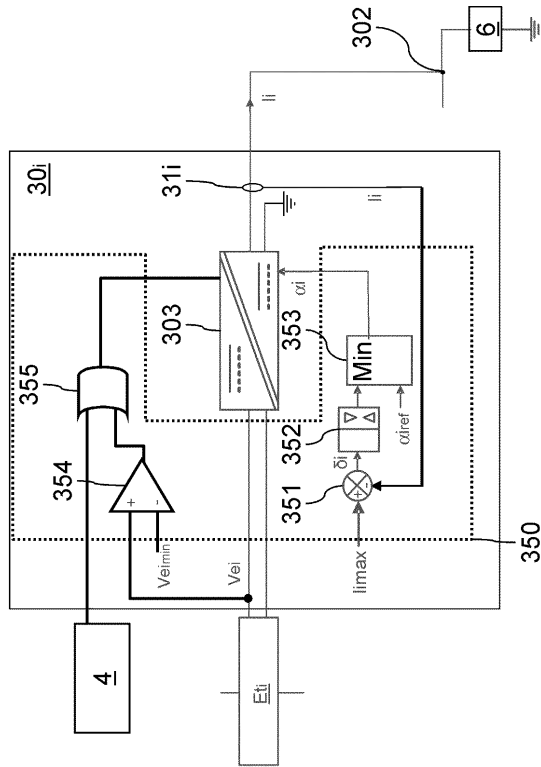
【 図 1 】



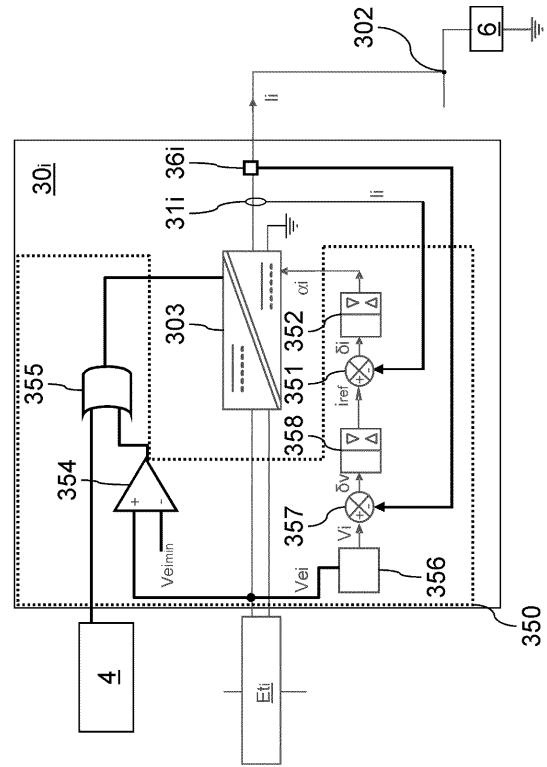
【 図 2 】



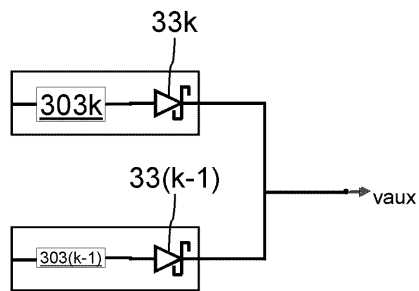
【図 7】



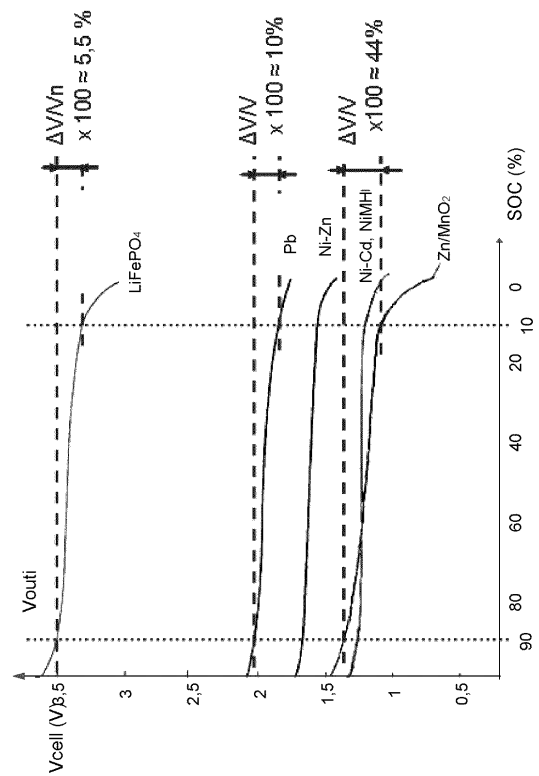
【図 8】



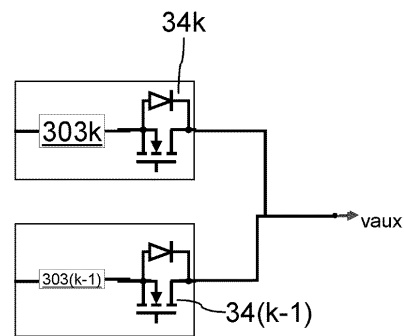
【図 9】



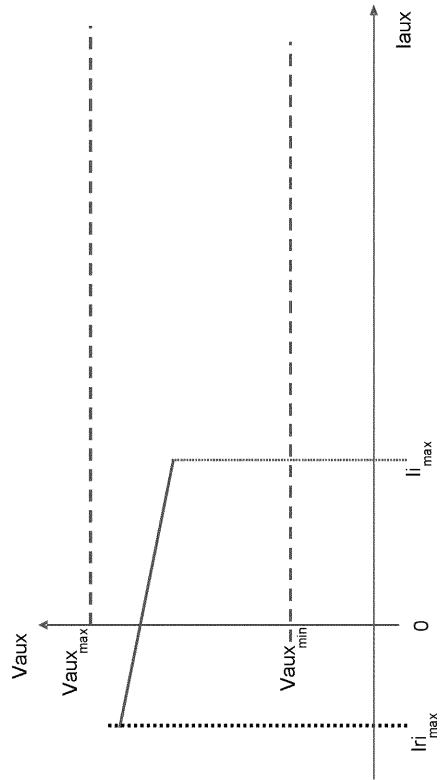
【図 11】



【図 10】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 デボア - ルノディン マチュー
フランス共和国 エフ - 3 8 2 5 0 ヴィラール=ド=ラン, アンパース デュ ジェルピエ 9
7

(72)発明者 ガルニエ ローラン
フランス共和国 エフ - 6 9 9 7 0 マレンヌ, アンパース デ グアンドンニエル 7 8

審査官 栗栖 正和

(56)参考文献 国際公開第2013/064407(WO, A1)
特開平07-337001(JP, A)
特表2014-533483(JP, A)
特表2006-507790(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/28
H02J 1/10
H02J 7/00
H02J 7/02