

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6554323号
(P6554323)

(45) 発行日 令和1年7月31日(2019.7.31)

(24) 登録日 令和1年7月12日(2019.7.12)

(51) Int. Cl.	F 1					
HO2J	7/10	(2006.01)	HO2J	7/10	B	
HO2M	3/28	(2006.01)	HO2M	3/28	Q	
HO2M	3/155	(2006.01)	HO2M	3/28	U	
			HO2M	3/155	H	
			HO2M	3/28	H	

請求項の数 8 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2015-105074 (P2015-105074)
 (22) 出願日 平成27年5月25日 (2015.5.25)
 (65) 公開番号 特開2016-220454 (P2016-220454A)
 (43) 公開日 平成28年12月22日 (2016.12.22)
 審査請求日 平成30年2月21日 (2018.2.21)

(73) 特許権者 509186579
 日立オートモティブシステムズ株式会社
 茨城県ひたちなか市高場2520番地
 (74) 代理人 100098660
 弁理士 戸田 裕二
 (72) 発明者 佐藤 史宏
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 株式会社日立製作所
 内
 (72) 発明者 嶋田 尊衛
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 株式会社日立製作所
 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】

直流バッテリーを充電する充電装置であって、
 電源からの直流電圧が入力され、当該直流電圧を変換する昇圧コンバータ部と、
 前記昇圧コンバータ部が変換した直流電圧が入力され、当該直流電圧を変換する降圧コンバータ部と、

前記降圧コンバータ部の動作を制御する制御部と、を備え、

前記直流バッテリーの電圧が当該直流バッテリーの充電完了電圧よりも低い所定の第1電圧から前記充電完了電圧までの間であるときは、前記降圧コンバータ部には、前記直流バッテリーの充電に従って前記第1電圧から前記充電完了電圧まで増加する可変電圧が入力され

10

、
 前記制御部は、前記直流バッテリーの電圧が前記第1電圧より低いときに、前記降圧コンバータ部への入力電圧が前記第1電圧となるように、前記降圧コンバータ部を電圧制御することを特徴とする充電装置。

【請求項2】

請求項1に記載の充電装置であって、

前記制御部は、前記直流バッテリーの電圧が前記第1電圧から前記充電完了電圧までの間であるときは、前記降圧コンバータ部への入力電圧が前記直流バッテリーの電圧となるように、前記降圧コンバータ部を電圧制御する充電装置。

【請求項3】

20

請求項 1 又は 2 に記載の充電装置であって、
前記昇圧コンバータ部には、前記第 1 電圧が入力される充電装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の充電装置であって、
前記制御部は、前記直流バッテリーへの供給電力が定電力となるように前記昇圧コンバータを制御する充電装置。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の充電装置であって、
前記制御部は、前記直流バッテリーの電圧が前記充電完了電圧以上であるときは、前記直流バッテリーへの供給電圧が一定となるように、前記昇圧コンバータ部を定電圧制御する充電装置。

10

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の充電装置であって、
交流電圧を直流電圧に変換する AC - DC コンバータ部を備え、
前記昇圧コンバータ部には、前記 AC - DC コンバータ部が変換した直流電圧が入力される充電装置。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の充電装置であって、
前記降圧コンバータ部は、当該降圧コンバータ部の入力側と出力側とを直流的に短絡する動作モードを有する充電装置。

20

【請求項 8】

直流バッテリーと、
前記直流バッテリーを充電する請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の充電装置と、を備えた充電システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電圧からバッテリーを充電する電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、地球環境保全への意識の高まりから、電気自動車やプラグインハイブリッド車の普及が望まれている。これらの車には、走行時にモータへ電力供給する直流バッテリーが搭載される。この直流バッテリーを商用の交流電源から充電するとき、より少ない電力で安全に充電するためには、変換効率が高く、商用電源と直流バッテリーとを絶縁する機能を備えた電源装置が必要になる。

30

【0003】

特許文献 1 には、AC - DC コンバータと共振形 DC - DC コンバータを備え、バッテリー電圧の上昇に伴い共振形 DC - DC コンバータの入力電圧を上昇させて変換効率の向上を狙った共振形充電装置が開示されている。

【先行技術文献】

40

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2012 - 085378 号公報（嶋田）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

直流バッテリーの充電を短い時間で完了するためには、入力できる最大電力で充電することが望ましい。したがって、直流バッテリーの電圧が低い条件においては充電電流が大きくなるため、特許文献 1 に開示された共振形充電装置では、共振形 DC - DC コンバータの電流容量が大きくなりやすい。

50

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、交流電圧を入力してバッテリーを充電する効率が高い充電装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

前記目的を達成するために本発明に係る充電装置は、直流電圧を変換する第1コンバータ部と前記第1コンバータ部と前記直流バッテリーの間に接続される第2コンバータ部とを備え、前記第2コンバータ部には、直流バッテリーの充電完了電圧よりも低い所定の第1電圧が一定時間入力される第1の動作モードと、前記第1電圧から前記充電完了電圧まで増加する可変電圧が入力される第2の動作モードとを備える。

10

【発明の効果】

【 0 0 0 8 】

本発明によれば、バッテリーを充電する効率が高い充電装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 0 9 】

【図1】第1の実施形態に係る充電装置1aの回路構成図である。

【図2】充電動作中におけるリンク電圧とバッテリー電圧の時間変化を表す図である。

【図3(a)】DC-DC回路9aの制御ブロックを示した図である。

【図3(b)】DC-DCコンバータ3aの制御ブロックを示した図である。

【図4(a)】DC-DC回路9aの制御ブロックの別の実施例を示した図である。

20

【図4(b)】DC-DCコンバータ3aの制御ブロックの別の実施例を示した図である。

【図5(a)】DC-DC回路9aの制御ブロックの別の実施例を示した図である。

【図5(b)】DC-DCコンバータ3aの制御ブロックの別の実施例を示した図である。

【図6】第4の実施形態に係る充電装置1aの回路構成図である。

【図7】第5の実施形態に係る充電装置1aの回路構成図である。

【図8】DC-DCコンバータ3aの別の実施例を示した回路構成図である。

【図9】本発明の充電装置を自動車に適用したシステム例である。

【発明を実施するための形態】

30

【 0 0 1 0 】

以下、図面を参照して、本発明に係る電力変換装置の実施の形態について説明する。なお、各図において同一要素については同一の符号を記し、重複する説明は省略する。

【 0 0 1 1 】

(第1の実施形態)

図1は、第1の実施形態に係る充電装置1aの回路構成図である。充電装置1aは、交流電源10から電力を入力され、直流バッテリー5へと電力を出力し、直流バッテリー5を充電する。

【 0 0 1 2 】

本実施例に係る充電装置1aは、絶縁型AC-DCコンバータ2aと、DC-DCコンバータ3aと、これらのコンバータを制御する制御手段11と、を備える。絶縁型AC-DCコンバータ2aと、DC-DCコンバータ3aとは、ノードNd1-Nd2を介して接続されている。絶縁型AC-DCコンバータ2aは、交流電源10から絶縁されたリンク電圧Vlinkを出力する。当該リンク電圧Vlinkは、ノードNd1-Nd2を介して接続されるDC-DCコンバータ3aに入力される。

40

【 0 0 1 3 】

絶縁型AC-DCコンバータ2aは、AC-DC回路8aと、DC-DC回路9aと、により構成される。AC-DC回路8aは、入力された交流電源10の電圧を変換して、直流電圧を出力する。AC-DC回路8aが出力した直流電圧は、DC-DC回路9aに入力される。DC-DC回路9aは、リンク電圧Vlinkを出力する。

50

【 0 0 1 4 】

AC - DC回路 8 aは、ブリッジ接続されたダイオード D 1 1 ~ D 1 4 により、交流電源 1 0 の電圧を全波整流している。この全波整流された電圧は、昇圧チョッパ回路に入力される。当該昇圧チョッパ回路は、平滑インダクタ L 1 と、スイッチング素子 Q 1 0 と、ダイオード D 1 0 と、平滑コンデンサ C 1 により構成される。AC - DC回路 8 aは、平滑コンデンサ C 1 の両端間に、直流電圧を出力する。制御手段 1 1 は、交流電源 1 0 からの入力電流を交流電源 1 0 の電圧と概ね相似な正弦波状に制御する力率改善制御を備えている。

【 0 0 1 5 】

DC - DC回路 9 aは、巻線 N 1 と巻線 N 2 とを磁気結合するトランス T 1 を有する。巻線 N 1 には、共振コンデンサ C r 1 および共振インダクタ L r 1 が直列接続される。なお、トランス T 1 の漏れインダクタンスや配線インダクタンスにより、共振インダクタ L r 1 を省略する場合もある。

10

【 0 0 1 6 】

DC - DC回路 9 aは、トランス T 1 の巻線 N 1 側に、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 をフルブリッジ接続したスイッチング回路を有する。当該スイッチング回路は、AC - DC回路 8 aの平滑コンデンサ C 1 から入力された直流電圧を矩形波状電圧に変換する。当該矩形波電圧は、共振コンデンサ C r 1、共振インダクタ L r 1 および巻線 N 1 の直列接続体に印加される。巻線 N 1 には、共振電流が流れる。

【 0 0 1 7 】

DC - DC回路 9 aは、トランス T 1 の巻線 N 2 側に、ダイオード D 2 1 ~ D 2 4 をブリッジ接続した整流回路を有する。当該整流回路は、巻線 N 2 に誘導された電流を整流する。整流された電流は、平滑コンデンサ C 2 により平滑化される。平滑コンデンサ C 2 の両端電圧は、ノード N d 1 - N d 2 間に、リンク電圧 V l i n k として出力される。このように、DC - DC回路 9 aは、共振形コンバータを構成しており、基本的にはスイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 のスイッチング周波数を変化させることで、出力 (V l i n k) を制御する。

20

【 0 0 1 8 】

本実施形態に係る DC - DCコンバータ 3 aは、端子 T m 1 - T m 2 間にリンク電圧 V l i n k が入力され、端子 T m 3 - T m 4 間から直流電圧を出力する。DC - DCコンバータ 3 aは、平滑コンデンサ C 3、スイッチング素子 Q 5、ダイオード D 3 1、平滑インダクタ L 2 および平滑コンデンサ C 4 を備える。平滑コンデンサ C 3 は、端子 T m 1 - T m 2 間に接続される。スイッチング素子 Q 5 とダイオード D 3 1 は直列に接続され、当該直列接続体は、端子 T m 1 - T m 2 間に接続される。平滑インダクタ L 2 および平滑コンデンサ C 4 は直列に接続され、当該直列接続体は、ダイオード D 3 1 の両端間に接続される。平滑コンデンサ C 4 の両端間の電圧は、端子 T m 3 - T m 4 間から出力される。そして、端子 T m 3 - T m 4 間には、直流バッテリー 5 が接続される。

30

【 0 0 1 9 】

スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 には、それぞれダイオード D 1 ~ D 5 が逆並列接続されている。ここで、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 として MOS F E T を用いた場合は、ダイオード D 1 ~ D 5 として MOS F E T の寄生ダイオードを利用することができる。また、並列に接続されている平滑コンデンサ C 2、C 3 のうち 1 つは省略できる場合がある。

40

【 0 0 2 0 】

充電装置 1 aは、電圧センサとして、交流電源 1 0 の全波整流電圧を検出する電圧センサ 2 1 と、AC - DC回路 8 aが出力する直流電圧を検出する電圧センサ 2 2 と、リンク電圧 V l i n k を検出する電圧センサ 2 3 と、平滑コンデンサ C 4 の電圧すなわち直流バッテリー 5 の電圧を検出する電圧センサ 2 4 と、を有する。また、充電装置 1 aは、電流センサとして、交流電源 1 0 の全波整流電流を検出する電流センサ 3 1 と、DC - DC回路 9 aの出力電流を検出する電流センサ 3 2 と、平滑インダクタ L 2 の電流すなわち直流バッテリー 5 の電流を検出する電流センサ 3 3 と、を有する。これらの電圧センサ、電流セン

50

サの出力は、制御手段 11 に入力される。

【0021】

前述のように、DC-DC回路9aは共振形コンバータを構成しており、基本的にはスイッチング素子Q1~Q4のスイッチング周波数を変化させることにより、巻線N1、N2に流れる共振電流の大きさを調整して出力を制御する。具体的には、スイッチング周波数を高くすることで出力電圧を低下（出力電力を減少）させ、逆にスイッチング周波数を低くすることで出力電圧を上昇（出力電力を増加）させる。

【0022】

したがって、出力電圧範囲を広くするためには、スイッチング周波数の変化範囲を広くする必要がある。しかしながら、スイッチング周波数を高くしすぎるとスイッチング素子Q1~Q4の遮断電流が増加してスイッチング損失が増加する。また、スイッチング周波数を低くしすぎるとスイッチング素子Q1~Q4や巻線N1、N2に流れる電流のピーク値が増加して導通損失が増加する場合がある。このように、DC-DC回路9aの出力電圧範囲すなわち絶縁型AC-DCコンバータ2aの出力電圧範囲を広くすると、損失が増加して効率が低下しやすい。

【0023】

これに対し、本実施形態の充電装置1は、降圧コンバータとして動作するDC-DCコンバータ3aを備えることによって、直流バッテリー5の電圧範囲よりもリンク電圧Vlinkの電圧範囲を狭めることが可能である。DC-DCコンバータ3aは、スイッチング素子Q5をスイッチング動作させて、端子Tm1-Tm2間から入力される電力を端子Tm3-Tm4間に出力する。このとき、スイッチング素子Q5のオン時間比率を制御することにより、リンク電圧Vlinkを直流バッテリー5の電圧以上の範囲で自由な電圧値、例えば概ね一定の電圧に維持することができる。

【0024】

また、スイッチング素子Q5をオン状態に固定すればスルー動作となり、端子Tm1-Tm2間と端子Tm3-Tm4間との間が平滑インダクタL2を介して直流的には実質的に短絡できる。このスルー動作を実施すると、スイッチング素子Q5をスイッチング動作させないためスイッチング損失や平滑インダクタL2のコア損失を抑制しつつ、リンク電圧Vlinkと直流バッテリー5の電圧とを概ね等しい電圧値に維持できる。

【0025】

本実施形態の充電装置1aは、スイッチング素子Q5のスイッチング動作によりリンク電圧Vlinkを降圧させるDC-DCコンバータ3aを備えるため、リンク電圧Vlinkの電圧範囲を直流バッテリー5の電圧範囲よりも小さくすることができる。これにより、絶縁型AC-DCコンバータ2aの出力電圧範囲を狭めることができ、絶縁型AC-DCコンバータ2aにおける効率低下を抑制することができる。したがって、本実施形態に係る充電装置1aは、交流電源10から直流バッテリー5への充電を高い効率で行うことができる。

【0026】

なお、DC-DCコンバータ3aのスイッチング素子Q5をスイッチング動作させると、スイッチング損失や平滑インダクタL2のコア損失が発生するため、リンク電圧Vlinkを一定電圧に維持しようとする、逆に効率が低下する場合がある。しかしその場合であっても、リンク電圧Vlinkの電圧範囲を狭めることによる効率向上（損失低減）効果が、スイッチング素子Q5をスイッチング動作させることによる効率低下（損失増大）分より小さい場合に、スルー動作させるようにすればよい。

【0027】

以上に説明した充電装置1aを用いた、好ましい充電動作例について図2を用いて説明する。図2は、充電動作中におけるリンク電圧Vlinkとバッテリー電圧Voutの時間変化を表す図である。図中において、実線はリンク電圧Vlinkを示し、破線はバッテリー電圧Voutを示している。

【0028】

上述したように、本実施形態に係る充電装置 1 a は、DC - DC 回路 9 a から出力されるリンク電圧 V_{link} を、DC - DC コンバータ 3 a が降圧動作ないしはスルー動作して、直流バッテリー 5 に V_{out} を出力する。図 2 における期間 A においては、スイッチング素子 Q 5 のオン時間比率を制御することにより、リンク電圧 V_{link} を所定の第 1 電圧に維持している。

【0029】

ここで、第 1 電圧とは、直流バッテリー 5 の充電完了電圧よりも低い電圧である。本実施形態においては特に、この第 1 電圧を、AC - DC 回路 8 a から DC - DC 回路 9 a に入力される電圧とする。このとき、DC - DC 回路 9 a の出力電圧である V_{link} は、DC - DC 回路 9 a の入力電圧である第 1 電圧よりも高い電圧であるので、DC - DC 回路 9 a は、昇圧動作を行う昇圧コンバータである。DC - DC 回路 9 a が昇圧コンバータとして動作するのであれば、トランス T 1 の巻線 N 1 と N 2 の巻数比を調整することにより、DC - DC 回路 9 a 部における効率を高くすることができる。

10

【0030】

図 2 の期間 A において、DC - DC コンバータ 3 a は、リンク電圧 V_{link} を降圧し、直流バッテリー 5 へ V_{out} を出力している。そして、スイッチング素子 Q 5 のオン時間比率が徐々に増加するに従い、直流バッテリー 5 へ出力される電圧である V_{out} が増加する。

【0031】

V_{out} が第 1 電圧を超えると、スイッチング素子 Q 5 のオン時間比率が上限値に達する。以後は、スイッチング素子 Q 5 がオン状態に固定されたスルー動作となる。スルー動作期間は、図 2 の期間 B で示されている。期間 B 中は、スイッチング素子 Q 5 をスイッチング動作させないため、スイッチング損失や平滑インダクタ L 2 のコア損失が抑制される。なお、図 2 の期間 B においては、 V_{link} と V_{out} を視認しやすいように敢えて、 V_{link} を示す実線と、 V_{out} を示す破線を重ねずに図示している。

20

【0032】

そして、バッテリー電圧 V_{out} が所定の充電完了電圧に達すると、充電動作が完了する。なお、本実施形態では、充電完了電圧として、直流バッテリー 5 が満充電となる電圧を用いている。しかしながら、本発明でいうところの充電完了電圧としては、特にこれに限る必要はない。例えば、満充電状態の 95% 程度といったような、所定の目標電圧まで充電する場合には、当該目標電圧を充電完了電圧とすればよい。また、本発明でいうところの充電完了電圧として、別の条件により充電が完了ないしは停止した時点におけるバッテリー電圧を指して充電完了電圧としてもよい。

30

【0033】

図 3 (a) は、制御手段 1 1 が DC - DC 回路 9 a を制御するための基本的な制御ブロックを示した図である。図 3 (b) は、DC - DC コンバータ 3 a を制御するための基本的な制御ブロックを示した図である。

【0034】

DC - DC 回路 9 a の制御ブロック 1 2 a は、目標となる出力電圧 V_{ref1} に対して、電圧センサ 2 4 によって検出された電圧 V_{out} による一般的な PI フィードバック制御により、制御電流 I_{ref1} を得る。 I_{ref1} は、電流上限値 I_{max} を超えない値に制限される。そして、目標となるリンク電流 I_{ref1} に対して、電流センサ 3 2 によって検出された電流 I_{link} による PI フィードバック制御によって得られる制御値 $duty_1$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

40

【0035】

同様に、DC - DC コンバータ 3 a の制御ブロック 1 3 a は、目標となる出力電圧 V_{ref2} に対して、電圧センサ 2 3 によって検出された電圧 V_{link} による一般的な PI フィードバック制御によって制御電流 I_{ref2} を得る。そして、制御電流 I_{ref2} に対し、電流センサ 3 3 によって検出された電流 I_{out} による PI フィードバック制御に

50

よって得られる制御値 $duty_2$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

【0036】

ここで、 V_{ref1} は、バッテリーの充電完了電圧に設定する。 V_{ref1} がバッテリーの充電完了電圧に達すると、 I_{ref1} が減少する。すると、DC-DC回路9aは出力電力を減少させる。

【0037】

また、 V_{ref2} は、第1電圧に設定する。バッテリー電圧が第1電圧より低い範囲(図2の領域A)では、DC-DCコンバータ3aは、リンク電圧を第1電圧に維持する。バッテリー電圧が第1電圧より高い範囲(図2の領域B)では、DC-DCコンバータ3aは、

10

【0038】

I_{max} は充電器の出力電力指令値 P_{outref} から、電圧センサ23によって検出された電圧 V_{link} を除算した値、すなわち P_{outref} / V_{link} で与えられる。定電力制御を行う場合、 P_{outref} は定格出力電力値を入力する。定電流制御を行う場合、 P_{outref} は定格出力電流指令値と電圧センサ24によって検出された電圧 V_{out} の積、すなわち $I_{outref} \times V_{out}$ で与えられる。

【0039】

以上のように制御することで、 V_{out} が第1電圧よりも低い時は、DC-DCコンバータ3aには第1電圧が入力され、 V_{out} が第1電圧から充電完了電圧までの間である時は、DC-DCコンバータ3aには前記直流バッテリーの充電に従って前記第1電圧から前記充電完了電圧まで増加する可変電圧が入力される。

20

【0040】

(第2の実施形態)

次に、第2の実施形態について説明する。基本的な構成は、図1、図2で説明した第1の実施形態と同じであるが、図3で説明したDC-DC回路9a及びDC-DCコンバータ3aの制御方式が異なる。本実施形態においては、 V_{out} に応じて制御を切り替える。

【0041】

図4(a)は、制御手段11がDC-DC回路9aを制御するための基本的な制御ブロックを示した図である。本実施形態では、DC-DC回路9aの制御ブロック12bは、目標電圧生成ブロック15を有する。DC-DC回路9aの制御ブロック12bは、まず目標電圧生成ブロック15において、 V_{out} と第1電圧を比較する。 V_{out} が第1電圧よりも低い場合には電圧指令値 V_{ref3} を選択し、 V_{out} が第1電圧よりも高い場合には電圧指令値 V_{ref4} を選択する。 V_{ref3} は第1電圧、 V_{ref4} はバッテリーの充電完了電圧に設定する。

30

【0042】

V_{out} が第1電圧よりも低い範囲における、DC-DC回路9aの制御ブロック12bの働きについて説明する。これは、図2における領域Aに相当する。まず、目標となる出力電圧 V_{ref3} に対して、電圧センサ23によって検出された電圧 V_{link} による一般的なPIフィードバック制御により制御電流 I_{ref3} を得る。得られる制御電流 I_{ref3} に対して、電流センサ32によって検出された電流 I_{link} によるPIフィードバック制御によって制御値 $duty_3$ を得る。得られる制御値 $duty_3$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

40

【0043】

V_{out} が第1電圧よりも高い範囲における、DC-DC回路9aの制御ブロック12bの働きについて説明する。これは、図2における領域Bに相当する。まず、目標となる出力電圧 V_{ref4} に対して、電圧センサ23によって検出された電圧 V_{link} による一般的なPIフィードバック制御により制御電流 I_{ref4} を得る。得られる制御電流 I

50

ref 4は、電流上限値生成ブロック141bにより与えられる電流上限値 I_{max} を超えない値に制限される。そして、目標となる出力電流 $I_{ref 4}$ に対して、電流センサ32によって検出された電流 I_{link} によるPIフィードバック制御によって制御値 $duty 4$ を得る。得られる制御値 $duty 4$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

【0044】

図4(b)は、DC-DCコンバータ3aを制御するための基本的な制御ブロックを示した図である。本実施形態では、DC-DCコンバータ3aの制御ブロック13bは、目標電圧生成ブロック16を有する。DC-DCコンバータ3aの制御ブロック13bは、目標電圧生成ブロック16において、 V_{out} と第1電圧を比較する。

10

【0045】

V_{out} が第1電圧よりも低い範囲では、DC-DCコンバータ3aの制御ブロック13bは、目標となる出力電圧 $V_{ref 5}$ に対して、電圧センサ24によって検出された電圧 V_{out} による一般的なPIフィードバック制御により制御電流 $I_{ref 5}$ を得る。ここで $V_{ref 5}$ は、バッテリーの充電完了電圧に設定される。得られる制御電流 $I_{ref 5}$ は、電流上限値生成ブロック142bにより与えられる電流上限値 I_{max} を超えない値に制限される。そして、目標となる出力電流 $I_{ref 5}$ に対して、電流センサ33によって検出された電流 I_{out} によるPIフィードバック制御によって制御値 $duty 5$ を得る。得られた制御値 $duty 5$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

20

【0046】

V_{out} が第1電圧よりも高い範囲では、DC-DCコンバータ3aの制御ブロック13bは、制御を行わずスイッチング素子Q5をオン状態に固定させるように、 $duty 6$ を生成する。

【0047】

I_{max} は充電器の出力電力指令値 $P_{out ref}$ から、電圧センサ24によって検出された電圧 V_{out} を除算した値、すなわち $P_{out ref} / V_{out}$ で与えられる。定電力制御を行う場合、 $P_{out ref}$ は定格出力電力値を入力し、定電流制御を行う場合、 $P_{out ref}$ は定格出力電流指令値と電圧センサ24によって検出された電圧 V_{out} の積、すなわち $I_{out ref} \times V_{out}$ で与えられる。

30

【0048】

以上のように制御することにより、 V_{out} が第1電圧より低い範囲では、DC-DC回路9aがリンク電圧を第1電圧で一定となるように制御し、DC-DCコンバータ3aが出力電力を制御する。 V_{out} が第1電圧より高い範囲では、DC-DC回路9aが出力電力を制御し、DC-DCコンバータ3aはスイッチングを停止する。直流バッテリーの電圧値に応じて目標電圧値を切り替えることで、DC-DCコンバータ3aのスルー動作が実現できる。

【0049】

本実施形態では、バッテリー電圧に応じて制御を切り替えており、安定動作を確保することを目的に、切り替え時に出力電力を減少させる場合がある。具体的な手段としては、制御切り替え動作時に、出力電力指令値 $P_{out ref}$ を充電器定格出力電力値より小さい値に設定し、制御的に切り替えた後、 $P_{out ref}$ を充電器定格出力電力値に再設定する。これにより、制御切り替え時に回路を流れる電流が小さくなるため、DC-DCコンバータ3aの動作の安定をはかる上で有効である。

40

【0050】

(第3の実施形態)

次に、第3の実施形態について説明する。基本的な構成は、図1、図2で説明した第1の実施形態と同じであるが、図3で説明したDC-DC回路9a及びDC-DCコンバータ3aの制御方式が異なる。本実施形態においては、 V_{out} に応じて出力電力指令値を可変する。

50

【 0 0 5 1 】

図5 (a) は、制御手段 1 1 が DC - DC 回路 9 a を制御するための基本的な制御ブロックを示した図である。本実施形態では、DC - DC 回路 9 a の制御ブロック 1 2 c は、目標電力生成ブロック 1 7 を有する。目標電力生成ブロック 1 7 は、 V_{out} が第 1 電圧よりも低い場合には $P_{outref2}$ を、 V_{out} が第 1 電圧よりも高い場合には $P_{outref3}$ を選択する。 $P_{outref2}$ は充電器定格出力電力より大きな値に設定され、 $P_{outref3}$ は充電器定格出力電力値を設定される。

【 0 0 5 2 】

V_{out} が第 1 電圧よりも低い範囲における、DC - DC 回路 9 a の制御ブロック 1 2 c の働きについて説明する。まず、目標となる出力電圧 V_{ref6} に対して、電圧センサ 2 3 によって検出された電圧 V_{link} による一般的な PI フィードバック制御により制御電流 I_{ref6} を得る。得られた制御電流 I_{ref6} は電流上限値生成ブロック 1 4 1 c により与えられる電流上限値 I_{max} を超えない値に制限される。その際、電流上限値 I_{max} は、 $P_{outref2} / V_{link}$ で得られる。そして、目標となる出力電流 I_{ref6} に対して、電流センサ 3 2 によって検出された電流 I_{link} による PI フィードバック制御によって制御値 $duty7$ を得る。得られた制御値 $duty7$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

10

【 0 0 5 3 】

V_{out} が第 1 電圧よりも高い範囲では、目標電力生成ブロック 1 7 の出力を $P_{outref3}$ とする。電流上限値 I_{max} は、 $P_{outref3} / V_{link}$ で与えられる。その他は V_{out} が第 1 電圧よりも低い範囲における制御と同様である。

20

【 0 0 5 4 】

図5 (b) は、DC - DC コンバータ 3 a を制御するための基本的な制御ブロックを示した図である。本実施形態では、DC - DC コンバータ 3 a の制御ブロック 1 3 c は、目標電力生成ブロック 1 8 を有する。DC - DC コンバータ 3 a の制御ブロック 1 3 c は、目標電力生成ブロック 1 8 において、 V_{out} と第 1 電圧を比較する。

【 0 0 5 5 】

V_{out} が第 1 電圧よりも低い範囲における、DC - DC コンバータ 3 a の制御ブロック 1 3 c の働きについて説明する。まず、目標となる出力電圧 V_{ref7} に対して、電圧センサ 2 4 によって検出された電圧 V_{out} による一般的な PI フィードバック制御により制御電流 I_{ref7} を得る。得られた制御電流 I_{ref7} は、電流上限値生成ブロック 1 4 2 c により与えられる電流上限値 I_{max} を超えない値に制限される。その際、 $P_{outref4}$ は、充電器定格出力電力に設定される。 I_{max} は、 $P_{outref4} / V_{out}$ で得られる。そして、目標となる出力電流 I_{ref7} に対して、電流センサ 3 3 によって検出された電流 I_{out} による PI フィードバック制御によって制御値 $duty8$ を得る。得られる $duty8$ を用いて、スイッチング信号生成ブロックで各スイッチング素子の制御パルスを出力する。

30

【 0 0 5 6 】

V_{out} が第 1 電圧よりも高い範囲では、DC - DC コンバータ 3 a の制御ブロック 1 3 c は、制御を行わずスイッチング素子 $Q5$ をオン状態に固定させるように、 $duty9$ を生成する。

40

【 0 0 5 7 】

以上のように制御することにより、 V_{out} が第 1 電圧より低い範囲では、DC - DC 回路 9 a がリンク電圧を第 1 電圧で一定となるように制御し、DC - DC コンバータ 3 a が出力電力を制御する。DC - DC 回路 9 a は、 $P_{outref2}$ で出力制限するものの、DC - DC コンバータ 3 a の出力電力制限が働くため動作しない。 V_{out} が第 1 電圧より高い範囲では、DC - DC 回路 9 a が出力電力を制御し、DC - DC コンバータ 3 a はスイッチングを停止する。直流バッテリーの電圧値に応じて目標電力値を切り替えることで、DC - DC コンバータ 3 a のスルー動作が実現できる。

【 0 0 5 8 】

50

なお、本実施形態でも、第2の実施形態と同様に、バッテリー電圧に応じて制御を切り替えており、安定動作を確保することを目的に、切り替え時に出力電力を減少させる場合がある。具体的な手段としては、制御切り替え動作時に、出力電力指令値 P_{outref} を充電器定格出力電力値より小さい値に設定し、制御的に切り替えた後、 P_{outref} を充電器定格出力電力値に再設定する。これにより、制御切り替え時に回路を流れる電流が小さくなるため、DC-DCコンバータ3aの動作の安定をはかる上で有効である。

【0059】

(第4の実施形態)

図6は、第4の実施形態に係る充電装置1bの回路構成図である。この充電装置1bが図1に示した第1の実施形態に係る充電装置1aと異なる点は、DC-DCコンバータ3a部において、 $T_{m1} - T_{m3}$ 間をバイパスするようにスイッチング素子Q6を接続した点である。

10

【0060】

V_{out} が第1電圧より低い場合には、DC-DCコンバータ3b内のスイッチング素子Q5は、図3～図5に示すいずれかの制御に基づきスイッチングし、スイッチング素子Q6はオフ状態である。 V_{out} が第1電圧より高い場合に、上述の実施形態では、スイッチング素子Q5をオン状態に固定したが、本実施形態では、スイッチング素子Q5をオフ状態、スイッチング素子Q6をオン状態に固定する。

【0061】

本実施形態は、スイッチング素子Q6を設け、スルー動作時にスイッチング素子Q6をオンすることで、スルー動作時における平滑インダクタL2の巻線損失を低減できる。したがって、図1の構成と比較して、効率が高いという利点がある。

20

【0062】

(第5の実施形態)

図7は、第5の実施形態に係る充電装置1cの回路構成図である。本実施形態の充電装置1cは、絶縁型AC-DCコンバータ2cと、DC-DCコンバータ3cとを備える。絶縁型AC-DCコンバータ2cと、DC-DCコンバータ3cとは、ノードNd11-Nd12を介して接続されている。なお、制御手段11及び制御手段11に接続される各種センサや信号線は、図中からは省略している。

30

【0063】

絶縁型AC-DCコンバータ2cは、AC-DC回路8cと、DC-DC回路9cと、により構成される。

【0064】

本実施形態に係るAC-DC回路8cは、直列接続されたダイオードD15及びスイッチング素子Q11と、直列接続されたダイオードD16及びスイッチング素子Q12と、を有する。これらの直列接続されたダイオード及びスイッチング素子は、平滑コンデンサC1の両端間に並列接続される。ダイオード15及びスイッチング素子Q11の接続点には、平滑インダクタL11の一端が接続される。ダイオード16及びスイッチング素子Q12の接続点には、平滑インダクタL12の一端が接続される。交流電源10は、平滑インダクタL11の他端と平滑インダクタL12の他端との間に接続される。スイッチング素子Q11、Q12には、それぞれダイオードDQ11、DQ12が逆並列接続されている。

40

【0065】

このように、AC-DC回路8cは、交流電源10からの電源を入力し、平滑コンデンサC1の両端間に直流電圧を出力するブリッジレス回路となっている。このブリッジレス回路であるAC-DC回路8cは、図1のAC-DC回路8aと比べ、効率が高いという利点がある。

【0066】

本実施形態に係るDC-DC回路9cは、図1でトランスT1の巻線N1側に接続され

50

るスイッチング回路と、トランス T 1 の巻線 N 2 側に接続される整流回路の構成が異なっている。

【 0 0 6 7 】

トランス T 1 の巻線 N 1 側に接続されるスイッチング回路は、スイッチング素子 Q 1 と Q 2 を直列に接続したハーフブリッジ回路を有する。スイッチング素子 Q 1 と Q 2 の接続点は、共振インダクタ L r 1 を解して巻線 N 1 の一端に接続される。また、平滑コンデンサ C 1 の両端間と並列に、直列接続された共振コンデンサ C r 1 1、C r 1 2 を有する。共振コンデンサ C r 1 1 と C r 1 2 の接続点は、巻線 N 1 の他端に接続される。トランス T 1 の巻線 N 2 側に接続される整流回路は、図 1 におけるダイオード D 2 3、D 2 4 を、それぞれ平滑コンデンサ C 2 1、C 2 2 に置き換えた構成となっている。

10

【 0 0 6 8 】

DC - DC 回路 9 c は、ノード N d 1 1 - N d 1 2 間にリンク電圧 V l i n k を出力する。この DC - DC 回路 9 c は、図 1 のフルブリッジ回路を採用した DC - DC 回路 9 a と比べ、回路を簡素化しやすい。

【 0 0 6 9 】

DC - DC コンバータ 3 c は、端子 T m 1 - T m 2 間にリンク電圧 V l i n k が入力され、端子 T m 3 - T m 4 間から直流電圧を出力する。DC - DC コンバータ 3 c は、平滑コンデンサ C 3、スイッチング素子 Q 5、Q 7、ダイオード D 3 1、D 3 2、平滑インダクタ L 2 1 および平滑コンデンサ C 4 を備える。平滑コンデンサ C 3 は、端子 T m 1 - T m 2 間に接続される。スイッチング素子 Q 5 とダイオード D 3 1 は直列に接続され、当該直列接続体は、端子 T m 1 - T m 2 間に接続される。ダイオード D 3 1 の両端間には並列に、直列接続された平滑インダクタ L 2 1 およびスイッチング素子 Q 7 が接続される。スイッチング素子 Q 7 の両端間には並列に、直列接続されたダイオード D 3 2 および平滑コンデンサ C 4 が接続される。平滑コンデンサ C 4 の両端間の電圧は、端子 T m 3 - T m 4 間から出力される。そして、端子 T m 3 - T m 4 間には、直流バッテリー 5 が接続される。

20

【 0 0 7 0 】

スイッチング素子 Q 1、Q 2、Q 5、Q 7 には、それぞれダイオード D 1、D 2、D 5、D 7 が逆並列接続されている。

【 0 0 7 1 】

なお、リンク電圧 V l i n k より直流バッテリー 5 の電圧の方が常に高い場合には、DC - DC コンバータ 3 c を図 8 に示す DC - DC コンバータ 3 d に置き換えることができる。DC - DC コンバータ 3 d は、端子 T m 1 - T m 2 間に接続された平滑コンデンサ C 3 を有する。平滑コンデンサ C 3 の両端間には並列に、直列接続された平滑インダクタ L 2 2 およびスイッチング素子 Q 8 が接続される。スイッチング素子 Q 8 の両端間には並列に、直列接続されたダイオード D 3 3 および平滑コンデンサ C 4 が接続される。平滑コンデンサ C 4 の両端間の電圧は、端子 T m 3 - T m 4 間から出力される。

30

【 0 0 7 2 】

この DC - DC コンバータ 3 d は、DC - DC コンバータ 3 c に比べて簡素化しつつ、高い直流バッテリー 5 の電圧に対応可能である。もちろん、スイッチング素子 Q 8 をオフ状態に固定すればスルー動作が実施できる。

40

【 0 0 7 3 】

上述した実施形態に係る充電装置は、出力電圧に応じて制御される直流のリンク電圧と直流バッテリーとの間に DC - DC コンバータを備え、直流バッテリーよりも電圧範囲の狭いリンク電圧を生成して、直流バッテリーへ電力を供給する。

【 0 0 7 4 】

(第 6 の実施形態)

図 9 は、上述した実施形態に係る充電装置を備えたシステムの例として、充電装置 1 を EV に適用した例を示す。

【 0 0 7 5 】

車両に搭載されるモータは、HV バッテリーに蓄電される直流電力をインバータで交流電

50

力に変換され、駆動する。逆に、モータで発生する回生電力をインバータを介してHVバッテリーに蓄電する。HVバッテリーに蓄電された電力（例えば、170～450V）は、DC-DCコンバータによって降圧され（例えば、12V～14V）、LVバッテリーに出力され、補機の駆動電力として用いられる。

【0076】

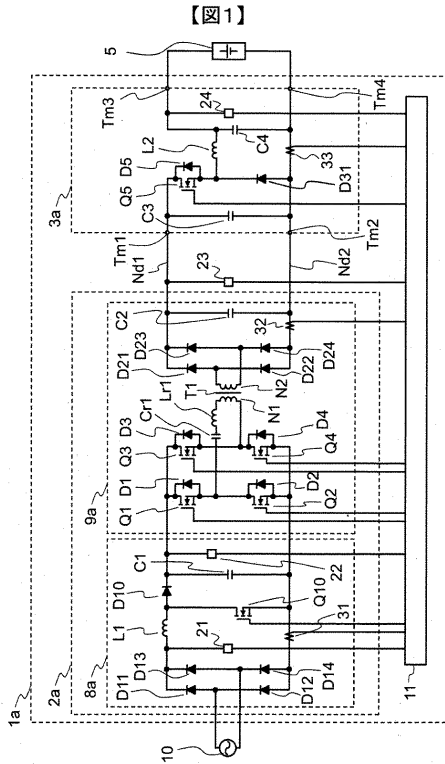
本実施形態における充電装置は、外部の交流電源と接続される。そして、第1～第5の実施形態において説明したような制御により、HVバッテリーを充電する。

【符号の説明】

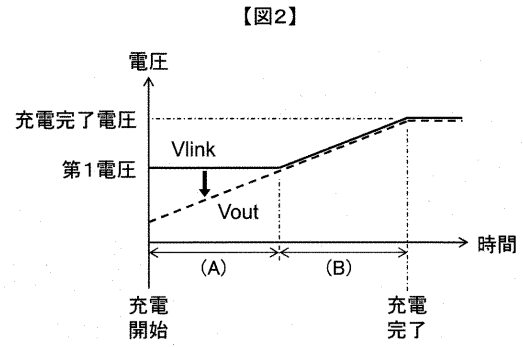
【0077】

1 a、1 b、1 c ... 充電装置	10
2 a、2 b、2 c ... 絶縁型 AC - DC コンバータ	
3 a、3 b、3 c、3 d ... DC - DC コンバータ	
8 a、8 b、8 c ... AC - DC 回路	
9 a、9 b、9 c ... DC - DC 回路	
5 ... 直流バッテリー	
10 ... 交流電源	
11 ... 制御手段	
12 a、12 b、12 c ... DC - DC 回路制御ブロック	
13 a、13 b、13 c ... DC - DC コンバータ制御ブロック	
14 a、141 b、142 b、141 c、142 c ... 電流上限値生成ブロック	20
15、16 ... 目標電圧生成ブロック	
17、18 ... 目標電力生成ブロック	
21、22、23、24 ... 電圧センサ	
31、32、33 ... 電流センサ	
Vlink ... リンク電圧	
Vout ... バッテリー電圧	
Q1～Q8、Q10～Q12 ... スイッチング素子	
D1～D8、D10～D16、D21～D24、DQ11、DQ12 ... ダイオード	
C1～C4、C21、C22 ... 平滑コンデンサ	
L1、L2、L11、L12、L21、L22 ... 平滑インダクタ	30
Cr1、Cr11、Cr12 ... 共振コンデンサ	
Lr1 ... 共振インダクタ	
T1 ... トランス	
N1、N2 ... 巻線	
Tm1～Tm4 ... 端子	
Nd1、Nd2、Nd11、Nd12 ... ノード。	

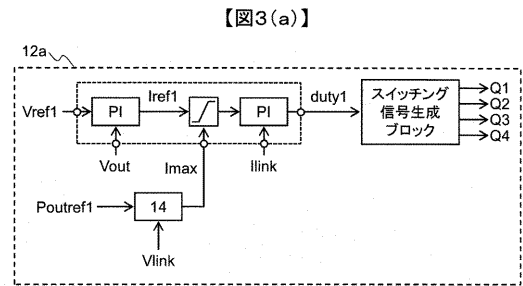
【図1】



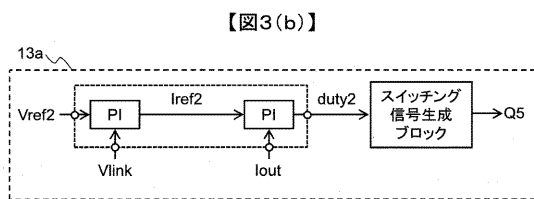
【図2】



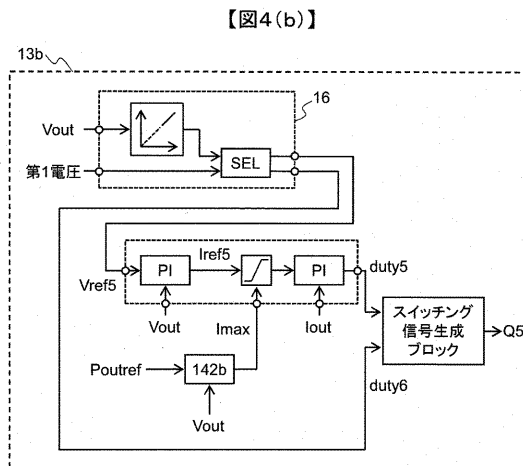
【図3(a)】



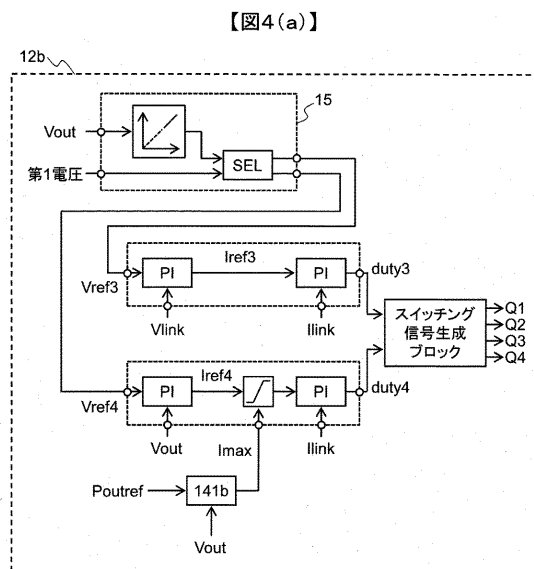
【図3(b)】



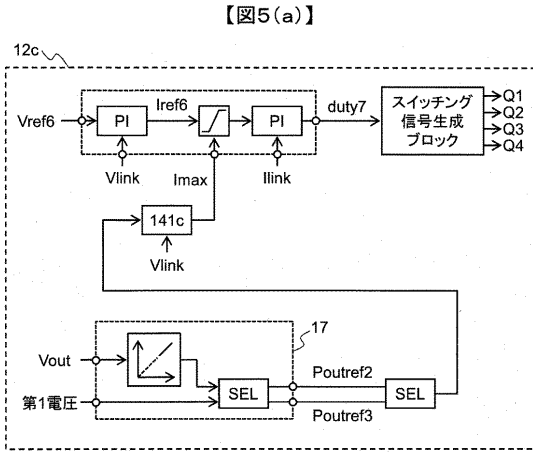
【図4(b)】



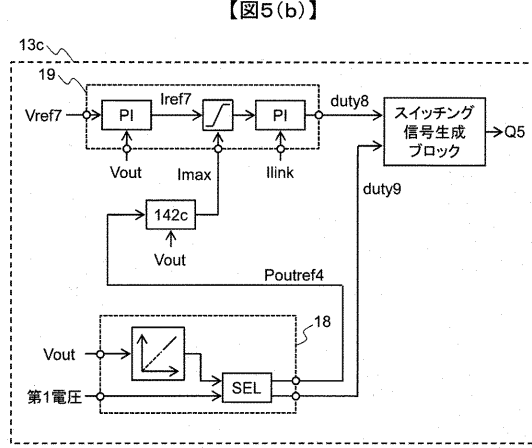
【図4(a)】



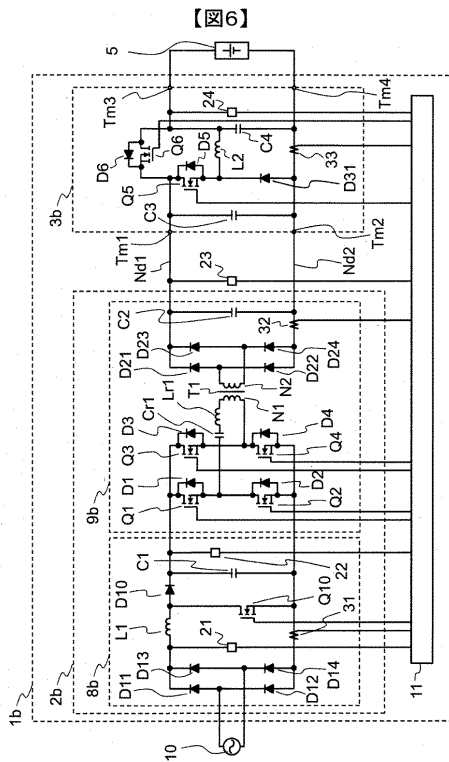
【図5(a)】



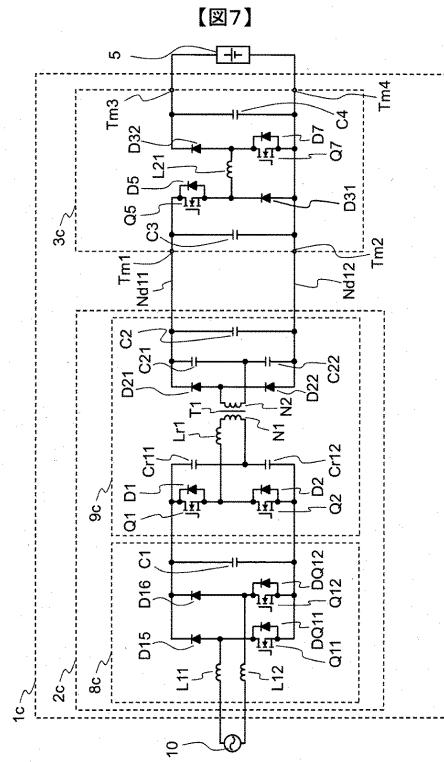
【図5(b)】



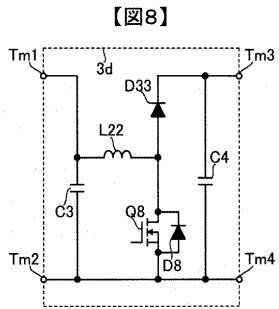
【図6】



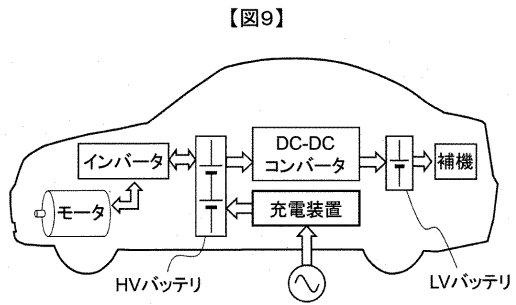
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

- (72)発明者 石垣 卓也
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
株式会社日立製作所内
- (72)発明者 大内 貴之
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
株式会社日立製作所内
- (72)発明者 庄司 浩幸
茨城県ひたちなか市高場2520番地
式会社内
日立オートモティブシステムズ株
- (72)発明者 高橋 直也
茨城県ひたちなか市高場2520番地
式会社内
日立オートモティブシステムズ株
- (72)発明者 岸本 永呉
茨城県ひたちなか市高場2520番地
式会社内
日立オートモティブシステムズ株

審査官 原 嘉彦

- (56)参考文献 特開2014-192038(JP,A)
国際公開第2011/118118(WO,A1)
特開2008-199804(JP,A)
特開2006-158103(JP,A)
国際公開第2005/050813(WO,A1)
特開2007-259648(JP,A)
特開2015-070678(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02J 7/00 - 7/12
7/34 - 7/36
H02M 3/00 - 3/44