

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5321282号
(P5321282)

(45) 発行日 平成25年10月23日(2013.10.23)

(24) 登録日 平成25年7月26日(2013.7.26)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 E
 HO2M 7/48 F

請求項の数 6 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2009-150536 (P2009-150536)	(73) 特許権者	000003609
(22) 出願日	平成21年6月25日 (2009.6.25)		株式会社豊田中央研究所
(65) 公開番号	特開2011-10426 (P2011-10426A)		愛知県長久手市横道4 1 番地の1
(43) 公開日	平成23年1月13日 (2011.1.13)	(74) 代理人	100075258
審査請求日	平成24年3月15日 (2012.3.15)		弁理士 吉田 研二
		(74) 代理人	100096976
			弁理士 石田 純
		(72) 発明者	渡辺 良利
			愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1
			番地の1 株式会社豊田中央研究所内
		(72) 発明者	天野 也寸志
			愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1
			番地の1 株式会社豊田中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

外部交流電源の単相交流電源電圧 $V(t)$ をダイオード整流素子で直流電圧に変換し、電力変換器を用いて、直流電圧の昇降圧を可能としつつ、バッテリーを充電するための直流出力電圧 V_b を制御する電力制御装置であって、

電力変換器または電力変換器に接続されたモータが有するリアクトル成分の電流を検出する電流検出部と、

正弦波の交流電流指令値の絶対値に、検出された交流電源電圧 $V(t)$ 及び直流出力電圧 V_b から決定される分流比 $\{1 + (|V(t)| / V_b)\}$ を乗じた値と、リアクトル成分の検出電流との偏差に補償器を乗じて、補償器から出力される値に直流出力電圧 V_b を加算し、交流電源電圧 $V(t)$ の絶対値に直流出力電圧 V_b を加算した値 $(|V(t)| + V_b)$ で除算してPWM変調率を演算する演算部と、

演算部で演算したPWM変調率とキャリア信号とを比較し、PWM信号を生成し、PWM信号を電力変換器のスイッチング素子のゲートに出力するPWM信号出力部と、を備え、

PWM信号出力部から電力変換器のスイッチング素子のゲートにPWM信号を出力し、電力変換器のスイッチング素子をオンオフ制御することで外部交流電源からバッテリーへの充電を可能とすることを特徴とする電力制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載の電力制御装置において、

位相が120度ずつ異なる3相のキャリア信号を出力する3相キャリア信号出力部を備え、

PWM信号出力部は、演算部で演算したPWM変調率と、3相のキャリア信号とを比較し、位相が120度ずつ異なる各相用のPWM信号を生成し、各相用のPWM信号を、電力変換器の3相のスイッチング素子のゲートに出力する3相PWM信号出力部であり、

3相PWM信号出力部から電力変換器の3相のスイッチング素子のゲートに各相用のPWM信号を出力し、電力変換器のスイッチング素子をオンオフ制御することで外部交流電源からバッテリーへの充電を可能とすることを特徴とする電力制御装置。

【請求項3】

請求項1または請求項2に記載の電力制御装置において、

電力変換器は、バッテリーに接続されたインバータであり、

電流検出部は、インバータに接続されたモータが有するリアクトル成分の電流であって、モータの固定子巻線の中性点電流を検出し、

モータは、インバータの出力側に接続され、インバータにより駆動され、

PWM信号出力部は、演算部で演算したPWM変調率とキャリア信号とを比較し、各相用のPWM信号を生成し、各相用のPWM信号を、インバータの3相の正極側または負極側のスイッチング素子のゲートに出力することを特徴とする電力制御装置。

【請求項4】

請求項3に記載の電力制御装置において、

インバータの正極側とバッテリーの正極との間に充電時接続スイッチを介して接続され、ダイオード整流素子及びコンデンサを含む充電付加回路を備え、

外部交流電源からバッテリーを充電する際に、バッテリーの正極とインバータの正極側とが走行時接続スイッチで切り離され、バッテリーの負極とインバータの負極側とが接続された状態で、ダイオード整流素子の正極側がインバータの正極側に接続され、ダイオード整流素子の負極側がモータの固定子巻線の中性点とバッテリーの正極とに接続され、ダイオード整流素子の交流側にコンデンサを介して外部交流電源が接続されることを特徴とする電力制御装置。

【請求項5】

請求項1に記載の電力制御装置において、

電力変換器は、ダイオード整流素子の直流側正極とバッテリーの負極との間に接続されたスイッチング素子と、ダイオード整流素子の直流側負極とバッテリーの正極との間に接続された第2ダイオード整流素子と、スイッチング素子及びバッテリーの負極の接続点とダイオード整流素子の直流側負極及び第2ダイオード整流素子の直流側負極の接続点との間に接続されたリアクトルとを備え、

電流検出部は、電力変換器が有するリアクトル成分の電流を検出することを特徴とする電力制御装置。

【請求項6】

請求項2に記載の電力制御装置において、

電力変換器は、ダイオード整流素子の直流側正極とバッテリーの正極及びダイオード整流素子の直流側負極の接続点との間に互いに並列に接続された3相のアームを備え、

各相のアームは、スイッチング素子と、スイッチング素子に直列接続されたリアクトルとを含み、

各相のアームのスイッチング素子及びリアクトルの間とバッテリーの負極との間に接続された3個の第2ダイオード整流素子を備え、

電流検出部は、電力変換器が有するリアクトル成分の中性点の電流を検出することを特徴とする電力制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、外部交流電源の単相交流電源電圧をダイオード整流素子で直流に変換し、電

10

20

30

40

50

力変換器を用いて、バッテリーを充電するための直流出力電圧を制御する電力制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来から、特許文献1に記載された単相整流回路が知られている。特許文献1に記載された単相整流回路は、高力率を得る単相電源を提案することを目的として考えられたもので、単相ブリッジ整流器と、高周波フィルタと、電流追従型チョッパと、負荷とにより構成している。電流追従形チョッパを構成するリアクトルを流れる電流の指令値と検出電流との差をヒステリシス回路に加えることにより、追従制御が可能であるとされている。

【0003】

また、特許文献2に記載された単相正弦波入力形コンバータの場合、入力電流のみを検出するだけで高力率を確保することを目的として考えられたもので、単相ブリッジ整流器で交流電圧を直流電圧に変換し、その出力の直流電圧を昇圧コンバータである昇圧チョッパで、交流側の入力電流波形を正弦波に制御しつつ制御するとされている。また、特許文献2に記載された回路構成の場合、入力電流を検出する電流検出器と、直流電圧偏差より電流制御ゲインを算出するマイコンと、入力電流と電流制御ゲインを乗算する乗算器と、最大通流比より乗算器の出力を差し引く演算増幅器と、三角波と演算増幅器の出力とを比較して通流比を決定する比較器とにより構成している。特許文献1, 2のいずれに記載された構成の場合も、交流電源側の交流電流を正弦波に制御するために、昇圧チョッパの入力側電流を検出し、この検出した電流が正弦波の交流電流の波形の絶対値に追従するように昇圧チョッパのスイッチング素子を制御して交流側の入力電流波形を正弦波に制御している。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献1】高橋、池下、井出、「464 総合力率 1 の単相整流回路の回路構成」、昭和59年電気学会全国大会、P. 553

【非特許文献2】能登原、二見、田原、遠藤、山下、「基準波形を省略した単相正弦波入力形コンバータ」、電気学会論文誌D、平成6年、114巻、6号、P. 654 - 661

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ただし、非特許文献1, 2のいずれに記載された構成の場合も、昇圧コンバータを用いて出力電圧を制御しているため、その出力電圧は出力交流電圧の最大値以上でなければならない。出力電圧を入力交流電圧の最大値以下でも制御できるようにするためには、昇降圧コンバータを用いる必要がある。昇降圧コンバータを用いる場合には、昇降圧コンバータを構成するスイッチング素子のオフ時にはリアクトルを流れる電流が交流電源側の入力には流れず、バッテリーに充電する場合にバッテリー側にだけ流れる。このため、リアクトルの電流を正弦波の絶対値に追従するように制御しても、交流入力電流は正弦波とならない。すなわち、交流入力電流は入力交流電圧と出力電圧とに依存した歪み波形となる。このため、単相交流電源電圧をダイオード整流素子で直流電圧に変換し、少なくとも一部が昇降圧コンバータとして機能する電力変換器を用いて直流電圧の昇降圧を可能とし、バッテリーを充電する構成において、入力側である外部交流電源の交流電源電圧及び出力側であるバッテリー電圧にかかわらず、外部交流電源側の電流を交流電源電圧と同位相の正弦波に制御できる電力制御装置の実現が望まれている。

【0006】

本発明の目的は、電力制御装置において、電力変換器を用いて、単相交流電源電圧に基づく直流電圧の昇降圧を可能とし、バッテリーを充電する構成において、外部交流電源の交流電源電圧及びバッテリー電圧にかかわらず、外部交流電源側の電流を交流電源電圧と同位相の正弦波に制御することである。

10

20

30

40

50

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明に係る電力制御装置は、外部交流電源の単相交流電源電圧 $V(t)$ をダイオード整流素子で直流に変換し、電力変換器を用いて、直流電圧の昇降圧を可能としつつ、バッテリーを充電するための直流出力電圧 V_b を制御する電力制御装置であって、電力変換器または電力変換器に接続されたモータが有するリアクトル成分の電流を検出する電流検出部と、正弦波の交流電流指令値の絶対値に、検出された交流電源電圧 $V(t)$ 及び直流出力電圧 V_b から決定される分流比 $\{1 + (|V(t)| / V_b)\}$ を乗じた値と、リアクトル成分の検出電流との偏差に補償器を乗じて、補償器から出力される値に直流出力電圧 V_b を加算し、交流電源電圧 $V(t)$ の絶対値に直流出力電圧 V_b を加算した値 $(|V(t)| + V_b)$ で除算してPWM変調率を演算する演算部と、演算部で演算したPWM変調率とキャリア信号とを比較し、PWM信号を生成し、PWM信号を電力変換器のスイッチング素子のゲートに出力するPWM信号出力部と、を備え、PWM信号出力部から電力変換器のスイッチング素子のゲートにPWM信号を出力し、電力変換器のスイッチング素子をオンオフ制御することで外部交流電源からバッテリーへの充電を可能とすることを特徴とする電力制御装置である。

10

【0008】

また、本発明に係る電力制御装置において、好ましくは、位相が120度ずつ異なる3相のキャリア信号を出力する3相キャリア信号出力部を備え、PWM信号出力部は、演算部で演算したPWM変調率と、3相のキャリア信号とを比較し、位相が120度ずつ異なる各相用のPWM信号を生成し、各相用のPWM信号を、電力変換器の3相のスイッチング素子のゲートに出力する3相PWM信号出力部であり、3相PWM信号出力部から電力変換器の3相のスイッチング素子のゲートに各相用のPWM信号を出力し、電力変換器のスイッチング素子をオンオフ制御することで外部交流電源からバッテリーへの充電を可能とする。

20

【0009】

また、本発明に係る電力制御装置において、好ましくは、電力変換器は、バッテリーに接続されたインバータであり、電流検出部は、インバータに接続されたモータが有するリアクトル成分の電流であって、モータの固定子巻線の中性点電流を検出し、モータは、インバータの出力側に接続され、インバータにより駆動され、PWM信号出力部は、演算部で演算したPWM変調率とキャリア信号とを比較し、各相用のPWM信号を生成し、各相用のPWM信号を、インバータの3相の正極側または負極側のスイッチング素子のゲートに出力する。

30

【0010】

また、本発明に係る電力制御装置において、好ましくは、インバータの正極側とバッテリーの正極との間に充電時接続スイッチを介して接続され、ダイオード整流素子及びコンデンサを含む充電付加回路を備え、外部交流電源からバッテリーを充電する際に、バッテリーの正極とインバータの正極側とが走行時接続スイッチで切り離され、バッテリーの負極とインバータの負極側とが接続された状態で、ダイオード整流素子の正極側がインバータの正極側に接続され、ダイオード整流素子の負極側がモータの固定子巻線の中性点とバッテリーの正極とに接続され、ダイオード整流素子の交流側にコンデンサを介して外部交流電源が接続される。

40

【0011】

また、本発明に係る電力制御装置において、好ましくは、電力変換器は、ダイオード整流素子の直流側正極とバッテリーの負極との間に接続されたスイッチング素子と、ダイオード整流素子の直流側負極とバッテリーの正極との間に接続された第2ダイオード整流素子と、スイッチング素子及びバッテリーの負極の接続点とダイオード整流素子の直流側負極及び第2ダイオード整流素子の直流側負極の接続点との間に接続されたリアクトルとを備え、電流検出部は、電力変換器が有するリアクトル成分の電流を検出することを特徴とする。

【0012】

50

また、本発明に係る電力制御装置において、好ましくは、電力変換器は、ダイオード整流素子の直流側正極とバッテリーの正極及びダイオード整流素子の直流側負極の接続点との間に互いに並列に接続された3相のアームを備え、各相のアームは、スイッチング素子と、スイッチング素子に直列接続されたリアクトルを含み、各相のアームのスイッチング素子及びリアクトルの間とバッテリーの負極との間に接続された3個の第2ダイオード整流素子を備え、電流検出部は、電力変換器が有するリアクトル成分の中性点の電流を検出する。

【発明の効果】

【0013】

本発明の電力制御装置によれば、電力変換器を用いて、単相交流電源電圧に基づく直流電圧の昇降圧を可能とし、バッテリーを充電する構成において、外部交流電源の交流電源電圧及びバッテリー電圧にかかわらず、外部交流電源側の電流を交流電源電圧と同位相の正弦波に制御できる。

10

【0014】

また、位相が120度ずつ異なる3相のキャリア信号を出力する3相キャリア信号出力部を備え、PWM信号出力部は、演算部で演算したPWM変調率と、3相のキャリア信号とを比較し、位相が120度ずつ異なる各相用のPWM信号を生成し、各相用のPWM信号を、電力変換器の3相のスイッチング素子のゲートに出力する3相PWM信号出力部であり、3相PWM信号出力部から電力変換器の3相のスイッチング素子のゲートに各相用のPWM信号を出力し、電力変換器のスイッチング素子をオンオフ制御することで外部交流電源からバッテリーへの充電を可能とする構成によれば、外部からのバッテリーの充電を可能とする構成で、電流リップルを除去するための電気部品の小型化を図れる。

20

【0015】

また、電力変換器は、バッテリーに接続されたインバータであり、電流検出部は、インバータに接続されたモータが有するリアクトル成分の電流であって、モータの固定子巻線の中性点電流を検出し、モータは、インバータの出力側に接続され、インバータにより駆動され、PWM信号出力部は、演算部で演算したPWM変調率とキャリア信号とを比較し、各相用のPWM信号を生成し、各相用のPWM信号を、インバータの3相の正極側または負極側のスイッチング素子のゲートに出力する構成によれば、専用の充電器を用いることなく外部からのバッテリーの充電が可能となる。

30

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明の第1の実施の形態の電力制御装置の回路図である。

【図2】第1の実施の形態の電流指令生成部の1例を示す図である。

【図3】図1の電力制御装置において、充電時にインバータ及びモータを利用して電圧変換を行う様子を説明するための回路図である。

【図4】本発明の第2の実施の形態の電力制御装置の一部の構成を示すブロック図である。

【図5】電力制御装置において、充電時の外部電源側の電圧と電流とを求める第1のシミュレーション結果を、(a)は、PWM信号生成に使用するキャリア信号を3相のスイッチング素子で共通とした比較例の場合で、(b)は、PWM信号生成に使用するキャリア信号の位相を3相のスイッチング素子で120度ずつずらせた第2の実施の形態の場合で示す図である。

40

【図6】電力制御装置において、充電時のモータの各相の固定子巻線を流れる電流(モータ電流)と中性点を流れる電流(中性点電流)とを求める第2のシミュレーション結果を、(a)は、PWM信号生成に使用するキャリア信号を3相のスイッチング素子で共通とした比較例の場合で、(b)は、PWM信号生成に使用するキャリア信号の位相を3相のスイッチング素子で120度ずつずらせた第2の実施の形態の場合で示す図である。

【図7】第2の実施の形態の電力制御装置で充電時の電流及び電圧を求める第3のシミュレーション結果を、(a)は外部交流電源の電流及び電圧で、(b)はバッテリーの電流及

50

び電圧で示す図である。

【図 8】第 2 の実施の形態を用いて行ったシミュレーション結果から得られた、外部交流電源の電流の高調波成分の次数と電流値との関係を示す図である。

【図 9】第 2 の実施の形態の電力制御装置で充電する場合を模擬して、外部交流電源の電流及び電圧を求める実験結果を示す図である。

【図 10】第 2 の実施の形態の電力制御装置で充電する場合を模擬して、モータの U 相の固定子巻線を通る U 相電流、U 相の固定子巻線を通る U 相電圧、及び、中性点を通る電流を求める実験結果を示す図である。

【図 11】第 2 の実施の形態の電力制御装置で充電する場合を模擬して、バッテリーの電流及び電圧を求める実験結果を示す図である。

【図 12】本発明の第 3 の実施の形態の電力制御装置を示す回路図である。

【図 13】本発明の第 4 の実施の形態の電力制御装置を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

[第 1 の発明の実施の形態]

図 1 は、本発明の第 1 の実施の形態の電力制御装置の回路図である。図 2 は、本実施の形態の電流指令生成部の 1 例を示す図である。図 3 は、図 1 の電力制御装置において、充電時にインバータ及びモータを利用して電圧変換を行う様子を説明するための回路図である。

【0018】

図 1 に示す電力制御装置は、例えば車載バッテリーを電力源とし、走行用モータを駆動する電気自動車や、エンジン及び走行用モータを車両の駆動源として備えるハイブリッド車両等の電動車両に搭載し、車載バッテリーの外部交流電源からの充電を可能とする。電力制御装置は、昇降圧形と呼ばれるもので、外部交流電源の単相交流電源電圧 $V(t)$ をダイオード整流素子で直流電圧に変換し、電力変換器を用いて、直流電圧の昇降圧を可能としつつ、バッテリーを充電するための直流出力電圧 V_b を制御する。このような機能を得るために、電力制御装置は、車載のバッテリー（直流電源）10 に接続された電力変換器であるインバータ 12 と、インバータ 12 に接続された走行用モータであるモータ（三相モータ）14 とを備える。モータ 14 は、インバータ 12 の出力側に接続され、インバータ 12 により駆動される。バッテリー 10 の正極は、第 1 充電時接続スイッチ 20 及び第 2 充電時接続スイッチ 22 を介して、モータ 14 のスター結線された固定子巻線の中性点に接続している。各充電時接続スイッチ 20, 22 は、車両走行時にはオフされ、車両停止時の充電時にはオンされる。

【0019】

また、電力制御装置は、充電付加回路 24 を備える。充電付加回路 24 には図示しないコネクタを介して外部交流電源（商用電源）28 が接続される。充電付加回路 24 はダイオード整流素子を含むダイオード整流ブリッジ等のダイオード整流器 30 と、ダイオード整流器 30 の交流側に接続された交流フィルタである、EMI フィルタ 32 とを含み、ダイオード整流器 30 の直流側負極はバッテリー 10 の正極側に第 2 充電時接続スイッチ 22 を介して接続され、ダイオード整流器 30 の直流側正極はインバータ 12 の正極側に接続される。EMI フィルタ 32 は、電流リップルを除去するためのもので、コンデンサを含む。また、ダイオード整流器 30 の直流側負極は、各充電時接続スイッチ 20, 22 が接続されることで、バッテリー 10 の正極及びモータ 14 の固定子巻線の中性点に接続される。バッテリー 10 の負極は、インバータ 12 の負極側に接続されている。

【0020】

バッテリー 10 の正極とインバータ 12 の正極側との間には走行時接続スイッチ 36 が設けられる。走行時接続スイッチ 36 は、車両走行時にはオンされ、車両停止時の充電時にはオフされる。このため、車両走行時のモータ 14 の駆動時には、走行時接続スイッチ 36 がオンされ、各充電時接続スイッチ 20, 22 がオフされる。このスイッチの切り替えにより、バッテリー 10 の正極はインバータ 12 の正極側に接続され、充電付加回路 24 と

10

20

30

40

50

バッテリー 10 とは切り離される。

【 0 0 2 1 】

一方、充電時には、走行時接続スイッチ 36 がオフされ、充電時接続スイッチ 20、22 がオンされる。このスイッチの切り替えにより、バッテリー 10 の正極とインバータ 12 の正極側とが切り離され、バッテリー 10 の正極及びモータ 14 の固定子巻線の中性点とが充電付加回路 24 に接続される。このように、バッテリー 10 を充電する際に、バッテリー 10 の正極とインバータ 12 の正極側とが走行時接続スイッチ 36 で切り離され、バッテリー 10 の負極とインバータ 12 の負極側とが接続された状態で、ダイオード整流器 30 の正極側がインバータ 12 の正極側に接続され、ダイオード整流器 30 の負極側がモータ 14 の固定子巻線の中性点とバッテリー 10 の正極とに接続され、ダイオード整流器 30 の交流側

10

【 0 0 2 2 】

また、バッテリー 10 の電圧及び電流がインバータ 12 の交流出力側からモータ 14 を介して見たときに零相となるように構成する。そして、インバータ 12 を構成するスイッチング素子のオンオフに応じた時間分割により、インバータ 12 とモータ 14 との間での電力の授受を可能とし、かつ、インバータ 12 による零相電圧ベクトルの出力時にインバータ 12 は、バッテリー 10 との間で零相電力を授受する。

【 0 0 2 3 】

インバータ 12 は、3相（U相、V相、W相）の各相（各アーム）毎に直列接続される一対ずつのトランジスタ、IGBT等のスイッチング素子と、各スイッチング素子に逆並列接続されるダイオードとを有する。インバータ 12 の3アームはあたかも零相電圧ベクトルの比でスイッチング動作する1つのアームとみなされ、コンバータとして作用するので、インバータ 12 により零相電圧を制御することでコンバータの機能を持たせることができる。さらに、モータ 14 は漏れインダクタンスの値をもつリアクトルと考えることができるので、バッテリー 10 とインバータ 12 との間で零相電力を送受することになる。

20

【 0 0 2 4 】

外部交流電源 28 から充電付加回路 24 に供給される電力は、充電付加回路 24 のダイオード整流器 30 で整流される。インバータ 12 の正極側のスイッチング素子を1相、あるいは全相をオンオフ制御し、整流された電力をバッテリー 10 に供給して充電する。すなわち、インバータ 12 の正極側のスイッチング素子と負極側のダイオードとを利用して、正極側のスイッチング素子の1相のみ、あるいは全相をオンすると、モータ 14 の漏れインダクタンスを利用するリアクトルである固定子巻線に外部交流電源 28 の整流電圧が印加されてリアクトル電流が増大する。その後、オンしているスイッチング素子をオフすると、モータ 14 の固定子巻線に蓄積されたエネルギーがバッテリー 10 に供給され、バッテリー 10 を充電できる。

30

【 0 0 2 5 】

さらに、電力制御装置は、インバータ 12 に接続されたモータ 14 が有するリアクトル成分の電流であって、モータ 14 の固定子巻線の中性点電流を検出する電流検出部である電流センサ 40 と、制御部 42 とを備える。制御部 42 は、CPU、メモリ等を有するマイクロコンピュータ等を含み、分流比乗算部 44 と、減算器 46 と、演算部 48 と、キャリア信号出力部 50 と、PWM信号出力部 52 とを有する。また、演算部 48 は、補償器 54 と、加算器 56 と、除算器 58 とを含む。分流比乗算部 44 は、中性点電流指令値である正弦波の交流電流指令値の絶対値 $|i^*|$ に、図示しない電圧センサによりそれぞれ検出された外部交流電源 28 の交流電源電圧 $V(t)$ と直流出力電圧であるバッテリー電圧 V_b とから決定される分流比 $(1 + |V(t)| / V_b)$ を乗じて得られる値を算出し、減算器 46 へ出力する。

40

【 0 0 2 6 】

ここで、交流電流指令値の絶対値 $|i^*|$ は、充電電力に対応する外部交流電源 28 に対し、力率 1 の正弦波の交流電流指令値の絶対値 $|i^*|$ である。また、電流指令値の絶対値 $|i^*|$ を使用するの、半波整流とするためである。また、力率 1 の正弦波の電流

50

指令値の絶対値 $|i^*|$ を求めるために、例えば、制御部 42 は、図 2 に示す電流指令生成部 60 を有し、図示しない外部制御部から受ける充放電電力指令値 PR 、及び、外部交流電源 28 (図 1) の電圧 $V_A (V(t))$ を検出する電圧センサ (図示せず) からの検出値に基づいて、外部交流電源 28 に対して力率 1 の正弦波の電流指令値の絶対値 $|i^*|$ を生成する。例えば、電流指令生成部 60 は、実効値演算部 62 と、位相検出部 64 と、正弦波生成部 66 と、除算部 68 と、乗算部 70 と、絶対値算出部 72 とを有する。実効値演算部 62 は、外部交流電源 28 (図 1) の電圧 V_A からピーク電圧を検出し、検出したピーク電圧に基づいて電圧 V_A の実効値を算出する。位相検出部 64 は、電圧 V_A のゼロクロス点を算出し、検出したゼロクロス点に基づいて電圧 V_A の位相を検出する。

【0027】

正弦波生成部 66 は、位相検出部 64 によって検出された電圧 V_A の位相に基づいて、例えば、正弦波関数のテーブルを用いて、電圧 V_A と同相の正弦波を生成する。除算部 68 は、実効値演算部 62 からの電圧 V_A の実効値により充放電電力指令値 PR を除算し、その演算結果を乗算部 70 へ出力し、乗算部 70 では、除算部 68 の演算結果に正弦波生成部 66 からの正弦波を乗算する。絶対値算出部 72 では、乗算部 70 の演算結果の絶対値を算出し、その算出結果を電流指令の絶対値 $|i^*|$ として出力する。電流指令生成部 60 の出力 $|i^*|$ は、分流比乗算部 44 (図 1) に入力する。なお、電圧 V_A の実効値と位相とを利用するものであれば、電流指令生成の絶対値はこのような方法で生成するものに限らず種々の方法で生成できる。例えば、電流指令生成の絶対値を予め決めておくこともできる。

【0028】

図 1 に戻り、演算部 48 が有する減算器 46 は、分流比乗算部 44 の出力値と、リアクトル成分の検出電流である中性点電流の検出値 i との偏差を求め、補償器 54 に出力する。補償器 54 は、減算器 46 の出力値に補償器を乗じて得られる値、すなわち、減算器 46 の出力値を比例補償や比例積分補償等の補償制御することにより得られる値を、リアクトル電圧指令 V_L^* として出力する。リアクトル電圧指令 V_L^* は、加算器 56 で、バッテリー電圧 V_b を加算された後、除算器 58 で、 $(|V(t)| / V_b)$ により除算されることにより、PWM 変調率が算出される。

【0029】

そして、PWM 信号出力部 52 では、演算部 48 で演算して得られた PWM 変調率と、キャリア信号出力部 50 から出力されるキャリア信号とをコンパレータで比較して得られた算出値に応じて PWM 信号 P_s を生成し、インバータ 12 の正極側の各相のスイッチング素子のゲートに PWM 信号 P_s を出力する。

【0030】

このような電力制御装置により、PWM 信号出力部 52 からインバータ 12 の 3 相の正極側のスイッチング素子のゲートに PWM 信号 P_s が出力され、インバータ 12 の正極側のスイッチング素子がオンオフ制御されるため、外部交流電源 28 からバッテリー 10 への充電が可能となる。本実施の形態の場合、インバータ 12 及びモータ 14 は、充電する場合に昇降圧装置としての機能を有し、外部交流電源 28 からダイオード整流器 30 を介してインバータ 12 に送られた直流電圧を、インバータ 12 とモータ 14 とで昇圧または降圧してバッテリー 10 に供給する。また、インバータ 12 のスイッチング素子をオフとなるように制御することで、外部交流電源 28 からダイオード整流器 30 を介してインバータ 12 に送られた直流電圧を、昇降圧させることなくバッテリー 10 に供給することもできる。なお、回路構成によっては、インバータ 12 の負極側の各相のスイッチング素子のゲートに PWM 信号 P_s を出力することにより、負極側のスイッチング素子をオンオフ制御し、外部交流電源 28 からバッテリー 10 への充電を可能とすることもできる。

【0031】

このような電力制御装置によれば、専用の充電器を用いることなく外部からの車載のバッテリー 10 の充電を可能とし、かつ、小型化及び低コスト化が可能となる。具体的には本実施の形態によれば、次の (1) から (3) の効果を得られる。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 2 】

(1) 外部からの充電機能を持たせるのにもかかわらず、外部からの充電機能を持たない従来のモータ駆動装置に設けていたモータ 1 4 とインバータ 1 2 とをそのまま流用でき、かつ、専用の充電器を別途、車両に搭載する必要がなくなる。このため、電力制御装置の小型化及び低コスト化が可能となる。

【 0 0 3 3 】

(2) モータ 1 4 の中性点を利用して零相の電流を制御しているため、充電の際にモータ 1 4 にトルクが生じず、モータ 1 4 が回転しない。

【 0 0 3 4 】

(3) 充電機能を持たないモータ駆動装置にダイオード整流器 3 0 を追加し、外部交流電源 2 8 の電圧を直流に変換し、ダイオード整流器 3 0 の直流側からバッテリー 1 0 側を見た構成は、等価的に昇降圧コンバータと等価な回路構成となるので、外部交流電源 2 8 の電圧よりも低い、または高い電圧のバッテリー 1 0 へ充電できる。すなわち、図 3 に示すように、インバータ 1 2 (図 1) の正極側の 3 相のスイッチング素子 7 4 をオンオフ制御し、ダイオード整流器 3 0 で整流された電力をバッテリー 1 0 に供給して充電する。この際、インバータ 1 2 の正極側のスイッチング素子 7 4 をオンすると、図 3 の実線矢印で示す方向に電流が流れる。これに対して、正極側のスイッチング素子 7 4 をオフすると、図 2 の破線矢印で示す方向に電流が流れ、負極側のダイオード 7 6 を介してモータ 1 4 の固定子巻線に蓄積されたエネルギーがバッテリー 1 0 に供給され、バッテリー 1 0 が充電される。

【 0 0 3 5 】

さらに、本実施の形態によれば、次の (4) の効果も得られる。

(4) インバータ 1 2 を用いて、単相交流電源電圧に基づく直流電圧の昇降圧を可能とし、バッテリー 1 0 を充電する構成において、外部交流電源 2 8 の交流電源電圧 $V(t)$ 及びバッテリー電圧 V_b にかかわらず、外部交流電源 2 8 側の電流を交流電源電圧 $V(t)$ と同位相の正弦波に制御できる。次にこれについて詳しく説明する。

【 0 0 3 6 】

まず、上記の図 2 で示した実線矢印方向に電流が流れる状態を動作状態 1 とし、破線矢印方向に電流が流れる状態を動作状態 2 とした場合において、1 回のスイッチング期間での、動作状態 1, 2 の、モータ 1 4 のリアクトル成分の回路方程式は次の (1) (2) 式で表される。ここで、外部交流電源 2 8 の単相交流電源電圧を $V(t)$ とし、バッテリー 1 0 の電圧を V_b とする。また、モータ 1 4 の固定子巻線のインダクタンスを L とし、動作状態 1 での中性点電流 (リアクトル電流) を (i_{L1}) とし、動作状態 2 での中性点電流を (i_{L2}) とする。

【 0 0 3 7 】

$$(\text{動作状態 1}) \quad | V(t) | = L \cdot d(i_{L1}) / dt \cdots (1)$$

$$(\text{動作状態 2}) \quad - V_b = L \cdot d(i_{L2}) / dt \cdots (2)$$

【 0 0 3 8 】

図 3 の実線矢印で示す動作状態 1 では、インバータ 1 2 (図 1) の 3 相の正極側のスイッチング素子 7 4 のオン状態で、リアクトル電流は、正極側のスイッチング素子 7 4 を流れて、固定子巻線で磁気エネルギーが蓄えられる。これに対して、動作状態 2 では、リアクトル電流は負極側のダイオード 7 6 を通過してバッテリー 1 0 へ流れ、固定子巻線で蓄えられた磁気エネルギーはバッテリー 1 0 へ供給されて電流が減少する。このようなインバータ 1 2 と固定子巻線とを含む部分は、昇降圧コンバータと等価な回路として機能するため、バッテリー 1 0 の電圧は零から外部交流電源 2 8 の電圧の最大値以上の範囲で制御できる。

【 0 0 3 9 】

上記の (1) 式、(2) 式から、スイッチングの 1 周期において、固定子巻線に印加される平均電圧 V_L は次の (3) 式で表される。ここで、スイッチング周期を T_a とし、正極側のスイッチング素子のオン時間を T_{on} とする。

【 0 0 4 0 】

$$V_L = (| V(t) | \cdot T_{on} - V_b (T_a - T_{on})) / T_a \cdots (3)$$

10

20

30

40

50

【 0 0 4 1 】

したがって、(3) 式を変形して、デューティ比 (通流率) T_{on} / T_a は次の (4) 式で表される。

【 0 0 4 2 】

$$T_{on} / T_a = (V_L + V_b) / (| V (t) | + V_b) \cdots (4)$$

【 0 0 4 3 】

また、動作状態 1 , 2 での中性点電流 (リアクトル電流) の分流比 $(i_{L2}) / (i_{L1})$ は次の (5) 式で表される。

【 0 0 4 4 】

$$(i_{L2}) / (i_{L1}) = (1 + | V (t) | / V_b) \cdots (5)$$

10

【 0 0 4 5 】

本実施の形態の場合、交流電流指令値の絶対値 $| i^* |$ に、(5) 式の分流比 $(i_{L2}) / (i_{L1})$ を乗じた値と固定子巻線の中性点電流 i との偏差を、比例補償器や比例積分補償器の補償等で制御補償し、得られた値をリアクトル電圧指令 V_L^* として、この電圧指令に対応する通流率を算出し、この通流率を用いて正極側のスイッチング素子を制御することができる。このため、上記の (1) ~ (5) 式から分かるように、昇降圧形としての機能を有する構成でも、外部交流電源 28 の交流電圧 (t) とバッテリー 10 の電圧 V_b とにかかわらず、外部交流電源 28 側の電流が正弦波の交流電流指令値 i^* に追従するように制御できる。すなわち、外部交流電源 28 側の電流を交流電源 28 の電圧と同位相の正弦波に制御できる。

20

【 0 0 4 6 】

なお、第 1 充電時接続スイッチ 20 を図 1 に示す位置に設けるのではなく、インバータ 12 の直流側正極と充電付加回路 24 のダイオード整流器の直流側正極との間である、図 1 の P 位置、または、モータ 14 の固定子巻線の中性点とダイオード整流器 30 との間、図 1 の Q 位置に第 1 充電時接続スイッチ 20 を設けることもできる。

【 0 0 4 7 】

[第 2 の発明の実施の形態]

図 4 は、本発明の第 2 の実施の形態を示す図である。本実施の形態の場合には、上記の第 1 の実施の形態において、制御部 42 は、キャリア信号出力部 50 (図 1) の代わりに 3 相キャリア信号出力部 78 を有し、PWM 信号出力部 52 (図 1) の代わりに 3 相 PWM 信号出力部 80 を有する。なお、以下の説明において、上記の図 1 から図 3 に示した要素と同等の機能を有する要素には同一符号を付して説明する。

30

【 0 0 4 8 】

3 相キャリア信号出力部 78 は、位相が 120 度ずつ異なる 3 相のキャリア信号 C1、C2、C3 を出力する。すなわち、3 相のキャリア信号 C1、C2、C3 は、それぞれ位相が 0 度、120 度、240 度の PWM キャリア信号である。尚、3 相とは、モータ 14 の駆動のためにインバータ 12 に電流を供給する場合の、モータ 14 の U、V、W 相に対応する 3 相をいう。

【 0 0 4 9 】

3 相 PWM 信号出力部 80 は、コンパレータ 82 を有し、演算部 48 で演算して得られた PWM 変調率と、位相が 120 度ずつ異なる 3 相のキャリア信号 C1、C2、C3 とをコンパレータ 82 で比較して得られた算出値に応じて、位相が 120 度ずつ異なる各相用の PWM 信号 P_u 、 P_v 、 P_w を生成する。そして、3 相 PWM 信号出力部 80 は、インバータ 12 を構成する 3 相のアーム A_u 、 A_v 、 A_w (図 1 参照) の正極側のスイッチング素子のゲートに、各相用の PWM 信号 P_u 、 P_v 、 P_w を出力する。

40

【 0 0 5 0 】

このような電力制御装置により、3 相 PWM 信号出力部 80 からインバータ 12 の 3 相の正極側のスイッチング素子のゲートに各相用の PWM 信号 P_u 、 P_v 、 P_w が出力され、インバータ 12 の正極側のスイッチング素子を、各相のスイッチング素子同士でスイッチングするタイミングを 120 度ずつ位相をずらせるようにオンオフ制御されるため、外

50

部交流電源 28 からバッテリー 10 への充電が可能となる。

【0051】

このような電力制御装置によれば、電流リップルを除去するための電気部品の小型化を図れ、かつ、充電時にモータ 14 での効率向上を図れる。すなわち、U相、V相、W相の3相のキャリア信号 C1, C2, C3 の位相を 120 度ずつずらしているため、スイッチング周波数に対して、モータ 14 の相の自己インダクタンス及び相互インダクタンスが利用できるようになる。このため、各相の固定子巻線を通る電流のリップルが低減され、さらに、3相の電流の合成により得られる、中性点から流出する電流リップルの周波数がキャリア信号 C1, C2, C3 の位相をずらさない場合に比べて3倍となる。この結果、外部交流電源 28 の電流のリップルの値が大幅に低減され、電流リップルを除去するための電気部品である、EMIフィルタ 32 を小型化できる。

10

【0052】

また、本実施の形態によれば、充電時にモータ 14 のインダクタンスを等価的に大きくできる。このため、同じスイッチング素子を使用する場合において、流れる電流を小さくできるため、損失を小さくでき、出力を大きくできる。したがって、充電時のモータ 14 での効率向上を図れる。また、同じ出力を得る場合にモータ 14 の小型化も図れる。その他の構成及び作用については、上記の第 1 の実施の形態と同様であるため、重複する図示及び説明を省略する。

【0053】

図 5 は、本実施の形態の効果を確認するために行った充電する場合の外部交流電源 28 (図 1) の電流及び電圧を求める第 1 のシミュレーション結果を示す図である。なお、以下のシミュレーション及び実験の説明において、図 1 ~ 4 に示した要素と同一の要素には同一の符号を付して説明する。図 5 (a) は、本実施の形態の構成において、PWM 信号生成に使用するキャリア信号を 3 相のスイッチング素子で共通とした比較例のシミュレーション結果を示している。図 5 (b) は、PWM 信号生成に使用するキャリア信号の位相を 3 相のスイッチング素子で 120 度ずつずらせた本実施の形態のシミュレーション結果を示している。

20

【0054】

図 5 の各図において、「電源電圧」は、外部交流電源 28 の電圧を表し、「電源電流」は、外部交流電源 28 の電流を表す。また、図 5 (a) の比較例のシミュレーション結果では、EMIフィルタ 32 を構成するコンデンサの静電容量 Cf を 23.4 μ F とし、図 5 (b) の本実施の形態のシミュレーション結果では、EMIフィルタ 32 を構成するコンデンサの静電容量 Cf を 2.2 μ F としている。図 5 に示す結果から明らかなように、本実施の形態の場合には、コンデンサの静電容量を比較例の場合に比べて小さくしているにもかかわらず、外部交流電源 28 の電流及び電圧のリップルを十分に小さく抑えることができた。また、このような結果から、本実施の形態によれば、EMIフィルタ 32 の小型化を図れることも確認できた。また、本実施の形態によれば、外部交流電源 28 の電流波形は、外部交流電源 28 の電圧と同位相の正弦波に制御されることが分かる。

30

【0055】

図 6 は、本実施の形態の効果を確認するために行った充電する場合のモータ 14 の各相の固定子巻線を通る電流(モータ電流)と、固定子巻線の中性点を通る電流(中性点電流)とを求める第 2 のシミュレーション結果を示す図である。図 6 (a) は、本実施の形態の構成において、PWM 信号生成に使用するキャリア信号を 3 相のスイッチング素子で共通とした、すなわちキャリア信号の位相を同相とした比較例のシミュレーション結果を示している。図 6 (b) は、PWM 信号生成に使用するキャリア信号の位相を 3 相のスイッチング素子で 120 度ずつずらせた本実施の形態のシミュレーション結果を示している。図 6 の各図において、「モータ電流」は、モータ 14 の各相の固定子巻線を通る電流を表し、「中性点電流」は、固定子巻線の中性点を通る電流を表す。図 6 に示す結果から明らかなように、図 6 (b) に示す本実施の形態の場合には、図 6 (a) に示す比較例の場合に比べて、各相の固定子巻線を通る電流(モータ電流)のリップル自体を小さ

40

50

くできるとともに、各相の電流の位相がずれるため、これらの電流が合成される中性点電流の最大値の大きさ及びリップルの振れの大きさをともに小さくできた。

【 0 0 5 6 】

図 7、図 8 は、本実施の形態の効果を確認するために行った充電する場合の外部交流電源 2 8 の電流及び電圧と、バッテリー 1 0 の電流及び電圧とを求める第 3 のシミュレーション結果を示す図である。図 7 (a) (b) は、本実施の形態の構成を用いて行ったシミュレーション結果を示している。図 7 において、「電源電圧」は、外部交流電源 2 8 の電圧を表し、「電源電流」は、外部交流電源 2 8 の電流を表す。また、「電池電圧」は、バッテリー 1 0 の電圧を表し、「電池電流」は、バッテリー 1 0 の電流を表す。図 7 に示す結果から明らかなように、本実施の形態の場合には、外部交流電源 2 8 の電流のリップルを十分に小さく抑えることができるとともに、バッテリー 1 0 の電流のリップルを小さく抑えることができた。すなわち、外部交流電源 2 8 の高調波電流のリップルを小さく抑えることができた。また、図 8 は、本実施の形態を用いて行ったシミュレーション結果から得られた、外部交流電源 2 8 の電流の高調波成分の次数と電流値との関係を示す図である。図 8 において、「規制値」とは、IEC (国際電気標準会議) の規制値である IEC 61000-3-2 によって規定された値を示している。図 8 に示す結果から明らかなように、本実施の形態では外部交流電源 2 8 の電流の高調波成分を規制値よりも低く抑えることができた。

10

【 0 0 5 7 】

図 9 から図 1 1 は、本実施の形態の効果を確認するために、本実施の形態の電力制御装置で充電する場合を模擬して、外部交流電源 2 8 の電流及び電圧 (図 9) と、モータ 1 4 の U 相の固定子巻線を通る U 相電流、U 相の固定子巻線を通る U 相電圧、及び、中性点を通る電流 (図 1 0) と、バッテリー 1 0 の電流及び電圧 (図 1 1) とを求める実験結果を示す図である。実験では、バッテリー 1 0 の代わりに抵抗を用いて行った。図 9 で、「AC 入力電流」は外部交流電源 2 8 の電流を表し、「AC 入力電圧」は外部交流電源 2 8 の電圧を表す。図 1 0 で、「モータ U 相電流」は、モータ 1 4 の U 相の固定子巻線を通る U 相電流を表し、「モータ U 相電圧」は、モータ 1 4 の U 相の固定子巻線を通る U 相電圧を表し、「中性点電流」は、モータ 1 4 の固定子巻線の中性点を通る電流を表す。また、図 1 1 で、「出力電流」は、バッテリー 1 0 の代わりとして使用する抵抗を通る電流を表し、「出力電圧」は、この抵抗の両端間の電圧を表す。

20

30

【 0 0 5 8 】

図 9 から図 1 1 に示す実験結果から明らかなように、本実施の形態によれば、モータ 1 4 の固定子巻線の中性点を通る電流のリップルを小さくでき、外部交流電源 2 8 の電流のリップルを小さくできるとともに、バッテリー 1 0 の電流のリップルを小さくできることを確認できた。

【 0 0 5 9 】

[第 3 の発明の実施の形態]

図 1 2 は、本発明の第 3 の実施の形態の電力制御装置を示す回路図である。本実施の形態は、外部交流電源 2 8 の交流電圧を、ダイオード整流素子を含むダイオード整流器 3 0 で直流電圧に変換し、所定の電圧に昇圧または降圧させてから直流電源である、バッテリー 1 0 に供給し、バッテリー 1 0 を充電する充電器 8 4 を備える電力制御装置に、本発明を適用している。このような電力制御装置は、昇降圧形として機能する。

40

【 0 0 6 0 】

具体的には、充電器 8 4 は、外部交流電源 2 8 とバッテリー 1 0 との間に接続され、ダイオード整流器 3 0 と、EMI フィルタ 3 2 と、IGBT 等のスイッチング素子 8 6 と、スイッチング素子 8 6 に接続されたリアクトル 8 8 と、第 2 ダイオード整流素子であるダイオード 9 0 と、電流センサ 4 0 と、制御部 4 2 とを含む。スイッチング素子 8 6 は、ダイオード整流器 3 0 の直流側正極とバッテリー 1 0 の負極との間に接続している。ダイオード 9 0 は、ダイオード整流器 3 0 の直流側負極とバッテリー 1 0 の正極との間に接続している。リアクトル 8 8 は、スイッチング素子 8 6 及びバッテリー 1 0 の負極の接続点と、ダイオ

50

ード整流器 30 の直流側負極及びダイオード 90 の直流側負極の接続点との間に接続している。

【 0061 】

また、電流センサ 40 は、リアクトル成分の電流を検出する。なお、充電器 84 と外部交流電源 28 との間、及び、充電器 84 とバッテリー 10 との間的一方または両方にコネクタを設けることもできる。スイッチング素子 86 と、リアクトル 88 と、ダイオード 90 とにより、電力変換器を構成している。

【 0062 】

制御部 42 を構成する各構成要素の機能自体は、上記の図 1 から図 3 に示した第 1 の実施の形態と同様である。すなわち、制御部 42 は、分流比乗算部 44 と、減算器 46 と、演算部 48 と、PWM 信号出力部 52 とを有する。演算部 48 は、正弦波の交流電流指令値の絶対値 $|i^*|$ と、交流電源電圧 $V(t)$ と、バッテリー 10 の電圧 V_b と、電流センサ 40 の検出値とから、PWM 変調率を算出する。また、PWM 信号出力部 52 は、演算部 48 で演算して得られた PWM 変調率と、キャリア信号とをコンパレータで比較して得られた算出値に応じて、PWM 信号 P_s を生成し、スイッチング素子のゲートに、PWM 信号 P_s を出力する。これにより、単相交流電流を交流電源電圧 $V(t)$ と同位相の正弦波に制御する。

【 0063 】

このような本実施の形態の電力制御装置の場合も、上記の第 1 の実施の形態と同様に、電力変換器を用いて、単相交流電源電圧に基づく直流電圧の昇降圧を可能とし、バッテリー 10 を充電する構成において、外部交流電源 28 の交流電源電圧 $V(t)$ 及びバッテリー電圧 V_b にかかわらず、外部交流電源 28 側の電流を交流電源電圧と同位相の正弦波に制御できる。その他の構成及び作用は、上記の第 1 の実施の形態と同様である。

【 0064 】

[第 4 の発明の実施の形態]

図 13 は、本発明の第 4 の実施の形態の電力制御装置を示す回路図である。本実施の形態の場合も、上記の図 12 に示した第 3 の実施の形態と同様に、外部交流電源 28 の交流電圧を、ダイオード整流素子を含むダイオード整流器 30 で直流電圧に変換し、所定の電圧に昇圧または降圧させてから直流電源である、バッテリー 10 に供給し、バッテリー 10 を充電する充電器 84 を備える電力制御装置に、本発明を適用している。

【 0065 】

具体的には、充電器 84 は、外部交流電源 28 とバッテリー 10 との間に接続され、ダイオード整流器 30 と、EMI フィルタ 32 と、ダイオード整流器 30 の直流側正極とバッテリー 10 の正極及びダイオード整流器 30 の直流側負極の接続点との間に互いに並列に接続された 3 相のアーム A_u 、 A_v 、 A_w と、3 個の第 2 ダイオード整流素子であるダイオード 90 と、電流検出部である電流センサ 40 と、制御部 42 とを備える。各相のアーム A_u 、 A_v 、 A_w は、IGBT 等のスイッチング素子 86 と、スイッチング素子 86 に直列接続されたリアクトル 88 とを含む。各ダイオード 90 は、各相のアーム A_u 、 A_v 、 A_w のスイッチング素子 86 及びリアクトル 88 の間とバッテリー 10 の負極との間に接続している。

【 0066 】

充電器 84 と外部交流電源 28 との間、及び、充電器 84 とバッテリー 10 との間的一方または両方にコネクタを設けることもできる。3 相のアーム A_u 、 A_v 、 A_w と、3 個のダイオード 90 とにより、電力変換器を構成している。電流センサ 40 は、電力変換器が有するリアクトル成分の中性点電流である、各リアクトル 88 の一端の接続点 92 の電流を検出する。

【 0067 】

そして、スイッチング素子 86 のオンオフに応じた時間分割により、3 個のスイッチング素子 86 と、3 個のリアクトル 88 との間で電力の授受を可能とし、かつ、3 個のスイッチング素子 86 による零相電圧ベクトルの出力時に 3 個のスイッチング素子 86 と 3 個

10

20

30

40

50

のリアクトル 88 との間で零相電力を授受することにより、外部交流電源 28 からバッテリー 10 への充電を可能とする。

【0068】

また、制御部 42 は、上記の図 4 に示した第 2 の実施の形態の場合と同様に、3 相キャリア信号出力部 78 と、3 相 PWM 信号出力部 80 とを有する。3 相キャリア信号出力部 78 と、3 相 PWM 信号出力部 80 との機能は、上記の第 2 の実施の形態と同様である。

【0069】

このような実施の形態の場合、3 相 PWM 信号出力部 80 は、演算部 48 で演算して得られた PWM 変調率と、位相が 120 度ずつ異なる 3 相のキャリア信号 C1、C2、C3 とをコンパレータ 82 で比較して得られた算出値に応じて、位相が 120 度ずつ異なる各相用の PWM 信号 Pu、Pv、Pw を生成し、各相のスイッチング素子 86 のゲートに、各相用の PWM 信号 Pu、Pv、Pw を出力する。これにより、単相交流電流を交流電源電圧 V(t) と同位相の正弦波に制御する。

10

【0070】

このような本実施の形態の電力制御装置の場合も、上記の図 4 に示した第 2 の実施の形態と同様に、電流リップルを除去するための電気部品である EMI フィルタ 32 の小型化を図れる。また、昇降圧形としての機能を有する構成でも、外部交流電源 28 の交流電圧 V(t) とバッテリー 10 の電圧 Vb とにかかわらず、外部交流電源 28 側の電流を交流電源電圧 V(t) と同位相の正弦波に制御できる。その他の構成及び作用は、上記の図 4 に示した第 2 の実施の形態または図 12 に示した第 3 の実施の形態と同様である。

20

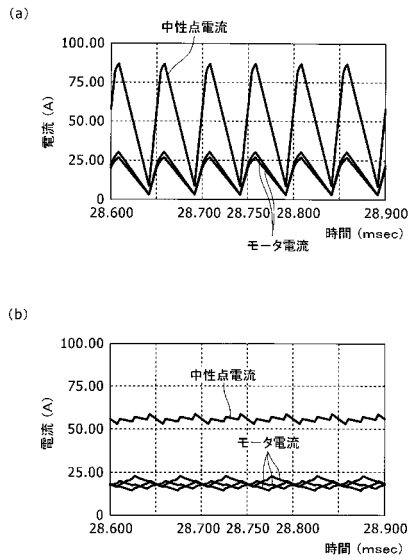
【符号の説明】

【0071】

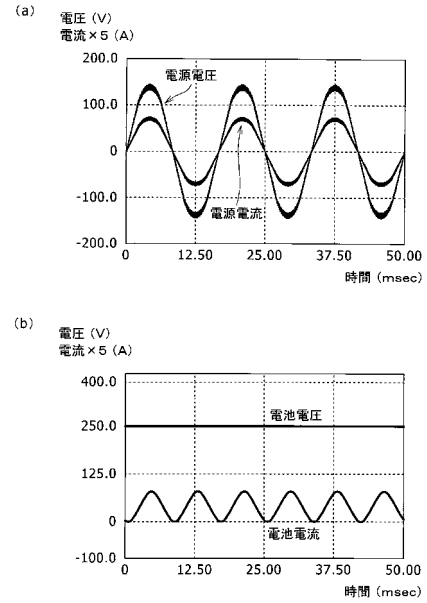
10 バッテリ、12 インバータ、14 モータ、20 第 1 充電時接続スイッチ、22 第 2 充電時接続スイッチ、24 充電付加回路、28 外部交流電源（商用電源）、30 ダイオード整流器、32 EMI フィルタ、36 走行時接続スイッチ、40 電流センサ、42 制御部、44 分流比乗算部、46 減算器、48 演算部、50 キャリア信号出力部、52 PWM 信号出力部、54 補償器、56 加算器、58 除算器、60 電流指令生成部、62 実効値演算部、64 位相検出部、66 正弦波生成部、68 除算部、70 乗算部、72 絶対値算出部、74 スwitching 素子、76 ダイオード、78 3 相キャリア信号出力部、80 3 相 PWM 信号出力部、82 コンパレータ、84 充電器、86 スwitching 素子、88 リアクトル、90 ダイオード、92 接続点。

30

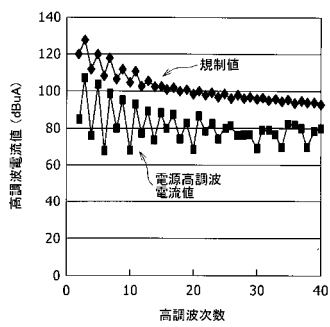
【 図 6 】



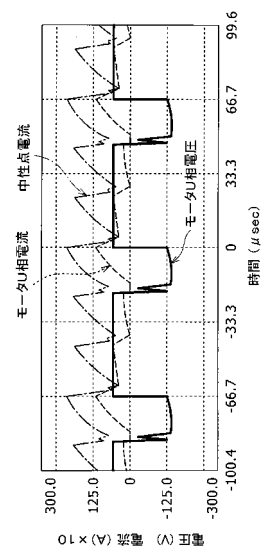
【 図 7 】



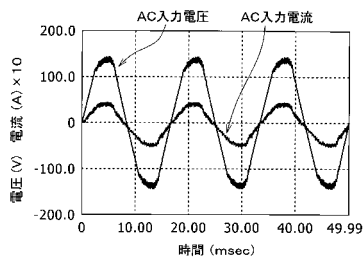
【 図 8 】



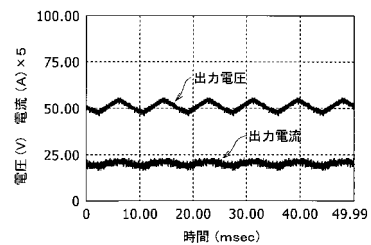
【 図 10 】



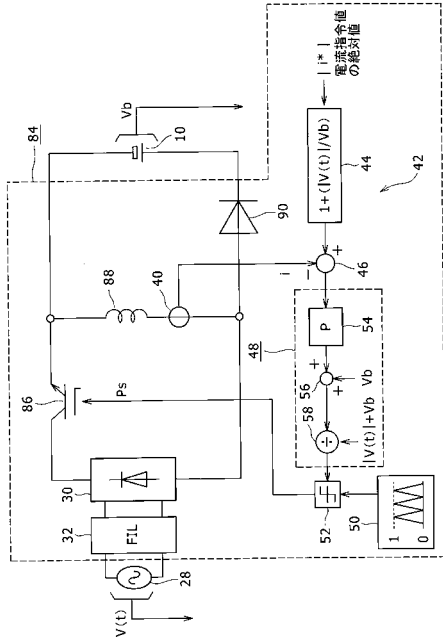
【 図 9 】



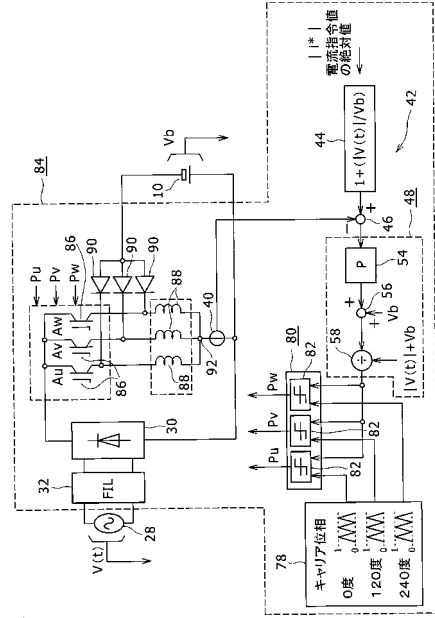
【 図 11 】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

(72)発明者 梅野 孝治

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4番地の1 株式会社豊田中央研究所内

審査官 安池 一貴

(56)参考文献 特開平06-335263(JP,A)
特開2009-005531(JP,A)
特開2001-169553(JP,A)
特開平10-146049(JP,A)
特開2010-045961(JP,A)
特開2003-116280(JP,A)
特開2010-104227(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48

H02J 7/00

B60L 11/00