

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-252143  
(P2007-252143A)

(43) 公開日 平成19年9月27日(2007.9.27)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2P 27/06 (2006.01)	HO2P 7/63 Z	5H007
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 T	5H505
	HO2M 7/48 F	

審査請求 未請求 請求項の数 26 O L (全 38 頁)

(21) 出願番号 特願2006-75094 (P2006-75094)  
(22) 出願日 平成18年3月17日 (2006.3.17)

(71) 出願人 000003997  
日産自動車株式会社  
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地  
(74) 代理人 100072051  
弁理士 杉村 興作  
(74) 代理人 100107227  
弁理士 藤谷 史朗  
(74) 代理人 100114292  
弁理士 来間 清志  
(72) 発明者 吉本 貫太郎  
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内  
(72) 発明者 北島 康彦  
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

最終頁に続く

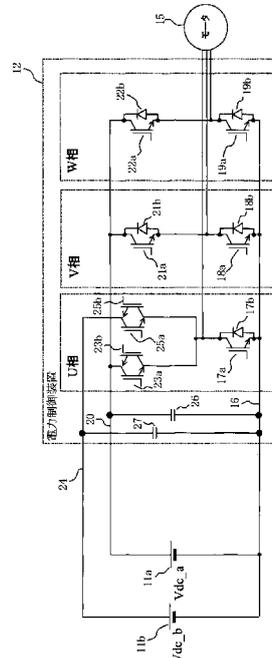
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】DC - DCコンバータを介さずに、複数の電源電力を利用・配分して、全体の体積・損失を低減することができると共に、半導体素子で実現可能な最小オンパルス幅を考慮し、各素子の耐圧を不要に高くすることのない電力変換装置を提供する。

【解決手段】モータ15を駆動するための電力変換装置であって、複数の直流電源11a, 11bに接続され、複数の電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することでモータ15を駆動するための駆動電圧を生成する相と、1つの直流電源に接続され、当該直流電源の出力電圧からパルスを生成することでモータ15の駆動電圧を生成する相とを備える。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

多相交流モータを駆動するための電力変換装置であって、

複数の直流電源に接続され、前記複数の電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することで前記多相交流モータを駆動するための駆動電圧を生成する相と、

1つの直流電源に接続され、当該電源の出力電圧からパルスを生成することで前記多相交流モータの駆動電圧を生成する相とを備えることを特徴とする電力変換装置。

## 【請求項 2】

前記複数の電源は電位の異なる直流電源であって、

前記複数の直流電源に接続される相のスイッチング手段は、最低電位に接続されるスイッチング手段は逆阻止機能を備えない能動素子とダイオードで構成され、残りは逆阻止機能を持つ素子で構成されており、

前記1つの直流電源に接続される相はすべてのアームが逆阻止機能を備えない能動素子とダイオードとで構成されることを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 3】

前記複数の直流電源は、燃料電池とバッテリーもしくはキャパシタを接続することで構成されたものであることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 4】

前記1つの直流電源に接続する相のスイッチの電気角1周期当たりオン時間平均値とは異なる、前記複数の直流電源と出力を接続する相のスイッチの電気角1周期当たりオン時間平均値のパルスを生成することを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 5】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値と、

前記相電圧指令値を前記各直流電源毎に配分する比率から、前記相電圧指令値を前記各直流電源毎に配分する手段を備え、

前記各直流電源毎に配分された相電圧指令値に基づいて、前記各直流電源毎に出力電圧パルスを生成することを特徴とする請求項 4 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 6】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、

他の相の相電圧指令値に対してオフセット値を持つことを特徴とする請求項 5 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 7】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、

前記各直流電源毎に配分する前の相電圧指令値に、他の相の相電圧指令値に対してオフセット値を加算し若しくは減算して得ることを特徴とする請求項 6 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 8】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、

前記各直流電源毎に配分された相電圧指令値の何れかに、オフセット値を加算し若しくは減算して得ることを特徴とする請求項 6 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 9】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、

前記各直流電源の内の電源電圧の高い電源から生成する相電圧指令値に、オフセット値を加算し若しくは減算して得ることを特徴とする請求項 6 に記載の電力変換装置。

## 【請求項 10】

前記オフセット値は、

前記各直流電源の電圧値と、前記相電圧指令値を前記各直流電源毎に配分する比率から演算することを特徴とする請求項 6 ~ 9 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

## 【請求項 11】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段

10

20

30

40

50

を備え、

前記相の相電流指令値と相電流の差分からフィードバック制御を演算し、前記フィードバック制御の出力をオフセット値とすることを特徴とする請求項 6 ~ 9 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 1 2】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段と、

前記相電流の検出値から前記相電流の直流電流成分を抽出する手段とを備え、

直流電流指令値と前記相電流の直流電流成分の差分からフィードバック制御を演算し、前記フィードバック制御の出力をオフセット値とすることを特徴とする請求項 6 ~ 9 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

10

【請求項 1 3】

前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段を備え、

前記相の相電流指令値と相電流の差分からフィードバック制御による演算出力であるオフセット値と、前記複数の直流電源の各電源電圧値、前記各直流電源のパルス幅指令値の平均値、及び他の相のパルス幅指令値の平均値から演算するオフセット値の和を、オフセット値として演算することを特徴とする請求項 6 ~ 9 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 1 4】

20

前記多相交流モータの電気角、回転速度、及び前記各直流電源の電力指令値から、前記多相交流モータの電流指令値と電源電力の配分比率を生成する手段を備え、

前記多相交流モータの電流指令値に基づいて出力電圧を生成すると共に、前記出力電圧を前記各直流電源毎に配分することを特徴とする請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 1 5】

前記多相交流モータの電流指令値と電源電力の配分比率を生成する手段は、

d 軸電流指令値と q 軸電流指令値の大きさを生成すると共に、前記多相交流モータの電気角の値に基づいて前記 d 軸電流指令値の符号を切り替えることを特徴とする請求項 1 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 1 6】

30

前記 d 軸電流指令値の符号は、

前記複数の直流電源の電力指令値に基づき、電力を充電する電源へ接続された電流経路を、充電電流が流れる方向に選択するものであることを特徴とする請求項 1 5 に記載の電力変換装置。

【請求項 1 7】

前記 d 軸電流指令値の符号は、

前記複数の直流電源の電力指令値と前記多相交流モータの電気角の値に基づいて、前記複数の直流電源から相電圧パルスを生成し、合成して出力する相の相電流を、前記多相交流モータから電源へ流れる方向に切り替えるものであることを特徴とする請求項 1 6 に記載の電力変換装置。

40

【請求項 1 8】

U 相電圧パルスを前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力し、

前記 d 軸電流指令値の符号を、前記電気角を用いて求められる余弦が正となる電気角の範囲で前記 d 軸電流指令値の符号を負とし、前記電気角を用いて求められる余弦が負となる電気角の範囲で前記 d 軸電流指令値の符号を正とするように、切り替えることを特徴とする請求項 1 7 に記載の電力変換装置。

【請求項 1 9】

相電圧パルスを前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力する相を複数備え、

前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力する相の内の少なくとも一つの

50

相電流が、前記多相交流モータから電源へ流れる方向に、前記 d 軸電流指令値の符号を切り替えることを特徴とする請求項 17 に記載の電力変換装置。

【請求項 20】

三相の内の U 相と V 相の相電圧パルスを前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力し、残る W 相の相電圧パルスを前記複数の直流電源の何れか一つから生成したパルスを合成して出力し、

前記 d 軸電流指令値の符号を、前記 U 相と前記 V 相の少なくとも一方の相電流を前記多相交流モータから電源へ流れる方向に、切り替えることを特徴とする請求項 19 に記載の電力変換装置。

【請求項 21】

前記多相交流モータの擬似電気角を生成する手段を備え、

前記多相交流モータの電流指令値と電源電力の配分比率を生成する手段は、擬似電気角周波数の電流指令値を生成することを特徴とする請求項 14 に記載の電力変換装置。

【請求項 22】

前記擬似電気角で回転する座標系におけるモータ電流指令値に基づいて、前記回転座標系における電圧指令値を生成する手段を備え、

前記回転座標系における電圧指令値を、静止座標系に前記擬似電気角を用いて座標変換することによって、出力電圧指令値を生成することを特徴とする請求項 21 に記載の電力変換装置。

【請求項 23】

前記多相交流モータの電気角に基づく、前記 d 軸電流指令値と前記 q 軸電流指令値の大きさと、前記 d 軸電流指令値の符号の切り替えによる電流指令値と、前記擬似電気角周波数の電流指令値とから、電流指令値を選択することを特徴とする請求項 15 ~ 22 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 24】

前記多相交流モータを機械的に制動する手段を備え、

前記多相交流モータの電流指令値を生成すると共に、前記制動する手段を動作させることを特徴とする請求項 14 に記載の電力変換装置。

【請求項 25】

前記多相交流モータと負荷軸を機械的に開放する手段を備え、

前記多相交流モータの電流指令値を生成すると共に、前記開放する手段を動作させることを特徴とする請求項 14 に記載の電力変換装置。

【請求項 26】

前記多相交流モータの回転速度は、所定の大きさよりも小さい回転速度の範囲であることを特徴とする請求項 14 ~ 25 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、電力変換装置に関し、特に、電動機を駆動する駆動電力を供給するための電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、燃料電池を主電源として高効率にモータを駆動する構成を備えた「燃料電池を有する直流電源」(特許文献 1 参照)が知られている。

図 39 は、従来の「燃料電池を有する直流電源」におけるモータ駆動システムの概略構成を示すブロック図である。図 39 に示すように、従来のモータ駆動システム 1 は、燃料電池 2 a とバッテリー 2 b とを並列接続して電源システムを構成する。DC - DC コンバータ 3 をバッテリー 2 b 側に接続する。燃料電池 2 a とバッテリー 2 b との最大出力比は、前者が全体出力の 65 ~ 80 % になる範囲で設定する。

【0003】

10

20

30

40

50

こうすることにより、DC-DCコンバータ3での損失を抑制し、高いエネルギー効率を実現することができる。つまり、バッテリー2bがDC-DCコンバータ3を介して燃料電池2aと並列に接続されており、DC-DCコンバータ3の出力電圧を制御することで、電源の出力効率を改善することを狙っている。

【特許文献1】特開2002-118981号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、従来の「燃料電池を有する直流電源」(特許文献1参照)においては、DC-DCコンバータ3を使っているため、電源と電力変換装置(インバータ4)及びモータMを全て含めたシステム全体の体積が大きくなってしまおうと共に、バッテリー2bを充放電するためにはDC-DCコンバータ3を通過することから、損失が発生してしまうことが避けられなかった。

10

【0005】

この発明の目的は、DC-DCコンバータを介さずに、複数の電源電力を利用・配分して、全体の体積・損失を低減することができると共に、半導体素子で実現可能な最小オンパルス幅を考慮し、各素子の耐圧を不要に高くすることのない電力変換装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記目的を達成するため、この発明に係る電力変換装置は、多相交流モータを駆動するための電力変換装置であって、複数の直流電源に接続され、前記複数の電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することで前記多相交流モータを駆動するための駆動電圧を生成する相と、1つの直流電源に接続され、当該電源の出力電圧からパルスを生成することで前記多相交流モータの駆動電圧を生成する相とを備えることを特徴としている。

20

【発明の効果】

【0007】

この発明によれば、多相交流モータを駆動するための電力変換装置は、複数の直流電源に接続されて複数の電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することにより多相交流モータを駆動するための駆動電圧を生成する相と、1つの直流電源に接続されて当該直流電源の出力電圧からパルスを生成することにより多相交流モータの駆動電圧を生成する相とが備えられており、少ない半導体素子で複数の電源電力を利用・配分することが可能となる。また、1つの直流電源に接続する相のスイッチの電気角1周期当たりオン時間平均値とは異なる、複数の直流電源と出力を接続する相のスイッチの電気角1周期当たりオン時間平均値のパルスが生成される。

30

【0008】

このため、DC-DCコンバータを介さずに、複数の電源電力を利用・配分して、全体の体積・損失を低減することができると共に、半導体素子で実現可能な最小オンパルス幅を考慮し、各素子の耐圧を不要に高くすることがない。

【発明を実施するための最良の形態】

40

【0009】

以下、この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て説明する。

(第1実施の形態)

図1は、この発明の第1実施の形態に係る電力変換器の構成を示す回路図である。図1に示すように、電力変換器12は、モータ15の各相(U相、V相、W相)毎に、複数組のスイッチ手段を有している。

【0010】

直流電源11aと直流電源11bは、何れも負極側が、共通負極母線16に接続されており、共通負極母線16とモータ15の各相端子間は、一般的なインバータの下アームと同様に、半導体スイッチ17a, 18a, 19aとダイオード17b, 18b, 19bの

50

それぞれの組を介して接続されている。直流電源 1 1 a の正極母線 2 0 とモータ 1 5 の各相端子間は、V 相と W 相が、半導体スイッチ 2 1 a , 2 2 a とダイオード 2 1 b , 2 2 b の組を介して、U 相が、双方向の導通を制御することができる半導体スイッチ 2 3 a / 2 3 b の組を介して、それぞれ接続されている。

【0011】

直流電源 1 1 b の正極母線 2 4 とモータ 1 5 の U 相端子間は、双方向の導通を制御することができる 2 個の半導体スイッチ 2 5 a / 2 5 b の組を介して接続されている。直流電源 1 1 a の正極母線 2 0 と共通負極母線 1 6 の間には平滑コンデンサ 2 6 が、直流電源 1 1 b の正極母線 2 4 と共通負極母線 1 6 の間には平滑コンデンサ 2 7 が、それぞれ接続されている。

10

【0012】

この電力変換器 1 2 の U 相は、共通負極母線 1 6、直流電源 1 1 a の正極母線 2 0、及び直流電源 1 1 b の正極母線 2 4 の 3 つの電位をもとに、V 相及び W 相は、共通負極母線 1 6 及び直流電源 1 1 a の正極母線 2 0 の 2 つの電位をもとに、それぞれモータ 1 5 に印加する電圧を出力電圧として生成する電力変換器である。モータ 1 5 の各相に設けられた半導体スイッチが、モータ 1 5 の各相に出力する電圧を生成するスイッチ手段であり、これらの電位の中から択一的に接続し、その接続する時間の割合を変化させることで、モータ 1 5 に必要な電圧を供給する。

【0013】

電力変換器 1 2 は、2 つの機能を有する。すなわち、1 つは、直流電源の 3 つの電位電圧を使って、モータ 1 5 に必要な電圧を生成する機能である。もう一つは、直流電源 1 1 a と直流電源 1 1 b それぞれが供給する電力を任意の値にする機能である。

20

前者の機能は、モータ 1 5 の動作点に応じてモータ 1 5 に必要な交流電圧を直流電圧より PWM により生成するものである。3 レベルの電圧から PWM により交流電圧を生成する。

【0014】

後者の機能は、本発明の中心となるものである。例えば、直流電源 1 1 a を燃料電池、直流電源 1 1 b を充放電可能なバッテリーとした場合のモータ駆動システムでは、効率の観点、燃料電池の応答性の観点などから、力行の場合には燃料電池から供給する電力とバッテリーから供給する電力の割合を任意の値に設定することが望ましい。本発明の場合、従来技術に比べ V 相、W 相のバッテリー側に相当するスイッチがない構成であるので、燃料電池の電圧から生成される出力電圧は  $(v_{uf}, v_{vf}, v_{wf})$  であるが、バッテリー電圧から生成される出力電圧は  $(v_{ub}, v_{vb}, v_{wb}) = (v_{ub}, 0, 0)$  となる。

30

【0015】

従って、電源から供給される電力は以下のように表すことができる。

$$P = (v_{uf} + v_{ub}, v_{vf} + v_{vb}, v_{wf} + v_{wb}) \cdot (i_u, i_v, i_w) \dots (5)$$

$$= (v_{uf}, v_{vf}, v_{wf}) \cdot (i_u, i_v, i_w) + (v_{ub}, 0, 0) \cdot (i_u, i_v, i_w) \dots (6)$$

40

【0016】

右辺の第 1 項は直流電源 1 1 a から供給される電力 P<sub>f</sub>

$$P_f = (v_{uf}, v_{vf}, v_{wf}) \cdot (i_u, i_v, i_w) \dots (7)$$

第 2 項は直流電源 1 1 b から供給される電力 P<sub>b</sub>

$$P_b = (v_{ub}, 0, 0) \cdot (i_u, i_v, i_w) \dots (8)$$

となる。

直流電源 1 1 b に接続されているスイッチは U 相のスイッチ 2 5 a、2 5 b だけであるが、式 (7)、(8) からわかるように、P<sub>f</sub> と P<sub>b</sub> は  $(v_{uf}, v_{vf}, v_{wf})$  と  $(v_{ub}, 0, 0)$  を調整することで任意の割合に調整することができる。

【0017】

50

図2は、第1実施の形態において燃料電池とバッテリーで供給電力を分担しながらモータを駆動した時のモータ電流波形（U相電流 $i_u$ 、V相電流 $i_v$ ）を示す波形図である。図2に示すように、正常に電流が制御できている様子がわかる。

以上説明したように、本実施例では、従来例と同等な機能を有しながら、スイッチ数を削減できる。また、V相・W相の直流電源11aにつながるスイッチ21a、21bおよび22a、22bでは逆耐圧が不要となるため、スイッチ21bおよび22bをダイオードで構成可能となる。つまり、素子数の低減、逆阻止機能素子数の低減ができるため、コスト削減、サイズ・重量削減につながる。

#### 【0018】

図3は、図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その1）である。図3に示すように、この回路は、直流電源11bの正極母線24とモータ15のV相端子間に、双方向の導通を制御することができる2個の半導体スイッチ25c/25dの組を介して接続し、直流電源11bに接続される相を2相にした構成である。ここで、電力 $P_f$ 、 $P_b$ は、

$$P_f = (v_{uf}, v_{vf}, v_{wf}) \cdot (i_u, i_v, i_w) \dots (9)$$

$$P_b = (v_{ub}, v_{vb}, 0) \cdot (i_u, i_v, i_w) \dots (10)$$

となる。本構成では、V相端子間に2個の半導体スイッチ25c/25dを加え、ダイオード21bを逆耐圧の半導体スイッチに代えており、素子数は第1の実施例（図1参照）より多いが、バッテリーのリプル電流が少ないという特徴がある。

#### 【0019】

図4は、図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その2）である。図4に示すように、本構成は、逆阻止機能が必要なスイッチを、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）とダイオードで構成した場合であって、スイッチ25a、25bを、電源からモータ方向の電流の阻止及び通電を切り換えるIGBT251aとモータから電源方向のみの電流を流すことができるダイオード252aからなる組と、モータから電源方向の電流の阻止及び通電を切り換えるIGBT251bと電源からモータ方向のみの電流を流すことができるダイオード252bからなる組の、直列接続で実現したものである。

#### 【0020】

このような構成によれば、逆阻止型のIGBTを用いることなくスイッチ25a、25bを構成できる。同様に、スイッチ23a、23bについても、IGBT231a、ダイオード232a、IGBT231b、ダイオード232bにより構成することができる。

図5は、図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その3）である。図5に示すように、本構成は、2つの電源として、一方の電源 $V_{dc\_b}$ は、42V系発電機（オルタネーター）110bであり、もう一方の電源 $V_{dc\_a}$ は、14V系バッテリー110aである。このような2電源系を登載している車両では、通常、エンジン等の原動機に接続された42V系発電機110bの発電電圧の不安定を解消するために、別に42V系バッテリーを設ける必要がある。

#### 【0021】

さらに一般的な車両では、ヘッドライトなどを点灯するための補機用のバッテリーである14V系バッテリー110aを備えている。この場合、14V系バッテリー110aへ電力を充電する場合は、42V系発電機110bの電圧をDC/DCコンバータ等により降圧して供給する。

#### 【0022】

本構成では、42V系発電機ひとつ、14V系バッテリーひとつで同様の機能を相することができる。これは、14V系バッテリー110aへは、42V系発電機110bからモータ15に通電されている電力の一部をスイッチ25bを通じて14V系バッテリー110aに戻すことで、14V系バッテリー110aを充電することが可能であり、42V系発電機110aの発電電圧が不安定な場合には、14V系バッテリー110bの電力をスイッチ25aを通じてモータに供給することで、モータ駆動が不安定になることを軽減できるからである。

10

20

30

40

50

## 【0023】

図6は、電力変換器の他の構成を示す回路図(その4)である。図6に示すように、本実施例は、6相モータ用の電力変換器の例である。相の名前を空間的配置の順にU1、V1、U2、V2、U3、V3と名づける。U1、U2、U3は、直流電源11aの正極母線20と直流電源11bの正極母線24と共通負極母線16と接続されており、複数の直流電源からの電力供給が可能であり、V1、V2、V3は、直流電源11aの正極母線20と共通負極母線16と接続されており、直流電源11aからのみの電力供給が可能である。

## 【0024】

具体的には、直流電源11aの正極母線20とモータ15の各相端子間は、V1、V2、V3相が、半導体スイッチ214a、219a、224aとダイオード214b、219b、224bの組を介して、U1、U2、U3相が、双方向の導通を制御することができる半導体スイッチ212a/212b、217a/217b、222a/222bの組を介して、それぞれ接続されている。

10

## 【0025】

また、直流電源11bの正極母線24とモータ15のU1、U2、U3相端子間は、双方向の導通を制御することができる半導体スイッチ211a/211b、216a/216b、221a/221bの2個の半導体スイッチ25a/25bの組を介して接続されている。共通負極母線16とモータ15の各相端子間は、一般的なインバータの下アームと同様に、半導体スイッチ213a、215a、218a、220a、223a、225aとダイオード213b、215b、218b、220b、223b、225bのそれぞれの組を介して接続されている。

20

## 【0026】

このようにすることで、図7に示す電圧ベクトル図からわかるように、出力可能な電圧ベクトルが空間的に対象的にレイアウトされることになる。これにより、電源から供給される電力の歪が小さくなる。また、2つの電源電圧が異なる場合、電力変換器の最大出力電圧を大きくすることができる。よって、6相モータ用の電力変換器の場合、各相の電流ひずみの小さな交流電流を生成することが可能である。

## 【0027】

(第2実施の形態)

図8は、この発明の第2実施の形態に係る電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。図8に示すように、電力変換制御システム10は、複数(この例では2個)の直流電源11a、11b、電力変換器(電力変換装置)12、トルク制御装置13、及び電力制御装置14を有しており、電力変換器12から、モータ(多相交流モータ)15に必要な電圧を供給する。ここで、モータ15は、三相交流モータである。

30

## 【0028】

図8に示すように、トルク制御装置13は、外部より与えられるトルク指令値 $T_e^*$ とモータ回転速度から、モータ15のd軸電流の指令値 $i_d^*$ とq軸電流の指令値 $i_q^*$ を演算する。トルク制御装置13では、予め作成された $T_e^*$ を軸としたマップを参照し、 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ を出力する。

40

## 【0029】

図8に示すように、電力制御装置14は、電流制御部28、電力制御・変調率演算部29、PWM(Pulse Width Modulation)パルス生成部30、駆動信号処理回路部31、及び3相/dq変換部32を有している。電流制御部28は、d軸電流指令値 $i_d^*$ 、q軸電流指令値 $i_q^*$ と、d軸電流値 $i_d$ 、q軸電流値 $i_q$ から、これらを一致させるための電流制御を行う。この制御によって、3相交流の各相の電圧指令値 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ を出力する。

## 【0030】

図9は、図8の電流制御部の構成を説明するブロック図である。図9に示すように、電流制御部28は、制御部33及びdq/3相変換部34を有している。制御部33は、d

50

軸電流指令値  $i_d^*$ 、q 軸電流指令値  $i_q^*$  に、d 軸電流値  $i_d$ 、q 軸電流値  $i_q$  が追従するように、それぞれ P (比例) I (積分) 制御によるフィードバック制御を行って、d 軸電圧指令値  $v_d^*$ 、q 軸電圧指令値  $v_q^*$  を出力する。d 軸電流値  $i_d$  及び q 軸電流値  $i_q$  は、3 相 / dq 変換部 31 により U 相電流  $i_u$ 、V 相電流  $i_v$  から求められる。

【0031】

dq / 3 相変換部 34 は、d・q 軸電圧を 3 相電圧指令に変換する変換手段であり、d 軸電圧指令値  $v_d^*$ 、q 軸電圧指令値  $v_q^*$  を入力とし、U 相電圧指令値  $v_u^*$ 、V 相電圧指令値  $v_v^*$ 、W 相電圧指令値  $v_w^*$  を出力する。

図 8 に示すように、電力制御・変調率演算部 29 は、直流電源 11a と直流電源 11b から供給される電力の分配目標値  $r_{to\_pa}$ 、 $r_{to\_pb}$  を用いて、電力制御を行う。電力の分配目標値は、直流電源 11a と直流電源 11b の電力の比率を意味しており、電力の分配目標値  $r_{to\_pa}$ 、 $r_{to\_pb}$  は、次の関係を有する。

$$r_{to\_pa} + r_{to\_pb} = 1$$

【0032】

このため、一方の電力分配目標値が得られれば、上記関係から、もう一方の電力分配目標値を求めることができる。つまり、電力制御・変調率演算部 29 への入力は、例えば、直流電源 11a の電力の分配目標値  $r_{to\_pa}$  のみ (図 8 参照) で良く、電力制御・変調率演算部 29 により、上記式に基づいて、直流電源 11b の電力の分配目標値  $r_{to\_pb}$  が演算される。

【0033】

次に、複数の電源からパルス生成する相である U 相について説明する。

図 10 は、電力制御・変調率演算部の構成を詳細に説明するブロック図である。図 10 に示すように、電力制御・変調率演算部 29 は、減算器 35、36、乗算器 37、変調率演算手段 38、及び変調率補正手段 39 を有している。減算器 35 は、入力した U 相電圧指令値  $v_u^*$  から電圧オフセット補償値  $v_{0^*}$  を減算して、電圧指令値  $v_{u0^*}$  を求める。電圧オフセット補償値  $v_{0^*}$  の詳細については、後述する。乗算器 37 は、電圧指令値  $v_{u0^*}$  に、分配目標値  $r_{to\_pa}$  を乗算して、直流電源 11a 側の電圧指令値  $v_{ua^*}$  を求める。

【0034】

以下、直流電源 11a から生成する電圧の指令を電源 a 分電圧指令、直流電源 11b から生成する電圧の指令を電源 b 分電圧指令と称する。

$$v_{u0^*} = v_u^* + v_{0^*}$$

$$v_{ua^*} = v_{u0^*} \cdot r_{to\_pa}$$

一方、直流電源 11b 側の電圧指令値は、減算器 36 により、モータ電流制御の制御電圧から得られた電圧指令値  $v_{u0^*}$  から直流電源 11a 側の電圧指令値  $v_{ua^*}$  を減算して求める。

$$v_{ub^*} = v_{u0^*} - v_{ua^*}$$

【0035】

以下、変調率演算と PWM パルス生成の説明は、U 相についてのものであり、V 相、W 相については、電圧指令値  $v_v^*$ 、 $v_w^*$  と、V・W 相レグが接続された直流電源 11a の電圧  $V_{dc\_a}$  からのみ変調率の演算を行う。

図 11 は、変調率演算を説明するブロック図である。図 11 に示すように、乗算器 40 により、電圧指令値  $v_v^*$  に  $2 / V_{dc\_a}$  を乗算して、変調率指令値  $m_{va\_c^*}$  を求める。

【0036】

図 10 に示す変調率演算手段 38 は、直流電源 11a の電圧  $V_{dc\_a}$ 、直流電源 11b の電圧  $V_{dc\_b}$  から、規格化した電圧指令である瞬時変調率指令値  $m_{ua^*}$ 、 $m_{ub^*}$  を生成する。即ち、変調率演算手段 38 は、乗算器 41、42 を有しており、ここでは、U 相の電源 a 分電圧指令  $v_{ua^*}$ 、電源 b 分電圧指令  $v_{ub^*}$  を、それぞれの直流電圧の半分の値で正規化することで、電源 a 分瞬時変調率指令値  $m_{ua^*}$ 、電源 b

10

20

30

40

50

分瞬時変調率指令値  $m u\_b^*$  を求める。

【 0 0 3 7 】

$$m u\_a^* = v u\_a^* / (V d c\_a / 2)$$

$$m u\_b^* = v u\_b^* / (V d c\_b / 2)$$

図 1 2 は、図 1 0 に示す変調率補正手段の変調率オフセット演算器における入出力値を説明する説明図である。図 1 2 に示すように、変調率補正手段 3 9 は、変調率オフセット演算器 4 3 により、得られた変調率を出力するために、P W M 周期の時間幅を配分し、最終的な変調率指令値の演算を行う。

【 0 0 3 8 】

まず、変調率オフセット演算器 4 3 で、直流電源 1 1 a の電源電圧  $V d c\_a$ 、直流電源 1 1 b の電源電圧  $V a c\_b$ 、及び直流電源 1 1 a の電力の分配目標値  $r t o\_p a$  から、次の変調率オフセット  $m a\_o f f s e t 0$ 、 $m b\_o f f s e t 0$  を演算する。ここで、直流電源 1 1 b の電力の分配目標値  $r t o\_p b$  は、前述の式をもとに演算する。

$$r t o\_p b = 1 - r t o\_p a$$

【 0 0 3 9 】

【 数 1 】

$$m a\_o f f s e t 0 = \frac{\left| \frac{r t o\_p a}{V d c\_a} \right|}{\left| \frac{r t o\_p a}{V d c\_a} \right| + \left| \frac{r t o\_p b}{V d c\_b} \right|}$$

20

【 数 2 】

$$m b\_o f f s e t 0 = \frac{\left| \frac{r t o\_p b}{V d c\_b} \right|}{\left| \frac{r t o\_p a}{V d c\_a} \right| + \left| \frac{r t o\_p b}{V d c\_b} \right|}$$

30

40

【 0 0 4 0 】

次に、得られた変調率オフセット  $m a\_o f f s e t 0$ 、 $m b\_o f f s e t 0$  は、加算器 4 4 と加算器 4 5 で、それぞれ電源 a 分瞬時変調率指令値  $m u\_a^*$ 、電源 b 分瞬時変調率指令値  $m u\_b^*$  と加算する。

最終的な変調率指令値  $m u\_a\_c^*$ 、 $m u\_b\_c^*$  を、以下の式で求める。

$$m u\_a\_c^* = m u\_a^* + m a\_o f f s e t^* - 1$$

$$m u\_b\_c^* = m u\_b^* + m b\_o f f s e t^* - 1$$

50

## 【0041】

図13は、電圧オフセット補償値を演算する電圧オフセット補償値演算器における入出力値を説明する説明図である。図13に示すように、前述した電圧オフセット補償値  $v_{o^*}$  は、電圧オフセット補償値演算器46により、変調率オフセット  $ma\_offset_0$ 、 $mb\_offset_0$ と電源電圧を用いて演算する。

図14は、図2のU相についての回路図である。図14に示すように、出力電圧  $v_{u\_out}$  は、直流電源11a、11b分で出力されるときに次のような電圧値となる。

## 【0042】

直流電源11a分からのみ、即ち、分配目標値  $rt_o\_pa = 1$  のときには、V、W相と同じく、電気角1周期当たりの出力電圧  $v_{u\_out}$  の平均値  $v_{u\_out\_ave1}$  は、次のようになる。

$$v_{u\_out\_ave1} = V_{dc\_a} / 2$$

一方、分配目標値  $rt_o\_pa$  を1でない値に設定するときには、直流電源11aから出力する電圧平均値と、直流電源11bから出力する電圧の平均値の和となる。

$$v_{u\_out\_ave2} = V_{dc\_a} / 2 \cdot ma\_offset^* + V_{dc\_b} / 2 \cdot mb\_offset^*$$

## 【0043】

この出力電圧の差  $v_{u\_out\_ave}$  を求めると、

$$v_{u\_out\_ave} = V_{dc\_a} / 2 \cdot ma\_offset^* + V_{dc\_b} / 2 \cdot mb\_offset^* - V_{dc\_a} / 2$$

$v_{u\_out\_ave}$  が、V・W相と比較した場合のオフセット電圧となるため、モータ15にオフセット電流が流れないように、次の電圧オフセット補償値  $v_{o^*}$  を演算する。

$$v_{o^*} = v_{u\_out\_ave}$$

## 【0044】

図15は、図8のPWMパルス生成部で用いる三角波の波形説明図である。図15に示すように、直流電源11a用のキャリア  $C_a$  は、直流電源11aの電圧  $V_{dc\_a}$  から電圧パルスを出力するために、各スイッチ手段を駆動するPWMパルス生成するための三角波キャリアである。同様に、直流電源11b用のキャリア  $C_b$  として三角波キャリアを設ける。これら二つの三角波キャリア  $C_a$ 、 $C_b$  は、上限+1、下限-1の値をとり、180度の位相差を持つ。

## 【0045】

ここで、図14に示すU相の各スイッチ手段を駆動する信号A～Eを、次のようにする。

- A：直流電源11aから出力端子の方向へ導通するスイッチ手段を駆動する信号
- B：出力端子から負極の方向へ導通するスイッチ手段を駆動する信号
- C：出力端子から直流電源11aの方向へ導通するスイッチ手段を駆動する信号
- D：直流電源11bから出力端子の方向へ導通するスイッチ手段を駆動する信号
- E：出力端子から直流電源11bの方向へ導通するスイッチ手段を駆動する信号

## 【0046】

まず、直流電源11aから電圧パルスを出力する際のパルス生成方法について述べる。直流電源11aからPWMパルスを出力する際に、駆動信号Aをオン(ON)状態にする必要がある。直流電源11aの正極と直流電源11bの正極の間に電位差があり、直流電源11aの電源電圧  $V_{dc\_a}$  が直流電源11bの電源電圧  $V_{dc\_b}$  より大きい ( $V_{dc\_a} > V_{dc\_b}$ ) とき、駆動信号Aと駆動信号Eが共にオン状態になると、両正極間を短絡する電流が流れることになる。

## 【0047】

例えば、同時に駆動信号Aをオン状態からオフ(OFF)状態へ、駆動信号Eをオフ状態からオン状態へ切り換えた場合、駆動信号Aが完全にオフ状態になる迄に時間を要するため、駆動信号Eのオン状態時と重なり、共にオン状態になる時間が生じて、短絡電流が

10

20

30

40

50

流れ、この経路に設置された半導体スイッチの発熱量が増加する。

【0048】

このような発熱の増加を予防するために、駆動信号 A と駆動信号 E が共にオフ状態になる時間を経過した後に、駆動信号 A と駆動信号 E をオフ状態からオン状態へ切り換えるようにする。このように駆動信号に短絡防止時間（デッドタイム）を付加したパルス生成を行う。

この駆動信号 A と駆動信号 E にデッドタイムを付加すると同様に、駆動信号 E と駆動信号 C にデッドタイムを付加し、更に、正極と負極の短絡防止のためには、駆動信号 A と駆動信号 B、駆動信号 E と駆動信号 B にデッドタイムを付加する。

【0049】

図 16 は、三角波比較による駆動信号 A と駆動信号 E のパルス生成を示す波形説明図である。図 16 に示すように、駆動信号 A と駆動信号 E にデッドタイムを付加した駆動信号生成を行うため、変調率指令値  $m u \_ a \_ c \_ *$  からデッドタイム分オフセットした変調率指令値  $m u \_ a \_ c \_ u p \_ *$ 、 $m u \_ a \_ c \_ d o w n \_ *$  を、次のように求める。

$$m u \_ a \_ c \_ u p \_ * = m u \_ a \_ c \_ * + H d$$

$$m u \_ a \_ c \_ d o w n \_ * = m u \_ a \_ c \_ * - H d$$

ここで、 $H d$  は、三角波の振幅（底辺から頂点まで） $H t r$  と周期  $T t r$ 、及びデッドタイム  $T d$  から、次のように求める。

$$H d = 2 T d \times H t r / T t r$$

【0050】

キャリアと、各変調率指令値  $m u \_ a \_ c \_ *$ 、 $m u \_ a \_ c \_ u p \_ *$ 、 $m u \_ a \_ c \_ d o w n \_ *$  の比較を行って、駆動信号 A と駆動信号 E のスイッチの状態を、次のルールに従って求める。

$m u \_ a \_ c \_ d o w n \_ *$  電源 11 a 用キャリアならば、駆動信号 A = O N

$m u \_ a \_ c \_ *$  電源 11 a 用キャリアならば、駆動信号 A = O F F

$m u \_ a \_ c \_ *$  電源 11 a 用キャリアならば、駆動信号 E = O F F

$m u \_ a \_ c \_ u p \_ *$  電源 11 a 用キャリアならば、駆動信号 E = O N

このように、駆動信号を生成することで、駆動信号 A と駆動信号 E の間には、デッドタイム  $T d$  を設けることができ、正極間の短絡を防止することができる。

【0051】

図 17 は、三角波比較による駆動信号 D と駆動信号 C のパルス生成を示す波形説明図である。図 17 に示すように、直流電源 11 b から電圧パルスを出力する際のパルス生成方法は、直流電源 11 a の場合と同様であり、駆動信号 D と駆動信号 C にデッドタイムを付加した駆動信号生成を行うため、変調率指令値  $m u \_ b \_ c \_ *$  からデッドタイム分オフセットした変調率指令値  $m u \_ b \_ c \_ u p \_ *$ 、 $m u \_ b \_ c \_ d o w n \_ *$  を求め、直流電源 11 b 用キャリアとの比較を行う。

$$m u \_ b \_ c \_ u p \_ * = m u \_ b \_ c \_ * + H d$$

$$m u \_ b \_ c \_ d o w n \_ * = m u \_ b \_ c \_ * - H d$$

【0052】

駆動信号 D と駆動信号 C のスイッチの状態を、次のルールに従って求める。

$m u \_ b \_ c \_ d o w n \_ *$  電源 11 b 用キャリアならば、駆動信号 D = O N

$m u \_ b \_ c \_ *$  電源 11 b 用キャリアならば、駆動信号 D = O F F

$m u \_ b \_ c \_ *$  電源 11 b 用キャリアならば、駆動信号 C = O F F

$m u \_ b \_ c \_ u p \_ *$  電源 11 b 用キャリアならば、駆動信号 C = O N

このようにして、駆動信号 D と駆動信号 C の間にもデッドタイム  $T d$  を設けることができ、正極間の短絡を防止することができる。

駆動信号 B は、生成された駆動信号 E と駆動信号 C の A N D 処理から生成する。

$$B = E \cdot C$$

【0053】

図 18 は、デッドタイム  $T d$  が付加されたパルス生成の例を示す波形説明図である。図

10

20

30

40

50

18に示すように、駆動信号Eは、駆動信号Aとの間にデッドタイム $T_d$ を付加した信号であり、駆動信号Cは駆動信号Dとの間にデッドタイム $T_d$ を付加した信号である。このため、駆動信号Bを、駆動信号Eと駆動信号CのANDから生成することで、駆動信号Bと駆動信号A、駆動信号Bと駆動信号Eにもデッドタイム $T_d$ を生成することができる。

これら各スイッチ手段の駆動信号A～駆動信号Eは、駆動信号処理回路部31に入力する。

#### 【0054】

図19は、図8の駆動信号処理回路部の構成を説明する回路図である。ここでは、U相についての信号処理について説明するが、U相以外の他の相についても、同様な信号処理が行われる。

図19に示すように、駆動信号処理回路部31は、NOT回路47a, 47b、AND回路48a, 48b, 48c, 48d, 48e、NOR回路49、及びOR回路50a, 50b, 50c, 50dを有している。

#### 【0055】

この駆動信号処理回路部31は、各スイッチ手段の駆動信号A～Eと運転・停止判定信号 $pwm\_enable$ を入力とし、各スイッチ手段の駆動信号を出力とする論理回路である。運転・停止判定信号 $pwm\_enable$ との論理演算を行う前に、駆動信号BとNOT回路47aを通して論理反転した信号と、駆動信号Aと駆動信号Dは、それぞれAND回路48aとAND回路48bにより論理積が演算され、信号 $A_0$ ,  $D_0$ を出力する。これによって、駆動信号Aと駆動信号Bが同時にオン、駆動信号Dと駆動信号Bが同時にオンになる信号出力を防止することができ、極間の短絡を防ぐことができる。

#### 【0056】

また、駆動信号Cと駆動信号Eが共にオフでありL(ロー)の信号であるとき、NOR回路49の出力はH(ハイ)となる。これと、元の駆動信号EをOR回路50aに通すと、OR回路50aから出力される信号 $E_0$ はHとなる。同様に、駆動信号Cも、OR回路50bに通すことで、OR回路50bから出力される信号 $C_0$ はHとなる。即ち、駆動信号処理回路部31に信号を通すことによって、駆動信号Eと駆動信号Cが共にオフの信号であるときに、駆動信号Eと駆動信号Cにより駆動されるスイッチ手段をオンさせることで、モータ15から電源への電流経路を確保することができる。

#### 【0057】

運転・停止判定信号 $pwm\_enable$ と、信号 $A_0$ ,  $D_0$ 、及び入力した駆動信号Bに基づく信号 $B_0$ のそれぞれとの論理積を、AND回路48c, 48d, 48eで演算し、駆動信号A, D, Bを出力する。この論理演算によって、運転・停止判定信号 $pwm\_enable$ がLのときには、駆動信号A, D, BはLになって、各信号により駆動されるスイッチ手段はオフとなり、電源から負荷への電力供給を停止することができる。

また、信号 $C_0$ ,  $E_0$ と、運転・停止判定信号 $pwm\_enable$ をNOT回路47bで反転した信号との論理和を、OR回路50c, 50dで演算し、駆動信号Eと駆動信号Cを出力する。この論理演算によって、運転・停止判定信号 $pwm\_enable$ がL、即ち、電力変換器12の停止信号を受けて、駆動信号Cと駆動信号Eは共にHになり、駆動信号Cと駆動信号Eにより駆動されるスイッチ手段をオンする。

#### 【0058】

このようにして駆動する電力変換器12は、直流電源11aと直流電源11bの電力配分を操作することが可能であり、従来の「燃料電池を有する直流電源」(特許文献1参照)に示されているような直流電圧を調整するDC-DCコンバータを用いずに、電源電力を配分制御することができる。このため、電力変換制御システム全体を小形化・高効率化することができる。

#### 【0059】

また、複数電源からパルスを生成する相にのみ電圧オフセット補償値を加算したことにより、この相のスイッチA(半導体スイッチ23a)とD(半導体スイッチ25a)の電気角1周期当たりの平均オン時間の和は、V・W相のスイッチ(半導体スイッチ21a,

10

20

30

40

50

22a)とは異なる時間になる。同様に、共通負極母線16に接続されたスイッチ(半導体スイッチ17a, 18a)の平均オン時間は異なるようになる。

このようなスイッチのオン・オフ時間となるように制御することで、異なる電源電圧の直流電源から、出力電圧パルス分割・配分する場合でも、電気角1周期の各相の平均出力電圧が等しくなり、モータを、通常のインバータ駆動と同様な交流電流波形により駆動することができ、モータ電流に大きなトルクリプルが発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。

#### 【0060】

(第3実施の形態)

次に、この発明の第3実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。ここでは、第2実施の形態との差異のみを説明する。第2実施の形態に係る電力変換制御システムの電力変換器では、U相のみが複数の電源からパルス生成を行うことができたが、この第3実施の形態に係る電力変換制御システムの電力変換器は、V相も複数の電源からパルス生成を行うことができるような回路構成としたものである。

10

#### 【0061】

図20は、この発明の第3実施の形態に係る電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。図20に示すように、電力変換制御システム55は、電力制御装置14の電力制御・変調率演算部29からPWMパルス生成部30へ変調率指令値 $m_v\_b\_c^*$ を出力する。また、電力変換器12とは異なった構成の電力変換器56を有している。その他の構成及び作用は、第1実施の形態の電力変換制御システム10と同様である。

20

#### 【0062】

図21は、図20の電力変換器の構成を示す回路図である。図21に示すように、電力変換器56は、直流電源11aの正極母線20とモータ15のV相端子間が、半導体スイッチ21a, 57の組を介して、直流電源11bの正極母線24とモータ15のV相端子間が、双方向の導通を制御することができる2個の半導体スイッチ58a/58bの組を介して、それぞれ接続されている。

つまり、正極母線20とモータ15のV相端子間には、ダイオード21bに代えて半導体スイッチ57が設けられ、正極母線24とモータ15のV相端子間には、2個の半導体スイッチ58a/58bの組が、新たに設けられている。その他の構成及び作用は、電力変換器12(図1参照)と同様である。

30

#### 【0063】

この第3実施の形態においては、V相の変調率演算を、乗算器40(図11参照)により行うのではなく、U相の電力制御・変調率演算を行う電力制御・変調率演算部29(図10参照)と同様な構成を有する電力制御・変調率演算部により行う。そして、電圧オフセット補償演算も、U相と同様に行う。

#### 【0064】

(第4実施の形態)

次に、この発明の第4実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。ここでは、第2実施の形態との差異のみを説明する。この第4実施の形態に係る電力変換制御システムの電力変換器は、電圧オフセット補償値の演算が、第2実施の形態における電力変換器とは一部異なる。

40

図22は、この発明の第4実施の形態における変調率オフセット演算部のブロック図である。図22に示すように、変調率オフセット演算部59は、電圧オフセット補償値演算器60、dq/3相変換部61、減算器62、U相電流制御部63、及び加算器64を有している。

#### 【0065】

電圧オフセット補償値演算器60は、第1実施の形態における電圧オフセット補償値演算器46(図13参照)と同じ演算を行い、電圧オフセット補償値 $v\_o\_ff^*$ を出力する。更に、相電流のフィードバック制御から、U相電流制御部63により $v\_o\_fb^*$ を演算する。ここでは、d軸電流指令値 $i_d^*$ 、q軸電流指令値 $i_q^*$ と位相から、

50

d q / 3 相変換部 6 1 により座標変換を行って、U 相の相電流指令値  $i_{u}^*$  を求め、減算器 6 2 により、電流センサで検出した U 相電流  $i_u$  との差分を演算し、P ( 比例 ) I ( 積分 ) 制御からなる U 相電流制御を行って、 $v_{o\_fb}^*$  を求める。そして、電圧オフセット補償値  $v_{o\_ff}^*$  と  $v_{o\_fb}^*$  を、加算器 6 4 により加算して変調率オフセット値  $v_o^*$  を求める。

【 0 0 6 6 】

このように、電源電圧と変調率オフセットからオフセット値を演算すると共に、電流フィードバック制御からもオフセット値を演算することで、スイッチのオン抵抗やオン・オフの時間遅れ等により、出力電圧の差  $v_{u\_out\_ave}$  だけでなく不確定な外乱電圧が加わる場合にも、電流のフィードバック制御によって、電圧のオフセット分を補償し、U 相の出力電圧平均値は他の相と同等となる。このため、電流のオフセットは小さく、トルクリブルの発生や効率の低下を伴うことなく、電源電力の配分を行うことができる。

【 0 0 6 7 】

図 2 3 は、相電流波形を示し、( a ) は電圧オフセット補償を行わなかった場合の波形図、( b ) はこの実施の形態における電圧オフセット補償値の加算を行った場合の波形図である。図 2 3 に示すように、この実施の形態における電圧オフセット補償値の加算を施す前の相電流波形には、電力配分比率  $r_{to\_pa}$  の変化に伴って、相電流波形にオフセット電流が現れている ( ( a ) 参照 ) が、この実施の形態における電圧オフセット補償値の加算を行った場合の相電流波形には、オフセット電流が現れず ( ( b ) 参照 )、電流オフセットを抑制していることが分かる。

【 0 0 6 8 】

( 第 5 実施の形態 )

次に、この発明の第 5 実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。この第 5 実施の形態に係る電力変換制御システムの電力変換器は、相電流のフィードバック制御から  $v_{o\_fb}^*$  を演算する部分が、第 4 実施の形態における電力変換器とは異なっている。

図 2 4 は、この発明の第 4 実施の形態における変調率オフセット演算部のブロック図である。図 2 4 に示すように、変調率オフセット演算部 6 5 は、電圧オフセット補償値演算器 6 0、ローパスフィルタ ( L P F ) 6 6、減算器 6 2、U 相電流制御部 6 3、及び加算器 6 4 を有している。

【 0 0 6 9 】

電圧オフセット補償値演算器 6 0 は、電圧オフセット補償値  $v_{o\_ff}^*$  を出力する。L P F 6 6 は、電流センサで検出した U 相電流  $i_u$  を通過させて電流値  $i_{u0}$  を出力する。電流値  $i_{u0}$  は、U 相電流  $i_u$  に含まれる直流電流成分を抽出した値となる。この電流値  $i_{u0}$  と U 相の直流電流成分の指令値  $i_{u0}^*$  の差を、減算器 6 2 により求め、その後、U 相電流制御部 6 3 により、P ( 比例 ) I ( 積分 ) 制御からなる U 相電流制御を行って  $v_{o\_fb}^*$  を求める。ここで、指令値  $i_{u0}^* = 0$  とする。そして、電圧オフセット補償値  $v_{o\_ff}^*$  と  $v_{o\_fb}^*$  を、加算器 6 4 により加算して変調率オフセット値  $v_o^*$  を求める。

【 0 0 7 0 】

このように、相電流に含まれる直流電流成分を抽出して、フィードバック制御により 0 に制御することで、相電流に含まれるオフセット電流は、略 0 に制御できる。このため、トルクリブルの発生や効率の低下を伴うことなく、電源電力の配分を行うことができる。

( 第 6 実施の形態 )

次に、この発明の第 6 実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。この第 6 実施の形態に係る電力変換制御システムの電力変換器は、電力制御・変調率演算部の構成が、第 1 実施の形態における電力変換器とは異なっている。

【 0 0 7 1 】

図 2 5 は、この発明の第 6 実施の形態における電力制御・変調率演算部のブロック図である。図 2 5 に示すように、電力制御・変調率演算部 6 7 は、乗算器 3 7、減算器 3 6、

10

20

30

40

50

68, 69、変調率演算手段38、変調率補正手段39、及び切換器70を有している。

この電力制御・変調率演算部67において、演算した電圧オフセット補償値 $v_{o}^*$ は、切換器70により、直流電源11aに加算するか、或いは直流電源11bに加算するかを選択する。即ち、切換器70からの出力は、減算器68或いは減算器69に入力して演算された後、直流電源11a側の電圧指令値 $v_{u\_a}^*$ 、或は直流電源11b側の電圧指令値 $v_{u\_b}^*$ として、変調率演算手段38に入力する。切換器70による切り替えは、直流電源11aと直流電源11bから、電圧の高い電源を選択したスイッチ切換信号をもとに行う。

#### 【0072】

このように、出力電圧の余裕のある電源側に補償電圧を加えることにより、オフセット値相当の電圧パルスを出力する余裕のある電圧の高い電源を用いて電圧指令を実現することができるので、広い運転範囲で補償制御を施すことができる。

(第7実施の形態)

次に、この発明の第7実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。この第7実施の形態に係る電力変換制御システムは、電力制御装置の構成が、上記各実施の形態に係る電力変換制御システムとは異なっている。

#### 【0073】

図26は、この発明の第7実施の形態における電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。図26に示すように、電力変換制御システム75は、トルク制御装置13を設けず、電力制御装置76にトルク制御部77を備えている。その他の構成及び作用は、第2実施の形態の電力変換制御システム10と同様である。

図20に示すように、トルク制御部77は、外部より与えられるトルク指令値 $T_e^*$ 、モータ回転速度、直流電源11aの電力指令値 $P_a^*$ 、直流電源11bの電力指令値 $P_b^*$ 、及びモータ15の電気角から、モータ15のd軸電流の指令値 $i_d^*$ とq軸電流の指令値 $i_q^*$ を演算する。

#### 【0074】

図27は、図26のトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。図27に示すように、トルク制御部77は、トルク制御器78、電力制御器79、制御モード切替器80、及び電流指令値切替器81を有している。トルク制御器78は、予め作成された $T_e^*$ 、 $\omega$ を軸としたマップを参照し、 $i_{d1}^*$ 、 $i_{q1}^*$ を出力する。電力制御器79は、電力指令値 $P_a^*$ 、 $P_b^*$ と電気角 $\theta$ を入力として、 $i_{d2}^*$ 、 $i_{q2}^*$ を出力すると共に、電気角 $\theta$ と直流電源11aの電力の分配目標値 $r_{to\_pa}$ を出力する。

#### 【0075】

また、制御モード切替器80は、トルクの大きさと回転速度 $\omega$ が共に0近傍であるときに、電力制御器79からの出力である $i_{d2}^*$ 、 $i_{q2}^*$ を選択し、それ以外のときには、トルク制御器78からの出力である $i_{d1}^*$ 、 $i_{q1}^*$ を選択する。

電力制御器79では、先ず、直流電源11aの電力指令値 $P_a^*$ 、直流電源11bの電力指令値 $P_b^*$ から、電力の分配目標値 $r_{to\_pa}$ を以下の式を用いて演算する。

$$r_{to\_pa} = P_a^* / (P_a^* + P_b^*)$$

#### 【0076】

図28は、この発明の第7実施の形態における電力制御器の処理の流れを示すフローチャートである。図28に示すように、電流指令値と電気角 $\theta$ を生成する場合、先ず、モータの位置センサから得た値であるモータ15の電気角 $\theta$ から演算した $|\cos \theta|$ を、所定の値 $TH0$ と比較し、 $|\cos \theta|$ が $TH0$ より大きいか( $|\cos \theta| > TH0$ ?)否かを判定する(ステップS101)。

#### 【0077】

判定の結果、 $|\cos \theta| > TH0$ である(yes)場合、 $\cos \theta$ の符号( $\cos \theta > 0$ ?)を判定する(ステップS102)。ここで、 $\cos \theta$ が正である(yes)場合、 $i_{d2}^*$ の符号を負( $i_{d2}^* = \text{負}$ )に設定し(ステップS103)、 $\cos \theta$ が正でない(no)場合、 $i_{d2}^*$ の符号を正( $i_{d2}^* = \text{正}$ )に設定する(ステップS104)

）。

【0078】

次に、 $i_{q2}^*$  を、モータ15がトルクを発生しないように、 $i_{q2}^* = 0$  に設定し、 $i_{d2}^*$  を、直流電源11bの電力指令値  $P_b^*$  に基づき、マップを参照することで生成する（ステップS105）。このマップは、 $i_{d2}^*$  の大きさを出力する一次元のマップであり、事前の実験的に作成したものを電力制御器79の内部に記録しておく。

次に、 $i_{d2}^*$  の符号情報と大きさから、電流指令値  $i_{d2}^*$  を生成する（ステップS106）。そして、d・q軸電流制御の座標変換に用いる電気角  $\theta'$  は、モータ15の位置センサから得た電気角  $\theta$  を代入して（ $\theta' = \theta$ ）使用し（ステップS107）、その後処理を終了する。

10

【0079】

一方、ステップS101における判定の結果、 $|\cos \theta| > TH0$  でない（no）場合、 $i_{d2}^*$ 、 $i_{q2}^*$  を、直流電源11bの電力指令値  $P_b^*$  に基づき、マップを参照することで生成する（ステップS108）。このマップも、事前の実験的に作成したものを電力制御器79の内部に記録しておく。

【0080】

次に、擬似電気角  $\theta''$  を演算する（ステップS109）。この擬似電気角  $\theta''$  は、擬似電気角周波数を元に逐次演算する値であり、擬似電気角周波数は、数百Hz～数千Hzの値に設定する。そして、d・q軸電流制御の座標変換に用いる電気角  $\theta'$  は、擬似電気角  $\theta''$  を代入して（ $\theta' = \theta''$ ）使用し（ステップS110）、その後処理を終了する。この場合には、モータで一般的に知られているd・q軸電流を制御するのではなく、擬似的に回転する回転座標系での電流制御を行うことになる。

20

【0081】

このように制御を行う背景を以下に説明する。

d・q軸電流と三相交流電流は、次の関係を持つ。

【数3】

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

30

【0082】

電力変換器12の回路（図1参照）では、U相が2個の直流電源から電圧を生成する回路構成となっており、U相の回路を通じてのみ、直流電源11bの電力をモータ15へ供給することができ、或いは電力を充電することができる。モータ15が速度0近傍で停止している状態で、モータ15にトルクを発生させずに直流電源11bを充電するときには、 $i_q = 0$  に制御すればよい。

40

そこで、 $i_q = 0$  として、U相の電流  $i_u$  に着目すると、

$$i_u = i_d \cos \theta$$

【0083】

即ち、 $i_u$  は、d軸電流  $i_d$  とロータの位置で求められる  $\cos \theta$  によって決まることが分かる。直流電源11bを充電する方向であるから、U相電流を負の方向、即ち、モータ15から電力変換器12への方向に電流を流せばよく、 $i_u$  の符号を負にするように  $i_d$  の符号を選択する。このため、 $\cos \theta$  が正であれば  $i_d$  を負に、 $\cos \theta$  が負であれ

50

ば  $i_d$  を正に、選択する。

【0084】

また、この式から、 $\cos$  が 0 である場合には、どのような  $i_d$  を選択しても、U 相を通じて直流電源 11b の電力を操作することはできない。そこで、 $\cos$  が 0 若しくは 0 近傍になるときに、 $i_q$ 、 $i_d$  を高周波の電流とし、モータ 15 の平均トルクを 0 にした状態でモータ電流を制御する。 $i_d$ 、 $i_q$  が十分に高周波であれば、モータ 15 にはトルクが生じるものの、短時間での平均トルクが 0 になるため、モータ 15 が一方向に回転することはない。

【0085】

図 29 は、d 軸電流の符号選択と高周波電流の選択を概念的に示す説明図である。図 29 に示すように、上述した、d 軸電流  $i_d$  の符号選択と高周波電流の選択が行われる。 10

図 30 は、この発明の第 7 実施の形態における電力制御結果の一例をグラフで示す説明図である。図 30 において、モータ 15 は停止しており、直流電源 11a (電源 a) は電し直流電源 11b (電源 b) を充電するように電力指令値を設定している。本発明により、様々な電気角にモータ 15 が停止しても、電力制御を行って、直流電源 11a と直流電源 11b の一方から他方への充電を行うことができる。

【0086】

この実施の形態では、U 相を複数の電源からパルス生成を行える相としたが、V 相や W 相であっても、各相の電流が、直流電源 11b に接続された経路に電流を流せるように選択すれば、この実施の形態と同様に電力制御が可能である。また、全ての位相において、 20  
擬似電気角周波数での電流を流すことによっても電力の制御は可能である。また、本実施の形態のように、擬似電気角周波数と d 軸電流の切り替えを行うことで、擬似電気角周波数電流によるモータのトルク変動による振動や磁気騒音等が問題になる場合に、その影響が生じる確率を低減することができる。

【0087】

(第 8 実施の形態)

次に、この発明の第 8 実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。この第 8 実施の形態に係る電力変換制御システム 82 は、U 相のみが複数の電源からパルス生成を行えた第 7 実施の形態とは異なり、V 相も複数の電源からパルス生成を行えるような回路構成を有する電力変換器 56 (図 21 参照) を用いており、第 6 実施の形態における 30  
トルク制御部とは異なった構成のトルク制御部を有している。その他の構成及び作用は、第 6 実施の形態の電力変換制御システム 75 (図 26 参照) と同様である。

【0088】

図 31 は、この発明の第 8 実施の形態における電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。図 31 に示すように、電力変換制御システム 82 は、電力制御装置 83 に、トルク制御部 77 (図 26 参照) とは異なるトルク制御部 84 を備えると共に、電力変換器 56 を有している。

図 32 は、図 31 のトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。図 32 に示すように、トルク制御部 84 は、電力制御器 79 に代えて、電気角  $\theta$  の出力を持たない電力制御器 85 を有している他は、トルク制御部 77 と同様な構成を有している。 40

【0089】

図 33 は、この発明の第 8 実施の形態における電力制御器の処理の流れを示すフローチャートである。図 33 に示すように、まず、モータ 15 の電気角  $\theta$  が所定の位相  $\theta_{h1}$  より大きく所定の位相  $\theta_{h2}$  より小さいか ( $\theta_{h1} < \theta < \theta_{h2}$ ?) 判定する (ステップ S201)。モータ 15 の電気角  $\theta$  は、モータ 15 の位置センサから得た値であり、この電気角  $\theta$  を所定の位相  $\theta_{h1}$ 、 $\theta_{h2}$  と比較する。ここでは、 $\theta_{h1} = \pi/6$ 、 $\theta_{h2} = 5\pi/6$  とする。

【0090】

判定の結果、この範囲に電気角  $\theta$  が入っている (yes) 場合、 $i_d 2^*$  の符号を負 ( $i_d 2^*$  符号 = 負) とし (ステップ S202)、この範囲に電気角  $\theta$  が入っていない (n 50

o) 場合、 $i d 2^*$  の符号を正 ( $i d 2^*$  符号 = 正) とする (ステップ S 2 0 3)。次に、 $i q 2^*$  を、モータ 1 5 がトルクを発生しないように 0 に設定 ( $i q 2^* = 0$ ) し、 $i d 2^*$  を、直流電源 1 1 b の電力指令値  $P b^*$  を元に、 $i d 2^*$  の大きさを出力する一次元のマップを参照することで生成する (ステップ S 2 0 4)。このマップは、事前に実験的に作成したものを装置内部に記録しておく。

【0091】

そして、 $i d 2^*$  の符号情報と大きさ ( $|i d 2^*|$ ) から、電流指令値  $i d 2^*$  を生成し (ステップ S 2 0 5)、処理を終了する。

このように  $i d 2^*$  の符号を選択すれば、U相・V相の何れか一方は、モータ 1 5 から電源へ電流が流れるようになるため、直流電源 1 1 b を充電することが可能になる。このようにすることで、モータ停止時であっても、直流電源 1 1 b の充電も含めた電力の配分制御が可能になる。

10

【0092】

この実施の形態では、U相とV相を複数の電源からパルス生成ができる相に設定したが、三相の内の他の二相の組み合わせでも可能であり、その際は、所定の位相  $t h 1$  ,  $t h 2$  をその相に合わせて選択すればよい。また、直流電源 1 1 b から直流電源 1 1 a を充電する場合には、 $i d^*$  の符号の選択を逆にすればよい。

(第9実施の形態)

次に、この発明の第9実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。この第9実施の形態に係る電力変換制御システムは、モータの出力軸に制動装置 (ブレーキ) を備えている。

20

【0093】

図34は、この発明の第9実施の形態における電力変換制御システムのモータの出力軸に装着された制動装置を示す説明図である。図34に示すように、電力変換制御システムのモータ 1 5 の出力軸 1 5 a には、負荷 R が連結されており、出力軸 1 5 a の途中には、モータ 1 5 を機械的に制動する制動装置 8 6 が装着されている。

図35は、この発明の第9実施の形態におけるトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。図35に示すように、トルク制御部 8 6 は、電力制御器 7 9 に代えて電力制御器 8 7 を有している。この電力制御器 8 7 は、電力制御器 7 9 が出力する電気角  $\theta$  の代わりに、制動装置 8 6 の動作信号である制動装置動作信号を出力する。

30

【0094】

図36は、図35の電力制御器の構成を示すブロック図である。図36に示すように、電力制御器 8 7 は、 $i u$  マップ部 8 8、 $i v$  ,  $i w$  演算部 8 9、及び座標変換部 9 0 を有している。まず、 $i u$  マップ部 8 8 により、電力指令値  $P b^*$  を元にマップを参照して、U相電流指令値  $i u^*$  を求める。求めたU相電流指令値  $i u^*$  により、直流電源 1 1 b が充電できるように、負の値のマップを作成しておく。

他の相の相電流指令値、即ち、V相電流指令値  $i v^*$  及びW相電流指令値  $i w^*$  は、 $i v$  ,  $i w$  演算部 8 9 により、三相平衡になるように次の式から演算する。

$$i v^* = -i u^* / 2, i w^* = -i u^* / 2$$

【0095】

求めた各相の電流指令値  $i u^*$  ,  $i v^*$  ,  $i w^*$  と電気角  $\theta$  から、座標変換部 9 0 により、 $d \cdot q$  軸電流指令値  $i d 2^*$  ,  $i q 2^*$  を演算する。

また、制御モード切替器 8 0 によって、 $d \cdot q$  軸電流指令値  $i d 2^*$  ,  $i q 2^*$  が選択されるような条件の際には、電力制御器 8 7 から出力された制動装置動作信号によって、制動装置 8 6 を動作させる。これによって、モータ 1 5 にトルクが発生するような電気角の位置であっても、出力軸 1 5 a は回転せずに停止した状態を保持することができる。これにより、モータトルク変動を生じさせず、モータ 1 5 の停止状態を保ったまま、一方の電源から他方の電源への充電制御が可能になる。

40

【0096】

(第10実施の形態)

50

次に、この発明の第10実施の形態に係る電力変換制御システムについて説明する。この第10実施の形態に係る電力変換制御システムは、モータの出力軸に、制動装置に代えてクラッチ装置を備えている。その他の構成及び作用は、第10実施の形態に係る電力変換制御システムと同様である。

図37は、この発明の第10実施の形態における電力変換制御システムのモータの出力軸に装着されたクラッチ装置を示す説明図である。図37に示すように、電力変換制御システムのモータ15の出力軸15aには、負荷Rが連結されており、出力軸15aの途中には、モータ15と負荷軸を機械的に開放するクラッチ装置91が装着されている。

【0097】

図38は、この発明の第10実施の形態におけるトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。図38に示すように、トルク制御部92は、電力制御器87に代えて電力制御器93を有している。この電力制御器93は、電力制御器87が出力する制動装置動作信号の代わりに、クラッチ装置91の動作信号であるクラッチ動作信号を出力する。

電力制御器93は、電力指令値 $P_b^*$ を受けて、マップを参照し、 $i_{d2}^*$ 、 $i_{q2}^*$ を出力する。そして、第7実施の形態における電力制御器79(図28参照)の処理と同様に、モータ15の電気角 $\theta$ から演算した $|\cos\theta|$ を、所定の値 $TH0$ と比較し、 $|\cos\theta|$ が $TH0$ より大きいか( $|\cos\theta| > TH0$ ?)否かを判定する。

【0098】

判定の結果、 $|\cos\theta| > TH0$ の場合は、 $i_{q2}^* = 0$ とし、 $i_{d2}^*$ の符号判定を行う。一方、 $|\cos\theta| > TH0$ でない場合は、 $i_{q2}^*$ をマップから参照して出力すると共に、クラッチ動作信号を出力して、負荷Rとモータ15の出力軸15aを開放する。 $i_{q2}^*$ の出力により、モータトルクが発生し回転する。これによって、d軸電流を制御することで、電力分配目標値を用いた直流電源11aと直流電源11bの充電制御が可能になる。

【0099】

上述したように、この発明に係る電力変換装置は、多相交流モータを駆動するための電力変換装置であって、複数の直流電源に接続され、前記複数の電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することで前記多相交流モータを駆動するための駆動電圧を生成する相と、1つの直流電源に接続され、当該電源の出力電圧からパルスを生成することで前記多相交流モータの駆動電圧を生成する相とを備えることを特徴とする。

従って、DC-DCコンバータを介さずに、複数の電源電力を利用・配分して、全体の体積・損失を低減することができると共に、半導体素子で実現可能な最小オンパルス幅を考慮し、各素子の耐圧を不要に高くすることがない。

【0100】

また、前記複数の電源は電位の異なる直流電源であって、前記複数の直流電源に接続される相のスイッチング手段は、最低電位に接続されるスイッチング手段は逆阻止機能を備えない能動素子とダイオードで構成され、残りは逆阻止機能を持つ素子で構成されており、前記1つの直流電源に接続される相はすべてのアームが逆阻止機能を備えない能動素子とダイオードとで構成されることを特徴とする。

【0101】

また、前記複数の直流電源は、燃料電池とバッテリーもしくはキャパシタを接続することで構成されたものであることを特徴とする。

また、前記1つの直流電源に接続する相のスイッチの電気角1周期あたりオン時間平均値とは異なる、前記複数の直流電源と出力を接続する相のスイッチの電気角1周期あたりオン時間平均値のパルスを生成することを特徴とする。

【0102】

従って、相電圧パルスを複数の電源からパルスを生成し、合成して出力するため、複数の電源から負荷に対して電力を供給することができる。また、前記複数の電源と出力を接続するスイッチの電気角1周期当たりのオン時間平均値を一つの電源に接続された相の電源と出力を接続するスイッチの電気角1周期当たりのスイッチの駆動信号のオン時間平均

10

20

30

40

50

値に対して、異なるオン時間平均値のパルスを生成することにより、異なる電圧の電源から交流電圧を出力する場合であっても、一つの電源に接続された相から出力される交流電圧と同じような平均電圧値を出力することができる。このように平均電圧値を同じレベルにすることで、交流電流にオフセット電流を流すことなく、モータのトルクリプルや効率の低下を発生させることなく、モータを運転することができる。

**【0103】**

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値と、前記相電圧指令値を前記各直流電源毎に配分する比率から、前記相電圧指令値を前記各直流電源毎に配分する手段を備え、前記各直流電源毎に配分された相電圧指令値に基づいて、前記各直流電源毎に出力電圧パルスを生成することを特徴とする。

10

**【0104】**

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値と、相電圧指令値を前記電源毎に配分する比率から、前記電源毎に配分された相電圧指令値に基づいて、前記電源毎に出力電圧パルスを生成することで、複数の電源の電力配分を操作することが可能であり、従来「燃料電池を有する直流電源」(特許文献1参照)に示されているような直流電圧を調整するDC-DCコンバータを用いずに、且つ、電圧指令値をモータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。このため、装置全体を小形化・高効率化することができるようになる。

**【0105】**

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、他の相の相電圧指令値に対してオフセット値を持つことを特徴とする。

20

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値を、他の相の相電圧指令値に対してオフセット値を持つことによって、異なる電源電圧の直流電源から、出力電圧パルスを分割・配分する場合でも、電気角1周期の各相の平均出力電圧が等しくなり、モータ電流を通常のインバータ駆動と同様な交流電流波形として駆動することができ、モータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。

**【0106】**

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、前記各直流電源毎に配分する前の相電圧指令値に、他の相の相電圧指令値に対してオフセット値を加算し若しくは減算して得ることを特徴とする。

30

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値を、前記電源毎に配分する前の相電圧指令値を他の相の相電圧指令値に対してオフセット値を加算し若しくは減算することによって、モータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。また、他の相の制御を一般的に知られているインバータの制御方法から変更することなく、複数の電源からパルスを出力する相のみの制御を本発明の制御方法とすれば良いため、従来の電力変換器の制御に追加するだけの構成とすることができる。

**【0107】**

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、前記各直流電源毎に配分された相電圧指令値の何れかに、オフセット値を加算し若しくは減算して得ることを特徴とする。

40

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値を、電源毎に配分された相電圧指令値の何れかに、オフセット値を加算し若しくは減算することによって、何れかの電源の内、オフセット値相当の電圧パルスを出力する余裕のある電源を用いて電圧指令を実現することができる。

**【0108】**

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値は、前記各直流電源の内、電源電圧の高い電源から生成する相電圧指令値に、オフセット値を加算し若しくは減算して得ることを特徴とする。

50

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電圧指令値を、何れか電源電圧の高い電源から生成する相電圧指令値に、オフセット値を加算し若しくは減算することによって、オフセット値相当の電圧パルスを出力する余裕のある電圧の高い電源を用いて電圧指令を実現することができる。

【0109】

また、前記オフセット値は、前記各直流電源の電圧値と、前記相電圧指令値を前記各直流電源毎に配分する比率から演算することを特徴とする。

従って、オフセット値を、各電源電圧値と、相電圧指令値を前記電源毎に配分する比率から演算することによって、新たに出力誤差電圧を検出することなく、制御装置内に持つ情報を使って、モータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。

10

【0110】

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段を備え、前記相の相電流指令値と相電流の差分からフィードバック制御を演算し、前記フィードバック制御の出力をオフセット値とすることを特徴とする。

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流指令値と前記相の相電流を検出する手段を備え、相電流指令値と相電流の差分からフィードバック制御を演算し、前記フィードバック制御の出力をオフセット値とすることで、新たに出力誤差電圧を検出することなく、制御装置内に持つ情報を使って、モータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。

20

【0111】

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段と、前記相電流の検出値から前記相電流の直流電流成分を抽出する手段とを備え、直流電流指令値と前記相電流の直流電流成分の差分からフィードバック制御を演算し、前記フィードバック制御の出力をオフセット値とすることを特徴とする。

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段と、前記相電流の検出値から相電流の直流電流成分を抽出する手段とを備え、直流電流指令値と前記相電流の直流電流成分の差分からフィードバック制御を演算し、前記フィードバック制御の出力をオフセット値とすることで、新たに出力誤差電圧を検出することなく、制御装置内に持つ情報を使って、モータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下

30

【0112】

また、前記複数の直流電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を検出する手段を備え、前記相の相電流指令値と相電流の差分からフィードバック制御による演算出力であるオフセット値と、前記複数の直流電源の各電源電圧値、前記各直流電源のパルス幅指令値の平均値、及び他の相のパルス幅指令値の平均値から演算するオフセット値の和を、オフセット値として演算することを特徴とする。

【0113】

従って、新たに出力誤差電圧を検出することなく、制御装置内に持つ情報を使って、モータ電流に大きなトルクリプルの発生や効率の低下を伴わずに、電源電力の配分を行うことができる。また、電圧値と配分する比率から演算するオフセット値だけで補償しきれないオフセット電流に対して、電流のフィードバック制御を行うことで、オフセット電流を更に小さくすることができる。また、電流のフィードバック制御のみに比べて、オフセット電流抑制の応答性が向上する。

40

【0114】

また、前記多相交流モータの電気角、回転速度、及び前記各直流電源の電力指令値から、前記多相交流モータの電流指令値と電源電力の配分比率を生成する手段を備え、

前記多相交流モータの電流指令値に基づいて出力電圧を生成すると共に、前記出力電圧を前記各直流電源毎に配分することを特徴とする。

【0115】

50

従って、特定の相が複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する回路構成となっても、電力指令値とモータの電気角と回転速度から、通電する電流指令値を生成しているため、モータがどのような位置・速度にあっても、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電力を制御することができる。これによって、モータが停止しているような場合であっても、複数の電源からパルスを生成・合成することによって、複数電源の電力を配分し、ある電源から他の電源への充電がDC-DCコンバータ等を用いず実現することができる。

**【0116】**

また、前記多相交流モータの電流指令値と電源電力の配分比率を生成する手段は、

d軸電流指令値とq軸電流指令値の大きさを生成すると共に、前記多相交流モータの電気角の値に基づいて前記d軸電流指令値の符号を切り替えることを特徴とする。 10

従って、d・q軸電流の指令値を生成し、d軸電流の符号を切り替えることで、モータの位置によらずに、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電力を制御することができる。

**【0117】**

また、前記d軸電流指令値の符号は、前記複数の直流電源の電力指令値に基づき、電力を充電する電源へ接続された電流経路を、充電電流が流れる方向に選択するものであることを特徴とする。

従って、d軸電流の符号の切り替えを、電力を充電する経路に電流が流れるように選択することで、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。 20

**【0118】**

また、前記d軸電流指令値の符号は、前記複数の直流電源の電力指令値と前記多相交流モータの電気角の値に基づいて、前記複数の直流電源から相電圧パルスを生成し、合成して出力する相の相電流を、前記多相交流モータから電源へ流れる方向に切り替えるものであることを特徴とする。

従って、複数の電源からパルスを生成し、合成して出力する相の相電流を、モータから電源の方向に流れるように、d軸電流の符号の切り替えることで、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

**【0119】**

また、U相電圧パルスを前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力し、 30

前記d軸電流指令値の符号を、前記電気角を用いて求められる余弦が正となる電気角の範囲で前記d軸電流指令値の符号を負とし、前記電気角を用いて求められる余弦が負となる電気角の範囲で前記d軸電流指令値の符号を正とするように、切り替えることを特徴とする。

従って、d軸電流指令値の符号を切り替えを、電気角を用いて求められる余弦が正となる電気角の範囲で、d軸電流指令値の符号を負とし、電気角を用いて求められる余弦が負となる電気角の範囲で、d軸電流指令値の符号を正とするように、d軸電流指令値の符号を切り替えることによって、モータから電源の方向に流れるよう電流符号を選択することができ、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

**【0120】**

また、相電圧パルスを前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力する相を複数備え、前記複数の直流電源から生成したパルスを合成して出力する相の内の少なくとも一つの相電流が、前記多相交流モータから電源へ流れる方向に、前記d軸電流指令値の符号を切り替えることを特徴とする。 40

従って、前記複数の電源からパルスを生成・合成して出力する相の内の少なくとも一つの相電流を、モータから電源へ流れる方向に、d軸電流指令値の符号を切り替えることによって、モータから電源の方向に流れるよう電流符号を選択することができ、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

**【0121】**

また、三相の内のU相とV相の相電圧パルスを前記複数の直流電源から生成したパルス 50

を合成して出力し、残るW相の相電圧パルスを前記複数の直流電源の何れか一つから生成したパルスを合成して出力し、前記d軸電流指令値の符号を、前記U相と前記V相の少なくとも一方の相電流を前記多相交流モータから電源へ流れる方向に、切り替えることを特徴とする。

従って、d軸電流指令値の符号を切り替えを、U相とV相の少なくとも一方の相電流をモータから電源へ流れる方向に、d軸電流指令値の符号を切り替えることで、U・V相何れかを用いて、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

#### 【0122】

また、前記多相交流モータの擬似電気角を生成する手段を備え、前記多相交流モータの電流指令値と電源電力の配分比率を生成する手段は、擬似電気角周波数の電流指令値を生成することを特徴とする。 10

従って、モータの擬似電気角を生成し、擬似電気角周波数の電流指令値を生成することによって、モータに擬似電気角の周波数の電流を流すことができる。これによって、モータのロータがいかなる位置に停止していたとしても、擬似電気角周波数の電流によって、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

#### 【0123】

また、前記擬似電気角で回転する座標系におけるモータ電流指令値に基づいて、前記回転座標系における電圧指令値を生成する手段を備え、前記回転座標系における電圧指令値を、静止座標系に前記擬似電気角を用いて座標変換することによって、出力電圧指令値を生成することを特徴とする。 20

従って、擬似電気角で回転する座標系におけるモータ電流指令値に基づいて、前記回転座標系における電圧指令値を生成し、擬似電気角を用いた座標変換によって出力電圧指令値を生成することで、擬似電気角の周波数が高くとも、一般的なベクトル制御と同様に、高周波の電流を精度よく制御することができ、電源の充電電力制御を精度よく行うことができる。また、モータが交流モータであって、ベクトル制御での電流制御を行うのであれば、その制御器をそのまま用いて、擬似電気角での回転座標で制御すればよく、制御装置に追加するものが少なくすむため、制御装置のコストアップを抑えることができる。

#### 【0124】

また、前記多相交流モータの電気角に基づく、前記d軸電流指令値と前記q軸電流指令値の大きさと、前記d軸電流指令値の符号の切り替えによる電流指令値と、前記擬似電気角周波数の電流指令値とから、電流指令値を選択することを特徴とする。 30

従って、モータの電気角に基づいて、d軸電流指令値とq軸電流指令値の大きさの生成と、前記d軸電流指令値の符号を切り替えによる電流指令値と、擬似電気角周波数の電流指令値とから、電流指令値を選択することによって、d軸q軸電流のみで複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することもでき、更に、擬似電気角周波数の電流指令値を用いることで、いかなるロータの位置にモータが停止したとしても、電力の制御を実現することが可能になる。

#### 【0125】

また、前記多相交流モータを機械的に制動する手段を備え、前記多相交流モータの電流指令値を生成すると共に、前記制動する手段を動作させることを特徴とする。 40

従って、モータを機械的に制動する手段により制動し、モータ電流指令値を生成してモータ電流を通電することで、モータが停止している状態であっても、ロータの位置によらずに、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

また、前記多相交流モータと負荷軸を機械的に開放する手段を備え、前記多相交流モータの電流指令値を生成すると共に、前記開放する手段を動作させることを特徴とする。

従って、モータを機械的に開放する手段によって、出力軸に接続された負荷との接続を開放することにより、負荷を停止させた状態でも、モータ電流指令値を生成してモータ電流を通電することで、複数の電源の電力を電源毎に配分し、電源の充電電力を制御することができる。

## 【0126】

また、前記多相交流モータの回転速度は、所定の大きさよりも小さい回転速度の範囲であることを特徴とする。

従って、モータが停止状態での電源電力配分を実施する場合に、モータの停止状態の判別をある範囲で判別することによって、回転速度検出にノイズが含まれるような場合であっても、モータ停止状態として判別することができる。

## 【0127】

このように、この発明によれば、多相交流モータを駆動するための電力変換装置は、複数の直流電源に接続されて複数の電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することにより多相交流モータを駆動するための駆動電圧を生成する相と、1つの直流電源に接続されて当該直流電源の出力電圧からパルスを生成することにより多相交流モータの駆動電圧を生成する相とが備えられており、少ない半導体素子で複数の電源電力を利用・配分することが可能となる。また、1つの直流電源に接続する相のスイッチの電気角1周期当たりオン時間平均値とは異なる、複数の直流電源と出力を接続する相のスイッチの電気角1周期当たりオン時間平均値のパルスが生成される。

このため、DC-DCコンバータを介さずに、複数の電源電力を利用・配分して、全体の体積・損失を低減することができると共に、半導体素子で実現可能な最小オンパルス幅を考慮し、各素子の耐圧を不要に高くすることがない。

## 【0128】

つまり、出力電圧の余裕のある電源側に補償電圧を加えることによって、オフセット値相当の電圧パルスを出力する余裕のある電圧の高い電源を用いて電圧指令を実現することができ、広い運転範囲で補償制御を施すことができる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0129】

【図1】この発明の第1実施の形態に係る電力変換器の構成を示す回路図である。

【図2】第1実施の形態において燃料電池とバッテリーで供給電力を分担しながらモータを駆動した時のモータ電流波形（U相電流 $i_u$ 、V相電流 $i_v$ ）を示す波形図である。

【図3】図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その1）である。

【図4】図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その2）である。

【図5】図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その3）である。

【図6】図1の電力変換器の他の構成を示す回路図（その4）である。

【図7】電圧ベクトル図である。

【図8】この発明の第2実施の形態に係る電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。

【図9】図8の電流制御部の構成を説明するブロック図である。

【図10】電力制御・変調率演算部の構成を詳細に説明するブロック図である。

【図11】変調率演算を説明するブロック図である。

【図12】図10に示す変調率補正手段の変調率オフセット演算器における入出力値を説明する説明図である。

【図13】電圧オフセット補償値を演算する電圧オフセット補償値演算器における入出力値を説明する説明図である。

【図14】図2のU相についての回路図である。

【図15】図8のPWMパルス生成部で用いる三角波の波形説明図である。

【図16】三角波比較による駆動信号Aと駆動信号Eのパルス生成を示す波形説明図である。

【図17】三角波比較による駆動信号Dと駆動信号Cのパルス生成を示す波形説明図である。

【図18】デッドタイム $T_d$ が付加されたパルス生成の例を示す波形説明図である。

【図19】図8の駆動信号処理回路部の構成を説明する回路図である。

【図20】この発明の第3実施の形態に係る電力変換制御システムの構成を示すブロック

10

20

30

40

50

図である。

【図 2 1】図 2 0 の電力変換器の構成を示す回路図である。

【図 2 2】この発明の第 4 実施の形態における変調率オフセット演算部のブロック図である。

【図 2 3】相電流波形を示し、( a ) は電圧オフセット補償を行わなかった場合の波形図、( b ) はこの実施の形態における電圧オフセット補償値の加算を行った場合の波形図である。

【図 2 4】この発明の第 5 実施の形態における変調率オフセット演算部のブロック図である。

【図 2 5】この発明の第 6 実施の形態における電力制御・変調率演算部のブロック図である。 10

【図 2 6】この発明の第 7 実施の形態における電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。

【図 2 7】図 2 6 のトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。

【図 2 8】この発明の第 7 実施の形態における電力制御器の処理の流れを示すフローチャートである。

【図 2 9】d 軸電流の符号選択と高周波電流の選択を概念的に示す説明図である。

【図 3 0】この発明の第 7 実施の形態における電力制御結果の一例をグラフで示す説明図である。

【図 3 1】この発明の第 8 実施の形態における電力変換制御システムの構成を示すブロック図である。 20

【図 3 2】図 3 1 のトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。

【図 3 3】この発明の第 8 実施の形態における電力制御器の処理の流れを示すフローチャートである。

【図 3 4】この発明の第 9 実施の形態における電力変換制御システムのモータの出力軸に装着された制動装置を示す説明図である。

【図 3 5】この発明の第 9 実施の形態におけるトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。

【図 3 6】図 3 5 の電力制御器の構成を示すブロック図である。

【図 3 7】この発明の第 1 0 実施の形態における電力変換制御システムのモータの出力軸に装着されたクラッチ装置を示す説明図である。 30

【図 3 8】この発明の第 1 0 実施の形態におけるトルク制御部の構成を詳細に示すブロック図である。

【図 3 9】従来「燃料電池を有する直流電源」におけるモータ駆動システムの概略構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

【 0 1 3 0 】

1 0 , 5 5 , 7 5 , 8 2 電力変換制御システム

1 1 a , 1 1 b 直流電源

1 2 , 5 6 電力変換器 40

1 3 トルク制御装置

1 4 , 7 6 , 8 3 電力制御装置

1 5 モータ

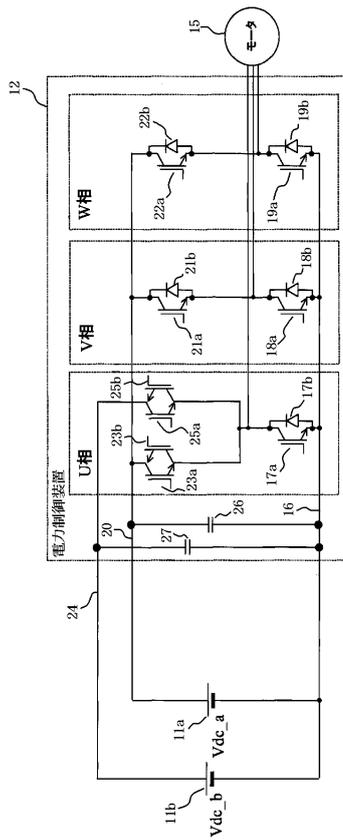
1 6 共通負極母線

1 7 a , 1 8 a , 1 9 a , 2 1 a , 2 2 a , 2 3 a , 2 3 b , 2 5 a , 2 5 b , 5 7 ,  
5 8 a , 5 8 b , 2 5 c , 2 5 d , 2 1 1 a , 2 1 1 b , 2 1 2 a , 2 1 2 b , 2 1 3 a  
, 2 1 4 a , 2 1 5 a , 2 1 6 a , 2 1 6 b , 2 1 7 a , 2 1 7 b , 2 1 8 a , 2 1 9 a  
, 2 2 0 a , 2 2 1 a , 2 2 1 b , 2 2 2 a , 2 2 2 b , 2 2 4 a , 2 2 3 a , 2 2 5 a  
半導体スイッチ

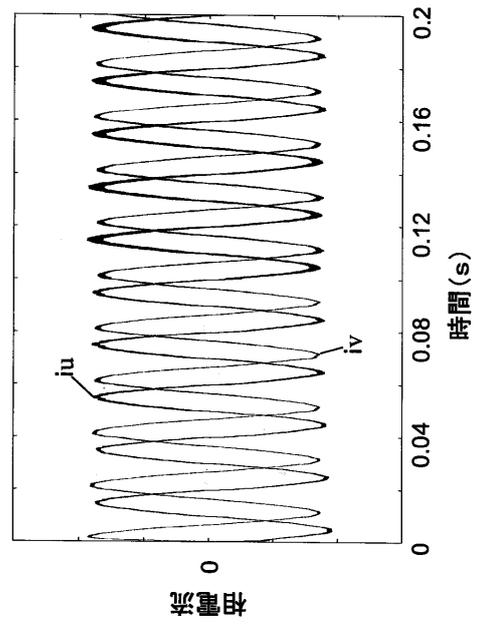
1 7 b , 1 8 b , 1 9 b , 2 1 b , 2 2 b , 2 1 3 b , 2 1 4 b , 2 1 5 b , 2 1 8 b 50

, 2 1 9 b , 2 2 0 b , 2 2 3 b , 2 2 4 b , 2 2 5 b , 2 3 2 a , 2 3 2 b , 2 5 2 a	
, 2 5 2 b   ダイオード	
2 0 , 2 4   正極母線	
2 6 , 2 7   平滑コンデンサ	
2 8   電流制御部	
2 9 , 6 7   電力制御・変調率演算部	
3 0   P W Mパルス生成部	
3 1   駆動信号処理回路部	
3 2   3相 / d q 変換部	
3 3   制御部	10
3 4 , 6 1   d q / 3相変換部	
3 5 , 3 6 , 6 2 , 6 8 , 6 9   減算器	
3 7 , 4 0 , 4 1 , 4 2   乗算器	
3 8   変調率演算手段	
3 9   変調率補正手段	
4 3 , 5 9   変調率オフセット演算器	
4 4 , 4 5 , 6 4   加算器	
4 6 , 6 0   電圧オフセット補償値演算器	
4 7 a , 4 7 b   N O T回路	
4 8 a , 4 8 b , 4 8 c , 4 8 d , 4 8 e   A N D回路	20
4 9   N O R回路	
5 0 a , 5 0 b , 5 0 c , 5 0 d   O R回路	
6 3   U相電流制御部	
6 5   変調率オフセット演算部	
6 6   ローパスフィルタ	
7 0   切換器	
7 7 , 8 4 , 9 2   トルク制御部	
7 8   トルク制御器	
7 9 , 8 5 , 8 7 , 9 3   電力制御器	
8 0   制御モード切替器	30
8 1   電流指令値切替器	
8 6   制動装置	
8 8   i uマップ部	
8 9   i v , i w 演算部	
9 0   座標変換部	
9 1   クラッチ装置	
1 1 0 a   1 4 V系バッテリー	
1 1 0 b   4 2 V系発電機	
2 3 1 a , 2 3 1 b , 2 5 1 a , 2 5 1 b   I G B T	
R   負荷	40

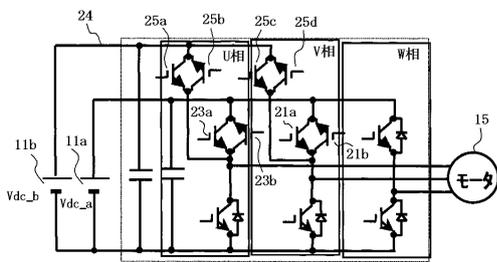
【 図 1 】



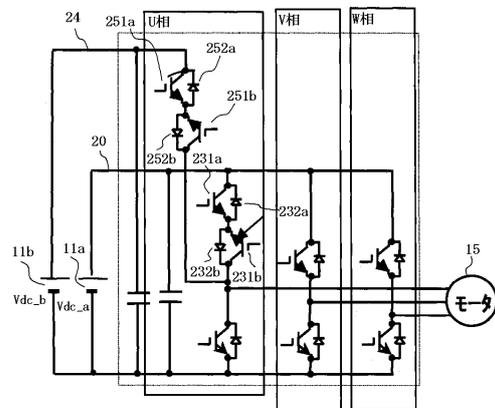
【 図 2 】



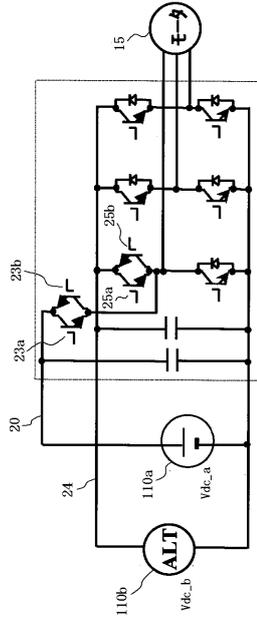
【 図 3 】



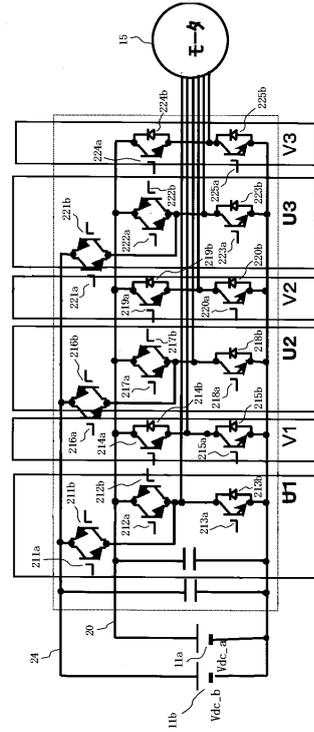
【 図 4 】



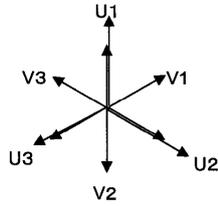
【図5】



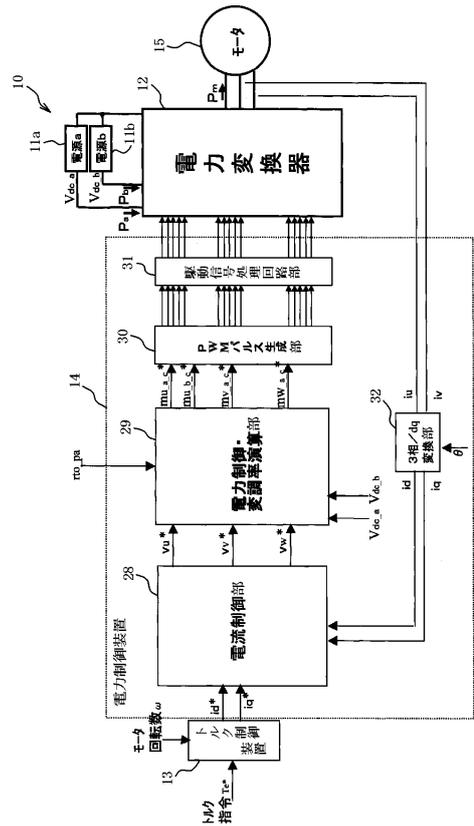
【図6】



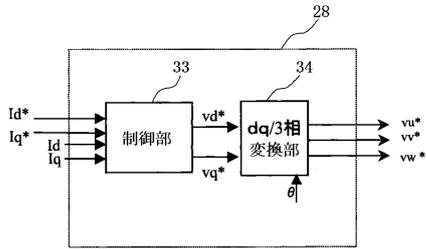
【図7】



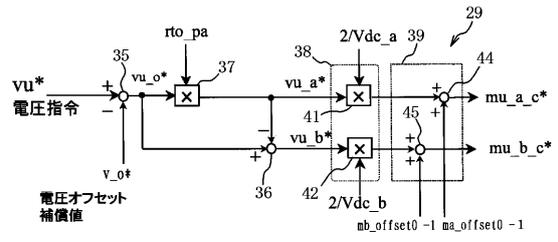
【図8】



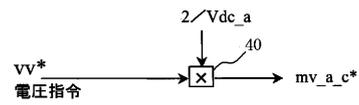
【 図 9 】



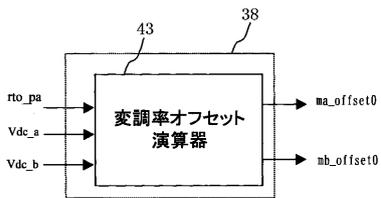
【 図 10 】



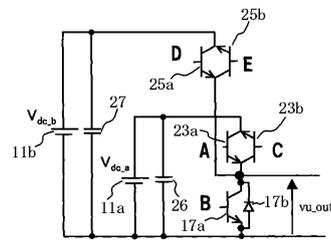
【 図 11 】



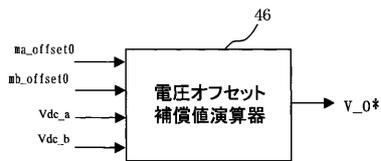
【 図 12 】



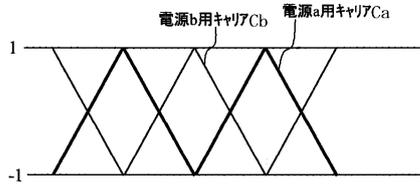
【 図 14 】



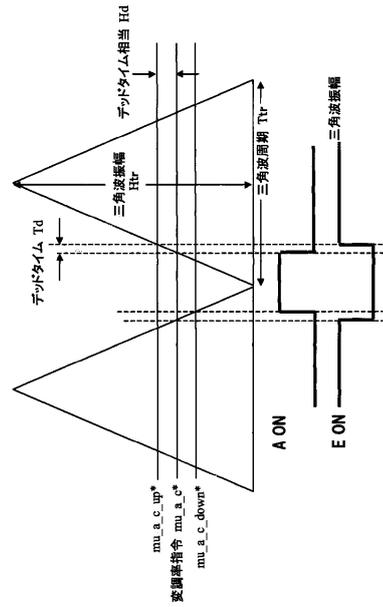
【 図 13 】



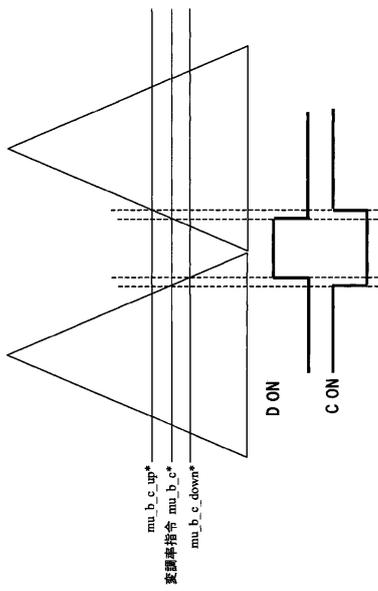
【 図 1 5 】



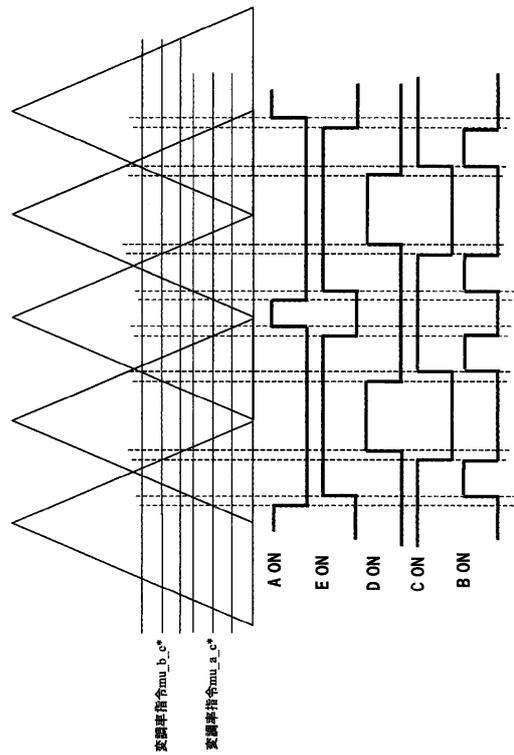
【 図 1 6 】



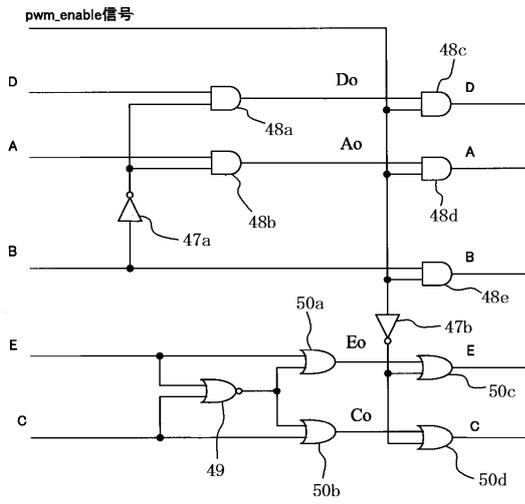
【 図 1 7 】



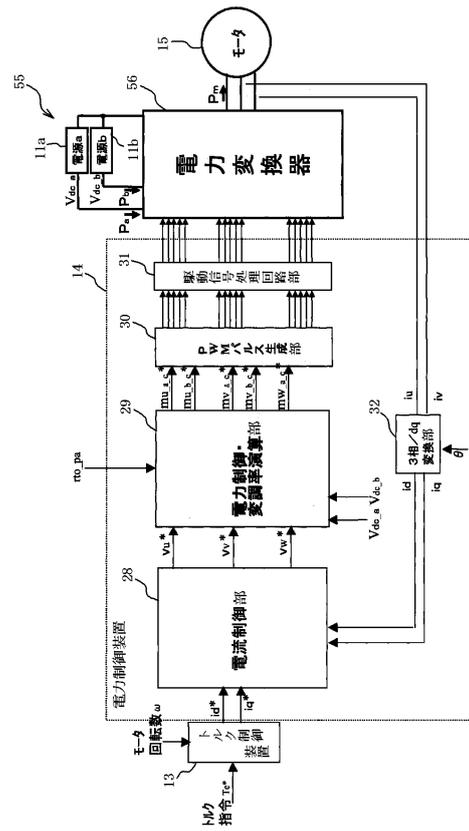
【 図 1 8 】



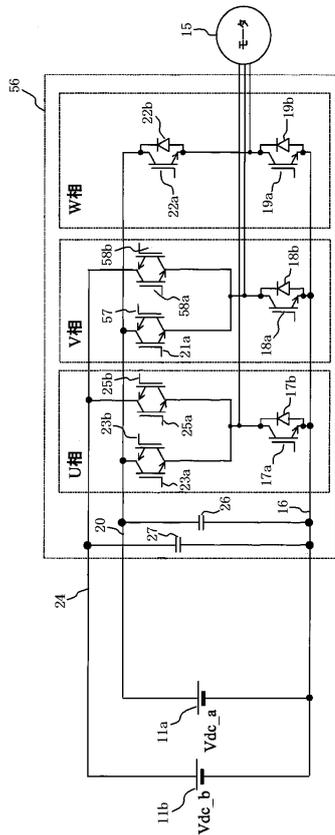
【図19】



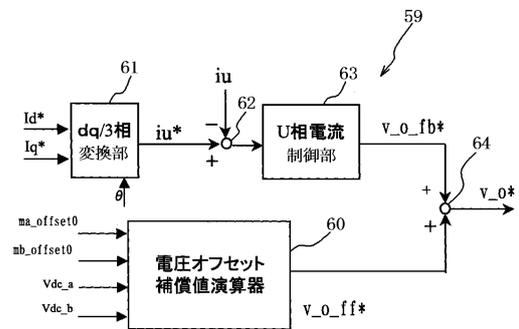
【図20】



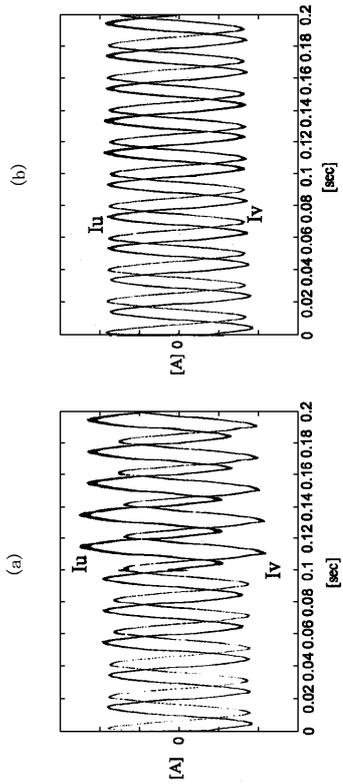
【図21】



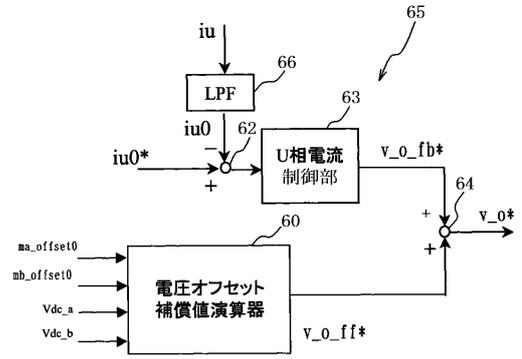
【図22】



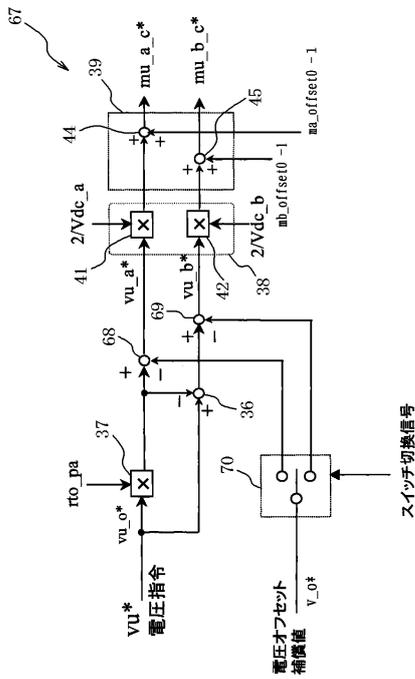
【図 2 3】



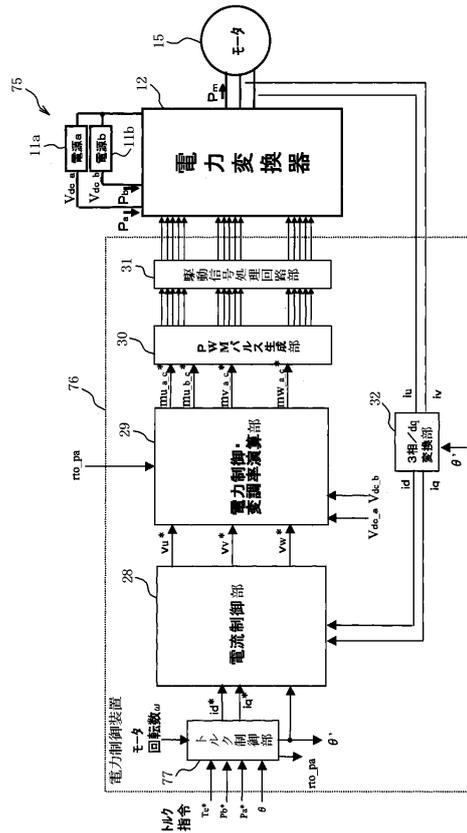
【図 2 4】



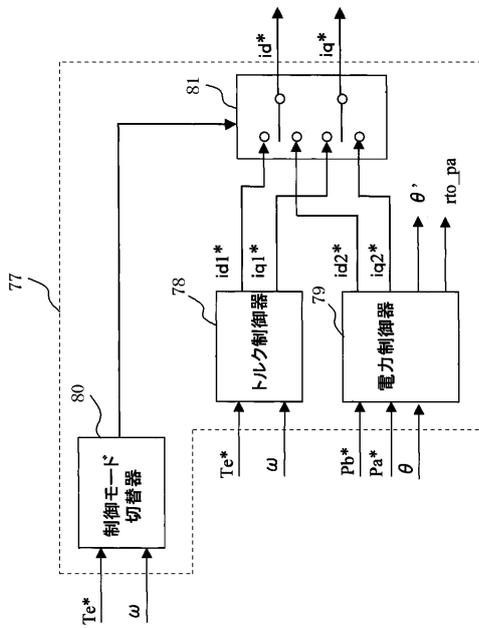
【図 2 5】



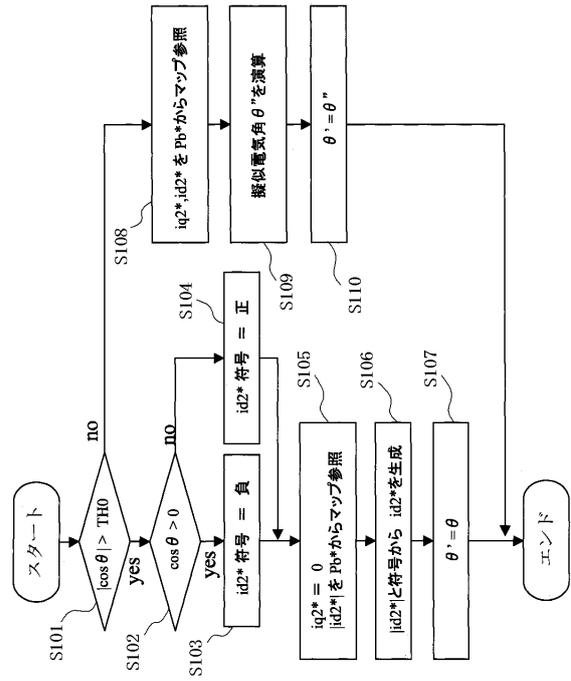
【図 2 6】



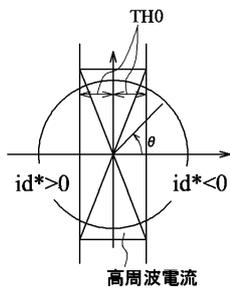
【 図 2 7 】



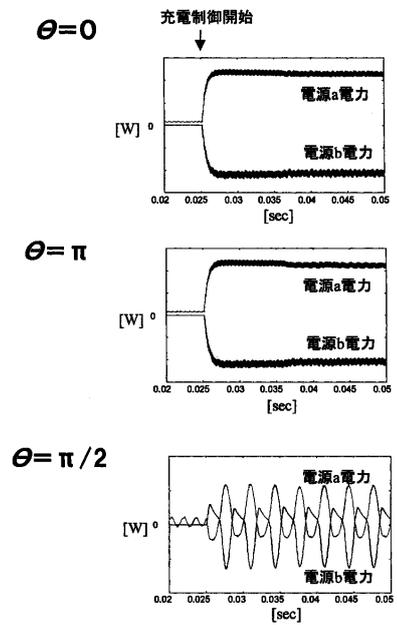
【 図 2 8 】



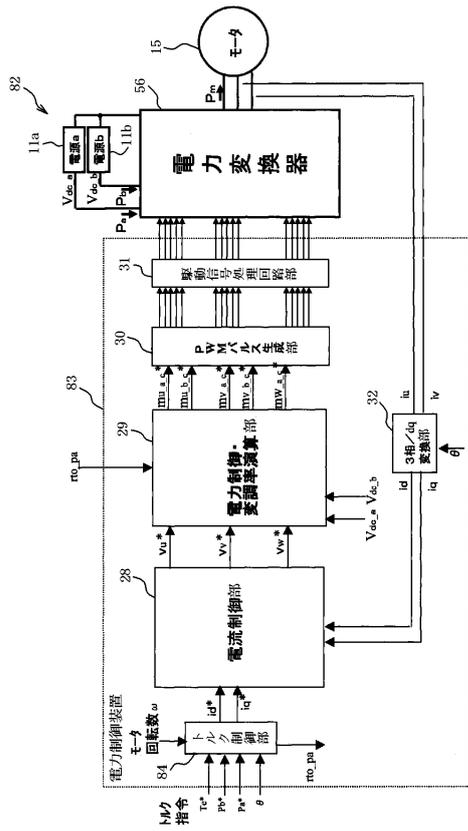
【 図 2 9 】



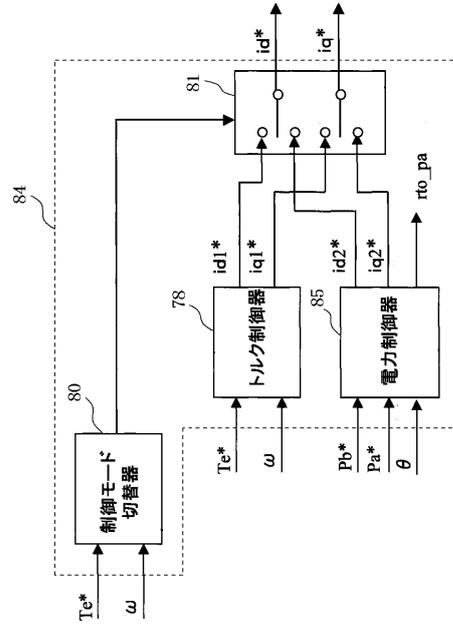
【 図 3 0 】



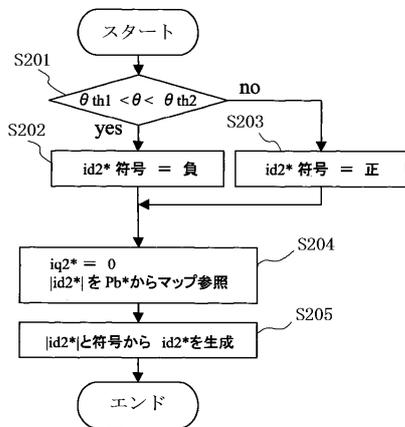
【 図 3 1 】



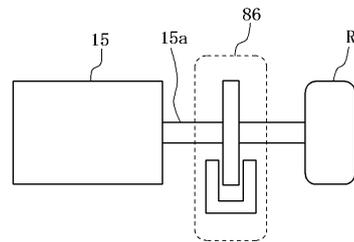
【 図 3 2 】



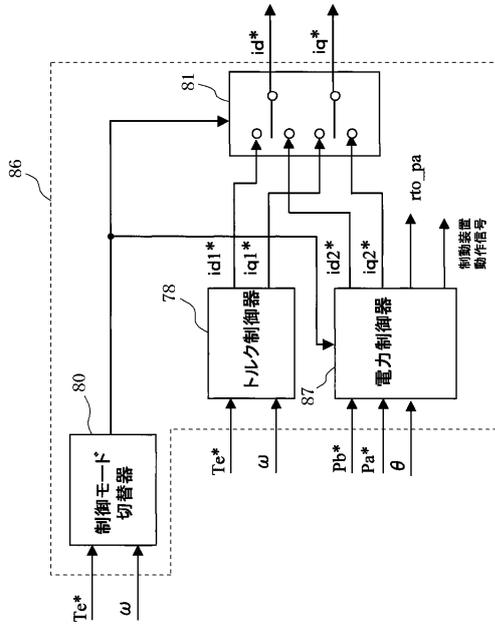
【 図 3 3 】



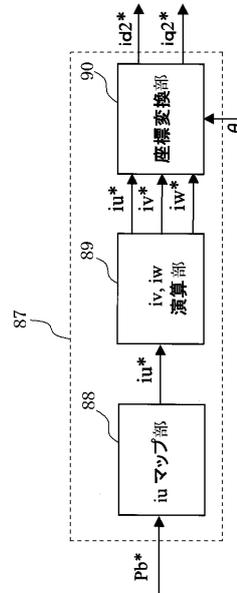
【 図 3 4 】



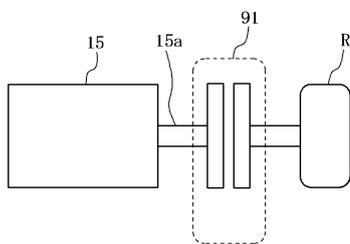
【図 35】



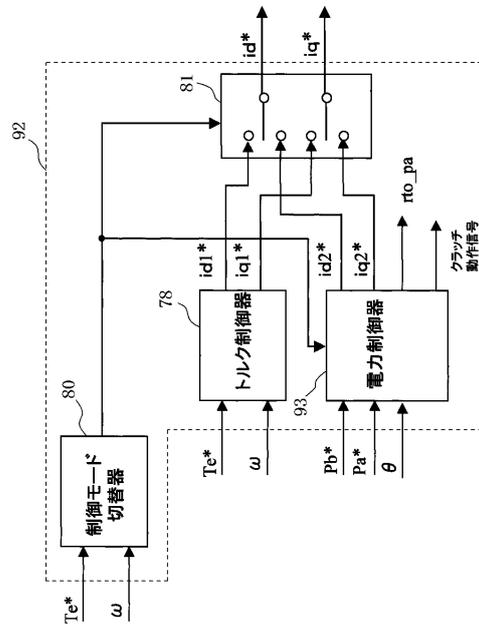
【図 36】



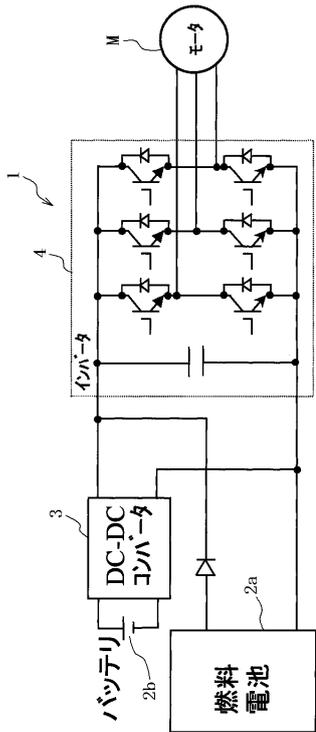
【図 37】



【図 38】



【図 39】



フロントページの続き

(72)発明者 毎川 研吾

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA06 BB06 CA01 CB05 CC05 DB01 EA02

5H505 BB02 BB03 CC04 DD03 EE41 HB02 LL01 LL22 LL28