

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4765700号  
(P4765700)

(45) 発行日 平成23年9月7日(2011.9.7)

(24) 登録日 平成23年6月24日(2011.6.24)

(51) Int.Cl.		F I		
HO2P 27/06	(2006.01)	HO2P	7/63	302B
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	A
HO2P 27/04	(2006.01)	HO2M	7/48	T
HO2M 7/48	(2007.01)	HO2M	7/48	F

請求項の数 10 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2006-74652 (P2006-74652)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成18年3月17日(2006.3.17)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2007-14185 (P2007-14185A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成19年1月18日(2007.1.18)	(74) 代理人	100072051
審査請求日	平成21年2月4日(2009.2.4)		弁理士 杉村 興作
(31) 優先権主張番号	特願2005-161513 (P2005-161513)	(74) 代理人	100107227
(32) 優先日	平成17年6月1日(2005.6.1)		弁理士 藤谷 史朗
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(74) 代理人	100114292
			弁理士 来間 清志
		(74) 代理人	100113745
			弁理士 藤原 英治
		(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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数の直流電源に接続され、これら電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することで交流モータの駆動電圧を生成し、この交流モータを駆動する電力変換装置であって、

一方の直流電源から他方の直流電源への充電量を指令する電源電力指令値と、モータトルク指令値と、モータ回転速度とから、前記交流モータの電流指令値と、充電目標値に相当する補正電圧指令値とを生成するモータ電流指令値生成手段と、

前記モータ電流指令値に基づいてモータ電圧指令値を求めるモータ電圧指令値生成手段と、

前記モータ電圧指令値手段と複数の直流電源に各々対応した電力分配目標値とから各々の直流電源がモータへ出力する電圧の指令値を生成する配分電圧指令値生成手段と、

前記補正電圧指令値に前記配分電圧指令値を加算した電圧指令値に基づいて電力変換装置の出力電圧パルスを生成するパルス生成手段と、  
を備えることを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

請求項1に記載の電力変換装置において、

前記モータ電流指令値生成手段が、

前記電源電力指令値と前記モータトルク指令値と前記モータ回転速度から、予め作成されたマップを参照することにより、前記交流モータの電流指令値と前記補正電圧指令値とを

生成する、  
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、  
前記モータ電流指令値生成手段が、  
前記モータトルク指令値または前記モータ回転速度のいずれかが 0 或いは 0 近傍である場合に、前記電源電力指令値に基づいて、前記交流モータのトルクを生じない電流成分を、前記交流モータの電流指令値として生成する、  
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の電力変換装置において、  
前記モータ電流指令値生成手段が、  
前記モータトルク指令値または前記モータ回転速度のいずれかが 0 或いは 0 近傍である場合に、前記モータの損失が最小化するように、前記交流モータの電流指令値と補正電圧指令値を生成することを特徴とする、  
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の電力変換装置において、  
前記交流モータの電流指令値と前記補正電圧指令値が、前記交流モータのインダクタンス値とキャリア周波数と電源電力指令値とに基づいて、前記交流モータの銅損が最小となるように生成することを特徴とする、  
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の電力変換装置において、  
前記交流モータの電流指令値が、

$$I_d^* = -\frac{\sqrt{P_b^*}}{\sqrt{2\sqrt{2}L_d f_c}}$$

前記補正電圧指令値が、

$$V_{d_0}^* = -\sqrt{2\sqrt{2}L_d f_c P_b^*}$$

である（ここで、 $I_d^*$  = d軸電流指令値、 $V_{d_0}^*$  = 補正電圧指令値、 $P_b^*$  = 電源電力指令値、 $L_d$  = モータd軸インダクタンス値、 $f_c$  = キャリア周波数値である。）、  
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 3 に記載の電力変換装置において、  
モータ損失指令値を生成するモータ損失指令生成器と、  
モータ損失を演算する損失演算器と、をさらに備え、  
前記モータ電流指令値生成手段が、  
前記モータ損失が前記モータ損失指令値と一致するよう前記交流モータの電流指令値と補正電圧指令値とを生成する、  
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 8】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、  
前記モータ補正電圧指令値を d q 軸補正電圧指令値とし、  
前記モータ電圧指令値生成手段が、前記モータ電圧指令値として、d q 軸電流指令値に

10

20

30

40

50

基づいて d q 軸モータ電圧指令値を求め、

前記指令値補正手段が、前記電力配分比率指令値と前記 d q 軸モータ電圧指令値の積を演算して d q 軸配分電圧指令値を求めるとともに、これに前記 d q 軸補正電圧指令値を加算する、

ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 9】

請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、

配分電圧指令値を電源電圧で規格化した変調率指令値を演算する変調率演算手段と、

前記複数の直流電源の電源電圧値と、電力配分比率指令値と、補正電圧指令値とから変調率補正値を演算する第 1 の変調率補正手段とを、さらに備え、

10

前記指令値補正手段が、前記変調率指令値に前記変調率補正値を加算した値に基づいて、前記電圧指令値を求める、

ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 10】

請求項 1 ~ 9 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、

配分電圧指令値を電源電圧で規格化した変調率指令値を演算する変調率演算手段と、

前記複数の直流電源の電源電圧値と配分電圧指令値とから変調率補正値を演算する第 2 の変調率補正手段とを備え、

前記指令値補正手段が、

前記変調率指令値に前記変調率補正値を加算した値に基づいて、前記電圧指令値を求める

20

ことを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

電池を主電源として高効率に高応答にモータを駆動するための構成が、特開 2002-118981 号公報（特許文献 1 を参照されたい。）に示されている。この例は、図 1 に示すように蓄電器が DC / DC コンバータを介して燃料電池と並列に接続された構成になっており、DC / DC コンバータの出力電圧を制御することで電源としての出力効率を改善することを狙ったものである。

30

【特許文献 1】特開 2002-118981 号公報（段落 0004-0006、図 1）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

従来の DC / DC コンバータを備える駆動システムでは、電源とモータ間を移動する電力は、全て DC / DC コンバータを通過するため、半導体スイッチやコイルにおける損失が発生する。また、DC / DC コンバータのコイルの容積によって、駆動システム全体のサイズが大きくなるという問題があった。

40

そこで本発明は、前述の複数電源によるモータ駆動の機能を DC / DC コンバータを用いず実現するとともに、モータ電力が 0、もしくは極めて小さい場合にも、燃料電池からバッテリーへの電力移動を実現する小型・低損失な電力変換装置及びその制御技法を提供すること目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0004】

上述した諸課題を解決すべく、第 1 の発明による電力変換装置は、

複数の直流電源に接続され、これら電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することで交流モータの駆動電圧を生成し、この交流モータを駆動する電力変換装置であ

50

って、

一方の直流電源から他方の直流電源への充電量を指令する電源電力指令値と、モータトルク指令値と、モータ回転速度とから、前記交流モータの電流指令値と、充電目標値に相当する補正電圧指令値とを生成するモータ電流指令値生成手段（回路）と、

前記モータ電流指令値に基づいてモータ電圧指令値を求めるモータ電圧指令値生成手段（回路）と、

前記モータ電圧指令値手段と複数の直流電源に各々対応した電力分配目標値とから各々の直流電源がモータへ出力する電圧の指令値を生成する配分電圧指令値生成手段（回路）と、

前記補正電圧指令値に前記配分電圧指令値を加算した電圧指令値に基づいて電力変換装置の出力電圧パルスを生成するパルス生成手段（回路）と、  
を備えることを特徴とする。

【0005】

また、第2の発明による電力変換装置は、

前記モータ電流指令値生成手段が、

前記電源電力指令値と前記モータトルク指令値と前記モータ回転速度から、予め作成されたマップを参照することにより、前記交流モータの電流指令値と前記補正電圧指令値とを生成する、ことを特徴とする。

【0006】

また、第3の発明による電力変換装置は、

前記モータ電流指令値生成手段が、

前記モータトルク指令値または前記モータ回転速度のいずれかが0或いは0近傍である場合に、前記電源電力指令値に基づいて、前記交流モータのトルクを生じない電流成分を、前記交流モータの電流指令値として生成する、ことを特徴とする。

【0007】

また、第4の発明による電力変換装置は、

前記モータ電流指令値生成手段が、

前記モータトルク指令値または前記モータ回転速度のいずれかが0或いは0近傍である場合に、前記モータの損失が最小化するように、前記交流モータの電流指令値と補正電圧指令値を生成することを特徴とする、ことを特徴とする。

【0008】

また、第5の発明による電力変換装置は、

前記交流モータの電流指令値と前記補正電圧指令値が、前記交流モータのインダクタンス値とキャリア周波数と電源電力指令値とに基づいて、前記交流モータの銅損が最小となるように生成することを特徴とする、ことを特徴とする。

【0009】

また、第6の発明による電力変換装置は、

前記交流モータの電流指令値が、

$$I_d^* = -\frac{\sqrt{P_b^*}}{\sqrt{2\sqrt{2}L_d f_c}}$$

前記補正電圧指令値が、

$$V_{d_0}^* = -\sqrt{2\sqrt{2}L_d f_c P_b^*}$$

である（ここで、 $I_d^*$  = d軸電流指令値、 $V_{d_0}^*$  = 補正電圧指令値、 $P_b^*$  = 電源電力指令

10

20

30

40

50

値、 $L_d$  = モータd軸インダクタンス値、 $f_c$  = キャリア周波数値である。) 、  
ことを特徴とする。

【0010】

また、第7の発明による電力変換装置は、  
モータ損失指令値を生成するモータ損失指令生成器と、  
モータ損失を演算する損失演算器と、をさらに備え、  
前記モータ電流指令値生成手段が、  
前記モータ損失が前記モータ損失指令値と一致するよう前記交流モータの電流指令値と補正電圧指令値とを生成する、ことを特徴とする。

【0011】

また、第8の発明による電力変換装置は、  
前記モータ補正電圧指令値をd q軸補正電圧指令値とし、  
前記モータ電圧指令値生成手段が、前記モータ電圧指令値として、d q軸電流指令値に基づいてd q軸モータ電圧指令値を求め、  
前記指令値補正手段が、前記電力配分比率指令値と前記d q軸モータ電圧指令値の積を演算してd q軸配分電圧指令値を求めるとともに、これに前記d q軸補正電圧指令値を加算する、ことを特徴とする。

【0012】

また、第9の発明による電力変換装置は、  
配分電圧指令値を電源電圧で規格化した変調率指令値を演算する変調率演算手段と、  
前記複数の直流電源の電源電圧値と、電力配分比率指令値と、補正電圧指令値とから変調率補正値を演算する第1の変調率補正手段とを、さらに備え、  
前記指令値補正手段が、前記変調率指令値に前記変調率補正値を加算した値に基づいて、前記電圧指令値を求める、ことを特徴とする。

【0013】

また、第10の発明による電力変換装置は、  
配分電圧指令値を電源電圧で規格化した変調率指令値を演算する変調率演算手段と、  
前記複数の直流電源の電源電圧値と配分電圧指令値とから変調率補正値を演算する第2の変調率補正手段とを備え、  
前記指令値補正手段が、  
前記変調率指令値に前記変調率補正値を加算した値に基づいて、前記電圧指令値を求める、  
ことを特徴とする。

【0014】

上述したように本発明の解決手段を装置として説明したが、本発明はこれに実質的に相当する方法、プログラム、プログラムを記録した記憶媒体としても実現され得るものであり、本発明の範囲にはこれらも包含されるものと理解されたい。

例えば、第1の発明による電力変換装置を方法として実現させると、

複数の直流電源に接続され、これら電源のそれぞれの出力電圧からパルスを生成・合成することで交流モータの駆動電圧を生成し、この交流モータを駆動する電力変換装置の制御方法であって、

演算手段を用いて一方の直流電源から他方の直流電源への充電量を指令する電源電力指令値と、モータトルク指令値と、モータ回転速度とから、前記交流モータの電流指令値と、充電目標値に相当する補正電圧指令値とを生成するモータ電流指令値生成ステップと、  
前記演算手段を用いて前記モータ電流指令値に基づいてモータ電圧指令値を求めるモータ電圧指令値生成ステップと、

前記演算手段を用いて前記モータ電圧指令値手段と複数の直流電源に各々対応した電力分配目標値とから各々の直流電源がモータへ出力する電圧の指令値を生成する配分電圧指令値生成ステップと、

前記演算手段を用いて前記補正電圧指令値に前記配分電圧指令値を加算した電圧指令値

10

20

30

40

50

に基づいて電力変換装置の出力電圧パルスを生成するパルス生成ステップと、を含むことを特徴とする。

【発明の効果】

【0015】

第1の発明によれば、電源電力指令値に基づいて、モータ電流指令値と補正電圧指令値を生成することによって、電源からモータへ供給する、もしくはモータから電源へ充電する電力を調整することができる。モータトルク指令が0やモータ回転速度が0である場合には、モータ電力はほぼ0であるが、本発明の電流指令値と補正電圧指令値を用いる事で、電源間の電力移動を制御精度よく実現することが可能である。

第2の発明によれば、予め作成されたマップを参照することにより、モータトルクやモータ回転速度、電源電力指令値の変化に対応させて、電流指令値、補正電圧指令値、電力配分比率指令値を生成することができ、モータのいかなる運転点においても、電源間の電力移動を実現することが可能である。

第3の発明によれば、トルクを生じない電流成分を電流指令値として生成する事で、モータトルク指令値が0の場合に、モータトルクを指令値に追従させるとともに、電源間の電力移動を実現するためのモータ電流をモータに供給することが可能である。

【0016】

第4～7の発明によれば、交流モータのd軸電流をトルクを生じない電流成分として、電流指令値生成に用いる事で、モータトルク指令値0における電源間の電力移動を実現するためのモータ電流をモータに供給することが可能である。

第8の発明によれば、dq座標において補正電圧指令の加算と、電力配分比率指令値の操作を行うため、dq座標におけるベクトル制御を行うモータ制御システムにおいては、その演算量は3相交流での演算量に比べて少なくすむ。

第9の発明によれば、変調率補正値を演算することによって、補正電圧指令値を出力するための期間をパルス生成時に確保することができるようになり、電源間の電力移動を実現できる。

第10の発明によれば、変調率補正値を少ない演算量で演算でき、補正電圧指令値を出力するための期間をパルス生成時に確保することができるようになり、電源間の電力移動を実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以降、諸図面を参照しつつ、本発明の実施態様を詳細に説明する。

#### 第一の実施例

図3は、本発明における電力変換装置の回路図を示している。電源10aの負極と、電源10bの負極が共通負極母線15に接続されている。ここで、電源10bは充放電が不可能ないわゆる二次電池であり、電源10aは放電が可能な燃料電池である。ただし、本発明はこれに限られるものではなく、電源10aも二次電池としてもよい。ここでは主に電源10aから、電源10bへの充電を行う場合を説明する。

【0018】

共通負極母線15とモータ20の各相端子間には、一般的に知られているインバータの下アームと同様に、半導体スイッチ107a, 108a, 109aとダイオード107b, 108b, 109bの組が接続される。電源10aの正極母線14とモータ20の各相端子間とは、双方向の導通を制御可能な半導体スイッチ101a/101b, 102a/102b, 103a/103bでそれぞれ接続する。また、電源10bの正極母線16とモータ20の各相端子間にも、双方向の導通を制御可能な半導体スイッチ104a/104b, 105a/105b, 106a/106bをそれぞれ接続する。電源10aの正極母線14と共通負極母線15の間には平滑コンデンサ12を設け、電源10bの正極母線16と共通負極母線15の間にも平滑コンデンサ13を設ける。

【0019】

電力変換器30は、共通負極母線と電源10aの正極母線と電源10bの正極母線、以上の3つの電位をもとに、モータに印加する電圧を生成する直流-交流電力変換器である。各相に

10

20

30

40

50

設けられた半導体スイッチで構成されるU相、V相、W相のスイッチ群30U、30V、30Wが、交流モータの各相に出力する電圧を生成するスイッチ手段であり、これらの電位のなか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、モータに必要な電圧を供給する。

【0020】

図2を用いて、電力変換器の制御装置40の構成を説明する。41は、外部より与えられるトルク指令 $Te^*$ とモータ回転速度 と電源10aから電源10bへの充電量を指令する電源10bの電力指令値 $Pb^*$ から、交流モータのd軸電流の指令値 $id^*$ とq軸電流の指令値 $iq^*$ 、分配電力目標値 $rto\_pa$ 、d軸電圧補正值 $vd\_0^*$ 、q軸電圧補正值 $vq\_0^*$ を演算するトルク制御手段である。(モータ電流指令値生成手段に相当する)手段41では、予め作成された $Te^*$ 、 $Pb^*$ の3つの要素を軸とした3次元のマップ(即ち、これら3要素の数値を所定の式に代入して予め演算された下記指令値を含むマップ)を参照し、モータ電流指令値 $id^*$ 、 $iq^*$ 、電力配分比率指令値 $rto\_pa$ 、補正電圧指令値 $vd\_0^*$ 、 $vq\_0^*$ を出力する(第1、第2の発明に相当)。

10

【0021】

トルク制御手段41を詳細に説明する。通常モータをトルク制御する場合には、トルク指令 $Te^*$ とモータ回転速度 に応じてモータに流す電流を決定する必要があるが、本実施例ではベクトル制御を用いており、トルクと回転速度に応じて適切な電流(d軸電流指令値 $id^*$ 、q軸電流指令値 $iq^*$ )を流すことによりモータに所定のトルクを与えている。

【0022】

本実施例ではあらかじめ実験等で得られたトルク指令 $Te^*$ とモータ回転速度 に対応するd軸電流指令値 $id^*$ 、q軸電流指令値 $iq^*$ を図19の1枚に示すようなマップとして備える。さらに本実施例では、上述のように、上記マップをさらに電力指令値 $Pb^*$ に対応したマップとして複数備えるものであり、即ち3次元マップを構成する。ここで、電力指令値 $Pb^*$ に対応した複数のマップはあらかじめ実験等で得られたトルク指令 $Te^*$ とモータ回転速度 に対応するd軸電流指令値 $id^*$ 、q軸電流指令値 $iq^*$ に基づいて演算されたものであって、具体的には $Pb^*0$ のときの $id^*$ に $Pb^*1$ のときは $vd\_0^*$ が $Pb^*1/id^*$ となり、 $vq\_0^*$ は常に0となるように設定されている。

20

【0023】

つまり、 $Pb^* = 0$ のとき、 $Te1$ 、 1に対応した箇所には  
 $id^* = id^{*1-1}$ 、 $iq^* = iq^{*1-1}$ 、 $vd\_0^* = 0$ 、 $vq\_0^* = 0$ が格納されており、  
 $Pb^* = Pb^*1$ のとき、 $Te1$ 、 1に対応した箇所には  
 $id^* = id^{*1-1}$ 、 $iq^* = iq^{*1-1}$ 、 $vd\_0^* = Pb^*1/id^{*1-1}$ 、 $vq\_0^* = 0$ が格納されることになる。

30

【0024】

さらに、 $Pb^* = 0$ のとき、 $Te0$ 、 0(モータトルク指令値またはモータ回転速度のいずれかが0或いは0近傍である場合に相当)に対応した箇所には、

$id^* = 0$ 、 $iq^* = 0$ 、 $vd\_0^* = 0$ 、 $vq\_0^* = 0$ が格納されているのに対し、

$Pb^* = Pb^*1$ のとき、 $Te0$ 、 0に対応した箇所には、

$id^* = X$ (後述する)、 $iq^* = 0$ 、 $vd\_0^* = Pb^*1/X$ 、 $vq\_0^* = 0$ が格納されている。

40

【0025】

ここで、常に $vq\_0^* = 0$ としたのは、トルク指令 $Te^*$ とモータ回転速度 のときに $iq^*$ を流すことはできないためであって、本実施例では計算を簡略化するために、常に $vq\_0^* = 0$ としているが、モータが回転しているときであれば、 $iq^*$ を流すことができるので、対応した $vq\_0^*$ を設定することも可能である。さらに、本実施例では、 $Pb^* = 0$ 以外のマップには分配電力目標値 $rto\_pa = 1$ となる数値を入力してある。つまり $Pb^*$ が0以上の場合は、後述する $rto\_pa$ 、 $rto\_pb$ の関係は $rto\_pa = 1$ とする必要があるからである。

【0026】

図20は、トルク制御手段41の処理を示すフローチャートである。このフローチャートに示すように、3次元マップの参照によって、トルク指令の状態によっては演算Aを省略

50

することが可能となる。トルク制御手段41は、図20に示すようなフローチャートに従って $id^*$ 、 $iq^*$ 、 $rto\_pa$ 、 $vq\_0^*$ 、 $vd\_0^*$ を生成する。図に示すように、入力されたトルク指令 $Te^*$ が0かそれ以外かを判定し、トルク指令が0の場合には、演算Aを行う。この演算は、モータが0トルクの状態では電源aと電源bの電力配分を高効率で行うための指令値演算であり、モータの銅損を最小化するように指令値が生成される。

【0027】

また、キャリア周波数 $f_c$ が一定値の場合には、 $Pb^*$ と $Ld$ を軸とする二次元マップを演算1に基づいてあらかじめ作成し、この二次元マップを参照することによって指令値を生成しても良い。さらに、 $Ld$ が一定値、あるいはその変動が小さい場合には $Ld$ を一定とし、 $Pb^*$ のみを変数として指令値を生成しても良い。トルクが0以外の場合には、上述したように予め実験で求められた三次元マップを参照し、モータの運転状態に応じた指令値を生成する。

10

【0028】

42は電流・電力制御手段であり、ここでは、 $d$ 軸電流指令値 $id^*$ 、 $q$ 軸電流指令値 $iq^*$ と $d$ 軸電流値 $id$ 、 $q$ 軸電流値 $iq$ から、これらを一致させるための電流制御を行うとともに、電源10aと10bから供給される電力の分配目標値( $rto\_pa$ 、 $rto\_pb$ )を用いて、電力制御を行う。電源10aと10bから供給される電力の分配目標値( $rto\_pa$ 、 $rto\_pb$ )はさらに上位のコントローラから供給されるものであり、システム全体の燃費、負担などを鑑みて決定されている。

【0029】

電力の分配目標値は、補正電圧値 $vd\_0^*$ 、 $vq\_0^*$ が0のときの、電源10aと電源10bの電力の比率を意味しており、電力の分配目標値 $rto\_pa$ 、 $rto\_pb$ は次の関係をもつ。

20

$$rto\_pa + rto\_pb = 1$$

このため、一方の電力分配目標値が得られれば、上の関係から、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、 $rto\_pa$ のみ上位コントローラから与えられれば後述の分電圧指令の演算が可能である。なお、 $Pb^* = 0$ のときは上位のコントローラから送信される $rto\_pa$ に従うことになる。一方、 $Pb^* = 0$ 以外のときは前述のトルク制御手段41から送信される $rto\_pa = 1$ に従うことになる。つまり、電流・電力制御手段42としては上位コントローラもしくはトルク制御手段41から送信される $rto\_pa$ にしたがって分電圧指令の演算が可能となる。

30

【0030】

この電流・電力制御手段42の詳細について、図11を用いて説明する。電流制御器42aでは、 $id^*$ 、 $iq^*$ に $id$ 、 $iq$ が追従するように、それぞれPI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 $vd^*$ 、 $q$ 軸電圧指令値 $vq^*$ を出力する。 $id$ 、 $iq$ は3相/ $dq$ 変換手段48によりU相電流 $iu$ 、V相電流 $iv$ から求められる。

$dq/3$ 相変換器42bは、 $dq$ 軸電圧を3相電圧指令に変換する $dq/3$ 相電圧変換手段であり、 $dq$ 軸電圧指令値 $vd^*$ 、 $vq^*$ を入力とし、U相電圧指令値 $vu^*$ 、V相電圧指令値 $vv^*$ 、W相電圧指令値 $vw^*$ を出力する。乗算器42cでは、 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ に、それぞれ $rto\_pa$ を乗じて、電源10a側の電圧指令値である $vu\_a$ 、 $vv\_a$ 、 $vw\_a$ を演算する(以下、電源10aから生成する電圧の指令を電源10a分電圧指令、電源10bから生成する電圧の指令を電源10b分電圧指令と記す)。

40

$$vu\_a = vu^* \cdot rto\_pa$$

$$vv\_a = vv^* \cdot rto\_pa$$

$$vw\_a = vw^* \cdot rto\_pa$$

また、 $vd\_0^*$ 、 $vq\_0^*$ は、 $dq/3$ 相変換器42dによってU相補正電圧値 $vu\_0^*$ 、V相補正電圧値 $vv\_0^*$ 、W相補正電圧値 $vw\_0^*$ に変換される。得られた $vu\_0^*$ 、 $vv\_0^*$ 、 $vw\_0^*$ と、 $vu\_a$ 、 $vv\_a$ 、 $vw\_a$ を各相それぞれ加算器42eで加算し、電源10a側の電圧指令値 $vu\_a^*$ 、 $vv\_a^*$ 、 $vw\_a^*$ を出力する。

$$vu\_a^* = vu\_a + vu\_0^*$$

$$vv\_a^* = vv\_a + vv\_0^*$$

50

$$v_{w\_a^*} = v_{w\_a} + v_{w\_0^*}$$

一方、電源10b側の電圧指令値は、モータ電流制御の制御電圧から得られた電圧指令値  $v_{u^*}$ 、 $v_{v^*}$ 、 $v_{w^*}$  から、電源10a側の電圧指令値  $v_{u\_a^*}$ 、 $v_{v\_a^*}$ 、 $v_{w\_a^*}$  を減算器42fで減算して求める。

$$v_{u\_b^*} = v_{u^*} - v_{u\_a^*}$$

$$v_{v\_b^*} = v_{v^*} - v_{v\_a^*}$$

$$v_{w\_b^*} = v_{w^*} - v_{w\_a^*}$$

#### 【0031】

図2に戻るが符号45は、電源10aの電圧  $V_{dc\_a}$ 、電源10bの電圧  $V_{dc\_b}$  を入力し正規化した電圧指令である瞬時変調率指令  $\mu_{u\_a^*}$ 、 $\mu_{u\_b^*}$ 、 $\mu_{v\_a^*}$ 、 $\mu_{v\_b^*}$ 、 $\mu_{w\_a^*}$ 、 $\mu_{w\_b^*}$  を生成する変調率演算手段である。46は、瞬時変調率指令にPWMを行う前の処理を行い最終的な瞬時変調率指令  $\mu_{u\_a\_c^*}$ 、 $\mu_{u\_b\_c^*}$ 、 $\mu_{v\_a\_c^*}$ 、 $\mu_{v\_b\_c^*}$ 、 $\mu_{w\_a\_c^*}$ 、 $\mu_{w\_b\_c^*}$  を生成する変調率補正手段である。47は、最終的な瞬時変調率指令に基づいて電力変換器30の各スイッチをオン/オフするPWMパルスを生成するPWMパルス生成手段である。以下、変調率演算手段45、変調率補正手段46、PWMパルス生成手段47を図4~10を用いて詳細に説明する。

10

#### 【0032】

図4は、図2の一部のブロックを抜き出した構成を示す図であり、図5は、図4の各手段で行う演算をフローチャートで示したものである。以下の説明は、U相についてのみ行うが、V相、W相についても全く同様の操作を行う。

20

#### 変調率演算手段45

変調率演算手段45は図5に示す演算2を行う。U相の電源10a分電圧指令  $v_{u\_a^*}$ 、電源10b分電圧指令  $v_{u\_b^*}$  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10a分瞬時

変調率指令  $\mu_{u\_a^*}$ 、電源10b分瞬時変調率指令  $\mu_{u\_b^*}$  を求める。

$$\mu_{u\_a^*} = v_{u\_a^*} / (V_{dc\_a} / 2)$$

$$\mu_{u\_b^*} = v_{u\_b^*} / (V_{dc\_b} / 2)$$

#### 【0033】

#### 変調率補正手段46(第6の発明に相当)

変調率補正手段46は図5に示す演算3を行う。この詳細は図15のフローチャートに示している。この演算では、得られた変調率を出力するために、PWM周期の時間幅を配分する。まず、電源電圧  $V_{dc\_a}$ 、 $V_{dc\_b}$  と、 $r_{to\_pa}$  から次の  $ma\_offset0$ 、 $mb\_offset0$  を演算する。ここで  $r_{to\_pb}$  は、前述の式をもとに演算する。

30

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

$$ma\_offset0 = \frac{\frac{|r_{to\_pa}|}{V_{dc\_a}}}{\frac{|r_{to\_pa}|}{V_{dc\_a}} + \frac{|r_{to\_pb}|}{V_{dc\_b}}}$$

40

$$mb\_offset0 = \frac{\frac{|r_{to\_pb}|}{V_{dc\_b}}}{\frac{|r_{to\_pa}|}{V_{dc\_a}} + \frac{|r_{to\_pb}|}{V_{dc\_b}}}$$

#### 【0034】

次に、図15のフローチャートに従って、電源電圧  $V_{dc\_a}$  と  $V_{dc\_b}$  の大きさを比較する。比較後、電圧補正值を出力するために確保すべき変調率振幅  $offset\_d0$  を演算する。この

とき、電源電圧の小さいほうは  $offset\_d0$  が大きくなり、この変調率振幅を確保するた

50

め

に、先に電源電圧の大きさを比較している。また、本実施例では $v_{q\_0^*}=0$ とし、 $offset\_d0$ としては、 $v_{d\_0^*}$ を出力するために必要な変調率振幅を求める。

$V_{dc\_a} < V_{dc\_b}$  であるとき

$$offsetd\_0 = \left| \frac{2\sqrt{\frac{2}{3}}v_{d\_0^*}}{V_{dc\_a}} \right|$$

$V_{dc\_a} > V_{dc\_b}$  であるとき

$$offsetd\_0 = \left| \frac{2\sqrt{\frac{2}{3}}v_{d\_0^*}}{V_{dc\_b}} \right|$$

10

#### 【 0 0 3 5 】

$offset\_d0$ を演算した後、前もって演算した $ma\_offset0$ と $mb\_offset0$ の大きさを比較し、小さいほうに $offset\_d0$ を加算し、変調率振幅を出力できるようにオフセット値を確保する。ここで、 $ma\_offset0$ と $mb\_offset0$ は次のような関係を持つ。

$$ma\_offset0 + mb\_offset0 = 1$$

よって、 $ma\_offset0 > mb\_offset0$  は次のように表すことができる。

$$ma\_offset0 > 1/2$$

この条件を満たす結果（真）であれば、 $mb\_offset0$ が小さく、以下のように $offset\_d0$ を $mb\_offset0$ に加算する。

$$mb\_offset = mb\_offset0 + offset\_d0$$

また、 $mb\_offset$ は1を上限とし、この上限値を持つリミッタを通過させ、リミッタの出力 $mb\_offset^*$ を得る。一方の $ma\_offset^*$ は、次の式から演算する。

$$ma\_offset^* = 1 - mb\_offset^*$$

分岐の条件を満たさない結果（偽）である場合、フローチャートに示したように、 $a$ と $b$ を入れ替えて上記演算を実行することになる。

#### 【 0 0 3 6 】

電源10a分瞬時変調率指令 $\mu_{a^*}$ 、電源10b分瞬時変調率指令 $\mu_{b^*}$ は、オフセット値 $ma\_offset^*$ 、 $mb\_offset^*$ を用いて次のように補正演算を行い、 $\mu_{a\_c^*}$ 、 $\mu_{b\_c^*}$ を出力する。

$$\mu_{a\_c^*} = \mu_{a^*} + ma\_offset^* - 1$$

$$\mu_{b\_c^*} = \mu_{b^*} + mb\_offset^* - 1$$

このような補正演算を行うことで、三角波比較時に変調率指令を出力できる時間を確保することができる。例えば、 $r_{to\_pa} = 1$  であるとき、 $mb\_offset0 = 0$  となるが、 $mb\_offset$ は、 $offset\_d0$ が加算され、 $d$ 軸補正電圧を出力するための時間が確保できる。図16は、このときの $\mu_{b\_c^*}$ と $mb\_offset$ を示したものであり、 $\mu_{b^*}$ に $mb\_offset$ を加算する事で、三角波比較が実現できることがわかる（第6の発明の効果に相当）。

#### 【 0 0 3 7 】

##### PWMパルス生成手段47（演算4）

PWMパルス生成手段47は図5に示す演算4の処理を行う。図6において、電源10a用キャリアは、電源10aの電圧 $V_{dc\_a}$ から電圧パルスを出力するために、各スイッチを駆動するPWMパルスを生成するための三角波キャリアであり、同様に、電源10b用キャリアとして三角波を設ける。これら二つの三角波キャリアは、上限+1、下限-1の値をとり、180度の位相差を持つ。ここでは、U相の各スイッチを駆動する信号を、図7をも

50

とに次のようにおく。

A : 電源10aから出力端子の方向へ導通するスイッチの駆動信号

B : 出力端子から負極の方向へ導通するスイッチの駆動信号

C : 出力端子から電源10aの方向へ導通するスイッチの駆動信号

D : 電源10bから出力端子の方向へ導通するスイッチの駆動信号

E : 出力端子から電源10bの方向へ導通するスイッチの駆動信号

まず、電源10a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。電源10aからPWMパルスを出力する際に、Aをオンする必要がある。正極と正極の間に電位差があり、 $V_{dc\_a} > V_{dc\_b}$ である時、AとEがともにオンすると、正極間を短絡する電流が流れることになる。例えば、同時にAをオンからオフへ、Eをオフからオンへ信号を切り換えた場合に、Aが完全にオフするまでに時間を要するため、Eのオン時と重なり、ともにオンする時間が生じ、短絡電流が流れ、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。このような発熱の増加を予防するために、駆動信号AとEがともにオフする時間を経過した後に、A、Eをオフからオン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AとEの駆動信号にデッドタイムを付加するのと同様に、EとCにデッドタイムを付加し、さらに、正極と負極の短絡防止のためには、AとB、EとBにデッドタイムを付加する。

#### 【0038】

図8を用いて、AとEの駆動信号にデッドタイムを付加する方法を以下に説明する。デッドタイムを付加した駆動信号生成を行うため、 $\mu_{a\_c^*}$ からデッドタイム分オフセットした $\mu_{a\_c\_up^*}$ 、 $\mu_{a\_c\_down^*}$ を次のように求める。

$$\mu_{a\_c\_up^*} = \mu_{a\_c^*} + H_d$$

$$\mu_{a\_c\_down^*} = \mu_{a\_c^*} - H_d$$

ここで、 $H_d$ は三角波の振幅(底辺から頂点まで) $H_{tr}$ と周期 $T_{tr}$ 、デッドタイム $T_d$ から次のように求める。

$$H_d = 2T_d \cdot H_{tr} / T_{tr}$$

キャリアと $\mu_{a\_c^*}$ 、 $\mu_{a\_c\_up^*}$ 、 $\mu_{a\_c\_down^*}$ の比較を行って、AとEのスイッチの駆動信号を次のルールに従って求める。

$\mu_{a\_c\_down^*}$  電源10a用キャリア ならば A = ON

$\mu_{a\_c^*}$  電源10a用キャリア ならば A = OFF

$\mu_{a\_c^*}$  電源10a用キャリア ならば E = OFF

$\mu_{a\_c\_up^*}$  電源10a用キャリア ならば E = ON

このように、駆動信号を生成することで、AとEの間には $T_d$ のデッドタイム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。

#### 【0039】

また、電源10bから電圧パルスを出力する際のパルス生成方法は、電源10aの場合と同様であり、次の $\mu_{b\_c\_up^*}$ 、 $\mu_{b\_c\_down^*}$ を求め、電源10b用キャリアとの比較を行う(図9)。

$$\mu_{b\_c\_up^*} = \mu_{b\_c^*} + H_d$$

$$\mu_{b\_c\_down^*} = \mu_{b\_c^*} - H_d$$

DとCのスイッチの駆動信号を次のルールに従って求める。

$\mu_{b\_c\_down^*}$  電源10b用キャリア ならば D = ON

$\mu_{b\_c^*}$  電源10b用キャリア ならば D = OFF

$\mu_{b\_c^*}$  電源10b用キャリア ならば C = OFF

$\mu_{b\_c\_up^*}$  電源10b用キャリア ならば C = ON

このようにして、DとCの間にも $T_d$ のデッドタイム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CのANDから生成する。

$$B = E \cdot C$$

EはAとの間にデッドタイムが付加した駆動信号であり、CはDとの間にデッドタイ

10

20

30

40

50

ムが付加した駆動信号である。このため、BをEとCのANDから生成することで、BとA、BとEにもデッドタイムを生成することができる。デッドタイムが付加されたパルス生成の例を図10に示す。このようにして生成されたPWMパルスをもとに、電力変換器の各スイッチをオン・オフ駆動し、出力電圧パルスを生成する。周期毎に、電源10aの電圧Vdc\_aから生成された電圧パルスと、電源10bの電圧Vdc\_bから生成された電圧パルスとの平均をとると、元の3相電圧指令値 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ を実現する電圧パルスが生成されていることになる。

#### 【0040】

交流モータの電力 $P_e$ （有効電力）は、d q軸の電圧 $v_d, v_q$ と電流 $i_d, i_q$ を用いると次のように表せる。

$$P_e = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q$$

この式からもわかるように、 $i_d, i_q$ が0では電力は0であり、また、 $i_d$ もしくは $i_q$ が0でないとしても、同じ軸の電圧が0であると電力は0である。また、0でないとしても、積をとる一方の値が小さい場合には、電力を演算すると小さな値になる。

電力の分配目標値を用いることで電源10aと電源10bの電力の配分を操作することが可能であるが、従来の電力変換装置ではモータ電力が0、もしくは極めて小さい場合には、電源10aから電源10bへの電力の移動が困難になる。

#### 【0041】

本発明によるトルク制御器によって出力された電流指令値と補正電圧値を用いることで、例として以下のような動作が行われる。モータトルク指令値0がトルク制御器に入力され、モータ電流指令値として $i_d^*=0, i_q^*=0$ によって、このトルク指令値0を実現できるような場合でも、 $P_b^*$ がトルク制御器に入力されると、それに応じた指令値マップを参照し、トルク分電流である $i_q^*$ を0、電流指令値 $i_d^*$ 、補正電圧値 $v_{d_0^*}$  ( $v_{q_0^*}=0$ )を出力し、電力配分比は電力配分比 $r_{to\_pa}=1$  ( $r_{to\_pb}=0$ )を出力する（これは第3の発明のトルクを生じない電流指令値、第4の発明のd軸電流への適用例である）。

このとき、 $P_b^*$ が負の値、すなわち充電を指示する電力指令である場合、電源10bの充電電力分を電源10aから供給する。電力配分比 $r_{to\_pa}=1, r_{to\_pb}=0$ であるから、電源10aは $v_{d_0^*}$ に $v_{d_0^*}$ を加算して出力しており、一方の電源10bは、 $-v_{d_0^*}$ 分を出力することになり、電源10aの電力 $P_a$ と電源10bの $P_b$ を、電圧・電流指令値を用いて表せば、次のようになる。

$$P_a = (v_{d_0^*} + v_{d_0^*}) \cdot i_d^* + v_{q_0^*} \cdot i_q^*$$

$$P_b = -v_{d_0^*} \cdot i_d^*$$

これらの式が示すように、 $v_{d_0^*}$ と $i_d^*$ が同符号であれば、電源10aは $v_{d_0^*}$ によってモータ電力よりも大きな電力を出力し、電源10bを充電することになる。

以上のように、モータのトルク指令値が0であっても、トルク指令制御器による電流指令値と補正電圧指令値を出力し、これらに基づいて電圧パルスを生成することによって、他方の電源への電力の移動が可能になる。また、モータ速度が0であっても、同様に電力の移動が可能である。

#### 【0042】

模擬実験による本例の結果を図17、18に示した。図18はモータ電流 $i_d, i_q$ を示しており、 $i_q$ が0に制御されており、モータトルクは0になる。また、図17は各電源電力 $P_a, P_b$ を示しており、時刻Xの点の前では、電源電力指令値 $P_b^*$ は0がトルク制御器に入力され、補正電圧指令値も0が出力されている。時刻X以降で負の電力指令値がトルク制御器に入力され、トルク制御器は補正電圧指令値 $v_{d_0^*}$ を出力し、その結果、電源間での電力移動を実現できていることがわかる。また、補正電圧指令値に前記配分電圧指令値を加算して電圧指令値を求めているため、図17のような変動が比較的少ない良好な波形で電力移動が達成できる。

#### 【0043】

また、本発明を電源に燃料電池とバッテリーを備えるハイブリッド電気自動車に適用すれば、DC/DCコンバータなどの直流電力の電力変換器を用いずに、電力変換器とモータを介したバッテリー充電が可能になるため、車両駆動の電気システムが簡素な構成になり

10

20

30

40

50

、小型・軽量化が図れる。なお、本発明では、補正電圧指令値をd軸電圧として出力しているが、 $i_q^*$ が0でない場合には、q軸電圧を補正電圧指令値に用いて、前述のような電力の移動を実現することも可能である。

【0044】

つぎに、モータトルク0の場合のidの決定方法を示す。このような条件におけるトルク制御手段41の制御を説明する。トルク制御手段41は、トルク指令値 $T_e^*$ 、回転数、電源bの電力指令値 $P_b^*$ から、最適な電流指令値と補正電圧指令値を生成するブロックである。この制御においては、トルク0のときに電源10aから電源10b、あるいは電源10bから電源10aへの充電を効率よく行うための指令値生成方法に特徴がある。

【0045】

充電を効率よく行うために、まずモータの損失の計算方法について述べる。モータの損失には鉄損 $W_i$ 、銅損 $W_c$ 、および機械損 $W_m$ がある。このなかで銅損 $W_c$ は、

$$W_c = R \cdot (id^2 + iq^2) \quad (1)$$

より求める。特に、トルクが0の場合にはモータのq軸方向のトルク(磁石トルク)をゼロにすべく $i_q$ は0とするため、銅損は

$$W_c = R \cdot id^2 \quad (2)$$

となる。また、idにリップル成分 $id_h$ (実効値)が乗っている場合、この損失は

$$W_c = R \cdot id^2 + R \cdot id_h^2 \quad (3)$$

となる。ここで、永久磁石同期電動機の電圧、電流には以下の関係がある。

$$v_d = (R + pL_d)id - L_q \cdot e^* i_q \quad (4)$$

$$v_q = (R + pL_q)i_q + L_d \cdot e^* id + e^* \quad (5)$$

$v_d, v_q$ はモータ20のd軸q軸電圧、 $p$ は微分演算子、 $e$ は電気角周波数、 $e^*$ は電気子鎖交磁束数である。ここで、定常状態、トルク0の状態では $i_q = 0$ であり、 $Rid$ は $pL_d$ に比べて小さいためゼロとすると、

$$v_d = pL_d id \quad (6)$$

$$v_q = L_d \cdot e^* id + e^* \quad (7)$$

となる。従って、d軸の等価回路は図22のようになる。ここで、本構成では、

$$v_{d\_a}^* = v_{d\_a} + v_{d\_0}^* \quad (8)$$

$$v_{d\_b}^* = v_{d}^* - v_{d\_a}^* \quad (9)$$

なる指令値を生成するため、 $v_d$ は図23(キャリアと電圧・電流のタイミングチャート)のように2値をとり、このような二値の $v_d$ を図22の等価回路に印加した場合、 $id$ は図のようにリップル成分を持つ。この値は(10)式で与えられる。

$$id_h = \frac{V_{d\_0}}{2\sqrt{2}L_d f_c} \quad (10)$$

【0046】

従って、銅損は(3)式を元に、

$$W_c = R \left( id^{*2} + \frac{V_{d\_0}^2}{8L_d^2 f_c^2} \right) \quad (11)$$

となる。この構成によってキャリア周波数やモータインダクタンスが変化する場合であっても正確に銅損を計算でき、損失の最適化を精度よく行うことができる。

【0047】

次に、(11)式に基づいて指令値を生成する方法について述べる。式(11)から補正電圧指令値を横軸として銅損を計算した場合、銅損は図24(銅損と電圧との関係を示す図である。)のように変化する。この波形は、下に凸の波形となる。ここで、補正電圧指令値の変化率に対する銅損の変化率が最小の点を求めることにより、銅損を最小化する補正電圧指令値を決定する。

## 【 0 0 4 8 】

銅損を最小化する点は、式(11)のかっこ内を最小とするように与えればよいので、 $I_d^*$ を $V_{d\_0}^* / P_{b}^*$ に置き換えて、式11を $V_{d\_0}^* / P_{b}^*$ の関係式として、さらに、それを最小、つまり当該式の微分が0となる式を求める。この式は以下のように与えられる。

$$V_{d\_0}^* = -\sqrt{2\sqrt{2}L_d f_c P_{b}^*} \quad (12)$$

また、これより $I_d^*$ は、 $P_{b}^* = V_{d\_0}^* \times I_d^*$ なので、

$$I_d^* = -\frac{\sqrt{P_{b}^*}}{\sqrt{2\sqrt{2}L_d f_c}} \quad (13)$$

この構成により、モータのインダクタンス値、キャリア周波数値、電源電力指令値の変化に対して常に銅損を最小化する補正電圧指令値を生成できる。

## 【 0 0 4 9 】

以上のように、銅損を最小化する指令値を(12)、(13)式のように与えることによって、モータの銅損を最小化し、効率よく運転することができる。特に、銅損は電流値が大きいほど増大するので、大電流領域での効果しるが大きく、大電流領域での効率を特に改善することができる。さらに、式によって指令値を生成することによってオンラインで指令値を生成することができるため、パラメータの変化に対して精度よく計算することができる。また、あらかじめ実験や計算により作られた指令値マップを参照することにより、制御装置内部のCPUの計算量を減らすことができるので、安価なCPUで制御装置を構成できる。また、d,q軸上のインダクタンス値を用いることによって三相のインダクタンス値三つを使うのに比べて二つのインダクタンス値を用いればよく、特にトルク0時にはd軸インダクタンスひとつを用いるだけでよいので、計算量を減らすことができる。

## 【 0 0 5 0 】

## 第二の実施例（第7の発明に相当）

第二の実施例は、第一の実施例に対して手段41の構成のみが異なるため、図21、図25を用いてその差異のみを説明する。図21は本実施例の制御構成を示しており、実施例1の手段41に、さらにモータ損失指令値 $W_{ref}$ を入力する構成となっている。このブロックを41aとする。41aは、外部より与えられるトルク指令 $T_e^*$ とモータ回転速度と電源bの電力指令 $P_b^*$ と電力変換器30のキャリア周波数 $f_c$ と、モータ20のインダクタンス $L_d$ とモータ損失指令値 $W_{ref}$ から、交流モータのd軸電流の指令値 $i_d^*$ とq軸電流の指令値 $i_q^*$ 、分配電力目標値 $r_{to\_pa}$ 、d軸電圧補正值 $v_{d\_0}^*$ 、q軸電圧補正值 $v_{q\_0}^*$ を演算するトルク制御手段であり、モータ損失指令値にモータ損失が追従するように $i_d^*$ 、 $i_q^*$ 、 $r_{to\_pa}$ 、 $v_{d\_0}^*$ 、 $v_{q\_0}^*$ を生成する。

## 【 0 0 5 1 】

トルク制御手段41aの動作を図25のフローチャートに示す。トルク指令値が0か0以外かを判別し、0である場合は演算2により指令値を生成する。演算2はモータの損失式(11)から得られる。すなわち、モータの損失式から $V_{d\_0}^*$ を逆算することによって補正電圧指令値を生成する構成となっている。また、トルク指令が0以外である場合は $T_e^* \quad P_b^*$ を軸とする三次元マップにより指令値を生成する。

## 【 0 0 5 2 】

本実施例の構成により、モータ損失をモータ損失指令値に追従させるように電流指令値と補正電圧指令値を生成する。従って、モータ損失を最小化する補正電圧指令値が直流電圧制限で出せない場合などにも指令値を調整することで最適な補正電圧指令値を生成することができるため効率が良い。

## 【 0 0 5 3 】

10

20

30

40

50

### 第三の実施例（d q 軸で電圧の配分と補正值加算、第5の発明に相当）

第三の実施例は、第一の実施例とは電流・電力制御の構成のみが異なるため、図12を用いて、その差異について説明する。電流制御手段43aの出力であるd軸電圧指令値 $vd^*$ 、q軸電圧指令値 $vq^*$ は、乗算器43b1と43b2で、それぞれ $rto\_pa$ を乗じて、電源10a側の電圧指令値である $vd\_a, vq\_a$ を演算する。

$$vd\_a = vd^* \cdot rto\_pa$$

$$vq\_a = vq^* \cdot rto\_pa$$

これら出力に、電圧補正值 $vd\_0^*, vq\_0^*$ を加算器43c1, 43c2でそれぞれ加算し、最終的な電源10a側のd q軸電圧指令値である $vd\_a^*, vq\_a^*$ を得る。

$$vd\_a^* = vd\_a + vd\_0^*$$

$$vq\_a^* = vq\_a + vq\_0^*$$

一方、電源10b側のd q軸電圧指令値 $vd\_b^*, vq\_b^*$ は、43aの出力 $vd^*, vq^*$ から、電源10a側のd q軸電圧指令値を減算器43d1, 43d2で、それぞれ減算して求める。

$$vd\_b^* = vd^* - vd\_a^*$$

$$vq\_b^* = vq^* - vq\_a^*$$

dq/3相変換器43e1, 43e2は、dq軸電圧（2相）を3相電圧指令に変換するdq/3相電圧変換手段であり、電源10a側 $vd\_a^*, vq\_a^*$ 、電源10b側 $vd\_b^*, vq\_b^*$ を3相電圧指令に変換する。以上のように演算された3相電圧指令値に基づいて、手段45以降の操作を行って電力変換装置を制御する。本実施例の構成では、第一の実施例よりも、乗算・加算・減算の回数が少なく済み、制御演算に用いるマイコンの演算時間を削減することができる（第5の発明の効果に相当する）。

【0054】

### 第四の実施例（オフセット量計算、第8の発明に相当）

第四の実施例は、図13、図14を用いて、第三の実施例との差異のみについて説明する。図14は、電流・電力制御の詳細なブロック図を示しており、電流制御手段44a、乗算器44b1, 44b2、加算器44c1, 44c2、減算器44d1, 44d2、dq/3相変換器44e1, 44e2は実施例2と同様の処理を行い、さらに電圧振幅演算器44f1, 44f2が追加されている。この演算では、 $vd\_a^*, vq\_a^*, vd\_b^*, vq\_b^*$ から、a・bそれぞれの電圧ベクトルの大きさ $|V\_a|, |V\_b|$ を求める。

$$|V\_a| = \sqrt{(vd\_a^*)^2 + (vq\_a^*)^2}$$

$$|V\_b| = \sqrt{(vd\_b^*)^2 + (vq\_b^*)^2}$$

これら電圧ベクトルの大きさは、変調率補正手段46aで、図5に代わって以下のように用いられる。電源電圧 $Vdc\_a, Vdc\_b$ と、求められた $|V\_a|, |V\_b|$ を用いて、次の式に基づいて電源10a分瞬時変調率指令 $mu\_a^*$ 、電源10b分瞬時変調率指令 $mu\_b^*$ の補正を行う。

$$mu\_a^* = mu\_a^* \cdot \frac{\frac{|V\_b|}{Vdc\_b}}{\frac{|V\_a|}{Vdc\_a} + \frac{|V\_b|}{Vdc\_b}}$$

$$mu\_b^* = mu\_b^* \cdot \frac{\frac{|V\_a|}{Vdc\_a}}{\frac{|V\_a|}{Vdc\_a} + \frac{|V\_b|}{Vdc\_b}}$$

10

20

30

40

50

このようにして、補正電圧指令値を加算する場合でも、電圧の振幅に応じた変調率補正を演算することが可能になる。実施例1では、変調率指令を出力するために、補正電圧相当の時間幅を余分に確保しているが、本実施例では、補正電圧を加算した後の電圧ベクトルの大きさから時間幅を求めていることになり、出力が可能な電圧の大きさに余裕が生じる。また、実施例1の補正演算に比べて分岐演算がなく、分岐演算に演算時間を要するようなマイコンにおいては、演算量を削減することが可能になる（フローチャートに記載した分の演算量が削減可能であり、これは第7の発明の効果に相当する）。

【0055】

本発明を諸図面や実施例に基づき説明してきたが、当業者であれば本開示に基づき種々の変形や修正を行うことが容易であることに注意されたい。従って、これらの変形や修正は本発明の範囲に含まれることに留意されたい。

【図面の簡単な説明】

【0056】

【図1】従来の燃料電池とバッテリーの2電源によるモータ駆動システムの構成を示す図である。

【図2】実施例1の制御システムの構成を示す図である。

【図3】実施例1における電力変換器の構成を示す図である。

【図4】図2の一部のブロックを抜き出した構成を示す図である。

【図5】図4の各ブロックの演算を示す図である。

【図6】第1の実施例のPWMパルス生成手段で用いる三角波を示す図である。

【図7】図3からU相のみを抜き出した構成を示す図である。

【図8】三角波比較によるAとEのパルス生成を示す図である。

【図9】三角波比較によるDとCのパルス生成を示す図である。

【図10】デッドタイムが付加されたパルス生成の例を示す図である。

【図11】実施例1における電流・電力制御の詳細なブロック図である。

【図12】実施例3における電流・電力制御の詳細なブロック図である。

【図13】実施例4の制御システムの構成を示す図である。

【図14】実施例4における電流・電力制御の詳細なブロック図である。

【図15】実施例1の変調率補正の詳細なフローチャートである。

【図16】実施例1における補正変調率・変調率、三角波の関係を示す図である。

【図17】本発明を用いた模擬実験における電源電力を示す図である。

【図18】本発明を用いた模擬実験におけるモータd-q軸電流を示す図である。

【図19】実施例1で用いる3次元マップを示す図である。

【図20】3次元マップを用いた制御の処理を示すフローチャートである。

【図21】実施例2の制御システムの構成を示す図である。

【図22】d軸の等価回路を示す図である。

【図23】キャリアと電圧・電流のタイミングチャートである。

【図24】銅損と電圧との関係を示す図である。）

【図25】実施例2の制御の処理を示すフローチャートである。

【符号の説明】

【0057】

10a, 10b 電源

15 共通負極母線

107a, 108a, 109a, 101a/101b, 102a/102b, 103a/103b, 104a/104b, 105a/105b, 106a/106b 半導体スイッチ

107b, 108b, 109b ダイオード

14 電源10aの正極母線

16 電源10bの正極母線

12, 13 平滑コンデンサ

10

20

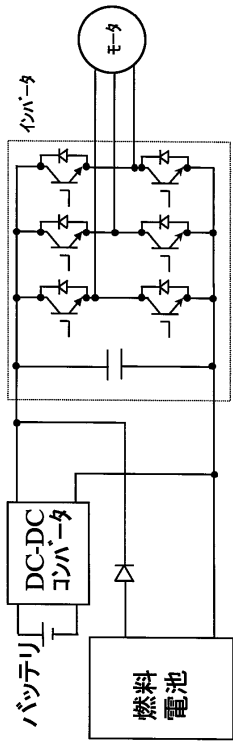
30

40

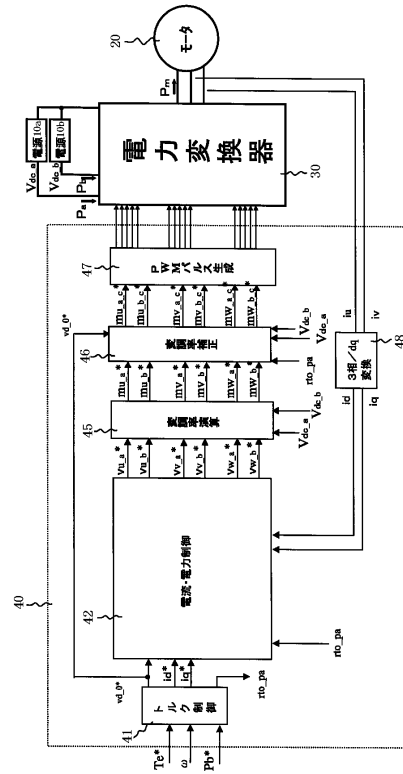
50

20	モータ	
30	電力変換器	
30U、30V、30W	U相、V相、W相のスイッチ群	
40	制御装置	
41、41a	トルク制御手段	
42	電流・電力制御手段	
45	変調率演算手段	
46	変調率補正手段	
46,46a	変調率補正手段	
47	PWMパルス生成手段	10
48	3相/dq変換手段	
42a	電流制御器	
42b, 42d	dq / 3相変換器	
42c	乗算器	
42e	加算器	
42f	減算器	
43a	電流制御手段	
43b1,43b2	乗算器	
43c1,43c2	加算器	
43d1,43d2	減算器	20
43e1,43e2	dq / 3相変換器	
44a	電流制御手段	
44b1,44b2	乗算器	
44c1,44c2	加算器	
44d1,44d2	減算器	
44e1,44e2	dq / 3相変換器	
44f1,44f2	電圧振幅演算器	

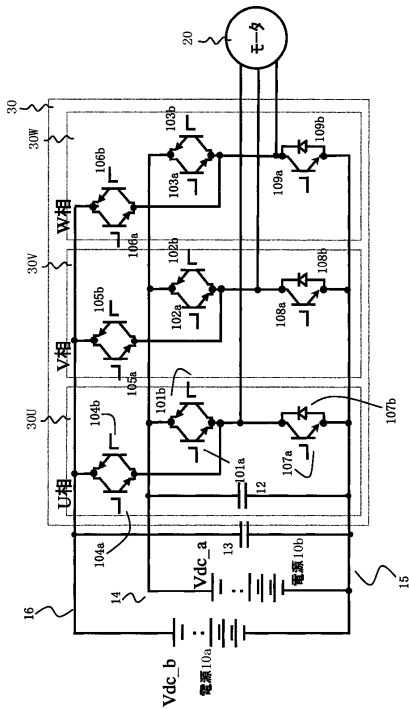
【図1】



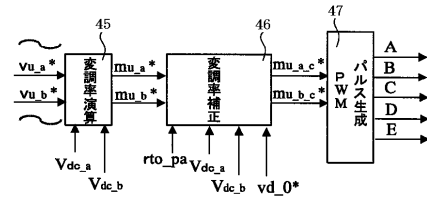
【図2】



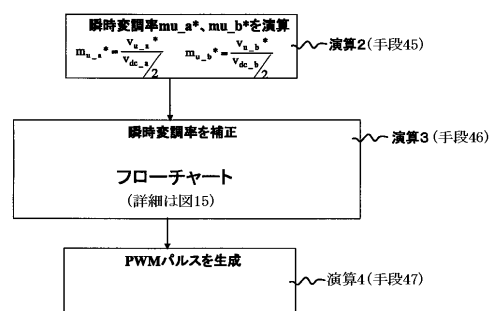
【図3】



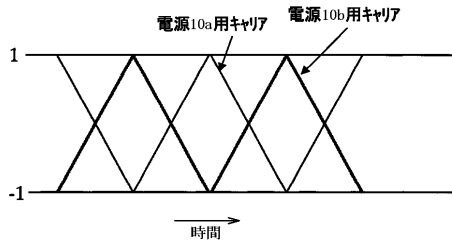
【図4】



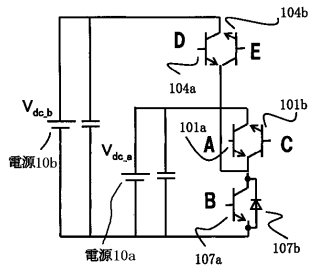
【図5】



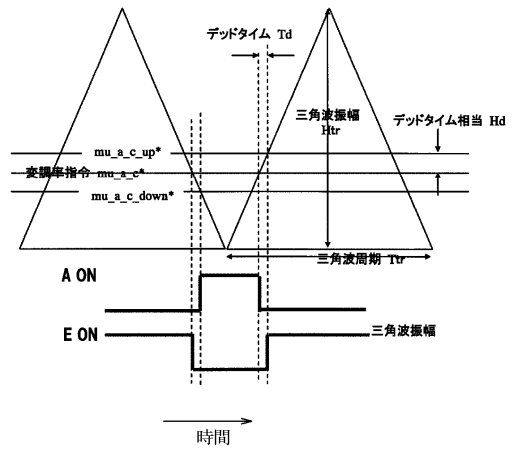
【図6】



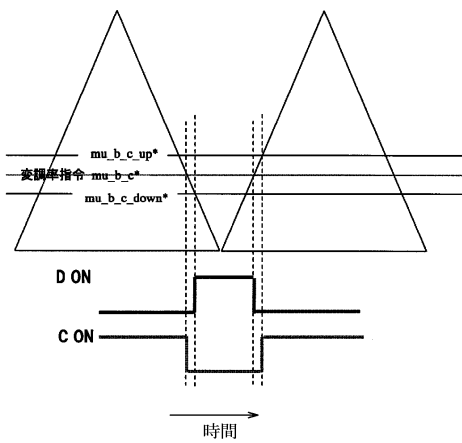
【図7】



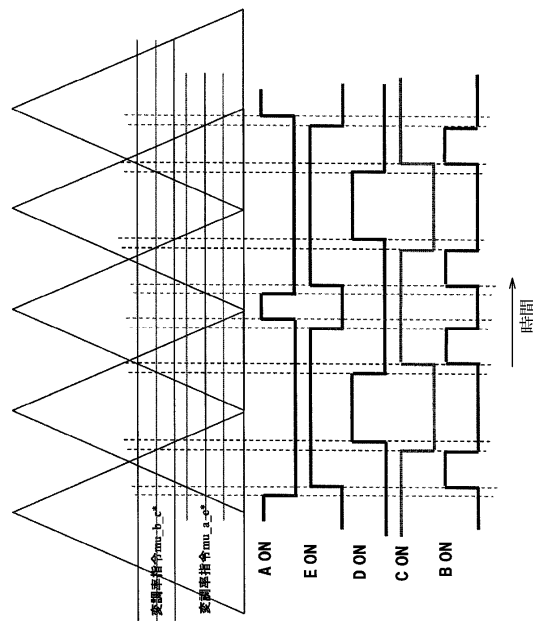
【図8】



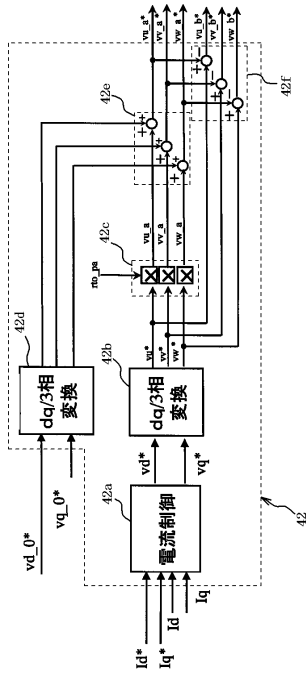
【図9】



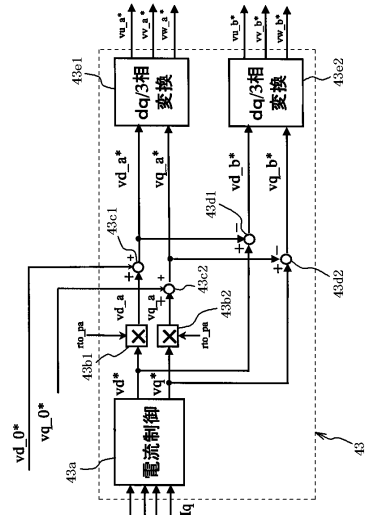
【図10】



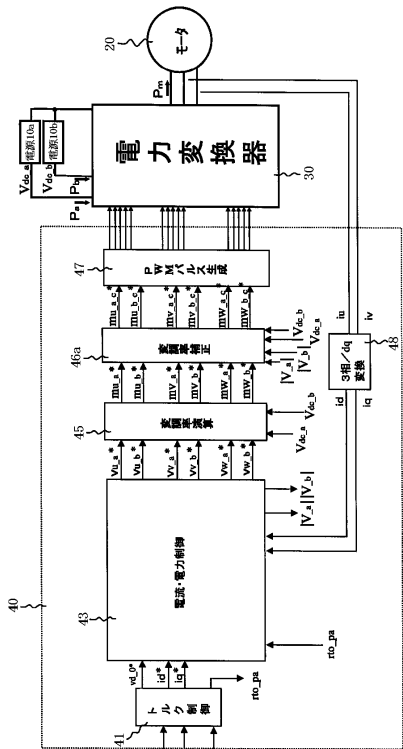
【図 1 1】



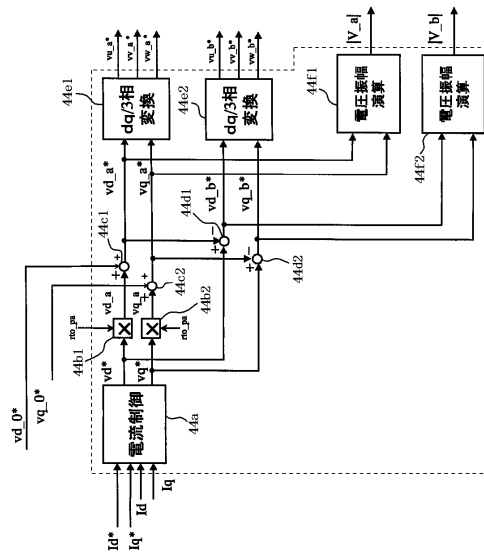
【図 1 2】



【図 1 3】



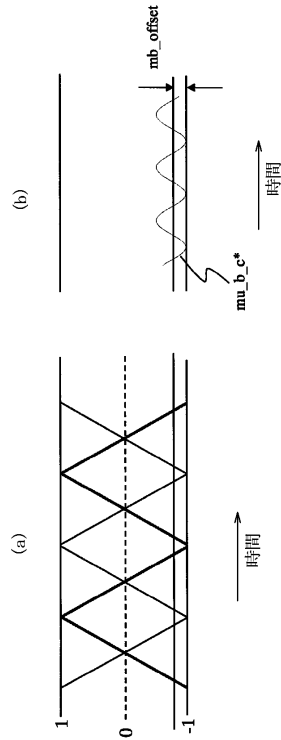
【図 1 4】



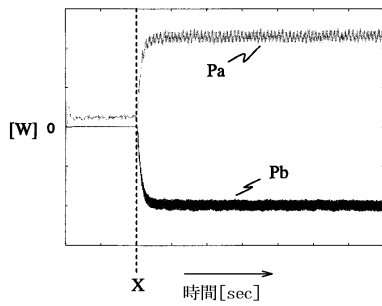
【図15】



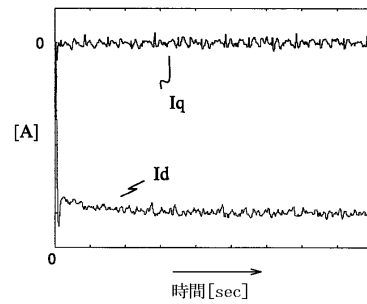
【図16】



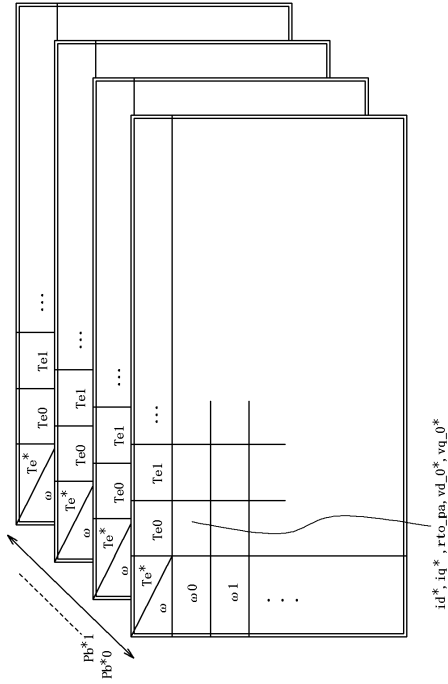
【図17】



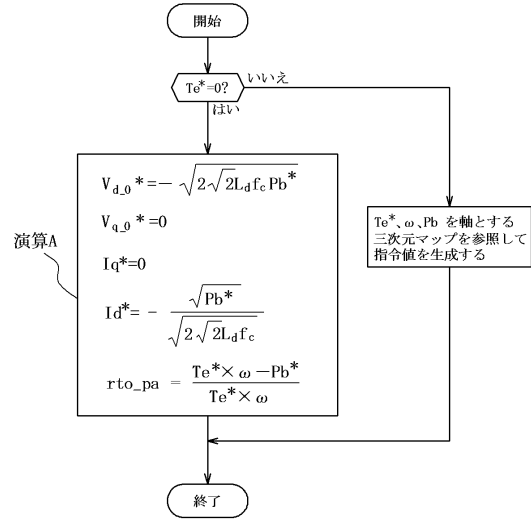
【図18】



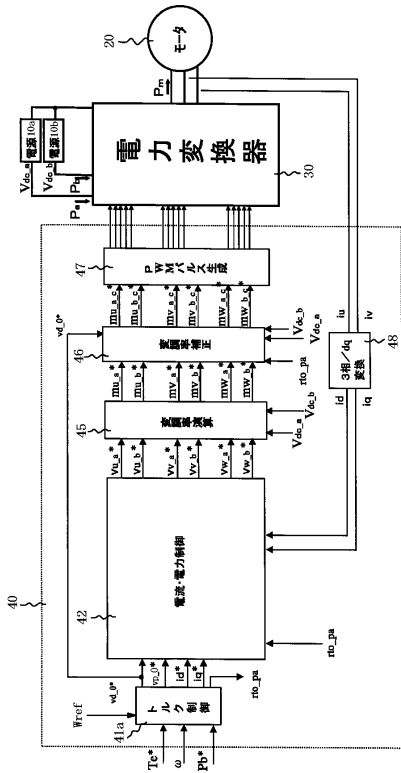
【図19】



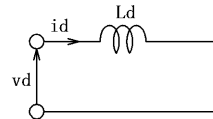
【図20】



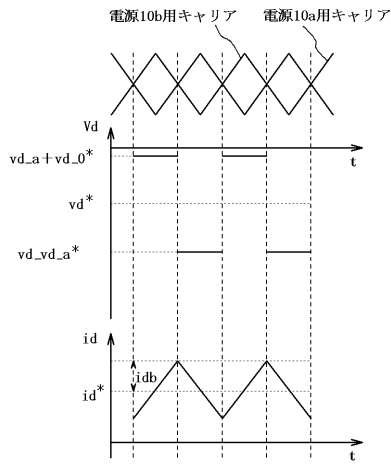
【図21】



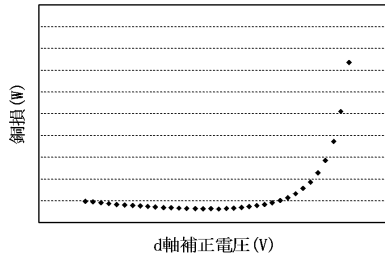
【図22】



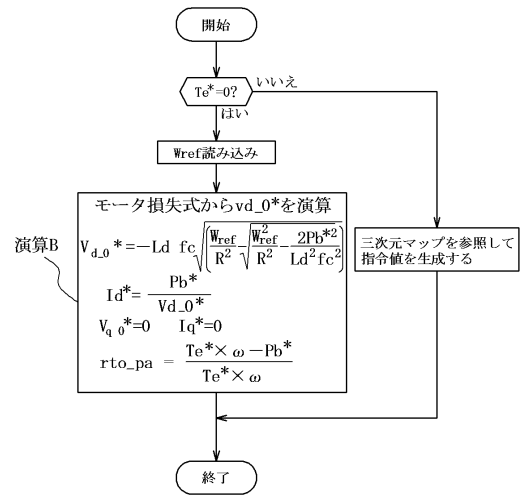
【図23】



【図24】



【図25】



---

フロントページの続き

- (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
- (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

審査官 尾家 英樹

- (56)参考文献 特開2001-339872(JP,A)  
特開2000-324871(JP,A)  
特開昭62-247703(JP,A)  
国際公開第98/035903(WO,A1)  
特開2004-040861(JP,A)  
特開平08-331882(JP,A)  
特開2002-118981(JP,A)  
特開2004-040994(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02P 21/00 - 29/04