

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B1)

(11) 特許番号

特許第4082444号
(P4082444)

(45) 発行日 平成20年4月30日(2008.4.30)

(24) 登録日 平成20年2月22日(2008.2.22)

(51) Int. Cl. F I
 HO2P 21/00 (2006.01) HO2P 5/408 C
 HO2P 27/04 (2006.01) HO2P 5/408 H

請求項の数 16 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2007-506598 (P2007-506598)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成18年10月19日(2006.10.19)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/320846		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
審査請求日	平成19年4月4日(2007.4.4)	(74) 代理人	100113077
早期審査対象出願			弁理士 高橋 省吾
		(74) 代理人	100112210
			弁理士 稲葉 忠彦
		(74) 代理人	100108431
			弁理士 村上 加奈子
		(74) 代理人	100128060
			弁理士 中鶴 一隆
		(72) 発明者	北中 英俊
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 永久磁石同期電動機のベクトル制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

永久磁石同期電動機を駆動するインバータの交流電流を指令値に一致するように制御する永久磁石同期電動機のベクトル制御装置であって、

前記永久磁石同期電動機の基準位相角を生成する基準位相角演算部と、

与えられたトルク指令値から電流指令値を生成する電流指令値生成部と、

前記電流指令値と前記永久磁石同期電動機の電流との電流誤差を増幅して出力する電流制御部と、

前記永久磁石同期電動機の電動機定数と前記電流指令値とからフィードフォワード電圧を演算する非干渉電圧演算部と、

前記電流誤差と前記フィードフォワード電圧の和である電圧指令値と前記インバータの直流電圧とを入力とし、前記インバータの変調率を出力する変調率演算部と、

前記電圧指令値と前記基準位相角とを入力とし前記インバータの制御位相角を出力する制御位相角演算部と、

前記変調率と前記制御位相角とから前記インバータのPWM信号を生成するPWM信号生成部と、

前記変調率に基づいて算出した電流指令値補正值により前記電流指令値を補正する電流指令値補正部を備え、

前記電流指令値補正部は、前記変調率と所定の変調率設定値との差を所定の係数倍し、かつ時間遅れ要素を介した値を前記電流指令値補正值とすることを特徴とする永久磁石同

期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 2】

前記電流指令値補正部は、前記変調率と所定の変調率設定値との差を所定の係数倍する前に、偏差上限設定値以下かつ偏差下限設定値以上の範囲に制限することを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 3】

前記変調率は、前記インバータの線間電圧基本波成分が最大となる矩形波出力時に 1 となるよう定義された値であることを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 4】

前記変調率設定値を、前記インバータの線間電圧基本波成分が最大となる矩形波出力時の前記変調率とすることを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 5】

前記偏差上限設定値はゼロより大きく、前記偏差下限設定値はゼロ以下であることを特徴とする請求項 2 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 6】

前記偏差上限設定値は、前記永久磁石同期電動機を前記インバータの直流電圧の変動範囲で前記トルク指令値を発生させるのに必要な弱め磁束電流の最大値に基づいて設定されることを特徴とする請求項 2 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 7】

前記 P W M 信号生成部は、前記変調率に応じて前記インバータのパルスモードを変更することを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 8】

前記 P W M 信号生成部は、前記変調率に応じてキャリア信号をゼロに固定することができることを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 9】

前記電流指令値と前記永久磁石同期電動機の電流とから演算した制御位相角補正值に基づいて前記制御位相角を補正する定数誤差補正部をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 10】

ベクトル制御を直交する d 軸と q 軸とによる回転座標系で演算し、前記電流指令値の d 軸成分の 2 乗と q 軸成分の 2 乗の和と、前記永久磁石同期電動機の前記電流の d 軸成分の 2 乗と q 軸成分の 2 乗の和とに基づいて前記制御位相角補正值を演算することを特徴とする請求項 9 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 11】

前記定数誤差補正部は、所定の信号に基づいて演算するかどうかを決めることを特徴とする請求項 9 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 12】

前記所定の信号は、前記変調率であることを特徴とする請求項 11 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 13】

前記電流制御部は、所定の信号に基づいて演算するかどうかを決めることを特徴とする請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 14】

前記所定の信号は、前記変調率であることを特徴とする請求項 13 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 15】

前記制御位相角補正值を、前記電流指令値の d 軸成分の 2 乗と q 軸成分の 2 乗の和と、前記永久磁石同期電動機の前記電流の d 軸成分の 2 乗と q 軸成分の 2 乗の和の差を比例積分

10

20

30

40

50

制御して求めることを特徴とする請求項 10 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【請求項 16】

前記 PWM 信号生成部は前記変調率に応じて前記インバータのパルスモードを変更し、前記インバータが同期 3 パルス PWM モードを選択する下限よりも変調率が高い場合に、前記電流制御部が演算を停止し、前記定数誤差補正部が演算し、前記インバータが同期 3 パルス PWM モードを選択する下限よりも変調率が低い場合に、前記電流制御部が演算し、前記定数誤差補正部が演算を停止することを特徴とする請求項 12 に記載の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石同期電動機のベクトル制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

インバータを使用して永久磁石同期電動機（以下、電動機と略す）をベクトル制御する技術については、産業界で広く利用されている技術であり、インバータの出力電圧の大きさと位相を個別に操作することで、電動機内の電流ベクトルを最適に操作し、電動機のトルクを高速に瞬時制御するものである。永久磁石同期電動機は、誘導電動機と比較して、永久磁石による磁束が確立しているため励磁電流が不要であることや、回転子に電流が流れないため、二次銅損が発生しないことなどから高効率な電動機として知られており、近年、電気車の制御装置への適用が検討されている。

【0003】

電気車の制御装置へ永久磁石同期電動機を適用する上で課題となるのが、高速域までの安定な弱め磁束運転の実現と、インバータの損失を最小とでき電動機への印加電圧を最大化できる 1 パルスモードへの安定な遷移である。1 パルスモードとは、インバータの出力線間電圧が 1 周期すなわち 360 度で、120 度の正の最大電圧と負の最大電圧の矩形波が交互に 60 度の電圧ゼロの期間を挟んで繰り返す矩形波電圧を出力するインバータの変調モードである。

関連した従来技術としては、電流指令値を基に算出した電圧指令値と、電圧固定指令とが入力される電圧固定部を設け、電圧固定指令が入力されると、電圧指令値の大きさをあらかじめ定めた電圧設定値に固定して新たな電圧指令値として出力し、電流指令値から演算された電圧指令値と新たな電圧指令値の差を比例積分制御して得た磁束方向（d 軸）電流補正值により磁束方向（d 軸）電流指令値を補正し、新たな電圧指令値からインバータの変調率を演算してインバータを制御することで弱め磁束運転する方法が特許文献 1 に示されている。

【0004】

【特許文献 1】特開平 9 - 84399（段落 0023 ~ 0029 を参照）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記特許文献 1 においては、電圧固定指令をどのように生成するか示されておらず、また電圧固定部を新たに設ける必要がある。また、コンデンサ電圧は常時変動しており、それに応じてインバータが出力できる最大電圧も変動するが、特許文献 1 の方法で電動機への印加電圧を最大化するには、コンデンサ電圧変動に応じて電圧固定指令の生成タイミングと固定する電圧設定値を変化させる必要があり、複雑な制御を行う必要が有る。

【0006】

さらに、電流指令値を基に算出した電圧指令値と、電圧固定指令により大きさが固定された新たな電圧指令値との偏差を比例積分制御した値を磁束方向（d 軸）電流補正值として用いているため、電圧指令値と新たな電圧指令値との偏差がゼロでない場合、即ち比例

10

20

30

40

50

積分制御の入力がゼロでない間は常に積分値が蓄積されてゆく動作となる。そのため、たとえば電動機の回転速度に対してトルク指令値が過大である場合等、磁束方向電流補正值により磁束方向電流を補正しても、理論的に電流指令値を基に算出した電圧指令値を固定された新たな電圧指令値以下にできない場合には、電圧指令値と固定された新たな電圧指令値との差をゼロにすることができず、比例積分制御内部の積分値が蓄積されて行き磁束方向電流補正值が時間の経過とともに過大に増加してゆくことになる。磁束方向電流補正值が過大になると、正常なベクトル制御が実現できないので、実用に際しては積分値の上限を制限したり所定の条件で積分値のリセットを実施したりなどの複雑な構成を要する。

【 0 0 0 7 】

本発明は、上記問題を解決するために考案されたものであり、高速域において1パルスモードで安定な弱め磁束制御を簡単な構成で実現できる永久磁石同期電動機のベクトル制御装置を提供するものである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 8 】

この発明に係る永久磁石同期電動機のベクトル制御装置は、永久磁石同期電動機を駆動するインバータの交流電流を指令値に一致するように制御する永久磁石同期電動機のベクトル制御装置であって、前記永久磁石同期電動機の基準位相角を生成する基準位相角演算部と、与えられたトルク指令値から電流指令値を生成する電流指令値生成部と、前記電流指令値と前記永久磁石同期電動機の電流との電流誤差を増幅して出力する電流制御部と、前記永久磁石同期電動機の電動機定数と前記電流指令値とからフィードフォワード電圧を演算する非干渉電圧演算部と、前記電流誤差と前記フィードフォワード電圧の和である電圧指令値と前記インバータの直流電圧とを入力とし、前記インバータの変調率を出力する変調率演算部と、前記電圧指令値と前記基準位相角とを入力とし前記インバータの制御位相角を出力する制御位相角演算部と、前記変調率と前記制御位相角とから前記インバータのPWM信号を生成するPWM信号生成部と、前記変調率に基づいて算出した電流指令値補正值により前記電流指令値を補正する電流指令値補正部を備え、前記電流指令値補正部は、前記変調率と所定の變調率設定値との差を所定の係数倍し、かつ時間遅れ要素を介した値を前記電流指令値補正值とすることを特徴とするものである。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

この発明に係る永久磁石同期電動機のベクトル制御装置は、永久磁石同期電動機を駆動するインバータの交流電流を指令値に一致するように制御する永久磁石同期電動機のベクトル制御装置であって、前記永久磁石同期電動機の基準位相角を生成する基準位相角演算部と、与えられたトルク指令値から電流指令値を生成する電流指令値生成部と、前記電流指令値と前記永久磁石同期電動機の電流との電流誤差を増幅して出力する電流制御部と、前記永久磁石同期電動機の電動機定数と前記電流指令値とからフィードフォワード電圧を演算する非干渉電圧演算部と、前記電流誤差と前記フィードフォワード電圧の和である電圧指令値と前記インバータの直流電圧とを入力とし、前記インバータの変調率を出力する変調率演算部と、前記電圧指令値と前記基準位相角とを入力とし前記インバータの制御位相角を出力する制御位相角演算部と、前記変調率と前記制御位相角とから前記インバータのPWM信号を生成するPWM信号生成部と、前記変調率に基づいて算出した電流指令値補正值により前記電流指令値を補正する電流指令値補正部を備え、前記電流指令値補正部は、前記変調率と所定の變調率設定値との差を所定の係数倍し、かつ時間遅れ要素を介した値を前記電流指令値補正值とすることを特徴とするものである。ので、高速域において1パルスモードで安定な弱め磁束制御を簡単な構成で実現できるという効果が有る。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 0 】

【図1】本発明の実施の形態1における永久磁石同期電動機のベクトル制御装置の構成例を示す図である。

【図2】本発明の実施の形態1における電流指令値生成部の構成例を示す図である。

【図 3】本発明の実施の形態 1 における PWM 信号生成部の構成例を示す図である。
 【図 4】本発明の実施の形態 1 におけるインバータ角周波数 に対する、変調率 P M F、パルスモードの遷移、スイッチの動作及び制御モードの遷移を説明する図である。
 【図 5】本発明の実施の形態 1 における電流指令値補正部の構成例を示す図である。
 【図 6】本発明の実施の形態 1 における d 軸電流誤差と d q 軸電流指令値二乗和と d q 軸電流二乗和の偏差の関係を示す図である。
 【図 7】本発明の実施の形態 1 における d 軸電流誤差と電流指令値ベクトルの大きさと電流ベクトルの大きさの偏差の関係を示す図である。
 【図 8】本発明の実施の形態 1 における q 軸電流誤差と d q 軸電流指令値二乗和と d q 軸電流二乗和の偏差の関係を示す図である。
 【図 9】本発明の実施の形態 1 における q 軸電流誤差と電流指令値ベクトルの大きさと電流ベクトルの大きさの偏差の関係を示す図である。
 【図 10】本発明の実施の形態 1 におけるトルク指令値、トルク、d 軸電流指令値、d 軸電流、q 軸電流指令値及び q 軸電流の動作シミュレーション波形を示す図である。
 【図 11】本発明の実施の形態 1 における変調率、電流指令値補正值、U 相電圧指令値、同期 3 パルス PWM モードフラグ、同期 1 パルスモードフラグ及び U 相電流の動作シミュレーション波形を示す図である。

10

【符号の説明】

【 0 0 1 1 】

1 : コンデンサ	2 : インバータ	20
3 , 4 , 5 : 電流検出器	6 : 電動機	
7 : レゾルバ	8 : 電圧検出器	
10 : 電流指令値生成部	11 : d 軸基本電流指令値生成部	
14 : 加算器	15 : q 軸電流指令値生成部	
20 : d 軸電流制御部	21 : q 軸非干渉演算部	
22 : d 軸非干渉演算部 (非干渉演算部)	23 : q 軸電流制御部 (非干渉演算部)	
30 : 変調率演算部	40 : 制御位相角演算部	
50 : PWM 信号生成部	53 : 掛算器	
54 : 調整ゲインテーブル	55 : 電圧指令値演算部	
57 : 多パルスキャリア信号生成部	58 : 同期 3 パルスキャリア生成部	30
59 : スイッチ	60 : パルスモード切替処理部	
61 ~ 63 : 比較器	64 ~ 66 : 反転回路	
70 : インバータ角周波数演算部	80 : 電流指令値補正部	
81 : リミッタ	82 : 一次遅れ要素	
83 : 比例ゲイン	85 : 定数誤差補正部	
90 : 三相 - d q 軸座標変換部	95 : 基準位相角演算部	
100 : ベクトル制御装置		

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 2 】

実施の形態 1 .

40

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における永久磁石同期電動機のベクトル制御装置の構成例を示す図である。図 1 に示すように、主回路は直流電源となるコンデンサ 1、コンデンサ 1 の直流電圧から任意の周波数の交流電圧に変換するインバータ 2、永久磁石同期電動機 (以下、単に電動機と記す) 6 から構成されている。

主回路上にはコンデンサ 1 の電圧を検出する電圧検出器 8、インバータ 2 の出力線の電流 i_u 、 i_v 、 i_w を検出する電流検出器 3、4、5 が配置され、電動機 6 には、ロータ機械角 m を検出するレゾルバ 7 が配置されており、それぞれの検出信号はベクトル制御装置 100 に入力されている。

【 0 0 1 3 】

なお、レゾルバ 7 の代わりにエンコーダを使用しても良いし、レゾルバ 7 から得られる

50

位置信号の代わりに、検出した電圧、電流等から位置信号を演算して求める位置センサレス方式を使用してもよく、この場合、レゾルバ7は不要となる。つまり、位置信号の取得はレゾルバ7を使用することに限定されない。

また、電流検出器3, 4, 5に関して、最低2相に設置してあれば残りの1相の電流は演算して求めることが可能であるのでそのように構成しても良いし、インバータ2の直流側電流からインバータ2の出力電流を再現して取得する構成でもよい。

【0014】

インバータ2にはベクトル制御装置100により生成されるゲート信号U, V, W, X, Y, Zが入力され、インバータ2に内蔵されるスイッチング素子がPWM制御される。インバータ2は電圧型PWMインバータが好適であり、その構成は公知であるので詳細な説明は割愛する。

10

【0015】

ベクトル制御装置100には、図示しない外部の制御装置から、トルク指令値 T^* が入力される構成となっており、ベクトル制御装置100は、電動機6の発生トルク T がトルク指令値 T^* に一致するようにインバータ2を制御する構成としている。

【0016】

次に、ベクトル制御部100の構成を説明する。ベクトル制御部100は、ロータ機械角 m から基準位相角 e を算出する基準位相角演算部95、電流検出器3, 4, 5から検出された三相電流 i_u, i_v, i_w と基準位相角 e とからd軸電流 i_d 、q軸電流 i_q を生成する三相-dq軸座標変換部90、基準位相角 e からインバータ角周波数を算出するインバータ角周波数演算部70、外部より入力されたトルク指令値 T^* と後述する電流指令値補正值 d_v とからd軸電流指令値 i_d^* 、q軸電流指令値 i_q^* を生成する電流指令値生成部10、d軸電流指令値 i_d^* とd軸電流の差を比例積分制御し、d軸電流誤差 p_{de} を生成するd軸電流制御部20、q軸電流指令値 i_q^* とq軸電流の差を比例積分制御し、q軸電流誤差 p_{qe} を生成するq軸電流制御部23、d軸電流指令値 i_d^* とインバータ角速度 ω とからq軸フィードフォワード電圧 v_{qff} を演算するq軸非干渉演算部21、q軸電流指令値 i_q^* とインバータ角速度 ω とからd軸フィードフォワード電圧 v_{dff} を演算するd軸非干渉演算部22、変調率PMFを演算する変調率演算部30、d軸電流誤差 p_{de} とd軸フィードフォワード電圧 v_{dff} との和であるd軸電圧指令値 v_d^* と、インバータ2へのゲート信号U, V, W, X, Y, Zを生成するPWM信号生成部50、変調率PMFを入力とし電流指令値補正值 d_v を演算する電流指令値補正部80、d軸電流 i_d とq軸電流 i_q とd軸電流指令値 i_d^* とq軸電流指令値 i_q^* とから制御位相角補正值 d_{thv} を演算する定数誤差補正部85から構成されている。

20

30

【0017】

なお、変調率演算部30は、d軸電流誤差 p_{de} とd軸フィードフォワード電圧 v_{dff} との和であるd軸電圧指令値 v_d^* と、q軸電流誤差 p_{qe} とq軸フィードフォワード電圧 v_{qff} との和であるq軸電圧指令値 v_q^* と、基準位相角 e と、コンデンサ8の電圧 E_{fc} とを入力とする。また、PWM信号生成部50の入力は、q軸電流誤差 p_{qe} とq軸フィードフォワード電圧 v_{qff} との和であるq軸電圧指令値 v_q^* と、基準位相角 e と、制御位相角補正值 d_{thv} とから、制御位相角 θ を演算する制御位相角演算部40、変調率PMFと制御位相角 θ とである。

40

【0018】

次に、以上に説明した各制御ブロックの詳細構成を説明する。基準位相角演算部95では、以下の式(1)に基づいて、ロータ機械角 m から電気角である基準位相角 e を算出する。ここで、 P は電動機6の極対数である。

$$e = m \cdot P \quad (1)$$

【0019】

三相-dq軸座標変換部90では、以下の式(2)に基づいて、三相電流 i_u, i_v, i_w と基準位相角 e とからd軸電流 i_d 、q軸電流 i_q を生成する。

【0020】

50

【数 1】

$$\begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta e & \cos \left(\theta e - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left(\theta e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \sin \theta e & \sin \left(\theta e - \frac{2}{3} \pi \right) & \sin \left(\theta e + \frac{2}{3} \pi \right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \quad (2)$$

【0021】

インバータ角周波数演算部 70 では、以下の式 (3) に基づき基準位相角 e を微分することでインバータ角周波数 ω を算出する。 10

$$\omega = d e / d t \quad (3)$$

【0022】

電流指令値生成部 10 の構成を説明する。図 2 は、本発明の実施の形態 1 における電流指令値生成部 10 の構成例を示す図である。トルク指令値 T^* は d 軸基本電流指令値生成部 11 に入力され、d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* を生成する。d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* の生成方法としては、電動機 6 が所望のトルクを最小の電流で発生することのできる最大トルク制御方法が知られており、トルク指令値 T^* に基づいてマップを参照して最適な d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* を得たり、演算式により最適な d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* を得る方法がある。本部分は公知例により構成することが可能であるため、ここでは詳細な説明は割愛する。 20

【0023】

d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* が生成されると、次に、加算器 14 により上記 d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* に電流指令値補正值 dV を加算することで d 軸電流指令値 i_d^* を得る。電流指令値補正值 dV は負の値をとり、d 軸基本電流指令値 i_{d1}^* に負方向の補正を実施することで、d 軸電流指令値 i_d^* を負方向に大きくし、電動機 6 の永久磁石により発生する磁束を打ち消す方向の磁束を発生させて電動機 6 の鎖交磁束を弱めるいわゆる弱め磁束制御を行う目的で設けている。電流指令値補正值 dV の生成方法については、本発明の重要部分であるため後述する。 30

【0024】

最後に、d 軸電流指令値 i_d^* とトルク指令値 T^* とから q 軸電流指令値生成部 15 により q 軸電流指令値 i_q^* を生成する。q 軸電流指令値の生成方法としては、上述のとおり、マップを参照することで最適な q 軸電流指令値 i_q^* を得たり、演算式により最適な q 軸電流指令値 i_q^* を得る方法がある。本部分は公知例により構成することが可能であるため、ここでは詳細な説明は割愛する。 40

【0025】

d 軸電流制御部 20、q 軸電流制御部 23 は、次式 (4)、(5) に基づいて d 軸電流指令値 i_d^* と d 軸電流の差を比例積分増幅した d 軸電流誤差 pde と、q 軸電流指令値 i_q^* と q 軸電流の差を比例積分増幅した q 軸電流誤差 pqe とを生成する。ここで、 K_1 と K_3 は比例ゲイン、 K_2 と K_4 は積分ゲインである。 40

$$p q e = (K_1 + K_2 / s) \cdot (i_q^* - i_q) \quad (4)$$

$$p d e = (K_3 + K_4 / s) \cdot (i_d^* - i_d) \quad (5)$$

なお、後述するとおり、 $p q e$ と $p d e$ は、制御モード 1 (後述) から制御モード 2 (後述) に移行後、徐々にゼロに絞り、逆に制御モード 2 から制御モード 1 に移行するときには徐々に値を立ち上げる。

【0026】

非干渉電圧演算部である d 軸非干渉演算部 22 と q 軸非干渉演算部 21 は、それぞれ次式 (6)、(7) 式に基づいて d 軸フィードフォワード電圧 v_{dFF} 、q 軸フィードフォワード電圧 v_{qFF} を演算する。

$$v_{dFF} = (R_1 + s \cdot L_d) \cdot i_d^* - \omega \cdot L_q \cdot i_q^* \quad (6) \quad 50$$

$$v_{qFF} = (R_1 + s \cdot L_q) \cdot i_{q*} + (L_d \cdot i_{d*} + a) \quad (7)$$

ここで、 R_1 は電動機6の一次巻線抵抗()、 L_d はd軸インダクタンス(H)、 L_q はq軸インダクタンス(H)、 a は永久磁石磁束(Wb)、 s は微分演算子である。

【0027】

ここで、変調率PMFは、インバータ出力電圧指令値ベクトルの大きさ V_{M*} を、インバータが出力可能な最大電圧 V_{Mmax} に対する割合で示したものであり、 $PMF = 1.0$ の場合は、インバータ出力電圧指令値ベクトルの大きさ V_{M*} は、インバータが出力可能な最大電圧 V_{Mmax} と等しくなることを示している。

このように変調率PMFを定義することで、変調率PMFはインバータの出力電圧指令値ベクトルの大きさがゼロのときはゼロとなり、インバータが最大電圧を出力する条件で1.0となるため、インバータの電圧出力割合が直感的に判別しやすくなり、あとに述べるパルスモード切り替え処理や制御モード切替処理等の変調率PMFを参照する制御処理の構築や設定がやり易くなるメリットがある。

【0028】

変調率演算部30では、前述の変調率PMFの定義に基づき、d軸電流誤差 p_{de} とd軸フィードフォワード電圧 v_{dFF} との和であるd軸電圧指令値 v_{d*} と、q軸電流誤差 p_{qe} とq軸フィードフォワード電圧 v_{qFF} との和であるq軸電圧指令値 v_{q*} と、基準位相角 e と、コンデンサ1の電圧 E_{FC} とから、次式(8)に基づいて変調率PMFを演算する。

$$PMF = V_{M*} / V_{Mmax} \quad (8)$$

ただし、

$$V_{Mmax} = (6 /) \cdot E_{FC} \quad (9)$$

$$V_{M*} = (v_{d*}^2 + v_{q*}^2) \quad (10)$$

【0029】

制御位相角演算部40では、d軸電流誤差 p_{de} とd軸フィードフォワード電圧 v_{dFF} との和であるd軸電圧指令値 v_{d*} と、q軸電流誤差 p_{qe} とq軸フィードフォワード電圧 v_{qFF} との和であるq軸電圧指令値 v_{q*} と、基準位相角 e と、制御位相角補正值 d_{THV} とから、次式(11)に基づいて制御位相角を演算する。

$$= e + THV + d_{THV} \quad (11)$$

ここで、

$$THV = \tan^{-1}(v_{d*} / v_{q*}) \quad (12)$$

【0030】

次に、PWM信号生成部50の構成を説明する。図3は本発明の実施の形態1におけるPWM信号生成部50の構成例を示す図である。図3に示すとおり、電圧指令値演算部55にて変調率PMFと制御位相角とから、次式(13)~(15)に基づいて三相電圧指令値である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*} を生成する。

$$V_{u*} = PMFM \cdot \sin \quad (13)$$

$$V_{v*} = PMFM \cdot \sin(- (2 \cdot / 3)) \quad (14)$$

$$V_{w*} = PMFM \cdot \sin(- (4 \cdot / 3)) \quad (15)$$

【0031】

ここで、係数PMFMは、変調率PMFに掛算器53で調整ゲインテーブル54の出力を掛けた電圧指令値振幅である。調整ゲインテーブル54は、多パルスPWMモードと、同期3パルスPWMモードにおいて、変調率PMFに対するインバータ出力電圧 V_M の関係が異なるのを補正するためのものであり、概略は以下の通りである。

【0032】

インバータが歪なく出力可能な最大電圧(実効値)は、多パルスPWMモードでは $0.612 \cdot E_{FC}$ となり、同期3パルスPWMモードでは $V_{Mmax} (= 0.7797 \cdot E_{FC})$ となる。すなわち、多パルスPWMモードでは、同期3パルスPWMモードと比較して、変調率PMFに対するインバータの出力電圧は $1/1.274$ となる。この差を打

10

20

30

40

50

ち消すために、多パルスPWMモードでは、変調率PMFを1.274倍し、電圧指令値振幅PMFMとして上述した電圧指令値演算部55に入力している。

【0033】

次いで、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^* は、比較器61~63でキャリア信号CARと大小比較されて、ゲート信号U、V、Wが生成され、ゲート信号U、V、Wから反転回路64~66を介してゲート信号X、Y、Zが生成される。キャリア信号CARは、パルスモード切替処理部60により多パルスキャリア信号生成部57で生成する多パルス（一般には1kHz前後）キャリア信号A、同期3パルスキャリア生成部58で生成する同期3パルスキャリア信号B、1パルスモードで選択されるゼロ値Cがスイッチ59により選択された信号である。多パルスキャリア信号A、同期3パルスキャリア信号は、ゼロを中心として-1~1の範囲の値をとる。

10

【0034】

なお、パルスモード切替処理部60は、変調率PMFと制御位相角 θ に応じて、変調率PMFが低い領域（0.785以下）では非同期キャリアA側、変調率PMFが0.785~1.0未満では同期3パルスキャリアB側、変調率PMFが1.0に達するとゼロ値C側にスイッチ59を切り替える動作をする。

このように構成することで、変調率PMFが1.0等しくなるタイミングで、パルスモードを1パルスモードに自動的に切り替えることが可能となり、逆に変調率PMFが1.0より小さくなると、パルスモードを同期3パルスモードに自動的に切り替えることが可能となる。即ち、インバータ2の出力電圧を最小から最大まで、容易に遷移させることが可能となる。

20

なお、非同期キャリアと同期3パルスキャリアとを切り替える変調率PMFの閾値を0.785としているが、この閾値はこれより小さい値でもよい。

【0035】

ここで、同期3パルスPWMモードは、多パルスPWMモードでは出力することが不可能な、変調率PMFが0.785以上の電圧を出力させるために必要なパルスモードである。なお、多パルスPWMモード・同期5パルスモード・同期9パルスモード等において過変調とする方法を使用する構成としても、同期3パルスモードに相当する電圧を出力できるが、変調率PMFとインバータ2の出力電圧が著しい非線形となるので、これを補正する必要が生じ、構成が複雑化する。

30

【0036】

なお、以上に示した各演算式はマイコンでS/W処理されるのが一般的であるが、マイコンの演算負荷を軽減する等の目的で演算精度（ビット数）を落として演算させた場合、インバータ出力電圧指令値ベクトルの大きさVMが最大値 VM_{max} となるタイミングで、変調率PMFが丁度1.0に到達せず、それ以下の例えば0.999等となる場合もある。この場合、変調率PMFが例えば0.95以上でパルスモードを1パルスモードに切り替えるようにしても、若干の電圧ジャンプが生じるものの実用は可能である。

【0037】

さらに、制御位相角 θ により、パルスモードの切り替えタイミングを微調整する構成としてもよい。このように構成することでパルスモード切り替え時の電動機電流のリプルを抑制できる。

40

【0038】

図4は、本発明の実施の形態におけるインバータ角周波数 ω に対する、変調率PMF、パルスモードの遷移、スイッチ59の動作及び制御モードの遷移を説明する図である。図4に示すとおり、電気車が低速時、すなわちインバータ角周波数 ω が低いときは変調率PMFは小さく、パルスモードは多パルスPWMモードであり、スイッチ59はAが選択されている。また、制御モードは制御モード1となっており、d軸電流制御部20とq軸電流制御部23がそれぞれ上式(4)、(5)に従って動作している。電気車の速度が増加し、変調率PMFが0.785以上となると、多パルスPWMモードではインバータ2の出力電圧が飽和するので、スイッチ59をBに切り替え、パルスモードを同期3パルスP

50

WMモードとする。

【0039】

また、制御モードは制御モード2を選択し、d軸電流制御部20とq軸電流制御部23の演算は停止して出力はゼロに絞られる。ゼロに絞る理由は、同期3パルスPWMモードでは、インバータ出力電圧半周期中のパルス数が多パルスPWMモードでの10以上から3に減少するので、制御遅れが増加し、d軸電流制御部20とq軸電流制御部23の演算を継続させておくと、制御系が不安定となる懸念があるため、d軸電流制御部20とq軸電流制御部23の演算は停止する。

なお、d軸電流制御部20とq軸電流制御部23の出力をゼロに絞る過程において、所定の時定数をもって徐々にゼロに向かって絞る構成とするのが切り替えショックを避ける上で好適である。

10

【0040】

なお、制御モード2では、定数誤差補正部85においてd軸電流idとq軸電流iqとd軸電流指令値id*とq軸電流指令値iq*とを用いて生成した制御位相角補正值dTHVにより制御位相角を補正する構成とすることで、d軸電流制御部20、q軸電流制御部23の演算を停止することにより発生する電動機定数と制御定数の差等により、電動機6のトルクや電流が指令値からずれる等の制御誤差を抑制することが可能である。なお、定数誤差補正部85の詳細構成については後述する。

【0041】

なお、定数誤差補正部85の出力は、制御モード1から制御モード2に移行後に立ち上げ、逆に制御モード2から制御モード1に移行後にゼロに絞る。立ち上げ、絞りは所定の時定数を持って徐々に行うのがよい。このように構成することでd軸電流制御部20あるいはq軸電流制御部23の出力と、定数誤差補正部85の出力が競合して制御が不安定化することを回避することが可能となる。

20

【0042】

さらに電気車の速度が増加し、変調率PMFが1.0以上となると、スイッチ59をCに切り替えてパルスモードを1パルスモードに切り替える。制御モードは引き続き制御モード2である。電気車が回生ブレーキを掛けて減速する場合については図示しないが、上記と逆の順番でパルスモードが1パルスモードから同期3パルスPWMモード、多パルスPWMモードへと遷移し、スイッチ59がC、B、Aへと切り替わり、制御モードが制御モード2から制御モード1へと遷移する。

30

【0043】

次に、本発明の効果を発揮するために重要である電流指令値補正部80の構成について説明する。図5は本発明の実施の形態1における電流指令値補正部80の構成例を示す図である。図5に示すように、変調率設定値PMFmaxと変調率PMFとの差を上下限が制限できるリミッタ81に入力する。リミッタ81は、偏差上限設定値LIMH、偏差下限設定値LIMLにより入力信号の上下限を制限して出力することが可能な構成としてある。リミッタ81の出力は、一次遅れ要素82に入力される。一次遅れ要素82の出力は比例ゲイン83に入力され、所定の係数であるゲインK倍されて電流指令値補正值dVとして出力される。一次遅れ要素82を備えることで、変調率設定値PMFmaxと変調率PMFとの差が急に増大した場合でも、電流指令値補正值dVは所定の時定数で上昇することになる。

40

以上のとおり、電流指令値補正值dVは、次式(16)のとおりとなる。

$$dV = LIMHL (PMFmax - PMF) \cdot (1 / (1 + s)) \cdot K \tag{16}$$

ただし、LIMHL()は、()内の値の上下限をそれぞれLIMH、LIMLで制限する関数である。また、は一次遅れ時定数である。は、10ms~100ms程度の大きさである。

【0044】

変調率設定値PMFmax、偏差上限設定値LIMH、偏差下限設定値LIMLについ

50

て、本実施の形態での好ましい設定は以下のとおりである。変調率設定値 PMF_{max} は 1.0 とするのが好ましい。これは、変調率 PMF が 1.0 に到達し、即ちインバータ 2 が出力可能な最大電圧に到達した時点でリミッタ 81 への入力ゼロ以下となり、負の電流指令値補正值 dV を発生させることができるので、インバータ 2 の出力電圧を最大化した状態で弱め磁束制御を実施するのに好適であるからである。

【0045】

また偏差上限設定値 $LIMH$ の設定は、コンデンサの電圧 $EF C$ の変動範囲を考慮して所望のトルク指令値 T^* を発生する場合に電動機 6 に流すことが必要となる d 軸電流の大きさの最大値 Id_{max} (弱め磁束電流の最大値と呼ぶ) をあらかじめ求めておき、これをゲイン K で割った値とするのが好ましい。たとえば、 Id_{max} が 100A であり、ゲイン K を 10000 と設定している場合、 $LIMH$ は 0.001 となる。偏差下限設定値 $LIML$ の設定は、0 (ゼロ) とするのが好ましい。このようにすることで、変調率 PMF が 1.0 以下の場合、即ち電圧指令値が、インバータ 2 の最大出力電圧に対して余裕がある場合は電流指令値補正值 dV は出力されず、変調率 PMF が 1.0 を超過し、即ち電圧指令値がインバータ 2 が出力可能な最大電圧を僅かに超過した時点でリミッタ 81 の出力に負の値が生じ、電流指令値補正值 dV が出力されるため、無駄な d 軸電流 id を流さなくて済むため電動機 6 の電流を最小化できる。

【0046】

このように、コンデンサ 1 の電圧 $EF C$ によりインバータ出力電圧指令値ベクトルの大きさを正規化した値である変調率 PMF に基づいて電流指令値補正值 dV を生成する構成とすることで、コンデンサ 1 の電圧 $EF C$ の大小によらず、インバータ電圧指令値ベクトルの大きさのインバータ 2 が出力可能な最大電圧に対する超過割合に応じて一定の電流指令値補正值 dV が得られるので、コンデンサ 1 の電圧 $EF C$ の変動が発生する電気車への適用においても安定な動作が得られる。

【0047】

さらに、比例ゲイン 83 と一次遅れ要素 82 の組み合わせにて電流指令値補正值 dV を生成することで、たとえば電動機 6 の回転速度に対してトルク指令値 T^* が過大である場合等で、電動機 6 が理論的に弱め磁束制御が成立しない領域となった場合にも安定動作が可能となる。即ち、このような場合には電流指令値補正值 dV により d 軸電流指令値 id^* を負に補正しても、インバータ出力電圧指令値ベクトルの大きさをインバータが出力可能な最大電圧以下にできなくなり、 PMF が 1.0 より大きくなったままとなる状態でも、比例ゲイン 83 と一次遅れ要素 82 とを組み合わせた本発明の構成では電流指令値補正值 dV の最終値は変調率 PMF と偏差上限設定値 $LIMH$ とゲイン K とで決まる所定値となるため、増加し続けて過大な値となることはない。つまり、トルク指令値 T^* が過大である場合にも適正な弱め磁束制御が可能となる。

【0048】

ところで、上述したゲイン K と一次遅れ要素 82 の組み合わせの代わりに、従来の構成例で見られる積分要素を持った比例積分制御器にて構成した場合は、 PMF が 1.0 より大きくなったままとすると、積分要素に積分値が蓄積されてゆき、電流指令値補正值 dV が時間の経過とともに増加し続け過大な値となり、電動機 6 を適正に制御できなくなる。またこの状態からトルク指令値 T^* が減少して正常な状態に復帰した場合でも、過剰に蓄積された積分値が適正值まで減少するまでに時間がかかり、この間制御不良を招く。このため、実用に際しては積分値の上限を制限したり、所定のタイミングで積分値をリセットしたり等の複雑な処理を要する。

これに対して本発明では、このような複雑な処理を必要とせずに、安定した弱め磁束制御を得られる。

【0049】

次に、本発明の効果を発揮するために重要である定数誤差補正部 85 の構成について説明する。定数誤差補正部 85 では、 d 軸電流 id と q 軸電流 iq と d 軸電流指令値 id^* と q 軸電流指令値 iq^* とから次式 (17) に基づいて制御位相角補正值 $dTHV$ を算出

する。ここで、 K_5 は比例ゲイン、 K_6 は積分ゲインであり、比例積分制御器を構成している。

$$dTHV = (K_5 + K_6 / s) \cdot ((i_d^*^2 + i_q^*^2) - (i_d^2 + i_q^2)) \quad (17)$$

(17) 式の右辺第一項は d 軸電流指令値 i_d^* と q 軸電流指令値 i_q^* とをそれぞれ二乗して和をとった値であり、電流指令値ベクトルの大きさの二乗値である。右辺第二項は d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q とをそれぞれ二乗して和をとった値であり、電流ベクトルの大きさの二乗値である。

【0050】

電流指令値ベクトルの大きさの二乗値から電流ベクトルの大きさの二乗値を引き、これを比例積分制御することで、電動機の温度上昇や電流により発生する永久磁石磁束 a の変動や電動機定数の変動により電動機電流である d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q が電流指令値である d 軸電流指令値 i_d^* と q 軸電流指令値 i_q^* から誤差を生じた場合において、この誤差に応じた制御位相角補正值 $dTHV$ により制御位相角 θ を補正することで電動機電流を電流指令値に一致させるよう動作させることが可能となり、電動機 6 のトルク T とトルク指令値 T^* との間に誤差が発生することを抑えることが可能となる。

10

【0051】

なお制御位相角補正值 $dTHV$ の算出において、式 (17) の代わりに、次式 (18) 式としてもよい。

$$dTHV = (K_5 + K_6 / s) \cdot ((i_d^*^2 + i_q^*^2) - (i_d^2 + i_q^2)) \quad (18)$$

20

(18) 式の右辺第一項は d 軸電流指令値 i_d^* と q 軸電流指令値 i_q^* とをそれぞれ二乗して和をとった値の平方根であり、電流指令値ベクトルの大きさを示す。右辺第二項は d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q とをそれぞれ二乗して和をとった値の平方根であり、電流ベクトルの大きさを示す。

【0052】

電流指令値ベクトルの大きさから、電流ベクトルの大きさを引き、これを比例積分制御することで、電動機の温度上昇や電流値により発生する永久磁石磁束 a の変動や電動機定数の変動により電動機電流である d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q が電流指令値である d 軸電流指令値 i_d^* と q 軸電流指令値 i_q^* から誤差を生じた場合において、この誤差に応じた制御位相角補正值 $dTHV$ により制御位相角 θ を補正することで電動機電流を電流指令値に一致させるよう動作することが可能となり、電動機のトルク T とトルク指令値 T^* との間に誤差が発生することを抑えることが可能となる。

30

【0053】

なお、式 (17) と比較して、式 (18) は平方根演算を二箇所含むことで複雑な式となっており、演算に時間がかかり、マイコンの負担が大きくなるので、式 (17) によるものが好適である。

【0054】

以下に、式 (17) により $dTHV$ を算出する場合と式 (18) により $dTHV$ を算出する場合の差異を説明する。図 6 は、本発明の実施の形態 1 における d 軸電流誤差と d q 軸電流指令値二乗和と d q 軸電流二乗和の偏差の関係 (式 (17) に関連) を示す図である。図 7 は、本発明の実施の形態 1 における d 軸電流誤差と電流指令値ベクトルの大きさと電流ベクトルの大きさの偏差の関係 (式 (18) に関連) を示す図である。図 8 は、本発明の実施の形態 1 における q 軸電流誤差と d q 軸電流指令値二乗和と d q 軸電流二乗和の偏差の関係 (式 (17) に関連) を示す図である。図 9 は、本発明の実施の形態 1 における q 軸電流誤差と電流指令値ベクトルの大きさと電流ベクトルの大きさの偏差の関係 (式 (18) に関連) を示す図である。

40

【0055】

図 6 と図 7 では、 q 軸電流 i_q が q 軸電流指令値 i_q^* と等しく q 軸電流誤差がない状態で d 軸電流 i_d が d 軸電流指令値 i_d^* から誤差を有する場合における、 d 軸電流誤差

50

i_d (横軸)と d 軸電流指令値二乗和と d 軸電流二乗和の偏差の関係(縦軸)と、電流指令値ベクトルの大きさと電流ベクトルの大きさの偏差の関係(縦軸)をそれぞれ示す。ここで、 d 軸電流誤差 i_d とは d 軸電流指令値 i_d^* から d 軸電流 i_d を引いた値である。

図6と図7に示すように、両者とも d 軸電流誤差 i_d が小さい領域(± 50 A以下)では d 軸電流誤差 i_d に対して縦軸の値がほぼ線形である等、縦軸の大きさが異なる他は同様の特性であることが分かる。なお、縦軸の大きさの違いは(17)式中のゲイン K_5 で調整できるので問題とはならない。

【0056】

図8と図9では、 d 軸電流 i_d が d 軸電流指令値 i_d^* と等しく d 軸電流誤差がない状態で q 軸電流 i_q が q 軸電流指令値 i_q^* から誤差を有する場合における、 q 軸電流誤差 i_q (横軸)と d 軸電流指令値二乗和と d 軸電流二乗和の偏差の関係(縦軸)と、電流指令値ベクトルの大きさと電流ベクトルの大きさの偏差の関係(縦軸)をそれぞれ示す。ここで、 q 軸電流誤差 i_q とは q 軸電流指令値 i_q^* から q 軸電流 i_q を引いた値である。

図8と図9に示すように、両者とも q 軸電流誤差 i_q が小さい領域(± 50 A以下)では q 軸電流誤差 i_q に対して縦軸の値がほぼ線形である等、縦軸の大きさが異なる他は同様の特性であることが分かる。なお、縦軸の大きさの違いは(17)式中のゲイン K_5 で調整できるので問題とはならない。

【0057】

以上のように、式(17)を使用することで演算時間を長くすることなく、マイコンの負担を大きくすることなく、制御位相角補正值 d_{THV} を算出できる。

【0058】

図10と図11は、本発明の実施の形態1における動作シミュレーション波形を示す図である。図10にはトルク指令値、トルク、 d 軸電流指令値、 d 軸電流、 q 軸電流指令値及び q 軸電流の動作シミュレーション波形を示し、図11には変調率、電流指令値補正值、 U 相電圧指令値、同期3パルスPWMモードフラグ、同期1パルスモードフラグ及び U 相電流の動作シミュレーション波形を示す。図10と図11に示すように、力行運転(時間0(s)~時間2.5(s)の間)、回生運転(時間2.6(s)~時間5.3(s)の間)において、安定に動作していることが分かる。以下、詳細に説明する。

【0059】

時間0(s)~0.7(s)付近までは、電動機6への印加電圧が直線状に増加してゆき、変調率PMFも直線状に増加する。多パルスPWMモード(フラグは図示していない)と制御モード1が選択されている。

時間0.7(s)付近で、変調率PMFが所定の値以上となったため同期3パルスPWMモードと制御モード2が選択され、時間0.7(s)~1.0(s)付近までは変調率PMFはさらに直線状に増加し大きさは1.0より小さい。

なお、時間0.7(s)付近で U 相電圧指令値 V_u^* の振幅が3パルスPWMモードへの切り替え直後に減少しているが、これは前述のとおり、多パルスPWMモードにおいて、調整ゲインテーブル54により1.274倍されていた電圧指令値振幅PMFMが、1.0倍に切り替わるためである。

【0060】

起動後から時間1.0(s)付近までは電流指令値生成部10により最大トルク制御が実行されており、トルク指令値 T^* が一定値であるため d 軸電流指令値 i_d^* 、 q 軸電流指令値 i_q^* は一定値となっている。

【0061】

時間1.0(s)付近で変調率PMFが1.0に到達したため、パルスモードとして同期1パルスモードが選択されるとともに、電流指令値補正值 d_v が負に増加してゆき、これに伴って d 軸電流指令値 i_d^* が負にさらに増加してゆく。 d 軸電流 i_d は d 軸電流指令値 i_d^* に追従して負に増加してゆき、弱め磁束制御が所望に機能し、変調率PMFは

10

20

30

40

50

1.0に限りなく近い値に維持されていることが分かる。即ち、電動機6の端子電圧が一定に維持されている。

トルク指令値 T^* は、電動機6を定出力運転するために回転数に反比例して絞っているが、電動機6のトルク T は、トルク指令値 T^* に追従して安定に加速していることが分かる。

【0062】

時間1.8(s)付近でトルク指令値 T^* をゼロに絞り、インバータ2を停止(ゲート信号 U, V, W, X, Y, Z を全てオフ)させた後、時間2.0(s)付近で力行運転の再立ち上げを実施し、時間2.5(s)付近まで力行運転しているが、これらの一連の動作中もトルク T はトルク指令値 T^* に一致していることから正常に動作していることが分かる。

10

また、変調率 PMF に応じてパルスモードを切り替える構成としているので、トルク指令値 T^* を絞る過程、再立ち上げの過程で変調率 PMF が1.0より小さくなると、パルスモードは同期3パルス PWM モードに自動的に切り替わっていることが同期3パルス PWM モードフラグ、同期1パルスモードフラグにより分かる。

【0063】

さらに、時間2.2(s)~2.3(s)付近でトルク指令値 T^* が回転速度に対して大きくなり、理論的に電動機6の弱め磁束制御が成立しない領域となり、電流指令値補正值 dV により d 軸電流指令値 id^* を負に補正しても、インバータ出力電圧指令値ベクトルの大きさをインバータが出力可能な最大電圧以下とすることが不可能となるが、電流指令値補正值 dV は変調率 PMF と偏差上限設定値 $LIMH$ とゲイン K とで決まる一定値(-150A)で制限され過大になることはないことが分かる。

20

【0064】

時間2.7(s)付近でトルク指令値 T^* を負とし、回生運転にて立ち上げを行っている。時間3.2(s)付近で一旦トルク指令値 T^* をゼロとし、インバータ2を停止(ゲート信号 U, V, W, X, Y, Z を全てオフ)させてから時間3.4(s)付近で再立ち上げを実施している。これらの一連の動作中も電動機6のトルク T はトルク指令値 T^* に一致していることから正常に動作していることが分かる。

また、トルク指令値 T^* の立ち上げ過程、絞り過程においては変調率 PMF が1.0より小さくなるのでパルスモードは自動的に同期3パルス PWM モードに切り替わり、変調率 PMF が1.0に達した段階で同期1パルスモードが自動的に選択されていることが分かる。

30

【0065】

時間3.4(s)付近以降は、連続して回生運転を行っているが、時間4.2(s)付近までは電流指令値補正值 dV により d 軸電流指令値 id^* が負に調整され、弱め磁束制御が正常に動作している。

【0066】

時間4.2(s)付近以降は、電動機6の回転数の減少により電動機端子電圧が低下してくるため変調率 PMF が1.0より小さくなり、電流指令値補正值 dV は自動的にゼロとなる。同時にパルスモードは同期3パルス PWM モードが選択され、時間4.5(s)付近で変調率 PMF がさらに低下すると多パルス PWM モードに切り替わり、同時に制御モード1が選択される。

40

【0067】

このように、弱め磁束運転領域においても、安定に動作が可能であり、弱め磁束運転領域とそれ以外の領域との遷移も安定して行われていることが分かる。さらに、制御モードの遷移、パルスモードの遷移も安定して行われていることが分かる。

【0068】

以上に示したとおり、本発明は、電動機6の低速域から高速域まで、インバータ2のパルスモードと制御モードを切り替えながら安定に遷移でき、高速域においては従来例よりも簡単な構成でインバータ2の出力電圧を最大化できる1パルスモードにて安定に弱め磁

50

束運転が可能な永久磁石同期電動機のベクトル制御装置を提供することが可能である。

パルスモードと制御モードの切替は、変調率ではなく、電圧指令値、モータ周波数、インバータ周波数、車両速度などに基づいて行ってもよい。

【0069】

以上の実施の形態に示した構成は、本発明の内容の一例であり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、一部を省略する等、変更して構成することも可能である。

【0070】

さらに、本明細書では、電気車の制御装置へ適用した場合で発明内容の説明しているが、適用分野はこれに限られるものではなく、電気自動車、エレベータ等、種々の関連分野への応用が可能である。

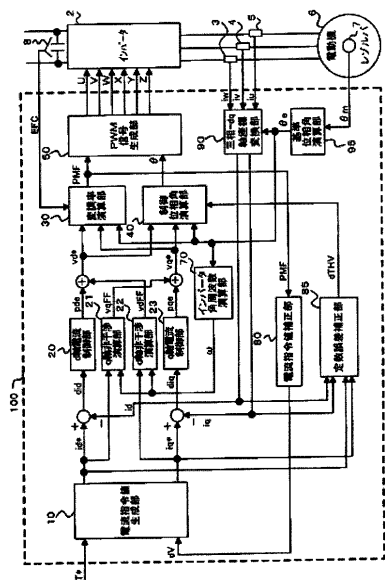
10

【要約】

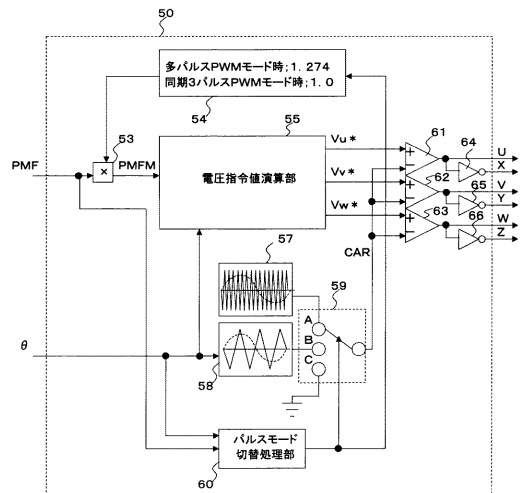
電圧を設定値と比較して電流指令値を制御する方法では、電圧変動に応じて設定値を変化させる必要があり、複雑な制御を行う必要が有る。本発明に係る永久磁石同期電動機のベクトル制御装置は、変調率に基づいて算出した電流指令値補正值により電流指令値を補正する電流指令値補正部を備えることにより、高速域において1パルスモードで安定な弱め磁束制御を簡単な構成で実現できるものである。

【選択図】図1

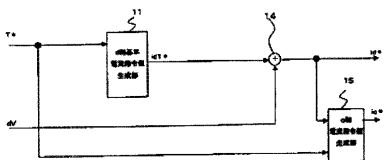
【図1】



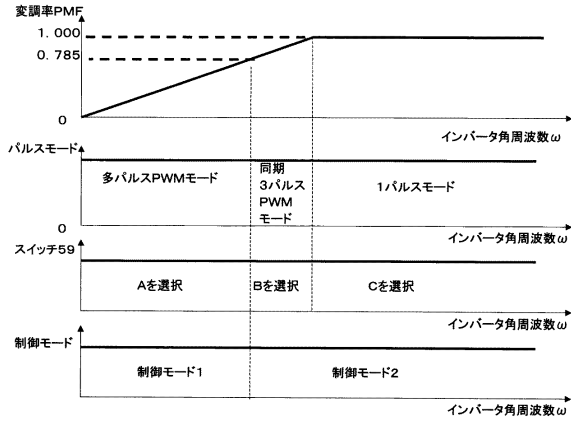
【図3】



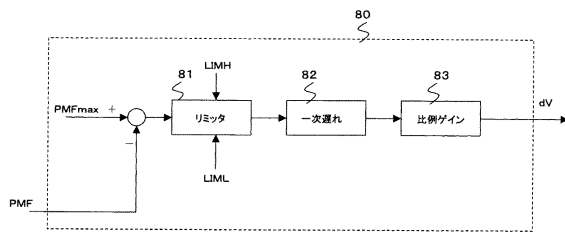
【図2】



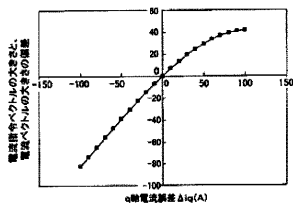
【図4】



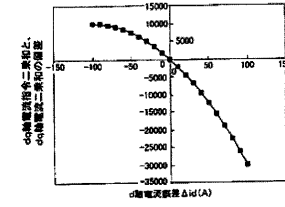
【図5】



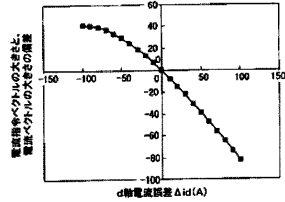
【図9】



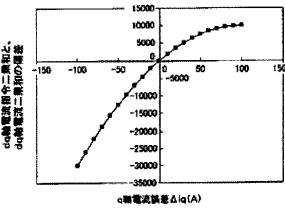
【図6】



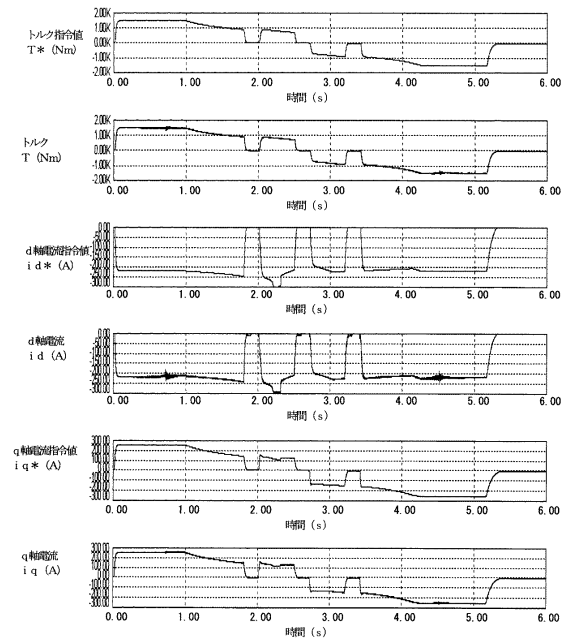
【図7】



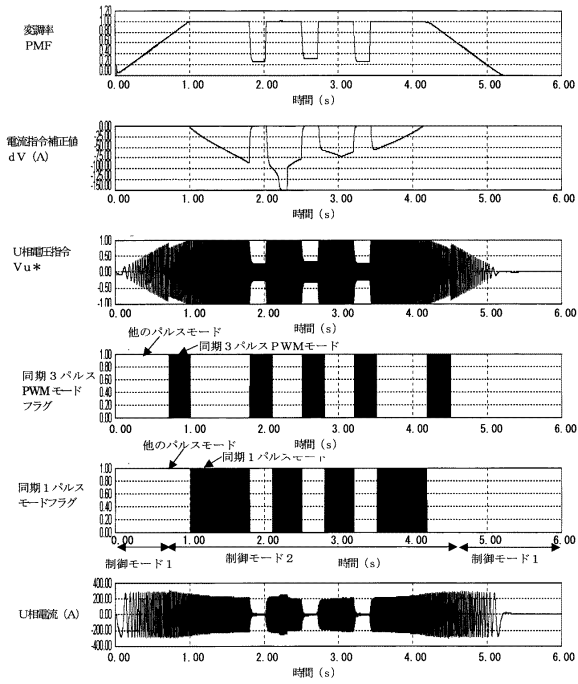
【図8】



【図10】



【 図 1 1 】



フロントページの続き

審査官 山村 和人

- (56)参考文献 特開2006-081287(JP,A)
特開2001-352798(JP,A)
特開2006-050705(JP,A)
特開2006-141095(JP,A)
特開平11-027996(JP,A)
特開2003-125597(JP,A)
特開2000-116198(JP,A)
特開2003-264999(JP,A)
特開2005-218299(JP,A)
特開2007-259538(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00

H02P 27/04