

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4775168号
(P4775168)

(45) 発行日 平成23年9月21日(2011.9.21)

(24) 登録日 平成23年7月8日(2011.7.8)

(51) Int.Cl. F I
H O 2 P 6/08 (2006.01) H O 2 P 6/02 3 5 1 J

請求項の数 4 (全 14 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2006-220158 (P2006-220158) (22) 出願日 平成18年8月11日 (2006.8.11) (65) 公開番号 特開2008-48505 (P2008-48505A) (43) 公開日 平成20年2月28日 (2008.2.28) 審査請求日 平成20年9月12日 (2008.9.12)</p>	<p>(73) 特許権者 000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 (74) 代理人 100121821 弁理士 山田 強 (72) 発明者 井村 彰宏 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内 審査官 尾家 英樹 (56) 参考文献 特開2000-050686 (JP, A)) 特開2000-032799 (JP, A)) 最終頁に続く</p>
--	---

(54) 【発明の名称】 3相回転機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

3相回転機に電力を供給するインバータのスイッチング素子を操作することで該3相回転機の出力を制御する3相回転機の制御装置において、

前記3相回転機の各相に印加される電圧の変化の周期を前記3相回転機の電気角の回転周期と略一致させるべく前記スイッチング素子を操作する矩形波制御手段と、

前記3相回転機を流れる電流の検出値を、前記3相回転機を流れる電流についてのd-q軸上での指令値に応じた電流にフィードバック制御する電流制御手段と、

前記指令値のとり得る値についての情報を記憶する記憶手段と、

前記矩形波制御手段による制御時において、前記3相回転機を流れる電流の検出値及び前記情報に基づき、前記3相回転機を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が前記指令値としてとり得る値と略一致するとき、前記矩形波制御手段による制御から前記電流制御手段による制御に切り替える切替手段とを備え、

前記切替手段は、前記指令値がd-q軸上を描く曲線に対して、前記3相回転機を流れる電流のd-q軸上での電流ベクトルである実電流ベクトルと対称な電流ベクトルを算出する算出手段を備え、該対称な電流ベクトルと前記実電流ベクトルとが略一致するとき、前記3相回転機を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が前記指令値としてとり得る値と略一致するとして、前記切り替えを行うことを特徴とする3相回転機の制御装置。

【請求項2】

前記算出手段は、前記3相回転機を流れる電流のd軸上の値と前記情報とに基づき前記

10

20

対称な電流ベクトルの q 軸成分を算出する手段と、前記 3 相回転機を流れる電流の q 軸上の値と前記情報とに基づき前記対称な電流ベクトルの d 軸成分を算出する手段とを備えることを特徴とする請求項 1 記載の 3 相回転機の制御装置。

【請求項 3】

前記電流制御手段は、前記 3 相回転機を流れる各相の電流の検出値に基づき、これら各相の検出値を d q 軸上の電流に変換する変換手段と、該変換された電流と前記指令値との差に基づき、前記フィードバック制御を行う手段とを備えることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の 3 相回転機の制御装置。

【請求項 4】

前記指令値は、前記 3 相回転機に対する要求トルクを最小の電流で生成可能な値に設定されてなることを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の 3 相回転機の制御装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、3 相回転機に電力を供給するインバータのスイッチング素子を操作することで該 3 相回転機の出力を制御する 3 相回転機の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

この種の制御装置としては、3 相電動機の各相に流れる電流を指令値にフィードバック制御すべく、各相に印加すべき電圧の指令値（指令電圧）を算出し、算出される指令電圧とキャリアとの大小に基づきインバータのスイッチング素子を操作する PWM 制御を行うものも提案されている。これにより、3 相電動機の各相に印加される電圧を指令電圧とすることができ、ひいては各相に流れる電流を指令値にフィードバック制御することができる。

20

【0003】

また、3 相回転機の高速度回転領域において、インバータのスイッチング素子のオン・オフ周期と 3 相回転機の電気角の回転周期とを略一致させるいわゆる矩形波制御もなされている（特許文献 1、2）。

【0004】

ただし、高回転速度領域において矩形波制御を行い且つそれ以外の領域において PWM 制御を行う場合、矩形波制御から PWM 制御へと切り替える際にトルクが急激に変化するおそれがある。

30

【0005】

なお、上記矩形波制御と PWM 制御とを行うものに限らず、3 相回転機を流れる電流の検出値を指令値にフィードバック制御する電流制御と、矩形波制御とを行う制御装置にあっては、矩形波制御から電流制御への切り替えに伴ってトルク変動が生じるおそれのあるこうした実情も概ね共通したものとなっている。

【特許文献 1】特開 2000 - 50689 号公報

【特許文献 2】特開 2002 - 223590 号公報

【発明の開示】

40

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであり、その目的は、3 相回転機を流れる電流の検出値を指令値にフィードバック制御する電流制御と、矩形波制御とを行うに際し、矩形波制御から電流制御への切り替えに伴うトルク変動を好適に抑制することのできる 3 相回転機の制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

以下、上記課題を解決するための手段、及びその作用効果について記載する。

【0008】

50

請求項1記載の発明は、前記3相回転機の各相に印加される電圧の変化の周期を前記3相回転機の電気角の回転周期と略一致させるべく前記スイッチング素子进行操作する矩形波制御手段と、前記3相回転機を流れる電流の検出値を、前記3相回転機を流れる電流についてのd q軸上での指令値に応じた電流にフィードバック制御する電流制御手段と、前記指令値のとり得る値についての情報を記憶する記憶手段と、前記矩形波制御手段による制御時において、前記3相回転機を流れる電流の検出値及び前記情報に基づき、前記3相回転機を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が前記指令値としてとり得る値と略一致するとき、前記矩形波制御手段による制御から前記電流制御手段による制御に切り替える切替手段とを備え、前記切替手段は、前記指令値がd q軸上を描く曲線に対して、前記3相回転機を流れる電流のd q軸上での電流ベクトルである実電流ベクトルと対称な電流ベクトルを算出する算出手段を備え、該対称な電流ベクトルと前記実電流ベクトルとが略一致するとき、前記3相回転機を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が前記指令値としてとり得る値と略一致するとして、前記切り替えを行うことを特徴とする。

10

【0009】

上記構成では、矩形波制御による電流のd軸上及びq軸上の値が指令値としてとり得る値と略一致するときに矩形波制御から電流制御に切り替えるために、切り替えに際して3相回転機に流れる電流の変動を抑制することができる。このため、切り替えに伴うトルクの変動を好適に抑制することができる。

【0010】

また、d q軸上の指令値は、d q軸平面内において1次元空間を占める。換言すれば、曲線で表現される。このため、切り替えにかかる処理を上記情報に基づき行うことで、例えば矩形波制御を行う領域を記憶する場合と比較して、切り替えにかかる処理のために記憶すべきデータ数を低減することもできる。

20

【0012】

ところで、3相回転機を流れる電流のd q軸上での値が、指令値がd q軸上を描く曲線上にある場合、上記実電流ベクトルと上記対称な電流ベクトルとは一致する。このため、これらの略一致に基づき、3相回転機を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が指令値としてとり得る値と略一致することを好適に判断することができる。

【0013】

請求項2記載の発明は、請求項1記載の発明において、前記算出手段は、前記3相回転機を流れる電流のd軸上の値と前記情報とに基づき前記対称な電流ベクトルのq軸成分を算出する手段と、前記3相回転機を流れる電流のq軸上の値と前記情報とに基づき前記対称な電流ベクトルのd軸成分を算出する手段とを備えることを特徴とする。

30

【0014】

3相回転機を流れる電流のd軸上の値をd軸上の指令値がとるときのq軸上の指令値は、上記対称な電流ベクトルのq軸成分となる。また、3相回転機を流れる電流のq軸上の値をq軸上の指令値がとるときのd軸上の指令値は、上記対称な電流ベクトルのd軸成分となる。このため、上記構成では、対称な電流ベクトルを適切に算出することができる。

【0017】

請求項3記載の発明は、請求項1又は2記載の発明において、前記電流制御手段は、前記3相回転機を流れる各相の電流の検出値に基づき、これら各相の検出値をd q軸上の電流に変換する変換手段と、該変換された電流と前記指令値との差に基づき、前記フィードバック制御を行う手段とを備えることを特徴とする。

40

【0018】

上記構成では、電流制御手段が変換手段を備えるため、切替手段においてこの変換手段を流用することができる。

【0019】

請求項4記載の発明は、請求項1～3のいずれかに記載の発明において、前記指令値は、前記3相回転機に対する要求トルクを最小の電流で生成可能な値に設定されてなることを特徴とする。

50

【 0 0 2 0 】

上記構成によれば、電流制御手段による制御において出力トルクを生成するために要する電力を最小とすることができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 1 】

(第 1 の実施形態)

以下、本発明にかかる 3 相回転機の制御装置をハイブリッド車に搭載される 3 相電動機の制御装置に適用した第 1 の実施形態について、図面を参照しつつ説明する。

【 0 0 2 2 】

図 1 に、電動機 4 の制御システムの全体構成を示す。

10

【 0 0 2 3 】

図示される電動機 4 は、埋込磁石同期電動機 (I P M S M) からなる。また、電動機 4 の 3 つの相 (U 相、V 相、W 相) には、インバータ 1 0 が接続されている。このインバータ 1 0 は、3 相インバータであり、3 つの相のそれぞれとバッテリー 4 2 の正極側又は負極側とを導通させるべく、スイッチング素子 1 2 , 1 4 (U 相アーム) とスイッチング素子 1 6 , 1 8 (V 相アーム) とスイッチング素子 2 0 , 2 2 (W 相アーム) との並列接続体を備えて構成されている。更に、インバータ 1 0 は、各スイッチング素子 1 2 ~ 2 2 に逆並列に接続されたフライホイールダイオード 2 4 ~ 3 4 を備えている。そして、スイッチング素子 1 2 及びスイッチング素子 1 4 を直列接続する接続点が電動機 4 の U 相と接続されている。また、スイッチング素子 1 6 及びスイッチング素子 1 8 を直列接続する接続点

20

【 0 0 2 4 】

インバータ 1 0 の各 1 組のスイッチング素子 1 2 , 1 4 とスイッチング素子 1 6 , 1 8 とスイッチング素子 2 0 , 2 2 との両端には、平滑コンデンサ 4 0 が接続されている。

【 0 0 2 5 】

一方、マイクロコンピュータ (マイコン 5 0) は、中央処理装置や、メモリ 5 1 を備えて構成されている。そして、マイコン 5 0 は、バッテリー 4 2 の両端の電圧 V_B を検出する電圧センサ 4 4 や、電動機 4 の出力軸の回転角度を検出する位置センサ 5 2、U 相及び V 相に流れる電流を検出する電流センサ 5 4 , 5 6 の出力を取り込む。そして、マイコン 5 0 は、W 相に流れる電流を、キルヒホッフの法則に基づき、U 相を流れる電流 i_u と V 相を流れる電流 i_v とから算出する。そして、マイコン 5 0 は、上記電動機 4 の出力軸の回転角度や 3 つの相を流れるそれぞれの電流等に基づき、ゲート駆動回路 6 0 ~ 7 0 を介してスイッチング素子 1 2 ~ 2 2 を操作する。

30

【 0 0 2 6 】

図 2 に、マイコン 5 0 の行なう処理についてのブロック線図を示す。本実施形態では、三角波 PWM 制御及び矩形波制御によって、電動機 4 の出力トルクを要求トルクに制御する。以下では、図 2 に示す処理について、三角波 PWM 制御に関する処理、矩形波制御に関する処理、及びこれら両制御の切り替えに関する処理の順に説明する。

40

【 0 0 2 7 】

< PWM 制御 >

3 相 2 相変換部 8 0 は、上記電流センサ 5 4 , 5 6 によって検出される U 相を流れる実電流 i_u 及び V 相を流れる実電流 i_v と、これらに基づき算出される W 相を流れる実電流 i_w とを、d q 軸に座標変換して実電流 i_d 及び実電流 i_q を生成する部分である。ちなみに、この座標変換に際しては、電動機 4 の回転角度が用いられるために、3 相 2 相変換部 8 0 には、位置センサ 5 2 によって検出される回転角度 θ が入力される。一方、指令電流生成部 8 2 は、要求トルク T_c に応じて指令電流 i_{qc} , i_{dc} を生成する部分である。これら指令電流 i_{qc} , i_{dc} は、d q 軸上での電流の指令値となっている。

50

【 0 0 2 8 】

上記指令電流 i_{dc} と実電流 i_d との差に基づき、P I 制御部 8 4 によって比例項と積分項とが算出される。そして、これら算出値の和は、第 1 指令電圧 v_{d1} として P I 制御部 8 4 から出力される。また、指令電流 i_{qc} と実電流 i_q との差に基づき、P I 制御部 8 6 によって比例項と積分項とが算出される。そして、これら算出値の和は、第 1 指令電圧 v_{q1} として P I 制御部 8 6 によって出力される。ここで、これら第 1 指令電圧 v_{d1} , v_{q1} の振る舞いについて説明する。

【 0 0 2 9 】

上記 3 つの相のそれぞれに印加される電圧 v_u , v_v , v_w 、3 相のそれぞれを流れる電流 i_u , i_v , i_w 、3 相のそれぞれに生じる逆起電力 e_u , e_v , e_w 、電動機 4 の抵抗 R 、自己インダクタンス L' 、相互インダクタンス M 、時間微分演算子 P との関係は下式となる。

$$\begin{aligned} v_u &= (R + PL') \times i_u - 1/2 \times PM \times i_v - 1/2 \times PM \times i_w + e_u \\ v_v &= -1/2 \times PM \times i_u + (R + PL') \times i_v - 1/2 \times PM \times i_w + e_v \\ v_w &= -1/2 \times PM \times i_u - 1/2 \times PM \times i_v + (R + PL') \times i_w + e_w \end{aligned}$$

ここで、 dq 軸変換を行なうと、 d 軸及び q 軸の電圧 v_d , v_q は、電気角の回転速度と、 d 軸上のインダクタンス L_d 及び q 軸上のインダクタンス L_q と、逆起電力とを用いて下式 (c_d) 及び (c_q) となる。なお、電気角の回転速度は、電動機 4 の回転速度に電動機 4 の極対数を乗算した値である。

$$\begin{aligned} v_d &= (R + PL_d) \times i_d - L_q \times i_q \quad \dots (c_d) \\ v_q &= L_d \times i_d + (R + PL_q) \times i_q + \quad \dots (c_q) \end{aligned}$$

上記の式 (c_d)、(c_q) に示されるように、電動機 4 に印加される電圧の各軸成分は、電動機 4 を流れる電流のうち同一の軸成分に比例する項のみならず、異なる軸成分に比例する項や逆起電力 (以下、これらを干渉項という) を含む。

【 0 0 3 0 】

そこで、本実施形態では、非干渉化制御部 8 8 により、これら干渉項を、実電流 i_d 及び実電流 i_q に基づき算出して第 0 指令電圧 v_{d0} , v_{q0} を算出する。そして、第 1 指令電圧 v_{d1} と第 0 指令電圧 v_{d0} との和として d 軸の指令電圧 v_{dc1} を算出し、第 1 指令電圧 v_{q1} と第 0 指令電圧 v_{q0} との和として q 軸の指令電圧 v_{qc1} を算出する。

【 0 0 3 1 】

d 軸の指令電圧 v_{dc1} と q 軸の指令電圧 v_{qc1} とは、2 相 3 相変換部 9 2 に取り込まれる。2 相 3 相変換部 9 2 では、 d 軸の指令電圧 v_{dc1} と q 軸の指令電圧 v_{qc1} とを、 U 相の指令電圧 v_{uc1} と、 V 相の指令電圧 v_{vc1} と、 W 相の指令電圧 v_{wc1} とに変換する。これら指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} は、電動機 4 の各相に指令電流を流すときに各相に印加すべき電圧となっている。これら指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} は、基本的には、正弦波となつて且つその電圧の中心がゼロとなっている。ただし、電圧センサ 4 4 によって検出されるバッテリー 4 2 の電圧に基づき、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の変調率が大きいときには、正弦波に所定の高調波を重畳したものが最終的な指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} とされる。なお、電動機 4 の各相の上記指令電流とは、上記指令電流 i_{dc} , i_{qc} によって定まる 3 相のそれぞれにおける指令電流を意味する。

【 0 0 3 2 】

これら指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} は、各々比較器 9 4 , 9 6 , 9 8 の非反転入力端子に印加される。比較器 9 4 , 9 6 , 9 8 では、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} と、三角波生成部 1 0 0 によって生成される三角形状の搬送波との大小が比較される。そして、これら各比較器 9 4、9 6、9 8 の出力信号 g_{u1} 、 g_{v1} 、 g_{w1} は、

10

20

30

40

50

指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} を各々パルス幅変調 (PWM) したものとなる。

【 0 0 3 3 】

出力信号 g_{u1} , g_{v1} , g_{w1} は、切替部 1 0 2 に取り込まれる。そして、切替部 1 0 2 から出力される信号及びインバータ 1 0 4 , 1 0 6 , 1 0 8 によるそれらの反転信号が、Dead time 生成部 1 1 0 に取り込まれる。Dead time 生成部 1 1 0 では、上記出力される各信号とこれに対応する上記反転信号とを、これらのエッジ部分同士のタイミングの重なりを避けるように波形整形する。そして、波形整形された信号は、U相のスイッチング素子 1 2 を操作する操作信号 g_{up} 、U相のスイッチング素子 1 4 を操作する操作信号 g_{un} 、V相のスイッチング素子 1 6 を操作する操作信号 g_{vp} 、V相のスイッチング素子 1 8 を操作する操作信号 g_{vn} 、W相のスイッチング素子 2 0 を操作する操作信号 g_{wp} 、W相のスイッチング素子 2 2 を操作する操作信号 g_{wn} となる。

10

【 0 0 3 4 】

上記構成において切替部 1 0 2 により出力信号 g_{u1} , g_{v1} , g_{w1} が選択されているときには、実電流 i_u , i_v , i_w を指令電流 i_{dc} , i_{qc} によって定まる 3 相の電流 (指令電流) に追従させるべく、PI 制御によりスイッチング素子 1 2 ~ 2 2 の操作がなされる。この際には、3 相に印加される電圧は、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} に追従する。

【 0 0 3 5 】

< 矩形波制御 >

トルク推定部 1 2 0 は、3 相 2 相変換部 8 0 の出力する dq 軸上での実電流 i_d , i_q に基づき、電動機 4 の出力トルクを推定する。この推定トルク T_e は、例えば電動機 4 のトルク定数 K_t 、 d 軸インダクタンス L_d 、 q 軸インダクタンス L_q を用いて、下記の式によって算出すればよい。

20

【 0 0 3 6 】

$$T_e = K_t \times i_q - (L_d - L_q) \times i_d \times i_q$$

v_{qc} 算出部 1 2 2 は、要求トルク T_c と推定トルク T_e との差に基づき、 q 軸上の指令電圧 v_{qc2} を算出する。一方、 v_{dc} 算出部 1 2 4 は、指令電圧 v_{qc2} とバッテリー 4 2 の電圧 V_B とに基づき、 d 軸上の指令電圧 v_{dc2} を算出する。これら v_{qc} 算出部 1 2 2 及び v_{dc} 算出部 1 2 4 は、指令電圧 v_{qc2} , v_{dc2} によって定まる電圧ベクトルの長さをバッテリー 4 2 の電圧 V_B に応じて定まる長さとしつつ、同電圧ベクトルの位相を定める処理を行っている。そして、2 相 3 相変換部 1 2 6 は、指令電圧 v_{qc2} 、 v_{dc2} を、3 相の指令電圧 v_{uc2} , v_{vc2} , v_{wc2} に変換する。これら指令電圧 v_{uc2} , v_{vc2} , v_{wc2} は、略正弦波形状の信号である。また、出力信号生成部 1 2 8 では、指令電圧 v_{uc2} , v_{vc2} , v_{wc2} に基づき、出力信号 g_{u2} , g_{v2} , g_{w2} を生成する。ここで、出力信号 g_{u2} は、指令電圧 v_{uc2} がゼロ以上のときに論理「H」となり、ゼロ未満のときに論理「L」となる。また、出力信号 g_{v2} は、指令電圧 v_{vc2} がゼロ以上のときに論理「H」となり、ゼロ未満のときに論理「L」となる。更に、出力信号 g_{w2} は、指令電圧 v_{wc2} がゼロ以上のときに論理「H」となり、ゼロ未満のときに論理「L」となる。なお、これら出力信号 g_{u2} , g_{v2} , g_{w2} は、切替部 1 0 2 に出力される。

30

40

【 0 0 3 7 】

上記指令電圧 v_{uc2} , v_{vc2} , v_{wc2} は、電動機 4 の電気角の回転周期と略等しい周期を有する。このため、出力信号 g_{u2} , g_{v2} , g_{w2} は、その論理「H」及び論理「L」との繰り返しの周期が電気角の 1 周期と略一致する。このため、上記構成において切替部 1 0 2 により出力信号 g_{u2} 、 g_{v2} 、 g_{w2} が選択されているときには、各相のアームの上段のスイッチング素子 1 2 , 1 6 , 2 0 及び下段のスイッチング素子 1 4 , 1 8 , 2 2 が交互にオン・オフされる周期が、電気角の 1 周期と略一致する。このため、切替部 1 0 2 によって出力信号 g_{u2} , g_{v2} , g_{w2} が選択される矩形波制御時には、電動機 4 の各相に印加される電圧が矩形波状に変化して且つ、その変化の周期が電気角の 1 周期と略等しくなる。

50

【 0 0 3 8 】

< 切替処理 >

図 3 に、P W M 制御を行う領域と矩形波制御を行う領域とを示す。図示されるように、低回転速度領域から中回転速度領域までは P W M 制御を行う領域であり、高回転速度領域は矩形波制御を行う領域である。そして、P W M 制御を行う領域と矩形波制御を行う領域との境界は、要求トルク T_c が大きいほど低回転速度側となる。ここで、高回転速度領域において、P W M 制御から矩形波制御へ切り替えるのは、次の理由による。

【 0 0 3 9 】

電動機 4 の各相に印加可能な電圧の上限値は、バッテリー 4 2 の電圧 V_B である。このため、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の最大値が電圧 V_B の「 $1/2$ 」以上となる状態、換言すれば変調率が「 1 」以上の状態では、電動機 4 の各相に実際に印加される電圧を指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} とすることができない。図 4 (a) に、変調率が「 1 」のときの各相に印加される電圧の推移を示し、図 4 (b) に、変調率が「 1 」よりも大きいときの各相に印加される電圧の推移を示す。図示されるように、変調率が「 1 」よりも大きいときには各相に印加される電圧の振幅は、バッテリー 4 2 の電圧 V_B の「 $1/2$ 」によって制限されるため、正弦波形状の電圧とはならない。しかし、この場合であっても、図 4 (a) に示される電圧と比較すると、図 4 (b) 中斜線にて示す領域だけ電圧の利用度が向上している。これにより、各相に印加される電圧の実効値を、先の図 4 (a) に示したものと比較して大きくすることができる。このため、指令電流 i_{dc} , i_{qc} によって定まる 3 相の指令電流を電動機 4 に流すことが可能となる。したがって、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の最大値が電圧 V_B の「 $1/2$ 」以上となったとしても、P W M 制御を継続することで、電動機 4 に、指令電流 i_{dc} , i_{qc} によって定まる 3 相の電流を流すことは可能である。

【 0 0 4 0 】

上記指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の最大値が増大していくと、最終的には、電動機 4 の各相に印加される電圧は、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} と同一周期で「 $V_B/2$ 」と「 $-V_B/2$ 」とに交互に変化する矩形波状となる。しかし、理論的には、変調率が「 1.28 」となることで P W M 制御による制御性が極度に低下することが知られている。このため、本実施形態では、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の最大値が、バッテリー 4 2 の電圧 V_B の「 $1.28/2$ 」倍の値となることで P W M 制御から矩形波制御へ切り替える。

【 0 0 4 1 】

詳しくは、図 2 に示す切替制御部 1 3 0 では、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} を定める指令電圧 v_{dc1} , v_{qc1} を取り込み、これに基づき、切替部 1 0 2 を操作する。図 5 に、切替制御部 1 3 0 の行う処理のうち、特に P W M 制御から矩形波制御への切り替えにかかる処理の手順を示す。なお、この処理は、マイコン 5 0 により、P W M 制御がなされている期間において例えば所定周期で繰り返し実行される。

【 0 0 4 2 】

この一連の処理においては、まずステップ S 1 0 において、指令電圧 v_{dc1} , v_{qc1} によって定まる電圧ベクトルの長さが、制限電圧 V_L 以上であるか否かを判断する。ここで、制限電圧 V_L は、電圧 V_B に「 1.28 」及び「 $3/8$ 」の平方根を乗算した値である。指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の最大値に「 $3/2$ 」の平方根を乗算したものが dq 軸上の電圧ベクトルの長さとなる。そして、最大値として上記変調率が「 1.28 」であるときの値を用いると、これは、「 $V_B/2$ 」に「 1.28 」を乗算した値となる。このため、上記ステップ S 1 0 によって、指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} の最大値が、「 $V_B/2$ 」に「 1.28 」を乗算した値以上であるか否かを判断することができる。そして、ステップ S 1 0 において肯定判断されると、ステップ S 1 2 において、上記切替部 1 0 2 を操作して出力信号 g_{u2} , g_{v2} , g_{w2} を選択することで、P W M 制御から矩形波制御に切り替える処理がなされる。

【 0 0 4 3 】

10

20

30

40

50

なお、ステップ S 1 0 において否定判断されるときや、ステップ S 1 2 の処理が完了するときには、この一連の処理を一旦終了する。

【 0 0 4 4 】

図 6 に、P W M 制御と矩形波制御とによってとり得る d q 軸上の電流を示す。図中、実線にて示す指令電流曲線 C L は、上記指令電流生成部 8 2 によって生成される指令電流 i_{dc} , i_{qc} の描く曲線である。この曲線（指令電流 i_{dc} , i_{qc} ）は、電動機 4 の制御に対する要求に応じて適宜設定されるものであるが、本実施形態では、要求トルク T_c を最小の電流で実現することのできる d q 軸上の電流によって設定されている。一方、図中、2 点鎖線にて示すのは、実際に電動機 4 に流すことの可能な電流の境界を d q 上で定義する制限曲線 L L である。この制限曲線 L L は、バッテリー 4 2 の電圧 V_B 及び回転速度に基づき定まるものである。このため、P W M 制御時においては、実電流 i_q , i_d は、指令電流曲線 C L と制限曲線 L L との交点である上限 P M を超えることはできない。したがって、指令電流 i_{qc} , i_{dc} が上限 P M に達することで矩形波制御に切り替えられることとなる。そして矩形波制御に切り替えられることで、指令電流 i_{qc} , i_{dc} によって定まる電流ベクトルは、ベクトル V_2 よりも位相を進めることでベクトル V_1 へと移行する。これにより、電動機 4 を更に高回転速度に制御することができる。

10

【 0 0 4 5 】

このように、矩形波制御がなされているときには、一般に、d q 軸上の電流は、上記指令電流曲線 C L によって規定される電流とは一致しない。したがって、矩形波制御から P W M 制御へ切り替える際には、電動機 4 を流れる電流が大きく変化し、ひいては、電動機 4 の出力トルクが変動するおそれがある。

20

【 0 0 4 6 】

そこで本実施形態では、先の図 2 に示す指令電流情報格納部 1 3 2 に指令電流 i_{dc} , i_{qc} のとり得る値についての情報を格納し、電動機 4 を流れる電流についての d 軸及び q 軸上の値が上記指令電流 i_{qc} としてとり得る値と略一致するとき、矩形波制御から P W M 制御へと切り替えることで、切り替えに伴う出力トルクの変動を抑制する。ここで、指令電流情報格納部 1 3 2 は、先の図 1 に示すメモリ 5 1 によって構成される。指令電流情報格納部 1 3 2 には、上記指令電流曲線 C L についての情報が格納されている。この情報は、d 軸上の指令電流 i_{dc} と q 軸上の指令電流 i_{qc} との関係を決めるマップデータであってもよいし、指令電流曲線 C L を表現するモデル式であってもよい。

30

【 0 0 4 7 】

詳しくは、上記一致を、図 7 に示す態様にて判断する。すなわち、電動機 4 を流れる電流の d q 軸上での電流ベクトルである実電流ベクトル I_r と、指令電流曲線 C L に対して対称な電流ベクトル I_s を算出し、これらが略一致するとき、電動機 4 を流れる電流についての d 軸及び q 軸上の値が上記指令電流 i_{dc} , i_{qc} としてとり得る値と略一致すると判断する。

【 0 0 4 8 】

図 8 に、本実施形態にかかる P W M 制御への切り替えにかかる処理の手順を示す。この処理は、先の図 2 の切替制御部 1 3 0 によってなされるものであり、具体的には、マイコン 5 0 によって、矩形波制御のなされる期間において所定周期で繰り返し実行される。

40

【 0 0 4 9 】

この一連の処理では、まずステップ S 2 0 において、実電流ベクトル I_r を取得する。換言すれば、実電流 i_d , i_q を取得する。続くステップ S 2 2 においては、実電流ベクトルの q 軸成分である実電流ベクトル i_q に基づき、対称な電流ベクトル I_s の d 軸成分 i_{ds} を算出する。これは、「 i_{ds} , i_q 」が指令電流曲線 C L 上の点となるように d 軸成分 i_{ds} を設定することで算出することができる。続いてステップ S 2 4 においては、実電流ベクトルの d 軸成分である実電流ベクトル i_d に基づき、対称な電流ベクトル I_s の q 軸成分 i_{qs} を算出する。これは、「 i_d , i_{qs} 」が指令電流曲線 C L 上の点となるように q 軸成分 i_{qs} を設定することで算出することができる。

【 0 0 5 0 】

50

続いてステップS26においては、対称な電流ベクトル I_e と実電流ベクトル I_r とが略一致するか否かを判断する。この判断は、例えばd-q軸の各成分同士の比較によって行えばよい。また、これに代えて、互いのベクトルの長さの比較に基づき行ってもよい。そして、ステップS26において肯定判断されるときには、実電流 i_d 、 i_q が指令電流曲線CL上にあると考えられるため、ステップS28に移行してPWM制御に切り替える。ちなみに、矩形波制御がなされているときには、PI制御部84、86の値はゼロに固定しておく。

【0051】

なお、ステップS26において否定判断されるときや、ステップS28の処理が完了するときには、この一連の処理を一旦終了する。

10

【0052】

図9に、本実施形態にかかる切り替え処理による電流ベクトルの推移についてのタイムチャートを示す。図9(a)に示されるように、d-q軸上での指令電圧ベクトル(v_{dc1} 、 v_{qc1})の長さが上記制限電圧 V_L に達すると、矩形波制御に移行するため、対称な電流ベクトル I_s と実電流ベクトル I_r とが不一致となる。このように指令電圧ベクトルの長さが制限電圧 V_L となることで矩形波制御に切り替えることで、出力トルクの変動を抑制しつつ、切り替えを行うことができる。しかも、矩形波制御に切り替えることで、高回転速度領域における電圧利用率(バッテリー42の電圧 V_B に対する線間電圧の1次成分の実効値)を向上させることができ、電動機4の回転速度を高回転速度に制御することが可能となる。また、図9(b)に示すように、対称な電流ベクトル I_s と実電流ベクトル I_r とが略一致するときにPWM制御に切り替えることで、実電流ベクトルの変動を好適に抑制しつつ切り替えを行うことができる。

20

【0053】

以上詳述した本実施形態によれば、以下の効果が得られるようになる。

【0054】

(1) 指令電流情報格納部132に格納される情報に基づき、矩形波制御時において、電動機4を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が、PWM制御の指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} のとり得る値と略一致するとき、PWM制御に切り替えた。これにより、切り替えに際して電動機4に流れる電流の変動を抑制することができる。このため、切り替えに伴うトルクの変動を好適に抑制することができる。また、d-q軸上の指令電流は、d-q軸平面内において1次元空間を占める(曲線で表現される)。このため、切り替えにかかる処理を指令電流情報格納部132の情報に基づき行うことで、例えば矩形波制御を行う領域を記憶する場合と比較して、切り替えにかかる処理のために記憶すべきデータ数を低減することもできる。

30

【0055】

(2) 指令電流曲線CLに対して実電流ベクトル I_r と対称な電流ベクトル I_s を算出し、これら対称な電流ベクトル I_s と実電流ベクトル I_r とが略一致するとき、電動機4を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} としてとり得る値と略一致すると判断した。これにより、電動機4を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値と指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} としてとり得る値との一致の有無を好適に判断することができる。

40

【0056】

(3) 指令電流情報格納部132に格納される情報と実電流 i_d とに基づき、対称な電流ベクトル I_s のq軸成分 i_{qs} を算出し、指令電流情報格納部132に格納される情報と実電流 i_q とに基づき、対称な電流ベクトル I_s のd軸成分 i_{ds} を算出した。これにより、対称な電流ベクトル I_s を適切に算出することができる。

【0057】

(4) 3相の実電流 i_u 、 i_v 、 i_w をd-q軸上の実電流 i_d 、 i_q に変換する3相2相変換部80を備え、実電流 i_d 、 i_q と指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} との差に基づくフィードバック制御を行うことで、PWM制御を行った。これにより、切替制御部130が3相

50

2相変換部80を流用することができる。

【0058】

(5) PWM制御の指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} を、電動機4に対する要求トルク T_c を最小の電流で生成可能な値に設定した。これにより、PWM制御において出力トルクを生成するために要する電力を最小とすることができる。

【0059】

(第2の実施形態)

以下、第2の実施形態について、先の第1の実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。

【0060】

図10に、本実施形態にかかるPWM制御への切り替えにかかる処理の手順を示す。この処理は、先の図2に示した切替制御部130によってなされるものであり、具体的には、マイコン50によって、矩形波制御のなされる期間において所定周期で繰り返し実行される。

【0061】

この一連の処理では、まずステップS30において、実電流 i_d 、 i_q を取得する。続くステップS32においては、実電流 i_d 、 i_q を、指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} を定めるモデル式 f に代入し、そのときの出力値が略0であるか否かを判断する。ここで、モデル式は、「 $f(i_{dc}, i_{qc}) = 0$ 」を満たすものであり、「 $f(i_d, i_q)$ 」が略ゼロであるときには、実電流 i_d 、 i_q が指令電流曲線CL上の点と略一致することを意味する。このため、略ゼロであるか否かに基づき、電動機4を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が、PWM制御の指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} のとり得る値と略一致するか否かを判断することができる。そして、ステップS32において肯定判断されるときには、ステップS34においてPWM制御に切り替える。

【0062】

なお、ステップS32において否定判断されるときや、ステップS34の処理が完了するときには、この一連の処理を一旦終了する。

【0063】

以上説明した本実施形態によれば、先の第1の実施形態の上記(1)、(4)、(5)の効果に加えて、更に以下の効果が得られるようになる。

【0064】

(6)モデル式に実電流 i_d 、 i_q を代入するときのモデル式の出力が略ゼロであるとき、電動機4を流れる電流についてのd軸上及びq軸上の値が、PWM制御の指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} のとり得る値と略一致すると判断した。これにより、指令電流情報格納部132に記憶させるデータ数を好適に低減することができるとともに、簡易な手法によって上記判断を行うことができる。

【0065】

(その他の実施形態)

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

【0066】

・上記第2の実施形態では、「 $f(i_{dc}, i_{qc}) = 0$ 」にてモデル式を定量化したが、これに限らず、「 $f(i_{dc}, i_{qc}) = A$ (A :任意に整数)」であればよい。この場合、先の図10のステップS32において、モデル式の出力が A と略一致するか否かを判断すればよい。

【0067】

・PWM制御から矩形波制御への切り替えは、指令電圧 v_{uc1} 、 v_{vc1} 、 v_{wc1} が、バッテリー42の電圧 V_B に「 $1.28/2$ 」を乗算した値以上となるときに行うものに限らない。ただし、バッテリー42の電圧 V_B に「 $1.28/2$ 」を乗算した値以下の所定値以上となるときに切り替えを行うことが望ましい。

【0068】

10

20

30

40

50

・矩形波制御としては、先の図 2 に例示した処理に限らない。例えば上記特許文献 1 に記載されている手法を用いてもよい。

【0069】

・PWM制御としては、先の図 2 に例示した処理に限らない。例えば、非干渉化制御部 88 を備えなくてもよい。また、PWM制御のための搬送波としては、三角波に限らず、鋸波等であってもよい。更に、要求トルク T_c から dq 軸上の指令電流 i_{dc} , i_{qc} を求めるものに限らず、要求トルク T_c から 3 相の指令電流 i_{uc} , i_{vc} , i_{wc} を直接求め、これに基づき指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} を算出してもよい。ここで、指令電流 i_{uc} , i_{vc} , i_{wc} から指令電圧 v_{uc1} , v_{vc1} , v_{wc1} を求める際には、上述した 3 相の電流と 3 相の電圧との関係を定める関係式を用いればよい。

10

【0070】

・電動機 4 の各相に流れる電流の検出値を、 dq 軸上での指令電流 i_{dc} , i_{qc} に応じた電流にフィードバック制御する電流制御としては、上記 PWM 制御に限らない。例えば、ヒステリシスコンパレータの 2 つの入力端子のいずれか一方に指令電流 i_{dc} , i_{qc} に基づき定まる 3 相の指令電流 i_{uc1} , i_{vc1} , i_{wc1} の各 1 相を、また他方に実電流 i_u , i_v , i_w の同 1 相を入力することで、瞬時電流値制御を行ってもよい。

【0071】

・3相電動機としては、IPMSMに限らない。また、3相回転機としては、3相電動機に限らず、例えば3相発電機であってもよい。

【0072】

・3相回転機の制御装置としては、上記マイコン 50 に限らず、例えば専用の集積回路 (IC) であってもよい。

20

【図面の簡単な説明】

【0073】

【図 1】第 1 の実施形態にかかる電動機及びその制御システムを示す図。

【図 2】同実施形態にかかる電動機の実出力制御の処理を示すブロック図。

【図 3】同実施形態にかかる PWM 制御と矩形波制御との領域を示す図。

【図 4】PWM 制御の問題点を示すタイムチャート。

【図 5】上記実施形態にかかる PWM 制御から矩形波制御への切替処理の手順を示すフローチャート。

30

【図 6】上記実施形態にかかる矩形波制御から PWM 制御への切替条件を説明する図。

【図 7】同実施形態にかかる矩形波制御から PWM 制御への切替手法を説明する図。

【図 8】同実施形態にかかる矩形波制御から PWM 制御への切替処理の手順を示すフローチャート。

【図 9】上記切替処理による電流ベクトルの推移を示すタイムチャート。

【図 10】第 2 の実施形態にかかる矩形波制御から PWM 制御への切替処理の手順を示すフローチャート。

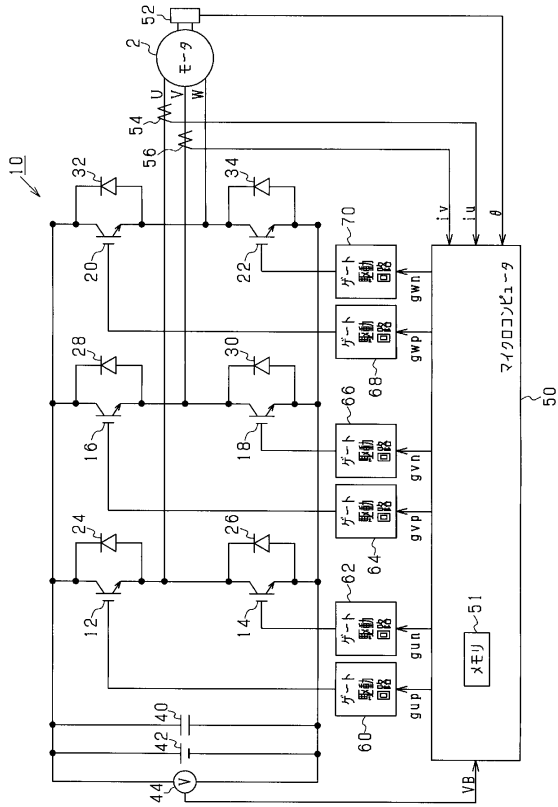
【符号の説明】

【0074】

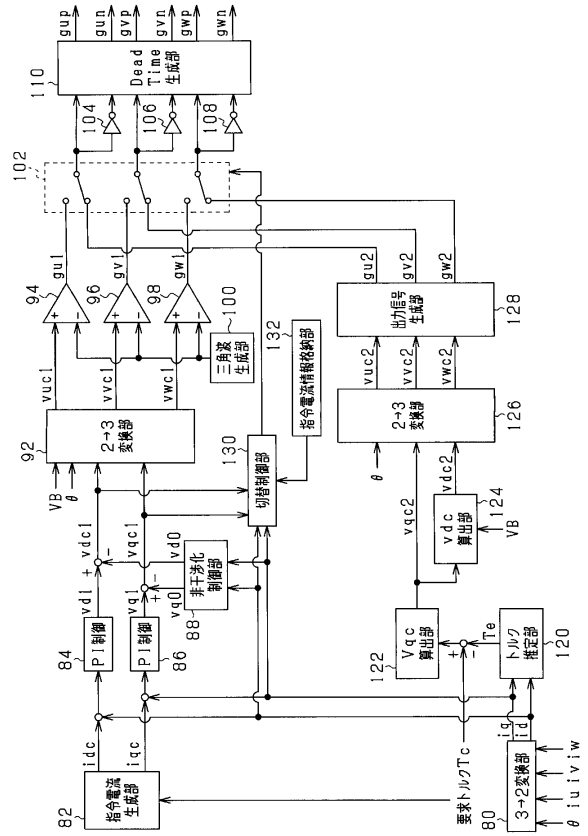
4 ... 電動機、10 ... インバータ、12 ~ 22 ... スイッチング素子、50 ... マイクロコンピュータ (3 相回転機の制御装置の一実施形態)。

40

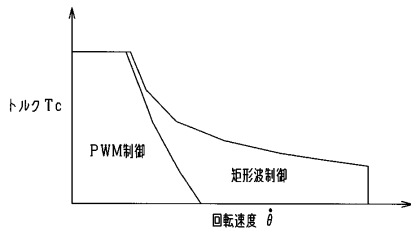
【図1】



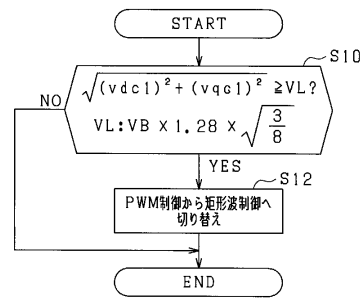
【図2】



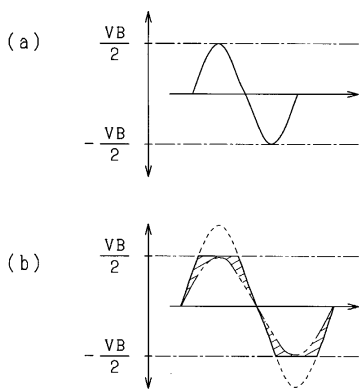
【図3】



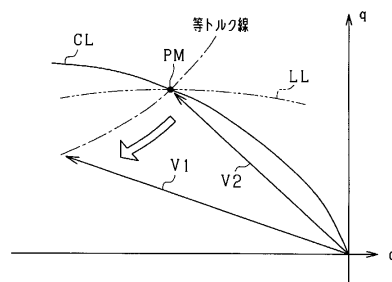
【図5】



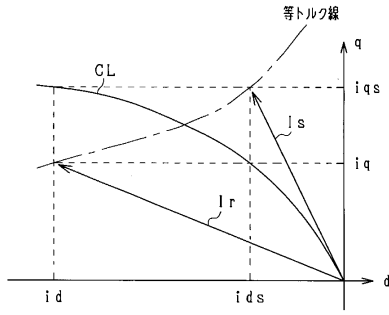
【図4】



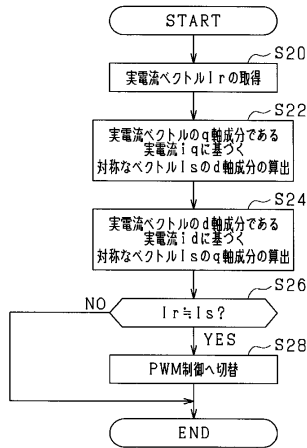
【図6】



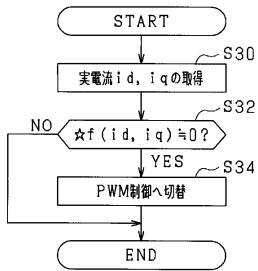
【図7】



【図8】

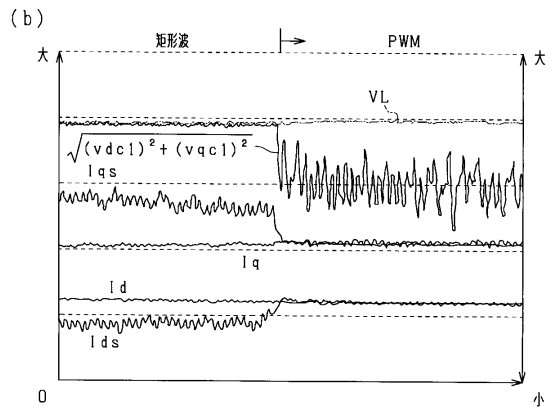
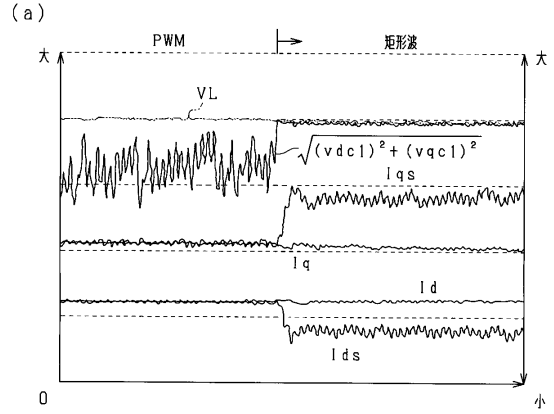


【図10】



☆f(i_d, i_q) = 0

【図9】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H02P 6/00 - 6/24