

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5696607号  
(P5696607)

(45) 発行日 平成27年4月8日(2015.4.8)

(24) 登録日 平成27年2月20日(2015.2.20)

(51) Int.Cl. F 1  
 HO2P 27/02 (2006.01) HO2P 7/622 303M  
 HO2P 6/08 (2006.01) HO2P 6/02 371E

請求項の数 6 (全 19 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2011-149223 (P2011-149223)                  (22) 出願日 平成23年7月5日(2011.7.5)                  (65) 公開番号 特開2013-17329 (P2013-17329A)                  (43) 公開日 平成25年1月24日(2013.1.24)                  審査請求日 平成26年1月14日(2014.1.14)</p>	<p>(73) 特許権者 000003207                  トヨタ自動車株式会社                  愛知県豊田市トヨタ町1番地                  (74) 代理人 110001195                  特許業務法人深見特許事務所                  (72) 発明者 太田 貴史                  愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内                  (72) 発明者 相馬 貴也                  愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内                  審査官 塩治 雅也</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電動機の制御装置および制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電圧を、交流電動機を駆動するための交流電圧に変換するインバータと、  
 前記インバータによって前記交流電動機に印加される矩形波電圧の電圧位相を变化することによって前記交流電動機のトルクをトルク指令値に従って制御するための矩形波電圧制御部とを備え、

前記矩形波電圧制御部は、

前記トルク指令値が減少する方向に変化したときにおける前記トルクが減少される方向への前記電圧位相の变化量を、前記交流電動機のトルクが第1の領域にある場合には、前記トルクが前記第1の領域よりも低トルクの第2の領域にある場合よりも大きくするように構成され、

前記矩形波電圧制御部は、

前記交流電動機のトルクが前記第1の領域にある場合に前記トルク指令値が減少する方向に変化したときに、前記トルクの増加側に設けられた前記電圧位相の上限値を、前記トルクの最大値近傍の位相値である第1の値から第2の値に変化させるためのガード値設定部と、

前記電圧位相が前記ガード値設定部によって設定された前記上限値を超えないように制限するためのガード処理部とを有し、

前記矩形波電圧の位相が前記第2の値であるときの前記トルクは、前記電圧位相が前記第1の値であるときの前記トルクよりも低い、交流電動機の制御装置。

10

20

## 【請求項 2】

前記矩形波電圧制御部は、  
 前記トルク指令値に対するトルク偏差のフィードバック制御によって前記電圧位相を制御するためのフィードバック制御部をさらに有し、  
前記ガード処理部は、前記フィードバック制御部によって制御された前記電圧位相に対して、前記上限値を超えないように前記電圧位相を制限する、請求項 1 記載の交流電動機の制御装置。

## 【請求項 3】

前記第 2 の値は、今回の制御周期における前記トルク指令値に応じた位相値である、請求項 1 または 2 に記載の交流電動機の制御装置。

10

## 【請求項 4】

交流電動機のトルク指令値を取得するステップと、  
 前記交流電動機の前記トルク指令値に対するトルク偏差を取得するステップと、  
 インバータによって前記交流電動機に印加される矩形波電圧の電圧位相を、前記トルク偏差に基づいて制御するステップとを備え、  
 前記制御するステップは、  
 前記トルク指令値が減少する方向に変化したときにおけるトルクが減少される方向への前記電圧位相の変化量を、前記交流電動機のトルクが第 1 の領域にある場合には、前記トルクが前記第 1 の領域よりも低トルクの第 2 の領域にある場合よりも大きくするステップを含み、

20

前記大きくするステップは、  
前記交流電動機のトルクが前記第 1 の領域にある場合に前記トルク指令値が減少する方向に変化したときに、前記トルクの増加側に設けられた前記電圧位相の上限値を、前記トルクの最大値近傍の位相値である第 1 の値から第 2 の値に変化させるステップと、  
前記電圧位相が前記上限値を超えないように制限するステップとを有し、  
前記電圧位相が前記第 2 の値であるときの前記トルクは、前記電圧位相が前記第 1 の値であるときの前記トルクよりも低い、交流電動機の制御方法。

## 【請求項 5】

前記制御するステップは、  
 前記トルク偏差のフィードバック制御によって前記電圧位相を制御するステップをさらに含み、  
 前記制限するステップは、前記フィードバック制御によって制御された前記電圧位相に対して、前記上限値を超えないように前記電圧位相を制限する、請求項 4 記載の交流電動機の制御方法。

30

## 【請求項 6】

前記第 2 の値は、今回の制御周期における前記トルク指令値に応じた位相値である、請求項 4 または 5 に記載の交流電動機の制御方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

この発明は、交流電動機の制御装置および制御方法に関し、より特定的には、直流電圧をインバータにより矩形波交流電圧に変換して交流電動機へ印加する電動機制御に関する。

40

## 【背景技術】

## 【0002】

直流電圧をインバータによって交流電圧に変換して交流電動機を駆動制御するシステムが一般的に用いられている。このような交流電動機の制御において、インバータの出力電圧の基本波成分を十分に高めるために、矩形波電圧を交流電動機へ印加する電動機制御が用いられている。

## 【0003】

50

たとえば、特開2010-148331号公報(特許文献1)には、交流電動機のトルク偏差に応じて矩形波電圧の位相を調整するフィードバック制御に対して、出力トルクの実線に基づくフィードフォワード制御を組み合わせることが記載されている。具体的には、モータの運転状態および矩形波電圧の電圧位相に対する出力トルクの実線での接線の傾きに基づいて、フィードフォワード制御による電圧位相変化量を演算することが記載されている。

【0004】

また、電動機制御において、制御量の急激な変化を防止するためにガードを設けることが知られている。たとえば、特開2010-081658号公報(特許文献2)の段落80, 81には、トルク指令値の変更が急激なものとならないように、予め設定されたトルク指令値増減率の範囲にトルク指令値の変更を制限するガード処理が記載されている。

【0005】

また、特開2010-166633号公報(特許文献3)には、インバータの出力電圧の位相の遅角操作量を制限するガード処理、および、当該ガード処理によるトルク追従性の低下を補償するための制御が記載されている。さらに、特開2010-098876号公報(特許文献4)には、車両の変速要求に応じてインバータの直流リンク電圧に相当するシステム電圧の低減処理を許可するときに、予め設定された上限値にシステム電圧を低減することが記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2010-148331号公報

【特許文献2】特開2010-081658号公報

【特許文献3】特開2010-166633号公報

【特許文献4】特開2010-098876号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

特許文献1にも示されるように、矩形波電圧制御では、高トルク領域では電圧位相の変化に対するトルクの変化量が小さくなる。特に、高トルク領域で動作する交流電動機のトルクを速やかに減少させる必要がある場合に、トルク指令値の変化に対するトルク追従性を高めることが課題となる。また、トルク追従性を高めるための制御処理についても、簡易な処理であることが好ましい。

【0008】

この発明は、このような問題点を解決するためになされたものであって、この発明の目的は、簡易な制御によって、高トルク領域からトルクを減少させる際のトルク追従性を高めることが可能な交流電動機制御を実現することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

この発明のある局面では、交流電動機の制御装置は、インバータおよび矩形波電圧制御部を含む。インバータは、直流電圧を、交流電動機を駆動するための交流電圧に変換するように構成される。矩形波電圧制御部は、インバータによって交流電動機に印加される矩形波電圧の位相を変化することによって交流電動機のトルクをトルク指令値に従って制御するように構成される。さらに、矩形波電圧制御部は、トルク指令値が減少する方向に変化したときにおけるトルクが減少される方向への位相の変化量を、交流電動機のトルクが第1の領域にある場合には、トルクが第1の領域よりも低トルクの第2の領域にある場合によりも大きくする。

【0010】

好ましくは、矩形波電圧制御部は、フィードバック制御部および修正部を含む。フィードバック制御部は、トルク指令値に対するトルク偏差のフィードバック制御によって位相

10

20

30

40

50

を制御するように構成される。修正部は、交流電動機のトルクが第1の領域にある場合にトルク指令値が減少する方向に変化したときに、フィードバック制御部によって制御された位相を、トルクが減少する方向に修正するように構成される。

【0011】

さらに好ましくは、修正部は、ガード値設定部およびガード処理部を有する。ガード値設定部は、交流電動機のトルクが第1の領域にある場合にトルク指令値が減少する方向に変化したときに、トルクの増加側に設けられた位相の上限値を、トルクの最大値近傍の位相値である第1の値から第2の値に変化させるように構成される。ガード処理部は、位相が、ガード値設定部によって設定された上限値を超えないように制限するように構成される。そして、位相が第2の値であるときのトルクは、位相が第1の値であるときのトルクよりも低い。

10

【0012】

さらに好ましくは、第2の値は、今回の制御周期におけるトルク指令値に応じた位相値である。

【0013】

この発明の他の局面では、交流電動機の制御方法であって、交流電動機のトルク指令値を取得するステップと、交流電動機のトルク指令値に対するトルク偏差を取得するステップと、インバータによって交流電動機に印加される矩形波電圧の位相を、トルク偏差に基づいて制御するステップとを含む。制御するステップは、トルク指令値が減少する方向に変化したときにおけるトルクが減少される方向への位相の変化量を、交流電動機のトルクが第1の領域にある場合には、トルクが第1の領域よりも低トルクの第2の領域にある場合により大きくするステップを含む。

20

【0014】

好ましくは、制御するステップは、トルク偏差のフィードバック制御によって位相を制御するステップをさらに含む。大きくするステップは、交流電動機のトルクが第1の領域にある場合にトルク指令値が減少する方向に変化したときに、制御するステップによって制御された位相を、トルクが減少する方向に修正するステップを有する。

【0015】

さらに好ましくは、修正するステップは、交流電動機のトルクが第1の領域にある場合にトルク指令値が減少する方向に変化したときに、トルクの増加側に設けられた位相の上限値を、トルクの最大値近傍の位相値である第1の値から第2の値に変化させるステップと、位相が上限値を超えないように制限するステップとを有する。そして、位相が第2の値であるときのトルクは、位相が第1の値であるときのトルクよりも低い。

30

【発明の効果】

【0016】

この発明によれば、簡易な制御によって、高トルク領域からトルクを減少させる際のトルク追従性を高めることが可能な交流電動機制御を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置が適用される電動機制御システムの概略構成構成図である。

40

【図2】図1に示した電動機制御システムのインバータにおける電力変換に用いられる制御モードを説明する概念図である。

【図3】矩形波電圧制御での電圧位相とトルクとの対応関係を示す概念図である。

【図4】トルク演算式に従った出力トルク特性線を示す概念図である。

【図5】高トルク領域と非高トルク領域との間でトルクを変化させる場合の制御応答性を説明するための概念的な波形図である。

【図6】回転速度およびシステム電圧に対する最大トルク値の特性を示す概念図である。

【図7】本発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置による矩形波制御の機能ブロック図である。

50

【図 8】本実施の形態に従う矩形波電圧制御の制御処理手順を説明するフローチャートである。

【図 9】位相上限値を変化させた際の電圧位相の制御を説明するための概念図である。

【発明を実施するための形態】

【0018】

(全体構成)

図 1 は、本発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置が適用されるモータ駆動システムの概略構成構成図である。

【0019】

図 1 を参照して、電動機制御システム 100 は、直流電圧発生部 10 と、平滑コンデンサ C0 と、インバータ 14 と、制御装置 30 と、交流電動機 M1 とを備える。

10

【0020】

交流電動機 M1 は、たとえば、ハイブリッド自動車または電気自動車等の電動車両の駆動輪を駆動するためのトルクを発生する駆動用電動機である。すなわち、本実施の形態では、電動車両は、エンジンを搭載しない電気自動車を含め、車輪駆動力発生用の電動機を搭載する車両全般を含むものである。なお、交流電動機 M1 は、一般的には、電動機および発電機の機能を併せ持つように構成される。また、この交流電動機 M1 は、ハイブリッド自動車では、エンジンにて駆動される発電機の機能を持つように構成されてもよい。さらに、交流電動機 M1 は、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてハイブリッド自動車に組み込まれるようにしてもよい。

20

【0021】

直流電圧発生部 10 は、直流電源 B と、システムリレー SR1, SR2 と、平滑コンデンサ C1 と、コンバータ 12 とを含む。

【0022】

直流電源 B は、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池、燃料電池や電気二重層キャパシタ、あるいは、これらの組合せから成る。直流電源 B に設けられたセンサ 10 によって、直流電源 B の電圧 (Vb)、電流および温度が検知される。センサ 10 による検出値は、制御装置 30 へ出力される。

【0023】

システムリレー SR1 は、直流電源 B の正極端子および電力線 6 との間に接続され、システムリレー SR2 は、直流電源 B の負極端子および電力線 5 の間に接続される。システムリレー SR1, SR2 は、制御装置 30 からの信号 SE によりオン/オフされる。平滑コンデンサ C1 は、電力線 6 および電力線 5 の間に接続される。電力線 6 および電力線 5 の間の直流電圧 VL は、電圧センサ 11 によって検出される。電圧センサ 11 による検出値は、制御装置 30 へ送出される。

30

【0024】

コンバータ 12 は、リアクトル L1 と、電力用半導体スイッチング素子 Q1, Q2 と、ダイオード D1, D2 とを含む。

【0025】

電力用半導体スイッチング素子 Q1 および Q2 は、電力線 7 および電力線 5 の間に直列に接続される。電力用半導体スイッチング素子 Q1 および Q2 のオン・オフは、制御装置 30 からのスイッチング制御信号 S1 および S2 によって制御される。

40

【0026】

この発明の実施の形態において、電力用半導体スイッチング素子 (以下、単に「スイッチング素子」と称する) としては、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)、電力用 MOS (Metal Oxide Semiconductor) トランジスタあるいは、電力用バイポーラトランジスタ等を用いることができる。スイッチング素子 Q1, Q2 に対しては、逆並列ダイオード D1, D2 が配置されている。

【0027】

リアクトル L1 は、スイッチング素子 Q1 および Q2 の接続ノードと電力線 6 の間に接

50

続される。また、平滑コンデンサC0は、電力線7および電力線5の間に接続される。

【0028】

インバータ14は、電力線7および電力線5の間に並列に設けられる、U相アーム15と、V相アーム16と、W相アーム17とから成る。各相アームは、電力線7および電力線5の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U相アーム15は、スイッチング素子Q3、Q4から成り、V相アーム16は、スイッチング素子Q5、Q6から成り、W相アーム17は、スイッチング素子Q7、Q8から成る。また、スイッチング素子Q3～Q8に対して、逆並列ダイオードD3～D8がそれぞれ接続されている。スイッチング素子Q3～Q8のオン・オフは、制御装置30からのスイッチング制御信号S3～S8によって制御される。

10

【0029】

各相アームの中間点は、交流電動機M1の各相コイルの各相端に接続されている。代表的には、交流電動機M1は、3相の永久磁石モータであり、U、V、W相の3つのコイルの一端が中点に共通接続されて構成される。さらに、各相コイルの他端は、各相アーム15～17のスイッチング素子の中間点と接続されている。

【0030】

コンバータ12は、基本的には、各スイッチング周期内でスイッチング素子Q1およびQ2が相補的かつ交互にオン・オフするように制御される。コンバータ12は、昇圧動作時には、直流電源Bから供給された直流電圧VLを直流電圧VH（インバータ14への入力電圧に相当するこの直流電圧を、以下「システム電圧」とも称する）へ昇圧する。この昇圧動作は、スイッチング素子Q2のオン期間にリアクトルL1に蓄積された電磁エネルギーを、スイッチング素子Q1および逆並列ダイオードD1を介して、電力線7へ供給することにより行なわれる。

20

【0031】

また、コンバータ12は、降圧動作時には、直流電圧VHを直流電圧VLに降圧する。この降圧動作は、スイッチング素子Q1のオン期間にリアクトルL1に蓄積された電磁エネルギーを、スイッチング素子Q2および逆並列ダイオードD2を介して、電力線6へ供給することにより行なわれる。これらの昇圧動作または降圧動作における電圧変換比（VHおよびVLの比）は、上記スイッチング周期に対するスイッチング素子Q1、Q2のオン期間比（デューティ比）により制御される。なお、スイッチング素子Q1およびQ2をオンおよびオフにそれぞれ固定すれば、 $VH = VL$ （電圧変換比 = 1.0）とすることもできる。

30

【0032】

平滑コンデンサC0は、電力線7上の直流電圧を平滑化する。電圧センサ13は、平滑コンデンサC0の両端の電圧、すなわち、システム電圧VHを検出し、その検出値を制御装置30へ出力する。

【0033】

インバータ14は、交流電動機M1のトルク指令値が正（ $Trqcom > 0$ ）の場合には、制御装置30からのスイッチング制御信号S3～S8に応答したスイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作によって、電力線7上の直流電圧を交流電圧に変換して正のトルクを出力するように交流電動機M1を駆動する。また、インバータ14は、交流電動機M1のトルク指令値が零の場合（ $Trqcom = 0$ ）には、スイッチング制御信号S3～S8に応答したスイッチング動作により、直流電圧を交流電圧に変換してトルクが零になるように交流電動機M1を駆動する。これにより、交流電動機M1は、トルク指令値 $Trqcom$ によって指定された零または正のトルクを発生するように駆動される。

40

【0034】

さらに、電動機制御システム100が搭載された電動車両の回生制動時には、交流電動機M1のトルク指令値 $Trqcom$ は負に設定される（ $Trqcom < 0$ ）。この場合には、インバータ14は、スイッチング制御信号S3～S8に応答したスイッチング動作により、交流電動機M1が発電した交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧（

50

システム電圧)を平滑コンデンサC0を介してコンバータ12へ供給する。なお、ここで言う回生制動とは、電動車両を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレーキを操作しないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車両を減速(または加速の中止)させることを含む。

#### 【0035】

電流センサ24は、交流電動機M1に流れる電流(相電流)を検出し、その検出値を制御装置30へ出力する。なお、三相電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の瞬時値の和は零であるので、図1に示すように2相分のモータ電流(たとえば、V相電流 $i_v$ およびW相電流 $i_w$ )を検出するように配置してもよい。

10

#### 【0036】

回転角センサ(レゾルバ)25は、交流電動機M1のロータ回転角ANGを検出し、その検出した回転角ANGを制御装置30へ送出する。制御装置30では、回転角ANGに基づき交流電動機M1の回転速度および回転周波数 $e$ を算出できる。なお、回転角センサ25については、回転角ANGを制御装置30にてモータ電圧や電流から直接演算することによって、配置を省略してもよい。

#### 【0037】

制御装置30は、電子制御ユニット(ECU)により構成され、予め記憶されたプログラムを図示しないCPU(Central Processing Unit)で実行することによるソフトウェア処理および/または専用の電子回路によるハードウェア処理により、電動機制御システム100の動作を制御する。

20

#### 【0038】

代表的な機能として、制御装置30は、センサ10による検出値、トルク指令値 $T_{rqcom}$ 、電圧センサ11によって検出された直流電圧VL、電圧センサ13によって検出されたシステム電圧VHおよび電流センサ24によって検出されるモータ電流 $i_v$ 、 $i_w$ 、回転角センサ25からの回転角ANG等に基づいて、コンバータ12およびインバータ14の動作を制御する。すなわち、コンバータ12およびインバータ14を上記のように制御するためのスイッチング制御信号S1~S8を生成して、コンバータ12およびインバータ14へ出力する。

#### 【0039】

具体的には、制御装置30は、システム電圧VHをフィードバック制御し、システム電圧VHが電圧指令値に一致するようにスイッチング制御信号S1、S2を生成する。また、制御装置30は、後述する制御方式により交流電動機M1がトルク指令値 $T_{rqcom}$ に従ったトルクを出力するように、スイッチング制御信号S3~S8を生成してインバータ14へ出力する。さらに、制御装置30は、電動機制御システム100の起動/停止に応答して、システムリレーSR1、SR2のオンオフを制御する。

30

#### 【0040】

(制御構成)

次に、制御装置30によって制御される、インバータ14における電力変換について詳細に説明する。

40

#### 【0041】

図2に示すように、本発明の実施の形態による交流電動機制御では、インバータ14における電力変換について3つの制御モードを切替えて使用する。

#### 【0042】

正弦波PWM制御は、一般的なPWM制御として用いられるものであり、各相アームにおけるスイッチング素子のオン・オフを、正弦波状の電圧指令値と搬送波(代表的には三角波)との電圧比較に従って制御する。この結果、上アーム素子のオン期間に対応するハイレベル期間と、下アーム素子のオン期間に対応するローレベル期間との集合について、一定期間内でその基本波成分が正弦波となるようにデューティ比が制御される。周知のように、正弦波PWM制御では、交流電動機M1に印加される線間電圧の基本波成分(実効

50

値)をインバータ入力電圧の0.61倍程度までしか高めることができない。以下、本明細書では、インバータ14の直流リンク電圧(すなわち、システム電圧VH)に対する交流電動機M1の線間電圧の基本波成分(実効値)の比を「変調率」と称することとする。

【0043】

一方、矩形波電圧制御では、上記一定期間内で、ハイレベル期間およびローレベル期間の比が1:1の矩形波1パルス分を交流電動機M1に印加する。これにより、変調率は0.78まで高められる。

【0044】

過変調PWM制御は、電圧指令の振幅が搬送波振幅より大きい範囲で上記正弦波PWM制御と同様のPWM制御を行なうものである。特に、電圧指令を本来の正弦波波形から歪ませることによって基本波成分を高めることができ、変調率を正弦波PWM制御モードでの最高変調率から0.78の範囲まで高めることができる。

【0045】

交流電動機M1では、回転速度や出力トルクが増加すると誘起電圧が高くなるため、必要となる駆動電圧(モータ必要電圧)が高くなる。コンバータ12による昇圧電圧すなわち、システム電圧VHはこのモータ必要電圧よりも高く設定する必要がある。その一方で、コンバータ12による昇圧電圧すなわち、システム電圧VHには限界値(VH最大電圧)が存在する。

【0046】

したがって、交流電動機M1の動作状態に応じて、モータ電流のフィードバックによってモータ印加電圧(交流)の振幅および位相を制御する、正弦波PWM制御または過変調PWM制御によるPWM制御モード、および、矩形波電圧制御モードのいずれかが選択的に適用される。なお、矩形波電圧制御では、モータ印加電圧の振幅が固定されるため、トルク実績値とトルク指令値との偏差に基づく、矩形波電圧パルスの位相制御によってトルク制御が実行される。

【0047】

図3は、矩形波電圧制御における電圧位相 $v$ と出力トルクとの対応関係を示す概念図である。

【0048】

図3を参照して、一般的には、正トルク発生時( $T_{qc} > 0$ )には、トルク不足時には電圧位相 $v$ を進める一方で、トルク過剰時には電圧位相 $v$ を遅らせるように、トルク偏差に応じて電圧位相 $v$ は制御される。これに対して、負トルク発生時( $T_{qc} < 0$ )には、トルク不足時には電圧位相 $v$ を遅らせる一方で、トルク過剰時には電圧位相 $v$ を進めるように、トルク偏差に応じて電圧位相 $v$ が制御される。

【0049】

ここで、図3に示した電圧位相に対する交流電動機M1の出力トルク特性について説明する。

【0050】

モータ運転状態を反映した出力トルク特性は、以下に説明するトルク演算式によって把握される。一般に知られているように、永久磁石型同期電動機におけるd軸およびq軸上での電圧方程式およびトルク式は、下記(1)~(3)式で示される。

【0051】

【数1】

$$V_d = R_a \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots (1)$$

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + R_a \cdot I_q + \omega \cdot \Psi \quad \dots (2)$$

$$T = P \{ \Psi \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q \} \quad \dots (3)$$

【0052】

10

20

30

40

50



(1), (2)式において、 $R_a$ は電機子巻線抵抗を示し、 $\Psi$ は永久磁石の電機子鎖交磁束数を示し、 $P$ は交流電動機M1の極対数を示す。また、 $\theta$ は交流電動機M1の電気角速度を示している。電気角速度 $\omega$ は、モータ回転速度 $N_m$ (rpm)を用いて、 $\omega = 2 \cdot (N_m / 60) \cdot P$ で求めることができる。

【0053】

なお、巻線抵抗に依存する電圧成分はごく低速領域で寄与し、回転速度上昇に従いそれ以外の成分が支配的になる。このため、矩形波電圧制御が高速度域で適用されることを考慮すると、(1), (2)式での巻線抵抗成分は無視できる。このため、上記(1), (2)式は、矩形波電圧制御適用時には、下記(4), (5)式で示される。

【0054】

【数2】

$$V_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots(4)$$

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \Psi \quad \dots(5)$$

【0055】

さらに、矩形波電圧制御時には、d軸電圧およびq軸電圧で示されるモータ印加電圧(線間電圧)の基本波成分が、システム電圧 $V_H$ の0.78倍となることを考慮すると、(4)式, (5)式を、上記(3)式に適用することによって、矩形波電圧の電圧位相と交流電動機M1の出力トルク $T$ との間の関係を示すトルク演算式(6)を得ることができる。

【0056】

【数3】

$$T = \underbrace{P \cdot \Psi \cdot \left( \frac{0.78}{L_d} \right)}_{K_a} \cdot \left( \frac{V_H}{\omega} \right) \cdot \sin \theta + \frac{P}{2} \cdot \underbrace{\frac{(L_d - L_q) \cdot 0.78^2}{L_d \cdot L_q}}_{K_b} \cdot \left( \frac{V_H}{\omega} \right)^2 \cdot \sin 2\theta \quad \dots(6)$$

【0057】

(6)式から理解されるように、モータ運転状態を示すモータ変数 $V_H$ ,  $N_m$ (Nm)をトルク演算式に代入することにより、現在の運転状態における、電圧位相とトルク $T$ との関係が、マップ参照することなく、演算により求められることになる。なお、(6)式中において、 $\Psi$ は交流電動機M1の逆起電圧係数を示す。また、定数項 $K_a$ ,  $K_b$ は、モータ定数として予め固定されるので、上記(6)式は、下記(7)式のように変形できる。すなわち、(6), (7)式は、モータ変数 $V_H$ ,  $\theta$ および電圧位相 $\theta$ を変数とするトルク演算式となっている。すなわち、出力可能な最大トルク値は、モータ変数 $V_H$ ,  $\theta$ に依存する。

【0058】

【数4】

$$T = K_a \cdot \left( \frac{V_H}{\omega} \right) \cdot \sin \theta + K_b \cdot \left( \frac{V_H}{\omega} \right)^2 \cdot \sin 2\theta \quad \dots(7)$$

【0059】

図4には、(6), (7)式のトルク演算式に従って電圧位相 $\theta$ とトルクとの関係を図示する出力トルク特性線が示される。(6), (7)式から理解されるとおり、電圧位相 $\theta$ の三角関数( $\sin$ )に従ってトルク $T$ が変化するため、高トルク領域、すなわち、電圧位相 $\theta$ が大きい領域では、電圧位相 $\theta$ の変化に対するトルク $T$ の変化が小さくなる

10

20

30

40

50

。

## 【0060】

図4を参照して、トルクが $T_3$ のときの電圧位相  $v = 3$  であり、トルクが $T_1$ のときの電圧位相  $v = 1$  であるものとする。そして、 $2$  は、 $1$  および  $3$  の平均値に相当するものとする（すなわち、 $3 - 2 = 2 - 1$ ）。

## 【0061】

ここで、トルクが $T_1$ の状態（非高トルク領域）において、トルク指令値が $T_3$ に変化したときに、正のトルク偏差（ $T_3 - T_1$ ）に対するフィードバック制御によって、電圧位相  $v$  が  $1$  から  $2$  に変更されたものとする。このとき、トルクは $T_1$ から $T_2$ へ増加するので、トルク指令値 $T_3$ に近付いている。

10

## 【0062】

一方で、トルクが $T_3$ の状態（高トルク領域）で、トルク指令値が $T_1$ に変化したときに、上記と共通のフィードバック制御を行うと、絶対値が同一の負のトルク偏差（ $T_1 - T_3$ ）に対して、電圧位相  $v$  について、上記と同一量であって、反対方向の変化量が演算される。これにより、電圧位相  $v$  が  $3$  から  $2$  に変更されることによって、トルクは $T_3$ から $T_2$ へ減少する。しかしながら、このトルク減少量はトルク指令値（ $T_1$ ）に対しては不十分であることが理解される。

## 【0063】

図5には、高トルク領域と非高トルク領域（通常領域）との間でトルクを変化させる場合の制御応答性を説明するための概念的な波形図が示される。

20

## 【0064】

図5を参照して、時刻 $t_a$ までの間、トルク指令値 $T_{qcom} = T_1$ に設定される。おして、交流電動機 $M_1$ に対して高トルクを要求する事象の発生に応じて、時刻 $t_a$ からトルク指令値 $T_{qcom}$ が上昇される。この際に、トルク指令値 $T_{qcom}$ の変化レート（時間変化率）には、一定の制限が設けられることが一般的である。このため、トルク指令値 $T_{qcom}$ は、この制限レート（上限）に従って、 $T_1$ から $T_3$ まで上昇する。

## 【0065】

トルク指令値 $T_{qcom}$ は、時刻 $t_b$ までの間 $T_3$ に維持される。そして、時刻 $t_b$ において、高トルクを要求する事象の終了に応じて、トルク指令値 $T_{qcom}$ が $T_3$ から $T_1$ まで減少される。たとえば、この事象は、ハイブリッド自動車におけるエンジン始動処理に相当する。

30

## 【0066】

時刻 $t_a$ 以降では、非高トルク領域から、トルク指令値 $T_{qcom}$ が上昇する。非高トルク領域では、トルク偏差に基づくフィードバック制御によって電圧位相を変化させる際に、電圧位相の変化に対するトルク変化量がある程度確保できる。したがって、トルクを $T_1$ から上昇させる場合には、トルク指令値 $T_{qcom}$ の上昇に追従するように、トルク実績値 $T_q$ を制御することができる。

## 【0067】

これに対して、時刻 $t_b$ 以降では、高トルク領域から、トルク指令値 $T_{qcom}$ が低下する。高トルク領域では、フィードバック制御によって電圧位相を変化させる際に、電圧位相の変化に対するトルク変化量が相対的に小さくなる。したがって、トルクを $T_3$ から低下させる場合には、トルク実績値 $T_q$ は、トルク指令値 $T_{qcom}$ の変化に対して十分に追従できない。なお、フィードバック制御のゲインを高めると制御応答性が向上するが、その反面、制御が過敏になることによって制御安定性が低下する虞がある。したがって、高トルク領域での制御応答性を優先してゲインを決定すると、通常時（非高トルク領域）における制御安定性が低下する虞がある。

40

## 【0068】

ここで、高トルク領域は、図4に示した出力トルク特性線における接線の傾きに従って、たとえば、電圧位相に基づいて定義できる。すなわち、電圧位相の閾値  $t_h$  を予め定めることにより、 $v > t_h$  の領域を「高トルク領域」とし、 $v < t_h$  の領域を「

50

非高トルク領域」とすることができる。閾値  $t_h$  については、固定値であってもよいし、モータ状態（たとえば、 $(Nm)$  または  $VH$ ）に応じて可変に設定してもよい。

【0069】

あるいは、現在のモータ状態（ $VH$ 、 $( )$ ）における出力可能な最大トルク値  $T_{max}$  に対する、現在のトルク比率  $k_{tq}$ （たとえば、 $k_{tq} = Tq / T_{max}$ ）に基づいて「高トルク領域」を定義してもよい。このときには、トルク比率  $k_{tq}$  について閾値  $k_{th}$  を予め定めることにより、 $k_{tq} > k_{th}$  の領域を「高トルク領域」とし、 $k_{tq} \leq k_{th}$  の領域を「非高トルク領域」とすることができる。閾値  $k_{th}$  についても、一定値としてもよく、可変値としてもよい。

【0070】

図6には、回転速度  $Nm$  およびシステム電圧  $VH$  に対する最大トルク値  $T_{max}$  の特性が概念的に示される。

【0071】

図6を参照して、概略的には、システム電圧  $VH$  が高いほど、最大トルク値  $T_{max}$  は大きくなる。また、同一のシステム電圧  $VH$  の下では、回転速度  $Nm$  が高くなる程、最大トルク値  $T_{max}$  は小さくなる。また、構成部品の耐久性等の観点から、回転速度  $Nm$  にも上限値が存在する。同様に、スイッチング素子等の上限電流値に従って、最大トルク値  $T_{max}$  の上限値が存在することが理解される。

【0072】

図6に示されるように、現在のモータ状態（ $VH$ 、 $( )$ ）に基づいて最大トルク値  $T_{max}$  を求めることができるとともに、現在のトルク  $T$  との比を算出することによって、トルク比率  $k_{tq}$  を算出することができる。

【0073】

本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置では、高トルク領域からトルクを低下させる場合の制御応答性を確保することが図られる。

【0074】

図7は、本発明の実施の形態1に従う交流電動機の制御装置による矩形波制御の機能ブロック図である。図7中の各機能ブロックについては、制御装置30によって実行される所定プログラムおよび/または制御装置30内の電子回路（ハードウェア）による制御演算処理によって実現されるものとする。そして、矩形波電圧制御モードの選択時には、図7に従う矩形波電圧制御が所定の制御周期毎に実行される。

【0075】

図7を参照して、矩形波電圧制御部400は、電力演算部410と、トルク演算部420と、偏差演算部425と、フィードバック制御部430と、ガード処理部440と、ガード値設定部450と、矩形波発生器460と、信号発生部470とを含む。

【0076】

電力演算部410は、電流センサ24によるV相電流  $i_v$  およびW相電流  $i_w$  から求められる各相電流と、各相（U相、V相、W相）電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  とにより、下記（8）式に従ってモータへの供給電力（モータ電力） $P_{mt}$  を算出する。

【0077】

$$P_{mt} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \dots (8)$$

トルク演算部420は、電力演算部410によって求められたモータ電力  $P_{mt}$  および回転角センサ25によって検出される交流電動機M1の回転角  $ANG$  から算出される角速度  $\omega$  を用いて、下記（9）式に従ってトルク実績値  $Tq$  を算出する。

【0078】

$$Tq = P_{mt} / \omega \quad \dots (9)$$

なお、トルク実績値  $Tq$  については、上記電力演算部410およびトルク演算部420による推定手法に限定されるものではなく、任意の手法によって求めることが可能であることを確認的に記載する。あるいは、電力演算部410およびトルク演算部420に代えてトルクセンサを配置することによって、トルク実績値  $Tq$  を求めてもよい。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 7 9 】

偏差演算部 4 2 5 は、トルク実績値  $Tq$  およびトルク指令値  $Tq_{com}$  に従って、トルク偏差  $Tq$  ( $Tq = Tq_{com} - Tq$ ) を演算する。

## 【 0 0 8 0 】

フィードバック制御部 4 3 0 は、トルク偏差  $Tq$  に基づく制御演算、代表的には、下記 (10) 式に従う比例積分 (PI) 演算に基づいて、矩形波電圧位相のフィードバック制御量  $f_b$  を算出する。本実施の形態において、フィードバックゲイン  $K_p$  ,  $K_i$  は、通常時 (非高トルク領域) での制御安定性を優先して設定することが好ましい。

## 【 0 0 8 1 】

$$f_b = K_p \cdot Tq + (K_i \cdot Tq) \dots (10)$$

10

$Tq > 0$  のとき、すなわち、正トルクでのトルク不足時、および、負トルクでのトルク過剰時には、電圧位相を進めるように (図 3 , 4 において  $v$  を右方向に変化) フィードバック制御量  $f_b$  が演算されることが理解される。反対に、 $Tq < 0$  のとき、すなわち、正トルクでのトルク過剰時、および、負トルクでのトルク不足時には、電圧位相を遅らせるように (図 3 , 4 において  $v$  を左方向に変化) フィードバック制御量  $f_b$  が演算される。

## 【 0 0 8 2 】

ガード値設定部 4 5 0 は、前回の制御周期における電圧位相  $v$  と、トルク指令値  $Tq_{com}$  とに基づいて、位相上限値  $max$  を設定する。位相上限値  $max$  は、トルク (絶対値) が増加する側の上限値として設けられる。

20

## 【 0 0 8 3 】

ガード値設定部 4 5 0 は、交流電動機  $M1$  が高トルク領域であって、かつ、トルク指令値  $Tq_{com}$  が前回の制御周期よりも減少しているとき (以下では、「トルク減少指令時」とも称する)、位相上限値  $max$  をデフォルト値  $0$  よりもトルク減少側の位相値  $m$  に変化させる。反対に、ガード値設定部 4 5 0 は、交流電動機  $M1$  が非高トルク領域の場合、または、高トルク領域であってもトルク指令値が減少していないときには、位相上限値  $max$  をデフォルト値  $0$  に設定する。

## 【 0 0 8 4 】

位相上限値  $max$  のデフォルト値  $0$  は、最大トルク値  $T_{max}$  に対応する電圧位相の最大値近傍に決定される。たとえば、この最大値に対して少しマージンを有するように、デフォルト値  $0$  が設定される。 $0$  は、位相上限値  $max$  についての「第 1 の値」に対応する。

30

## 【 0 0 8 5 】

変更時の位相値  $m$  は、好ましくは、現在の制御周期におけるトルク指令値  $Tq_{com}$  に応じて設定される。上記 (6) , (7) 式のトルク演算式から理解されるように、交流電動機  $M1$  の出力トルクは、交流電動機の状態 (システム電圧  $V_H$ 、回転速度  $N_m$  (角速度) ) および電圧位相  $v$  に応じて変化する。したがって、上記トルク演算式の逆関数の概略的な解の集合として、交流電動機の状態を示す変数 ( $V_H$  ,  $N_m$ ) およびトルク指令値  $Tq_{com}$  の組み合わせに対して、トルク指令値  $Tq_{com}$  に対応する位相値  $m$  を定めるマップを予め作成しておくことができる。そして、ガード値設定部 4 5 0 は、当該マップの参照によって、位相上限値  $max$  をデフォルト値  $0$  から変更する際の位相値  $m$  を設定することができる。 $m$  は、位相上限値  $max$  についての「第 2 の値」に対応する。

40

## 【 0 0 8 6 】

ガード処理部 4 4 0 は、電圧位相  $v$  がガード値設定部 4 5 0 によって設定された位相上限値  $max$  を超えないように制限するためのガード処理を実行する。ガード処理部 4 4 0 は、フィードバック制御量  $f_b$  が位相上限値  $max$  を超える場合には、 $v = max$  に設定する。一方で、 $f_b < max$  の場合には、 $v = f_b$  に設定される。このように、ガード処理部 4 4 0 およびガード値設定部 4 5 0 によって、「修正部」の機能が実現される。

50

## 【 0 0 8 7 】

なお、最終的な電圧位相  $v$  を設定する際には、位相上限値  $max$  によるガード処理の他に、制御周期間での変化量（すなわち、時間変化レート）に対する上限ガード値（以下、位相変化上限レートとも称する）が設けられてもよい。この場合には、位相変化上限レートを超えないようにさらに制限されて、電圧位相  $v$  が決定される。

## 【 0 0 8 8 】

矩形波発生器 460 は、ガード処理後の電圧位相  $v$  に基づいて、各相電圧指令値（矩形波パルス） $V_u, V_v, V_w$  を発生する。信号発生部 470 は、各相電圧指令値  $V_u, V_v, V_w$  に従ってスイッチング制御信号  $S_3 \sim S_8$  を発生する。インバータ 14 がスイッチング制御信号  $S_3 \sim S_8$  に従ったスイッチング動作を行なうことにより、電圧位相  $v$  に従った矩形波電圧が、モータの各相電圧として印加される。

10

## 【 0 0 8 9 】

図 8 は、図 7 に示した実施の形態 1 に従う矩形波電圧制御を実現するための制御処理手順を説明するフローチャートである。矩形波電圧制御モードの選択時に、図 7 に示す制御処理は、制御装置 30 によって所定周期毎に繰り返し実行される。すなわち、図 7 を始めとする各フローチャートの各ステップの制御処理は、制御装置 30 によって実行される所定プログラムおよび/または制御装置 30 内の電子回路（ハードウェア）による制御演算処理によって実現されるものとする。

## 【 0 0 9 0 】

図 8 を参照して、制御装置 30 は、ステップ  $S_{100}$  により、今回の制御周期におけるトルク指令値  $T_{qcom}$  を読み込む。そして、制御装置 30 は、ステップ  $S_{110}$  により、現在のトルク実績値  $T_q$  を取得する。トルク実績値  $T_q$  は、図 7 に示すように、電力演算に基づいて推定することができる。ステップ  $S_{110}$  による制御処理は、図 7 の電力演算部 410 およびトルク演算部 420 の機能に対応する。なお、電力演算とは異なる手法によってトルク実績値  $T_q$  を推定してもよい。あるいは、トルクセンサの出力値に基づいてトルク実績値  $T_q$  を取得してもよい。

20

## 【 0 0 9 1 】

制御装置 30 は、ステップ  $S_{120}$  により、トルク偏差  $T_q$  を演算する。ステップ  $S_{120}$  による制御処理は、図 7 の偏差演算部 425 の機能に対応する。

## 【 0 0 9 2 】

さらに、制御装置 30 は、ステップ  $S_{130}$  において、トルク偏差  $T_q$  に基づくフィードバック演算によってフィードバック制御量  $fb$  を算出する。ステップ  $S_{130}$  による制御処理は、図 7 のフィードバック制御部 430 の機能に対応する。

30

## 【 0 0 9 3 】

制御装置 30 は、ステップ  $S_{150} \sim S_{180}$  により、位相上限値  $max$  を設定する。すなわち、ステップ  $S_{150} \sim S_{180}$  による制御処理は、図 7 のガード値設定部 450 の機能に対応する。

## 【 0 0 9 4 】

制御装置 30 は、ステップ  $S_{150}$  により、交流電動機  $M_1$  が高トルク領域にあるかどうかを判定する。ステップ  $S_{150}$  での判定は、上述のように、電圧位相  $v$  またはトルク比率  $k_{tq}$  に基づいて実行できる。具体的には、前回の制御周期における電圧位相  $v$  と予め定められた閾値  $t_h$  との比較、または、ステップ  $S_{110}$  で取得されたトルク実績値  $T_q$  に基づくトルク比率  $k_{tq}$  と、予め定められた閾値  $k_{th}$  との比較によって、高トルク領域であるか否かを判定することができる。

40

## 【 0 0 9 5 】

制御装置 30 は、高トルク領域と判定されたとき（ $S_{150}$  の  $YES$  判定時）には、ステップ  $S_{160}$  に処理を進める。制御装置 30 は、ステップ  $S_{160}$  では、前回の制御周期と今回の制御周期との間でトルク指令値  $T_{qcom}$  を比較することにより、トルク指令値が減少方向に変化しているかどうかを判定する。

## 【 0 0 9 6 】

50

制御装置 30 は、通常時、具体的には、高トルク領域でないとき (S150 の NO 判定時)、または、高トルク領域であってもトルク指令値が減少していないとき (S160 の NO 判定時) には、制御装置 30 は、ステップ S180 に処理を進めて、位相上限値  $m_{max}$  をデフォルト値 0 に設定する。

【0097】

一方で、制御装置 30 は、高トルク領域であって (S150 の YES 判定時)、かつ、トルク指令値が減少しているとき (S160 の YES 判定時) に限って、ステップ S170 に処理を進める。制御装置 30 は、ステップ S170 において、位相上限値  $m_{max}$  をデフォルト値 0 よりも低トルク側の位相値  $m$  に設定する。

【0098】

続いて、制御装置 30 は、ステップ S200 ~ S220 により、位相上限値  $m_{max}$  による電圧位相  $v$  のガード処理を実行する。すなわち、ステップ S200 ~ S220 による制御処理は、図 7 のガード処理部 440 の機能に対応する。

【0099】

制御装置 30 は、ステップ S200 により、ステップ S130 で演算されたフィードバック制御量  $fb$  を、ステップ S150 ~ S180 により設定された位相上限値  $m_{max}$  と比較する。

【0100】

制御装置 30 は、 $fb > m_{max}$  のとき (S200 の YES 判定時) には、ステップ S220 に処理を進めて、 $v = m_{max}$  に設定する。一方で、制御装置 30 は、 $fb < m_{max}$  のとき (S200 の NO 判定時) には、ステップ S210 に処理を進めて、 $v = fb$  に設定する。これにより、電圧位相  $v$  が位相上限値  $m_{max}$  を超えないように制限される。

【0101】

制御装置 30 は、ステップ S250 により、ガード処理の結果に従って、最終的な電圧位相  $v$  を決定する。上述のように、ステップ S200 ~ S220 による上限値ガードに加えて、位相変化上限レートによるガード処理をさらに組み合わせることによって、電圧位相  $v$  を決定してもよい。

【0102】

図 9 には、位相上限値  $m_{max}$  を変化させた際の電圧位相  $v$  の変化が示される。

図 9 を参照して、位相上限値  $m_{max}$  のデフォルト値 0 は、電圧位相の最大値の少し手前に設定される。一方で、高トルク領域におけるトルク減少指令時には、位相上限値  $m_{max}$  が  $m$  に変更される。電圧位相  $v = m$  における出力トルクは、 $v = 0$  のときの出力トルクよりも低い。

【0103】

ここで、フィードバック制御部 430 によるフィードバック制御量  $fb =$  に演算されたものとする。通常時、すなわち、高トルク領域においてトルク指令値が減少しているケース以外では、 $fb < m_{max}(0)$  であるので、当該制御周期における電圧位相  $v$  は、フィードバック制御量  $fb(0)$  に従って設定される。

【0104】

一方で、高トルク領域でのトルク減少指令時には、 $fb > m_{max}(m)$  となるので、ガード処理によって、電圧位相  $v$  は  $m$  まで強制的に変化する。これにより、通常時と比較して、トルク減少方向への電圧位相  $v$  の変化量を大きくすることができる。この結果、高トルク領域においてフィードバック制御による位相変化量が不足する場合にも、電圧位相の変化量を確保することによって、出力トルクを速やかに低下することができるので、トルク追従性が向上する。なお、上述のように、 $m$  を現在のトルク指令値  $Tq_{com}$  に基づいて設定すれば、トルクが低下し過ぎることを防止できる。

【0105】

なお、位相変化上限レートが設けられている場合には、前回の制御周期からの電圧位相  $v$  の変化が、当該上限レートを超えないようにさらに制限して、今回の制御周期にお

10

20

30

40

50

る電圧位相  $v$  が決定される。

【0106】

以上説明したように、本実施の形態に従う交流電動機の制御装置による矩形波電圧制御によれば、電圧位相の変化に対するトルク変化量が小さい高トルク領域におけるトルク減少時に、通常時よりも電圧位相の変化量を大きくできるので、トルク指令値の変化に対してトルク実績値を速やかに変化させることができる。

【0107】

これにより、通常時（高トルク領域におけるトルク減少指令時以外）での制御安定性を確保するようにフィードバック制御を調整した上で、ガード処理に用いるガード値を変更するという比較的簡易な制御処理によって、高トルク領域でのトルク減少指令時のトルク追従性を確保できる。すなわち、全体的な制御安定性を確保した上で、高トルク領域でのトルク減少指令時における制御応答性を高めることが可能な交流電動機制御を実現することができる。

10

【0108】

なお、本実施の形態では、ガード処理に用いる位相上限値  $max$  を変化させる例を説明したが、これ以外の処理によって、高トルク領域でのトルク減少指令の際の電圧位相の変化量を大きくしてもよい。たとえば、上述の位相変化上限レートを、高トルク領域でのトルク減少指令の際には通常時よりも高くしてもよい。あるいは、高トルク領域において、一定量を超えるトルク減少が指示された場合には、電圧位相  $v$  を所定の一定レートで強制的に変化させる処理を導入してもよい。これらの処理によっても、フィードバック制御によって制御された電圧位相を強制的にトルク減少方向に修正することにより、通常時と比較して、トルク減少方向への電圧位相  $v$  の変化量を大きくすることができる。この結果、同等の効果を得ることが可能である。

20

【0109】

また、本実施の形態では、正トルク出力時の制御について説明したが、負トルク出力時についても、トルクの絶対値が大きい領域を「高トルク領域」とすることによって、同様の制御を実現できる点についても確認的に記載する。

【0110】

なお、本実施の形態では、好ましい構成例として、インバータ14への入力電圧（システム電圧  $VH$ ）を可変制御可能なように、電動機制御システムの直流電圧発生部10がコンバータ12を含む構成を示したが、直流電圧発生部10は本実施の形態に例示した構成には限定されない。すなわち、コンバータ12については、図1に例示した昇圧チョップ回路とは異なる回路構成を有してもよい。さらに、インバータ入力電圧が可変であることは必ずしも不可欠ではなく、直流電源Bの出力電圧がそのままインバータ14へ入力される構成（たとえば、コンバータ12の配置を省略した構成）に対しても本発明を適用可能である。

30

【0111】

また、電動機制御システムの負荷となる交流電動機についても、本実施の形態では、電動車両（ハイブリッド自動車、電気自動車等）に車両駆動用として搭載された永久磁石モータを想定したが、それ以外の機器に用いられる任意の交流電動機を負荷とする構成についても、本願発明を適用可能である。

40

【0112】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【産業上の利用可能性】

【0113】

この発明は、インバータによって矩形波電圧を交流電動機に印加する電動機制御に適用することができる。

50

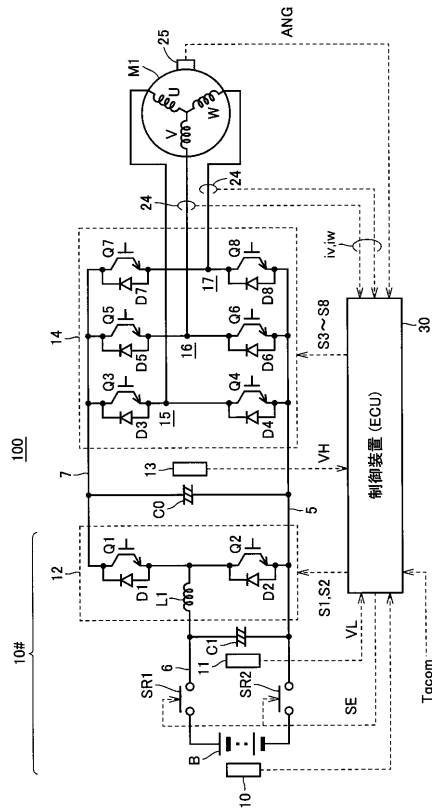
【符号の説明】

【0114】

5～7 電力線、10 センサ(直流電源)、10 直流電圧発生部、11, 13 電圧センサ、12 コンバータ、14 インバータ、15～17 各相アーム、24 電流センサ、25 回転角センサ、30 制御装置、100 電動機制御システム、400 矩形波電圧制御部、410 電力演算部、420 トルク演算部、425 偏差演算部、430 フィードバック制御部、440 ガード処理部、450 ガード値設定部、460 矩形波発生器、470 信号発生部、ANG 回転角、B 直流電源、C0, C1 平滑コンデンサ、D1～D8 ダイオード、Fff フラグ(フィードフォワード制御)、Kp, Ki フィードバック制御ゲイン、L1リアクトル、M1 交流電動機、Pmt モータ電力、Q1～Q8 電力用半導体スイッチング素子、SR1, SR2 システムリレー、Tq トルク実績値、VH 直流電圧(システム電圧)、VL 直流電圧、Vu, Vv, Vw 各相電圧指令値、iu, iv, iw モータ電流(相電流)、fb フィードバック制御量、0 デフォルト値(位相上限値)、max 位相上限値、m 変更値(位相上限値)、v 電圧位相。

10

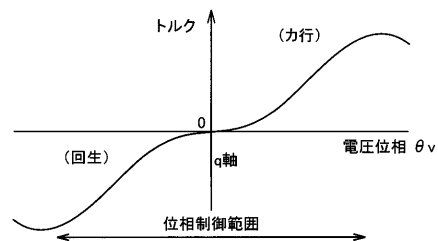
【図1】



【図2】

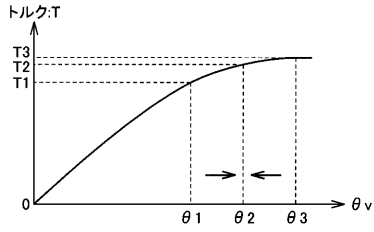
制御方式	I.正弦波PWM	II.過変調PWM	III.矩形波(1パルス)
インバータの出力電圧波形	基本波成分	基本波成分	基本波成分
変調率	0～0.61	0.61～0.78	0.78
特徴	トルク変動小	中速域の出力向上	高速域の出力向上

【図3】

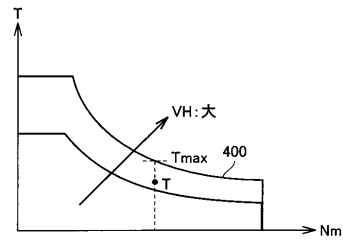




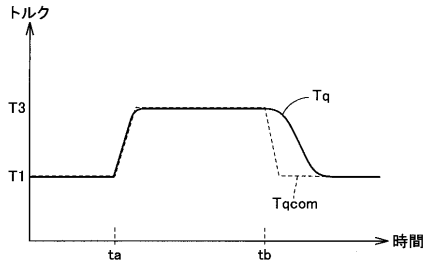
【図4】



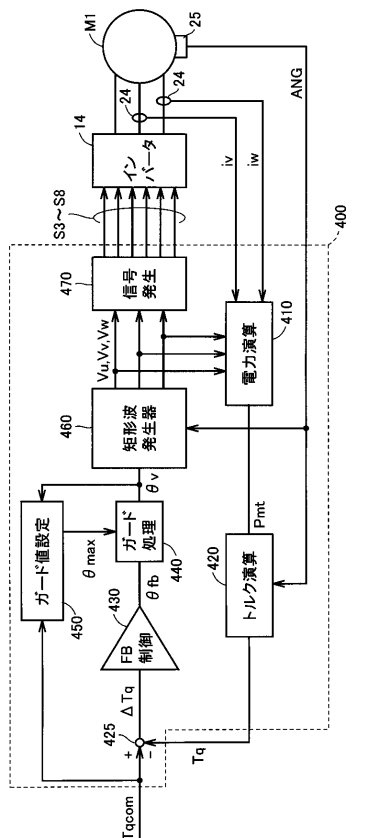
【図6】



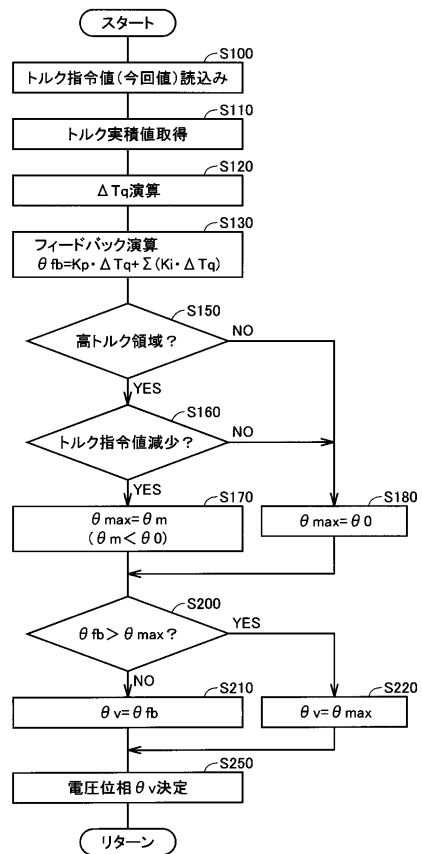
【図5】



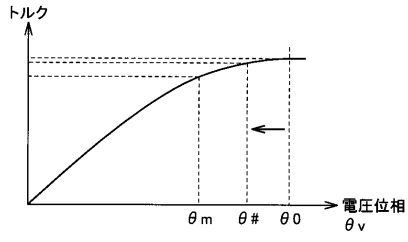
【図7】



【図8】



【図 9】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2011-004541(JP,A)  
特開2008-312392(JP,A)  
特開2009-095145(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02P 27/02  
H02P 6/08