

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第4329880号
(P4329880)

(45) 発行日 平成21年9月9日(2009.9.9)

(24) 登録日 平成21年6月26日(2009.6.26)

(51) Int. Cl. F 1
 H O 2 P 21/00 (2006.01) H O 2 P 5/408 C
 H O 2 P 27/04 (2006.01)

請求項の数 7 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2009-6005 (P2009-6005)	(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
(22) 出願日	平成21年1月14日(2009.1.14)	(74) 代理人	100064746 弁理士 深見 久郎
審査請求日	平成21年3月24日(2009.3.24)	(74) 代理人	100085132 弁理士 森田 俊雄
		(74) 代理人	100096781 弁理士 堀井 豊
		(74) 代理人	100111246 弁理士 荒川 伸夫
		(72) 発明者	山田 堅滋 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

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電動車両

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電動機の制御装置であって、前記交流電動機に印加される印加電圧は、直流電圧を前記印加電圧に変換するインバータによって制御され、

前記制御装置は、

前記インバータと前記交流電動機との間に流れるモータ電流を検出する電流検出器と、

前記電流検出器により検出された前記モータ電流と、前記交流電動機の動作指令に対応する電流指令との電流偏差に基づいて、前記交流電動機を前記動作指令に従って動作させるための交流電圧指令を生成するとともに、前記交流電圧指令と搬送波との比較に基づくパルス幅変調制御によって、前記インバータの制御指令を発生するパルス幅変調制御部と

10

、
 前記電流検出器により検出された前記モータ電流と、前記交流電動機の前記動作指令とに基づいて、前記印加電圧が前記動作指令に応じた位相を有する矩形波電圧となるように前記印加電圧を制御する矩形波電圧制御によって、前記インバータの前記制御指令を発生する矩形波電圧制御部と、

前記交流電動機の電圧方程式に前記電流偏差を代入する演算を実行することにより、前記矩形波電圧制御の実行時における前記交流電圧指令に対応する第1の電圧指令と、前記パルス幅変調制御の実行時における前記交流電圧指令に対応する第2の電圧指令との電圧偏差を演算する電圧偏差演算部と、

前記第1の電圧指令および前記電圧偏差に基づいて、前記直流電圧の値に対する前記印

20

加電圧の実効値の比として定義される変調率を表す第 1 の制御値を演算する変調率演算部と、

前記矩形波電圧制御部による前記矩形波電圧制御の実行時に、前記第 1 の制御値に基づいて、前記矩形波電圧制御から前記パルス幅変調制御への前記交流電動機の制御モードの切換要否を判定するモード切換判定部とを備える、交流電動機の制御装置。

【請求項 2】

前記電流偏差は、d 軸電流偏差および q 軸電流偏差を含み、

前記電圧偏差演算部は、前記 d 軸電流偏差および前記 q 軸電流偏差を前記電圧方程式に代入する演算を実行することにより、d 軸電圧偏差および q 軸電圧偏差を含む前記電圧偏差を演算し、

10

前記変調率演算部は、前記第 1 の電圧指令に対応する電圧ベクトルの大きさを表わす第 1 の値から、前記 d 軸電圧偏差および前記 q 軸電圧偏差の合成ベクトルの大きさを表わす補正値を減算することにより、前記第 2 の電圧指令に対応する電圧ベクトルの大きさを表わす第 2 の値を演算するとともに、前記第 1 の値に対する前記第 2 の値の比率および前記矩形波電圧制御の実行時における前記変調率の値に基づいて、前記第 1 の制御値を算出する、請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 3】

前記変調率演算部は、前記第 2 の電圧指令および、前記直流電圧の値に基づいて、前記パルス幅変調制御部による前記パルス幅変調制御の実行時における前記変調率を表わす第 2 の制御値を演算し、

20

前記モード切換判定部は、前記第 2 の制御値に基づいて、前記パルス幅変調制御から前記矩形波電圧制御への前記制御モードの切換の要否を判定する、請求項 2 に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 4】

前記モード切換判定部は、前記第 1 の制御値が第 1 の基準値よりも小さい場合に、前記矩形波電圧制御から前記パルス幅変調制御への切換が必要であると判定するとともに、前記第 2 の制御値が第 2 の基準値よりも大きい場合に、前記矩形波電圧制御から前記パルス幅変調制御への切換が必要であると判定し、

前記第 1 の基準値は、前記第 2 の基準値よりも小さい、請求項 3 に記載の交流電動機の制御装置。

30

【請求項 5】

前記パルス幅変調制御部は、前記電流偏差が 0 に近づくように、前記第 2 の電圧指令を生成する、請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 6】

前記パルス幅変調制御部は、

正弦波パルス幅変調方式に従って、前記電流偏差に応じて、前記制御指令を発生する第 1 の制御部と、

前記正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい前記印加電圧を出力するための過変調パルス幅変調方式に従って、前記電流偏差に応じて前記制御指令を発生する第 2 の制御部とを含む、請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置。

40

【請求項 7】

前記交流電動機と、

前記インバータと、

請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の交流電動機の制御装置とを備える、電動車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電動機の制御装置および車両に関し、特に、変調率に基づいて交流電動機の制御モードを切換える交流電動機の制御装置、および、その制御装置と交流電動機とを搭載する電動車両に関する。

50

【背景技術】

【0002】

直流電源を用いて交流電動機を駆動制御するために、インバータを用いた駆動方法が採用されている。インバータは駆動回路によりスイッチング制御される。インバータの制御としては、たとえばPWM (Pulse Width Modulation) 制御および矩形波電圧制御 (矩形波制御とも呼ばれる) などがある。

【0003】

たとえば特開2007-306699号公報 (特許文献1) は、PWM制御と矩形波制御とを切換え可能なモータ駆動システムを開示する。このモータ駆動システムは、以下に説明する制御を実行する制御回路を備える。制御回路は、矩形波制御に切り換わる前のd軸電流が指令値よりも小さいときに、d軸電流が対応する指令値に近づくように、制御電圧ベクトルの位相を補正する。制御回路は、その補正した制御電圧ベクトルの位相に基づいて矩形波制御を実行する。制御回路は、変調率が所定値より大きいときに、インバータの制御モードをPWM制御から矩形波制御に切換える。一方、制御回路は、変調率がその所定値以下であり、かつq軸電流が対応する指令値に達した場合に、インバータの制御モードを矩形波制御からPWM制御に切換える。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2007-306699号公報

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

特開2007-306699号公報 (特許文献1) によれば、PWM制御から矩形波制御への切換の要否は変調率のみに基づいて判定されるのに対し、矩形波制御からPWM制御への切換の要否は変調率とq軸電流とに基づいて判定される。したがって、制御モードの切換要否を判定するための処理が複雑化する可能性がある。

【0006】

本発明の目的は、インバータの制御の切換に関する要否判定が複雑化することを回避可能な交流電動機の制御装置、および、その制御装置と交流電動機とを搭載する電動車両を提供することである。

30

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明は要約すれば、交流電動機の制御装置である。交流電動機に印加される印加電圧は、直流電圧を印加電圧に変換するインバータによって制御される。制御装置は、電流検出器と、パルス幅変調制御部と、矩形波電圧制御部と、電圧偏差演算部と、変調率演算部と、モード切換判定部とを備える。電流検出器は、インバータと交流電動機との間に流れるモータ電流を検出する。パルス幅変調制御部は、電流検出器により検出されたモータ電流と、交流電動機の動作指令に対応する電流指令との電流偏差に基づいて、交流電動機を動作指令に従って動作させるための交流電圧指令を生成する。パルス幅変調制御部は、交流電圧指令と搬送波との比較に基づくパルス幅変調制御によって、インバータの制御指令を発生する。矩形波電圧制御部は、電流検出器により検出されたモータ電流と、交流電動機の動作指令とに基づいて、印加電圧が動作指令に応じた位相を有する矩形波電圧となるように印加電圧を制御する矩形波電圧制御によって、インバータの制御指令を発生する。電圧偏差演算部は、交流電動機の電圧方程式に電流偏差を代入する演算を実行することにより、矩形波電圧制御の実行時における交流電圧指令に対応する第1の電圧指令と、パルス幅変調制御の実行時における交流電圧指令に対応する第2の電圧指令との電圧偏差を演算する。変調率演算部は、第1の電圧指令および電圧偏差に基づいて、直流電圧の値に対する印加電圧の実効値の比として定義される変調率を表す第1の制御値を演算する。モード切換判定部は、矩形波電圧制御部による矩形波電圧制御の実行時に、第1の制御値に基

40

50

づいて、矩形波電圧制御からパルス幅変調制御への交流電動機の制御モードの切替要否を判定する。

【0008】

好ましくは、電流偏差は、d軸電流偏差およびq軸電流偏差を含む。電圧偏差演算部は、d軸電流偏差およびq軸電流偏差を電圧方程式に代入する演算を実行することにより、d軸電圧偏差およびq軸電圧偏差を含む電圧偏差を演算する。変調率演算部は、第1の電圧指令に対応する電圧ベクトルの大きさを表わす第1の値から、d軸電圧偏差およびq軸電圧偏差の合成ベクトルの大きさを表わす補正値を減算することにより、第2の電圧指令に対応する電圧ベクトルの大きさを表わす第2の値を演算する。変調率演算部は、第1の値に対する第2の値の比率および矩形波電圧制御の実行時における変調率の値に基づいて、第1の制御値を算出する。

10

【0009】

好ましくは、変調率演算部は、第2の電圧指令および、直流電圧の値に基づいて、パルス幅変調制御部によるパルス幅変調制御の実行時における変調率を表わす第2の制御値を演算する。モード切替判定部は、第2の制御値に基づいて、パルス幅変調制御から矩形波電圧制御への制御モードの切替の要否を判定する。

【0010】

好ましくは、モード切替判定部は、第1の制御値が第1の基準値よりも小さい場合に、矩形波電圧制御からパルス幅変調制御への切替が必要であると判定する。モード切替判定部は、第2の制御値が第2の基準値よりも大きい場合に、矩形波電圧制御からパルス幅変調制御への切替が必要であると判定する。第1の基準値は、第2の基準値よりも小さい。

20

【0011】

好ましくは、パルス幅変調制御部は、電流偏差が0に近づくように、第2の電圧指令を生成する。

【0012】

好ましくは、パルス幅変調制御部は、第1の制御部と、第2の制御部とを含む。第1の制御部は、正弦波パルス幅変調方式に従って、電流偏差に応じて、制御指令を発生する。第2の制御部は、正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい印加電圧を出力するための過変調パルス幅変調方式に従って、電流偏差に応じて制御指令を発生する。

【0013】

本発明の他の局面に従うと、電動車両であって、交流電動機と、インバータと、上述のいずれかに記載の交流電動機の制御装置とを備える。

30

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、インバータの制御の切替に関する要否判定が複雑化することを回避できる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【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モータ駆動制御システムの全体構成図である。

40

【図2】本発明の実施の形態によるモータ駆動制御システム100が有する交流電動機M1の制御モードを概略的に説明する図である。

【図3】交流電動機M1の動作状態と各制御モードとの対応関係を示す図である。

【図4】図1に示した制御装置30の制御構成を示す機能ブロック図である。

【図5】図4の正弦波PWM制御部200の構成を示す機能ブロック図である。

【図6】図4のPWM変調部260の動作を説明する波形図である。

【図7】過変調PWM制御部201の構成を示す機能ブロック図である。

【図8】矩形波電圧制御部400の構成を示す機能ブロック図である。

【図9】電圧指令ベクトルを説明する図である。

【図10】矩形波電圧制御から過変調PWM制御への制御モードの切替時における交流電

50

圧指令の変化を説明する図である。

【図 1 1】矩形波電圧制御から過変調 P W M 制御への制御モードの切換時における電流指令、およびモータ電流値を説明する図である。

【図 1 2】制御モードの切換判定処理の一例を説明するフローチャートである。

【図 1 3】本実施の形態による制御モードの切換判定処理を説明するフローチャートである。

【図 1 4】図 1 に示したモータ駆動制御システムが適用された電動車両の一例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 6 】

10

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお、以下図中の同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

【 0 0 1 7 】

(電動機制御の全体構成)

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制御システムの全体構成図である。

【 0 0 1 8 】

図 1 を参照して、モータ駆動制御システム 1 0 0 は、直流電圧発生部 1 0 と、平滑コンデンサ C 0 と、インバータ 1 4 と、交流電動機 M 1 と、電流センサ 2 4 と、制御装置 3 0 とを備える。本発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置は、少なくとも電流センサ 2 4 と、制御装置 3 0 とを含む。

20

【 0 0 1 9 】

交流電動機 M 1 は、たとえば、電動車両の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動用電動機である。なお、「電動車両」とは、ハイブリッド自動車、電気自動車あるいは燃料電池車等、電気エネルギーによって車両駆動力を発生する自動車を指すものとする。

【 0 0 2 0 】

交流電動機 M 1 は、エンジンにより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。また、交流電動機 M 1 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てもよい。さらに、交流電動機 M 1 は、エンジンに対して電動機として動作する(たとえば、エンジンを始動する)ものとしてハイブリッド自動車に搭載されてもよい。すなわち、本実施の形態において、「交流電動機」は、交流駆動の電動機、発電機および電動発電機(モータジェネレータ)を含むものである。

30

【 0 0 2 1 】

直流電圧発生部 1 0 は、直流電源 B と、システムリレー S R 1 , S R 2 と、平滑コンデンサ C 1 と、コンバータ 1 2 とを含む。

【 0 0 2 2 】

直流電源 B は、代表的には、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池や電気二重層キャパシタ等の蓄電装置により構成される。直流電源 B が出力する直流電圧 V b および直流電源 B に入出力される直流電流 I b は、電圧センサ 1 0 および電流センサ 1 1 によってそれぞれ検出される。

40

【 0 0 2 3 】

システムリレー S R 1 は、直流電源 B の正極端子および電力線 6 の間に接続される。システムリレー S R 2 は、直流電源 B の負極端子およびアース線 5 の間に接続される。システムリレー S R 1 , S R 2 は、制御装置 3 0 からの信号 S E によりオン/オフされる。

【 0 0 2 4 】

コンバータ 1 2 は、リアクトル L 1 と、電力用半導体スイッチング素子 Q 1 , Q 2 と、逆並列ダイオード D 1 , D 2 とを含む。電力用半導体スイッチング素子 Q 1 および Q 2 は、電力線 7 およびアース線 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 Q 1 のオンおよびオフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 1 によって制御され

50

る。電力用半導体スイッチング素子Q2のオンおよびオフは、制御装置30からのスイッチング制御信号S2によって制御される。

【0025】

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、たとえばIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）、あるいは電力用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がそれぞれ配置される。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との間に接続される。また、平滑コンデンサC0は、電力線7およびアース線5の間に接続される。

10

【0026】

インバータ14は、電力線7およびアース線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とを含む。各アームは、電力線7およびアース線5の間に直列接続された2つのスイッチング素子により構成される。たとえば、U相アーム15は、スイッチング素子Q3、Q4により構成され、V相アーム16は、スイッチング素子Q5、Q6により構成され、W相アーム17は、スイッチング素子Q7、Q8により構成される。さらに、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る。スイッチング素子Q3～Q8のオンおよびオフは、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。

【0027】

20

代表的には、交流電動機M1は、3相の永久磁石型同期電動機であり、U相コイル、V相コイルおよびW相コイルの一端が中性点に共通接続された構成を有する。各相コイルの他端は、対応するアームに含まれる2つのスイッチング素子の接続ノードに接続される。

【0028】

コンバータ12は、昇圧動作および降圧動作を可能に構成される。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Vbを昇圧することにより、直流電圧VHをインバータ14へ供給する。具体的には、制御装置30からのスイッチング制御信号S1、S2にตอบสนองして、スイッチング素子Q1のオン期間およびスイッチング素子のQ2のオン期間（または、スイッチング素子Q1、Q2の両方がオフする期間）が交互に設けられる。昇圧比は、これらのオン期間の比に応じたものとなる。あるいは、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をVbに等しくする（昇圧比を1.0とする）こともできる。なお、以下では、インバータ14への入力電圧に相当する直流電圧VHを「システム電圧」とも称する。

30

【0029】

コンバータ12は、降圧動作時には、インバータ14から平滑コンデンサC0を介して供給された直流電圧VH（システム電圧）を降圧して、直流電源Bを充電する。具体的には、制御装置30からのスイッチング制御信号S1、S2にตอบสนองして、スイッチング素子Q1のみがオンする期間と、スイッチング素子Q1、Q2の両方がオフする期間（または、スイッチング素子のQ2のオン期間）とが交互に設けられる。降圧比は上記オン期間のデューティ比に応じたものとなる。

40

【0030】

平滑コンデンサC0は、コンバータ12からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ14へ供給する。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を検出して、その検出値を制御装置30へ出力する。

【0031】

交流電動機M1のトルク指令値が正（ $T_{rq\ com} > 0$ ）の場合には、インバータ14は平滑コンデンサC0から供給される直流電圧VHを交流電圧に変換する。インバータ14は、その交流電圧を交流電動機M1に印加することにより、正のトルクが出力されるように交流電動機M1を駆動する。

【0032】

50

交流電動機M1のトルク指令値が0の場合 ($T r q c o m = 0$) には、インバータ14は平滑コンデンサC0から供給される直流電圧VHを交流電圧に変換する。インバータ14は、その交流電圧を交流電動機M1に印加することにより、トルクが0となるように交流電動機M1を駆動する。

【0033】

スイッチング素子Q3～Q8は、制御装置30からのスイッチング制御信号S3～S8に応答してスイッチング動作を実行する。これにより、トルク指令値 $T r q c o m$ によって指定された正(または0)のトルクを交流電動機M1から出力させるための交流電圧が交流電動機に印加される。

【0034】

さらに、モータ駆動制御システム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 $T r q c o m$ は負に設定される ($T r q c o m < 0$)。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응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する。インバータ14は、その変換した直流電圧(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がブレーキペダルを操作したことにより実行される、回生発電を伴う制動や、ブレーキペダルが操作されないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることによって、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、インバータ14と交流電動機M1との間に流れるモータ電流を検出し、その検出したモータ電流を制御装置30へ出力する。三相電流 $i u, i v, i w$ の瞬時値の和は0である。よって図1に示すように、電流センサ24は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すれば足りる。

【0036】

回転角センサ25は、交流電動機M1のロータ回転角を検出し、その検出した回転角を制御装置30へ送付する。回転角センサ25は、たとえばレゾルバにより構成される。制御装置30は、検出された回転角に基づき交流電動機M1の回転数(回転速度)および角速度($r a d / s$)を算出できる。なお、回転角センサ25については、制御装置30がモータ電圧あるいはモータ電流から回転角を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、モータ駆動制御システム100の動作を制御する。

【0038】

代表的な機能として、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 $T r q c o m$ に従ったトルクを出力するように、コンバータ12およびインバータ14を制御する。すなわち、制御装置30は、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。制御装置30は、スイッチング制御信号S1～S8を生成するために、トルク指令値 $T r q c o m$ 、電圧センサ10によって検出された直流電圧Vb、電流センサ11によって検出された直流電流Ib、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によって検出されたモータ電流 $i v, i w$ 、回転角センサ25によって検出された回転角等を受ける。

【0039】

コンバータ12の昇圧動作時には、制御装置30は、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。この場合、制御装置30は、電圧センサ13の検出値に基づくフィードバック制御を実行する。

10

20

30

40

50

【0040】

制御装置30は、電動車両が回生制動モードに入ったことを示す信号RGEを外部ECU(図示せず)から受けたときには、交流電動機M1で発電された交流電圧を直流電圧に変換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。これにより、インバータ14は、交流電動機M1で発電された交流電圧を直流電圧に変換してコンバータ12へ供給する。さらに、制御装置30は、インバータ14から供給された直流電圧を降圧するようにスイッチング制御信号S1, S2を生成してコンバータ12へ出力する。コンバータ12は、スイッチング制御信号S1, S2に応じて、インバータ14からの直流電圧を降圧する。これにより交流電動機M1によって生成された電力は直流電源Bに供給される。

10

【0041】

(制御モードの説明)

図2は、本発明の実施の形態によるモータ駆動制御システム100が有する交流電動機M1の制御モードを概略的に説明する図である。

【0042】

図2を参照して、モータ駆動制御システム100は、交流電動機M1の制御(インバータ14による電力変換)のために、3つの制御モード(方式)を有する。3つの制御モードは、正弦波PWM制御、過変調PWM制御、および矩形波電圧制御である。

【0043】

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、各相に含まれる上アーム素子および下アーム素子を、正弦波状の電圧指令と搬送波(代表的には三角波)との電圧比較に従ってオンオフ制御する。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、一定期間内では、その基本波成分が正弦波となるように、デューティが制御される。周知のように、正弦波PWM制御では、正弦波状の電圧指令の振幅が搬送波振幅以下の範囲に制限される。よって、交流電動機M1への印加電圧(以下、単に「モータ印加電圧」とも称する)の基本波成分を、インバータの直流リンク電圧の約0.61倍程度までしか高めることができない。

20

【0044】

なお、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)に対するモータ印加電圧(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。

30

【0045】

正弦波PWM制御では、正弦波の電圧指令の振幅が搬送波振幅以下の範囲であるため、交流電動機M1に印加される線間電圧が正弦波となる。また、搬送波振幅以下の範囲の正弦波成分に3n次高調波成分(n:自然数、代表的には、n=1の3次高調波)を重畳させて電圧指令を生成する制御方式も提案されている。この制御方式では、高調波成分によって、電圧指令が搬送波振幅よりも高くなる期間が生じるものの、各相に重畳された3n次高調波成分は線間では打ち消される。これにより線間電圧の波形を正弦波に維持することができる。本実施の形態では、この制御方式も正弦波PWM制御に含めるものとする。

40

【0046】

矩形波電圧制御では、矩形波の1パルスに対応する電圧が交流電動機に印加される。この矩形波では、上記一定期間内におけるハイレベル期間およびローレベル期間の比が1:1になる。これにより、変調率は0.78まで高められる。

【0047】

過変調PWM制御は、電圧指令(正弦波成分)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(振幅補正)によって基本波成分を高めることができるので、変調率を正弦波PWM制御モードでの最高変調率(上記した約0.61)から0.78の範囲まで高めることができる。過変調PWM制御では、電圧指令(正弦波成分)の振幅

50

が搬送波振幅より大きいため、交流電動機 M 1 に印加される線間電圧は、正弦波が歪んだ電圧となる。

【 0 0 4 8 】

交流電動機 M 1 では、回転数あるいは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 1 2 による昇圧電圧すなわちシステム電圧 V H 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 1 2 による昇圧電圧すなわちシステム電圧 V H には、限界値（V H 最大電圧）が存在する。

【 0 0 4 9 】

したがって、交流電動機 M 1 の動作状態に応じて、正弦波 P W M 制御、過変調 P W M 制御、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、以下では正弦波 P W M 制御および過変調 P W M 制御を包括的に「P W M 制御モード」と呼ぶこともある。

10

【 0 0 5 0 】

正弦波 P W M 制御または過変調 P W M 制御では、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）の振幅および位相が制御される。これによりトルク制御が実行される。これに対し、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。このため、矩形波電圧制御では、トルク実績値とトルク指令値との偏差に基づいて矩形波電圧パルスの位相が制御されることにより、トルク制御が実行される。

【 0 0 5 1 】

20

図 3 には、交流電動機 M 1 の動作状態と上述の制御モードとの対応関係が示される。

図 3 を参照して、概略的には、低回転数域 A 1 ではトルク変動を小さくするために正弦波 P W M 制御が適用され、中回転数域 A 2 では過変調 P W M 制御が適用され、高回転数域 A 3 では矩形波電圧制御が適用される。特に、過変調 P W M 制御および矩形波電圧制御の適用により、交流電動機 M 1 の出力向上が実現される。

【 0 0 5 2 】

（制御装置の構成）

図 4 は、図 1 に示した制御装置 3 0 の制御構成を示す機能ブロック図である。図 4 を含めて、以下で説明されるブロック図に記載されたモータ制御のための各機能ブロックは、制御装置 3 0 による、ハードウェア的あるいはソフトウェア的な処理によって実現される。

30

【 0 0 5 3 】

図 4 を参照して、制御装置 3 0 は、P W M 制御部 2 8 0 と、矩形波電圧制御部 4 0 0 と、電圧偏差演算部 3 2 0 と、変調率演算部 3 4 0 と、モード切換判定部 3 6 0 と、モード選択部 3 8 0 とを含む。P W M 制御部 2 8 0 は、正弦波 P W M 制御部 2 0 0 と、過変調 P W M 制御部 2 0 1 とを含む。

【 0 0 5 4 】

正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、トルク指令値 $T r q c o m$ と、電流センサ 2 4 によって検出されたモータ電流 $i v$ および $i w$ と、回転角センサ 2 5 により検出された回転角 θ とを受けて、交流電動機 M 1 がトルク指令値 $T r q c o m$ に従ったトルクを出力するように、インバータ 1 4 のスイッチング制御信号 $S 3 \sim S 8$ を生成する。具体的には、正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、トルク指令値 $T r q c o m$ と、モータ電流 $i v$ および $i w$ と、回転角 θ とに基づいて、トルク指令値 $T r q c o m$ に対応する電流指令値と、検出されたモータ電流との偏差である電流偏差 $I d$, $I q$ を演算する。正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、その電流偏差 $I d$, $I q$ に基づいて、モータ印加電圧の指令値である電圧指令値 $V d \#$, $V q \#$ を演算する。正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、電圧指令値 $V d \#$, $V q \#$ に基づいて、スイッチング制御信号 $S 3 \sim S 8$ を生成する。なお、正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、電流偏差 $I d$, $I q$ を電圧偏差演算部 3 2 0 に出力するとともに、電圧指令値 $V d \#$, $V q \#$ を変調率演算部 3 4 0 に出力する。

40

【 0 0 5 5 】

50

過変調PWM制御部201は、トルク指令値 T_{rqcom} と、電流センサ24によって検出されたモータ電流 i_v および i_w と、回転角センサ25により検出された回転角とを受けて、インバータ14を駆動するためのスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成する。過変調PWM制御部201は、正弦波PWM制御部200による演算と同様の演算を実行することによって、電流偏差 I_d 、 I_q および電圧指令値 $V_d\#$ 、 $V_q\#$ を演算するとともに、スイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成する。過変調PWM制御部201は、電流偏差 I_d 、 I_q を電圧偏差演算部320に出力するとともに、電圧指令値 $V_d\#$ 、 $V_q\#$ を変調率演算部340に出力する。

【0056】

矩形波電圧制御部400は、トルク指令値 T_{rqcom} と、電流センサ24によって検出されたモータ電流 i_v および i_w と、回転角センサ25により検出された回転角とを受け、矩形波電圧制御部400は、検出された各相のモータ電流と交流電動機M1の各相への印加電圧とに基づいてトルク推定値を演算する。矩形波電圧制御部400は、このトルク推定値とトルク指令値 T_{rqcom} との偏差よりインバータ14に印加する電圧位相を設定するとともに、この電圧位相に基づいてスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成する。

10

【0057】

電圧偏差演算部320は、PWM制御部280（正弦波PWM制御部200または過変調PWM制御部201）から受ける電流偏差 I_d 、 I_q に基づいて、電圧偏差 V_d 、 V_q を演算する。電圧偏差 V_d 、 V_q は、あるトルク指令値 T_{rqcom} に対応する電圧指令（PWM制御の実行時の電圧指令）に対する、矩形波電圧制御の実行時の電圧指令の偏差を示す。

20

【0058】

変調率演算部340は、PWM制御の実行時においては、PWM制御部200により演算された電圧指令値 $V_d\#$ 、 $V_q\#$ 、および電圧センサ13により検出された直流電圧 V_H に基づいて、変調率 M_D を演算する。変調率演算部340は、矩形波電圧制御時には、電圧偏差演算部320により演算された電圧偏差 V_d 、 V_q に基づいて、変調率 M_D を演算する。

【0059】

モード切替判定部360は、変調率演算部340により演算された変調率 M_D に基づいて、制御モードを矩形波電圧制御からPWM制御への切替の要否、および、PWM制御から矩形波電圧制御への切替の要否を判定する。さらに、モード切替判定部360は、変調率演算部340により演算された変調率 M_D に基づいて、正弦波PWM制御から過変調PWM制御部への切替の要否を判定するとともに、過変調PWM制御部から正弦波PWM制御への切替要否を判定する。

30

【0060】

モード選択部380は、モード切替判定部360による判定結果に基づいて、交流電動機M1の制御モードをPWM制御モードと矩形波電圧制御モードとの間で切替える。さらに、交流電動機M1の制御モードがPWM制御モードである場合、モード選択部380は、モード切替判定部360による判定結果に基づいて、正弦波PWM制御と過変調PWM制御部との間で制御モードを切替える。

40

【0061】

次に、図4に示した各機能ブロックについてより詳細に説明する。図5は、図4の正弦波PWM制御部200の構成を示す機能ブロック図である。

【0062】

図5を参照して、正弦波PWM制御部200は、電流指令生成部210と、座標変換部220、250と、電圧指令生成部240と、PWM変調部260とを含む。

【0063】

電流指令生成部210は、予め作成されたテーブル等に従って、交流電動機M1のトルク指令値 T_{rqcom} に応じたd軸電流指令値 I_{dc} およびq軸電流指令値 I_{cq}

50

mを生成する。

【0064】

座標変換部220は、回転角センサ25によって検出される交流電動機M1の回転角を用いた座標変換(3相から2相への変換)により、電流センサ24によって検出されたV相電流 i_v およびW相電流 i_w に基づいて、d軸電流 I_d およびq軸電流 I_q を算出する。

【0065】

電圧指令生成部240には、d軸電流指令値とd軸電流 I_d との偏差 $I_d(I_d = I_{dcom} - I_d)$ およびq軸電流指令値とq軸電流 I_q との偏差 $I_q(I_q = I_{qcom} - I_q)$ が入力される。電圧指令生成部240は、d軸電流偏差 I_d およびq軸電流偏差 I_q のそれぞれに対して所定ゲインによるPI(比例積分)演算を行なうことにより、制御偏差を求める。電圧指令生成部240は、この制御偏差に応じたd軸電圧指令値 V_d およびq軸電圧指令値 V_q を生成する。

10

【0066】

座標変換部250は、交流電動機M1の回転角を用いた座標変換(2相から3相への変換)によって、d軸電圧指令値 V_d およびq軸電圧指令値 V_q を、U相電圧指令 V_u 、V相電圧指令 V_v 、およびW相電圧指令 V_w に変換する。

【0067】

図6に示すように、PWM変調部260は、搬送波262と、交流電圧指令264(V_u, V_v, V_w を包括的に示すもの)との比較に基づき、インバータ14の各相の上下アーム素子をオンオフ制御することによって、交流電動機M1の各相に疑似正弦波電圧を生成する。搬送波262は、所定周波数の三角波あるいはのこぎり波によって構成される。なお、上述のように正弦波の交流電圧指令に対して3n次高調波を重畳させることも可能である。

20

【0068】

インバータ制御のためのパルス幅変調において、搬送波262の振幅は、インバータ14の入力直流電圧(システム電圧 V_H)に相当する。ただし、パルス幅変調される交流電圧指令264の振幅について、本来の電圧指令 V_u, V_v, V_w の振幅をシステム電圧 V_H で除算したものに換すれば、PWM変調部260で用いる搬送波262の振幅を固定できる。

30

【0069】

再び図5を参照して、インバータ14が、PWM制御部200によって生成されたスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ に従ってスイッチング制御されることにより、交流電動機M1に対してトルク指令値 T_{rqcom} に従ったトルクを出力するための交流電圧が印加される。

【0070】

d軸電流偏差 I_d およびq軸電流偏差 I_q は、電圧偏差演算部320に送られる。また電圧指令生成部240により生成されたd軸電圧指令値 V_d およびq軸電圧指令値 V_q は変調率演算部340に送られる。

【0071】

図7は、過変調PWM制御部201の構成を示す機能ブロック図である。図7および図5を参照して、過変調PWM制御部201は、正弦波PWM制御部200の構成に加えて、電流フィルタ230および電圧振幅補正部270を含む。

40

【0072】

電流フィルタ230は、座標変換部220によって算出されたd軸電流 I_d およびq軸電流 I_q を、時間軸方向に平滑化する処理を実行する。これにより、センサ検出値に基づく実電流 I_d, I_q がフィルタ処理された電流 I_{df}, I_{qf} に変換される。

【0073】

そして、過変調PWM制御部201では、電流偏差 I_d, I_q は、フィルタ処理された電流 I_{df}, I_{qf} を用いて算出される。すなわち、電流偏差 I_d, I_q は、

50

$I_d = I_{d\text{com}} - I_{df}$ および $I_q = I_{q\text{com}} - I_{qf}$ との式に従って算出される。

【0074】

電圧振幅補正部270は、電圧指令生成部240によって算出された、本来のd軸電圧指令値 V_d およびq軸電圧指令値 V_q に対して、モータ印加電圧の振幅を拡大するための補正処理を実行する。座標変換部250および変調部260は、電圧振幅補正部270により補正された電圧指令に従って、インバータ14のスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成する。

【0075】

d軸電流偏差 I_d およびq軸電流偏差 I_q は、電圧偏差演算部320に送られる。また電圧指令生成部240により生成されたd軸電圧指令値 V_d およびq軸電圧指令値 V_q は変調率演算部340に送られる。

10

【0076】

なお、過変調PWM制御の適用時には、電圧指令値 V_d , V_q を2相-3相変換した各相電圧指令の振幅が、インバータ入力電圧(システム電圧 V_H)よりも大きい状態となる。この状態は、図6(波形図)において、交流電圧指令264の振幅が搬送波262の振幅よりも大きくなった状態に相当する。この場合、インバータ14は交流電動機M1にシステム電圧 V_H を超えた電圧を印加できない。このため、本来の電圧指令値 V_d , V_q に基づく各相電圧指令信号を用いたPWM制御では、電圧指令値 V_d , V_q に対応する変調率(本来の変調率)が確保できなくなる。

20

【0077】

このため、過変調PWM制御の適用時には、電圧指令値 V_d , V_q による交流電圧指令に対して、電圧印加区間が増大するように電圧振幅を拡大する補正処理が行なわれる。これにより、電圧指令値 V_d , V_q による本来の変調率が確保できる。なお、電圧振幅補正部270における電圧振幅の拡大比(1よりも大きな値)は、この本来の変調率に基づいて理論的に導出できる。

【0078】

このように、正弦波PWM制御部200は、電流センサ24によって検出されたモータ電流に基づくフィードバック制御を実行する。

【0079】

図8は、矩形波電圧制御部400の構成を示す機能ブロック図である。

図8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、PI演算部430と、矩形波発生器440と、信号発生部450とを含む。

30

【0080】

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 とに基づいて、下記式(1)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。

【0081】

$$P_{mt} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \dots (1)$$

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 から算出される角速度を用いて、下記(2)式に従ってトルク推定値 T_q を算出する。

40

【0082】

$$T_q = P_{mt} / \quad \dots (2)$$

PI演算部430は、トルク指令値 $T_{rq\text{com}}$ に対するトルク偏差 T_q ($T_q = T_{rq\text{com}} - T_q$)を受ける。PI演算部430は、トルク偏差 T_q に対して所定ゲインによるPI演算を実行することにより制御偏差を求める。PI演算部430は、求められた制御偏差に応じて矩形波電圧の位相 v を設定する。具体的には、PI演算部430は、正トルク発生($T_{rq\text{com}} > 0$)時には、トルク不足に応じて電圧位相を進める一方で、トルク過剰に応じて電圧位相を遅らせる。PI演算部430は、負トルク発生(

50

$T r q c o m < 0$) 時には、トルク不足に応じて電圧位相を遅らせる一方で、トルク過剰に応じて電圧位相を進める。

【 0 0 8 3 】

矩形波発生器 4 4 0 は、P I 演算部 4 3 0 によって設定された電圧位相 v に従って、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 4 5 0 は、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 1 4 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 に従った矩形波パルスが、モータの各相電圧として印加される。

【 0 0 8 4 】

このように、矩形波電圧制御の適用時には、トルク (電力) のフィードバック制御により、モータトルク制御を行なうことができる。ただし、P W M 制御方式では、モータ印加電圧の振幅および位相が操作量となるものの、矩形波電圧制御方式では、モータ印加電圧の操作量が位相のみとなる。このため、矩形波電圧制御の適用時には、P W M 制御方式の適用時に比較して、制御応答性が低下する。

10

【 0 0 8 5 】

なお、電力演算部 4 1 0 およびトルク演算部 4 2 0 に代えてトルクセンサを配置してもよい。この場合には、そのトルクセンサの検出値に基づいて、トルク偏差 $T q$ を求めることが可能になる。

【 0 0 8 6 】

再び図 4 を参照して、電圧偏差演算部 3 2 0 は、モータ電圧方程式に d 軸電流偏差 $I d$ および q 軸電流偏差 $I q$ を代入する演算により電圧偏差 $V d$, $V q$ を算出する。

20

【 0 0 8 7 】

モータ電圧方程式は、下記式 (3) および式 (4) 式で示される。

$$V d = R a \cdot I d - \omega \cdot L q \cdot I q \quad \dots (3)$$

$$V q = \omega \cdot L d \cdot I d + R a \cdot I q + \dots \quad \dots (4)$$

式 (3) および式 (4) 式において、 $R a$ は電気子巻線抵抗を示し、 ω は交流電動機 M 1 の電気角速度を示し、 $L d$ は永久磁石の電機子鎖交磁束数を示している。式 (3) および式 (4) 中の $I d$ および $I q$ に $I d$, $I q$ をそれぞれ代入することにより、電圧偏差 $V d$, $V q$ は、以下の式 (5) および式 (6) に従ってそれぞれ表わされる。

30

【 0 0 8 8 】

$$V d = R a \cdot I d - \omega \cdot L q \cdot I q \quad \dots (5)$$

$$V q = \omega \cdot L d \cdot I d + R a \cdot I q + \dots \quad \dots (6)$$

変調率演算部 3 4 0 は、P W M 制御の実行時においては、P W M 制御部 2 0 0 により演算された電圧指令値 $V d \#$, $V q \#$ 、および電圧センサ 1 3 により検出された直流電圧 $V H$ (システム電圧) に基づいて、変調率 $M D$ を演算する。この場合、変調率演算部 3 4 0 は、下記の式 (7) 式に従って、変調率 $M D$ を演算する。

【 0 0 8 9 】

$$M D = (V d \#^2 + V q \#^2)^{1/2} / V H \quad \dots (7)$$

一方、矩形波電圧制御の実行時においては、変調率 $M D$ は 0 . 7 8 に固定される。変調率算出部 3 4 0 は、矩形波電圧制御の実行時には、モード切替判定部 3 6 0 による矩形波電圧制御から P W M 制御への切替の要否判定に用いられる変調率を算出する。この変調率は、制御モードが矩形波電圧制御から P W M 制御に切り換わった場合の変調率 (いわば仮の変調率) である。

40

【 0 0 9 0 】

ただし、上述のように、矩形波電圧制御の実行時には変調率が一定である。そこで、変調率算出部 3 4 0 は、電圧偏差演算部 3 2 0 により算出された電圧偏差 $V d$, $V q$ 、および、矩形波電圧制御の実行時の電圧指令ベクトルを用いて、仮の変調率を算出する。

【 0 0 9 1 】

図 9 は、電圧指令ベクトルを説明する図である。

50

図9を参照して、d - q 軸平面上において、電圧指令値 V_d , V_q の組み合わせで示される電圧指令ベクトルは、原点を中心とする円周に沿って回転する。矩形波電圧制御では、各相電圧の振幅は、インバータ入力電圧 V_H に固定される。したがって、矩形波電圧制御では、上記の円の半径はインバータ入力電圧（システム電圧 V_H ）に対応したものとなる。矩形波電圧制御の実行時には、図9中の電圧指令ベクトル V_1 に対応する交流電圧指令が生成される。

【0092】

矩形波電圧制御から過変調PWM制御へ制御モードが移行した場合、過変調PWM制御部201（図8）による制御演算によって、電圧指令ベクトル V_2 に対応する交流電圧指令が生成される。ここで、電圧指令ベクトル V_2 は、図8の電圧振幅補正部270によって振幅補正処理がされた後の、電圧指令値 V_d , V_q に対応する。

10

【0093】

電圧指令偏差 V_r は、電圧指令ベクトル V_1 の大きさを示す値（以後、 $V_r_V_{PH}$ と表わす）と電圧指令ベクトル V_2 の大きさを示す値（以後、 V_r と表わす）との差分に対応する。電圧指令偏差 V_r は以下の式（8）に従って表わされる。

【0094】

$$V_r = (V_d^2 + V_q^2)^{1/2} \quad \dots (8)$$

すなわち電圧指令偏差 V_r はd軸電圧偏差 V_d および、q軸電圧偏差 V_q の合成ベクトルの大きさを表わす。

【0095】

20

変調率演算部340は、矩形波電圧制御の実行時には、以下の式（9）に従って、電圧指令ベクトル V_2 の大きさ V_r を算出する。

【0096】

$$V_r = V_r_V_{PH} - V_r \quad \dots (9)$$

$V_r_V_{PH}$ は固定値である。変調率演算部340は、矩形波電圧制御の実行時には、以下の式（10）に従って、制御モードが矩形波電圧制御からPWM制御に切り換わった場合の変調率MD（仮の変調率）を算出する。

【0097】

$$MD = V_r \times k \quad \dots (10)$$

係数 k は、以下の式（11）によって表わされる。

30

【0098】

$$k = 0.78 / V_r_V_{PH} \quad \dots (11)$$

V_r が $V_r_V_{PH}$ に近づくほど、式（10）および式（11）に従って算出される変調率MDは、0.78に近づく。一方、 V_r が小さくなるほど式（10）および式（11）に従って算出される変調率MDは小さくなる。

【0099】

モード切替判定部360は、PWM制御の実行時に、式（7）に従って算出された変調率MDが、所定の第1の基準値以上であるかどうかを判定する。変調率MDが第1の基準値以上である場合、モード切替判定部360は、PWM制御から矩形波電圧制御への切替が必要と判定する。なお、その判定結果は、変調率演算部340およびモード選択部380に送られる。これにより変調率演算部340は、変調率MDの算出に用いる式を、式（7）から式（10）および式（11）に切替える。

40

【0100】

モード切替判定部360は、矩形波電圧制御の実行時に、式（10）および式（11）に従って算出された変調率MDが所定の第2の基準値以下であるかどうかを判定する。第2の基準値は、第1の基準値よりも小さい値である。変調率MDが第2の基準値以下である場合、モード切替判定部360は、PWM制御から矩形波電圧制御への切替が必要と判定する。その判定結果は、変調率演算部340およびモード選択部380に送られる。これにより変調率演算部340は、変調率MDの算出に用いる式を、式（10）および式（11）から式（7）に切替える。

50

【 0 1 0 1 】

モード切替判定部 3 6 0 は、P W M 制御モードの実行時には、正弦波 P W M 制御および過変調 P W M 制御のいずれを適用するかを判定する。この判定は、変調率 M D を所定の閾値（たとえば、正弦波 P W M 制御適の変調率の理論最大値である 0 . 6 1 ）と比較することにより実行できる。その判定結果は、変調率演算部 3 4 0 およびモード選択部 3 8 0 に送られる。

【 0 1 0 2 】

モード選択部 3 8 0 は、モード切替判定部 3 6 0 による判定結果に基づいて、矩形波電圧制御モード、過変調 P W M 制御モードおよび正弦波 P W M 制御モードの中からインバータの制御モードを選択する。

10

【 0 1 0 3 】

ここで、制御モードが矩形波電圧制御と過変調 P W M 制御との間で切り換わる場合には、制御安定性に関する以下の課題が生じ得る。

【 0 1 0 4 】

図 1 0 は、矩形波電圧制御から過変調 P W M 制御への制御モードの切替時における交流電圧指令の変化を説明する図である。

【 0 1 0 5 】

図 1 0 を参照して、矩形波電圧制御の実行時においては、電圧指令ベクトル V 1 の位相 v は、トルク偏差 $T q$ （図 8 参照）に基づいて制御される。なお図 1 0 に示した電圧指令ベクトル V 1 は、矩形波電圧制御から過変調 P W M 制御への切替時における、矩形波電圧制御による交流電圧指令の最終値に対応する。

20

【 0 1 0 6 】

矩形波電圧制御から過変調 P W M 制御へ制御モードが移行した場合、過変調 P W M 制御部 2 0 1（図 7）による制御演算によって、電圧指令ベクトル V 2 に対応する交流電圧指令が生成される。矩形波電圧制御から過変調 P W M 制御への切替時には、トルク制御に用いられる操作量が大きく変化する。このため、電圧指令ベクトル V 1 および電圧指令ベクトル V 2 の間に大きな変化が生じ易い。

【 0 1 0 7 】

図 1 1 は、矩形波電圧制御から過変調 P W M 制御への制御モードの切替時における電流指令、およびモータ電流値を説明する図である。

30

【 0 1 0 8 】

図 1 1 を参照して、d - q 軸平面上の曲線 B 1 は、あるトルク指令値に対応する電流指令（ $I d c o m$, $I q c o m$ ）を表わす。d - q 軸平面上の曲線 B 2 は、曲線 B 1 が示すトルクを交流電動機 M 1 から発生させる際におけるモータ電流値を表わす。

【 0 1 0 9 】

d - q 軸平面は曲線 B 1 により、矩形波電圧制御領域と P W M 制御領域とに分けられる。曲線 B 1 に対応する電流ベクトル（基準電流ベクトル）に対して電流位相が遅れ側となる領域が P W M 制御領域となる。一方、この電流ベクトルに対して電流位相が進み側となる側が矩形波電圧制御領域となる。

【 0 1 1 0 】

曲線 B 1 上の点 P 1 は、トルク指令値により定まる電流指令値を表わす。すなわち点 P 1 は、P W M 制御が実行された場合の電流指令値を表わす。曲線 B 2 上の点 P 2 は、矩形波電圧制御による交流電圧指令の最終値に応じてインバータ 1 4 から出力された電流値を表わす。

40

【 0 1 1 1 】

本実施の形態では、モータモデルを示すモータ電圧方程式（式（3）および式（4）参照）に電流偏差 $I d$ および $I q$ を代入することによって、トルク指令値に対応する電圧指令と、矩形波電圧制御による交流電圧指令の最終値に対応する電圧指令との差、すなわち電圧偏差 $V d$, $V q$ が演算される。これにより、電圧指令値 $V d \#$, $V q \#$ を用いることなく電圧偏差 $V d$, $V q$ を算出できる。

50

【 0 1 1 2 】

トルク指令値に対応する電圧指令は、図 10 の電圧指令ベクトル V_2 に対応する。一方、矩形波電圧制御による交流電圧指令の最終値に対応する電圧指令は、図 10 の電圧指令ベクトル V_1 に対応する。変調率演算部 340 は、電圧偏差 V_d 、 V_q および式 (8) に基づいて、電圧指令ベクトルの大きさの変化分である電圧指令偏差 V_r を算出する。電圧指令ベクトル V_1 の大きさ (V_r_VPH) は固定値であるので、電圧指令ベクトル V_2 の大きさ V_r は、 V_r_VPH および V_r に基づいて算出できる。

【 0 1 1 3 】

変調率演算部 340 は、式 (10) に従って変調率 MD を算出する。式 (10) は、変調率 MD が電圧指令ベクトル V_2 の大きさ (V_r) に比例することを示す。矩形波制御の
10
実行時における電圧指令ベクトル V_1 の大きさ (V_r_VPH) および変調率はいずれも固定値であるので、インバータ 14 の入力電圧 (直流電圧 V_H) が一定であるとすると、 V_r_VPH に対する V_r の比率を算出することによって、矩形波電圧制御から PWM 制御に切替えたときの変調率 MD を算出できる。

【 0 1 1 4 】

なお、式 (11) により表わされる係数 k は一定値である。また、 V_r_VPH も一定値である。つまり、本実施の形態では V_r を算出することにより、矩形波電圧制御から PWM 制御に切替えたときの変調率 MD を算出できる。

【 0 1 1 5 】

(制御モードの切替)

次に、矩形波電圧制御と PWM 制御との間の制御モードの切替判定について図 12 およ
20
び図 13 を用いて説明する。

【 0 1 1 6 】

図 12 は、制御モードの切替判定処理の一例を説明するフローチャートである。図 12
に示す切替判定処理では、矩形波電圧制御モードから PWM 制御モードへの制御モードの
切替の判定に電流位相が用いられる。なお、図 12 のフローチャートに示す処理は、本実
施の形態による制御モードの切替判定処理の比較例として示したものである。

【 0 1 1 7 】

図 12 を参照して、ステップ $ST10$ において、現在の制御モードが PWM 制御モード
であるかどうか判定される。現在の制御モードが PWM 制御モードであると判定された
30
場合 (ステップ $ST10$ において YES) には、PWM 制御モードに従う電圧指令値 V_d 、 V_q および、システム電圧 V_H に基づいて、変調率が演算される (ステップ $ST11$)。たとえば上記 (7) 式によって、変調率 MD が算出される。

【 0 1 1 8 】

次に、ステップ $ST12$ において、ステップ $ST11$ で求めた変調率が 0.78 以上で
あるかどうか判定される。変調率が 0.78 より大きいと判定された場合 (ステップ $ST12$
において YES) には、PWM 制御モードでは適切な交流電圧を発生することができ
ないため、矩形波電圧制御モードが選択されるように制御モードが切替えられる (ステ
ップ $ST15$)。

【 0 1 1 9 】

一方、変調率が 0.78 未満であると判定された場合 (ステップ $ST12$ において NO)、
40
PWM 制御モードが継続的に選択される (ステップ $ST14$)。

【 0 1 2 0 】

現在の制御モードが矩形波電圧制御モードであると判定された場合 (ステップ $ST10$
において NO)、インバータ 14 から交流電動機 $M1$ に供給される交流電流位相 (実電流
位相) i の絶対値が、所定の切替電流位相 0 の絶対値よりも小さくなるか否かが判定
される (ステップ $ST13$)。なお、切替電流位相 0 は、交流電動機 $M1$ の力行時およ
び回生時で異なる値に設定されてもよい。

【 0 1 2 1 】

実電流位相 i の絶対値が切替電流位相 0 の絶対値よりも小さいと判定された場合 (

10

20

30

40

50

ステップ S T 1 3 において Y E S)、制御モードは矩形波電圧制御モードから P W M 制御に切換えられる。したがって P W M 制御モードが選択される (ステップ S T 1 4)。

【 0 1 2 2 】

実電流位相 i の絶対値が切換電流位相 0 の絶対値以上であると判定された場合 (ステップ S T 1 3 において N O)、制御モードは矩形波電圧制御モードに維持される (ステップ S T 1 5)。

【 0 1 2 3 】

P W M 制御モードの選択時 (ステップ S T 1 4) には、正弦波 P W M 制御および過変調 P W M 制御のいずれを適用するかが判定される (ステップ S T 1 6)。この判定は、変調率 M D を所定の閾値 (たとえば、正弦波 P W M 制御適の変調率の理論最大値である 0.61) と比較することにより実行できる。

【 0 1 2 4 】

変調率が閾値以下であるときには正弦波 P W M 制御が適用される。変調率が上記の閾値以下であるときには、交流電圧指令 2 6 4 (正弦波成分) の振幅が搬送波 2 6 2 の振幅以下である P W M 制御が実現できる。これに対して、変調率が上記の閾値より大きいときには、過変調 P W M 制御が適用される。この場合には、交流電圧指令 2 6 4 (正弦波成分) の振幅が搬送波 2 6 2 の振幅より大きくなる。

【 0 1 2 5 】

図 1 2 に示した処理によれば、P W M 制御モードから矩形波電圧制御モードへの移行の判定時には変調率が用いられる一方で、矩形波電圧制御モードから P W M 制御モードへの移行の判定時には、実電流位相 i が用いられる。このように複数の種類のパラメータが制御モードの切換の判定に用いられることによって、判定処理が複雑になる。

【 0 1 2 6 】

図 1 3 は、本実施の形態による制御モードの切換判定処理を説明するフローチャートである。図 1 3 および図 1 2 を参照して、本実施の形態による制御モードの切換判定処理は、ステップ S T 1 2 の処理およびステップ S T 1 3 の処理に代えてステップ S T 2 0 の処理およびステップ S T 2 3 の処理が実行される点、およびステップ S T 2 1, S T 2 2 の処理が追加される点において図 1 2 に示す処理と異なる。なお、図 1 3 に示した他のステップの処理は、図 1 2 に示した対応するステップの処理と同様である。よって、以下では主として、ステップ S T 2 0 ~ S T 2 3 の処理を説明する。なお、図 1 3 に示した処理は

【 0 1 2 7 】

ステップ S T 1 0 において、制御装置 3 0 は、現在の制御モードが P W M 制御モードであるかどうかを判定する。現在の制御モードが P W M 制御モードであると判定された場合 (ステップ S T 1 0 において Y E S)、制御装置 3 0 (変調率演算部 3 4 0) は、P W M 制御モードに従う電圧指令値 V_d , V_q および、システム電圧 V_H に基づいて、上記 (7) 式により、変調率を演算する (ステップ S T 1 1)。

【 0 1 2 8 】

次に、ステップ S T 2 0 において、制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0) は、ステップ S T 1 1 で求めた変調率 M D が基準値 M D 1 以上であるかどうかを判定する。変調率 M D が M D 1 以上であると判定された場合 (ステップ S T 2 0 において Y E S) には、制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0 およびモード選択部 3 8 0) により、制御モードが P W M 制御から矩形波電圧制御モードに切換えられる (ステップ S T 1 5)。

【 0 1 2 9 】

一方、ステップ S T 1 1 で求められた変調率 M D が基準値 M D 1 未満であると判定された場合 (ステップ S T 2 0 において N O)、P W M 制御モードが継続的に選択される (ステップ S T 1 4)。

【 0 1 3 0 】

現在の制御モードが矩形波電圧制御モードであると判定された場合 (ステップ S T 1 0 において N O)、制御装置 3 0 (電圧偏差演算部 3 2 0) は、P W M 制御部 2 0 0 により

10

20

30

40

50

算出された電流偏差 I_d , I_q により電圧偏差 V_d , V_q を演算する (ステップ ST 2 1)。上述のように、電圧偏差演算部 3 2 0 は、式 (5) および式 (6) に電流偏差 I_d , I_q を代入することによって、電圧偏差 V_d , V_q を演算する。

【 0 1 3 1 】

次に、制御装置 3 0 (変調率演算部 3 4 0) は、ステップ ST 2 1 において算出された電圧偏差 V_d , V_q および電圧指令ベクトル V_1 に基づいて、変調率 MD を演算する (ステップ ST 2 2)。変調率演算部 3 4 0 は、上記の式 (8) から式 (1 0) に従って、変調率 MD を演算する。

【 0 1 3 2 】

続いて、制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0) は、ステップ ST 2 2 において算出された変調率 MD が、基準値 MD 2 以下であるか否かを判定する (ステップ ST 2 3)。変調率 MD が基準値 MD 2 よりも小さいと判定された場合 (ステップ ST 2 3 において YES)、制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0) は、矩形波電圧制御モードから PWM 制御への切換が必要と判定する。したがって PWM 制御モードが選択される (ステップ ST 1 4)。

10

【 0 1 3 3 】

変調率 MD が基準値 MD 2 より大きいと判定された場合 (ステップ ST 2 3 において NO)、制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0) は、矩形波電圧制御モードから PWM 制御への切換が不要と判定する。したがって制御モードは矩形波電圧制御モードに維持される (ステップ ST 1 5)。

20

【 0 1 3 4 】

PWM 制御モードの選択時 (ステップ ST 1 4) には、制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0) は、正弦波 PWM 制御および過変調 PWM 制御のいずれを適用するかを判定する (ステップ ST 1 6)。制御装置 3 0 (モード切換判定部 3 6 0) は、変調率 MD を、正弦波 PWM 制御モードでの最高変調率 (0 . 6 1) と比較することにより正弦波 PWM 制御および過変調 PWM 制御のいずれを適用するかを判定する。

【 0 1 3 5 】

上述のように、本実施の形態では V_r を算出することにより、矩形波電圧制御から PWM 制御に切換えたときの変調率 MD を算出できる。したがって本実施の形態によれば、矩形波電圧制御から PWM 制御に切換えたときの変調率 MD を容易に算出できる。変調率 MD を容易に算出できることにより、矩形波電圧制御から PWM 制御への制御モードの切換要否を変調率 MD のみに基づいて判定することができる。これにより、矩形波電圧制御から PWM 制御への制御モードの切換要否を容易に実行できる。

30

【 0 1 3 6 】

さらに、本実施の形態によれば、変調率のみに基づいて、制御モードを PWM 制御モードと矩形波電圧制御モードとの間で相互に切換えることができる。これにより制御モードの切換の要否判定が複雑化するのを回避できる。

【 0 1 3 7 】

基準値 MD 2 は基準値 MD 1 と等しくてもよい。ただし、基準値 MD 2 を基準値 MD 1 よりも小さくすることが好ましい。基準値 MD 2 を基準値 MD 1 よりも小さくすることで制御モードの切換に関するヒステリシスを設定することができる。これにより、制御モードの切換時にハンチングが生じるのを防止できる。ハンチングを防止することによって制御モードを速やかに切換えることができる。本実施の形態によれば、ヒステリシスを容易に設定することができるので、制御モードを速やかに切換えることができる。

40

【 0 1 3 8 】

さらに本実施の形態によれば、矩形波電圧制御の実行時に、トルク指令に従う電流指令と、矩形波電圧制御による交流電圧指令の最終値に対応するモータ電流値 (実電流値) との電流偏差を、変調率の算出のために用いる。その変調率が基準値 MD 2 未満の場合に、矩形波電圧制御から PWM 制御 (過変調 PWM 制御) への切換の要否が判断される。よって、矩形波電圧制御から PWM 制御 (過変調 PWM 制御) への切換時における電流偏差が

50

小さくなるように基準値MD2を定めることができる。

【0139】

電流偏差は、PWM制御の実行時には、電圧指令の生成に用いられる。具体的にはPWM制御の実行時には、電流偏差が0となるように、交流電圧指令が生成される。制御モードが矩形波電圧制御からPWM制御に切り換わった直後における電流偏差を小さくすることにより、PWM制御の開始時において、交流電圧指令が大きく変化することを防ぐことができる。これにより、PWM制御（電流フィードバック制御）の開始時におけるオーバシュートを抑制できるので、矩形波電圧制御からPWM制御への切換直後において交流電動機M1の制御が不安定になること（たとえばトルクの急変など）を回避できる。

【0140】

（電動車両の構成例）

図14は、図1に示したモータ駆動制御システムが適用された電動車両の一例を示すブロック図である。図14および図1を参照して、ハイブリッド車両1000は、エンジン150と、第1MG（Motor Generator）110と、第2MG120と、動力分割機構130と、減速機140と、制御装置30と、直流電圧発生部10と、インバータユニット170と、駆動輪160とを備える。

【0141】

エンジン150、第1MG110および第2MG120は、動力分割機構130に連結される。そして、ハイブリッド車両1000は、エンジン150および第2MG120の少なくとも一方からの駆動力によって走行する。エンジン150が発生する動力は、動力分割機構130によって2経路に分割される。すなわち、一方は減速機140を介して駆動輪160へ伝達される経路であり、もう一方は第1MG110へ伝達される経路である。

【0142】

第1MG110、第2MG120はともに上述の電動発電機、すなわち交流電動機である。図1に示した交流電動機M1は、第1MG110および第2MG120のいずれにも適用可能である。また、インバータユニット170は、第1MG110および第2MG120をそれぞれ駆動制御するための2つのインバータ（図1に示したインバータ14に対応）を含む。

【0143】

第1MG110は、動力分割機構130によって分割されたエンジン150の動力を用いて発電する。たとえば、直流電源Bの充電状態（以下「SOC（State Of Charge）」とも称する。）を示す値が予め定められた値よりも低くなると、エンジン150が始動して第1MG110により発電が行なわれる。第1MG110によって発電された電力は、インバータユニット170により交流から直流に変換され、コンバータ12により電圧が調整されて直流電源Bに蓄えられる。さらに第1MG110は、直流電源Bに蓄積された電力を用いてエンジン150を始動する。

【0144】

第2MG120は、直流電源Bに蓄えられた電力および第1MG110により発電された電力の少なくとも一方を用いて駆動力を発生する。そして、第2MG120の駆動力は、減速機140を介して駆動輪160に伝達される。これにより、第2MG120はエンジン150を補助したり、第2MG120からの駆動力によって車両を走行させたりする。なお、図14では、駆動輪160は前輪として示されているが、第2MG120は前輪に代えて、または前輪とともに、後輪を駆動してもよい。

【0145】

ハイブリッド車両1000の制動時等には、減速機140を介して駆動輪160により第2MG120が駆動されて、第2MG120が発電機として作動する。これにより、第2MG120は、制動エネルギーを電力に変換する回生ブレーキとして作動する。そして、第2MG120により発電された電力は、直流電源Bに蓄えられる。

【0146】

10

20

30

40

50

動力分割機構 130 は、サンギヤと、ピニオンギヤと、キャリアと、リングギヤとを含む遊星歯車から成る。ピニオンギヤは、サンギヤおよびリングギヤと係合する。キャリアは、ピニオンギヤを自転可能に支持するとともに、エンジン 150 のクランクシャフトに連結される。サンギヤは、第 1 MG 110 の回転軸に連結される。リングギヤは第 2 MG 120 の回転軸および減速機 140 に連結される。

【0147】

そして、エンジン 150、第 1 MG 110 および第 2 MG 120 が、遊星歯車から成る動力分割機構 130 を介して連結されることによって、エンジン 150、第 1 MG 110 および第 2 MG 120 の回転数は、共線図において直線で結ばれる関係になる。

【0148】

制御装置 30 は、エンジン 150、直流電圧発生部 10 およびインバータユニット 170 を制御する。制御装置 30 がインバータユニット 170 を制御することによって、第 1 MG 110 および第 2 MG 120 が制御される。

【0149】

なお図 14 では、電動車両の一例としてハイブリッド自動車を示したが、電気自動車あるいは燃料電池車等、電気エネルギーによって車両駆動力を発生する自動車に本発明を適用可能である。これらの電動車両には、駆動輪を駆動するためのトルクを発生する電動機が搭載される。その電動機として、交流電動機を採用できる。よって、上述の電動車両に対して本発明が適用可能である。

【0150】

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。

【符号の説明】

【0151】

5 アース線、6, 7 電力線、10 直流電圧発生部、10, 13 電圧センサ、11, 24 電流センサ、12 コンバータ、14 インバータ、15 U相アーム、16 V相アーム、17 W相アーム、25 回転角センサ、30 制御装置、100 モータ駆動制御システム、110 第 1 MG、120 第 2 MG、130 動力分割機構、140 減速機、150 エンジン、160 駆動輪、170 インバータユニット、200 正弦波 PWM 制御部、201 過変調 PWM 制御部、210 電流指令生成部、220, 250 座標変換部、230 電流フィルタ、240 電圧指令生成部、260 PWM 変調部、262 搬送波、264 交流電圧指令、270 電圧振幅補正部、280 PWM 制御部、320 電圧偏差演算部、340 変調率演算部、360 モード切替判定部、380 モード選択部、400 矩形波電圧制御部、410 電力演算部、420 トルク演算部、430 PI 演算部、440 矩形波発生器、450 信号発生部、1000 ハイブリッド車両、A1 低回転数域、A2 中回転数域、A3 高回転数域、B 直流電源、B1, B2 曲線、C0, C1 平滑コンデンサ、D1~D8 逆並列ダイオード、L1リアクトル、M1 交流電動機、P1, P2 点、Q1~Q8 電力用半導体スイッチング素子、S1~S8 スwitching 制御信号、SR1, SR2 システムリレー、V1, V2 電圧指令ベクトル。

【要約】

【課題】インバータの制御の切替に関する要否判定が複雑化することを回避可能な交流電動機の制御装置、および、その制御装置と交流電動機とを搭載する電動車両を提供する。

【解決手段】交流電動機 M1、インバータ 14 および制御装置 30 はたとえば電動車両に搭載される。制御装置 30 は、電圧偏差演算部 320 と、変調率演算部 340 と、モード切替判定部 360 とを含む。電圧偏差演算部 320 は、交流電動機の電圧方程式に電流偏差を代入することにより、矩形波電圧制御の実行時における第 1 の電圧指令と、パルス幅変調制御の実行時における第 2 の電圧指令との電圧偏差を演算する。変調率演算部 340

10

20

30

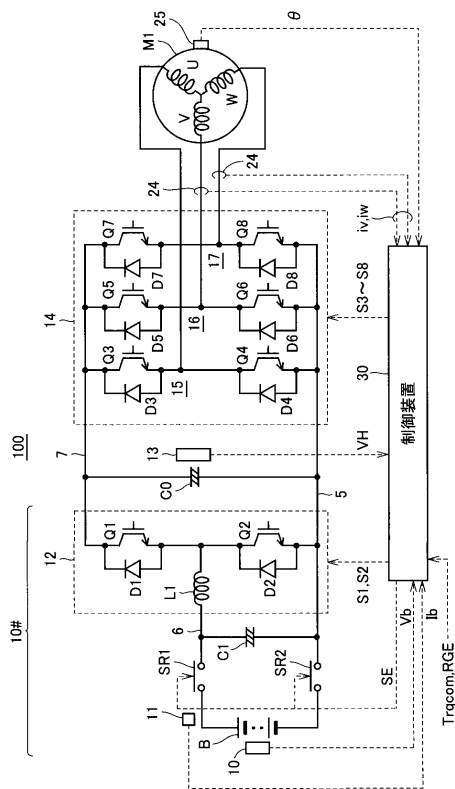
40

50

は、第1の電圧指令および電圧偏差に基づいて、変調率を演算する。モード切替判定部360は、その変調率に基づいて、矩形波電圧制御からパルス幅変調制御への交流電動機M1の制御モードの切替要否を判定する。

【選択図】図4

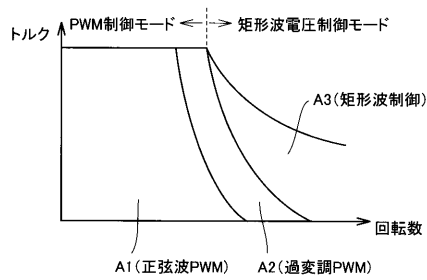
【図1】



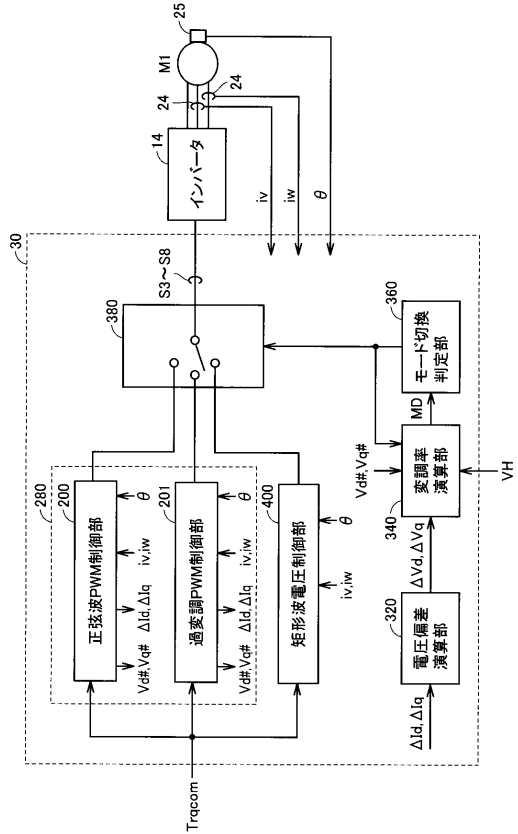
【図2】

制御方式	PWM制御モード		矩形波電圧制御モード
	正弦波PWM	過変調PWM	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~約0.61	正弦波PWMでの最高値~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

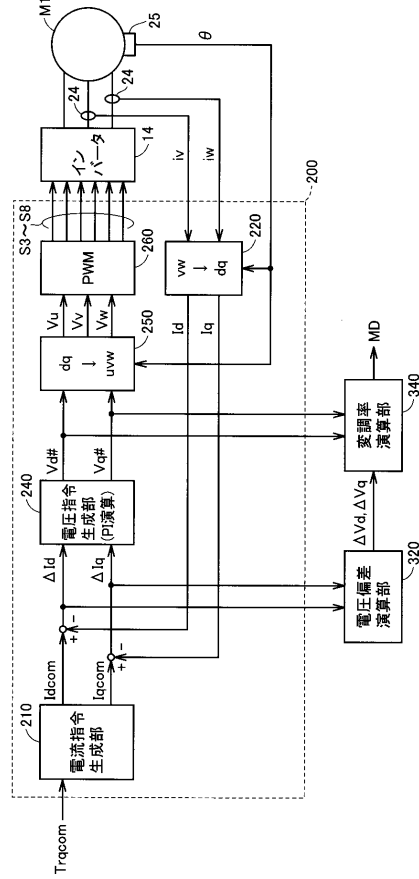
【図3】



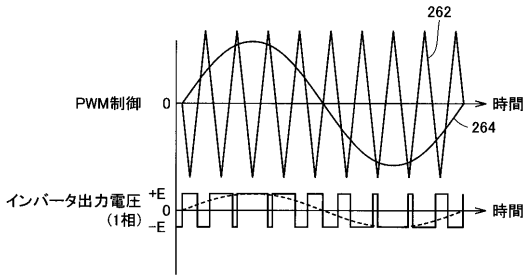
【図4】



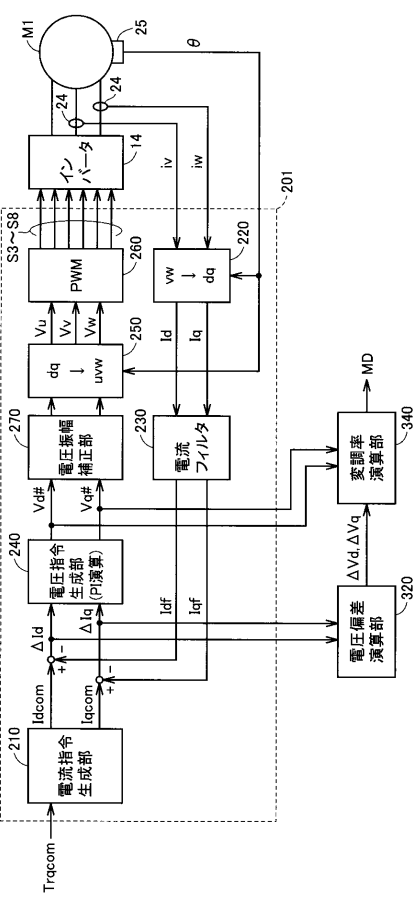
【図5】



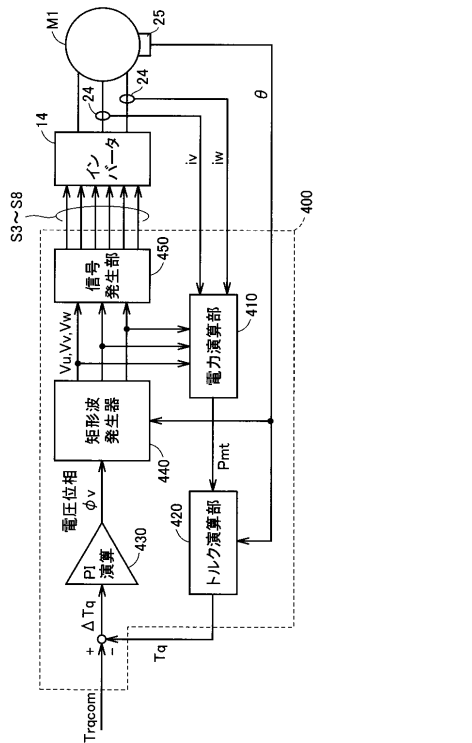
【図6】



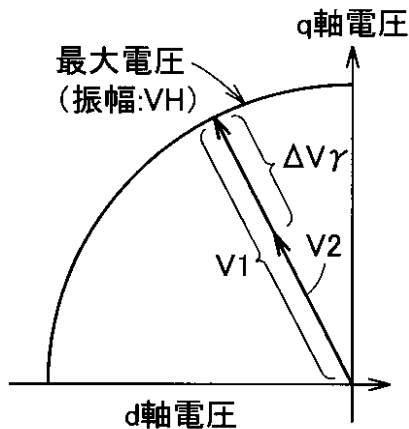
【図7】



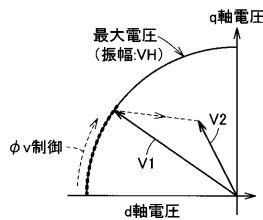
【図8】



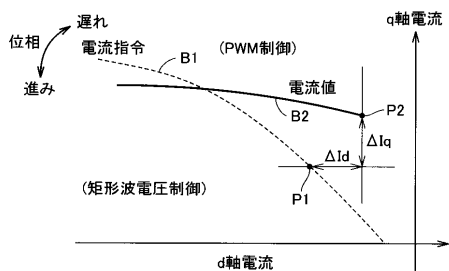
【図9】



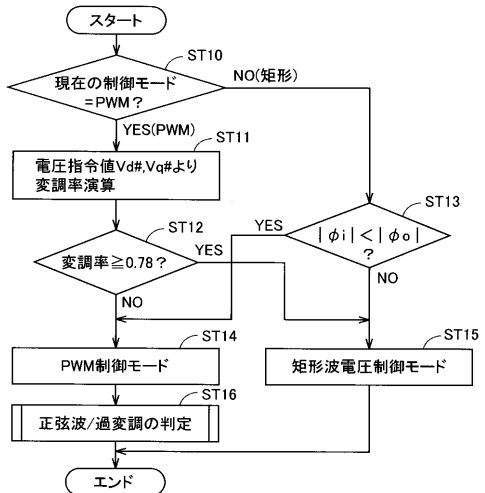
【図10】



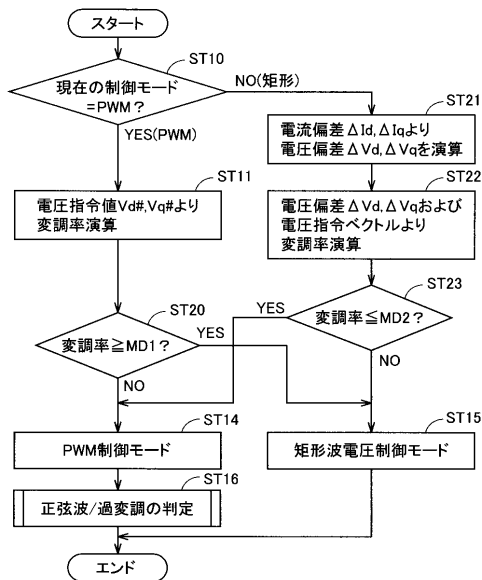
【図11】



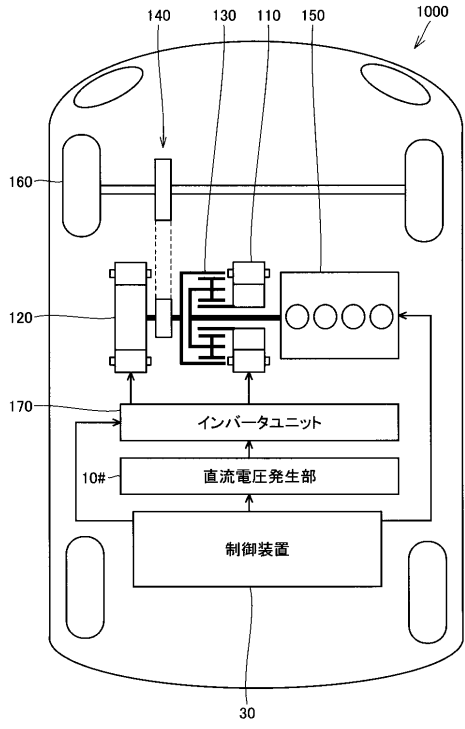
【図12】



【図13】



【図14】



フロントページの続き

- (72)発明者 山川 隼史
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 大野 敏和
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 黒松 豊
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 森山 拓哉

- (56)参考文献 特開2007-306699(JP,A)
特開2008-253000(JP,A)
特開2008-236853(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00 - 27/18