

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4506889号
(P4506889)

(45) 発行日 平成22年7月21日(2010.7.21)

(24) 登録日 平成22年5月14日(2010.5.14)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2P 6/08	(2006.01)	HO2P 6/02	3 7 1 J		
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P 5/408	C		
HO2P 27/04	(2006.01)	HO2P 7/63	3 0 2 K		
HO2P 27/08	(2006.01)				

請求項の数 4 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2008-273371 (P2008-273371)	(73) 特許権者	000003207 トヨタ自動車株式会社
(22) 出願日	平成20年10月23日(2008.10.23)		愛知県豊田市トヨタ町1番地
(65) 公開番号	特開2010-104151 (P2010-104151A)	(74) 代理人	100064746 弁理士 深見 久郎
(43) 公開日	平成22年5月6日(2010.5.6)	(74) 代理人	100085132 弁理士 森田 俊雄
審査請求日	平成21年6月12日(2009.6.12)	(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	洲濱 将圭 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制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御装置であって、
前記交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号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、

前記パルス幅変調制御部による前記パルス幅変調制御を、前記電圧指令信号の振幅が前記搬送波信号の振幅よりも大きい過変調モードと、前記電圧指令信号の振幅が前記搬送波信号の振幅以下である正弦波変調モードとのいずれの制御モードによって実行するかを指示するモード切替判定部とを備え、

前記インバータは、前記パルス幅変調制御部からの前記制御指令に従ってオンオフされる電力半導体スイッチング素子を含み、

前記パルス幅変調制御部は、前記モード切替判定部から前記過変調モードと前記正弦波変調モードとの間の制御モードの切替が指示されたときには、前記インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、制御モード切替時における前記交流電動機の印加電圧へのデッドタイムの影響の変化を抑制するように、前記電圧指令信号の振幅を補正する、交流電動機の制御装置。

【請求項2】

前記パルス幅変調制御部は、

前記過変調モードでは、前記搬送波信号の周波数が前記交流電動機の回転周波数の整数

倍となるように、前記交流電動機の回転速度に応じて前記搬送波信号の周波数を制御する一方で、前記正弦波モードでは、前記インバータおよび前記交流電動機の動作状態に応じて、前記交流電動機の回転速度とは無関係に前記搬送波信号の周波数を制御する周波数制御部と、

前記搬送波信号の周波数についての、現在の制御モードにおける現在値および制御モードを切替えたときの予測値、デッドタイムの大きさ、前記インバータおよび前記交流電動機の間で授受される交流電力の力率、および前記交流電動機の運転状態のうちの少なくとも一つに基づいて、制御モード切替時における前記交流電動機の印加電圧の変化量を推定する電圧変化量推定部と、

前記電圧変化量推定部によって推定された前記交流電動機の印加電圧の変化量を補償するように前記電圧指令信号の振幅を補正する電圧指令補正部と含む、請求項1に記載の交流電動機の制御装置。

10

【請求項3】

インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御方法であって、

前記交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号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ステップと、

前記パルス幅変調制御を、前記電圧指令信号の振幅が前記搬送波信号の振幅よりも大きい過変調モードと、前記電圧指令信号の振幅が前記搬送波信号の振幅以下である正弦波変調モードとのいずれの制御モードによって実行するかを指示するステップとを備え、

20

前記インバータは、前記制御指令に従ってオンオフされる電力半導体スイッチング素子を含み、

前記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ステップは、前記過変調モードと前記正弦波変調モードとの間の制御モードの切替が指示されたときには、前記インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、制御モード切替時における前記交流電動機の印加電圧へのデッドタイムの影響の変化を抑制するように、前記電圧指令信号の振幅を補正する、交流電動機の制御方法。

【請求項4】

前記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ステップは、

前記過変調モードでは、前記搬送波信号の周波数が前記交流電動機の回転周波数の整数倍となるように、前記交流電動機の回転速度に応じて前記搬送波信号の周波数を制御する一方で、前記正弦波モードでは、前記インバータおよび前記交流電動機の動作状態に応じて、前記交流電動機の回転速度とは無関係に前記搬送波信号の周波数を制御するステップと、

30

前記搬送波信号の周波数についての、現在の制御モードにおける現在値および制御モードを切替えたときの予測値、デッドタイムの大きさ、前記インバータおよび前記交流電動機の間で授受される交流電力の力率、および前記交流電動機の運転状態のうちの少なくとも一つに基づいて、制御モード切替時における前記交流電動機の印加電圧の変化量を推定するステップと、

推定された前記交流電動機の印加電圧の変化量を補償するように前記電圧指令信号の振幅を補正するステップと含む、請求項3に記載の交流電動機の制御方法。

40

【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、正弦波変調モードおよび過変調モードを有するパルス幅変調（PWM）制御が適用される交流電動機の制御に関する。

【背景技術】

【0002】

直流電源を用いて交流電動機を制御するために、インバータを用いた駆動方法が採用さ

50

れている。インバータは、インバータ駆動回路によりスイッチング制御されており、たとえばPWM制御に従ってスイッチングされた電圧が交流電動機に印加される。

【0003】

さらに、特開2008-11682号公報(特許文献1)には、交流電動機の駆動制御について、d軸およびq軸の電流偏差を補償するための電流フィードバック制御において、電圧指令の振幅が基準三角波の振幅以下である正弦波PWM制御(特許文献1の図2)と、電圧指令の振幅が基準三角波のピーク値を超える過変調PWM制御(特許文献1の図3)とを使い分けるPWM制御構成が開示されている。

【0004】

特に、特許文献1による交流電動機の制御では、トルク偏差に応じて電圧位相が制御される矩形波電圧を交流電動機に印加する矩形波制御をさらに適用するとともに、矩形波制御と過変調PWM制御との間の制御モード切替を安定化するための技術が記載されている。

10

【特許文献1】特開2008-11682号公報

【特許文献2】特開2006-136184号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

特許文献1では、PWM制御における、正弦波PWM制御および過変調PWM制御の間の切替判定については、交流電動機の必要電圧振幅としきい値電圧との比較に基づいて実行される。このしきい値は、代表的には、基準三角波電圧のピーク値の絶対値に相当することが記載されており、固定値であることが理解される。

20

【0006】

しかしながら、特許文献1の図3からも理解されるように、過変調PWM制御では、インバータでのスイッチング回数を減らすことによって、交流電動機の印加電圧の基本波成分を高めている。また、通常正弦波PWM制御が搬送波周波数を高周波数に固定する、いわゆる非同期PWMで実行されるのに対して、過変調PWM制御では、スイッチング回数の低減に伴って、交流電動機への印加電圧の正負が非対称とならないように、いわゆる同期PWM方式を適用して、交流電動機の回転速度に応じて搬送波周波数が可変制御されることがある。

30

【0007】

また、インバータでのスイッチング制御では、同一相の上下アーム素子間での短絡電流を防止するために、スイッチング素子のオン・オフ切替(スイッチング)時には、当該相の上下アームの両方をオフさせるデッドタイムを設けることが実用上不可欠である。このデッドタイムの存在により、制御モードの切替時にインバータでのスイッチング回数が大幅に変化すると、インバータ出力電圧、すなわち、交流電動機の印加電圧へのデッドタイムの影響が大幅に変化するおそれがある。

【0008】

このような現象が発生すると、電圧指令が同等であっても制御モードの切替をトリガに交流電動機の印加電圧が大きく変化することから、制御モードの切替直後においては、該印加電圧の変化分に応じてモータ電流が変動し、過大なモータ電流が交流電動機を流れる可能性がある。この結果、制御モードの切替時から電流フィードバック制御によってモータ電流の変動が収束するまでの期間において、交流電動機にはトルク変動が発生するおそれがある。

40

【0009】

それゆえ、この発明は、かかる課題を解決するためになされたものであり、その目的は、過変調PWM制御(過変調モード)と正弦波PWM制御(正弦波変調モード)とを選択的に適用する交流電動機のPWM制御において、制御モード切替時におけるトルク変動の発生を防止して制御の安定化を図ることである。

【課題を解決するための手段】

50

【0010】

この発明のある局面に従えば、交流電動機の制御装置は、インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御装置であって、交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号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パルス幅変調制御部と、パルス幅変調制御部によるパルス幅変調制御を、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅よりも大きい過変調モードと、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅以下である正弦波変調モードとのいずれの制御モードによって実行するかを指示するモード切替判定部とを備える。インバータは、パルス幅変調制御部からの制御指令に従ってオンオフされる電力半導体スイッチング素子を含む。パルス幅変調制御部は、モード切替判定部から過変調モードと正弦波変調モードとの間の制御モードの切替が指示されたときには、インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、制御モード切替時における交流電動機の印加電圧へのデッドタイムの影響の変化を抑制するように、電圧指令信号の振幅を補正する。

10

【0011】

好ましくは、パルス幅変調制御部は、過変調モードでは、搬送波信号の周波数が交流電動機の回転周波数の整数倍となるように、交流電動機の回転速度に応じて搬送波信号の周波数を制御する一方で、正弦波モードでは、インバータおよび交流電動機の動作状態に応じて、交流電動機の回転速度とは無関係に搬送波信号の周波数を制御する周波数制御部と、搬送波信号の周波数についての、現在の制御モードにおける現在値および制御モードを切替えたときの予測値、デッドタイムの大きさ、インバータおよび交流電動機の間で授受される交流電力の力率および交流電動機の運転状態のうちの少なくとも1つに基づいて、制御モード切替時における交流電動機の印加電圧の変化量を推定する電圧変化量推定部と、電圧変化量推定部によって推定された交流電動機の印加電圧の変化量を補償するように電圧指令信号の振幅を補正する電圧指令補正部を含む。

20

【0012】

この発明の別の局面に従えば、インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御方法であって、交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号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ステップと、パルス幅変調制御を、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅よりも大きい過変調モードと、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅以下である正弦波変調モードとのいずれの制御モードによって実行するかを指示するステップとを備える。インバータは、制御指令に従ってオンオフされる電力半導体スイッチング素子を含む。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ステップは、過変調モードと正弦波変調モードとの間の制御モードの切替が指示されたときには、インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、制御モード切替時における交流電動機の印加電圧へのデッドタイムの影響の変化を抑制するように、電圧指令信号の振幅を補正する。

30

【0013】

好ましくは、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ステップは、過変調モードでは、搬送波信号の周波数が交流電動機の回転周波数の整数倍となるように、交流電動機の回転速度に応じて搬送波信号の周波数を制御する一方で、正弦波モードでは、インバータおよび交流電動機の動作状態に応じて、交流電動機の回転速度とは無関係に搬送波信号の周波数を制御するステップと、搬送波信号の周波数についての、現在の制御モードにおける現在値および制御モードを切替えたときの予測値、デッドタイムの大きさ、インバータおよび交流電動機の間で授受される交流電力の力率および交流電動機の運転状態のうちの少なくとも1つに基づいて、制御モード切替時における交流電動機の印加電圧の変化量を推定するステップと、推定された交流電動機の印加電圧の変化量を補償するように電圧指令信号の振幅を補正するステップを含む。

40

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、過変調モードと正弦波変調モードとを選択的に適用する交流電動機の

50

PWM制御において、制御モード切替時におけるトルクサージの発生を防止して制御の安定化を図ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、この発明の実施の形態について図面を参照して詳しく説明する。なお、図中同一符号は同一または相当部分を示す。

【0016】

(全体システム構成)

図1は、この発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置および制御方法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。

【0017】

図1を参照して、モータ駆動制御システム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、交流電動機M1と、制御装置30とを備える。

【0018】

交流電動機M1は、たとえば、電動車両(ハイブリッド自動車、電気自動車や燃料電池車等の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いうものとする)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。あるいは、この交流電動機M1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く、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。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。

【0019】

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、昇降圧コンバータ12とを含む。

【0020】

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Vbおよび入出力される直流電流Ibは、電圧センサ10および電流センサ11によってそれぞれ検知される。

【0021】

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の間に接続され、システムリレーSR1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SR1, SR2は、制御装置30からの信号SEによりオン/オフされる。

【0022】

昇降圧コンバータ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。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。

【0023】

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。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。

【0024】

10

20

30

40

50

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相上下アーム15と、V相上下アーム16と、W相上下アーム17とから成る。各相上下アームは、電力線7およびアース線5の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U相上下アーム15は、スイッチング素子Q3、Q4から成り、V相上下アーム16は、スイッチング素子Q5、Q6から成り、W相上下アーム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。

【0025】

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、V、W相の3つのコイルの一端が中性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、各相上下アーム15～17のスイッチング素子の中間点と接続されている。

10

【0026】

昇降圧コンバータ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を昇圧した直流電圧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）をインバータ14へ供給する。より具体的には、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、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

20

【0027】

また、昇降圧コンバータ12は、降圧動作時には、平滑コンデンサC0を介してインバータ14から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。より具体的には、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、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。

【0028】

平滑コンデンサC0は、昇降圧コンバータ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、その検出値を制御装置30へ出力する。

30

【0029】

インバータ14は、交流電動機M1のトルク指令値が正（ $T_{rqcom} > 0$ ）の場合には、平滑コンデンサC0から直流電圧が供給されると制御装置30からのスイッチング制御信号S3～S8にตอบสนองした、スイッチング素子Q3～Q8の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（ $T_{rqcom} = 0$ ）には、スイッチング制御信号S3～S8にตอบสนอง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 T_{rqcom} 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

【0030】

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_{rqcom} は負に設定される（ $T_{rqcom} < 0$ ）。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ตอบสนอง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（システム電圧）を平滑コンデンサC0を介して昇降圧コンバータ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

50

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。

【 0 0 3 1 】

電流センサ 2 4 は、交流電動機 M 1 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 3 0 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 に示すように電流センサ 2 4 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。

【 0 0 3 2 】

回転角センサ（レゾルバ） 2 5 は、交流電動機 M 1 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 3 0 へ送出する。制御装置 3 0 では、回転角 に基づき交流電動機 M 1 の回転数（回転速度）および角速度（ rad/s ）を算出できる。なお、回転角センサ 2 5 については、回転角 を制御装置 3 0 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。

【 0 0 3 3 】

制御装置 3 0 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 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 1 0 0 の動作を制御する。

【 0 0 3 4 】

代表的な機能として、制御装置 3 0 は、入力されたトルク指令値 T_{rqcom} 、電圧センサ 1 0 によって検出された直流電圧 V_b 、電流センサ 1 1 によって検出された直流電流 I_b 、電圧センサ 1 3 によって検出されたシステム電圧 V_H および電流センサ 2 4 からのモータ電流 i_v , i_w 、回転角センサ 2 5 からの回転角 等に基づいて、後述する制御方式により交流電動機 M 1 がトルク指令値 T_{rqcom} に従ったトルクを出力するように、昇降圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 の動作を制御する。すなわち、昇降圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 を上記のように制御するためのスイッチング制御信号 $S_1 \sim S_8$ を生成して、昇降圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 へ出力する。

【 0 0 3 5 】

昇降圧コンバータ 1 2 の昇圧動作時には、制御装置 3 0 は、システム電圧 V_H をフィードバック制御し、システム電圧 V_H が電圧指令値に一致するようにスイッチング制御信号 S_1 , S_2 を生成する。

【 0 0 3 6 】

また、制御装置 3 0 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 から受けると、交流電動機 M 1 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 $S_3 \sim S_8$ を生成してインバータ 1 4 へ出力する。これにより、インバータ 1 4 は、交流電動機 M 1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換して昇降圧コンバータ 1 2 へ供給する。

【 0 0 3 7 】

さらに、制御装置 3 0 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 から受けると、インバータ 1 4 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 S_1 , S_2 を生成し、昇降圧コンバータ 1 2 へ出力する。これにより、交流電動機 M 1 が発電した交流電圧は、直流電圧に変換され、降圧されて直流電源 B に供給される。

【 0 0 3 8 】

（制御モードの説明）

制御装置 3 0 による交流電動機 M 1 の制御についてさらに詳細に説明する。

【 0 0 3 9 】

図 2 は、本発明の実施の形態によるモータ駆動システムにおける交流電動機 M 1 の制御モードを概略的に説明する図である。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 0 】

図 2 に示すように、本発明の実施の形態によるモータ駆動制御システム 1 0 0 では、交流電動機 M 1 の制御、すなわち、インバータ 1 4 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。

【 0 0 4 1 】

正弦波 P W M 制御は、一般的な P W M 制御として用いられるものであり、各相上下アーム素子のオン・オフを、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が制御される。周知のように、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正弦波 P W M 制御では、交流電動機 M 1 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 . 6 1 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 1 4 の直流リンク電圧（すなわち、システム電圧 V H ）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。

10

【 0 0 4 2 】

正弦波 P W M 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 M 1 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 3 n 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が、各相に重畳された 3 n 次高調波成分は線間では打ち消されるので、線間電圧は、正弦波を維持したものとなる。本実施の形態では、この制御方式も正弦波 P W M 制御に含めるものとする。

20

【 0 0 4 3 】

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印加する。これにより、変調率は 0 . 7 8 まで高められる。

【 0 0 4 4 】

過変調 P W M 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 P W M 制御と同様の P W M 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、変調率を正弦波 P W M 制御モードでの最高変調率から 0 . 7 8 の範囲まで高めることができる。過変調 P W M 制御では、電圧指令（正弦波成分）の振幅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、正弦波ではなく歪んだ電圧となる。

30

【 0 0 4 5 】

交流電動機 M 1 では、回転数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 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、昇降圧コンバータ 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。

40

【 0 0 4 6 】

したがって、交流電動機 M 1 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 P W M 制御または過変調 P W M 制御による P W M 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。

【 0 0 4 7 】

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

50

波 P W M 制御が用いられ、中回転数域 A 2 では過変調 P W M 制御、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。このように、図 2 に示した制御モードのいずれを用いるかについては、基本的には、実現可能な変調率の範囲内で決定される。

【 0 0 4 8 】

(各制御モードの制御構成の説明)

図 4 は、本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置による、基本的な制御構成である、正弦波 P W M 制御によるモータ制御構成の一般的な例を説明するブロック図である。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

10

【 0 0 4 9 】

図 4 を参照して、正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、正弦波 P W M 制御モードの選択時に、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。

【 0 0 5 0 】

正弦波 P W M 制御部 2 0 0 は、電流指令生成部 2 1 0 と、座標変換部 2 2 0 , 2 5 0 と、電圧指令生成部 2 4 0 と、P W M 変調部 2 6 0 とを含む。

【 0 0 5 1 】

電流指令生成部 2 1 0 は、予め作成されたテーブル等に従って、交流電動機 M 1 のトルク指令値 $T r q c o m$ に応じた、d 軸電流指令値 $I d c o m$ および q 軸電流指令値 $I q c o m$ を生成する。

20

【 0 0 5 2 】

座標変換部 2 2 0 は、回転角センサ 2 5 によって検出される交流電動機 M 1 の回転角を用いた座標変換 (3 相 2 相) により、電流センサ 2 4 によって検出された v 相電流 $i v$ および W 相電流 $i w$ を基に、d 軸電流 $I d$ および q 軸電流 $I q$ を算出する。

【 0 0 5 3 】

電流指令生成部 2 4 0 には、d 軸電流の指令値に対する偏差 $I d$ ($I d = I d c o m - I d$) および q 軸電流の指令値に対する偏差 $I q$ ($I q = I q c o m - I q$) が入力される。電流指令生成部 2 4 0 は、d 軸電流偏差 $I d$ および q 軸電流偏差 $I q$ のそれぞれについて、所定ゲインによる P I (比例積分) 演算を行なって制御偏差を求め、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。

30

【 0 0 5 4 】

座標変換部 2 5 0 は、交流電動機 M 1 の回転角を用いた座標変換 (2 相 3 相) 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、V 相、W 相の各相電圧指令 $V u$, $V v$, $V w$ に変換する。

【 0 0 5 5 】

P W M 変調部 2 6 0 は、図 5 に示すように、搬送波 2 6 2 と、交流電圧指令 2 6 4 ($V u$, $V v$, $V w$ を包括的に示すもの) との比較に基づき、インバータ 1 4 の各相の上下アーム素子のオン・オフを制御することによって、交流電動機 M 1 の各相に疑似正弦波電圧を生成する。搬送波 2 6 2 は、所定周波数の三角波やのこぎり波によって構成される。上述のように、正弦波の交流電圧指令に対して 3 n 次高調波を重畳させることも可能である。

40

【 0 0 5 6 】

なお、インバータ制御のための P W M 変調において、搬送波 2 6 2 の振幅は、インバータ 1 4 の入力直流電圧 (システム電圧 $V H$) に相当する。ただし、P W M 変調する交流電圧指令 2 6 4 の振幅について、本来の各相電圧指令 $V u$, $V v$, $V w$ の振幅をシステム電圧 $V H$ で除算したものに換すれば、P W M 変調部 2 6 0 で用いる搬送波 2 6 2 の振幅を固定できる。

【 0 0 5 7 】

50

再び図4を参照して、インバータ14が、正弦波PWM制御部200によって生成されたスイッチング制御信号S3～S8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。

【0058】

次に、正弦波PWM制御と他の制御方式との間の制御モードの切替判定について図6を用いて説明する。

【0059】

図6を参照して、制御装置30は、ステップS10により、現在の制御モードがPWM制御モードであるかどうかを判定する。そして、制御装置30は、現在の制御モードがPWM制御モードであるとき(S10のYES判定時)には、ステップS11により、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、インバータ14の入力電圧 V_H を、交流電動機M1へのモータ印加電圧に変換する際の変調率を演算する。

10

【0060】

たとえば、下記(1)式によって、変調率 FM は算出される。

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

そして、制御装置30は、ステップS12により、ステップS11で求めた変調率が0.78以上であるかどうかを判定する。変調率0.78のとき(S12のYES判定時)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、制御装置30は、処理をステップS15に進めて、矩形波電圧制御モードを選択するように制御モードを切替える。

20

【0061】

一方、ステップS120のNO判定時、すなわち、ステップS11で求めた変調率が0.78未満であるときには、制御装置30は、ステップS14により、PWM制御モードを継続的に選択する。

【0062】

一方、制御装置30は、現在の制御モードが矩形波電圧制御モードであるとき(S10のNO判定時)には、ステップS13により、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 i_0 の絶対値よりも小さくなるか否かを監視する。なお、切替電流位相 i_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。

30

【0063】

制御装置30は、実電流位相 i の絶対値が切替電流位相 i_0 の絶対値よりも小さくなると(S13のYES判定時)、制御モードを矩形波電圧制御モードからPWM制御への切替を判定する。この際には、制御装置30は、ステップS14により、PWM制御モードを選択する。

【0064】

一方、制御装置30は、ステップS13がNO判定のとき、すなわち実電流位相 i の絶対値が切替電流位相 i_0 の絶対値以上であるときには、ステップS15により、制御モードを矩形波電圧制御モードに維持する。

40

【0065】

PWM制御モードの選択時(S14)には、制御装置30は、さらにステップS16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。この判定は、変調率 FM を所定の閾値(たとえば、正弦波PWM制御適用時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。

【0066】

変調率が閾値以下であるとき(S16のYES判定時)、すなわち、交流電圧指令 V_{d^*} (正弦波成分)の振幅が搬送波 V_{H^*} の振幅以下であるPWM制御が実現できるときには、ステップS17により、正弦波PWM制御が適用される。これに対して、変調率が閾

50

値より大きいとき（S16のNO判定時）、すなわち、交流電圧指令264（正弦波成分）の振幅が搬送波262の振幅より大きいときには、ステップS18により、過変調PWM制御が適用される。

【0067】

このように、電流センサ24によって検出されたモータ電流MCRT（ i_v 、 i_w ）、電圧センサ13によって検出されたインバータ14の入力電圧（システム電圧） V_H 、電圧指令生成部240によって生成された電圧指令値 V_d 、 V_q に基づいて、制御モードの切替判定が実行できる。

【0068】

図7は、図6に示した制御モード切替判定処理によって、過変調PWM制御が適用された場合に実行される、過変調PWM制御によるモータ制御構成の一般的な例を説明するブロック図である。

【0069】

図7を参照して、過変調PWM制御部201は、図4に示した正弦波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。

【0070】

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。

【0071】

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、 $I_d = I_{dcom} - I_{df}$ 、 $I_q = I_{qcom} - I_{qf}$ とされる。

【0072】

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による補正処理がな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S3～S8を生成する。

【0073】

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5に示した波形図において、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。このようになると、インバータ14からは交流電動機M1に対してはシステム電圧 V_H を超えた電圧が印加できないため、本来の電圧指令値 V_d 、 V_q に従った各相電圧指令信号に従ったPWM制御によっては、電圧指令値 V_d 、 V_q に対応する本来の変調率が確保できなくなる。

【0074】

このため、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（ $\times k$ 倍、 $k > 1$ ）する補正処理を行うことによって、電圧指令値 V_d 、 V_q による本来の変調率が確保できるようになる。なお、電圧振幅補正部270における電圧振幅の拡大比 k は、この本来の変調率に基づいて理論的に導出できる。

【0075】

（PWM制御における問題点）

次に、図4および7に示した一般的なPWM制御（正弦波PWM制御および過変調PWM制御）によるモータ制御構成の問題点について、図8～図10を用いて説明する。特に、制御モードを正弦波PWM制御と過変調PWM制御との間で切替える際における、制御安定性上の問題点について説明する。

【0076】

10

20

30

40

50

上述したように、過変調PWM制御の適用時には、インバータ14でのスイッチング回数を減らすことによって、交流電動機M1の印加電圧の基本波成分を高めている。

【0077】

また、非同期PWMが適用される正弦波PWM制御では、交流電動機M1の回転速度（以下、単に「モータ回転速度」）とは無関係に、可聴周波数帯より高く、かつ、スイッチング損失が過大とならない範囲で搬送波周波数が設定されるのに対し、過変調PWM制御では、同期PWM制御が適用されるので、モータ回転速度に応じて搬送波周波数が制御される。すなわち、搬送波周波数が、モータ回転速度に従う電圧指令の周波数の整数倍となるように搬送波周波数が設定される。そのため、過変調PWM制御では、モータ回転速度に応じて搬送波周波数が変化するために、インバータ14でのスイッチング回数が増減し易い。この結果、正弦波PWM制御と過変調PWM制御との間での制御モード切替時におけるスイッチング回数の変化量は、過変調PWM制御での状態に応じて異なってくる。

10

【0078】

特に、過変調PWM制御でのスイッチング回数が少ない場合には、正弦波PWM制御と過変調PWM制御との間での切替に伴ってスイッチング回数が増減し、そして、このスイッチング回数の変化に起因してモータ印加電圧へのデッドタイムの影響が大幅に変化することから、制御モード切替時には、同一の電圧指令に対してもモータ印加電圧が変化することがある。この結果、制御モードの切替直後においては、モータ印加電圧の変化分に応じてモータ電流が変動し、過大なモータ電流が交流電動機を流れる可能性がある。この結果、制御モードの切替時から電流フィードバック制御によってモータ電流の変動が収束するまでの期間において、交流電動機M1にはトルク変動が発生するおそれがある。

20

【0079】

ここで、制御モード切替時においてモータ印加電圧が、振幅増大方向あるいは振幅減少方向のいずれに変化するについては、図8および図9に示すように、モータ印加電圧およびモータ電流位相が関連してくる。

【0080】

図8(a)には、交流電動機M1の力行時における典型的な電圧電流波形が示される。図8(a)に示されるように、力行時には、電圧Vの位相に対して、電流Iの位相が遅れる状態となる。そしてデッドタイムによりモータ印加電圧に影響を受けるが、その影響は電流の極性によって異なる。すなわち、電流Iが正の期間では、デッドタイムによって生じる近似的な方形波電圧(オフセットV_{off})は、負となり、その反対に電流Iが負の期間ではオフセットV_{off}は正となる。このため、力行時には、デッドタイムによって生じるオフセットV_{off}は、モータ印加電圧の振幅を減少させる方向に作用する。

30

【0081】

図9(a)には、力行時における電圧Vおよび電流Iのベクトル図が示される。同図において、オフセットV_{off}は、電流Iとは逆向きとなっている。そのため、このオフセットV_{off}が合成されることにより、合成後の電圧Vは、本来の電圧Vと比較してその振幅が減少している。

【0082】

一方、図8(b)には、交流電動機M1の回生時における典型的な電圧電流波形が示される。図8(b)に示されるように、回生時には、電圧Vと電流Iとの位相差が大きくなり、両者はほぼ逆位相となる。このため、回生時には、デッドタイムによって生じるオフセットV_{off}は、モータ印加電圧の振幅を増大させる方向に作用する。図9(b)には、回生時における電圧Vおよび電流Iのベクトル図が示される。同図においても、図9(a)と同様に、オフセットV_{off}は電流Iとは逆向きとなるが、電圧Vが電流Iと逆位相となっているため、オフセットV_{off}が合成された後の電圧Vは、本来の電圧Vと比較して振幅が増大している。

40

【0083】

このように、交流電動機M1の電圧Vおよび電流Iの位相差、すなわち力率に応じてモ

50

ータ印加電圧へのデッドタイムの影響が変化することになる。そのため、力率に応じて、制御モード切替に伴うモータ印加電圧変化の特性が異なることが理解される。

【0084】

図10は、制御モード切替時における電流変動の一例を示す波形図である。図10には、交流電動機M1の力行時に、制御モードが正弦波PWM制御から過変調PWM制御へ切替えられる場合におけるモータ電流の時間的変化が示されている。

【0085】

図10を参照して、交流電動機M1の力行時には、正弦波PWM制御から過変調PWM制御への切替によって、スイッチング回数が減少すると、デッドタイムの影響の変化に起因してモータ印加電圧が変化する。この場合、図8(a)および図9(a)で示したように、力行時には、モータ印加電圧の振幅が減少する方向にデッドタイムの影響が発生することから、過変調PWM制御への切替によってスイッチング回数が減少することにより、モータ印加電圧は、振幅増大方向に変化することとなる。そのため、制御モード切替直後においては、モータ印加電圧の振幅が増大したことを受けてモータ電流が増大する。この結果、交流電動機M1では、制御モードの切替時から電流フィードバック制御によってモータ電流の変動が収束するまでの期間において、トルク変動が発生する可能性がある。

【0086】

なお、図示は省略するが、交流電動機M1の回生時には、過変調PWM制御への切替に伴ない、モータ印加電圧は振幅減少方向に変化する。そのため、図10とは対照的に、制御モード切替直後においてモータ電流が減少することとなる。このように、インバータ14から交流電動機M1へ供給される電圧および電流の位相差(力率)に応じて、制御モードの切替に伴うモータ印加電圧の変化の特性が異なってくる。

【0087】

(本実施の形態によるPWM制御)

以上に述べたように、PWM制御においては、制御モード切替時にスイッチング回数の変化に起因してモータ印加電圧へのデッドタイムの影響が変化することによってモータ印加電圧が変化し、このモータ印加電圧の変化が、交流電動機M1にトルク変動が発生させる要因となる。なお、モータ印加電圧の変化の特性は、上述したように、インバータ14のスイッチング状態(電力変換動作状態)に応じて変化するものである。

【0088】

そこで、本実施の形態による交流電動機の制御装置では、PWM制御における制御モード切替時において、インバータ14によるスイッチング状態に基づいて、デッドタイムがモータ印加電圧に与える影響の変化を抑制するように、電圧指令値を補正する構成とする。

【0089】

なお、本構成において、インバータ14によるスイッチング状態としては、制御モード切替前後における搬送波周波数、デッドタイムの長さ、交流電動機M1の力率(電圧電流位相差)および交流電動機M1の運転状態(力行/回生)が反映される。これら複数の要因のうち、制御モード切替前後における搬送波周波数およびデッドタイムの長さは、主としてモータ印加電圧の変化量の指標となり、交流電動機M1の力率および運転状態は、主として、モータ印加電圧の変化の方向(振幅増大方向か振幅減少方向か)の指標となる。

【0090】

また、以下の実施例では、上記の複数の要因を組み合わせることによって、電圧指令値を補正する構成について説明するが、いずれか1つの要因、あるいは2以上の要因の組合せに基づいて電圧指令値を補正する構成としてもよい。

【0091】

図11は、本実施の形態によるPWM制御における制御モード切替時の電圧指令値の補正処理を説明する図である。図11には、図10と同様に、交流電動機M1の力行時に、制御モードを正弦波PWM制御から過変調PWM制御へ切替える場合におけるモータ印加電圧およびモータ電流の時間的変化が示されている。

【 0 0 9 2 】

図 1 1 を参照して、時刻 t_1 において、正弦波 P W M 制御から過変調 P W M 制御への切替が行なわれるものとする。制御モードの切替は、図 6 で説明したように、変調率が所定の閾値（たとえば、正弦波 P W M 制御適用時の変調率の理論最大値である 0 . 6 1 ）を超えたことに応じて行なわれる。このとき、制御モードの切替前後において電圧指令値には大差がないにもかかわらず、図 1 0 で述べたように、スイッチング回数の減少に起因してデッドタイムの影響が変化することから、モータ印加電圧は振幅増大方向に変化する。

【 0 0 9 3 】

このような制御モード切替時におけるモータ印加電圧の変化を抑制するために、本実施の形態では、インバータ 1 4 によるスイッチング状態に基づいてモータ印加電圧の変化量を推定するとともに、制御モードが切替えられる時刻 t_1 における電圧指令値を、その推定したモータ印加電圧の変化量を補償するように補正するものとする。

10

【 0 0 9 4 】

具体的には、図 1 1 の場合では、過変調 P W M 制御への切替によってモータ印加電圧が振幅増大方向に変化することから、時刻 t_1 において、電圧指令値（たとえば q 軸電圧指令値 V_q ）は、モータ印加電圧の振幅増加量だけ減少するように補正される。なお、電圧指令値の補正は、制御モード切替直後の最初の 1 制御周期において実行される。

【 0 0 9 5 】

そして、時刻 t_1 以降では、補正後の電圧指令値 V_{q1} に従ってモータ電流のフィードバック制御が行なわれることにより、q 軸電流 I_q は、時刻 t_1 の前後において連続的に変化する。この結果、モータ電流 I_u は、制御モード切替直後においても増大することがないため、交流電動機 M 1 にトルク変動が発生するのを抑制することができる。

20

【 0 0 9 6 】

このように、本実施の形態では、制御モード切替時における電圧指令値に対して、推定したモータ印加電圧の変化量をフォードフォワード要素として含める。これにより、交流電動機 M 1 のトルク変動を抑制することができる。この結果、交流電動機 M 1 の制御安定性を高めることができる。

【 0 0 9 7 】

（制御構造）

次に、上述した本実施の形態による P W M 制御を実現するためのモータ制御構造について説明する。

30

【 0 0 9 8 】

図 1 2 は、本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置による正弦波 P W M 制御によるモータの制御構成を説明するブロック図である。

【 0 0 9 9 】

図 1 2 を参照して、本発明の実施の形態による正弦波 P W M 制御部 2 0 0 A は、図 4 に比較例として示した正弦波 P W M 制御部 2 0 0 と比較して、電圧指令補正部 3 0 0 と、モード切替判定部 3 0 2 とをさらに含む点で異なる。

【 0 1 0 0 】

モード切替判定部 3 0 2 は、P W M 制御モード中での正弦波 P W M 制御および過変調 P W M 制御の間の切替を判定する。モード切替判定部 3 0 2 は、電圧センサ 1 3 （図 1 ）によって検出されたインバータ 1 4 の入力電圧 V_H および電圧指令生成部 2 4 0 によって生成された d 軸電圧指令値 V_d および q 軸電圧指令値 V_q に基づいて、モード切替判定を実行する。

40

【 0 1 0 1 】

具体的には、モード切替判定部 3 0 2 は、上記（ 1 ）式によって、インバータ 1 4 の入力電圧 V_H を、交流電動機 M 1 へのモータ印加電圧指令（交流電圧）に変換する際の変調率 F_M を演算する。そして、モード切替判定部 3 0 2 は、演算した変調率 F_M と所定の閾値（たとえば、0 . 6 1 ）とを比較し、変調率 F_M が閾値以下であるときには、現在の正弦波 P W M 制御を維持する。一方、変調率 F_M が閾値を超えるときには、現在の正弦波 P

50

WM制御から過変調PWM制御への切替を指示するための制御信号CHG1を生成して電圧指令補正部300へ出力する。

【0102】

電圧指令補正部300は、モード切替判定部302から制御信号CHG1を受けると、すなわち、過変調PWM制御への切替が指示されると、インバータ14のスイッチング状態に基づいて、デッドタイムがモータ印加電圧に与える影響の変化を抑制するように、d軸電圧指令値 V_d およびq軸電圧指令値 V_q を補正する。

【0103】

具体的には、電圧指令補正部300は、最初に、インバータ14のスイッチング状態に基づいて、過変調PWM制御への切替時におけるモータ印加電圧の変化量を推定する。

10

【0104】

このとき、電圧指令補正部300は、インバータ14のスイッチング状態として、PWM変調部260から現在の搬送波262(図5)の周波数(搬送波周波数)およびデッドタイムの長さ(固定値)を取得する。また、電圧指令補正部300は、インバータ14のスイッチング状態として、過変調PWM制御への移行したときの搬送波周波数の予測値を取得する。この搬送波周波数の予測値については、回転角センサ(レゾルバ)25からの交流電動機M1の回転角から求めたモータ回転速度に基づいて算出される。すなわち、搬送波周波数は、モータ回転速度に従う電圧指令の周波数の整数倍(好ましくは、 $3 \cdot (2n - 1)$ 倍、 n :自然数)として算出される。

【0105】

20

さらに、電圧指令補正部300は、インバータ14のスイッチング状態として、インバータ14から交流電動機M1へ供給される電圧および電流の位相差(力率)を取得する。なお、現在のPWM制御による力率は、電圧および電流の検出値から求めることができる。あるいは、PWM制御に用いるd軸およびq軸の電圧指令値 V_d 、 V_q および電流指令値 $I_{dc\text{om}}$ 、 $I_{qc\text{om}}$ からも求めることができる。たとえば、電圧指令値に伴う電圧位相 $\tan^{-1}(V_q / V_d)$ および電流指令値に伴う電流位相 $\tan^{-1}(I_{qc\text{om}} / I_{dc\text{om}})$ の位相差によって、力率を求めることができる。

【0106】

また、電圧指令補正部300は、この力率(電圧電流位相差)に併せて、交流電動機M1の運転状態(力行/回生)についても取得する。交流電動機M1が力行時であるか回生時であるかについては、たとえば交流電動機M1のトルク指令値 $T_{rq\text{com}}$ および回転数に基づいて判断することができる。

30

【0107】

次に、電圧指令補正部300は、インバータ14のスイッチング状態として、これら複数の情報を取得すると、該複数の情報に基づいて過変調PWM制御への切替時におけるモータ印加電圧の変化量および変化の方向(振幅増大方向か振幅減少方向か)を推定する。

【0108】

具体的には、電圧指令補正部300は、現在の正弦波PWM制御における搬送波周波数および過変調PWM制御へ移行したときの搬送波周波数の予測値と、デッドタイムの長さに基づいて、スイッチング回数の減少に起因するデッドタイムの影響の変化によるモータ印加電圧の変化量を推定する。また、電圧指令補正部300は、力率および交流電動機M1の運転状態に基づいて、モータ印加電圧の変化の方向(振幅増大方向か振幅減少方向か)を推定する。

40

【0109】

そして、電圧指令補正部300は、推定されたモータ印加電圧の変化方向に応じて、推定されたモータ印加電圧の変化量を補償するように、d軸およびq軸の電圧指令値 V_d 、 V_q を補正する。補正後のd軸およびq軸の電圧指令値 V_{d1} 、 V_{q1} は座標変換部250へ出力される。

【0110】

図13は、本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置による過変調PWM制御に

50

よるモータの制御構成を説明するブロック図である。

【0111】

図13を参照して、本発明の実施の形態による過変調PWM制御部201Aは、図7に比較例として示した過変調PWM制御部201と比較して、電圧指令補正部310と、モード切替判定部312とをさらに含む点で異なる。

【0112】

モード切替判定部312は、PWM制御モード中での正弦波PWM制御および過変調PWM制御の間の切替を判定する。モード切替判定部312は、電圧センサ13(図1)によって検出されたインバータ14の入力電圧V_Hおよび電圧指令生成部240によって生成されたd軸電圧指令値V_d およびq軸電圧指令値V_q に基づいて、モード切替判定

10

【0113】

具体的には、モード切替判定部312は、上記(1)式によって、インバータ14の入力電圧V_Hを、交流電動機M1へのモータ印加電圧指令(交流電圧)に変換する際の変調率F_Mを演算する。そして、モード切替判定部312は、演算した変調率F_Mと所定の閾値(たとえば、0.61)とを比較し、変調率F_Mが閾値を超えるときには、現在の過変調PWM制御を維持する。一方、変調率F_Mが閾値以下となるときには、現在の過変調PWM制御から正弦波PWM制御への切替を指示するための制御信号CHG2を生成して電圧指令補正部310へ出力する。

【0114】

電圧指令補正部310は、モード切替判定部312から制御信号CHG2を受けると、すなわち、正弦波PWM制御への切替が指示されると、インバータ14のスイッチング状態に基づいて、デッドタイムがモータ印加電圧に与える影響の変化を抑制するように、d軸電圧指令値V_d およびq軸電圧指令値V_q を補正する。

20

【0115】

具体的には、電圧指令補正部310は、最初に、インバータ14のスイッチング状態に基づいて、正弦波PWM制御への切替時におけるモータ印加電圧の変化量を推定する。

【0116】

このとき、電圧指令補正部310は、インバータ14のスイッチング状態として、PWM変調部260から現在の搬送波262(図5)の周波数(搬送波周波数)およびデッド

30

【0117】

さらに、電圧指令補正部310は、インバータ14のスイッチング状態として、インバータ14から交流電動機M1へ供給される電圧および電流の位相差(力率)および交流電動機M1の運転状態(力行/回生)を取得する。なお、現在のPWM制御による力率は、図12で説明したのと同様に、電圧および電流の検出値あるいは、d軸およびq軸の電圧

40

【0118】

次に、電圧指令補正部310は、インバータ14のスイッチング状態として、これら複数の情報を取得すると、該複数の情報に基づいて、後述する方法によって正弦波PWM制御への切替時におけるモータ印加電圧の変化量および変化の方向(振幅増大方向か振幅減少方向か)を推定する。

【0119】

具体的には、電圧指令補正部310は、現在の過変調PWM制御における搬送波周波数

50

および正弦波PWM制御へ移行したときの搬送波周波数の予測値と、デッドタイムの長さに基づいて、スイッチング回数の増加に起因するデッドタイムの影響の変化によるモータ印加電圧の変化量を推定する。また、電圧指令補正部310は、力率および交流電動機M1の運転状態に基づいて、モータ印加電圧の変化の方向（振幅増大方向か振幅減少方向か）を推定する。

【0120】

そして、電圧指令補正部310は、推定されたモータ印加電圧の変化方向に応じて、推定されたモータ印加電圧の変化量を補償するように、d軸およびq軸の電圧指令値 V_d 、 V_q を補正する。補正後のd軸およびq軸の電圧指令値 V_{d1} 、 V_{q1} は電圧振幅補正部270へ出力される。

10

【0121】

（電圧指令補正処理）

次に、図12および図13のモータ制御構成における電圧指令値の補正処理を説明する。電圧指令値の補正処理は、制御装置30が図14および図15に示すフローチャートに従った制御処理を実行することにより、電圧指令補正部300（図12）、310（図13）による電圧指令補正が実現される。

【0122】

図14を参照して、まず制御装置30は、ステップS21により、過変調PWM制御からの制御モード切替時であるかを判定する。そして、過変調PWM制御からの切替時あるいはその直後でない場合（ステップS21のNO判定時）には、さらに、制御装置30は、ステップS22により、正弦波PWM制御からの制御モード切替時であるかを判定する。

20

【0123】

正弦波PWM制御からの切替時あるいはその直後でない場合（ステップS22のNO判定時）には、制御装置30は、電流偏差 I_d 、 I_q に基づくフィードバック制御により電圧指令値 V_d 、 V_q を生成する（ステップS25）。

【0124】

一方、過変調PWM制御からの切替時あるいはその直後（ステップS21のYES判定時）あるいは正弦波PWM制御からの切替時あるいはその直後（ステップS22のYES判定時）には、制御装置30は、ステップS23により、電流偏差 I_d 、 I_q に基づくフィードバック制御により電圧指令値 V_d 、 V_q を生成すると、その生成した電圧指令値 V_d 、 V_q に対して、デッドタイムの影響の変化によるモータ印加電圧の変化を抑制するための補正処理を実行する（ステップS24）。

30

【0125】

電圧指令値 V_d 、 V_q の補正処理としては、図15を参照して、まず制御装置30は、インバータ14のスイッチング状態を取得する。具体的には、制御装置30は、制御モード切替前後の搬送波周波数を取得するとともに（ステップS31）、デッドタイムの大きさを取得する（ステップS32）。なお、制御モード切替後の搬送波周波数には、正弦波PWM制御（または過変調制御）へ移行したときの搬送波周波数の予測値が適用される。

40

【0126】

さらに、制御装置30は、インバータ14から交流電動機M1へ供給される電圧および電流の位相差（力率）および交流電動機M1の運転状態（力行/回生）を取得する（ステップS33）。そして、制御装置30は、力率および交流電動機M1の運転状態に基づき、制御モード切替時におけるモータ印加電圧の変化方向が振幅増大方向であるかを判定する（ステップS34）。

【0127】

モータ印加電圧の変化方向が振幅増大方向でない場合（ステップS34のNO判定時）には、制御装置30は、ステップS23（図14）で生成した電圧指令値 V_d 、 V_q を、ステップS31、S32で取得した情報に基づいて推定したモータ印加電圧の変化量

50

だけ増加させるように、電圧指令値 V_d , V_q を補正する（ステップ S 3 5）。これに対して、モータ印加電圧の変化方向が振幅増大方向である場合（ステップ S 3 4 の Y E S 判定時）には、制御装置 3 0 は、電圧指令値 V_d , V_q を、推定したモータ印加電圧の変化量だけ減少させるように、電圧指令値 V_d , V_q を補正する（ステップ S 3 6）。

【 0 1 2 8 】

ここで、制御モード切替に伴うモータ印加電圧の変化特性（変化量および変化の方向）を推定する方法としては、インバータ 1 4 のスイッチング状態である、制御モード切替前後の搬送波周波数、デッドタイムの大きさ、力率および交流電動機 M 1 の運転状態のうちのいずれか 1 つ、あるいはこれらの少なくとも一部を組合せることにより、予め構築された交流電動機 M 1 のモータモデルを用いて、モータ印加電圧の変化特性をリアルタイムに演算することができる。

10

【 0 1 2 9 】

あるいは、リアルタイム演算を行なうことによって生じる制御負荷の増大を軽減するという観点からは、制御モードを正弦波 P W M 制御と過変調 P W M 制御との間で切替えたときのモータ印加電圧の変化特性を、インバータ 1 4 のスイッチング状態をランダムに変更させて予め計測しておくことで、その計測した実測データに基づいて容易に推定することができる。

【 0 1 3 0 】

そして、このように実測データからモータ印加電圧の変化特性を推定する場合には、図 1 6 に示すように、推定されたモータ印加電圧の変化特性を補償するように適合させた変調率を予め導出しておき、この変調率の適合値をマップ化して予め図示しない R O M (R e a d O n l y M e m o r y) に格納しておくことで、制御モード切替時には、R O M から読出したマップを用いて補正後の電圧指令値 V_d 1 , V_q 1 を算出することができる。

20

【 0 1 3 1 】

図 1 6 は、制御モード切替時における変調率のマップの一例を示す図である。図 1 6 には、正弦波 P W M 制御から過変調 P W M 制御への切替が行なわれる場合において、インバータ 1 4 のスイッチング状態ごとに適合された変調率が示されている。

【 0 1 3 2 】

図 1 6 を参照して、現在の正弦波 P W M 制御適用時における搬送波周波数と、過変調 P W M 制御へ移行したときの搬送波周波数の予測値との組合せが複数パターン設定されており、該複数パターンの各々に対して、制御モード切替時における変調率の適合値が設定されている。

30

【 0 1 3 3 】

なお、パターンごとの変調率の適合値については、交流電動機 M 1 の運転状態に応じて異なる値が設定されている。一例として、正弦波 P W M 制御適用時の搬送波周波数が f_{c1} であって、かつ、過変調 P W M 制御へ移行したときの搬送波周波数の予測値が f_{o1} であるときのパターンにおいて、交流電動機 M 1 の力行時では、変調率が所定の閾値から $F1$ だけ減少させた値 ($0.61 - F1$) に適合されるのに対して、回生時では、変調率が所定の閾値から $F1$ だけ増加させた値 ($0.61 + F1$) に適合される。

40

【 0 1 3 4 】

このように力行時と回生時とで所定の閾値に対する適合の方向（変調率増加方向か変調率減少方向か）が異なっているのは、図 8 および図 9 で述べたように、力率に応じて、制御モード切替に伴うモータ印加電圧変化の特性が異なることによる。すなわち、力行時では、力率が大きい（すなわち、電圧および電流の位相差が小さい）ため、スイッチング回数の減少によるデッドタイムの変化の影響がモータ印加電圧の振幅が増大する方向に作用するのに対し、回生時では、力率が小さい（すなわち、電圧および電流の位相差が大きい）ため、スイッチング回数の減少によるデッドタイムの変化の影響がモータ印加電圧の振幅が減少する方向に作用することによる。

【 0 1 3 5 】

50

なお、図示は省略するが、図 16 に示す複数のパターンの各々について、交流電動機 M 1 の運転状態および力率の組合せ、あるいは力率に応じて変調率の適合値を設定するようにマップを構成してもよい。

【0136】

(変更例)

図 16 に示したように、インバータ 14 のスイッチング状態に応じて、制御モード切替時の変調率の適合値を設定するマップを構成することにより、制御モード切替時において補正後の電圧指令値 V_{d1} 、 V_{q1} を容易に算出することができる。

【0137】

その一方で、図 16 のマップは、制御モード切替前および切替後の 1 制御周期内でモータ回転数がほとんど変化しない場合、すなわち、定常状態にある場合を前提として構成されたものであるため、制御モード切替前後の 1 制御周期内でモータ回転数が急激に変化する現象、たとえば駆動輪にスリップやグリップなどが発生した場合には、モータ印加電圧の変化を抑制するのに必要な電圧指令値に対して、図 16 のマップから算出された電圧指令値 V_{d1} 、 V_{q1} が過大となる、もしくは過小となる可能性がある。この結果、制御モード切替時に生じるトルク変動を確実に抑制することが困難となるおそれがある。

【0138】

そこで、本変更例では、制御モード切替時においてスリップおよびグリップが検出された場合には、図 16 のマップから算出される変調率の適合値を、スリップおよびグリップの各々に対応して適合された変調率に変更するものとする。

【0139】

なお、変更後の変調率の適合値については、図 17 に示すように、図 16 のマップにおける変調率の適合値の各々に対して、スリップが検出された場合の変調率の適合値およびグリップが検出された場合の変調率の適合値を予め実測データに基づいて求めておくようにすればよい。あるいは、図 17 のマップを構成する以外に、スリップおよびグリップが検出された場合には、変調率の適合を行わず、変調率を本来の閾値 (0.61) に維持するようにしてもよい。

【0140】

図 18 は、本実施の形態の変更例による電圧指令値の補正処理を説明するフローチャートである。

【0141】

図 18 を参照して、まず制御装置 30 は、インバータ 14 のスイッチング状態を取得する。具体的には、制御装置 30 は、制御モード切替前後の搬送波周波数を取得するとともに (ステップ S 31)、デッドタイムの大きさを取得する (ステップ S 32)。なお、制御モード切替後の搬送波周波数には、正弦波 PWM 制御 (または過変調制御) へ移行したときの搬送波周波数の予測値が適用される。

【0142】

さらに、制御装置 30 は、インバータ 14 から交流電動機 M 1 へ供給される電圧および電流の位相差 (力率) および交流電動機 M 1 の運転状態 (力行 / 回生) を取得する (ステップ S 33)。また、制御装置 30 は、回転角センサ (レゾルバ) 25 (図 1) から交流電動機 M 1 の回転角 θ を取得する (ステップ S 330)。

【0143】

そして、制御装置 30 は、取得した回転角 θ に基づき交流電動機 M 1 の回転数 (回転速度) を算出し、その算出した回転数に基づいて駆動輪にスリップまたはグリップが生じているか否かを判定する (ステップ S 340)。

【0144】

駆動輪にスリップまたはグリップが生じていない場合 (ステップ S 340 の NO 判定時) には、制御装置 30 は、図 17 のマップのうち、定常時の変調率を参照することにより、インバータ 14 のスイッチング状態に応じた変調率の適合値を算出する (ステップ S 341)。一方、駆動輪にスリップまたはグリップが生じている場合 (ステップ S 340 の

10

20

30

40

50

YES判定時)には、制御装置30は、図17のマップのうち、スリップ/グリップ時の変調率を参照することにより、インバータ14のスイッチング状態に応じた変調率の適合値を算出する(ステップS342)。

【0145】

そして、制御装置30は、ステップS341, S342で算出された変調率の適合値に基づいて、補正後の電圧指令値 V_d 1, V_q 1を設定する(ステップS343)。

【0146】

以上のように、図17および図18に示された変更例に従って、制御モード切替時の電圧指令値の補正処理を行なうことによって、制御モード切替前後において交流電動機M1の回転数が急変した場合であっても、交流電動機M1のトルク変動を抑制することができる。この結果、交流電動機M1の制御の安定性を高めることができる。

10

【0147】

本実施の形態と本発明の構成との対応関係については、交流電動機M1が本発明での「交流電動機」に対応し、インバータ14が本発明での「インバータ」に対応し、制御装置30が本発明での「制御装置」に対応する。制御装置30は、本発明での「パルス幅変調部」および「モード切替判定部」を実現する。

【0148】

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 V_H)を可変制御可能なように、モータ駆動システムの直流電圧発生部10が昇降圧コンバータ12を含む構成を示したが、インバータ14への入力電圧を可変制御可能であれば、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。また、インバータ入力電圧が可変であることは必須ではなく、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、昇降圧コンバータ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。

20

【0149】

さらに、モータ駆動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。

【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。

30

【図面の簡単な説明】

【0151】

【図1】この発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置および制御方法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。

【図2】本発明の実施の形態によるモータ駆動システムにおける交流電動機Mの制御モードを概略的に説明する図である。

40

【図3】交流電動機M1の動作状態と図2に示した制御モードとの対応関係を説明する図である。

【図4】正弦波PWM制御によるモータ制御構成の一般的な例を説明するブロック図である。

【図5】図4中のPWM変調部の動作を説明する波形図である。

【図6】本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置における正弦波PWM制御と他の制御方式との間の制御モードの切替判定処理を説明するフローチャートである。

【図7】過変調PWM制御によるモータ制御構成の一般的な例を説明するブロック図である。

【図8】交流電動機における力行時および回生時の典型的な電圧および電流波形を示す概

50

念図である。

【図 9】交流電動機における力行時および回生時の典型的な電圧および電流ベクトルを示す概念図である。

【図 10】制御モード切替時における電流変動の一例を示す波形図である。

【図 11】本実施の形態による P W M 制御における制御モード切替時の電圧指令値の補正処理を説明する図である。

【図 12】本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置による正弦波 P W M 制御によるモータの制御構成を説明するブロック図である。

【図 13】本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置による過変調 P W M 制御によるモータの制御構成を説明するブロック図である。

【図 14】図 12 および図 13 のモータ制御構成における電圧指令値の補正処理を説明するフローチャートである。

【図 15】図 12 および図 13 のモータ制御構成における電圧指令値の補正処理を説明するフローチャートである。

【図 16】制御モード切替時における変調率のマップの一例を示す図である。

【図 17】本実施の形態の変更例による制御モード切替時における変調率のマップの一例を示す図である。

【図 18】本実施の形態の変更例による電圧指令値の補正処理を説明するフローチャートである。

【符号の説明】

【 0 1 5 2 】

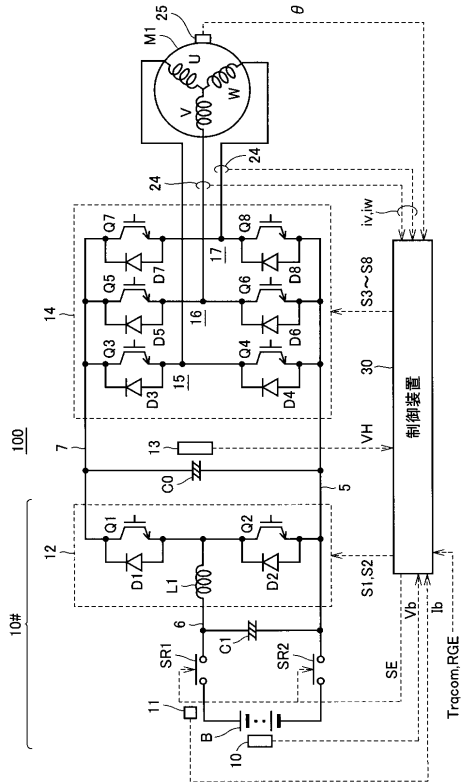
5 アース線、6, 7 電力線、10, 13 電圧センサ、10 直流電圧発生部、11, 24 電流センサ、12 昇降圧コンバータ、14 インバータ、15 U相上下アーム、16 V相上下アーム、17 W相上下アーム、25 回転角センサ、30 制御装置、100 モータ駆動制御システム、200, 200A 正弦波 P W M 制御部、201, 201A 過変調 P W M 制御部、210 電流指令生成部、220, 250 座標変換部、230 電流フィルタ、240 電圧指令生成部、260 P W M 変調部、262 搬送波、264 交流電圧指令、270 電圧振幅補正部、300, 310 電圧指令補正部、302, 312 モード切替判定部、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、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。

10

20

30

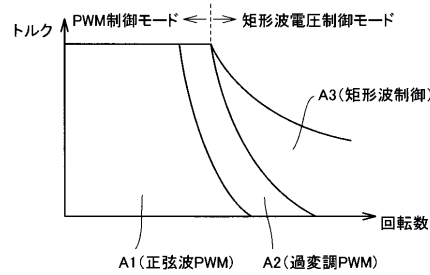
【図1】



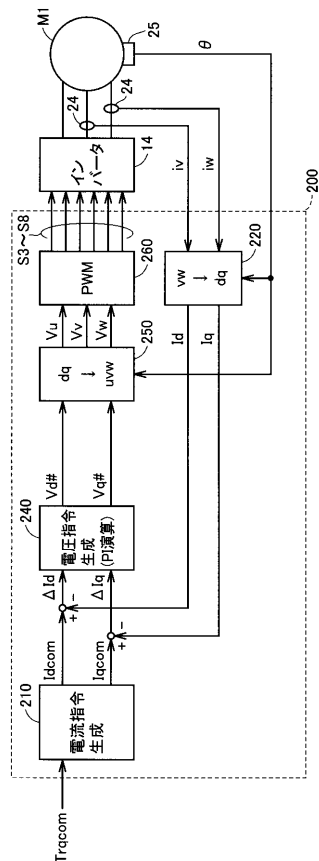
【図2】

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

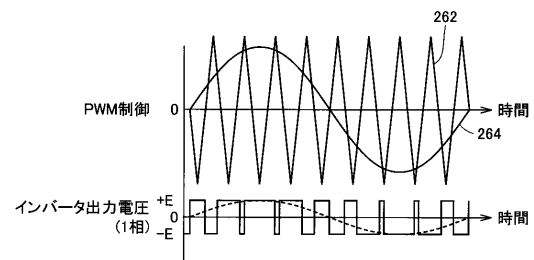
【図3】



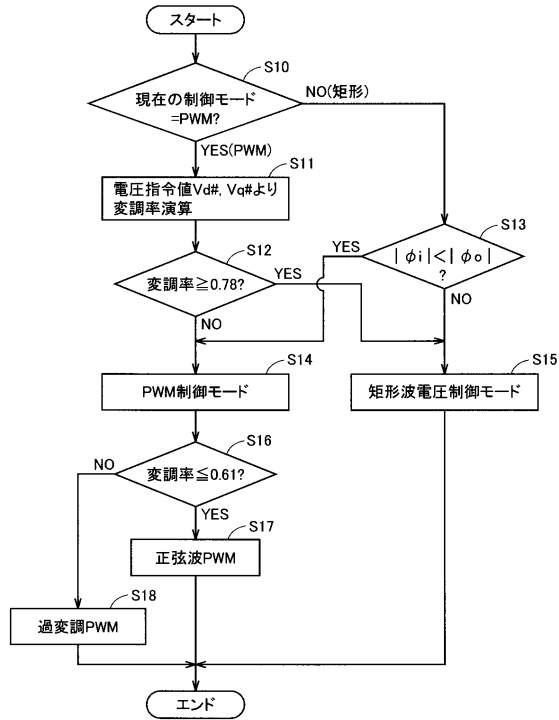
【図4】



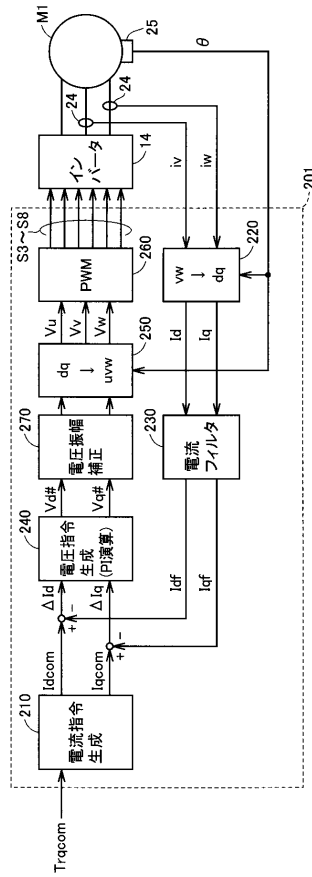
【図5】



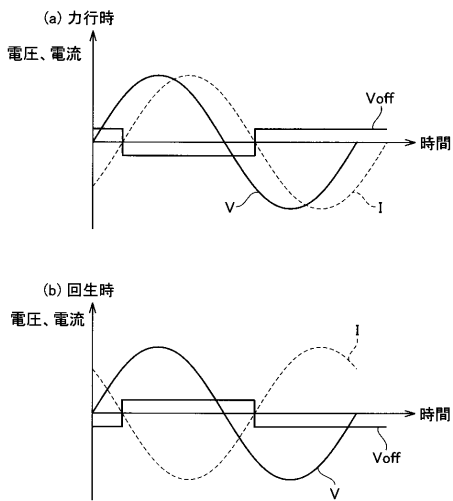
【図6】



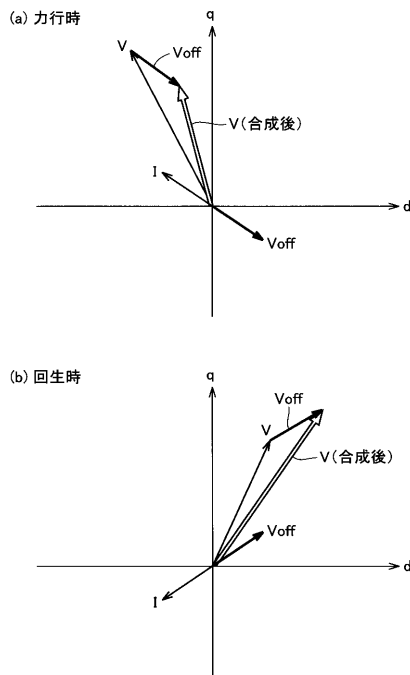
【図7】



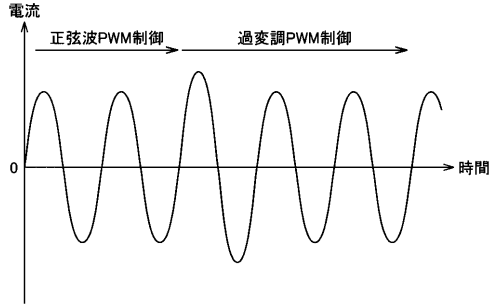
【図8】



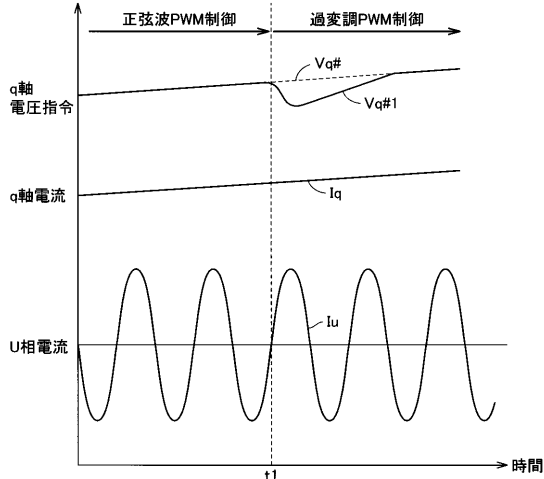
【図9】



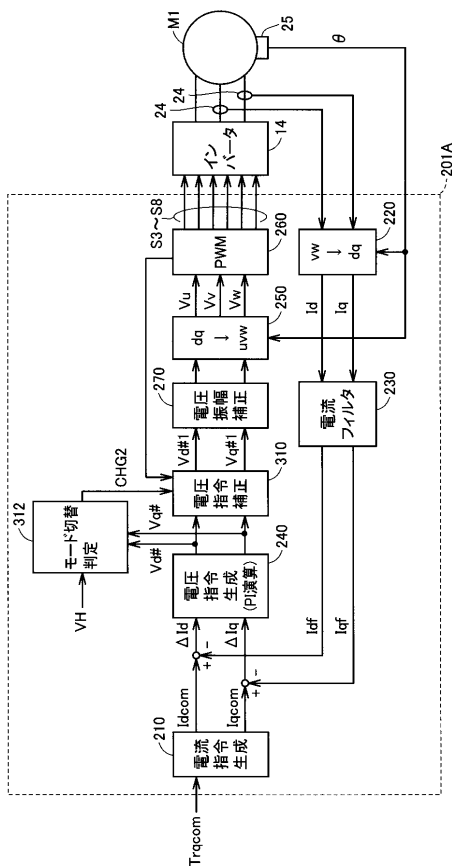
【図10】



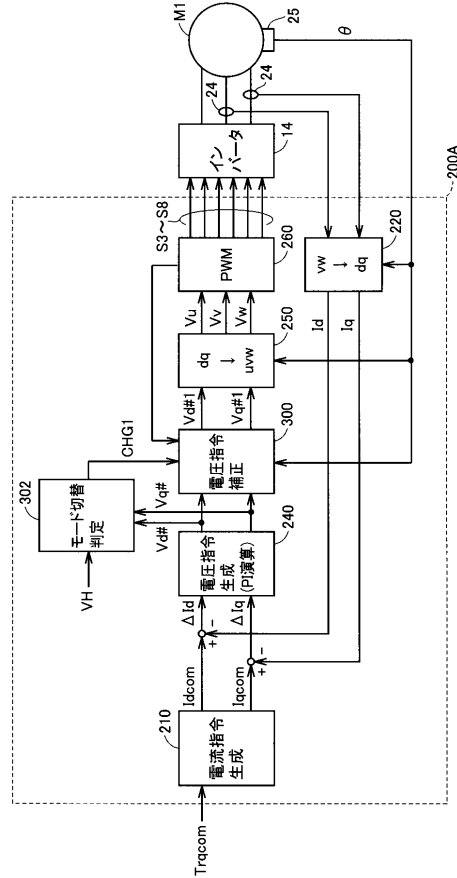
【図11】



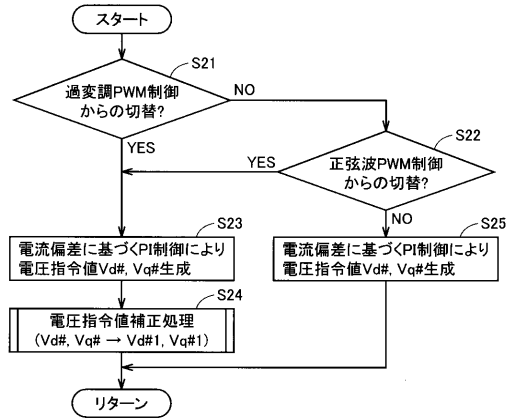
【図13】



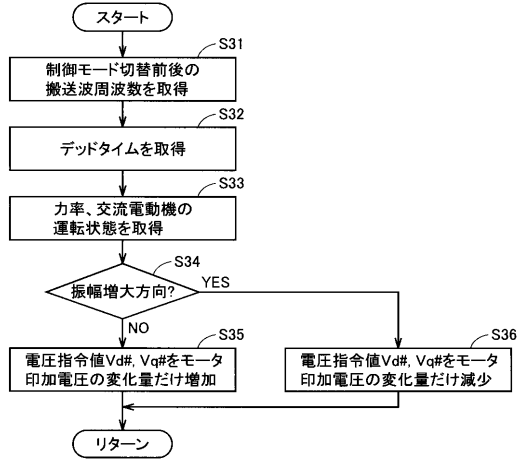
【図12】



【図14】



【図15】



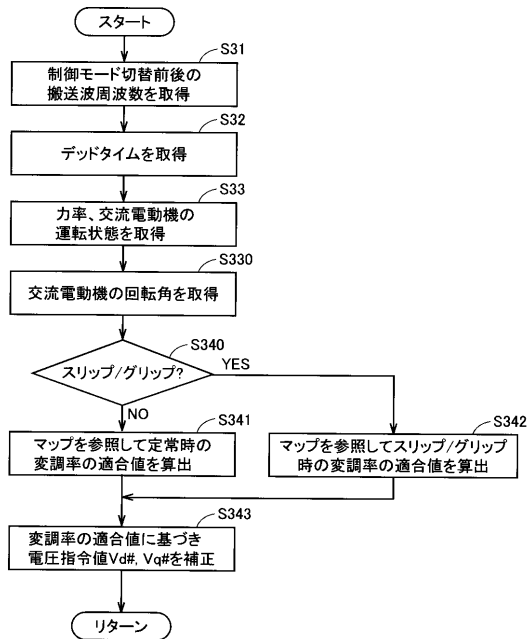
【図17】

正弦波PWM	過変調PWM	力行時		回生時	
		スリップ時	グリップ時	スリップ時	グリップ時
fc1	fo1	0.61-ΔF1		0.61+ΔF1	
		0.61-ΔF1s	0.61-ΔF1g	0.61+ΔF1s	0.61+ΔF1g
fc2	fo2	0.61-ΔF2		0.61+ΔF2	
		0.61-ΔF2s	0.61-ΔF2g	0.61+ΔF2s	0.61+ΔF2g
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

【図16】

搬送波周波数		切替時変調率	
正弦波PWM	過変調PWM	力行時	回生時
fc1	fo1	0.61-ΔF1	0.61+ΔF1
fc2	fo2	0.61-ΔF2	0.61+ΔF2
fc3	fo3	0.61-ΔF3	0.61+ΔF3
fc4	fo4	0.61-ΔF4	0.61+ΔF4
⋮	⋮	⋮	⋮

【図18】



フロントページの続き

(72)発明者 田中 昭吾

愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内

審査官 山村 和人

(56)参考文献 特開2008-011682(JP,A)

特開平01-206878(JP,A)

特開2005-124305(JP,A)

特開2006-081287(JP,A)

特開平05-316735(JP,A)

特開2007-143316(JP,A)

特開2007-143235(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 4/00-29/00

B60L 1/00-15/42

H02M 7/42-7/98

B60K 6/20-6/547