

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-220306
(P2010-220306A)

(43) 公開日 平成22年9月30日 (2010.9.30)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2P 6/08 (2006.01)	HO2P 6/02 371A	5H115
HO2P 27/06 (2006.01)	HO2P 7/63 302M	5H505
B60L 9/18 (2006.01)	B60L 9/18 J	5H560

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2009-61535 (P2009-61535)
(22) 出願日 平成21年3月13日 (2009.3.13)

(71) 出願人 000003207
トヨタ自動車株式会社
愛知県豊田市トヨタ町1番地
(71) 出願人 000004260
株式会社デンソー
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(74) 代理人 100064746
弁理士 深見 久郎
(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

最終頁に続く

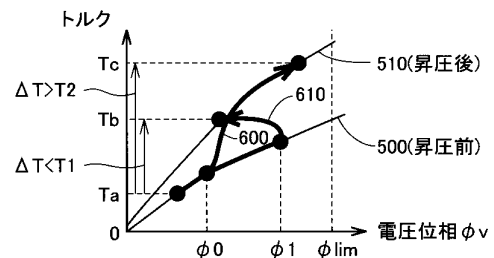
(54) 【発明の名称】 モータの制御装置

(57) 【要約】

【課題】 コンバータによってインバータの直流側電圧を可変制御可能に構成されたモータの制御装置において、トルク制御性および効率をバランスさせるように矩形波電圧制御におけるコンバータの動作状態を適切に制御する。

【解決手段】 矩形波電圧制御によって要求される電圧位相 ν が、昇圧判定位相よりも大きくなるとコンバータに対して昇圧要求が発せられる。モータの必要トルクが大きいときには、昇圧判定位相が低く (ϕ_0) 設定されるので、インバータの直流側電圧を早期に昇圧することにより高トルクの確保が容易となることによって、トルク制御性が向上される。一方、モータの必要トルクが小さいときには、昇圧判定位相が高く (ϕ_1) されるので、コンバータをスイッチング損失が低い非昇圧モードで長期間動作させることができる。

【選択図】 図9



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電源の出力電圧を昇圧せずに出力する第 1 の動作モードおよび、前記直流電源の出力電圧を昇圧して出力する第 2 の動作モードを有するように制御されるコンバータと

前記コンバータからの直流電圧を、交流モータを駆動するための交流電圧に変換するように構成されたインバータと、

前記交流モータがトルク指令値に従ったトルクを出力するように、前記インバータから前記交流モータへ印加される矩形波電圧の電圧位相を演算するための演算手段と、

前記コンバータでの昇圧要否を判定するための判定位相を、前記交流電動機の動作状態に応じて可変に設定するための設定手段と、

演算された前記電圧位相と前記判定位相との比較に基づいて、前記コンバータを前記第 1 および前記第 2 のモードのいずれで動作させるかを判定するための判定手段とを備える、モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

この発明は、モータの制御装置に関し、より特定的には、直流電圧をインバータにより矩形波電圧に変換して交流モータへ印加するモータの制御装置に関する。

【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モータを駆動制御するモータ駆動システムが一般的に用いられている。たとえば、特開 2004 - 187407 号公報（特許文献 1）には、パルス幅変調（PWM：Pulse Width Modulation）制御によるモータ制御を複雑な演算を必要とせずを実現するために、電圧振幅については基本的に一定に保った上で、検出した相電流の電流位相に対する電圧位相が一定の位相差となるように、インバータからモータへ印加される相電圧を制御する構成が記載されている。

【0003】

また、特開 2008 - 11619 号公報（特許文献 2）には、主駆動輪を駆動するエンジンと、副駆動輪を駆動するモータとを備えた四輪駆動車において、モータの駆動力をインバータによって制御する構成が記載されている。特に特許文献 2 では、インバータが矩形波駆動され、かつ、モータ印加電圧位相がインバータによって制御される制御モードを設けることが記載されている。

【0004】

さらに、特開 2007 - 318981 号公報（特許文献 3）には、直流電源の電圧を昇圧コンバータで昇圧して電源ラインにシステム電圧を発生させ、このシステム電圧によりインバータを介して交流モータを駆動する電気自動車の制御装置が記載されている。特に特許文献 3 では、交流モータのトルクが変動しないように、交流モータに流れる電流を電力制御ライン（定トルク曲線）に沿って変化させるトレース制御を実行することで、不快なトルク変動を防止することが記載されている。

【先行技術文献】**【特許文献】****【0005】**

【特許文献 1】特開 2004 - 187407 号公報

【特許文献 2】特開 2008 - 11619 号公報

【特許文献 3】特開 2007 - 318981 号公報

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】****【0006】**

特許文献 2 に記載されるような矩形波電圧制御では、交流モータの印加電圧の基本波成分の振幅を高めることができるため、高出力への対応が容易である。また、一般的な P W

10

20

30

40

50

M制御と比較して、インバータでの電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数が減少するため、エネルギー効率向上、特に電動車両に搭載された場合には燃費向上に寄与することが知られている。

【0007】

その一方で、矩形波電圧制御では、電圧振幅が固定されて電圧位相のみが操作量となるので、トルク制御性は相対的にPWM制御よりも低下する。特に、インバータの直流側電圧がそのままモータ印加電圧の振幅となるので、この電圧に対するトルク変化が直接的に現われる。

【0008】

したがって、特許文献3に記載されたような、コンバータによってインバータの直流側電圧を可変制御可能に構成された構成では、コンバータによる昇圧要否について矩形波電圧制御との関連から適切に制御することが好ましい。また、コンバータでのスイッチング損失が昇圧動作の実行有無によって変化することについても、モータ駆動効率の面からは考慮に入れることが好ましい。

【0009】

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、コンバータによってインバータの直流側電圧を可変制御可能に構成されたモータの制御装置において、トルク制御性および効率をバランスさせるように矩形波電圧制御におけるコンバータの動作状態を適切に制御することである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

この発明によるモータの制御装置は、コンバータと、インバータと、演算手段と、設定手段と、判定手段とを備える。コンバータは、直流電源の出力電圧を昇圧せずに出力する第1の動作モードおよび、直流電源の出力電圧を昇圧して出力する第2の動作モードを有するように制御される。インバータは、コンバータからの直流電圧を、交流モータ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。演算手段は、交流モータがトルク指令値に従ったトルクを出力するように、インバータから交流モータへ印加される矩形波電圧の電圧位相を演算する。設定手段は、コンバータでの昇圧要否を判定するための判定位相を、交流電動機の動作状態に応じて可変に設定する。判定手段は、演算された電圧位相と判定位相との比較に基づいて、コンバータを第1および第2のモードのいずれで動作させるかを判定する。

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、コンバータによってインバータの直流側電圧を可変制御可能に構成されたモータの制御装置において、トルク制御性および効率をバランスさせるように矩形波電圧制御におけるコンバータの動作状態を適切に制御することである。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の実施の形態に従うモータの制御装置により制御されるモータ駆動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で用いられるインバータでの電力変換についての3つの制御モードを説明する概念図である。

【図3】矩形波電圧制御モードにおける電圧位相と出力トルクとの関係を示す概念図である。

【図4】矩形波電圧制御モードにおけるシステム電圧の変化に対応した電圧位相 - 出力トルク特性の変化を説明する概念図である。

【図5】本実施の形態による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6】昇圧判定位相の設定を説明する概念図である。

【図7】図5に示した昇圧判定位相の設定処理の詳細を説明するフローチャートである。

10

20

30

40

50

【図 8】比較例および本実施の形態でのトルク制御動作の違いを説明する概念図である。

【図 9】本実施の形態による矩形波電圧制御でのトルク制御動作を説明する概念図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下に、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原則的に繰返さないものとする。

【0014】

(全体構成)

図 1 は、本発明の実施の形態に従うモータの制御装置により制御されるモータ駆動システムの全体構成図である。

【0015】

図 1 を参照して、モータ駆動システム 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、交流モータ M1 とを備える。

【0016】

交流モータ 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、交流モータ 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、この交流モータ 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、交流モータ 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。

【0017】

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。

【0018】

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。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。

【0019】

平滑コンデンサ C1 は、電力線 6 およびアース線 5 の間に接続される。電圧センサ 10 は、平滑コンデンサ C1 の両端の電圧、すなわち電力線 6 の直流電圧 VL を検出し、検出した電圧を制御装置 30 へ出力する。

【0020】

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。

【0021】

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。

【0022】

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。

【0023】

10

20

30

40

50

リアクトル L 1 は、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 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 C 0 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に接続される。

【 0 0 2 4 】

インバータ 1 4 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 1 5 と、V 相アーム 1 6 と、W 相アーム 1 7 とから成る。各相アームは、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 相アーム 1 5 は、スイッチング素子 Q 3 , Q 4 から成り、V 相アーム 1 6 は、スイッチング素子 Q 5 , Q 6 から成り、W 相アーム 1 7 は、スイッチング素子 Q 7 , Q 8 から成る。また、スイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 に対して、逆並列ダイオード D 3 ~ D 8 がそれぞれ接続されている。スイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 のオン・オフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 によって制御される。

10

【 0 0 2 5 】

各相アームの中間点は、交流モータ M 1 の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、交流モータ M 1 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 1 5 ~ 1 7 のスイッチング素子の中間点と接続されている。

【 0 0 2 6 】

コンバータ 1 2 は、昇圧動作時（昇圧モード）には、直流電源 B からの直流電圧 V L を昇圧した直流電圧（インバータ 1 4 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 1 4 へ供給する。あるいは、コンバータ 1 2 は、双方向に電圧変換可能であり、V H > V L の状態とした上で、平滑コンデンサ C 0 を介してインバータ 1 4 から供給された直流電圧（システム電圧）を降圧して直流電源 B を充電することも可能である。昇圧モードでは、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 のオンオフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 1 , S 2 にそれぞれ応答して制御される。

20

【 0 0 2 7 】

また、スイッチング素子 Q 1 をオン固定し、スイッチング素子 Q 2 をオフ固定した非昇圧動作モードでは、電源ライン 6 および 7 が電氣的に接続されて、V H = V L とされる。この際には、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 のオンオフが固定されるので、オンオフに伴うスイッチング損失の発生が回避されることによって、コンバータ 1 2 を高効率で動作させることができる。

30

【 0 0 2 8 】

平滑コンデンサ C 0 は、コンバータ 1 2 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 1 4 へ供給する。電圧センサ 1 3 は、平滑コンデンサ C 0 の両端の電圧、すなわちシステム電圧 V H を検出し、検出した電圧を制御装置 3 0 へ出力する。

【 0 0 2 9 】

インバータ 1 4 は、交流モータ M 1 のトルク指令値が正（ $T_{q\ com} > 0$ ）の場合には、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 に応答したスイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 のスイッチング動作により、平滑コンデンサ C 0 から供給される直流電圧 V H を適切なモータ印加電圧（交流電圧）に変換して正のトルクを出力するように交流モータ M 1 を駆動する。また、インバータ 1 4 は、交流モータ M 1 のトルク指令値が零の場合（ $T_{q\ com} = 0$ ）には、スイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 に応答したスイッチング動作により、直流電圧 V H を適切なモータ印加電圧（交流電圧）に変換してトルクが零になるように交流モータ M 1 を駆動する。これにより、交流モータ M 1 は、トルク指令値 $T_{q\ com}$ 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

【 0 0 3 0 】

さらに、モータ駆動システム 1 0 0 が搭載された電動車両の回生制動時には、交流モータ M 1 のトルク指令値 $T_{q\ com}$ は負に設定される（ $T_{q\ com} < 0$ ）。この場合には、インバータ 1 4 は、スイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 に応答したスイッチング動作により、交流モータ M 1 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 C 0 を介してコンバータ 1 2 へ供給する。なお、ここで言

50

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。

【 0 0 3 1 】

電流センサ 2 4 は、交流モータ 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、交流モータ 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 へ送付する。制御装置 3 0 では、回転角 に基づき交流モータ M 1 の回転数を算出する。なお、回転数は、単位時間当たりの回転数（代表的には r p m）を意味する。

【 0 0 3 3 】

制御装置 3 0 は、図示しない C P U（Central Processing Unit）およびメモリを内蔵した電子制御ユニット（E C U）により構成され、当該メモリに記憶されたマップおよびプログラムに基づいて、各センサによる検出値を用いた演算処理を行なう。制御装置 3 0 は、このような演算処理により、交流モータ M 1 が上位 E C U からの動作指令に従って運転されるように、モータ駆動システム 1 0 0 の動作を制御する。なお、制御装置 3 0 の少なくとも一部は、電子回路等のハードウェアにより所定の数値・論理演算処理を実行するように構成されてもよい。

【 0 0 3 4 】

具体的には、制御装置 3 0 は、トルク指令値 $T_{q\ com}$ 、電圧センサ 1 0 によって検出された直流電圧 V_L 、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 に基づいて、後述する方法により交流モータ M 1 がトルク指令値 $T_{q\ com}$ に従ったトルクを出力するように、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、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、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 】

コンバータ 1 2 の昇圧動作時には、制御装置 3 0 は、平滑コンデンサ C 0 の出力電圧 V_H をフィードバック制御し、出力電圧 V_H が電圧指令値とな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 R G E を上位 E C U から受けると、交流モータ 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、交流モータ M 1 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 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 R G E を外部 E C U 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、コンバータ 1 2 へ出力する。これにより、交流モータ 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 】

さらに、制御装置 3 0 は、システムリレー S R 1 , S R 2 をオン/オフするための信号 S E を生成してシステムリレー S R 1 , S R 2 へ出力する。

【 0 0 3 9 】

10

20

30

40

50

(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。

【0040】

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システム100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。

【0041】

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、ハイレベル期間およびローレベル期間の集合について、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、交流モータM1に印加される線間電圧の基本波成分(実効値)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の直流側電圧(すなわち、システム電圧VH)に対する交流モータ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。

10

【0042】

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パルス分を交流モータM1に印加する。これにより、変調率は0.78まで高められる。

20

【0043】

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制御モードの最高変調率から0.78の範囲まで高めることができる。

【0044】

交流モータ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。

30

【0045】

したがって、交流モータ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。

【0046】

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が、インバータでの効率改善の観点から、必要な変調率が低い動作範囲においても矩形波電圧制御モードを積極的に適用することも可能である。

40

【0047】

図3に示すように、矩形波電圧制御時には矩形波電圧の電圧位相 v を変化させることによって、交流モータM1の出力トルクが制御される。すなわち、力行動作(正トルク出力)時には、電圧位相を進める(大きくすることによって力行トルクを増大)ことができ、回生動作(負トルク出力)時には、電圧位相 v を遅らせる(小さくすることによって回生トルクを増大)することができる。

【0048】

したがって、トルク指令値に対するトルク偏差に応じて電圧位相を調整するフィードバ

50

ック制御および/または事前に求めた電圧位相 - 出力トルク特性に従ってトルク指令値に対応する電圧位相を求めるフィードフォワード制御によって、矩形波電圧制御が可能であることが理解される。

【0049】

図4を参照して、交流モータM1の出力トルクは、電圧位相 v のみならず、システム電圧 V_H (すなわち矩形波電圧の振幅) によっても変化する。具体的には、同一の電圧位相 v に対して、システム電圧 V_H の上昇に従って出力トルクの絶対値が増加する特性を示す。したがって、高トルクの要求時には、コンバータ12による昇圧動作によって、システム電圧 V_H を昇圧することにより、同一の電圧位相制御範囲に対する出力トルクを確保することができる。

10

【0050】

一方、上述のように、コンバータ12では、非昇圧モード ($V_H = V_L$ の動作モード) では、スイッチング損失が低減するため効率が高くなる。これに対して、コンバータ12を昇圧動作 ($V_H > V_L$) させると、スイッチング素子 Q_1 , Q_2 でのスイッチング損失によって、コンバータ12の効率が相対的に低下する。

【0051】

システム電圧 V_H については、少なくとも交流モータM1の誘起電圧よりも高電圧に設定する必要がある。一方で、交流モータM1の誘起電圧が低くても、出力トルクを確保するために、システム電圧 V_H を上昇させる必要が生じることがある。したがって、最終的には、交流モータM1の誘起電圧から要求される電圧と、トルク制御から要求される電圧とのうちの最高電圧に従って、システム電圧 V_H の指令値が設定される。

20

【0052】

このため、上述のように、電動車両の燃費向上の観点から、モータ駆動効率向上のために、交流モータM1を高速域以外でも矩形波電圧制御によって駆動制御するケースでは、交流モータM1の誘起電圧が低くなるため、交流モータM1のトルク制御状況に対応させて、コンバータ12を昇圧モード ($V_H > V_L$) および非昇圧モード ($V_H = V_L$) のいずれで動作させるかを選択することが好ましい。

【0053】

図5には、制御装置30によって実行される、本実施の形態による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が示される。図5に示した各ステップの処理は、制御装置30によるハードウェアおよび/またはハードウェア処理によって実現されるものとする。

30

【0054】

図5を参照して、制御装置30は、ステップS100では、トルク指令値 T_{qcom} を取得するとともに、ステップS110により、モータ状態を示すセンサ値を取得する。このセンサ値は、代表的には、図1に示された電流センサ24および回転角センサ25の出力信号である。

【0055】

さらに、制御装置30は、ステップS120では、ステップS110で取得されたセンサ値およびステップS100で取得されたトルク指令値 T_{qcom} に基づいて、交流モータM1の出力トルクがトルク指令値 T_{qcom} に従ったものとなるように、矩形波電圧の電圧位相 v を演算する。電圧位相 v の演算は、交流モータM1の出力トルク (推定値 / 測定値) とトルク指令値 T_{qcom} との偏差に基づくフィードバック制御および/またはトルク指令値 T_{qcom} の変化に対応させたフィードフォワード制御によって実現することができる。すなわち、制御装置30によるステップS120の処理は「演算手段」に対応する。

40

【0056】

制御装置30は、ステップS130では、コンバータ12での昇圧要否を判定するための昇圧判定位相 n を可変に設定する。すなわち、制御装置30によるステップS130の処理は「設定手段」に対応する。ここで、図6および図7を用いて、昇圧判定位相 n

50

の設定について説明する。

【0057】

図6を参照して、本実施の形態による矩形波電圧制御では、昇圧判定位相 n は、一定値に固定されるのではなく、交流モータ $M1$ の動作状態に応じて可変に設定される。たとえば、必要トルクの大きさに応じて昇圧判定位相 n が可変に設定される。以下では、一例として、目標トルク（トルク指令値 T_{qcom} ）の変更時におけるトルク偏差 T によって必要トルクの大小を判断するものとする。

【0058】

図6の例では、トルク偏差 $T < T1$ の場合には、 $n = 1$ に設定される一方で、 $T > T2$ の場合には $n = 0$ に設定される。また、 $T1 < T < T2$ の場合には、位相 1 および 2 の間を線形補間するように昇圧判定位相 n が設定される。

10

【0059】

ここで、 $1 > 0$ であるので、トルク偏差が大きいほど、昇圧判定位相 n を相対的に低く設定できる。すなわち、出力トルクが低い電圧位相側に、昇圧判定位相 n を設定できる。

【0060】

たとえば図7に示したフローチャートに従って、図6に示した昇圧判定位相の設定が実現される。

【0061】

図7は、図5のステップ $S130$ での処理を詳細に説明するフローチャートである。

20

図7を参照して、制御装置 30 は、ステップ $S132$ では、トルク偏差 $T < T1$ であるかどうかを判定する。そして、 $T < T1$ のときには、ステップ $S134$ により、 $T > T2$ であるかどうかをさらに判定される。

【0062】

制御装置 30 は、 $T < T1$ のとき（ステップ $S132$ の YES 判定時）には、ステップ $S135$ により、 $n = 1$ に設定する一方で、 $T > T2$ のとき（ステップ $S134$ の YES 判定時）には、ステップ $S137$ により、 $n = 0$ に設定する。さらに、制御装置 30 は、ステップ $S134$ の NO 判定時、すなわち $T1 < T < T2$ のときには、ステップ $S136$ により、 $0 \sim 1$ の間で線形補間するように n を設定する。

30

【0063】

再び図5を参照して、制御装置 30 は、ステップ $S140$ では、ステップ $S120$ で演算された電圧位相 v と、ステップ $S130$ で設定された昇圧判定位相 n とを比較する。そして、電圧位相 v が昇圧判定位相 n よりも大きいとき、すなわち昇圧判定位相よりも、出力トルクが大きい領域の電圧位相が要求されている場合には、制御装置 30 は、ステップ $S150$ に処理を進めて、コンバータ 12 に対して VH 昇圧要求を生成する。

【0064】

VH 昇圧要求の発生時には、システム電圧 VH の電圧指令値が上昇されることによって、非昇圧モード（ $VH = VL$ ）で動作しているコンバータ 12 が、昇圧モード（ $VH > VL$ ）に切換えられる。あるいは、既に昇圧モードで動作しているコンバータ 12 に対しては、システム電圧 VH の電圧指令値がさらに上昇される。

40

【0065】

その一方で、 $v < n$ のとき（ステップ $S140$ の NO 判定時）には、制御装置 30 は、ステップ $S140$ の処理をスキップする。すなわち、ステップ $S150$ による VH 昇圧要求は生成されない。したがって、コンバータ 12 が非昇圧モードで動作している場合には、スイッチング損失の少ない当該非昇圧モードが維持される。コンバータ 12 が昇圧モードで動作しているときには、その電圧指令値 VH が現在値に維持されるか、または、非昇圧モードへの切換えが指示される。すなわち、制御装置 30 によるステップ $S140$ 、 $S150$ の処理は、「判定手段」に対応する。

【0066】

さらに、制御装置 30 は、ステップ $S160$ では、ステップ $S120$ で演算された電圧

50

位相 ν に従ってインバータ制御（矩形波電圧制御）を実行し、ステップ S 1 7 0 では、ステップ S 1 5 0 での V H 昇圧要求の生成有無を反映して、コンバータ 1 2 を昇圧モードおよび非昇圧モードのいずれかで制御する。

【 0 0 6 7 】

次に図 8 を用いて、比較例および本実施の形態でのトルク制御動作の違いを説明する。

図 8 を参照して、特性線 5 0 0 は、コンバータ 1 2 を非昇圧モードで動作させたときにシステム電圧 V H ($V H = V L$) における電圧位相 ν - トルク特性を示す。同様に、特性線 5 1 0 には、V H 昇圧要求生成に応答したシステム電圧 V H の上昇後における電圧位相 - トルク特性が示される。

【 0 0 6 8 】

図 8 では、出力トルク = $T a$ の状態からトルクを T 増加させるようにトルク指令値が設定されたケースが示される。この際に、昇圧判定位相 $n = 1$ に固定した比較例による矩形波電圧制御では、トルク軌跡 5 5 0 に示されるように、トルク偏差に応じて電圧位相 ν が制御周期毎に大きく設定されていく中で、 $\nu = 1$ の間はコンバータ 1 2 が非昇圧モードで動作され、 $\nu > 1$ になるとコンバータ 1 2 が昇圧モードで動作される。

【 0 0 6 9 】

すなわち比較例では、トルク偏差 T が大きいにもかかわらず、コンバータ 1 2 が非昇圧モードで動作される期間が長いため、システム電圧 V H の上昇によるトルク確保が間に合わず、電圧位相 ν が上限値 $l i m$ に達してしまっただ後にトルク指令値に従ったトルク偏差 T が解消されるようにトルクが制御される。このため、制御応答性に問題が残る。

【 0 0 7 0 】

これに対して、トルク軌跡 5 6 0 は、本実施の形態に従って、トルク偏差 T が大きい場合には昇圧判定位相 n を低く設定したときの制御動作を示す。これによれば、電圧位相 ν が比較的小さい状態からコンバータ 1 2 に昇圧要求を発生するため、早期にシステム電圧を上昇させてトルクを確保することが可能となる。この結果、電圧位相 ν が上限値 $l i m$ に達することなく、円滑にトルク偏差 T を解消するためのトルク制御が可能となることが理解される。

【 0 0 7 1 】

図 9 には、本実施の形態による昇圧判定位相を可変設定する矩形波電圧制御におけるトルク偏差の違いによるトルク制御動作の違いが示される。

【 0 0 7 2 】

図 9 を参照して、トルク軌跡 6 0 0 は、出力トルク $T a$ から $T c$ まで上昇させる際のトルク制御を示すものであり、図 8 のトルク軌跡 5 6 0 と同様に、トルク偏差 T が大きいとき（図 6 の例では、 $T > T 2$ ）のときの制御動作に対応する。

【 0 0 7 3 】

このときには、必要トルクが大きいと判断されることから、昇圧判定位相 n が低く（ $n = 0$ ）設定されるので、電圧位相 ν が小さい領域からコンバータ 1 2 に対して V H 昇圧要求が発生される。この結果、電圧位相 ν を上限値 $l i m$ の近傍まで大きくさせることなく、トルク制御を円滑に行なうことができる。

【 0 0 7 4 】

その一方で、トルク軌跡 6 1 0 は、出力トルク $T a$ から $T b$ まで上昇させる際のトルク制御を示すものであり、トルク軌跡 6 0 0 とは異なり、必要トルクが比較的小さい（図 6 の例では、 $T < T 1$ ）のときの制御動作に対応する。このときには、昇圧判定位相 n が相対的に高く（ $n = 1$ ）設定されるので、コンバータ 1 2 の非昇圧モードでの動作範囲が広がる。これにより、トルク確保のための昇圧が不要であることに対応させて、スイッチング損失が低減されるようにコンバータ 1 2 を制御できる。この結果、モータ駆動システム 1 0 0 の効率上昇、ひいてはモータ駆動システム 1 0 0 を搭載する電動車両の燃費向上を図ることが可能となる。

【 0 0 7 5 】

10

20

30

40

50

このように、本実施の形態による交流モータの矩形波電圧制御では、コンバータ12に対して昇圧要求を発生するか否かを判定する昇圧判定位相を交流モータM1の動作状態、好ましくは必要トルクに応じて可変に設定することとしたので、トルク制御性および効率をバランスさせるように矩形波電圧制御におけるコンバータの昇圧モード/非昇圧モードを適切に選択することができる。

【0076】

なお、以上の説明では、目標トルク(トルク指令値 T_{qcom})の変更時におけるトルク偏差 T によって必要トルクの大小を判断したが、この他の定義に従って必要トルクを評価してもよい。あるいは、直接的に交流モータM1のトルク制御状態を評価するのではなく、交流モータM1への出力要求に係るパラメータ、たとえば、交流モータM1を車両駆動力発生用モータとして搭載する電動車両でのアクセル操作量等に応じて、昇圧判定位相 n を可変に設定してもよい。

10

【0077】

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。

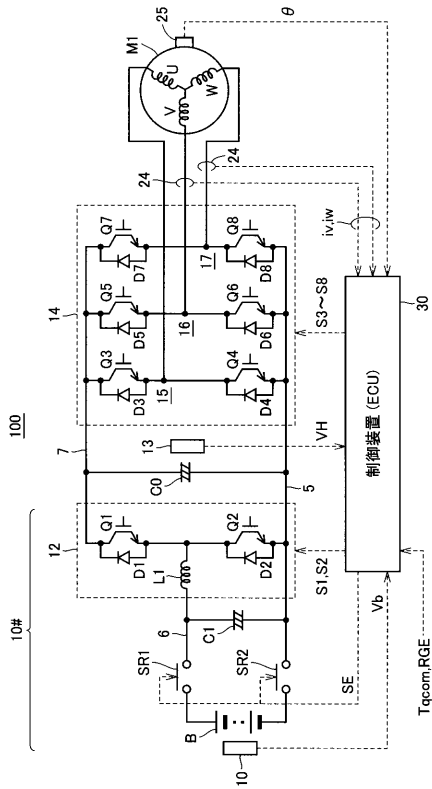
【符号の説明】

【0078】

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、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、24 電流センサ、25 回転角センサ、30 制御装置(ECU)、100 モータ駆動システム、500 特性線(昇圧前)、510 特性線(昇圧後)、550, 560, 600, 610 トルク軌跡、B 直流電源、C0, C1 平滑コンデンサ、D1~D8 逆並列ダイオード、 i_u, i_v, i_w 三相電流(モータ電流)、L1 リアクトル、M1 交流モータ、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、 T_{qcom} トルク指令値、VH 直流電圧(システム電圧)、VL 直流電圧、 T トルク偏差、 θ ロータ回転角、 lim 電圧位相上限値、 n 昇圧判定位相、 v 電圧位相。

20

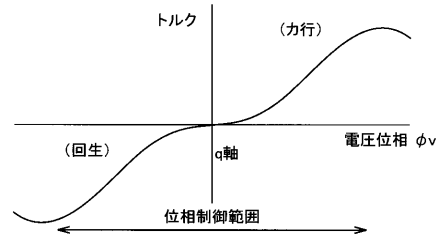
【 図 1 】



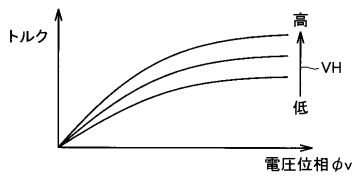
【 図 2 】

PWM制御			
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

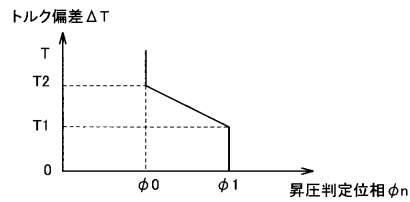
【 図 3 】



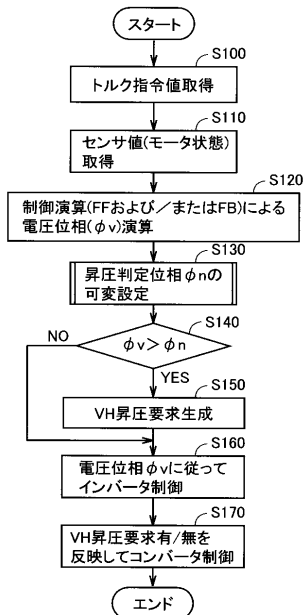
【 図 4 】



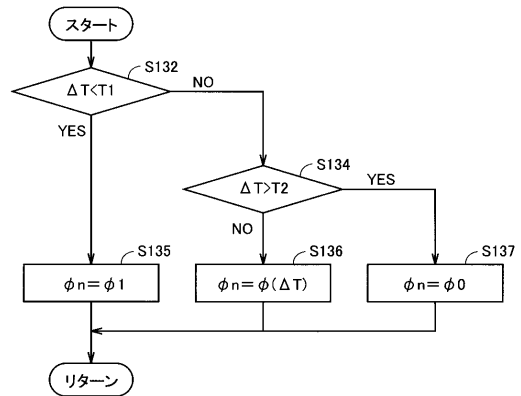
【 図 6 】



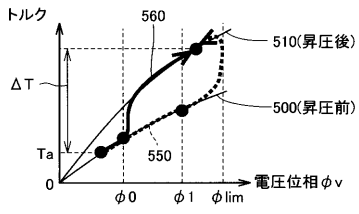
【 図 5 】



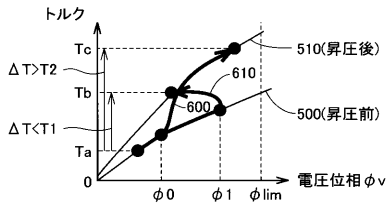
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

- (72)発明者 坂本 堅正
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 辻井 伸太郎
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 沓名 正樹
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 小川 崇
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

Fターム(参考) 5H115 PC06 PG04 PI16 PI29 PU08 PU25 PV02 PV09 QN08 SE10
TR05 TR08
5H505 AA16 BB02 CC04 DD03 DD08 EE07 EE48 EE49 EE55 GG04
GG05 GG07 GG10 HA08 HA09 HA10 HB02 HB05 JJ03 JJ17
KK06 LL02 LL22 LL24 LL39 LL41 LL58
5H560 AA08 BB04 BB07 BB12 DA10 DB20 DC03 DC12 DC13 EB01
EC01 EC02 EC07 GG04 RR04 SS02 TT11 TT15 UA02 UA05
UA06 XA02 XA03 XA06 XA08 XA12