

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(10) 国際公開番号

WO 2010/082368 A1

PCT

(43) 国際公開日

2010年7月22日(22.07.2010)

- (51) 国際特許分類:
H02P 21/00 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/053148
- (22) 国際出願日: 2009年2月23日(23.02.2009)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2009-006005 2009年1月14日(14.01.2009) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): トヨタ自動車株式会社 (TOYOTA JIDOSHA KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 山田 堅滋 (YAMADA, Kenji) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP). 山川 隼史 (YAMAKAWA, Toshifumi) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP). 大野 敏和 (OONO, Toshihazu) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

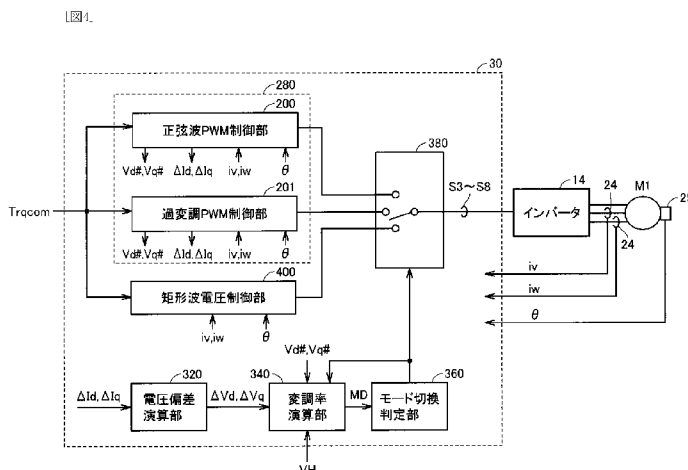
Aichi (JP). 黒松 豊 (KUROMATSU, Yutaka) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP).

- (74) 代理人: 深見 久郎, 外 (FUKAMI, Hisao et al.); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島二丁目2番7号 中之島セントラルタワー22階 深見特許事務所 Osaka (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,

[続葉有]

(54) Title: CONTROL APPARATUS FOR AC MOTOR AND ELECTRIC VEHICLE

(54) 発明の名称: 交流電動機の制御装置および電動車両



14 INVERTER
200 SINE WAVE PWM CONTROL SECTION
201 OVER-MODULATION PWM CONTROL SECTION
320 VOLTAGE DIFFERENCE COMPUTING SECTION
340 MODULATION FACTOR COMPUTING SECTION
360 MODE CHANGE DETERMINING SECTION
400 RECTANGULAR WAVE VOLTAGE CONTROL SECTION

(57) Abstract: An AC motor (M1), an inverter (14), and a control apparatus (30) are installed in an electric vehicle. The control apparatus (30) includes a voltage difference computing section (320), a modulation factor computing section (340), and a mode change determining section (360). The voltage difference computing section (320) computes the difference between the voltage determined by a first voltage command in executing rectangular wave voltage control and the voltage determined by a second voltage command in executing pulse width modulation control. The modulation factor computing section (340) computes the modulation factor according to the first voltage command and the voltage difference by substituting a current difference into the voltage equation of the AC motor. The mode change determining section (360) determines on the basis of the modulation factor whether or not it is necessary to change the control mode of the AC motor (M1) from the rectangular wave voltage control to the pulse width modulation control.

(57) 要約: 交流電動機 (M1)、インバータ (14) および制御装置 (30) は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) 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。

WO 2010/082368 A1



GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL,
NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF,
CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD,
TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

交流電動機の制御装置および電動車両

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替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。

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替える。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制御に切替える。

特許文献1:特開2007-306699号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0004] 特開2007-30669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可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制御への切換の可否は変調率とq軸電流とに基づいて判定される。したがって、制御モードの切換可否を判定するための処理が複雑化する可能性がある。

[0005] 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。

課題を解決するための手段

[0006] 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換要否を判定する。

[0007] 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の制御値を演算する。

[0008] 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可否を判定する。

[0009] 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、パルス幅変調制御から矩形波電圧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。

[0010] 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。

[0011] 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。

[0012] 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、制御装置とを備える。インバータは、直流電圧を、交流電動機に印加される印加電圧に変換するとともに、印加電圧を制御する。制御装置は、インバータを制御する。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、モード切替判定部とを含む。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。モード切替判定部は、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可否を判定する。

[0013] 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值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の制御値を演算する。

[0014] 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可否を判定する。

[0015] 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、パルス幅変調制

御から矩形波電圧制御への切換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。

[0016] 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。

[0017] 好ましくは、パルス幅変調制御部は、第1の制御部と、第2の制御部とを有する。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。

発明の効果

[0018] 本発明によれば、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できる。

図面の簡単な説明

[0019] [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。

[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換時における交流電圧指令の変化を説明する図である。

[図11]矩形波電圧制御から過変調PWM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12]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13]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14]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。

符号の説明

[0020] 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1MG、120 第2MG、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 モード切換判定部、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。

発明を実施するための最良の形態

[0021] 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。

[0022] (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。

[0023] 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、電流センサ24と、制御装置30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24と、制御装置30とを含む。

[0024] 交流電動機M1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。

[0025] 交流電動機M1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M1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M1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。

[0026] 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。

[0027] 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および直流電源Bに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出される。

[0028] 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の間に接続される。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。

[0029] 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、逆並列ダイオード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S1によって制御される。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。

- [0030] 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。
- [0031] 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。
- [0032] 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。
- [0033] 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に応答して、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。

- [0034] 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に応答して、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。
- [0035] 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。
- [0036] 交流電動機M1のトルク指令値が正($Trqcom > 0$)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。
- [0037] 交流電動機M1のトルク指令値が0の場合($Trqcom = 0$)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。
- [0038] スwitch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Trqcom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。
- [0039] 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Trqcomは負に設定される($Trqcom < 0$)。この場合には、インバータ14は、スイッチング制御信号S3~S8に
応答したスイッチング動作により交流電動機M1が発電した交流電圧を直流電圧に変換する。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。

- [0040] 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。
- [0041] 回転角センサ25は、交流電動機M1のロータ回転角 θ を検出し、その検出した回転角 θ を制御装置30へ送出する。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 θ に基づき交流電動機M1の回転数(回転速度)および角速度 ω (rad/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 θ を直接演算することによって、配置を省略してもよい。
- [0042] 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。
- [0043] 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 Trq_{com} 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 $S_1 \sim S_8$ 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 $S_1 \sim S_8$ を生成するために、トルク指令値 Trq_{com} 、電圧センサ10によって検出された直流電圧 V_b 、電流センサ11によって検出された直流電流 I_b 、電圧センサ13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 θ 等を受ける。
- [0044] 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 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。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。

[0045] 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。

[0046] (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。

[0047] 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。

[0048] 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。

[0049] 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。

- [0050] 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。
- [0051] 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。
- [0052] 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)の振幅が搬送波振幅より大きいいため、交流電動機M1に印加される線間電圧は、正弦波が歪んだ電圧となる。
- [0053] 交流電動機M1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。
- [0054] したがって、交流電動機M1の動作状態に応じて、正弦波PWM制御、過変調PWM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PWM制御および過変調PWM制御を包括的に「PWM制御モード」と呼ぶこともある。
- [0055] 正弦波PWM制御または過変調PWM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。

[0056] 図3には、交流電動機M1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A1ではトルク変動を小さくするために正弦波PWM制御が適用され、中回転数域A2では過変調PWM制御が適用され、高回転数域A3では矩形波電圧制御が適用される。特に、過変調PWM制御および矩形波電圧制御の適用により、交流電動機M1の出力向上が実現される。

[0057] (制御装置の構成)

図4は、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30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。

[0058] 図4を参照して、制御装置30は、PWM制御部280と、矩形波電圧制御部400と、電圧偏差演算部320と、変調率演算部340と、モード切換判定部360と、モード選択部380とを含む。PWM制御部280は、正弦波PWM制御部200と、過変調PWM制御部201とを含む。

[0059] 正弦波PWM制御部200は、トルク指令値 Trq_{com} 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 θ とを受けて、交流電動機M1がトルク指令値 Trq_{com} に従ったトルクを出力するように、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。具体的には、正弦波PWM制御部200は、トルク指令値 Trq_{com} 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 Trq_{com} 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 ΔId , ΔIq を演算する。正弦波PWM制御部200は、その電流偏差 ΔId , ΔIq に基づいて、モータ印加電圧の指令値である電圧指令値 $Vd\#$, $Vq\#$ を演算する。正弦波PWM制御部200は、電圧指令値 $Vd\#$, $Vq\#$ に基づいて、スイ

スイッチング制御信号S3～S8を生成する。なお、正弦波PWM制御部200は、電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_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。

[0060] 過変調PWM制御部201は、トルク指令値 $Trqcom$ 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 θ 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S3～S8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 ΔI_d 、 ΔI_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S3～S8を生成する。過変調PWM制御部201は、電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_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。

[0061] 矩形波電圧制御部400は、トルク指令値 $Trqcom$ 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 θ とを受ける。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 $Trqcom$ 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S3～S8を生成する。

[0062] 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 ΔI_d 、 ΔI_q に基づいて、電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_q を演算する。電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_q は、あるトルク指令値 $Trqcom$ 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。

[0063] 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MDを演算する。変調率演算部340は、矩形波電圧制御時においては、電圧偏差演算部320により演算された電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_q に基づいて、変調率MDを演算する。

- [0064] モード切換判定部360は、変調率演算部340により演算された変調率MDに基づいて、制御モードを矩形波電圧制御からPWM制御への切換の要否、および、PWM制御から矩形波電圧制御への切換の要否を判定する。さらに、モード切換判定部360は、変調率演算部340により演算された変調率MDに基づいて、正弦波PWM制御から過変調PWM制御部への切換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制御への切換要否を判定する。
- [0065] モード選択部380は、モード切換判定部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換える。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、モード切換判定部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換える。
- [0066] 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。
- [0067] 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。
- [0068] 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 Trq_{com} に応じたd軸電流指令値 Id_{com} およびq軸電流指令値 Iq_{com} を生成する。
- [0069] 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 θ 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 Id およびq軸電流 Iq を算出する。
- [0070] 電圧指令生成部240には、d軸電流指令値とd軸電流 Id との偏差 ΔId ($\Delta Id = Id_{com} - Id$)およびq軸電流指令値とq軸電流 Iq との偏差 ΔIq ($\Delta Iq = Iq_{com} - Iq$)が入力される。電圧指令生成部240は、d軸電流偏差 ΔId およびq軸電流偏差 ΔIq 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 $Vd\#$ およびq軸電圧指令値 $Vq\#$ を生成する。

- [0071] 座標変換部250は、交流電動機M1の回転角 θ 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。
- [0072] 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。
- [0073] 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。
- [0074] 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 Trq_{com} 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。
- [0075] d軸電流偏差 ΔI_d およびq軸電流偏差 ΔI_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。
- [0076] 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。
- [0077] 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。
- [0078] そして、過変調PWM制御部201では、電流偏差 ΔI_d , ΔI_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 ΔI_d , ΔI_q は、 $\Delta I_d = I_{dcom} - I_{df}$ および $\Delta I_q = I_{qcom} - I_{qf}$ との式に従って算出される。

[0079] 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。

[0080] d軸電流偏差 ΔI_d およびq軸電流偏差 ΔI_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。

[0081] 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。

[0082] 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によ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。

[0083] 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。

[0084] 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。

[0085] 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。

$$[0086] \quad P_{mt} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \cdots (1)$$

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 θ から算出される角速度 ω 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。

$$[0087] \quad T_q = P_{mt} / \omega \quad \cdots (2)$$

PI演算部430は、トルク指令値 T_{rqcom} に対するトルク偏差 ΔT_q ($\Delta T_q = T_{rqcom} - T_q$)を受ける。PI演算部430は、トルク偏差 ΔT_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 ϕ_v を設定する。具体的には、PI演算部430は、正トルク発生($T_{rqcom} > 0$)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($T_{rqcom} < 0$)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。

[0088] 矩形波発生器440は、PI演算部430によって設定された電圧位相 ϕ_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450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14がスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ に従ったスイッチング動作を行なうことにより、電圧位相 ϕ_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。

[0089] 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、PWM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、PWM制御方式の適用時に比較して、制御応答性が低下する。

[0090] なお、電力演算部410およびトルク演算部420に代えてトルクセンサを配置してもよい。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 ΔT_q を求めることが可能になる。

[0091] 再び図4を参照して、電圧偏差演算部320は、モータ電圧方程式にd軸電流偏差 ΔI_d およびq軸電流偏差 ΔI_q を代入する演算により電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_q を算出する。

[0092] モータ電圧方程式は、下記式(3)および式(4)式で示される。

$$V_d = R_a \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots (3)$$

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + R_a \cdot I_q + \omega \cdot \phi \quad \dots (4)$$

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M1の電気角速度を示し、 ϕ 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 ΔI_d 、 ΔI_q をそれぞれ代入することにより、電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_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。

$$[0093] \quad \Delta V_d = R_a \cdot \Delta I_d - \omega \cdot L_q \cdot \Delta I_q \quad \dots (5)$$

$$\Delta V_q = \omega \cdot L_d \cdot \Delta I_d + R_a \cdot \Delta I_q + \omega \cdot \phi \quad \dots (6)$$

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 (システム電圧)に基づいて、変調率MDを演算する。この場合、変調率演算部340は、下記の式(7)に従って、変調率MDを演算する。

$$[0094] \quad MD = (V_d \#^2 + V_q \#^2)^{1/2} / V_H \quad \dots (7)$$

一方、矩形波電圧制御の実行時においては、変調率MDは0.78に固定される。変調率算出部340は、矩形波電圧制御の実行時には、モード切替判定部360による矩形波電圧制御からPWM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PWM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。

[0095] 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340は、電圧偏差演算部320により算出された電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_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。

[0096] 図9は、電圧指令ベクトルを説明する図である。

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。

[0097] 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。

[0098] 電圧指令偏差 ΔV_r は、電圧指令ベクトル V_1 の大きさを示す値(以後、 V_r_VPH 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 ΔV_r は以下の式(8)に従って表わされる。

$$[0099] \quad \Delta V_r = (\Delta V_d^2 + \Delta V_q^2)^{1/2} \quad \cdots (8)$$

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

[0100] 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。

$$[0101] \quad V_r = V_r\_VPH - \Delta V_r \quad \cdots (9)$$

V_r_VPH 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。

$$[0102] \quad MD = V_r \times k \quad \cdots (10)$$

係数 k は、以下の式(11)によって表わされる。

$$[0103] \quad k = 0.78 / V_r\_VPH \quad \cdots (11)$$

V_r が V_r_VPH 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。

[0104] モード切換判定部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、所定の基準値MD1以上であるかどうかを判定する。変調率MDがその基準値MD1以上である場合、モード切換判定部360は、PWM制御から矩形波電圧制御への切換が必要と判定する。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)に切換える。

[0105] モード切換判定部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が所定の基準値MD2以下であるかどうかを判定する。基準値MD2は、基準値MD1よりも小さい値である。変調率MDが基準値MD2以下である場合、モード切換判定部360は、PWM制御から矩形波電圧制御への切換が必要と判定する。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)に切換える。

[0106] モード切換判定部360は、PWM制御モードの実行時には、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。この判定は、変調率MDを所定の閾値(たとえば、正弦波PWM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。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。

[0107] モード選択部380は、モード切換判定部360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PWM制御モードおよび正弦波PWM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。

[0108] ここで、制御モードが矩形波電圧制御と過変調PWM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。

[0109] 図10は、矩形波電圧制御から過変調PWM制御への制御モードの切換時における交流電圧指令の変化を説明する図である。

[0110] 図10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 ϕ_v は、トルク偏差 ΔT_q (図8参照)に基づいて制御される。なお図10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PWM制御への切換時における、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。

- [0111] 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7)による制御演算によって、電圧指令ベクトルV2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PWM制御への切換時には、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V1および電圧指令ベクトルV2の間に大きな変化が生じ易い。
- [0112] 図11は、矩形波電圧制御から過変調PWM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。
- [0113] 図11を参照して、d-q軸平面上の曲線B1は、あるトルク指令値に対応する電流指令(I_{dcom} , I_{qcom})を表わす。d-q軸平面上の曲線B2は、曲線B1が示すトルクを交流電動機M1から発生させる際におけるモータ電流値を表わす。
- [0114] d-q軸平面は曲線B1により、矩形波電圧制御領域とPWM制御領域とに分けられる。曲線B1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PWM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領域が矩形波電圧制御領域となる。
- [0115] 曲線B1上の点P1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P1は、PWM制御が実行された場合の電流指令値を表わす。曲線B2上の点P2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14から出力された電流値を表わす。
- [0116] 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 ΔI_d および ΔI_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 ΔV_d , ΔV_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 ΔV_d , ΔV_q を算出できる。
- [0117] 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V2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V1に対応する。変調率演算部340は、電圧偏差 ΔV_d , ΔV_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 ΔV_r を算出する。電圧指令ベクトルV1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 ΔV_r に基づいて算出できる。

[0118] 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、 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。

[0119] 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 ΔV_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。

[0120] (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および図13を用いて説明する。

[0121] 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。

[0122] 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。

[0123] 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)。

- [0124] 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)、PWM制御モードが継続的に選択される(ステップST14)。
- [0125] 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) ϕ_i の絶対値が、所定の切換電流位相 ϕ_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、切換電流位相 ϕ_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。
- [0126] 実電流位相 ϕ_i の絶対値が切換電流位相 ϕ_0 の絶対値よりも小さいと判定された場合(ステップST13においてYES)、制御モードは矩形波電圧制御モードからPWM制御に切換えられる。したがってPWM制御モードが選択される(ステップST14)。
- [0127] 実電流位相 ϕ_i の絶対値が切換電流位相 ϕ_0 の絶対値以上であると判定された場合(ステップST13においてNO)、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ST15)。
- [0128] PWM制御モードの選択時(ステップST14)には、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が判定される(ステップST16)。この判定は、変調率MDを所定の閾値(たとえば、正弦波PWM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。
- [0129] 変調率が閾値以下であるときには正弦波PWM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264(正弦波成分)の振幅が搬送波262の振幅以下であるPWM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PWM制御が適用される。この場合には、交流電圧指令264(正弦波成分)の振幅が搬送波262の振幅より大きくなる。
- [0130] 図12に示した処理によれば、PWM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PWM制御モードへの移行の判定時には、実電流位相 ϕ_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。
- [0131] 図13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13および図12を参照して、本実施の形態による制御モードの切替判定処理は、ステップST12の処理およびステップST13の処理に代えてステップST20の処理およびステップST23の処理が実行される点、およびステップST21、ST22の処理が追加される点において図12に示す処理と異なる。なお、図13に示した他のステップの処理は、図12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ST20～ST23の処理を説明する。なお、図13に示した処理は制御装置30によって、たとえば一定の周期ごとに実行される。

[0132] ステップST10において、制御装置30は、現在の制御モードがPWM制御モードであるかどうかを判定する。現在の制御モードがPWM制御モードであると判定された場合(ステップST10においてYES)、制御装置30(変調率演算部340)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、上記(7)式により、変調率を演算する(ステップST11)。

[0133] 次に、ステップST20において、制御装置30(モード切替判定部360)は、ステップST11で求めた変調率MDが基準値MD1以上であるかどうかを判定する。変調率MDがMD1以上であると判定された場合(ステップST20においてYES)には、制御装置30(モード切替判定部360およびモード選択部380)により、制御モードがPWM制御から矩形波電圧制御モードに切替えられる(ステップST15)。

[0134] 一方、ステップST11で求められた変調率MDが基準値MD1未満であると判定された場合(ステップST20においてNO)、PWM制御モードが継続的に選択される(ステップST14)。

[0135] 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)、制御装置30(電圧偏差演算部320)は、PWM制御部200により算出された電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q により電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_q を演算する(ステップST21)。上述のように、電圧偏差演算部320は、式(5)および式(6)に電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を代入することによって、電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_q を演算する。

[0136] 次に、制御装置30(変調率演算部340)は、ステップST21において算出された電圧偏差 ΔV_d 、 ΔV_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ST22)。変調率演算部340は、上記の式(8)から式(10)に従って、変調

率MDを演算する。

- [0137] 続いて、制御装置30(モード切換判定部360)は、ステップST22において算出された変調率MDが、基準値MD2以下であるか否かを判定する(ステップST23)。変調率MDが基準値MD2よりも小さいと判定された場合(ステップST23においてYES)、制御装置30(モード切換判定部360)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ST14)。
- [0138] 変調率MDが基準値MD2より大きいと判定された場合(ステップST23においてNO)、制御装置30(モード切換判定部360)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ST15)。
- [0139] PWM制御モードの選択時(ステップST14)には、制御装置30(モード切換判定部360)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ST16)。制御装置30(モード切換判定部360)は、変調率MDを、正弦波PWM制御モードでの最高変調率(0.61)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。
- [0140] 上述のように、本実施の形態では ΔV_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。
- [0141] 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。
- [0142] 基準値MD2は基準値MD1と等しくてもよい。ただし、基準値MD2を基準値MD1よりも小さくすることが好ましい。基準値MD2を基準値MD1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。

[0143] 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MD2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小さくなるように基準値MD2を定めることができる。

[0144] 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。

[0145] (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。

[0146] 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1

60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。

[0147] 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。

[0148] 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。

[0149] 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。

[0150] 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。

[0151] 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1MG110の回転軸に連結される。リングギヤは第2MG120の回転軸および減速機140に連結される。

- [0152] そして、エンジン150、第1MG110および第2MG120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1MG110および第2MG120の回転数は、共線図において直線で結ばれる関係になる。
- [0153] 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1MG110および第2MG120が制御される。
- [0154] 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。
- [0155] 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請求の範囲によって示され、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。

請求の範囲

- [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(14)によって制御され、
前記制御装置は、
前記インバータ(14)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(24)と、
前記電流検出器(24)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(14)の制御指令を発生するパルス幅変調制御部(280)と、
前記電流検出器(24)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(14)の前記制御指令を発生する矩形波電圧制御部(400)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(320)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(340)と、
前記矩形波電圧制御部(400)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(360)とを備える、交流電動機の制御装置。
- [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(320)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、

前記変調率演算部(340)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の制御値を演算する、請求の範囲第1項に記載の交流電動機の制御装置。

- [3] 前記変調率演算部(340)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(280)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、

前記モード切換判定部(360)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可否を判定する、請求の範囲第2項に記載の交流電動機の制御装置。

- [4] 前記モード切換判定部(360)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、前記パルス幅変調制御から前記矩形波電圧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、請求の範囲第3項に記載の交流電動機の制御装置。

- [5] 前記パルス幅変調制御部(280)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、請求の範囲第1項に記載の交流電動機の制御装置。

- [6] 前記パルス幅変調制御部(280)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(200)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(201)とを含む、請求の範囲第1項に記載の交流電動機の制御装置。

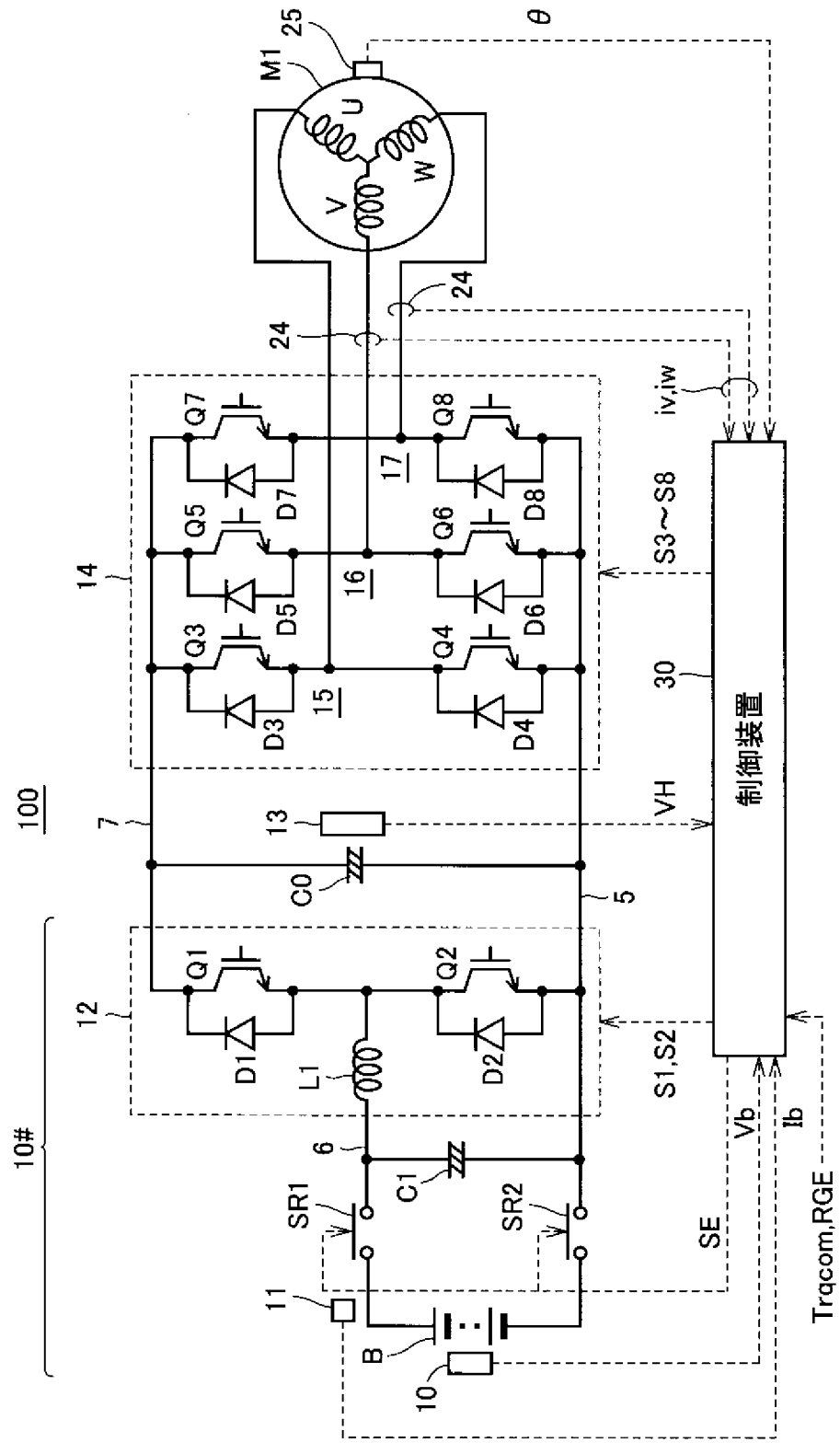
- [7] 交流電動機(M1)と、
直流電圧を、前記交流電動機(M1)に印加される印加電圧に変換するとともに、前記印加電圧を制御するインバータ(14)と、
前記インバータ(14)を制御する制御装置とを備え、
前記制御装置は、
前記インバータ(14)と前記交流電動機(M1)との間に流れるモータ電流を検出する電流検出器(24)と、
前記電流検出器(24)により検出された前記モータ電流と、前記交流電動機(M1)の動作指令に対応する電流指令との電流偏差に基づいて、前記交流電動機(M1)を前記動作指令に従って動作させるための交流電圧指令を生成するとともに、前記交流電圧指令と搬送波との比較に基づくパルス幅変調制御によって、前記インバータ(14)の制御指令を発生するパルス幅変調制御部(280)と、
前記電流検出器(24)により検出された前記モータ電流と、前記交流電動機(M1)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(14)の前記制御指令を発生する矩形波電圧制御部(400)と、
前記交流電動機(M1)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(320)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(340)と、
前記矩形波電圧制御部(400)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(M1)の制御モードの切換要否を判定するモード切換判定部(360)とを含む

む、電動車両。

- [8] 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(320)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、
前記変調率演算部(340)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の制御値を演算する、請求の範囲第7項に記載の電動車両。
- [9] 前記変調率演算部(340)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(280)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、
前記モード切換判定部(360)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可否を判定する、請求の範囲第8項に記載の電動車両。
- [10] 前記モード切換判定部(360)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、前記パルス幅変調制御から前記矩形波電圧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、請求の範囲第9項に記載の電動車両。
- [11] 前記パルス幅変調制御部(280)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、請求の範囲第7項に記載の電動車両。
- [12] 前記パルス幅変調制御部(280)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(200)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(201)とを有する、請求の範囲第7項に記載の電動車両。

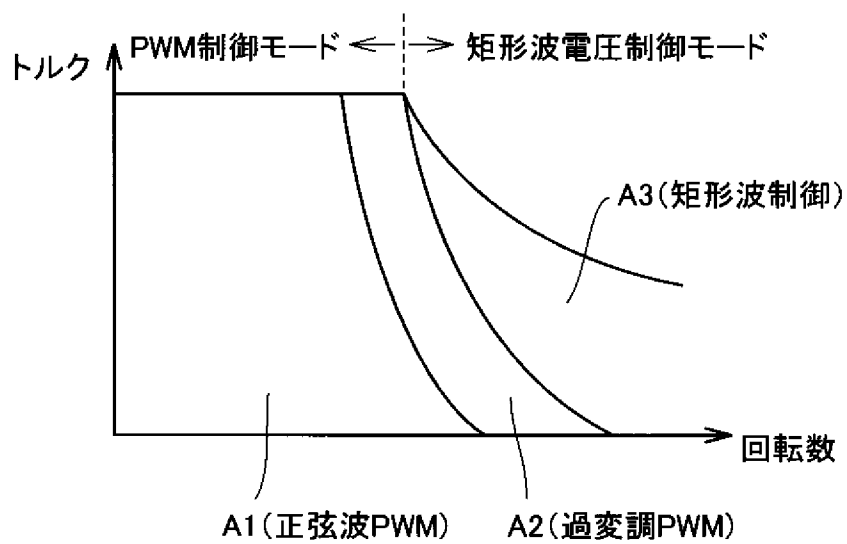
[図1]



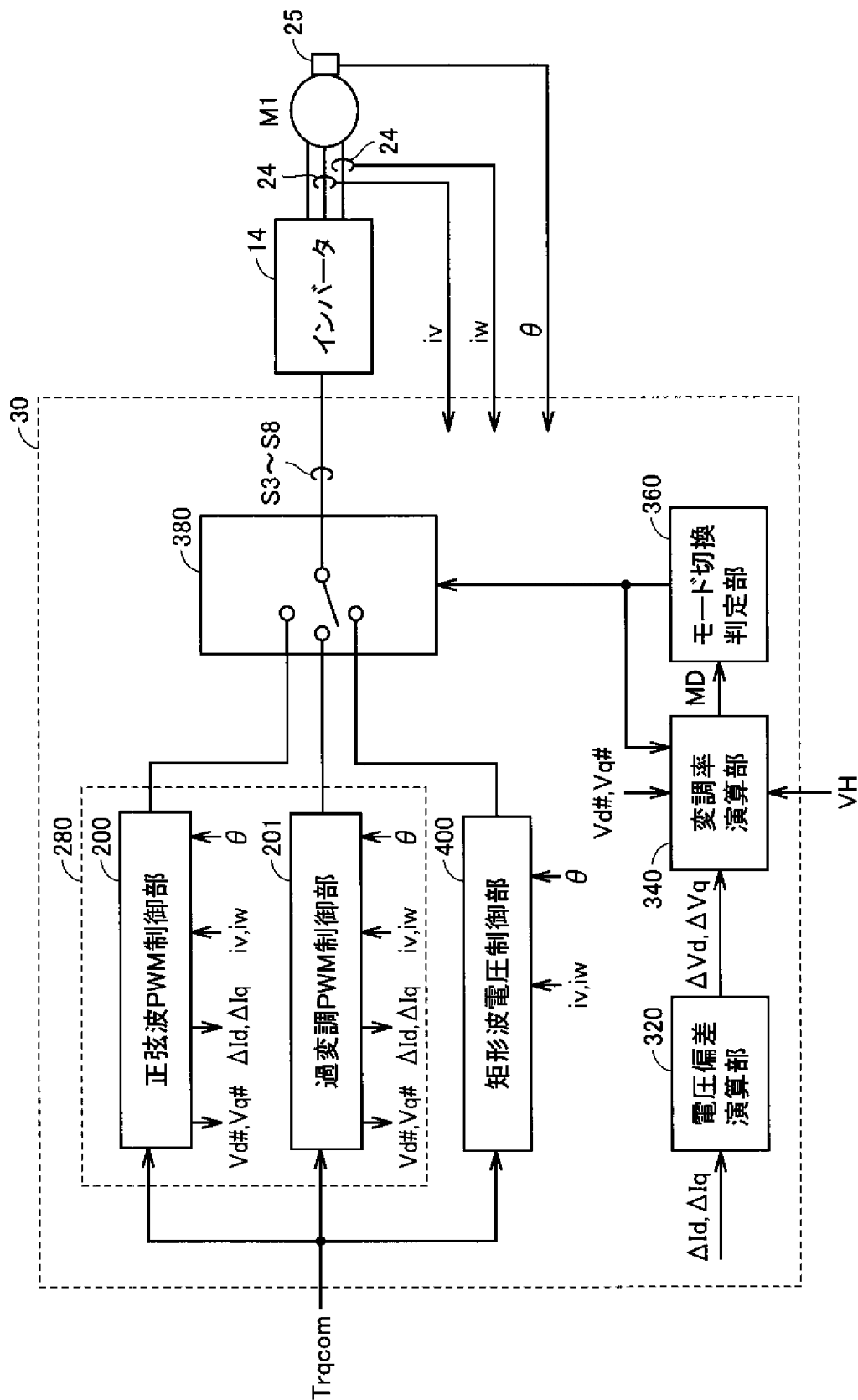
[図2]

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

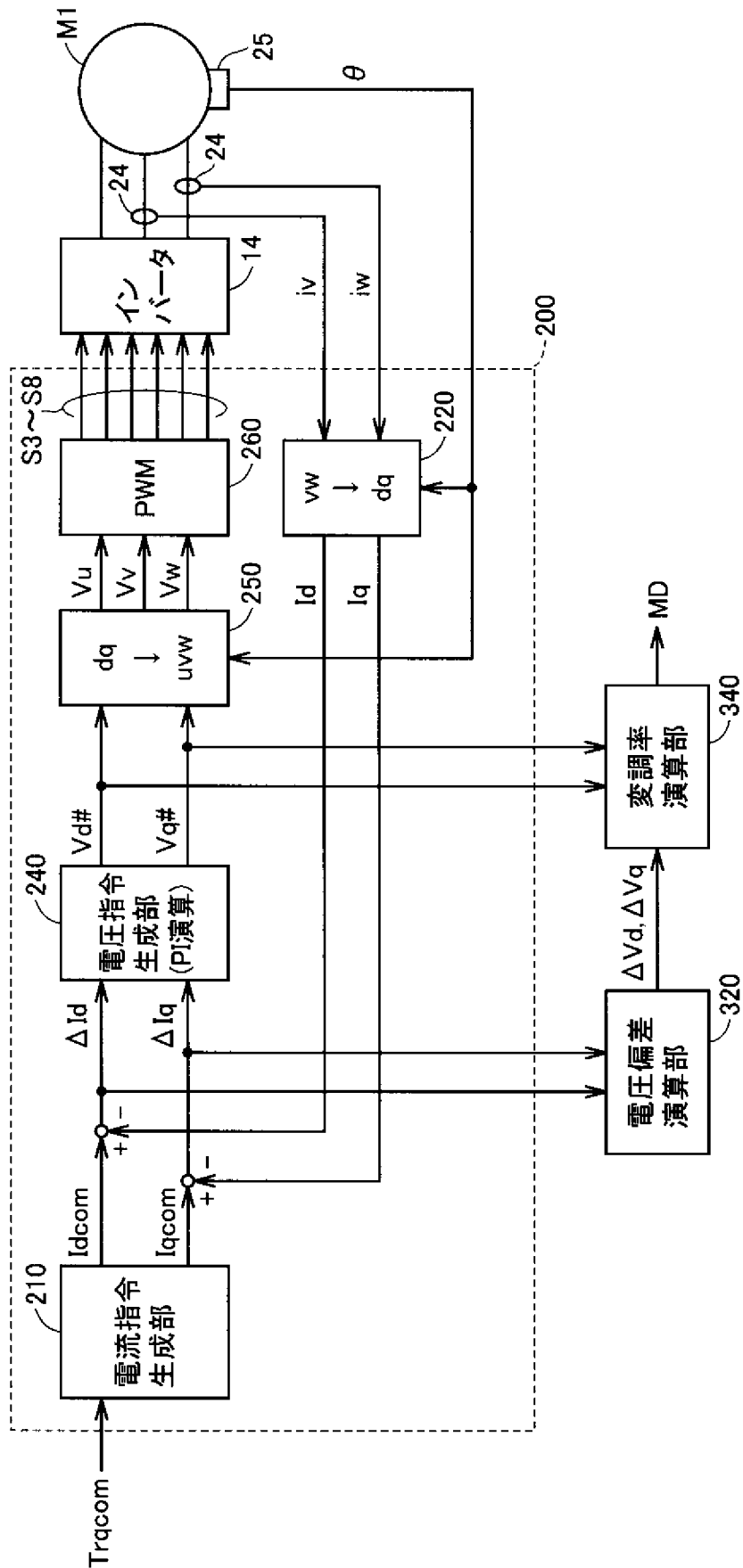
[図3]



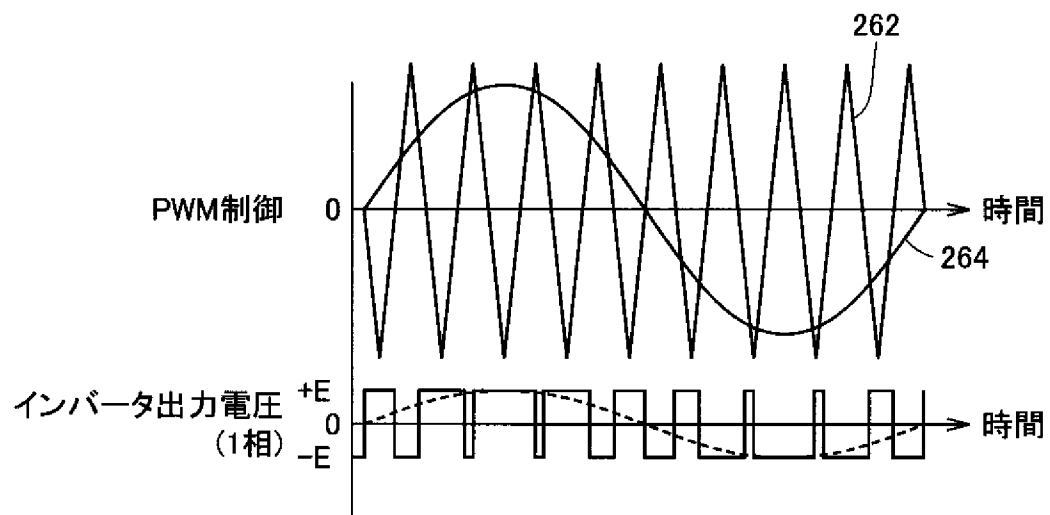
[図4]



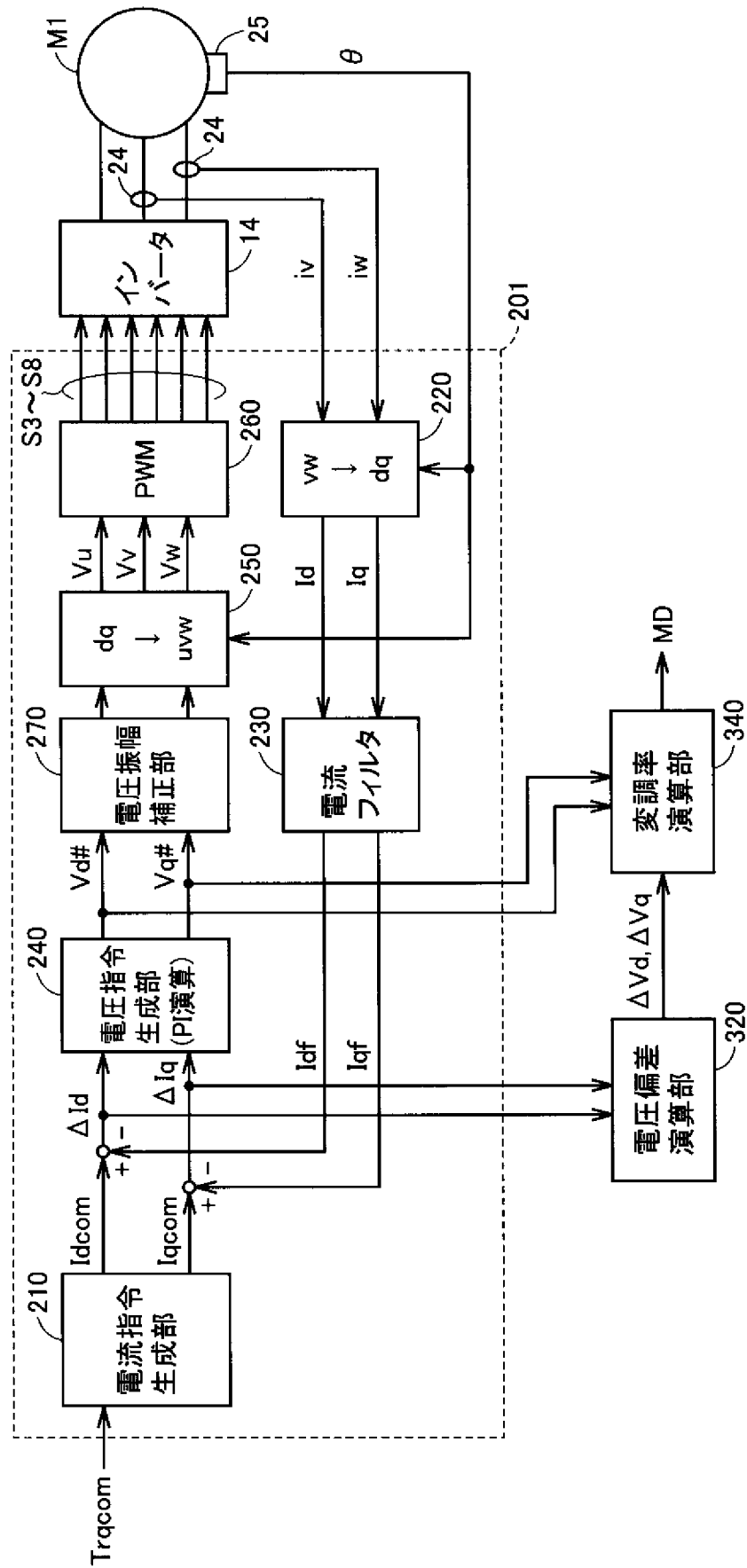
[図5]



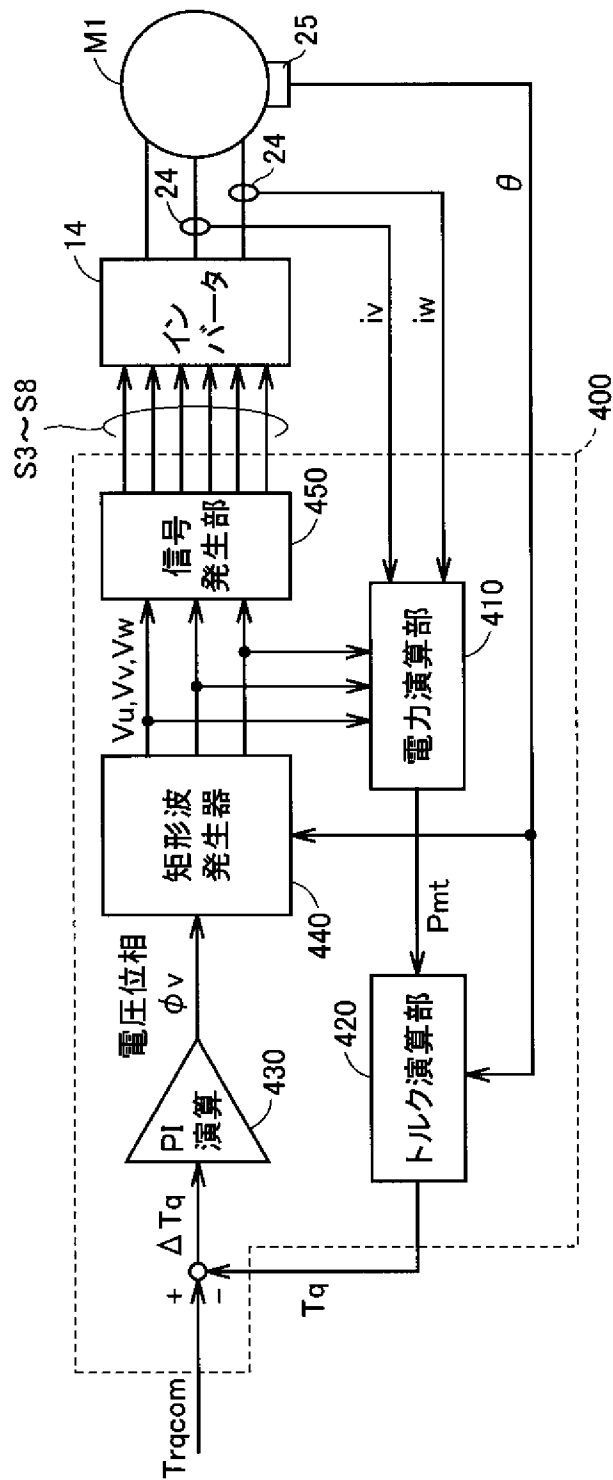
[図6]



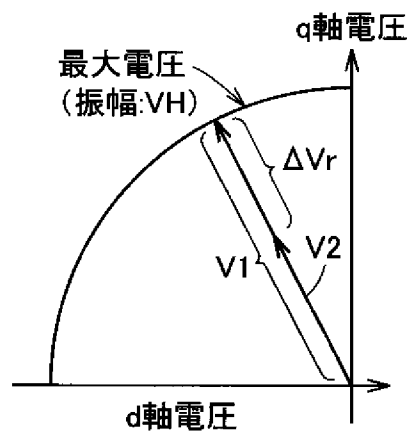
[図7]



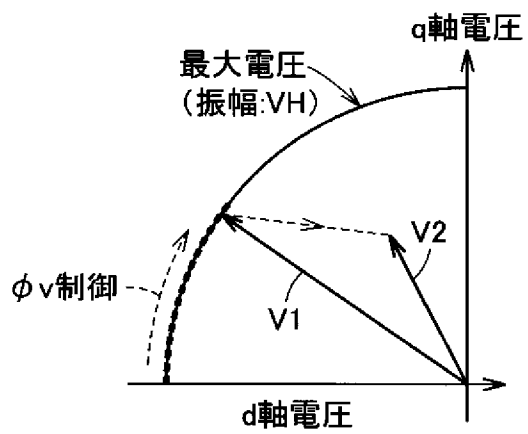
[図8]



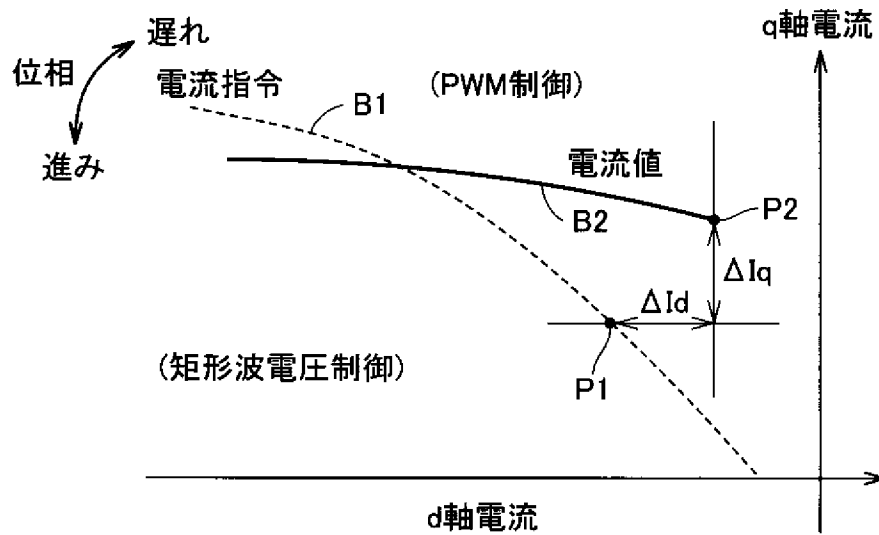
[図9]



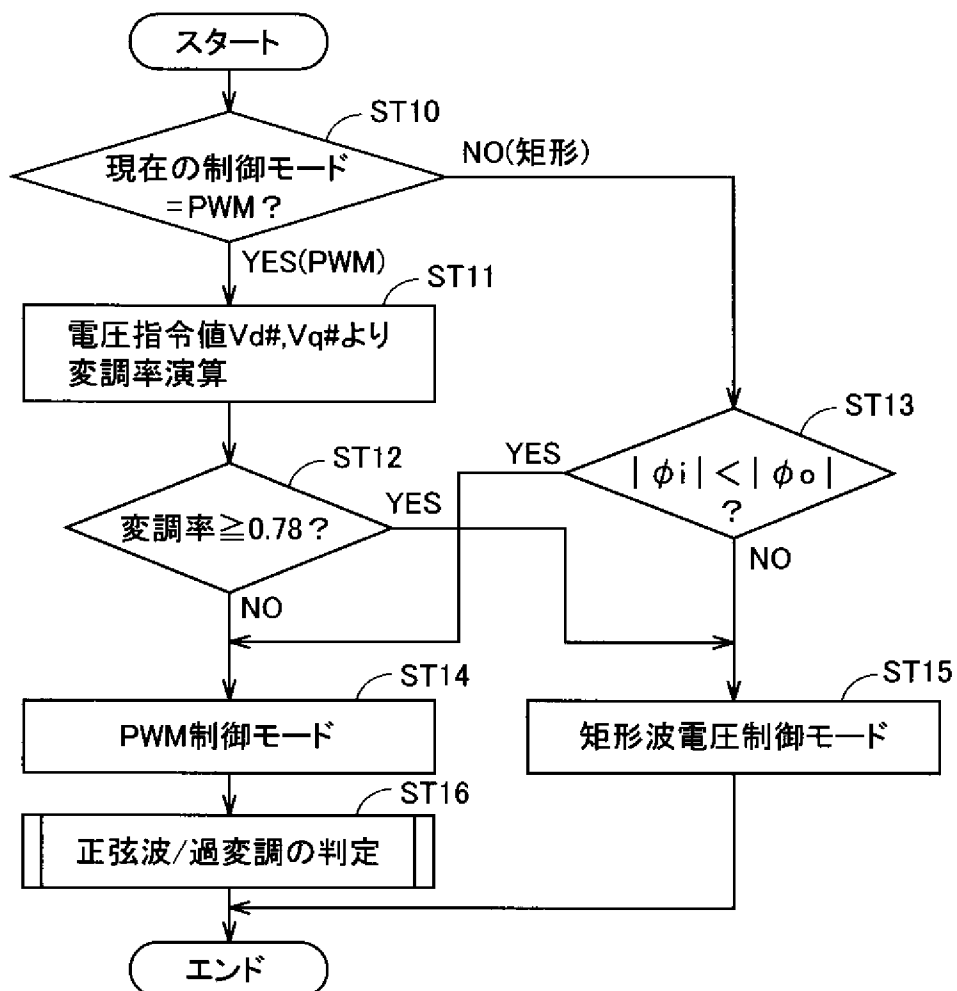
[図10]



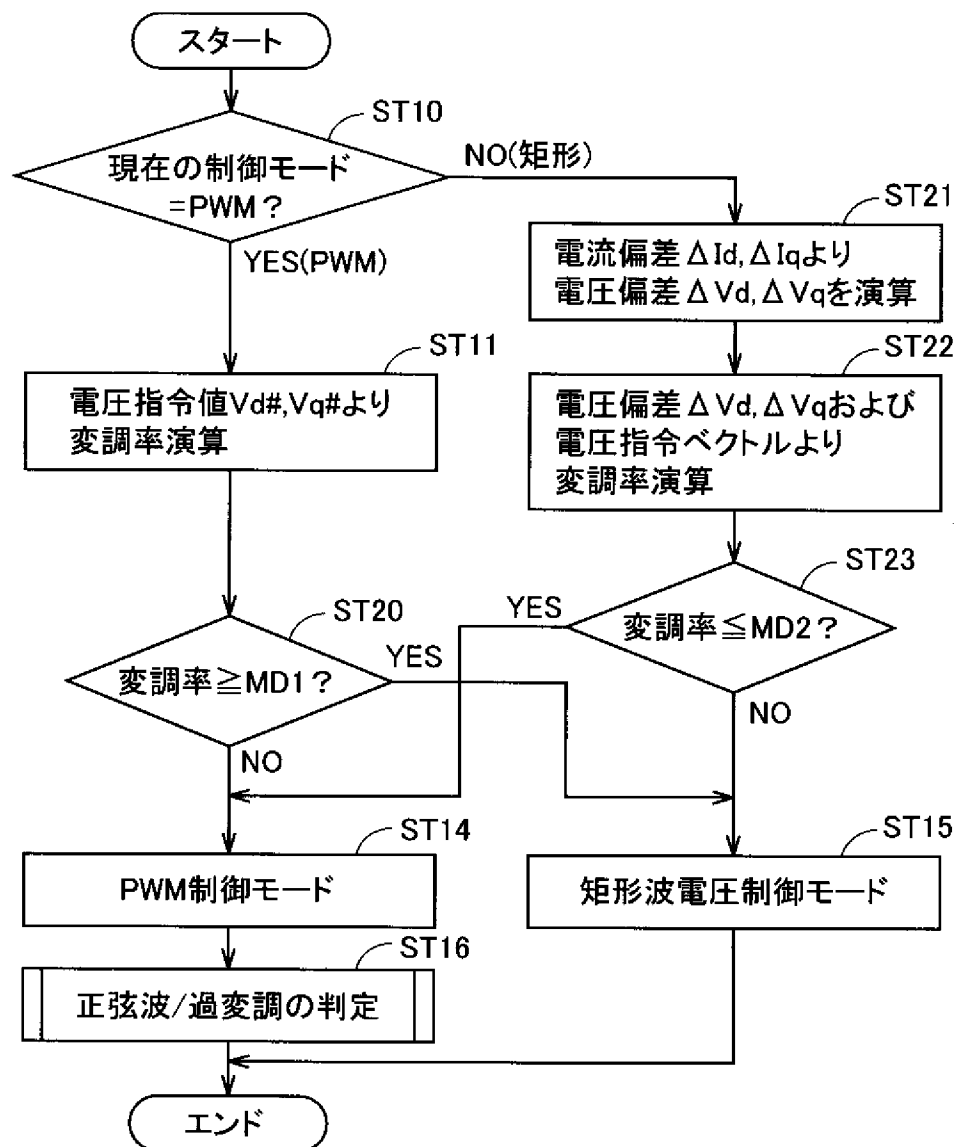
[図11]



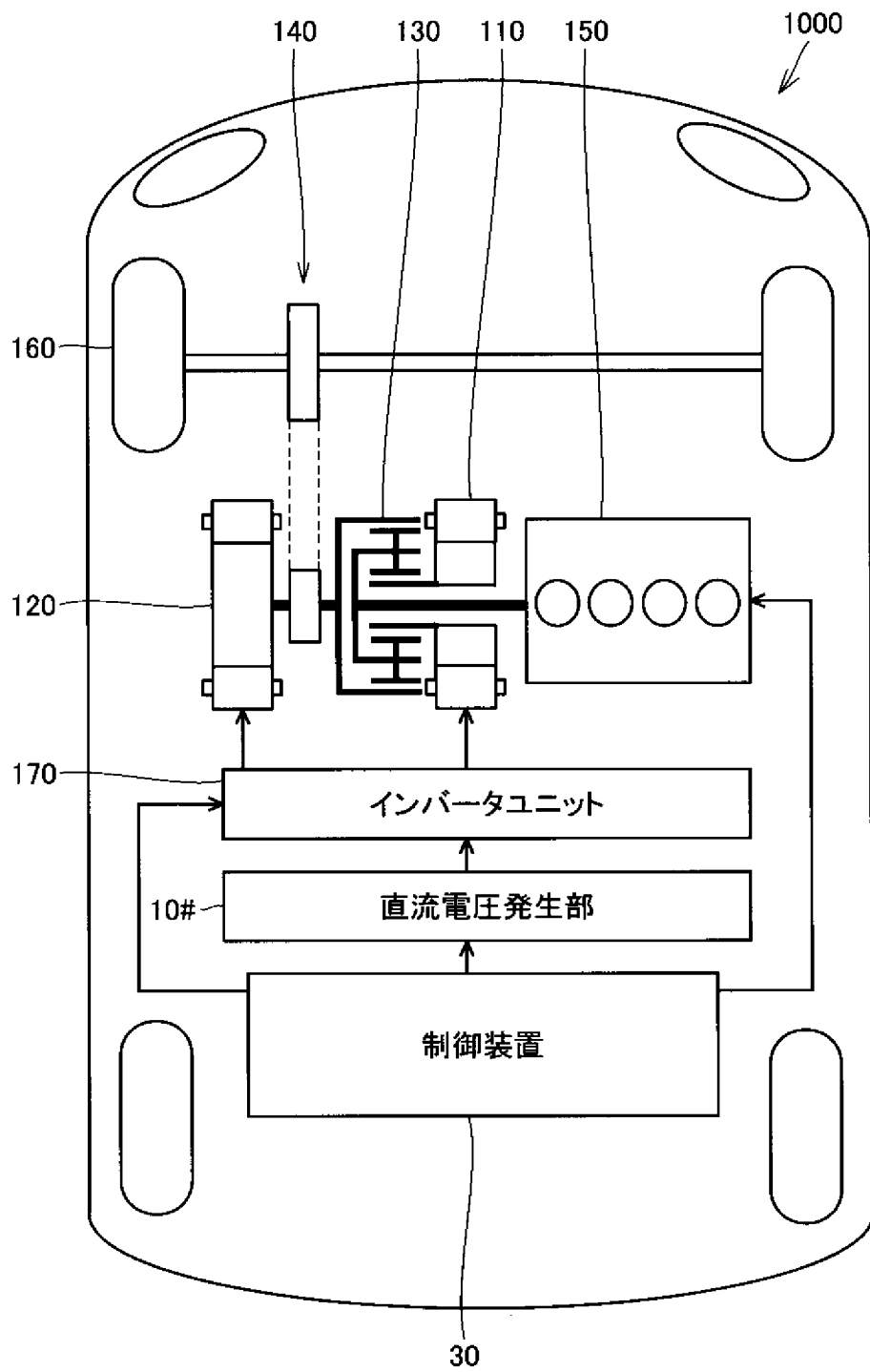
[図12]



[図13]



[図14]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/053148

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P21/00(2006.01) i, H02P27/04(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P21/00, H02P27/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2007-306699 A (Toyota Industries Corp.), 22 November, 2007 (22.11.07), Full text; all drawings (Family: none)	1-12
A	JP 2008-253000 A (Toyota Motor Corp.), 16 October, 2008 (16.10.08), Full text; all drawings & WO 2008/120540 A1	1-12
A	JP 2008-236853 A (Denso Corp.), 02 October, 2008 (02.10.08), Full text; all drawings (Family: none)	1-12

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
19 May, 2009 (19.05.09)

Date of mailing of the international search report
26 May, 2009 (26.05.09)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））
Int.Cl. H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P21/00, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 9 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 9 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 9 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

WPI

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2007-306699 A（株式会社豊田自動織機）2007. 11. 22, 全文、全図（ファミリーなし）	1-12
A	JP 2008-253000 A（トヨタ自動車株式会社）2008. 10. 16, 全文、全図 & WO 2008/120540 A1	1-12
A	JP 2008-236853 A（株式会社デンソー）2008. 10. 02, 全文、全図（ファミリーなし）	1-12

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 9 . 0 5 . 2 0 0 9

国際調査報告の発送日

2 6 . 0 5 . 2 0 0 9

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

森山 拓哉

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8

3 V

3 9 2 4