

(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2014-128052

(P2014-128052A)

(43) 公開日 平成26年7月7日(2014.7.7)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02P 21/00 (2006.01)	H02P 5/408 C	5H505
H02P 27/04 (2006.01)	H02P 6/02 351Z	5H560
H02P 6/08 (2006.01)		

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2012-280921 (P2012-280921)	(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
(22) 出願日	平成24年12月25日 (2012.12.25)	(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	110001195 特許業務法人深見特許事務所
		(72) 発明者	野村 哲也 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		(72) 発明者	森井 秋由 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 車両の制御装置

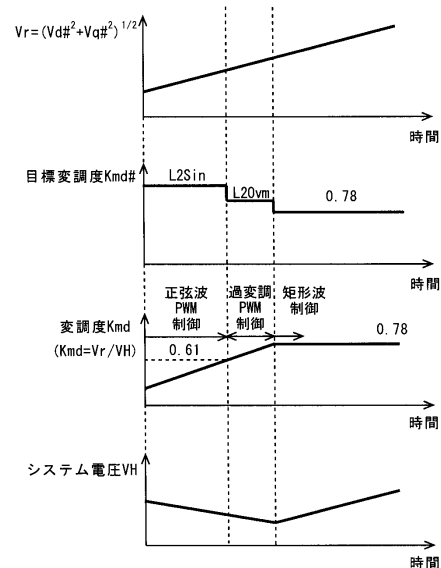
(57) 【要約】

【課題】コンバータの出力電圧を変調度のフィードバック制御によって制御するとともに、インバータの制御方式をインバータの変調度によって切換えるシステムにおいて、制御方式を速やかに切換える。

【解決手段】車両には、電圧を変換して出力するコンバータと、コンバータから出力された直流電力を交流電力に変換するインバータと、インバータから供給される交流電力により駆動するモータとが搭載される。この車両の制御装置は、インバータの変調度に応じて選択される制御モードでインバータを制御し、インバータの目標の制御モードを選択し、目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、制御モードが目標の制御モードに切替わるまでインバータの変調度が変化するようにコンバータの出力電圧を変化させる。

【選択図】 図10

図10



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

電圧を変換して出力するコンバータと、前記コンバータから出力された直流電力を交流電力に変換するインバータと、前記インバータから供給される交流電力により駆動するモータとが搭載された車両の制御装置であって、

前記インバータの変調度に応じて選択される制御モードで前記インバータを制御するためのインバータ制御手段と、

前記インバータの目標の制御モードを選択するための選択手段と、

前記目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、前記制御モードが前記目標の制御モードに切り換わるまで前記インバータの変調度が変化するように前記コンバータの出力電圧を変化させるためのコンバータ制御手段とを備える、車両の制御装置。

10

【請求項 2】

前記インバータ制御手段は、前記インバータの変調度が所定のしきい値を超えると制御モードを切り換え、

前記コンバータ制御手段は、

前記目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、前記しきい値よりも大きい値を目標変調度として設定し、

前記インバータの変調度が前記目標変調度まで変化するように前記コンバータの出力電圧を低下させるための手段とを備える、請求項 1 に記載の車両の制御装置。

20

【請求項 3】

前記インバータ制御手段は、前記インバータの変調度が所定のしきい値を下回ると制御モードを切り換え、

前記コンバータ制御手段は、

前記目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、前記しきい値よりも小さい値を目標変調度として設定し、

前記インバータの変調度が前記目標変調度まで変化するように前記コンバータの出力電圧を増大させる、請求項 1 に記載の車両の制御装置。

30

【請求項 4】

前記選択手段は、運転者のアクセル操作に応じて前記インバータの目標の制御モードを選択する、請求項 1 ～ 3 のいずれかに記載の車両の制御装置。

30

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、車両の制御装置に関し、特に、コンバータおよびインバータを介して供給された電力によって駆動するモータを搭載した車両において、コンバータの出力電圧を制御する技術に関する。

【背景技術】**【0002】**

電動モータを駆動源として搭載したハイブリッド車、燃料電池車、電気自動車知られている。電動モータには、たとえば 3 相交流モータが用いられる。そのような電動モータには、インバータから交流電力が供給される。

40

【0003】

インバータの制御には、種々の技術が用いられ得る。インバータの制御に用いられる技術の一例として、特開 2006 - 311768 号公報（特許文献 1）は、正弦波 PWM（Pulse Width Modulation）制御方式、過変調 PWM 制御方式、矩形波制御方式の中から選択された制御方式を用いてインバータを制御することを開示する。特開 2006 - 311768 号公報においては、一例として、第 6 段落に記載されているように、インバータの変調度に基づいて制御方式が選択される。

【先行技術文献】**【特許文献】**

50

【 0 0 0 4 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 6 - 3 1 1 7 6 8 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

インバータの変調度に応じて制御方式を選択すると、たとえば電動モータの回転速度あるいはトルクが外乱の影響によって急変し、その結果電動モータの駆動電圧の振幅が急変すると、インバータの変調率も急変し、インバータの制御方式が変更され得る。この場合、所望される制御方式とは異なる制御方式でインバータが制御されるため、制御方式を速やかに元に戻すことが望ましい。

10

【 0 0 0 6 】

また、PWM制御方式ではインバータのスイッチング動作に伴う損失があることから、矩形波制御方式が選択できる条件下では、制御方式を速やかに矩形波制御方式に移行させることが望ましい。

【 0 0 0 7 】

本発明は、上述の課題に鑑みてなされたものであって、その目的は、インバータの制御方式を変更することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 8 】

車両には、電圧を変換して出力するコンバータと、コンバータから出力された直流電力を交流電力に変換するインバータと、インバータから供給される交流電力により駆動するモータとが搭載される。この車両の制御装置は、インバータの変調度に応じて選択される制御モードでインバータを制御するためのインバータ制御手段と、目標の制御モードを選択するための選択手段と、目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、制御モードが目標の制御モードに切替えるまでインバータの変調度が変化するようにコンバータの出力電圧を変化させるためのコンバータ制御手段とを備える。

20

【 0 0 0 9 】

この構成によれば、目標の制御モードと現在の制御モードとが異なれば、コンバータの出力電圧の変化に伴ってインバータの変調度が変化することにより、制御モードが切替えられる。したがって、インバータの制御方式を所望のものに変更することができる。

30

【 0 0 1 0 】

インバータの変調度が所定のしきい値を超えると制御モードを切替えるようにしてもよい。この場合、目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、しきい値よりも大きい値を目標変調度として設定し、インバータの変調度が目標変調度まで変化するようにコンバータの出力電圧を低下させてもよい。

【 0 0 1 1 】

逆に、インバータの変調度が所定のしきい値を下回ると制御モードを切替えるようにしてもよい。この場合、目標の制御モードと現在の制御モードとが異なると、しきい値よりも小さい値を目標変調度として設定し、インバータの変調度が目標変調度まで変化するようにコンバータの出力電圧を増大させてもよい。

40

【 0 0 1 2 】

インバータの出力電圧と入力電圧との比から算出することができる変調度を用いることで、インバータの状態を数値として具体的に把握しながらコンバータを制御できる。

【 0 0 1 3 】

目標の制御モードを、運転者のアクセル操作に応じて選択するようにしてもよい。これにより、運転者が希望する制御モードを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 4 】

【図 1】モータ駆動システムの全体構成図である。

【図 2】モータ駆動システムで用いられる制御方式を説明する図である。

50

【図 3】正弦波 P W M 制御、過変調 P W M 制御および矩形波制御が用いられるそれぞれの運転領域を示す図である。

【図 4】交流電動モータの電流ベクトルを示す図である。

【図 5】制御方式の切換えを説明する図である。

【図 6】モータ駆動システム全体での損失特性を示す図である。

【図 7】正弦波 P W M 制御方式および過変調 P W M 制御方式における制御ブロック図である。

【図 8】目標の制御モード（要求制御モード）を設定するために実行される処理を示すフローチャートである。

【図 9】目標変調度を設定するために実行される処理を示すフローチャートである。

10

【図 10】制御モードが矩形波制御から P W M 制御に切換わるまで変化される目標変調度とシステム電圧とを示す図である。

【図 11】矩形波制御方式時における制御ブロック図である。

【図 12】図 11 中の電流位相フィードバック部の制御ブロック図である。

【図 13】図 11 中の電流位相フィードバック部が電圧差 V_H を算出するために用いられるマップを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

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、以下では図中の同一または相当部分には同一符号を付して、その説明は原則として繰返さないものとする。

20

【0016】

図 1 は、車両に駆動源として搭載された交流電動モータの制御システム 100 の全体構成図である。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、交流電動モータ M1 と、制御装置 30 とを備える。

【0017】

交流電動モータ 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可能な自動車を包括的に表現するものとする）の駆動輪にトルクを発生させるように構成された走行用電動モータである。あるいは、この交流電動モータ M1 は、エンジンによっ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、電動モータ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。すなわち、本実施の形態において、交流電動モータは、モータジェネレータを含むものである。さらに、交流電動モータ M1 は、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。

30

【0018】

直流電圧発生部 10 は、直流電源 B と、システムリレー S R1 , S R2 と、平滑コンデンサ C1 と、昇圧コンバータ 12 とを含む。

【0019】

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再充電可能な蓄電装置により構成される。直流電源 B が出力する直流電圧 V_b および入出力される直流電流 I_b 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。

40

【0020】

システムリレー S R1 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 S R2 は、直流電源 B の負極端子および電力線 5 の間に接続される。システムリレー S R1 , S R2 は、制御装置 30 からの信号 S E によりオン / オフされる。

【0021】

昇圧コンバータ 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 および電力線 5 の間に直列に接続される。電力用半導体スイッチング素子 Q1 お

50

よびQ 2のオンオフは、制御装置30からのスイッチング制御信号S 1およびS 2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Q 1、Q 2に対しては、逆並列ダイオードD 1、D 2が配置されている。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および電力線5の間に接続される。

10

【0023】

平滑コンデンサC 0は、電力線7の直流電圧を平滑化する。電圧センサ13は、平滑コンデンサC 0の両端の電圧、すなわち、電力線7上の直流電圧V Hを検出する。以下では、インバータ14の直流リンク電圧に相当する直流電圧V Hを「システム電圧V H」とも称する。一方、電力線6の直流電圧V Lは、電圧センサ19によって検出される。電圧センサ13、19によって検出された直流電圧V H、V Lは、制御装置30へ入力される。

【0024】

インバータ14は、電力線7および電力線5の間に並列に設けられる、U相上下アーム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および電力線5の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U相上下アーム15は、スイッチング素子Q 3、Q 4から成り、V相上下アーム16は、スイッチング素子Q 5、Q 6から成り、W相上下アーム17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30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。

20

【0025】

代表的には、交流電動モータM 1は、3相の永久磁石型同期電動モータであり、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。

【0026】

昇圧コンバータ12は、基本的には、PWM制御に用いられる搬送波の1周期に相当するスイッチング周期の各々において、スイッチング素子Q 1およびQ 2が相補的かつ交互にオンオフするように制御される。昇圧コンバータ12は、スイッチング素子Q 1、Q 2のオン期間比（デューティ比）を制御することによって、昇圧比（ $V H / V L$ ）を制御することができる。したがって、直流電圧V L、V Hの検出値と電圧指令値V H とに従って演算されたデューティ比に従って、スイッチング素子Q 1、Q 2のオンオフが制御される。

30

【0027】

スイッチング素子Q 1をスイッチング素子Q 2と相補的にオンオフすることにより、リアクトルL 1の電流方向に応じて制御を切換えることなく直流電源Bの充電および放電の両方に対応することができる。すなわち、電圧指令値V H に従うシステム電圧V Hの制御を通じて、昇圧コンバータ12は、回生および力行の両方に対応することができる。

40

【0028】

なお、交流電動モータM 1の低出力時には、昇圧コンバータ12による昇圧を行なうことなく、 $V H = V L$ （昇圧比＝1.0）の状態で交流電動モータM 1を制御することができる。この場合（以下、「非昇圧モードとも称する」）には、スイッチング素子Q 1およびQ 2が、オンおよびオフにそれぞれ固定されるので、昇圧コンバータ12での電力損失が低下する。

【0029】

インバータ14は、交流電動モータM 1のトルク指令値が正（ $T q c o m > 0$ ）の場合

50

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に応答した、スイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作によ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モータM1を駆動する。また、インバータ14は、交流電動モータM1のトルク指令値が零の場合($T_{qcom} = 0$)には、スイッチング制御信号S3～S8に応答したスイッチング動作により、直流電圧を交流電圧に変換してトルクが零になるように交流電動モータM1を駆動する。これにより、交流電動モータM1は、トルク指令値 T_{qcom} 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。

【0030】

さらに、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、交流電動モータM1のトルク指令値 T_{qcom} は負に設定される($T_{qcom} < 0$)。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、交流電動モータ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VH)を平滑コンデンサC0を介して昇圧コンバータ12へ供給する。

【0031】

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

【0032】

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

【0033】

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

【0034】

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、制御システム100の動作を制御する。

【0035】

代表的な機能として、制御装置30は、入力されたトルク指令値 T_{qcom} 、電圧センサ10によって検出された直流電圧Vb、電流センサ11によって検出された直流電流Ib、電圧センサ13によって検出されたシステム電圧VHおよび電流センサ24によって検出されるモータ電流 i_v , i_w 、回転角センサ25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モータM1がトルク指令値 T_{qcom} に従ったトルクを出力するように、昇圧コンバータ12およびインバータ14の動作を制御する。

【0036】

すなわち、制御装置30は、直流電圧VHを電圧指令値VHに従って上記のように制御するために昇圧コンバータ12のスイッチング制御信号S1, S2を生成する。また、制御装置30は、交流電動モータM1の出力トルクをトルク指令値 T_{qcom} に従って制御するための制御信号S3～S8を生成する。制御信号S1～S8は、昇圧コンバータ12およびインバータ14へ入力される。

【0037】

トルク指令値 T_{qcom} は、アクセル開度および車速などをパラメータに有するマップ

10

20

30

40

50

に従って算出される。

【0038】

図2は、交流電動モータ制御のためのインバータ制御方式を説明する図である。図2に示すように、本発明の実施の形態に従う交流電動モータの制御システムでは、インバータ14による交流電動モータ制御について3つの制御方式を切換えて使用する。

【0039】

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

10

【0040】

以下、本明細書では、インバータによる直流交流電圧変換における、システム電圧 V_H に対する交流電動モータM1への印加電圧（線間電圧の実効値）の比を「変調度」を定義する。正弦波PWM制御の適用は、基本的には、各相の交流電圧振幅（相電圧）がシステム電圧 V_H と等しくなる状態が限界である。すなわち、正弦波PWM制御では、変調度を0.61倍までしか高めることができない。

【0041】

一方、矩形波電圧制御では、電動モータの電気角360度に相当する期間内で、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パルス分をインバータが出力する。これにより、変調度は0.78まで高められる。

20

【0042】

過変調PWM制御は、搬送波の振幅よりも大きい振幅の電圧指令値（正弦波状）について、その振幅を拡大した上で、上記正弦波PWM制御と同様のPWM制御を行なうものである。この結果、基本波成分を歪ませることによって、変調度を0.61~0.78の範囲まで高めることができる。

【0043】

本実施の形態に従う交流電動モータM1の制御システム100では、交流電動モータM1の状態に応じて、上述の正弦波PWM制御、過変調PWM制御および矩形波電圧制御が選択的に適用される。

30

【0044】

概略的には、図3に示すように、低速回転領域から中速回転領域にかけては正弦波PWMの制御が選択され、中速回転領域から高速回転領域にかけては過変調制御が選択され、より高速回転領域では矩形波電圧制御が選択される。制御方式の具体的な選択方法については後述する。

【0045】

図4に示すように、正弦波PWM制御および過変調PWM制御では、交流電動モータM1の電流位相 i が、最適電流進角ライン42上となるようにインバータ14によるモータ電流制御が行なわれる。図4の横軸はd軸電流 I_d を示しており、図4の縦軸はq軸電流 I_q を示している。

40

【0046】

最適電流進角ライン42は、 $I_d - I_q$ 平面上の等トルク線上における交流電動モータM1での損失が参照となる電流位相点の集合として描かれる。よって、アクセル開度および車速などをパラメータとして有するマップに従って決定された、交流電動モータM1に対するトルク指令値 T_{qcom} に対応する等トルク線と、最適電流進角ライン42との交点に対応するd軸およびq軸の電流指令値 I_{dcom} 、 I_{qcom} が生成される。最適電流進角ラインは、予め実験ないしシミュレーションによって求めることができる。したがって、各トルク指令値に対応させて最適電流進角ライン42上の電流指令値 I_{dcom} 、 I_{qcom} の組み合わせを決定するマップを予め作成して、制御装置30内に記憶しておくことができる。

50

【 0 0 4 7 】

図 4 では、零点位置を起点とする I_d 、 I_q の組み合わせによる電流ベクトルの先端位置（電流位相）が、出力トルクの増加に応じて変化する軌跡を矢印で示している。出力トルクが増加するのに応じて、電流の大きさ（ I_d - I_q 平面上での電流ベクトルの大きさに相当）が増加する。上述したように、正弦波 PWM 制御および過変調 PWM 制御では、電流指令値 $I_{d\text{com}}$ 、 $I_{q\text{com}}$ の設定により、電流位相が最適電流進角ライン 42 上に制御される。

【 0 0 4 8 】

矩形波電圧制御では、インバータ 14 によって交流電動モータ M1 の電流位相を直接制御することはできない。矩形波電圧制御では弱め界磁制御を行なうため、電圧位相 v を大きくすることにより出力トルクが増大される。これに伴い、界磁電流である d 軸電流 I_d の絶対値が増加する。この結果、電流ベクトルの先端位置（電流位相）が、最適電流進角ライン 42 から図中左側（進角側）に離れる。電流ベクトルは最適電流進角ライン 42 上にないため、矩形波電圧制御においては、交流電動モータ M1 の損失が増大する。

【 0 0 4 9 】

逆に、矩形波電圧制御時に電流位相 i が所定の t_h （基準値）よりも小さくなると、矩形波電圧制御から PWM 制御への遷移が指示される。

【 0 0 5 0 】

図 5 を参照して、正弦波 PWM 制御、過変調 PWM 制御および矩形波電圧制御の間のモード切換を説明する。正弦波 PWM または過変調 PWM 制御の適用時には、後述する d 軸および q 軸の電圧指令値 V_d 、 V_q 、ならびにシステム電圧 V_H から、下記の式 1 を用いて変調度 K_{md} が算出される。

【 0 0 5 1 】

$$K_{md} = (V_d^2 + V_q^2)^{1/2} / V_H \quad \cdots (1)$$

正弦波 PWM 制御が実行されているときに、インバータ 14 の変調度が 0.61 を超えると制御モードが正弦波 PWM 制御から過変調 PWM 制御に切換えられる。過変調 PWM 制御が実行されているときに、インバータ 14 の変調度が 0.61 よりも小さい所定のしきい値 SH （ $SH = 0.61 -$ ）を下回ると、制御モードが過変調 PWM 制御から正弦波 PWM 制御に切換えられる。

【 0 0 5 2 】

過変調 PWM 制御が実行されているときに、インバータ 14 の変調度がさらに増大し、0.78 を超えると、制御モードが過変調 PWM 制御から矩形波電圧制御に切換えられる。

【 0 0 5 3 】

一方、矩形波電圧制御中、出力トルクの低下に応じて電流位相 i が基準値 t_h よりも小さくなると、過変調 PWM 制御モードへの遷移が指示される。

【 0 0 5 4 】

正弦波 PWM 制御、過変調 PWM 制御および矩形波電圧制御におけるエネルギー損失は、図 6 (a) に示すように、システム電圧 V_H に応じて変化し得る。図 6 (a) ~ (c) は、交流電動モータ M1 の出力（回転速度とトルクとの積）を一定とし、システム電圧 V_H のみを変化させた条件下での制御システムの挙動を示す。

【 0 0 5 5 】

図 6 (a) には、3 つの制御モードを通じたシステム電圧 V_H と制御システムの全体損失の関係が示される。図 6 (b) には、システム電圧 V_H と変調度 K_{md} との関係が示される。図 6 (c) には、システム電圧 V_H とモータ電流位相との関係が示されている。

【 0 0 5 6 】

図 6 (a) ~ (c) を参照して、正弦波 PWM 制御および過変調 PWM 制御が適用される領域では、システム電圧 V_H を低下して変調度を上昇させる程、損失が減少する。そして、矩形波電圧制御が適用される動作点 44 において、昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14 の損失が最小となるため、システム全体の損失も最小となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 7 】

矩形波電圧制御が適用される領域では、変調度は0.78に固定されるため、システム電圧 V_H を低下させる程、同一出力を得るための電圧位相 ϕ が大きくなる。これに付随して、前述したように、弱め界磁電流の増加によって、電流位相が最適電流進角ライン42から遠ざかるため、交流電動モータM1での損失増加によってシステム損失が増加する。すなわち、矩形波電圧制御では、システム電圧 V_H が低下するほどシステムの全体損失が増加することになる。

【 0 0 5 8 】

逆に、システム電圧 V_H を高くすることによりPWM制御を適用すると、交流電動モータM1電流位相は、最適電流進角ライン42に沿って制御できる。しかしながら、PWM制御で交流電動モータM1を動作させると、交流電動モータM1の損失は低減できる一方で、スイッチング回数の増加によってインバータ14の損失が増加することになる。

【 0 0 5 9 】

したがって、交流電動モータM1を含む制御システム全体の損失が最小となるのは、矩形波電圧制御が適用され、かつ、交流電動モータM1の電流位相が最適電流進角ライン42の近傍にあるときである。すなわち、システム電圧 V_H は、このような状態となるように設定することが好ましい。

【 0 0 6 0 】

図7を参照して、正弦波PWM制御および過変調PWM制御における具体的な処理について説明する。図7は、本発明の実施の形態に従う交流電動モータの制御システムにおけるPWM制御での制御構成を説明する機能ブロック図である。図7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。

【 0 0 6 1 】

図7を参照して、PWM制御部200は、電流指令生成部210と、変換部220と、電流フィードバック部230とを含む。

【 0 0 6 2 】

電流指令生成部210は、予め作成されたマップ等に従って、交流電動モータM1のトルク指令値 T_{qcom} に応じた、d軸電流指令値 I_{dcom} およびq軸電流指令値 I_{qcom} を生成する。

【 0 0 6 3 】

変換部220は、交流電動モータM1に流れる3相モータ電流 i_u, i_v, i_w をロータ回転角 θ を用いた座標変換によって、d軸およびq軸の2相電流 i_d, i_q に変換して出力する。具体的には、電流センサ24によって検出されるV相電流 i_v およびW相電流 i_w からU相電流 i_u ($i_u = -i_v - i_w$) が算出される。これらの電流 i_u, i_v, i_w に基づき、回転角センサ25によって検出される回転角 θ に応じて、実際のd軸電流 i_d およびq軸電流 i_q が算出される。

【 0 0 6 4 】

電流フィードバック部230には、d軸電流指令値 I_{dcom} と算出された実際のd軸電流 i_d との差 I_d ($I_d = I_{dcom} - i_d$)、ならびにq軸電流指令値 I_{qcom} と算出された実際のq軸電流 i_q との差 I_q ($I_q = I_{qcom} - i_q$) が入力される。電流フィードバック部230は、d軸電流差 I_d およびq軸電流差 I_q のそれぞれについて、所定ゲインによるPI (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。さらに、電流フィードバック部230は、交流電動モータM1の回転角 θ 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 に変換するとともに、各相電圧指令値 V_u, V_v, V_w に従ってスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を発生する。インバータ14がスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ に従ったスイッチング動作により、交流電動モータM1の各相に疑似正弦波電圧が生成される。

10

20

30

40

50

【0065】

本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムの制御装置30は、さらに、目標変調度算出部310、必要電圧算出部320、変調度フィードバック部330、電圧フィードバック部360を備える。

【0066】

目標変調度算出部310、必要電圧算出部320および変調度フィードバック部330は、インバータ14の変調度 K_{md} を目標変調度 $K_{md\#}$ に維持するための昇圧コンバータ12の出力電圧としての要求電圧 V_{Hreq} を算出するための機能である。

【0067】

より具体的には、目標変調度算出部310が、アクセル開度に応じて選択される目標の制御モード（以下では要求制御モードとも記載する）と、現在の制御モード $CntMode$ との組み合わせ毎に目標変調度 $K_{md\#}$ を設定する。目標変調度 $K_{md\#}$ の設定方法については後で詳細に説明する。

【0068】

必要電圧算出部320は、目標トルク（トルク指令値 T_{qcom} ）を実現するために必要な昇圧コンバータ12の出力電圧としての必要電圧 tV_H を、目標トルク（トルク指令値 T_{qcom} ）から算出する。一例として、必要電圧算出部320は、目標変調度算出部310によって算出された目標変調度 $K_{md\#}$ と、目標トルク（トルク指令値 T_{qcom} ）と、交流電動モータM1の回転速度 N_{mt} とをパラメータとして有するマップに従って、必要電圧 tV_H を算出する。より詳細には、一例として、トルク指令値 T_{qcom} と回転速度 N_{mt} とからマップを参照して求められる電圧 V_r を目標変調度 $K_{md\#}$ で除算することにより、必要電圧 tV_H が算出される。電圧 V_r は、交流電動モータM1への印加電圧（線間電圧の実効値）である。

【0069】

変調度フィードバック部330は、目標変調度 $K_{md\#}$ に対する実変調度 K_{md} に比（ $K_{md}/K_{md\#}$ ）を求め、この比に現在のシステム電圧 V_H を乗算することによって、目標システム電圧を求める。さらにこの目標システム電圧から現在のシステム電圧 V_H を減算した値 V_H とその積分値 V_H が求められる。これらに比例ゲイン K_p および積分ゲイン K_i がそれぞれ乗算されて、比例項 $K_p V_H$ および積分項 $K_i V_H$ が求められる。変調度フィードバック部330は、これらの比例項 $K_p V_H$ および積分項 $K_i V_H$ の和を補正電圧 V_{Hhosei} として算出する。

【0070】

必要電圧 tV_H と補正電圧 V_{Hhosei} との和が電圧指令値 $V_H\#$ として電圧フィードバック部360に入力される。電圧フィードバック部360は、電圧指令値 $V_H\#$ と現在のシステム電圧 V_H とに基づき、昇圧コンバータ12の出力電圧が電圧指令値 $V_H\#$ 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。

【0071】

図8、9を参照して、要求制御モードならびに目標変調度 $K_{md\#}$ を設定するために目標変調度算出部310において実行される処理について説明する。図8を参照して、ステップ（以下、ステップをSと略す）100にて、現在の要求制御モードが正弦波PWM制御であるか否かが判断される。現在の制御モードが正弦波PWM制御でなく（S100にてNO）、かつ、アクセル開度 A_{ccr} が所定のしきい値 tA_{ccr1} よりも大きいと（S102にてYES）、S104にて、要求制御モードが正弦波PWM制御とされる。なお、アクセル開度 A_{ccr} は周知の通りアクセル開度センサを用いて検出される。

【0072】

現在の制御モードが正弦波PWM制御であり（S100にてYES）、かつ、アクセル開度 A_{ccr} が所定のしきい値 tA_{ccr2} （ $tA_{ccr2} < tA_{ccr1}$ ）よりも小さいと（S106にてYES）、S108にて、要求制御モードが正弦波PWM制御ではなくなる。

【0073】

10

20

30

40

50

図 9 を参照して、現在の要求制御モードが正弦波 PWM 制御であり (S 2 0 0 にて Y E S)、かつ現在の制御モードが正弦波 PWM 制御であると (S 2 0 2 にて Y E S)、S 2 0 3 にて、0 ~ 0 . 6 1 の範囲内で開発者により予め定められた所定値 $L 1 S i n$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定される。

【 0 0 7 4 】

現在の要求制御モードが正弦波 PWM 制御であり (S 2 0 0 にて Y E S)、かつ現在の制御モードが過変調 PWM 制御であると (S 2 0 2 にて N O , S 2 0 4 にて Y E S)、S 2 0 5 にて、制御モードが過変調 PWM 制御から正弦波 PWM 制御に切換えるときのしきい値 $S H$ ($S H = 0 . 6 1 -$) よりも小さくなるように開発者により予め定められた所定値 $L 1 O v m$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定される。上述したように、インバータ 1 4 の変調度 $K m d$ が目標変調度 $K m d \#$ に一致するようにコンバータ 1 2 の出力電圧が制御されるため、結果として、制御モードが過変調 PWM 制御から正弦波 PWM 制御に切換わるまでコンバータ 1 2 の出力電圧が増大される。

【 0 0 7 5 】

現在の要求制御モードが正弦波 PWM 制御であり (S 2 0 0 にて Y E S)、かつ現在の制御モードが矩形波電圧制御であると (S 2 0 2 にて N O , S 2 0 4 にて N O)、S 2 0 6 にて、開発者により予め定められた所定値 $L 1 V p H$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定される。

【 0 0 7 6 】

現在の要求制御モードが正弦波 PWM 制御ではなく (S 2 0 0 にて N O)、かつ現在の制御モードが正弦波 PWM 制御であると (S 2 1 2 にて Y E S)、S 2 1 3 にて、0 . 7 8 よりも大きい所定値 $L 2 S i n$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定される。

【 0 0 7 7 】

現在の要求制御モードが正弦波 PWM 制御ではなく (S 2 0 0 にて N O)、かつ現在の制御モードが過変調 PWM 制御であると (S 2 1 2 にて N O , S 2 1 4 にて Y E S)、S 2 1 5 にて、0 . 7 8 よりも大きい所定値 $L 2 O v m$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定される。所定値 $L 2 O v m$ は、所定値 $L 2 S i n$ よりも大きくてもよく、小さくてもよく、同じであってもよい。

【 0 0 7 8 】

上述したように、インバータ 1 4 の実変調度 $K m d$ が 0 . 7 8 以上になると制御モードが PWM 制御から矩形波制御に切換えられるため、0 . 7 8 よりも大きい所定値 $L 2 O v m$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定されることによって、図 1 0 に示すように、制御モードが PWM 制御から矩形波制御に切換えられるまでコンバータ 1 2 の出力電圧が速やかに低下される。

【 0 0 7 9 】

現在の要求制御モードが正弦波 PWM 制御ではなく (S 2 0 0 にて N O)、かつ現在の制御モードが矩形波電圧制御であると (S 2 1 2 にて N O , S 2 1 4 にて N O)、S 2 1 6 にて、開発者により予め定められた所定値 $L 2 V p H$ が目標変調度 $K m d \#$ に設定される。

【 0 0 8 0 】

以下、図 1 1 を参照して、矩形波制御方式時における制御ブロック図を説明する。なお、上述のように矩形波制御方式時には、変調度が固定されるため、PWM 制御において含まれるような変調度のフィードバック制御は構成されない。

【 0 0 8 1 】

図 1 1 を参照して、矩形波制御ブロック 4 0 0 は、変換部 4 1 0 と、トルク推定部 4 2 0 と、トルクフィードバック部 4 3 0 とを含む。

【 0 0 8 2 】

変換部 4 1 0 は、交流電動モータ M 1 に流れる 3 相モータ電流 $i u$, $i v$, $i w$ をロータ回転角 θ を用いた座標変換によって、d 軸および q 軸の 2 相電流 $i d$, $i q$ に変換して出力する。具体的には、電流センサ 2 4 によって検出される V 相電流 $i v$ および W 相電流

10

20

30

40

50

i_w から U 相電流 i_u ($i_u = -i_v - i_w$) が算出される。これらの電流 i_u , i_v , i_w に基づき、回転角センサ 25 によって検出される回転角 θ に応じて、d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q が生成される。

【0083】

トルク推定部 420 は、予め計測したトルクと電流との関係を定めたマップに従い、d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q から交流電動モータ M1 の実際のトルク T_q を推定する。

【0084】

トルクフィードバック部 430 へは、トルク指令値 T_{q_com} に対するトルク偏差 T_q ($T_q = T_{q_com} - T_q$) が入力される。トルクフィードバック部 430 は、トルク偏差 T_q について所定ゲインによる P I 演算を行なって制御偏差を求め、求められた制御偏差に応じて矩形波電圧の位相 ψ を設定する。具体的には、正トルク発生 ($T_{q_com} > 0$) 時には、トルク不足時には電圧位相を進める一方で、トルク過剰時には電圧位相を遅らせるとともに、負トルク発生 ($T_{q_com} < 0$) 時には、トルク不足時には電圧位相を遅らせる一方で、トルク過剰時には電圧位相を進める。

【0085】

さらに、トルクフィードバック部 430 は、設定された電圧位相 ψ に従って、各相電圧指令値 (矩形波パルス) V_u , V_v , V_w を発生するとともに、各相電圧指令値 V_u , V_v , V_w に従ってスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を発生する。インバータ 14 がスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ に従ったスイッチング動作を行なうことにより、電圧位相 ψ 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。

【0086】

このように、矩形波制御方式時には、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。

【0087】

本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムの制御装置 30 では、さらに、必要電圧算出部 510 および電流位相フィードバック部 520 を備える。

【0088】

必要電圧算出部 510 は、目標トルク (トルク指令値 T_{q_com}) を実現するために必要な昇圧コンバータ 12 の出力電圧としての必要電圧 tV_H を、目標トルク (トルク指令値 T_{q_com}) から算出する。一例として、必要電圧算出部 510 は、所定の目標変調度 $K_{md\#}$ と、目標トルク (トルク指令値 T_{q_com}) と、交流電動モータ M1 の回転速度 N_{mt} とをパラメータとして有するマップに従って、必要電圧 tV_H を算出する。より詳細には、一例として、トルク指令値 T_{q_com} と回転速度 N_{mt} とからマップを参照して求められる電圧 V_r を目標変調度 $K_{md\#}$ で除算することにより、必要電圧 tV_H が算出される。電圧 V_r は、交流電動モータ M1 への印加電圧 (線間電圧の実効値) である。

【0089】

電流位相フィードバック部 520 は、変換部 410 によって生成された d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q に応じて、システム電圧 V_H の補正值 V_{H_hosei} を算出する。電流位相フィードバック部 520 は、図 12 に示すように、電圧差算出部 522 と、P I 制御部 524 とを含む。電圧差算出部 522 は、図 13 に示すように、d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q とをパラメータとして有するマップに従って、電圧差 V_H を算出する。

【0090】

図 12 に戻って、P I 制御部 524 は、電圧差 V_H とその積分値 $\int V_H$ に、比例ゲイン K_p および積分ゲイン K_i をそれぞれ乗算されて、比例項 $K_p V_H$ および積分項 $K_i \int V_H$ を算出する。P I 制御部 524 は、これらの比例項 $K_p V_H$ および積分項 $K_i \int V_H$ の和を補正電圧 V_{H_hosei} として算出する。

【0091】

図 11 に戻って、必要電圧 tV_H と補正電圧 V_{H_hosei} との和が電圧指令値 $V_H\#$ として電圧フィードバック部 550 に入力される。電圧フィードバック部 550 は、電圧指令値 $V_H\#$ と、現在のシステム電圧 V_H に基づき、昇圧コンバータ 12 の出力電圧が電

10

20

30

40

50

圧指令値 VH_{com} となるように、スイッチング制御信号 $S1$, $S2$ を生成する。

【 0 0 9 2 】

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。

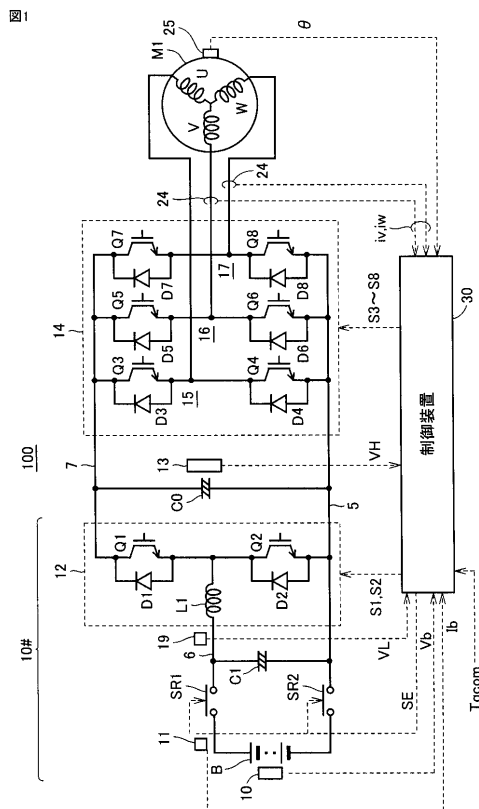
【符号の説明】

【 0 0 9 3 】

1 2 昇圧コンバータ、1 4 インバータ、3 0 制御装置、1 0 0 制御システム、
 2 0 0 P W M制御部、2 1 0 電流指令生成部、2 2 0 , 4 1 0 変換部、2 3 0 電
 流フィードバック部、3 1 0 目標変調度算出部、3 2 0 , 5 1 0 必要電圧算出部、3
 3 0 変調度フィードバック部、3 6 0 , 5 5 0 電圧フィードバック部、4 0 0 矩形
 波制御ブロック、4 2 0 トルク推定部、4 3 0 トルクフィードバック部、4 5 0 信
 号発生部、5 2 0 電流位相フィードバック部、5 2 2 電圧差算出部、5 2 4 P I制
 御部、M 1 交流電動モータ。




10

【 図 1 】



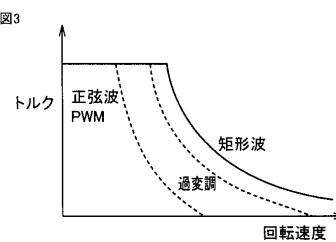
【 図 2 】

图2

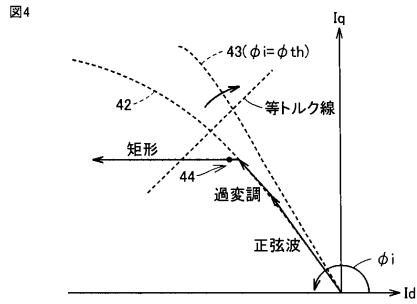
制御方式	正弦波PWM	過変調PWM	矩形波(1パルス)
インバータの出力 電圧波形	 <p>基本波成分</p>	 <p>基本波成分</p>	 <p>基本波成分</p>
変調度	0~0.61	0.61~0.78	0.78
特徴	トルク変動小	中速域の 出力向上	高速域の 出力向上
同一電圧・電流での スイッチング損失	大	中	小

【 図 3 】

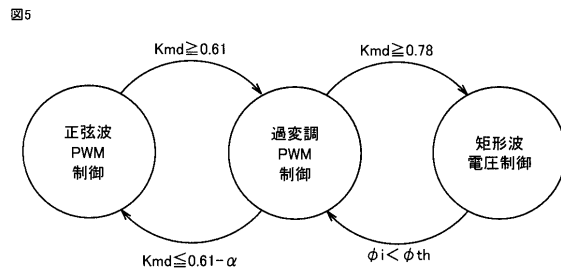
图3



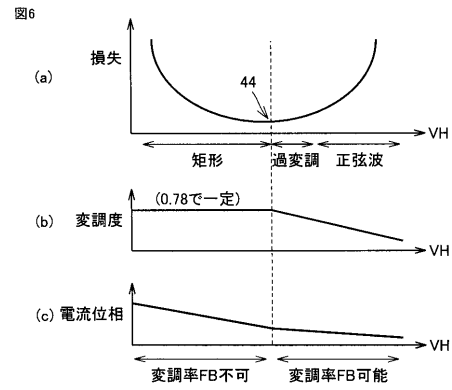
【図4】



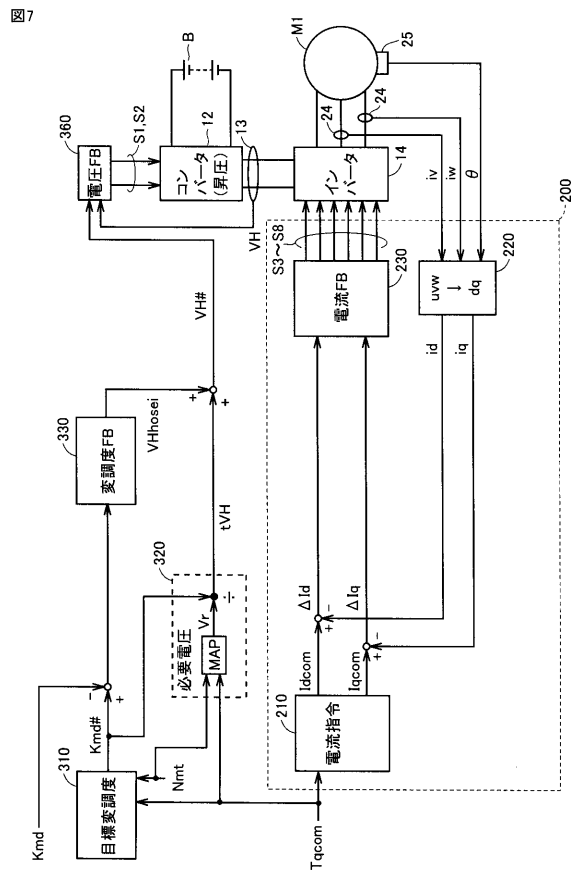
【図5】



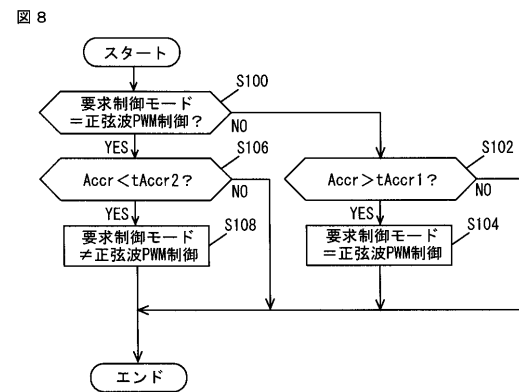
【図6】



【図7】

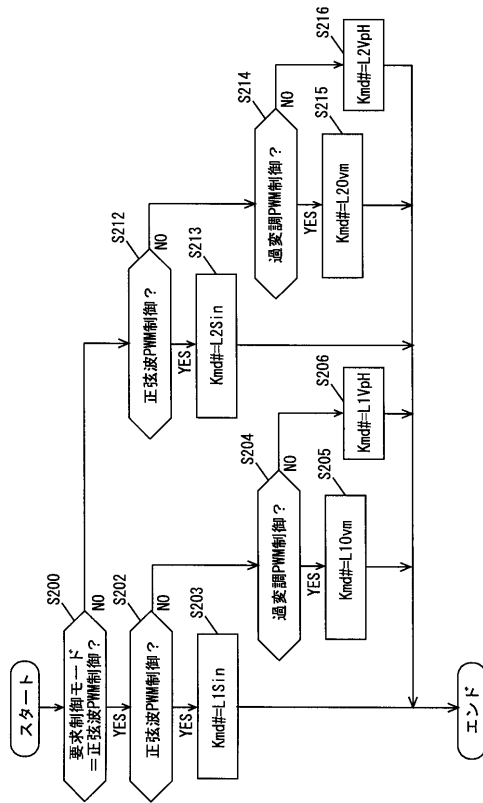


【図8】



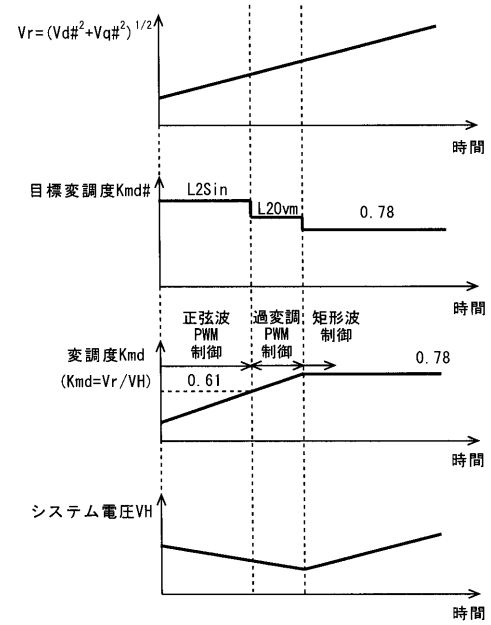
【図 9】

図 9



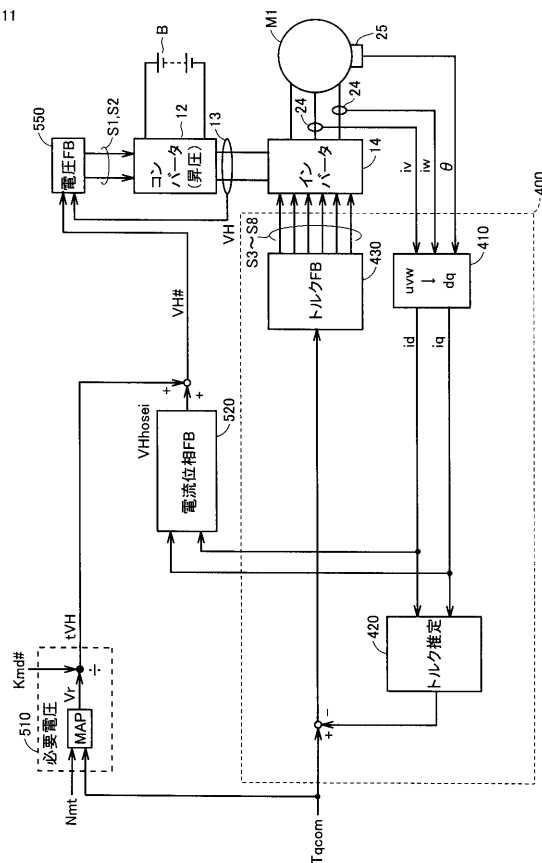
【図 10】

図 10



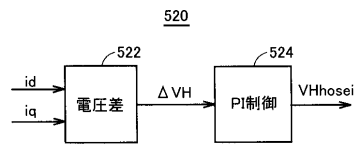
【図 11】

図 11



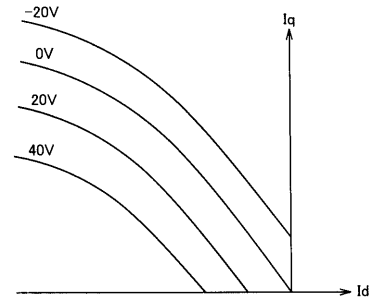
【図 12】

図 12



【図 13】

図 13



フロントページの続き

(72)発明者 中村 誠

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 山 崎 幹夫

愛知県豊田市トヨタ町 1 番地 トヨタ自動車株式会社内

F ターム(参考) 5H505 AA16 BB02 CC04 DD08 EE30 EE32 EE48 EE50 GG04 GG07
HA10 HB01 JJ03 JJ17 LL09 LL22 LL24 LL41 LL58
5H560 AA08 BB04 BB12 DA10 DB20 DC12 DC13 EB01 EC01 EC02
EC07 SS02 TT11 TT15 UA06 XA02 XA08 XA12 XA13 XA15
XA17