

(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2006-81287

(P2006-81287A)

(43) 公開日 平成18年3月23日(2006.3.23)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>HO2P 27/08 (2006.01)</b>	HO2P 7/63 3O2K	5H007
<b>HO2P 27/06 (2006.01)</b>	HO2P 7/63 3O2L	5H505
<b>HO2M 7/48 (2006.01)</b>	HO2M 7/48 F	5H576
	HO2M 7/48 H	
	HO2M 7/48 J	
審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 20 頁)		

(21) 出願番号 特願2004-261803 (P2004-261803)  
 (22) 出願日 平成16年9月9日(2004.9.9)

(71) 出願人 000100768  
 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社  
 愛知県安城市藤井町高根10番地

(74) 代理人 100096426  
 弁理士 川合 誠

(74) 代理人 100089635  
 弁理士 清水 守

(74) 代理人 100116207  
 弁理士 青木 俊明

(72) 発明者 陳 志謙  
 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

(72) 発明者 藤原 勲  
 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

最終頁に続く

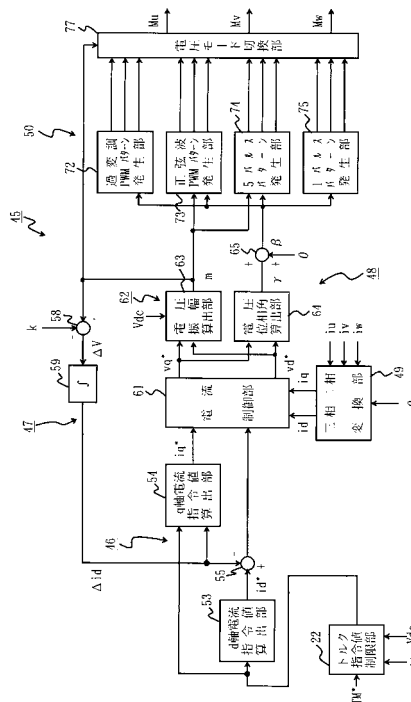
(54) 【発明の名称】 電動駆動制御装置、電動駆動制御方法及びそのプログラム

(57) 【要約】

【課題】非同期PWM制御と同期PWM制御とを切り換えるに当たり、制御を簡素化することができるようにする。

【解決手段】電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第1のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第1のパルスパターン発生処理手段と、一つのパルスから成る第2のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第2のパルスパターン発生処理手段とを有する。第1のパルスパターン発生処理手段は、第1のパルスパターンと第2のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、各パラメータを変更する。各パラメータを変更することによって、パルスパターンを移行させることができるので、制御を簡素化することができる。

【選択図】図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第 1 のパルスパターンで同期 P W M 信号を発生させる第 1 のパルスパターン発生処理手段と、前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第 2 のパルスパターンで同期 P W M 信号を発生させる第 2 のパルスパターン発生処理手段とを有するとともに、前記第 1 のパルスパターン発生処理手段は、第 1 のパルスパターンと第 2 のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更するパルスパターン変更処理手段を備えることを特徴とする電動駆動制御装置。

## 【請求項 2】

前記パルスパターン変更処理手段は、電圧振幅が所定の切換点に到達したときに、各パラメータをパルス間幅が零になるように徐々に変更する請求項 1 に記載の電動駆動制御装置。

10

## 【請求項 3】

前記電圧振幅が前記切換点に到達するまでの高調波低減領域において、前記各パラメータは、電動機械に印加される電圧の高調波成分が抑制されるように設定される請求項 2 に記載の電動駆動制御装置。

## 【請求項 4】

前記各パラメータは、前記高調波成分の 2 乗和が最小になるように設定される請求項 3 に記載の電動駆動制御装置。

20

## 【請求項 5】

前記切換点から各パラメータのパルス間隔が零になるまでの過渡領域において、各パラメータは、極小パルスの発生が抑制されるように設定される請求項 2 に記載の電動駆動制御装置。

## 【請求項 6】

前記切換点は、電動機械に印加される電圧の高調波成分が抑制されるように前記各パラメータを設定したときに、各パラメータの連続性を保持することができる最大値である請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の電動駆動制御装置。

## 【請求項 7】

前記第 1 のパルスパターンは 5 つ以上のパルスから成る請求項 1 に記載の電動駆動制御装置。

30

## 【請求項 8】

前記電圧振幅は変調率である請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の電動駆動制御装置。

## 【請求項 9】

電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第 1 のパルスパターンで同期 P W M 信号を発生させ、前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第 2 のパルスパターンで同期 P W M 信号を発生させるとともに、第 1 のパルスパターンと第 2 のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更することを特徴とする電動駆動制御方法。

## 【請求項 10】

コンピュータを、電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第 1 のパルスパターンで同期 P W M 信号を発生させる第 1 のパルスパターン発生処理手段、及び前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第 2 のパルスパターンで同期 P W M 信号を発生させる第 2 のパルスパターン発生処理手段として機能させるとともに、前記第 1 のパルスパターン発生処理手段は、第 1 のパルスパターンと第 2 のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更するパルスパターン変更処理手段を備えることを特徴とする電動駆動制御方法のプログラム。

40

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

50

## 【0001】

本発明は、電動駆動制御装置、電動駆動制御方法及びそのプログラムに関するものである。

## 【背景技術】

## 【0002】

従来、電動機械として配設された駆動モータ又は発電機には、回転自在に配設され、N極及びS極の永久磁石から成る磁極対を備えたロータ、該ロータより径方向外方に配設され、U相、V相及びW相のステータコイルを備えたステータ等が配設される。

## 【0003】

そして、駆動モータ又は発電機を駆動し、駆動モータのトルクである駆動モータトルク、又は発電機のトルクである発電機トルクを発生させるために、電動駆動装置及び該電動駆動装置の制御を行う電動駆動制御装置が配設される。また、駆動モータを駆動するために駆動モータ制御装置が、発電機を駆動するために発電機制御装置が、電動機械制御装置として配設され、該電動機械制御装置において発生させられたU相、V相及びW相の非同期PWM信号(パルス幅変調信号)をインバータに送り、該インバータにおいて発生させられた相電流、すなわち、U相、V相及びW相の電流を前記各ステータコイルに供給することによって非同期PWM制御を行い、前記駆動モータトルクを発生させたり、発電機トルクを発生させたりするようになっている。

10

## 【0004】

ところで、前記非同期PWM制御においては、各相の非同期PWM信号が発生させられると、各相の電圧が各ステータコイルに印加されるが、印加される電圧が低い領域においては、正弦波PWMパターンで非同期PWM信号が発生させられ、電圧が高くなる過変調領域においては、過変調PWMパターンで非同期PWM信号が発生させられるようになる。ところが、各ステータコイルに印加することができる各相の電圧の振幅には上限があり、上限を超えて電圧を印加しようとする、比例積分演算において、電流指令値の変動に電圧指令値の算出を追随させることができず、電圧指令値に振動が発生してしまう。

20

## 【0005】

また、インバータのトランジスタによるスイッチングのタイミングが、電圧指令値の位相を表す電圧位相角と同期させられるようになっていないので、高速回転領域で駆動モータを駆動しようとする、各相の電圧に振動が発生し、ビート現象が現れてしまう。

30

## 【0006】

そこで、前記非同期PWM制御と同期PWM制御、例えば、矩(く)形波電圧制御とを切り換えることができるようにし、中速回転領域又は低速回転領域において正弦波PWMパターン又は過変調PWMパターンで非同期PWM信号を発生させて非同期PWM制御を行い、高速回転領域において、1つのパルスを備えた1パルスパターンで同期PWM信号を発生させて矩形波電圧制御を行うようにしている(例えば、特許文献1参照。)

## 【0007】

ところが、該矩形波電圧制御において、1パルスパターンで同期PWM信号を発生させると、電圧の振幅の上限を超えて電圧を印加することができるが、非同期PWM制御と1パルスパターンによる矩形波電圧制御とを切り換えると、1パルスパターンの同期PWM信号に含まれる高調波成分によって電動駆動装置にショックが発生してしまう。

40

## 【0008】

そこで、非同期PWM制御から矩形波電圧制御に切り換える際に、高調波成分が小さい5パルスパターンで同期PWM信号を発生させ、続いて、電圧の高い領域において高調波成分が小さい3パルスパターンで同期PWM信号を発生させた後、1パルスパターンの同期PWM信号を発生させるようにしている。

【特許文献1】特開平6-78558号公報

## 【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

## 【0009】

50

しかしながら、前記従来の電動駆動制御装置においては、5パルスパターン、3パルスパターン及び1パルスパターンの各パルスパターンで同期PWM信号を発生させようとすると、制御が複雑になって電動駆動制御装置のコストが高くなってしまふ。

【0010】

本発明は、前記従来の電動駆動制御装置の問題点を解決して、非同期PWM制御と同期PWM制御とを切り換えるに当たり、制御を簡素化することができ、コストを低くすることができる電動駆動制御装置、電動駆動制御方法及びそのプログラムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

そのために、本発明の電動駆動制御装置においては、電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第1のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第1のパルスパターン発生処理手段と、前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第2のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第2のパルスパターン発生処理手段とを有する。

【0012】

そして、前記第1のパルスパターン発生処理手段は、第1のパルスパターンと第2のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更するパルスパターン変更処理手段を備える。

【0013】

本発明の他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記パルスパターン変更処理手段は、電圧振幅が所定の切換点に到達したときに、各パラメータをパルス間幅が零(0)になるように徐々に変更する。

【0014】

本発明の更に他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記電圧振幅が前記切換点に到達するまでの高調波低減領域において、前記各パラメータは、電動機械に印加される電圧の高調波成分が抑制されるように設定される。

【0015】

本発明の更に他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記各パラメータは、前記高調波成分の2乗和が最小になるように設定される。

【0016】

本発明の更に他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記切換点から各パラメータのパルス間隔が零になるまでの過渡領域において、各パラメータは、極小パルスの発生が抑制されるように設定される。

【0017】

本発明の更に他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記切換点は、電動機械に印加される電圧の高調波成分が抑制されるように前記各パラメータを設定したときに、各パラメータの連続性を保持することができる最大値である。

【0018】

本発明の更に他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記第1のパルスパターンは5つ以上のパルスから成る。

【0019】

本発明の更に他の電動駆動制御装置においては、さらに、前記電圧振幅は変調率である。

【0020】

本発明の電動駆動制御方法においては、電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第1のパルスパターンで同期PWM信号を発生させ、前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第2のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる。

【0021】

10

20

30

40

50

そして、第1のパルスパターンと第2のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更する。

【0022】

本発明の電動駆動制御方法のプログラムにおいては、コンピュータを、電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第1のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第1のパルスパターン発生処理手段、及び前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第2のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第2のパルスパターン発生処理手段として機能させる。

【0023】

そして、前記第1のパルスパターン発生処理手段は、第1のパルスパターンと第2のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更するパルスパターン変更処理手段を備える。

10

【発明の効果】

【0024】

本発明によれば、電動駆動制御装置においては、電圧指令値に基づいて、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成る第1のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第1のパルスパターン発生処理手段と、前記電圧指令値に基づいて、一つのパルスから成る第2のパルスパターンで同期PWM信号を発生させる第2のパルスパターン発生処理手段とを有する。

【0025】

そして、前記第1のパルスパターン発生処理手段は、第1のパルスパターンと第2のパルスパターンとでパルスパターンを移行させるに当たり、電圧振幅の変化に基づいて前記各パラメータを変更するパルスパターン変更処理手段を備える。

20

【0026】

この場合、各パラメータを変更することによって、第1のパルスパターンと第2のパルスパターンとでパルスパターンを移行させることができるので、第1のパルスパターンから第2のパルスパターンに直接切り換えることができ、制御を簡素化することができるだけでなく、電動駆動制御装置のコストを低くすることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0027】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、この場合、電動機械制御装置としての駆動モータ制御装置に適用された電動駆動制御装置について説明する。

30

【0028】

図1は本発明の第1の実施の形態における駆動モータ制御装置のブロック図、図2は本発明の第1の実施の形態における電動駆動制御装置の概念図、図3は本発明の第1の実施の形態における最大駆動モータ目標トルクマップを示す図、図4は本発明の第1の実施の形態における第1の電流指令値マップを示す図、図5は本発明の第1の実施の形態における第2の電流指令値マップを示す図である。なお、図3において、横軸に角速度  $\omega$  を、縦軸に最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}$  を、図4において、横軸に駆動モータ31のトルクである駆動モータトルクの目標値を表す駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  を、縦軸にd軸電流指令値  $i_d^*$  を、図5において、横軸にd軸電流指令値  $i_d^*$  を、縦軸にq軸電流指令値  $i_q^*$  を採っている。

40

【0029】

図2において、31は電動機械としての駆動モータであり、該駆動モータ31は、電動車両、例えば、電気自動車の駆動軸等に取り付けられ、回転自在に配設された図示されないロータ、及び該ロータより径方向外方に配設されたステータを備える。前記ロータは、ロータコア、及びロータコアの円周方向における複数箇所に等ピッチで配設された永久磁石を備え、該永久磁石のS極及びN極によって磁極対が構成される。また、前記ステータは、円周方向における複数箇所に、径方向内方に向けて突出させてティースが形成された

50

ステータコア、並びに前記ティースに巻装されたU相、V相及びW相のコイルとしてのステータコイル11～13を備える。

【0030】

前記ロータの出力軸に、ロータの磁極位置を検出するための磁極位置検出部として磁極位置センサ21が配設され、該磁極位置センサ21は、センサ出力として磁極位置信号SGを発生させ、駆動モータ制御装置45に送る。なお、本実施の形態においては、磁極位置センサ21としてレゾルバが使用される。

【0031】

そして、前記駆動モータ31を駆動して電気自動車を走行させるために、バッテリー14からの直流の電流が、電流発生装置としてのインバータ40によって相電流、すなわち、U相、V相及びW相の電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ に変換され、各相の電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ はそれぞれステータコイル11～13に供給される。

10

【0032】

そのために、前記インバータ40は、6個のスイッチング素子としてのトランジスタ $T_r1$ ～ $T_r6$ を備え、ドライブ回路51において発生させられた駆動信号を各トランジスタ $T_r1$ ～ $T_r6$ に送り、該各トランジスタ $T_r1$ ～ $T_r6$ をスイッチングする(選択的にオン・オフさせる)ことによって、前記各相の電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を発生させることができるようになってい

20

【0033】

る。前記インバータ40として、2～6個のスイッチング素子を一つのパッケージに組み込むことによって形成されたIGBT等のパワーモジュールを使用したり、IGBTにドライブ回路等を組み込むことによって形成されたIPMを使用したりすることができる。

【0034】

前記バッテリー14からインバータ40に電流を供給する際の入口側に電圧検出部としての電圧センサ15が配設され、該電圧センサ15は、インバータ40の入口側の直流電圧Vdcを検出し、駆動モータ制御装置45に送る。なお、直流電圧Vdcとしてバッテリー電圧を使用することができ、その場合、前記バッテリー14に電圧検出部としてバッテリー電圧センサが配設される。

【0035】

ところで、前記ステータコイル11～13はスター結線されているので、各相のうちの二つの相の電流の値が決まると、残りの一つの相の電流の値も決まる。したがって、各相の電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を制御するために、例えば、U相及びV相のステータコイル11、12のリード線に、U相及びV相の電流 $I_u$ 、 $I_v$ を検出する電流検出部としての電流センサ33、34が配設され、該電流センサ33、34は、検出された電流を検出電流 $i_u$ 、 $i_v$ として駆動モータ制御装置45に送る。

30

【0036】

該駆動モータ制御装置45には、コンピュータとして機能する図示されないCPUのほか、データを記録したり、各種のプログラムを記録したりするためのRAM、ROM等の図示されない記録装置が配設され、該記録装置に第1、第2の電流指令値マップが設定される。なお、CPUに代えてMPUを使用することができる。

40

【0037】

そして、前記ROMには、各種のプログラム、データ等が記録されるようになっているが、プログラム、データ等を、外部記憶装置として配設されたハードディスク等の他の記録媒体に記録することもできる。その場合、例えば、前記駆動モータ制御装置45にフラッシュメモリを配設し、前記記録媒体から前記プログラム、データ等を読み出してフラッシュメモリに記録する。したがって、外部の記録媒体を交換することによって、前記プログラム、データ等を更新することができる。

【0038】

50

次に、前記駆動モータ制御装置 45 の動作について説明する。

【0039】

まず、前記駆動モータ制御装置 45 の図示されない位置検出処理手段は、位置検出処理を行い、前記磁極位置センサ 21 から送られた磁極位置信号 S G を読み込み、該磁極位置信号 S G に基づいて磁極位置を検出する。また、前記位置検出処理手段の回転速度算出処理手段は、回転速度算出処理を行い、前記磁極位置信号 S G に基づいて駆動モータ 31 の角速度を算出する。なお、前記回転速度算出処理手段は、磁極数を p としたとき、前記角速度に基づいて駆動モータ 31 の回転速度である駆動モータ回転速度 N

$$N = 60 \cdot (2 / p) \cdot \quad / 2$$

も算出する。該駆動モータ回転速度 N によって電動機械回転速度が構成される。

10

【0040】

また、前記駆動モータ制御装置 45 の図示されない検出電流取得処理手段は、検出電流取得処理を行い、前記検出電流  $i_u$ 、 $i_v$  を読み込んで取得するとともに、前記検出電流  $i_u$ 、 $i_v$  に基づいて検出電流  $i_w$

$$i_w = -i_u - i_v$$

を算出することによって取得する。

【0041】

次に、前記駆動モータ制御装置 45 の図示されない駆動モータ制御処理手段は、駆動モータ制御処理を行い、駆動モータ 31 のトルクである駆動モータトルク  $T_M$  の目標値を表す駆動モータ目標トルク  $T_M^*$ 、検出電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 、磁極位置、直流電圧  $V_{dc}$  等に基づいて駆動モータ 31 を駆動する。なお、駆動モータトルク  $T_M$  によって電動機械トルクが、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  によって電動機械目標トルクが構成される。

20

【0042】

そのために、前記駆動モータ制御装置 45 の図示されない車速検出処理手段は、車速検出処理を行い、前記駆動モータ回転速度 N に基づいて、駆動モータ回転速度 N に対応する車速 V を検出し、検出された車速 V を、電気自動車の全体の制御を行う図示されない車両制御装置に送る。そして、該車両制御装置の車両用指令値算出処理手段は、車両用指令値算出処理を行い、前記車速 V 及びアクセル開度を読み込み、車速 V 及びアクセル開度に基づいて車両要求トルク  $T_O^*$  を算出し、該車両要求トルク  $T_O^*$  に対応させて駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  を発生させ、前記駆動モータ制御装置 45 に送る。

30

【0043】

そして、該駆動モータ制御装置 45 において、前記駆動モータ制御処理手段は、電流指令値算出処理手段としての電流指令値算出部 46、弱め界磁制御処理手段としての弱め界磁制御処理部 47、電圧指令値算出処理手段としての電圧指令値算出処理部 48、第 1 の相変換処理手段としての三相二相変換部 49、及び出力信号発生処理手段としての PWM 発生器 50 を備える。

【0044】

本実施の形態において、前記駆動モータ制御装置 45 は、ロータにおける磁極対の方向に d 軸を、該 d 軸と直角の方向に q 軸をそれぞれ採った d - q 座標上でベクトル制御演算によるフィードバック制御を行うようになっている。

40

【0045】

前記電流指令値算出部 46 は、電流指令値算出処理を行うために、トルク指令値制限処理手段としてのトルク指令値制限部 22、第 1 の電流指令値算出処理手段としての d 軸電流指令値算出部 53 及び減算器 55、並びに第 2 の電流指令値算出処理手段としての q 軸電流指令値算出部 54 を備え、前記 d 軸電流指令値算出部 53 及び減算器 55 は、第 1 の電流指令値算出処理を行い、d 軸電流  $i_d$  の目標値を表す第 1 の電流指令値としての d 軸電流指令値  $i_d^*$  を算出し、q 軸電流指令値算出部 54 は、第 2 の電流指令値算出処理を行い、q 軸電流  $i_q$  の目標値を表す第 2 の電流指令値としての q 軸電流指令値  $i_q^*$  を算出する。なお、前記減算器 55 によって電流指令値調整処理手段が構成される。

【0046】

50

また、弱め界磁制御処理部 47 は、電圧飽和算定値算出処理手段としての減算器 58 及び電圧飽和判定処理手段としての、かつ、調整値算出処理手段としての積分器 59 を備え、弱め界磁制御処理を行い、バッテリー電圧が低くなったり、駆動モータ回転速度  $N$  が高くなると、自動的に弱め界磁制御を行う。

【0047】

そして、前記電圧指令値算出処理部 48 は、電圧指令値算出処理を行うために、電流制御処理手段としての電流制御部 61 及び電圧制御処理手段としての電圧制御部 62 を備え、前記電流制御部 61 は電流制御処理を行い、第 1、第 2 の軸電圧指令値としての  $d$  軸電圧指令値  $v_d^*$  及び  $q$  軸電圧指令値  $v_q^*$  を算出し、前記電圧制御部 62 は、第 1 のベクトル軸電圧指令値算出処理手段としての、かつ、電圧位相角算出処理手段としての電圧位相角算出部 64、第 2 のベクトル軸電圧指令値算出処理手段としての、かつ、電圧振幅算出処理手段としての電圧振幅算出部 63、並びに第 2 の相変換処理手段としての、かつ、電圧位相角変換処理手段としての加算器 65 を備え、電圧制御処理を行い、第 1、第 2 のベクトル軸電圧指令値としての電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角  $\theta$  を算出する。なお、前記  $d$  軸電圧指令値  $v_d^*$  及び  $q$  軸電圧指令値  $v_q^*$  によって電圧指令値が構成される。

10

【0048】

また、前記 PWM 発生器 50 は、出力信号発生処理を行うために、過変調 PWM パターン発生処理手段としての過変調 PWM パターン発生部 72、正弦波 PWM パターン発生処理手段としての正弦波 PWM パターン発生部 73、第 1 のパルスパターン発生処理手段としての、かつ、5 パルスパターン発生処理手段としての 5 パルスパターン発生部 74、第 2 のパルスパターン発生処理手段としての、かつ、1 パルスパターン発生処理手段としての 1 パルスパターン発生部 75 及び電圧モード切替処理手段としての電圧モード切替部 77 を備え、過変調 PWM パターン、正弦波 PWM パターン、5 パルスパターン及び 1 パルスパターンの第 1 ~ 第 4 のパターンのうちの一つのパターンを選択し、選択されたパターンで各相の非同期 PWM 信号又は同期 PWM 信号としてのパルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を出力信号として発生させ、前記ドライブ回路 51 に送る。

20

【0049】

該ドライブ回路 51 は、前記各相のパルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を受けて 6 個の駆動信号を発生させ、該各駆動信号をインバータ 40 に送る。該インバータ 40 は、前記パルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  に基づいて、トランジスタ  $Tr_1 \sim Tr_6$  をスイッチングして各相の電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  を発生させ、該各相の電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  を前記駆動モータ 31 の各ステータコイル 11 ~ 13 に供給する。

30

【0050】

このように、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  に基づいてトルク制御が行われ、駆動モータ 31 が駆動されて電気自動車が行走させられる。

【0051】

次に、前記電流指令値算出部 46 は、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$ 、角速度  $\omega$  及び直流電圧  $V_{dc}$  を読み込み、 $d$  軸電流  $i_d$  及び  $q$  軸電流  $i_q$  の目標値を表す  $d$  軸電流指令値  $i_d^*$  及び  $q$  軸電流指令値  $i_q^*$  を算出し、電流制御部 61 に送る。

【0052】

そのために、前記車両用指令値算出処理手段から駆動モータ制御装置 45 に駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が送られると、前記トルク指令値制限部 22 は、トルク指令値制限処理を行い、前記直流電圧  $V_{dc}$ 、角速度  $\omega$  及び駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  を読み込み、前記記録装置に設定された図 3 の最大駆動モータ目標トルクマップを参照し、前記直流電圧  $V_{dc}$  及び角速度  $\omega$  に対応する駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  の最大値を表す最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}^*$  を読み込み、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}^*$  を超えないように制限する。なお、前記最大駆動モータ目標トルクマップによって最大電動機械目標トルクマップが、前記最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}^*$  によって最大電動機械目標トルクが構成される。

40

【0053】

50



なお、前記最大駆動モータ目標トルクマップにおいて、角速度  $\omega$  が所定の値  $\omega_1$  以下である場合、最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}^*$  は一定の値を採り、角速度  $\omega$  が所定の値  $\omega_1$  を超えると、最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}^*$  は曲線状に小さくされる。角速度  $\omega$  が所定の値  $\omega_1$  を超える領域において、最大駆動モータ目標トルク  $T_{Mmax}^*$  は、直流電圧  $V_{dc}$  が高いほど大きく、直流電圧  $V_{dc}$  が低いほど小さく設定される。

【0054】

続いて、前記 d 軸電流指令値算出部 53 は、第 1 の電流指令値算出処理及び最大トルク制御処理を行い、前記トルク指令値制限部 22 において制限された駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  を受け、前記記録装置に設定された図 4 の第 1 の電流指令値マップを参照し、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  に対応する d 軸電流指令値  $i_d^*$  を読み込み、該 d 軸電流指令値  $i_d^*$  を減算器 55 を介して電流制御部 61 に送る。

10

【0055】

この場合、第 1 の電流指令値マップにおいて、d 軸電流指令値  $i_d^*$  は、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  を達成するために電流振幅の指令値の絶対値が最も小さくなるように設定される。そして、前記第 1 の電流指令値マップにおいて、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が正の値を採るのに対して、d 軸電流指令値  $i_d^*$  は負の値を採り、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が零である場合、d 軸電流指令値  $i_d^*$  は零にされ、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が大きくなるに従って d 軸電流指令値  $i_d^*$  は負の方向に大きくなるように設定される。

【0056】

このようにして、d 軸電流指令値  $i_d^*$  が算出されると、前記 q 軸電流指令値算出部 54 は、前記トルク指令値制限部 22 において制限された駆動モータ目標トルク  $T_M^*$ 、及び d 軸電流指令値  $i_d^*$  を読み込み、前記記録装置に設定された図 5 の第 2 の電流指令値マップを参照し、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  及び d 軸電流指令値  $i_d^*$  に対応する q 軸電流指令値  $i_q^*$  を算出し、該 q 軸電流指令値  $i_q^*$  を前記電流制御部 61 に送る。

20

【0057】

なお、前記第 2 の電流指令値マップにおいて、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が大きくなるほど d 軸電流指令値  $i_d^*$  が負の方向に、q 軸電流指令値  $i_q^*$  が正の方向に大きくなり、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が小さくなるほど d 軸電流指令値  $i_d^*$  が負の方向に、q 軸電流指令値  $i_q^*$  が正の方向に小さくなるように設定される。また、駆動モータ目標トルク  $T_M^*$  が一定の場合、d 軸電流指令値  $i_d^*$  が負の方向に大きくなると、q 軸電流指令値  $i_q^*$  が正の方向に小さくなる。

30

【0058】

ところで、前記三相二相変換部 49 は、第 1 の相変換処理としての三相 / 二相変換を行い、磁極位置  $\theta$  を読み込み、検出電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  をそれぞれ d 軸電流  $i_d$  及び q 軸電流  $i_q$  に変換し、d 軸電流  $i_d$  及び q 軸電流  $i_q$  を実電流として算出し、電流制御部 61 に送る。そして、電流制御部 61 は、減算器 55 を介して d 軸電流指令値算出部 53 から送られた d 軸電流指令値  $i_d^*$  及び q 軸電流指令値算出部 54 から送られた q 軸電流指令値  $i_q^*$  を受け、三相二相変換部 49 から前記 d 軸電流  $i_d$  及び q 軸電流  $i_q$  を受けると、フィードバック制御を行う。

【0059】

そのために、電流制御部 61 は、前記 d 軸電流指令値  $i_d^*$  と d 軸電流  $i_d$  との電流偏差  $i_{d\Delta}$ 、及び q 軸電流指令値  $i_q^*$  と q 軸電流  $i_q$  との電流偏差  $i_{q\Delta}$  を算出し、各電流偏差  $i_{d\Delta}$ 、 $i_{q\Delta}$  に基づいて、比例制御及び積分制御から成る比例積分演算を行う。

40

【0060】

すなわち、前記電流制御部 61 は、電流偏差  $i_{d\Delta}$  に基づいて比例成分の電圧指令値を表す電圧降下  $V_{zd p}$ 、及び積分成分の電圧指令値を表す電圧降下  $V_{zd i}$  を算出し、電圧降下  $V_{zd p}$ 、 $V_{zd i}$  を加算して、電圧降下  $V_{zd}$

$$V_{zd} = V_{zd p} + V_{zd i}$$

を算出する。

【0061】

50

また、前記電流制御部 6 1 は、角速度  $\omega$  及び q 軸電流  $i_q$  を読み込み、角速度  $\omega$ 、q 軸電流  $i_q$  及び q 軸インダクタンス  $L_q$  に基づいて、q 軸電流  $i_q$  によって誘起される誘起電圧  $e_d$

$$e_d = \omega \cdot L_q \cdot i_q$$

を算出するとともに、前記電圧降下  $V_{zd}$  から誘起電圧  $e_d$  を減算し、出力電圧としての d 軸電圧指令値  $v_d^*$

$$\begin{aligned} v_d^* &= V_{zd} - e_d \\ &= V_{zd} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \end{aligned}$$

を算出する。

【0062】

また、電流制御部 6 1 は、電流偏差  $i_q$  に基づいて比例成分の電圧指令値を表す電圧降下  $V_{zqp}$ 、及び積分項分の電圧指令値を表す電圧降下  $V_{zqi}$  を算出し、電圧降下  $V_{zqp}$ 、 $V_{zqi}$  を加算して、電圧降下  $V_{zq}$

$$V_{zq} = V_{zqp} + V_{zqi}$$

を算出する。

【0063】

また、電流制御部 6 1 は、角速度  $\omega$  及び d 軸電流  $i_d$  を読み込み、角速度  $\omega$ 、逆起電圧定数  $MIf$ 、d 軸電流  $i_d$  及び d 軸上のインダクタンス  $L_d$  に基づいて、d 軸電流  $i_d$  によって誘起される誘起電圧  $e_q$

$$e_q = (\omega \cdot MIf + L_d \cdot i_d)$$

を算出とともに、電圧降下  $V_{zq}$  に誘起電圧  $e_q$  を加算し、出力電圧としての q 軸電圧指令値  $v_q^*$

$$\begin{aligned} v_q^* &= V_{zq} + e_q \\ &= V_{zq} + (\omega \cdot MIf + L_d \cdot i_d) \end{aligned}$$

を算出する。

【0064】

続いて、前記電圧制御部 6 2 は、前記 d 軸電圧指令値  $v_d^*$ 、q 軸電圧指令値  $v_q^*$ 、直流電圧  $V_{dc}$  及び磁極位置  $\theta$  を読み込み、電圧振幅値  $m$  及び d - q 座標上の電圧位相角  $\theta_{dq}$  を算出し、該電圧位相角  $\theta_{dq}$  を固定座標上の電圧位相角  $\theta_{pq}$  に変換し、電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角  $\theta_{pq}$  を PWM 発生器 5 0 に送る。

【0065】

そのために、前記電圧位相角算出部 6 4 は、第 1 の電圧指令値算出処理及び電圧位相算出処理を行い、d - q 座標上の電圧位相角

$$\theta_{dq} = \arctan(v_q^* / v_d^*)$$

を算出して電圧振幅算出部 6 3 及び加算器 6 5 に送り、該加算器 6 5 は、第 2 の相変換処理及び電圧位相角変換処理を行い、電圧位相角  $\theta_{pq}$  に磁極位置  $\theta$  を加算して、固定座標上の前記電圧位相角

$$\theta_{pq} = \theta + \theta_{dq}$$

を算出する。また、前記電圧振幅算出部 6 3 は、第 2 の電圧指令値算出処理及び電圧振幅算出処理を行い、電圧振幅  $|v|$

【0066】

【数 1】

$$|v| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad \dots\dots (1)$$

【0067】

を直流電圧  $V_{dc}$  で除算して得られる値、すなわち、電圧振幅値  $m$

【0068】

10

20

30

40

【数 2】

$$m = |v| / V_{dc}$$

$$= \sqrt{v_d^2 + v_q^2} / V_{dc} \quad \dots\dots (2)$$

【0069】

を算出して P W M 発生器 5 0 に送る。

【0070】

ところで、前記駆動モータ 3 1 においては、ロータが回転するのに伴って逆起電力が発生するが、駆動モータ回転速度 N が高くなるほど駆動モータ 3 1 の端子電圧が高くなり、該端子電圧が閾（しきい）値を超えると、電圧飽和が発生し、駆動モータ 3 1 による出力が不可能になってしまう。 10

【0071】

そこで、前記電圧制御部 6 2 の図示されない電圧飽和判定指標算出処理手段は、電圧飽和判定指標算出処理を行い、電圧飽和の程度を表す値として電圧振幅値 m を電圧飽和判定指標として減算器 5 8 に送る。

【0072】

該減算器 5 8 は、電圧飽和算定値算出処理を行い、前記電圧振幅値 m から、インバータ 4 0 の最大出力電圧を表す閾値を比較値  $V_{max}$

$$V_{max} = k \cdot V_{dc}$$

としたときの定数 k（本実施の形態においては、0.78）を減算して電圧飽和算定値 V

$$V = m - k$$

を算出し、積分器 5 9 に送る。

【0073】

続いて、積分器 5 9 は、電圧飽和判定処理及び調整値算出処理を行い、制御タイミングごとに前記電圧飽和算定値 V を積算し、積算値 V を算出し、該積算値 V が正の値を採る場合、積算値 V に比例定数を乗算して弱め界磁制御を行うための調整値  $i_d$  を算出して設定し、電圧飽和算定値 V 又は積算値 V が零以下の値を採る場合、前記調整値  $i_d$  を零にする。 30

【0074】

そして、減算器 5 5 は、電流指令値調整処理を行い、調整値  $i_d$  を受け、前記 d 軸電流指令値  $i_d^*$  から調整値  $i_d$  を減算することによって d 軸電流指令値  $i_d^*$  を調整し、調整値  $i_d$  を q 軸電流指令値算出部 5 4 及び電流制御部 6 1 に送る。

【0075】

この場合、調整値  $i_d$  が零の値を採るとき、実質的に d 軸電流指令値  $i_d^*$  の調整は行われず、弱め界磁制御も行われない。一方、調整値  $i_d$  が正の値を採るとき、d 軸電流指令値  $i_d^*$  は調整されて値が負の方向に大きくされ、弱め界磁制御が行われる。

【0076】

したがって、前記調整値  $i_d$  が零であり、弱め界磁制御が行われない場合、調整値  $i_d$  は零であるので、調整値  $i_d$  は q 軸電流指令値算出部 5 4 に送られ、q 軸電流指令値算出部 5 4 において q 軸電流指令値  $i_q^*$  の値は  $i_q a^*$  になる。これに対して、調整値  $i_d$  が正の値を採り、弱め界磁制御が行われる場合、例えば、減算器 5 5 に送られた d 軸電流指令値  $i_d^*$  の値が  $i_d a^*$  である場合、減算器 5 5 において、d 軸電流指令値  $i_d^*$  は、負の方向に調整値  $i_d$  だけ大きい値  $i_d b^*$  にされ、q 軸電流指令値算出部 5 4 に送られ、q 軸電流指令値算出部 5 4 において q 軸電流指令値  $i_q^*$  は値  $i_q a^*$  より正の方向に小さくされて、値  $i_q b^*$  になる。 40

【0077】

ところで、前述されたように、電圧振幅値 m 及び電圧位相角 を受けると、P W M 発生器 5 0 は、出力信号発生処理を行い、過変調 P W M パターン、正弦波 P W M パターン、5 50

パルスパターン及び1パルスパターンの各パターンのうちの一つのパターンを選択し、選択されたパターンで各相のパルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を発生させるようになっている。なお、前記5パルスパターンによって、複数(奇数)の、本実施の形態においては、五つのパルスから成る第1のパルスパターンが構成され、1パルスパターンによって、一つのパルスから成る第2のパルスパターンが構成される。

【0078】

次に、前記PWM発生器50の動作について説明する。

【0079】

図6は本発明の第1の実施の形態における電圧モード切替処理を説明する図、図7は本発明の第1の実施の形態におけるパルスパターンの説明図、図8は本発明の第1の実施の形態におけるパルスパターン変更処理を説明する図である。なお、図6において、横軸に駆動モータ回転速度  $N$  を、縦軸に電圧振幅  $|v|$  を、図8において、横軸に電圧利用率を表す変調率  $\gamma$  を、縦軸に第1、第2のパラメータ  $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  を採っている。

10

【0080】

この場合、図6に示されるように、電圧振幅  $|v|$  が、第1の値  $v_1$  より低い領域  $AR_1$  において、電圧モード切替部77(図1)は、電圧モード切替処理を行い、正弦波PWMパターン発生部73で発生させられた正弦波PWMパターンの非同期PWM信号を受け、前記ドライブ回路51(図2)に送る。なお、前記領域  $AR_1$  は正弦波領域を構成する。

【0081】

そのために、前記正弦波PWMパターン発生部73は、正弦波PWMパターン発生処理を行い、電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角  $\theta$  を受け、電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角  $\theta$  に基づいて各相の正弦波を発生させ、該正弦波と一定の周波数及び一定の振幅で発振する三角波とを比較し、不等のパルス幅を有する複数のパルスから成るパルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を発生させ、該パルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を電圧モード切替部77に送る。このようにして、正弦波PWMパターンで発生させられた非同期PWM信号に基づいて、非同期PWM制御が行われる。なお、前記領域  $AR_1$  は駆動モータ回転速度  $N$  が許容値  $N_2$  を超えると、許容される電圧振幅  $|v|$  の値が低くされ、限界値  $N_3$  になると、許容される電圧振幅  $|v|$  の値が零にされる。

20

【0082】

ところで、前記非同期PWM信号が発生させられると、各相の電圧が各ステータコイル11~13に印加されるが、各相の電圧の振幅には上限があり、上限を超えて電圧を印加しようとする、電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角  $\theta$  に振動が発生してしまう。

30

【0083】

そこで、電圧振幅  $|v|$  が第1の値  $v_1$  以上になると、電圧モード切替部77の図示されない過変調領域判定処理手段は、過変調領域判定処理を行い、電圧振幅  $|v|$  が第1の値  $v_1$  以上で、かつ、第2の値  $v_2$  より低く、また、駆動モータ回転速度  $N$  が所定の値  $N_1$  より低い領域  $AR_2$  に収まるかどうかを判断し、電圧振幅  $|v|$  及び駆動モータ回転速度  $N$  が領域  $AR_2$  に収まる場合、過変調PWMパターン発生部72で発生させられた過変調PWMパターンの非同期PWM信号を受け、前記ドライブ回路51に送る。なお、前記領域  $AR_2$  は過変調領域を構成する。また、前記第1の値  $v_1$  は、正弦波PWMパターンで非同期PWM信号を発生させるときの電圧振幅  $|v|$  の最大値、第2の値  $v_2$  は、1パルスパターンで同期PWM信号を発生させるときの電圧振幅  $|v|$  の最大値である。

40

【0084】

そして、過変調PWMパターン発生部72は、領域  $AR_2$  で過変調PWMパターン発生処理を行い、電圧位相角  $\theta$  に基づいて、各相の前記第1の値  $v_1$  以上の部分、すなわち、正弦波のピーク値の近傍がカットされた正弦波を発生させ、該正弦波と一定の周波数及び一定の振幅で発振する三角波とを比較し、不等のパルス幅を有する複数のパルスから成るパルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を発生させ、該パルス幅変調信号  $M_u$ 、 $M_v$ 、 $M_w$  を電圧モード切替部77に送る。このようにして、過変調PWMパターンで発生させられた

50

非同期 P W M 信号に基づいて、非同期 P W M 制御が行われる。

【 0 0 8 5 】

ところで、前記インバータ 4 0 の各トランジスタ  $T r 1 \sim T r 6$  によるスイッチングのタイミングが、電圧位相角 と同期させられるようになっていないので、高速回転領域で駆動モータ 3 1 を駆動しようとする、各相の電圧に振動が発生し、ビート現象が現れてしまう。

【 0 0 8 6 】

そこで、前記非同期 P W M 信号による非同期 P W M 制御と同期 P W M 信号による同期 P W M 制御とを切り換えることができるようにし、前記領域 A R 2 のような、駆動モータ回転速度  $N$  が前記値  $N 1$  より低い中速回転領域又は低速回転領域においては、過変調 P W M パターンで非同期 P W M 信号を発生させて非同期 P W M 制御を行い電圧振幅  $|v|$  が第 1 の値  $v 1$  以上で、かつ、駆動モータ回転速度  $N$  が値  $N 1$  以上になる高速回転領域においては、図 7 に示されるように、電気角で原点を中心に  $\pm 1 8 0 [^\circ]$  の範囲内で一つのパルス  $p s 1$  から成る 1 パルスパターンで同期 P W M 信号を発生させて、同期 P W M 制御のうちの 1 パルス制御を行うことができるようになっている。なお、前記パルス  $p s 1$  は原点を中心に  $\pm 9 0 [^\circ]$  の範囲に形成される。

【 0 0 8 7 】

ところが、前記矩形波電圧制御において、1 パルスパターンで同期 P W M 信号を発生させると、各ステータコイル 1 1 ~ 1 3 に印加される電圧の振幅の上限を超えて電圧を印加することができるが、前記領域 A R 1 で前記正弦波 P W M パターンによる非同期 P W M 制御を行っているときに、電圧振幅  $|v|$  が第 1 の値  $v 1$  以上になるか、又は過変調 P W M パターンによる非同期 P W M 制御を行っているときに、駆動モータ回転速度  $N$  が所定の値  $N 1$  を超えて、1 パルスパターンによる矩形波電圧制御を行うと、1 パルスパターンの同期 P W M 信号に含まれる高調波成分によって電動駆動装置にショックが発生してしまう。

【 0 0 8 8 】

そこで、電圧モード切換部 7 7 の図示されない非同期・同期切換処理手段は、非同期・同期切換処理を行い、非同期 P W M 制御から同期 P W M 制御に切り換えるに当たり、電圧振幅  $|v|$  が第 1 の値  $v 1$  以上で、かつ、第 2 の値  $v 2$  より低く、また、駆動モータ回転速度  $N$  が所定の値  $N 1$  以上である領域 A R 3 に収まるかどうかを判断し、電圧振幅  $|v|$  及び駆動モータ回転速度  $N$  が領域 A R 3 に収まる場合、二つ以上のパラメータに従って規定された複数のパルスから成るパルスパターンの同期 P W M 信号、本実施の形態においては、5 パルスパターン発生部 7 4 で発生させられた、図 7 に示されるような 5 パルスパターンの同期 P W M 信号を受け、前記ドライブ回路 5 1 に送る。

【 0 0 8 9 】

そのために、前記 5 パルスパターン発生部 7 4 は、第 1 のパルスパターン発生処理及び 5 パルスパターン発生処理を行い、電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角 を受け、電圧振幅値  $m$  及び電圧位相角 に基づいて、図 7 に示されるような、原点を中心に  $\pm 1 8 0 [^\circ]$  の範囲内で 5 個のパルス  $p s 1 1 \sim p s 1 5$  を有する 5 パルスパターンの同期 P W M 信号を発生させる。この場合、パルス  $p s 1 1$  によって基本パルスが、パルス  $p s 1 2 \sim p s 1 5$  によって調整用パルスが構成される。なお、パルス  $p s 1 4$ 、 $p s 1 5$  は、波形が正負反転するのに伴って形成されるものであり、前記パルス  $p s 1 2$ 、 $p s 1 3$  のパルス幅を 1 とし、パルス  $p s 1 1$  と各パルス  $p s 1 2$ 、 $p s 1 3$  との間のパルス間幅を 2 としたとき、パルス  $p s 1 2$ 、 $p s 1 3$  とパルス  $p s 1 4$ 、 $p s 1 5$  との間のパルス間幅は前記パルス幅 1 と等しくなり、パルス  $p s 1 4$ 、 $p s 1 5$  のパルス幅はパルス間幅 2 と等しくされる。

【 0 0 9 0 】

そして、パルス  $p s 1 1$  の原点から立下りエッジまでの間隔を第 1 のパラメータ 1 とし、原点から前記パルス  $p s 1 2$ 、 $p s 1 3$  の立上りエッジまでの間隔を第 2 のパラメータ 2 としたとき、第 2 のパラメータ 2 は、

$$2 = 9 0 [^\circ] - 1$$

10

20

30

40

50

$$= 1 + 2$$

になる。

【0091】

そして、前記5パルスパターン発生部74の図示されないパルスパターン変更処理手段は、パルスパターン変更処理を行い、五つのパルスps11～ps15の前記第1、第2のパラメータ1、2を電圧振幅値mの変化に基づいて変更することによって、5パルスパターンと1パルスパターンとでパルスパターンを移行させ、変更する。そのために、パルスパターン変更処理手段は、前記電圧振幅|v|及び第2の値v2に基づいて変調率

$$= |v| / (0.78 \times V_{dc})$$

を算出し、図8に示されるように、変調率が切換点を表す値1より低い高調波低減領域AR11、及び変調率が前記値1以上である過渡領域AR12を設定する。なお、図8において、L1は第1のパラメータ1を示す線、L2は第2のパラメータ2を示す線である。

【0092】

本実施の形態においては、変調率ごとの第1、第2のパラメータ1、2があらかじめ算出され、図8に示されるようなパラメータマップが前記記録装置に設定され、前記パルスパターン変更処理手段は、パラメータマップを参照し、変調率ごとの第1、第2のパラメータ1、2を読み出すようになっているが、変調率に基づいて第1、第2のパラメータ1、2を逐次算出し、設定することができる。

【0093】

次に、前記第1、第2のパラメータ1、2の算出方法について説明する。

【0094】

まず、高調波低減領域AR11においては、各相の電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>に発生する高調波成分を抑制することができるように第1、第2のパラメータ1、2を算出する。そのために、各ステータコイル11～13に印加される電圧の高調波成分、本実施の形態においては、5次調波成分及び7次調波成分の2乗和を最小化する。

【0095】

ところで、前記パルスps11の原点から所定の点までの間隔をとし、前記所定の点の電圧をv( )としたとき、各次数調波は次の式(1)で表すことができる。

【0096】

【数3】

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(\theta) \cos n\theta d\theta \quad \dots\dots (3)$$

【0097】

そして、第1、第2のパラメータ1、2に従って5パルスパターンを発生させると、基本波a1、5次調波成分及び7次調波成分は次の式(2)～(4)で表すことができる。

【0098】

10

20

30

40

【数 4】

$$a_1 = \frac{4}{\pi} (1 + 2 \sin \theta_1 - 2 \sin \theta_2) \quad \dots (4)$$

$$a_5 = \frac{4}{5\pi} (1 + 2 \sin 5\theta_1 - 2 \sin 5\theta_2) \quad \dots (5)$$

$$a_7 = \frac{4}{7\pi} (-1 + 2 \sin 7\theta_1 - 2 \sin 7\theta_2) \quad \dots (6)$$

10

【0099】

なお、前記基本波  $a_1$  を直流電圧  $V_{dc}$  で除算すると変調率  $\sigma$  になる。

【0100】

続いて、5次調波成分及び7次調波成分の2乗和を高調波成分指標  $Min[\sigma]$  とすると、該高調波成分指標  $Min[\sigma]$  は次の式(5)で表される。

【0101】

【数 5】

$$Min[\sigma] = \sqrt{\left(\frac{a_5}{5}\right)^2 + \left(\frac{a_7}{7}\right)^2} \quad \dots (7)$$

20

【0102】

そこで、前記高調波低減領域  $AR_{11}$  においては、前記高調波成分指標  $Min[\sigma]$  が最小になるように、第1、第2のパラメータ  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  が算出される。この場合、前述されたように、変調率  $\sigma$  が大きくなるのに伴って、第1、第2のパラメータ  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  が大きくされるが、変調率  $\sigma$  が値  $\sigma_1$  になると、第1、第2のパラメータ  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  の連続性を保持することができない。すなわち、値  $\sigma_1$  は、第1、第2のパラメータ  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  の連続性を保持することができる最大値である。

【0103】

そこで、変調率  $\sigma$  が値  $\sigma_1$  になると、第1、第2のパラメータ  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  の算出手法を切り換えるようにしている。そして、変調率  $\sigma$  が値  $\sigma_1$  から1になるまでを過渡領域  $AR_{12}$  とし、該過渡領域  $AR_{12}$  において、第1のパラメータ  $\theta_1$  を一定の値にし、第2のパラメータ  $\theta_2$  を徐々に第1のパラメータ  $\theta_1$  に近づけるようにしている。なお、第2のパラメータ  $\theta_2$  を一定の値にし、第1のパラメータ  $\theta_1$  を徐々に第2のパラメータ  $\theta_2$  に近づけることができる。

30

【0104】

この場合、基本波  $a_1$  及び第1のパラメータ  $\theta_1$  が特定されると、第2のパラメータ  $\theta_2$  は次の式(6)で算出することができる。

【0105】

【数 6】

$$\theta_2 = \sin^{-1} \left( \frac{1}{2} + \sin \theta_1 - \frac{\pi}{8} a_1 \right) \quad \dots (8)$$

40

【0106】

続いて、電圧モード切替部 77 の図示されないパルスパターン切替処理手段は、パルスパターン切替処理を行い、電圧振幅  $|v|$  が第2の値  $v_2$  であり、駆動モータ回転速度  $N$  が所定の値  $N_1$  以上である領域  $AR_4$  に収まるかどうかを判断し、電圧振幅  $|v|$  及び駆動モータ回転速度  $N$  が領域  $AR_4$  に収まる場合、図 7 に示されるような 1 パルスパターン

50

の同期PWM信号を受け、前記ドライブ回路51に送る。

【0107】

そのために、前記1パルスパターン発生部75は、第2のパルスパターン発生処理及び1パルスパターン発生処理を行い、電圧位相角を受け、該電圧位相角に基づいて、図7に示されるような、1つのパルスps1を有する1パルスパターンの同期PWM信号を発生させる。前記パルスパターン変更処理において、変調率が1になると、5パルスパターンにおけるパルスps11のパルス幅が $\pm 90$ 〔°〕にされるので、5パルスパターン発生処理が終了するのに伴って、1パルスパターンで同期PWM信号を発生させることができる。

【0108】

したがって、前記5パルスパターン発生処理が終了したときと1パルスパターン発生処理が開始されたときとで、各ステータコイル11~13に印加される電圧の変化をなくすることができるので、電動駆動装置にショックが発生するのを防止することができる。

【0109】

また、5パルスパターンから1パルスパターンに直接切り換えることができ、5パルスパターンと1パルスパターンとの間に、他のパルスパターン、例えば、3パルスパターンで同期PWM信号を発生させる必要がなくなるので、制御を簡素化することができるだけでなく、電動駆動制御装置のコストを低くすることができる。

【0110】

しかも、5パルスパターンで同期PWM信号が発生させられている間、高調波低減領域AR11及び過渡領域AR12のいずれにおいても、高調波成分が同期PWM信号及び電流Iu、Iv、Iwに発生するのを抑制することができるので、電動駆動装置にショックが発生するのを更に防止することができるだけでなく、電動駆動装置に騒音が発生するのを防止することができる。

【0111】

さらに、過渡領域AR12が形成され、該過渡領域AR12において第1、第2のパラメータ1、2が徐々に等しくされるので、パルス切換角の連続性を確保することができるだけでなく、極小パルスが発生するのを防止することができる。

【0112】

次に、本発明の第2の実施の形態について説明する。

【0113】

図9は本発明の第2の実施の形態におけるパルスパターン変更処理を説明する図である。なお、図において、横軸に変調率を、縦軸に第1、第2のパラメータ1、2を採ってある。

【0114】

この場合、L11は第1のパラメータ1を示す線、L12は第2のパラメータ2を示す線である。第1のパルスパターン発生処理手段としての、かつ、5パルスパターン発生処理手段としての5パルスパターン発生部74(図1)の前記パルスパターン変更処理手段は、パルスパターン変更処理を行い、五つのパルスps11(図7)~ps15の前記第1、第2のパラメータ1、2を変更することによって、パターンを変更する。そのために、パルスパターン変更処理手段は、変調率が切換点を表す値1より低い高調波低減領域AR21、及び変調率が前記値1以上である過渡領域AR22を設定する。

【0115】

続いて、前記パルスパターン変更処理手段は、高調波低減領域AR21において、変調率が大きくなるのに伴って、第1のパラメータ1を徐々に大きくし、それに伴って、第2のパラメータ2を大きくする。この場合、変調率が大きくなるのに伴って、パルスps11のパルス幅が大きくなるので、各ステータコイル11~13に印加される電圧の振幅を徐々に大きくすることができる。

【0116】

10

20

30

40

50



また、前記パルスパターン変更処理手段は、過渡領域 A R 2 2 において、変調率  $\gamma$  が大きくなるのに伴って、第 2 のパラメータ  $\beta$  を所定の傾きで大きくし、第 1 のパラメータ  $\alpha$  を第 2 のパラメータ  $\beta$  の傾きより大きい傾きで、すなわち、線形に大きくし、パルス間幅  $\tau$  を徐々に小さくする。この場合、第 2 のパラメータ  $\beta$  が変調率  $\gamma$  に比例させて与えられるので、前記式 ( 4 ) を利用して第 1 のパラメータ  $\alpha$  を算出することができる。

【 0 1 1 7 】

そして、変調率  $\gamma$  が 1 に到達すると、前記パルスパターン変更処理手段は、パルス  $p s 1$  のパルス幅をほぼ  $\pm 90 [^\circ]$  にし、1 パルスパターン  $p s 1$  のパルス幅と等しくし、パルス間幅  $\tau$  を零にする。

10

【 0 1 1 8 】

前記各実施の形態においては、第 1 のパルスパターンとして 5 パルスパターンが使用されるようになってきているが、7 パルスパターン、9 パルスパターン等の奇数個のパルスを用いるパルスパターンを使用することができる。

【 0 1 1 9 】

また、前記各実施の形態においては、変調率  $\gamma$  に基づいて、高調波領域 A R 1 1、A R 2 1 及び過渡領域 A R 1 2、A R 2 2 を設定するようになってきているが、電圧振幅  $|v|$  又は電圧振幅値  $m$  に基づいて、高調波低減領域 A R 1 1、A R 2 1 及び過渡領域 A R 1 2、A R 2 2 を設定することができる。

【 0 1 2 0 】

なお、本発明は前記実施の形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨に基づいて種々変形させることが可能であり、それらを本発明の範囲から排除するものではない。

20

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 2 1 】

【 図 1 】 本発明の第 1 の実施の形態における駆動モータ制御装置のブロック図である。

【 図 2 】 本発明の第 1 の実施の形態における電動駆動制御装置の概念図である。

【 図 3 】 本発明の第 1 の実施の形態における最大駆動モータ目標トルクマップを示す図である。

【 図 4 】 本発明の第 1 の実施の形態における第 1 の電流指令値マップを示す図である。

【 図 5 】 本発明の第 1 の実施の形態における第 2 の電流指令値マップを示す図である。

30

【 図 6 】 本発明の第 1 の実施の形態における電圧モード切換処理を説明する図である。

【 図 7 】 本発明の第 1 の実施の形態におけるパルスパターンの説明図である。

【 図 8 】 本発明の第 1 の実施の形態におけるパルスパターン変更処理を説明する図である。

【 図 9 】 本発明の第 2 の実施の形態におけるパルスパターン変更処理を説明する図である。

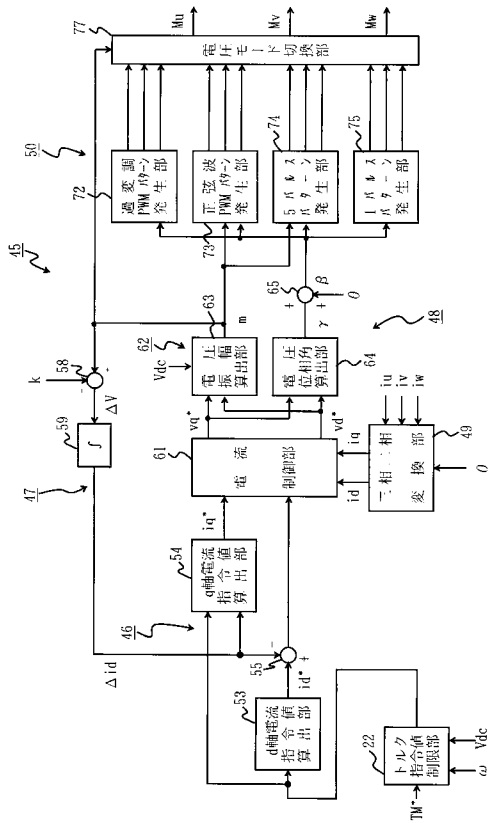
【 符号の説明 】

【 0 1 2 2 】

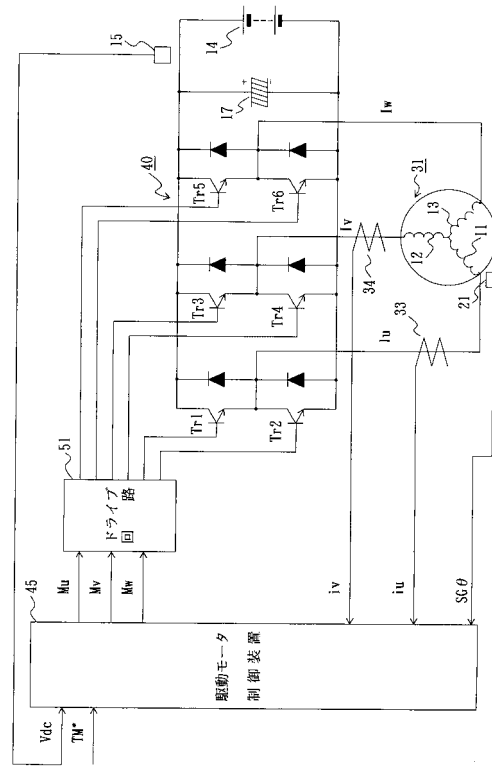
- 4 5 駆動モータ制御装置
- 7 4 5 パルスパターン発生部
- 7 5 1 パルスパターン発生部

40

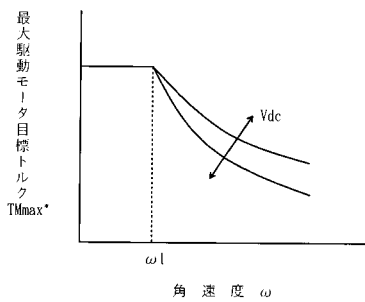
【図1】



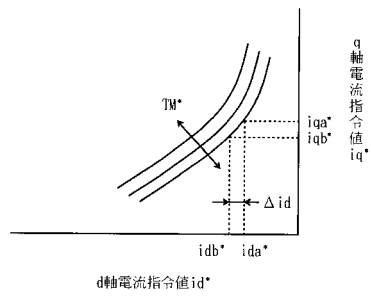
【図2】



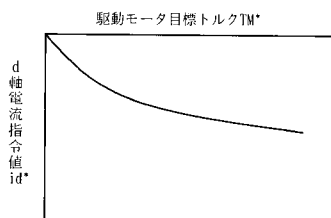
【図3】



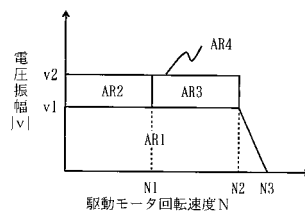
【図5】



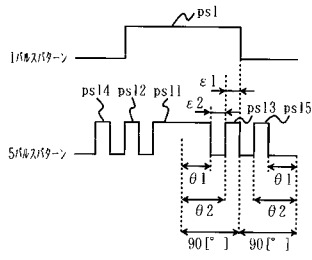
【図4】



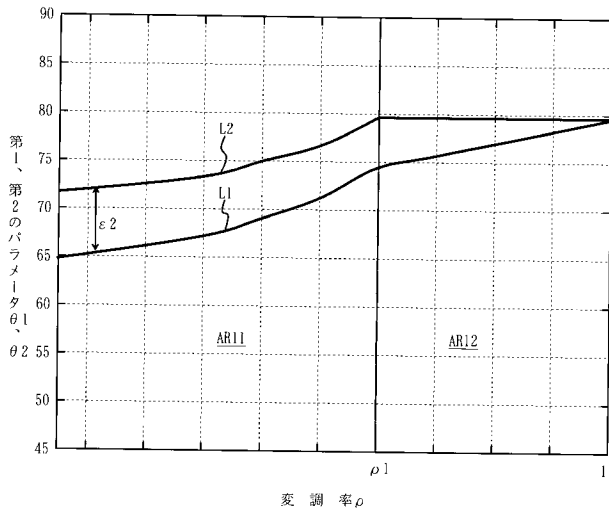
【図6】



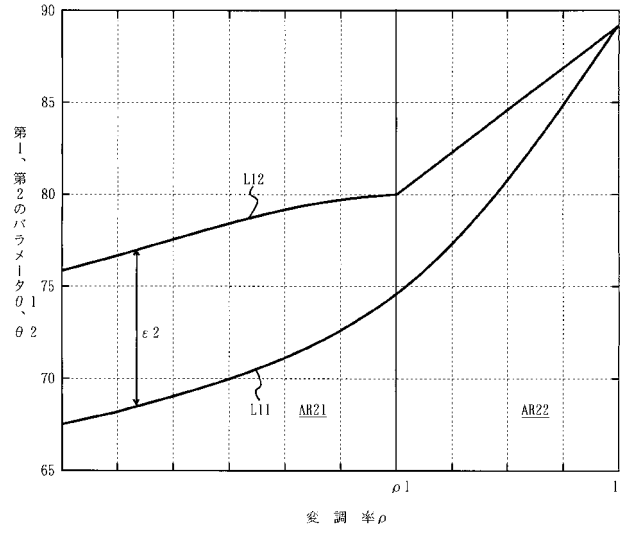
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



---

フロントページの続き

F ターム(参考) 5H007 AA08 BB06 CA01 CB05 DA05 DA06 DB02 DB13 DC02 EA05  
EA16  
5H505 AA16 BB10 CC04 DD08 EE41 EE51 EE52 FF08 GG04 HA08  
HA10 HB02 JJ03 JJ17 JJ22 LL01 LL22 LL24 LL41 LL58  
5H576 AA15 BB10 CC04 DD07 EE01 EE13 EE14 FF08 GG04 HA02  
HA04 HB02 JJ03 JJ17 JJ22 LL01 LL22 LL24 LL41 LL58