

(19)日本国特許庁(JP)

## (12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7431346号  
(P7431346)

(45)発行日 令和6年2月14日(2024.2.14)

(24)登録日 令和6年2月5日(2024.2.5)

(51)国際特許分類		F I			
H 0 2 P	27/08	(2006.01)	H 0 2 P	27/08	
H 0 2 P	23/04	(2006.01)	H 0 2 P	23/04	
H 0 2 M	7/48	(2007.01)	H 0 2 M	7/48	F

請求項の数 9 (全25頁)

(21)出願番号	特願2022-557307(P2022-557307)	(73)特許権者	509186579 日立Astemo株式会社 茨城県ひたちなか市高場2520番地
(86)(22)出願日	令和3年9月21日(2021.9.21)	(74)代理人	110002365 弁理士法人サンネクスト国際特許事務所
(86)国際出願番号	PCT/JP2021/034639	(72)発明者	塚越 貴哉 茨城県ひたちなか市高場2520番地
(87)国際公開番号	WO2022/085351	(72)発明者	日立Astemo株式会社内 谷口 峻 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
(87)国際公開日	令和4年4月28日(2022.4.28)	(72)発明者	原 崇文 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
審査請求日	令和5年2月21日(2023.2.21)	審査官	三島木 英宏
(31)優先権主張番号	特願2020-176806(P2020-176806)		
(32)優先日	令和2年10月21日(2020.10.21)		
(33)優先権主張国・地域又は機関	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 モータ制御装置、機電一体ユニット、ハイブリッドシステム、および電動パワーステアリングシステム

## (57)【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と接続され、前記交流電力を用いて駆動する交流モータの駆動を制御するモータ制御装置であって、

搬送波を生成する搬送波生成部と、  
前記搬送波を用いてトルク指令に応じた電圧指令をパルス幅変調し、前記電力変換器の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部と、  
前記電圧指令と前記搬送波の位相差をランダムに変化させるための拡散値を演算し、前記位相差が前記拡散値となるように前記搬送波の周波数を調整する搬送波周波数調整部と、  
を備え、

前記搬送波周波数調整部は、前記搬送波を前記電圧指令に同期させるための同期PWM制御の収束状態に基づき、前記拡散値を更新するモータ制御装置。

## 【請求項2】

請求項1に記載のモータ制御装置において、  
前記搬送波周波数調整部は、所定の拡散範囲内でランダムに変化する前記拡散値を演算するモータ制御装置。

## 【請求項3】

請求項1に記載のモータ制御装置において、  
前記搬送波周波数調整部は、前記拡散値を更新するか否かを判断し、前記拡散値を更新しないと判断した場合は、前回の前記拡散値の演算結果を保持し、前記拡散値を更新する

と判断した場合は、今回の前記拡散値の演算結果を用いて前記拡散値を更新するモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、

前記搬送波周波数調整部は、前記同期 P W M 制御が収束したか否かを前記電圧指令の位相に基づいて判断するモータ制御装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載のモータ制御装置において、

前記搬送波周波数調整部は、前記電圧指令の位相の変化量が所定の指定位相を超えたとき、または、前記電圧指令と前記搬送波の位相差が所定の範囲内に収束したときに、前記同期 P W M 制御が収束したと判断するモータ制御装置。

10

【請求項 6】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、

前記電圧指令と前記搬送波の位相差を、 $-180 \text{ deg}$  から  $+180 \text{ deg}$  までの範囲を上限とする所定の範囲内でランダムに変化させるモータ制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 のいずれか一項に記載のモータ制御装置と、

前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、

前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、

前記交流モータの回転駆動力を伝達するギアと、を備え、

前記交流モータ、前記電力変換器および前記ギアが一体構造となった機電一体ユニット。

20

【請求項 8】

請求項 1 乃至 6 のいずれか一項に記載のモータ制御装置と、

前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、

前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、

前記交流モータに接続されたエンジンシステムと、を備えるハイブリッドシステム。

【請求項 9】

請求項 1 乃至 6 のいずれか一項に記載のモータ制御装置と、

前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、

前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、を備え、

前記交流モータの回転駆動力を用いて運転者のステアリング操作をアシストする電動パワーステアリングシステム。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置、機電一体ユニット、ハイブリッドシステム、および電動パワーステアリングシステムに関する。

【背景技術】

【0002】

永久磁石同期モータは、ブラシや整流子といった機械的な電流の整流機構を必要とせず保守が容易な上、小型軽量で効率、力率ともに高いため、電気自動車の駆動・発電等の用途に広く普及している。一般的に永久磁石同期モータは、電機子コイル等で構成される固定子と、永久磁石や鉄心等で構成される回転子から成る。バッテリー等の直流電源から供給される直流電圧をインバータで交流電圧に変換し、この交流電圧を用いて永久磁石同期モータの電機子コイルに交流電流を流すことにより、電機子磁束が発生する。この電機子磁束と永久磁石の磁石磁束との間に生じる吸引力・反発力によって発生するマグネットトルクや、回転子を透過する電機子磁束の磁気抵抗を最小化するために発生するリラクタンストルクにより、永久磁石同期モータが駆動される。

40

【0003】

永久磁石同期モータには、モータの回転方向（周方向）と、モータの回転軸に対して垂

50

直な方向（径方向）とで、電機子磁束と磁石磁束による電磁力がそれぞれ発生する。上記のトルクは、周方向の電磁力を積分したものであり、これにはモータの磁気回路の構造に起因するトルクの揺らぎ（トルク脈動）が含まれている。一方、モータの径方向に生じる電磁力は、モータの固定子やケースを变形・振動させる加振力（電磁加振力）として作用する。

【0004】

モータの低回転時には、他の振動・騒音要因が少ないため、トルク脈動に起因する振動・騒音が顕在化する。特に、電気自動車やハイブリッド自動車のような永久磁石同期モータを使用する環境対応自動車では、低回転時にモータの回転子とタイヤとの2慣性系によって車体共振が発生し、振動・騒音が顕著となる場合がある。一方、低回転時を除いたモータの回転数領域では、径方向の電磁力（電磁加振力）は周方向の電磁力（トルク脈動）と比較して、5～10倍程度の大きさとなる。そのため、電磁加振力による振動・騒音が支配的となる。

10

【0005】

加えてモータに流れる交流電流には、モータの駆動制御に用いられ、モータの回転数に応じて周波数が変換する正弦波等の基本波電流成分と、インバータのスイッチング動作による高調波電流成分とが含まれる。高調波電流の周波数は、基本波電流の周波数と、PWM変調に用いられる搬送波の周波数とによって定まる。そのため、モータの回転数によっては、基本波電流によってモータに生じる電磁加振力またはトルク脈動と、高調波電流によってモータに生じる電磁加振力またはトルク脈動とが重なり合い、大きな振動や騒音が発生してしまうことがある。

20

【0006】

本願発明の関連技術として、特許文献1に記載の技術が知られている。特許文献1には、永久磁石モータの回転数に応じた基本波電流と、スイッチング動作による高調波電流とを含み、所定のモータ回転数において、基本波電流によってモータに周期的に生じる加振力の位相である第1位相と、高調波電流によってモータに周期的に生じる加振力の位相である第2位相とが互いに重ならないように、第2位相を制御する方法が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【文献】国際公開第2018/139295号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

前述の通り、モータの低回転時には、他の振動・騒音要因が少ないため、トルク脈動に起因する振動・騒音が顕在化する。一方、低回転時を除いたモータの回転数領域では、電磁加振力による振動・騒音が支配的となる。このように、電気自動車やハイブリッド自動車のような永久磁石同期モータを使用する環境対応自動車では、広い範囲の回転数において振動・騒音が課題となる。しかしながら、特許文献1に開示された方法では、広い範囲の回転数において、こうした点を効果的に改善することができない。

40

【0009】

本発明は、上記の課題に鑑みてなされたものであり、永久磁石同期モータで発生する振動や騒音を効果的に抑制することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明によるモータ制御装置は、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と接続され、前記交流電力を用いて駆動する交流モータの駆動を制御するものであって、搬送波を生成する搬送波生成部と、前記搬送波を用いてトルク指令に応じた電圧指令をパルス幅変調し、前記電力変換器の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部と、前記電圧指令と前記搬送波の位相差をランダムに変化させるための拡散値を演

50

算し、前記位相差が前記拡散値となるように前記搬送波の周波数を調整する搬送波周波数調整部と、を備え、前記搬送波周波数調整部は、前記搬送波を前記電圧指令に同期させるための同期PWM制御の収束状態に基づき、前記拡散値を更新する。

本発明による機電一体ユニットは、前記モータ制御装置と、前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、前記交流モータの回転駆動力を伝達するギアと、を備え、前記交流モータ、前記電力変換器および前記ギアが一体構造となっている。

本発明によるハイブリッドシステムは、前記モータ制御装置と、前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、前記交流モータに接続されたエンジンシステムと、を備える。

本発明による電動パワーステアリングシステムは、前記モータ制御装置と、前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、を備え、前記交流モータの回転駆動力を用いて運転者のステアリング操作をアシストする。

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、永久磁石同期モータで発生する振動や騒音を効果的に抑制できる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の一実施形態に係るモータ制御装置を備えたモータ駆動システムの全体構成図。

【図2】本発明の第1の実施形態に係るモータ制御装置の機能構成を示すブロック図。

【図3】モータの駆動時における振動や騒音の発生とその伝達経路を説明する図。

【図4】1正弦波あたりのスイッチングパルス数と時間高調波電圧の関係を説明する図。

【図5】変調波と搬送波の位相差を変化させた場合の電圧波形の関係を示す図。

【図6】変調波と搬送波の位相差を変化させた場合のU相交流電圧の高調波成分を示す図。

【図7】本発明の第1の実施形態に係る搬送波周波数調整部のブロック図。

【図8】本発明の第1の実施形態に係る電圧位相誤差演算部のブロック図。

【図9】本発明の第1の実施形態に係るキャリア位相シフト量拡散値演算部のブロック図。

【図10】キャリア位相シフト量拡散値演算部による拡散値の演算結果の例を示す図。

【図11】本発明の基準電圧位相演算の概念図。

【図12】本発明の第1の実施形態に係る電圧位相誤差演算部の演算処理を示すフローチャート。

【図13】本実施形態のモータ制御方法の適用の有無によるU相電流の各高調波と拡散値の変化の様子を示す図。

【図14】本実施形態のモータ制御方法の適用の有無によるU相電流の各高調波と拡散値の変化の様子を示す図。

【図15】本発明の第2の実施形態における機電一体ユニットの外観斜視図。

【図16】本発明の第3の実施形態におけるハイブリッドシステムの構成図。

【図17】本発明の第4の実施形態における電動パワーステアリングシステムの構成図。

【図18】本発明の第4の実施形態に係る電動パワーステアリングシステムにおける駆動制御システムの構成図。

【発明を実施するための形態】

【0013】

[第1の実施形態]

以下、本発明の第1の実施形態について図面を用いて説明する。

【0014】

図1は、本発明の一実施形態に係るモータ制御装置を備えたモータ駆動システムの全体構成図である。図1において、モータ駆動システム100は、モータ制御装置1、モータ2、インバータ3、高圧バッテリー5、電流検出部7、回転位置検出器8を有している。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 5 】

モータ制御装置 1 には、回転位置検出器 8 からモータ 2 の回転位置 が入力される。また、電流検出部 7 から、モータ 2 に流れる三相の交流電流をそれぞれ表す  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  が入力され、図示省略した上位制御装置よりトルク指令  $T^*$  が入力される。モータ制御装置 1 は、これらの入力情報を基に、モータ 2 の駆動を制御するためのゲート信号を生成し、インバータ 3 に出力する。これにより、インバータ 3 の動作を制御し、モータ 2 の駆動を制御する。なお、モータ制御装置 1 の詳細については後で説明する。

## 【 0 0 1 6 】

インバータ 3 は、インバータ回路 3 1、PWM 信号駆動回路 3 2 および平滑キャパシタ 3 3 を有する。PWM 信号駆動回路 3 2 は、モータ制御装置 1 から入力されるゲート信号に基づいて、インバータ回路 3 1 が有する各スイッチング素子を制御するための PWM 信号を生成し、インバータ回路 3 1 に出力する。インバータ回路 3 1 は、U 相、V 相、W 相の上アームおよび下アームにそれぞれ対応するスイッチング素子を有している。PWM 信号駆動回路 3 2 から入力された PWM 信号に従ってこれらのスイッチング素子がそれぞれ制御されることで、高圧バッテリー 5 から供給される直流電力が交流電力に変換され、モータ 2 に出力される。平滑キャパシタ 3 3 は、高圧バッテリー 5 からインバータ回路 3 1 に供給される直流電力を平滑化する。

## 【 0 0 1 7 】

高圧バッテリー 5 は、モータ駆動システム 1 0 0 の直流電圧源であり、インバータ 3 へ電源電圧  $H_{vdc}$  を出力する。高圧バッテリー 5 の電源電圧  $H_{vdc}$  は、インバータ 3 のインバータ回路 3 1 と PWM 信号駆動回路 3 2 によって可変電圧、可変周波数のパルス状の三相交流電圧に変換され、線間電圧としてモータ 2 に印加される。これにより、高圧バッテリー 5 の直流電力を基に、インバータ 3 からモータ 2 へ交流電力が供給される。なお、高圧バッテリー 5 の電源電圧  $H_{vdc}$  は、その充電状態に応じて変動する。

## 【 0 0 1 8 】

モータ 2 は、インバータ 3 から供給される交流電力により回転駆動される三相電動機であり、固定子（ステータ）および回転子（ロータ）を有する。本実施形態では、モータ 2 として永久磁石同期モータを用いる例を説明するが、例えば誘導モータやシンクロナスリラクタンスモータなど、他の方式のモータ 2 を用いても構わない。インバータ 3 から入力された交流電力が固定子に設けられた三相のコイル  $L_u$ 、 $L_v$ 、 $L_w$  に印加されると、モータ 2 において三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  が導通し、各コイルに磁束が発生する。この各コイルの磁束と、回転子に配置された永久磁石の磁石磁束との間で吸引力・反発力が発生することで、回転子にトルクが発生し、モータ 2 が回転駆動される。

## 【 0 0 1 9 】

モータ 2 には、回転子の回転位置 を検出するための回転位置センサ 4 が取り付けられている。回転位置検出器 8 は、回転位置センサ 4 の入力信号から回転位置 を演算する。回転位置検出器 8 による回転位置 の演算結果はモータ制御装置 1 に入力され、モータ制御装置 1 がモータ 2 の誘起電圧の位相に合わせてパルス状のゲート信号を生成することで行われる交流電力の位相制御において利用される。

## 【 0 0 2 0 】

ここで、回転位置センサ 4 には、鉄心と巻線とから構成されるレゾルバがより好適であるが、GMR センサなどの磁気抵抗素子や、ホール素子を用いたセンサであっても問題ない。回転子の磁極位置を測定することができれば、任意のセンサを回転位置センサ 4 として用いることができる。また、回転位置検出器 8 は、回転位置センサ 4 からの入力信号を用いず、モータ 2 に流れる三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  や、インバータ 3 からモータ 2 に印加される三相交流電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を用いて回転位置 を推定してもよい。

## 【 0 0 2 1 】

インバータ 3 とモータ 2 の間の電流経路には、電流検出部 7 が配置されている。電流検出部 7 は、モータ 2 を通電する三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ （U 相交流電流  $I_u$ 、V 相交流電流  $I_v$  および W 相交流電流  $I_w$ ）を検出する。電流検出部 7 は、例えばホール電流

10

20

30

40

50

センサ等を用いて構成される。電流検出部 7 による三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の検出結果はモータ制御装置 1 に入力され、モータ制御装置 1 が行うゲート信号の生成に利用される。なお、図 1 では電流検出部 7 が 3 つの電流検出器により構成される例を示しているが、電流検出器を 2 つとし、残る 1 相の交流電流は、三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の和が零であることから算出してよい。また、高圧バッテリー 5 からインバータ 3 に流入するパルス状の直流電流を、平滑キャパシタ 33 とインバータ 3 の間に挿入されたシャント抵抗等により検出し、この直流電流とインバータ 3 からモータ 2 に印加される三相交流電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  に基づいて三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  を求めてもよい。

#### 【0022】

次に、モータ制御装置 1 の詳細について説明する。図 2 は、本発明の第 1 の実施形態に係るモータ制御装置 1 の機能構成を示すブロック図である。

10

#### 【0023】

図 2 に示されるように、モータ制御装置 1 は、電流指令生成部 11、速度算出部 12、三相 / dq 変換部 13、電流制御部 14、dq / 三相電圧変換部 15、搬送波周波数調整部 16、三角波生成部 17、ゲート信号生成部 18 の各機能ブロックを有する。モータ制御装置 1 は、例えばマイクロコンピュータにより構成され、マイクロコンピュータにおいて所定のプログラムを実行することにより、これらの機能ブロックを実現することができる。あるいは、これらの機能ブロックの一部または全部をロジック IC や FPGA 等のハードウェア回路を用いて実現してもよい。

#### 【0024】

電流指令生成部 11 は、入力されたトルク指令  $T^*$  と電源電圧  $H_{vdc}$  に基づき、d 軸電流指令  $I_d^*$  および q 軸電流指令  $I_q^*$  を演算する。ここでは、例えば予め設定された電流指令マップや、d 軸電流  $I_d$ 、q 軸電流  $I_q$  とモータトルクの関係を表す数式等を用いて、トルク指令  $T^*$  に応じた d 軸電流指令  $I_d^*$ 、q 軸電流指令  $I_q^*$  を求める。

20

#### 【0025】

速度算出部 12 は、回転位置 の時間変化から、モータ 2 の回転速度 (回転数) を表すモータ回転速度  $r$  を演算する。なお、モータ回転速度  $r$  は、角速度 ( $rad/s$ ) または回転数 ( $rpm$ ) のいずれで表される値であってもよい。また、これらの値を相互に変換して用いてもよい。

#### 【0026】

三相 / dq 変換部 13 は、電流検出部 7 が検出した三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  に対して、回転位置検出器 8 が求めた回転位置 に基づく dq 変換を行い、d 軸電流値  $I_d$  および q 軸電流値  $I_q$  を演算する。

30

#### 【0027】

電流制御部 14 は、電流指令生成部 11 から出力される d 軸電流指令  $I_d^*$  および q 軸電流指令  $I_q^*$  と、三相 / dq 変換部 13 から出力される d 軸電流値  $I_d$  および q 軸電流値  $I_q$  との偏差に基づき、これらの値がそれぞれ一致するように、トルク指令  $T^*$  に応じた d 軸電圧指令  $V_d^*$  および q 軸電圧指令  $V_q^*$  を演算する。ここでは、例えば PI 制御等の制御方式により、d 軸電流指令  $I_d^*$  と d 軸電流値  $I_d$  の偏差に応じた d 軸電圧指令  $V_d^*$  と、q 軸電流指令  $I_q^*$  と q 軸電流値  $I_q$  の偏差に応じた q 軸電圧指令  $V_q^*$  とを

40

#### 【0028】

dq / 三相電圧変換部 15 は、電流制御部 14 が演算した d 軸電圧指令  $V_d^*$  および q 軸電圧指令  $V_q^*$  に対して、回転位置検出器 8 が求めた回転位置 に基づく三相変換を行い、三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  (U 相電圧指令値  $V_u^*$ 、V 相電圧指令値  $V_v^*$  および W 相電圧指令値  $V_w^*$ ) を演算する。これにより、トルク指令  $T^*$  に応じた三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  を生成する。

#### 【0029】

搬送波周波数調整部 16 は、電流指令生成部 11 が生成した d 軸電圧指令  $V_d^*$  および q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、回転位置検出器 8 が求めた回転位置、速度算出部 12 が求めた回

50

転速度  $r$  に基づき、ゲート信号の生成に用いられる搬送波の周波数を表す搬送波周波数  $f_c$  を演算する。なお、搬送波周波数調整部 16 による搬送波周波数  $f_c$  の演算方法の詳細については後述する。

【0030】

三角波生成部 17 は、搬送波周波数調整部 16 が演算した搬送波周波数  $f_c$  に基づき、三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  のそれぞれについて三角波信号（搬送波信号） $T_r$  を生成する。

【0031】

ゲート信号生成部 18 は、三角波生成部 17 から出力される三角波信号  $T_r$  を用いて、 $dq$  / 三相電圧変換部 15 から出力される三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  をそれぞれパルス幅変調し、インバータ 3 の動作を制御するためのゲート信号を生成する。具体的には、 $dq$  / 三相電圧変換部 15 から出力される三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  と、三角波生成部 17 から出力される三角波信号  $T_r$  との比較結果に基づき、U相、V相、W相の各相に対してパルス状の電圧を生成する。そして、生成したパルス状の電圧に基づき、インバータ 3 の各相のスイッチング素子に対するパルス状のゲート信号を生成する。このとき、各相の上アームのゲート信号  $G_{up}$ 、 $G_{vp}$ 、 $G_{wp}$  をそれぞれ論理反転させ、下アームのゲート信号  $G_{un}$ 、 $G_{vn}$ 、 $G_{wn}$  を生成する。ゲート信号生成部 18 が生成したゲート信号は、モータ制御装置 1 からインバータ 3 の PWM 信号駆動回路 32 に出力され、PWM 信号駆動回路 32 によって PWM 信号に変換される。これにより、インバータ回路 31 の各スイッチング素子がオン/オフ制御され、インバータ 3 の出力電圧が調整される。

【0032】

続いて、本実施形態の特徴である搬送波周波数調整部 16 の詳細について説明する。

【0033】

まず、搬送波周波数調整部 16 の説明をする前に、従来のモータ制御の課題について説明する。図 3 は、モータ 2 の駆動時における振動や騒音の発生とその伝達経路を説明する図である。

【0034】

図 3 (a) に示すように、モータ 2 は、モータ取付部によりたとえば車両ボディ等の構造物に設置される。モータ 2 の駆動時には、出力軸であるシャフトに接続された減速ギアの噛み合い力の変化やシャフトのねじれなどにより、シャフトに対して周方向（軸周り方向）に軸振動（トルク脈動）が発生する。また、モータ 2 の周方向および径方向には、それぞれの電磁力に応じた加振力（電磁加振力）により、電磁騒音となる振動がそれぞれ発生する。これらの振動の大きさは、モータ 2 を含む構造系の固有モードと固有周波数によって異なり、モータ 2 の動作点に応じて変化する。

【0035】

このように、モータ 2 の駆動時における振動や騒音は複数の発生要因が考えられる。本発明では、このうちモータ 2 の周方向と径方向の電磁力による振動・騒音に着目し、これを抑制するようにしている。

【0036】

モータ 2 の駆動時に発生した周方向と径方向の電磁力による振動・騒音は、図 3 (b) に示すように、モータ取付部等の構造伝達系を經由して車両側に入力され、振動や騒音を発生させる。

【0037】

インバータ 3 は、モータ制御装置 1 から入力されるゲート信号に基づいて PWM 信号を生成し、その PWM 信号に応じてインバータ回路 31 の各スイッチング素子をスイッチング動作させることにより、任意の周波数で交流電圧を発生してモータ 2 に印加する。この交流電圧により、モータ 2 において交流電流が流れることで、周方向と径方向に電磁力がそれぞれ発生する。

【0038】

10

20

30

40

50

ここで、インバータ回路 31 が有する各スイッチング素子のスイッチング動作の周波数（スイッチング周波数）には、スイッチング損失等の制約による上限値が存在する。そのため、交流電圧の周波数が高くなってスイッチング周波数に近づくと、スイッチング周波数の上限値に応じて交流電圧の 1 正弦波あたりのスイッチングパルス数が制限される。一方、近年ではモータ 2 への小型化要求の高まりに応じてモータ 2 を高周波駆動させるため、モータ 2 に印加される交流電圧が高周波数化される傾向にある。そこで、本実施形態のモータ制御装置 1 では、三角波信号（搬送波信号） $T_r$  と三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  との位相を一定とする同期 PWM 制御を採用して、インバータ 3 の各スイッチング素子に対するゲート信号を生成するようにしている。

#### 【0039】

スイッチング周波数を  $f_c$  とし、モータ 2 に印加される交流電圧の基本波周波数、すなわち正弦波である三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の周波数を  $f_1$  とすると、これらの比  $f_c / f_1$  は、交流電圧の 1 正弦波あたりのスイッチングパルス数を表している。同期 PWM 制御では、このスイッチングパルス数  $f_c / f_1$  に起因した時間高調波が交流電圧において発生することが知られている。例えば、 $f_c / f_1 = 9$  の場合を代表例として説明すると、この場合には相電圧ベースで、時間 5 次 ( $f_c - 4f_1$ )、時間 7 次 ( $f_c - 2f_1$ )、時間 11 次 ( $f_c + 2f_1$ )、時間 13 次 ( $f_c + 4f_1$ )、時間 17 次 ( $2f_c - f_1$ )、時間 19 次 ( $2f_c + f_1$ ) などの時間高調波電圧が発生する。また、これらを回転座標変換した  $dq$  軸電圧ベースでは、時間 6 次 ( $f_c - 3f_1$ )、時間 12 次 ( $f_c + 3f_1$ )、時間 18 次 ( $2f_c$ ) などの時間高調波電圧が発生する。これらの時間高調波電圧がモータ 2 に印可されると、モータ 2 に流れる交流電流において、時間高調波電圧の各次数成分に応じた高調波が重畳される。こうした高調波電流は、モータ 2 においてトルク脈動や加振力の脈動を引き起こし、大きな振動や騒音が発生してしまうことがある。すなわち、インバータ 3 が行う同期 PWM 制御により、モータ 2 では、時間 6 次 ( $f_c - 3f_1$ )、時間 12 次 ( $f_c + 3f_1$ )、時間 18 次 ( $2f_c$ ) などのトルク脈動が発生することになる。

#### 【0040】

図 4 は、1 正弦波あたりのスイッチングパルス数と時間高調波電圧の関係を説明する図である。図 4 では上から順に、同期 21 パルス ( $f_c / f_1 = 21$ )、同期 9 パルス ( $f_c / f_1 = 9$ )、同期 3 パルス ( $f_c / f_1 = 3$ ) のそれぞれについて、電圧指令  $V_u^*$  と搬送波信号  $T_r$  との関係、および生成される交流電圧の周波数解析結果を示している。これらの図から、1 正弦波あたりのスイッチングパルス数が減少すると、特に低次数側において、交流電圧に含まれる時間高調波成分が増大することが分かる。

#### 【0041】

以上説明したような交流電圧の時間高調波に起因したモータ 2 のトルク脈動や加振力脈動は、スイッチングパルス数の制約上、従来ではあまり対処されていなかった。そのため従来のモータ制御では、同期 PWM 制御によるモータ駆動中に、モータ回転数に比例した振動・騒音が発生するという課題があった。

#### 【0042】

そこで本発明では、以下の着眼点に注目し、モータ 2 において発生する高調波電流の各次数成分のピークを抑制し、同期 PWM 制御によるモータ駆動中の振動・騒音を低減するようにしている。

#### 【0043】

まず、本実施形態における高調波電流ピークの抑制方法の基本的な考え方について、図 5、図 6 を参照して以下に説明する。図 5 は、変調波である U 相電圧指令  $V_u^*$  と搬送波である三角波信号  $T_r$  との間の位相差（以下、「変調波 / 搬送波位相差」と称する）を変化させた場合の、これらの電圧波形の関係を示した図である。図 5 (a) は、変調波 / 搬送波位相差を  $-90 \text{ deg}$  とした場合の搬送波と変調波の電圧波形を、図 5 (b) は、変調波 / 搬送波位相差を  $0 \text{ deg}$  とした場合の搬送波と変調波の電圧波形を、図 5 (c) は、変調波 / 搬送波位相差を  $90 \text{ deg}$  とした場合の搬送波と変調波の電圧波形をそれぞれ

10

20

30

40

50

示している。図 5 ( a ) の場合、変調波のゼロクロス立ち上がり時に搬送波である三角波は谷となり、図 5 ( b ) の場合、変調波のゼロクロス立ち上がり時に三角波はゼロクロス立ち下がりとなり、図 5 ( c ) の場合、変調波のゼロクロス立ち上がり時に三角波は山となっている。このように、変調波 / 搬送波位相差を変化させることで、以下で説明するように、PWM 制御によって得られる U 相交流電圧  $V_u$  の振幅を一定としたままで、基本波成分以外の高調波成分の位相を自在に変化させることができる。

【 0 0 4 4 】

なお、図 5 ( a ) ~ 図 5 ( c ) では、説明の都合上、変調波と搬送波の周波数比を 1 5 としているが、本発明はこれに限定されない。また、図 5 ( a ) ~ 図 5 ( c ) では、変調波の例として U 相電圧指令  $V_u^*$  を示しているが、他相の電圧指令、すなわち V 相電圧指令  $V_v^*$  や W 相電圧指令  $V_w^*$  についても、図 5 と同様に変調波 / 搬送波位相差を設定することで、基本波成分以外の高調波成分の位相を自在に変化させることが可能である。

10

【 0 0 4 5 】

図 6 は、変調波である U 相電圧指令  $V_u^*$  と搬送波である三角波信号  $T_r$  との位相差を変化させた場合に、インバータ 3 からモータ 2 へ出力される U 相交流電圧  $V_u$  の高調波成分を示す図である。図 6 ( a ) では、図 5 ( a ) ~ 図 5 ( c ) に示した変調波 / 搬送波位相差、すなわち  $-90 \text{ deg}$ 、 $0 \text{ deg}$ 、 $90 \text{ deg}$  の各位相差での U 相交流電圧  $V_u$  の高調波成分ごとの振幅を示し、図 6 ( b ) では、これらの各位相差での U 相交流電圧  $V_u$  の高調波成分ごとの位相を示している。なお、図 6 ( a )、図 6 ( b ) では、U 相交流電圧  $V_u$  の 1 次成分として、基本波成分の振幅と位相をそれぞれ示している。また、図 6 ( b ) では、図 6 ( a ) において振幅が比較的大きい 1 1 次、1 3 次、1 7 次、1 9 次、2 9 次、3 1 次の各高調波成分について、基本波成分の位相を  $-135 \text{ deg}$  としたときの位相をそれぞれ示している。

20

【 0 0 4 6 】

図 6 ( a ) より、変調波 / 搬送波位相差を変更しても、インバータ 3 から出力される U 相交流電圧  $V_u$  において、1 次 ( 基本波 ) を含む各次数成分の振幅は変化しないことが確認される。つまり、変調波 / 搬送波位相差を変化させても、モータ 2 のトルク出力値は変わらないことが分かる。一方、図 6 ( b ) より、U 相交流電圧  $V_u$  の 1 次 ( 基本波 ) 成分以外の高調波成分の位相は、変調波 / 搬送波位相差に応じて変化することが分かる。つまり、変調波 / 搬送波位相差を変化させることは、U 相交流電圧  $V_u$  の基本波成分以外の高調波成分の位相を変化させることと等価と言える。

30

【 0 0 4 7 】

なお、図 6 ( a )、図 6 ( b ) では、インバータ 3 から出力される三相交流電圧のうち、U 相交流電圧  $V_u$  の周波数解析結果を示しているが、他相の交流電圧、すなわち V 相交流電圧  $V_v$  や W 相交流電圧  $V_w$  についても、図 6 ( a )、図 6 ( b ) と同様の周波数解析結果が得られる。したがって、変調波 / 搬送波位相差を変化させることにより、インバータ 3 から出力される三相交流電圧の基本波成分以外の高調波成分の位相を任意に変化させることが可能となる。

【 0 0 4 8 】

以上説明したように、変調波 / 搬送波位相差を変更することで、モータ 2 のトルク出力値を維持しつつ、インバータ 3 から出力される三相交流電圧の各高調波成分の位相を変化させることが可能となる。したがって、変調波 / 搬送波位相差を所定のタイミングでランダムに切り替えて、これによりモータ 2 の交流電圧に含まれる時間高調波の位相を拡散させることで、モータ 2 における高調波電流のピークを抑制し、高調波電流に起因して発生する振動・騒音を低減できることが分かる。

40

【 0 0 4 9 】

本実施形態では、上記の考え方に基づき、搬送波周波数調整部 1 6 において、変調波 / 搬送波位相差を所定のタイミングでランダムに切り替えるように、搬送波周波数  $f_c$  を決定する。この搬送波周波数  $f_c$  に従って三角波生成部 1 7 が生成する三角波信号  $T_r$  の周波数を逐次的に制御することで、トルク指令  $T^*$  に応じた三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、

50

$V_w^*$ の電圧波形に対して、搬送波である三角波信号 $T_r$ の周期と位相がそれぞれ所望の関係となるように調整する。なお、ここでの所望の関係とは、三角波信号 $T_r$ を三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ に同期させる同期PWM制御を維持しつつ、三角波信号 $T_r$ と三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ の位相差がランダムに変化するような関係のことを指す。

【0050】

図7は、本発明の第1の実施形態に係る搬送波周波数調整部16のブロック図である。搬送波周波数調整部16は、同期PWM搬送波数選択部161、電圧位相演算部162、電圧位相誤差演算部163、同期搬送波周波数演算部164、搬送波周波数設定部165を有する。

10

【0051】

同期PWM搬送波数選択部161は、回転速度 $r$ に基づき、同期PWM制御における電圧波形の1周期に対する搬送波の数を表す同期PWM搬送波数 $N_c$ を選択する。同期PWM搬送波数選択部161は、例えば3の倍数のうち $N_c = 3 \times (2 \times n - 1)$ の条件式を満たす数を、同期PWM搬送波数 $N_c$ として選択する。この条件式において、 $n$ は任意の自然数を表しており、例えば $n = 1$  ( $N_c = 3$ )、 $n = 2$  ( $N_c = 9$ )、 $n = 3$  ( $N_c = 15$ )などが選ばれることが多い。また、特殊な搬送波を用いることで、例えば $N_c = 6$ や $N_c = 12$ など、3の倍数であっても上記の条件式を満たさない数を同期PWM搬送波数 $N_c$ として選定することも可能である。なお、同期PWM搬送波数選択部161は、回転速度 $r$ だけでなく、トルク指令 $T^*$ に基づいて、同期PWM搬送波数 $N_c$ の選択を行ってもよい。また、例えばヒステリシスを設定するなど、回転速度 $r$ が上昇するときと下降するときとで、同期PWM搬送波数 $N_c$ の選択基準を変化させてもよい。

20

【0052】

電圧位相演算部162は、 $d$ 軸電圧指令 $V_d^*$ および $q$ 軸電圧指令 $V_q^*$ と、回転位置と、回転速度 $r$ と、搬送波周波数 $f_c$ に基づいて、以下の式(1)~(4)により電圧位相 $v$ を演算する。電圧位相 $v$ は、インバータ3に対する電圧指令である三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ の位相を表している。

$$v = \quad + \quad v + \quad d q v + 0.5 \quad \dots (1)$$

$$v = \quad r \cdot 1.5 T c \quad \dots (2)$$

$$T c = 1 / f c \quad \dots (3)$$

$$d q v = a t a n ( V q / V d ) \quad \dots (4)$$

30

【0053】

ここで、 $v$ は電圧位相の演算遅れ補償値を、 $T_c$ は搬送波周期を、 $d q v$ は $d$ 軸からの電圧位相をそれぞれ表すものとする。演算遅れ補償値 $v$ は、回転位置検出器8が回転位置 $\theta$ を取得してからモータ制御装置1がインバータ3にゲート信号を出力するまでの間に、 $1.5$ 制御周期分の演算遅れが発生することを補償する値である。なお、本実施形態では、式(1)右辺の第4項で $0.5$ を加算している。これは、式(1)右辺の第1項~第3項で演算される電圧位相が $\cos$ 波であるため、これを $\sin$ 波に視点変換するための演算である。

【0054】

40

電圧位相誤差演算部163は、同期PWM搬送波数選択部161により選択された同期PWM搬送波数 $N_c$ と、電圧位相演算部162により演算された電圧位相 $v$ とに基づき、電圧位相誤差 $e_v$ を演算する。電圧位相誤差 $e_v$ は、インバータ3に対する電圧指令である三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ と、パルス幅変調に用いる搬送波である三角波信号 $T_r$ との位相差を表している。電圧位相誤差演算部163が所定の演算周期ごとに電圧位相誤差 $e_v$ を演算することで、搬送波周波数調整部16において、インバータ3に対する電圧指令とパルス幅変調に用いる搬送波との位相差をランダムに変化させるように、三角波信号 $T_r$ の周波数調整を行うことができる。なお、電圧位相誤差演算部163による電圧位相誤差 $e_v$ の演算方法の詳細は後述する。

【0055】

50

同期搬送波周波数演算部 164 は、以下の式(5)に従い、電圧位相誤差演算部 163 により演算された電圧位相誤差  $v$  と、回転速度  $r$  と、同期 PWM 搬送波数選択部 161 により選択された同期 PWM 搬送波数  $N_c$  に基づき、同期搬送波周波数  $f_{cs}$  を演算する。

$$f_{cs} = r \cdot N_c \cdot (1 + v \cdot K) / (2) \cdots (5)$$

【0056】

同期搬送波周波数演算部 164 は、例えば PLL (Phase Locked Loop) 制御により、式(5)に基づく同期搬送波周波数  $f_{cs}$  を演算することができる。なお、式(5)においてゲイン  $K$  は一定値としてもよいし、条件により可変としてもよい。

【0057】

搬送波周波数設定部 165 は、回転速度  $r$  に基づいて、同期搬送波周波数演算部 164 により演算された同期搬送波周波数  $f_{cs}$  と、非同期搬送波周波数  $f_{cns}$  とのいずれかを選択し、搬送波周波数  $f_c$  として出力する。非同期搬送波周波数  $f_{cns}$  は、搬送波周波数設定部 165 において予め設定された一定値である。なお、予め非同期搬送波周波数  $f_{cns}$  を複数用意しておき、その中でいずれかを回転速度  $r$  に応じて選択してもよい。例えば、回転速度  $r$  の値が大きいほど非同期搬送波周波数  $f_{cns}$  の値が大きくなるように、搬送波周波数設定部 165 において非同期搬送波周波数  $f_{cns}$  を選択し、搬送波周波数  $f_c$  として出力することができる。

【0058】

次に、搬送波周波数調整部 16 のうち、電圧位相誤差演算部 163 における電圧位相誤差  $v$  の演算方法の詳細について説明する。

【0059】

図 8 は、本発明の第 1 の実施形態に係る電圧位相誤差演算部 163 のブロック図である。電圧位相誤差演算部 163 は、拡散値更新判断部 1631、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632、基準電圧位相演算部 1633、加算部 1634、減算部 1635 を有する。

【0060】

拡散値更新判断部 1631 は、電圧位相演算部 162 により演算された電圧位相  $v$  に基づいて、以下で説明するような方法により、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 が演算するキャリア位相シフト量拡散値  $D_c$  (以下、「拡散値  $D_c$ 」と称する)を更新するか否かを判断する。その結果、拡散値  $D_c$  を更新すると判断した場合は、更新信号  $D_u$  をキャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 に出力することで、拡散値  $D_c$  を更新させるようにする。

【0061】

搬送波周波数調整部 16 では、前述のように、三角波信号  $T_r$  を三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  に同期させるための制御である同期 PWM 制御が行われる。この同期 PWM 制御では、同期 PWM 搬送波数選択部 161 が選択した同期 PWM 搬送波数  $N_c$  に応じて、三角波信号  $T_r$  の周波数が三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の周波数の整数倍となるように、三角波信号  $T_r$  の周波数が制御される。拡散値更新判断部 1631 は、電圧位相  $v$  に基づいて、同期 PWM 制御の収束を判断し、収束したと判断した場合に、拡散値  $D_c$  を更新すると判断して更新信号  $D_u$  を出力する。

【0062】

具体的には、拡散値更新判断部 1631 は、前回の更新信号  $D_u$  の出力時点からの電圧位相  $v$  の変化量が所定の指定位相、例えば三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の 1 周期分に相当する  $360 \text{ deg}$  を超えたときに、同期 PWM 制御が収束したと判断する。あるいは、電圧位相  $v$  に基づいて演算された電圧位相誤差  $v$  が所定の範囲内、例えば  $1 \text{ deg}$  以下の範囲内に収束したときに、同期 PWM 制御が収束したと判断してもよい。ここで、図 8 に示すように電圧位相誤差  $v$  は、拡散値更新判断部 1631 が含まれる電圧位相誤差演算部 163 の出力値である。そのため、前回の電圧位相誤差演算部 163 の出力をフィードバックして拡散値更新判断部 1631 に入力することで、電圧位相誤差

10

20

30

40

50

$v$  が所定の範囲内に収束したか否かを判断することが可能である。これ以外にも、ゲート信号生成部 18 が生成するゲート信号において所望のパルス形状が得られるように、三角波信号  $T_r$  の周波数が調整されたことを確認できれば、任意の方法で同期 PWM 制御の収束を判断することができる。

#### 【0063】

また、拡散値更新判断部 1631 による同期 PWM 制御の収束判断のタイミングをランダムに変化させてもよい。例えば、前述のように電圧位相  $v$  の変化量に基づいて同期 PWM 制御の収束を判断する場合は、電圧位相  $v$  の変化量と比較される指定位相をランダムに変化させる。あるいは、前述のように電圧位相誤差  $v$  に基づいて同期 PWM 制御の収束を判断する場合は、電圧位相誤差  $v$  が収束したと判断する範囲をランダムに変化させる。その際、同期 PWM 制御の収束までの期間を均一化するために、同期搬送波周波数演算部 164 が同期搬送波周波数  $f_{cs}$  を演算するための前述の式 (5) において、ゲイン  $K$  の値を変化させるようにしてもよい。

#### 【0064】

キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 は、拡散値更新判断部 1631 から出力される更新信号  $D_u$  に応じて、電圧位相誤差  $v$  を所定の角度範囲内でランダムに変化させるための拡散値  $D_c$  を以下のようにして演算する。

#### 【0065】

図 9 は、本発明の第 1 の実施形態に係るキャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 のブロック図である。キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 は、乱数発生器 16321、前回値保持部 16322、切替部 16323 を有する。

#### 【0066】

乱数発生器 16321 は、前述の変調波 / 搬送波位相差の変更範囲に相当する所定の拡散範囲内でランダムに変化する乱数を発生する。例えば、線形合同法などの周知の疑似乱数生成方法を用いて、0 を中心に  $\pm 180 \text{ deg}$  の拡散範囲内で一様に分布する乱数を発生する。このとき、一様分布ではなく、特定の分布パターンに従って重み付けされた乱数を発生してもよいし、経時的に分布パターンを変化させてもよい。また、ランダムに変化する乱数ではなく、例えば正弦波状などの特定の変化パターンに従って変化する乱数を発生してもよい。さらに、乱数の拡散範囲は、変調波 / 搬送波位相差として設定可能な全範囲 ( $\pm 180 \text{ deg}$ ) ではなく、例えば  $\pm 45 \text{ deg}$  のように限定された範囲としてもよいし、経時的に拡散範囲を変化させてもよい。これ以外にも、モータ 2 に流れる交流電流において低減しようとする高調波電流のピークの範囲や大きさに応じて、任意の拡散範囲を設定することが可能である。すなわち、モータ制御装置 1 では、乱数発生器 16321 において設定された拡散範囲に応じて、 $-180 \text{ deg}$  から  $+180 \text{ deg}$  までの範囲を上限とする所定の範囲内で、電圧位相誤差演算部 163 によって演算される電圧位相誤差  $v$  をランダムに変化させることができる。その結果、モータ 2 に流れる交流電流における高調波電流のピークを、任意の範囲や大きさで低減することができる。

#### 【0067】

前回値保持部 16322 は、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 が前回出力した拡散値  $D_c$  を保持する。

#### 【0068】

切替部 16323 は、拡散値更新判断部 1631 から出力される更新信号  $D_u$  を用いて乱数発生器 16321 または前回値保持部 16322 のいずれか一方を選択し、選択した方の出力値を拡散値  $D_c$  として出力する。具体的には、拡散値更新判断部 1631 から更新信号  $D_u$  が出力された場合は、乱数発生器 16321 が発生した乱数を拡散値  $D_c$  として出力することで、拡散値  $D_c$  を更新する。一方、拡散値更新判断部 1631 から更新信号  $D_u$  が出力されていない場合は、前回値保持部 16322 が保持している前回の拡散値  $D_c$  を出力することで、拡散値  $D_c$  を更新せずに前回の値をそのまま維持する。

#### 【0069】

キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 は、以上説明したようにして拡散値  $D_c$  を

10

20

30

40

50

演算する。これにより、電圧位相誤差演算部 1 6 3 において、拡散値更新判断部 1 6 3 1 により拡散値  $D_c$  を更新しないと判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 による前回の拡散値  $D_c$  の演算結果を保持することができる。また、拡散値更新判断部 1 6 3 1 により拡散値  $D_c$  を更新すると判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 による今回の拡散値  $D_c$  の演算結果を用いて拡散値  $D_c$  を更新することができる。

【 0 0 7 0 】

図 1 0 は、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 による拡散値  $D_c$  の演算結果の例を示す図である。図 1 0 では、乱数発生器 1 6 3 2 1 が発生する乱数の拡散範囲、すなわち拡散値  $D_c$  の拡散範囲を  $\pm 1 8 0 \text{ deg}$  とし、この拡散範囲内で様に分布する拡散値  $D_c$  を演算した例を示している。図 1 0 において、符号 6 0 1 に例示する各点は、所定時間ごとに演算された拡散値  $D_c$  を表している。

10

【 0 0 7 1 】

図 8 の説明に戻ると、基準電圧位相演算部 1 6 3 3 は、同期 P W M 搬送波数選択部 1 6 1 により選択された同期 P W M 搬送波数  $N_c$  に基づいて、同期 P W M 制御における搬送波の位相を定めるための基準電圧位相  $v_b$  を演算する。

【 0 0 7 2 】

図 1 1 は、基準電圧位相演算部 1 6 3 3 が実施する基準電圧位相演算の概念図である。基準電圧位相演算部 1 6 3 3 は、例えば図 1 1 に示すように、0 から 2 の間で同期 P W M 搬送波数  $N_c$  に応じた段数で階段状に変化する基準電圧位相  $v_b$  を演算する。なお、図 1 1 では説明を分かりやすくするため、同期 P W M 搬送波数  $N_c$  が 3 であるときの例を示しているが、実際には同期 P W M 搬送波数  $N_c$  は、前述のように  $N_c = 3$ 、9 または 1 5 とすることが好ましい。あるいは、 $N_c = 6$  または 1 2 としてもよい。

20

【 0 0 7 3 】

本実施形態では処理負荷低減のため、例えば図 1 1 に示すように、三角搬送波が最小値（谷）から最大値（山）まで上昇する区間である谷割り区間でのみ、搬送波周波数調整部 1 6 が搬送波の周波数を調整可能とする。この場合、同期搬送波周波数演算部 1 6 4 では、搬送波の谷割り区間において、電圧位相誤差  $v$  から同期搬送波周波数  $f_{cs}$  を逐次的に演算することで、同期 P W M 制御を実施する。基準電圧位相演算部 1 6 3 3 は、この電圧位相誤差  $v$  の演算に用いられる基準電圧位相  $v_b$  を、図 1 1 に示すように / 3 間隔で変化する離散値として算出する。なお、この基準電圧位相  $v_b$  の間隔は、同期 P W M 搬送波数  $N_c$  に応じて変化する。同期 P W M 搬送波数  $N_c$  が大きくなるほど、基準電圧位相  $v_b$  の間隔が小さくなる。

30

【 0 0 7 4 】

具体的には、基準電圧位相演算部 1 6 3 3 は、以下の式 ( 6 ) ~ ( 7 ) に従い、電圧位相  $v$ 、同期 P W M 搬送波数  $N_c$  に基づいて基準電圧位相  $v_b$  を演算する。

$$v_b = \text{int} ( v / s ) \cdot s + 0.5 \cdot s \cdot \dots ( 6 )$$

$$s = 2 / N_c \cdot \dots ( 7 )$$

【 0 0 7 5 】

ここで、 $s$  は搬送波 1 つあたりの電圧位相  $v$  の変化幅を表し、 $\text{int}$  は小数点以下の切り捨て演算を表すものとする。

40

【 0 0 7 6 】

なお、本実施形態では、三角搬送波が最大値（山）から最小値（谷）まで下降する区間である山割り区間で基準電圧位相  $v_b$  が  $0 \text{ rad}$  となるように、基準電圧位相演算部 1 6 3 3 において式 ( 6 ) ~ ( 7 ) に従い基準電圧位相  $v_b$  を演算している。しかしながら、基準電圧位相  $v_b$  が  $0 \text{ rad}$  となる期間は山割り区間に限らない。電圧位相  $v$  を用いて、0 から 2 の間で同期 P W M 搬送波数  $N_c$  に応じた段数で階段状に変化する基準電圧位相  $v_b$  を演算できれば、式 ( 6 ) ~ ( 7 ) 以外の演算方法により、基準電圧位相演算部 1 6 3 3 が基準電圧位相  $v_b$  の演算を行ってもよい。

【 0 0 7 7 】

50

加算部 1634 は、基準電圧位相演算部 1633 にて演算した基準電圧位相  $v_b$  に、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 にて演算した拡散値  $D_c$  を加算することで、補正基準電圧位相  $v_{b2}$  を演算する。これにより、変調波 / 搬送波位相差を所定のタイミングでランダムに切り替えて三相電圧指令  $V_{u^*}$ 、 $V_{v^*}$ 、 $V_{w^*}$  の各高調波成分の位相を拡散させるように、電圧位相誤差  $v$  に対する補正基準電圧位相  $v_{b2}$  を演算することができる。

【0078】

減算部 1635 は、電圧位相  $v$  から補正基準電圧位相  $v_{b2}$  を減算し、電圧位相誤差  $v$  を演算する。

【0079】

図 12 は、本発明の第 1 の実施形態に係る電圧位相誤差演算部 163 の演算処理を示すフローチャートである。

【0080】

ステップ S101 では、拡散値更新判断部 1631 により、拡散値  $D_c$  を更新するか否かを判断する。更新すると判断した場合は更新信号  $D_u$  を出力してステップ S102 へ進み、更新しないと判断した場合はステップ S103 へ進む。

【0081】

ステップ S102 では、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 により、拡散値  $D_c$  の演算を行い、拡散値  $D_c$  を更新する。このときキャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 は、更新信号  $D_u$  に応じて、乱数発生器 16321 で発生した乱数を切替部 16323 により選択し、拡散値  $D_c$  として出力する。その後、ステップ S104 へ進む。

【0082】

ステップ S103 では、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 により、前回の拡散値  $D_c$  を保持する。このときキャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 は、前回値保持部 16322 で保持されている前回の拡散値  $D_c$  を切替部 16323 により選択し、拡散値  $D_c$  として出力する。その後、ステップ S104 へ進む。

【0083】

ステップ S104 では、基準電圧位相演算部 1633 により、基準電圧位相  $v_b$  を演算する。

【0084】

ステップ S105 では、加算部 1634 および減算部 1635 により、ステップ S102 または S103 でキャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 が求めた拡散値  $D_c$  と、ステップ S104 で基準電圧位相演算部 1633 が求めた基準電圧位相  $v_b$  とを用いて、電圧位相誤差  $v$  を演算する。

【0085】

電圧位相誤差演算部 163 では、以上説明したようにして、電圧位相誤差  $v$  の演算を行う。これにより、三角波信号  $T_r$  を三相電圧指令  $V_{u^*}$ 、 $V_{v^*}$ 、 $V_{w^*}$  に同期させる同期 PWM 制御を維持しつつ、三角波信号  $T_r$  と三相電圧指令  $V_{u^*}$ 、 $V_{v^*}$ 、 $V_{w^*}$  の位相差をランダムに変化させるように、電圧位相誤差  $v$  を決定することができる。その結果、モータ 2 において生じる高調波電流のピークを抑制し、それによってトルク脈動や電磁加振力を低減させるように、搬送波周波数  $f_c$  を設定することができる。

【0086】

本実施形態のモータ制御装置 1 によるモータ 2 の振動・騒音の低減効果について、以下に図 13、図 14 を参照して説明する。図 13 は、 $N_c = 9$  の場合における本実施形態のモータ制御方法の適用の有無による U 相電流の高調波と拡散値  $D_c$  の変化の様子の例を示している。図 14 は、 $N_c = 15$  の場合における本実施形態のモータ制御方法の適用の有無による U 相電流の高調波と拡散値  $D_c$  の変化の様子の例を示している。なお、図 13 (a) および図 14 (a) では、U 相電圧指令  $V_{u^*}$  に対する三角波信号  $T_r$  の拡散値  $D_c$  を 0 に固定した場合、すなわち、本実施形態のモータ制御方法を適用しない場合の、U 相電流の各高調波の次数成分ごとの大きさの例を示している。一方、図 13 (b) および図

10

20

30

40

50

14 (b)では、本実施形態のモータ制御方法を適用し、U相電圧指令 $V_u^*$ に対する三角波信号 $T_r$ の拡散値 $D_c$ の拡散範囲を $\pm 180 \text{ deg}$ に設定した場合の、U相電流の各高調波の次数成分ごとの大きさの例を示している。また、図13 (c)および図14 (c)では、拡散値 $D_c$ の拡散範囲を $\pm 180 \text{ deg}$ に設定した場合の拡散値 $D_c$ の時間変化の様子を示している。

【0087】

図13、図14いずれの場合でも、本実施形態のモータ制御方法を適用することで、U相電流に含まれる各高調波が拡散され、それによって高調波電流のピークが低減していることが確認できる。したがって、モータ2の振動・騒音の低減効果が得られることが分かる。

【0088】

なお、図13、図14では、説明の都合上、 $N_c = 9$ の場合と $N_c = 15$ の場合のみを示しているが、本発明はこれに限定されず、任意の同期PWM搬送波数 $N_c$ について適用可能である。また、図13、図14では、U相電圧指令 $V_u^*$ に対する三角波信号 $T_r$ について、拡散値 $D_c$ を0に固定した場合と $\pm 180 \text{ deg}$ の拡散範囲で拡散させた場合の例を示しているが、他相の電圧指令、すなわちV相電圧指令 $V_v^*$ やW相電圧指令 $V_w^*$ に対する三角波信号 $T_r$ についても、同様に拡散値 $D_c$ を所定の拡散範囲で拡散させることにより、各相の高調波電流のピークを低減し、モータ2の振動・騒音の低減効果を得ることが可能である。さらに、拡散値 $D_c$ の拡散範囲は $\pm 180 \text{ deg}$ に限らず、任意の拡散範囲を設定することで、高調波電流のピークを低減し、モータ2の振動・騒音の低減効果を得ることが可能である。

【0089】

以上説明した実施形態によれば、スイッチングパルス数の減少に伴って顕在化する時間高調波に起因したモータ2の振動や騒音を、インバータ3のスイッチング損失の悪化を避けつつ実現できる。そのため、モータ駆動システムの低振動化・低騒音化に寄与できる。これにより、従来のモータ駆動システムでは必要であった制振材や吸音材などの振動・騒音対策用の部材を本実施形態では削減できるため、低コスト化や軽量化にも寄与できる。

【0090】

以上説明した本発明の第1の実施形態によれば、以下の作用効果を奏する。

【0091】

(1)モータ制御装置1は、直流電力から交流電力への電力変換を行うインバータ3と接続され、その交流電力を用いて駆動するモータ2の駆動を制御するものであって、搬送波である三角波信号 $T_r$ を生成する三角波生成部17と、三角波信号 $T_r$ の周波数を表す搬送波周波数 $f_c$ を調整する搬送波周波数調整部16と、三角波信号 $T_r$ を用いてトルク指令 $T^*$ に応じた三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ をパルス幅変調し、インバータ3の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部18とを備える。モータ制御装置1は、三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ と三角波信号 $T_r$ との位相差をランダムに変化させる。このようにしたので、モータ2に流れる交流電流における高調波電流のピークを低減することができる。その結果、モータ2で発生する振動や騒音を効果的に抑制することができる。

【0092】

(2)搬送波周波数調整部16は、三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ と三角波信号 $T_r$ の位相差をランダムに変化させるように、搬送波周波数 $f_c$ を調整する。具体的には、電圧位相誤差演算部163において、所定の拡散範囲内でランダムに変化する拡散値 $D_c$ を演算し、この拡散値 $D_c$ に基づいて搬送波周波数 $f_c$ を調整する。このようにしたので、同期PWM制御を維持しつつ、三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ と三角波信号 $T_r$ の位相差のランダムな変化を確実に実現できる。

【0093】

(3)搬送波周波数調整部16の電圧位相誤差演算部163は、三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ の位相を表す電圧位相 $v$ に基づいて拡散値 $D_c$ を更新するか否かを判断す

10

20

30

40

50

る拡散値更新判断部 1631 と、拡散値 Dc を演算するキャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 とを有する。そして、拡散値更新判断部 1631 により拡散値 Dc を更新しないと判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 による前回の拡散値 Dc の演算結果を保持し、拡散値更新判断部 1631 により拡散値 Dc を更新すると判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1632 による今回の拡散値 Dc の演算結果を用いて拡散値 Dc を更新する。このようにしたので、適切なタイミングで拡散値 Dc を更新し、三相電圧指令 Vu\*、Vv\*、Vw\* と三角波信号 Tr の位相差をランダムに変化させることができる。

【0094】

(4) 拡散値更新判断部 1631 は、三角波信号 Tr を三相電圧指令 Vu\*、Vv\*、Vw\* に同期させるための同期 PWM 制御が収束したか否かを電圧位相  $\nu$  に基づいて判断し、同期 PWM 制御が収束したと判断した場合に、拡散値 Dc を更新すると判断する。具体的には、拡散値更新判断部 1631 は、電圧位相  $\nu$  の変化量が所定の指定位相を超えたとき、または、三相電圧指令 Vu\*、Vv\*、Vw\* と三角波信号 Tr の位相差を表す電圧位相誤差  $\nu$  が所定の範囲内に収束したときに、同期 PWM 制御が収束したと判断する。このようにしたので、拡散値 Dc を適切なタイミングで更新することができる。

10

【0095】

(5) モータ制御装置 1 は、三相電圧指令 Vu\*、Vv\*、Vw\* と三角波信号 Tr との位相差を、-180deg から +180deg までの範囲を上限とする所定の範囲内でランダムに変化させる。このようにしたので、モータ 2 に流れる交流電流における高調波電流のピークを、任意の範囲や大きさで低減することができる。

20

【0096】

[第2の実施形態]

次に、本発明の第2の実施形態について図面を用いて説明する。

【0097】

図15は、第2の実施形態における機電一体ユニット71の外観斜視図である。

【0098】

機電一体ユニット71は、第1の実施形態で説明したモータ駆動システム100(モータ制御装置1、モータ2およびインバータ3)を含んで構成される。モータ2とインバータ3はバスバー712を介して結合部713で接続される。モータ2の出力がギア711を介し、図示省略したディファレンシャルギアへと伝達され、車軸へと伝達される。なお、図15ではモータ制御装置1の図示を省略しているが、モータ制御装置1は任意の位置に配置することができる。

30

【0099】

この機電一体ユニット71の特徴は、モータ2とインバータ3とギア711とが一体となった構造である。機電一体ユニット71では、このような一体構造により、モータ2で発生した時間高調波に起因した振動・騒音がインバータ3やギア711を揺らしたときに共振が生じる場合があり、その場合には振動・騒音が悪化する。しかしながら、第1の実施形態で説明したモータ制御装置1を用いてモータ2の駆動を制御することで、モータ2において発生する振動・騒音の発生周波数を拡散させ、そのピーク値を低減できるため、低振動・低騒音な機電一体ユニットを実現できる。

40

【0100】

[第3の実施形態]

次に、本発明の第3の実施形態について図面を用いて説明する。

【0101】

図16は、第3の実施形態におけるハイブリッドシステム72の構成図である。

【0102】

図16に示すように、ハイブリッドシステム72は、第1の実施形態で説明したモータ駆動システム100(モータ制御装置1、モータ2、インバータ3、高圧バッテリー5、電流検出部7、回転位置検出器8)と、これと同様のモータ駆動システム101(モータ制

50

御装置 1、モータ 2 a、インバータ 3 a、高圧バッテリー 5、電流検出部 7 a、回転位置検出器 8 a) とを含んで構成される。モータ駆動システム 1 0 0, 1 0 1 は、モータ制御装置 1 と高圧バッテリー 5 を共有している。

【 0 1 0 3 】

モータ 2 a には、回転子の回転位置  $\theta$  を検出するための回転位置センサ 4 a が取り付けられている。回転位置検出器 8 a は、回転位置センサ 4 a の入力信号から回転位置  $\theta$  を演算し、モータ制御装置 1 に出力する。インバータ 3 a とモータ 2 a の間には、電流検出部 7 a が配置されている。

【 0 1 0 4 】

インバータ 3 a は、インバータ回路 3 1 a、PWM 信号駆動回路 3 2 a および平滑キャパシタ 3 3 a を有する。PWM 信号駆動回路 3 2 a は、インバータ 3 の PWM 信号駆動回路 3 2 と共通のモータ制御装置 1 に接続されており、モータ制御装置 1 から入力されるゲート信号に基づいて、インバータ回路 3 1 a が有する各スイッチング素子を制御するための PWM 信号を生成し、インバータ回路 3 1 a に出力する。インバータ回路 3 1 a および平滑キャパシタ 3 3 a は、インバータ回路 3 1 および平滑キャパシタ 3 3 と共通の高圧バッテリー 5 に接続されている。

【 0 1 0 5 】

モータ制御装置 1 には、モータ 2 に対するトルク指令  $T^*$  と、モータ 2 a に対するトルク指令  $T_{a^*}$  とが入力される。モータ制御装置 1 は、これらのトルク指令に基づき、第 1 の実施形態で説明したような方法でモータ 2, 2 a の駆動を制御するためのゲート信号をそれぞれ生成し、インバータ 3, 3 a にそれぞれ出力する。すなわち、モータ制御装置 1 が有する搬送波周波数調整部 1 6 の電圧位相誤差演算部 1 6 3 により、モータ 2, 2 a で発生する振動や騒音をそれぞれ抑制できるように、電圧位相誤差  $v$  を演算して搬送波である三角波信号  $T_r$  の周波数を調整する。なお、電圧位相誤差演算部 1 6 3 において、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 は、インバータ 3, 3 a のそれぞれに別の拡散値  $D_c$  を設定してもよい。

【 0 1 0 6 】

モータ 2 には、エンジンシステム 7 2 1 とエンジン制御部 7 2 2 が接続されている。エンジンシステム 7 2 1 は、エンジン制御部 7 2 2 の制御により駆動し、モータ 2 を回転駆動させる。モータ 2 は、エンジンシステム 7 2 1 により回転駆動されることで発電機として動作し、交流電力を発生する。モータ 2 が発生した交流電力は、インバータ 3 により直流電力に変換され、高圧バッテリー 5 に充電される。これにより、ハイブリッドシステム 7 2 をシリーズハイブリッドシステムとして機能させることができる。なお、エンジンシステム 7 2 1 とエンジン制御部 7 2 2 は、モータ 2 a に接続可能としてもよい。

【 0 1 0 7 】

本実施形態によれば、第 1 の実施形態で説明したモータ制御装置 1 を用いて、図 1 6 のハイブリッドシステム 7 2 が実現されることで、時間高調波に起因したモータ 2, 2 a の振動・騒音の低減という効果が得られる。そのため、従来のハイブリッドシステムでは振動・騒音対策のために必要であった制振材や吸音材などを削減できる。

【 0 1 0 8 】

[ 第 4 の実施形態 ]

次に、本発明の第 4 の実施形態について図面を用いて説明する。本実施形態では、電動パワーステアリングシステムへの適用例を説明する。

【 0 1 0 9 】

図 1 7 は、本発明の第 4 の実施形態に係る電動パワーステアリングシステムの構成を示す図である。電動パワーステアリングシステム 6 1 は、第 1 の実施形態で説明したモータ制御装置 1 と、冗長化された駆動系統 1 0 2 A, 1 0 2 B とを含む駆動制御システム 7 5 を有している。電動パワーステアリングシステム 6 1 は、ステアリングホイール 6 2 の回転トルクをトルクセンサ 6 3 により検知し、その回転トルクに基づいて駆動制御システム 7 5 を動作させる。これにより、駆動制御システム 7 5 が有するモータ 2 の回転駆動力を

10

20

30

40

50

用いて、ステアリングホイール 6 2 の入力に応じたアシストトルクを発生し、ステアリングアシスト機構 6 4 を介してステアリング機構 6 5 へ出力することで、運転者のステアリング操作をアシストする。その結果、ステアリング機構 6 5 によってタイヤ 6 6 が転舵され、車両の進行方向が制御される。

#### 【 0 1 1 0 】

一般的に車両の電動パワーステアリングシステムは、ステアリングホイールを介してドライバに直結しているため、振動や騒音がドライバに伝わりやすく、振動や騒音に対する要求仕様が低い。特に、ドライバがステアリングホイールを高速で回転している状態では、他の発生要因と比較して、モータの動作が振動や騒音の原因として支配的となる。これに対して、本実施形態の電動パワーステアリングシステム 6 1 は、ドライバがステアリングホイール 6 2 を高速で回転している状態での振動を効果的に低減できるため、低振動かつ低騒音な電動パワーステアリングシステムを実現できる。

10

#### 【 0 1 1 1 】

図 1 8 は、本発明の第 4 の実施形態に係る電動パワーステアリングシステム 6 1 における駆動制御システム 7 5 の構成を示す図である。駆動制御システム 7 5 において、冗長化された駆動系統 1 0 2 A , 1 0 2 B には、モータ制御装置 1、モータ 2 および高圧バッテリー 5 が共通に接続されている。本実施形態では、モータ 2 が 2 つの巻線系統 2 1 , 2 2 を有しており、一方の巻線系統 2 1 が駆動系統 1 0 2 A を構成し、もう一方の巻線系統 2 2 が駆動系統 1 0 2 B を構成する。

#### 【 0 1 1 2 】

駆動系統 1 0 2 A は、インバータ 3 および回転位置検出器 8 を有しており、巻線系統 2 1 に対応する回転子の回転位置 を検出するための回転位置センサ 4 がモータ 2 に取り付けられている。インバータ 3 により生成された交流電力は、モータ 2 の巻線系統 2 1 に流れてモータ 2 を回転駆動させる。駆動系統 1 0 2 A において、インバータ 3 とモータ 2 の間には、電流検出部 7 が配置されている。

20

#### 【 0 1 1 3 】

駆動系統 1 0 2 B は、インバータ 3 a および回転位置検出器 8 a を有しており、巻線系統 2 2 に対応する回転子の回転位置 a を検出するための回転位置センサ 4 a がモータ 2 に取り付けられている。インバータ 3 a により生成された交流電力は、モータ 2 の巻線系統 2 2 に流れてモータ 2 を回転駆動させる。駆動系統 1 0 2 B において、インバータ 3 a とモータ 2 の間には、電流検出部 7 a が配置されている。なお、インバータ 3 a、回転位置検出器 8 a、回転位置センサ 4 a および電流検出部 7 a は、第 3 の実施形態で説明した図 1 6 のものとそれぞれ同様である。

30

#### 【 0 1 1 4 】

モータ制御装置 1 には、モータ 2 に対するトルク指令  $T^*$  が入力される。モータ制御装置 1 は、入力されたトルク指令  $T^*$  に基づき、第 1 の実施形態で説明したような方法でモータ 2 の駆動を制御するためのゲート信号を生成し、インバータ 3 , 3 a にそれぞれ出力する。すなわち、モータ制御装置 1 が有する搬送波周波数調整部 1 6 の電圧位相誤差演算部 1 6 3 により、駆動系統 1 0 2 A , 1 0 2 B で発生する振動や騒音をそれぞれ抑制できるように、電圧位相誤差  $v$  を演算して搬送波である三角波信号  $T_r$  の周波数を調整する。なお、電圧位相誤差演算部 1 6 3 において、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 は、インバータ 3、3 a のそれぞれに別の拡散値  $D_c$  を設定してもよい。

40

#### 【 0 1 1 5 】

本実施形態によれば、第 1 の実施形態で説明したモータ制御装置 1 を用いて、図 1 7 の電動パワーステアリングシステム 6 1 が実現されることで、時間高調波に起因したモータ 2 の振動・騒音の低減という効果が得られる。そのため、低振動かつ低騒音な電動パワーステアリングシステムを実現できる。

#### 【 0 1 1 6 】

なお、以上説明した各実施形態において、モータ制御装置 1 内の各構成 ( 図 2、図 7、図 8、図 9 など ) は、ハードウェアによる構成によらず、CPU とプログラムによって各

50

構成の機能を実現するようにしてもよい。モータ制御装置 1 内の各構成を CPU とプログラムによって実現する場合、ハードウェアの個数が減るため低コスト化できるという利点がある。また、このプログラムは、予めモータ制御装置の記憶媒体に格納して提供することができる。あるいは、独立した記憶媒体にプログラムを格納して提供したり、ネットワーク回線によりプログラムをモータ制御装置の記憶媒体に記録して格納することもできる。データ信号（搬送波）などの種々の形態のコンピュータ読み込み可能なコンピュータプログラム製品として供給してもよい。

【 0 1 1 7 】

本発明は、上記の実施形態に限定されるものではなく、本発明の特徴を損なわない限り、本発明の技術思想の範囲内で考えられるその他の形態についても、本発明の範囲内に含まれる。また、上述の複数の実施形態を組み合わせた構成としてもよい。

10

【符号の説明】

【 0 1 1 8 】

1 ... モータ制御装置、 2 ... モータ、 3 ... インバータ、 4 ... 回転位置センサ、 5 ... 高圧バッテリー、 7 ... 電流検出部、 8 ... 回転位置検出器、 1 1 ... 電流指令生成部、 1 2 ... 速度算出部、 1 3 ... 三相 / d q 変換部、 1 4 ... 電流制御部、 1 5 ... d q / 三相電圧変換部、 1 6 ... 搬送波周波数調整部、 1 7 ... 三角波生成部、 1 8 ... ゲート信号生成部、 3 1 ... インバータ回路、 3 2 ... PWM 信号駆動回路、 3 3 ... 平滑キャパシタ、 6 1 ... 電動パワーステアリングシステム、 7 1 ... 機電一体ユニット、 7 2 ... ハイブリッドシステム、 7 5 ... 駆動制御システム、 1 0 0 , 1 0 1 ... モータ駆動システム、 1 0 2 A , 1 0 2 B ... 駆動系統、 1 6 1 ... 同期 PWM 搬送波数選択部、 1 6 2 ... 電圧位相演算部、 1 6 3 ... 電圧位相誤差演算部、 1 6 4 ... 同期搬送波周波数演算部、 1 6 5 ... 搬送波周波数設定部、 1 6 3 1 ... 拡散値更新判断部、 1 6 3 2 ... キャリア位相シフト量拡散値演算部、 1 6 3 3 ... 基準電圧位相演算部、 1 6 3 4 ... 加算部、 1 6 3 5 ... 減算部、 1 6 3 2 1 ... 乱数発生器、 1 6 3 2 2 ... 前回値保持部、 1 6 3 2 3 ... 切替部

20

30

40

50

【図面】  
【図 1】

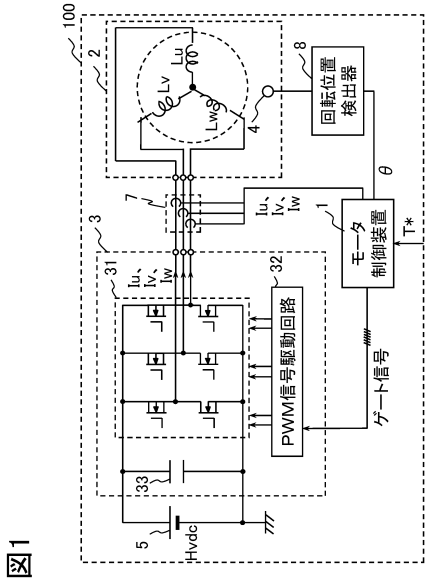


図 1

【図 2】

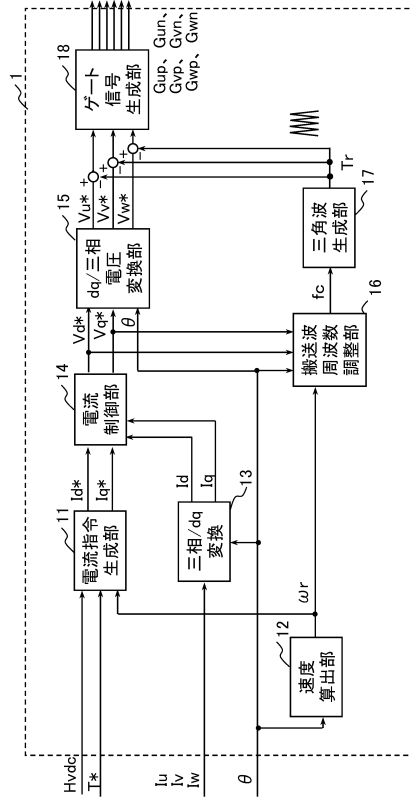


図 2

【図 3】

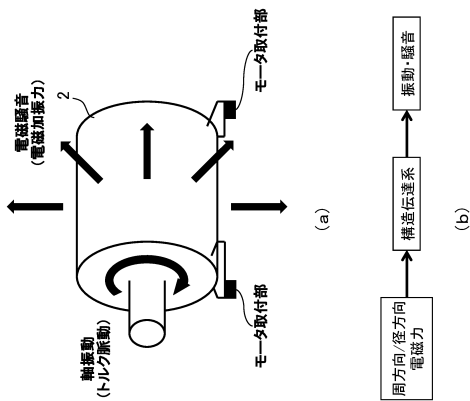


図 3

【図 4】

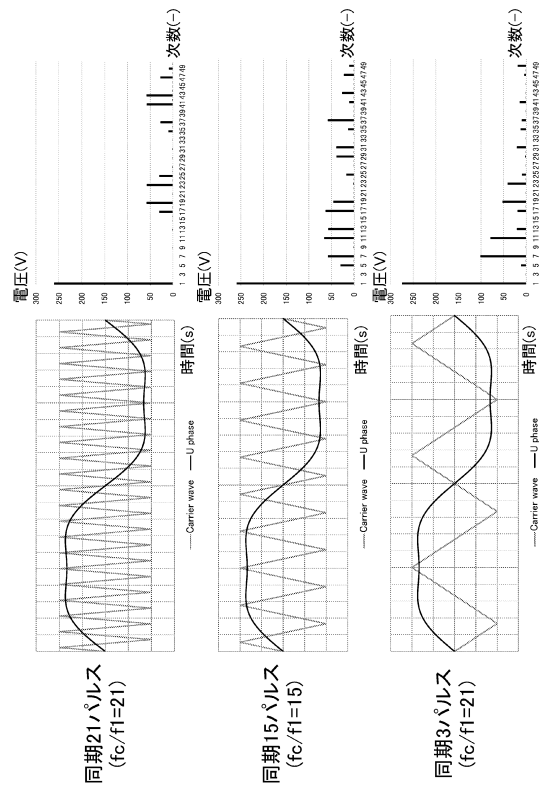


図 4



【 図 9 】

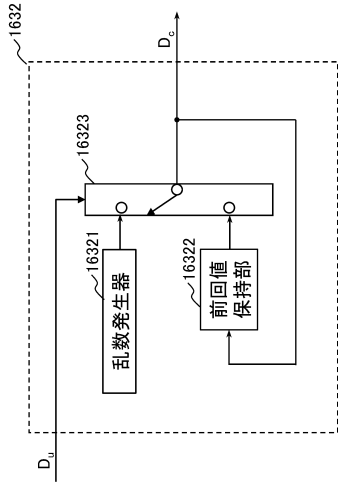


図9

【 図 10 】

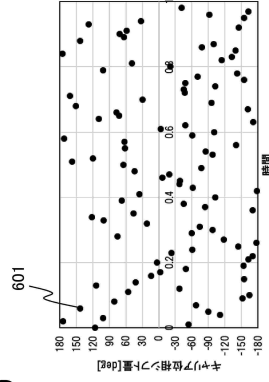


図10

【 図 11 】

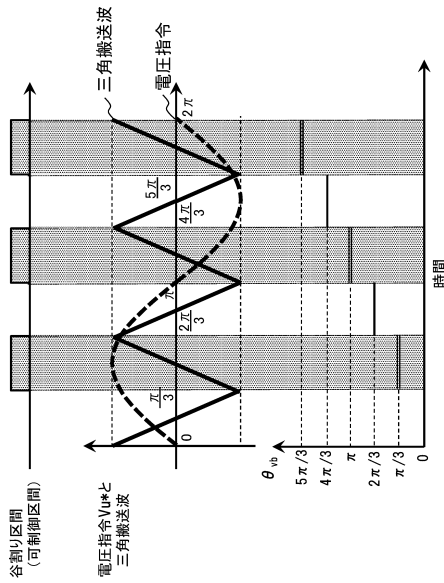


図11

【 図 12 】

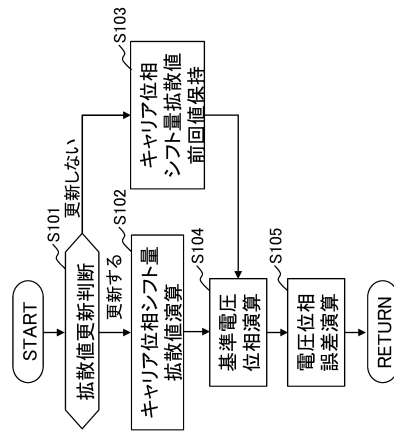


図12

10

20

30

40

50

【 図 1 3 】

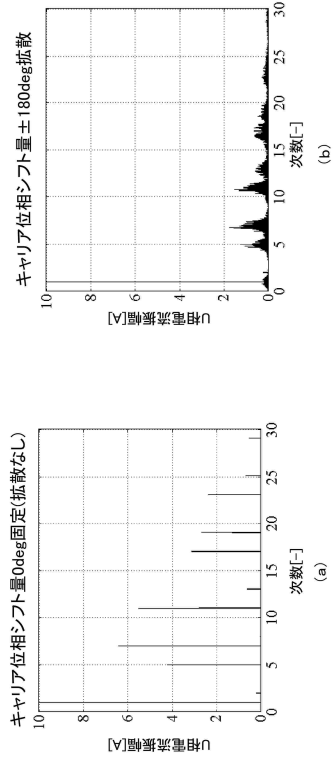


図 13

【 図 1 5 】

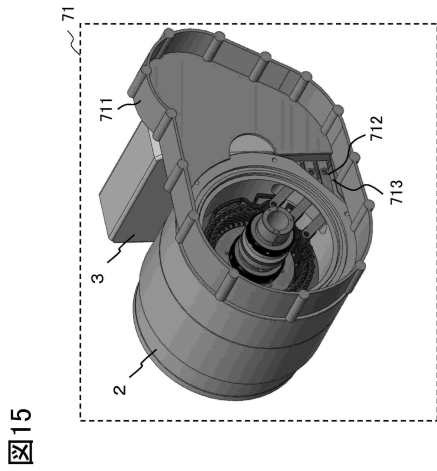


図 15

【 図 1 4 】

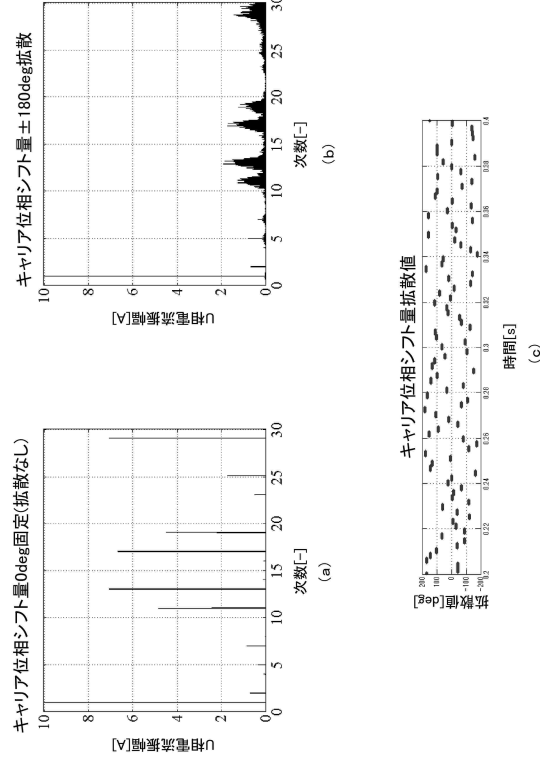


図 14

【 図 1 6 】

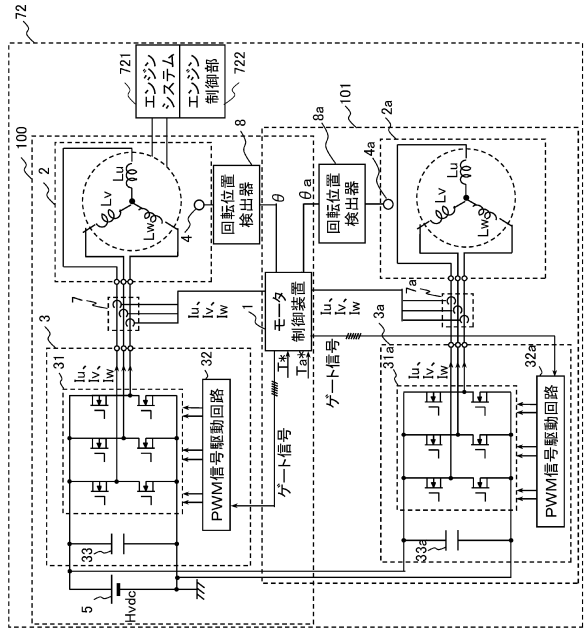


図 16

【 図 17 】

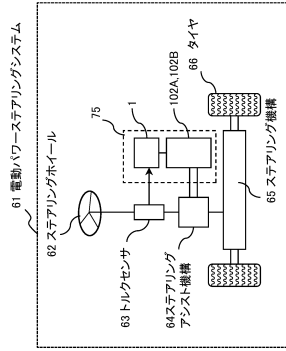


図 17

【 図 18 】

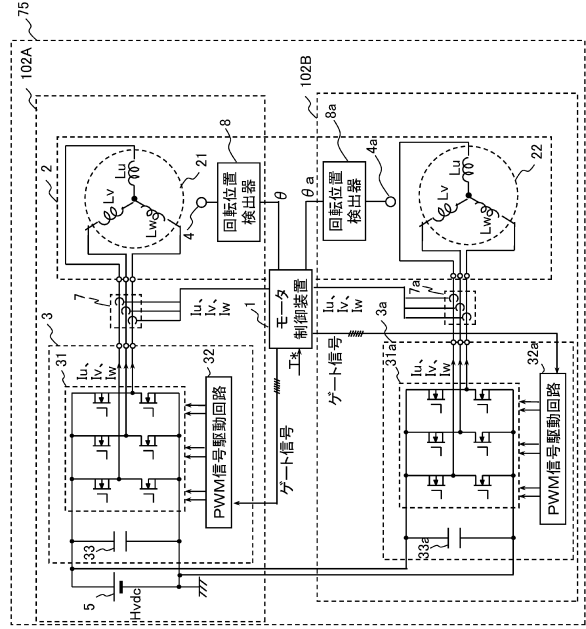


図 18

10

20

30

40

50

---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2018-004246(JP,A)  
米国特許出願公開第2007/0247091(US,A1)  
米国特許出願公開第2017/0025929(US,A1)  
特開2006-136138(JP,A)  
国際公開第2016/098410(WO,A1)  
国際公開第2010/137162(WO,A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)  
H02P 27/08  
H02P 23/04  
H02M 7/48