

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7527485号  
(P7527485)

(45)発行日 令和6年8月2日(2024.8.2)

(24)登録日 令和6年7月25日(2024.7.25)

(51)国際特許分類

F I

H 0 2 M 7/48 (2007.01)

H 0 2 M 7/48 F

H 0 2 P 27/08 (2006.01)

H 0 2 P 27/08

請求項の数 7 (全19頁)

(21)出願番号	特願2023-527492(P2023-527492)	(73)特許権者	509186579
(86)(22)出願日	令和4年2月15日(2022.2.15)		日立Astemo株式会社
(86)国際出願番号	PCT/JP2022/005918		茨城県ひたちなか市高場2520番地
(87)国際公開番号	WO2022/259624	(74)代理人	110002365
(87)国際公開日	令和4年12月15日(2022.12.15)		弁理士法人サンネクスト国際特許事務所
審査請求日	令和5年8月7日(2023.8.7)	(72)発明者	青柳 滋久
(31)優先権主張番号	特願2021-96908(P2021-96908)		茨城県ひたちなか市高場2520番地
(32)優先日	令和3年6月9日(2021.6.9)		日立Astemo株式会社内
(33)優先権主張国・地域又は機関	日本国(JP)	(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
		(72)発明者	塚越 貴哉
			茨城県ひたちなか市高場2520番地
			日立Astemo株式会社内
		審査官	富永 達朗

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 インバータ制御装置、インバータ制御方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

インバータが有する複数のスイッチング素子を駆動させるためのPWMパルス信号をパルス幅変調により生成して前記インバータに出力することで、前記インバータを制御してモータを回転駆動させるインバータ制御装置であって、

前記パルス幅変調において用いられるキャリア波の周波数を前記モータの回転数に応じて変化させる同期パルス制御モードと、前記キャリア波の周波数を前記モータの回転数によらず一定とする非同期パルス制御モードと、のいずれかを選択して、前記パルス幅変調を行い、

前記非同期パルス制御モードから前記同期パルス制御モードへの切替時に、前記キャリア波の位相の基準値であるキャリア基準位相を、前記切替の前後で異なる値に変更するインバータ制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載のインバータ制御装置であって、  
前記切替時に前記キャリア基準位相を複数回変更するインバータ制御装置。

【請求項3】

請求項2に記載のインバータ制御装置であって、  
1回当たりの前記キャリア基準位相の変更量を90°以下とするインバータ制御装置。

【請求項4】

請求項1に記載のインバータ制御装置であって、

前記モータの回転数に基づいて、前記同期パルス制御モードにおける電圧指令の１周期あたりの前記キャリア波のパルス数を表す同期パルス数を決定するパルス制御判定部と、

前記キャリア基準位相を設定するキャリア基準位相設定部と、

前記パルス制御判定部により決定された前記同期パルス数と、前記インバータに対する前記電圧指令の位相を表す電圧位相とに基づいて、前記電圧指令と前記キャリア波との相対的な位相差を表す電圧位相誤差を演算する電圧位相誤差演算部と、

前記電圧位相誤差演算部により演算された前記電圧位相誤差と、前記キャリア基準位相設定部により設定された前記キャリア基準位相とに基づいて、前記同期パルス制御モードにおける前記キャリア波の周波数を決定する同期キャリア周波数演算部と、

前記同期キャリア周波数演算部により決定された前記キャリア波の周波数、または、予め定められた前記キャリア波の周波数のいずれかを選択するキャリア周波数選択部と、

前記キャリア周波数選択部により選択された周波数で前記キャリア波を生成するキャリア波生成部と、

前記キャリア波生成部により生成された前記キャリア波と、前記電圧指令とを用いて前記パルス幅変調を行い、前記PWMパルス信号を生成するPWM制御部と、を備えるインバータ制御装置。

#### 【請求項５】

請求項１に記載のインバータ制御装置であって、

前記インバータが前記モータに出力する交流電流の相数に応じた信号数で前記キャリア波を生成するインバータ制御装置。

#### 【請求項６】

請求項１に記載のインバータ制御装置であって、

前記切替の前後で前記キャリア基準位相の値を変更したときの前記モータのトルクおよび電流の少なくとも一方の変化量をそれぞれ記録する記録部を備え、

前記記録部に記録された前記変化量が所定の閾値を超える場合に、変更後の前記キャリア基準位相の値を別の値に置き換えるインバータ制御装置。

#### 【請求項７】

インバータが有する複数のスイッチング素子を駆動させるためのPWMパルス信号をパルス幅変調により生成して前記インバータに出力することで、前記インバータを制御してモータを回転駆動させる方法であって、

前記パルス幅変調において用いられるキャリア波の周波数を前記モータの回転数に応じて変化させる同期パルス制御モードと、前記キャリア波の周波数を前記モータの回転数によらず一定とする非同期パルス制御モードと、のいずれかを選択して、前記パルス幅変調を行い、

前記非同期パルス制御モードから前記同期パルス制御モードへの切替時に、前記キャリア波の位相の基準値であるキャリア基準位相を、前記切替の前後で異なる値に変更するインバータ制御方法。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【０００１】

本発明は、インバータの制御装置および制御方法に関する。

#### 【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

10

20

30

40

50

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。

【 0 0 0 3 】

永久磁石同期モータに交流電流を供給してその駆動を制御するインバータは、一般に、I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) や M O S F E T (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 等の半導体スイッチング素子が複数搭載されている。インバータにはインバータ制御装置が接続され、インバータ制御装置において生成したゲート信号を、駆動回路を介して各半導体スイッチング素子のゲート端子へ出力することにより、各半導体スイッチング素子のオンオフ状態が切り替えられ、直流電力から交流電力への電力変換が行われる。

10

【 0 0 0 4 】

インバータ制御装置におけるゲート信号の生成方法として、P W M変調による生成方法が周知である。P W M変調では、外部からのトルク指令に応じて生成した電圧指令と、三角波やのこぎり波等の搬送波とを比較し、その比較結果に応じたパルス幅のゲート信号を生成する。このとき、搬送波の周波数をモータの回転数に同期して変化させる同期パルス制御と、搬送波の周波数をモータの回転数に関わらず一定にする非同期パルス制御とのいずれかが選択される。

【 0 0 0 5 】

従来、モータの低回転時や、モータが設置された機構部の共振周波数帯付近の回転数では、騒音や振動を抑制するために非同期パルス制御を選択し、それ以外の回転数では同期パルス制御を選択することで、モータの回転数に応じて非同期パルス制御と同期パルス制御を切り替える手法が知られている。このような場合、非同期パルス制御と同期パルス制御とを切り替える際に搬送波の位相が不連続となることで、モータの制御が不安定になるおそれがある。

20

【 0 0 0 6 】

上記の問題点を解決するものとして、下記特許文献 1 の技術が知られている。特許文献 1 には、非同期 P W M用三角波と同期用三角波のキャリア位相が一致するタイミングで、非同期 P W Mから同期 P W Mへの切り替えを行う技術が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

30

【 0 0 0 7 】

【文献】国際公開第 2 0 1 9 / 1 2 3 6 3 4 号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 8 】

特許文献 1 に記載の技術では、非同期パルス制御から同期パルス制御への切り替えを実施すべきタイミングになっても、その時点から非同期 P W M用三角波と同期用三角波のキャリア位相が一致するタイミングまで待たなければならないため、即時の切り替えを行うことができない。

【 0 0 0 9 】

40

本発明は、上記の課題に鑑みてなされたものであり、非同期パルス制御から同期パルス制御への切り替えを即時に行いつつ、モータを安定して制御可能なインバータの制御装置および制御方法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】

【 0 0 1 0 】

本発明によるインバータ制御装置は、インバータが有する複数のスイッチング素子を駆動させるための P W Mパルス信号をパルス幅変調により生成して前記インバータに出力することで、前記インバータを制御してモータを回転駆動させるものであって、前記パルス幅変調において用いられるキャリア波の周波数を前記モータの回転数に応じて変化させる同期パルス制御モードと、前記キャリア波の周波数を前記モータの回転数によらず一定と

50

する非同期パルス制御モードと、のいずれかを選択して、前記パルス幅変調を行い、前記非同期パルス制御モードから前記同期パルス制御モードへの切替時に、前記キャリア波の位相の基準値であるキャリア基準位相を、前記切替の前後で異なる値に変更する。

本発明によるインバータ制御方法は、インバータが有する複数のスイッチング素子を駆動させるためのPWMパルス信号をパルス幅変調により生成して前記インバータに出力することで、前記インバータを制御してモータを回転駆動させる方法であって、前記パルス幅変調において用いられるキャリア波の周波数を前記モータの回転数に応じて変化させる同期パルス制御モードと、前記キャリア波の周波数を前記モータの回転数によらず一定とする非同期パルス制御モードと、のいずれかを選択して、前記パルス幅変調を行い、前記非同期パルス制御モードから前記同期パルス制御モードへの切替時に、前記キャリア波の位相の基準値であるキャリア基準位相を、前記切替の前後で異なる値に変更する。

10

#### 【発明の効果】

#### 【0011】

本発明によれば、非同期パルス制御から同期パルス制御への切り替えを即時に行い、モータを安定して制御可能なインバータの制御装置および制御方法を提供できる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0012】

【図1】本発明の一実施形態に係るインバ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】本発明の一実施形態に係るインバータ制御装置の機能構成を示すブロック図。

20

【図3】本発明の第1の実施形態に係るキャリア周波数演算部のブロック図。

【図4】キャリア周波数選択部の動作例を示す図。

【図5】本発明の第1の実施形態における非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時のキャリア基準位相とトルク変動の例を示す図。

【図6】非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時における同期キャリア周波数の変化を示す図。

【図7】本発明の第2の実施形態に係るキャリア周波数演算部のブロック図。

【図8】本発明の第2の実施形態における非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時のキャリア基準位相とトルク変動の例を示す図。

【図9】本発明の第3の実施形態に係るキャリア周波数演算部のブロック図。

30

【図10】本発明の第3の実施形態における非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時のキャリア基準位相とトルク変動の例を示す図。

#### 【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インバ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、インバータ制御装置1、モータ2、インバータ3、回転位置検出器4、高圧バッテリー5、電流検出部7を有している。

40

#### 【0015】

インバータ制御装置1には、回転位置検出器4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。インバータ制御装置1は、これらの入力情報を基に、インバータ3が有する複数のスイッチング素子を駆動させるためのPWMパルス信号を生成し、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を回転駆動させる。なお、インバータ制御装置1の詳細については後で説明する。

#### 【0016】

50

インバータ3は、インバータ回路31、PWM信号駆動回路32および平滑キャパシタ33を有する。PWM信号駆動回路32は、インバータ制御装置1から入力されるPWMパルス信号に基づいて、インバータ回路31が有する各スイッチング素子を制御するためのゲート駆動信号を生成し、インバータ回路31に出力する。インバータ回路31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32から入力されたゲート駆動信号に従ってこれらのスイッチング素子がそれぞれスイッチング駆動されることで、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33は、高圧バッテリー5からインバータ回路31に供給される直流電力を平滑化する。

【0017】

高圧バッテリー5は、モータ駆動システム100の直流電圧源であり、インバータ3へ電源電圧 $Hvd_c$ を出力する。高圧バッテリー5の電源電圧 $Hvd_c$ は、インバータ3のインバータ回路31とPWM信号駆動回路32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 $Hvd_c$ は、その充電状態に応じて変動する。

【0018】

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。

【0019】

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8が取り付けられている。回転位置検出器4は、回転位置センサ8の入力信号から回転位置を演算する。回転位置検出器4による回転位置の演算結果はインバータ制御装置1に入力され、インバータ制御装置1がモータ2の誘起電圧の位相に合わせてPWMパルス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。

【0020】

ここで、回転位置センサ8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8として用いることができる。また、回転位置検出器4は、回転位置センサ8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。

【0021】

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 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の検出結果はインバータ制御装置1に入力され、インバータ制御装置1が行うPWMパルス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

10

20

30

40

50

い。

【 0 0 2 2 】

次に、インバータ制御装置 1 の詳細について説明する。図 2 は、本発明の一実施形態に係るインバータ制御装置 1 の機能構成を示すブロック図である。

【 0 0 2 3 】

図 2 に示されるように、インバータ制御装置 1 は、電流指令生成部 1 1、速度算出部 1 2、三相 / d q 変換部 1 3、電流制御部 1 4、d q / 三相電圧変換部 1 5、キャリア周波数演算部 1 6、キャリア波生成部 1 7、P W M 制御部 1 8 の各機能ブロックを有する。インバータ制御装置 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 I C や F P G A 等のハードウェア回路を用いて実現してもよい。

10

【 0 0 2 4 】

電流指令生成部 1 1 は、入力されたトルク指令  $T^*$  と電源電圧  $H v d c$  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。

【 0 0 2 5 】

速度算出部 1 2 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 ( $r a d / s$ ) または回転数 ( $r p m$ ) 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。

20

【 0 0 2 6 】

三相 / d q 変換部 1 3 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 4 が求めた回転位置 に基づく d q 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。

【 0 0 2 7 】

電流制御部 1 4 は、電流指令生成部 1 1 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 / d q 変換部 1 3 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 P I 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  $V q^*$  とを求める。

30

【 0 0 2 8 】

d q / 三相電圧変換部 1 5 は、電流制御部 1 4 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 4 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。

40

【 0 0 2 9 】

キャリア周波数演算部 1 6 は、速度算出部 1 2 が求めたモータ回転速度  $r$  に基づき、同期パルス制御モードまたは非同期パルス制御モードのいずれかを選択する。同期パルス制御モードとは、P W M パルス信号の生成に用いられるキャリア波の周波数をモータ回転速度  $r$  に応じて変化させるモードである。非同期パルス制御モードとは、キャリア波の周波数をモータ回転速度  $r$  によらず一定とするモードである。同期パルス制御モードを選択した場合、キャリア周波数演算部 1 6 は、電流指令生成部 1 1 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 4 が求めた回転位置、モータ回転速度  $r$  に基づき、キャリア波の周波数を表すキャリア周波数  $f c$  を演算する。非同期パルス制御モードを選択した場合、キャリア周波数演算部 1 6 は、予め定められた周波数を

50

キャリア周波数  $f_c$  に設定する。これにより、モータ回転速度  $r$  に応じたモードを選択してキャリア周波数  $f_c$  を決定する。なお、キャリア周波数演算部 16 によるキャリア周波数  $f_c$  の演算方法の詳細については後述する。

#### 【0030】

キャリア波生成部 17 は、キャリア周波数演算部 16 が決定したキャリア周波数  $f_c$  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、PWM 制御部 18 が PWM パルス信号を生成するために行うパルス幅変調において用いられるキャリア波  $T_r$  を生成する。キャリア波  $T_r$  は、三角波、のこぎり波のいずれであってもよい。本実施形態では、キャリア波  $T_r$  がのこぎり波である場合を説明するが、三角波の場合でも同様の処理が可能である。

10

#### 【0031】

PWM 制御部 18 は、キャリア波生成部 17 から出力されるキャリア波  $T_r$  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 PWM パルス信号を生成する。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、キャリア波生成部 17 から出力されるキャリア波  $T_r$  との比較結果に基づき、U 相、V 相、W 相の各相について、インバータ 3 のスイッチング素子に対する PWM パルス信号を生成する。このとき、各相の上アームの PWM パルス信号  $G_{up}$ 、 $G_{vp}$ 、 $G_{wp}$  をそれぞれ論理反転させ、下アームの PWM パルス信号  $G_{un}$ 、 $G_{vn}$ 、 $G_{wn}$  を生成する。PWM 制御部 18 が生成した PWM パルス信号は、インバータ制御装置 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 によってゲート駆動信号に変換される。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。

20

#### 【0032】

次に、インバータ制御装置 1 におけるキャリア周波数演算部 16 の動作について説明する。キャリア周波数演算部 16 は前述のように、同期パルス制御モードまたは非同期パルス制御モードのいずれかを選択する。そして、同期パルス制御モードを選択した場合は、 $d$  軸電圧指令  $V_d^*$  および  $q$  軸電圧指令  $V_q^*$  と、回転位置  $\theta$  と、モータ回転速度  $r$  とに基づき、キャリア周波数  $f_c$  を演算する。このキャリア周波数  $f_c$  に従って、キャリア波生成部 17 が生成するキャリア波  $T_r$  の周波数を逐次的に制御することで、三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の電圧波形に対して、キャリア波  $T_r$  の周期と位相がそれぞれ所定の関係となるように調整する。

30

#### 【0033】

図 3 は、本発明の第 1 の実施形態に係るキャリア周波数演算部 16 のブロック図である。キャリア周波数演算部 16 は、パルス制御判定部 161、電圧位相演算部 162、キャリア基準位相設定部 163、電圧位相誤差演算部 164、同期キャリア周波数演算部 165、キャリア周波数選択部 166 を有する。

#### 【0034】

パルス制御判定部 161 は、モータ回転速度  $r$  に基づき、同期 PWM 制御における電圧指令の 1 周期あたりのキャリア波のパルス数、すなわち、三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  に対するキャリア周波数  $f_c$  の倍率を表す同期パルス数  $N_c$  を決定する。パルス制御判定部 161 は例えば、モータ回転速度  $r$  が比較的低いときには  $N_c = 15$ 、モータ回転速度  $r$  が比較的高いときには  $N_c = 9$  のように、同期パルス数  $N_c$  を決定することができる。

40

#### 【0035】

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  $\theta$  と、モータ回転速度  $r$  と、キャリア周波数  $f_c$  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。

$$v = \theta + \frac{2\pi}{N_c} \cdot \frac{V_d^* \sin(\theta) + V_q^* \cos(\theta)}{V_m} + 0.5 \cdot \pi \quad \cdots (1)$$

50

$$v = r \cdot 1.5 T_c \cdots (2)$$

$$T_c = 1 / f_c \cdots (3)$$

$$dq v = \arctan(V_q / V_d) \cdots (4)$$

【0036】

ここで、 $v$ は電圧位相の演算遅れ補償値を、 $T_c$ はキャリア波 $T_r$ の周期を、 $dq v$ 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4が回転位置を取得してからインバータ制御装置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。

10

【0037】

キャリア基準位相設定部163は、パルス制御判定部161により決定された同期パルス数 $N_c$ と、電圧位相誤差演算部164が演算する電圧位相誤差 $v$ に基づき、キャリア波 $T_r$ の位相の基準値であるキャリア基準位相 $c_1$ を設定する。このときキャリア基準位相設定部163は、キャリア周波数選択部166が出力するモード選択信号 $S_m$ に基づき、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、モータ2において生じるトルクリプルがなるべく低減できるような値で、キャリア基準位相 $c_1$ を設定する。なお、キャリア基準位相設定部163によるキャリア基準位相 $c_1$ の具体的な設定方法については後述する。

20

【0038】

電圧位相誤差演算部164は、同期パルス数 $N_c$ と電圧位相 $v$ に基づき、以下の式(5)、(6)により電圧位相誤差 $v$ を演算する。

$$v = \text{mod}(v / v_{c1}) \cdots (5)$$

$$v_{c1} = 2 / N_c \cdots (6)$$

【0039】

ここで、式(6)で求められる $v_{c1}$ の値は、キャリア波 $T_r$ の1周期あたりの電圧位相 $v$ の変化量に相当する。また、式(5)における $\text{mod}$ は、剰余演算を表すものとする。

【0040】

式(5)で求められる電圧位相誤差 $v$ は、キャリア波 $T_r$ の1周期に対する電圧位相 $v$ の位置を表している。換言すると、電圧位相誤差 $v$ 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キャリア波 $T_r$ との間での、相対的な位相差を表している。

30

【0041】

同期キャリア周波数演算部165は、電圧位相誤差演算部164により演算された電圧位相誤差 $v$ と、モータ回転速度 $r$ と、同期パルス数 $N_c$ と、キャリア基準位相設定部163により設定されたキャリア基準位相 $c_1$ に基づき、以下の式(7)、(8)により同期キャリア周波数 $f_{cs}$ を演算する。

$$f_{cs} = r \cdot N_c \cdot (1 + c \cdot K) / (2) \cdots (7)$$

$$c = v \cdot N_c - c_1 \cdots (8)$$

40

【0042】

式(8)で求められるキャリア位相誤差 $c$ は、電圧位相誤差 $v$ をキャリア波の位相に置き換えた値がキャリア基準位相 $c_1$ に対してどの程度ずれているかを表している。換言すると、キャリア位相誤差 $c$ は、三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を基準としたキャリア波 $T_r$ の位相とキャリア基準位相 $c_1$ との差分を表している。

【0043】

同期キャリア周波数演算部165は、例えばPLL(Phase Locked Loop)制御により、式(7)、(8)に基づく同期キャリア周波数 $f_{cs}$ を演算することができる。なお、式(7)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。

50



## 【 0 0 4 4 】

同期パルス制御モードの選択時には、電圧位相誤差演算部 1 6 4 が所定の演算周期ごとに式 ( 5 )、( 6 ) に従って電圧位相誤差  $v$  を演算し、その演算結果を用いて、同期キャリア周波数演算部 1 6 5 が所定の演算周期ごとに式 ( 7 )、( 8 ) に従って同期キャリア周波数  $f_{cs}$  を演算する。これにより、キャリア周波数演算部 1 6 において、インバータ 3 に対する電圧指令を基準としたキャリア波  $T_r$  の位相をキャリア基準位相  $c_1$  に合わせつつ、電圧指令の 1 周期中に含まれるキャリア波  $T_r$  の数が同期パルス数  $N_c$  と一致するように、キャリア波  $T_r$  の周波数調整を行うことができる。

## 【 0 0 4 5 】

キャリア周波数選択部 1 6 6 は、モータ回転速度  $r$  に基づいて、同期パルス制御モードまたは非同期パルス制御モードのいずれかを選択する。このモード選択結果に応じて、同期キャリア周波数演算部 1 6 5 により演算された同期キャリア周波数  $f_{cs}$  と、所定の非同期キャリア周波数  $f_{cns}$  とのいずれかを選択し、キャリア周波数  $f_c$  として出力する。すなわち、同期パルス制御モードを選択した場合、キャリア周波数選択部 1 6 6 は、キャリア周波数  $f_c$  として同期キャリア周波数  $f_{cs}$  を出力する。一方、非同期パルス制御モードを選択した場合、キャリア周波数選択部 1 6 6 は、キャリア周波数  $f_c$  として非同期キャリア周波数  $f_{cns}$  を出力する。ここで、非同期キャリア周波数  $f_{cns}$  は、キャリア周波数選択部 1 6 6 において予め設定された一定値である。さらにキャリア周波数選択部 1 6 6 は、モータ回転速度  $r$  に基づく上記のモード選択結果に応じて、同期パルス制御モードまたは非同期パルス制御モードのいずれかを選択したかを示すモード選択信号  $S_m$  を出力する。

## 【 0 0 4 6 】

キャリア周波数選択部 1 6 6 の具体的な動作例について、図 4 を参照して以下に説明する。図 4 は、キャリア周波数選択部 1 6 6 の動作例を示す図である。

## 【 0 0 4 7 】

図 4 ( a ) は、モータ回転速度  $r$  の時間変化の様子を示す回転数プロファイルの一例である。例えば図 4 ( a ) に示すように、モータ駆動システム 1 0 0 において、モータ回転速度  $r$  は 5 0 0 (  $rpm/s$  ) の割合で増減し、1 9 5 0 0 (  $rpm$  ) に達すると一定となる。

## 【 0 0 4 8 】

図 4 ( b ) は、モータ回転速度  $r$  に基づくキャリア周波数  $f_c$  の制御プロファイルの一例である。キャリア周波数選択部 1 6 6 は、図 4 ( a ) の回転数プロファイルに従って上記のように変化するモータ回転速度  $r$  に応じて、例えば図 4 ( b ) に示すようにキャリア周波数  $f_c$  の制御を行う。すなわち、モータ回転速度  $r$  が 6 0 0 0 (  $rpm$  ) 未満のときには、非同期パルス制御モードを選択し、キャリア周波数を一定の  $f_c = 6$  (  $kHz$  ) に制御する。一方、モータ回転速度  $r$  が 6 0 0 0 ~ 1 0 0 0 0 (  $rpm$  ) の範囲内または 1 1 0 0 0 ~ 1 9 5 0 0 (  $rpm$  ) の範囲内にある場合は、同期パルス制御モードを選択して同期パルス数をそれぞれ  $N_c = 15$ 、9 とすることで、モータ回転速度  $r$  に応じてキャリア周波数  $f_c$  を変化させるように制御する。ただし、モータ 2 の取り付け構造等に起因する機械的共振を避けるため、モータ回転速度  $r$  が 1 0 0 0 0 ~ 1 1 0 0 0 (  $rpm$  ) の範囲内にある場合は、非同期パルス制御モードを選択し、キャリア周波数を一定の  $f_c = 12$  (  $kHz$  ) に制御する。

## 【 0 0 4 9 】

キャリア周波数選択部 1 6 6 が上記のようなキャリア周波数  $f_c$  の制御を行う場合、モータ 2 の加速時、すなわちモータ回転速度  $r$  が増加しているときには、 $r = 6 0 0 0$ 、1 1 0 0 0 (  $rpm$  ) のときに、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切り替えが発生する。一方、モータ 2 の減速時、すなわちモータ回転速度  $r$  が減少しているときには、 $r = 1 0 0 0 0$  (  $rpm$  ) のときに、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切り替えが発生する。

## 【 0 0 5 0 】

10

20

30

40

50

本実施形態のキャリア周波数演算部 16 は、各ブロックにおいて以上説明したような処理をそれぞれ行うことにより、同期パルス制御モードまたは非同期パルス制御モードのいずれかを選択して、キャリア周波数  $f_c$  を制御することができる。

【0051】

次に、キャリア周波数演算部 16 のうち、キャリア基準位相設定部 163 におけるキャリア基準位相  $c_1$  の設定方法の詳細について説明する。

【0052】

図 5 は、本発明の第 1 の実施形態における非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時のキャリア基準位相とトルク変動の例を示す図である。従来のインバータ制御装置では、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、例えばグラフ 51 に示すように、キャリア基準位相  $c_1$  を  $0^\circ$  で固定する。この場合、切替時の電圧位相  $v$  の値によっては、前述の式 (8) で求められるキャリア位相誤差  $c$  の値が切替直後に大きくなり、式 (7) で求められる同期キャリア周波数  $f_{cs}$  が一時的に大きく変動する。その結果、グラフ 53 に示すように大きなトルク変動が生じる。

10

【0053】

一方、本実施形態のインバータ制御装置 1 では、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、例えばグラフ 52 に示すように、キャリア基準位相設定部 163 において設定するキャリア基準位相  $c_1$  の値を、 $0^\circ$  から  $90^\circ$  に変更する。これにより、切替直後におけるキャリア位相誤差  $c$  の値を減少させ、同期キャリア周波数  $f_{cs}$  の変動を抑えることができる。その結果、グラフ 54 に示すように、従来のインバータ制御装置と比較してトルク変動を抑制することができる。

20

【0054】

上記のように、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時にキャリア基準位相  $c_1$  の値を変更することで、同期キャリア周波数  $f_{cs}$  の変動を抑えることができる理由を、以下に図 6 を参照して説明する。

【0055】

同期キャリア周波数演算部 165 は、前述の式 (8) により、キャリア波  $T_r$  の位相とキャリア基準位相  $c_1$  との差分を表すキャリア位相誤差  $c$  を計算する。キャリア周波数選択部 166 において非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替が行われると、キャリア周波数  $f_c$  の値が非同期キャリア周波数  $f_{cn}$  から同期キャリア周波数  $f_{cs}$  に切り替えられる。このとき同期キャリア周波数演算部 165 は、キャリア位相誤差  $c$  に基づき、キャリア波  $T_r$  の位相をキャリア基準位相  $c_1$  と一致させるように、式 (7) に従ってキャリア周波数  $f_c$  (同期キャリア周波数  $f_{cs}$ ) の値を調整する。

30

【0056】

ここで、図 5 で説明した従来のインバータ制御装置のように、キャリア基準位相  $c_1$  が  $0^\circ$  で固定されていると、切替時の電圧位相  $v$  の値によっては、切替直後にキャリア位相誤差  $c$  の値が大きくなってしまふ。例えば、切替時の電圧位相  $v$  の値から求められる電圧位相誤差  $v$  の値が  $v = 180^\circ$  である場合には、図 6 (a) に示すように、切替直後のキャリア周波数  $f_c$  が大きく変化することで、キャリア波  $T_r$  の波形にずれが生じてしまふ。このようなキャリア波  $T_r$  の波形ずれは、PWM 制御部 18 において生成される PWM パルス信号の誤差となり、インバータ 3 の出力電圧に誤差を生じさせる。その結果、モータ 2 において前述のようなトルク変動が生じることになる。

40

【0057】

一方、本実施形態のインバータ制御装置 1 では、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、キャリア基準位相設定部 163 において設定するキャリア基準位相  $c_1$  の値を変更する。具体的には、例えば図 5 で説明したように、キャリア基準位相  $c_1$  の値を  $0^\circ$  から  $90^\circ$  に変更する。これにより、切替時の電圧位相  $v$  の値から求められる電圧位相誤差  $v$  の値を  $v = 90^\circ$  に低減し、図 6 (b) に示すように、切替直後のキャリア波  $T_r$  の波形ずれを図 6 (a) の場合よりも小さくする。これに

50

より、PWM制御部18において生成されるPWMパルス信号の誤差を小さくして、モータ2のトルク変動を抑制することができる。

【0058】

なお、キャリア基準位相設定部163は、例えば次のようにして、変更後のキャリア基準位相  $c_1$  の値を定めることができる。

【0059】

キャリア基準位相設定部163は、キャリア周波数選択部166から出力されるモード選択信号  $S_m$  により、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替が行われたことを検知すると、切替直前の電圧位相誤差  $v$  の値を電圧位相誤差演算部164から取得する。この電圧位相誤差  $v$  の値は、三相電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  と非同期パルス制御モードで出力されていたキャリア波  $T_r$  との相対的な位相差を表している。キャリア基準位相設定部163は、取得した切替直前の電圧位相誤差  $v$  の値から、以下の式(9)で表されるキャリア基準位相判定値  $c_d$  を求める。

$$c_d = v \cdot N_c \cdots (9)$$

【0060】

キャリア基準位相設定部163は、求めたキャリア基準位相判定値  $c_d$  の値に基づき、以下の式(10)～(13)の判定条件を用いて、キャリア基準位相  $c_1$  の設定値を決定する。

$$315^\circ < c_d \text{ または } c_d < 45^\circ \mid c_1 = 0^\circ \cdots (10)$$

$$45^\circ < c_d < 135^\circ \mid c_1 = 90^\circ \cdots (11)$$

$$135^\circ < c_d < 225^\circ \mid c_1 = 180^\circ \cdots (12)$$

$$225^\circ < c_d < 315^\circ \mid c_1 = 270^\circ \cdots (13)$$

【0061】

キャリア基準位相設定部163では、以上説明したような方法により、キャリア基準位相  $c_1$  を設定することができる。

【0062】

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。

【0063】

(1) インバータ制御装置1は、インバータ3が有する複数のスイッチング素子を駆動させるためのPWMパルス信号をパルス幅変調により生成してインバータ3に出力することで、インバータ3を制御してモータ2を回転駆動させる。インバータ制御装置1は、パルス幅変調において用いられるキャリア波  $T_r$  の周波数  $f_c$  をモータ2の回転数に応じて変化させる同期パルス制御モードと、キャリア周波数  $f_c$  をモータ2の回転数によらず一定とする非同期パルス制御モードと、のいずれかを選択して、パルス幅変調を行う。そして、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、キャリア波  $T_r$  の位相の基準値であるキャリア基準位相  $c_1$  を、切替の前後で異なる値に変更する。このようにしたので、非同期パルス制御から同期パルス制御への切り替えを即時に行いつつ、モータ2を安定して制御することができる。

【0064】

(2) インバータ制御装置1は、パルス制御判定部161と、キャリア基準位相設定部163と、電圧位相誤差演算部164と、同期キャリア周波数演算部165と、キャリア周波数選択部166と、キャリア波生成部17と、PWM制御部18とを備える。パルス制御判定部161は、モータ2の回転数を表すモータ回転速度  $r$  に基づいて、同期パルス制御モードにおける電圧指令の1周期あたりのキャリア波  $T_r$  のパルス数を表す同期パルス数  $N_c$  を決定する。キャリア基準位相設定部163は、キャリア基準位相  $c_1$  を設定する。電圧位相誤差演算部164は、パルス制御判定部161により決定された同期パルス数  $N_c$  と、インバータ3に対する電圧指令の位相を表す電圧位相  $v$  とに基づいて、電圧指令とキャリア波  $T_r$  との相対的な位相差を表す電圧位相誤差  $v$  を演算する。同期キャリア周波数演算部165は、電圧位相誤差演算部164により演算された電圧位相誤差  $v$  と、キャリア基準位相設定部163により設定されたキャリア基準位相  $c_1$  と

に基づいて、同期パルス制御モードにおけるキャリア波 $T_r$ の周波数である同期キャリア周波数 $f_{cs}$ を決定する。キャリア周波数選択部166は、同期キャリア周波数演算部165により決定された同期キャリア周波数 $f_{cs}$ 、または、予め定められたキャリア波 $T_r$ の周波数である非同期キャリア周波数 $f_{cn}$ のいずれかを選択する。キャリア波生成部17は、キャリア周波数選択部166により選択された周波数でキャリア波 $T_r$ を生成する。PWM制御部18は、キャリア波生成部17により生成されたキャリア波 $T_r$ と三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ とを用いてパルス幅変調を行い、PWMパルス信号を生成する。このようにしたので、非同期パルス制御と同期パルス制御を任意に切り替えつつ、それぞれの制御モードにおいてPWMパルス信号の生成を実現できる。

【0065】

10

(3) インバータ制御装置1は、インバータ3がモータ2に出力する交流電流の相数に応じた信号数でキャリア波 $T_r$ を生成する。具体的には、例えば三相電動機であるモータ2に三相交流電流を出力するインバータ3に対して、三相電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ のそれぞれについてキャリア波 $T_r$ を生成する。このようにしたので、インバータの相数に関わらず、各相の交流電流に対して適切なキャリア波を生成することができる。

【0066】

[第2の実施形態]

次に、本発明の第2の実施形態について説明する。本実施形態に係るモータ駆動システムおよびインバータ制御装置は、第1の実施形態で説明した図1、図2とそれぞれ同一の構成を有しており、キャリア周波数演算部16における処理内容のみが第1の実施形態とは異なっている。したがって以下では、図1、図2の各構成を用いて、本実施形態の説明を行う。

20

【0067】

図7は、本発明の第2の実施形態に係るキャリア周波数演算部16のブロック図である。図7のブロック図では、第1の実施形態で説明した図3のブロック図と比べて、キャリア基準位相設定部163がキャリア基準位相設定部163Aに置き換えられている点が変わっている。以下では、この相違点を中心に本実施形態を説明する。

【0068】

キャリア基準位相設定部163Aは、第1の実施形態で説明したキャリア基準位相設定部163と同様に、パルス制御判定部161により決定された同期パルス数 $N_c$ と、電圧位相誤差演算部164が演算する電圧位相誤差 $v$ に基づき、キャリア基準位相 $c_1$ を設定する。このときキャリア基準位相設定部163Aは、電圧位相 $v$ に基づき、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、キャリア基準位相 $c_1$ の値を複数回変更する。これにより、第1の実施形態と比べて、モード切替時にモータ2において生じるトルクリプルをさらに抑制するようにしている。

30

【0069】

図8は、本発明の第2の実施形態における非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時のキャリア基準位相とトルク変動の例を示す図である。図8において、グラフ51、53は、第1の実施形態で説明した図5のグラフ51、53とそれぞれ同じものである。すなわち、グラフ51は、従来のインバータ制御装置において切替時に $0^\circ$ に固定されているキャリア基準位相 $c_1$ を表し、グラフ53は、グラフ51に対応する従来の切替時のトルク変動の様子を表している。

40

【0070】

本実施形態のインバータ制御装置1では、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、例えばグラフ82に示すように、キャリア基準位相設定部163Aにおいて設定するキャリア基準位相 $c_1$ の値を、 $0^\circ$ から $90^\circ$ に変更する。その後、さらにキャリア基準位相 $c_1$ の値を $90^\circ$ から $0^\circ$ に変更し、続けて $0^\circ$ から $-45^\circ$ に変更する。これらのキャリア基準位相 $c_1$ の変更タイミングは、電圧位相 $v$ に基づいて判断することができる。

【0071】

50

以上説明したように、本実施形態のインバータ制御装置 1 では、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、キャリア基準位相  $c_1$  の値を複数回変更する。これにより、グラフ 84 に示すように、切替直後にモータ 2 において発生するトルクリプルを低減することができる。このときの最終的なキャリア基準位相  $c_1$  の値は、例えばモータ 2 の運転状態（回転数、トルク、電源電圧等）に応じて予め定められた最適値から決定することができる。

#### 【0072】

なお、上記の例では、1 回目のキャリア基準位相  $c_1$  の変更（ $0^\circ$  から  $90^\circ$ ）と、2 回目のキャリア基準位相  $c_1$  の変更（ $90^\circ$  から  $0^\circ$ ）では、1 回当たりの変更量がそれぞれ  $90^\circ$  であり、3 回目のキャリア基準位相  $c_1$  の変更（ $0^\circ$  から  $-45^\circ$ ）では、1 回当たりの変更量が  $45^\circ$  である。このように、本実施形態における 1 回当たりのキャリア基準位相  $c_1$  の変更量は  $90^\circ$  以下とすることが好ましい。このようにすれば、キャリア基準位相  $c_1$  が最適値となるまでに、複数回に渡って段階的にキャリア基準位相  $c_1$  の変更を行うことができる。その結果、キャリア基準位相  $c_1$  の変更によるモータ 2 のトルク変動ショックを緩和することができる。

#### 【0073】

以上説明した本発明の第 2 の実施形態によれば、インバータ制御装置 1 は、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時にキャリア基準位相  $c_1$  を複数回変更する。このようにしたので、切替直後にモータ 2 において発生するトルクリプルを低減することができる。なお、このときの 1 回当たりのキャリア基準位相  $c_1$  の変更量は、 $90^\circ$  以下とすることが好ましい。このようにすれば、トルク変動ショックを緩和することが可能となる。

#### 【0074】

##### [ 第 3 の実施形態 ]

次に、本発明の第 3 の実施形態について説明する。本実施形態に係るモータ駆動システムおよびインバータ制御装置も、前述の第 2 の実施形態と同様に、第 1 の実施形態で説明した図 1、図 2 とそれぞれ同一の構成を有しており、キャリア周波数演算部 16 における処理内容のみが第 1 の実施形態とは異なっている。したがって以下では、図 1、図 2 の各構成を用いて、本実施形態の説明を行う。

#### 【0075】

図 9 は、本発明の第 3 の実施形態に係るキャリア周波数演算部 16 のブロック図である。図 9 のブロック図では、第 1 の実施形態で説明した図 3 のブロック図と比べて、記録部 167 をさらに有する点が異なっている。以下では、この相違点を中心に本実施形態を説明する。

#### 【0076】

記録部 167 は、モータ 2 のトルク  $T$  および三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  を入力し、キャリア周波数選択部 166 から出力されるモード選択信号  $S_m$  により、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替が行われたことを検知すると、その前後でのトルク  $T$  および三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の変化量を記録する。なお、トルク  $T$  は、例えばモータ 2 の出力軸に設置された不図示のトルクセンサにより測定してもよいし、他の測定値から間接的に求めてもよい。また、三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  は、いずれか 1 相分または 2 相分のみを測定してもよいし、3 相分全てを測定してもよい。さらに、記録部 167 では、トルク  $T$  と三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の両方の変化量を必ずしも記録する必要はなく、少なくとも一方の変化量を記録すればよい。

#### 【0077】

上記のように切替時のトルク  $T$  および / または三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の変化量を記録したら、記録部 167 は、これらの変化量がそれぞれ所定の閾値を超えているか否かを判定する。その結果、閾値を超えていると判定した場合には、そのことを示す判定信号  $D_{th}$  をキャリア基準位相設定部 163 に出力する。

#### 【0078】

10

20

30

40

50

本実施形態において、キャリア基準位相設定部 163 は、第 1 の実施形態と同様に、キャリア周波数選択部 166 から出力されるモード選択信号  $S_m$  に応じて、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、キャリア基準位相  $c_1$  の値を変更する。このとき、記録部 167 から判定信号  $Dth$  が出力されている場合には、変更後のキャリア基準位相  $c_1$  を、前回の切替時とは別の値に置き換える。これを記録部 167 から判定信号  $Dth$  が出力されなくなるまで繰り返すことにより、切替時のトルク  $T$  や三相交流電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の変化量が閾値未満となるように、キャリア基準位相  $c_1$  の値を変更している。

【0079】

図 10 は、本発明の第 3 の実施形態における非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時のキャリア基準位相とトルク変動（または電流変動）の例を示す図である。

10

【0080】

本実施形態のインバータ制御装置 1 では、まず、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時に、例えばグラフ 91 に示すように、キャリア基準位相設定部 163 において設定するキャリア基準位相  $c_1$  の値を、 $0^\circ$  から第一候補値である  $90^\circ$  に変更する。このときのモータ 2 のトルク（または電流）の変化量が記録部 167 に記録される。

【0081】

ここで、キャリア基準位相  $c_1$  の第一候補値に対し、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時におけるモータ 2 のトルク（または電流）の変化量として、例えばグラフ 93 に示すような変化量が記録部 167 において記録されたとする。このグラフ 93 の変化量は、予め設定された所定の閾値 95 以上である。このような場合に記録部 167 は、判定信号  $Dth$  をキャリア基準位相設定部 163 へ出力することで、切替時のトルク（または電流）の変化量が閾値 95 を超えたことを通知する。

20

【0082】

記録部 167 から判定信号  $Dth$  が入力されると、キャリア基準位相設定部 163 は、次の非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時には、例えばグラフ 92 に示すように、キャリア基準位相  $c_1$  の値を  $0^\circ$  から第二候補値である  $-90^\circ$  に変更する。このときのモータ 2 のトルク（または電流）の変化量が記録部 167 に記録される。

30

【0083】

ここで、キャリア基準位相  $c_1$  の第二候補値に対し、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替時におけるモータ 2 のトルク（または電流）の変化量として、例えばグラフ 94 に示すような変化量が記録部 167 において記録されたとする。このグラフ 94 の変化量は、予め設定された所定の閾値 95 未満であるため、記録部 167 は判定信号  $Dth$  の出力を停止する。これにより、次回以降の切替においても、キャリア基準位相設定部 163 がキャリア基準位相  $c_1$  の値を第二候補値に変更するようにして、切替時のトルク（または電流）の変化量を抑えることができる。

【0084】

40

以上説明した本発明の第 3 の実施形態によれば、インバータ制御装置 1 は、非同期パルス制御モードから同期パルス制御モードへの切替の前後でキャリア基準位相  $c_1$  の値を変更したときのモータ 2 のトルクおよび電流の少なくとも一方の変化量をそれぞれ記録する記録部 167 を備える。そして、この記録部 167 に記録された変化量が所定の閾値を超える場合に、変更後のキャリア基準位相  $c_1$  の値を別の値に置き換える。このようにしたので、変更後のキャリア基準位相  $c_1$  の値を、モータ 2 のトルクや電流を抑制可能な最適な値に調整することができる。

【0085】

なお、以上説明した各実施形態において、インバータ制御装置 1 内の各構成（図 2、図 3、図 7、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

50

て各構成の機能を実現するようにしてもよい。インバータ制御装置 1 内の各構成を C P U 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、予めインバ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インバ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 0 8 6 】

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 0 8 7 】

1 ... インバータ制御装置、 2 ... モータ、 3 ... インバータ、 4 ... 回転位置検出器、 5 ... 高圧バッテリー、 7 ... 電流検出部、 8 ... 回転位置センサ、 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 ... キャリア周波数演算部、 1 7 ... キャリア波生成部、 1 8 ... P W M 制御部、 3 1 ... インバータ回路、 3 2 ... P W M 信号駆動回路、 3 3 ... 平滑キャパシタ、 1 6 1 ... パルス制御判定部、 1 6 2 ... 電圧位相演算部、 1 6 3 , 1 6 3 A ... キャリア基準位相設定部、 1 6 4 ... 電圧位相誤差演算部、 1 6 5 ... 同期キャリア周波数演算部、 1 6 6 ... キャリア周波数選択部、 1 6 7 ... 記録部

20

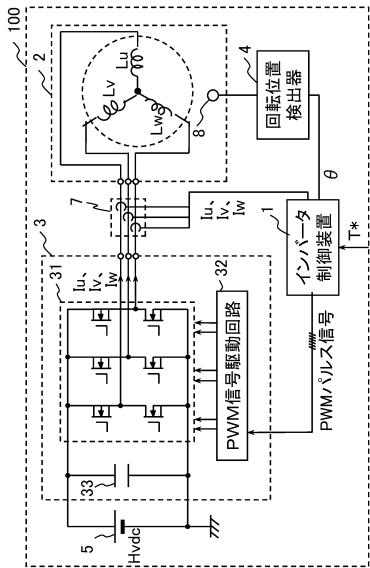
30

40

50

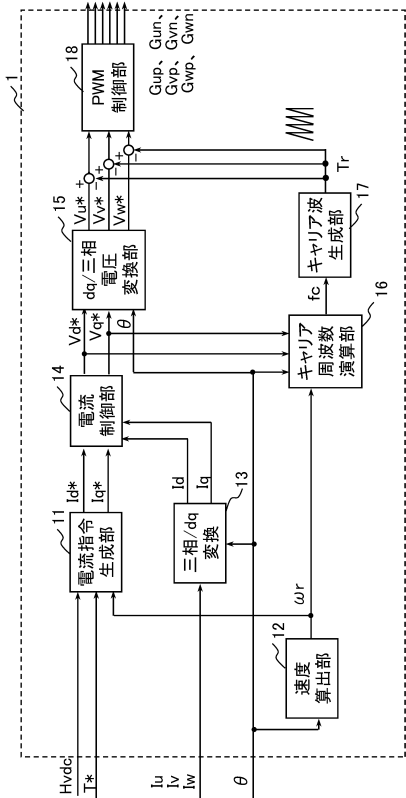
【図面】  
【図 1】

図 1



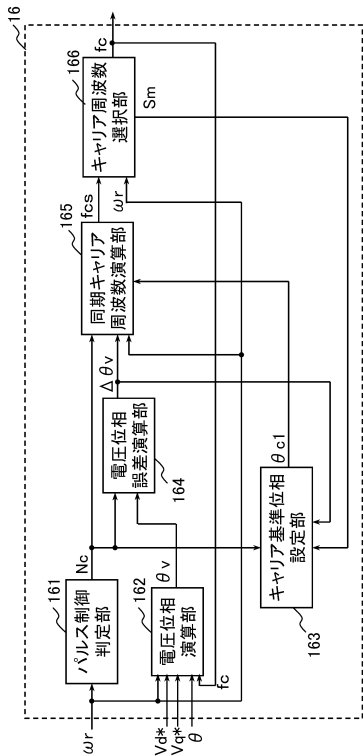
【図 2】

図 2



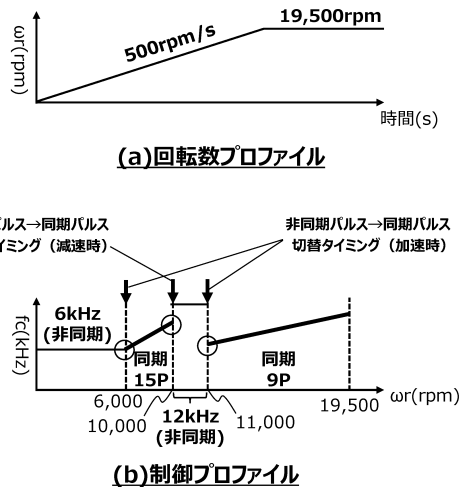
【図 3】

図 3



【図 4】

図 4



10

20

30

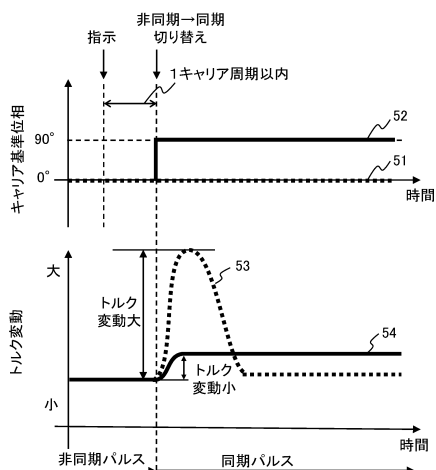
40

50

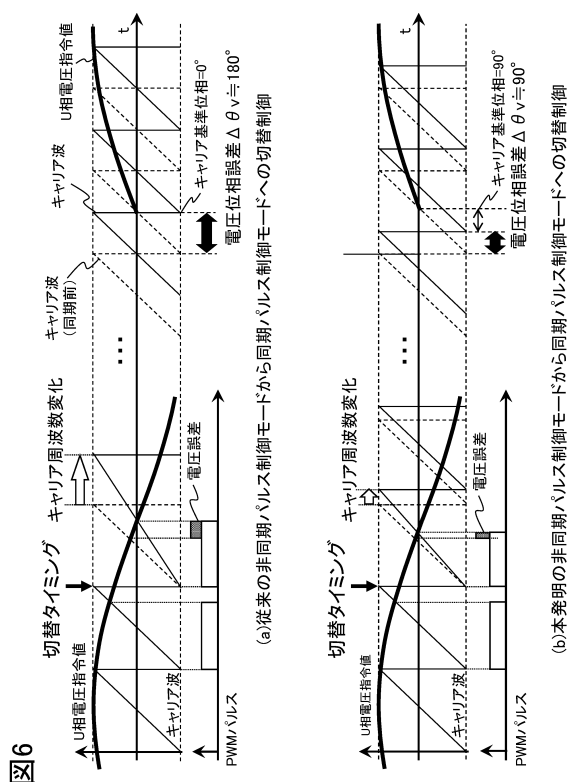


【 図 5 】

图 5



【 図 6 】



【圖 7】

【圖 8】

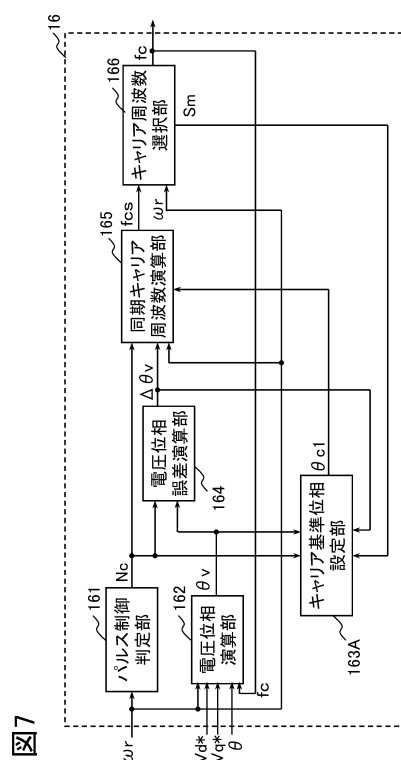
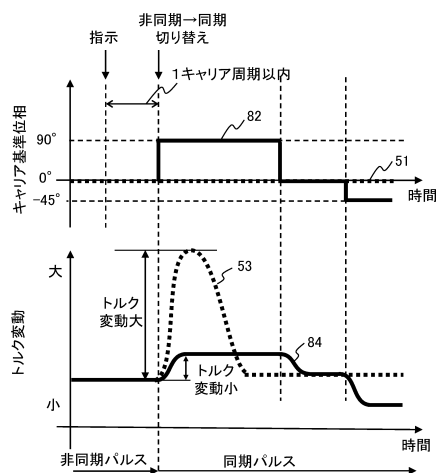
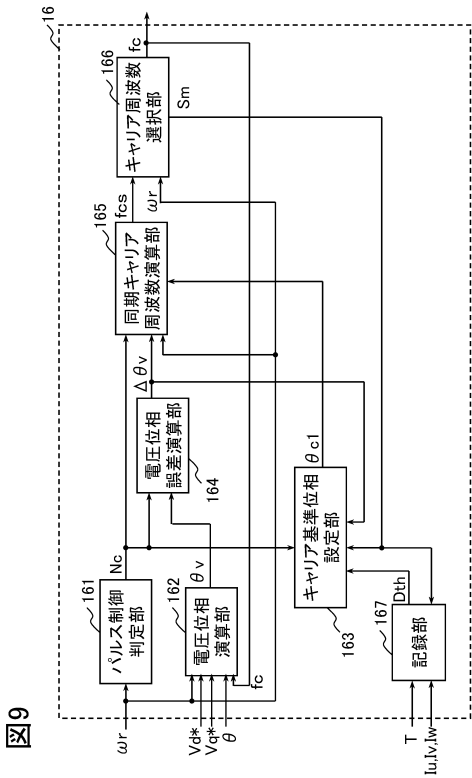


图 8



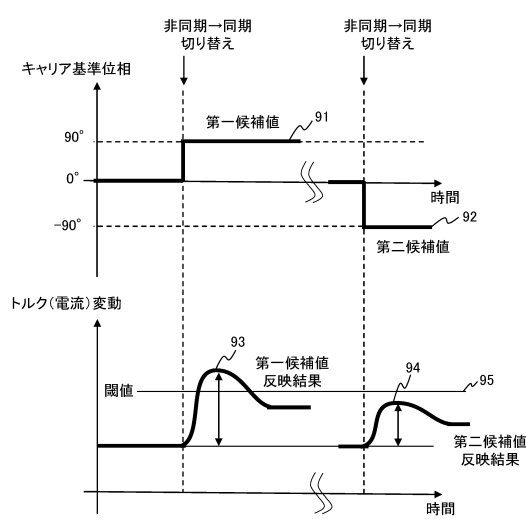
7

【図 9】



【図 10】

図 10



10

20

30

40

50

---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 4 - 1 2 5 0 7 0 ( J P , A )  
特開 2 0 1 0 - 2 1 3 4 8 5 ( J P , A )  
特開 2 0 1 7 - 5 0 9 7 7 ( J P , A )
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)  
H 0 2 M 7 / 4 8  
H 0 2 P 2 7 / 0 8