

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6405671号  
(P6405671)

(45) 発行日 平成30年10月17日(2018.10.17)

(24) 登録日 平成30年9月28日(2018.9.28)

(51) Int.Cl.

F 1

H02P 21/00 (2016.01)  
H02P 27/08 (2006.01)H02P 21/00  
H02P 27/08

請求項の数 6 (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願2014-76649 (P2014-76649)  
 (22) 出願日 平成26年4月3日 (2014.4.3)  
 (65) 公開番号 特開2015-198546 (P2015-198546A)  
 (43) 公開日 平成27年11月9日 (2015.11.9)  
 審査請求日 平成29年2月21日 (2017.2.21)

(73) 特許権者 000232302  
 日本電産株式会社  
 京都府京都市南区久世殿城町338番地  
 (74) 代理人 100135013  
 弁理士 西田 隆美  
 (72) 発明者 ラファエル エレホン メンドサ  
 京都市南区久世殿城町338番地 日本電  
 産株式会社内

審査官 樋口 幸太郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】モータ制御方法およびモータ制御装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

3相電圧型インバータにより駆動されるモータの制御方法であって、

a) 前記モータの回転速度を表す回転速度パラメータを取得する工程と、

b) 前記工程a)の後に、前記回転速度パラメータが表す前記モータの前記回転速度と所定の基準速度との比較結果に基づいて、スイッチング信号生成方式を第1方式と第2方式とから選択する工程と、

c) 前記工程a)の後に、目標回転速度と前記回転速度パラメータとにに基づいて、相電圧指令値を算出する工程と、

d) 前記工程b)および前記工程c)の後に、前記相電圧指令値に基づいて、選択した前記スイッチング信号生成方式を用いて、スイッチング信号を生成する工程と、

e) 前記工程d)の後に、前記スイッチング信号を前記インバータに出力する工程と、

f) 前記工程a)の後かつ前記工程d)の前に、前記回転速度パラメータから、前記モータの前記回転速度と所定の閾値速度とを比較し、その比較結果に基づいて、前記工程d)において電流補正を行うか否かを決定する工程と、

を有し、

前記工程a)は、

a-1) 前記インバータに備えられたシャント抵抗を流れるシャント電流を検出する工程と、

a-2) 前記シャント電流に基づいて推定3相電流を算出する工程と、

10

20

a - 3 ) 前記推定 3 相電流を 固定座標系に変換し、固定座標系電流を算出する工程と、

a - 4 ) 前記固定座標系電流を d q 同期回転座標系に変換し、前記回転速度パラメータとしての回転座標系電流を算出する工程と、  
を含み、

前記第 1 方式は、前記モータの 3 相各相の前記相電圧指令値の電圧値とキャリア信号の電圧値とに基づいて、前記 3 相各相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、3 相変調方式であり、

前記第 2 方式は、前記 3 相各相の前記相電圧指令値の電圧値と前記キャリア信号の電圧値とに基づいて、前記スイッチング信号のうち 1 相を選択して、対応する前記スイッチング信号のデューティをオンまたはオフに固定しつつ、他の 2 相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、2 相変調方式であり、10

前記工程 b )において、前記回転速度が、前記基準速度よりも大きい場合に、前記第 2 方式を選択し、

前記電流補正は、前記スイッチング信号の 3 組の信号のうち 1 組または 2 組の信号のオンオフの切替タイミングを調整することにより行われる、モータの制御方法。

#### 【請求項 2】

請求項 1 に記載のモータの制御方法であって、

前記工程 c ) は、

c - 1 ) 前記目標回転速度を表す d q 同期回転座標系における電流指令値と、前記回転座標系電流とに基づいて、d q 同期回転座標系における回転座標系電圧指令値を算出する工程と、20

c - 2 ) 前記回転座標系電圧指令値を 固定座標系に変換し、固定座標系電圧指令値を算出する工程と、

c - 3 ) 前記固定座標系電圧指令値を 3 相に変換し、前記相電圧指令値を算出する工程と、

を含む、モータの制御方法。

#### 【請求項 3】

請求項 1 または請求項 2 に記載のモータの制御方法であって、

前記シャント抵抗は、前記インバータの 3 相に共通のグラウンド・ラインに直列接続される抵抗である、モータの制御方法。30

#### 【請求項 4】

請求項 1 に記載のモータの制御方法であって、

前記工程 b ) の前記基準速度と、前記工程 f ) の前記閾値速度とは同一であり、

前記工程 f ) は、前記工程 b ) の前に行われ、

前記工程 b )において、前記工程 f )において決定した電流補正の有無に基づいて、前記スイッチング信号生成方式を前記第 1 方式と前記第 2 方式とから選択する、モータの制御方法。

#### 【請求項 5】

請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載のモータ制御方法であって、40

前記キャリア信号は三角波であり、

前記工程 d ) は、

d - 1 ) 前記 3 相各相の前記相電圧指令値のそれぞれに同一の補正信号を加算し、補正相電圧指令値を算出する工程と、

d - 2 ) 前記 3 相各相の前記補正相電圧指令値と、前記キャリア信号の電圧値とを比較し、その大小関係に基づいて、前記 3 相各相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する工程と、

を含み、

前記第 2 方式では、前記補正相電圧指令値の前記 3 相各相のうち、前記キャリア信号の 1 周期ごとに選択される 1 相が、前記キャリア信号と重ならない電圧値に固定される、モ50

ータの制御方法。

【請求項 6】

モータに駆動電流を供給するためのモータ制御装置であって、

前記モータの回転速度を表す回転速度パラメータを取得する、回転速度検出部と、

スイッチング信号生成方式を決定する、スイッチング信号生成方式決定部と、

目標回転速度と前記回転速度パラメータとに基づいて、相電圧指令値を算出する、相電圧指令値算出部と、

前記スイッチング信号生成方式に基づいてスイッチング信号を生成する、スイッチング信号生成部と、

前記スイッチング信号に基づいて前記モータに駆動電流を出力する、インバータと、

前記回転速度パラメータから、前記モータの前記回転速度と所定の閾値速度とを比較し、その比較結果に基づいて電流補正を行うか否かを判断する、電流補正制御部と、

を有し、

前記スイッチング信号生成方式決定部は、前記回転速度パラメータが表す前記モータの前記回転速度と所定の基準速度との比較結果に基づいて、前記スイッチング信号生成方式を第1方式と第2方式とから選択し、

前記第1方式は、前記モータの3相各相の前記相電圧指令値の電圧値とキャリア信号の電圧値とに基づいて、前記3相各相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、3相変調方式であり、

前記第2方式は、前記3相各相の前記相電圧指令値の電圧値と前記キャリア信号の電圧値とに基づいて、前記スイッチング信号のうち1相を選択して、対応する前記スイッチング信号のデューティをオンまたはオフに固定しつつ、他の2相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、2相変調方式であり、

前記スイッチング信号生成方式決定部は、前記回転速度が、前記基準速度よりも大きい場合に、前記第2方式を選択し、

前記電流補正是、前記スイッチング信号の3組の信号のうち1組または2組の信号のオンオフの切替タイミングを調整することにより行われる、モータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

30

【0001】

本発明は、モータ制御方法およびモータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、ブラシレスDCモータを駆動させるためのモータ制御装置は、インバータの有する複数のスイッチング素子をオンオフするPWM制御を行うことにより、モータに駆動電流を供給する。

【0003】

従来のモータ制御装置は、例えば、特開平10-248262号公報に記載されている。特開平10-248262号公報に記載のモータ制御装置では、3相電圧型インバータの有する3対のスイッチング素子をオンオフするPWM制御を行うことにより、モータに3相の駆動電流を供給する。

【特許文献1】特開平10-248262号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

このようなモータ制御装置では、インバータにおける変調方式として、3相変調方式と2相変調方式という2種類の変調方式が知られている。3相変調方式では、モータの3相各相に対応する3対のスイッチング素子のそれぞれを、オンオフさせる。また、2相変調方式では、所定の期間ごとに、3対のうち1対のスイッチング素子をオンまたはオフに固

40

50

定しつつ、他の 2 対のスイッチング素子をオンオフさせる。

**【0005】**

2 相変調方式は、3 相変調方式と比べてスイッチング回数が少ないことから、スイッチングによる電力損失や、スイッチング素子の温度上昇を低減できる。しかしながら、2 相変調方式では、モータへの駆動電流が小さい場合に外乱等の影響を受けやすい。これにより、駆動電流の波形が乱れやすく、過電圧や高調波が発生する虞がある。

**【0006】**

本発明の目的は、起動特性および回転速度が小さい場合の駆動特性を低下させることなく、電力効率を向上できるモータ駆動方法およびモータ制御装置を提供することである。

**【課題を解決するための手段】**

10

**【0007】**

本願の例示的な第 1 発明は、3 相電圧型インバータにより駆動されるモータの制御方法であって、a ) 前記モータの回転速度を表す回転速度パラメータを取得する工程と、b ) 前記工程 a ) の後に、前記回転速度パラメータが表す前記モータの前記回転速度と所定の基準速度との比較結果に基づいて、スイッチング信号生成方式を第 1 方式と第 2 方式とから選択する工程と、c ) 前記工程 a ) の後に、目標回転速度と前記回転速度パラメータとに基づいて、相電圧指令値を算出する工程と、d ) 前記工程 b ) および前記工程 c ) の後に、前記相電圧指令値に基づいて、選択した前記スイッチング信号生成方式を用いて、スイッチング信号を生成する工程と、e ) 前記工程 d ) の後に、前記スイッチング信号を前記インバータに出力する工程と、f ) 前記工程 a ) の後かつ前記工程 d ) の前に、前記回転速度パラメータから、前記モータの前記回転速度と所定の閾値速度とを比較し、その比較結果に基づいて、前記工程 d ) において電流補正を行うか否かを決定する工程と、を有し、前記工程 a ) は、a - 1 ) 前記インバータに備えられたシャント抵抗を流れるシャント電流を検出する工程と、a - 2 ) 前記シャント電流に基づいて推定 3 相電流を算出する工程と、a - 3 ) 前記推定 3 相電流を固定座標系に変換し、固定座標系電流を算出する工程と、a - 4 ) 前記固定座標系電流を d q 同期回転座標系に変換し、前記回転速度パラメータとしての回転座標系電流を算出する工程と、を含み、前記第 1 方式は、前記モータの 3 相各相の前記相電圧指令値の電圧値とキャリア信号の電圧値とに基づいて、前記 3 相各相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、3 相変調方式であり、前記第 2 方式は、前記 3 相各相の前記相電圧指令値の電圧値と前記キャリア信号の電圧値とに基づいて、前記スイッチング信号のうち 1 相を選択して、対応する前記スイッチング信号のデューティをオンまたはオフに固定しつつ、他の 2 相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、2 相変調方式であり、前記工程 b ) において、前記回転速度が、前記基準速度よりも大きい場合に、前記第 2 方法を選択し、前記電流補正是、前記スイッチング信号の 3 組の信号のうち 1 組または 2 組の信号のオンオフの切替タイミングを調整することにより行われる、モータの制御方法である。

20

**【0008】**

本願の例示的な第 2 発明は、モータに駆動電流を供給するためのモータ制御装置であって、前記モータの回転速度を表す回転速度パラメータを取得する、回転速度検出部と、スイッチング信号生成方式を決定する、スイッチング信号生成方式決定部と、目標回転速度と前記回転速度パラメータとに基づいて、相電圧指令値を算出する、相電圧指令値算出部と、前記スイッチング信号生成方式に基づいてスイッチング信号を生成する、スイッチング信号生成部と、前記スイッチング信号に基づいて前記モータに駆動電流を出力する、インバータと、前記回転速度パラメータから、前記モータの前記回転速度と所定の閾値速度とを比較し、その比較結果に基づいて電流補正を行う、電流補正制御部と、を有し、前記スイッチング信号生成方式決定部は、前記回転速度パラメータが表す前記モータの前記回転速度と所定の基準速度との比較結果に基づいて、前記スイッチング信号生成方式を第 1 方式と第 2 方式とから選択し、前記第 1 方式は、前記モータの 3 相各相の前記相電圧指令値の電圧値とキャリア信号の電圧値とに基づいて、前記 3 相各相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、3 相変調方式であり、前記第 2 方式は、前記 3 相各相

30

40

50

の前記相電圧指令値の電圧値と前記キャリア信号の電圧値とに基づいて、前記スイッチング信号のうち1相を選択して、対応する前記スイッチング信号のデューティをオンまたはオフに固定しつつ、他の2相に対応する前記スイッチング信号のデューティを算出する、2相変調方式であり、前記スイッチング信号生成方式決定部は、前記回転速度が、前記基準速度よりも大きい場合に、前記第2方式を選択し、前記電流補正は、前記スイッチング信号の3組の信号のうち1組または2組の信号のオンオフの切替タイミングを調整することにより行われる、モータ制御装置である。

### 【発明の効果】

10

### 【0009】

本願の例示的な第1発明および第2発明によれば、回転速度が基準速度よりも小さい場合には、3相変調方式を用いる。一方、回転速度が基準速度よりも大きく、外乱の影響を受けにくい速度の場合には、2相変調方式を用いる。これにより、起動特性および回転速度が小さい場合の駆動特性を低下させることなく、電力効率を向上できる。

### 【図面の簡単な説明】

### 【0010】

【図1】図1は、第1実施形態に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図2は、第1実施形態に係るインバータの構成を示す回路図である。

【図3】図3は、第1実施形態に係るモータ制御装置の動作を示すフローチャートである

20

【図4】図4は、第1実施形態に係るモータ制御装置の相電圧指令値の波形を示した図である。

【図5】図5は、第1実施形態に係るモータ制御装置のスイッチング信号の例を示した図である。

【図6】図6は、第1実施形態に係るモータ制御装置の相電圧指令値の波形を示した図である。

【図7】図7は、第1実施形態に係るモータ制御装置のスイッチング信号の例を示した図である。

【図8】図8は、第1実施形態に係るモータ制御装置の電流補正の例を示した図である。

30

【図9】図9は、変形例に係るモータ制御装置の相電圧指令値の波形を示した図である。

【図10】図10は、変形例に係るモータ制御装置のスイッチング信号の例を示した図である。

【図11】図11は、変形例に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図12】図12は、変形例に係るモータ制御装置の動作を示すフローチャートである。

### 【発明を実施するための形態】

### 【0011】

以下、本発明の例示的な実施形態について、図面を参照しながら説明する。

### 【0012】

<1. 第1実施形態>

40

<1-1. 装置の構成>

まず、モータ制御装置の構成について、図1および図2を参照しつつ、説明する。図1は、モータ制御装置1の構成を示すブロック図である。図2は、本実施形態に係るモータ制御装置1のインバータ2の構成の概略を示す回路図である。

### 【0013】

モータ制御装置1は、モータ9に駆動電流を供給することにより、モータ9の駆動を制御する装置である。図1に示すように、モータ制御装置1は、インバータ2、A/Dコンバータ3、および、マイクロコントローラ4（以下「マイコン4」と称する）を有する。

### 【0014】

インバータ2は、スイッチング信号S4に従って、モータ9に駆動電流S2を供給する

50

。インバータ2は、図2に示すように、電圧源Vdc、6個のスイッチング素子T、シャント抵抗Rs、および、3個のモータ接続端子21～23を有する。このインバータ2は、いわゆる3相電圧型インバータである。

#### 【0015】

6つのスイッチング素子Tは、U相に対応するTu+、Tu-、V相に対応するTv+、Tv-、およびW相に対応するTw+、Tw-の3対のスイッチング素子を含む。スイッチング素子Tは、それぞれ、トランジスタおよびダイオードにより構成されている。本実施形態のスイッチング素子Tには、例えば、IGBT(絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)が用いられる。なお、スイッチング素子Tには、MOSFET(電界効果トランジスタ)などの他の種類のスイッチング素子が用いられてもよい。

10

#### 【0016】

スイッチング素子Tu+、Tu-は、電圧源Vdcと接地点との間に直列に接続される。スイッチング素子Tv+、Tv-も、電圧源Vdcと接地点との間に直列に接続される。また、スイッチング素子Tw+、Tw-も、電圧源Vdcと接地点との間に直列に接続される。そして、スイッチング素子Tu+、Tu-と、スイッチング素子Tv+、Tv-と、スイッチング素子Tw+、Tw-とは、互いに並列に接続される。

#### 【0017】

以下では、3対のスイッチング素子Tのうち、電圧源Vdc側に接続されるスイッチング素子Tu+、Tv+、Tw+を上側スイッチング素子と称する。一方、3対のスイッチング素子Tのうち、接地点側に接続されるスイッチング素子Tu-、Tv-、Tw-を下側スイッチング素子と称する。

20

#### 【0018】

スイッチング素子Tu+、Tu-、スイッチング素子Tv+、Tv-、およびスイッチング素子Tw+、Tw-の接地点側の接続点と、接地点との間には、3相に共通するシャント抵抗Rsが接続される。すなわち、シャント抵抗Rsは、インバータ2の3相に共通のグラウンド・ラインに直列接続される。

#### 【0019】

モータ接続端子21～23はそれぞれ、上側スイッチング素子Tu+と下側スイッチング素子Tu-との間、上側スイッチング素子Tv+と下側スイッチング素子Tv-との間、および、上側スイッチング素子Tw+と下側スイッチング素子Tw-との間に接続される。

30

#### 【0020】

モータ9の駆動時には、6つのスイッチング素子Tに、後述するマイコン4のPWM信号生成部52から出力されるスイッチング信号S4が入力される。具体的には、U相、V相、W相の各相について、一対のスイッチング素子Tu+、Tu-、一対のスイッチング素子Tv+、Tv-、および一対のスイッチング素子Tw+、Tw-に、それぞれ、マイコン4から一対のスイッチング信号SWu+、SWu-、一対のスイッチング信号SWv+、SWv-、および一対のスイッチング信号SWw+、SWw-が入力される。これにより、各スイッチング素子Tu+、Tu-、Tv+、Tv-、Tw+、Tw-の駆動タイミングが切り替わり、駆動電流S21～S23がモータ接続端子21～23からモータ9のU相、V相、W相の各相へと出力される。

40

#### 【0021】

なお、説明の簡便のため、スイッチング信号SWu+、SWu-、SWv+、SWv-、SWw+、SWw-をまとめてスイッチング信号S4、駆動電流S21～S23をまとめて駆動電流S2と表す。スイッチング信号S4のうち、上側スイッチング素子Tu+、Tv+、Tw+に入力されるスイッチング信号を、上側スイッチング信号SWu+、SWv+、SWw+と称する。また、スイッチング信号S4のうち、下側スイッチング素子Tu-、Tv-、Tw-に入力されるスイッチング信号を、下側スイッチング信号SWu-、SWv-、SWw-と称する。

#### 【0022】

50

上記の構成により、シャント抵抗  $R_s$  には、モータ9のU相、V相、W相の相電流が加算されて入力される。これにより、シャント抵抗  $R_s$  にシャント電流  $I_s$  が流れる。シャント抵抗  $R_s$  の接地点とは反対側の端部には、シャント電流検出端子24が設けられている。シャント電流検出端子24は、A/Dコンバータ3と接続される。モータ9の駆動時には、シャント電流検出端子24からA/Dコンバータ3へ、シャント抵抗  $R_s$  にかかるシャント電圧  $S_{24}$  が出力される。

#### 【0023】

A/Dコンバータ3は、シャント電流検出端子24から出力されたシャント電圧  $S_{24}$  をアナログデジタル変換し、デジタル値に変換したデジタルシャント電圧  $S_3$  を、マイコン4へと出力する。

10

#### 【0024】

マイコン4は、外部から入力される目標回転速度  $S_{40}$  と、デジタルシャント電圧  $S_3$  とに基づいて、スイッチング信号  $S_4$  をインバータ2へと出力する。マイコン4は、図1に示すように、相電流推定部41、Clarke変換部42、Park変換部43、位相速度推定部44、回転角度換算部45、速度制御部46、電圧指令部47、逆Park変換部48、逆Clarke変換部49、電流補正制御部50、相電圧補正部51、PWM信号生成部52、およびキャリア信号生成部53を有する。これらの各部の機能は、マイコン4内のCPUがプログラムに従って動作することにより、実現される。

#### 【0025】

相電流推定部41は、A/Dコンバータ3から入力されたデジタルシャント電圧  $S_3$  に基づいて、推定3相電流  $S_{41}$  を算出し、Clarke変換部42へと出力する。推定3相電流  $S_{41}$  には、モータ9のU相電流を推定した推定U相電流  $I_u$ 、モータ9のV相電流を推定した推定V相電流  $I_v$ 、および、モータ9のW相電流を推定した推定W相電流  $I_w$  が含まれる。

20

#### 【0026】

Clarke変換部42は、推定3相電流  $S_{41}$  を固定座標系にClarke変換して固定座標系電流  $S_{42}$  を算出し、Park変換部43へと出力する。固定座標系電流  $S_{42}$  には、軸系電流  $I_d$  および軸系電流  $I_q$  が含まれる。

#### 【0027】

Park変換部43は、後述するロータ位置  $S_{441}$  を用いて、固定座標系電流  $S_{42}$  をd q同期回転座標系にPark変換して回転座標系電流  $S_{43}$  を算出し、電圧指令部47および位相速度推定部44へと出力する。回転座標系電流  $S_{43}$  には、d軸系電流  $I_d$  およびq軸系電流  $I_q$  が含まれる。

30

#### 【0028】

位相速度推定部44は、回転座標系電流  $S_{43}$  と、後述する回転座標系電圧指令値  $S_{47}$  とに基づいて、ロータ位置  $S_{441}$  およびロータ速度  $S_{442}$  を算出する。ロータ位置  $S_{441}$  には、モータ9のロータの電気角  $\theta$  が含まれる。また、ロータ速度  $S_{442}$  には、モータ9のロータの電気角の角速度  $\omega$  が含まれる。位相速度推定部44は、算出したロータ位置  $S_{441}$  を、Park変換部43および逆Park変換部48へと出力する。また、位相速度推定部44は、算出したロータ速度  $S_{442}$  を、回転角度換算部45および電流補正制御部50へと出力する。

40

#### 【0029】

なお、本実施形態の位相速度推定部44は、Park変換部43から出力される回転座標系電流  $S_{43}$  と電圧指令部47から出力される回転座標系電圧指令値  $S_{47}$  とに基づいて、ロータの電気角  $\theta$  および角速度  $\omega$  を算出するが、本発明はこれに限られない。位相速度推定部44は、Clarke変換部42から出力される固定座標系電流  $S_{42}$  と逆Park変換部48から出力される固定座標系電圧指令値  $S_{48}$  とに基づいて、ロータの電気角  $\theta$  および角速度  $\omega$  を算出する構成であってもよい。

#### 【0030】

回転角度換算部45は、ロータ速度  $S_{442}$  に基づいて、回転速度  $S_{45}$  を算出し、速

50

度制御部 4 6 へと出力する。回転速度 S 4 5 は、モータ 9 のロータの機械角での角速度  $r$  を含む。回転角度換算部 4 5 は、ロータ速度 S 4 4 2 に含まれるロータの電気角の角速度  $\omega$  をロータコアの極対数 N p にて除すことにより、ロータの機械角の角速度  $r$  を算出する。

#### 【 0 0 3 1 】

速度制御部 4 6 は、外部から入力された目標回転速度 S 4 0 および回転速度 S 4 5 に基づいて、d q 同期回転座標系における目標電流値である電流指令値 S 4 6 を算出し、電圧指令部 4 7 へと出力する。電流指令値 S 4 6 には、d 軸系電流指令値 I\_d\_r\_e\_f および q 軸系電流指令値 I\_q\_r\_e\_f が含まれる。

#### 【 0 0 3 2 】

電圧指令部 4 7 は、電流指令値 S 4 6 と、回転座標系電流 S 4 3 とに基づいて、回転座標系電圧指令値 S 4 7 を算出する。すなわち、目標回転速度 S 4 0 と回転座標系電流 S 4 3 とに基づいて、回転座標系電圧指令値 S 4 7 が算出される。そして、電圧指令部 4 7 は、回転座標系電圧指令値 S 4 7 を、位相速度推定部 4 4 および逆 Park 変換部 4 8 へと出力する。

#### 【 0 0 3 3 】

回転座標系電圧指令値 S 4 7 には、d q 同期回転座標系における電圧指令値である d 軸系電圧指令値 V\_d および q 軸系電圧指令値 V\_q が含まれる。電圧指令部 4 7 は、回転座標系電流 S 4 3 の d 軸系電流 I\_d と、電流指令値 S 4 6 の d 軸系電流指令値 I\_d\_r\_e\_f とに基づいて P I 制御を行うことにより、d 軸系電圧指令値 V\_d を算出する。また、電圧指令部 4 7 は、回転座標系電流 S 4 3 の q 軸系電流 I\_q と、電流指令値 S 4 6 の q 軸系電流指令値 I\_q\_r\_e\_f とに基づいて P I 制御を行うことにより、q 軸系電圧指令値 V\_q を算出する。

#### 【 0 0 3 4 】

逆 Park 変換部 4 8 は、ロータ位置 S 4 4 1 を用いて、回転座標系電圧指令値 S 4 7 を 固定座標系に逆 Park 変換して固定座標系電圧指令値 S 4 8 を算出し、逆 Clark 変換部 4 9 へと出力する。固定座標系電圧指令値 S 4 8 には、 固定座標系における電圧指令値である 軸系電圧指令値 V\_u および 軸系電圧指令値 V\_v が含まれる。

#### 【 0 0 3 5 】

逆 Clark 変換部 4 9 は、固定座標系電圧指令値 S 4 8 を 3 相に逆 Clark 変換して第 1 相電圧指令値 S 4 9 を算出し、相電圧補正部 5 1 へと出力する。第 1 相電圧指令値 S 4 9 には、3 相に対応する電圧指令値である V\_u, V\_v, V\_w が含まれる。

#### 【 0 0 3 6 】

電流補正制御部 5 0 は、所定の基準速度に対応する基準速度パラメータと、位相速度推定部 4 4 から入力されたロータ速度 S 4 4 2 とに基づいて、電流補正を行うか否かを示すオンオフ信号 S 5 0 を生成し、相電圧補正部 5 1 および PWM 信号生成部 5 2 へ出力する。

#### 【 0 0 3 7 】

ここで、基準速度パラメータは、ロータの角速度  $r$  に対応するパラメータである。電流補正制御部 5 0 は、電流補正制御部 5 0 に入力されるロータ速度 S 4 4 2 に含まれるロータの角速度  $r$  を回転速度パラメータとして、モータ 9 の回転速度が所定の基準速度よりも大きいか否かを判断する。モータ 9 の回転速度が基準速度よりも小さいと判断すると、電流補正制御部 5 0 は、オンオフ信号 S 5 0 を電流補正を行うためのオン信号とする。また、モータ 9 の回転速度が基準速度よりも大きいと判断すると、電流補正制御部 5 0 は、オンオフ信号 S 5 0 を電流補正を行わないためのオフ信号とする。なお、オンオフ信号 S 5 0 をオン信号およびオフ信号のいずれとするかの判断方法については、詳細を後述する。

#### 【 0 0 3 8 】

相電圧補正部 5 1 は、オンオフ信号 S 5 0 と第 1 相電圧指令値 S 4 9 とに基づいて、第 1 相電圧指令値 S 4 9 の 3 相各相に同一の補正信号を加算し、第 2 相電圧指令値 S 5 1 を算出する。そして、相電圧補正部 5 1 は、第 2 相電圧指令値 S 5 1 を、PWM 信号生成部

10

20

30

40

50

5 2へと出力する。すなわち、第2相電圧指令値S 5 1は、第1相電圧指令値S 4 9を補正した補正相電圧指令値である。

#### 【0039】

オンオフ信号S 5 0がオン信号である場合、相電圧補正部5 1は、第1相電圧指令値S 4 9から、3相変調方式に対応する第2相電圧指令値S 5 1を算出する。一方、オンオフ信号S 5 0がオフ信号である場合、相電圧補正部5 1は、第1相電圧指令値S 4 9から、2相変調方式に対応する第2相電圧指令値S 5 1を算出する。3相変調方式および2相変調方式における第1相電圧指令値S 4 9と第2相電圧指令値S 5 1との関係については、後述する。

#### 【0040】

PWM信号生成部5 2は、オンオフ信号S 5 0、第2相電圧指令値S 5 1、および、後述するキャリア信号S 5 3に基づいてスイッチング信号S 4を生成し、インバータ2へと出力する。PWM信号生成部5 2におけるスイッチング信号S 4の生成方法については、後述する。

#### 【0041】

キャリア信号生成部5 3は、キャリア信号S 5 3を生成し、PWM信号生成部5 2へと出力する。キャリア信号S 5 3は、PWM信号生成部5 2においてスイッチング信号S 4を生成する際に、第2相電圧指令値S 5 1と比較される参照信号である。本実施形態では、キャリア信号S 5 3は三角波である。

#### 【0042】

このように、本実施形態では、ADコンバータ3と、マイコン4の相電流推定部4 1、Clarke変換部4 2、Park変換部4 3、および位相速度推定部4 4とにより、モータ9の回転速度を表す回転速度パラメータとなるロータ速度S 4 4 2を取得する、回転速度検出部6 1が構成される。また、マイコン4の電流補正制御部5 0により、スイッチング信号生成方式を決定する、スイッチング信号生成方式決定部6 2が構成される。

#### 【0043】

そして、マイコン4の速度制御部4 6、電圧指令部4 7、逆Park変換部4 8、および逆Clarke変換部4 9により、目標回転速度S 4 0と回転速度パラメータであるロータ速度S 4 4 2とにに基づいて第1相電圧指令値S 4 9を算出する、相電圧指令値算出部6 3が構成される。また、マイコン4の相電圧補正部5 1およびPWM信号生成部5 2により、スイッチング信号生成方式決定部6 2の決定したスイッチング信号生成方式に基づいてスイッチング信号S 4を生成する、スイッチング信号生成部6 4が構成される。

#### 【0044】

##### <1-2. 装置の動作>

次に、モータ制御装置1の動作について、図3を参考しつつ説明する。図3は、モータ制御装置1の動作を示すフローチャートである。本実施形態のモータ制御装置1を用いたモータ9の制御方法では、以下の手順により、モータ9の回転速度に応じて、3相変調方式および2相変調方式の2種類の方法を用いてスイッチング信号を生成するとともに、電流補正の有無を選択する。

#### 【0045】

まず、モータ制御装置1は、インバータ2のシャント抵抗R sを流れるシャント電流I sを検出する(ステップST 101)。具体的には、インバータ2のシャント電流検出端子2 4から検出されたシャント電圧S 2 4が、ADコンバータ3においてデジタルシャント電圧S 3へと変換される。そして、ADコンバータ3からマイコン4の相電流推定部4 1へ、デジタルシャント電圧S 3が出力される。

#### 【0046】

次に、相電流推定部4 1において、デジタルシャント電圧S 3に基づいて推定3相電流S 4 1、すなわち、推定3相電流I u, I v, I wが算出される(ステップST 102)。

#### 【0047】

10

20

30

40

50

そして、推定3相電流 $I_u, I_v, I_w$ をClarke変換部42およびPark変換部43を介してd q同期回転座標系に変換することにより、回転座標系電流 $S_{43}$ が算出される(ステップST103)。すなわち、ステップST103は、推定3相電流 $I_u, I_v, I_w$ を固定座標系に変換し、固定座標系電流 $I_d, I_q$ を算出する工程と、固定座標系電流 $I_d, I_q$ をd q同期回転座標系に変換し、回転座標系電流 $I_d, I_q$ を算出する工程とを含む。そして、回転座標系電流 $I_d, I_q$ を含む回転座標系電流 $S_{43}$ が、電圧指令部47および位相速度推定部44へと出力される。

#### 【0048】

また、ステップST103において、位相速度推定部44では、モータ9のロータの電気角と、ロータの電気角の角速度とが算出される。これにより、回転速度パラメータであるロータの角速度が算出される。そして、ロータ位置 $S_{441}$ がPark変換部43および逆Park変換部48へと出力され、ロータ速度 $S_{442}$ が回転角度換算部45および電流補正制御部50へと出力される。回転角度換算部45は、ロータ速度 $S_{442}$ を電気角の角速度から機械角の角速度 $r$ へと換算し、回転速度 $S_{45}$ として速度制御部46へと出力する。

#### 【0049】

一方、外部から入力された目標回転速度 $S_{40}$ と、回転速度 $S_{45}$ とに基づいて、速度制御部46が電流指令値 $S_{46}$ を算出する。これにより、d軸系電流指令値 $I_{dref}$ およびq軸系電流指令値 $I_{qref}$ が取得される(ステップST104)。すなわち、d q回転座標系における電流指令値 $I_{dref}, I_{qref}$ は、目標回転速度 $S_{40}$ を表すパラメータである。なお、ステップST104は、ステップST101～ST103よりも前に行われてもよいし、ステップST101～ST103と並行して行われてもよい。

#### 【0050】

続いて、電圧指令部47は、回転座標系電流 $I_d, I_q$ と、電流指令値 $I_{dref}, I_{qref}$ とに基づいて、電圧指令値 $V_d, V_q$ を算出する(ステップST105)。

#### 【0051】

ステップST105において、電圧指令値 $V_d, V_q$ の算出は、PI制御により行われる。PI制御とは、理想値と実測値との差に応じて増幅制御を行う比例制御(P制御)と、理想値と実測値との差の積分値に応じて増幅制御する積分制御(I制御)とを組み合わせて行う制御方法である。これにより、d軸系電圧指令値 $V_d$ は、d軸系回転座標系電流 $I_d$ とd軸系電流指令値 $I_{dref}$ との差から求められ、q軸系電圧指令値 $V_q$ は、q軸系回転座標系電流 $I_q$ とq軸系電流指令値 $I_{qref}$ との差から求められる。

#### 【0052】

なお、電圧指令値 $V_d, V_q$ の算出は、PI制御以外の制御方法により行われてもよい。電圧指令値 $V_d, V_q$ の算出は、例えば、P制御、PD制御、PID制御などの他の制御方法により行われてもよい。

#### 【0053】

このように、ステップST103においてモータ9の各相を流れる相電流を推定した推定相電流 $I_u, I_v, I_w$ をd q同期回転座標系に変換することにより、ステップST105において直流電流とみなすことができる回転座標系電流 $I_d, I_q$ を用いた制御を行うことができる。したがって、トルク特性を表すq軸系と磁束特性を表すd軸系とによりモータ9の制御を行うことができるため、回転速度とトルクという2つの特性を、複雑な制御方法を用いることなく制御することができる。

#### 【0054】

その後、電圧指令値 $V_d, V_q$ を逆Park変換部48および逆Clarke変換部49を介して座標系を変換することにより、第1相電圧指令値 $V_u, V_v, V_w$ が算出される(ステップST106)。すなわち、ステップST106は、回転座標系電圧指令値である電圧指令値 $V_d, V_q$ を固定座標系に変換し、固定座標系電圧指令値 $V_u, V_v, V_w$ を算出する工程と、固定座標系電圧指令値 $V_u, V_v, V_w$ を3相に変換し、第1相電圧指令値

10

20

30

40

50

$V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ を算出する工程とを含む。

【0055】

このように、ステップST104～ステップST106において、目標回転速度S40とロータ速度S442とに基づいて、第1相電圧指令値 $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ が算出される。

【0056】

ここで、電流補正制御部50が、所定の基準速度と、Park変換部43から入力されたロータ速度S442とに基づいて、電流補正を行うか否かを判断する(ステップST107～ST109)。なお、本実施形態では、電流補正を行うか否かの判断と、スイッチング信号生成方式を3相変調方式と2相変調方式とから選択する判断とを同時に行う。本実施形態では、電流補正がONである場合、スイッチング信号生成方式として3相変調方式を選択する。また、電流補正がOFFである場合、スイッチング信号生成方式として2相変調方式を選択する。10

【0057】

まず、電流補正がONであるか否かを判断する(ステップST107)。すなわち、オンオフ信号S50がオン信号であるか否かを判断する。現状においてオンオフ信号S50がオン信号である場合は、ステップST108へ進む。一方、現状においてオンオフ信号S50がオフ信号である場合は、ステップST109へ進む。

【0058】

ステップST108では、駆動時間Tmが所定の閾値時間Tt以上であるか否かと、モータ9の回転速度がOFF速度以上であるか否かとを判断する。このとき、ロータの電気角の角速度とOFF速度とに基づいて、モータ9の回転速度がOFF速度以上であるか否かを判断する。20

【0059】

ステップST108において、駆動時間Tmが閾値時間Tt以上であり、かつ、モータ9の回転速度がOFF速度以上である場合、ステップST110へと進む。そして、電流補正をONからOFFに変更する(ステップST110)。また、スイッチング信号生成方式を2相変調方式に変更する(ステップST111)。本実施形態では、ステップST110およびステップST111は、電流補正制御部50がオンオフ信号S50をオン信号からオフ信号へ切り替えて、相電圧補正部51およびPWM信号生成部52へと出力することによって実現される。30

【0060】

また、ステップST108において、駆動時間Tmが閾値時間Tt未満である場合、または、モータ9の回転速度がOFF速度未満である場合は、電流補正がON、かつ、スイッチング信号生成方式が3相変調方式のまま、ステップST114へと進む。すなわち、電流補正制御部50は、オンオフ信号S50をオン信号のまま出力を継続する。

【0061】

一方、ステップST109では、モータ9の回転速度がON速度以下であるか否かを判断する。このとき、ロータの電気角の角速度とON速度とに基づいて、モータ9の回転速度がON速度以下であるか否かを判断する。

【0062】

ステップST109において、モータ9の回転速度がON速度以下である場合、ステップST112へと進む。そして、電流補正をOFFからONに変更する(ステップST112)。また、スイッチング信号生成方式を3相変調方式に変更する(ステップST113)。本実施形態では、ステップST112およびステップST113は、電流補正制御部50がオンオフ信号S50をオフ信号からオン信号へ切り替えて、相電圧補正部51およびPWM信号生成部52へと出力することによって実現される。40

【0063】

また、ステップST109において、モータ9の回転速度がON速度よりも大きい場合は、電流補正がOFF、かつ、スイッチング信号生成方法が2相変調方式のまま、ステップST114へと進む。すなわち、電流補正制御部50は、オンオフ信号S50をオフ信50

号のまま出力を継続する。

**【0064】**

このように、本実施形態では、電流補正がONからOFFへ移る基準速度であるOFF速度と、電流補正がOFFからONへ移る基準速度であるON速度とが、異なる。なお、本実施形態では、ON速度よりもOFF速度の方が速度が大きい。また、本実施形態では電流補正を行うか否かの判断基準として、モータ9のロータの回転速度のみでなく、モータ9が回転を始めてからの駆動時間を考慮している。

**【0065】**

ただし、電流補正を行う基準となる基準速度は、ON速度とOFF速度とが同一速度となる単一の基準速度であってもよい。しかし、基準速度が単一であると、モータ9の回転速度が当該基準速度付近でゆらいだ場合、電流補正のONとOFFを短時間に繰り返す可能性がある。すなわち、モータ9が短時間に振動を繰り返す可能性がある。したがって、本実施形態のように、ON速度とOFF速度の2つの基準速度を設けてヒステリシスを設定することが好ましい。

**【0066】**

なお、本実施形態では、ステップST108およびステップST109において、基準速度であるON速度およびOFF速度は予め設定されていたが、本発明はこれに限られない。外部からマイコン4へと基準速度を入力することにより、基準速度を変更できるようにもよい。

**【0067】**

そして、相電圧補正部51およびPWM信号生成部52において、ステップST107～ステップST113によって設定されたスイッチング信号生成方式によりスイッチング信号S4が生成され、インバータ2へと出力される（ステップST114）。なお、ステップST114では、電流補正がONである場合、PWM信号生成部52において、スイッチング信号S4の補正が行われる。ステップST114における各信号の値については、詳細を後述する。

**【0068】**

このように、本実施形態では、電流補正を行うか否かの判断と、スイッチング信号生成方法を3相変調方式と2相変調方式とから選択する判断とを、同一の基準速度を用いて行っている。電流補正のON/OFFの切り替えの際と、スイッチング信号生成方法の3相変調/2相変調の切り替えの際とには、どちらの場合も、モータの電流波形に乱れが生じてモータの振動が生じる虞がある。本実施形態では、電流補正のON/OFFの切替と、3相変調/2相変調の切替とを同時にすることにより、モータ9の振動が生じる回数を減らすことができる。

**【0069】**

<1-3.スイッチング信号生成方式>

続いて、具体的なスイッチング信号生成方式について、図4～図7を参照しつつ説明する。図4は、モータ制御装置1の3相変調方式における相電圧指令値の波形を示した図である。図5は、モータ制御装置1の3相変調方式におけるスイッチング信号の例を示した図である。図6は、モータ制御装置1の2相変調方式における相電圧指令値の波形を示した図である。図7は、モータ制御装置1の2相変調方式におけるスイッチング信号の例を示した図である。

**【0070】**

なお、図4および図6において、（a）は第1相電圧指令値S49のVu, Vv, Vw、（b）は補正信号V、（c）は第2相電圧指令値S51のVu', Vv', Vw'を示す。また、図5および図7において、（a）はキャリア信号S53と第2相電圧指令値S51のVu', Vv', Vw'、（b）はスイッチング信号S4の上側スイッチング信号SWu+, SWv+, SWw+を示す。

**【0071】**

まず、3相変調方式におけるスイッチング信号生成方式について説明する。3相変調方

10

20

30

40

50

式は、本発明の第1方式のスイッチング信号生成方式である。本実施形態では、相電圧補正部51で算出する補正信号Vを、3相変調方式用のV1とするか2相変調方式用のV2とするかによって、スイッチング信号生成方式を切り替える。相電圧補正部51は、電流補正制御部50から入力されるオンオフ信号S50がオン信号である場合、補正信号Vを3相変調方式用のV1とする。また、相電圧補正部51は、オンオフ信号S50がオフ信号である場合、補正信号Vを2相変調方式用のV2とする。

#### 【0072】

図4(a)に示すように、逆C1ark变換部49が算出する第1相電圧指令値Vu,Vv,Vwは、互いに1/3周期の位相差を有する正弦波である。相電圧補正部51では、第1相電圧指令値Vu,Vv,Vwから補正信号Vを算出し、第1相電圧指令値Vu',Vv',Vw'を生成する。

#### 【0073】

本実施形態の3相変調方式では、補正信号Vは、 $V1 = -1/2 * (V_{max} + V_{min})$ となる。なお、VmaxはVu,Vv,Vwのうち最も電圧値の大きいものであり、VminはVu,Vv,Vwのうち最も電圧値の小さいものである。これにより、3相変調方式における補正信号V1は、図4(b)に示すように、三角波に近似した波形となる。

#### 【0074】

そして、第1相電圧指令値Vu,Vv,Vwのそれぞれに補正信号Vを加算することにより、図4(c)に示すように、 $Vu' = Vu + V1$ 、 $Vv' = Vv + V1$ 、 $Vw' = Vw + V1$ となる第2相電圧指令値Vu',Vv',Vw'が生成され、PWM信号生成部52へと出力される。

#### 【0075】

このように、本実施形態では、第1相電圧指令値Vu,Vv,Vwのそれぞれに同一の補正信号V1を加算した第2相電圧指令値Vu',Vv',Vw'に基づいてスイッチング信号S4を生成する。PWM信号生成部52に入力する相電圧指令値を第2相電圧指令値Vu',Vv',Vw'とした場合のU-V間、V-W間、W-U間の線間電圧は、PWM信号生成部52に入力する相電圧指令値を第1相電圧指令値Vu,Vv,Vwとした場合の各線間電圧と同じである。このように相電圧指令値を補正することにより、モータ9に印加される線間電圧に影響を与えることなく、電圧利用率を向上できる。

#### 【0076】

次に、PWM信号生成部52におけるスイッチング信号生成方法について説明する。なお、ここでは、電流補正を考慮に入れず、電流補正のない状態について説明する。電流補正については、後述する。

#### 【0077】

図5は、PWM信号生成部52の制御周期の1周期を表す。図5(a)に示すように、PWM信号生成部52は、制御周期ごとに、第2相電圧指令値Vu',Vv',Vw'の電圧値とキャリア信号S53の電圧値とを比較し、その大小関係に基づいて、モータ9の3相各相に対応するスイッチング信号S4のデューティを算出する。

#### 【0078】

図5に示すように、スイッチング信号S4のうち、モータ9のU相に対応する上側スイッチング信号SWu+は、U相に対応する第2相電圧指令値Vu'の値がキャリア信号S53よりも大きい期間でオンとなり、第2相電圧指令値Vu'の値がキャリア信号S53以下の期間でオフ(電圧ゼロ)となる。モータ9のV相およびW相に対応する上側スイッチング信号SWv+,SWw+も同様に、第2相電圧指令値Vv',Vw'の値がキャリア信号S53よりも大きい期間でオンとなり、第2相電圧指令値Vv',Vw'の値がキャリア信号S53以下の期間でオフ(電圧ゼロ)となる。このようにして、PWM信号生成部52は、スイッチング信号S4の上側スイッチング信号SWu+,SWv+,SWw+を生成する。

10

20

30

40

50

**【 0 0 7 9 】**

そして、スイッチング信号 S 4 のうち下側スイッチング信号  $S_{Wu-}$ ,  $S_{Wv-}$ ,  $S_{Ww-}$  はそれぞれ、基本的には、対となっている上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$ ,  $S_{Ww+}$  を反転したものとなる。すなわち、上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$  がオンの場合は下側スイッチング信号  $S_{Wu-}$  はオフであり、上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$  がオフの場合は下側スイッチング信号  $S_{Wu-}$  はオンとなる。上側スイッチング信号  $S_{Wv+}$  がオンの場合は下側スイッチング信号  $S_{Wv-}$  はオフであり、上側スイッチング信号  $S_{Wv+}$  がオフの場合は下側スイッチング信号  $S_{Wv-}$  はオンとなる。上側スイッチング信号  $S_{Ww+}$  がオンの場合は下側スイッチング信号  $S_{Ww-}$  はオフであり、上側スイッチング信号  $S_{Ww+}$  がオフの場合は下側スイッチング信号  $S_{Ww-}$  はオンとなる。

10

**【 0 0 8 0 】**

なお、上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$  と下側スイッチング信号  $S_{Wu-}$  、上側スイッチング信号  $S_{Wv+}$  と下側スイッチング信号  $S_{Wv-}$  、上側スイッチング信号  $S_{Ww+}$  と下側スイッチング信号  $S_{Ww-}$  のオンオフの切替を同時に行うと、貫通電流が流れ直流電源短絡を起こす虞があるため、下側スイッチング信号  $S_{Wu-}$ ,  $S_{Wv-}$ ,  $S_{Ww-}$  はそれ respective 上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$ ,  $S_{Ww+}$  を反転したものに短絡防止時間を附加した波形となる。

**【 0 0 8 1 】**

20

続いて、2相変調方式におけるスイッチング信号生成方式について説明する。2相変調方式は、本発明の第2方式のスイッチング信号生成方式である。図6(a)に示すように、2相変調方式の場合も、相電圧補正部51に入力される第1相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  は、図4(a)に示す3相変調方式の場合と同じ電圧信号である。

**【 0 0 8 2 】**

本実施形態の2相変調方式では、補正信号  $V$  は、 $V_2 = -1/2 * V_{dc} - V_{min}$  となる。なお、 $V_{min}$  は、 $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  のうち最も電圧値の小さいものである。これにより、2相変調方式における補正信号  $V_2$  は、図6(b)に示すような波形となる。

**【 0 0 8 3 】**

30

そして、第1相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  のそれに補正信号  $V_2$  を加算することにより、 $V_u' = V_u + V_2$ ,  $V_v' = V_v + V_2$ ,  $V_w' = V_w + V_2$  となる。第2相電圧指令値  $V_u'$ ,  $V_v'$ ,  $V_w'$  が生成され、PWM信号生成部52へと出力される。本実施形態の2相変調方式では、図6(c)に示すように、第2相電圧指令値  $V_u'$ ,  $V_v'$ ,  $V_w'$  は、1/3周期ごとにいずれか1相の電圧値が選択的に  $-1/2 * V_{dc}$  に固定される。

**【 0 0 8 4 】**

次に、PWM信号生成部52におけるスイッチング信号生成方法について説明する。なお、ここでは、上記の3相変調方式と同様に、電流補正を考慮に入れず、電流補正の無い状態について説明する。

40

**【 0 0 8 5 】**

図7は、図5と同様に、PWM信号生成部52の制御周期の1周期を表す。図7(a)に示すように、PWM信号生成部52は、制御周期ごとに、第2相電圧指令値  $V_u'$ ,  $V_v'$ ,  $V_w'$  の電圧値とキャリア信号S53の電圧値とを比較し、その大小関係に基づいて、モータ9の3相各相に対応するスイッチング信号S4のデューティを算出する。

**【 0 0 8 6 】**

図7では、第2相電圧指令値  $S_{51}$  のうちW相に対応する  $V_w'$  が  $-1/2 * V_{dc}$  に固定された期間のうちの1制御周期が示されている。スイッチング信号S4のうち、U相およびV相に対応する上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$  は、第2相電圧指令値  $V$

50

$u'$ ,  $v'$  の値がキャリア信号 S 5 3 よりも大きい期間でオンとなり、第 2 相電圧指令値  $V_u'$ ,  $V_v'$  の値がキャリア信号 S 5 3 以下の期間でオフ（電圧ゼロ）となる。一方、第 2 相電圧指令値  $V_w'$  は、当該制御期間中ずっとキャリア信号 S 5 3 以下であり、キャリア信号 S 5 3 と重ならない電圧値に固定されている。これにより、スイッチング信号 S 4 のうち、W 相に対応する上側スイッチング信号  $S_{Ww+}$  は、当該制御期間中ずっとオフ（電圧ゼロ）となる。

#### 【0087】

そして、スイッチング信号 S 4 のうち下側スイッチング信号  $S_{Wu-}$ ,  $S_{Wv-}$ ,  $S_{Ww-}$  はそれぞれ、前述の通り、上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$ ,  $S_{Ww+}$  を反転したものに短絡防止時間を付加した波形となる。図 7 の例では、当該制御期間中スイッチング信号  $S_{Ww+}$  はずっとオフ（電圧ゼロ）であるため、対になるスイッチング信号  $S_{Ww-}$  はずっとオンとなる。10

#### 【0088】

このように、2 相変調方式では、3 相のうち 1 相を選択して、対応する 1 対のスイッチング信号のデューティをオンまたはオフに固定する。そして、他の 2 相に対応するスイッチング信号のデューティを算出する。

#### 【0089】

なお、本実施形態では、PWM 信号生成部 5 2 の制御周期とキャリア信号 S 5 3 の周期とが同一であったが、本発明はこれに限られない。PWM 信号生成部 5 2 の制御周期と、キャリア信号 S 5 3 の周期の整数倍とが同一となるようにキャリア信号 S 5 3 の周期を設定してもよい。20

#### 【0090】

2 相変調方式では、モータ 9 の回転速度が小さくゼロに近い場合は、外乱の影響により相電圧の波形が乱れやすく、過電圧や高調波が発生しやすい。そのため、モータ 9 の回転速度が小さい場合、特に起動時には、2 相変調方式ではなく 3 相変調方式によりモータ 9 を駆動させることが好ましい。

#### 【0091】

一方、2 相変調方式では、3 相変調方式と比べて、インバータ 2 全体としてのスイッチング回数が約 2 / 3 倍と大幅に低減される。これにより、スイッチングに起因する電力損失が低減され、モータ制御装置 1 の電力効率が向上する。30

#### 【0092】

そこで、本発明では、前述のように、モータ 9 の回転速度が基準速度よりも小さい場合は 3 相変調方式を用い、モータ 9 の回転速度が基準速度よりも大きい場合には 2 相変調方式を用いる。これにより、起動特性、および、回転速度が小さい場合のモータ駆動特性を低下させることなく、電力効率を向上できる。

#### 【0093】

##### <1 - 4 . 電流補正>

次に、電流補正について、図 5 および図 8 を参照しつつ説明する。図 8 は、本実施形態のモータ制御装置 1 の電流補正の例を示した図である。図 8 において、(a) はキャリア信号 S 5 3 と第 2 相電圧指令値 S 5 1 の  $V_u'$ ,  $V_v'$ ,  $V_w'$ 、(b) は、電流補正がない場合の上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$ ,  $S_{Ww+}$ 、(c) は電流補正後の上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$ ,  $S_{Ww+}$  を示す。40

#### 【0094】

本実施形態では、前述の通り、1 シャント方式のインバータ 2 を用いている。1 シャント方式のインバータ 2 は、3 相それぞれにシャント抵抗が接続される 3 シャント方式や、2 電流センサ方式と比べて、安価かつコンパクトである。

#### 【0095】

1 シャント方式では、モータ 9 を流れる 3 相の相電流が 1 つのシャント抵抗  $R_s$  に入力される。そのため、1 シャント方式においてモータ 9 を流れる相電流を推定するためには50

、1制御周期中、2箇所においてシャント電流 $I_s$ を測定し、3相の相電流を推定する。

#### 【0096】

1制御周期において、シャント電流 $I_s$ の測定は、3相のうち1相の上側スイッチング素子Tがオンかつ下側スイッチング素子Tがオフ、残り2相の上側スイッチング素子Tがオフかつ下側スイッチング素子Tがオンとなっている期間と、3相のうち2相のスイッチング素子Tがオンかつ下側スイッチング素子Tがオフ、残り1相の上側スイッチング素子Tがオフかつ下側スイッチング素子Tがオンとなっている期間との2回行われる。

#### 【0097】

図5(b)の最下段に、シャント電流 $I_s$ の測定タイミングが示されている。図5の例では、 $V_u' > V_v' > V_w'$ であるため、対応する上側スイッチング信号は、 $SW_{u+}$ 、 $SW_{v+}$ 、 $SW_{w+}$ の順にオンとなっている期間が長い。そのため、1回目のシャント電流 $I_s$ の測定は、 $SW_{u+}$ がオンかつ $SW_{u-}$ がオフであって、 $SW_{v+}$ 、 $SW_{w+}$ がオフかつ $SW_{v-}$ 、 $SW_{w-}$ がオンとなる期間に行われる。また、2回目のシャント電流 $I_s$ の測定は、 $SW_{u+}$ 、 $SW_{v+}$ がオンかつ $SW_{u-}$ 、 $SW_{v-}$ がオフであって、 $SW_{w+}$ がオフかつ $SW_{w-}$ がオンとなる期間に行われる。

10

#### 【0098】

図5の例のように $V_u' > V_v' > V_w'$ である場合、1回目に測定したシャント電流を $I_s1$ 、2回目に測定したシャント電流を $I_s2$ とすると、推定相電流S41の $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ はそれぞれ、 $I_u = I_s1$ 、 $I_v = I_s2 - I_s1$ 、 $I_w = I_s2$ から算出できる。

20

#### 【0099】

上側スイッチング素子 $T_{u+}$ 、 $T_{v+}$ 、 $T_{w+}$ がオフからオンに切り替わる場合、下側スイッチング素子 $T_{u-}$ 、 $T_{v-}$ 、 $T_{w-}$ のオンからオフへの切り替えは、上側スイッチング素子 $T_{u+}$ 、 $T_{v+}$ 、 $T_{w+}$ がオンに切り替わった後、短絡防止時間の経過後に行われる。そのため、図5(b)に示すように、1回目のシャント電流 $I_s$ の測定は、上側スイッチング信号 $SW_{u+}$ がオンになり、短絡防止時間が経過した後から、サンプリングに十分な期間行う必要がある。同様に、2回目のシャント電流 $I_s$ の測定は、上側スイッチング信号 $SW_{v+}$ がオンになり、短絡防止時間が経過した後から、サンプリングに十分な期間行う必要がある。

30

#### 【0100】

そのため、図8に示すように、第2相電圧指令値S51のうち $V_u'$ と $V_v'$ の値が互いに近似している制御期間では、上側スイッチング信号 $SW_{u+}$ がオンとなってから、上側スイッチング信号 $SW_{v+}$ がオンとなるまでの期間が短い。そうすると、図8(b)に示すように、1回目のシャント電流 $I_s$ の測定期間中に、上側スイッチング信号 $SW_{v+}$ がオンとなってしまい、シャント電流 $I_s$ を正確に測定することができない。

#### 【0101】

そこで、電流補正を行うことにより、シャント電流 $I_s$ を正確に測定する。図8(c)に示すように、上側スイッチング信号 $SW_{v+}$ がオンとなる期間を実線矢印で示すように少し遅らせると、1回目のシャント電流 $I_s$ の測定期間中に、上側スイッチング信号 $SW_{v+}$ がオンとなる期間が重ならない。なお、このとき、下側スイッチング信号 $SW_{v-}$ も上側スイッチング信号 $SW_{v+}$ と同様に、オフとなる期間を遅らせる。このように、スイッチング信号S4の3組の信号のうち1組または2組の信号のオンオフの切替タイミングを調整する電流補正を行うことにより、シャント電流 $I_s$ を正確に測定できる。

40

#### 【0102】

このように、1シャント方式では、1制御期間中に出力の異なる2点でシャント電流 $I_s$ を測定するため、シャント電流 $I_s$ の測定タイミングが限られる。モータ9の回転速度が低速である場合、シャント電流 $I_s$ を測定できないタイミングが長くなるため、電流補正を行う必要が生じる。そこで、本実施形態では、前述のように、モータ9の回転速度が基準速度よりも小さい場合に電流補正を行う。これにより、モータ9の回転速度が小さい

50

場合でも、推定 3 相電流 S 4 1 を正確に算出できる。

**【 0 1 0 3 】**

< 2 . 変形例 >

以上、本発明の例示的な実施形態について説明したが、本発明は上記の実施形態に限定されるものではない。

**【 0 1 0 4 】**

< 2 - 1 . 2 相変調方式のバリエーション >

図 9 は、一変形例に係るモータ制御装置の 2 相変調方式におけるスイッチング信号の例を示した図である。図 10 は、図 9 の例のモータ制御装置の 2 相変調方式におけるスイッチング信号の例を示した図である。

10

**【 0 1 0 5 】**

図 9 において、( a ) は第 1 相電圧指令値 S 4 9 の  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ 、( b ) は補正信号  $V$ 、( c ) は第 2 相電圧指令値 S 5 1 の  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$  を示す。また、図 10 において、( a ) はキャリア信号 S 5 3 と第 2 相電圧指令値 S 5 1 の  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$ 、( b ) はスイッチング信号 S 4 の上側スイッチング信号  $S_{Wu+}$ ,  $S_{Wv+}$ ,  $S_{Ww+}$  を示す。

**【 0 1 0 6 】**

上記の実施形態では、2 相変調方式において、1 / 3 周期ごとに、第 2 相電圧指令値  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$  のいずれか 1 相の電圧値が、選択的に  $-1/2 * V_{dc}$  に固定されていた。これにより、スイッチング信号 S 4 のうち当該 1 相に対応する上側スイッチング信号が、1 制御周期の間ずっとオフ（電圧ゼロ）となり、当該 1 相に対応する下側スイッチング信号が 1 制御周期の間ずっとオンとなるが、本発明はこれに限られない。

20

**【 0 1 0 7 】**

2 相変調方式において、1 / 3 周期ごとに、第 2 相電圧指令値  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$  のいずれか 1 相の電圧値を、選択的に  $+1/2 * V_{dc}$  に固定してもよい。この場合、スイッチング信号 S 4 のうち当該 1 相に対応する上側スイッチング信号が、1 制御周期の間ずっとオンとなり、当該 1 相に対応する下側スイッチング信号が 1 制御周期の間ずっとオフ（電圧ゼロ）となる。

30

**【 0 1 0 8 】**

図 9 の例の 2 相変調方式では、補正信号  $V$  は、 $V_3 = 1/2 * V_{dc} - V_{max}$  となる。なお、 $V_{max}$  は、 $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  のうち最も電圧値の大きいものである。これにより、2 相変調方式における補正信号  $V_3$  は、図 9 ( b ) に示すような波形となる。

**【 0 1 0 9 】**

そして、第 1 相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  のそれぞれに補正信号  $V_3$  を加算することにより、 $V_{u'} = V_u + V_3$ ,  $V_{v'} = V_v + V_3$ ,  $V_{w'} = V_w + V_3$  となる第 2 相電圧指令値  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$  が生成される。図 9 の例の 2 相変調方式では、図 9 ( c ) に示すように、第 2 相電圧指令値  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$  は、1 / 3 周期ごとにいずれか 1 相の電圧値が選択的に  $+1/2 * V_{dc}$  に固定される。

40

**【 0 1 1 0 】**

次に、図 9 の例におけるスイッチング信号生成方法について、図 10 を参照しつつ説明する。なお、ここでは、電流補正を考慮に入れず、電流補正の無い状態について説明する。

**【 0 1 1 1 】**

図 10 は、PWM 信号生成部 5 2 の制御周期の 1 周期を表す。図 10 ( a ) に示すように、PWM 信号生成部 5 2 は、制御周期ごとに、第 2 相電圧指令値  $V_{u'}$ ,  $V_{v'}$ ,  $V_{w'}$  の電圧値とキャリア信号 S 5 3 の電圧値とを比較し、その大小関係に基づいて、モータ 9 の 3 相各相に対応するスイッチング信号 S 4 のデューティを算出する。

50

**【 0 1 1 2 】**

図10では、第2相電圧指令値S51のうちU相に対応する $V_u'$ が $\frac{+1/2 * V_{dc}}{}$ に固定された期間のうちの1制御周期が示されている。スイッチング信号S4のうち、V相およびW相に対応する上側スイッチング信号SWv+, SWw+は、第2相電圧指令 $V_v'$ ,  $V_w'$ の値がキャリア信号S53よりも大きい期間でオンとなり、第2相電圧指令 $V_v'$ ,  $V_w'$ の値がキャリア信号S53以下の期間でオフ(電圧ゼロ)となる。一方、第2相電圧指令値 $V_u'$ は、当該制御期間中ずっとキャリア信号S53以上であり、キャリア信号S53と重ならない電圧値に固定されている。これにより、スイッチング信号S4のうち、U相に対応する上側スイッチング信号SWu+は、当該制御期間中ずっとオンとなる。

10

**【 0 1 1 3 】**

そして、スイッチング信号S4のうち下側スイッチング信号SWu-, SWv-, SWw-はそれぞれ、前述の通り、上側スイッチング信号SWu+, SWv+, SWw+を反転したものに短絡防止時間を付加した波形となる。図10の例では、当該制御期間中スイッチング信号SWu+はずっとオンであるため、対になるスイッチング信号SWu-はずっとオフ(電圧ゼロ)となる。

**【 0 1 1 4 】**

このように、3相のうちの1相に対応する1対のスイッチング信号S4のデューティは、上側スイッチング信号のデューティがオンに固定され、下側スイッチング信号のデューティがオフに固定されてもよい。

20

**【 0 1 1 5 】**

<2-2. センサありモータ>

図11は、他の変形例に係るモータ制御装置1Aの構成を示すブロック図である。図12は、図11の例のモータ制御装置1Aの動作を示すフローチャートである。このモータ制御装置1Aは、ロータ位置を検出する位置センサ91Aを有するモータ9Aを駆動するための駆動装置である。以下に、モータ制御装置1Aの動作について、図11および図12を参照しつつ説明する。

**【 0 1 1 6 】**

30

まず、モータ9Aの位置センサ91Aが検出を行う(ステップST201)。モータ9Aの位置センサ91Aは、例えば、複数のホールセンサからなる。位置センサ91Aは、モータ9Aの複数の位置において、ロータの回転に伴う誘起電圧の波形を検出する。なお、位置センサ91Aとして、エンコーダやレゾルバ等を用いてもよい。

**【 0 1 1 7 】**

また、ステップST201において、インバータ2Aとモータ9Aとの間に設けられた電流センサ20Aが、インバータ2Aからモータ9Aへと供給される駆動電流S2Aを検出し、検出電流S20Aを取得する。そして、電流センサ20Aは検出した検出電流S20AをClarke変換部42Aへと出力する。検出電流S20Aには、検出3相電流Iud, Ivd, Iwdが含まれる。

40

**【 0 1 1 8 】**

次に、検出3相電流Iud, Ivd, IwdをClarke変換部42AおよびPark変換部43Aを介してdq同期回転座標系に変換することにより、回転座標系電流S43Aが算出される(ステップST202)。すなわち、ステップST203は、検出3相電流Iud, Ivd, Iwdを固定座標系に変換し、固定座標系電流Iu, Ivd, Iwdを算出する工程と、固定座標系電流Iu, Ivd, Iwdをdq同期回転座標系に変換し、回転座標系電流Id, Iqを算出する工程とを含む。そして、回転座標系電流Id, Iqを含む回転座標系電流S43Aが、電圧指令部47Aへと出力される。

50

## 【0119】

また、ステップST202において、位置センサS91Aがマイコン4Aのロータ位置推定部54Aに誘起電圧情報S91Aを出力すると、ロータ位置推定部54Aは、誘起電圧情報S91Aに基づいて、ロータの機械角の角速度  $r$  と、ロータの電気角  $\theta$  を算出する。このとき、ロータの位相が、ロータの電気角  $\theta$  として表されている。また、図11および図12の例では、ロータの機械角の角速度  $r$  が、回転速度パラメータとなる。そして、ロータ位置推定部54Aは、ロータの機械角の角速度  $r$  を含むロータ情報S54Aを、速度制御部46A、変調方式選択部53A、および電流ベクトル制御部55Aへと出力する。

10

## 【0120】

そして、外部から入力された目標回転速度S40Aと、ロータ情報S54Aに含まれるロータの機械角の角速度  $r$  に基づいて、速度制御部46Aがq軸系電流指令値  $I_{qr\text{ref}}$  を算出する。そして、速度制御部46Aは、q軸系電流指令値  $I_{qr\text{ref}}$  を含む第1電流指令値S46Aを、電圧指令部47Aおよび電流ベクトル制御部55Aへと出力する。

## 【0121】

電流ベクトル制御部55Aは、第1電流指令値S46Aに含まれるq軸系電流指令値  $I_{qr\text{ref}}$  と、ロータ情報S54Aに含まれるロータの機械角の角速度  $r$  および電気角  $\theta$  に基づいて、d軸系電流指令値  $I_{dr\text{ref}}$  を算出する。そして、電流ベクトル制御部55Aは、d軸系電流指令値  $I_{dr\text{ref}}$  を含む第2電流指令値S55Aを、電圧指令部47Aへと出力する（ステップST203）。

20

## 【0122】

続いて、電圧指令部47Aは、回転座標系電流  $I_d$ ,  $I_q$  と、電流指令値  $I_{dr\text{ref}}$ ,  $I_{qr\text{ref}}$  とに基づいて、d q 同期回転座標系における電圧指令値  $V_d$ ,  $V_q$  を算出する（ステップST204）。電圧指令値  $V_d$ ,  $V_q$  の算出は、例えば、PI制御により行われる。

## 【0123】

30

その後、電圧指令値  $V_d$ ,  $V_q$  を逆 Park 変換部48Aおよび逆 Clark 変換部49Aを介して座標系を変換することにより、第1相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  が算出される（ステップST205）。すなわち、ステップST205は、回転座標系電圧指令値である電圧指令値  $V_d$ ,  $V_q$  を 固定座標系に変換し、固定座標系電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を算出する工程と、固定座標系電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を3相に変換し、第1相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を算出する工程とを含む。そして、逆Clark変換部49Aは、第1相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を含む第1相電圧指令値S49Aを相電圧補正部51Aへと出力する。

## 【0124】

40

このように、ステップST203～ステップST205において、目標回転速度S40Aとロータ情報S54Aに含まれるロータの機械角の角速度  $r$  とに基づいて、第1相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  が算出される。

## 【0125】

ここで、変調方式選択部53Aが、所定の基準速度と、ロータ位置推定部54Aから入力されたロータ情報S54Aとに基づいて、スイッチング信号生成方式を決定する（ステップST206～ST208）。変調方式選択部53Aは、スイッチング信号生成方式を3相変調方式とする場合、オン信号をオンオフ信号S53Aとして出力する。一方、変調方式選択部53Aは、スイッチング信号生成方式を2相変調方式とする場合、オフ信号をオンオフ信号S53Aとして出力する。

50

**【 0 1 2 6 】**

まず、現状のスイッチング信号生成方式が3相変調方式であるか否かを判断する（ステップST206）。すなわち、オンオフ信号S53Aがオン信号であるか否かを判断する。現状においてオンオフ信号S53Aがオン信号である場合は、ステップST207へ進む。一方、現状において、オンオフ信号S53Aがオフ信号である場合は、ステップST208へ進む。

**【 0 1 2 7 】**

ステップST207では、駆動時間Tmが所定の閾値時間Tt以上であるか否かと、モータ9Aの回転速度が第1速度以上であるか否かとを判断する。このとき、ロータ情報S54Aに含まれるロータの機械角の角速度 $r$ と第1速度とに基づいて、モータ9Aの回転速度が第1速度以上であるか否かを判断する。10

**【 0 1 2 8 】**

ステップST207において、駆動時間Tmが閾値時間Tt以上であり、かつ、モータ9Aの回転速度が第1速度以上である場合、ステップST209へと進む。そして、スイッチング信号生成方式を2相変調方式に変更する（ステップST209）。図11および図12の例では、ステップST209は、変調方式選択部53Aがオンオフ信号S53Aをオン信号からオフ信号へ切り替えて、相電圧補正部51AおよびPWM信号生成部52Aへと出力することによって実現される。

**【 0 1 2 9 】**

また、ステップST207において、駆動時間Tmが閾値時間Tt未満である場合、または、モータ9Aの回転速度が第1速度未満である場合は、スイッチング信号生成方式が3相変調方式のまま、ステップST211へと進む。すなわち、変調方式選択部53Aは、オンオフ信号S53Aをオン信号のまま出力を継続する。20

**【 0 1 3 0 】**

一方、ステップST208では、モータ9Aの回転速度が第2速度以下であるか否かを判断する。このとき、ロータ情報S54Aに含まれるロータの機械角の角速度 $r$ と第2速度とに基づいて、モータ9Aの回転速度が第2速度以下であるか否かを判断する。

**【 0 1 3 1 】**

ステップST208において、モータ9Aの回転速度が第2速度以下である場合、ステップST210へと進む。そして、スイッチング信号生成方式を3相変調方式に変更する（ステップST210）。図11および図12の例では、ステップST210は、変調方式選択部53Aがオンオフ信号S53Aをオフ信号からオン信号へ切り替えて、相電圧補正部51AおよびPWM信号生成部52Aへと出力することによって実現される。30

**【 0 1 3 2 】**

また、ステップST208において、モータ9Aの回転速度が第2速度よりも大きい場合は、スイッチング信号生成方式が3相変調方式のまま、ステップST211へと進む。すなわち、変調方式選択部53Aは、オンオフ信号S53Aをオフ信号のまま出力を継続する。40

**【 0 1 3 3 】**

このように、図11および図12の例では、スイッチング信号生成方式が3相変調方式から2相変調方式へと切り替わる基準速度である第1速度と、スイッチング信号生成方式が2相変調方式から3相変調方式へと切り替わる基準速度である第2速度とが、異なる。なお、図11および図12の例では、第2速度よりも第1速度のほうが大きい速度である。また、図11および図12の例では、スイッチング信号生成方式を3相変調方式とするか2相変調方式とするかの判断基準として、モータ9Aのロータの回転速度のみでなく、モータ9Aが回転を始めてからの駆動時間を考慮している。

**【 0 1 3 4 】**

そして、相電圧補正部51AおよびPWM信号生成部52Aにおいて、ステップST2

50

06～ステップS T 210によって設定されたスイッチング信号生成方式によりスイッチング信号S 4 Aが生成され、インバータ2 Aへと出力される（ステップS T 211）。

#### 【0135】

このように、図11および図12の例では、位置センサ91 Aと、マイコン4 Aのロータ位置推定部54 Aとにより、モータ9 Aの回転速度を表す回転速度パラメータであるロータの機械角の角速度  $r$ を取得する、回転速度検出部61 Aが構成される。また、マイコン4 Aの変調方式選択部53 Aにより、スイッチング信号生成方式を決定する、スイッチング信号生成方式決定部62 Aが構成される。

#### 【0136】

そして、マイコン4 Aの速度制御部46 A、電圧指令部47 A、逆Park変換部48 A、逆Clark変換部49 A、および電流ベクトル制御部55 Aにより、目標回転速度S 40 Aと回転速度パラメータであるロータの機械角の角速度  $r$ に基づいて第1相電圧指令値S 49 Aを算出する、相電圧指令値算出部63 Aが構成される。また、マイコン4 Aの相電圧補正部51 AおよびPWM信号生成部52 Aにより、スイッチング信号生成方式決定部62 Aの決定したスイッチング信号生成方式に基づいてスイッチング信号S 4 Aを生成する、スイッチング信号生成部64 Aが構成される。

10

#### 【0137】

図11および図12の例のように、位置センサを有するモータに、本発明を適用してもよい。なお、その場合、シャント電流を検出する必要がないため、電流補正の必要が無い。また、本発明は、インバータの3相各相にそれぞれシャント抵抗を備えた、いわゆる3シャント式のセンサレスモータに適用してもよい。3シャント式のセンサレスモータの場合、1制御周期に1回だけ、3相全ての上側スイッチング素子がオフとなるタイミングでシャント電流を検出すればよいため、電流補正の必要が無い。

20

#### 【0138】

<2-3. その他の変形例>

上記の実施形態では、電流補正を行うか否かの判断と、スイッチング信号生成方式を3相変調方式と2相変調方式とから選択する判断とを、同一の基準速度を用いて行っていたが、本発明はこの限りではない。電流補正を行うか否かの判断を、スイッチング信号生成方式を3相変調方式と2相変調方式とから選択する基準となる基準速度とは異なる閾値速度を用いて行ってもよい。この場合、回転速度パラメータから、モータの回転速度と当該閾値速度とを比較し、比較結果に基づいて、電流補正を行うか否かを決定する。

30

#### 【0139】

また、上記の実施形態では、PWM信号生成部において第2相電圧指令値と比較されるキャリア信号は、三角波であった。しかしながら、キャリア信号はのこぎり波であってもよい。

#### 【0140】

また、上記の実施形態での2相変調方式は、3対のスイッチング信号のうち1/3周期ごとに入れ替わる1対のスイッチング信号のデューティがオンまたはオフに固定される、いわゆる120°固定式の2相変調方式であったが、本発明はこの限りではない。本発明の2相変調方式は、3対のスイッチング信号のうち1/6周期ごと入れ替わる1対のスイッチング信号のデューティがオンまたはオフに固定される、いわゆる60°固定式の2相変調方式であってもよい。

40

#### 【0141】

また、上記の実施形態では、マイコンがPWM信号生成部を有していたが、本発明はこの限りではない。PWM信号生成部は、マイコンとは別体の電気回路により構成されていてもよい。

#### 【0142】

また、上記の実施形態のインバータは、シャント抵抗がスイッチング素子のグラウンド

50

側に配置された、いわゆるローサイド検出型であったが、本発明はこの限りではない。本発明のインバータは、シャント抵抗がスイッチング素子の電源側に配置された、いわゆるハイサイド検出型のインバータであってもよい。

#### 【0143】

また、モータ制御装置の各部を実現するための具体的な回路構成については、図2に示された回路構成と、相違していてもよい。また、上記の実施形態や変形例に登場した各要素を、矛盾が生じない範囲で、適宜に組み合わせてもよい。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0144】

本発明は、モータ制御方法およびモータ制御装置に利用できる。

10

#### 【符号の説明】

#### 【0145】

1, 1A モータ制御装置

2, 2A インバータ

3 A D コンバータ

4, 4A マイコン

41 相電流推定部

42 C l a r k e 変換部

43 P a r k 変換部

46, 46A 速度制御部

20

47, 47A 電圧指令部

48, 48A 逆P a r k 変換部

49, 49A 逆C l a r k e 変換部

50 電流補正制御部

51, 51A 相電圧補正部

52, 52A P W M 信号生成部

53 キャリア信号生成部

54A ロータ位置推定部

55A 变調方式選択部

61, 61A 回転速度検出部

30

62, 62A スイッチング信号生成方式決定部

63, 63A 相電圧指令値算出部

64, 64A スイッチング信号生成部

9, 9A モータ

91A 位置センサ

R s シャント抵抗

S 2 駆動電流

S 4, S 4A スイッチング信号

S 21 推定相電流

S 21 相電流

40

S 40, S 40A 目標回転速度

S 45 回転速度

S 49, S 49A 第1相電圧指令値

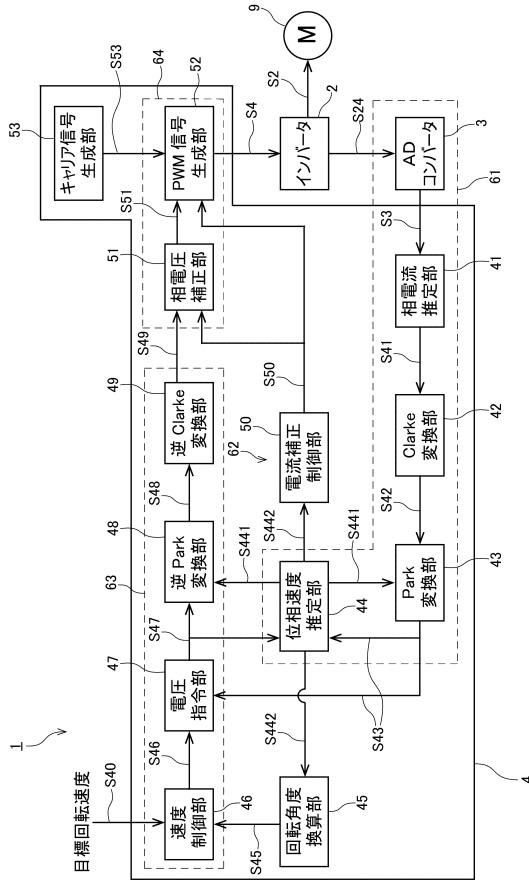
S 50, S 53A オンオフ信号

S 51 第2相電圧指令値

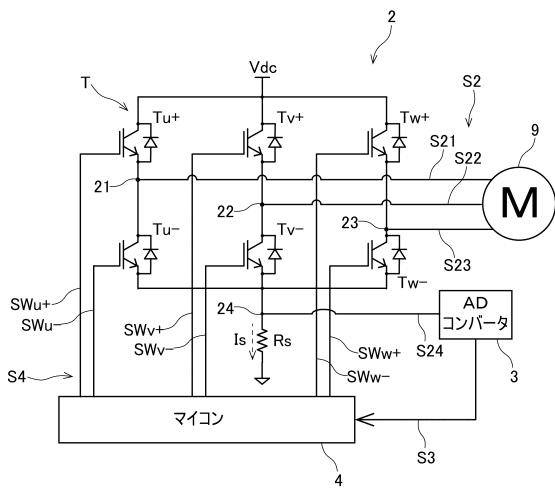
S 54A ロータ情報

S 442 ロータ速度

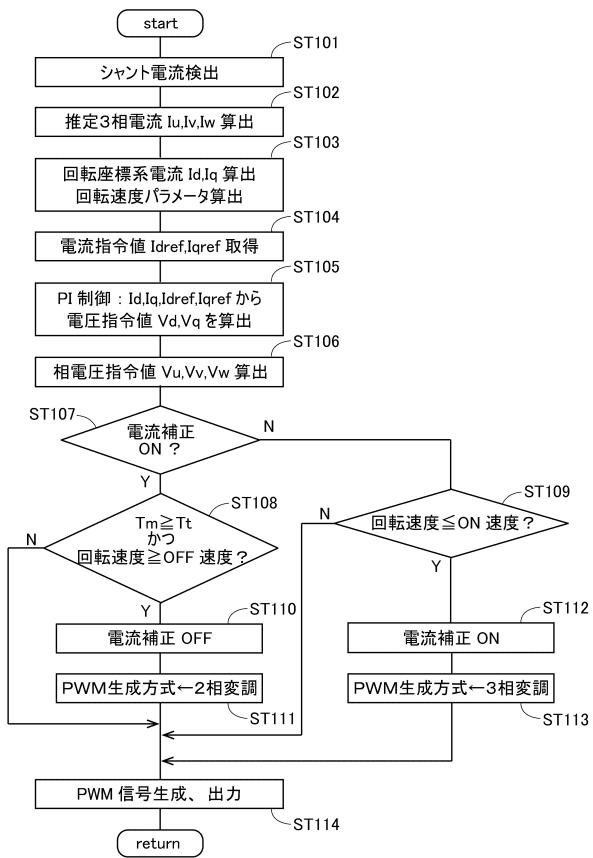
【図1】



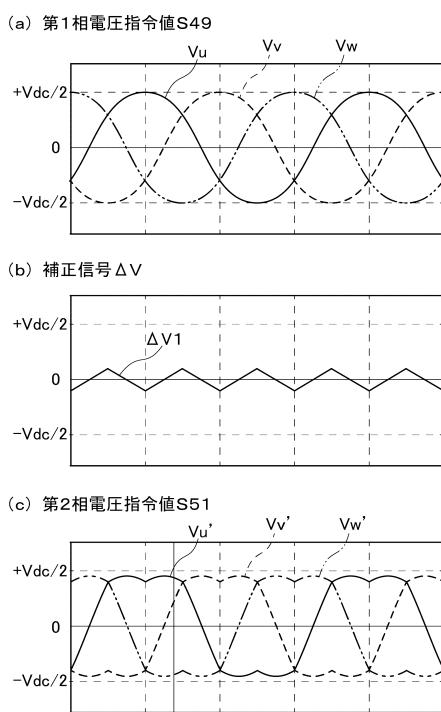
【図2】



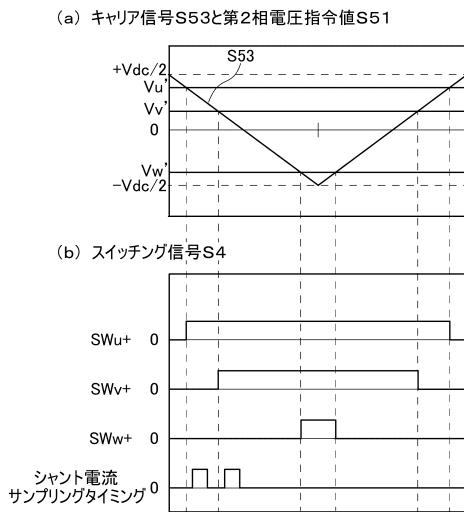
【図3】



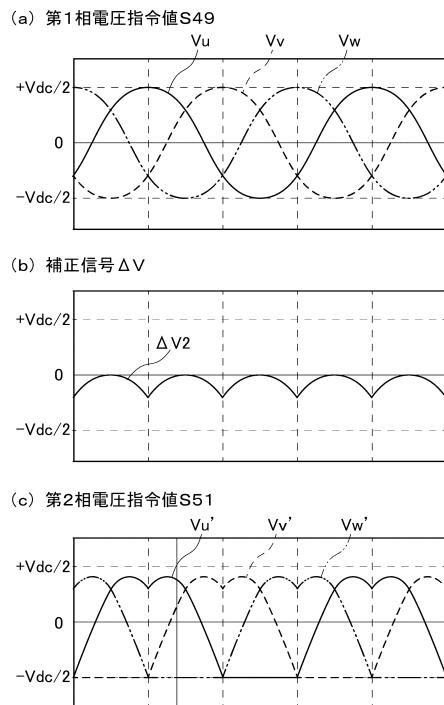
【図4】



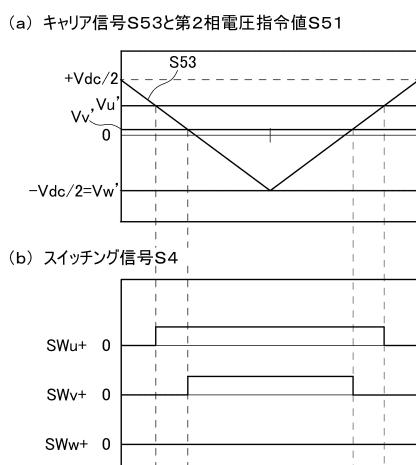
【図5】



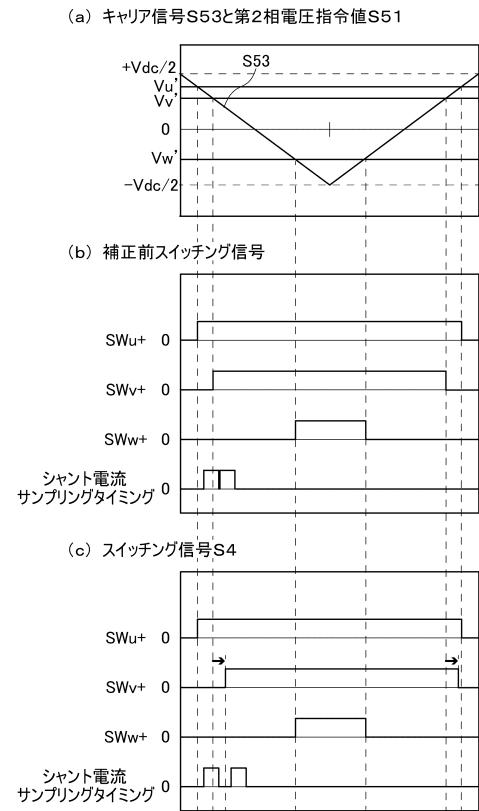
【図6】



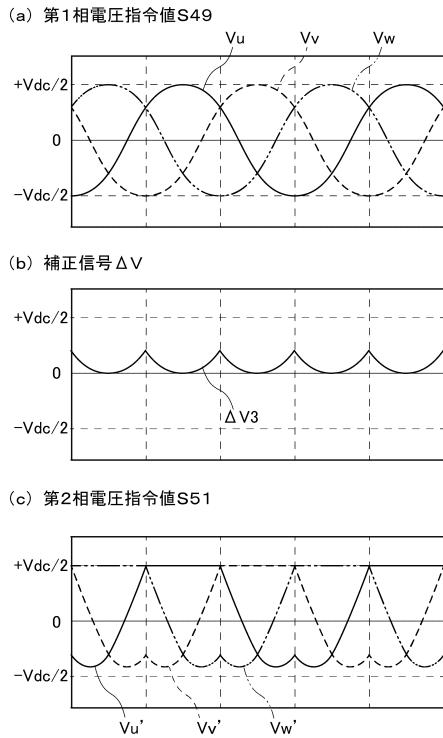
【図7】



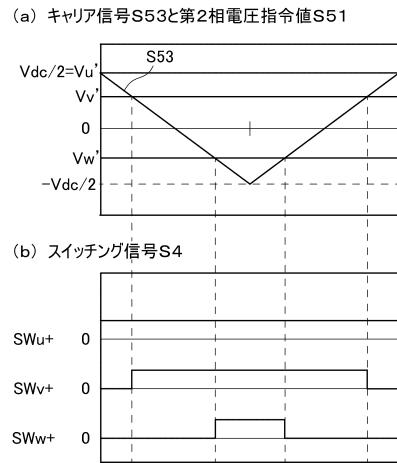
【図8】



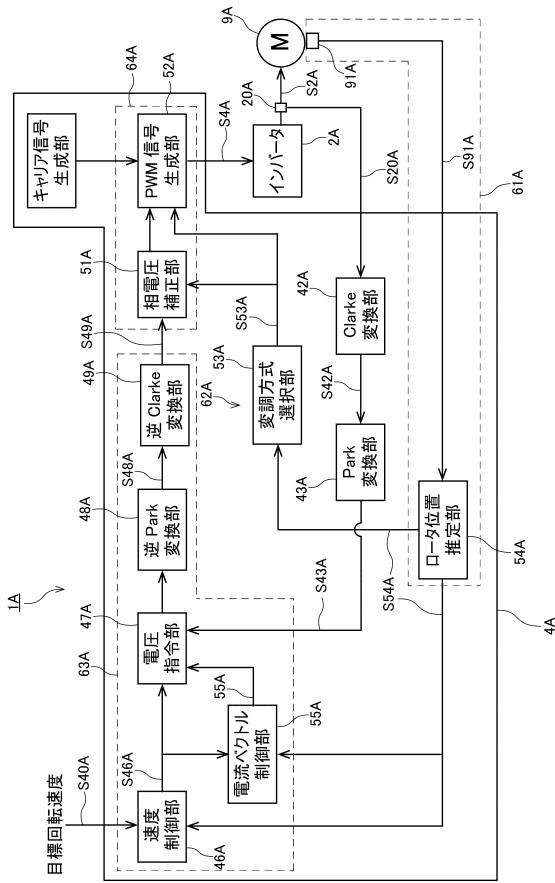
【図9】



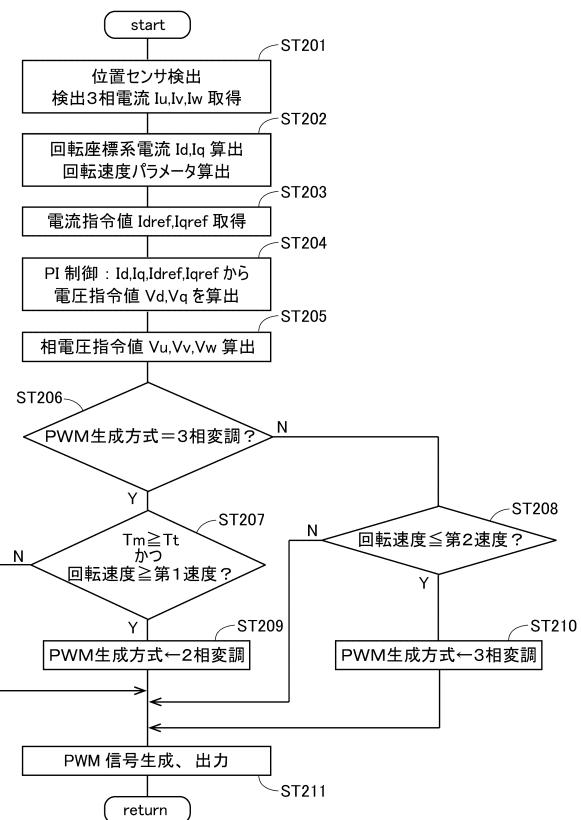
【図10】



【図11】



【図12】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2012-110171(JP,A)  
特開2011-087456(JP,A)  
特開平10-248262(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00  
H02P 27/08