

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7362003号
(P7362003)

(45)発行日 令和5年10月16日(2023.10.16)

(24)登録日 令和5年10月5日(2023.10.5)

(51)国際特許分類 F I
 H 0 2 P 21/06 (2016.01) H 0 2 P 21/06
 H 0 2 P 21/22 (2016.01) H 0 2 P 21/22
 H 0 2 P 27/08 (2006.01) H 0 2 P 27/08

請求項の数 12 (全32頁)

| | | | |
|-------------|-----------------------------|----------|--|
| (21)出願番号 | 特願2023-543512(P2023-543512) | (73)特許権者 | 000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 |
| (86)(22)出願日 | 令和3年8月24日(2021.8.24) | (74)代理人 | 100118762 弁理士 高村 順 |
| (86)国際出願番号 | PCT/JP2021/030935 | (72)発明者 | 寺本 晃大 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 |
| (87)国際公開番号 | WO2023/026351 | (72)発明者 | 小島 鉄也 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 |
| (87)国際公開日 | 令和5年3月2日(2023.3.2) | 審査官 | 池田 貴俊 |
| 審査請求日 | 令和5年8月9日(2023.8.9) | | |
| 早期審査対象出願 | | | |

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 回転機の制御装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源と回転機との間に接続され、各相に具備される複数のスイッチング素子のオンとオフとを切り替えることで前記回転機へ矩形状の固定子電圧を印加する電圧印加器と、前記電圧印加器と前記回転機の固定子巻線との間に流れる固定子電流を検出する電流検出器と、

前記固定子電流及び前記回転機の回転子の位置情報である回転子位置に基づいて、前記固定子巻線に印加する電圧である固定子電圧の指令値である電圧指令値を演算する制御器と、

前記固定子電圧を平滑化した値が前記電圧指令値と一致するようにゲート信号を生成し、前記ゲート信号を用いて前記スイッチング素子のオン及びオフを制御するパルス幅変調器と、

前記ゲート信号を積算することで、前記固定子電圧の積算値である電圧積算値を演算する電圧積算器と、

前記電圧積算値及び前記固定子電流に基づいて前記回転子位置を推定する位置推定器と、を備えたことを特徴とする回転機の制御装置。

【請求項2】

前記固定子電圧を検出する電圧検出器を備え、前記電圧積算器は、前記ゲート信号を積算することに代え、前記電圧検出器が検出した前記固定子電圧の検出値を積算して前記電圧積算値を演算する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の回転機の制御装置。

【請求項 3】

前記回転子位置の推定値は、前記回転機の鎖交磁束に基づいて演算され、
前記鎖交磁束は、前記電圧積算値を用いて演算される
ことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の回転機の制御装置。

【請求項 4】

前記鎖交磁束を演算する演算周期が前記スイッチング素子のオンとオフとを切り替える
スイッチング周波数の逆数であるスイッチング周期の半分の整数倍になっていない
ことを特徴とする請求項 3 に記載の回転機の制御装置。

【請求項 5】

前記回転子位置の推定値は、前記回転機の鎖交磁束に基づいて演算され、
前記鎖交磁束は、静止座標において、前記電圧積算値を用いて演算される
ことを特徴とする請求項 1 から 4 の何れか 1 項に記載の回転機の制御装置。

10

【請求項 6】

前記パルス幅変調器は、前記スイッチング素子のオンとオフとを切り替えるスイッチン
グ周波数を、前記回転機の回転速度の基本波周波数の整数倍に同期させる
ことを特徴とする請求項 1 から 5 の何れか 1 項に記載の回転機の制御装置。

【請求項 7】

前記パルス幅変調器は、前記スイッチング素子のオンとオフとを切り替えるスイッチン
グ周波数を、前記回転機の回転速度の基本波周波数又は前記電圧指令値の振幅に応じて切
り替える
ことを特徴とする請求項 1 から 6 の何れか 1 項に記載の回転機の制御装置。

20

【請求項 8】

前記回転子位置を推定する演算周期が前記スイッチング素子のオンとオフとを切り替え
るスイッチング周波数の逆数であるスイッチング周期の半分の整数倍になっていない
ことを特徴とする請求項 1 から 7 の何れか 1 項に記載の回転機の制御装置。

【請求項 9】

前記電圧積算値を演算する周波数である演算周波数は、前記スイッチング周波数の 2.5
倍以上である
ことを特徴とする請求項 8 に記載の回転機の制御装置。

30

【請求項 10】

前記電圧積算値を演算する際には、前記ゲート信号又は前記固定子電圧の検出値に対し
て、低域通過フィルタを通過させてから演算する
ことを特徴とする請求項 1 から 9 の何れか 1 項に記載の回転機の制御装置。

【請求項 11】

前記回転機は、インダクタンスが回転子位置によって変化するインダクタンス変動成分
を有し、
前記位置推定器は、前記インダクタンス変動成分と前記固定子電流との積によって生成
される鎖交磁束インダクタンス変動分に基づいて前記回転子位置を推定する
ことを特徴とする請求項 1 から 10 の何れか 1 項に記載の回転機の制御装置。

40

【請求項 12】

前記回転機のインダクタンスは、前記回転子位置によって変化しない平均成分と、前記
回転子位置の電気角周波数の 2 倍の周波数で変化する変動成分とを含み、
前記変動成分と前記固定子電流との積によって前記鎖交磁束インダクタンス変動分を生
成する
ことを特徴とする請求項 11 に記載の回転機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、回転子位置を検出する位置センサを用いることなく回転子位置情報を得て制

50

御する、回転機の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

回転機の性能を十分に引き出して駆動するには、回転子の位置情報が必要である。そのため、回転機に取付けられた位置センサで検出された位置情報を用いて、回転機を駆動することが行われてきた。一方、近年においては、回転機の製造コストのより一層の低減、回転機の小型化、及び回転機の信頼性の向上といった観点から、位置センサレスで回転機を駆動する技術が開発されてきた。

【0003】

回転機の位置センサレス制御方法の1つに、高周波信号を回転機に印加する手法がある。この手法では、まず、高周波電圧を回転機に印加したときの固定子電流を検出し、高周波電圧と同じ周波数成分の高周波電流を抽出する。そして、回転機のインダクタンス、つまり、高周波電流の振幅が回転子位置の電気角周波数の2倍の周波数で変化することを利用して、回転子位置を推定する。このような高周波信号を利用する方式は、回転機が零速又は低速域でも良好に回転子位置を推定できるという利点がある一方で、重畳される高周波電圧によってトルク脈動及び騒音を発生するという欠点がある。

【0004】

また、他の手法も存在する。例えば、下記特許文献1には、高周波信号を印加せずに、回転機の固定子電圧及び固定子電流から回転子位置を推定する手法が開示されている。この特許文献1では、まず、固定子電圧及び固定子電流がオブザーバに入力される。そして、オブザーバは、鎖交磁束の成分から回転子位置に同期して回転する成分を推定し、その推定値の位相から回転子位置を演算して出力する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【文献】特開2006-230174号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1に代表される従来技術では、回転子位置を推定するために利用する固定子電圧は、実際の電圧ではなくその指令値である電圧指令値が用いられるので、必然的に誤差が発生する。実際の固定子電圧は矩形形状であり、これを平滑化した値が電圧指令値となるように回転機へ印加されている。従来技術では、この電圧誤差に起因して、回転子位置の推定値に誤差が存在し、場合によっては、脈動成分も発生する。このような推定誤差を有する回転子位置の推定値を用いて回転機を制御した場合、トルク又は電力に脈動が発生し、接続されている機械系又は電力系統に悪影響を及ぼす場合がある。

【0007】

本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、回転子位置の推定値に含まれ得る推定誤差に起因するトルク脈動及び電力脈動を低減可能な回転機の制御装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上述した課題を解決し、目的を達成するため、本開示に係る回転機の制御装置は、電圧印加器と、電流検出器と、制御器と、パルス幅変調器と、電圧積算器と、位置推定器とを備える。電圧印加器は、直流電源と回転機との間に接続され、各相に具備される複数のスイッチング素子のオンとオフとを切り替えることで回転機へ矩形形状の固定子電圧を印加する。電流検出器は、電圧印加器と回転機の固定子巻線との間に流れる固定子電流を検出する。制御器は、固定子電流及び回転機の回転子の位置情報である回転子位置に基づいて、固定子巻線に印加する電圧である固定子電圧の指令値である電圧指令値を演算する。パルス幅変調器は、固定子電圧を平滑化した値が電圧指令値と一致するようにゲート信号を生

10

20

30

40

50

成し、このゲート信号を用いてスイッチング素子のオン及びオフを制御する。電圧積算器は、ゲート信号を積算することで、固定子電圧の積算値である電圧積算値を演算する。位置推定器は、電圧積算値及び固定子電流に基づいて回転子位置を推定する。

【発明の効果】

【0009】

本開示に係る回転機の制御装置によれば、回転子位置の推定値に含まれ得る推定誤差に起因するトルク脈動及び電力脈動を低減できるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】実施の形態1に係る回転機の制御装置の構成例を示す図

10

【図2】図1の電圧印加器として利用する三相インバータの主回路の構成例を示す図

【図3】図1に示すパルス幅変調器（Pulse Width Modulation：PWM変調器）の動作説明に供する第1の図

【図4】図1に示すPWM変調器の動作説明に供する第2の図

【図5】図1に示す電圧積算器の構成例を示す図

【図6】図1に示す位置推定器の構成例を示す図

【図7】実施の形態1におけるスイッチング周期と制御演算周期との関係の説明に供する第1の図

【図8】実施の形態1におけるスイッチング周期と制御演算周期との関係の説明に供する第2の図

20

【図9】図1に示すPWM変調器がスイッチング周波数を切り替える場合の影響の説明に供する第1の図

【図10】図1に示すPWM変調器がスイッチング周波数を切り替える場合の影響の説明に供する第2の図

【図11】実施の形態2に係る回転機の制御装置の構成例を示す図

【図12】図11に示すPWM変調器の動作説明に供する図

【図13】図11に示す電圧積算器の構成例を示す図

【図14】実施の形態2における電圧積算器が低域通過フィルタ（Low Pass Filter：LPF）を有さない場合の動作説明に供する図

【図15】実施の形態2における電圧積算器がLPFを有する場合の動作説明に供する図

30

【図16】図11に示す位置推定器の構成例を示す図

【図17】実施の形態3に係る回転機の制御装置の構成例を示す図

【図18】図17に示す電圧積算器の構成例を示す図

【図19】図17に示す位置推定器の構成例を示す図

【図20】実施の形態1から3に係る制御装置の各機能を実現する第1のハードウェア構成例を示す図

【図21】実施の形態1から3に係る制御装置の各機能を実現する第2のハードウェア構成例を示す図

【発明を実施するための形態】

【0011】

40

以下に添付図面を参照し、本開示の実施の形態に係る回転機の制御装置について詳細に説明する。

【0012】

実施の形態1.

図1は、実施の形態1に係る回転機の制御装置（以下、適宜「制御装置」と略す）100の構成例を示す図である。実施の形態1に係る制御装置100は、電圧印加器3と、電流検出器4と、制御器5と、PWM変調器6と、電圧積算器7と、位置推定器8とを備えて構成される。

【0013】

電圧印加器3は、直流電源1と回転機2との間に接続されている。直流電源1は、回転

50

機 2 への駆動電力を与える電力供給源である。

【 0 0 1 4 】

回転機 2 は、インダクタンスが回転子位置によって変化する三相電動機である。回転機 2 は、u 相、v 相及び w 相の固定子巻線を有する固定子 2 a と、固定子 2 a の内側に配置される回転子 2 b とを有する。回転機 2 は、動作態様によって、三相発電機としても動作する。本稿では、回転機 2 の一例として同期リラクタンスモータを想定するが、同期リラクタンスモータ以外のモータでもよい。なお、本稿では、インダクタンスが最大となる回転子 2 b の方向を d 軸、最小となる回転子 2 b の方向を q 軸と定義し、回転子位置は d 軸を基準とする。

【 0 0 1 5 】

電流検出器 4 は、直流電源 1 と回転機 2 との間に配置される。電流検出器 4 は、電圧印加器 3 と回転機 2 の固定子巻線との間に流れる固定子電流 i_{su} , i_{sv} , i_{sw} を検出する。

【 0 0 1 6 】

電圧印加器 3 は、各相に具備される複数のスイッチング素子のオンとオフとを切り替えることで回転機 2 へ矩形形状の固定子電圧を印加する。固定子電圧は、回転機 2 の固定子巻線に印加する電圧である。本稿において、電圧印加器 3 は、三相インバータを想定する。

【 0 0 1 7 】

制御器 5 は、電流検出器 4 で検出された固定子電流 i_{su} , i_{sv} , i_{sw} 及び回転子 2 b の位置情報である回転子位置に基づいて電圧指令値 v_{su}^* , v_{sv}^* , v_{sw}^* を演算する。電圧指令値 v_{su}^* , v_{sv}^* , v_{sw}^* は、回転機 2 を駆動するための固定子電圧の指令値である。電圧印加器 3 が出力する固定子電圧は、電圧指令値 v_{su}^* , v_{sv}^* , v_{sw}^* によって制御される。

【 0 0 1 8 】

PWM 変調器 6 は、電圧印加器 3 が出力する矩形形状の固定子電圧を平滑化した値が電圧指令値 v_{su}^* , v_{sv}^* , v_{sw}^* と一致するようにゲート信号 g_u , g_v , g_w を生成し、このゲート信号 g_u , g_v , g_w を用いてスイッチング素子のオン及びオフを制御する。

【 0 0 1 9 】

電圧積算器 7 は、ゲート信号 g_u , g_v , g_w を積算することで、固定子電圧の積算値である電圧積算値 v_{sui} , v_{svi} , v_{swi} を演算する。

【 0 0 2 0 】

位置推定器 8 は、電圧積算値 v_{sui} , v_{svi} , v_{swi} 及び固定子電流 i_{su} , i_{sv} , i_{sw} に基づいて、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を演算する。推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ は、回転子 2 b の位置情報である回転子位置の推定値である。なお、本稿において、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ は、電気角に換算した値とする。

【 0 0 2 1 】

図 2 は、図 1 の電圧印加器 3 として利用する三相インバータの主回路の構成例を示す図である。図 2 において、スイッチング素子 3 1 は u 相正側のスイッチング素子であり、スイッチング素子 3 2 は u 相負側のスイッチング素子である。同様に、スイッチング素子 3 3 , 3 4 は、それぞれ v 相の正側及び負側のスイッチング素子であり、スイッチング素子 3 5 , 3 6 は、それぞれ w 相の正側及び負側のスイッチング素子である。スイッチング素子 3 1 ~ 3 6 の一例は図示の IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) であるが、IGBT 以外のスイッチング素子を用いてもよい。IGBT 以外のスイッチング素子の一例は、MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) である。各スイッチング素子の両端には、逆並列に接続されるダイオードが設けられている。逆並列とは、ダイオードのアノードが IGBT のエミッタに接続され、ダイオードのカソードが IGBT のコレクタに接続される接続形態である。

【 0 0 2 2 】

次に、制御器 5 の動作を具体的に説明する。制御器 5 は、電流指令値演算器 5 0 1 と、

10

20

30

40

50

三相 - 二相変換器 502 と、回転座標変換器 503 と、d - q 電流制御器 504 と、回転座標逆変換器 505 と、二相 - 三相変換器 506 とを備えて構成される。制御器 5 にはトルク指令値 T^* が入力される。制御器 5 は、回転機 2 がトルク指令値 T^* に応じたトルクを出力するように、電圧指令値 v_{su}^* , v_{sv}^* , v_{sw}^* を演算する。

【0023】

電流指令値演算器 501 は、回転機 2 がトルク指令値 T^* に応じたトルクを出力するのに必要な固定子電流の指令値である電流指令値 i_{sd}^* , i_{sq}^* を演算する。電流指令値 i_{sd}^* , i_{sq}^* は、回転機 2 の回転速度に同期して回転する回転座標上での演算値である。なお、電流指令値 i_{sd}^* , i_{sq}^* は、トルクに対する電流実効値が最小、即ちトルクに対する回転機 2 の銅損が最小になるように演算される。

10

【0024】

三相 - 二相変換器 502 は、三相座標上の固定子電流 i_{su} , i_{sv} , i_{sw} を三相 - 二相変換によって、静止座標である二相座標上の固定子電流 i_s , i_s へ変換する。なお、本稿において、この変換処理には、以下の (1) 式に示される変換行列 C_{32} を利用する。

【0025】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{C_{32}} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad \dots (1) \quad 20$$

【0026】

回転座標変換器 503 は、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を使用し、二相座標上の固定子電流 i_s , i_s を回転座標変換によって、回転座標上の固定子電流 i_{sd} , i_{sq} へ変換する。なお、本稿において、この変換処理には、以下の (2) 式に示される変換行列 $C_{dq}(\hat{\theta}_r)$ を利用する。

【0027】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}}_{C_{dq}(\theta_r)} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} \quad \dots (2) \quad 30$$

【0028】

d - q 電流制御器 504 は、固定子電流 i_{sd} , i_{sq} が電流指令値 i_{sd}^* , i_{sq}^* に一致するように制御を行い、回転座標上の電圧指令値 v_{sd}^* , v_{sq}^* を演算する。この制御には、比例積分制御を利用できる。なお、比例積分制御以外の制御を利用してもよい。

40

【0029】

回転座標逆変換器 505 は、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を使用し、回転座標上の電圧指令値 v_{sd}^* , v_{sq}^* を回転座標逆変換によって、二相座標上の電圧指令値 v_s^* , v_s^* へ変換する。なお、本稿において、この逆変換処理には、以下の (3) 式に示される逆変換行列 $C_{dq}^{-1}(\hat{\theta}_r)$ を利用する。

【0030】

【数 3】

50

$$\begin{bmatrix} v_{sq}^* \\ v_{sb}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_r & -\sin \hat{\theta}_r \\ \sin \hat{\theta}_r & \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix}}_{c_{dq}^{-1}(\hat{\theta}_r)} \begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

【 0 0 3 1 】

二相 - 三相変換器 5 0 6 は、二相座標上の電圧指令値 v_{sd}^* 、 v_{sq}^* を二相 - 三相変換によって、三相座標上の電圧指令値 v_{su}^* 、 v_{sv}^* 、 v_{sw}^* に変換する。なお、本稿において、この変換処理には、以下の (4) 式に示される変換行列 C_{23} を利用する。

【 0 0 3 2 】

【 数 4 】

$$\begin{bmatrix} v_{su}^* \\ v_{sv}^* \\ v_{sw}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{C_{23}} \begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

【 0 0 3 3 】

図 3 は、図 1 に示す PWM 変調器 6 の動作説明に供する第 1 の図である。図 3 には、1 相分の波形例として u 相の波形が示されている。

【 0 0 3 4 】

図 3 において、上段部には u 相における電圧指令値である u 相電圧指令値 v_{su}^* 及び三角波のキャリア信号 c の波形が示され、中上段部には u 相上側におけるゲート信号である u 相上側ゲート信号 g_{up} の波形が示され、中下段部には u 相下側におけるゲート信号である u 相下側ゲート信号 g_{un} の波形が示され、下段部には u 相における固定子電圧である u 相電圧 v_{su} の波形が示されている。 v_{dc} は、直流電源 1 の電圧である電源電圧である。この場合、図 3 に示されるように、電源電圧 v_{dc} の半分である $v_{dc}/2$ が、相電圧のステップ幅となり、u 相電圧指令値 v_{su}^* 及び u 相電圧 v_{su} は、 $\pm v_{dc}/2$ の範囲で変化する。

【 0 0 3 5 】

PWM 変調器 6 は、u 相電圧指令値 v_{su}^* をキャリア信号 c と比較し、u 相電圧指令値 v_{su}^* がキャリア信号 c の値よりも大きければ、u 相上側ゲート信号 g_{up} を H、u 相下側ゲート信号 g_{un} を L にする。また、PWM 変調器 6 は、u 相電圧指令値 v_{su}^* がキャリア信号 c の値以下であれば、u 相上側ゲート信号 g_{up} を L、u 相下側ゲート信号 g_{un} を H にする。ここで、H は “ High ”、L は “ Low ” を意味する。u 相上側ゲート信号 $g_{up} = H$ 、u 相下側ゲート信号 $g_{un} = L$ の場合、電圧印加器 3 における u 相正側のスイッチング素子 3 1 をオンにし、u 相負側のスイッチング素子 3 2 をオフにする。また、u 相上側ゲート信号 $g_{up} = L$ 、u 相下側ゲート信号 $g_{un} = H$ の場合、電圧印加器 3 における u 相正側のスイッチング素子 3 1 をオフにし、u 相負側のスイッチング素子 3 2 をオンにする。 v 相及び w 相の動作も、u 相と同様である。

【 0 0 3 6 】

実際に出力される u 相電圧 v_{su} は、u 相電圧指令値 v_{su}^* をスイッチング周期 T_{sw} で平均した値の電圧となる。なお、スイッチング周期 T_{sw} は、キャリア信号 c の周期であるキャリア周期に等しい。一般的に、正側及び負側のスイッチング素子のオンとオフとを切り替えるとき、両者の同時オンを防止するため、両者を共にオフにする時間であるデッドタイムを設けるが、図 3 では図示を省略している。また、説明の簡略化のため、図 3 に示す u 相電圧 v_{su} の波形では、三相電圧の平均値である中性点電圧を無視している。

【 0 0 3 7 】

10

20

30

40

50

また、実施の形態 1 において、スイッチング周波数 f_{sw} は、回転機 2 の回転速度の基本波周波数 f_s の整数倍に同期させる手法を採用する。スイッチング周波数 f_{sw} は、スイッチング周期 T_{sw} の逆数である。この同期手法によって、スイッチング周波数 f_{sw} が基本波周波数 f_s に対して十分に高くない場合でも、低次の高調波成分が少なくなる。これにより、歪みが小さい固定子電圧、及び歪みが小さい固定子電流を回転機 2 に供給できる。なお、ここで言う、スイッチング周波数 f_{sw} が十分に高くない場合とは、例えばスイッチング周波数 f_{sw} が基本波周波数 f_s の 1 ~ 15 倍である場合がこれに該当する。

【0038】

図 4 は、図 1 に示す PWM 変調器 6 の動作説明に供する第 2 の図である。図 4 には、基本波周波数 f_s とスイッチング周波数 f_{sw} との関係が示されている。まず、スイッチング周波数 f_{sw} は、図 4 のように基本波周波数 f_s に応じて変化させる。 f_{smax} は最大の基本波周波数であり、 f_{swmax} は最大のスイッチング周波数である。図 4 の例では、基本波周波数 f_s が、 $f_{smax} / 20$ 超、 $f_{smax} / 15$ 以下では、スイッチング周波数 f_{sw} を基本波周波数 f_s の 15 倍にし、 $f_{smax} / 15$ 超、 $f_{smax} / 9$ 以下では 9 倍にしている。また、基本波周波数 f_s が、 $f_{smax} / 9$ 超、 $f_{smax} / 3$ 以下では 3 倍にし、それより高い場合は 1 倍にしている。なお、基本波周波数 f_s が $f_{smax} / 20$ 以下では、単に f_{swmax} を利用している。また、ここでは三相で共通のキャリア信号を用いることを想定し、スイッチング周波数 f_{sw} は、基本波周波数の 1、3、9 又は 15 倍としている。

【0039】

図 5 は、図 1 に示す電圧積算器 7 の構成例を示す図である。図 5 には、積分器 701、703、705、及び乗算器 702、704、706 を含む構成が示されている。なお、正側のゲート信号と、負側のゲート信号とは、基本的に互いに反転した関係の信号となるので、図 5 では、正側のゲート信号に関する構成部のみが示されている。

【0040】

まず、u 相分について説明する。正側のゲート信号 g_{up} が積分器 701 に入力され、積分器 701 では、正側のゲート信号 g_{up} に関し、ハイレベル H を +1、ローレベル L を -1 として積分される。積分を行う期間である積算期間は、現在の時刻 t よりも T_{gi} 前までの時刻から、現在の時刻 t までとする。ゲート信号の積算後、乗算器 702 によって、積分器 701 の積算値に電源電圧 v_{dc} の半分である $v_{dc} / 2$ が乗算され、u 相電圧積算値 v_{sui} として出力される。これによって、矩形形状の u 相電圧 v_{su} の瞬時値の積算値を演算することができる。残りの v 相、w 相についても同様の処理が積分器 703、705 及び乗算器 704、706 で実施される。これにより、乗算器 704 から v 相電圧積算値 v_{svi} が出力され、乗算器 706 から w 相電圧積算値 v_{swi} が出力される。なお、これらの各相の電圧積算値 v_{sui} 、 v_{svi} 、 v_{swi} に対し、個々の相を区別しない場合には、電圧積算値 v_{sxi} と表記する。

【0041】

ここで、電圧積算値 v_{sxi} を演算する演算周波数は、矩形形状の固定子電圧 v_s の瞬時値に対して演算を行うため、PWM 変調器 6 によって生成されるゲート信号のスイッチング周波数 f_{sw} に対して十分に高く設定する。なお、十分に高いと言えるためには、25 倍以上であることが好ましく、100 倍以上であればより好ましい。また、この積算処理自体の演算負荷は小さいので、演算周波数を高くしても、計算機の演算負荷は、回転機 2 の制御に必要な計算量と比べて小さい。また、ここで利用する電源電圧 v_{dc} の値としては、検出値を利用してもよいし、定格値又は使用時の想定値を利用してもよい。

【0042】

次に、位置推定器 8 によって回転子位置及び回転速度を推定する原理について説明する。まず、回転機 2 の特性を数式化した回転機モデルは二相座標上において、以下の (5)、(6) 式で表される。

【0043】

【数 5】

10

20

30

40

50

$$v_s^{\alpha\beta} = R_s i_s^{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \psi_s^{\alpha\beta} \quad \dots (5)$$

【数 6】

$$\psi_s^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{savg} + L_{svar} \cos(2\theta_r) & L_{svar} \sin(2\theta_r) \\ L_{svar} \sin(2\theta_r) & L_{savg} - L_{svar} \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} i_s^{\alpha\beta} \quad \dots (6)$$

【0044】

ここで、 v_s は固定子電圧、 i_s は固定子電流、 ψ_s は鎖交磁束、 R_s は巻線抵抗である。上付き文字の“ ” は二相座標上の値であることを示している。

【0045】

また、回転機 2 のインダクタンスは回転子位置によって変化する。上記(6)式では、インダクタンスが回転子位置によって変化しないインダクタンス平均成分 L_{savg} と、インダクタンスが回転子位置の電気角周波数の 2 倍の周波数で変化するインダクタンス変動成分 L_{svar} とを用いて表されている。これらのインダクタンス平均成分 L_{savg} 及びインダクタンス変動成分 L_{svar} は、d 軸方向のインダクタンス L_{sd} と、q 軸方向のインダクタンス L_{sq} とを用いて、以下の(7)、(8)式で表される。

【0046】

【数 7】

$$L_{savg} = \frac{L_{sd} + L_{sq}}{2} \quad \dots (7)$$

【数 8】

$$L_{svar} = \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \quad \dots (8)$$

【0047】

上記(5)、(6)式で表される回転機モデルより、鎖交磁束 ψ_s から q 軸方向のインダクタンス L_{sq} と固定子電流 i_s との積を減算することで、以下の(9)式のように、d 軸基準のアクティブ・フラックス (Active Flux) ψ_{afd} を抽出できる。

【0048】

【数 9】

$$\psi_{afd}^{\alpha\beta} = \psi_s^{\alpha\beta} - L_{sq} i_s^{\alpha\beta} \quad \dots (9)$$

【0049】

d 軸基準のアクティブ・フラックス ψ_{afd} は、鎖交磁束 ψ_s のうちの回転子位置に同期して回転する成分である。

【0050】

また、固定子電流 i_s は、その電流実効値 I_{ph} と、回転子位置との角度差である通電角度 θ_i を用いて、以下の(10)式で表せる。

【0051】

【数 10】

10

20

30

40

50

$$i_s^{\alpha\beta} = \sqrt{3}I_{ph} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \phi_i) \\ \sin(\theta_r + \phi_i) \end{bmatrix} \quad \dots(10)$$

【 0 0 5 2 】

上記(6)、(10)式を、上記(9)式の右辺へ代入すると、二相座標上におけるd軸基準のアクティブ・フラックス i_{afd} を表す式として、以下の(11)式が得られる。

【 0 0 5 3 】

【数11】

$$\psi_{afd}^{\alpha\beta} = \underbrace{2L_{svar}\sqrt{3}I_{ph}\cos\phi_i}_{(L_{sd}-L_{sq})i_{sd}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \sin\theta_r \end{bmatrix} \quad \dots(11)$$

10

【 0 0 5 4 】

上記(11)式に示されるように、アクティブ・フラックス i_{afd} は、インダクタンス変動成分 L_{svar} と、固定子電流 i_{sd} との積によって生成される成分である。また、上記(11)式のアクティブ・フラックス i_{afd} はd軸方向を基準としているので、これを公知のオブザーバに入力することで、回転子位置を推定することができる。

20

【 0 0 5 5 】

なお、上記(9)式に代え、鎖交磁束 i_s からd軸方向のインダクタンス L_{sd} と固定子電流 i_s との積を減算した、以下の(12)式で表される、q軸基準のアクティブ・フラックス i_{afq} を利用することもできる。

【 0 0 5 6 】

【数12】

$$\psi_{afq}^{\alpha\beta} = \psi_s^{\alpha\beta} - L_{sd}i_s^{\alpha\beta} \quad \dots(12)$$

【 0 0 5 7 】

d軸基準の場合と同様に、上記(6)、(10)式を上記(12)式の右辺に、代入すると、二相座標上におけるq軸基準のアクティブ・フラックス i_{afq} を表す式として、以下の(13)式が得られる。

30

【 0 0 5 8 】

【数13】

$$\psi_{afq}^{\alpha\beta} = \underbrace{-2L_{mac}\sqrt{3}I_{ph}\sin\phi_i}_{(L_{sq}-L_{sd})i_{sq}} \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad \dots(13)$$

40

【 0 0 5 9 】

上記(13)式で表されるq軸基準のアクティブ・フラックス i_{afq} は、q軸方向を基準としているので、これを公知のオブザーバに入力することで、回転子位置を推定できる。

【 0 0 6 0 】

なお、本実施の形態では、d軸基準のアクティブ・フラックス i_{afd} を、上述の特許文献1に開示されているオブザーバに入力することで、回転子位置を推定する。なお、特許文献1に開示されているオブザーバ以外のものを用いて、回転子位置を推定してもよい。

【 0 0 6 1 】

50

特許文献 1 中の (1 4) 式で表されるオブザーバは、本稿で用いる変数を用いて、以下の (1 4) 式で表すことができる。

【 0 0 6 2 】

【数 1 4 】

$$\begin{aligned} s\hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}} = & \mathbf{G} \left\{ \mathbf{v}_s^{\text{dq}} - R_s \mathbf{i}_s^{\text{dq}} - (\mathbf{sI} + \omega_s \mathbf{J}) L_{\text{sq}} \mathbf{i}_s^{\text{dq}} - \omega_r \mathbf{J} \hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}} \right\} \\ & + (\omega_r - \omega_s) \mathbf{J} \hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}} \end{aligned} \quad \dots (14)$$

【 0 0 6 3 】

上記 (1 4) 式において、 $\hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}}$ は d 軸基準のアクティブ・フラックスの推定値である。このオブザーバは、推定した回転子位置に同期する回転座標上で表されており、上付き文字の “ dq ” は回転座標上の値であることを示している。また、上記 (1 4) 式中の ω_r は回転角速度、 ω_s は回転座標上の回転角速度を示している。また、上記 (1 4) 式中の記号 \mathbf{J} は、以下の (1 5) 式で表される変換行列である。

【 0 0 6 4 】

【数 1 5 】

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots (15)$$

【 0 0 6 5 】

上記 (1 4) 式で表されるオブザーバにおいて、特許文献 1 に従ってオブザーバゲインを設定すれば、d 軸基準のアクティブ・フラックス $\hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}}$ の推定値が得られる。また、d 軸基準のアクティブ・フラックス $\hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}}$ は、上記 (1 1) 式に示されるように、回転子位置 θ_r に同期しているので、上記 (1 1) 式の 2 つの成分の逆正接を演算すれば、回転子位置を推定できる。

【 0 0 6 6 】

また、上記 (1 4) 式の両辺を s で割ると、以下の (1 6) 式が得られる。

【 0 0 6 7 】

【数 1 6 】

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}} = & \mathbf{G} \frac{1}{s} \left\{ \mathbf{v}_s^{\text{dq}} - R_s \mathbf{i}_s^{\text{dq}} - (\mathbf{sI} + \omega_s \mathbf{J}) L_{\text{sq}} \mathbf{i}_s^{\text{dq}} - \omega_r \mathbf{J} \hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}} \right\} \\ & + \frac{1}{s} (\omega_r - \omega_s) \mathbf{J} \hat{\psi}_{\text{safd}}^{\text{dq}} \end{aligned} \quad \dots (16)$$

【 0 0 6 8 】

なお、上記 (1 4) 式はオブザーバを利用して表した式ではあるものの、基本的には固定子電圧 v_s^{dq} と、固定子電流 i_s^{dq} とを含む項を積分して表現したものである。また、上記 (1 4) 式を変形した (1 6) 式の右辺第 1 項は、固定子電圧 v_s^{dq} の積分値である。そこで、実施の形態 1 では、この部分に電圧積算器 7 が演算した電圧積算値 $v_{s \times i}$ を利用する。なお、従来技術である特許文献 1 は、固定子電圧 v_s^{dq} としては、電圧指令値 $v_s^{\text{dq}*}$ を利用している。

【 0 0 6 9 】

図 6 は、図 1 に示す位置推定器 8 の構成例を示す図である。位置推定器 8 は、三相 - 二相変換器 8 0 1 , 8 0 3 と、回転座標変換器 8 0 2 , 8 0 4 と、オブザーバ 8 0 5 とを含む構成とすることができる。

【 0 0 7 0 】

三相 - 二相変換器 8 0 1 は、電圧積算器 7 から出力される電圧積算値 $v_{s u i}$, $v_{s v i}$, $v_{s w i}$ を三相 - 二相変換によって二相座標上の電圧積算値 $v_{s i}$, $v_{s i}^{\wedge}$ へ変換す

10

20

30

40

50

る。回転座標変換器 802 は、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を使用し、二相座標上の電圧積算値 $v_{s i}$ 、 $v_{s i}$ を回転座標変換によって、回転座標上の電圧積算値 $v_{s d i}$ 、 $v_{s q i}$ へ変換する。なお、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ は、オブザーバ 805 の出力、即ち位置推定器 8 の出力である推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ をフィードバックして使用する。

【0071】

また、三相 - 二相変換器 803 は、三相座標上の固定子電流 $i_{s u}$ 、 $i_{s v}$ 、 $i_{s w}$ を三相 - 二相変換によって二相座標上の固定子電流 i_s 、 i_s へ変換する。回転座標変換器 804 は、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を使用し、二相座標上の固定子電流 i_s 、 i_s を回転座標変換によって、回転座標上の固定子電流 $i_{s d}$ 、 $i_{s q}$ へ変換する。

【0072】

オブザーバ 805 は、前述のオブザーバを用いて推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ と、回転角速度の推定値である推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ を演算する。なお、特許文献 1 ではオブザーバの他に位相同期器を通して回転子位置及び回転角速度を推定しており、本稿におけるオブザーバ 805 も位相同期器の機能を含むものとする。また、位置推定器 8 は、簡易的に三相座標上の値を入力としているが、これに限定されない。回転座標上の値を制御器 5 又は電圧積算器 7 から入力してもよい。

【0073】

また、オブザーバを用いた鎖交磁束 ψ_s の演算処理の演算周期を $T_{p s i 1}$ とすると、この演算周期 $T_{p s i 1}$ は、スイッチング周期 $T_{s w}$ の半分の整数倍ではないとする。また、鎖交磁束 ψ_s の演算処理の後に行う推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算処理の演算周期を $T_{p s i 2}$ とすると、この演算周期 $T_{p s i 2}$ も、スイッチング周期 $T_{s w}$ の半分の整数倍ではないとする。また、電圧積算値 $v_{s x i}$ の積算処理の期間である積算期間を $T_{g i}$ とすると、この積算期間 $T_{g i}$ も、スイッチング周期 $T_{s w}$ の半分の整数倍ではないとする。

【0074】

次に、スイッチング周期 $T_{s w}$ と制御演算周期 $T_{p s i}$ との関係について、図 7 及び図 8 の図面を参照して説明する。図 7 は、実施の形態 1 におけるスイッチング周期 $T_{s w}$ と制御演算周期 $T_{p s i}$ との関係の説明に供する第 1 の図である。図 8 は、実施の形態 1 におけるスイッチング周期 $T_{s w}$ と制御演算周期 $T_{p s i}$ との関係の説明に供する第 2 の図である。なお、ここでは、鎖交磁束 ψ_s の演算周期 $T_{p s i 1}$ 、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算周期 $T_{p s i 2}$ 及び電圧積算値 $v_{s x i}$ の積算期間 $T_{g i}$ は共に等しく、制御演算周期 $T_{p s i}$ も、鎖交磁束 ψ_s の演算周期 $T_{p s i 1}$ 、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算周期 $T_{p s i 2}$ 及び電圧積算値 $v_{s x i}$ の積算期間 $T_{g i}$ のそれぞれに等しいとする。

【0075】

一般的に、回転機の制御では、固定子電圧の値として、検出値の代わりに指令値を利用する。制御演算周期 $T_{p s i}$ をスイッチング周期 $T_{s w}$ の半分の整数倍とすると、制御演算周期 $T_{p s i}$ ごとに電圧指令値と実際の電圧を平滑化した値とは等しくなる。なお、平滑化として、実際の電圧の平均値を用いる場合でも、電圧指令値と平均値とは概ね等しくなる。

【0076】

スイッチング周期 $T_{s w}$ と制御演算周期 $T_{p s i}$ とに関し、図 7 には、 $T_{p s i} = 1 \times (T_{s w} / 2)$ である場合が示され、図 8 には、 $T_{p s i} = 3 \times (T_{s w} / 2)$ である場合が示されている。それぞれの上段部には u 相電圧指令値 $v_{s u}^*$ 及びキャリア信号 c の波形が示され、それぞれの下段部には u 相電圧 $v_{s u}$ の波形が示されている。u 相電圧指令値 $v_{s u}^*$ は、正弦波の波形である。

【0077】

図 7 及び図 8 の何れの場合も、u 相電圧 $v_{s u}$ を制御演算周期 $T_{p s i}$ で平均すると、u 相電圧指令値 $v_{s u}^*$ と概ね等しくなることが確認できる。同時に、制御演算周期 $T_{p s i}$ を $T_{s w} / 2$ の整数倍にしない場合は、各々の制御演算周期 $T_{p s i}$ で平滑化した u 相電圧 $v_{s u}$ が、u 相電圧指令値 $v_{s u}^*$ と一致しないことが分かる。一方、スイッチング周波数 $f_{s w}$ に対して十分に高い演算周波数で電圧積算値 $v_{s x i}$ を演算した場合、どのタイミングで電圧積算値を取り出しても、その直前の積算期間 $T_{g i}$ での電圧積算値 $v_{s x i}$ が正確

10

20

30

40

50

に得られる。また、電圧積算値 v_{sxi} の演算処理は、演算周波数は高いものの、単なる積分演算であり、また、どのタイミングで電圧積算値 v_{sxi} を取り出してもよいので、演算負荷は小さいと言える。

【0078】

前述したように、スイッチング周波数 f_{sw} は基本波周波数 f_s の整数倍に設定されている。ここで、回転機 2 の基本波周波数 f_s は、一定ではなく時々刻々と変化している。このため、スイッチング周波数 f_{sw} と等価であるキャリア周波数は、基本波周波数 f_s の変化に応じて、リアルタイムに変更する必要がある。ここで、一般的な回転機の制御に倣って、制御演算周期 T_{psi} をスイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍にするためには、逐次リアルタイムで制御演算周期 T_{psi} を変更する必要がある。これを実現するには、制御演算周期 T_{psi} を変更しながら可変周期で演算しようとする、制御演算量が多くなる他、制御設計が複雑になる。

10

【0079】

そこで、実施の形態 1 では、制御演算周期 T_{psi} は固定値とし、スイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍に逐次調整しないこととする。このようにすれば、制御演算における演算量も少なくなり、高価なマイクロプロセッサなどの計算機が不要となり、制御設計も比較的簡単となる。その結果、電圧指令値 v_s^* には実際の電圧に対して誤差が含まれる。

【0080】

上述したように、制御演算周期 T_{psi} がスイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍に調整されない場合、固定子電圧に誤差が含まれ得る。固定子電圧に誤差がある場合、これらを用いて演算した鎖交磁束 ψ_s にも誤差が発生する。また、鎖交磁束 ψ_s の演算は、基本的に積分処理であるので、直流から低周波成分を含む直流近傍成分の影響が特に大きい。そして、固定子電圧における直流近傍成分の誤差は、回転子位置に同期して基本波周波数 f_s で回転する回転座標に変換されると、基本波周波数 f_s 近傍の誤差になる。位置推定の演算は、回転座標上の鎖交磁束 ψ_s 、より正確には d 軸基準のアクティブ・フラックスを用いて行うので、推定回転子位置 \hat{r} にも基本波周波数 f_s 近傍の誤差が発生する。そして、脈動する誤差を持つ推定回転子位置 \hat{r} を回転機 2 の制御に利用すると、トルク及び電力が脈動する。これに対し、実施の形態 1 の位置推定器 8 は、鎖交磁束 ψ_s 及び推定回転子位置 \hat{r} の演算に電圧指令値 v_{su}^* , v_{sv}^* , v_{sw}^* ではなく、電圧積算値 v_{sxi} を利用しているので、基本波周波数 f_s 近傍の誤差に起因するトルク及び電力の脈動を除去して位置推定することができる。

20

30

【0081】

次に、PWM 変調器 6 がスイッチング周波数 f_{sw} を切り替える場合の影響について、図 9 及び図 10 を参照して説明する。図 9 は、図 1 に示す PWM 変調器 6 がスイッチング周波数 f_{sw} を切り替える場合の影響の説明に供する第 1 の図である。図 10 は、図 1 に示す PWM 変調器 6 がスイッチング周波数 f_{sw} を切り替える場合の影響の説明に供する第 2 の図である。

【0082】

図 9 には、固定子電圧 v_s の基本波成分の振幅が同じ条件であるときに、スイッチング周波数 f_{sw} が $15f_s$ である場合の鎖交磁束 ψ_s の波形と、 $9f_s$ である場合の鎖交磁束 ψ_s の波形とが各相ごとに比較できるように示されている。図 9 に示されるように、基本波成分が同じであっても、両者の瞬時値は異なっていることが分かる。瞬時値が異なっている場合にスイッチング周波数 f_{sw} を切り替えると、鎖交磁束 ψ_s は、基本的に固定子電圧 v_s の積分なので、切り替えた時点での差分が直流成分の誤差として切り替え後も残ることになる。同様に、図 10 には、固定子電圧 v_s の基本波成分の振幅が同じ条件であり、スイッチング周波数 f_{sw} が $9f_s$ である場合の鎖交磁束 ψ_s の波形と、 $3f_s$ である場合の鎖交磁束 ψ_s の波形とが示されている。図 10 でも同様に、基本波成分が同じであっても、両者の瞬時値は異なっていることが分かる。従って、両者を切り替えた場合は、切り替えた時点での差分が直流成分の誤差として切り替え後も残ることになる。

40

【0083】

50

従来技術である特許文献 1 は、固定子電圧として指令値を利用して、磁束を演算したり回転子位置を推定したりする。固定子電圧指令値は、瞬時値は考慮せずに基本波成分しか考慮していないので、スイッチング周波数を切り替えた場合には上記のような直流近傍成分の誤差が発生する。三相座標上での直流成分の誤差は、回転座標上では基本波周波数近傍成分の誤差になり、これを用いて推定した回転子位置には基本波周波数近傍の誤差が発生する。その結果、回転機 2 にトルク脈動及び電力脈動が発生する。これに対し、実施の形態 1 の位置推定器 8 は、位置推定の演算処理に電圧指令値 v_s^* ではなく、瞬時値を積算した電圧積算値 $v_{s \times i}$ を利用しているため、基本波周波数 f_s 近傍の誤差に起因するトルク及び電力の脈動を除去して位置推定することができる。

【0084】

次に、上述した実施の形態 1 に係る制御演算による効果について要約する。まず、実施の形態 1 では、スイッチング周波数を回転機 2 の基本波周波数 f_s の整数倍に同期させる。これにより、低いスイッチング周波数でも歪みの小さい固定子電圧及び固定子電流を回転機 2 へ供給できる。また、実施の形態 1 では、オブザーバ 805 による鎖交磁束 ψ_s の演算周期 T_{psi1} 及び推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算周期 T_{psi2} をスイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍に逐次調整することは行わない。これにより、制御演算における演算量も少なくなり、高価なマイクロプロセッサなどの計算機が不要となり、制御設計も比較的簡単となる。このような構成でも、電圧積算値 $v_{s \times i}$ を利用することで、基本波周波数 f_s 近傍の誤差及び脈動を低減して、回転子位置を推定できる。従って、高価なマイクロプロセッサを必要とすることなく、位置センサレスであり、且つ、トルク脈動及び電力脈動の少ない制御装置 100 を構成できるといった、従来にない顕著な効果を奏する。

【0085】

以上説明したように、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置によれば、電圧積算器は、ゲート信号を積算することで電圧積算値を演算し、位置推定器は、電圧指令値及び固定子電流に基づいて、回転子位置を推定する。これにより、回転子位置の推定値に含まれる推定誤差に起因するトルク脈動及び電力脈動を低減することが可能となる。

【0086】

なお、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置は、電圧印加器が出力する固定子電圧を検出する電圧検出器を備えていてもよい。この場合、電圧積算値は、ゲート信号を積算することに代え、電圧検出器によって検出された固定子電圧の検出値を積算することで得てもよい。このようにしても、トルク脈動及び電力脈動を低減する効果が得られる。

【0087】

また、回転子位置の推定値は、鎖交磁束の成分から回転子位置に同期して回転する成分を推定し、その推定値の位相から演算することができる。この演算に用いる鎖交磁束は、電圧積算値を用いて演算することができる。鎖交磁束を積分演算する場合、オフセット成分が生じて推定値に誤差及び脈動が発生する可能性があるが、実施の形態 1 の手法を用いれば、推定値に含まれる誤差及び脈動を小さくすることが可能となる。

【0088】

また、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置によれば、PWM 変調器は、スイッチング素子のオンとオフとを切り替えるスイッチング周波数を、回転機の回転速度の基本波周波数の整数倍に同期させる。これにより、歪みが小さい固定子電圧、及び歪みが小さい固定子電流を回転機に供給することが可能となる。また、同期 PWM の実施時には、固定子電圧の指令値である電圧指令値と実電圧との電圧誤差が大きくなるが、この手法を用いれば、固定子電圧を正確に演算することができる。これにより、回転子位置の推定値に含まれる誤差及び脈動を小さくすることが可能となる。

【0089】

なお、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置は、回転子位置を推定する演算周期がスイッチング周期の半分の整数倍になっていない場合に、その効果を楽しむことができる。回転子位置を推定する演算周期がスイッチング周期の半分の整数倍に調整されない場合、回転子位置の推定値に誤差が含まれるが、実施の形態 1 の手法を用いれば、当該誤差の低減が可能

10

20

30

40

50

となる。

【 0 0 9 0 】

また、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置は、鎖交磁束を演算する演算周期がスイッチング周期の半分の整数倍になっていない場合に、その効果を楽しむことができる。鎖交磁束を演算する演算周期がスイッチング周期の半分の整数倍に調整されない場合、固定子電圧及び固定子電流に誤差が含まれ得るが、実施の形態 1 の手法を用いれば、当該誤差の低減が可能となる。

【 0 0 9 1 】

なお、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置において、電圧積算値を演算する周波数である演算周波数は、スイッチング周波数の 2.5 倍以上であることが好ましい。このように設定されていれば、電圧積算値を正確に演算することができる。

10

【 0 0 9 2 】

また、実施の形態 1 に係る回転機の制御装置において、電圧印加器にスイッチング素子のオンとオフとを切り替えるスイッチング周波数を回転機の回転速度の基本波周波数に応じて切り替えることが望ましい。スイッチング周波数の切り替え時には、電圧指令値と固定子電圧との間の電圧誤差が大きくなるが、この手法を用いれば、当該誤差の低減が可能となる。

【 0 0 9 3 】

実施の形態 2 .

図 1 1 は、実施の形態 2 に係る回転機の制御装置 1 0 0 A の構成例を示す図である。実施の形態 2 に係る制御装置 1 0 0 A と、図 1 に示す制御装置 1 0 0 とを比較すると、図 1 1 では、PWM 変調器 6 が PWM 変調器 9 に置き換えられ、電圧積算器 7 が電圧積算器 1 0 に置き換えられ、位置推定器 8 が位置推定器 1 1 に置き換えられている。その他の構成は、制御装置 1 0 0 と同一又は同等であり、同一又は同等の構成部には同一の符号を付し、重複する説明は割愛する。

20

【 0 0 9 4 】

PWM 変調器 9 は、実施の形態 1 の PWM 変調器 6 と同様にゲート信号 g_u, g_v, g_w を生成する一方で、スイッチング周波数 f_{sw} を可変にする方法が PWM 変調器 6 とは異なる。具体的には、基本波周波数 f_s ではなく固定子電圧 v_s の振幅に応じて可変にする。回転機 2 のトルクを発生するための鎖交磁束 ψ_s の大きさは回転速度によって変わらないので、回転機 2 の固定子電圧 v_s は基本波周波数 f_s に比例すると考えることができる。

30

【 0 0 9 5 】

図 1 2 は、図 1 1 に示す PWM 変調器 9 の動作説明に供する図である。図 1 2 には、電圧指令値 v_s^* の振幅 v_{sdq}^* とスイッチング周波数 f_{sw} との関係が示されている。実施の形態 2 では、図 1 2 のように、振幅 v_{sdq}^* に応じてスイッチング周波数 f_{sw} を変化させる。図 4 と同様に、 v_{sdqmax} は振幅 v_{sdq}^* の最大の振幅であり、 f_{swmax} は最大のスイッチング周波数である。図 1 2 の例では、振幅 v_{sdq}^* が、 $v_{sdqmax} / 2.0$ 超、 $v_{sdqmax} / 1.5$ 以下では、スイッチング周波数 f_{sw} を基本波周波数 f_s の 1.5 倍にし、 $v_{sdqmax} / 1.5$ 超、 $v_{sdqmax} / 0.9$ 以下では 9 倍にしている。また、振幅 v_{sdq}^* が、 $v_{sdqmax} / 0.9$ 超、 $v_{sdqmax} / 0.3$ 以下では 3 倍にし、それより高い場合は 1 倍にしている。なお、振幅 v_{sdq}^* が $v_{sdqmax} / 2.0$ 以下では、単に f_{swmax} を利用している。また、ここでは三相で共通のキャリア信号を用いることを想定し、スイッチング周波数 f_{sw} は、基本波周波数の 1、3、9 又は 1.5 倍としている。なお、振幅 v_{sdq}^* は、以下の (1 7) 式で計算することができる。

40

【 0 0 9 6 】

【 数 1 7 】

$$v_{sdq}^* = \sqrt{v_{sd}^{*2} + v_{sq}^{*2}} \quad \dots (17)$$

50

【 0 0 9 7 】

図 1 3 は、図 1 1 に示す電圧積算器 1 0 の構成例を示す図である。図 1 3 には、LPF 1 0 0 1 , 1 0 0 4 , 1 0 0 7、積分器 1 0 0 2 , 1 0 0 5 , 1 0 0 8、及び乗算器 1 0 0 3 , 1 0 0 6 , 1 0 0 9 を含む構成が示されている。なお、正側のゲート信号と、負側のゲート信号とは、基本的に互いに反転した関係の信号となるので、図 1 3 では、正側のゲート信号に関する構成部のみが示されている。

【 0 0 9 8 】

まず、u 相分について説明する。正側のゲート信号 g_{up} は LPF 1 0 0 1 を通過させてから、積分器 1 0 0 2 に入力される。LPF 1 0 0 1 は、ゲート信号 g_{up} の高周波成分を遮断し、ゲート信号 g_{up} の波形を滑らかにする。積分器 1 0 0 2 では、ゲート信号 g_{up} に関し、ハイレベル H を “ + 1 ”、ローレベル L を “ - 1 ” として積分される。積分を行う期間である積算期間 T_{gi} は、現在の時刻 t よりも T_{gi} 前までの時刻から、現在の時刻 t までとする。ゲート信号 g_{up} の積算後、乗算器 1 0 0 3 では、積分器 1 0 0 2 の積算値に電源電圧 v_{dc} の半分である $v_{dc} / 2$ が乗算され、u 相電圧積算値 v_{sui} として出力される。これによって、矩形形状の u 相電圧 v_{su} の瞬時値の積算値を演算することができる。残りの v 相、w 相についても同様の処理が積分器 1 0 0 5 , 1 0 0 8 及び乗算器 1 0 0 6 , 1 0 0 9 で実施される。これにより、乗算器 1 0 0 6 から v 相電圧積算値 v_{svi} が出力され、乗算器 1 0 0 9 から w 相電圧積算値 v_{swi} が出力される。

【 0 0 9 9 】

ここで、電圧積算値 v_{sxi} を演算する演算周波数は、矩形形状の固定子電圧 v_s の瞬時値に対して演算を行うため、PWM 変調器 9 によって生成されるゲート信号のスイッチング周波数 f_{sw} に対して十分に高く設定する。なお、十分に高いと言えるためには、2.5 倍以上であることが好ましく、100 倍以上であればより好ましい。また、この積算処理自体の演算負荷は小さいので、演算周波数を高くしても、計算機の演算負荷は、回転機 2 の制御に必要な計算量と比べて小さい。また、ここで利用する電源電圧 v_{dc} の値としては、検出値を利用してよいし、定格値又は使用時の想定値を利用してよい。

【 0 1 0 0 】

LPF 1 0 0 1 , 1 0 0 4 , 1 0 0 7 としては、伝達関数が、例えば以下の (1 8) 式で表される一次の LPF を利用することができる。

【 0 1 0 1 】

【 数 1 8 】

$$H(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad \dots (18)$$

【 0 1 0 2 】

上記 (1 8) 式において、 ω_c は遮断角周波数である。LPF 1 0 0 1 , 1 0 0 4 , 1 0 0 7 はデジタルフィルタで実現してもよいし、アナログフィルタを用いてもよい。また、LPF 1 0 0 1 , 1 0 0 4 , 1 0 0 7 は、二次のフィルタを用いてもよいし、移動平均を利用してよい。

【 0 1 0 3 】

ここで、LPF 1 0 0 1 , 1 0 0 4 , 1 0 0 7 を用いることの効果について、図 1 4 及び図 1 5 を参照して説明する。以下、LPF 1 0 0 1 , 1 0 0 4 , 1 0 0 7 を総称して、単に「LPF」と呼ぶ。

【 0 1 0 4 】

図 1 4 は、実施の形態 2 における電圧積算器 1 0 が LPF を有さない場合の動作説明に供する図である。図 1 4 において、破線はゲート信号 g_{up} の波形を表し、丸記号はサンプリング点を表し、実線はゲート信号 g_{up} のサンプリング後の波形を表している。また、図 1 5 は、実施の形態 2 における電圧積算器 1 0 が LPF を有する場合の動作説明に供する図である。図 1 5 において、破線はゲート信号 g_{up} の波形を表し、一点鎖線は LP

F 通過後のゲート信号 g_{up} の波形を表し、丸記号はサンプリング点を表し、実線は L P F 通過後のゲート信号 g_{up} のサンプリング後の波形を表している。

【 0 1 0 5 】

図 1 4 の場合、破線と実線とで囲まれた面積の部分、具体的にはハッチングで示されている A 1 , A 2 の部分が積算誤差となる。図 1 5 の場合も、破線と実線とで囲まれた面積の部分が積算誤差となる。図 1 5 の波形は、L P F 通過後のゲート信号 g_{up} の波形に対するサンプリング後の波形の偏りが小さいのに対し、図 1 4 の波形は、ゲート信号 g_{up} の波形に対するサンプリング後の波形の偏りが大きい。また、図 1 4 における A 1 , A 2 の面積は互いに同符号なので、ゲート信号 g_{up} の 1 周期で考えると、A 1 , A 2 の部分の面積の和が積算誤差となる。これに対し、図 1 5 の場合、ハッチングで示されている B 1 及び B 2 の面積と、B 3 の面積とは互いに異符号なので、ゲート信号 g_{up} の 1 周期で考えると、B 1 と B 2 の和と B 3 との差が積算誤差となる。以上のことから、L P F を利用することで電圧積算値 v_{sxi} を正確に演算できることが解かる。また、L P F を利用することにより、サンプリング周波数、即ち電圧積算値 v_{sxi} を演算する演算周波数を低くしても、電圧積算値 v_{sxi} をより精度よく演算することができる。

10

【 0 1 0 6 】

図 1 6 は、図 1 1 に示す位置推定器 1 1 の構成例を示す図である。位置推定器 1 1 は、三相 - 二相変換器 1 1 0 1 , 1 1 0 2 と、回転座標変換器 1 1 0 3 と、第 1 の演算器 1 1 0 4 と、第 1 の推定器 1 1 0 5 と、第 2 の演算器 1 1 0 6 と、第 3 の演算器 1 1 0 7 と、を含む構成とすることができる。

20

【 0 1 0 7 】

三相 - 二相変換器 1 1 0 1 は、電圧積算器 1 0 が演算した、三相座標上の電圧積算値 $v_{sui}, v_{svi}, v_{swi}$ を三相 - 二相変換によって二相座標上の電圧積算値 v_{si}, v_{si} へ変換する。同様に、三相 - 二相変換器 1 1 0 2 は、三相座標上の固定子電流 i_{su}, i_{sv}, i_{sw} を三相 - 二相変換によって二相座標上の固定子電流 i_s, i_s へ変換する。回転座標変換器 1 1 0 3 は、推定回転子位置 \hat{r} を使用し、二相座標上の固定子電流 i_s, i_s を回転座標変換によって、回転座標上の固定子電流 i_{sd}, i_{sq} へ変換する。

【 0 1 0 8 】

次に、第 1 の演算器 1 1 0 4 及び第 1 の推定器 1 1 0 5 による処理内容について説明する。第 1 の演算器 1 1 0 4 は鎖交磁束インダクタンス変動分を演算し、第 1 の推定器 1 1 0 5 は鎖交磁束インダクタンス変動分を推定する。

30

【 0 1 0 9 】

まず、二相座標上における回転機 2 の鎖交磁束 ψ_s は、以下の (1 9) 式で求められる。

【 0 1 1 0 】

【数 1 9 】

$$\psi_s^{\alpha\beta} = \int (v_s^{\alpha\beta} - R_s i_s^{\alpha\beta}) dt \quad \dots (19)$$

40

【 0 1 1 1 】

また、上記 (1 9) 式の積分演算は、以下の (2 0) 式に示す伝達関数で表される。

【 0 1 1 2 】

【数 2 0 】

$$\psi_s^{\alpha\beta} = \frac{v_s^{\alpha\beta} - R_s i_s^{\alpha\beta}}{s} \quad \dots (20)$$

【 0 1 1 3 】

50

一般的に、鎖交磁束を積分で演算する場合、通常は初期値が不明である。そこで、静止座標である三相座標及び二相座標で鎖交磁束を演算する場合は、カットオフ周波数が基本波周波数成分に対して十分に低いハイパスフィルタ (High-Pass Filter: H P F) を利用することが行われる。この手法、即ち積分及び H P F を利用して静止座標で鎖交磁束を演算する手法を、本稿では「不完全積分」と呼ぶ。この不完全積分で使用されるハイパスフィルタの伝達関数は、カットオフ周波数を ω_{hpf} として、以下の (21) 式で表すことができる。

【0114】

【数21】

$$G_{\text{hpf}}(s) = \frac{s}{s + \omega_{\text{hpf}}} \quad \dots (21) \quad 10$$

【0115】

上記 (21) 式で示される H P F を上記 (20) 式に適用すると、以下の (22) 式が得られる。

【0116】

【数22】

$$\psi_{\text{shpf}}^{\alpha\beta} = \frac{v_s^{\alpha\beta} - R_s i_s^{\alpha\beta}}{s + \omega_{\text{hpf}}} \quad \dots (22) \quad 20$$

【0117】

上記 (22) 式は、H P F を適用した場合の鎖交磁束 ψ_{shpf} を表す式である。また、上記 (22) 式を変形すると、以下の (23) 式が得られる。

【0118】

【数23】

$$\psi_{\text{shpf}}^{\alpha\beta} = \frac{v_s^{\alpha\beta} - R_s i_s^{\alpha\beta} - \omega_{\text{hpf}} \psi_{\text{shpf}}^{\alpha\beta}}{s} \quad \dots (23) \quad 30$$

【0119】

なお、上記 (23) 式の右辺第1項は、固定子電圧 v_s の積分値である。そこで、実施の形態2では、この部分に電圧積算器10が演算した電圧積算値 $v_{s \times i}$ を利用する。なお、従来技術である特許文献1は、固定子電圧 v_s として、電圧指令値 v_s^* を利用している。

【0120】

同期リラクタンスモータの位置センサレス制御においては、鎖交磁束の演算に不完全積分を利用する手法を用いることが可能である。不完全積分を利用する手法は、オブザーバを用いる場合と比べて計算負荷が小さいので、より安価なマイクロプロセッサなどの計算機を利用することができる。

【0121】

また、実施の形態2において、不完全積分を用いた鎖交磁束の演算周期 $T_{\text{psi}1}$ はスイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍になっていないとし、その後の推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算周期 $T_{\text{psi}2}$ もスイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍ではないとする。

【0122】

回転機2の鎖交磁束 ψ_s は、二相座標上にて上記 (6) 式で表される。この鎖交磁束 ψ_s を推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を用いて回転座標変換すると、以下の (24) 式のように表すことができる。

【0123】

【数 2 4】

$$\psi_s^{dq} = L_{savg} i_s^{dq} + L_{svar} \begin{bmatrix} \cos(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) & \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \\ \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) & -\cos(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \end{bmatrix} i_s^{dq} \quad \dots (24)$$

【0 1 2 4】

上記(24)式において、第1項は、回転子位置によって変化しないインダクタンス平均成分 L_{savg} を含む項であり、第2項は回転子位置の2倍の周波数で変化するインダクタンス変動成分 L_{svar} を含む項である。

10

【0 1 2 5】

第1の演算器 1 1 0 4 は、上記(24)式の第2項に相当する成分を計算によって求める。具体的には、上記(24)式を変形した、以下の(25)式に従って演算する。

【0 1 2 6】

【数 2 5】

$$\psi_{svar,calc}^{dq} = \psi_{shpf}^{dq} - L_{savg} i_s^{dq} \quad \dots (25)$$

【0 1 2 7】

上記(25)式の右辺第1項は、上記(23)式に示される鎖交磁束 ψ_{shpf} を回転座標変換して求めたものである。また、上記(25)式の右辺第2項は、上記(24)式の第1項を表している。図16には、第1の演算器 1 1 0 4 の構成例が示されているが、この例に限定されるものではない。

20

【0 1 2 8】

一方、第1の推定器 1 1 0 5 は、上記(24)式の第2項に相当する成分を直接的に推定する。図16には、第1の推定器 1 1 0 5 の構成例が示されているが、このように簡易に構成できる理由について説明する。

【0 1 2 9】

まず、上記(24)式の第2項が回転座標上での鎖交磁束インダクタンス変動分の推定値であるとして、この推定値を $\hat{\psi}_{svar}^{dq}$ で表すと、以下の(26)式のように表すことができる。

30

【0 1 3 0】

【数 2 6】

$$\hat{\psi}_{svar}^{dq} = L_{svar} \begin{bmatrix} \cos(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) & \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \\ \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) & -\cos(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \end{bmatrix} i_s^{dq} \quad \dots (26)$$

【0 1 3 1】

上記(26)式において、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ と、回転子位置の真値 θ_r とが凡そ等しいと近似すると、上記(26)式は、以下の(27)式のように簡略化される。なお、図16には、この(27)式を表す制御器の構成が示されている。

40

【0 1 3 2】

【数 2 7】

$$\hat{\psi}_{svar}^{dq} = L_{svar} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} i_s^{dq} \quad \dots (27)$$

【0 1 3 3】

次に、第2の演算器 1 1 0 6 及び第3の演算器 1 1 0 7 による処理内容について説明する。

50

【 0 1 3 4 】

まず、鎖交磁束インダクタンス変動分の推定値 $\hat{\psi}_{svar}^{dq}$ と、演算値 $\psi_{svar,calc}^{dq}$ との外積は、以下の (2 8) 式で表される。

【 0 1 3 5 】

【数 2 8】

$$\hat{\psi}_{svar}^{dq} \times \psi_{svar,calc}^{dq} = \left| \hat{\psi}_{svar}^{dq} \right| \left| \psi_{svar,calc}^{dq} \right| \sin \left(2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \right) \quad \dots (28)$$

【 0 1 3 6 】

上記 (2 8) 式において、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ と、回転子位置の真値 θ_r とが凡そ等しい、即ち $\hat{\theta}_r \approx \theta_r$ と近似すると、回転子位置の推定誤差 “ $-(\hat{\theta}_r - \theta_r)$ ” は、以下の (2 9) 式で演算できる。

【 0 1 3 7 】

【数 2 9】

$$-(\hat{\theta}_r - \theta_r) = \frac{1}{2} \frac{\hat{\psi}_{svar}^{dq} \times \psi_{svar,calc}^{dq}}{\left| \hat{\psi}_{svar}^{dq} \right| \left| \psi_{svar,calc}^{dq} \right|} \quad \dots (29)$$

【 0 1 3 8 】

以上のように、第 2 の演算器 1 1 0 6 は、上記 (2 5) 式による演算値と、上記 (2 7) 式による推定値とに基づいて、回転子位置の推定誤差 “ $-(\hat{\theta}_r - \theta_r)$ ” を演算する。

【 0 1 3 9 】

第 2 の演算器 1 1 0 6 によって演算された回転子位置の推定誤差 “ $-(\hat{\theta}_r - \theta_r)$ ” は、第 3 の演算器 1 1 0 7 に入力される。第 3 の演算器 1 1 0 7 は、回転子位置の推定誤差 “ $-(\hat{\theta}_r - \theta_r)$ ” を比例積分 (P I) 制御した後積分してゼロに収束させることで、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を演算する。また、第 3 の演算器 1 1 0 7 は、回転子位置の推定誤差 “ $-(\hat{\theta}_r - \theta_r)$ ” をゼロに収束させる過程で、推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ を演算する。

【 0 1 4 0 】

以上のように、実施の形態 2 に係る回転機の制御装置は、固定子電圧の積算値である電圧積算値を用いて回転子位置を推定する手法を、静止座標で鎖交磁束を演算する構成に適用可能である。回転機が同期リラクタンスモータである場合の位置センサレス制御では、静止座標にて鎖交磁束を積分演算するので、オフセット成分が生じて推定値に誤差及び脈動が生じ易い。従って、実施の形態 2 の手法は、同期リラクタンスモータを位置センサレスで制御する場合に好適に用いることが可能である。

【 0 1 4 1 】

また、実施の形態 2 に係る回転機の制御装置において、電圧積算値を演算する際には、ゲート信号又は固定子電圧の検出値に対して、低域フィルタを通過させてから演算することが望ましい。このようにすれば、電圧積算値を演算する計算負荷を低減しつつ、電圧積算値をより精度よく演算することができる。

【 0 1 4 2 】

また、実施の形態 2 に係る回転機の制御装置において、電圧印加器にスイッチング素子のオンとオフとを切り替えるスイッチング周波数を電圧指令値の振幅に応じて切り替えることが望ましい。スイッチング周波数の切り替え時には、電圧指令値と固定子電圧との間の電圧誤差が大きくなるが、この手法を用いれば、当該誤差の低減が可能となる。

【 0 1 4 3 】

次に、上述した実施の形態 2 に係る制御演算による効果について要約する。まず、実施の形態 2 においては、不完全積分を利用した上記 (2 3) 式を用いた鎖交磁束 ψ_s の演算周期 T_{psi1} と、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算周期 T_{psi2} とは、共にスイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍にはなっていない。このとき、電圧指令値 v_s^* と実際の電圧を平

10

20

30

40

50

滑化した値とは一致しない。その結果、電圧指令値 v_s^* には実際の電圧に対して誤差が含まれる。従って、従来技術を利用して演算した鎖交磁束 ψ_s にも誤差が発生する。更に、実施の形態 2 では、鎖交磁束 ψ_s を真値に収束させるためのオブザーバを利用せずに、不完全積分を利用して演算しているので、鎖交磁束 ψ_s の誤差が大きくなり、真値への収束も比較的遅い。また、鎖交磁束の演算は、基本的に積分処理に基づいて実施しているので、その誤差は、直流から低周波成分にかけて大きくなる。その結果、回転座標上においては、基本波周波数 f_s 近傍の誤差が大きくなり、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ にも基本波周波数 f_s 近傍に大きな誤差が発生する。この問題に対して、実施の形態 2 の位置推定器 11 は、鎖交磁束 ψ_s 及び推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算に電圧指令値 v_s^* ではなく電圧積算値 v_{sxi} を利用しているので、基本波周波数近傍の誤差及び脈動を低減して、回転子位置を推定することができる。また、実施の形態 2 の位置推定器 11 は、オブザーバを利用せずに不完全積分によって鎖交磁束を演算するので、実施の形態 1 よりも計算負荷を低減できる。従って、実施の形態 2 の手法を用いれば、高価なマイクロプロセッサを必要とすることなく、位置センサレスであり、且つ、トルク脈動及び電力脈動の少ない制御装置 100A を構成できるといった、従来にない顕著な効果を奏する。

【0144】

実施の形態 3 .

図 17 は、実施の形態 3 に係る回転機の制御装置 100B の構成例を示す図である。実施の形態 3 に係る制御装置 100B と、図 1 に示す制御装置 100 とを比較すると、図 17 では、電圧積算器 7 が電圧積算器 13 に置き換えられ、位置推定器 8 が位置推定器 14 に置き換えられている。また、電圧印加器 3 が回転機 2 に印加する矩形波の固定子電圧 v_s を検出する電圧検出器 12 が設けられている。その他の構成は、制御装置 100 と同一又は同等であり、同一又は同等の構成部には同一の符号を付し、重複する説明は割愛する。

【0145】

図 18 は、図 17 に示す電圧積算器 13 の構成例を示す図である。図 18 には、積分器 1301, 1302, 1303 を含む構成が示されている。なお、正側のゲート信号と、負側のゲート信号とは、基本的に互いに反転した関係の信号となるので、図 18 では、正側のゲート信号に関する構成部のみが示されている。

【0146】

まず、u 相分について説明する。電圧検出器 12 の検出値である u 相電圧 v_{su} が積分器 1301 に入力される。積分器 1301 は、u 相電圧 v_{su} を積分する。積分を行う期間である積算期間 T_{gi} は、現在の時刻 t よりも T_{gi} 前までの時刻から、現在の時刻 t までとする。残りの v 相、w 相についても同様の処理が積分器 1302, 1303 で実施される。これにより、積分器 1301 から u 相電圧積算値 v_{sui} が出力され、積分器 1302 から v 相電圧積算値 v_{svi} が出力され、積分器 1303 から w 相電圧積算値 v_{swi} が出力される。

【0147】

ここで、電圧積算値 v_{sxi} を演算する演算周波数は、矩形波の固定子電圧 v_s の瞬時値に対して演算を行うため、PWM 変調器 6 によって生成されるゲート信号のスイッチング周波数 f_{sw} に対して十分に高く設定する。なお、十分に高いと言えるためには、25 倍以上であることが好ましく、100 倍以上であればより好ましい。また、この積算処理自体の演算負荷は小さいので、演算周波数を高くしても、計算機の演算負荷は、回転機 2 の制御に必要な計算量と比べて小さい。また、ここで利用する電源電圧 v_{dc} の値としては、検出値を利用してもよいし、定格値又は使用時の想定値を利用してもよい。

【0148】

実施の形態 3 では、積分を利用せずに鎖交磁束を演算して回転子位置及び回転速度を推定する。ここではまず、位置推定器 14 によって回転子位置及び回転速度を推定する原理について説明する。まず、回転機 2 の特性を数式化した回転機モデルは回転座標上において、以下の (30)、(31) 式で表される。

【0149】

10

20

30

40

50

【数 3 0】

$$\boldsymbol{v}_s^{\text{dq}} = R_s \boldsymbol{i}_s^{\text{dq}} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{\text{dq}} + \omega_r \boldsymbol{J} \boldsymbol{\psi}_s^{\text{dq}} \quad \dots (30)$$

【数 3 1】

$$\boldsymbol{\psi}_s^{\text{dq}} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \boldsymbol{i}_s^{\text{dq}} \quad \dots (31)$$

10

【0 1 5 0】

なお、上記(30)式中の記号 \boldsymbol{J} は、上記の(15)式で示した変換行列である。

【0 1 5 1】

また、実施の形態3では、インダクタンス値を計算で求めるので、上記(31)式を以下の(32)式のように表す。

【0 1 5 2】

【数 3 2】

$$\boldsymbol{\psi}_{s,\text{calc}}^{\text{dq}} = \begin{bmatrix} L_{sd,\text{calc}} & 0 \\ 0 & L_{sq,\text{calc}} \end{bmatrix} \boldsymbol{i}_s^{\text{dq}} \quad \dots (32)$$

20

【0 1 5 3】

上記(32)式において、 $L_{sd,\text{calc}}$ は計算で求めた d 軸インダクタンスを表し、 $L_{sq,\text{calc}}$ は計算で求めた q 軸インダクタンスを表している。

【0 1 5 4】

また、上記(30)式の右辺第3項の誘起電圧 $\omega_r \boldsymbol{J} \boldsymbol{\psi}_s^{\text{dq}}$ を計算で求めるため、これを $\boldsymbol{v}_{emf,\text{calc}}$ と表記する。ここで、上記(30)式における微分項、即ち上記(30)式の右辺第2項を無視すると、計算値である誘起電圧 $\boldsymbol{v}_{emf,\text{calc}}$ は、固定子電圧 $\boldsymbol{v}_s^{\text{dq}}$ と、固定子電流 $\boldsymbol{i}_s^{\text{dq}}$ とにより、以下の(33)式を用いて演算できる。

【0 1 5 5】

【数 3 3】

$$\boldsymbol{v}_{emf,\text{calc}} = \boldsymbol{v}_s^{\text{dq}} - R_s \boldsymbol{i}_s^{\text{dq}} \quad \dots (33)$$

30

【0 1 5 6】

ここで、上記(33)式の固定子電圧 $\boldsymbol{v}_s^{\text{dq}}$ は、電圧積算器13が演算した電圧積算値 $\boldsymbol{v}_{s \times i}$ を利用し、固定子電流 $\boldsymbol{i}_s^{\text{dq}}$ には検出値を利用する。電圧積算値 $\boldsymbol{v}_{s \times i}$ は、矩形形状の固定子電圧 \boldsymbol{v}_s を積算期間 T_{gi} だけ積算した値であるので、電圧積算値 $\boldsymbol{v}_{s \times i}$ を T_{gi} で割れば、積算期間 T_{gi} における固定子電圧 \boldsymbol{v}_s の平均値が正確に得られる。実施の形態3において、積算期間 T_{gi} は推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ の演算周期 T_{psi2} と等しいとする。なお、従来技術である特許文献1は、固定子電圧 $\boldsymbol{v}_s^{\text{dq}}$ としては、電圧指令値 $\boldsymbol{v}_s^{\text{dq}*}$ を利用している。

40

【0 1 5 7】

また、上記(32)式によって鎖交磁束 $\boldsymbol{\psi}_{s,\text{calc}}^{\text{dq}}$ を演算し、これと推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ とから、以下の(34)式を用いて、誘起電圧 \boldsymbol{v}_{emf} の推定値である推定誘起電圧 $\hat{\boldsymbol{v}}_{emf}$ を得ることができる。

【0 1 5 8】

【数 3 4】

$$\hat{\boldsymbol{v}}_{emf} = \hat{\omega}_r \boldsymbol{J} \boldsymbol{\psi}_{s,\text{calc}}^{\text{dq}} \quad \dots (34)$$

50

【0159】

以上のように、上記(33)式による演算値と、上記(34)式による推定値とを比較し、その差がゼロに収束するように比例積分制御を行えば、回転速度 ω_r の推定である推定回転角速度 $\hat{\theta}_r$ を得ることができる。

【0160】

また、上記(33)式にて計算した誘起電圧 $v_{emf,calc}$ を推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ で除算すると鎖交磁束 ψ_s の計算値が得られ、更に固定子電流 i_s で除算するとインダクタンス値の計算値が得られる。

【0161】

上記(6)式に示されるように、インダクタンス値は真の回転子位置 θ_r に依存して変化する。また、上記(24)式に示されるように、インダクタンス値は真の回転子位置 θ_r と、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ との差に依存して変化する。従って、インダクタンス値の計算値を、これらのインダクタンス変化特性に照らし合わせれば、回転子位置を推定することが可能である。具体的には、インダクタンス変動成分 L_{svar} と、固定子電流 i_s との積によって生成される鎖交磁束インダクタンス変動分が含まれた鎖交磁束 ψ_s^{dq} を固定子電流 i_s^{dq} で除算してインダクタンス値を計算して、その回転子位置に依存したインダクタンス変化特性から推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を得ることができる。

【0162】

次に、位置推定器14の構成及び動作について説明する。図19は、図17に示す位置推定器14の構成例を示す図である。位置推定器14は、除算器1401と、三相-二相変換器1402, 1404と、回転座標変換器1403, 1405と、速度角度演算器1406と、を含む構成とすることができる。

【0163】

除算器1401は、三相の電圧積算値 $v_{sui}, v_{svi}, v_{swi}$ を積算期間 T_{gi} で割って、積算期間 T_{gi} での固定子電圧 v_s の平均値である固定子電圧平均値 $v_{sua}, v_{sva}, v_{swa}$ を演算する。三相-二相変換器1402は、三相座標上の固定子電圧平均値 $v_{sua}, v_{sva}, v_{swa}$ を三相-二相変換によって二相座標上の固定子電圧平均値 v_{sa}, v_{sa}^{\wedge} へ変換する。三相-二相変換器1404は、三相座標上の固定子電流 i_{su}, i_{sv}, i_{sw} を三相-二相変換によって二相座標上の固定子電流 i_s, i_s^{\wedge} へ変換する。回転座標変換器1403は、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を使用し、二相座標上の固定子電圧平均値 v_{sa}, v_{sa}^{\wedge} を回転座標変換によって、回転座標上の固定子電圧平均値 $v_{sda}, v_{sqa}^{\wedge}$ へ変換する。回転座標変換器1405は、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ を使用し、二相座標上の固定子電流 i_s, i_s^{\wedge} を回転座標変換によって、回転座標上の固定子電流 i_{sd}, i_{sq}^{\wedge} へ変換する。なお、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ は、速度角度演算器1406の出力の一つである推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ をフィードバックして使用する。速度角度演算器1406は、前述の説明に従って推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ 及び推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ を演算する。

【0164】

実施の形態3の手法では、鎖交磁束の演算にオブザーバ又は不完全積分を利用していないので、これらと比較して演算周期が長くてもよい。この理由から、計算負荷が小さくなるので、より安価なマイクロプロセッサなどの計算機を利用することができる。なお、実施の形態3において、推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ 及び推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ を演算する制御演算周期 T_{psi} と、電圧積算値 v_{sxi} を演算する積算期間 T_{gi} とは等しいとする。

【0165】

また、実施の形態1, 2と同様に、電圧積算値 v_{sxi} を演算する積算期間 T_{gi} は、スイッチング周期 T_{sw} の半分の整数倍ではないとする。この場合、電圧指令値 v_s^* を用いる従来技術では、電圧指令値 v_s^* と実際の電圧を平滑化した値とは一致しないので、電圧指令値 v_s^* には実際の電圧に対して誤差が含まれる。従って、これらを用いて演算した推定回転子位置 $\hat{\theta}_r$ 及び推定回転角速度 $\hat{\omega}_r$ にも誤差が発生する。

【0166】

10

20

30

40

50

回転機 2 においては、低い周波数の誤差ほど磁束及びトルクに大きな振動成分を発生させる。静止座標において、直流及び周波数が低い直流近傍成分は、回転座標上にて基本波周波数 f_s 近傍の誤差になる。これに対し、実施の形態 3 の位置推定器 14 は、固定子電圧積算値を利用することでその積算区間つまり位置推定の演算周期での平均の固定子電圧を正確に得ることができる。従って、基本波周波数 f_s 近傍の誤差に起因するトルク及び電力の脈動を除去して位置推定することができる。

【0167】

以上のように、実施の形態 3 の位置推定器 14 は、オブザーバ及び不完全積分を利用せずに鎖交磁束を演算するといった計算負荷の少ない構成でも、電圧積算値 v_{sx} を利用することで、基本波周波数 f_s 近傍の誤差に起因するトルク及び電力の脈動を除去して位置推定することができる。従って、実施の形態 3 の手法を用いれば、高価なマイクロプロセッサを必要とすることなく、位置センサレスであり、且つ、トルク脈動及び電力脈動の少ない制御装置 100B を構成できるといった、従来にない顕著な効果を奏する。

10

【0168】

次に、上記で説明した実施の形態 1 から 3 に係る制御装置 100, 100A, 100B におけるハードウェアの構成について、図 20 及び図 21 を参照して説明する。図 20 は、実施の形態 1 から 3 に係る制御装置 100, 100A, 100B の各機能を実現する第 1 のハードウェア構成例を示す図である。図 21 は、実施の形態 1 から 3 に係る制御装置 100, 100A, 100B の各機能を実現する第 2 のハードウェア構成例を示す図である。なお、制御装置 100, 100A, 100B の各機能とは、制御装置 100, 100A, 100B に含まれる、制御器 5、PWM 変調器 6, 9、電圧積算器 7, 10, 13 及び位置推定器 8, 11, 14 の機能を指している。

20

【0169】

制御器 5、PWM 変調器 6, 9、電圧積算器 7, 10, 13 及び位置推定器 8, 11, 14 の各機能は、処理回路を用いて実現することができる。図 20 では、実施の形態 1 から 3 における制御器 5、PWM 変調器 6, 9、電圧積算器 7, 10, 13 及び位置推定器 8, 11, 14 が専用処理回路 15 に置き替えられている。専用のハードウェアを利用する場合、専用処理回路 15 は、単回路、複合回路、ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、FPGA (Field-Programmable Gate Array)、又は、これらを組み合わせたものが該当する。制御器 5、PWM 変調器 6, 9、電圧積算器 7, 10, 13 及び位置推定器 8, 11, 14 の各機能のそれぞれを処理回路で実現してもよいし、まとめて処理回路で実現してもよい。

30

【0170】

また、図 21 では、実施の形態 1 から 3 の構成における制御器 5、PWM 変調器 6, 9、電圧積算器 7, 10, 13 及び位置推定器 8, 11, 14 が、プロセッサ 16 と、記憶装置 17 とに置き替えられている。プロセッサ 16 は、演算装置、マイクロプロセッサ、マイクロコンピュータ、CPU (Central Processing Unit)、又は DSP (Digital Signal Processor) といった演算手段であってもよい。また、記憶装置 17 としては、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリ、EPROM (Erasable Programmable ROM)、EEPROM (登録商標) (Electrically EPROM) といった不揮発性又は揮発性の半導体メモリを例示することができる。

40

【0171】

プロセッサ 16 及び記憶装置 17 を利用する場合は、制御器 5、PWM 変調器 6, 9、電圧積算器 7, 10, 13 及び位置推定器 8, 11, 14 の各機能は、ソフトウェア、ファームウェア、又はこれらの組合せにより実現される。ソフトウェア又はファームウェアは、プログラムとして記述され、記憶装置 17 に記憶される。プロセッサ 16 は記憶装置 17 に記憶されたプログラムを読みだして実行する。また、これらのプログラムは、制御

50

器 5、PWM 変調器 6、9、電圧積算器 7、10、13 及び位置推定器 8、11、14 の各機能の手順及び方法をコンピュータに実行させるものであるとも言える。記憶装置 17 には、例えば、ROM、EPROM、EEPROM などの不揮発性または揮発性の半導体メモリやフレキシブルディスク、光ディスク、コンパクトディスク、DVD などを利用できる。

【0172】

制御器 5、PWM 変調器 6、9、電圧積算器 7、10、13 及び位置推定器 8、11、14 の各機能は、一部をハードウェアで実現し、一部をソフトウェアまたはファームウェアで実現してもよい。例えば、PWM 変調器 6、9 及び電圧積算器 7、10、13 の機能を専用のハードウェアを用いて実現し、制御器 5 及び位置推定器 8、11、14 の機能をプロセッサ 16 及び記憶装置 17 を用いて実現してもよい。

10

【0173】

なお、本稿の実施の形態 2、3 では、回転機 2 が同期リラクタンスモータである場合を例示して説明したが、回転機 2 が誘導モータ又は永久磁石モータであってもよい。回転機 2 が誘導モータの場合は、例えば特開平 11-4599 号公報に開示された手法を利用できる。また、回転機 2 が永久磁石モータの場合は、例えば国際公開第 2002/091558 号に開示された手法を利用できる。なお、実施の形態 3 における手法の一部は、特開 2002-165475 号公報に記載されている手法を利用しているので、実施の形態 3 において説明できなかった部分は、当該公報の内容を参照されたい。

【0174】

また、本稿において、電圧印加器 3 は三相 2 レベルインバータを用いて説明したが、これに限定されない。他の相数のインバータでもよいし、3 レベルインバータ又は 5 レベルインバータのようなマルチレベルインバータでもよい。これらのインバータを利用しても、本開示に係る回転機の制御装置を実施可能である。

20

【0175】

また、本稿では、スイッチング周波数の例示として、スイッチング周波数が基本波周波数 f_s の 1 ~ 15 倍であると説明した。一般的に、例えば三相で共通のキャリア信号を利用する場合、1 倍の他、3 倍、6 倍、9 倍、12 倍、15 倍など 3 の倍数のスイッチング周波数が用いられる。その一方で、キャリア信号を利用せずに固定のスイッチングパターンを利用する場合は、整数倍であればどの倍数も用いることができる。

30

【0176】

また、本稿では、回転機 2 のトルクに対する固定子電流は、電流実効値が最小になるように設定すると説明したが、これに限定されない。回転機 2 のトルクに対する固定子電流は、鎖交磁束が最小になるように設定してもよいし、電圧印加器 3 又は回転機 2 の効率が最大になるように設定してもよい。

【0177】

以上の実施の形態に示した構成は、一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、実施の形態同士を組み合わせることも可能であるし、要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

【符号の説明】

40

【0178】

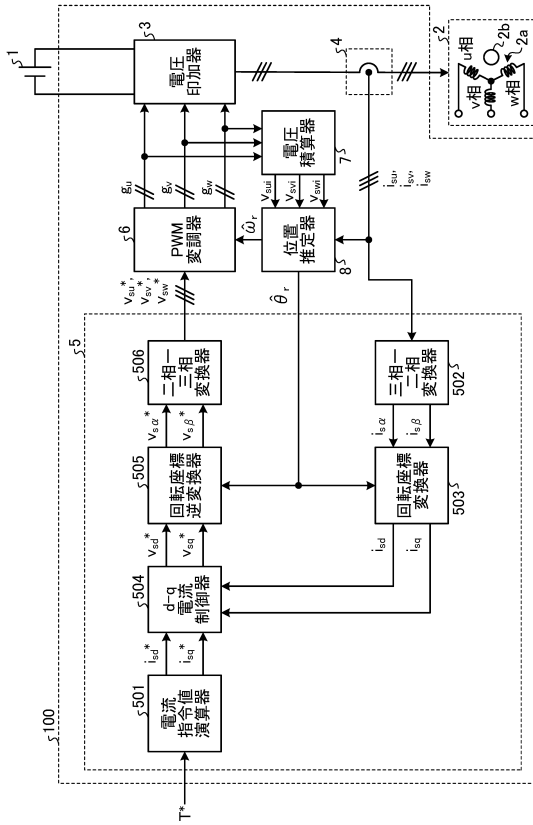
1 直流電源、2 回転機、2 a 固定子、2 b 回転子、3 電圧印加器、4 電流検出器、5 制御器、6、9 PWM 変調器、7、10、13 電圧積算器、8、11、14 位置推定器、12 電圧検出器、15 専用処理回路、16 プロセッサ、17 記憶装置、31 ~ 36 スwitching 素子、100、100A、100B 制御装置、501 電流指令値演算器、502、801、803、1101、1102、1402、1404 三相 - 二相変換器、503、802、804、1103、1403、1405 回転座標変換器、504 d - q 電流制御器、505 回転座標逆変換器、506 二相 - 三相変換器、701、703、705、1002、1005、1008、1301、1302、1303 積分器、702、704、706、1003、1006、1009 乗算器、805

50

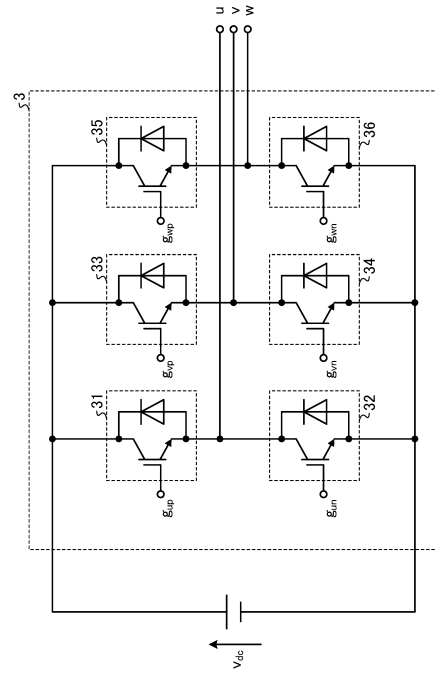
オブザーバ、1001, 1004, 1007 LPF、1104 第1の演算器、1105 第1の推定器、1106 第2の演算器、1107 第3の演算器、1401 除算器、1406 速度角度演算器。

【図面】

【図1】



【図2】



10

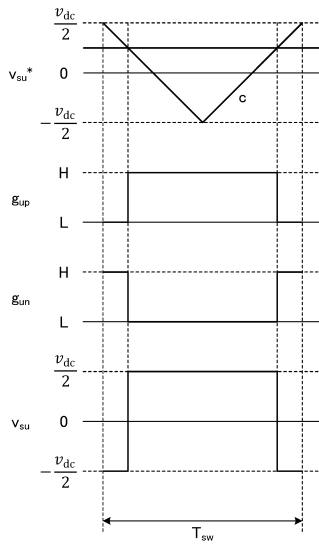
20

30

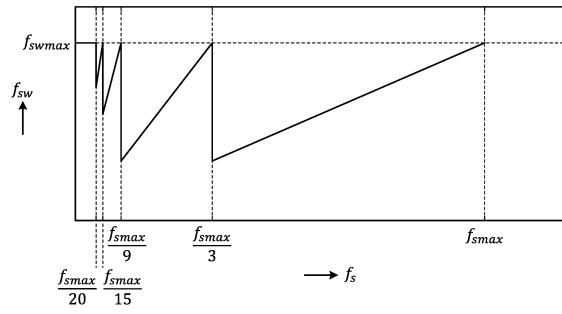
40

50

【 図 3 】



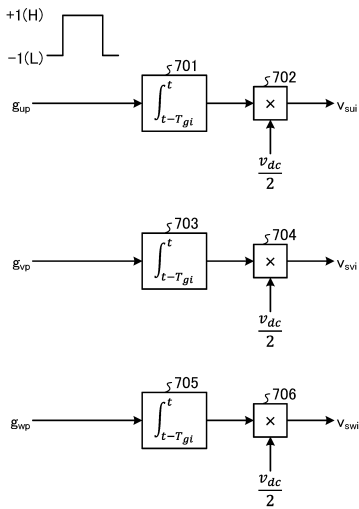
【 図 4 】



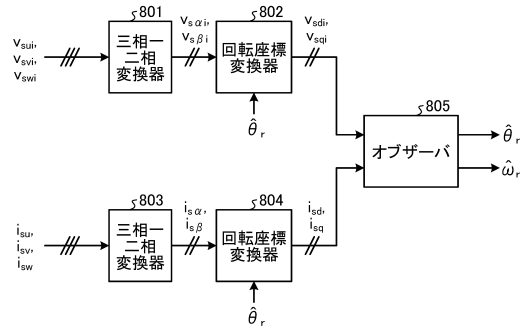
10

20

【 図 5 】



【 図 6 】

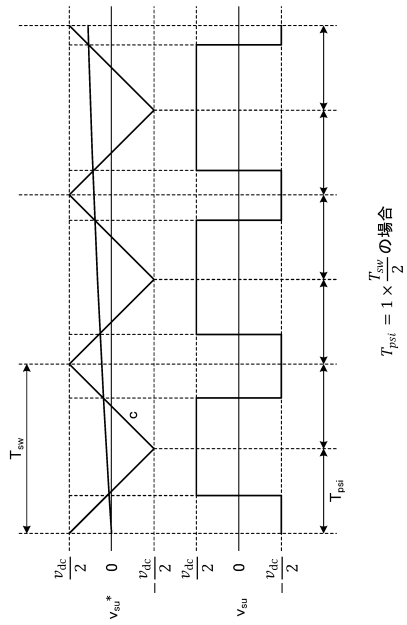


30

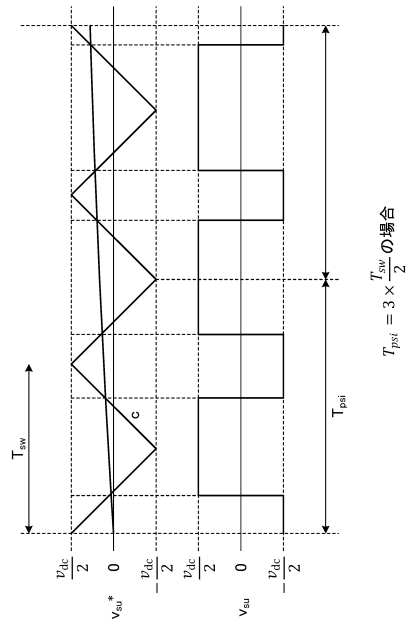
40

50

【図 7】



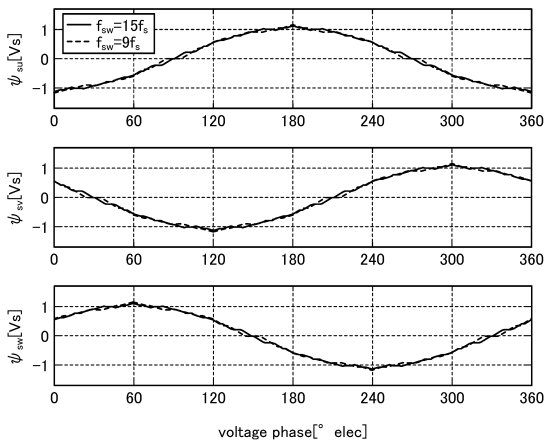
【図 8】



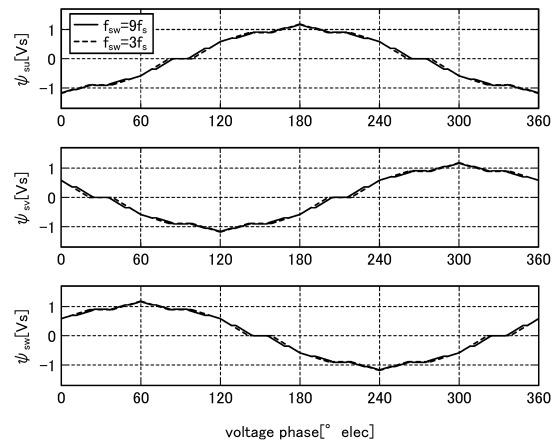
10

20

【図 9】



【図 10】

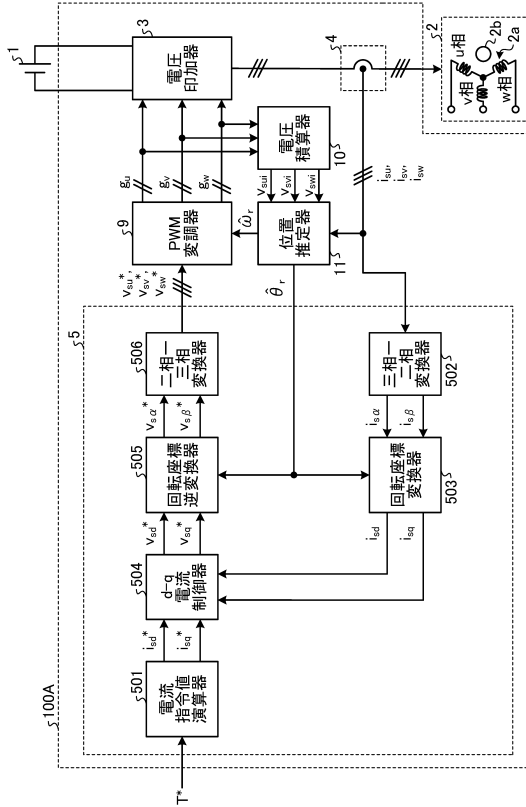


30

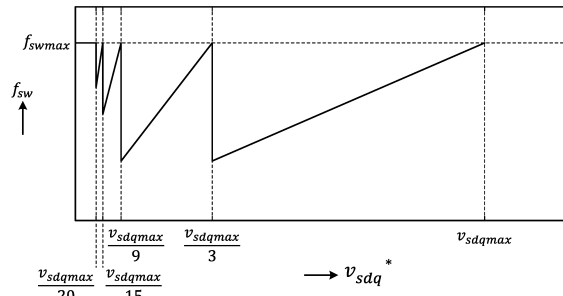
40

50

【 図 1 1 】



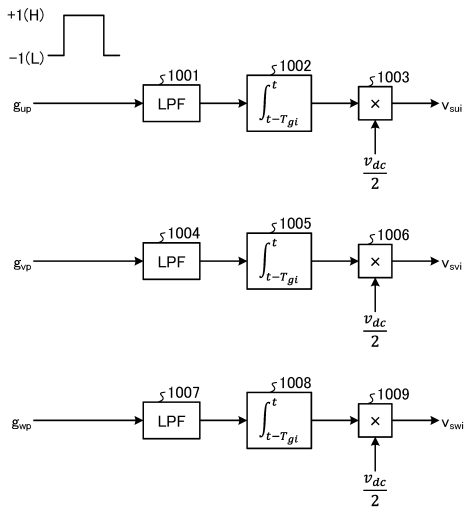
【 図 1 2 】



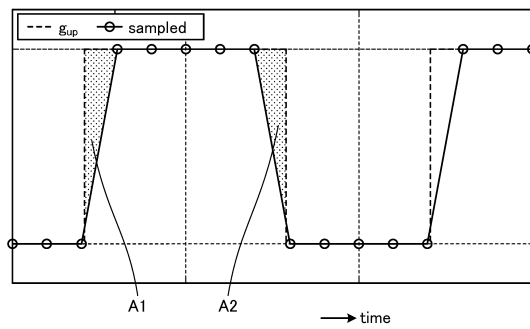
10

20

【 図 1 3 】



【 図 1 4 】

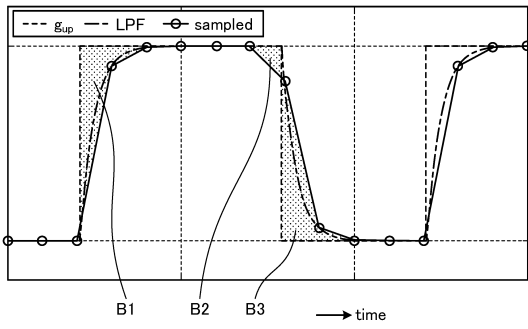


30

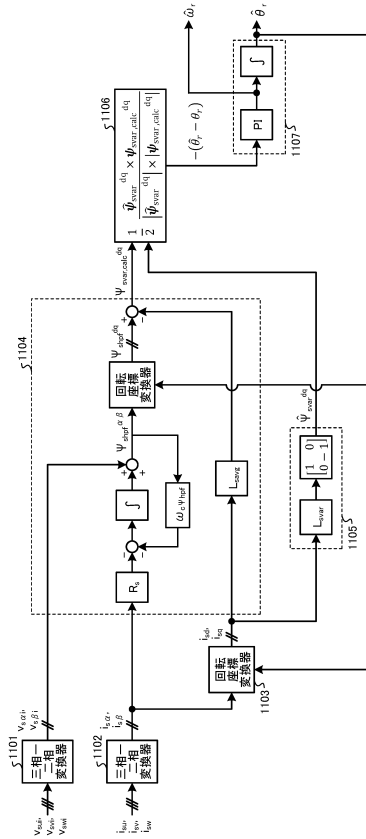
40

50

【図 15】



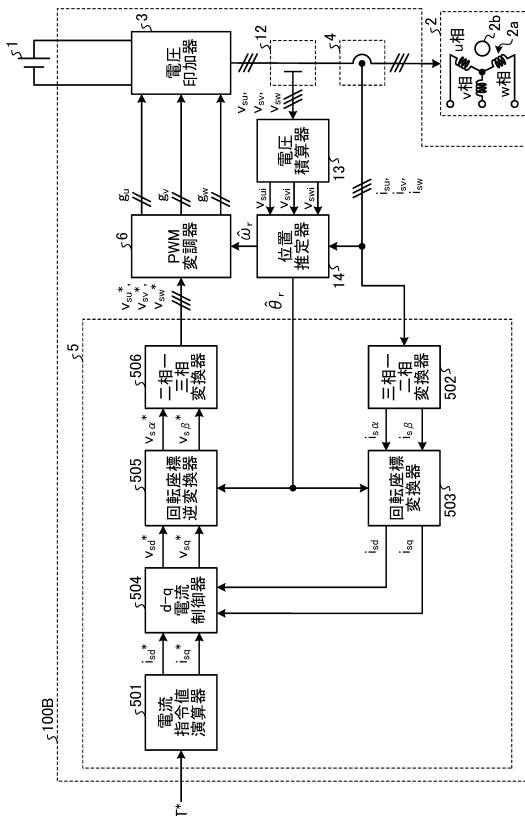
【図 16】



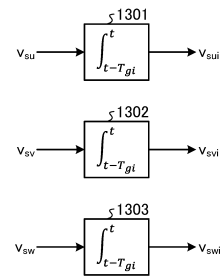
10

20

【図 17】



【図 18】

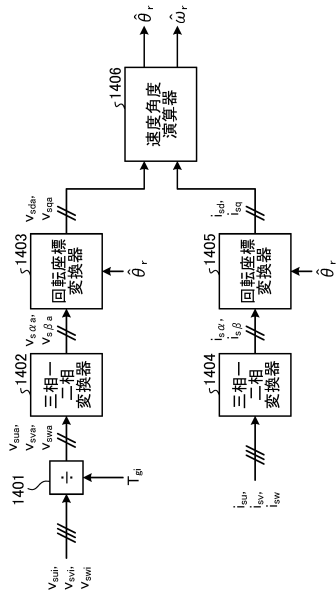


30

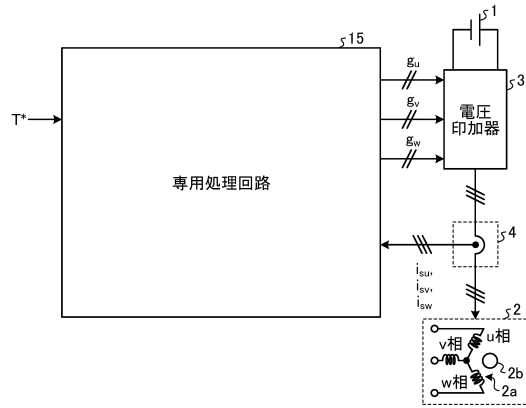
40

50

【図 19】



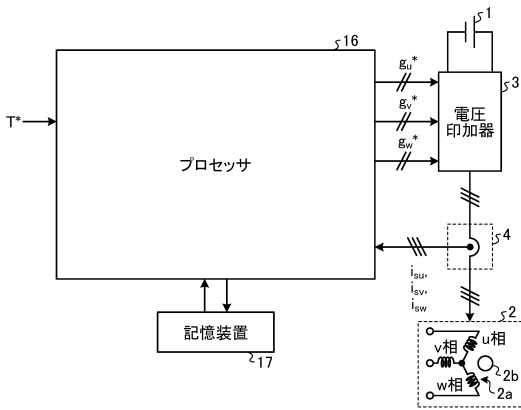
【図 20】



10

20

【図 21】



30

40

50

フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2017/138404(WO,A1)

特開2009-33963(JP,A)

特開2012-13020(JP,A)

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H02P 21/06

H02P 21/22

H02P 27/08