

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7154987号
(P7154987)

(45)発行日 令和4年10月18日(2022.10.18)

(24)登録日 令和4年10月7日(2022.10.7)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 21/18 (2016.01) H 0 2 P 21/18

請求項の数 9 (全18頁)

(21)出願番号	特願2018-231719(P2018-231719)	(73)特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22)出願日	平成30年12月11日(2018.12.11)	(73)特許権者	317011920 東芝デバイス&ストレージ株式会社 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(65)公開番号	特開2020-96425(P2020-96425A)	(74)代理人	110000567弁理士法人サトー
(43)公開日	令和2年6月18日(2020.6.18)	(72)発明者	前川 佐理 東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会 社東芝内
審査請求日	令和3年3月15日(2021.3.15)	審査官	柏崎 翔

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 永久磁石同期電動機の制御装置、マイクロコンピュータ、電動機システム及び永久磁石同期電動機の運転方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

永久磁石同期電動機の固定子に通電される電流の変化量を演算する電流変化量演算部と、前記永久磁石同期電動機の回転子の回転速度を推定し、推定した回転速度より前記回転子の磁極位置を推定する磁極位置推定部と、

推定された磁極位置を、前記回転子の出力トルクを決定するパラメータに基づいて補正する位置補正部と、

前記電流を、推定された磁極位置に基づいて d-q 軸上の電流に変換する座標変換部と、d, q 軸電流指令値と d, q 軸電流との各差分に基づいて、d, q 軸電圧指令値を生成するように電流制御する電流制御部と、

前記 d, q 軸電圧指令値と推定された磁極位置とに基づいて複数の相の PWM 信号指令値を生成する変調制御部と、

補正された磁極位置を用いた座標変換により得られる d-q 軸上の電流変化量に基づき、低速側の位置誤差を演算する低速側誤差演算部と、

前記永久磁石同期電動機の電圧方程式に基づいて得られる誘起電圧又は回転子磁束に基づき、高速側の位置誤差を出力する高速側誤差演算部と、

前記低速側の位置誤差と前記高速側の位置誤差とを、それぞれ所定の割合で重み付け加算する加算部とを備え、

前記磁極位置推定部は、前記加算部の加算結果に基づき前記回転子の回転速度を推定する永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項 2】

前記低速側誤差演算部は、q 軸上の電流変化量を、低速側の位置誤差として出力する請求項 1 記載の永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項 3】

前記変調制御部は、各相の PWM 信号指令値に応じた信号パルスの位相を、前記電流変化量演算部が前記電流の変化量を演算可能となるようにシフトする請求項 2 記載の永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項 4】

前記変調制御部は、前記加算部が前記所定の割合を低速側から高速側に変化させる際に、低速側の重みと高速側の重みとが等しくなった時点以降に、前記信号パルスの位相シフトを停止させる請求項 3 記載の永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項 5】

永久磁石同期電動機の固定子に通電される電流を検出する電流検出部と、前記永久磁石同期電動機の回転子の回転速度を推定し、推定した回転速度より前記回転子の磁極位置を推定する磁極位置推定部と、

推定された磁極位置を、前記回転子の出力トルクを決定するパラメータに基づいて補正する位置補正部と、

前記電流を、推定された磁極位置に基づいて d、q 軸上の電流に変換する座標変換部と、d、q 軸電流指令値と d、q 軸電流との各差分に基づいて、d、q 軸電圧指令値を生成するように電流制御する電流制御部と、

前記 d、q 軸電圧指令値と推定された磁極位置とに基づいて複数の相の PWM 信号指令値を生成する変調制御部と、

前記 d、q 軸電圧指令値の少なくとも一方に高周波信号を印加する高周波信号印加部と、補正された磁極位置に基づいた座標変換により d、q 軸上の電流を求め、それらの少なくとも一方を、前記高周波信号により同期検波した結果から低速側の位置誤差を生成する低速側誤差演算部と、

前記永久磁石同期電動機の電圧方程式に基づいて得られる誘起電圧又は回転子磁束に基づき、高速側の位置誤差を出力する高速側誤差演算部と、

前記低速側の位置誤差と前記高速側の位置誤差とを、それぞれ所定の割合で重み付け加算する加算部とを備え、

前記磁極位置推定部は、前記加算部の加算結果に基づき前記回転子の回転速度を推定する永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項 6】

前記加算部は、前記所定の割合を、前記回転子の回転速度に応じて変化させる請求項 1 から 5 の何れか一項に記載の永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 から 6 の何れか一項に記載の永久磁石同期電動機の制御装置を搭載するマイクロコンピュータ。

【請求項 8】

永久磁石同期電動機と、
請求項 1 から 6 の何れか一項に記載の永久磁石同期電動機の制御装置とを備える電動機システム。

【請求項 9】

永久磁石同期電動機の固定子に通電される電流を検出する電流検出ステップと、

前記電流の変化量を演算する電流変化量演算ステップと、

前記永久磁石同期電動機の回転子の回転速度を推定し、推定した回転速度より前記回転子の磁極位置を推定する磁極位置推定ステップと、

推定された磁極位置を、前記回転子の出力トルクを決定するパラメータに基づいて補正する位置補正ステップと、

前記電流を、推定された磁極位置に基づいて d、q 軸上の電流に変換する座標変換ステ

10

20

30

40

50

ップと、

d, q 軸電流指令値と d, q 軸電流との各差分に基づいて、d, q 軸電圧指令値を生成するように電流制御する電流制御ステップと、

前記 d, q 軸電圧指令値と推定された磁極位置とに基づいて 3 相の PWM 信号指令値を生成する変調制御ステップと、

補正された磁極位置を用いた座標変換により得られる d-q 軸上の電流変化量に基づき、低速側の位置誤差を演算する低速側誤差演算ステップ、及び前記永久磁石同期電動機の電圧方程式に基づいて得られる誘起電圧又は回転子磁束に基づき、高速側の位置誤差を出力する高速側誤差演算ステップと、

前記低速側の位置誤差と前記高速側の位置誤差とを、それぞれ所定の割合で重み付け加算する加算ステップとを備え、

10

前記磁極位置推定ステップは、前記加算ステップの加算結果に基づき前記回転子の回転速度を推定する永久磁石同期電動機の運転方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、永久磁石同期電動機の制御装置、その装置を備えたマイクロコンピュータ、及び永久磁石同期電動機及び前記装置からなるシステム、並びに永久磁石同期電動機の運転方法に関する。

【背景技術】

20

【0002】

永久磁石同期電動機に対しては、回転子の磁極位置に応じてインバータの通電信号を切り替えて電流を流す必要があるため、一般的にはレゾルバやエンコーダといった位置センサが用いられる。しかし、システムの小型化や低コスト化、省メンテナンス性等の要請から、位置センサ無しで同期電動機を駆動する磁極位置推定方式が望まれている。

【0003】

従来、永久磁石同期電動機の磁極位置を推定する方法としては、停止状態から中速域では d-q 軸インダクタンスの差異、すなわち突極性に基づいて位置を推定する方法が用いられている。一方、中速域から高速域にかけては、例えば電動機の数値に比例する誘起電圧や回転子磁束を電動機への入力電圧及び電流より演算し、誘起電圧に基づいて推定する方法が広く用いられている。

30

【0004】

これら 2 種類の推定方式は適用される速度域が異なるため、電動機を駆動するシステムでは、これらの推定方式を回転速度に応じて切り替える必要がある。特許文献 1 では、低速用と高速用でそれぞれ磁極位置に応じた誤差量を演算し、それらを加重加算した値に基づき磁極位置及び速度を推定する方式が提案されている。特許文献 2 でも同様に、周波数のハイブリッド器という名称で、低速用と高速用の推定誤差量を加重加算して回転速度を推定する方式が提案されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0005】

【文献】特開 2002 - 51580 号公報

特開 2003 - 299381 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上記のように 2 つの推定方式を組み合わせる手法では、それぞれの推定方式が理想的に動作した場合は問題なく位置を推定できる。特許文献 1 では、低速、高速それぞれの推定方式で求めた推定角度を加重加算した場合に発生する問題について論じられている。その対策として、推定した角度を加重加算するのではなく、角度を算出する前の誤差量の時点

50

で加重加算を行う手法が提案されている。しかしこの場合でも、それぞれの誤差量が理想的な特性ではなければ問題が発生する可能性がある。

【0007】

一例として、理想的には、低速用磁極位置推定の誤差量 Err_{low} が (1) 式、高速用磁極位置推定の誤差量 Err_{high} が (2) 式で表されるとする。は、電動機の真の磁極位置と推定磁極位置との軸誤差である。

$$Err_{low} = \sin(2 \quad) \quad \dots (1)$$

$$Err_{high} = \sin(\quad) \quad \dots (2)$$

これらを、例えば重み 0.5 ずつで加算すると (3) 式ようになる。

$$Err_{sum} = 0.5 \sin(2 \quad) + 0.5 \sin(\quad) \quad \dots (3)$$

10

【0008】

この誤差量 Err_{sum} は、図 13 に示すように、軸誤差がゼロになる点でゼロになる。そこで、例えば PI 制御器を用いて誤差量 Err_{sum} がゼロになるように位置を推定すれば、磁極位置を精度良く推定できる。

【0009】

ここで、誤差量 Err_{low} 、 Err_{high} 自体が、真の磁極位置に対して誤差を含んでいる場合を考える。例えば誤差量 Err_{low} が、軸誤差よりも $/6$ だけずれて検出されてしまうと。

$$Err_{low} = \sin(2 \quad + \quad /6) \quad \dots (4)$$

$$Err_{sum} = 0.5 \sin(2 \quad + \quad /6) + 0.5 \sin \quad \dots (5)$$

20

【0010】

このような場合、図 14 に示すように誤差量 Err_{sum} がゼロになる角度と、軸誤差がゼロになる角度とが一致しなくなる。したがって、(5) 式に基づき角度を推定すると、推定した位置に誤差が含まれてしまう。

【0011】

各実施形態により、誤差の無い磁極位置が推定できる永久磁石同期電動機の制御装置、マイクロコンピュータ、電動機システム及び永久磁石同期電動機の運転方法を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0012】

実施形態の永久磁石同期電動機の制御装置は、永久磁石同期電動機の固定子に通電される電流の変化量を演算する電流変化量演算部と、前記永久磁石同期電動機の回転子の回転速度を推定し、推定した回転速度より前記回転子の磁極位置を推定する磁極位置推定部と、

30

推定された磁極位置を、前記回転子の出力トルクを決定するパラメータに基づいて補正する位置補正部と、

前記電流を、推定された磁極位置に基づいて d 、 q 軸上の電流に変換する座標変換部と、 d 、 q 軸電流指令値と d 、 q 軸電流との各差分に基づいて、 d 、 q 軸電圧指令値を生成するように電流制御する電流制御部と、

前記 d 、 q 軸電圧指令値と推定された磁極位置とに基づいて複数の相の PWM 信号指令値を生成する変調制御部と、

40

補正された磁極位置を用いた座標変換により得られる d 、 q 軸上の電流変化量に基づき、低速側の位置誤差を演算する低速側誤差演算部と、

前記永久磁石同期電動機の電圧方程式に基づいて得られる誘起電圧又は回転子磁束に基づき、高速側の位置誤差を出力する高速側誤差演算部と、

前記低速側の位置誤差と前記高速側の位置誤差とを、それぞれ所定の割合で重み付け加算する加算部とを備え、

前記磁極位置推定部は、前記加算部の加算結果に基づき前記回転子の回転速度を推定する。

実施形態のマイクロコンピュータは、実施形態の永久磁石同期電動機の制御装置を搭載する。

50

実施形態の電動機システムは、永久磁石同期電動機と、実施形態の永久磁石同期電動機の制御装置とを備える。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】第1実施形態であり、永久磁石同期電動機の制御装置の構成を示す機能ブロック図

【図2】磁極位置推定部の構成を示す機能ブロック図

【図3】位置推定誤差とd軸誘起電圧 E_{dc} との関係を示す図

【図4】3相PWM信号の波形とU、V相電流の波形とを示す図

【図5】位置推定誤差とq軸電流変化量との関係を示す図

【図6】モータの出力トルクとq軸電流 I_q 及び補正角度 α_{dd} との関係を示す図

10

【図7】モータ速度と低速側重み K_{low} 及び高速側重み K_{high} との関係を示す図

【図8】高負荷運転時における位置推定誤差とq軸電流変化量との関係を示す図

【図9】角度補正部の構成を示す図

【図10】モータの正反転動作を行った場合の各値の変化を示す図

【図11】第2実施形態であり、永久磁石同期電動機の制御装置の構成を示す機能ブロック図

【図12】低速側軸誤差演算部の構成を示す図

【図13】従来技術における位置推定誤差と誤差量 $E_{rs_{um}}$ との関係を示す図

【図14】誤差量 $E_{r_{low}}$ が、軸誤差よりも $/6$ だけずれている場合の図13相当図

20

【発明を実施するための形態】

【0014】

(第1実施形態)

以下、第1実施形態について図1から図10を参照して説明する。図1は、永久磁石同期電動機の制御装置の構成を示す機能ブロック図である。直流電源1は、永久磁石同期電動機2を駆動する電力源であり、交流電源より交流-直流変換を行って生成したものを代用しても良い。永久磁石同期電動機2は、以下モータ2と称す。インバータ3は、例えばNチャンネルMOSFET4をスイッチング素子として、6個のFET4を3相ブリッジ接続して構成されている。インバータ3は、後述するPWM生成部10で生成される6つのスイッチング信号に基づいて、モータ2を駆動する電圧を生成する。

30

【0015】

電流検出部5は、一般にシャント抵抗やホールCTなどを用いた電流センサ6より出力されるセンサ信号を処理する回路で構成され、3相の電流 I_u, I_v, I_w を検出する。3相/dq座標変換部7は、3相電流 I_u, I_v, I_w をモータ2の回転子；ロータの磁極位置に応じた角度推定値 θ_c により、d軸電流 I_d 、q軸電流 I_q に座標変換する。

【0016】

電流制御部8は、入力されるd、q軸の電流指令 I_{dRef}, I_{qRef} に、d、q軸の電流 I_d, I_q をそれぞれ一致させるようにd、q軸電圧 V_d, V_q を演算する。d軸電流指令 I_{dRef} は、例えば図示しない上位の制御装置より全界磁運転や弱め界磁運転を行う場合に応じて設定される。また、q軸電流指令 I_{qRef} は、例えば上位の制御装置より与えられる速度指令 ω_{Ref} と、後述するように推定されたロータの速度 ω_c との差に応じて生成される。

40

【0017】

変調制御部9は、d、q軸電圧 V_d, V_q を角度推定値 θ_c により3相電圧 V_u, V_v, V_w に座標変換し、さらに直流電源1の電圧 V_{dc} により正規化することで3相の変調指令 D_u, D_v, D_w を演算する。PWM生成部10は、3相変調指令 D_u, D_v, D_w とキャリアを比較することで各相のPWM信号パルスを生成する。1相当たりのパルスにはデッドタイムが付加され、それぞれ3相上下素子のスイッチング信号 $U+, U-, V+, V-, W+, W-$ を生成する。また、PWM生成部10は、必要に応じて、後述する相電流変化量演算部が複数の相電流の変化量を確実に検出できるように、各相のPWM信号パルスの位相

50

をシフトさせる。

【0018】

相電流変化量演算部11は、3種類の相電流の変化量を得るため、対応する相電流をPWM周期内の2タイミングで検出する。本実施形態では、電圧ベクトルV5(001)印加中のU相電流変化量 dI_{u_V5} 、V相電流変化量 dI_{v_V5} と、電圧ベクトルV1(100)印加中のV相電流変化量 dI_{v_V1} を得る。低速側軸誤差演算部12は、相電流変化量演算部11で得られた相電流変化量 dI_{u_V5} 、 dI_{v_V5} 及び dI_{v_V1} を、後述する角度補正部にて補正された推定角度 c_2 に基づいて、d軸電流変化量 dI_d 、q軸電流変化量 dI_q に座標変換する。そして、その変化量 dI_q を低速側軸誤差 $E_{r_{low}}$ として出力する。高速側軸誤差演算部13は、d、q軸電流・電圧 I_d, I_q, V_d, V_q を用いて高速側軸誤差 $E_{r_{high}}$ を演算する。

10

【0019】

重み付き加算部14は、高速側軸誤差 $E_{r_{high}}$ と低速側軸誤差 $E_{r_{low}}$ とを、それぞれ所定の重み付きで加算して誤差加算値 $E_{r_{sum}}$ を演算する。磁極位置推定部15は、磁極位置を推定するため、重み付き加算部14より出力された誤差加算値 $E_{r_{sum}}$ を用いて、例えば図2に示すように、PLL(Phase Locked Loop)回路等により角度推定値 c を算出する。ここでは、誤差加算値 $E_{r_{sum}}$ に対し、PI制御部15aにおいて比例ゲイン K_p 、積分ゲイン K_i を用いてPI制御演算を行い速度 c を求める。そして、そして速度 c に対し積分部15bにより積分演算を行うことで、角度推定値 c を算出する。角度補正部16は、磁極位置推定部15で推定された角度 c を補正した角度 c_2 を演算し、係数乗算器17を介して低速側軸誤差演算部12に出力する。

20

【0020】

尚、図1に示す構成において、モータ2、インバータ回路3及び電流センサ6を除いたものが制御装置20であり、制御装置20はマイクロコンピュータにより構成されている。また、モータ2及び制御装置20が電動機制御システムを構成している。

【0021】

ここで、本実施形態における磁極位置推定方法の原理を説明する。先ず、低速域、高速域それぞれの磁極位置の推定原理について説明する。高速域の位置推定では、モータの回転に伴い発生する誘起電圧を用いる。(6)式は、定常状態の永久磁石同期モータのdq軸の電圧式である。

30

【0022】

【数1】

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \phi_f \end{pmatrix} \dots (6)$$

【0023】

L_d, L_q : dq軸インダクタンス [H]

R : 巻線抵抗 []

f : 永久磁石による電機子鎖交磁束 [Wb]

: モータ回転数 [rad/s]

40

ここで、右辺第2項はモータの回転による誘起電圧項であり、(7)式に示すようにq軸のみに発生する。

【0024】

【数2】

$$\begin{pmatrix} E_d \\ E_q \end{pmatrix} = \omega \phi_f \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \dots (7)$$

【0025】

50

(7)式はモータの真の磁極位置に対応しているが、ここから軸誤差 だけずれた座標系 c で考えると、誘起電圧項は(8)式ようになる。

【0026】

【数3】

$$\begin{pmatrix} E_{dc} \\ E_{qc} \end{pmatrix} = \omega \phi_f \begin{pmatrix} -\sin \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta \end{pmatrix} \quad \dots(8)$$

【0027】

d軸側誘起電圧 E d c は、図3に示すように、軸誤差 に対してそのゼロ点を中心に概ね単調増加・減少の関係にあるので、(6)式を変形した(9)式より、モータ定数と検出した電圧・電流から求め位置推定に利用する。

$$E_{dc} = V_{dc} - R \cdot I_{dc} + \omega_c \cdot L_q \cdot I_{qc} \quad \dots(9)$$

c は推定速度，I q c はセンサレス制御で認識している座標軸で変換した電流であるが、以下の記載及び図面中では全て「I q」と表記する。

【0028】

(9)式で求めた E d c は、前述の通り軸誤差 に対しゼロを中心に単調増加・減少する。したがって、誘起電圧 E d c がゼロになるように推定速度 c を求め、その積分から推定位置 c を求めるように PLL (Phase Locked Loop) を構成することで位置推定が可能となる。図2は、磁極位置推定部15の内部に構成される PLL を示している。本実施形態では、誘起電圧 E d c を高速側の誤差量 E r r h i g h とする。

【0029】

次に、低速域の位置推定について説明する。低速域の位置推定は、インダクタンスがモータの磁極位置によって変化する突極性を利用して行う。(10)式は、モータの3相インダクタンスの特性を示している。

【0030】

【数4】

$$\begin{aligned} L_u &= L_0 - L_1 \cos(2\theta) \\ L_v &= L_0 - L_1 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \\ L_w &= L_0 - L_1 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \end{aligned} \quad \dots(10)$$

【0031】

L 0 : 角度によらない一定のインダクタンス値 [H]

L 1 : 角度に応じて変化するインダクタンスの変位値 [H]

各相インダクタンスは磁極位置に応じて変化するのので、この特性を利用して位置を推定する。

【0032】

(11)式は、それぞれ電圧ベクトル V 1 (1 0 0) 印加中の V 相電流の変化量 d I v _ V 1 , V 5 (0 0 1) 印加中の V 相電流の変化量 d I v _ V 5 , V 5 (0 0 1) 印加中の V 相電流の変化量 d I u _ V 5 の特性を示している。

【0033】

【数5】

10

20

30

40

50

$$\begin{aligned}\frac{dI_{v_v1}}{dt} &= \frac{1}{A} \left(1 - \frac{L_1}{L_0} \cos 2\theta \right) \\ \frac{dI_{v_v5}}{dt} &= \frac{1}{A} \left(1 - \frac{L_1}{L_0} \cos 2 \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ \frac{dI_{u_v5}}{dt} &= \frac{1}{A} \left(1 - \frac{L_1}{L_0} \cos 2 \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \right) \quad \dots(11)\end{aligned}$$

ただし,

$$A = \frac{3L_0 \left(1 - \left(\frac{L_1}{2L_0} \right)^2 \right)}{V_{dc}} \quad \dots(12)$$

【 0 0 3 4 】

d t : 電流変化量の検出時間 [s]

V d c : 直流電圧 [V]

【 0 0 3 5 】

右辺に着目すると、振幅は異なるものの位相変化の態様が (1 0) 式の 3 相インダクタンスと同様である。したがって、これらの電流変化量を演算部 1 1 で検出し、磁極位置を求める。

【 0 0 3 6 】

本実施形態では、これらの電圧ベクトル印加中の電流変化量を検出するために、例えば図 4 に示すような P W M 信号のパターンを用いる。この場合、変調制御部 9 は、電流変化量の検出率を向上させるため、3 相 P W M 信号のパルスの位相を例えば同図に示すようにシフトさせる。すなわち、三角波である V 相キャリアのピーク値を基準位相として、U 相上側のパルスは遅れ側にパルスを伸ばし、W 相上側のパルスは進み側にパルスを伸ばす。V 相上側のパルスは V 相キャリアのボトム値を基準位相として、遅れ、進みの双方にパルスを伸ばすようにする。電流センサ 6 が各相電流を個別に検出するものであれば、このような位相シフト処理は不要である。

【 0 0 3 7 】

図 4 に示す t が、電流変化量をサンプルするための期間である。まず、U 相上側のみがオンとなる電圧ベクトル V 1 (1 0 0) において、V 相電流の変化量をサンプルする。次に、W 相上側のみがオンとなる電圧ベクトル V 5 (0 0 1) において、U 相電流、V 相電流の変化量をサンプルする。これらサンプルした (1 1) 式の 3 種類の電流変化量を、推定角度 c を 2 倍した角度で (1 3) 式により d I d / d t , d I q / d t に座標変換する。

【 0 0 3 8 】

【 数 6 】

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos 2\theta_c & \cos \left(2 \left(\theta_c - \frac{2}{3}\pi \right) \right) & \cos \left(2 \left(\theta_c + \frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ -\sin 2\theta_c & -\sin \left(2 \left(\theta_c - \frac{2}{3}\pi \right) \right) & -\sin \left(2 \left(\theta_c + \frac{2}{3}\pi \right) \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{dI_{v_v1}}{dt} \\ \frac{dI_{v_v5}}{dt} \\ \frac{dI_{u_v5}}{dt} \end{pmatrix} \quad \dots(13)$$

【 0 0 3 9 】

ここで推定角度 \hat{c} は、(14)式に示すように真の位置 c から誤差 $\Delta\theta$ だけずれているものとする。

$$\hat{c} = c + \Delta\theta \quad \dots (14)$$

(13)式右辺の3相電流変化量に(11)式右辺を代入して式を展開すると、(15)式で表される dI_d/dt 、 dI_q/dt が求められる。

【0040】

【数7】

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{L_1}{AL_0} \cos 2\Delta\theta$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{L_1}{AL_0} \sin 2\Delta\theta \quad \dots (15)$$

10

【0041】

(15)式のq軸項 dI_q/dt は、図5に示すように軸誤差 $\Delta\theta$ に対し、ゼロを中心に概ね単調増加・減少の関係となっている。したがって、高速側と同様に、図2に示すようなPLLを構成して磁極位置を推定できる。本実施形態では、 dI_q/dt を低速側の誤差量 Err_{low} としている。また、図6に示すように、モータ2の出力トルクが増大するのに応じてq軸電流 I_q が増加する割合と、補正角度 $\Delta\theta$ が増加する割合とは略等しい。したがって、モータ2の駆動状態が低速回転・高トルクの領域においては、 $Err_{low} = dI_q/dt$ とすることで妥当な誤差量が得られる。

20

【0042】

次に、本実施形態において、高速側、低速側の軸誤差量から磁極位置を推定する方法について述べる。前述のように算出した低速側誤差量 Err_{low} と高速側誤差量 Err_{high} とを、重み付き加算部14で高速側重み K_{high} と低速側重み K_{low} とを用いて加算し、(16)式に示す特性を持つ誤差量 Err_{sum} を演算する。なお、軸誤差に対する極性が負であることから、高速側誤差量 Err_{high} には係数「-1」を乗じて加算している。

【0043】

【数8】

$$Err_{sum} = -K_{high}Err_{high} + K_{low}Err_{low} = K_{high}\omega\phi_f \sin\Delta\theta + K_{low}\frac{L_1}{AL_0} \sin 2\Delta\theta$$

... (16)

【0044】

誤差量 Err_{sum} は、ゼロを指令値としたPI制御器に入力され、推定速度 \hat{c} と、その積分から推定位置 \hat{c} とを求める。

【0045】

ここで、(16)式右辺に示す誤差量 Err_{sum} の軸誤差 $\Delta\theta$ に対する特性では、第1項が誘起電圧項であるため回転速度 ω に比例する。このため、低速域では本項を小さく設定し、また誤差やノイズが大きいため高速側重み K_{high} は小さく設定する。停止時は $K_{high} = 0$ である。一方、対となる低速側重み K_{low} は、停止時に最大値である「1.0」に設定する。その後、図7に示すように、速度 ω の上昇に応じて K_{high} は増加させ、 K_{low} は減少させる。また、両重みの合計値は常に「1.0」とする。このように両重みを変化させることで、停止から高速域まで全領域でのセンサレス制御が可能となる。

40

【0046】

また、図7において、速度 ω が上昇する過程で $K_{low} = K_{high} = 0.5$ となった時点以降は、電流変化量の検出率が大きく向上する。したがって、変調制御部9は、図4に示

50

すPWM信号パルスの位相シフト処理を停止させても良い。

【0047】

次に、低速側の軸誤差 Err_{low} を演算するため、低速側軸誤差演算部12で用いる角度を生成する角度補正部16の処理について説明する。低速側では、(10)、(11)式で述べたインダクタンスの磁極位置依存性である突極性を用いて位置を推定する。一般に、モータが軽負荷で運転される場合は、(10)、(11)式の理論式通りに電圧・電流・インダクタンスの関係が現れる。しかし、大電流を通電する高負荷運転時には、磁気飽和やdq軸の軸間干渉などにより、突極性によるインダクタンスの特性が変化することが知られている。これらの影響によって、(10)式で示される磁極位置の2倍周波数の正弦波の位相特性が変化し、(17)式に示すように位相 e だけずれる場合がある。

10

【0048】

【数9】

$$\begin{aligned} L_u &= L_0 - L_1 \cos(2(\theta + \theta_e)) \\ L_v &= L_0 - L_1 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2}{3}\pi + \theta_e\right)\right) \\ L_w &= L_0 - L_1 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2}{3}\pi + \theta_e\right)\right) \dots (17) \end{aligned}$$

20

【0049】

この結果、低速側軸誤差演算部で演算されたq軸電流変化量 dI_q/dt の特性も、(18)式、図8で示すようにずれることになる。

【0050】

【数10】

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{L_1}{AL_0} \sin 2(\Delta\theta + \theta_e) \dots (18)$$

30

【0051】

この(18)式に示す、ずれた dI_q/dt に基づきPLLにより磁極位置を推定すると、推定角度にも同様に e 分の誤差が発生してしまう。推定角度誤差が増加すると、通電電流の増加、効率の低下、さらには制御安定性の低下など様々な問題を引き起こす。

【0052】

このため、角度補正部16では、磁極位置推定部でPLLにより推定された推定角度 c に(19)式、図9に示すように補正を行う。補正された角度 c_2 には、更に係数「-2」が乗じられて、低速側軸誤差演算部12に入力される。

$$c_2 = c + e \dots (19)$$

40

【0053】

ここで、補正值 e は、大電流を通電した際に発生する誤差であるため、予め試験などにより測定して求めておく必要がある。角度補正部16により補正された角度 c_2 で座標変換した結果、q軸電流変化量 dI_q/dt の特性は(15)式と同様になり、磁気飽和等の影響による誤差が補正される。

【0054】

図10は、本実施形態の制御によりモータ2の正反転動作を行った場合の、各値の変化を示す。速度指令は負から正まで変化させており、図中中央での停止を挟んで逆転正転に移行している。停止を含む低速域では、高速側重み K_{high} はゼロであり、その後速度の上昇に伴い増加させている。低速側重み K_{low} の変化パターンはその逆である。真の磁極

50

位置 と推定位置 c とは殆ど一致しており、回転が停止する前後に極僅かな乖離が生じているのみである。本実施形態の効果により、停止から高速域までスムーズな切り替え及び高精度の位置推定が実現できている。

【 0 0 5 5 】

以上のように本実施形態によれば、電流変化量演算部 1 1 は、モータ 2 の固定子に通電される 3 相電流の変化量 $d I v_V 1$, $d I v_V 5$, $d I u_V 5$ を演算し、磁極位置推定部 1 5 は、回転子の回転速度 c を推定し、推定した回転速度 c より回転子の磁極位置 c を推定する。角度補正部 1 6 は、前記磁極位置 c を回転子の出力トルクを決定するパラメータに基づいて補正する。3 相 / $d q$ 座標変換部 7 は、3 相電流を、磁極位置 c に基づいて $d q$ 軸上の電流に変換し、電流制御部 8 は、 d , q 軸電流指令値 $I d r e f$, $I q r e f$ と d , q 軸電流との各差分に基づいて、 d , q 軸電圧指令値 $V d$, $V q$ を生成するように電流制御する。

10

【 0 0 5 6 】

変調制御部 9 は、 d , q 軸電圧指令値 $V d$, $V q$ と推定された磁極位置 c とに基づいて 3 相の PWM 信号指令値 $D u$, $D v$, $D w$ を生成し、各相の PWM 信号指令値に応じた信号パルスの位相を、電流変化量演算部 1 1 が 3 相電流の変化量を演算可能となるようにシフトする。

【 0 0 5 7 】

低速側軸誤差演算部 1 2 は、3 相電流の変化量を、補正された磁極位置 $c 2$ により座標変換して得られる $d q$ 軸上の電流変化量 $d I q / d t$ に基づき、低速側の位置誤差 $E r r l o w$ を演算し、高速側軸誤差演算部 1 3 は、モータ 2 の電圧方程式に基づいて得られる d 軸誘起電圧 $E d c$ を、高速側の位置誤差 $E r r h i g h$ として出力する。重み付き加算部 1 4 は、位置誤差 $E r r l o w$, $E r r h i g h$ をそれぞれ所定の割合で重み付け加算し、磁極位置推定部 1 5 は、その加算結果 $E r r s u m$ に基づき回転子の速度 c を推定する。このように構成すれば、誤差の無い磁極位置 $c 2$ が推定できる。特に本実施形態においては、低速側と高速側との誤差量に、真の位置との誤差がそれぞれ異なる角度で含まれていても、誤差を極力排除した磁極位置 $c 2$ を推定できる。

20

【 0 0 5 8 】

また、重み付き加算部 1 4 は、前記所定の割合を、回転子の回転速度 c に応じて変化させるので、位置誤差 $E r r l o w$, $E r r h i g h$ の重み値の割合を速度 c の変化に伴い適切に変化させることができる。

30

【 0 0 5 9 】

また、変調制御部 9 は、重み付き加算部 1 4 が所定の割合を低速側から高速側に変化させる際に、低速側の重みと高速側の重みとが等しくなった時点以降に、信号パルスの位相シフトを停止させることで、制御がより簡単になる。

【 0 0 6 0 】

(第 2 実施形態)

以下、第 1 実施形態と同一部分には同一符号を付して説明を省略し、異なる部分について説明する。図 1 1 に示す第 2 実施形態の制御装置 2 1 は、高周波電圧印加部 2 2 と、低速側軸誤差演算部 1 2 に替わる 3 相 / $d q$ 座標変換部 2 3 及び低速側軸誤差演算部 2 4 とを備えている。第 2 実施形態では、低速域における位置推定方法に $d q$ 軸高周波電圧印加法を用いる。

40

【 0 0 6 1 】

高周波電圧印加部 2 2 は、電流制御部 8 が出力する d , q 軸電圧指令値 $V d$, $V q$ に、(2 0) 式に示す $d q$ 軸の高周波電圧 $V d h$, $V q h$ を、加算器 2 5 d , 2 5 q を介して重畳する。 $V h$ は高周波印加電圧振幅、 $f h$ は印加周波数である。

$$V d h = V h \cdot \cos (f h t)$$

$$V q h = V h \cdot \sin (f h t) \quad \dots (2 0)$$

【 0 0 6 2 】

このとき、3 相 / $d q$ 座標変換部 2 3 で座標変換された $d q$ 軸電流 $I d 2$, $I q 2$ には

50

、モータ2の突極性の影響によって磁極位置の情報が含まれる。すなわち、 I_{d2} 、 I_{q2} の h 成分 I_{dh} 、 I_{qh} は(21)式に示す特性を持つ。

【0063】

【数11】

$$\begin{aligned} I_{dh} &= \frac{V_h}{\omega_h L_d} \sin(\omega_h t - 2\Delta\theta) \\ I_{qh} &= \frac{V_h}{\omega_h L_q} \cos(\omega_h t - 2\Delta\theta) \end{aligned} \quad \dots(21)$$

10

【0064】

この特性を利用することで磁極位置 c を推定できる。そこで、第2実施形態の低速側軸誤差演算部24は、図12に示すように、バンドパスフィルタ24aとローパスフィルタ24cとを用いて検波処理を行う。まず、3相/ dq 座標変換部23より入力される dq 軸電流 I_{d2} 、 I_{q2} を、中心周波数 h のバンドパスフィルタ24aに通して周波数 h の成分を抽出する。その後、乗算器24bd、24bqにより電流 I_{d2} には $\cos(\omega_h t)$ を乗じ、電流 I_{q2} には $\sin(\omega_h t)$ を乗じる。それから、周波数 $2h$ の成分を十分除去できる遮断周波数を設定したローパスフィルタ24cを通す。減算器24dにより両者のフィルタ出力の差分をとることで得られる軸誤差 Err_{low} は、(22)式に示す特性を持つ。

20

【0065】

【数12】

$$Err_{low} = \frac{V_h(L_d - L_q)}{2\omega_h L_d L_q} \sin 2\Delta\theta \quad \dots(22)$$

【0066】

(22)式の軸誤差 Err_{low} は、係数は異なるものの軸誤差に対する特性は第1実施形態の q 軸電流変化量 dI_q/dt と同様なので、第2実施形態ではこれを用いて推定を行う。その他は第1実施形態と同様である。

30

【0067】

以上のように第2実施形態によれば、高周波電圧印加部22は、電流制御部8が出力する d 、 q 軸電圧指令値 V_d 、 V_q に dq 軸の高周波電圧 V_{dh} 、 V_{qh} を重畳する。そして、低速側誤差演算部24は、3相/ dq 座標変換部23で座標変換された dq 軸電流 I_{d2} 、 I_{q2} を、高周波電圧 V_{dh} 、 V_{qh} により同期検波した結果から低速側の位置誤差 Err_{low} を生成する。したがって、第1実施形態と同様の効果が得られる。

【0068】

(その他の実施形態)

低速域、高速域の位置推定方式を例示したが、例示したもの以外の手法を用いても良い。

40

第2実施形態において、高周波電圧を d 軸、 q 軸の一方のみに印加しても良い。

電流検出部はシャント抵抗でもCTでも良い。

スイッチング素子はMOSFET、IGBT、パワートランジスタ、SiC、GaN等のワイドバンドギャップ半導体等を使用しても良い。

【0069】

本発明のいくつかの実施形態を説明したが、これらの実施形態は例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。これら新規な実施形態は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の省略、置き換え、変更を行うことができる。これらの実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれると共に、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれる。

50

【符号の説明】

【 0 0 7 0 】

図面中、2は永久磁石同期電動機、8は電流制御部、9は変調制御部、10はPWM生成部、11は相電流変化量演算部、12は低速側軸誤差演算部、13は高速側軸誤差演算部、14は重み付き加算部、15は磁極位置推定部、16は角度補正部、20及び21時は制御装置、22は高周波電圧印加部、23は3相/dq座標変換部、24は低速側軸誤差演算部を示す。

10

20

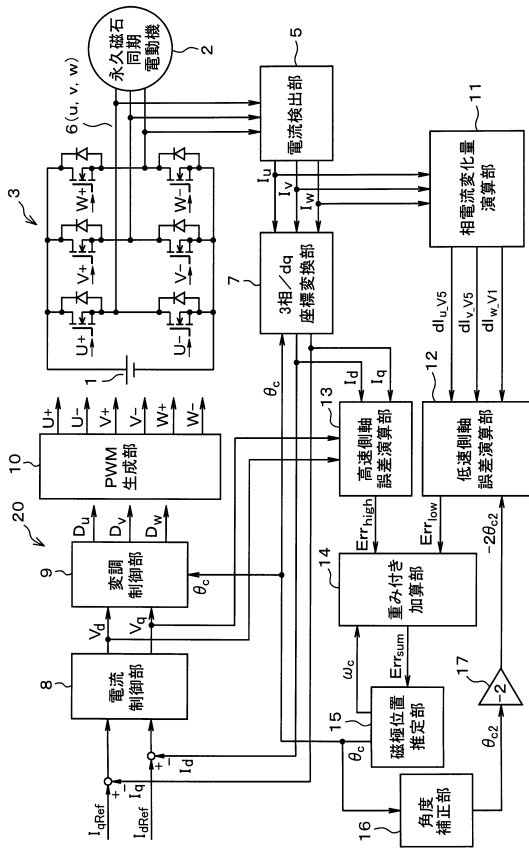
30

40

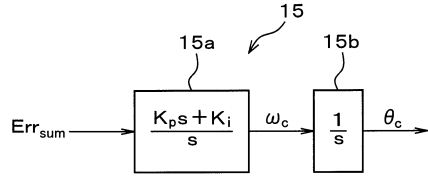
50

【図面】

【図 1】



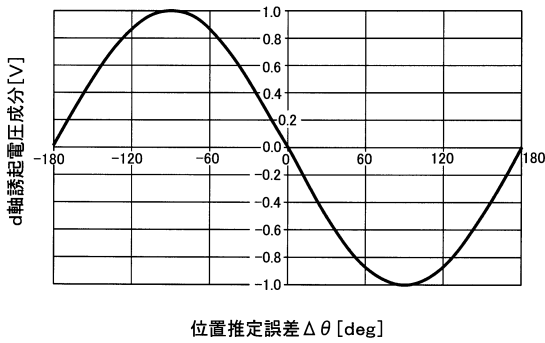
【図 2】



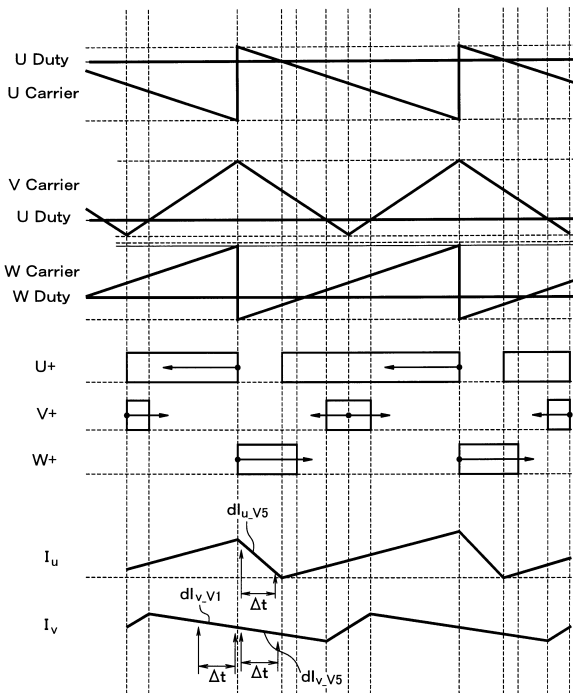
10

20

【図 3】



【図 4】

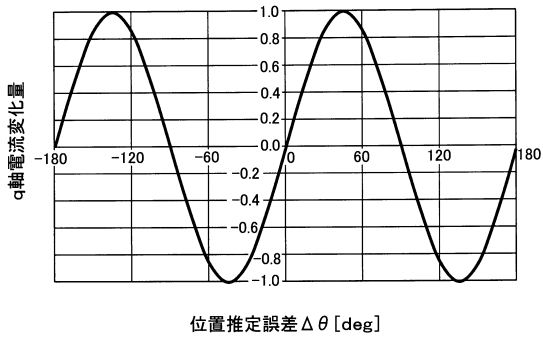


30

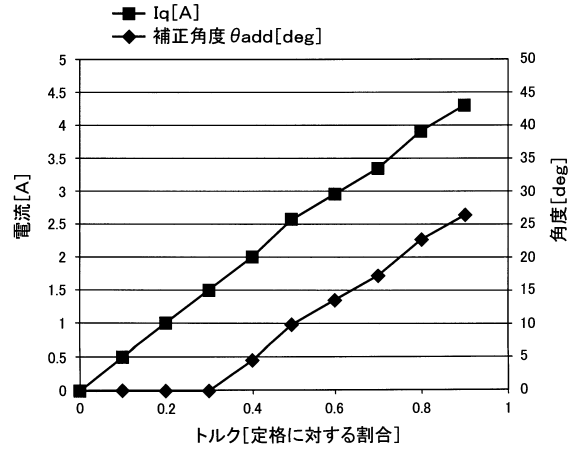
40

50

【図 5】

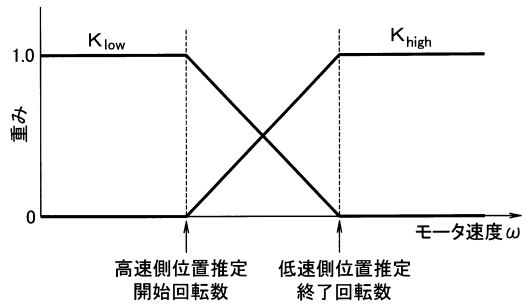


【図 6】

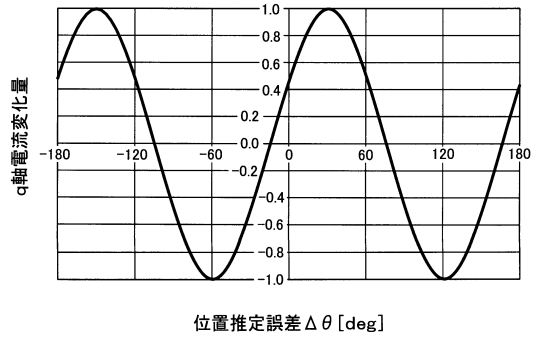


10

【図 7】



【図 8】



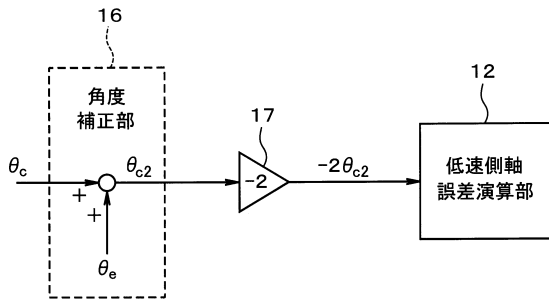
20

30

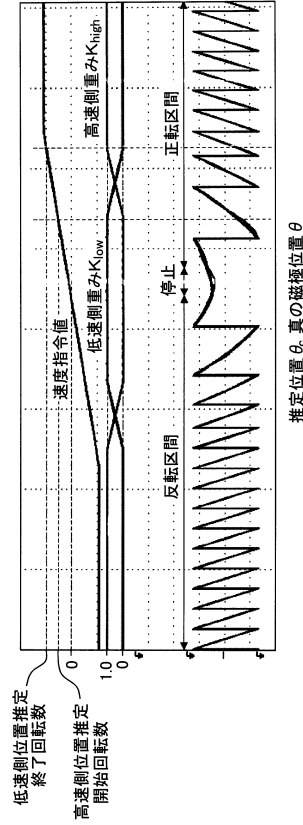
40

50

【図9】



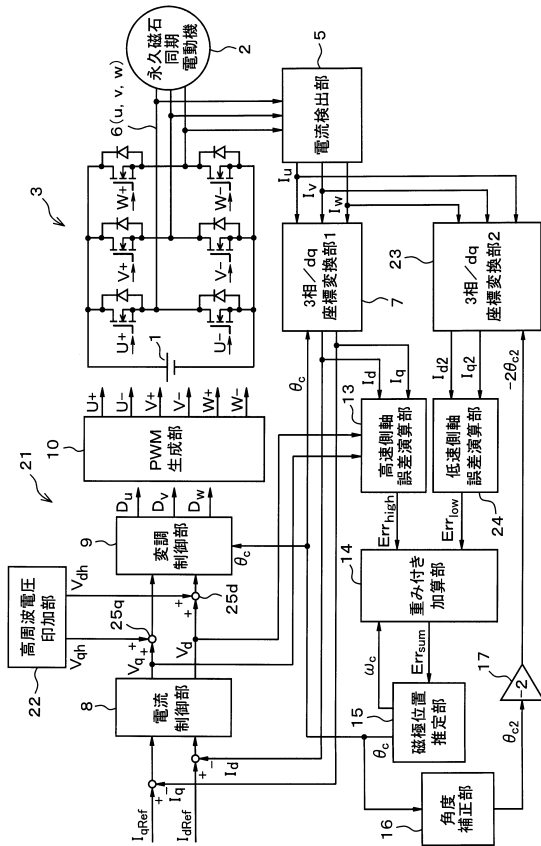
【図10】



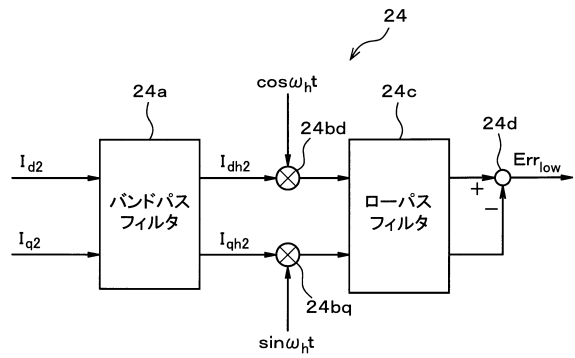
10

20

【図11】



【図12】

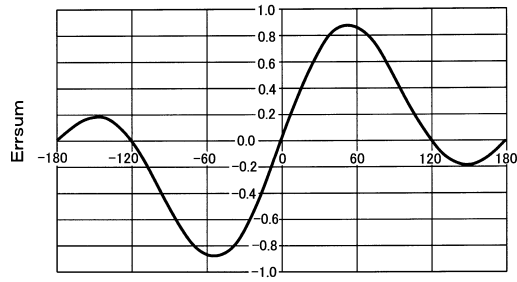


30

40

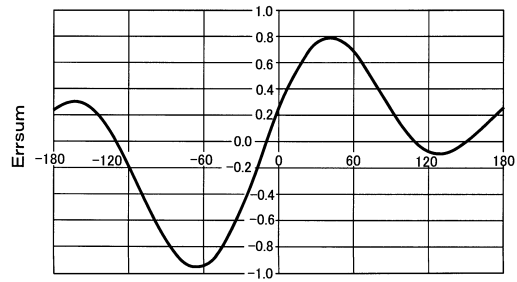
50

【 図 1 3 】



位置推定誤差 $\Delta\theta$ [deg]

【 図 1 4 】



位置推定誤差 $\Delta\theta$ [deg]

10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2002-51580(JP,A)
特開2004-254423(JP,A)
特開2018-153028(JP,A)
特開2011-147287(JP,A)
特開2007-129844(JP,A)
特開2002-281782(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 21/18