

電機子抵抗に不感なセンサレスPMモータの 静止時磁極位置推定法

山田 和範* 野口 季彦 近藤 正示 高橋 勲
(長岡技術科学大学)

1 はじめに

回転子に永久磁石を用いた突極形PMモータは、高性能サーボモータとしてAV, FA機器に多数採用されている。また、最近では電気自動車の駆動装置としての応用も多数報告されるようになった。通常PMモータでは回転子位置に応じて電流を流すことによりトルクを制御するため、回転子の位置を検出する位置センサが必須となる。しかしそれらの実装による振動、粉塵、温度等に対する耐環境性の問題や、センサ信号線へのノイズの混入、断線等の問題が懸念される。このような問題点が存在するため、PMモータの制御においてもセンサレス化が強く望まれている。このセンサレス制御を実現する場合、運転時は当然であるが、静止時においても回転子の逆転や脱調が生じることのないよう、磁極位置の推定が必要である。そこで近年、静止時におけるセンサレスPMモータの磁極位置推定法がいくつか報告されるようになった。それらにはパイロット電圧を印加して磁極位置を推定する方式⁽¹⁾⁽²⁾、PWMリップルの差異により推定する方式⁽³⁾、また定格周波数以上の電機子電圧を印加し、その電流ベクトル軌跡の基本波成分を解析する方式⁽⁴⁾等がある。しかしこれらの手法はそれぞれ、直流分を含んだパイロット電圧を印加するため回転子が回転してしまう恐れがあることや、推定に用いる出力電圧の高調波成分だけを検出することが困難であったり、推定特性が電機子抵抗の変動に影響を受ける等の理由から、実用化に向けては一層の改善が望まれる。

そこで筆者らは先に交番磁界を利用した手法を提案した⁽⁵⁾⁽⁶⁾。本手法を適用することにより電機子抵抗の変動に不感な磁極位置推定が可能となるため、以下に示すような利点があげられる。まず、制御装置とモータが離れている場合でも、電力ケーブルによる等価的な電機子抵抗の増大に不感

な推定が可能である。また電気自動車に実装した場合、天候や使用条件に依存してモータの温度が変化するため、電機子抵抗が変動する。このような場合でも提案法を用いることにより、静止時における磁極位置推定を正確に行うことができる。

本稿ではまず、交番磁界を利用した磁極位置推定法を適用することにより、磁極方向の推定と極性判別が可能であることを理論的に示す。そしてこの手法により、電機子抵抗の変動に不感な磁極方向の推定が可能であること、また磁気飽和現象を利用して極性の判別が可能であることを、デジタルシミュレーションで確認し、更に実験によりその有効性を実証する。

2 磁極位置推定法の原理

2.1 磁極方向の推定法

図1に以下の議論で用いる座標系と磁極位置の関係を示す。ここでは α - β 座標を固定子座標とし、 d - q 座標を回転子の磁極位置と一致した座標と定義する。提案する手法においては、回転子が回転しない程度の低周波交番磁界が発生するように電流制御を行い、印加される電圧と流れる電流の位相差から磁極方向を推定する。まず α 軸方向に交番磁界を発生させるため、図2に示す電流制御系を構成し、次式で表される電

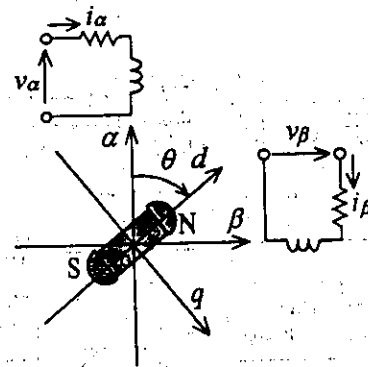


図1 座標系と磁極位置の関係

流を流す。これは図2において $\hat{\theta}=0$ とすることにより実現できる。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \cos \alpha t \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、各変数や電動機パラメータは以下のとおりとする。

- v_α : α 軸電圧 v_β : β 軸電圧
- i_α : α 軸電流 i_β : β 軸電流
- R_a : 電機子抵抗 ω : 基本波角周波数
- L_d : d 軸インダクタンス
- L_q : q 軸インダクタンス

ここで、電流の振幅 I_1 は磁気飽和現象が発生しない大きさとする。その結果、各軸には(2)式のような電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a I_1 \cos \alpha t - \omega(L_d \cos^2 \theta + L_q \sin^2 \theta) I_1 \sin \alpha t \\ \omega(L_q - L_d) \sin \theta \cos \theta I_1 \sin \alpha t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

これらから、前述のように i_α と v_α の位相差 φ_α を求める。このとき φ_α は次式のように表すことができる。

$$\tan \varphi_\alpha = \omega(L_d \cos^2 \theta + L_q \sin^2 \theta) / R_a \dots\dots\dots (3)$$

(3)式からわかるように、突極形PMモータでは $L_d \neq L_q$ という突極性により電圧と電流の位相差が磁極位置 θ の関数となる。

次に β 軸方向に交番磁界が発生するように(4)式に示す電流を入力する。その結果各軸には(5)式のような電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_1 \cos \alpha t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega(L_q - L_d) \sin \theta \cos \theta I_1 \sin \alpha t \\ R_a I_1 \cos \alpha t - \omega(L_d \sin^2 \theta + L_q \cos^2 \theta) I_1 \sin \alpha t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

この場合は(4)式と(5)式から i_β と v_β の位相差 φ_β は次式のように求められる。

$$\tan \varphi_\beta = \omega(L_d \sin^2 \theta + L_q \cos^2 \theta) / R_a \dots\dots\dots (6)$$

以上のように、突極形PMモータでは α 軸方向に交番磁界を発生させた場合と、 β 軸

方向に発生させた場合では、電圧と電流の位相差が異なることがわかる。この2式を連立して θ について解くと、磁極方向推定値 $\hat{\theta}$ は次式のように表される。

$$\hat{\theta} = \pm \tan^{-1} \frac{L_q \tan \varphi_\alpha - L_d \tan \varphi_\beta}{L_q \tan \varphi_\beta - L_d \tan \varphi_\alpha} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式は $\hat{\theta}$ が $\pi/2$ に近づくにともない、高い演算精度が確保できなくなるため、実際には以下の手順に基づいて演算を行う。

$$\hat{\theta} = \pm \tan^{-1} \sqrt{\frac{A}{B}} \quad (A \leq B \text{ の場合}) \dots\dots\dots (8)$$

$$\hat{\theta} = \frac{\pi}{2} \mp \tan^{-1} \sqrt{\frac{B}{A}} \quad (A > B \text{ の場合}) \dots\dots\dots (9)$$

ただし、

$$A = k_L \tan \varphi_\alpha - \tan \varphi_\beta \dots\dots\dots (10)$$

$$B = k_L \tan \varphi_\beta - \tan \varphi_\alpha \dots\dots\dots (11)$$

$$k_L = L_q / L_d \dots\dots\dots (12)$$

である。上式から提案法においては、推定演算に L_d と L_q の絶対的な値は必要なく、その比である k_L さえ正確に把握できればよいことがわかる。ここで、(7)~(9)式は複号表現であるため、磁極方向を確定することはできない。そこで、例えば(1)式の電流を流した場合には、(2)式第2行の電圧を次式のように変形する。

$$\sin \theta \cos \theta = v_\beta / [\omega(L_q - L_d) I_1 \sin \alpha t] \dots\dots\dots (13)$$

そして上式右辺の正負から推定式の符号を判別する。図3はこの符号判別法を模式的に示したものであり、(13)式右辺が正である場合は、磁極方向が第I象限もしくは第III象限に存在し、負である場合は第II象限もしくは第IV象限に存在すると判別することができる。

以上のように、電機子抵抗 R_a を一切用いないで磁極方向推定値 $\hat{\theta}$ を一意に決定することができる。

<2.2> 極性の判別法

次に、推定された磁極方向 $\hat{\theta}$ がN極か、S極かの極性判別を行う。提案法においては、磁気飽和現象が顕著になる程度の電流を流し、電流制御系による電圧指令値の振

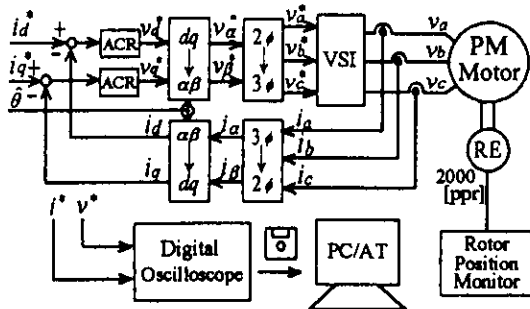


図2 実験システムの構成

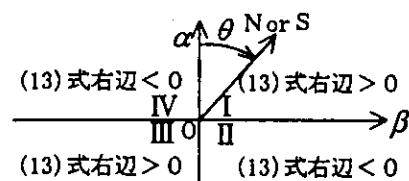


図3 磁極方向の判別

動現象を利用して極性判別を行う。まず、前節により決定された磁極方向推定値 $\hat{\theta}$ を図2に適用し、仮想的な d 軸と磁極方向を一致させて次式に示す電流を流す。

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \cos \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (14)$$

ここで電流の振幅 I_2 は磁気飽和現象が顕著に発生する大きさとする。その結果、磁気飽和によりインダクタンスは非線形性を呈し、図4に示す現象が見られる。すなわち、電流指令値のピーク近傍で電流制御系による電圧指令値の振動が発生する。前述のように仮想的な d 軸と磁極方向を一致させることができるが、図4のように d 軸とN極が一致した場合と、 d 軸とS極が一致した場合には、電圧指令値の振動現象と電流指令値との位相関係が異なる。このことを利用して電機子抵抗に不感な極性判別を行うことができる。

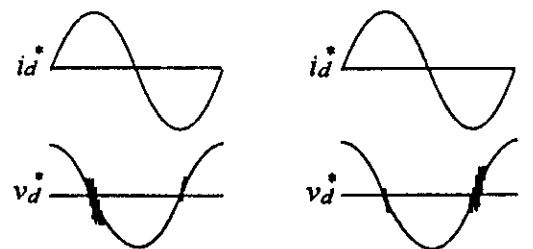
3 シミュレーション結果

〈3.1〉 制御システムの構成

以上の理論に基づきデジタルシミュレーションを実施し、磁極位置推定特性を検証する。表1に供試機の定格値と機器定数を示す。まず図2に示した電流制御系を構成する。インバータのスイッチング素子とその制御は、順電圧降下やデッドタイムが存在しない理想的なものとした。ここで採用したPWM方式は三角波比較方式であり、そのキャリア周波数は15[kHz]と設定した。また、電流制御系のACRにはPI制御器を用いた。

〈3.2〉 磁極方向の推定結果

まず図2の座標変換部において $\hat{\theta}=0$ とし、(1)式と(4)式に示された電流を流す。ただし電流の振幅 I は図5に示すように磁気飽和現象が発生しない大きさに設定し、そ



(a) d 軸とN極が一致 (b) d 軸とS極が一致
図4 磁気飽和時の電圧、電流波形

の周波数は50[Hz]とした。図6(a), (b)がそのシミュレーション結果である。この図は、磁極位置の真値が30[mech.deg]、電機子抵抗 R_a がノミナル値の場合である。前述の推定法に基づき、同図(a)に示した電流制御系の電流指令値である i_a^* と、電圧指令値である v_a^* から位相差 φ_a を求め、(b)の i_β^* と v_β^* から φ_β を求める。これらの結果を用いて推定式により磁極方向の推定を行う。図7は機械角一周りにわたり機械角真値と、磁極方向の推定値をプロットした結果である。 R_a がノミナル値の場合と、ノミナル値の125[%]に変動させた場合を示している。磁極方向推定値は真値に対し90[mech.deg]の周期で良く一致し、推定誤差はいずれの場合も+35~-42[mech.deg]の範囲となった。ここでは、推定値から真値を減じた値を推定誤差としている。推定値の周期性から、極数が4であることを考慮すると後述の極性判別が必要であることがわかる。

この図から機械角真値が0, 45, 90というように45[mech.deg]の周期で、推定誤差が大きくなることがわかる。これは推定式における \tan^{-1} の演算に起因する。すなわち電気角で90[elec.deg]の周期で推定式の分子が零に近づくため、演算精度が低下する。その結果、機械角では45[mech.deg]の周期で誤差が大きくなるものと考えられる。また測定にともなう誤差やパラメータミスマッチの影響により、特に前述の機械角近傍において、推定式の根号内が負となる場合がある。この場合は電流を流す α 軸や β 軸が磁極方向と一致していると考え、 $\tan \varphi_\alpha < \tan \varphi_\beta$ なる場合は $\hat{\theta}=0$, $\tan \varphi_\alpha > \tan \varphi_\beta$ なる場合は $\hat{\theta}=\pi/2$ とした。このような実際の演算上の理由から、図7において機械角が0, 90[mech.deg]等の位置で

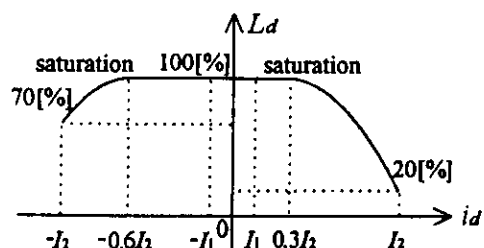
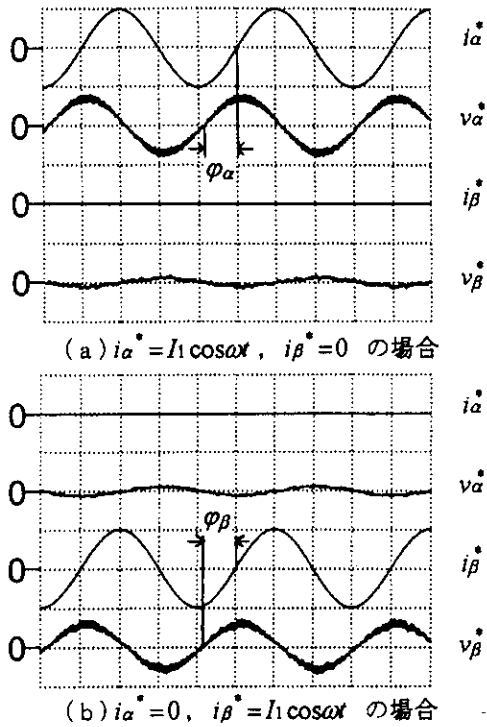


図5 電流とインダクタンスの関係

推定誤差が零となっている。

また図から明らかなように、電機子抵抗 R_a の変動による推定特性の劣化は確認されず、提案する手法が R_a に対して不感であることがわかる。一方、突極性を有する実機においては、 d 軸および q 軸のインダクタンスを測定することは困難である。した



(a) $i_{\alpha}^* = I_1 \cos \alpha t$, $i_{\beta}^* = 0$ の場合
 (b) $i_{\alpha}^* = 0$, $i_{\beta}^* = I_1 \cos \alpha t$ の場合
 $i : 0.17[\text{A/div}]$, $v : 19.2[\text{V/div}]$, $t : 5[\text{ms/div}]$
 図6 磁極方向推定時の電圧、電流波形
 (シミュレーション結果)

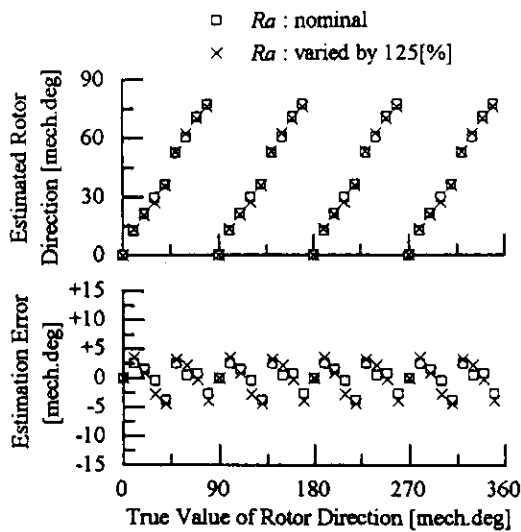


図7 磁極方向推定結果
 (シミュレーション結果)

がってインダクタンスのパラメータミスマッチが存在する場合についても検討する必要がある。提案する推定法においては、必ずしも L_d と L_q の絶対的な値ではなく、その比が必要であることは前述したとおりである。そこで R_a と L_d をノミナル値として L_q を変動させた場合の推定特性を確認した。その結果が図8であり、ノミナル値から 125[%] に変動させた場合と、75[%] に変動させた場合を示す。いずれも L_q の増減の割合が等しいため、推定誤差の大きさも等しくなると予想されるが、75[%] に減少した場合は推定誤差が特に増大した。これは推定式が平方根や \tan^{-1} を含み、必ずしも線形性を有していないためである。

以上のように、インダクタンスのパラメータミスマッチが推定特性の劣化を招く恐れがあるので、実機においても L_d と L_q の比を正確に把握する必要がある。

〈3.3〉 極性の判別結果

前節において求められた磁極方向推定値 $\hat{\theta}$ を図2に適用し、(14)式と図5に示される電流を流す。インダクタンスは磁極を形成する永久磁石の影響により、図5のように電流の正負に対して非対称の磁気飽和特性を示す。ここでは図に示すようにインダクタンスは、 $+0.3I_2$ から3次関数で減少しはじめ、 $+I_2$ でノミナル値の20[%] に変動するとした。また電流の負側でインダクタンスは $-0.6I_2$ から減少し、 $-I_2$ で70[%] まで変

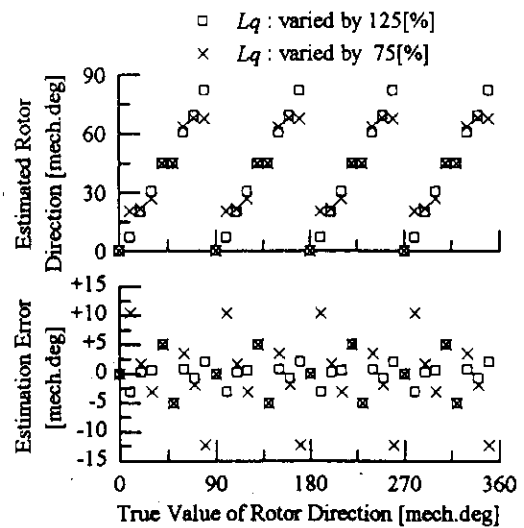
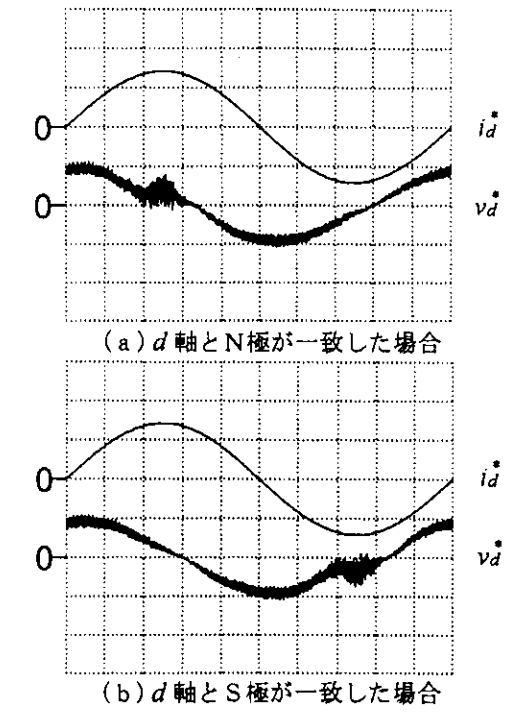


図8 磁極方向推定結果
 (シミュレーション結果: L_q 変動時)

動するとした。図9は極性判別時の電流指令値と電圧指令値を示し、同図(a)は仮想的なd軸とN極が一致した場合、同図(b)はd軸とS極が一致した場合である。磁気飽和が充分でないため、電圧指令値の振動現象が顕著に現れていない。しかし明らかに(a)と(b)では電圧指令値の振動と電流指令値の位相関係が異なるため、これを利用して極性判別が可能である。この振動現象が発生した原因は、次のように考えることができる。すなわち、磁気飽和が顕著に

なるとインダクタンスが非線形性を有して電流が歪む。しかし、電流制御系が電流を正弦波状に保持しようとするため、結果的に電圧指令値が電流制御系のゲインに応じて発振するものと考えられる。図10は、電流指令値の正期間における電圧指令値の零クロス数と、負期間における零クロス数の比を機械角一周期にわたりプロットしたものである。図から明らかなようにこの比は、仮想的なd軸とN極が一致すると1より大きくなり、d軸とS極が一致すると1より小さくなる。以上のように極性判別が可能であるので、磁極位置を一意に決定することができる。



(a) d軸とN極が一致した場合
(b) d軸とS極が一致した場合
 $i : 0.85[\text{A/div}], v : 76.8[\text{V/div}], t : 2[\text{ms/div}]$
図9 極性判別時の電圧、電流波形 (シミュレーション結果)

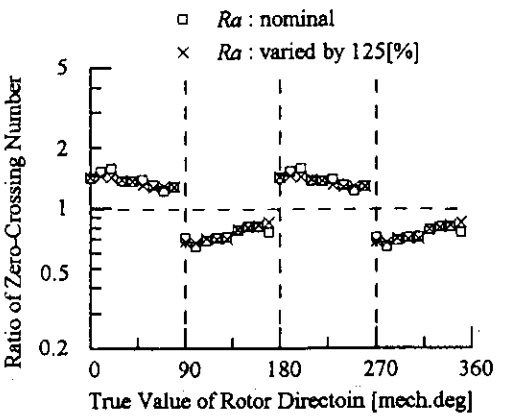
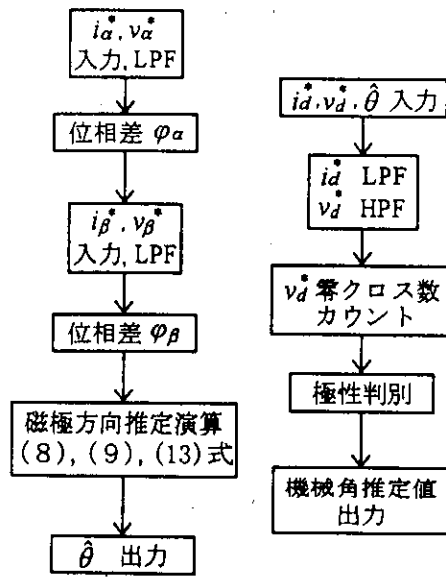


図10 極性判別結果 (シミュレーション結果)

4 実験システムと実験結果

4.1 実験システムの構成

以上の理論とデジタルシミュレーションによる結果に基づき、実験システムを構成して実機により磁極位置推定特性を検証した。実験システムは前述の図2と同様である。VSIは三角波比較PWM方式の電圧形インバータであり、主スイッチング素子にIGBTを用いて構成した。そのキャリア周波数はシミュレーションと同様に15[kHz]に設定した。PMモータに流れる電流を電流検出器(HCT)により検出し、電流制御系とVSIにより電流制御を行う。この電流制御系はアナログ回路で構成し、



(a) 磁極方向推定時 (b) 極性判別時
図11 推定演算フローチャート

ACRにはPI制御器を用いた。モータの磁極位置はロータリエンコーダにより検出され、モニター装置によって表示される。実機における推定演算の手順を図11に示した。すなわち、制御装置内の電流指令値と電圧指令値をデジタルオシロスコープにより検出し、フロッピーディスクに記録したうえでコンピュータに入力する。磁極方

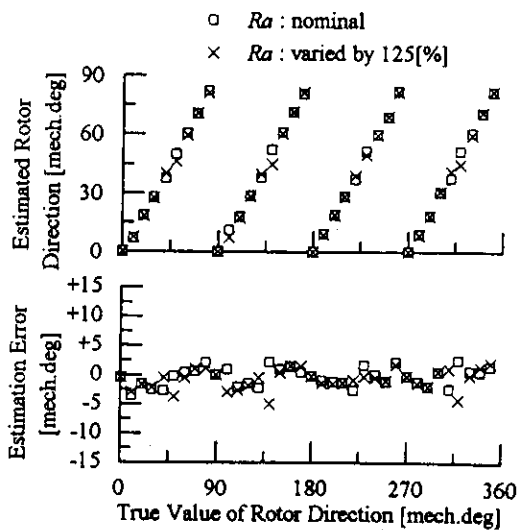
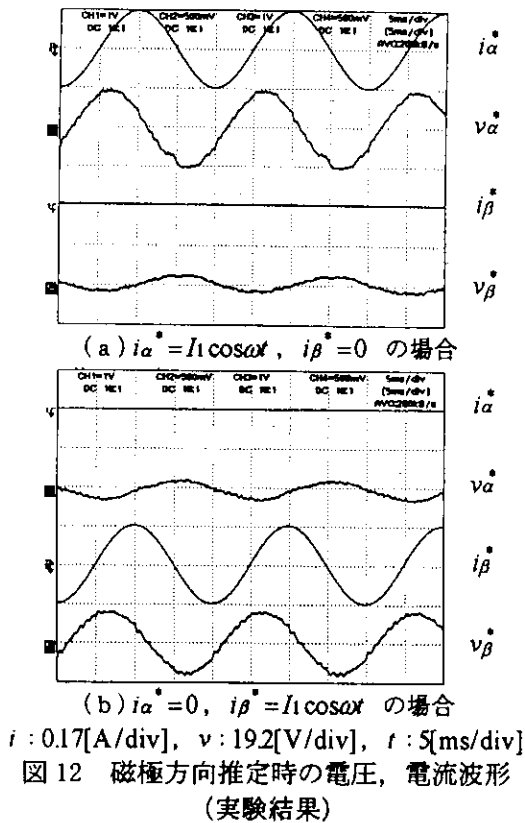


図13 磁極方向推定結果 (実験結果)

向推定時には、遮断周波数650[Hz]のLPFをソフトウェアで構成してPWMリップルや検出に伴うノイズを除去する。このように得られた電流指令値と電圧指令値の位相差を求めて推定演算を行い、磁極方向推定値 $\hat{\theta}$ を出力する。次に極性判別時には電流指令値、電圧指令値とともに、磁極方向推定において求められた $\hat{\theta}$ を入力する。そして電圧指令値の零クロス数をカウントするため、遮断周波数2[kHz]のHPFによりその基本波成分を除去する。最後に、高調波振動成分だけとなった電圧指令値の零クロス数をカウントして極性判別を行う。

<4.2> 磁極方向の推定結果

シミュレーションの場合と同様、図2において $\hat{\theta}=0$ とし、 $\alpha-\beta$ 座標上において電流制御を行う。図12(a), (b)は α 軸, β 軸それぞれに電流を流した場合の電流指令値と電圧指令値を示している。同図(a), (b)より位相差 φ_α と φ_β を求め、推定式に基づき磁極方向の推定を行う。図13は機械角一周りにわたり磁極方向の推定値をプロットしたものである。 R_a がノミナル値の場合と、外付け抵抗を電機子巻線に直列に接続してノミナル値の125[%]に変動させた場合を示す。実機においても、磁極方向推定値は真値に対し90[mech.deg]の周期で良く一致し、推定誤差はいずれの場合も+25~-4.5[mech.deg]の範囲であった。このように推定誤差が小さいため、回転子の逆転や

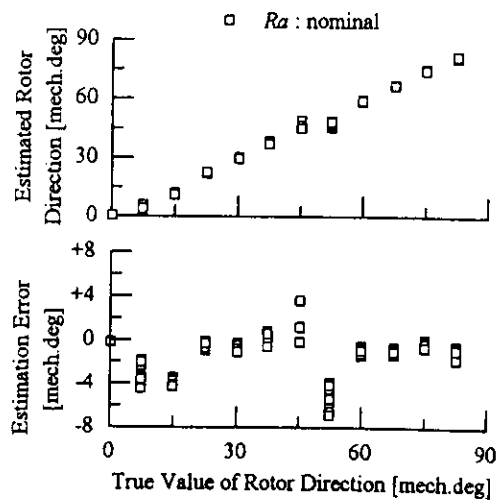


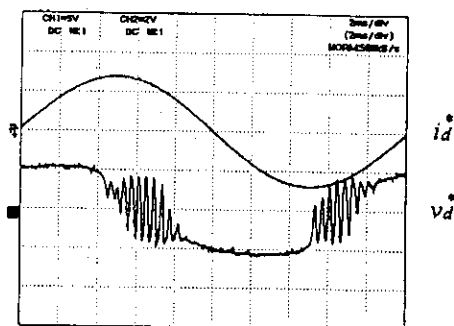
図14 磁極方向推定誤差の角度依存性 (実験結果)

脱調現象を生ずることなしに静止時からのセンサレス制御が可能となる。また、提案する手法が R_a の変動に対して不感であることが実験においても確認された。

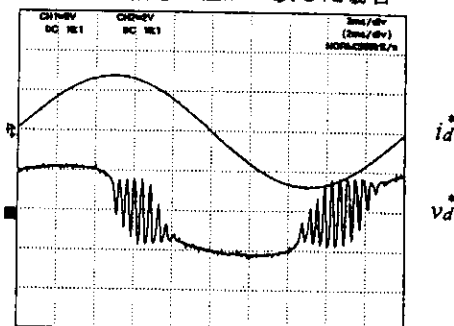
本方式によれば実際に印加する電圧や流れる電流の検出値ではなく、電流制御系の指令値を用いて推定演算を行い、良好な推定特性を得ることができる。したがって、スイッチング素子のデッドタイムや、電流制御系の制御遅れにより、推定演算はほとんど影響を受けないと考えられる。また、制御回路内の指令値を用いるため、PWMリップルの除去が簡単であることや、電圧検出を省略できるという利点もある。

図13において機械角真値が0, 45, 90[mech.deg]等の近傍で推定誤差が大きく現れているが、これは前述のシミュレーション結果と同様、測定や演算誤差に起因すると考えられる。

実機では、シミュレーション結果と比べて推定誤差が若干小さくなった。ここでは電流制御系の指令値の検出に、デジタルオシロスコープの波形アベレージング機能を利用している。これにより、波形の同一位相における時間平均を求めることができ



(a) d 軸とN極が一致した場合



(b) d 軸とS極が一致した場合

$i : 0.85[\text{A/div}]$, $v : 76.8[\text{V/div}]$, $t : 2[\text{ms/div}]$

図15 極性判別時の電圧、電流波形
(実験結果)

るため、PWMリップルの影響がかなり除去できた結果と考えられる。

図13の磁極方向推定誤差から、同一の機械角において測定を繰り返すと推定誤差は $+2.5 \sim -4.5[\text{mech.deg}]$ の範囲で分布すると思われる。そこで同一機械角で回転子を固定し、磁極方向の推定をそれぞれ8回ずつ繰り返し行い、推定誤差のバラツキを確認した。その結果が図14である。機械角真値が0, 45, 90[mech.deg]等の近傍で誤差が大きくなることは、前述の測定および演算の誤差に起因するものである。また推定誤差には、測定の繰り返しによる大きなバラツキは確認されない。したがって、図13の磁極方向推定誤差が測定や演算による誤差だけでなく機械的な要因(回転子の偏心等)にも起因していると考えられる。

〈4.3〉 極性の判別結果

次に極性判別を行った。前述の極性判別法に基づき、実験で得られた電圧指令値と電流指令値を図15に示す。同図(a)は d 軸とN極が一致した場合、同図(b)は d 軸とS極が一致した場合である。

シミュレーション結果と同様、磁気飽和に起因した電流制御系の発振による電圧指令値の振動現象が生じる。この振動現象は振動部のピークが若干上下するものの常に同一位相で現れ、再現性も確認された。図から、電圧指令値の振動の数がシミュレーション結果と比べて少ないことがわかる。これは、インダクタンスのモデリングが正確でなかったことや、実機における電流制御系のゲインがシミュレーションにおけるそれよりも小さいことに起因している。こ

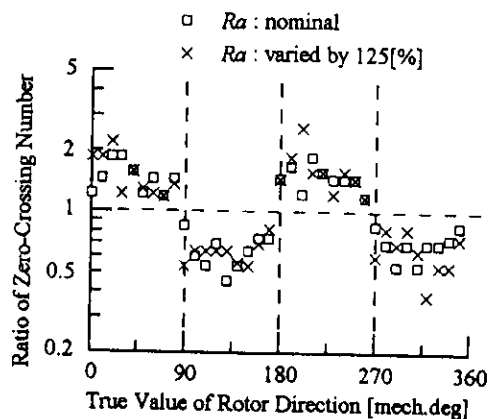


図16 極性判別結果
(実験結果)

のように提案する極性判別法においては、電流制御系のゲインを十分大きくしてこの共振現象を誘起する必要がある。

図16はシミュレーション結果と同様、機械角一周りにわたり電流指令値の正期間における電圧指令値の零クロス数と負期間における零クロス数の比をプロットしたものである。仮想的な d 軸と N 極が一致するとこの比は1より大きくなり、 d 軸と S 極が一致すると1より小さくなる。この比は0.5~2.0の範囲に分布しており、1を境界として判別が可能である。また図から明らかなように、電機子抵抗 R_a の変動に対して不感な極性判別を行うことができた。

磁極方向の推定誤差が $+2.5 \sim -4.5$ [mech.deg]の範囲になることは図13に示したとおりである。そこで、この推定法を適用した場合の誤差最悪値を ± 5.0 [mech.deg]と想定し、極性判別がこの誤差範囲内で可能であるかを確認した。その結果が図17である。ここでは仮想的な d 軸を N 極と一致する方向に設定した。同図から推定誤差に依存せず電圧指令値の振動の数の比が常に1より大きいことが確認され、 d 軸と N 極が一致していることを判別できる。したがって、磁極方向推定誤差が $+2.5 \sim -4.5$ [mech.deg]の範囲内に収まる提案法においては、電圧指令値の振動現象を利用して極性判別が可能であることがわかる。なお、推定誤差が ± 15 [mech.deg]の範囲においても、この手法を用いることにより極性判別が可能であることが確認されている。

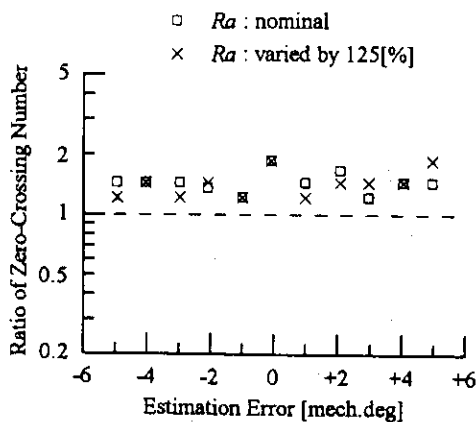


図17 極性判別の推定誤差依存性 (実験結果)

5 まとめ

本稿では、静止時における突極形PMモータの磁極位置推定法として、交番磁界を利用する手法を提案した。この手法は、回転子が回転しない程度の低周波交番磁界が発生するようにPMモータにおいて電流制御を行い、印加される電圧と流れる電流の位相差から磁極方向を推定するものである。また磁気飽和が顕著になる程度の電流を流し、電流制御系による電圧指令値の振動現象を利用して極性判別を行う。ここではその理論展開をするとともに、デジタルシミュレーションと実機によりその推定特性を確認した。その結果、実機において $+2.5 \sim -4.5$ [mech.deg]の推定誤差範囲内で電機子抵抗の変動に不感な磁極方向の推定、および極性判別が可能であることを確認した。

表1 供試機の定格値と機器定数

定格出力	100 [W]	L_d	1844 [mH]
定格回転数	1500 [rpm]	L_q	276.6 [mH]
定格電流	0.7 [A]	Ψ	0.306 [Wb]
極数	4 [極]	J_m	0.004143 [kgm ²]
R_a	14.69 [Ω]	D_r	0.0001 [Nms / rad]

参考文献

- (1) Nobuyuki Matsui, Takaharu Takeshita: "A Novel Starting Method of Sensorless Salient-Pole Brushless Motor", *IEEE IAS Annual Meeting*, 386~392 (1994)
- (2) M. Naidu, B. K. Bose: "Rotor Position Estimation Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive", *IEEE IAS Annual Meeting*, 48~53 (1992)
- (3) 小笠原崇弘, 小笠原悟司, 赤木泰文: 「PMモータの突極性に基づく停止時を含むセンサレス位置検出法」半電変研究会, SPC-95-21, 87~94 (平7-4)
- (4) 高橋昭彦, 近藤正示, 原島文雄: 「電流ベクトル軌跡によるPMモータの位置センサレス界磁極検出」電学産応全大, No. 141, 593~596 (平6-8)
- (5) 山田和範, 野口季彦, 近藤正示, 高橋勲: 「センサレス突極形PMモータの静止時における磁極位置推定法の提案」電学産応全大, No. 178, 187~190 (平7-8)
- (6) 山田和範, 野口季彦, 近藤正示, 高橋勲: 「静止時におけるセンサレス突極形PMモータの磁極位置推定法」電学新潟支所大, C-22 (平7-11)

原稿受付日

平成7年11月6日