

## 誘導機の d 軸スロット高調波に着目した速度推定法とベクトル制御への適用

尾中 正人\*, 野口 季彦 (長岡技術科学大学)

Speed Estimation Method Using Slot Harmonics on d-Axis  
and Its Application to Vector-Controlled Induction Motor

Masahito Onaka, and, Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

## Abstract

This paper describes a rotor speed estimation technique of an induction motor, which utilizes slot harmonics on the d-axis caused by permeance variation across the air gap. The frequency of the slot harmonics is a multiple of the actual rotor speed, and is proportional to the number of rotor slots. In order to extract the slot harmonics, an adaptive band-pass filter incorporating coordinate transformation is proposed, which is effective to estimate the rotor speed from 400 to 2000 (r/min). This rotor speed estimation is applied to a field-oriented controller as well as a speed regulator. Feasibility of the proposed technique is confirmed through several tests, using a prototype experimental setup.

キーワード : 速度センサレス制御, スロット高調波, d 軸, ベクトル制御, 誘導電動機  
(Speed-sensorless control, slot harmonics, d-axis, field-oriented control, induction motor)

## 1. 序 論

誘導電動機は堅牢, かつ安価であるため, 永年にわたり民生, 産業, 交通運輸分野で賞用されてきた。この誘導電動機で高精度なトルク制御や速度制御を行うためには専らベクトル制御が用いられている。しかし, ベクトル制御で回転子磁束ベクトルの位相を推定するためには, 固定子電流だけでなく回転子の速度を検出する必要がある。また, 誘導電動機の速度制御を行う場合, 同様に回転子速度を検出してフィードバックしなければならない。回転子の速度検出器にはロータリーエンコーダやレゾルバなどが用いられるが, これらは誘導電動機本来の堅牢性を損ねる上, 設置スペースや経済性の点で不利と考えられる。そのため, 過去 20 年以上にわたり数多くの速度センサレスベクトル制御法や速度推定法が精力的に研究されてきた。

回転子速度を推定する主たる手法として逆起電力を利用するものがあげられる。これは中, 高速時に精度良く速度推定を行うことができるが, 零速度を含む低速時には推定することが困難である。また, 逆起電力に着目した数学モデルを使用するために, モデル化誤差やパラメータ変動, 特に固定子抵抗の変動に対して感度が高いという欠点がある。

本稿で着目しているスロット高調波を利用した速度推

定法は, 過去に石田氏らによっても提案されているが, その提案では電流形インバータの相電圧に現れるスロット高調波を利用してすべり周波数を推定している<sup>(1)</sup>。また, 近年では作為的に高調波電圧を誘導電動機に注入し, 観測された高調波電流からスロット高調波に基づいて回転子速度を推定する手法も報告されている<sup>(2)(3)</sup>。

本稿では, d 軸電流に含まれるスロット高調波を適応バンドパスフィルタ (BPF) により抽出し, 回転子速度を推定する手法を検討する。この d 軸スロット高調波は固定子と回転子のスロットに起因する空隙パーミアンスの変動により生ずると考えられ, その周波数は回転子速度に比例する。回転座標変換の概念を導入した適応 BPF を用いて d 軸電流からスロット高調波を抽出し, 高精度な速度推定を実現した。ここでは, 提案する速度推定法を誘導電動機の速度制御系に適用して速度目標値応答, 負荷外乱応答などの実験を行い, 良好な制御特性を確認できたので報告する。

## 2. スロット高調波

〈2・1〉 実験的に確認されたスロット高調波 スロット高調波は固定子と回転子のスロットの位置関係が変化した際に, 空隙のパーミアンスが変動することによって生じる高調波電流または高調波電圧を指す。ここでは, 実験的に確認された現象に基づいてスロット高調波の発

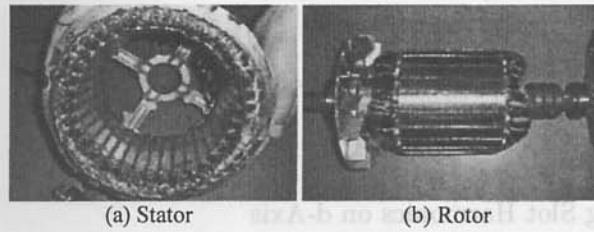


図1 スキューのない巻線形誘導電動機

Fig.1. Wound rotor type induction motor without skewed slots.

表1 供試機のパラメータ

Table 1. Parameters of test motor.

Rated Power	2.2	(kW)
Rated Rotor Speed	1500	(r/min)
Number of Pole Pare $p$	2	(pare of poles)
Number of Stator Slots $N_s$	36	(slot)
Number of Rotor Slots $N_r$	24	(slot)
Stator Resistance $R_s$	1.15	( $\Omega$ )
Stator Inductance $L_s$	0.0414	(H)
Rotor Resistance $R_r$	6.51	( $\Omega$ )
Rotor Inductance $L_r$	1.06	(H)
Mutual Inductance $M$	0.201	(H)

生原理や、回転子速度との関係について考察する。

図1に本稿の実験で使用する誘導電動機の固定子と回転子を示す。この誘導電動機は基礎的実験検証のために巻線形とし、スキューが施されていない回転子構造を有するものとした。スキューが無いためスロット高調波が発生しやすく、回転子側の電流を計測できるためベクトル制御の検証に適している。電動機の諸パラメータは表1に示したとおりである。

図1に示した誘導電動機にリニア交流電源を用いて純正弦波電圧を印加し、1 (kW) の負荷において運転した際に電流に含まれるスロット高調波を観測した。観測した線間電圧波形と電流波形を図2に示す。

電流に含まれる高調波の振幅は基本波の振幅に依存し、基本波電流ベクトルと同期した回転座標上でスロット高調波を観測すると、直流量にリップルが重畳したように見える。図3は図2のスロット高調波を同期座標上で観測したものであり、静止座標上で観測した場合と比べて、より明確に一定振幅の高調波を観測できることがわかる。このように、スロット高調波は電流ベクトルの方向に現れるが、q軸電流は負荷状態に依存して大きく変動するため、負荷に関係なく常に一定の電流(励磁電流)を流すd軸で観測されるスロット高調波に着目する。

(2・2) スロット高調波の発生メカニズム 前述の実験結果から、本稿で使用する供試電動機に生じるスロ

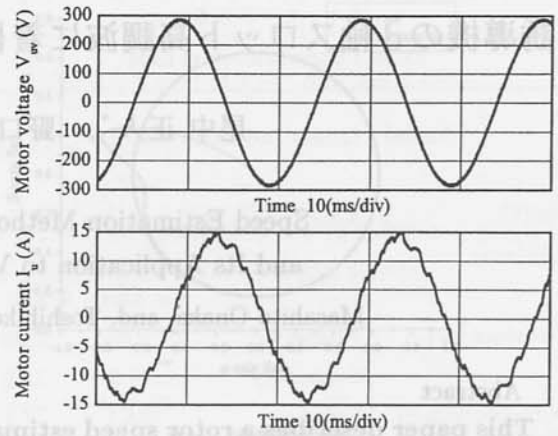


図2 モータ電流に含まれるスロット高調波

Fig.2. Slot harmonics in motor current.

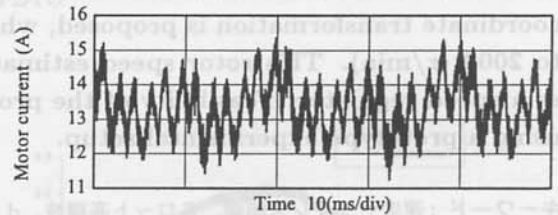


図3 同期座標上で観測されたスロット高調波

Fig.3. Slot harmonics observed in synchronous reference frame.

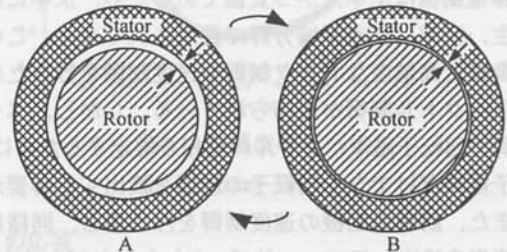


図4 スロット高調波の発生メカニズム

Fig.4. Generation mechanism of slot harmonics.

ト高調波について以下の事柄が明らかとなった。

- スロット高調波は電流ベクトルの大きさを動的に変化させる。
  - スロット高調波は電流ベクトルと同期した座標上では、回転速度に比例した周波数をもつ一定振幅のリップルとして観測される。
  - スロット高調波の周波数はすべりに依存しない。
- これより、スロット高調波の発生メカニズムを考察すると、空隙が回転速度に対して整数倍の周波数で変化するモデルとして捕らえることができる。図4はこの様子を模式的に表したものである。

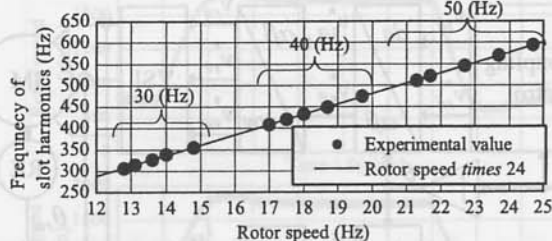


図5 回転速度とスロット高調波周波数の関係  
Fig. 5. Relationship between rotor speed and slot harmonics frequency.

回転子が1回転する間に図4のAの状態とBの状態を繰り返し、空隙の磁気エネルギー変化が高調波として固定子電流に現れると考えられる。Aの状態とBの状態は固定子と回転子のスロットまたはティースのかみ合わせによって切り換わり、回転子のスロット数（供試機では24）が切り換わり回数に関係する。

(2・3) 回転速度とスロット高調波の関係 図5は、スロット高調波の周波数と回転速度の関係を実験的に測定した例である。実験は電源周波数を30, 40, 50 (Hz)に固定し、各運転周波数で種々の負荷状態で行われた。これより、本供試機のスロット高調波周波数は回転速度の24倍の周波数であることがわかる。

### 3. 回転速度の推定

(3・1) 回転座標変換を利用した適応BPF スロット高調波は負荷状態や電源周波数に関わらず、正確に回転速度の24倍の周波数をもっていることを前章で明らかにした。この性質を利用してスロット高調波の周期を計測することにより回転速度を推定することができる。これは24パルスのインクリメンタルエンコーダが誘導電動機に実装されていることと等価であるが、常に電流が流れており、回転子が回転していなければスロット高調波を観測することはできない。この回転速度情報を含むスロット高調波を抽出するには、回転速度と同期して中心周波数が適応的に移動するBPFが必要となる。本稿では回転座標変換を利用した適応BPFをスロット高調波の抽出に適用する。

図6に回転座標変換を利用した適応BPFのブロック図を示す。

同図において、 $n\hat{\omega}_{rm}$ は推定された回転速度の24倍に相当する角周波数であり、これを用いてd軸電流をさらに回転座標変換する。回転座標変換されたd軸電流に含まれるスロット高調波成分は直流量となるため、一次のローパスフィルタ(LPF)を用いて容易に抽出するこ

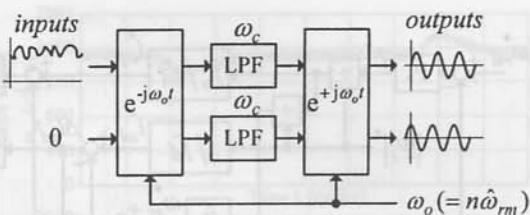


図6 回転座標変換を利用した適応BPF

Fig. 6. Adaptive BPF using coordinate transformation.

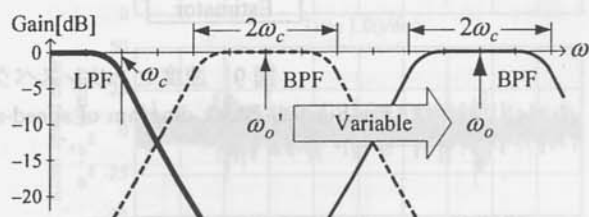


図7 適応BPFのボード線図

Fig. 7. Bode diagram of adaptive BPF.

とができる。抽出された成分は $n\hat{\omega}_{rm}$ で逆回転座標変換することにより、再び交流量であるスロット高調波に戻すことができる。これは、中心周波数が $n\hat{\omega}_{rm}$ で適応的に変更されるBPFと同じ動作に相当し、そのボード線図(ゲイン線図)を図7に示す。このように、BPFの通過帯域はLPFの折れ点周波数の2倍で決まるため、これを低く設定することにより感度良くスロット高調波だけを抽出することができる。本論文ではLPFの折れ点周波数を5 (Hz)とした。

(3・2) 回転速度推定器 前述の適応BPFを用いて抽出したスロット高調波の周期を求め、逆数を取った上で24で除することにより回転速度を求めることができる。回転速度推定器のブロック図を図8に示す。

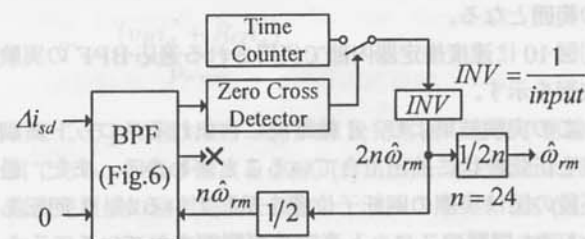


図8 回転速度推定器

Fig. 8. Rotor speed estimator.

高調波のゼロクロスは1周期に2回検出されるため、高速域では分解能を高めるために1周期分計測し、中速域では応答を早くするために半周期分計測する。



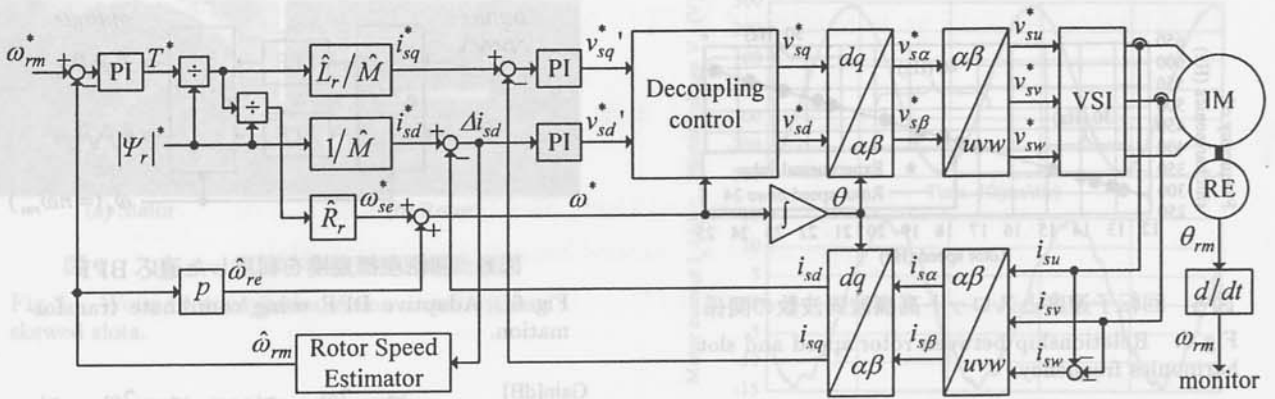


図9 速度センサレスベクトル制御システムのブロック図

Fig. 9. Block diagram of speed-sensorless field-oriented control system.

#### 4. 間接形ベクトル制御システムへの適用

(4・1) 速度制御 以上に述べた d 軸スロット高調波を利用した速度推定器を間接形ベクトル制御に適用すると図9のようなシステムになる。

制御部は DSP (TMS320C67) を中心に構成されており、全デジタル・ソフトウェア制御化されている。電流制御系の制御周期は 40 ( $\mu$ s)、交差周波数は 1000 (rad/s) と設計している。電流制御器の交差周波数よりもスロット高調波が高い周波数をもつ場合は、スロット高調波は抑圧されることなく現れるので速度の推定が可能である。しかし、スロット高調波の周波数が電流制御器の交差周波数よりも低い場合は d 軸電流に高調波が現れず、速度推定が困難となる。また、スロット高調波の周期を測定するためにカウンタを用いているが、このカウンタは制御周期である 40 ( $\mu$ s) の分解能であるため高速運転時は精度が劣化する。これらの制約により本システムの速度推定可能範囲が限定され、具体的には 400~2000 (r/min) の範囲となる。

図10に速度推定器内部で使用される適応 BPF の実験波形を示す。

この実験結果より、d 軸電流に含まれるスロット高調波を正弦波状に抽出できていることがわかる。また、最下段の図は実際の回転子位置を示しているが、1 回転あたり 24 周期のスロット高調波が観測されていることも確認できる。

次に、図9に示したシステムで速度センサレス制御を行った。図11は速度指令を 600 から 1800 (r/min) まで加速させ、再び 600 (r/min) に戻した際の実速度と速度推定器の出力、速度推定誤差、u 相電流の波形である。

また、速度指令を定格の 1500 (r/min) に固定した状

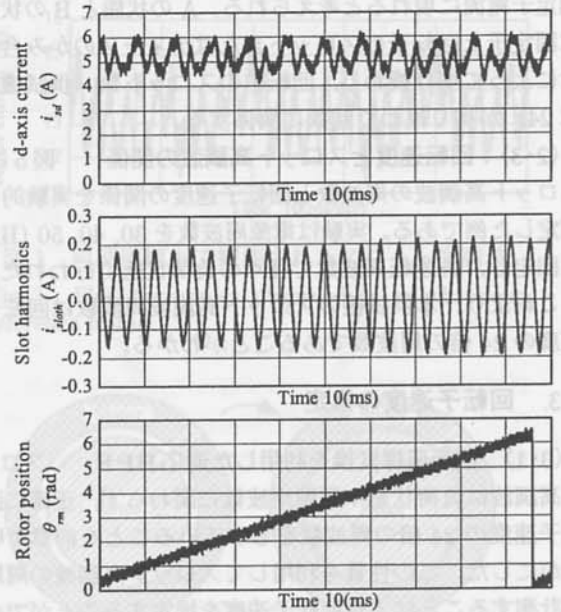


図10 適応 BPF の実験結果

Fig. 10. Experimental result of adaptive BPF.

態で 1 (kW) の負荷をステップ的に印加した際の実速度と速度推定器の出力、速度推定誤差、u 相電流の波形を図12に示す。実験では直流電動機をカップリングし、励磁電流を急変させることでステップ外乱を加えている。

いずれの実験結果においても速度推定誤差は 50 (r/min) 以下に抑えられており、精度良く回転子速度を推定できていると思われる。

(4・2) トルク制御 すべり周波数制御形ベクトル制御を用いて誘導機を制御した場合のトルク (一極あたり) は (1) のように表すことができる。

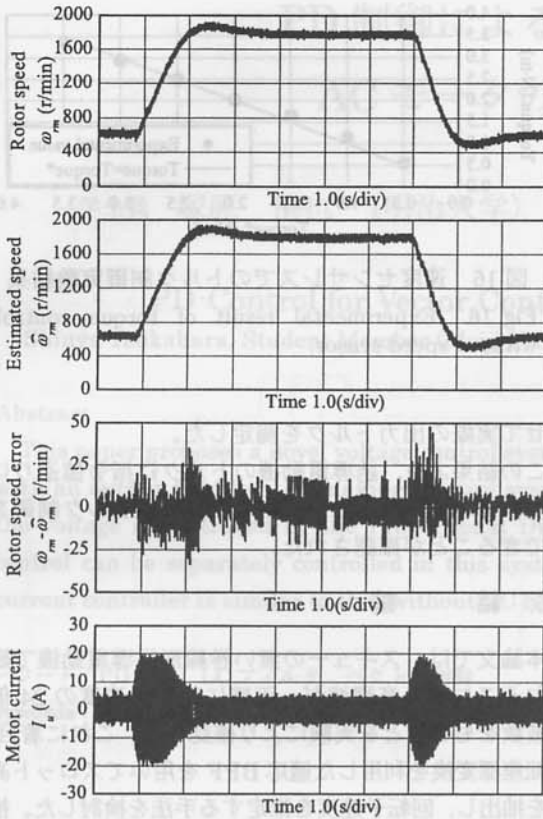


図 11 加減速運転時の速度推定結果

Fig.11. Speed estimation result in acceleration and deceleration.

$$T = \frac{M^2 \hat{R}_r T^* \left\{ \frac{1}{\hat{R}_r^2} + \left( \frac{\hat{L}_r T^*}{\hat{R}_r |\Psi_r|^*} \right)^2 \right\}}{\frac{1}{\hat{R}_r^2} + \left( \frac{L_r T^*}{R_r |\Psi_r|^*} \right)^2} \dots (1)$$

ここで、 $\hat{M}, \hat{R}_r, \hat{L}_r$  はベクトル制御器内部でのパラメータである。(1) からわかるように、トルクを指令値通りに制御するためには回転子時定数  $L_r/R_r$  だけでなく、 $M, R_r$  の正確な値を知る必要がある。しかし、実際の運転状態にある誘導電動機の回転子抵抗や相互インダクタンスは温度変動や磁気飽和、表皮効果などの影響でオフライン測定したノミナル値とは異なる場合がある。そのため、本稿ではトルク制御の実験を行い、実験結果と(1) から算出した結果を比較することで、 $M, R_r, L_r$  の値を測定した。

〈4・2・1〉 正確なトルク制御のためのパラメータ算出 図 13 にトルク制御実験システムを示す。

このシステムでは、出力トルクを(2)によって求めることができる。

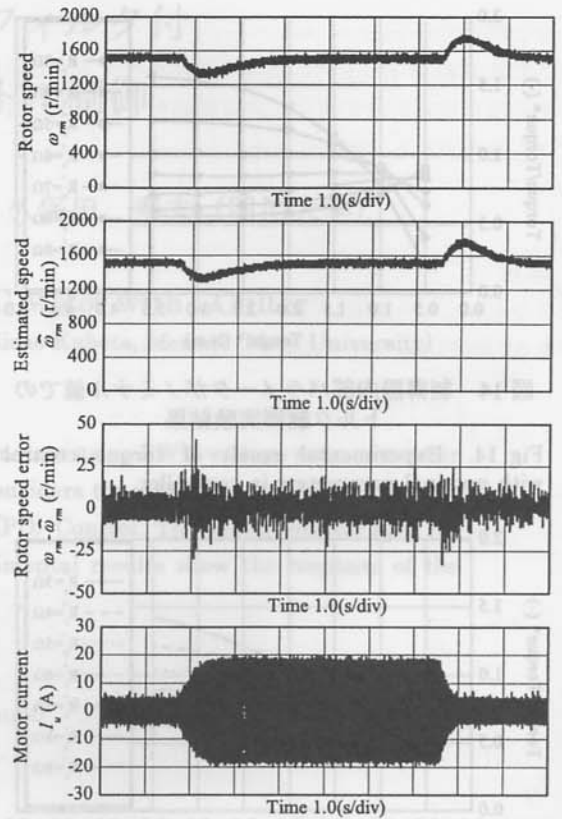


図 12 負荷急変に対する速度推定結果

Fig.12. Speed estimation result in sudden load change.

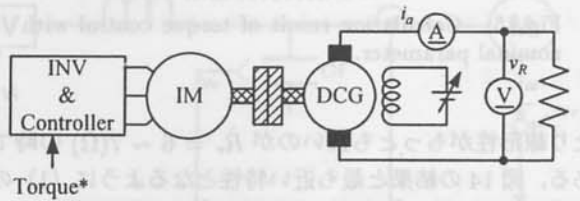


図 13 トルク制御実験システム

Fig.13. Experimental setup of torque control.

$$T = \frac{(v_R i_a + R_G i_a^2)}{p \omega_{rm}} \dots (2)$$

ここで  $p$  は極対数、 $R_G$  は直流発電機の電機子巻線抵抗である。回転子速度を 1200 (r/min) 一定となるように直流発電機の励磁電流を調整し、トルク指令を 0.5 (Nm) から 3.5 (Nm) まで変化させた。また、制御器内部の回転子抵抗の値を 3 (Ω) から 9 (Ω) まで変化させ、出力トルクの変化を観測した。制御器に使用した回転子抵抗以外のパラメータは表 1 に示したノミナル値を用いている。実際出力トルクとトルク指令の関係を図 14 に示す。

この図から、 $\hat{R}_r = 5(\Omega)$  の場合が最もトルク指令との誤差が小さいように見えるが、軽負荷から重負荷にわ

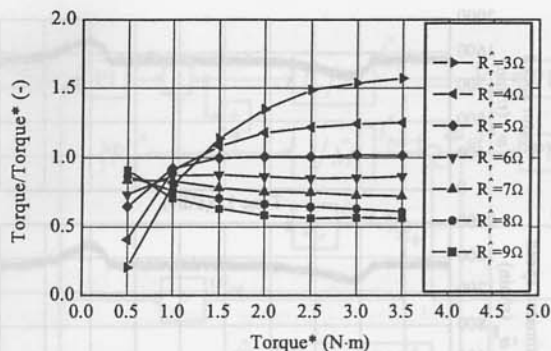


図 14 制御器内部パラメータがノミナル値でのトルク制御実験結果

Fig. 14. Experimental result of torque control with nominal parameters in controller.

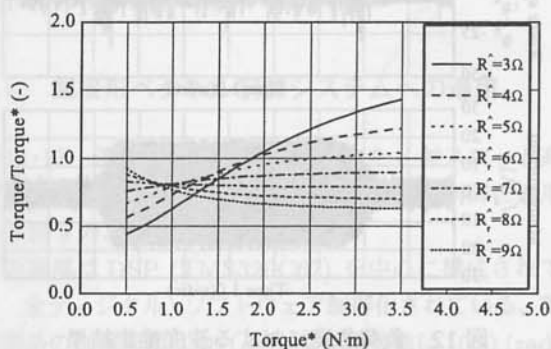


図 15 制御器内部パラメータがノミナル値でのトルク制御計算結果

Fig. 15. Calculation result of torque control with nominal parameter.

たり線形性がもっとも良いのが  $\hat{R}_r = 6 \sim 7(\Omega)$  の時である。図 14 の結果と最も近い特性となるように (1) の  $M, R_r, L_r$  を調節して描いた出力トルクとトルク指令の関係を図 15 に示す。図 14 の実験結果と図 15 の計算結果はほぼ一致しており、その時の  $M, R_r, L_r$  は表 2 のような値であった。

表 2 トルク制御実験結果から得られた誘導電動機のパラメータ

Table 2. Parameters of induction motor obtained by result of torque control test.

Rotor Resistance	$R_r$	7.25	[ $\Omega$ ]
Rotor Inductance	$L_r$	1.17	[H]
Mutual Inductance	$M$	0.185	[H]

(4.2.2) 速度センサレスでのトルク制御 図 16 に速度センサレスでのトルク制御実験結果を示す。制御器内部のパラメータには表 2 に示した値を用いている。運転速度は 1200 (r/min) 一定とし、トルク指令を変化

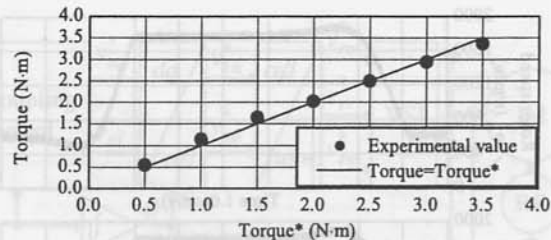


図 16 速度センサレスでのトルク制御実験結果

Fig. 16. Experimental result of torque control without speed sensor.

させて実際の出力トルクを測定した。

この結果より、誘導電動機のトルクは指令値通りに出力されており、速度センサレスで良好なトルク制御を実現できることが確認された。

## 5. 結 論

本論文では、スキューの無い巻線形誘導電動機で観測されるスロット高調波が、正確に回転子速度の 24 倍の周波数をもつことを実験により確認した。これに着目し、回転座標変換を利用した適応 BPF を用いてスロット高調波を抽出し、回転子速度を推定する手法を検討した。推定された回転子速度をベクトル制御システムに適用することにより、パラメータ変動に対してロバストなセンサレス速度制御システムを構築した。400~2000 (r/min) の速度制御範囲において、瞬時速度推定誤差は 50 (r/min) 以内であり、正確な速度制御が可能であることを示した。

また、トルク制御において出力トルクとパラメータ誤差の関係を示し、正確なトルク制御を行うためのパラメータについても検討した。

## 文 献

- (1) 石田宗秋, 岩田幸二: 「回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御法」, 電学論 B, 103 巻, 8 号, pp.554-560, 1983.
- (2) Michael W. Degner, Robert D. Lorenz: "Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection", IEEE Trans. INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 36, No. 3, pp. 736-742, 2000.
- (3) 清武博文, 篠原勝次, 下妻卓也: 「スロット高調波を利用した誘導電動機速度センサレスベクトル制御について」, 電気学会産業応用部門大会 I 巻, pp.491-494, 2004.