

誘導電動機の直接形ベクトル制御における 固定子および回転子鉄損補償

正員 野口 季彦 (長岡技術科学大学)
正員 大村 竹秀 (アスモ)
正員 平石 大地 (電気興業)

Stator-Core and Rotor-Core Losses Compensation for Direct-Field-Oriented Induction Motor

Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology), Takehide Omura, Member (ASMO Co., Ltd.)
Daichi Hiraishi, Member (Denki Kogyo Co., Ltd.)

This paper focuses on a stator-core and rotor-core losses compensation technique devoted to a direct field-oriented control system of an induction motor incorporating parameter identification. The fundamental control algorithm is based on the direct field orientation, which essentially requires rotor flux estimation using several motor parameters and detection of line currents and rotor position. In order to suppress the flux estimation error caused by parameter mismatch, the magnetizing inductance and the rotor resistance are identified insensitively to the stator resistance by using instantaneous reactive power. However, due to a model mismatch associated with the stator-core loss and rotor-core loss, neither the field orientation nor the parameter identification can be achieved as is expected, which mainly results in degradation of flux and torque control accuracy. This paper describes characteristics of the motor parameters precisely measured under various operating conditions, the influence of both stator-core loss resistance and rotor-core loss resistance on the field orientation and the parameter identification, and a compensation technique to obtain higher controllability than conventional field-oriented control techniques. Effectiveness of the proposed technique has been examined through experimental tests as well as computer simulations, and the absolute accuracy and linearity of the motor torque has been improved as a result.

キーワード：誘導電動機，ベクトル制御，パラメータ同定，固定子鉄損，回転子鉄損

1. はじめに

近年，誘導電動機のベクトル制御はパラメータ変動に対するロバスト化やオンラインパラメータ同定法の進歩により，トルク制御性能が飛躍的に向上した。その一方で，これまで影響が少ないとして無視されてきた鉄損によるトルク制御への影響が顕在化している。

現在まで，誘導電動機の鉄損補償に関する検討は種々なされている^{[1]-[4]}一方で，固定子抵抗にロバストな回転子抵抗（時定数）や励磁インダクタンス，漏れインダクタンスのオンライン同定法についても報告されている^{[5]-[7]}。しかし，従来の研究では鉄損補償とパラメータ同定を同時に検討しておらず，トルク制御性能の向上には未だ不十分と考えられる。

著者らはこれまでに励磁インダクタンスと回転子抵抗のオンライン同定機構を有する誘導電動機の直接形ベクトル制御システムに固定子鉄損補償を施す手法について検討してきた^[8]。しかし，なおもトルク誤差は残留し，固定子鉄損補償を施す際に考慮されなかった回転子鉄損の影響が無視できないことが明らかとなってきた^[9]。出力トルクを直接検出して補償することなく，数パーセント以下のトルク制御精度を達成するためには，パラメータのオンライン同

定とともに固定子鉄損だけでなく回転子鉄損も補償しなければならない。

本稿では，まずオフラインパラメータ測定において固定子鉄損と回転子鉄損を分離する方法について検討する。そして，励磁インダクタンスと回転子抵抗のオンライン同定機構を有する誘導電動機の直接形ベクトル制御システムに，固定子および回転子鉄損補償を施す手法について提案する。シミュレーションおよび実験により，鉄損補償を全く施さない場合，固定子鉄損のみを補償する場合，そして提案法の3種類について定常的なパラメータ同定特性とトルク制御特性の比較検証を行った。この結果，固定子および回転子鉄損補償を施す提案法はトルク制御精度の改善に有効であることを確認したので報告する。

2. 誘導電動機のパラメータ

<2.1> 固定子鉄損と回転子鉄損の分離測定法 提案法ではパラメータ算定において固定子および回転子鉄損の分離が必要であるが，通常の無負荷試験で分離測定は不可能である。そこで，巻線形誘導電動機を供試機として2種類の無負荷試験を行うことで，固定子および回転子鉄損の分離を実現した。無負荷試験1として，回転子側を開放

した状態で固定子側に三相正弦波交流を印加する。その後、無負荷試験 2 として、回転子側を開放した状態で固定子側に三相正弦波交流を印加し、それと同期するように外部動力源を用いて回転子を同期運転させる方法である。前者の場合、損失は(1)式となり、後者の場合は(2)式と表される。

$$P_1 = P_{R1} + P_{Rm1} + P_{Rm2} \dots\dots\dots (1)$$

$$P_1 = P_{R1} + P_{Rm1} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 P_{R1} 、 P_{Rm1} および P_{Rm2} はそれぞれ固定子抵抗による損失、固定子鉄損および回転子鉄損である。このように 2 種類の無負荷試験を行い、その差をとることで固定子鉄損抵抗と回転子鉄損抵抗の分離算定を行うことができる。

<2.2>パラメータ測定 供試電動機の定格を表 1 に示す。パラメータ算定に用いた誘導電動機の等価回路およびシステム構成は図 1 に示すものとし、実際に測定したときの条件を以下に記す。

- (1) 固定子フレーム温度が 22~27 (°C) の範囲となるよう徹底した温度管理を行う。
- (2) 固定子および回転子抵抗は直流電位降下法、固定子インダクタンス、固定子および回転子鉄損抵抗は無負荷試験 1 および 2 で測定を行う。また、漏れインダクタンスは拘束試験により算定する^[10]。
- (3) 固定子側の電源として、全高調波ひずみ率 0.3 (%) 以下の VVVF リニア電源を用いることで、時間高調波の影響を除去する。

図 2 に算定した供試機パラメータの特性を示す。図中(a)~(c)は横軸を励磁電圧に対する運転周波数比 (E/f 比) と

表 1 供試電動機の定格

TABLE 1 Specifications of test motor.

Wound rotor type induction motor			
Rated power	2.2 (kW)	Rated frequency	50 (Hz)
Rated voltage	200 (V)	Rated speed	1430 (rpm)
Rated current	9.6 (A)	Number of pole	4
Secondary voltage	232 (V)	Secondary current	5.75 (A)

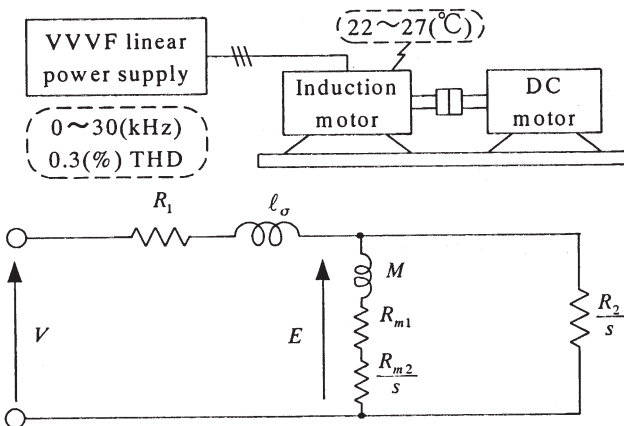
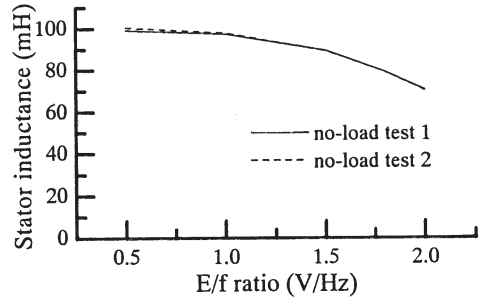
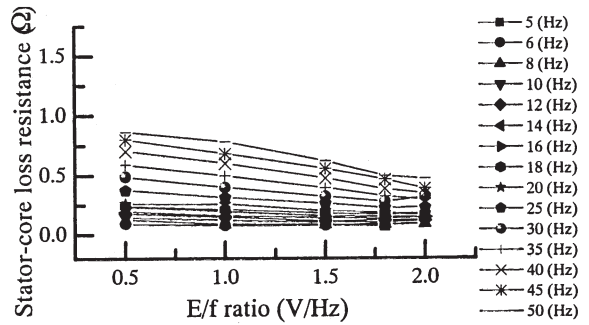


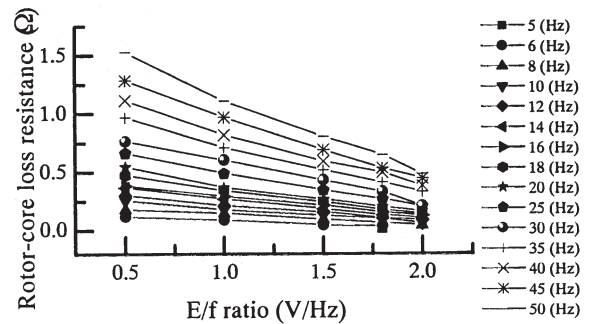
図 1 パラメータ測定システムの構成と等価回路
Fig.1 System configuration for parameter measurement and equivalent circuit.



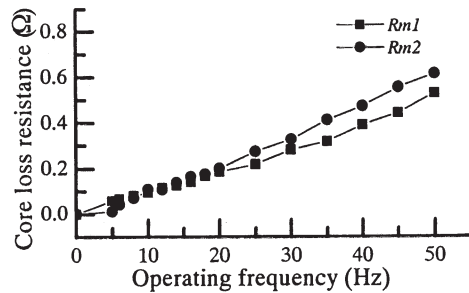
(a) 固定子インダクタンス



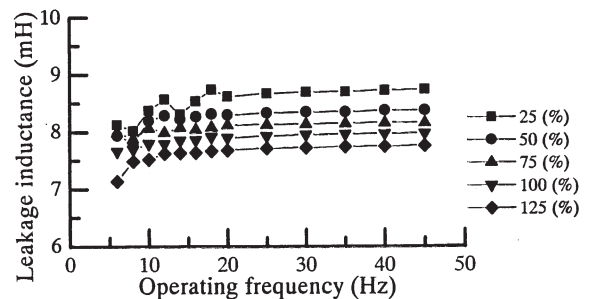
(b) 固定子鉄損抵抗



(c) 回転子鉄損抵抗



(d) 固定子および回転子鉄損抵抗



(e) 漏れインダクタンス

図 2 モータパラメータの特性

Fig.2 Characteristics of motor parameters.

したときの固定子インダクタンス，固定子鉄損抵抗および回転子鉄損抵抗の特性である。図 2 (a)では，無負荷試験 1 と無負荷試験 2 で測定した固定子インダクタンスの算定値に大きな相違は見られない。また，図 2 (b), (c)に固定子および回転子鉄損抵抗の特性を示す。通常ベクトル制御では E/f 比は一定に保たれるが，本稿では E/f=1.8 (V/Hz)となるように磁束指令を与える。このとき，運転周波数に対する固定子および回転子鉄損抵抗の特性をプロットすると図 2 (d)のようになる。通常，すべり周波数は高々5 (Hz)程度なので，回転子鉄損抵抗の該当範囲についてはフィッティングして求めた。また，拘束試験により測定した漏れインダクタンスの特性は図 2 (e)となり，若干磁気飽和の傾向が見られる。

3. 直接形ベクトル制御法とパラメータ同定機構

<3.1> 鉄損を考慮した直接形ベクトル制御法

固定子および回転子鉄損を導入した誘導電動機の数学モデルは(3)式で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_{1dq} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + R_0 + L_1 p + j(\omega L_1 - k_0 p) \\ sR_0 + Mp + j(s\omega M - k_0 p) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R_0 + Mp + j(\omega M - k_0 p) \\ R_2 + sR_0 + L_2 p + j(s\omega L_2 - k_0 p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし， $R_0 = R_{m1} + R_{m2}/s$ ， $k_0 = R_0/\omega$ であり， R_{m1} ， R_{m2} はそれぞれ固定子および回転子鉄損抵抗である。定常状態では励磁インダクタンスと直列接続されていると考えられ，誘導電動機は前述のような等価回路として表される。上式より回転子磁束と出力トルクは以下ようになる。

$$\psi_{2dq} = (M - jk_0)i_{1dq} + (L_2 - jk_0)i_{2dq} \quad (4)$$

$$T = \frac{M}{L_2} \text{Im}(i_{1dq} \overline{\psi_{2dq}}) \quad (5)$$

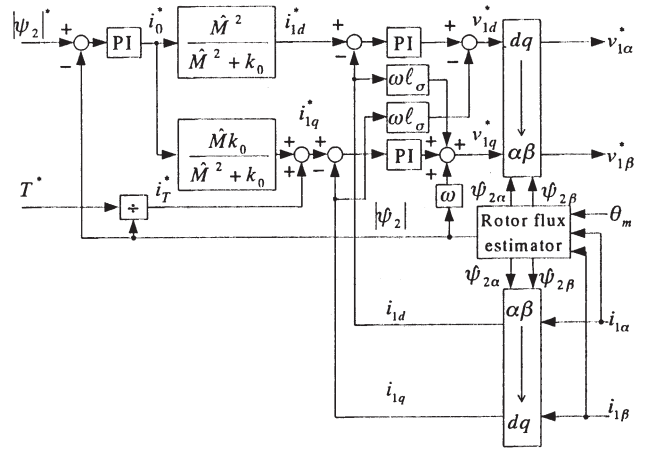
$R_0 = 0$ とおけば，以上の数学モデルは従来の鉄損を考慮しない場合と等しくなる。

これらの式に基づいて構成した直接形ベクトル制御システムの非干渉電流制御系と回転子磁束推定器の構成を図 3 (a), (b)に示す。図 3 (a)の非干渉電流制御系は，鉄損による d, q 軸間の干渉をフィードフォワード的に補償することで，磁束分電流とトルク分電流の分離を行っている。また，同図(b)の回転子磁束推定器は回転子座標上で磁束シミュレータを構成している。固定子座標上での回転子磁束は(6)式で

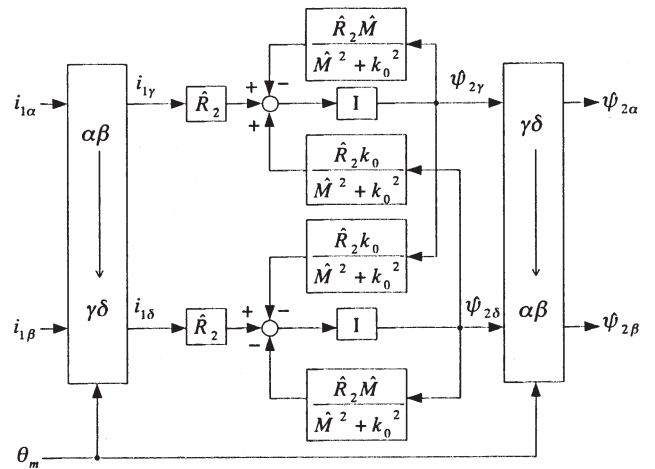
表 2 供試電動機のパラメータ

TABLE 2 Parameters of test motor.

Stator resistance R_1	0.685 (Ω)
Rotor resistance R_2	0.723 (Ω)
Stator inductance L_1	79.0 (mH)
Rotor inductance L_2	71.0 (mH)
Leakage inductance ℓ_σ	8.0 (mH)
Magnetizing inductance M	71.0 (mH)



(a) 非干渉電流制御系



(b) 回転子磁束推定器

図 3 鉄損を考慮した直接形ベクトル制御システムの構成
Fig. 3 System configuration of direct field-oriented controller with iron-core losses compensation.

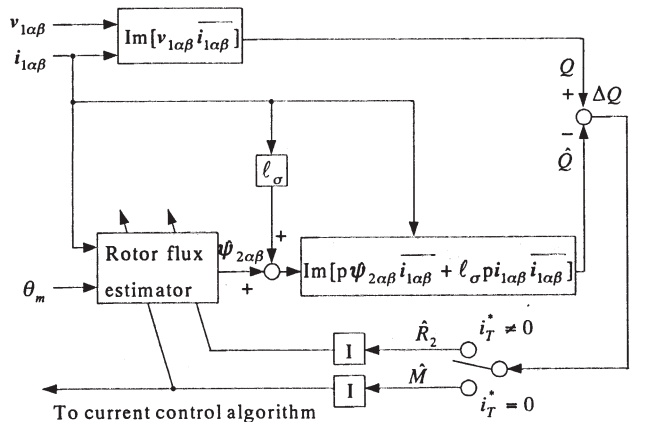


図 4 パラメータ同定機構の構成
Fig. 4 Block diagram of parameter identifier.

表すことができる。

$$\psi_{2\alpha\beta} = e^{-j\theta_m} \frac{\hat{M}(i_{1\alpha\beta} e^{-j\theta_m})}{\frac{\hat{M}^2}{\hat{M}^2 + k_0^2} + \left(p - j \frac{\hat{R}_2 k_0}{\hat{M}^2 + k_0^2}\right) \frac{\hat{M}}{\hat{R}_2}} \quad (6)$$

なお、回転子座標上で磁束シミュレータを構成することで、デジタル演算した際の変数がすべり周波数に相当する低周波交流となり、離散化誤差の低減を図ることができる^[11]。

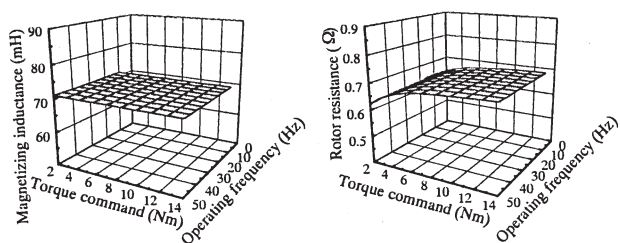
<3.2> パラメータ同定機構 図4に固定子抵抗に不感なパラメータ同定機構の構成を示す^[7]。瞬时无効電力に着目した並列型モデル規範適応システムを固定子座標上で構成しており、検出した固定子電圧と電流から演算する規範モデル Q およびコントローラのパラメータを用いて演算する数学モデル \hat{Q} は次式で表すことができる。

$$Q = \text{Im}\left\{v_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}\right\} \quad (7)$$

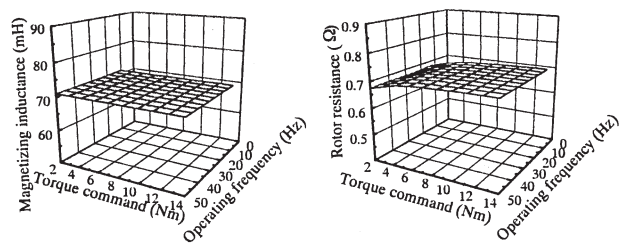
$$\hat{Q} = \text{Im}\left\{p\hat{\psi}_{2\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}} + \ell_{\sigma} p i_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}\right\} \quad (8)$$

したがって、両者の出力誤差 ΔQ をとると、定常状態で次式のように求められる。

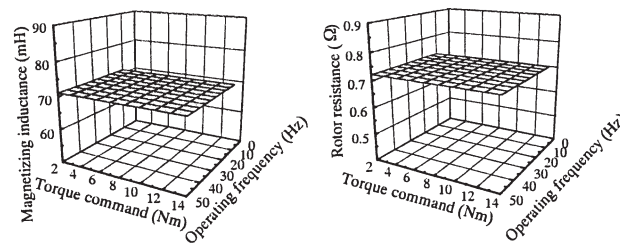
$$\Delta Q = \frac{\omega \frac{M^2 + k_0^2}{M} |I_s|^2}{1 + \left(\frac{\omega_s M^2 + k_0^2}{R_2 M} + \frac{k_0}{M}\right)^2} - \frac{\omega \frac{\hat{M}^2 + k_0^2}{\hat{M}} |I_s|^2}{1 + \left(\frac{\omega_s \hat{M}^2 + k_0^2}{\hat{R}_2 \hat{M}} + \frac{k_0}{\hat{M}}\right)^2}$$



(a) 鉄損補償なし



(b) 固定子鉄損のみ補償



(c) 提案法

図5. パラメータ同定特性 (シミュレーション)
Fig. 5 Characteristics of parameter identification (simulation results).

$$\dots\dots\dots (9)$$

上式には固定子抵抗に関する項が一切存在しないため、固定子抵抗に不感なパラメータ同定を実現できる。

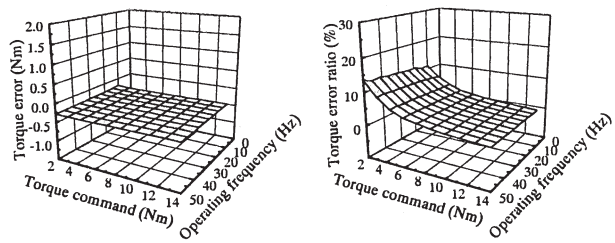
パラメータ同定機構では、(9)式の ΔQ が零となるように無負荷運転時に励磁インダクタンス、負荷運転時に回転子抵抗の同定を行う。励磁インダクタンスの同定については、鉄損に関係なく正確にパラメータ同定を行うことができる。しかし、回転子抵抗の同定については、電流制御系と磁束シミュレータに鉄損補償を施していれば正確に同定することができるものの、鉄損補償を施していない場合は、(10)式に従い誤った値に収束する。

$$\hat{R}_2 = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{k_0^2}{M^2} + \frac{2R_2 k_0}{\omega_s M^2} + 1}} \quad (10)$$

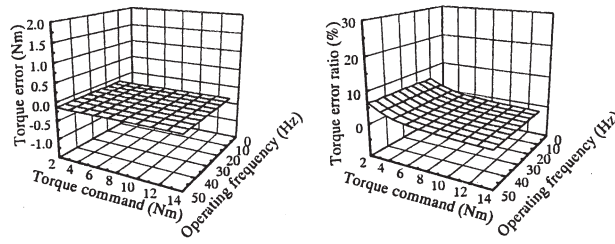
(10)式にはすべり角周波数 ω_s の項が含まれているため、運転条件により回転子抵抗の収束値が異なり、収束値は真値より小さな値となる^[12]。

4. シミュレーションおよび実験による検証

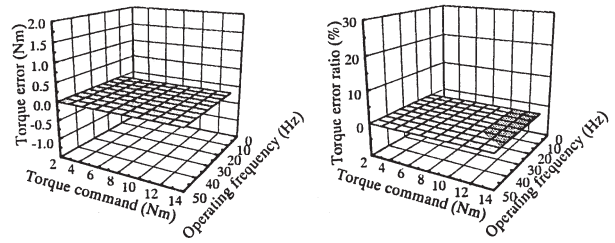
<4.1> シミュレーション結果 誘導電動機のパラ



(a) 鉄損補償なし



(b) 固定子鉄損のみ補償



(c) 提案法

図6. トルク制御特性 (シミュレーション)
Fig. 6 Characteristics of torque control (simulation results).

メータは表 2 に示す値とし、実機モデルの鉄損抵抗は運転周波数の関数としてオフラインで測定したものをを用いた。図 5, 図 6 に種々の運転条件における定常的なパラメータ同定特性およびトルク制御特性のシミュレーション結果を示す。運転周波数を 250~1500 (rpm)まで変化させ、トルク指令を 2~14 (Nm)とした。図 5(a), (b), (c)より、励磁イン

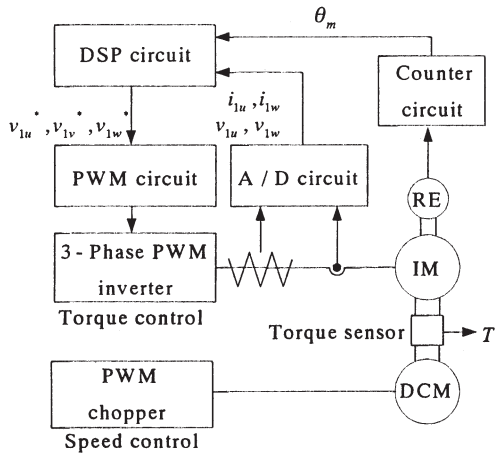


図 7. 実験システム

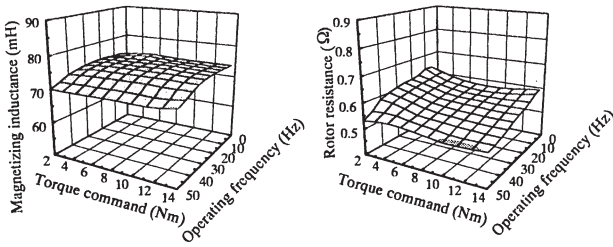
Fig. 7 Experimental system.

ダクタンスの同定は鉄損補償の有無に関係なく正確に同定できているが、回転子抵抗の同定については、(c)提案法で正確に真値に収束するものの、(a)鉄損補償を施さないときで平均 5.4 (%), (b)固定子鉄損のみを補償した場合でも平均 2.7 (%), (c)提案法ではこれらの誤差が改善されることがわかる。このように、コントローラに固定子鉄損補償を施すだけでは不十分であり、回転子鉄損補償も施す必要がある。

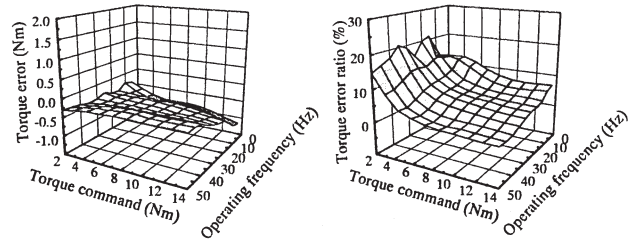
<4.2> 実験結果

図 7 に実験システムの構成を示す。誘導電動機の制御系は DSP (TI 社製 TM320C54) を中心とするデジタル回路で構成されており、負荷となる直流電動機のコントローラはアナログ回路で構成されている。誘導電動機はトルク制御、直流電動機は速度制御を行っており、誘導電動機のトルク指令を直流電動機の電機子電流指令に重畳することで、過渡的にトルクをステップ変化させても速度を一定に保つことができる。

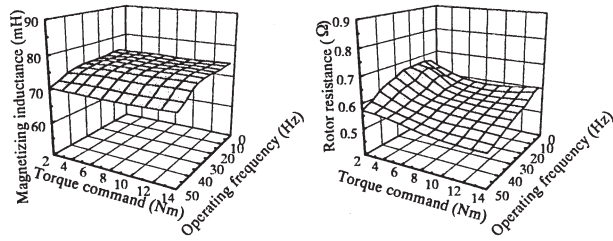
図 8, 図 9 に種々の運転条件における定常的なパラメータ同定特性およびトルク制御特性を示す。運転周波数を 250~1430 (rpm), トルク指令を 2~14 (Nm)まで変化させ、



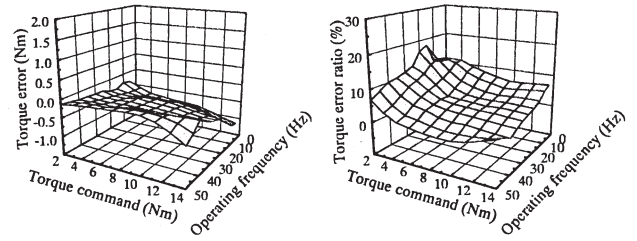
(a) 鉄損補償なし



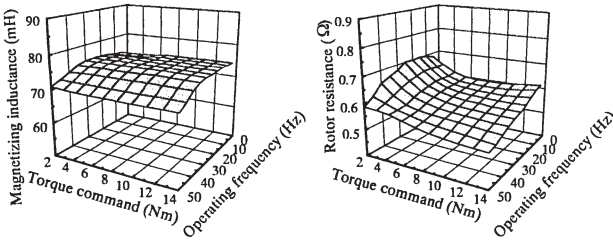
(a) 鉄損補償なし



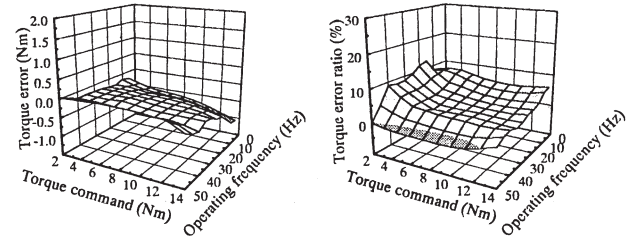
(b) 固定子鉄損のみ補償



(b) 固定子鉄損のみ補償



(c) 提案法



(c) 提案法

図 8. パラメータ同定特性 (実験結果)

Fig. 8 Characteristics of parameter identification (experimental results).

図 9. トルク制御特性 (実験結果)

Fig. 9 Characteristics of torque control (experimental results).

モータフレーム温度を 25 ± 2 (°C) の範囲となるよう厳格に管理した。固定子および回転子鉄損抵抗はオフラインで測定したものをテーブル参照して用いている。図 8(a), (b), (c)より、励磁インダクタンスの同定特性は、高速領域で多少小さな値に収束するものの、鉄損補償の有無に関係なくほぼ同じ特性で収束している。これより、励磁インダクタンスの同定は鉄損に対してロバストに行われることがわかる。一方、回転子抵抗の同定特性については、(c)提案法を基準とした場合、(a)鉄損補償を施さないときは平均 4.4 (%), (b)固定子鉄損のみを補償したときで平均 1.8 (%) 小さな値に収束した。負荷運転による回転子抵抗の温度上昇が考えられるので一概には言えないが、このような傾向は(10)式で示したように回転子抵抗の同定値が鉄損の影響により低い値に収束したことを反映したものと考えられる。図 9 に示すトルク制御特性より、(a)鉄損補償を施さないときはトルク誤差の平均が 7.3 (%) 発生し、(b)固定子鉄損のみを補償したときは平均 5.5 (%) であったのに対し、(c)提案法では平均 3.5 (%) となり、トルク制御精度の改善が見られた。これにより、鉄損補償を施さない場合に発生するトルク制御誤差を半減できることを確認した。また、トルク制御特性において提案法は、トルク指令、運転周波数によらず平面に近い特性となっていることから、トルク指令に対するリニアリティも改善していることがわかる。

5. まとめ

本稿ではパラメータ同定機構を有する誘導電動機の直接形ベクトル制御システムで固定子および回転子鉄損補償を施す手法について提案し、鉄損補償を施さない場合、固定子鉄損のみを補償する場合、提案法の 3 種類について、定常的なトルク制御特性とパラメータ同定特性をシミュレーションおよび実験により比較検証した。

励磁インダクタンスの同定特性においては、鉄損補償の有無にかかわらずほぼ同じ特性で収束したことから、鉄損にロバストな同定を行うことができることがわかった。回転子抵抗の同定においては、鉄損補償を施さない場合と固定子鉄損のみを補償した場合はともに提案法よりも小さな値に回転子抵抗が同定されることを確認した。一方、トルク制御特性において、提案法は鉄損補償を施さない手法に対して平均 3.8 (%) トルク制御精度が向上し、鉄損補償を施さないときに発生するトルク誤差を半分以下にまで低減できる。以上より、提案法はトルク制御精度を向上させるために有効な手法であることを確認した。

文 献

- [1] 水野, 高山, 市岡, 寺嶋: 「固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉電流制御法」 電学論 D, **109**, 11, 841-848 (平 1-11)
- [2] E. Levi, "Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **31**, No. 6, pp. 1287-1296, 1995.
- [3] M. Sokola, E. Levi, G. Jamieson, and D. Williams, "Representation and Compensation of Iron Loss in Rotor flux Oriented Induction Machines," *1996 IEEE PEDES Conf. Rec. -New Delhi*, vol. **1**, pp. 243-249.
- [4] J. Jung, and K. Nam, "A Vector Control Scheme for EV Induction Motors with a Series Iron Loss Model," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. **45**, no. 4, pp. 617-624, 1998.
- [5] L. J. Garcés, "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. App.*, **IA-16**, no. 2, 173-178 (1980).
- [6] K. Tungpimolrut, F. Z. Peng, and T. Fukao, "Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **30**, no. 5, 1241-1246 (1994).
- [7] T. Noguchi, S. Kondo, and I. Takahashi, "Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **33**, no. 1, 35-42 (1996).
- [8] T. Noguchi, T. Omura, and D. Hiraishi "Direct Field-Oriented Control of Induction Motor with Iron-Core Loss Compensation and Robust Parameter Identification" *IEEE IECON Conf. Rec.-Denver*, (2001)
- [9] 大村, 野口, 平石: 「誘導機の直接形ベクトル制御における固定子鉄損の補償と回転子鉄損の影響」 電学産応大, vol. **1**, 385-388 (平 13)
- [10] 中野, 赤木, 高橋, 難波江: 「二次巻線磁束鎖交数に着目した誘導電動機の新しい等価回路とその定数決定法」 電学論 B, **103**, 206-222 (昭 58)
- [11] 野口, 山田, 近藤, 高橋: 「磁束演算フィードバック形ベクトル制御における磁束シミュレータの離散化誤差」 電学論 D, **116**, 720-721 (平 8-6)
- [12] 野口, 大村, 平石: 「誘導電動機のパラメータ同定に対する鉄損の影響」 電学論 D, **121**, 1004-1005 (平 13-9)