日本 AEM 学会誌 Volume 4 Number 2 JUNE 1996

学術論文

磁束オブザーバに基づく誘導電動機ベクトル制御の一方式

Flux Observer Based Vector Control of Induction Motor

辻 峰男 (長崎大学) 李 漢強 (長崎大学)
泉 勝弘 (長崎大学) 山田 英二 (長崎大学)

Mineo TSUJI,Member of JSAEM, Nagasaki University,
1-14 Bunkyo-machi, Nagasaki-shi, Nagasaki
Hanqiang LI, Member of JSAEM, Nagasaki University
Katsuhiro IZUMI, Member of JSAEM, Nagasaki University
Eiji YAMADA, Member of JSAEM, Nagasaki University

By considering a full-order observer for a voltage-source inverter-fed induction motor, new vector control systems which are derived in not only a stationary reference frame but a rotating one are proposed. In the proposed systems, the equation of the stator current observer is used for the computation of the stator voltage. Furthermore, this new idea is applied to the vector control system with the estimation of machine parameters and the rotor speed which is based on the model reference adaptive system (MRAS). By using the Lyapunov theorem the stability of the parameter identification is proved. In order to study the effects of parameter change and observer gain, the trajectories of poles and zeros of the torque transfer function are computed and discussed. Transient responses which are computed by a nonlinear model for the parameter identification and the change of the torque current command demonstrate the validity of proposed method.

Key Words : Induction Motor, Vector Control,Flux Observer, Identification, Sensor-less, Lyapunov Theorem

記号

r_s, r_r：一次，二次抵抗
L_s, L_r：一次，二次自己インダクタンス
M：相互インダクタンス
$\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$：漏れ係数
$\sigma_r = r_r/L_r$：二次時定数の逆数
$e_{s\alpha}, e_{s\beta}$：一次電圧（静止）
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$：一次電流（静止）
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$：二次鎖交磁束（静止）
d, q：回転座標系の量
ω_r：回転角速度（電気角），N：回転速度
p：微分演算子，Δ：微小変動量
$*$：指令値または制御器内の量

1 緒言

最近のインバータやマイクロプロセッサの進歩により誘導電動機の電圧や電流が高速かつ精密に制御できるようになってきており，トルク制御法として定着したベクトル制御がパラメータのオンライン同定や速度センサレス制御へと進展している [1]．ベクトル制御は，誘導機の二次磁束の情報をもとに電流制御を行うものであり，このためにオブザーバ理論の応用が考えられている．種々の方式が考案されているが，久保田らの同一次元オブザーバに基づく方式は，パラメータ同定や速度センサレス制御が可能で注目に値する [2][3]．この制御系は，静止座標系における誘導機のモデルを用いているが，産業界で広く普及しているのは回転座標系のモデルを用いた滑り周波数制御形のベクトル制御である．最近，筆者ら [4] や金原ら [5] の研究により両者の関係が明らかになりつつあるが，パラメータ同定は考えられていない．

本稿では，電圧制御が理想的に行えるという前提に立って，同一次元オブザーバに基づくベクトル制御を考案する [6][7]．その際，静止座標系のみならず回転

座標系での制御系を考え，滑り周波数制御方式の構成も示す．速度センサがある場合のシステム構成を 2 章に示し，3 章でパラメータ変動の影響を解析するため線形モデルを導出し，更にパラメータ同定の安定性をリアプノフの定理により考察する．4 章はこれらの解析結果である．5 章で速度センサレスベクトル制御への拡張とシミュレーション結果を述べる．

2　制御系の構成

2.1　静止座標系での構成

Fig. 1 に，これまでに提案されている同一次元オブザーバに基づく誘導電動機のベクトル制御系を示す [2]．Fig.1 のオブザーバでは，一次電流と二次磁束を推定し，一次電流の推定誤差がオブザーバゲインを掛けて用いられる．磁束の偏角により電流を制御し，この指令値が磁束電流指令とトルク電流指令である．これを回転座標系で構成すると Fig.2 となる [5]．これに対し，筆者らは Fig.3 の方式を提案した [6]．この方式では，一次電流を推定するオブザーバの式を利用して一次電圧を演算するもので，電流指令値が推定値の役目を兼ねている．この結果，電流ＰＩ制御（場合によっては非干渉化制御が加わることもある）は不要となり，その分演算が簡単になる．電圧指令値は電圧モデルと電流予測誤差を用いて次式で求める．

$$\begin{bmatrix} e^*_{s\alpha} \\ e^*_{s\beta} \end{bmatrix} = \left(r^*_s + \sigma^* L^*_s p + M^{*2}\sigma^*_r / L^*_r\right) \begin{bmatrix} i^*_{s\alpha} \\ i^*_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{M^*}{L^*_r} \begin{bmatrix} -\sigma^*_r & -\omega_r \\ \omega_r & -\sigma^*_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi^*_{r\alpha} \\ \psi^*_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^*_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ i^*_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{1}$$

二次磁束推定値は電流モデルと電流予測誤差を用いて次式で求める．

$$p \begin{bmatrix} \psi^*_{r\alpha} \\ \psi^*_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma^*_r & -\omega_r \\ \omega_r & -\sigma^*_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi^*_{r\alpha} \\ \psi^*_{r\beta} \end{bmatrix} + M^* \sigma^*_r \begin{bmatrix} i^*_{s\alpha} \\ i^*_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^*_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ i^*_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{2}$$

図中，ベクトルアナライザは磁束の偏角を演算する．

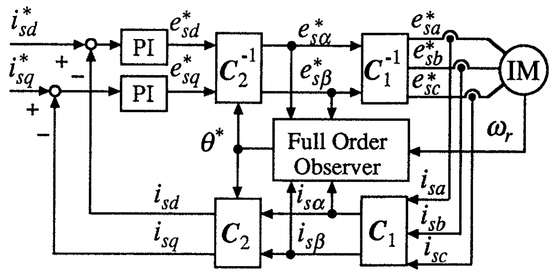

Fig.1 Vector control system
(stationary reference frame)

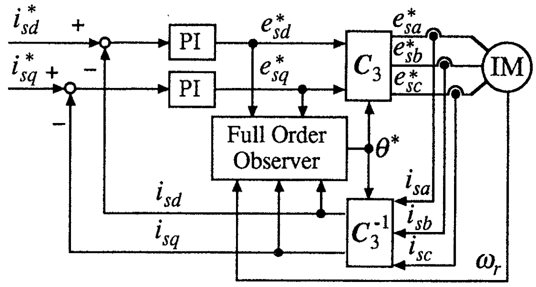

Fig.2 Vector control system
(synchronously rotating reference frame)

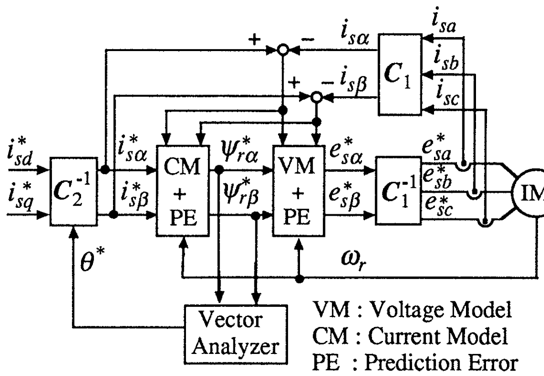

Fig.3 Proposed vector control system
(stationary reference frame)

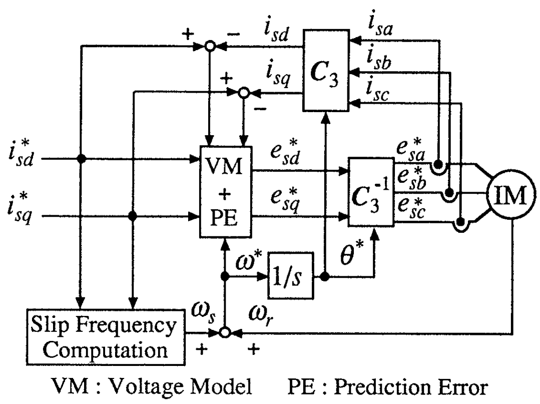

Fig.4 Proposed vector control system
(synchronously rotating reference frame)

$$\theta^* = \tan^{-1}\left(\psi^*_{r\beta}/\psi^*_{r\alpha}\right) \tag{3}$$

2.2　回転座標系での構成

Fig.3 と等価な回転座標系の制御則を求め，滑り周波数制御形ベクトル制御系を以下に示す．この際，磁束電流指令は一定とし，簡単化のため，K_1以外のオブザーバゲインは0とする．(2) 式をθ^*で回転する回転$d-q$座標系に変換すると，次式が得られる．

$$p\psi^*_{rd} = -\sigma^*_r\psi^*_{rd} + M^*\sigma^*_r i^*_{sd} \tag{4}$$

$$\omega^* = \omega_r + M^*\sigma^*_r i^*_{sq}/\psi^*_{rd} \tag{5}$$

磁束電流指令が一定なので，(4) 式より

$$\psi^*_{rd} = M^* i^*_{sd} \tag{6}$$

となり，(1) 式は以下のように変換される．

$$e^*_{sd} = r^*_s i^*_{sd} - \omega^*\sigma^* L^*_s i^*_{sq} + K_1\left(i^*_{sd} - i_{sd}\right) \tag{7}$$

$$e^*_{sq} = \omega^* L^*_s i^*_{sd} + \left(r^*_s + \sigma^* L^*_s p\right) i^*_{sq} + K_1\left(i^*_{sq} - i_{sq}\right) \tag{8}$$

(7)，(8) 式は，従来の制御電圧源によるベクトル制御 [9] に電流フィードバックを施したものと考えることができるし，非干渉制御を用いた制御電流源によるベクトル制御で抵抗等による電圧降下も補償すると同時に，ＰＩ電流制御が比例制御だけになっていると解釈することもできる．この場合のベクトル制御系を Fig.4 に示す．

2.3　一次及び二次抵抗の同定

久保田らはパラメータ同定と状態推定を同時に行う適応オブザーバの適用を考え，Fig.1 のシステムで一次及び二次抵抗を推定する方式を提案している [2]．これを Fig.3 のシステムに適用すると，次式となる．

$$pr^*_s = \mu_1\left\{\left(i^*_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right) i^*_{s\alpha} + \left(i^*_{s\beta} - i_{s\beta}\right) i^*_{s\beta}\right\} \tag{9}$$

$$\begin{aligned} pr^*_r = \mu_2\{&\left(i^*_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right)\left(i^*_{s\alpha} - \psi^*_{r\alpha}/M^*\right) \\ &+\left(i^*_{s\beta} - i_{s\beta}\right)\left(i^*_{s\beta} - \psi^*_{r\beta}/M^*\right)\} \end{aligned} \tag{10}$$

久保田はオブザーバで求めた電流推定値を用いているが，本稿では電流の指令値を用いている点が異なる．Fig.4 の場合には，回転座標系へ変換して，次式により演算する．

$$pr^*_s = \mu_1\left\{\left(i^*_{sd} - i_{sd}\right) i^*_{sd} + \left(i^*_{sq} - i_{sq}\right) i^*_{sq}\right\} \tag{11}$$

$$pr^*_r = \mu_2\left(i^*_{sq} - i_{sq}\right) i^*_{sq} \tag{12}$$

3　安定解析

3.1　線形モデル

本節では，一次及び二次抵抗変化が系の安定性に及ぼす影響を解析するため，線形モデルを導出してトルク伝達関数を求める手順を示す．

解析にあたり以下の仮定を設ける．

1）制御電圧源は理想的とする．その時，次式が成立する．

$$e^*_{sd} = e_{sd}, \quad e^*_{sq} = e_{sq} \tag{13}$$

2）電動機の速度は一定とする．

3）一次及び二次抵抗以外の電動機のパラメータはノミナル値と仮定する．

誘導電動機の状態方程式は，θ^*に同期して回転する回転座標系では次式で表わせる．

$$p\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_s \\ \boldsymbol{\psi}_r \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_s \\ \boldsymbol{\psi}_r \end{bmatrix} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{e}_s \tag{14}$$

但し，

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} A_1\boldsymbol{I} - A_2\boldsymbol{J} & A_3\boldsymbol{I} - A_4\boldsymbol{J} \\ A_5\boldsymbol{I} + A_6\boldsymbol{J} & A_7\boldsymbol{I} + A_8\boldsymbol{J} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B} = \left[\boldsymbol{I}\,/\left(\sigma L_s\right), \mathbf{o}\right]^T, \boldsymbol{e}_s = \left[e_{sd}, e_{sq}\right]^T$$

$$\boldsymbol{i}_s = \left[i_{sd}, i_{sq}\right]^T, \boldsymbol{\psi}_r = \left[\psi_{rd}, \psi_{rq}\right]^T$$

$$A_1 = -\left(\frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2\sigma_r}{\sigma L_s L_r}\right), \; A_2 = \omega^*$$

$$A_3 = \frac{M\sigma_r}{\sigma L_s L_r}, \; A_4 = \frac{M\omega_r}{\sigma L_s L_r}, \; A_5 = M\sigma_r$$

$$A_6 = 0, \quad A_7 = -\sigma_r, \quad A_8 = \omega_r - \omega^*$$

$$\boldsymbol{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(14) 式より平衡点に関する誘導機の線形モデルは次式で与えられる.

$$p\Delta \boldsymbol{x}_s = \boldsymbol{A}_s\Delta \boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{B}_s\Delta \boldsymbol{u}_s \tag{15}$$

但し,

$$\begin{aligned}\Delta \boldsymbol{x}_s &= [\Delta i_{sd}, \Delta i_{sq}, \Delta\psi_{rd}, \Delta\psi_{rq}]^T\\ \Delta \boldsymbol{u}_s &= [\Delta e_{sd}, \Delta e_{sq}, \Delta\omega^*]^T, \boldsymbol{A}_s = \boldsymbol{A}\end{aligned}$$

制御器の式は, (5),(7),(8) 式で表わせるが, (8) 式の計算において, 電流の微分を避けるため, 次式の補助変数 q を導入し, 電流の微分の代わりに q の微分を用いるものとする.

$$pq = \left(i_{sq}^* - q\right)/T_q \tag{16}$$

この時, 制御器の線形モデルは次式のように表現できる.

$$p\Delta \boldsymbol{z} = \boldsymbol{A}_x\Delta \boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{A}_z\Delta \boldsymbol{z} + \boldsymbol{B}_u\Delta \boldsymbol{u} \tag{17}$$

但し,

$$\Delta \boldsymbol{z} = \Delta q, \quad \Delta \boldsymbol{u} = \Delta i_{sq}^*$$

制御器の出力は, 状態量と以下の式で関係づけられる.

$$\Delta \boldsymbol{u}_s = \boldsymbol{F}_x\Delta \boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{F}_z\Delta z + \boldsymbol{F}_u\Delta \boldsymbol{u} \tag{18}$$

(15), (17), (18) 式より, 系全体の線形モデルは次式となる.

$$p\Delta \boldsymbol{x} = \boldsymbol{A}_0\Delta \boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_0\Delta \boldsymbol{u} \tag{19}$$

但し,

$$\begin{aligned}\boldsymbol{A}_0 &= \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_s + \boldsymbol{B}_s\boldsymbol{F}_x & \boldsymbol{B}_s\boldsymbol{F}_z\\ \boldsymbol{A}_x & \boldsymbol{A}_z\end{bmatrix}, \boldsymbol{B}_0 = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_s\boldsymbol{F}_u\\ \boldsymbol{B}_u\end{bmatrix}\\ \Delta \boldsymbol{x} &= \left[\Delta \boldsymbol{x}_s^T, \ \Delta \boldsymbol{z}^T\right]^T\end{aligned}$$

発生トルクを出力と考えると, 出力方程式は次式で表わせる.

$$\Delta \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}_0\Delta \boldsymbol{x} \tag{20}$$

但し,

$$\Delta \boldsymbol{y} = \Delta T_e, \boldsymbol{C}_0 = \frac{PM}{2L_r}\left[-\psi_{rq}, \psi_{rd}, i_{sq}, -i_{sd}, 0\right]$$

(19), (20) 式より, トルク伝達関数の極と零点が計算ができる.

3.2　パラメータ同定の収束性

一次及び二次抵抗同定法の収束性をリアプノフの安定法を用いて考察する. $\Delta\boldsymbol{A}$ をパラメータの推定誤差分の行列とおくと, 2.2 節の同一次元オブザーバの方程式は便宜上次式で表現できる.

$$p\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s^*\\ \boldsymbol{\psi}_r^*\end{bmatrix} = (\boldsymbol{A} + \Delta\boldsymbol{A})\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s^*\\ \boldsymbol{\psi}_r^*\end{bmatrix} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{e}_s^* - \boldsymbol{K}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\varepsilon}_i\\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi\end{bmatrix} \tag{21}$$

但し,

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix}k_1\boldsymbol{I} & \mathbf{o}\\ \mathbf{o} & \mathbf{o}\end{bmatrix}, K_1 = \sigma L_s k_1$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_i = \begin{bmatrix}\varepsilon_{id}\\ \varepsilon_{iq}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}i_{sd}^* - i_{sd}\\ i_{sq}^* - i_{sq}\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_\psi = \begin{bmatrix}\varepsilon_{\psi d}\\ \varepsilon_{\psi q}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\psi_{rd}^* - \psi_{rd}\\ \psi_{rq}^* - \psi_{rq}\end{bmatrix}$$

(14),(21) 式より, 一次及び二次抵抗の変動を考慮した誤差方程式は次式で表現できる.

$$p\boldsymbol{e} = (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K})\,\boldsymbol{e} + \Delta\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}^* \tag{22}$$

但し,

$$\boldsymbol{x}^* = \left[\boldsymbol{i}_s^{*T}, \boldsymbol{\psi}_r^{*T}\right]^T, \boldsymbol{e} = [\,\boldsymbol{\varepsilon}_i^T, \ \ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi^T]^T$$

リアプノフ関数を次のように選ぶ [2].

$$V = \boldsymbol{e}^T\boldsymbol{e} + W \tag{23}$$

(23) 式の時間微分は次式となる.

$$pV = pV_1 + pV_2 \tag{24}$$

但し,

$$\begin{aligned}pV_1 &= \boldsymbol{e}^T\left[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K}) + \left(\boldsymbol{A}^T - \boldsymbol{K}^T\right)\right]\boldsymbol{e}\\ pV_2 &= pW + 2\boldsymbol{e}^T\Delta\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}^*\end{aligned}$$

まず, $\mathrm{p}V_1$ の負定性を考える. 磁束変動と電流変動の大きさに次式の関係があると仮定する.

$$|\varepsilon_{\psi d}| \cong M\,|\varepsilon_{id}|\,, |\varepsilon_{\psi q}| \cong M\,|\varepsilon_{iq}| \tag{25}$$

このとき, 次式が得られる.

$$\begin{aligned}pV_1 \ &\leq \ -2\{k_1 - A_1 - M(A_3 + A_4 + A_5)\\ &+ \ \sigma_r M^2\} \times (\varepsilon_{id}^2 + \varepsilon_{iq}^2)\end{aligned} \tag{26}$$

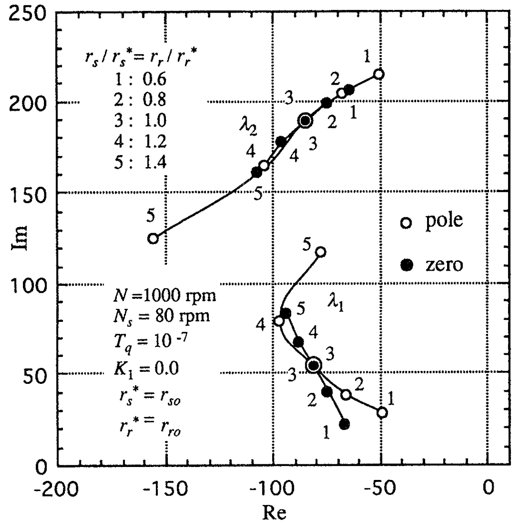

Fig.5 Trajectories of poles and zeros with parameters of stator and rotor resistances.

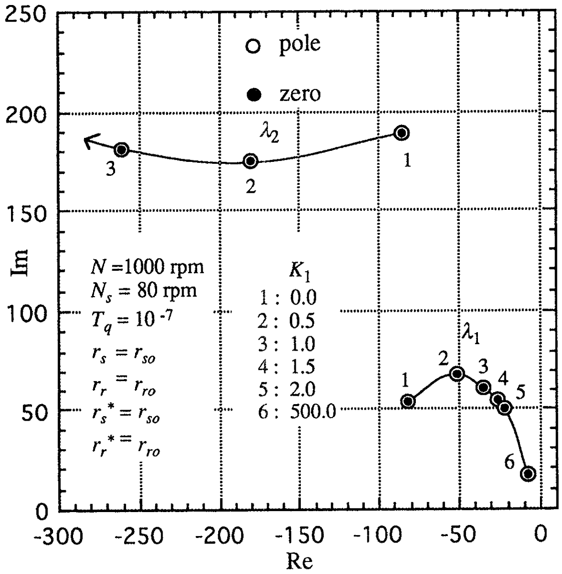

Fig.6 Trajectories of poles and zeros with parameter of current gain.

従って，(26) 式の右辺が負となる条件は，次式で与えられる．

$$K_1+r_s>M^2\omega_r/L_r \tag{27}$$

次に，$pV_2=0$ と設定すると，次式が得られる．

$$\begin{aligned} pW &= 2\Delta r_s^*\left(\varepsilon_{id}i_{sd}^*+\varepsilon_{iq}i_{sq}^*\right)/(\sigma L_s) \\ &+ 2\Delta r_r^*\varepsilon_{iq}i_{sq}^*(M/L_r)^2/(\sigma L_s) \end{aligned} \tag{28}$$

そこで，W を

$$W=(\Delta r_s^*)^2/(\mu_1\sigma L_s)+(\Delta r_r^*)^2\,(M/L_r)^2/(\mu_2\sigma L_s) \tag{29}$$

とし，(11),(12) 式で抵抗を同定すれば，$pV_2=0$ となる．この結果，pV の負定性が言えて，パラメータ同定は安定に行えると考えられる．但し，リアプノフの安定法は，安定性の十分条件を与えるものであるから，(27) 式の条件は絶対的なものではない．

4　解析結果

解析に用いた誘導機は 2.2kW で，パラメータのノミナル値は $r_{so}=0.662\Omega$, $r_{ro}=0.645\Omega$, $L_s=L_r=0.086$ H, $M=0.082$ H である．

Fig.5 は，線形モデルのトルク伝達関数より求めた極と零点の軌跡で，一次及び二次抵抗をパラメータとしている．5 つの極が存在するが，実軸に近い複素共役根の片方を表示している．パラメータ変動がない場合には，極と零点が打ち消し合い，トルク伝達関数はほぼ定数となる．しかし，パラメータ変動があると極と零点が離れて，トルク応答がこれらの極や零点の影響を受けるようになる．なお，極のλ_1,λ_2はそれぞれ誘導機の電流モデルと電圧モデルに関係が深い．Fig.6 は，一次及び二次抵抗がノミナル値の時，電流ゲイン K_1 をパラメータとした根軌跡である．K_1が大きくなると，λ_2の実部は急激に小さくなり，応答への影響は小さくなる．一方，λ_1は次式で示される電流モデルの極に近づいている．

$$\lambda_0=-\sigma_r+j\omega_s \tag{30}$$

Fig.7 及び Fig.8 は，非線形モデルを直接数値積分して求めた一次及び二次抵抗の同定結果である．t = 0 は，トルク電流指令 5A の定常運転時にあり，実際の一次及び二次抵抗がノミナル値なのに対し，制御器の値はいずれもノミナル値の 1.2 倍としている．t = 0 から同定器を働かせると，実際値に収束する様子が判る．図中，ψ_rと$\theta-\theta^*$はそれぞれ磁束の大きさと軸ずれを表す．K_1=0 の場合が最も収束が速い．これは，K_1が小さい場合が，パラメータ変動による電流誤差が最も大きくなるためと考えられる．t = 15s で，電流指令を 1A ステップ変化させると，いずれの場合にもトルクの高速応答が得られ，理想的なベクトル制御系となっている．

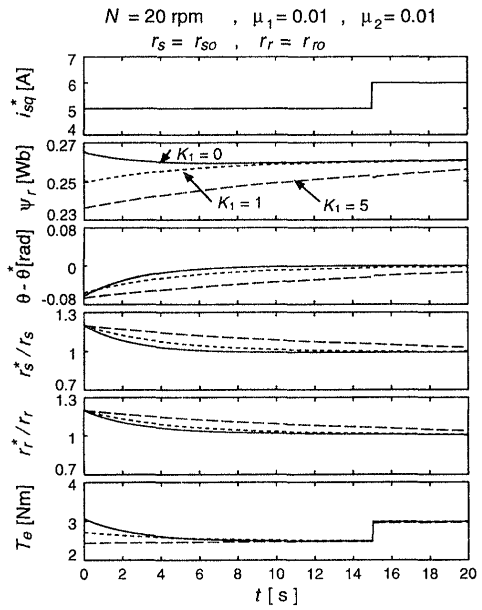

Fig.7 Parameter identification (N = 20rpm).

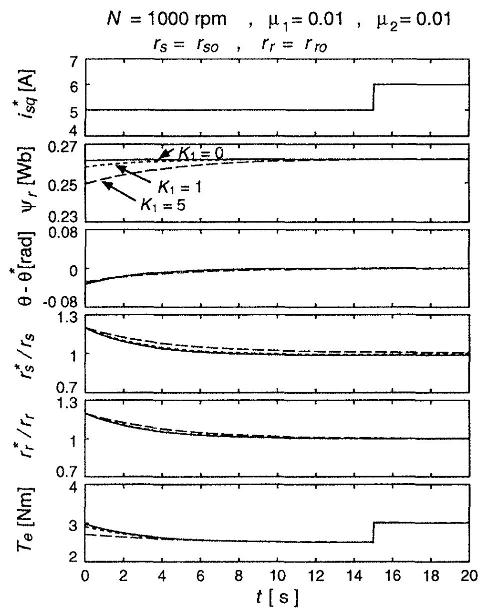

Fig.8 Parameter identification (N = 1000rpm).

5 速度センサレスベクトル制御への応用

モデル規範適応システム理論を用いた速度センサレスベクトル制御系に対しても，上記の提案システムが拡張できる．従来の制御系では，検出した電圧，電流より，静止座標系での誘導機モデルを用いてオブザーバが構成されている [3][8]．これを，電流推定の式で電圧を演算する提案方式にすると，静止座標系と回転座標系に対し，それぞれ Fig.9 及び Fig.10 の制御系

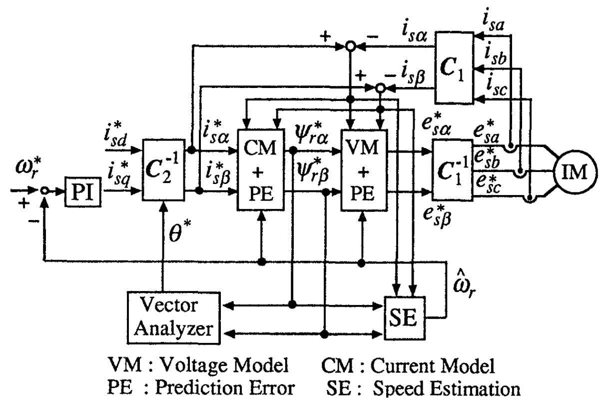

Fig.9 Proposed sensor-less vector control system (stationary reference frame).

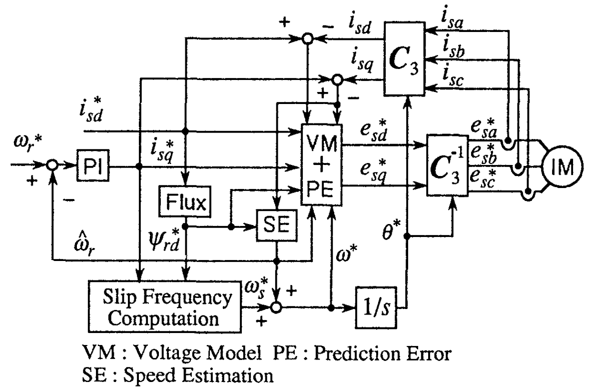

Fig.10 Proposed sensor-less vector control system (synchronously rotating reference frame).

が得られる．Fig.9 の場合，速度推定は次式で行う．

$$\hat{\omega}_r=(K_p+K_I/p)\left\{\left(i^*_{s\beta}-i_{s\beta}\right)\psi^*_{r\alpha}-(i^*_{s\alpha}-i_{s\alpha})\,\psi^*_{r\beta}\right\} \tag{31}$$

これに対し，Fig.10 では次式で速度推定を行う．

$$\hat{\omega}_r=(K_p+K_I/p)\left(i^*_{sq}-i_{sq}\right)\psi^*_{rd} \tag{32}$$

なお，(6) 式の演算を用い，固定子電圧を求める時の微分を省き，更にすべてのオブザーバゲインを 0 とすると，従来のセンサレス制御系 [10] になる．

一次抵抗の同定には (11) 式が利用できるが，二次抵抗は磁束電流指令に交流分を重畳する方法 [11] を適用する．すなわち，次式で演算する．

$$i^*_{sd}=i^*_{sd0}+i^*_{sd0}x\sin(\omega_m t) \tag{33}$$

$$pr^*_r=\mu_2\left(i^*_{sd}-i_{sd}\right)i^*_{sd0}x\sin(\omega_m t) \tag{34}$$

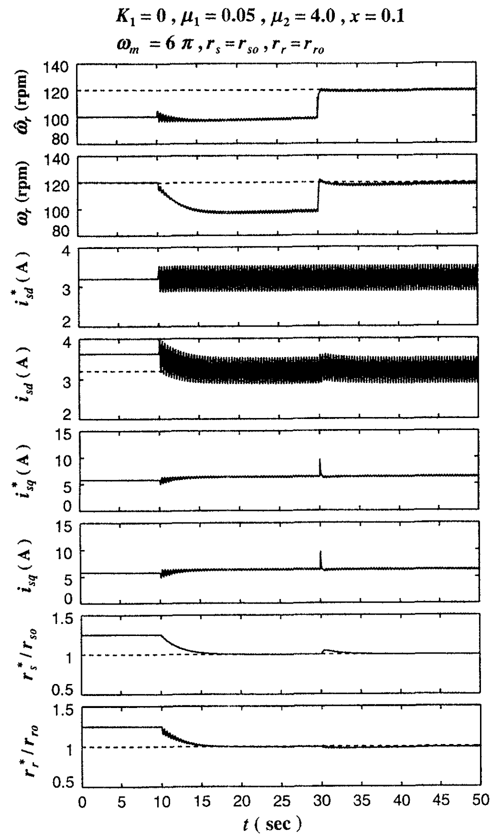

Fig.11 Parameter identification of proposed sensor-less system (N = 100rpm).

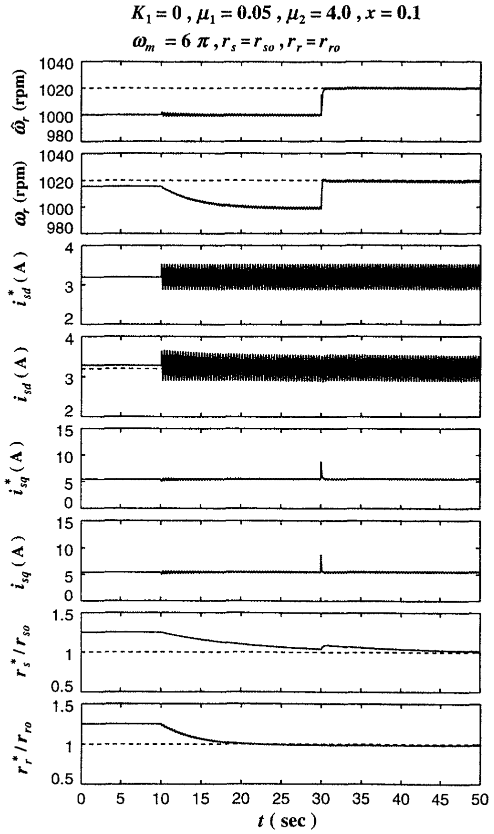

Fig.12 Parameter identification of proposed sensor-less system (N = 1000rpm).

Fig.11 は，Fig.10 で提案した速度センサレスベクトル制御系のパラメータ同定と速度指令変化に対するシミュレーション結果である． t = 0s から t = 10s までは制御器で用いる一次及び二次抵抗が実際値より 25 %大きいが，パラメータ同定は行われておらず，100rpm の速度指令に対し実速度は 120rpm となり誤差を生じている．また， d 軸電流の指令値と実際値にも誤差があるが， q 軸電流誤差をＰＩ制御して速度推定を行うのでこの電流誤差はない． t = 10s で同定器を働かせると，一次および二次抵抗が実際値に収束し，それと共に，実速度が 100rpm の指令値に一致している．次に， t = 30s で速度指令を 20rpm 増加させると， q 軸電流が増加し，その結果， q 軸電流に比例したトルクが発生して良好に速度が追従していることが判る．Fig.12 は最初の速度指令が 1000rpm の場合で，この場合にも同様な結果が得られている．

6　結言

本論文をまとめると以下のようになる．

(1) 磁束オブザーバを基にしてベクトル制御の新しい方式を提案した．提案方式は，簡単な構成で一次及び二次抵抗の同定が可能である．

(2) 線形モデルを導出して，パラメータ変動や制御ゲインの影響を明確にした．

(3) リアプノフの安定定理を用いて，パラメータ同定の収束性を明らかにした．

(4) 提案方式は速度センサレスベクトル制御へ拡張することができ，同時にパラメータ同定も可能であることをシミュレーションにより確認した．

最後に本研究に御協力戴いた本学大学院生田中彰一君と太田雄幸君に感謝する．

（1995 年 10 月 17 日受付）

参考文献

[1] 久保田・辻，誘導機のオンラインチューニング，電

気学会産業応用部門全大, S 3-5（1995）, pp.69-74

[2] 久保田・松瀬，誘導電動機のパラメータ適応二次磁束オブザーバの提案とその安定性, 電学論 D，117，(1991), pp.188-194

[3] 久保田・尾崎・松瀬・野中，適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機の速度センサレズ直接形ベクトル制御, 電学論 D，111，(1991), pp.954-960

[4] 辻・山田・泉・小山，磁束オブザーバに基づく制御電流源駆動誘導電動機のベクトル制御，電学論 D，113(1993)，pp.1145-1153

[5] 金原，道木，S.Sangwongwanich，大熊，磁束オブザーバを用いた磁束フィードバック形と等価なすべり周波数形ベクトル制御，電学論D，114,(1994),pp.315-324

[6] 辻・李・小淵・泉・山田，磁束オブザーバに基づく制御電圧源駆動誘導電動機のベクトル制御, 電気学会産業応用部門全大，No．61, (1994), pp.255-256

[7] 辻・李・泉・山田，磁束オブザーバに基づく誘導電動機ベクトル制御の一方式, 第７回電磁力関連のダイナミクスシンポジウム，No．107, (1995), pp.37-42

[8] 楊・金，MRAS による一次抵抗同定機能付き誘導機速度センサレスベクトル制御，電学論 D，111，(1991)，pp.945-952

[9] 大西・宮地・寺嶋，制御電圧源による誘導機駆動の一方式，電学論Ｂ,104, (1984), pp.727-732

[10] 奥山・藤本・松井・久保田，誘導電動機の速度・電圧センサレスベクトル制御法，電学論 D，107 (1987), pp.191-198

[11] 久保田・松瀬，適応二次磁束オブザーバによる誘導電動機の回転速度と二次抵抗の同時同定, 電学論 D，112，(1992), pp.901-902