

誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の特性

永 野 孝

The Characteristics of the Speed Sensorless Vector Control System of an Induction Machine

Takashi NAGANO

(Received September 25, 2009)

Abstract A vector control of induction motor is widely used for industrial applications. There are many methods proposed already in this field. As there are many restrictions generated by using mechanical sensors, moreover the extra expense and allocation problems that made using such sensor difficult in some cases.

The stability analysis of the speed sensorless based on the feedback of the estimated torque-producing current is studied.

This paper discusses the effect of controller parameters of vector controlled induction machine. The speed sensorless vector control system of the induction motor is based on the adaptive rotor flux observer (MRAS method). I analyzed the effects of the speed sensorless vector control system based on the adaptive rotor flux observer. The experimental results of speed sensorless vector control system are presented.

Keywords [Sensorless, Vector control, Adaptive rotor flux observer, Induction machine]

1 序論

誘導電動機のベクトル制御は、広く産業界で使われ、すでに多くの方法がこの分野では報告されている^{1)~3)}。しかし、ベクトル制御では速度センサを使用するため、速度センサの設置環境、信号配線の環境、コストの点などから速度センサレスベクトル制御が求められている⁴⁾。

速度センサレスベクトル制御系では、電動機定数を用いた二次磁束や回転子速度の推定アルゴリズムを組み込む必要があることから、速度センサ付きベクトル制御系に比べ安定性の確保が難しい。

速度センサレスベクトル制御系の安定性解析については、トルク成分電流をフィードバックする方式での安定性解析⁵⁾や適応二次磁束オブザーバを用いた直接ベクトル制御系の安定性解析⁶⁾などがある。誘導電動機の速度センサレスベクトル制御は、二次磁

束と回転速度の推定を必要とする。その推定には、入力量として電動機定数と一次電圧、一次電流要素を使用するので、ベクトル制御系の安定性は電動機定数の影響が大きい。

この論文では、回転速度制御系と適応二次磁束オブザーバでの制御回路定数の影響を数値計算により検討し、さらに適応二次磁束オブザーバの妥当性を実験により確認している。また、速度センサレスベクトル制御系での実験では、適応二次磁束オブザーバ、速度推定器、速度制御器、磁束制御器は、DSP (TMS320C31)で実行している。

2 適応二次磁束オブザーバの設計

誘導電動機の静止座標上での状態方程式は、以下のようになる⁷⁾。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{v}_s \quad (1)$$

$$= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{v}_s$$

ここで、

$i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$: 一次電流

$\phi_r = [\phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$: 二次磁束

$\mathbf{A}_{11} = -(R_s/(\sigma L_s) + (1-\sigma)/(\sigma \tau_r))\mathbf{I} = a_{r11}\mathbf{I}$

$\mathbf{A}_{12} = M/(\sigma L_s L_r) \{ (1/\tau_r)\mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} \} = a_{r12}\mathbf{I} + a_{r12}\mathbf{J}$

$\mathbf{A}_{21} = (M/\tau_r)\mathbf{I} = a_{r21}\mathbf{I}$

$\mathbf{A}_{22} = -(1/\tau_r)\mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} = a_{r22}\mathbf{I} + a_{r22}\mathbf{J}$

$\mathbf{B}_1 = 1/(\sigma L_s)\mathbf{I}$

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

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

σ : 漏れ係数 $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$

τ_r : 二次時定数 $\tau_r = L_r/R_r$

ω_r : 回転角速度 (電気角)

(1) 式より、状態オブザーバは次式のようになる。

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{v}_s + \mathbf{G}(\hat{i}_s - i_s) \quad (2)$$

ここで、 $\hat{\cdot}$ は推定値を意味する。

オブザーバの極が誘導電動機の極に比例して決定されたとき、オブザーバゲインは次のようになる。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22})$

$g_2 = (k-1)(a_{r22})$

$g_3 = (k-1)(a_{r11}c + a_{r21})$

$-c(k-1)(a_{r11} + a_{r22})$

$g_4 = -c(k-1)(a_{r22})$

ここで、 $c = \sigma L_s L_r / M$

k : 比例定数

(オブザーバの極) = k (誘導電動機の極)
速度センサレスベクトル制御では、速度は次のような適応則によって推定される。

$$\hat{\omega}_r = K_p(e_{ids} \hat{\phi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\phi}_{dr}) + K_i \int (e_{ids} \hat{\phi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\phi}_{dr}) dt \quad (3)$$

ここで、 $e_{ids} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$, $e_{iqs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$

3 回路構成

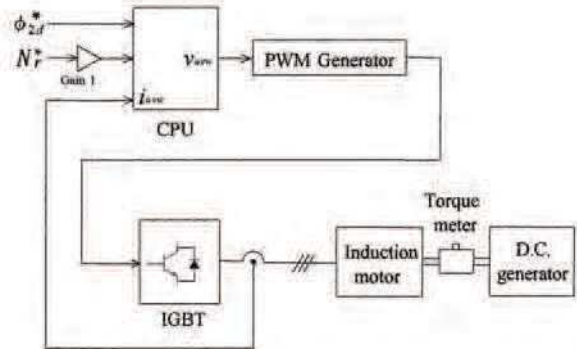


Fig.1 Speed sensorless vector control system using the adaptive rotor flux observer

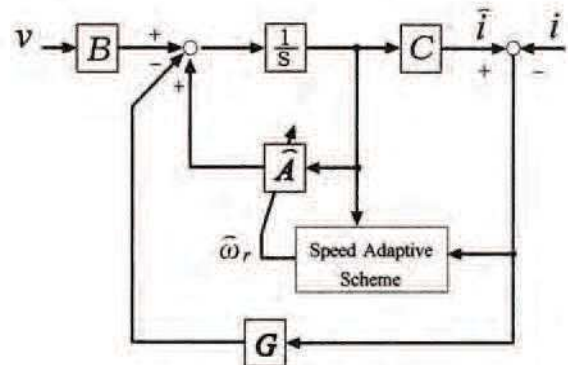


Fig.2 Adaptive rotor flux observer

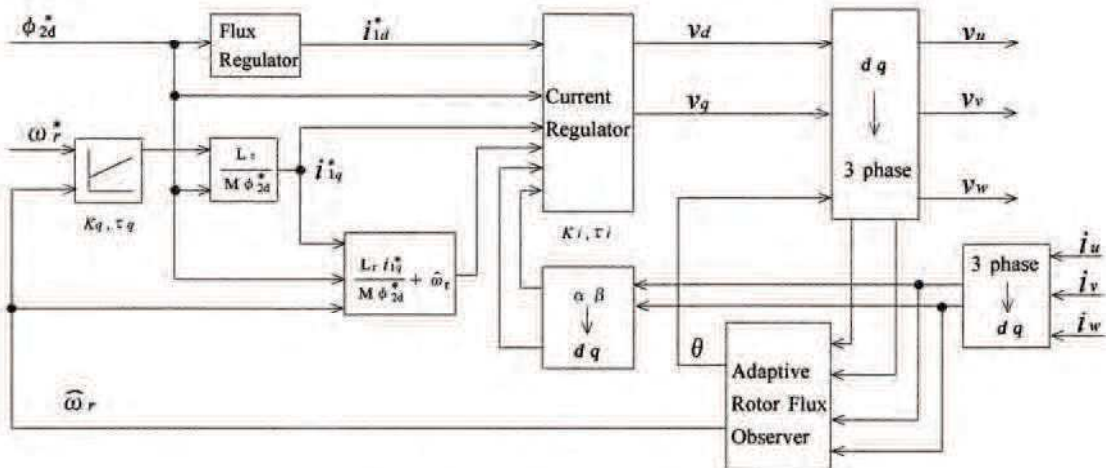


Fig.3 Circuit configuration of CPU

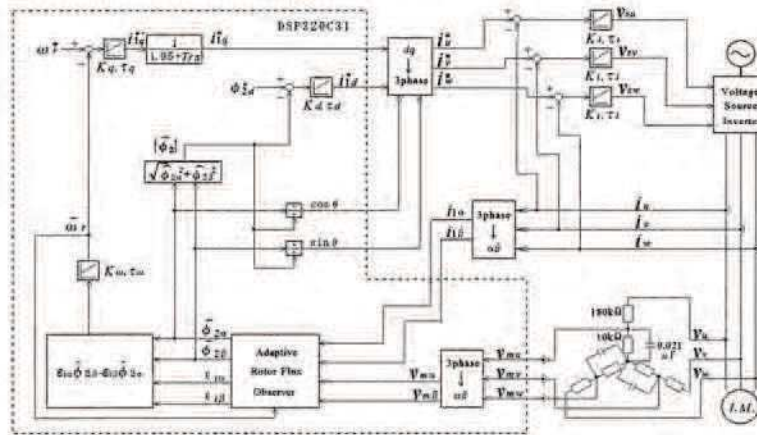


Fig.4 Speed sensorless vector control system

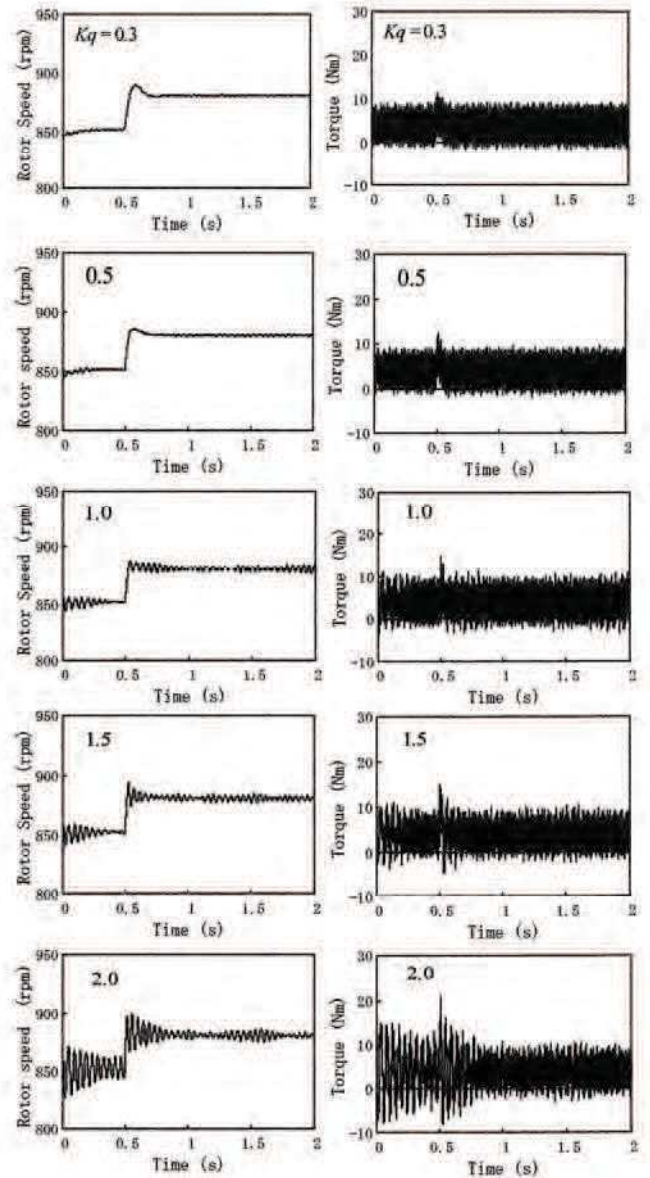
Fig.1 は、適応二次磁束オブザーバを使用した速度センサレスベクトル制御システムを示している。このシステムは、回転角速度 $\hat{\omega}_r$ を推定するフルオーダー適応二次磁束オブザーバを使用している。Fig.2 は、適応二次磁束オブザーバの構成を説明している。ここで、オブザーバゲイン G の比例定数 k は、1.2 としている。Fig.3 は、CPU の回路構成を示している。この速度センサレスベクトル制御は、回転磁束 ω_r がトルク電流 i_q^* によって得られる間接ベクトル制御を基礎としている。回転角速度推定値 $\hat{\omega}_r$ は適応二次磁束オブザーバで計算されている。Fig.4 は、実験回路の速度センサレスベクトル制御系の構成を示す。Fig.4 の点線で囲まれた部分は、DSP (TMS320C31) で実行している。この制御系は、二次磁束オブザーバを用いた直接ベクトル制御系を基本としている。Fig.4 で示された制御系での回転角速度推定値 $\hat{\omega}_r$ は、Fig.3 での適応二次磁束オブザーバを用いている。

4 数値計算結果

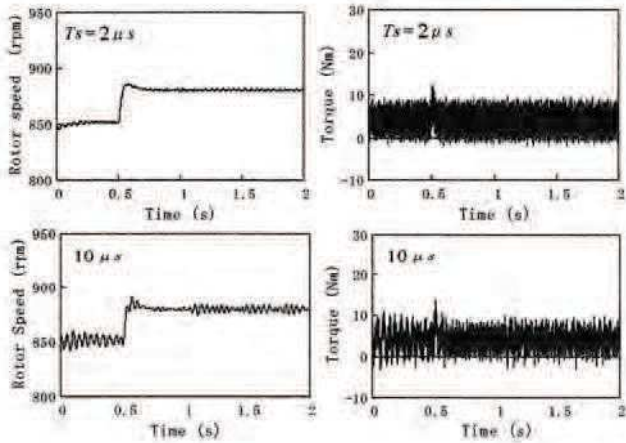
速度センサレスベクトル制御系の制御パラメータ

Table 1 Parameters of induction motor and control circuit

Induction motor	Control circuit
$P_o=1.5$ (kW)	$K_q=0.5$
$V=180$ (V)	$K_i=0.5$
$f=60$ (Hz)	$K_d=50$
$P=4$ (Poles)	$K_w=20$
$R_1=0.532$ (Ω)	$\tau_y=0.17$ (s)
$R_2=0.537$ (Ω)	$\tau_r=0.017$ (s)
$L_1=0.0794$ (H)	$\tau_d=0.01551$ (s)
$L_2=0.0794$ (H)	$\tau_w=0.1$ (s)
$M=0.0773$ (H)	$\phi_{2d}^*=0.464$ (Wb)
$J=0.03128$ ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	
(Load inertia is included)	



(a) Rotor speed (b) Electromagnetic torque
Fig.5 Step responses of the rotor speed N_r for the gain K_q of the speed controller loop



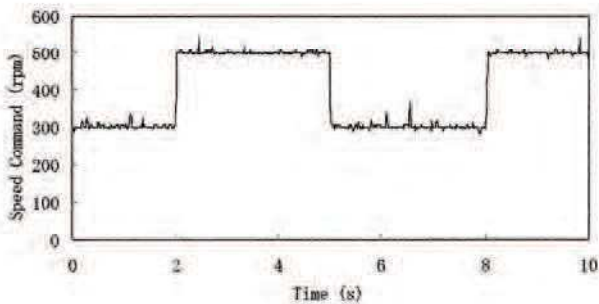
(a) Rotor speed (b) Electromagnetic torque
Fig.6 Step responses for the sampling period T_s

の影響を検討するために、MATLAB を用いてシミュレーションを行った。数値計算に用いた誘導電動機定数は Table1 に示している。Fig.5 は、速度制御器の比例ゲイン K_p を変化した場合の回転速度 N_r のステップ応答を示している。速度指令値 N_r^* は、0.5 秒後に 855 rpm から 885 rpm まで変化している。Fig.5(a) は、比例ゲイン K_p を 0.3 から 2.0 まで変化した場合の誘導電動機の回転速度を示し、Fig.5(b) は、発生トルクを示している。比例ゲイン K_p が 0.5 の場合に制御系は安定し、発生トルクも 0.5 秒前後で負荷トルクと同じトルクが良好に発生していることが分かる。

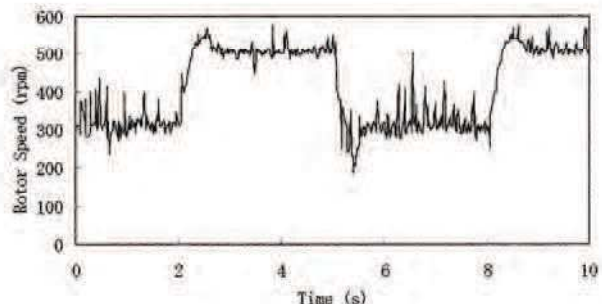
Fig.6 は、制御系のサンプリング時間 T_s が変化した場合のステップ応答を示す。Fig.6(a) はサンプリング時間 T_s を変化した場合の回転速度を示し、Fig.6(b) は発生トルクを示している。この場合、サンプリング時間 T_s は、 $2.0\mu s$ と $10\mu s$ で計算を行った。サンプリング時間 T_s が、 $10\mu s$ の場合は回転速度と発生トルクは振動していることが分かる。

5 実験結果

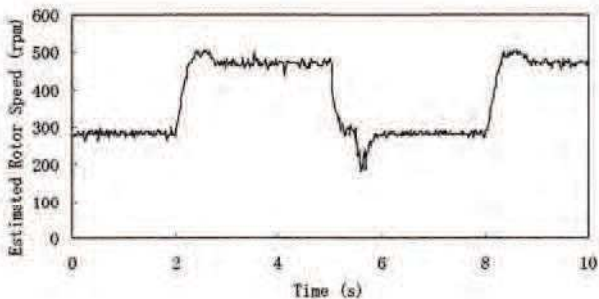
Fig.7 は、回転速度指令値を 300rpm から 500rpm に変化した場合の実験結果を示す。負荷トルクは、1.0 Nm での条件の下で実験を行っている。Fig.7(a) は速度指令値、(b) は回転速度、(c) は回転速度推定値、(d) は発生トルクを示している。(b)、(c) より誘導電動機を加減速した場合に、回転速度が良好に推定され、加減速がうまく動作していることが分かる。ここで、(b) と (d) の波形が振動しているのは、実験装置の DSP がサンプリング時間 $T_s = 200\mu s$ で動作している影響であると考えられる。Fig.8 は、 -500rpm から 500rpm まで誘導電動機を正逆転動作した場合の実験結果を示す。Fig.8(a) は速度指令値、(b) は回転速度、(c) は回転速度推定値、(d) は発生トルクを示す。(b)、(c) より正逆転動作した場合にも、速度センサレスベク



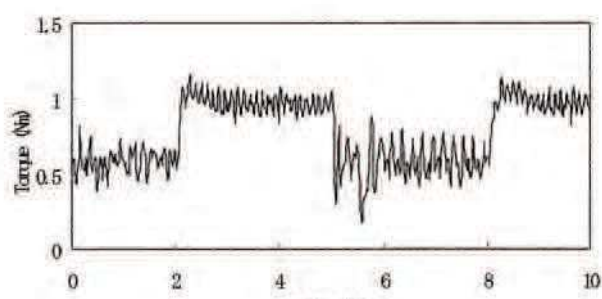
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.7 The experimental result of the response from 300 rpm to 500 rpm. (a) Speed command. (b) Rotor speed. (c) Estimated rotor speed. (d) Torque.

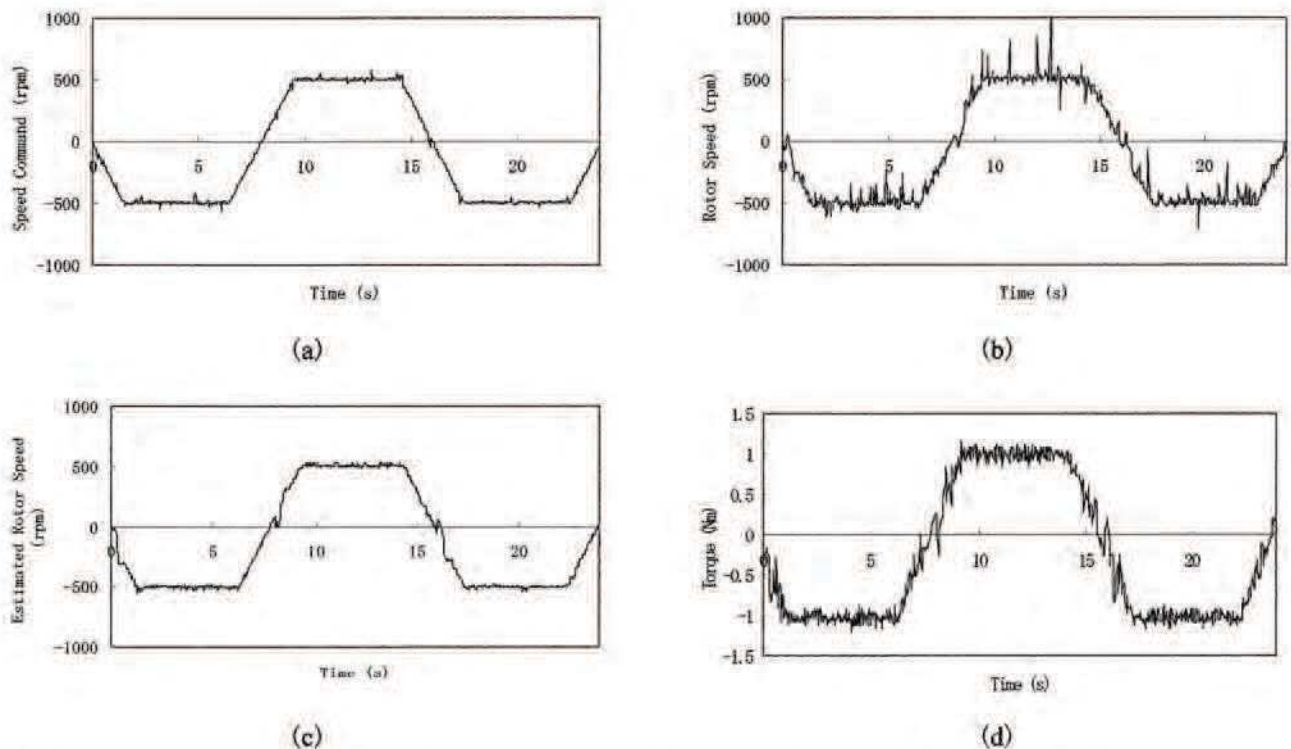


Fig.8 The experimental result of the forward-reverse operation. (a) Speed command. (b) Rotor speed. (c) Estimated rotor speed. (d) Torque.

トル制御系が良好に動作していることが分かる。

6 結論

本論文では、適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の制御パラメータの影響をシミュレーション及び実験で検討した。そして、実験装置では速度センサレスベクトル制御系の適応二次磁束オブザーバ、速度推定器、速度制御器、磁束制御器を DSP によるソフトウェアで実現した。

その結果、以下のことを明らかにした。

(1) 速度のステップ応答は、速度制御器の比例ゲイン K_v が 0.5 の場合が、最も安定している。

(2) サンプル時間 T_s が $10\mu s$ の場合は、速度センサレスベクトル制御系の回転速度と発生トルクは振動する。

(3) 実験結果より、適応二次磁束オブザーバの妥当性が確認できた。

参考文献

1) H.Zidan, S.Fujii, T.Hanamoto, T.Tsuji : A Simple Sensor-less Vector Control System for Variable Speed Induction Motor Drives, 電気学会論文誌D, Vol.120,

No.10, pp.1165-1170, 2000

2) Z.Béres and P.Vranka : Sensorless IFOC of Induction Motor With Current Regulators in Current Reference Frame, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.37, No.4, pp.1012-1018, 2001

3) M.Cirincione, M.Pucci, G.Cirincione, G.A.Capolino : A New TLS-Based MRAS Speed Estimation With Adaptive Integration for High-Performance Induction Machine Drives, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.40, No.4, pp.1116-1137, 2004

4) 中野 : 交流モータのベクトル制御, 日刊工業新聞社, pp.91-110, 1996

5) K.Ohyama and K.Shinohara : Small-Signal Stability Analysis of Vector Control System of Induction Motor Without Speed Sensor Using Synchronous Current Regulator, *IEEE Trans. Industr. Applicat.*, vol.36, No.6, pp.1669-1675, 2000

6) 大山, 篠原, 永野, 有馬 : 適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御系の安定性解析, 電気学会論文誌D, Vol.119, No.3, pp.333-344, 1999

7) H.Kubota, I.Sato, Y.Tamura, K.Matsuse, H.Ohta and Y.Hori : Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.38, No.4,

pp.1081-1085, 2002