

## 誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の負荷特性

永 野 孝

## The Load Characteristics of Speed Sensorless Vector Control System of an Induction Motor

Takashi NAGANO

(Accepted September 12, 2013)

**Abstract** The speed sensorless vector control of induction motor requires the estimation of the rotor flux and the rotor speed. Since the estimations use the machine parameters and the stator voltage and current components as input quantities, the stability of the system is sensitive to the variations of the machine parameters, and the errors of stator voltage detection and stator current regulation compared with the vector control systems with a speed sensor.

In this paper, the speed sensorless vector control of three-phase squirrel cage induction motor is implemented on a digital signal processor (DSP : TMS320C67). The load characteristic of speed sensorless vector control system is studied. Furthermore, the load characteristics of speed sensorless vector control system are compared with that of vector control system with a speed sensor.

**Keywords** [Speed sensorless, Vector control, Induction motor, DSP, Load characteristics]

## 1 序論

誘導電動機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が必要となり、それらの推定には適応二次磁束オブザーバを、一般的には用いている<sup>1)</sup>。そのため、電動機定数の変化、測定された一次電圧誤差、電流制御誤差に影響され、速度センサレスベクトル制御の安定性の確保は、難しいとされている<sup>2,3)</sup>。

本論文では、デジタル・シグナル・プロセッサ(以下、DSP)による誘導電動機速度センサレスベクトル制御回路をソフトウェアで実現し、その特性を明らかにした<sup>4)</sup>。また、速度の変化に対する負荷特性を、パワーハイテスタで測定し、負荷トルク一定の場合において検討を行ったので報告する。なお、比較のために速度センサ付きベクトル制御系の負荷特性も、同時に検討を行った。

## 2 回路構成

Fig.1 は、誘導電動機速度センサレスベクトル制御回路を示す。この方式は、Fig.2 で示された適応二次磁束オブザーバで演算される二次磁束推定値  $\hat{\psi}_{2\alpha}$ 、 $\hat{\psi}_{2\beta}$  を用い、直接形磁束オリエンテーションを行っている。

適応二次磁束オブザーバは、誘導電動機フルオーダー二次磁束オブザーバに対して速度推定値  $\hat{\omega}_r$  を適応する構成となっている。速度推定値  $\hat{\omega}_r$  は、一次電流推定値  $\hat{i}_{1\alpha}$  と実際値  $i_{1\alpha}$  の偏差との外積を PI 演算することで求めている。速度制御器は、速度指令値  $\omega_r^*$  と速度推定値  $\hat{\omega}_r$  の偏差を入力する PI 制御器の出力を一次遅れフィルタに通過させることで、トルク電流成分指令値  $i_{1\alpha}^*$  を演算する構成になっている<sup>5)</sup>。また、実験に使用した三相誘導電動機の定数と回路定数は、Table 1 に示す。なお、実験に用

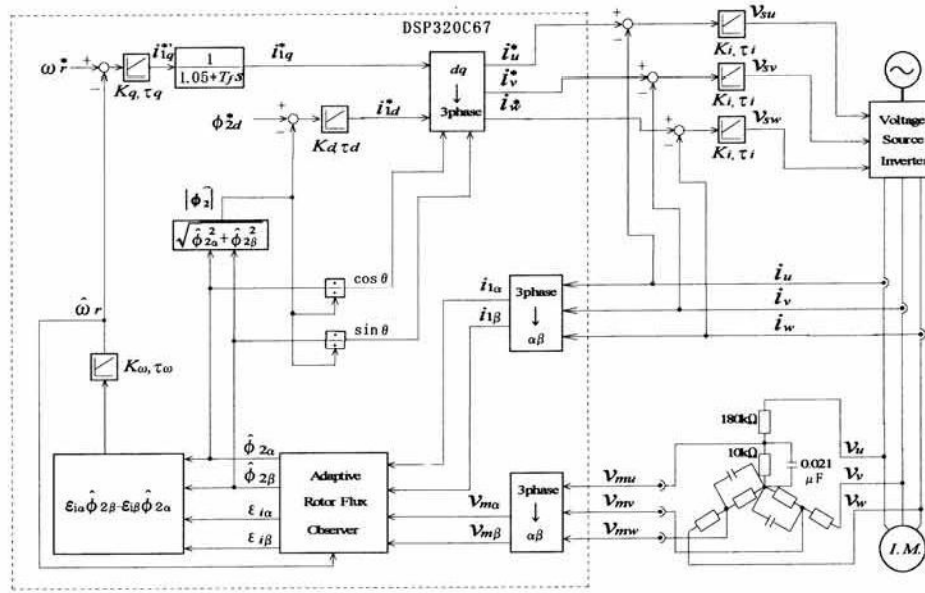


Fig.1 Direct field oriented control system of induction motor using DSP

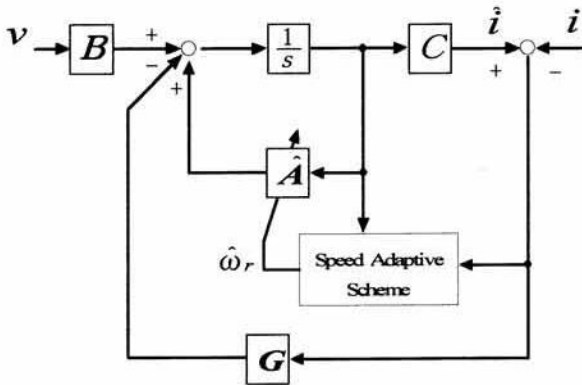


Fig.2 Adaptive rotor flux observer

いた速度センサ付きベクトル制御回路は、付録に示す。

### 3 適応二次磁束オブザーバの設計

誘導電動機の静止座標軸上での状態方程式は、以下のようなになる<sup>3,6)</sup>。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (1)$$

$$= Ax + Bv_s$$

ここで、

$$i_s = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T \quad : \text{一次電流}$$

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

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

$$A_{12} = M/(\sigma L_s L_r)\{(1/\tau_r)I - \omega_r J\}$$

$$= a_{r12}I + a_{i12}J$$

$$A_{21} = -(M/\tau_r)I = a_{r21}I$$

$$A_{22} = -(1/\tau_r)I + \omega_r J = a_{r22}I + a_{i22}J$$

$$B_1 = 1/(\sigma L_s)I$$

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

$R_s, R_r$  : 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

$\sigma$  : 漏れ係数  $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$

$\tau_r$  : 二次時定数  $\tau_r = L_r/R_r$

$\omega_r$  : 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なになる。

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + G(i_s - i_s) \quad (2)$$

ここで、 $\hat{\phantom{x}}$  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。

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

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

$$g_2 = (k-1)(a_{i11})$$

$$g_3 = (k-1)(a_{r11}c + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_4 = -c(k-1)(a_{i22})$$

ここで、 $c = \sigma L_s L_r / M$

$k$  : 比例定数

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。

$$\hat{\omega}_r = K_p(e_{ids}\hat{\phi}_{qr} - e_{iqs}\hat{\phi}_{dr}) + K_I \int (e_{ids}\hat{\phi}_{qr} - e_{iqs}\hat{\phi}_{dr}) dt \quad (4)$$

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

Table 1 Parameters of induction motor and control system

Induction motor	Control circuit
$P_o = 1.5$ (kW)	$K_q = 0.552$
$V = 180$ (V)	$K_i = 0.8$
$f = 60$ (Hz)	$K_d = 50$
$P = 4$ (Poles)	$K_\omega = 20$
$R_1 = 0.532$ ( $\Omega$ )	$\tau_q = 0.1$ (s)
$R_2 = 0.537$ ( $\Omega$ )	$\tau_i = 0.0001$ (s)
$L_1 = 0.0794$ (H)	$\tau_d = 0.01551$ (s)
$L_2 = 0.0794$ (H)	$\tau_\omega = 0.1$ (s)
$M = 0.0773$ (H)	$\phi_{2d}^* = 0.464$ (Wb)
$J = 0.03128$ ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )	
(Load inertia is included)	

#### 4 実験結果

Fig.3 から Fig.9 は、パワーハイテスタ (日置電機製 3331) で測定した速度を変化した場合の負荷特性を示す。回転速度  $N_r$  は、100rpm から 500rpm の間で変化し、速度センサレスおよび速度センサ付きとも負荷トルク 0.35Nm で一定として測定している。また、パワーハイテスタはインバータと三相誘導電動機の間に取り付けている。

Fig.3 は、速度の変化に対する有効電力を示す。同じ速度である場合は、速度センサレスの方が有効電力は大きい値を取ることが分かる。また、速度が上昇すると有効電力も大きい値を取ることが分かる。

Fig.4 は、速度の変化に対する無効電力を示す。有効電力の場合と同じように、速度センサレスの場合の方がどの速度に対しても大きい値を取ることが分かる。

Fig.5 は、速度の変化に対する皮相電力を示す。この場合も、速度センサレスの場合の方がどの速度に対しても大きい値を取ることが分かる。

Fig.6 は、速度の変化に対する力率を示す。この場合は、どの速度に対しても速度センサ付きの場合の方が大きい値を取ることが分かる。力率は、どの速度に対しても値は 0.3 以下で力率は良くないことが分かる。

Fig.7 は、速度に変化に対する位相角を示す。こ

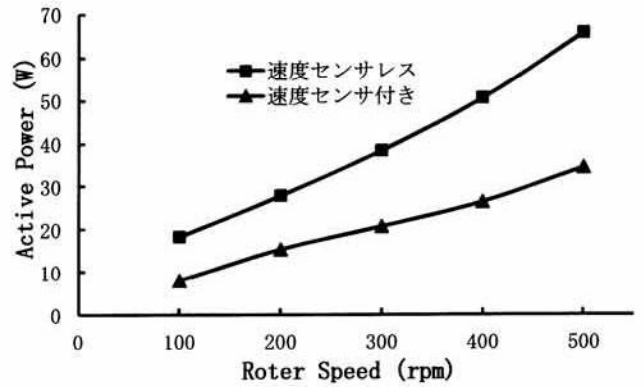


Fig.3 Active power for rotor speed  $N_r$

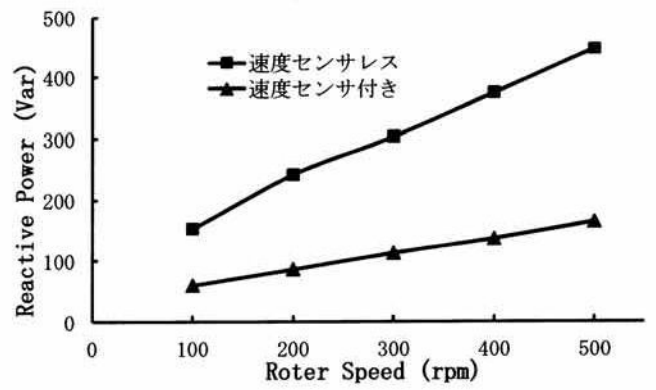


Fig.4 Reactive power for rotor speed  $N_r$

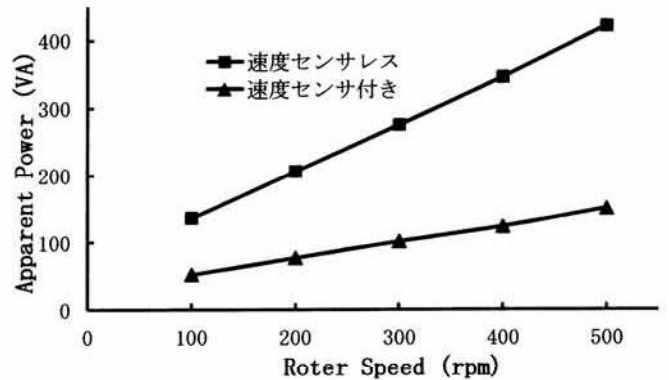


Fig.5 Apparent power for rotor speed  $N_r$

の場合は、速度センサレスと速度センサ付きは、ほぼ同じ値  $80^\circ$  の値を取り、一定であることが分かる。

Fig.8 は、速度の変化に対する一次電圧を示す。速度センサレスの場合の方が、どの速度に対しても大きい値を取り、速度が上昇するにつれて一次電圧の値も大きい値を取ることが分かる。

Fig.9 は、速度に変化に対する一次電流を示す。この場合も、速度センサレスの場合の方が一次電流はどの速度に対しても大きい値を取ることが分かる。

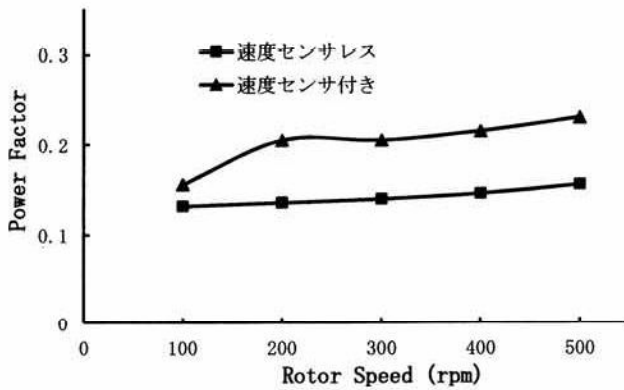


Fig.6 Power factor for rotor speed  $N_r$

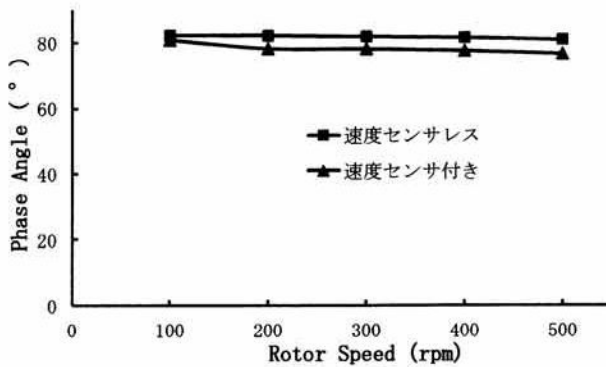


Fig.7 Phase angle for rotor speed  $N_r$

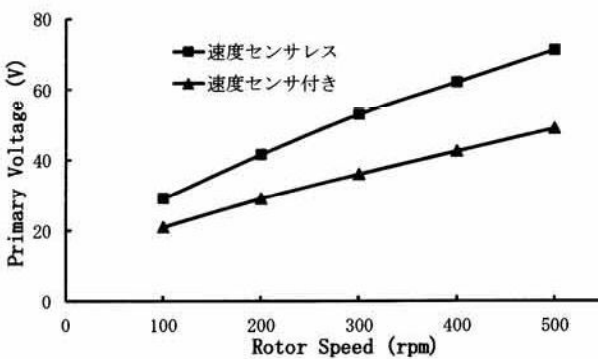


Fig.8 Primary voltage for rotor speed  $N_r$

## 5 結論

速度センサレスベクトル制御および速度センサ付きベクトル制御を、DSPを用いて制御を行った。また、速度に対する負荷特性を、パワーハイテスタで測定した結果、次のことが明らかになった。

(1) 速度センサレスの方が、速度センサ付きと比較して、同じ負荷トルクに対して有効電力、無効

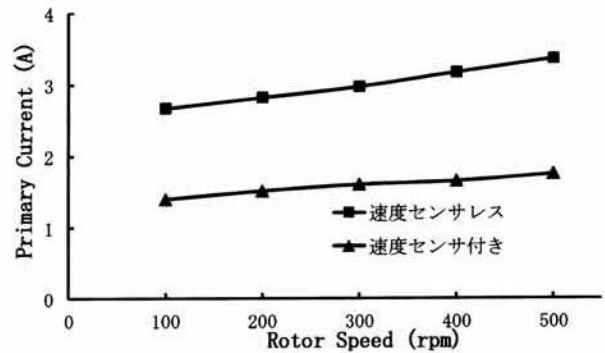


Fig.9 Primary current for rotor speed  $N_r$

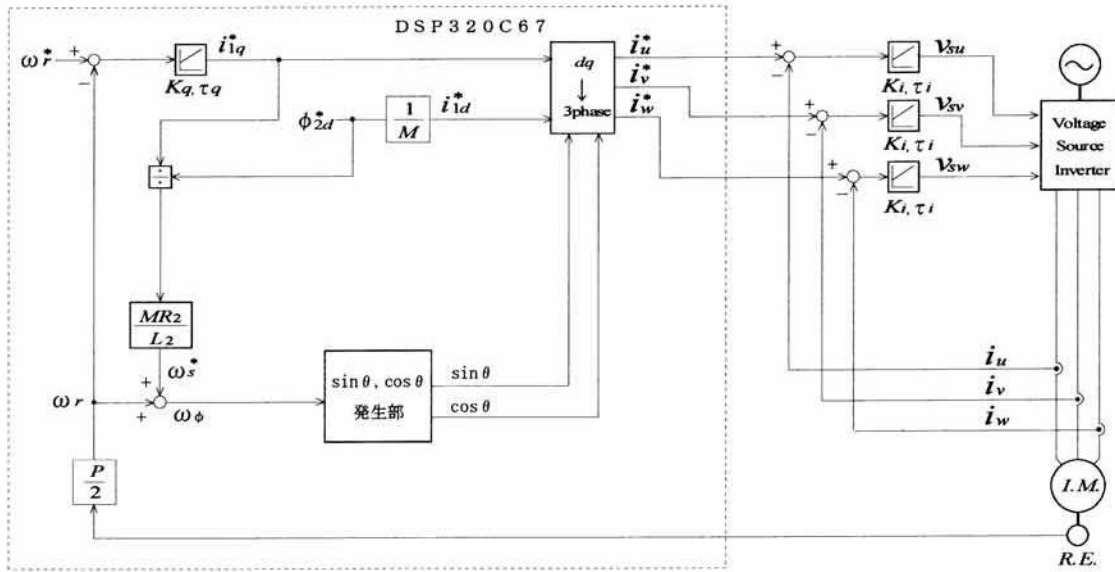
電力、皮相電力とも大きい値を取ることが分かった。

(2) 力率は、速度センサレスおよび速度センサ付きとも、0.1 から 0.2 程度の値でありあまり良くないことが分かった。

## 参考文献

- 1)永野孝：適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系のパラメータの影響,都城工業高等専門学校研究報告,vol.41,pp.33-38,2007
- 2)永野孝,篠原勝次,山本吉朗,飯盛憲一:誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の鉄損を考慮した安定性解析,電気学会論文誌D,vol.122,No.7,pp.703-713,2002
- 3)永野孝：誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の特性,都城工業高等専門学校研究報告,vol.44,pp.7-12,2010
- 4)Sang.M.Kim,W.Y.Han,S.J.Kim:Design of a new adaptive sliding mode observer for sensorless induction motor drive,Electric Power System Research,70,pp.16-22,2004
- 5)大山和宏,篠原勝次,永野孝,有馬裕樹: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
- 6)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.Applicant.,vol.38,No.4,pp.1081-1085,2002

付録



app.Fig.1 Indirect field oriented control system of induction motor

app.Table 1 Parameters of induction motor and control system

Induction motor	Control circuit
$P_0 = 1.5 \text{ (kW)}$	$K_q = 0.552$
$V = 180 \text{ (V)}$	$K_i = 0.8$
$f = 60 \text{ (Hz)}$	$\tau_q = 0.1 \text{ (s)}$
$P = 4 \text{ (Poles)}$	$\tau_i = 0.0001 \text{ (s)}$
$R_1 = 0.532 \text{ (}\Omega\text{)}$	$\phi_{2d}^* = 0.464 \text{ (Wb)}$
$R_2 = 0.537 \text{ (}\Omega\text{)}$	
$L_1 = 0.0794 \text{ (H)}$	
$L_2 = 0.0794 \text{ (H)}$	
$M = 0.0773 \text{ (H)}$	
$J = 0.03128 \text{ (kg}\cdot\text{m}^2\text{)}$	
(Load inertia is included)	