

# DSP による三相かご形誘導電動機ベクトル制御系の負荷特性

永 野 孝

## The Load Characteristics of the DSP-Based Vector Control System of an Three-phase Squirrel Cage Induction Motor

Takashi NAGANO

(Accepted September 12, 2013)

**Abstract** A vector control of induction motor is widely used for industrial applications. There are many proposed methods in this field already. The conventional method of vector control has been slip frequency control. Slip frequency vector control is generally used for variable speed induction motor drives, due to its excellent response characteristics.

In this paper, the vector control of three-phase squirrel cage induction motor is implemented on a digital signal processor (DSP : TMS320C67). Furthermore, the load characteristic of vector control system is studied.

**Keywords** [Vector control, Induction motor, Squirrel cage, DSP, Load characteristics]

### 1 序論

誘導電動機のベクトル制御システムは、高性能可変速ドライブ装置として広く産業界で使用されている。ベクトル制御には、一般的に滑り周波数制御方式と界磁オリエンテーション方式に分類することができる。滑り周波数制御方式は、二次磁束を一定にしトルク指令から電動機定数を用いて、磁束電流指令と滑り周波数を演算しフィードフォワード制御する方式である<sup>1~3)</sup>。

本論文では、ディジタル・シグナル・プロセッサ(以下、DSP)による三相かご形誘導電動機の滑り周波数形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と負荷抵抗一定の場合で、比較・検討を行ったので報告する。

### 2 回路構成

Fig.1 は、誘導電動機の DSP によるベクトル制御回路を示す。ロータリーエンコーダ (R.E.) から速度を DSP (TMS320C67) に取り込み、滑り周波数制御方式によってベクトル制御を行っている。ここで、Fig.1 の磁束電流指令  $i_{1d}^*$  は(1)式を、トルク電流指令  $i_{1q}^*$  は(2)式を使用して出力している<sup>5)</sup>。また、式中の  $p$  は、微分演算子を表している。

$$i_{1d}^* = \frac{\Phi_{2d}^*}{M} \quad (1)$$

$$i_{1q}^* = K_q \left( 1 + \frac{1}{\tau_{qp}} \right) \left( \frac{P}{2} \omega_r^* - \omega_r \right) \quad (2)$$

次に、回転角速度  $\omega_r$  とトルク電流指令  $i_{1q}^*$  から(3)式より滑り周波数指令  $\omega_s^*$  を作り、 $\omega_r$  と  $\omega_s^*$  を加算

$$\omega_s^* = \frac{MR_2}{L_2 \Phi_{2d}^*} i_{1q}^* \quad (3)$$

$$\omega_\phi = \frac{P}{2} \omega_r + \frac{MR_2}{L_2 \Phi_{2d}^*} i_{1q}^* \quad (4)$$

して回転磁界の角速度  $\omega_\phi$  を(4)式により出力している。

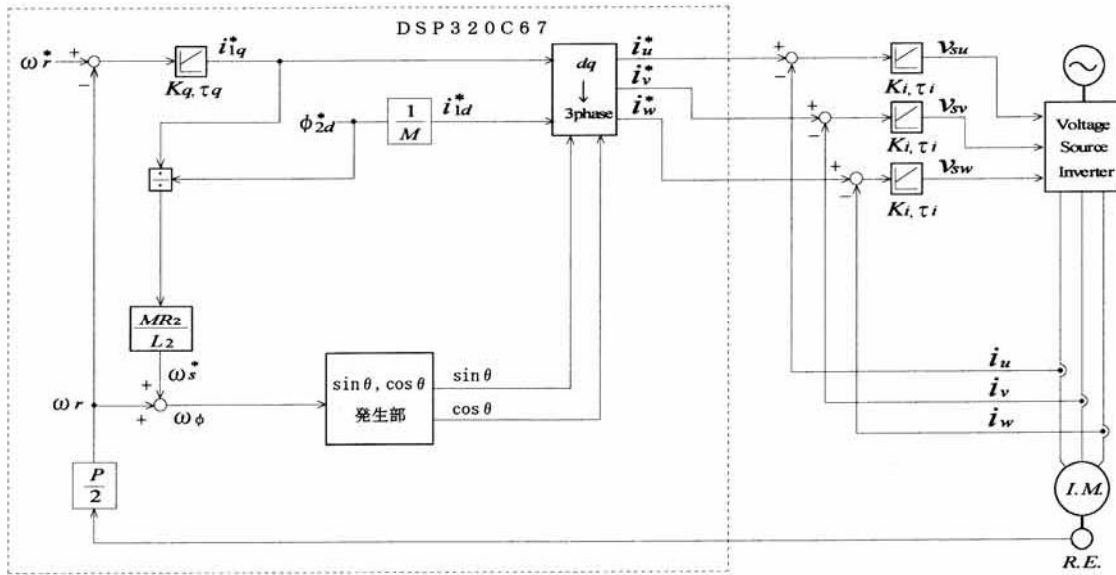


Fig.1 Indirect field oriented control system of induction motor using DSP

そして、 $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$  発生部において、 $\omega_\phi$ より磁束ベクトルの角度  $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$  を計算し、ベクトル演算器に入力している。三相電流制御部では、検出してきた一次電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  と DSP から出力した一次電流指令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$  の偏差を PI 制御し、(5)式~(7)式を使用して一次電圧指令  $v_{su}$ 、 $v_{sv}$ 、 $v_{sw}$  を出力している<sup>6)</sup>。

$$v_{su} = K_i \left( 1 + \frac{1}{\tau_{ip}} \right) (i_u^* - i_u) \quad (5)$$

$$v_{sv} = K_i \left( 1 + \frac{1}{\tau_{ip}} \right) (i_v^* - i_v) \quad (6)$$

$$v_{sw} = K_i \left( 1 + \frac{1}{\tau_{ip}} \right) (i_w^* - i_w) \quad (7)$$

なお、電流検出には LEM モジュールを用いている。そして、電流制御部の  $K_i$  は比例ゲイン、 $\tau_i$  は積分時間を表し、その値は Table 1 に示す。また、Fig.1 の点線で囲んだ部分を、DSP で制御を行っている。ここで、実験に用いた誘導電動機定数と制御回路定数を Table 1 に示す。

### 3 実験結果

Fig.2 は、速度指令値とロータリーエンコーダ (R.E.) から検出した速度実際値の定常状態での波形を示す。(a)が速度指令値、(b)が速度実際値を表す。速度指令値が 500rpm のとき、速度実際値も 500rpm となり、指令値に良く実際値も追従していることがわかる。

Fig.3 は、回転磁界の角速度  $\omega_\phi$  より計算した磁束

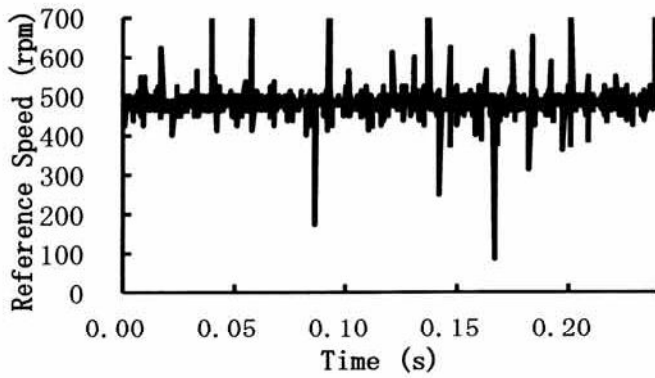
Table 1 Parameters of induction motor and control system

Induction motor	Control circuit
$P_o = 1.5$ (kW)	$K_q = 0.552$
$V = 180$ (V)	$K_i = 0.5$
$f = 60$ (Hz)	$\tau_q = 0.1$ (s)
$P = 4$ (Poles)	$\tau_i = 0.017$ (s)
$R_1 = 0.532$ ( $\Omega$ )	$\phi_{2d}^* = 0.464$ (Wb)
$R_2 = 0.537$ ( $\Omega$ )	
$L_1 = 0.0794$ (H)	
$L_2 = 0.0794$ (H)	
$M = 0.0773$ (H)	
$J = 0.03128$ ( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	
(Load inertia is included)	

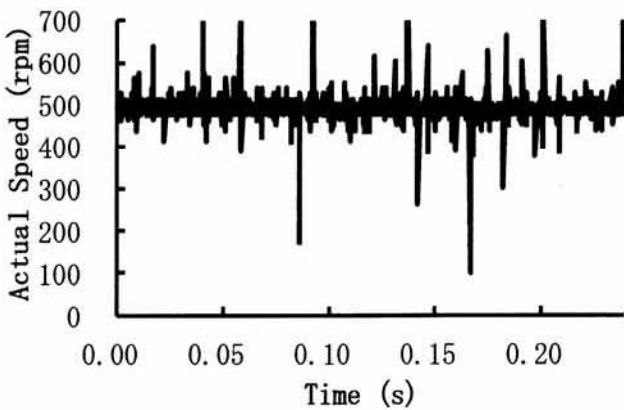
ベクトルの角度  $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$  の波形を示す。 $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$  とも良好な波形が出力されていることがわかる。

Fig.4 は、一次電流  $i_u$  と一次電流指令  $i_u^*$  の測定値を示す。(a)が検出してきた一次電流  $i_u$  の実際値、(b)は、DSP から出力した一次電流指令値  $i_u^*$  を示している。一次電流指令に実際値もよく追従し、良好な制御が行われていることがわかる。ここで、測定は回転速度 500rpm、負荷トルク 1.5Nm の場合に行っている。

Fig.5 から Fig.11 は、パワーハイテスタ(日置電機製 3331)で測定した速度に対する負荷特性である。それぞれ、負荷トルク一定と負荷抵抗一定で測定し、負荷トルクの値は、0.35Nm、負荷抵抗の値は、7.0  $\Omega$  一定としている。また、パワーハイテスタはイン



(a) 速度指令値



(b) 速度実際値

Fig.2 Rotor reference speed and rotor actual speed

バータと誘導電動機の間に取り付けている。ここで、速度は Fig.1 の速度指令  $\omega_r^*$  の値を調整することで変化している。

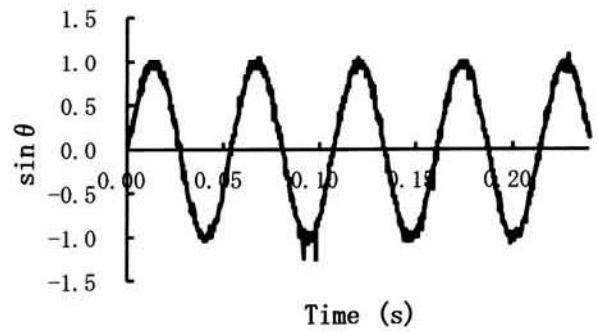
Fig.5 は、速度に対する有効電力の変化を示す。回転速度が上昇するにつれ、有効電力は増加している。また、負荷抵抗一定の場合の方が、有効電力の増加が大きいことがわかる。

Fig.6 は、速度に対する無効電力の変化を示す。速度が上昇するにつれて無効電力も増加しているが、負荷抵抗一定の場合、速度が 500rpm になると無効電力はほぼ 0 に近づいていることがわかる。

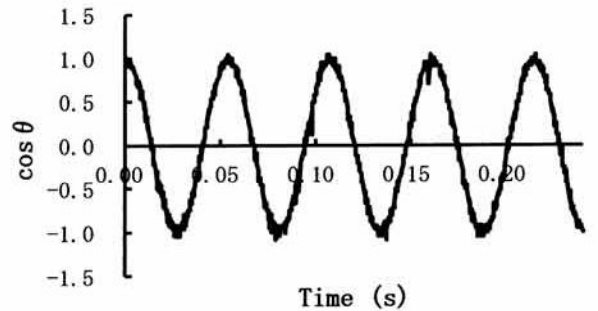
Fig.7 は、速度に対する皮相電力の変化を示している。速度が上昇するにつれて、どちらの波形も増加していることがわかる。

Fig.8 は、速度に対する力率の変化を示す。負荷抵抗一定の場合、回転数が上昇するにつれて力率は良くなっているが、負荷トルク一定の場合、力率はほぼ一定になっていることがわかる。

Fig.9 は、速度に対する位相角の変化を示している。速度が上昇しても、位相角はほぼ一定の  $80^\circ$  を

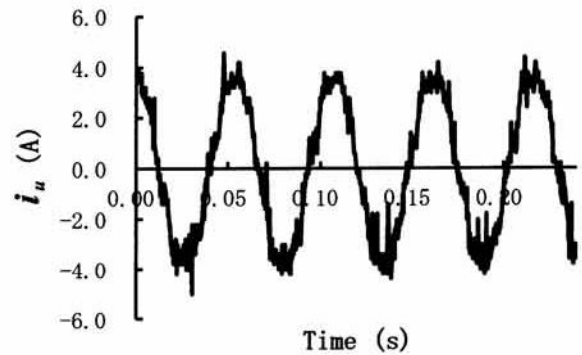


(a)  $\sin \theta$  の波形

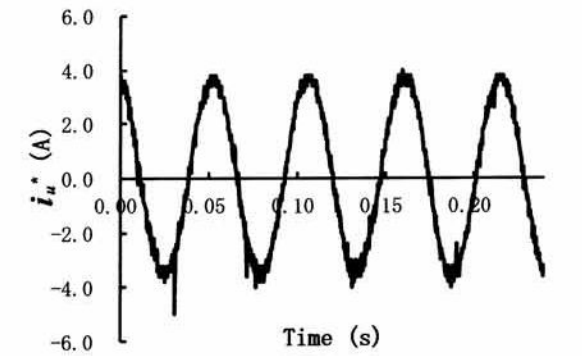


(b)  $\cos \theta$  の波形

Fig.3 Wave form of sine and cosine



(a) 一次電流  $i_u$



(b) 一次電流指令  $i_u^*$

Fig.4 Actual stator current  $i_u$  and reference stator current  $i_u^*$

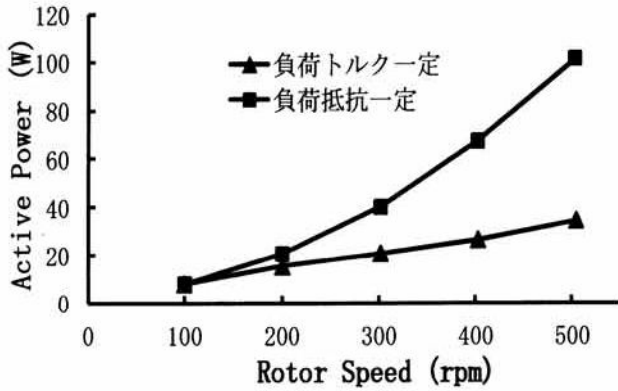


Fig.5 Active power for rotor speed  $N_r$

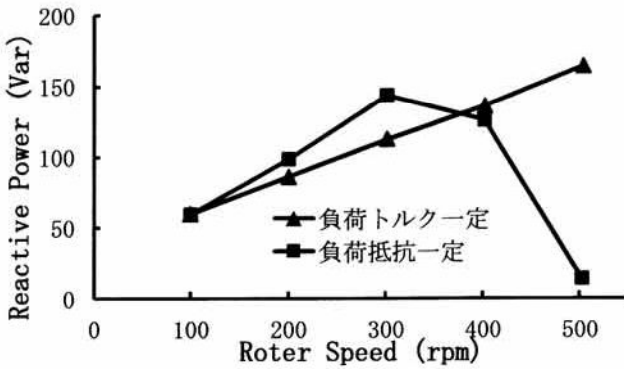


Fig.6 Reactive power for rotor speed  $N_r$

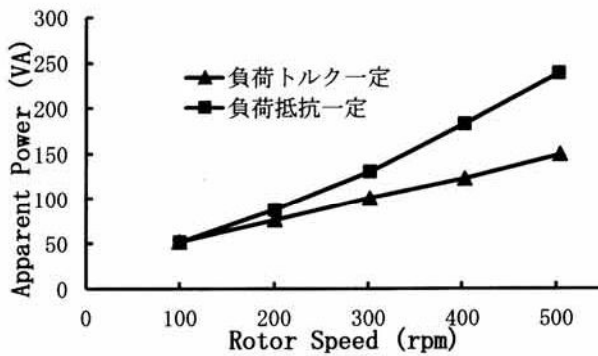


Fig.7 Apparent power for rotor speed  $N_r$

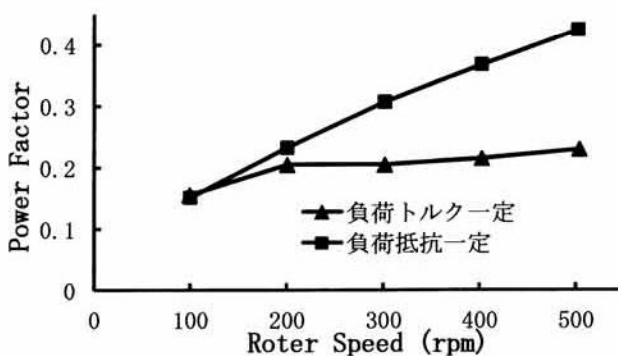


Fig.8 Power factor for rotor speed  $N_r$

保っていることがわかる。

Fig.10 は、速度に対する誘導電動機にかかる一次電圧を示している。一次電圧は、どちらの波形もほぼ同じ値をとり、速度が上昇するにつれて、一次電圧も増加している。

Fig.11 は、速度に対する誘導電動機を流れる一次電流を示している。一次電流は、負荷抵抗一定の場合は速度が上昇するにつれて増加しているが、負荷トルク一定の場合は速度が上昇してもほぼ一定の1.5Aを保っていることがわかる。

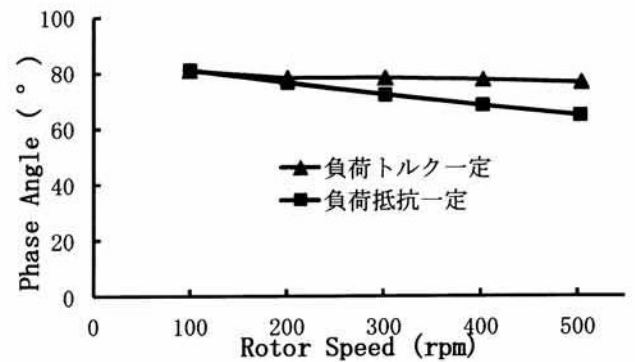


Fig.9 Phase angle for rotor speed  $N_r$

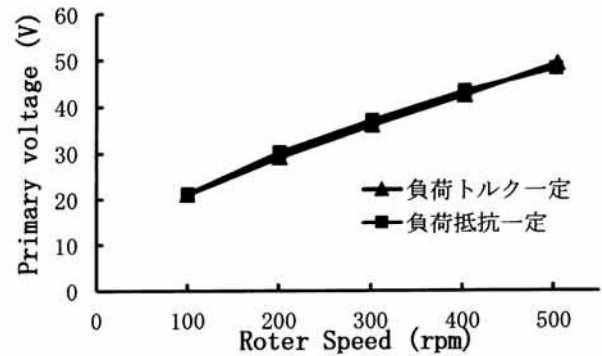


Fig.10 Primary voltage for rotor speed  $N_r$

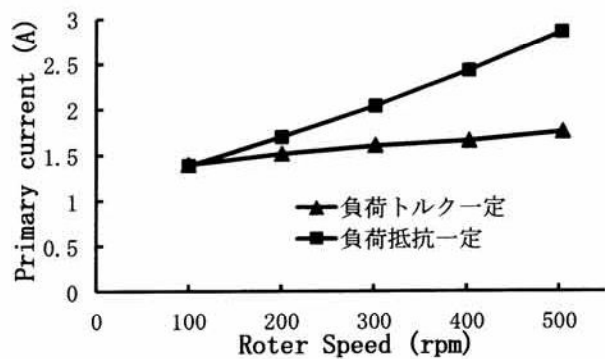


Fig.11 Primary current for rotor speed  $N_r$

## 4 結論

力率は、回転速度が 500rpm までは、0.2 から 0.4 であまり良くない。これは、三相誘導電動機の力率自体が低速度では良くないためであると考えられるが、力率をベクトル制御時によくすることが今後の課題として上げられる。

## 参考文献

- 1) 嶋根一夫, 田中茂, 多田限進: ニューラルネットワークを用いた誘導電動機のベクトル制御, 電気学会論文誌D, vol.113, No.10, pp.1154-1161, 1993
- 2) Suman Maiti, Chandan Chakraborty: A new instantaneous reactive power based MRAS for sensorless induction motor drive, Simulation Modelling Practice and Theory, 18, pp.1314-1326, 2010
- 3) M.Hajian, G.R.Markadeh, J.Soltani, S.Hoseinnia: Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction induction motor drives, Energy Conversion and Management, 50, pp.2296-2306, 2009
- 4) S.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) 篠原勝次, 永野孝, 有馬裕樹, W.Zaidi W.Mustafa: 力行・回生時に適用可能な誘導電動機ベクトル制御系の一次・二次抵抗同定法, 電気学会論文誌D, vol.120, No.2, pp.199-205, 2000
- 6) 篠原勝次, 永野孝, 大山和宏: 誘導電動機速度センサレスベクトル制御系における電流制御ループを考慮した安定性解析, 電気学会論文誌D, vol.116, No.3, pp.337-347, 1996