誘導サーボモータの予見制御†

江 上 正*・村 田 年 昭**・土 谷 武 士***

Preview Control for Induction Servomotor

Tadashi EGAMI*, Toshiaki MURATA** and Takeshi TSUCHIYA***

This paper describes vector control for induction servomotor system based on optimal preview control theory. The relation between responses and preview steps of the preview control system is examined by simulation and analytical method.

Key Words: preview control, induction motor, controlled voltage source vector control, optimal servosystem, preview feedforward compensation

1. ま え が き

近年、誘導電動機の変速制御法としてベクトル制御方式が注目され、AC サーボモータや圧延用駆動方式など広く実用化されている。このベクトル制御は当初から電流源で駆動されるモデルが用いられ、本来は制御電圧源である PWM インバータに電流マイナーループを付加して見かけ上は制御電流源として用いることが一般的に行われている。しかしながら、実際的には電流マイナーループのゲインが制限されるため理想的な制御電流源を実現することは困難であり、電力変換装置をも考慮して電圧を直接入力とする方式も提案されており¹⁾、制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の性能比較も行われている²⁾。

著者らはすでに電流入力形のベクトル制御方式に対して最適制御理論を適用して良好な結果を得ているが³⁾、今回、1 次角周波数、1 次電圧を制御入力とする電圧入力形モデルに対して最適予見サーボ系構成法を

適用して⁴⁾、速度制御よりも応答の遅れが多く予見の効果が大きいと思われる位置制御のベクトル制御に関するシミュレーションによる基礎的な検討を行った。最近ロボットや NC 工作機械など、ある程度までの未来目標値が既知の対象も少なくなく、また負荷の変化があらかじめプログラムされている場合など未来外乱が既知の場合も考えられ、省保守の面から DC サーボモータが AC サーボモータに置き換わりつつある現状からこれらの検討は有効であると考えられる。

2. 状態方程式の導出

いま 1 次角速度 ω_1 と同じ速度で回転する α - β 座標上で考えた誘導電動機の状態方程式は以下のようになる。

$$\frac{d\dot{\theta}_r}{dt} = -\frac{B}{J}\dot{\theta}_r + \frac{pM}{J}i_{m\alpha}i_{1\beta} - \frac{pM}{J}i_{m\beta}i_{1\alpha} - \frac{1}{J}T_L \quad (1)$$

$$\frac{di_{m\alpha}}{dt} = -\frac{r_2}{L_r}i_{m\alpha} + \omega_1 i_{m\beta} - \dot{\theta}_r i_{m\beta} + \frac{r_2 M}{L_r^2}i_{1\alpha} \quad (2)$$

$$\frac{di_{m\beta}}{dt} = -\frac{r_2}{L_r}i_{m\beta} - \omega_1 i_{m\alpha} + \dot{\theta}_r i_{m\alpha} + \frac{r_2 M}{L_r^2}i_{1\beta} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{1\alpha}}{dt} = & \frac{r_2 M}{L_s l}i_{m\alpha} + \frac{L_r M}{L_s l}\dot{\theta}_r i_{m\beta} - \frac{R L_r}{L_s l}i_{1\alpha} \\ & + \omega_1 i_{1\beta} + \frac{L_r}{L_s l}v_{1\alpha} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{1\beta}}{dt} = & \frac{r_2 M}{L_s l}i_{m\beta} - \frac{L_r M}{L_s l}\dot{\theta}_r i_{m\alpha} - \frac{R L_r}{L_s l}i_{1\beta} \\ & - \omega_1 i_{1\alpha} + \frac{L_r}{L_s l}v_{1\beta} \end{aligned} \quad (5)$$

$$l = (L_s L_r - M^2)/L_s, \quad R = r_1 + r_2 M^2/L_r^2$$

J : 慣性モーメント, B : 粘性摩擦係数

r_1 : 1 次側抵抗, r_2 : 2 次側抵抗

L_s : 1 次側自己インダクタンス

L_r : 2 次側自己インダクタンス, P : 極対数

M : 相互インダクタンス, T_L : 負荷トルク

(1)~(5)式において、ベクトル制御を実現するためには α 軸を 2 次鎖交磁束 Φ_2 の軸に一致させればよく、このためには Φ_2 の β 軸成分電流 $i_{m\beta}$ を 0 にす

† 昭和 62 年電気学会産業応用部門全国大会 (1987・8)
および第 30 回自動制御連合講演会 (1987・10) で発表

* 神奈川大学工学部 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1

** 北見工業大学工学部 北見市公園町 165

*** 北海道大学工学部 札幌市北区北 13 条西 8

* Faculty of Engineering, Kanagawa University, Yokohama

** Faculty of Engineering, Kitami Institute of Technology, Kitami

*** Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo

(Received September 1, 1988)

(Revised December 1, 1988)

ればよい³⁾。またここでは2次鎖交磁束一定制御を考えるものとする、 Φ_2 の α 軸成分電流 $i_{m\alpha}$ は一定に制御する必要がある。したがって、位置制御を行う場合には(1)～(5)式において、回転角 θ_r 、2次鎖交磁束の α 軸成分電流 $i_{m\alpha}$ 、これの β 軸成分電流 $i_{m\beta}$ 、回転角速度 $\dot{\theta}_r$ 、1次電流の α 軸成分電流 $i_{1\alpha}$ 、これの β 軸成分電流 $i_{1\beta}$ を状態変数に選び、入力を $\omega_1, v_{1\alpha}, v_{1\beta}$ 、出力を $\theta_r, i_{m\alpha}, i_{m\beta}$ 、外乱を T_L とし、目標値を $\theta_r^*, i_{m\alpha}^*(=\text{const}), i_{m\beta}^*(=0)$ とするような制御を考えると2次鎖交磁束を一定とするベクトル制御が実現できる³⁾。この場合には制御対象は3入力3出力1外乱6次系として扱われる。

3. 最適予見サーボ系の構成

(1)～(5)式を動作点近傍で線形化し、線形離散値に変換すると以下のような状態方程式、出力方程式が導出できる。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{E}d(k) + \mathbf{F} \quad (6)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \quad (7)$$

$$\mathbf{x}(k) = [\theta_r, i_{m\alpha}, i_{m\beta}, \dot{\theta}_r, i_{1\alpha}, i_{1\beta}]^T \quad d(k) = T_L(k)$$

$$\mathbf{u}(k) = [\omega_1, v_{1\alpha}, v_{1\beta}]^T \quad \mathbf{y}(k) = [\theta_r, i_{m\alpha}, i_{m\beta}]^T$$

また $\mathbf{F}$ は線形化に伴って生じた定値外乱である。ただし、(6)式においてはコントローラの演算処理時間を1サンプリング周期に等しい入力むだ時間として考慮にいられている。また(6)、(7)式で表わされる制御対象の可制御性、可観測性は確かめられている。

ここで目標値信号 $R(k)$ を以下のように定義する。

$$\mathbf{R}(k) = [\theta_r^*, i_{m\alpha}^*, 0]$$

ただし、 $i_{m\alpha}^* = \text{const}$ とする。

また誤差信号 $\mathbf{e}(k)$ をつぎのようにおく。

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{R}(k) - \mathbf{y}(k) \quad (8)$$

1型の最適サーボ系を構成するためにつぎのようなエラーシステムを導入導出する⁴⁾。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(k-1) \\ \Delta \mathbf{x}(k+1) \\ \Delta \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 & -\mathbf{CA} & -\mathbf{CB} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{R}(k+1) + \begin{bmatrix} -\mathbf{CE} \\ \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta d(k) \quad (9)$$

または、

$$\mathbf{x}_o(k+1) = \Phi \mathbf{x}_o(k) + \mathbf{G} \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{G}_R \Delta \mathbf{R}(k+1) + \mathbf{G}_d \Delta d(k) \quad (10)$$

ただし、 Δ は一階後退差分値を表わし、(10)式のエラーシステムにおいては定値外乱 $\mathbf{F}$ は消去されている。

つぎのような評価関数を導入する。

$$J_o = \sum_{j=-M}^{\infty} [\mathbf{x}_o^T(j) \mathbf{Q}_o \mathbf{x}_o(j) + \Delta \mathbf{u}^T(j) \mathbf{H} \Delta \mathbf{u}(j)] \quad (11)$$

$\mathbf{Q}_o$: 半正定行列, $\mathbf{H}$: 正定行列

M : 予見ステップ数, $\max[M_R, M_d]$

いま、 M_R ステップ未来までの目標値信号、 M_d ステップ未来までの外乱信号が既知であるとする。予見フィードフォワード補償を含む制御入力(12)式のように求められる。

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{u}(k) = & \mathbf{F}_o \mathbf{x}_o(k) + \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{F}_R(j) \Delta \mathbf{R}(k+j) \\ & + \sum_{j=0}^{M_d} \mathbf{F}_d(j) \Delta d(k+j) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\mathbf{F}_o = -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P} \Phi$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{Q}_o + \Phi^T \mathbf{P} \Phi - \Phi^T \mathbf{P} \mathbf{G} [\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P} \Phi$$

$$\mathbf{F}_R(j) = -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T (\xi^T)^{j-1} \mathbf{P} \mathbf{G}_R$$

$$\xi = \Phi + \mathbf{G} \mathbf{F}_o$$

$$\mathbf{F}_d(j) = -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T (\xi^T)^j \mathbf{P} \mathbf{G}_d$$

(12)式より本制御系の構造は最適フィードバック制御系に予見フィードフォワード補償を付加した構造となっていることがわかる⁴⁾。また予見を行った場合の評価関数値はそれぞれ(13)、(14)式ようになる。

$$\begin{aligned} J_{PR} = & \mathbf{R}_0^T \mathbf{G}_R^T \mathbf{P} \mathbf{G}_R \mathbf{R}_0 \\ & - \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{R}_0^T \mathbf{G}_R^T \mathbf{P} \xi^{j-1} \mathbf{G} [\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \\ & \times \mathbf{G}^T (\xi^T)^{j-1} \mathbf{P} \mathbf{G}_R \mathbf{R}_0 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} J_{Pd} = & d_0^T \mathbf{G}_d^T \mathbf{P} \mathbf{G}_d d_0 \\ & - \sum_{j=0}^{M_d} d_0^T \mathbf{G}_d^T \mathbf{P} \xi^j \mathbf{G} [\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \\ & \times \mathbf{G}^T (\xi^T)^j \mathbf{P} \mathbf{G}_d d_0 \end{aligned} \quad (14)$$

(13)、(14)式の値は制御対象が最小位相系で $\mathbf{Q}_o = \mathbf{C}_o^T \times \mathbf{C}_o$ 、 $\mathbf{H} = \rho \mathbf{I}$ 、 $\rho \rightarrow 0$ のときには $J_{PR} \rightarrow \mathbf{I}$ 、 $J_{Pd} \rightarrow 0$ となることが確かめられている⁵⁾。

5. シミュレーションによる基礎的検討

最適予見制御系を構成し、電圧入力形の位置制御に関して、シミュレーションによる基礎的検討を行った。シミュレーションに用いた誘導電動機は3組、6極、50 Hz、1.1 kW、1000 rpmのかご形誘導電動機である。今回のシミュレーションにおいてはサンプリング周期は1 msとし、2次鎖交磁束一定制御を行うために $i_{m\alpha}$ の目標値 $i_{m\alpha}^*$ は7.4 A一定とした。また評価関数の重み行列は $\mathbf{Q}_o$ の対角要素を5.0, 5.0, 5.0, 5000.0, 0～0, $\mathbf{H}$ の対角要素を0.5とした。

Fig. 1は(15)、(16)式を具体的に計算したものであり、予見ステップ数に応じて評価関数値がどれだけ小さくなるかの指標を示しているが、目標値予見と外乱

Fig. 1 Value of performance index versus preview steps

予見の場合でかなり異なった曲線が得られている。

一般に(13), (14)式からも明らかなように評価関数値の減少の割合はフィードバック系の固有値 (ξ の固有値) の絶対値の大きさに依存するが, ここでは G_R と G_d の構造の違いにより J_{PR} と J_{Pd} に対する個々のフィードバック系の固有値の関与の割合が異なってくるからである。

Fig. 2(a), (b), (c) は位置目標値が 0 rad から 1.57 rad まで変化し, 途中で負荷が 50% から 150% まで変動したときの応答を示したものであり, (a) は予見のない場合, (b) は 30 ステップ先まで予見した場合, (c) は 80 ステップ先まで予見した場合を示している。目標値予見の場合には(a)~(c)の順に応答が目標値波形に近づいていくが, 外乱予見の場合には(b)と(c)の間にあまり差は見られず, この結果は Fig. 1 に示した指標とよく一致している。

なお, 本研究は文部省科研費 (63750244) により行われたものである。

参考文献

- 1) 大西, 宮地, 寺嶋: 制御電圧源による誘導機駆動の方式, 電気学会論文誌B, **104**-11, 727/732 (1984)
- 2) 寺嶋, 野村, 足利, 須田, 中村: 制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の実用面からみた性能比較, 電気学会論文誌D, **107**-2, 183/190 (1987)
- 3) 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御について, 計測自動制御学会論文集, **24**-6, 596/602 (1988)
- 4) 江上, 品田, 土谷: 予見フィードフォワード補償を含む部分状態フィードバック制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, **23**-12, 1260/1267 (1987)
- 5) 河村, 土谷: 予見制御系の性質について, 計測自動制御学会論文集, **24**-8, 886/888 (1988)

(a) Preview steps=0

(b) Preview steps=30

(c) Preview steps=80

Fig. 2 System responses for position control (Desired signal and disturbance signal change)