二相誘導モータを用いた位置制御に関する研究* (ニューロ適応制御とベクトル制御とから成る複合制御)

小島 宏行^{*1}, 亀井 正和^{*2}
和田 基宏^{*2}, 阿久戸 庸夫^{*3}

Position Control Using a Two-Phase Induction Motor (Compound Control Consisting of Neuro-Adaptive Control and Vector Control)

Hiroyuki KOJIMA, Masakazu KAMEI,
Motohiro WADA and Tsuneo AKUTO

In this report, the position control method using a two phase induction motor is investigated. The position control system consists of neuro-adaptive control and slip frequency control type vector control. The vector control was implemented with an electric current control type PWM inverter and the vector computation algorithm. The experiments were carried out, and the usefulness of the present control method was confirmed. Furthermore, the experimental results by the neuro-adaptive control and the vector control was compared to the experimental results by the two degree-of-freedom control and the vector control.

Key Words: Control Device, Actuator, Induction Motor, Neuro-Adaptive Control, Inverter, Two Degree-of-Freedom Control

1. 緒 言

かご形誘導モータは、構造が簡単であり、小形軽量で安価であるのに加えて、ブラシやスリップリングなどのない完全ブラシレスという優れた特長を有している。最近の半導体電力変換器やマイクロプロセッサなどの急速な発達により、このような誘導モータを用いたサーボ制御法としてベクトル制御法^{(1)~(4)}が考案されている。誘導モータのベクトル制御は、回転子鎖交磁束の空間ベクトルを基準にとり、このベクトルと同方向の磁束成分電流ベクトルとこれに直交するトルク電流ベクトルとから一次電流ベクトルをマイクロコンピュータより求めるものであり、磁束検出形ベクトル制御と、磁束検出を必要としないすべり周波数制御形ベクトル制御の二つの方式がある。このような誘導モータのベクトル制御に関する研究として、例えば、トルク伝達関数化制御⁽⁵⁾、すべり周波数形ベクトル制御⁽⁶⁾、PWMインバータを用いたベクトル制御⁽⁷⁾、ニューラルネットワークを用いたベクトル制御⁽⁸⁾など

の報告が行われている。これらの研究は、いずれも、トルク一定制御や可変速制御を対象としており、位置制御を取り扱った研究は、まだ十分には行われていないように思われる。これまでの誘導モータのベクトル制御の研究では、大出力の三相誘導モータが主として取上げられているが、広く用いられており、実用上重要な二相誘導モータについてのベクトル制御に関する報告は、極めて少ないようである。

本研究は、電流制御形PWMインバータを用いた二相誘導モータによる位置制御法として、ニューロ適応制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合制御システムを構築し、この制御法の有用性を実験によって検証したものである。なお、二自由度制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合制御についての実験も行い、両制御法の制御性能を比較吟味している。

2. 実験装置の概要

図1は、本研究において試作した実験装置の概略図を示したもので、比較的大きな慣性の円板を、二相誘導モータにより位置制御するような制御システムが構成されている。図1中の二相誘導モータは、市販のコンデンサモータ(日本サーボ株式会社製レバーシブル

* 原稿受付 1995年8月22日。

^{*1} 正員、群馬大学工学部 (〒376 桐生市天神町1-5-1)。

^{*2} 群馬大学工学部学生。

^{*3} 正員、三菱電機製作所 (〒376 桐生市広沢町1-2681)。

Fig. 1 Model of two-phase induction motor

Fig. 2 Control system

モータ、定格電圧 100 V、定格電流 650 mA、定格出力 25 W) の配線を一部改造したものである。図 2 は、制御システムのハードウェアの構成を示したものである。図中の点線部は、本実験で試作した電流制御形 PWM インバータを示したものであり、PWM 制御は、点線部内の電子回路と、C 言語で記述されたプログラムによるバンバン制御とによって行われている。なお、直流電源は、便宜上、手元の市販のものを用いたため直流電源電圧は ± 35 V としている。

3. 複合制御システムの構成

3.1 すべり周波数制御形ベクトル制御 誘導モータの一次側の直交する二つの巻線軸を d, q 軸とする。所望のトルク τ_d を生起させるための d, q 軸の一

PD: Proportional plus derivative control
VC: Vector control
P: Plant

(a) Feedback control plus vector control

(b) Two degree of freedom control plus vector control

NN: Neural network

(c) Neuro adaptive control plus vector control

(d) Two-layer neural network

Fig. 3 Block diagram of control system

次巻線に流れる電流 i_{d1}, i_{q1} は、すべり周波数制御形ベクトル制御理論⁽³⁾を用いると、次式のように記述できる。

$$i_{d1} = -i_1 \sin \theta_1, \dots \dots \dots (1)$$

$$i_{q1} = i_1 \cos \theta_1 \dots \dots \dots (2)$$

ここに、

$$i_1 = i_0 \sqrt{(\bar{i}_2/i_0)^2 + 1}, \bar{i}_2 = Q_L i_0 \tau_d \dots \dots \dots (3)$$

$$\theta_1 = \theta_0 + \theta_{s2}, \theta_0 = \int_0^t \omega_0 dt, \dots \dots \dots (4)$$

$$\theta_{s2} = \tan^{-1}(\bar{i}_2/i_0), \omega_0 = \omega + \omega_{s1} \dots \dots \dots (5)$$

$$\omega_{s1} = Q_R \tau_d, Q_R = R_2/(i_0 M)^2 \dots \dots \dots (6)$$

$$Q_L = L_2/(i_0 M)^2 \dots \dots \dots (7)$$

ここに、 i_0 は回転子鎖交磁束の空間ベクトルと同方向の磁束成分電流、 ω は誘導モータ回転子の回転速度、 R_2, L_2 は二次巻線の抵抗ならびにインダクタンス、 M は一次巻線と二次巻線の相互インダクタンスである。式(1)~(7)を用いて、一次巻線電流を図2の電流制御形 PWM インバータで制御することにより、所望の

トルクが得られる。

3・2 フィードバック制御とベクトル制御とから成る複合制御方式位置制御システム 本実験では、ニューロ適応制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合方式位置制御システムの有用性を吟味するために、図3に示すような三つの制御方式を構築し実験を行った。また本研究では、ステップ状の目標値に対する位置制御を取上げるとともに、フィードフォワードコントローラの伝達関数と制御対象の伝達関数との積が規範モデルの伝達関数に一致するような規範モデル出力追従制御システムの設計法を採用している。規範モデルの連続時間制御形の伝達関数 $G_m(s) = r_m(s)/r(s)$ では、次式のような二次遅れ系の伝達関数を用いている。

$$G_m(s) = \omega_m^2 / (s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2) \quad \cdots \cdots (8)$$

ここに、 ω_m は固有振動数、 ζ_m は減衰定数、 s はラプラス変換の演算子、 r は回転角の目標値、 r_m は規範モデルの出力である。式(8)を、双一次変換 $s = 2(z-1)/(z+1)$ を用いて離散時間形のパルス伝達関数 $G_m(z)$ に変換すると、

$$G_m(z) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \quad \cdots \cdots (9)$$

ここに、

$$a_1 = (2\omega_m^2 T^2 - 8)/a \quad \cdots \cdots (10)$$

$$a_0 = (4 - 4\zeta_m \omega_m T + \omega_m^2 T^2)/a \quad \cdots \cdots (11)$$

$$a = 4 + 4\zeta_m \omega_m T + \omega_m^2 T^2 \quad \cdots \cdots (12)$$

$$b_2 = \omega_m^2 T^2/a, b_1 = b_2/2, b_0 = b_2 \quad \cdots \cdots (13)$$

であり、式中の T はサンプリング時間、 z は Z 変換の演算子である。

図3(a)は、比例微分フィードバック制御とベクトル制御とから成る制御システムを示したものである。ベクトル演算におけるトルクの目標値 $\tau_d(k)$ は、比例微分フィードバック制御によって定まり、

$$\tau_d(k) = \tau_{fb}(k) \quad \cdots \cdots (14)$$

ここに、

$$\tau_{fb}(k) = K_p \{r_m(k) - \theta(k)\} + K_d \{\dot{r}_m(k) - \dot{\theta}(k)\} \quad \cdots \cdots (15)$$

であり、 K_p, K_d はフィードバック係数、 $\theta(k)$ は誘導モータの回転角を表している。 $r_m(k)$ は、式(9)の規範モデルによって与えられる。すなわち、

$$r_m(z) = G_m(z)r(z) \quad \cdots \cdots (16)$$

なお、 $\dot{r}_m(k)$ は $r_m(k)$ の差分を用いて求めている。

3・3 二自由度制御とベクトル制御とから成る複合制御方式位置制御システム 図3(b)は、フィードバック制御とフィードフォワード制御を用いた二自由度制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る

位置制御システムのブロック線図を示したものである。フィードフォワード制御の連続時間制御形の伝達関数 $G_f(s) = \tau_f(s)/r(s)$ は、

$$G_f(s) = \frac{\omega_m^2 (Js^2 + Cs)}{s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2} \quad \cdots \cdots (17)$$

ここに、 J は図1に示されている機構部の円板ならびに誘導モータ回転子の慣性モーメント、 C は減衰力係数である。式(17)を双一次変換を用いて離散時間形のパルス伝達関数に変換すると、次式が導かれる。

$$G_f(z) = \frac{\bar{b}_2 z^2 + \bar{b}_1 z + \bar{b}_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \quad \cdots \cdots (18)$$

ここに、

$$\bar{b}_2 = 2\omega_m^2 (2J + CT)/a, \bar{b}_1 = -8\omega_m^2 J/a \quad \cdots \cdots (19)$$

$$\bar{b}_0 = 2\omega_m^2 (2J - CT)/a \quad \cdots \cdots (20)$$

したがって、図3(b)のすべり周波数制御形ベクトル演算におけるトルクの目標値は、

$$\tau_d(k) = \tau_{fb}(k) + \tau_f(k) \quad \cdots \cdots (21)$$

のように表される。

3・4 ニューロ適応制御とベクトル制御とから成る複合制御方式位置制御システム 図3(c)は、図3(d)の2層のニューラルネットワークによるニューロ適応制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合制御方式の位置制御システムのブロック線図を示したものである。後述の実験結果に示されているように、本実験の場合、2層のニューラルネットワークで十分な適応制御の効果が得られることが確かめられている。ニューロ適応制御システムは、2層のニューラルネットワークと比例微分フィードバック制御とから構成されており、ニューラルネットワークの教師信号としてフィードバック誤差が用いられている。

この場合のベクトル演算におけるトルクの目標値は、

$$\tau_d(k) = \tau_{fb}(k) + \tau_n(k) \quad \cdots \cdots (22)$$

ここに、

$$\tau_n(k) = X_1(k)W_1(k) + X_2(k)W_2(k) \quad \cdots \cdots (23)$$

$$X_1(k) = r_m(k) - 2r_m(k-1) + r_m(k-2) \quad \cdots \cdots (24)$$

$$X_2(k) = r_m(k) - r_m(k-1) \quad \cdots \cdots (25)$$

ただし、 W_1 は制御対象の慣性力の適応補償、 W_2 は減衰力の適応補償のためのシナプス荷重を意味している。また、ニューロ適応制御は、次式の学習則によって行われている。

$$W_i(k) = W_i(k-1) + \Delta W_i(k) \quad \cdots \cdots (26)$$

ここに、

$$\Delta W_i(k) = \varepsilon_i dW_i(k) + \alpha \Delta W_i(k-1) \quad \cdots \cdots (27)$$

$$dW_i(k) = X_i(k) \{r_m(k) - \theta(k)\} \quad \cdots \cdots (28)$$

ただし、 ε_i, α は学習定数ならびに加速定数である。

4. 実験結果

本研究において試作した実験機構部装置の諸元は、 $J=0.0012 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $C=0.006 \text{ Nms}$ であり、ベクトル制御に用いたパラメータは試行錯誤の結果、 $i_0=0.5 \text{ A}$, $Q_R=200 \text{ } \Omega/\text{A}^2\text{H}^2$, $Q_L=41/\text{A}^2\text{H}$ のような値を用いた。

図4, 5は、本実験で試作したベクトル制御の性能を確かめるために行った実験の結果を示したものである。まず図4は、図3のトルクの目標値 τ_d を一定とした場合のベクトル制御の実験における速度の時間応答を示したものである。図より、速度波形には多少のノイズが見られるものの、速度波形は、一次遅れ形の伝

Fig. 4 Rotational velocity in case that τ_d is constant

Fig. 5 Torque characteristics of two phase induction motor

達関数 $\omega(s)/\tau(s)=1/(Js+C)$ に対応する時間応答波形となっており、ほぼトルク一定のベクトル制御が良好に行われていることがわかる。図5は、トルクの目標値 τ_d と図4の速度の時間応答より求めたトルクの実験値 τ を示したもので両者はよく一致しており、本実験で試作した電流制御形PWMインバータならびにすべり周波数制御形ベクトル制御が良好に作動していることが認められる。

Fig. 6 Position control by feedback control and vector control

Fig. 7 Position control by two degree of-freedom control and vector control

図6は、比例微分フィードバック制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合方式位置制御の実験結果を示したものであり、フィードバック係数は実験的にチューニングを行い、 $K_p=1.0 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ 、 $K_d=0.02 \text{ Nms}$ としてある。なお、規範モデルのパラメータは、 $\omega_m=8 \text{ rad/s}$ 、 $\zeta=0.7$ としている。図7～9の実験でも同一のフィードバック係数を用いている。図中の誤差は、 $\text{Error}=r_m-\theta$ の式で求められているが、規範モデル G_m の出力 r_m は、回転角 θ にほぼ一致しているため図中には記さず、目標値 r をプロットした。

図より、回転角の立上がり時において制御誤差が生じていることが見受けられる。

図7は、二自由度制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合方式位置制御の実験結果であり、図6に比べ、制御偏差がかなり小さくなっており、制御対象の逆モデルに基づくフィードフォワード制御の効果が十分に認められる。

図8, 9は、ニューロ適応制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合位置制御の実験結果であり、周期を6秒とするような繰返し波形の目標値を与

Fig. 8 Position control by neuro adaptive control and vector control ($t=0\sim 3\text{ s}$)

Fig. 9 Position control by neuro adaptive control and vector control ($t=54\sim 60\text{ s}$)

え、適応制御の効果を調べたものである。ニューロ適応制御のパラメータは、 $\varepsilon_1=3\times 10^6$, $\varepsilon_2=10$, $\alpha=0.5$ としている。図8より、目標値 r が変化するとき主として適応動作が行われ、シナプス荷重 W_1 , W_2 の値が変化していくことがわかる。また図9は、10回めの目標値を与えた場合の実験結果であり、制御偏差はきわめて小さくなっており、図7の二自由度制御を用いた場合よりもさらに高精度の位置制御の性能が達成されていることがわかる。また、シナプス荷重はほぼ一定の値となっており、適応動作が完了したものと考えられる。これらのことより、本制御法の顕著な位置制御の効果が立証されたものといえよう。

5. 結 言

二相誘導モータを用いた位置制御法として、ニューロ適応制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合方式位置制御システムの設計法を示すとともに、電流制御形PWMインバータならびにすべり周波数制御形ベクトル制御システムを試作し実験を行い、本制御法の有用性を明らかにした。制御システムは、規範モデル出力追従制御システムとして設計されてい

る。実験の結果、本制御法による制御偏差は、二自由度制御とすべり周波数制御形ベクトル制御とから成る複合方式位置制御による制御偏差よりもかなり小さくなり、本制御法の顕著な位置制御の性能が確かめられた。

本研究の遂行にあたり種々のご助言とご援助をたまわった三ツ葉電機製作所望月亘氏ならびに福山越郎氏をはじめとする研究部の諸氏に厚くお礼申し上げる。

文 献

- (1) 杉本英彦・鎌倉秀幸, 電気学会雑誌, **106** 4(1986), 296-298.
- (2) 木下繁則・橋井真, 電気学会雑誌, **108** 2(1988), 142-146.
- (3) 見城尚志・赤木泰文・川村昭・三上亘, ACサーボモータとマイコン制御, (1992), 69-99, 総合電子出版社.
- (4) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三, ACサーボシステムの理論と設計の実際, (1991), 99-134, 総合電子出版社.
- (5) 難波江章・黒沢良一, 電気学会論文誌(B), **98** 3(1978), 303-309.
- (6) 高久銀夫, システム制御情報学会論文誌, **2** 8(1989), 268-273.
- (7) Kazmierkowski, M. P. and Sulkowski, W., *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **38** 1(1991), 41-47.
- (8) 嶋根一夫・田中茂・多田限進, 電気学会論文誌(D), **113** 10(1993), 1154-1161.