マイコンによる直流電動機の適応制御[†]

柴 田 浩*・丸 岡 玄 門*・平 井 潔*・畑 四 郎*

Adaptive Control of a DC Motor Using a Microcomputer

Hiroshi SHIBATA*, Genmon MARUOKA*, Kiyoshi HIRAI* and Shiroh HATA*

1. 緒 言

マイクロコンピュータ (マイコン) のめざましい発展により、複雑な制御アルゴリズムも安価に実現可能となってきた。このような背景から本論文では、慣性負荷が変化する直流モータの速度制御に、マイコンによる適応制御を適用した結果を述べる。これは、連続系の制御対象に対して離散時間モデル規範適応制御を行ったものである。

直流電動機のモデル規範適応制御には、Courtial¹⁾、田村ら²⁾³⁾、Naitoh⁴⁾の報告があるが、前2者は適応制御機構を連続系すなわちアナログ回路で実現したものである。Naitoh のものは離散時間適応制御方式を用いているが、電気回路 (この応答は機械系に比べてきわめて速いので本論文では無視している) に対するものであり、機械系に対しては適応制御を行っておらず、またディジタルシミュレーションによる結果のみで実機運転は行っていない。

以下では、はじめに連続系のディジタル制御に適した離散時間モデル規範適応制御アルゴリズムについて述べ、その後それを用いた直流電動機の適応制御に移る。

2. 離散時間適応アルゴリズム

離散形モデル規範適応制御アルゴリズムとしては、現在まで種々のものが提案されているが⁵⁾⁶⁾、アルゴリズムの計算時間が無視できない場合には、それらをそのまま連続系の制御対象に適用できない。そこでここでは文献6)のものを改良したつぎのようなアルゴリズムを用いた。

制御対象およびモデルはつぎのように離散時間形式で表わされるものとする。

$$y(k) = \frac{q^{-1}b_0B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) \quad (1)$$

$$y^M(k) = \frac{q^{-1}B^M(q^{-1})}{A^M(q^{-1})}u^M(k) \quad (2)$$

ここで q^{-1} は遅延オペレータ、 $y(k)$ 、 $y^M(k)$ は出力、 $u(k)$ 、 $u^M(k)$ は入力であり、さらに

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = 1 + b_1q^{-1} + \dots + b_{n-1}q^{-n+1}$$

$$A^M(q^{-1}) = 1 + a_1^Mq^{-1} + \dots + a_n^Mq^{-n}$$

$$B^M(q^{-1}) = b_0^M + b_1^Mq^{-1} + \dots + b_{n-1}^Mq^{-n+1}$$

これに対してつぎのような適応アルゴリズムを用いる。

$$\varphi^T(k) = [y(k-1), \dots, y(k-n), u(k), \dots, u(k-n)] \quad (3)$$

$$e(k) = y(k) - y^M(k) \quad (4)$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-2) + \frac{a(k)\varphi(k-2)e(k-1)}{1 + \varphi^T(k-2)\varphi(k-2)} \quad (5)$$

$(0 < a(k) < 2)$

$$\varphi^T(k)\hat{\theta}(k) = y^M(k+1) \quad (6)$$

(3)式の $\varphi(k)$ と (5)式の $\hat{\theta}(k)$ は $(2n+1)$ 次元ベクトルである。適応制御入力 $u(k)$ は (6)式より決定されるが、このとき従来のもの⁶⁾と異なり同時刻の出力 $y(k)$ を用いていない。また (5)式の右辺においても $e(k)$ の代りに $e(k-1)$ を用いここでも $y(k)$ の使用を避けている。このようにして連続系のディジタル制御における計算時間遅れの問題を回避している。このアルゴリズムの安定性の証明は付録に示す。

3. 適応系の構成と実験結果

Fig. 1 は適応制御系の構成図である。直流電動機の速度はタコジェネレータによって検出され、アナログフィルタによって雑音除去されてのち、12ビットのA/D変換器を通して適応制御器であるマイコンに取

[†] 第22回計測自動制御学会学術講演会で発表 (昭58・7)

* 大阪府立大学工学部 堺市百舌鳥梅町 4-804

* College of Engineering, University of Osaka Prefecture, Sakai

(Received September 28, 1984)

(Revised December 8, 1984)

Fig. 1 Control system structure

り込まれる。これは8ビットマイコンであり、適応アルゴリズムによる制御入力の計算を実数で行い、その結果を16ビットの整数値に変換してサイリスタ点弧角制御回路に送る。ここでは全波整流回路のサイリスタの点弧角を変化させることにより、電動機の電機子電流を制御する。

制御対象は10Wの直流サーボモータであり、その伝達数 $G(s)$ は速度制御であるから、

$$G(s) = \frac{K}{1+Ts} \quad (7)$$

で与えられる。時定数 T のおおよその値は、無負荷、軽負荷、重負荷の3種に対してそれぞれ0.17, 0.68, 1.8秒である。

モデルの伝達関数 $G^M(s)$ は、実際は設計者が仕様をみたすように決定するものであるが、ここでは仮りに次式とした。

$$G^M(s) = \frac{1}{s^2 + s + 0.5} \quad (8)$$

サンプル周期はマイコンの計算所要時間を考えて0.3秒とした。

(8)式に零次ホールドを縦続させてZ変換し、それをモデルのパルス伝達関数とし、2節の適応アルゴリズムによる制御を行った。

Fig. 2 はモデルの入力をステップ入力としたときの出力の応答である。ここで(5)式中の $a(k)$ は $a(k) = 0.5$ とした。図中、曲線(d)は規範モデルの出力 $y^M(k)$ すなわち所望の応答であり、これに一致する。応答が誤差零の最良のものとなる。曲線(a), (b), (c)はそれぞれ無負荷、軽負荷、重負荷に対する出力応答 $y(k)$ であり、重負荷に対する応答はかなり遅くなるが、適応制御が安定に行われていることがわかる。このとき立ち上がりが遅れるのは静止まきつにより、電機子電流がある程度大きくなないと電動機が回転しはじめないためである。 $y^M(k)$ をステップ関数にすればこの静止まきつによる遅れは消滅する。

Fig. 3 は適応制御の応答改善をはかるために、非再帰形フィルタを用いた結果である。すなわち(5)式右辺の $e(k-1)$ の代りに次式の $e_f(k-1)$ を用いる⁵⁾。

$$e_f(k-1) = (1 - 0.2q^{-1})^3 e(k-1) \quad (9)$$

Fig. 2 Responses of the adaptive control system
(a) No load (b) Light load
(c) Heavy load (d) Model Fig. 3 Responses with filter
(a) No load (b) Light load
(c) Heavy load (d) Model

このときは $a(k) = 1.0$ とした。Fig. 2 に比べると、行き過ぎ量、整定時間ともに3種の負荷すべてについてかなり改善されていることがわかる。

4. 結 言

連続系の制御対象に対する離散形モデル規範適応制御の一応用例として、負荷が変化する直流電動機の適応制御を試みた。ここで用いたアルゴリズムは最も簡単なものであり、計算時間が短くマイコン应用到している。ただ収束性はあまりよくないと言われているが、フィルタの導入によってかなり改善されることがわかった。

《付 録》

安定性の証明には、(1)式の制御対象に対しつぎの仮定が必要である。

- n の上限は既知である。
- $B(z)$ のすべての零点は z 平面における単位円の外部にある。

Egardt の変換多項式⁵⁾

$$T(q^{-1})A^M(q^{-1}) = A(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-1}S(q^{-1}) \quad (A.1)$$

において、 $T(q^{-1})A^M(q^{-1}) = 1$, $R(q^{-1}) = 1 + r_1q^{-1}$ とおき、 $S(q^{-1})$ の多項式をその定数項が0となるように

選ぶと、(1)式は(3)式を用いてつぎのようにかける⁵⁾。

$$\varphi^T(k)\theta_0 = y(k+1) \quad (\text{A.2})$$

ただしベクトル θ_0 は(1), (A.1)式より決まる係数パラメータの真値である。

$$\tilde{\theta}(k) = \hat{\theta}(k) - \theta_0 \quad (\text{A.3})$$

とすると、(5), (6), (A.2)式を用いて

$$\begin{aligned} & \|\tilde{\theta}(k)\|^2 - \|\tilde{\theta}(k-2)\|^2 \\ &= -2a(k) \frac{\tilde{\theta}(k-2)\varphi(k-2)\varphi^T(k-2)\tilde{\theta}(k-2)}{1 + \varphi^T(k-2)\varphi(k-2)} + a^2(k) \cdot \\ & \quad \frac{\varphi^T(k-2)\varphi(k-2)\varphi^T(k-2)\tilde{\theta}(k-2)\varphi^T(k-2)\tilde{\theta}(k-2)}{(1 + \varphi^T(k-2)\varphi(k-2))^2} \\ &= \frac{a(k)\tilde{\theta}^T(k-2)\varphi(k-2)\varphi^T(k-2)\tilde{\theta}(k-2)}{1 + \varphi^T(k-2)\varphi(k-2)} \cdot \\ & \quad \left(-2 + \frac{a(k)\varphi^T(k-2)\varphi(k-2)}{1 + \varphi^T(k-2)\varphi(k-2)} \right) \\ &\leq 0 \end{aligned}$$

このあとの証明は Goodwin ら⁶⁾の定理5.1のもの

と同じである。

参考文献

- 1) B. Courtiol: Applying Model Reference Adaptive Techniques for the Control of Electromechanical Systems, Preprints of IFAC '75 58.2 (1975)
- 2) 田村, 市川, 小滝, 天野: クーロン摩擦を受ける直流サーボ系の適応制御系の構成, 計測自動制御学会論文集, **20-3**, 227/232 (1984)
- 3) 田村, 市川, 小滝, 天野: クーロン摩擦を受ける直流サーボ系の適応制御, 計測自動制御学会論文集, **20-7**, 663/665 (1984)
- 4) H. Naitoh: Model Reference Adaptive Control for Adjustable Speed Motor Drives, IPEC Tokyo '83, 1706/1716 (1983)
- 5) B. Egardt: Stability of Adaptive Controllers, Springer (1979)
- 6) G.C. Goodwin, P.J. Ramadge and P.E. Caines: Discrete-Time Multivariable Adaptive Control, IEEE Trans. on Automatic Control, **AC-25-3**, 449/456 (1980)