漸近出力追従理論に基づく直流モータの離散時間簡易型適応制御

学生員 孫 宇 (大阪府立大学)
 正 員 柴 田 浩 (大阪府立大学)
 非会員 丸 岡 玄 門 (大阪府立大学)

Discrete-time Simplified Adaptive Control of a DC Motor
 Based on Asymptotic Output Tracker Theory

Yu Sun, Student Member, Hiroshi Shibata, Member, Genmon Maruoka, Non-member (Osaka Prefecture University)

Simplified adaptive control (SAC) scheme has simple structure and is readily implementable to real systems, but few real applications have been reported so far. A discrete-time algorithm for SAC has recently been proposed by one of the authors. Although it solves the problem of unavoidable time delay arising in discretization of continuous-time algorithm, the algorithm generally produces the bounded output error between the controlled plant and the reference model due to a feedforward gain added in parallel to the controlled plant so as to satisfy almost strictly positive real (ASPR) property.

This paper treats the applicability of an SAC algorithm to a real system, that is, the position control of a DC motor with variable load. The algorithm used here is modified, and the feedforward compensator is inserted in parallel not only to the controlled plant, but also to the reference model. The algorithm guarantees that the output error vanishes asymptotically. The control performance is examined by both simulation and the actual system and compared with that of a conventional PID control. These results illustrate satisfactory control performance and verify the applicability of the modified algorithm.

キーワード：簡易型適応制御，直流モータ，離散時間系，アルゴリズム，並列補償要素

1. ま え が き

現在，ロボットや搬送機械などの産業機械を駆動するためのアクチュエータとして，直流モータが広く用いられている。この直流モータの役割は駆動する機械の位置を指令値どおりに制御することである。しかし，直流モータを用いた位置制御系において，従来の固定パラメータ制御器を用いるフィードバック制御方式ではいろいろな目標値信号や大幅な負荷変化に対して所望の制御性能を保つことが難しいという問題がある。

適応制御とは，環境の変化などにより制御対象の特性が変化しても，当初に設定した所望の制御目標を達成するような制御方式をいい，モデル規範適応制御 (MRAC)⁽¹⁾ と極零配置適応制御 (PZPAC)⁽²⁾ が代表的な手法である。これらは多入出力系にも拡張されているが⁽¹⁾，その理論は複雑で⁽³⁾，適応アルゴリズムの同定則や制御則の計算に時間がかかり，比較的応答の速い制御対象に対して適用することは困難である。

近年，Broussard らの CGT(Command Generator

Tracker) 理論⁽⁴⁾に基づいた適応制御機構が極めて簡単な簡易型適応制御 (Simplified Adaptive Control: SAC) 方式が Sobel らによって連続時間系に対して提案された⁽⁵⁾。この方式は，適応コントローラの構造が制御対象の出力および規範モデルの入力と状態により決定され，モデルの次数が制御対象の次数とほとんど無関係に選べることから，高次の制御対象に対しても低次の規範モデルを与えることにより，適応コントローラの構造が極めて簡単になり，多入出力系への適用も容易である。しかし，SACの漸近安定性を保障するためには，制御対象に対して ASPR(Almost Strictly Positive Real) 条件，すなわち，出力フィードバックにより強正実 (SPR) 化可能という条件が必要である。連続時間系に対して，Bar-Kana らは制御対象が ASPR でない場合，適切な並列補償要素を付加して ASPR 化する方法を示した⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

しかしながら，CGT 理論に基づく従来の理論展開では規範モデル入力はステップ関数に限られてしまうという欠点もあった⁽⁴⁾。

離散時間 SAC に対しては，Bar-Kana らによって並列補

償要素を挿入した連続時間系からのそのままの拡張が行なわれた⁽⁷⁾⁽⁸⁾。しかし、離散時間 SAC では並列補償要素の挿入による制御則の実現性の問題が生じ、これを解決する手法として、三次代数方程式を解く方法⁽⁹⁾や1サンプル内で繰り返し計算する方法が提案されている⁽⁸⁾。これに対して、著者らの1人は Bar-Kana らの手法において制御対象の直達項のもつ役割を吟味し、上述の問題を解決した実行可能な離散時間 SAC アルゴリズムを提案した⁽¹⁰⁾。しかし、そこでは制御対象のみに並列補償要素を付加したため、実際の制御対象の出力と規範モデルの出力の間には有界誤差が生じる。この有界誤差を取り除くために、規範モデルにも並列に制御対象に挿入したものと同一ダイナミクスを持つ補償要素を挿入する方法が連続時間系に対して、すでに提案されている⁽¹¹⁾。これに対する離散時間アルゴリズムも最近提案されたが⁽¹²⁾、それは単一入出力系に対するものであり、また CGT 理論に基づいているため、規範モデル入力ステップ関数に限られ、さらに適応系を時変系として取り扱っているため、安定性の証明も複雑になる。

他方、離散時間 SAC の応用例についてはシミュレーション結果は多いが⁽⁸⁾⁽¹³⁾、実機応用例に関連する研究は著者らの知る限り極めて少ない⁽¹⁴⁾。また、応用の立場から、前述のアルゴリズム⁽¹⁰⁾は有界誤差が残るので、直流モータの位置制御系に対して適用することができない。

本稿は前述の離散時間アルゴリズム⁽¹⁰⁾に、有界誤差を取り除くため、前述の連続時間系の手法を導入した離散時間 SAC アルゴリズムを構成し、それを直流モータの位置制御に応用したものである。

このアルゴリズムは、CGT 理論の代りに漸近出力追従 (Asymptotic Output Tracker: AOT) 理論⁽¹⁵⁾に基づいているので、規範モデル入力はステップ関数のみでなく、線形信号発生器の出力として表わせる関数に拡張でき、そのうえ時変系でなく時不変系としての取り扱いが可能となり、アルゴリズムの安定性の証明も著しく簡単になる。またこのアルゴリズムは多入出力系に対して適用可能である。

簡単のため、ここでは挿入される並列補償要素はダイナミクスを持たないものとしたが、これがダイナミクスを持つものも含めた一般の場合に対するアルゴリズムの安定性の証明については他の文献⁽¹⁶⁾に譲ることとする。

さらに、提案したアルゴリズムを直流モータの位置制御系に応用し、負荷イナーシャを大幅に変える場合の安定性および種々の目標入力に対する追従性において、本手法の有効性を確認する。また、通常の PID 制御と本手法との性能比較を行い、後者の優位性を明らかにする。

2. 直流モータの位置制御系の構成

本実験で用いた制御対象は、減速比 1/9 の歯車を介して駆動軸に負荷がかかっている直流モータの位置制御系である。図 1 にその構成を示す。パーソナルコンピュータはコントローラとして用いられ、AD、DA 変換器を通して制御対象とつながっている。AD、DA 変換器は 12 ビットで、

図 1 直流モータの位置制御系

Fig. 1. Position control system of a DC motor.

AD 変換器の出力の 1 につきポテンシオメータの回転角は $(180/2048)^\circ$ とした。ギアで減速された出力軸の回転角 θ の検出はポテンシオメータでなされ、AD 変換器を通してコンピュータ内部に取り込まれ、そこでは適応制御則が計算される。計算された制御入力、DA 変換器を介して直流モータ駆動用アンプに印加される。直流モータの定格は電圧 18V、電流 1.25A、出力 11W、トルク $0.36\text{kg}\cdot\text{cm}$ である。

図 1 に示すように、位置制御の直流モータに前もって PD フィードバック補償をした閉ループ系を制御対象と考えると、この制御対象の連続時間伝達関数は次式で表される。

$$G_p(s) = \frac{c}{as^2 + bs + c} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 a, b, c は定数である。

3. 離散時間 SAC アルゴリズム

次のような n_p 次 m 入出力で可到達可観測な制御対象 $G_p(z)$ を考える。

$$x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_p u_p(k) \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$y_p(k) = C_p x_p(k) \quad \dots\dots\dots (3)$$

また、 n_m 次 m 入出力の漸近安定な規範モデル $G_m(z)$ を次のように表す。

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u_m(k) \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$y_m(k) = C_m x_m(k) \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $x_p(k) \in R^{n_p}$ 、 $x_m(k) \in R^{n_m}$ はそれぞれ制御対象及び規範モデルの状態ベクトルであり、 A_p, B_p, C_p と A_m, B_m, C_m はそれぞれ適切な次数の行列である。ただし、状態変数の次数について、 $n_m \ll n_p$ とできる。

SAC が適用できる制御対象は ASPR 条件を満足している必要があるが⁸⁾、(2)、(3) 式で表わされる制御対象は ASPR になり得ない⁽¹⁷⁾。そのような制御対象を ASPR 化するために⁽⁷⁾ 並列補償要素 $D_p (D_p = D_p^T > 0)$ を付加した拡張制御対象 $\tilde{G}_p(z)$ を次のように表す。

$$x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_p u_p(k) \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{y}_p(k) &= y_p(k) + r_p(k) \\ &= C_p x_p(k) + D_p u_p(k) \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

$$r_p(k) = D_p u_p(k) \quad \dots\dots\dots (8)$$

図2 並列補償要素を用いる拡張系のブロック線図
Fig. 2. Block diagram of an augmented adaptive system with parallel feedforward compensator.

制御対象の場合と同様にして、規範モデルに対しても同じ並列補償要素 D_p を付加した拡張規範モデル $\tilde{G}_m(z)$ は次のように表わされる。

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u_m(k) \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$\begin{aligned} \tilde{y}_m(k) &= y_m(k) + r_m(k) \\ &= C_m x_m(k) + D_p u_s(k) \quad \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

$$= \tilde{C}_m(k) x_m(k) + \tilde{D}_p(k) u_m(k) \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$r_m(k) = D_p u_s(k) \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$u_s(k) = K_x(k) x_m(k) + K_u(k) u_m(k) \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで、

$$\tilde{C}_m(k) = C_m + D_p K_x(k), \quad \tilde{D}_p(k) = D_p K_u(k)$$

以上のブロック線図を図2に示す。ただし、 $\tilde{G}_p(z)$ と $\tilde{G}_m(z)$ はそれぞれ図2の上部と下部の点線で囲んだ部分である。

さらに、規範モデル入力 $u_m(k)$ は次の n_s 次 m 出力の信号発生器

$$s_s(k+1) = A_s s_s(k) \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$u_m(k) = C_s s_s(k) \quad \dots\dots\dots (15)$$

で表わされるものとする。

SAC を適用するためには次の仮定が必要となる。

〔仮定1〕 A_s と A_m は共通の固有値を持たない。このとき、次式を満たす行列 E が存在する。

$$A_m E - E A_s + B_m C_s = 0 \quad \dots\dots\dots (16)$$

また、状態誤差、出力誤差、拡張出力誤差をそれぞれ

$$e_x(k) \triangleq x_p^*(k) - x_p(k) \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$e_y(k) \triangleq y_m(k) - y_p(k) \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\tilde{e}_y(k) \triangleq \tilde{y}_m(k) - \tilde{y}_p(k) \quad \dots\dots\dots (19)$$

と定義すると、アルゴリズムの制御目的は

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \tilde{e}_y(k) = 0 \quad \dots\dots\dots (20)$$

で表される。ここで、 $x_p^*(k)$ は次に説明される制御対象の理想状態である。

仮定1の下で、 $k \rightarrow \infty$ に対して $\tilde{y}_p^*(k) = \tilde{y}_m(k)$ すなわち漸近出力追従⁽¹⁵⁾ を達成するような理想状態 $x_p^*(k)$ 、理想制御入力 $u_p^*(k)$ が存在し、これらは

$$\begin{bmatrix} x_p^*(k) \\ u_p^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ K_x & K_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m(k) \\ u_m(k) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (21)$$

と表わせる⁽¹⁶⁾。ここで、

$$K_x = \lim_{k \rightarrow \infty} K_x(k), \quad K_u = \lim_{k \rightarrow \infty} K_u(k) \quad \dots\dots\dots (22)$$

である(図2参照)。また、 X_1 , X_2 , K_x , K_u は

$$\begin{bmatrix} X \\ K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ K_x & K_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ C_s \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (23)$$

とおいたとき、次式を満たす。

$$\begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X A_s \\ C_m E \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (24)$$

これが漸近出力追従(AOT)理論と呼ばれるもので、完全出力追従⁽⁴⁾を要求するCGT理論に代ってこの理論を用いることにより、理想状態と理想制御入力を時不変系として捉えることができ、アルゴリズムの安定性の証明が著しく簡単になる。

このAOT理論はSACの $k \rightarrow \infty$ での定常ゲインの存在を保障するものであり、この保障の下に以下のアルゴリズムにより、(20)式で表わされる制御目的が達成される⁽¹⁶⁾。

$$\begin{aligned} \tilde{e}_y(k) &= \{I + D_p e_y^T(k)(T_{P_e} + T_{I_e})e_y(k)\}^{-1} \\ &\quad \times \{I - D_p K_{I_e}(k-1)\}e_y(k) \quad \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

$$u_p(k) = K(k)r(k) \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$= D_p^{-1}\{e_y(k) + D_p u_s(k) - \tilde{e}_y(k)\} \quad \dots\dots\dots (27)$$

$$K_I(k) = \tilde{e}_y(k)r^T(k)T_I + K_I(k-1) \quad \dots\dots\dots (28)$$

ただし、

$$K_P(k) = \tilde{e}_y(k)r^T(k)T_P \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$K(k) = K_P(k) + K_I(k) \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$= [K_e(k) \quad K_x(k) \quad K_u(k)] \quad \dots\dots\dots (31)$$

$$r^T(k) = [e_y^T(k) \quad x_m^T(k) \quad u_m^T(k)] \quad \dots\dots\dots (32)$$

$$T_P = [T_{P_e} \quad T_{P_x} \quad T_{P_u}] = T_P^T > 0,$$

$$T_I = [T_{I_e} \quad T_{I_x} \quad T_{I_u}] = T_I^T > 0$$

ここで、 $r(k)$ は出力誤差、規範モデル状態変数、規範モデル入力からなるベクトルである。 $K(k)$ は適応ゲイン行列で、(32)式の成分に対して(31)式のように分解でき、ま

た、ゲイン調整則の立場からは (30) 式のように比例および積分成分に分解でき、それぞれ、(29) および (28) 式によって調整される。このとき、 T_P 、 T_I は適応ゲイン調整則中の調整パラメータである。実際の制御アルゴリズムは (25)、(27)、(28) 式の計算を繰り返せばよい。このアルゴリズムの設計パラメータは D_p 、 T_P 、 T_I である。このアルゴリズムにより、負荷変化などによって制御対象の特性が変化しても、それは拡張出力誤差 $\tilde{e}_y(k)$ の変化に反映され、この $\tilde{e}_y(k)$ に応じて適応ゲイン $K(k)$ を介して、制御入力 $u_p(k)$ が計算され、この $u_p(k)$ が制御対象に加えられる。これをサンプリング周期ごとに繰り返すことによって、 $\tilde{e}_y(k)$ が零になり、制御目的が達成される。

このアルゴリズムにより (20) 式が成立し、 $k \rightarrow \infty$ で $u_p(k) = u_p^*(k)$ となっているとすると⁽¹⁶⁾、(13)、(21)、(22) 式より $k \rightarrow \infty$ で $u_p(k) = u_s(k)$ であることがわかる。従って、(8)、(12) 式より $r_p(k) = r_m(k)$ となり、(7)、(10) 式より $y_p(k) = y_m(k)$ すなわち $e_y(k) = y_m(k) - y_p(k) = 0$ が得られ、規範モデルと制御対象との出力誤差が 0 になる。これは図 2 の構成と矛盾することなく一致している。

4. 実験結果

前述のアルゴリズムの有効性を示すためにシミュレーションを行ない、さらに実機への応用例として直流モータの位置制御を行う。ここでは、伝達関数を連続時間系の z 変換の形で与える。またサンプリング周期は 10ms とする。

制御対象の伝達関数は、連続時間系に零次ホールドを前置し、1 サンプリングの演算遅れ⁽¹⁰⁾を含めると

$$G_p(z) = Z \left[e^{-Ts} \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{1764}{s^2 + 25.2s + 1764} \right] \quad (33)$$

となる。この制御対象の連続時間伝達関数は直流モータの負荷イナーシャ無し時のステップ応答より求めたものである。このステップ応答は線形系の応答とかなり異っており、この a 、 b 、 c の値は概略値である。直流モータの回転軸に $4380\text{g} \cdot \text{cm}^2$ の最大負荷をつけた負荷イナーシャ有りに対するシミュレーションにおける (1) 式の a 、 b 、 c の値は、実機の負荷イナーシャ有りのステップ応答より $a = 1$ 、 $b = 12.6$ 、 $c = 441$ とした。

また、規範モデルの伝達関数は

$$G_m(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{15}{s + 10} \right] \dots\dots\dots (34)$$

とした。適応制御器の設計パラメータについては、 D_p はこれを含んだ拡張制御対象が ASPR になるように $D_p = 1.8$ とした。また、 T_P 、 T_I は理論的に正值であればどんな値でもよいが、収束速度を速める（よい過渡応答を得る）ためにはそれなりの値の範囲があり、ここでは、

$$T_P = T_I = \text{diag}(10^{-3} \quad 1.5 \times 10^{-1} \quad 2 \times 10^{-3}) \quad (35)$$

とした。

以下の実験では、規範モデルの入力としてステップ関数

と正弦波を用いたときの負荷イナーシャを変えた場合のシミュレーションと実機運転結果を示す。さらに、実機に PID 制御を施したときの出力応答を示し、SAC との制御性能を比較する。ただし、縦軸は図 4 以外は AD 変換値で、その換算値は 2 節に示したように $(180/2015)^\circ$ である。

〈4・1〉 ステップ関数の規範モデル入力 図 3 は、負荷イナーシャ有りと無しに対する規範モデル入力をステップ関数としたときのシミュレーション結果である。図の (a)、(b) は従来のアルゴリズム⁽¹⁰⁾（図 2 で規範モデルに対する D_p を取り除いたもの）、図の (c)、(d) は提案したアルゴリズムに対する出力応答と入力応答で、 $y_p(k)$ 、 $y_m(k)$ 、 $u_p(k)$ はそれぞれ制御対象の出力、規範モデルの出力、制御対象への適応制御入力である。

図 3(a) では、負荷イナーシャ有りと無しのどちらの場合も $y_p(k)$ と $y_m(k)$ とは一致せず、このことは、従来のアルゴリズムでは拡張出力誤差は 0 になり (20) 式は満たされるが、(18) 式のもの系に対する出力誤差は有界にはなるが、0 にならないことがわかる。図 3(c) より、提案したアルゴリズムに対しては、負荷イナーシャ無しに対して $y_p(k)$ と $y_m(k)$ の定常値が一致し、出力誤差が生じないことがわかる。また、負荷イナーシャ有りの場合に、過渡状態のとき $y_p(k)$ は少し振動的となるが、定常状態では $y_m(k)$ に出力誤差なく追従し、負荷イナーシャ変化に対しても、良好な応答が得られていることがわかる。

図 4 は規範モデル入力をステップ関数とした場合の負荷イナーシャ無しのときの適応ゲイン応答を示したもので、適応ゲインは、適応動作が終了した後一定値になっており、このことは、適応ゲインの定常値が時変でなく時不変であると仮定した AOT 理論による解析結果がシミュレーション結果と一致していることを示している。

図 5、6 は規範モデル入力がステップ関数とした場合の直流モータ位置制御の実機運転結果である。図の (a)、(b) はそれぞれ従来および提案したアルゴリズムに対するものである。従来法の出力応答はシミュレーションのときと同様、出力誤差が 0 になっていない。負荷イナーシャ有りのときの図 6(b) においては、過渡状態の振幅は負荷イナーシャ無しのときの図 5(b) に比べわずかに振動的となっているが、定常状態では負荷イナーシャ無しのときと同様に $y_p(k)$ は $y_m(k)$ によく一致していることがわかる。

〈4・2〉 正弦波の規範モデル入力 図 7 は規範モデル入力を

$$u_m(k) = 700 \sin(0.01\pi k) \dots\dots\dots (36)$$

としたときのシミュレーション結果の入出力応答である。図 7 の (a)、(b) は負荷イナーシャ無しの場合、図 7 の (c)、(d) は負荷イナーシャ有りの場合である。図 7(c) より、負荷イナーシャ有りは 2 秒ほどで出力誤差がなくなり出力追従していることがわかる。また、図 7(a) より、負荷イナーシャ無し時の $y_p(k)$ 、 $y_m(k)$ は、負荷イナーシャ有り時より長い、6 秒ほどで一致していることがわかる。

図3 負荷イナーシャ変化に対する入出力応答のシミュレーション結果 (規範モデル入力: ステップ関数)

Fig.3. Simulation results of input and output responses with load change (model input: step function).

図4 負荷イナーシャ無しに対する適応ゲインのシミュレーション結果 (規範モデル入力: ステップ関数)

Fig.4. Simulation results of adaptive gains with no load (model input: step function).

図8 は実機運転結果である。図8(a)は負荷イナーシャ

図5 負荷イナーシャ無しに対する直流モータの出力応答 (規範モデル入力: ステップ関数)

Fig.5. Output responses of a DC motor system with no load (model input: step function).

図6 負荷イナーシャ有りに対する直流モータの出力応答 (規範モデル入力: ステップ関数)

Fig.6. Output responses of a DC motor system with load (model input: step function).

無し的时候, 図8(b)は負荷イナーシャ有りのときの出力応答である。この図より, 負荷イナーシャ無しの場合, 負荷イナーシャ有りの場合ともに初期の過渡応答後, $y_p(k)$ は $y_m(k)$ に速やかに一致していることがわかる。

以上のシミュレーションと実機運転結果より, 従来の CGT 理論に基づいたアルゴリズムでは規範モデル入力はステップ関数入力に限られていたが, ここで, 構成した AOT 理論に基づくアルゴリズムによれば, 規範モデル入力をステップ関数を含む広い範囲のものに拡張できることが確認できた。

〈4・3〉PID制御との比較 固定ゲインPID制御は実用的な制御の一つである。以下では, 規範モデルの出力を目標入力としたPID制御系に対して, 負荷イナーシャを変え

図7 負荷イナーシャ変化に対する入出力応答のシミュレーション結果（規範モデル入力：正弦波）

Fig. 7. Simulation results of input and output responses with load change (model input: sine wave).

た場合の実機運転結果を示し、これまでの結果を比較検討する。このときのPID制御器の伝達関数は $k_p + (k_i/s) + k_d s$ とする。

図9, 10は規範モデル入力をステップ関数としたときのPID制御に対する出力応答である。図の(a), (b)はそれぞれ負荷イナーシャ無しの場合と負荷イナーシャ有りの場合である。PID制御器としてはSACと同じサンプル周期10msのデジタルPID制御とした。図9の場合は、PID制御器のパラメータを負荷イナーシャ有りのときオーバシュートなくできるだけ短い時間で整定するように試行錯誤により調整したもので、 $k_p = 0.1$, $k_i = 0.2$, $k_d = 0.01$ とし

図8 負荷イナーシャ変化に対する直流モータの出力応答（規範モデル入力：正弦波）

Fig. 8. Output responses of a DC motor system with load change (model input: sine wave).

図9 負荷イナーシャ変化に対するPID制御方式の出力応答（規範モデル入力：ステップ関数）

Fig. 9. Output responses of PID control with load change (model input: step function).

た。また、図10の場合は、逆に負荷イナーシャ無しのと良い出力応答が得られるように調整したもので、 $k_p = 0.1$,

図 10 負荷イナーシャ変化に対する PID 制御方式の出力応答 (規範モデル入力: ステップ関数)
Fig. 10. Output responses of PID control with load change (model input: step function).

図 11 負荷イナーシャ変化に対する PID 制御方式の出力応答 (規範モデル入力: 正弦波)
Fig. 11. Output responses of PID control with load change (model input: sine wave).

$k_i = 0.7$, $k_d = 0.01$ とした。図 9, 10 において, 負荷イ

図 12 負荷イナーシャ変化に対する PID 制御方式の出力応答 (規範モデル入力: 正弦波)
Fig. 12. Output responses of PID control with load change (model input: sine wave).

ナーシャ有りの状態で PID 制御器のパラメータを調整すれば, 負荷イナーシャを除いても出力追従するが, 負荷イナーシャ無しの状態で PID 制御器のパラメータを調整すれば, 負荷イナーシャ有り時に不安定になってしまうことがわかる。

これに対し提案した SAC の場合は, 図 5, 6 に見られるように負荷イナーシャ変化に対しても出力誤差が 0 となり, 安定に動作している。また, 図 5(b) と図 9(a), 図 6(b) と図 9(b) とを比較すると, 負荷イナーシャ無しの場合, 負荷イナーシャ有りの場合ともに出力誤差の収束は SAC のほうが速くなっている。

図 11, 12 は正弦波を規範モデル入力とした場合の PID 制御の出力応答を示したものである。図の (a), (b) はそれぞれ負荷イナーシャ無しの場合と負荷イナーシャ有りの場合である。図 11 は, PID 制御器のパラメータを負荷イナーシャ無しのとき良い応答が得られるように調整したもので, $k_p = 0.1$, $k_i = 0.65$, $k_d = 0.01$ としたが, こうすると負荷イナーシャ有り時に不安定になってしまう。図 12 は, 負荷イナーシャ有り時に良い応答が得られるようにパラメータ調整したもので, $k_p = 0.1$, $k_i = 0.2$, $k_d = 0.01$ とした。しかし, このときは負荷イナーシャ無しと有りのどちらの場合も制御対象の出力 $y_p(k)$ は規範モデルの出力 $y_m(k)$

に追従できない。すなわち、図 8 の SAC の場合は負荷イナーシャの有無に係わらず出力誤差 0 になるが、図 11, 12 の PID 制御ではそうならないことがわかる。

なお、SAC の場合はすべての図に対して、制御器の可調整パラメータ T_P , T_I を同じ (35) 式の値にとったが、PID 制御では PID ゲインを各図に対して最適調整したため異った値となっている。SAC の場合も各図に対して最適な T_P , T_I を用いれば、さらにより出力応答が得られる。

以上より、固定パラメータを持つ PID 制御では、種々の目標入力や負荷イナーシャを変えた場合に対して、よい出力応答を実現することは極めて困難であるが、ここで構成した AOT 理論に基づく SAC アルゴリズムによれば、それが可能となることが確認できた。

5. あとがき

SAC は適応則が簡単で実システムに対する実装化も簡単になるという大きな特長があり、実用上有望な制御方式である。

本稿では新しい離散時間 SAC アルゴリズムを構成し、それを負荷イナーシャを大幅に変える直流モータの位置制御に適用した。

ここで、用いたアルゴリズムの実用面における特長は、規範モデル入力をステップ以外の関数にも拡張できることと、多入出力系にも適用できることである。

シミュレーションと実機運転結果を通して、ここで用いた SAC アルゴリズムが、負荷イナーシャを大幅に変えることを伴うとともにいろいろな規範モデル入力に対して、出力誤差が 0 となる応答を示すことを確認した。

最後に、固定ゲイン PID 制御に対する実機運転結果を示し、この方式は大幅な負荷イナーシャ変化と種々の目標入力の両方ともに、一つの制御器で対峙することは極めて困難であることを確認した。このことは、ここで用いた SAC アルゴリズムが固定ゲイン PID 制御器よりよい性能を有することを示すものである。

(平成 11 年 4 月 12 日受付, 同 11 年 10 月 8 日再受付)

文 献

- (1) G. C. Goodwin, P. J. Ramadge & P. E. Caines: "Discrete-time Multivariable Adaptive Control", IEEE Trans. on Automatic Control, **AC-25**, pp.449-456(1980-3)
- (2) K. J. Åström & B. Wittenmark: "Self-Tuning Controllers Based on Pole-Zero Placement", IEE Proc. D, **127-D**, pp.120-130(1980-3)
- (3) W. A. Wolovich & P. L. Falb: "Invariants and Canonical Forms under Dynamic Compensation", SIAM J. Control & Optimization, **14**, pp.996(1976)
- (4) J. R. Broussard & M. J. O'Brien: "Feedforward Control to Track the Output of a Forced Model", IEEE Trans. on Automatic Control, **AC-25**, pp.851-853(1980-4)
- (5) I. Bar-Kana: "Parallel Feedforward and Simplified Adaptive Control", Int. J. Adaptive Control and Signal Processing, **1**, pp.95-109(1987)
- (6) I. Bar-Kana & H. Kaufman: "Global Stability and Perfor-

mance of a Simplified Adaptive Control", Int. J. Control, **42**, pp.1491-1505(1985-6)

- (7) I. Bar-Kana: "Positive-Realness in Discrete-Time Adaptive Control Systems", Int. J. Systems Sci., **17**, pp.1001-1006(1986-7)
- (8) I. Bar-Kana: "Absolute Stability and Robust Discrete Adaptive Control of Multivariable Systems", Control and Dynamic Systems, Academic Press, **31**, pp.157-183(1989)
- (9) 大塚・岩井・水本: 「離散時間単純適応制御系における実行可能な制御アルゴリズム」, 熊本電波工業高等専門学校研究記要, **18**, pp.1-9(平成 3)
- (10) 柴田・紅林: 「簡易型適応制御に対する離散時間アルゴリズム」, SICE 論文集, **31**, pp.177-184(平成 7-2)
- (11) H. Kaufman, I. Bar-Kana & K. Sobel: Direct Adaptive Control Algorithms: Theory and Applications, (1993) Springer-Verlag
- (12) 大塚・岩井・水本: 「並列フィードフォワード補償器を併用する離散時間 SAC 系の一構成法」, SICE 論文集, **34**, pp.96-104(平成 10-2)
- (13) I. Bar-Kana: "Adaptive Control: A Simplified Approach", Control and Dynamic Systems(C. T. Leondes ed.), Academic Press, **25**, pp.187-236(1987)
- (14) 大塚・水本・岩井: 「Command Generator Tracker 手法に基づく離散時間適応制御系構成とその実験的検討」, 日本機械学会論文集(C), **62**-594, pp.601-608(平成 8-2)
- (15) I. Bar-Kana, & H. Kaufman: "Discrete Direct Multivariable Adaptive Control", IFAC Adaptive System in Control and Signal Processing Proc., San Francisco USA, pp.357-362(1983)
- (16) H. Shibata, Y. Sun, T. Fujinaka & G. Chen: "A Discrete-time Algorithm for Simple Adaptive Control with the Same Dynamic Parallel Feedforward Compensators", IFAC Workshop ACSP'98 Preprints Proc., Glasgow UK, pp.88-93(1998)
- (17) K. Sobel, H. Kaufman & L. Mabus: "Implicit adaptive control for a class of MIMO systems", IEEE Trans., **AES-18**, pp.576-590(1982-5)

孫 宇 (学生員) 1959 年 9 月 13 日生。1983 年中国渝州大学制御工学科卒業。同大学工学部制御工学科助手, 講師を経て, 92 年重慶建築大学講師, 現在に至る。93~95 年大阪府立大学共同研究員。現在, 同大学院博士後期課程在学中。適応制御理論とその応用などの研究に従事。

柴田 浩 (正員) 1939 年 7 月 25 日生。1962 年, 大阪府立大学工学部電気工学科卒業。1 年間富士電機(株)に勤務。63 年大阪府立大学工学部電子工学科助手。87 年同教授。現在同情報工学科教授。適応制御理論とその応用などの研究に従事。工学博士, 電子情報通信学会, IEEE などの会員。

丸岡 玄門 (非会員) 1948 年 2 月 23 日生。1975 年大阪府立大学大学院工学研究科博士後期課程(電子工学専攻)修了。同年, 同大学工学部電子工学科助手, 92 年同講師, 現在, 同情報工学科講師。むだ時間系の最適制御の研究を経て, 疑似マルチ CPU, 故障検出, 適応制御などの研究に従事。工学博士, システム制御情報学会, 電子情報通信学会などの会員。