アダプティブフィードフォワード制御を用いた速度および位置制御システム*

鎌野 琢也**・鈴木 茂行**・井内 則久**・富塚 誠義***

Adaptive Feedforward Control for Speed Control System and Positioning System*

Takuya KAMANO**, Takayuki SUZUKI**,
Norihisa IUCHI** and Masayoshi TOMIZUKA***

This paper considers the use of an adaptive feedforward controller for both a speed control system and a positioning system with a DC servo motor. The parameters of the feedforward controller are adjusted by an adaptation algorithm, the objective of which is to make the feedforward controller a dynamic inverse of the plant. Moreover, an adaptive disturbance compensator is used, and its parameter is adjusted by the algorithm. The error between the desired output and actual output is used as the adaptation error signal as well as the input to the nonadaptive feedback controller. After the adaptive process is completed, the input to the motor is no longer supplied by the feedback controller but by the feedforward controller. The stability of the proposed adaptive control systems is analyzed and experimentally verified.

1. ま え が き

フィードフォワード制御はプラントの動特性および外乱などが既知である場合に有効な制御法であり、例えば逆システムの考えを利用することによりシステムの応答を著しく改善することが可能である。しかしながら、プラントの動特性は環境あるいは動作条件に依存し、外乱を正確に把握することは困難である。それゆえ、一般的にはフィードバック制御を用いることが多い。しかし、産業用ロボットあるいは工作機械などの速度および位置制御システムにおいては目標値や負荷が頻繁かつ大幅に変動するため、フィードバック制御だけでは不十分な場合もある。一方、プラントの動特性の変動や外乱入力に応じてコントローラを自動的に調整する適応制御はプラントの動特性などが未知の場合にも有効であり、産業応用分野において種々の適用例が報告されている^{1), 2)}。したがって、フィードフォワードコントローラに適応機能

を持たせることで未知プラントに対してもその応答性を改善することができ^{3)~5)}、特に、フィードフォワードコントローラにニューラルネットワークを用いた例が報告されており成果を挙げている^{6), 7)}。

本論文ではその一例として、固定フィードバックゲインを用いたフィードバック制御システムに適応機能を有するフィードフォワードコントローラを付加した速度および位置制御システムについて検討する。そのフィードフォワードコントローラは応答性の改善を目的としたアダプティブフィードフォワードコントローラ (AFC) と外乱補償のためのアダプティブディスタージャンプスコントローラ (ADC) からなり、フィードバック制御の実行とともに、AFC はフィードバックループの伝達関数のパラメータを同定し逆システムを構成するように、また、ADC は外乱の影響を補償するように調整される。それゆえ、適応後のシステムの応答は著しく改善される。本論文で扱うプラントの次数は既知、パラメータの大きさが未知であり、かつ、著しい非線形性を有していないことを前提としている。それゆえ、参考文献 6), 7) に示されているように適応パラメータ間の相互結合は考慮されていない。したがって、フィードフォワードコントローラの構成はプラントに依存するものの従来の理論が適用でき、システムの把握が容易となる。

* 原稿受付 1990. 9. 1

** 徳島大学 工学部 The University of Tokushima ; 2-1, Minamijosanzima, Tokushima 770, JAPAN

*** カリフォルニア大学 バークレー校 University of California at Berkeley ; Berkeley, California 94720, U.S.A.

Key Words : adaptive control feedforward control, dynamic inverse system, speed control system, positioning system.

本論文では AFC および ADC を直流サーボモータによる速度ならびに位置制御システムに適用した場合の適応アルゴリズムの安定性の証明とトラッキングおよびレギュレーション問題における両制御システムの応答特性について検討している。その結果、有界かつ微分可能な任意の規範入力に対して提案した適応システムの安定性が理論的に証明され、両コントローラの有効性が実測結果より確かめられたので以下に報告する。

2. 安定性解析

直流サーボモータの入力電圧から速度出力への伝達関数は電気的時定数を無視すると次式で近似される。

$$G_m(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (1)$$

ここで、 τ : 機械的時定数、 K : ゲイン定数である。以下の解析は (1) 式を用いて行なう。

2.1 速度制御システム

AFC および ADC を用いた速度制御システムの構成を Fig. 1 に示す。AFC には速度規範入力およびその一階微分信号が、また、外乱は未知であるが一定と仮定しているので ADC には一定信号が入力される。両コントローラの各適応パラメータは偏差 $e_{fs}(t)$ を零に収束させるように調整される。偏差 $e_{fs}(t)$ が零に収束することは外乱の影響が補償されるとともに、プラントがフィードバックループに依らずフィードフォワードコントローラに依ってのみ制御されることを意味している。

(1) 式および構成図より、次の関係式を得る。

$$e_{is}(t) = \hat{W}_1(t)\alpha_s D\omega_r(t) + \hat{W}_0(t)\alpha_s \omega_r(t) + \hat{W}_n(t)V_c \quad (2)$$

$$e_{fs}(t) = \alpha_s \{\omega_r(t) - \omega(t)\} \quad (3)$$

$$u(t) = k_c \{e_{is}(t) + e_{fs}(t)\} + d \quad (4)$$

$$\omega(t) = G_m(D)u(t) \quad (5)$$

Fig. 1 Block diagram of speed control system with adaptive feedforward controller (AFC) and adaptive disturbance compensator (ADC)

ここで、 D : 微分演算子、 $e_{is}(t)$: フィードフォワードコントローラの出力、 $\hat{W}_i(t)$ ($i=0, 1, n$): AFC および ADC の各適応パラメータ、 $\omega_r(t)$: 速度規範入力、 V_c : 一定入力、 α_s : 速度検出器の係数、 $e_{fs}(t)$: 速度フィードバックループの偏差、 $u(t)$: モータ入力電圧、 $\omega(t)$: モータ速度出力、 k_c : 固定フィードバックゲイン、 d : 外乱入力、 $G_m(D)$: (1) 式で与えられるモータの伝達関数である。これらの関係式から次式を得る。

$$G_{cs}(D)e_{fs}(t) = -(\hat{P}_s(t) - P_s)^T \Phi_s(t) \quad (6a)$$

$$G_{cs}(D) = \frac{\tau}{k_c K \alpha_s} D + \frac{1 + k_c K \alpha_s}{k_c K \alpha_s} \quad (6b)$$

$$\hat{P}_s^T(t) = [\hat{W}_1(t), \hat{W}_0(t), \hat{W}_n(t)] \quad (6c)$$

$$P_s^T = \left[\frac{\tau}{k_c K \alpha_s}, \frac{1}{k_c K \alpha_s}, \frac{-d}{k_c V_c} \right] \quad (6d)$$

$$\Phi_s^T(t) = [\alpha_s D\omega_r(t), \alpha_s \omega_r(t), V_c] \quad (6e)$$

であり、 T は転置を意味する。本システムのパラメータベクトル $P_s(t)$ は次式で表わされる適応アルゴリズムで調整される。

$$\frac{d\hat{P}_s(t)}{dt} = \gamma e_{fs}(t) \Phi_s(t) \quad (7)$$

ここで、 $\gamma > 0$ は適応アルゴリズムのゲインである。本適応システムは次の条件のもとで漸近安定であることが容易に求められる^{1), 8)}。

- 1) $1/G_{cs}(s)$ が強正実である。
- 2) 入力ベクトル $\Phi_s(t)$ が有界である。

本システムにおいて (6b) 式より条件 1) は満足されており、条件 2) は $D\omega_r(t)$ 、 $\omega_r(t)$ がともに有界であれば満足される。それゆえ、次式が成立する。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{fs}(t) = 0 \quad (8)$$

また、 $e_{fs}(t)$ が Persistently Exciting (PE) 特性を有するならば同時に

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{P}_s(t) = P_s \quad (9)$$

となる。(9) 式は各適応パラメータが真値に収束すること、すなわち、ADC によって外乱が補償され、AFC によってフィードバックループの逆システムが漸近的に構成されることを表わしている。

2.2 位置制御システム

速度制御システムと同様に、AFC および ADC を用いた位置制御システムも構成することが可能である。しかしながら、位置出力のフィードバックのみでは閉ループの伝達関数が強正実とはならない。そこで、伝達関数を強正実と

Fig. 2 Block diagram of positioning system with adaptive feedforward controller (AFC) and adaptive disturbance compensator (ADC)

するために, Fig. 2 に示すように速度フィードバックループと前置フィルタを付加する. Fig. 2 より, 次の関係式を得る.

$$e_{ip}(t) = \hat{W}_2(t)\alpha_p D\theta_r(t) + \hat{W}_1(t)\alpha_p \theta_r(t) + \hat{W}_n(t)V_c \quad (10)$$

$$e_{fp}(t) = \left(\frac{\alpha_p}{k_g} D + \alpha_s\right)\theta_r(t) - \left(\frac{\alpha_p}{k_g} D + \alpha_s\right)\theta(t) \quad (11)$$

$$u(t) = k_c\{e_{ip}(t) + e_{fp}(t)\} + d \quad (12)$$

$$\omega(t) = G_m(D)u(t) \quad (13)$$

$$D\theta(t) = k_g\omega(t) \quad (14)$$

ここで, $e_{ip}(t)$: AFC と ADC の出力の和, $\hat{W}_i(t)$ ($i = 1, 2, n$): 各適応パラメータ, $\theta_r(t)$: 位置規範入力, $\theta(t)$: 出力位置, $e_{fp}(t)$: 位置フィードバックループの偏差, α_p : 位置検出器の係数, k_g : ギアの減速比, 他の記号は前述のとおりである. (1) 式および (10)~(14) 式より次式が導出される.

$$G_{cp}(D)e_{fp}(t) = -(\hat{P}_p(t) - P_p)^T \Phi_p(t) \quad (15a)$$

ここで,

$$G_{cp}(D) = \frac{\tau D^2 + (1 + k_c K \alpha_s)D + k_c k_g K \alpha_p}{k_c K \alpha_s D + k_c k_g K \alpha_p} \quad (15b)$$

$$\hat{P}_p^T(t) = [\hat{W}_2(t), \hat{W}_1(t), \hat{W}_n(t)] \quad (15c)$$

$$P_p^T = \left[\frac{\tau}{k_c k_g K \alpha_p}, \frac{1}{k_c k_g K \alpha_p}, \frac{-d}{k_c V_c} \right] \quad (15d)$$

$$\Phi_p^T(t) = [\alpha_p D^2 \theta_r(t), \alpha_p D \theta_r(t), V_c] \quad (15e)$$

本システムにおいても速度制御システムと同様の適応アルゴリズムを用いてパラメータを調整する.

$$\frac{d\hat{P}_p(t)}{dt} = \gamma e_{fp}(t) \Phi_p(t) \quad (16)$$

ここで, モータの時定数 τ , ゲイン定数 K はその標準値 τ^* , K^* の前後で変動し, その変動幅は既知とする. そのとき, τ の最大値を $\tau_{\max}$, K の最小値を $K_{\min}$ とすると, 固定フィードバックゲイン k_c を

$$k_c > 0 \text{ かつ } k_c > \frac{\tau_{\max} k_g \alpha_p}{K_{\min} \alpha_s^2} - \frac{1}{K_{\min} \alpha_s} \quad (17)$$

となるように選定すれば, $1/G_{cp}(s)$ は強正実となる. また, $D^2\theta_r(t)$, $D\theta_r(t)$ がともに有界であれば, 前述の条件 1) 2) は満足され, 次式が成立する (付録参照).

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{fp}(t) = 0 \quad (18)$$

また, $e_{fp}(t)$ が PE 特性を有するならば

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{P}_p(t) = P_p \quad (19)$$

も同時に成立する.

以上の結果, モータの時定数 τ , ゲイン定数 K の標準値より定められる固定フィードバックゲインの大きさに条件が付随するものの, 有界かつ二階微分可能な任意の規範入力に対して本適応システムの安定性が証明された.

3. 実測結果

供試モータの定数およびパラメータを Table 1 に示す. Table 2 はシステムパラメータの各値を示している. 本モータの時定数とゲイン定数の標準値はそれぞれ $\tau^* = 2.81 \times 10^{-2}(\text{s})$, $K^* = 19.2((\text{rad/s})/\text{V})$ となる. ただし, 実験においてはあらかじめ $J_L = 4.41 \times 10^{-4}(\text{kgm}^2)$ を未知のパラメータ変動として与えておく. このとき, 時定数は $\tau = 4.04 \times 10^{-1}(\text{s})$ となる. また, モータのクーロン摩擦トルクは電圧換算することによって $d_0 = 1.29(\text{V})$ の一定外乱として取り扱う.

トラッキング問題における規範入力は微分可能な波形でなければならない. 以下に示す速度制御および位置制

Table 1 Specification and parameters of tested motor

rated capacity	35	W
rated armature voltage	24	V
rated armature current	2.5	A
rated torque	1.0	kgcm
rated speed	3500	rpm
instantaneous maximum armature current	22	A
armature resistance	R_a	2.26 Ω
moment of inertia	J_m	3.30×10^{-5} kgm ²
viscous friction torque coefficient	f	2.20×10^{-5} Nm/(rad/s)
Coulomb friction torque	t_o	0.029 Nm
back electromotive force constant	K_v	0.051 V/(rad/s)
torque constant	K_r	0.051 Nm/A

Table 2 System parameters

α_s	2.98×10^{-2}	V/(rad/s)
α_p	1.55	V/rad
k_g	0.01	—

Fig. 3 Input signals of adaptive feedforward controller

御の各実験においてはそれぞれ Fig. 3 に示す $\phi_0(t)$, $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ を用いる。ここで, $\phi_0(t)$, $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ はあらかじめ計算により求め ROM (12 bit) に記憶しておき, 随時読み出すことにより制御実行時の微分演算を省略している。レギュレーション問題においては規範入力を一定とし, モータの負荷として接続されている同一定格の直流発電機の電機子電流を急変することにより, モータにステップ状の外乱を加える。

3.1 速度制御システム

Fig. 4 は固定フィードバックゲイン k_c を $k_c = 4$, 適

(a) desired output, $\omega_r(t)$ and actual output, ω (b) error signal, $e_{fs}(t)$ and output signal of AFC and ADC, $e_{is}(t)$ Fig. 4 Responses of speed control system with AFC and ADC in early stage of adaptation ($\gamma = 10$)

応アルゴリズムのゲイン γ を $\gamma = 10$ とし, Fig. 3 に示す規範入力 (周期 8(s)) に対する本システムの適応初期段階における応答特性である。パラメータベクトルの初期値を零としているので $e_{is}(t)$ は零より漸次増加し, 一方, $e_{fs}(t)$ は減少している。それに伴い出力 $\omega(t)$ は規範入力 $\omega_r(t)$ に接近している。Fig. 5 は適応後 (規範入力 49~50 周期目) のシステムの応答特性である。 $e_{fs}(t)$ はほぼ零に収束しており, モータが $e_{is}(t)$ によって制御されていることがわかる。また, 出力 $\omega(t)$ は規範入力 $\omega_r(t)$ とほぼ一致しており, この結果, フィードフォワードコントローラを用いることによって応答特性が著しく改善されることが明らかとなった。Fig. 6 は各適応パラメータの応答である。 γ の大きさにより収束の早さは異なるものの, 各適応パラメータはほぼ一定値に収束している。Fig. 7 は次式で求められる適応過程における二乗平均誤差を示している。

$$\varepsilon_s(k) = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \{\omega_r(t+t_k) - \omega(t+t_k)\}^2 dt \quad (20)$$

ここで, T_r は規範入力の周期である。同図より, 誤差の収束性は適応アルゴリズムのゲイン γ の値に依存するものの, 誤差はフィードバック制御のみの場合に比較して 2 桁程度減少している。

つぎに, Fig. 3 に示される規範入力を用いて適応後,

 (a) desired output, $\omega_r(t)$ and actual output, ω

 (b) error signal $e_{fs}(t)$ and output signal of AFC and ADC, $e_{is}(t)$

 Fig. 5 Responses of speed control system with AFC and ADC after adaptation ($\gamma = 10$)

Fig. 6 Responses of parameters of AFC and ADC

Fig. 7 Mean square error of speed control system with AFC and ADC

 (a) desired output, $\omega_r(t)$ and actual output, ω

 (b) error signal, $e_{fs}(t)$ and output signal of AFC and ADC, $e_{is}(t)$

 (c) parameters, $\hat{W}_0(t)$, $\hat{W}_1(t)$, $\hat{W}_n(t)$

 Fig. 8 Responses of speed control system with AFC and ADC to step disturbance ($\gamma = 10$)

規範入力を一定としステップ状の外乱 ($d = 2.17 \text{ V}$: モータの 1/2 定格トルクに相当) を加えた場合の応答特性を Fig. 8 に示す. 外乱の急変により, 出力 $\omega(t)$ は一時的に規範入力 $\omega_r(t)$ からはずれ誤差 $e_{fs}(t)$ が増加する. しかし, 外乱変化を補償するように $\hat{W}_n(t)$ および $\hat{W}_0(t)$ が調整されている. それによって, $e_{fs}(t)$ は漸次減少し, 約 1 秒後に $\omega(t)$ は $\omega_r(t)$ と一致している. この結果はトラッキング問題だけでなくレギュレーション問題においても本適応システムが有効であることを示している.

3.2 位置制御システム

位置制御システムの実験において, 各適応パラメータには Fig. 3 に示す $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ が入力される. また,

(a) desired output, $\theta_r(t)$ and actual output, $\theta(t)$ (b) error signal, $e_{ip}(t)$ and output signal of AFC and ADC, $e_{if}(t)$ Fig. 9 Responses of positioning system with AFC and ADC in early stage of adaptation ($\gamma = 20$) (a) desired output $\theta_r(t)$ and actual output, $\theta(t)$ (b) error signal, $e_{ip}(t)$ and output signal of AFC and ADC, $e_{if}(t)$ Fig. 10 Responses of positioning system with AFC and ADC after adaptation ($\gamma = 20$)

固定フィードバックゲイン k_c は (17) 式より $k_c = 4$ とし、規範入力 $\theta_r(t)$ の周期は 8(s) としている。

Fig. 9 および Fig. 10 はそれぞれ同一の規範入力に対し、適応アルゴリズムのゲイン γ を $\gamma = 20$ とした場合の適応初期段階および適応後（規範入力 49～50 周期目）の応答特性である。誤差 $e_{fp}(t)$ は漸次減少し、適応後にはほぼ零に収束している。この結果から提案システムは (18) 式を満足していることが実験により確かめられた。したがって、適応後、出力 $\theta(t)$ は規範入力 $\theta_r(t)$ にほぼ一致しており、システムの応答特性が著しく改善されることが明らかとなった。Fig. 11 は同過程における各適応パラメータの応答である。各パラメータは初期値零から適応過程の進行とともにほぼ一定値に収束している。適応過程における一周期ごとの二乗平均誤差は次式で求められ、ゲイン γ をパラメータとした場合の特性を Fig. 12 に示す。

$$\varepsilon_p(k) = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \{\theta_r(t+t_k) - \theta(t+t_k)\}^2 dt \quad (21)$$

この結果から、 $\varepsilon_p(k)$ の収束性は γ に依存するものの、その大きさはフィードバック制御のみに場合に比べ十分小さく、AFC および ADC の有効性が確かめられた。以上の結果から、位置制御システムにおいても提案したアダプティブフィードフォワードコントローラを用いてシステムの応答性を著しく改善できることが確かめられた。

Fig. 11 Responses of parameters of AFC and ADC

Fig. 12 Mean square error of positioning system with AFC and ADC

4. むすび

本論文ではアダプティブフィードフォワードコントローラを用いた速度制御ならびに位置制御システムを提案している。まず、両適応制御システムの安定性を解析し、つぎに、トラッキング問題およびレギュレーション問題に対する両システムの応答特性の実測結果を示している。

以上の結果、モータの伝達関数を一次遅れ要素で近似した場合、速度制御システムでは閉ループ伝達関数がおのずと強正実となるため何らの予備知識を必要とせず、また、位置制御システムではそれを強正実とするために速度フィードバックループと前置フィルタを付加し固定フィードバックゲインに条件が付随するものの、有界かつ微分可能な任意の規範入力に対して適応システムの安定性が証明されている。それらの検討結果をもとに試作した適応コントローラはシステムの応答特性を著しく改善するとともに一定外乱入力の補償に有効であることが確かめられた。それゆえ、提案した両制御システムは実際の応用において有用であると考えられる。

参 考 文 献

- 1) ランダウ, 富塚: 適応制御システムの理論と実際, オーム社 (1981)
- 2) K. J. Astrom: Theory and Applications of Adaptive Control-A Survey; Automatica, Vol. 19, No. 5, pp. 471~486 (1983)
- 3) R. Kelly: A Linear-State Feedback Plus Adaptive Feedforward Control for DC Servo-Motors; IEEE. Trans. Vol. IE-34, No. 2, pp. 153~157 (1987)
- 4) T. C. Tsao and M. Tomizuka: Adaptive Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control; ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 109, pp. 349~354 (1987)
- 5) 富塚: 基礎適応制御理論とロボット制御への応用—II; 日本ロボット学会誌, Vol. 3, No. 6, pp. 104~111 (1985)
- 6) 古川, 川人, 鈴木: 運動制御の神経モデルに基づくマニピュレータの階層学習制御; 電子情報通信学会技術報告, Vol. MBE 85, No. 92, pp. 93~102 (1985)
- 7) 加納, 川人, 鈴木: フィードバック誤差学習によるマニピュレータの逆キネマティクス・逆ダイナミクス学習シミュレーション; 電子情報通信学会技術報告, Vol. MBE 88, No. 171, pp. 91~96 (1989)
- 8) I. D. Landau: Adaptive Control; The Model Reference Approach, Marcel Dekker (1979)

付録 適応位置制御システムの安定性

速度制御システムと同様に本システムの安定性が証明される。(15a)式より

$$e_{fp}(t) = \frac{1}{G_{cp}(D)} [-\tilde{P}_p(t)]^T \Phi_p(t) \quad (A1)$$

ここで、 $\tilde{P}_p(t) = \hat{P}_p(t) - P_p$ であり、 $\hat{P}_p(t)$ は(17)式で調整される。それゆえ、 $D^2\theta_r(t)$, $D\theta_r(t)$ がともに有界であり、 $1/G_{cp}(s)$ が強正実であれば、本システムは

漸近超安定となる。 $1/G_{cp}(s)$ が強正実となるためには

$$\frac{(1+k_c K \alpha_s)}{\tau} > 0 \quad (A2)$$

$$\frac{k_c k_g K \alpha_p}{\tau} > 0 \quad (A3)$$

$$\frac{(1+k_c K \alpha_s) k_c K \alpha_s}{\tau} > \frac{k_c k_g K \alpha_p}{\tau} > 0 \quad (A4)$$

の各条件を満足しなければならない。(A2)式、(A3)式は

$$k_c > 0 \quad (A5)$$

とすることで満足される。ここで、 τ , K がその標準値 τ^* , K^* の前後で変動し、その変動幅は既知とする。(A4)式の条件は τ の最大値を $\tau_{\max}$, K の最小値を $K_{\min}$ とすると

$$k_c > \frac{\tau_{\max} k_g \alpha_p}{K_{\min} \alpha_s^2} - \frac{1}{K_{\min} \alpha_s} \quad (A6)$$

と変形される。それゆえ、(A5)式および(A6)式を満足するように k_c を選定すれば $1/G_{cp}(s)$ は強正実となる。(証明終)