外乱抑圧形線形適応制御を用いた DC サーボモータのロバスト制御

正員 大石 潔 (大阪工大)

正員 大西 公平 (慶応大)

1. まえがき

現在、DC サーボモータは産業用ロボット、工作機械などの駆動装置として広く普及している。これは、DC サーボモータが、種々のサーボ系を構築しやすいシンプルな線形システムとみなせるからである。この DC サーボモータを多関節ロボットの各関節駆動に適用した場合、様々な影響をサーボ系は受ける。例えば、ロボットアームの姿勢変化に伴う慣性モーメントの変動に代表されるパラメータ変動がサーボ系に生じるほかに、重力、摩擦力、コリオリ力、遠心力などのトルク外乱が印加される⁽¹⁾⁽²⁾。また、工作機械に適用した場合でも、負荷や作業状況によって同様なことが生じる。このようなパラメータ変動と、トルク外乱のために、サーボ系は所望の出力応答を得られなくなることが多い。従って、DC サーボモータの位置および速度制御系の設計においては、パラメータ変動に対する感度低減とトルク外乱に対する高い即応性が必然的に要求される。特に、バックラッシュ防止とサーボ系の高速応答を目的とした DD(ダイレクトドライブ)モータではそのことが言える⁽³⁾。

本論文では、このような要求を満たすために、外乱観測器に基づくフィードフォワードループ⁽⁴⁾⁽⁵⁾と、受動的適応制御と呼ばれる低感度補償器⁽⁶⁾の二者を結合させた外乱抑圧形線形適応制御系を構成する⁽⁷⁾⁽⁸⁾。更に、この外乱抑圧形線形適応制御系を DC サーボモータの位置制御に適用し、パラメータ変動とトルク外乱に対してロバストなサーボ系を実現する。本サーボ系において、外乱観測器に基づくフィードフォワードル

ープはパラメータ変動や、トルク外乱による出力偏差を速やかに、かつ完全に打消すためのスチフネス仕様を与えており、受動的適応制御による低感度補償器はパラメータ変動やトルク外乱によるシステムへの影響を低減させるための感度仕様を与えている。また、位置制御系は設定値変更に対する出力の伝達仕様(立上り時間やオーバーシュートなど)だけを考慮している。これより、外乱抑圧形線形適応制御を用いた DC サーボシステムはスチフネス仕様、感度仕様、伝達仕様の三者を独立に与える 3 自由度制御システムとなる。

本論文で示す実験では、提案する外乱抑圧形線形適応制御系が、パラメータ変動とトルク外乱による位置の変動を速やかに補償して、過渡状態でもロバストなサーボ系にさせることを立証している。

2. 外乱観測器によるフィードフォワード制御

サーボ系では、外乱に対して高い即応性をもつこと、すなわち「高いスチフネスをもつこと」が望まれる⁽⁹⁾。このことを DC サーボモータの位置制御において実現すると、図 1 のように重力・慣性力・負荷トルクなどを含めた全トルク外乱を外乱観測器により瞬時に推定し、その推定した値よりトルク外乱を消すための電圧指令を与えるフィードフォワードループを構成する方法が取られる⁽⁵⁾⁽⁹⁾。この外乱観測器は、未知入力変数を推定する零次観測器の設計手法に基づいて(1)式のように構成される⁽¹⁰⁾。ただし、 $\hat{T}_{load}$ はトルク外乱の推定値である。外乱観測器の各定数は、DC サーボモータのパラメータ公称値と推定時定数 τ_2 により(2)式のように一意に決定される⁽¹¹⁾。ここで、DC サーボモータの粘性摩擦 D は非線形特性を示すため、これをトルク外乱の一つの成分として扱うことにする。ただし、式中の*印は設計に用いられる公称

Robust Control of a DC Servo Motor Based on Linear Adaptive Control System. By Kiyoshi Ohishi, Member (Osaka Institute of Technology) & Kouhei Ohnishi, Member (Keio University).

大石 潔: 正員, 大阪工業大学
大西公平: 正員, 慶応義塾大学

図 1 制御電圧源で駆動される DC サーボモータの
フィードフォワードトルク制御系

Fig. 1. Feedforward torque controller of DC servo motor driven by controlled voltage source.

値である。

$$\hat{T}_{load} = \frac{1}{s+a} \{bl_a + [c-d(s+a)\omega_r]\} \quad (1)$$

$$a = \frac{1}{\tau_2}, \quad b = \frac{K_t^*}{\tau_2}, \quad c = \frac{J^*}{\tau_2^2}, \quad d = \frac{J^*}{\tau_2} \quad \dots (2)$$

次に、フィードフォワードゲイン $F(s)$ は、DC サーボモータの発生トルクがトルク外乱 T_{load} を打消すのに必要な電機子電圧 E_a を発生させるゲインとし、(3)式のように定める⁽⁴⁾⁽¹¹⁾。

$$F(s) = \frac{R^*}{K_t^*} \quad (3)$$

(3)式において、電機子インダクタンス L は、DC サーボモータの電気的時定数が機械的時定数に比べて十分小さいとみなせるので無視している。この(3)式のフィードフォワードゲインを(1)式の外乱観測器に含ませてフィードフォワードトルク制御系を構成すると、図2のようになる。そのときの各伝達関数は次式のようになる。

図 2 フィードフォワードトルク制御系の構成図

Fig. 2. Block diagram feedforward torque controller.

$$\frac{\omega_r(s)}{E_a(s)} = \frac{1}{\delta_1(s) \left\{ 1 - \frac{\delta_2(s)}{\delta_1(s)} \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right\} + 1} \times \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \quad (4)$$

$$\frac{\omega_r(s)}{T_{load}(s)} = \frac{\frac{R^*}{K_t^*} \left\{ \frac{1}{\tau_2 s + 1} - \frac{Ls + R}{R^*} \right\}}{\delta_1(s) \left\{ 1 - \frac{\delta_2(s)}{\delta_1(s)} \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right\} + 1} \times \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \quad (5)$$

$$\delta_1(s) = \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \left\{ \left(\frac{RJ}{K_t^*} - \frac{R^* J^*}{K_t^*} \right) s + K_e - K_e^* + \frac{JLs^2}{K_t^*} \right\} \quad (6)$$

$$\delta_2(s) = \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \left(\frac{R^* J}{K_t^*} - \frac{R^* J^*}{K_t^*} \right) s \quad (7)$$

$$T_m^* = \frac{R^* J^*}{K_t^* K_e^*}, \quad K_m^* = \frac{1}{K_e^*} \quad (8)$$

ここで、 $\delta_1(s)$ と $\delta_2(s)$ は各々 DC サーボモータのパラメータの公称値と変動時の実値との差に相当している。この場合の公称値とは、DC サーボモータを一次系のシステムとみなした際の伝達関数のパラメータ、すなわち後述の(10)式のパラメータである。また、 $\delta_1(s)$ は後述の(12)式で定義されている。(5)式により電機子抵抗 R さえ一定であれば、外乱観測器によるフィードフォワード制御系はトルク外乱を完全に打消すことができる。この性能(スチフネス仕様)を決定する外乱観測器の時定数 τ_2 は、任意に設定することができるが、本論文では DC サーボモータの電気的時定数の約 1/10 程度にしている。また、(6)式と(7)式を比較すると、電機子抵抗 R と起電力定数 K_e が一定さえあれば $\delta_1(s) \doteq \delta_2(s)$ となり、特性多項式におけるパラメータ変動の項 $\delta_1(s)$ はほぼ零に収束する。従って、図3のようにフィードフォワード制御系を制御電圧源で駆動する DC サーボモータに適用すると、トルク外乱とパラメータ変動による位置偏差は瞬時に打ち消すことができる⁽⁵⁾。

これに反し、図1のようにフィードフォワード制御系を制御電圧源で駆動する DC サーボモータに付加すると、 $\delta_1(s) \doteq \delta_2(s)$ にならない場合が多々存在する。また、制御電圧源による駆動においても $\delta_1(s)$ が零に収束するまでの過渡振動が大きく現れる場合も出てくる。そのような場合、フィードフォワード制御系だけではトルク外乱とパラメータ変動による位置偏差を瞬時に打消すことは困難である。そこで本論文では、定

図 3 制御電流源で駆動させる DC サーボモータのフィードフォワードトルク制御系

Fig. 3. Feedforward torque controller of DC servo motor driven by controlled current source.

常および過渡状態におけるパラメータ変動の項 $\delta_1(s)$ とトルク外乱 T_{load} のサーボ系への感度を鈍くさせるために、受動的適応制御による低感度補償器をフィードフォワードループの外側に配置させる。これより、DC サーボモータの駆動源がどちらのタイプでも、過渡状態を含めたロバスト制御を実現することができる。

3. 受動的適応制御による低感度補償器

受動的適応制御は図 4 に示すように、制御対象 $P(s)$ に対して規範モデル $P_m(s)$ を並列に配置し、出力偏差を適応機構に相当する補償要素 $H(s)$ を介して、制御入力の修正信号としてフィードバックするものである⁽⁶⁾。ここで、補償要素 $H(s)$ はモデル $P_m(s)$ の逆システム $P_m(s)^{-1}$ に補償ゲイン β を乗じたもので構成される。一般に、モデル $P_m(s)$ には公称伝達関数を用いるので、 $H(s)$ をそのまま設計すると純微分動作を含んでしまう。従って、高周波領域における雑音の影響を避けるために、実際には低域フィルタを $H(s)$ に付加することになる⁽⁶⁾。

一般に、DC サーボモータは(9)式のように二次系の伝達関数で表されるが、受動的適応制御の規範モデルを設計する際には、外乱観測器のフィードフォー

図 4 受動的適応制御系の基本構成

Fig. 4. Structure of passive adaptive controller.

ドゲインの設定と同様に、電機子インダクタンス L を無視した(10)式の一次系のシステムとして取扱う。(10)式の $P(s)$ と(11)式の $P_m(s)$ との差、すなわちパラメータ変動に相当するものを(12)式のような $\delta_1(s)$ で表す。一方、補償要素 $H(s)$ は(10)式の逆関数に一次遅れ要素を付加してプロパーに実現し、かつ雑音に対するフィルタ効果をもたせる。この一次遅れ要素の時間定数 τ_1 を実際に設計するときは規範モデル $P_m(s)$ の時間定数 T_m^* の 1/10 程度で設定すればよい。

$$P(s) = \frac{\omega_r(s)}{E_a(s)} = \frac{K_t}{(Ls + R)(Js + D) + K_t K_e} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$P_m(s) = \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} = \frac{\frac{1}{K_e^*}}{\frac{R^* J^*}{K_t^* K_e^*} s + 1} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$H(s) = \frac{\beta}{\tau_1 s + 1} \frac{T_m^* s + 1}{K_m^*} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\delta_1(s) = \frac{P_m(s) - P(s)}{P(s)} \quad \dots\dots\dots (12)$$

以上のように、設計された DC サーボモータの受動的適応制御系の構成図は図 5 に示され、次にこのシステムの伝達関数を示す。

$$\frac{\omega_r(s)}{E_a(s)} = \frac{1}{\frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s + 1 + \beta} \delta_1(s) + 1} \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{\omega_r(s)}{T_{load}(s)} &= \frac{1}{\frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s + 1 + \beta} \delta_1(s) + 1} \\ &\times \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s + 1 + \beta} \frac{Ls + R}{K_t} \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

(13), (14)式から、パラメータ変動とトルク外乱に対するシステムの感度は、受動的適応制御を用いた低感度補償器の補償ゲイン β によって、通常の感度の 1/

図 5 DC サーボモータの受動的適応制御系の構成図

Fig. 5. Block diagram passive adaptive controller of DC servo motor.

(1+β)に低減されていることがわかる。この低感度化の補償範囲は、補償要素 $H(s)$ の周波数特性に依存するので、 $H(s)$ に付加した低域フィルタの帯域が広がれば、過渡状態における低感度補償範囲も広がる。

4. 外乱抑圧形線形適応制御系を用いたロバスト制御

本論文では、図5の低感度補償器を図2のフィードフォワードループの外側に配置させて、過渡状態を含めたより強固なロバスト制御を実現する。これより、DC サーボモータの駆動源のタイプが制御電圧源であれ制御電流源であれ、ロバスト制御を行うことができる。ここでは、制御電圧源で駆動するDC サーボモータのロバスト制御を取扱う。受動的適応制御系に外乱観測器を結合した制御系は、パラメータ変動や外乱による出力変動を瞬時に低減し、かつ定常的に完全に打消すので、外乱抑圧特性をもつ適応制御系の一種になっている⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

そこで本論文では、提案するこの制御系を外乱抑圧形線形適応制御系と称する。この外乱抑圧形線形適応制御系をDC サーボモータに配置させると、図6の構成図ようになる。また、同図の各伝達関数は以下のようになる。

$$\frac{\omega_r(s)}{E_a(s)} = \frac{1}{\frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s + 1 + \beta} \delta_1(s) \left\{ 1 - \frac{\delta_2(s)}{\delta_1(s)} \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right\} + 1} \times \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \dots (15)$$

$$\frac{\omega_r(s)}{T_{load}(s)} = \frac{\frac{R^*}{K_t} \left\{ \frac{1}{\tau_2 s + 1} - \frac{Ls + R}{R^*} \right\}}{\frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s + 1 + \beta} \delta_1(s) \left\{ 1 - \frac{\delta_2(s)}{\delta_1(s)} \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right\} + 1} \times \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s + 1 + \beta} \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \dots (16)$$

各伝達関数より、この外乱抑圧形線形適応制御系を用いると、制御対象のDC サーボモータにパラメータ変動やトルク外乱が生じて、低感度補償器の補償ゲインβによりその影響は1/(1+β)に低減され、かつ外乱観測器のフィードフォワードループにより、その出力変動は完全に零に収束する。従って、補償ゲインβの値を大きくとって時定数τ₂を小さくとれば、DC サーボモータのサーボ系は高いスチフネスをもち、かつパラメータ変動に対して低感度になる。また、(15)(16)式の特性多項式において、外乱観測器のτ₂の項と低感度補償器のτ₁とβの項が各々分離しているの

図6 外乱抑圧形線形適応制御系の構成図
Fig. 6. Block diagram of linear adaptive controller taking disturbance suppression into account.

で、外乱観測器と受動的適応制御系は互いに非干渉になっている。従って、外乱抑圧形線形適応制御系はスチフネス特性と感度特性を独立に定めることができる2自由度制御系である。

この外乱抑圧形線形適応制御系をDC サーボモータの位置制御に適用して、より強固なロバスト構造をもつDC サーボシステムを構成する。位置制御系は任意のタイプの制御系を選定することが可能であるが、本論文では精度を確実に保証するためにデジタルI-P制御系を採用する。このデジタルI-P位置制御系は、制御対象であるDC サーボモータの状態方程式に積分器をサーボ補償器として付加した(18)式の拡大系から図7のように設計される⁽⁶⁾。同図において、Tは位置制御系のサンプリング時間である。この拡大系では、設定値入力と実際の位置の偏差に相当する状態変数ηすなわち、

$$\eta = \int (\theta - \theta^{ref}) dt \dots (17)$$

を新しく定義して付け加えている。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \\ \eta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1/T_m^* & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \\ \eta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_m^*/T_m^* \\ 0 \end{bmatrix} E_a \dots (18)$$

デジタルI-P位置制御系の設計では、既にスチフネス特性と感度特性が外乱抑圧形線形適応制御系で与えられるので、伝達特性(オーバーシュート、立上り時間、定常偏差など)だけを考慮すればよい。従って、図8に示される外乱抑圧形線形適応制御系を用いた

Fig. 7. Block diagram of digital I-P position controller.

Fig. 8. DC position servo system using the proposed linear adaptive controller.

5. 實驗結果

本実験のパラメータ変動としては、産業用ロボットでよく問題になる慣性モーメント J の変動について行った。本論文では、実験システムの都合上実験の慣性モーメント J を変動させることができないので、規範モデルの J^* を変動させることで、等価的に慣性

Fig. 9. Schematic diagram of tested system.

Table 1. Nominal parameters and rated values of tested DC servo motor.

定 格 出 力	0.8 kW	K_t	0.48 N·m/A
定 格 電 流	11 A	L	1.8 mH
定 格 速 度	1,750 rpm	R	0.66 Ω
K_e	0.48 V·s/rad	J	9.8×10^{-3} kg·m ²

まず、図 10 に慣性モーメント J が 10 倍変動したときの設定値 θ^{ref} のステップ変更に対する回転角変位 θ の時間応答の実験結果を示す。このとき、トルク外乱は DC サーボモータに印加されていない。図 10 における (a) ~ (d) をパラメータ変動のない状態の応答と比較すると、外乱抑圧形線形適応制御系を配置させた (d) 図の本制御系が、他の制御系に比べてパラメータ変動のない状態の応答とほとんど変わらないのがわかる。従って、過渡状態を含めてロバストな制御を本制御系は行っていることになる。

次に、慣性モーメント J を変化させていない状態で、トルク外乱 T_{load} をステップ状に印加させた場合の回転角変位 θ の時間応答結果を図 11 に示す。実験結果より、(c)図の受動的適応制御系だけを配置した位置制御系と(d)図の本制御系とでは、応答波形にほとんど差が生じていないことがわかる。これは、低感度補償器の補償ゲイン β がトルク外乱 T_{load} のシステム感度を十分低減させているからである。また、図 11 において、(a)図の状態と(d)図の状態とをよく比較すると、(d)図の状態に微少な振動が残っている。これは、本外乱抑圧形線形適応制御系が微分動作(高周波領域を避けた)を含んでいるため、タコジェネレータの信号に含まれる雑音によって出たと考え

図 10 設定値 θ^{ref} のステップ変更に対する
回転角変位 θ の実験結果

(a) デジタル I-P 位置制御系だけ
(b) デジタル I-P 位置制御系+外乱観測器
(c) デジタル I-P 位置制御系+受動的適応制御系
(d) デジタル I-P 位置制御系+外乱抑圧形線形適応制御系

Fig. 10. Experimental results of the response of rotor position to the change of position reference.

図 11 DC サーボモータにトルク外乱 T_{load} をステップ状に印加させたときの実験結果(パラメータ変動のない場合)

(a) デジタル I-P 位置制御系だけ
(b) デジタル I-P 位置制御系+外乱観測器
(c) デジタル I-P 位置制御系+受動的適応制御系
(d) デジタル I-P 位置制御系+外乱抑圧形線形適応制御系

Fig. 11. Experimental results of the response of rotor position to the step torque disturbance without parameter variation.

る。しかしながら、この振動も実験で測定すると 0.01 rad 未満なので、実用上あまり問題ないと思われる。また、もしこの振動をより小さくしたければ、 τ_1 と τ_2 の値を大きくして、本制御系の微分動作領域を狭くすればよい。

最後に、慣性モーメント J が 10 倍変動したときに

図 12 DC サーボモータにトルク外乱 T_{load} をステップ状に印加させたときの実験結果(慣性モーメント J が 10 倍変動した場合)

(a) デジタル I-P 位置制御系だけ
(b) デジタル I-P 位置制御系+外乱観測器
(c) デジタル I-P 位置制御系+受動的適応制御系
(d) デジタル I-P 位置制御系+外乱抑圧形線形適応制御系

Fig. 12. Experimental results of the response of rotor position to the step torque disturbance with parameter variation (inertia is ten times).

トルク外乱 T_{load} をステップ状に印加させた場合の回転角変位 θ の時間応答結果を図 12 に示す。(d)図の本制御系は、パラメータ変動とトルク外乱の両者が生じて、瞬時にその影響を抑圧し偏差を零に収束させていることがわかる。特に図 11 では(c)図と(d)図の応答波形結果に差が生じなかったが、図 12 では(d)図の本制御系のほうが、明らかにロバストであることがわかる。従って、外乱観測器によるフィードフォワード制御系によって、位置制御系のスチフネス特性が高められていることがわかる。

6. まとめ

DC サーボモータを用いた位置サーボ系において、パラメータ変動とトルク外乱による出力変動を速やかに補償して過渡状態でもロバストにするには、外乱抑圧形線形適応制御系を位置サーボ系の内側に配置させることで解決できることがわかった。外乱抑圧形線形適応制御系は、外乱観測器に基づくフィードフォワードループと受動的適応制御による低感度補償器の二者から構成され、それぞれがスチフネス特性と感度特性を独立に与えることができる。また、この外乱抑圧形線形適応制御系は位置制御系とは非干渉なので、位置制御系は伝達特性(立ち上がり時間・オーバーシュートなど)だけを考慮して設計される。従って、外乱抑圧形線形適応制御系を用いた位置サーボ系は、スチフネス仕様・感度仕様・伝達仕様の各々を独立に設定することができる 3 自由度制御系になる。

実機を用いて慣性モーメント J の変動とトルク外乱 T_{load} の印加の実験を行った結果、外乱抑圧形線形適応制御系はパラメータ変動と外乱による位置偏差を

速やかに抑圧して、所望の応答をさせることがわかった。外乱抑圧形線形適応制御系を用いた DC サーボモータの位置サーボ系は、制御電流源の場合でも制御電圧源の場合でも、どちらでも適用させることができる。本論文の実験では、制御電圧源で DC サーボモータを駆動した場合の本制御系の有効性を立証している。

本論文が、DC サーボモータのロバスト制御の御参考にされれば幸甚である。

(昭和 62 年 5 月 27 日受付)

文 献

- (1) J. Y. S. Luh: "Conventional Controller Design for Industrial Robots-A Tutorial", *IEEE Trans. Syst. Man Cybernetics*, SM-13, 298 (1985)
- (2) 吉川: ロボットマニピュレータ (昭 59) コロナ社
- (3) H. Asada & K. Youcef-Toumi: "Development of a Direct Drive Arm Using High Torque Brushless Motors", *Robotic Reserch*, p. 583 (1984) MIT Press
- (4) K. Ohishi, M. Nakao, K. Ohnishi & K. Miyachi: "Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System", *IEEE Trans. Industr. Elect.*, IE-34, 44 (1987)
- (5) 大西: 「メカトロニクスにおける新しいサーボ技術」, *電学論 D*, 107, 83 (昭 62-1)
- (6) 玉置・大石・大西・宮地: 「受動的適応制御を用いたサーボモータの二自由度制御」, *計測自動制御学論*, 22, 47 (昭 61-11)
- (7) K. Ohishi, K. Tamaki, K. Ohnishi & K. Miyachi: "Adaptive DC Servo Drive Control Taking External Force Suppression into Account", *IEEE/IAS Annual Meeting '86, Conf. Rec.*, 1, 277 (1986)
- (8) 大石・大西: 「外乱抑圧形線形適応制御を用いた DC サーボモータの位置制御」, 第 29 回自動制御連合講演会予稿集, p. 339 (昭 61)
- (9) M. Nakao, K. Ohishi, K. Ohnishi & K. Miyachi: "High-Stiff Position Servo System and Its Application to Manipulator Motion Control", *IEEE/IES IECON '86 Conf. Rec.*, 1, 28 (1986-9, 10)
- (10) J. S. Meditch & G. H. Hostetter: "Observers for Systems with Unknown and Inaccessible Inputs" *INT. J. Contr.*, 19, 473 (1974)
- (11) 大石・大西・宮地: 「状態観測器を用いた他励直流機の一制御法」, *電学論 B*, 104, 373 (昭 59-6)