スライディングモードによる位置決めサーボ系の設計

正員 松本 敏雄 (安川電機)
 正員 小黒 龍一 (安川電機)
 正員 藤原 一志 (安川コントロール販売)

1. ま え が き

近年、サーボモータによる駆動制御技術に対する要求仕様がますます高度化してきている。この要求仕様は、サーボ制御性能を表す評価として、応答時間、精度、ロバスト性の面からとらえ直すことができる⁽¹⁾。従来の PID 制御によるサーボコントローラは、この評価バランスがとれたところにあるが、これを越える新しい制御方式の導入が期待されている。

ここ数年、目覚しく発達したマイクロプロセッサと周辺 IC 群によるハードウェア環境によって、複雑な非線形制御の演算処理が実行できるようになった。このなかの一つに、最近ロバスト性を重視した制御として注目をあびている、可変構造系の理論を使ったスライディングモード制御がある⁽²⁾⁻⁽³⁾。スライディングモード制御は、制御対象の状態に応じ制御系のフィードバックゲインを切り換え、位相面上に設定したスライディングカーブの近傍に状態を拘束しながら目標値に到達させる制御である。しかし、制御のむだ時間とフィードバックゲインの切り換えによるチャタリングを発生し、駆動系に悪影響を与える。更に、チャタリングの抑制とロバスト性はトレードオフの関係にあり、スライディングモード制御における解決しなければならない重要な問題である。これまでに幾つかの制御則、あるいは設計方法が提案されており、概観するとゲイン切り換えに基づくリレー動作を滑らかにする制御

則の導入⁽⁹⁾と、二つの制御方式を組合せ、一つの制御方式では補償しきれない部分に対して可変構造系の制御を適用したものがある⁽¹⁰⁾。前者は従来の比例制御系に帰着させることができ、後者は可変構造系の制御は補助的な役割しか果たしていない。

著者らは、高精度・高速応答が要求される位置決め制御に、スライディングモード制御を適用した。

本論文で提案する制御則は、線形スライディングカーブのオフセットフィードバックと、位置ループゲインの切り換えからなり(この制御則を本論文では、オフセットフィードバック VSS 制御と呼び“OFVS 制御”と略記)、従来の PI 制御系との対応が容易につけられる。まず、制御系が二次遅れの場合について設計を行った。次に、二次遅れ以上の高次系の場合について、二次遅れとむだ時間で表現した近似モデルを使って、更に設計を展開している。この提案した制御方式が有効なことを、シミュレーションと実機によって検証している。

2. OFVS 制御と従来制御との対応

サーボモータによる位置決め制御系は、図 1 の制御構成図でモデル化できる。 $G_P(s)$, $G_S(s)$ はそれぞれ位置ループ、速度ループの補償器、 K_T : トルク定数、 J : サーボモータの慣性モーメント(負荷を含む)、 d : 粘性摩擦定数である。 $G_P(s)$, $G_S(s)$ が比例要素のみの場合は、(a)図を等価変換すると(b)図が得られる。

(b)図において、位置ループゲイン K_P と速度ループ折れ線角周波数 K_V が、二次標準形の減衰定数 ζ と固有角周波数 ω_n に次式で関係づけられていることはよく知られている。

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_V}{K_P}} \dots \dots \dots (1)$$

Design Scheme of Variable Structure Control for Positioning with Sliding Mode Method. By Toshio Matsumoto, Member, Ryuichi Oguro, Member (Yaskawa Electric Mfg. Co., Ltd.) & Kazushi Fujiwara, Member (Yaskawa Control Sales, Co., Ltd.).

松本敏雄: 正員, (株)安川電機製作所研究所
 小黒龍一: 正員, (株)安川電機製作所研究所
 藤原一志: 正員, 安川コントロール販売(株)

図1 サーボモータによる位置決め制御系
Fig. 1. Conventional position control system.

$$\omega_n = \sqrt{K_p K_v} = 2\zeta \omega_n \quad \dots\dots\dots (2)$$

位置決め制御系の特性は $K_p, K_v, \zeta, \omega_n$ の四つの定数によって予測できる。従って、スライディングモード制御系の設計において、設計されるゲイン定数が K_p, ζ, ω_n と対応づけることができれば、設計者は容易に制御性能を予想することが可能となる。そこで、制御系を二次標準形で表すことを考える。スライディングカーブ $S_i = 0$ を(3)式として与え、これに沿って位置決め目標である原点に収束させる制御系を x_r を入力、 $Cx_1 + x_2$ を出力とする制御系に見直すと、図2(a)に示す構成図が得られる。

$$S_i = Cx_1 + x_2 \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、

$$X_1 = x_r - x_1, X_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 U はスライディングモード制御によって作られる制御入力を表している。従って、スライディングカーブのオフセットをフィードバックする OFVS 制御のコントローラは、初期値 $S_i = Cx_r$ 、目標値 $S_i = 0$ とする制御入力を作るものと考えることができる。

図2(a)の制御系との関係を明らかにするため、位置 x_1 を出力とする構成図に変換すると、同図(b)に示す構成図が得られる。

$G_v(s)$ がゲイン切換えのない比例制御、すなわち $G_v(s) = k_e$ の場合、 k_e, K_p, K_v, C の関係を示す。

図2 スライディングカーブのオフセットをフィードバックする制御系
Fig. 2. Sliding curve feedback control system.

$$K_p = \frac{C k_e K_T}{k_e K_T + d}, K_v = \frac{k_e K_T + d}{J} \quad \dots\dots\dots (5)$$

通常の制御系で成立する条件である $k_e K_T \gg d$ の場合、 $K_p = C, K_v = k_e K_T / J$ と近似でき、従来の比例制御における位置ループゲインとスライディングカーブの傾きが一致する。また、文献(9)で提案されているチャタリングをなくす制御則 ($U = M / (\|S_i\| + \delta) \cdot S_i, \delta > 0, M$:ゲイン定数) は、一次近似を行うと図2(a)の制御系と等価なものになる。図2(a), (b)それぞれの閉ループ伝達関数を示す。

$$G_{cs}(s) = \frac{k_e K_T (C + S)}{J(S^2 + 2\omega_n \zeta S + \omega_n^2)} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$G_{cp}(s) = \frac{k_e K_T C}{J(S^2 + 2\omega_n \zeta S + \omega_n^2)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ただし、

$$\zeta = \sqrt{\frac{k_e K_T}{4CJ}}, \omega_n = \sqrt{\frac{k_e K_T C}{J}} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$S_i = 0$ を目標値とする制御系は、 $G_{cs}(s)$ の零点により $\zeta > 1$ の場合でもオーバシュートが発生する。本論文で提案する OFVS 制御の導入により、オーバシュートを回避できる。また設計者は、設計したゲインからチャタリングの大きさを容易に予想することができ、第6章に述べるように大きなチャタリングを生じさせることなく、ロバストな制御系を構成できる。

以下、OFVS 制御の設計法について説明する。

3. 二次遅れ系の場合の OFVS 制御の設計法

制御系のモデルとして図1の制御対象を用い、(4)式の状態変数を使って(9)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -d/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_T/J \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} F \quad \dots\dots\dots (9)$$

制御入力 U を $U = k_1 X_1 + k_2 X_2 + k_3 \text{sgn}(S_i)$ とし、ゲインパラメータ k_1, k_2, k_3 のいずれか一つ以上を切替える制御則が、これまで幾つか発表されており⁽³⁾⁽⁵⁾、各々のゲイン切換え方式の問題点や有効性が述べられている⁽¹²⁾。著者らは、比例制御を基本としたコントローラに、スライディングモード制御の考え方を導入した OFVS 制御によって、(10)式で表される制御入力の設計法を提案する。

$$U = k_e S_i + k_s X_1 + k_i \int S_i dt \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで、積分項はトルク外乱と定常偏差の補償を目的とするもので、PI 制御の積分項に相当する ($k_i > 0$ とする)。

(3), (9), (10)式より次式が得られる。

$$\dot{S}_i = \left(C - \frac{d}{J}\right) S_i - C \left(C - \frac{d}{J}\right) X_1 - \frac{1}{J} F - \frac{K_T}{J} U \dots (11)$$

スライディングモード存在条件 $S_i \dot{S}_i < 0$ を使うと

(i) $S_i > 0$ のとき

$$U > \frac{J}{K_T} \left(C - \frac{d}{J}\right) S_i - \frac{J}{K_T} C \left(C - \frac{d}{J}\right) X_1 - \frac{1}{K_T} F \dots (12)$$

(ii) $S_i < 0$ のとき

$$U < \frac{J}{K_T} \left(C - \frac{d}{J}\right) S_i - \frac{J}{K_T} C \left(C - \frac{d}{J}\right) X_1 - \frac{1}{K_T} F \dots (13)$$

パラメータ変動 $J_{\min} < J < J_{\max}$, $K_{T\min} < K_T < K_{T\max}$ と、通常成立する条件 $C > d/J$ を考慮すると、ゲイン定数は次の十分条件を満足する必要がある。

(i) $S_i X_1 > 0$ のとき

$$k_e \geq \frac{J_{\max}}{K_{T\min}} C, \quad k_s \geq -\frac{J_{\min}}{K_{T\max}} C^2 \dots (14)$$

(ii) $S_i X_1 < 0$ のとき

$$k_e \geq \frac{J_{\max}}{K_{T\min}} C, \quad k_s \leq -\frac{J_{\max}}{K_{T\min}} C^2 \dots (15)$$

一方、比例制御においては、位置決め制御系の応答が振動的にならない条件として、(7)式より $\zeta > 1$ として

$$k_e > \frac{4CJ}{K_T} \dots (16)$$

の条件が得られる。実システムでは、次章で述べるように、電流制御系の遅れや高次の寄生項のため、 k_e には上限がある。

次に、OFVS 制御と比例制御との比較をする。ここでは、位置決め制御系が原点でオーバーシュートを生じない条件について比較する。この場合 OFVS 制御は、スライディングモード存在条件 $\dot{S}_i S_i > 0$ を、比例制御では非振動条件 $\zeta > 1$ を満足しなければならない。(14)~(16)式と近似により $C = K_P$ が成立することに注意すれば、OFVS 制御は比例制御に比較して k_e は 1/4 でよい。すなわち、同じ条件下では、OFVS 制御は比例制御より C を 4 倍にできる。 $C = K_P$ であるので、OFVS 制御は位置ループゲインを 4 倍大きくとれるということになり、高速高精度位置決めに変有利となる。

4. 二次遅れ以上の高次系に対する OFVS 制御の適用

〈4・1〉 高次系の近似モデルによる設計検討

実際の位置決め制御系は、コントローラが比例制御だけの場合でも、前章の二次系のモデルでは不十分な場合が生じる。ms オーダでの高速応答を問題とするとき、特に電流制御系の遅れと、ソフトウェアサーボの場合には制御演算時間の遅れを考えなくてはならない。

最近のサーボアンプは PWM 方式による電流制御が主流になっており、電流ループをむだ時間と一次遅れで近似すれば図 3 (a) のように表現できる。破線内の伝達関数は、

$$G_A(s) = \frac{(K_T/d) \cdot e^{-L_0 s}}{(1 + \tau_{PWM} s)(1 + \tau_M s)} S \dots (17)$$

ここで、 $\tau_M = J/d$, τ_{PWM} , L_0 はそれぞれ電流ループの時定数とむだ時間である。文献(11)に述べている手法により、高次系を二次遅れとむだ時間で近似すると、(17)式は次式のようになる。

$$G_A'(s) = \frac{K_0 e^{-(L_0 + L_0') s}}{S(1 + T_0 s)} \dots (18)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= K_T/d, \quad T_0 = \sqrt{\tau_{PWM}^2 + \tau_M^2} \\ L_0' &= \tau_{PWM} + \tau_M - T_0, \quad L_1 = L_0' + L_0 \end{aligned} \right\} \dots (19)$$

構成図は図 3 (b), (c) のようになる。ここで、 $\exp(-L_0 s)$ の一次近似が妥当な範囲に限って議論を進める。状態方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{K_0}{T_0} \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ \dot{U} \end{bmatrix}$$

(a) 電流ループの遅れを考慮した制御系

(b) (a) 図の近似モデル

(c) むだ時間の一次近似

図 3 電流ループの遅れと Kuo 氏の方法⁽¹²⁾による近似モデル

Fig. 3. Control system with current loop delay and equivalent control system by Kuo's method⁽¹¹⁾.

$$+\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} F' \dots\dots\dots (20)$$

ただし、 $\beta = K_0 \cdot L_1 / T_0$ となる。

第3章と同様に、 $\dot{S}_i S_i < 0$ より以下の関係式を得る。

$1 - (K_0 / T_0) L_1 k_i > 0$ (21) の条件下で $k_i > 0$,

(i) $S_i X_1 > 0$ のとき

$$\left. \begin{aligned} k_e &> \frac{T_0}{K_0} \left\{ C - \frac{1}{T_0} + \frac{K_0}{T_0} L_1 (k_s + k_i) \right\} \\ k_s &> -\frac{1}{1 + L_1 C K_0} T_0 C \left(C - \frac{1}{T_0} \right) \end{aligned} \right\} \dots (22)$$

(ii) $S_i X_1 < 0$ のとき

$$\left. \begin{aligned} k_e &> \frac{T_0}{K_0} \left\{ C - \frac{1}{T_0} + \frac{K_0}{T_0} L_1 (k_s + k_i) \right\} \\ k_s &< -\frac{1}{1 + L_1 C K_0} T_0 C \left(C - \frac{1}{T_0} \right) \end{aligned} \right\} \dots (23)$$

ここで、(21)式は k_e の上限を与えている。

〈4・2〉 時間遅れの補償 前節では、時間遅れを一次近似することが妥当な場合について設計法を示した。ここでは、時間遅れが大きく、一次近似では十分でない場合についての簡単な補償法を示す。この補償法はフィードバック量 X_1, X_2 の値を予測計算により補正するものである。ゲイン定数 k_s, k_i の設計法については第3章と同様である。図3に示す構成図において、制御システムが入力にむだ時間を含むシステムとみなすことが可能な場合を考える。このとき、状態方程式は次のようになる。ただし、簡単のためトルク外乱を無視する。

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_0}{T_0} \end{bmatrix} U(t - L_1) \dots\dots\dots (24)$$

文献(13)に従ってむだ時間 L_1 を

$$L_1 = K T_s + \tau_0, \quad 0 \leq \tau_0 < T_s$$

ただし、 K : 0 以上の整数, T_s : サンプル
グタイム

で表す。このとき、(24)式を離散値系の方程式で表現すると次式のようになる。

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}_0^* \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_1^* U(k-K-1) \\ &\quad + \mathbf{B}_2^* U(k-K) \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_0^* = \begin{bmatrix} 1 & T_0(1 - e^{-(1/T_0)T_s}) \\ 0 & e^{-(1/T_0)T_s} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1^* = \int_0^{\tau_0} \begin{bmatrix} -K_0 \left[1 - \exp \left\{ -\frac{1}{T_0} (T_s - \tau) \right\} \right] \\ -\frac{K_0}{T_0} \exp \left\{ -\frac{1}{T_0} (T_s - \tau) \right\} \end{bmatrix} d\tau$$

$$\mathbf{B}_2^* = \int_{\tau_0}^{T_s} \begin{bmatrix} -K_0 \left[1 - \exp \left\{ -\frac{1}{T_0} (T_s - \tau) \right\} \right] \\ -\frac{K_0}{T_0} \exp \left\{ -\frac{1}{T_0} (T_s - \tau) \right\} \end{bmatrix} d\tau$$

ここで、サンプリングタイム T_s を

$$T_s = L_1 \dots\dots\dots (26)$$

となるように設定する。この場合、現時点で与える制御入力 $U(k)$ は、 $T_s = L_1$ 秒後に初めてシステムに影響を与えることになる。このため、より高精度な制御のためには $U(k)$ を決定するに際して、 L_1 秒だけ未来の情報が必要となる。そこで本論文では、 T_s を(26)式のように設定し、(27)式によって現在のフィードバック量を補正する。

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} X_1^* \\ X_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_0(1 - e^{-(1/T_0)T_s}) \\ 0 & e^{-(1/T_0)T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} -K_0 \left\{ T_s - T_0 + T_0 \exp \left(-\frac{1}{T_0} T_s \right) \right\} \\ -\frac{K_0}{T_0} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{1}{T_0} T_s \right) \right\} \end{bmatrix} \\ &\quad \times U(k-1) \dots\dots\dots (27) \end{aligned}$$

X_1^*, X_2^* は $X_1(k), X_2(k)$ の補正值であり、本論文では $U(k)$ の計算に X_1^*, X_2^* を使った制御則が有効なことを実機で検証している。

5. 実機による検証

〈5・1〉 システムの構成 DC サーボモータ (定格出力 185 W, 諸元は表1) を使用したシステムの構成を図4に示す。このサーボモータは、キャリア周波数 8 kHz の PWM コントローラにより駆動される。速度検出器は 5 V/1,000 rpm, 位置検出器は 6,000 pulse/rev のものが使われており、各々の信号はコントロールボード上の 10ビットの A/D および 24ビットのカウンタにより取込まれる。すべての制御演算はシグナルプロセッサ TMS-32010 上で実行される。

〈5・2〉 実験結果 本節では、OFVS 制御と従来の PI 制御との比較をし、以下の項目について検証する。

- (1) スライディングカーブの傾き C に対する応答
- (2) 慣性モーメントの変動に対する応答
- (3) サンプルタイム T_s に対する応答
- (4) 第4章に示した状態予測によるむだ時間補償の有効性

表 1 位置決め系のパラメータ
Table 1. Parameters of position controller.

項 目		パラメータ
サ ー ボ モ ー タ の 定 数	定 格 ト ル ク (N・m)	0.59
	瞬 時 最 大 ト ル ク (N・m)	5.9
	最 高 回 転 数 (rpm)	3,000
	定 格 電 流 (A)	6.2
	瞬 時 最 大 電 流 (A)	60
	ロ ー タ イ ナ ー シ ャ J ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	5.67×10^{-5}
	機 械 的 時 定 数 τ_M (s)	0.864
	電 気 的 時 定 数 (ms)	2.7
	ト ル ク 定 数 K_T (N・m/A)	0.1
そ の 他 の	電流ループカットオフ周波数 (Hz)	1,000
	電流ループ時定数 τ_{PWM} (μs)	170
	電流ループむだ時間 L_0 (μs)	250

図 4 制御系の構成

Fig. 4. System configuration.

(a) スライディングカーブの傾き C に対する応答

図 5 と図 6 は $C=200$ と 300 に対する OFVS 制御と PI 制御の応答比較である。 k_s は、 $C=200$ と 300 に対してそれぞれ 0.15 , 0.2 と設定しており、 ζ は 0.58 , 0.54 となる。このため、PI 制御では原点でオーバーシュートが発生するが、OFVS 制御では、位相面軌跡がスライディングカーブに拘束されオーバーシュートは発生しない。PI 制御でオーバーシュートを避けるためには $\zeta \geq 1$ としなければならない。このとき、 k_s はそれぞれ 0.46 , 0.68 となり、速度ループカットオフ周波数としては OFVS 制御の 3.1 倍、 3.4 倍が必要となる。

OFVS 制御のチャタリングは、ゲイン k_s の設定を J の 75% 増加時に対応できるように設定したことに起因している。チャタリングのピーク値は指数関数的 (理想的には時定数 C) に減衰し、原点近傍では大変小さくなる。図 7 はシミュレーション結果であり、実験結果と良く一致している。

(a) 位相面軌跡

(b) 制御入力信号

図 5 $C=200$ における位置決め応答比較

Fig. 5. Comparison between OFVS control and PI control.

(2) 慣性モーメント J の変動に対するロバスト性の比較 図 8 は J の増加がない場合、図 9 は J が 100% 増加した場合の応答である。図 8 において、 $\zeta=0.88$ となるように k_s を設定した。 J が 100% 増加すると $\zeta=0.62$ となる。このため PI 制御では、図 8 のようにオーバーシュートが発生している。これに対して OFVS 制御では、いずれの場合においてもオーバーシュートの発生はない。図 10 は時間軸での応答である。

制御入力 U に注目すると、OFVS 制御の U が図 9 においてチャタリングが極めて少ないことがわかる。これは、 $S_i X_1 < 0$ での k_s の設定に用いた J の値が、実際の値にほとんど等しくなったためである。OFVS 制御では、 k_s の設定に用いた J の値を実際の値に等しくすることができればチャタリングは 0 となる。すなわち、等価制御入力が見られる。

(3) サンプリングタイム T_s に対する応答

$T_s=1\text{ ms}$ と設定したときの応答を図 11 に示している。OFVS 制御ではスライディングカーブに沿った応答が得られている。制御入力 U の切換え基本周

図 6 $C=300$ における位置決め応答比較
 Fig. 6. Comparison between OFVS control and PI control.

図 7 各指令パルスに対する位相面軌跡 (OFVS 制御)

Fig. 7. Phase plane trajectories for reference input.

図 8 イネーシャ変動に対する位置決め応答比較 (J : 増加なし)

Fig. 8. Comparison between PI control and OFVS control for inertia (1).

波数は 500 Hz 以下になる。更に T_s を長くすることが可能であれば、切換基本周波数を下げることができ、制御入力のチャタリングの抑制に有利となる。

(4) むだ時間 L_1 の補償 電流ループのむだ時

間 $L_0=250 \mu s$, 時定数 $\tau_{PWM}=170 \mu s$ を(19)式に代入し, $L_1=420 \mu s$ が得られる。制御演算時間 $80 \mu s$ をこれに加えて $L_1=500 \mu s$ とする。

図 12 は, (29)式によってむだ時間の補償をした場

図9 イナertia変動に対する位置決め応答比較 (J : 100% 増加, モータ軸換算)

Fig. 9. Comparison between PI control and OFVS control for inertia (2).

図10 イナertia変動に対するステップ応答の比較

Fig. 10. Step responses of OFVS control and PI control.

図11 サンプルングタイム T_s に対する位置決め応答比較Fig. 11. Comparison between OFVS control and PI control of T_s .

合と、補償なしの場合との応答の比較を示している。補償により、スライディングカーブからの応答のずれが補償なしの場合の約 $1/4$ となり、応答が改善されていることがわかる。このことから、提案したむだ時間の補償と OFVS 制御の組合せは、高次遅れ系での有効な制御則であると考えられる。

6. まとめ

制御入力を(10)式で与えることを特徴とする OFVS 制御は、以下に述べる特徴を有する。

(1) PI 制御との対応づけが容易であり、オーバシュートを生じない条件ではモデル化した PI 制御に対して位置ループゲインを4倍にすることができる。

図 12 制御入力遅れ補償 (=500 μ s) と補償しない場合との位相面軌跡での比較 (OFVS 制御)

Fig. 12. Comparison between compensated model and uncompensated model.

PI 制御系と次の関係式が成り立つ。

$$K_P = C$$

ただし、 K_P : 位置ループゲイン、 C : スライディングカーブの傾き

$$C < \frac{K_T}{J} k_e; \text{OFVS 制御における条件}$$

$$C < \frac{K_T}{4J} k_e; \text{PI 制御における条件}$$

(2) 切換えゲインは k_e 。ただ一つで、 k_e は容易に設定することができ、その設計値からロバスト性の程度を以下のように推定することができる。

簡単のため K_T の変動は無視し、 J の変動のみに注目すると、(14)、(15) 式より切換えゲイン k_e の設計値は次のようになる。

$S_1 X_1 > 0$ のとき

$$k_s = -\frac{J_{\min}^*}{K_T} C^2 \quad (28)$$

$S_1 X_1 < 0$ のとき

$$k_s = -\frac{J_{\max}^*}{K_T} C^2 \quad (29)$$

ここで、 $J_{\min}^*$ 、 $J_{\max}^*$ は慣性モーメントの最小と最大値である。制御系のロバスト性は以下の条件下で保つことができる。

$$J_{\min}^* \leq J \leq J_{\max}^* \quad (30)$$

(3) 設計者は k_e の設定値から制御入力のチャタリングの大きさ $|\Delta U|$ を知ることができる。また、 k_e の設計値が実際の制御系のパラメータからの算定値と一致すれば等価制御入力を得ることができ、チャタリングをなくすることができる。図 9 はその一例である。

$S_1 = 0$ の近傍で考えると、制御入力 U は $U = k_e X_1$ となるため、制御入力のチャタリングの振幅 $|\Delta U|$ は

次のようになる。

$$|\Delta U| = \frac{J_{\max}^* - J_{\min}^*}{K_T} C^2 X_1 \quad (31)$$

ここで、 $J_{\max}^* = J_{\min}^* = J$ とすることができれば等価制御入力を得ることができ、チャタリングが発生することはない。

(4) 負荷トルク外乱については、以下のようになる。

(i) J の変動と等価なものとなせるときは (2)、(3) 項と同様になる。

(ii) 低い周波数外乱は制御入力 U の積分動作で補償できる。高い周波数外乱は制御のサンプリングタイムが十分高ければ問題はない。

7. あとがき

サーボモータによる高速位置決めに変構造系の理論を使ったスライディングモード制御を適用し、PI 制御との応答比較を中心に提案した制御則の設計法とその特性を検討した。

本論文で述べた OFVS 制御のように、可変構造制御系による非線形制御は、線形の連続制御系では実現できない性能を発揮するポテンシャルを備えている。また、高速演算処理ができる単純な制御則であることがソフトウェアサーボにおける今後の展開を更に有利なものにしている。

高速高精度の位置決め駆動系は、アクチュエータの駆動力を直接負荷に伝達する、いわゆるダイレクトドライブに移行しつつある。ダイレクトドライブにおける位置決め分解能は、減速機構を介したものに比べて一けたから二けた向上させる必要がある。今後、このようなダイレクトドライブの制御系に対して、可変構造制御によるスライディングモード制御がどの程度の性能までせまることができるか、検討を進めたいと考えている。

(昭和 62 年 3 月 3 日受付、同 62 年 5 月 11 日再受付)

文 献

- (1) F. Harashima, et al.: Conf. Rec. of PESC, p. 289 (1982)
- (2) V.I. Utkin: *Automat. Remote Control*, 3, No. 5 (1983)
- (3) 原島・橋本: システムと制御, 29, 94 (昭 60-2); 29, 242 (昭 60-4)
- (4) J.J. Slotine: *Int. J. Control*, 40, 421 (1984)
- (5) 岩金・松本・井上: 昭 59 電気学会大会, No. 568
- (6) 岩金・松本・野村: 昭 60 電気学会大会, No. 594
- (7) 岩金・松本・野村: 昭 61 同上, No. 676
- (8) 七井, 他: 安川電機, 38, 326 (昭 49)
- (9) J.A. Burton, et al.: *Int. J. Syst. Sci.*, 17, 875 (1986)
- (10) M. Hiroi, et al.: *Proc. IECON '84*, 1, 405 (1984)
- (11) B.C. Kuo & M. Nakano: *Proceedings Tenth Annual Symposium* (1981)
- (12) 伊藤: 計測と制御, 25, 51 (昭 61-1)
- (13) 荒木, 他: システムと制御, 28, 278 (昭 59-5)