

電動スロットルのスライディングモード制御*

横 山 誠*¹

Sliding Mode Control for Electronic Throttle Control Systems

Makoto YOKOYAMA*²

*² Department of Mechanical and Production Engineering, Faculty of Engineering, Niigata University,
8050 Ikarashi 2-nocho, Niigata-shi, Niigata, 950-2181 Japan

Nonlinear control methods for automotive electronic throttle control (ETC) systems are developed using the theory of sliding mode control. The motivation for the use of sliding mode controllers stems from the fact that the throttle valve in our developing ETC is supported for fail-safe by two springs which can be modeled as a nonlinear discontinuous spring. This situation, however, satisfies so called matching condition in the context of the sliding mode control theory, namely the system is insensitive to this disturbance during sliding mode. Two kind of methods to estimate the valve velocity with the measurement of its position, variable structure observer and over-sampling method, are also designed. Experimental results illustrate the effectiveness of the controller and estimators.

Key Words: Automobile, Positioning, Nonlinear Control, Robust Control, Sliding Mode Control

1. 緒 言

省エネルギー・低公害化などの理由から自動車の電子制御化が著しいが、その一つとして、従来はドライバーがアクセルペダルによって直接スロットルバルブを制御していたのに対して、アクセルペダル開度センサーなどから得られる種々のセンサー信号に基づいて決定されたスロットル開度を、DC モーター駆動などによって実現する手法、すなわち、電動スロットルバルブに関する研究が盛んに行われている。電動スロットルバルブによれば、エンジンの駆動力と空燃比の最適な制御が可能となり、安全性の向上、燃費の向上および低コスト化などが期待されている⁽¹⁾。

そこで本論文では、電動スロットルバルブの制御に、ロバスト性に優れたスライディングモード制御理論の適用を試みた。電動スロットルバルブ制御には、既に幾つかの制御理論が適用されているが^{(2),(3)}、文献(2)では単純な Bang-bang 制御が用いられており、ロバスト性とチャタリングに疑問が残る。また、文献(3)で

は線形 2 自由度制御器の適用が試みられているが、2 自由度による設計の複雑さが問題と思われる。本研究において非線形制御理論の一つであるスライディングモード制御理論の適用を試みる第一の動機は、我々の開発しているハードウェアではフェールセーフ等の理由により、スロットルバルブが不連続性を有する非線形ばねによって支持されていることにある。そして、この非線形ばねを線形ばねで近似したときのモデル化誤差が、スライディングモード制御理論におけるいわゆるマッチング条件を満たしている。すなわち、この条件を満たす外乱に対しては、理論的に不変性を保証できる。また、他の動機として、自動車の制御一般に言えることであるが、様々な環境下で運転されるため高いロバスト性が要求されることにある。この点に関して、スライディングモード制御器は、アンチロックブレーキシステムへの応用が試みられるなど⁽⁴⁾、高いロバスト性が期待できるためである。

以下では、I 型および II 型のスライディングモードサーボ制御器を設計し、これらの制御性能を数値シミュレーションおよび実験によって検討する。また、これらの制御器はいずれも状態変数フィードバックに基づいているが、実機では状態変数の測定に変位センサーだけを用いているため、速度変数の推定が必要となる。そこで、可変構造(VSS)オブザーバ⁽⁵⁾とオーバー

* 原稿受付 2001年7月25日。

*¹ 正員, 新潟大学工学部(〒950-2181 新潟市五十嵐2の町8050)。

E-mail: m.yoko@eng.niigata-u.ac.jp

サンプリング法（詳細は後述）を設計する。最後に、非線形ばね特性のみならず、ヒステリシス特性なども含む実システムに対して、提案する制御器および速度推定器を適用し、その有効性を示す。

2. 問題の記述

本研究の制御対象である電動スロットルバルブシステムは、図1に示すように、減速用歯車を介して DC モーターとスロットル軸が連結されており、さらにスロットル軸は異なるばね定数を有する二本のばねで支持されている。これらのばねはフェールセーフのため、すなわち、何らかの理由によって制御不能になった場合に強制的かつ機械的にバルブを微小開度（デフォルト角と呼ぶ）に保持し、エンジンを停止することなく低速で自走できることを実現するための装備である。さらに、デフォルト角を確実に保持するために、これらのばねは、デフォルト角位置において自然長ではなく静的に歪が与えられている。したがって、全開度領域では、図2に示すように、デフォルト角で不連続性を有する一本の非線形ばねで支持されていると見なすことができる。

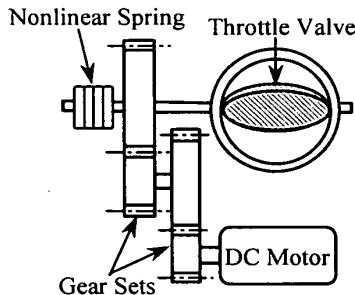


Fig.1 Electronic throttle chamber

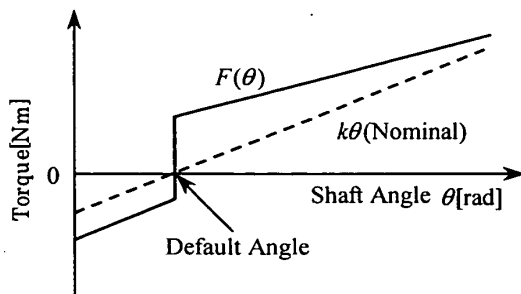


Fig.2 Characteristic of springs for fail-safe

記述の簡単のためここではモーター軸角度制御問題とし、さらにデフォルト角を角変位の原点とすると、制御対象は以下の数学モデルで表される。

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + F(\theta) + d = K_f i \quad (1)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri + K_v \frac{d\theta}{dt} = u \quad (2)$$

ここで、各変数は以下のように定義する。

- θ : モーター軸回転角度
- i : モーター電機子電流
- u : モーター電機子電圧 (制御入力)
- J : 慣性モーメント
- D : 粘性抵抗係数
- $F(\theta)$: 非線形ばねトルク
- K_f : トルク定数
- L : コイルインダクタンス
- R : 電気抵抗値
- K_v : 逆起電圧定数
- d : モデル化誤差などによる外乱トルク

不連続ばねを次のように、ばね定数 k を有するノミナルな線形ばねとモデル化誤差 $f_D(\theta)$ を用いて表し、

$$F(\theta) = k\theta + f_D(\theta) \quad (3)$$

さらに、コイルインダクタンスを無視すると、次の低次元線形モデルを得る。

$$JR \frac{d^2\theta}{dt^2} + (DR + K_v K_f) \frac{d\theta}{dt} + Rk\theta + Rf_D(\theta) = K_f(u - d_1) \quad (4)$$

ここで、外乱を $d_1 = (R/K_f)d$ と書きあらためた。非線形ばねのモデル化誤差は、式(1)で導入した外乱トルク d (式(4)では d_1) に含めることもできるが、これは予めある程度推定可能であるため、この推定関数を次節の制御器設計で非線形フィードバックとして用いるために別途表現している。

制御仕様の概略は、ステップ参照入力に対してはオーバーシュートおよび定常偏差なく、かつ、できるだけ速応性が良いことであり、実際に参照入力として多用されるランプ入力に対しては、デフォルト角通過時にばねの不連続性の影響を受けないことである。

3. 制御器設計

本章では、I型サーボ制御器とII型サーボ制御器を設計する。

[I型制御器]

状態変数を次のように、モーター軸回転角度、回転角速度、および目標回転角度 r とモーター回転角度の誤差積分とすると、

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3] = \left[\theta \quad \dot{\theta} \quad \int (\theta - r) dt \right] \quad (5)$$

次の状態方程式を得る。

$$\dot{x} = Ax + bu + gr + h_1 d_1 + h_2 f_D(x_1) \quad (6)$$

ここで,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{k}{J} & -\left(\frac{D}{J} + \frac{K_v K_f}{JR}\right) & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_f}{JR} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, h_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_f}{JR} \\ 0 \end{bmatrix}, h_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

である。次に、切り換え関数を次のように定義し、

$$\sigma = \alpha x = [\alpha_1 \quad 1 \quad \alpha_3] x \quad (8)$$

制御入力を

$$u = u_{eq} + u_{nl} + u_i + u_f \quad (9)$$

とする。ここで、右辺の各制御入力は、切り換え関数および非線形ばね特性の推定関数 $\hat{f}_D(x_1)$ を用いて、以下の式で与えられる。

$$u_{eq} = -(ab)^{-1}(\alpha Ax + \alpha gr)$$

$$u_{nl} = -\gamma(ab)^{-1} \text{sgn}(\sigma)$$

$$u_i = -\lambda(ab)^{-1} \sigma \quad (10)$$

$$u_f = \frac{R}{K_f} \hat{f}_D(x_1)$$

すなわち、 u_{eq} は外乱を無視した等価制御入力であり、 u_{nl} および u_i は、状態変数を切り換え面へ到達させ、外乱の影響を除去して切り替え面に拘束するための入力である。特に、 u_i は切り替え関数に比例した入力であり、比例到達入力と呼ばれる。また u_f は、非線形ばねのモデル化誤差によるトルク外乱を打ち消すための入力である。この非線形ばねによる外乱トルクは、マッチング条件を満たしているが、チャタリング低減のために、その推定値を非線形フィードバックしている。設計パラメーターである γ と λ は、以下で述べるスライディングモードの存在条件、状態軌道の切り換え面への到達速度、およびチャタリングの大きさを考慮して決定する。

さて、状態軌道が切り換え面に到達し、スライディングモードが発生しているとすると、外乱を含んだ等価制御入力は、

$$u'_{eq} = -(ab)^{-1}(\alpha Ax + \alpha gr + ah_1 d_1 + ah_2 f_D) \quad (11)$$

となり、等価線形系は次のようになる。

$$\dot{x} = \{I - b(ab)^{-1}\alpha\}(Ax + gr + h_1 d_1 + h_2 f_D) \quad (12)$$

ここで、 h_1 および h_2 は b のレンジスペースにありマッチング条件を満たすため、外乱の影響はなくなり、等価線形系は次式で与えられる。

$$\dot{x} = \{I - b(ab)^{-1}\alpha\}(Ax + gr)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\alpha_3 & -\alpha_1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha_3 \\ -1 \end{bmatrix} r \quad (13)$$

したがって、目標回転角度 r から実回転角度 θ への伝達関数は、

$$\frac{\Theta(s)}{R(s)} \triangleq G_1(s) = \frac{\alpha_3}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_3} \quad (14)$$

となり、制御対象のパラメーターの変動および外乱に対してロバストな I 型サーボが実現できる。また、切り換え関数の設計パラメーター α は、仕様である「オーバーシュートのなきこと」に留意して、上式を用いて決定する。

さて、スライディングモードの存在条件は、リアプノフ関数を $\sigma^2/2$ にとると、以下の不等式で与えられる。

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \sigma^2 \right) = \sigma \dot{\sigma} < 0 \quad (15)$$

$$\Leftrightarrow -\gamma + \text{sgn}(\sigma)q(t) - \lambda|\sigma| < 0$$

ここで $q(t)$ は、外乱とばねトルク推定誤差を次のようにまとめて表したものである。

$$q(t) = \frac{1}{J}(f_D - \hat{f}_D) - \frac{K_f}{JR} d_1 \quad (16)$$

したがって式(15)より、 $\lambda = 0$ 、すなわち比例到達入力 u_i を零とした場合には、リレーゲイン γ を $q(t)$ の絶対値の最大より大きく取れば存在条件を満たすことがわかる。さらに $\lambda \neq 0$ の場合には、この λ を正にとると、より小さな値のリレーゲイン γ で存在条件を満足させることができる。すなわち、比例到達入力を用いることによってリレーゲインを小さくすることができ、チャタリングの低減効果が得られる。また、ばねトルク推定値 \hat{f}_D を用いることによって $q(t)$ が小さくなるため、リレーゲインを小さくしてチャタリングを抑制することができる。

【II型制御器】

状態変数をあらためて次のようにとると、

$$x = \left[\theta - r \quad \int (\theta - r) dt \quad \dot{\theta} \right] \quad (17)$$

次の状態方程式モデルが得られる。

$$\dot{x} = Ax + bu + g_1 \dot{r} + g_2 r + h_1 d_1 + h_2 f_D(x_1) \quad (18)$$

ここで、

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k}{J} & 0 & -\left(\frac{K_v K_f}{JR} + \frac{D}{J}\right) \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_f}{JR} \end{bmatrix}$$

$$g_1 = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, g_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{k}{J} \end{bmatrix}, h_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{K_f}{JR} \end{bmatrix}, h_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad (19)$$

である。表記の煩雑さを避けるために、前述の制御器と同じ行列およびベクトル記号を用いていることに注意されたい。

いま、切り換え関数を次のように定義すると、

$$\sigma = \alpha x = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad 1]x \quad (20)$$

外乱のない場合の等価制御入力は、

$$u_{eq} = -(ab)^{-1}(\alpha Ax + \alpha g_1 \dot{r} + \alpha g_2 r) \quad (21)$$

となる。そこで制御入力として、形式的に式(10)と同様の合成入力を用いる。このとき、スライディングモード状態における r から θ への伝達関数は、次のように与えられる。

$$G_2(s) = \frac{\alpha_1 s + \alpha_2}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_2} \quad (22)$$

したがって、スライディングモード状態では、外乱およびプラントモデル化誤差の影響を受けずに、ランプ応答に定常偏差なく追従する。

スライディングモードの存在条件は、前述の制御器と同様のリアプノフ関数を取ることによって、式(15)と同様の結果を得る。したがって、リレーゲイン γ は外乱の大きさおよび λ の大きさを考慮して決定する。また、容易に確かめられるように、式(22)の伝達関数で与えられる入出力関係においては、ステップ応答において必ずオーバーシュートを発生する。そこで、2型サーボ制御器においては、このオーバーシュートを低減するために、極・零相殺を近似的に発生するように切り換え関数を決定する必要があることに注意されたい。

4. 回転速度の推定

ここでは、センサーによって観測されるモーター（実際は、スロットルバルブ）軸角変位から角速度を推定する方法として、可変構造(VSS)オブザーバおよびオーバーサンプリング法について述べる。

まず、以下のように角変位と角速度を状態変数とする2次元状態方程式あらたに定義する。

$$\dot{x}_o = A_o x_o + b_o u + h_o d_o \quad (23)$$

$$x_o = [\theta \quad \dot{\theta}]^T, b_o = [0 \quad K_f/JR]^T$$

$$A_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{J} & -\left(\frac{D}{J} + \frac{K_v K_f}{JR}\right) \end{bmatrix}, h_o = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_f}{JR} \end{bmatrix}$$

$$d_o = d_1 + \frac{R}{K_f}(f_D - \hat{f}_D)$$

センサー雑音 v を含む出力方程式を次のように表す。

$$y_o = c_o x_o + v = [1 \quad 0]x_o + v \quad (24)$$

そこで、式(23)、(24)で記述されるプラントに対して、次のようなVSSオブザーバを用いる⁽⁵⁾。

$$\dot{\hat{x}}_o = (A_o - k_o c_o)\hat{x}_o + k_o y_o + b_o u + \rho \operatorname{sgn}(y_o - c_o \hat{x}_o) \quad (25)$$

ここで、 \hat{x}_o は x_o の推定値を表し、 k_o および ρ は設計パラメーターベクトル、

$$k_o = [k_{o1} \quad k_{o2}]^T, \rho = [\rho_1 \quad \rho_2]^T \quad (26)$$

であり、外乱特性、雑音特性およびチャタリングなどを考慮して決定する。式(25)の右辺最後の項が可変構造項であり、これを除いた部分は、線形のリューエンバーガーオブザーバと同じ構造である。

次に、オーバーサンプリング法について述べる。本研究で用いた制御システムでは、制御器に対するサンプリング間隔は1 msecであるが、センサーに対する間隔は0.2 msecである。したがって、1制御間隔の間にセンサー信号は5データ取得可能である。このことを利用して、まず離散時刻 n での角変位推定値を、測定された5データの平均値として、

$$\hat{\theta}(n) = \frac{1}{5} \sum_{j=0}^4 y_o(n-j) \quad (27)$$

で計算する。すなわち、これは単純な平均化フィルタによる雑音除去操作であり、重み付き平均としても良い。そして、同様に時刻 $n-1$ で計算された角変位推定値との差分によって、次のように速度を推定する。

$$\hat{\dot{\theta}}(n) = \frac{\hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(n-1)}{T} \quad (28)$$

ここで、 T は制御器のサンプリング時間を表す。

5. シミュレーションと実験結果

5.1 シミュレーション結果 以下に、制御対象のパラメーター値を示す。

$$J = 1.2 \times 10^{-3} [\text{kgm}^2], D = 1.0 \times 10^{-4} [\text{Nms/rad}],$$

$$K_f = 3.5 \times 10^{-2} [\text{Nm/A}], K_v = 3.5 \times 10^{-2} [\text{Vs/rad}],$$

$$L = 1.6 \times 10^{-3} [\text{H}], R = 2.2 [\Omega], N = 10$$

$$\text{Default Angle} = 1.116 \times 10^{-1} [\text{rad}] = 6.4 [\text{deg}]$$

ここで、粘性抵抗係数 D は、同定実験によって推定しており、大きなモデル化誤差を有している。また、図3にバックラッシュおよびヒステリシスを有する、

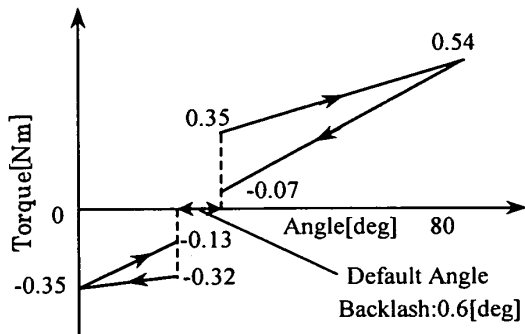


Fig.3 Actual spring torque vs. shaft angle including hysteresis and backlash

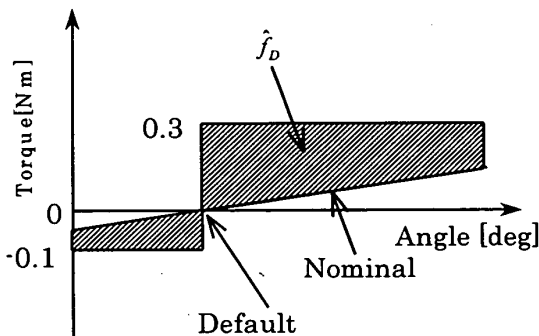


Fig.4 Nominal spring torque vs. shaft angle

実測された非線形ばねの特性を示す（数値は、スロットル軸回りでの値）。ばね定数の公称値は、デフォルト角より低開度側で 2.3×10^{-3} [Nm/rad]、高开度側で 1.0×10^{-3} [Nm/rad] である。そこで、制御器設計に用いるばね定数の公称値 k を低開度側の値とし、図4に示す斜線領域の値を推定外乱トルク \hat{f}_D として用いた。その他の制御器のパラメータは、以下のように設計した。

[I型制御器]

$$\alpha = [151 \ 1 \ 2527], \gamma = 2600, \lambda = 660$$

[II型制御器]

$$\alpha = [139 \ 15 \ 1], \gamma = 2400, \lambda = 720$$

[VSS オブザーバ]

$$k_0 = [1.21 \times 10^3 \ 7.44 \times 10^5], \rho = [5.0 \ 5.0 \times 10^3]$$

まず、線形オブザーバ、VSS オブザーバおよびオーバーサンプリング法の比較を行った。線形オブザーバは、VSS オブザーバから可変構造項を取り除いたものである。デフォルト角を初期値とし、目標角度を 0.2sec までは 1 度のステップ関数、0.4sec まではランプ関数、その後 11 度一定として与えた（図6一点鎖線参照）。また、観測雑音として最大振幅約 0.02 度の白色正規性信号を用いた。制御器は、真の状態変数を用いた I 型スライディングモード制御器とし、このときの回転速度推定誤差を図5に示す。このように、

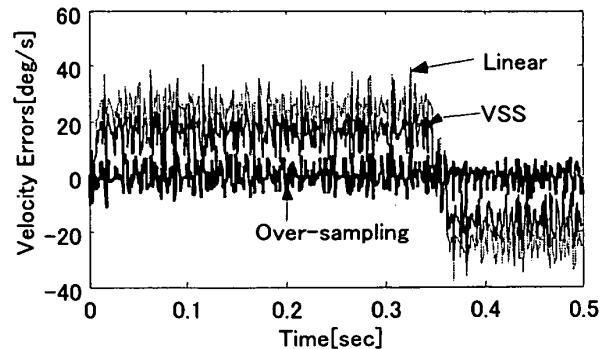


Fig.5 Estimation errors of rotation speed

VSS オブザーバは、線形オブザーバに比べて推定誤差が小さいものの、依然バイアスが残っている。デフォルト角前後（約 0.35 [sec]）でバイアス符号が反転していることから、このバイアスがばねのモデル化誤差に起因していることがわかる。VSS オブザーバを用いても、観測雑音によって厳密にスライディングモードが発生していないため、完全に外乱の影響を削除できていない。一方、オーバーサンプリング法では、ほとんどバイアスがなくなり良好な推定結果が得られた。回転角に関しても同様の結果が得られており、実際の制御に VSS オブザーバを用いた場合、これらのバイアスによる定常誤差が若干発生する。次の節において、実機を用いた実験結果を示す。

次に、線形制御器とスライディングモード制御器の比較を行った。線形制御器は、I型スライディングモード制御器と同じ状態変数による線形フィードバックとし、LQG 理論を基礎に雑音と外乱のトレードオフによってそのフィードバックゲインを決定した。図6は、基本性能を比較するために真の状態変数を用いたときの結果を示している。線形制御器では、スロットル角がデフォルト角（6.4 度）を通過する付近で、ばねトルクの大きな変動によってドリフトが生じている。一方、スライディングモード制御は共に外乱の影響を受けずに、望ましい応答を示している。切換関数の値はデフォルト角の前後で変動しているが零近傍に収まり、スライディングモードが発生していると考えられる。また入力電圧のグラフより、デフォルト角近傍でリレー入力が発生して外乱の影響を除去していることがわかる。ただし、II型制御器では参照入力の微分を用いているため、ステップ目標に対して初期時刻で瞬間的に入力飽和し、同時に切換関数の値が大きくなっている。II型制御器は、本来ランプ入力に対して定常偏差を生じないが、前述のように本システムではステップ応答におけるオーバーシュートを極力低減しなければならないため、スライディングモードに

遅い極を配置し、近似的に極零消去を発生させてこの

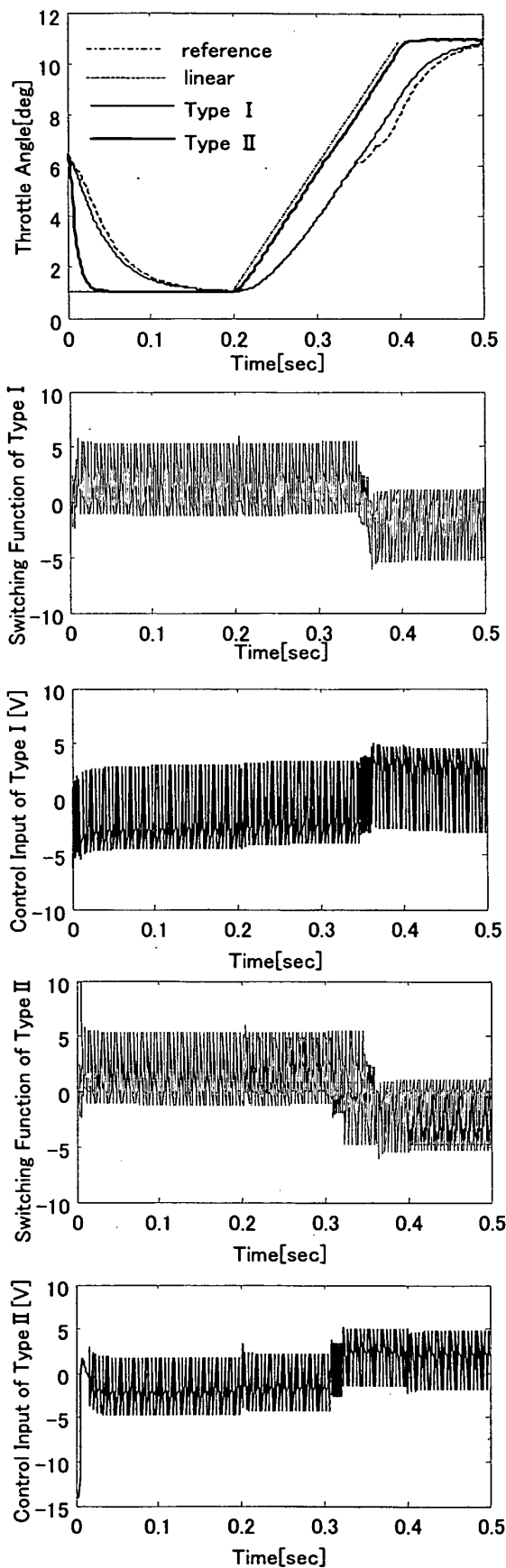


Fig.6 Simulation results with real states

目的を達成している。すなわち、図6に見られる偏差は定常偏差ではなく過渡的な偏差であり、ランプ目標が続けられればいずれ偏差はなくなる。

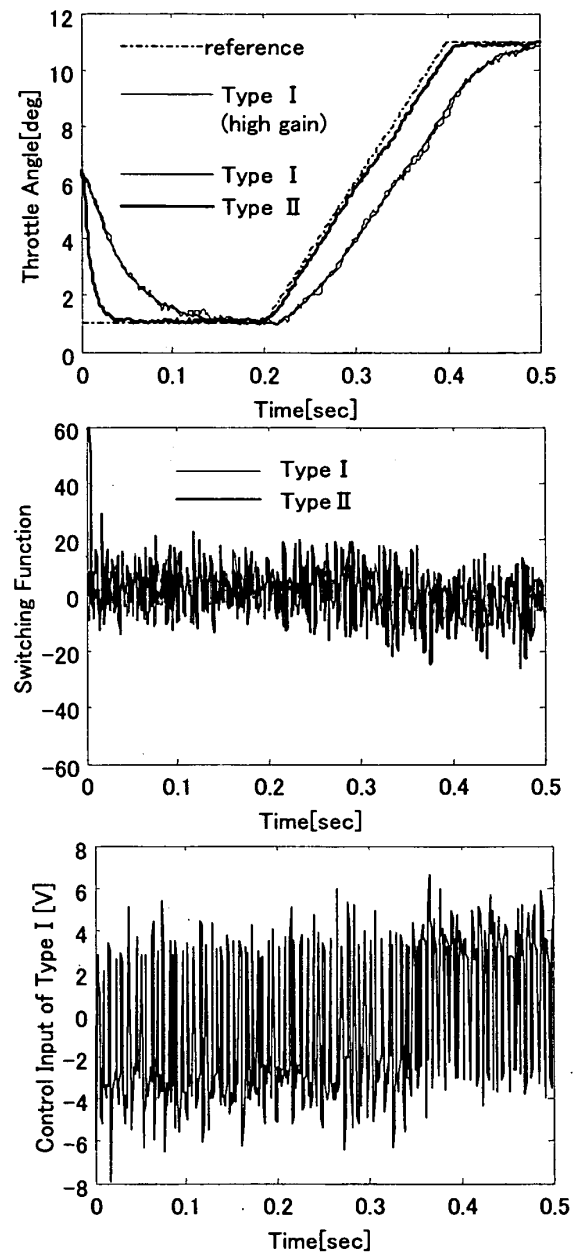


Fig.7 Simulation results with Over-sampling

次に、オーバーサンプリング法による状態推定器を用いた結果を図7に示す。観測雑音は前述の白色正規信号である。また、ここでは推定外乱 \hat{f}_D の効果を示すために、これを用いないI型制御器による応答も示している(図中 high gain で表示)。すなわち、この制御器では、前章で述べたようにスライディングモードを発生させるために大きなリレーゲインを用いる必要があり、その結果大きなチャタリングが発生している。真の状態変数が利用可能な場合には、比較的大

きなりレーゲインを用いても問題ないが、観測雑音下で推定状態値を用いる場合は、このようにチャタリングを誘発することがわかる。また、II型制御器はデフォルト角通過付近で若干ドリフトしており、速応性は良いが雑音（状態推定誤差）に対する感度が高いことがわかる。これは、スライディングモードを表す式(14)および(22)からわかるように、II型制御器では高周波帯域でI型に比べてゲインが高いこと（伝達関数の相対次数が1）に起因している。

次に、0.2sec から大開度（ほぼ全閉から全開）のステップ目標を与えた場合の結果を図8に示す。現実にはこのような大開度ステップ目標が指令されることはほ

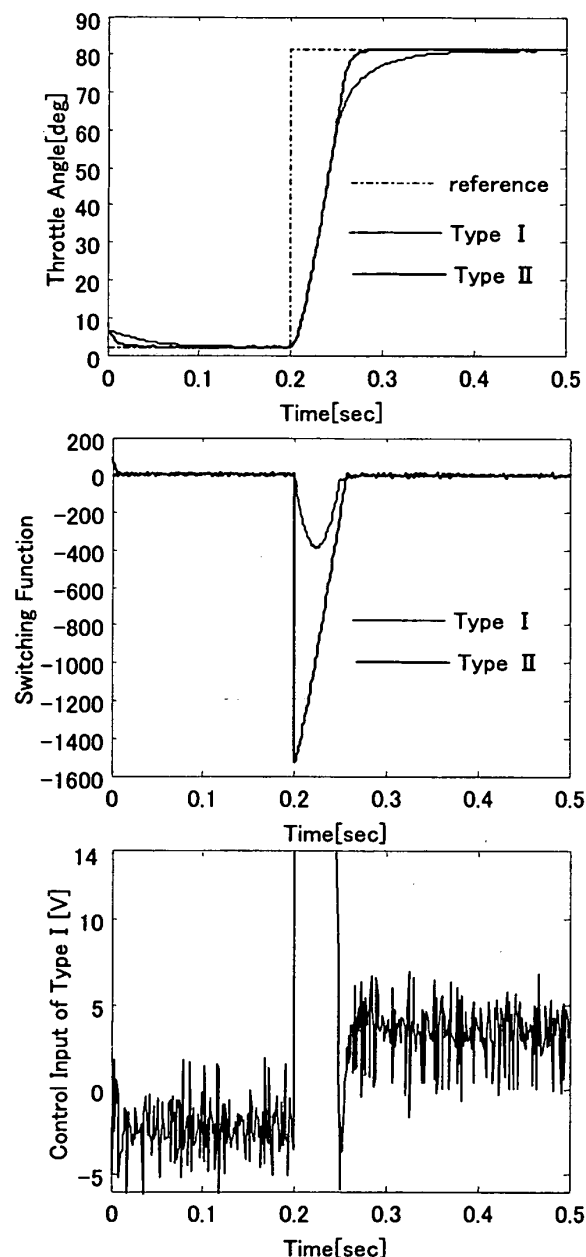


Fig.8 Step responses (simulation)

んどあり得ないが、速応性の評価のために行った。I型およびII型制御器共に、オーバーシュートなしで70msecの90%応答を達成し、設計仕様を満足している。制御入力および切り替え関数のグラフからわかるように、約0.04secまでは入力の飽和によって切り替え関数は零にならず、すなわちスライディングモードは発生していないが、その後はスライディングモードで目標値へと漸近している。I型とII型を比べると、II型制御器の方が切換関数の戻りが若干遅く、スライディングモード状態になるのが遅いことがわかる。

5.2 実験結果 実機を用いた実験結果を図9～11に示す。図9は、時刻0.1secで2度から81度にステップ状に目標角変位を与えたときの応答を示す（70度以上の拡大図）。VSSオブザーバを用いた場合、シミュレーション結果（図5）に示した推定値のバイアスによって、僅かながら定常偏差が残っていることがわかる。また、ここでは示していないが、線形オブザーバを用いた場合には、外乱の影響を大きく受けて非常に大きな定常偏差を生じた。一方、オーバーサンプリング法では、定常偏差なく状態推定が行われた結果、所望の位置決め精度が得られた。そこで以下では、オーバーサンプリング法を用いた結果についてのみ示す。

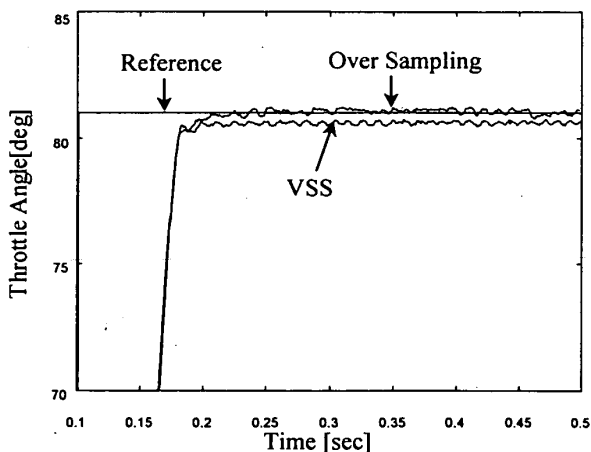


Fig.9 Step responses to compare VSS observer with over sampling method

図10は、シミュレーション結果の図7においてランプ目標が与えられた0.2secからの応答に対応している。いずれの制御器においても、ほぼシミュレーション結果と同等の応答を示しており、特に、デフォルト角通過時の大きなドリフトが発生していない。但し、観測雑音ならびにモデル化誤差によって切換関数の変動が若干大きく、スロットル角の変動も若干大きい。特にII型制御器においては、図10のデフォルト角前

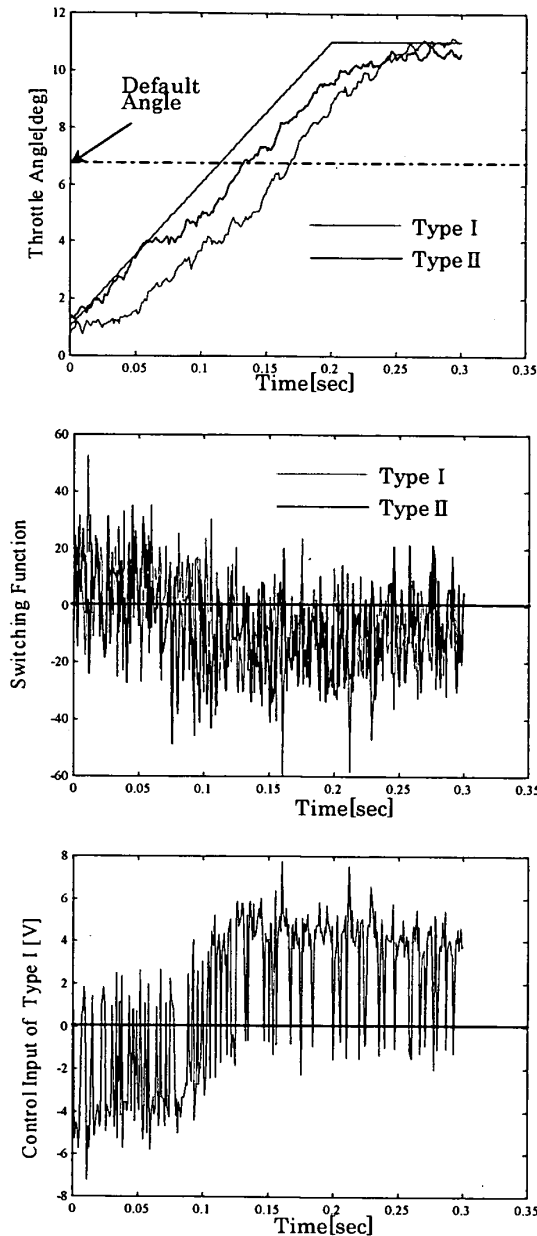


Fig.10 Ramp responses

の約4度付近に見られるようなドリフトを示すことがあった。これは、シミュレーション結果で述べたように雑音に対する感度が高いためと考えられる。

図11は、シミュレーション結果の図8においてステップ目標が与えられた0.2secからの応答に対応している。ここでも、ほぼシミュレーション結果と同等の応答を示しているが、入力が飽和する時間が若干長く、スライディングモードになる時間が延びている。これを短くするためには、スライディングモードの極を小さくすれば良いが、スライディングモードになってからの応答性とのトレードオフになる。実際に、I型制御器ではほぼ所望の性能を達成することができたが、ランプ応答における速応性をさらに改善する目的でII型

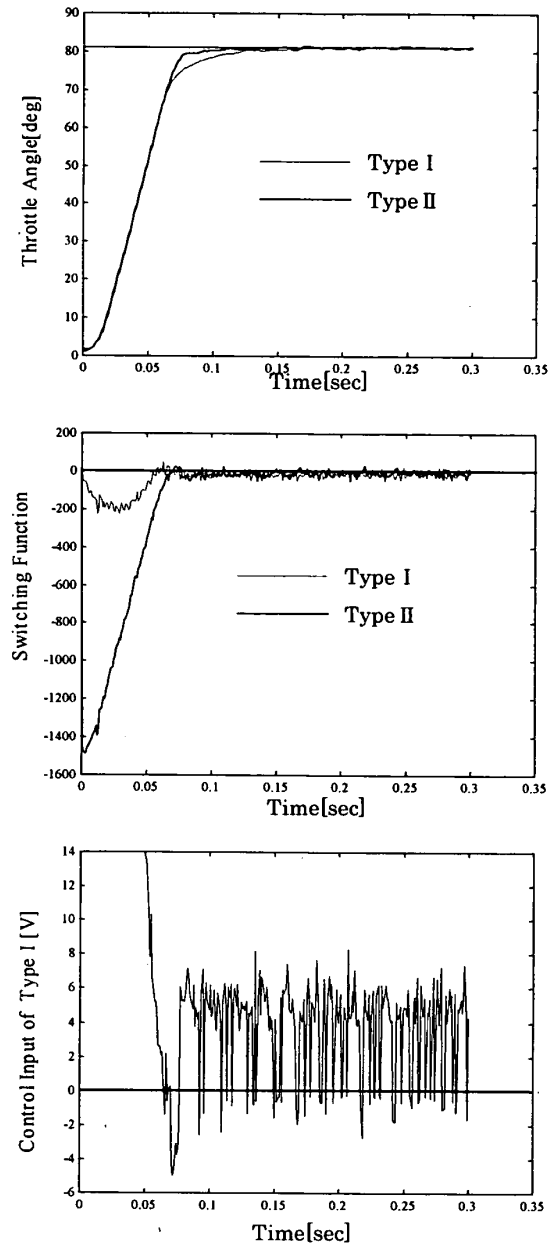


Fig.11 Step responses

制御器を設計し良好な結果を得たと考える。

6. 結 言

本論文では、強い非線形特性を有する電動スロットルバルブの位置決め問題に対して、スライディングモード制御器を設計し、実機でその有効性を示した。また、スライディングモード制御と併せて、非線形ばねトルク特性の推定関数を用いた非線形フィードバックを用いることで、チャタリングの低減を実現することができた。

状態変数の推定問題に関しては、可変構造オブザーバとオーバーサンプリング法を設計し、両者共に有効であることが確認されたが、本装置のメリット（制御

器の1サンプリング時間中に測定データを複数個利用可能)を生かしたオーバーサンプリング法が特に優れていることを示した。全状態変数を用いるスライディングモード制御器では、最終的な制御性能は状態変数の推定精度に大きく依存することがわかったため、現在この問題について検討中である。

最後に、実験装置の提供など多くのご協力をいただいた、㈱ユニシアジェックス佐藤博氏、岡本直樹氏に感謝致します。

文 献

(1) Streib, H.M. and Bischof, H., Society of Automotive Engineers(SAE) Paper No.960338(1996)

- (2) 栗原優・山田義徳・片岡龍次, 自技会, 講演集(1998), 971-975.
- (3) Kitahara, A., Sato, A. et al., Procs. of the 35th Conf. on Decision and Control, Kobe, Japan(1996), 1785-1788
- (4) 横山誠・岩田義明・片寄真二・今村政道・仁部誠, 機論, 63-611,C(1997), 2302-2307.
- (5) Slotine, J.J.E., Hedrick, J.K. and Misawa E.A., Trans. ASME, Dynamic Sys., Measure. Cont., 109(1987), 245-252
- (6) 清水克洋・横山誠・岡本直樹, 第5回運動と振動の制御シンポジウム講演論文集(1997), 145-148