

スライディングモードアルゴリズム を用いた衝撃緩和制御

Damper Control Using Sliding Mode Algorithm

下 城 孝名子*

Kanako SHIMOJO

島 袋 栄二郎*

Eijiro SHIMABUKURO

安 井 裕 司*

Yuji YASUI

岩 城 喜 久*

Yoshihisa IWAKI

要 旨

スライディングモードアルゴリズムは、高い応答性とロバスト性によりエンジンの空燃比制御やデバイス制御などに用いられてきた。一方で、切換直線の傾きを変更することにより、外乱抑制力を自在に設定できるという特徴があるが、これを応用した研究はなされていなかった。そこで、外乱抑制力を低くすることでコンプライアンスの高いサーボ制御系が構築できることに着目し、変速時に緩衝制御が必要となる自動マニュアルトランスミッションのシフト制御を行う。本研究では、スライディングモードアルゴリズムをスリーブとシンクロナイザリングの接触およびスリーブ押付けによるメインシャフトとカウンタシャフトの回転同期に適用した。この結果、スリーブとシンクロナイザリングの間にコンプライアンスを与え、従来必要とされていた機械的な緩衝装置を用いることなく、350msecでのシフト動作が可能となった。また、スリーブ押付け力を安定化させることにより、シフト動作中のスリーブの跳ね返しや停止およびシンクロナイザリングの破損を防いだ。

ABSTRACT

Sliding mode algorithms are highly responsive and robust, and this has led to their use in air-fuel ratio control and device control systems. Alteration of the gradient of the switching line enables their ability to suppress disturbance to be freely set, but no applied research has been conducted on this characteristic. In this research, the ability of a sliding mode algorithm to suppress disturbance was lowered to enable the construction of a high-compliance servo control system, and this was employed in shift control in an automated manual transmission, in which compliance control is required during shifting. The sliding mode algorithm has been employed in position control to ensure contact between the sleeve and the synchronizer ring and force control to enable the synchronization of the revolution of the main shaft and counter-shaft through sleeve force. The compliance established between the sleeve and the synchronizer ring by this means has enabled the formerly required mechanical buffer to be eliminated, and shift time has been increased to 350msec. In addition, the stabilization of sleeve force has suppressed bouncing and stoppage of the sleeve and failure of the synchronizer ring during shifting.

1. まえがき

スライディングモード制御⁽¹⁾(以下、SMC)は、高い応答性とロバスト性により、エンジンの空燃比制御^{(2), (3)}やデバイス制御⁽⁴⁾などに用いられてきた。一方で、SMCには切換関数の傾き V_{POLE} を変更することにより、制御系の外乱抑制力を自在に設定できる特徴がある。しかし、これを応用した研究はなされていなかった。本研究ではこの特徴に着目し、 V_{POLE} の変更により外乱抑制力を低下させることで、衝撃を緩和する制御(以下、緩衝制御)を行う。

Fig. 1 は、本研究の制御対象として用いる変速機構の略

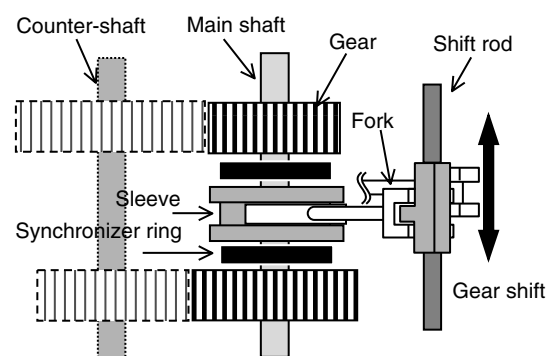


Fig. 1 Outline of AMT mechanism

* 栃木研究所

図(5)、(6)である。シフトロッドはモータで駆動されており、フォークを介してスリーブを次段のギヤに連結することで変速を行う。自動マニュアルトランスミッション(以下、AMT)では、変速時に可能な限り短時間でスリーブをシンクロナイザリングに接触させ、その後メインシャフトとカウンタシャフトの回転を同期させるため、シンクロナイザリングに一定の押付け力を与える。このスリーブとシンクロナイザリングの接触時に、スリーブがシンクロナイザリングに跳ね返されたり、過大な衝撃力によりシンクロナイザリングとの同期前にスリーブがギヤに押しこまれる現象が発生する。これに対し、シンクロナイザリングとスリーブが接触する直前に、目標位置の変化量を低下させてスリーブの移動速度を減速する手法や、新たに緩衝機構を設置して機械的に衝撃力を緩和するといった手法がとられていた。しかし、前者はシフト時間が増大し、後者は機構が複雑になるため重量やサイズが増大するという課題があった。

本研究では、SMC を AMT に適用することにより従来必要とされていた機械的な緩衝機構を用いることなく、シフト時間の短縮を図る。また、シフト動作中のスリーブの跳ね返しや停止およびシンクロナイザリングの破損を防ぐ。

2. スライディングモード制御の特徴

SMC では、制御対象の実位置を $P(k)$ 、その目標値を $P_{cmd}(k)$ としたときの偏差 $E(k)$ を式(1)で求め、式(2)に示す切換関数 $\sigma(k)$ を定義する。

$$E(k) = P(k) - P_{cmd}(k) \quad (1)$$

$$\sigma(k) = E(k) + V_{POLE} E(k-1) \quad (2)$$

Fig. 2 に $E(k)$ と $E(k-1)$ をそれぞれ座標軸とする位相平面を示す。この位相平面上において、切換関数 σ をゼロとするような直線を切換直線(Fig. 2 の Switching line)と呼ぶ。

SMC は、 $E(k)$ および $E(k-1)$ の組合せ(以下、偏差状態量)を、切換直線上に拘束するように制御し、切換直線に沿って偏差状態量を位相平面の原点、すなわち偏差 $E(k)$ をゼロに収束させる。ここで、切換直線は $E(k)$ と $E(k-1)$ の関係より式(3)で表される。 V_{POLE} は式(4)の範囲で設定される。

$$E(k) = -V_{POLE} E(k-1) \quad (3)$$

$$-1 < V_{POLE} < 0 \quad (4)$$

したがって、偏差状態量は到達モード(Fig. 2 の Reaching mode)を経て切換直線上に載ると、時間の経過とともに位相平面の原点に収束する。この挙動はスライディングモード(Fig. 2 の Sliding mode)と呼ばれ、このときの偏差状態量の原点への収束速度は、 V_{POLE} により設定することができる。

この例として、Fig. 3 にステップ外乱を与えた際の V_{POLE} による外乱抑制力の変化を示す。偏差の収束速度は V_{POLE} が

0に近いほど収束速度が速く、-1に近いほど遅くなる。これにより、コンプライアンスが切換直線の傾き V_{POLE} で設定できることがわかる。

本研究では、外乱抑制力を低くすることでコンプライアンスの高いサーボ制御系が構築できることに着目し、SMC を変速時に緩衝制御が必要となる AMT のシフト制御に適用する。これにより、機械的な緩衝機構を用いることなく短時間で緩衝動作を行うことを試みる。具体的には、スリーブがシンクロナイザリングに接触する際に V_{POLE} を小さくして外乱抑制力を低くすることで、電氣的にスリーブとシンクロナイザリングの間にコンプライアンスを与える。以下に、その詳細について述べる。

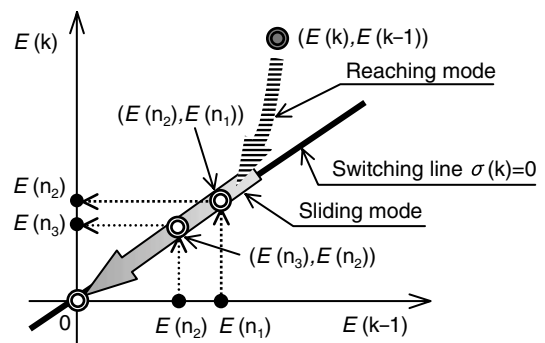


Fig. 2 Sliding mode

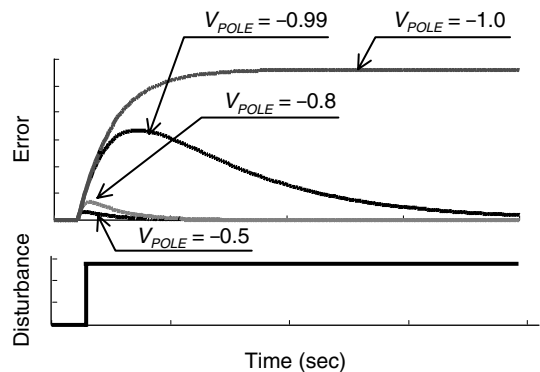


Fig. 3 Effect of changed V_{POLE}

3. 変速機構のモデル化

Fig. 4 は、シンクロナイザリングを高い剛性 K_{sc} を持ったバネマス系、モータやフォーク等を慣性系 J_m としてみなし、スリーブとシンクロナイザリングの接触挙動を慣性系とバネマス系の衝突としてモデル化したものである。

式(5)は、シンクロナイザリング反力 F_{sc} および逆起電

力を考慮した慣性系 J_m の運動方程式である。

$$J_m \dot{\omega} = \frac{K_m(V_{in} - K_m' \omega)}{R_m} - R_{sc} F_{sc} \quad (5)$$

J_m : モータ, スリーブ, フォーク等の質量
 V_{in} : 入力電圧 ω : モータの回転速度 K_m : トルク定数
 K_m' : 逆起電力定数 R_m : トルク変換係数
 R_{sc} : モータ回転角と慣性系のギヤ比

一方, モータの回転速度 ω と回転角 θ , スリーブ位置 P_{sc} の関係は, 式(6)で与えられる。

$$\begin{cases} P_{sc} = R_{sc} \theta \\ \dot{P}_{sc} = R_{sc} \dot{\theta} = R_{sc} \omega & \therefore \omega = \frac{\dot{P}_{sc}}{R_{sc}} \\ \ddot{P}_{sc} = R_{sc} \dot{\omega} & \therefore \dot{\omega} = \frac{\ddot{P}_{sc}}{R_{sc}} \end{cases} \quad (6)$$

式(5)に式(6)を代入し整理すると, 連続時間系モデルは式(7)で表すことができる。

$$\ddot{P}_{sc} = \frac{-K_m K_m'}{J_m R_m} \dot{P}_{sc} + \frac{K_m R_{sc}}{J_m R_m} V_{in} - \frac{R_{sc}^2 R_m}{J_m R_m} F_{sc} \quad (7)$$

さらに式(7)を離散時間系モデルで表現するために, 状態変数 P_{sc} を式(8)のようにおく。

$$x_1 = P_{sc}, x_2 = \frac{dx_1}{dt} \dot{P}_{sc}, \frac{dx_2}{dt} = \ddot{P}_{sc} \quad (8)$$

式(8)を式(7)に代入する。ここで, サンプル周期を T とすると, オイラー近似により式(7)の連続時間系モデルは式(9)のように変形することができる。

$$\begin{aligned} x_1(k+1) = & \left(2 - \frac{K_m K_m'}{J_m R_m} T\right) x_1(k) - \left(1 - \frac{K_m K_m'}{J_m R_m} T\right) x_1(k-1) \\ & + \frac{K_m R_{sc}}{J_m R_m} T^2 V_{in}(k) - \frac{R_{sc}^2}{J_m} T^2 F_{sc} \end{aligned} \quad (9)$$

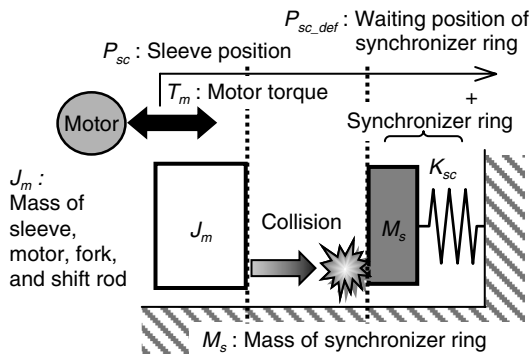


Fig. 4 Modeling of shift mechanism

したがって, 離散時間系モデルは, 式(10)のARX(Auto-Regressive with eXtra input)モデル⁽⁷⁾として表すことができる。

$$P_{sc}(k+1) = a_1 P_{sc}(k) + a_2 P_{sc}(k-1) + b_1 V_{in}(k) + d \quad (10)$$

$$\begin{cases} a_1 = 2 - \frac{K_m K_m'}{J_m R_m} T, a_2 = -1 + \frac{K_m K_m'}{J_m R_m} T, \\ b_1 = \frac{K_m R_{sc}}{J_m R_m} T^2, d = \frac{R_{sc}^2}{J_m} T^2 F_{sc} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)のモデルパラメータ a_1, a_2, b_1 は, 入力電圧 $V_{in}(V)$ およびスリーブ位置 $P_{sc}(mm)$ のデータを用いて, 最小二乗法により同定を行い決定する。

4. 制御設計

4.1. 制御要求

電動 AMT のシフトアクチュエータに対する制御要求は以下の通りである。

- (1) 目標値に対する追従性
- (2) スリーブの跳ね返しや停止および衝突防止
- (3) メインシャフトとカウンタシャフトの回転同期

4.2. 制御系構成

シンクロナイジング制御系の構成は, Fig. 5 に示すように, V_{POLE} 算出部, 目標値算出部, コンプライアンスコントローラから成る。

4.3. モード判別

変速時のスリーブの挙動を, 以下のモードに分類した。

MODE1: 変速指令—シンクロナイジング待機位置

MODE2: シンクロナイジングと接触

—メインシャフトとカウンタシャフトの回転同期

MODE3: 回転同期完了後の押込み—変速終了

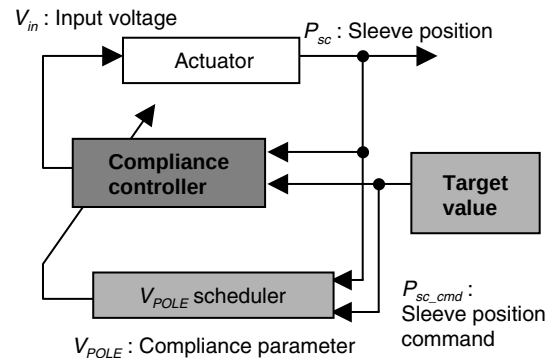


Fig. 5 Block diagram of compliance controller

モード判別条件はスリーブ位置で与えられる。ただし、MODE1 から MODE2 に移行する際は、式(12)に示す P_{sc} の変化量 DP_{sc} をモード判別に用いる。

$$DP_{sc}(k) = P_{sc}(k) - P_{sc}(k-1) \quad (12)$$

式(12)をウェーブレット変換した値 DP_{sc_wv} が、MODE2 判定閾値 W_{mode2} を超えると回転同期開始として MODE2 へ移行する。各モードの判定条件を以下に示す。

MODE1: $P_{sc} < P_{sc_def}$

MODE2: $P_{sc} > P_{sc_def}$ かつ $DP_{sc_wv} < W_{mode2}$

MODE3: $P_{sc} > P_{sc_mode3}$

DP_{sc_wv} : DP_{sc} ウェーブレット変換値

W_{mode2} : MODE 2 判定閾値

P_{sc_mode3} : MODE 3 判定閾値(スリーブ位置)

ウェーブレット変換は、ナイキスト周波数以上の周波数成分を阻止し、低周波成分のゲインを増幅して出力する変換であり、トランスミッションのようなガタやフリクションの多い制御対象の低周波数域の挙動抽出に有効なフィルタリング手段である。これは、Fig. 6のように構成され、ハーフバンドローパスフィルタ G とデータの間引き処理を2回繰り返すことでフィルタリングを行う。

4.4. スライディングモードコントローラ

4.4.1. V_{POLE} 設定

Fig. 7に示すように、 V_{POLE} はスリーブがシンクロナイジングに接触するまでは、目標値 P_{sc_cmd} に対する実位置 P_{sc} の追従性および外乱抑制能力を上げるため大きな値(<0)が設定される。

また、スリーブがシンクロナイジング待機位置 P_{sc_def} に到達すると、 V_{POLE} は-1 近傍の値に設定され、シンクロナイジングとの接触に備えて外乱抑制能力を低下させ、シンクロナイジングを保護する。よって、各モードにおける V_{POLE} は以下のように設定される。

MODE1: V_{POLE} 大…収束速度大

MODE2: V_{POLE} 小…衝撃吸収能力大

MODE3: V_{POLE} 大…収束速度大

4.4.2. 制御入力の導出

スライディングモードコントローラの制御入力 V_{in} は式(13)で求められる。 V_{in} は等価制御入力 U_{eq} 、到達則入力 U_{rch} 、適応則入力 U_{adp} の三つの入力の総和で表される。

$$V_{in}(k) = U_{eq}(k) + U_{rch}(k) + U_{adp}(k) \quad (13)$$

等価制御入力 U_{eq} は、偏差状態量を切換直線上に拘束するための入力であり、厳密には位相平面上の任意の場所において、偏差状態量をその場所にホールドする機能を持つ。

U_{eq} は、式(14)を満たす値として算出される。

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) \quad (14)$$

ここで、 $\sigma(k)$ は切換関数であり、式(15)のスリーブ位置およびスリーブ位置目標値から求められる偏差 $E_{sc}(k)$ を用いて、式(16)で定義される。

$$E_{sc}(k) = P_{sc}(k) - P_{sc_cmd}(k) \quad (15)$$

$$\sigma(k) = E_{sc}(k) + V_{POLE} E_{sc}(k-1) \quad (16)$$

式(10)、(15)、(16)を式(14)に代入し整理すると、 U_{eq} は式(17)のように求められる。

$$U_{eq}(k) = \frac{1}{b_1} \{ (1 - V_{POLE} - a_1) P_{sc}(k) + (V_{POLE} - a_2) P_{sc}(k-1) + P_{sc_cmd}(k+1) + (V_{POLE} - 1) P_{sc_cmd}(k) - V_{POLE} P_{sc_cmd}(k-1) \} \quad (17)$$

到達則入力 U_{rch} は、偏差状態量を切換直線へ載せる入力であり、式(18)で表される。

$$U_{rch}(k) = -\frac{K_{rch}}{b_1} \sigma(k) \quad (18)$$

K_{rch} : 到達則ゲイン

適応則入力 U_{adp} は、モデル化誤差や外乱を抑制し状態量を切換直線上に載せる入力であり、式(19)で表される。

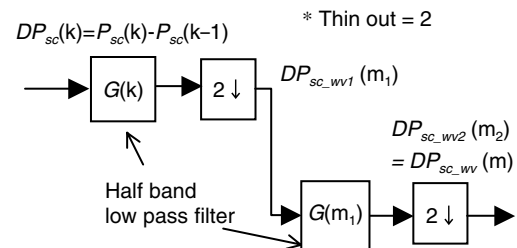


Fig. 6 Wavelet transform algorithm

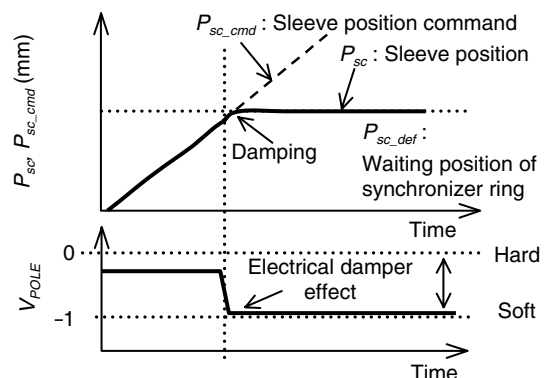


Fig. 7 Compliance effect

$$U_{adp}(k) = -\frac{K_{adp}}{b_1} \sum_{i=0}^k \sigma(i) \quad (19)$$

K_{adp} : 適応則ゲイン

4.5. 目標値算出

目標値として、Fig. 8 に示したシンクロナイザリングのボーク位置で一時保持されるランプ状軌道を用いる。このとき、ボーク位置は設計公差の最大値が設定されるが、部品ばらつきにより実際のボーク位置がずれると回転同期中のスリーブ押付け力にばらつきが生じる。

そこで Fig. 9 に示す目標値保持部において、スリーブが P_{sc_def} を超えて停止した場合、SMCによる電圧フィードバックで加算目標値 U_{fb_cmd} まで P_{sc_cmd} を変位させることにより押付け力の安定化を図る。

式(20)–(24)にその演算式を示す。

$$U_{fb}(k) = U_{fb_ini}(k) + U_{rch_ufb}(k) + U_{adp_ufb}(k) \quad (20)$$

$$U_{rch_ufb}(k) = -K_{rch_ufb} \sigma_{ufb}(k) \quad (21)$$

$$U_{adp_ufb}(k) = -K_{adp_ufb} \sum_{i=0}^k \sigma_{ufb}(i) \quad (22)$$

$$\sigma_{ufb}(k) = E_{ufb}(k) + V_{POLE_ufb} E_{ufb}(k-1) \quad (23)$$

$$E_{ufb}(k) = V_{in_ave}(k) - U_{fb_cmd} \quad (24)$$

$U_{fb_ini}(k)$: 電圧フィードバック初期値

$V_{in_ave}(k)$: 入力電圧移動平均値

U_{fb_cmd} : 電圧加算目標値

5. 実機テスト結果

5.1. V_{POLE} 可変の効果

目標値保持部がなく、 V_{POLE} を -0.45 一定、かつモード判別をしない場合の試験結果を Fig. 10 に示す。Fig. 10 は、前段からニュートラル位置を通過して次段に変速する際の挙動である。シンクロナイザリング待機位置 P_{sc_def} 近辺において、スリーブが一定速度で進行しているため、シンクロナイザリングと衝突しシンクロナイザリングが弾性変形を起こしている。これ以上の衝撃が与えられると、スリーブが同期せずにギヤに押しこまれて、ドグ歯に跳ね返される恐れがある。

同じく目標値保持部なしで、モード判別を行って V_{POLE} を可変とした場合の結果を Fig. 11 に示す。

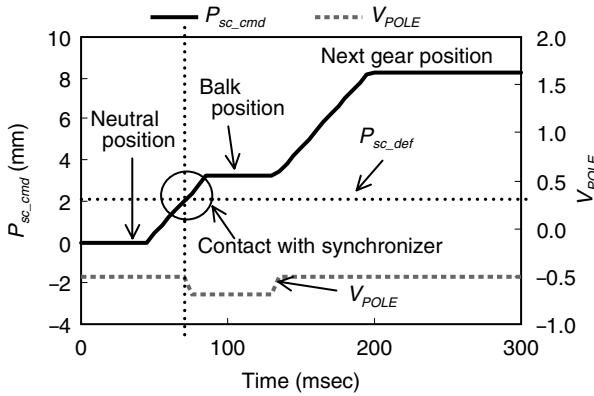


Fig. 8 Time series data for target value

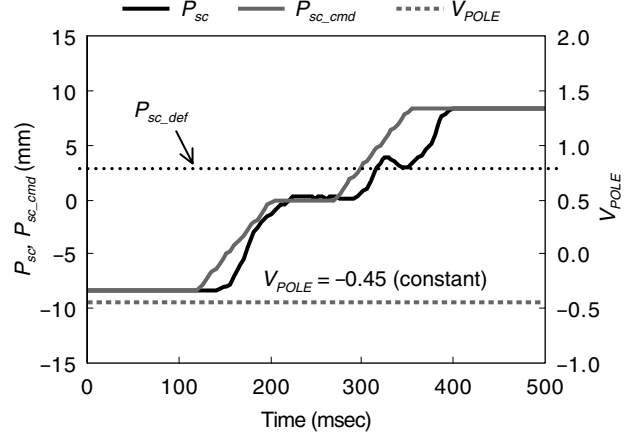


Fig. 10 Test results for constant V_{POLE}

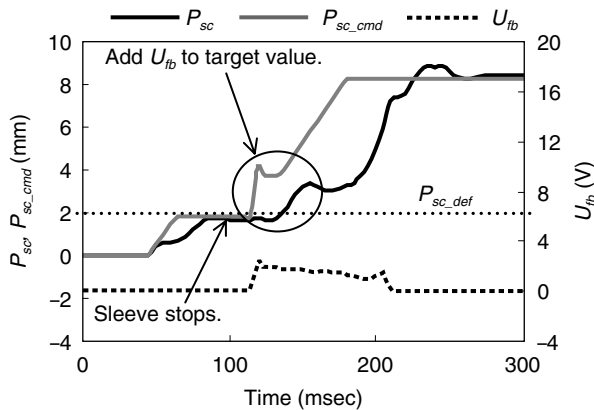


Fig. 9 Alteration of target value by voltage feedback

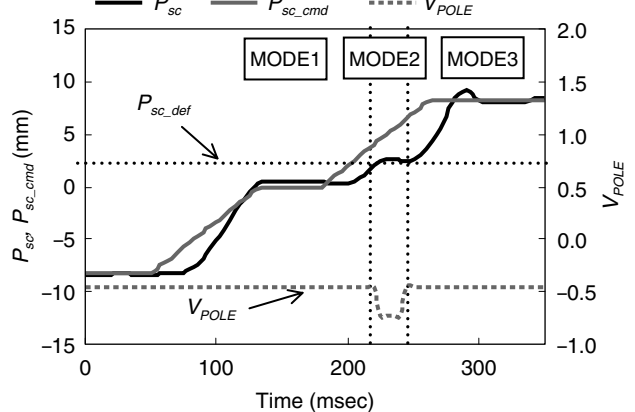


Fig. 11 Test results for variable V_{POLE}

V_{POLE} 切換条件として、前述したモード判別条件を与える。スリーブ位置 P_{sc} がシンクロナイザリング待機位置 P_{sc_def} まで移動し、スリーブ位置変化量 DP_{sc} が MODE2 移行条件を満たすと、 V_{POLE} が -0.45 から -0.75 に変化してコンプライアンスが高められる。この結果、Fig. 10 のようなスリーブの跳ね返しが発生していない。

5.2. 目標値算出部の効果

シンクロナイザリングへの押付け力不足によるスリーブの停止を防ぐために、目標値算出部を設けた。結果を Fig. 12 に示す。スリーブがシンクロナイザリング待機位置 P_{sc_def} を超え、MODE2 から MODE3 に移行してもスリーブが停止していた場合、電圧フィードバックにより制御入力 $V_{in}(k)$ が増大する。その結果、安定化された押付け力により、スリーブがゆるやかに次段のギヤに押し込まれている。また、およそ 350(msec) の短時間でシフト動作が行われている。

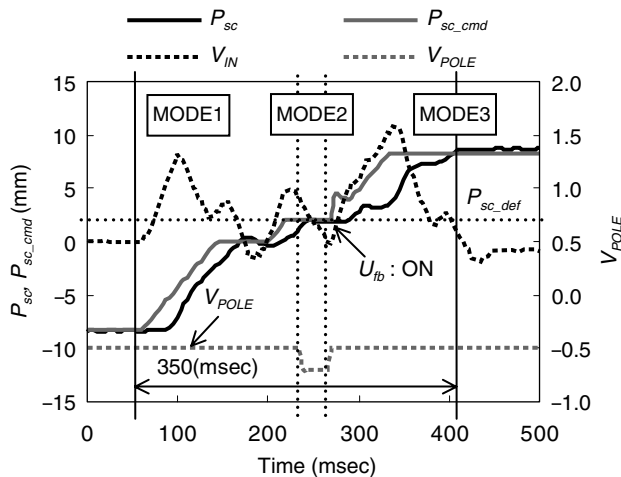


Fig. 12 Test results of for alteration of target value

6. まとめ

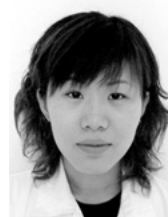
SMC の切換関数の傾き V_{POLE} を変更することで外乱抑制力を低下させ緩衝制御に用いた。これにより、制御対象である AMT に対し、以下のことが実現できた。

- (1) スリーブとシンクロナイザリングの間にコンプライアンスをもたせることにより、機械的な緩衝機構を用いることなく短時間(350msec)でのシフト動作が可能となった。
- (2) 電圧フィードバックにより、スリーブが停止した際に入力電圧を増加することで、変速時のスリーブの押付け力を安定化した。これにより、シフト動作中のスリーブの跳ね返しや停止およびシンクロナイザリングの破損を防ぐことができた。

参考文献

- (1) 野波健蔵, 田宏奇: スライディングモード制御, コロナ社, 1994, 263p
- (2) Yasui, Y., Akazaki, S., Ueno, M., Iwaki, Y.: Secondary O2 Feedback Using Prediction and Identification Sliding Mode Control, SAE paper 2000-01-0936(2000)
- (3) Ueno, M., Akazaki, S., Yasui, Y., Iwaki, Y.: A Quick Warm-up System during Engine Start-up Period Using Adaptive Control of Intake Air and Ignition Timing, SAE paper 2000-01-0551(2000)
- (4) Hashimoto, E., Ishiguro, T., Yasui, Y., Akazaki, S.: High Reliability Electronic Throttle System, SAE paper 2003-01-0708(2003)
- (5) 桜井一郎: 自動変速機の理論と実際, 鉄道日本社, 1980, 341p.
- (6) 石原智男: 動力伝達装置, 山海堂, 1980, 399p
- (7) 足立修一: ユーザのためのシステム同定理論, コロナ社, 1993, 222p

■ 著 者 ■



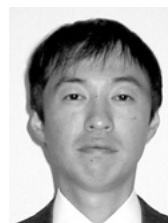
下城孝名子



安井裕司



島袋栄二郎



岩城喜久