H_∞ 制御理論適用によるトルクコンバータロックアップ クラッチ・スリップ制御系のロバスト安定化* (第2報, 実機での評価)

日比野 良一^{*1}, 大澤 正 敬^{*2}, 河 野 克 己^{*3}
木 挽 康 志^{*3}, 芳 澤 健 一^{*3}, 伊 藤 寛^{*3}

Robust Stabilization of Slip Control System for Torque Converter Lock-up Clutch Using H-Infinity Control Theory (2nd Report, Evaluation Test on Vehicle)

Ryoichi HIBINO^{*4}, Masataka OSAWA, Katsumi KONO,
Yasushi KOBIKI, Kenichi YOSHIZAWA and Hiroshi ITOH

^{*4} Toyota Central R & D Labs., Inc.,
41-1 Aza Yokomichi, Oaza Nagakute, Nagakute-cho, Aichi, 480-1191 Japan

In previous paper, H-infinity control theory was applied in order to establish high reliability of a torque converter lock-up clutch slip control system. In this paper, evaluation test on vehicle is done after the controller is transformed so as to maintain the designed characteristics for implementation into an onboard ECU. As a result it is confirmed that robust stability against large characteristic variation under vehicle operating conditions and variation induced by aging deterioration is ensured. However it is found that there is a limit of improvement in performance with the controller adopting fixed gain because of the large variation in the system. So we propose "characteristic variation compensating filter" which compensates for the variation with only a few parameters in order that the characteristics of plant realized by feedback controller become invariant, so that the high performance can be achieved. The result in the system shows that the proposed filter makes the performance improve several times.

Key Words: Filter, Automobile, Hydraulic Equipment, Characteristic Variation, Performance

1. 緒 言

自動車の燃費向上には、エンジン、変速機、車両の性能向上が必要である。第1報⁽¹⁾では、自動変速機の伝達効率向上に有効な図1に示すトルクコンバータクラッチ・スリップ制御システムの信頼性向上を目的にH_∞制御理論⁽²⁾を適用し、相補感度関数に着目したループ整形を行った。この結果車速、エンジン負荷などの運転条件やATF(Automatic Transmission Fluid)の経時的特性変動に対して優れたロバスト安定性を確保できることを、シミュレーションにて確認した。

本報では、設計したコントローラを実車両で検証するため、メモリ容量や演算能力に制約のある車載ECU

(Electronic control unit)に適した演算方法を検討する。さらに制御効果を高めるために、目標値追従性の向上を狙う。追従性向上の考え方は、これを妨げる作動領域ごとの動特性の違いを抑制するために、コントローラ側から見た制御対象の特性を一定とする補償を行うことである。但し、ECUの制約があるため、最小限のパラメータで実現可能な構成を検討する。

Fig. 1 Slip control system

* 原稿受付 2002年11月20日.

^{*1} 正員, (株)豊田中央研究所(〒480-1192 愛知県長久手町大字長湫字横道41-1).

^{*2} (株)豊田中央研究所.

^{*3} トヨタ自動車(株)(〒471-8572 豊田市トヨタ町1).

E-mail: e0976@mosk.tytlabs.co.jp

2. 実車両での評価

2.1 実装化検討 第1報にて導出した式(1)の H_{∞} コントローラは非常に高次 (16 次) であり, 数値解析では悪条件⁽³⁾と呼ばれる丸め誤差に対して感度の高い係数を持っている. 一方このコントローラが設計通り ECU 上で働くためには, コントローラ特性を保持しつつ, 可能な限り小さい次数と長い制御周期, および大きな最小分解能 (LSB: Least Significant Bit) を持つことが求められる.

$$u = \frac{n_0 \cdot s^m + n_1 \cdot s^{m-1} + n_2 \cdot s^{m-2} + \dots + n_m}{d_0 \cdot s^m + d_1 \cdot s^{m-1} + d_2 \cdot s^{m-2} + \dots + d_m} e \quad (1)$$

ここで,

u : 操作量 (%)

e : 実スリップ速度と目標値との偏差 (rpm)

d_i, n_i : 伝達関数の係数 ($i=0, \dots, m$), $d_0=1$

m : コントローラの次数

そこで本報では, ECU 上でのコントローラの演算を表す式(2)がこれら要求を満たすよう, 最適な次数 p , 制御周期 $sample_t$ と, 式(3), 式(4)の係数 A_i, B_i ($i=0, \dots, p$), 式(5), 式(6)の変数の最小分解能 U_lsb, E_lsb を求める.

$$U = \frac{B_0 + B_1 \cdot z^{-1} + B_2 \cdot z^{-2} + \dots + B_p \cdot z^{-p}}{A_0 + A_1 \cdot z^{-1} + A_2 \cdot z^{-2} + \dots + A_p \cdot z^{-p}} E \quad (2)$$

$$A_i = \text{round}(a_i / A_lsb), \quad A_0 = 1 / A_lsb \text{ (整数値)} \quad (3)$$

$$B_i = \text{round}(b_i / B_lsb) \quad (4)$$

$$U = \text{round}(u / U_lsb), \quad u \text{ の ECU 上での時間履歴} \quad (5)$$

$$E = \text{round}(e / E_lsb), \quad e \text{ の ECU 上での時間履歴} \quad (6)$$

ここで,

p : コントローラの次数, $i=0, \dots, p$

z : シフト演算子 (制御周期: $sample_t$)

a_i, b_i : 式(1)の低次元化, 離散時間化後の係数

A_lsb, B_lsb : 係数 a_i, b_i の最小分解能

round : 小数点以下の四捨五入

E_lsb, U_lsb : 変数 e, u の最小分解能

最適な $p, sample_t$, 最小分解能 U_lsb 値は, 係数 A_i, B_i から決定されるが, A_i, B_i を求めるにはまた $p, sample_t$ 値が必要となる. そこで最適値の決定方法は後述し, 始めに A_i, B_i の計算方法を説明する. まず式(1)のコントローラ係数 d_i, n_i を Moore の平衡化実現法⁽⁴⁾により低次元化し, さらにタスティン変換⁽⁵⁾により離散時間化して, 丸めが行われていない係数 a_i, b_i ($i=0, \dots, p$) にする. この変換においては, 次数 p と制御周期 $sample_t$ は制約を設けず, 図2のように変換前後の周波数特性が一致するように設定する. 係数 A_i, B_i は, 係数 a_i, b_i を式(3), 式(4)に示すように最小分

Fig. 2 Order reduction and conversion to discrete-time of H_{∞} controller

解能 A_lsb, B_lsb で丸めて求めるが, この変換においても次数 p と同様に図2の変換前後の周波数特性が一致する範囲内で, A_lsb, B_lsb を最大値に設定する.

操作量の最小分解能 U_lsb は, 次数 p と制御周期 $sample_t$ の影響を受けるため, 必要とされる要件をまず導く. 固定小数点演算を行う場合, 最小分解能 U_lsb が大きすぎると浮動小数点演算と同じ結果は得られない. 図3は, 式(7)に示す ECU の演算を模擬するシミュレーションにおいて, 最小分解能 U_lsb が過大な場合のコントローラ入力 (偏差 E) と出力 (操作量 U) を示している.

$$U(k) = \text{round} \left[\left\{ \sum_{i=1}^p (-A_i) \times U(k-i) \right\} \times A_lsb \right] + \text{round} \left[\left\{ \sum_{i=0}^p B_i \times E(k-i) \right\} \times \frac{B_lsb \times E_lsb}{U_lsb} \right] \quad (7)$$

ここで,

$k=1, 2, \dots$: 離散時間

図から入力の周波数によらずドリフトが生ずるが, この原因はドリフトのような極低周波域の特性が式(3)の係数 A_i の下位桁にある数値によって表されるので, 操作量 $U(k)$ が必要な最小分解能を持たないとこの下位桁の数値との積が丸められるためである. この丸め誤差

Fig. 3 Drift of input U in case of insufficient U_lsb

を持つ $U(k)$ 値が、次の制御周期に $U(k-1)$ として式(7)の演算に使用され、 $U(k)$ が更新されるごとに丸め誤差が蓄積されてドリフトとなる。そこで極低周波域の特性であるドリフトに対して精度を確保すれば、全周波数領域においても精度が確保されると考えられ、ドリフトが生じる条件を調べることで、逆に操作量 U の必要な最小分解能 U_{lsb} が決定できる。

式(7)において、操作量 $U(k)$ が一定の変化量 δ (整数値、一制御周期あたりに蓄積される丸め誤差) でドリフトすると仮定すると、 δ は付録に示す式変形により、式(8)のように表される。

$$|\delta| = \left| TOL / \left\{ A_{lsb} \times \sum_{i=1}^p A_i \times (p-i) + p \right\} \right| \quad (8)$$

ここで変化量の許容値は実際の操作量 u に生じる変化量 $\delta \times U_{lsb}$ で決まるため、許容される操作量 u の最大変化量を δu_{max} とすれば、最小分解能 U_{lsb} に必要な条件は式(9)のように導かれる。よって許容される最大値 U_{lsb_max} は、式(10)となる。ここで $|TOL|$ は最大値 0.5 とする。

$$U_{lsb} \leq \delta u_{max} / |\delta| \quad (9)$$

$$U_{lsb_max} = \delta u_{max} / |\delta| \quad (10)$$

最適な最小分解能 U_{lsb} と次数 p 、制御周期 $sample_t$ は、式(10)を用いた次のステップで決定する。まず $sample_t$ として ECU の基本制御周期 Ta の倍数 ($\times 1, 2, 4, \dots$) を設定し、各 $sample_t$ ごとに次数 p ($=1 \sim 14$) において低次元化した係数 A_i 、 B_i を周波数特性が保持される条件内で求め、式(8)、(10)によりその必要な最小分解能 U_{lsb_max} を計算する。図4は第1報にて導出した H_{∞} コントローラに対して、横軸に次数 p 、

Fig. 4 Determination of Least significant bit (U_{lsb}), order and sampling time of controller

縦軸に最小分解能 U_{lsb_max} 、パラメータとして $sample_t$ をとった結果である。ハッチングで示す領域が、図2で示したように係数 A_i 、 B_i が変換前の係数 a_i 、 b_i (式(1)) の周波数特性を保持する条件である。図から次数 $p=8$ 、制御周期 $sample_t=4 \times Ta$ の場合が最も最小分解能 U_{lsb_max} を大きく設定できることがわかるが、必要なメモリ容量と演算量を考慮し、 $p=7$ 、制御周期 $sample_t=4 \times Ta$ を最適条件とした。

最後に、偏差 e の最小分解能 E_{lsb} を求める。 E_{lsb} の丸め誤差の影響は、スリップ速度のセンサ出力に誤差分のノイズが重畳していると解釈できるので、ノイズからスリップ速度までの伝達関数のゲインが大きい周波数領域で、誤差の影響が小さくなるよう E_{lsb} を設定する。スリップ制御系の伝達関数は相補感度関数であり、低周波数領域のゲインは一定で高周波側へいくほど小さくなる。そこで誤差が常に上・下限どちらかにある定常状態を仮定し、定常偏差が許容範囲内に入るように設定すれば良い。本設計では、スリップ速度目標値の約 0.1% の値に設定した。

図5は、上記の次数 p 、制御周期 $sample_t$ 、係数 A_i 、 B_i と最小分解能 U_{lsb} 、 E_{lsb} を用いて ECU の演算を模擬したシミュレーション結果であるが、浮動小数点演算と同じ応答特性を示しているのがわかる。

以上、第1報で設計した H_{∞} コントローラが、ECU 上へ実装可能となった。

2.2 評価試験 3リッタエンジンの車両を対象とし、ECU 上に搭載された 8bit の CPU にてコントローラの演算を行う。フィードフォワード値は適用しない。図6(a)はノミナルな作動条件 (すべての特性変動の中で平均的なダイナミクスを有する) において実施したものであるが、目標値に偏差なく追従しており、コントローラの演算は問題なく行われていることがわかる。

次にロバスト性の評価を、PID コントローラとの比較により行う。PID コントローラは、ステップ応答特性が H_{∞} コントローラの場合と同一となるように、ノミナルな作動条件においてチューニングされている (図6(b))。図7は、クラッチ部の摩擦係数や油圧制

Fig. 5 Simulation results of fixed decimal operation

御系の感度が、予測される最大限に変化する状況を想定し、意図的に制御対象の定常ゲインを 2.5 倍にした時の実機評価結果である。図 8 は耐久走行により作動油やクラッチ材を劣化させた後のものである。いずれの場合においても H_{∞} コントローラは、PID 制御よりも優れた安定性を示し、相補感度関数に着目したループ整形による大きな安定余裕確保の効果が現れている。次数が低い PID コントローラでは、 H_{∞} と同等の安定余裕を達成できない。このように本方法による制御系設計がシステムの信頼性向上を達成できることが、実機において確かめられた。

しかし、異なるエンジン負荷条件で適用した場合を図 9 に示すが、中負荷時には特性変動により応答性が低下し、規定のスリップ速度への追従性能が低下するため、燃費改善効果は悪化する。そこで次章では、応答性改善のための手法を示す。

3. 応答性改善

計測可能な要因による特性変動 (運転条件変化を要

因とする確定可能な特性変動。車速やスリップ速度変化など) を対象に、補償を考える。本システムには、運転条件変化により図 10 に示すような特性変動が存在するが、補償は第 1 報と同様に、本特性変動を表す図 11 の代表的なモデルを基準として行う。モデル A はすべてのモデルの中で平均的なダイナミクスと下限の定常ゲインを持つモデルであり、モデル B は高負荷条件の特性を、モデル C は低負荷条件の特性 (第 1 報に示した低負荷時・経時変化時のモデル C から計測不可能な経時変化時の特性変動を除いたもの) を持つモデルである。補償では、モデル A を設計モデルとし、モデル B、C をすべての特性変動を包含する代表的な

Fig. 11 Typical models of slip control system

特性変動モデルとして扱う。

特性変動補償の基本的な考え方を図 12 に示す。図は目標値追従制御系であり、固定ゲインのコントローラ $C(s)$ と制御対象 $G(s)$ に直列に接続された特性補償フィルタ $F(s)$ から構成される。運転条件の変更により制御対象の特性が変化しても、破線で囲んだ拡大制御対象の特性がコントローラ $C(s)$ から見て常に一定の設計モデル $G_0(s)$ となるよう特性補償フィルタ $F(s)$ を構成できれば、特性変動によらず設計点の応答性が確保され、またロバスト安定化に考慮が必要な特性変動が小さくなるため、システムの応答性を上げることができる。

そこで本設計手法では、第 1 ステップとして特性補償フィルタ $F(s)$ を設定し、第 2 ステップで 応答性改善を目指したコントローラ $C(s)$ の再設計を行う。

3.1 特性補償フィルタの構成と機能 今回特性補償フィルタ $F(s)$ として、図 13 および式(11)に示す構成をとる。

$$F_i(s) = h(s) \cdot \alpha_i \cdot h(s)^{-1} (\beta_i \cdot f(s) + 1) \quad (11)$$

ここで、

i : 各運転条件を示す番号 ($i=1,2,\dots$)

$h(s)$: ハイパスフィルタ

α_i, β_i : スカラパラメータ

$f(s)$: ハイパス特性を持つ安定な伝達関数

Fig. 12 Concept of disturbance compensating filter

Fig. 13 Characteristic variation compensating filter $F(s)$

本フィルタ $F_i(s)$ は、二つの機能により式(12)を概略満たすよう設定し、補償を行う。

$$F_i(s) \cdot G_i(s) \approx G_0(s) \quad (12)$$

ここで、

$G_i(s)$: 各運転条件におけるモデル

一つは β_i と $f(s)$ より構成される動特性変動補償である。 $f(s)$ にハイパス特性を持たせ、 β_i を 0~1 の間で設定し $f(s)$ の寄与度を変更することで、DC 成分に影響を与えることなく”補償なし”から”最も大きな特性変動の補償”まで連続的に補償可能とする。補償の概念を図 14 に示す。図(a)の特性変動がない場合には、 $\beta_i=0$ としてフィルタ補償を行わず、一方同(b)のように特性変動が存在する場合には、その大きさに応じて β_i 値を設定し補償する。

もう一つは α_i とハイパスフィルタ $h(s)$ により構成される定常特性変動補償である。 α_i は、特性変動点での定常ゲインが設計モデルと等しくなるように調整することで、定常的な特性変動を抑える。また $h(s)$ および $h(s)^{-1}$ により増分型の構成とする。これにより α_i 変更時に特性補償フィルタの出力値が急変するのを避けつつ、図 13 の u' から u までの伝達特性 $F_i(s)$ には $h(s)$ が影響しないようにする。調整パラメータとして α_i, β_i の一対のパラメータしか使用しないため、非常に簡素な構成である。

Fig. 14 Characteristic of $F_i(s)$ depending on disturbed model $G_i(s)$

3.2 特性補償フィルタ定数の設定 図 15 に特性補償フィルタ $F_i(s)$ の設計法を示す。図 14 に示し

Fig. 15 Flowchart for determining of characteristic variation compensating filter $F_i(s)$

たように、特性補償フィルタ $F_i(s)$ の特性は設計モデル $G_0(s)$ により決まるため、最初に設計モデル $G_0(s)$ を設定する。本設計では図 11 のモデル A を設計モデルとするが、A は平均的な特性であるため図 14 のモデル $G_i(s)$ が位相進みの場合 (モデル B) だけでなく、位相遅れの場合 (モデル C') も補償を行わなければならない。よって特性補償フィルタ $F_i(s)$ は、位相遅れと進みの各々に対応した α_i , β_i の設定が必要となる。

まず定常特性の補償のために、式(12)で $s=0$, $f(s)=0$ とおいた式(13)により各 α_i を求める。

$$\alpha_i \cdot G_i(0) = G_0(0) \quad (13)$$

次に動特性の補償のために、 β_i と $f(s)$ を計算する。 $f(s)$ は固定係数という制約があり、補償を行う運転条件が増加するほど厳密に式(12)を満たすことはできないので、必要な周波数領域に限定し近似的に求める。ここで領域の下限は、応答性に影響の大きいゲイン交差周波数 (一巡伝達関数が 0dB となる周波数) 近傍に設定し、一方上限は位相交差周波数 (一巡伝達関数が 180 度遅れる周波数) 近傍に設定する。

$f(s)$ の計算方法を示す。まず代表モデル B, C' を $G_{opi}(s)$ (i : モデル B, C') として、式(12)を変形した式(14)の $f_{opi}(s)$ を求める。ここで $\beta_i=1$ とする。

$$f_{opi}(s) = (G_0(s)/G_{opi}(s)/\alpha_i - 1) \quad (14)$$

$f_{opi}(s)$ から、周波数領域でのフィッティング手法⁽⁶⁾を用いて、必要周波数領域での最適な特性 $f(s)$ を求める。位相進みのモデル B を対象に線形 2 次関数でフィッティングした $f(s)$ の特性を図 16 に、位相遅れモデル C' の場合を図 17 に示すが、設定した必要周波数領域では精度良く近似されている。

最後に、特性変動補償を行う運転条件ごとに、式(12)が必要周波数領域で近似的に満たされるよう β_i 値を設定する。図 18 は、3 リッタエンジン車を対象にタービン速度 $N_t=1000\text{rpm}$ で、エンジン負荷 Q_n と目標

Fig. 16 Determining of $f(s)$ for model B Fig. 17 Determining of $f(s)$ for model C'

スリップ回転速度 N_{slip_r} を横軸に β_i のマップを作成した結果である。ここで図 17 の $f(s)$ に対応する β_i 値にはマイナスをつけ ($\beta_i=-1 \sim 0$)、図 16 の β_i 値と同時に示している。 β_i 値は低エンジン負荷側で負となり、図 17 のフィルタ ($F(s)$: 位相進みフィルタ) を適用しているのがわかる。

特性補償フィルタ適用の効果を見るために、モデル A, B と経時変化時の特性変動を含むモデル C に対して、乗法的摂動 $\Delta_i(s)$ を求める。図 19(a)は特性補償フィルタを適用しない場合 ($F_i(s)=1$)、同(b)は適用した場合である。特性補償フィルタ適用時は特性ばらつきが小さく、二つの特性変動モデルともに設計モデル $G_0(s)$ に近い特性となり、乗法的摂動 $\Delta_i(s)$ が小さくなっているのがわかる。

3.3 コントローラの再設計 フィードバックコントローラは、設計モデルに $G_0(s)$ を使用し、以下の基準を満たすように、第 1 報で述べた設計法を適用する。

安定性: 経時変化時の特性変動を考慮し、全領域で α_i , β_i 定常時のゲイン余裕 (GM), 位相余裕 (PM) が

Fig. 18 Result of β_i mapping

Fig. 19 Characteristic variation of plant

特性補償フィルタを考慮しない場合と同等以上とする。

応答性：安定性の基準を満たす範囲で、ゲイン交差周波数 (ω_{cp}) を最大とする。

そこで前節で求めた乗法的摂動 $\Delta_i(s)$ に対して図 19 (b) 下段に示す重み関数 $W2(s)$ を設定し、コントローラを再設計した。同(a)の重み関数 $W2(s)$ は、第 1 報で設計に使用した再設計前のものである。同(b)の $W2(s)$ の方が高周波側に設定できるので、応答性が向上する。

3.4 α , β 過渡変化時の考察 前節までの補償法は平衡点回りの特性を対象とし $\dot{\alpha}_i = 0$, $\dot{\beta}_i = 0$ を仮定しているが、実運転では平衡点は変化する。 α_i , β_i 値を運転条件のマップまたは関数として構成すると、運転条件の過渡的な変化によって α_i , β_i 値が変化し、フィードバック制御系の安定性に影響を与える恐れがあり注意が必要である。本システムでは、図 18 のようにタービン速度 N_t 、目標スリップ速度 N_{slip_r} 、エンジン負荷 Q_n によりマップを構成するが、 N_t はフィードバック制御よりも変化が十分に遅く、また N_{slip_r} と Q_n はフィードバック制御系への入力信号 (外乱) であるため、これらマップ引数の変化により安定性が損なわれることはない。

3.5 特性補償フィルタの適用結果 3.2節の特性補償フィルタと3.3節の再設計コントローラを適用したシミュレーション結果を図20に示す。フィードフォワード値は適用しない。図中には対応するゲイン

Fig. 20 Simulation results

余裕、位相余裕および ω_{cp} 値を示してある。図では特性補償フィルタ $F_i(s)$ の付加により特性変動が補償されるだけでなく、これによりコントローラの性能が改善され、応答性は三つのモデルの平均で2.5倍向上している。

このようにH_∞制御理論のみでは、本手法のような可変パラメータの考慮を前提としていないため、応答性の改善には限界がある。また設計要求として全運転領域のモデルを対象に、直接安定余裕度を規定することが難しい。一方本手法では、特性補償フィルタの適用により特性が変動する条件を設計点の特性とみなせるので、設計点で要求する制御特性を満たすコントローラを設計すれば、同じ特性が本フィルタを適用する運転条件に対して実現される。

4. 燃費評価

3リッタエンジンの車両を対象に、各種モード走行試験を行い、燃費向上効果を確認した。結果を表1に示す。本システムにより、低・中車速において高い動力伝達効率で運転されるため、10-15モード走行では約7%向上した。

5. まとめ

本報では、トルクコンバータクラッチスリップ制御系を対象に、H_∞制御理論により設計したコントローラ

Table 1 Fuel economy improvement

Test mode	Japanese 10-15	LA#4	Actual city street driving (mean vehicle speed 40km/h)
Fuel efficiency gain	7%	5%	10%

を実機へ適用し、特性変動に対する安定性の検証を行った。実機への適用には、コントローラの演算がECUで精度良く実行されるための最適な構成の決定方法を検討した。また、運転条件の違いによる特性変動のために応答性が低下する運転条件に対して“特性補償フィルタ”を考案し、その設計法を示すとともに、実機の代表的なモデルを用いて検証した。この結果、以下のことがわかった。

- (1) ECUでの演算精度は、本手法で決定されるコントローラの次数、制御周期、最小分解能により、ECUの能力の範囲内で十分に確保可能である。
- (2) H_∞制御理論は、特性変動に対して優れたロバスト安定性を有する。
- (3) 提案した特性補償フィルタは、非常に簡素な構成で特性変動を補償し、応答性改善が可能である。
- (4) 第1報および本報で提案した設計法は、実車両に搭載可能なシステムである。

なお、本設計手法は製品車両での設計法として既に採用され、燃費の向上に大きく寄与している。

最後に、本論文をまとめるに当たり有益なご意見をいただいた名古屋大学大学院鈴木正之教授に深謝する。

付録：式(8)の導出

制御目標値は一定とし、コントローラに含まれる積分器により偏差が0に収束した時を考える。まずコントローラ係数の性質を調べるために、ECU上の演算を表す式(2)で出力 U 、偏差 E の丸めが行われない理想的な演算を考えると、 $E=0$ により U 値は $U(k)=U(k-1)=U(k-2)=\dots$ と一定値となるため付式(i)となる。この $U(k)$ 値は任意の値をとるので、付式(i)の成立には付式(ii)が満たされなければならない。

$$\left\{ 1/A_{lsb} + \sum_{i=1}^p A_i \right\} U(k) = 0 \quad (i)$$

$$1 + A_{lsb} \times \sum_{i=1}^p A_i = 0 \quad (ii)$$

付式(ii)は、定常偏差が0になるための必要条件である。

一方 ECU の演算を模擬する式(7)の演算は、 $E(k)=0$ の時付式(iii)に示すように行われる。

$$U(k) = \text{round} \left[\left\{ \sum_{i=1}^p (-A_i) \times U(k-i) \right\} \times A_{lsb} \right] \quad (iii)$$

そこでコントローラ出力が付図1に示すように一定の変化量 δ (一制御周期あたりに蓄積される丸め誤差) でドリフトする場合を考えると、付式(iii)左辺の $U(k)$ 値は p 時刻の出力値 $U(k-p)$ に $p \times \delta$ (p : コントローラ次数) を加えることで表せる。また右辺の $U(k)$ 値は

付図の $U(k-p)+(p-i) \times \delta$ 値を代入することで表されるため、付式(iv)が成り立つ。

$$U(k-p) + p \times \delta = \text{round} \left[\left\{ \sum_{i=1}^p (-A_i) \times (U(k-p) + (p-i) \times \delta) \right\} \times A_{lsb} \right] \quad (iv)$$

さらに付式(iv)右辺は四捨五入時に最大 ± 0.5 の誤差 ($\equiv TOL$) が生じるので、これを明示すれば付式(v)となり、本式を U_{lsb} の項と δ の項でまとめれば付式(vi)となる。

$$U(k-p) + p \times \delta = \left\{ \sum_{i=1}^p (-A_i) \times (U(k-p) + (p-i) \times \delta) \right\} \times A_{lsb} + TOL \quad (v)$$

$$\left\{ 1 + A_{lsb} \times \sum_{i=1}^p A_i \right\} U(k-p) + \left\{ p + A_{lsb} \times \sum_{i=1}^p \{ A_i \times (p-i) \} \right\} \times \delta = TOL \quad (vi)$$

ここで、

TOL : 四捨五入により生ずる誤差, $|TOL| \leq 0.5$

付式(ii)を付式(vi)に代入すると付式(vi)の左辺第一項が消え、本式を δ について解き両辺の絶対値をとれば式(8)が導かれる。

Appended Fig. 1 Assumption of drift in case of insufficient accuracy

文献

- (1) 日比野良一, 大澤正敬, 山田正俊, 河野克己, 木挽康志, 伊藤寛, H_∞制御理論適用によるトルクコンバータロックアップクラッチ・スリップ制御系のロバスト安定化 (第1, 制御系設計), 機論, 69-686, C(2003), 2675-2682.
- (2) 細江繁幸, 荒木光彦, 制御系設計—H_∞制御とその応用—, (1994), 110-114, 朝倉書店.
- (3) 安藤和明, 田沼正也, 梶原宏之, 兼田雅弘, 名取亮, 藤井隆雄, 数値解析手法による制御系設計, (1986), 14-25, 社団法人計測自動制御学会.
- (4) Moore, B., C., Principal component analysis in linear system: controllability, observability, and model reduction, IEEE Trans. Automat. Contr., 26, (1981), 17-31.
- (5) Chiang, R., Y., Safonov, M., G., Robust Control Toolbox User's Guide, (1998), 2-19-2-22, The MathWorks, Inc.
- (6) Levi, E., C., Complex-Curve Fitting, IRE Trans. on Automatic Control, 4, (1959), 37-44.