

安定余裕を考慮したゲインスケジュールド H_∞ 制御による ロックアップクラッチのスリップ回転速度制御[†]

平田 光 男*・飯野 郁 与*
安達 和 孝**・金子 豊**

Slip Control of Lock-up Clutch Using Gain-Scheduled H-infinity Control
Taking Account of Stability Margin

Mitsuo HIRATA*, Fumiyo IINO*,
Kazuhiko ADACHI** and Yutaka KANEKO**

It is well known that a good method for improving fuel economy is to engage the lock-up clutch of the torque-converter. In the lock-up clutch, it is necessary to control the slip speed from lower speed region in order to improve fuel consumption performance. However, the plant parameters are changed by a turbine speed, and the control is difficult. In this paper, we apply the gain-scheduled H_∞ control method to the slip speed control system of lock-up clutch. In order to improve the robustness to the plant perturbation, we apply a gain-scheduled H_∞ method taking account of stability margin. The effectiveness is evaluated by simulations.

Key Words: gain-scheduled H_∞ control, lock-up clutch, slip speed control, stability margin

1. はじめに

日本では登録車の 95 % を AT 車が占めている。AT 車の特徴として滑らかな加速フィーリングが挙げられるが、これはトルクコンバータが流体を介して動力を伝達していることにより実現されている。しかし、同時に動力損失が起るため、伝達効率が低いというデメリットがある。ロックアップ機構とは、このデメリットをなくすため、トルクコンバータ内にロックアップクラッチを設け、ある車速以上でトルクコンバータを直結させて伝達効率を向上させる技術である。特に、より低車速度域からロックアップが可能になれば燃費性能が大幅に向上する。しかし、市街地走行時などの低車速度域ではエンジンの燃焼に伴うトルク変動が大きく、こもり音や振動が発生するために、完全なロックアップは難しい。そのような領域ではクラッチをスリップさせることが有効であるが、精度良く必要最小量でスリップ回転速度を制御しなければ、クラッチの磨耗や熱などの問題が生じる。

スリップ回転速度制御系では、スリップ粘性係数が大きく

変動することが知られている¹⁾。そこで、制御系は、この変動に対してロバストになるように設計しなければならない。文献 1) では、スリップ粘性係数の変動をパラメトリック変動ととらえ、 μ 設計法を適用した。さらに、文献 2) では、スリップ粘性係数の変動がロックアップクラッチの出力軸回転速度（以下、タービン回転速度）の関数としてモデル化できることに着目し、ゲインスケジュールド H_∞ 制御を適用することで、さらに制御性能が向上することを示した。

しかしながら、文献 2) の設計において、制御性能を向上させるために制御帯域を高めてゆくと、制御対象のゲインやむだ時間の変動に対して、応答が振動的になることがあった。ゲインスケジュールド H_∞ 制御では、このような変動を構造化変動として取り扱うと問題が複雑となり、解を得ることが難しい。そのため、モデル化誤差として見積もっていた油圧系の特性やむだ時間を多少大きく見積もることで、試行錯誤的に安定余裕を確保した設計を行っていた。しかし、制御対象のゲイン変動やむだ時間の変動に対しては、ゲイン余裕や位相余裕を直接設計できることが望ましい。文献 4) では、指定したゲイン余裕や位相余裕を満たすための指定円をナイキスト線図上に設け、その外側をナイキスト線図が通るための H_∞ ノルム条件を求めている。さらに、文献 5) では振動制御系へ適用している。

そこで、本論文では、ゲインスケジュールド H_∞ 制御系設計において、文献 4), 5) の手法を適用することで、ゲイン余

[†] 第 9 回制御部門大会で発表 (2009・3)

* 宇都宮大学

** 日産自動車株式会社

* Utsunomiya University

** NISSAN MOTOR CO., LTD

(Received July 1, 2009)

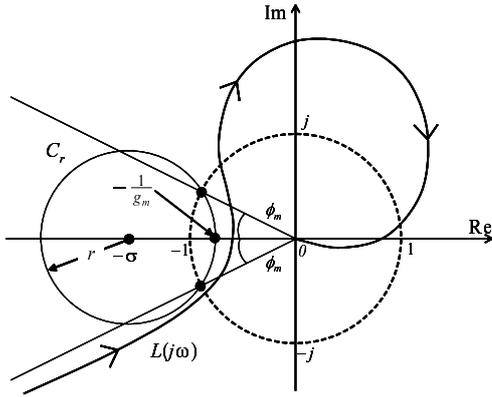


Fig. 1 Stability margin and specified circle

裕, 位相余裕を陽に考慮した設計を行う. そして, 制御対象のゲインやむだ時間が大きく変動する場合のシミュレーションおよび実車実験を行うことで, 本手法の有効性を検証する.

2. 円条件を考慮した制御器の構成法

文献4)で提案されている, 円条件を考慮したロバスト制御系の構成法をここで要約する.

確保したいゲイン余裕を g_m , 位相余裕を ϕ_m としたとき, Fig. 1 に示すように, g_m, ϕ_m から決まる三点を通る円 C_r の中心 $-\sigma$, および半径 r はつぎのように求まる.

$$\sigma = \frac{g_m^2 - 1}{2g_m(g_m \cos \phi_m - 1)} \quad (1)$$

$$r = \frac{(g_m - 1)^2 + 2g_m(1 - \cos \phi_m)}{2g_m(g_m \cos \phi_m - 1)} \quad (2)$$

ただし,

$$0 < \phi_m < \pi/2, 1 < g_m \cos \phi_m \quad (3)$$

したがって, 指定円 C_r の外側を一巡伝達関数 $L(s)$ のベクトル軌跡が通るように制御器を設計することができれば, 指定した位相余裕, ゲイン余裕を確保した制御系が構成できる. この条件は,

$$r < |L(j\omega) + \sigma| \quad (4)$$

と定式化できる. ただし,

$$0 < r < \sigma \quad (5)$$

$$(\sigma - 1)^2 < r^2. \quad (6)$$

(5) 式の仮定は C_r が原点を含まない条件である. また, (6) 式は C_r が -1 を内部に含むことを意味し, これが成り立たないと $L(j\omega)$ の軌跡が -1 の近くを通ることを許すことになり, 安定余裕を確保するという趣旨に反する. これらの仮定は (3) 式の関係が成り立つよう g_m, ϕ_m を与えることで満たされる. このとき, つぎの補題が知られる⁴⁾.

[補題1] フィードバック制御系が内部安定のもと, (4) 式が成り立つための必要十分条件は

Table 1 Parameters of plant model

Parameter	Description
T_E	Engine torque [N·m]
T_{CNV}	Converter torque [N·m]
T_{LU}	Lock-up capacity [N·m]
P_{LU}	Differential pressure [Pa]
P_{LUC}	Command for P_{LU} [Pa]
ω_{SLP}	Slip speed [rad/s]
J_E	Engine inertia [kg·m ²]
C_{SLP}	Damping coefficient [Nm·s/rad]
ω_T	Turbine speed [rad/s]
ω_{n0}	Resonance frequency [rad/s]
ζ_0	Damping ratio
L_{LU}	Time delay [s]

$$\|\alpha S + \beta T\|_\infty < 1 \quad (7)$$

が成り立つことである. ただし, $S(s) = 1/(1 + L(s))$, $T(s) = L(s)/(1 + L(s))$ であり, また

$$\alpha = \frac{\sigma^2 - \sigma - r^2}{r}, \quad \beta = \frac{\sigma - 1}{r} \quad (8)$$

本論文では, ゲインスケジュールド H_∞ 制御系設計の際に, (7) 式の評価を追加することで, 安定余裕を考慮した設計を行うことを考える.

3. スリップ回転速度制御系への適用

3.1 制御対象と2自由度制御系

ロックアップクラッチのスリップ回転速度は油圧で制御しており, ロックアップ機構に加わる差圧を変化させることで, ロックアップクラッチの締結容量が変化して入出力軸の滑り状態が変わる. これをブロック線図で表わすと Fig. 2 のようになる. また, 各パラメータの説明を Table 1 に示した. P_{LUC} は差圧指令値であり, 制御入力となる. また, ω_{SLP} はスリップ回転速度であり, 観測出力であると同時に制御量となる. 本制御対象は以下で述べるように, ロックアップ機構部, エンジントルク部, スリップ回転部の3つに大きく分けられる¹⁾.

ロックアップ機構部は, 制御入力となる差圧指令値 P_{LUC} からロックアップ容量 T_{LU} を得る部分に相当する. 差圧指令値 P_{LUC} から実際の差圧 P_{LU} までの特性は2次遅れ系として次式でモデル化できる.

$$G_P(s) = \frac{\omega_{n0}^2}{s^2 + 2\zeta_0\omega_{n0}s + \omega_{n0}^2} \quad (9)$$

また, 差圧 P_{LU} からロックアップ容量 T_{LU} を発生させるロッ

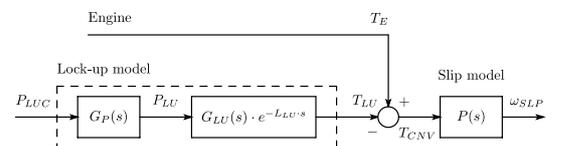


Fig. 2 Lock-up clutch model

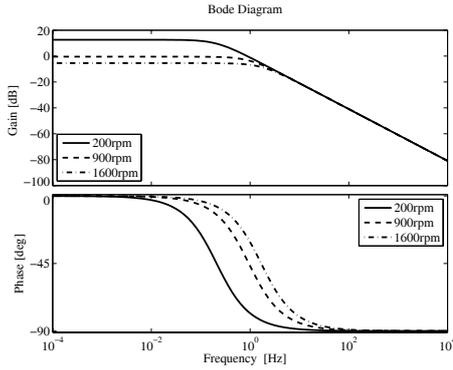


Fig. 3 Frequency responses of slip model

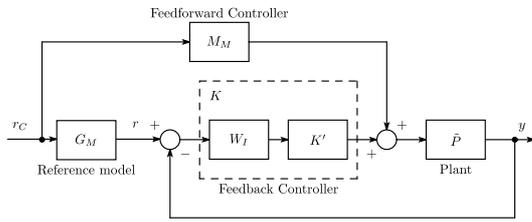


Fig. 4 Slip speed control system

クアップピストンの特性は、むだ時間が支配的であることを実機で確認しており、 $e^{-L_{LU}s}$ とした。また、 G_{LU} は物理量を変換するための係数であり、 $G_{LU} = 1$ とする。

エンジントルクについては、Fig. 2 に示すよう、本制御対象では外乱として作用する。通常、制御系は外乱抑圧特性を持つように設計されるので、以降、エンジントルク部は陽に考慮しない。

一方、スリップ回転部は、Fig. 2 に示すよう、エンジントルクとロックアップトルクの差 T_{CNV} からスリップ回転速度 ω_{SLP} までが相当し、実験データから入出力特性を求めると、ほぼ次式で近似できる¹⁾。

$$J_E \dot{\omega}_{SLP} + C_{SLP} \omega_{SLP} (\omega_T) = T_{CNV}$$

ここで、粘性摩擦係数に相当する ω_{SLP} の係数 $C_{SLP}(\omega_T)$ は、タービン回転数 ω_T に依存して変動し、両者はほぼ線形関係にあることがわかっている。この $C_{SLP}(\omega_T)$ をスリップ粘性係数と定義する。なお、 J_E はエンジンイナーシャを表す。

スリップ回転速度 ω_{SLP} の変化に対して、車速に比例するタービン回転速度 ω_T の変化は十分に遅いので、これを一定値とみなすと、スリップ回転部は次式に示すよう 1 次遅れ系としてモデル化できる。

$$P(s) = \frac{1}{J_E s + C_{SLP}(\omega_T)} \quad (10)$$

ω_T が 200rpm, 900rpm, 1600rpm のときの $P(s)$ の周波数応答を Fig. 3 に示す。この図から、 ω_T の変動に対して制御対象のゲイン特性および位相特性が大きく変化することがわかる。

スリップ回転速度制御系は文献 1), 2) と同様、Fig. 4 に示

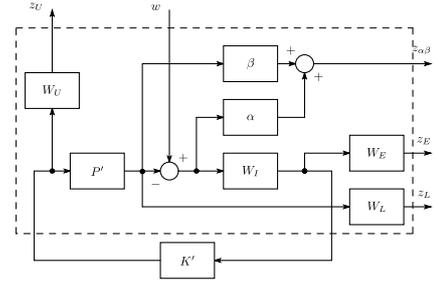


Fig. 5 Generalized plant

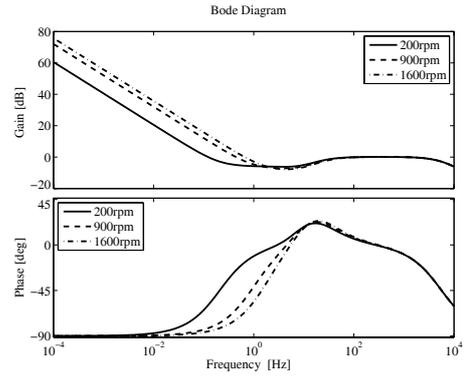


Fig. 6 Frequency responses of GS controller

すようにモデルマッチング 2 自由度制御系とする。 $\tilde{P}(s)$ は実際の制御対象、 $K(s)$ はフィードバック制御器、 $G_M(s)$ は規範モデル、 $M_M(s)$ はフィードフォワード制御器を表す。また、 r_C は目標入力、 r は規範モデル出力、 y は制御対象の出力を表す。通常、モデルマッチング 2 自由度制御系では、 M_M を \tilde{P} のノミナルモデル P を用いて、 $M_M = G_M/P$ と選ぶ。もし $\tilde{P} = P$ が成り立てば、 r_C から y までの特性は G_M に一致する。

本研究では、規範モデル $G_M(s)$ は一次遅れ系とし、

$$G_M(s) = \frac{1}{Ts + 1} \quad (11)$$

とする。このとき、フィードフォワード制御器は

$$M_M(s) = G_M(s)P^{-1}(s) = \frac{J_E s + C_{SLP}}{Ts + 1} \quad (12)$$

となるが、先ほど述べたようにスリップ粘性係数 C_{SLP} は、タービン回転速度 ω_T によって変化するので、それにあわせて $M_M(s)$ もスケジューリングを行うこととする。

フィードバック制御器 $K(s)$ については、以下で述べるよう、安定余裕を考慮したゲインスケジュールド H_∞ 制御により設計する。

3.2 フィードバック制御器の設計

ゲインスケジュールド H_∞ 制御 (以下、GS 制御) のための一般化プラントを Fig. 5 に破線で示す。制御量 $z_{\alpha\beta}$ が、今回、(7) 式の評価を GS 制御に取り込むために新たに導入したものであり、それ以外は、文献 2) と同じ入出力を持つ。なお、スケジューリングパラメータは、スリップ粘性係数 C_{SLP}

である．

GS制御系設計におけるノミナルモデル P' はスリップ回転部 P にロックアップ機構部のむだ時間 L_{LU} を1次のパデ近似として加えて

$$P' = \frac{1 - 0.5L_{LU}s}{1 + 0.5L_{LU}s} \cdot P \quad (13)$$

とした．(7)式の評価はノミナルモデルに対するものなので，文献²⁾のように一次遅れ系であるスリップ回転部をノミナルモデルにすると，位相は最大で 90° しか遅れず，安定余裕を考慮した設計を行ってもその効果が薄い．そこで，(13)式のように，むだ時間による位相遅れをノミナルモデルに含ませることにした．

Fig. 5の一般化プラントにおいて， W_L は乗法的誤差に対する重み， W_I は積分器をフィードバックループに内挿するための重み， W_E は制御性能に対する重み， W_U は制御入力大きさを抑える重みである．油圧系の動特性 G_P は不確定な部分が多いため，乗法的誤差 Δ として扱うこととし，

$$\Delta = G_P - 1 \quad (14)$$

から Δ を見積もる．そして， Δ のゲイン線図を W_L が覆うよう， W_L をつぎのように選んだ．

$$W_L(s) = \frac{4s}{s + 50} \quad (15)$$

また，感度関数に対する重み関数 W_I ， W_E は

$$W_I(s) = \frac{s+1}{s} \quad (16)$$

$$W_E(s) = \frac{1}{s+1} \cdot \frac{W_{We} \cdot W_e}{s + W_{We}} \quad (17)$$

とした．(17)式のパラメータは，多少の試行錯誤ののち， $W_{We} = 40$ ， $W_e = 0.9$ と定めた．また，制御入力に対する重み関数 W_U は定数として 0.25 とした．今回新たに導入した安定余裕を指定するパラメータ α ， β については，ゲイン余裕 12dB ，位相余裕 60° から決めた．

以上のもと， w から $z = [z_U, z_L, z_E, z_{\alpha\beta}]^T$ までの伝達関数

$$G_{zw} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+P'K} W_S \\ \frac{P'K}{1+P'K} W_L \\ \frac{K}{1+P'K} W_U \\ \frac{1}{1+P'K} \alpha + \frac{P'K}{1+P'K} \beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

に対し，

$$\|G_{zw}\|_\infty < \gamma \quad (19)$$

を満たすGS制御器 $K'(s)$ を求める．その際に必要となる C_{SLP} の最大，最小値については，タービン回転速度 ω_T の範囲を $200\text{rpm} \sim 1600\text{rpm}$ と仮定して，そこから求めた．GS制御器の解法については，文献³⁾の手法を用いた．今回，変動パラメータは C_{SLP} のみなので，2個の端点制御器が以下のように求まる．

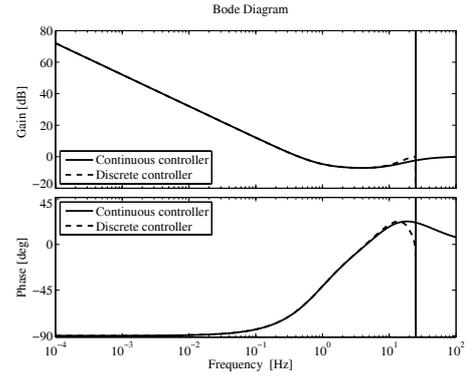


Fig. 7 The comparison of GS controller

$$K_{SYSi} = \begin{bmatrix} A_{Ki} & B_{Ki} \\ C_{Ki} & D_{Ki} \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2$$

これを C_{SLP} の値によってつぎのように凸補間することで， C_{SLP} の値に応じたGS制御器 K'_{SYS} が得られる．

$$K'_{SYS} = \frac{\bar{C}_{SLP} - C_{SLP}}{\bar{C}_{SLP} - \underline{C}_{SLP}} K_{SYS1} + \frac{C_{SLP} - \underline{C}_{SLP}}{\bar{C}_{SLP} - \underline{C}_{SLP}} K_{SYS2}$$

ただし， \bar{C}_{SLP} ， \underline{C}_{SLP} はそれぞれ C_{SLP} の最大値，最小値を表わす．そして， C_{SLP} を固定したときの最終的な制御器 $K(s)$ は K'_{SYS} の伝達関数表現 $K'(s)$ を用いて次式のように表わされる．

$$K(s) = W_I(s) \cdot K'(s) \quad (20)$$

得られた制御器の周波数応答を Fig. 6 に示す．これより，GS制御器はタービン回転速度 ω_T と共にその特性が変化しており，制御対象の変動に対応した制御器が設計できているといえる．なお，制御器設計の際の γ の最小値 γ_{min} は 0.90 となった．

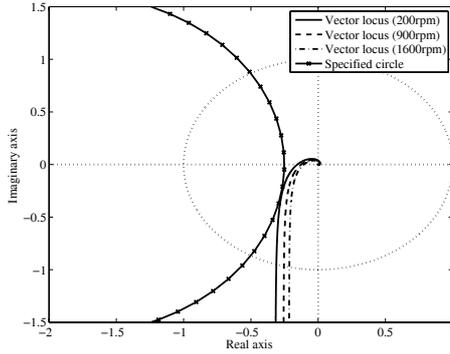
3.3 制御器の離散化と実装方法

制御器を実機に実装するためには，制御器を離散化する必要がある．パラメータの変動に対応したGS制御器は，端点制御器の凸補間により得ることができるが，この制御器をサンプリング周期ごとに離散化したのでは計算量が多すぎる．そこで，離散化した制御器を ω_T のパラメータとして表現することを試みる²⁾．

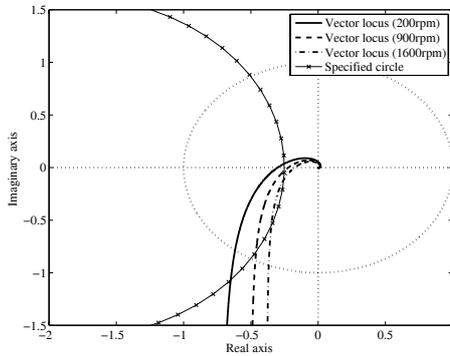
まず，タービン回転速度の範囲 $200\text{rpm} \sim 1600\text{rpm}$ を 10rpm ごとに制御器を求め，さらにサンプリング周期 T_s で双一次変換を用いて離散化する．離散化した制御器の次数は7次となったため，これを次式のように部分分数展開した．

$$K(z) = \frac{r_1}{z - p_1} + \frac{r_2}{z - p_2} + \dots + \frac{r_7}{z - p_7} + a \quad (21)$$

このとき，パラメータ r_i ($i = 1 \sim 7$)， p_i ($i = 1 \sim 7$)， a の値はすべて ω_T の2次関数として表現することができた．また，(21)式において， $i = 1 \sim 7$ にあたる各項のゲイン特性を調べ



(a) Proposal method



(b) Conventional method

Fig. 8 Nyquist plots

たところ, $i = 3, 4, 6$ の3つの項が特にゲインが小さいことが確認できた. この3つの項を省き, 制御器の次数を7次から4次に低次元化した. 最終的に, 離散時間系 GS 制御器は

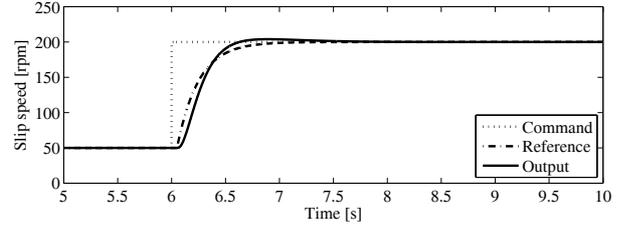
$$K_{min}(z) = \frac{r_1(\omega_T)}{z - p_1(\omega_T)} + \frac{r_2(\omega_T)}{z - p_2(\omega_T)} + \frac{r_5(\omega_T)}{z - p_5(\omega_T)} + \frac{r_7(\omega_T)}{z - p_7(\omega_T)} + a(\omega_T) \quad (22)$$

のように, ω_T をパラメータとして持つ制御器として表現することができた. そして, (22) 式で表わされる制御器の妥当性を検証するため, (20) 式で示す元の連続時間制御器と上記で求めた (22) 式の周波数特性を ω_T が 200, 900, 1600 rpm の場合について比較した. その結果, 両者の特性がほぼ一致することを確認した. 一例として, $\omega_T = 900$ rpm の場合の周波数特性を Fig. 7 に示す. この図より, 縦線で示したナイキスト周波数近傍でゲイン特性, 位相特性共に若干のずれが見られるが, それ以外は両者の特性は十分一致しているといえる.

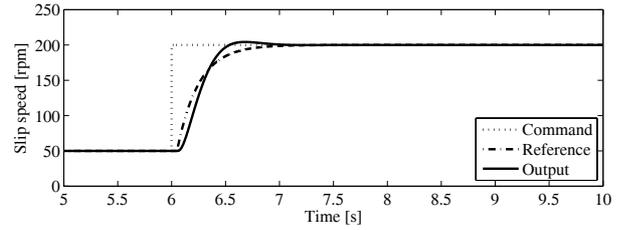
4. シミュレーションによる性能評価

4.1 安定余裕の比較

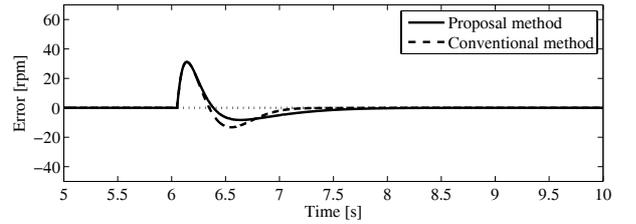
ここでは, 設計した GS 制御器の安定度をナイキスト線図を用いて評価する. まず, 油圧系およびむだ時間を含んだ一



(a) Proposed method



(b) Conventional method



(c) Tracking errors

Fig. 9 Simulation results of condition (1)

巡伝達関数 L' を以下のように定義する.

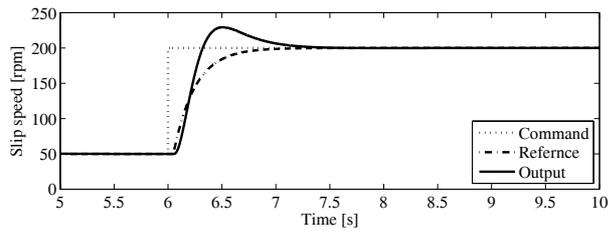
$$L' = P \cdot G_P \cdot (e^{-L_{LU} \cdot s}) \cdot K \quad (23)$$

そして, 制御器 K に, (22) 式で表わされる円条件を考慮した GS 制御器を用いる. また, 本手法の有効性の検証のため, 制御量 $z_{\alpha\beta}$ を用いない通常の GS 制御器を設計して同様の評価を行う. このとき, 重み関数は 3.2 項と同じものを用いている. なお, 通常の GS 制御器を設計した際の γ_{min} は 0.56 となり, 円条件を考慮した場合よりも γ_{min} の値が小さくなっている.

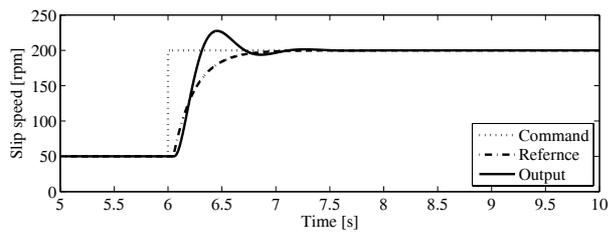
この2種類の制御器におけるナイキスト線図を Fig. 8 に示す. このとき, (a) の円条件を考慮した GS 制御器はベクトル軌跡が指定円の外側を通過しており, 指定した安定余裕が

Table 2 Simulation conditions

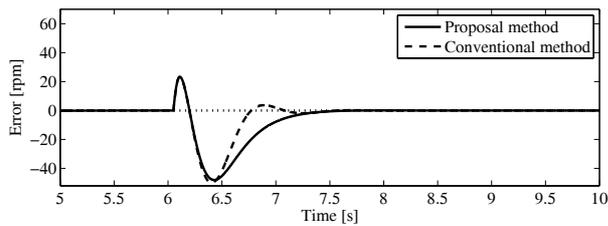
Condition	(1)	(2)	(3)	(4)
Oil pressure gain	1	1.5	1	1
Resonance frequency	ω_{n0}	ω_{n0}	$\omega_{n0} / 3$	ω_{n0}
Time delay	L_{LU}	L_{LU}	L_{LU}	$3L_{LU}$



(a) Proposal method



(b) Conventional method



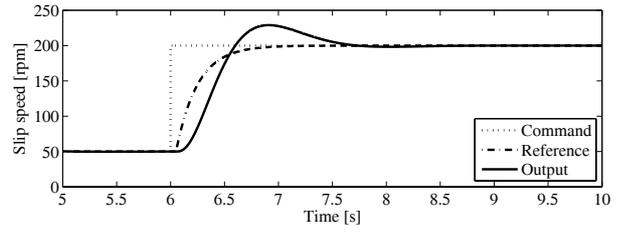
(c) Tracking errors

Fig. 10 Simulation results of condition (2)

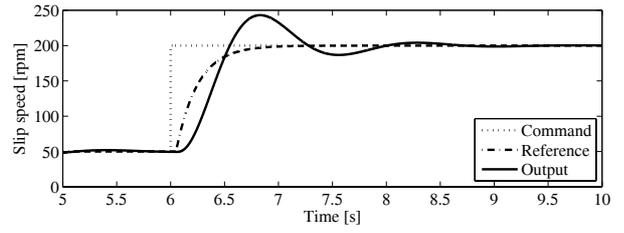
確保できている．これに対し，(b) の円条件を考慮しないGS制御器の場合はベクトル軌跡が指定円の内側を通っており，指定した安定余裕を確保できていない．この結果より，円条件を考慮することによって十分な安定余裕を確保したGS制御器を設計できることが確認できた．

4.2 スリップ回転速度シミュレーション

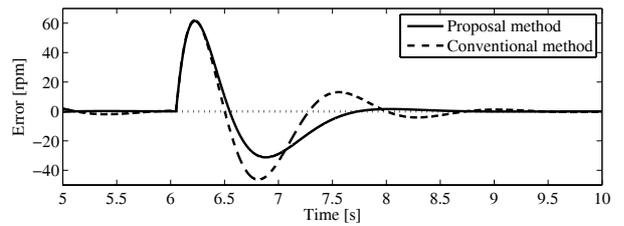
つぎに，Fig. 4 で示した2自由度制御系を構成してスリップ回転速度シミュレーションを行い，制御系の性能評価を行う．その際， $G_M(s)$ および $M_M(s)$ については，フィードバック制御器と同じサンプリング周期 T_s で離散化する．シミュレーション条件については，今回，特に制御対象の変動に対するロバスト性を評価するため，Table 2 に示すよう，ゲイン変動，油圧系の固有振動数およびむだ時間の変動から4つの変動パターンを仮定した．(1) がノミナル条件，(2) がゲイン変動1.5倍，(3) が固有振動数1/3倍，(4) がむだ時間3倍の条件となる．これらの変動を引き起こす主な要因として，温度変化 ($-40^{\circ}\text{C} \sim 120^{\circ}\text{C}$ 以上) によって油の粘性が大きく変わることによる油圧系の特性変動，加工精度のばらつきや経年変化による油圧系や機械系の特性変動などがあげられる．そ



(a) Proposal method



(b) Conventional method



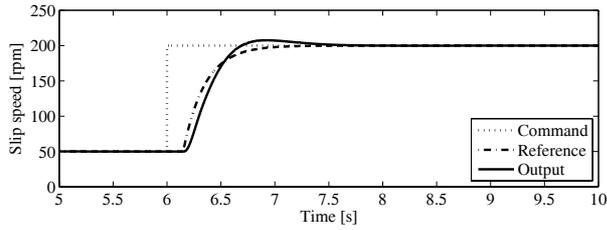
(c) Tracking errors

Fig. 11 Simulation results of condition (3)

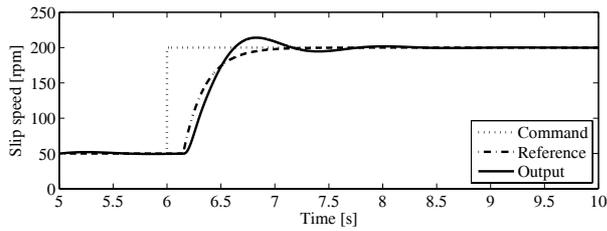
して，フィードバック制御器に，安定余裕を考慮したGS制御器と通常のGS制御器を用いて両者の比較を行う．なお，タービン回転速度 ω_T は $200\text{rpm} \sim 1600\text{rpm}$ の範囲で変化する時変パラメータであるが，ここでは ω_T は一定であるとし， $\omega_T = 900\text{rpm}$ とした．

$t = 6\text{s}$ の時に，スリップ回転速度の目標値を 50rpm から 200rpm にステップ状に変化させた場合のシミュレーション結果と，規範モデル G_M の出力と制御対象の出力との偏差応答を示す．Fig. 9 が条件 (1)，Fig. 10 が条件 (2)，Fig. 11 が条件 (3)，Fig. 12 が条件 (4) の結果である．また，各図において (a) が円条件を考慮し，安定余裕を確保したGS制御器，(b) が円条件を考慮しない従来のGS制御器の結果である．

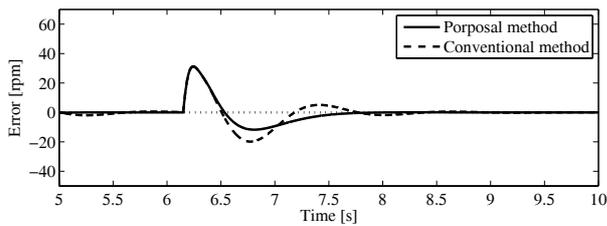
条件 (1) の場合，目標値に対するオーバーシュート量は安定余裕を確保したGS制御器の方が小さくなっていることがわかる．ただし，偏差応答を見ると，目標値への収束は従来のGS制御器の方が速い．また，条件 (2) でも同様の傾向が得られているが，(b) の従来のGS制御器の応答は $6.5 \sim 7\text{s}$ 付近で応答が若干振動的になっている．条件 (3) では，従来の



(a) Proposal method



(b) Conventional method



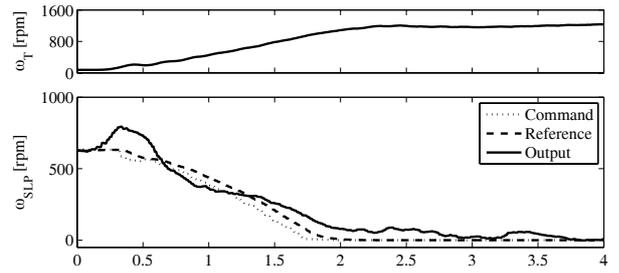
(c) Tracking errors

Fig. 12 Simulation results of condition (4)

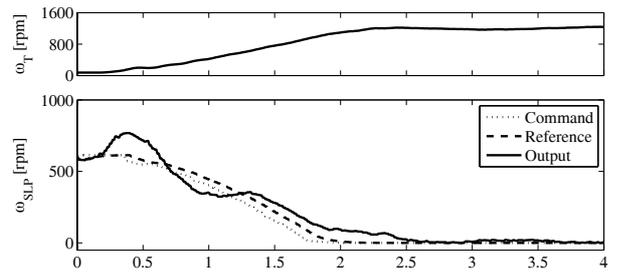


Fig. 13 Experimental vehicle

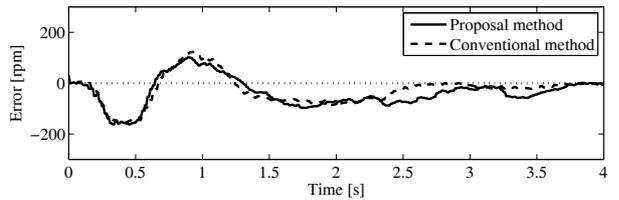
GS 制御器の応答に振動が見られる。また、条件 (4) の場合も同様に、従来の GS 制御器の応答が振動している。つまり、従来の GS 制御器は、特に固有振動数とむだ時間の変動に対してロバスト性が低いことがわかる。これに対し、円条件を考慮し、安定余裕を確保した GS 制御器を用いた場合、ノミナル条件の場合に比べて偏差は大きくなっているものの、応答に振動は見られない。Fig. 8 のナイキスト線図において、安定余裕を確保した GS 制御器は従来の GS 制御器に比べて特に位相余裕が大きくなっていることから、このシミュレ



(a) Proposal method



(b) Conventional method



(c) Tracking errors

Fig. 14 Experimental results of condition (1)

Table 3 Specification of the experimental vehicle

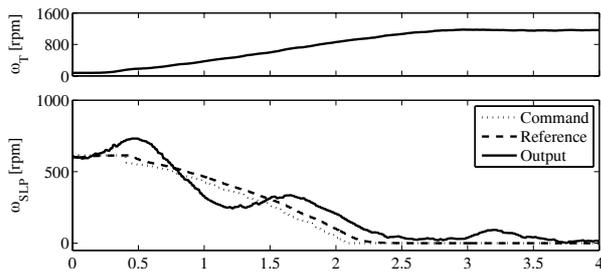
Vehicle	Nissan MURANO (Z50)
Engine	V6-3.5liter gasoline (VQ35DE)
Transmission	Belt-driven CVT with Torque Converter

シヨン結果は妥当であるといえる。

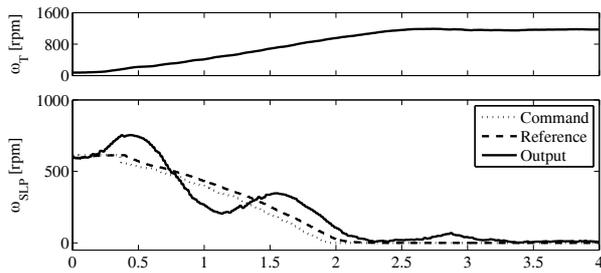
以上より、円条件を考慮し、安定余裕を確保した GS 制御器の方が、円条件を考慮していない GS 制御よりも特に油圧系の固有振動数とむだ時間の変動に対してロバスト性が高いことが確認できた。

5. 実機実験による性能評価

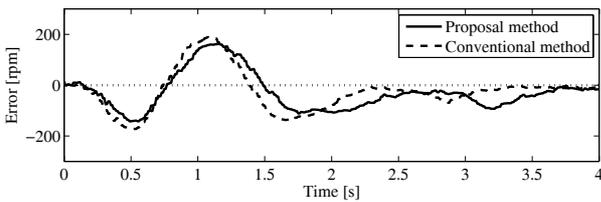
つぎに、実車を用いた実験により制御器の性能評価を行う。実験車には Fig. 13 に示す NISSAN ムラーノを用いた。その諸元を Table 3 に示す。制御器は、dSPACE 社のリアルタイム環境である MicroAutoBox を用いて Simulink ブロックにより実装した。そして、シミュレーションに用いた 2 種類の制御器に対して、クリープ状態からアクセル開度を 0 か



(a) Proposal method



(b) Conventional method



(c) Tracking errors

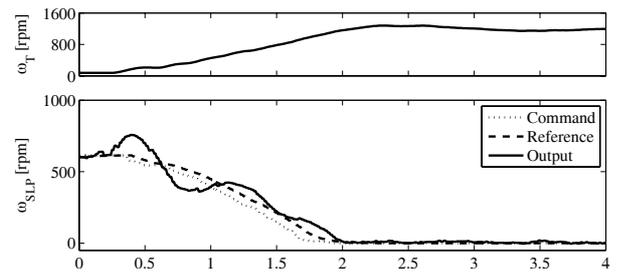
Fig. 15 Experimental results of condition (2)

Table 4 Experimental conditions

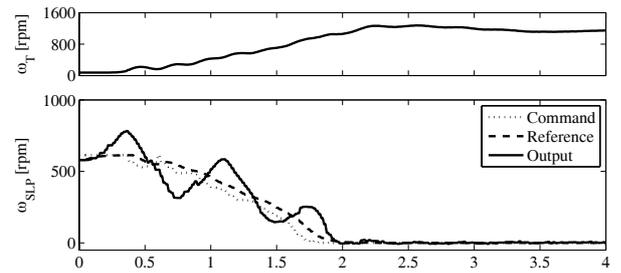
Condition	(1)	(2)	(3)
Time delay	×1	×4	×1
Feedback controller gain	×1	×1	×4

ら 10 度にステップ上に動かし、ロックアップクラッチをスリップ状態からロックアップ状態に変化させた。さらに、制御器のロバスト性を評価するため、Table 4 に示すようなむだ時間およびフィードバックゲインを変更した条件に対して実験を行う。(1) はノミナル条件である。(2) は、むだ時間が通常の 4 倍になるように、フィードバック制御器の出力にむだ時間要素を追加する。(3) は、フィードバック制御器のゲインを 4 倍にする。(2)、(3) で仮定した変動の大きさは、通常考えられる変動に比べて大きい、これらの変動に対してどの程度のマージンがあるかを検証するために、意図的に大きな変動を与えることにした。

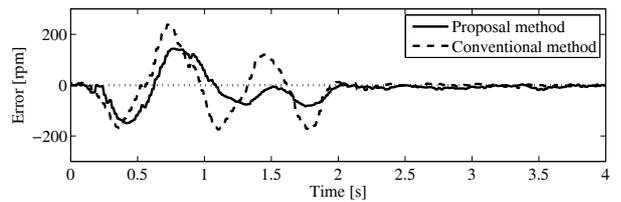
実験結果を Fig. 14 ~ Fig. 16 に示す。ここで、(a) が円条件を考慮した GS 制御器を用いた場合、(b) が円条件を考



(a) Proposal method



(b) Conventional method



(c) Tracking errors

Fig. 16 Experimental results of condition (3)

慮しない GS 制御器を用いた場合の実験結果である。ここで、上段がタービン回転速度であり、0 ~ 約 1600rpm の範囲で変化する。また、下段がスリップ回転速度であり、約 600rpm から 0rpm まで減少する応答となっている。なお、下段において点線は目標入力 r_C 、破線が規範モデル出力 r 、実線が出力であるスリップ回転速度を表わす。また、(c) は規範応答モデル出力との偏差 $e = r - y$ である。

条件 (1) において、円条件を考慮した GS 制御器を用いた場合には 3.5s 程度で目標値に収束している。これに対し、円条件を考慮しない GS 制御器の場合には 2.5s 程度で目標値に収束しており、ノミナル条件においては円条件を考慮しない GS 制御器の方が目標値への収束が若干速い。条件 (2) では、どちらの手法も大きなむだ時間を加えた影響により応答がやや振動的になった。振動の大きさは、円条件を考慮した方が若干小さい。しかし、どちらの場合も、許容範囲内の振動であるといえる。条件 (3) では、円条件を考慮しない場合、応答が非常に振動的となった。一方、円条件を考慮した場合は、そうでない場合に比べて振動の振幅が抑えられており、許容

範囲に収まった。

以上から、円条件を考慮しない場合は、特にゲイン変動に対してロバスト性が低く、円条件を考慮することによりゲイン変動に対するロバスト性が大きく向上した。

6. おわりに

本稿では、ロックアップクラッチのスリップ回転速度制御系を制御対象とし、タービン回転速度 ω_T の変化によって制御対象のパラメータが変動する場合のフィードバック制御器の設計について検討した。

まず、制御対象の変動パラメータはタービン回転速度の関数になっており、しかも、タービン回転速度は直接観測できることから、ゲインスケジュールド H_∞ 制御を適用した。その際、制御対象のゲイン変動やむだ時間の変動に対してロバストになるよう、一巡伝達関数のベクトル軌跡が、安定余裕で決まる指定円の外側に存在するための条件を付加して設計を行った。

このようにして得られた制御器を2自由度制御系のフィードバック制御器に用いてシミュレーションを行ったところ、円条件を考慮していない従来の制御器に比べ、ゲイン変動やむだ時間の変動に対してロバスト性が向上していることが確認できた。また、実車を用いた実験において、特にゲイン変動に対するロバスト性が向上していることが確認できた。

参考文献

- 1) 家子, 安達, 越智, 金井, 渡邊, 浅野: 自動車の自動変速機における2自由度スリップ回転速度制御系の設計, 計測自動制御学会論文集, **34-11**, 1645/1651 (1998)
- 2) 飯野, 平田, 安達, 金子: ロックアップクラッチのスリップ回転速度制御 ゲインスケジュールド H_∞ 制御系設計と制御器実装, 第8回計測自動制御学会制御部門大会資料(CD-ROM) (2008)
- 3) P. Apkarian, P. Gahinet and G. Becker: Self-Scheduled H_∞ Control of Linear Parameter-varying Systems, A Design Example, Automatica, **31-9**, 1251/1261 (1998)
- 4) 穂高, 鈴木, 坂本: 指定されたゲイン余裕と位相余裕を確保するコントローラの設計, 計測自動制御学会論文集, **35-4**, 577/579 (1999)
- 5) 不破, 加藤, 神藤: 円条件を考慮したロバスト制御系の一構成法 振動制御系への応用, 電気学会論文誌, **123-12**, 2133/2141 (2003)

[著者紹介]

平田 光 男 (正会員)



1969年1月17日生。93年千葉大学大学院工学研究科修了, 96年千葉大学大学院自然科学研究科修了。同年千葉大学工学部助手, 2004年宇都宮大学工学部助教授, 2007年同准教授現在に至る。博士(工学)。2002年~2003年カリフォルニア大学バークレイ校機械工学科客員研究員。ロバスト制御, ナノスケールサーボ制御, およびそれらの産業応用に関する研究・教育に従事。システム制御情報学会, 電気学会, 日本機械学会, IEEEの会員。99年日本機械学会機械力学・計測制御部門部門貢献賞, 2002年計測自動制御学会制御部門大会賞, 2004年日本機械学会奨励賞を受賞。著書にMATLABによる制御系設計, ナノスケールサーボ制御(東京電機大学出版局)。

飯野 郁 与



1985年2月13日生。2007年宇都宮大学工学部電気電子工学科卒業, 2009年宇都宮大学大学院工学研究科博士前期課程修了, 同年東京電力(株)入社, 現在に至る。在学中はロックアップクラッチのロバスト制御に関する研究に従事。

安達 和 孝 (正会員)



86年日本大学大学院理工学研究科前期課程修了。工学博士。同年日産自動車(株)に入社し, 四輪操舵システム, 無段変速機システム, 車間距離制御システム, オートマチックトランスミッションのロックアップクラッチなどの制御系設計および商品化開発を経て, 現在, 主にHybrid車両の制御系開発に従事。

金子 豊



93年千葉大学工学部電気電子工学科卒業。97年日産自動車(株)に入社。無段変速機システム, オートマチックトランスミッションのロックアップクラッチなどの制御系設計に従事。