不確かさを陽に考慮した一次元 $\mathcal{H}_\infty$ コントローラ による速度制御系のロバスト制振制御

学生員 橋 本 誠 司 (宇都宮大学)

正 員 船 渡 寛 人 (宇都宮大学)

学生員 山 本 磨 人 (宇都宮大学)

学生員 原 賢 志 (宇都宮大学)

正 員 神 山 健 三 (宇都宮大学)

A First-Order $\mathcal{H}_\infty$ Controller for Robust Vibration Suppression Control in Speed Control Systems considering Explicit Uncertainty

Seiji Hashimoto, Student Member, Hirohito Funato, Member, Kiyohito Yamamoto, Student Member,
Kenji Hara, Student Member, Kenzo Kamiyama, Member (Utsunomiya University)

This paper describes a first-order $\mathcal{H}_\infty$ speed controller which can well regulate load speed without torsional vibration for both speed reference and torque disturbance in a two-mass resonant system. To the strategy for reducing the order of the $\mathcal{H}_\infty$ controller, the authors apply the state feedback compensation to modify an original resonant plant and disregard the dynamics of the modified plant considering robust stability criterion. Thus, the resulting $\mathcal{H}_\infty$ controller in speed control systems can be reduced to the just first in order using the modified plant.

キーワード: 2 慣性共振系, 状態フィードバック, 不確かさ, $\mathcal{H}_\infty$ 制御, 低次元化, μ 解析

1. ま え が き

近年, 速度サーボ系において軽量化や小型化の要求により, 電動機と負荷を接続する軸の剛性が低下し, 負荷系の固有周波数は低下する傾向にある。一方, 電動機駆動制御の高性能化の要求により, 駆動系は高応答化の傾向にある。この場合には, 駆動系と負荷系との間で振動モードが励起され軸ねじり振動が生じる。さらに, 速度サーボ系はトルク外乱に対しても振動しやすくなるといった問題がある。

この共振負荷系に対し, 古典制御及び現代制御理論の立場から制振する手法が種々実用化されている^{(1)~(5)}。また, 振動モードをもつ共振負荷系の制振制御に $\mathcal{H}_\infty$ 制御を適用する場合には, $\mathcal{H}_\infty$ コントローラは一般に制御対象の共振特性と極零相殺するような零点や極を持つことになる。そのため目標値応答は制振可能であるが, トルク外乱応答については共振特性が相殺されず振動抑制ができない。また, 極零相殺を用いない手法でも, 目標値応答とトルク外乱応答との間でトレードオフが必要となり, この場合重み関数の決定に経験が必要となる。これらの課題を解決する手法として, 共振比制御や外乱オブザーバを付加してから $\mathcal{H}_\infty$ 制御を適用した例がある^{(6)~(7)}。しかし, どちらの手法も

制御理論の立場から見れば, トルク外乱に対し1型のサーボ系を設計しているにすぎず⁽⁸⁾, トルク外乱に対する共振特性の大幅な改善は望めない。さらに, 振動モードの無視できない高次の制御対象に対しては, $\mathcal{H}_\infty$ コントローラはその次数が制御対象に比例し高次となる。

本論文では, 以上の課題を解決するために, 最初に制御対象に状態フィードバック補償を施し制御対象の極配置を行い, 特にトルク外乱の共振特性を改善する。次に, この状態フィードバック補償された制御対象に対し, 制御対象の不確かさを陽に考慮して低次元化した $\mathcal{H}_\infty$ コントローラを設計する。本提案手法では, 目標値応答及びトルク外乱応答に対する設計指針が明確であり, 従って重み関数の設定が容易である。また, $\mathcal{H}_\infty$ コントローラの低次元化により, その実装が実用上容易となる。本論文では, その有効性をシミュレーション及び実験により検証する。

2. 2 慣性共振系の振動抑制

本論文は, 電動機と負荷がギアを介して弾性軸により接続された共振系を制御対象とする。このような負荷系は, 電動機, 負荷がそれぞれ独立した質点系を構成する2慣性共振系となる。2慣性共振系の特徴については文献^{(1)~(4)}を

図1 2慣性共振系のブロック図
Fig. 1. Block diagram of two-mass plant.

参照されたい。

2慣性共振系は数式モデルとして次のように表せる。

$$J_1 \ddot{\theta}_1 = -c_1 \dot{\theta}_1 - \frac{k}{g_r} (\frac{\theta_1}{g_r} - \theta_2) - \frac{d}{g_r} (\frac{\dot{\theta}_1}{g_r} - \dot{\theta}_2) + \tau_1 \quad (1)$$

$$J_2 \ddot{\theta}_2 = k (\frac{\theta_1}{g_r} - \theta_2) + d (\frac{\dot{\theta}_1}{g_r} - \dot{\theta}_2) - c_2 \dot{\theta}_2 - \tau_d \quad (2)$$

$$\tau_1 = k_{hw} i^* \quad (3)$$

ただし、

- J_1 : 電動機側の慣性モーメント k : ばね定数
- J_2 : 負荷側の慣性モーメント g_r : ギア比
- c_1 : 電動機側の粘性係数 d : 軸粘性係数
- c_2 : 負荷側の粘性係数 k_{hw} : 変換係数

この2慣性共振系のブロック線図を図1に示す。図1において、 i^* は制御入力としての電流指令を表す。ここで $c_1 = c_2 = 0$, $g_r = 1$ のとき ω_2/i^* , ω_2/τ_d はそれぞれ次式となる。

$$\frac{\omega_2}{i^*} = \frac{k_{hw}}{J_1 J_2} \cdot \frac{ds + k}{s(s^2 + 2\zeta_r \omega_r + \omega_r^2)} \quad (4)$$

$$\frac{\omega_2}{\tau_d} = -\frac{J_1}{J_1 J_2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2}{s(s^2 + 2\zeta_r \omega_r + \omega_r^2)} \quad (5)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{k}{J_1} + \frac{k}{J_2}}, \quad \zeta_r = \frac{d}{2k} \omega_r$$

$$\omega_a = \sqrt{\frac{k}{J_2}}, \quad \zeta_a = \frac{d}{2k} \omega_a$$

ここで、 H_∞ 制御による2慣性共振系の制振制御について考える。コントローラ $K(s)$ と制御対象 $P(s)$ からなる閉ループ系のブロック線図を図2に示す。目標値指令 r 及び外乱 d から出力 y 及び偏差 e までの伝達関数は、伝達関数行列を用いて次式となる。

$$\begin{bmatrix} y \\ e \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} P(s)K(s) & -P(s) \\ 1 & P(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\text{ただし、} D(s) = 1 + P(s)K(s)$$

ここで、制御対象が共振負荷系の場合、 $P(s)$ の中には振動モードが存在する。また、一般に H_∞ コントローラは制御対象の安定平面(s 平面)での逆システムを含む($K(s) = K_1(s)P^{-1}(s)$)。従って、(6)式から目標値応答 $y/r = P(s)K(s)/D(s)$ においては $P(s)$ と $K(s)$ で振動モードが極零相殺し $K_1(s)/(1 + K_1(s))$ となり、振動抑制が可能となる。しかし、外乱応答 $y/d = -P(s)/D(s)$ に対し

図2 閉ループ系のブロック線図
Fig. 2. Block diagram of closed-loop system.

ては $P(s)$ の振動モードが保存され、 $P(s)/(1 + K_1(s))$ となるため振動抑制はできない。以上は、共振系の制振制御全般についてい、目標値応答と外乱応答の間では振動抑制という点においてトレードオフが必要であり、更なる制振効果を得ようとした場合には何らかの補償が必要となる⁽⁹⁾。

3. 提案する速度制御系設計法

〈3・1〉 状態フィードバック補償 本論文ではトルク外乱特性を大幅に改善することを目的に、マイナー制御ループとして状態フィードバック補償を行う。すなわち、 $P(s)$ が持つ振動特性の改善を行う。ここでは、(4)式の分母多項式に対し帯域幅を最大化する⁽²⁾という観点から p_o の3重根に設定し

$$G_s(s) = \frac{k_{hw}}{J_1 J_2} \cdot \frac{ds + k}{(s + p_o)^3} \quad (7)$$

フィードバック補償による極配置の方法については省略する。以下に極配置を決定するための手順を示す。はじめに、トルク外乱特性を改善することを第一の目的と考えて、

- (1) トルク外乱から負荷速度までの伝達関数に不安定零点を持たないようにする。

次に、速度コントローラの低次元化を考え(次章参照)、

- (2) 極配置した制御対象を次数1の制御対象に低次元化したときの不確かさ(乗法的)が、速度のカットオフ周波数に影響しないように極配置を設定する。

最後に、状態フィードバック補償された制御系の相補感度関数は、高周波域で $-20[\text{dB}/\text{dec}]$ のロールオフとなり⁽¹⁰⁾、高周波域に大きな不確かさを含む場合には、状態フィードバックにより不安定になる可能性がある。従って、

- (3) 高周波域での不確かさを配慮しできるだけ極の大きさを小さくする。

以上が極配置の指針である。すなわち、条件(1)、(2)及び条件(3)の間でトレードオフが生じ、極配置を重根とした場合には、ほぼ一意的に極の配置を決定することができる。

この状態フィードバック補償においては、すべての状態量が検出可能でなければならない。実際にはそのような場合は少なく、本論文でも電動機速度のみ検出可能であると仮定する。従って、ここでは制御入力である電流指令 i^* と検出出力である電動機速度 ω_1 から同次元オブザーバを構成し、状態量である電動機速度 ω_1 、電動機-負荷間軸トルク τ_2 、負荷速度 ω_2 を推定する。また、ここではステップ状のト

図3 提案する2慣性速度制御系

Fig. 3. Proposed control system for two-mass plant.

ルク外乱に対してもオブザーバによる推定値が各状態量に高速に追従するように、トルク外乱 τ_d も状態量とする⁽¹¹⁾。

〈3・2〉 制御対象の低次元化 前述したとおり、 H_∞ コントローラの次数は制御対象の次数に比例して高次になるという特徴がある。しかしながら、 H_∞ 制御においては次式のように制御対象の不確かさ（乗法的） Δ_m を重み関数 W_T で抑えることにより、その乗法的な不確かさに対するロバスト安定性を保証できるという特徴がある。

$$|\Delta_m(j\omega)| \leq |W_T(j\omega)|, \quad \forall \omega \quad (8)$$

従って、(7)式の状態フィードバック補償付き制御対象のダイナミクスを無視し、(7)式を次式のように1次のモデルに低次元化する。

$$G_r(s) = \frac{k_{hw}}{J_1 J_2} \cdot \frac{k}{(s + p_o)p_o^2} \quad (9)$$

(7)式で分子多項式の減衰係数 d は、一般にばね定数 k と比較し十分小さいため、ここではそのダイナミクスも無視する。ここで、ダイナミクス無視に対する乗法的な不確かさ $\Delta_m(s)$ は次式となる。実際には $\Delta_m(s)$ 中には(7)式そのものの不確かさも含まれるが、状態フィードバック補償により、ここで考える不確かさに対し十分小さい⁽¹²⁾。

$$\Delta_m(s) = \frac{G_s(s) - G_r(s)}{G_r(s)} \quad (10)$$

〈3・3〉 H_∞ 速度コントローラの設計 (9)式の低次元化された状態フィードバック補償付き制御対象 $G_r(s)$ に対し、速度制御用 H_∞ コントローラを設計する。速度制御系のブロック線図を図3に示す。

ここでは、 H_∞ 制御での混合感度問題として H_∞ コントローラを設計し、速度制御系のカットオフ周波数の設定、制御系のロバスト安定化、トルク外乱に対する定常特性の改善を行う。これらの設計仕様は、すべて重み関数に反映される。本論文は、相補感度関数 $T(s)$ への重み関数 $W_T(s)$ 、

及び感度関数 $S(s)$ への重み関数 $W_S(s)$ を以下の4つの仕様を満たすよう設定する。

- (1) 乗法的な不確かさ $\Delta_m(s)$ に対し制御系をロバスト安定とする。
 - (2) 速度制御系のカットオフ周波数 ω_c を指定する。
 - (3) 制御偏差を小さくする。
 - (4) H_∞ コントローラの次数をできるだけ低くする。
- まず、混合感度問題における次式の条件から、

$$|T(j\omega)| < |W_T^{-1}(j\omega)|, \quad \forall \omega \quad (11)$$

仕様(2)を満たすためにはボード線図上での重み関数 $W_T(s)$ のゼロクロス周波数を ω_c [rad/sec]にすればよい。しかし、仕様(1)を満たすためには(8)式の条件より $W_T(s)$ の大きさは全ての周波数において(10)式で示される乗法的な不確かさ $\Delta_m(s)$ より大きくなければならない。従って、この2つの条件を満たすように重み関数 $W_T(s)$ を次式に設定する。

$$W_T(s) = \frac{s/(0.1\omega_c) + 1}{10} \quad (12)$$

ここで(1次)/(0次)であるのは、 H_∞ 制御問題での $P(\infty)W_T(\infty) \neq 0$ という条件からである。

次に重み関数 $W_S(s)$ を設定する。 $W_S(s)$ に関しては

$$|S(j\omega)| < |W_S^{-1}(j\omega)|, \quad \forall \omega \quad (13)$$

という条件があり、またそのダイナミクスがコントローラのダイナミクスに反映されるため、仕様(3)と(4)より積分特性に近い1次の伝達関数とする。

$$W_S(s) = \frac{\rho}{s + 10^{-4}} \quad (14)$$

重み関数 $W_S(s)$ にはパラメータ $\rho > 0$ を含ませ、これを大きくすることでできるだけ低感度化をはかる。

4. 提案手法の適用例及びその制振特性

〈4・1〉 速度制御系の設計 以上で提案した低次元 H_∞ コントローラによる2慣性共振系の制振制御法を、実際の

表1 2慣性共振系の各パラメータ
Table 1. Parameters of two-mass plant.

g_r	gear ratio	4	
k_{hw}	transfer coefficient	4.9	[Nm/rad]
k	shaft stiffness	10.0	[Nm/rad]
d	damping coefficient	0.02	[Nm/rad/s]
J_1	motor inertia	6.55×10^{-4}	[kg-m ²]
J_2	load inertia	1.29×10^{-2}	[kg-m ²]
c_1	coefficient of motor viscosity	8.09×10^{-4}	[Nm/rad/s]
c_2	coefficient of load viscosity	1.65×10^{-2}	[Nm/rad/s]

図4 極配置に対する零点の軌跡
Fig. 4. Locus of zero for pole assignment.

適用例により示す。2慣性共振系の各パラメータを表1に示す。前章の設計手順に従い、ここでは速度のカットオフ周波数 ω_c を10[rad/sec]とすると、 $W_T(s)$ は(12)式より

$$W_T(s) = \frac{s+1}{10} \quad \dots\dots\dots (15)$$

次に、3.1節での条件(1)より極配置 p_o を5から100へと変化したときの ω_2/τ_d に対する零点の軌跡を図4に示す。同図より極配置を大きくしていき、 $p_o = 17$ 以上で不安定零点がなくなる。従って、 $p_o = 17$ の3重根以上で条件(1)を満たすことがわかる。また、(10)式より p_o を10から100へと変化したときの $W_T(s)$ に対する $\Delta_m(s)$ を図5に示す。さらに、状態フィードバック補償無しでの2慣性共振系の制御対象(4)式のダイナミクスのうち、振動モードを表す2次多項式のダイナミクスを無視し

$$P_r(s) = 1.4554 \times 10^5 \cdot \frac{10}{(s+1.26)41.6^2} \quad \dots\dots\dots (16)$$

とした場合の乗法的摂動 $\Delta_{mp}(s)$ も破線で同図に示す。図5より、状態フィードバック補償した後でそのダイナミクスを無視した方が、速度制御系のカットオフ周波数(10[rad/sec])に対する不確かさの影響が小さく、重みにより容易にロバスト安定化が可能であることがわかる。また、極配置法においては約 $p_o = 20$ で不確かさ $\Delta_m(s)$ が $W_T(s)$ に接し安定限界となり、 p_o がそれ以上であれば安定化可能で、かつ p_o が大きいほど速度制御系の過渡特性が良くなることが予

図5 重み関数と乗法的不確かさのボード線図
Fig. 5. Gain diagrams of weighting function $W_T(s)$ and multiplicative uncertainty $\Delta_m(s)$.

図6 トルク外乱特性の改善
Fig. 6. Gain diagrams from τ_d to ω_2 .

想できる。以上より、ここでは $p_o = 75$ の3重根とすると(9)式から制御対象のモデルは次式となる。

$$G_r(s) = 1.4554 \times 10^5 \cdot \frac{10}{(s+75)75^2} \quad \dots\dots\dots (17)$$

状態フィードバック補償付き2慣性共振系のトルク外乱特性(ω_2/τ_d)を図6に示す。図6より状態フィードバック補償により共振特性と定常特性が改善されていることがわかる。

なお、オブザーバの極の設計については、特にノイズや高次の振動モードの影響をうけないように、また、実際の状態量をフィードバックした場合と比較しその特性が劣化しないよう考慮し、ここでは -80 の4重根とする。

次に、(15)式の $W_T(s)$ 、(14)式の $W_S(s)$ 及び(17)式の制御対象 $G_r(s)$ より $\mathcal{H}_\infty$ コントローラを設計する。ここでは制御系設計用ツールであるMatlabを用いて $\mathcal{H}_\infty$ 制御問題解法(hinf)を計算した。感度関数 $W_S(s)$ におけるパラメータ ρ が大きくなるほど低感度化するが、 $\rho = 9.94$ 以上では設計仕様を満たす解が存在しない。よって、ここでは $\rho = 9.93$ として $\mathcal{H}_\infty$ コントローラ $K(s)$ を求める。

$$K(s) = \frac{307.9(s+75)}{(s+10^{-4})(s+7976)} \quad \dots\dots\dots (18)$$

これより、 $\mathcal{H}_\infty$ コントローラには、制御対象である $G_r(s)$ の逆システム、すなわち零点 -75 及び重み関数 $W_S(s)$ の極 -10^{-4} が含まれていることがわかる。

さらに、ここでは極 -7976 は速度の制御帯域に比べ非常に大きいのでそのダイナミクスを無視し、また極 -10^{-4} も

図9 μ 解析用ブロック線図
Fig. 9. Block diagram for μ analysis.

図7 H_∞ コントローラによるトルク外乱特性の改善

Fig. 7. Improvement of torque disturbance response using H_∞ controller.

図8 閉ループ系のボード線図

Fig. 8. Gain diagrams of closed-loop system.

積分器で置き換えることにより (18) 式は

$$K_r(s) = \frac{0.0386(s+75)}{s} \quad (19)$$

この1次元 H_∞ コントローラによる速度制御系の、トルク外乱に対する周波数特性を図7に示す。図7から H_∞ コントローラにより低周波領域のトルク外乱に対する感度特性が改善されていることがわかる。

また、低次元化した1次元 H_∞ コントローラでの感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 及びその重み関数 $W_s(s)$ 、 $W_T(s)$ のゲイン線図を図8に示す。図8より、低次元化し

た1次元 H_∞ コントローラでも混合感度問題としての条件 (11) 式及び (13) 式を満たしていることがわかる。

〈4・2〉 ω_c の設定自由度 ω_c の設定自由度については、(1) ω_c を 10 [rad/sec] 以下にする場合には、(12) 式中の ω_c を変更し、 H_∞ コントローラを設計すればよく、(2) ω_c を 10 [rad/sec] 以上にする場合には、極配置を大きくし Δ_m を高域に移動させてから (1) と同じ手順を繰り返す。但し、この時には、DSP の演算速度及びその時可能なサンプリング時間、また飽和により制限される。

〈4・3〉 ロバスト安定解析 速度制御系に (19) 式の1次元 H_∞ コントローラを用いたときの、2慣性共振系のパラメータ変動を考える。2慣性共振系において電動機慣性 J_1 、電動機-負荷間バネ定数 k 、負荷慣性 J_2 に ± 50 [%] のパラメータ変動を仮定する。公称値と不確かさの大きさをそれぞれ J_1 、 k 、 J_2 及び δ_{J1} 、 δ_k 、 δ_{J2} とすると、不確かさを含む変動パラメータ $\tilde{J}_1$ 、 $\tilde{k}$ 、 $\tilde{J}_2$ はそれぞれ加法的摂動で

$$\tilde{J}_1 = J_1 + \delta_{J1} \Delta_{J1}, \quad |\Delta_{J1}| < 1 \quad (20)$$

$$\tilde{k} = k + \delta_k \Delta_k, \quad |\Delta_k| < 1 \quad (21)$$

$$\tilde{J}_2 = J_2 + \delta_{J2} \Delta_{J2}, \quad |\Delta_{J2}| < 1 \quad (22)$$

Δ は正規化した不確かさであり、 δ はそれぞれのパラメータの 50 [%] の値である。また、図1より電動機慣性 J_1 、負荷慣性 J_2 は逆数で表現される変動となるため、安定条件が保守的にならないようにフィードバック形式で表す⁽¹³⁾。

変動パラメータを陽に含む2慣性負荷系を図9に示す。ここで考えたすべての不確かさが同時に存在する場合のロバスト安定性の評価として、構造化特異値 μ による解析法、すなわち μ 解析を導入する⁽¹³⁾。このときの各周波数での構造化特異値 μ (μ プロット) を図10に示す。同時に、PI 制御及び共振比制御⁽⁶⁾ により速度制御系を設計したときのパラメータ変動に対する μ プロットも示す。不確かさが存在しても閉ループ系が安定であるためには、 μ プロットがすべての周波数で1未満でなくてはならない。図10よりPI コントローラでの μ プロットの最大値は 4.2 であり、12 [%] (0.5/4.2) のパラメータ変動に対しては制御系はロバスト安定である。

図 10 μ -プロット

Fig. 10. μ plots of speed control system.

図 11 シミュレーションによる目標値応答
及びトルク外乱応答

Fig. 11. Simulation results for speed reference and torque disturbance.

また、共振比制御を用いた場合は、22[%](0.5/2.3)のパラメータ変動に対しては制御系はロバスト安定である。本提案手法ではその最大値が1.0であり、ここで仮定したすべての不確かさ(50[%])に対して制御系はロバスト安定となる。

5. シミュレーション及び実験検証

〈5・1〉 シミュレーション結果 前章で設計した1次元 H_∞ コントローラによる2慣性共振系の制振制御について、その有効性をシミュレーションにより示す。速度ステップ指令及びトルク外乱に対するシミュレーション結果、及び速度制御系のカットオフ周波数 ω_c を同程度に設定したPI制御及び共振比制御⁽⁹⁾を用いたときのシミュレーション結果を図11に示す。各制御法に比べ、本提案手法は速度指令、トルク外乱どちらに対しても振動することなく、当初の目的通り良好な特性が得られていることがわかる。

〈5・2〉 実験結果 実験装置の構成を図12に示す。可変慣性機構、バックラッシュ機構、摩擦機構を持ち、駆動側及び負荷側共にインバータ駆動のBLDCモータであり、

図 12 2慣性共振系実験装置の概要図

Fig. 12. Experimental setup for two-mass resonant system.

図 13 目標値およびトルク外乱に対する実験結果
Fig. 13. Experimental results for speed reference and torque disturbance.

駆動側には高速応答の電流制御が施されている。また、ギア比は4:1である。本実験では電動機側エンコーダからの情報のみを使用し、負荷側エンコーダの情報については実験検証用にのみ用いた。

エンコーダ出力は各サンプルごとにDSP上に読み込まれ、制御演算後D/A変換され電流指令として出力される。各パラメータは表1に示した通りである。

本提案手法、共振比制御及びPI制御を適用したときの速度ステップ指令及びトルク外乱に対する実験結果を図13に示す。振動なく良好な応答特性が得られている。

次に、 J_1 、 k 、 J_2 のパラメータ変動に対する実験を行った。その結果、最も慣性比(J_2/J_1)が小さく、特性変化の現れたパラメータ変動

$$(\Delta J_1, \Delta k, \Delta J_2) = (1, 0, -1) \dots\dots\dots (23)$$

に対する応答特性を図14に示す。速度指令に対しては共振比制御法に比べ著しい特性改善は見られないが、トルク外乱に対してはその構造上大きな振動抑制効果を得られ、ロ

図 14 パラメータ変動に対する実験結果

Fig. 14. Experimental results for parameter variations.

バスタ性にも優れていることがわかる。

6. あとがき

本論文では、トルク外乱特性改善を主たる目的とした状態フィードバック補償による制御対象の極配置法、及び不確かさを陽に考慮し低次元化した H_∞ コントローラ的设计法を提案し、シミュレーション及び実験によりその有効性を検証した。まず、極配置法では、トルク外乱に対する共振特性および定常特性が改善された。同時に制御対象の共振特性が改善されるため、低次元化したときの乗法的な不確かさの影響を小さくできた。また、極配置や重み関数の設定に対する設計指針を明確にできた。

H_∞ コントローラを用いた速度制御系の設計法では、ロバスト安定性を保証した制御対象の低次元化が実装上重要となる。本提案手法では、ロバスト安定性を保証する低次の H_∞ コントローラの設計が可能であり、ここでは設計される H_∞ コントローラの次数を一次まで低次元化できた。

尚、本研究は文部省科学研究費補助金によって行われたことを付記する。

(平成9年7月22日受付、同9年11月10日再受付)

文 献

- (1) 松井, 堀:「モータコントロールの新しい技術」, 電学論D, Vol. 113, No. 10, pp. 1122-1137 (1993)
- (2) 結城, 村上, 大西:「共振比制御による2慣性共振系の振動抑制制御」, 電学論D, Vol. 113, No. 10, pp. 1162-1169 (1993)
- (3) 久保:「軸ねじれ系の新しい制御法:状態フィードバック」, 平成6年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, S. 12-5, pp. S.319-322
- (4) 堀:「2慣性共振系の新しい制御法と最近の動向」, SICE ロバスト制御研究会資料, pp. 1A1-1A6 (1995)
- (5) 森本, 亀山, 武田:「外乱オブザーバを用いた共振機械系の速度制御シ

ステムとその設計法」, 電学論C, Vol. 115, No. 11, pp. 1273-1278 (1995)

- (6) 森, 武市, 駒田, 石田, 堀:「外乱オブザーバを付加した2慣性共振系の H_∞ 制御法による速度制御」, 電学論D, Vol. 114, No. 11, pp. 1173-1174 (1994)
- (7) 進藤, 森本, 武田:「共振比制御と H_∞ 制御による2慣性系の速度制御」, 平成6年電気学会全国大会講演論文集, No. 674
- (8) 美多, 平田, 村田:「 H_∞ 制御と外乱オブザーバの理論」, 電学論C, Vol. 115, No. 8, pp. 1002-1011 (1995)
- (9) 森本, 武田:「 H_∞ 制御理論を用いた共振機械系の2自由度速度制御」, 電学論D, Vol. 116, No. 1, pp. 65-70 (1996)
- (10) 木村, 藤井, 森:「ロバスト制御」, コロナ社 (1994)
- (11) J. K. Ji, D. C. Lee and S. K. Sul: "LQG Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in 2-Mass Motor Drive System", IECON'93, pp. 1157-1162, 1993.
- (12) T. Kimura, S. Hara and T. Tomisaka: " H_∞ Control with Minor Feedback for a Pneumatic Actuator System", CDC'96, pp. 2365-2370, 1996.
- (13) 美多:「 H_∞ 制御」, 昭晃堂 (1994)
- (14) 橋本, 国分, 船渡, 神山:「3慣性共振系の制振制御に関する一考察 ~不確かさを陽に考慮した H_∞ 制御~」, 電気学会金属産業・産業電力電気応用合同研究会, IEA-95-14, pp. 69-76 (1995)
- (15) 橋本, 神山:「2慣性共振系の速度制御用 H_∞ コントローラの次数低減化」, 電学論D 研究開発レター, Vol. 115, No. 8, pp. 1070-1071 (1995)

橋本 誠 司 (学生員) 1971年12月19日生。1996年3月宇都宮大学大学院工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程修了。同年4月宇都宮大学大学院工学研究科博士後期課程入学、現在に至る。ロバスト制御、システム同定のモーションコントロール、構造体の制振制御分野への応用研究に従事。平成7年電気学会論文発表賞受賞。電気学会、計測自動制御学会、IEEE学生会員。

船渡 寛人 (正員) 電学論D, 117巻9号参照。

山本 磨人 (学生員) 1975年3月14日生。1997年3月宇都宮大学電気電子工学科卒業。同年4月宇都宮大学大学院工学研究科博士前期課程入学、現在に至る。システム同定、適応制御のモーションコントロール分野への応用研究に従事。電気学会、計測自動制御学会学生会員。

原 賢 志 (学生員) 電学論D, 117巻9号参照。

神山 健三 (正員) 1936年3月12日生。1961年3月早稲田大学大学院修士課程修了。同年4月(株)日立製作所入社、モータドライブの開発設計に従事、1991年3月退社。1991年4月宇都宮大学工学部教授、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクス、モータドライブ及びアドバンスド制御の研究と教育に従事。電気学会、計測自動制御学会、IEEEなどの会員。