H_{∞} 補償器設計における遺伝的アルゴリズムを用いた 重み関数の自律生成

正 員 岩 崎 誠 (名古屋工業大学)

学生員 妻 木 宣 明 (名古屋工業大学)

正 員 平 井 洋 武 (名古屋工業大学)

正 員 松 井 信 行 (名古屋工業大学)

Genetic Algorithm-Based Autonomous Design of Weighting Functions for H_{∞} Compensator

Makoto Iwasaki, Member, Nobuaki Tsumagi, Student Member, Hiromu Hirai, Member, Nobuyuki Matsui, Member (Nagoya Institute of Technology)

H_{∞} robust controllers are mathematically designed in the frequency domain using loop-shaping techniques under the given control characteristics. In the design process, however, knowledge and/or experience is generally required to define the appropriate weighting functions which satisfy the desired control performance. This prevents the controller design from being simple and cost effective. The paper proposes a novel autonomous design strategy for the weighting functions in the H_{∞} compensator design, where GA can optimize both structuring and parameterization of the weighting functions in order to achieve the specified control performance in the time domain. The effectiveness of the proposed design was verified by numerical simulations and experiments using a prototype.

キーワード：遺伝的アルゴリズム, H_{∞} 制御, 重み関数, 2 慣性共振振動系, ロバスト制振制御

1. ま え が き

メカトロニクス制御機器は、制御対象となるプラントシステムに対する数学モデルを用いて、制御理論に基づいて設計されることが一般である。しかし、数学モデル内に考慮されていない構造的・非構造的な不確定要素が含まれると、制御特性が劣化したり、制御系が不安定となる等の弊害が生じる場合がある。従って、この不確かさを制御系設計の際に考慮するロバスト制御は、運転条件の変化や未知の外乱等に対しても常に所望の制御特性を得られるという点で、極めて有用な制御法であると言える。その一つである H_{∞} 制御は、与えられたモデル化誤差の範囲内で制御系の安定化を保証するものであり、周波数領域でのループ整形に基づき設計者が重み関数をフリーパラメータとして与える制御法として、設計手法が理論的に体系化されている⁽¹⁾⁽²⁾。一方、制御系に要求される仕様が周波数特性ではなく、整定時間や振動抑圧性能等の時間応答特性として直接与えられることも多い。この場合、周波数領域での重み関数の設計によって、所望の出力応答波形、すなわち時間領域における設計仕様を満たすためには、設計者にループ整形に対する経

験・熟練度が要求される。また、コントローラを実機に実装する際には、現場で補償器の最終調整が必須で、熟練技術者でなければその調整が困難であるという問題も残される。従って、実応答波形と重み関数の関係を明白にし、設計者の負担を軽減可能な設計インターフェイスの確立が望まれる。

以上の諸問題に対して、制御系への柔軟性やユーザフレンドリーな設計・調整支援の実現方法の一つに、近年その工学的応用が盛んに行われているソフトコンピューティング技法の応用が挙げられる^{(3)~(6)}。本研究は、制御系の時間応答波形が所望の仕様を満たすよう、進化的計算アルゴリズムの一種である遺伝的アルゴリズム (以下、GA) によって、 H_{∞} 制御系設計に用いる重み関数の構造とパラメータの自律・創発的決定を試みるものである⁽⁷⁾⁽⁸⁾。本論文では、低剛性の軸で負荷機械がモータに結合された共振機械系の第一次近似モデルである 2 慣性共振振動系 (以下、2 慣性系) を制御対象に挙げ、そのロバスト制振制御系設計に提案手法を適用する。そこでは、2 慣性系の制振制御手法の一つとして文献 (9) に提案されている制御構造を基本的に踏襲し、負荷外乱とモータ検出器雑音を外成信号とした一般化プラントに対して、重み関数の構造とパラメータを最適化する

ことを自律生成と位置付ける。提案法の評価に当っては、設計された H_∞ 補償器が所望のロバスト制振制御仕様を満足するかの評価、さらに数値シミュレーション及び実機実験による従来設計手法の補償器との構造・特性比較に着目し、本法の有効性を示している。

2. H_∞ 制振制御系設計法

〈2・1〉 一般化プラント 図1は、本研究で対象とした2慣性系とそのブロック線図である。ここで、 J_M, J_L ; モータ及び負荷慣性、 D_M, D_L ; モータ及び負荷粘性摩擦係数、 K_G ; ばね定数、 ω_M, ω_L ; モータ及び負荷角速度、 τ_M ; モータトルク、 τ_{disL} ; 負荷外乱トルク、 τ_r ; 反力トルクである。本システムでは、 τ_M 及び ω_M を観測可能な状態変数とし、制御入力には τ_M とする。また、 ω_M の検出信号には検出器高周波雑音 n が重畳する。図1のプラントシステムは、(1)式の状態方程式で記述される。

$$\begin{cases} \dot{x} = A_P x + B_P u_P + B_d \tau_{disL} \\ y_P = C_P x \end{cases} \quad \dots\dots (1)$$

ここで、状態ベクトル及び状態行列は

$$x = \begin{bmatrix} \omega_M \\ \tau_r \\ \omega_L \end{bmatrix}, \quad A_P = \begin{bmatrix} -\frac{D_M}{J_M} & -\frac{1}{J_M} & 0 \\ K_G & 0 & -K_G \\ 0 & \frac{1}{J_L} & -\frac{D_L}{J_L} \end{bmatrix},$$

$$B_P = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_M} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix}, \quad C_P = [1 \ 0 \ 0],$$

$$u_P = \tau_M, \quad y_P = \omega_M$$

である。

図2は、図1の2慣性系に対して H_∞ 制御器設計を行うための拡大系であり、点線内は一般化プラント $G(s)$ である⁽²⁾⁽⁹⁾。但し、図2の拡大系は対象プラントに対する一つの制御系候補であり、本設計手法は他の拡大系にも適用可能であることに留意されたい。本制御対象では、拡大プラントの制御入力 u には τ_M 、制御出力 y には n と ω_M との差を選んでいる。また、一般化プラント $G(s)$ に関しては、制御量 z には ω_M, ω_L 、差速度 $(\omega_M - \omega_L)$ 、外生信号 w には τ_{disL}, n をそれぞれ選び、 τ_{disL} に対する低周波外乱の十分な抑制及び共振振動抑制を目的とした重み関数 $W_d(s)$ と、 n の除去及びロバスト安定化を目的とした重み関数 $W_n(s)$ をそれぞれ導入している。この $G(s)$ に対して、軸ねじれ共振振動抑制と外乱抑圧に着目して拡大プラントの H_∞ 補償器 $K(s)$ を設計する。なお、図中 $B(s), D(s), E(s)$ はそれぞれモータ、ねじれ軸、負荷の伝達特性を表し、(2)式で与えられる。

$$\begin{cases} B(s) = \frac{1}{J_M s + D_M}, \quad D(s) = \frac{K_G}{s}, \\ E(s) = \frac{1}{J_L s + D_L} \end{cases} \quad \dots\dots (2)$$

図1 2慣性共振振動系

Fig. 1. 2-mass resonant vibration system.

図2 H_∞ 制御システム

Fig. 2. H_∞ control system.

〈2・2〉 H_∞ 補償器 前節の変数定義により、図2の一般化プラント $G(s)$ の入力 $[w, u]^T$ と出力 $[z, y]^T$ の関係は次式で表される。

$$w = [w_1, w_2]^T = [n, \tau_{disL}]^T$$

$$z = [z_1, z_2, z_3]^T = [\omega_M, (\omega_M - \omega_L), \omega_L]^T$$

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & -G_{Md}W_d & P \\ 0 & G_{MLd}W_d & G_{MLu} \\ 0 & -G_{Ld}W_d & G_{Lu} \\ W_n & G_{Md}W_d & -P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix}$$

ここで、(3)式中の各伝達関数は、次式で与えられる。

$$G_{Md}(s) = \frac{K_G}{C(s)}, \quad P(s) = \frac{J_L s^2 + D_L s + K_G}{C(s)}$$

$$G_{MLd}(s) = \frac{J_M s^2 + D_M s}{C(s)}, \quad G_{MLu}(s) = \frac{J_L s^2 + D_L s}{C(s)}$$

$$G_{Ld}(s) = \frac{J_M s^2 + D_M s + K_G}{C(s)}, \quad G_{Lu}(s) = \frac{K_G}{C(s)}$$

$$C(s) = J_L J_M s^3 + (J_L D_M + J_M D_L) s^2 + (J_M K_G + J_L K_G + D_M D_L) s + K_G (D_L + D_M)$$

制御入力 u を補償器 $K(s)$ を用いて表し、外生信号 w から制御量 z までの伝達関数 $G_{wz}(s)$ を導くと、(4) 式となる。

$$u = K(s)y$$

$$G_{wz}(s) = G_{11} + G_{12} K(s) \{I - G_{22} K(s)\}^{-1} G_{21} \quad (4)$$

H_∞ 制御は、外生信号 w から制御量 z までの H_∞ ノルムを γ 以下に抑える制御であるので、(5) 式の関係を満たす補償器 $K(s)$ を設計すればよい。

$$\|G_{wz}(s)\|_\infty < \gamma \quad (5)$$

なお、本制御系設計では $\gamma = 1.0$ と設定している。また、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ は、それぞれ次式で定義される。

$$S(s) = \frac{1}{1 + K(s)P(s)}, \quad T(s) = \frac{K(s)P(s)}{1 + K(s)P(s)} \quad (6)$$

3. GA による H_∞ 補償器設計

(3・1) 補償器設計概要 本研究では、 H_∞ 補償器の設計にあたり、以下に示す前提・準備、設計手順の繰返しによって、重み関数 $W_d(s)$, $W_n(s)$ の自律生成を行う。

[前提・準備]

- (1) 制御設計仕様として制御出力に対する具体的な時間応答が明確に与えられており、それに対応する規範モデルが指定される。
- (2) ロバスト制御系設計の最低限の知識を前提に、制御対象のプラント次数に対する妥当な重み関数の最大次数の決定や、ロバスト安定性判別に用いる適切なプラントモデル誤差の選定が可能である。
- (3) 遺伝的処理に際して、所望の時間応答を実現する最適評価式を適切に設定可能であり、探索効率の向上や処理時間短縮を狙って、適切な遺伝処理パラメータ (初期集団数、選択方式、交叉確率、突然変異確率) や解候補の探索範囲を試行錯誤的に設定する。

[設計手順]

- (a) 要求制御仕様として、規範モデル出力の時間応答を与える。
- (b) 重み関数の構造とパラメータを染色体として表現し、遺伝的処理によって重み関数候補を探索・生成する。
- (c) 制御系 CAD ソフト (Matlab) により、 H_∞ 補償器を導出する。
- (d) 導出された補償器候補に対する制御出力の時間応答を評価する。

図 3 は、本設計手順を実行する際のプログラムフローチャートであり、以下にその詳細を説明する。

図 3 H_∞ 補償器設計フローチャート

Fig. 3. Design flowchart of H_∞ compensator.

図 4 制御出力に対する規範モデル

Fig. 4. Reference model for control output.

(3・2) 重み関数の生成と評価 手順 (a) では、本制御対象に対する所望の時間応答を示す規範モデルを与える。ここでは、(7) 式に示す機械系全体を 1 慣性と見なしたプラントシステム $P_0(s)$ に対して、モータ速度比例積分補償器 (PI 補償器、比例ゲイン: K_P 、積分ゲイン: K_I) を用いた図 4 の閉ループ系出力 y_r (モータ速度) の時間応答を、規範モデル出力とする。

$$P_0(s) = \frac{1}{(J_M + J_L)s + (D_M + D_L)} \quad (7)$$

手順 (b) では、制御系出力が規範モデルにより近い時間応答を示すべく、重み関数 $W_n(s)$, $W_d(s)$ の構造とそのパラメータを遺伝的処理によって最適探索する。重み関数の分数多項式としての基本構造を (8) 式で与え、 $W_n(s)$ は最大で 3 次に、 $W_d(s)$ は最大で 4 次に制限している。これは、実機制御系への補償器実装上、その次数は出来るだけ低い方が望ましいという基本方針の下、前項で述べたロバスト制御系設計の知識を前提に、プラントである 2 慣性系の次数 3 を考慮して設定した⁽⁷⁾。

図5 重み関数に対する染色体構造

Fig. 5. Structure of genes for weighting functions.

$$\begin{cases} W_n(s) = a_7 \frac{(s + a_1)(s^2 + a_2s + a_3)}{(s + a_4)(s^2 + a_5s + a_6)} \\ W_d(s) = a_7 \frac{(s + a_1)(s^2 + a_2s + a_3)}{(s + a_4)(s^2 + a_5s + a_6)(s + a_8)} \end{cases} \quad (8)$$

(8) 式の因子の組合せは上記制限次数内で、パラメータは予め設定された範囲内で、それぞれ遺伝的処理に従って探索・最適化される。但し、 $W_d(s)$ は負荷外乱トルク τ_{disL} に対する制御量への影響を、低周波領域で十分除去しかつ τ_{disL} による共振振動を抑制することが目的であるため、 $W_d(s)$ には 1 以下に範囲制限をした極 ($0 < a_8 < 1$) を必ず持たせることとした。

図5に、(8) 式に対する GA で用いる重み関数の染色体構造を示す。「構造遺伝子」は、各重み関数の因子の組合せ、すなわち重み関数の基本構造を表現するものであり、(8) 式の極と零点に対する因子の組み合わせをバイナリーで表わす。その場合、「1」は対応する因子を持たせることを示し、「0」は持たないことを示す。一方、「係数遺伝子」は、(8) 式中のパラメータ $a_1 \sim a_7$ ($W_d(s)$ は a_8 に対する遺伝子も含む) を直接 16 ビットバイナリーで表現するものである。ここで、パラメータに対応する構造遺伝子が「0」の場合にも、母集団内の他の染色体との遺伝的処理を行うために、パラメータデータは常に存在することに留意されたい。なお、各遺伝子は互いに独立しているので、対応する遺伝子同士でのみ遺伝子操作が行われる⁽⁶⁾。

続いて、生成された重み関数に対する評価を行う。本対象プラントは、(1) 式のシステム運動方程式でそのダイナミクスが表現されており、モータトルク発生に関する電気系の挙動はその時定数が機械系に比して十分短いとして無視している。従って、この電気系のダイナミクスは高周波領域における非構造的な不確定要素と捉えることができるので、ここではプラントに含まれるモデル化誤差 $\Delta(s)$ として、図1のモータトルク τ_M を確立する電流制御ループを考え、電流指令/実電流間に減衰率 $\zeta_g = 1.0$ 、固有角周波数 $\omega_g = 1000 \text{ rad/s}$ の 2 次系伝達特性を指定する。そこで、(9) 式を用いてロバスト安定性の条件である (10) 式により $W_n(s)$ を予め評価し、(10) 式を満足しない場合、 $W_n(s)$ の構造遺伝子と係数遺伝子を再構築する。

$$\begin{aligned} \Delta(s) &= -1 + \frac{2\zeta_g\omega_g s + \omega_g^2}{s^2 + 2\zeta_g\omega_g s + \omega_g^2} \\ &= \frac{-s^2}{s^2 + 2\zeta_g\omega_g s + \omega_g^2} \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

$$|W_n(s)| > |\Delta(s)| \dots\dots\dots (10)$$

$W_d(s)$ と (10) 式の条件を満足する $W_n(s)$ が GA の候補補として生成された後、手順(c)として Matlab により H_∞ 補償器 $K(s)$ が設計される。そして、手順(d)では、導出された補償器に対する制御出力の時間応答を次節で示す方法で評価し、最も良い評価を示すものを次期エリート個体として保存する。さらに、残りの染色体は交叉や突然変異などの遺伝的処理を行って、次世代母集団を形成させる。以上の手順を、終了条件を満足するまで繰り返す。

〈3・3〉 制御系の最適化評価 遺伝処理における H_∞ 補償器の評価には、図4に示した規範モデル出力 y_r と、GA によって設計された H_∞ 制御系による制御出力であるモータ速度 $y_P = \omega_M$ との誤差絶対値積分を用いる。その場合、振動抑制を重点的に考慮すべく、モータ速度が最大値に到達後、規範モデル応答波形の傾き (α_r) より実応答の傾き (α) が小さくなる部分には、100 倍の重みを掛けてペナルティーを課す。さらに、外乱抑圧特性を考慮して、ステップ状の負荷外乱トルク印加に対して、 y_r と y_P の誤差絶対値積分を 10 倍の重みで評価する。このような考え方で得られる制御出力に対する評価関数 F を、次式に示す。

$$\begin{aligned} F &= \sum_{n=1}^{N_d} \begin{cases} |y_r(n) - y_P(n)| & (\alpha \geq \alpha_r) \\ 100 \times |y_r(n) - y_P(n)| & (\alpha < \alpha_r) \end{cases} \\ &+ \sum_{n=N_d}^N 10 \times |y_r(n) - y_P(n)| \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

ここで、 n ; 時系列データサンプル点、 N ; 評価用時系列データサンプル数、 N_d ; 負荷外乱トルク印加サンプル点である。なお、本評価式は、軸ねじれ振動抑制と外乱抑圧を制御目的とすれば、多少の評価形式の差はあれ、必然的に設定されるものと考えられる。また、各評価項目に対する重みの設定には試行錯誤が必須となるが、この変更によって時間応答特性を変化可能であるので、積極的に試行すべきである。

上式より、小さな評価値 F ほど要求制御仕様を満たす規範モデルに近い応答を得ることとなる。従って、軸ねじり振動抑制、外乱抑圧を実現する重み関数の構造とパラメータが、本最適化評価によって自律的に生成されることとなる。

4. シミュレーション及び実験による特性評価

〈4・1〉 供試システム構成 図6に以下の補償器設計、シミュレーション及び実験で用いる供試システム構成を、表1にその諸元を示す。本システムでは、モータと負荷発電機を低剛性軸で接続して 2 慣性系を構成している。負荷には可変フライホイールを搭載可能で、モータ側(モータとフライホイールの和)と負荷側(負荷発電機と可変フライホイールの和)の慣性比 $J_M:J_L$ は、約 1:0.5 から 1:2 まで可変である。

GA による遺伝的処理では、初期集団を 50 とし、選択方式はトーナメント方式を用いてエリート保存を 1 個体とした。また、交叉は交叉確率 0.9 の多点交叉、突然変異確率は

表 1 供試システム諸元
Table 1. Specifications of prototype.

Mechanical system		
Motor rated power	400	[W]
Motor rated torque	1.27	[Nm]
Motor rated speed	3000	[rpm]
Motor moment of inertia	9.30×10^{-5}	[kgm ²]
Motor damping coeff.	4.66×10^{-4}	[kgm ² /s]
Load moment of inertia	8.43×10^{-5}	[kgm ²]
Load damping coeff.	1.54×10^{-5}	[kgm ² /s]
Torsional constant	3.08	[Nm/rad]
Resonant frequency	30.43	[Hz]
Encoder resolution	8,192	[p/r]
Reference model		
Damping factor ζ	1.0	
Natural ang. freq. ω	100	[rad/s]
Sampling period T_s	0.5	[ms]

図 6 供試システム構成

Fig. 6. Configuration of experimental setup.

0.03 とした。重み関数の探索に関しては、基本構造の次数は〈3・2〉で述べた制限次数を、パラメータ $a_1 \sim a_7$ は供試システムの共振角周波数を考慮した範囲を設定し、それぞれの範囲内で最適探索を行う。なお、〈3・3〉節で述べた最適化評価では、規範モデルの PI ゲインとサンプル時間を表 1 の諸元により設定した。

〈4・2〉補償器設計結果 補償器設計に際しては、プラント・制御システムの模擬から GA 処理まで、全て制御系 CAD である Matlab 上で行った。GA の最適化評価に用いる規範モデル出力と制御出力には、モータ定格速度の 50% 振幅のステップ状モータ速度指令 ω_M^* に対するモータ速度 ω_M の時間応答を採用した。ここで、(11) 式で用いる時系列データとしては、それぞれ 200 ms 分 (サンプル数: $N = 400$) 採取しており、また、制御出力に対しては、負荷外乱として 100 ms の時点 (サンプル点: $N_d = 200$) で定格トルクの 30% 振幅のステップ状外乱トルクを印加している。本設計においては、GA 処理の終了条件は進化世代を 1000 で打ち切りとし、最終世代での最良評価を示す重み関数と補償器を最適解として採用する。なお、図 3 の設計フローにおける解候補 1 個体に対する計算処理では、Matlab による“補償器導出”が 1 個体に必要な計算時間の約 75 % を占

図 7 平均最小評価値推移特性

Fig. 7. Average fitness characteristic for generation.

めており、1000 世代による GA 処理全体には、今回用いた CPU 450 MHz、メモリ 128 MB の PC/AT 互換機によって約 400 分要した。

図 7 は、進化世代に対する最小評価値推移であり、10 回の試行の平均を示したものである。図から、約 500 世代で評価は収束していることがわかる。次に、進化終了時の 1000 世代における重み関数と制御器の一例を示す。

$$\begin{aligned}
 P(s) &= \frac{(1.08e4 s^2 + 1.96e3 s + 3.93e8)}{(s^3 + 5.19 s^2 + 6.97 s + 1.89e5)} \\
 W_n(s) &= \frac{(s^2 + s + 67)}{(s^2 + 889 s + 25191)} \\
 W_d(s) &= \frac{5.92(s + 7413)}{(s + 54300)(s + 0.01395)} \\
 K(s) &= \frac{21927.31(s + 5.43e4)(s + 859.7)(s + 61.01)}{(s + 1.414e6)(s + 5.43e4)(s + 499.7)(s + 0.01474)} \quad (12)
 \end{aligned}$$

ここで、各重み関数の制限次数を (8) 式のように 3 次及び 4 次とし、特に次数に関するペナルティを課していないにも拘わらず、共に 2 次に最適化されたことに留意されたい。また、本プラント $P(s)$ の次数は 3、生成された重み関数の次数は共に 2 であるため、本来導出される補償器 $K(s)$ は 7 次であるが、上式中の補償器は既に Matlab 上で最小実現処理がなされて 4 次となっている。

(12) 式の補償器 $K(s)$ に対して、次のように低周波極に対する改良と、高周波領域の極・零点を対象とした低次元化を行った。

- 制御出力の定常偏差を理論的に零とすることを目的に、補償器の極である $(s + 0.01474)$ を s に置き換え、虚軸近辺の極を原点に配置する。
- サーボ帯域や共振点を遥かに超えた高周波の極や零点は不要であるとの観点から、次の高周波の極、零点を定数として補償器を低次元化する。

$$(s + 5.43e4) \rightarrow 5.43e4, \quad (s + 1.414e6) \rightarrow 1.414e6$$

その結果、以下の補償器が得られる。

$$K(s) = \frac{0.0155(s + 859.7)(s + 61.01)}{s(s + 499.7)} \quad \dots\dots (13)$$

図 8 に、重み関数 $W_n(s)$ とモデル誤差 $\Delta(s)$ の関係を示す。図から、(10) 式を満たす重み関数 $W_n(s)$ が生成されて

図8 重み関数 $W_n(s)$ とモデル誤差 $\Delta(s)$

Fig. 8. Weighting function $W_n(s)$ and model error $\Delta(s)$.

図9 感度/相補感度関数とその重み

Fig. 9. Sensitivity/complimentary sensitivity functions and weighting functions.

いることが分かる。図9は、設計された H_∞ 制御系の感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ と、それぞれの重みの逆数 $W_s^{-1}(s)$ 、 $W_n^{-1}(s)$ の関係を示している。ここで、感度関数に対する重み $W_s(s)$ は、制御入力 $u_P = \tau_M$ から負荷速度 ω_L までの伝達関数を $G_L(s)$ として、 $W_d(s)$ を用いて次式で与えられる。

$$W_s(s) = -W_d(s)G_L(s) \dots\dots\dots (14)$$

図から、低周波領域での外乱抑圧性能と共振振動抑圧性能を備えた、閉ループ系の周波数整形がなされていることが分かる。また、設計された補償器による外生信号 w から制御量 z までの H_∞ ノルムは

$$\|G_w z(s)\|_\infty = 0.918 < 1.0$$

となり、(5) 式の条件を満足していることがわかる。

〈4・3〉 制振制御シミュレーション結果 制振制御系の応答シミュレーションも、全て Matlab 上の連続系システムとして実施した。図10は、図9の重み関数に対して設計された H_∞ 制御器を、表1のノミナルプラントに適用した場合のモータ・負荷速度応答のシミュレーション波形である。ここでは、〈3・3〉の最適化評価に用いた時と同諸元のモータ

図10 速度ステップ応答波形比較

Fig.10. Comparison of velocity response for step command.

図11 従来法との周波数特性比較

Fig.11. Comparison of frequency characteristics with conventional compensator design.

速度ステップ指令及びステップ負荷外乱トルクを与えており、図中の実線が提案手法による応答、負荷速度の一点鎖線が規範モデル出力である。負荷速度に対する実線と一点鎖線を比較すると、実負荷速度にはオーバーシュートが見られるものの、共振振動抑制と良好な外乱抑圧特性を示し、かつ規範モデルで仕様を与えた応答時間が実現できていることが分かる。なお、規範モデルとの大きなずれであるオーバーシュートについては、次のように考察している。すなわち、本制御系の構造がフィードバック制御器 $K(s)$ のみの1自由度系となっており、それは主として外乱抑圧特性を基に設計がなされている。そのため、良好な外乱抑圧特性の実現の代償として、目標値追従特性でのオーバーシュート抑制が困難となっていると考えられる。従って、このオーバーシュートの抑制には、フィードフォワード補償器を加えた2自由度制御系とするなどの対処が必要となる⁽⁹⁾。

一方、図中破線は、文献(9)を基に、本供試システムに対して従来の設計手法によって設計した重み関数 $W_{nM}(s)$ 、 $W_{dM}(s)$ から導出された補償器 $K_M(s)$ を用いた場合の応答である。その場合の重み関数と、本手法と同様の改良・低次元化を行った補償器は、次式となった。

図 12 ステップ速度指令及び負荷外乱に対するモータ・負荷速度応答実験波形

Fig. 12. Experimental velocity responses for motor step velocity command and load disturbance.

$$\begin{aligned}
 W_{nM}(s) &= \frac{0.6(s+100)}{s+10^5} \\
 W_{dM}(s) &= \frac{0.0372(s+192)^2}{(s+0.001)(s+10^5)} \\
 K_M(s) &= \frac{14.1902(s+57.34)}{s(s+576.9)} \dots\dots\dots (15)
 \end{aligned}$$

実線と破線を比べても、従来手法によって設計した場合と本手法はほぼ一致している。図 11 は、両手法による制御特性を周波数領域で比較評価するため、(13) 式の補償器による閉ループ系の周波数特性を実線で、(15) 式の補償器のそれを破線で示したものである。補償器の分母、分子の次数の比が (15) 式は 2:1 であるのに対し、(13) 式は 1:1 であるこ

とから、点線の方が高周波域でのゲインの減少が急峻となるものの、低周波ではほぼ同等の特性を得ていることが分かる。これは、本手法では重み関数に対する次数の制約の範囲内で導出される補償器に自由度が存在するためである。

本提案手法で用いる GA は確率的探索であるため、試行によって導出される重み関数や補償器には多少のばらつきが存在する。実際、(15) 式と同じ構造・次数の補償器が生成される場合もあるが、いかなる試行においても、制御出力の時間応答で比較した場合にはほぼ同じ結果を得た。従って、その周波数特性での差は、時間的応答にさほど影響していないことが分かった。以上の結果から、GA により導出された補償器は、従来の設計手法による補償器と同等な特性を有しており、本設計手法が設計者の知識や経験を補う設計支援の役割を果たしていると言えよう。

〈4・4〉 制振制御実験結果 実機検証では、連続系で設計された補償器 $K(s)$ を表 1 のサンプル時間で双一次変換によって離散化し、コントローラに実装した。図 12 は、図 10 と同条件による、供試システムに対するモータ・負荷速度応答波形である。ここでは、負荷慣性変動に対するロバスト性の検証を目的に、(a) 負荷慣性が表 1 中のノミナル値の場合、(b) 負荷慣性をノミナル値の 2 倍に変化させた場合、(c) 同 0.5 倍とした場合の速度波形をそれぞれ示している。なお、ステップ状負荷外乱は、ステップ速度指令の 225 ms 後に与えている。

図 12(a) は、図 10 と同様に制御仕様である応答時間を満足し、かつ良好な制振性・外乱抑圧性を示しており、本手法による制振補償器設計の有効性が確認できる。また、同図 (b)、(c) から、負荷慣性変動に対しても特性劣化は見られず、ロバスト制振制御系の構築が実現されていることが分かる。

5. あとがき

本論文では、メカトロニクス制御系で重要視されているロバスト補償器設計問題に対して、GA が有する最適化能力を用いた補償器の自律設計法を提案し、2 慣性共振振動系を対象としたシミュレーションと実験により、提案手法の有効性を検証した。本手法は、 H_∞ 補償器設計における重み関数の設計に対して、ソフトコンピューティング技法の持つ自律・創発的な特徴を活かした新しい設計指針を与えるもので、得られた成果を要約すると以下ようになる。

(1) 提案の H_∞ 補償器設計法は、指定した時間領域での制御仕様を満足させる評価式の下で、最適な重み関数の構造とパラメータの組合せを、GA によって自律・創発的に決定するものである。

(2) 提案手法を 2 慣性系の制振制御系設計問題に適用し、従来の周波数整形による設計手法との補償器構造・制御系特性に関する比較検討を行った。提案手法によって設計された制御系は、制御仕様として与えた時間応答特性を満足し、かつ従来の設計法と同等な周波数特性を示すことが明らかとなり、ロバスト制振制御系設計としての有効性が確認さ

れた。

(3) 本手法は、制御理論に対する深い洞察力や制御系設計の経験・熟練度に依らず、さらに煩雑な制御系の現場調整を必要としない、省力化・省時間化、コスト削減を実現する新しい制御系設計アプローチの一つになると期待される。

本手法では、プラントモデルによって計算される制御出力応答波形のシミュレーション精度が、時間応答評価並びに補償器設計精度に影響を与えるため、最終現場調整が必要であることは従来の設計手法と同様である。今後は、実際のプラントから応答波形を採取して補償器最適化を実施するオンサイト設計に、本手法の適用を検討していきたい。

本研究は、(財)名古屋産業科学研究所「創発型ソフトウェアの開発」プロジェクトの一部として遂行された。多くの議論に参加頂いたプロジェクト関係者各位に、紙面を借りて謝意を表す。

(平成12年11月30日受付, 同13年6月27日再受付)

文 献

- (1) 例えば、木村、藤井、森: 「ロバスト制御」, コロナ社, 1994
- (2) 大内、美多、矢野: 「 H^∞ 制御理論に基づく電動機の制振制御」, 電学論 113-D, 3, pp.325-332, 1993
- (3) 例えば、田中: 「インテリジェント制御システム」, 共立出版, 1996
- (4) K. F. Man, K. S. Tang, and S. Kwong; "Genetic Algorithms: Concepts and Applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.43, No.5, pp.519-534, 1996
- (5) N. Matsui; "Applications of Soft Computing to Motion Control", Proc. of 5th International Workshop on Advanced Motion Control, pp.272-281, 1998
- (6) M. Iwasaki, K. Itoh, and N. Matsui; "Genetic Algorithm-Based Autonomous Motion Controller Design in Mechatronics System", Proc. of IEEE/IAS annual meeting, p.1257-1262, 2000
- (7) K. S. Tang, K. F. Man, and D. -W. Gu; "Structured Genetic Algorithm for Robust H^∞ Control Systems Design", IEEE Trans. on IE, Vol.43, No.5, pp.575-582, 1996
- (8) 妻木、岩崎、平井、松井; 「 H_∞ 補償器設計のための GA による重み関数の自律生成」, 平 12 電学産応部門大会, pp.153-156, 2000
- (9) 森本、大橋、武田; 「2 慣性共振系の速度制御への H^∞ 制御理論の適用」, 電学論 114-C, 11, p.1109-1115, 1994

岩 崎 誠 (正員) 昭和39年1月15日生。平成3年3月名古屋工業大学大学院工学研究科博士後期課程修了。同年4月、名古屋工業大学電気情報工学科助手、平成12年4月助教授。工学博士。運動制御の研究に従事。精密工学会, IEEE 会員。

妻 木 宣 明 (学生員) 昭和51年5月12日生。平成13年3月名古屋工業大学大学院工学研究科博士前期課程修了。現在、三菱電気株式会社勤務。在学中、進化計算アルゴリズムによるロバスト補償器設計に関する研究に従事。

平 井 洋 武 (正員) 昭和20年7月19日生。昭和43年3月九州大学工学部電子工学科卒業。同年4月株式会社日立製作所機械研究所入所。平成11年9月名古屋工業大学電気情報工学科教授、現在に至る。工学博士。磁気ディスク等のメカトロニクス機器の制御の研究と教育に従事。計測自動制御学会, 日本機械学会, 精密工学会会員。

松 井 信 行 (正員) 昭和18年5月7日生。43年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月名古屋工業大学助手、講師、助教授を経て、60年4月電気情報工学科教授、現在に至る。平成12年4月より、名古屋工業大学副学長。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。計測自動制御学会, IEEE Senior 会員。