既約分解表現に基づく2自由度位置決め 制御系のGAによる自律設計

学生員 伊藤 和晃* 正員 岩崎 誠*
正員 松井 信行*

GA-Based Autonomous Compensator Design of 2-Degrees-Of-Freedom Positioning Controller

Kazuaki Ito*, Student Member, Makoto Iwasaki*, Member, Nobuyuki Matsui*, Member

This paper presents a novel Genetic Algorithm (GA) based autonomous compensator design for the fast-response and high-precision positioning of mechatronic systems. The positioning system is mainly composed of a robust 2-degrees-of-freedom (2DOF) controller based on the coprime factorization description. The feedback (FB) compensator in the 2DOF controller ensures the robust nature against the variations of load mechanical parameters. The feedforward (FF) compensator, on the other hand, allows the positioning to be fast and precise. In the controller design framework, the FB/FF compensators can be autonomously designed by GA, where both the structure and parameters of the compensators are optimized to achieve the desired robust positioning performance using μ -Analysis. The effectiveness of the proposed optimal design has been verified by experiments using a prototype of 2-mass resonant system.

キーワード：2自由度制御，高速・高精度位置決め，遺伝的アルゴリズム，自律設計，制振制御， μ 解析

Keywords: 2-degrees-of-freedom control, fast-response and high-precision positioning, genetic algorithm, autonomous design, vibration suppression, μ -Analysis

1. まえがき

各種工作機械に代表されるメカトロニクス機器のテーブル駆動システムでは，製品加工のタクトタイム短縮と精度向上の観点から，高速・高精度位置決め制御が要求される場合が多い。その実現には，機構系に発生する共振振動を十分に抑制した上で，目標値への高速応答が必要となる。従って，フィードバック補償で十分な制振・外乱抑圧特性，及び負荷変動に対するロバスト性を実現し，併せてフィードフォワード補償によって目標値への高速応答を実現させる2自由度制御の適用が有望である⁽¹⁾。

プラントパラメータ変動やモデル化誤差に対するロバスト性を具備したフィードバック補償器設計としては，近年 Matlab 等の制御用 CAD ツールが普及したこともあって， H_∞ 制御や μ -Synthesis 等のロバスト制御理論を適用する例も多く報告されている^{(2)~(6)}。この場合，システムの特

性を決定するのは重み関数の設定箇所やその周波数特性であり，それらを調整して様々な制御仕様に対応した補償器が実現できる⁽²⁾⁽³⁾⁽⁷⁾。しかし，高速・高精度位置決め制御系の設計に適用した場合，所望の時間応答・精度を満足させるためには，重み関数の選定に試行錯誤が必要となる。これらを解決するために文献(8)では， H_∞ 補償器設計に用いる重み関数の構造とパラメータの決定に際し，所望の時間応答を満足するよう，遺伝的アルゴリズム⁽⁹⁾（以下，GA）を用いることを提案している。但し，重み関数の設定箇所を予め与えているため，補償器の設計自由度は限られている。安定化補償器の構造も含めて最適探索することができれば，更なる制御性能向上に結びつく。

一方で，目標値追従特性の改善を目的に，フィードフォワード補償器には対象プラントのモデル伝達関数を組込むことが一般的である。その場合，プラントパラメータ変動に対しても制御性能劣化を防ぐためには，モデル伝達関数に対するノミナルプラント定数の設定が重要な設計要素となる。

以上の背景の下，本論文では，負荷パラメータ変動を有するメカトロニクス機器を模擬した2慣性共振系を対象に，

* 名古屋工業大学大学院工学研究科
〒466-8555 愛知県名古屋市昭和区御器所町
Nagoya Institute of Technology
Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya, Aichi 466-8555

表 1 供試システム機械系諸元
Table 1. Specifications of prototype.

Motor rated power	400	W
Motor rated torque	1.27	Nm
Motor rated speed	3000	rpm
Motor moment of inertia	J_M	9.30×10^{-5} kgm ²
Motor damping coeff.	D_M	4.66×10^{-4} kgm ² /s
Load moment of inertia	J_{Ln}	8.43×10^{-5} kgm ²
Load damping coeff.	D_L	1.54×10^{-5} kgm ² /s
Torsional constant	K_G	3.08 Nm/rad
Resonant frequency	42.0	Hz
Encoder resolution	8,192	p/r

図 1 2 慣性共振系ブロック線図

Fig. 1. Block diagram of 2-mass resonant vibration system.

負荷慣性変動時においても制振性能と位置決め制御仕様が同時に満足できる、ロバスト高速・高精度位置決め制御系の実現を目指す。そこでは、既約分解表現に基づく 2 自由度制御系を構成するフィードバック/フィードフォワードそれぞれの補償器パラメータを、GA が有する最適探索能力を用いて自律設計する。すなわち、フィードバック補償器設計では、所望の外乱抑圧性能や制振性能、及びパラメータ変動に対するロバスト安定性の実現を目的に、補償器パラメータを GA によって最適探索する。フィードフォワード補償器設計では、負荷機械パラメータ変動時にも所望の目標値追従性能を満足可能な、補償器パラメータ及びノミナルプラントパラメータを探索する。GA における各補償器の最適化評価としては、位置指令に対する目標値追従性能評価に加えて、モータ外乱トルクを擬似的に印加した場合の時間応答波形に対する時間領域での評価と、構造化特異値 μ による μ -Analysis⁽¹⁰⁾ を用いたロバスト性能評価を用いる。その際、評価式の形式や各評価項目に対する重みの選定は多様な補償器を自律生成することに繋がるので、制御対象や制御仕様に応じて積極的かつ柔軟に試行錯誤を行い決定する。

本論文は、筆者らが既に提案している GA による補償器ゲインの自律設計⁽¹¹⁾を拡張し、既約分解表現という枠組みの中で、ノミナルプラント定数から補償器の構造及びパラメータに至るまで、制御系を構成する全ての補償器に対する同時自律設計を目指している。本手法の有効性は、供試 2 慣性共振系装置を用いた実験により、ロバスト高速・高精度位置決め特性に着目して検証される。

2. 既約分解表現に基づく 2 自由度制御系設計

2.1 2 自由度位置決め制御系 本論文では、表 1 に示す機械系諸元を有する図 1 の 2 慣性共振系に対し、2 自

図 2 2 自由度制御系ブロック図

Fig. 2. Block diagram of 2-degrees-of-freedom control system.

由度位置決め制御系を構成する。図中、 J_M , J_L ; モータ及び負荷慣性モーメント, D_M , D_L ; モータ及び負荷粘性摩擦係数, K_G ; ばね定数, θ_M , θ_L ; モータ及び負荷位置, τ_M ; モータトルク指令, τ_{disM} , τ_{disL} ; モータ及び負荷外乱トルク, τ_r ; 反力トルクであり、本システムで観測可能な状態変数は τ_M 及び θ_M , また、制御可能な状態変数は τ_M である。図 2 は、2 自由度制御系ブロック図である。図中、 $N_F(s)$, $D_F(s)$ は、後述のように τ_M に対する θ_M の伝達特性 $P_F(s) = \theta_M/\tau_M$ (以下、プラントと呼ぶ) を既約分解したものであり、 $K(s)$ はフィードフォワード補償器を、 $C(s)$ はフィードバック補償器をそれぞれ示している。

2.2 フィードバック補償器設計指針 あるプラントに対する安定化補償器はユーラパラメトリゼーションで表現できる⁽¹⁾。本論文でいうフィードバック補償器設計とは、安定化補償器のクラス中から、周波数領域で守るべき制御仕様、すなわち、外乱及び共振振動に対する低感度化とパラメータ変動やモデル化誤差に対するロバスト安定化を同時に満足し、かつ所望の時間応答を満足する補償器を最適探索することである。ここでは、プラント $P_F(s)$ が有する共振特性を、モータと負荷の慣性値、及び粘性摩擦係数の和からなる 1 慣性剛体系モデル $P_B(s)$ に対するモデル化誤差として捉え、そのモデル化誤差に対してロバストなフィードバック補償器設計を実施するため、 $P_B(s)$ に対して次式で示される既約分解を実施する。

$$P_B(s) = \frac{N_B(s)}{D_B(s)}, \quad N_B(s) = \frac{1}{F_B(s)},$$

$$D_B(s) = \frac{(J_M + J_{Lc})s^2 + (D_M + D_L)s}{F_B(s)} \dots\dots (1)$$

ここで、 $F_B(s)$ は $N_B(s)$, $D_B(s)$ をプロパーとするための 2 次多項式、 J_{Lc} は負荷慣性値変動の中央値である。本研究では、表 1 の負荷慣性ノミナル値 J_{Ln} に対するパラメータ変動として、 $5.08 \times 10^{-5} \sim 19.45 \times 10^{-5}$ kgm² (ノミナル値に対して 60% ~ 260% の変動に相当) の変動範囲を想定しており[†]、後で示す (9) 式により $J_{Lc} = 1.6J_{Ln}$ と定義

[†] 本研究で対象とする電子部品加工機や NC 工作機の場合、モータ軸換算のモータと負荷の慣性比 $J_M : J_L$ は約 1 : 0.5 から 1 : 4 程度であり、これを模擬するため、本システムでは慣性比を 1 : 0.5 から 1 : 2 まで可変としている。この場合、負荷慣性モーメントの変動範囲は、表 1 中のノミナル値に対して約 0.6 倍から約 2.6 倍となる。

される。後述する μ -Analysis によるロバスト性能評価においても、この J_{Lc} を負荷慣性値として用いる。

ここまでの準備の下、フィードバック補償器 $C(s)$ は次式で表現される。

$$C(s) = \frac{X(s) + Q(s)D_B(s)}{Y(s) - Q(s)N_B(s)} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $X(s), Y(s), Q(s)$ は安定かつプロパーな伝達関数であり、 $X(s), Y(s)$ は次式のベズー等式を満足する一般解である⁽¹⁾。

$$N_B(s)X(s) + D_B(s)Y(s) = 1 \dots\dots\dots (3)$$

本制御対象では $N_B(s), D_B(s)$ を 2 次の伝達関数としたので、 $X(s), Y(s)$ を次式の 1 次伝達関数で表現する。

$$X(s) = \frac{c_1 s + c_0}{b_1 s + 1}, \quad Y(s) = \frac{d_1 s + d_0}{b_1 s + 1} \dots\dots\dots (4)$$

この場合、 $F_B(s) (= a_2 s^2 + a_1 s + 1)$ の各係数 a_2, a_1 と、上式中の分母多項式係数 b_1 を予め与えれば、分子多項式の各係数 c_1, c_0, d_1, d_0 は次式で導出される。

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_0 \\ c_1 \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J & 0 & 0 & 0 \\ D & J & 0 & 0 \\ 0 & D & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_2 b_1 \\ a_2 + a_1 b_1 \\ a_1 + b_1 \\ 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $J = (J_M + J_{Lc}), D = (D_M + D_L)$ である。

$Q(s)$ は、一定値外乱に対する制御系の感度を零とするため、 $C(s)$ が積分特性を持つよう設計する。この場合、 $Q(s) = 0$ となることは許されず、(2) 式中の分母伝達関数 $Y(s) - Q(s)N_B(s)$ が、 $Q(0) = Y(0)/N_B(0)$ を満足するよう設計する⁽¹⁾。 $Q(s)$ の次数は、 $C(s)$ の次数に直接影響を与えるため、モデル伝達関数の次数である 2 次に制限して実機実装を容易としている。この結果、本フィードバック設計で設計すべきフリーパラメータは、 $F_B(s)$ の多項式係数 $a_2, a_1, X(s), Y(s)$ の分母多項式係数 b_1 、及び $Q(s)$ の構造（次数）とパラメータである。

2.3 フィードフォワード補償器設計指針 次に、図 2 のフィードフォワード補償器設計を行う。そこでは、 $P_F(s)$ を次式のように既約分解する。

$$P_F(s) = \frac{N_F(s)}{D_F(s)}, \quad D_F(s) = \frac{A(s)}{F_F(s)}, \quad N_F(s) = \frac{B(s)}{F_F(s)} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、

$$\begin{aligned} A(s) &= J_M J_L s^4 + (J_M D_L + J_L D_M) s^3 \\ &\quad + \{K_G(J_M + J_L) + D_M D_L\} s^2 \\ &\quad + K_G(D_M + D_L) s \\ B(s) &= J_L s^2 + D_L s + K_G \end{aligned}$$

(6) 式中の $F_F(s)$ は、 $D_F(s), N_F(s)$ をプロパーな補償器

とするため 4 次の多項式とするべきである。しかし、本研究では 2 階微分可能な S 字状位置指令を前提とするため、そのラプラス変換 $\theta_M^*(s)$ と $F_F(s)$ の積が 4 次以上となるべく、ここでは 3 次多項式 $F_F(s)$ とする。 $D_F(s)$ は、プラントが有する振動極を打ち消す構造であり、プラント共振周波数を除去したトルク指令を生成することとなる。この場合、位置指令 θ_M^* に対する負荷位置 θ_L の目標値追従特性伝達関数は、 $K_G, K(s), F_F(s)$ を用いて、次式で決定される。

$$\frac{\theta_L}{\theta_M^*} = K(s) \frac{K_G}{F_F(s)} \dots\dots\dots (7)$$

一方、 J_L が $rJ_L (r > 0)$ と変化した場合の目標値追従特性は次式となり、右辺中括弧内の影響によって劣化する。

$$\frac{\theta_L}{\theta_M^*} = K(s) \frac{K_G}{F_F(s)} \left\{ \frac{A(s) + B(s)C(s)}{A_r(s) + B_r(s)C(s)} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、

$$\begin{aligned} A_r(s) &= J_M \cdot rJ_L s^4 + (J_M D_L + rJ_L D_M) s^3 \\ &\quad + \{K_G(J_M + rJ_L) + D_M D_L\} s^2 \\ &\quad + K_G(D_M + D_L) s \\ B_r(s) &= rJ_L s^2 + D_L s + K_G \end{aligned}$$

一般に、フィードフォワード補償器は (8) 式が示すようにパラメータ変動に対してロバスト性を有していないので、制御仕様を満足させるためには適切なノミナルプラント定数の設定が不可欠である。従って、本フィードフォワード補償器設計では、(6) 式の既約分解で用いる J_L を $xJ_{Ln} (0.6 \leq x \leq 2.6)$ と表現し、この x を設計パラメータに追加する。この結果、 $K(s)$ の構造とパラメータ、 $F_F(s)$ の多項式係数、及び x が設計パラメータとなる。

3. μ -Analysis によるロバスト性能評価指針

GA による最適化処理中に生成される各補償器に対するロバスト性能評価では、負荷慣性値変動を構造化摂動として取り出し LFT 表現した図 3 の一般化プラントに対し、構造化特異値 μ による μ -Analysis を実施する。図 3 中、 $M(s)$ は、 $P_F(s)$ 中の負荷慣性値が変動中央値 J_{Lc} である 2 慣性共振系プラント $P_{Fc}(s)$ に対して構成した一般化制御対象、 δ は $|\delta| < 1$ を満足する線形時不変実数パラメータであり、 J_{Lc} と変動幅 ΔJ_L をそれぞれ次式で与える⁽⁶⁾。

図 3 負荷慣性変動を伴う混合感度問題に対する一般化プラント

Fig.3. Generalized plant for mixed sensitivity problem with load parameter variation.

$$\begin{cases} J_{Lc} = \frac{2.6J_{Ln} + 0.6J_{Ln}}{2} = 1.6J_{Ln}, & \dots\dots\dots (9) \\ \Delta_{J_L} = \frac{2.6J_{Ln} - 0.6J_{Ln}}{2} = J_{Ln} \end{cases}$$

また、 $W_T(s)$ はフィードバック系の相補感度関数 $T(s)$ ($= P_{Fc}C/(1 + P_{Fc}C)$) に対する、 $W_S(s)$ は感度関数 $S(s)$ ($= P_{Fc}/(1 + P_{Fc}C)$) に対する、それぞれの重み関数である。

$W_T(s)$ は、高域でのモデル化誤差や、高周波雑音に対するロバスト安定性を評価する重み関数となる。ここでは、0.5 ms の制御サンプリング時間の下、そのナイキスト周波数付近での高周波雑音に対する低感度特性を評価すると共に、 $T(s)$ の高域でのゲイン特性が -40 dB/dec となるよう決定した。

$W_S(s)$ は、低域での低感度特性評価を目的に、積分特性を有すると共に、 $S(s)$ の共振周波数付近でのゲイン増大を抑制するよう決定した。表 1 の諸元に対して、それぞれの伝達関数を次式に示す。

$$\begin{cases} W_T(s) = \frac{2500(s^2 + 140s + 10000)}{s^2 + 70000s + 2.5 \times 10^9} \\ W_S(s) = \frac{4.85 \times 10^8(s + 85.7)}{(s + 0.0164)(s + 3560)(s^2 + 306s + 4.83 \times 10^5)} \end{cases} \dots\dots\dots (10)$$

この場合、 μ が 1 以下であれば、(9) 式で示される範囲の J_L 変動に対し、ロバスト性能を有する補償器候補であると評価される。

4. GA による補償器自律設計

4.1 GA 処理概要 図 4 に、提案する自律設計の遺伝的処理フローチャートを示す。GA で用いる個体は、補償器の構造を決定する“構造決定染色体”と、補償器の各パラメータを決定する“パラメータ決定染色体”から成る。 $Q(s)$ 及び $K(s)$ の構造は、“モジュール”と呼ぶ 1 次または 2 次の多項式の組み合わせによって決定され、その組み合わせは 8 bit バイナリーコードの構造決定染色体により表現される。一方、モジュールの係数、 $F_B(s)$ と $F_F(s)$ の係数、 $X(s)$ と $Y(s)$ の分母多項式係数 b_1 、及びプラントパラメータ定数 x は、“パラメータ決定染色体”として各々 15 bit のグレイコードで表現する。それら各染色体は独立したベクトルとして扱われ、遺伝子操作はそれぞれ対応するベクトル要素に独立して行う。

まず、初期集団として生成された個体それぞれに対し、“(a) 補償器生成”を行う。生成された補償器候補に対して、それ自体の安定性評価、及び前述の μ -Analysis によるロバスト性能評価を実施する。 μ が 1 以下であった場合には、負荷位置 θ_L の時系列データを補償器候補を含むプラント数学モデルを用いて計算し、時間応答及び補償器次数に対する評価として、“(b) 評価値 F_{fit} の計算”を行う。以上の処理を全ての個体 (L 個体) に対して実施した後、選択、交

図 4 GA による自律設計フローチャート図

Fig. 4. Flowchart of autonomous design process.

又、突然変異などの遺伝的処理を経て次世代の個体を生成する。これら一連の設計処理を、予め設定された進化世代数 (M 世代) に達するまで繰り返す。上記 (a)、(b) の各処理内容を、次節以降で詳細に述べる。

4.2 補償器生成処理 $Q(s)$ 及び $K(s)$ は、次式のモジュールの組み合わせでその構造が決定される。

$$\begin{cases} \text{mod1} = s + \omega \\ \text{mod2} = s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2 \end{cases} \dots\dots\dots (11)$$

“構造決定染色体”中の各遺伝子座に対してそれぞれのモジュールが割り当てられており、遺伝子座が“1”ならばそのモジュールは存在し、“0”ならば存在しない。こうして構造が決定された後、各モジュールの固有角周波数や減衰係数を“パラメータ決定染色体”により決定する。 $Q(s)$ 、 $K(s)$ 以外の多項式フィルタは、次数が固定されているため各モジュールに分解する必要はない。しかし、パラメータの探索範囲を統一的に決定できるという利点から、 $Q(s)$ や $K(s)$ と同じく、2 次標準形式の固有角周波数 ω と減衰係数 ζ を最適化対象としている。

各パラメータに対する探索範囲は、減衰係数; $0 < \zeta < 1$ 、固有角周波数; $1 < \omega < 6000$ rad/s、及びプラントパラメータ定数; $0.6 \leq x \leq 2.6$ と設定した。ここで、固有角周波数の上限は位置制御サンプル周期 0.5 ms のナイキスト角周波数を、プラントパラメータ定数の探索範囲は負荷慣性値の変動範囲を考慮して決定した。

4.3 時間応答に対する評価関数 まえがきで言及したように、本補償器設計では、時間領域での位置決め制御特性を陽に評価することが必須である。ここでは、位置決め要求仕様を満足する2自由度制御系の各補償器設計を目指す。

本研究の位置決め要求仕様は、想定負荷慣性変動範囲内で、オーバシュートが小さく、100 ms 以内に目標位置（モータ軸換算で 360° ）に対して $\pm 3^\circ$ 以内の精度を有する負荷位置決め制御である。(12) 式は、この実現を目指して導入した評価関数 F_{fit} であり、負荷位置の時間応答に対する評価では、その時系列データ $\theta_L(n)$ に対して図5で示すように(A)、(B)、(C)の3領域で評価を実施する。図5中の2本の水平点線は目標値に対する $\pm 3^\circ$ の要求位置決め仕様を示し、 n は位置制御サンプリング時間 $T_S (= 0.5 \text{ ms})$ のサンプル番号、 $N (= 800)$ は評価用負荷位置時系列データのサンプル総数である。また、 $\Theta (= 360^\circ)$ は目標位置振幅、 $\theta_L(n)$ 、 $\theta_M(n)$ はプラントモデルから計算される負荷およびモータ位置の時系列データであり、モータ位置指令 θ_M^* には、加減速時間 38.5 ms、総応答時間 77 ms の2階微分可能なS字状位置指令を用いている。さらに、外乱抑圧性能評価のため、位置指令入力時点から 250 ms 経過時に 10% 定格トルク相当のステップ状モータ外乱トルクを与える。

$$F_{fit} = W_1 \sum_{n=180}^N \{ \theta_L(n) - \Theta \}^2 + W_2 \sum_{n=300}^N | \dot{\theta}_L(n) | + W_3 \sum_{n=0}^N | \theta_L(n) - \theta_M(n) | + W_4 \cdot T_{set} + W_5 \cdot \text{ord} \dots \dots \dots (12)$$

(12) 式中の右边第1項は、位置指令終了後速やかに負

図5 負荷位置の時間応答に対する評価

Fig. 5. Fitness evaluation for time response of load position.

表2 評価値導出時に用いる重みの比

Table 2. Ratio of weights in fitness evaluation.

	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5
$ \theta_L(n) - \Theta < 3^\circ$	20	1	460	2	200
$ \theta_L(n) - \Theta \geq 3^\circ$	400				

荷位置 θ_L が目標位置 Θ に到達するように、位置指令終了後 13 ms 経過時点 ($n = 180$ に相当) 以降の (A) の区間で目標位置との誤差 2 乗積分を評価する。第2項は、残留振動抑制を目的に、位置指令開始から 150 ms 経過時点 ($n = 300$ に相当) 以降の (B) の区間で負荷速度の絶対値積分を評価する。第3項は、ねじれ抑制を目的に、(C) の評価対象全区間でモータ・負荷間のねじれ角度の絶対値積分を評価する。第4項は整定時間に対する評価であり、目標位置に対して $\pm 3^\circ$ 以内に収束した時点でのサンプル番号 T_{set} に重みを乗じて評価値とする。第5項は制御系の次数に対するペナルティであり、 $K(s)$ と $Q(s)$ の次数の和 ord に対して重みを乗じて評価値とする。

本設計では、プラントモデル中の負荷慣性値 J_L を“ノミナル値 J_{Ln} ”、“変動上限値 $2.6J_{Ln}$ ”、“変動下限値 $0.6J_{Ln}$ ”とそれぞれ設定した場合の F_{fit} を計算し、それらを合計することで最適化評価とする。表2に、評価関数中で用いた重みの比を示す。ここで、 W_1 に関しては、 $\pm 3^\circ$ 以内に収束しているか否かで可変重みとし、より高速かつ高精度な位置決め制御系の実現を狙っている。

5. 位置決め制御実験結果

5.1 2自由度位置決め制御系自律設計結果 表3に示される遺伝処理諸元の下、GAによる補償器自律設計を実施した。表4に、10回の試行に対する最終評価値 (Total と表記) と各負荷慣性に対する評価値の内訳、ならびに $K(s)$ と $Q(s)$ の次数和 ord とプラントパラメータ定数 x を示す。表中、 x は全ての試行において約 2.5 であり、本位置決め制御系においては、負荷慣性ノミナル値を変動上限値付近と

表3 GA 処理諸元

Table 3. Specifications of genetic operation.

Population size L : 30, Generations M : 300
Multi-point crossover (rate of 0.9)
Bit mutation (rate of 0.03)
Tournament selection (elitist preserving)

表4 10回の試行に対する最終評価値ならびにプラントパラメータ x

Table 4. Final fitness F_{fit} and plant parameter x in each trial.

No.	F_{fit}				ord	x
	Total	J_{Ln}	$2.6J_{Ln}$	$0.6J_{Ln}$		
1	48.21	7.70	9.69	30.82	0	2.596
2	32.40	8.22	5.73	8.45	2	2.566
3	63.57	20.65	7.89	25.03	2	2.579
4	43.07	9.65	10.37	13.04	2	2.544
5	30.67	8.68	5.65	11.35	1	2.581
6	57.79	21.51	8.50	27.78	0	2.593
7	46.23	8.24	6.39	21.60	2	2.524
8	29.33	6.64	10.59	7.09	1	2.454
9	54.39	8.90	7.98	32.51	1	2.506
10	64.52	24.20	8.40	26.92	1	2.465
ave.	47.02	12.44	8.12	20.46	1.20	2.541

図 6 $C(s)$, $C_\mu(s)$ のボード線図

Fig. 6. Bode plot of $C(s)$ and $C_\mu(s)$.

図 7 ステップ状モータ外乱トルクに対する負荷位置応答波形

Fig. 7. Waveforms of load position response for stepwise disturbance.

して、ロバスト性能の優れた目標値追従特性が実現できる。10 回の試行中、最良解であった No.8 の補償器設計結果を以下に示す。

$$\begin{cases} F_B(s) = 5.01 \times 10^{-5}s^2 + 0.00941s + 1 \\ X(s) = \frac{9.93 \times 10^{-3}s + 1}{5.77 \times 10^{-4}s + 1}, \quad Y(s) = \frac{0.000127s + 0.244}{5.77 \times 10^{-4}s + 1} \\ Q(s) = \frac{1.52 \times 10^{-4}s + 0.244}{0.108s + 1} \end{cases}$$

$$C(s) = \frac{78.3s^2 + 7.96 \times 10^3s + 6.72 \times 10^4}{s^2 + 1.92 \times 10^3s} \dots (13)$$

$$F_F(s) = 3.16 \times 10^{-9}s^3 + 1.98 \times 10^{-5}s^2 + 8.68 \times 10^{-3}s + 1 \dots (14)$$

$$K(s) = 0.325, \quad x = 2.45 \dots (15)$$

この場合、 $Q(s)$ が 1 次の伝達関数であるので、(2) 式を解いて得られる $C(s)$ は 4 次の伝達関数となるべきだが、2 次多項式による零極相殺のため、結果的に PID 補償器 + 一次遅れフィルタの形に低次元化されている。

5.2 フィードバック性能評価 提案法によるフィードバック系の外乱抑圧性能評価のため、比較対象として、(10) 式の重み関数の下、図 3 の混合感度問題に対して D - K iteration による μ -コントローラ設計を実施した⁽³⁾。次式

図 8 供試 2 慣性共振系装置の構成図

Fig. 8. Configuration of experimental setup.

は、ハンケルノルム近似⁽¹⁰⁾により 3 次まで低次元化した場合の、フィードバック補償器 $C_\mu(s)$ である。

$$C_\mu(s) = \frac{0.229s^3 + 16100s^2 + 816000s + 1.80 \times 10^7}{s(s^2 + 1.37 \times 10^3s + 6.66 \times 10^5)} \dots (16)$$

図 6 に、 $C(s)$ (実線) 及び $C_\mu(s)$ (破線) のボード線図を示す。提案法は、PID 補償器 + 一次遅れフィルタの構造で、高周波域でゲインが一定となっているが、 μ -Analysis によるロバスト性能評価を満足しているため、センサーノイズなどの高周波雑音に対する安定性は確保されている。また、 $C_\mu(s)$ に対して全周波数領域で高ゲイン化されており、フィードバック性能の向上が望まれる。図 7 は、提案法による $C(s)$ のフィードバック性能を検証するため、 $t = 0$ で振幅 10% 定格トルクのステップ状モータ外乱トルクを印加した場合の、負荷位置応答シミュレーション波形である。図中、(a) は $C_\mu(s)$ を、(b) は $C(s)$ を用いた場合であり、実線は負荷慣性がノミナル値 (J_{Ln})、点線は 260% 変動時 ($2.6J_{Ln}$)、破線は 60% 変動時 ($0.6J_{Ln}$) の場合の応答波形である。図から、 $C(s)$ は、同一の重み関数を用いて設計された $C_\mu(s)$ に比して、優れた外乱抑圧性能を有していることが分かる。

5.3 位置決め制御実験結果 本手法により設計された制御系のロバスト位置決め性能を、図 8 に示す 2 慣性共振系装置を用いて実験検証を行なった。図 8 では、モータと負荷を低剛性軸で接続して 2 慣性系を構成し、負荷側には可変フライホイールを設け、負荷側 (負荷用モータと可変フライホイールの和) の慣性値を、表 1 中のノミナル値に対して 60% から 260% まで可変にしている。

実機検証では、連続系で設計された補償器を位置制御サンプリング時間 0.5 ms で双一次変換によって離散化し、DSP (TMS320C31) を用いたコントローラに実装した。モータ位置指令には、4.3 節で示した時間応答に対する評価と同等の波形 (加減速時間; 38.5 ms, 振幅; 360°) を用いた。

図 9 は、2 自由度制御系を一括設計する提案法との比較のために実施した実験の、負荷位置応答波形の目標値近傍拡大図である。この場合、フィードバック補償器には (16)

図9 μ -コントローラを用いた場合の S 字状位置指令に対する位置決め応答波形

Fig. 9. Waveforms of position response for S-shaped command using μ -controller.

(a) waveforms of position response

(b) magnified position response

図10 提案法による S 字状位置指令に対する位置応答波形

Fig. 10. Waveforms of position response for S-shaped command using proposed compensation.

式の μ -コントローラを用い、フィードフォワード補償器には GA により自律設計して得られた (14), (15) 式を実装している。図中、一点鎖線はモータ位置指令 θ_M^* を示し、実線は負荷慣性がノミナル値 (J_{Ln})、点線は 260% 変動時 ($2.6J_{Ln}$)、破線は 60% 変動時 ($0.6J_{Ln}$) の場合の応答波形である。また、二本の水平点線が目標位置精度 ($\pm 3^\circ$) を表している。各負荷慣性の条件下における整定時間 ($\pm 3^\circ$ 以内に収束する時間で定義) は J_{Ln} 時に 101 ms, $2.6J_{Ln}$ 時に 85 ms, $0.6J_{Ln}$ 時に 120 ms となっており、 $2.6J_{Ln}$ 時を除いて整定時間仕様を満足していない。また、 $2.6J_{Ln}$ 時に見られる位置決め精度を越すオーバーシュートは、フィードバック補償器により系の特性が概ね決定されており、フィードフォワード補償器設計によって J_L 変動時の応答を十分に抑圧できないことを意味している。

一方、図 10 は、提案法による位置決め実験結果である。図から、整定時間は J_{Ln} 時に 96.5 ms, $2.6J_{Ln}$ 時に 97 ms, $0.6J_{Ln}$ 時に 93.5 ms であり、かつ制御精度を超えたオーバーシュートも見られず、制御仕様を満足するロバストな高速・高精度位置決めが実現できている。

6. あとがき

本論文では、負荷慣性が変化する 2 慣性共振系を対象としたロバスト高速・高精度位置決め制御のための、2 自由度制御系の新しい設計指針を提示した。そこでは、既約分解表現の枠組みの下、GA によるフィードバック補償器とフィードフォワード補償器の同時自律設計法を提案し、供試 2 慣性系装置によってその有効性を検証した。本研究で得られた成果は、以下のように要約できる。

- (1) フィードバック補償器設計では、負荷慣性変動時にも所望の時間応答やロバスト制御性能を満足する補償器を、安定化補償器のクラス中から最適探索し、設計自由度の高い補償器設計を実現した。
- (2) フィードフォワード補償器設計では、プラントモデル中の負荷慣性値も設計パラメータと扱い、想定する負荷慣性変動範囲内でロバストな目標値追従特性を実現した。
- (3) GA の最適化では、時間領域における位置決め的高速性、高精度性、制振性と慣性変動を考慮して設定された評価関数により、要求仕様を満足するロバストな高速・高精度位置決め制御系の実現をみた。

今後は、負荷重量が大きく変動するテーブル装置など実際のアプリケーションに対し、本手法の有効性を検証していきたい。

(平成 14 年 8 月 1 日受付, 平成 15 年 7 月 23 日再受付)

文 献

- (1) 前田 肇・杉江俊治:「アドバンス制御のためのシステム制御理論」, 朝倉書店 (1990)
- (2) S. Morimoto, M. Ohashi, and Y. Takeda: "Speed Control of Two-mass System Based on H^∞ Control Theory", *T. IEE Japan*, Vol.114-C, No.11, pp.1109-1115 (1994-11) (in Japanese)
- (3) 森本茂雄・大橋真和・武田洋次:「2 慣性共振系の速度制御への H^∞ 制御理論の適用」, 電学論 C, 114, 11, pp.1109-1115 (1994-11)
- (4) M. Hirata, K.Z. Liu, and T. Mita: "Active Vibration Control of a 2-mass Spring System using μ -Synthesis", *T. IEE Japan*, Vol.114-D, No.5, pp.512-519 (1994-5) (in Japanese)
- (5) 平田光男・劉 康志・美多 勉:「2 慣性系に対する μ -Synthesis を用いた制振制御」, 電学論 D, 114, 5, pp.512-519 (1994-5)
- (6) S. Kawaji and K. Kanazawa: "Vibration Suppression Control of 2-Mass System Based on Robust Control—Experimental Studies—", *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.11, pp.1393-1401 (1995-11) (in Japanese)
- (7) 川路茂保・金澤一伸:「ロバスト制御に基づいた 2 質点系の制振制御—実機による検証—」, 電学論 D, 115, 11, pp.1393-1401 (1995-11)
- (8) K. Sanada, K. Muteki, and A. Kitagawa: "A Study on Design Techniques for Control System of an Electrohydraulic Servo Mechanism Based on μ Synthesis", *T. JSME(C)*, Vol.61, No.590, pp.156-163 (1995) (in Japanese)
- (9) 真田一志・無敵幸二・北川 能:「 μ シンセシスによる電気油圧サーボ機構の制御系設計手法の研究」, 機論 C, 61, 590, pp.156-163 (1995)
- (10) 野波健蔵・西村秀和・平田光男:「Matlab による制御系設計」, 東

京電機大学出版局 (1998)

- (7) M. Kawafuku, K. Nonoyama, H. Hirai, M. Kobayashi, and A. Okuyama: "Disturbance Rejection Control using H^∞ Controller Designs for Magnetic Disk Drives", JSME Conference on Information, Intelligence and Precision Equipment (IIP2002), pp.224-225 (2002) (in Japanese)
川福基裕・野々山和徳・平井洋武・小林正人・奥山 淳:「 H^∞ 制御系設計法を用いた磁気ディスク装置の外乱抑圧制御に関する研究」, 日本機械学会 IIP2002 講演論文集, pp.224-225 (2002)
- (8) M. Iwasaki, N. Tsumagi, H. Hiromu, and N. Matsui: "Genetic Algorithm-Based Autonomous Design of Weighting Functions for H Compensator", *T. IEEE Japan*, Vol.121-D, No.12, pp.1235-1242 (2001-12) (in Japanese)
岩崎 誠・妻木宣明・平井洋武・松井信行:「 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」, 電学論 D, **121**, 12, pp.1235-1242 (2001-12)
- (9) 北野宏明:「遺伝的アルゴリズム」, 産業図書 (1993)
- (10) G.J. Balas, J. Doyle, K. Glover, A. Packard, and R. Smith: " μ -Analysis & Synthesis Toolbox", MUSYN Inc. (1991)
- (11) K. Itoh, M. Nishizono, M. Iwasaki, and N. Matsui: "Autonomous Design of Robust Vibration Suppression Compensator Using Genetic Algorithm", *Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol.66, No.10, pp.1558-1563 (2000-10) (in Japanese)
伊藤和晃・西園 勝・岩崎 誠・松井信行:「遺伝的アルゴリズムによるロバスト制振補償器の自律設計」, 精密工学会誌, **66**, 10, pp.1558-1563 (2000-10)

伊 藤 和 晃 (学生員) 1975 年 5 月 20 日生。2003 年 3 月名古屋

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, 豊田工業高等専門学校電気・電子システム工学科助手, 現在に至る。工学博士。主に, メカトロニクス機器の振動抑制制御に関する研究に従事。精密工学会会員。

岩 崎 誠 (正員) 1964 年 1 月 15 日生。1991 年 3 月名古屋

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, 2000 年 4 月助教授, 現在に至る。1997 年 10 月より 1998 年 3 月まで文部省在外研究員としてドイツ共和国ケムニッツ工科大学, 同ミュンヘン工科大学に派遣, 2002 年 9 月より 2003 年 7 月まで文部科学省在外研究員としてドイツ共和国ケムニッツ工科大学に派遣。工学博士。運動制御の研究に従事。精密工学会, 計測自動制御学会, IEEE 会員。

松 井 信 行 (正員) 1943 年 5 月 7 日生。1968 年 3 月名古屋

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, 1985 年 4 月, 電気情報工学科教授, 2000 年 4 月, 同大学副学長, 2002 年 10 月任期満了, 11 月より教授に復職, 現在に至る。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。2001 年電気学会部門活動功労賞,

2002 年電気学会学術振興賞 (論文賞), 同優秀技術活動賞, 同産業応用特別賞 (貢献賞), 小平記念賞, IEEE/IES Best Paper Award 受賞。計測自動制御学会会員, IEEE Fellow。