

分母系列表現のパデ近似による低次元2自由度制御系設計法  
の特性評価

Design Method for Low Order 2-Degree-of-Freedom Controller by Padé Approximation of the  
Denominator Series Expansion and its Performance Evaluation

○石川信行\*, 阿部健一\*\*

○Nobuyuki Ishikawa\*, Ken-ichi Abe\*\*

日本原子力研究所\*, 東北大学\*\*

Japan Atomic Energy Research Institute\*, Tohoku University\*\*

キーワード: 2自由度制御 (2DOF control), モデルマッチング (model matching), 低次元設計法 (low order design), 分母系列表現 (denominator series expansion), パデ近似 (Padé approximation)

連絡先: 〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根2-4 日本原子力研究所将来型炉研究グループ

石川信行 TEL.029-282-5345. FAX.029-282-5276. E-mail: ishikawa@clsu3a0.tokai.jaeri.go.jp

## 1. 緒言

2自由度制御は、ロバスト安定性や外乱除去特性等のフィードバック特性と目標値に対する出力応答特性(目標値応答特性)の2つの制御特性を独立に規定できる制御系であり、要求される制御仕様を容易に達成できる利点をもつ。2自由度制御はフィードバック制御要素とフィードフォワード制御要素の2つの要素から構成され、フィードバック特性は前者の要素によって、また目標値応答特性は後者の要素により規定される。制御系の設計は、先ずフィードバック制御要素を設計し、次いで所望の目標値応答特性を実現するようにフィードフォワード要素を設計するという手順で逐次的に行うのが一般的である。このとき、得られるフィードフォワード制御要素の次数が制御対象の次数の2倍程度と高次になることが多い。しかし、制御器実装時のハードウェアの制約から高次の制御器を用いることができない場合や、制御器の複雑化を避けたい場合も想定されるので、低次元の2自由度制御系設計法が望まれる。低次元2自由度制御系の設計法として近年、フィードバック制御要素のダイナミクスを活用してフィードフォワード制御要素を設計する方法が提案されている<sup>①</sup>。この方法ではフィードバック要素と同次数のフィードフォワード要素が得られる。また、この方法に対する目標値応答特性実現に関するトレードオフ解析も行われている<sup>②</sup>。

本論文では、フィードフォワード要素の低次元設計法として、分母系列表現のパデ近似による方法を提案する。提案する設計法の特徴は次の通りである。1) 分母系列表現のパデ近似によりフィードフォワード要素伝達関数を低周波から近似するので、目標値応答で主要な低周波特性を実現するのに適している。2) 文献(1)の方法ではフィードフォワード要素がフィードバック要素の次数に固定されるが、提案

手法では実現すべき目標値応答特性に応じて適宜パデ近似の次数を自由に選択できるため、2自由度制御系の特質を生かした設計が行える。

提案方法による低次元2自由度制御系の設計手順は次の通りである。まず、フィードバック制御要素を所望のフィードバック特性を満たすように設計する。ここでは、制御系の安定性や外乱除去特性のロバスト性を重視して、この要素には $H^\infty$  混合感度問題を解いて設計した $H^\infty$  制御器を用いる。次に、フィードフォワード要素を目標値応答特性を与えた規範モデルに近似的に一致するように設計する(近似モデルマッチング法)。モデルマッチング法で設計されるフィードフォワード要素の伝達関数は、与えた規範モデルの伝達関数と先に設計したフィードバック要素および制御対象から決まる伝達関数の積で表現される。本方法では後者のフィードフォワード要素を低次元近似して低次元2自由度制御器を得る。この低次元設計法においては制御系の安定性は必ずしも保証されないため、フィードフォワード要素の次数は、制御系の安定性および目標値応答特性を調べて適切な次数を選ぶ必要がある。

終わりに、モータと負荷の結合モデルとしてよく用いられる2慣性系に提案手法で設計した2自由度制御器を適用してその有効性を評価する。

## 2. 2自由度制御系の設計法

### 2.1 2自由度制御系の基本的特性

Fig. 2.1に2自由度制御系のブロック線図を示す。この図において $r, y, u, d$ はそれぞれ目標値、出力、操作量、外乱である。この制御系において制御則は次式で与えられる<sup>(3)(4)</sup>。

$$u(s) = K_1(s)r(s) - K_2(s)y(s) \quad (2.1)$$

上式で $u(s), r(s), y(s)$ はそれぞれ操作信号、目標値、出力信号のラプラス変換を表わす。また、 $K_1(s)$ は2自由度制御器のフィードフォワード要素の伝達関数、 $K_2(s)$ はフィードバック要素の伝達関数である。2自由度制御系の特徴は目標値と出力を独立に用いて操作信号を決定している点にある。フィードバック特性を評価する関数として感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ がよく用いられる。これらは、次式で定義される。

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)K_2(s)} \quad T(s) = \frac{P(s)K_2(s)}{1 + P(s)K_2(s)} \quad (2.2)$$

ここで、 $P(s)$ は制御対象の伝達関数である。感度関数 $S(s)$ は外乱が出力にどの程度影響するかを表現する関数であり、この関数の値を小さくするフィードバック要素を設計すれば、外乱の出力への影響を抑制することができる。一方、相補感度関数 $T(s)$ はロバスト安定性を規定する関数である<sup>(5)</sup>。ロバスト安定性とは、制御対象に特性変動が生じても制御系の安定性が保持されることである。相補感度関数の値を小さくするフィードバック要素を設計すれば、制御対象の大きな特性変動に対してもロバスト安定性が補償される。しかし、感度関数と相補感度関数の間には定義からわかるように、 $S(j\omega) + T(j\omega) = 1$ なる制約条件があるため、両者を全周波数領域にわたって小さくすることはできない。このため、一般に感度関数 $S(s)$ は低周波領域で小さくなるように、また相補感度関数 $T(s)$ は高周波領域で小さくなるようにフィードバック要素を設計する。このような特性をもつフィードバック要素を $H_\infty$ 最適化手法により設計するために、次式の評価関数を定義する。

$$J = \left\| \begin{bmatrix} W_S(s)S(s) \\ W_T(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (2.3)$$

ここで、 $W_S(s)$  は設計時に与える感度関数に対する重み関数であり、 $S(s)$  の値が低周波領域で小さくなるように低域通過型が選ばれる。 $W_T(s)$  は設計時に与える相補感度関数に対する重み関数で、 $T(s)$  の値が高周波領域で小さくなるように高域通過型が選ばれる。また、 $\| \cdot \|_{\infty}$  は伝達関数行列の $H^{\infty}$  ノルムを表す。フィードバック要素の設計においては、評価関数 $J$ を最小化する $K_2(s)$ を $H^{\infty}$ 最適化アルゴリズム(Glover-Doyle法)<sup>(6)(7)(8)</sup>により求める。この評価関数を最小化する制御問題は混合感度問題とよばれる。制御系設計に使用できるCAD<sup>(9)</sup>が普及しており、本研究においてもこれを用いた。

2自由度制御系では、目標値 $r(s)$ から出力 $y(s)$ への伝達関数は次式で表される。

$$G_{ry}(s) = \frac{P(s)K_1(s)}{1 + P(s)K_2(s)} \quad (2.4)$$

上式からフィードバック特性を $K_2(s)$ により規定した後、フィードフォワード要素 $K_1(s)$ を適切に設計することによって所望の目標値応答特性 $G_{ry}(s)$ を実現できることがわかる。フィードフォワード要素の設計法としてモデルマッチング法がよく用いられる。この方法は $G_{ry}(s)$ を指定した規範モデル伝達関数 $G_M(s)$ に一致させるようにフィードフォワード要素を設計するもので、このとき $K_1(s)$ は次式で求められる。

$$K_1(s) = [P(s)^{-1} + K_2(s)]G_M(s) \quad (2.5)$$

以上をまとめると、2自由度制御系は、1) 与えられたフィードバック特性を実現するフィードバック要素を求め、2) モデルマッチング法などにより目的とする目標値応答特性を満足するフィードフォワード要素を求める、の2ステップから設計できることになる。すなわち、2自由度制御系は目標値応答特性とフィードバック特性を独立に設計できる利点がある。

## 2.2 フィードフォワード要素の低次元設計法

前節で述べたように、2自由度制御系のフィードフォワード要素をモデルマッチング法により設計した場合、その伝達関数は次式で求められる。

$$\begin{aligned} K_1(s) &= \varphi(s)G_M(s) \\ &= \frac{D_P(s)D_{K_2}(s) + N_P(s)N_{K_2}(s)}{D_{K_2}(s)N_P(s)} \frac{N_M(s)}{D_M(s)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

ただし、 $\varphi(s) = \frac{1 + P(s)K_2(s)}{P(s)}$ 、 $P(s) = \frac{N_P(s)}{D_P(s)}$ 、 $K_2(s) = \frac{N_{K_2}(s)}{D_{K_2}(s)}$ 、 $G_M(s) = \frac{N_M(s)}{D_M(s)}$ である。

$K_1(s)$ の次数は、(フィードバック要素伝達関数の分母次数) + (制御対象伝達関数の分子次数) + (規範モデル伝達関数の分母次数)となる。制御対象が高次で、フィードバック要素に $H^{\infty}$ コントローラなどの高次コントローラを用いた場合、フィードフォワード要素の次数は著しく高くなる。本節では、フィードフォワード要素の低次元設計法として、全分母型展開のパデ近似による方法を提案する。この方法は、フィードフォワード要素伝達関数中の $\varphi(s) = (1 + P(s)K_2(s))/P(s)$ を低次元近似することにより、 $K_1(s)$ の低次元設計を行うものである。

この方法は次の考えに基づくものである。制御系の目標値応答特性が次式で表現されることは前節で述

べた。

$$G_{ry}(s) = \frac{P(s)}{1+P(s)K_2(s)} K_1(s) = \frac{1}{\varphi(s)} (\varphi(s)G_M(s)) \quad (2.7)$$

すなわち、モデルマッチング法で設計した2自由度制御系では、フィードフォワード要素に制御対象とフィードバック要素から決まる特性 $\varphi(s)$ を含ませて、これを相殺することにより目標値応答特性 $G_{ry}(s)$ を規範モデル $G_M(s)$ に一致させている。この意味で、モデルマッチング法により設計された2自由度制御系は完全な $\varphi(s)$ の相殺に基づく補償法であるといえる。もし、 $\varphi(s)$ を低次元近似でき良好な近似的な相殺ができれば、設計された低次元フィードフォワード要素により規範として与えた目標値応答特性が実現されることが期待できる。

いま、低次元近似する項が次式のように表現されるものとする。

$$\varphi(s) = \frac{1+P(s)K_2(s)}{P(s)} = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (2.8)$$

ただし、 $n(s) = b_0 + b_1s + \dots + b_M s^M$ ,  $d(s) = a_0 + a_1s + \dots + a_N s^N$

(2.8)式を次式のように全分母型展開して分母系列表現する。

$$\begin{aligned} \frac{n(s)}{d(s)} &= \frac{1}{(a_0 + a_1s + \dots + a_N s^N)/(b_0 + b_1s + \dots + b_M s^M)} \\ &= \frac{1}{g_0 + g_1s + \dots + g_{M+N} s^{M+N} + \dots} \end{aligned} \quad (2.9)$$

(M+N)次の項まで一致するような展開係数 $g_i$  ( $i=0,1,\dots,M+N$ )は、各次数の係数の比較により、次式の連立方程式を解くことにより求められることがわかる。

$$\mathbf{B}\mathbf{g} = \mathbf{a} \quad (2.10)$$

ここで、 $\mathbf{a} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_N \ 0 \ \dots \ 0]^T$ ,  $\mathbf{g} = [g_0 \ g_1 \ \dots \ g_{M+N}]^T$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ b_1 & b_0 & \ddots & & & & & \\ \vdots & b_1 & \ddots & 0 & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & b_0 & 0 & & & \\ b_M & & & b_1 & b_0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & b_M & & & b_1 & \ddots & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & b_M & b_{M-1} & & b_1 & b_0 \end{bmatrix}$$

行列 $\mathbf{B}$ は(M+N+1)次の下三角Toeplitz行列である。行列 $\mathbf{B}$ は下三角行列であるので分母系列表現の係数 $g_i$ は低次のものから逐一得られることがわかる。

次に、パデ近似による低次元化を行う。(2.9)式 of 分母系列表現における(m,n)次のパデ近似とは、分母系列が(m+n)次まで一致する多項式 $\tilde{n}(s)$ ,  $\tilde{d}(s)$ を求めることである。

$$\frac{1}{g_0 + g_1s + \dots + g_{m+n} s^{m+n} + \dots} \approx \frac{\tilde{n}(s)}{\tilde{d}(s)} = \tilde{\varphi}(s) \quad (2.11)$$

ただし、 $\tilde{n}(s) = \beta_0 + \beta_1s + \dots + \beta_m s^m$ ,  $\tilde{d}(s) = \alpha_0 + \alpha_1s + \dots + \alpha_n s^n$ で、 $(m+n) < (M+N)$ である。すなわち、 $\varphi(s)$ の分母系列表現が(m+n)次まで一致するような近似伝達関数 $\tilde{\varphi}(s)$ を求めており、部分的係

数比較法<sup>10)</sup>の一種とみなせる。(2.11)式を満たす多項式 $\tilde{n}(s)$ ,  $\tilde{d}(s)$ の係数は係数比較の結果、次式の連立方程式から求められることがわかる。

$$Q\theta = \gamma \quad (2.12)$$

ただし、 $\theta = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_n \ \beta_0 \ \beta_1 \ \dots \ \beta_m]^T$ ,  $\gamma = [\alpha_0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & g_0 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 0 & \dots & \dots & 0 & g_1 & g_0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & -1 & \ddots & \vdots & g_m & g_{m-1} & \dots & g_0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & -1 & g_n & g_{n-1} & \dots & g_{n-m} \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & g_{n+1} & g_n & \dots & g_{n-m+1} \\ \vdots & & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & g_{n+m} & g_{n+m-1} & \dots & g_n \end{bmatrix}$$

Qは(m+n+1)次の正方行列である。ベクトル $\gamma$ の要素 $\alpha_0$ は任意の値でよいが、ここでは $\alpha_0 = 1$ とおくことにする。低次元フィードフォワード要素は次式で設計される。

$$\tilde{K}_1(s) = \frac{\tilde{n}(s)}{\tilde{d}(s)} G_M(s) = \tilde{\varphi}(s) G_M(s) \quad (2.13)$$

$\varphi(s)$ の分母系列表現のパデ近似を行うことは、その周波数特性を低周波から近似することに相当する。したがって、この設計法は目標値応答において主要となる低周波特性を実現するのに適している。さらに、パデ近似の次数を適宜選択することにより、フィードバック要素の次数とは無関係に低次元フィードフォワード要素の次数を選べるので、2自由度制御系の特質を生かした設計ができる。

制御系の安定性が保証されるためには、 $\tilde{K}_1(s)$ が安定有理関数である必要がある。そのためには、 $\tilde{d}(s)$ が安定多項式でなければならない。この低次元設計法においては、制御系の安定性が必ずしも保証されるとは限らないので、 $\tilde{d}(s)$ が安定多項式になるかどうかの確認を行う必要がある。近似の次数m, nは安定性と目標値応答特性を調べて適切に設定する。

### 3. 2慣性系の制御モデル<sup>8)</sup>

Fig. 3.1に示す2慣性系を考える。入力トルク $\tau$ によりモータが角速度 $\omega_1$ で回転し、ねじれバネ定数kの軸により、負荷が角速度 $\omega_2$ で回転する。 $j_1$ はモータの慣性モーメント、 $b_1$ はモータ側の粘性抵抗係数、 $j_2$ は負荷の慣性モーメント、 $b_2$ は負荷側の粘性抵抗係数である。このシステムの状態方程式及び出力方程式は次式である。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b_1/j_1 & 0 & -k/j_1 \\ 0 & -b_2/j_2 & k/j_2 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/j_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tau$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \theta \end{bmatrix}$$

設計に用いるパラメータの値は以下の通りである。

$$J_1 = J_2 = 0.01[\text{kg} \cdot \text{m}^2], \quad B_1 = B_2 = 0.001[\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec}/\text{rad}], \quad k = 50[\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}].$$

#### IV. 制御系設計と数値シミュレーション結果

制御対象の伝達関数は次式である。

$$P(s) = \frac{5.000 \times 10^5}{s^3 + 2.000 \times 10^{-1} s^2 + 1.000 \times 10^4 s + 1.000 \times 10^3} \quad (4.1)$$

上式の伝達関数で表現される制御対象に対してフィードバック制御要素を設計する。設計は混合感度問題を解くことにより行う。そのための重み関数を次式で与える。

$$W_s(s) = \gamma \frac{\omega_s}{s + \omega_s} \quad (\gamma = 400, \omega_s = 0.0025)$$

$$W_T(s) = K_T \frac{(s + \omega_{T_1})(s + \omega_{T_2})^2}{\omega_{T_1} \omega_{T_2}} \quad (K_T = 10^{-4}, \omega_{T_1} = 1, \omega_{T_2} = 10) \quad (4.2)$$

$W_s(s)$  は0.0025[rad/sec]に折点周波数をもつ低域通過型、 $W_T(s)$  は1[rad/sec]および10[rad/sec]に折点周波数をもつ高域通過型特性である。 $W_T(s)$  はGlover-Doyle法における可解性の条件を満たすようにするため、 $W_T(s)P(s)$ の相対次数（伝達関数分分子の次数差）がゼロとなるように選ぶ。MATLABを用いてGlover-Doyleのアルゴリズムを解くことによりフィードバック要素 $K_2(s)$ が得られる。

$$K_2(s) = \frac{2.01s^3 + 4.01 \times 10^{-1} s^2 + 2.01 \times 10^4 s + 2.01 \times 10^3}{s^4 + 8.48 \times 10^1 s^3 + 3.49 \times 10^3 s^2 + 8.37 \times 10^4 s + 2.09 \times 10^2} \quad (4.3)$$

Fig. 4. 1に設計されたフィードバック制御要素により達成される感度関数と相補感度関数および重み関数を示す。設計のために与えた重み関数により低周波領域で感度関数 $S(s)$ を小さく、相補感度関数 $T(s)$ を高周波領域で小さくするという仕様が満たされている。

目標値応答を規定するための規範モデルとして次の3次系の伝達関数を考える。

$$G_M(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{\alpha}{s + \alpha} \quad (\zeta = 0.8, \omega_n = 10, \alpha = 10) \quad (4.4)$$

目標値応答にオーバーシュートを生じないようにするため、減衰率 $\zeta$ を0.8に選んだ。また、0.5[sec]程度で定常値に落ち着くようにするため、固有角周波数 $\omega_n$ を10、また $\alpha$ を10に選んだ。フィードフォワード要素の伝達関数がプロパになるようにするために規範モデルを3次としている。(2.5)式による完全なモデルマッチングにより設計したフィードフォワード要素の伝達関数の次数は分子・分母ともに7次になる。Fig. 4. 2に完全モデルマッチングで設計した制御系のステップ状の目標値変化に対する出力応答を示す。点線が規範モデルの応答、実線が設計した制御系の応答である。所望の応答が実現されていることがわかる。次に2.2で説明した方法で設計した低次元フィードフォワード要素による制御系の応答を調べる。Fig. 4. 3はフィードフォワード要素の伝達関数が(分子:1次/分母:4次)、および(分子:4次/分母:4次)の場合の応答である。(分子:1次/分母:4次)の場合には、フィードフォワード要素の分子次数が低すぎるため所望の目標値応答が実現できていない。一方、(分子:4次/分母:4次)の場合には、完全モデルマッチングにより設計したフィードフォワード要素の場合と同程度の応答が得られている。(分子:4次/分母:4次)の場合のフィードフォワード要素の伝達関数は次式である。

$$\tilde{K}_1(s) = \frac{1.57s^4 + 3.18 \times 10^2 s^3 + 1.60 \times 10^4 s^2 + 3.85 \times 10^5 s + 3.84 \times 10^4}{4.00 \times 10^2 s^4 + 1.68 \times 10^4 s^3 + 2.88 \times 10^5 s^2 + 1.60 \times 10^6 s + 4.00 \times 10^3} \quad (4.5)$$

次に周波数領域での制御系特性を評価するために、低次元設計された $\tilde{K}_1(s)$ の周波数特性をFig. 4.4に示す。実線がそれぞれ、(分子:1次/分母:4次) (分子:4次/分母:4次)の場合、点線は $K_1(s)$ 、すなわち完全モデルマッチングの場合である。一方、(分子:1次/分母:4次)の場合については $2 \times 10^1$  [rad/sec]以上の周波数領域で特性が完全モデルマッチングのものから大きくずれるために規範とする目標値応答が実現されていない。Table 4.1は他の次数の低次元フィードフォワード要素を用いた場合について、規範目標値応答と実際の応答との2乗誤差をまとめたものである。2乗誤差は完全モデルマッチングの場合の値で正規化している。分子次数が分母次数より大きな(非プロパーな)フィードフォワード要素伝達関数は実現できないので、その部分には斜線が施してある。また、\*印がついた部分は低次元設計したフィードフォワード要素の伝達関数の分母が不安定多項式となり、制御系が不安定になることを意味する。

## 5. 結言

本論文では、2自由度制御系のフィードフォワード要素の低次元設計法として、伝達関数の分母系列表現のパデ近似による方法を提案した。そして、この方法により設計した制御器を2慣性系に適用した場合の制御特性を数値シミュレーションで評価した。適用例において、モデルマッチング法でフィードフォワード要素を設計した場合、その伝達関数の次数は7次になるが、提案した方法による設計では4次で同等の目標値応答特性が得られた。また、フィードフォワード要素伝達関数の周波数特性により目標値応答の近似度の考察を行った。以上により提案手法の有効性を示した。

## 参考文献

- (1) 千田有一: フィードバック制御器の特性を用いた2自由度制御系の設計法, 電学論C, 117, 439(1997)
- (2) 渡辺隆男, 安田恵一郎: 低次元2自由度制御系のトレードオフ解析と非標準 $H^\infty$ 制御による同時設計法, 電学論C, 118, 917(1998)
- (3) 杉江俊治: サーボ系の設計理論と $H^\infty$ 制御性能, システム/制御/情報, 35, 80(1991)
- (4) 原辰次, 杉江俊治: 2自由度制御系-II 一達成可能な伝達関数および諸特性のクラス, システムと制御, 30, 457(1986)
- (5) 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)
- (6) Glover, K., Doyle, J.C.: State-space Formulae for all Stabilizing Controllers that Satisfy an  $H^\infty$ -norm Bound and Relations to Risk Sensitivity; Systems and Control Letters, 11, 167(1988)
- (7) Maciejowski, J.M.: Multivariable Feedback Design, Addison-Wesley(1989)
- (8) 細江繁幸, 荒木光彦 監修: 制御系設計-H $^\infty$ 制御とその応用, 朝倉書店(1994)
- (9) MATLAB Robust-Control Toolbox ユーザーズガイド, サイバネットシステム株式会社
- (10) 北森俊行: 制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, 15, 549(1979)

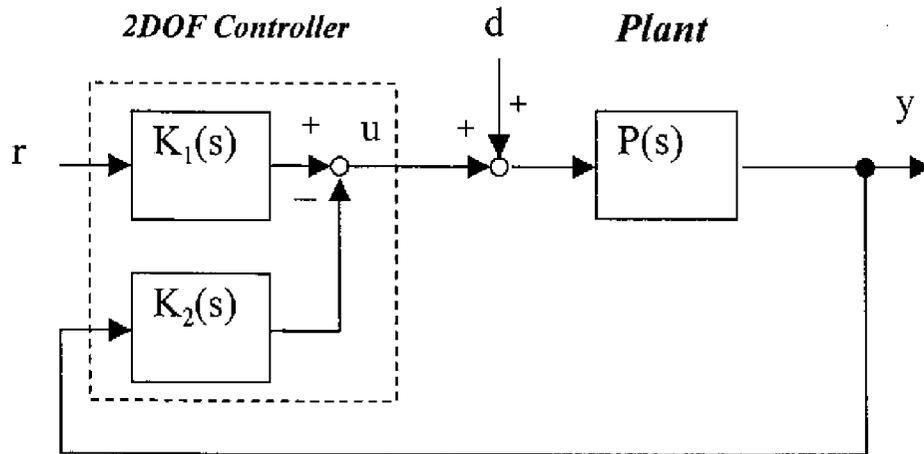


Fig. 2.1 Block diagram of 2DOF control system.

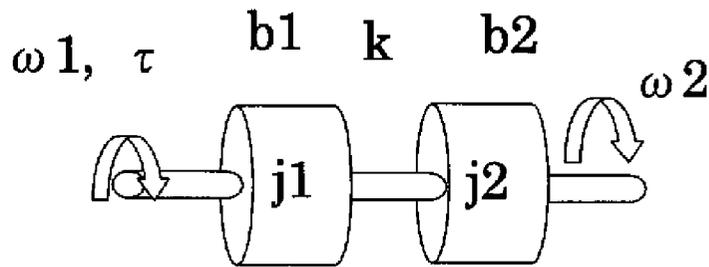


Fig.3.1 2-inertia system

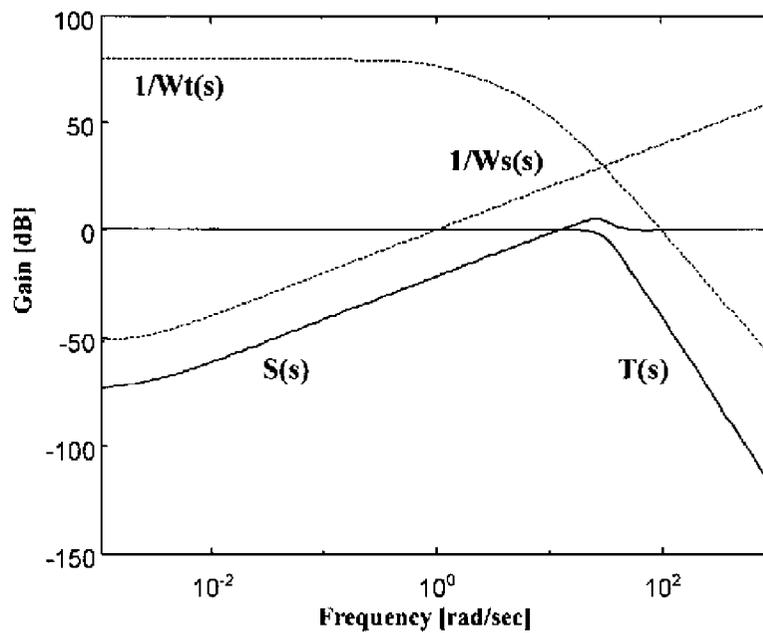


Fig.4.1 Bode plot of sensitivity and complementary sensitivity function of control system

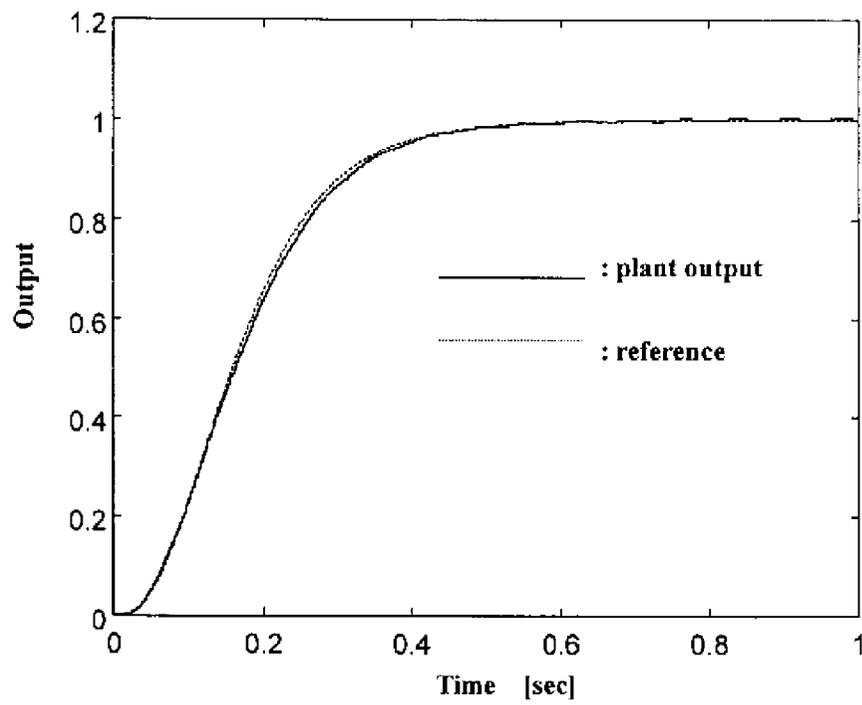


Fig.4.2 Reference of the 2DOF control system designed by exact model matching

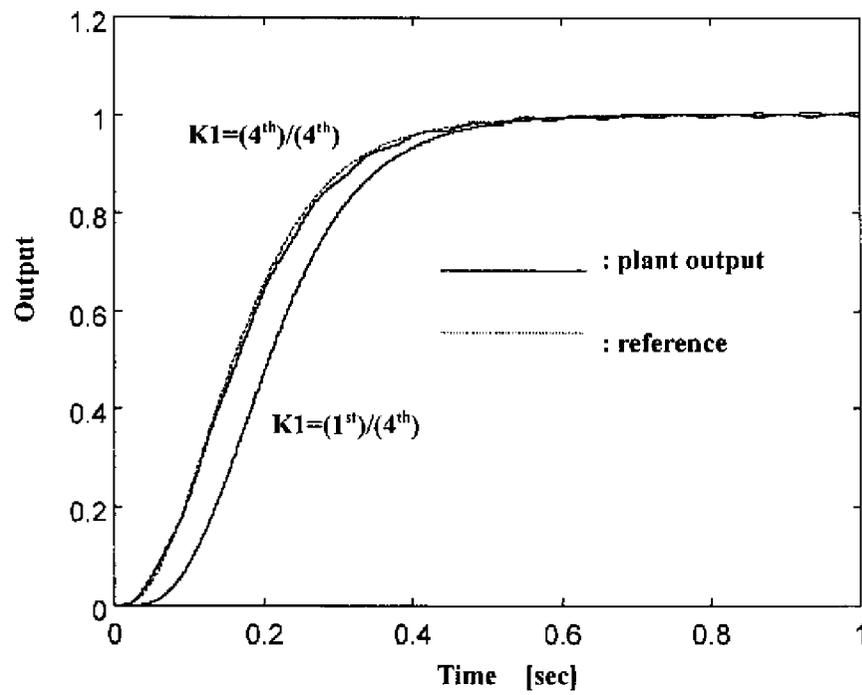


Fig.4.3 Response of the reduced order 2DOF control system

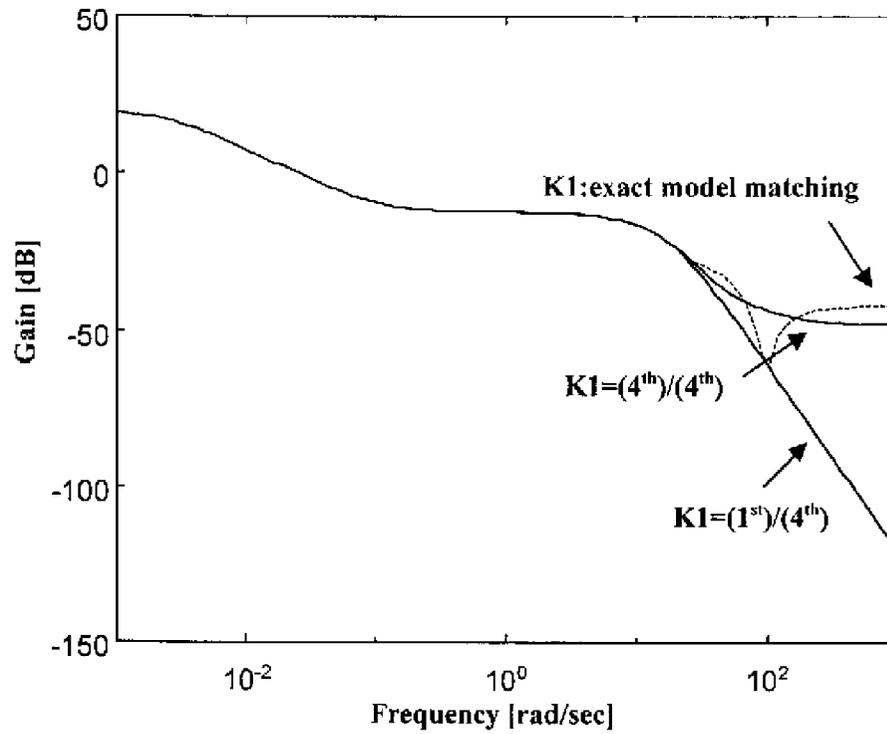


Fig.4.4 Frequency characteristics of the transfer function of feedforward element

Table4.1 Square errors of the reduced order 2DOF control system with different order of  $K1(s)$

分子 \ 分母	1次	2次	3次	4次	5次	6次
4次	10.8	2.26	0.98	1.12	—	—
5次	*	*	*	1.15	1.41	—
6次	*	*	*	1.52	*	*

\* : unstable