計測自動制御学会東北支部 第 260 回研究集会(2010.10.29)
資料番号 260-13

モデルブリッジ制御による 2 自由度系の振動制御

Vibration Control of Two-Degrees-of-Freedom System Using Model Bridge Control.

○小野寺祐紀*，有我祐一*，渡部慶二*，遠藤茂*

○Yuki Onodera*,Yuichi Ariga*, Keiji Watanabe*, Shigeru Endo*

*山形大学

*Yamagata University

キーワード：モデルブリッジ制御（Model Bridge Control)，振動制御（Vibration Control)，ロバスト制御（Robust Control）

連絡先：〒992-0026 米沢市城南 4-3-16
山形大学 工学部 応用生命システム工学科 有我研究室，小野寺祐紀，
Tel.&Fax.:(0238)26-3764, E-mail: tmc85029@st.yamagata-u.ac.jp

1．序論

近年ロバスト制御が数多く研究されている．そのなかでも H_∞ 制御と μ 設計法は現在最も普及している制御理論であるといえるが，これらはモデル誤差のゲイン情報のみに着目し，スモールゲイン定理に基づくことにより制御系のロバスト安定化を図っている．しかし，モデル誤差によっては制御系設計が保守的になり，制御性能に限界が生じる場合がある．

この問題に対する一手法として，モデルブリッジ制御（以下 MBC）を提案している [1~4]．本手法の特徴は，モデル誤差のゲインと位相の両情報を用いて誤差補償器を設計することでロバスト安定化を図っている点である．モデル誤差の位相情報があらかじめ感度と相補感度関数の中に組み込まれているため，制御性能とロバスト安定性のトレードオフが解消され，従来法より保守性の少ない制御系を構成できる可能性がある．さらに，目標値応答および外乱抑制という各制御仕様に対する補償器を個々に設けることにより, MBC は多自由度ロバスト制御系となっている．

先行研究により，モデル誤差が入力むだ時間系や単純な遅れ系の場合には, MBC が有効であることが確認されている．しかし，実際の機械システムのようにモデル誤差と外乱が複雑なモデルになった場合の MBC の有効性は検証が十分でない．

そこで本研究では，実際の機械システムを想定した 2 自由度振動系の制御に MBC を適用し，振動制御の観点から MBC の有効性を検証することを目的とする．特に今回は，モデル誤差補償器 $M(s)$ が先行研究で提案されている一次遅れ系のままで良いのか，高次のモデル誤差が安定判別法に影響を与えることはないか，以上 2 点について詳細に検討する．

2. モデルブリッジ制御の構造と安定判別法

2.1 制御系の構成

制御対象の伝達関数を $(1+\Delta(s))G(s)$ とする．ただし， $G(s)\in R(s)$ は 制御対象のモデルであり，目標入力に内部安定な制御を行うために虚軸上に零点を持たないとする．$\Delta(s)\in R(s)$ はモデル誤差であり，$(1+\Delta(s))G(s)$ と $G(s)$ の不安定極の数は等しいとする．

この制御対象に対し Fig.1 の制御系を構成する． ここで， $M(s)\in R(s)$ は誤差補償器で

$$M(s)G(s)=c(sI-A)^{-1}b \tag{1}$$

とする．ただし $A\in R^{n\times n}$, $b\in R^{n}$, $c\in R^{1\times n}$, で (A,b) は可制御， (c,A) は可観測とする． また $f\in R^{1\times n}, k\in R^{n}$ は， それぞれ $A-bf$, $A-kc$ を安定にするもの，$Q_a(s), Q_b(s)\in R(s)$ は安定なパラメータとする． これらは，目標入力，外乱に対する過渡特性を設定するパラメータとしてそれぞれ f , k が， 定常特性を設定するパラメータとしてそれぞれ Q_a , Q_b が役割をはたす． Fig.1 の系は $Q_a(s), Q_b(s)\in R(s)$ とおくと一般化安定化制御となり， $M(s)=1+\Delta(s)$ のとき， 状態フィードバックとオブザーバーの分離性が成り立つので制御系は安定である． このように複数の特性を個々に設定できる多自由度ロバスト制御であることが MBC の特徴の一つである．

2.2 伝達関数と安定判別法

Fig.1 の系の伝達関数を求めるために，伝達関数表示に変換すると，Fig.2 の内部モデル制御表示を経て Fig.3 の内部モデルパラメリーゼーション表示となる．ただし

$$P(s)=\{1-f(sI-A+bf)^{-1}b\}Q_a(s) \tag{2}$$

$$N(s)=Q_a^{-1}(s)f(sI-A+kc)^{-1}k + Q_b(s)\{1-c(sI-A+kc)^{-1}k\} \tag{3}$$

Fig.3 から， Fig.1 の系で $M(s)=1+\Delta(s)$ としたときも目標入力 $r(s)$ に対する出力 $y(s)$ は

$$\begin{aligned} y(s)&=M(s)G(s)P(s)r(s)\\ &=c(sI-A)^{-1}b[1+f(sI-A)^{-1}b]^{-1}Q_a(s)r(s)\\ &=c(sI-A+bf)^{-1}bQ_a(s)r(s) \end{aligned} \tag{4}$$

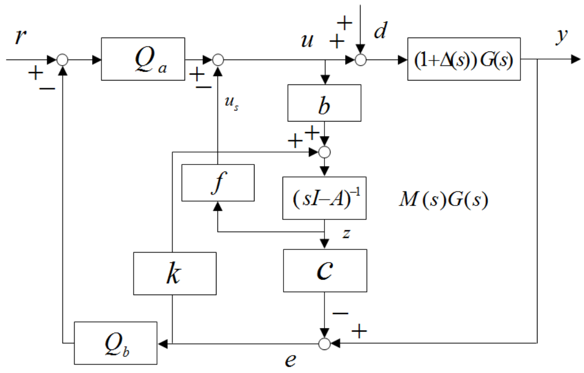

Fig.1 The structure of MBC system

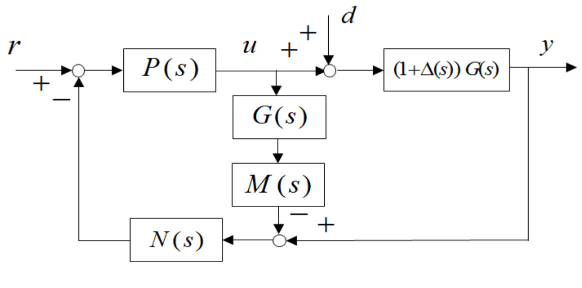

Fig.2 IMC representation

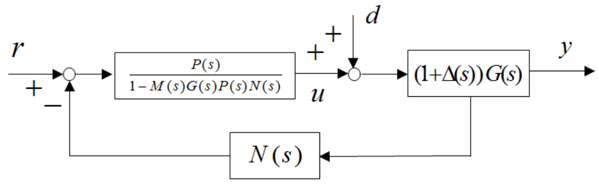

Fig.3 IMP representation

である． また， 外乱 $d(s)$ に対する出力 $y(s)$ は次式となる．

$$\begin{aligned} y(s)&=[1-M(s)G(s)P(s)N(s)]M(s)G(s)d(s)\\ &=[1+c(sI-A+bf)^{-1}(k-bQ_a(s)Q_b(s))]\\ &\quad\times c(sI-A+kc)^{-1}bd(s) \end{aligned} \tag{5}$$

しかし， 実際には $M(s)\neq 1+\Delta(s)$ であり， Eq.4,5 は次式で表される．

$$y(s)=\frac{(1+\Delta(s))G(s)\dfrac{P(s)}{1-M(s)G(s)P(s)N(s)}}{1+(1+\Delta(s))G(s)\dfrac{P(s)N(s)}{1-M(s)G(s)P(s)N(s)}}r(s)$$

・・・(6)

$$y(s)=\frac{(1+\Delta(s))G(s)P(s)}{1+(1+\Delta(s))G(s)\dfrac{P(s)N(s)}{1-M(s)G(s)P(s)N(s)}}d(s)$$

・・・(7)

この Eq.6,7 が安定であるための必要十分条件は

$$
\begin{aligned}
&1+(1+\Delta(s))G(s)\frac{P(s)N(s)}{1-M(s)G(s)P(s)N(s)}\\
&\quad=[1+\{1+\Delta(s)-M(s)\}G(s)P(s)N(s)]\\
&\qquad\times\frac{1}{1-M(s)G(s)P(s)N(s)}
\end{aligned}
\tag{8}
$$

のナイキスト線図が原点の周りを反時計方向に，制御対象の不安定極の数だけ回ることである．Eq.8 のうち $1/\{1-M(s)G(s)P(s)N(s)\}$ の部分は

$$
\begin{aligned}
&1-M(s)G(s)P(s)N(s)\\
&\quad=[1+c(sI-A+bf)^{-1}(k-bQ_a(s)Q_b(s))]\\
&\qquad\times[1+c(sI-A)^{-1}k]^{-1}
\end{aligned}
\tag{9}
$$

であるから，制御対象の不安定極を極に持ち，そのナイキスト線図は原点の周りを反時計方向に制御対象の不安定極数だけ回ることがわかる．したがって，この系が安定であるための必要十分条件は $1+\{1+\Delta(s)-M(s)\}G(s)P(s)N(s))$ のベクトル軌跡が原点を回らないことである．この条件は，$\{1+\Delta(s)-M(s)\}G(s)P(s)N(s)$ が点(-1,0)を回らないことと等価である．

ここで Fig.4 に示すように各ベクトルを定義する．

$$
\begin{aligned}
&0E=M(j\omega)G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)\\
&0F=0E-1\\
&0J=\{1+\Delta(j\omega)\}G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)
\end{aligned}
$$

これらの各ベクトルにより次式を得る．

$$
\begin{aligned}
&EJ=\{(1+\Delta(j\omega))-M(j\omega)\}G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)\\
&EF=-1
\end{aligned}
$$

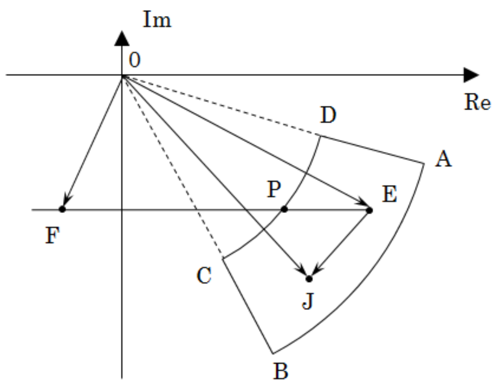

Fig.4 MBC stability criterion

つまり，系が安定であるための必要十分条件はすべての周波数において，点 J が点 F の左側を回らないことと表現できる．

以上の準備のもとで，モデル誤差はつぎの仮定をみたすものとする．

＜仮定 2. 1＞

$$W_L(\omega)\le\left|1+\Delta(j\omega)\right|\le W_H(\omega),\forall\omega>0 \tag{10}$$

ただし $W_L(\omega),W_H(\omega)\in R$

＜仮定 2. 2＞

$$\theta_L(\omega)\le\angle(1+\Delta(j\omega))\le\theta_H(\omega),\forall\omega>0 \tag{11}$$

ただし $\theta_L(\omega),\theta_H(\omega)\in R$

以上の仮定から，点 J は，Fig.4 に示す扇形の領域 $ABCD$ の中に存在する．ただし各点は，

$$
\begin{aligned}
&0A=e^{j\theta_H(\omega)}W_H(\omega)G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)\\
&0B=e^{j\theta_L(\omega)}W_H(\omega)G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)\\
&0C=e^{j\theta_L(\omega)}W_L(\omega)G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)\\
&0D=e^{j\theta_H(\omega)}W_L(\omega)G(j\omega)P(j\omega)N(j\omega)
\end{aligned}
$$

以上から，仮定を満たすモデル誤差に対しロバスト安定であるための必要十分条件は，領域 $ABCD$ が点 F の左側に回り込まないことである．そこで，Fig4 で半直線 EF と領域 $ABCD$ の縁との交点を P とし，$\eta(\omega)$ を次のように定義する．

$$
\eta(\omega)=\begin{cases}EP\text{の最大の長さ} & \text{交点あり}\\ 0 & \text{交点なし}\end{cases}
$$

＜定理 1＞ロバスト安定判別法

仮定 2.1 および 2.2 を満たす任意のモデル誤差に対し，Fig.1 の系がロバスト安定であるための必要十分条件は，次式を満たすことである．

$$\eta(\omega)<1,\forall\omega\ge0 \tag{12}$$

3. 制御器設計法

Fig.1 に示すシステム内の各補償器は，以下に示す設計手順を経て決定される．

STEP1【誤差補償器設計】

$-\omega L<\theta_L(\omega),W_H<g,\forall\omega\ge0$ を満たす L，$g>0$ を見積もり，誤差補償器を次式のように決定する．

$$M(s)=\frac{g}{\left(1+\frac{L}{P}s\right)^{p}} \quad (p=0,1,2,3) \tag{13}$$

STEP2【目標値応答の設計】

$M(s)G(s)$ を分解し次式とする．

$$M(s)G(s)=G_I(s)G_o(s) \tag{14}$$

ただし，$G_I(s)$ はインナで，$G_o(s)$ は不安定零点を持たない伝達関数である．この $M(s)G(s)$ を

$$\begin{aligned} M(s)G(s)&=c(sI-A)^{-1}b \\ &=G_I(s)\bar{c}(sI-A)^{-1}b \end{aligned} \tag{15}$$

とし，$(\bar{c},A)$ は可観測とする．$M(s)G(s)$ の相対時数を v とし，時定数 $\tau>0$ を任意に選び

$$(1+\tau s)^{-v}=a_v s^v+a_{v-1}s^{v-1}+\cdots+a_1 s+1 \tag{16}$$

$$\psi=a_v\bar{c}A^v+a_{v-1}\bar{c}A^{v-1}+\cdots+a_1\bar{c}A+\bar{c} \tag{17}$$

から，制御器ゲインとして次式を得る．

$$f=(a_v\bar{c}A^{v-1}b)^{-1}\psi \tag{18}$$

$$Q_a(s)=(a_v\bar{c}A^{v-1}b)^{-1}Q_r(s) \tag{19}$$

ここで，$Q_r(s)$ は目標入力 $r(s)$ の極 $s_i(i=1,2,\cdots,\gamma)$ に対し次式とする．

$$Q_r(s)=\frac{k_0+k_1 s+\cdots+k_{\gamma-1}s^{\gamma-1}}{(1+\tau s)^{\gamma-1}} \tag{20}$$

k_i は次式を満たすように選んだ実数である．

$$G_I(s_i)\frac{1}{(1+\tau s_i)^{v}}Q_r(s_i)=1 \quad (i=1,2,\cdots,\gamma) \tag{21}$$

これらを Eq.4 に代入すると，

$$y(s)=\frac{1}{(1+\tau s)^{v}}Q_v(s)G_I(s)r(s) \tag{22}$$

となる．時定数 τ を小さくすることで目標値応答を早め，$Q_r(s)$ で定常偏差を 0 にできる．なお，上記の制御で $A-bf$ は安定であり，制御系は安定である．

STEP3【外乱抑制】

$\alpha\geq 0$ を $A+\alpha I$ が虚軸上に固有値を持たないように選び，リカッチ方程式

$$Y(A^T+\alpha I)+(A+\alpha I)Y-Yc^T cY=0 \tag{23}$$

の安定化解 $Y=Y^T\geq 0$ を用いて

$$k=Yc^T \tag{24}$$

とする．このとき，Eq.5 の $A-kc$ の固有値は安定となる．$\alpha\geq 0$ の値を変えることで外乱に対する過渡応答を調整できる．定常偏差は 0 にするには，Eq.5 の $1+c(sI-A+bf)^{-1}(k-bQ_a(s)Q_b(s))$ の零点で，外乱の極を消去する．そのためには，外乱 $d(s)$ と目標入力 $r(s)$ の極を $s_j\,(j=1,2,\cdots,\zeta)$ として，

$$Q_b(s)=\frac{c_0+c_1 s+\cdots+c_{v-1}s^{\zeta-1}}{(1+\tau s)^{\zeta-1}} \tag{25}$$

をおき，分子の係数 c_j を

$$1+c(s_i I-A+bf)^{-1}(k-bQ_a(s_i)Q_b(s_i))=0 \tag{26}$$

を満たすように決める．これにより，目標値入力 $r(s)$ の極 s_j に対して $1-M(s_j)G(s_j)P(s_j)N(s_j)=0$ かつ，$M(s_j)G(s_j)P(s_j)=1$ であるので $N(s_j)=1$ となる．

このとき，Eq.6 から $M(s)\neq 1+\Delta(s)$ であっても目標値入力に対する定常偏差は 0 となる．また，外乱の極に対して $1-M(s_j)G(s_j)P(s_j)N(s_j)=0$ となるので，Eq.7 より $M(s)\neq 1+\Delta(s)$ でも外乱に対する定常偏差 0 が補償される．

STEP4【安定判別】

定理 1 の条件を満たすかどうか調べる．これには，各周波数における領域 $ABCD$ を線分 EF を求めた上で，それらの交点の有無を判定し，交点がある場合には $\eta(\omega)$ を求める．この $\eta(\omega)$ の計算は一般的 CG アルゴリズムを流用することで容易に実現できる．

全周波数域に渡って条件を満たせば終了．満たせないとき，STEP2 に戻り時定数 τ を少し大きくして再計算する．

4. 設計例

本章では MBC 制御系の設計法の具体的な例を示す．また，誤差補償器と安定判別法の有効性を示すために，誤差補償器を用いた場合と，誤差補償器を用いない場合($M(s)=1$)についてそれぞれ制御系を設計し，比較した．

目標値入力と外乱は $r(s)=d(s)=1/s$ とした．ノミナル制御対象と乗法的モデル誤差をそれぞれ次式とする．

$$G(s)=\frac{1}{(s-0.2)s} \tag{27}$$

$$1+\Delta(s)=\frac{20}{(0.2s+1)(s^2+2\times0.15\times20s+20^2)} \tag{28}$$

まず，安定判別で用いるモデル誤差の範囲を指定するために，Eq.10,11 に基づきそれぞれの重みを以下のように設定する．

$$W_H(\omega)=1.2\left|1+\Delta(j\omega)\right|,\ W_L(\omega)=0.8\left|1+\Delta(j\omega)\right| \tag{29}$$

$$\theta_H(\omega)=0.9\angle(1+\Delta(j\omega)),\theta_L(\omega)=1.1\angle(1+\Delta(j\omega)) \tag{30}$$

これらのボード線図を Fig.5 に示す．ゲイン線図では $|1+\Delta(s)|$ を挟みこむように W_H と W_L を設定し，位相線図でも同様に $\angle(1+\Delta(s))$ を挟み込むように， θ_H と θ_L を設定していることが分かる．

ｉ）誤差補償器ありの場合

Fig.5 の位相線図において， $-\omega L<\theta_L(\omega)$ の条件を満たし，かつなるべく θ_L に $-\omega L$ が近接するように L を設定する．今回は $L=0.2$ とした．この L を用いて，誤差補償器を次式と定めた．

$$M(s)=\frac{1}{0.2s+1} \tag{31}$$

目標値および外乱に対する応答を決める設計パラメータは，それぞれ次のように定めた．

$$\tau=0.1,\quad \alpha=1.0 \tag{32}$$

シミュレーション結果を Fig.6 に示す．シミュレーション開始時にステップ目標値，10sec でステップ外乱を入力している．モデル誤差を有する実プラントとノミナルプラントの両方とも，良好な応答が得られていることがわかる

この制御系の安定判別の結果を Fig.7 に示す．なお 30[rad/s]以上は $\eta=0$ であったので省略した．全周波数帯に渡って $\eta<1$ となり，安定であることが示されており，これは Fig.6 の結果と一致している．

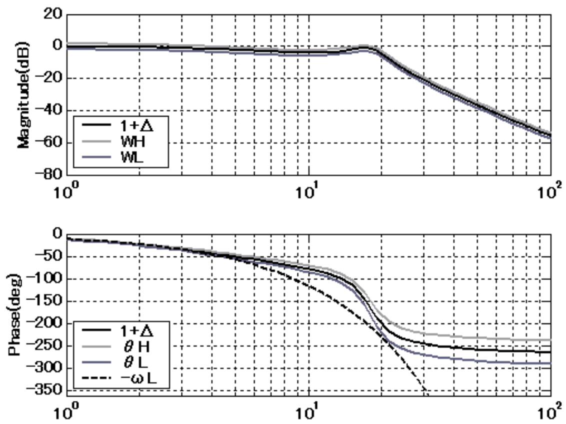

Fig.5 Error estimates

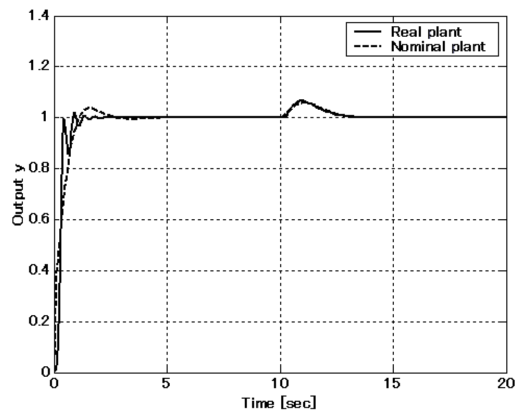

Fig.6 Step responses

(With the error compensator)

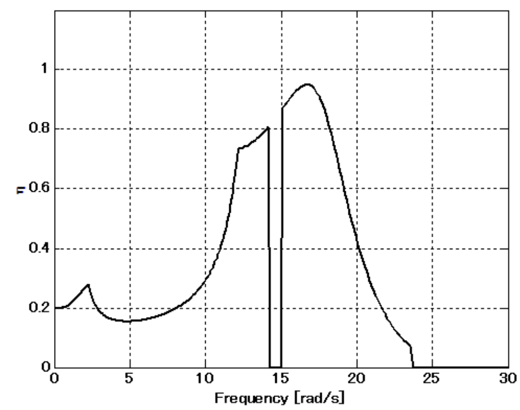

Fig.7 Stability check by theorem

ⅱ）誤差補償器なしの場合

$M(s)=1$として，誤差補償器がない場合の制御器設計を行った．なお，目標値応答と外乱応答を決めるパラメータについては，誤差補償器ありの場合との比較するためにノミナルモデルの応答が Fig.6 の応答と同じになるように

$$\tau=0.07,\quad \alpha=1.0 \tag{33}$$

と定めた．

時刻歴応答を Fig.8 に示す．この結果から実プラントの場合，モデル誤差の影響で出力が発散してしまっているのが分かる．

このときの安定判別結果を Fig.9 に示す．5～7[rad/s]で$\eta\geq 1$となっており，モデル誤差の影響でこの制御系は不安定であると，正しく判定できている．

以上の結果から，Eq.27,28 で定義した制御対象においては，誤差補償器を用いることによりモデル誤差に対するロバスト安定性得られることと，本手法の安定判別法の有効性が示された．

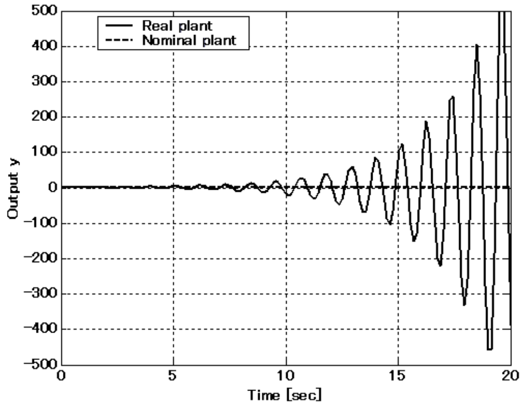

Fig.8 Step responses
(Without the error compensator)

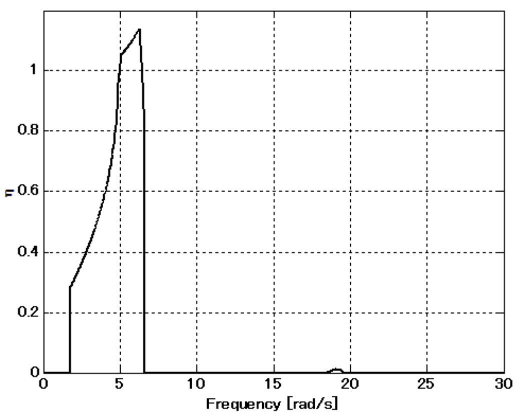

Fig.9 Stability check by theorem

5.　2 自由度振動系での検証

前章において，誤差補償器における MBC のロバスト制御性能及び安定判別法についての有効性を示した．しかし，この結果は簡単な数学モデルにおいて得たものである．

そこで本章では，実際の機械システムのようにモデル誤差が複雑になった場合についての検証を目的として, 2 自由度振動系の制御対象に対して 3 章で示した方法で制御系を設計し，その有効性について検証する．

5.1　制御対象

2 自由度振動系として想定した制御対象のモデルを Fig.10 に示す．台車m_1に質量m_2が板バネを介して接続されており,制御入力は台車m_1に入力される．今回は変位x_2のみを観測できるものとしている．各パラメータ定義を Table.1 に示す．

制御対象の運動方程式は，以下のように表わされる．

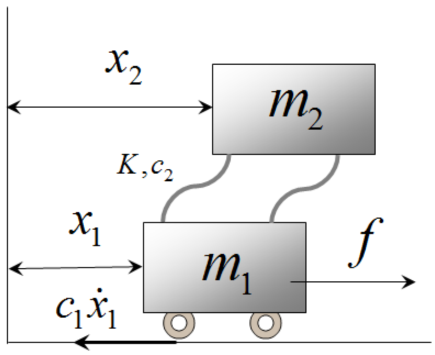

Fig.10 Model for control

Table.1 Definition of parameter

m_1	Weight of Cart M1	1.33[Kg]
m_2	Weight of Cart M2	1.0[Kg]
c_1	Frictional properties	212.8[N･s/m]
c_2	Attenuation coefficient	0.04[N･s/m]
K	Spring coefficient	200[N/m]
T	Torque constant	159.6[N･m/V]

$$\begin{cases} m_1\ddot{x}_1 + c_1\dot{x}_1 - k(x_2 - x_1) - c_2(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) = f \\ m_2\ddot{x}_2 + k(x_2 - x_1) + c_2(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) = 0 \end{cases} \tag{34}$$

制御入力を f，出力を x_2 とすると，伝達関数は次式となる．

$$G(s) = \frac{c_2 s + k}{m_1 m_2 s^4 + (m_1 c_2 + (c_1 + c_2) m_2) s^3 + (m_1 k + c_1 c_2 + m_2 k) s^2 + c_1 k s}$$

・・・(35)

また，目標値は $1.0\,[m]$ のステップ入力とし，外乱は入力されないものとした．

モデル誤差は，m_2 のパラメータ変動を想定し，m_2 に対して 0~40%の質量が付加されるものとした．この誤差の範囲を指定は，Eq.10,11 に基づき以下のように設定した．また，これらのボード線図を Fig.11 に示す．

$$W_H(\omega) = \frac{s^2 + 10s + 230}{2s^2 + 80s + 230},\ W_L(\omega) = \frac{s^2 + 50s + 130}{s^2 + 10s + 130} \tag{36}$$

$$\theta_H(\omega) = 0,\ \theta_L(\omega) = 1.1\ \angle(1 + \Delta(j\omega)) \tag{37}$$

5.2 MBC 制御器設計

Fig.11 の位相線図において，$-\omega L < \theta_L(\omega)$ の条件を満たし，かつ，θ_L に $-\omega L$ が近接するように L を設定した結果，$L = 0.21$ となり，誤差補償器は次のように決定された．

$$M(s) = \frac{1}{0.21s + 1} \tag{38}$$

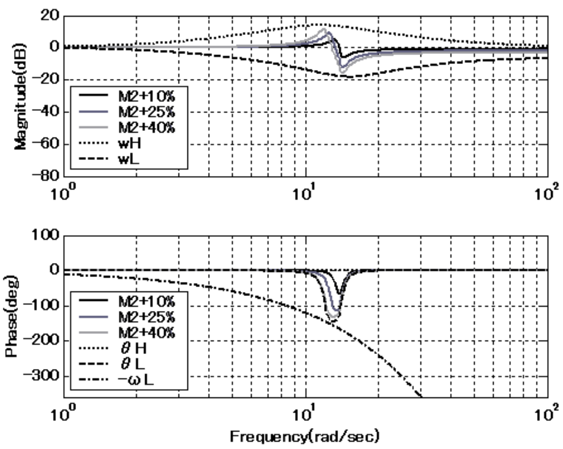

Fig.11 Error estimates

5.3 シミュレーション結果

前節で設計した制御器を用いてシミュレーションを行った．

目標値入力に対する応答を決める設計パラメータは $\tau = 0.19$ とした場合の時刻歴応答を Fig.12 に示す．ノミナルプラントの場合とモデル誤差を有する実プラントの場合の双方において同等の応答が得られており，良好なロバスト制御性能を得られていることがわかる．

しかし，τ の値を小さくして即応性を得ようとすると，実プラントにおける応答が振動するようになり，Fig.13 に示した $\tau = 0.14$ とした場合のように目に見えてロバスト制御性能が大きく劣化してしまった．さらに τ の値を小さくしていくと，Fig.14 のように $\tau = 0.11$ で不安定となってしまった． Fig.15 に示した安定判別の結果からも，11〜15[rad/s]の間で $\eta > 1$ となっており，この制御系は不安定であることが分かる．以上の結果から，誤差補償器を Eq.38 とした制御系の即応性の限界は，整定時間約 3[sec]となった．

一方，比較のために誤差補償器なし（$M(s) = 1$）として設計した制御系では（Fig.16），整定時間 2.5[sec]となるように τ を設定した場合でも安定であり，モデル誤差に対してのロバスト制御性能も良好であることが確認された．さらに，τ を小さくすることで，若干振動的ではあるが，Fig.17 のように整定時間 2.0[sec]までロバスト制御性能を保ちながら即応性を高めることができた．

以上の結果から，ロバスト安定性を高めるために導入した誤差補償器 $M(s)$ によって，かえってロバスト性を劣化させてしまっていることが分かった．この原因は，高次で複雑な特性になったモデル誤差に対して，Eq.38 の単純な一次遅れ系の誤差補償器では対応できなくなっていることが考えられる．今までの $M(s)$ には，Eq.12 の安定条件を満たすために，単純に位相を遅らせる役割しか与えていなかった．しかし，安定条件を満たすための $M(s)$ のクラスは他にも考えられる． 今後は，$M(s)$ を高次にし，複雑な周波数特性にすることを検討する必要がある．

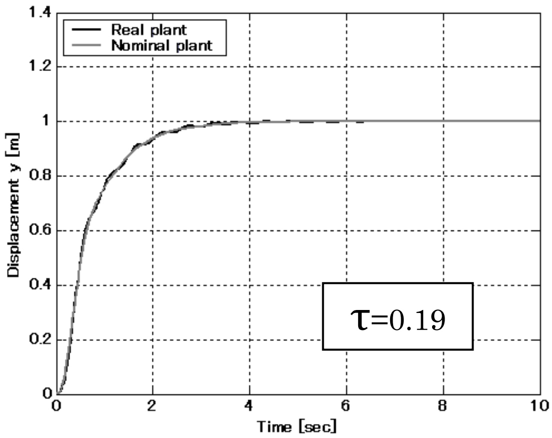

Fig.12 Step responses

(With the error compensator : Low gain type)

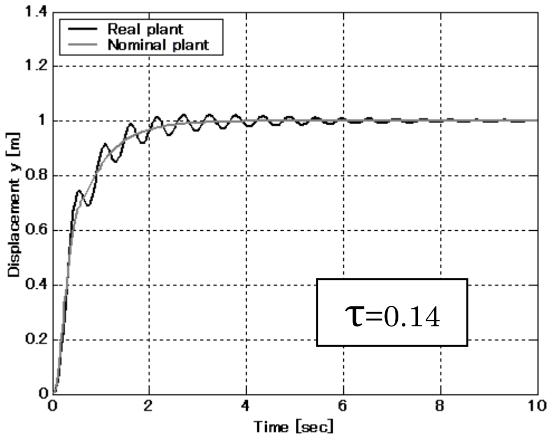

Fig.13 Step responses

(With the error compensator : High gain type)

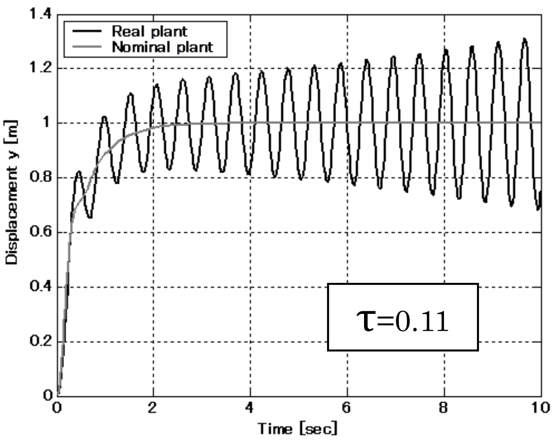

Fig.14 Step responses

(With the error compensator)

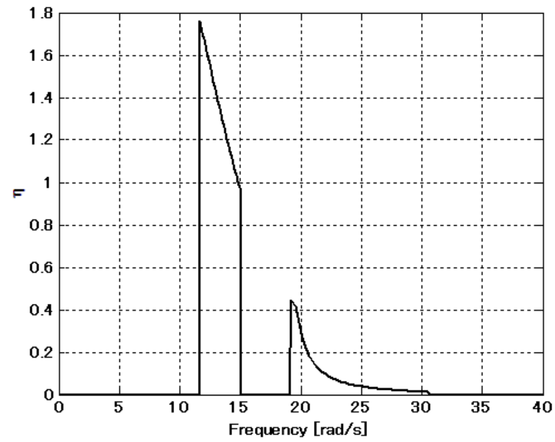

Fig.15 Stability check by theorem

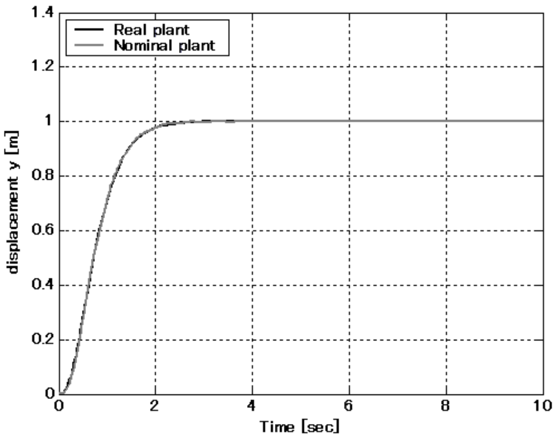

Fig.16 Step responses

(Without the error compensator: Low gain type)

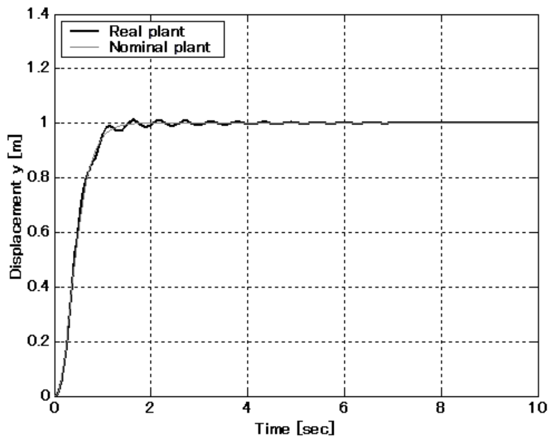

Fig.17 Step responses

(Without the error compensator: High gain type)

6. おわりに

本研究では, 実際の機械システムを想定した 2 自由度振動系の制御にモデルブリッジ制御を適用し，振動制御の観点から提案手法の有効性を検証した．特に，モデル誤差補償器$M(s)$が先行研究で提案されている一次遅れ系のままで良いのか，高次のモデル誤差が安定判別法に影響を与えることはないか，以上 2 点について詳細に検討を行った．

制御系設計例として示した制御対象のモデル誤差が簡単な数学モデルの場合では，一次遅れ型誤差補償器，安定判別法ともに有効であることが確認された．

しかし，質量のパラメータ変動を有する 2 自由度振動系を制御対象とした場合は，安定判別法は有効であったが，一次遅れ型誤差補償器$M(s)$の構造では，ロバスト安定性を確保しようとすると即応性を低下させてしまう可能性があることが明らかになった．これは，高次で複雑な特性になったモデル誤差に対応できないことが原因と考えられる．

以上の結果を踏まえ，$M(s)$の構造について見直し，その設計法を確立させることを今後の課題とする．

【参考文献】

1) 王蕊，渡部慶二，村松鋭一，有我祐一，遠藤茂:「IMP の構造を用いた位相補償ロバスト制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol.42, No.2，pp.147-155，2006.
2) 渡部慶二，王蕊，村松鋭一，有我祐一，遠藤茂:「モデルブリッジ制御」－モデルベースド多自由度誤差補償ロバスト制御－，第 36 回制御理論シンポジウム講演論文集，pp. 351-35，2007.
3) 渡部慶二，王蕊，村松鋭一，有我祐一:「内部モデル制御をもとにした多自由度制御」，システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集，pp．401-402，2007.
4) 王蕊，渡部慶二，村松鋭一，有我祐一，遠藤茂:「モデルブリッジ制御の体系化」－MBC システム構造とパラメートリゼーションー，第 52 回自動制御連合講演会講演論文集，pp．230-235，2008.
5) 「MATLAB による制御理論の基礎」，野波健蔵，西村秀和，平田光男，東京電気大学出版局発行
6) 「電子計算機活用のための振動解析の理論と応用」＜上＞，L.マイロヴィッチ，ブレイン図書出版株式会社発行
7) 「線形ロバスト制御」，劉康志，コロナ社