

## H $\infty$ 制御理論を用いた構造物の振動制御

古川 忠稔 清水 欽也  
三好 俊康

### 要 旨

近年、構造物の地震時や強風時の振動を制御することで、これまでの構造物よりさらに安全で快適な居住空間を提供する制振技術の研究が盛んに行われている。五洋建設では、「五洋式制振システムの開発」をテーマに、これまでに、那須の技術研究所内に大型制振実験棟を建設して実機レベルの構造物の振動制御実験をはじめ、振動台を用いた模型実験等により各種制振手法や、より効率的な制御アルゴリズムの開発を行っている。

本論文は、これらの一連の研究のうち、特に効率的な制御アルゴリズムの開発のために、近年、制御系設計のための包括的かつ強力な枠組みとして注目を集めているH $\infty$ 制御理論にもとづいた構造物の振動制御シミュレーションを行うものである。

### 1. まえがき

これまで、構造物のアクティブ振動制御の分野では活発に研究開発や実構造物への適用が行われているが、これらの制振装置の制御アルゴリズムのほとんどは最適制御理論<sup>1)</sup>に基づいて設計されている。しかし最適制御理論を適用した制御アルゴリズムのうち状態フィードバックにもとづく最適レギュレータではパラメータ変動に対して円条件(位相余有60°以上、ゲイン余有無限大)を満足するロバスト性が保証されているが、この場合は制御力を算定するために全状態量が必要となる。また、オブザーバやカルマンフィルタ併合最適レギュレータは円条件を満足しないため、ロバスト安定性が劣化する。さらに最適制御理論にもとづいて算定される制御力は、構造物の振動制御においては、実際には問題にならないような高周波領域でも制御対称に対して一様に制御を及ぼすため、現実には必ずしも望ましい制御結果が得られなかったり、高次モードにおいてスプilloverを引き起こす要因となることがある<sup>2)</sup>。また、最適制御理論においては評価関数の設定に明確な指針がないことや、外乱に対する配慮がないことが指摘され、Zames<sup>3)</sup>やDoyle<sup>4)</sup>らの研究によって周波数整形に基礎をおくH $\infty$ 制御理論が誕生した<sup>5) 6)</sup>。この制御理論は現在ロバスト制御理論の主流にあり、制御性能にすぐれたロバスト性を有するため振動系制御の設計理論として今後強力な手法となると考えられている。特に振動制御の場合においては、

(1) モーダルパラメータ誤差

(固有振動数、減衰定数等)

(2) モデルの低次元化にともなう打ち切り誤差

(3) モデルの線形化に伴う誤差

(4) 負荷、外乱などによる特性変動

などの不確定要素がモデリングの過程に存在する。さらに実構造物に制振装置を組み込んでアクティブ制御を行う際には、入力信号を取り込むセンサーの特性や、センサーあるいはセンサーケーブルからの特に高周波領域のノイズ信号等による誤差も存在する。あるいは制御器作動遅れ(遅延時間)によって生じる影響も考慮する必要があるといえる。したがって、実構造物になんらかのアクティブ制振機構を組み込んで構造物を振動制御する場合には、これらの構造物のモデル化のための誤差やセンサー信号に加わるノイズの影響を考慮したうえで制御器を設計する必要がある。以上のような理由から、本研究では現在のところこれらの誤差等の影響を統括的に考慮し、安定な制御器を設計するためもっとも有効であると考えられるH $\infty$ 制御理論にもとづく制御器を設計し、シミュレーションによりこの制御効果を検証した。

### 2. H $\infty$ 制御理論

H $\infty$ 制御理論においては、制御系設計の際の評価基準を周波数領域においてさだめている。その際「H $\infty$ ノルム」と呼ばれる評価ノルムを用いて閉ループ系の安定性を判断するところに「H $\infty$ 制御理論」の特徴がある<sup>7)</sup>。今、F(s)をあるシステムの伝達関数とすると、H $\infty$ ノルム $\|F(s)\|_{\infty}$ の定義は

$$\|F(s)\|_{\infty} = \sup \bar{\sigma}[F(s)] \text{ for } \forall s$$

$$\bar{\sigma}[F(s)] = \sqrt{F(s)F^*(s)} \quad (2-1)$$

となる。すなわち、 $H^{\infty}$ ノルムとはその伝達関数の「利得の最大特異値」をあらわしている。ロバスト制御問題に限らず各種の制御問題は、この $H^{\infty}$ ノルムを1未満にする解を求める問題に帰着させることで、 $H^{\infty}$ 制御問題として定式化することができる。これが $H^{\infty}$ 制御理論が包括的な枠組として期待される所以である。以後 $H^{\infty}$ 制御問題において代表的な問題であるロバスト制御問題と感度低減問題およびそれらの混合問題に関して概略を説明する。

### 2.1 ロバスト制御問題

いま、ある安定な制御対象（構造物、あるいはそれに制振装置を付加した系）の伝達関数を $G$ とし、これに対するコントローラの伝達関数を $K$ とする。この時、システム全体の閉ループブロック線図はfig.1のようになる。

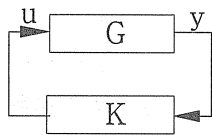


fig.1 Block diagram of closed loop system

ここでは、 $G$ は実制御対象の特性を表現した公称モデルであり、1. で述べたモデル化による誤差等の不安定化要素に関する情報は含んでいないと仮定する。今、なんらかの手段によりこれらの不安定化要素が、ある伝達関数 $\Delta$ で表された場合、実際の閉ループブロック線図はfig.2のようになる。

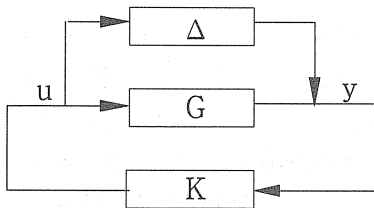


fig.2(a) Block diagram of closed loop system with additive uncertainty

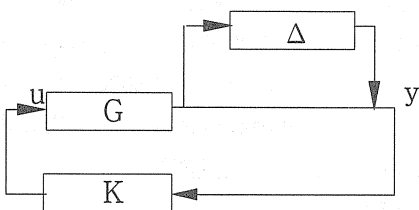


fig.2(b) Block diagram of closed loop system with Multiplicative uncertainty at the plant output

fig2(a),(b)に示したブロック線図のうち(a)の加法的誤差としては、例えば非制御高次モードの挙動やアクチュエータの動特性が含まれる。また、(b)としてはパラメータの測定誤差や制御系の時間遅れなどが含まれる。

ロバスト制御問題とは、「このような誤差（変動） $\Delta$ の存在に関らず閉ループ系が不安定にならないようなコントローラ $K$ を求めること」を意味する。これを $H^{\infty}$ 制御問題として解くために、仮想的な外乱 $w$ と仮想的な出力 $z$ を用いてfig.2をそれぞれfig.3の様に變形する。

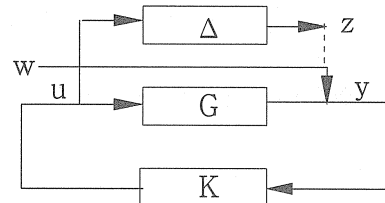


fig.3(a) equivalent system transposed from fig.2(a)

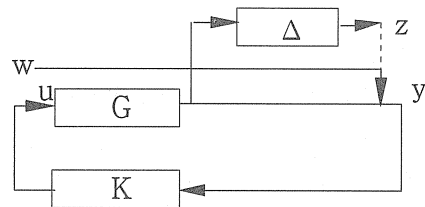


fig.3(b) equivalent system transposed from fig.2(b)

fig.3の様に變形することにより、ロバスト制御問題はさらに次のように読み替えることができる。すなわち、外乱 $w$ から出力 $z$ までの伝達関数

$$w/z = \Delta K(1 - GK)^{-1} \quad (2-2)$$

$$w/z = \Delta G K(1 - GK)^{-1} \quad (2-3)$$

が、 $H^{\infty}$ ノルム

$$\|z/w(s)\|_{\infty} < 1 \quad (2-4)$$

を満たすようなコントローラ $K$ を求めることである。この条件を満たすと閉ループ系が安定になる根拠は「スモールゲイン定理」と呼ばれる定理である。これらは、fig.3の点線のループがつながっている場合、 $w$ から $z$ までの信号が一巡するときの利得がすべての周波数で1より小さければ（すなわち $H^{\infty}$ ノルムが1未満であれば）、やがてこの信号は減衰することを意味している。

以上がロバスト制御問題の $H^{\infty}$ 制御理論に基づく定式化である。したがってこれに従ってコントローラを導くと、制御対象となるシステム $G$ がもともと安定な場合には、いかなる誤差 $\Delta$ に対しても安定な自明解、すなわち制御ゼロが解として求められてしまう恐れがあるため、

実際に制御系を設計する際には、他の制御問題と組み合わせてH $\infty$ 制御問題を構成することが多い。

### 2.2 感度低減化問題

制御系を設計する場合、制御対象の応答をある特定の周波数帯域で落としたいという要求が生じることがしばしばある。このような場合、出力にその周波数帯域で重みをつけた値をもとにフィードバック量を定める。いわゆる周波数重み付け制御を行う場合がある。この考えをLQ G制御理論と組み合わせたものが周波数整形LQ G制御であるが、同様にH $\infty$ 制御理論と組み合わせることも可能であり、一般に感度低減問題と呼ばれている。感度低減問題のブロック線図はfig.4のようになる。

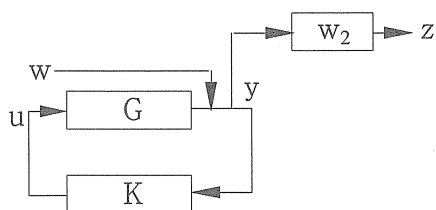


fig.4 Block diagram of closed loop system of weighted sensitivity problem

ここではW2は周波数重み関数の伝達行列である。この場合、感度低減問題は外乱wから出力zまでの伝達関数

$$w/z = w_2 K(1 - G K)^{-1} \quad (2-5)$$

のH $\infty$ ノルムが、ある係数 $\gamma$ を用いて

$$\|z/w(s)/\gamma\|_{\infty} < 1 \quad (2-6)$$

を満たす様なコントローラKを見出すことになる。ただしこの問題は、このままでは制御入力に対する制限を全く設定していないため、解が求められず(不定)となってしまう。従ってやはり他の問題と組み合わせてH $\infty$ 制御問題を構成する必要がある。

### 2.3 混合感度問題

これまで述べた2.1と2.2を組み合わせてH $\infty$ 制御問題とすることが可能であり、この問題は混合感度問題と呼ばれている。混合感度問題には種々の定式化があるが、今回はfig.5のブロック線図に示す定式化を行った。

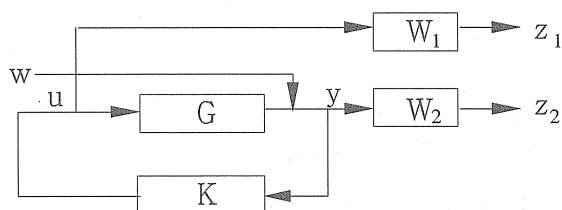


fig.5 Block diagram of closed loop system of weighted mixed sensitivity problem

ここではW1は2.1において $\Delta$ で示した公称モデルと実在系の誤差を包絡する周波数重み関数、W2は2.2で用いた制御対象に付けられる周波数重み関数である。このH $\infty$ 混合感度問題を数式で表すと、外乱wから周波数重み付き状態量z1、z2への伝達関数をそれぞれG $_{wz2}(s)$ 、G $_{wz1}(s)$ とすると

$$\left\| \begin{matrix} G_{wz2}(s)/\gamma \\ G_{wz1}(s) \end{matrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (2-7)$$

を満たすような $\gamma$ およびコントローラKを見出すこととなる。

## 3. モデルの作成

### 3.1 運動方程式による定式化

fig.6に示す4自由度の構造物を考える。

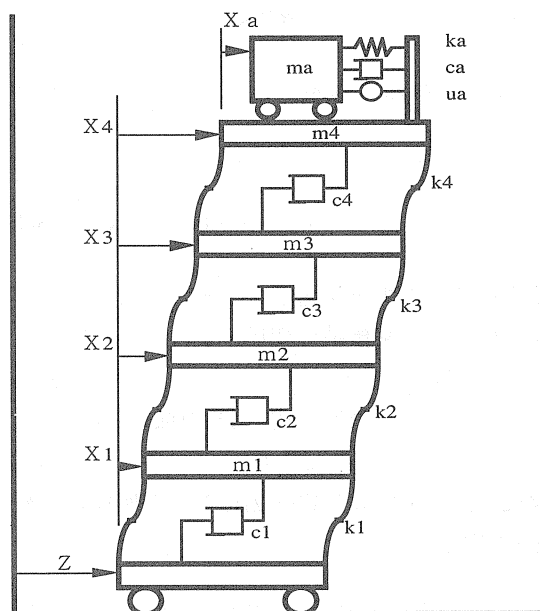


fig.6 Structural model and local coordinates

この構造物の基礎部から外乱加速度zを受け、構造物の最上部にハイブリッド制振装置を取り付けることにする場合、実座標系

$$q_s = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_a] \quad (3-1)$$

を用いた運動方程式はマトリクス表示すると

$$\begin{bmatrix} Ms & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_s \\ \dot{X}_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Cs & C12 \\ C21 & C22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_s \\ \dot{X}_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} ks & k12 \\ k21 & k22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_s \\ X_a \end{bmatrix} = e \ddot{z} + f u \quad (3-2)$$

となる。ここに

$$M_s = \text{diag}(m_i) \quad (i = 1 \sim 4) \quad (3-3)$$

$$C_s = \begin{bmatrix} c_1 + c_2 - c & 0 & 0 \\ -c_2 & c_2 + c_3 - c_3 & 0 \\ 0 & -c_3 & c_3 + c_4 - c_4 \\ 0 & 0 & -c_4 & c_a \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$C_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -c_a \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$C_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_4/m_4 - c_4/m_4 \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$C_{21} = (1/m_a + 1/m_4) c_a \quad (3-7)$$

$$K_s = \begin{bmatrix} k_1 + k_2 - k & 0 & 0 \\ -k_2 & k_2 + k_3 - k_3 & 0 \\ 0 & -k_3 & k_3 + k_4 - k_4 \\ 0 & 0 & -k_4 & k_a \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

$$K_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -k_a \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

$$K_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & k_4/m_4 - k_4/m_4 \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$K_{21} = (1/m_a + 1/m_4) k_a \quad (3-11)$$

$$E = \begin{bmatrix} -m_1 & -m_2 & -m_3 & -m_4 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3-12)$$

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -(1/m_a + 1/m_4) \end{bmatrix}^T \quad (3-13)$$

ここで下式にしめす正規化されたモード行列  $\Phi_s$  を用いて式(3-2)をモード座標系に変換する。

$$\Phi_s^T M \Phi_s = I \quad (3-14)$$

このとき、モード座標形を式(3-15)の様に定義する。

$$\xi_s = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3 \ \xi_4]^T \quad (3-15)$$

式(3-14)と式(3-15)により式(3-2)をモード座標系へ変換すると運動方程式は

$$\ddot{\xi} + \Lambda \dot{\xi} + \Omega^2 \xi = e \ddot{z} + f u \quad (3-16)$$

となる。ここに

$$\begin{aligned} \Lambda &= \Phi^T C \Phi \\ \Omega^2 &= \Phi^T K \Phi \\ e &= \Phi^T E \\ f &= \Phi^T F \end{aligned} \quad (3-17)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

$$\xi = [\xi_s \ x_a]^T \quad (3-19)$$

である。

### 3.2 状態方程式による定式化

#### (1) 全状態量による定式化

状態量として

$$x_f = [\xi \ \dot{\xi}]^T \quad (3-20)$$

を用いる。ここに

$$\xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3 \ \xi_4 \ x_a]^T \quad (3-21)$$

$$\dot{\xi} = [\dot{\xi}_1 \ \dot{\xi}_2 \ \dot{\xi}_3 \ \dot{\xi}_4 \ \dot{x}_a]^T \quad (3-22)$$

である。式(3-16)と式(3-20)より状態方程式は

$$\dot{X}_f = A_f X_f + b_f u + d_f \ddot{z} \quad (3-23)$$

ここに

$$\begin{aligned} A_f &= \begin{bmatrix} 0_{5 \times 5} & I_{5 \times 5} \\ -\Omega^2 & -\Lambda \end{bmatrix}_{10 \times 10} \\ b_f &= \begin{bmatrix} 0_{5 \times 1} \\ f \end{bmatrix}_{10 \times 1} \\ d_f &= \begin{bmatrix} 0_{5 \times 1} \\ e \end{bmatrix}_{10 \times 1} \end{aligned} \quad (3-24)$$

観測量として  $x_1, x_4, x_a$  が出力されるならば、出力方程式は

$$y = C_f x_f \quad (3-25)$$

ここに

$$y = [x_1 \ x_4 \ x_a]^T \quad (3-26)$$

$$C_f = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \Phi_{13} & \Phi_{14} & 0 & \vdots \\ \Phi_{41} & \Phi_{42} & \Phi_{43} & \Phi_{44} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \vdots \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

#### (2) 低次元化した状態量による定式化

実際の構造物は多自由度の振動モードをもつため、制御器の設計に際しては、低次元化されたモデルに対して制御器の設計を行うことが多い。本研究ではモデルのもつ4つの振動モードのうち1次と2次のモードに関して低次元化を行ったモデルを作成し、この状態方程式と出力方程式より  $H_\infty$  制御器を設計する。モデルの状態量としては

$$x_r = [\xi \ \dot{\xi}]^T \quad (3-28)$$

を用いる。ここに

$$\begin{aligned} \xi &= [\xi_1 \ \xi_2 \ x_a]^T \\ \dot{\xi} &= [\dot{\xi}_1 \ \dot{\xi}_2 \ \dot{x}_a]^T \end{aligned} \quad (3-29)$$

である。式(3-16)と式(3-28)より状態方程式は

$$\dot{X}_r = A_r X_r + b_r u + d_r \ddot{z} \quad (3-30)$$

となる。ここに

$$\begin{aligned} A_r &= \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \\ -\Omega_r^2 & -\Lambda_r \end{bmatrix}_{6 \times 6} \\ b_r &= [0 \ 0 \ 0 \ f_1 \ f_2 \ f_5]^T \\ d_r &= [0 \ 0 \ 0 \ e_1 \ e_2 \ e_5]^T \end{aligned} \quad (3-31)$$

$$\Omega_f^2 = \begin{bmatrix} \omega_{f11}^2 & \omega_{f12}^2 & \omega_{f13}^2 \\ \omega_{f21}^2 & \omega_{f22}^2 & \omega_{f23}^2 \\ \omega_{f31}^2 & \omega_{f32}^2 & \omega_{f33}^2 \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

$$\Lambda_f = \begin{bmatrix} \lambda_{f11} & \lambda_{f12} & \lambda_{f13} \\ \lambda_{f21} & \lambda_{f22} & \lambda_{f23} \\ \lambda_{f31} & \lambda_{f32} & \lambda_{f33} \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

また、出力方程式は下式となる。

$$y = C_r x_r \quad (3-34)$$

ここに

$$C_r = \begin{bmatrix} \Phi_r & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad \Phi_r = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & 0 \\ \Phi_{41} & \Phi_{42} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

### 3.3 一般化プラントの作成

H $\infty$ 制御理論においては、制御対象と重み関数を併合した拡大系（一般化プラント）を作成し、このプラントに基づいてコントローラを作成する。一般化プラントの作成方法には研究者により種々の方法が提案されているが、本研究では、fig.5に示す形のプラントを用いる。このプラントを更に詳細に示すとfig.7のようになる<sup>8) 9)</sup>。

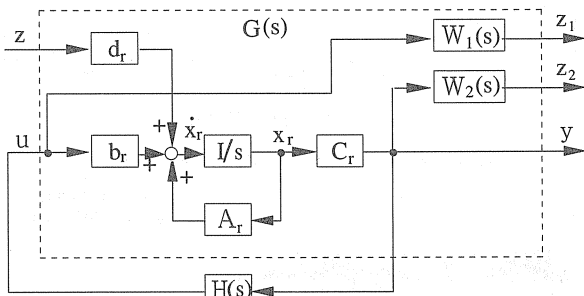


fig.7 Block diagram of closed loop system with H $\infty$  controller

通常、一般化プラントは式(3-36)式で記述される。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A x(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t) \\ z(t) &= C_1 x(t) + D_{11} w(t) + D_{12} u(t) \\ y(t) &= C_2 x(t) + D_{21} w(t) + D_{22} u(t) \end{aligned} \quad (3-36)$$

fig.7より、H $\infty$ 制御における一般化プラントの伝達関数の各要素は下式のようにになる。

$$G(s) \triangleq \left[ \begin{array}{ccc|cc} A_{w1} & 0 & 0 & 0 & B_{w1} \\ 0 & A_{w2} & B_{w2} C_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_r & D_r & B_r \\ \hline C_{w1} & 0 & 0 & 0 & D_{w1} \\ 0 & C_{w2} & D_{w2} C_r & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & C_r & 0 & 0 \end{array} \right] \\ = \left[ \begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ \hline C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right] \quad (3-37)$$

### 3.4 重み関数の設定

ロバスト安定のための重み関数W<sub>1</sub>については、モデルの低次元化のため切捨てられたモードのうち、3次モードがスピルオーバー不安定を生じやすいと考えられるため、このモード付近で高ゲインに周波数成形されたフィルタとした。また、感度低減のための重み関数であるW<sub>2</sub>は、制振対象モードである1次と2次モード付近で高ゲインであり、かつスピルオーバー不安定を引き起こす3次、4次モード付近の周波数帯域で低ゲインとなるフィルタ特性をもたせた。以上よりW<sub>1</sub>、W<sub>2</sub>は下式のように設定した。

$$W_1 = k_{w1} \frac{S^2 + 2\zeta_{wn} \omega_{wn} S + \omega_{wn}^2}{S^2 + 2\zeta_{wd} \omega_{wd} S + \omega_{wd}^2} \quad (3-38)$$

$$W_2 = \text{diag}(W_{2s}, W_{2s}, W_{2a}) \quad (3-39)$$

なお

$$W_{2s} = \frac{k_{2s}}{(S^2 + 2\zeta_{s1} \omega_{s1} S + \omega_{s1}^2)(S^2 + 2\zeta_{s2} \omega_{s2} S + \omega_{s2}^2)} \quad (3-40)$$

$$W_{2a} = \frac{k_{2a}}{(S^2 + 2\zeta_{a1} \omega_{a1} S + \omega_{a1}^2)(S^2 + 2\zeta_{a2} \omega_{a2} S + \omega_{a2}^2)} \quad (3-41)$$

である。使用した重み関数をfig.8に示す。

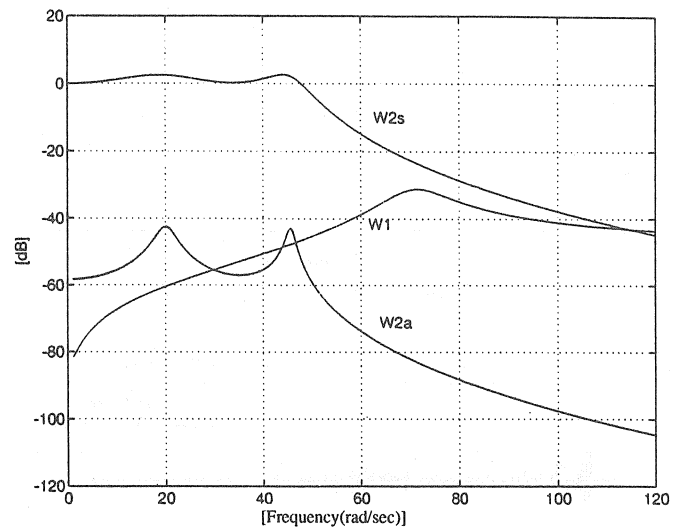


fig.8 Weighting Functions

### 4. 数値計算結果

本章では、これまでの説明に基づいてH $\infty$ 制御によるコントローラ的设计と制御性能に関する考察を行う。計算に用いた制御対象の構造物のパラメータをTable.1に示す。

Table 1. Specification of example model

Story	Mass	Damping Constant	Spring constant
1	1.39 kg	0.99 N s/m	3527 N/sec
2	1.39 kg	0.67 N s/m	2374 N/sec
3	1.42 kg	0.54 N s/m	1925 N/sec
4	1.42 kg	0.98 N s/m	3473 N/sec
Add.	0.12 kg	0.30 N s/m	23.9 N/sec

このパラメータは五洋建設で現在制振実験に使用している小型振動台用の模型のパラメータをもとに設定した。また、制御効果の比較のために、非制御の状態とHMDの制御力を作用させない状態に相当するTMDによるシミュレーションも行った。なお、HMD、TMD共に制振体と構造物間のバネ定数  $k_a$  と  $c_a$  はDen Hartogにより提唱された最適同調式<sup>10) 11)</sup>

$$\mu_a = \frac{m_a}{M_s}, \quad \omega_a = \frac{1}{\mu_a + 1} \omega_s \quad (4-1)$$

$$\zeta_a = \sqrt{\frac{3\mu_a}{8(1+\mu_a)^3}} \quad (4-2)$$

により与えた。TMD設置状態での入力加速度に対するモデル最上階の変位の周波数応答と低次元化したモデルの周波数応答をfig.9に示す。(3-37)式に示す一般化プラ

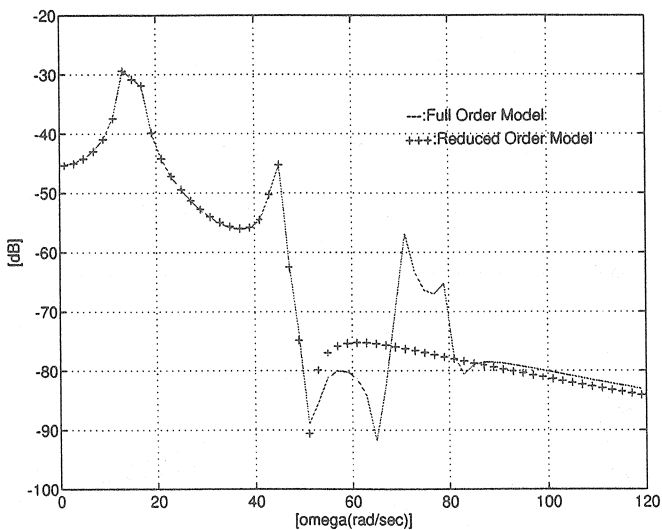
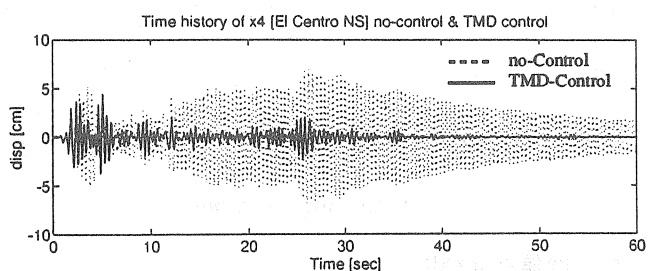
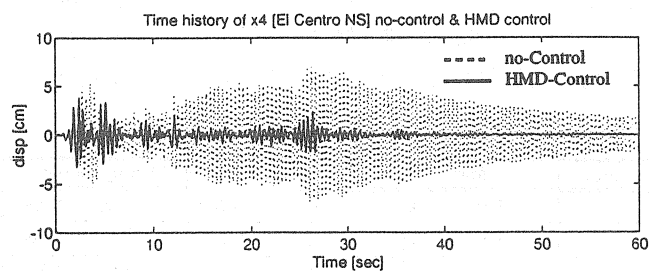


fig.9 Frequency response of X4



(a) without control and TMD control



(b) without control and HMD control

fig.10 Time history excited by El Centro NS

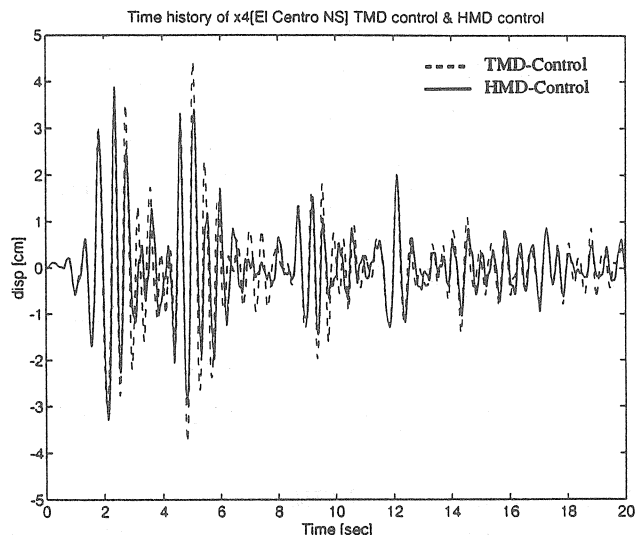
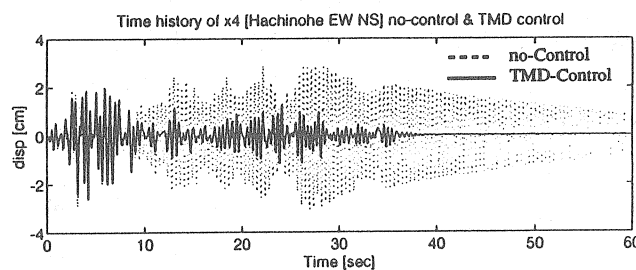
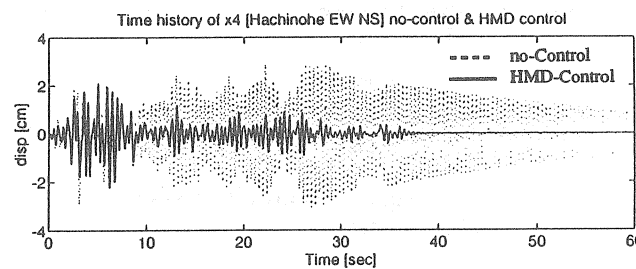


fig.11 First 20 second Response of TMD control and HMD control excited by El Centro NS



(a) without control and TMD control



(b) without control and HMD control

fig.12 Time history excited by Hachinohe EW

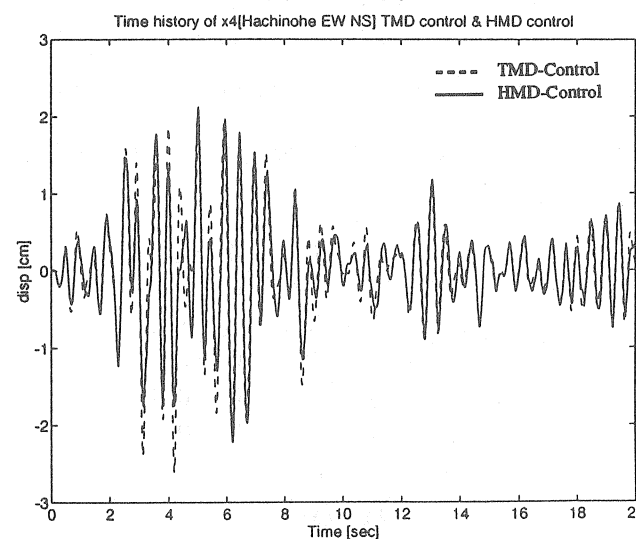


fig.13 First 20 second Response of TMD control and HMD control excited by Hachinohe EW

ントより  $H^\infty$  制御器を求める解法は現在種々のものが提案されているが<sup>12) 13) 14)</sup>、今回は状態空間で2つの Riccati 方程式を解くアルゴリズムを用いた<sup>15) 16)</sup>。fig.10にEl Centro地震波を用いてシミュレーションを行った結果のモデル最上層の変位の時刻歴波形をしめす。(a)が非制御時とTMD制御時との比較を、(b)に非制御時とHMD制御時との比較を示す。さらに、fig.11にTMDとHMD制御での時刻歴応答の最初の20秒間に注目したものを示す。また、同様の応答計算結果をHachinohe EWについて行った結果をfig.12, fig.13に示す。

El Centro NS、Hachinohe EWとも、非制御状態に比較するとTMD、HMD制御時では、かなり制振効果が見られている。また、HMDとTMDの比較では、HMDと正確にチューニングされたTMDでは、ほぼ同程度の制御効果を示している。

つぎに、 $H^\infty$  制御理論に基づいたコントローラのロバスト安定性の検証のため、制振体の重量を設計値の20%増しと50%増しの状態に変更した場合でのTMDとHMDの比較をfig.14に示す。

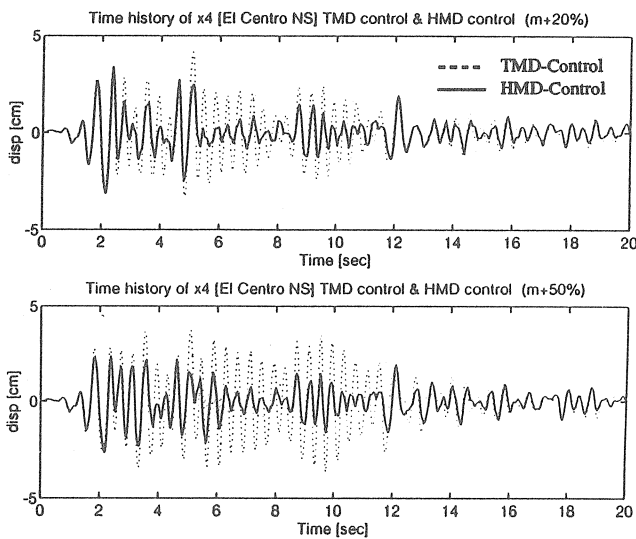


fig.14 First 20 second Response of TMD control and HMD control excited by El Centro NS ( $m_a$  are increased to 120% and 150%)

### 5. まとめ

構造物のアクティブ制御の手法として、現在最も包括的で強力な手法である  $H^\infty$  制御理論に基づいた制御コントローラの設計をおこない、各種地震波を用いて制御シミュレーションを行った。その結果、本研究で設計したコントローラは非制御時に比較すると十分な制御効果を示すことが明らかとなった。また、正確にチューニングされたTMDと比較すると、制御効果に顕著な差異はないが、制御対象の特性の変化に対してはるかにロバスト安

定であることが明らかとなった。これは今回のシミュレーションで採用した  $H^\infty$  制御器の重み関数がロバスト安定については十分効果を発揮しているが、制御効果については不十分であることを示唆している。したがって今後さらに詳細な検討とシミュレーションを通じてさらに安定で制御効果の高い制御器を設計する必要があると考えられる。

今後は、シミュレーションによる検討とともに  $H^\infty$  制御理論による制御装置を用いた制振装置の模型による実装実験を行い、模型実験における制御効果を検証する予定である。

### 参考文献

- 1) 例えば、加藤寛一郎：最適制御入門、東京大学出版会、1987年2月
- 2) 野波健蔵：  $H^\infty$  制御理論による振動制御系設計法、体験・振動制御、機械学会講習用教材、1991年7月
- 3) G.Zames：Feedback and Optimal Sensitivity:Model Reference Transformations,Multiplicative Seminorms and Approximate Inverses,IEEE Trans.AC-26-2,585(1981)
- 4) J.C.Doyle and G.Stein：Multivariable Feedback Design Concepts for a Classical/Modern Synthesis,IEEE Trans.AC-26-1-4(1981)
- 5) 木村英紀：L Q G から  $H^\infty$  へ、計測と制御、Vol.29、pp.111~119、計測自動制御学会、1990年2月
- 6) 前田肇、杉江俊治：アドバンスト制御のためのシステム制御理論、朝倉書店、1990年12月
- 7) 吉田和夫：時間領域に基づく制御系設計、制御系ソフトウェア(CACSD)を用いた基礎から最先端の制御、機械学会講習会教材、1994年2月
- 8) 野波健蔵、西村秀和、崔衛民：アクティブ動吸振器を用いた多自由度構造物の  $H^\infty$  制御、機械学会論文集 58-548、C、pp.1311~1317、1992年4月
- 9) 西村秀和、野波健蔵、崔衛民：  $H^\infty$  制御による多自由度系のアクティブ振動制御、機械学会論文集58-553、C、pp.2859~2863、1992年9月
- 10) Den Hartog,J.P.：Mechanical Vibrations,4th edn., McGraw-Hill,New York,(1956)
- 11) 山口宏樹、藤野陽三、津村直宣：構造物のパッシブコントロール -TMDを中心として-、振動制御コロキウムPart A 構造物の振動制御、土木学会、1991年7月
- 12) 三平満司、美多勉：状態空間論による  $H^\infty$  制御の解法、計測と制御、Vol.29、pp.129~135、計測自動制御学会、1990年2月
- 13) 杉江俊治：状態空間法による  $H^\infty$  制御と制御系設

計、 $H^\infty$ 制御の基礎、システム制御情報学会講習会用教材、pp.49~70、1992年2月

14) 細江繁幸： $H^\infty$ 制御問題の解法-伝達関数行列をベースにした接近法、計測と制御、Vol. 29、pp.120~128、計測自動制御学会、1990年2月

15) Richard Y. Chang, Michael G. Saforov : Rubust Control Toolbox for Use with Matlab, The Mathworks, Inc., (1992)

16) Bahram Shahian, Michael Hassul : Control Sysrtem Design Using Matlab, pp.428~438, (1993)