機器・テーブル系の弾性振動を考慮したアクティブ 微振動制御手法の研究*

梶原 浩一^{*1}, 藤田 隆史^{*2}

Active Microvibration Control Method Considering Elastic Vibration of Equipment-Table System

Kouichi KAJIWARA and Takafumi FUJITA

In manufacturing and research facilities which require a very low vibration environment, the active microvibration control system has already reached the stage of practical application. The next subject of research lies in enhancing the robust stability and vibration isolation performance under practical use. Such study ensures that the spillover phenomena due to the elastic equipment mounted on the table can be avoided by letting the controller design reflect the plant modeling. In this method of controller design, high-order equipment-table dynamics, which influences each modal plant, is shaped by a compensator, and its normalized coprime factor plant is represented in a reduced-order mathematical model. We prove the validity of this design method. Also in this paper, the model matching method and H^∞ method are compared experimentally.

Key Words: Vibration Control, Vibration Isolation, Flexible Structure, Modal Analysis, Modeling Piezoelement, Microvibration, Piezoelectric Actuator, Compensator, Coprime Factor

1. 緒 論

超低振動環境を要求する⁽¹⁾⁽²⁾ 製造・研究施設への適用を目的とし、これまで藤田らは、いくつかのアクティブ微振動制御装置の開発を行い⁽³⁾⁽⁴⁾、 piezoアクチュエータを用いた三次元六自由度アクティブ微振動制御装置を開発した^{(5)~(7)}。現在、アクティブ微振動制御装置は実用段階にあり、今後の研究課題は実用での制御系の安定性能と除振性能の向上にある。装置使用時の問題として、テーブルに積載される機器の弾性振動が制御系に連成しスピルオーバーの要因になることがあり、その解決を制御系の高周波数帯域での追従性能の低減にたよると、安定性能は確保できるが除振性能が損なわれてしまうことが挙げられる。そこで、本研究では機器積載による除振性能の低下を回避することを目的に、制御対象に連成する機器・テーブルのダイナミクスを前置補償器により成形し、その既約分解プラントにより制御器を設計する手法⁽⁸⁾を検討した。ただし、本研究では非連成化プラントにて前置補償器を

不安定要因となる混入ダイナミクスのゲイン、位相成形に用いており、それによる既約分解プラントの低次関数モデルにより制御器を設計している。本手法を従来のモデルマッチング法^{(5)~(7)}、あるいは H^∞ 手法⁽⁹⁾に反映させることで、低感度、ロバストな加速度フィードバック制御系を構築できる。本論文では提案手法の有効性を示すと同時に、実験による、モデルマッチング手法と H^∞ 手法の性能比較も行っている。

2. 実験装置

2.1 大形微振動制御装置 実験に用いた大形アクティブ除振装置の全体システムを図1に、装置本体のおもな構造を図2に示す。制御対象となるテーブルは長さ2000 mm、幅1400 mm、質量453 kgのアルミ製であり、テーブルの周辺部10箇所(水平:4箇所、鉛直:6箇所)をゴムを介してpiezoアクチュエータで支持している。テーブルの形状は、その厚さを端部が78 mm、中央部が17 mmとし、制御を行う低振動数帯域(0~50 Hz)で剛体六モードのほか、曲げやねじりなど3種類の弾性振動モードをもち、100 Hz以上でさらに高次の弾性振動モードをもつ構造とした。図3にFEM解析による一次から九次までのモード形状と固有振動数を示し、表1におおののモードの固

* 原稿受付 1996年10月31日。

^{*1} 正員、日立プラント建設(株)松戸研究所(〒271 松戸市上本郷537)。^{*2} 正員、東京大学生産技術研究所(〒106 東京都港区六本木7-22-1)。

Fig. 1 Photo of the microvibration control system with elastic vibration of table and equipment

Fig. 2 Diagram of the microvibration control system main assembly

有振動数と減衰比(実験値)を示した。七次から九次が弾性モードである。振動センサは、サーボ形加速度センサを用いテーブル上に9箇所(水平3箇所、鉛直6箇所)配置してある。 piezo素子のストロークは50 Vのバイアス電圧印加時下で $\pm 15 \mu\text{m}$ である。

2・2 積載機器モデル 積載する弾性機器モデルは小形アルミニウムテーブル(長さ700 mm, 幅400 mm, 板厚30 mm)に直径100 mm, 長さ950 mmのアルミニウム柱を接合しており質量は47 kgである。水平方向、鉛直方向の固有振動数は水平X方向31 Hz, 水平Y方向25 Hz, 鉛直Z方向85 Hzである。水平方向はアルミニウム柱、鉛直方向はテーブルの曲げによる弾性振動である。

2・3 モデリング テーブルの接点数を l , アクチュエータ数を m とすると, 制御対象の相対座標系による運動方程式は式(1)のようになる。

$$[M]\{\ddot{X}\} + [C]\{\dot{X}\} + [K]\{X\} = -[M][N]\{\ddot{X}_0\} + [H_f][F]\{u\} \dots\dots\dots (1)$$

Table 1 Modal frequencies and damping ratios of the system

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8	9
f(Hz)	6.1	6.1	7.0	11.3	12.1	16.5	19.5	24.8	47.5
ζ	0.039	0.039	0.040	0.034	0.032	0.031	0.048	0.040	0.079

Fig. 3 Analysis results of the first nine mode shapes

ここで, $\{X\}$ は相対変位・角変位ベクトル ($l \times 1$), $\{\ddot{X}_0\}$ は外乱加速度ベクトル (6×1), $\{u\}$ は操作量ベクトル ($m \times 1$), $[M]$ は質量行列 ($l \times l$), $[C]$ は減衰行列 ($l \times l$), $[K]$ は剛性行列 ($l \times l$), $[H_f]$ はアクチュエータ配置行列 ($l \times m$), $[F]$ はアクチュエータゲイン行列 ($m \times m$), $[N]$ は外乱加速度分配行列 ($l \times 6$) である。

式(1)にモード座標ベクトル $\{\xi\}$ ($\{X\} = [\phi]\{\xi\}$) を導入することで, 制御対象は最終的に式(2)に示す各振動モードに非連成化された l 個の独立な伝達関数により表現される⁽¹⁰⁾。

$$\{y_m\}_{(i)} = \frac{2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \{d_m\}_{(i)} + \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \{U_m\}_{(i)} \quad i=1 \dots l \dots\dots (2)$$

式中 s はラプラス演算子であり, 添字 (i) はベクトルの i 番めの成分を示し, これは i 次モード成分に対応する。また, ω_i, ζ_i はそれぞれ i 次モードの固有円振動数, モード減衰比, $\{d_m\}$ はモード外乱加速度ベクトル ($l \times 1$), $\{U_m\}$ はモード操作量ベクトル ($l \times 1$), $\{y_m\}$ はモード絶対加速度ベクトル ($l \times 1$), である。本研究では, 非連成化された9個の制御対象に対して, それぞれ独立に制御器を設計した。これにはテーブルの三つの弾性振動モードが含まれる。

3. 制 御 手 法

3・1 制御手法の概要 問題となるスピルオーバー

の原因は、非連成化の対象としない機器・テーブルの高次弾性振動とセンサ・アンプ等の乗法的動特性のモードプラントへの連成にある。それらの動特性を設計モデルに単純に付加するとプラント次数が極端に拡大するために制御器の設計が容易とならない。そこで、制御対象が積載機器により複雑な動特性をもつ場合には、設計に用いるプラントモデルを実プラントに近づけるのではなく、実プラントを設計が容易なモデルになるように、前置補償器を用いていったん理想化し、その既約分解プラントに対してモデルマッチング法、あるいは H^∞ 手法により制御器を設計する手法を検討した。

図4(a)に一入出力系のブロック線図を示す。図中 $\bar{P}_{uy}$ で表現される実際のプラントには制御対象とする振動モードのほかに加法、乗法的動特性が含まれる。 C_{yu} は制御器であり、 U_m は操作量、 y_m は制御量、 W は仮想外乱、 V はプラントの周波数特性を補正する前置補償器である。制御器 C_{yu} の設計は V と $\bar{P}_{uy}$ の積で表現される見かけ上のプラントで行う。実際に使用する制御器は図4(b)に示すように制御器 C_{yu} に V を乗算した $K(=C_{yu}V)$ である。これにより閉ループ系の入出力の整合性が保たれる。

3.2 制御対象 図5に手置補償器を考慮していない場合の制御系のブロック図を示す。図5中、 ΔP は加法的に混入する制御対象外の機器・テーブルの弾性振動による動特性、 G_s と G_A はおのおのセンサとアンプの乗法的動特性である。また、 y_m は制御対象であるモード絶対加速度、 d_m はモード外乱加速度、 V_d は観測量に含まれるノイズ、 U_m はモード操作量である。図5より実際の制御対象 $\bar{P}_{uy}$ は式(3)で表現できる。

$$\bar{P}_{uy} = (P_{uy} + \Delta P) P_g \quad (3)$$

Fig. 4 Control system block diagram with compensator

制御対象は一入出力系であるので、

$$P_g = G_A G_s \quad (4)$$

としている。ここで加法的動特性 ΔP を、

$$\Delta P = P_{uy1} + P_{uy2} + \dots + P_{uyl} \quad (5)$$

と考える。ただし、 l は十分に大きな数である。式(3)、(5)より

$$\bar{P}_{uy} = \left(P_{uy} + \sum_{N=1}^l P_{uyN} \right) P_g \quad (6)$$

となる。 P_{uy} は制御対象とするモード、 P_{uyN} は加法的に混入する動特性、 P_g は乗法的動特性である。ここでおのおのを分母分子多項式を用いて表現する。

$$P_{uy} = \frac{N_{P0}}{M_{P0}} \quad (7)$$

$$P_{uyN} = \frac{N_{PN}}{M_{PN}} \quad N=1 \dots l \quad (8)$$

$$P_g = \frac{N_g}{M_g} \quad (9)$$

これにより $\bar{P}_{uy}$ は、

$$\bar{P}_{uy} = \left(\frac{N_{P0}}{M_{P0}} + \sum_{N=1}^l \frac{N_{PN}}{M_{PN}} \right) \frac{N_g}{M_g} \quad (10)$$

または、

$$\bar{P}_{uy} = \left(\frac{N_P}{M_{P0} \prod_{N=1}^l M_{PN}} \right) \frac{N_g}{M_g} \quad (11)$$

と表現できる。

3.3 前置補償器 本研究では前置補償器 V をプラントに連成する高周波数帯動特性のゲイン低減に用いる。仮に連成動特性の減衰比が現在より大きくなると、制御器設計におけるスピルオーバーの回避が容易となり、低感度特性の向上も可能となる。そこで、ここでは前置補償器 V を、

$$V = \prod_{N=1}^n \frac{M_{PN}}{\tilde{M}_{PN}} \quad (12)$$

とする。ただし、

$$\tilde{M}_{PN} = s^2 + 2\tilde{\zeta}_N \omega_{NS} + \omega_N^2 \quad N=1 \dots n \quad (13)$$

であり、減衰特性を大きくするため、

$$\tilde{\zeta}_N > \zeta_N \quad N=1 \dots n \quad (14)$$

とする。連成モードは n まで考慮している。この補

Fig. 5 Block diagram of the control system

償器によりプラント $V\bar{P}_{uy}$ は,

$$V\bar{P}_{uy} = \left(\frac{N_P \prod_{N=1}^n M_{P_N}}{M_{P_0} \prod_{N=1}^n \tilde{M}_{P_N} \prod_{N=1}^l M_{P_N}} \right) \frac{N_g}{M_g} \quad \dots\dots\dots (15)$$

となる。この規約分解プラント P_N は,

$$P_N = \left(\frac{N_P}{M_{P_0} \prod_{N=1}^n \tilde{M}_{P_N} \prod_{N=n+1}^l M_{P_N}} \right) \frac{N_g}{M_g} \quad \dots\dots\dots (16)$$

であり連成ダイナミクスの n までについて高周波数帯域のゲインの低減が図られている。しかし, P_N には前置補償器で考慮しきれない連成ダイナミクスが残存しており, しかも次数が大きい。このため残存ダイナミクスを考慮した, P_N の近似モデル G

$$G \doteq P_N \quad \dots\dots\dots (17)$$

に対して制御器 C_{yu} を設計する。先に述べたとおり, 実際に用いる制御器は, 制御器 C_{yu} に V を乗算した K である。

$$K = C_{yu} V \quad \dots\dots\dots (18)$$

3・4 既約分解モデルの低次元化 P_N は制御対象とするモード伝達関数 P_{uy} と乗法的誤差関数 Δ_E を用いて,

$$P_N = P_{uy} \Delta_E \quad \dots\dots\dots (19)$$

と表される。ここで Δ_E は, 加法的誤差 Δ_P と乗法的動特性 P_g をおのおの考慮して,

$$\Delta_E = \left(\frac{P_{uy} + \Delta_P}{P_{uy}} \right) P_g \quad \dots\dots\dots (20)$$

と表現できる。 P_N の近似モデル G は, P_{uy} と乗法的誤差関数 $\tilde{\Delta}_E$ を用いて式(21)とする。

$$G = P_{uy} \tilde{\Delta}_E \quad \dots\dots\dots (21)$$

ここでは, 式(22)の関係があるとし,

$$\tilde{\Delta}_E \doteq \Delta_E \quad \dots\dots\dots (22)$$

$\tilde{\Delta}_E$ を式(23)としている。

$$\tilde{\Delta}_E = \left(\frac{K_{P0} \cdot P_{uy} + K_d \cdot P_d}{P_{uy}} \right) P_c \quad \dots\dots\dots (23)$$

本研究では, 式(23)の P_d, P_c はおのおの式(24), (25)で表される低次関数とした。

$$P_d = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta_d \omega_d s + \omega_d^2} \quad \dots\dots\dots (24)$$

$$P_c = \frac{\omega_c^2}{(s + \omega_c)^2} \quad \dots\dots\dots (25)$$

式中, K_{P0}, K_d はそれぞれ制御対象と高周波数帯域の動特性の振幅係数であり, ζ_d, ω_d は高周波数帯域の動特性の減衰比と円振動数, ω_c は位相特性を考慮した乗法的動特性の円振動数であり, それぞれほぼ P_N を抱絡するように任意に選択する。

4. 従来の手法による制御実験

4・1 機器動特性によるスピルオーバー 従来の機

器動特性を考慮していないプラントモデルで制御器を設計したところ, テーブルの鉛直振動の主成分である四次モード制御系が原因で発振した。図6は四次モード制御系の一巡伝達関数であり, 約95 Hzで位相が増幅方向で, ゲインが0 dB以上のため発振したことがわかる。図7はそのときのテーブル鉛直方向の加速度時刻歴波形とアクチュエータ操作電圧を示したものである。

原因検討のために, 実験による四次モードの制御対象伝達関数 P_{uy} と機器モデルを積載していない場合の P_{uy} をおのおの図8(a), (b)に示す。

両図を比較すると, 図8(a)の約95 Hzのところに積載機器による動特性が表れていることがわかる。実験により, スピルオーバーの回避のため四次モードに関して設計変更の必要が生じた。ただし, 積載機器の片持ばりの曲げによる水平方向弾性振動は制御周波数帯域に近接しており, 五次, 六次と九次に連成するが開ループ伝達関数をみると位相が安定方向に回っているため設計変更の必要はなかった。図9(a), (b)に五次と九次モード制御系の開ループ伝達関数をおのおの

Fig. 6 Open-loop transmissibility (4th Mode)

Fig. 7 Time history of excited response and control voltage (Z-dir.)

(a) With equipment (b) Without equipment

Fig. 8 Transmissibility of P_{uy} (4th Mode)

(a) 5th Mode (b) 9th Mode

Fig. 9 Open-loop transmissibility

示す。

4・2 制御性能低減による安定化 本研究では鉛直 Z 方向の性能向上を目的に、四次モード制御系について検討している。最初に四次モード制御系の高周波数帯域での追従特性を低下することで、機器ダイナミクスに対する安定化を試みた。実験より、約 95 Hz での連成ダイナミクスによる発振を回避するためには制御性能を極端に低減させなくてはならなかった。図 10 と 11 に実験による四次モード制御系の一巡伝達関数と設計閉ループ伝達関数 W_{dy} を示す。また、図 12(a), (b) にテーブルの鉛直方向の加速度波形と周波数伝達特性をおのおの示し、図 13 に加速度振幅の二乗平均(RMS)をグラフ化し各方向について示す。

4・3 H^∞ 手法⁽⁹⁾による実験 次に、 H^∞ 手法により制御器を設計した。図 14 に H^∞ 設計での拡大プラ

Fig. 10 Open-loop transmissibility (4th Mode) (MM method)

Fig. 11 Designed acceleration transmissibility W_{dy} (MM method)

Fig. 12 Vibration isolation characteristics (Experiment) (MM method)

Fig. 13 Vibration isolation performance (RMS) for normal microvibrations (MM method)

ント P_H を示す。 H^∞ 手法は感度低減特性とロバスト安定性を指定する重み関数により、目的の閉ループ系の周波数特性を実現する制御器を算出する。図 14 では、仮想外乱 W から出力 Z_s, Z_T , までにおのおの感度成形重み W_s , 相補感度重み W_T を設定する。さらに操作量ドリフトを回避するために出力 Z_R 間に重み W_R を設定することで、加速度フィードバック制御系の制御器設計を行う。本研究では目的とする感度、相補感度関数の周波数特性を考慮し、各重み関数を式 (26)~(28) とした。

$$W_s = \left(\frac{s^2 + 2\hat{\zeta}_{s1}\omega_{s1}s + \omega_{s1}^2}{s^2 + 2\zeta_{s1}\omega_{s1}s + \omega_{s1}^2} \right) \times \left(\frac{s^2 + 2\hat{\zeta}_{s2}\omega_{s2}s + \omega_{s2}^2}{s^2 + 2\zeta_{s2}\omega_{s2}s + \omega_{s2}^2} \right) \dots (26)$$

$$W_T = \frac{s^2}{K_T} \dots (27)$$

$$W_R = \frac{K_R}{1} \dots (28)$$

式中、 ω_{s1} と ω_{s2} は円振動数、 $\zeta_{s1}, \hat{\zeta}_{s1}, \zeta_{s2}$ と $\hat{\zeta}_{s2}$ は減衰比、 K_T と K_R は定数であり、おのおの目的とする感度、相補感度関数形状を考慮し任意に決定する。

実験を行ったところ、先の実験でのモデルマッチング手法の場合と同様に四次モードに連成する機器ダイナミクスが原因で約 95 Hz で発振した。そのときの一巡伝達関数と発振波形を図 15 と 16 におのおの示す。図 15 よりゲイン余裕が 95 Hz でなくなっていることがわかる。

そこで発振を回避するために除振性能の低減を行ったところ除振性能が先の実験によるモデルマッチング

Fig. 14 Augmented plant P_H

Fig. 15 Open-loop transmissibility (4th Mode)

Fig. 16 Time history of excited response and control voltage (Z-dir.)

Fig. 17 Open-loop transmissibility (4th Mode) (H^∞ method) Fig. 18 Designed acceleration transmissibility W_{dy} (H^∞ method)

(a) Time history of acceleration response (Z-dir.)

(b) Acceleration transmissibility (Z-dir.)

Fig. 19 Vibration isolation characteristics (Experiment) (H^∞ method) Fig. 20 Vibration isolation performance (RMS) for normal microvibrations (H^∞ method)

法の場合と同様に極端に低下した。図 17 にゲイン余裕が確保できた一巡伝達関数を、図 18 に四次モード制御系の設計伝達関数 W_{dy} を示す。また、図 19(a) にはテーブルの鉛直方向の加速度時刻歴波形を、図 19(b) には床加速度からテーブル加速度までの周波数伝達特性を示す。図 20 には各方向成分の加速度振幅の二乗和平均(RMS)をグラフ化し示す。

制御系の安定性能を確保するために、これ以上の除振性能の向上は望めなかった。

5. 既約分解プラントによる制御実験

5.1 既約分解プラント 四次のモードプラントに対する前置補償器 V は式(29)で表される関数とした。本実験で用いた V の周波数特性を図 21 に示す。

Fig. 21 Compensator V

Fig. 22 Plant models

Fig. 23 Open-loop transmissibility (4th Mode) (MM method with compensator)

Fig. 24 Designed acceleration transmissibility W_{dy} (MM method with compensator)

$$V = \frac{\tilde{M}_{P_1}}{M_{P_1}} \frac{\tilde{M}_{P_2}}{M_{P_2}} \dots \dots \dots (29)$$

$$M_{P_N} = s^2 + 2\zeta_N \omega_N s + \omega_N^2 \quad N=1 \dots 2 \quad \dots \dots \dots (30)$$

$$\tilde{M}_{P_N} = s^2 + 2\tilde{\zeta}_N \omega_N s + \omega_N^2 \quad N=1 \dots 2 \quad \dots \dots \dots (31)$$

$$\tilde{\zeta}_N > \zeta_N \quad N=1 \dots 2 \quad \dots \dots \dots (32)$$

式中の記号は式(30), (31)で表され、減衰比は式(32)の条件下で設定した。

式中 ω_1 と ω_2 はおのこの四次モード制御系のプラントに連成する機器弾性モードの円振動数とテーブル弾性振動モードの円振動数に対応する。図 22 に四次モード $\bar{P}_{uy}$ を前置補償器 V によりシェープした既約分解プラント P_N を示す。この P_N は次数が大きく残存した誤差を含んでいるため式(21)で表現する関数 G に近似し制御器設計に用いた。実プラントモデル $\bar{P}_{uy}$ とともに図 22 に示す。

5.2 モデルマッチング手法による実験 プラン

(a) Time history of acceleration (b) Acceleration transmissibility response (Z-dir.)

Fig. 25 Vibration isolation characteristics (Experiment) (MM method with compensator)

Fig. 26 Vibration isolation performance (RMS) for normal microvibrations (MM method with compensator)

Fig. 27 Weighting functions (W_s and W_t)

ト G を用いて制御器 C_{uy} を設計し実験を行った。図 23 に四次モード制御系の一巡伝達関数を図 24 に設計の四次モード閉ループ伝達関数 W_{dy} を示す。実際に使用した制御器 K は V と C_{uy} の積である。図 25(a), (b) にテーブルの鉛直方向の加速度波形と周波数伝達特性をおのおの示し、図 26 に加速度振幅の二乗和平均(RMS)をグラフ化し各方向について示す。

5.3 H^∞ 手法による実験 モデルマッチング手法の場合と同様に制御対象をプラント G として、 H^∞ 制御器設計に図 27 に示す周波数成形重み関数を用いた。図 28 と 29 に実験による四次モード制御系の一巡伝達関数と設計閉ループ伝達関数 W_{dy} を示す。また、図 30(a), (b) にテーブルの鉛直方向の加速度波形と

Fig. 28 Open-loop transmissibility (4th Mode) (H^∞ method with compensator)

Fig. 29 Designed acceleration transmissibility W_{dy} (H^∞ method with compensator)

(a) Time history of acceleration (b) Acceleration transmissibility response (Z-dir.)

Fig. 30 Vibration isolation characteristics (Experiment) (H^∞ method with compensator)

Fig. 31 Vibration isolation performance (RMS) for normal microvibrations (H^∞ method with compensator)

周波数伝達特性をおのおの示し、図 31 に加速度振幅の二乗和平均(RMS)をグラフ化し各方向について示す。モデルマッチング手法とほぼ同様の制御性能となっている。

6. 結 論

弾性機器を積載したアクティブ微振動制御装置の除振性能向上と安定性能確保を目的に、既約分解プラントによる制御器設計手法を検討し以下の結論を得た。

(1) 非連成化プラントに含まれる積載機器とテーブル弾性振動に起因する動特性を前置補償器により低減し、モデルマッチング手法と H^∞ 手法を適用することで、低感度、ロバストな制御系を構築できた。

(2) 制御系ではモデルマッチング法と H^∞ 法での

実験による性能差が見られず、ほぼ同等の除振性能となった。

文 献

- (1) 藤田隆史, 機械設計, 34-6(1990), 26-33.
- (2) 安田正志, 機械設計, 34-6(1990), 34-43.
- (3) 藤田隆史・ほか 4 名, 機論, 56-523, C(1990), 628-633.
- (4) 高橋良典・ほか 4 名, SICE '89 講演論文集, (1990), 685-686.
- (5) 藤田隆史・ほか 5 名, 機論, 57-540, C(1991), 2560-2565.
- (6) 田川泰敬・藤田隆史, 機論, 58-550, C(1992), 1819-1826.
- (7) 藤田隆史・ほか 5 名, 機論, 59-559, C(1993), 733-739.
- (8) Mcfarlane, D. C. and Glover, K., *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 138(1990), 51-81.
- (9) Doyle, J. C., ほか 3 名, *IEEE Trans. Autom. Control*, 34-8(1989), 832-847.
- (10) 梶原浩一・藤田隆史, 機論, 63-610, C(1997), 1893-1900