バイラテラル制御系の分割設計と 通信遅れによる不安定性の補償*

藤 本 英 雄^{*1}, 佐 野 明 人^{*1}
田 中 昌 幸^{*2}, 花 井 貴 史^{*2}

Divided Design of Bilateral Control System and Compensation for Instability by Time Delay

Hideo FUJIMOTO, Akihito SANO,
Masayuki TANAKA and Takashi HANAI

In this study, the design of bilateral controller for the master-slave system is discussed on the basis of the H_∞ -optimal control framework. In this paper, a divided design procedure is adopted, the several controllers that achieve given performance specifications are designed in order. The performance variables and the frequency weighting functions are chosen properly, each controller is derived by solving LMI problem. Furthermore, a specified controller is redesigned to compensate instability caused by a time delay exists in the communication channel between the master and the slave. Since it can be considered that the time delay reflects as a perturbation to the system, the compensation of time delay results in the robust stability problem of the system with the perturbation. In order to keep the maneuverability, the impedance parameters are adjusted, such as the apparent decrease of perturbation. The validity of the proposed method is confirmed in control experiments using a direct-drive master-slave system.

Key Words: Telerobotics, Master-Slave System, H_∞ Control Theory, Bilateral Control, Time Delay, Perturbation, Impedance, Maneuverability

1. は じ め に

マスタスレーブシステムを使ったバイラテラルな遠隔操作が長い間研究されてきた⁽¹⁾⁽²⁾。最近では、ネットワーク応用テレロボティクス技術⁽³⁾として、遠隔操作の技術課題の再検討が進められており、よりアドバンストな制御系設計手法が必要とされている。

最近注目されている H_∞ 制御理論や μ -解析・設計の枠組みでは、要求される設計仕様を一般化制御対象の形で取込み、システムティックに設計が行える⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾。また、周波数領域での設計が可能であり、バイラテラル制御系設計ツールとして非常に有効である⁽⁷⁾⁽⁸⁾。 μ -設計法は、ロバスト制御性能を保証するために、導入が図られている⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。これら多くの研究において、すべての設計仕様を考慮した上で補償器を導出する一括設計が採用されている。

マスタスレーブシステムを使って実際に遠隔操作する場合、通信遅れによる不安定現象が最大の問題となる。宇宙空間などの超遠距離での操作の場合、例えば、

Paul ら⁽¹¹⁾ は、操作者の動作をシンボリックな命令に自動変換し、自律性の高いスレーブに送ることにより、大きな通信系の遅れや誤伝送などの問題を解決している。これに対して、通信遅れが数 ms から数百 ms 程度であれば、バイラテラル制御系に通信遅れ補償を施した上で安定性を保証し、操作性の低下を最小限に抑える方策がとられる。Anderson ら⁽¹²⁾ は、回路網表現をうまく利用し、通信遅延をもつシステムが受動性をもつように補償することで安定性を保証している。また、小菅ら⁽¹³⁾ は、インターネットなどの共有回線を想定し、通信遅延の不規則な場合の安定性確保について興味深い検討を行っている。

Leung ら⁽¹⁴⁾ は、数秒におよぶ通信遅れが存在するバイラテラル制御系において、一般化制御対象の等価変換によって、閉ループ内のむだ時間要素を一つにまとめ、 μ -設計法を適用している。しかし、シミュレーションによる検討にとどまり、実際の制御実験は行われていない。また、安定な制御系は得られているが、操作性について詳しく検討されておらず、実用上問題ないか疑問が残る。

本論文では、 H_∞ 制御理論に基づいて、マスタスレーブシステムのバイラテラル制御系の設計を行う。また、分割設計を適用し、与えられた設計仕様を複数の

* 原稿受付 1997 年 7 月 22 日。

^{*1} 正員, 名古屋工業大学(☎ 466-8555 名古屋市昭和区御器所町)。

^{*2} 名古屋工業大学大学院。

補償器で実現する。さらに、通信遅れによる不安定性の補償において、有用な制御手法を提案する。

2章では、まず、一括設計および分割設計の特徴を示し、次に、与えられた設計仕様に対応した三つの補償器を考え、その制御量および周波数重みの設定を設計順に従って述べる。さらに、LMIによる解法に基づき補償器の導出を行う。3章では、基礎実験用に開発したダイレクトドライブ(DD)モータを用いたマスタスレーブシステムについて簡単に紹介する。さらに、自由運動および拘束運動それぞれに関して制御実験を行い、制御性能ならびにその有効性を示す。4章では、通信遅れによる不安定性を補償するための安定条件、ならびに制御構造について議論し、一般化制御対象を構築する。また、マスタに設定する目標インピーダンスを通信遅れ補償との関連で議論した上で、ロバスト安定化補償器を導出する。5章では、通信遅れを伴ったステップ応答実験および操作実験を行い、通信遅れがない場合の実験結果と比較検討しながら、設計手法の有効性を示す。

2. H_∞ 制御理論に基づく分割設計

2.1 一括設計と分割設計 H_∞ 制御理論の枠組みの中で、与えられた設計仕様を満たす補償器の設計法として、次のような2通りの方法が考えられる⁽¹⁵⁾。

(1) すべての設計仕様を満たす単一の補償器を設計する(一括設計)。

(2) 複数ある設計仕様を分けて考え、各仕様ごとに補償器を設計する(分割設計)。

一括設計の場合、すべての設計仕様を考慮した上で、補償器を設計することができることから、一つの望ましい設計形態であるといえることができる。しかし、補償器自体がブラックボックス化し、設計者に対して不透明性が残る場合がでてくる。これに対し、著者らは、アダマール重みを用いた補償器の構造化を提案している⁽¹⁶⁾。

分割設計の場合、設計仕様とそれを実現する補償器との対応関係が明確であり、設計者が細かなチューニングを図りやすい。また、実装段階での分散処理が可能となる。本論文では、後者の分割設計を採用し、設計仕様として、(1)マスタの動特性の調整、(2)マスタとスレーブの速度の一致、(3)操作力と反力との間の特性規定の三つを考える。

2.2 設計仕様と制御量 図1は、 K_z 、 K_v および K_f の複数補償器を有するバイラテラル制御系のブロック線図を示している。 P_m および P_s は、マスタおよ

Fig. 1 Control system with multi-controller

びスレーブの動特性であり、次に示すような伝達関数で表される。

$$P_m = \frac{1}{M_ms + Q_m}, \quad P_s = \frac{1}{M_ss + Q_s} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 M_m および M_s は、それぞれマスタおよびスレーブの質量であり、 Q_m および Q_s は各粘性摩擦係数である(3.1節参照)。また、 S_e は外部環境の特性であり、 $S_e = K_e/s$ とする。ただし、 K_e はばね剛性である。本節では、 $K_z \rightarrow K_v \rightarrow K_f$ の順で設計する場合について述べる。

2.2.1 補償器 K_z まず、図1において、一番内側の破線で囲まれた部分に注目する。補償器 K_z に対して、マスタの動特性を調整するインピーダンス制御を考え、次式で表される制御量 z_z を導入する。

$$z_z = W_z \{v_m - Z_m^{-1}(f_m + u_f)\} \dots\dots\dots (2)$$

f_m は操作者がマスタに加える操作力であるが、 u_f が最後に設計される K_f の出力であることから、ここでの設計では、 f_m と u_f の合力を一つの外生信号とみなす。また、 v_m はマスタの速度であり、 Z_m はマスタの目標インピーダンスである。本研究では、 Z_m を次のようにおいた。

$$Z_m = \alpha M_ms + \beta Q_m \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 α, β は質量および粘性摩擦係数の変化率を指定する調整パラメータである。

W_z は、目標インピーダンスの達成を低周波域からなるべく高周波域まで実現するための出力重みである。また、マスタの推力を高周波域で抑えるために、操作量 u_z をハイパスフィルタの重み関数 W_{m1} を通して、制御量としてとっておく。

2.2.2 補償器 K_v 次に、2番めの破線で囲まれた部分を考える。先に設計される補償器 K_z が、制御対象の中に組込まれている。補償器 K_v は、マスタとスレーブの速度の一致を目的として設計される。また、自由運動下における速度追従を考慮して、具体的な外部環境の特性 S_e は、この段階では盛り込まず、

Table 1 Free parameters and order of controllers (1)

ρ_z	ρ_v	ρ_f	K_z	K_v	K_f
68	9×10^3	250	3	5	8

Fig. 2 Gain characteristics of K_{z*} and K_f Fig. 3 Gain characteristics of K_{v*}

何らかの外生信号がスレーブ P_s の入力側に入るものとする。さて、制御量 z_v として、

$$z_v = W_v(v_s - v_m) \quad \dots\dots\dots (4)$$

を考える。ただし、 v_s はスレーブの速度である。 z_v をノルムバンド W_v のもとで小さくすることで、速度追従を図る。また、操作量 u_v に対して重み関数 W_{s1} を設定する。

2・2・3 補償器 K_f 最後に、全体を囲んだ破線部分を考える。もちろん、二つの補償器 K_z, K_v を内部に取込んでいる。ここで、補償器 K_f の入力スレーブが外部環境から受ける反力 f_s であることから、 K_f は拘束運動下 ($f_s \neq 0$) のみ動作することになる⁽¹⁴⁾。

本研究では、操作力 f_m と反力 f_s との間の特性が次のモデル伝達関数 G_M に一致するように、補償器 K_f を設計する。

$$G_M = \frac{f_s}{f_m} = -\frac{K_e}{\alpha M_m s^2 + \beta Q_m s + K_e} \quad \dots\dots\dots (5)$$

式(5)が実現されれば、式(3)の動特性に調整されたマスタを使って、直接環境を操作している感覚が得られる。このモデルマッチングを図るために、制御量 z_f を次のようにおいた。

$$z_f = W_f(f_s - G_M f_m) \quad \dots\dots\dots (6)$$

また、操作量 u_f に対して重み関数 W_{m2} を設定する。

2・3 補償器設計 本節では、制御系設計 CAD

Fig. 4 Frequency responses of G_M and G_D

(MATLAB)を用いて、実際に補償器を求める。ここで、数値計算による解法として、LMI(Linear Matrix Inequality)による解法を用いる⁽¹⁷⁾。

2・2節で述べた制御性能に関与する出力重み W_z , W_v および W_f に関しては、次のような設計パラメータ ρ_z, ρ_v および ρ_f を含んだローパスフィルタとする。

$$\begin{aligned} W_z &= \frac{\rho_z \times Z_m}{s + 10^{-4}}, & W_v &= \frac{\rho_v}{s + 10^{-4}}, \\ W_f &= \frac{\rho_f \times G_M^{-1}}{(s + 10^{-1})^2} \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

また、操作量に制限をかけるためのハイパスフィルタ W_{m1}, W_{m2} および W_{s1} を次のように設定した。

$$\begin{aligned} W_{m1} &= \frac{6 \times 10^2 s}{s + 10^6}, & W_{m2} &= \frac{3 \times 10^6 s^2}{(s + 5 \times 10^5)^2}, \\ W_{s1} &= \frac{3 \times 10^3 s}{s + 10^6} \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

さらに、目標インピーダンスの調整パラメータ α, β はともに 0.5 とする。

表1に γ -イタレーションで調整した設計パラメータの値および低次元化された補償器の次数を示す。また、補償器のゲイン特性を図2および3に示す。ただし、

$$u_z = [K_{z(fm+uf)} \quad K_{zvm}] \begin{bmatrix} f_m + u_f \\ v_m \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$u_v = [K_{vvm} \quad K_{vvs}] \begin{bmatrix} v_m \\ v_s \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (10)$$

である。また、図4には、モデル伝達関数 G_M が実線で、得られた制御系における f_m から f_s までの伝達関数 G_D が破線で示されている。図からわかるように、 G_D は 30 rad/s 辺りまで G_M とのマッチングが図られている。

3. バイラテラル制御実験

3・1 DD マスタスレーブシステム 図5は、2台の直動型の DD モータを用いた各1自由度のマスタスレーブシステムを示している。マスタおよびスレーブの質量は、それぞれ 4.5 kg および 6.5 kg であり、

Fig. 5 Master-slave system

Fig. 6 Variation of position (free motion)

同定実験により得られた粘性摩擦係数は、19.95 Ns/m および 19.14 Ns/m である。本研究では、操作者がマスタに加える力(操作力)およびスレーブが外部環境から受ける力(反力)を得るために、平行平板構造(連結丸穴タイプ)の力センサを自作し使用した。外部環境としては、 $4.9 \times 10^3 \text{ N/m}$ の剛性を有するばねに連結された壁を用意した。

設計された補償器は、サンプリングタイム 0.5 ms で離散化して制御コンピュータ PC-9821 Xp(486 DX 4, 100 MHz)に実装され、推力指令値は、D/A 変換器を通して専用のドライブユニット(推力制御モード、アナログ入力)に出力される。

3.2 操作実験 図6に、自由運動下でのマスタおよびスレーブそれぞれの位置の時間変化を示した。実験では、ステップ状に位置決め動作を繰返した。両者はほぼ完全に一致しており、図6では区別できない。提案する制御構造では、速度ベースの無定位系となっているが、マスタとスレーブの位置の追従は、良好な結果を得ている。

図7に、拘束運動下での力の時間変化を示した。 f_m を実線で、 $-f_s$ を破線で示す。実験では、12 rad/s 程度の周期で外部環境(壁)への押付動作を行った。図7からわかるように、位相遅れが多少見られるものの、十分満足いく応答性を示している。

3.3 通信遅れによる不安定現象 マスタスレーブシステムを使って遠隔操作を実際に行う場合、通信

Fig. 7 Variation of force (constrained motion)

Fig. 8 Step response ($f_m + f_s$, delay $T=0.004$)

部での遅れが不安定現象を引き起こす。図1からわかるように、自由運動下ではマスタとスレーブは直列接続状態なので、不安定現象は生じない。そこで、拘束運動として、スレーブが仮想のばね($4.9 \times 10^3 \text{ N/m}$)に連結された場合を考え、実験開始後0.5秒後に10 Nのステップ入力を f_m として加えた。また、コンピュータ内に4 ms(往復8 ms)の仮想の通信遅れを設定した。補償器は2.3節で導出したものを用いた。

図8に力の偏差の時間変化を示す。図8からわかるように、通信遅れに対して補償を行っていないために、数msというわずかな遅れでも不安定となっている。

4. 通信遅れ補償

4.1 通信遅れと摂動 図9は、通信部を有するバイラテラル制御系である。通信部での遅れを T_s とする。また、 G_m および G_s は、図1の各ブロックをまとめたものであり、次のような伝達関数で表される。

$$G_m = \frac{(K_z(f_m + u_f) + I)P_m}{I - P_m K_{zvm}} \quad (11)$$

$$G_s = \frac{S_e P_s K_{vvm}}{(K_{vvs} - S_e)P_s - I} \quad (12)$$

ただし、 G_s は、スレーブと外部環境を合せたものである。

本論文では、補償器 K_f に通信遅延の補償機能をもたせる。これに伴い、補償器 K_f は、推力指令値 u_{f1} およびスレーブに対する速度指令値の補正信号 u_{f2} を出力とする1入力2出力タイプに変更される。

Fig. 9 Master-slave system with time delay

Fig. 10 Perturbation model

本研究では、Leung らの通信遅れ補償方法⁽¹⁴⁾を参考にする。図9に示すループ内の二つの遅れ要素 e^{-sT} を一つにまとめ、さらにこれをシステムの摂動と見なして、図10に示すブロック線図を考える。ただし、 Δ_s は次式で与えられる。

$$\Delta_s(T) = W_c^{-1} \Delta_m(T) \quad (13)$$

ここで、

$$\Delta_m(T) = (e^{-2sT} - 1) G_m \quad (14)$$

2章での設計から G_m は厳密にプロパーとなり、次に示すような関係をもつバンドパスフィルタ W_c が存在する。

$$\|W_c^{-1} \Delta_m(T)\|_\infty < 1 \quad (15)$$

したがって、図10に示す摂動 Δ_s はノルムが1未満となり、設計時の保守性を回避できる。通信遅れがあらかじめ設定した $T \leq T_0$ の範囲で、閉ループ系が安定であるためには、スモールゲイン定理より次の条件を満たす必要がある。

$$\|\Delta_s(T_0)Q\|_\infty < 1 \quad (16)$$

ここで、 Q は w から $f_m + u_{f1}$ までの伝達関数である。4・2節以降では、通信遅れの最大値 T_0 を50 ms(往復100 ms)とした場合について、具体的に議論を進める。

4・2 摂動を考慮したインピーダンス調整 2・3節では、操作性を考慮して、質量および粘性摩擦係数の変化率 α, β をともに0.5とした。本節では、4・1節で述べた通信遅れに依存する摂動 $\Delta_m(T)$ とマスタのインピーダンスの関係から、通信遅れ補償も考慮して、 α, β を決定する。

摂動 Δ_m は、式(14)からわかるように、 G_m に大きく

Fig. 11 Gain characteristics of $(e^{-2sT}-1)Z_m^{-1}$ ($T=0.05$) Fig. 12 $\Delta_m(0.05)$ and W_c

Fig. 13 Generalized plant

依存している。図11に、式(14)の G_m をその目標特性である Z_m^{-1} に置き換えた $(e^{-2sT}-1)Z_m^{-1}$ のゲイン特性を示す。ただし、調整パラメータ α を0.5, 1.0, β を0.5, 1.0, 2.0に変え、6通りの組合せを図示した。

図11からわかるように、 α および β ともに大きくするほど、同じ通信遅れであるにもかかわらず、見かけ上小さな摂動となる。本研究では、 β を2.0に設定し見かけの摂動を小さくすることで、制御性能の低下を抑える。ただし、操作性を考慮して、 α は0.5のままとする。

マスタの目標インピーダンスの変更に伴い、重みの再調整も含め補償器 K_z および K_o を再設計した。図12に、得られた $\Delta_m(0.05)$ を実線で示す。これに対して、バンドパスフィルタ W_c を次のように設定した。

$$W_c(s) = \frac{1.2s}{(s+20)^2} \quad (17)$$

図12に破線で示された W_c のゲイン特性からわかるように、式(15)の関係を満たしている。

4・3 ロバスト安定化補償器の導出 本節では、通信遅れによる不安定性を補償する補償器 K_f を具体的に求める。2・2節で述べた制御量および式(16)を考慮して、次式のような制御量および外生信号を考え

Table 2 Free parameters and order of controllers (2)

ρ_z	ρ_v	K_z	K_v	ρ_v	ρ_f	K_f
62	9×10^3	3	5	100	5	18

Fig. 14 Gain characteristics of K_{f*}

Fig. 15 Time delay stability margin $|\Delta_s(0.05)Q|$

る。

$$z = \begin{bmatrix} W_m u_{f1} \\ W_s u_{f2} \\ W_v(v_s - v_m) \\ W_f(f_s - G_m f_m) \\ f_m + u_{f1} \end{bmatrix}, \quad w = \begin{bmatrix} f_m \\ W_c w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (18)$$

ここで、 W_c は入力重みにとっている。このとき、一般化制御対象は図 13 のようになる。

式 (18) に示す出力重み関数に関しては、次のように設定した。

$$W_m = \frac{10^4 s}{s + 10^6}, \quad W_s = 57 \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$W_v = \frac{\rho_v}{s + 10^{-4}}, \quad W_f = \frac{\rho_f}{s + 10^{-4}} \quad \dots\dots\dots (20)$$

また、入力重み関数 W_c は、4・2 節で求めたものを使う。

2・3 節での設計と同様に、LMI による解法を用いて補償器の導出を行った。表 2 に設計パラメータの値および低次元化された補償器の次数を示す。ただし、4・2 節で再設計した K_z および K_v も含む。また、補償器 K_f のゲイン特性を図 14 に示す。

K_{f2} のゲインが小さければ、通信遅れがない場合の制御構造に近づき、操作性の低下を抑えることができる。4・2 節で述べた観点から目標インピーダンスを調

Fig. 16 Step response ($v_m - v_s$, $T=0.05$)

Fig. 17 Step response ($f_m + f_s$, $T=0.05$)

Fig. 18 Variation of position (free motion, $T=0.05$)

Fig. 19 Variation of force (constrained motion, $T=0.05$)

整したことで、結果的に u_{f2} にかかる重み W_s が大きく設定でき、 K_{f2} のゲインを抑えることが可能となった。

図 15 は、 $\Delta_s(0.05)Q$ の特性を示したものである。図 15 からわかるように、式 (16) の条件を満足している。

5. 通信遅れを伴った制御実験

5・1 通信遅れ補償による安定化 4・3 節で得られた補償器の有効性を調べるために、3・3 節と同様の実験を行った。ただし、仮想的な通信遅れを 50 ms

(往復 100 ms)として与えた。また、分散処理は行っていないが、0.5 ms のサンプリングタイムは維持した。

図 16 および 17 に実験結果を実線で示す。図 16 は、速度の偏差の時間変化を示しており、図 17 は、力の偏差の時間変化を示している。また、シミュレーション結果を破線で併記した。これらの図からわかるように、それぞれの偏差は 3 秒程度で零に収束しており、50 ms の通信遅れでも安定となっている。また、実験およびシミュレーション結果もよく一致している。

5.2 操作実験 本節では、50 ms の通信遅れのもとで、3.2 節と同様の操作実験を行った。図 18 に、自由運動下での位置の時間変化を示した。図 18 からわかるように、スレーブはマスタに対して、50 ms の時間遅れで追従し、図 6 と同等の応答性を示している。

図 19 に、拘束運動下での力の時間変化を示した。通信遅れによる不安定現象は起らず、安定な押付動作を行うことができた。また、図 7 の結果と比較しても、十分満足いく応答性を示しており、操作性の低下が抑えられ、設計の保守性が回避できている。

6. 結 論

本研究では、 H_∞ 制御理論に基づいた分割設計の手法を適用し、バイラテラル制御系を構築した。さらに、システムに通信遅れが介在した場合、拘束運動下における不安定現象を抑える補償器を設計した。以下に得られた結果をまとめる。

(1) 設計仕様として、マスタの動特性の調整、マスタとスレーブの速度の一致および操作力と反力との間の特性規定の三つを考え分割設計を行った。設計仕様を反映した制御量と、適切な周波数重み関数の設定を行い、LMI による解法を用いて補償器の導出を行った。

(2) 開発した DD マスタスレーブシステムを使って、実際に制御実験を行った。実験の結果、自由運動下でのステップ状の位置決め動作において、高い追従性を実現した。また、外部環境への周期的 (12 rad/s) な押付動作においては、位相遅れが多少見られるが、十分満足いく応答性を得た。

(3) 通信部を有するバイラテラル制御系に対して、ループ内の遅れ要素をシステムの摂動と見なして、ロバスト安定化補償器を設計した。さらに、マスタのインピーダンスを調整することにより、同一の通信遅れに対して見かけの摂動が小さくなることを示し、操作性の低下を抑えた実用的な補償器を導出した。

(4) 制御コンピュータ内に仮想的な通信遅れを与え、実際に拘束運動下でのステップ応答実験を行った。あらかじめ設定した 50 ms (往復 100 ms) の通信遅れのもとで、システムが安定であることを確認し、速度および力の偏差が 3 秒程度で収束することがわかった。また、実験結果がシミュレーション結果によく一致していることを示した。

(5) 実際の操作実験でも、通信遅れによる不安定現象は起らず、安定な押付動作を行うことができた。通信遅れがない場合と比較すると、操作感は異なるものとなるが、十分満足いく応答性を実現し、設計の保守性が回避できていることがわかった。

文 献

- (1) 館暉・榊泰輔, インピーダンス制御型マスタ・スレーブ・システム (I), 日本ロボット学会誌, 8-3 (1990), 241-252.
- (2) 横小路泰義・吉川恒夫, 理想的な筋運動感覚を与えるマスタ・スレーブマニピュレータのバイラテラル制御, 計測自動制御学会論文集, 27-1 (1991), 56-63.
- (3) 近藤正幸, 国家プロジェクト「フレンドリネットワークロボティクス」について, ワークショップ「Computer Networked Robotics の最近の研究動向」, 日本機械学会第 73 期通常総会講演会資料集 (V), (1995), 358-359.
- (4) 坂口正道・佐野明人・古荘純次, H_∞ 制御に基づくロボットアームのインピーダンス制御, 機論, 62-596, C (1996), 1503-1509.
- (5) 藤本英雄・佐野明人・花井貴史, ゲインスケジューリングに基づくマスタアームの可変インピーダンス制御, 機論, 63-609, C (1997), 1632-1639.
- (6) 佐野明人・藤本英雄, 微細作業を支援するためのマスタスレーブ一体型ツールに関する研究, 機論, 63-610, C (1997), 1975-1982.
- (7) Kazerooni, H., Tsay, T.-I. and Hollerbach, K., A Controller Design Framework for Telerobotic Systems, *IEEE Trans. Control Systems Tech.*, 1-1 (1993), 50-62.
- (8) Yan, J. and Salcudean, S. E., Teleoperation Controller Design Using H_∞ Optimization with Application to Motion-Scaling, *IEEE Trans. Control Systems Tech.*, 4-3 (1996), 244-258.
- (9) 吉川恒夫・横小路泰義・細谷徳男・井村順一, 環境とオペレータ特性の不確かさを考慮したマスタ・スレーブシステムのロバスト制御, 日本ロボット学会誌, 14-6 (1996), 836-845.
- (10) 鈴木勲・早川義一, マスタスレーブロボットのバイラテラル制御 (独立安定化とロバストな制御系の設計), 機論, 63-608, C (1997), 1295-1302.
- (11) Paul, R. P., Sayers, C. P. and Stein, M. R., The Theory of Teleprogramming, *J. Robotics Society of Japan*, 11-6 (1993), 782-787.
- (12) Anderson, R. J. and Spong, M. W., Bilateral Control of Teleoperators with Time Delay, *IEEE Trans. Autom. Control*, 34-5 (1989), 494-501.
- (13) 小菅一弘・村山英之・竹尾光治, コミュニケーションネットワークを介したバイラテラルテレオペレーションシステム, 第 13 回日本ロボット学会学術講演会予稿集, (1995), 761-762.
- (14) Leung, G. M. H., Francis, B. A. and Apkarian, J., Bilateral Controller for Teleoperators with Time Delay via

- μ -Synthesis, *IEEE Trans. Robotics Autom.*, **11**-1 (1995), 105-116.
- (15) 田中昌幸・佐野明人・藤本英雄, H_∞ 制御理論に基づくバイラテラル制御(分割設計および一括設計), ロボティクス・メカトロニクス講演会'96 講演論文集, B (1996), 1105-1108.
- (16) 佐野明人・花井貴史・藤本英雄, H_∞ 制御理論に基づくバイラテラル制御(アダマール重みを用いた補償器の構造化), 第14回日本ロボット学会学術講演会予稿集, (1996), 799-800.
- (17) Gahinet, P., Nemirovski, A., Laub, A. J. and Chilali, M., *LMI Control Toolbox*, (1995), 40-42, The Math Works, Inc.
-