学術論文

環境とオペレータ特性の不確実さを考慮した マスタ・スレーブシステムのロバスト制御

吉 川 恒 夫^{*1} 横小路 泰 義^{*1} 細 谷 徳 男^{*2} 井 村 順 一^{*1}

Robust Control of Master-Slave Systems Considering Uncertainties of Environment and Operator

Tsuneo Yoshikawa^{*1}, Yasuyoshi Yokokohji^{*1}, Norio Hosotani^{*2} and Jun-ichi Imura^{*1}

In this paper, we propose two design methods for robust control of master-slave systems, where one method gives a controller to guarantee the robust stability and the robust performance for all passive environments and operators, and the other guarantees the robustness for all environments and operators specified by the gain condition even if the environment is not passive. In both proposed methods, the dynamics of operator and environment is formulated as some kind of structured uncertainties included in the system, and the control problem of master-slave systems is reduced to a problem in terms of μ synthesis. In addition, we confirm the validity of the two proposed methods by some simulation results and discuss the applicable classes of each design method.

Key Words: Master-slave System, Uncertainty, Passivity, Robust Control, μ -synthesis

1. は じ め に

宇宙空間、原子力プラント、海中、マイクロ環境など、人間が直接入り込めない環境において作業をするための手法として、マスタ・スレーブ型の遠隔操縦システムが有効である。このようなマスタ・スレーブシステムは未知の環境に接触しながら作業をすることから、様々な環境に対して安定性を保つことが必要である。オペレータに関しても、オペレータの操作状態によってその動特性が変化するため、その変動に対しても安定性を保つことが必要である。また、オペレータが遠隔地の環境をリアルに感じとるために、マスタ・スレーブシステムの性能の向上が望まれている。

一方、制御理論の分野では、ロバスト制御のための制御理論として H_∞ 制御が知られているが、制御対象の不確実さを一つのブロックにまとめて扱うため、不確実さの評価が保守的となる場合がある。また、制御性能の評価については、制御対象の公称モデルに対する感度低減化しか扱うことができない。これに対して、システムに構造的な不確実さがある場合、それを考慮したロバスト安定性を保証し、さらにそのような不確実さが存在しても制御性能を保持することを目的としたロバスト制御性能問題を扱うことのできる制御理論として、 μ 設計法がある[1]~[4]。この μ 設計法を用いればシステムの不確実さを一

つのブロックにまとめて扱う H_∞ 制御に比較して、より鋭い設計が可能である。

これまでに様々な見地からマスタ・スレーブシステムの安定性の研究がなされてきた[5]。Anderson [6] らは、マスタ・スレーブシステムが受動的となることがロバスト安定性のため一つの十分条件であることを示し、これを時間遅れのある系に適用している。Raju [7] はマスタ・スレーブシステムをインピーダンス行列で表すことによって、インピーダンス行列が正実となることが、ロバスト安定であるための十分条件であることを示した。Colgate [8][9] は、オペレータと環境をマスタ・スレーブシステムの構造化された不確かさと見ることにより、 μ 解析を用いてマスタ・スレーブシステムのロバスト安定性の必要十分条件を示した。筆者ら[10] はマスタ・スレーブシステムの理想状態を定義し、それを実現する制御則を提案し、その安定性をシステムの受動性により示している。

また、最近では H_∞ 制御や μ 設計法をマスタ・スレーブシステムに適用した例がいくつか提案されている。Kazerooni ら[11] はマニピュレータやオペレータ、環境のパラメータが既知であるという仮定のもとで、 H_∞ 制御を用いてマスタ・スレーブシステムのコントローラの設計を行った。滑川ら[12] はKazerooni らの設計に加えて、オペレータや環境のパラメータに同定誤差がある場合について H_∞ 制御を用いて制御系を設計している。Yan ら[13] もマイクロサージェリーシステムに H_∞ 制御を用いている。Leung ら[14] は時間遅れのある系に対して μ 設計法を用いてコントローラの設計を行った。しかしながら、Kazerooni らや Yan ら、Leung らの方法では、環境やオペレータのモデル化誤差については考慮されていない。ま

原稿受付 1995年4月5日

^{*1}京都大学大学院工学研究科

^{*2}京都大学大学院工学研究科 (現在、三井造船(株))

^{*1}Faculty of Engineering, Kyoto University

^{*2}Faculty of Engineering, Kyoto University (currently, Mitsui Engineering and Shipbuilding co.,ltd.)

た、滑川らの方法ではオペレータのモデル化誤差が明確に扱われておらず、また、環境の特性もバネ特性についてしか示されていない。さらに、Kazerooni や滑川の方法では、観測量として力情報のみしか用いられておらず、両アームの位置誤差がしだいに増大していくことが予想される。このように従来法では、環境やオペレータの不確かさが完全に考慮されておらず、また、位置制御という観点からも十分とはいえない。また、先に述べた通り、 H_∞ 制御では不確かさの評価が保守的なものになりがちである。

本論文では、環境およびオペレータが受動的である場合、およびオペレータおよび環境の不確かさを公称モデルからのゲイン変動分として表現できる場合について、それぞれ μ 設計法を用いたロバスト制御系設計法を提案する。提案する手法では、それぞれの不確かさをシステムの構造化された不確かさとして扱うため、これまでの H_∞ 制御理論を適用した場合に比べて、ロバスト安定性を維持しつつ、より制御性能の良いコントローラが得られることが期待される。

まず、オペレータおよび環境が受動的である場合について Colgate や Anderson の方法に見られるような反射係数と呼ばれる表現を用いることで、オペレータおよび環境をシステムの不確かさとして表現する。さらに、マスタおよびスレーブアームの動特性のモデル化誤差もシステムの不確かさとして導入する。これらの不確かさはマスタ・スレーブシステムの構造的な不確かさとして見ることができ、このような不確かさに対してロバスト安定性およびロバスト制御性能を達成するコントローラを μ 設計法を用いて求める。次に、オペレータおよび環境の公称モデルが既知である場合について、そのゲイン変動分に対するロバスト制御系の設計を行う。この方法では、環境のモデルが必要となる反面、環境の受動性に基いていないため、受動的でない環境に対してもロバスト安定性およびロバスト制御性能を保証することができる。二つの設計法は、オペレータおよび環境の適用可能な範囲が異なっており、状況によって使い分けが必要があると思われる。シミュレーションでは、二つの設計法の有効性を検証するとともに、これらの適用範囲についても検討する。

2. マスタ・スレーブシステムの運動方程式と制御目的

ここでは、以降で考えるシステムの運動方程式と制御目的について述べる。なお、本論文では1自由度のマスタ・スレーブシステムについて考える。

2.1 システムの運動方程式

マスタ・スレーブシステムを Fig.1 に示す。マスタおよびスレーブアームの入出力関係は次式で表される。

$$Z_m(s)v_m = \tau_m + f_m \quad (1)$$

$$Z_s(s)(-v_s) = -\tau_s + f_s \quad (2)$$

ここで、 v_m, v_s はそれぞれのアームの速度、 τ_m, τ_s は制御入力、 f_m はオペレータからマスタへの力、 f_s はスレーブから環境への力を表す。以上の変数はすべてラプラス変換されたものであることに注意されたい。また、 Z_m, Z_s はそれぞれのア

Fig.1 Master-slave system

ムのインピーダンスであり、 m_m, m_s は質量、 b_m, b_s は粘性係数とすると次式で表される。

$$Z_m(s) = m_m s + b_m \quad (3)$$

$$Z_s(s) = m_s s + b_s \quad (4)$$

オペレータ、および環境のインピーダンスを $Z_{op}(s), Z_{env}(s)$ とすると、入出力関係は次のようになる。

$$Z_{op}(s)v_m = \tau_{op} - f_m \quad (5)$$

$$Z_{env}(s)(-v_s) = -f_s \quad (6)$$

オペレータおよび環境がともにバネ・質量・ダンパ系で表されるものとする。これらのインピーダンス Z_{op}, Z_{env} は次式で表される。

$$Z_{op}(s) = m_{op}s + b_{op} + \frac{k_{op}}{s} \quad (7)$$

$$Z_{env}(s) = m_{env}s + b_{env} + \frac{k_{env}}{s} \quad (8)$$

ここで、 m_{op}, m_{env} は質量、 b_{op}, b_{env} は粘性係数、 k_{op}, k_{env} はばね定数を表している。

2.2 制御目的の設定

本設計法では、マスタ・スレーブシステムとしての応答を望ましいものにするため、両アーム間の位置誤差の挙動と、両アームの平均位置の挙動を指定するように制御目的を設定する。

システムの挙動としては、次の2式を用いることにする。これは、筆者ら[10]の介在インピーダンス型と同様な挙動をシステムに持たせるものである。

$$e = x_m - x_s = \lambda \frac{f_m + f_s}{2} \quad (9)$$

$$f_m - f_s = Z_i(s)v_{ms} = \left(m_i s + b_i + \frac{c_i}{s} \right) \frac{v_m + v_s}{2} \quad (10)$$

ここで、 x_m, x_s は両アームの位置、 $e = x_m - x_s, v_{ms} = \frac{v_m + v_s}{2}$ は、それぞれ両アーム間の位置誤差ならびに速度の平均値である。マスタ・スレーブシステムが式(9)(10)に従う場合、システムは見かけ上、Fig.2のように振る舞う。

式(9)は両アーム間の位置誤差の挙動を表すものであり、 λ を0にすると位置誤差が0になり、システムは剛体棒のように振る舞う。また、 λ を0でない正数に設定すると、両アームに働いている力の平均に応じて両アーム間の位置誤差を発生させることになり、システムに見かけ上のコンプライアンスを持

Fig. 2 Intervening impedance model

たせることができる。したがって、システムがコンプライアンス λ のばねを持つように動作する。

また、式 (10) は外力に対する平均速度の挙動を示しており、これを実現すればマスタ・スレーブシステムが見かけ上、インピーダンス $Z_i(s)$ を持つように動作する。ここで、 m_i, b_i, c_i はそれぞれ見かけ上の質量、粘性係数、ばね定数を表しており、介在インピーダンスと呼ばれている。ここでは、このような力に対する挙動を実現するため、目標速度 v_{msd} を

$$v_{msd} = \frac{1}{Z_i}(f_m - f_s) \quad (11)$$

とし、両アームの平均速度 v_{ms} が v_{msd} に追従するように制御を行うことにする。

以上より、次の二つの量 e_{rel}, e_{abs} をできるだけ小さくすることを制御の目的とする。

$$e_{rel} = e - \lambda \frac{f_m + f_s}{2} = x_m - x_s - \lambda \frac{f_m + f_s}{2} \quad (12)$$

$$e_{abs} = v_{msd} - v_{ms} = v_{msd} - \frac{v_m + v_s}{2} \quad (13)$$

以下では、環境およびオペレータの不確かさを2種類の考え方では表現し、これらの不確かさにかかわらず、本節で述べた制御目的が達成されるための制御系の設計について述べる。

3. 環境およびオペレータの受動性に基づく制御系の設計

本章では、線形かつ受動的なオペレータおよび環境に対してロバスト安定となり、かつ前節で設定した制御目的を実現するための制御系の設計を行う。ただし、オペレータおよび環境は未知であると仮定する。

3.1 受動的なオペレータおよび環境の取扱い

μ 設計法においては、その対角要素のおおのものが一つの不確かさを表すブロックとなっているようなブロック対角行列の形でシステムの不確かさを表現するが、おおののブロックは H_∞ ノルムが1以下となるように、規格化して扱われる。そこで、マスタ・スレーブシステムにおいても、反射係数と呼ばれる表現と変数変換行列を用いることによってオペレータおよび環境を規格化された不確かさのブロックとして表現する。

インピーダンス Z_{op}, Z_{env} で表されたオペレータおよび環境への入力をそれぞれ $v_m, -v_s$ 、オペレータおよび環境からの出力をそれぞれ f_m, f_s とする。これを Fig. 3(a) に示す。ここで、次の変換を用いることにより、オペレータおよび環境のイン

(a) Description in impedance (b) Description in reflection coefficient

Fig. 3 Transformation of input-output signals

ピーダンス Z_{op}, Z_{env} は反射係数 S_{op}, S_{env} に変換される [15].

$$S_{op}(s) = \frac{Z_{op} - 1}{Z_{op} + 1} \quad (14)$$

$$S_{env}(s) = \frac{Z_{env} - 1}{Z_{env} + 1} \quad (15)$$

このとき、オペレータおよび環境は受動的であると仮定すると、 $\|S_{op}\|_\infty \leq 1, \|S_{env}\|_\infty \leq 1$ が成り立つ。オペレータおよび環境を反射係数で表したとき、オペレータおよび環境からマスタ・スレーブシステムに向かう信号は入射波 $[a_m, a_s]^T = [\frac{f_m + v_m}{2}, \frac{f_s - v_s}{2}]^T$ 、マスタ・スレーブシステムからオペレータおよび環境に向かう信号は反射波 $[b_m, b_s]^T = [\frac{f_m - v_m}{2}, \frac{f_s + v_s}{2}]^T$ となっている。

次に、ノイズや外乱の加わる位置が直観的に把握しやすいよう、マニピュレータをインピーダンスのままで取り扱い、オペレータおよび環境を反射係数で取り扱うために、次のような変換行列を用いる。マスタ側については、反射係数 S_{op} で表されたオペレータへの入力が b_m 、 S_{op} からの出力が a_m となり、マスタアームへの入力が f_m 、出力が v_m となるような変数変換を行う。この変換は、変換行列 T_m を用いて次のように表せる。

$$\begin{bmatrix} b_m \\ f_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{f_m - v_m}{2} \\ f_m \end{bmatrix} = T_m \begin{bmatrix} a_m \\ v_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{f_m + v_m}{2} \\ v_m \end{bmatrix} \quad (16)$$

スレーブ側については、反射係数 S_{env} で表された環境への入力が b_s 、 S_{env} からの出力が a_s となり、スレーブアームへの入力が f_s 、出力が $-v_s$ となるような変数変換を行う。この変換は、変換行列 T_s を用いて次のように表せる。

$$\begin{bmatrix} b_s \\ f_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{f_s + v_s}{2} \\ f_s \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} a_s \\ -v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{f_s - v_s}{2} \\ -v_s \end{bmatrix} \quad (17)$$

これらの変換を Fig.3(b) に示す. 以上より, あらゆる受動的としたオペレータおよび環境を H_∞ ノルムが 1 以下となるような伝達関数 S_{op}, S_{env} で表すことができ, これらの伝達関数 S_{op}, S_{env} はシステムの不確かさのブロックとして扱われる.

3.2 マニピュレータの同定誤差の取扱い

ここでは, マスタおよびスレーブアームのパラメータ同定誤差をシステムの不確かさとみなし, 各アームそれぞれ一つのブロックとして表現する. マスタおよびスレーブアームの質量および粘性係数の同定誤差をそれぞれ $\delta m_m, \delta m_s, \delta b_m, \delta b_s$ とし, それぞれの範囲は以下のものとする.

$$|\delta m_m| \leq \Delta m_m, |\delta b_m| \leq \Delta b_m$$

$$|\delta m_s| \leq \Delta m_s, |\delta b_s| \leq \Delta b_s$$

ここで, $\Delta m_m, \Delta m_s, \Delta b_m, \Delta b_s$ はマスタおよびスレーブの質量および粘性係数の同定誤差の最大値である. このとき, 両アームのインピーダンスの誤差 $\delta Z_m(s), \delta Z_s(s)$ は次の式で表される.

$$\delta Z_m(s) = \delta m_m s + \delta b_m \quad (18)$$

$$\delta Z_s(s) = \delta m_s s + \delta b_s \quad (19)$$

また, 重み関数 $W_m(s), W_s(s)$ を次のように定める.

$$W_m(s) = \Delta m_m s + \Delta b_m \quad (20)$$

$$W_s(s) = \Delta m_s s + \Delta b_s \quad (21)$$

このとき,

$$\begin{aligned} |\delta Z_m(j\omega)| &= \sqrt{\delta m_m^2 \omega^2 + \delta b_m^2} \leq \sqrt{\Delta m_m^2 \omega^2 + \Delta b_m^2} \\ &= |W_m(j\omega)|, \quad \forall \omega \in R \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} |\delta Z_s(j\omega)| &= \sqrt{\delta m_s^2 \omega^2 + \delta b_s^2} \leq \sqrt{\Delta m_s^2 \omega^2 + \Delta b_s^2} \\ &= |W_s(j\omega)|, \quad \forall \omega \in R \end{aligned} \quad (23)$$

となることから, $\|\Delta_m(s)\|_\infty \leq 1, \|\Delta_s(s)\|_\infty \leq 1$ となる伝達関数 $\Delta_m(s), \Delta_s(s)$ を用いることで次のような関係が得られる.

$$Z_m(s) = \hat{Z}_m(s) + \delta Z_m(s) = \hat{Z}_m(s) + W_m(s)\Delta_m(s) \quad (24)$$

$$Z_s(s) = \hat{Z}_s(s) + \delta Z_s(s) = \hat{Z}_s(s) + W_s(s)\Delta_s(s) \quad (25)$$

ここで, 伝達関数 $\hat{Z}_m(s), \hat{Z}_s(s)$ はマニピュレータのインピーダンスのノミナル値である. これは, ブロック線図で表すと Fig.4 のようになる. 以上のような方法によって, マスタおよびスレーブアームの同定誤差を重み関数 W_m, W_s および H_∞ ノルムが 1 以下の伝達関数 Δ_m, Δ_s を用いて表すことができた.

Fig. 4 Estimation errors of manipulators

(a) Robust Performance problem (b) Equivalent problem

Fig. 5 Generalized plant

3.3 一般化制御対象の構成

前節の設定のもとで, Fig.5(a) の一般化制御対象を考える. 図中で $y = [f_m, f_s, x_m, x_s, v_m, v_s]^T$, $z_1 = [b_m, b_s, z_m, z_s]^T$, $w_1 = [a_m, a_s, w_m, w_s]^T$ であり, d_m, d_s は両アームに加えられる外乱トルクである. この d_m や d_s は, 例えば, オペレータや環境の能動的な要素をオペレータおよび環境からマスタ・スレーブシステムへ加わる外乱として取り扱う場合に用いることもできる. ただし外乱 d_m や d_s はシステムの状態に依存していないものとする. この外乱 d_m, d_s から e_{rel}, e_{abs} までの伝達関数を小さくすることで閉ループ系を外乱に対して低感度化するために, 制御性能に対する重み $W_{rel}(s), W_{abs}(s)$ を導入している. オペレータの動作周波数は低周波のものが主であるので, 重み $W_{rel}(s), W_{abs}(s)$ は低周波で大きくなるものを選ぶ. また, 制御入力が増大にならないよう τ_m, τ_s に重み W_{um}, W_{us} を設け, さらに μ 設計法の解法である D-K 反復では, H_∞ 制御問題を解く必要があるため, H_∞ 標準問題となるように, 観測量 y に仮想的な入力 n_v を加えることにする. システムの不確かさは 4 ブロックのブロック対角行列 $\text{diag}[S_{op}, S_{env}, \Delta_m, \Delta_s]$ とした.

Fig.5(a) の一般化制御対象がロバスト制御性能を達成することは, 8×4 の行列 Δ_{perf} ($\|\Delta_{perf}\|_\infty \leq 1$) を含む 5 ブロックの対角行列の形の不確かさ Δ_{mss} を持つ Fig.5(b) のシステムをロバスト安定化する問題に等価である. ここで, Δ_{mss} は

$$\Delta_{mss} = \text{diag}[S_{op}, S_{env}, \Delta_m, \Delta_s, \Delta_{perf}] \quad (26)$$

であり, 図中で $u = [\tau_m, \tau_s]^T$, $z = [z_1^T, \hat{e}_{rel}, \hat{e}_{abs}, \hat{\tau}_m, \hat{\tau}_s]^T$, $w = [w_1^T, d_m, d_s, n_v^T]^T$ である.

以上より, Fig.5(b) のシステムの閉ループ系を安定にするコントローラ K を求めることにより, ロバスト制御性能となる制御系を設計できる.

3.4 制御系の設計

前節で得られた構造的な不確かさ Δ_{mss} を持つ一般化制御対象 P の閉ループ系を安定にするコントローラ K を求める問題は、 μ 設計法を用いて解くことができる。

ここでの μ 設計法を用いて設計する問題は一般化制御対象 P とコントローラ K を用いて閉ループ系を構成することにより Fig.5(b) 中の w から z までの伝達関数を $M(s)$ としたとき、ブロック構造 Δ_{mss} に対して、

$$\mu_{\Delta_{mss}}(M(j\omega)) \leq 1, \forall \omega \in R \quad (27)$$

となるようなコントローラ K を求める問題になる。ここでは、漸近安定性を要求していないため、式 (27) は等号を含んでいる。ここで、 $\mu_{\Delta}(A)$ は構造的な不確かさ Δ のもとでの行列 A の構造化特異値である [1]。

この問題を μ 設計法の近似解法である、D-K 反復を用いて解くことにする (D-K 反復のアルゴリズムについては参考文献 [2]~[4] を参照されたい)。

4. 環境およびオペレータのモデルの不確かさに基づく制御系の設計

本章では、環境およびオペレータの伝達関数の公称モデルが既知であるとし、これらの変動に対してロバスト安定およびロバスト制御性能を達成する制御系の設計を行う。ただし、オペレータおよび環境は受動的である必要はない。

環境およびオペレータのモデルの不確かさについては、滑川ら [12] によって考察されている。しかし、環境についてはバネ特性しか扱っておらず、また、オペレータのモデル化誤差の取扱いについては明確に述べられていない。ここでは、環境、オペレータのインピーダンスは一般的な伝達関数で表されるものとし、それらのゲイン変動の取扱いについて述べる。また、環境およびオペレータがバネ-質量-ダンパ系で表される場合のモデル化誤差の取扱いについても述べる。

4.1 オペレータおよび環境のモデルの不確かさの取扱い

インピーダンスで表されたオペレータ環境を $Z_{op}(s)$, $Z_{env}(s)$ とする。また、これらのモデル化誤差を $\delta Z_{op}(s)$, $\delta Z_{env}(s)$ とし、

$$|\delta Z_{op}(j\omega)| \leq |W_{op}(j\omega)|, \forall \omega \in R \quad (28)$$

$$|\delta Z_{env}(j\omega)| \leq |W_{env}(j\omega)|, \forall \omega \in R \quad (29)$$

となるような重み関数 $W_{op}(s)$, $W_{env}(s)$ が与えられているものとする。このとき、次の関係が得られる。

$$Z_{op}(s) = \hat{Z}_{op}(s) + \delta Z_{op}(s) = \hat{Z}_{op} + W_{op}\Delta_{op} \quad (30)$$

$$Z_{env}(s) = \hat{Z}_{env}(s) + \delta Z_{env}(s) = \hat{Z}_{env} + W_{env}\Delta_{env} \quad (31)$$

ここで、伝達関数 Δ_{op} , Δ_{env} は $\|\Delta_{op}\|_{\infty} \leq 1$, $\|\Delta_{env}\|_{\infty} \leq 1$ を満たす伝達関数であり、 $\hat{Z}_{op}$, $\hat{Z}_{env}$ はそれぞれ、オペレータおよび環境の公称モデルである。このときのブロック線図を、Fig.6 に示す。

Fig.6 Estimation errors of operator and environment

特に、環境、オペレータともにバネ-質量-ダンパ系で表される場合には、重み関数 W_{op} , W_{env} は次のように定めることができる。オペレータの動的パラメータ m_{op} , b_{op} , k_{op} および環境の動的パラメータ m_{env} , b_{env} , k_{env} の同定誤差をそれぞれ δm_{op} , δb_{op} , δk_{op} および δm_{env} , δb_{env} , δk_{env} とし、その大きさの範囲は次のようであるとする。

$$|\delta m_{op}| \leq \Delta m_{op}, |\delta b_{op}| \leq \Delta b_{op}, |\delta k_{op}| \leq \Delta k_{op}$$

$$|\delta m_{env}| \leq \Delta m_{env}, |\delta b_{env}| \leq \Delta b_{env}, |\delta k_{env}| \leq \Delta k_{env}$$

ここで、 Δm_{op} , Δb_{op} , Δk_{op} および Δm_{env} , Δb_{env} , Δk_{env} はオペレータおよび環境のパラメータの同定誤差の最大値である。このとき、環境およびオペレータのインピーダンス Z_{op} , Z_{env} の誤差、 δZ_{op} , δZ_{env} は次式のようにになる。

$$\delta Z_{op}(s) = \delta m_{op}s + \delta b_{op} + \frac{\delta k_{op}}{s} \quad (32)$$

$$\delta Z_{env}(s) = \delta m_{env}s + \delta b_{env} + \frac{\delta k_{env}}{s} \quad (33)$$

また、重み関数 W_{op} , W_{env} を次のように定める。

$$W_{op}(s) = \Delta m_{op}s + \Delta b_{op} - \frac{\Delta k_{op}}{s} \quad (34)$$

$$W_{env}(s) = \Delta m_{env}s + \Delta b_{env} - \frac{\Delta k_{env}}{s} \quad (35)$$

このとき、次のような関係が成り立つ。

$$\begin{aligned} |\delta Z_{op}(j\omega)| &= \sqrt{\delta b_{op}^2 + \left(\delta m_{op}\omega - \frac{\delta k_{op}}{\omega}\right)^2} \\ &\leq \sqrt{\Delta b_{op}^2 + \left(\Delta m_{op}\omega + \frac{\Delta k_{op}}{\omega}\right)^2} \\ &= |W_{op}(j\omega)|, \forall \omega \in R \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} |\delta Z_{env}(j\omega)| &= \sqrt{\delta b_{env}^2 + \left(\delta m_{env}\omega - \frac{\delta k_{env}}{\omega}\right)^2} \\ &\leq \sqrt{\Delta b_{env}^2 + \left(\Delta m_{env}\omega + \frac{\Delta k_{env}}{\omega}\right)^2} \\ &= |W_{env}(j\omega)|, \forall \omega \in R \end{aligned} \quad (37)$$

したがって、オペレータおよび環境のインピーダンス Z_{op} , Z_{env} を次式のように表すことができる。

$$Z_{op} = \hat{Z}_{op} + \delta Z_{op} = \hat{Z}_{op} + W_{op}\Delta_{op} \quad (38)$$

$$Z_{env} = \hat{Z}_{env} + \delta Z_{env} = \hat{Z}_{env} + W_{env} \Delta_{env} \quad (39)$$

ここで、 $\hat{Z}_{op}$, $\hat{Z}_{env}$ はそれぞれ、オペレータおよび環境のインピーダンスの公称モデルであり、 Δ_{op} , Δ_{env} はそれぞれ、 $\|\Delta_{op}\|_\infty \leq 1$, $\|\Delta_{env}\|_\infty \leq 1$ となるような伝達関数である。

また、オペレータの筋力 τ_{op} については、オペレータを含んだシステムに対する外乱 d_m とみなし、これは Fig. 6 に示された位置に加えられるものとする。また、スレーブ側については仮想的な外乱 d_s が同様な位置に加えられるものとする。

4.2 一般化制御対象の構成と制御系の設計

前節の設定のもとで、Fig. 7(a) の一般化制御対象を考える。図中で $y = [f_m, f_s, x_m, x_s, v_m, v_s]^T$, $z_1 = [z_{fm}, z_{fs}, z_m, z_s]^T$, $w_1 = [w_{fm}, w_{fs}, w_m, w_s]^T$ である。

マニピュレータのモデル化誤差の取扱いについては前章と同様な定式化を用いることとする。また、前節で示した外乱 d_m , d_s から、 e_{rel} , e_{abs} までの伝達関数を小さくすることにより、低感度化を行う。このため、前章と同様、 e_{rel} , e_{abs} に対する重み W_{rel} , W_{abs} , τ_m , τ_s に対する重み W_{um} , W_{us} , および観測量 y に対する仮想的な入力 n_v を用いる。また、オペレータおよび環境を含めたマスタ・スレーブシステム全体としての共振周波数付近で小さくなるような重み関数 $W_d(s)$ を通して外乱 d_m がシステムに加わるようにする。このとき、システムの不確かさは前章と同様、4 ブロックの対角行列となった。

前章と同様、Fig. 7(a) の一般化制御対象がロバスト制御性能を達成することは、 8×4 の行列 Δ_{perf} ($\|\Delta_{perf}\|_\infty \leq 1$) を含む 5 ブロックの対角行列の形の不確かさ Δ_{mss} を持つ Fig. 7(b) のシステムをロバスト安定化する問題に等価である。ここで、 Δ_{mss} は

$$\Delta_{mss} = \text{diag}[\Delta_{op}, \Delta_{env}, \Delta_m, \Delta_s, \Delta_{perf}] \quad (40)$$

である。Fig. 7(b) で $u = [\tau_m, \tau_s]^T$, $z = [z_1^T, \hat{e}_{rel}, \hat{e}_{abs}, \hat{\tau}_m, \hat{\tau}_s]^T$, $w = [w_1^T, d_m, d_s, n_v^T]^T$ である。

このとき μ 設計法を用いて解く問題は、一般化制御対象 P とコントローラ K を用いて閉ループ系を構成することにより、Fig. 7(b) 中の w から z までの伝達関数を $M(s)$ としたとき、ブロック構造 Δ_{mss} に対して、

(a) Robust Performance problem (b) Equivalent problem

Fig. 7 Generalized plant

$$\mu_{\Delta_{mss}}(M(j\omega)) \leq 1, \quad \forall \omega \in R \quad (41)$$

となるコントローラ K を求めることである。これにより、閉ループ系を安定にし、構造的な不確かさ $\text{diag}[\Delta_{op}, \Delta_{env}, \Delta_m, \Delta_s]$ に対してロバスト制御性能を達成するコントローラ K が得られる。

5. シミュレーション

本手法の有効性を検討するためにシミュレーションを行う。

5.1 コントローラの計算

マスタおよびスレーブアームのパラメータは次のように設定した。

$$m_m = 2.0 [\text{kg}], b_m = 0.2 [\text{Ns/m}]$$

$$m_s = 2.0 [\text{kg}], b_s = 0.2 [\text{Ns/m}]$$

介在インピーダンスのパラメータは、次のように設定した。

$$m_i = 1.0 [\text{kg}], b_i = 0.01 [\text{Ns/m}], c_i = 0.0 [\text{N/m}], \lambda = 0.0 [\text{m/N}]$$

介在インピーダンスのパラメータは、理想応答の観点からいえば、なるべく小さくすることが望ましい。信号の遅れなどのために、介在インピーダンスを完全に 0 にしてしまうことは難しいため、以上のような有限の値を持つ介在インピーダンスを設定した。

重み関数はオペレータおよび環境の受動性に基づく設計の場合（以下、タイプ 1 とする。）については、

$$W_{rel} = \frac{10000}{s+10}, W_{abs} = \frac{70}{s+10}, W_{um} = W_{us} = \frac{0.3s+0.01}{s+1000}$$

とした。これらの重み関数はロバスト安定性とロバスト制御性能の兼ね合いから、試行錯誤的に選んだ。

オペレータおよび環境のパラメータに基づく設計の場合（以下、タイプ 2 とする。）については、オペレータのパラメータは次のように設定した。

$$m_{op} = 1.0 [\text{kg}], b_{op} = 2.0 [\text{Ns/m}], k_{op} = 10.0 [\text{N/m}]$$

また、環境についてはバネ・質量・ダンパ系で表されるものと、受動的でないものの二つの場合に対して設計を行った。

[環境 1] $m_{env} = 3.0 [\text{kg}], b_{env} = 1.0 [\text{Ns/m}], k_{env} = 100.0 [\text{N/m}]$

$$[\text{環境 2}] Z_{env}(s) = \frac{3s^2 + 50s + 100}{s(s-1)} [\text{Ns/m}]$$

環境 2 のパラメータに対応するような実際の環境例を挙げることは難しいが、ここでは、オペレータと環境のモデルに基づく設計法の有効性を示す第 1 ステップとして、オペレータと環境のモデルに基づく設計法では安定であるにもかかわらず、オペレータと環境の受動性に基づく設計法では不安定になる例が少なくとも一つは存在することを示すために、このような極端な例を選んだ。

環境 1 の場合の重み関数は次のように設定した。

$$W_{rel} = \frac{7000}{s+10}, W_{abs} = \frac{70}{s+10},$$

$$W_{um} = W_{us} = \frac{0.1s+0.01}{s+1000}, W_d = \frac{s^2+25}{s^2+2s+25}$$

Fig. 8 Structured singular value of Type 1

また、環境 2 の場合の重み関数は次のように設定した。

$$W_{rel} = \frac{5250}{s+10}, \quad W_{abs} = \frac{525}{s+10},$$

$$W_{um} = W_{us} = \frac{0.1s+0.0001}{s+10}, \quad W_d = 1.0$$

これらの重み関数は式 (41) が満たされる範囲で試行錯誤的に決定した。

なお、タイプ 1, 2 ともにマニピュレータの同定誤差はノミナル値の 20% 以内と設定した。また、タイプ 2 では環境 1 の場合はオペレータおよび環境のモデル化誤差をノミナル値の 10% 以内とした。環境 2 の場合には環境のモデル化誤差の重み関数は、

$$W_{env} = \frac{0.1s^2 + 0.1s + 0.1}{s}$$

と設定した。

以上の設定のもとで、D-K 反復法によりコントローラを求めた。タイプ 1 については、3 回の反復で構造化特異値の値がほぼ 1 となった（構造化特異値の最大値は 1.00414）。Fig. 8 に構造化特異値の値を示す。タイプ 2 については、Fig. 9 に示すように 1 回の反復で構造化特異値の値が 1 以下となった（環境 1 の場合、構造化特異値の最大値は 0.9835、環境 2 の場合、構造化特異値の最大値は 0.9633）。タイプ 1 では構造化特異値の上限値を求めるためのスケーリング行列 D の各要素を 2 次の最小位相系で近似したため、もとのプラントの 8 次と合わせて 24 次のコントローラとなった。タイプ 2 については、環境 1 の場合にはスケーリング行列 D の各要素を 1 次の最小位相系で近似したため、もとのプラントの 11 次と合わせて 19 次のコントローラとなった。環境 2 の場合にはスケーリング行列 D の各要素を 2 次の最小位相系で近似したため、もとのプラントの 9 次と合わせて 25 次のコントローラとなった。

ここでタイプ 1 の構造化特異値が 1 を少し超えたことは、理論的にはすべての受動的な環境とオペレータに対してロバスト安定性が保証されておらず、厳密には環境やオペレータがある種の強受動性 (very strictly passivity) を満たしていれば、ロバスト安定性が保証される [16]。構造化特異値の最大値が 1 に近くなるほど、理論的に安定性を保証できるクラスは、本来のすべての受動的なものに近づいていくことになる。このように、ここで得られたコントローラは理論的にはすべての受動的な環境とオペレータに対してロバスト性を保証できないが、以下の数値シミュレーションによっておおむね安定に動作することが確かめられた。

(a) Environment 1

(b) Environment 2

Fig. 9 Structured singular value of Type 2

5.2 シミュレーションの設定

システムのロバスト安定性と 2.2 節で設定した制御目的のロバスト性を確認するために、前節で求めたコントローラを用いてシミュレーションを行った。微分方程式の積分時間は 0.01 [sec] とした。

オペレータからの入力は次のようなステップ入力を用いた。

$$\tau_{op} = \begin{cases} 5.0 \text{ [N]} & (t \geq 0) \\ 0.0 \text{ [N]} & (t < 0) \end{cases}$$

シミュレーションについては次の 5 通りの条件で行った。シミュレーション 1 から 4 では環境 1 を用いており、環境、オペレータともに受動性を満たす場合である。

[1] モデル化誤差なしの場合

マニピュレータ、環境、オペレータともにモデル化誤差のない場合である。

[2] マニピュレータにモデル化誤差のある場合

マニピュレータのパラメータに誤差が存在する場合である。各制御則とも、次のようにモデル化誤差を設定した。

$$\delta m_m = 0.4 \text{ [kg]} = 0.2 m_m, \quad \delta b_m = 0.0 \text{ [Ns/m]}$$

$$\delta m_s = -0.4 \text{ [kg]} = -0.2 m_s, \quad \delta b_s = 0.0 \text{ [Ns/m]}$$

[3] 環境、オペレータにモデル化誤差のある場合

タイプ 2 の制御則において、オペレータおよび環境のパラメータに同定誤差がある場合である。ここでは、オペレータおよび環境のパラメータ誤差を次のように設定した。

$$\delta m_{op} = 0.1 \text{ [kg]} = 0.1 m_{op}, \quad \delta b_{op} = 0.0 \text{ [Ns/m]},$$

$$\delta k_{op} = 1.0 \text{ [N/m]} = 0.1 k_{op}$$

$$\delta m_{env} = 0.3 \text{ [kg]} = 0.1 m_{env}, \quad \delta b_{env} = 0.0 \text{ [Ns/m]},$$

$$\delta k_{env} = 10.0 \text{ [N/m]} = 0.1 k_{env}$$

[4] 設定値以上のモデル化誤差がある場合

タイプ 2 の制御則において、環境のパラメータ誤差が想定していた範囲外となる場合である。環境のパラメータ変動は以下のように設定した。

$$\delta m_{op} = 9 \text{ [kg]} = 9 m_{op}, \quad \delta b_{op} = 0.0 \text{ [Ns/m]},$$

$$\delta k_{op} = 90.0 \text{ [N/m]} = 9 k_{env}$$

$$\delta m_{env} = 27 \text{ [kg]} = 9 m_{env}, \quad \delta b_{env} = 0.0 \text{ [Ns/m]},$$

$$\delta k_{env} = 900.0 \text{ [N/m]} = 9 k_{env}$$

[5] 環境が受動的でない場合

環境2を用いた場合である。タイプ2では、環境およびオペレータのモデル化誤差はないものとした。この場合、タイプ1の受動性の仮定を満たされていない。

5.3 シミュレーション結果

Fig. 10, 11 にシミュレーション1の結果を示す。どちらの制御則においても、位置および力の応答はしだいに一定値に収束しており、安定な制御則となっていることが分かる。 $\lambda = 0$ としたため、どちらの制御則も制御誤差はほとんど生じていない。介在インピーダンスを設定していることにより、 f_m と f_s には当然違いが生じる点に注意しておく。ここには示していないが、タイプ2が介在インピーダンスが完全に実現された場合に近い力の応答が得られている。タイプ1では若干大きめの介在インピーダンスとなって表れている。

Fig. 12, 13 にシミュレーション2の結果を示す。タイプ1、タイプ2ともにマニピュレータのモデル化誤差があっても、位置および力はしだいに一定値に収束しており安定性が保たれていることが分かる。また、両制御則とも位置誤差は生じておらず、力の応答もシミュレーション1とほぼ同じ応答となっているため、マニピュレータの同定誤差に対してロバスト制御性能が達成されていることが分かる。

Fig. 14, 15 にシミュレーション3の結果を示す。タイプ1、タイプ2ともに位置、力の応答ともに一定値に収束している。

タイプ1については対象物、環境ともにパラメータが変化したものの、受動的な環境およびオペレータであり、タイプ2については設計で与えた環境およびオペレータのモデル化誤差範囲内となっているが、それぞれロバスト安定であることが分かる。また、位置の応答については両アーム間の位置誤差は生じず、力の応答については介在インピーダンスが完全に実現されている場合に近い応答を示していることから、ロバスト制御性能を達成していることが分かる。

Fig. 16, 17 にシミュレーション4の結果を示す。ここでは、タイプ2に対して設定したよりも大きな環境のモデル化誤差があるため、タイプ2の制御則を用いた場合、位置の応答、力の応答ともにしだいに振幅が大きくなっており、不安定になっていることが分かる。タイプ1の場合には安定性を保っていることが分かる。

Fig. 18, 19 にシミュレーション5の結果を示す。この場合は環境が受動的でないことから、タイプ1では位置、力ともに振幅がしだいに大きくなっており、不安定となった。タイプ2では位置、力ともに一定値に収束し安定な制御系となっていることが分かる。

シミュレーション1から3により、提案する手法の有効性が確認できる。特にタイプ1では、受動的な不確かさに対して安定性が厳密に保証されるとは限らないが、シミュレーションを行った範囲内では、閉ループ系は安定となり、実用的には問題

Fig. 10 Simulation 1 (Type1)

Fig. 13 Simulation 2 (Type2)

Fig. 11 Simulation 1 (Type2)

Fig. 14 Simulation 3 (Type1)

Fig. 12 Simulation 2 (Type1)

Fig. 15 Simulation 3 (Type2)

Fig. 16 Simulation 4 (Type1)

Fig. 17 Simulation 4 (Type2)

Fig. 18 Simulation 5 (Type1)

Fig. 19 Simulation 5 (Type2)

はなかった。またシミュレーション4と5により、環境やオペレータの特性によって、二つの方法は使い分ける必要があることが明らかになった。

6. ま と め

本論文では、オペレータおよび環境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法を提案した。

提案する手法の特徴は以下のとおりである。

1. 環境およびオペレータの受動性に基づく場合、および環境およびオペレータのゲイン条件に基づく場合のそれぞれに対して、オペレータおよび環境を構造的な不確かさとして定式化し μ 設計法に帰着することによって、不確かさの評価の保守性を緩和した制御系設計法を提案した。
2. オペレータと環境のモデルのモデルが既知で、特に非受動的

な環境の場合には、4章で提案したモデルに基づく設計法が有効である。一方、オペレータと環境のモデルのモデルが未知であるが、受動的な環境の場合には3章で提案した受動性に基づく設計法が有効である。

3. 本手法では、制御目的に介入インピーダンスを考慮している。目標の介入インピーダンスを適切に設定することによって、剛性の高い環境を扱う場合に問題になる時間遅れなどに因る制御系の不安定性を防止できることが期待される。

4. 受動性に基づく手法では、筋力のような能動的な要素を、システムに加わる外乱としてみなすことにより扱うことができるように定式化している。

5. 本手法は、オペレータおよび環境の線形性を仮定する必要があるが、線形非干渉化の手法を用いることによって、多自由度系のマスタ・スレーブシステムにも本手法を拡張することができる。

提案した二つの設計法に従ってコントローラを設計し、シミュレーションによりその有効性を検討した。その結果、それぞれ安定性および制御性能を保証している環境およびオペレータに対しては、それらがロバストに保たれ、本手法の有効性が確認できた。一方、安定性および制御性能が保証されていない環境やオペレータを用いた場合にはシステムが不安定になり得ることが分かった。

参 考 文 献

- [1] J. Doyle: "H ∞ Control—Review of LFT's, LMI's, and μ —", SICE '91 特別講演資料, pp.28–59, 1991.
- [2] 藤田: "ロバスト制御性能と μ -シンセシス", システム/制御/情報, vol.37, no.2, pp.93–101, 1993.
- [3] 細江, 荒木 (編): 制御系設計. 朝倉書店, 1994.
- [4] 美多: H ∞ 制御. 昭光堂, 1994.
- [5] 横小路: "マスタ・スレーブ制御の理論", 日本ロボット学会誌, vol.11, no.6, pp.794–802, 1993.
- [6] R.J. Anderson and M.W. Spong: "Bilateral Control of Teleoperators with Time Delay," IEEE Transactions on Automatic Control, vol.34, no.5 pp.494–501, 1989.
- [7] G.J. Raju: "Design Issues in 2-port Network Models of Bilateral Remote Manipulation," Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp.1316–1321, 1990.
- [8] J.E. Colgate: "Power and Impedance Scaling in Bilateral Manipulation," Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp.2292–2297, 1991.
- [9] J.E. Colgate: "Robust Impedance Shaping Telemanipulation," IEEE Transactions on Robotics and Automation, vol.9, no.4, pp.374–384, 1993.
- [10] 横小路, 吉川: "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", 計測制御学会論文集, vol.27, no.1, pp.56–63, 1991.
- [11] H. Kazerooni, T.I. Tsay and K. Hollerbach: "A Controller Design Framework for Telerobotic Systems," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol.1, no.1, pp.50–62, 1993.
- [12] 滑川, 佐竹, 藤田: "環境の不確かさを考慮したマスタ・スレーブシステムの H ∞ 制御に対する一考察", 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会論文集, pp.867–868, 1994.
- [13] J. Yan and S.E. Salcudean: "Design and Control of a Motion Scaling System for Microsurgery Experiments," Proceedings of the First International Symposium on Medical Robotics and Computer Assisted Surgery, vol.2, pp.211–216, 1994.
- [14] G.M.H. Leung, B.A. Francis and J. Apkarian: "Bilateral Controller for Teleoperators with Time Delay via μ -Synthesis," IEEE Trans-

actions on Robotics and Automation, vol.11, no.1, pp.105-116, 1995.

[15] 古賀：電送回路。コロナ社，1978.

[16] D. Hill and P. Moylan: "The Stability of Nonlinear Dissipative

Systems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol.21, no.5, pp.708-711, 1976.

吉川恒夫 (Tsuneo Yoshikawa)

1941 年 12 月 19 日生。1969 年京都大学大学院工学研究科博士課程修了。同年同大学工学部助手。1970 年同大学助教授。1986 年京都大学工学部教授（オートメーション研究施設，1989 年より応用システム科学教室，1991 年より機械工学教室）となり，現在に至る。ロボット工学および制御工学の研究に従事。工学博士。計測自動制御学会，日本機械学会，システム制御情報学会，IEEE などの会員。
(日本ロボット学会正会員)

横小路泰義 (Yasuyoshi Yokokohji)

1961 年 8 月 4 日生。1988 年京都大学大学院博士課程中途退学。同大学工学部オートメーション研究施設助手，応用システム科学教室助手を経て，1992 年機械工学教室助教授。ロボット工学の研究に従事。1994 年 4 月から 1996 年 3 月まで米国カーネギーメロン大学客員研究員。工学博士。システム制御情報学会，計測自動制御学会，IEEE，ACM などの会員。
(日本ロボット学会正会員)

細谷徳男 (Norio Hosotani)

1971 年 1 月 13 日生。1993 年大阪大学基礎工学部機械工学科卒業。1995 年京都大学大学院工学研究科修士課程修了。同年，三井造船（株）に入社。マスタ・スレーブシステムの研究に従事。日本機械学会の学生会員。
(日本ロボット学会正会員)

井村順一 (Jun-ichi Imura)

1964 年 10 月 11 日生。1992 年京都大学大学院博士課程中途退学。同年 10 月より同大学工学部機械工学科助手となり，現在に至る。非線形システムの制御の研究に従事。工学博士。計測自動制御学会，システム制御情報学会，IEEE などの会員。
(日本ロボット学会正会員)