把握物およびオペレータの不確かさとアクチュエータの電気的特性 を考慮したマスタ・スレイブマニピュレータのロバスト制御*

石井 千 春^{*1}, 橋 本 洋 志^{*2}

Robust Control of Master-Slave Manipulator Systems in Consideration of Actuator Dynamics and Uncertainty for Objects and Operator

Chiharu ISHII^{*3} and Hiroshi HASHIMOTO

^{*3}Department of Basic Engineering in Global Environment, Kogakuin University,
2665-1 Nakano-cho, Hachioji-shi, Tokyo, 192-0015 Japan

This paper proposes a design method of a robust control system for electrically-driven master-slave manipulator systems taking actuator dynamics and uncertainty of objects and operator into consideration. Based on the backstepping technique, conventional control law for the master-slave manipulator systems is extended so as to satisfy passivity of the whole systems including actuator dynamics in the presence of uncertainty for the object and the operator under some assumptions. The proposed control scheme showed superior maneuverability compared with the conventional control scheme through the experimental works.

Key Words: Robust Control, Mechatronics and Robotics, Motion Control, Master-Slave Manipulator, Actuator Dynamics, Backstepping Technique

1. はじめに

マスタスレイブマニピュレータは、人間が近づくことのできない危険な環境や、人間が直接作業を行うのが困難な環境での作業を間接的に行う遠隔操作型マニピュレータであり、長年研究が続けられている。現在では、オペレータに装着するアーム型のもの、多指型のものからマイクロマニピュレータまで、ハードウェア的に高度な機能を有するマスタスレイブマニピュレータが開発され、宇宙空間での建設作業や、ロボティクス医療での外科手術ロボットなど多様な分野で既に実用化されつつある⁽¹⁾。本論文では、マスタスレイブマニピュレータの制御理論に注目する。マスタとスレイブの位置、および力の双方向の追従を実現するバイラテラル制御に対して、これまでに様々な制御則が提案されてきた^{(2)~(4)}。文献(3)では、理想応答を実現する制御則を導出するために、オペレータと把握物の間に“介在インピーダンス”を考え、受動性理論を用いて、環境およびオペレータが受動的であれば、システム全体の安定性を保証する制御則を提案している。文献(4)では、異なる作業環境による把握物の不確かさを考慮

し、 H_∞ 制御理論により、システム全体のロバスト安定性とロバスト操作性を同時に考慮した制御系の設計法を提案している。

しかしながら、現在のマスタスレイブマニピュレータに対する需要を考えると、特に外科手術などにおいては、より高精度な追従性と操作性が要求される。このような背景において、アクチュエータの機械インピーダンス、電気的特性、減速機などの動特性をも考慮に入れて制御則を設計すれば、より優れた追従性能が達成できると考えられる。本論文では特に、アクチュエータの電気的特性に焦点をあてる。実際に、著者らはこれまでにモータ駆動ロボットマニピュレータに対して、モータのダイナミクスを考慮した軌道追従制御系の設計法を提案し、実験によりモータのダイナミクスを考慮していない従来の制御則よりも優れた軌道追従性を有することを実証してきた⁽⁵⁾。著者の知る限り、マスタスレイブマニピュレータのバイラテラル制御方策において、アクチュエータとなるモータのダイナミクスを積極的に考慮して導出された制御則は報告されていない。一般に、ダイナミクスが増えると制御系の設計が複雑になるが、一から新しい制御則を導出するのではなく、これまでに提案されてきた従来法の制御則を基に、これを自然に拡張した形として制御系設計法を一般化できれば、制御則の導出もそれ程複雑なものと

* 原稿受付 2002年9月5日。

^{*1} 正員、工学院大学工学部(〒192-0015 八王子市中野町 2665-1)。

^{*2} 東京工科大学バイオニクス学部(〒192-0982 八王子市片倉町 1404-1)。

E-mail: c-ishii@cc.kogakuin.ac.jp

はならない。また、従来法の制御則の特徴をそのまま活かし、さらに性能向上が期待できる。

従来法のバイラテラル制御則の多くは、受動性理論により安定性が論じられている。そこで、本論文では文献(3)で提案された理想応答を実現するマスタスレイブマニピュレータの制御則に基づき、これをバックステッピング手法を用いて、ある仮定のもとでモータのダイナミクスをも含めたシステム全体の受動性を保証する制御則の設計法を提案する。また、実際にマスタスレイブマニピュレータを用いて作業を行う際に、事前に把握物の正確な動特性を知ることが困難である。さらに、オペレータにも作業を行う際、動特性に個人差がある。それ故、制御則のロバスト性を考慮して制御系を設計することが好ましいといえる。そこで、把握物とオペレータの動特性に不確かさを考慮し、不確かさの上限の範囲内でロバスト性をも補償できるように制御則を導出する。実際に、本論文で提案した制御則の有効性を検証するために、一自由度のアーム型マスタスレイブマニピュレータに対して、文献(3)で提案された制御則と提案した制御則でそれぞれ把握実験を行い、追従誤差の比較を行った。実験結果から、本設計法による操作性の改善が観察された。

2. システムの記述

本論文では、マスタおよびスレイブマニピュレータの運動方程式を次式で記述する。

マスタ：

$$\begin{cases} K_{Nm}I_m + f_m = m_m\ddot{x}_m + b_m\dot{x}_m + c_mx_m \\ L_m\dot{I}_m + R_mI_m + K_{em}\dot{x}_m = v_m \end{cases} \quad (1)$$

スレイブ：

$$\begin{cases} K_{Ns}I_s - f_s = m_s\ddot{x}_s + b_s\dot{x}_s + c_sx_s \\ L_s\dot{I}_s + R_sI_s + K_{es}\dot{x}_s = v_s \end{cases} \quad (2)$$

ここで、添え字 m, s はそれぞれマスタ、スレイブを表し、 x_m, x_s は変位、 m_m, m_s は質量、 b_m, b_s は粘性係数、 c_m, c_s はばね係数、 f_m はオペレータがマスタに加える力、 f_s はスレイブが対象物に加える力、 I_m, I_s はモータのアーマチュア電流、 v_m, v_s はモータの電機子端子電圧、 L_m, L_s はモータのインダクタンス、 R_m, R_s はモータのアーマチュア抵抗、 K_{em}, K_{es} はモータの逆起電力係数、 K_{Nm}, K_{Ns} はモータのトルク係数である。

注意1) 一般的には(1),(2)下式のモータのダイナミクスは考慮されず、(1),(2)上式において $K_{Nm}I_m, K_{Ns}I_s$ がそれぞれモータの駆動トルク τ_m, τ_s で記述されている。

スレイブと接触する把握物の動特性、およびオペレータ自身の動特性はそれぞれ次式で表されるものとする。

$$f_s = (b_w + \Delta b_w)\dot{x}_s + (c_w + \Delta c_w)x_s \quad (3)$$

$$\tau_{op} - f_m = (b_{op} + \Delta b_{op})\dot{x}_m + (c_{op} + \Delta c_{op})x_m \quad (4)$$

ここで、 τ_{op} はオペレータの筋の合力、 b_w, c_w および b_{op}, c_{op} はそれぞれ、把握物およびオペレータの公称値を表す既知の値である。 $\Delta b_w, \Delta c_w$ および $\Delta b_{op}, \Delta c_{op}$ は把握物およびオペレータの不確かさを表す未知定数で次の条件を満たすものとする。

$$\begin{aligned} |\Delta b_w| &\leq \sigma_{bw}, |\Delta c_w| \leq \sigma_{cw} \\ |\Delta b_{op}| &\leq \sigma_{bop}, |\Delta c_{op}| \leq \sigma_{cop} \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 $\sigma_{bw}, \sigma_{cw}, \sigma_{bop}, \sigma_{cop}$ は既知の正定数である。

システムの運動方程式は、マニピュレータダイナミクスとモータダイナミクスの2つのカスケードループからなっており、トルク入力による従来のマスタスレイブマニピュレータ制御方式と違って、トルク項 $K_{Ni}I_i$ ($i = m, s$) を直接的に制御入力として利用することができない。 I_i はモータダイナミクスの出力になっている。バックステッピングによる制御方策に基づいて、設計過程を次の2段階に分割する。はじめに、アーマチュア電流 I_i をマニピュレータループに対する制御変数とみなし、従来法の制御入力トルク τ_i を用いて、バイラテラル制御が達成されるような制御入力 $I_{di} = \frac{\tau_i}{K_{Ni}}$ を設定する。次に、 I_i が I_{di} に追従するように電圧値レベルの制御入力 v_i を設計する。このため、トルク項 $K_{Ni}I_i$ を次式のように書き換える。

$$K_{Ni}I_i = K_{Ni}I_{di} + K_{Ni}\eta_i \quad (i = m, s) \quad (6)$$

ここで、 $\eta_i := I_i - I_{di}$ はマニピュレータのダイナミクスに対する電流値レベルの摂動を表す。(1)式、および(2)式の上式の部分システムは、トルク入力レベルの入力 $K_{Ni}I_{di}$ により制御され、入力外乱 $K_{Ni}\eta_i$ をもつマスタスレイブマニピュレータシステムとみなし得る(図1)。

本論文では、従来法の制御入力トルク τ_i ($i = m, s$) として、文献(3)で提案されたインピーダンス制御に基づくマスタスレイブの制御方策において、以下に示す加速度信号を用いない場合の制御則を採用する。

$$\begin{aligned} \tau_m = & \left[K_{mpm} + K'_{mpm} \frac{d}{dt} \quad K_{mfm} \right] \begin{bmatrix} x_m \\ f_m \end{bmatrix} \\ & + \left[K_{mps} + K'_{mps} \frac{d}{dt} \quad K_{mfs} \right] \begin{bmatrix} x_s \\ f_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \tau_s = & \left[K_{spm} + K'_{spm} \frac{d}{dt} \quad K_{sfm} \right] \begin{bmatrix} x_m \\ f_m \end{bmatrix} \\ & + \left[K_{sps} + K'_{sps} \frac{d}{dt} \quad K_{sfs} \right] \begin{bmatrix} x_s \\ f_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

Fig. 1 Block Diagram

ここで、 K_{mpm} , K'_{mpm} , K_{mf_m} は、それぞれ τ_m を決定するためのマスタアームの位置、速度、力のゲインであり、 K_{mps} , K'_{mps} , K_{mf_s} は、スレイブアームの位置、速度、力のゲインである。同様に、 K_{spm} , K'_{spm} , K_{sf_m} , K_{spe} , K'_{spe} , K_{sf_s} は τ_s を決定するためのアームの位置、速度、力のゲインである。これらのゲインの求め方の詳細は文献(3)に示されている。

また、文献(3)においては、受動性理論により、環境およびオペレータが受動的であるとみなせば、マスタスレイブシステム全体が安定となるにはシステム自体が受動的であればよいという観点から、回路の受動性（電流が速度 $\dot{x}_m$, $\dot{x}_s$ 、電圧が力 f_m , f_s に相当）を用いて制御系の安定性を示している。

これは、受動性の定義から次式を満たす状態量に依存した準正定関数 V が存在すると解釈できる⁽⁶⁾。

$$V(t) \leq V(0) + \int_0^t \dot{\mathbf{x}}^T(\tau) \mathbf{f}(\tau) d\tau, \quad \forall t \geq 0 \quad (9)$$

ただし、 $\mathbf{x} = [x_m \ x_s]^T$, $\mathbf{f} = [f_m \ f_s]^T$ である。すなわち、 $V \in C^1$ ならば、

$$\dot{V} \leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f}, \quad \forall t \geq 0 \quad (10)$$

が成り立つのと等価である。(9)式において、 $V(t)$ はエネルギー蓄積関数と呼ばれ、 $\dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f}$ を入力信号とともに外部からシステムに注入されるエネルギーの供給率と解釈すると、(9)式の右辺第2項は初期時刻0から時刻 t までに外部から注入されたエネルギーの総和を表し、この不等式はシステムのエネルギー $V(t)$ はいつも初期エネルギー $V(0)$ と外部から得たエネルギーの和より少ないことを示しており、これはシステムの運動とともに常にエネルギーの消耗が生じることを意味している。

ロボットマニピュレータに代表される Lagrange 系においては、通常エネルギー蓄積関数は運動エネルギーとポテンシャルエネルギーの和で与えられる。この事実に基づくと、 V は運動エネルギー $\frac{1}{2} \dot{\mathbf{x}}^T \text{diag}\{m_m \ m_s\} \dot{\mathbf{x}}$ の項を含むと考えることができる。また、本論文にお

いてシステムは文献(5)と同様に、マニピュレータとモータの2つのループから構成されており、文献(5)のバックステッピング設計におけるマニピュレータループに対するエネルギー蓄積関数の導関数の形を見習って、以下の仮定を設ける。

仮定1: (7)式、(8)式に基づく制御入力 $I_{di} = \tau_i / K_{Ni}$ ($i = m, s$) を施したマニピュレータの閉ループ部分システムに対して、次式を満たす状態量に依存した準正定関数 $V_1 \in C^1$ が存在する。

$$\dot{V}_1 \leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \dot{\mathbf{x}}^T K_N \boldsymbol{\eta}, \quad \forall t \geq 0 \quad (11)$$

ここで、 $K_N = \text{diag}\{K_{Nm} \ K_{Ns}\}$, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_m \ \eta_s]^T$ である。

注意2) (11)式の右辺第2項は、 $\frac{1}{2} \dot{\mathbf{x}}^T \text{diag}\{m_m \ m_s\} \dot{\mathbf{x}}$ のマニピュレータの閉ループ部分システムの軌道に沿った時間微分を考えたときに生じる項を想定したものである。

しかしながら、厳密にはオペレータは自ら力を発生するので受動的であるとはいえないことから、文献(3)では、オペレータの入力に関して、「オペレータは、システムが不安定となるように τ_{op} を発生しない」という仮定を設けている。この仮定は受動性を安定判別に用いる上で必要なものであり、本論文ではその微分値 $\dot{\tau}_{op}$ に対して以下を仮定する。

仮定2: $\dot{\tau}_{op} \approx 0$ が成り立つ。

以上より、電圧値レベルの制御入力 v_i ($i = m, s$) の設計目的は次のように記述される。

設計問題 仮定1,2のもとで、全システムの閉ループ系が次の仕様を満たすような電圧値レベルの状態フィードバック制御則を求めよ。

「次式を満たす準正定関数 $V_2 \in C^1$ が存在する。

$$V_2(t) \leq V_2(0) + \int_0^t \dot{\mathbf{x}}^T(\tau) \mathbf{f}(\tau) d\tau + \varepsilon_0, \quad \forall t \geq 0 \quad (12)$$

ただし、 ε_0 は十分小さな正定数である。」

3. 制御則の導出

文献(5)と同様に、バックステッピング手法により電流値誤差 η_i ($i = m, s$) を0にする電圧値レベルの制御入力 v_i ($i = m, s$) を設計するには、 I_{di} ($i = m, s$) の微分値が必要となる。 $I_{di} = \tau_i / K_{Ni}$ ($i = m, s$) および(7)式、(8)式から $\dot{I}_{di}$ を算出すると、加速度 $\ddot{x}_i$ と力の微分 $\dot{f}_i$ が必要となり、実用的ではない。そこで、 $\dot{I}_{di}$ そのものの利用を避け、 $\dot{I}_{di}$ の上限値を利用する。

$$|\dot{I}_{di}| \leq \rho_{I_{di}}(\cdot) \quad (i = m, s) \quad (13)$$

を満たす上限関数 $\rho_{Idi}(\cdot)$ を以下の手順で決定する。 $\dot{I}_{di}$ の計算値に含まれる加速度項 $\ddot{x}_i$ は、(1),(2)上式のマスタスレイブマニピュレータのダイナミクスを用いて評価する。また、力の微分項 $\dot{f}_i$ は把握物およびオペレータの動特性を表す(3)式、(4)式を時間微分した式により評価する。 $\dot{I}_{di}$ の計算式にこれらを代入して整理すると次式が得られる。

$$\begin{aligned}\dot{I}_{di} &= \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ K_{ipm} \dot{x}_m + K'_{ipm} \ddot{x}_m + K_{ifm} \dot{f}_m \right. \\ &\quad \left. + K_{ips} \dot{x}_s + K'_{ips} \ddot{x}_s + K_{ifs} \dot{f}_s \right\} \\ &= \frac{1}{K_{Ni}} \left[\left\{ K_{ipm} - \frac{K'_{ipm}}{m_m} b_m - K_{ifm} (c_{op} + \Delta c_{op}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{K_{ifm}}{m_m} (b_{op} + \Delta b_{op}) b_m \right\} \dot{x}_m \right. \\ &\quad \left. + \left\{ -\frac{K'_{ipm}}{m_m} c_m + \frac{K_{ifm}}{m_m} (b_{op} + \Delta b_{op}) c_m \right\} x_m \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \frac{K'_{ipm}}{m_m} - \frac{K_{ifm}}{m_m} (b_{op} + \Delta b_{op}) \right\} f_m \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \frac{K'_{ipm}}{m_m} K_{Nm} - \frac{K_{ifm}}{m_m} (b_{op} + \Delta b_{op}) K_{Nm} \right\} I_m \right. \\ &\quad \left. + \left\{ K_{ips} - \frac{K'_{ips}}{m_s} b_s + K_{ifs} (c_w + \Delta c_w) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{K_{ifs}}{m_s} (b_w + \Delta b_w) b_s \right\} \dot{x}_s \right. \\ &\quad \left. + \left\{ -\frac{K'_{ips}}{m_s} c_s - \frac{K_{ifs}}{m_s} (b_w + \Delta b_w) c_s \right\} x_s \right. \\ &\quad \left. + \left\{ -\frac{K'_{ips}}{m_s} - \frac{K_{ifs}}{m_s} (b_w + \Delta b_w) \right\} f_s \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \frac{K'_{ips}}{m_s} K_{Ns} + \frac{K_{ifs}}{m_s} (b_w + \Delta b_w) K_{Ns} \right\} I_s \right. \\ &\quad \left. + K_{ifm} \dot{r}_{op} \right] \quad (i = m, s) \quad (14)\end{aligned}$$

これより、上限関数の形を以下のように定める。

$$\begin{aligned}\rho_{Idi}(\dot{x}_m, x_m, f_m, I_m, \dot{x}_s, x_s, f_s, I_s) \\ &= K_{1i} |\dot{x}_m| + K_{2i} |x_m| + K_{3i} |f_m| + K_{4i} |I_m| \\ &\quad + K_{5i} |\dot{x}_s| + K_{6i} |x_s| + K_{7i} |f_s| + K_{8i} |I_s| \\ &\quad (i = m, s) \quad (15)\end{aligned}$$

仮定2より $\dot{r}_{op} = 0$ とみなすことができるので、(14)式の絶対値をとると、(5)式の関係を用いて、以下のよう係数 $K_{1i} \sim K_{8i}$ ($i = m, s$)を見積もることができる。

$$\begin{aligned}K_{1i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| K_{ipm} - \frac{K'_{ipm}}{m_m} b_m - K_{ifm} c_{op} \frac{K_{ifm}}{m_m} b_{op} b_m \right| \right. \\ &\quad \left. + |K_{ifm} \sigma_{cop}| + \left| \frac{K_{ifm}}{m_m} \sigma_{bop} b_m \right| \right\} \\ K_{2i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| -\frac{K'_{ipm}}{m_m} c_m + \frac{K_{ifm}}{m_m} b_{op} c_m \right| \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{K_{ifm}}{m_m} \sigma_{bop} c_m \right| \right\} \\ K_{3i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| \frac{K'_{ipm}}{m_m} - \frac{K_{ifm}}{m_m} b_{op} \right| + \left| \frac{K_{ifm}}{m_m} \sigma_{bop} \right| \right\}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}K_{4i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| \frac{K'_{ipm}}{m_m} K_{Nm} - \frac{K_{ifm}}{m_m} b_{op} K_{Nm} \right| \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{K_{ifm}}{m_m} \sigma_{bop} K_{Nm} \right| \right\} \\ K_{5i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| K_{ips} - \frac{K'_{ips}}{m_s} b_s + K_{ifs} c_w - \frac{K_{ifs}}{m_s} b_w b_s \right| \right. \\ &\quad \left. + |K_{ifs} \sigma_{cw}| + \left| \frac{K_{ifs}}{m_s} \sigma_{bw} b_s \right| \right\} \\ K_{6i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| -\frac{K'_{ips}}{m_s} c_s - \frac{K_{ifs}}{m_s} b_w c_s \right| + \left| \frac{K_{ifs}}{m_s} \sigma_{bw} c_s \right| \right\} \\ K_{7i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| -\frac{K'_{ips}}{m_s} - \frac{K_{ifs}}{m_s} b_w \right| + \left| \frac{K_{ifs}}{m_s} \sigma_{bw} \right| \right\} \\ K_{8i} &\geq \frac{1}{K_{Ni}} \left\{ \left| \frac{K'_{ips}}{m_s} K_{Ns} + \frac{K_{ifs}}{m_s} b_w K_{Ns} \right| \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{K_{ifs}}{m_s} \sigma_{bw} K_{Ns} \right| \right\} \quad (i = m, s) \quad (16)\end{aligned}$$

制御則導出の簡単化のために、(1),(2)下式のモータループの部分システムのダイナミクスをベクトル表現しておく。

$$L\dot{\mathbf{I}} + R\mathbf{I} + K_e \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{v} \quad (17)$$

ここで、

$$L = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} R_m & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix},$$

$$K_e = \begin{bmatrix} K_{em} & 0 \\ 0 & K_{es} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_m \\ I_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_m \\ x_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_m \\ v_s \end{bmatrix}$$

ここでは次式の電圧値制御入力 $\mathbf{v}$ を適用する。

$$\mathbf{v} = R\mathbf{I}_d + K_e \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{u} \quad (18)$$

ただし、 $\mathbf{I}_d = [I_{dm} \ I_{ds}]^T$ であり、 $\mathbf{u} = [u_m \ u_s]^T$ は後で設計する補助制御入力である。このとき、モータループの誤差システムは以下のように表される。

$$L\dot{\mathbf{I}} + R\boldsymbol{\eta} = \mathbf{u} \quad (19)$$

(19)式の両辺から仮想上の項 $L\dot{\mathbf{I}}_d$ を引くと、誤差システムは次のように書ける。

$$L\dot{\boldsymbol{\eta}} = -R\boldsymbol{\eta} - L\dot{\mathbf{I}}_d + \mathbf{u} \quad (20)$$

ここで、準正定関数 V_2 を次式のように定める。

$$V_2(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\eta}) = V_1(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{f}) + \frac{1}{2} \boldsymbol{\eta}^T L \boldsymbol{\eta} \quad (21)$$

$V_2(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\eta})$ の(20)式の軌道に沿った時間微分を考え、仮定1を用いると次のようになる。

$$\begin{aligned}\dot{V}_2(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\eta}) \\ &= \dot{V}_1(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{f}) + \boldsymbol{\eta}^T L \dot{\boldsymbol{\eta}}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \dot{\mathbf{x}}^T K_N \boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{\eta}^T L \dot{\boldsymbol{\eta}} \\
 &= \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \dot{\mathbf{x}}^T K_N \boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{\eta}^T (-R \boldsymbol{\eta} - L \dot{\mathbf{I}}_d + \mathbf{u}) \\
 &= \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} - \boldsymbol{\eta}^T R \boldsymbol{\eta} - \sum_{i=m,s} \eta_i L_i \dot{I}_{di} + \boldsymbol{\eta}^T (K_N^T \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{u}) \\
 &\leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} - \boldsymbol{\eta}^T R \boldsymbol{\eta} + \sum_{i=m,s} |\eta_i L_i| \cdot |\dot{I}_{di}| + \boldsymbol{\eta}^T (K_N^T \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{u}) \\
 &\leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \sum_{i=m,s} |\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} + \boldsymbol{\eta}^T (K_N^T \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{u}) \quad (22)
 \end{aligned}$$

ここで、(22)式の右辺第1項以外をキャンセルするよう制御入力 $\mathbf{u}$ を次のように選ぶ。

$$\mathbf{u} = -K_N^T \dot{\mathbf{x}} - \gamma(\boldsymbol{\eta}, \rho_{Id}) - \alpha L \boldsymbol{\eta} \quad (23)$$

ただし、

$$\gamma(\boldsymbol{\eta}, \rho_{Id}) = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2 \eta_m \rho_{Idm}^2}{|\eta_m L_m| \rho_{Idm} + \epsilon e^{-\beta t}} \\ \frac{L_s^2 \eta_s \rho_{Ids}^2}{|\eta_s L_s| \rho_{Ids} + \epsilon e^{-\beta t}} \end{bmatrix},$$

ϵ は十分小さな正定数、 β は適当な正定数である。 α はコントローラゲインであり、安定性を補償するために正定数に選ばれる。(23)式を(22)式に代入すると、最終的に次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 &\dot{V}_2(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\eta}) \\
 &\leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \sum_{i=m,s} |\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} - \sum_{i=m,s} \frac{|\eta_i L_i|^2 \cdot \rho_{Idi}^2}{|\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} + \epsilon e^{-\beta t}} \\
 &\quad - \alpha \boldsymbol{\eta}^T L \boldsymbol{\eta} \\
 &\leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \sum_{i=m,s} \frac{|\eta_i L_i|^2 \cdot \rho_{Idi}^2 + |\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} \cdot \epsilon e^{-\beta t}}{|\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} + \epsilon e^{-\beta t}} \\
 &\quad - \sum_{i=m,s} \frac{|\eta_i L_i|^2 \cdot \rho_{Idi}^2}{|\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} + \epsilon e^{-\beta t}} \\
 &\leq \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + \sum_{i=m,s} \frac{|\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi} \cdot \epsilon e^{-\beta t}}{|\eta_i L_i| \cdot \rho_{Idi}} \\
 &= \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{f} + 2\epsilon e^{-\beta t} \quad (24)
 \end{aligned}$$

(24)式を0から t まで積分すると、(12)式が得られる。

注意3) 本論文では、従来法のトルク入力レベルのマスタスレイブマニピュレータの制御則に、文献(3)で提案されたバイラテラル制御則を用いたが、これまでに提案されている他の制御則に関しても、受動性に基づいて制御系の安定性を議論しているものに対しては、仮定1のもとで本手法を直接適用できる。また、現代制御理論に基づいてシステムの安定性を証明しているものであれば、仮定1において(11)式の代わりに、

$$\dot{V}_1 \leq -Q + \dot{\mathbf{x}}^T K_N \boldsymbol{\eta}, \quad \forall t \geq 0 \quad (25)$$

を満たす状態量に依存した正定関数 $Q \in C^0$ と $V_1 \in C^1$ が存在する。」と仮定すれば、モータのダイナミクスをも考慮したシステム全体の安定性を保証する電圧値レベルの状態フィードバック制御則が設計される。

4. 制御実験

提案した設計法の有効性を検証するために、一自由度のアーム型マスタスレイブマニピュレータに対して制御実験を行う。実験装置概観を図2に示す。左側がオペレータが操作するマスタアームで、右側が実際に作業を行うスレイブアームである。オペレータがマスタ側のアーム部を開閉することにより、スレイブ側のアーム部が追従して動き把握物を把握して、そのときの反力がオペレータに伝えられる。

Fig. 2 Configuration of Master-Slave Manipulator

アクチュエータとなるモータには、KOLLMORGEN社製のダイレクトドライブトルクモータを使用しており、減速機は使用していない。マスタおよびスレイブアームの位置の測定にはロータリーエンコーダを用い、速度信号はエンコーダにより測定した位置の値から差分により求めている。力の測定には歪ゲージを用い、電流値はトランスデューサを用いて測定している。制御システムの構成を図3に示す。測定された信号はA/DおよびUp Downカウンタを介してDSP (Digital Signal Processor) に取り込まれ電圧値レベルの制御則を計算した後、D/Aよりアンプを介してモータに電圧入力印加される。また、DSPのホストコンピュータとしてDELL社のPCを用いている。

Fig. 3 Configuration of Control System

実験装置のパラメータを表1に示す。マスタアームおよびスレイブアームは同じものを使用している。

Table 1 Parameter Values of System ($i = m, s$)

m_i	0.768	kg	K_{Ni}	0.5017	Nm/A
b_i	420.7	Ns/m	L_i	0.016	H
c_i	0.0	N/m	R_i	7.5	Ω
			K_{ei}	0.4994	Vs/rad

把握物に軟式テニスボールを使用し、把握実験を行う。スレイブ側のアーム間にあらかじめ軟式テニスボールを挿入し、オペレータはマスタ側のアームを握りしめては緩める動作を周期的に繰り返して行う。

把握物およびオペレータの動特性を表2のように設定した。

Table 2 Parameter Values of Object and Operator

b_w	30	Ns/m	b_{op}	10	Ns/m
c_w	1000	N/m	c_{op}	500	N/m
σ_{bw}	20	Ns/m	σ_{bop}	10	Ns/m
σ_{cw}	500	N/m	σ_{cop}	500	N/m

実際に把握するボールの動特性は、同定実験により表3のように求められた。

Table 3 Parameter Values of Actual Object

$b_w(\text{real})$	40	Ns/m	$c_w(\text{real})$	1250	N/m
--------------------	----	------	--------------------	------	-----

これより、軟式テニスボールの真のパラメータは、公称値では範囲に含まれていないが、不確かさを考慮すると、その上限までの範囲に含まれている。

比較のため、以下の2つの制御則を用いて把握実験を行った。

- (A) 文献(3)の従来法による(7)式および(8)式のトルクレベルの制御則(制御則A)
- (B) 本論文で提案した、文献(3)の制御則に基づき、かつモータのダイナミクスをも考慮して、全体のシステムの受動性を保証する電圧値レベルの制御則(制御則B)

本実験装置では、電流制御型ドライバを用いていないため、制御則Aにおいては次式で与えられるトルクと電圧の関係式からモータへの電圧入力を算出する。

$$\tau_i = \frac{K_{Ni}}{R_i}(v_i - K_{ei}\dot{x}_i) \quad (i = m, s) \quad (26)$$

(26)式より、電圧値レベルの制御入力は

$$v_i = \frac{R_i}{K_{Ni}}\tau_i + K_{ei}\dot{x}_i \quad (i = m, s) \quad (27)$$

のように求まる。

また、制御則Bにおいては制御則Aで求めたトルクレベルの制御則(7)式と(8)式から $I_{di} = \frac{\tau_i}{K_{Ni}}$ ($i = m, s$)より目標電流値 I_{di} を求め、これと(23)式から電圧入力(18)式が定まる。なお、制御則の設計パラメータは、 $\alpha = 10, \beta = 1.0, \varepsilon = 0.01$ とした。

実験のサンプリングタイムは双方とも $200\mu\text{s}$ とした。
注意4) (27)式に $\tau_i = K_{Ni}I_{di}$ ($i = m, s$) の関係を代入すると

$$v_i = R_i I_{di} + K_{ei} \dot{x}_i \quad (i = m, s)$$

を得る。これは、(1),(2)下式において、モータのダイナミクスを表す $L_i \dot{I}_{di}$ ($i = m, s$) の項が省略されたものとなっている。すなわち、本実験における2つの制御則の比較の趣旨は、電圧値でフィードバック制御を行う場合にモータのダイナミクスを制御則の設計に考慮することによって、マスタスレイブマニピュレータの位置と力の追従性に改善が見られるかにある。

実験結果を図4および図5に示す。図4と図5における上図はマスタおよびスレイブの位置の測定値を示し、下図は力の測定値を示している。図4、図5より、マスタ

Fig. 4 Experimental Results of Position and Force with Control Law A

アームとスレイブアームの位置の追従性には大きな違いは見られないが、力の追従性において、提案した制御則を用いた方が従来則よりも、把握時の力の伝達の遅れが小さくなっていることが観察できる。詳細を見るために、それぞれの誤差の絶対値の積分を表すグラフを図6に示す。図6より、位置、力ともに誤差の積分値は従来法よりも本設計手法の方が明らかに小さいことがわかる。オペレータの把握時の力のかけ方により若干差異はあるものの、繰り返し実験を行っていても

Fig. 5 Experimental Results of Position and Force with Control Law B

Fig. 6 Integration of Position Error and Force Error

ほぼ同じ結果が得られた。したがって、本設計法により追従性改善の効果が得られたといえる。

5. 結論

本論文では、モータ駆動によるマスタスレイブマニピュレータに対して、トルク入力レベルの従来のマスタスレイブ制御則に基づき、これにバックステッピング手法を用いて、物理的解釈から適当と考えられる仮定のもとで、モータのダイナミクスをも含めたシステム全体の受動性を保証する制御則の設計方法を提案した。この際、把握物およびオペレータの動特性に不確かさを考慮し、その上限値の範囲内でロバスト性をも補償できるように考慮されている。これは、従来法の制御則を拡張させた制御方式と位置づけることができ、本

論文ではその具体的な設計手順を与えた。また、一実例として実際の実験装置を用いて把握実験を行い、従来法の制御則との実験結果の比較から本設計法の有用性を示した。従来法の特徴をそのまま活かし、かつ性能向上が計れる有意義な成果である。

参考文献

- (1) 21 世紀の医療とロボティクス, 日本ロボット学会誌, Vol.18, No.1 (2000)
- (2) 横小路 泰義, 吉川 恒夫: マスタ・スレーブ型遠隔操縦システムの操作性, 計測自動制御学会論文集, Vol.26, No.5, pp.572-579 (1990)
- (3) 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, Vol.27, No.1, pp.56-63 (1991)
- (4) 糸山 雅史, 申 鉄龍, 武藤 康彦, 田村 捷利: 不確かな把握物に対するロバスト性を考慮したマスタスレーブマニピュレータシステムの設計, 日本機械学会論文集(C編), Vol.62, No.594, pp.570-576 (1996)
- (5) 石井 千春, 申 鉄龍, 武藤 康彦: リアプノフ関数の繰り返し設計によるモータ駆動ロボットマニピュレータの L_2 ゲイン外乱抑制型ロバスト適応軌道追従制御, 電機学会論文誌C, Vol.121, No.6, pp.1114-1125 (2001)
- (6) 申 鉄龍, 石井 千春: 消散性に基づく非線形系のロバスト制御—安定性と外乱抑制—, 計測自動制御学会 (2002)