適応制御を用いたマスタスレーブマニピュレータシステム[†]

林 慶 司*・早 川 義 一*・加 藤 典 彦*・藤 井 省 三*

Master-Slave Manipulator via Adaptive Control

Keiji HAYASHI*, Yoshikazu HAYAKAWA*, Norihiko KATO*
and Seizo FUJII*

There have been a lot of literature on the master-slave systems. Therein, the aim of control has been developed from an ancient and simpler one, i.e., from unilateral into bilateral servo, from manipulators with same configurations into ones with different ones, and so on.

In controlling the master-slave systems, however, 'manipulating ability' is very important. The good manipulating ability mean here that an operator can handle the master-slave robot arms and manipulate an object as if he directly manipulated the object.

In this paper, we propose a new control method of master-slave systems by using the model reference adaptive control (MRAC) which has 'reference model estimation'. The reference model, which describes the object dynamics, is estimated from position and force at slave arm, and master and slave arm are controlled separately by MRAC to track the reference model output.

The advantages of this control method are 1) while the system is bilateral and the operator can feel the interactive force between slave arm and the object, he doesn't feel the dynamics of master-slave system, 2) as the reference model is estimated in real time, the system is adaptive to objects which have unknown or changing dynamics, 3) in case of presence of transmission delay between master and slave such as a space robot, the reference model on master site is considered as the model of slave site and the operator can manipulate the object without consciousness of delay.

First we describe the way to design the controller, and then numerical simulations and experiments illustrate these advantages.

Key Words : master-slave manipulator, adaptive control, unknown object, reference model estimation, transmission delay

1. はじめに

マスタ・スレーブ型マニピュレータの研究の歴史は古く、その制御法はユニラテラルからバイラテラルへ、構造は一自由度・同構造から多自由度・異構造¹⁾へと発展してきた。その制御において重要なことは、単にマスタアームとスレーブアームの動きを一致させることだけでなく、オペレータがアーム自体の動特性を感じないようにすることであり、これは、オペレータが対象物を直接

操作した場合を想定し、その動きにマスタとスレーブの動きを一致させるということと同じになる²⁾。

本論文では、マスタ・スレーブマニピュレータの制御手法として、規範モデルの推定を伴うモデル規範型適応制御を提案する³⁾。これは、操作者が対象物を直接操作した場合を考慮して規範モデルとし、そのパラメータをスレーブ側マニピュレータの動きより適応則によって推定を行うとともに、マスタ側・スレーブ側双方に独立してモデル規範型適応制御系を構成するものである。このような制御方式に類似のものとして文献¹⁰⁾の双方向インピーダンス制御を挙げることができる。

本論文で提案する手法を用いる利点としては、

1. 推定された規範モデルは、オペレータが直接対象物を操作した場合の応答を与えるので、これにマス

[†] 第12回適応制御シンポジウムで一部発表(1992・1)

* 名古屋大学工学部 名古屋市千種区不老町1

* Faculty of Engineering, Nagoya University, Nagoya
(Received April 1, 1992)
(Revised July 16, 1992)

タ・スレーブ双方を追従させることにより、オペレータはマニピュレータの動特性を感じないで作業ができる。

2. 規範モデルは実時間で推定されるので、操作対象物の動特性が未知である場合および作業の途中で対象物の動特性が変化する場合に対応できる。
3. マスタとスレーブの間に大きな伝送時間遅れが存在する場合、マスタ側に置いた規範モデルがスレーブ側の環境のモデルとなり、オペレータの操作に対する対象物の反応をあらかじめ得ることができるので、オペレータは伝送時間遅れを意識することなく作業ができる。

などが挙げられる。

以下、2章で制御系の設計法を述べ、3章、4章にシミュレーションおよび実験の結果を示す。

2. 制御系の設計法

2.1 動特性モデル

典型的な例として、一自由度・同構造のグリッパ(Fig. 1)について考察する。マスタおよびスレーブグリッパのダイナミクスは、つぎのような式で表わされる。

$$\tau_m + F_o = m_m \ddot{x}_m + c_m \dot{x}_m \quad (1)$$

$$\tau_s - F_s = m_s \ddot{x}_s + c_s \dot{x}_s \quad (2)$$

ここで、 m , c , x , τ はそれぞれ質量・粘性摩擦係数・変位・アクチュエータ駆動力を表わし、添字の m, s はそれぞれマスタ・スレーブを表わしている。また、

F_o : オペレータがマスタへ加える力

F_s : スレーブが対象物に加える力

である。

スレーブグリッパによって把握される対象物のダイナ

ミクスは、

$$F_s = m_w \ddot{x}_s + c_w \dot{x}_s + k_w x_s \quad (3)$$

で表わされる。ここで、 m_w , c_w , k_w はそれぞれ対象物の質量・粘性摩擦係数・ばね定数を表わしている。以上の(1)~(3)式における動特性 m, c, k はすべて未知であるとする。

ここでオペレータが直接対象物をつかんだときを考え、それを規範モデルとすると、規範モデルはつぎの式で与えられる。

$$F_o = m_w \ddot{x}^* + c_w \dot{x}^* + k_w x^* \quad (4)$$

x^* : オペレータが対象物を直接把握した場合の変位

これらのモデルに対し、 x_m と x_s が x^* に、また F_s が F_o にそれぞれ追従するような制御をすればよいことになる。

2.2 規範モデルの推定

対象物のパラメータ m_w , c_w , k_w が未知である場合、 x_m , x_s が追従すべき変位 x^* は上の(4)式を使って直接得ることはできない。しかし、(3)式と(4)式の動特性が同じであることを用いれば、入手可能な信号 F_s , x_s と(3)式より、規範モデルのパラメータを同定することができる。

対象物のダイナミクス(3)式の両辺にフィルタ $C(s)$ を掛けて整理すると、

$$y_w(t) = \theta_w^T \xi_w(t) \quad (5)$$

ただし、

$$y_w(t) = C(s)F_s(t)$$

$$\theta_w^T = [m_w \quad c_w \quad k_w]$$

$$\xi_w(t) = [s^2 C(s)x_s(t) \quad sC(s)x_s(t) \quad C(s)x_s(t)]^T$$

$$C(s) = \frac{f_2}{s^2 + f_1 s + f_2} \quad (6)$$

である。

信号 $y_w(t)$, $\xi_w(t)$ を一定周期 T でサンプルすると、つぎの関係が得られる。

$$y_w(k) = \theta_w^T \xi_w(k) \quad (7)$$

$$\text{ただし、} y_w(k) \equiv y_w(kT), \xi_w(k) \equiv \xi_w(kT)$$

上式に対して同定モデルを次式で与える。

$$\hat{y}_w(k) = \hat{\theta}_w^T(k) \xi_w(k) \quad (8)$$

ここで、 $\hat{y}_w(k)$, $\hat{\theta}_w^T(k)$ は、 k 時刻における $y_w(k)$, θ_w^T の推定量を表わしている。

同定誤差 $\hat{y}_w(k) - y_w(k)$ が、

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \{\hat{y}_w(k) - y_w(k)\} = 0$$

となるように、パラメータ $\hat{\theta}_w(k)$ を調整すれば、信号の P. E. 性の仮定の下に、推定パラメータ $\hat{\theta}_w(k)$ が真値 θ_w に漸近することが知られている³⁾。

上のようにして得た規範モデルは、

Fig. 1 Dynamics model

$$\hat{x}^* = \frac{1}{\hat{m}_w s^2 + \hat{c}_w s + \hat{k}_w} F_o(t) \quad (9)$$

となる。このモデルに零次ホルダを前置し、サンプリングタイム T で離散化すると、

$$\hat{x}^*(k) = \frac{z^{-1}(\hat{\theta}_{r3d} + \hat{\theta}_{r4d}z^{-1})}{1 + \hat{\theta}_{r1d}z^{-1} + \hat{\theta}_{r2d}z^{-2}} F_o(k) \quad (10)$$

となり、規範モデルによる推定位置 $\hat{x}^*$ が得られる。

2.3 マスタの制御

規範モデル推定出力 $\hat{x}^*$ にマスタの位置 x_m が追従するように MRACS を設計する⁴⁾。マスタプラント(1)式より、マスタグリッパの伝達関数は、

$$x_m(t) = \frac{1}{m_m s^2 + c_m s} u_m(t) \quad (11)$$

$$u_m(t) = \tau_m(t) + F_o(t) \quad (12)$$

となり、このプラントに零次ホールド要素を前置してサンプリングタイム T で離散化すると、次式のようなになる。

$$A_m(z^{-1})x_m(k) = z^{-1}B_m(z^{-1})u_m(k) \quad (13)$$

$$\text{ただし, } A_m(z^{-1}) = 1 + a_{m1}z^{-1} + a_{m2}z^{-2}$$

$$B_m(z^{-1}) = b_{m0} + b_{m1}z^{-1}$$

$$u_m(k) = \tau_m(k) + F_o(k) \quad (14)$$

ここで、計算に必要な時間を考慮に入れると、上のプラントにむだ時間をつ加えればよいことになる。

$$A_m(z^{-1})x_m(k) = z^{-2}B_m(z^{-1})u_m(k) \quad (15)$$

設計者が与える希望の漸近安定な多項式

$$D_m(z^{-1}) = 1 + d_{m1}z^{-1} + d_{m2}z^{-2} \quad (16)$$

に対して、つぎの Diophantine 方程式を満たす $R_m(z^{-1})$ と $S_m(z^{-1})$ を用いると、

$$D_m(z^{-1}) = A_m(z^{-1})R_m(z^{-1}) + z^{-2}S_m(z^{-1}) \quad (17)$$

$$\text{ただし, } R_m(z^{-1}) = 1 + r_{m1}z^{-1}$$

$$S_m(z^{-1}) = s_{m0} + s_{m1}z^{-1} \quad (18)$$

(15)式の別表現として

$$D_m(z^{-1})x_m(k) = \theta_m^T \xi_m(k-2) \quad (19)$$

$$\theta_m^T = [r'_{m0} \ r'_{m1} \ r'_{m2} \ s_{m0} \ s_{m1}]$$

$$\xi_m(k) = [u_m(k) \ u_m(k-1) \ u_m(k-2) \ x_m(k) \ x_m(k-1)]^T \quad (20)$$

ただし、

$$R'_m(z^{-1}) = B_m(z^{-1})R_m(z^{-1}) \\ = r'_{m0} + r'_{m1}z^{-1} + r'_{m2}z^{-2} \quad (21)$$

を得る¹²⁾。

プラントのパラメータは未知であるが、規範モデルの推定と同じく、入手可能な信号 x_m と ξ_m より θ_m を同定することができる。

制御目的は、プラントに計算時間遅れによるむだ時間をつ加えたため、規範モデルにもむだ時間を考えて

$$D_m(z^{-1})\{x_m(k+2) - z^{-1}\hat{x}^*(k+2)\} = 0, k \geq 0 \quad (22)$$

とすると、制御入力とは同定したプラントパラメータ $\hat{\theta}_m$ を用いて、

$$u_m(k) = \frac{1}{\hat{r}'_{m0}(k)} [D_m(z^{-1})\hat{x}^*(k+1) - \hat{\theta}_{0m}(k)\xi_{0m}(k)] \quad (23)$$

$$\text{ただし, } \hat{\theta}_m^T(k) = [\hat{r}'_{m0}(k) \ \hat{\theta}_{0m}^T(k)]$$

$$\xi_m^T(k) = [u_m(k) \ \xi_{0m}^T(k)] \quad (24)$$

で生成される。

2.4 スレーブの制御

スレーブグリッパの制御の目的は、位置の規範出力 $\hat{x}^*$ にグリッパの位置 x_s を、またオペレータがマスタグリッパに与えた力 F_o にスレーブグリッパが把握対象物に与える力 F_s を追従させるような MRACS を構成することである。

(2)式と(3)式より、スレーブにおける位置と力の伝達関数表現はそれぞれ

$$x_s(t) = \frac{1}{(m_w + m_s)s^2 + (c_w + c_s)s + k_w} \tau_s(t) \\ = G_{sx}(s)\tau_s(t) \quad (25)$$

$$F_s(t) = \frac{m_w s^2 + c_w s + k_w}{(m_w + m_s)s^2 + (c_w + c_s)s + k_w} \tau_s(t) \\ = G_{sf}(s)\tau_s(t) \quad (26)$$

となる。これらの伝達関数に零次ホールド要素を前置して離散化するとつぎのようになる。

$$x_s(k) = \frac{z^{-1}B_{sx}(z^{-1})}{A_{sx}(z^{-1})} \tau_s(k) \\ = G_{sx}(z^{-1})\tau_s(k) \quad (27)$$

$$A_{sx}(z^{-1}) = 1 + a_{sx1}z^{-1} + a_{sx2}z^{-2} \\ B_{sx}(z^{-1}) = b_{sx0} + b_{sx1}z^{-1} \quad (28)$$

$$F_s(k) = \frac{B_{sf}(z^{-1})}{A_{sf}(z^{-1})} \tau_s(k) \\ = G_{sf}(z^{-1})\tau_s(k) \quad (29)$$

$$A_{sf}(z^{-1}) = 1 + a_{sf1}z^{-1} + a_{sf2}z^{-2} \\ B_{sf}(z^{-1}) = b_{sf0} + b_{sf1}z^{-1} + b_{sf2}z^{-2} \quad (30)$$

スレーブ側グリッパは、上の2式を見ればわかるように、入力をアクチュエータ駆動力 τ_s 、出力を位置 x_s と力 F_s とする1入力2出力の系である。このスレーブグリッパに対する制御目的は、規範モデルに対して位置・力ともに追従させることであるが、このような同一方向の位置と力は互いに従属関係にあり、グリッパがある方向に力制御される場合、その結果生じる対象物の運動と矛盾するような位置制御を行うことはできない。そこで、同一方向の位置と力を同時に制御する場合、位置と力のハイブリッド値を制御するという考え方がある⁹⁾。

ここでは、スレーブ側の出力として位置と力のハイブリッド値

$$Y_s = \alpha x_s + (1-\alpha)F_s \quad (0 \leq \alpha \leq 1) \quad (31)$$

れるパルス伝達関数の零点は一つであり、文献¹¹⁾の定理 1 と補題 2 の結果から、その零点はすべてのサンプリング時間 T_s で安定、つまり、制御対象の逆系は常に安定となる。ただし、この零点はサンプリング時間を短くして行くと $-1+j0$ に近づくという性質をもつ極限零点なので、サンプリング時間をあまり短くすると、制御入力に振動的になる恐れがある。

つぎに、スレーブ側制御対象のパルス伝達関数(33)式は連続時間系(25)式と(26)式をハイブリッド比 α で加えたものに零次ホールドを前置し、離散化して得られた。したがって、 $\alpha=1$ (位置のみ)の場合はマスタ側と全く同じ議論が成立する。 $\alpha \neq 1$ の場合、(33)式のパルス伝達関数は厳密にプロパではなく(分母、分子ともに z の 2 次多項式)、任意のサンプリング時間 T_s において零点が安定できることを期待することはできない。ただし、

$$(1-\alpha)m_ws^2 + (1-\alpha)c_ws + \alpha + (1-\alpha)k_w = 0$$

の 2 根を $s_i (i=1, 2)$ とすれば、サンプリング時間 T_s が短くなるにつれ、二つの零点 $z_i (i=1, 2)$ は $\exp(s_i T_s)$ に近づくので、 $\text{Re}\{s_i\} < 0$ から、 $|z_i| < 1$ となる。つまり、サンプリング時間がある程度短ければ、制御対象の逆系は必ず安定になる。数値計算によれば、ハイブリッド比 α が 1 に近づくにつれ短いサンプリング時間 T_s が要求されることを確認している。

2.6 伝送時間遅れの考慮

マスタ・スレーブアームシステムの代表的な応用例として宇宙ロボットがあり、最近さまざまな研究がなされてきている⁹⁾。ここで特に問題となるのは、たとえば宇宙空間に配したスレーブロボットを地球上から遠隔操作するような場合、マスタ側とスレーブ側に数秒程度の通信時間遅れが存在するということである。この場合、単純な装置では、オペレータがある動きをマスタアームに与えた後、その結果がスレーブ側から返ってくるのを待ってからつぎの操作をしなければならないため、作業能率は大幅に低下し、また遅れ要素はシステムの不安定化の要因ともなる。

ここでは、これまで設計してきたマスタ・スレーブシステムに伝送時間遅れ(T_d とする)がある場合について考察をする⁷⁾。

Fig. 3 のようにシステムを構成すると、スレーブ側のモデルを規範モデルの形でマスタ側にもつことになり、オペレータの操作に対する対象物の反応を、マスタ側のローカルループで即時に計算して返すことができる。一方、スレーブシステムは T_d 時間遅れてマスタシステムの動きに追従することになる。

また、この場合も先に述べた安定性の考察があてはまり、本研究で提案したマスタ・スレーブアームの制御法

Fig. 3 Signal flow with transmission delay

は、伝送時間遅れが存在するときも、オペレータは遅れに大きな影響を受けることなく対象物の力覚を感じながら作業を行えるシステムであると考えられる。

3. シミュレーション

シミュレーションを行うにあたって必要なパラメータを以下のように定める。

把握対象物の動特性

$$\begin{aligned} m_w &= 0.02(\text{kg}) \\ c_w &= 0.2(\text{kgf}\cdot\text{s}/\text{cm}) \\ k_w &= 2.0(\text{kgf}/\text{cm})(0 \sim 6.2 \text{ s}) \\ &4.0(\text{kgf}/\text{cm})(6.2 \text{ s} \sim) \end{aligned} \quad (42)$$

グリッパの動特性

$$\begin{aligned} m_m &= m_s = 0.05(\text{kg}) \\ c_m &= c_s = 0.5(\text{kgf}\cdot\text{s}/\text{cm}) \end{aligned} \quad (43)$$

コントローラ

サンプリング時間: $T_s = 10(\text{msec})$

規範モデルの推定部:

$$\text{初期パラメータ } \hat{\theta}_s^T(0) = [0.01/0.1/1]$$

(6)式のフィルタとしては、カットオフ周波数 100(rad/s)の連続時間低域ろ波フィルタを双 1 次変換して得られる離散時間フィルタを用いる。

マスタ部:

$$\text{漸近安定多項式 } D_m(z^{-1}) = (1 - 0.5z^{-1})^2$$

マスタ部におけるモデル規範型適応制御は、Fig. 2 からわかるように、マスタの動特性(1)式だけに依存する(把握対象物の動特性には無関係である)ため、パラメータ $\hat{\theta}_m(k)$ は 1 度の試行でほぼ一定値に収束する。ここでは、その値を初期値 $\hat{\theta}_m(0)$ として用いた。ちなみに、

$$\hat{\theta}_m^T(0) = [0.00213/0.00028/0.00071/0.95/-0.71]$$

であった。

スレーブ部:

ハイブリッド比 $\alpha = 0.5$

$$\text{漸近安定多項式 } D_s(z^{-1}) = (1 - 0.5z^{-1})^2$$

$$\text{初期パラメータ } \hat{\theta}_s^T(0) = [0.1/0.1/0.1/0.1/1/1]$$

Fig. 4 Simulation result (without delay)

パラメータ調整則：規範モデルの推定部，マスタ部，スレーブ部ともに，ゲインリセット付き最小二乗法¹²⁾(ただし，ゲインリセット間隔 0.5 sec)を用い，ゲインの初期値 $\Gamma(0)=aI_n$ とした。ただし，規範モデルの推定部とマスタ部では $a=10$ ，スレーブ部では $a=500$ とした。

以上の設定の下に，シミュレーションは，把握対象物，マスタとスレーブの動特性は連続時間，コントローラは離散時間というハイブリッド形式で実施した。

オペレータの加える力 F_0 は，周期 3(s) の三角形状の力を考える。

伝送遅れ時間がない場合の結果を Fig. 4 に示す。Fig. 4(a) には，マスタの位置 X_m ，スレーブの位置 X_s ，規範モデルの位置 X^* を示す。なお，推定規範モデルの位置 $\hat{X}^*$ はマスタの位置 X_m と完全に一致しているので省略した。Fig. 4(b) には，マスタの力 F_0 とスレーブの力 F_s を示す。これらの図から，把握初期および対象物の動特性変化 ($t=6.2$ sec) の直後は，規範モデルのパラメータが同定されるまでに位置，力ともにずれが生じているが，その後は位置，力とも良好な結果が得られている。時刻 $t=6.2$ sec を境に，位置の振幅が 1/2 になっているのは，把握対象物のばね定数 k_w が 2 倍に変化したためである。なお，Fig. 4(c) には，推定規範モデルのパラメータ

Fig. 5 Simulation result (with delay)

が真値に収束してゆく様子が示されている。

伝送遅れ時間がある場合の結果を Fig. 5 に示す。このときの伝送遅れ時間は $T_d=0.5$ sec としている。ここでも，推定規範モデルの位置 $\hat{X}^*$ はマスタの位置 X_m と完全に一致しているので省略した。マスタの位置 X_m (あるいは力 F_0) とスレーブの位置 X_s (あるいは力 F_s) との間に生ずる伝送遅れ時間 T_d だけのずれを除いて，おおむね伝送遅れのない場合と同じ特性を示していることがわかる。これは，伝送遅れ時間が存在するにもかかわらず，オペレータが把握対象物を直接把握している感覚を得ていることを意味し，本手法の有効性を示すものである。ただし，把握初期におけるマスタの位置のずれは，Fig. 4 と比較すると，かなり大きい。これは，スレーブの位置と力が最初の 0.5 秒間零のままであり，規範モデルの推定は実質的に時刻 $t=0.5$ sec から始まり，この間，マスタ側は推定規範モデルの初期値を把握対象物とみなして制御されているためである。このような現象は，把握対象物の動特性が未知で伝達遅れが存在する場合には，やむを得ないものと考えられる。また，Fig. 5(a) の時刻 $t=6\sim 8$ sec のマスタの位置の挙動からわかるように，時刻 $t=6.2$ sec で把握対象物の動特性が変化したにもかかわらず，マスタ側でそれを知るには約 $t=7.5$ sec (Fig. 4 と比較して，約 0.5 秒遅い) であり，ここにも伝送遅れの影響が現れている。

4. 実 験

Fig. 6 は実験装置の概略図である。図中，マスタグリップおよびスレーブグリップは，把握板をラックピニオン機構を介して D.C. モータで駆動する 1 自由度のグリップである。各グリップの把握板の位置はエンコーダ

Fig. 6 Master slave gripper

Fig. 7 Experiment result (without delay)

で、力は把握板に取り付けられた歪ゲージによって検出される。これらのデータは、A/D ボードを介して、PC-9801 上で実現されたコントローラに取り込まれ、D/A ボードを介してモータに送られる。

コントローラ

サンプリング時間: $T_s=10(\text{msec})$

規範モデルの推定部:

$\hat{\theta}_s^*(0)$ および (6) 式のフィルタは、シミュレーションと同じに設定。

マスタ部:

$D_m(z^{-1})$ および $\hat{\theta}_m^*(0)$ の決め方はシミュレーションと同じ。ちなみに、

$$\hat{\theta}_m^*(0) = [0.00072 / -0.00027 / -0.00027 / 0.12 / 0.13]$$

であった。

(a) Positions

(b) Forces

Fig. 8 Experiment result (with delay)

スレーブ部:

ハイブリッド比 α , $D_s(z^{-1})$ および $\hat{\theta}_s^*(0)$ はシミュレーションと同じに設定。

パラメータ調整則: シミュレーションと同じ。ただし、規範モデルの推定部では $\alpha=0.2$, マスタ部では $\alpha=10^{-4}$, スレーブ部では $\alpha=0.002$ とした。

なお、伝送遅れのための実験では伝送遅れ時間を PC-9801 上でソフト的に実現している。

把握対象物としては、硬式および軟式テニスボールを使用した。実験は、スレーブグリップにテニスボールをセットし、オペレータがマスタグリップを把握することで行われた。実験の途中で硬式と軟式のテニスボールを取り替えた結果を Fig. 7, Fig. 8 に示す。この際、スレーブグリップが把握対象物に接触していない間は位置制御のみを行っており⁸⁾、本手法の適応制御は使用していない。

Fig. 7 は伝送遅れのない場合の結果である。把握対象物との接触の直後を除き、位置、力ともほぼ良好な結果が得られた。ただし、シミュレーションと異なり、マスタの位置 X_m と推定規範モデルの位置 $\hat{X}^*$ が完全に一致していない。この原因としては、マスタ部のコントローラパラメータが十分真値に収束していないことが考えられる。

Fig. 8 には伝送遅れがある場合の結果を示す。伝送遅れ時間は $T_d=0.5 \text{ sec}$ である。マスタの位置 X_m (あるいは力 F_o) とスレーブの位置 X_s (あるいは力 F_s) との間に生ずる伝送遅れ時間 T_d だけのずれを除いて、おおむね伝送遅れのない場合と同じ特性を示していることがわかる。シミュレーションでも述べたが、これは、伝送遅

れ時間が存在するにもかかわらず、オペレータが把握対象物を直接把握している感覚を得ていることを意味し、本手法の有効性を示すものである。

5. おわりに

本論文では、マスタ・スレーブシステムの一制御法として規範モデル推定を伴ったモデル規範型適応制御を用いることを提案し、シミュレーションおよび実験によってその有効性を確認した。

今後は、並列処理を用いてサンプリング時間を短縮することや多自由度系への拡張、また、伝送遅れ時間が時変の場合の考察などが課題である。

参考文献

- 1) 新井, 中野: 異構造マニピュレータ間におけるバイラテラルマスタスレーブ制御, 日本ロボット学会誌, **4-5**, 469/479(1986)
- 2) 横小路, 吉川: 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, **26-5**, 572/579(1990)
- 3) I. D. ランダウ, 富塚: 適応制御システムの理論と実際, オーム社, (1981)
- 4) 藤井省三: デジタル適応制御, コンピュータロール, **27**, 28/41(1989)
- 5) 福田, ほか: 対象物の動特性を考慮したグリッパの適応ハイブリッド力制御方式, 日本ロボット学会誌, **6-2**, 91/99(1988)
- 6) 町田和雄: 宇宙ロボットのテレオペレーション, 計測と制御, **30-10**, 865/870(1991)
- 7) 林, ほか: 伝送遅れがある場合のマスタスレーブグリッパの適応制御, 第12回適応制御シンポジウム予稿集, 135/138, (1992)
- 8) 林, ほか: 把握物体との接触の有無を考慮したマスタスレーブアームの適応制御, 第9回日本ロボット学会学術講演会予稿集, 727/730, (1991)
- 9) 藤井, ほか: マスタ・スレーブシステムの適応制御, 第6回日本ロボット学会学術講演会予稿集, 395/398(198)
- 10) B. Hannaford: A Design Framework for Teleoperators with Kinesthetic Feedback, IEEE Transactions on Robotics and Automation, **RA-5-4**, 426/434 (1989)
- 11) K. J. Astrom et al.: Zeros of Sampled Systems, Automatica, **20-1**, 31/38 (1984)
- 12) G. C. Goodwin and K. S. Sin: Adaptive Filtering Prediction and Control, Prentice-Hall (1984)

[著者紹介]

林 慶 司

1992年, 名古屋大学大学院工学研究科電子機械工学専攻前期課程修了。在学中, 適応制御の応用の研究に従事。現在, セコム(株)IS研究所に勤務。

早 川 義 一 (正会員)

(本号 p. 45 参照)

加 藤 典 彦 (正会員)

1986年, 名古屋大学大学院博士後期課程修了(機械工学専攻)。同年名古屋大学工学部助手。ロボットの制御に関する研究に従事。日本機械学会, 日本ロボット学会などの会員(工学博士)。

藤 井 省 三 (正会員)

(本号 p. 45 参照)