

ダイレクトドライブマニピュレータ軌道制御系の自動調整

平田弘志^{*1} 穴吹雅敏^{*1}

Auto-tuning for Trajectory Control System of Direct Drive Manipulator

by

Hiroshi HIRATA^{*1} and Masatoshi ANABUKI^{*1}
(Received on Apr. 27, 2007, Accepted on Jul. 10, 2007)

Abstract

The proposed system is achieved by appending a disturbance observer to Type-2 servo in order to reduce the tracking errors concerning trajectory control of DD (direct drive) robot manipulator. An auto-tuning strategy on the basis of parameter estimation method is adopted to compensate for the deterioration of tracking performance due to the payload variations. Furthermore, recursive identification algorithm for estimating adaptively the basic parameters of two-link DD robot manipulator with great variation of the payloads is proposed. The estimated parameters are efficiently updated by means of scalar type's numerical models appropriately selected from a vector type's linear equation of DD manipulator. It is verified by some practical experiments using SICE standard's DD manipulator that the proposed auto-tuning system is very useful in the case having rather large friction torque than nonlinear torque.

Keywords: direct drive manipulator, auto-tuning, motion control, disturbance observer, basic parameter, recursive identification

1. はじめに

ダイレクトドライブ (DD) マニピュレータは一般に遠心力やコリオリ力などの強い非線形性を有することが大きな特徴である。その軌道制御方式もこの非線形性をどのように扱うかによって大別される。マニピュレータ制御の大きな流れは非線形補償とPD制御の両者を含む形態を基本にしたモデルの不確かさを許容するロバスト制御とペイロードによりパラメータが変化する場合にモデルダイナミクスを推定しながら制御を達成する適応制御が上げられる。そして、その両者を兼ね備えたロバスト適応制御が Slotine^{1),2)}により提案され、これがマニピュレータ制御の指針となっている。

一方、マニピュレータの非線形項を無視してモデル化した場合、高速動作時にその影響が大きくなり、制御性能が劣化すると言われている³⁾。しかし、マニピュレータの粘性摩擦力やクーロン摩擦力が大きい場合、遠心力やコリオリ力といった非線形項の影響が顕著に現れない場合がある。この状況下では慣性行列の干渉項を無視し、モデルをスカラー系で線形近似して制御系を設計したとしても、無視したモデル化誤差の影響を外乱オブザーバ⁴⁾等により補償すれば十分な制御性能を得ることができると考えられる。外乱オブザーバは慣性変化の大きなモータ制御系において良い外乱抑制効果を発揮することが確認されており、各種のモーションコントロールに応用されている。この考えは一般の線形制御理論の設計法を基本にしたアプローチであるが、実際、DDマニピュレータ軌道制御への応用研究としてはほとんど見られない。この理由の一つにDDマニピュレータは摩擦が小さく理想的な性能を有するものという既存概念が背景にあると考えられる。

本研究は、DDマニピュレータの摩擦力が大きく、必ずしも理想的であるともいえない現状を考慮し、後者の立場でマニピュレータ軌道制御を考察するものである。提案する制御系は軌道制御に適した2型サーボ系を基本に置き、外乱を抑制する為に外乱オブザーバを付加した制御系を構築する。また、マニピュレータの荷重変化に対処する為に、逐次推定⁵⁾機能を組込むことにより基本パラメータ推定を可能とし、推定値に基づき制御器を更新する自動調整機能⁶⁾を有する制御系を構成した。その際、推定系においてパラメータに関するベクトル型線形関係式を適切なスカラー系に分解し、効果的に推定値を更新する逐次アルゴリズム⁷⁾を提案している。この推定系の分解法として各事前誤差が相互に影響を及ぼさないようにする選定法も本研究の特徴の一つであり、ベクトル型推定則に比べて演算時間の短縮を図ることが可能である。さらに、実データの観測ノイズを考慮した場合にパラメータ推定に適したデータの計測法を考察し、その推定精度についてシミュレーションによる比較検討を加え一つの指針を与えている。自動調整や適応制御において、パラメータ推定精度は重要な部分を占めており、リグレッサ行列要素の加速度情報は多くの場合、信号処理により算出されるので、本指針は加速度センサを使用しない機械系制御分野などでも意味あるものと考えられる。最後にこれらを踏まえた実機実験を実施し、良好な制御結果が得られることを実証する。

2. DD マニピュレータの動力学

本章では、2自由度DDマニピュレータのモデル化と実験に使用したSICE-DDマニピュレータについて述べる。Fig. 1は2自由度マニピュレータを図示したものであり、これ

*1 情報理工学部 コンピュータ応用工学科 准教授

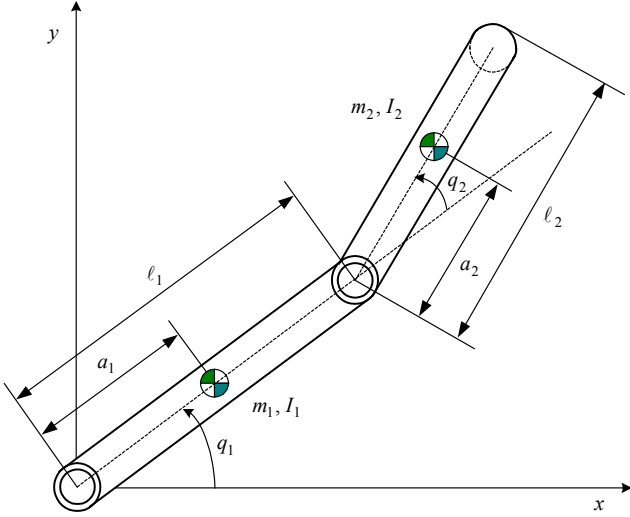


Fig. 1 Schematic drawing of two-link DD manipulator.

を水平に設置した場合の運動方程式は式(1)で記述される。

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + F(\dot{q}) = \tau \quad (1)$$

ここで、 $M(q)\ddot{q}$ は慣性力、 $C(q, \dot{q})\dot{q}$ は遠心・Coriolis 力、 $F(\dot{q})$ は摩擦力、 q, \dot{q}, \ddot{q} はそれぞれ関節角、関節速度、関節角速度であり、 τ は関節トルクである。また、各リンクの慣性モーメントを I_1, I_2 、質量を m_1, m_2 、リンク長を l_1, l_2 、重心長を a_1, a_2 とするとき、慣性行列 $M(q)$ および非線形行列 $C(q, \dot{q})$ は式(2),(3)のようになる。

$$M(q) = \begin{bmatrix} J_1 + J_2 + 2rC_2 & J_2 + rC_2 \\ J_2 + rC_2 & J_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{ただし、 } J_1 = I_1 + m_1 a_1^2 + m_2 l_1^2, \quad J_2 = I_2 + m_2 a_2^2,$$

$$r = m_2 l_1 a_2, \quad C_2 = \cos q_2, \quad q = [q_1 \quad q_2]^T$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -rS_2\dot{q}_2 & -rS_2(\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ rS_2\dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_2 = \sin q_2. \quad (3)$$

また、摩擦力 $F(\dot{q})$ が式(4)のように粘性摩擦 $B\dot{q}$ と Coulomb 摩擦 $D(\dot{q})$ の和で記述されるものとする。

$$F(\dot{q}) = B\dot{q} + D(\dot{q}), \quad B\dot{q} = \begin{bmatrix} b_1\dot{q}_1 \\ b_2\dot{q}_2 \end{bmatrix}, \quad D(\dot{q}) = \begin{bmatrix} d_1 \text{sgn}(\dot{q}_1) \\ d_2 \text{sgn}(\dot{q}_2) \end{bmatrix} \quad (4)$$

このとき、式(1)は基本パラメータ σ に関するベクトル型線形関係式

$$\tau = M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + B\dot{q} + D(\dot{q}) = \Phi(q, \dot{q}, \ddot{q})\sigma \quad (5)$$

により記述できる。ここで、トルク τ は $\tau = [\tau_1 \quad \tau_2]^T$ 、Regressor 行列 $\Phi(q, \dot{q}, \ddot{q})$ と基本パラメータ σ は次式となる。

$$\Phi(q, \dot{q}, \ddot{q}) := [\Phi_1 \quad \Phi_2]^T \\ = \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 & \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 & \phi_{13} & \dot{q}_1 & 0 & \text{sgn}(\dot{q}_1) & 0 \\ 0 & \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 & \phi_{23} & 0 & \dot{q}_2 & 0 & \text{sgn}(\dot{q}_2) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\phi_{13} = C_2(2\ddot{q}_1 + \ddot{q}_2) - S_2(2\dot{q}_1\dot{q}_2 + \dot{q}_2^2), \quad \phi_{23} = C_2\dot{q}_1 + S_2\dot{q}_1^2$$

$$\sigma := [\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \sigma_3 \quad \sigma_4 \quad \sigma_5 \quad \sigma_6 \quad \sigma_7]^T \\ = [J_1 \quad J_2 \quad r \quad b_1 \quad b_2 \quad d_1 \quad d_2]^T. \quad (7)$$

次に、検証実験に使用した S I C E-DDマニピュレータを



Fig. 2 Two-link direct drive manipulator "SR-402DD".

Fig. 2 に示す。両リンク共に同じ 200[mm] の長さを有し、ジョイント部はアウトロータ型ダイレクトドライブ AC モータによるトルク制御モードで駆動される。また、両モータへのトルクコマンド最大電圧値は共に ± 8 ボルトであり、最大トルクは第 1 関節が 70 [Nm] であり、第 2 関節が 15 [Nm] である。また、各関節の角度検出用エンコーダの分解能は第 1 関節が 614400 [pulse/rev] であり、第 2 関節が 507904 [pulse/rev] である。さらに、実験にはコントローラとして、市販の PC を使用し、インタフェースボードはトルクコマンドに 2 チャンネル 12 ビット D/A 変換器、ポジション検出に 2 チャンネル 24 ビットエンコーダパルスカウンタ、電流と速度検出に 4 チャンネル 12 ビット A/D 変換器を備えている。

3. マニピュレータ逐次推定

モデル化された DD マニピュレータの基本パラメータを逐次的に推定する為に演算時間の短縮を図ったスカラー型の推定アルゴリズムと推定モデル選定法について述べる。また、推定系のリグレッサ行列構成において必要となる運動データの計測法と信号処理について考察する。さらに、その観測ノイズを考慮した推定シミュレーション結果と検討を与える。

3. 1 逐次推定アルゴリズム

前章で述べた以下の物理パラメータの集合

$$p = \{I_1, I_2, m_1, m_2, l_1, l_2, a_1, a_2, b_1, b_2, d_1, d_2\} \in R^{12} \quad (8)$$

が全て既知ならば、アームの運動は式(1)により一意的に決定可能である。しかし、アームの運動情報から式(8)のパラメータ全てを決めることは非常に困難である。また、運動を表すのに式(8)のパラメータ全てを知る必要はなく、式(5)の関係式で与えられる式(7)の基本パラメータが求められれば運動は明確となるので、ここでは基本パラメータを推定することとする。さらに、パラメータ推定のために計算効率の良いスカラー形のアルゴリズムを適用する為にまず、ベクトル形の線形関係式(5)を以下のスカラー形の線形関係式に分解する。

$$\tau_i = \varphi_i^T \theta_i, \quad (i=1, 2) \quad (9)$$

ここで、 φ_i は式(6)の $\Phi(q, \dot{q}, \ddot{q})$ の i 行要素から選ばれる。 θ_i は式(7)の σ から φ_i に対応させて選ばれる基本パラメータの要素である。また、推定モデルは以下のように定義される。

$$y_i(t) = \varphi_i^T(t) \hat{\theta}_i(t), \quad (i=1, 2) \quad (10)$$

ここで、 $\hat{\theta}_i(t)$ は推定値を表し、 $y_i(t)$ は推定モデルの出力を表す。また、 $\varphi_i(t)$ は計測時間毎の運動データ

$$\{q_i(t), \dot{q}_i(t), \ddot{q}_i(t), \tau_i(t)\} \quad (i=1, 2). \quad (11)$$

に基づいて構成されるベクトルである。尚、式(9)のスカラー式に分解するための選定法の指針については後述する。計測システムのS/N比が比較的良好な場合、最小2乗推定値はバイアスが小さく信頼できるものである。本研究では逐次推定と計算機制御を同時進行する為、制御周期選定の観点からできるだけ計算効率の良いアルゴリズムが有利である。そこで、DDマニピュレータのようなベクトル型機械システムに対応できるように以下に示すようなスカラー型の逐次最小2乗推定則⁷⁾を考案し、独立して繰り返し使用するようなアルゴリズムとしている。

Recursive least-squares algorithm (RLS):

$$\hat{\theta}_i(t) = \hat{\theta}_i(t-1) + \frac{P_i(t-1)\phi_i(t)}{\lambda_i(t) + \phi_i^T(t)P_i(t-1)\phi_i(t)} \varepsilon_i(t) \quad (12)$$

$$P_i(t) = \frac{1}{\lambda_i(t)} \left\{ P_i(t-1) - \frac{P_i(t-1)\phi_i(t)\phi_i^T(t)P_i(t-1)}{\lambda_i(t) + \phi_i^T(t)P_i(t-1)\phi_i(t)} \right\} \quad (13)$$

$$\varepsilon_i(t) = \tau_i(t) - \Phi_i^T(t) \hat{\sigma}(t-1) \quad (14)$$

$$\lambda_i(t) = (1 - \mu_i)\lambda_i(t-1) + \mu_i, \quad (i=1, 2), \quad (15)$$

ここで、重み係数 $\lambda_i(t)$ は $0.98 < \lambda_i(t) \leq 1$ 程度の範囲で使用され、定数 μ_i は重み係数を調整する為の定数である。

3. 2 推定に適した Regressor 行列の分解

式(5)の Regressor 行列 $\Phi(q, \dot{q}, \ddot{q})$ の各要素ベクトル ϕ_i を分解する為のベクトル ϕ_i の選定法は一意的ではなく幾つか考えられる。その指針として、分離された推定系が式(14)の事前誤差 $\varepsilon_i(t)$ について相互に影響を及ぼさないように選定する必要がある。このような条件を満足する推定モデルの組として以下の式(16)と式(17)が得られる。本研究では、両推定系共に数値シミュレーションにより良好な推定結果が得られることを確認済みであるが、本研究の有効性を実証するための推定モデルとして式(16)の推定系を用いることとする。

$$\begin{cases} \phi_1^T(t) = [\ddot{q}_1(t) & \dot{q}_1(t) & \text{sgn}(\dot{q}_1(t))] \\ \hat{\theta}_1^T(t) = [\hat{\sigma}_1(t) & \hat{\sigma}_4(t) & \hat{\sigma}_6(t)] \\ \phi_2^T(t) = [\ddot{q}_2(t) + \ddot{q}_3(t) & \phi_{23}(t) & \dot{q}_2(t) & \text{sgn}(\dot{q}_2(t))] \\ \hat{\theta}_2^T(t) = [\hat{\sigma}_2(t) & \hat{\sigma}_3(t) & \hat{\sigma}_5(t) & \hat{\sigma}_7(t)] \end{cases} \quad (16)$$

及び

$$\begin{cases} \phi_1^T(t) = [\ddot{q}_1(t) & \ddot{q}_1(t) + \ddot{q}_2(t) & \phi_{13}(t) & \dot{q}_1(t) & \text{sgn}(\dot{q}_1(t))] \\ \hat{\theta}_1^T(t) = [\hat{\sigma}_1(t) & \hat{\sigma}_2(t) & \hat{\sigma}_3(t) & \hat{\sigma}_4(t) & \hat{\sigma}_6(t)] \\ \phi_2^T(t) = [\dot{q}_2(t) & \text{sgn}(\dot{q}_2(t))] \\ \hat{\theta}_2^T(t) = [\hat{\sigma}_5(t) & \hat{\sigma}_7(t)] \end{cases} \quad (17)$$

3. 3 推定に必要な運動データの獲得

マニピュレータの推定を実施する為には式(11)の運動データが必要である。推定系に異なるセンサダイナミクスが含まれる場合、推定精度が劣化することが知られている。また、異なるセンサダイナミクスを含む推定系を補償する為に低域フィルタ使用の有効性が報告⁸⁾されている。しかし、ここでは観測ノイズの影響には言及していない。本節では、運動データの幾つかを獲得した際に、センサダイナミクスの違いを補償する推定系として有効な2通りのシステム同定法を

考察する。また、式(6)のリグレッサ行列において加速度情報は多くの場合、センサを使用せず信号処理により算出されるので、本システムにおいても加速度情報を得る為にいずれの場合も微分フィルタの使用が不可欠となる。

M1法：ジョイントへのトルクと角度が入手可能な場合

センサー特性の補償はFig. 3に示す構成で実施される。ここで、入力トルク τ とジョイント角度 q はそれぞれ電流検出器と光学式エンコーダにより計測され、推定に必要な各運動データは式(18)のフィルタ出力により得られる。

$$\begin{cases} \tau_a = G_0 \tau, & q_a = G_0 q \\ \text{sgn}(\dot{q}_a) = G_0 \text{sgn}(\dot{q}), & \dot{q} = \{q(t) - q(t-1)\} / T \\ \dot{q}_a = G_1 \dot{q}, & \ddot{q}_a = G_2 \ddot{q} \end{cases} \quad (18)$$

$$G_0 = \frac{1}{(1 + \tau_f s)^3}, \quad G_1 = s G_0, \quad G_2 = s^2 G_0 \quad (19)$$

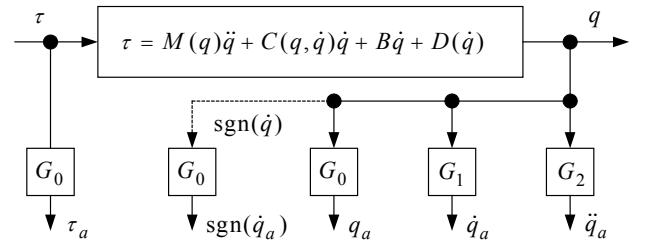


Fig. 3 Compensation of sensor dynamics by M1 identification.

M2法：ジョイントトルク、角度と角速度が入手可能な場合

センサー特性の補償はFig. 4に示す構成で実施される。このとき、入力トルク τ とジョイント角度 q は前と同様に、またジョイント角速度 \dot{q} はF/V変換器の出力から計測される。さらに、推定に必要な各運動データは式(20)のフィルタ出力により与えられる。

$$\begin{cases} \tau_a = G_0 \tau, & q_a = G_0 q, & \text{sgn}(\dot{q}_a) = G_0 \text{sgn}(\dot{q}) \\ \dot{q}_a = G_0 \dot{q}, & \ddot{q}_a = G_1 \ddot{q} \end{cases} \quad (20)$$

$$G_0 = \frac{1}{(1 + \tau_f s)^2}, \quad G_1 = s G_0 \quad (21)$$

3. 4 シミュレーションによる同定系の評価

M1法とM2法両者の推定性能がシミュレーションにより比較検討される。Table 1はシミュレーションに使用したDDマニピュレータの基本パラメータである。この値は実対象の推定結果に基づいて選んだものである。Table 2はシミュレーション条件であり、角度検出値に観測ノイズを付加している。観測ノイズの標準偏差は光学式エンコーダの最小分解能の5倍から7倍程度を仮定した。

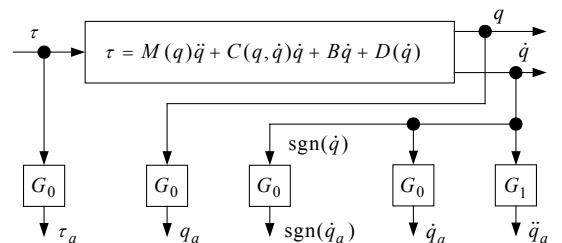


Fig. 4 Compensation of sensor dynamics by M2 identification.

Table 3はM1法においてフィルタ時定数 τ_f を変化させた場合の推定結果であり、各パラメータの推定誤差率を表示したものである。誤差計算はTable 1の基本パラメータ値を真値とし、推定値との差を真値で除し、その絶対値をパーセント表示している。Table 4はM2法において速度検出の際に付加した観測ノイズを示している。また、標準偏差はA/D変換器の最小分解能の10倍から20倍程度を仮定した。さらに、Table 5はM2法において時定数 τ_f を変化させた場合の推定結果をTable 3と同様に推定誤差率で表示したものである。

Table 1 Basic parameters for DD manipulator simulation.

J_1 [kgm ²]	J_2 [kgm ²]	r [kgm ²]	b_1 [Nms]	b_2 [Nms]	d_1 [Nm]	d_2 [Nm]
0.44	0.072	0.086	2.27	0.486	3.59	0.757

Table 2 Simulation condition for DD manipulator estimation.

torque to first joint	$\tau_1 = 18.75 \sin 2k\pi T$ [Nm]
torque to second joint	$\tau_2 = 5.625 \sin 2k\pi T$ [Nm]
observation noise to Link1 position	$\sigma_{q1}^2 = 3 \times 10^{-9}$ [rad]
observation noise to Link2 position	$\sigma_{q2}^2 = 1 \times 10^{-8}$ [rad]
sampling period	$T = 0.001$ [sec]
data numbers for identification	$k = 10000$

Table 3 Estimation result of M1 identification system.

τ_f	Estimation error [%]						
	\hat{J}_1	\hat{J}_2	\hat{r}	\hat{b}_1	\hat{b}_2	\hat{d}_1	\hat{d}_2
0.002	3.02	1.92	21.74	20.44	6.08	21.86	8.83
0.004	1.85	0.68	0.85	10.85	1.45	11.55	2.26
0.006	1.82	0.52	0.26	9.07	1.70	10.29	2.56
0.008	1.94	0.47	0.38	8.76	1.63	10.12	2.45
0.01	1.98	0.40	0.44	8.56	1.58	9.86	2.39
0.02	1.47	0.45	1.64	12.64	1.77	15.37	3.15

Table 4 Appended condition for M2 identification system.

observation noise to Link1 velocity	$\sigma_{\dot{q}1}^2 = 5 \times 10^{-4}$ [rad/sec]
observation noise to Link2 velocity	$\sigma_{\dot{q}2}^2 = 3 \times 10^{-3}$ [rad/sec]

Table 5 Estimation result of M2 identification system.

τ_f	Estimation error [%]						
	\hat{J}_1	\hat{J}_2	\hat{r}	\hat{b}_1	\hat{b}_2	\hat{d}_1	\hat{d}_2
0.002	5.37	9.23	7.40	12.92	0.04	13.57	1.56
0.004	0.34	1.31	1.23	10.56	0.53	10.74	0.30
0.006	0.73	0.11	0.20	8.04	0.51	8.29	0.13
0.008	0.61	0.15	0.45	6.27	0.56	6.52	0.06
0.01	0.43	0.17	0.42	5.20	0.62	5.38	0.23
0.02	0.56	0.45	0.77	3.02	0.96	2.69	1.10

Table 3より、M1法では $\tau_f = 0.004$ から $\tau_f = 0.01$ の場合において \hat{b}_1 と \hat{d}_1 の推定値が10%程度の誤差をもつがその他は3%以下となっている。一方、Table 5のM2法では $\tau_f = 0.006$ から $\tau_f = 0.02$ の場合において全ての推定値が10%以下であり、とくに $\tau_f = 0.02$ の場合において、推定値全てが3%以内の誤差となっている。シミュレーションによる推定性能の比較ではM2法が精度の良い結果となっている。このとき、 τ_f を大きくし過ぎるとパラメータの収束が遅くなるので、実用に際して注意を要する。さらに、M2法における $\tau_f = 0.02$ の場合の逐次推定過程をFig. 5に示す。3秒程度で真値に近い部分へ漸近していることがわかる。

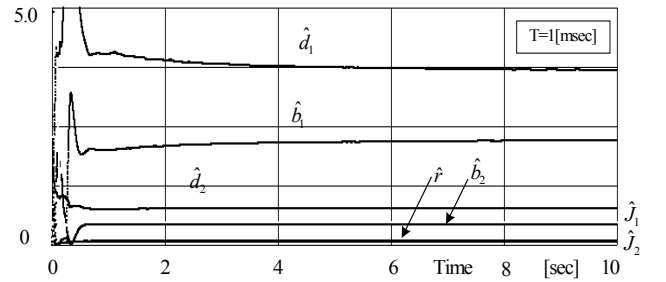


Fig. 5 Transition process of estimated parameters ($\tau_f = 0.02$).

3. 5 DD マニピュレータ逐次推定

本節では、M2法を用いたSICE-DDマニピュレータ実機の推定結果を示す。逐次推定実験に使用した入力トルクとサンプリング時間をTable 6に示す。Fig. 6は $\tau_f = 0.02$ 、ペイロードが1[kg]の推定過程であり、Fig. 7はその推定値を用いたモデル応答と実応答の比較を示している。また、Fig. 8は同じくペイロードが3[kg]の推定過程であり、Fig. 9はその推定値を用いたモデル応答と実応答の比較を示している。どちらの実験でも、応答に多少の不一致は見られるが実機に対する逐次推定結果としては十分な性能と考えられ、軌道追従制御実験に使用可能と考えられる。さらに、推定された基本パラメータと推定値平均値との分散をTable 7に示す。

Table 6 Condition for SICE D.D manipulator estimation.

torque to first joint	$\tau_1 = 18.75 \sin 2k\pi T$ [Nm]
torque to second joint	$\tau_2 = 5.625 \sin 2k\pi T$ [Nm]
sampling period	$T = 0.001$ [sec]

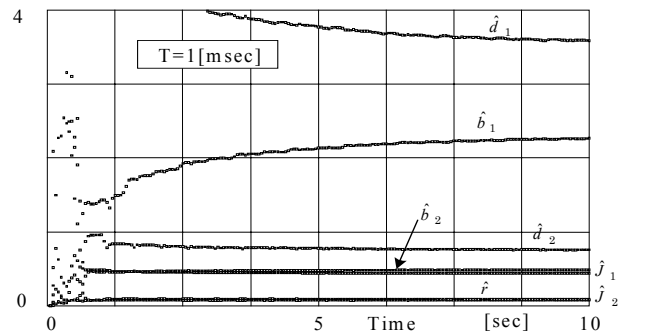


Fig. 6 Transition process of estimated parameters to 1 [kg] payload.

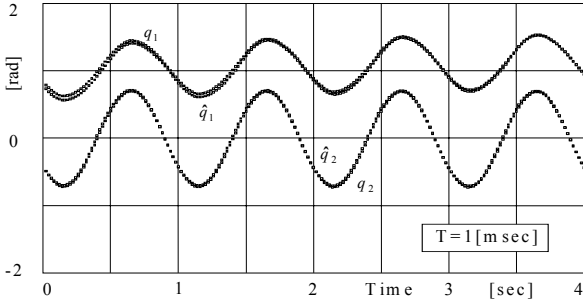


Fig. 7 Both responses of DD manipulator and estimated model.

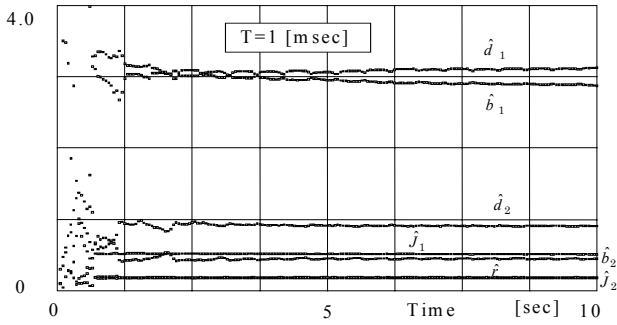


Fig. 8 Transition process of estimated parameters to 3 [kg] payload.

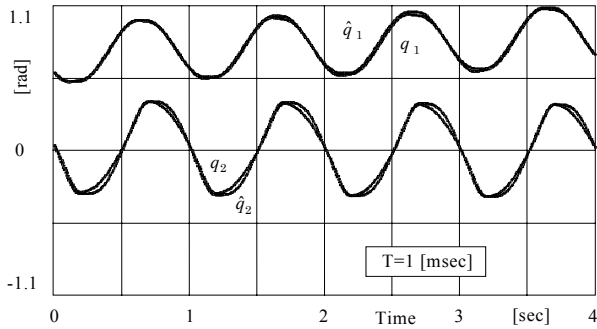


Fig. 9 Both responses of DD manipulator and estimated model.

Table 7 Estimated basic parameters of DD manipulator.

	\hat{J}_1 [kgm ²]	\hat{J}_2 [kgm ²]	\hat{r} [kgm ²]	\hat{b}_1 [Nms]	\hat{b}_2 [Nms]	\hat{d}_1 [Nm]	\hat{d}_2 [Nm]
light	0.436	0.072	0.086	2.316	0.491	3.477	0.740
[1kg]	(6.5e-6)	(7.4e-7)	(4.9e-6)	(3.0e-3)	(3.3e-5)	(1.4e-2)	(3.1e-4)
heavy	0.507	0.180	0.186	2.801	0.506	3.219	0.826
[3kg]	(9.4e-6)	(1.7e-6)	(2.2e-5)	(1.3e-4)	(4.7e-3)	(2.7e-4)	(8.4e-3)

4. マニピュレータ軌道追従制御系

前章の Table 7 に示したDDマニピュレータ実機のパラメータ推定結果より粘性摩擦やクーロン摩擦が大きいことから、動作時において非線形トルクの影響はそれ程顕著には現れないと考えられる。したがって、従来の非線形補償とPD制御の両者による限定された制御器による追従制御方式を用いることよりもむしろDDマニピュレータの研究成果が少ない線形制御理論の適用法を提案し、その有効性を実証することの意義が高いと判断し独自の追従制御系を構築した。ここでは、DDマニピュレータ非線形モデルの基本パラメータ推定

値に基づき、式(2)の干渉トルク及び式(3)の非線形トルクを無視した線形ノミナルモデルを考える。この設計モデルに対して軌道制御のために2型サーボを基本制御器とし、トルク外乱除去を図るために外乱オブザーバを併用する。さらに、マニピュレータのペイロード変化による追従特性の劣化に対処するために自動調整機能を組込んだ制御系を構成する。

本手法は基本パラメータ推定にVSS型適応制御などで使用されている積分型適応則^{1),3)}よりも収束性に優れ、ロバスト性も高い逐次推定則を使用するので、信頼性のある状況把握が可能である。また、制御器及び外乱オブザーバの更新も容易である点、上記の適応制御と異なり、柔軟に制御器を変更できる利点もある。

4.1 2型サーボ系の構成

式(1)の慣性行列の干渉項や非線形項を無視すると、マニピュレータ各軸についてスカラー系のトルク方程式

$$J_n \ddot{q} + B_n \dot{q} = \tau \quad (22)$$

を考えることができる。ただし、第1軸のノミナル値として $J_n = \hat{\sigma}_1 + \hat{\sigma}_2$, $B_n = \hat{\sigma}_4$, 第2軸では $J_n = \hat{\sigma}_2$, $B_n = \hat{\sigma}_5$ とする。ここで、入力トルク τ から角度出力 q までを degree 単位表記で伝達関数表示すると

$$P_n = PG_s, \quad P = 1/(J_n s + B_n), \quad G_s = K_c/s \quad (23)$$

と記述できる。但し、 K_c は変換定数 $K_c = 180/\pi$ [deg/rad] である。さらに、サーボドライバの動特性 G_d を次式

$$G_d = K_1/(1+T_1s) \quad (24)$$

で与える。ここで、 K_1 はドライバアンプのゲインであり、 T_1 はアンプの時定数である。したがって、ドライバアンプの電圧指令 v から角度出力 q までの伝達関数 $G_d P_n$ は次式

$$G_d P_n = b/s(s^2 + a_1s + a_2), \quad (25)$$

$$\because a_1 = (J_n + T_1 B_n)/J_n T_1, \quad a_2 = B_n/J_n T_1, \quad b = K_1 K_c/J_n T_1$$

のように記述できる。このとき、Fig. 10 に示す制御系の閉ループ特性を2項係数標準形 $(s + \omega)^6$ で指定すると、制御器 G_c は次式で与えられる。

$$G_c = (\beta_0 s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3)/s(s^2 + \delta_1 s + \delta_2), \quad (26)$$

$$\begin{cases} \delta_1 = 6\omega - a_1, & \delta_2 = 15\omega^2 - a_2 - a_1 \delta_1 \\ \beta_0 = (20\omega^3 - a_1 \delta_2 - a_2 \delta_1)/b, & \beta_1 = (15\omega^4 - a_2 \delta_2)/b \\ \beta_2 = 6\omega^5/b, & \beta_3 = \omega^6/b, \quad \tau_b = 6/\omega \end{cases}$$

ただし、 τ_b は応答速度を指定する設計定数である。また、制御系の目標値と外乱の両特性は次式で記述できる。

$$q = Gq_r, \quad G = G_c G_d P_n / (1 + G_c G_d P_n), \quad q = \{(1 - G)P_n\}d \quad (27)$$

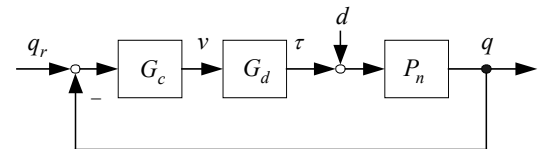


Fig. 10 Block diagram of type-2 servo system.

4.2 外乱オブザーバの導入

前節で無視した不確定トルクを1つの外乱変数とみなし、これを Fig. 11 に示す外乱オブザーバで推定し外乱の除去を行う。マニピュレータの慣性項の変化が小さければ、この制御系は外乱に対してロバストな制御系である。ここで、 Q_1 と Q_2

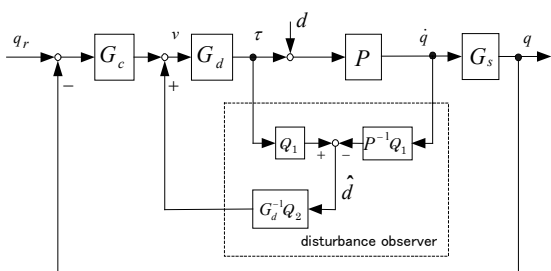


Fig. 11 Control system with disturbance observer.

は式(28)のような低域フィルタが使用される。

$$Q_1 = 1/(1 + \tau_{d1}s), \quad Q_2 = 1/(1 + \tau_{d2}s)^2. \quad (28)$$

このとき、目標値特性は式(27)と同じで、外乱特性のみ

$$q = \{(1 - Q_1 Q_2)(1 - G)P_n\}d \quad (29)$$

となり、2型サーボ系に比して感度関数が $(1 - Q_1 Q_2)$ 倍に改善されることになる。

4. 3 自動調整制御系の構成

外乱オブザーバを併用した2型サーボは有用な制御系であるが、制御器とオブザーバ部がマニピュレータのペイロードに依存する。そのためペイロードが大きく変化する場合、制御性能が劣化することが想定される。そこで、3章で述べた信頼度の高い逐次最小2乗推定の結果を有効に活用した自動調整制御系を提案する。このとき、調整動作への移行は制御偏差を監視するのが一般的であり、本研究でも偏差が多い箇所では逐次推定過程によるパラメータの収束に基づき制御系を更新する間接手法を採用している。Fig. 12はFig. 11の基本部分に逐次推定機構を付加したブロック線図であり、追加したブロック内では、式(6)の基本パラメータの収束結果に基づいて式(25)を算出し、その後、式(26)のサーボ制御器及び外乱オブザーバ $P^{-1}Q_1$ を更新するものである。このように推定と制御が分離されているので、制御状況に応じて柔軟な対応が可能であり、直接法よりも実用的といえる。

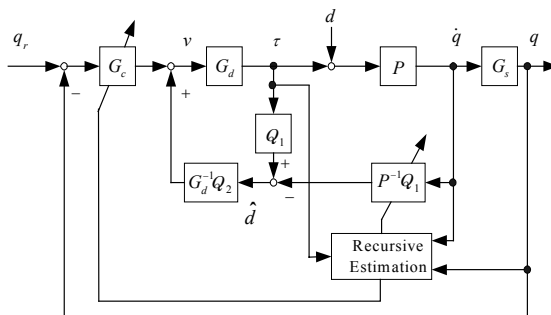


Fig. 12 Auto-tuning system for DD manipulator trajectory control.

5. 円軌道追従制御実験

2章で述べたSICE-DDマニピュレータを使用して先端部を直径10 [cm]の円軌道に沿って1周期2 [sec]で追従させる実験を行う。角度指令データは2000点として与えるため、制御周期は1 [msec]である。また、マニピュレータ先端部に1 [kg]と3 [kg]のペイロードをセットして制御実験を実施する。Table 8は制御器を設計する際のノミナル値を示している。また、ドライバンプのゲイン K_1 は各ジョイントで12.5 [Nm/V], 3.75 [Nm/V]とし、アンプの遅れ時定数 T_1 は共

に9 [ms]とする。ペイロード1 [kg]と3 [kg]の制御実験では、自動調整制御を除いてそれぞれ制御器を変更して実験を実施している。以下に実験結果を示す。

5. 1 2型サーボ系実験

2型サーボの実験では極指定を各軸共に応答速度設計定数 τ_b を $\tau_b = 0.1$ から $\tau_b = 0.07$ で実験した。Fig. 13とFig. 14は $\tau_b = 0.1$, 1 [kg]のペイロードにおける各関節の角度追従偏差を示している。円軌道追従のため両関節共にマニピュレータの進行方向が逆転する際に静止摩擦の影響を受け、周期的に大きな角度追従偏差が生じている。その最大偏差は1軸が0.919 [deg], 2軸が1.459 [deg]である。また、3 [kg]のペイロードにおいては最大偏差は1軸が0.865 [deg], 2軸が0.811 [deg]と2軸の偏差に大幅な減少がみられ、両軸共に同程度の偏差となっている。

5. 2 外乱オブザーバ実験

次に、前節の2型サーボに外乱オブザーバを併用した実験を実施する。この実験では、式(28)のフィルタ Q_1 と Q_2 の時定数をそれぞれ $\tau_{d1} = 1$ [ms]と $\tau_{d1} = 2.5$ [ms]と選定している。Fig. 15とFig. 16は $\tau_b = 0.07$, 1 [kg]のペイロードにおける各関節の角度追従偏差を示している。また、Table 9はこの実験における各最大追従偏差をまとめた結果である。2型サーボで生じた偏差を本結果の設計定数 $\tau_b = 0.1$ と比べると1 [kg]ペイロードの場合、約3.4倍であり、3 [kg]ペイロードで約4倍である。Table 9に示すように、設計定数 $\tau_b = 0.07$ においては追従偏差が非常に小さく不確定外乱を抑制可能である。

Table 8 Nominal parameters for controller design

Nominal parameter	J_{n1}	J_{n2}	B_{n1}	B_{n2}
Payload	[kgm ²]	[kgm ²]	[Nms]	[Nms]
light [1kg]	0.508	0.072	2.316	0.491
heavy [3kg]	0.687	0.180	2.801	0.506

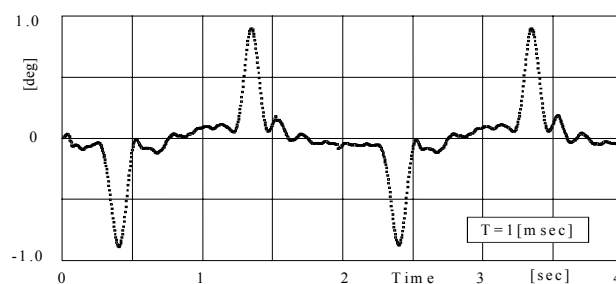


Fig. 13 Tracking error of Joint 1 with Type-2 servo.

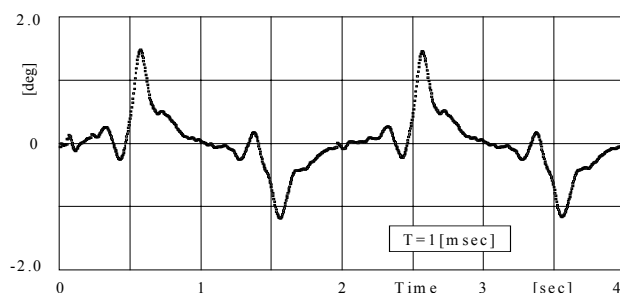


Fig. 14 Tracking error of Joint 2 with Type-2 servo.

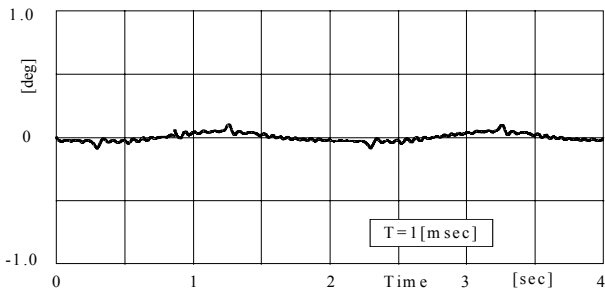


Fig. 15 Tracking error of Joint 1 with disturbance observer.

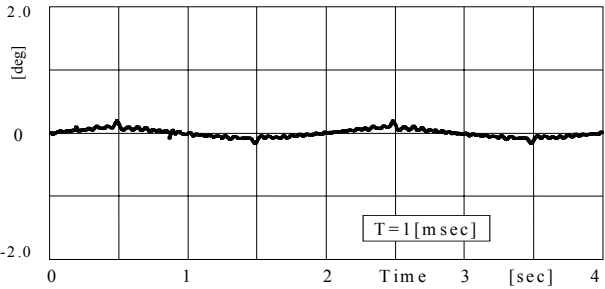


Fig. 16 Tracking error of Joint 2 with disturbance observer.

Table 9 Maximum tracking errors with disturbance observer.

Payload design constant	Maximum errors of first joint [deg]		Maximum errors of second joint [deg]	
	light [1kg]	heavy [3kg]	light [1kg]	heavy [3kg]
$\tau_b = 0.1$	0.270	0.216	0.438	0.205
$\tau_b = 0.07$	0.092	0.086	0.203	0.097

この結果は文献 3) における軌道追従制御結果と比較（最大追従偏差 0.6 [deg]程度）して，実験条件などが異なる点などを考慮しても十分な追従精度といえる．以上の実験結果から

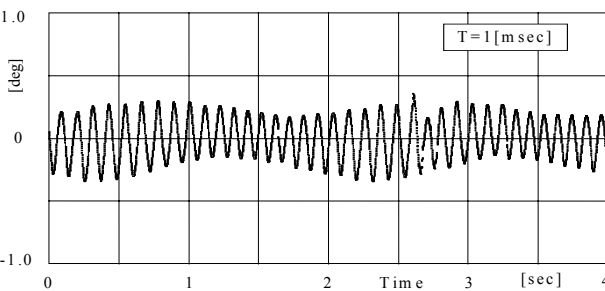


Fig. 17 Tracking error of Joint 1 with payload variation.

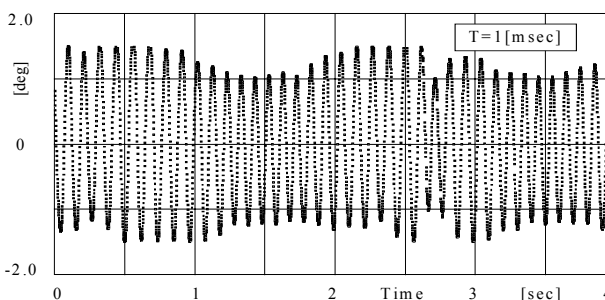


Fig. 18 Tracking error of Joint 2 with payload variation.

不確定外乱に対する外乱オブザーバの抑制効果が理解できる．しかし，1 [kg] ペイロードで設計した制御器を使用して 3 [kg] ペイロードの実験を実施した結果，Fig. 17 と Fig. 18 に示すような異常な振動現象が各関節に発生した．したがって，本システム構成のみでは大きなペイロード変化に対して，ロバスト性⁹⁾が不足していることがわかる．

5. 3 自動調整制御実験

4. 3 節の議論と 5. 2 節の実験結果を踏まえ，基本パラメータ逐次推定に基づく自動調整制御実験を実施する．逐次推定法に関しては，3 章の議論より，2 通りの実施が考えられるが，実験セットにおいて速度信号が計測可能なことから M2 法を使用している．この実験では応答速度設計定数 $\tau_b = 0.07$ 一定として，1 [kg] ペイロードで設計した制御器を用いて 3 [kg] ペイロードの追従制御実験を開始する．初期段階では軽荷重系で設計された制御器を使用しているために重荷重系に対応できずに Fig. 17 と Fig. 18 と同じような振動現象が各関節に発生する．しかし，本実験では追従偏差の監視を行っており，逐次推定過程によるパラメータが収束する 2 [sec] 付近から制御系更新が実施されている．また，制御系更新直後では過渡的な現象の発生が予想される為，1 秒間は調整動作には移行しないようにしている．Fig. 19 は本実験における基本パラメータの逐次推定過程を示している．

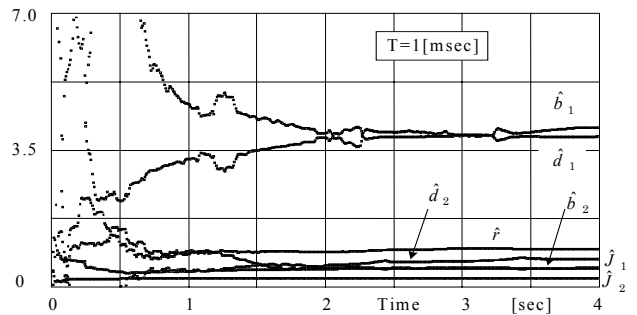


Fig. 19 Estimated parameter with payload variation.

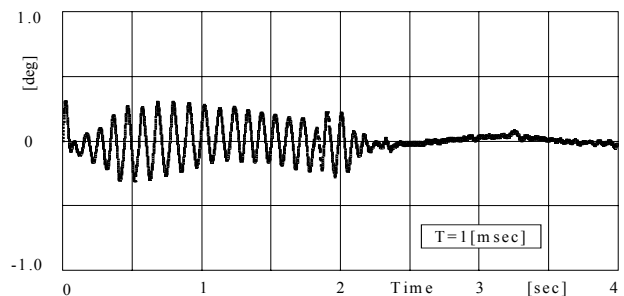


Fig. 20 Tracking error of Joint 1 with adaptive control.

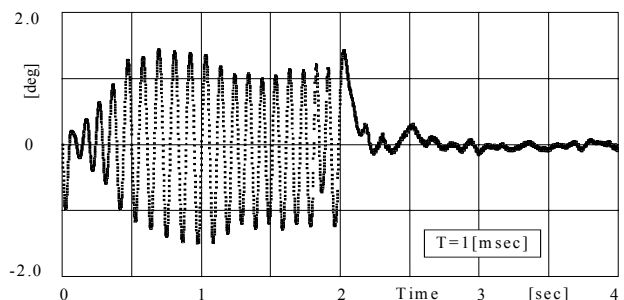


Fig. 21 Tracking error of Joint 2 with adaptive control.

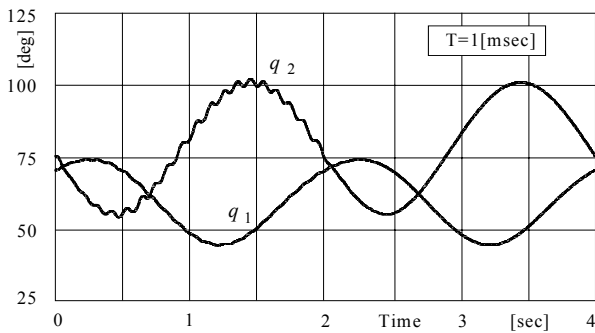


Fig. 22 Controlled joint angles in Auto-tuning system.

文献3)におけるV S S適応系のパラメータ推移と比較すると揺らぎは少なく収束速度も同程度である。

また、Fig. 20とFig. 21は各関節の軌道追従偏差を示し、さらに、Fig. 22は軌道追従における各関節角度を示している。Fig. 20からFig. 22の追従特性から明らかなように、制御系の更新後において、マニピュレータは良く制振され追従精度が向上していることがわかる。以上のような自動調整の結果、Table 9に示した設計定数 $\tau_b = 0.07$ 、ペイロード heavy 3[kg]の結果と同程度の追従精度が得られることがわかる。したがって、本提案の自動調整手法はペイロード変化に対応可能であり、実用的で有用な手法と考えられる。

6. 終わりに

本研究ではDDマニピュレータの軌道制御において荷重変化に対処可能な自動調整系を提案した。とくにDDマニピュレータの基本パラメータ推定系において演算時間の短縮を図る意味でスカラー系分割推定アルゴリズムを提案した。また推定の為の実データ計測法と信号処理について観測ノイズの影響をシミュレーションにより比較検討し、一つの指針を与えた。

さらに、提案法の有効性を実証する為にSICE-DDマニピュレータを使用して軌道制御実験を実施した。その結果、軌道制御の基本に据えた2型サーボ系に外乱オブザーバを併用する制御系は摩擦トルクや非線形トルクなどの外乱抑制に適しており追従偏差の低減に有効であることが確認された。しかし、この構成のみでは大きな荷重変化などのパラメータ変化に対してロバスト性が不足し不十分であるが、本研究で提案した自動調整制御系の使用により円滑な軌道追従が可能となることが実証された。

本提案法の推定部は最小2乗推定法を使用しているので、パラメータ収束速度も文献1)のV S S適応則において使用される積分型適応則よりも収束性に優れ、且つロバスト性も高いことから実際面においては有効な調整制御系の一つであると考えている。今後、非線形補償によるロバスト適応制御法との比較を実施したいと考えている。

参考文献

- 1) J.-J. E. Slotine and W. Li, "Adaptive manipulator control: A Case study," IEEE Trans. AC-33, No.11, pp.995-1003, 1988.
- 2) J.-J. E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall, 1991.
- 3) 小林他: "ロボット制御の実際", 計測自動制御学会, 1997.
- 4) 小山: "サーボモータの適応制御", SICEセミナー適応制御テキスト, pp.69-81, 1993.
- 5) I. D. Landau: "System Identification and Control Design",

Prentice Hall, 1990.

- 6) J. J. Craig: "Adaptive Control of Mechanical Manipulators", Addison Wesley Publishing, 1988.
- 7) 平田, 河住, 清宮: "2リンクダイレクトドライブアーム適応制御系のための逐次パラメータ推定", 第4回SICEシステムインテグレーション部門学術講演会, pp.792-793, 2003.
- 8) 大須賀: "メカニカルシステムの同定", 計測と制御, vol.33, No.6, pp. 487-493, 1994.
- 9) A. Jaritz & M. W. Spong: "An Experimental Comparison of Robust Control Algorithms on a Direct Drive Manipulator, IEEE Trans. Control System Technology, 4-6, pp.627-640, 1996.