モデル規範型適応制御を利用したロボットマニピュレータの力制御* (直動機構の力制御)

相 沢 豊^{*1}, 大 嶋 和 彦^{*2}, 藤 井 省 三^{*3}

Force Control of Robot Manipulator Based on Model Reference Adaptive Control (Force Control for Lineal Mechanism)

Yutaka AIZAWA, Kazuhiko OSHIMA and Seizo FUJII

Adaptive control seems to be effective for force control of robot manipulators, where the dynamics of the total system varies in a wide range or becomes unknown in some cases according to the change in the environment around the manipulator. In this report, aiming at practical usage of force control, the problems that were discussed first were those which would be fatal in the application of the theory of model reference adaptive control to actual industrial robots using a cross-type robot manipulator. Then effective solutions were drawn based on the robust adaptive control strategy. As the result, a force control system with excellent performance could be designed with careful tuning of the design parameters which are complexly related with each other.

Key Words: Adaptive Control, Robot, Digital Control, Force Control, Model Reference Adaptive Control

1. 緒 言

産業用ロボットに要求される作業が多様化・高度化する現在、従来より多用されている位置制御のみで動作するロボットでは、その適用範囲に限定を受ける場合が少なくない。特に研磨・組立・バリ取りに代表されるような外部環境との接触を伴うような作業においては、作業効率や安全性などの観点から、ロボットの手先の位置だけでなく、対象物に加える力をも制御する必要がある。

力制御では位置制御とは異なりロボットが対象物との接触動作を行なうことから、対象物の特性が作業の成否に大きな影響を及ぼすことになる。このため、外部環境を含めた系全体の特性を予め把握しておく必要があるが、これを正確にモデル化することは一般に困難であり、大きく変動する場合も少なくない。この点が制御系の性能を低下させ、場合によっては不安定にする一因となっている。

このような背景の下で、ロボットの力制御に適応制御の手法を適用する試みが行なわれるようになった。これはロボットのパラメータのみならず力制御する対象物の特性が未知の場合にも系が不安定になる事なく、所望の仕様を達成することを目的としている。

さらに適応制御の力制御への適用において、モデル規範型適応制御(MRAC)を利用する例も見受けられるようになった[1][2]。MRACはプラントの望ましい動特性を規範モデル

で与え、このモデルの動特性にプラントとコントローラとを結合した制御系の動特性が一致するようにコントローラの変パラメータが適応的に調整される。したがって、MRACではコントローラパラメータの調整が非常に重要となるが、パラメータ推定が良好に行なわれるように調整すべき設計パラメータが数多く存在し、なおかつこれらが有機的に関係しているため、すべての設計パラメータを矛盾がないように調整することは容易ではない。

そこで本報告では、産業用ロボットを用いて前述のような位置と力の協調作業を行なう場合の力制御の方式に着目し、適応制御による実用的な力制御を目指して、MRACの理論を実機に適用する際の問題点を考察するとともにその対処法を検討し、離散時間MRACによる力制御の有効性を実機により検証した。

2. ロボットシステム

2.1 実験システムの構成 図1に本研究で用いた実験システムの構成を示す。システムは直交型ロボット・モータドライバ・ロードセルおよびDSPから構成される。

直交型ロボットのxyz各軸はモータドライバ内でPDサーボがかけられているため、ロボットは位置指令(パルス入力)型となっている。本研究ではそのz軸を利用して鉛直方向に力制御を行う。この方向でのロボットの分解能(単位入力パルスあたりの移動量)は8.8 μ m/pulseである。

アーム先端には力覚センサとしてロードセル(定格容量: 10kgf)を設置した。ロードセルからの微小電圧は計装用増幅

* 原稿受付 平成6年9月21日。

*¹ 名古屋大学大学院 (〒464-01 名古屋市千種区不老町)。

*² 正員、大同工業大学 (〒457 名古屋市南区大同町2-21)。

*³ 正員、名古屋大学工学部。

器により定格容量に対して 10V の出力が得られるように増幅された後、ローパスフィルタ・A/D 変換器を経て DSP に取り込まれる。A/D 変換器は±10V の入力電圧を 12bit で量子化する。接触力の分解能は約 5gf/bit ($10/2^{11} = 0.00488$) となる。DSP ではこの値から指令値を計算し、デジタル・インターフェイスを介してモータドライバへ入力する。

図1 実験システムの構成

2.2 数式モデル 本研究では、制御対象の数式モデルはロボットの物理モデルに基づかずに実機を用いて導出した。その理由としては、

- 1) 力制御で実際に必要とされる周波数帯域において物理モデルの動特性がすべて反映されるわけではない。
- 2) 物理モデルでは、センサ信号をフィルタ処理する際のフィルタの特性が考慮されていない。
- 3) フィルタ処理も含めて、計算時間などに起因するシステム全体のむだ時間は物理モデルからは評価できない。などが挙げられる。

1) に関しては、力制御に必要な帯域を考えた場合、人間ではたかだか 2 ~ 3Hz であることから力制御の帯域を 5Hz (30rad/sec) に設定した。したがって、数式モデルはこの帯域幅において実際の制御対象を正確に反映できればよいと考えられるので、数式モデルの次数を減らすことが可能となる。離散時間 MRAC において推定すべきパラメータ数は制御対象の次数に対応するので、このことは DSP の演算処理能力を考えた場合、サンプリング周期の点で有利となる。

2) に関しては、センサ信号に重畳する高周波ノイズを除去するローパスフィルタには一般に高次のフィルタが用いられるが、これは使用帯域内の周波数においても位相の遅れが大きく、等価的なむだ時間や制御対象の次数を増加する可能性がある。そこで本研究では、力制御の帯域が 5Hz ほどでありであることも考慮して、カットオフ周波数が 20Hz の 2 次のバターワースフィルタを採用した。

以上の点を考慮した上で、実験試験により制御対象の数式モデルの導出を試みた。ロードセルがバネ定数 1.5kgf/mm

のつる巻きバネと接触した状態で位置指令として振幅 100 pulse の M 系列信号を入力した。そしてこの時の応答のスペクトル解析に基づいて ARX モデルへの当てはめを行なうことにより制御対象の離散時間伝達関数 $G(z^{-1})$ を求めた。これを次式に示す。

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-3}(-0.011138 + 0.003083z^{-1} + 0.005119z^{-2})}{1 + 0.02759z^{-1} + 0.2741z^{-2}} \quad (2.1)$$

ここで、サンプリング周期は実際に制御で使用する 24msec に設定した。また、この伝達関数の分子多項式は漸近安定であり、等価むだ時間は約 60msec であることを確認した。

なお、サンプリング周期 T は帯域幅 ω_B に対して、 $T=(1/4 \sim 1)/\omega_B$ なる関係をもつように設定することが推奨されている [3]。これに従えばサンプリング周期は 8.7 ~ 34.6 msec となる。制御対象の等価むだ時間は約 60msec であるが、サンプリング周期を短く設定すると離散時間 MRAC では推定パラメータ数が増加することになる。そこで、実際のむだ時間とサンプリング周期および DSP の演算処理能力との間でトレードオフをとった結果、サンプリング周期は本研究を通じて 24msec (ナイキスト周波数: 20.8Hz) に決定した。

また、ローパスフィルタのカットオフ周波数 20Hz は、これがエイリアシング防止の働きも兼ねるように、ナイキスト周波数と整合するべく設定したものである。

3. モデル規範型適応制御

3.1 制御対象 制御対象に零次ホルダを前置してサンプリング周期 24msec で離散化した系は入力および出力を $u(k)$, $y(k)$ として次式で表される。

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) \quad (3.1)$$

ここで (2.1) より、

$$A(z^{-1}) = 1 + 0.02759z^{-1} + 0.2741z^{-2}$$

$$B(z^{-1}) = -0.011138 + 0.003083z^{-1} + 0.005119z^{-2}$$

$$d = 3 \text{ (むだ時間)}$$

3.2 規範モデル 規範入力 r から規範出力 y_M までの連続時間領域での規範モデルは制御対象と同じむだ時間および 0.6Hz に相当する時定数をもつ [むだ時間 + 1 次遅れ系] と設定し、これを離散化して次式を得る。

$$A_M(z^{-1})y_M(k) = z^{-d}B_M(z^{-1})r(k) \quad (3.2)$$

ここで、

$$A_M(z^{-1}) = 1 - 0.9139z^{-1}$$

$$B_M(z^{-1}) = -0.0861$$

$$d = 3$$

3.3 コントローラの設計 制御対象と規範モデルとの出力誤差を

$$e(k) = y_M(k) - y(k) \quad (3.3)$$

とすれば、制御目的は

$$D(z^{-1})e(k+3) = 0 \quad k \geq 0 \quad (3.4)$$

が満足されれば達成される。すなわち制御対象の出力 $y(k)$ が規範モデルの出力 $y_M(k)$ に漸近的に一致するように制御

入力を合成することである。ここで、 $D(z^{-1})$ はモニックな漸近安定多項式であり、確定的な外乱を除去し推定モデルが外乱の影響を受けることを軽減するフィルタの働きをもつ。本研究ではこれを $A(z^{-1})$ と同じ 2 次の多項式で力制御系が約 5Hz の帯域幅をもつように次式で与えた。

$$D(z^{-1}) = (1 - 0.5z^{-1})^2 \quad (3.5)$$

まず、制御対象のパラメータが既知であるとしてコントローラの構造を決定する。(3.1), (3.5) より次の関係を満足するような多項式 $Q(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ が一意に定まる。

$$D(z^{-1}) = A(z^{-1})Q(z^{-1}) + z^{-3}S(z^{-1}) \quad (3.6)$$

$$Q(z^{-1}) = 1 + q_1z^{-1} + q_2z^{-2} \quad (3.7)$$

$$S(z^{-1}) = s_0 + s_1z^{-1} \quad (3.8)$$

式 (3.6) の両辺に $y(k)$ をかけ、(3.1) を用いて

$$\begin{aligned} D(z^{-1})y(k) &= R(z^{-1})u(k-3) + S(z^{-1})y(k-3) \\ &= \theta^T \zeta(k-3) \end{aligned} \quad (3.9)$$

ただし、

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= B(z^{-1})Q(z^{-1}) \\ &= r_0 + r_1z^{-1} + r_2z^{-2} + r_3z^{-3} + r_4z^{-4} \end{aligned}$$

$$\theta^T = [r_0, r_1, r_2, r_3, r_4, s_0, s_1]$$

$$\zeta^T(k) = [u(k), \dots, u(k-4), y(k), y(k-1)]$$

(3.9) は (3.1) の別表現であり、これを用いれば制御目的である (3.4) は次式で表される。

$$\begin{aligned} D(z^{-1})e(k+3) &= D(z^{-1})y_M(k+3) - \theta^T \zeta(k) \\ &= D(z^{-1})y_M(k+3) - \{r_0u(k) + \theta_0^T \zeta_0(k)\} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

ただし

$$\theta_0^T = [r_1, r_2, r_3, r_4, s_0, s_1]$$

$$\zeta_0^T(k) = [u(k-1), \dots, u(k-4), y(k), y(k-1)]$$

したがって、制御入力

$$u(k) = \frac{1}{r_0} \{D(z^{-1})y_M(k+3) - \theta_0^T \zeta_0(k)\} \quad (3.11)$$

となる。

実際はパラメータが未知であるので、(3.4) を満足する制御入力は (3.11) に含まれるパラメータ θ をその推定値 $\hat{\theta}(k)$ に置き換え、入力の発生式は次式となる。

$$u(k) = \frac{1}{\hat{r}_0(k)} \{D(z^{-1})y_M(k+3) - \hat{\theta}_0^T(k) \zeta_0(k)\} \quad (3.12)$$

ただし、

$$\hat{\theta}_0^T(k) = [\hat{r}_1(k), \dots, \hat{r}_4(k), \hat{s}_0(k), \hat{s}_1(k)]$$

ここで、パラメータの更新は、次のパラメータ調整則を用いることにする。これは (3.12) の制御則を用いた場合に、任意の初期条件に対して $\lim_{k \rightarrow \infty} D(z^{-1})e(k) = 0$ を満足し、かつ入出力信号からなる $\zeta(k)$ が $k > 0$ で有界であることを保証する。

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Gamma(k-1)\zeta(k-3)e^*(k) \quad (3.13)$$

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{r}_0(k), \hat{\theta}_0^T(k)]$$

ここで、 e^* は同定誤差であり、

$$\begin{aligned} e^*(k) &= D(z^{-1})y(k) - \hat{\theta}^T(k)\zeta(k-3) \\ &= \frac{D(z^{-1})y(k) - \hat{\theta}^T(k-1)\zeta(k-3)}{1 + \zeta^T(k-3)\Gamma(k-1)\zeta(k-3)} \end{aligned} \quad (3.14)$$

また、 $\Gamma(k)$ は適応ゲインであり、その更新には数値的に悪条件の場合でもこの行列の正定性を保証し、かつ計算時間を短縮するために UD 分解法 [4] を採用した。更新アルゴリズムはパラメータ推定を安定に行うために固定トレース法を用いた。以上における離散時間 MRACS の構成を図 2 に示す。

なお、適応ゲイン行列の正定性を保証するアルゴリズムとしては Square Root 法 [5] も知られているので、シミュレーションにより両者の性能を比較してみた。その結果、制御性能には差異が認められなかったものの、1 サンプル周期当たりの計算時間が UD 分解法では約 2msec、Square Root 法では約 8msec であり顕著な差異が認められたため、本研究では UD 分解法を用いることにした。

図2 離散時間 MRACS の構成

4. 実システムへの適用を考慮した制御則の修正

3 章で設計したコントローラは外乱やモデル化誤差が存在しないなどといった理想状態における制御系の構成である。したがって、実システムに適用した場合に起こり得る種々の問題点、すなわち理想状態と実システムの不整合点への対策は考慮されておらず、そのままでは実際の動作条件・環境条件下では制御系のロバスト性はかなり低いものと考えられる。本章では MRAC による力制御の実用化を目指して、そのような問題点をロバスト適応制御の観点から考察し、適応制御系のロバスト化に関する理論研究の成果を対処法として適用する。

4.1 入出力信号の処理 M 系列応答から得られた制御対象の数式モデルは実際の制御対象の線形近似モデルであり、モデル化誤差が存在する。そこで 5Hz に設定した帯域幅においてモデルの有効性を確保するために、入出力信号にカットオフ周波数 10Hz の 2 次のデジタルローパスフィルタ処理 [6] を施し、さらに入出力信号の正規化 [7] を行なった上でパラメータ推定を行なうことにした。

4.2 パラメータ推定に関する調整

4.2.1 推定パラメータの制約 推定パラメータのうち $\hat{r}_0(k)$ は物理的条件から負の値をとるが、これが 0 以上の値に推定された場合、制御系は即座に不安定になる。そこで $\hat{r}_0(k)$ に関して次に示す拘束条件を設けた。

$$\hat{r}_0(k) > -1.0 \times 10^{-4} \quad \text{ならば} \quad \hat{r}_0(k) = -1.0 \times 10^{-4} \quad (4.1)$$

4.2.2 パラメータ推定の不感帯の設定 ロボットに与える入力整数パルスであるため、DSP で計算された入力の小数部分は切り捨てることになる。パラメータ推定にはこの整数化した入力信号を用いるが、これが等価的にノイズとなるため、適応ゲインのトレース値を大きく設定すると、推定パラメータが激しく変動し、制御系が不安定に陥る恐れがある。

また、前述のようにロードセルによる接触力の分解能は 5gf/bit 程度であり、実際の接触力との間には量子化誤差が存在することになる。

これらの不連続操作量や出力信号の量子化の影響を除去するために、パラメータ推定の際に同定誤差に対して次に示す不感帯を設けた [8]。

$$|e^*(k)| < 5.0 \times 10^{-3} \text{ ならば } e^*(k) = 0 \quad (4.2)$$

4.3 安全対策 力制御の問題点として、アーム先端が対象物から離れることを極力防ぐことが必要である。アーム先端が対象物から離れると、制御対象の動特性が急変することになり、制御系が非常に不安定な状態に陥る。これに対する方策として入力飽和と速度飽和を導入した。

4.3.1 入力飽和 入力飽和 [9] は一般的には信号の有界性を保証する効果があるが、力制御においては、力を加えるときにはセンサや対象物に過負荷をかけないようにし、力を抜くときにはアーム先端が対象物から離れないようにする重要な役割がある。本研究ではロボットが位置指令型であることを考慮して以下に示す入力飽和を与えた。

$$u(k) = \begin{cases} 0 & : u_c(k) > 0 \\ -200 & : u_c(k) \leq -200 \end{cases} \quad (4.3)$$

ここで $u_c(k)$ は (3.12) における $u(k)$ である。力を加える側の飽和レベルは、定常入力の数倍程度とした。

4.3.2 入力の速度飽和 アーム先端が対象物から離れるときは、入力が急変する場合が多い。速度飽和はこの入力の急激な変動を抑え、制御経過を安定化するために導入した。本研究ではこの速度飽和に可変リミッタ [10] を採用した。可変リミッタは同定誤差 $e^*(k)$ に応じて入力の差分値に飽和を与えるリミットレベル $L(k)$ を調整するものであり、 $L(k)$ は次式で与えられる。

$$L(k) = \{1 - f(k, |e^*(k)|)\} \cdot L_1 + f(k, |e^*(k)|) \cdot L_2 \quad (4.4)$$

ここで L_1, L_2 はリミットレベルの下限値および上限値であり、それぞれ 40 および 70[pulse] に設定した。また、 $f(\cdot, \cdot)$ は、

$$f(k, |e^*(k)|) = \frac{1}{1 + 20|e^*(k)|} \quad (4.5)$$

なる関数で、 $L(k)$ はパラメータ推定が良好に行われている場合にはその上限値 L_1 を、 $|e^*(k)|$ の増加に伴い下限値 L_2 に近い値をとり、制御入力の変化量を抑える。

4.4 外乱の除去 力制御において接触対象面の変動は、等価的に外乱とみなすことができる。図 2 において外乱 d が加わった場合の制御対象は次式で表される。

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})(u(k) + d(k)) \quad (4.6)$$

ここで、

$$C(z^{-1})d(k) = 0 \quad (4.7)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_pz^{-p} \quad (4.8)$$

なる安定で次数 p が既知の多項式 $C(z^{-1})$ を与えれば、これは外乱 $d(k)$ を定義し、ステップや正弦波など種々の信号波形を記述できる。(4.4) の両辺に $C(z^{-1})$ をかけ、(4.5) を用いて $d(k)$ を消去すれば、(3.12) の $\hat{\theta}$ と ζ は次のように変わる。

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{r}_0(k), \dots, \hat{r}_{4+p}(k), \hat{s}_0(k), \dots, \hat{s}_{1+p}(k)]$$

$$\zeta^T(k) = [u(k), \dots, u(k-4-p), y(k), \dots, y(k-1-p)]$$

これは制御対象の次元が $2p$ だけ増加した拡大系になっている。外乱 $d(k)$ が有界である場合には、これらの θ, ζ を (3.12) に用いれば、上述の議論はそのまま成立し、外乱を漸近的に消去することができる。

5. シミュレーション

実機試験を行なう前にシミュレーションにより、目標値追従特性および外乱除去特性の 2 点を調査し、3 章および 4 章において設計したコントローラの基本性能を確認しておく。計算機には実機試験で使用する DSP を使い、サンプリング周期も実機試験と同じ 24msec で行なった。

5.1 シミュレーション内容

5.1.1 目標値追従試験 目標軌道は規範入力を 1.5kgf と 0.5kgf の切り替え (周期 7.2 秒の矩形波) として与えた (図 3(a))。適応パラメータの初期値は真値の 50%、適応ゲインの初期値 $\Gamma(0)$ は対角成分が 20 の対角行列とした。推定パラメータの個数は式 (3.12) より $\hat{r}$ が 5 個、 $\hat{s}$ が 2 個の計 7 個である。

5.1.2 外乱除去試験 目標軌道は規範入力を 1.0 kgf のステップとして与えた (図 3(b))。調整則の初期設定は追従試験と同一である。外乱は接触対象面が周期 7.2 秒で正弦波状に上下動する状況を想定して次式で与えた。

$$d(t) = 10\sin(2\pi/7.2)t \text{ [mm]} \quad (5.1)$$

対象面のバネ定数は 1.5kgf/mm に設定してあるので、その移動量を力に換算すると最大 30kgf の外乱が加わることになる。正弦波外乱に対しては (4.7) における $C(z^{-1})$ の次数 p は $p=2$ となるので、推定パラメータの個数は $\hat{r}$ が 7 個、 $\hat{s}$ が 4 個の計 11 個となる。

図 3 目標軌道

図4 目標値追従のシミュレーション結果

図5 外乱除去のシミュレーション結果

5.2 シミュレーション結果

5.2.1 目標値追従特性

シミュレーション結果を図4に示す。適応パラメータについては代表的なものを1つ示す。ここで入力パルスはアームの挙動を表すことになる。接触力が目標軌道によく追従していることが確認できるが、コントローラで計算される入力をロボットに与える際に整数化することにより、誤差は完全には0に収束していない。同定誤差に設けた不感帯のために推定パラメータの真値への収束はやや緩慢である。同定誤差自体は速やかに0近傍に収束することが確かめられた。

5.2.2 外乱除去特性

シミュレーション結果を図5に示す。外乱は実験開始1.8秒後に加えている。外乱印加時に接触力が若干乱れるが、その後速やかに目標軌道に追従していることがわかる。適応パラメータも真値に収束することが確認できた。誤差には小さな凹凸が認められるが、これは入力の整数化に起因するものであることを確認している。

6.1.2 外乱除去特性

実験結果を図8に示す。目標軌道、外乱および $\Gamma(0)$ はシミュレーションと同じにし、パラメータ初期値は追従実験において推定された最終値に、外乱に対応するパラメータをすべて0として与えた。なお、図9に外乱発生装置の概観を示す。これは偏心カムによりシリンダ内のピストンが振幅20mmで上下動する構造のものであり、この動きは正弦波とみなすことができる。ピストン上面には前述のつる巻バネが取り付けられており、ロードセルと接触する。シミュレーションで設定した外乱はこの装置を反映したものである。図10にPID制御による結果を示す。PID制御では外乱により1.0kgf以上の誤差が生じているが、MRACでは誤差は外乱の挙動とは無関係に概ね0.2kgfに収まっており、これは約30kgfに相当する外乱の1/100以下である。

図11には外乱の周期が変化する場合(周期約11~5秒)の結果を示す。外乱の周期が短くなると誤差が増加する傾向を示すが、本実験の周期の範囲では0.3kgfに収まっており、図8の結果と併せて本手法が優れた外乱除去特性をもつことが確認できた。

6. 実験結果

6.1 実験結果

6.1.1 目標値追従特性

実験結果を図6に示す。目標軌道および $\Gamma(0)$ はシミュレーションと同じにし、パラメータ初期値は計算上の真値とした。目標値の切り替え時に50gf程度の誤差が認められるが、これは移動方向によりロボットの摩擦特性が異なることによるものであると考えられる。目標値の切り替え時以外では誤差は25gfに収まっている。PIDコントローラを用いて同様の実験を行なった場合の結果を図7に示す。PID制御では設定した規範モデルよりも遅れが大きく、目標値の切り替え時にアームの動きがぎこちない。MRACではPID制御に比較して格段に滑らかで良好な力制御が実現されていることがわかる。

図6 目標値追従の実験結果(MRAC)

図7 目標値追従の実験結果 (PID)

図11 外乱除去の実験結果 (MRAC, 周期変動)

図8 外乱除去の実験結果 (MRAC)

図9 外乱発生装置の概観

図10 外乱除去の実験結果 (PID)

6.2 実験的考察 前節の結果は、MRACの種々の設計パラメータを良好に調整した場合に得られたものである。本節では、離散時間MRACの理論に基づいて設計したコントローラを実機に適用する際に影響が大きかった設計パラメータについて、その有効性を確認し考察を加える。

6.2.1 ローパスフィルタの設計 センサノイズ除去に用いるローパスフィルタには急峻なカットオフ特性を得るために一般に高次のフィルタが用いられる。そこで、このフィルタを8次Cauer型に変更して実験を行なった。カットオフ周波数はエアリング防止のため同じ20Hzとした。その結果を図12(a)に示すが、目標軌道とは程遠い非常に振動的な動きをしている。次にカットオフ周波数を40Hzに上げて実験を行なった場合の結果を図12(b)に示す。この場合はエアリング防止の働きはないものの20Hz・2次のフィルタと同様に良好な結果が得られた。さらにカットオフ周波数を上げていくと制御性能が徐々に劣化していくことも確かめられた。以上の結果より、高次のフィルタは使用帯域内の周波数においても位相の遅れが大きく、等価的なむだ時間や制御対象の次数の増加により制御性能を劣化させているものと考えられる。また、フィルタの次数およびカットオフ周波数の設定は、シミュレーションでは評価が難しいパラメータであるといえる。

6.2.2 パラメータ推定の不感帯の効果 4章で述べたパラメータ推定の不感帯の効果を確認するために、この不感帯を外して、 $\Gamma(0)$ の初期値が20I, 100Iおよび100000Iの場合についてシミュレーションを行った。この結果を図13に示す。 $\Gamma(0)$ の初期値が小さい図(a)では不連続操作量や出力信号の量子化誤差の影響は認められないが、これが大きい図(b)では制御性能にはあまり影響がないものの、推定パラメータが激しく変動し、制御系が不安定に陥る恐れがある。このような場合でも不感帯を設けると図(c)に示すようにパラメータ変動が抑えられ、制御系を安定に保つことがわかる。なお、実機試験における適応ゲインの初期値や推定パラメータの初期値の設定はこれらの結果に基づいて試行錯誤により決定したものである。

6.2.3 入力飽和の効果 $\Gamma(0)$ の初期値が20Iおよび1000Iの場合について実験を行なった結果を図14に示す。なお、ここでは速度飽和を切って実験を行なった。制御開始の部分ではいずれの場合も入力が飽和レベルに達するが、特に $\Gamma(0)$ の初期値が大きい(b)では目標値切り替え時にも頻繁に飽和に引っ掛かっていることがわかる。また、速度飽和を切ったままで入力飽和も切ってしまうと制御系は即座に不安定になることが確かめられた。

6.2.4 速度飽和の効果 入力飽和と同様の $\Gamma(0)$ について実験を行なった結果を図15に示す。なお、ここでは入力飽和を切って実験を行なった。入力飽和のみの場合に比べて、同定誤差の大きい制御開始時における暴れが少ないことがわかる。また入力についても入力飽和の設定レベルに達していないことも確認できる。

入力飽和と速度飽和のいずれかは必ず必要であり、これらの方策がないと、適応ゲインを大きくした場合や推定パラメータの初期値の設定が適切でない場合にアーム先端が頻繁に対象物から離れるようになる。そして、いずれかの方策を採用しておけば、他のパラメータの調整が不備のときでも不安定な振動が低減されるようになることが確かめられた。

図15 目標値追従の実験結果(速度飽和の効果)

7. 結 言

本報告では、離散時間MRACの理論を力制御に適用する際の問題点とその対処法を考察し、力制御における適応制御の有効性に検討を加えた。得られた結果を要約すれば以下ようになる。

- 1) MRACでは接触力を目標軌道に良好に追従させることができ、PID制御に比較して格段に滑らかで良好な力制御が実現できる。また、外乱に対しても、その印加時に接触力が若干乱れるが、その後速やかに目標軌道に追従しており、優れた外乱除去特性をもつことが確認できた。
- 2) 制御対象の数式モデルを実機試験により導出することにより、
 - a) 数式モデルの次数すなわち推定パラメータ数を減らすことが可能となった。
 - b) 制御性能に大きな影響を与えるフィルタの特性まで考慮することができた。
 - c) 物理モデルからは評価が困難なシステム全体のむだ時間を確認することができた。
- 3) 適応ゲイン $\Gamma(k)$ の更新には数値的に悪条件の場合でもこの行列の正定性を保証し、かつ計算時間を短縮できるUD分解法が有効である。
- 4) 同定誤差に不感帯を設けることにより、不連続操作量や出力信号の量子化の影響を除去することができ、適応ゲインが大きな場合でもパラメータ変動が抑えられ、制御系を安定に保つことができた。
- 5) センサノイズ除去に用いるローパスフィルタに高次のものを用いると、帯域内においても位相の遅れが大きく、等価的なむだ時間や制御対象の次数の増加により制御性能を劣化させていることになる。また、その次数およびカットオフ周波数の設定は、シミュレーションでは評価が難しいパラメータであるといえる。
- 6) 入力飽和または速度飽和を導入することにより、アーム先端が対象物から離れることを防ぎ、設計パラメータの調整が良好でない場合にも制御経過を安定化することができた。

文 献

- [1] 福田・ほか2名, 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, (1988), 91/99.
- [2] 山田・藪田, 低域フィルタを用いたMRACSの力制御への応用, 計測自動制御学会論文集, 25-11, (1989), 1253/1255.

図12 目標値追従の実験結果

図13 目標値追従の実験結果(不感帯の効果)

図14 目標値追従の実験結果(入力飽和の効果)

- [3] R.H.Middleton・G.C.Goodwin, Digital Control and Estimation, (1990), 416/452, Prentice-Hall.
 - [4] C.L.Thornton・G.J.Bierman, Filtering and Error Analysis via the UDU^T Covariance Factorization, IEEE Trans. AC-23-5, (1978), 901/907.
 - [5] 新, ハイブリッド適応制御, コンピュータロール, 32, (1990), 28/34.
 - [6] P.A.Ioannou・P.V.Kokotovic, Adaptive Systems with Reduced Models, (1983), Springer-Verlag.
 - [7] 大森・佐野, ロバスト適応制御, コンピュータロール, 32, (1990), 20/27.
 - [8] 金井・内門, ロバスト適応制御, 計測と制御, 26-5, (1987), 406/412.
 - [9] 藤井・水野, プラント入力に振幅制限のある場合のモデル規範型適応制御系の一構成法, 計測自動制御学会論文集, 18-8, (1982), 859/861.
 - [10] 新中・鈴木, 未知次数システムに対する適応極配置法, 計測自動制御学会論文集, 21-10, (1985), 1013/1020.
-