

塑性加工機械の次世代型モーションコントロールの研究

長岡技術科学大学 電気系

助手 藤本博志

(平成 13 年度研究開発助成 AF-2001002)

キーワード: モーションコントロール, デジタル制御, 適応制御

1 はじめに

塑性加工機械をはじめとするメカトロ機器の制御技術においては, 近年ではコンピュータを用いるデジタル制御が主流となっている。現在の制御方式では, デジタル制御器をアナログ制御器の離散近似としてしか捉えていないため, 制御器も PID 制御など線形時不変なものに限られており, コンピュータの能力を最大限に利用しているとは言い難い。そこで本研究ではコンピュータの能力を最大限に引き出す新しい制御方式を「次世代型モーションコントロール」と定義し, 従来の方式の壁を打ち破るような, 新しい制御技術を構築することを目的とした。

NC 工作機械の制御系において, 制御対象の慣性 (イナーシャ) や摩擦項, 共振周波数など各パラメータは作業や負荷の条件に応じて変化する未知パラメータと考えることができる。これらの未知パラメータをリアルタイムで推定し, それに基づき制御系をチューニングしていく手法を適応制御系と呼ぶ。しかしながら, これまでに開発されてきたモデル規範型適応制御 (MRAC) や直接型セルフチューニングレギュレータ (STR) の研究においては, 制御対象は最小位相系という限られたクラスに限定しており, 非最小位相系への適用は困難を生じることが知られている [1]。適応制御器はそのアルゴリズムの複雑さから通常はデジタル制御により実装されるが, 相対次数が 2 より大きい連続時間制御対象を零次ホールドを用いて離散化した系は不安定零点を持つので [1], 非最小位相系となる。従って, 従来の適応制御を直接的に NC 工作機などモーション制御系に適用することは不可能であった¹。また間接型 STR や適応極配置法においては, 閉ループ極と安定零点の配置のみしか行わないので指令値応答特性に不安定零点の影響が残り, 高速高精度を目指す NC 工作機のモーションコントロールの応用においては必ずしも満足が行くものではなかった。

この問題に対して, マルチレート制御を導入すれば零点を配置することができることが知られており [2, 3],

¹相対次数 2 の場合でも $z = -1$ に近い非常に振動的な零点が生じるので, やはり適用に困難を生じる [1]。

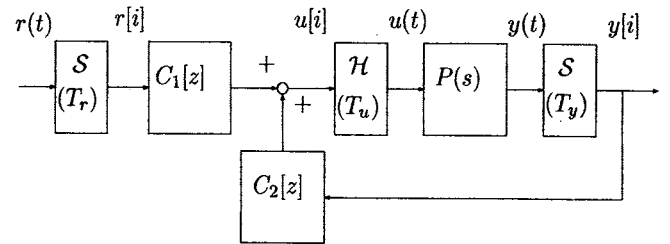


Fig. 1: 2 自由度デジタル制御系

これにより零点を安定化した上で適応制御を導入する試みが従来からなされていたが [4, 5], マルチレート化した制御入力振動的になる場合があるという問題が存在し [4, 6], これを滑らかにする研究が続いている [7]。本研究では, マルチレートフィードフォワード制御と状態変数に対する目標軌道を導入して [8], 零点配置を行うことなくこれらの問題を解決する新しい適応制御系を提案する。さらにこのフィードフォワード制御器にロバストフィードバック制御器と, Discontinuous Projection に基づくロバストなパラメータ推定機構 [9] を組み合わせる事により, 1) プラントのパラメータ変動に対するサンプル点上での完全追従と, 2) 外乱及びモデル化誤差に対する系全体の安定性を保証する。さらに提案手法をサーボモータの高速高精度位置決めに応用し, その有効性を実証する。

2 マルチレート適応ロバスト制御 (MARC)

2.1 サンプル点上での完全追従制御 (PTC)

モーションコントロールをはじめとする様々な応用分野において, 与えた経路に沿って移動させる追従制御が利用されている。誤差なく目標軌道に追従する制御系を, 完全追従制御 (PTC) という [10]。完全追従制御系は, 次式に示すように閉ループ伝達関数 $G_{cl}[z]$ の逆システムをフィードフォワード制御器 $C_1[z]$ とし, d ステップ将来の目標軌道 $r[i] = y_d[i + d]$ を入力することにより実現できることが知られている。

$$C_1[z] = \frac{1}{z^d G_{cl}[z]} = \frac{1 - P[z]C_2[z]}{z^d P[z]} \quad (1)$$

ここに、 d は $G_c[z]$ の相対次数、 $r[i]$ は参照入力、 $y_d[i]$ は目標軌道、 $C_2[z]$ はフィードバック制御器である。

しかしながら上述したように、線形連続時間プラントを零次ホールドを用いて短いサンプリング周期で離散化した場合に、パルス伝達関数 $P[z]$ に不安定零点を生じる[1]。フィードバック制御では、零点を動かすことはできないので、このプラントの不安定零点は、閉ループ系の不安定零点となる。よって逆システムが不安定となるので、零次ホールドを用いた従来の制御方式では、内部安定性を保証することができず、完全追従制御は実現不可能といえる[10]。

これに対して著者はマルチレートフィードフォワード制御を導入することにより完全追従²を達成する新しい制御法を提案した[8]。この手法ではノミナルプラントに対しては、その状態変数がサンプリング点上で目標軌道に誤差無く追従することを保証することができた。しかしながら制御対象がモデル化誤差を持つ場合にはロバストフィードバック制御器により、良好な追従特性はある程度保存されるが、完全追従特性からは劣化してしまっていた。本論文ではロバストパラメータ推定機構を導入し、マルチレートフィードフォワード制御器をオンラインでチューニングすることにより、パラメータの不確かさを持つ制御対象に対しても完全追従を達成する制御手法を提案する。この新しい手法をマルチレート適応ロバスト制御(MARC)と呼ぶ。

デジタル制御系では、Fig. 1に示すように、参照値 $r(t)$ 及び出力 $y(t)$ の2つのサンプラ S と制御入力 $u(t)$ のホールド H が存在し、それぞれの周期を T_r, T_y, T_u とすると、合計3つの時間周期が混在することになる。本稿では、入出力の周期が等しい($T_y = T_u$)通常のデジタル制御系に対して、Fig. 2に示すような $T_r = nT_u$ とするマルチレートフィードフォワード制御を適用し、 T_r ごとに制御対象の全状態変数に対する完全追従を保証する。ここに、 n は制御対象(2)の次数である。実際の制御系においては、 T_u と T_y のどちらか、あるいは両方に制限を持っていることが多いが、提案手法は $T_u \neq T_y$ の場合にも[11]の定式化により拡張可能である。

2.2 制御対象の定式化と離散化

単入出力 n 次の連続時間制御対象 $P_\theta(s)$ を考える。

$$P_\theta(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{c_m s^m + c_{m-1} s^{m-1} + \dots + c_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \quad (2)$$

²本稿でいう完全追従制御とは文献[10]で定義されたものを指し、出力が目標軌道に対してサンプル点上で誤差無く追従するデジタル制御系のことを言う。

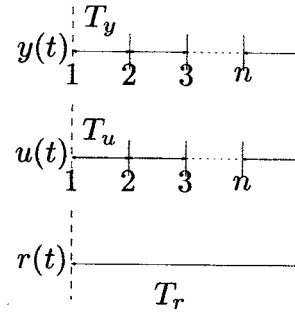


Fig. 2: マルチレートフィードフォワード制御

但し $m < n$ であり、定数未知パラメータ $\theta := [a_{n-1}, \dots, a_0, c_m, \dots, c_0]^T$ は次の仮定を満たすものとする。

仮定 1 未知パラメータの範囲は既知、すなわち

$$\theta_j \in (\theta_{jmin}, \theta_{jmax}) \quad (3)$$

であり、 θ_{jmin} と θ_{jmax} は全ての $j = 1, \dots, p$, $p := n + m + 1$ に対して既知である。

(2)の状態空間表現を(4)とし、これを可制御正準系で実現することにすれば、その状態変数は $x := [x, x^{(1)}, \dots, x^{(n-1)}]^T$, $x^{(i)} := d^i x(t)/dt^i$ と微分形式で定義することができる。

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t), \quad y(t) = c_c x(t) \quad (4)$$

但し、(4)の係数行列は θ に依存することに注意されたい。短い方の周期 $T_y (= T_u)$ で離散化した離散時間制御対象 $P_\theta[z_s]$ は

$$x[k+1] = A_s x[k] + b_s u[k] \quad (5)$$

$$y[k] = c_s x[k] \quad (6)$$

となる。ここに $x[k] = x(kT_y)$, $z_s := e^{sT_y}$ であり、

$$A_s := e^{A_c T_y}, \quad b_s := \int_0^{T_y} e^{A_c \tau} b_c d\tau, \quad c_s := c_c \quad (7)$$

とする。Fig. 3において、時刻 $t = iT_r = kT_y$ から $t = (i+1)T_r = (k+n)T_y$ への状態変数の遷移は

$$x[i+1] = Ax[i] + Bu[i] \quad (8)$$

と記述することができる。但し、 $x[i] = x(iT_r)$, $z := e^{sT_r}$ である。マルチレート入力ベクトル u の定義は³

$$\begin{aligned} u[i] &:= [u_1[i], \dots, u_n[i]]^T \\ &= [u(kT_y), \dots, u((k+n-1)T_y)]^T \end{aligned} \quad (9)$$

³本論文では時間インデックス k と演算子 z_s は短い方の周期 $T_y = T_u$ を表し、 i 及び z は長い方の周期 T_r を表す。(9)の操作は近年のサンプル植制御理論[12]では離散時間リフティングと呼ばれる[13]。

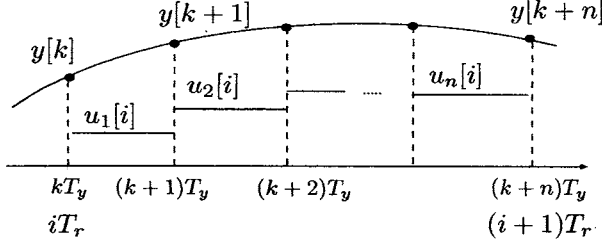


Fig. 3: マルチレートホールド

であり、係数行列 A, B は次式で与えられる。

$$A = A_s^n, B = [A_s^{n-1}b_s, A_s^{n-2}b_s, \dots, A_s b_s, b_s] \quad (10)$$

2.3 フィードバック制御器の設計

マルチレート適応フィードフォワード制御器を設計する前に、まずロバストフィードバック制御器 $C_2[z_s]$ を設計しておくが、その条件は次の仮定を満たすものとする。

仮定 2 $C_2[z_s]$ は制御対象 (2) を安定化するものとする、すなわち $(1 + P_\theta[z_s]C_2[z_s])^{-1}$ は安定な伝達関数とする。

近年のロバスト制御理論の発展により、不確かさを持つ制御対象に対して安定化制御器を設計することが可能となったので、この仮定は無理のないものであると考えられる。但し、制御対象の変動が非常に大きいときこのような固定のフィードバック制御では閉ループ特性が保守的になってしまうという問題もある。提案する手法では、適応的なフィードフォワード制御器により目標値応答特性を回復する。

ここで、フィードバック制御器もマルチレート化することが考えられる。しかしながら、本稿で扱う $T_y = T_u$ の場合においては、外乱抑圧やロバスト安定性といったフィードバック特性は、マルチレート制御器を用いても改善されることがないことが知られている [14]。したがって、フィードバック制御器はシングルレート制御器で十分であるといえる。しかしながらシステムがサンプリング機構に制限を持ち、 $T_y \neq T_u$ となる場合には、その条件に適した制御器を設計する事により、最大周期で動作するシングルレート制御器よりも複数周期を持つマルチレート制御の方がより高い制御性能を発揮することができる [15]。

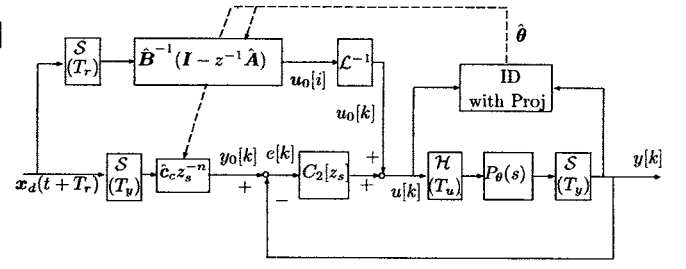


Fig. 4: マルチレート適応ロバスト制御系 (MARC)
($T_y = T_u = T_r/n$)

2.4 MARC の設計

本節ではマルチレート適応ロバスト制御 (MARC) を設計する。(8) より $x[i+1]$ から $u[i]$ への伝達関数は次式のように得る事ができる [8]。

$$\begin{aligned} u[i] &= B^{-1}(x[i+1] - Ax[i]) \\ &= B^{-1}(I - z^{-1}A) x[i+1] \end{aligned} \quad (11)$$

従って Fig. 4 に示すように、マルチレートフィードフォワード入力 u_0 は

$$u_0[i] = \hat{B}^{-1}(I - z^{-1}\hat{A}) x_d[i+1] \quad (12)$$

と生成する。但し \hat{A} と \hat{B} はオンライン推定により得られた $\hat{\theta}[i]$ を用いて (10) により計算する。また、 $x_d(t + T_r)$ は制御対象の状態変数に対する目標軌道の予見値である。ただし、その目標軌道 $x_d(t) = [x_d, x_d^{(1)}, \dots, x_d^{(n-1)}]^T$ は有界であると仮定する。Fig. 4 の \mathcal{L} は (9) で定義される離散時間リフティングオペレータであり [13], $\mathcal{H}\mathcal{L}^{-1}$ の動作は Fig. 3 でも説明した。

“ID”と書かれたブロックは逐次型最小二乗 (RLS) に基づくパラメータ推定機構を表すが、discontinuous projection と条件付きアップデートアルゴリズムによりロバスト化している [9]。そのアルゴリズムは、リグレッサ $\varphi[k]$ が時刻 k における PE 性の判断条件 (例えば [1]) を満足するとき

$$\hat{\theta}[k] = \hat{\theta}[k-1] + \text{Proj}_{\hat{\theta}}\{K[k](y[k] - \varphi[k]^T \hat{\theta}[k-1])\} \quad (13)$$

$$K[k] = \frac{P[k-1]\varphi[k]}{\lambda + \varphi[k]^T P[k-1]\varphi[k]} \quad (14)$$

$$P[k] = (I_p - K[k]\varphi[k]^T)P[k-1]/\lambda \quad (15)$$

$$\text{Proj}_{\hat{\theta}}(\bullet_j) := \begin{cases} 0 & \text{if } \hat{\theta}_j = \theta_{jmax} \ \& \ \bullet_j > 0 \\ 0 & \text{if } \hat{\theta}_j = \theta_{jmin} \ \& \ \bullet_j < 0 \\ \bullet_j & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

により更新し、条件が満たされない場合には $\hat{\theta}[k] = \hat{\theta}[k-1]$, $P[k] = P[k-1]$ と変数の更新を行わない。こ

こに入は忘却変数である。同定されたプラントモデルの出力変数は次式により計算される。

$$y_0[k] = \hat{c}_c x_d[k] = \hat{c}_c z_s^{-n} x_d[k+n], \quad (17)$$

但し、 $z_s^{-n} = e^{-snT_s} = e^{-sT_r}$ であり \hat{c}_c は $\hat{\theta}[i]$ から得る。外乱や同定誤差により追従誤差 $e[k]$ が生じた場合には、ロバストフィードバック補償器 $C_2[z_s]$ が次式により補償する。

$$u[k] = u_0[k] + u_2[k], u_2[k] = C_2[z_s](y_0[k] - y[k]) \quad (18)$$

従って $C_2[z_s]$ は感度関数を目標軌道の周波数帯で十分小さくするロバスト制御器であることが望ましい。パラメータの不確かさのみを持つ (2) の場合には次の定理が成り立つ。

定理 1 $\varphi[k]$ が PE 条件を満足し、かつある時刻 $t_0 = i_0 T_r$ で零初期条件を満足すれば、 t_0 以降で完全追従が達成される、すなわち $x[i] = x_d[i], \forall i \geq i_0$ となる。

ここで、零初期条件とは $x[i_0] = x_d[i_0], u_2[i_0] = \mathbf{0}$ と定義し、 $u_2[i]$ は $u_2[k]$ の離散時間リフティングである。この時刻 t_0 における条件は目標軌道が零 ($x_d(t) = 0$) となる十分長い期間 $t_1 \leq t \leq t_0$ を持てば $C_2[z_s]$ により満足される。従来のシングルレート制御では、例え $\hat{\theta}$ が真値 θ_0 に収束し、かつ零初期条件が満足されていても、完全追従は達成不可能であったことに注意されたい。

本稿ではサンプル点上での x の追従性能を保証したが、 x をリフティングすることによりサンプル点間応答全体を最適化する考え方もある [13]。しかしながらリアルタイムで適応的に係数を計算することを考えると、(12) のシンプル解は実用的である。

2.5 モデル化誤差と外乱に対するロバスト性の検討

次に、外乱 d 、観測雑音 ξ 及びモデル化誤差 $\Delta(s)$ に対する提案した制御系のロバスト性を検討する。実プラントは

$$y = P(s)(u + d), P(s) := P_\theta(s) + \Delta(s) \quad (19)$$

と与えられるとし、観測される出力変数は $y_m = y + \xi$ とノイズを含む。この場合には推定パラメータは一般的に真値には収束しない。しかしながら次の定理が成り立つ。

定理 2 仮定 2 がモデル化誤差を持つ実プラント (19) に対しても成立するとき、系内の全信号は有界である。

さらに $\hat{\theta}$ がある一定値 $\hat{\theta}_\infty (\neq \theta_0)$ に収束するとき、出力は

$$y[i] = y_d[i] + \delta[i] \quad (20)$$

となる。但し $y_d[i] := c_c x_d[i]$ である。

追従誤差 $\delta[i]$ の定義はここでは省略するが、 $C_2[z_s]$ による感度関数や補感度関数の整形で小さくすることができる。

3 サーボモータの位置決め制御への応用

本節では、提案した MARC をサーボモータの位置決め制御系に適用する。制御対象はインナーループに電流制御系を持ち、次式によりモデル化される。

$$m\ddot{y} = u - b\dot{y} - d \quad (21)$$

但し、 y は位置、 m, b は質量と粘性摩擦係数であり、外乱 d は一定値あるいは十分遅い速度で変動するものとする。制御入力 u は力指令値に相当する。未知パラメータ (m, b, d) はリグレーションモデル

$$\eta = \varphi^T \theta \quad (22)$$

に基づき推定する。但し $\eta = F(s)u$, $\varphi^T = F(s)[\ddot{y}, \dot{y}, 1]$, $\theta = [m, b, d]^T$ であり、 $F(s) = \omega_f^2 / (s + \omega_f)^2$ は φ 中の微分を計算するためのローパスフィルタである。 $y(t)$ と $u(t)$ は T_y 毎にサンプルされる信号であるので、 $F(s)$ は離散化して実装した。各時間周期は $T_y = T_u = 1[\text{ms}]$ であり、(21) は 2 次系であるので $T_r = nT_u = 2[\text{ms}]$ とした。また θ の存在範囲は下記であると仮定した。

$$m \in (0.025, 0.2), b \in (0, 1.0), d \in (-10.0, 10.0) \quad (23)$$

フィードバック制御器は次式の $Q(s)$ で感度関数と補感度関数を直接整形するロバスト補償器とする [16]。

$$C_2(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)(1 - Q(s))} \quad (24)$$

但しノミナルプラントは $P_n(s) = 1/m_n s^2, m_n = 0.08$ とおき、これに対する閉ループ極を $\omega_c = 2\pi 50$ に配置した。制御対象と (24) の制御器の間で不安定極零相殺を起こさないように $Q(s)$ を適切に設計している [16]。

実プラントとしては (21) に演算時間遅れを考慮に入れ

$$P(s) = \frac{1}{s(ms + b)} e^{-sT_d} \quad (25)$$

とモデル化した。離散時間補償器 $C_2[z_s]$ は、(24) を $1[\text{ms}]$ で Tustin 変換することにより得た。この補償器 $C_2[z_s]$ は (23) の範囲にある θ に対して (25) を安定化することができる。

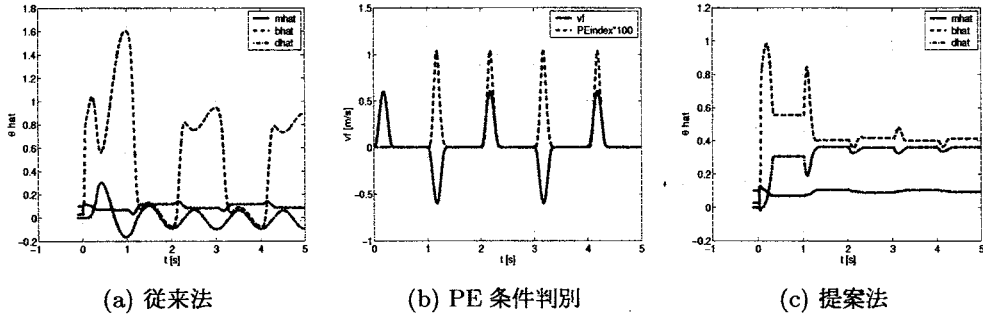


Fig. 5: パラメータ推定結果 (シミュレーション)

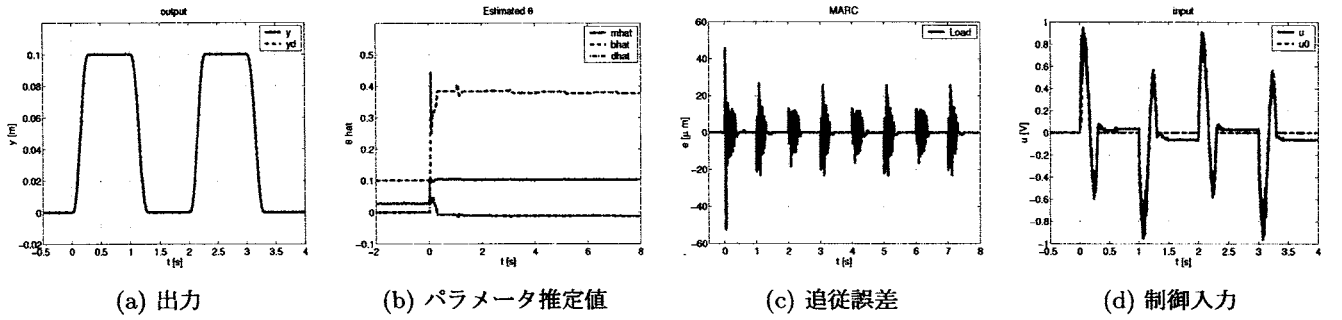


Fig. 6: 提案法の実験結果 ($T_u = 1[\text{ms}]$, $\lambda = 0.999$, 負荷あり).

同定により得られた $\hat{\theta}[i]$ から, (12)に基づいてフィードフォワード入力を調整する。但し

$$\hat{A}_c := \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{\hat{b}}{m} \end{bmatrix}, \hat{b}_c := \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix}, x := \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix}, \quad (26)$$

$c_c := [1, 0]$ とした。フィードバック制御器 $C_2[z_s]$ が積分特性を持つよう $Q(s)$ を設定したので, 同定アルゴリズムから得られた \hat{d} は, ここでは利用しない。

まず提案したパラメータ推定機構の検証をシミュレーションにより行なう。微小外乱 $d(t) = 0.1 \sin(2\pi t)$ を印加したときの従来型 RLS アルゴリズムによるパラメータ推定結果を Fig. 5(a) に示す。外乱の影響でパラメータ推定値が収束していないのが確認できる。PE 性の判別式を導出するために, 次式の行列の最小固有値の時間変化を Fig. 5(b) に示す。

$$\frac{1}{m} \sum_{k=t-m}^t \varphi[k] \varphi[k]^T \quad (27)$$

(27) の行列は速度項 $v_f := F(s)\dot{y}$ が零となっている範囲で正定とならず, PE 性を失っていることが確認できる。従って, PE 性の判別条件を $|v_f| > \epsilon$ とし, 条件付きアップデートを用いて推定した結果を Fig. 5(c) に示す。外乱の存在にも関わらず, パラメータ推定値が収束していることが確認できる。

Fig. 6 に約 10kg の負荷をモータに装着したときの提案法の実験結果を示す。図 (a) に示すように出力はその指令値に高精度に追従している。推定パラメータの初期値を無負荷時の同定値 $\hat{\theta}[0] = [0.027, 0.1, 0]^T$ に設定したが, 図 (b) に示すように負荷に応じて素早く変化し収束している。従って, 図 (c) に示すようにその追従誤差はパラメータ推定の変化に従って減少していることが確認できる。また図 (d) に示すようにマルチレート制御入力は滑らかなものとなっており, [4] で指摘されたような制御入力が振動的になる問題点は回避できている。

提案手法 (MARC) と, フィードフォワード制御器にセルフチューニングレギュレータ (STR)[1] を用いた手法と, パラメータを $\hat{\theta}[0]$ に固定した適応機構を持たない (12) の完全追従制御法 (PTC) を比較した結果を Fig. 7 及び Table 1 に示す。フィードバック制御器は (24) に基づく同じものを採用して比較を公平なものにした。STR では不安定零点が目標値追従特性に残るため大きな追従誤差を生じてしまっている。これに対して PTC では無負荷時では定常誤差の最大値が $|e|_{max} = 21.4 [\mu\text{m}]$ と良好であるが, 負荷時にはパラメータミスマッチにより $50.7 [\mu\text{m}]$ の誤差を生じる。この問題点を提案手法は解決し, 未知パラメータに対して $|e|_{max} = 25.2 [\mu\text{m}]$ を達成することができた。

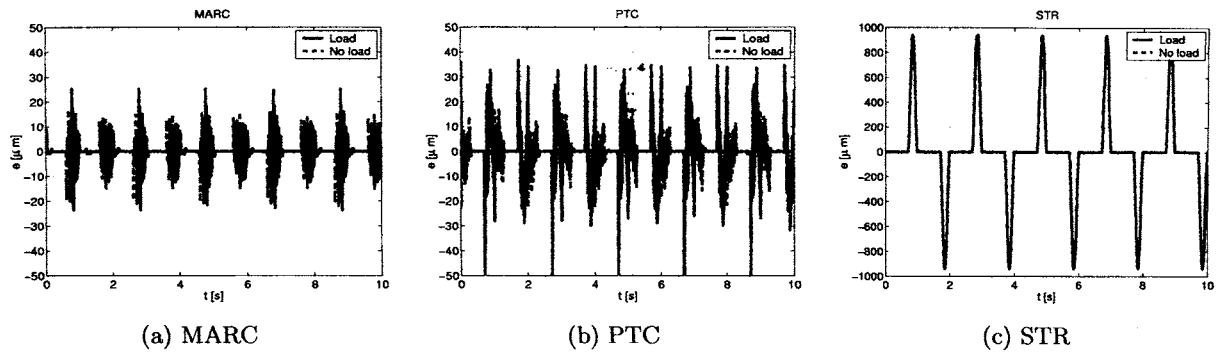


Fig. 7: Tracking error ($T_u = 1[\text{ms}]$).

Table 1: 定常状態の最大誤差
($T_u = 1[\text{ms}]$, $f_c = 50[\text{Hz}]$)

$ e _{\max} [\mu\text{m}]$	MARC	PTC	STR
w/ load	25.2	50.7	941
w/o load	20.2	21.4	943

4 結論

従来の適応制御系では最小位相系を仮定していたため、NC 工作機などのモーシオンコントロールに直接適用できなかった。これに対して本研究では、マルチレート適応ロバスト制御という新しい制御系を開発し、離散時間系で直接的に適用可能とした。提案手法をサーボモータの位置決め制御系に適用し、イナーシャや摩擦係数が未知な場合でも、制御誤差を極めて小さくすることができることを実証した。

最後に本研究の一部は天田金属加工機械技術振興財団研究開発助成によって行なわれた事を記し、深い感謝の意を表す。

参考文献

- [1] K. J. Åström and B. Wittenmark: "Adaptive Control", Addison-Wesley Publishing Company (1995).
- [2] M. Araki and T. Hagiwara: "Pole assignment by multirate-data output feedback", *Int. J. Control*, **44**, 6, pp. 1661–1673 (1986).
- [3] 美多, 千田: "多入出力 2-delay デジタル制御の提案と応用", 計測自動制御学会論文集, **24**, 5, pp. 467–474 (1988).
- [4] 宮里: "周期時変フィードバックによる適応制御", 計測自動制御学会論文集, **27**, 11, pp. 1244–1250 (1991).
- [5] R. Ortega and G. Kreisselmeier: "Discrete-time model reference adaptive control for continuous-time systems using generalized sampled-data hold functions", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, **35**, 3, pp. 334–338 (1990).
- [6] K. L. Moore, S. P. Bhattacharyya and M. Dahleh: "Capabilities and limitations of multirate control schemes", *Automatica*, **29**, 4, pp. 941–951 (1993).
- [7] N. Mizuno and Y. Fujiwara: "Extended 2-delay model reference adaptive controllers with reduced input amplitude", *IFAC World Congress*, pp. 7–12 (1996).
- [8] 藤本, 堀, 河村: "マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御", 計測自動制御学会論文集, **36**, 9, pp. 766–772 (2000).
- [9] B. Yao and A. Palmer: "Indirect adaptive robust control of SISO nonlinear systems in semi-strict feedback forms", *IFAC World Congress*, pp. 2943–2948 (2002).
- [10] M. Tomizuka: "Zero phase error tracking algorithm for digital control", *ASME, J. Dynam. Syst., Measur., and Contr.*, **109**, pp. 65–68 (1987).
- [11] H. Fujimoto, Y. Hori and A. Kawamura: "Perfect tracking control based on multirate feedforward control with generalized sampling periods", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **48**, 3, pp. 636–644 (2001).
- [12] 山本, 藤岡, 原: "サンプル値制御理論-VI, -デジタル信号処理への応用", *システム/情報/制御*, **44**, 6, pp. 336–343 (2000).
- [13] T. Chen and B. Francis: "Optimal Sampled-Data Control Systems", Springer (1995).
- [14] P. P. Khargonekar, K. Poolla and A. Tannenbaum: "Robust control of linear time-invariant plants using periodic compensation", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, **30**, 11, pp. 1088–1096 (1985).
- [15] H. Fujimoto and Y. Hori: "Advanced digital motion control based on multirate sampling control", *IFAC World Congress*, Vol. 2, pp. 1603–1608 (2002).
- [16] T. Umeno, T. Kaneko and Y. Hori: "Robust servosystem design with two degrees of freedom and its application to novel motion control of robot manipulators", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **40**, 5, pp. 473–485.