

2リンクロボットアームの単純適応制御 (SAC)

浜田 健太*

笠井 正三郎†

Simple Adaptive Control of Two Link Robot Arm

Kenta HAMADA*

Shozaburo KASAI†

ABSTRACT

In recent years, improvement in the control performance of robot arms, such as an industrial robot, is desired. These are described by time varying models, and adaptive control is known as the effective control technique for the models. However, it becomes complicated to constitute adaptive control. Therefore, Simple adaptive control(SAC) have recently been receiving attention with easy composition in this field. In this paper, we designed the controller of a two link robot arm using SAC. The validity of SAC for the time varying model is shown by simulations and experiments of the two link robot arm.

Keywords : robot arm, adaptive control, time varying model, SAC

1. 序論

近年、製造ラインで用いられている産業用ロボットなどのロボットアームは、作業の効率化を図るために、制御性能の向上が望まれている。しかし、このモデルは時間の経過と共に位置・姿勢が変化するモデルとなる。つまり、時間と共に制御モデルの状態が変化する制御対象(時変モデル)である。そして、このようなモデルにPID制御などの定数フィードバック制御を用いた場合、急な状態の変化に対応できないため、制御性能を向上させるのが困難となる。したがって、このモデルにおいては、変化する制御対象の状態推定を行いながらコントローラの構築を行う適応制御が、有効な制御手法として知られている。しかし、適応制御は、モデルの変化を推定・更新するのにかかる時間が制御性能を大きく左右する。また、現実には、高速な観測器を構築するのが非常に困難である。そのため、適応制御は、実際のシステムに適用することが難しい。しかし近年、適応制御の中でも比較的構成が容易とされる単純適応制御 (Simple Adaptive Control:SAC) に注目が集まっている。

システムの特徴の1つに概強正実 (Almost Strictly Positive Real:ASPR) 性があり、システムがASPR性を満たす場合、十分大きな出力フィードバックにより、安定性が保証されるという性質が知られている⁽¹⁾。SACは、この性質を利用した適応制御手法である。つまり、SACはセンサで実測できる出力のみを用いて構成される。そのため、通常の適応制御系と比べて、設定するパラメータが少ない。よって、SACは比較的構成が容易な適応制御系となっている。また、適応的にパラメータを調整するので時変モデルに対しても有効であると考えられる。

本研究は、制御対象に工場などで用いられるロボットアームを想定し、時変モデルの中でも最小なモデルとして考えられる2リンクロボットアームを考えた。この対象は制御研究の分野

で広く用いられている。本研究では、このような時変モデルの2リンクロボットアームに対して、SACを用いたコントローラの設計を図った。そして、シミュレーションおよび実機実験において、その制御手法の有効性について検証を行った。

2. ロボットアームのモデル

2.1 制御対象 本研究の制御対象である2リンクロボットアームのモデルを図1に示す。ここで、 θ_i をモータ $i(i=1,2)$ の角度、 l_i をリンク i の長さ、 r_i をリンク i の重心までの長さ、 m_i をリンク i の質量、および G_i をリンク i の重心とする。また、エンドエフェクタ部は何も取り付けしていないものとした。

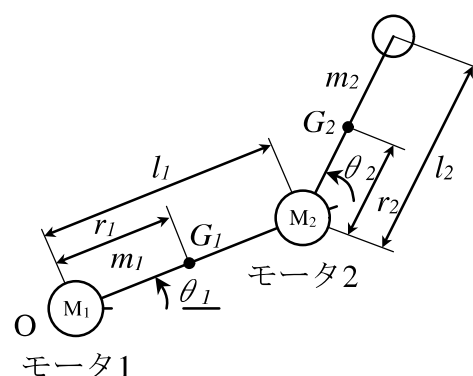


図1 2リンクロボットアーム - モデル

2.2 物理モデル 2リンクロボットアームの運動方程式を導出する。運動エネルギー T の導出に用いるリンク i の重心位置 p_{gi} 、および角速度 ω_i は、式 (1), (2), (3), (4) となる。

*電気電子工学専攻2年

†電子工学科 教授

$$\mathbf{p}_{g1} = \begin{bmatrix} r_1 \cos \theta_1 \\ r_1 \sin \theta_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{p}_{g2} = \begin{bmatrix} l_1 \cos \theta_1 + r_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \sin \theta_1 + r_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\omega}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\omega}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

よって、運動エネルギー T は式 (5) のように表せる。ただし、 J_{gi} はリンク i の重心に関する慣性モーメントとした。なお、“ $\dot{\cdot}$ ”の記号は時間微分を表している。

$$T = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \left(m_i \dot{\mathbf{p}}_{gi}^T \dot{\mathbf{p}}_{gi} + J_{gi} \boldsymbol{\omega}_i^T \boldsymbol{\omega}_i \right) \quad (5)$$

また、ポテンシャルエネルギー U は重力の影響を受けないものと考え、 $U = 0$ とし、式 (6) に示すラグランジュ法を用いることで、運動方程式は式 (7) のように導出できる⁽²⁾。ただし、 τ_i はモータ i の駆動トルクとし、 J_i 、 M_{12} 、 $M(\boldsymbol{\theta})$ 、および $H(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})$ は以下のように置いた。なお、本論文では、“ \triangleq ”の記号を定義の意味として用いている。

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial(T-U)}{\partial \dot{\theta}_i} \right) - \frac{\partial(T-U)}{\partial \theta_i} = \tau_i \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = M(\boldsymbol{\theta}) \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + H(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$J_i \triangleq J_{gi} + m_i r_i^2$$

$$M_{12} \triangleq J_2 + m_2 l_1 r_2 \cos \theta_2$$

$$M(\boldsymbol{\theta}) \triangleq \begin{bmatrix} J_1 + J_2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 r_2 \cos \theta_2 & M_{12} \\ M_{12} & J_2 \end{bmatrix}$$

$$H(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) \triangleq \begin{bmatrix} -2m_2 l_1 r_2 \dot{\theta}_2 \sin \theta_2 & -m_2 l_1 r_2 \dot{\theta}_2 \sin \theta_2 \\ m_2 l_1 r_2 \dot{\theta}_1 \sin \theta_2 & 0 \end{bmatrix}$$

2.3 制御モデル 次に、制御手法の検討を行うため、このモデルを一般的なシステムの形として表現することとした。2リンクロボットアームの場合、状態方程式・出力方程式は式 (8) のように表現できる。ただし、 $\alpha_{ij}, \beta_{ij} (i, j = 1, 2)$ は式 (9) のように定義した。これは 4 次 2 入出力のシステムとなっている。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\mathbf{x} \triangleq \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} \triangleq \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} \triangleq \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ 0 & 0 & \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} \triangleq -M(\boldsymbol{\theta})^{-1} H(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \triangleq M(\boldsymbol{\theta})^{-1}$$

このモデルの $M(\boldsymbol{\theta})$ 、 $H(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})$ は、状態変数である $\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}$ の関数となっている。また、ロボットアームが駆動することで $\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}$ が変化する。そのため、このモデルはシステム行列である \mathbf{A}, \mathbf{B} が時間と共に変動するモデルとなっている。このような制御対象を時変モデルと呼ぶ。

3. 単純適応制御 (SAC)

SAC は、システムに ASPR 性という制約を含ませることで、構成を出力フィードバック系と比較的容易にした適応制御系である。一般の適応制御系は、状態フィードバックにより構成される。よって、 n 次 m 入出力系のシステムを扱う場合、一般の適応制御系は n 個のゲインを適応的に算出する必要がある。一般に、実際のシステムは $n \geq m$ となることがほとんどである。そのため、出力フィードバックにより構成される SAC は m 個のゲインのみを求めれば良い。したがって、一般の適応制御系と比べて、SAC は設定するパラメータが少なく、構成が容易とされる。

3.1 SAC の安定性 SAC は出力フィードバックにより安定性を保証している。ここで、式 (10) に示す n 次 1 入出力系のシステムを考える。このシステムを用いて、SAC の安定性について検討する。ただし、 $a_i (i = 0, 1, \dots, n), b_j (j = 0, 1, \dots, m)$ は実数とする。

$$G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (10)$$

また、このシステムが ASPR 性をもつ場合、以下に示す関係が成り立つ。これは、1 入出力系のシステムが ASPR 性を満足するための条件である⁽³⁾。

- [1] システムがもつゼロ点はすべて安定、つまりゼロ点の実部は負の値をもつ
- [2] 伝達関数 $G(s)$ の分母と分子の次数差である相対次数 $n-m$ は 0 または 1 である
- [3] 伝達関数 $G(s)$ の分子の最高位係数 b_m は正の値をもつ

ここで、ゼロ点とは、伝達関数 $G(s)$ の分子が 0 となる s についての解である。つまり、分子が式 (11) のように表現される場合、ゼロ点は $s = -\sigma_i (i = 1, 2, \dots, m)$ となり、 σ_i は実数または複素数の場合はその共役複素数もゼロ点となる。

$$b_m (s + \sigma_1)(s + \sigma_2) \dots (s + \sigma_m) = 0 \quad (11)$$

また、条件 [1]、[3] より、 $\text{Re}[\sigma_i] > 0$ 、および $b_m > 0$ であることから、 $b_i (i = 0, 1, \dots, m-1)$ が必ず正の値を取ることが導ける。

ここで、式 (12) に示す出力フィードバックによる閉ループ系 $G_a(s)$ を考える。ただし、 k はフィードバック係数とする。

また、この系の特性方程式を式 (13) に示す。なお、相対次数は $n - m = 1$ とした。

$$G_a(s) = \frac{G_s}{1 + kG_s} \quad (12)$$

$$1 + kG_s = s^n + \sum_{i=0}^{n-1} (a_i + kb_i)s^i = 0 \quad (13)$$

ここで、ASPR 性の条件により、 $b_i > 0 (i = 0, 1, \dots, m)$ である。つまり、 k の値が十分大きければ、 a_i の値に関わらず $a_i + kb_i > 0$ の関係が得られる。加えて、 k の値により各係数が変化するため、この閉ループ系が安定とできる k が存在する。よって、制御システムが ASPR 性をもつ場合、十分大きな出力フィードバック入力により安定性が保証されることが分かる。なお、相対次数が 0 のシステムでも同様に安定性が保証される。

3.2 多入出力系の ASPR 条件 上に 1 入出力系の ASPR 条件を示した。しかし、本研究で取り扱うモデルは、2 入出力の多入出力系である。そのため、多入出力系の ASPR 条件を示す。

多入出力系の ASPR 条件は 1 入出力系のものとは少し異なる。だが、多入出力系の場合でも ASPR 性を満たすことで、十分大きな出力フィードバック入力により安定となることが知られている。 n 次 m 入出力系のシステムの ASPR 条件を以下に示す⁽⁴⁾。

- [1] n 個の極と $n - m$ 個の安定なゼロ点をもつ
- [2] $\det(\mathbf{CB}) \neq 0$ である

3.3 SAC の追従性 SAC は、目標値として、式 (14) に示す規範モデルを与えている。つまり、SAC の制御目的は、制御モデルの出力 $\mathbf{y}(t)$ を規範モデルの出力 $\mathbf{y}_m(t)$ に一致させることである。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_m(t) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(t) + \mathbf{B}_m \mathbf{u}_m(t) \\ \mathbf{y}_m(t) = \mathbf{C}_m \mathbf{x}_m(t) \end{cases} \quad (14)$$

システムが ASPR 性を満たすならば、追従誤差 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{y}(t) - \mathbf{y}_m(t)$ のフィードバックにより、追従が行われる。しかし、この制御のみでは誤差が生じなければ入力が発生しないため、規範モデルへの完全追従は達成されない。そこで SAC は、安定性を保証する追従誤差フィードバック入力に加えて、規範モデルへの追従性を高めるフィードフォワード入力を与えている。ここで、SAC の構成を図 2 に示す。なお、 $\mathbf{k}(t) = [\mathbf{k}_e(t), \mathbf{k}_{x_m}(t), \mathbf{k}_{u_m}(t)]$ は、制御入力 $\mathbf{u}(t)$ を算出する適応ゲインとなっている。つまり、SAC は、安定性・追従性を満足するゲイン $\mathbf{k}(t)$ を適応的に算出する制御手法となっている。

SAC の制御入力は、式 (15) のように表される。 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{0}$ となるように、適応ゲイン $\mathbf{k}(t)$ が決定され、制御入力が算出される。

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) &= \mathbf{k}(t)\mathbf{z}(t) \\ \mathbf{z}(t) &\triangleq [\mathbf{e}(t)^T \quad \mathbf{x}_m(t)^T \quad \mathbf{u}_m(t)^T]^T \\ \mathbf{k}(t) &\triangleq [\mathbf{k}_e(t) \quad \mathbf{k}_{x_m}(t) \quad \mathbf{k}_{u_m}(t)] \end{aligned} \quad (15)$$

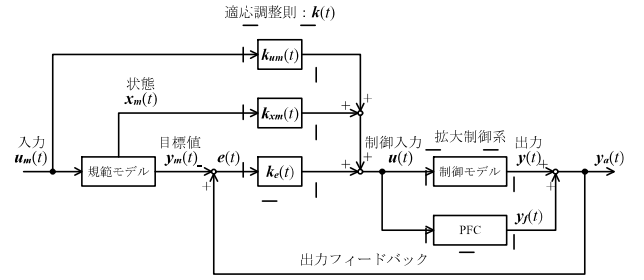


図 2 SAC の構成

適応ゲインは、適応調整則に基づいて算出される。適応調整則は適応速度などの特性を決定し、SAC においてもいくつかの調整則が用いられている。式 (16) に、比較的良く用いられる積分+比例型適応調整則を示す。ただし、 $\Gamma_I, \Gamma_P (\Gamma_I = \Gamma_I^T > 0, \Gamma_P = \Gamma_P^T > 0)$ は重み係数である。

$$\mathbf{k}(t) = -\int_0^t \mathbf{e}(\tau)\mathbf{z}(\tau)^T \Gamma_I d\tau - \mathbf{e}(t)\mathbf{z}(t)^T \Gamma_P \quad (16)$$

第一項を用いた調整則を基本調整則である積分型適応調整則と呼び、制御系の安定性はこの基本調整則で保証される。しかし、この基本調整則では変動するモデルに対しての適応速度が十分ではないため、比例項である第二項を加えて適応性能を向上させている。

4. SAC を用いたコントローラ的设计

4.1 PFC の設計 実際のシステムにおいて ASPR 性を満足するシステムは少ない。そのため、SAC を適用することは、現実には困難となる。そこで、図 3 に示すような、制御システムに対して並列フィードフォワード補償 (Parallel Feedforward Compensator:PFC) を与えた拡大制御系を構築することが考案された⁽⁵⁾。実際のシステムでは ASPR 性を満足できなくても、PFC を構成することで拡大制御系に対して ASPR 性の再評価が行える。

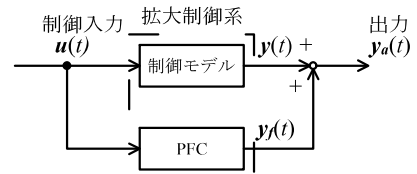


図 3 PFC

式 (17) に PFC を付加した拡大制御系の状態方程式・出力方程式を示す。ただし、 $\mathbf{A}_f, \mathbf{B}_f, \mathbf{C}_f$ はそれぞれ PFC のシステム行列である。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_a(t) &= \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a(t) + \mathbf{B}_a \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}_a(t) &= \mathbf{C}_a \mathbf{x}_a(t) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\mathbf{x}_a \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_a \triangleq [\mathbf{y} + \mathbf{y}_f]$$

$$\mathbf{A}_a \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_a \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_a \triangleq [\mathbf{C} \quad \mathbf{C}_f]$$

対象が多入出力系の場合、まず $\det(\mathbf{C}_a \mathbf{B}_a) \neq 0$ となるように PFC のパラメータを選定する。次に、極、およびゼロ点の条

件を満足させる. 多入出力系の場合, 極は $\det(sI - A_a) = 0$ の根, ゼロ点は $\det(P_a(s)) = 0$ の根となる. ただし, $P_a(s)$ は式 (18) に示すような値を取る.

$$P_a(s) = \begin{bmatrix} sI - A_a & B_a \\ -C_a & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

この関係から, $n + n_f$ 個の極, および $n + n_f - m$ 個の安定なゼロ点をもつことを確かめる. これらの過程を踏むことで, ASPR 性を満足する拡大制御系の設計が行える.

拡大制御系が ASPR 性を満足することで, 出力フィードバックにより安定性は保証される. しかし, 出力においては PFC の影響は無視できず, 目標値に対して定常偏差が生じる恐れがある. そこで, 図 4 に示すような, PFC の出力を実システムの出力に与えないような SAC の構成を行う. この制御系の場合, 出力フィードバックにより拡大系誤差 $e_a(t)$ は 0 に収束していき, 同時に PFC の入力も消失していく. このことは制御系の出力誤差 $e(t)$ が 0 に収束していくことを意味し, 安定性, および追従性が同時に満足される. なお, 本研究ではこの構成の PFC および適応調整則を設計した.

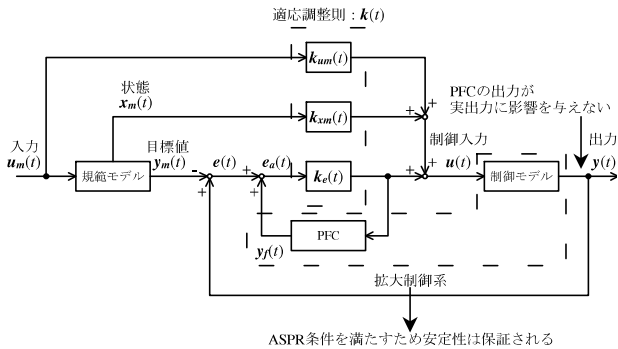


図 4 PFC による定常偏差を除去する SAC の構成

4.2 2 リンクロボットアームに対する PFC の設計 式 (8) に示したモデルは, $\det(CB) = 0$ となり, ASPR 性を満たしていない. そこで, 制御モデルに PFC を付加した式 (19) に示すような拡大制御系を考えた. なお, ここではシステム行列のみを示している.

$$A_a \triangleq \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & -\kappa_1 & 0 \\ 0 & 0 & -\kappa_2 \end{bmatrix}, \quad B_a \triangleq \begin{bmatrix} B \\ \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$C_a \triangleq \begin{bmatrix} C & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

この拡大制御系の場合, 式 (20) の関係が成り立つ. そして, PFC のパラメータ δ_1, δ_2 を選定することで, 拡大制御系が ASPR 条件の 1 つを満足することが分かる.

$$\det(C_a B_a) = \begin{vmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{vmatrix} = \delta_1 \delta_2 (\neq 0) \quad (20)$$

次に構築した拡大制御系が, $n = 6$ 個の極と $n - m = 6 - 2 = 4$ 個の安定なゼロ点をもつことを確かめる必要がある. このシステムの極・ゼロ点は, 式 (21) の s についての解となる. ただし, $a_i, b_i (i = 0, 1, \dots, 4)$ は, PFC のパラメータ $\kappa_i, \delta_i (i = 1, 2)$, お

よび制御対象のシステム行列のパラメータ $\alpha_{ij}, \beta_{ij} (i, j = 1, 2)$ の関数となっている.

$$\begin{cases} \det(sI - A_a) = s^2 \sum_{i=0}^4 a_i s^i = 0 \\ \det(P_a(s)) = \sum_{i=0}^4 b_i s^i = 0 \end{cases} \quad (21)$$

よって, $\det(sI - A_a)$ の式の次数が 6 であることから, 極は $n = 6$ 個存在することが確認できる. しかし, 2 リンクロボットアームが取る位置・姿勢により制御モデルのパラメータ α_{11} などが変化する. そのため, ゼロ点の値は一意に決定することができない. したがって, ゼロ点の値を確かめるには, パラメータ α_{11} などを設定する必要がある. そこで, ある目標軌道を制御モデルに与え, 必要なパラメータを設定し, 拡大制御系のゼロ点の軌跡を調べることにした.

5. シミュレーション

5.1 シミュレーション条件 シミュレーション条件として, 本研究のモデルと同様の 2 自由度の水平多関節形アームである SICE-DD アーム (東芝製 SR-402DD) のパラメータを採用した⁽⁶⁾. SICE-DD アームの写真を図 5 に示す. 2 個のダイレクトドライブモータと共にロータリーエンコーダが備わっており, モータの角度が計測可能となっている. なお, この写真では, リンク 2 部分に本来ある剛体リンクが備わっていないものとなっている. また, シミュレーションに用いるロボットアームのパラメータは, 表 1 に示すように設定した. なお, シミュレーションソフトは Octave, CPU は Intel Core2 Quad CPU Q9400 2.66GHz を用いた.

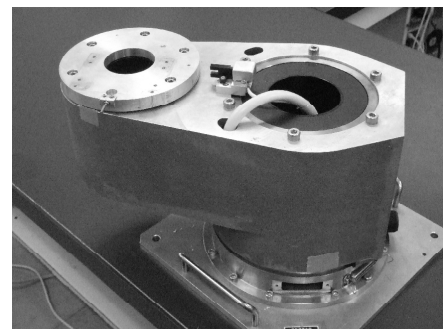


図 5 SICE-DD アーム

表 1 ロボットアーム - パラメータ

	単位	変数	値	
			リンク 1	リンク 2
質量	[kg]	m	12.27	2.083
長さ	[m]	l	0.2	0.2
重心までの距離	[m]	r	0.063	0.08
慣性モーメント	[kgm ²]	J	0.16360	0.027731

5.2 ASPR 性の検証 目標軌道となる規範モデルの状態方程式を式 (22), 入力 $u_m(t)$ を式 (23), および出力 $y_m(t)$ を図 6 に示す. なお, 目標軌道にはステップ応答を与えた.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_m = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_m + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_m \\ \mathbf{y}_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_m \end{cases} \quad (22)$$

$$\mathbf{u}_m = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

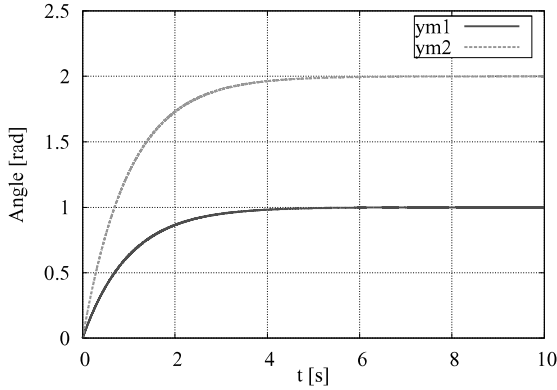


図6 規範モデル - 出力

また、PFCのパラメータは $\kappa_i = 10, \delta_i = 0.5 (i = 1, 2)$ とした。以上のようにパラメータを設定した場合の拡大制御系のゼロ点の軌跡を図7に示す。ゼロ点の軌跡から $n - m = 4$ 個の実部が負、つまり安定なゼロ点がどちらも観測できた。したがって、構築した拡大制御系は、これらの目標軌道に対して ASPR 性を満足していることが分かる。

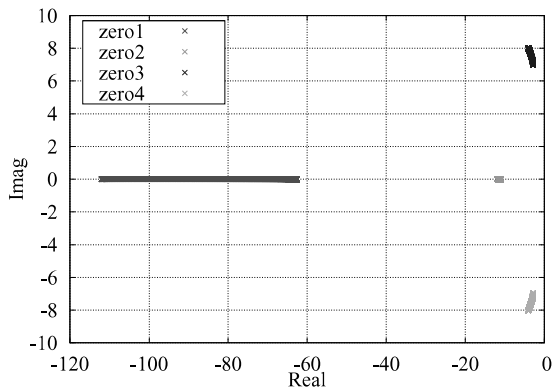


図7 拡大制御系 - ゼロ点

5.3 SAC・PID制御の性能比較 時変モデルである2リンクロボットアームに対するSACの有効性の検討を図った。そのため、従来良く用いられているPID制御との性能比較を行った。PID制御の制御入力算出式を式(24)、およびPID制御の構成を図8に示す。

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) = & \mathbf{k}_p (\mathbf{y}_m(t) - \mathbf{y}(t)) + \mathbf{k}_i \int_0^t (\mathbf{y}_m(\tau) - \mathbf{y}(\tau)) d\tau \\ & + \mathbf{k}_d \frac{d}{dt} (\mathbf{y}_m(t) - \mathbf{y}(t)) \end{aligned} \quad (24)$$

観測時間は10sに設定し、サンプリング時間は1ms、およびPFCのパラメータなどは上で示したのと同じものとした。また、PIDゲインとSACに用いる適応調整則の重み係数を表

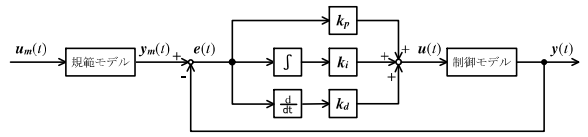


図8 PID制御 - 構成

表2 重み係数

変数	値
\mathbf{k}_p	diag (50, 30)
\mathbf{k}_i	diag (1, 0.1)
\mathbf{k}_d	diag (20, 10)
$\mathbf{\Gamma}_I$	diag ($10^{10}, 10^{10}, 10^4, 10^4, 10^4, 10^4$)
$\mathbf{\Gamma}_P$	diag ($10^{10}, 10^{10}, 10^4, 10^4, 10^4, 10^4$)

2に示す。これらのゲインはシミュレーション結果を観測しながら適宜調整を行った。

ステップ応答に対する追従制御シミュレーションをPID制御とSACでそれぞれ行った。その制御結果である追従誤差 $e(t) = \mathbf{y}(t) - \mathbf{y}_m(t)$ をそれぞれ図9, 10に示す。SACは、PID制御と比べてオーバーシュートがなく、追従誤差も比較的少ない様子が観測できる。

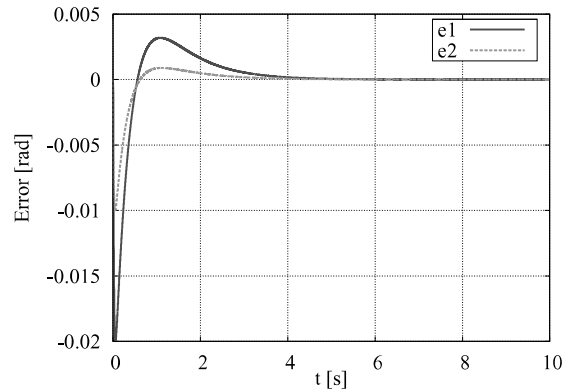


図9 追従誤差 - PID制御

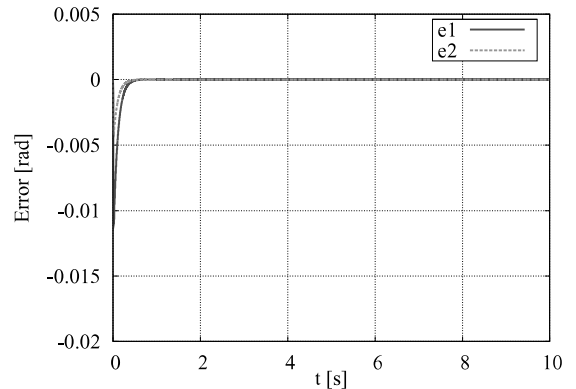


図10 追従誤差 - SAC

6. 実機実験

6.1 実験環境 構築した制御環境を図11に示す。DA変換ボードより駆動トルク指令電圧を入力として与え、サーボON/OFFなどの入出力をデジタル入出力ボードにより制御、およびエンコーダの角度をパルスカウンタボードにより検出した。なお、組み込み式制御ボードを動作させるドライバモジュールはハードリアルタイム性に優れるリアルタイムOSで

ある RT-Linux により開発を行った。

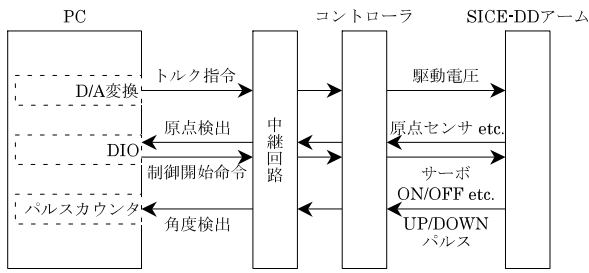


図 11 実験環境

6.2 実験結果 PID 制御の実機応答を図 12, および SAC の実機応答を図 13 に示す. なお, PFC などのパラメータはシミュレーションと同様とした. また, 本来存在する 2 リンク部分の剛体アームが備わっていないため, 重み係数などは, 表 3 のように再設定した.

本研究で構成したコントロールシステムでは, 角度情報しか得られないため, PID 制御の微分項で用いる角速度は数値差分で求めている. そのため, オブザーバを用いて角速度を推定するシステムなどと比較すると精度が悪くなると推測できる.

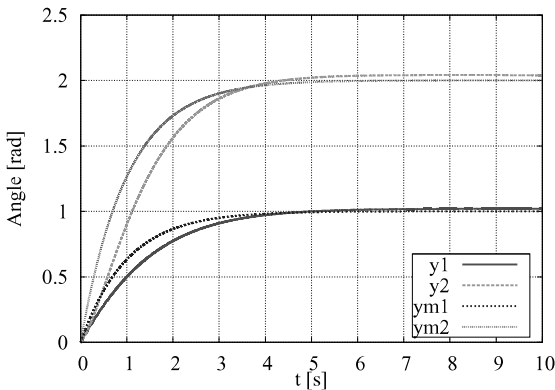


図 12 PID 制御 - 実機応答

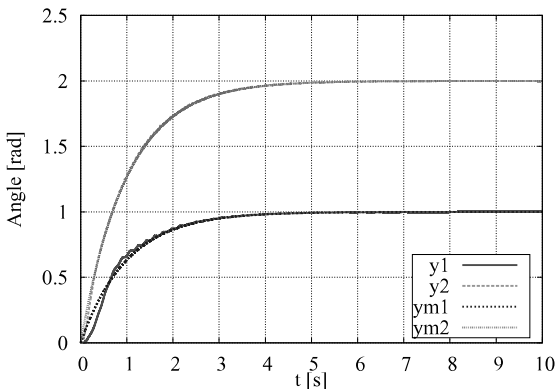


図 13 SAC - 実機応答

表 3 重み係数

変数	値
k_p	diag (8.0, 1.5)
k_i	diag (0.5, 0.1)
k_d	diag (5.0, 0.2)
Γ_I	diag ($5 * 10^2, 5 * 10^2, 2 * 10^1, 2 * 10^1, 10^1, 10^1$)
Γ_P	diag ($10^2, 10^2, 10^1, 10^1, 1, 1$)

SAC は, 出力フィードバックによる安定化を図るため, 推定オブザーバなどを用いずとも直接得られた出力をフィードバックするだけで安定した性能を得ることができる. そのため, 若干駆動時に誤差が観測できるものの, すぐに適応して追従している様子が観測できる. よって, SAC が時変モデルに対して有効な制御則であることが実証できた.

7. 結論

本研究の目的は, 時変モデルである 2 リンクロボットアームに対して, 単純適応制御 (SAC) の有効性を検討することであった. よって, まず本研究では 2 リンクロボットアームのモデル化を行い, 時変モデルであることを確認した. 次に, このモデルに対して SAC を適用するために, 補償要素の設計を行った. そして, SAC の有効性を検証するため, PID 制御と SAC の制御シミュレーション, および実機実験を行い, 性能を比較した. その結果, SAC はモデルの変動に適応的に対応して, 時変モデルである 2 リンクロボットアームに対して有効な制御手法であることが検証できた.

参考文献

- (1) 岩井善太, 水本郁朗, 大塚弘文: 「単純適応制御 SAC」, 森北出版, pp.1-6, 2008.
- (2) 小林尚登ほか: 「ロボット制御の実際」, 計測自動制御学会, pp.1-44, 166, 1997.
- (3) 岩井善太, 水本郁朗, 大塚弘文: 「単純適応制御 SAC」, 森北出版, pp.14-18, 2008.
- (4) 岩井善太, 水本郁朗, 大塚弘文: 「単純適応制御 SAC」, 森北出版, pp.22-26, 2008.
- (5) 岩井善太, 水本郁朗, 大塚弘文: 「単純適応制御 SAC」, 森北出版, pp.27-29, 53-69, 2008.
- (6) 小林尚登ほか: 「ロボット制御の実際」, 計測自動制御学会, pp.171-180, 244, 1997.