

車輪型倒立移動ロボットの VSS ロバスト適応制御

竹田勇^{*1} 稲葉毅^{*2} 平田弘志^{*2}

VSS Robust Adaptive Control of a Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot

by

Isamu Takeda, Takeshi Inaba and Hiroshi Hirata

(Received on Nov.16, 2017 & Accepted on Jan. 17, 2018)

Abstract

The control system for various inverted pendulums contributes to the practical utilization of unstable objects, for example, Segway etc. Application study of a two-wheeled inverted pendulum (WIP) mobile robot is recently very active because personal mobility is attractive field. Most of these discussions are either the stabilization or the position control in parameter known system. Few studies consider case of unknown parameter system, for example, payload change, inertia change, and so on. The change of the payload and the momentum of inertia appear in the application of WIP mobile robot frequently. Therefore, the adaptive control method that removes the problem of uncertainty concerning the design parameter is useful to WIP mobile robot system. The WIP mobile robot is discussed as a system with unknown parameters except the radius of the wheel, and the stabilization and motion control of whole system are achieved by a two VSS adaptive control and a self-tuning control (STC). This paper proposes that such VSS adaptive control system as tracking the reference input is applied to the pendulum stabilization of WIP mobile robot and the translational motion is also controlled by means of STC that assures the boundary reference angle of the pendulum, furthermore another VSS adaptive control system is applied to the rotational motion system that is independent to the translational motion dynamics. The distinct feature of proposed method does not only reduce the estimated parameters of STC system but also achieve VSS adaptive control system without a perturbation signal that had been required in order to estimate many parameters at a previous study. Finally, the validity of the proposed adaptive system is proved through some numerical simulations and practical experimental result.

Keywords: two-wheeled inverted pendulum mobile robot, VSS adaptive control, self-tuning control (STC) recursive least squares method

1. はじめに

現代社会は航空機・宇宙開発・乗り物・ロボットなどの分野において、数多くの不安定な対象を巧みに制御することにより利用している。制御工学の果たす役割は大きく、安全な社会を維持するために必要不可欠なものとなっている。不安定系を議論する研究者にとって、比較的容易に実験が行える制御対象として、古くから倒立振り子モデルがよく知られている。この倒立振り子モデルは既に、多くの研究者により様々な制御系設計法の検証に使用され、制御理論の発展のみならず不安定な工学的対象の実用化に寄与してきている。

近年、倒立振り子が原理となる対象の中で、平行車輪を持つタイプの移動体の研究が盛んである。車輪型倒立振り子(WIP)を大別するとセグウェイに代表されるパーソナルモビリティ^{1)~4)}と荷役目的の自律走行型ロボット^{5)~8)}に分けられる。これらの議論の中心は安定化制御と2輪移動体の位置姿勢制御に関するものが殆どである。WIP応用系においては、振り子の重

量・慣性モーメントの変化が想定される。しかし、対象の動特性変化を考慮する未知パラメータ系の議論が少ないのが現状である。また、移動体の高速度化を図る為に駆動部分の減速比を小さくすると、動特性変化の影響が顕著になり安定度が劣化することが予想される。このように不安定な対象では安定度に大きな影響を及ぼす要因となる設計パラメータ不一致の問題を排除できる適応的手法の導入を考慮すべきである。したがって、本制御対象の用途では運転に際して、適切なチューニング機能を有する制御系が望ましい。

著者等の研究グループは先に、回転型倒立振り子系の振り部分にVSS(可変構造系)適応安定化制御系を構成し、回転アームの安定化にSTC(セルフチューニング制御)を実施する手法を既に提案^{9),10)}している。その適応制御系では振り子を倒立させた状態で運転を開始し、STC系の推定精度を向上させる意味で、操作量に適切な摂動信号を短時間重畳してシステム全体の基本パラメータ推定を実施する手法を採っていた。

本研究でもWIPロボットに対して、全ての物理パラメータを未知とした制御系設計について議論する。未知パラメータ倒

*1 東海大学大学院工学研究科電気電子工学専攻

*2 情報理工学部コンピュータ応用工学科 教授

立振子系の制御法として、振子を倒した状態の運動からパラメータを推定し、その後に振上げ制御^{11),12)}を実施する運転方法が考えられる。しかし、WIPロボットでは、そういう手法は運用上無理があり適当ではない。ロボット振子部が倒立した自然な姿勢の状態安定化制御を開始し、必要な情報は運動制御中に取得する方法が妥当であると考えられる。

したがって、本研究ではWIPロボットの倒立姿勢を初期状態と考え、適応安定化制御と移動制御を実施する。パーソナルモビリティ^{13),14)}（独立二輪駆動で前進・後退動作を振子角度の変化により与える仕様）および二輪移動ロボットの何れにも展開可能であるが、本稿では後者の移動ロボットを想定する。

まず、WIPロボットの振子部分に目標値追従型のVSS適応安定化制御系を構成する。そして並進系の安定性と有界な振子目標角生成の保証にSTCを構成する。文献10)ではSTC構築において、システムの基本パラメータ推定値を全て用いたが、本稿では推定モデルを変更し、必要パラメータのみ推定する形に簡素化した。また、旋回系にもVSS適応制御を構成している点も大きな特徴である。以上、WIPロボットに2種類の適応制御器を使用して安定化系および並進移動・旋回制御系の実現を提案する。そして、提案法の有効性を実証するために、数値シミュレーション及び実験を実施した。

その結果、制御系の運用において摂動トルクを使用しなくても十分な適応制御性能が得られることが判明した。最後に、大きな錘を付加した実機による実験でも有効な結果が得られることから、本手法は不安定な未知パラメータWIPロボットの適応制御法として、有効性が確認された。

2. 制御対象

WIPロボットの運動モデル図と実験機モデル図をFig.1とFig.2にそれぞれ示す。左右のゴムタイヤ車輪の車軸シャフトには24[V]-12.3[W]のハーモニックギア付DCモータがタイミングプーリを介して連結されている。並進速度を稼ぐ為、加速ギア構成としている。倒立振子部は車軸シャフトとボールベアリング軸受を介した機構で構成され、振子下部の片側には光学式エンコーダを配置して、振子角度検出を行っている。

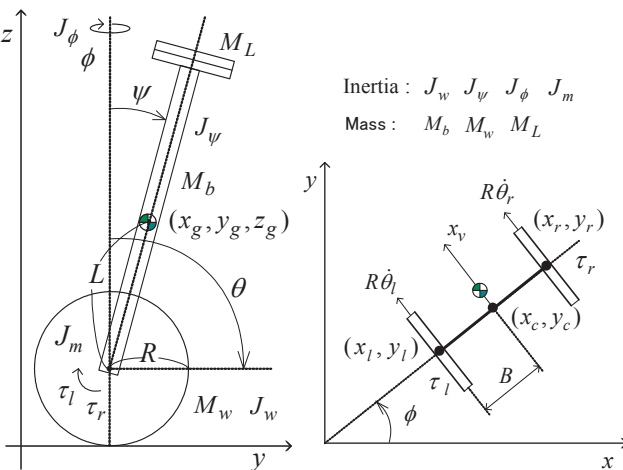


Fig. 1. Diagram of a wheeled inverted pendulum (WIP) robot.

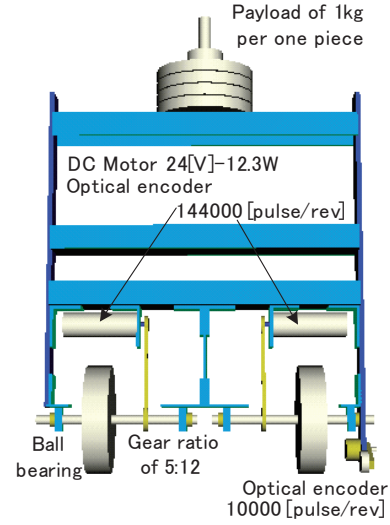


Fig. 2. Experiment model of a WIP robot.

また、振子上部中心には1kg単位のペイロードが増設可能な構成となっている。ここでは、以上のWIPロボットの運動方程式について述べる。Fig.1の制御対象の運動方程式は各車輪と車体重心における運動エネルギーおよび車体重心の位置エネルギー算出より、Euler-Lagrange方程式を使用して(1)式のように導出される。

$$M(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + G(\theta) + D\dot{\theta} + E(\dot{\theta}) = N\tau \quad (1)$$

ここで、 $\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}$ はそれぞれ角度、角速度、角加速度、 τ はトルクであり、 $M(\theta)\ddot{\theta}$ は慣性項、 $C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta}$ は遠心力およびコリオリ力などの非線形項、 $G(\theta)$ は重力項、 $D\dot{\theta}$ は粘性摩擦項、 $E(\dot{\theta})$ はクーロン摩擦項である。また、(1)式の各項は次式で与えられる。

$$\begin{cases} M(\theta) = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & m_3 \\ m_2 & m_1 & m_3 \\ m_3 & m_3 & m_4 \end{bmatrix}, C(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} c_1 & -c_1 & c_2 \\ -c_1 & c_1 & c_2 \\ c_3 & -c_3 & 0 \end{bmatrix}, \\ G(\theta) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g_1 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} \eta^2 d_m + d_b & 0 & -d_b \\ 0 & \eta^2 d_m + d_b & -d_b \\ -d_b & -d_b & 2d_b \end{bmatrix}, \\ E(\dot{\theta}) = \begin{bmatrix} E_r \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_r) \\ E_l \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_l) \\ E_\psi \operatorname{sgn}(\dot{\psi}) \end{bmatrix}, N = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{但し, } \theta := [\theta_r \ \theta_l \ \psi]^T, \quad \tau := [\tau_r \ \tau_l]^T$$

$$\begin{aligned} m_1 &:= R^2 M_b / 4 + M_w R^2 + M_b L^2 R^2 / 8 B^2 + R^2 J_\phi / 4 B^2 \\ &\quad + J_w + \eta^2 J_m - M_b L^2 R^2 \cos(2\psi) / 8 B^2, \\ m_2 &:= R^2 M_b / 4 - R^2 J_\phi / 4 B^2 + M_b L^2 R^2 \{\cos(2\psi) - 1\} / 8 B^2, \\ m_3 &:= M_b L R \cos \psi / 2, \quad m_4 := M_b L^2 + J_\psi \\ c_1 &:= M_b L^2 R^2 \sin(2\psi) \dot{\psi} / 4 B^2, \quad c_2 := -R M_b L \sin \psi \dot{\psi} / 2, \\ c_3 &:= M_b L^2 R^2 \sin(2\psi) (\dot{\theta}_l - \dot{\theta}_r) / 8 B^2, \quad g_1 := M_b L g \sin \psi \end{aligned}$$

また、 g は重力加速度、 τ_l, τ_r は左右モータの入力トルク、 η は減速比である。尚、 d_m, d_b はモータ部と振子部の粘性摩擦係数、 E_r, E_l, E_ψ は左右モータ部と旋回部のクーロン摩擦

係数であるが、 d_b および E_ψ は微小とみなし、 $d_b=0$, $E_\psi=0$ とする。

ここで、(1)式、(2)式の一般化座標 $\theta := [\theta_r, \theta_l, \psi]^T$ は並進位置 x_v や旋回角度 ϕ を含んでいないので、新たな一般化座標として、 $q := [x_v, \phi, \psi]^T$ を使用した次の座標変換 T

$$q = T\theta, \quad T = \begin{bmatrix} R/2 & R/2 & 0 \\ -R/2B & R/2B & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

を施し、各要素を基本パラメータ J_1, J_2, J_3, J_4, r を用いて記述すると次の系 $\Sigma_J (M_J, C_J, G_J, D_J, E_J)$ が得られる。

$$M_J(q)\ddot{q} + C_J(q, \dot{q})\dot{q} + G_J(q) + D_J\dot{q} + E_J(\dot{q}) = N_J\tau \quad (4)$$

$$\text{但し, } M_J(q) = TM(\theta)T^{-1}, \quad C_J(q, \dot{q}) = TC(\theta, \dot{\theta})T^{-1},$$

$$G_J(q) = TG(\theta), \quad D_J = TDT^{-1}, \quad E_J(\dot{q}) = TE(\dot{\theta}), \quad N_J = TN,$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} 1/R & -B/R & 0 \\ 1/R & B/R & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\left\{ \begin{array}{l} M_J = \begin{bmatrix} J_1 & 0 & ArC \\ 0 & JJ & 0 \\ ArC & 0 & AJ_3 \end{bmatrix}, \quad C_J\dot{q} = \begin{bmatrix} -ArS\dot{\psi}^2 \\ 2AJ_2SC\dot{\psi}\dot{\phi} \\ -AJ_2SC\dot{\phi}^2 \end{bmatrix}, \\ G_J = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -ArgS \end{bmatrix}, \quad D_J\dot{q} = \begin{bmatrix} \eta^2 d_m \dot{x}_v \\ B^2 \eta^2 d_m \dot{\phi} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ E_J = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad N_J = \begin{bmatrix} R/2 & R/2 \\ -BR/2 & BR/2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (5)$$

$$\begin{aligned} J_1 &:= (M_b/2 + M_w)R^2 + J_w + \eta^2 J_m, \quad r := M_b L, \\ JJ &:= AS^2 J_2 + J_4, \quad A := R^2/2, \quad C := \cos\psi, \quad S := \sin\psi, \\ J_2 &:= M_b L^2, \quad J_3 := M_b L^2 + J_\psi, \\ J_4 &:= B^2(M_w R^2 + J_w + \eta^2 J_m) + AJ_\phi, \\ E_1 &:= R\{E_l \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_l) + E_r \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_r)\}/2, \\ E_2 &:= BR\{E_l \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_l) - E_r \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_r)\}/2. \end{aligned}$$

このとき、Lagrange 方程式を満たすように(4)式の第2行目を B^2 倍していることに留意する。また、(4)式右辺の第1行目は並進力、第2行目は旋回トルクである。

3. V S S 適応制御系設計

本研究では対象を並進振子系および旋回系に分け、2種類の適応制御機構により並進安定化系および旋回制御系を構築する。対象を非線形系のままV S S 適応制御系^{15),16)}を設計し安定系を構成することも可能であるが、振子目標角を線形S T C系¹⁷⁾で構成する為、対象を線形化後にV S S 適応制御系を設計する。

まず、並進振子系および旋回系に対し目標値追従型のV S S 適応制御系を構築する。このとき、並進振子制御系のスライディングモード状態を仮定し、並進移動量と振子目標角を生成する為のS T C系を構築する。

〈3.1〉並進振子系の安定化と旋回系の制御 (4)式を平衡点近傍で線形化を行い、クーロン摩擦項を付加すると車輪型倒立振子ロボットの運動方程式は次式となる。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} J_1 & 0 \\ 0 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_v \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Ar \\ 0 \end{bmatrix} \ddot{\psi} + \begin{bmatrix} \eta^2 d_m \dot{x}_v \\ B^2 \eta^2 d_m \dot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \\ r\ddot{x}_v + J_3\ddot{\psi} - rg\psi = 0 \end{cases} \quad (6)$$

ここで、左右モータ電流を i_l, i_r 、トルク定数を同一の k_τ とすると $\tau_l = k_\tau i_l$, $\tau_r = k_\tau i_r$ である。また、電流和を $i_1 := i_l + i_r$ 、その差を $i_2 := i_l - i_r$ とすると並進力 u_1 と旋回トルク u_2 はそれぞれ

$$u_1 = Rk_\tau i_1/2, \quad u_2 = C_r i_2, \quad C_r := BRk_\tau/2 \quad (7)$$

与えられる。(6)式から並進振子系の方程式は

$$\det M \ddot{\psi} + p_1 \psi + p_2 \dot{x}_v + p_3 \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_l) + p_4 \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_r) = r u_1 \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \therefore \det M &= J_1 J_3 - Ar^2, \quad \det M > 0, \quad p_1 = -J_1 rg, \\ p_2 &= -r\eta^2 d_m, \quad p_3 = -RrE_l/2, \quad p_4 = -RrE_r/2. \end{aligned}$$

となる。同じく(6)式 E_2 は $E_l \cong E_r$ とモータ回転方向が同一の条件下ではその影響は少なく無視でき、旋回系は

$$J_4 \ddot{\phi} + (B^2 \eta^2 d_m) \dot{\phi} = u_2 \quad (9)$$

と記述できる。並進系と旋回系は互いに独立していることから2つのV S S系を構成することが可能である。

$$\begin{aligned} \text{まず、振子回転角度 } \psi \text{ に対し目標角を } r_f, \text{ その誤差 } e_1 \text{ を} \\ e_1 := \psi - r_f \end{aligned} \quad (10)$$

とする。また、参照角速度 $\dot{\psi}_r$ を

$$\dot{\psi}_r := \dot{r}_f - h_1 e_1, \quad (h_1 > 0) \quad (11)$$

と定義する。さらに、切換関数 s_{c1} を

$$s_{c1} := \dot{\psi} - \dot{\psi}_r = \dot{e}_1 + h_1 e_1 \quad (12)$$

と定義するとき、(8)式の対象は不確定外乱 w_1 を考慮して

$$\begin{cases} Y_\psi^T \alpha_\psi + H_1 \dot{s}_{c1} = i_1 + w_1 \\ H_1 := \det M / C_r, \quad C_r := Rr k_\tau / 2 \end{cases} \quad (13)$$

のように記述される。ここで、 Y_ψ は計測値から構成されるベクトル、 α_ψ は並進系パラメータベクトルである。

$$\begin{cases} Y_\psi^T = [\ddot{\psi}_r, \psi, \dot{x}_v, \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_l), \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_r)] \\ \alpha_\psi^T = [H_1, p_1/C_r, p_2/C_r, p_3/C_r, p_4/C_r] \end{cases} \quad (14)$$

次に、旋回角度 ϕ に対し目標角を ϕ_{ref} 、その誤差 e_2 を

$$e_2 := \phi - \phi_{ref} \quad (15)$$

とする。また、参照角速度 $\dot{\phi}_r$ を

$$\dot{\phi}_r := \dot{\phi}_{ref} - h_2 e_2, \quad (h_2 > 0) \quad (16)$$

と定義する。さらに、切換関数 s_{c2} を

$$s_{c2} := \dot{\phi} - \dot{\phi}_r = \dot{e}_2 + h_2 e_2 \quad (17)$$

と定義するとき、(9)式の対象は不確定外乱 w_2 を考慮して

$$Y_\phi^T \alpha_\phi + H_2 \dot{s}_{c2} = i_2 + w_2, \quad H_2 := J_4 / C_r \quad (18)$$

$$Y_\phi^T = [\ddot{\phi}_r, \phi], \quad \alpha_\phi^T = [H_2, B^2 \eta^2 d_m / C_r] \quad (19)$$

のように記述される。ここで、 Y_ϕ は計測値から構成されるベクトル、 α_ϕ は旋回系パラメータベクトルである。

以上、2つの系に対する仮定の下で次の適応則が得られる。

[VSS適応則]^{10),18)} VSS適応制御の操作量 i を(20)式、パラメータ適応則を(22)式とする。また、 $\hat{\alpha}^T$ は可調整パラメータとする。

$$\begin{cases} i = Y^T \hat{\alpha} - k_v \text{sat}(s_c/\delta), & (k_v > 0) \\ \hat{\alpha}^T := [\hat{\alpha}_1 \quad \hat{\alpha}_2 \quad \cdots \quad \hat{\alpha}_n] \end{cases} \quad (20)$$

$$\text{sat}(s_c/\delta) := \begin{cases} \text{sgn}(s_c) & |s_c| > \delta \\ s_c/\delta & |s_c| \leq \delta \end{cases} \quad (21)$$

$$\dot{\hat{\alpha}} = -\Gamma^{-1} Y s_c, \quad (\Gamma > 0). \quad (22)$$

ここで、 k_v はVSSゲイン、 δ は境界層幅、 Γ は適応則ゲインで対称行列とする。不確定外乱に関する次の条件

$$|s_c| > \delta \text{ のとき, } k_v > |w| \quad (23)$$

$$|s_c| \leq \delta \text{ のとき, } k_v |s_c|/\delta > |w| \quad (24)$$

の元で、 $t \rightarrow \infty$ で $s_c \rightarrow 0$ となる。即ち、 $x \rightarrow 0$ となる。■

また、適応則では仮定における各操作量 i_1, i_2 を i 、各計測値 Y_ψ, Y_ϕ を Y 、各可調整パラメータ $\hat{\alpha}_\psi, \hat{\alpha}_\phi$ を $\hat{\alpha}$ 、各切換え関数 s_{c1}, s_{c2} を s_c に対応させ、境界層 δ_1, δ_2 、VSSゲイン k_{v1}, k_{v2} 、調整ゲイン Γ_1, Γ_2 を適切に指定することに留意する。さらに、(22)式の積分型適応則は外乱に対して、ロバスト性が十分ではなく、以下のシグマ修正法¹⁹⁾

$$\dot{\hat{\alpha}} = -k_a \hat{\alpha} - \Gamma^{-1} Y s_c, \quad (\Gamma > 0). \quad (25)$$

を使用したことに留意する。

尚、電流 i_1 と差 i_2 の関係より左右のモータ指令電流 i_l, i_r はそれぞれ

$$i_l = (i_1 + i_2)/2, \quad i_r = (i_1 - i_2)/2 \quad (26)$$

で与えられる。また、VSS並進系の $\dot{x}_v, \dot{\psi}$ は直接制御則に必要な変数なので、並進位置 x_v と振り子角 ψ をそれぞれ入力とする次式の擬微分フィルタにより算出している。

$$G_s := \frac{s}{1 + \tau_v s} \quad (27)$$

〈3.2〉 振り子目標角とロボット並進移動量を与えるSTC

VSS適応制御の有界な振り子目標角 r_f およびロボット並進移動量は以下に示すSTC系により構成される。並進振り子制御系が素早くスライディングモード制御²⁰⁾(SMC)に到達すると、振り子角度 ψ は目標角度 r_f に追従する。このとき、(6)式2番目の方程式

$$r \ddot{x}_v + J_3 \ddot{\psi} - r g \psi = 0 \quad (28)$$

においてSMCの仮定の元、 ψ を r_f で置換すると(28)式は

$$\ddot{x}_v = \rho_0 r_f + \rho_1 \ddot{r}_f \quad (\rho_0 = g, \rho_1 = -J_3/r) \quad (29)$$

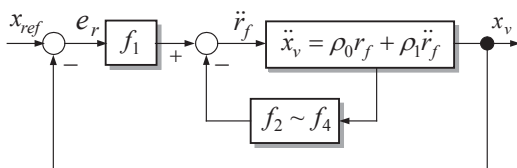


Fig. 3. A STC for stabilization and translation.

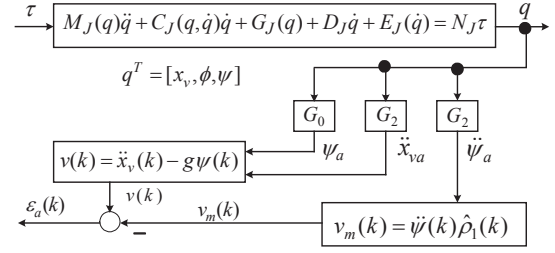


Fig. 4 Signal processing for the motion data.

と記述できる。また、状態方程式で記述すると

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_v \\ \dot{x}_v \\ \dot{r}_f \\ \dot{r}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_v \\ \dot{x}_v \\ r_f \\ \dot{r}_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \rho_1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \ddot{r}_f \quad (30)$$

となる。振り子の目標角加速度 $\ddot{r}_f$ を制御入力とする(30)式の未知パラメータ系において、パラメータ ρ_1 を推定しながら制御器を調整するSTCを実施する。次の評価関数 P_E

$$\begin{cases} P_E = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \ddot{r}_f^T R_L \ddot{r}_f) dt, & (\mathbf{Q} \geq 0, R_L > 0) \\ \mathbf{x}^T := [x_v \quad \dot{x}_v \quad r_f \quad \dot{r}_f] \end{cases} \quad (31)$$

を最小にする以下のフィードバックゲイン $\mathbf{F}_o$

$$\begin{cases} \ddot{r}_f = -\mathbf{F}_o^T \mathbf{x}, \\ \mathbf{F}_o^T := [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4] \end{cases} \quad (32)$$

を制御周期毎に更新する。以上のSTCにより、振り子の安定化が達成される。ここで、Fig.3に示すロボット並進移動目標値 x_{ref} を指定し、 $e_r := x_{ref} - x_v$ なる偏差 e_r を(30)式の状態変数 x_v と置き換えて補正した操作量 $\ddot{r}_f$ を求める。この補正值に基づく r_f により、並進移動系としている。

また、本研究では(30)式からハミルトン行列を構成し、QR法(ダブルQR法を含む)により固有値を求め、リカッチ解を得る固有ベクトル法を採用している。その特徴は文献(21)に基づきQR法の収束を加速する原点移動法および繰返し計算の収束判定部分などを工夫し、実時間処理に適した形に独自開発した点にある。STC実施において、もしパラメータ推定値 $\hat{\rho}_1$ に偏りが生じたとしてもLQ規範により導出される系は常に安定系である為、ロボットの並進移動位置 x_v を指定する適切な目標角加速度 $\ddot{r}_f$ が求められる。この(32)式の $\ddot{r}_f$ を積分することにより振り子目標角 r_f を得ている。

〈3.3〉 車輪系の未知パラメータ逐次推定

文献(10)ではSTC系の未知パラメータ要素を系全体の基本パラメータ推定値から得ていた。その際、推定値の除算を使用する為、ゼロ割対策が必要であった。ここでは、基本パラメータを推定しない形で、(29)式の ρ_1 を直接推定するので、ゼロ割が発生しない。次に、簡易化した推定法について説明する。

まず、推定対象(28)式は観測ノイズ $n(k)$ に対し

$$v(k) := \ddot{x}_v(k) - g \psi(k) = \ddot{\psi}(k) \rho_1 + n(k) \quad (33)$$

と記述でき、推定モデルを次式

$$v_m(k) := \ddot{\psi}(k) \hat{\rho}_1(k) \quad (34)$$

とする。但し、運動データ $\Lambda = \{\psi(k), \ddot{x}_v(k), \ddot{\psi}(k)\}$ は(28)式の

ψ , $\ddot{x}_v$, $\ddot{\psi}$ の k 時刻値を表す. いま, 計測値は並進位置 x_v と振り角 ψ のみである. そこで, 推定に必要な運動データは (35) 式のデジタル信号処理によって求めている.

$$\begin{cases} G_0 := 1/(1+\tau_f s)^3, G_2 := s^2 G_0 \\ \psi_a = G_0 \psi, \ddot{x}_{va} = G_2 \ddot{x}_v, \ddot{\psi}_a = G_2 \ddot{\psi} \\ s := C_T(z-1)/(z+1), C_T = 2/T_S \end{cases} \quad (35)$$

ここで, T_S はサンプリング周期である.

このとき, Fig. 4 に示すようにセンサ特性の違いによる推定精度の劣化を補償した信号処理系^{22),23)}を採用している. また, パラメータ逐次推定はサンプリング周期毎に (35) 式から得られる運動データ $\Lambda_a = \{\psi_a(k), \ddot{x}_{va}(k), \ddot{\psi}_a(k)\}$ を用いて実施される. パラメータ推定則は幾つか考えられるが, 観測ノイズ $n(k)$ の影響は比較的小さいと考えられるので, ここでは, 以下の最小 2 乗形一般化適応則²⁴⁾を用いる.

[最小 2 乗形一般化適応則] パラメータ推定誤差 $\xi(k)$ および応答誤差 $\varepsilon_a(k)$ がそれぞれ次式

$$\xi(k) := \rho_1 - \hat{\rho}_1(k) \quad (36)$$

$$\varepsilon_a(k) := v(k) - \ddot{\psi}(k) \hat{\rho}_1(k) = \ddot{\psi}(k) \xi(k) \quad (37)$$

によって定義され, 一段予測誤差 $\varepsilon_p(k)$ を次式とする.

$$\varepsilon_p(k) := v(k) - \ddot{\psi}(k) \hat{\rho}_1(k-1) \quad (38)$$

このとき, モデル化誤差やパラメータ変動外乱がなく, 観測雑音が白色雑音, また, (33) 式の振り角加速度信号 $\ddot{\psi}(k)$ が PE (Persistency of Excitation) 性を満たすものとし, 推定パラメータ $\hat{\rho}_1(k)$ が次の適応則

$$\xi(k) = \xi(k-1) - \beta(k) F(k-1) \ddot{\psi}(k) \varepsilon_a(k) \quad (39)$$

$$F^{-1}(k) = \lambda_1(k) F^{-1}(k-1) + \lambda_2(k) \ddot{\psi}^2(k) \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} 0 < F(0), & 0 < F^{-1}(0) \\ 0 < \lambda_1(k) \leq 1, & 0 < \lambda_2(k), \quad \beta(k) := \lambda_2(k)/\lambda_1(k) \end{bmatrix} \quad (41)$$

によって調整されるならば, $\psi(k)$ の有界, 非有界にかかわらず, $\varepsilon_a(k) \rightarrow 0$, ($k \rightarrow \infty$) が保証され, パラメータ推定値 $\hat{\rho}_1(k)$ は指数収束し, 一致推定値²⁴⁾となる. ■

実際に適応則は $\lambda_1(k) = \lambda$, $\lambda_2(k) = 1$ とする以下の最小 2 乗適応則にして実施している.

$$\begin{cases} \xi(k) = \xi(k-1) - A(k) \varepsilon_p(k) \\ F(k) = \frac{1}{\lambda} [1 - A(k) \ddot{\psi}(k)] F(k-1) \\ A(k) := \frac{F(k-1) \ddot{\psi}(k)}{\lambda + F(k-1) \ddot{\psi}^2(k)} \end{cases} \quad (42)$$

また, 重み λ は次式とし, 定数 μ は $\mu = 0.99$ を使用した.

$$\lambda := \mu\lambda + (1-\mu), \quad 0.98 < \lambda(0) \leq 1 \quad (43)$$

4. シミュレーション結果

本章では実機実験に先立ち数値シミュレーションを実施する. Fig. 2 に示した車輪型倒立振り子(WIP)ロボットの車輪半径 R 以外を全て未知と仮定して, 適応制御法を検証する. また, 数値シミュレーションで使用した運動パラメータおよび適応制御で

Table 1. Motion parameters of WIP robot.

M_w [kg]	M_b [kg]	L [m]	B [m]	R [m]	k_r [Nm/A]	η
1.089	6.026	0.210	0.170	0.090	2.046	0.417
J_w [kgm ²]	J_m [kgm ²]	J_ψ [kgm ²]	J_ϕ [kgm ²]	d_m		E_l, E_r
4.410×10^{-3}	0.043	0.4714	7.903×10^{-2}	0.80		0.10, 0.1

Table 2. Condition for VSS adaptive control.

constants of adaptive control system	translational system	rotationa system
coefficient in switching function: h	$h_1 = 30$	$h_2 = 3$
VSS scalar gain in control input: k_v	$k_{v1} = 2.0$	$k_{v2} = 1.5$
VSS adaptive gain of $\hat{a} : k_a$	$k_{a1} = 1.5$	$k_{a2} = 1.5$
VSS adaptive gain: $\Gamma = \gamma I$	$\gamma_1 = 10$	$\gamma_2 = 10$
boundary layer in sat function: δ	$\delta_1 = 1.0$	$\delta_2 = 1.0$
filter constant for control system: τ_v	$\tau_{v1} = 0.05$	$\tau_{v2} = 0.05$
filter constant for estimation: τ_f	$\tau_f = 0.03$	—
adaptive gain of RLS system: $F(0)$	$F(0) = 10^4$	—
sampling period: T_S [sec]	$T_S = 0.001$	—

使用の諸定数をそれぞれ Table 1 と Table 2 に示す²⁵⁾. 制御対象は (4), (5) 式のクーロン摩擦項を含む非線形運動方程式をルングクッタ 4 次, 刻み時間 0.5[msec] で計算している. 尚, 並進系 S T C 部の評価重み Q , R_L として $Q = \text{diag}(10, 10, 1, 1)$, $R_L = 1$ を使用した. ロボットの移動経路として, Fig. 5 に示す半径 1[m] の半円軌道 π [m] を移動させ, 同時に旋回角 π [rad] を指令値とした. 以下に荷重無しの条件でのロボット並進系安定化と運動制御のシミュレーション結果を示す.

最初に WIP ロボットの運動制御データを Fig. 6(a)~(e) に示す. Fig. 6(a), (b) は左右モータへの指令電流 i_l , i_r である. 並進と旋回運動開始と停止時に両電流値が急峻な変化をしている. この理由については i_l , i_r の構成に関係するので後で述べる. 次に, 安定化並進運動系の並進移動量 x_v と振り角 ψ を Fig. 6(c), (d) に示す. Fig. 6(d) には併せて目標参照角 r_f も示している. この目標角 r_f は並進移動目標値 x_{ref} と並進移動量 x_v との誤差 ($e_r = x_{ref} - x_v$) を状態変数とする S T C 系に基づき与えられる. Fig. 6(c) x_v の推移から並進移動目標値 x_{ref} を制御開始時からランプ関数状に増加 (増分刻みは $\pi \times 10^{-4}$ [m]/sample) させているので, 誤差 e_r がある程度大きくなった後に並進移動を開始していることが分かる. Fig. 6(d) から明らかなようにロボット振り子部の安定化は制御開始直後から

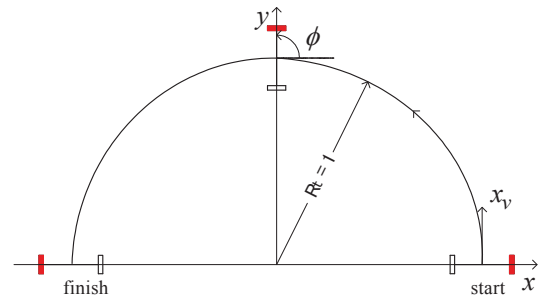


Fig. 5. A semicircle course for WIP robot control.

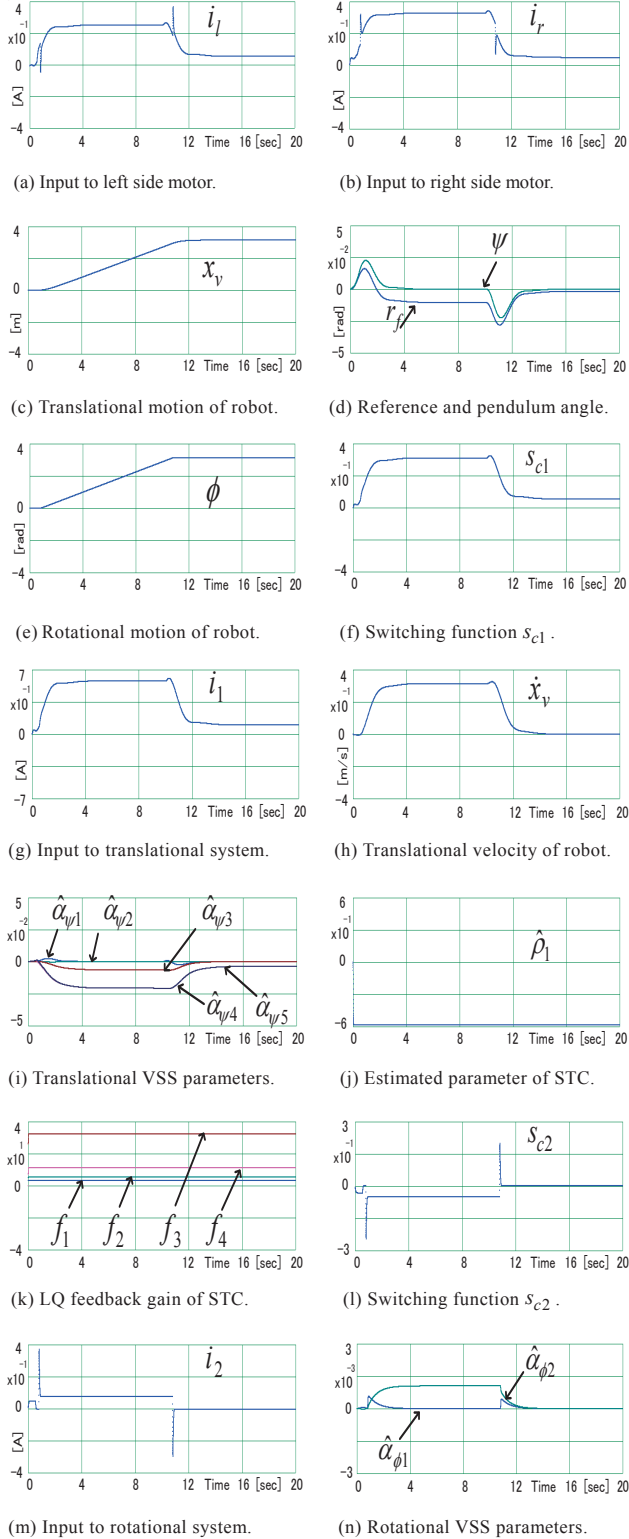


Fig. 6. Control simulation.

適切に実施されていて、振り角 ψ の振幅は最大 1.4[deg]程度と僅かなものである。また、Fig. 6(e)は旋回運動系の回転角 ϕ を示している。旋回目標値 ϕ_{ref} はランプ関数状に増加（増分刻みは $\pi \times 10^{-4}$ [rad]/sample）させている。実際には、 ϕ_{ref} を並進系移動の開始時に合わせているため 1秒程度、遅れて旋回が開始されている。次に安定化並進運動系と旋回運動系の独立した VSS 形適応制御系の内部データを Fig. 6(f)～(n)に示す。ロボット安定化系

Table 3. STC feedback gain for WIP control system.

f_1	f_2	f_3	f_4
3.162	5.567	32.54	11.36
0 [%]	0.01 [%]	0.04 [%]	0.07 [%]

では目標角 r_f と振り角 ψ との誤差 e_1 とその変化量 $\dot{e}_1$ から成る切関数 s_{cl} に基づいて並進安定化電流 i_1 が導出される。Fig. 6(f)は Fig. 6(d)に示した r_f , ψ の誤差などから成る切関数 s_{cl} である。制御中 s_{cl} が境界層 $\delta=1.0$ 以内の値を維持しているのでスライディングモード近傍に到達した制御 (SMC) となっていることが分かる。Fig. 6(g)は s_{cl} に基づいて導出されるロボット安定化並進系の操作電流 i_1 を示している。Fig. 6(h) は並進移動速度 $\dot{x}_v$ であり、Fig. 6(i)は VSS 適応則の可調整パラメータ $\hat{\alpha}_\psi$ である。並進速度 $\dot{x}_v$ の変化が大きい時点ではパラメータ調整量も大きく変化している。Fig. 6(j), (k)は STC 系の推定パラメータ $\hat{\rho}_1$ とフィードバックゲイン F_o をそれぞれ示している。 $\hat{\rho}_1$ の収束が非常に速く、 $\hat{\rho}_1$ に基づいて導出される F_o の収束も速いことが分かる。この F_o の各要素の最終値および真値との誤差を Table 3 に示す。

さらに Fig. 6(l), (m)は旋回運動系の切関数 s_{c2} と旋回電流 i_2 を示している。並進 VSS 系と同様に旋回目標角 ϕ_{ref} と旋回角 ϕ との誤差 e_2 とその変化量 $\dot{e}_2$ から成る切関数 s_{c2} に基づいて旋回電流 i_2 が導出される。また、 s_{c2} と i_2 の推移から旋回運動の開始と停止時点において急峻な応答が見られる。この理由としては、VSS 系のスライディングモード近傍への到達が非常に速いことが挙げられる。旋回系では誤差 e_2 、 $\dot{e}_2$ が即座に小さくなり、ロボットが短時間に旋回目標値に追従することを意味している。旋回電流 i_2 に急峻な応答が現れると、(26)式により算出される左右モータの指令電流 i_l , i_r にも急峻な応答が現れることになる。しかし、この急峻な応答は旋回系にのみ現れるもので、安定化並進系の切関数 s_{cl} と電流 i_1 には現れないことに留意する。安定化並進系では STC が重要な役割を担っていて、振り角 ψ の状態に応じた $\ddot{r}_f$ を与え、適切な振り目標角となるのである。最後に可調整パラメータ $\hat{\alpha}_\phi$ の推移も並進系と同様に旋回角速度の変化の大きい時点において適切に調整されている。以上の検証シミュレーションから、先行研究で必要とした摂動信号を制御信号に重畳させなくても、適応安定化が可能であることが判明し、本提案手法の有効性が確認できた。

5. 実験結果

前章では提案法の有効性をシミュレーションにより確認した。本章では実験について説明する。本研究で利用した車輪型倒立振り子ロボットを Fig. 7 に示す。モータドライバは電圧指令入力型 1[V]–1[A]仕様のリニアアンプを使用している。車輪角度はモータ 1 回転 1440 パルスの光学式エンコーダを使用し、ギアにより車輪 1 回転 6 万パルスとして検出し、振り角は 1 回転 1 万パルスとして検出している。制御用コンピュータとして、ペンティアム IV 3.2GHz クロック CPU を使用し、制御ソフトウェアは C 言語で開発した。実験では幾つかの荷重を付加して実施した。いずれの実験でも、諸条件はシミュレーションと同様に

Table 2 の値を使用した。尚, D/A 出力の制限値は ± 4 [V] としている。以下に, 最も重い錘 (6kg) を付加した結果を示す。

まず最初に, WIP ロボットの外部に現れる運動制御データを Fig. 8(a)~(e) に示す。Fig. 8(a), (b) はそれぞれ左右モータへの指令電流である。次に, 安定化並進運動系の並進移動量 x_v と振り角 ψ を Fig. 8(c), (d) に示す。Fig. 8(d) には併せて目標参照角 r_f も示している。この目標角 r_f は安定化並進系において振り角安定化に重要な役割を担う STC 系に基づき与えられる。Fig. 8(c) x_v の推移から並進移動目標値 x_{ref} を制御開始時からランプ関数状に増加 (増分刻みは $\pi \times 10^{-4}$ [m]/sample) させているので, 誤差 e_r がある程度大きくなった後に並進移動を開始していることがシミュレーション結果と同様であることが分かる。Fig. 8(d) から明らかなようにロボット振り部の安定化は制御開始直後から適切に実施されていて, 振り角 ψ の振幅は最大 3.0[deg] 程度である。シミュレーション結果と比べると少し振幅が大きくなっているが安定性に支障はない。12 秒以降のロボットが目標経路移動完了後において, 振幅 1.4[deg], 周期 3 秒程度のリミットサイクルが発生していることが分かる。この現象はペイロードが無い場合にも発生したが, 振幅は 0.3[deg] 程度で小さいものであったことを付記する。

また, Fig. 8(e) は旋回運動系の回転角 ϕ を示している。旋回目標値 ϕ_{ref} はランプ関数状に増加 (増分刻みは $\pi \times 10^{-4}$ [rad]/sample) させている。実際には, ϕ_{ref} を並進系移動の開始時に合わせているため 1 秒程度, 遅れて旋回が開始されている。次に安定化並進運動系と旋回運動系の独立した VSS 形適応制御系の内部データを Fig. 8(f)~(n) に示す。Fig. 8(f) は Fig. 8(d) に示した r_f, ψ の誤差などから成る切換関数 s_{c1} である。制御中 s_{c1} が境界層 $\delta=1.0$ 以内の値を維持しているのでスライディングモード近傍に到達した制御 (SMC) となっていることが分かる。Fig. 8(g) は s_{c1} に基づいて導出されるロボット安定化並進系の操作電流 i_1 を示している。シミュレーション結果と比べると負荷が 6 kg と重いため電流値は大きくなっている。Fig. 8(h) は並進移動速度 $\dot{x}_v$ であり, Fig. 8(i) は VSS 適応則の可調整パラメータ $\hat{\alpha}_\psi$ である。並進速度 $\dot{x}_v$ の変化が大きい時点ではパラメータ調整量も大きく変化している。



Fig. 7. Experimental device of WIP robot.

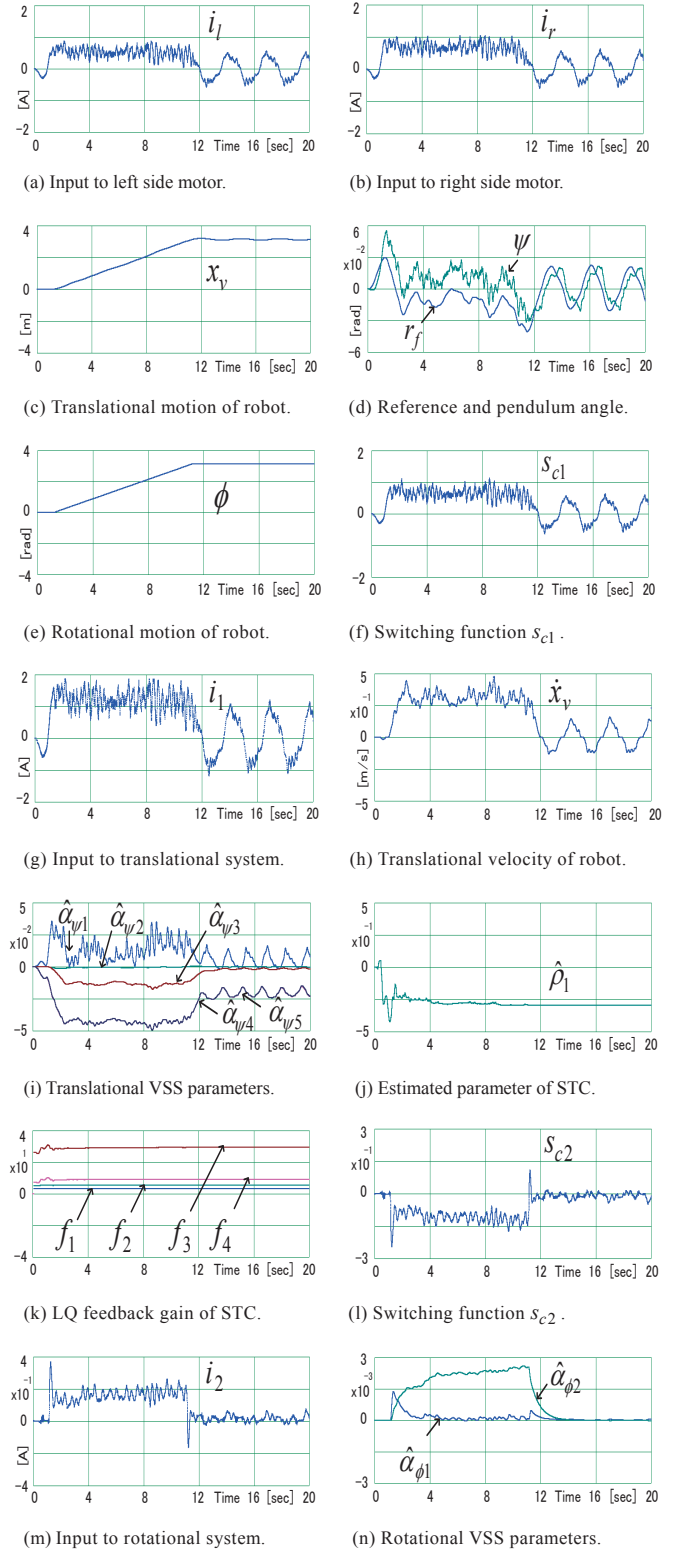


Fig. 8. Experiment result of WIP robot.

Fig. 8(j), (k) は STC 系の推定パラメータ $\hat{\rho}_1$ とフィードバックゲイン F_o をそれぞれ示している。 $\hat{\rho}_1$ の収束も妥当であり, $\hat{\rho}_1$ に基づいて導出される F_o の収束も速いことが分かる。このように $\hat{\rho}_1$ の推定状況と制御結果から, 摂動信号を制御信号に重畳させなくても, 実機における適応安定化に支障はないことが判明した。さらに Fig. 8(l), (m) は旋回運動系の切換関数 s_{c2} と旋回電

流 i_2 を示している。シミュレーション結果と同様に旋回系のみ開始と停止時点において急峻な応答が現れる。しかし、実機では s_{cl} と i_1 の推移が全域でシミュレーションのように穏やかなものではないことが分かる。Fig. 8(n) 可調整パラメータ $\hat{\alpha}_\phi$ の推移も並進系と同様に旋回角速度の変化の大きい時点において適切に調整されている。最後に、実機実験では同一条件での実験及び荷重を変えた実験など数多くの実験を重ねたが、いずれの実験でも運動データに大きな差異はなく安定性が確保された再現性の高い検証結果が得られたことから本提案手法の有効性が確認できた。

6. おわりに

本研究では、車輪型倒立振子 (WIP) ロボットに対して、全ての物理パラメータを未知とする適応制御系設計の一方を提案した。提案法ではロボット並進振子系の安定化および移動に目標値追従型の VSS 適応制御と推定系を簡素化した STC による 2 つの適応系からなる安定化系を構成した。また、ロボット旋回系に対しては STC を使用しない目標値追従型の VSS 適応制御系を構成した。本提案手法は数値シミュレーションと実機実験の両者を通して、その有効性と再現性が確認された。その際、先行研究で必要とした推定のための摂動信号を排除しても、適応系が問題なく動作することも確認された。WIP ロボットに対して、本手法のような適応制御によるアプローチの報告はなく、慣性・重量変化が想定される場面では非常に有用であり、意義あるものと考えられる。最後に、本手法の着座型パーソナルモビリティへの応用実験もすでに終えているが、稿を改めて報告する予定である。

参考文献

- [1] M. W. Spong: Project-Based Control Education: Plenary Lecture, 7th IFAC Symposium on Advances in Control Education ACE' 06, 39/47 (2006)
- [2] 高木: トヨタパートナーロボット, 日本ロボット学会誌, 24 - 2, 208/210 (2006)
- [3] 佐々木, 柳原, 松本, 小森谷: 重心移動のみで操縦可能な小型・軽量パーソナルビークル, 日本ロボット学会誌, 24 - 4, 533/542 (2006)
- [4] 廣瀬, 鋤柄, 梶間, 山岡: パーソナルモビリティロボットの走行切替制御 - 初期値補償による 4 輪接地状態から倒立 2 輪走行への滑らかな移行 -, 電気学会論文誌 D, 131 - 9, 1157/1164 (2011)
- [5] 尾崎, 大串, 下川, 林: 車輪型倒立振子の位置・姿勢制御, 日本機械学会論文集, C 編, 65 - 637, 157/164 (1999)
- [6] K. Pathak, J. Franch, and S.K. Agrawal: Velocity and position control of a wheeled inverted pendulum by partial feedback linearization, IEEE Trans. Robotics, 21 - 3, 505/513 (2005)
- [7] 畠山, 島田: ロバスト性を考慮した倒立振子型移動ロボットの高速移動制御, 計測自動制御学会論文集, 44 - 9, 721/728 (2008)
- [8] 福島, 新村, 松野: 車輪アームをもつ形態可変ロボットの部分線形化による倒立制御, 日本ロボット学会誌, 29 - 6, 554/561 (2011)
- [9] H. Hirata, K. Haga, M. Anabuki, S. Ouchi and P. Ratiroch-Anant: Self-Tuning Control for Rotation Type Inverted Pendulum Using Two Kinds of Adaptive Controllers, Proc. IEEE RAM Conf., 418/423 (2006)
- [10] 平田, 高部, 穴吹, 大内: セルフチューニング制御器を組み込んだ回転型倒立振子の VSS ロバスト適応制御, 電気学会論文誌 C, 128 - 4, 618/627 (2008)
- [11] M. W. Spong: The Swingup Control Problem for the Acrobot, IEEE control Systems Magazine, vol.15, No.1, 49/55 (1995)
- [12] X. XIN, M. KANEDA: The Swing up Control for the Acrobot based on Energy Control Approach, Proc. the 41st IEEE CDC Las Vegas, Nevada USA, 3261/3266 (2002)
- [13] 藤田, 下山, 平田: パラメータ数を減じた RLS 推定則による車輪型倒立振子ロボットの適応安定化制御, 東海大学情報理工学部紀要, 13, 15/22 (2013)
- [14] 藤田, 下山, 平田: 簡易推定則による車輪型倒立振子の適応制御, 平成 26 年電気学会全国大会, Vol. 4, 262/263 (2014)
- [15] J.-J. E. Slotine and W. Li: Applied Nonlinear Control, Prentice Hall (1991)
- [16] J.-J. E. Slotine and W. Li: Adaptive manipulator control - A Case study -, IEEE Trans. AC, 33 - 11, 995/1003 (1988)
- [17] K. J. Åström and B. Wittenmark: Adaptive Control, Addison Wesley (1989)
- [18] 平田, 水嶋, 大内, 小谷: 1 脚ロボットの爪先による屈伸動作の姿勢安定化, 電気学会論文誌 C, 133-3, 663/671 (2013)
- [19] P. A. Ioannou and P. V. Kokotovic: Robust Redesign of Adaptive Control, IEEE Trans. AC, 29-3, 202/211 (1984)
- [20] 野波, 田: スライディングモード制御, コロナ社 (1994)
- [21] 戸川: マトリクスの数値計算, オーム社 (1985)
- [22] 大須賀: メカニカルシステムの同定, 計測と制御, 33 - 6, 487/493 (1994)
- [23] R. Phornsuk, M. Anabuki and H. Hirata: Adaptive motion control of a two-link Direct Drive Manipulator using disturbance observer, IEEE TENCON' 02, 1725/1728 (2002)
- [24] 新中: 適応アルゴリズム, 産業図書 (1990)
- [25] 藤田, 野口, 平田: 簡易 STC を用いた車輪型倒立振子ロボットの VSS 適応制御, 東海大学情報理工学部紀要, 14, 1/7 (2014)