

琉球大学学術リポジトリ

パーソナルコンピュータによる倒立振子の安定化制御

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2009-12-18 キーワード (Ja): キーワード (En): Modern control theory, Regulator, Observer, Stabilizing, Inverted pendulum 作成者: 石田, 力, 伊波, 通晴, 崎間, 郁生, 長堂, 勤, Ishida, Tsutomu, Iha, Michiharu, Sakima, Ikuo, Nagado, Tsutomu メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/14147

パーソナルコンピュータによる
倒立振子の安定化制御

石田 力* 伊波 通晴**
崎間 郁生*** 長堂 勤****

Stabilizing Control for an Inverted Pendulum
by a Personal Computer

Tsutomu ISHIDA*, Michiharu IHA**,
Ikuro SAKIMA*** and Tsutomu NAGADO****

Abstract

We constructed an inverted pendulum system and stabilized it by a personal computer using the theory of an optimal regulator with an observer. Though the experiment of stabilizing an inverted pendulum has been carried out in many universities and laboratories all over the world, we constructed an inverted pendulum system and experimented for students to understand an on-line real time control by a computer using modern control theory.

Key Words : Modern control theory, Regulator, Observer, Stabilizing, Inverted pendulum.

1. はじめに

1960年(昭和35年)以降,それ以前の伝達関数に基づいた古典制御理論に代って,微分方程式を直接取り扱う現代制御理論の研究が世界的に進展し,理論面では多大な成果をあげている。これらの完成された理論が1975年(昭和50年)頃から徐々に実プラントに適應され始め,今までの古典制御理論では制御できなかった大規模システムの制御に威力を発揮し始めている。

本報告では,現代制御理論の代表的成果である

オブザーバを用いたレギュレータの応用として,倒立振子の安定化制御システムを製作し,その安定化に成功したので,その報告を行う。オブザーバを併用したレギュレータの応用としての倒立振子の安定化実験は,多くの大学や研究所ですで行われている。しかしながら琉球大学電気系学科の学生に,現代制御理論のオンラインリアルタイム制御を現実に理解させるために,本研究室においても倒立振子の安定化システムを製作して実験を行ってみた。なお,レギュレータ,オブザーバの設計に関しては,本研究室で開発したCADシステムを用いて設計を行った。制御装置はNEC

受付:1986年5月10日

* 琉球大学工学部電気工学科

** 東北大学大学院工学研究科

*** 沖縄富士通システムエンジニアリング

**** 琉球大学大学院工学研究科

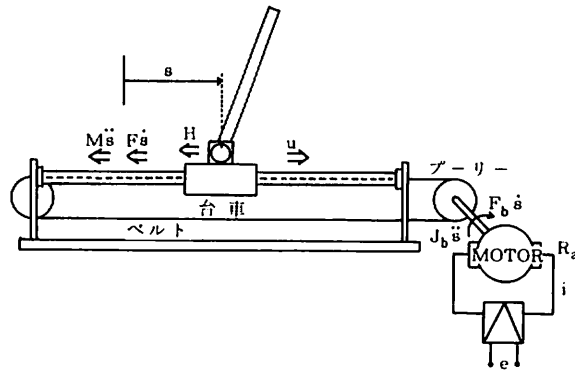


図1 台車，モータ系に関する変数

のパーソナルコンピュータ PC-9801 を用いた。
プログラムの1ループの演算時間は5msであつた。

2. 倒立振子系の数式モデルとその解析

2.1 数式モデルの導出

本節においては，倒立振子系の数式モデルの導出とその解析を行う。

倒立振子系の数式モデルの導出に当たり，次の仮定をおく。

- 1) 振子は剛体である。
- 2) ベルトは伸びない。
- 3) 摩擦は速度に比例する。
- 4) 駆動部の電気的遅れは無く，パワーオペンプへの入力に比例した力が台車に働く。

図1，図2において各変数を次のように定義する。

- M : 台車質量 (kg)
- F : 台車に働く摩擦 (kg/s)
- H : 振子から台車に働く水平力 (kg・m/s²)
- u : 台車に働く外力 (kg・m/s²)
- J_b : モータからみた慣性負荷 (kg・m²)
- F_b : モータからみた摩擦負荷 (kg/s)
- R_a : 電機子抵抗 (Ω)
- s : 台車の位置変位 (m)
- M₁ : 振子質量 (kg)
- L : 振子の長さ (m)
- l : 振子の軸と重心の距離 (m)
- H : 振子の軸に作用する水平方向の力 (kg・

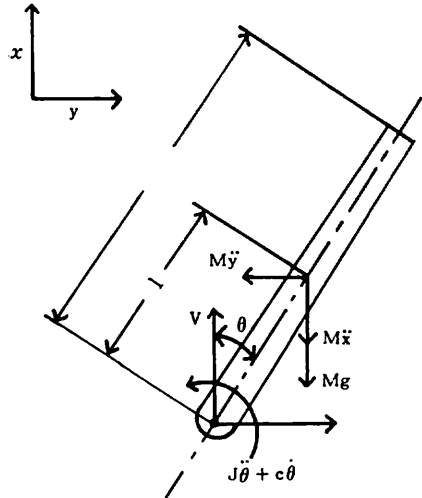


図2 振子に関する変数

- m/s²)
- V : 振子の軸に作用する鉛直方向の力 (kg・m/s²)
- J : 振子の重心まわりのモーメント (kg・m²)
- theta : 振子の鉛直からの角度 (rad)
- c : 軸の摩擦係数 (kg・m/s)

< 台車系について >

図1の力関係から，次式が成り立つ。

$$M\ddot{s} + F\dot{s} + H = u \tag{1}$$

また，電氣的に

$$R_a i + K_1 \dot{s} = e \tag{2}$$

$$\tau = K_2 i = F_b \dot{s} + J_b \ddot{s} + K_3 u \quad (3)$$

が成立する。ただし, K_1 は電機子反作用係数, K_2 はトルク係数, K_3 は台車の摩擦係数である。(2) 式を i について解き, (3) 式に代入し, u について整理すると

$$u = \frac{K_2 e}{R_a K_3} - \frac{K_1 K_2}{R_a K_3} \dot{s} - \frac{F_b}{K_3} \ddot{s} - \frac{J_b}{K_3} \ddot{\theta}$$

となる。上式を(1)式に代入すると

$$M_0 \ddot{s} + F_0 \dot{s} + H = Ke \quad (4)$$

を得る。ただし

$$M_0 = M + \frac{J_b}{K_3}$$

$$F_0 = \frac{F_b R_a + K_1 K_2}{K_3 R_a} + F$$

$$K = \frac{K_2}{R_a K_3}$$

である。

< 振子について >

図 2 のように変数を設定する。(x, y) は振子の重心の座標を表わす。その結果, 次式が成立する。

$$M_1 \frac{d^2}{dt^2} (s + l \sin \theta) = H \quad (5)$$

$$M_1 \left(\frac{d^2}{dt^2} l \cos \theta + g \right) = V \quad (6)$$

$$J \ddot{\theta} + c \dot{\theta} + H l \cos \theta = V l \sin \theta \quad (7)$$

ここで

$$\frac{d^2}{dt^2} (\sin \theta) = \cos \theta \cdot \ddot{\theta} - \sin \theta \cdot (\dot{\theta})^2$$

$$\frac{d^2}{dt^2} (\cos \theta) = -\sin \theta \cdot \ddot{\theta} - \cos \theta \cdot (\dot{\theta})^2$$

の関係より(5), (6)式は以下のようになる。

$$M_1 \ddot{s} + M_1 l \cos \theta \cdot \ddot{\theta} - M_1 l \sin \theta \cdot (\dot{\theta})^2 = H \quad (8)$$

$$-M_1 l \sin \theta \cdot \ddot{\theta} - M_1 l \cos \theta \cdot (\dot{\theta})^2 + M_1 g = V \quad (9)$$

(8) 式を(4)式へ代入し, 整理すると

$$M_0 \ddot{s} + F_0 \dot{s} - N \sin \theta \cdot (\dot{\theta})^2 + N \cos \theta \cdot \ddot{\theta} = Ke \quad (10)$$

となる。次に(8), (9)式を(7)式に代入すると

$$N \ddot{s} \cos \theta + J_1 \ddot{\theta} + c \dot{\theta} = N g \sin \theta \quad (11)$$

となる。ただし

$$M_0 = M_0 + M_1$$

$$N = M_1 l$$

$$J_1 = M_1 l^2 + J$$

である。倒立振子システムは結局(10), (11)式の連立非線形微分方程式で表わせることになる。今, 状態変数ベクトルを, 台車の位置 s , 振子の角度 θ , 台車の速度 \dot{s} , 振子の角速度 $\dot{\theta}$ を用いて次のように定義する。

$$x \triangleq [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$$

$$\triangleq \begin{bmatrix} s & \theta & \dot{s} & \dot{\theta} \\ l_0 & \theta_0 & l_0 & \theta_0 \end{bmatrix}^T$$

入力変数は

$$u \triangleq \frac{e}{e_0}$$

と定義する。ただし, l_0, θ_0, e_0 はある規準値である。

状態変数ベクトルを用いて, (10), (11)式のような非線形システムを表わすと, 一般的には

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (12)$$

と表わすことができる。しかしながら倒立振子システムでは $x = 0$ (基準位置での鉛直な倒立状態) 近傍のみが問題となるので, (12)式を原点において一次近似(線形化)を行う。すると(12)式は

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (13)$$

となる。ただし

$$A \triangleq \left[\frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=0} \right]^T, \quad B \triangleq \left[\frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{x=0} \right]^T$$

である。以上のことを(10), (11)式の倒立振子系に適用すると, 原点において線形化された倒立振子系の数式モデルは(13)式のようになり, その係数行列 A, B は次のようになる。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{N^2 g \theta_0}{N_0^2 l_0} - \frac{F_0 J_1}{N_0^2} & \frac{N c \theta_0}{N_0^2 l_0} \\ 0 & \frac{M_0 N g}{N_0^2} & \frac{F_0 N l_0}{N_0^2 \theta_0} - \frac{M_0 c}{N_0^2} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{J_1 K e_0}{N_0^2 l_0} \\ \frac{N K e_0}{N_0^2 l_0} \end{bmatrix}$$

ただし

$$N_0^2 = M_{01} J_1 - N^2$$

である。

状態 x_1, x_2 は直接測定可能なので、システム
の出力方程式は

$$y(t) = Cx(t) \tag{14}$$

$$C = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

となる。ただし、 c_1 は位置 s の電圧への変換係
数であり、 c_2 は角度 θ の電圧への変換係数で
ある。

2.2 システム係数

倒立振子システムの数式モデルに含まれるパラ
メータの値は、各種の予備実験の結果、表1のよ
うに得られた。表1より A, B 行列の値は

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1.1821 & -16.022 & 0.01010 \\ 0 & 32.731 & 45.824 & -0.27981 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 88.925 \\ -254.32 \end{bmatrix}$$

となり、また C 行列は

$$C = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

とした。なお、規格化における基準値 l_0, θ_0, e_0
は、レールの長さ、安定化可能だと思われる限界
の角度、モータの定格電圧より決定した。

2.3 システムの可制御性と可観測性

前節で決定した行列 A の固有値、すなわち倒

立振子システムの開ループ極は、A の特性多項式

$$|\lambda I - A| = \lambda^4 + 16.30\lambda^3 - 28.71\lambda^2 - 470.2\lambda = 0$$

より、

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -5.38, & \lambda_2 &= -16.29 \\ \lambda_3 &= 5.37, & \lambda_4 &= 0 \end{aligned}$$

となり、非負の固有値を含むので、倒立振子系は
フリーシステムでは不安定なシステムである。

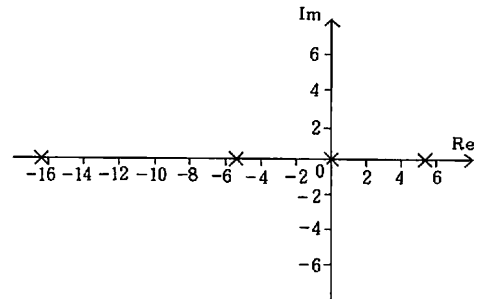


図3 A の固有値

次に可制御性を考える。次の可制御性行列 U_c

$$U_c = [B \ AB \ A^2B \ A^3B] \quad (4 \times 4)$$

のランクが倒立振子システムの次元と同じ4であ
れば可制御である。 U_c の行列式を求めると

$$|U_c| = -2.0360 \times 10^{13} \neq 0$$

となるのでランクは4であり、システムは可制御
である。

次に可観測性を考える。システムが可観測とな
るためには、次の可観測性行列 U_o のランクが4
であればよい。

$$U_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \end{bmatrix} \quad (8 \times 4)$$

表1. 倒立振子系のパラメータの値

M [kg]	0.1340	N_0^2 [kg ² · m ²]	0.009743
M_0 [kg]	0.8374	C [kg · m ² /s]	0.002807
M_{01} [kg]	0.9714	F_0 [kg/s]	13.95676
l [m]	0.2500	K [N/V]	129.10
J [kg · m ²]	0.002811	l_0 [m]	0.5
J_1 [kg · m ²]	0.011185	θ_0 [rad]	$\pi/6$
N [kg · m]	0.03350	e_0 [V]	0.3

U_0 の (4 × 4) の小行列の行列式を求めると, 0 でないものが存在するので, システムは可観測である。

3. 制御系の設計

3.1 レギュレータの設計

(13) 式で表わせるシステムに入力 $u(t)$ を加えないフリーシステム

$$\dot{x}(t) = Ax(t)$$

では, 行列 A の固有値に 1 つでも実部に正のものが存在すれば, システムは不安定となり, わずかな外乱でも状態変数 $x(t)$ は発散してしまう。倒立振子の場合, 2.2 で示したように実部が正の固有値が 1 個存在し, 明らかに不安定システムである。そこで系を安定にするために, (15) 式のように入力 $u(t)$ を状態変数 $x(t)$ の線形結合として与える。

$$u(t) = -Fx(t) \tag{15}$$

すると強制項を加えたシステムは

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) - BFx(t) \\ &= (A - BF)x(t) \end{aligned} \tag{16}$$

となる。(16) 式はフリーシステムとみなすことができ, $A - BF$ のすべての固有値の実部が負になるように, 設計パラメータである F を決定してやれば, システムを安定にすることが可能となる。

レギュレータの極, すなわち $A - BF$ の固有値を複素左半平面遠くに設定すれば, 速応性のある応答を得られるが, 入力側の飽和やオーバーシュートなどの問題が起こり, 実際にはそのような所へ極を設定することはできない。そこでこれらの要求の妥協点を見つけ出すために, (17) 式の二次形式評価関数を考え, それを最小にするように F を決定する。

$$J = \int_0^{\infty} [x^T(t) Qx(t) + u^T(t) Ru(t)] dt \tag{17}$$

ただし, Q, R は設計仕様として与えられる重み行列であり, $Q \geq 0, R > 0$ である。積分の中の第一項は状態変数の誤差面積, 第二項は制御入力 of エネルギーを示している。(17) 式の評価関数を最小にするフィードバック係数行列 F は

$$F^* = R^{-1} B^T P$$

で与えられる。ただし, P は次の Riccati 方程式の正定対称解である。

$$PA + A^T P - PBR^{-1} B^T P + Q = 0$$

倒立振子系について, (17) 式の評価関数を最小にするという意味での最適レギュレータを構成する。重み行列 Q, R を

$$Q = \text{diag} [0.1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]$$

$$R = 1$$

としたとき, 最適フィードバック係数行列

$$F = [-0.396 \quad -1.870 \quad -0.595 \quad -0.280]$$

を得る。この時のレギュレータの極は

$$-1.653 \pm j 0.9045, -15.66 \pm j 6.779$$

となる。

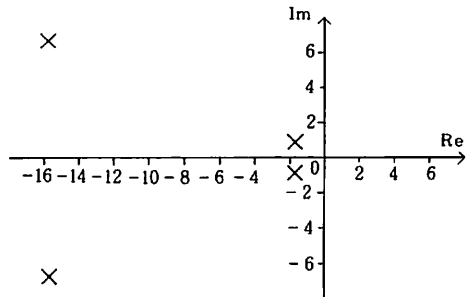


図 4 レギュレータの極

3.2 オブザーバの設計

以上では, すべての状態変数は直接測定可能と仮定したが, 実際にはそのような場合は少ない。倒立振子系でも台車の速度 x_3 と振子の角速度 x_4 は直接観測することは不可能なので, このままでは状態フィードバック制御は実現できない。そこでオブザーバにより観測不可能な状態変数を推定し, 状態フィードバックには推定値を代用することにする。

$$\dot{\omega}(t) = \hat{A}\omega(t) + Ky(t) + \hat{B}u(t) \tag{18}$$

$$\hat{x}(t) = D\omega(t) + Hy(t) \tag{19}$$

(18), (19) 式のシステムが最小次元オブザーバであり, $\hat{x}(t)$ が状態変数の推定値である。 \hat{A} はオブザーバの挙動を決定する重要な係数行列であり, 最小次元オブザーバでは,

$$\hat{A} = A_z - LA_{1z}$$

となる。ただし, A_z, A_{1z} は行列 A を Gopinath の正準形式へ変換し, 分割した行列である。設計パラメータである L によりオブザーバの極, すなわち \hat{A} の固有値をすべて複素左半面へ設定すれば, 推定値 $\hat{x}(t)$ を漸近的に $x(t)$ に一致させ

ることができる。

オブザーバの極をさらに複素左半平面遠くに設定すれば、より速く推定値を直値に一致させることができるが、初期再現誤差が大きくなり、そのため制御が不可能となることがある。倒立振子系では、CADを用いてシミュレーション波形を見ながら試行錯誤的にオブザーバの極を決定した。最終的に決定した極は

$$-13.5 \pm j1.0$$

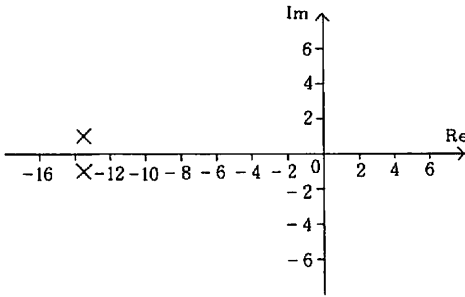


図5 オブザーバの極

である。このときの各係数行列を以下に示す。ここでLは、初期再現誤差を軽減するためにノルムの最小のものを選んである。

$$L = \begin{bmatrix} 2.565 & 0.6545 \\ -0.0185 & 2.784 \end{bmatrix}, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} -21.15 & -1.299 \\ 45.86 & -5.847 \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} -54.24 & -18.05 \\ 117.8 & 30.10 \end{bmatrix}, \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} 88.92 \\ -254.3 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \\ 2.565 & 0.6545 \\ -0.0185 & 2.784 \end{bmatrix}$$

4 実験装置

4.1 実験装置の構成

実験装置の構成図を図6に示す。台車の位置s、振子の角度θは各ポテンシオメータで検出し、A/D変換器を通してコンピュータに入力している。コンピュータによる出力電圧eは、D/A変換機を通してパワーオペアンプに入力している。以下に各部の詳細について述べる。

(1) 台車

台車は摩擦、ガタつきが共に少ないことが要求されるので、2本のステンレス製丸棒の軸と、その軸を取り囲んで移動可能な構造をもつリニアモーションベアリングを使用している。ただし、2本の軸は互いに平行を保ち、大地からも同じ高さを保つようにして、軸の両端をアルミ板に固定してある。台車本体は、工作の容易性及び重量を考慮してアルミ板を用いている。

(2) 振子

振子は、モータのパワーを考慮して比較的重量の軽いアルミ製角棒を使用し、その下端に軸を取り付けている。振子の支持は、軸の両端にボールベアリングを使用し、振子が自由に回転できるよ

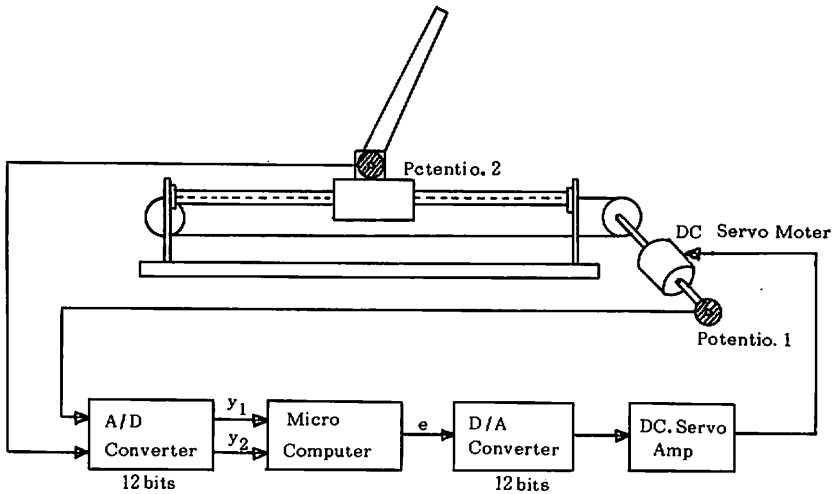


図6 倒立振子制御システム

うになっている。

(3) 駆動部

動力源は70Wの直流サーボモータを使用し、モータの軸には一回転0.1mとなるタイミングプーリを接続している。台車に取り付けたベルトは、スリップ防止のためゴム性のタイミングベルトを使用した。ただし、ベルトは台車の動ける範囲の長さで、残りは摩擦を考慮してワイヤーを用いている。

(4) パワーオペアンプ

パワーオペアンプはサンケンのサーボモータ駆動用SI-5200C(プリアンプはSI-5000P)を使用している。定格を以下に示す。

- 最大出力電圧・電流: ±42V, ±5A
- 電圧利得 : 35dB
- 最大出力 : 100W

(5) 位置と角度の検出

位置sと角度θの検出には共にエンドレス360度回転の高分解能、低摩擦、耐久性のある同タイプのポテンショメータを使用している。角度θを検出するポテンショメータは台車に取り付け、振子の軸と直結している。位置sを検出するポテンショメータはギヤにより、モータの軸の回転角を1/10に落とし、台車の動きうる範囲とポテンショメータの電気的有効角が一致するようにしてある。

(6) A/D, D/A変換器

A/D変換はアナログ入力電圧-9.998~+

9.998Vを12ビットのA/D変換器を通して行う。変換時間は約24μsである。

D/A変換器は4個の12ビットD/A変換器からなり、バイポーラ(-12~+12V)出力で、変換時間は約1μsである。

(7) 計算機

レギュレータおよびオブザーバを構成する計算機には、日本電気のパーソナルコンピュータPC-9801を用いている。

4.2 制御プログラム

(18)式を解く方法として次のオイラー法

$$\omega(t+dt) = \omega(t) + dt \cdot \dot{\omega}(t)$$

を用いている。サンプリングインターバルdtは5msで、ωの初期値は0に選んでいる。数値演算は浮動小数点方式を採用しており、データ形式は各符号部1ビット、指数部7ビット、仮数部15ビットの計3バイトで表現している。有効桁数は10進表示で4桁、各係数行列のデータは16進変換しプログラムしている。

プログラムは全てアセンブリ言語で書かれていて、位置、角度、入力制限を施してある。オブジェクトの大きさは約400Wである。

5. 実験結果

3節で示した制御系で実際のシステムに制御を行った場合の応答例を図12に示す。これは初期状態として

$$s_0 = 0.1 \text{ [m]}$$

$$\theta_0 = 0 \text{ [rad]}$$

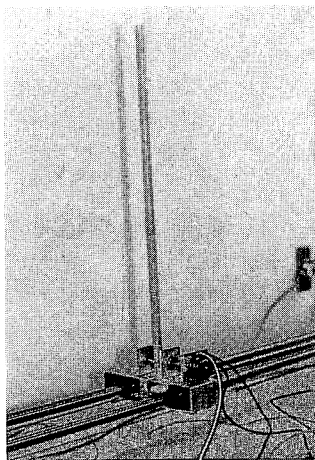


図7 台車及び倒立振子

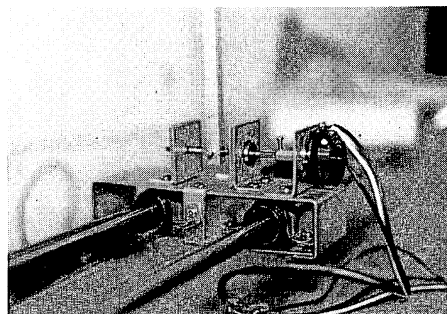


図8 台車, 振子取付部, 角度検出ポテンショメータ

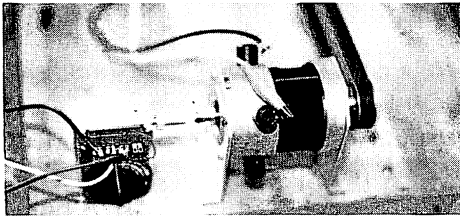


図9 サーボモータ及び位置検出ポテンシオメータ

$$s_0 = 0 \text{ [m/s]}$$

$$\theta_0 = 0 \text{ [rad/s]}$$

という値を与えた時の応答である。一応安定化には成功しているが、 s 、 θ 共に原点付近で持続振動を生じている。これはモータの不感帯が原因であると考えられる。

ここで、レギュレータの極は固定してオブザーバの極のみを変化させた場合を考える。オブザーバの極を3.2の値より複素平面の虚軸に近い値、すなわち極の実部の絶対値を12以下にすると、状態値の再現性が悪くなると思われ、安定化できない。逆に極の実部の絶対値を14以上にすると、初期再現誤差が大きくなり初期外乱に対する安定化の面で弱くなる。また、極の虚部の絶対値が大きいほど振子の振動が大きくなり、安定化しにくくなる。

次に、オブザーバの極を固定してレギュレータの極のみを変化させた場合、レギュレータの極の実部の絶対値が小さいと、台車速度が遅く安定化不可能になる。また逆に大きくとると、早く状態を原点に戻そうとするため、台車速度が大きく、振子の振動が激しくなり安定化できなくなる。レギュレータゲインはバランスが大切なようで、ゲインの1個のみにわずかな変化を与えると、挙動が大きく変わり、安定化が難しくなる。

6. 考察

実験結果より、原点での完全な安定化ができなかった原因を考察する。その原因として以下のようなことが考えられる。

- (1) 2節で導いたモデルは、実際のシステムが非線形システムであるのに対し、原点近傍で線形化した線形モデルである。

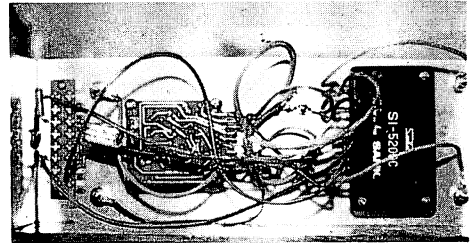


図10 パワーアンプ及びプリアンプ



図11 パーソナルコンピュータ

- (2) モータの静止摩擦のための不感帯が存在する。すなわち、モータの回転起電圧が1.5V前後なので、状態が原点からある程度はずれないと台車は駆動されないことになる。
- (3) 各係数行列のパラメータは実験により求めた値であるから、誤差が含まれていることが考えられる。また、実験時より時間が経過したために、パラメータに変動が生じたことも考えられる。
- (4) タイミングベルトとワイヤーを混用しているために、台車を正側と負側に引く場合とで引く力に違いが生じている。
- (5) デジタル計算機を使用したデジタル制御系であるにもかかわらず、連続系として取り扱ったこと。また、オイラー法による数値積分も完全な積分になっていないことも考えられる。
- (6) 最適なレギュレータ、オブザーバの極を得られなかったこと。

次に本研究で制御系にデジタル計算機を導入

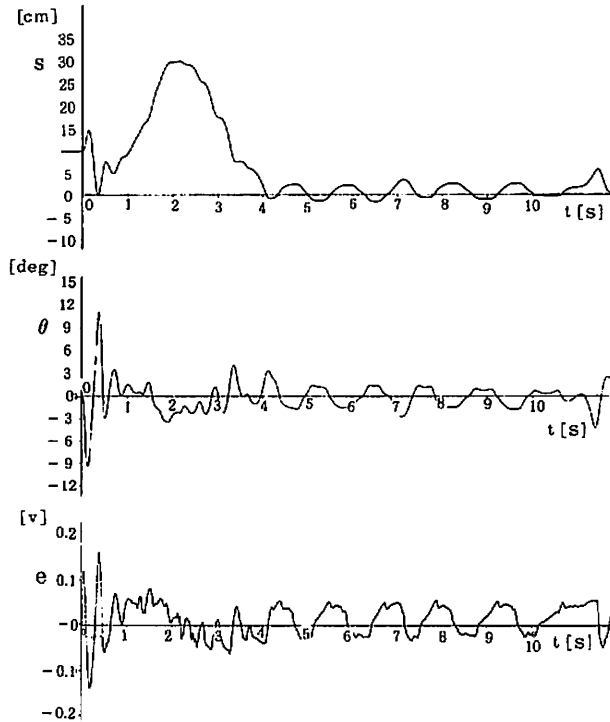


図12 台車に初期変位を与えた後の s , θ , e のふるまい

した利点を考えると、まず、数値演算に浮動小数点方式を採用したことにより、アナログコンピュータでは絶えず気を付けなければならないオブザーバ、レギュレータ内部での飽和を全く考える必要がなくなったこと、また安全のための s , θ , u に対するリミッタをプログラム上で簡単に組めたことである。

7. おわりに

現代制御理論の代表的成果であるオブザーバを用いたレギュレータの応用実験として、倒立振り子の安定化制御システムを製作し、パーソナルコンピュータによるオンラインリアルタイム制御を行って、安定化を行った。今回、オブザーバの設計にあたっては、オブザーバの極を直感により試行錯誤的に決めて、シミュレーション結果を見ながらオブザーバゲインを決定した。そのため必ずしも満足 of いく安定化応答は得られなかった。今後、

Miller の最適オブザーバ理論を CAD 化して、設計に用いて行きたい。

謝 辞

本研究を進めるにあたり参考資料を送って下さった東京工業大学の古田勝久教授に心より感謝の意を表わします。また、多くの有益な御教示を賜った電気工学科の瑞慶覧長定氏、ならびに、種々の御支援をいただいた工学共通講座の山本哲彦助教に深く感謝いたします。さらに、多くの技術的な御助言をいただいた電気工学科の新垣秀雄氏、ならびに、短期大学部電気工学科の伊波善清氏に感謝いたします。

参考文献

- 1) 小郷, 美多 システム制御理論入門, 実教出版 (1979)

- 2) 奥谷 二重倒立振子の制御, 東京工業大学卒業論文 (昭和 52 年)
- 3) 梶原, 小菅, 古田: 傾斜されたレール上の二重倒立振子の位置制御, 計測自動制御学会論文集, 15-7, 873/879 (1978)
- 4) 杉江, 井上, 木村 結合倒立振子の安定化制御, 計測自動制御学会論文集, 14-5, 591/597 (1977)
- 5) マイコンコンピュータ, 8086 アセンブリ・プログラミング, No. 14 (1984)