

## 非線形中立型むだ時間システムのモデル追従形制御系の設計

## A Design of Model Following Control System for Nonlinear Neutral System with Time Delays

王 大中\*, 大久保 重範\*, 秋山 孝夫\*

Dazhong Wang\*, Shigenori Okubo\*, Takao Akiyama\*,

\*山形大学 工学部

\*Faculty of Engineering Yamagata University

キーワード： 非線形 (nonlinear), 中立型むだ時間(neutral time delays), 安定性 (stable),  
外乱 (disturbances), モデル追従 (model following)

連絡先： 〒992-8510 山形県米沢市城南四丁目3-16 山形大学 工学部 機械システム工学科 大久保研究室  
大久保 重範, Tel.: (0238)26-3245, Fax.: (0238)26-3245, E-mail: sokubo@yz.yamagata-u.ac.jp  
王 大中, Tel.: (0238)26-3245, Fax.: (0238)26-3245, E-mail: wdzh168@hotmail.com

## 1. はじめに

むだ時間システムには, 中立型むだ時間系と呼ばれる状態変数の微分遅れを含んだ系がある. 状態遅れ系と異なり, 複素平面の虚軸に平行な直線に漸近する無限個の極をもち, 一般的に制御が難しくなる.

近年, 中立型むだ時間システムの解析・設計において, 注目されている. しかしながら, 非線形中立型むだ時間システムのモデル追従形制御系の設計・設計またすくないである. 本論文では, 非線形中立型むだ時間系に対し, モデル追従形制御系の設計法を考察する.

本稿では非線形部( $f(v(t))$ )を $\|f(v(t))\| \leq \alpha + \beta \|v(t)\|^\gamma$ , ( $0 \leq \gamma < 1$ )として捉え, 有界性を示す. 最後に, 具体的な数値例に基づき, 外乱が存在する場合でも制御対象の出力は参照モデルに漸近的に追従することを確認する.

## 2. 問題の設定

制御対象と参照モデルは(1)-(5)式とする.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=0}^k A_i x(t-h_i) + \sum_{i=0}^k A_{-i} \dot{x}(t-h_i) + \sum_{i=0}^k B_i u(t) + B_f f(v(t)) + d(t) \quad (1)$$

$$y(t) = \sum_{i=0}^k C_i x(t-h_i) + d_0(t) \quad (2)$$

$$v(t) = \sum_{i=0}^k C_{fi} x(t-h_i) \quad (3)$$

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r_m(t) \quad (4)$$

$$y_m(t) = C_m x_m(t) \quad (5)$$

制御対象の出力,  $v(t)$ は補助出力,  $f(v(t))$ は既知の非線形部,  $d(t)$ と $d_0(t)$ は有界な外乱,  $h_i$ はむだ時間である.  $x_m(t)$ ,  $r_m(t)$ ,  $y_m(t)$ はそれぞれ参照モデルに関する状態変数, 参照入力, 参照出力である.  $A_i, A_{-i}, B_i, C_i, B_f, C_{fi}$ および $A_m, B_m, C_m$ は適当な次元の定数行列である. また, 制御対象と参

照モデルの出力誤差は次式で与える。

$$e(t) = y(t) - y_m(t) \quad (6)$$

この設計においては，内部状態がすべて有界に保持され， $t \rightarrow \infty$ で $e(t) \rightarrow 0$ にするような非線形中立型むだ時間システムのモデル追従形制御系の設計法を示す。

### 3. 制御系の設計

記述を簡単にするために $p = d/dt$ とおき，以下のような時間遅れ作用素ベクトル $\sigma$ を用いる。

$$\sigma = (\sigma_0, \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_k)^T \quad (7)$$

$$\sigma_i = e^{-ph_i} \quad (8)$$

$$\sigma_i x(t) = x(t - h_i) \quad (9)$$

これより，(1),(2),(3)式は(10),(11),(12)式のように簡単な記述で表すことができる。

$$E(\sigma)\dot{x}(t) = A(\sigma)x(t) + B(\sigma)u(t) + B_f f(v(t)) + d(t) \quad (10)$$

$$y(t) = C(\sigma)x(t) + d_0(t) \quad (11)$$

$$v(t) = C_f(\sigma)x(t) \quad (12)$$

ここで，

$$\begin{aligned} A(\sigma) &= \sum_{i=0}^k A_i \sigma_i, B(\sigma) = \sum_{i=0}^k B_i \sigma_i, \\ C(\sigma) &= \sum_{i=0}^k C_i \sigma_i, C_f(\sigma) = \sum_{i=0}^k C_{fi} \sigma_i \\ E(\sigma) &= I + \sum_{i=0}^k A_{-i} \sigma_i \end{aligned} \quad (13)$$

$y(t), y_m(t)$ と $v(t)$ は(14),(15)と(16)式で示す。

$$\begin{aligned} y(t) &= C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B(\sigma)u(t) \\ &\quad + C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B_f f(v(t)) \\ &\quad + C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} d(t) + d_0(t) \end{aligned} \quad (14)$$

$$y_m(t) = C_m[pI - A_m]^{-1} B_m r_m(t) \quad (15)$$

$$v(t) = C_f(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B(\sigma)u(t)$$

$$\begin{aligned} &+ C_f(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B_f f(v(t)) \\ &+ C_f(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} d(t) \end{aligned} \quad (16)$$

ここで，

$$C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B(\sigma) = \frac{N(\sigma, p)}{D(\sigma, p)} \quad (17)$$

$$C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B_f = \frac{N_f(\sigma, p)}{D(\sigma, p)} \quad (18)$$

$$C_m[pI - A_m]^{-1} B_m = \frac{N_m(p)}{D_m(p)} \quad (19)$$

とする。ただし， $D(\sigma, p) = |pE(\sigma) - A(\sigma)|$ ,  $D_m(p) = |pI - A_m|$ である。 $D_m(p)$ は安定多項式である。(14)と(15)式より，(20)と(21)式が得られる。

$$\begin{aligned} D(\sigma, p)y(t) &= N(\sigma, p)u(t) \\ &\quad + N_f(\sigma, p)f(v(t)) + w(t) \end{aligned} \quad (20)$$

$$D_m(p)y_m(t) = N_m(p)r_m(t) \quad (21)$$

外乱はまとめて(22)式になる。

$$\begin{aligned} w(t) &= C(\sigma)adj[pE(\sigma) - A(\sigma)]d(t) \\ &\quad + D(\sigma, p)d_0(t) \end{aligned} \quad (22)$$

$N(\sigma, p)$ ， $N_f(\sigma, p)$ と $N_m(p)$ は(23),(24)と(25)式で与えられる。

$$N(\sigma, p) = C(\sigma)adj[pE(\sigma) - A(\sigma)]B(\sigma) \quad (23)$$

$$N_f(\sigma, p) = C(\sigma)adj[pE(\sigma) - A(\sigma)]B_f \quad (24)$$

$$N_m(p) = C_m adj[pI - A_m] B_m \quad (25)$$

設計の都合上， $N(\sigma, p)$ ， $N_f(\sigma, p)$ ， $N_m(p)$ を以下式のようにする。

$$N(\sigma, p) = diag(p^{\eta_i})N_r(\sigma) + \tilde{N}(\sigma, p) \quad (26)$$

$$N_r(\sigma) = \bar{N}_r(\sigma) + \hat{N}_r \quad (27)$$

$$N_f(\sigma, p) = diag(p^{\eta_{fi}})N_{fr}(\sigma) + \tilde{N}_f(\sigma, p) \quad (28)$$

$$N_m(p) = diag(p^{\eta_{mi}})N_{mr} + \tilde{N}_m(p) \quad (29)$$

ここで， $(i = 0, 1, \dots, l)$ ， $\partial_{ri}\tilde{N}(\sigma, p) < \eta_i$ ， $\partial_{ri}\tilde{N}_f(\sigma, p) < \eta_{fi}$ ， $\partial_{ri}\tilde{N}_m(p) < \eta_{mi}$  ( $\partial_{ri}(\bullet)$ は $(\bullet)$ の各行の $p$ に関する最低次数を表す)である。 $\bar{N}_r(\sigma)$ の各

行の $\sigma$ についての最低次数は1である。 $\hat{N}_r$ は $l \times l$ の定数行列であり、 $|\hat{N}_r| \neq 0$ であるとする。 $\partial D_d(p) = n_d$ とする。よって(30)式が成り立つ。 $w(t)$ は(31)式を満たす。

$$D_d(p)d(t) = 0, D_d(p)d_0(t) = 0 \quad (30)$$

$$D_d(p)w(t) = 0 \quad (31)$$

次に、 $\rho$ 次( $\rho \geq n_d + 2n - n_m - 1 - \eta_i$ )のモニックで安定な多項式 $T(p)$ を選び、次の方程式より $R(\sigma, p)$ 、 $S(\sigma, p)$ を求める。

$$T(p)D_m(p) = D_d(p)D(\sigma, p)R(\sigma, p) + S(\sigma, p) \quad (32)$$

ここで、各多項式の次数は、 $\partial T(p) = \rho, \partial D_m(p) = n_m, \partial D_d(p) = n_d, \partial D(\sigma, p) = n, \partial R(\sigma, p) = \rho + n_m - n_d - n, \partial S(\sigma, p) \leq n_d + n - 1$ である。つぎに上式を用いて誤差 $e(t)$ にかけると次式が得られる。

$$D(p)D_m(p)e(t) = D_d(p)D(\sigma, p)R(\sigma, p)y(t) + S(\sigma, p)y(t) - T(p)N_m(p)r_m(t) \quad (33)$$

すなわち、

$$e(t) = \frac{1}{T(p)D_m(p)} \{ [D_d(p)R(\sigma, p)N(\sigma, p) - Q(p)N_r(\sigma)]u(t) + D_d(p)R(\sigma, p)N_f(\sigma, p)f(v(t)) + Q(p)N_r(\sigma)u(t) + S(\sigma, p)y(t) - T(p)N_m(p)r_m(t) \} \quad (34)$$

$Q(p)$ は $|Q(p)|$ が安定な多項式であるような多項式行列であり、以下式のように表す。

$$Q(p) = \text{diag}(p^{\rho+n_m-n+\eta_i}) + \tilde{Q}(p) \quad (35)$$

$$\partial_{ri}\tilde{Q}(p) < \rho + n_m - n + \eta_i \quad (36)$$

(34)式の右辺をゼロにするように、 $u(t)$ は下のようになる。

$$u(t) = -\hat{N}_r^{-1}\bar{N}_r(\sigma)u(t) - \hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p)\{D_d(p)R(\sigma, p)N(\sigma, p)$$

$$\begin{aligned} & -Q(p)N_r(\sigma)\}u(t) \\ & -\hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p)D_d(p)R(\sigma, p)N_f(\sigma, p)f(v(t)) \\ & -\hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p)S(\sigma, p)y(t) \\ & +\hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p)T(p)N_m(p)r_m(t) \end{aligned} \quad (37)$$

上式の各行列要素の分数式properであるためには、以下の条件を満足しなければならない( $i = 1, 2, \dots, l$ ):  $\rho \geq n_d + 2n - n_m - 1 - \eta_i$ 、 $n_m - \eta_{mi} \geq n - \eta_i$ 、 $\eta_i \geq \eta_{fi}$ 。(37)式の制御入力(34)式をゼロにする。すなわち、 $e(t) \rightarrow 0 (t \rightarrow \infty)$ 。制御系を構成する内部状態が有界であれば、モデル追従形制御系が実現できる。

#### 4. 内部状態の有界性の証明

状態空間表示を使って $u(t)$ を表すために次のような状態変数を導入する。

$$\begin{aligned} u(t) = & -J_0(\sigma)u(t) - H_1(\sigma)\xi_1(t) \\ & -J_2(\sigma)y(t) - H_2(\sigma)\xi_2(t) \\ & -J_3(\sigma)f(v(t)) - H_3(\sigma)\xi_3(t) \\ & +u_m(t) \end{aligned} \quad (38)$$

$\xi_1(t), \xi_2(t), \xi_3(t)$ は次の状態である。

$$\dot{\xi}_1(t) = F_1\xi_1(t) + G_1u(t) \quad (39)$$

$$\dot{\xi}_2(t) = F_2\xi_2(t) + G_2y(t) \quad (40)$$

$$\dot{\xi}_3(t) = F_3\xi_3(t) + G_3f(v(t)) \quad (41)$$

多項式とシステム行列の間には次の関係がある。

$$J_0(\sigma) = \hat{N}_r^{-1}\bar{N}_r(\sigma) \quad (42)$$

$$H_1(\sigma)[pI - F_1]^{-1}G_1 = \hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p) \cdot \{D_d(p)R(\sigma, p)N(\sigma, p) - Q(p)N_r(\sigma)\} \quad (43)$$

$$J_2(\sigma) + H_2(\sigma)[pI - F_2]^{-1}G_2 = \hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p)S(\sigma, p) \quad (44)$$

$$J_3(\sigma) + H_3(\sigma)[pI - F_3]^{-1}G_3 = \hat{N}_r^{-1}Q^{-1}(p)D_d(p)R(\sigma, p)N_f(\sigma, p) \quad (45)$$

ここでは $|pI - F_i| = |Q(p)| (i = 1, 2, 3, 4)$ である。  
さらに、外部信号 $u_m$ は(46)式で与えられる。

$$u_m(t) = \hat{N}_r^{-1} Q^{-1}(p) T(p) N_m(p) r_m(t) \quad (46)$$

制御系全体の挙動は次のように記述される。

$$\begin{aligned} \bar{E}(\sigma) \dot{z}(t) &= A_s(\sigma) z(t) \\ &+ B_s(\sigma) f(v(t)) + d_s(t) \end{aligned} \quad (47)$$

$$y(t) = C(\sigma) x(t) + d_0(t) \quad (48)$$

$$v(t) = C_s(\sigma) z(t) \quad (49)$$

ここで、

$$z^T(t) = [x^T(t), \xi_1^T(t), \xi_2^T(t), \xi_3^T(t), u^T(t)] \quad (50)$$

$$C_s(\sigma) = [C_f(\sigma), 0, 0, 0, 0] \quad (51)$$

である。 $\bar{E}(\sigma), A_s(\sigma), B_s(\sigma)$ と $d_s(t)$ の内容は以下の式を対応させることにより明らかである。

$$\bar{E}(\sigma) = \begin{bmatrix} E(\sigma) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (52)$$

$$A_s(\sigma) = \begin{bmatrix} A(\sigma) & 0 \\ 0 & F_1 \\ G_2 C(\sigma) & 0 \\ 0 & 0 \\ -E_2(\sigma) C(\sigma) & -H_1(\sigma) \\ 0 & 0 & B(\sigma) \\ 0 & 0 & G_1 \\ F_2 & 0 & 0 \\ 0 & F_3 & 0 \\ -H_2(\sigma) & -H_3(\sigma) & -\{I + E_0(\sigma)\} \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$B_s(\sigma) = \begin{bmatrix} B_f \\ 0 \\ 0 \\ G_3 \\ -E_3(\sigma) \end{bmatrix} \quad (54)$$

$$d_s(t) = \begin{bmatrix} d(t) \\ 0 \\ G_2 d_0(t) \\ 0 \\ u_m(t) - E_2(\sigma) d_0(t) \end{bmatrix} \quad (55)$$

この系で、 $d_s(t)$ が有界であるので、内部状態の有界性は $z(t)$ の有界性を示すことである。非線形部を $f(v(t))$ の形を次式のようにおく。

$$\|f(v(t))\| \leq \alpha + \beta \|v(t)\|^\gamma \quad (56)$$

ここで、 $\alpha \geq 0, \beta \geq 0, 0 \leq \gamma < 1$ ベクトルノルム $\|\bullet\|$ はユークリッドノルムである。本研究は非線形部が有界関数であり、内部状態有界性を証明する。

$A_s(\sigma)$ は(53)式で与えられ、その特性多項式は(57)式になる(文献4)。

$$\begin{aligned} |p\bar{E}(\sigma) - A_s(\sigma)| &= |\hat{N}_r|^{-1} T(p)^l \\ &D_m(p)^l |Q(p)|^2 V_s(\sigma, p) \end{aligned} \quad (57)$$

ただし、 $V_s(\sigma, p)$ は $C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B(\sigma)$ の零点の多項式であり、 $C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B(\sigma)$ の左既約分解を $C(\sigma)[pE(\sigma) - A(\sigma)]^{-1} B(\sigma) = W(\sigma, p)^{-1} U(\sigma, p)$ とすれば、 $V_s(\sigma, p) = |U(\sigma, p)| / |N_r(\sigma)|$ である。(57)式で $|Q(p)|, V_s(\sigma, p), T(p), D_m(p)$ はすべて安定な多項式であるので、 $A_s(\sigma)$ は安定なシステム行列である。

(47)式より、適当な正則行列 $X, Y$ を使うと(文献7の(4)式と(5)式参考)、次式になる。

$$\begin{aligned} X\bar{E}(\sigma)Y\dot{\bar{z}}(t) &= XA_s(\sigma)Y\bar{z}(t) \\ &+ XB_s(\sigma)f(v(t)) + Xd_s(t) \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} E\dot{\bar{z}}(t) &= XA_s(\sigma)Y\bar{z}(t) \\ &+ XB_s(\sigma)f(v(t)) + Xd_s(t) \end{aligned} \quad (59)$$

ここで、

$$E = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, XA_s(\sigma)Y = \begin{bmatrix} A_{s1}(\sigma) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

$$\bar{z}(t) = \begin{bmatrix} \bar{z}_1(t) \\ \bar{z}_2(t) \end{bmatrix}, XB_s(\sigma) = \begin{bmatrix} B_{s1}(\sigma) \\ B_{s2}(\sigma) \end{bmatrix}$$

$$Xd_s(t) = \begin{bmatrix} d_{s1}(\sigma) \\ d_{s2}(\sigma) \end{bmatrix} \quad (60)$$

すなわち

$$\begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\bar{z}}_1(t) \\ \dot{\bar{z}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{s1}(\sigma) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z}_1(t) \\ \bar{z}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{s1}(\sigma) \\ B_{s2}(\sigma) \end{bmatrix} f(v(t)) + \begin{bmatrix} d_{s1}(t) \\ d_{s2}(t) \end{bmatrix} \quad (61)$$

である．上式は(62)，(63)のように書き分けることができる．

$$\dot{\bar{z}}_1(t) = A_{s1}(\sigma)\bar{z}_1(t) + B_{s1}(\sigma)f(v(t)) + d_{s1}(t) \quad (62)$$

$$\bar{z}_2(t) = -B_{s2}(\sigma)f(v(t)) - d_{s2}(t) \quad (63)$$

である．

(57)，(60)式より，

$$|X||p\bar{E}(\sigma) - A_s(\sigma)||Y| = |pE - A_{s1}(\sigma)| \quad (64)$$

が得る． $\gamma$ は定数である． $A_s(\sigma)$ は安定なシステム行列ですから $A_{s1}(\sigma)$ も安定なシステム行列であること分かる． $\bar{z}_1(t)$ の二次形式を次式になる．

$$V(t, \sigma) = \frac{1}{2}\bar{z}_1^T(t)P_{s1}(\sigma)\bar{z}_1(t) \quad (65)$$

$$\dot{V}(t, \sigma) = -\frac{1}{2}\bar{z}_1^T(t)Q_{s1}\bar{z}_1(t) + \bar{z}_1^T(t)P_{s1}(\sigma)d_{s1}(t) + \bar{z}_1^T(t)P_{s1}(\sigma)B_{s1}(\sigma)f(v(t)) \quad (66)$$

よって次のようなリャプノフ方程式

$$A_{s1}^T(\sigma)P_{s1}(\sigma)A_{s1}(\sigma) = -Q_{s1} \quad (67)$$

が成立する．ここで， $P_{s1}(\sigma), Q_{s1}$ は正定対称行列である．文献1の(4.1)参考，

$$\dot{V}(t, \sigma) \leq -k_1V(t, \sigma) + k_2 \quad (68)$$

となる．正定数 $k_1, k_2$ が存在する．したがって(文献4参考)，

$$V(t, \sigma) \leq \frac{k_1}{k_2} + V(0, \sigma) \quad (69)$$

より $z_1$ は有界である． $A_{s2}(\sigma), B_{s2}(\sigma)f(v(t))$ と $d_{s2}(t)$ は有界から， $z_2(t)$ 有界である．さらに $z(t)$ が有界である．よって次の定理を得る．

**定理 1**  $z(t) \in R^n, v(t) \in R^q, f(v(t)) \in R^l, d_0(t) \in R^l, d(t) \in R^n$ は有界な外乱とし， $A(\sigma) \in R^{n \times n}$ は安定なシステム行列とする．

$$\bar{E}(\sigma)\dot{z}(t) = A(\sigma)z(t) + B(\sigma)f(v(t)) + d(t) \quad (70)$$

$$v(t) = C(\sigma)z(t) + d_0(t) \quad (71)$$

の系で，次の条件を満足すれば， $z(t), v(t)$ は有界である．

(1)外乱 $d(t), d_0(t)$ は $D_d(p)d(t) = 0, D_d(p)d_0(t) = 0$ を満たす．

(2)非線形項 $\|f(v(t))\| \leq \alpha + \beta\|v(t)\|^\gamma, (\alpha \geq 0, \beta \geq 0, 0 \leq \gamma < 1)$ を満たす．

(3)線形部分の不変零点は開左半平面に存在する．

(4) $|\hat{N}_r| \neq 0$ . (5) $A_s(\sigma) \in R^{n \times n}$ 安定である．

証明：本文参照．

## 5. 数値例

次のむだ時間を有するシステムに対し，モデル追従形制御系を計算する．

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \sigma_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -30 & -20 & -10 \end{bmatrix} x(t) - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3 + \sigma_2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dot{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sigma_3 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} f(v(t)) + \begin{bmatrix} 0 \\ d(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$v(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 + \sigma_4 \end{bmatrix} x(t) \quad (73)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 5 + \sigma_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + d_0(t) \quad (74)$$

$$f(v(t)) = v(t)^{1/3} + v(t)^{1/5} \quad (75)$$

また，追従モデルは以下のものを使用する．

$$\dot{x}_m(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -6 & -5 \end{bmatrix} x_m(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_m(t) \quad (76)$$

$$y_m(t) = \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} x_m(t) \quad (77)$$

$$r_m(t) = 4\sin 0.5t + 8 \quad (78)$$

シミュレーションの応答を図1に示す．応答より， $y(t)$ は漸近的に $y_m(t)$ に収束している事がわかる．

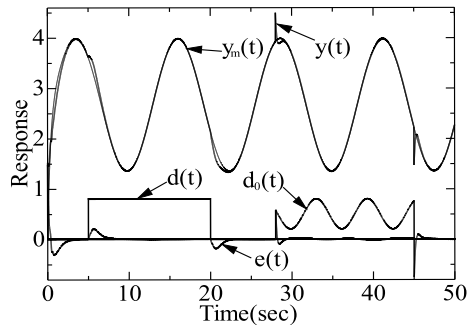


Fig. 1 Responses of the System for Nonlinear Neutral System with Time Delays.

## 6. おわりに

本稿では非線形中立型むだ時間系のモデル追従形制御系の設計を示した．むだ時間に対応する時間に関する微分作用素 $p$ を導入し， $p$ に関する多項式行列の簡単な代数演算で制御系が設計できる．数値例を用いて，その有効性を確認した．今後の課題として，本方法によって設計されたモデル追従形制御系の非線形部 $\gamma \geq 1$ の場合へ拡張することである．

## 参考文献

1) 大久保 重範：外乱を考慮した非線形のモデル追従形制御系の設計，計測自動制御学会論文集，Vol.21,No.8,792/799(1985)

2) 大久保 重範：大域的に安定な多入出力非線形系のMRACS，計測自動制御学会論文集，Vol.26,No.1,46/53(1990)

3) 大久保 重範：非線形部に入力が含まれる場合の非線形モデル追従形制御系，計測自動制御学会論文集，Vol.22,No.6,714/716(1986)

4) Dazhong.W,S.Okubo,T.Akiyama and Wencong.S: Design of Model Following Control System for Nonlinear System with Time Delays,International Conference on Informatics and Control Technologies(ICT2006),Shenzhen,China

5) Shigenori Okubo:A Design of Nonlinear MRACS and the Proof of Stability,Preprints of IFAC Symposium on ACASP'89,Glasgow.UK.,525/530(1989)

6) 大久保 重範：零点の安定配置を使った非線形のモデル追従形制御系，計測自動制御学会論文集，Vol.28,No.8,939/946(1992)

7) 池田 雅夫：Descriptor形式に基づくシステム理論，計測と制御，Vol.24,No.7,597/604(1985)

8) 渡部 慶二：「むだ時間システムの制御」，計測自動制御学会(1993)

9) L.Pandolf:Stabilization of Neutral Functional Differential Equations,J.Optimization Theory and Applications,20-2,191/204(1976)

10) 河野 通夫：一般化多項式による中立型むだ時間システムの解析とその極設定および非干渉制御への応用，計測自動制御学会論文集，21-5,457/462(1985)

11) 玄，新，大久保：中立型むだ時間系の代数的手法による一安定化法，第9回 Dynamical System Theory シンポジウム資料，217/220(1986)

12) M.W.Spong:A Semistate Approach to Feedback Stabilization of Neutral Delay System,Circuits Systems Signal Process,5-1,69/85(1986)