

文章编号: 1001-0920(2002)06-898-06

# 一种新的混沌系统同步思想及其在信息传输中的应用

杨 涛, 戴晓明, 邵惠鹤  
(上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

**摘要:** 从混沌保密通信的要求出发, 根据驱动混沌系统特点, 任意构造满足一定条件的响应系统, 在滑模控制策略和扩张状态观测器基础上, 得到物理可实现的控制策略以弥补驱动、响应系统结构的差异并实现二者的同步, 在此基础上实现信息传输。通过对 Duffing 和 Chua's 电路的仿真证明效果良好。

**关键词:** 混沌同步; 混沌保密通信; 滑模控制; 扩张状态观测器

中图分类号: TP 27      文献标识码: A

## New type of chaotic synchronization and its application to information transmission

YANG Tao, DAI Xiao-ming, SHAO Hui-he

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

**Abstract:** Based on the concept of chaotic secure communication, a kind of receiver is constructed according to the character of transmitter. Extended state observer is used to estimate the difference between transmitter and receiver. A physical realizable controller is proposed based on sliding model control and this estimated information to achieve synchronization between them. Numerical simulations show the effectiveness of this design based on Duffing oscillator and Chua's circuit.

**Key words:** chaotic synchronization; chaotic secure communication; sliding model control; extend state observer

## 1 引 言

混沌同步因其广阔的应用前景而成为研究的热点, 出现了各种实现混沌信号或混沌系统同步控制的机理与方法<sup>[1-4]</sup>。尽管各种方法千差万别, 但大多是建立在发送(驱动)、接收(响应)系统具有相同结构混沌系统基础上<sup>[1-3]</sup>。从混沌保密通讯角度看, 使用发送混沌系统吸引子对有用信息进行“调制”, 在

接收端采取措施得到有关混沌吸引子的结构信息以实现“解调”。可见信息解调的关键是重构发送系统吸引子信息, 而不管接收系统的情况如何, 甚至其是否为混沌系统也不重要。即我们可根据情况“构造”接收系统, 并采取策略从“接收”系统中获得发送系统的吸引子结构信息, 以实现信息解调, 这是本文的思想基础。

本文用滑模控制策略来实现这种类型的同步。

收稿日期: 2001-06-06; 修回日期: 2001-08-06

基金项目: 国家 973 重点基础研究发展规划(G 1998030415)

作者简介: 杨涛(1972—), 男, 四川大英人, 博士生, 从事智能控制、混沌控制等研究; 邵惠鹤(1963—), 男, 上海人, 教授, 博

滑模控制是一种非线性控制策略,广泛用于具有不确定性的非线性系统控制中<sup>[5]</sup>,文献[6]使用滑模控制思想对混沌系统进行控制,文献[7]把滑模控制与变结构控制相结合,实现了离散混沌系统的控制和同步,但使用了大量的系统信息,得到的控制方式在实际工程中实现难度较大。本文把滑模控制和扩张状态观测器(ESO)<sup>[8]</sup>的思想相结合,根据发送混沌系统的特点,构造满足条件的“接收”系统,在滑模控制原理基础上求取混沌同步控制形式,利用 ESO 对系统结构信息进行渐近估计,把复杂的滑模控制策略变为可实现的控制方式,以此实现“发送、接收系统”的同步,并简单讨论了这种同步方式在信息传输中的应用。

## 2 问题描述

对于  $n$  维发送混沌系统

$$\dot{X} = F(X, p), \quad y_M = C_M X \quad (2.1)$$

其中,  $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ ,  $F = (f_1, f_2, \dots, f_n)^T$ ,  $p = \{p_i, i = 1, 2, \dots, m\}$  为系统参数,  $y_M$  为系统的输出,相当于传输信号,通过信道传输到接收端以实现同步。

首先对系统(2.1)进行变换:定义可逆变换  $Z = \Phi(X)$ ,使系统(2.1)具有如下的规范型或类规范型(变换  $\Phi$  对于许多混沌动力系统都是存在的<sup>[8,9]</sup>)

$$\begin{aligned} \dot{z}_i &= z_{i+1}, & \dot{z}_\rho &= A(Z, V, p), & 1 & \leq i < \rho - 1 \\ \dot{V}_j &= \xi(Z, V), & \rho & \leq j < n \\ \rho & \leq n, & y &= \mathcal{Q}(Z, V) \end{aligned} \quad (2.2)$$

其中,  $y$  为输出,  $A(\cdot)$ ,  $\xi(\cdot)$  体现了系统的结构信息,由混沌吸引子的特性知道两者是有界的。对于系统(2.2)而言,当  $\rho = n$  时,式(2.2)为完全可线性化的非线性混沌系统(FLNS);  $\rho < n$  时,为部分可线性化的非线性系统(PLNS)<sup>[9]</sup>,分别进行讨论:

1)  $\rho = n$  (如 Duffing, Vander Pol 等),此时系统(3.1)变为标准规范形

$$\begin{cases} \dot{z}_i = z_{i+1}, & 1 \leq i < n - 1 \\ \dot{z}_n = A(Z, p) \\ y = \mathcal{Q}(Z) \end{cases} \quad (2.3)$$

2)  $\rho < n$  (如 Chua s 电路, Lorenz 系统等),尽管式(2.2)不能转换为如式(2.3)的标准规范形,由于混沌系统的一个显著特性是其轨迹表现出整体有界性及吸引子内部的相互作用,一般满足  $\xi(0, V)$  是渐近稳定的,即非线性化部分具有内部稳定性(MP)<sup>[8]</sup>。本文的目的是根据发送混沌系统(2.2),

构造“接收”系统,并采取策略实现它们的同步,以实现信息解调。对于发送混沌系统,作如下假设<sup>[9]</sup>:  
① 发送混沌系统(2.1)能描述成为式(2.2)的情况;  
② 只有  $x_{i_1}$  (即  $z_{i_1}$ ) 可测量;  
③ 发送系统的不确定性体现在  $A(\cdot)$  中,即  $A(\cdot)$  为未知且有界;  
④ 发送系统具有内部稳定性,即  $\xi(0, V)$  为渐近稳定。根据混沌吸引子的特点和混沌保密通信要求,这些假设都是合理的:很多已经报道的混沌系统都可以描述为  $\rho < n$ (PLNS) 或  $\rho = n$ (FLNS) 的规范或类规范形;为提高混沌通信的安全性能,不可能将所有状态均传输到接收端,而只利用某一变量来构成驱动信号;由于许多动力系统具有参数或模型的不确定性,尤其是随着环境的改变,系统的参数可能会发生变化,即  $A(\cdot)$  可能会随着环境的改变而变化;由于混沌吸引子内部的相互作用,很多混沌系统具有 MP 特点<sup>[8,9]</sup>。

## 3 基于滑模控制策略的混沌系统同步

### 3.1 FLNS( $\rho = n$ ) 系统的同步

首先讨论 FLNS。对于形如式(3)的 FLNS 混沌系统,构造接收系统

$$\begin{cases} \dot{w}_i = w_{i+1}, & 1 \leq i < n - 1 \\ \dot{w}_n = M(W) + u \\ y = w_1 \end{cases} \quad (3.1)$$

其中,  $W = (w_1, w_2, \dots, w_n)^T$  为接收系统状态变量,  $M(\cdot)$  为任意的有界函数,  $u$  为需求的控制策略,  $y$  为接收系统的输出。后面的过程将表明  $M(\cdot)$  的具体形式对式(2.3)和式(3.1)的同步无任何影响,即可根据需要任意构造接收系统,来实现信息解调。由式(2.3)和式(3.1)得到同步误差系统

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1}, & 1 \leq i < n - 1 \\ \dot{e}_n = [M(W) - A(Z, G)] + u \end{cases} \quad (3.2)$$

其中

$E = (e_1, \dots, e_n)^T = (w_i - z_i, i = 1, 2, \dots, n)^T$  为同步误差,于是需要求取合适的控制策略使  $\lim_{t \rightarrow \infty} E = 0$ 。我们用滑模控制策略来解决该问题。对于误差系统(3.2),得到扩张状态观测器

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1}, & 1 \leq i < n - 1 \\ \dot{e}_n = e_{n+1} \\ \dot{e}_{n+1} = \mathfrak{B}(E, u) + \dot{u} \end{cases} \quad (3.3)$$

其中,  $\mathfrak{B}(\cdot) = \sum_{k=1}^n e_k \frac{\partial [M(\cdot) - A(\cdot)]}{\partial x_k} + ([M(\cdot)$

$-A(\cdot)] + u) \partial[M(\cdot) - A(\cdot)], \partial[\cdot] = \hat{q}[\cdot] \partial e_k, k = 1, 2, \dots, n$ , 表达了未知的发送、接收系统结构信息, 即将两系统的结构信息包含在一个新的状态  $e_{n+1}$  中。

根据滑模控制思想, 定义如下的滑动面<sup>[10]</sup>

$$S = e_{n+1} - e_{0(n+1)} + \int_{0}^{t} \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j dt = 0 \quad (3.4)$$

其中  $e_{n+1}$  的初始状态为  $e_{0(n+1)}$ 。式(3.4) 也可描述为

$$\dot{e}_{n+1} = - \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j \quad (3.5)$$

初始条件为  $e_{n+1}(0) = e_{0(n+1)}$ , 于是得到滑模动力系统(具有理想特性的系统)

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1}, & 1 \leq i \leq n \\ \dot{e}_{n+1} = - \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j \end{cases} \quad (3.6)$$

或用矩阵描述为

$$\dot{E} = HE \quad (3.7)$$

其中

$$E = (e_1, e_2, \dots, e_{n+1})^T$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -c_1 & -c_2 & \dots & \dots & -c_{n+1} \end{bmatrix}$$

初始条件为  $E(0) = (e_1(0), \dots, e_{n+1}(0))^T$ 。于是通过选择合适的参数  $c_j, j = 1, 2, \dots, n - 1$ , 使式(3.7) 渐近稳定, 即使  $H$  所有特征值的实部为负即可。于是要求设计控制策略把误差系统(3.3) 控制到该滑动面上以获得渐近稳定特性。使用到达规则<sup>[11]</sup>

$$\dot{S} = \alpha S - \beta \cdot \text{sgn}(S) \quad (3.8)$$

其中,  $0 < \alpha < 1, \text{sgn}(\cdot)$  为符号函数, 变换增益  $\beta > 0$  以保证滑动条件和滑动的发生。

由式(7) 和式(11) 得到

$$\alpha S - \beta \cdot \text{sgn}(S) = \dot{e}_{n+1} + \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j \quad (3.9)$$

即

$$\begin{cases} \dot{e}_{n+1} = \Xi(E, \eta, u) + \dot{u} = \alpha S - \beta \cdot \text{sgn}(S) - \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j \end{cases} \quad (3.10)$$

于是

$$\dot{u} = \alpha S - \beta \text{sgn}(S) - \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j - \Xi(e, \eta, u) \quad (3.11)$$

即有控制策略

$$\sum_{j=1}^{n+1} c_j z_j - \Xi(E, \eta, u) = 0 \quad (3.12)$$

其中控制量  $u$  的初始条件一般取为 0。足够大的  $\beta$  对于混沌同步的实现具有重要意义, 其大小与系统结构信息有关, 可通过如下的 Lyapunov 定理来定性讨论: 把式(3.11) 代入扩张系统(3.3) 得到

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1}, & 1 \leq i \leq n \\ \dot{e}_n = e_{n+1} \\ \dot{e}_{n+1} = \alpha S - \beta \text{sgn}(S) - \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j \end{cases} \quad (3.13)$$

定义 Lyapunov 函数为  $V = \frac{1}{2} S^2$ , 有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(\dot{e}_{n+1} + \sum_{j=1}^{n+1} c_j e_j) = \\ &S(\alpha S - \beta \text{sgn}(S)) = \\ &\alpha S^2 - \beta |S| = |S|(|S| - \beta) \end{aligned} \quad (3.14)$$

由式(3.4) 可见,  $S = L(e_1, e_2, \dots, e_n) = N(Z, W)$ , 且混沌系统一个典型的特征是其整体有界性, 且函数  $M(\cdot)$  有界, 故  $Z, W$  有界, 则  $S$  有界, 所以选择足够大的  $\beta$  以保证  $\dot{V} < 0$ , 即该动力系统为稳定的。这里虽然没有定量给出  $\beta$  值, 但得到的结论与文献[6] 是相同的: 即当  $\beta$  足够大时,  $S$  将收敛到 0, 同步误差系统具有式(3.6) 的特性, 即式(3.4) 和式(3.12) 保证同步的实现。

从滑模控制策略式(3.4) 和式(3.12) 可知, 其实现需要发送、接收系统的结构信息( $A(\cdot), M(\cdot)$ ), 由于本文假设  $A(\cdot)$  为未知, 且  $M(\cdot)$  可选择为任意有界函数, 则  $\Xi(\cdot)$  是未知的; 同时式(3.4) 和式(3.12) 的实现需要所有状态( $e_i = w_i - z_i$ ) 可测, 这与提高混沌保密性能相矛盾。故式(3.4) 和式(3.12) 是不可实现的。混沌同步过程中, 可测的同步误差中包含了大量的系统结构信息, 曾被用来对信道噪声进行补偿<sup>[12]</sup>, 本文挖掘可测同步误差( $e_1$ ) 所包含的信息来对  $\Xi, e_i (i = 2, 3, \dots)$  进行估计。对于观测器<sup>[8,9]</sup>

$$\begin{cases} \hat{e}_i = \hat{e}_{i+1} - \theta \cdot \Phi(\hat{e}_1 - e_1) \\ 1 \leq i \leq n-1 \\ \hat{e}_n = \hat{e}_{n+1} - \theta_n \cdot \Phi_n(\hat{e}_1 - e_1) \\ \hat{e}_{n+1} = -\theta_{n+1} \cdot \Phi_{n+1}(\hat{e}_1 - e_1) \end{cases} \quad (3.15)$$

选择合适的参数  $\theta$  和函数  $\Phi$ , 式(3.15) 将实现对发送、接收系统信息的估计<sup>[8,9]</sup>:  $\hat{e}_i, e_i, i = 1, 2, \dots, n, \hat{e}_{n+1}$  将包含系统的结构信息  $\Xi$ , 选择如下的参数和函数形式

$$\begin{cases} \theta_i = L^i \cdot \lambda_i \\ \Phi(\hat{e}_1 - e_1) = \\ (abs(\hat{e}_1 - e_1))^p \cdot \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \\ p > 0, \quad i = 1, 2, \dots, n \end{cases} \quad (3.16)$$

定义变量

$$\begin{aligned} u &= L^n (abs(\hat{e}_1 - e_1))^p \cdot \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \\ u &= L^{n+1-i} (\hat{e}_i - e_i), \quad 1 < i < n, \\ u_{n+1} &= (\hat{e}_{n+1} - e_{n+1}) \end{aligned}$$

并且有

$$\dot{u}_1 = L^n [abs(\hat{e}_1 - e_1) \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1)] \cdot (\hat{e}_1 - e_1)$$

由于混沌系统和“构造”的接收系统的有界性, 可知  $[abs(\hat{e}_1 - e_1) \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1)]$  是有界的。不失一般性,

设其上界为  $X$ , 即有  $\dot{u}_1 \leq L^n X \cdot (\hat{e}_1 - e_1)$ 。于是有估计误差系统

$$\dot{\bar{u}} = LT(X, \lambda_1, \dots, \lambda_{n+1})\bar{u} + \Omega(\bullet) \quad (3.17)$$

其中,  $\bar{u} = (u_1, \dots, u_{n+1})^T$  表示估计误差,  $\Omega(\bullet) = [0, 0, \dots, \Xi]^T$  且

$$T(X, \lambda_1, \dots, \lambda_{n+1}) = \begin{bmatrix} -\lambda_1 X & X & 0 & \dots & 0 \\ -\lambda_2 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ -\lambda_n & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\lambda_{n+1} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

由于  $\Xi(\bullet)$  是有界的, 因此在根据经验选择  $X$  后, 选择参数  $\lambda_i, 1 \leq i \leq n+1$  以保证  $T(\bullet)$  的所有特征值具有负实部, 则式(4.7) 是渐近稳定的, 即  $\lim_{t \rightarrow \infty} u_i = 0, 1 \leq i \leq n+1$ , 即“估计误差”系统  $\bar{u}$  是全局渐近稳定的, 则有  $\hat{e}_i = e_i, 1 \leq i \leq n+1$ 。故我们能从式(3.15) 中获得系统的未知结构信息  $(\hat{e}_{n+1})$  和系统的不可测状态  $(e_i, 1 \leq i \leq n)$ , 从而使控制量式(3.4) 和式(3.12) 可实现。注意到式(3.15) 中,  $\hat{e}_{n+1} = \Xi(\bullet)$ , 故有  $\dot{e}_{n+1} = (M(\bullet) - A(\bullet))u + u = \dot{e}_{n+1} + u$ 。于是式(3.4) 和式(3.12) 变为

$$S = \hat{e}_{n+1} + u - \hat{e}_{0(n+1)} + \int_0^t \sum_{j=1}^n c_j e_j + c_{n+1}(\hat{e}_{n+1} + u) dt \quad (3.19)$$

$$u(t) = \int_0^t \alpha S - \beta \text{sgn}(S) - \sum_{j=1}^n c_j e_j + c_{n+1}(\hat{e}_{n+1} + u) - \hat{e}_{n+1} dt \quad (3.20)$$

由于式(3.19) 和式(3.20) 中的各项由式(3.15) 得到, 而式(3.15) 仅仅使用可测量的同步误差, 因此式(3.19) 和式(3.20) 满足物理可实现的要求。即在

式(3.19) 和式(3.20) 作用下, 发送混沌系统式(2.3) 和任意满足有界性的“接收系统”实现了同步, 此时可使用各种信息传输方式进行信息传输<sup>[12]</sup>, 并且仅利用接收系统的状态变量即可实现信息解调。

### 3.2 PLNS( $\rho = n$ ) 系统的同步

对于  $\rho < n$  且具有内部稳定性的 PLNS 混沌系统而言, 构造接收系统

$$\begin{cases} \dot{w}^i = w^{i+1}, \quad 1 \leq i \leq n-1 \\ \dot{w}^n = M(W) + u \\ \dot{U} = \xi(U, W) \\ y = w^1 \end{cases} \quad (3.21)$$

其中,  $M(\bullet)$  为有界的任意函数,  $\xi(\bullet)$  应满足条件:  $\xi(W, U) - \xi(Z, V)$ , 在  $W - Z = 0$  时为渐近稳定, 且根据具体发送混沌系统的结构特点容易实现, 此时要求对发送混沌系统的结构  $\xi(\bullet)$  有一定的了解, 并无需  $A(\bullet)$  的任何信息。于是根据 3.1 节的方法使  $W = Z$  后, 由  $\xi(W, U) - \xi(Z, V)$  的渐近稳定性知道  $U = V$ , 则可实现接收、发送系统的同步。值得指出的是, 对于发送混沌系统而言, 如果使用  $z_i (i = 1, 2, \dots, \rho)$  即可重构出其吸引子特征信息, 则接收系统可构造为类似式(3.1) 的形式而无需有关  $\xi(\bullet)$  的结构信息。

## 4 仿真实例

为验证上述方法在混沌同步和信息传输中应用的有效性, 以 Duffing 和 Chua's 电路为例进行仿真。

### 4.1 FLNS 的同步情况

对于 Duffing 系统

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = A(x_1, x_2, p) \quad (4.1)$$

未知的  $A(x_1, x_2, p)$  描述了系统的结构和参数信息。可见 Duffing 已经具有标准规范形式。当  $A(x_1, x_2, p) = 1.8x_1 - 0.1x_2 - x_1^3 + 1.1\cos 0.4t$  时, 系统体现出混沌特性, 其相空间结构如图 1(a) 所示。以 Duffing 作为发送系统,  $x_1$  作为驱动信号从信道中传输到接收端, 根据上文所述, 构造“接收系统”

$$\dot{y}_1 = y_2, \quad \dot{y}_2 = \vartheta(y_1, y_2) + u \quad (4.2)$$

其中,  $\vartheta(\bullet)$  可为任意有界函数, 本文选为  $\vartheta(\bullet) = \sin y_1$ ,  $u$  为控制作用以实现两系统的同步,  $u = 0$  时的接收系统相空间结构如图 1(b) 所示, 可见图 1(a) 和(b) 相差很远。由式(4.1) 和式(4.2) 得到同步误差系统  $(y_1 - x_1, y_2 - x_2)$

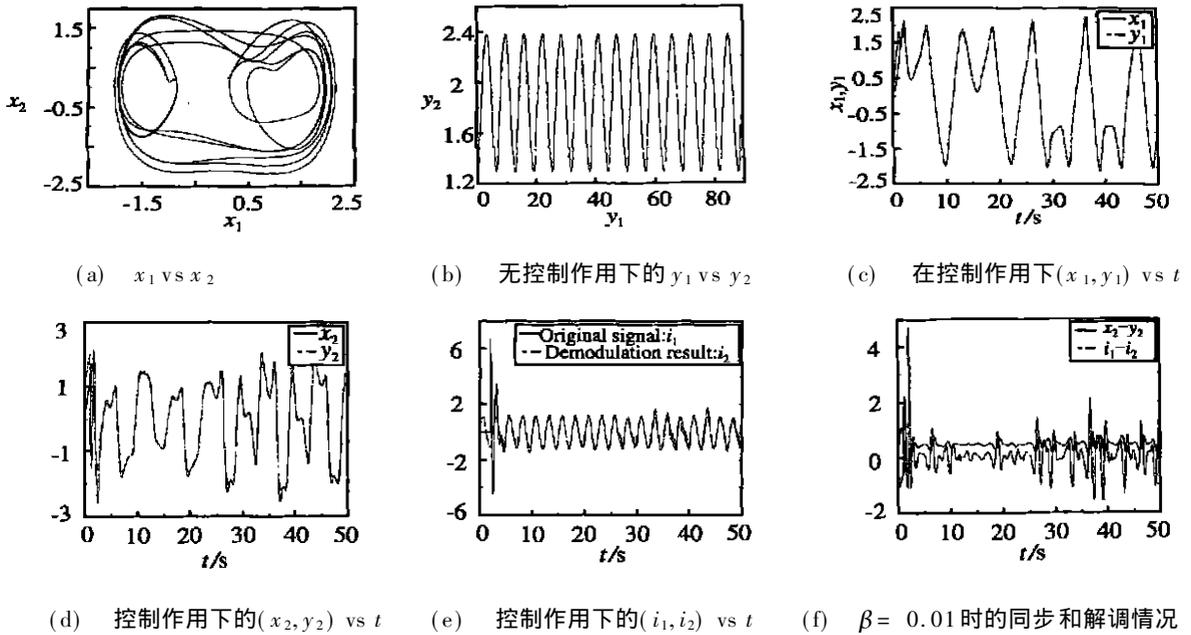


图 1 仿真结果

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \Theta + u \end{cases} \quad (4.3)$$

其中

$$\Theta = \sin y_1 - 1.8x_1 + 0.1x_2 + x_1^3 - 1.1\cos 0.4t$$

表达了发送、接收系统的结构差异。于是形如式 (3.15) 的估计器为  $E = (e_1, e_2, e_3)^T$

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}_1 = \hat{e}_2 - L\lambda_1 \cdot (\text{abs}(\hat{e}_1 - e_1))^p \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \\ \dot{\hat{e}}_2 = \hat{e}_3 - L^2\lambda_2 \cdot (\text{abs}(\hat{e}_1 - e_1))^p \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \\ \dot{\hat{e}}_3 = -L^3\lambda_3 \cdot (\text{abs}(\hat{e}_1 - e_1))^p \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \end{cases} \quad (4.4)$$

$\hat{e}_3$  估计了系统的结构差异  $\Theta$ 。于是式 (3.19) 和式 (3.20) 变为

$$S = z^3 + u - z^3(0) + \int_0^t (c_3(\hat{z}_3 + u) + c_2z_2 + c_1z_1) dt \quad (4.5)$$

$$u(t) = \int_0^t [\alpha S - \beta \text{sgn}(S) - (c_3(\hat{z}_3 + u) + c_2z_2 + c_1z_1) - z^3] dt \quad (4.6)$$

选择初始条件: Duffing: (0.1, 0.2), “接收系统”: (0.2, 1.3),  $S(0) = 0, u(0) = 0, \hat{E}(0) = (0, 0, 0)^T$ , 根据上文所述, 选择各项参数:  $X = 4, (\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (1, 2, 3), L = 10, (c_1, c_2, c_3) = (165, 65, 4)$ , 在  $t = 2$  时, 激活控制作用, 同步情况如图 1(c) 和 (d) 所示。发送、接收系统完全同步后, 即可利用各种混沌通信方式进行信息传输, 本文以 ISM<sup>[12]</sup> 为基础进行

了简单的讨论。根据 ISM 原理, 用发送系统吸引子对信息进行调制, 于是式 (4.1) 的第 2 个方程变为

$$\dot{x}_2 = 1.8x_1 - 0.1x_2 - x_1^3 + i_1(t) \quad (4.7)$$

其中,  $i_1(t)$  为要传输的信息, 本文简单取为  $i_1(t) = 1.1\cos 0.4t$ , 于是有如下的解调方案

$$i_2(t) = \dot{x}_2 - 1.8x_1 + 0.1x_2 + x_1^3 \quad (4.8)$$

由于  $x_1$  作为驱动信号在接收端是可用的, 但  $x_2$  在接收端是不可用的, 故式 (4.8) 是不可实现的。同步实现后,  $y_2 \Rightarrow x_2$ , 因此式 (4.8) 变为可实现的方案

$$i_2(t) = \dot{y}_2 - 1.8x_1 + 0.1y_2 + x_1^3 \quad (4.9)$$

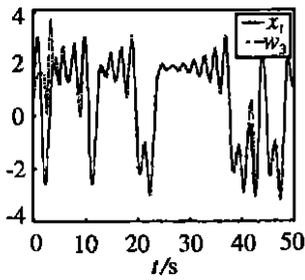
信息解调结果如图 1(c) 所示, 可见效果很好 (这里以 ISM 为例进行简单的讨论, 故在式 (4.9) 的右端出现了导数, 实现起来虽然有一定的难度, 但可通过可测的同步误差进行解决, 这里不作专门讨论)。 $\beta$  的大小对同步的实现很重要, 仿真发现较大的  $\beta$  保证较好的同步效果, 图 1(f) 为  $\beta = 0.01$  的同步和信息解调结果, 是不成功的。但  $\beta$  和同步误差之间是否存在定量的关系还有待进一步的研究。

#### 4.2 PLNS 的同步情况

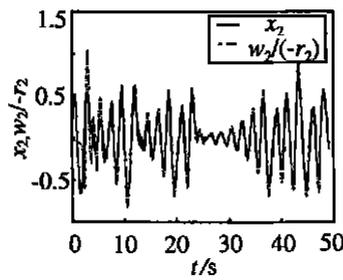
以 PLNS 的 Chua s 电路为发送系统进行仿真。对于

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \gamma[x_2 - x_1 - f(x_1)] \\ \dot{x}_2 = x_1 - x_2 - x_3 \\ \dot{x}_3 = -\gamma_2 x_2 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4.10)$$

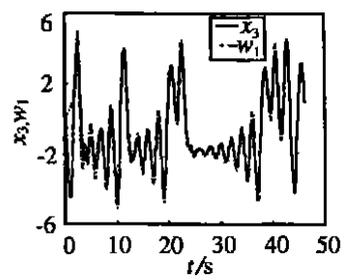
非线性函数  $f(x) = bx + 1/2(a-b)[|x+1| - |x$



(a)  $(x_1, w_3)$  vs  $t$



(b)  $(x_2, w_2/r_2 - Y_2)$  vs  $t_0$



(c)  $(x_3, w_1)$  vs  $t$

图 2 仿真结果

$-1]$ , 参数取为:  $a = -1.27, b = -0.68, Y_1 = 10, Y_2 = -14.28$ . 引入可逆变换:  $z_1 = x_3, z_2 = -Y_2 x_2, v = x_1$ , 则式(4.10)变为式(2.2)的类规范型

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = -Y_2[z_1 + 1/Y_2 z_2 + v] = A(z_1, z_2, v) \\ \dot{v} = Y_1[-1/Y_2 z_2 - v - f(v)] \end{cases} \quad (4.11)$$

此时  $\rho = 2$ , 显然式(4.11)具有 MP 特性. 于是设计接收系统

$$\begin{cases} \dot{w}_1 = w_2 \\ \dot{w}_2 = \vartheta(w_1, w_2) + u \\ \dot{w}_3 = Y_1[-1/Y_2 w_2 - w_3 - f(w_3)] \end{cases} \quad (4.12)$$

其中  $\vartheta(\cdot)$  为任意有界函数, 本文取为  $\vartheta(\cdot) = \sin w_1$ , 于是同步误差系统  $(w_1 - z_1, w_2 - z_2, w_3 - v)$  可表示为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \Theta + u \\ \dot{e}_3 = Y_1[-1/Y_2 e_2 - e_3 - (f(w_3) - f(v))] \end{cases} \quad (4.13)$$

其中  $\Theta = \sin w_1 + Y_2[z_1 + 1/Y_2 z_2 + v]$  为未知,  $x_3$ , 即  $z_1$  被用为驱动信号传输到接收端, 根据上文所述有如下的 ESO

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}_1 = \hat{e}_2 - L\lambda_1 \cdot (\text{abs}(\hat{e}_1 - e_1))^p \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \\ \dot{\hat{e}}_2 = \hat{e}_3 - L^2\lambda_2 \cdot (\text{abs}(\hat{e}_1 - e_1))^p \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \\ \dot{\hat{e}}_3 = -L^3\lambda_3 \cdot (\text{abs}(\hat{e}_1 - e_1))^p \text{sgn}(\hat{e}_1 - e_1) \end{cases} \quad (4.14)$$

于是控制策略可以描述为

$$S = z_3 + u - z_3(0) + \int_0^t (c_3(z_3 + u) + c_2 z_2 + c_1 z_1) dt \quad (4.15)$$

$$u(t) = \int_0^t [\alpha S - \beta \text{sgn}(S) - (c_3(z_3 + u) +$$

$$c_2 z_2 + c_1 z_1) - z_3] dt \quad (4.16)$$

可见式(4.15)和式(4.16)是物理可实现的控制器, 且忽略了系统结构的差异. 仿真结果如图 2 所示, 在仿真中, 各项参数取为:  $X = 4, (\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (1, 2, 3), L = 10, (c_1, c_2, c_3) = (231, 50, 4)$ , 在  $t = 2$  时激活控制作用, 初始条件:  $(x_1, x_2, x_3) = (1.1, 0.4, 0.25), (w_1, w_2, w_3) = (0.1, 0.3, 0.5), (\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3) = (0, 0, 0.5), u(0) = 0, S(0) = 0$ . 仿真结果如图 2 所示, 同步效果很好.

## 5 结 论

基于混沌保密通信要求和混沌系统的特点, 本文讨论了一种新的混沌同步思想: 根据驱动混沌系统特点构造响应系统, 利用滑模控制和扩张状态观测器来克服驱动、响应系统结构的差异并得到一个物理可实现的控制策略以实现两者同步, 为混沌保密通信打下基础. 在这种同步思想中, 并不需要驱动、响应系统的结构完全一致, 甚至接收系统是否为混沌系统也不重要, 而是在满足一定条件下自由构造, 增加了灵活性, 同时滑模控制策略和 ESO 的使用, 满足了混沌保密性能的要求. 以 Duffing 和 Chua s 为例进行的仿真表明效果很好. 当然, 这种方法还需要进一步的讨论, 尤其是  $\beta$  和同步质量的关系等.

### 参考文献 (References):

[1] L M Pecora, T L Carrol. Synchronization in chaotic systems[J]. *Physical Review Letter*, 1990, 64(8): 821-824.  
 [2] C W Wu, Y Tao, O Chua. On adaptive synchronization and control of nonlinear dynamical systems[J]. *Int J of Bifurcation and Chaos*, 1996, 6(3): 455-471.

(下转第 907 页)

## 4 结 论

本文讨论了月球机器人的运动控制问题,在其运动学方程直角坐标形式的基础上推导了运动学方程的极坐标表达形式。同时,对月球机器人的线速度和角速度进行了分析,推导为保证运动全局渐近收敛线速度和角速度所应满足的充分条件,并给出证明,这一结论为月球机器人运动控制系统的设计提供了一定的理论依据。

### 参考文献(References):

[1] Bettyeb, Burkhalter. Lunar roving vehicle: Historical origins, development and deployment [J]. *J of the British Interplanetary Society*, 1995, 48(4): 199-212.

[2] Larry Stauffer. Planetary surface exploration MESUR/autonomous lunar rover[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1992, 19(6): 494-501.

[3] Junji Aizawa, Nobuto Yoshioka. Designing of lunar rovers for high work performance[A]. *Proc of the 5th International Symposium on Artificial Intelligence*,

*Robotics and Automation in Space*[C]. Nether lands, 1999. 63-68.

- [4] Simon Lacroix, Anthony Mallet, Raja Chatila. Rover self localization in planetary-like environment [A]. *Proc of the 5th International Symposium on Artificial Intelligence, Robotics and Automation in Space* [C]. Netherlands, 1999. 433-440.
- [5] 王巍, 强文义. 基于虚拟样机技术月球机器人仿真研究 [A]. 第二届月球探测技术研讨会论文集 [C]. Beijing, 2001. 246-250.  
(Wang Wei, Qiang Wenyi. Simulation study on a lunar robot based on virtual prototyping technique [A]. *Proc of the 2nd Symposium on Lunar Exploration Technology* [C]. Beijing, 2001. 246-250.)
- [6] 王巍, 强文义. 月球机器人高精度定位模糊神经网络直接自适应控制 [J]. *高技术通讯*, 2001, 11(8): 89-92.  
(Wang Wei, Qiang Wenyi. Direct adaptive control of a lunar robot position with high precision using fuzzy neural network [J]. *High Technology Letters*, 2001, 11(8): 89-92.)

(上接第 903 页)

[3] T Kapitaniak, M Sekeita, M Ogorzalek. Monotone synchronization of chaos [J]. *Int J of Bifurcation and Chaos*, 1996, 6(1): 211-217.

[4] M di Bernardo. An adaptive approach to the control and synchronization of continuous-time chaotic systems [J]. *Int J of Bifurcation and Chaos*, 1996, 6(3): 557-568.

[5] Sira-Ramirez H. On the dynamical sliding mode control of nonlinear systems [J]. *Int J Control*, 1993, 57(5): 1039-1061.

[6] Her-Terng Yua, Chua O-Kuang Chen, Chieh-Li Chen. Sliding model control of chaotic systems with uncertainties [J]. *Int J of Bifurcation and Chaos*, 2000, 10(5): 1139-1147.

[7] The-Lu Liao, Nan-Sheng Huang. Control and synchronization of discrete-time chaotic systems via variable structure control technique [J]. *Physics Letters A*, 1997, 234(1): 262-268.

[8] Ricardo Femat, Jose Alvarez-Ramirez. Synchronization

of a class of strictly different chaotic oscillators [J]. *Physics Letters A*, 1997, 236(1): 307-313.

- [9] Ricardo Femat, Jose Alvarez-Ramirez, Guillermo Ferbabdez-Abaya. Adaptive synchronization of high-order chaotic systems: A feedback with low-order parameterization [J]. *Physics D*, 2000, 139(1): 231-246.
- [10] Chen C L, Lin W Y. Sliding mode control for nonlinear systems with global invariance [A]. *Proc Instn Mech* [C]. Engrs, 1997, 211(1): 75-82.
- [11] Slotine J E, Li W. *Applied Nonlinear Control* [M]. NJ: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1991.
- [12] Naresh Sharma, Edward OTT. Exploiting synchronization to combat channel distortions in communication with chaotic systems [J]. *Int J of Bifurcation and Chaos*, 2000, 10(4): 777-785.
- [13] Hector Puebla, Jose Alvarez-Ramirez. Proportional-integral feedback demodulation for secure communication [J]. *Physics Letters A*, 2000, 276(1): 247-256.