

一种参数分多址的混沌通信方案

王世元¹, 冯久超^{1,2}

(1. 西南大学电子信息工程学院, 重庆 400715; 2. 华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510641)

摘要: 为克服信道噪声、系统参数误配及用户串音对混沌通信系统的影响, 本文在无先导卡尔曼滤波器(Unscented Kalman Filter, UKF)算法的基础上, 提出了一种有反馈结构的滤波器阵列及相应的滤波算法, 以实现多用户的混沌通信. 仿真结果表明, 在单信道的多用户通信环境下, 该滤波器阵列算法有较快的收敛速度, 并能有效地实现多用户的混沌通信.

关键词: 混沌通信; 多址; 反馈型无先导卡尔曼滤波器; 参数调制

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)07-1251-06

A Chaotic Communication Scheme by Parameter Division Multiple Access

WANG Shi yuan¹, FENG Jiur chao^{1,2}

(1. School of Electronic and Information Engineering, Southwest University, Chongqing 400715, China;

2. School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China)

Abstract: In order to reduce effectively channel noise, parameter mismatch, and cross talks in a single channel's communication systems with chaos, a feedback filter bank and its algorithm based on the unscented Kalman filter are proposed for implementing multiuser communications with chaos. The results by computer simulation indicate that the algorithm has a faster convergence speed and can realize effectively multiuser communications in a single channel.

Key words: chaotic communications; multiple access; feedback unscented Kalman filter; parameter modulation

1 引言

自从 Pecora 和 Carroll 发现混沌系统的自同步现象^[1]以来, 基于混沌的通信已激起了人们极大的研究热情. 在单用户混沌通信的研究中, Cuomo 等人将信息信号叠加在混沌载波上以实现混沌掩盖通信^[2]; Parlitz 和 Kocarev 利用参数调制技术实现混沌调制通信^[3]. 这些通信方案都没有考虑到较高信道噪声的影响或者多个系统参数不匹配的情况. Sobiski 和 Thorp 利用扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman Filter, EKF)同时估计混沌系统的状态和参数, 实现了单用户的混沌通信^[4].

在多用户混沌通信的研究中, Pecora 和 Carroll 将多个混沌信号叠加在一起, 实现了在相同频段的多用户通信^[5]. Drake 和 Williams 在发送端将多个混沌系统的输出信号叠加为单个观测值作为输出, 然后在接收端恢复混沌系统, 实现了从单个观测序列中跟踪多个混沌系统^[6]. 基于参数调制技术, Sobiski 和 Thorp 采用反馈结构

的卡尔曼滤波器算法实现了多用户混沌通信^[7]. FKF 是采用反馈结构的扩展卡尔曼滤波器阵列. 然而 EKF 算法的精度只能达到泰勒级数展开的一阶项^[8], 当系统参数的变化较小时, 在固有串音(cross talk)的影响下, FKF 不能较好地估计每个用户的参数, 因而被恢复信息的误差较大.

近来, 一种新的自适应滤波器算法引入到信号处理中来, 称之为 Unscented Kalman Filter^[9, 10] (UKF, 本文暂且翻译为“无先导卡尔曼滤波器”). 它是一种结合无先导变换(Unscented Transform, UT)和 EKF 的新的非线性滤波算法. 无先导变换首先将均值和方差参数化, 然后利用系统方程直接求解(经变换后的)高斯随机变量的均值和协方差的预测值, 并能精确到泰勒级数展开的三阶项. 与 EKF 相比, UKF 具有更高的精度, 且在变换过程中不需要计算系统的雅可比矩阵, 因此实现上更为简单.

本文提出一种采用反馈结构的无先导卡尔曼滤波

器阵列算法(我们称之为反馈型无先导卡尔曼滤波器(Feedback Unscented Kalman Filter, FUKF)算法),目的在于克服信道噪声、系统参数误配和用户串音对通信系统的影响,以有效地实现多用户通信。

2 问题公式化

图1是基于反馈型无先导卡尔曼滤波器的两用户混沌通信系统简化框图。

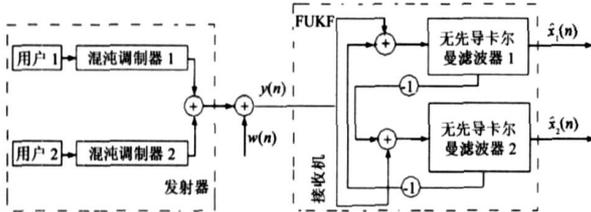


图1 基于FUKF的单信道混沌通信系统简化图

在发送端,利用状态空间模型将系统表述为更一般的形式:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_1(n+1) = \mathbf{F}_1(n, \mathbf{x}_1(n)) + \mathbf{v}_1(n) \\ y_1(n) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1(n) + w_1(n) \\ \mathbf{x}_2(n+1) = \mathbf{F}_2(n, \mathbf{x}_2(n)) + \mathbf{v}_2(n) \\ y_2(n) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}_2(n) + w_2(n) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}_1(n) \in \mathcal{R}^{m_1}$, $\mathbf{x}_2(n) \in \mathcal{R}^{m_2}$ (m_1, m_2 均为正整数)是系统第 n 时刻的状态; $\mathbf{v}_1(n)$ 和 $\mathbf{v}_2(n)$ 分别是具有相关矩阵为 $\mathbf{Q}_1(n)$ 和 $\mathbf{Q}_2(n)$ 的白高斯过程噪声; $w_1(n)$ 和 $w_2(n)$ 分别是方差为 $R_1(n)$ 和 $R_2(n)$ 的零均值白噪声过程; $\mathbf{v}_1(n)$, $\mathbf{v}_2(n)$, $w_1(n)$ 和 $w_2(n)$ 彼此不相关。 $\mathbf{F}_i(n, \mathbf{x}(n))$ ($i=1, 2$) 表示非线性转移函数, \mathbf{C}_i ($i=1, 2$) 表示观测向量, 这样系统的观测量为:

$$y(n) = y_1(n) + y_2(n) \quad (3)$$

一般地,每个混沌发生器的一个状态作为一个用户的调制输出^[10],因此,系统的观测向量 \mathbf{C}_i ($i=1, 2$) 中只有一个非零元素“1”。例如,考虑最常见的一维 Logistic 映射,该映射可表示为:

$$x(n+1) = \lambda x(n)(1-x(n)) \quad (4)$$

其中,当 $\lambda \in [3.57, 4]$ 时,该映射是混沌的。经过参数调制后,该映射是:

$$\begin{bmatrix} x_i(n+1) \\ \lambda(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda(n)x_i(n)(1-x_i(n)) \\ \lambda(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ v_i(n) \end{bmatrix} \quad (5)$$

当选取 $x_i(n)$ 作为发送信号时,观测向量是 $[1 \ 0]$ 。在接收端,采用反馈型无先导卡尔曼滤波器(FUKF)恢复发送端各系统的状态,则每个无先导卡尔曼滤波器的状态估计值 $\hat{x}_i(n)$ ($i=1, 2$) 作为接收端每个用户的恢复信号。

3 反馈型无先导卡尔曼滤波器

3.1 无先导变换

无先导变换(Unscented Transform, UT)是一种利用随

机变量的统计特性进行线性化的新颖方法,它直接利用非线性模型计算随机变量经过非线性变化后的统计特性量。

考虑一个 M 维随机向量 \mathbf{x} , 经非线性变换 $f(\mathbf{x})$ 后得到一个 N 维的随机向量 \mathbf{y} :

$$\mathbf{y} = f(\mathbf{x}) \quad (6)$$

式中 f 是任意的非线性函数。已知 \mathbf{x} 的均值向量 $\bar{\mathbf{x}}$ 和协方差矩阵 \mathbf{P}_x , 可以利用无先导变换计算 \mathbf{y} 的均值向量 $\bar{\mathbf{y}}$ 和协方差矩阵 \mathbf{P}_y , 其算法如下:

先利用确定性权值抽样法,获得 $2M+1$ 个能俘获随机向量 \mathbf{x} 的统计特性的矩阵 \mathbf{x}_i , 它的定义如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0 &= \bar{\mathbf{x}} \\ \mathbf{x}_i &= \bar{\mathbf{x}} + \begin{bmatrix} \sqrt{(M+\delta)\mathbf{P}_x} \end{bmatrix}_i \quad i=1, \dots, M \\ \mathbf{x}_i &= \bar{\mathbf{x}} - \begin{bmatrix} \sqrt{(M+\delta)\mathbf{P}_x} \end{bmatrix}_{i-M} \quad i=M+1, \dots, 2M \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $\delta = \alpha^2(M+\kappa) - M$ 是一个标量参数; 常数 α 决定 \mathbf{x}_i 相对向量 \mathbf{x} 的均值的扩散程度,它通常取值于 $0.001 < \alpha < 1$ 的范围; 常数 κ 是第二个标量参数,它通常置为 0, 这种选择在状态估计时工作得最好; 而在参数估计时,采用 $3-M$ (M 为状态空间的维数)结果会更好^[9]。组合式(6)和(7)有:

$$\mathbf{y}_i = f(\mathbf{x}_i) \quad i=0, 1, 2, \dots, 2M \quad (8)$$

利用上述矢量的加权均值与方差,可得到:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}} &= \sum_{i=0}^{2M} U_i^{(m)} \mathbf{y}_i \\ \mathbf{P}_y &= \sum_{i=0}^{2M} U_i^{(c)} (\mathbf{y}_i - \bar{\mathbf{y}})(\mathbf{y}_i - \bar{\mathbf{y}})^T \end{aligned} \quad (9)$$

其中权重由下列方程组决定:

$$\begin{aligned} U_0^{(m)} &= \mathcal{Y}(M+\lambda) \\ U_0^{(c)} &= \mathcal{Y}(M+\delta) + (1-\alpha^2 + \beta) \\ U_i^{(m)} &= U_i^{(c)} = 1/2(M+\delta) \quad i=1, 2, \dots, 2M \end{aligned} \quad (10)$$

式中 β 是第三个非负标量参数,它考虑到了向量 \mathbf{x} 的先验分布的信息。例如,对于高斯分布, $\beta=2$ 是一个最优选择^[9]。

3.2 反馈型无先导卡尔曼滤波器

无先导卡尔曼滤波器是一种结合无先导变换(UT)和EKF的非线性滤波算法。反馈型无先导卡尔曼滤波器算法是一种采用反馈结构的无先导卡尔曼滤波器阵列(图1的接收机部分)。该算法分为预测阶段和纠错阶段。下面概括这一新算法:

对于用户 i ($i=1, 2$):

预测阶段:

向量 \mathbf{x}_i 的一步预测:

$$\hat{\mathbf{x}}_{i,n/n-1} = \mathbf{F}_i(n-1, \mathbf{x}_{n-1}) \quad (11)$$

一步状态预测:

$$\hat{x}_i^-(n) = \sum_{j=0}^{2M} U_{i,j}^{(m)} X_{i,j}, n/n-1 \quad (12)$$

一步观测值预测:

$$\hat{y}_i^-(n) = \sum_{j=0}^{2M} (U_{i,j}^{(m)} (C_i X_{i,j}, n/n-1)) \quad (13)$$

预测状态误差的协方差矩阵:

$$P_i(n, n-1) = \sum_{j=0}^{2M} U_{i,j}^{(c)} (X_{i,j}, n/n-1 - \hat{x}_i^-(n)) (X_{i,j}, n/n-1 - \hat{x}_i^-(n))^T \quad (14)$$

纠错阶段:

从图 1 可以看出, 每个 UKF 的输入是系统的观测 $y(n)$ 值减去其他 UKF 的一步观测预测值 $\hat{y}_i^-(n)$, 则有:

滤波器输入:

$$z_i(n) = y(n) - \sum_{j \neq i} \hat{y}_j^-(n) \quad (15)$$

状态估计纠错:

$$\hat{x}_i(n) = \hat{x}_i^-(n) + G_i(n)(z_i - \hat{y}_i^-(n)) \quad (16)$$

卡尔曼增益:

$$G_i(n) = P_{i,xy} P_{i,yy}^{-1} \quad (17)$$

协方差纠错:

$$P_i(n) = P_i(n, n-1) - G_i(n) P_{i,yy} G_i(n)^T \quad (18)$$

其中: $P_{i,xy}$, $P_{i,yy}$ 分别为状态与观测信号的互协方差矩阵和观察信号的协方差, 即:

$$P_{i,xy} = \sum_{j=0}^{2M} U_{i,j}^{(c)} (X_{i,j}, n/n-1 - \hat{x}_i^-(n)) ((C_i X_{i,j}, n/n-1) - \hat{y}_i^-(n))^T \quad (19)$$

$$P_{i,yy} = \sum_{j=0}^{2M} U_{i,j}^{(c)} ((C_i X_{i,j}, n/n-1) - \hat{y}_i^-(n)) ((C_i X_{i,j}, n/n-1) - \hat{y}_i^-(n))^T \quad (20)$$

当推广到多用户时, 由(15), (16)可得 FUKF 的输出为:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1(n) \\ \hat{x}_2(n) \\ \vdots \\ \hat{x}_m(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1^-(n) \\ \hat{x}_2^-(n) \\ \vdots \\ \hat{x}_m^-(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1(n) \\ G_2(n) \\ \vdots \\ G_m(n) \end{bmatrix} [y(n) - \hat{y}_i^-(n) - \hat{y}_2^-(n) \dots - \hat{y}_m^-(n)] \quad (21)$$

定义 1 用户同步误差 $e_i(n)$ 为发送端用户 i 的观测值 $y_i(n)$ 与接收端用户 i 相应的状态估计值 $\hat{x}_i(n)$ (即 C_i 中元素为 1 的项所对应的状态估计值) 之差^[7].

定义 2 系统同步误差 $e(n)$ 为所有用户同步误差之和.

例如: 在图 1 的两用户通信系统中, 用户 i ($i=1, 2$) 的用户同步误差为:

$$e_i(n) = y_i(n) - \hat{x}_i(n) \quad (22)$$

则系统同步误差为:

$$e(n) = e_1(n) + e_2(n) \quad (23)$$

定理 在两用户通信系统中, 当滤波器阵列中的子滤波器均同步时, FUKF 的系统同步误差为 0, 用户同步误差满足对称性.

证明 由(15), (16)可得

$$\hat{x}_i(n) = \hat{x}_i^-(n) + G_i(n)(y_1(n) + y_2(n) - \hat{y}_1^-(n) - \hat{y}_2^-(n)) \quad i=1, 2 \quad (24)$$

将上式代入式(22)得

$$\begin{aligned} e_1(n) &= y_1(n) - \hat{x}_1^-(n) - G_1(n)(y_1(n) + y_2(n) - \hat{y}_1^-(n) - \hat{y}_2^-(n)) \\ &= (1 - G_1(n))y_1(n) - G_1(n)y_2(n) - \hat{x}_1^-(n) + G_1(n)\hat{y}_1^-(n) + G_1(n)\hat{y}_2^-(n) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} e_2(n) &= y_2(n) - \hat{x}_2^-(n) - G_2(n)(y_1(n) + y_2(n) - \hat{y}_1^-(n) - \hat{y}_2^-(n)) \\ &= (1 - G_2(n))y_2(n) - G_2(n)y_1(n) - \hat{x}_2^-(n) + G_2(n)\hat{y}_2^-(n) + G_2(n)\hat{y}_1^-(n) \end{aligned} \quad (26)$$

将式(25), (26)代入式(23)得:

$$\begin{aligned} e(n) &= (1 - G_1(n))y_1(n) - G_1(n)y_2(n) - \hat{x}_1^-(n) + G_1(n)\hat{y}_1^-(n) + G_1(n)\hat{y}_2^-(n) + (1 - G_2(n))y_2(n) - G_2(n)y_1(n) - \hat{x}_2^-(n) + G_2(n)\hat{y}_2^-(n) + G_2(n)\hat{y}_1^-(n) \\ &= (1 - G_1(n) - G_2(n))(y_1(n) + y_2(n)) - (\hat{x}_1^-(n) + \hat{x}_2^-(n)) + (G_1(n) + G_2(n))(\hat{y}_1^-(n) + \hat{y}_2^-(n)) \end{aligned} \quad (27)$$

因为观测向量 C_i ($i=1, 2$) 的元素中只有一个为 1, 由式(12)和(13)得

$$\hat{x}_i^-(n) = \hat{y}_i^-(n) \quad i=1, 2 \quad (28)$$

代入式(27), 可将 $e(n)$ 简化为:

$$e(n) = (1 - G_1(n) - G_2(n))(y_1(n) + y_2(n)) - (\hat{y}_1^-(n) + \hat{y}_2^-(n)) \quad (29)$$

当子滤波器同步时, 子滤波器的状态估计值等于状态预测值, 由式(16)可得子滤波器观测值的预测值与其观测值相等^[4], 即:

$$\hat{y}_i^-(n) = y_i(n) \quad i=1, 2 \quad (30)$$

所以, 当 FUKF 的滤波器阵列中的子滤波器均同步时, 将式(30)代入式(29)可得:

$$e_1(n) = -e_2(n) \quad (31)$$

证毕.

推论 在 m 个用户通信系统中, 当滤波器阵列中的子滤波器均同步时, FUKF 的系统同步误差为 0, 即

$$\sum_{i=1}^m e_i(n) = 0.$$

证明: 根据定义 2, 将用户同步误差 $e_i(n)$ ($i=1, 2, \dots, m$) 代入系统同步误差 $e(n)$, 可推出类似于两用户系统同步误差式(29)的 m 个用户系统同步误差的表达式, 即得出推论, 证毕.

4 仿真结果

在计算机仿真中, 信息信号是通过混沌参数调制技术隐藏在混沌系统中的, 每个混沌系统的一个状态对应于一个用户的输出. 本文重点研究在单信道的通信环境下, 利用 FUKF 实现两个用户和多个用户同时通信的情况.

4.1 两用户通信

4.1.1 混沌系统参数为常数

在仿真中, 两个用户共用一个混沌信号发生器, 这里考虑最常见的一维 Logistic 映射((4)). 用户 1 的系统参数选择 $\lambda = 3.8$, 用户 2 的系统参数选择 $\lambda = 4.0$. 图 2 给出了用户状态在不同信噪比(SNR)下的均方误差(MSE)^[10]. 从图 2 可以看出, FUKF 对每个用户的滤波性能基本相同, 在不同信噪比下, FUKF 能够较好地实现两个用户的同时通信.

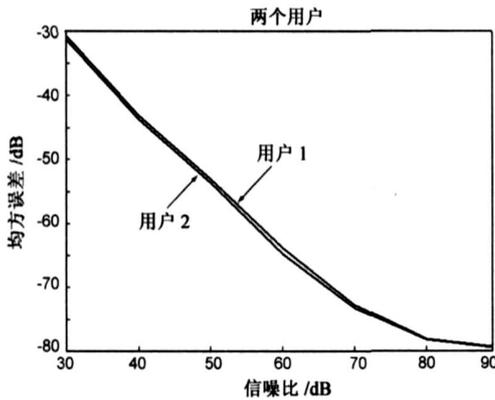


图 2 基于 FUKF 的两用户通信的性能

4.1.2 混沌系统参数为二进制参数调制

采用二进制参数调制技术, 将用户的二进制数字信号调制在不同的混沌系统的参数中. 用户 1 采用(4)所描述的 Logistic 映射, 当系统参数 λ 为 4.0 时表示用户 1 的二进制数字信号“1”, λ 为 3.8 时表示用户 1 的二进制数字信号“0”. 用户 2 采用 Logistic 的另一种表达方式, 如下:

$$x(n+1) = 1 - \alpha^2(n) \quad (32)$$

其中, 当 $\alpha \in [1.6, 2.0]$, 该映射是混沌的. 当系统参数 α 为 2.0 时表示用户 2 的二进制数字信号“1”, α 为 1.9 时表示用户 2 的二进制数字信号“0”. 定义扩频因子^[11](spreading factor)为每个二进制符号所占用的离散时间, 即迭代时间步. 图 3 显示了信噪比为 30dB, 扩频因子为 50 时, 基于二进制参数调制技术, 利用 FUKF 实现两个用户通信的仿真结果. 从图 3(a) 可以看出, FUKF 能够较好地跟踪每个用户的参数, 即 FUKF 能够较好地恢复出每个用户的二进制数字信号, 最小化了用户串音的干扰. 图 3(b) 显示了两个用户的用户同步误差, 图 3

(c) 是图 3(b) 的局部放大图. 从两图中可以得出, 两个用户的用户同步误差是完全对称的, 系统同步误差为 0, 这与定理完全符合. 从图 3 可以得到, 当系统参数每次突变时, 用户同步误差最大, FUKF 中的子滤波器的收敛时间大约为 10, 与 FKF 算法相比^[7], 收敛速度较快.

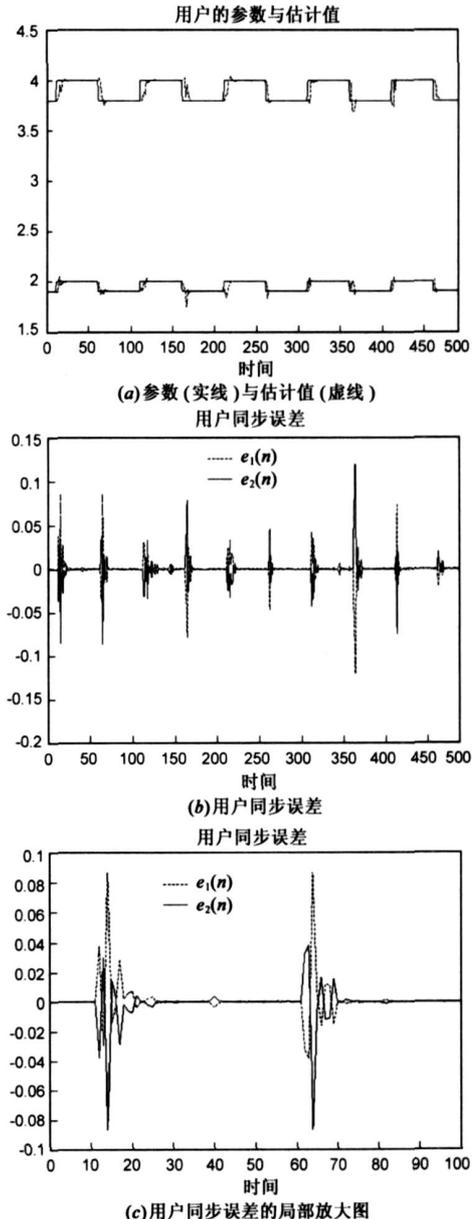


图 3 FUKF 实现两用户同时通信的性能 (二进制参数调制, SNR=30dB)

4.1.3 混沌系统参数为 M 元参数调制

类似于二进制参数调制技术, 我们在 M 元调制中实现两个用户的同时通信. 同样选用映射(4)和映射(32)分别作为两个用户的混沌信号发生器. 在仿真中, 我们采用 $M = 3$ 的调制技术, 两系统的参数分别选择 $\lambda \in \{4.0, 3.9, 3.8\}$ 和 $\alpha \in \{2.0, 1.9, 1.8\}$ 来表示各自的 M

进制数字信号. 图 4 显示了当信噪比为 40dB 和扩频因子为 50 时, 利用 FUKF 实现两个用户通信的仿真结果. 从图中可以看出, FUKF 能够较好地恢复 M 元调制信号, 用户之间的用户同步误差满足对称性, 且在参数突变时最大, FUKF 中的子滤波器的收敛时间大约为 10, 与 4.1.2 节的仿真结果基本相同.

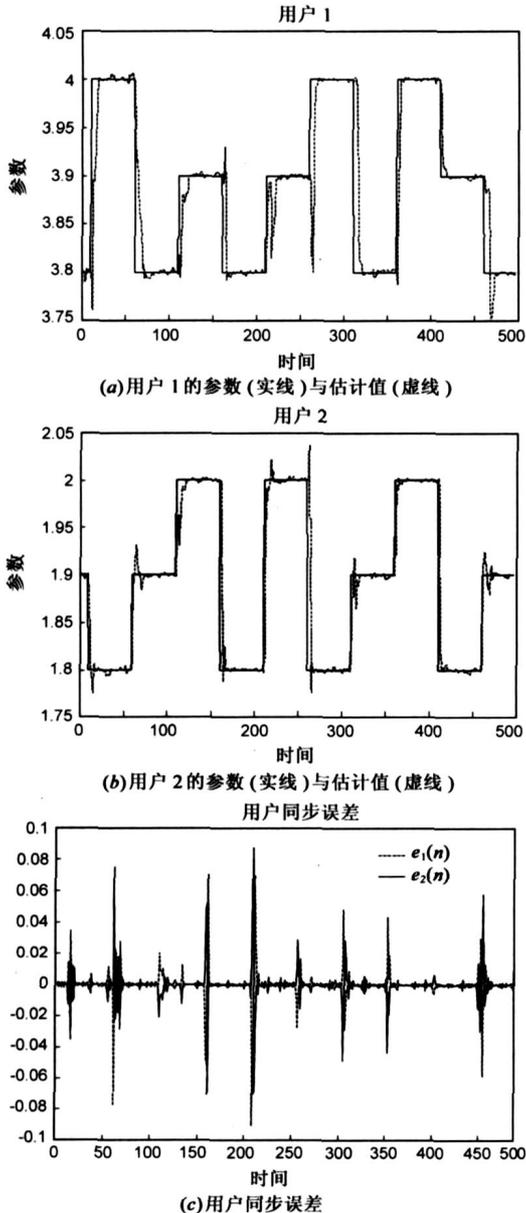


图 4 FUKF 实现两用户同时通信的性能 (M 元参数调制, SNR=40dB)

4.2 多用户通信

本文仅考虑三个用户的情况(大于三个用户的情况类似). 选用映射(4)和映射(32)分别作为用户 1, 2 的混沌信号发生器. 用户 3 采用 Logistic 的又一种表达方式:

$$x(n+1) = \beta \sin(\pi x(n)) \quad (32)$$

其中, 当 $\beta \in [1.0, 1.4]$, 该映射是混沌的. 为简单计, 我们选用二进制参数调制技术, 三个系统的参数分别选择 $\lambda \in \{3.8, 4.0\}$, $\alpha \in \{1.9, 2.0\}$, $\beta \in \{1.0, 1.2\}$. 图 5 显示了信噪比为 40dB 时和扩频因子为 50 时, 利用 FUKF 实现三个用户通信的仿真结果. 从图中可以看出, 在混沌系统参数的变化范围较小时, FUKF 同样能够较好地跟踪三个用户的参数, 恢复用户的二进制信息信号. 系统同步误差为 0, 与引理相符合. FUKF 中的子滤波器的收敛时间大约为 10, 收敛速度较快.

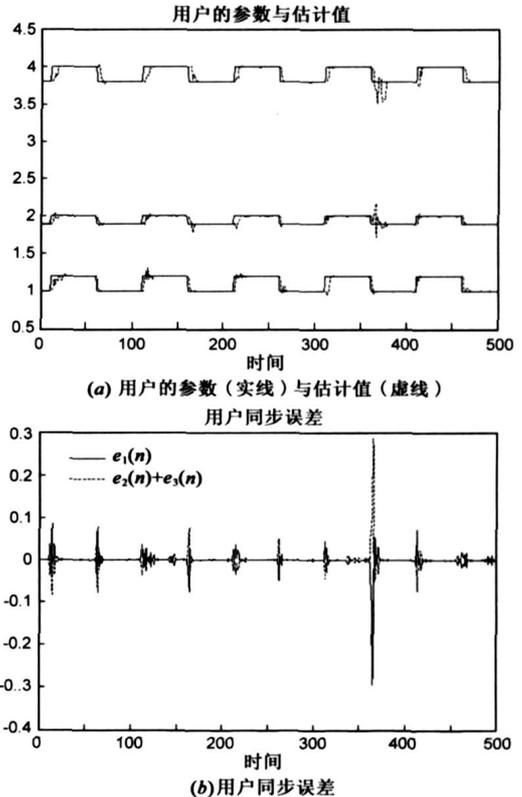


图 5 FUKF 实现三用户同时通信的性能 (SNR=40dB)

5 结论

本文已提出了一种基于无先导变换的反馈型无先导卡尔曼滤波器阵列的滤波方案, 并将其应用于单信道的多用户混沌通信. 在发送端, 用户信息信号通过参数调制技术隐藏在混沌系统的参数中; 在接收端, 利用该滤波器阵列估计系统的参数, 进而恢复信息信号. 仿真结果表明, 该反馈型无先导卡尔曼滤波器算法的收敛速度较快, 并能够有效地抑制信道噪声、系统参数误配及最小化用户串音的影响.

参考文献:

- [1] L M Pecora, T L Carroll. Synchronization in chaotic system [J]. Phys Rev Lett, 1990, 64: 821- 824.

- [2] K M Cuomo, A V Openheim, S H Strogatz. Synchronization of Lorenz based chaotic circuits with application to communications[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems part II, 1993, 40(10): 624- 633.
- [3] U Parlitz, L Kocarev. Multichannel communication using autotynchronization[J]. Int J Bifurcation Chaos, 1996, 6(3): 581 - 588.
- [4] D J Sobiski, J S Thorp. PDMA 1: Chaotic communication via the extended Kalman filter[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems part I, 1998, 45(2): 194- 197.
- [5] T L Carroll, L M Pecora. Synchronization nonautonomous chaotic circuit[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems part II, 1993, 40(10): 646- 650.
- [6] D F Drake, D B Williams. Tracking multiple chaotic systems from a single observed sequence[A]. In Proc IEEE Digital Signal Processing Workshop[C]. California: IEEE Press, 1994. 75 - 78.
- [7] D J Sobiski, J S Thorp. PDMA 2: The feedback Kalman filter and simultaneous multiple access of a single channel[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems part I, 1998, 45(2): 142- 149.
- [8] S Haykin. Adaptive Filter Theory [M]. Fourth Edition, New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [9] S J Julier, J K Uhlmann, H D Whyte. A new approach for filtering nonlinear systems[A]. In Proc of the American Control Conference[C]. Seattle: ASC Press, 1995. 1628- 1632.
- [10] 王世元, 冯久超. 一种对噪声混沌信号的滤波方法[J]. 电路与系统学报, 2004, 9(4): 58- 62.
Wang Shiyuan, Feng Jiuchao. A noise reduction method for noisy chaotic signal[J]. Journal of circuits and systems, 2004, 9(4): 58- 62. (in Chinese)
- [11] J C Feng, C K Tse. Reconstruction of Chaotic Signals with Applications to Chaos-based Communications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2006.

作者简介:



王世元 男, 1980 年出生于四川广安, 硕士, 西南大学电子信息工程学院讲师, 主要研究方向为数字信号处理、混沌理论与应用、FPGA 应用技术。



冯久超 博士, 广东省高等学校特聘教授(“珠江学者”), 博士生导师, 研究领域为数字信号处理、数字通信、非线性动力学与混沌理论及应用。E-mail: fengjc@scut.edu.cn(通信作者)