

文章编号:1001-9081(2008)01-0042-03

# 基于 UKF 的 CDMA 系统信道参数估计

张志禹<sup>1</sup>, 肖伟<sup>1,2</sup>

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048; 2. 许继集团 许继仪表有限公司, 河南 许昌 461000)  
(zhang\_zhiyu2001@yahoo.com.cn)

**摘要:** CDMA 系统信道时间延迟估计是一个非线性的迭代过程。UKF 算法能够避免 EKF 由于线性化非线性系统而带来的误差过大等问题, 比 EKF 估计的更加精确。利用 UKF 算法对 CDMA 系统信道的幅度衰减参数与延时参数进行了估计。在研究中考虑到了多址干扰和远近效应对信道参数的影响, 仿真结果表明 UKF 算法能有效地抑制远近效应及多址干扰, 估计出无线信道参数。

**关键词:** UKF; 信道参数估计; DS/CDMA 通信系统

**中图分类号:** TN929.533 **文献标志码:** A

## Channel parameter estimation in CDMA systems based on UKF

ZHANG Zhi-yu<sup>1</sup>, XIAO Wei<sup>1,2</sup>

(1. College of Automation & Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an Shaanxi 710048, China;  
2. XJ Metering Co., Ltd, XJ Group Corporation, Xuchang Henan 461000, China)

**Abstract:** The estimation of time-delay for CDMA system is a nonlinear iterative process. The Unscented Kalman Filter (UKF) does not approximate the nonlinear system with a linear model as the Extended Kalman Filter (EKF) does, so estimation of channel coefficient and time-delay in CDMA transmit channel by UKF algorithm is more accurate than EKF. Concerning the Multiple Access Interference (MAI) and "near-far" effect, channel coefficient and time-delay for CDMA systems were estimated with the proposed method. The simulation results indicate that UKF can restrain MAI and "near-far" effect, and can also estimate the wireless channel parameter effectively.

**Key words:** Unscented Kalman Filter (UKF); channel parameter estimation; DS/CDMA communication systems

### 0 引言

目前 DS/CDMA 通信系统主要采用功率控制技术<sup>[1]</sup>来缓解多址干扰及远近效应等问题, 但该方法无法从根本上解决这些问题。而第三代移动通信系统将多用户检测这项关键技术作为解决这些问题的有效方法。

由于理想的基于多用户检测接收机是很复杂的, 且难以实现的。因此研究者们寻找“接近于理想”, 而复杂度却大幅度降低的接收机。这些接收机如: 线性多用户探测器<sup>[1,2]</sup>, 负干扰消除器 (Subtractive Interference Canceller)<sup>[3]</sup>等, 这些探测器都是假设已知信道参数的, 比如传输延迟、幅度衰减, 以及载波相位等。然而, 在实际中这些参数都需要估计, 而不精确的估计将直接导致多用户探测器性能的降低。比如在 CDMA 系统中这将导致系统误码率变高, 而在 GPS 导航定位系统中将导致定位精度变差等。

目前基于 EKF 的跟踪型接收机已被开发出来并应用于 DS/CDMA 中<sup>[4]</sup>, 但是 EKF 有其自身的缺点, 在较低的信噪比下 EKF 很容易发散而无法收敛<sup>[5]</sup>, 而且 EKF 线性化非线性方程到一阶泰勒级数, 这导致了估计精度不足。而本文主要研究的是将 UKF 算法用于对 CDMA 信道的幅度衰减参数、延时参数进行估计, 以利于探测器在接收信息时降低系统的误码率。UKF 算法是文献 [6,7] 于 2000 年时提出的。UKF 算法和 EKF 比较起来不需要计算 Jacobian 矩阵, 并且收敛速度快, 计算精度高。目前国内外利用 UKF 算法估计信道参数的

研究很少, 仅涉及到单一用户, 未考虑远近效应和多址干扰等问题<sup>[8]</sup>。因此, 本文基于 UKF 算法推导出估计 CDMA 信道参数的方法, 并充分考虑到 CDMA 系统在实际应用中存在的多址干扰、远近效应、低信噪比等情况, 在这种前提下对信道的时延参数和衰减参数进行估计。仿真结果表明: UKF 算法能够在存在多址干扰、远近效应、低信噪比等情况下有效估计出 DS/CDMA 系统的信道参数。

### 1 UT 变换和 UKF 算法

#### 1.1 UT 变换

UT (Unscented Transformation) 变换是一种计算随机变量在经历非线性变换后统计特性的方法, 通过一个非线性函数  $y = F(x)$ , 对随机变量  $x$  (维数为  $L$ ) 进行传播<sup>[6,7,9]</sup>。假设  $x$  具有均值  $\bar{x}$  与协方差阵  $P_x$ , 那么  $2L + 1$  个 Sigma 点  $\chi$  由式 (1) 给出:

$$\chi_i = \begin{cases} \bar{x}, & i = 0 \\ \bar{x} + \left( \sqrt{(L + \lambda) P_x} \right)_i, & i = 1, \dots, L \\ \bar{x} - \left( \sqrt{(L + \lambda) P_x} \right)_{i-L}, & i = L + 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $\lambda = \alpha^2 (L + K) - L$  是一个尺度因子,  $\left( \sqrt{(L + \lambda) P_x} \right)_i$  是矩阵均方根的第  $i$  行或列。  $\alpha$  决定着 Sigma 点围绕着  $\bar{x}$  的扩展程度,  $K$  也是尺度因子。使这些 Sigma 点向量通过一个非线性系统后, 获得一组输出向量:

$$Y_i = F(\chi_i); i = 0, 1, \dots, 2L \quad (2)$$

收稿日期: 2007-07-13; 修订日期: 2007-11-07。

作者简介: 张志禹 (1966-) 男, 山西人, 教授, 博士, 主要研究方向: 信号处理、小波变换; 肖伟 (1981-) 男, 陕西西安人, 硕士研究生, 主要研究方向: 通信与信息系统、通信信号处理。

输出向量的均值定义为:

$$\bar{y} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m Y_i \quad (3)$$

输出向量的协方差定义为:

$$P_Y \approx \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (Y_i - \bar{y})(Y_i - \bar{y})^T \quad (4)$$

其中:  $W_i^m, W_i^c$  是两组权重系数,是由下式定义的:

$$W_0^m = \frac{\lambda}{L + \lambda}$$

$$W_0^c = \frac{\lambda}{L + \lambda} + 1 - \alpha^2 + \beta$$

$$W_i^m = W_i^c = \frac{\lambda}{2(L + \lambda)}$$

其中:  $i = 1, 2, \dots, 2L$ , 参数  $\beta$  是一个优化因子。

## 1.2 UKF 算法

卡尔曼滤波一般都有预测和修正两个步骤。在预测过程中,一个新的一步预测值能通过状态方程计算出来。在修正过程中,利用获得的观测值修正预测值;这个过程同样应用于UKF滤波器,只是过程模型和观测模型有所不同,传统的卡尔曼滤波器的过程模型和观测模型都是线性的,而UKF可以是非线性的。UKF是将UT变换扩展到经典的卡尔曼滤波器中去。

假设一个动态系统离散的状态方程为:

$$\mathbf{x}_k = F(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{v}_{k-1}) \quad (5)$$

测量方程为:

$$\mathbf{y}_k = H(\mathbf{x}_k, \mathbf{n}_k) \quad (6)$$

式(5)和式(6)中:  $\mathbf{x}_k$  是不可观测的状态向量,  $\mathbf{y}_k$  是观测向量,  $\mathbf{u}_k$  是激励输入向量,  $\mathbf{v}_k$  是系统噪声向量,  $\mathbf{n}_k$  是观测噪声向量。通常都假设这些噪声是高斯白噪声,假设其协方差阵分别是  $R_v$  和  $R_n$ ,  $H(\cdot)$  是观测模型函数,  $F(\cdot)$  是过程模型函数。

假设  $\mathbf{x}_k^a = (\mathbf{x}_k^T \quad \mathbf{v}_k^T \quad \mathbf{n}_k^T)^T \in \mathbb{R}^{3L \times 1}$ , 其中  $k$  表示时间变量,且  $\chi_k^a = ((\chi_k^x)^T \quad (\chi_k^v)^T \quad (\chi_k^n)^T)^T$ , 那么UKF的滤波过程如下所示<sup>[7-9]</sup>:

1) 算法初始化,即假设  $k = 0$  时的状态为:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (7)$$

$$P_0 = E[(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)^T] \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_0^a = (\hat{\mathbf{x}}_0^T \quad 0 \quad 0)^T \quad (9)$$

$$P_0^a = E[(\mathbf{x}_0^a - \hat{\mathbf{x}}_0^a)(\mathbf{x}_0^a - \hat{\mathbf{x}}_0^a)^T] = \begin{bmatrix} P_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_v & 0 \\ 0 & 0 & R_n \end{bmatrix} \quad (10)$$

2) 预测过程:

利用式(1)计算  $k = 1, 2, \dots$  时的Sigma点矩阵  $\chi_{k-1}^a$ , 由时间更新方程可得:

$$\chi_{k/k-1}^x = F(\chi_{k-1}^x, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{v}_{k-1}^x) \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m \chi_{i,k/k-1}^x \quad (12)$$

$$P_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (\chi_{i,k/k-1}^x - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})(\chi_{i,k/k-1}^x - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})^T \quad (13)$$

由观测方程可得:

$$Y_{k/k-1} = H(\chi_{k/k-1}^x, \chi_{k/k-1}^n) \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m Y_{i,k/k-1}^x \quad (15)$$

3) 修正过程:

$$P_{Y_k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (Y_{i,k/k-1} - \hat{\mathbf{y}}_{k/k-1})(Y_{i,k/k-1} - \hat{\mathbf{y}}_{k/k-1})^T \quad (16)$$

$$P_{\mathbf{x}_k, Y_k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (\chi_{i,k/k-1}^x - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})(Y_{i,k/k-1} - \hat{\mathbf{y}}_{k/k-1})^T \quad (17)$$

$$K_k = P_{\mathbf{x}_k, Y_k} P_{Y_k}^{-1} \quad (18)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} + K_k [y_k - \hat{\mathbf{y}}_{k/k-1}] \quad (19)$$

$$P_k = P_{k/k-1} - K_k P_{Y_k} K_k^T \quad (20)$$

可以看到UKF和EKF在算法的最后相差不多,关键的差别是UT变换,UKF将一个高斯过程通过非线性传播之后计算其协方差,和均值作为更新的信息。

## 2 扩频信号模型

接收机接收到的信号是延迟的用户信号之和<sup>[10]</sup>:

$$r_{BP}(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2 P_k} d_{k,m_k} f_k(t) a_k(t - m_k T_b - \tau_k(t)) \times \cos(\omega_c t + \varphi_k) + n_{BP}(t) \quad (21)$$

其中:  $\omega_c$  是载波频率,  $\varphi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$  是接收到的第  $k$  个载波的相位,  $\tau_k$  是第  $k$  个用户的延迟时间,  $a_k$  是第  $k$  个用户的扩频码,  $d_{k,m_k}$  用来表示第  $k$  个用户的第  $m$  个数据比特, 并且  $m_k = \lfloor (t - \tau_k) / T_b \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整,  $f_k(t)$  是第  $k$  个用户的振幅衰减系数,  $n_{BP}(t)$  是加性高斯白噪声,  $T_c$  是码片周期,  $T_b$  是符号周期。出于简化问题的目的,本文只研究一路Rake接收机情况下的参数估计,但以上方程可以被扩展到每一个用户在多径传输的情况。那么接收到的信号进行下变频处理并通过一个理想的矩形低通滤波器,带限在  $1/T_c$  内,输出的信号为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} d_{k,m_k} f_k(t) e^{j\omega_k(t)} \times \bar{a}_k(t - m_k T_b - \tau_k(t)) + n(t) \quad (22)$$

其中:

$$\bar{a}_k(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} \left\{ \text{Si} \left( 2\pi \frac{t - nT_c}{T_c} \right) - \text{Si} \left[ 2\pi \frac{t - (n+1)T_c}{T_c} \right] \right\}$$

是第  $k$  个用户的扩频码通过这个低通滤波器后的结果,其中  $\text{Si}(x)$  是 sinc 函数。

假设用  $q$  倍的码片速率对这个信号进行采样,那么采样周期为  $T_s = T_c/q$ , 因此接收到的基带信号在  $t = lT_s$  时刻被采样,那么接收信号为:

$$r(l) = \sum_{k=1}^K \beta_k(l) d_{k,m_k(l)} \bar{a}_k(lT_s - m_k(l)T_b - \tau_k(l)) + n(l) \quad (23)$$

其中:  $\beta_k(l) = \sqrt{P_k} f_k(l) e^{j\varphi_k(l)}$  是重新定义的信道参数,  $n(l)$  是噪声项,假设其是零均值,方差为  $\sigma_n^2$ 。

已知接收的信号为  $r(l)$ , 我们的目标是获得参数  $\beta, \tau$  的最小方差估计。现在假设目标参数为一个  $2K \times 1$  的向量。

$$\theta = \begin{bmatrix} \beta \\ \tau \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中:  $\beta = (\beta_1, \dots, \beta_K)^T$ ,  $\tau = (\tau_1, \dots, \tau_K)^T$ , 在此假设  $K$  个用户的复数值的信道幅度和实值的传输延迟向量都是一阶AR模型,如下式所示:

$$\theta(l+1) = \Phi \theta(l) + \omega(l) \quad (25)$$

其中:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_\beta & 0 \\ 0 & \Phi_\tau \end{bmatrix}$$

是一个大小为  $2K \times 2K$  的增广状态转移矩阵,式(25)中

$$\omega(l) = [\omega_\beta^T(l), \omega_\tau^T(l)]^T$$

是均值为 0,大小为  $2K$  的高斯随机噪声列向量,  $\omega(l)$  的协方差矩阵为:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_\beta & 0 \\ 0 & Q_\tau \end{bmatrix}$$

其中:  $Q_\beta = \sigma_\beta^2 I$  和  $Q_\tau = \sigma_\tau^2 I$  分别是  $K \times K$  的随机噪声  $\omega_\beta$  和  $\omega_\tau$  的协方差矩阵。

而对于扩频通信系统的观测方程为:

$$z(l) = h(\theta(l)) + v(l) \quad (26)$$

和式(23)比较我们可以看出:  $z(l) = r(l), v(l) = n(l)$ 。

### 3 信道估计仿真

为了简化问题,对 CDMA 系统的信道模型进行估计只考虑了两个用户的情况,且每个用户的 RAKE 接收机只考虑一路接收。每个用户的 PN 码分别取长度为 31 的 Gold 码,采样因子  $q = 10$ 。状态模型中的状态转移矩阵,选取  $\Phi = 0.999 I_{2K \times 2K}$ , 并且过程噪声的协方差矩阵为:  $Q = 0.001 I_{2K \times 2K}$ 。

仿真分为考虑完美的功率控制策略和不完美功率控制策略两种情况。图 1 和图 2 是利用 UKF 滤波器分别对信道的振幅衰减参数和延时参数进行联合估计的误差图,在此次的仿真中假设有着完美的功率控制技术,即接收机接收到的两个用户信号功率是大致相等的,从图中我们可以很清楚地看到,误差曲线很快就收敛了,而且误差也很小。因此可以看出利用 UKF 对信道参数进行估计是行得通的。

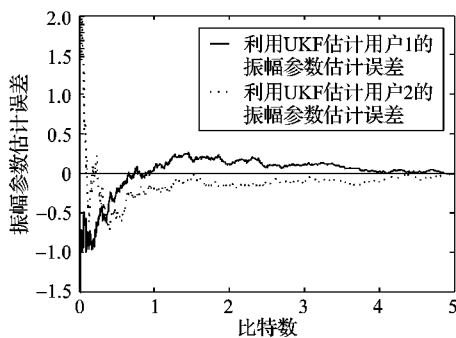


图 1 不考虑远近效应时信道衰减系数估计误差

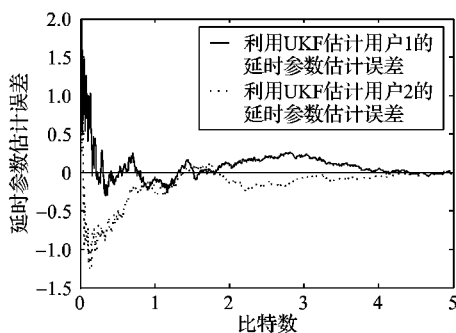


图 2 不考虑远近效应时信道延时估计误差

图 3 和图 4 是考虑到有远近效应时,对两个用户信道参数的估计误差图,其中较强功率的信号比弱信号的功率大 10 dB。可以很清楚地看到,利用 UKF 算法的参数估计器对信道参数进行估计可以有效地抑制远近效应对信号的影响。

图中曲线同样很快就趋于收敛。

### 4 结语

本文利用了 UKF 算法对 CDMA 系统信道的幅度衰减参数与延时参数进行估计。实验结果表明 UKF 的在估计精度、滤波效果和收敛速度等方面有好的性能,能够有效地检测多用户的信道参数,并抑制远近效应对信号的影响。

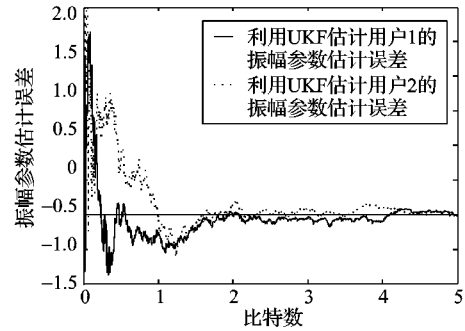


图 3 有远近效应时信道衰减系数估计误差

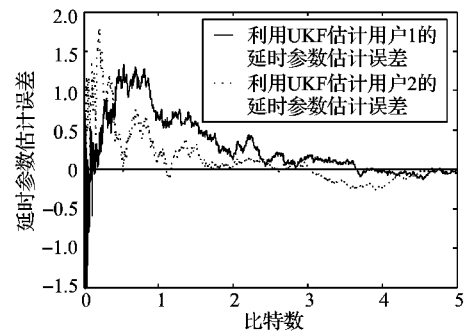


图 4 有远近效应时信道延时估计误差

### 参考文献:

- [1] VARANASI M K, AAZHANG B. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(4): 509-519.
- [2] DUEL-HALLEN A. A family of multiuser decision-feedback detectors for asynchronous code-division multiple-access channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2): 421-434.
- [3] HOLTZMAN J M. DS/CDMA successive interference cancellation [EB/OL]. [2005-12-25]. <http://www.nstl.gov.cn/index.html>.
- [4] ILTIS R A, MAILAENDER L. An adaptive multiuser detector with joint amplitude and delay estimation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1994, 12(6): 774-785.
- [5] LIM T J, RASMUSSEN L. Adaptive symbol and parameter estimation in asynchronous multiuser CDMA detectors [J]. IEEE Transaction on Communication, 1997, 45(2): 213-220.
- [6] JULIER S J, UHLMANN J K, DURRANT-WHYTE H F. A new approach for filtering nonlinear systems [DB/OL]. [2006-03-15]. <http://www.nstl.gov.cn/index.html>.
- [7] JULIER S J, UHLMANN J K. A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems [EB/OL]. [2006-05-10]. [http://www.cs.unc.edu/~welch/kalman/media/pdf/Julier1997\\_SPIE\\_KF.pdf](http://www.cs.unc.edu/~welch/kalman/media/pdf/Julier1997_SPIE_KF.pdf).
- [8] 薛文虎, 甘仲民. 无气味滤波器在 PN 码时延和多径信道联合估计中的应用 [J]. 应用科学学报, 2003, 21(1): 44-47.
- [9] JULIER S J. The scaled unscented transformation [EB/OL]. [2006-06-15]. <http://www.cs.unc.edu/~welch/kalman/media/pdf/ACC02-IEEE1357.PDF>.
- [10] ILTIS R A. Joint estimation of PN code delay and multipath using the extended Kalman filter [J]. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(10): 1677-1685.