

基于改进强跟踪无迹卡尔曼滤波的正交频分复用频偏跟踪和估计算法

杨朝阳*, 杨霄鹏, 李 腾, 姚 昆, 张衡阳

(空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710077)

(* 通信作者电子邮箱 yzy553138931@126.com)

摘 要: 针对高速运动环境下多普勒效应导致的载波频偏, 建立了正交频分复用 (OFDM) 动态状态空间模型, 提出了基于改进的强跟踪无迹卡尔曼滤波 (STUKF) 的频偏跟踪和估计算法。该算法将强跟踪滤波思想跟 UKF 相结合, 通过在计算量测预测协方差和互协方差时引入渐消因子, 在调整前一时刻频偏估计误差协方差的同时又控制过程噪声协方差, 实时调整增益矩阵, 增强了对时变频偏的跟踪能力, 提高了估计精度。最后分别在非时变和时变频偏模型下对所提算法进行了仿真验证。仿真结果表明, 与 UKF 频偏估计算法相比, 所提算法在时变频偏中具有更好的跟踪和估计性能, 在相同误码率 (BER) 下信噪比 (SNR) 大约有 1 dB 的提升。

关键词: 移动通信; 正交频分复用; 强跟踪无迹卡尔曼滤波; 多普勒效应; 频偏估计

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A

Frequency offset tracking and estimation algorithm in orthogonal frequency division multiplexing based on improved strong tracking unscented Kalman filter

YANG Zhaoyang*, YANG Xiaopeng, LI Teng, YAO Kun, ZHANG Hengyang

(School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an Shaanxi 710077, China)

Abstract: Towards the large frequency offset caused by Doppler effect in high speed moving environment, a dynamic state space model of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) was built, and a kind of frequency offset tracking and estimation algorithm in OFDM based on improved Strong Tracking Unscented Kalman Filter (STUKF) was proposed. By combining strong tracking filter theory and UKF together, the fading factor was introduced during the process of calculating the measurement predictive covariance and cross covariance. The frequency offset estimation error covariance was adjusted; meanwhile, the process noise covariance was also controlled, and the gain matrix was adjusted in real-time. So the tracking ability to time-varying frequency offset was enhanced and the estimated accuracy was raised. The simulation test was carried out in time-invariant and time-varying frequency offset models. The simulation results show that the proposed algorithm has better tracking and estimation performance than the UKF frequency offset estimation algorithm, the Signal-to-Noise Ratio (SNR) raises about 1 dB under the same Bit Error Rate (BER).

Key words: mobile communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Strong Tracking Unscented Kalman Filter (STUKF); Doppler effect; frequency offset estimation

0 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 系统凭借其具有抗多径效应、高频谱利用率、低实现复杂度等优点, 迅速成为研究热点并被作为核心技术广泛应用于多个无线标准, 例如 IEEE802.11a/g, 802.16、数字视频广播 (Digital Video Broadcasting, DVB)、LTE (Long Term Evolution)、B3G (Beyond Third Generation) 等^[1]。虽然 OFDM 在理论研究和工程应用上都已经比较成熟, 但是依然存在对载波频移 (Carrier Frequency Offset, CFO)、相位噪声敏感、峰均比高等问题。在高速移动环境下难以满足系统的要求, 如航空机载通信、陆上高铁通信、低轨卫星通信等终端高速运动环境中^[2], 终端的高速运动引起的多普勒效应产

生大的载波频偏, 从而导致 OFDM 子载波间的正交性遭到破坏引起载波间干扰 (Inter-Carrier-Interference, ICI), 造成系统性能极大恶化。

近年来, 国内外学者已经提出了多种 ICI 消除算法。Zhao 等^[3]提出的自消除 (Self-Cancellation, SC) 算法, 以及随后提出的基于 SC 算法的改进算法, 如共轭、加权共轭、相位旋转共轭 SC 算法等^[4-6]都是基于相邻 ICI 系数差别较小的原理。此类算法在二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 调制时性能较好, 但在大频偏、高阶调制下性能变差, 并且频带利用率只有 50%。文献[7]提出的最大似然估计 (Maximum Likelihood Estimation, MLE) 法通过在频域插入两个连续的导频符号, 接收端根据相邻符号的相位差估计频偏。MLE 算法具备较高的估计精度, 与 SC 算法一样, 在

收稿日期: 2014-03-11; 修回日期: 2014-04-16。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61202490)。

作者简介: 杨朝阳 (1989 -), 男, 陕西宝鸡人, 硕士研究生, 主要研究方向: OFDM 频偏估计; 杨霄鹏 (1973 -), 男, 甘肃天水人, 副教授, 博士, 主要研究方向: 宽带无线通信、信号处理; 李腾 (1990 -), 男, 陕西西安人, 硕士研究生, 主要研究方向: VoIP、时延预测算法; 姚昆 (1975 -), 女, 陕西西安人, 副教授, 硕士, 主要研究方向: 频谱管理、信号处理; 张衡阳 (1978 -), 男, 湖南祁东人, 副教授, 博士, 主要研究方向: 航空自组网路由算法、数据链抗干扰。

大频偏、高阶调制时性能较差。基于滤波原理,文献[8]提出采用扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)来跟踪和估计频偏,在大频偏下取得较好效果,且具有较高频带利用率。文献[9]针对 EKF 存在因泰勒展开,舍弃高阶分量带来的截断误差和用 EKF 频偏估计算法计算 Jacobian 矩阵运算量大、估值波动大、收敛慢等缺陷,提出了基于无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman Filter, UKF)的频偏估计算法。该算法在大频偏下取得了较好的效果,在收敛性、估值精度、稳定度方面优于 EKF 算法;然而该算法对时变频偏跟踪能力较弱,在模型误差、干扰、噪声等不确定因素影响比较大时滤波精度和鲁棒性会降低。

本文在对 ICI 进行数学分析的基础上,针对非时变和时变频偏分别建立了动态状态空间模型,为了提高对时变频偏的跟踪性能,将强跟踪滤波的思想跟 UKF 结合,在计算量测预测协方差和互协方差时引入渐消因子,实现实时调整增益矩阵,提出了基于改进的强跟踪无迹卡尔曼滤波(Strong Tracking Unscented Kalman Filter, STUKF)的 OFDM 频偏迭代估计算法。仿真分析表明,与 UKF 频偏估计算法相比,该算法在跟踪和估计时变频偏方面性能较好,且具备较强的鲁棒性。

1 ICI 数学分析及模型的建立

在 OFDM 系统中,假设发送端经过星座图映射的一帧数据信息为 $X(0), X(1), \dots, X(N-1)$, 经过逆傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后得到时域信号,则发送的时域信号 $x(n)$ 可以表示为:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi kn/N) \quad (1)$$

为了消除多径信道导致的符号间干扰,需要在每个 OFDM 符号前添加循环前缀(Cyclic Prefix, CP), CP 的长度必须大于信道的最大时延。为了分析方便,假设系统理想同步,研究在加性白高斯信道下算法的频偏估计性能。存在 CFO 时,接收端去除循环前缀后的基带 OFDM 符号可以表示如下:

$$y(n) = x(n) \exp(j2\pi \varepsilon n/N) + w(n) \quad (2)$$

其中: ε 为归一化 CFO, $\varepsilon = f_d/\Delta f$, $f_d = v f_c \cos(\theta)/c$, Δf 为 OFDM 子载波间隔, f_d 为最大多普勒频移, v 为终端的移动速度, θ 为通信终端之间的夹角, f_c 为载波频率, N 为子载波个数; $w(n)$ 为加性高斯白噪声。在接收端经过傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)解调得到第 k 个子载波上的数据为:

$$Y(k) = FFT\{y(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (3)$$

将式(1)、(2)代入式(3)经过化简可以得到:

$$Y(k) = e^{j\pi \varepsilon (N-1)/N} \left(\frac{\sin(\pi \varepsilon)}{N \sin(\pi \varepsilon/N)} \right) X(k) + e^{j\pi \varepsilon (N-1)/N} \cdot$$

$$\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \left(\frac{\sin \pi(m-k+\varepsilon)}{N \sin(\pi(m-k+\varepsilon)/N)} X(m) e^{j\pi(m-k)(N-1)/N} \right) + W(k) = e^{j\pi \varepsilon (N-1)/N} \left(\frac{\sin(\pi \varepsilon)}{N \sin(\pi \varepsilon/N)} \right) X(k) + I(k) + W(k) \quad (4)$$

其中: $X(k)$ 前的系数 $e^{j\pi \varepsilon (N-1)/N} \left(\frac{\sin(\pi \varepsilon)}{N \sin(\pi \varepsilon/N)} \right)$ 表示由 CFO 引起的第 k 个子载波频率分量的幅度失真和相位失真, $I(k)$ 表示其他子载波对第 k 个子载波的 ICI。由归一化载波频偏 ε

致的 ICI 可以通过频偏估计和补偿来消除,即:

$$\hat{x}(n) = y(n) \exp(-j2\pi \hat{\varepsilon} n/N) \quad (5)$$

其中: $\hat{\varepsilon}$ 表示频偏估计值, $\hat{x}(n)$ 为频偏补偿后的值,频偏估计补偿的示意如图 1 所示。

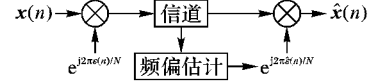


图1 频偏估计示意图

假设在一个 OFDM 符号内认为信道是非时变或准静态的,频偏因子可视为常值,即在一个 OFDM 符号内有 $\varepsilon(n) = \varepsilon(n-1)$, 此式与式(2)可分别视为动态状态空间模型的状态方程和观测方程^[10],即:

$$\begin{cases} \varepsilon(n) = \varepsilon(n-1) \\ y(n) = x(n) \exp(j2\pi \varepsilon(n)/N) + w(n) \end{cases} \quad (6)$$

$x(n)$ 视为收发端已知的训练序列,状态估计等同于对参数 ε 的估计,可以发现观测方程为非线性方程,采用 UKF 进行估计,理论上要比 EKF 算法性能好,文献的仿真结果可以证明。

在通信终端变速运动时,例如航空器作加速飞行或减速飞行时,此时的频偏为时变频偏,频偏估计的状态空间模型需要更为精确的描述,此时可以采用一阶自回归(First-Order Autoregressive, AR1)模型来描述频偏的变化^{[10]2},此时的状态方程和观测方程变为:

$$\begin{cases} \varepsilon(n) = a\varepsilon(n-1) + v(n) \\ y(n) = x(n) \exp(j2\pi \varepsilon(n)/N) + w(n) \end{cases} \quad (7)$$

其中: $v(n)$ 、 $w(n)$ 分别为系统噪声和量测噪声,且为互不相关的零均值高斯噪声;系数 a 为自回归系数,本文中取 0.95。

2 基于 STUKF 的 OFDM 频偏估计算法

基于近似一个高斯分布比近似一个任意非线性函数容易的观点,牛津大学 Julier 等^[11]提出了 UKF 算法。UKF 算法在控制、航空航天、导航、跟踪等领域得到了广泛应用。本文将改进的强跟踪 UKF 应用在 OFDM 频偏估计中,提出了基于 STUKF 的频偏迭代估计算法。

2.1 频偏迭代估计算法步骤

根据式(6)建立的数学模型,STUKF 频偏估计算法步骤如下。

1) 初始化系统变量频偏初值 ε_0 , 估计误差协方差 P_0 , T 为矩阵转置:

$$\begin{cases} \hat{\varepsilon}_0 = E(\varepsilon_0) \\ P_0 = E[(\varepsilon_0 - \hat{\varepsilon}_0)(\varepsilon_0 - \hat{\varepsilon}_0)^T] \end{cases} \quad (8)$$

2) 根据对称采样策略构造 Sigma 点:

$$\begin{cases} \chi_{0,n} = \hat{\varepsilon}_{n-1} \\ \chi_{1,n} = \hat{\varepsilon}_{n-1} + \sqrt{(1+\lambda)P_{n-1}}; \quad \lambda = \alpha^2(1+\kappa) - 1 \\ \chi_{2,n} = \hat{\varepsilon}_{n-1} - \sqrt{(1+\lambda)P_{n-1}} \end{cases} \quad (9)$$

其中: λ 为尺度因子;常量 α 表示采样点的分布范围,通常取值 $10^{-4} < \alpha < 1$; κ 表示二阶尺度参数。

3) 时间更新:

$$\begin{cases} \hat{\varepsilon}_n^- = \sum_{i=0}^2 W_i^m \chi_{i,n} \\ P_n^- = \sum_{i=0}^2 W_i^c (\chi_{i,n} - \hat{\varepsilon}_n^-)(\chi_{i,n} - \hat{\varepsilon}_n^-)^T + P_v \end{cases} \quad (10)$$

其中: $\hat{\varepsilon}_n^-$ 表示 ε_n 的先验估计值, P_n^- 表示 ε_n 的先验协方差估计值, P_v 表示系统噪声协方差矩阵。权值 W 为:

$$\begin{cases} W_0^m = \frac{\lambda}{\lambda + 1} \\ W_0^c = \frac{\lambda}{\lambda + 1} + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ W_i^m = W_i^c = \frac{\lambda}{2(\lambda + 1)}, i = 1, 2 \end{cases} \quad (11)$$

其中: β 体现先验信息, 高斯分布下取 $\beta = 2$ 。

4) 根据 $\hat{\varepsilon}_n^-$ 、 P_n^- 进行第二次无迹变换 (Unscented Transform, UT), 构造新的 Sigma 点:

$$\begin{cases} \chi_{0,n}^* = \hat{\varepsilon}_n^- \\ \chi_{1,n}^* = \hat{\varepsilon}_n^- + \sqrt{(1 + \lambda)P_n^-} \\ \chi_{2,n}^* = \hat{\varepsilon}_n^- - \sqrt{(1 + \lambda)P_n^-} \end{cases} \quad (12)$$

5) 计算新产生的 Sigma 点经过非线性观测方程 $y(n) = x(n)e^{(j2\pi\varepsilon(n)/N)} + w(n)$ 的输出值:

$$\psi_{i,n} = x_n e^{j2\pi\chi_{i,n}^*/N} + w(n); \quad i = 0, 1, 2 \quad (13)$$

6) 计算观测向量的估值 \hat{y}_n^- 和计算残差 γ_n :

$$\begin{cases} \hat{y}_n^- = \sum_{i=0}^2 W_i^m \psi_{i,n} \\ \gamma_n = y_n - \hat{y}_n^- \end{cases} \quad (14)$$

7) 计算引入渐消因子 μ_n 后的量测预测协方差 $P_{y_n y_n}$ 和互协方差 $P_{\varepsilon_n y_n}$, P_w 表示测量噪声协方差, 渐消因子 μ_n 按照式 (17) ~ (20) 计算, 渐消因子 μ_n 的详细推导过程请参考文献 [12]。

$$\begin{cases} P_{y_n y_n} = \mu_n \sum_{i=0}^2 W_i^c (\psi_{i,n} - \hat{y}_n^-)(\psi_{i,n} - \hat{y}_n^-)^T + P_w \\ P_{\varepsilon_n y_n} = \mu_n \sum_{i=0}^2 W_i^c (\chi_{i,n} - \hat{\varepsilon}_n^-)(\psi_{i,n} - \hat{y}_n^-)^T \end{cases} \quad (15)$$

8) 量测更新, 计算增益矩阵 K_n , 频偏估计 $\hat{\varepsilon}_n$ 估计误差协方差 P_n , 完成滤波过程, 返回步骤2) 开始下一过程的滤波, 从而实现对频偏的迭代跟踪和估计:

$$\begin{cases} K_n = P_{\varepsilon_n y_n} P_{y_n y_n}^{-1} \\ \hat{\varepsilon}_n = \hat{\varepsilon}_n^- + K_n (y - \hat{y}_n^-) \\ P_n = P_n^- - K_n P_{y_n y_n} K_n^T \end{cases} \quad (16)$$

残差协方差矩阵 V_{γ} 根据式 (17) 计算:

$$V_{\gamma,n} = \begin{cases} \gamma(1)\gamma(1)^T, & n = 1 \\ \rho V_{\gamma,n-1} + \gamma(n)\gamma(n)^T, & n > 1 \end{cases} \quad (17)$$

其中: ρ 为遗忘因子, 本文中取 0.95。

定义 N_n 、 M_n 如式 (18) 所示:

$$\begin{cases} N_n = V_{\gamma,n} - P_{\gamma,n} \\ M_n = \sum_{i=0}^2 W_i^c (\psi_{i,n} - \hat{y}_n^-)(\psi_{i,n} - \hat{y}_n^-)^T \end{cases} \quad (18)$$

渐消因子 μ_n 由式 (19) ~ (20) 给出:

$$\mu_0 = \text{tr}(N_n) / \text{tr}(M_n) \quad (19)$$

$$\mu_n = \begin{cases} \mu_0, & \mu_0 > 1 \\ 1, & \mu_0 \leq 1 \end{cases} \quad (20)$$

其中 $\text{tr}()$ 为求矩阵迹的算子。

通过对 STUKF 的滤波过程进行分析可以发现, 将根据滤波残差得到的渐消因子 μ_n 直接作用于增益矩阵 K_n , 实时跟踪残差的变化。根据式 (15) 可以发现, 改进的强跟踪 UKF 算法的渐消因子 μ_n 不仅控制前一时刻的频偏估计误差协方差, 同时又控制过程噪声协方差, 具备更好的自适应性能。在通信终端做变速运动时, 多普勒频偏是时变的, 强跟踪滤波器的引入可以更好地实现时变频偏的跟踪和估计。

2.2 STUKF 频偏迭代估计算法流程

从图 2 可以看出, 在一次迭代过程中改进的算法只需要两次 UT, 传统强跟踪 UKF 需要三次 UT^[13], 并且无需计算 Jacobian 矩阵, 计算量较小。

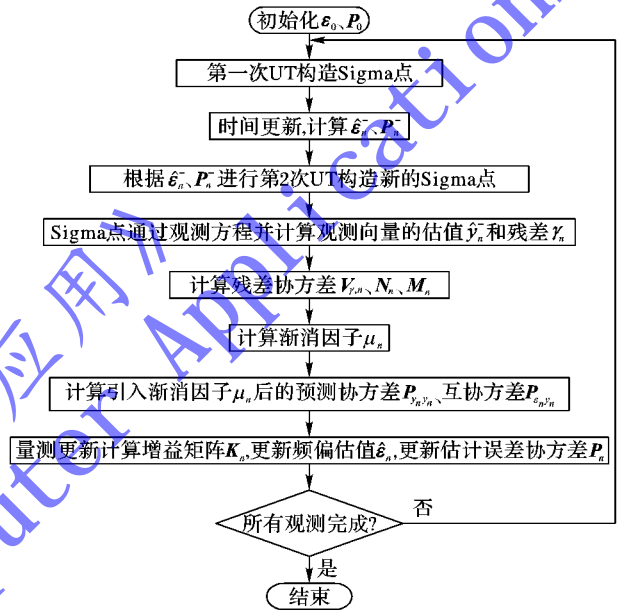


图2 STUKF 频偏估计的算法流程

3 仿真分析

为了验证本文所提的 STUKF 频偏估计算法的性能, 分别在非时变和时变模型下对其频偏跟踪和估计性能进行仿真验证。仿真参数为: 子载波数 $N = 64$; 训练序列采用 PN 序列, 长度为 64; 归一化载波频偏为 $\varepsilon = 0.25$; AR1 模型初始频偏 $\varepsilon_0 = 0.25$; 采用 16 正交幅度调制 (16 Quadrature Amplitude Modulation, 16QAM) 高阶调制, 加性高斯白噪声信道; STUKF 的参数选择为 $\kappa = 0, \alpha = 1, \beta = 2$ 频偏估计的初值设置为 0.01, 系统噪声和量测噪声的均值; 系统噪声方差都取 0, 量测噪声方差取 0.04。

图 3(a) 为定频偏 $\varepsilon = 0.25$ 时的误码率 (Bit Error Rate, BER) 曲线。通过比较可以发现, SC 算法、MLE 算法在大频偏高阶调制下传输性能下降, 存在地板效应, 而 UKF 和本文所提出的 STUKF 在大频偏下依然具有较好的传输性能。图 3(b) 为时变频偏下误码率曲线。此种情况下, 本文算法比 UKF 算法性能好, 说明了本文算法对时变频偏具有更好的跟踪能力。UKF 和 STUKF 频偏估计算法性能接近, 这是因为两种算法的频偏估值是经过多次迭代后的结果, 都达到收敛状态时, 已经接近频偏真值。故在每个信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 下通过蒙特卡罗仿真求平均后的误码率非常接

近。为了比较两者的收敛特性,本文分别在固定频偏和时变频偏下进行了仿真分析。

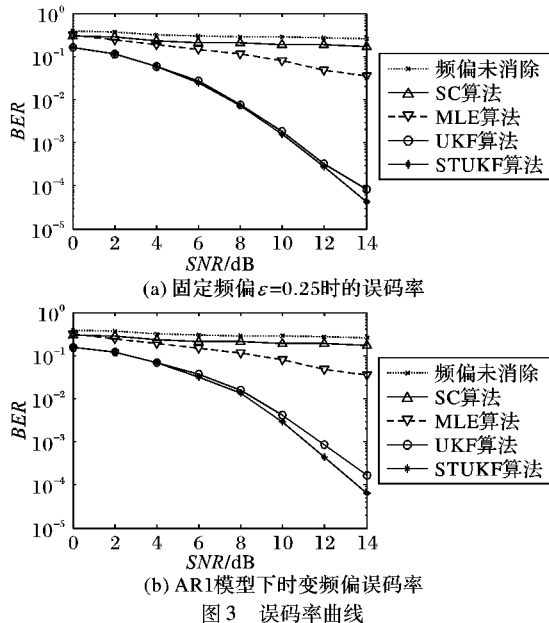
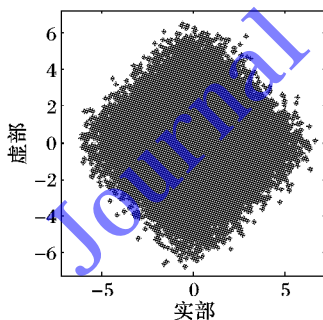


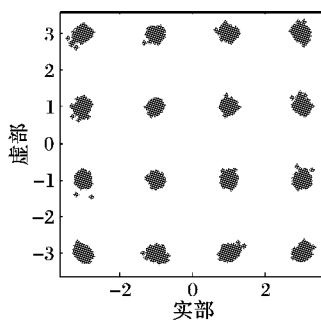
图3 误码率曲线

图4为 $SNR = 15$ dB、固定频偏 $\varepsilon = 0.25$ 时的收敛曲线。通过分析可以看出,在迭代开始时由于频偏未知,频偏估值不准确,误差较大,但是随着迭代的进行大约30步实现了对频偏的精确跟踪和估计。本文提出的STUKF比UKF收敛速度稍快,精度略高。这是因为固定频偏下强跟踪滤波的跟踪性能体现得不明显。图5中CFO-AR1代表初始频偏为0.25时AR1模型的时变频偏的变化曲线,为了体现本文算法的对噪声的鲁棒性,系统噪声和量测噪声方差都取值为0.04。可以明显地看到迭代进行到大约30步时本文所提出的强跟踪UKF算法已经实现对时变频偏的有效跟踪和精确估计,相比文献[9]中的基于UKF频偏估计算法在对时变频偏的跟踪能力和估计精度上都有明显提高。

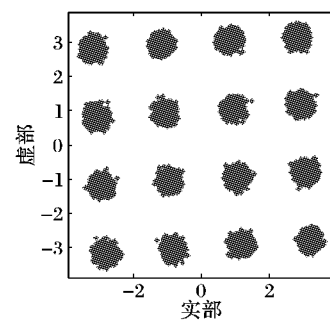
定义频偏估计的均方误差(Mean Square Error, MSE)为:



(a) 带固定频偏 $\varepsilon_0 = 0.25$ 时输入信号星座图



(b) 固定频偏下频偏补偿后的星座图



(c) 时变频偏下频偏补偿后的星座图

图6 频偏消除前后的星座图

4 结语

通过对多普勒效应导致的OFDM载波间干扰问题的数学分析,建立了频偏的动态状态空间模型,采用改进的强跟踪UKF频偏估计算法进行了仿真分析。实验结果表明,该算法在大频偏、高阶调制下传输性能较好,对时变频偏具有较强的跟踪和估计性能,能够有效纠正频偏引起的星座图旋转,提升

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{\varepsilon}_i - \varepsilon)^2$$

其中: N 为独立迭代过程的步数,即为训练序列的长度64; $\hat{\varepsilon}_i$ 为每次的迭代估值; ε 为真值。在信噪比为5 dB、10 dB、15 dB、20 dB时进行20次仿真求平均,得到实验结果如表1。从表1可以看出STUKF算法比UKF算法估计精度高。

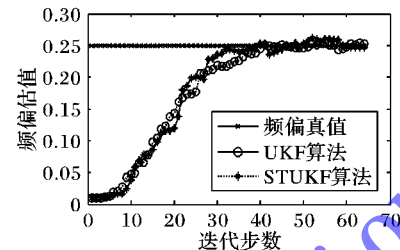


图4 固定频偏 $\varepsilon = 0.25$ 时的迭代估值

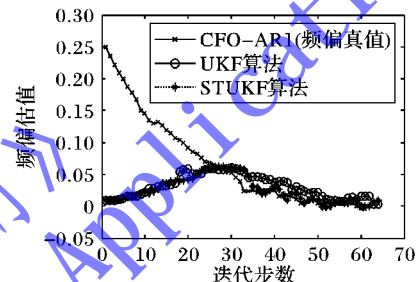


图5 时变频偏迭代估值

表1 两种算法的MSE对比

算法	SNR/dB			
	5	10	15	20
UKF 算法	0.009 8	0.008 5	0.007 3	0.006 6
STUKF 算法	0.008 5	0.006 2	0.003 8	0.001 1

图6为频偏消除前后的星座图。从图6可以发现,受频偏和噪声的影响,星座图发生了严重的相位旋转,导致通信性能恶化,而本文提出的算法在非时变和时变环境下都具有较好的性能,对相位旋转进行了较好纠正,星座图紧凑清晰,从而减小了判决错误率,提升了系统传输性能。

系统的传输性能。

参考文献:

- [1] LI D, ZHANG H. Review of key technology of 3G and TD-LTE mobile communication systems for high-speed railway [J]. Application Research of Computers, 2013, 30(5): 1297 - 1301. (李丹, 庄宏成. 高速铁路3G及TD-LTE移动通信关键问题研究综述[J]. 计算机应用研究, 2013, 30(5): 1297 - 1301.)

(下转第2278页)

- on manifolds for image classification [J]. *Pattern Recognition*, 2013, 46(7): 1879–1890.
- [13] RACINE K, YANG Q. Redundancy detection in semi-structured case bases [J]. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 2001, 13(3): 513–518.
- [14] PARK C-S, HAN I. A case-based reasoning with the feature weights derived by analytic hierarchy process for bankruptcy prediction [J]. *Expert Systems with Applications*, 2002, 23(3): 255–264.
- [15] AHN H, KIM K-J, HAN I. Global optimization of feature weights and the number of neighbors that combine in a case-based reasoning system [J]. *Expert Systems*, 2006, 23(5): 290–301.
- [16] LIN J-J. Pattern recognition of fabric defects using case-based reasoning [J]. *Textile Research Journal*, 2010, 80(9): 794–802.
- [17] KIM M, LEE S, WOO S, *et al.* Approximate cost estimating model for river facility construction based on case-based reasoning with genetic algorithms [J]. *KSCE Journal of Civil Engineering*, 2012, 16(3): 283–292.
- [18] WANG H, XU A, AI L, *et al.* An integrated CBR model for predicting endpoint temperature of molten steel in AOD [J]. *ISIJ International*, 2012, 52(1): 80–86.
- [19] WAN J, XING H, ZHANG X. Algorithm of adjusting weights of decision-makers in multi-attribute group decision-making based on entropy theory [J]. *Control and Decision*, 2010, 25(6): 907–910. (万俊, 邢焕革, 张晓晖. 基于熵理论的多属性群决策专家权重的调整算法[J]. *控制与决策*, 2010, 25(6): 907–910.)
- [20] YAN Z, LIN M, JIAN Y, *et al.* Entropy weight health index method of power transformer condition assessment [C]// *Proceedings of the 9th International Conference on Reliability, Maintainability and Safety*. Piscataway: IEEE Press, 2011: 426–431.
- [21] ONTAÑÓN S, PLAZA E. Similarity measures over refinement graphs [J]. *Machine Learning*, 2012, 87(1): 57–92.
- [22] SHI Z. *Cognitive science* [M]. Hefei: Press of University of Science and Technology of China, 2008: 333–339. (史忠植. *认知科学* [M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2008: 333–339.)
- [23] COX M T, RAM A. Introspective multistrategy learning: on the construction of learning strategies [J]. *Artificial Intelligence*, 1999, 112(1/2): 1–55.
- [24] FOX S, LEAKE D B. Learning to refine indexing by introspective reasoning [C]// *Proceedings of the First International Conference on Case-Based Reasoning*. Berlin: Springer-Verlag, 1995: 431–440.
- [25] BONZANO A, CUNNINGHAM P, SMYTH B. Using introspective learning to improve retrieval in CBR: a case study in air traffic control [C]// *Proceedings of the Second International Conference on Case-Based Reasoning*. Berlin: Springer-Verlag, 1997: 291–302.
- [26] ZHANG Z, YANG Q. Feature weight maintenance in case bases using introspective learning [J]. *Journal of Intelligent Information Systems*, 2001, 16(2): 95–116.
- [27] COVER T M, HART P E. Nearest neighbor pattern classification [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1967, 13(1): 21–27.
- [28] SALTZBURG S. A nearest hyperrectangle learning method [J]. *Machine Learning*, 1991, 6(3): 251–276.
- [29] FRANK A, ASUNCION A. UCI machine learning repository [EB/OL]. [2014-01-19]. <http://archive.ics.uci.edu/ml>.
- [30] FAWCETT T. An introduction to ROC analysis [J]. *Pattern Recognition Letters*, 2006, 27(8): 861–874.

(上接第2251页)

- [2] CHEN Q, YANG X, OUYANG C, *et al.* Estimation of carrier frequency offset in aeronautical mobile communication OFDM system based on TD-NLMS algorithm [J]. *Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition*, 2013, 14(1): 71–74. (陈强, 杨霄鹏, 欧阳超, 等. 基于 TD-NLMS 的航空移动通信 OFDM 系统载波频率偏移消除[J]. *空军工程大学学报: 自然科学版*, 2013, 14(1): 71–74.)
- [3] ZHAO Y, HAGGMAN S. Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(7): 1185–1191.
- [4] PENG Y-H, KUO Y-C, LEE G-R, *et al.* Performance analysis of a new ICI self-cancellation scheme in OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2007, 53(4): 1333–1338.
- [5] WANG C, HUANG Y. Inter-carrier interference cancellation using general phase rotated conjugate transmission for OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(3): 812–819.
- [6] TSENG S-M, HUANG Y-S. A novel ICI self-cancellation scheme for OFDM systems [J]. *International Journal of Communication Systems*, 2011, 24(11): 1496–1505.
- [7] YU J, SU Y. Pilot-assisted maximum-likelihood frequency-offset estimation for OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(11): 1997–2008.
- [8] ZHAO P, KUANG L, LU J. Carrier frequency offset estimation using extended Kalman filter in uplink OFDMA systems [C]// *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Communications*. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2006: 2870–2874.
- [9] ZHANG X, YE F, YANG B, *et al.* Application of Sigma-Point Kalman filter to carrier frequency offset estimation of OFDM system [J]. *Journal of Tianjin University: Science and Technology*, 2013, 46(5): 458–462. (张鑫明, 叶锋, 杨波, 等. Sigma-Point 卡尔曼滤波用于 OFDM 载波频偏估计[J]. *天津大学学报: 自然科学与工程技术版*, 2013, 46(5): 458–462.)
- [10] ZHANG X M, YANG B, LI S. An unscented Kalman filter for ICI cancellation in high-mobility OFDM system [C]// *Proceedings of the IEEE 73th Vehicular Technology Conference*. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2011: 1–5.
- [11] JULIER S, UHLMANN J, DURRANT-WHYTE H F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariance in filters and estimators [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(3): 477–482.
- [12] GUO Z, MIAO L, ZHAO H. An improved strong tracking UKF and the application in initial alignment under large azimuth misalignment angles [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2014, 35(1): 203–214. (郭泽, 缪玲娟, 赵洪松. 一种改进的强跟踪 UKF 算法及其在 SINS 大方位失准角初始对准中的应用[J]. *航空学报*, 2014, 35(1): 203–214.)
- [13] WANG X, ZHAO L, XIA Q, *et al.* Strong tracking filter based on unscented transformation [J]. *Control and Decision*, 2010, 25(7): 1063–1068. (王小旭, 赵琳, 夏全喜, 等. 基于 Unscented 变换的强跟踪滤波器[J]. *控制与决策*, 2010, 25(7): 1063–1068.)