

基于 LEO 卫星信道的 OFDM 系统频偏估计算法

卜方玲¹ 龚健雅²

(1 武汉大学电子信息学院, 武汉市珞喻路 129 号, 430079)
(2 武汉大学测绘遥感信息工程国家重点实验室, 武汉市珞喻路 129 号, 430079)

摘 要: 针对 LEO 信道多径衰落特性, 提出了 OFDM 系统频率偏差估计算法。实验结果表明, 本文提出的整数倍频偏估计算法的错误概率低, 小数倍频偏估计算法的均方误差小, 适用于纠正基于 LEO 信道的 OFDM 系统频率偏差。
关键词: LEO 信道; 频偏估计; 正交频分复用
中图分类号: TP751

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术已被考虑作为宽带低轨道卫星通信中必须采用的抗衰落技术之一^[1]。然而, OFDM 系统对子载波之间正交性极为敏感。当 OFDM 信号在低轨道(LEO) 移动卫星信道传播时, 会出现频率偏差(频偏)。频偏分为整数倍频偏和小数倍频偏^[2]。整数倍频偏使 OFDM 子载波上的符号顺序在频域发生循环移位。小数倍频偏破坏了子载波间的正交性, 引起信道间相互干扰(inter-carrier interference, ICI)。它们都使信号传输的误比特率(bit error rate, BER) 升高, 即使增加信号的发射功率, 也不能改善通信质量。

本文针对 LEO 信道的特性, 提出一种基于导频的 OFDM 系统频偏估计算法, 利用帧头的前导训练序列完成小数倍频偏的初步估计和整数倍频偏估计, 利用帧内的梳状导频实现小数倍频偏跟踪, 旨在抑制 ICI, 提高通信质量。

1 基于 LEO 信道的 OFDM 系统模型

LEO 信道衰落主要由多普勒频移和时延扩展来反映。本文根据 LEO 信道在载波频率为 2.2 GHz 时的时延扩展范围(250 ns~ 800 ns)^[1] 和多普勒频移范围($f_D \in [-40 \text{ kHz}, 40 \text{ kHz}]$), 设

置的 OFDM 系统的主要参数如表 1 所示。本文主要研究 LEO 信道处于瑞利衰落时, OFDM 系统的频偏估计。

表 1 OFDM 系统参数
Tab. 1 Paramets of OFDM System

参数	参数值
保护间隔 T_g	3.2 μs
离散傅立叶变换(DFT) 周期 T_{DFT}	12.8 μs
OFDM 符号周期 T_s	16 μs
子载波间隔 Δf	78.125 kHz
子载波数总数 N	128
循环前缀长度 L_g	32

假设 LEO 信道是宽平稳非相关散射瑞利衰落信道^[3], 且设每一个衰落信道是由 L 条路径组成, 则信道冲激响应函数可表示为:

$$h(n, l) = \sum_{\lambda=0}^{L-1} h_{\lambda}(n) \cdot \delta(l - \lambda) \tag{1}$$

式中, $h_{\lambda}(n)$ 表示第 l 条传播路径的冲激响应在时间 n 的观测值, $\delta(l - \lambda)$ 是狄拉克函数。假设信道在一个 OFDM 符号周期内是不变的^[4], 由于 LEO 卫星的运动, $\{h(n, l)\} = [h_{n, 0}, h_{n, 1}, \dots, h_{n, L-1}]^T$ 可以建模为一个窄带宽平稳复高斯随机过程, 其中各个分解路径相互统计独立, 有如下相关函数:

$$E[h_{n,l} h_{n',l'}^*] = \sigma^2 J_0(\frac{2\pi f_D T_s \cdot (n' - n)}{(L_g + N)}) \cdot \delta(l - l') \tag{2}$$

其中, f_D 表示多普勒频移; $\bar{\sigma}_l^2$ 表示第 l^{th} 分解路径的平均能量, $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数。在信道分析和建模中, 常常将信道冲激响应的能量归一化^[11]。

假设发射一帧长度为 M 的 OFDM 符号块, 帧内每个符号含 N 个子信道, 其中, 第 m 个符号的第 n 个时间采样点上发射的符号可设为:

$$x_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j2\pi k n / N}, \quad n = -L_g, \dots, 0, \dots, N-1 \tag{3}$$

其中, $X_{m,k}$ 是符号 m 的第 k 个数据, 则接收到的信号在去掉保护间隔后可表示为:

$$y_{m,n} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,(n,l)} x_{m,n-l} + w_{m,n} \tag{4}$$

式中, $h_{m,(n,l)}$ 表示符号 m 传输时衰落信道第 l 条路径在时间 n 的冲激响应; $w_{m,n}$ 表示均值为 0、方差为 σ_n^2 的加性信道高斯白噪声。由于本文设置的 OFDM 符号的保护间隔长度是最大时延扩展的 4 倍, 因此, 可以认为 OFDM 符号间干扰不存在。OFDM 解调符号可以表示为:

$$Y_{m,k} = \text{DFT}(y_{m,n}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} h_{m,(n,l)} x_{m,n-l} + w_{m,n} \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \tag{5}$$

将式(3)代入式(5), 且令 $W_{m,k} = \text{DFT}(w_{m,n})$, $H_{m,(k,l)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{m,(n,l)} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$, $H_{m,k} = \sum_{l=0}^{L-1} H_{m,(0,l)} e^{-j\frac{2\pi}{N}lk}$, 则:

$$Y_{m,k} = X_{m,k} H_{m,k} + \omega_{m,k} \tag{6}$$

其中, $\omega_{m,k} = \alpha_{m,k} + W_{m,k}$, $\alpha_{m,k} = \sum_{\substack{p=0 \\ p \neq k}}^{N-1} X_{m,p} \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{m,(k-p,l)} e^{-j\frac{2\pi}{N}lp} \right]$ 就是由多径衰落引起的 ICI。本文把式(6)中的 $\omega_{m,k}$ 当作均值为 0、方差为 $Q_{m,k}$ 的高斯噪声。

根据式(2), 可以推导出:

$$E(H_{m,k} H_{m-1,k}^*) = J_0(2\pi f_D T_s) \tag{7}$$

式中, $(^*)$ 表示复数共轭。假设 LEO 信道在一个

OFDM 符号周期内是不变的^[5], OFDM 基带信号在 LEO 信道的衰落范围是 $f_D T_s = 0.01 \sim 0.1$, 其中, 快衰落以 $f_D T_s = 0.1$ 表征, 慢衰落以 $f_D T_s = 0.01$ 表征。这样, 信道间的衰落因子 $J_0(2\pi f_D T_s)$ 在 0.9~1 之间波动, 近似等于 1, 故本文设 LEO 信道转移函数为自回归过程:

$$H_{m,k} = H_{m-1,k} + v_{m,k} \tag{8}$$

式中, $v_{m,k}$ 是均值为 0、方差为 $R_{m,k}$ 的高斯噪声。

2 频偏估计

接收到的受频偏损害的信号可以表示为:

$$y_{\epsilon,n} = y_{m,n} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(\epsilon + D_l)n} + \omega_{m,n}, \quad n = -L_g, \dots, 0, \dots, N-1 \tag{9}$$

其中, $f_D T_{DFT} = \epsilon + D_l$; ϵ 是归一化的小数倍频偏; D_l 是归一化的整数倍频偏。去掉 $y_{\epsilon,n}$ 循环前缀, 再对其进行 DFT 变换, 由式(6)得:

$$\tilde{Y}_{m,k} = \text{DFT}(y_{\epsilon,n}) = X_{m,k-D_l} H_{m,k-D_l} e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)\epsilon} \frac{\sin \pi \epsilon}{N \sin \frac{\pi}{N} \epsilon} + \beta_{m,k} + \omega_{m,k} \tag{10}$$

其中, $\beta_{m,k} = \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k-D_l}}^{N-1} X_{m,i} H_{m,i} e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)\pi(i+\epsilon+D_l-k)}$ 是由频偏引起的 ICI。

导频辅助频偏估计法根据插入导频的方式不同分为块状导频(图 1(a)) 辅助估计法和梳状导频(图 1(b)) 辅助估计法。块状导频估计基于信道是慢速变化的假设, 其频偏估计误差非常小。梳状导频估计基于信道是快速变化的假设, 导频插入到发射的 OFDM 符号中, 及时地跟踪信道的变化。

LEO 信道在一个 OFDM 符号内是相对静止的, 在 OFDM 符号间是变化的, 但是频偏的变化速度比 OFDM 符号的传输速度慢^[5], 因而, 本文假设整数倍频偏在一帧内是不变的, 小数倍频偏

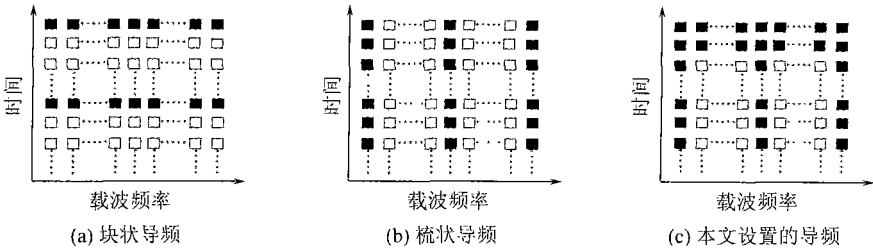


图 1 导频插入方式

Fig. 1 Pilot Arrangement

在若干个连续的 OFDM 符号间几乎是不变的^[6], 设置了如图 1(c) 所示的导频结构。

2.1 小数倍频偏估计

将接收到的两个 OFDM 符号表示为长度为 $2N-1$ 的序列 $\{y_{\ell,n}\}$, $n = 0, 1, \dots, 2N-1$, 其中, 前 N 点的 DFT 变换同式(10), 后 N 点的 DFT 变换为 $Y_{m+1,k} = \text{DFT}(y_{\ell,n}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=N}^{2N-1} y_{\ell,n} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$, 那么, 根据式(6)、(8)、(10)和 LEO 衰落范围推导出关于帧头两个相同前导训练序列的关系式为:

$Y_{\ell+1,k} \approx Y_{\ell,k} \cdot e^{j2\pi\epsilon}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$
 F 为帧头 OFDM 符号的序号, 通过这两个序列的相关性得帧头的小数频偏估计式为:

$$\epsilon_F = \frac{1}{2\pi} \text{angle} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_{F,k}^* \cdot Y_{F+1,k} \right] \quad (11)$$

在帧内, 设 N_p 个频域梳状导频为 $\{X_{p_0}, X_{p_1}, \dots, X_{p_{N_p-1}}\}$, 且设在两个连续的 OFDM 符号序列中同一导频处符号值相同。同上述推理一样, 在导频处存在关系式 $Y_{m+1,k_p} \approx Y_{m,k_p} \cdot e^{j2\pi\epsilon}$, $k_p = p_0, p_1, \dots, p_{N_p-1}$, 则得帧内的小

$$D_I = \underset{d \in \{0, \dots, N-1\}}{\text{max}} \left\{ \frac{\left| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_{F,k} X_{F,k-d}^* \right| - \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{F,k}| \right) \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X_{F,k}| \right)}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{F,k}|^2} - \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{F,k}| \right)^2} \right\} \quad (14)$$

根据估计结果, 首先在时域上纠正小数倍频偏, 然后在频域上纠正整数倍频偏。

3 模拟仿真实验

OFDM 信号在 LEO 信道传输时, 经瑞利衰落和加性高斯噪声后到达接收端。模拟实验采用 Jake 模型^[7] 仿真瑞利衰落信道, 每一个信道由 6 条传播路径合成。实验中, OFDM 符号的结构如图 2 所示, 其中, 数据组由高莱序列编码构成, 目的是为了降低 OFDM 符号的峰均功率比^[8]。每帧有 1 000 个 OFDM 符号, 预设的整数倍频偏为 $D_I = 50$; 帧头的小数倍频偏预设为 $\epsilon = 0.2$; 帧内每 16 个符号为一个信息包, 信息包内预设的小数倍频偏是固定的, 信息包之间的频偏在 $\epsilon = 0.2$ 和

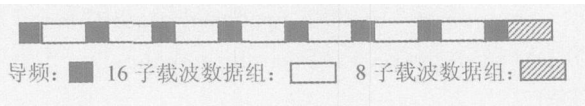


图 2 OFDM 符号结构
Fig.2 Structure of OFDM Symbol

数倍频偏估计式为:

$$\epsilon_m = \frac{1}{2\pi} \text{angle} \left[\frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} Y_{m,p_i}^* Y_{m+1,p_i} \right] \quad (12)$$

这种算法只能估计出 $\pm \frac{1}{2}$ 子载波间隔。

假设在帧内小数倍频偏在一个包含 16 个 OFDM 符号的信息包内是不变的^[4]。为了进一步提高频偏估计的准确性, 在信息包内, 将每次的频偏估计与以前的估计作平均, 以此平均值作为帧内符号 m 最后的频偏估计值:

$$\bar{\epsilon}_m = \bar{\epsilon}_{16p+s} = \frac{1}{s} \sum_{i=1}^s \epsilon_{16p+i}, s = 1, \dots, 16 \quad (13)$$

式中, p 为帧内信息包的序号。

2.2 整数倍频偏估计

整数倍频偏估计前, 先用帧头小数倍频偏估计的结果纠正接收到的帧头信号的小数倍频率偏差 $\hat{y}_{F,n} = y_{\ell,n} e^{-j\frac{2\pi}{N}\epsilon_F}$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$)。由于前导训练序列 $\{X_{F,k}, k = 0, 1, \dots, N-1\}$ 对于接收端是已知的, 可以在接收端产生。本文用 $Y_{F,k} = \text{DFT}(\hat{y}_{F,n})$ 和已知的 $X_{F,k}$ 互相关性估计整数倍频偏:

$$\epsilon = 0.4 \text{ 之间变化。本文对 } 10\,000 \text{ 帧数据进行了实验, 在不同数字调制方式、不同衰落和不同信噪比下, 整数倍频偏估计的错误概率和小数倍频偏估计的均方误差 (MSE) 分别显示于图 3~ 图 5。图 4 是 QPSK 调制, 图 5 是 16QAM 调制。}$$

从实验结果可以看出, 本文提出的整数倍频偏估计算法的错误概率比较低, 小数倍频偏估计算法的均方误差小。

4 结 语

本文根据 LEO 信道的多普勒频移和时延扩展, 提出了基于导频的频偏估计算法, 利用每帧头部的导频训练序列进行小数倍频偏的初步估计和整数倍频偏估计。在帧内, 利用插入到每一 OFDM 符号中的导频进行小数倍频偏估计。实验结果表明, 本文提出的整数倍频偏估计算法在信噪比低的 LEO 信道内的错误概率低, 小数倍频偏估计算法的均方误差小, 这说明本文提出的算法适用于 LEO 信道的频偏估计。

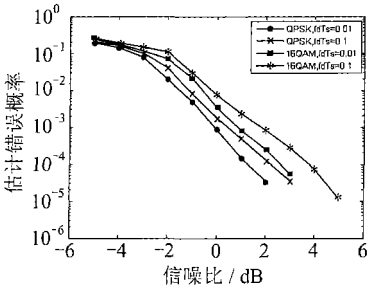


图 3 D_I 估计的错误概率
Fig.3 Probability of Failure
in Integer Frequency
Offset Estimation

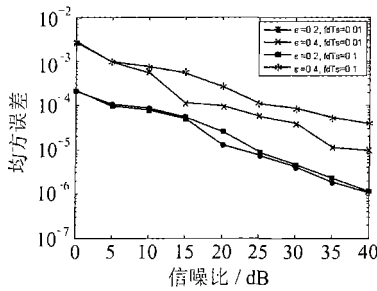


图 4 ε 估计的均方误差
Fig.4 Mean Square Error of
Fractional Frequency
Offset Estimation

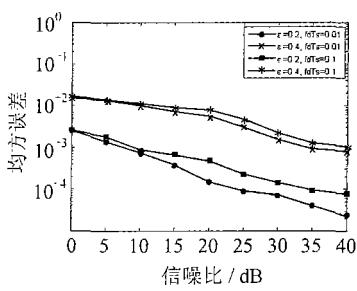


图 5 ε 估计的均方误差
Fig.5 Mean Square Error of
Fractional Frequency
Offset Estimation

参 考 文 献

[1] Papathanassiou A, Salkintzis A K, Mathiopoulos P T, et al. A Comparison Study of the Uplink Performance of W-CDMA and OFDM for Mobile Multimedia Communication via LEO Satellites[J]. IEEE Personal Communication, 2001, 8(3) : 35-43

[2] Bo Ai, Ge J, Wang Y. Frequency Offset Estimation for OFDM in Wireless Communications[J]. IEEE Trans Consumer Electronics, 2004, 50: 73-77

[3] Davis L M, Collings I B, Evans R J. Estimation of LEO Satellite Channels[C]. ICICS' 97, Singapore, 1997

[4] Irfan I. Doppler as a New Dimension for Multiple Access in LEO Satellite Systems[J]. International Journal of Satellite Communications, 1997, 15(6): 79-83

[5] Wan L, Dubey V K. Performance of Frequency and

Time Domain Coded OFDM Over Fast Fading LEO Channels[C]. EUROCOMM 2000, IEEE/ AFCEA, Munich, 2000

[6] Wu S, Bar-Ness Y. OFDM Channel Estimation in the Presence of Frequency Offset and Phase Noise [C]. IEEE International Conference on Communications, 2003

[7] Jakes W C. Microwave Mobile Communications [M]. New York: John Wiley & Sons, 1997

[8] Bu Fangling, Gong Jiangya, Gan Liangcai. OFDM Peak-to-average Power Ratio Reduction by Combining the PTS with Golay Complementary Sequences and Reed-Muller codes[C]. ICAC' 05, Phoenix Park, Korea, 2005

第一作者简介: 卜方玲, 副教授, 博士。现从事卫星通信和信号处理研究。
E-mail: pfl@eis.whu.edu.cn

Frequency Offset Estimation for OFDM Systems on LEO Satellite Channel

BU Fangling¹ GONG Jiangya²

(1 School of Electronic Information, Wuhan University, 129 Luoyu Road, Wuhan 430079, China)

(2 State Key Laboratory of Information Engineering in Surveying, Mapping and Remote Sensing, Wuhan University, 129 Luoyu Road, Wuhan 430079, China)

Abstract: On the basis of the characteristics of the LEO channel, a pilots-aided frequency offset estimation algorithm for OFDM systems is proposed. The simulation results are presented in error probability for integer frequency offset estimation and in mean square error (MSE) for fractional frequency offset estimation. They show that the proposed algorithms are available for frequency offset correction of OFDM systems on LEO satellite channel.

Key words: LEO channel; frequency offset; OFDM