

文章编号:1000-6893(2007)02-0380-05

航空移动通信中 OFDM 信道估计方法的研究

刘解华, 杨东凯, 常 青, 张其善

(北京航空航天大学 202 教研室, 北京 100083)

Research on Channel Estimation of OFDM Systems in Aviation Mobile Communications

LIU Jie-hua, YANG Dong-kai, CHANG Qing, ZHANG Qi-shan

(Faculty 202, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

摘 要: 正交频分复用 (OFDM) 由于其自身的技术优势使其在未来的航空移动通信中将占有重要地位, 但航空移动通信中时变的信道环境和多普勒频移造成的严重的子载波之间干扰 (ICI), 使 OFDM 在航空移动通信中应用面临着困难。本文在建立航空移动通信通用信道模型的基础上, 分析了 ICI 和噪声对信道估计的干扰机制, 采用低通滤波和线性插值的方式对最小平方信道估计方法 (LS) 加以改进, 抑制了 ICI 和信道噪声对 LS 的干扰。经过仿真证明, 该方法实现简单, 精度高, 抗 ICI 干扰和噪声能力强, 满足了移动速度高达 1 500 km/h 的航空通信的要求。

关键词: 正交频分复用; 航空移动通信; 多普勒频移; 低通滤波; 信道估计

中图分类号: TN914.15

文献标识码: A

Abstract: Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) will be widely used in aviation mobile communications for its own advantages, but the complex channel environment and the inter-carriers interference (ICI) caused by Doppler frequency offset will do harm to its performance. Based on the general channel model of aviation mobile communications, the ICI mechanism is analyzed, and the lowpass filtering in frequency domain is adopted to restrain the influence from ICI and channel noise to affect the least square (LS) channel estimation based on comb-type pilot tone. Through simulation, the improved LS meets the demand of aviation mobile communications with mobile speed up to 1 500 km/h because of its high estimation precision, strong resistance to ICI and easy realization.

Key words: OFDM; aviation mobile communication; Doppler frequency offset; lowpass filter; channel estimation

正交频分复用 (OFDM) 系统具有传输速率高、频谱利用率高、抗多径干扰能力强等特点, 已被广泛应用到陆地多媒体无线通信中, 同时在未来航空移动通信中也具有广泛的应用前景^[1]。但航空移动通信中时变的信道环境和多普勒频移造成的严重子载波之间干扰 (ICI), 使 OFDM 在航空移动通信中应用面临着困难。信道估计是 OFDM 中进行相关检测、解调和均衡的基础, 也是解决 OFDM 在航空移动通信应用中这一难题的关键技术。

基于导频的信道估计方法, 从导频插入位置来分有块状导频和梳状导频, 其中块状导频适用于慢衰落信道, 而梳状导频适用于时变频率选择性信道^[2], 这样对于信道环境复杂、时变的航空移

动通信只能采用梳状导频。从基于实现准则上可分为最小均方误差 (MMSE)、最大似然估计 (MLE) 和最小平方 (LS) 等, 其中 MMSE 和 MLE 估计精度高, 但需要预知信道的先验知识, 实现复杂, 适用性差; LS 实现简单, 但由于受 ICI 和信道噪声干扰影响大, 估计精度比较低^[3]。因此如何有效抑制 ICI 和噪声干扰是 LS 算法应用于航空移动通信的关键。通常抑制 ICI 的方法有频域均衡、时域加窗、ICI 自消除方案以及频域滤波^[4,5], 且都在特定的信道环境下取得较好的效果, 但是频域均衡实现复杂, 抗噪声干扰能力差, 时域加窗会影响 OFDM 抗多径干扰的能力, ICI 自消除方案频率利用率低。

本文在研究航空移动通信的通用信道模型的基础上, 分析了 ICI 和噪声对信道估计的干扰机制, 采用低通滤波的方法抑制 ICI 和噪声干扰以提高 LS 的精度, 采用线性插值的方式达到高阶

收稿日期: 2005-12-05; 修订日期: 2006-04-10

基金项目: 航空科学基金 (04F51068)

通讯作者: 张其善 E-mail: zhangqishan@263.net

插值的效果,从而降低信道估计计算量。最后通过搭建符合航空通信特征的仿真平台证明,该改进实现简单,提高了 LS 的精度以及抗 ICI 和噪声干扰的能力,满足了移动速度高达 1 500 km/h 航空通信的要求。

1 信道模型

虽然航空移动通信在不同的通信环境下其信道模型不尽相同^[6],但是其信道衰落根源是一致的,即功率衰减、多径延时和多普勒频移。假定信道为准静态的,则其通用模型为^[7]

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{j(2\pi f_{D_i} t + \phi_i)} (\tau - \tau_i) \quad (1)$$

式中: L 为信道最大传播路径数; h_i 和 f_{D_i} 分别为 t 时刻第 i 条路径的复数增益与多普勒频移; τ_i 为第 i 条路径相对视距路径的时延扩展; ϕ_i 为第 i 条路径的初始相位,不失一般性,这里假设 ϕ_i 等于零。假定信道满足整数点采样要求,则将式(1)以采样周期 $T_s = T/N$ 离散化后得到的信道模型为

$$h(n, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{j2\pi f_{D_i} n T_s} (\tau - \tau_i) \quad (2)$$

式中: $f_{D_i} T_s$ 为归一化多普勒频移, T_s 为 OFDM 系统有效信号周期; N 为 OFDM 系统的子载波数; τ_i 为离散化时延扩展; n_i 为第 i 条路径时延扩展 τ_i 的归一化长度。

假定插入导频后的数字调制符号 $X(k)$ 经过 IFFT 变换得到时域信号 $x(n)$

$$x(n) = \text{IFFT}\{X(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (3)$$

为了消除时延扩展带来的符号间干扰, $x(n)$ 插上长度为 N_g 的循环前缀作为保护间隔,这样即可得到 $x_g(n)$ 为

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N+n) & (n = -N_g, -N_g+1, \dots, -1) \\ x(n) & (n = 0, 1, \dots, N-1) \end{cases} \quad (4)$$

式中: N_g 为保护间隔 T_g 内的采样次数。一个完整的 OFDM 符号周期 $T_s = T_g + T$ 。发送信号 $x_g(n)$ 经附加高斯噪声的时变信道,则接收信号 $y_g(n)$ 为

$$y_g(n) = x_g(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (5)$$

式中: \otimes 为线性卷积; $w(n)$ 为高斯白噪声。

假定接收端定时严格同步,则去掉循环前缀后,解调后的信号 $Y(k)$ 可表示为

$$Y(k) = \text{FFT}(y(n)) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{j2\pi i n/N} x(n-n_i) \right] e^{j2\pi nk/N} + \text{FFT}(w(n)) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{j2\pi i n/N} \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j2\pi m(n-n_i)/N} \right] \right] e^{-j2\pi nk/N} + W(k) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{N-1} D_i(k, m) X(m) e^{-j2\pi mn/N} + W(k) \quad (6)$$

式中: $D_i(k, m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_i e^{j2\pi i n/N} e^{-j2\pi (k-m)n/N}$ 为第 i 条路径中由多普勒频移引起的第 m 个子载波信号对第 k 个子载波干扰系数。容易看出, $i=0$ 时(不存在多普勒频移时),当 $k=m$ 时, $D_i(k, m) = 0$,即各子载波之间保持正交。

定义

$$S(k, m) = \sum_{i=0}^{L-1} D_i(k, m) e^{-j2\pi mn/N},$$

$$H(k) = S(k, k) = \sum_{i=0}^{L-1} D_i(k, k) e^{-j2\pi kn/N},$$

则 $S(k, m)$ 表示由衰减、多径、多普勒频移所引起的第 m 个子载波信号对第 k 个子载波的总干扰系数,这样 $Y(k)$ 可转化为

$$Y(k) = H(k) X(k) + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} S(k, m) X(m) + W(k) = X(k) H(k) + \text{ICI}(k) + W(k) \quad (7)$$

式中: $H(k)$ 为第 k 个子载波准确的信道频率响应; $\text{ICI}(k)$ 为 OFDM 子载波间干扰; $W(k)$ 为频域高斯白噪声。

2 基于低通滤波的 LS 算法

基于低通滤波的 LS 算法(简称 LP LS)实现分为两步: 将 N_p 个导频信号均匀地插入到 $X(k)$ 中,并准确地估计出导频位置处的信道频率响应; 通过插值的方式得到数据子载波位置上的信道频率响应。

2.1 导频信道估计

插入导频后的数据符号 $X(k)$ 变为^[8]

$$X(k) = X(mL_p + l) = \begin{cases} X_p(m) & (l = 0) \\ \text{inf. data} & (l = 1, \dots, L-1) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $L_p = N/N_p$ 为导频间隔; $X_p(m)$ 为第 m 个导频信号。定义 $\{H_p(m) = H(mL_p), m = 0, 1,$

N_p 为导频子载波的信道频率响应,根据传统LS估计算法可得

$$H_p(m) = \frac{Y_p(mL_p)}{X_p(m)} = H_p(m) + \frac{ICI(mL_p)}{X_p(m)} + \frac{W(mL_p)}{X_p(m)} \quad (9)$$

式中: $H_p(m)$ 为 $H_p(m)$ 的粗略估计值,估计误差 EE 如下所示

$$EE = |H_p - H_p(m)| = \left| \frac{ICI(mL_p)}{X_p(m)} + \frac{W(mL_p)}{X_p(m)} \right| \quad (10)$$

由于 $ICI(k)$ 是由多普勒频移产生,再根据 $D_i(k, m)$ 定义可知, $D_i(k, m)$ 是一个正弦函数变量,其干扰因子 $e^{-j2(k-m)n/N}$ 的频率 $(2(k-m)/N)$ 随 $|k-m|$ 的减小而降低,并在 $k=m$ 时最低,因此 $D_i(k, k)$ 相对 $D_i(k, m)$ ($k \neq m$) 而言都是低频信号;同理 $H(k)$ 相对 $ICI(k)$ 也都是低频信号,因此对 $H_p(m)$ 采取低通滤波势必对 $ICI(k)$ 有一定的抑制作用。同理,由于 $w(n)$ 为零均值高斯白噪声,因此其能量应该均匀分布在所有频段,如果能消除其高频成分,那么 $W(k)$ 对 $H_p(m)$ 的干扰也将减小。

定义

$$G_p(M) = FFT(H_p(m)) = \sum_{m=0}^{N_p-1} H_p(m) e^{-j2\pi mM/N_p} \quad (M = 0, 1, \dots, N_p) \quad (11)$$

式中: $G_p(M)$ 为 $H_p(m)$ 的频谱。当系统信噪比 $SNR = 15 \text{ dB}$,最大归一化多普勒频移 $\max = 0.2$ 时, $G_p(M)$ 的幅频特性见图 1 所示。由图 1 可见, $G_p(M)$ 的绝大部分能量集中在两端(即低频部分),这主要为 $H_p(m)$ 的能量,需要保留,而中间高频段为 ICI 和噪声干扰能量,则需要过滤,因此将其迫零。

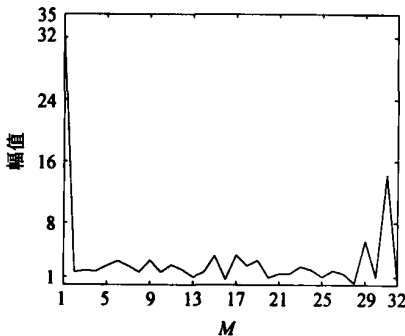


图1 $G_p(M)$ 的幅频特性图

Fig. 1 Spectrum chart of $G_p(M)$

定义

$$G_p(M) = \begin{cases} G_p(M) & (0 \leq M \leq C_M - 1) \\ 0 & \text{其他} \\ G_p(M) & (N_p - C_M \leq M \leq N_p - 1) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $G_p(M)$ 为 $G_p(M)$ 低频分量; C_M 为截止频率。只需对 $G_p(M)$ 进行 IFFT 变换,即得到对 $H_p(m)$ 进行低通滤波的精确信道估计值 $H_p(m) = IFFT(G_p(M))$ 。

当 $C_M = 3, N_p = 128, SNR = 15 \text{ dB}, \max = 0.2$ 时,估计偏差如图 2 所示。由此可知,采用低通滤波的 LS 算法比传统 LS 算法有 7~9 dB 的增益。

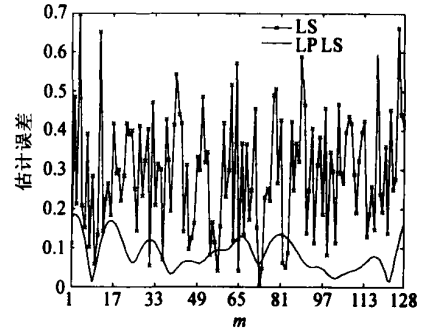


图2 导频信道估计偏差

Fig. 2 Channel estimation errors of pilot

2.2 插值分析

由于 $H_p(m)$ 是 $H_p(m)$ 经过低通滤波得到,其高频成分已经消除,那么在利用两相邻导频 $H_p(m)$ 和 $H_p(m-1)$ 求解中间的数据子载波频率响应 $H_d(k)$ 时,根据插值理论可知,采用低阶线性插值就能达到很好的效果^[9]。图 3 为 $N = 256, N_p = 32, C_M = 3, SNR = 15 \text{ dB}, \max = 0.2$ 时,系统采用

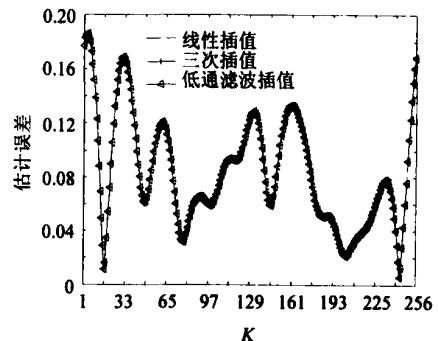


图3 LP LS 插值误差比较

Fig. 3 Comparison of the interpolation errors of LP LS

线性插值、三次多项式插值和低通 8 阶插值的估计误差对比图。从图中可以看出,3 种插值结果非常接近,线性插值甚至在局部还优于其他两种插值方法,且线性插值的计算量小,从而使得系统的实用性得到大大提高。

3 性能仿真

在航空移动通信中,比如飞机对地通信,其信号传播路径往往为一条视距(LOS)通信链路外加少数几条时延较小的多径链路构成,每条链路存在着严重的多普勒频移。为了验证 LP LS 抗 ICI 和噪声干扰的能力,本研究参照 ETSI 的 GSM05.05 中的伦琴信道,构建仿真系统平台参数为:载波频率 $f_c = 2 \text{ GHz}$, $N = 256$, $N_p = 64$, $T = 20 \mu\text{s}$, $N_g = 32$,信道参数见表 1^[10],信道归一化多普勒频移为

$$i = f_{D_i} \cdot T = \frac{f_c}{c} v_{\max} \cos \theta_i \quad (13)$$

式中: $c = 3.8 \times 10^8 \text{ m/s}$ 为光速; v_{\max} 为收发两端最大相对运动速度; θ_i 为第 i 条路径到达接收机天线的入射角,理论上 θ_i 服从 $0 \sim 2\pi$ 之间的均匀分布,但本研究为了突出 ICI 的影响,假设 $\theta_i = 0$ 或 π 。

表 1 信道参数

Table 1 Channel Parameters

多径序号	平均功率 h_i/dB	时延扩展 $\tau_i/\mu\text{s}$
1	0	0
2	-4.0	0.1
3	-8.0	0.2
4	-12.0	0.3
5	-16.8	0.4
6	-20.0	0.5

本仿真采用 QPSK 调制方式,不加信道编码,传输数据文件为 9.6 KB,将接收端信噪比(SNR)分别设置为 10 dB 和 30 dB,然后将 v_{\max} 在 240 ~ 1 920 km/h 进行变化,这样得到的系统误码率随运动速度变化曲线见图 4。从图 4 中可以

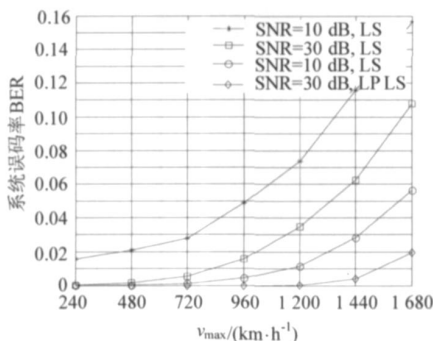


图 4 误码率随 v_{\max} 变化曲线

Fig. 4 The BER varies as v_{\max} changes

看出,系统误码率整体上会随着 v_{\max} 的提高而加剧,但 LP LS 抗 ICI 和噪声干扰能力明显要强于 LS。当信噪比 $\text{SNR} = 10$ 时,LS 算法误码率都在 0.015 以上,而 LP LS 算法在 $v_{\max} < 720 \text{ km/h}$,其误码率基本上为零,在 $v_{\max} = 1100 \text{ km/h}$ 才达到 0.01;当 $\text{SNR} = 30$ 时,LS 算法在 $v_{\max} < 800 \text{ km/h}$ 时,误码率小于 0.01,而 LP LS 算法在 $v_{\max} < 1050 \text{ km/h}$ 时,误码率基本为零,直到 $v_{\max} = 1500 \text{ km/h}$ 时,误码率才接近 0.01。由此可见,普通 LS 算法在低信噪比情况下不适用于航空移动通信,而 LP LS 算法在低信噪比情况下仍然适用于 $v_{\max} = 1100 \text{ km/h}$ 以下通信,适当增大信噪比将可达到 $v_{\max} = 1500 \text{ km/h}$ 通信要求。

4 结论

时变的信道环境和多普勒频移造成的严重的 ICI 是 OFDM 技术在航空移动通信中应用的瓶颈,而信道估计是解决这一瓶颈的关键技术。本文在研究航空移动通信中通用信道模型基础上,分析了 ICI 和噪声对信道估计的干扰机制,采用低通滤波方式提高传统 LS 算法抗 ICI 和噪声干扰的能力,从而提高系统精度;采用线性插值达到高阶插值的效果,从而降低系统计算量。仿结果表明,LP LS 算法在低信噪比情况下可满足 1100 km/h 以下通信要求,在高信噪比条件下可满足 1500 km/h 以下航空移动通信要求。

参 考 文 献

- [1] Cimini L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Communications, 1985, 33(7): 665-675.
- [2] Rohit N, John C. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, 44(3): 1122-1128.
- [3] Michele M, Umberto M. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM system [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(12): 3065-3073.
- [4] Muschallik C. Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing [J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 42(3): 259-269.
- [5] Zhao Y, Haggman S G. Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems-The consequences and solutions[C]// IEEE 46th Vehicular Technology Conf Atlanta, GA, 1996: 1564-1568.
- [6] 金石, 张晓林, 赵琦. 无人机通信信道的统计模型[J]. 航空学报, 2004, 25(1): 62-65.

- Jin S,Zhang X L,Zhao Q. A statistical model for the UAV communication channel[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2004,25(1):62-65. (in Chinese)
- [7] 王海芳,张其善. 基于正交频分复用(OFDM)航空移动通信多普勒频移研究[J]. 电子学报,2003,31(6):812-815.
Wang H F,Zhang Q S. The Doppler effect of aviation communication in OFDM system[J]. Chinese Journal of Electronics,2003,31(6):812-815. (in Chinese)
- [8] Meng H H,Che H W. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics,1998,44(1):217-225.
- [9] 颜庆津. 数值分析[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2000.
Yan Q J. Numerical analysis[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press,2000. (in Chi-

nese)

- [10] European digital cellular telecommunication system (Phase 2): radio transmission and reception GSM 05. 05. vers 4. 6. 0[S]. European Telecommunications Standards Institute,1993.

作者简介:



刘解华(1977 -) 男,博士研究生。主要研究方向:OFDM 无线通信,遥测遥控,软件无线电。

E-mail:playerljh@126.com

(责任编辑:张利平)

www.cnki.net