

OFDM在高速移动下的载波间干扰消除*

张忠培**¹ 倪顺康²

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054; 2. 电子科技大学物理电子学院 成都 610054)

【摘要】针对正交频分复用系统的信道时变会破坏载波间的正交性而导致载波间干扰,提出了一种分段均衡有效的载波间干扰消除方法,其优点是:当采用两段和四段均衡时,在M1225信道模型下,可分别提高接收信噪比6 dB和12 dB,且与标准的均衡方法具有相同的频谱效率。性能分析与仿真实验表明,分段均衡方法能有效地消除频率偏移与信道时变而产生的载波间干扰。

关键词 正交频分复用; 时变信道; 载波间干扰; 分段均衡

中图分类号 TN929 **文献标识码** A

Intercarrier Interference Cancellation Scheme for OFDM High Speed Mobile Communication Systems

Zhang Zhongpei¹ Ni Shunkang²

(1. National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054;

2. School of Physical Electronics, UEST of China, Chengdu 610054)

Abstract For orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) communication systems, a loss of subcarrier orthogonality due to time-variant multipath channel leads to intercarrier interference (ICI). This paper studies an efficient ICI cancellation method termed segment equalization schemes. The signal-to-interference power rate can be increase 6 dB and 12 dB when the segment size is two or four, and the system has the same spectrum efficiency with standard equalization. Simulations and performance analysis show that OFDM system using the proposed segment equalization can effectively reduce the ICI cause by frequency offset and large doppler frequency shifts in mobile radio channels.

Key words orthogonal frequency-division multiplexing; time-vary channel; intercarrier interference; segment equalization

正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)技术已广泛应用在有线与无线通信系统中,成为新一代无线传输的候选方案。OFDM信号通过逆快速傅里叶变换(IFFT)实现,接收端通过FFT恢复,故在实现上较为简单。但收端要求子载波间有较好的正交性,如果收发两端频率不是精确同步,或者接收端在高速移动环境下产生多普勒扩展,就会破坏接收机子载波间的正交性,产生载波间干扰(ICI)^[1]。为了提高系统性能,需要采用精确的频率同步方式,对残余的频率偏移进行补偿,同时,对多普勒频率扩展也要有较好的处理措施。

对于收发两端频率不完全同步引起的频偏或本振频率漂移引起的频偏,在一个相对短的时间内,可看成稳定、静态的。因此,可采取跟踪、频偏估计的方法来实现频率同步^[2-4]。当进行频率同步和频偏补偿后,还有较小残余偏差产生的载波间干扰,故采用载波间干扰消除方式来提高系统的信噪比。目前针对频偏引

2003年8月29日收稿

* 国家863计划资助项目,编号:2002AA712061

** 男 35岁 博士 副教授 主要从事移动通信方面的研究

起的ICI消除方式主要有频域均衡、时域加窗、ICI自消除方案和选择符号映射与部分序列传输的方法^[5-8],且都能取得较好的效果。对于接收机高速移动产生的多普勒扩展,随着移动速度与运动环境的变化而变化,无法进行跟踪补偿,只能用载波间干扰消除方法来提高接收机性能。将ICI自消除方案应用于多普勒扩展环境也能收到较好效果^[7],但需要用两个或多个子载波传输一路数据,频谱效率有较大的降低。文献[9]提出了一种频域均衡方法,具有较高的实现复杂度,但性能提高较小,且只有在信噪比较高时才有效。针对快速移动下的OFDM载波间干扰,本文将讨论一种接收分段均衡方法。

1 分段均衡方法

将一个时变的OFDM符号分为多个子符号段,每一小段里的信道参数不变或变化量很小。具体操作如下:设OFDM的子载波数为 N ,将正确同步的OFDM时域符号在删除保护间隔以后,切取长度为 N 点的OFDM符号,并分为 m 段,每段长度为 N/m 。将每一小段按原来在OFDM时域符号的位置前后补零,得到长度为 N 的OFDM符号,再作 N 点FFT变换到频域;用估计出的对应于该段数据的信道频域参数分别对其均衡,将均衡后的结果相加求和,再进行判决,解调得到信源信号,其操作过程如图1所示,图中是将OFDM符号分为四段均衡,将接收到的一个OFDM符号经过串并转换分成均匀的4段,按分段数据在原来OFDM符号中的位置前后补零到符号长度为 N ,然后分别经过FFT变换得到长度为 N 的频域数据;同时,将时域信道参数也分为四段,分别进行FFT得到分段频域信道参数 H_1, H_2, H_3, H_4 ,然后用分段后的频域数据与分段后的频域信道参数分别进行相除均衡,将均衡后的结果进行合并,再送到调制解调器进行解调。通过分段,减小了信道时变对载波间干扰的影响。

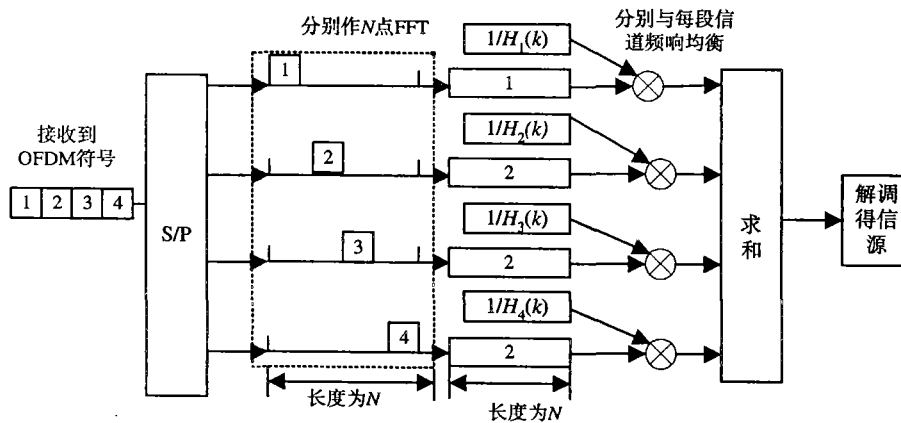


图1 分段均衡示意图

2 分段均衡的性能分析

对于广义静态非相关散射信道(WSS-UCS),其时变冲激响应为^[10]

$$h(t, \tau) = \sum_p \alpha_p(t) \delta(\tau - \tau_p) \quad (1)$$

式中 $\alpha_p(t)$ 为第 p 个时变路径增益,是一个复高斯随机过程; τ_p 为相应的路径延迟。将式(1)对变量 τ 进行FFT变换,得到时变信道的频域响应

$$H(t, f) = \sum_p \alpha_p(t) e^{-j2\pi f \tau_p} \quad (2)$$

对于多径成分,采用Clark的二维等方散射模型,可得到 $\alpha_p(t)$ 和 $\alpha_q(t)$ 的互相关函数

$$R_{p,q}(\tau) = E[\alpha_p(t) \alpha_q^*(t + \tau)] = E_p \delta(p, q) J_0(2\pi f_m \tau) \quad (3)$$

式中 E_p 为第 p 径的整个功率; J_0 为第一类零阶贝塞尔函数; $f_m = v/\lambda$ 是最大多普勒频移; v 为移动端车速; λ 为射频RF的波长, $\delta(p, q)$ 是 δ 函数。

对于发送端,由原理图1,经过低通滤波OFDM调制器的输出信号为

$$y_s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_s(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (4)$$

式中 N 为子载波数, 其选取使每一子信道为平坦衰落(频率非选择性)。经过信道以后, 在第 n 个采样时间 t_s , 接收信号为

$$r_s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H(n,k)x_s(k) e^{j\frac{2\pi}{N}(k+\epsilon)n} + Z(n) \quad (5)$$

式中 $n=0,1,2,\dots,N-1$; $H(n,k)=H(t=nt_s, f=kf_w)$ 是信道的时变频率响应; ϵ 为相对于子带带宽 f_w 的相对载波频率偏移; $Z(n)$ 是零均值、方差为 N_0 的复高斯噪声。

接收信号经过FFT后, 得到输出为

$$\hat{X}_s(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_s(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (6)$$

将式(5)代入式(6), 得

$$\hat{X}_s(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \left[\sum_{n=0}^{N-1} H(n,m) e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\epsilon-k)n} \right] x_s(m) \right\} + \hat{Z}(k) \quad (7)$$

式中 $\hat{z}(k)$ 是 $Z(n)$ 经FFT变换后的值。

2.1 标准均衡方法的信干比

将式(7)分成信号与干扰两项, 为了分析简化, 不考虑高斯噪声的影响, 即

$$\begin{aligned} \hat{X}_s(k) &= \sum_{m=0}^{N-1} x_s(m) \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n,m) e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\epsilon-k)n} \right] = \\ &= x_s(k) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n,k) e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n} + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} x_s(m) \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n,m) e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\epsilon-k)n} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

得到经过均衡后的解调信号可分解为信号与载波间干扰两部分

$$\tilde{X}_s(k) = x_s(k) + \frac{\sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} x_s(m) \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n,m) e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\epsilon-k)n} \right]}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n,k) e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n}} \quad (9)$$

令 $S(p) = J_0(2\pi f_D p \frac{T_s}{N}) e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon p}$, $I(n,p) = J_0(2\pi f_D p \frac{T_s}{N}) e^{j\frac{2\pi}{N}(n+\epsilon-k)p}$, 由式(9)可得到接收信干比SIR为

$$SIR = \frac{\sum_{p=1-N}^{N-1} (N-|p|) S(p)}{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} \sum_{p=1-N}^{N-1} (N-|p|) I(n,p)} \quad (10)$$

2.2 分段均衡的SIR

由标准均衡相同的方法, 可得到分为两段时的接收信干比, 只是将式(9)均衡时的信道参数变为每一段对应的信道参数去分别均衡

$$SIR = 2 \left[\frac{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} \sum_{p=1-N/2}^{N/2-1} (N-|p|) I(n,p)}{\sum_{p=1-N/2}^{N/2-1} (N/2-|p|) S(p)} + \frac{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} \sum_{p=1-N}^{-1} (N-|p+\frac{N}{2}|) I(n,p)}{\sum_{p=1-N}^{-1} (\frac{N}{2}-|p+\frac{N}{2}|) S(p)} \right]^{-1} \quad (11)$$

当分为四段时, 可得到接收信干比为

$$SIR = 8 \left[2 \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{p=1 \\ n \neq k}}^{\frac{N-1}{4}} \left(\frac{N}{4} - |p|\right) I(n, p)}{\sum_{p=1-\frac{N}{4}}^{\frac{N}{4}} \left(\frac{N}{4} - |p|\right) S(p)} + 3 \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{p=1 \\ n \neq k}}^{\frac{N-1}{2}} \left(\frac{N}{4} - \left|p + \frac{N}{4}\right|\right) I(n, p)}{\sum_{p=1-N/2}^{\frac{N}{4}} \left(\frac{N}{4} - \left|p + \frac{N}{4}\right|\right) S(p)} + \right. \\ \left. 2 \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{p=1-3\frac{N}{4}}}^{-1-\frac{N}{4}} \left(\frac{N}{4} - |p|\right) I(n, p)}{\sum_{p=1-3\frac{N}{4}}^{-\frac{N}{4}} \left(\frac{N}{4} - \left|p + \frac{N}{2}\right|\right) S(p)} + \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{p=1-N}}^{-1-\frac{N}{2}} \left(\frac{N}{4} - \left|p + \frac{3N}{4}\right|\right) I(n, p)}{\sum_{p=1-N}^{-\frac{N}{4}} \left(\frac{N}{4} - \left|p + \frac{3N}{4}\right|\right) S(p)} \right]^{-1} \quad (12)$$

3 数值结果与结论

由式(10)~(12)分别进行数值计算,得到各种方法下的SIR的理论值,采用子载波数为128,对相对子载波带宽频偏 ϵ 分别为0和0.1下的SIR值进行计算,结果如图2所示。用多普勒频率 f_d 与一个OFDM符号周期 T_s 之积 $f_d T_s$ 表示信道时变程度。与标准的均衡方法相比,分成两段均衡的方法可提高SIR达6 dB,分成四段均衡的方法可提高SIR达12 dB,即两段均衡对频偏和移动端速度的容忍程度可提高2倍,四段均衡方法对频偏和移动端速度的容忍程度可提高4倍。

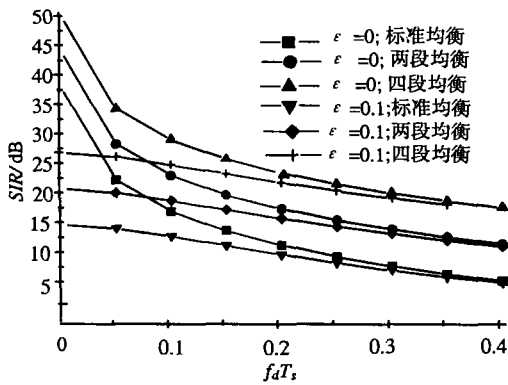


图2 不同 $f_d T_s$ 下的SIR比较

为了验证分段均衡算法的性能,对于载波频段为5.8 GHz,带宽为10 MHz,共有1 024个子载波,采用16QAM调制、未加编译码、M1225六径B信道模型、保护间隔留有256采样点,在没有考虑高斯噪声的影响和无频偏的条件下,在MATLAB仿真平台上的仿真结果如图3、4所示。从图3可看出,尽管整个SIR比理论数值有所降低,但是两段均衡方法与通常的均衡方法相比,可提高SIR近6 dB,四段均衡方法可提高SIR近12 dB,并在不同的信道时变 $f_d T_s$ 下,提高量基本相同。图4是调制符号错误率(SER),调制符号错误率的降低与SIR的提高相对应,表明通过分段解调方法后能提高系统的整体性能。

通过分段均衡方法,能有效提高接收机的信干比,提高OFDM系统对移动速度的容忍性是OFDM在高速移动环境下应用的有效解决方案,但会增加接收端的FFT次数,并会增加信道估计的复杂度。

通过分段均衡方法,能有效提高接收机的信干比,提高OFDM系统对移动速度的容忍性是OFDM在高速移动环境下应用的有效解决方案,但会增加接收端的FFT次数,并会增加信道估计的复杂度。

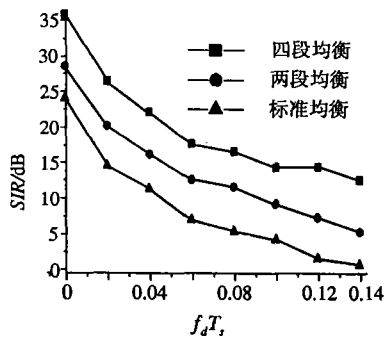


图3 不同 $f_d T_s$ 下的SIR仿真结果

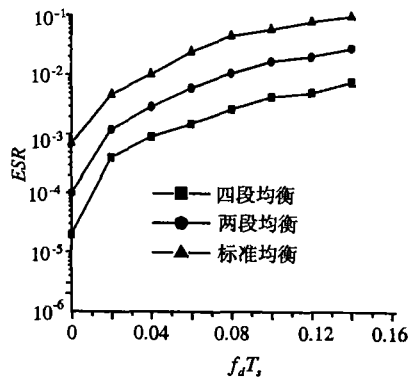


图4 不同 $f_d T_s$ 下的误调制符号率仿真结果

参 考 文 献

- [1] Cimini L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing[J]. IEEE Trans. Communication, 1985, 33(7): 665-765
- [2] Santella G. A frequency and symbol synchronization system for OFDM signals: architecture and simulation results[J]. IEEE Trans. Vehicular Technology. 2000, 49(1): 254-275
- [3] Alan J C. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms[J]. IEEE Journal Selected Areas in Communication, 2001, 19(12): 2 486-2 494
- [4] Alan J C. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: analysis[J]. IEEE Journal Selected Areas in Communication, 2001, 19(12): 2 495-2 503
- [5] Dhahi N A, Cioffi J M. Optimum finite-length equalization for multicarrier transceivers[J]. IEEE Trans. Communication, 1996, 44(1): 56-64
- [6] Muschallik C. Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing[J]. IEEE Trans. Consumer Electronic, 1996, 42(8): 259-269
- [7] Yuping Z, Sven G H. Intercarrier Interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems[J]. IEEE Trans. Communication. 2001, 49(7): 1 185-1 190
- [8] Sathananthan K, Tellambura C. Partial Transmit sequence and selected mapping schemes to reduce ICI in OFDM systems[J]. IEEE Communication Letters. 2002, 8(6): 313-315
- [9] Gi Jeon W, Hi Chang K, Soo Cho Y. An equalization technique for orthogonal frequency-Division Multiplexing systems in time-variant multipath channels[J]. IEEE Trans. Communication. 1999, 47(1): 27-32
- [10] JunSong L, Mohsen K. Effects of time selective multipath fading on OFDM systems for broadband mobile application[J]. IEEE Communication, Letters. 1999, 3(12): 332~334

编 辑 徐培红

· 简 讯 ·

本刊常务副主编徐安玉编审荣获“四川省十佳出版工作者”称号

为表彰近年来在我省出版工作战线上坚持国家的出版方针,遵守出版纪律,爱岗敬业,勇于开拓创新,业绩突出,为全省出版事业的繁荣与发展作出了巨大贡献的出版工作者,四川省委宣传部、新闻出版局开展了评选“四川省十佳出版工作者”的活动,本刊编辑部常务副主编徐安玉编审因工作业绩突出,在四川省期刊界有较大的影响,获得了“四川省十佳出版工作者”的殊荣。

· 下 宣 ·