

快衰落环境下 OFDM 子载波间干扰抑制算法

赵利^{1,2}, 陈琛², 张平¹

(1. 北京邮电大学 电信工程学院, 北京 100867;

2. 桂林电子科技大学 信息与通信学院, 广西 桂林 541004)

摘要: 针对高速移动环境下多普勒频偏造成移动信道的快衰落和正交频分复用(OFDM)系统中子载波间干扰(ICI)问题,提出了一种适合快衰落环境的 OFDM 系统子载波间干扰抑制算法.采用接收符号移位抵消方式消除符号子载波对远处其他子载波的干扰,再运用频域邻道干扰滤波方式消除其对相邻子载波的干扰,而快衰落的时变信道特性采用梳状导频方式跟踪估计.利用移位抵消后特殊的子载波间干扰分布特性,简化了信道传输矩阵以及邻道干扰抵消算法.通过合理设计训练符号,提高了在 ICI 环境下信道估计的准确性,从而获得带宽效率和复杂度的均衡.仿真结果表明,该算法可有效改善 ICI 对 OFDM 系统性能的影响.

关键词: 正交频分复用;载波间干扰;信道估计;符号移位抵消;频域邻道滤波;快衰落;梳状导频;

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2007)03-0481-05

Intercarrier interference mitigation technique for OFDM systems in fast fading channels

ZHAO Li^{1,2}, CHEN Chen², ZHANG Ping¹

(1. Telecommunication Engineering College, Beijing Univ. of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China; 2. Information and Communication College, Guilin Univ. of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: Doppler frequency offsets in rapid mobile environments result in both the fast fading of radio channels and intercarrier interference (ICI) in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. In order to combat the impact of ICI on OFDM systems in fast fading channels, an ICI mitigation technique is proposed in this paper. The symbol shift cancellation method is used to cancel the impact of ICI on the far sub-carriers, then the adjacent sub-channel filter method is used to cancel the impact of ICI on the adjacent sub-carriers, and the fast fading channel is tracked and estimated by comb-type pilot-symbol scheme. By utilizing the distribution of the adjacent intercarrier interference after shift cancellation, the channel response matrix and adjacent interference filter method are simplified, and a special training pilot scheme is proposed to improve the accuracy of channel estimation. The proposed algorithm can achieve trade-off between the bandwidth efficiency and the complexity of ICI cancellation method. Simulation results show that the proposed technique can effectively improve BER performance of the OFDM system.

Key Words: OFDM; intercarrier interference; channel estimation; symbol shift cancellation; adjacent sub-channel filter; fast fading; comb-type pilot

近年来,正交频分复用(OFDM)技术已被许多新一代宽带无线通信系统所采纳,如 B3G, WLAN 和 WiMAX 等.尽管移动信道中存在多径传播等不利因素,但是 OFDM 具有强健的对抗多径衰落的能力.由于采用正交子载波,OFDM 系统有着很高的频谱利用率.但是,常规 OFDM 系统的主要缺点之一就是频率

收稿日期:2007-02-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60302028)

作者简介:赵利(1965-),男,副教授,北京邮电大学博士研究生.

或者相位偏移的敏感性,由于移动环境引起的多普勒效应或者载波频率同步误差都会导致频率偏移.频率偏移使子载波间失去正交性,从而产生载波间干扰(ICI).目前,已有多种方法来减少 ICI 的影响,包括 ICI 自消除方案^[1],频域均衡方案^[2],时域加窗方案^[3],频偏估计和补偿方案^[4]等.基于重复符号的 ICI 自消除方案是一个非常简单有效的抑制 OFDM 系统中 ICI 的方法,但是带宽利用率只有 50%,而其他方案往往比较复杂.而且,在快衰落环境下如何保持 ICI 抑制算法的性能也是一个重要问题.

这里仍关注 ICI 消除技术以及在快衰落环境下如何改善 OFDM 通信系统对频率偏移的敏感性问题.在借鉴干扰自消除和频域均衡与滤波思想的基础上,笔者提出了一个基于接收机前置抵消处理的频域邻道干扰滤波方案以抑制 ICI 对 OFDM 通信系统性能的影响.在接收端,利用接收符号移位抵消算法^[5]尽可能抑制符号子载波对远处其他子载波的 ICI 干扰,再结合信道估计消除移位抵消算法本身带来的邻道干扰,并获得发端符号的估值.为了保证快衰落环境下信道估计的可靠性,采用梳状导频方案.同时,充分利用移位抵消后干扰分布的特点来简化邻道干扰抵消算法,并通过合理设计导频符号来提高 ICI 环境中信道估计的准确性.与采用重复符号的 ICI 自消除方案相比,可获得较高的带宽利用率.仿真结果表明,该算法可有效抑制 OFDM 通信系统中载波间干扰的影响.

1 抑制方案与收发机结构

采用本抑制方案的收发机结构如图 1 所示,与常规 OFDM 系统不同的仅仅是发送端需按要求插入相应的梳状导频和训练符号,而在接收端完成各种干扰抵消处理.发送端将调制器映射来的一组频域符号 $D(i)$,等间隔插入导频后,经过 IFFT 变换得到相应 OFDM 符号 $x(n)$,再经过相应处理后传输.在接收端,经过 FFT 变换后,首先进行接收符号移位抵消处理,具体操作为:接收符号 $Z(m)$ 分成相同的 3 路,其中两路各自向相反方向平移一个符号间隔,再分别与另一路对应做相减处理.经过前面抵消处理后,尽管符号子载波对远处的其他子载波的 ICI 干扰有很大的削弱,但会对相邻的子载波产生干扰,接着可以采用梳状导频和训练符号进行信道估计,以正确估计出邻道干扰并加以抵消,同时获得对发端符号的正确估计.经过上述处理,OFDM 系统中 ICI 的影响可以明显降低.

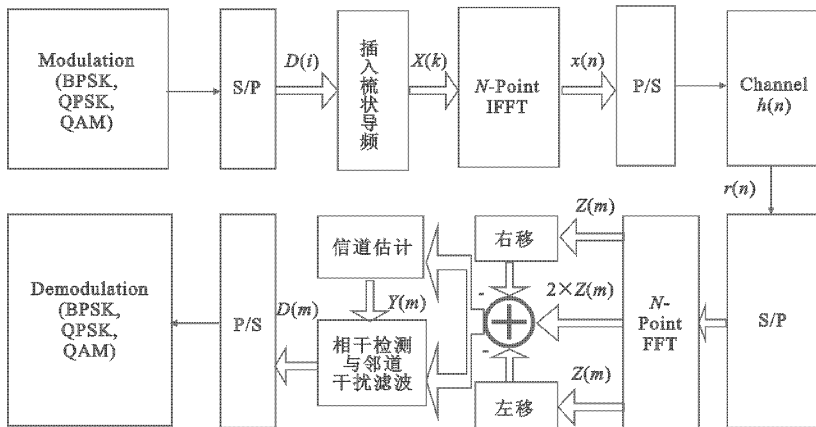


图 1 采用抑制算法的收发机结构框图

2 接收符号移位抵消算法

2.1 移位抵消处理

按图 1 所示,在发送端,假设, N_s 个原始数据符号为 $D(i)$,插入 M 个梳状导频 $S(j)$ 后,获得 N 个待传输符号 $X(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$,且 $N=N_s+M$.

为了简化分析,可以忽略接收信号中的瑞利衰落、传输损耗以及加性白高斯噪声的影响.假设,在接收端

已实现同步,包括相位、频率和定时同步,但多普勒频移或频率估计误差引起的接收端 OFDM 子载波频率的偏移 f_d 仍然存在,且归一化频偏为 $\epsilon = f_d/\Delta f$,其中 Δf 为子载波间隔。

从发送符号 $X(k)$ 到接收符号 $Z(k)$,收发机与常规 OFDM 系统处理方法相同.因此,与常规 OFDM 系统分析方法类似,在接收机 FFT 处理器的输出端接收符号 $Z(m)$ 可表示为^[5]

$$Z(m) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot u(k-m) \quad (1)$$

式中 $u(k-m)$ 为常规 OFDM 系统中第 k 路和第 m 路子载波之间的 ICI 系数^[1],可以表示为

$$u(k-m) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - \exp(j2\pi(k-m+\epsilon))}{1 - \exp(j2\pi(k-m+\epsilon)/N)} \quad (2)$$

ICI 系数可以表示某路子载波与其他各路子载波之间相互串扰情况。

接收符号经过前后平移抵消处理后,可表示为

$$Y(m) = 2Z(m) - Z(m-1) - Z(m+1) \quad (3)$$

把式(1)代入式(3),并整理后可得到

$$Y(m) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot [2u(k-m) - u(k-m+1) - u(k-m-1)] = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot v(k-m) \quad (4)$$

这样,采用接收符号移位抵消处理算法的 OFDM 系统的 ICI 系数可以表示为

$$v(k-m) = 2u(k-m) - u(k-m+1) - u(k-m-1) \quad (5)$$

2.2 ICI 干扰分布分析

在 $N = 8$ 和 $\epsilon = 0.2$ 情况下,常规 OFDM 系统的 ICI 系数 $u(k-m)$ 的幅度特性曲线与采用移位抵消方案的 ICI 系数 $v(k-m)$ 的幅度特性曲线如图 2 所示.图中表明,当存在频偏 $\epsilon = 0.2$ 时,与常规 OFDM 系统相比,采用接收符号移位抵消处理后,符号子载波 ($k-m=0$) 对远处子载波 ($2 \leq (k-m) \leq 5$) 的 ICI 干扰分量明显地减少,并且衰减较快,而信号分量则显著增大.但同时相邻子载波 ($k-m$ 为 1, 6) 的干扰却明显增大,造成邻道干扰,同样影响相邻子载波的符号传输。

解决邻道干扰问题有两种方案可以选择,一种是邻道插零方案^[5],即相邻子信道不传数据,而插入零符号,采用间隔子信道传输方式,避开邻道干扰.此方案尽管简单,但只有 50% 的带宽利用率.另一种则是邻道干扰滤波方案,即结合信道估计,正确估计出邻道干扰,并加以抵消.尽管前一种方案可以采用差分检测方式,可避免信道估计,但与相关检测相比,会限制每符号电平的数量,并存在 3 dB 左右的信噪比损失.一般高速 OFDM 系统都采用相关检测的方式,因此可以结合信道估计成果完成邻道干扰抵消处理。

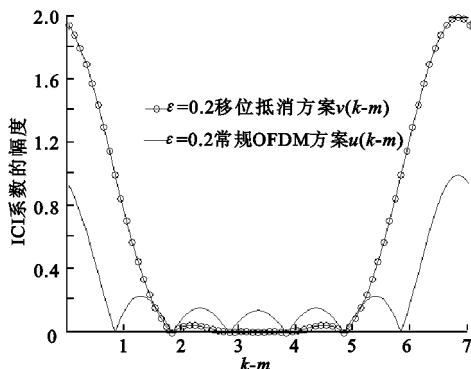


图 2 ICI 系数幅度特性曲线

3 快衰落信道估计与干扰抵消

3.1 估计与抵消方案

笔者算法的关键在于 ICI 环境中采用梳状导频方案的信道估计.为了简化估计算法,可以充分利用符号移位抵消处理后干扰分布的特点.由图 2 可见,经过符号移位抵消处理后,符号子载波对除左右相邻两个子载波的干扰较大外,对与其距离两个子载波间隔以上的其他子载波的干扰很小,并衰落很快.由式(5)计算可知,符号子载波在与其距离分别为 2 个和 3 个子载波间隔处的干扰幅度与其信号幅度之比分别为 2% 和 0.4%.因此,为了简化信道传输矩阵,降低运算量,可以近似认为符号子载波对与其距离两个子载波间隔以上的其他子载波的干扰为零.这样,信道估计时仅仅考虑相邻的两个邻道干扰,加以估计并抵消.为了保证快衰落环境下时变信道估计的准确性,采用梳状导频方案,时域方向上连续插入导频,而频域方向上导频间隔 N_f 要满足信道相关带宽要求.此时,OFDM 系统传输效率为

$$\eta = 1 - 1/N_f \quad (6)$$

3.2 信道传输矩阵

对于一个子载波数为 N 的 OFDM 系统,相对于第 l 个 OFDM 符号, $X_{l,j-1}, X_{l,j}, X_{l,j+1}$ 分别表示第 $j-1, j, j+1$ 路频域发送符号,而 $Y_{l,j-1}, Y_{l,j}, Y_{l,j+1}$ 分别表示第 $j-1, j, j+1$ 路频域接收符号. 如果 $H_{l,j}$ 表示第 j 路子载波的频域传输系数,而 $H_{l,j,j-1}$ 和 $H_{l,j,j+1}$ 分别表示 $X_{l,j-1}$ 和 $X_{l,j+1}$ 在第 j 路子载波上产生的串扰的频域传输系数. 根据接收符号移位抵消处理后,邻道干扰的分布特点,在只考虑相邻的两个子载波对第 j 路子载波干扰的情况下,第 j 路输出的符号可表示为

$$Y_{l,j} = H_{l,j,j-1} X_{l,j-1} + H_{l,j,j} X_{l,j} + H_{l,j,j+1} X_{l,j+1} \quad (7)$$

对于整个 OFDM 系统,可以写成如下矩阵形式

$$\mathbf{Y}_l = \mathbf{H}_l \mathbf{X}_l + \mathbf{n}_l \quad (8)$$

其中 $\mathbf{X}_l = [X_{l,1}, X_{l,2}, \dots, X_{l,N}]^H$ 为发送符号矩阵, $\mathbf{Y}_l = [Y_{l,1}, Y_{l,2}, \dots, Y_{l,N}]^H$ 为接收符号矩阵, \mathbf{n}_l 为信道的高斯白噪声矩阵,而信道传输矩阵 \mathbf{H}_l 为仅对角线附近有值的稀疏矩阵.

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} H_{l,1,1}, H_{l,1,2}, 0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, H_{l,1,N} \\ H_{l,2,1}, H_{l,2,2}, H_{l,2,3}, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0 \\ 0, \dots, H_{l,j,j-1}, H_{l,j,j}, H_{l,j,j+1}, 0, \dots, 0 \\ \vdots \\ H_{l,N,1}, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, H_{l,N,N-1}, H_{l,N,N} \end{bmatrix} \quad (9)$$

3.3 信道初始估计

为了简化信道估计算法,在 OFDM 系统初始通信阶段首先用一组训练符号对信道进行初始估计. 相邻训练符号间隔至少为两个符号宽度,其余位置全插零,以避免子载波间干扰影响信道估计的准确性. 可以取 $N_f = 4$,且保证每个梳状导频位置能与其中一个训练符号对应,则训练符号矩阵 \mathbf{S}_0 可设计为

$$\mathbf{S}_0 = [S_1, 0, 0, 0, S_2, 0, 0, \dots, S_i, 0, 0, \dots, S_M, 0, 0]^H, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad \text{其中}, M = \text{int}[N/N_f] \quad (10)$$

其相应的符号输出为 $\mathbf{Z}_0 = [Z_1, Z_2, \dots, Z_j, \dots, Z_N]^H$,代入式(8)得

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{H}_0 \mathbf{S}_0 + \mathbf{n}_0 = \begin{bmatrix} H_{0,1,1} S_1, H_{0,2,1} S_1, H_{0,N,1} S_1, \dots, H_{0,i+3,i+4} S_i, H_{0,i+4,i+4} S_i, H_{0,i+5,i+4} S_i, \dots, \\ H_{0,M+3,M+4} S_M, H_{0,M+4,M+4} S_M, H_{0,M+5,M+4} S_M \end{bmatrix}^H + \mathbf{n}_0 = \mathbf{H}_0 \mathbf{S}_0 + \mathbf{n}_0 \quad (11)$$

其中, $\mathbf{H}_0 = [H_{0,1,1}, H_{0,2,1}, H_{0,N,1}, \dots, H_{0,i+3,i+4}, H_{0,i+4,i+4}, H_{0,i+5,i+4}, \dots, H_{0,M+3,M+4}, H_{0,M+4,M+4}, H_{0,M+5,M+4}]^H$,

$$\mathbf{S}_0 = [S_1, S_1, S_1, \dots, S_i, S_i, S_i, \dots, S_M, S_M, S_M] \quad (12)$$

这样,导频位置以及附近的信道和干扰传输系数可以进行如下估计,

$$\mathbf{H}_0 = \mathbf{Z}_0 \mathbf{S}_0^{-1} + \mathbf{n}_0 \mathbf{S}_0^{-1} \quad (10)$$

然后,再利用频域插值算法,可得到初始阶段信道传输矩阵的估计 \mathbf{H}_0 .

3.4 信道传输矩阵的估计

快衰落环境下,相邻 OFDM 符号对应的信道特性发生一定的变化. 因此,可以利用前一个 OFDM 符号对应的信道传输特性以及本符号内的梳状导频来估计递推其对应的信道传输特性. 可表示为

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{H}_{l-1} \boldsymbol{\alpha}_l \quad (11)$$

式中 \mathbf{H}_l 为第 l 个 OFDM 符号对应的信道传输矩阵, \mathbf{H}_{l-1} 为上一个 OFDM 符号对应的信道传输矩阵, $\boldsymbol{\alpha}_l = [\alpha_{l,1}, \alpha_{l,1}, \alpha_{l,1}, \dots, \alpha_{l,j}, \alpha_{l,j}, \dots, \alpha_{l,M}, \alpha_{l,M}]$ 为第 l 个 OFDM 符号中各路梳状导频附近子信道传输特性变化系数, M 为梳状导频数, $M = \text{int}[N/N_f]$,其中 $\alpha_{l,j}$ 为第 j 个梳状导频附近子信道传输特性变化系数, $j = 1, 2, \dots, M$,其数量为 N_f 个,且数值相同. 其对应的 N_f 个子信道可以被认为在相关带宽内,其具有平坦频率衰落特性.

为保证估计的准确性,梳状导频理应位于其对应的信道传输特性变化系数相同的子载波区域的中央. 但为了分析方便,假设其在该区域头部,这样第 l 个发送的 OFDM 符号中 $N-M$ 个数据符号和 M 个梳状导频

$s_{l,j}$ 分布为

$\mathbf{X}_l = [S_{l,1}, X_{l,1}, \dots, X_{1,N_f-1}, S_{l,2}, X_{l,N_f}, \dots, X_{1,2N_f-1}, S_{l,j}, X_{l,(j-1)N_f}, \dots, X_{1,2(j-1)N_f-1}, S_{l,M}, \dots, X_{l,N-M}]^H$,
把式(11)代入式(8)得到 $\mathbf{Y}_l = \mathbf{H}_{l-1} \boldsymbol{\alpha}_l \mathbf{X}_l + \mathbf{n}_l$, 进一步得

$$\boldsymbol{\alpha}_l \mathbf{X}_l = [\alpha_{l,1} S_{l,1}, \alpha_{l,1} X_{l,1}, \dots, \alpha_{l,j} S_{l,j}, \dots, \alpha_{l,M} S_{l,N-M}]^H = \mathbf{H}_{l-1}^{-1} \mathbf{Y}_l + \mathbf{H}_{l-1}^{-1} \mathbf{n}_l = [P_{l,1}, P_{l,2}, \dots, P_{l,(j-1)N_f}, \dots, P_{l,N}]^H .$$

由此,第 l 个 OFDM 符号对应的各路梳状导频附近信道传输特性变化系数可以估计为

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_l = [\alpha_{l,1}, \alpha_{l,2}, \dots, \alpha_{l,j}, \dots, \alpha_{l,M}]^H = [P_{l,1}/S_{l,1}, P_{l,N_f}/S_{l,2}, \dots, P_{l,(j-1)N_f}/S_{l,j}, \dots, P_{l,(M-1)N_f}/S_{l,M}]^H .$$

因此,第 l 个 OFDM 符号的信道传输矩阵可以估计为

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{H}_{l-1} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_l . \tag{12}$$

3.5 发送符号的估计

在完成信道估计的前提下,按照式(8),第 l 个 OFDM 符号所对应的发送端符号的估计为

$$\mathbf{X}_l = \mathbf{H}_l^{-1} \mathbf{Y}_l + \mathbf{H}_l^{-1} \mathbf{n}_l .$$

4 仿真结果与分析

在收发同步的基础上,对衰落环境下采用本算法的 OFDM 系统误码率(BER)性能进行仿真.信道仿真采用 Jakes 四径时延模型^[6],最大归一化多普勒频偏为 0.2,最大时延扩展为 4 μ s.采用本算法的 OFDM 系统(Sys. 1)载波数为 256,符号率为 10⁶ Boud,采用正交相位(QPSK)调制方式,信道估计采用线性最小均方差(MMSE)算法,频域线性插值方式,梳状导频间隔为 5,按式(6)计算系统频带利用率为 80%.为了比较性能,把常规 OFDM 系统(Sys. 2)和文献[5]提到的采用邻道插零的 ICI 自消除算法的 OFDM 系统(Sys. 3)的 BER 性能一起仿真,其结果如图 3 所示.

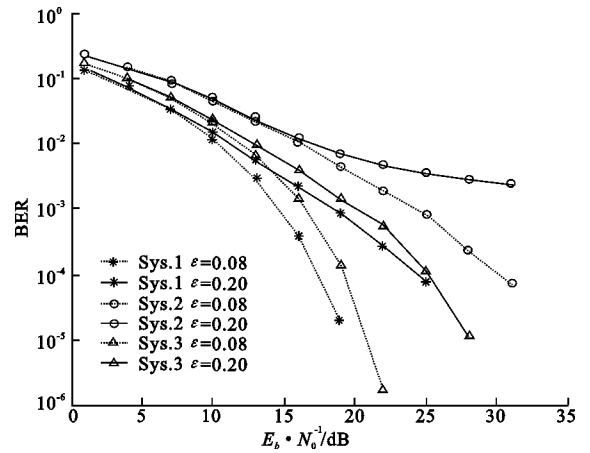


图 3 仿真结果曲线

可见,由于采用 ICI 抑制算法,Sys. 1 和 Sys. 3 的 BER 性能比 Sys. 2 有很大的改善,在相对频偏为 0.2 时,Sys. 2 出现明显的地板效应,而 Sys. 1 和 Sys. 3 尚不明显. Sys. 1 和 Sys. 3 的 BER 性能基本相当,但总体上,在信噪比方面 Sys. 1 优于 Sys. 3 大致 2~3dB 左右,这是因为 Sys. 1 采用相干检测方式而 Sys. 3 采用差分检测方式,并且 Sys. 1 的带宽效率比 Sys. 3 增加了 30%.

5 结束语

高速移动环境下多普勒频偏往往会造成移动信道的快衰落和 OFDM 系统的载波间干扰.对此,采用文中算法可以跟踪快衰落的时变信道特性,并有效抑制子载波间干扰,使得系统的 BER 性能有显著的改善.而且,相对于重复符号的 ICI 自消除算法,带宽效率有较大的提高.同时,利用符号移位抵消运算后所形成的子载波干扰分布特征,可以在 ICI 环境下提高信道估计的准确性.由于只需估计传输特性变化系数,而降低算法复杂度,且运算量大为减少.因此,在算法复杂度和频带利用率方面取得了平衡.

参考文献:

[1] Zhao Y, Haggman S G. Intercarrier Interference Self-cancellation Scheme for OFDM Mobile Communication Systems[J]. IEEE Trans on Commun, 2001, 49(7): 1185-1191.