

# 一种消除 OFDM 子信道干扰的均衡新方法

蒋 欣, 罗汉文, 宋文涛

(上海交通大学电子工程系移动通信实验室, 上海 200030)

**摘 要:** 在实际的 OFDM 系统中, 符号间干扰 (ISI) 以及子信道干扰 (ICI) 仍然是导致系统性能下降的重要因素. 本文对循环前缀 (CP) 长度较短时, 产生 ISI 和 ICI 机理进行分析和研究, 在此基础上提出一种消除 ICI 的频域均衡的简化方法. 经过计算机仿真, 结果表明, 在宽带无线局域网中采用该算法, 误码率明显降低, 并且简单实用、易于实现.

**关键词:** 正交频分复用 (OFDM); 频域均衡; 符号间干扰 (ISI); 子信道干扰 (ICI); 信道冲击响应 (CIR)

**中图分类号:** TN911.5    **文献标识码:** A    **文章编号:** 0372-2112 (2004) 04-0536-04

## A Novel Equalization Method by Cancelling Interchannel Interference in OFDM System

JIANG Xin, LUO Han-wen, SONG Wen-tao

(Dept. of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

**Abstract:** In the actual OFDM system, the intersymbol interference and interchannel interference can be a dominant factor which degrades the system performance. This paper analyzes how ISI and ICI are produced without inserting CP. Then a simple method of cancelling ICI which can be done in frequency domain based on this theory is proposed. As to the equalization methods discussed in the paper, simulation results are provided which show that in Broadband Wireless LAN bit-error rate (BER) is distinctly reduced and it is applied easily.

**Key words:** orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); frequency-domain equalization; intersymbol interference (ISI); interchannel interference (ICI); channel impulse response (CIR)

### 1 引言

OFDM 技术在调制时采用了 FFT 技术, 各子载波间的正交性可以得到较好的保证, 对减少子信道干扰 (ICI) 非常有利; 并且在每个 OFDM 符号中引入了循环前缀 (CP), 以消除符号间干扰 (ISI). 因此在 OFDM 中通常采用单抽头频域均衡器. 但要完全地消除 ISI 和 ICI, CP 的长度至少为信道冲击响应 (CIR) 的长度, 这样给系统带来的影响就是传输效率下降为原来的  $N/(N+G)$  (若 CP 的长度为  $G$ , 子载波数为  $N$ ).

Dukhyun Kim 提出的 RISIC 算法<sup>[1]</sup>, 主要用于均衡残余的 ISI, 但对插入导频有其特殊要求, 无法在宽带无线局域网标准中使用; 而 Martin Toeltsch 提出的 OPT 算法<sup>[2]</sup>, 可以均衡残余的 ICI, 但复杂度较高, 主要用于 DVB-T 标准.

本文在研究了因 CP 长度较短而产生 ISI 和 ICI 的基础上, 为解决残余的子信道干扰导致系统性能下降的问题, 提出了一种适合于 OFDM 宽带无线局域网系统, 消除 ICI 的频域均衡新方法, 给出了算法的仿真结果, 并对算法运算量进行了探讨.

### 2 系统模型

本文假设通过系统的同步算法克服了载波同步误差和符号同步误差. 图 1 为 OFDM 系统的基带等效模型. 在 OFDM 中, 输入比特映射为符号,  $N$  个符号通过 IFFT 被调制到各路载波上. 对第  $i$  个符号,  $X_{i,k}$  是第  $k$  路子载波的频域信号, 经过 IFFT 后的时域表达式为:

$$x_i[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} e^{j2\pi n k / N}, \quad 0 \leq n < N \quad (1)$$

信号发射前, 在每个 OFDM 采样序列前插入循环前缀 (CP). 经过信道后, 由信道产生的线性卷积类似于循环卷积; 从频域上看, 接收数据是发射数据与信道频域响应的乘积, 且各载波间仍然保持独立. 若 CP 足够长, 则 ISI 和 ICI 都不会产生. 但是, 如果 CP 长度比信道冲击响应短, 或在一个 OFDM 符号内信道衰落较大, 那么 ISI 和 ICI 将无可避免地产生.

假设信道的冲击响应为  $h[l]$ , 则接收信号序列  $y_i[n]$  为 
$$y_i[n] = (h * x_i)[n] \quad (2)$$
  $h[l]$  由  $L$  条径组成,  $0 \leq l < L$ . 若 CP 的长度为  $G$  个采样 (为

收稿日期: 2002-06-25; 修回日期: 2003-06-10

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60272079); 国家 863 计划基金 (No. 2001AA123014)

说明问题,可简单假设  $G=0$ ),那么  $y_i[n]$  的前  $L-G-1$  个采样点将受到来自前一个符号  $x_{i-1}$  的干扰,  $y_i$  由两部分组成:

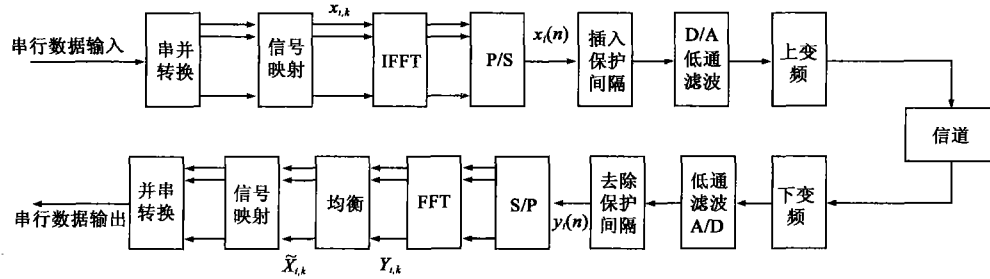


图 1 OFDM 系统框图

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l] x_i[n-l] \sigma[n-1+G] + \sum_{l=G+1}^{L-1} h[l] x_{i-1}[n-l+G]_N (1-\sigma[n-1+G]) = y_i^{(i)}[n] + y_i^{(i-1)}[n] \quad (3)$$

其中  $\sigma$  为 Heaviside 函数,  $[n]_N$  表示  $n$  对  $N$  取模. 要重新得到发送信号, 在接收机内对  $y_i[n]$  作 FFT 变换, 得到  $Y_{i,k} = \text{FFT}\{y_i[n]\}[k]$ .

### 3 信道干扰矩阵

接收端作 FFT 变换后, 得到的频域信号为:

$$Y_{i,k} = \sum_{n=0}^{N-1} (y_i^{(i)}[n] + y_i^{(i-1)}[n]) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h[l] x_i[n-l] \sigma[n-1+G] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=G+1}^{L-1} h[l] x_{i-1}[n-l+G]_N (1-\sigma[n-1+G]) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = Y_{i,k}^{(i)} + Y_{i,k}^{(i-1)} \quad (4)$$

$Y_{i,k}^{(i)}$  和  $Y_{i,k}^{(i-1)}$  分别表示  $Y_{i,k}$  中由自身符号  $i$  产生的部分及由前一个符号  $i-1$  产生的 ISI 干扰项. 要指出的是, 假定前一个发送信号的判决是准确的且信道是已知的, 通过计算可以得到  $Y_{i,k}^{(i-1)}$  的值, 并将它从  $Y_{i,k}$  中减去. 我们将重点研究  $Y_{i,k}^{(i)}$ , 将式 (1) 代入, 则

$$Y_{i,k}^{(i)} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_{i,m} H_{i,m}^{(i)}(m-k) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (5)$$

其中  $H_{i,m}^{(i)}(m-k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h[l] \sigma[n-1+G] e^{-j\frac{2\pi}{N}n(m-k)}$ , 表示来自符号自身的干扰, 即子信道干扰. 可将  $Y_{i,k}^{(i)}$  写为:  $Y_{i,k}^{(i)} = \sum_{m=0}^{N-1} H_{km} \cdot H_{i,m}$ , 更简便地用矩阵形式来表示:

$$Y_i^{(i)} = H \cdot X_i \quad (6)$$

其中  $Y_i^{(i)}$  为接收到的数据向量,  $X_i$  为要估计的发送数据向量,  $H$  即为信道干扰矩阵, 其矩阵元素为  $H_{km} = \sum_{l=0}^{L-1} H_{i,m}^{(i)}(m-k) e^{-j\frac{2\pi}{N}lm}$ , 物理意义表示发送的第  $m$  路载波上符号对接收的第  $k$  路载波上符号的影响.

### 4 ICI 的消除

由以上分析可知, 在 OFDM 系统中, 如果循环前缀 (CP) 长度小于 CIR 长度, 即  $G < L-1$ , 或信道在一个 OFDM 符号中变化, 则接收端消除 ISI 后, 数据中仍然包含了 ICI. 要均衡这部分干扰, 也就是要实现  $X_i = H^{-1} \cdot Y_i^{(i)}$ . 最直接的方法是对  $H$  求逆, 但这对一些传输函数有较深零点的信道并不适用, 因为在这些信道中,  $H$  可能在数学上不可逆. 通过仿真表明<sup>[3]</sup>, 可以采用 Moore-Penrose 逆阵  $H^\# = (H^H H)^{-1} H^H$  获得稳定的结果 ( $H^H$  是  $H$  的共轭转置). 采用此方法, 在信噪比很大的情况下, 误码率可以趋近于零, 但计算量却为  $o(N^3)$ , 在实际系统中是不易实现的. 因此, 本文提出了一种简化的方法.

#### 4.1 简化方法

若多径衰落信道是缓慢时变的, 则 CIR 的时变对所有  $L$  条径而言, 在一个符号周期内可近似为斜率很小的一条直线,  $H$  可以由此简化. 因为对这种信道, 某一路载波受到其附近几路载波的影响是主要的, 所以对其产生较小影响的 ICI 分量可以被忽略,

$$H_{km} = 0 \quad \text{当 } |m-k| > q/2 \quad (7)$$

$q$  表示产生主要 ICI 分量的数目.  $H$  可以重新表示如式 (8) 所示:

$H'$  是一个只在对角线附近有值的稀疏矩阵, 对于这种矩阵的求逆方法可以大大地简化. 因为对于某一路载波的信号, 可以从  $H'$  中提取出只对其产生 ICI 影响的那部分子阵, 仅对这个子阵求逆同样可以获得正确的结果<sup>[4]</sup>.

从以上分析可知, 对于矩阵求逆的计算已经降为  $(q+1) \times (q+1)$  阶, 从原先对一个  $N \times N$  阶矩阵的求逆降为对  $(N-q)$  个  $(q+1) \times (q+1)$  阶矩阵的求逆, 运算量有很大的降低. 特别是在实际采用线性近似的前提下,  $q$  值一般取的很小, 整个算法的运算量减少程度极大.

#### 4.2 信道估计

采用这种消除 ICI 的频域均衡方法, 关键是要获得  $H$ , 因此必须估计出信道的 CIR, 即  $h[l]$ . 当然, 对于每一个符号要最精确的获得当时的  $h[l]$  是不可能的, 但如果假设在一段时间内 CIR 的变化是线性的, 那么对于  $H$  的估计就变得十分简单. 具体方法如下, 首先发送端在频域上每发送  $N_p$  个符号就

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \cdots & h_{0, \frac{q}{2}} & 0 & \cdots & 0 \\ h_{10} & h_{11} & & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & & \vdots \\ h_{\frac{q}{2}, 0} & \cdots & & h_{\frac{q}{2}, \frac{q}{2}} & & & 0 \\ 0 & & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & & & & h^{N-1-\frac{q}{2}, N-1-\frac{q}{2}} & h^{N-1-\frac{q}{2}, N-1} \\ 0 & \cdots & 0 & h_{N-1, N-\frac{q}{2}} & \cdots & h_{N-1, N-2} & h_{N-1, N-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

插入一个符号的导频  $C_k$ , 组成一帧. 假设信道在一个符号周期内不变, 且  $L - G \ll N$ , 接收端收到经过信道的信号, 去掉 CP 后做 FFT 变换得到频域信号  $Y_k$ , 然后根据已知的导频信息, 估计出信道的频域冲击响应,

$$\gamma_{0,k} = Y_{0,k} / C_{0,k}, \quad 0 \leq k \leq N \quad (9)$$

对  $\{\gamma_k\}$  作 IFFT 变换, 可得到  $h[l] = \text{IFFT}\{\gamma\}[l], 0 \leq l < L$ . 若  $L$  不知, 取  $L$  时必须足够大, 才能包含整个信道的冲击响应. 这样 CIR 在这一帧  $N_p$  个符号周期内的变化可以通过线性内插来获得, 即

$$h_i[l] = h_a[l] + \frac{h_b[l] - h_a[l]}{N_p} \times (i-1) \quad (10)$$

其中  $h_a[l]$  为这帧估计的 CIR,  $h_b[l]$  为下帧估计的 CIR. 这种线性内插的估计方法, 在 8 条径以内的多径信道中是比较有效的<sup>[5]</sup>, 而且采用的导频插入方法也符合宽带无线局域网的帧结构, 所以将其采用到宽带无线局域网中是合适的.

## 5 仿真结果

为验证本文算法在宽带无线局域网中的有效性, 进行了蒙特卡洛仿真. 在广义稳态非相关散射多径信道 (WSSUS Multipath Channel) 中, OFDM 系统有 64 个子信道, 一个 OFDM 采样序列为 64 点, 不加 CP, 调制方式为 QPSK, 80 个符号组成一帧, 其中首个符号为导频, 并假设信道在一个符号周期内保持不变, 载波同步和符号同步理想, 完全消除 ISI 的影响. 图 2 为在两条径的 WSSUS 信道 (多普勒频移为 10Hz) 中, 采用传统均衡方法与消除 ICI 频域均衡方法的误码率 (BER) 性能比较. 图 3 为在不同多普勒频移下, 消除 ICI 均衡方法的 BER 性能比较. 图 4 为在两条径的 WSSUS 信道 (多普勒频移为 10Hz) 中, 采用简化算法, 对产生 ICI 分量的子信道数目取不同值的仿真结果.

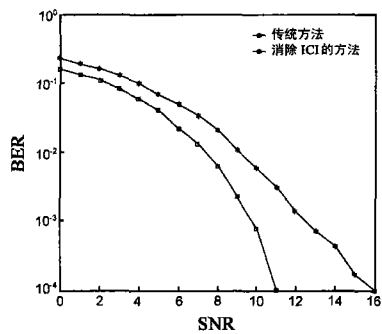


图 2 在 WSSUS 信道上两种均衡方法的比较

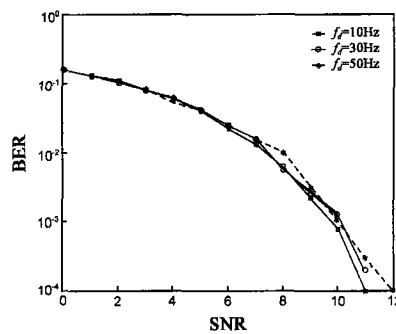


图 3 在不同多普勒频移 (10Hz, 30Hz, 50Hz) 下, 消除 ICI 方法的性能指标

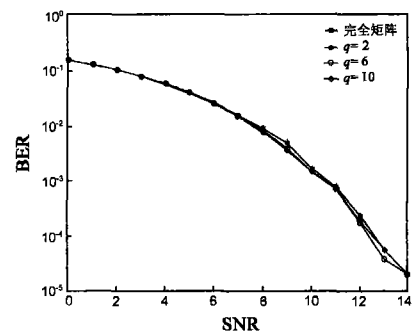


图 4 在 WSSUS 信道上, ICI 分量取值不同的 BER 性能比较 ( $q$  分别为 2、6、10 以及全部子信道)

由仿真可知, 均衡时考虑 ICI, 系统误码率性能明显优于采用传统方法的 OFDM 系统. 虽然这种方法的运算量在  $o(N^3)$  的数量级上, 但采用简化算法, 可以降低运算量, 在信噪比为 10dB 至 15dB 时, 误码率在  $10^{-3}$  至  $10^{-4}$  之间, 仍优于传统方法. 考虑到在无线局域网中, 多普勒频移较小, 通过在不同多普勒频移下的仿真, 结果表明, 此算法能满足宽带无线局域网环境中的性能要求. 值得指出的是, 目前仿真尚未加入信号的编解码, 而在实际的宽带无线局域网标准中, OFDM 系统加上编解码后, 性能会有更大的提高.

## 6 结论

符号间干扰以及子信道干扰是导致 OFDM 系统性能下降的重要因素. 本文介绍了在 CP 长度较短时, 产生 ISI 以及 ICI 的原理, 阐述了一种消除 ICI 的频域均衡方法, 提出的简化方法降低了整个算法的运算复杂度. 从仿真结果中可知, 在考虑 ICI 后, 采用本文推荐的算法, 通过均衡掉相邻信道产生的 ICI 分量, 误码率性能明显优于采用传统均衡方法的 OFDM 系统; 并且通过在不同多普勒频移下的仿真, 证明这种算法在宽带无线局域网中是适用的.

## 参考文献:

- [ 1 ] Dukhyun Kim, Gordon L Stüber. Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Oct. 1998, 6(8): 1590 - 1599.
- [ 2 ] Martin Teutsch, Andreas F Molisch. Efficient OFDM Transmission without Cyclic Prefix over Frequency-selective Channels[A]. Proc of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2000[C]. London, Vol. 2, 2000. 1363 - 1367.
- [ 3 ] Martin Toeltsch, Andreas F Molisch. Equalization of OFDM-Systems by Interference Cancellation Techniques[A]. IEEE International Conference[C]. On Communications, 2001, Helsinki, FIN, Vol. 6, 2001. 1950 - 1954.
- [ 4 ] Won Gi-Jeon, Kyung Hi-chang. An Equalization Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Systems in Time-Variant Multipath Channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(1): 27 - 32.
- [ 5 ] H K Lau, S W Cheung. A Pilot Symbol-aided Technique Used for Digital Signals in Multipath Environments[A]. IEEE International Confer-

ence[C]. On Communications, 1994, New Orleans, LA, Vol. 2, 1994. 1126 - 1130.

## 作者简介:



蒋欣女, 1979 年生于江苏宜兴, 上海交通大学电子工程系通信与信息系统专业硕士研究生, 主要研究方向为 OFDM 系统和信道均衡等方面的研究工作。

罗汉文 男, 1950 年 10 月生于江苏兴化, 副教授, 上海交通大学电子工程系通信教研室副主任, 电子工业通信技术标准化委员会委员, 上海市通信学会无线专业委员会副主任。

宋文涛 男, 1936 年 1 月生于江苏高邮, 教授, 现任上海交通大学电子信息学院学位评定委员会主席, 上海交通大学“信息与通信工程”博士后流动站站长。

www.cnki.net