

重叠剪切法频域均衡固有误差分析及其改进方法

许国平^{①③} 何维^② 张欣^③ 杨大成^③

^①(中国联通研究设计院 郑州 450007)

^②(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

^③(北京邮电大学无线理论与技术实验室 北京 100876)

摘要: 该文提出了降低 CDMA 下行重叠剪切(OC)法频域均衡接收机计算复杂度的方法。基于 FFT/IFFT 变换的频域均衡算法, 可以将均衡器简化成单抽头的结构, 复杂度大大低于时域均衡算法。通过分析 OC 法频域均衡接收机系统固有误差的产生原因和分布特点, 提出了对 OC 法的改进方法。理论分析和仿真结果都表明: 改进后的频域均衡接收机, 在计算复杂度降低的情况下, 可以取得比原有频域均衡算法更好的性能。

关键词: CDMA; 频域均衡; 循环卷积; 线性卷积; 重叠剪切法

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2178-04

Analysis of Inherent Error of Overlap-Cut Method Frequency Domain Equalization and Relating Improvements

Xu Guo-ping^{①③} He Wei^② Zhang Xin^③ Yang Da-cheng^③

^①(China Unicom Research & Design Institute, Zhengzhou 450007, China)

^②(School of Commun. and Infor. Eng., Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

^③(Wireless Theories and Technologies Lab, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A modification is proposed to reduce the complexity of Overlap-Cut (OC) method Frequency Domain Equalization (FDE) in Code Division Multiple Access (CDMA) downlink systems. FDE based on Fast Fourier Transform/Inverse Fast Fourier Transform (FFT/IFFT) carries out single-tap equalization on received signal, moreover, its complexity is much lower than its time-domain counterpart. The analysis for the generation and the distribution of the inherent error of OC method FDE indicates some improvement to the equalizer. As a result of both theoretical analysis and simulation, a better performance is obtained with lower computation burden than conventional algorithms.

Key words: Code Division Multiple Access (CDMA); Frequency Domain Equalization (FDE); Circular convolution; Linear convolution; Overlap-Cut (OC) method

1 引言

RAKE 接收机是码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)系统最常用的接收技术, 但是因为无线信道的多径传播破坏了扩频码的正交特性, 在接入用户较多的小区中, RAKE 接收机的性能将会大幅降低。相关改进的技术包括多用户检测技术。多用户检测器联合使用多个用户的信息去改善单个用户的检测性能^[1, 2], 虽然能够消除多址干扰, 但是对于在下行接收中的移动台来说, 多用户检测技术依然是复杂度很高的。

于是人们提出了频域均衡技术(Frequency Domain Equalization, FDE)^[3, 4]。在 CDMA 下行链路应用频域均衡技术的理论基础是基于这样一个事实, 所有用户的信号从基站同时经过了相同的多径信道到达移动台, 因此在 CDMA 的下行链路中应用频域均衡技术, 可以消除多径的影响, 保

持扩频码之间的正交性, 最终达到同时消除多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)和符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)的目的。频域均衡算法可以基于快速(反)傅里叶变换(Fast Fourier Transform/Inverse Fast Fourier Transform, FFT/IFFT)在频域中进行, 计算复杂度远远小于多用户检测器。

频域均衡中的 OC(Overlap-Cut)法不需要改变 CDMA 系统的帧结构, 对现有系统有较好的兼容性, 但是它存在固有系统误差。本文通过对这个固有误差的分析, 提出了进一步降低 OC 法复杂度的方法, 并且系统的性能也得到了改进。

本文的安排如下: 首先描述频域均衡的基本原理, 介绍基于 3 种不同方式的 CDMA 下行频域均衡技术, 然后基于对循环卷积和线性卷积的数学分析, 提出降低 OC 法复杂度的方法, 进而给出仿真结果和一些重要的分析, 最后是结束语。

2 频域均衡原理及其3种不同的实现方式

2.1 频域均衡的基本原理

如果可以通过某种方式让用户数据通过的信道像在 OFDM 中那样, 能够等效成循环矩阵的形式^[5]。那么根据文献[6], 就可以使用基于 FFT / IFFT 模块的频域均衡器对 CDMA 的接收信号进行频域均衡, 得到的输出结果为

$$\widehat{\mathbf{X}} = \mathbf{C} \odot \mathbf{Y} \quad (1)$$

$\widehat{\mathbf{X}}$ 是发送信号频域的估计值; $\mathbf{C} = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]$ 是频域均衡器的均衡系数, 可以依据迫零(Zero-Forcing, ZF)准则或者最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则得到^[7]; $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]$ 是接收信号的傅里叶变换; $[\bullet] \odot [\bullet]$ 代表两个大小相等的向量对应元素相乘。由循环卷积和 FFT 的对应关系, 接收序列的频域采样分别乘以均衡系数就完成了频域均衡计算, 最后使用 IFFT 将均衡后的序列变换回时域, 进行解扩和判决。

2.2 CDMA 实现频域均衡的3种方式

为了基于 FFT/IFFT 模块完成对用户码片的频域均衡, 首先应该满足或近似满足信道矩阵是循环矩阵的假设条件, 于是产生了3种处理方法^[7]: CP (Cyclic Prefix)法, ZP (Zero-Padding)法和 OC 法。其中, 只有 OC 法与现有 CDMA 系统兼容。但是 OC 法使用循环卷积近似线性卷积, 由于这种近似性, 造成了误码率性能比 CP 法和 ZP 法稍差。下面我们将分析 OC 法的系统误差分布特点, 并且提出对该均衡方法的改进方法。

3 对 OC 法的分析和改进

3.1 OC 法的系统固有误差

假设有两个序列 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 和 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]$, 其中 $N > L$ 。前者可以代表 CDMA 系统发送的多用户叠加码片序列, 而后者可以代表离散多径信道。使用频域均衡算法对接收数据进行反卷积就是假设 \mathbf{x} 经过信道是与 \mathbf{h} 进行了循环卷积过程。我们可以得到循环卷积的第一个值为

$$r_0 = x_0 h_0 + \sum_{k=1}^{L-1} x_{N-k} h_k \quad (2)$$

继续分析 \mathbf{h} 循环右移的过程, 在 \mathbf{h} 循环右移了 $L-1$ 位之后, 循环卷积的值为

$$r_{L-1} = \sum_{k=0}^{L-1} x_k h_{L-k-1} \quad (3)$$

由此, 可以得到循环卷积从 r_0 到 r_{L-2} 的 $L-1$ 个值与 \mathbf{x} 与 \mathbf{h} 之间的线性卷积的前 $L-1$ 个值是不相同的; 而循环卷积中的 r_{L-1} 到 r_{N-1} 将与线性卷积的第 L 个值到第 N 个值对应相等。

根据上面的分析可以得知, 在频域均衡处理中, 将数据与信道线性卷积的前 N 个结果当成循环卷积的结果来处理, 前面 $L-1$ 个 (L 是信道的长度) 采样将引起 OC 法的误

差。进一步考虑数据码片和信道的线性卷积作用, 显而易见, 如果对一个数据帧进行截断的重叠剪切法频域均衡, 那么某个检测段中, 最前面的 $L-1$ 个码片会受到前面检测段的多径延迟的污染而与循环卷积的假设相违背, 这也会引起 OC 法的误差。

下面进一步分析这些假设与真实情况的差异对接收机的精度造成的影响, 假设每一次频域均衡器处理的码片序列为 $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]$, 它是由发送的多用户码片叠加序列 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$, 经过信道 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]$ 得到的前 N 个码片级采样(讨论中不考虑高斯噪声, 考虑高斯噪声时可以得到相同的结论)。设发送序列 \mathbf{x} 和 \mathbf{h} 的循环卷积为 $\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]$, \mathbf{y} 与 \mathbf{r} 的前 $L-1$ 个数据是不相同的, 差值为 $\Delta = [\Delta_0, \Delta_1, \dots, \Delta_{L-2}]$ 。我们使用频域均衡的 ZF 准则来分析系统误差的特点, MMSE 可以得到类似的结论。基于 ZF 准则的频域均衡计算过程是:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}^T &= \text{IFFT}[\text{FFT}(\mathbf{y}) ./ \text{FFT}(\mathbf{h}, N)] = \mathbf{F}^{-1}\{[\mathbf{F}(\mathbf{r}^T)] \\ &\quad ./ [\mathbf{F}(h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0)^T] + \mathbf{F}^{-1}\{[\mathbf{F}(\Delta_0, \dots, \\ &\quad \Delta_{L-1}, 0, \dots, 0)^T] ./ [\mathbf{F}(h_0, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0)^T]\} \\ &= \mathbf{x}^T + \mathbf{F}^{-1}\{[\mathbf{F}(\Delta_0, \Delta_1, \dots, \Delta_{L-2}, 0, \dots, 0)^T] \\ &\quad ./ [\mathbf{F}(h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0)^T]\} \\ &= \mathbf{x}^T + \text{IFFT}[\text{FFT}(\Delta, N) ./ \text{FFT}(\mathbf{h}, N)] \end{aligned} \quad (4)$$

其中 \mathbf{F} 和 \mathbf{F}^{-1} 分别是傅里叶变换矩阵和傅里叶反变换矩阵, $[\bullet]^{-1}$ 表示取矩阵的逆, $[\bullet]^T$ 表示矩阵转置。FFT(\bullet, N) 代表进行长度为 N 的离散傅里叶变换, $[\bullet] ./ [\bullet]$ 代表相同大小的序列进行对应元素相除。从式(4)可以看出, OC 法的系统误差来自于后半部分, 下面对误差部分进一步分析, 令误差部分为 $\mathbf{e} = [e_0, e_1, \dots, e_{N-1}]^T$ 。

$$\begin{aligned} \mathbf{e} &= \text{IFFT}[\text{FFT}(\Delta, N) ./ \text{FFT}(\mathbf{h}, N)] = (1/N) \mathbf{F}^H \\ &\quad \cdot \left[\sum_{i=0}^{L-2} \Delta_i / \sum_{i=0}^{L-1} h_i, \sum_{i=0}^{L-2} \Phi^{1-i} \Delta_i / \sum_{i=0}^{L-1} \Phi^{1-i} h_i, \dots, \sum_{i=0}^{L-2} \Phi^{(N-1)-i} \Delta_i \right. \\ &\quad \left. / \sum_{i=0}^{L-1} \Phi^{(N-1)-i} h_i \right]^T = (1/N) [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{N-1}]^T \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} \alpha_m &= \sum_{k=0}^{N-1} \Phi^{-km} \left[\sum_{i=0}^{L-2} \Phi^{ki} \Delta_i / \sum_{i=0}^{L-1} \Phi^{ki} h_i \right], \Phi = e^{-j \frac{2\pi}{N}}, \\ m &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (6)$$

$[\bullet]^H$ 表示矩阵的共轭转置。显而易见, 系统误差 \mathbf{e} 将对检测序列 $\hat{\mathbf{x}}$ 的每一个码片产生影响。令 $\mathbf{a} = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{N-1}]$, 序列 \mathbf{a} 与误差序列 \mathbf{e} 相差一个常数倍, 下面我们对 \mathbf{a} 序列进行分析, 设

$$f_k = \left[\sum_{i=0}^{L-2} \Phi^{ki} \Delta_i / \sum_{i=0}^{L-1} \Phi^{ki} h_i \right], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

由式(6), 每一个 $\alpha_m (m = 0, 1, \dots, N-1)$ 都是 N 项的叠加, 而其中的每一项都是元素 $f_k (k = 0, 1, \dots, N-1)$ 与一个对应的相位偏转 Φ^{-km} 的乘积。对于每一个 α_m 的计算, f_k 序列都是

相同的。我们来估算每一个 α_m 中的 N 个成员 f_k 能够连续多少个相位变化保持在 $\pi/2$ 以内。由于式(7)的分子和分母具有相似的形式, 所以只要估算分子部分相位的变化就足够了。参照式(7), 令 f_k 的分子部分

$$\gamma_k = \sum_{i=0}^{L-2} \Phi^{ki} \Delta_i, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

式(8)中每一个 γ_k 都是 $L-1$ 个成员 Δ_i 分别乘以相应的相位偏转 Φ^{ki} 加和而成。将这些 Δ_i 看作 γ_k 的初始基准相位, 假设从 f_0 开始的连续 z 个 f_k 保持相位变化在 $\pi/2$ 以内, 那么由关系式:

$$\gamma_{z-1} = \sum_{i=0}^{L-2} \Phi^{i(z-1)} \Delta_i \quad (9)$$

可以看出最大的相位偏转是 $\Phi^{(L-2)(z-1)}$ 造成的, 所以可以得到关系式:

$$\frac{2\pi}{N}(L-2)(z-1) \leq \frac{\pi}{2} \quad (10)$$

于是得到

$$z \leq \frac{N}{4(L-2)} + 1 \quad (11)$$

由式(11)可以看到, z 的大小和FFT的长度 N 近似成正比, 和信道的长度近似成反比。

在信道时延较短的情况下, 根据式(11), z 值较大。又根据式(6), 在计算 \mathbf{a} 时, 当 m 接近于 0 或者 $N-1$ 时, 相邻的 f_k 的相位加权系数 Φ^{-km} 相位差将较小, 这样就造成式(6)中连续 z 个相位接近的 $\Phi^{-km} f_k$ 相加。将计算 α_m 的 N 个加和项分成 $\lfloor N/z \rfloor$ 段, 这里 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整。每一个段内的 $\Phi^{-km} f_k$ 相位相近, 所以段内加和模值较大, 如果各个段之间的加和不能抵消, 则误差序列 \mathbf{e} 的能量集中在两端; 否则两端误差也可能出现较小的情况。但是误差序列 \mathbf{e} 两端是否出现峰值, 具体情况还与随机特性的序列 $\mathbf{\Delta} = [\Delta_0, \Delta_1, \dots, \Delta_{L-2}]$ 和 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]$ 有关。误差序列中当 m 向 $N/2$ 方向接近时, 相邻的 Φ^{-km} 相位差逐渐增大, 当 $m = N/2$ 时, 相邻 Φ^{-km} 的相位差是 π ; 因为会有连续 z 个 f_k 相位差在 $\pi/2$ 以内, 所以式(6)中的各个加和项前后抵消, 造成误差序列 \mathbf{e} 的中间部分幅度较小。因此, OC法频域均衡的检测段前后两端的误差更有可能大于中间部分的误差。如果信道时延较大, 根据式(11), 这时 z 较小, 造成了误差较大的部分向中间位置的扩展。

3.2 OC 法的改进算法

文献[7]利用矩阵的概念示意了系统误差在检测数据两端将会较大, 并且指出需要在检测数据两端设置保护间隔。下面我们估算合理的保护间隔长度。在式(6)计算 \mathbf{a} 的过程中, 如果连续 z 个 f_k 前面所附加的相位差等于 2π , 再联合考虑式(11)的结果, 所有 $\lfloor N/z \rfloor$ 个段内的抵消作用加大, 这时误差变小。假设序列 \mathbf{a} 中, 当 m 增大到 K 时误差开始变得较少, 根据上面的分析可得:

$$\frac{2\pi}{N} K \left[\frac{N}{4(L-2)} + 1 \right] = 2\pi \quad (12)$$

于是

$$K \approx 4(L-2) \quad (13)$$

由前面的分析可知 OC 法的系统误差在检测序列两端较大, 但较大的误差并不总是同时出现在两端。随着信道时延的加大, 误差序列两端的分布波动也加大。参考式(6)和式(7)可以得到, $\mathbf{\Delta}$ 和 \mathbf{h} 两个序列也将较大程度决定估计序列前后误差的分布。由此我们提出对 OC 法的改进并称之为 AOC(Adaptive Overlap-Cut)法: 首先利用导频对系统的误差分布特征进行估计, 然后自适应地设置保护长度。这个改进算法利用 CDMA 系统的导频, 而不用像 CP 法那样较大程度地改动现有系统的帧结构。AOC 法的具体步骤如下:

(1)使用长度大于信道时延的连续导频序列, 基于式(4)和式(5)计算频域均衡的系统误差序列 \mathbf{e} 。

(2)取 \mathbf{e} 的中间 L (L 是信道的长度)个值的振幅均值 λ 。

(3)从 \mathbf{e} 的两端向中间方向, 分别进行检测。每一次取 L 个长度的误差值, 首先分别计算前后第一段的幅度均值 η_1, η_2 , 如果均值大于 $SF \cdot \lambda$ (SF 是扩频增益), 那么这一段上就需要保护间隔; 否则就不需要。如果外面的一段需要保护, 就接着对内侧的相邻段进行相同方法的检测, 以确定是否需要加大保护长度; 否则就停止向其内侧相邻段的检测。设定前后的最大保护长度都是 $4L$, 这是根据式(13)确定的。

(4)确定了前后需要的保护长度之后, 按照式(1)对数据进行频域均衡。

注: 信噪比小的情况下, 可以不使用保护间隔, 具体原因将在下面内容中讨论。

4 仿真分析

4.1 仿真系统介绍

为了分析本文提出的算法的有效性, 建立的仿真平台如下: 未编码系统的射频载波频率是 2GHz, 信道采用 ITU M.1225 车载 A 信道模型^[8], BPSK 调制。码片按照时隙传送, 每个时隙 2560 个码片, 码片速率是 3.84Mchip/s。扰码采用 $2^{15}-1$ 长度的 m 序列的截断码。仿真中采用理想信道估计。我们将对比 RAKE 接收机、频域均衡的传统 OC 法、AOC 法、CP 法以及没有保护长度情况下的性能。对传统 OC 算法的仿真中, 采用保护长度 $L-1$ ^[9], 这里 L 是信道离散多径抽头延迟线模型的长度。

4.2 仿真结果和分析

图 1 所示的是 16 阶 Walsh 扩频, 8 个用户的情况下, RAKE 接收机和不同频域均衡方法的误码率性能。在高信噪比的情况下, 频域均衡的算法(不论基于 ZF 准则还是基于 MMSE 准则)都比 RAKE 接收机的性能要好。在基于 ZF 和 MMSE 两个准则的频域均衡算法中, AOC 算法的性能都

要好于没有保护长度和固定保护长度的算法。没有保护间隔时, 基于 MMSE 准则的 FDE 在 SNR 大于 12dB 以后, 性能基本上没有改善。

图 2 是 16 阶 Walsh 扩频, 16 个用户的情况下, 各种接收机的系统误码率性能, 与图 1 有着类似分布。综合图 1 和图 2, 可以看到, 虽然没有保护长度的频域均衡方法在高信噪比的情况下, 性能较差, 但是在低信噪比情况下, 由于同样受到高能量噪声的影响, 它的性能与传统 OC 法、AOC 法以及 CP 方法的性能非常接近。因此, 我们可以进一步改进 AOC 法, 在低信噪比的情况下(比如 12dB 以下), 完全可以采用没有保护间隔的频域均衡, 这样又进一步简化了计算, 接收机的性能也不会受到较大影响。

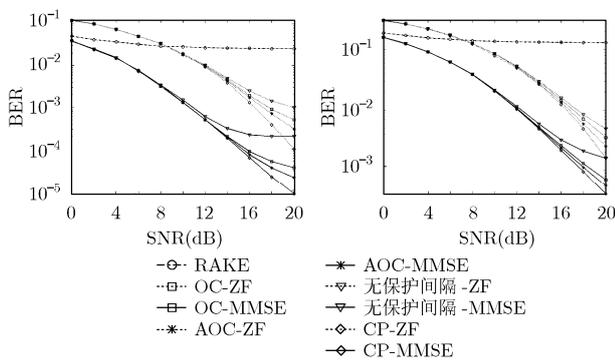


图 1 8 个用户, SF=16 时的误码率性能

图 2 16 个用户, SF=16 时的误码率性能

5 结束语

本文分析了 OC 法频域均衡系统误差的分布特性, 提出了可以根据系统误差的分布自适应调整保护长度的 AOC 法, 并且根据仿真结果进一步提出在低信噪比的情况下, AOC 法可以省去保护长度, 在不降低系统性能的前提下进一步降低了接收机的运算复杂度。

AOC 法复杂度低, 能够有效抑制 CDMA 下行系统中的多用户干扰或者码道之间的干扰, 不需要改变现有系统的无线接口标准, 适当与其他技术的结合有可能取得更好的检测性能^[10], 具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] Duel-Hallen A, Holtzman J, and Zvonar Z. Multiuser detection for CDMA systems [J]. *IEEE Personal Communications*, 1995, 2(2): 46-58.
- [2] Tomasin S and Benvenuto N. Frequency-domain interference cancellation and nonlinear equalization for CDMA systems. [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2005, 4(5): 2329-2339.
- [3] Hwang T and Li Y. Iterative cyclic prefix reconstruction for coded single-carrier systems with frequency-domain equalization (SC-FDE) [C]. 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conf., Jeju Island, Korea, 2003, Vol.3: 1841-1845.
- [4] Falconer D, Ariyavisitakul S L, and Benyamin-Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(4): 58-66.
- [5] Czylik A. Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization [C]. 47th IEEE Vehicular Technology Conf., Phoenix, U.S.A., 1997, Vol.2: 865-869.
- [6] Hunt B R. A matrix theory proof of the discrete convolution theorem [J]. *IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics*, 1971, 19(4): 285-288.
- [7] Martoyo L, Weiss T, and Capar F, et al. Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization [C]. 58th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conf., Orlando, U.S.A., 2003, Vol.2: 987-991.
- [8] ITU-R. Recommendation M.1225-1997, Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000[S]. Geneva: ITU-R, 1997: 24-30.
- [9] Wang Q X, Li B J, and Yang D C. Low complexity layered space-frequency scheme for MIMO-CDMA system [C]. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, New Orleans, 2005, Vol.1: 139-142.
- [10] Martoyo I, Schmidt M, and Jondral F. FDE-RAKE: a PIC multiuser detector for CDMA downlink. 2004 IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Sydney, 2004: 47-50.

许国平: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为移动通信中的自适应与盲算法。

张欣: 男, 1975年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为移动通信系统的理论和实现。

杨大成: 男, 1951年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信系统的理论和实现。