

唐富祥<sup>1</sup>, 黄联芬<sup>1</sup>, 齐 心<sup>2</sup>

(1.厦门大学 信息科学与技术学院, 福建 厦门 361005; 2.清华大学 无线技术研究中心, 北京 100083)

**摘要:**重叠剪切频域均衡联合并行干扰消除(OC-PIC-FDE)是一种较低复杂度的实现方法,能取得良好的误码性能。基于该方法,通过联合MMSE(最小均方误差)和并行干扰对每个用户求出最优的MMSE频域均衡系数,实现对原方法的改进。仿真结果表明,改进后的方法与原OC-PIC-FDE相比,计算复杂度几乎相同,但误码性能却可以得到很大提高。

**关键词:**频率选择性衰落;并行干扰消除;频域均衡;重叠剪切;最小均方误差;直接扩频码分多址

中图分类号:TN929.533-34

文献标识码:A

文章编号:1004-373X(2013)05-0030-03

## Single-carrier frequency domain equalization with joint MMSE and PIC in DS-CDMA

TANG Fu-xiang<sup>1</sup>, HUANG Lian-fen<sup>1</sup>, QI Xin<sup>2</sup>

(1. Department of Communication Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China;

2. Wireless and Mobile Communication Technology Research Center of Tsinghua University, Beijing 100083, China)

**Abstract:** The single-carrier overlap-cut frequency-domain equalization (OC-FDE) proposed recently requires no GI (Guard interval) inserted between data blocks, having almost the same BER performance. OC-FDE combined with parallel interference cancellation (PIC), named OC-PIC-FDE is a low complexity frequency-domain implementation method, with good BER performance. Based on the method, this paper proposed the improved method, by inferring the MMSE factors related to the user, jointing MMSE and PIC. The simulation results show the improved method has the same complexity compared with OC-PIC-FDE, but the BER performance is better.

**Keywords:** frequency-selective fading; PIC; frequency-domain equalization; overlap-cut; MMSE; DS-CDMA

## 0 引言

随着第三代无线通信市场的快速发展,用户对高速数据服务有着巨大的需求,CDMA系统将支持更高的数据速率以满足这些需求<sup>[1-2]</sup>。然而,无线信道由不同时延的多个传播路径组成,对于高速率传输而言,会产生非常严重的频率选择性衰落,产生严重的码间干扰(Inter-Chip Interference, ICI)以及不同用户之间的扩频码正交性被破坏而引起的多用户干扰<sup>[2]</sup>。直接扩频码分多址(DS-CDMA)和RAKE技术被用于目前的第三代蜂窝移动通信系统中。如果扩频码的正交性是理想,那么RAKE接收机将是最优的。然而多径信道将会破坏扩频码的正交性,RAKE接收将受到严重的多用户干扰,因此在高负载的情况下,其性能并不是很好<sup>[3]</sup>。与RAKE技术相比,频域均衡被认为是抵抗频率选择性衰落的一种更有效的方法。

目前存在三种单频域均衡方法,有循环前缀(Cy-

lic Prefix, CP)法、补零(Zero-Padding, ZP)法、重叠剪切(Overlap-Cut, OC)法。其中CP法和ZP法在块间插入保护间隔,以避免IBI(Inter and Inner Block Interference),却均会改变发送端的帧结构,降低传输效率。而OC不需要在块间插入保护间隔,可以在不改变现有空中接口时隙结构的条件下应用<sup>[3]</sup>。

在频域均衡时,取得均衡系数常用的算法有迫零(ZF)算法和最小均方误差法(MMSE)。其中ZF算法对频谱凹陷点的补偿量大,补偿直接放大时也放大了噪声,容易产生误差,MMSE算法补偿加入了信噪比的修正项,比ZF算法的均衡效果好。因此MMSE均衡算法得到较为广泛的应用<sup>[4]</sup>。

采用MMSE的重叠剪切法在均衡之后残留的ICI和IBI会影响系统的误码性能<sup>[5-6]</sup>。文献[7]提出一种单载波均衡联合干扰消除频域实现方法(OC-PIC-FDE),是一种低计算复杂度的算法,其采用并行干扰消除(PIC)经过频域重构和删除MUI(多用户干扰)后进行MMSE频域均衡,最后通过快速傅里叶反变换将均衡后的信号变到时域进行解扩、判决,能有效的提高误码性能。但是该

方法并没有针对每个不同的用户使用准确的均衡系数。本文针对该方法进行改进,命名为 M-OC-PIC-FDE,结合 PIC 利用维纳霍夫方程求出每个用户的 MMSE 均衡系数。仿真结果表明改进的方法误码性能显著提高,而计算复杂度与原方法几乎一样。

### 1 系统模型和 OC-PIC-FDE 法

DS-CDMA 下行链路系统模型图如图 1 所示。

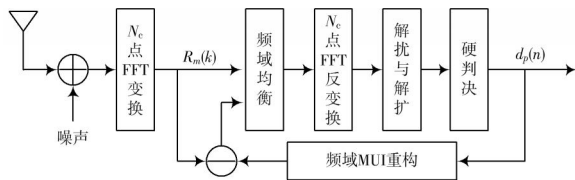


图1 DS-CDMA 下行链路 OC-PIC-FDE 原理图

在接收端,假设有U个用户比特序列数据,经过调制、时域扩频、加扰之后相加,最后发送的数据表示为:

$$s(t) = \sum_{p=1}^U s_p(t) = \sum_{p=1}^U a_p d_p \left( \left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_p(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

式中  $s_p$  代表第 p 个用户的发射信号,  $a_p$  代表第 p 个用户的信号幅度,  $d_p$  是第 p 个用户调制后的数据符号,  $\lfloor x \rfloor$  表示小于等于 x 的最大整数,  $c_p$  表示第 p 个用户用的扩频码, SF 为扩频因子,  $c_{scr}$  为扰码。

基站发出的信号经过 L 径的频率选择性衰落信道,在接收端接收到的信号表示为:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L h_l s(t - t_l) + n(t) \quad (2)$$

式中  $h_l$  为第 l 径的信道增益,  $n(t)$  为均值为零且方差为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声。

基于 OC-PIC-FDE 的方法步骤如下<sup>[4]</sup>:

#### (1) 第 0 次迭代

①如图 2 所示,将接收的信号序列重叠剪切成  $N_B$  个数据块,设每个数据块的长度为  $N_c$ ,中间块长度为  $M$ 。第 m 个数据块表示为  $r_m(t) = r(t + mM - (N_c - M)/2)$ ;  $t = 0 \sim N_c - 1$ ,  $m = 0 \sim N_B - 1$ 。

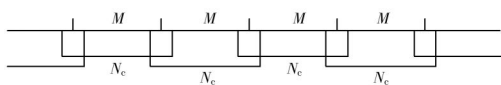


图2 重叠剪切法的原理图

②应用  $N_c$  点 FFT 变换,将  $r_m(t)$  变换到频域  $R_m(k)$ ,  $R_m(k)$  的表达式<sup>[6]</sup>如下:

$$R_m(k) = \text{FFT}(r_m(t)) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r_m(t) \exp\left(-j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \quad (3)$$

③采用 MMSE 准则均衡,得到均衡后的频域数据:

$$Y_m(k) = W(k)R_m(k) \quad (4)$$

式中  $W(k)$  为 MMSE 均衡系数,其表达式为:

$$W(k) = \frac{H(k)^*}{|H(k)|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}} \quad (5)$$

式中  $H(k)$  为信道  $h(t)$  的频域形式;  $\sigma_n^2$  为噪声功率,  $\sigma_s^2$  为总的发射功率信号的功率。

④将  $Y_m(k)$  变换到时域:

$$r_m(t) = \text{IFFT}(Y_m(k)) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} Y_m(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (6)$$

⑤对均衡后的每个时域重叠剪切数据块,提取 M 个码片,最后进行解扰、解扩、硬判决,得到第 p 个用户的数据  $\bar{d}_p^0$ 。

将初始级检测出的用户数据符号的硬判决值  $\bar{d}_p^0$  送给多级 PIC 中用于重构 MUI(多用户干扰)

#### (2) 第 j 次迭代

①以第 j 迭代为例,对第 j-1 次迭代的每个用户的判决值  $\bar{d}^{(j-1)}$  进行扩频、加扰为  $s^{(j-1)}$ 。对第 p 个用户受到的频域多用户干扰  $\bar{d}_p^{(j)}$  计算如下:

$$\bar{d}_p^{(j)} = H \cdot \text{FFT}\left(\bar{d}_p^{(j)}\right) \quad (7)$$

式中  $\bar{d}_p^{(j)} = \sum_{k=1}^U s_k^{(j-1)}$ 。

②接收信号的频域重叠剪切数据块  $R_m$  减去第 p 用户的频域 MUI, 然后进行频域均衡,最后傅里叶反变换到时域:

$$R_{p,m}^{(j)} = R_m - \bar{d}_{p,m}^{(j)} \quad (8)$$

$$y_{p,m}^{(j)} = \text{IFFT}(W \cdot R_{p,m}^{(j)}) \quad (9)$$

③对均衡后每个时域重叠剪切数据块提取 M 个码片,最后进行解扰、解扩、硬判决,得到第 p 个用户的数据  $\bar{d}_p^{(j)}$ 。

### 2 联合 PIC 和 MMSE 的均衡方法

基于 OC-PIC-FDE 方法的每个用户用到的均衡系数都是  $W(k)$ ,这是个系数是很不准确的。在这里结合 PIC 利用维纳霍夫方程针对每个用户求出相应的 MMSE 均衡系数。推导如下:

设  $R_p(k)$  为  $R_p^{(j)}(k)$  与  $R(k)$  第 p 个用户的频域 MUI 的第 j 次迭代差值,  $W_p^{(j)}(k)$  为第 p 个用户的频域均衡系数,  $S_p(k)$  为第 p 个用户的发送数据,  $\epsilon_p^{(j)}(k)$  为误差。

那么:

$$e_p^{(j)}(k) = R_p(k)W_p^{(j)}(k) - S_p(k) \\ = \left\{ H(k) \left[ \sum_{n=1}^U S_n(k) - \sum_{n=1}^U \tilde{S}_n^{(j-1)}(k) \right] + N(k) \right\} W_p^{(j)}(k) - S_p(k) \quad (10)$$

式中  $N(k) = N(k) + IBI$  ;  $N(k)$  为高斯白噪声 ;  $IBI$  为块间干扰 , 也可做高斯白噪声。

由式(11)展开可得 :

$$e_p^{(j)}(k) = H(k) \left[ \sum_{n=1}^U S_n(k) - \sum_{n=1}^U \tilde{S}_n^{(j-1)}(k) \right] W_p^{(j)}(k) + \\ \left[ H(k)W_p^{(j)}(k) - 1 \right] S_p(k) + N(k)W_p^{(j)}(k) \quad (11)$$

其均方误差值为 :

$$E \left[ \left| e_p^{(j)}(k) \right|^2 \right] = \left| H(k) \left[ \sum_{n=1}^U S_n(k) - \sum_{n=1}^U \tilde{S}_n^{(j-1)}(k) \right] W_p^{(j)}(k) \right|^2 + \\ \left| H(k)W_p^{(j)}(k) - 1 \right|^2 S_p^2(k) + \left| W_p^{(j)}(k) \right|^2 N^2(k) \quad (12)$$

由  $\frac{\partial E \left[ \left| e_p^{(j)}(k) \right|^2 \right]}{\partial W_p^{(j)}(k)} = 0$  得 :

$$\left| M^{(j)}(k) \right|^2 W_p^{(j)}(k) + \frac{2}{p} \left| H(k) \right|^2 W_p^{(j)}(k) + N W_p^{(j)}(k) = \frac{2}{p} H^*(k) \quad (13)$$

式中  $M^{(j)}(k) = H(k) \left[ \sum_{n=1}^U S_n(k) - \sum_{n=1}^U \tilde{S}_n^{(j-1)}(k) \right]$  ;  $\frac{2}{N} = \frac{2}{n} + \frac{2}{IBI}$  ,  $\frac{2}{IBI} =$

$\frac{2}{N_c} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2$  ;  $\frac{2}{p}$  为第  $p$  个用户的发射功率<sup>[8]</sup>。

最后的结果得 :

$$W_p^{(j)}(k) = \frac{H^*(k)}{\left| M^{(j)}(k) \right|^2 / \frac{2}{p} + \left| H(k) \right|^2 + \frac{2}{n} + \frac{2}{IBI}} \quad (14)$$

### 3 仿真结果及分析

本文以 WCDMA 系统下行链路为例进行仿真 , 采用直接扩频技术。具体仿真参数为 : 无编码系统 , 调制方式为 QPSK , 采用 Walsh 码扩频 , 扩频因子  $U = SF = 16$  , 码片速率为 3.84 MCPS ; FFT 块长度  $N_c = 256$  , 截取中间长度  $M = 160$  , 仿真点数为  $9 \cdot 10^6$  b , 在这里对于每个人用户 , 假设其他用户的判决反馈的数据与发送的数据是一样的 , 及  $M^{(j)}(k) = 0$ 。

采用 ITU VehA50 信道模型<sup>[9]</sup> , 移动速度为 50 km/h。图 3 为在该信道下的误码率-信噪比曲线图。

由图 3 可知 , 由于加了干扰消除 , 所以 OC-PIC-FDE 比 OC-FDE 性能要好很多。在  $BER = 10^{-3}$  的时候 , OC-PIC-FDE 所需的 SNR 比 OC-FDE 少将近 4 dB。OC-PIC-FDE

与 M-OC-PIC-FDE 都随着迭代数的增加 , 性能随之更好。OC-PIC-FDE 每次迭代性能变化不大 , 而 M-OC-PIC-FDE 第二次迭代性能比第一次好很多 , 第三次迭代与第二次迭代的性能曲线也基本重合。因为采用更加准确的均衡系数 , 所以 M-OC-PIC-FDE 每次迭代的误码性能都比 OC-PIC-FDE 好。在  $BER = 2 \times 10^{-4}$  的时候 , M-OC-PIC-FDE 所需的 SNR 比 OC-PIC-FDE 少将近 3 dB。

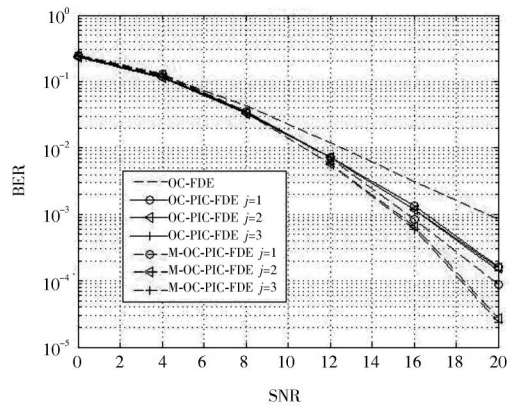


图 3 VehA50 信道下性能比较

### 4 计算复杂度

M-OC-PIC-FDE 与 OC-PIC-FDE 的主要区别是频域均衡系数的不同 , 所以 M-OC-PIC-FDE 与 OC-PIC-FDE 的计算复杂度几乎相同。

### 5 结论

本文针对基于 OC 法的频域均衡联合并行干扰删除频域实现算法 , 联合最小均衡误差与并行干扰删除提出更为准确的频域均衡系数。仿真结果表明改进方法的计算复杂度与原方法基本相同 , 但是却有更好的误码性能 , 对实际的 DS-CDMA 下行通信系统的信号接收具有重要的应用价值。

注 : 本文通信作者为黄联芬。

### 参 考 文 献

[1] ADACHI F. Wireless past and future : evolving mobile communications systems [J]. IEICE Trans. on Fundamentals , 2001 , E83-A(1) : 55-60.  
 [2] ADACHI F , SAWAHASHI M , SUDA H. Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems [J]. IEEE Communications Magazine , 1998 , 36(9) : 56-69.  
 [3] MARTOYO I , WEISS T. CAPAR F , et al. Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization [C]// 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. Orlando , Florida , USA : IEEE , 2003 : 987-991.

(下转第 36 页)



```
P2OUT &= ~TX_EN ;
```

现在接收模块已经进入接收状态,接下来要做的就是从存储模块中读取接收到的数据。写操作要按照严格的时序进行,读操作也不例外。相应的读操作时序如图5所示。读数时片选必须工作在低电平,nRF905在SPI时钟输出的下降沿采样数据,操作指令在数据的上升沿采样数据。请注意这和写数据不同,在读数据的同时必须向nRF905写入数据,这样nRF905才能正常工作。按照以上描述,给nRF905读接收数据指令0X24,就可以接收到数据,十进制数值如图6所示,据图可知接收数据和发送的数据一样,实现了正常无误的通信。

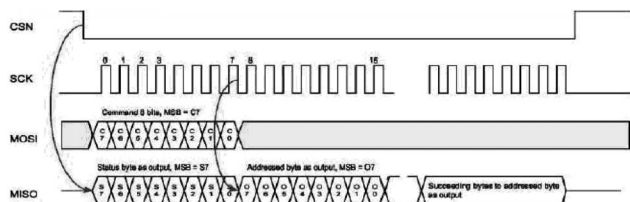


图5 读操作时序图

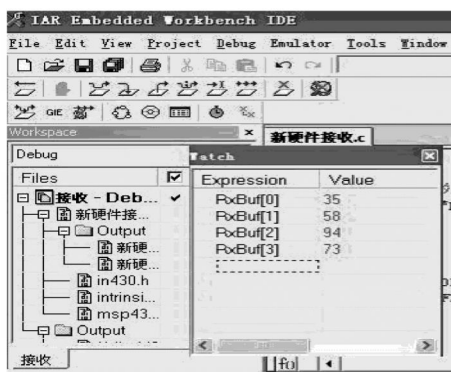


图6 接收模块接收的数据

### 4 结 语

以上无线控制系统的设计具有高速率、低功耗等优点,而且整个系统外围元件少、调试方便、软件工作量小。特别适用于遥控、工业数据采集、非接触RF智能卡、小型无线数据终端、信息家电、生物信息采集等领域。

### 参 考 文 献

- [1] 成理.射频识别系统的研究与设计[D].西安:西安电子科技大学,2006.
- [2] 陈邦媛.射频通信电路[M].北京:电子工业出版社,2005.
- [3] 游战清,李苏剑.无线射频识别(RFID)技术理论与应用[M].北京:电子工业出版社,2004.
- [4] 裘迅.PIC单片机在中央空调控制器中的应用[J].电子工程师,2002,28(6):4-6.
- [5] 岳鹏,孙佩石.基于PIC16F877的无位置传感器直流无刷电机控制系统[J].微处理机,2005(4):89-91.
- [6] 高章飞,朱善安.基于单片机MSP430和nRF905的无线通信模块[J].机电工程,2006(2):125-127.
- [7] 张晓健,李伟,张小雨.MSP430和nRF905的无线数传系统设计[J].单片机与嵌入式系统应用,2006(2):23-25.
- [8] 徐玮.PIC单片机快速入门[M].北京:北京航空航天大学出版社,2010.
- [9] 胡大可.MSP430系列FLASH型超低功耗16位单片机[M].北京:北京航空航天大学出版社,2001.
- [10] HSIEH Chi-Tang. A holter of low complexity design using mixed signalprocessor [C]// Proceedings of the Fifth IEEE Symposium on Bioinformatics and Bioengineering. Minneapolis, USA:IEEE,2005:316-319.
- [11] Texas Instruments. MSP430x1xxx family user's guide [M]. Dallas:Texas Instruments,2006.

(上接第32页)

- [4] 唐金花,陈晨,陈正文,等.SC-FDE系统频域均衡器设计[J].浙江大学学报,2007,34(6):640-643.
- [5] TAKEDA Kazuaki, TOMEBA Hiromichi, ADACHI FumiYuki. Iterative overlap FDE for multicode DS-CDMA [J]. IEICE Tran. on Communications, 2008, E91-B(6):1942-1951.
- [6] OBARA T, TAKEDA K, ADACHI F. Performance analysis of single-carrier overlap FDE [C]// The IEEE International Conference on Communication Systems. Singapore:IEEE,2010:17-19.
- [7] 曹蕾,张欣,杨大成.频域均衡联合干扰删除的频域实现方法[J].电子科技大学学报,2008,37(6):818-822.
- [8] PNG Kham-Boon, PENG Xiao-ming, KHONG Farn-Wei, et al. Overlap cut frequency domain equalization for two-layer spreading CDMA uplink system [C]// 2007 6th International

- Conference on Information, Communications & Signal Processing. Singapore:IEEE,2007:1-4.
- [9] 杨大成.移动传播环境 理论基础、分析方法和建模技术[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [10] LI Yu-shan, MCLAUGHLIN Steve, CRUICKSHANK David G M. Cyclic-prefix CDMA system with chip based equalization and interference cancellation [C]// 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. [S. l.]:IEEE,2005:402-406.
- [11] TAKEDA K, ISHIHARA K, ADACHI F. Downlink DS-CDMA transmission with joint MMSE equalization and ICI cancellation [C]// 2006 IEEE Vehicular Technology Conference. Melbourne. Australia:IEEE,2006:1762-1766.

作者简介:唐富祥,男,1987年出生,福建龙岩人,硕士。主要研究方向为无线通信。