

文章编号: 2095-4980(2013)02-0210-05

一种基于 OFDM-IDMA 的小区干扰抑制方法

刘 俊, 周小林

(复旦大学 通信与信息系统, 上海 200433)

摘 要: 在下一代的无线通信正交频分复用(OFDM)系统中, 提出一种基于交织迭代软解调接收机。发射机和接收机结合了交织分多址(IDMA), 所提出的信号估计器(ESE)利用交织码消除邻小区干扰(ICI), 结合软解调技术, 通过迭代获得低误码率的高阶调制邻小区干扰抑制性能。蒙特卡洛仿真结果显示, 所提出的接收机模型在 16QAM 的 OFDM 系统中, 高斯以及瑞利信道条件下, 均能获得较好的误码率性能。

关键词: 正交频分复用; 交织分多址; 邻小区干扰抑制; 高阶调制

中图分类号: TN929.52

文献标识码: A

An iterative soft detection receiver based inter-cell interference suppression method for high-order modulation signal in OFDM system

LIU Jun, ZHOU Xiao-lin

(Department of Communication Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: This paper provides a new method of iterative soft detection receiver to suppress the Inter-Cell Interference(ICI) in the next generation communication Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) system. With the combination of the Interleave-Division Multiple Access(IDMA) technology, the new Elementary Signal Estimator(ESE) in the receiver suppresses the interference from neighbor cell. Besides, the soft detection technology in the receiver can achieve the system with high-order modulation signal by using iterative detection scheme. Monte Carlo simulation results show the proposed receiver obtains the good BER performance in both AWGN and Rayleigh channel for 16QAM modulation scheme.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing; Interleave-Division Multiple Access; Inter-cell Interference Suppression; high-order modulation

正交频分复用(OFDM)技术由于拥有较高的频谱利用率以及对抗多径效应的能力, 是下一代无线通信的主要技术。为了获得较高的频谱利用率, 基于 OFDM 的小区系统的频率复用系数通常为 1, 因此, 针对用户的下行传输, 不可避免造成蜂窝系统中的邻小区干扰(ICI), 降低传输可靠性, 特别是小区边缘用户受到来自多个小区的干扰, 如何提高小区边缘用户的抗干扰能力是目前主要研究的课题。目前的 ICI 抑制技术有: 干扰协作、干扰随机化以及干扰删除^[1]。干扰协作技术如部分频率复用、小区间功率控制以及资源分配方案等在系统处于较轻和中等负载的情况下能够获得不错的性能, 但是在满负载的系统中, 性能会有很强的衰落^[2]。干扰随机化技术如扰码以及跳频能够有效抑制单个用户所受干扰, 而在宏观上并没有降低整个系统中的噪声和干扰。交织分多址技术^[3]能够分开并且消除其他用户的干扰, 在较重负载的系统中有较好的使用前景。

当前的 OFDM-IDMA 系统中, 主要针对上行多用户发送的系统, 在单小区的仿真条件下已有较好的吞吐率以及误码率性能^[4]。同时针对上行链路还有一种简化的 OFDM-IDMA 次优方案, 接收机无需接收其他用户的编码信息, 虽然误码率性能有所降低, 但是接收机无需检测其他用户编码以及调制信息的接收模块, 大大降低了复杂度, 增加了实际可操作性^[5]。对于下行链路, 当前只有基于 MC-CDMA 系统中的 IDMA 小区干扰抑制技术^[6], 并

收稿日期: 2012-06-25; 修回日期: 2012-07-23

基金项目: 国家高科技研究与发展计划(863)资助项目(2011AA100701); 国家自然科学基金资助项目(60802011); 国家重大科技专项课题资助项目(2012ZX03001013-004)

且分析了在 7 小区蜂窝系统中的实现方案。针对 IDMA 只能基于 BPSK 以及 QPSK 等简单调制的缺陷,通过对初始信息估计(ESE)方法的调整^[7],能够在 IDMA 中实现高阶的信号调制。此外,基于 IDMA 的 turbo 编码,利用了 turbo 编码较高的性能,在瑞利信道环境下能够获得较好的检测性能^[8]。

本文针对系统中的下行链路,利用新的 ESE 估计方法,提出了基于高阶 OFDM-IDMA 的邻小区干扰抑制的接收机,利用 turbo 编码对所提出的接收机方案进行仿真。仿真结果表明,该接收机在不同信道条件下能够提供较好的检测性能。

1 系统模型

这一部分描述系统模型。基于 OFDM-IDMA 的邻小区干扰抑制发射机如图 1 所示。

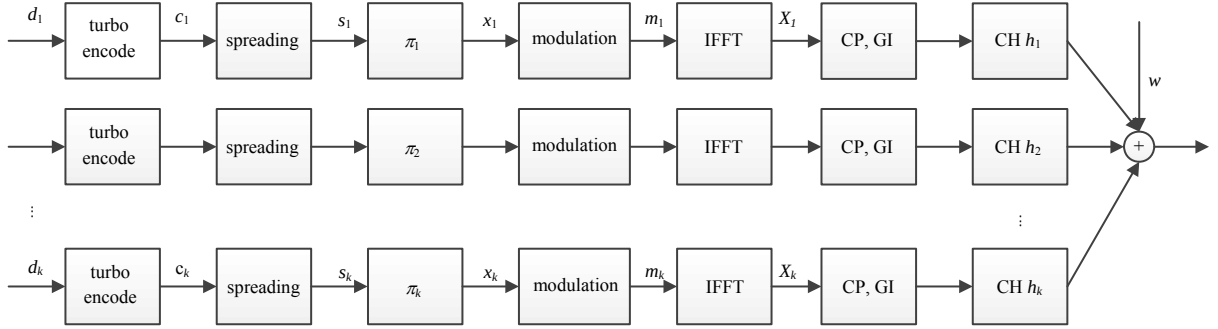


Fig.1 OFDM-IDMA transmitter
图 1 OFDM-IDMA 发射机结构

第 k 小区给用户发送的比特为 $d_k = [d_k[1], d_k[2], \dots, d_k[N_b]]^T$, turbo 编码后,编码序列为 $c_k = [c_k[1], c_k[2], \dots, c_k[N_c]]^T$, 经过扩频码 $u_k = [u_k[1], u_k[2], \dots, u_k[N_u]]^T$ 后得到 $s_k = [s_k[1], s_k[2], \dots, s_k[N_s]]^T$, 经过交织器 π_k 得到频域信号 $X_k = [X_k[1], X_k[2], \dots, X_k[N_x]]$, X 中每 Q_k 比特组合映射成星座符号,得到调制序列 $m_k = [m_k[1], m_k[2], \dots, m_k[N_m / Q_k]]$, 映射关系为:

$$m_k(j) = \text{map}([X_k^1(j), X_k^2(j), \dots, X_k^{Q_k}(j)]) \quad (1)$$

式中: $X_k^q(j)$, $q=1,2,\dots,Q_k$, 是第 k 个基站传输的第 j 个符号的第 q 比特,比如 $m_k(j) = \text{map}([0010])$, 则 $b_i(m_k(j)) = 0$, $i=1,2,4$; $b_3(m_k(j)) = 1$ 。

经过 IFFT 得到时域符号 $x_k = [x_k[1], x_k[2], \dots, x_k[N_x]]$, 经过信道 h_k 之后得到接收信号为 r 。

基于 OFDM-IDMA 的邻小区干扰抑制接收机如图 2 所示。

接收信号 r 在接收机端去除循环前缀(CP)以及帧间隔(GI), 作 FFT 之后实现得到 r' :

$$r'(j) = \sum_{k=1}^K h'_k y_k(j) + w'(j) \quad (2)$$

式中: $w'(j)$ 为 2 个维度方差为 σ^2 复高斯白噪声, 未描述简化之后省略 j 。经过 ESE 得到初始估计信号 $\{e_{\text{ESE}}(x_1(n))\}$, 经过解交织之后得到

$\{e_{\text{ESE}}(c_1(n))\}$, 解码之后得到信号的估计 $\hat{d}_1$, 解

码后的外信息 $\{e_{\text{DEC}}(c_1(n))\}$ 经过再交织得到 $\{e_{\text{DEC}}(x_1(n))\}$, 返回到 ESE 作为下一次迭代的外信息输入。

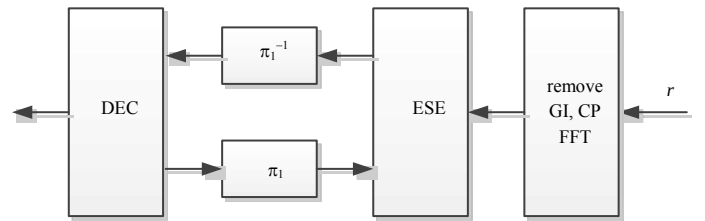


Fig.2 OFDM-IDMA receiver
图 2 OFDM-IDMA 接收机结构

2 ESE 算法

在 IDMA 中,对接收信号首先需要做 ESE,能够对接收信号做判决检测。ESE 的具体流程如下:

1) ESE 的目的是计算判决门限,即对数似然值:

$$e_{\text{ESE}}(x_k^{(q)}) = \ln \frac{P\{r | x_k^{(q)} = 0\}}{P\{r | x_k^{(q)} = 1\}} \quad (3)$$

作为软解调 DEC 的输入。星座图上的信号点概率可以表示为 $P\{m_k = s\} = \prod_{l=1}^{Q_k} P\{x_k^{(l)} b_l(s)\}$ ，根据贝叶斯方程，得到条件概率为：

$$P\{r' | x_k^{(q)} = a\} = \sum_{s \in S_{k,a}^{(q)}} P\{r | m_k = s\} \prod_{l \neq q} P\{x_k^{(l)} = b_l(s)\}, a = 0, 1$$

式中 $S_{k,a}^{(q)} = \{s \in S_k : b_q(s) = a\}$ ，由式(3)及文献[7]可以得到：

$$e_{ESE}(x_k^{(q)}) = \ln \frac{\sum_{s \in S_{k,0}^{(q)}} P\{r | m_k = s\} \prod_{l \neq q} P\{x_k^{(l)} = b_l(s)\}}{\sum_{s \in S_{k,1}^{(q)}} P\{r | m_k = s\} \prod_{l \neq q} P\{x_k^{(l)} = b_l(s)\}} = \ln \frac{\sum_{s \in S_{k,0}^{(q)}} P\{r | m_k = s\} \exp\left\{\sum_{l \neq q, b_l(s)=0} L_a(x_k^{(l)})\right\}}{\sum_{s \in S_{k,1}^{(q)}} P\{r | m_k = s\} \exp\left\{\sum_{l \neq q, b_l(s)=0} L_a(x_k^{(l)})\right\}} \quad (4)$$

式中 $L_a(x_k^{(l)}) = \ln \frac{P\{x_k^{(l)}=0\}}{P\{x_k^{(l)}=1\}}$ ，称之为 $x_k^{(l)}$ 的先验值。

2) 由式(1)可得

$$r' = h'_k m_k + \varsigma_k \quad (5)$$

式中： $\varsigma_k = r' - h'_k m_k = \sum_{k' \neq k} h'_{k'} m_{k'} + w'$ 为 k 小区所受干扰和噪声和，由中心定理得到 ς_k 为高斯变量，因此式(4)中

$P\{r' | m_k = s\}$ 近似符合高斯分布。将概率 $P\{r' | m_k = s\}$ 表示为向量形式，其中 $r' = (r^{\text{re}} \ r^{\text{im}})^T$ ， $m = (m_k^{\text{re}} \ m_k^{\text{im}})^T$ ， $s = (s^{\text{re}} \ s^{\text{im}})^T$ ，

令 $\mu_{\varsigma_k}, \Xi_{\varsigma_k}$ 为矩阵 $\varsigma_k = (\varsigma_k^{\text{re}} \ \varsigma_k^{\text{im}})^T$ 的均值和方差矩阵，则概率分布为：

$$P\{r' | m_k = s\} = \frac{1}{2\pi |\Xi_{\varsigma_k}|^{1/2}} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \left(r - (H'_k s + \mu_{\varsigma_k})\right)^T \Xi_{\varsigma_k}^{-1} \left(r - (H'_k s + \mu_{\varsigma_k})\right)\right\} \quad (6)$$

式中 $H'_k = \begin{pmatrix} \rho_k \cos \theta_k & -\rho_k \sin \theta_k \\ \rho_k \sin \theta_k & \rho_k \cos \theta_k \end{pmatrix}$ 代表信道增益 $h'_k = \rho_k e^{j\theta_k}$ 的复数矩阵。由式(5)， ς_k 的均值和方差可表示为：

$$\mu_{r'} = \sum_{l=1}^K H'_l \mu_{m_l} \quad (7)$$

$$\Xi_{r'} = \sum_{l=1}^K H'_l \Xi_{m_l} H_l^T + \sigma^2 I \quad (8)$$

$$\mu_{\varsigma_k} = \mu_{r'} - H'_k \mu_{m_k} \quad (9)$$

$$\Xi_{\varsigma_k} = \Xi_{r'} - H'_k \Xi_{m_k} H_k^T \quad (10)$$

式中： μ_{m_k} 和 Ξ_{m_k} 为矩阵 $m = (m_k^{\text{re}} \ m_k^{\text{im}})^T$ 的均值和方差矩阵。

更新 μ_{m_k} 和 Ξ_{m_k} ，即软解调输出值由 DEC 返回 ESE 作为编码比特的先验值：

$$e_{\text{DEC}}(x_k^{(q)}(j)) = \ln \frac{P\{r | x_k^{(q)}(j) = 0\}}{P\{r | x_k^{(q)}(j) = 1\}} \quad (11)$$

该先验值可用来更新星座图上信号点的概率，星座点概率为：

$$P\{m_k(j) = s\} = \prod_{q=1}^{Q_k} P\{x_k^{(q)}(j) = b_q(s)\}, s \in S_k \quad (12)$$

式中 $P\{x_k^{(q)}(j)\}$ 来自 $\{e_{\text{DEC}}(x_k^{(q)}(j))\}$ 。重复使用式(7)~式(10)，可更新 μ_{ς_k} 和 Ξ_{ς_k} 。

此外由式(9)和式(10)可知， μ_{ς_k} 和 Ξ_{ς_k} 的计算复杂度随着用户数 k 的增加呈线性增长。

3) 16QAM 的 ESE

当使用 16QAM 高阶调制时，采用格雷编码，加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道下可得 $H'_k = I$ ，则符号的第 1 比特利用式(4)可表示为：

$$e_{\text{ESE}}(x_k^{(1)}) = \ln \left\{ \frac{P(r' | m_k = S_8) + P(r' | m_k = S_7) \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\} + P(r' | m_k = S_6) \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\} + \dots}{P(r' | m_k = S_{16}) + P(r' | m_k = S_{15}) \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\} + P(r' | m_k = S_{14}) \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\} + \dots} \right. \\ \frac{P(r' | m_k = S_4) \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + P(r' | m_k = S_2) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\}) + \dots}{P(r' | m_k = S_{12}) \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + P(r' | m_k = S_{10}) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\}) + \dots} \\ \frac{P(r' | m_k = S_3) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\}) + \dots}{P(r' | m_k = S_{11}) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\}) + \dots} \\ \frac{P(r' | m_k = S_5) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\}) + \dots}{P(r' | m_k = S_{13}) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\}) + \dots} \\ \left. \frac{P(r' | m_k = S_1) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\})}{P(r' | m_k = S_9) (\exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(2)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(3)})\} + \exp\{L_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})\})} \right\} \quad (13)$$

与之类似, 利用式(4)可以推算出其余 $e_{\text{ESE}}(x_k^{(2)}), e_{\text{ESE}}(x_k^{(3)}), e_{\text{ESE}}(x_k^{(4)})$ 的表达式。

3 仿真结果

这一部分主要内容为本文所提出的 OFDM-IDMA 接收机的蒙特卡洛仿真的 BER 结果, 并且仿真了在不同信道条件下的 BER 性能。使用 7 小区的典型蜂窝小区系统, 如图 3 所示, 考虑用户处于小区边缘的情况, 假设所有基站发射功率相同, 路径损耗与距离平方成反比。参量选取 OFDM 子载波数为 $N=64$, 虚拟子载波数 $N_{\text{vc}}=16$, 循环前缀长度 $N_{\text{cp}}=16$, 每帧有 3 个 OFDM 符号, 使用 1/2 速率 turbo 编码, 生成矩阵为 $[1 \ 1 \ 1; 1 \ 0 \ 1]$, 软解调迭代次数为 5 次。

图 4 中仿真了 AWGN 信道下基于 OFDM-IDMA 的邻小区干扰抑制的 BER 性能, 系统使用 8,16 的扩频系数, 由仿真可知, 随着迭代次数的增加, BER 性能逐渐提升, 迭代接收机具有较快的收敛性能; 当扩频数从 8 增加到 16 时, 迭代带来更大的 BER 性能的提升, 主要原因是随着扩频码的增长, 反馈的外信息包含更多冗余接收信息, 因此迭代带来更快的性能提升。

图 5 中仿真了 Rayleigh 多径信道下的基于 OFDM-IDMA 的邻小区干扰抑制的 BER 性能, 信道采样为 $\text{Delay}=[0 \ 3 \ 5 \ 6 \ 8]$, 信道抽头功率矩阵为 $\text{Power}_{\text{dB}}=[0 \ -8 \ -17 \ -21 \ -25]$, 仿真使用 16,24 的扩频系数。由仿真可知, OFDM-IDMA 能够有效抑制邻小区的干扰, 收敛速度较快, 保证对服务小区信道的可靠性, 同时随着扩频系数的增加, 迭代带来更快的性能提升。

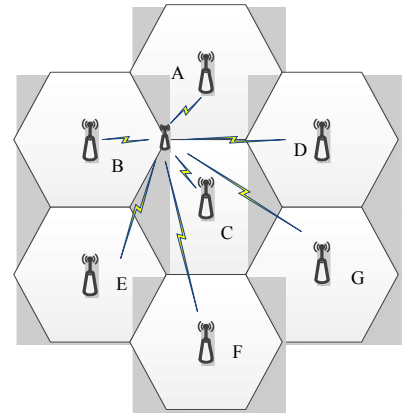


Fig.3 Cell edge UE in 7-cellular network
图 3 7 小区蜂窝系统中小区边缘用户

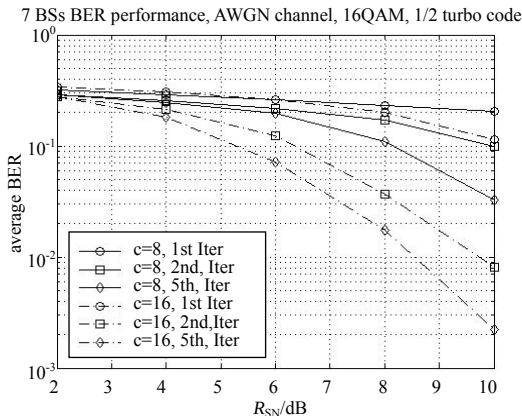


Fig.4 BER performance of OFDM-IDMA(16QAM BER, AWGN channel)
图 4 AWGN 信道 OFDM-IDMA 16QAM BER 性能

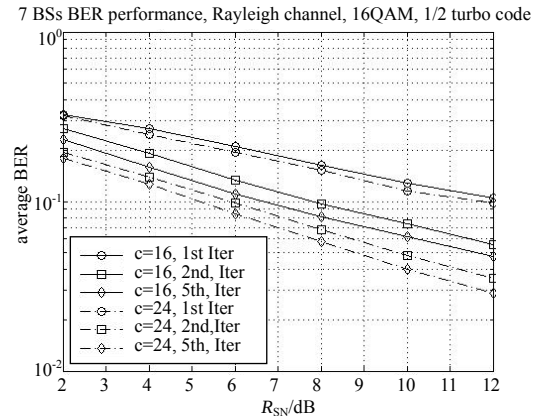


Fig.5 BER performance of OFDM-IDMA(16QAM BER, Rayleigh channel)
图 5 Rayleigh 信道 OFDM-IDMA 16QAM BER 性能

4 结论

本文分析了 OFDM-IDMA 系统中的下行链路, 针对同频网络小区间干扰问题, 提出使用迭代接收机, 该接

收机随着干扰小区数量的增加,复杂度呈线性的增加;通过所提出的 ESE 的算法,能够有效实现高阶调制下的邻小区干扰抑制问题。仿真结果表明,所提出的方案在不同信道条件下,能实现较理想的 BER 性能。

参考文献:

- [1] 刘海涛,高珂增. 基于用户协作的小区间干扰抑制方案[J]. 通信技术, 2012,45(1):52-55. (LIU Haitao,GAO Kezeng. An Inter-Cell Interference Suppression Scheme based on Cooperative Transmission[J]. Communication Technology, 2012, 45(1):52-55.)
- [2] 3GPP Organizational Partners. 3GPP TR 25.814, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access(UTRA) (Release 7)[S]. Valbonne, France:3GPP support office, 2006.
- [3] Ping L,Liu L,Wu Y,et al. Interleave-Division Multiple-Access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2006, 5(4):938-947.
- [4] Matsumoto T,Hatakawa Y,Konishi S. Performance Analysis of Interleave-Division Multiple Access for Uplink in Multi-Cell Environment[C]// Proceedings of the 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference, IWCMC 2011. Istanbul,Turkey:[s.n.], 2011.
- [5] Li Zhongnian,Jiang Zheng,Wang Yafeng. A Reduced Complexity Interference Cancellation Receiver Based on IDMA in OFDMA Uplink[C]// the 11th IEEE International Conference on Communication Systems(ICC). Singapore:[s.n.], 2008: 651-655.
- [6] Plass S,Dammann A. Analysis of Iterative Soft Inter-Cell Interference Cancellation in Cellular MC-CDMA[C]// The 7th International ITG Conference on Source and Channel Coding(SCC). Ulm, Germany:[s.n.], 2008.
- [7] Chung H,Tsai Y,Lin M. IDMA Using Non-Gray Labeled Modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(9):2492-2501.
- [8] 张成磊,周小林,方朝曦. 基于卷积码的网络编码协助 IDMA 系统容量分析[J]. 信息与电子工程, 2011,9(5):531-536 . (ZHANG Chenglei,ZHOU Xiaolin,FANG Chaoxi. Capacity analysis of a convolutional code-based network coding assisted IDMA system[J]. Information and Electronic Engineering, 2011,9(5):531-536.)

作者简介:



刘 俊(1987-), 男, 上海市人, 在读硕士研究生, 研究方向为 FSO,MIMO 及干扰随机化.
email:10210720094@fudan.edu.cn.

周小林(1971-), 男, 南京市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为物联网、FSO、迭代接收机等.