

## 基于并行干扰抵消的 OFDM/OQAM 系统中的信号检测方法

武刚\* 胡苏 陈浩 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

**摘要:** 在多径衰落信道中, 基于交错正交幅度调制的正交频分复用(OFDM with Offset QAM, OFDM/OQAM) 系统使用迫零均衡器进行信号检测时, 不能完全消除信道复数特性和滤波器实数正交特性引入的时域符号间干扰和频域子载波间干扰, 及信道估计误差导致的误码率性能损失。该文利用对数据初始判决并重构相邻载波及符号间干扰的思想, 通过分析采用迫零均衡信号检测时的残余干扰与信道估计误差干扰, 提出了一种基于并行干扰抵消和迫零均衡器结合的 OFDM/OQAM 信号检测方法, 并在 IEEE 802.22 技术标准的两种典型多径衰落信道中进行了计算机仿真与比较研究。仿真结果表明, 与基于迫零均衡的检测方法相比, 基于并行干扰抵消的迭代信号检测方法在误码率为 1% 时, 可获得 1 dB 至 2 dB 的性能提升。

**关键词:** 移动通信信号检测; 正交频分复用调制; 交错正交幅度调制; 成形滤波器; 并行抵消

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)01-0178-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00821

## Parallel Interference Cancellation Based Signal Detection for OFDM/OQAM Systems

Wu Gang Hu Su Chen Hao Li Shao-qian

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** Because of the usage of practical windowed pulse shaping filter and limitation of real field orthogonality of OFDM with Offset QAM (OFDM/OQAM) systems, the zero-forcing equalization as signal detector can not completely remove the Inter-Symbol Interference (ISI) and Inter-Carrier Interference (ICI) introduced by multipath fading channels. The ISI and ICI lead to severe degradation of BER performance of OFDM/OQAM system. Moreover, the imperfect channel estimation by using preamble also results in the further BER performance degradation. In this paper, one Parallel-Interference-Cancellation (PIC) signal detection method based on zero-forcing equalization for OFDM/OQAM systems is proposed by reconstruction of ISI and ICI with aid of initial data detection. And analytical results on residual interference by Zero-Forcing (ZF) and imperfect channel estimator are given. Finally, simulation results demonstrate that OFDM/OQAM system with PIC signal detector can achieve better BER performance by 1 dB to 2 dB while BER equal to 1% than conventional signal detector.

**Key words:** Mobile communication signal detection; OFDM modulation; Offset QAM (OQAM); Pulse shaping filter; Parallel Interference Cancellation (PIC)

### 1 引言

基于循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)已成为未来一代移动通信系统的核心无线传输技术之一。然而, CP 的引入同时降低了系统频谱利用率。并且, CP-OFDM 系统对接收端与发射

端晶振特性不一致产生的载波频率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)及时变信道引入的多普勒频移较敏感。当存在较大多普勒频移及非理想 CFO 补偿时, OFDM 系统引入的子载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI)会严重影响系统链路性能<sup>[1]</sup>。从改进 OFDM 系统的时频聚焦(Time-Frequency Localization, TFL)特性角度, 可构建基于成形滤波器函数和交错正交幅度调制(Offset QAM, OQAM)的 OFDM/OQAM 技术<sup>[2-12]</sup>。由于可不引入循环前缀, OFDM/OQAM 曾被作为增强调制技术, 提交至美国电讯工业化协会

2012-06-27 收到, 2012-10-26 改回

国家 863 计划重大项目(2011AA01A105), 科技部中芬国际科技合作项目(2010DFB10410), 国家自然科学基金(61101090)和中央高校基本科研业务费(ZYGX2010X003) 资助课题

\*通信作者: 武刚 wugang99@uestc.edu.cn

(Telecommunications Industry Association, TIA)<sup>[2]</sup>、IEEE 802.22 WRAN<sup>[3]</sup>、3GPP TR 25.814 (v7.0.0)中。近几年,由于 OFDM/OQAM 信号具有带外快速衰减及频谱利用率高的特点,已在电力线通信<sup>[4]</sup>、认知无线电<sup>[5]</sup>和陆地移动通信系统<sup>[6-11,13,14]</sup>中得到广泛研究。

OFDM/OQAM 系统的优点源于其滤波器组的 TFL 特性,若设计可自适应匹配多径衰落信道的时延特征与频率偏移特征的时频聚焦窗,可无需循环前缀,一定程度上减少符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)和 ICI 的影响<sup>[8-10]</sup>。但是,可实现 OFDM/OQAM 系统由于采用有限长度响应的成形滤波器函数<sup>[11,12]</sup>,且仅满足严格的实数域正交条件<sup>[12]</sup>。因此,当发送信号通过具有复数特性的时变多径衰落信道时,采用单抽头迫零均衡器(Zero-Forcing, ZF)进行接收信号检测,并不能完全消除由信道频率选择性和时间选择性引入的 ISI 和 ICI<sup>[9]</sup>。并且,由于残余频偏与时间同步误差的影响,OQAM 多载波系统接收机的性能仍会恶化<sup>[13]</sup>。

为了改进信号检测性能,在理想信道估计前提下,文献[15]中提出了复合干扰抵消均衡方法,在含有直射路径的莱斯(Rice)衰落信道模型中,与 CP-OFDM 系统进行了性能对比研究。文献[16]研究了基于频域采样的有限冲击响应子信道均衡器设计方法,通过获取频率分集增益提高检测性能。此外,由于信号检测性能依赖信道估计的准确性。而在可实现 OFDM/OQAM 系统中,不能简单地采用类似 CP-OFDM 系统中前导频序列(preamble)或嵌入数据的导频符号(Pilot),需要为前导频序列添加时频保护符号,以获得准确的信道参数估计结果。文献[17]与文献[14]中提出了基于前导频的 OFDM/OQAM 信道估计方法,并验证了 OFDM/OQAM 系统比 CP-OFDM 系统具有更优的误码率性能。但是,上述研究未考虑由于信道估计误差引入的 ISI 和 ICI 干扰对 OFDM/OQAM 信号检测性能的恶化影响。因此,有必要研究 OFDM/OQAM 系统中针对非理想信道估计的增强型信号检测方法。

本文基于并行干扰抵消的思想,提出一种基于数据初始判决重构干扰,再迭代进行干扰抵消的 OFDM/OQAM 信号检测方法。考虑到 OFDM/OQAM 系统仅满足实数域正交条件,本文首先利用可靠接收数据符号的预判判决结果,重构具有复数特性的多径信道引入的 ISI 和 ICI 干扰分量,再利用并行干扰抵消方法,消除 ISI 和 ICI 对不可靠数据符号的干扰,从而可提高 OFDM/OQAM 系统的性能。其次,本文给出了导致信号检测性能恶化的干

扰成因的理论分析。依据理论分析,本文设计的并行干扰抵消信号检测方法仅选取最靠近待判决数据符号周围的 4 个符号进行干扰重构与抵消,可获得复杂度与性能的折中。与文献[15]方法相比,本文的主要贡献包括:(1)分析了信道估计误差引入的残余干扰问题;(2)利用频率选择性衰落信道中信道衰落对 OFDM/OQAM 系统各子载波的影响是不一致的特点,提出了先对可靠数据符号重构的思想,避免了干扰抵消过程中误差传播;(3)在 IEEE 802.22 技术标准的两种典型多径衰落信道中进行了计算机仿真,与 ZF 均衡检测的比较结果验证了所提方法具有 1-2 dB 的性能增益。

## 2 多径衰落信道中 OFDM/OQAM 解调信号模型

### 2.1 OFDM/OQAM 发送信号及正交特性

OFDM/OQAM 系统一般采用具有良好时频聚焦特性的扩展高斯函数(Extended Gaussian Function, EGF)函数<sup>[9]</sup>,使发送信号对 ICI 和 ISI 具有较强的鲁棒性。一个具有  $M$  载波的基带 OFDM/OQAM 发送信号可表示为<sup>[11,14]</sup>

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} j^{m+n} e^{j2\pi\nu_0 t} g_{\alpha,\tau_0,\nu_0}(t - n\tau_0) \quad (1)$$

式中  $a_{m,n}$  表示第  $n$  个 OFDM 符号在第  $m$  个子载波发送的数据信号,  $\nu_0$  和  $\tau_0$  分别代表 OFDM/OQAM 系统子载波间隔和发送信号时间间隔,  $g_{\alpha,\tau_0,\nu_0}(t)$  表示具有 Gauss 函数 TFL 特性的 EGF 时域波形<sup>[9]</sup>,可基于 Zak 变换实现<sup>[10]</sup>,其表达式为<sup>[10]</sup>

$$g_{\alpha,\tau_0,\nu_0}(t) = \frac{1}{2} \left[ \sum_{k=0}^{\infty} d_{k,\alpha,\nu_0} \left[ g_{\alpha} \left( t + \frac{k}{\nu_0} \right) + g_{\alpha} \left( t - \frac{k}{\nu_0} \right) \right] \right] \cdot \sum_{l=0}^{\infty} d_{l,1/\alpha,\tau_0} \cos \left( 2\pi l \frac{t}{\tau_0} \right) \quad (2)$$

式中  $g_{\alpha}(t) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi\alpha t^2}$ ;  $d_{k,\alpha,\tau_0}$  可近似表达为  $d_{k,\alpha,\tau_0} \simeq \sum_{j=0}^{j_k} b_{k,j} e^{-(\pi\alpha/2\tau_0^2)(2j+k)}$ ,  $0 \leq k \leq K$ , 其中,正整数  $j_k = \lfloor (K-k)/2 \rfloor$ ,  $K$  为整数。 $b_{k,j}$  的具体计算可参考文献[18]及其中的附录 A。当  $\alpha = 1, \tau_0 = \nu_0 = 1/\sqrt{2}$  时,EGF 函数的傅里叶变换与 EGF 函数表达式相同,所以该函数在时域与频域都具有相同的聚焦特性。但是,基于 EGF 的 OFDM/OQAM 系统仅满足实数域严格正交,其实数域正交基表示如下:

$$\begin{aligned} \langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle_R &= \text{Re} \{ j^{m'-m+n'-n+(m'-m)(n'+n)} \\ &\quad \cdot A_g((n-n')\tau_0, (m-m')\nu_0) \} \\ &= \delta_{m,m'} \delta_{n,n'} \end{aligned} \quad (3)$$

式中  $\delta_{m,m'}$  与  $\delta_{n,n'}$  表示两个狄拉克函数,  $A_g(\tau, \nu)$  定义

为 OFDM/OQAM 系统的模糊函数, 可表示为<sup>[8]</sup>

$$A_g(\tau, \nu) = \int_{\mathbb{R}} e^{-j2\pi\nu t} g\left(t + \frac{\tau}{2}\right) g^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt$$

## 2.2 OFDM/OQAM 系统的迫零均衡信号检测方法

经过多径衰落信道和高斯信道之后, OFDM/OQAM 接收信号可以表示为

$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t) \\ = \int_0^{\Delta} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (4)$$

其中  $s(t)$  和  $r(t)$  分别表示发射信号和接收信号,  $h(t, \tau)$  表示多径信道时域响应,  $\tau$  为信道引入的延迟,  $\Delta$  为信道的时延扩展,  $n(t)$  表示加性高斯白噪声。

为了分析及描述的方便, 先不考虑高斯白噪声的干扰进一步化解式(4), 可以得到

$$r(t) = \int_0^{\Delta} h(t, \tau) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} g_{m,n}(t - \tau) d\tau \quad (5)$$

假定多径衰落信道的时延扩展  $\Delta$  小于一个符号时间, 则在时间范围  $0 \leq \tau \leq \Delta$  内,  $g(t - \tau - n\tau_0) \approx g(t - n\tau_0)$ , 并且式(5)能够简化为

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} e^{j(m+n)\pi/2} e^{j2\pi m\nu_0 t} g(t - n\tau_0) H_m(t) \quad (6)$$

式中  $H_m(t) = \int_0^{\Delta} h(t, \tau) e^{-j2\pi m\nu_0 \tau} d\tau$  为时刻在第  $t$  时刻第  $m$  个子信道的多径衰落信道频域冲击响应。在静态信道或者慢变多径信道前提下, 可以认为一帧中多个 OFDM/OQAM 符号同一子载波在不同时刻的衰落是近似相同的, 即  $H_m(t) = H_m$ 。因此, 式(6)可以简化为

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} g_{m,n}(t) H_m \quad (7)$$

不失一般性, 设第  $(m_0, n_0)$  个数据符号为待恢复数据, 结合式(3)中 EGF 函数的实数域正交特性, 可以得到对应的解调数据为

$$r_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} H_{m_0} + \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} H_m \langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle \quad (8)$$

接收端在将时域接收信号和滤波器函数  $g_{m_0, n_0}(t)$  进行内积, 传统的 OFDM/OQAM 系统的信道均衡主要利用 ZF 均衡方法来消除信道引入的干扰。

在假设接收端已获知完美多径信道频域响应参数时, 采用 ZF 均衡器输出结果可以表示为

$$\frac{r_{m_0, n_0}}{H_{m_0}} = a_{m_0, n_0} + \underbrace{\sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} \langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle}_{I_{m, m_0}} \frac{H_m}{H_{m_0}} \quad (9)$$

式中, 等号右边第 2 项为待恢复数据符号受到的来自周边符号的干扰。对式(9)取实数运算后, 最终的实数域解调数据为

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \Re \left\{ \frac{r_{m_0, n_0}}{H_{m_0}} \right\} = a_{m_0, n_0} + \Re \{ I_{m, m_0} \} \quad (10)$$

根据基函数正交性, 分析式(9)可发现:

- (1) 当  $m = m_0, n = n_0$  时, EGF 函数满足  $\Re \langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle \neq 0$ ;
- (2) 当  $m \neq m_0$  或者  $n \neq n_0$  时, EGF 函数满足  $\Re \langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle = 0$ 。

然而, 多径衰落信道使 OFDM/OQAM 系统中不同子载波处的信道频域响应各不相同且均为复数, 即  $H_m \neq H_{m_0}, m \neq m_0$ , 并会引入子载波间干扰  $\Re \{ I_{m, m_0} \}$ 。

## 3 基于并行干扰抵消的 OFDM/OQAM 系统的信号检测方法

### 3.1 OFDM/OQAM 系统中的干扰分析及简化处理

前已述及, 在静态信道或慢变多径信道中, OFDM/OQAM 系统相同子载波在不同时刻的衰落可近似认为相同, 即在同一个数据帧内相同子载波的数据经历了相同的衰落。因此, 式(5)可表示为

$$\hat{r}_{m_0, n_0} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} e^{j\frac{\pi(m+n-m_0-n_0)}{2}} \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi m\nu_0 \tau} \cdot \int_R g(t - \tau - n\tau_0) g^*(t - n_0\tau_0) e^{j2\pi(m-m_0)\nu_0 t} dt d\tau \quad (11)$$

设  $m = m_0 + p, n = n_0 + q$ , 并将模糊函数  $A_g(\tau, \nu)$  引入到式(11)中, 简化可得

$$\hat{r}_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi m\nu_0 \tau} A_g(-\tau, 0) d\tau + I_{m_0, n_0} \quad (12)$$

其中

$$I_{m_0, n_0} = \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} e^{j\pi p n_0} e^{j\frac{\pi}{2}(p+q+pq)} \cdot \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi(m_0+p)\nu_0 \tau} A_g(-q\tau_0 - \tau, -p\nu_0) \cdot e^{j\pi p\nu_0 \tau} d\tau \quad (13)$$

表示  $a_{m_0, n_0}$  所受到的固有干扰。将式(13)的右边以  $1/T_s = \nu_0$  的速率进行采样, 信道时延  $\tau$  可以表示为  $kT_s, k \in (0, 1, \dots, L-1)$ , 其中  $L$  为以采样周期归一化后的多径信道时延扩展。可以得到

$$I_{m_0, n_0} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq n_0}}^{+\infty} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq m_0}}^{N-1} a_{m,n} e^{j\pi p n_0} e^{j\frac{\pi}{2}(p+q+pq)} \cdot \sum_{k=0}^{L-1} h(k) A_g\left(-q - \frac{2k}{N}, -p\right) e^{-j2\pi(m_0+p/2)k/N} \quad (14)$$

从式(14)可以知道，待解调的实数数据  $a_{m_0, n_0}$  受到了数据帧内所有其他时频格点数据的干扰。根据成形滤波器的时频滚降特性，对待恢复数据影响最大的是时频格点平面上和  $a_{m_0, n_0}$  欧式距离最短的 4 个相邻数据<sup>[9]</sup>，如图 1 阴影部分所示。

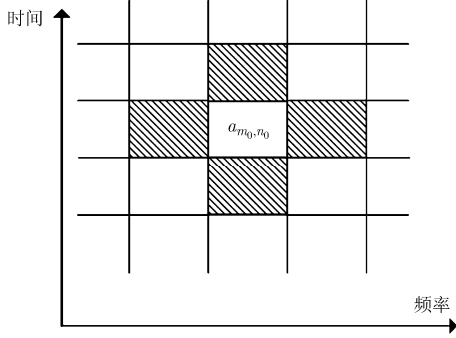


图 1 直接相邻数据干扰分布

在不考虑如图 1 所示阴影部分以外的数据对的干扰时，式(14)中的干扰项可以近似表达为

$$\begin{aligned}
 I_{m_0, n_0} \approx & ja_{m_0+1, n_0} e^{j\pi n_0} \sum_{k=0}^{L-1} h(k) A_g \left( -\frac{2k}{N}, -1 \right) \\
 & \cdot e^{-j2\pi(m_0+1/2)k/N} + (-j)a_{m_0-1, n_0} e^{-j\pi n_0} \\
 & \cdot \sum_{k=0}^{L-1} h(k) A_g \left( -\frac{2k}{N}, 1 \right) e^{-j2\pi(m_0-1/2)k/N} \\
 & + ja_{m_0, n_0+1} \sum_{k=0}^{L-1} h(k) A_g \left( -1 - \frac{2k}{N}, 0 \right) e^{-j2\pi m_0 k/N} \\
 & + (-j)a_{m_0, n_0-1} \sum_{k=0}^{L-1} h(k) A_g \left( 1 - \frac{2k}{N}, 0 \right) e^{-j2\pi m_0 k/N}
 \end{aligned} \tag{15}$$

对式(15)进行重新定义，即  $I_{m_0, n_0} = I'$ ，以表示阴影部分数据对待解调数据  $a_{m_0, n_0}$  的干扰。

### 3.2 非理想信道估计对 ZF 均衡信号检测性能的影响

在实际 OFDM/OQAM 系统中，信道估计都是通过待传输数据块之前添加特殊导频结构。本文选用一种常见的前导频方式，即通过在待传输 OFDM/OQAM 复数符号之前添加全 1 导频，组成一个发送数据帧，其结构如图 2 所示。在接收端利用已知的导频信息估计出信道参数<sup>[14,17]</sup>。然而，信道估计误差会导致错误传播，进一步恶化 OFDM/OQAM 性能。为了分析非理想信道估计带来的影响，可以把基于导频参考信号方式的信道估计建模为

$$\widehat{H}_m = \lambda H_m + n_m \tag{16}$$

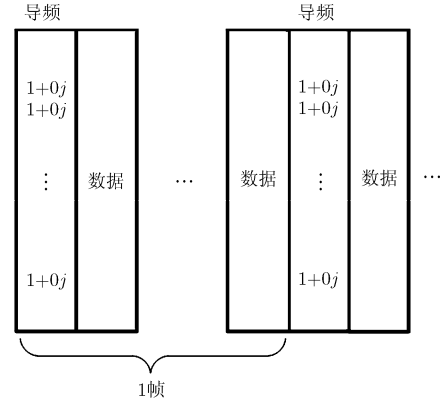


图 2 OFDM/OQAM 系统发送信号帧结构

其中  $\lambda$  表示衰减因子， $n_m$  表示信道估计误差引入的具有复数特性的随机误差。结合式(9)和式(16)，ZF 均衡信号可以表示为

$$\begin{aligned}
 \frac{r_{m_0, n_0}}{\widehat{H}_{m_0}} = & a_{m_0, n_0} \frac{H_{m_0}}{\lambda H_{m_0} + n_m} \\
 & + \sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} a_{m, n} \langle g_{m, n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle \\
 & \cdot \frac{H_m}{\lambda H_{m_0} + n_m}
 \end{aligned} \tag{17}$$

从式(17)可知，在非完美信道条件下，ZF 均衡器的输出信号中，存在两类信号损失导致信噪比降低。

- 一是由于  $\frac{H_{m_0}}{\lambda H_{m_0} + n_m} \neq 1$ ，导致发送信号存在衰减；
- 二是由于虚部  $\Im \left( \frac{H_m}{\lambda H_{m_0} + n_m} \right) \neq 0$  导致 OFDM/OQAM 系统实数域正交条件遭到破坏。因此，传统 ZF 均衡器不能够有效地抑制信道误差导致的 OFDM/OQAM 系统性能损失，需要引入更有效的信号检测方法。

### 3.3 基于并行干扰抵消的 OFDM/OQAM 检测方法

在接收端，导频实部解调数据即为信道频域响应的估值，记为  $\widehat{H}_{m_0}$ 。再通过 IFFT 将  $\widehat{H}_{m_0}$  变换成信道脉冲响应估计值  $\hat{h}(k)$ 。在文献[12,13]及文献[18]中，都已有相关研究表明，设计滤波器组时，考虑滤波器的滚降特性，滤波器的窗长度仅会影响前后 4 至 6 个符号，特别地在采用基于 Zak 的 EGF 滤波器时，约 95% 以上的能量集中在第 1 个符号，因此，仅考虑与待判决符号相邻的 4 个符号对其的干扰，进行重构与抵消，是充分可行的。据此，将  $\hat{h}(k)$  代入式(15)，可重构出固有干扰分量  $\hat{I}$ ，即

$$\begin{aligned} \hat{T} = & (-j)a_{m_0+1, n_0} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}(k) A_g \left( -\frac{2k}{N}, -1 \right) e^{-j2\pi(m_0+1/2)k/N} \\ & + ja_{m_0-1, n_0} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}(k) A_g \left( -\frac{2k}{N}, 1 \right) e^{-j2\pi(m_0-1/2)k/N} \\ & + ja_{m_0, m_0+1} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}(k) A_g \left( -1 - \frac{2k}{N}, 0 \right) e^{-j2\pi m_0 k/N} \\ & + (-j)a_{m_0, m_0-1} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}(k) A_g \left( 1 - \frac{2k}{N}, 0 \right) e^{-j2\pi m_0 k/N} \quad (18) \end{aligned}$$

依据式(18), 本文提出基于并行干扰抵消的 OFDM/OQAM 信号检测方法, 其主要思想为: 接收端先重构待解调数据所受到的干扰分量, 再将干扰从解调数据中进行抵消。针对所有不同子载波处的数据符号, 干扰抵消操作可以并行地同时进行, 以减少处理时延。最后, 再对通过并行干扰抵消操作的数据再次进行解调。上述干扰重构、干扰抵消与信号检测操作可以迭代进行。其中的关键步骤是进行干扰分量的重构。针对实际采用前导频的 OFDM/OQAM 系统, 可利用接收信号  $r(t)$  的导频数据进行信道估计值  $\hat{h}(k)$  后, 对  $y(t)$  进行初始解调, 以得到初步比特数据, 再用解调出的比特数据重新调制得到  $a_{m,n}$  的估计值  $\hat{a}_{m,n}$ , 最后利用  $\hat{H}_m$  和  $\hat{a}_{m,n}$  重构出  $\hat{T}$ 。若结合前向纠错编码, 可通过软解调输出软信息, 再利用译码方法获得更可靠的判决数据, 本文中仅考虑了基于硬判决和未编码系统。

为更清楚说明本文所提方法, 本文所提检测方法的流程图可如图 3 所示, 其包含两个步骤: 第 1, 初次解调。接收端在接收到信号之后经过下变频、采样、模/数转换之后得到输入信号  $r(t)$ , 再分别经过接收滤波组  $G(-n)$  和  $G(N/2-n)$ ; 之后, 进行 FFT 操作, 利用相位映射补偿相位偏差, 再被输入 ZF 均衡器, 最后再进行取实、取虚、实虚部合并、QAM 解调等步骤得到初步的解调数据比特。第 2, 进行干扰重构与补偿, 即将初步解调数据比特和信道估计值输入并行干扰抑制模块进行实、虚部干扰量的重构, 再分别和相位映射后的实、虚部数据一起送

入实、虚部补偿模块进行干扰补偿。最后, 将干扰补偿后的数据输入 ZF 均衡器, 然后将输出信号取实部与虚部、利用 QAM 解调器输出最终的解调数据比特。

### 3.4 复杂度分析

对 3.3 节描述的基于并行干扰抵消的信号检测方法进行初步复杂度分析, 可得到如下结论:

(1) 相比于迫零检测, 信号检测算法复杂度有所增加; 增加的复杂度部分主要由于需要计算式(18), 即需要计算被抵消的干扰估计量, 其次导致复杂度增加的是需要进行第 2 次信号检测。对于每个待检测符号, 这一步导致复杂度增加量为 4 次 FFT 计算、4 个实数乘及 4 个实数加运算。但需要指出, 由于涉及 FFT 计算的运算主要针对信道估计进行, 而之前进行信道估计时, 可以提前离线产生这一部分, 因此 4 个 FFT 计算可通过简化减少为 1 次 FFT 计算。

(2) 由于本算法提出对每个初步判决符号的计算是并行进行的, 为进一步降低复杂度, 可通过预判接收符号的 SNR 数值, 根据 SNR 数值与预设的门限比较, 决定是否需要选择 PIC 检测。若待判决符号的 SNR 数值较高, 则其可信度较大, 不需进一步的 PIC 检测, 否则, 再进行 PIC 检测。

通过以上分析, 可初步说明, 本文所提方法会导致适度的复杂度增加, 但预期能有较明显的性能提升, 下一节的仿真也充分说明了这一点。

## 4 性能仿真

为了验证基于并行干扰抑制的 OFDM/OQAM 系统检测算法, 系统仿真参数如表 1 所示。

观察本文第 3 节对信号检测中残余干扰的分析表达式可知, 数据信号的干扰主要由相邻子载波间干扰和相邻符号间干扰产生, 且两项干扰项都与多径衰落信道的信道系数相关。因此本文选用了 IEEE 802.22 WRAN 技术提案<sup>[3]</sup>中采用的两种典型多径衰

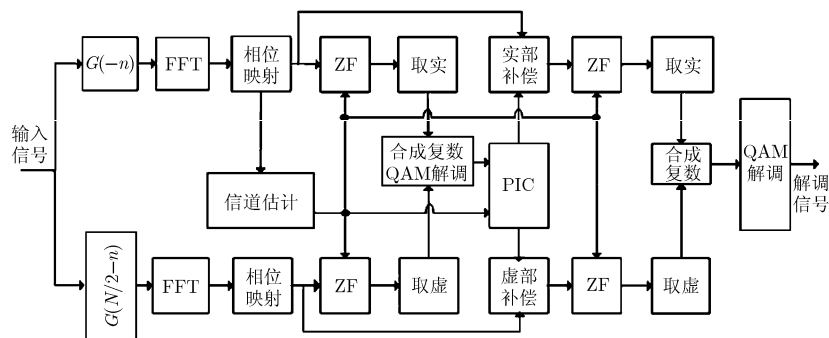


图 3 基于并行干扰抵消的 OFDM/OQAM 信号检测算法

表 1 OFDM/OQAM 系统仿真参数表

OFDM/OQAM 系统	256 子载波
EGF 函数	扩展因子 $a=1$ , 抽头数为 8
信号带宽	4 MHz
信号调制方式	QPSK 调制
子载波间隔归一化的多普勒频移	$3.52 \times 10^{-4}$
仿真比特数	$5.12 \times 10^6$

落信道条件, 包括信道模型 A(最强径为第 1 径)和信道模型 B(最强径为第 2 径), 信道的多径衰落延迟特征参数如表 2 所示。

表 2 两种典型的多径衰落信道参数

		径数	1	2	3	4	5	6
信道 A (最强径为第 1 径)	时延 ( $\mu\text{s}$ )		0	0.2	0.4	0.7	1.1	1.4
	相对功率增益 (dB)		0	-7	-15	-22	-24	-19
	径数		1	2	3	4	5	6
信道 B (最强径为第 2 径)	时延 ( $\mu\text{s}$ )		-0.3	0	0.2	0.4	0.7	1.1
	相对功率增益 (dB)		-6	0	-7	-22	-16	-20
	径数		1	2	3	4	5	6

在实际信道估计条件下的系统性能仿真曲线如图 4 和图 5 所示, 其中“ZF-OFDM/OQAM”表示直接采用 ZF 均衡器的系统性能曲线, “PIC-OFDM/OQAM”表示基于并行干扰抑制的检测方法, “IDEAL-OFDM/OQAM”表示假定第 1 步数据检测为正确时的 BER 性能曲线。

观察图 4 可发现, 在信道 A 中, 基于并行干扰抑制的信号检测方法在所考察信噪比范围内, 性能均优于“ZF-OFDM/OQAM”方法。在 BER 为  $1 \times 10^{-2}$  时, “PIC-OFDM/OQAM”方法大约可获得 1.2 dB 的性能增益。但与“IDEAL-OFDM/OQAM”性能相比, “PIC-OFDM/OQAM”的检测性能仍有

至少 3 dB 的差距。这存在两方面的原因: 第 1, 可能存在的信道估计误差; 第 2, 由于采用了 ZF 检测, 仍存在深衰落时噪声放大导致的解调错误平层。当预解调数据出现错误时, 由于误差传播现象, 会扩散到之后的干扰抵消环节中, 加大固有干扰重构的难度。

观察图 5 可发现, 在信道 B 中, “PIC-OFDM/OQAM”相较于“ZF-OFDM/OQAM”的优势得以继续保持。在 BER 在  $10^{-2}$  时, “PIC-OFDM/OQAM”性能大约优于“ZF-OFDM/OQAM”系统性能 1.2 dB, 比“IDEAL-OFDM/OQAM”系统性能仍差大约 3.3 dB。

观察上述仿真结果, 还可发现: 无论在信道 A 还是信道 B 中, 即使是大信噪比区域, 进行了干扰抵消的“PIC-OFDM/OQAM”和“IDEAL-OFDM/OQAM”检测方法的系统性能仍会出现相同的错误平层(error floor)。究其原因, 干扰抵消仅消除了绝大部分的干扰分量, 第 2 步迫零检测时, 仍会面临深衰落时对噪声的放大导致的错误平层出现, 致使系统性能恶化。改善这一方法的途径包括:

- (1)通过添加前向纠错编码, 能够有效地降低高信噪比区域的错误平层;
- (2)通过采用具有较优检测性能的非线性检测算法, 例如比如多符号联合检测算法。尽管上述非线性检测算法的具有较优的性能, 但是较高的复杂度导致其在实际系统中实现难度较大。

### 5 结束语

本文详细分析了 OFDM/OQAM 系统采用 ZF 检测时残余干扰的成因, 指出其解调信号中并未去除由于多径信道所引入的数据符号间干扰, 提出了基于并行干扰抑制思想的 PIC-OFDM/OQAM 信号检测方法。通过典型衰落信道的计算机仿真, 验证了所提方法比传统信号检测方法在中低信噪比区域

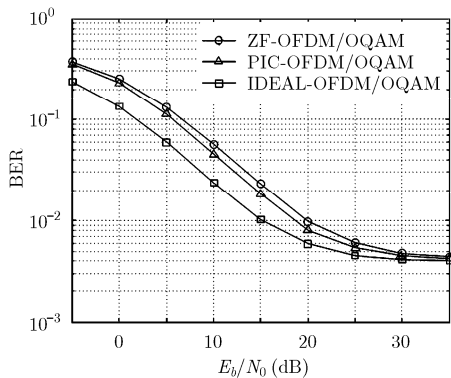


图 4 信道 A 中信号检测性能曲线

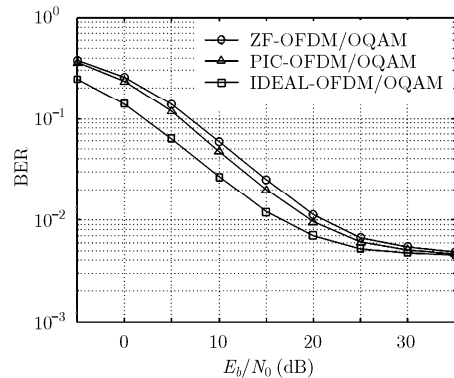


图 5 信道 B 中信号检测性能曲线

有较大性能改善。需要指出, 基于本文所提方法可设计多级迭代信号检测方法或联合前向纠错编码的迭代接收机。未来的研究工作可围绕多径衰落信道下导频序列优化设计, 解决联合信道估计与信号检测的问题。

### 参 考 文 献

- [1] Hwang T, Yang C, Wu G, *et al.* OFDM and its wireless applications: a survey[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 1673-1694.
  - [2] Telecommunications Institute Association (TIA) Committee TR-8.5. Wideband air interface isotropic orthogonal transform algorithm (IOTA) –public safety wideband data standards project – digital radio technical standards[S]. TIA-902.BBAB, Mar. 2003 and TIA- 902.BBAD, Aug. 2003.
  - [3] Bellec M and Pirat P. OQAM performances and complexity[OL]. IEEE P802.22 Wireless Regional Area Network (WRAN), Jan. 2006. [http://www.ieee802.org/22/Meeting\\_documents/2006\\_Jan](http://www.ieee802.org/22/Meeting_documents/2006_Jan).
  - [4] Achaichia P, Le Bot M, and Siohan P. OFDM/OQAM: a solution to efficiently increase the capacity of future PLC networks[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011, 26(4): 2443-2455.
  - [5] Datta R, Gautier M, and Berg V. Flexible multicarrier PHY design for cognitive radio in white space[C]. Sixth Intl ICST Conf on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, Yokohama, Japan, 2011: 141-145.
  - [6] Gao X Q, Wang W, Xia X G, *et al.* Cyclic prefixed OQAM-OFDM and its application to single-carrier FDMA[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(5): 1467-1480.
  - [7] Wu Y, Bergmans J W M, Sadri S, *et al.* Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(4): 1907-1912.
  - [8] Behrouz F B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, 28(3): 92-112.
  - [9] Strohmer T and Beaver S. Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(7): 1111-1122.
  - [10] Siohan P and Roche C. Derivation of extended Gaussian functions based on the Zak transform[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2004, 11(3): 401-403.
  - [11] 胡苏, 武刚, 李少谦. OFDM/OQAM 系统自适应波形设计及多址接入系统[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(5): 1214-1219. Hu S, Wu G, and Li S Q. Adaptive pulse shaping filter and multiple access technology for OFDM/OQAM system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(5): 1214-1219.
  - [12] Du J and Signell S. Classic OFDM systems and pulse shaping OFDM/OQAM systems[OL]. [http://www.wireless.kth.se/projects/NGFDM/publication\\_files/NGFDM\\_report07022\\_8.pdf](http://www.wireless.kth.se/projects/NGFDM/publication_files/NGFDM_report07022_8.pdf), 2007.2.
  - [13] Saeedi-Sourck H, Wu Y, Bergmans J W M, *et al.* Sensitivity analysis of offset QAM multicarrier systems to residual carrier frequency and timing offsets[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(7): 1604-1612.
  - [14] Hu S, Wu G, Li T, *et al.* Preamble design with ICI cancellation for channel estimation in OFDM/OQAM system[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2011, E93(B): 211-214.
  - [15] Lin H, Siohan P, Tanguy P, *et al.* An analysis of the EIC method for OFDM/OQAM systems[J]. *Journal of Communications*, 2009, 4(1): 52-60.
  - [16] Ihalainen T, Ikhlef A, Louveaux J, *et al.* Channel equalization for multi-antenna FBMC/OQAM receivers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(5): 2070-2085.
  - [17] Katselis D, Kofidis E, Rontogiannis A, *et al.* Preamble-based channel estimation for CP-OFDM and OFDM/OQAM systems: a comparative study[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(5): 2911-2916.
  - [18] Siohan P and Roche C. Cosine modulated filterbanks based on extended Gaussian functions[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(11): 3052-3061.
- 武 刚: 男, 1975 年生, 副教授, 博士, 主要从事 MIMO-OFDM 系统信号处理及无线资源管理方面的研究。
- 胡 苏: 男, 1983 年生, 新加坡南洋理工大学研究员, 博士, 主要从事 OFDM、LTE 方面的研究。
- 陈 浩: 男, 1987 年生, 硕士, 主要从事多载波系统同步、信道估计算法研究。
- 李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事无线与移动通信、抗干扰通信系统与关键技术研究。