

# 频率选择性快衰落信道中的 MIMO-OFDM 系统检测算法研究

曹琲琲, 李建东, 杨家玮

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室 宽带无线通信实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 当 MIMO-OFDM (Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 系统工作于频率选择性快衰落信道时, 子载波正交性会受到破坏从而引入子载波间干扰 (Inter-Carrier Interference; ICI). ICI 的存在将严重降低那些传统的用于检测准静止频率选择性衰落信道下 MIMO-OFDM 的检测算法的性能. 本文将 Schniter 针对 SISO (Single Input Single Output) OFDM 系统提出的最优线性预处理扩展到 MIMO-OFDM 系统, 基于这个信号模型推广了基于最小均方误差滤波的迭代软判决干扰抵消 (Minimum Mean Square Error filtering based Iterative Soft Decision Interference Cancellation; MMSE-ISDIC) 逐符号检测算法, 同时提出一种基于准最大后验概率准则的迭代软判决干扰抵消 (quasi-maximum a posteriori probability based ISDIC; quasi-MAP-ISDIC) 联合检测算法. 仿真结果表明在本文考虑的系统参数设定下这两种检测算法的性能均优于文献 [8] 中算法的性能, 其中 quasi-MAP-ISDIC 检测算法能够获得接近基于理想 ICI 抵消的 MAP 检测算法的性能.

**关键词:** MIMO; VBLAST; OFDM; 迭代软判决干扰抵消; 准最大后验概率检测; 最小均方误差滤波

**中图分类号:** TN911.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-046-08

## Detection of MIMO-OFDM Systems in Frequency-Selective Fast Fading Channels

CAO Fei-fei, LI Jian-dong, YANG Jia-wei

(Broadband Wireless Communication Laboratory, State Key Laboratory of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** When multiple input multiple output (MIMO)-orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems operate in frequency-selective fast fading channels, the orthogonality among subcarriers will be violated, which brings about intercarrier interference (ICI). The existence of the ICI will significantly degrade the performances of the detectors dedicated to MIMO-OFDM systems in quasi-static frequency-selective fading channels. In this paper, we extend the optimum linear preprocessing idea, which is proposed by Schniter for single input single output OFDM systems, to MIMO-OFDM systems. Based on the new signal model, we extend the minimum mean square error filtering based iterative soft decision interference cancellation (MMSE-ISDIC) symbol-by-symbol detector, and propose a quasi-maximum a posteriori probability based ISDIC (quasi-MAP-ISDIC) joint detector. Simulation results show that both detectors outperforms the detector proposed in [8] for the scenarios considered in this paper, and the quasi-MAP-ISDIC detector can obtain a performance close to that of the MAP detector with ideal ICI cancellation.

**Key words:** MIMO; VBLAST; OFDM; ISDIC; quasi-MAP detection; MMSE filtering

### 1 引言

Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST) 系统<sup>[1]</sup>作为一种高谱效率的空间复用多人多出 (Multiple Input Multiple Output; MIMO) 天线系统近年来得到了广泛的研究. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 系统<sup>[2]</sup>通过添加长度大于信道冲击响应

(Channel Impulse Response; CIR) 最大延迟的循环前缀 (Cyclic Prefix; CP), 在消除时域符号间干扰的同时保证了子载波间的正交性, 从而避免了在接收端使用复杂的时域均衡器, 因此已经被多个宽带无线通信标准所采用<sup>[3]</sup>. 将 MIMO 和 OFDM 这两种技术融合而来的 MIMO-OFDM 系统<sup>[4]</sup>的检测算法成为目前的研究热点. 目前,

收稿日期: 2007-05-07; 修回日期: 2007-10-30

基金项目: 国家杰出青年科学基金 (No. 60725105), 国家自然科学基金 (No. 60496316, No. 60572146); 高等学校博士学科点专项科研基金 (No. 20050701007); 高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划; 教育部科学技术研究重点项目 (No. 107103)

大多数关于 MIMO-OFDM 的文献均是假设频率选择性衰落信道的冲击响应在一个 OFDM 时域符号周期内保持静止(即满足准静止衰落假设).然而对于移动通信来说,准静止假设并非总能够满足,文献[2]从系统工作频带、CIR 最大延迟、系统频谱效率、用户移动速度这几个因素上阐述了这一点.当移动信道在一个 OFDM 时域符号周期内发生变化的时候,OFDM 的子载波正交性受到破坏,将产生子载波间干扰(Inter Carrier Interference:ICI).如果在检测中忽略 ICI 将使系统性能受到严重损失,即误比特率(Bit Error Rate:BER)性能出现所谓错误平层(error floor)效应<sup>[2]</sup>.为了克服 ICI 的影响,文献[5]针对 MIMO-OFDM 系统提出了在发射端进行频域相关编码的方案,该方案仅仅适用于 BPSK 调制且引入了冗余,因而降低了谱效率,这就在某种程度上限制了其在实际系统中的应用.文献[6]提出使用基于 MMSE 滤波的连续干扰抵消检测算法来检测工作于频率选择性快衰落信道中的 OFDM 系统,其复杂度为  $O(N^2)$ <sup>[2]</sup>,  $N$  为 OFDM 子载波数,这使得该算法很难应用到子载波数较大的系统中.与文献[6]类似,文献[7]提出的基于 MMSE 滤波的检测算法也存在复杂度过高的情况.文献[8]研究了非编码 VBLAST-OFDM 的信道估计和检测算法,该检测算法通过硬判决干扰抵消方式减去邻近若干个子载波所带来的 ICI,从而对每个子载波获得一个 VBLAST 子系统并在这个子系统使用传统的 VBLAST 连续干扰抵消检测算法,然后依次对各个子载波进行检测并进行迭代.文献[2]详细分析了子载波干扰的分布特征,指出在 OFDM 中若仅仅考虑邻近子载波所带来的 ICI 而忽略非邻近子载波产生的 ICI(也即存在信号模型近似),则当信道衰落较快的时候性能损失仍是相当大的,并由此提出了最优线性预处理(我们称其为 Philip 线性最优预处理)思想.最优线性预处理的结果是对于任何一个子载波,来自距离该子载波较远的子载波所产生的 ICI 被大大压抑了,这样就降低了忽略非邻近子载波的 ICI 所带来的性能损失.文献[2]提出在这个最优预处理的基础上进行基于最小均方误差(Minimum Mean Square Error:MMSE)滤波的迭代软干扰抵消(Iterative Soft Decision Interference Cancellation:ISDIC)检测算法,性能优于在没有信道模型近似情况下直接使用 MMSE 滤波检测的性能,并且复杂度仅为  $O(N)$ .实际上,Philip 线性最优预处理可以扩展到 MIMO-OFDM 系统以确保在移动信道衰落速率较快的时候不会出现较大的性能损失,同时也能够降低检测复杂度.本文将文献[2]的线性预处理思想扩展到 MIMO-OFDM 系统,由此得到一个快衰落信道下的 MIMO-OFDM 接收信号模型.基于这个新的快衰落信道 MIMO-OFDM 信号模型,我们

推广出基于 MMSE 滤波的 ISDIC(MMSE-ISDIC)逐符号检测算法,同时提出一种是基于准最大后验概率(quasi-Maximum A posteriori Probability:quasi-MAP)的 ISDIC 联合检测算法(quasi-MAP-ISDIC).仿真结果表明在本文考虑的系统参数设定下这两种检测算法的性能均优于文献[8]中算法的性能,并且 quasi-MAP-ISDIC 检测算法能够获得接近基于理想 ICI 抵消的 MAP 检测算法的性能.

在后面的讨论中,我们将使用  $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^H$  和  $(\cdot)^{-1}$  来分别表示矩阵的转置、共轭转置以及求逆操作,  $\mathcal{D}(\mathbf{x})$  表示由向量  $\mathbf{x}$  构成的对角矩阵.为方便理解,本文的部分公式采用了 Matlab 语言所使用的矩阵索引方式:比如定义索引向量  $\alpha = [1, 3, 5]$ ,  $\beta = [2, 4]$ , 则  $\mathbf{X}(\alpha, \beta)$  就表示由矩阵  $\mathbf{X}$  的第 1、3、5 行和第 2、4 列构成的 3 行 2 列矩阵;  $\mathbf{X}(\alpha, :)$  表示取出矩阵  $\mathbf{X}$  的第 1、3、5 行构成的矩阵,等等.

### 2 系统模型和最优线性预处理

本文采用的信道模型为广义平稳非相关散射模型,多普勒功率谱的逆傅氏变换为第一类零阶贝塞尔函数.定义  $f_d$  为多普勒频率,  $T_s$  为不包含循环前缀的 OFDM 时域符号周期,则信道的归一化多普勒频率为  $f_d T_s$ .假设各个发射-接收天线对所经历的信道不相关,但多径的数量、相对延迟、以及相对能量衰减是相同的.  $N$  表示 OFDM 的子载波数.本文讨论采用空间复用的比特交织编码调制(Bit-Interleaved Coded Modulation:BICM) MIMO-OFDM 系统<sup>[4]</sup>.发射端和接收端结构如图 1 所示(在接收端本文仅考虑检测算法,信道估计可以参考文献[7,8]).

由于本文中多种迭代,为了避免混淆,我们分别定义如下:检测模块在不使用译码模块反馈信息的情况下自身进行的迭代检测称为检测迭代;Turbo 译码的迭代称为译码迭代;检测模块在使用译码模块反馈信息的情况下进行的迭代检测称为系统迭代.

不失一般性,我们考虑发射端和接收端均装备两

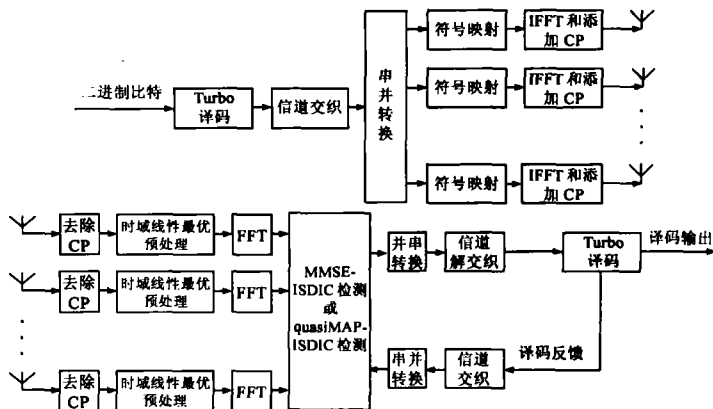


图 1 发射端和接收端结构图

个天线的 MIMO-OFDM 系统, 即发射天线数  $N_T$  和接收天线数  $N_R$  均等于 2.

在接收端去除循环前缀 CP 后两个接收天线得到的  $N \times 1$  时域接收信号向量  $y_1$  和  $y_2$  分别表示为

$$\begin{aligned} y_1 &= \mathbf{H}_{11}x_1 + \mathbf{H}_{21}x_2 + w_1 \\ y_2 &= \mathbf{H}_{12}x_1 + \mathbf{H}_{22}x_2 + w_2 \end{aligned} \quad (1)$$

其中  $N \times N$  矩阵  $\mathbf{H}_{i,j}$  ( $i=1,2, j=1,2$ ) 是发射天线  $i$  到接收天线  $j$  的时域信道矩阵且第  $(k, m)$  个元素  $H_{i,j}(k, m)$  可以表示为<sup>[2,4]</sup>

$$\begin{aligned} H_{i,j}(k, m) &= 1/\sqrt{N} \sum_{l=0}^{L-1} [h_{i,j}(k-1, l) \exp(-j2\pi l(m-1)/N) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi(k-1)(m-1)/N)], \\ &\quad k, m=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $h_{i,j}(k, l)$  是发射天线  $i$  到接收天线  $j$  的 CIR 的第  $l$  个多径在离散时间  $k$  的复增益,  $L$  是信道的多径数.  $N \times 1$  向量  $x_i$  ( $i=1,2$ ) 是发射天线  $i$  所传输的频域数据符号向量, 不失一般性, 我们假设频域数据符号取自平均能量为 1 的星座集  $\Omega = \{a_q, q=1, 2, \dots, Q\}$ , 其中  $Q$  是星座规模.  $w_j$  ( $j=1,2$ ) 是  $N \times 1$  零均值复白高斯噪声向量, 协方差矩阵为  $N_0 \mathbf{I}_N$  ( $\mathbf{I}_N$  表示单位矩阵). (1) 式可以表示为如下的形式

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{21} \\ \mathbf{H}_{12} & \mathbf{H}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \end{aligned} \quad (3)$$

其中  $\mathbf{H}$  是  $2N \times 2N$  时域信道矩阵,  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{2N}]^T$ . 设根据最大信干噪比准则计算得到的最优时域线性预处理向量表示为  $\beta$ , 则相应的预处理矩阵可以表示为  $\mathbf{C}(\beta) = \mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)\mathbf{F}^H$ <sup>[2]</sup>, 其中  $\mathbf{F}$  是  $N$  点离散傅氏变换矩阵. 在接收端, 对  $y_1$  和  $y_2$  在时域分别进行最优线性预处理并经过快速傅氏变换后我们得到下面的频域信号模型

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{r}_1 \\ \tilde{r}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)\mathbf{H}_{11}\mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)\mathbf{H}_{21} \\ \mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)\mathbf{H}_{12}\mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)\mathbf{H}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)w_1 \\ \mathbf{F}\mathcal{D}(\beta)w_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{11} & \tilde{\mathbf{H}}_{21} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{12} & \tilde{\mathbf{H}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $\tilde{\mathbf{H}}_{i,j}$  ( $i=1,2; j=1,2$ ) 是频域信道矩阵. 从式(4)可以看出在每个接收天线上, 最优线性预处理在时域进行, 因此复杂度为  $O(N)$ <sup>[2]</sup>. 最优预处理使得对于任何一个子载波, 它所受到的 ICI 的大部分能量分布在该子载波的周围, 从而降低了检测时由于忽略距离当前子载波较远的子载波产生的 ICI 所导致的性能损失<sup>[2]</sup>. 为了降低复杂度, 定义屏蔽操作符  $M_D(\cdot)$ , 其中  $D$  的选择由  $f_d T_s$  的大小来确定<sup>[2]</sup>. 图 2(a) 描述了  $M_D(\cdot)$  操作的功能, 经过屏蔽操作后矩阵中星号位置的值被保留而圆圈位置的值被置为 0. 对式(4)中经过预处理的频域

信道矩阵进行屏蔽滤波后我们得到下面近似的频域信号模型

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \begin{bmatrix} \tilde{r}_1 \\ \tilde{r}_2 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} M_D(\tilde{\mathbf{H}}_{11}) & M_D(\tilde{\mathbf{H}}_{21}) \\ M_D(\tilde{\mathbf{H}}_{12}) & M_D(\tilde{\mathbf{H}}_{22}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2 \end{bmatrix} \\ &= \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{w}} \end{aligned} \quad (5)$$

其中频域噪声向量  $\tilde{\mathbf{w}}$  的相关矩阵为

$$\Psi = N_0 \begin{bmatrix} \mathbf{C}(\beta)\mathbf{C}^H(\beta) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}(\beta)\mathbf{C}^H(\beta) \end{bmatrix}$$

经过线性预处理后, 随后的检测只需要使用频域信道矩阵中没有被屏蔽掉的星号部分. 图 2(b) 表示了经过屏蔽操作后矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}$  的元素取值特点, 其中星号位置的值被保留而圆圈位置取值均为 0.

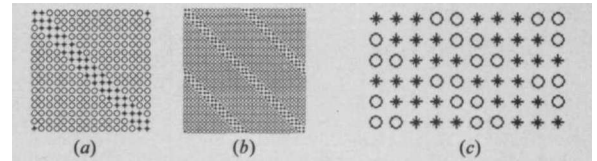


图 2 使用屏蔽操作后信道矩阵元素的取值示意图,  $N=16, D=1$

### 3 检测算法

在讨论检测算法之前, 我们首先设置  $K_1 = 2D + 1$ ,  $K_2 = 4D + 1$ ,  $q_1 = [0, 1, \dots, K_1 - 1]$ ,  $q_2 = [0, 1, \dots, K_2 - 1]$ , 然而定义下面两个索引向量

$$\begin{aligned} \text{Vec}N2D_n &= [((n - D + q_1))_N] + 1 \\ \text{Vec}N4D_n &= [((n - 2D + q_2))_N] + 1 \end{aligned} \quad (6)$$

其中  $((n))_N$  表示  $n$  对  $N$  求余 (即如果  $n = MN + n_1, 0 \leq n_1 \leq N - 1, M$  为整数, 则  $((n))_N = n_1$ ). 在文献[2]关于 SISO-OFDM 的检测算法中,  $1 \times (2D + 1)$  向量  $\text{Vec}N2D_n$  和  $1 \times (4D + 1)$  向量  $\text{Vec}N4D_n$  分别表示检测第  $n$  个子载波符号时对信道矩阵进行行索引和列索引的向量. 为了对本文双发双收系统进行检测, 我们定义  $1 \times (4D + 2)$  行索引向量  $x\text{Vec}2N2D_n$  和  $1 \times (8D + 2)$  列索引向量  $x\text{Vec}2N4D_n$  如下

$$\begin{aligned} x\text{Vec}2N2D_n &= [\text{Vec}N2D_n, \text{Vec}N2D_n + N] \\ x\text{Vec}2N4D_n &= [\text{Vec}N4D_n, \text{Vec}N4D_n + N] \end{aligned} \quad (7)$$

为了估计第  $n$  个子载波上两个发射天线发射的符号  $x_n$  和  $x_{n+N}$ , 我们定义关于第  $n$  个子载波的子 MIMO 信号模型

$$\tilde{\mathbf{r}}_n = \tilde{\mathbf{H}}_n \mathbf{x}_n + \tilde{\mathbf{w}}_n \quad (8)$$

其中  $\tilde{\mathbf{r}}_n = \tilde{\mathbf{r}}(x\text{Vec}2N2D_n)$  是  $(4D + 2) \times 1$  向量,  $\tilde{\mathbf{H}}_n = \tilde{\mathbf{H}}(x\text{Vec}2N2D_n, x\text{Vec}2N4D_n)$  是  $(4D + 2) \times (8D + 2)$  矩阵,  $\mathbf{x}_n = \mathbf{x}(x\text{Vec}2N4D_n)$  是  $(8D + 2) \times 1$  向量.  $\tilde{\mathbf{w}}_n = \tilde{\mathbf{w}}(x\text{Vec}2N2D_n)$  是  $(4D + 2) \times 1$  零均值有色高斯噪声向量, 其相关矩阵为  $\Psi_n = \Psi(x\text{Vec}2N2D_n, x\text{Vec}2N2D_n)$ . 图 2(c) 表示了矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}_n$  中元素的取值特点, 其中圆圈位置均为 0 值点. 容易看出,  $x_n(2D + 1)$  和  $x_n(6D + 2)$  分

别对应当前要检测的频域符号  $x_n$  和  $x_{n+N}$ . 随后的检测将根据信号模型(8)来进行.

在子 MIMO 信号模型(8)中,我们如下定义共道干扰和 ICI. 由于  $x_n$  和  $x_{n+N}$  均占用子载波  $n$ ,我们称二者为共道符号. 对于检测  $x_n, x_{n+N}$  产生的干扰称为共道干扰,其他符号产生的干扰均称为 ICI; 类似的,对于检测  $x_{n+N}, x_n$  产生的干扰称为共道干扰,其他符号产生的干扰均称为 ICI. 也即本文中 ICI 表示来自不同子载波的所有干扰,包括来自两个发射天线中所有不同子载波的干扰.

### 3.1 不使用译码反馈的检测算法

如文献[2],可以在不使用译码反馈信息的情况下进行基于 MMSE 滤波的 ISDIC 检测(注:MMSE-ISDIC 检测算法在文献[2]中被称为“迭代 MMSE 符号估计”-Iterative MMSE symbol estimation,但实质内容与本文的 MMSE-ISDIC 相同). 首先定义两个  $2N \times 1$  向量  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{2N}]$  和  $\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_{2N}]$ , 它们分别表示  $\mathbf{x}$  的软判决向量和估计的 MMSE 滤波输出剩余干扰方差向量. 基于 MMSE 滤波的 ISDIC 检测过程如下所示:  
初始化:设置子载波索引  $n = 1$ ,  $\mathbf{s}$  和  $\mathbf{v}$  分别被初始化为全零和全 1.

(1) 将  $s_n$  和  $s_{n+N}$  设置为 0, 将  $v_n$  和  $v_{n+N}$  设置为 1. 定义  $\mathbf{s}_n = \mathbf{s}(\mathbf{xVec}2N4\mathbf{D}_n)$  和  $\mathbf{v}_n = \mathbf{v}(\mathbf{xVec}2N4\mathbf{D}_n)$ .

(2) 计算检测  $x_n$  和  $x_{n+N}$  的 MMSE 滤波向量

$$\mathbf{g}_n^H = \mathbf{h}_n^H (\mathbf{\Psi}_n + \tilde{\mathbf{H}}_n \mathcal{D}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{H}}_n^H)^{-1}, \quad (9)$$

$$\mathbf{g}_{n+N}^H = \mathbf{h}_{n+N}^H (\mathbf{\Psi}_n + \tilde{\mathbf{H}}_n \mathcal{D}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{H}}_n^H)^{-1}$$

其中,  $\mathbf{h}_n = \tilde{\mathbf{H}}_n(:, 2D+1)$ ,  $\mathbf{h}_{n+N} = \tilde{\mathbf{H}}_n(:, 6D+2)$ . (由于  $x_n(2D+1)$  和  $x_n(6D+1)$  分别对应当前要检测的频域符号  $x_n$  和  $x_{n+N}$ , 因此  $\mathbf{h}_n$  和  $\mathbf{h}_{n+N}$  分别表示  $x_n$  和  $x_{n+N}$  所对应的信道向量).

(3) 计算检测  $x_n$  和  $x_{n+N}$  的 MMSE 滤波输出

$$\hat{x}_n = \mathbf{g}_n^H (\tilde{\mathbf{r}} - \tilde{\mathbf{H}}_n \mathbf{s}_n), \quad (10)$$

$$\hat{x}_{n+N} = \mathbf{g}_{n+N}^H (\tilde{\mathbf{r}} - \tilde{\mathbf{H}}_n \mathbf{s}_n)$$

(4) 如下式计算关于星座点  $a_q$  的度量值

$$\begin{aligned} \varphi_n(q) &= -|\hat{x}_n - \mu_n a_q|^2 / v_n, \\ q &= 1, 2, \dots, Q \\ \varphi_{n+N}(q) &= -|\hat{x}_{n+N} - \mu_{n+N} a_q|^2 / v_{n+N}, \\ q &= 1, 2, \dots, Q \end{aligned} \quad (11)$$

(5) 更新符号的软判决和估计的 MMSE 滤波输出剩余干扰方差

$$\begin{aligned} s_n &= \left[ \sum_{q=1}^Q a_q \exp(\varphi_n(q)) \right] / \left[ \sum_{q=1}^Q \exp(\varphi_n(q)) \right] \\ s_{n+N} &= \left[ \sum_{q=1}^Q a_q \exp(\varphi_{n+N}(q)) \right] \end{aligned}$$

$$/ \left[ \sum_{q=1}^Q \exp(\varphi_{n+N}(q)) \right] \quad (12)$$

$$\begin{aligned} v_n &= \left[ \sum_{q=1}^Q |a_q - s_n|^2 \exp(\varphi_n(q)) \right] \\ & / \left[ \sum_{q=1}^Q \exp(\varphi_n(q)) \right] \\ v_{n+N} &= \left[ \sum_{q=1}^Q |a_q - s_{n+N}|^2 \exp(\varphi_{n+N}(q)) \right] \\ & / \left[ \sum_{q=1}^Q \exp(\varphi_{n+N}(q)) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

(6) 设置  $n = n + 1$ , 若  $n \leq N$  则转到(1), 否则完成当前这一次检测迭代. 要进行下一次检测迭代, 设置  $n = 1$  并转到(1).

在式(11)中,我们用到高斯近似假设,即对检测  $x_n$ , MMSE 滤波输出可以表示为  $\hat{x}_n = \mu_n x_n + \epsilon_n$ , 其中  $\mu_n = \mathbf{g}_n^H \mathbf{h}_n$  表示 MMSE 滤波偏倚,  $\epsilon_n$  是滤波输出的总干扰(包含滤波输出剩余干扰和噪声), 它被近似为高斯变量且方差为  $v_n = \mu_n (1 - \mu_n)^{[9]}$ .

经过一定次数的检测迭代后,我们计算编码比特的对数似然比(Logarithm Likelihood Ratio: LLR)作为信道译码输入. 如果  $x_n$  是由  $d = \log_2 Q$  个编码比特  $[b_{n,1}, \dots, b_{n,d}]$  映射而成, 则第  $n$  个符号的第  $c$  个比特  $b_{n,c}$  ( $1, 2, \dots, 2N; c = 1, 2, \dots, d$ ) 的 LLR 值如下式计算

$$L_{n,c} = \log \frac{\sum_{a \in x_c^+} \exp(\varphi_n(q))}{\sum_{a \in x_c^-} \exp(\varphi_n(q))} \quad (14)$$

其中,  $x_c^+ \in \{\Omega | b_{n,c} = +1\}$ ,  $x_c^- \in \{\Omega | b_{n,c} = -1\}$ .

显然,将文献[2]中的针对 SISO-OFDM 的 MMSE-ISDIC 算法扩展到 MIMO-OFDM 系统可以有多种选择: 比如在干扰抵消中是仅仅减去 ICI 还是同时减去共道干扰. 容易看到在我们上述的算法中干扰抵消仅仅抵消掉 ICI. 注意到当检测  $x_n$  的时候能量最大的干扰源是  $x_{n+N}$ , 即来自同子载波的共道干扰. 对于能量小的干扰源,错误的干扰抵消所造成的影响相对不是很大; 而对能量大的干扰源,错误的干扰抵消所引入的剩余干扰有可能淹没能量较小的期望检测信号. 在不使用译码反馈信息的情况下计算得到的软判决并不是很可靠, 容易导致错误传播从而降低性能. 因此对于不使用译码反馈的 MMSE-ISDIC 检测算法,我们仅仅抵消掉 ICI 而不抵消共道干扰. 我们的仿真结果亦证实了这一点.

### 3.2 使用译码反馈的检测算法

#### 3.2.1 使用译码反馈的基于 MMSE 滤波的 ISDIC 检测算法

假设信道交织是理想的,则被映射为  $x_n$  的  $d$  个编码比特  $[b_{n,1}, \dots, b_{n,d}]$  可以被认为是独立的, 因此  $x_n$  的

后验概率可以计算为  $P(x_n | \hat{x}_n) = \prod_{c=1}^d \text{app}(b_{n,c})$ , 其中  $\text{app}(b_{n,c})$  是 Turbo 译码模块反馈的编码比特  $b_{n,c}$  的后验概率<sup>[10]</sup>. 在使用译码反馈的情况下, 软判决和估计的剩余干扰方差均是根据  $x_n$  的后验概率计算得到, 分别表示为  $s$  和  $v$ , 则对检测第  $n$  ( $n=1, 2, \dots, N$ ) 个子载波的符号  $x_n$  和  $x_{n+N}$ , 我们分别处理如下:

对检测  $x_n$ , 定义  $s_n = s(\mathbf{xVec}2N4D_n)$  和  $v_n = v(\mathbf{xVec}2N4D_n)$ , 定义  $\zeta = [2D+1]$  并将  $s_n(\zeta)$  设置为 0 而  $v_n(\zeta)$  设置为 1, 计算检测  $x_n$  的 MMSE 滤波向量以及 MMSE 滤波输出如下

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_n^H &= \mathbf{h}_n^H (\Psi_n + \tilde{\mathbf{H}}_n \mathcal{D}(v_n) \tilde{\mathbf{H}}_n^H)^{-1} \\ \hat{x}_n &= \mathbf{g}_n^H (\tilde{r}_n - \tilde{\mathbf{H}}_n s_n) \end{aligned} \quad (15)$$

对检测  $x_{n+N}$ , 重新定义  $s_n = s(\mathbf{xVec}2N4D_n)$  和  $v_n = v(\mathbf{xVec}2N4D_n)$ , 定义  $\zeta = [6D+2]$  并将  $s_n(\zeta)$  设置为 0 而  $v_n(\zeta)$  设置为 1, 计算检测  $x_{n+N}$  的 MMSE 滤波向量以及 MMSE 滤波输出

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{n+N}^H &= \mathbf{h}_{n+N}^H (\Psi_n + \tilde{\mathbf{H}}_n \mathcal{D}(v_n) \tilde{\mathbf{H}}_n^H)^{-1} \\ \hat{x}_{n+N} &= \mathbf{g}_{n+N}^H (\tilde{r}_n - \tilde{\mathbf{H}}_n s_n) \end{aligned} \quad (16)$$

需要指出, 将  $s_n(\zeta)$  设置为 0 和  $v_n(\zeta)$  设置为 1 改变的仅仅是  $s_n$  和  $v_n$  中元素的值, 并没有改变当前系统迭代中从 Turbo 译码获得的  $s$  和  $v$  中的任何值. 用于 Turbo 译码的第  $n$  个符号的第  $c$  个比特  $b_{n,c}$  ( $n=1, 2, \dots, 2N; c=1, 2, \dots, d$ ) 的 LLR 值计算如下

$$\begin{aligned} L_{n,c} &= \log \frac{\sum_{a \in x_{n,c}^+} \exp[-|\hat{x}_n - \mu_n a_q|^2 / [\mu_n(1-\mu_n)]] P(x_n = a_q)}{\sum_{a \in x_{n,c}^-} \exp[-|\hat{x}_n - \mu_n a_q|^2 / [\mu_n(1-\mu_n)]] P(x_n = a_q)} \\ &= \log \frac{P(b_{n,c} = +1)}{P(b_{n,c} = -1)} \end{aligned} \quad (17)$$

其中  $\mu_n = \mathbf{g}_n^H \mathbf{h}_n$ ,  $P(x_n)$  和  $P(b_{n,c})$  分别是 Turbo 译码模块获得的符号先验概率和比特先验概率. 假设信道交织是理想的, 则  $P(x_n) = \prod_{c=1}^d P(b_{n,c})$ . 可以看出与不使用译码反馈不同, 当检测模块能够从译码模块获得反馈信息时, 由于软判决和估计的剩余干扰方差均是在译码模块计算, 因此可靠性较高. 我们的仿真结果证实在使用译码反馈的情况下, 干扰抵消应该减去所有干扰 (包括 ICI 和共道干扰) 以便加快 BER 性能随系统迭代提升的速度. 比较式 (17) 和式 (14), 我们发现在不使用译码反馈的情况下, 式 (14) 中 LLR 值的计算实际上是在子载波符号满足先验等概的假设下进行的.

对于 MMSE-ISDIC 迭代检测算法, 在一次迭代 (检测迭代或系统迭代) 中, 为检测一个子载波上的两个共道符号所需的运算量主要集中在式 (15) 和式 (16), 其复杂

度 (以需要的复乘法次数表示) 为  $[O((4D+2)^3) + (8D+2)(4D+3)(4D+2)/2]$ . 此外还需要  $Q$  次指数运算.

### 3.2.2 使用译码反馈的基于准 MAP 的 ISDIC 联合检测算法

在基于 MMSE 滤波的 ISDIC 检测算法中, 对子载波符号的检测是逐个进行的, 因此该算法显然是次优的. 然而从子 MIMO 信道模型 (8) 可以看到,  $x_n$  是  $(8D+2) \times 1$  向量, 因此最优的最大后验概率 (MAP) 检测在实际系统中是很难实现的. 因此我们提出一个基于准最大后验概率 (quasi-MAP) 的 ISDIC 联合检测算法 (quasi-MAP-ISDIC). 根据式 (8), 对子载波  $n$  我们仅联合检测  $x_n$  和  $x_{n+N}$  这两个共道符号而将其他符号对  $\tilde{r}_n$  的贡献视作干扰. 该算法之所以称为准 MAP 算法是由于这样两个原因: 其一, 仅针对  $x_n$  中的两个符号进行联合检测; 其二, 计算度量时我们将干扰抵消后的剩余干扰加噪声项近似为有色高斯向量, 但实际上它并不服从高斯分布.

首先我们定义一个全集索引向量  $\chi = [1, 2, \dots, 8D+2]$ . 定义索引向量  $\zeta = [2D+1, 6D+2]$  以及索引向量  $\bar{\zeta}$  ( $\bar{\zeta}$  是  $\zeta$  在  $\chi$  中的补集). 设  $\tilde{\mathbf{H}}_{nE} = \tilde{\mathbf{H}}_n(:, \zeta)$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}_{nI} = \tilde{\mathbf{H}}_n(:, \bar{\zeta})$ ,  $x_{nE} = x_n(\zeta)$ ,  $x_{nI} = x_n(\bar{\zeta})$ , 子 MIMO 信号模型 (8) 可以重新写为

$$\tilde{r}_n = \tilde{\mathbf{H}}_{nE} x_{nE} + \tilde{\mathbf{H}}_{nI} x_{nI} + \tilde{w}_n \quad (18)$$

上式等号右边第一项表示包含符号  $x_n$  和  $x_{n+N}$  的信号量 (即  $x_{nE} = x_n(\zeta) = [x_n, x_{n+N}]^T$ ), 我们将对这两个共道符号进行联合检测; 第二项表示当前联合检测所受到的 ICI. 为了降低联合检测  $x_{nE}$  时所受到的 ICI 干扰, 我们首先对 ICI 进行软干扰抵消 (软判决和估计的剩余干扰方差均从译码模块反馈获得). 定义  $s_{nI} = s_n(\bar{\zeta})$  和  $v_{nI} = v_n(\bar{\zeta})$ , 则

$$\begin{aligned} \tilde{z}_n &= \tilde{r}_n - \tilde{\mathbf{H}}_{nI} s_{nI} \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_{nE} x_{nE} + \tilde{\mathbf{H}}_{nI} (x_{nI} - s_{nI}) + \tilde{w}_n \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_{nE} x_{nE} + \tilde{w}_{nI} \end{aligned} \quad (19)$$

其中  $\tilde{w}_{nI} = \tilde{\mathbf{H}}_{nI} (x_{nI} - s_{nI}) + \tilde{w}_n$  表示 ICI 抵消后当前联合检测所受到的总干扰, 它是  $(4D+2) \times 1$  向量且相关矩阵为  $\mathbf{R}_{\tilde{w}_{nI}} = E(\tilde{w}_{nI} \tilde{w}_{nI}^H) = \Psi_n + \tilde{\mathbf{H}}_{nI} \mathcal{D}(v_{nI}) \tilde{\mathbf{H}}_{nI}^H$ . 假设  $\tilde{w}_{nI}$  服从高斯分布, 则  $x_{nE} = [x_n, x_{n+N}]^T$  取值  $\mathbf{a} = [a_{q1}, a_{q2}]^T$  的度量如下计算

$$\phi_{nE}(\mathbf{a}) = -(\tilde{z}_n - \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{a})^H \mathbf{R}_{\tilde{w}_{nI}}^{-1} (\tilde{z}_n - \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{a}), \mathbf{a} \in \Omega^2 \quad (20)$$

用于 Turbo 译码的  $x_n$  的第  $c$  个比特  $b_{n,c}$  ( $n=1, 2, \dots, 2N; c=1, 2, \dots, d$ ) 的 LLR 值可以用下式进行计算

$$\begin{aligned} L_{n,c} &= \log \frac{\sum_{a \in x_{n,c}^+} \exp[\phi_{nE}(\mathbf{a})] P(x_{nE} = \mathbf{a})}{\sum_{a \in x_{n,c}^-} \exp[\phi_{nE}(\mathbf{a})] P(x_{nE} = \mathbf{a})} \\ &= \log \frac{P(b_{n,c} = +1)}{P(b_{n,c} = -1)} \end{aligned} \quad (21)$$

其中  $\mathbf{x}_{n,c}^+ \in \{\Omega^2 | b_{n,c} = +1\}$ ,  $\mathbf{x}_{n,c}^- \in \{\Omega^2 | b_{n,c} = -1\}$ , 假设信道交织理想, 则  $P(\mathbf{x}_{nE}) = P(\mathbf{x}_n)P(\mathbf{x}_{n+N})$ . 从式(20)可以看出, 联合检测  $\mathbf{x}_{nE}$  时计算关于一个星座点向量  $\mathbf{a}$  的度量需要  $O((4D+2)^2)$  次复乘法操作, 在设置  $D=1$  的情况下联合检测  $\mathbf{x}_{nE}$  所需的复乘法次数将达到  $O(6^2)Q^2$ . 注意到信号模型(19)中的  $\tilde{\mathbf{z}}_n$  是  $(4D+2) \times 1$  向量, 而我们只需要联合检测二维向量  $\mathbf{x}_{nE}$ , 因此我们可以在计算度量之前先对信号模型(19)进行滤波处理以使得在处理后的信号模型中接收信号向量维数和  $\mathbf{x}_{nE}$  的维数相同从而降低联合检测的复杂度.

我们需要寻找一个  $2 \times (4D+2)$  的处理矩阵对信号模型(19)进行滤波处理同时保证不降低随后联合检测的性能. 我们定义下面的滤波处理矩阵

$$\mathbf{F}_0 = \tilde{\mathbf{H}}_{nE}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} \quad (22)$$

其中  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}$  是  $\tilde{\mathbf{w}}_n$  的相关矩阵. 由于  $\tilde{\mathbf{z}} = \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{x}_{nE} + \tilde{\mathbf{w}}_n$ , 式(22)所示的滤波矩阵在表达式结构上和文献[11]中的最优滤波(或称为最优合并)类似. 不同的是文献[11]中最优滤波后得到的是标量信号模型用于符号检测, 而我们这里滤波后得到的是向量信号模型用于联合检测. 应用  $\mathbf{F}_0$  滤波矩阵对  $\tilde{\mathbf{z}}_n$  进行滤波后我们得到下面的 2 维接收信号模型

$$\begin{aligned} \check{\tilde{\mathbf{z}}}_n &= \mathbf{F}_0 \tilde{\mathbf{z}}_n = \tilde{\mathbf{H}}_{nE}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{x}_{nE} + \tilde{\mathbf{H}}_{nE}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{w}}_n \\ &= \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{x}_{nE} + \check{\tilde{\mathbf{w}}}_n \end{aligned} \quad (23)$$

其中  $\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n$  是 2 维向量,  $\check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} = \tilde{\mathbf{H}}_{nE}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{nE}$  是  $2 \times 2$  矩阵,  $\check{\tilde{\mathbf{w}}}_n = \tilde{\mathbf{H}}_{nE}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{w}}_n$  是 2 维向量, 其相关矩阵为  $\mathbf{R}_{\check{\tilde{\mathbf{w}}}_n} = \mathbf{F}_0 \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n} \mathbf{F}_0^H$ . 根据这个新的信号模型,  $\mathbf{x}_{nE} = [x_n, x_{n+N}]^T$  取值  $\mathbf{a} = [a_{q1}, a_{q2}]^T$  的度量可以重新计算如下

$$\check{\phi}_{nE}(\mathbf{a}) = -(\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a})^H \mathbf{R}_{\check{\tilde{\mathbf{w}}}_n}^{-1} (\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a}), \mathbf{a} \in \Omega^2 \quad (24)$$

计算 LLR 值只须将式(21)中的  $\phi_{nE}(\mathbf{a})$  替换为  $\check{\phi}_{nE}(\mathbf{a})$  即可. 使用上式联合检测  $\mathbf{x}_{nE}$  时计算关于一个星座点向量  $\mathbf{a}$  的度量只需要  $O(2^2)$  次复乘法操作, 联合检测  $\mathbf{x}_{nE}$  所需的复乘法次数将降低为  $O(2^2)Q^2$ , 和参数  $D$  无关, 因此大大降低了运算复杂度. 需要指出, 对于任意的星座点向量  $\mathbf{a}$ , 使用式(24)和式(20)计算得到的度量值虽然并不相同, 但是最终计算得到的 LLR 值是相同的, 因此两者度量计算方法在性能上是等效的. 下面我们简要证明这两种度量在性能上的等效性. 基于信号模型(19)计算的度量可以表示为

$$\begin{aligned} \phi_{nE}(\mathbf{a}) &= -(\tilde{\mathbf{z}}_n - \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{a})^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} (\tilde{\mathbf{z}}_n - \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{a}) \\ &= \tilde{\mathbf{z}}_n^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{z}}_n + \mathbf{a}^H \mathbf{F}_0 \tilde{\mathbf{z}}_n + \tilde{\mathbf{z}}_n^H \mathbf{F}_0^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{F}_0 \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{a} \\ &\quad , \mathbf{a} \in \Omega^2 \end{aligned} \quad (25)$$

而基于信号模型(23)计算的度量可以表示为

$$\begin{aligned} \check{\phi}_{nE}(\mathbf{a}) &= -(\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a})^H \mathbf{R}_{\check{\tilde{\mathbf{w}}}_n}^{-1} (\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a}) \\ &= -(\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a})^H \mathbf{F}_0^H (\mathbf{F}_0 \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n} \mathbf{F}_0^H)^{-1} \mathbf{F}_0 (\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a}) \\ &= -(\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a})^H \mathbf{F}_0^H (\mathbf{F}_0 \tilde{\mathbf{H}}_{nE})^{-1} \mathbf{F}_0 (\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n - \check{\tilde{\mathbf{H}}}_{nE} \mathbf{a}) \\ &= -(\check{\tilde{\mathbf{z}}}_n^H \mathbf{F}_0^H (\mathbf{F}_0 \tilde{\mathbf{H}}_{nE})^{-1} \mathbf{F}_0 \check{\tilde{\mathbf{z}}}_n + \mathbf{a}^H \mathbf{F}_0 \check{\tilde{\mathbf{z}}}_n \\ &\quad + \check{\tilde{\mathbf{z}}}_n^H \mathbf{F}_0^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{F}_0 \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{a}), \mathbf{a} \in \Omega^2 \end{aligned} \quad (26)$$

比较式(25)和式(26), 我们发现这两个度量值仅在第一项(不含  $\mathbf{a}$  的项)不相同. 不过从式(21)容易看出, 使用这两种度量计算得到的 LLR 值是相同的, 因此这两种度量在性能上是等价的. 最后需要指出, 虽然容易想到在(19)中对矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}_{nE}$  进行解相关操作也能降低接收信号向量维数, 并且具有较低的复杂度, 但是由于解相关检测所固有的噪声增强效应, 最后得到的 LLR 值与使用(20)计算度量得到的 LLR 值是不相同的, 我们的仿真结果(本文没有给出)表明解相关滤波处理大大降低了随后联合检测的性能.

对于准 MAP-ISDIC 检测算法, 为检测一个子载波上的两个共道符号所需的主要运算量(以需要的复乘法次数表示)评估如下: 预处理计算(包括计算  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_n}$ ,  $\mathbf{F}_0$ ,  $\mathbf{R}_{\check{\tilde{\mathbf{w}}}_n}$ )的复杂度为  $O((4D+2)^3) + O(2^3) + 8D(4D+3)$   $(4D+2)/2 + 2(4D+2)^2 + 3(4D+2)$ ; 计算度量的复杂度为  $O(2^2)Q^2$ . 此外还需要  $Q^2$  次指数运算.

#### 4 仿真结果与分析

本文仿真采用的信道模型是 SUI-5 信道模型<sup>[12]</sup>, 它是 IEEE802.16a 所采用的宽带无线信道模型之一, 用于评估工作于 2-11GHz 频带的宽带无线通信系统; 在 SUI-5 信道模型中, 3 条独立的瑞利多径的相对延迟分别为 0, 5, 10 微秒, 对应的相对功率衰减分别为 0, -5, -10dB. 我们设定系统工作在 3.5GHz 频带, 带宽为 3.5MHz,  $f_d T_s = 0.1$ . OFDM 子载波数为  $N = 256$ , 循环前缀长度为一个 OFDM 时域符号周期的 1/4,  $N_R = N_T = 2$ , 采用 16QAM 调制. 信道编码是通过并行级连两个码率为 1/3 的 4 状态递归系统卷积码(8 进制生成多项式表示为(7,5))并进行删余操作获得的码率为 1/2 的 Turbo 码. Turbo 码交织和信道交织均采用随机交织. 一个 OFDM 符号包含一个信道交织块而一个信道交织块由一个 Turbo 编码块构成. Turbo 码译码采用 BCJR 算法并使用固定的 8 次迭代译码. 假设接收端已经理想地获得了信道以及噪声方差  $N_0$  (信道估计算法可见参考文献[7,8]). 信噪比(SNR)定义为在每个接收天线上的平均接收信噪比.

图 3 绘出了 MMSE-ISDIC 检测算法的性能. MMSE 表示单纯使用 MMSE 滤波进行检测的性能; MMSE-ISDIC

(SI\_3)和 MMSE-ISDIC(SI\_5)分别表示初始检测使用 MMSE 检测然后进行 3 次和 5 次系统迭代的性能,如第二节所述,系统迭代表示检测模块在使用译码反馈的情况下进行的迭代,其中 SI 是 System Iteration 的缩写. MMSE-ISDIC(DIa\_2)表示 MMSE-ISDIC 检测算法采用模式 a 方式(即干扰抵消同时减去 ICI 和共道干扰)进行 2 次检测迭代的性能,如第二节所述,检测迭代表示检测模块在不使用译码反馈信息的情况下自身进行的迭代,其中 DI 是 Detection Iteration 的缩写; MMSE-ISDIC(DIa\_2 + SI3)和 MMSE-ISDIC(DIa\_2 + SI5)分别表示初始检测使用 MMSE-ISDIC(DIa\_2)检测然后进行 3 次和 5 次系统迭代的性能. MMSE-ISDIC(DIb\_2)表示 MMSE-ISDIC 检测算法采用模式 b 方式(即干扰抵消仅仅减去 ICI)进行 2 次检测迭代的性能; MMSE-ISDIC(DIb\_2 + SI3)和 MMSE-ISDIC(DIb\_2 + SI5)分别表示初始检测使用 MMSE-ISDIC(DIb\_2)检测然后进行 3 次和 5 次系统迭代的性能.之所以我们选择进行两次检测迭代,是因为我们的仿真表明无论是对于 a 模式还是 b 模式,检测迭代两次便能够达到它们所能获得的最好性能,更多的检测迭代并不会带来性能提升.

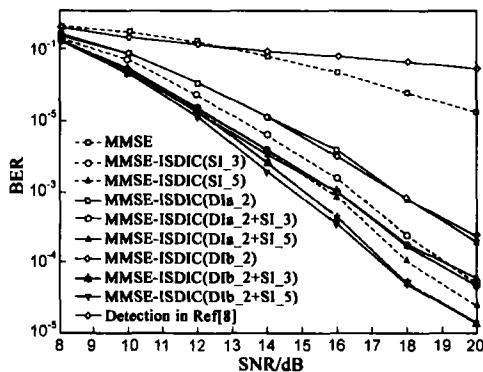


图 3 MMSE-ISDIC 检测算法性能

图 3 的仿真结果表明,MMSE 滤波算法本身的性能是较差的,由于式(8)所示的子 MIMO 系统属于过载系统,因此限制了 MMSE 滤波这种线性检测算法的性能.对于 MMSE-ISDIC 仅仅使用检测迭代的情况,两种干扰抵消模式(a 和 b)的性能均优于 MMSE 线性检测.然而在进行系统迭代情况下,若初始检测采用模式 a 方式进行检测迭代,则在随后的系统迭代中性能反而不如在初始检测时使用 MMSE 线性检测.如 3.1 小节所述,若检测迭代采用模式 a 方式进行干扰抵消,共道干扰软判决的可靠性较低将导致严重的错误传播,进而降低用于译码的 LLR 值的估计精度.我们分析如下:在星座图中,我们定义不可靠的软判决点是更加靠近错误的星座点而非正确的星座点,这可能导致剩余干扰方差被低估,而在检测模块计算 MMSE 滤波时如果低估了某项剩余干扰方差则会造成该干扰没有被很好的压抑,从

而增大 MMSE 滤波输出的剩余干扰,进而影响 LLR 值的计算精度.在进行系统迭代情况下,若初始检测采用模式 b 方式进行检测迭代,则随后的系统迭代的性能优于在初始检测时使用 MMSE 线性检测的系统迭代的性能.这说明如果在初始检测中使用检测迭代,则应该仅仅抵消掉能量较小的 ICI.

图 3 同时给出了文献[8]中检测算法的性能,可以看到文献[8]中检测算法的性能甚至比 MMSE 滤波本身还差(注:为公平起见,图 3 中关于文献[8]算法的仿真结果是基于 MMSE 滤波而非文献[8]所采用的解相关滤波的迭代连续硬干扰抵消算法,迭代次数选择为 2 次,实际上更多的迭代并不会提升性能).首先,文献[8]中采用的是硬干扰抵消,其产生的错误传播和软判决干扰抵消相比更为严重;其次,文献[8]并没有采用线性预处理操作,当 MIMO-OFDM 系统工作于  $f_d T_s$  较大的信道环境中时(注意到文献[8]中  $f_d T_s$  的取值较小,为 0.01 和 0.05,而本文中的  $f_d T_s$  为 0.1),十分有必要进行线性预处理来降低由于忽略子载波间距较远的 ICI 所带来的性能损失;第三,文献[8]采用 QPSK 调制而本文采用 16QAM 调制,星座规模越大对干扰的稳健性越小.因此文献[8]的迭代连续硬干扰抵消检测算法比较适合采用低阶调制且  $f_d T_s$  较小的情况.实际上当  $f_d T_s$  等于 0.05 时(性能没有在本文给出),本文的 MMSE-ISDIC 采用检测迭代的两种模式(即 MMSE-ISDIC(DIa\_2)和 MMSE-ISDIC(DIb\_2))的性能仍大大优于文献[8]中的检测算法,这归功于采用了软判决干扰抵消和最优线性预处理.

图 4 绘出了本文提出的 quasi-MAP-ISDIC 检测算法进行 1 至 5 次系统迭代的性能,标注为 quasi-MAP-ISDIC(SI\_1)到 quasi-MAP-ISDIC(SI\_5).对于式(8)所描述的子 MIMO 信道模型,最优的检测算法是迭代 MAP 检测算法,然而由于无法进行仿真(对我们所采用的 16QAM 调制以及  $D=1$  的情况,进行 MAP 检测需要计算的度量数为  $16^{8D+2} = 16^{10}$ ).作为一个性能基准,我们在图中绘出了采用理想 ICI 抵消的迭代 MAP 检测算法进行 5

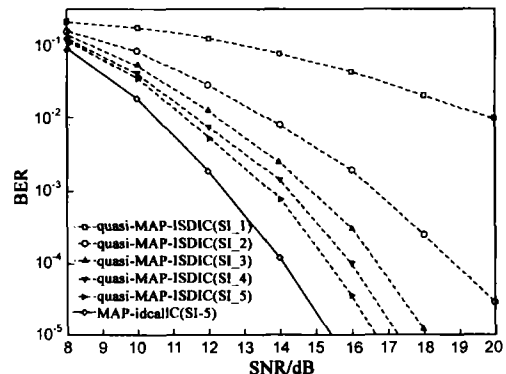


图 4 quasi-MAP-ISDIC 检测算法性能

次系统迭代的性能,标注为 MAP-idealIC(SI\_5).理想 ICI 抵消是指检测器能够理想地减去所有的 ICI,信号模型(19)理想地减去 ICI 后变为  $\tilde{\mathbf{Z}}_n = \tilde{\mathbf{H}}_{nE} \mathbf{x}_{nE} + \tilde{\mathbf{w}}_n$ , MAP-idealIC(SI\_5)算法即是基于这个信号模型对  $\mathbf{x}_{nE}$  进行 5 次迭代 MAP 检测.从图 4 和图 3 我们发现和 MMSE-ISDIC (Dib\_2 + SI5)检测算法相比,quasi-MAP-ISDIC(SI\_5)检测算法在  $10^{-5}$  的 BER 上能够获得 3.2dB 的信噪比增益,并且距离使用理想 ICI 抵消的 MAP 检测算法的性能只有约 1.2dB.

## 5 结论

当 MIMO-OFDM 系统工作于频率选择性快衰落信道时,子载波正交性会受到破坏从而引入 ICI.ICI 的存在这将严重降低那些传统的用于检测准静止频率选择性衰落信道中的 MIMO-OFDM 检测算法的性能.本文将文献[2]针对 SISO-OFDM 系统提出的线性预处理思想扩展到 MIMO-OFDM 系统,由此得到一个适合于检测工作在快衰落信道中 MIMO-OFDM 的信号模型.基于这个新的信号模型,我们推广出一种 MMSE-ISDIC 检测算法,属于逐符号检测算法,同时提出一种 quasi-MAP-ISDIC 检测算法,属于联合检测算法.仿真结果表明在本文考虑的系统参数设定下本文中两种检测算法的性能均优于文献[8]中算法的性能,且 quasi-MAP-ISDIC 检测算法能够获得接近基于理想 ICI 抵消的 MAP 检测算法的性能.最后我们指出,虽然本文的研究是针对接收端和发射端均装备两个天线的 MIMO-OFDM 系统的,但是 MMSE-ISDIC 和 quasi-MAP-ISDIC 检测算法均可以扩展到其他天线数量配置的情况.

## 参考文献:

- [1] G D Golden, C J Foschini, R A Valenzuela, P W Wolniansky. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture [J]. IEE Electronics Letters, 1999, 35(1): 14 - 15.
- [2] Philip Schniter. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(4): 1002 - 1011.
- [3] Helmut Bolcskei, ETH Zurich. MIMO-OFDM wireless systems: basics, perspectives, and challenges [J]. IEEE Wireless Communications, 2006, 13(4): 31 - 37.
- [4] Inkyu Lee. Wireless OFDM systems with multiple transmit and receive antennas with bit-interleaved coded modulation [J]. IEEE Wireless Communications, 2006, 13(3): 80 - 87.
- [5] Yu Zhang, Huaping Liu. Frequency-domain corelative coding for MIMO-OFDM systems over fast fading channels [J]. IEEE

Communications Letters, 2006, 10(5): 347 - 349.

- [6] Yang-Seok Choi, Peter J Voltz, Frank A Cassara. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective rayleigh fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(8): 1375 - 1387.
- [7] A Stamoulis, S N Diggavi, N Al-Dahir. Inter-carrier interference in MIMO OFDM [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(9): 2451 - 2464.
- [8] Won-Gyu Song, Jong-Tae Lim. Channel estimation and signal Detection for MIMO-OFDM with time varying channels [J]. IEEE Communications Letters, 2006, 10(7): 540 - 542.
- [9] Huaiyu Dai, Andreas F Molisch, H Vincent Poor. Downlink capacity of interference-limited MIMO systems with joint detection [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(2): 442 - 453.
- [10] Bee L Yeap, Choong H Wong, Lajos Hanzo. Reduced complexity In-phase Quadrature-phase M-QAM turbo equalization using iterative channel estimation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(1): 2 - 10.
- [11] J H Winters. Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference [J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1984, 2(4): 528 - 539.
- [12] D Falconer, L S Ariyavisitakul, A Benyamin-Seeyar, B Eidson. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4): 58 - 66.

## 作者简介:



**曹琲琲** 男, 1976 年 3 月生于陕西西安. 2002 年在西安电子科技大学获得工学硕士学位, 现为在读博士研究生, 研究方向为无线通信. E-mail: f\_f\_cao@263.net



**李建东** 男, 1962 年 10 月生于江苏省阜宁县. 1982 年和 1985 年分别毕业于西北电讯工程学院本科和研究生班. 1990 年毕业于西安电子科技大学博士生班, 获工学博士学位. 现为西安电子科技大学教授. 2002 年 1 月 - 2003 年 1 月美国 Cornell 大学访问教授. 西安电子科技大学综合业务网理论和关键技术国家重点实验室主任、博士生导师. 国家杰出青年科学基金获得者, 总装部通信和信息安全专业专家组成员. E-mail: jdli@mail.xidian.edu.cn

**杨家玮** 男, 1946 年 3 月生于上海. 西安电子科技大学博士生导师, 教授. 研究方向为无线通信、移动通信等.