

## 异步 MIMO-OFDM 中基于预处理矩阵的迭代检测算法

莫韬甫\* 邵士海 刘田 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

**摘要:** 针对异步发射 MIMO-OFDM 链路, 论文提出了一种基于预处理矩阵的迭代并行多天线干扰消除方法。该方法在信号发射前, 通过预处理矩阵将信号扩展到所有子载波上, 从而降低部分子载波深衰落对扩展前原始信号的影响。在接收端, 上次迭代的判决错误在干扰重建时被预处理矩阵扩展, 缓解了迭代干扰抵消过程中的误差传播。仿真结果表明, 在 4 发 2 收场景下, 误码率为  $10^{-3}$  时, 5 次迭代后信噪比相比于传统的迭代并行多天线干扰消除方法改善约 4.5 dB。

**关键词:** 无线通信; 预处理矩阵; 异步 MIMO-OFDM; 迭代; 误码率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)04-0795-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00636

## Pre-processing Matrix Based Iterative Detection Algorithm in Asynchronous MIMO-OFDM

Mo Tao-fu Shao Shi-hai Liu Tian Tang You-xi

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** In asynchronous MIMO-OFDM over the selective Rayleigh fading channel, an iterative parallel multi-antenna interference cancellation algorithm based on pre-processing matrix is proposed. Before the signal is transmitted, the symbols are spread over all the subcarriers, which relieve the influence of deep fading in part of the subcarriers. In the receiver, the wrong decision value of last iteration is spread by the pre-processing matrix, which decrease the error propagation in iteration processing. The performance improvement is verified by simulation, when there are 4 transmitters 2 receivers and the Bit Error Rate (BER) is  $10^{-3}$ , SNR is improved about 4.5 dB compared with the traditional iterative parallel interference cancellation algorithm.

**Key words:** Wireless communication; Pre-processing matrix; Asynchronous MIMO-OFDM; Iteration; Bit Error Rate (BER)

### 1 引言

随着新一代无线通信系统对高数据速率的需求, MIMO(multiple-input multiple-output)多天线技术得到了广泛的研究。然而当移动终端的接收天线数少于基站的发射天线数时, 传统的同步多天线技术性能下降明显。采用天线间故意时延的异步发射方式相比于同步发射方式, 在接收天线少于发射天线的场景中, 误码率性能有所改善<sup>[1,2]</sup>。文献[1]和文献[2]分别提出了单径和多径衰落信道下的异步发射方案。

针对异步发射方案, 文献[2]和文献[3]分别提出了最优的线性检测算法, 然而在接收天线数较少时,

采用线性检测方法误码率性能随信噪比提高改善缓慢。因此, 为提高误码率性能, 需要引入非线性检测方法, 采用传统的信号检测结合信道编码的迭代算法<sup>[4-6]</sup>, 虽然能够提高误码率性能, 但复杂度随数据帧长及天线数呈指数增加。而传统的多天线迭代并行干扰消除及串行干扰消除算法, 在迭代过程中会有不同程度的误差传播, 性能提高有限。

因此, 针对多天线迭代并行干扰消除误差传播的问题, 本文提出一种基于预处理矩阵的迭代并行干扰消除方法。在发射端, 信号发射前将原始信号用预处理矩阵扩展到所有子载波上。在接收端, 由于部分子载波深衰落对原始信号的影响减小, 使得首次迭代性能提高。后面的迭代过程中, 上一次迭代检测中的错误符号在干扰重建时, 被预处理矩阵扩展到所有子载波上, 减小了检测错误对干扰重建的影响, 降低了迭代中的误差传播, 性能进一步提高。仿真验证在接收天线数少于发射天线数的场景中, 所提方法能有效提高异步 MIMO-OFDM 的误

2011-06-26 收到, 2011-12-23 改回

国家自然科学基金(60902027, 60832007, 60901018, U1035002/L05, 61001087, 61101034), 国家科技重大专项(2010ZX03003-002-01, 2011ZX03001-006-01, 2010ZX03007-003) 和中央高校基金(ZYGX2010J012, ZYGX2009J008, ZYGX2009J010)资助课题

\*通信作者: 莫韬甫 motaofu@uestc.edu.cn

码率性能。

本文的安排如下,第2节为系统模型,包括发射机模型和接收机模型;第3节为所提检测算法;第4节是数值仿真;最后是本文的结论。

## 2 系统模型

### 2.1 发射机模型

基于预处理矩阵的异步 MIMO-OFDM 发射机模型如图 1 所示,与文献[7-9]中的线性预编码不同,这里预处理矩阵的目的是将发射信号扩展到所有天线的每一个子载波上。在各天线信号发射之前,将整个数据帧  $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{NN_t \times 1}$  进行预处理,即将不同发射天线的所有 OFDM 符号与预处理矩阵相乘,其中  $\mathbb{C}$  表示复数域,  $N$  表示 OFDM 子载波个数,  $N_t$  为发射天线数。预处理过程如式(1)所示。

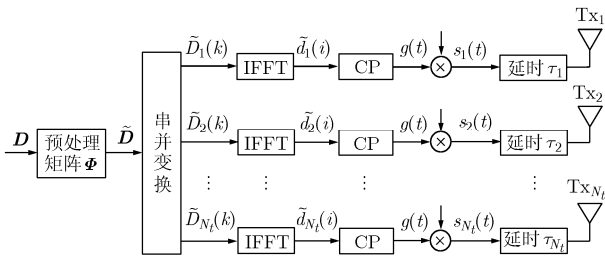


图1 基于预处理矩阵的异步 MIMO-OFDM 发射机模型

$$\tilde{\mathbf{D}} = \Phi \mathbf{D} \quad (1)$$

其中  $\Phi \in \mathbb{C}^{NN_t \times NN_t}$  为预处理矩阵。为了使原始数据帧  $\mathbf{D}$  中每个符号的能量均匀地分配到向量  $\tilde{\mathbf{D}}$  的各个元素中,预处理矩阵  $\Phi$  需要满足每个元素  $\Phi_{p,q}$  的模相等,且相位服从 0 到  $2\pi$  的均匀分布,这样就能保证原数据帧中每个符号的能量  $NN_t$  等分到所有发射天线的所有子载波上。这里可以选用哈达码矩阵或傅里叶矩阵,为了降低计算复杂度,选用随机交织后的傅里叶矩阵作为预处理矩阵。

$$\Phi = \mathbf{P}_1 \mathbf{P}_2 \mathbf{F} \quad (2)$$

其中  $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2 \in \mathbb{C}^{NN_t \times NN_t}$  分别为随机行列交织矩阵,将频域信号交织以获取频率分集,  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{NN_t \times NN_t}$  为归一化的傅里叶变换矩阵,对应第  $p$  行第  $q$  列的元素为  $\exp(j2\pi(p-1)(q-1)/\sqrt{NN_t})$ ,其中  $j = \sqrt{-1}$ 。傅里叶矩阵  $\mathbf{F}$  经过随机交织后得到  $\Phi$ ,因此  $|\Phi_{p,q}| = 1/\sqrt{NN_t}$ ,相位服从 0 到  $2\pi$  的均匀分布,且  $\Phi$  为酉矩阵  $\Phi^H \Phi = \mathbf{I}$ 。在预处理时,根据式(1)和式(2)得  $\tilde{\mathbf{D}} = \mathbf{P}_1 \mathbf{P}_2 \mathbf{F} \mathbf{D}$ ,按照矩阵结合律,可以先计算  $\mathbf{F} \mathbf{D}$ ,而这可以利用快速傅里叶算法实现。

根据式(1),符号向量  $\mathbf{D} = [D_1, D_2, \dots, D_{NN_t}]^T$  经过预处理后得到向量  $\tilde{\mathbf{D}} = [\tilde{D}_1, \tilde{D}_2, \dots, \tilde{D}_{NN_t}]^T$ ,由预

处理矩阵  $\Phi$  知,  $\mathbf{D}$  中的每个符号  $D_i$  被均匀地扩展到向量  $\tilde{\mathbf{D}}$  中的所有元素中,使得符号向量  $\mathbf{D}$  中的每个符号经过不同的发射天线和不同的子载波到达接收天线,能够利用多天线和多径分集提高误码率性能。经过预处理后,将向量  $\tilde{\mathbf{D}}$  串并变换到各根发射天线上,每根天线得到一个 OFDM 符号对应的频域数据,其中  $\tilde{D}_{n_t}(k)$  表示第  $n_t$  根天线上第  $k$  个子载波数据  $\tilde{D}_{n_t}(k) = \tilde{\mathbf{D}}(N_t(k-1) + n_t)$ ,将  $\tilde{D}_{n_t}(k)$  作  $N$  点的 IFFT 得时域符号为

$$\tilde{d}_{n_t}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{D}_{n_t}(k) \exp(j2\pi ik/N) / \sqrt{N} \quad (3)$$

时域符号  $\tilde{d}_{n_t}(i)$  加循环前缀(Cyclic Prefix, CP),经过脉冲成形后,得到第  $n_t$  根发射天线的基带信号  $s_{n_t}(t)$  为

$$s_{n_t}(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \sum_{i=-N_{CP}}^{N-1} \tilde{d}_{n_t}(\langle i \rangle_N) g(t - iT_s), \quad n_t = 1, 2, \dots, N_t \quad (4)$$

其中  $E_s/N_t$  为每根天线的发射功率;  $N_{CP}$  为循环前缀长度;  $\langle \cdot \rangle_N$  表示对  $N$  取模运算;  $T_s$  为时域符号周期;  $g(t)$  为成形滤波器,这里选用长度为  $T_s$  的根升余弦滤波器。最后将各根天线信号经过不同延时后发射,天线间时延关系为  $0 = \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_{N_t} < T_s$ ,其中  $\tau_{n_t}$  为第  $n_t$  根天线的时延。

### 2.2 接收机模型

接收机模型如图 2 所示,第  $n_r$  根接收天线上的接收信号  $r_{n_r}(t)$  为

$$r_{n_r}(t) = \sum_{n_t=1}^{N_t} s_{n_t}(t - \tau_{n_t}) * c_{n_r, n_t}(t) * g(t) + v_{n_r}(t), \quad n_r = 1, 2, \dots, N_r \quad (5)$$

其中  $*$  表示线性卷积;  $c_{n_r, n_t}(t)$  为第  $n_t$  根发射天线到第  $n_r$  根接收天线的多径信道冲击响应;  $v_{n_r}(t)$  为经过匹配滤波器  $g(t)$  后的噪声,有  $v_{n_r}(t) = g(t) * n(t)$ ,  $n(t)$  为高斯白噪声。这里噪声  $v(t)$  的自相关函数为  $E[v(t)v^*(t+\tau)] = \sigma_v^2 p(\tau)$ ,其中  $p(t) = g(t) * g(t)$ ,  $E[\cdot]$  表示数学期望,  $(\cdot)^*$  表示取共轭。为了简化模型,

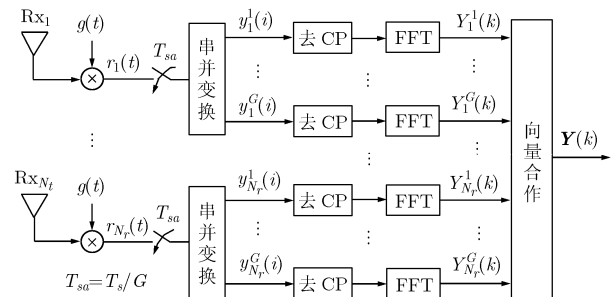


图2 接收机模型

将发射成形滤波、多径信道以及匹配滤波合并，得到总的信道冲击响应  $h_{n_r, n_t}(t)$  为

$$h_{n_r, n_t}(t) = c_{n_r, n_t}(t) * p(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l p(t - \lambda_l) \quad (6)$$

其中  $L$  为可分辨多径数； $\alpha_l$  为第  $l$  条径的复衰落系数； $\lambda_l$  为第  $l$  条径的时延。根据式(5)和式(6)重写接收信号  $r_{n_r}(t)$  为

$$r_{n_r}(t) = \sum_{n_t=1}^{N_t} \sum_{i=-N_{CP}}^{N-1} \tilde{d}_{n_t}(\langle i \rangle_N) h_{n_r, n_t}(t - iT_s - \tau_{n_t}) + v_{n_r}(t) \quad (7)$$

将第  $n_r$  根接收天线的接收信号  $r_{n_r}(t)$   $G$  倍过采样，采样周期为  $T_{sa} = T_s/G$ ，因此在符号周期  $T_s$  内得到  $G$  个采样值  $y_{n_r}^1(i), y_{n_r}^2(i), \dots, y_{n_r}^G(i)$ 。经过串并变换将采样点值分成  $G$  路信号，对于其中一路信号  $y_{n_r}^g(i)$  有

$$y_{n_r}^g(i) = \sum_{n_t=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{P-1} \tilde{d}_{n_t}(i-l) h_{n_r, n_t}^g(l) + v_{n_r}^g(i), \quad g=1, 2, \dots, G \quad (8)$$

其中  $P$  为信道采样后的多径数； $h_{n_r, n_t}^g(1), h_{n_r, n_t}^g(2), \dots, h_{n_r, n_t}^g(P)$  为连续信道  $h_{n_r, n_t}(t)$  过采样后，第  $g$  组信道值，每对收发天线间共有  $G$  组信道，如图 3 所示。

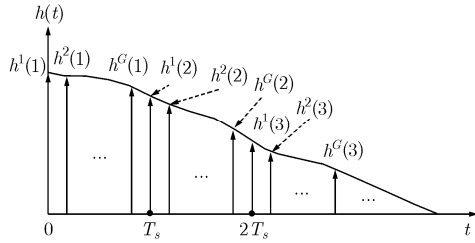


图3 连续信道过采样

将  $y_{n_r}^g(i)$  去 CP 后作 FFT 变换得到频域信号  $Y_{n_r}^g(k)$ ，通过矩阵形式表示第  $n_r$  根接收天线第  $k$  个子载波上， $G$  组接收信号为

$$\begin{bmatrix} Y_{n_r}^1(k) \\ Y_{n_r}^2(k) \\ \vdots \\ Y_{n_r}^G(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{n_r,1}^1(k) & H_{n_r,2}^1(k) & \cdots & H_{n_r,N_t}^1(k) \\ H_{n_r,1}^2(k) & H_{n_r,2}^2(k) & \cdots & H_{n_r,N_t}^2(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n_r,1}^G(k) & H_{n_r,2}^G(k) & \cdots & H_{n_r,N_t}^G(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{D}_1(k) \\ \tilde{D}_2(k) \\ \vdots \\ \tilde{D}_{N_t}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{n_r}^1(k) \\ V_{n_r}^2(k) \\ \vdots \\ V_{n_r}^G(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中  $Y_{n_r}^g(k)$  为  $y_{n_r}^g(i)$  的频域信号；信道  $H_{n_r, n_t}^g(k) =$

$\sum_{l=0}^{P-1} h_{n_r, n_t}^g(l) \exp(j2\pi kl/N) / \sqrt{N}$  为第  $n_t$  根发射天线到第  $n_r$  根接收天线第  $g$  组信道频域冲击响应在第  $k$  个子载波上的值。由于时域信号异步发射，使得频域信道冲击响应  $H_{n_r, n_t}^g(k)$  对于不同的发射天线  $n_t$  有不同的方差，且最大方差元素位于信道矩阵主对角线位置，降低了天线间干扰，误码率性能优于同步发射<sup>[2]</sup>。

对于噪声  $v_{n_r}(k)$ ，它是由时域过采样噪声  $v_{n_r}^g(i)$  FFT 得到  $V_{n_r}^g(k) = \sum_{i=0}^{N-1} v_{n_r}^g(i) \exp(j2\pi ki/N) / \sqrt{N}$ ，根据文献[10]，对于  $g_1 \neq g_2$ ， $V_{n_r}^{g_1}(k)$  和  $V_{n_r}^{g_2}(k)$  的互相关系数为

$$\begin{aligned} r_{n_r}^{g_1, g_2}(k) &= E[V_{n_r}^{g_1}(k)(V_{n_r}^{g_2}(k))^*] \\ &= \sigma_v^2 \frac{1}{N} \sum_{l_1=0}^{N-1} \sum_{l_2=0}^{N-1} p((l_2 - l_1)T_s + (g_2 - g_1)T_s/G) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi k(l_2 - l_1)/N) \end{aligned} \quad (10)$$

因此，对于式(9)中的频域噪声向量  $\mathbf{V}_{n_r}(k) = [V_{n_r}^1(k), V_{n_r}^2(k), \dots, V_{n_r}^G(k)]^T$ ，协方差矩阵  $\mathbf{R}_{n_r}(k) \in \mathbb{C}^{G \times G}$  的第  $g_1$  行第  $g_2$  列元素为  $r_{n_r}^{g_1, g_2}(k)$ ，其中  $[\cdot]^T$  表示转置。由式(10)知，相关系数与接收天线  $n_r$  无关，因此对于不同接收天线  $p \neq q$ ， $\mathbf{R}_p(k) = \mathbf{R}_q(k)$ 。

由式(9)知，第  $n_r$  根接收天线上第  $k$  个子载波的接收信号为  $\mathbf{Y}_{n_r}(k) = [Y_{n_r}^1(k), Y_{n_r}^2(k), \dots, Y_{n_r}^G(k)]^T$ ，将不同接收天线的信号进行向量合并，得到第  $k$  个子载波上的总接收信号  $\mathbf{Y}(k) = [\mathbf{Y}_1(k), \dots, \mathbf{Y}_{N_r}(k)]^T$ ，

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1(k) \\ \mathbf{Y}_2(k) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_r}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(k) \\ \mathbf{H}_2(k) \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{N_r}(k) \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{D}}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1(k) \\ \mathbf{V}_2(k) \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{N_r}(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中  $\mathbf{H}_{n_r}(k)$  为式(9)中信道矩阵， $\tilde{\mathbf{D}}(k) = [\tilde{D}_1(k), \dots, \tilde{D}_{N_t}(k)]^T$ 。式(11)可写为  $\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k)\tilde{\mathbf{D}}(k) + \mathbf{V}(k)$ ，其中  $\mathbf{Y}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ， $\mathbf{H}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times G \times N_t}$ ， $\tilde{\mathbf{D}}(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ ， $\mathbf{V}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times G \times 1}$ 。

### 3 基于预处理矩阵的迭代检测算法

迭代检测算法流程如图 4 所示，输入信号  $\mathbf{Y}$  为  $N$  个子载波接收向量的合并，即

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}^T(1), \mathbf{Y}^T(2), \dots, \mathbf{Y}^T(N)]^T \quad (12)$$

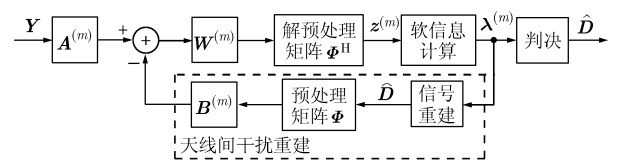


图4 迭代并行多天干扰消除算法流程

图4中,  $\mathbf{A}^{(m)}$ 为前馈矩阵,  $m$ 为不同的迭代次数, 对于不同的 $m$ , 矩阵 $\mathbf{A}^{(m)}$ 有不同的形式, 如首次迭代时为线性检测矩阵, 而之后的迭代中则为信道及解相关矩阵。 $\mathbf{W}^{(m)}$ 为归一化矩阵, 在干扰消除之后, 用于期望信号的功率归一化。解预处理矩阵和预处理矩阵相对应, 其形式为 $\Phi^H$ 。 $\mathbf{B}^{(m)}$ 为反馈矩阵, 利用 $\mathbf{B}^{(m)}$ 并行重建天线间干扰, 用于干扰消除。 $\mathbf{z}^{(m)}$ 为解预处理后的判决向量, 用于计算期望信号的软信息 $\lambda$ , 这里采用基于软信息的迭代, 克服由硬判决带来的信息损失。下面针对不同迭代次数, 给出相应的检测过程。

### 3.1 第1次检测( $m=1$ )

由于对不同的子载波, 采用相同的检测方法, 所以这里先考虑单个子载波检测的情况。对于第 $k$ 个子载波, 接收向量为 $\mathbf{Y}(k)$ , 可以由它得到第 $k$ 个子载波的判决向量。由于这里噪声 $\mathbf{V}(k)$ 为色噪声, 检测时需要考虑其相关性。对于不同接收天线的噪声相关矩阵相同, 所以噪声向量 $\mathbf{V}(k)$ 的相关矩阵为 $\mathbf{R}(k) = \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{R}_{n_r}(k)$ , 其中 $\otimes$ 表示Kronecker乘积,  $\mathbf{R}(k) \in \mathbb{C}^{N_r G \times N_r G}$ 。根据式(11), 对于第 $k$ 个子载波的线性检测器<sup>[2]</sup>为

$$\mathbf{A}^{(1)}(k) = \left( \mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{H}(k) + \mathbf{I}_{N_t} \right)^{-1} \cdot \mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r G} \quad (13)$$

这是在相关噪声下的线性检测。由于首次检测没有反馈信号, 所以反馈矩阵和归一化矩阵分别为 $\mathbf{B}^{(1)}(k) = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{W}^{(1)}(k) = \mathbf{I}_{N_t}$ 。为了便于后面计算软信息时, 对干扰及噪声功率的估计, 这里将 $N$ 个子载波的检测矩阵合并, 得到总的前馈矩阵 $\mathbf{A}^{(1)}$ 为

$$\mathbf{A}^{(1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{(1)}(1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{A}^{(1)}(2) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{A}^{(1)}(N) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_t N \times N_r G N} \quad (14)$$

此时, 总的反馈矩阵和归一化矩阵为 $\mathbf{B}^{(1)} = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{W}^{(1)} = \mathbf{I}_{N_t N}$ 。

根据矩阵 $\mathbf{A}^{(1)}$ ,  $\mathbf{B}^{(1)}$ 和 $\mathbf{W}^{(1)}$ 的值得到第1次检测的判决向量为

$$\mathbf{z}^{(1)} = \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{Y} = \Phi^H \mathbf{M} \Phi \mathbf{D} + \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{V} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{N_t N \times N_t N}$ 是由不同子载波 $\mathbf{M}(1), \mathbf{M}(2), \dots, \mathbf{M}(N)$ 构成的块对角矩阵,  $\mathbf{M}(k) = \mathbf{A}^{(1)}(k) \cdot \mathbf{H}(k)$ 。将式(15)中的期望信号和干扰分开得到

$$\mathbf{z}^{(1)} = \mathcal{D}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D} + \bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D} + \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{V} \quad (16)$$

其中 $\mathcal{D}[\cdot]$ 表示由对角元组成的矩阵,  $\bar{\mathcal{D}}[\cdot]$ 表示去对

角元后的矩阵,  $\mathcal{D}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D}$ 为期望信号,  $\bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D}$ 为天线间干扰,  $\Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{V}$ 为高斯噪声。根据式(16)得到第 $i$ 个判决变量为

$$\begin{aligned} z_i^{(1)} = & \left\{ \mathcal{D}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \right\}_{i,i} D_i + \left\{ \bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D} \right\}_i \\ & + \left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{V} \right\}_i \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\left\{ \bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D} \right\}_i$ 表示取向量 $\bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D}$ 的第 $i$ 个元素, 高斯噪声项与此相同。令期望信号复系数为 $\varepsilon_i = \left\{ \mathcal{D}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \right\}_{i,i}$ , 将期望信号归一化为

$$\begin{aligned} \tilde{z}_i^{(1)} = & z_i^{(1)} / \varepsilon_i = D_i + \left\{ \bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D} \right\}_i / \varepsilon_i \\ & + \left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{V} \right\}_i / \varepsilon_i \end{aligned} \quad (18)$$

为了计算期望信号的似然值, 需要计算出干扰和高斯噪声的功率。而计算干扰和高斯噪声的功率, 需要先计算复系数 $\varepsilon_i$ 的功率, 对于复系数有 $\varepsilon_i = \left\{ \mathcal{D}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \right\}_{i,i} = \left\{ \Phi^H \mathbf{M} \Phi \right\}_{i,i}$ 。对于满足式(2)条件的 $N$ 维随机矩阵 $\Phi_{N \times N}$ , 矩阵 $\mathbf{X} = \Phi^H \mathbf{U} \Phi \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 的对角元 $\mathbf{X}_{p,p}$ 为高斯随机变量<sup>[11]</sup>, 均值为 $\sum_{p=1}^N \mathbf{U}_{p,p} / N$ , 因此 $\varepsilon_i$ 的平均功率 $m_S$ 为

$$m_S = \left[ \frac{1}{NN_t} \sum_{q=1}^{NN_t} \mathbf{M}_{q,q} \right]^2 \quad (19)$$

对于干扰部分的分子项, 由于发射信号功率归一化, 所以 $\mathbf{D}$ 中每个元素的功率为1。因此, 这里需要通过系数矩阵 $\bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi]$ 来计算分子项的功率。 $\left\{ \bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{D} \right\}_i$ 对应于矩阵 $\bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi]$ 的第 $i$ 行和向量 $\mathbf{D}$ 的乘积。 $\bar{\mathcal{D}}[\Phi^H \mathbf{M} \Phi]$ 第 $i$ 行为矩阵 $\Phi^H \mathbf{M} \Phi$ 的第 $i$ 行去对角元素。所以, 分子项的功率为

$$m_I^i = \left( \Phi^H \mathbf{M} \mathbf{M}^H \Phi \right)_{i,i} - \left[ \left( \Phi^H \mathbf{M} \Phi \right)_{i,i} \right]^2 \quad (20)$$

根据预处理矩阵 $\Phi$ 的性质, 得到分子项的平均功率为<sup>[11]</sup> $m_I = \sum_{q=1}^{NN_t} (\mathbf{M} \mathbf{M}^H)_{q,q} / NN_t - m_S$ 。同理, 得到高斯噪声的分子项平均功率为 $m_N = N_0 \cdot \sum_{q=1}^{NN_t} \left( \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{R} \left( \mathbf{A}^{(1)} \right)^H \right)_{q,q} / NN_t$ ,  $\mathbf{R}$ 为 $N$ 个 $\mathbf{R}(k)$ 构成的块对角矩阵。根据 $m_S$ ,  $m_I$ 和 $m_N$ 得到式(18)中总的噪声功率 $\sigma^2 = (m_I + m_N) / m_S$ 。由于这里采用QPSK调制, 所以计算期望信号 $D_i$ 实部的似然值 $\lambda_i^I = 2 \operatorname{Re} \{ \tilde{z}_i^{(1)} \} / (\sigma^2 / 2)$ , 虚部 $\lambda_i^Q$ 采用相同的方法得到。首次迭代时, 可以根据似然值得到期望信号判决值 $\hat{\mathbf{D}}$ 。

**3.2 第2次及之后检测( $m \geq 2$ )**

与第1次迭代相比, 第2次及之后的迭代中, 前馈矩阵, 反馈矩阵和归一化矩阵具有不同的形式。同样先考虑单个载波的情况, 对于第 $k$ 个子载波, 前馈模块采用信道匹配矩阵

$$\mathbf{A}^{(2)}(k) = \mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \in \mathcal{C}^{N_t \times N_r G} \quad (21)$$

和式(14)相同, 前馈模块对所有子载波有  $\mathbf{A}^{(2)} \in \mathcal{C}^{N_t N \times N_r G N}$ , 它是由  $\mathbf{A}^{(2)}(1), \mathbf{A}^{(2)}(2), \dots, \mathbf{A}^{(2)}(N)$  构成的块对角矩阵。后面的迭代中, 即  $m > 2$ , 有  $\mathbf{A}^{(m)}(k) = \mathbf{A}^{(2)}(k)$ 。对于第  $k$  个子载波, 经过前馈模块后为

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{(2)}(k) \mathbf{Y}(k) &= \mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{H}(k) \cdot \widehat{\mathbf{D}}(k) \\ &+ \mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{V}(k) \end{aligned} \quad (22)$$

对于第  $k$  个子载波的期望信号  $\widehat{\mathbf{D}}(k)$ , 天线间干扰来源于矩阵  $\mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{H}(k)$  的非对角元素。因此, 反馈支路利用重建信号  $\widehat{\mathbf{D}}^{(m-1)}$  和矩阵  $\mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \cdot \mathbf{H}(k)$  的非对角元重建多天线干扰, 得到反馈矩阵  $\mathbf{B}^{(m)}(k)$  为

$$\begin{aligned} \mathbf{B}^{(m)}(k) &= \mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{H}(k) \\ &- \mathcal{D}[\mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{H}(k)], \quad m \geq 2 \end{aligned} \quad (23)$$

对于所有子载波反馈模块  $\mathbf{B}^{(m)} \in \mathcal{C}^{N_t N \times N_t N}$ ,  $m \geq 2$ , 它是由  $\mathbf{B}^{(m)}(1), \mathbf{B}^{(m)}(2), \dots, \mathbf{B}^{(m)}(N)$  构成的块对角矩阵。干扰消除之后的功率归一化矩阵为  $\mathbf{W}^{(m)}(k) = \mathcal{D}[\mathbf{H}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{H}(k)]^{-1}$ ,  $m \geq 2$ , 而  $\mathbf{W}^{(m)}$  是由不同子载波的功率归一化矩阵构成的块对角矩阵。

第 2 次迭代及之后的检测中, 可以根据上一次迭代检测得到的似然值  $\lambda^{(m-1)}$  重建干扰, 进行干扰消除。根据似然值  $\lambda_i^l$  得到重建信号向量  $\widehat{\mathbf{D}}$  的第  $i$  个元素的实部为  $\text{Re}\{\widehat{D}_i\} = \tanh(\lambda_i^l/2)/\sqrt{2}$ , 虚部采用相同的方法重建。将重建的信号向量  $\widehat{\mathbf{D}}$  进行预处理后, 与反馈矩阵  $\mathbf{B}^{(m)}$  相乘重建天线间干扰。在对重建信号  $\widehat{\mathbf{D}}$  预处理时, 预处理矩阵将上一次检测带来的误差符号进行了扩展, 降低了误差符号对重建干扰的影响, 误差扩展原理如图 5 所示。

根据式(21)~式(23), 得到  $m \geq 2$  次迭代的判决向量

$$\begin{aligned} \mathbf{z}^{(m)} &= \Phi^H \mathbf{W}^{(m)} [\mathbf{A}^{(m)} \mathbf{Y} - \mathbf{B}^{(m)} \Phi \widehat{\mathbf{D}}^{(m-1)}] \\ &= \Phi^H \mathbf{W}^{(m)} [((\mathbf{W}^{(m)})^{-1} + \mathbf{B}^{(m)}) \Phi \mathbf{D} + \mathbf{A}^{(m)} \mathbf{V} \\ &- \mathbf{B}^{(m)} \Phi \widehat{\mathbf{D}}^{(m-1)}] = \mathbf{D} + \Phi^H \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi \\ &\cdot (\mathbf{D} - \widehat{\mathbf{D}}^{(m-1)}) + \Phi^H \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{A}^{(m)} \mathbf{V} \end{aligned} \quad (24)$$

与第 1 次迭代相同, 为了计算期望信号  $\mathbf{D}$  的似然值, 需要计算干扰项和高斯噪声项的功率。首先计算干

扰项的功率, 由于信号向量  $\mathbf{D}$  和矩阵  $\Phi^H \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$  中元素独立, 所以这里分别计算两部分功率。定义误差向量为  $\mathbf{e} = \mathbf{D} - \widehat{\mathbf{D}}^{(m-1)}$ , 判决向量  $\mathbf{z}^{(m)}$  的第  $i$  个元素中的干扰, 为矩阵  $\Phi^H \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$  的第  $i$  行和误差向量  $\mathbf{e}$  的乘积。对于误差向量  $\mathbf{e}$  的第  $i$  个元素的实部功率为

$$\begin{aligned} E\left[\left\{\text{Re}(\mathbf{e}_i)\right\}^2 \middle| \mathbf{z}_i^m\right] &= E\left[\left\{\text{Re}(D_i - \widehat{D}_i^{(m-1)})\right\}^2\right] \\ &= 1 - \tanh^2(\lambda_i^l/2) \end{aligned} \quad (25)$$

虚部也按照相同的方法计算。

同时, 由于矩阵  $\mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)}$  对角元素都为 0, 所以  $\Phi^H \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$  的每个元素的功率为<sup>[11]</sup>

$$\begin{aligned} P^{(m)} &= \text{var}\left[\left(\Phi^H \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi\right)_{p,q}\right] \\ &= \frac{1}{(NN_t)^2} \sum_{p=1}^{NN_t} \sum_{q=1}^{NN_t} \left| \left[\mathbf{W}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)}\right]_{p,q} \right|^2 \end{aligned} \quad (26)$$

根据式(25)和式(26)得到干扰项的功率为

$$m_I = P^{(m)} \sum_{i=1}^N E\left[\left\{\mathbf{e}_i\right\}^2 \middle| \mathbf{z}_i^m\right] \quad (27)$$

与第 1 次迭代相同的方法, 得到高斯噪声的功率为

$$m_N = \frac{N_0}{NN_t} \sum_{q=1}^{NN_t} \left( \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{A}^{(m)} \mathbf{R} \left( \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{A}^{(m)} \right)^H \right)_{q,q} \quad (28)$$

由式(27)和式(28)知, 总的噪声功率为  $\sigma^2 = m_I + m_N$ , 得到第  $m(m \geq 2)$  次迭代检测中, 期望信号  $D_i$  实部的似然值  $\lambda_i^l = 2 \text{Re}\{\mathbf{z}_i^{(m)}\}/(\sigma^2/2)$ 。对于第 2 次及之后的迭代中, 输出似然值  $\lambda^{(m)}$  为当前计算的似然值与上一次迭代的似然值之和, 即  $\lambda^{(m)} = \lambda + \lambda^{(m-1)}$ , 根据输出的似然值  $\lambda^{(m)}$ , 可以得到第  $m$  次检测的判决值  $\widehat{\mathbf{D}}^{(m)}$ , 以及进行下一次迭代检测。

#### 4 数值仿真

本节通过计算机仿真, 考察预处理矩阵和软判决迭代并行干扰消除相结合的方法, 对异步发射 MIMO-OFDM 误码率性能的影响。这里假设接收机已知理想信道信息, 预处理矩阵按照式(2)中的方法选取。仿真中, 采用 ITU-R M.1225 中的 Vehicular A 信道, 假设每对收发天线间具有相同的功率延迟分布。信道参数如表 1 所示。

仿真中采用 QPSK 调制, 系统仿真参数如表 2 所示。

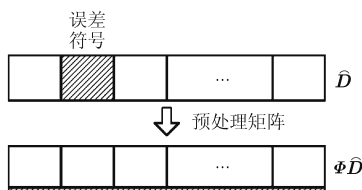


图 5 误差扩展过程

表 1 信道参数

第 $l$ 条径	1	2	3	4	5	6
相对时延 (ns)	0	310	710	1090	1730	2510
平均功率 (dB)	0	-1.0	-9.0	-10.0	-15.0	-20.0

表2 系统仿真参数

收发天线数 ( $N_t, N_r$ )	4发4收	4发2收
符号周期( $T_s$ )/s	$10^{-6}$	$10^{-6}$
过采样倍数( $G$ )	4	4
子载波个数( $M$ )	64	64
信噪比 ( $E_s/N_0$ (dB))	6 : 2 : 26	9 : 2 : 29
天线间时延( $\tau_{n_i}$ )	$0, T_s/4, 2T_s/4, 3T_s/4$	$0, T_s/4, 2T_s/4, 3T_s/4$

根据表2的仿真参数,得到误码率性能曲线如图6和图7所示。

图6为4发2收,接收天线数少于发射天线数的场景。其中,传统并行迭代为无预处理矩阵的多天线并行干扰消除,预处理迭代为基于预处理矩阵的迭代多天线并行干扰消除,两种方法都是基于软信息的迭代。由图6知,采用本文所提方法相比于传统方法以及线性最优方法性能改善明显。在首次迭代中,误码率为 $10^{-3}$ 时,信噪比相比于传统算法改善4 dB左右,这是由于采用预处理矩阵将发射信号扩展到每根天线的所有子载波上,降低了OFDM部分子载波深衰落带来的性能恶化,改善了误码率性能。而5次迭代后基于预处理矩阵的方法与传统算法相比,则带来4.5 dB左右的增益,这是由于在迭代过程中,预处理矩阵将上次迭代中的判决误差扩展到整个帧上,减小了干扰重建时错误符号的影响,降低了误差传播,进一步提高了误码率性能。

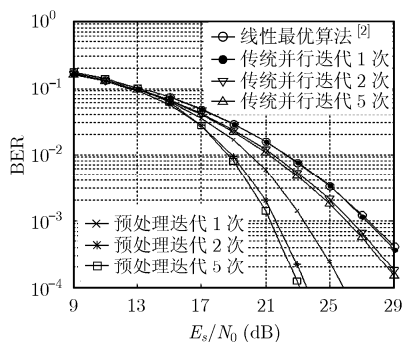


图6 4发2收时基于预处理矩阵的迭代并行干扰消除算法和传统并行迭代干扰消除算法以及线性最优算法的BER性能对比

图7为4发4收场景,不同迭代次数下,所提算法和传统算法的误码率性能对比。由图7知,在接收天线数与发射天线数相同时,基于预处理矩阵的迭代检测方法仍有效。与传统算法相比,在误码率为 $10^{-4}$ 时,第1次迭代带来的信噪比增益约为4 dB。第5次迭代后,所提方法与传统方法相比,带来约5 dB左右的信噪比增益。

从图6和图7中可以发现,采用预处理矩阵后,迭代能带来更大的增益。4发2收的场景下,误码率为 $4 \times 10^{-4}$ 时,传统方法5次迭代相比于1次迭代,带来了1.5 dB左右信噪比增益。而相同条件下,采用基于预处理矩阵的迭代方法,则带来了2.5 dB左右的信噪比增益。这是由于在迭代过程中,基于预处理矩阵的干扰重建将错误符号扩展到所有子载波上,降低了误差传播。图7中有相同的结果,尤其在高信噪比时,基于预处理矩阵的迭代能带来更大的信噪比增益。

## 5 结束语

针对异步发射MIMO-OFDM信号模型,本文提出了一种基于预处理矩阵的迭代检测算法。采用低复杂度的线性预处理,能够充分利用多天线多径分集,提高误码率性能。同时基于预处理矩阵的迭代并行干扰消除方法能减小误差传播,进一步降低误码率。仿真结果验证所提方法的有效性,结果表明在4发2收,误码率为 $10^{-3}$ 时,5次迭代后信噪比相比传统算法改善约4.5 dB。

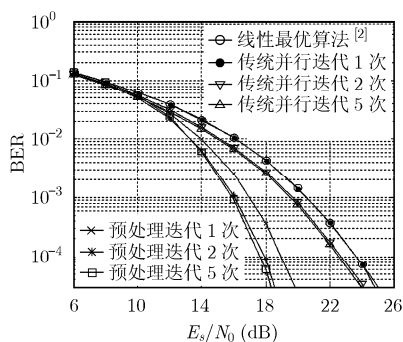


图7 4发4收时基于预处理矩阵的迭代并行干扰消除算法和传统并行迭代干扰消除算法以及线性最优算法的BER性能对比

## 参考文献

- [1] Shao Shi-hai, Tang You-xi, et al. Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero-forcing detection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(6): 3827-3837.
- [2] Wang Qi-xing, Chang Yong-yu, and Yang Da-cheng.

Deliberately designed asynchronous transmission scheme for MIMO systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 920-923.

- [3] Lin Hua-jiong, Tang You-xi, et al. Optimum linear detection of a modified V-BLAST system with delay offsets[C]. *IEEE VTC-Fall*, Calgary, Canada, 2008: 242-245.

- [4] Du Na, Gu Pin-biao, and Cao Ning. A low-complexity iterative receiver scheme for Turbo-BLAST system[C]. IEEE 10th International Conference on Signal Processing, Beijing, China, 2010: 1548-1551.
- [5] Lars S and Heinrich M. A systematic framework for iterative maximum likelihood receiver design[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(7): 2035-2045.
- [6] 尤明厚, 陶小峰, 崔琪楣, 等. Turbo-MIMO 系统中的一种基于部分后验概率的软检测算法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(7): 1531-1537.  
You Ming-hou, Tao Xiao-feng, Cui Qi-mei, *et al.* Partial a posteriori probabilities based soft detection for Turbo-MIMO systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(7): 1531-1537.
- [7] Liu Zhi-qiang, Xin Yan, and Giannakis B. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(3): 416-427.
- [8] Gui Bo and Qu Dai-ming. VBLAST-OFDM system with linear constellation precoding[C]. Vehicular Technology Conference, Milan, Italy, 2004, Vol.2: 733-737.
- [9] Ghadrtdan S, Salari S, and Ahmadian M. Joint blind channel estimation for MIMO OFDM systems via nonredundant linear precoding[C]. International Conference on Communications and Information Technology (ICCIT), Aqaba, Jordan, 2011: 59-63.
- [10] Tepedelenlioglu C and Challagulla R. Low-complexity multipath diversity through fractional sampling in OFDM[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 54(11): 3104-3116.
- [11] Papoulis A. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes[M]. 4th Edition, New York: McGraw-Hill, 2002: 188-192.
- [12] Hwang Tae-won, Yang Chen-yang, Li Ye, *et al.* OFDM and its wireless applications: a survey[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 1673-1694.
- 莫韬甫: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为多天线信号处理.  
邵士海: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为空时编码.  
刘田: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为多天线信号处理.  
唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理.