第 32 卷第 1 期　　电 子 与 信 息 学 报　　Vol.32No.1
2010 年 1 月　　Journal of Electronics & Information Technology　　Jan. 2010

一种动态子信道分配 MIMO-OFDM 波束成形系统的信号检测算法

王　军　　刘　宁　　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：基于动态子信道分配的 MIMO-OFDM 波束成形系统可以获得比传统系统更好的误码率性能。但由于处理或者反馈时延的影响，会使得发射机利用不准确的信道状态信息发射数据，从而在数据流之间引入干扰，导致系统性能下降。通过分析时延对系统的影响，该文提出了一种改进的检测算法：通过构建等效 MIMO 系统模型，采用最小均方误差 MIMO 检测算法抑制数据流之间的干扰，并利用等效 MIMO 信道矩阵的特征值分解白化噪声获得等效高斯信道模型，计算编码比特的对数似然比。仿真表明，该算法相对于现有算法有 2.5～4 dB 的性能增益。

关键词：MIMO；OFDM；波束成形；检测算法；时延
中图分类号：TN92　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1009-5896(2010)01-0135-06
DOI: 10.3724/SP.J.1146.2008.01576

An Improved Detection Algorithm for MIMO-OFDM Beamforming System with Dynamic Subchannel Allocation

Wang Jun　　Liu Ning　　Li Shao-qian
(*National Key Laboratory of Communication*, *University of Electronic Science and Technology of China*, *Chengdu* 610054, *China*)

Abstract: Dynamic subchannel allocation based MIMO-OFDM beamforming system outperforms conventional MIMO-OFDM beamforming system with considerable gain. Unfortunately, the imperfect channel state information, which is due to processing or feedback time delay, will be used by the transmitter to transmit data symbols. The resulted inter-streams interference will degrade the system performance significantly. In this paper, an improved detection scheme is proposed to combat effectively with this interference according to the analysis of the effect due to delay. By constructing equivalent MIMO system model, the inter-streams interference is suppressed though MIMO detection algorithms. Furthermore, eigenvalue decomposition of equivalent MIMO channel is applied to whiten the noise so that equivalent Gaussian channel model can be obtained to compute the log-likelihood ratio of coded bits. Simulation results show the proposed detection scheme outperforms conventional scheme with a gain of 2.5~4 dB.

Key words: MIMO; OFDM; Beamforming; Detection algorithm; Time delay

1　引言

多输入多输出正交频分复用(Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MIMO-OFDM)可以通过相对简单的信号处理方法获得空间和频率的分集增益，在新一代宽带无线通信系统中得到了广泛应用[1−4]。

当 MIMO-OFDM 发射机知道信道状态信息(Channel Sate Information, CSI)时，可以针对每个子载波利用发射波束成形和接收合并获得分集和阵列增益，显著地提高系统性能[5−8]。传统的 MIMO-OFDM 波束成形系统分别针对每个子载波，选择最大特征值对应的特征向量所确定的特征方向，作为最优波束成形的子信道发射数据，从而获得最大的接收信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)[5−7]。文献[7,8]研究发现，由于宽带信道下 OFDM 子载波之间的频率选择性，应该在所有子载波的特征向量对应的子信道中选取具有最大特征值的子信道发送数据，而不是每个子载波分别独立选取各自的最优波束成形矢量。基于这一发现，文献[7，8]提出了基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统，并且证明了相比传统 MIMO-OFDM 波束成形系统，具有明显的性能增益。

在实际的 MIMO-OFDM 波束成形系统中，由于信道估计误差、反馈信道差错、处理和反馈时延的影响，会使得发射机利用非理想的 CSI 生成发射

2008-11-27 收到，2009-08-24 改回
国家自然科学基金(60702073)，国家 863 计划项目(2007AA01Z209，2009AA011801，2009AA012002)，国家 973 计划项目(2009CB320405)，国家重大专项课题(2008ZX03005-001)和国家基础科研项目(A1420080150)资助课题
通信作者：王军　　junwang@uestc.edu.cn

波束成形矢量，从而影响系统的性能。研究表明，由于时延导致的非理想 CSI 对系统性能的影响最为严重[7,8]。对于频分双工(Frequency Division Duplex, FDD)系统，虽然可以通过文献[6,9]的方法，采用有限反馈的方式降低反馈量，但反馈时延仍然不可避免。对于时分双工(Time Division Duplex，TDD)系统，处理时延也不可避免。尽管文献[7]的研究结果表明，相比传统 MIMO-OFDM 波束成形系统，时延对基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统的影响更小，但仍然会导致重要的性能下降。事实上，由于基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统可能会在同一个子载波传输多个数据流，时延必然会导致采用不正交的子信道发射数据，从而在数据流之间引入干扰。但文献[7,8]并没有考虑这一干扰，仍然采用理想 CSI 下的接收合并方法进行数据检测，从而限制了系统的性能。为此，本文针对这一问题，提出了一种改进的信号检测算法。该算法在分析由于时延导致的数据流之间干扰的基础上，通过构建等效的 MIMO 模型，利用最小均方误差(Minimum Mean Square Error，MMSE)MIMO 检测算法抑制数据流之间的干扰；进一步，所提算法利用等效 MIMO 信道矩阵的特征值分解白化噪声获得等效高斯信道模型，计算编码比特的对数似然比(log-likelihood ratio, LLR)。仿真结果表明，所提算法对于现有算法有 2.5～4 dB 的性能增益。

2 基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统

根据文献[6]，一个具有 N_T 根发射天线、N_R 根接收天线和 N 个子载波的 MIMO-OFDM 波束成形系统如图 1 所示。信源数据 $\boldsymbol{d}=[d(1),d(2),\cdots,d(N)]^{\mathrm{T}}$ 通过 N 个相互正交的子信道分别发送。本文中，设 $E[|d(i)|^2]=E_S$。第 i 个子信道利用由反馈信道(FDD 系统)或接收机估计得到(TDD 系统)的波束成形矢量 $\boldsymbol{w}_t^i=[w_i(1),\cdots,w_i(N)]$ 进行发送波束成形后，每个发送天线上的数据经 IFFT 变换到时域，经由并串转换和插入循环前缀(Cyclic Prefix，CP)后变成 OFDM 符号发射。发送信号经过衰落信道后，在接收端，去掉接收 OFDM 符号的 CP，经串并转换和 FFT 变换到频域，每个子信道再经过接收权重矢量 $\boldsymbol{w}_r^i=[z_i(1),\cdots,z_i(N)]$ 进行合并，得到估计的信号 $\hat{\boldsymbol{d}}=[\hat{d}(1),\hat{d}(2),\cdots,\hat{d}(N)]$，进行判决。

定义第 i 个子载波上的信道系数矩阵为 $\boldsymbol{H}_i$，第 i 个子载波上的接收信号模型可以表示为

$$\hat{d}(i)=\left(\boldsymbol{w}_r^i\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{w}_t^i d(i)+\left(\boldsymbol{w}_r^i\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n} \tag{1}$$

式(1)中 $\boldsymbol{n}$ 是 $N_R\times 1$ 维的加性白高斯(Additive White Gaussian Noise，AWGN)噪声矢量，且 $E[\boldsymbol{n}\boldsymbol{n}^{\mathrm{H}}]=\sigma_n^2\boldsymbol{I}_{N_R}$。对于图 1 所示的 MIMO-OFDM 波束成形系统，每个子载波上通常会有 $J=\min(N_T,N_R)$ 个相互正交子的信道，这 J 个子信道就是矩阵 $\boldsymbol{H}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i$ 的 J 个具有非零特征值的特征向量，定义为 $\{\boldsymbol{\mu}_i^1,\boldsymbol{\mu}_i^2,\cdots,\boldsymbol{\mu}_i^J\}$。如果选取 $\boldsymbol{\mu}_i^j$ 作为发送子信道，即

$$\boldsymbol{w}_t^i=\boldsymbol{\mu}_i^j \tag{2}$$

$$\boldsymbol{w}_r^i=\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^j \tag{3}$$

则有

$$\begin{aligned}\hat{d}(i)&=\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^j\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^j d(i)+\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^j\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\\&=\lambda_i^j d(i)+\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^j\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\end{aligned} \tag{4}$$

其中 λ_i^j 是对应 $\boldsymbol{\mu}_i^j$ 的特征值。相应的接收信噪比为

$$\mathrm{SNR}_i=\frac{E\left(\left(\lambda_i^j d(i)\right)^*\left(\lambda_i^j d(i)\right)\right)}{E\left(\left(\boldsymbol{H}(i)\boldsymbol{\mu}_i^j\boldsymbol{n}\right)^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{H}(i)\boldsymbol{\mu}_i^j\boldsymbol{n}\right)\right)}=\lambda_i^j\frac{E_S}{N_0} \tag{5}$$

因此，每个子信道的系统增益完全由其对应的特征值决定[5]。基于这一结果，传统的 MIMO-OFDM 波束成形系统分别对每个子载波，选择对应最大特征值的特征向量所确定的特征方向，作为最优波束成

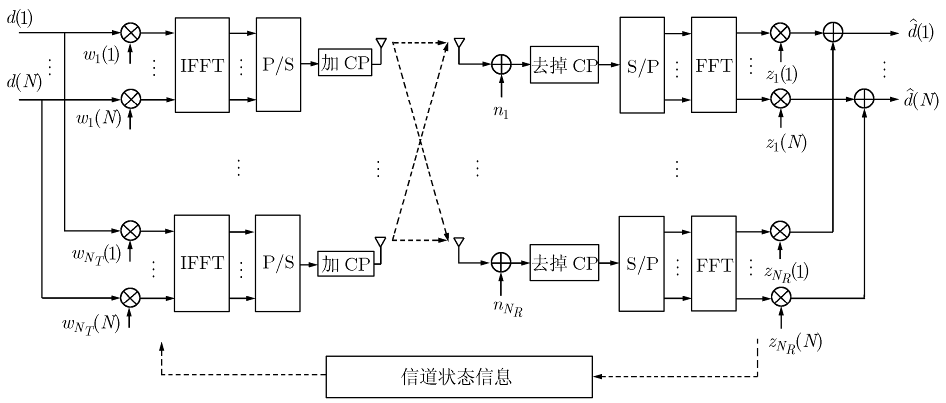

图 1 闭环 MIMO-OFDM 系统框图

形的子信道发射数据，从而得到最大接收 SNR 值[5−7]。文献[7,8]研究发现，由于 OFDM 子载波之间的频率选择性，会使得一些子载波的最大特征值小于其它某些子载波的次大、甚至第 3 或第 4 大特征值(如果存在)。因此，应该在所有子载波对应的 NJ 个子信道中动态选取具有最大特征值的 N 个子信道发送数据，而不是每个子载波分别独立选取各自的最优波束成形矢量。文献[7,8]将基于这一思想的 MIMO-OFDM 波束成形系统称为基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统，并证明其比传统 MIMO-OFDM 系统具有显著的性能优势。不失一般性，设第 i 个 OFDM 子载波上选取了 L 个子信道发送数据，对应的特征向量集合为 $\{\boldsymbol{\mu}_i^1,\boldsymbol{\mu}_i^2,\cdots,\boldsymbol{\mu}_i^L\}$。此时，对应第 i 个 OFDM 子载波的第 l 个子信道的发送和接收信号分别为

$$\boldsymbol{s}_i=\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{\mu}_i^l d^l(i) \tag{6}$$

$$\begin{aligned}\hat{d}^l(i)&=\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^l\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{s}_i+\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^l\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\\&=\left(\boldsymbol{\mu}_i^l\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i\sum_{k=1}^{L}\boldsymbol{\mu}_i^k d^k(i)+\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^l\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\\&=\lambda_i^l d^l(i)+\left(\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\mu}_i^l\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\end{aligned} \tag{7}$$

其中 λ_i^l 表示对应特征向量 $\boldsymbol{\mu}_i^l$ 的特征值；$d^l(i)$ 表示在第 i 个 OFDM 子载波的第 l 个子信道发送的数据符号。文献[7,8]进一步指出，在实际应用中，只需要在每个子载波的最大和次大特征值对应的 $2N$ 个特征向量确定的子信道中进行选择就足够了，从而极大地降低了实现复杂度。

3　时延对系统性能的影响分析

由于基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统中，子载波的使用分为 3 种情况：(1)不发送数据；(2)利用 1 个子信道发送数据；(3)利用多个子信道发送数据。下面讨论时延对后两种情况的影响。

3.1 使用 1 个子信道发送数据的子载波

设时刻 n 的第 i 个 OFDM 子载波的信道系数衰落系数矩阵为 $\boldsymbol{H}_i(n)$，其决定的波束成形矢量为 $\{\boldsymbol{\mu}_i^1(n),\boldsymbol{\mu}_i^2(n),\cdots,\boldsymbol{\mu}_i^J(n)\}$；并设存在 m 个 OFDM 符号的时延，即：这些矢量所发送的数据所经过的信道矩阵是 $\boldsymbol{H}_i(n+m)$。由于系统此时依然用 $\boldsymbol{H}_i(n)^{\mathrm{H}}\cdot\boldsymbol{H}_i(n)$ 的特征向量作为发送向量，式(4)的信号模型变为

$$\begin{aligned}\hat{d}(i)=&\left(\boldsymbol{\mu}_i^j(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\\&\cdot\boldsymbol{\mu}_i^j(n)d(i)+\left(\boldsymbol{\mu}_i^j(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\end{aligned} \tag{8}$$

令 $\left(\boldsymbol{\mu}_i^j(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^j(n)=\alpha_i^j$，此时的信噪比变为

$$\begin{aligned}\mathrm{SNR}_i&=\frac{E\left(\left(\alpha_i^j d(i)\right)^*\left(\alpha_i^j d(i)\right)\right)}{E\left(\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^j\boldsymbol{n}\right)^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^j\boldsymbol{n}\right)\right)}\\&=\alpha_i^j(E_s/N_0)\end{aligned} \tag{9}$$

设 $\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)$ 的最大特征值为 $\lambda_{i,\max}^{n+m}$，根据 Rayleigh-Ritz 定理[10]，必然有 $\lambda_{i,\max}^{n+m}\ge\alpha_i^j$，且仅在 $\boldsymbol{H}_i(n+m)=\boldsymbol{H}_i(n)$ 时取得等号，因此，反馈时延必然导致性能降低。

3.2 使用多个子信道发送数据的子载波

与使用单个子信道的子载波相似，考虑反馈时延后的接收信号模型式(7)变为

$$\begin{aligned}\hat{d}^l(i)=&\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^l(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{s}_i\\&+\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^l(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\\=&\underbrace{\left(\boldsymbol{\mu}_i^l(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^l(n)}_{\alpha_i^l}d^l(i)\\&+\underbrace{\sum_{k\ne l}^{L}\underbrace{\left(\boldsymbol{\mu}_i^l(n)\boldsymbol{H}_i(n+m)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^k(n)}_{\beta_i^k}d^k(i)}_{I_i^l}\\&+\left(\boldsymbol{H}_i(n)\boldsymbol{\mu}_i^l(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\end{aligned} \tag{10}$$

因此，除了与使用 1 个子信道的子载波相同的原因导致性能下降外，由于时延导致了由其它所有子信道上的信号叠加产生的干扰项 I_i^l，也会使得系统性能下降。

4　改进的检测算法

文献[7,8]在信号检测时直接忽略式(10)中的干扰项 I_i^l，必然会限制系统的性能。本节提出一种改进的检测算法以抑制干扰。如前所述，文献[7,8]指出只需要在每个OFDM子载波上最好的2个子信道中选择发送子信道就足够。因此，本文后面部分的推导中均设式中的 $L=2$。不失一般性，设在第 i 个 OFDM 子载波选取特征向量 $\boldsymbol{\mu}_i^1,\boldsymbol{\mu}_i^2$ 对应的特征方向分别发送数据 $d^1(i),d^2(i)$。根据式(10)，当存在反馈时延时，有

$$\left.\begin{aligned}\hat{d}^1(i)&=\alpha_i^1 d^1(i)+\beta_i^1 d^2(i)+\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^1(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\\\hat{d}^2(i)&=\alpha_i^2 d^2(i)+\beta_i^2 d^1(i)+\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^2(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

式 (11) 中，$\alpha_i^l=(\boldsymbol{\mu}_i^l(n))^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\cdot\boldsymbol{\mu}_i^l(n),l=1,2$；$\beta_i^l=(\boldsymbol{\mu}_i^l(n)\boldsymbol{H}_i(n+m))^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\cdot\boldsymbol{\mu}_i^k(n)d^k(i)$，且满足 $(l,k)=\{(1,2),(2,1)\}$。式(11)可以利用矩阵形式写成如下等效 2 发 2 收的 MIMO 模型：

$$\boldsymbol{y}_i=\begin{pmatrix}\hat{d}^1(i)\\ \hat{d}^2(i)\end{pmatrix}=\underbrace{\begin{pmatrix}\alpha_i^1 & \beta_i^1\\ \beta_i^2 & \alpha_i^2\end{pmatrix}}_{\boldsymbol{H}_{i,eq}}\begin{pmatrix}d^1(i)\\ d^2(i)\end{pmatrix}+\underbrace{\begin{pmatrix}\left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^1(n)\right)^{\mathrm{H}}\\ \left(\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^2(n)\right)^{\mathrm{H}}\end{pmatrix}}_{\boldsymbol{A}_i}\boldsymbol{n}=\boldsymbol{H}_{i,eq}\boldsymbol{s}_i+\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{n} \tag{12}$$

于是，基于式(12)，可以通过 MIMO 检测算法恢复发送数据[11]。考虑实现的复杂度，本文采用 MMSE MIMO 检测算法[11]。下面分别给出没有信道编码和有信道编码系统的检测算法。

4.1 无信道编码系统的检测

对于采用 1 个子信道发送数据的子载波，直接根据式(8)进行数据判决。对于采用 2 个子信道发送数据的子载波，则根据式(12)的等效 MIMO 模型，利用 MMSE 检测，有

$$\begin{pmatrix}\tilde{d}^1(i)\\ \tilde{d}^2(i)\end{pmatrix}=\boldsymbol{H}_{i,eq}^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{H}_{i,eq}\boldsymbol{H}_{i,eq}^{\mathrm{H}}+\frac{\sigma_n^2}{E_S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\boldsymbol{y}_i \tag{13}$$

然后对 $\tilde{d}^1(i)$ 和 $\tilde{d}^2(i)$ 进行判决，恢复发送的数据符号 $d^1(i)$ 和 $d^2(i)$。

4.2 信道编码系统的检测

对于具有信道编码的系统，发送数据符号是由编码比特映射得到。为了获得理想的译码性能，信号检测器需要输出编码比特的 LLR，以便软输入译码器进行译码[12][12]。

4.2.1 仅使用 1 个子信道的子载波 对于只使用了 1 个子信道的子载波，利用式(8)和对数和近似，映射为 $d(i)$ 的编码比特序列的第 λ 个比特的 LLR 可以表示为[12]

$$L\left(d^{\lambda}(i)\right)\approx\frac{1}{\sigma_{\boldsymbol{w}}^2}\left(\min_{x\in\mathcal{A}_\lambda^0}\left|\hat{d}(i)-h_{eq}x\right|^2-\min_{x\in\mathcal{A}_\lambda^1}\left|\hat{d}(i)-h_{eq}x\right|^2\right) \tag{14}$$

其中 $\mathcal{A}_\lambda^0$ 和 $\mathcal{A}_\lambda^1$ 分别表示第 λ 个比特为 0 和 1 的调制星座符号的集合。而

$$h_{i,eq}=\left(\boldsymbol{\mu}_i^j(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_i(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^j(n) \tag{15}$$

$$\sigma_{\boldsymbol{w}}^2=E\left[\left(\boldsymbol{\mu}_i^j(n)\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}(n+m)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}\boldsymbol{n}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}(n+m)\boldsymbol{\mu}_i^j(n)\right]=\alpha_i^j\sigma_n^2 \tag{16}$$

4.2.2 使用 2 个子信道的子载波 对于使用了 2 个子信道的子载波，可以利用等效 MIMO 模型式(12)，采用软输出 MMSE MIMO 检测算法进行检测。然而，由于 $E[\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{n}\boldsymbol{n}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}_i^{\mathrm{H}}]=\boldsymbol{H}_{i,eq}\sigma_n^2$，式(12)中的噪声 $\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{n}$ 并不是白噪声。为此，首先需要白化噪声 $\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{n}$。注意到 $\boldsymbol{H}_{i,eq}=\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{A}_i^{\mathrm{H}}$，令 $\boldsymbol{B}_i=\boldsymbol{A}_i^{\mathrm{H}}$，则 $\boldsymbol{H}_{i,eq}=\boldsymbol{B}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B}_i$。将 $\boldsymbol{B}_i$ 作奇异值分解[10]，得到

$$\boldsymbol{B}_i=\boldsymbol{U}_i\boldsymbol{\Sigma}_i\boldsymbol{V}_i^{\mathrm{H}} \tag{17}$$

于是，有

$$\boldsymbol{H}_{i,eq}=\boldsymbol{V}_i\boldsymbol{D}_i\boldsymbol{V}_i^{\mathrm{H}} \tag{18}$$

其中 $\boldsymbol{D}_i=\boldsymbol{\Sigma}_i\boldsymbol{\Sigma}_i$ 是 $\boldsymbol{H}_{i,eq}$ 的特征值构成的对角阵。将式(18)代入式(12)，可得

$$\boldsymbol{y}_i=\boldsymbol{V}_i\boldsymbol{D}_i\boldsymbol{V}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_i+\boldsymbol{V}_i\boldsymbol{\Sigma}_i\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n} \tag{19}$$

将式(19)两边同时乘以 $\boldsymbol{V}_i^{\mathrm{H}}$，可得

$$\underbrace{\boldsymbol{V}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}_i}_{\boldsymbol{r}_i}=\underbrace{\boldsymbol{D}_i\boldsymbol{V}_i^{\mathrm{H}}}_{\tilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq}}\boldsymbol{s}_i+\underbrace{\boldsymbol{\Sigma}_i\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}}_{\boldsymbol{W}_i} \tag{20}$$

此时有

$$E\left[\boldsymbol{W}_i\boldsymbol{W}_i^{\mathrm{H}}\right]=\boldsymbol{D}_i\sigma_n^2 \tag{21}$$

由于 $\boldsymbol{D}_i$ 是对角阵，此时的噪声已经变为白噪声。于是，基于新的等效 MIMO 模型式(20)，可得 MMSE 滤波器为

$$\boldsymbol{G}_{i,\mathrm{MMSE}}=\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq}^{\mathrm{H}}\left(\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq}\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq}^{\mathrm{H}}+\frac{\sigma_n^2}{E_S}\boldsymbol{D}_i\boldsymbol{D}_i^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \tag{22}$$

利用 MMSE 滤波器输出的近似等效高斯表达式[13]，有

$$\tilde{d}^l(i)=\boldsymbol{G}_{i,\mathrm{MMSE}}^l\boldsymbol{r}_i\approx\mu_i^l d^l(i)+\eta_i^l,\ l=1,2 \tag{23}$$

式(23)中，$\boldsymbol{G}_{i,\mathrm{MMSE}}^l$ 表示 MMSE 滤波器 $\boldsymbol{G}_{i,\mathrm{MMSE}}$ 的第 l 行。$\mu_i^l=\boldsymbol{G}_{i,\mathrm{MMSE}}^l(\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq})_l$，这里 $(\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq})_l$ 表示 $\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i,eq}$ 的第 l 列。η_i^l 是均值为 0，方差为 $\sigma_{\eta_i^l}^2=(\mu_i^l-(\mu_i^l)^2)E_S$ 的复高斯随机变量。利用对数和近似，映射为 $d^l(i)$ 的编码比特序列的第 λ 个比特的 LLR 可以采用下式近似计算[12]：

$$L(d^{l,\lambda}(i))\approx\frac{1}{(\mu_i^l-(\mu_i^l)^2)E_S}\cdot\left(\min_{x\in\mathcal{A}_\lambda^0}\left|\tilde{d}^l(i)-\mu_i^l x\right|^2-\min_{d_i^l\in\mathcal{A}_\lambda^1}\left|\tilde{d}^l(i)-\mu_i^l x\right|^2\right) \tag{24}$$

5 仿真结果与分析

仿真条件如下。载波频率为 2 GHz，信号带宽为 10 MHz，OFDM 的子载波数 $N=1024$，$\mathrm{CP}=256$；发送信号采取 Gray 映射的 QPSK 调制，信道编码采用文献[14]定义的 1/2 码率的卷积码，其八进制生成多项式为 $(561,753)_0$，交织深度为 10 个 OFDM 符号，相应地，时延设置为 10 个 OFDM 符号长度。天线配置为 $N_T=N_R=2$。仿真中，信道模型采用在 COST 207 的 6 径坏城区信道[15]。

图 2 和图 3 给出了没有信道编码时，基于动态子信道分配的 MIMO-OFDM 波束成形系在不同检测算法下，对应不同归一化多普勒频移 f_dT_S 的错误比特率(Bit-Error-Rate, BER)性能比较。图中文献[7,8]的检测算法忽略时延导致的子信道之间的干

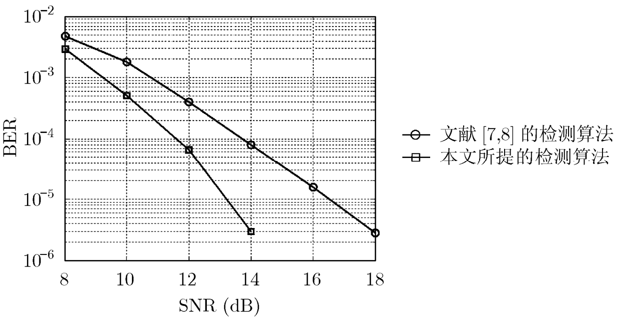

图 2 没有信道编码系统，不同检测算法 BER 性能比较($f_dT_S = 4.74\mathrm{e}-2$)

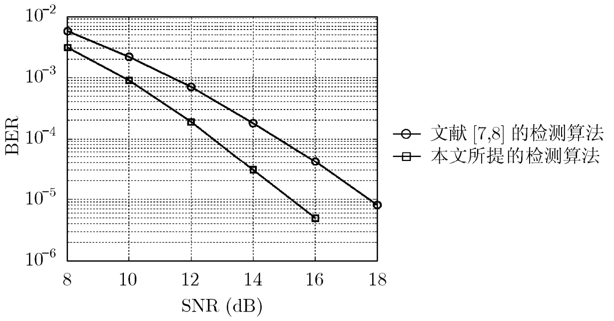

图 3 没有信道编码系统，不同检测算法 BER 性能比较($f_dT_S = 9.58\mathrm{e}-2$)

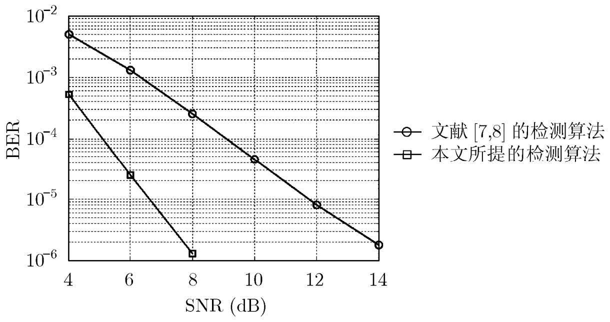

图 4 信道编码系统，不同检测算法性能比较($f_dT_S = 4.74\mathrm{e}-2$)

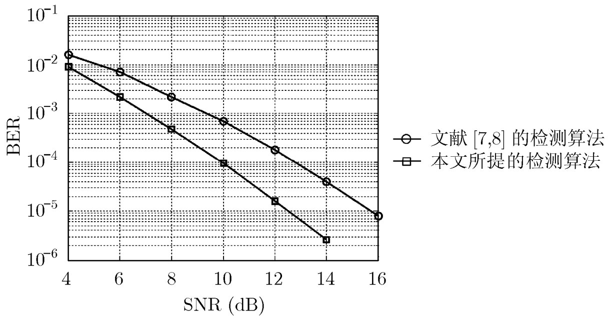

图 5 信道编码系统，不同检测算性能比较($f_dT_S = 9.58\mathrm{e}-2$)

扰。从图可看出，本文所提的改进算法相比文献[7,8]的检测算法具有显著的增益。例如，在 $f_dT_S = 4.74\mathrm{e}-2$，$\mathrm{BER} = 10^{-5}$ 时，本文所提算法有大约 2.5 dB 的增益。比较图 2 和图 3 的结果可以发现，当 f_dT_S 增加时，本文所提算法性能增益有所下降，这是由于：随着 f_dT_S 的增加，发射机得到的 CSI 变得不准确，根据第 3 节的分析，会导致系统性能下降。但本文所提改进算法依然比现有算法有增益。事实上，当 f_dT_S 继续增加时，由于不准确的 CSI 的影响，MIMO-OFDM 波束成形系统已经不再适用。

图 4 和图 5 给出了采用信道编码时，基于动态子信道分配的 MIMO-OFDM 波束成形系在不同检测算法下，对应不同归一化多普勒频移 f_dT_S 的 BER 性能比较。从图中可看出，相比未编码的系统，本文所提的改进算法比文献[7,8]的检测算法的增益更加明显。例如，在 $f_dT_S = 4.74\mathrm{e}-2$，$\mathrm{BER} = 10^{-5}$ 时，本文所提算法有大约 4 dB 的增益。与没有采用信道编码的系统类似，比较图 4 和图 5 的结果可以发现，当 f_dT_S 增加时，本文所提算法性能增益有所下降。

6　结束语

针对基于动态子信道选择的 MIMO-OFDM 波束成形系统，在反馈或处理时延下同一子载波的不同子信道之间的相互干扰问题，本文提出了一种改进的信号检测算法。该算法通过构建等效的 MIMO 模型，利用 MMSE MIMO 检测算法抑制数据流之间的干扰，并通过白化噪声计算编码比特的 LLR。仿真结果表明，所提算法对于现有算法有 2.5～4 dB 的性能增益。

参 考 文 献

[1] Stüber G L, Barry J R, and Mclaughlin S W, *et al*.. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2004, 92(2): 271–294.

[2] Kim H, Kim J, and Yang S, *et al*.. An effective MIMO-OFDM system for IEEE 802.22 WRAN channels [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 2008, 55(8): 821–825.

[3] Alex S P and Jalloul L M A. Performance evaluation of MIMO in IEEE 802.16e/WiMAX [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008, 2(2): 181–190.

[4] Rao R M, Lang S, and Daneshrad B. Field measurements with a 5.25 GHz broadband MIMO-OFDM communication system[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(8): 2848–2859.

[5] Andersen J B. Antenna arrays in mobile communications: gain, diversity and channel capacity [J]. *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, 2000, 42(2): 12–16.

[6] Choi J and Heath W R Jr. Interpolation based transmit

beamforming for MIMO-OFDM with limited feedback [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(11): 4125–4135.

[7] Pan Y, Letaief K B, and Cao Z. Dynamic spatial subchannel allocation with adaptive beamforming for MIMO/OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(6): 2097–2017.

[8] Pan Y and Aïssa S. Dynamic resource allocation with beamforming for MIMO OFDM systems: performance and effectcs of imperfect CSI [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(12): 4249–4255.

[9] Love D J and Heath W R Jr. Granssmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2735–2747.

[10] Horn R A and Johnson C R. Matrix Analysis [M]. England: Cambridge University Press, 1987: 176.

[11] Paulraj A, Nabar R, and Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications [M]. UK, Cambridge Univ. Press, 2003: 137–162.

[12] Müller-Weinfutner S H. Coding approaches for multiple antenna transmission in fast fading and OFDM [J]. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 2002, 59(10): 2442–2450.

[13] Poor H V and Verdú S. Probability of error in MMSE multiuser detection [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1997, 43(3): 858–871.

[14] 3rd Generation Partnership Project (3GPP) TS 25.212, Technical Specification Group Radio Access Network, Multiplexing and channel coding (FDD) (Release 8) V8.3.0 [EB/OL], 2008–09.

[15] Stüber G L. Principles of Mobile Communication [M], 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, 2001: 90–98.

王 军： 男，1974 年生，副教授，研究方向为无线与移动通信中的信号处理技术.

刘 宁： 男，1982 年生，硕士生，的研究方向为 MIMO-OFDM 中的 beamfoming 技术.

李少谦： 男，1957 年生，教授，研究方向为扩跳频抗干扰通信技术、无线与移动通信技术.