

上行多用户 MIMO 中继系统中基于不完全信道状态信息的预编码算法

陈小敏^{*①②} 朱益民^② 苏君煦^② 朱秋明^{①②} 胡续俊^②

^①(江苏省物联网与控制技术重点实验室 南京 210016)

^②(南京航空航天大学电子信息工程学院 南京 210016)

摘要: 论文研究了存在信道估计误差及天线相关条件下, 上行多用户 MIMO 中继系统的预编码问题, 目标是提升系统的误比特率性能。针对基于放大转发中继技术的上行多用户 MIMO 中继系统, 考虑源-中继和中继-目的端信道中存在的信道估计误差及天线相关, 提出一种基于不完全信道状态信息(Channel State Information, CSI)的预编码设计方案。首先根据最小均方误差(Minimum Mean-Squared Error, MMSE)准则设计代价函数, 以发射端和中继端最大功率为约束条件, 通过理论推导求得中继端和发射端的线性预编码矩阵, 最后采用迭代下降法得到接收端处理矩阵的闭式解。数值仿真结果表明, 在存在信道估计误差和天线相关的条件下, 与现有算法相比, 所提算法能有效降低系统的误比特率。

关键词: 上行多用户 MIMO 中继; 放大转发; 最小均方误差; 天线相关; 信道估计误差

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)08-1908-05

DOI: 10.11999/JEIT151161

Precoding Scheme for Up-link Multi-user MIMO System with Imperfect Channel State Information

CHEN Xiaomin^{①②} ZHU Yimin^② SU Junxu^② ZHU Qiuming^{①②} HU Xujun^②

^①(Jiangsu Key Laboratory of Internet of Things and Control Technologies, Nanjing 210016, China)

^②(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: This paper investigates transceiver design for dual-hop up-link multi-user Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) system with Amplify-and-Forward (AF) relay to improve the performance of Bit Error Ratio (BER) under the imperfect Channel State Information (CSI). Since the antenna correlation at both ends of the channel and the channel estimation errors are taken into account, a robust transceiver design is proposed. The optimization issue is formed with Minimum Mean-Square Error (MMSE) rule firstly. Then the relaying matrix and the optimal source precoding matrix are optimized at the maximum power constraint of the transmitter and relay station subsequently. Finally, the equalizer is optimized by a gradient-based line search algorithm. Simulation results indicate that the proposed design approach achieves better robustness against antenna correlation and channel estimation errors than existing methods.

Key words: Up-link multi-user MIMO relay system; Amplify-and-forward; Minimum Mean-Square Error (MMSE); Antenna correlation; Channel estimation errors

1 引言

中继技术能有效提高系统的传输能力和覆盖范围^[1], 而多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术作为一种可以明显提高系统容

量和频谱利用率的技术已经在无线通信领域得到了应用^[2]。研究表明, 通过在源、中继和目的端配置多个天线, 并结合 MIMO 处理技术可进一步提升 MIMO 中继系统的传输能力和容量^[2,3]。

针对单用户 MIMO 中继系统, 文献[4-6]在完全信道状态信息条件下, 提出了相应的预编码方案; 文献[7-9]分析了基于最小均方误差(Minimum Mean-Square Error, MMSE)准则的多用户 MIMO 中继系统的预编码设计方案。然而, 以上研究工作均假设信道状态信息(Channel State Information, CSI)完全已知, 对于实际 MIMO 中继系统, 不可避

收稿日期: 2015-10-21; 改回日期: 2016-02-26; 网络出版: 2016-04-14

*通信作者: 陈小敏 chenxm402@nuaa.edu.cn

基金项目: 中国博士后科学基金(2013M541661), 中央高校基本科研业务费专项资金资助(NS2016044)

Foundation Items: Chinese Postdoctoral Science Foundation (2013M541661), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (NS2016044)

免地会存在信道估计误差和天线相关性，因此研究基于信道估计误差和天线相关性的预编码方案具有重要应用价值。需要指出的是，文献[10]虽然给出了一种综合考虑信道估计误差和天线相关性的预编码方案，但该方案仅针对 MIMO 系统，并不适用于上行多用户 MIMO 中继系统。

本文以上行多用户 MIMO 中继系统为模型，假设信道中存在估计误差和天线相关，并以 MMSE 为设计准则，研究了上行多用户 MIMO 中继系统预编码算法，并通过理论推导给出了最优预编码矩阵和接收端线性处理矩阵，通过对不完全 CSI 条件下系统 BER 性能进行仿真，验证了所提算法的有效性。

2 系统模型和信道模型

2.1 多用户 MIMO 中继系统模型

上行多用户 MIMO 中继系统模型如图 1 所示，发射端在中继端的协助下发射信息至接收端， n_s 为发射端节点的数目，每个发射节点配置单天线，中继和接收端分别配置 n_r 和 n_d 根天线，且满足 $n_s \leq n_r \leq n_d$ 条件^[11]。假设源和目的端之间不存在直达路径，需要通过中继协助来完成数据传输。中继采用半双工方式，不能同时发送和接收信息，一次完整传输由两个时隙组成。本文仅考虑平坦瑞利衰落 MIMO 信道，并且假设一次传输的两个时隙内信道状态保持基本不变。

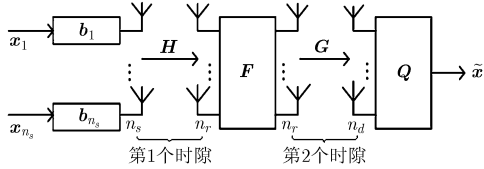


图1 上行多用户 MIMO 中继系统模型

在第 1 个时隙内， n_s 个发射端节点同时发射信息 $\mathbf{x}_i (i=1,2,\dots,n_s)$ 至中继端，令 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_{n_s}^T]^T \in \mathbb{C}^{n_s \times 1}$ ， $\varepsilon[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}_{n_s}$ ， $\varepsilon[\bullet]$ 表示期望；中继端接收信号 $\mathbf{y}_r \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$ 可以表示为

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{B} = \text{diag}(\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_{n_s}) \in \mathbb{C}^{n_s \times n_s}$ 为信号矢量 \mathbf{x}_i 的预编码矩阵，满足 $\text{tr}(\mathbf{B}\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{B}^H) = \text{tr}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H) \leq P_s$ ， $\text{tr}[\bullet]$ 表示矩阵的迹， P_s 是发射端最大功率。

$\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_s}$ 是发射端至中继端的 MIMO 信道矩阵， \mathbf{w} 是中继端的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)，均值为零，方差矩阵为 $\mathbf{R}_w = \varepsilon[\mathbf{w}\mathbf{w}^H] = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{n_r}$ ， σ_w^2 为其噪声功率^[12]。

在第 2 个时隙内，中继端通过线性处理矩阵 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ 对接收信号进行线性处理，然后向接收端

转发信号，转发信号 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$ 为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{y}_r \quad (2)$$

其中功率约束满足 $\text{tr}(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H) \leq P_r$ ， P_r 是中继端最大功率。

令 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{n_d \times n_r}$ 为中继端至接收端的 MIMO 信道矩阵，接收端接收信号 $r \in \mathbb{C}^{n_d \times 1}$ 可以表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{G}\mathbf{Y} + \mathbf{n} = \mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{w} + \mathbf{n} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{n_d \times 1}$ 是均值为零，方差矩阵为 $\mathbf{R}_n = \varepsilon[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_d}$ 的 AWGN， σ_n^2 是 \mathbf{n} 的方差。

接收端的处理矩阵用来恢复出发射端的发射信号，令接收处理矩阵为 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{n_d \times n_d}$ ，则估计信号矢量 $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{n_s \times 1}$ 为

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{Q}\mathbf{r} = \mathbf{Q}\mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{Q}\mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{w} + \mathbf{Q}\mathbf{n} \quad (4)$$

2.2 信道估计误差和天线相关信道模型

\mathbf{H} 和 \mathbf{G} 的天线相关矩阵常用 Kronecker 模型表示^[10]，定义 $\mathbf{H} = \Sigma_H^{1/2} \tilde{\mathbf{H}}$ 和 $\mathbf{G} = \Sigma_G^{1/2} \tilde{\mathbf{G}}\Psi_G^{1/2}$ ， Ψ_G 是发射天线相关矩阵， Σ_H 和 Σ_G 是 \mathbf{H} 和 \mathbf{G} 的接收天线相关矩阵，天线相关矩阵是半正定及完全已知的。 $\tilde{\mathbf{H}}$ 和 $\tilde{\mathbf{G}}$ 的元素服从均值为 0 方差为 1 的复高斯分布。然而，在实际通信系统中，很难获得完全 CSI，故定义 $\tilde{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}} + \Delta\mathbf{H}$ 和 $\tilde{\mathbf{G}} = \hat{\mathbf{G}} + \Delta\mathbf{G}$ ， $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\hat{\mathbf{G}}$ 是 $\tilde{\mathbf{H}}$ 和 $\tilde{\mathbf{G}}$ 的估计矩阵， $\Delta\mathbf{H}$ 和 $\Delta\mathbf{G}$ 是估计误差矩阵，其元素服从均值为 0 方差分别为 σ_H^2 和 σ_G^2 的复高斯分布。因此，信道模型可以表示为

$$\mathbf{H} = \Sigma_H^{1/2}(\hat{\mathbf{H}} + \Delta\mathbf{H}) = \bar{\mathbf{H}} + \Sigma_H^{1/2}\Delta\mathbf{H} \quad (5)$$

$$\mathbf{G} = \Sigma_G^{1/2}(\hat{\mathbf{G}} + \Delta\mathbf{G})\Psi_G^{1/2} = \bar{\mathbf{G}} + \Sigma_G^{1/2}\Delta\mathbf{G}\Psi_G^{1/2} \quad (6)$$

3 基于 MMSE 的约束优化问题

根据系统模型和信道模型，接收端估计符号的均方误差为

$$\text{MSE}(\mathbf{B}, \mathbf{F}, \mathbf{Q})$$

$$= \varepsilon\left(\|\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\|^2\right)$$

$$= \varepsilon\left(\|\mathbf{Q}\mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{Q}\mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{w} + \mathbf{Q}\mathbf{n} - \mathbf{x}\|^2\right)$$

$$= \varepsilon\left(\left\|\mathbf{Q}\left(\bar{\mathbf{G}} + \Sigma_G^{1/2}\Delta\mathbf{G}\Psi_G^{1/2}\right)\mathbf{F}\left(\bar{\mathbf{H}} + \Sigma_H^{1/2}\Delta\mathbf{H}\right)\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{Q}\left(\bar{\mathbf{G}} + \Sigma_G^{1/2}\Delta\mathbf{G}\Psi_G^{1/2}\right)\mathbf{F}\mathbf{w} + \mathbf{Q}\mathbf{n} - \mathbf{x}\right\|^2\right)$$

$$= \text{tr}\left[\mathbf{Q}\bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H\bar{\mathbf{G}}^H\mathbf{Q}^H + \mathbf{I}_{n_s} + \mathbf{Q}\mathbf{R}_n\mathbf{Q}^H\right]$$

$$+ \text{tr}\left[\sigma_G^2 \text{tr}\left(\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H\Psi_G\right)\mathbf{Q}\Sigma_G\mathbf{Q}^H\right]$$

$$- \text{tr}\left(\mathbf{Q}\bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\bar{\mathbf{H}}\mathbf{B} + \mathbf{B}^H\bar{\mathbf{H}}^H\mathbf{F}^H\bar{\mathbf{G}}^H\mathbf{Q}^H\right) \quad (7)$$

若定义 $\mathbf{Z} = \left[\bar{\mathbf{H}}\mathbf{B}\mathbf{B}^H\bar{\mathbf{H}}^H + \sigma_H^2 \text{tr}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)\Sigma_H + \mathbf{R}_w\right]$ ，发射端和中继端的功率约束为

$$\text{tr}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H) \leq P_s \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H) &= \text{tr}[\mathbf{F}(\mathbf{H}\mathbf{B}\mathbf{B}^H\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_w)\mathbf{F}^H] \\ &= \text{tr}[\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H] \leq P_r \end{aligned} \quad (9)$$

则约束优化问题可建模为

$$\left. \begin{aligned} &\arg \min_{\mathbf{B}, \mathbf{F}, \mathbf{Q}} \{\text{MSE}\} \\ &\text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{B}\mathbf{B}^H) \leq P_s, \text{tr}[\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H] \leq P_r \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

4 基于 MMSE 的联合迭代设计算法

由于式(10)约束优化问题为非凸问题, 故很难从数值上对其进行求解。考虑到仅含有唯一变量矩阵即固定其他矩阵的问题为凸优化问题, 提出了如下基于 MMSE 的联合迭代设计算法。

4.1 最优化发射端预编码矩阵 \mathbf{B}

由于每个单天线发射端的用户都是独立空间分布的, 故发射端预编码矩阵 \mathbf{B} 必须为对角矩阵且有各自的功率约束^[8]

$$\mathbf{B}\mathbf{B}^H \leq \mathbf{P}_s \quad (11)$$

其中, $\mathbf{P}_s = \text{diag}(P_{s,1}, P_{s,2}, \dots, P_{s,n_s})$ 为对角矩阵。

另外, 每个用户应该配置其最大功率, 即

$$\mathbf{B} = \mathbf{P}_s^{1/2} \quad (12)$$

4.2 最优化中继预编码矩阵 \mathbf{F}

将最优化问题式(10)转化为固定 \mathbf{B} 和 \mathbf{Q} 求解 \mathbf{F} 的子问题:

$$\left. \begin{aligned} &\arg \min_{\mathbf{F}} \{\text{MSE}\} \\ &\text{s.t. } \text{tr}[\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H] \leq P_r \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

很容易证明问题式(13)是凸优化问题^[13]。因此, \mathbf{F} 可以用KKT算法求得, 式(13)的拉格朗日函数为

$$L(\mathbf{F}, \lambda) = \text{MSE}(\mathbf{B}, \mathbf{F}, \mathbf{Q}) + \lambda (\text{tr}[\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H] - P_r) \quad (14)$$

其中, λ 是拉格朗日乘子。通过对 $L(\mathbf{F}, \lambda)$ 求导, 并要满足如下功率约束:

$$\left. \frac{\partial L(\mathbf{F}, \lambda)}{\partial \mathbf{F}} \right|_{\mathbf{F}=\mathbf{F}^*} = 0 \quad (15)$$

$$\text{tr}[\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H] - P_r < 0 \quad (16)$$

$$\lambda > 0 \quad (17)$$

$$\lambda (\text{tr}[\mathbf{F}\mathbf{Z}\mathbf{F}^H] - P_r) = 0 \quad (18)$$

因此, 可得中继预编码矩阵 \mathbf{F} :

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \left(\bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} + \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \lambda \mathbf{I}_{n_r} \right)^+ \\ &\cdot \bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \end{aligned} \quad (19)$$

最优化 λ 必须满足式(17)和式(18), λ 的约束条件为

$$0 \leq \lambda \leq \sqrt{\frac{\bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \bar{\mathbf{H}} \mathbf{B} \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}}}{P_r}}, \text{ 式中最优的 } \lambda$$

可以采用二分法求解^[14]。

为了简化最优化问题, 在接收端处理矩阵中引入线性系数 $\eta > 0$, 并将 \mathbf{Q} 替换为 $\eta^{-1}\mathbf{Q}$ 。经过一系列计算^[8], 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \eta \left(\bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} + \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r} \right)^+ \\ &\cdot \bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \end{aligned} \quad (20)$$

令

$$\theta = \frac{\text{tr}(\mathbf{Q} \mathbf{R}_n \mathbf{Q}^H)}{P_r} \quad (21)$$

$\text{MSE}_{\min}(\mathbf{B}, \mathbf{Q})$

$$\begin{aligned} &= \text{tr}(\mathbf{I}_{n_s}) - \text{tr}[\mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \bar{\mathbf{H}} \mathbf{B} \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} \\ &\cdot (\bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} + \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r})^+ \bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H] \end{aligned} \quad (22)$$

4.3 最优化接收处理矩阵 \mathbf{Q}

将最优化问题式(10)转化为固定 \mathbf{B} 和 \mathbf{F} 求解 \mathbf{Q} 的子问题:

$$\begin{aligned} &\text{MSE}(\mathbf{Q}) \\ &= \text{tr}(\mathbf{I}_{n_s}) - \text{tr}[\mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \bar{\mathbf{H}} \mathbf{B} \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} \\ &\cdot (\bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} + \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r})^+ \bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H] \\ &= \text{tr}(\mathbf{E}_H) + \text{tr}(\mathbf{E}_G) - \text{tr}[\mathbf{E}_H \mathbf{E}_G] \end{aligned} \quad (23)$$

定义:

$$\mathbf{E}_H = \mathbf{I}_{n_s} - \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \bar{\mathbf{H}} \mathbf{B} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \beta_n &= \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r} \\ &= \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r} \\ &\leq \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q}) \lambda_{\max}(\Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r} \\ &= (\sigma_G^2 P_r \lambda_{\max}(\Sigma_G) \mathbf{R}_n^{-1} \Psi_G + \mathbf{I}_{n_r}) \theta_n \end{aligned} \quad (25)$$

$$\mathbf{E}_G = (\mathbf{I}_{n_s} + \mathbf{Q}_n \bar{\mathbf{G}} \beta_n^{-1} \bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}_n^H)^{-1} \quad (26)$$

该无约束最优化问题可采用梯度线性搜索法解决^[15,16]。

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{Q}_n &= -\nabla_{\mathbf{Q}_n} \text{MSE}(\mathbf{Q}) = -\eta_n^{-2} \mathbf{Q} \mathbf{R}_n \\ &\quad + \mathbf{E}_G \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+ \bar{\mathbf{H}} \mathbf{B} \mathbf{E}_G \bar{\mathbf{Q}} \bar{\mathbf{G}} \beta_n^{-1} \bar{\mathbf{G}}^H \end{aligned} \quad (27)$$

对应求解过程如表 1 的算法 1 所示。

4.4 联合设计

上文中, 讨论了最优化 \mathbf{B} , \mathbf{F} 和 \mathbf{Q} 的方法, 现提出一种联合迭代设计算法, 该算法如表 2 的算法 2 所示。

5 数值仿真验证

假设发射端各用户发射独立的未编码信号至对应的接收端, 天线相关矩阵采用指数相关模型^[10],

表1 梯度下降法

算法1	梯度下降法
步骤1	选择 P_s 和 ζ
步骤2	选择线性搜索系数: $\rho \in (0,1,0.8), c \in (0,0.5), \bar{\alpha}, K_{\max}$
步骤3	初始化计数器 $n = -1$ 和接收端处理矩阵 $\mathbf{Q}_0 = \mathbf{I}$
步骤4	进行迭代
步骤5	计数 $n \leftarrow n + 1$
步骤6	计算: $\Delta \mathbf{Q}_n$
步骤7	令 $\alpha \leftarrow \bar{\alpha}$
步骤8	进行迭代
步骤9	$\alpha \leftarrow \rho \alpha$
步骤10	至 $\text{MSE}_{\min}(\mathbf{Q}_n + \alpha \Delta \mathbf{Q}_n) \leq \text{MSE}_{\min}(\mathbf{Q}_n) - c\alpha \ \Delta \mathbf{Q}_n\ _F^2$ 或 $n > K_{\max}$, 迭代结束
步骤11	更新 $\mathbf{Q}_{n+1} \leftarrow \mathbf{Q}_n + \alpha \Delta \mathbf{Q}_n$
步骤12	至 $\ \Delta \mathbf{Q}_n\ _F^2 < \zeta$ 迭代结束

表2 联合设计算法

算法2	联合设计算法
步骤1	初始化 $\mathbf{Q}_0 = \mathbf{I}, \xi > 0, n = 0, L_{\max}$
步骤2	进行迭代
步骤3	计数 $n \leftarrow n + 1$
步骤4	最优优化及更新 \mathbf{B}_n
步骤5	最优优化及更新 \mathbf{Q}_n
步骤6	最优优化及更新 β_n, η_n
步骤7	至 $ \text{MSE}_{\min}(\mathbf{B}_n, \mathbf{Q}_n) - \text{MSE}_{\min}(\mathbf{B}_{n-1}, \mathbf{Q}_{n-1}) < \xi$ 或 $n > L_{\max}$, 迭代结束
步骤8	计算 η_{opt} 和 \mathbf{F}_{opt} , 令 $\mathbf{B}^* \leftarrow \mathbf{B}_n, \mathbf{Q}_{\text{opt}} \leftarrow \eta_{\text{opt}}^{-1} \mathbf{Q}_n$

Σ_H 的元素为 $\Sigma_H(m, n) = \rho^{|m-n|}$, $1 \leq m, n \leq n_r$, ρ 表示相关系数。同理, Σ_G 和 Ψ_G 采用相同的相关系数。信道估计误差定义为: $\sigma_H^2 = \sigma_G^2 = \sigma_e^2$, 并定义

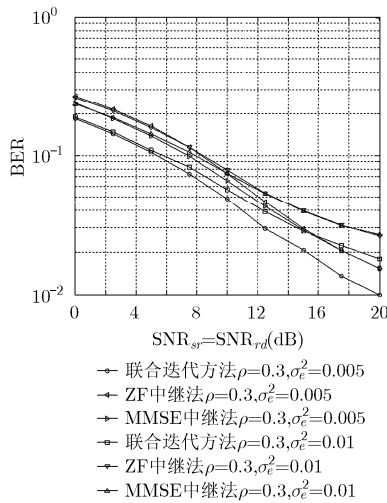


图2 不同信道估计误差时上行多用户MIMO中继系统的BER仿真图

后向信道和前向信道的信噪比为: $\text{SNR}_{sr} = P_s / (n_s \sigma_w^2)$, $\text{SNR}_{rd} = P_r / (n_r \sigma_n^2)$ 。仿真参数如下: $\sigma_H^2 = \sigma_G^2 = \sigma_e^2 = 0.005, \rho = 0.3, n_s = n_r = n_d = 4$ 。

为了验证本文提出的联合迭代算法的优越性, 将该方法与其他方法进行对比, 仿真中对比的方法为

(1) 迫零 (Zero-forcing, ZF) 中继方法: $\mathbf{F} = \eta \mathbf{G}^+ \mathbf{H}^+, \mathbf{Q} \propto \mathbf{I}$;

(2) MMSE 中继方法:

$$\mathbf{F} = \eta \left(\bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{G}} + \sigma_G^2 \text{tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \Sigma_G) \Psi_G + \theta \mathbf{I}_{n_r} \right)^+ \cdot \bar{\mathbf{G}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{Z}^+, \quad \mathbf{Q} \propto \mathbf{I}$$

(3) 联合迭代方法: 图2和图3分别给出了 $\text{SNR}_{sr} = \text{SNR}_{rd}$ 时不同信道估计误差和不同天线相关性下上行多用户MIMO中继系统的误比特率比较图, 从仿真结果看出, 在低信噪比时, MMSE中继方法的性能要优于ZF中继方法, 而随着信噪比的增大, 联合迭代法显著好于其他两种方法, 并保持2~4 dB的信噪比增益, 由此可知本文方案确实可以获得更低的BER, 验证了所提算法的有效性和优越性。

6 总结

针对上行多用户MIMO中继系统, 假设信道存在估计误差及天线相关性, 本文提出了一种联合迭代预编码算法。根据MMSE准则设计代价函数, 在发射端和中继端功率约束下, 推导了理论表达式, 分别采用拉格朗日法和梯度下降法求得并给出了预编码矩阵和线性处理矩阵的闭式解。仿真结果表明, 相对于其他预编码方案, 本文方案在不完全CSI下能有效降低系统的误比特率。

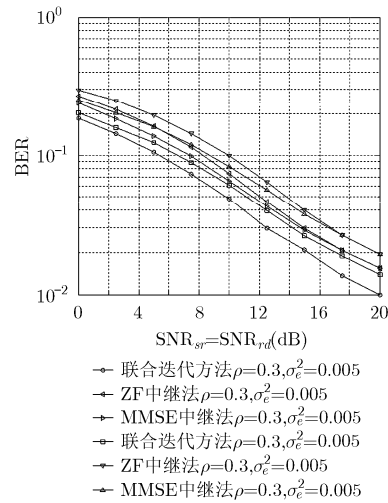


图3 不同天线相关性时上行多用户MIMO中继系统的BER仿真图

参考文献

- [1] SANGUINETTI L, AMICO A, and RONG Y. A tutorial on the optimization of amplify-and-forward MIMO relay systems[J]. *IEEE Journal Selected on Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1331-1346.
- [2] TELATAR E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 6(10): 585-595.
- [3] TANG X and HUA Y. Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(4): 1398-1407.
- [4] GUAN W and LUO H. Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(7): 517-519.
- [5] SHEN H, XU W, and ZHAO C. Robust transceiver for AF MIMO relaying with direct link: a globally optimal solution [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2014, 21(8): 947-951.
- [6] ZHAI C, LI X, and HEI Y. Joint linear transceiver design for uplink multiuser non-regenerative MIMO relay systems[C]. *IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, Wuhan, 2011: 1-4.
- [7] KHANDAKER M R and RONG Y. Joint transceiver optimization for multiuser MIMO relay communication systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(11): 5977-5986.
- [8] ZHAO C and CHAMPAGNE B. A unified approach to optimal transceiver design for non-regenerative MIMO relaying[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 66(7): 2938-2951.
- [9] LIU J, GAO F, and QIU Z. Robust transceiver design for multi-user multiple-input multiple-output amplify-and-forward relay systems[J]. *IET Communications*, 2014, 8(12): 2162-2170.
- [10] DING M and BLOSTEIN S D. MIMO minimum total MSE transceiver design with imperfect CSI at both ends[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(3): 1141-1150.
- [11] 李敏, 林敏. 同信道干扰条件下的多天线放大转发中继中断概率分析[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(1): 163-168. doi: 10.11999/JEIT140141.
- LI Min and LIN Min. Outage probability analysis of dual-hop MIMO amplify-and-forward relaying with multiple cochannel interferences[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(1): 163-168. doi: 10.11999/JEIT140141.
- [12] 于晓丹, 陈小敏, 谭伟, 等. 存在信道反馈延迟时 Turbo-BLAST 系统的自适应功率分配算法[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(4): 787-791. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00872.
- YU Xiaodan, CHEN Xiaomin, TAN Wei, *et al.* Adaptive power allocation algorithm for Turbo-BLAST system with channel feedback delay[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(4): 787-791. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00872.
- [13] WANG R and TAO M. Joint source and relay precoding designs for MIMO two-way relaying based on MSE criterion [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(3): 1352-1365.
- [14] CHEN W X, MA S D, WU Y C, *et al.* Robust joint design of linear relay precoder and destination equalizer for dual-hop amplify-and-forward MIMO relay systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(4): 2273-2283.
- [15] CHEN C E and CHOU S K. A gradient-descent weighted sum MSE transceiver design for multi-user multi-relay downlink systems[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Glasgow, 2015: 1-4.
- [16] STEPHEN B and LIEVEN V. *Convex Optimization*[M]. New York: Cambridge University Press, 2004: 466-469.
- 陈小敏: 女, 1975 年生, 博士, 副教授, 研究领域为无线通信、空时编码的信号检测和链路自适应技术等。
- 朱益民: 男, 1990 年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO 中继系统预编码及功率分配。
- 苏君煦: 男, 1993 年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO 无线信道建模和模拟。
- 朱秋明: 男, 1979 年生, 博士, 副教授, 研究领域为 MIMO 无线信道建模和模拟、航空数据链技术。
- 胡续俊: 男, 1992 年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO 无线信道建模和模拟。