

# 时分双工 MIMO 放大转发中继系统中下行链路的联合鲁棒设计\*

王海红, 王欣, 魏急波

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**考虑了时分双工 MIMO 放大转发中继系统中下行链路基站预编码器、中继预编码器与用户均衡器的联合设计问题。在实际应用中信道估计误差以及信道互易延迟会显著恶化基于理想信道状态信息 (CSI) 的联合设计性能。从估计误差的分布和互易延迟的时间相关特性出发, 建立了综合考虑两方面因素的联合“估计误差-互易延迟”信道模型。基于该模型, 针对第一跳传输设计了信道奇异值分解的基站预编码方案, 避免了第二跳 CSI 的反馈开销, 然后将给定中继总发送功率约束下最小化用户和均方误差 (SMSE) 的中继预编码器和用户均衡器进行联合优化, 并利用 KKT (Karush-Kuhn-Tucker) 条件给出了该优化问题的闭合解。数值结果验证了所提方案的鲁棒性和有效性。

**关键词:**放大转发中继; 下行链路; 联合鲁棒设计; 时分双工 MIMO

**中图分类号:** TN92    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1001-2486(2013)04-0087-06

## Joint robust design for TDD MIMO amplify-and-forward relay downlink systems

WANG Haihong, WANG Xin, WEI Jibo

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** The problem of joint designing the base station (BS) precoder, the relay precoder and user equalizers for TDD MIMO amplifying-and-forwarding relay downlink systems is considered. In practical applications, the channel estimation error and the channel reciprocity delay can result in a serious performance loss of a joint designing based on ideal Channel State Information (CSI). Evolved from the distribution of estimation error and the temporal correlation of reciprocity delay, a joint “estimation error-reciprocity delay” channel model that takes both effects into account was established. Based on this model, a channel SVD-based precoding scheme at BS aiming at the first hop transmission was presented, which avoids the feedback overhead of the second hop CSI. Then a joint optimization problem of the relay precoder and user equalizers, which is based on minimizing the sum mean square error (SMSE) of all users with a constraint on the relay total transmit power, was set up. By using KKT (Karush-Kuhn-Tucker) conditions, a closed-form solution to this problem was achieved. Numerical results verify the robustness and effectiveness of the proposed scheme.

**Key words:** amplify-and-forward relay; downlink; joint robust design; TDD MIMO

在无线通信网络中使用 MIMO 中继可有效提高系统的吞吐量、可靠性和覆盖范围, 显著改善蜂窝网络中处于小区边缘或者阴影效应下用户的性能, 并提高系统多用户的支持能力<sup>[1]</sup>。在实际应用中, 放大前传 (AF) 的 MIMO 中继技术因其较低的实现复杂度和信号处理延迟已经成为了 3GPP LTE-A 等下一代无线通信标准的核心技术之一<sup>[2-3]</sup>。

文献[4-7]研究了多用户 MIMO AF 中继系统中基站和中继 (以及用户) 的联合设计问题, 结果表明当各节点已知所有信道状态信息时, 文献中所提联合设计方法能够显著提高系统性能。文

献[4]给出了基站和中继联合滤波器设计的最优化框架, 并分析了下行广播信道容量的上下界。给定用户服务质量 (QoS) 约束, 文献[5]研究了基站与中继的波束成形加权和功率分配联合设计的最优化结构, 并给出了基于信干噪比平衡 (SINR Balancing) 和信道逆 (Channel Inversion) 准则的两种实际解决方案。基于和容量 (Sum Capacity) 最大化准则, 文献[6]研究了基站和中继的联合预编码设计问题, 并利用二次规划方法给出了有效设计方案。应用线性最小化均方误差 (LMMSE) 准则, 文献[7]研究了基站预编码器、中继转发矩阵和用户均衡器的联合设计, 并提出了一种交替

\* 收稿日期: 2012-11-22

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61101096, 61101098); 湖南自然科学基金资助项目 (11jj4055)

作者简介: 王海红 (1984—), 男, 江苏扬州人, 博士研究生, E-mail: whhkof@126.com;

魏急波 (通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: wjbhw@nudt.edu.cn

优化设计方案。

进行上述联合预编码设计时,收发两端都要知道链路的 CSI。在时分双工(TDD)系统中,上下行信道具有互易性,发端通过上行链路信道估计获得上行链路 CSI(UL-CSI),并等效为 DL-CSI,然后发端可据此等效 DL-CSI 进行发送预处理。该过程利用了信道互易性避免了反馈信道,节省了系统开销,从而成为 TDD 系统的一个天然优势<sup>[8]</sup>。为此,本文针对 TDD MIMO AF 中继下行链路系统展开研究。

上述工作<sup>[4-7]</sup>假设系统各节点获得了理想的 CSI,但当节点获得的 CSI 存在信道估计误差、量化误差、反馈时延或互易时延时,基于理想 CSI 的联合设计性能会严重下降,因此开发对不准确 CSI 具有鲁棒性的联合设计具有重要的实际意义。考虑已知信道估计误差的二阶统计信息,文献[9]针对分布式 MIMO 中继广播系统提出了基于每用户 SINR 约束、最小化基站总发送功率和中继总发送功率的联合鲁棒预编码设计。假设中继已知信道量化误差和反馈时延,文献[10]针对 FDD MIMO 中继下行系统提出了基于最小化期望 MSE 准则的鲁棒中继预编码策略。

文献[4-7,9]均假设基站知道两跳 CSI,然而让基站获取第二跳 CSI 对于 FDD 和 TDD 系统均需要反馈信道,这显然增加了系统开销,因此如文献[10]一样假设基站仅知道第一跳 CSI,而中继获得两跳 CSI 相对来说更符合实际的应用场景。基于该实际应用场景,本文考虑了信道估计误差和 TDD 互易延迟影响情形下 TDD MIMO AF 中继下行系统中的基站预编码器、中继预编码器与用户均衡器的一种次优联合鲁棒设计问题。本文的主要工作和贡献为:(1)基于信道估计误差服从高斯分布和信道互易延迟遵循 Jake 时间相关的经典模型,本文综合考虑信道估计误差和 TDD 互易延迟相关的影响,建立了一种统计 CSI 误差模型,且该 CSI 误差是服从高斯分布的。(2)为了避免基站获取第二跳 CSI 带来的反馈开销并降低系统整体复杂度,基站采用基于第一跳信道奇异值分解的预编码方案和对信道估计误差鲁棒的等功率分配方案。(3)假设已知两跳 CSI 误差统计信息,中继建立了在给中继发送功率约束下最小化用户和均方误差(SMSE)的中继预编码器与用户均衡器联合鲁棒设计优化问题,并利用 KKT 条件<sup>[11]</sup>给出了闭合解。

## 1 系统模型

本文采用文献[5]中描述的 TDD MIMO 放大转发中继系统下行链路模型,并致力于基站预编码器、中继预编码器和用户均衡器的联合设计。系统下行链路模型如图 1 所示,配置  $M$  根天线的基站通过一个配置  $N$  根天线的 MIMO AF 中继同时服务  $K$  个单天线用户。由于大的路径衰减或严重的阴影效应,我们假定基站和用户之间没有直传链路。假设系统可支持  $K \leq \min\{M, N\}$ 。本文把联合设计作为研究关注点,为了简化分析,我们仅考虑  $K = N = M$  这种情形。实际上,对于  $K > \min\{M, N\}$  这种情形,可以利用用户调度算法首先选出  $K = \min\{M, N\}$  个用户。此外,我们还假定中继使用时分半双工模式:在第一时隙,中继接收来自基站的信号,然后在第二时隙中继放大转发信号给目的用户。

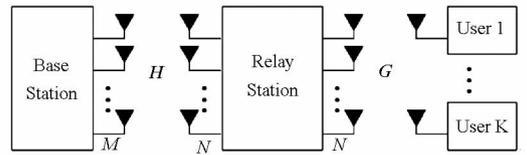


图 1 TDD MIMO 放大转发中继系统下行链路模型

Fig. 1 TDD MIMO AF relay downlink model

令  $z_k$  表示第  $k$  个用户的接收符号,则在时刻  $[n]$  的所有用户接收信号矢量表示为

$$\mathbf{z}[n] = \mathbf{G}[n]\mathbf{F}_R[n]\mathbf{H}[n]\mathbf{F}_B[n]\mathbf{x}[n] + \mathbf{G}[n]\mathbf{F}_R[n]\boldsymbol{\omega}[n] + \mathbf{v}[n] \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{x}[n] \in \mathbf{C}^{K \times 1}$  是归一化的发送符号,每一数据流携带为  $K$  个用户之一准备的独立信息,即  $\mathbf{E}\{x[n]x[n]^H\} = \mathbf{I}_K$ ;  $\mathbf{H}[n] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  和  $\mathbf{G}[n] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  分别是基站至中继之间的 MIMO 信道和中继至所有用户之间的 MIMO 广播信道,它们的元素描述为零均值循环对称复高斯(ZMCSCG)随机变量,方差均为 1;  $\boldsymbol{\omega}[n] \in \mathbf{C}^K$  和  $\mathbf{v}[n] \in \mathbf{C}^K$  分别为中继和用户处的零均值、单位方差高斯噪声;矩阵  $\mathbf{F}_B[n] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  和  $\mathbf{F}_R[n] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  分别是基站和中继预编码器。定义基站发送功率约束为  $P_B$ ,则基站预编码矩阵应满足

$$\text{tr}\{\mathbf{F}_B[n]\mathbf{F}_B[n]^H\} = P_B \quad (2)$$

对于中继预编码器矩阵  $\mathbf{F}_R[n]$ ,我们定义中继平均发送功率约束为  $P_R$ ,可表示为

$$\mathbf{E}_H\{\text{tr}\{\mathbf{F}_R[n]\mathbf{H}[n]\mathbf{F}_B[n] \times \mathbf{F}_B[n]^H\mathbf{H}[n]^H\mathbf{F}_R[n]^H + \mathbf{F}_R[n]\mathbf{F}_R[n]^H\}\} = P_R \quad (3)$$

为了计算出  $\mathbf{F}_B[n]$  和  $\mathbf{F}_R[n]$ ,本文采用了文献[5]的预编码结构。不失一般性,我们假设预编码

器是基于时刻 $[n-1]$ 估计的 CSI 进行计算得到的。因此,须应用连续信道实现之间 TDD 互易延迟相关 CSI 模型以及信道估计误差 CSI 模型的经典表示<sup>[12]</sup>。以基站至中继之间的 MIMO 信道  $\mathbf{H}[n]$  为例,描述数据传输时刻 $[n]$ 的瞬时 CSI  $\mathbf{H}[n]$  与时刻 $[n-1]$ 的估计 CSI  $\hat{\mathbf{H}}[n-1]$  之间的关系:

$$\mathbf{H}[n] = \eta_H \mathbf{H}[n-1] + \boldsymbol{\Theta}_H[n] \quad (4a)$$

$$= \eta_H (\hat{\mathbf{H}}[n-1] + \Delta_H[n-1]) + \boldsymbol{\Theta}_H[n] \quad (4b)$$

$$= \eta_H \hat{\mathbf{H}}[n-1] + (\eta_H \Delta_H[n-1] + \boldsymbol{\Theta}_H[n]) \quad (4c)$$

$$= \eta_H \hat{\mathbf{H}}[n-1] + \mathbf{E}_H[n] \quad (4d)$$

其中,(4a)中  $\eta_H = J_0(2\pi f_d t_H)$  为互易延迟时间相关因子, $J_0(\cdot)$  是第一类零阶 Bessel 函数, $f_d$  是多普勒频移, $t_H$  是互易延迟, $f_d t_H$  为归一化多普勒频移,互易延迟引起的信道误差矩阵  $\boldsymbol{\Theta}_H[n] \sim CN(0, (1 - \eta_H^2) \mathbf{I}_K)$ ; (4b) 中  $\hat{\mathbf{H}}[n-1]$  为时刻 $[n-1]$ 的信道估计矩阵, $\Delta_H[n-1]$  是信道估计误差矩阵,并假设其与  $\boldsymbol{\Theta}_H[n]$  相互独立, $\hat{\mathbf{H}}[n-1]$  和  $\Delta_H[n-1]$  的元素都是独立同分布 ZMCSCG 随机变量,方差分别为  $1 - \sigma_{\hat{H}}^2$  和  $\sigma_{\hat{H}}^2$ ; 由于  $\Delta_H[n-1]$  与  $\boldsymbol{\Theta}_H[n]$  相互独立,则(4c)可表示为(4d)中的形式,且  $\mathbf{E}_H[n] \sim CN(0, (1 - \eta_H^2 + \eta_H^2 \sigma_{\hat{H}}^2) \mathbf{I}_K)$ , 并定义  $\sigma_{eH}^2 \triangleq 1 - \eta_H^2 + \eta_H^2 \sigma_{\hat{H}}^2$ 。

同法,中继至所有用户之间的 MIMO 广播信道  $\mathbf{G}[n]$  可表示为

$$\mathbf{G}[n] = \eta_C \hat{\mathbf{G}}[n-1] + \mathbf{E}_C[n] \quad (5)$$

其中, $\eta_C = J_0(2\pi f_d t_C)$  为互易延迟相关因子, $f_d t_C$  为归一化多普勒频移,信道估计矩阵  $\hat{\mathbf{G}}[n-1] \sim CN(0, (1 - \sigma_{\hat{G}}^2) \mathbf{I}_K)$ ,  $\mathbf{E}_C[n] \sim CN(\boldsymbol{\theta}, (1 - \eta_C^2 + \eta_C^2 \sigma_{\hat{G}}^2) \mathbf{I}_K)$ , 并定义  $\sigma_{eC}^2 \triangleq 1 - \eta_C^2 + \eta_C^2 \sigma_{\hat{G}}^2$ 。

基于式(4)和(5)建立了综合考虑信道估计误差和 TDD 互易延迟影响的基站至中继及中继至用户联合“估计误差-互易延迟”信道模型,下文给出了一种次优联合鲁棒设计方案。

## 2 次优联合鲁棒设计

在本节中我们考虑了一种次优联合鲁棒设计方案,即在基站处采用基于信道奇异值分解的预编码方案和对信道估计误差鲁棒的等功率分配方案,在中继处采用线性预编码方案来消除多用户干扰,用户均衡器设置为一常数来调整其接收信号动态范围。

### 2.1 基站预编码器设计

为了避免基站获取第二跳 CSI 带来的反馈开

销并降低系统整体设计复杂度,我们基于时刻 $[n-1]$ 的估计 CSI  $\hat{\mathbf{H}}[n-1]$  对基站预编码器进行设计。

对  $\hat{\mathbf{H}}[n-1]$  进行奇异值分解,有

$$\hat{\mathbf{H}}[n-1] = \hat{\mathbf{U}}[n-1] \hat{\mathbf{\Lambda}}[n-1] \hat{\mathbf{V}}^H[n-1] \quad (6)$$

其中, $\hat{\mathbf{U}}[n-1] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  和  $\hat{\mathbf{V}}[n-1] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  是酉矩阵, $\hat{\mathbf{\Lambda}}[n-1] \in \mathbf{C}^{K \times K}$  是奇异值矩阵,则依据文献[5]基站预编码矩阵结构可表示为

$$\mathbf{F}_B[n] = \hat{\mathbf{V}}[n-1] \mathbf{Q}[n-1] \quad (7)$$

其中, $\mathbf{Q}[n-1] \in \mathbf{R}^{K \times K}$  为基站功率分配矩阵。

对于基站功率分配方案,为得到更好的性能,应结合两跳信道使用迭代注水功率分配 (Iterative Waterfilling Power Allocation, IWPA) 算法进行功率分配<sup>[5]</sup>,这需要中继将第二跳信道信息反馈给基站,这显然增加了系统的额外开销。实际上,对每一数据流进行等功率分配 (Uniform Power Allocation, UPA) 更符合实际,有如下原因:(1) UPA 可限制反馈信道的开销;(2) UPA 可以增加对信道估计误差的鲁棒性;(3) UPA 可以降低功率放大器动态范围的要求<sup>[13]</sup>。此外,与 IWPA 相比,UPA 在较高 SNR 区域只遭受轻微的性能损失。因此,考虑到对抗信道估计误差带来的影响,我们采用 UPA 方案,于是基站预编码矩阵可表示为

$$\mathbf{F}_B[n] = \rho \hat{\mathbf{V}}[n-1] \quad (8)$$

其中, $\rho = \sqrt{\frac{P_B}{K}}$  由基站发送功率约束(2)确定。

### 2.2 中继预编码器和用户均衡器联合设计

基于文献[5]中给出的中继结构,中继预编码器矩阵  $\mathbf{F}_R[n]$  可表示为

$$\mathbf{F}_R[n] = \mathbf{T}_R[n] \hat{\mathbf{U}}^H[n-1] \quad (9)$$

其中, $\mathbf{T}_R[n]$  为中继处理矩阵。

在基站预编码矩阵确定后,设计中继处理矩阵  $\mathbf{T}_R[n]$  和用户均衡器。结合式(1)、(4)、(5)、(6)、(8)和(9),系统模型(1)可重新表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{z}[n] &= (\eta_C \hat{\mathbf{G}}[n-1] + \mathbf{E}_C[n]) \mathbf{T}_R[n] \hat{\mathbf{U}}^H[n-1] \\ &\quad \times (\eta_H \hat{\mathbf{U}}[n-1] \hat{\mathbf{\Lambda}}[n-1] \times \hat{\mathbf{V}}^H[n-1] \\ &\quad + \mathbf{E}_H[n]) \rho \hat{\mathbf{V}}[n-1] \mathbf{x}[n] + (\eta_C \hat{\mathbf{G}}[n-1] \\ &\quad + \mathbf{E}_C[n]) \mathbf{T}_R[n] \times \hat{\mathbf{U}}^H[n-1] \boldsymbol{\omega}[n] + \mathbf{v}[n] \\ &= \rho (\eta_C \hat{\mathbf{G}}[n-1] + \mathbf{E}_C[n]) \mathbf{T}_R[n] \\ &\quad \times (\eta_H \hat{\mathbf{\Lambda}}[n-1] + \tilde{\mathbf{E}}_H[n]) \mathbf{x}[n] \\ &\quad + (\eta_C \hat{\mathbf{G}}[n-1] + \mathbf{E}_C[n]) \mathbf{T}_R[n] \tilde{\boldsymbol{\omega}}[n] \\ &\quad + \mathbf{v}[n] \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{E}}_H[n] = \hat{\mathbf{U}}^H[n-1] \mathbf{E}_H[n] \hat{\mathbf{V}}[n-1]$ , 由酉矩阵性质知, 其分布与  $\mathbf{E}_H[n]$  相同, 即其元素也是 ZMCSG 随机变量, 方差为  $\sigma_{eH}^2$ ; 同理, 对于  $\tilde{\boldsymbol{\omega}}[n] = \hat{\mathbf{U}}^H[n-1] \boldsymbol{\omega}[n]$ , 其分布与  $\boldsymbol{\omega}[n]$  相同。

基于式(10), 下面在给定中继发送功率约束下通过最小化所有用户接收信号的和均方误差 (SMSE) 来设计中继处理矩阵  $\mathbf{T}_R[n]$  和用户均衡器 (接收信号动态范围缩放因子  $\beta$ )。该联合鲁棒设计问题可表示为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{T}_R[n], \beta} & \varepsilon \\ \text{s. t.} & P = P_R \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $\varepsilon$  为所有用户的 SMSE 的期望值,  $P$  为中继发送功率的期望值, s. t. (subject to) 表示“受……约束”。

下面分别求出  $\varepsilon$  和  $P$  关于优化变量  $\mathbf{T}_R[n]$  和  $\beta$  的表达式。

基于式(10), 我们有

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \varepsilon(\mathbf{T}_R[n], \beta) \\ &= E_{x[n], E_G[n], E_H[n], \tilde{\boldsymbol{\omega}}[n], v[n]} \{ \|x[n] - \beta^{-1}z[n]\|_2^2 \} \\ &= K - \beta^{-1} \rho \eta_G \eta_H \text{tr} \{ \hat{\boldsymbol{\Lambda}}[n-1] \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \\ &\quad + \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \hat{\boldsymbol{\Lambda}}[n-1] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 \eta_G^2 \eta_H^2 \text{tr} \{ \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] \\ &\quad \times \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 \eta_G^2 E_{\tilde{\mathbf{E}}_H[n]} \{ \text{tr} \{ \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \tilde{\mathbf{E}}_H[n] \\ &\quad \times \tilde{\mathbf{E}}_H^H[n] \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \} \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 \eta_H^2 E_{E_G[n]} \{ \text{tr} \{ \mathbf{E}_G[n] \mathbf{T}_R[n] \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] \\ &\quad \times \mathbf{T}_R^H[n] \mathbf{E}_G^H[n] \} \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 E_{E_G[n], E_H[n]} \{ \text{tr} \{ \mathbf{E}_G[n] \mathbf{T}_R[n] \tilde{\mathbf{E}}_H[n] \\ &\quad \times \tilde{\mathbf{E}}_H^H[n] \mathbf{T}_R^H[n] \mathbf{E}_G^H[n] \} \} \\ &\quad + \beta^{-2} \eta_G^2 \text{tr} \{ \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \} \\ &\quad + \beta^{-2} E_{E_G[n]} \{ \text{tr} \{ \mathbf{E}_G[n] \mathbf{T}_R[n] \\ &\quad \times \mathbf{T}_R^H[n] \mathbf{E}_G^H[n] \} \} + \beta^{-2} K \end{aligned} \quad (12)$$

为得到式(12)中求期望项的值, 首先给出如下引理。

**引理 1** 令  $\mathbf{X}$  是  $m \times m$  随机矩阵,  $E\{\text{vec}(\mathbf{X}) \text{vec}(\mathbf{X})^H\} = \sigma^2 \mathbf{I}_{m^2}$ ,  $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{V}$  是具有合适维度的矩阵, 那么  $E\{\text{tr}\{\mathbf{X} \mathbf{U} \mathbf{X}^H \mathbf{V}\}\} = \sigma^2 \text{tr}\{\mathbf{U}\} \text{tr}\{\mathbf{V}\}$ 。其中,  $\text{vec}(\cdot)$  表示矩阵的列向量化函数。

**证明**  $E\{\text{tr}\{\mathbf{X} \mathbf{U} \mathbf{X}^H \mathbf{V}\}\} = E\{\text{tr}\{\mathbf{X}^H \mathbf{V} \mathbf{X} \mathbf{U}\}\}$

$$\begin{aligned} &\stackrel{(a)}{=} E\{\text{vec}(\mathbf{X})^H \text{vec}(\mathbf{V} \mathbf{X} \mathbf{U})\} \\ &\stackrel{(b)}{=} \text{tr}\{(\mathbf{U}^T \otimes \mathbf{V}) E\{\text{vec}(\mathbf{X}) \text{vec}(\mathbf{X})^H\}\} \\ &\stackrel{(c)}{=} \sigma^2 \text{tr}\{\mathbf{U}\} \text{tr}\{\mathbf{V}\} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, (a) 应用了  $\text{tr}\{\mathbf{A}^H \mathbf{B}\} = \text{vec}(\mathbf{A})^H \text{vec}(\mathbf{B})$ , (b) 应用了  $\text{vec}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$ , (c) 应用了  $\text{tr}\{\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}\} = \text{tr}\{\mathbf{A}\} \text{tr}\{\mathbf{B}\}$  和  $\text{tr}\{\mathbf{A}^T\} = \text{tr}\{\mathbf{A}\}$ <sup>[14]</sup>,  $\otimes$  表示两矩阵右 Kronecker 积运算。

应用引理 1, 式(12)可表示为

$$\begin{aligned} \varepsilon(\mathbf{T}_R[n], \beta) &= K - \beta^{-1} \rho \eta_G \eta_H \text{tr} \{ \hat{\boldsymbol{\Lambda}}[n-1] \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \\ &\quad + \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \hat{\boldsymbol{\Lambda}}[n-1] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 \eta_G^2 \eta_H^2 \text{tr} \{ \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] \\ &\quad \times \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 \eta_G^2 K \sigma_{eH}^2 \text{tr} \{ \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \\ &\quad \times \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 \eta_H^2 K \sigma_{eG}^2 \text{tr} \{ \mathbf{T}_R[n] \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] \mathbf{T}_R^H[n] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \rho^2 K^2 \sigma_{eH}^2 \sigma_{eG}^2 \text{tr} \{ \mathbf{T}_R^H[n] \mathbf{T}_R[n] \} \\ &\quad + \beta^{-2} \eta_G^2 \text{tr} \{ \hat{\mathbf{G}}[n-1] \mathbf{T}_R[n] \mathbf{T}_R^H[n] \hat{\mathbf{G}}^H[n-1] \} \\ &\quad + \beta^{-2} K \sigma_{eG}^2 \text{tr} \{ \mathbf{T}_R[n] \mathbf{T}_R^H[n] \} + \beta^{-2} K \end{aligned} \quad (14)$$

根据系统模型(10), 中继转发信号  $\mathbf{x}_R[n]$  可表示为

$$\mathbf{x}_R[n] = \rho \mathbf{T}_R[n] (\eta_H \hat{\boldsymbol{\Lambda}}[n-1] + \tilde{\mathbf{E}}_H[n]) \mathbf{x}[n] + \mathbf{T}_R[n] \tilde{\boldsymbol{\omega}}[n] \quad (15)$$

同法应用引理 1, 中继发送功率的期望值可表示为

$$\begin{aligned} P &= P(\mathbf{T}_R[n]) \\ &= E_{x[n], \tilde{\mathbf{E}}_H[n], \tilde{\boldsymbol{\omega}}[n]} \{ \text{tr}\{\mathbf{x}_R[n] \mathbf{x}_R^H[n]\} \} \\ &= \text{tr} \{ \mathbf{T}_R[n] (\rho^2 \eta_H^2 \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] \\ &\quad + \rho^2 K \sigma_{eH}^2 \mathbf{I}_K + \mathbf{I}_K) \mathbf{T}_R^H[n] \} \end{aligned} \quad (16)$$

将式(14)和式(16)代入优化问题(11), 则在给定中继发送功率约束下中继处理矩阵和用户均衡器的联合鲁棒设计问题可表示为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{T}_R[n], \beta} & \varepsilon(\mathbf{T}_R[n], \beta) \\ \text{s. t.} & P(\mathbf{T}_R[n]) = P_R \end{cases} \quad (17)$$

优化问题(17)可通过利用 KKT 条件<sup>[11]</sup>有效求解, 并得到如下闭合解:

$$\beta = \sqrt{\frac{P_R / (\rho^2 \eta_G^2 \eta_H^2)}{\text{tr} \{ (\eta_G^2 \hat{\mathbf{G}}^H[n] \hat{\mathbf{G}}[n] + K \sigma_{eG}^2 \mathbf{I}_K + \xi \mathbf{I}_K)^{-2} \mathbf{G}^H[n] \times \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] (\rho^2 \eta_H^2 \hat{\boldsymbol{\Lambda}}^2[n-1] + \rho^2 K \sigma_{eH}^2 \mathbf{I}_K + \mathbf{I}_K)^{-1} \hat{\mathbf{G}}[n] \} }} \quad (18)$$

$$T_R[n] = \beta \rho \eta_G \eta_H (\eta_C^2 \hat{G}^H[n] \hat{G}[n] + K \sigma_{eG}^2 \mathbf{I}_K + \xi \mathbf{I}_K)^{-1} \hat{G}^H[n] \hat{\Lambda}[n-1] \times (\rho^2 \eta_H^2 \hat{\Lambda}^2[n-1] + \rho^2 K \sigma_{eH}^2 \mathbf{I}_K + \mathbf{I}_K)^{-1} \quad (19)$$

其中  $\xi = K/P_R$ 。式(18)和(19)中待求逆矩阵均为正定 Hermitian 矩阵,应用 Hermitian 矩阵求逆引理<sup>[14]</sup>可显著降低计算复杂度。限于篇幅,略去求解过程。

所提次优联合鲁棒设计方案需要 CSI 不确定性的一些统计信息,如 TDD 互易时延、信道估计误差等。在下一节的仿真中,我们假设中继已完全获悉这些参数。

### 3 仿真结果与分析

本节通过计算机仿真来验证所提次优联合收发机鲁棒设计的性能。仿真中考虑基站配置有 4 根天线,中继配置有 4 根天线,当前下行链路中有 4 个单天线用户由中继服务,采用 QPSK 调制。为方便起见,仿真中取两阶段  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{G}$  的 TDD 互易延迟相同,即归一化多普勒频移  $f_d t_H = f_d t_G = f_d t_D$ ;此外,仿真中取两阶段信道  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{G}$  的信道估计误差的方差相同,即  $\sigma_{eH}^2 = \sigma_{eG}^2 = \sigma_\delta^2$ 。作为比较基准,仿真给出了所提鲁棒算法在“Perfect CSI”情形时的性能(即文献[5]中的算法在理想 CSI 情形时的性能)。仿真图中“y”表示采用鲁棒算法,“n”表示采用非鲁棒算法。信噪比定义为  $SNR \triangleq P_B/K = P_R/K$ 。

首先,考虑归一化多普勒频移为 0、不同信道估计误差时的用户 SMSE 性能。由图 2 可以看出,与非鲁棒算法相比,鲁棒算法改善的 SMSE 性能随信道估计误差的增加而增加,即鲁棒算法能够有效抵抗信道估计误差对 SMSE 性能的恶化影响。

其次,考虑信道估计误差为 0、不同归一化多普勒频移时的用户 SMSE 性能。由图 3 可以看出,与非鲁棒算法相比,鲁棒算法改善的 SMSE 性能随归一化多普勒频移增加而增加,即鲁棒算法能够有效抵抗 TDD 互易延迟对 SMSE 性能的恶化影响。

再次,考虑归一化多普勒频移为 0.002、不同信道估计误差时的用户 SMSE 和平均 BER 的性能。图 4 给出了 SMSE 性能,图 5 给出了平均 BER 性能。可得出类似的结论。

最后,考虑  $SNR = 25\text{dB}$  时,SMSE 随归一化多普勒频移  $f_d t_D$  及信道估计误差方差  $\sigma_\delta^2$  变化趋势。由图 6 可以看出,非鲁棒算法的 SMSE 随着  $f_d t_D$  及  $\sigma_\delta^2$  增加而迅速增加,而鲁棒算法能有效抵抗信道估计误差和信道互易延迟对 SMSE 性能的恶化影响。

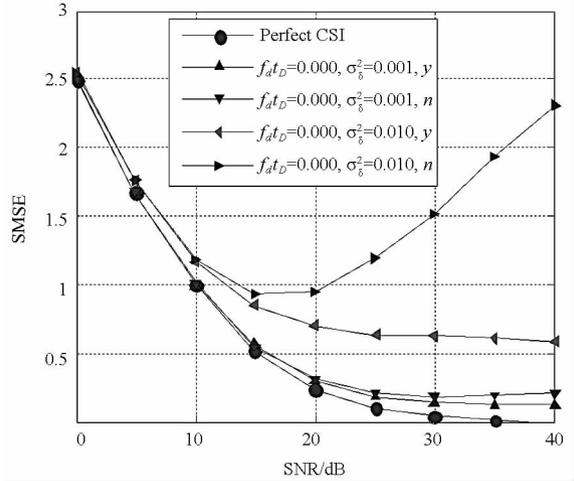


图 2  $f_d t_D = 0$ ,不同  $\sigma_\delta^2$  时的用户 SMSE

Fig. 2 SMSE versus  $\sigma_\delta^2$ ,  $f_d t_D = 0$

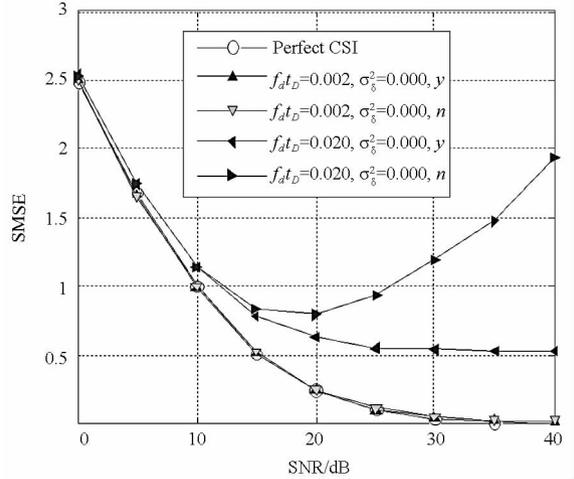


图 3  $\sigma_\delta^2 = 0$ ,不同  $f_d t_D$  时的用户 SMSE

Fig. 3 SMSE versus  $f_d t_D$ ,  $\sigma_\delta^2 = 0$

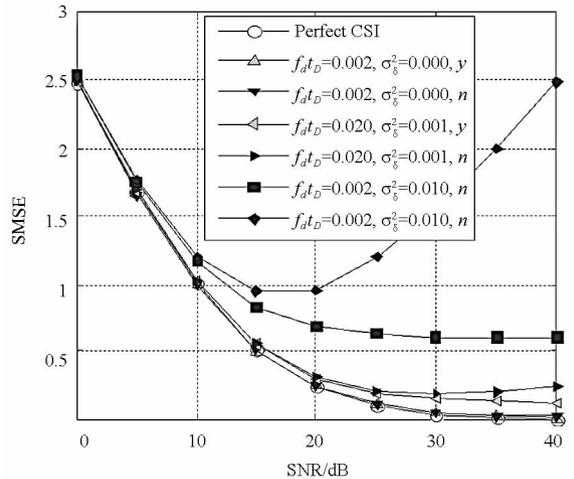


图 4  $f_d t_D = 0.002$ ,不同  $\sigma_\delta^2$  时的用户 SMSE

Fig. 4 SMSE versus  $\sigma_\delta^2$ ,  $f_d t_D = 0.002$

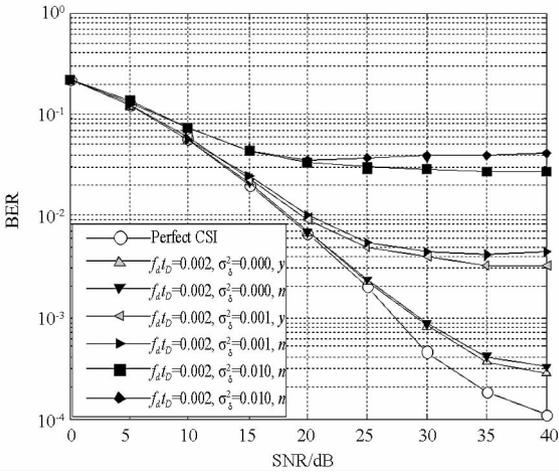


图 5  $f_d t_D = 0.002$ , 不同  $\sigma_\delta^2$  时的用户平均 BER

Fig. 5 Average BER versus  $\sigma_\delta^2$ ,  $f_d t_D = 0.002$

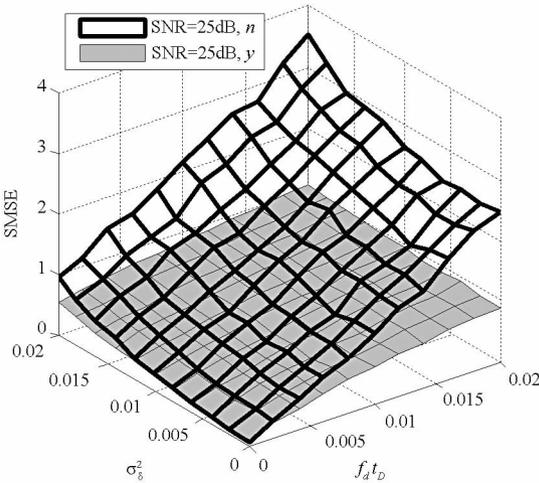


图 6 不同  $\sigma_\delta^2$ 、不同  $f_d t_D$  时的用户 SMSE

Fig. 6 SMSE versus  $\sigma_\delta^2$  and  $f_d t_D$

### 4 结论

考虑信道估计误差和 TDD 互易延迟影响, 本文给出了 TDD MIMO AF 中继系统中下行链路的基站预编码器、中继预编码器与用户均衡器的一种次优联合鲁棒设计方案。依据第一跳信道的过时信道状态信息, 基站采用基于奇异值分解的预编码方案和对信道估计误差鲁棒的等功率分配方案。假定中继已知两跳信道的过时信道状态信息, 提出了在给定中继发送功率约束下最小化所有用户 SMSE 的中继预编码器与用户均衡器联合鲁棒设计优化问题, 并利用 KKT 条件给出了闭合解。数值结果证明了所提方案的鲁棒性和有效性。

### 参考文献 (References)

[1] Behbahani A S, Merched R, Eltawil A J. Optimization of a MIMO relay network [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(10): 5062-5073.

[2] Truong K T, Heath R W. Multimode antenna selection for MIMO amplify-and-forward relay systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(11): 5845-5859.

[3] Parkvall S, Furuskär A, Dahlman E. Evolution of LTE toward IMT-Advanced[J]. IEEE Commun. Mag, 2011, 49(2): 84-91.

[4] Chae C B, Tang T, Heath R W, et al. MIMO relaying with linear processing for multiuser transmission in fixed relay networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(2): 727-738.

[5] Zhang R, Chai C C, Liang Y C. Joint beamforming and power control for multiantenna relay broadcast channel with QoS constraints[J]. IEEE Trans. Signal Process., 2009, 57(2): 726-737.

[6] Xu W, Dong X, Lu W S. Joint precoding optimization for power control for multi-antenna relaying downlinks using quadratic programming[J]. IEEE Trans. Commun., 2011, 59(5): 1228-1235.

[7] Xing C, Xia M, Ma S, et al. Cooperative beamforming for dual-hop amplify-and-forward multi-antenna relaying cellular networks[J/OL]. <http://arxiv.org/abs/1112.0195v1>.

[8] 孙德春, 张霏霏, 刘祖军, 等. TDD-MIMO 系统中由 I/Q 不平衡引起的信道非互易性补偿方法[J]. 通信学报, 2011, 32(3): 79-85.

SUN Dechun, ZHANG Feifei, LIU Zujun, et al. Compensation for channel non-reciprocity caused by I/Q imbalance in TDD-MIMO systems [J]. Journal on Communications, 2011, 32(3): 79-85. (in Chinese)

[9] Zheng Y, Blostein S D. Downlink distributed beamforming through relays with imperfect CSI [C]//Proc of 22nd IEEE Personal Indoor Mobile Radio Communications, Toronto, Canada, Sept, 2011, 9: 1688-1692.

[10] Xu W, Dong X. Optimized one-way relaying strategy with outdated CSI quantization for spatial multiplexing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012.

[11] Luo Z Q, Yu W. An Introduction to convex optimization for communications and signal processing[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 2006, 24(8): 1426-1438.

[12] Yoo T, Goldsmith A J. Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error[J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 2006, 52(5): 2203-2214.

[13] Narasimhan R. Spatial multiplexing with transmit antenna and constellation selection for correlated MIMO fading channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(11): 2829-2838.

[14] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 105-117.

ZHANG Xianda. Matrix analysis and applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 105-117. (in Chinese)