

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.06.015

单中继多用户 MIMO 系统中继预编码新方案*

李笑笑, 赵睿**

(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021)

摘要:针对单中继多用户多输入多输出(MIMO)通信系统中用户间干扰问题,提出了一种可以有效抑制用户间干扰的中继接收和预编码方案。该方案在中继端对信号进行迫零(ZF)接收,利用最大化信漏噪比(SLNR)准则设计中继端预编码向量,并针对难以获得最优解的情况,利用迭代解出次优解。仿真结果表明,与中继端 ZF 预编码相比,SLNR 预编码更好地抑制了用户间干扰,相同和速率性能下,基站发送端功率比 ZF 预编码减少 4 dB,具有实用价值。

关键词:多输入多输出;单中继多用户;迫零接收;迫零预编码;干扰抑制

中图分类号:TN929.5;TN911 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)06-0750-05

A New Relay Precoding Scheme for Single Relay Multi-user MIMO System

LI Xiao-xiao, ZHAO Rui

(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China)

Abstract: In the single relay multi-user multi-input multi-output(MIMO) system, in order to overcome the inter-user interference, a new relay processing scheme which can be used to effectively suppress the inter-user interference is proposed in this paper. Firstly, the relay receives the signal by zero forcing(ZF) filtering. Secondly, the relay precoding vector is designed by using the signal-to-leakage-noise ratio(SLNR) maximization criterion, where a suboptimal relay precoding design is proposed since it is difficult to obtain the optimal relay precoding vector. The simulation results show that the new scheme can effectively suppress the inter-user interference in comparison with the relay terminal zero-forcing precoding, and at the same sum-rate, the power of the base station reduces more than 4 dB. So the proposed scheme is applicable.

Key words: MIMO; single relay multi-user; ZF receive; ZF precoding; interference suppression

1 引言

在多输入多输出(MIMO)系统中,引入中继技术具有能够有效提高系统容量、提升小区边缘性能、扩展小区覆盖面积、提高频谱利用率等诸多优点,已经成为当前研究的热点^[1-3]。

当小区服务多个用户时,用户间的干扰直接影响到系统的容量性能。目前 MIMO 中继系统中,用户间干扰抑制的方法主要是在发送端进行预编码设计,包括发送端迫零(ZF)预编码、最大化信漏噪比(SLNR)预编码等,但在中继端设计预编码进行用户间干扰消除的研究较少。文献[4]对中继端采用 ZF 预编码算法进行了详细的分析。由文献[5]可知,在

* 收稿日期:2012-11-28;修回日期:2013-03-12 Received date:2012-11-28;Revised date:2013-03-12

基金项目:国家科技重大专项(2011ZX03003-001-02);国家自然科学基金资助项目(61071113);福建省自然科学基金资助项目(2011J05152);厦门市科技计划项目(3502Z20123035);福建省科技创新平台建设项目(2012H2002)

Foundation Item: The National Science and Technology Major Project(2011ZX03003-001-02);The National Natural Science Foundation of China(No.61071113);The Natural Science Foundation of Fujian Province(2011J05152);The Science & Technology Pillar Program of Xiamen(3502Z20123035);Science and Technology Innovation Platform Funds of Fujian Province(2012H2002)

** 通讯作者: rzhao@hqu.edu.cn Corresponding author: rzhao@hqu.edu.cn

中继端利用 ZF 预编码消除用户间干扰对系统的要求比较高,需要基站发送天线数与中继天线数目相等,存在一定的局限性。

文献[6]中给出了在中继端利用 ZF 矩阵对基站发送信号进行滤波接收的方案,能够将用户信号分离,但是在接收过程中会对噪声进行放大。本文在文献[6]的基础上,提出一种基于最大化 SLNR 准则的中继端预编码方案,该方案在中继端能够有效抑制被放大的噪声,同时能够更好地抑制用户间的干扰,能够比 ZF 预编码适用性更强,且能很好的提高系统的和速率性能。

当中继端不能获取完整的信道状态信息(CSI)时,则需要用户端将估计出的信道信息反馈回中继端,中继端根据反馈回的信息进行预编码矩阵的设计。利用有限的预编码码本对信道进行量化,选择合适的码字反馈,能够有效减少反馈比特数目。本文采用随机矢量量化(RVQ)码本,RVQ 码本的码字是在 M 维单位球上独立随机产生 N 个各向同性分布的向量,从而构成码本 $C_{RVQ} = \{c_1, c_2, \dots, c_N\}$, $N = 2^B$, B 为所需反馈比特数。RVQ 码本在应用上更为灵活,在数学上更易分析,且当码本尺寸和发射天线数较大时,其性能与最优码本非常接近

文中数字符号说明: $\|\cdot\|$ 表示 Frobenius 范数, \mathcal{C} 表示复数空间, $(\cdot)^*$ 、 $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的共轭、转置和共轭转置。

2 系统模型

2.1 系统框图

本文考虑一个简单的多用户单中继的 MIMO 通信系统,系统模型如图 1 所示。系统由一个基站端、一个中继端和两个用户组成,两个用户通过中继同时接受服务,忽略基站与用户间的直达链路。基站端和中继端天线数目均为 M ,用户端为单天线。中继为半双工放大转发(AF)中继。

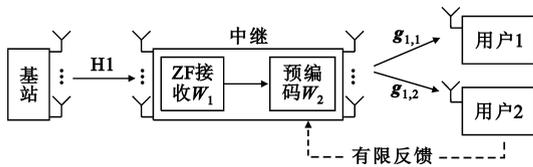


图 1 系统模型
Fig. 1 System model

2.2 下行链路信号模型

信号的传输过程分成两跳进行。第一跳,基站向中继传输信号,中继上的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{1,1} = \sqrt{P_1} \mathbf{H}_1 \mathbf{s} + \mathbf{n}_{r,1} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{H}_1 = [\mathbf{h}_{11}, \mathbf{h}_{12}]$, $\mathbf{h}_{11}, \mathbf{h}_{12} \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 分别表示为基站到中继传输用户 1 信号和用户 2 信号的信道向量, P_1 是基站端发送功率, $\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T$ 为传输的用户 1 和用户 2 的信号,且满足 $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}$, $\mathbf{n}_{r,1}$ 为中继端的噪声向量,其中每个元素均服从零均值单位方差的高斯分布。

中继端使用 ZF 接收机进行接收,中继上的 ZF 接收矩阵为

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{D}_1 \mathbf{F}_1 \quad (2)$$

其中, $\mathbf{F}_1 = [\mathbf{h}_{11}, \mathbf{h}_{21}]^+$, \mathbf{D}_1 为主对角线元素分别为 $\alpha_{ii,1} = 1/\sqrt{P_1 + \|\mathbf{F}_{1,1}(i, :)\|^2}$ ($i = 1, 2$) 的对角阵, $\alpha_{ii,1}$ 为中继端接收信号功率归一化系数^[7]。

经过 ZF 接收处理之后的信号通过中继发射端预编码矩阵 \mathbf{W}_2 向两个用户传输数据。用户 1 上的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1 = & \sqrt{\frac{P_1 P_2}{M}} \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{W}_2 \mathbf{W}_1 \mathbf{y}_{1,1} + \mathbf{n}_1 = \\ & \sqrt{\frac{P_1 P_2}{M}} \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{W}_2(:, 1) \mathbf{D}_{1,1}(:, 1) s_1 + \\ & \sqrt{\frac{P_1 P_2}{M}} \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{W}_2(:, 2) \mathbf{D}_{1,1}(:, 2) s_2 + \\ & \sqrt{\frac{P_2}{M}} \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{W}_2 \mathbf{D}_{1,1} \mathbf{F}_{1,1} \mathbf{n}_{r,1} + \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (3)$$

其中, P_2 为中继端的发射功率, $\mathbf{g}_{1,1} \in \mathcal{C}^{1 \times M}$ 表示中继向用户 1 传输信号的信道向量, $\mathbf{W}_2(:, 1)$ 和 $\mathbf{W}_2(:, 2)$ 分别表示中继端向用户 1 和用户 2 发送信号的预编码向量, \mathbf{n}_1 表示用户端噪声,服从零均值单位方差的高斯分布。

令 $\mathbf{W}_2(:, 1) = \mathbf{f}_1$, $\mathbf{W}_2(:, 2) = \mathbf{f}_2$, $\mathbf{D}_1(:, i) = \alpha_i$, $\mathbf{F}_1(i, :) = \beta_i$, $i = 1, 2$, 则上式可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1 = & \sqrt{\frac{P_1 P_2}{M}} \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_1 \alpha_1 s_1 + \sqrt{\frac{P_1 P_2}{M}} \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_2 \alpha_2 s_2 + \\ & \sqrt{\frac{P_2}{M}} \sum_{i=1}^2 \mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_i \alpha_i \beta_i \mathbf{n}_{r,1} + \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (4)$$

由式(4)可得用户 1 上接收信号的信干噪比

$$\begin{aligned} SINR_1 = & \\ & \frac{P_1 P_2 \|\mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_1 \alpha_1\|^2}{P_1 P_2 \|\mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_2 \alpha_2\|^2 + P_2 \|\mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_1 \alpha_1 \beta_1\|^2 + P_2 \|\mathbf{g}_{1,1} \mathbf{f}_2 \alpha_2 \beta_2\|^2 + M} \end{aligned} \quad (5)$$

3 中继端发送预编码设计

中继端根据第二跳的信道状态信息,根据一定

的准则设计中继端预编码矩阵,能有效减少用户间的干扰,提升系统的和速率性能。

3.1 完全 CSI 情况下 ZF 预编码矩阵设计

由文献[7]中可知,当中继端完全已知第二跳 CSI 时,中继端 ZF 预编码矩阵可以表示为

$$W_2 = F_2 D_2 \tag{6}$$

其中, $F_2 = [[g_{1,1}^T, g_{1,2}^T]^T]^+$, $g_{1,2}$ 为中继-用户 2 的信道向量, D_2 表示为对角线元素为 $\alpha_{ii,2} = 1/\|F_2(i, :)\|$, $i = 1, 2$ 的对角阵。

3.2 完全 CSI 情况下最大化 SLNR 预编码矩阵设计

将 $P_1 P_2 \|g_{1,2} f_1 \alpha_1\|^2$ 定义为从用户 1 泄漏到用户 2 的功率,则用户 1 端的信漏噪比可以定义为 $SLNR_1 =$

$$\frac{P_1 P_2 \|g_{1,1} f_1 \alpha_1\|^2}{P_1 P_2 \|g_{1,2} f_1 \alpha_1\|^2 + P_2 \|g_{1,1} f_1 \alpha_1 \beta_1\|^2 + P_2 \|g_{1,1} f_2 \alpha_2 \beta_2\|^2 + M} \tag{7}$$

上式可以转换为

$$SLNR_1 = \frac{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_1}{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2}) f_1 + f_1^H (\alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_1 + f_2^H (\alpha_2^2 \beta_2^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_2 + M} = \frac{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_1}{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2} + \alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1} + MI) f_1 + f_2^H (\alpha_2^2 \beta_2^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_2} \tag{8}$$

对用户 1 来说,希望用户 1 的接收信号功率远大于噪声功率;同时,也希望用户 1 的接收信号功率相对于泄漏到用户 2 上的功率尽可能地大。能够使 $SLNR_1$ 最大化的最优波束形成向量 f_1 和 f_2 设计的最优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \arg \max_{f_1, f_2 \in C^M} SLNR_1 \\ & \text{s. t. } f_1^H f_1 = 1, f_2^H f_2 = 1 \end{aligned} \tag{9}$$

从式(9)中可以发现, $SLNR_1$ 最大化需要同时设计最优波束形成向量 f_1 和 f_2 ,但同时设计 f_1 和 f_2 会比较困难,需要一种次优的算法对式(9)求解。

因此,本文提出一种次优的基于迭代思想的方法来设计 f_1 和 f_2 ,具体迭代算法流程描述如下。

第一步:初始化,假设 $f_2^H (\alpha_2^2 \beta_2^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_2 = 0$,则此时 $SLNR_1$ 可以表示为

$$SLNR_1 = \frac{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_1}{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2} + \alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1} + MI) f_1} \tag{10}$$

令 $A = \alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}$, $B = \alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2} + \alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1} + MI$,利用 Rayleigh-Ritz 定理结论可知^[8],

$$\frac{f_1^H A f_1}{f_1^H (B + MI) f_1} \leq \lambda_{\max}(A, B + MI) \tag{11}$$

其中, λ_{\max} 是矩阵对 A 和 $B + MI$ 最大广义特征值。

当 $f_1 = \lambda_{\max}((B + MI)^{-1} A)$ 时,等式成立,即此时的 f_1 为式(10)的最优解。

第二步:用户 2 的信漏噪比可以表示为

$$SLNR_2 = \frac{f_2^H (\alpha_2^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2}) f_2}{f_2^H (\alpha_2^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1} + \alpha_2^2 \beta_2^2 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2} + MI) f_2 + f_1^H (\alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2}) f_1} \tag{12}$$

将第一步得出的 f_1 代入 $C = f_1^H (\alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2}) f_1$,可知 C 为一个标量,则此时 $SLNR_2$ 可以转换为

$$SLNR_2 = \frac{f_2^H (\alpha_2^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2}) f_2}{f_2^H (\alpha_2^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1} + \alpha_2^2 \beta_2^2 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2} + MI + CI) f_2} \tag{13}$$

同理,与第一步相类似,利用 Rayleigh-Ritz 定理结论,可以求出最大化 $SLNR_2$ 的最优解 f_2 。

第三步:将第二步求出的最优解 f_2 代入到式(8)中,此时 $D = f_2^H (\alpha_2^2 \beta_2^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_2$ 为一个标量,则 $SLNR_1$ 可以表示为

$$SLNR_1 = \frac{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1}) f_1}{f_1^H (\alpha_1^2 P_1 P_2 g_{1,2}^H g_{1,2} + \alpha_1^2 \beta_1^2 P_2 g_{1,1}^H g_{1,1} + MI + DI) f_1} \tag{14}$$

同理,利用 Rayleigh-Ritz 定理结论,可以求出最大化 $SLNR_1$ 的最优解 f_1 。

3.3 部分 CSI 情况下预编码矩阵设计

当中继端仅已知部分 CSI 时,需要利用有限反馈技术,将用户端估计的第二跳信道反馈回中继端。本文采用基于码本反馈的有限反馈方法,将用户端估计出的第二跳信道的方向信息(CDI)作为量化量进行反馈。第二跳信道的 CDI 可以表示为

$$\tilde{g}_{1,i} = \frac{g_{1,i}}{\|g_{1,i}\|}, i = 1, 2 \tag{15}$$

利用 RVQ 码本分别对 $\tilde{g}_{1,1}$ 和 $\tilde{g}_{1,2}$ 进行量化,码字选择利用最小距离准则,选取与方向信息夹角最小、内积最大的码字向量^[9]。具体码字选择准则为

$$\begin{aligned} \hat{g}_{1,1} &= \arg \max_{1 \leq i \leq 2^B} |\tilde{g}_{1,1} c_i^*| \\ \hat{g}_{1,2} &= \arg \max_{1 \leq j \leq 2^B} |\tilde{g}_{1,2} c_j^*| \end{aligned} \tag{16}$$

其中, c_i, c_j 为 CDI 码本中的码字,码本大小为 2^B , B 为反馈比特数,码字为线下生成的 RVQ 码本^[10],且同时被中继端和用户端已知。

将选取的码字索引号通过反馈信道反馈回中继端,中继端根据反馈回的索引号选择对应的码字,将码字作为信道信息来设计中继端发送预编码向量。预编码向量的设计准则可以参照完全信道状态信息下的设计准则进行设计。

4 仿真结果与分析

在单中继多用户 MIMO 通信系统的仿真中,采用平坦 Rayleigh 衰落信道,并假设所有输入输出之间相互独立,图 2 仿真了 3 种迭代情况下系统和速率性能的比较。从图 2 中可以看出,迭代次数对系统性能影响不大。这种现象的主要原因可以从式(8)中看出。式(8)中,分子为我们期望的信号能量,分母为噪声和用户干扰的能量和, f_1 和 f_2 的设计应该满足能够使分子越大、分母越小。影响分母的主要因素是其他用户对期望用户的干扰和期望用户端自己噪声能量之和,即式(8)中 f_1 的相关项,而 f_2 的相关项相对来说可以忽略不计。

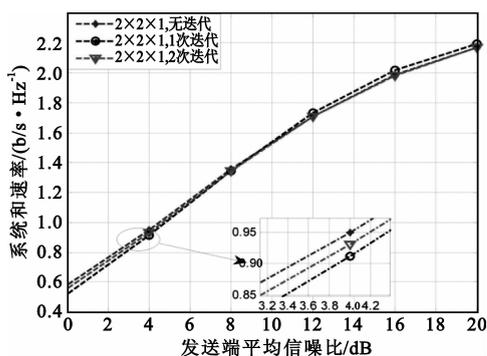


图 2 迭代次数对系统和速率性能影响
Fig.2 Effect of iterative times on sum-rate performance

其次,仿真了在不同条件下本文提出的中继端 SLNR 预编码与中继端 ZF 预编码和速率性能方面的比较。图 3 给出了当基站端和中继端天线数目为 2 时,完全 CSI 情况与部分 CSI 情况下,系统的和速率性能的比较。当中继端已知部分 CSI 时,采用利用码本进行有限反馈的方法反馈 CSI,码本为线下生成的 RVQ 码本,且同时被中继端和用户端已知,码字长度为 4 b。

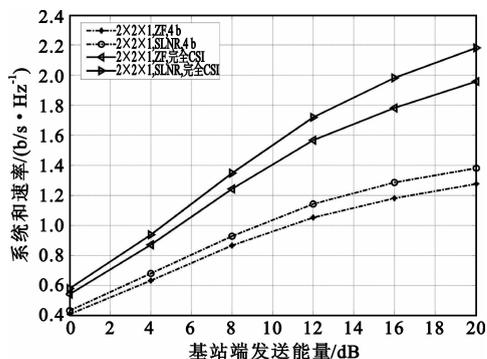


图 3 发射端两根天线情况下系统和速率性能比较
Fig.3 Sum-rate performance comparison with 2 transmitting antennas

图 4 给出了当基站端和中继端天线数目为 4 时,完全 CSI 情况与部分 CSI 情况下,系统的和速率性能的比较。部分 CSI 情况下,有限反馈的码字长度为 6 b。

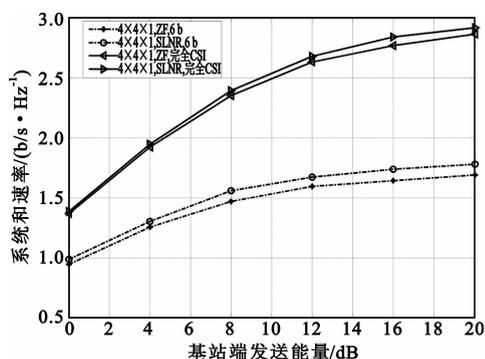


图 4 发射端 4 根天线情况下系统和速率性能比较
Fig.4 Sum-rate performance comparison with 4 transmitting antennas

从图 3 和图 4 中可以看出,当中继端完全已知第二跳 CSI 时,中继端采用基于最大化 SLNR 预编码向量的和速率性能要优于采用 ZF 预编码的性能;当中继端已知部分 CSI 时,采用 SLNR 预编码的和速率性能依旧优于采用 ZF 预编码的性能。性能的提升主要是因为采用 ZF 预编码时,虽然能够有效消除用户间的干扰,但是却对噪声有放大作用,而 SLNR 预编码则能够使用户接收到的有用信号与泄漏到其他用户的比值达到最大化。相同反馈比特数目情况下,达到相同系统和速率,SLNR 预编码所需基站发送功率比 ZF 预编码小 4 dB 左右,可以有效减少基站的发射功率,延长基站使用寿命。

5 结语

本文提出了一种适用于单中继多用户 MIMO 通信系统中继端预编码方案,该方案基于最大化 SLNR 设计中继端预编码向量,并利用迭代算法得出次优的中继端预编码向量。仿真结果表明,在中继端利用最大化 SLNR 准则,能够有效抑制用户间的干扰,相比于传统的在中继端使用 ZF 预编码方案,能够有效提高系统的和速率性能。相同反馈比特数目情况下,达到相同系统和速率,SLNR 预编码所需基站发送功率比 ZF 预编码小 4 dB 左右,可以有效减少基站的发射功率。同时仿真结果表明,迭代次数增加对系统的和速率性能影响较少,因此可以直接采用无迭代方案进行中继端预编码,从而显著降低系统复杂度。

参考文献:

- [1] 李光平,杨亮,冯久超,等. 两跳 MIMO 中继系统通信性能分析的研究进展[J]. 电讯技术,2011, 51(8):154-158.
LI Guang-ping, YANG Liang, FENG Jiu-chao, et al. Research progress on performance analysis of two-hop MIMO relay systems [J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(8):154-158. (in Chinese)
- [2] 赵睿,李春国,王海荣,等. Nakagami-m 衰落信道下固定增益中继系统性能分析[J]. 电子学报,2011, 39(1):162-167.
ZHAO Rui, LI Chun-guo, WANG Hai-rong, et al. Performance analysis of fixed gain relaying systems in Nakagami-m fading channels[J]. Acta Electronica Sinica,2011, 39(1):162-167. (in Chinese)
- [3] 李笑笑,赵睿. 两跳中继分布式预编码码字选择方案[J]. 通信技术,2012, 45(11):1-4.
LI Xiao-xiao, ZHAO Rui. Dual-hop relay distributed precoding codeword selection [J]. Communications Technology, 2012, 45(11):1-4. (in Chinese)
- [4] Yoo T, Jindal N, Goldsmith A. Multi-antenna downlink channels with limited feedback and users selection[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(8):1478-1491.
- [5] 李汀,杨绿溪. 一种多用户多中继 MIMO 通信系统迭代预编码方案[J]. 电子与信息学报,2009,31(8):1914-1918.
LI Ting, YANG Lv-xi. Iterative precoding for multiuser multi-relay MIMO system[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2009, 31(8):1914-1918. (in Chinese)
- [6] Zeng E, Zhu S, Xu M. Impact of limited feedback on multiple relay zero-force precoding systems [C]//Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Communications. Beijing:IEEE,2008:4992-4997.

- [7] Wu Y, Luo H, Ding M. Efficient limited feedback for MIMO-relay systems[J]. IEEE Communication Letters,2011, 15(2):181-183.
- [8] Sadek M, Tarighat A, Sayed A. Active antenna selection in multi-user MIMO communications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2007, 55(4):1498-1510.
- [9] Muekkavilli K K, Sabharwal A, Erkip E, et al. On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(10):2562-2579.
- [10] Yeung C A, Love D J. On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication,2007, 6(2):458-462.

作者简介:



李笑笑(1988—),男,安徽阜阳人,2009年于湖南理工学院获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为无线通信网络中继协作技术;

LI Xiao-xiao was born in Fuyang, Anhui Province, in 1988. He received the B. S. degree from Hunan Institute of Science and Technology in 2009. He is now a graduate student. His research concerns the relay cooperation technology in wireless communication networks.

Email:lixiaoxiao0502@sina.cn

赵睿(1980—),男,江苏扬州人,2010年获博士学位,现为副教授、硕士生导师,主要研究领域为无线通信信号处理、多用户 MIMO 通信和基于中继的协作通信。

ZHAO Rui was born in Yangzhou, Jiangsu Province, in 1980. He received the Ph.D. degree in 2010. He is now an associate professor. His research concerns wireless communication signal processing, multi-user MIMO communication and relay cooperative communication.

Email:rzhaoh@hqu.edu.cn