

多天线双向中继系统中的中继处理与资源分配策略

赵睿^{①②} 傅友华^① 李春国^① 杨绿溪^①

^①(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

^②(华侨大学信息科学与工程学院 泉州 362021)

摘要: 该文在多天线放大转发双向中继系统中, 根据最小和均方误差(MSMSE)准则, 以较小的复杂度得到了MSE最优的中继处理矩阵的闭合表达式。为综合利用空域和频域分集, 探讨了OFDM双向中继系统的资源分配策略, 提出了实现复杂度低的分层子载波配对策略和功率优化分配策略。仿真结果显示, 所设计的中继处理策略在系统和速率和误码率性能上均明显优于其他双向中继策略, 且性能随着中继天线数的增加而提升; 结合功率分配的分层子载波配对策略能明显提升系统和速率, 性能接近最优策略。

关键词: 通信网络; 双向中继; 放大转发; 均方误差; 子载波配对; 功率分配

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)04-0763-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00542

Relay Processing and Resource Allocation Strategies for Multi-antenna Two-Way Relay System

Zhao Rui^{①②} Fu You-hua^① Li Chun-guo^① Yang Lu-xi^①

^①(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(College of information Science and Engineering, Huagiao University, Quanzhou 362021, China)

Abstract: In multi-antenna amplify-and-forward two-way relay system, the closed form expression of the MSE optimal relay processing matrix with low complexity based on Minimum Sum Mean Square Error (MSMSE) criterion is derived. To utilize the spatial diversity and frequency diversity comprehensively, the resource allocation strategy in OFDM two-way relay system is investigated, and the layered subcarrier pairing with low complexity and power optimized allocation strategy is proposed. Simulation results show that, the proposed relay processing scheme outperforms other two-way relaying schemes in the performances of system sum rate and bit error ratio, which improve with the number of relay antennas, and the layered subcarrier pairing strategy combined with power allocation can improve the system sum rate dramatically and its performance approaches the optimal strategy.

Key words: Communication network; Two-way relaying; Amplify-and-forward; Mean square error; Subcarrier pairing; Power allocation

1 引言

在现有蜂窝网中引入中继可以取得提高频谱效率、增大覆盖半径和节省无线资源等诸多优势。通过利用网络编码, 双向中继协议可获取比单向中继协议更高的频谱效率, 已获得越来越多的关注^[1]。双向中继通信的一个简单模型为两节点通过中间的一个半双工中继互换信息, 两节点间无直达链路, 第一时隙, 两节点同时往中继发送信号, 中继对接收信号解码后采用XOR操作^[2]或对接收信号采用合并放大操作^[1], 并在第二时隙广播至两节点, 两节点再分别利用自信息进行自干扰消除来获取所需信息。AF中继无需解码, 信号处理的复杂度较低, 被广泛

采用。对于单天线中继, 文献[3]分析了双向AF中继系统的平均和速率并证明了双向AF中继能获得比单向AF中继更高的频谱效率。

在双向中继上采用多天线技术可以进一步提高频谱效率, 然而双向中继处理矩阵(\mathbf{F})的设计不同于单向中继。文献[4]将中继处理矩阵分为线性接收滤波器和线性发送滤波器两部分分别设计, 采用迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)两种准则设计接收和发送滤波器。文献[5]推导了和速率最大化的中继处理矩阵的最优设计, 并使用凸优化算法通过多次迭代生成最优处理矩阵。文献[6]则通过广义功率迭代算法求得和速率最大的 \mathbf{F} , 此外还基于迫零准则设计了 \mathbf{F} 。文献[7]将和速率最大问题转换为功率最小问题, 采用迭代算法获得最优的中继波束形成矩阵。以上文献均未给出最优中继处理矩阵的解析表达式, 而是通过迭代算法求得最优的 \mathbf{F} , 复杂度较高。

正交频分复用(OFDM)技术能有效削弱多径衰

2009-04-13 收到, 2009-09-28 改回

国家973计划项目(2007CB310603), 国家自然科学基金(60672093, 60496310, 60702029, 60902012), 国家863计划项目(2007AA01Z262)和江苏省自然科学基金(BK2005061)资助课题

通信作者: 赵睿 rzhaou.seu@gmail.com

落的影响,并能提升数据传输速率,已被 3GPP LTE 作为主要传输技术之一。目前已有文献研究了 OFDM 在单向中继中的资源优化分配问题^[8,9],研究表明,功率分配和前后两跳子载波的优化配对能明显提高系统性能。OFDM 技术也在双向中继系统中逐步展开研究,文献[10]通过使用凸优化算法实现了资源在基站、中继和用户上的最优分配,但是复杂度较高。此外,也可采用匈牙利算法实现近似最优的子载波配对,但是复杂度仍然较高。

在双向中继系统的优化设计过程中,将多天线中继处理矩阵的设计和 OFDM 子载波优化分配技术相结合,形成 MIMO-OFDM 双向中继系统,通过空域和频域的综合优化,可以显著提高系统和速率。针对上述文献研究的不足,本文采用最小和均方误差(MSMSE)准则设计最优的 \mathbf{F} ,得到了 \mathbf{F} 的解析表达式,复杂度低,便于实现,且能获得最优的 MSE 性能。为降低 OFDM 双向中继系统子载波分配的复杂度,本文针对其传输特征,设计了一种复杂度仅为 $O(N^2)$ (N 为子载波数)的子载波配对算法:分层子载波配对,和速率性能接近最优配对算法,并通过总功率在多载波上的优化分配进一步提高了系统性能。

本文中的符号说明: $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 为随机变量的均值; $\text{diag}(\cdot)$ 为对角矩阵; $|\cdot|$ 为标量的模; $\|\cdot\|$ 为 Frobenius 范数; $\text{tr}(\cdot)$ 为求迹运算; $\text{vec}(\cdot)$ 为矩阵拉直运算; \otimes 为 Kronecker 积运算; \mathcal{C} 为复数域; \mathbf{I} 为单位矩阵; $(\cdot)^{-1}$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^*$ 和 $(\cdot)^H$ 分别为矩阵的逆、转置、共轭和共轭转置。

2 系统模型

考虑一个基站借助一个中继与一个用户相互交换信息的无线通信系统,基站与用户无直达径,基站和用户都配置单根天线,中继配置 M 根天线,见图 1。在第 1 时隙,基站往中继发送信号 $x_b \in \mathcal{C}^{1 \times 1}$,同时用户往中继发送信号 $x_u \in \mathcal{C}^{1 \times 1}$,基站至中继的信道为 $\mathbf{h} \in \mathcal{C}^{M \times 1}$,用户至中继的信道为 $\mathbf{g} \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 。中继的接收信号为

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_b + \mathbf{g}x_u + \mathbf{n}_r$$

其中 $\mathbf{n}_r \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 为中继端的零均值单位方差加性白高斯噪声(AWGN), $\mathbf{n}_r \sim CN(\mathbf{0}, \sigma_r^2 \mathbf{I}_M)$ 。

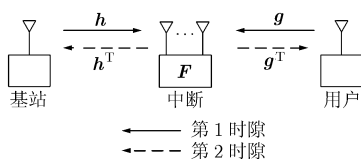


图1 多天线双向中继通信系统模型

中继将接收信号经过中继处理矩阵 \mathbf{F} , $\mathbf{F} \in \mathcal{C}^{M \times M}$, 处理后的信号为: $\mathbf{t} = \mathbf{F}\mathbf{r} = \mathbf{F}(\mathbf{h}x_b + \mathbf{g}x_u + \mathbf{n}_r)$ 。

在第 2 时隙,中继将 \mathbf{t} 分别经由信道 \mathbf{h}^T 和 \mathbf{g}^T 广播给基站和用户,因为该系统工作在时分双工模式(TDD),由信道互易性可知,广播信道为多址信道的转置。基站和用户的接收信号分别为

$$y_b = \mathbf{h}^T \mathbf{t} + n_b = \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g} x_u + \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{h} x_b + \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{n}_r + n_b \quad (1)$$

$$y_u = \mathbf{g}^T \mathbf{t} + n_u = \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h} x_b + \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{g} x_u + \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{n}_r + n_u \quad (2)$$

其中 $n_b, n_u \in \mathcal{C}^{1 \times 1}$ 分别为基站和用户端的 AWGN, $n_b \sim CN(0, \sigma_b^2)$, $n_u \sim CN(0, \sigma_u^2)$ 。本文假设基站和用户都已获知各自至中继的信道状态信息(CSI)和其反向链路的 CSI 以及对方至中继的 CSI,中继为了设计中继处理矩阵应获知网络的全部信道信息。在双向中继系统中,一个显著的特征为每个终端都可以利用自信息消除自干扰,将有用信息从接收信号中提取出来。式(1)和式(2)中的第 2 项即为自干扰项。所以,经过自干扰消除后,基站和用户的接收信号分别为

$$s_b = \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g} x_u + \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{n}_r + n_b \quad (3)$$

$$s_u = \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h} x_b + \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{n}_r + n_u \quad (4)$$

3 基于 MSMSE 准则的双向中继策略

基站发送信号 x_b 的均方误差(MSE)与用户发送信号 x_u 的均方误差之和即为系统的和均方误差(SMSE),可表示为

$$\begin{aligned} \text{SMSE} &= \frac{1}{2} \left(\mathbb{E} \left\{ |s_b - x_b|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ |s_u - x_u|^2 \right\} \right) \\ &= \frac{1}{2} \left(\mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_b \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* - P_b \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h} - P_b \mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_u \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* - P_u \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g} - P_u \mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* \right. \\ &\quad \left. + (P_b + \sigma_u^2 + P_u + \sigma_b^2) \right) \quad (5) \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{R}_b = P_b \mathbf{h} \mathbf{h}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_M$, $\mathbf{R}_u = P_u \mathbf{g} \mathbf{g}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_M$, P_b 为基站的发送功率, P_u 为用户的发送功率。

下面基于式(5),设计最优的中继处理矩阵 \mathbf{F} ,使得在给定的中继发送功率限制下最小化系统和均方误差,即基于 MSMSE 准则设计 \mathbf{F} ,该最优化问题可表述为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{F}} \quad & J = \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_b \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* - P_b \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h} - P_b \mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* \\ & + \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_u \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* - P_u \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g} - P_u \mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* \\ & + (P_b + \sigma_u^2 + P_u + \sigma_b^2) \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr} \left\{ \mathbf{F} (\mathbf{R}_b + \mathbf{R}_u - \sigma_r^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{F}^H \right\} = P_r \quad (6) \end{aligned}$$

其中 P_r 为中继的发送功率。相应的拉格朗日函数可

表示为

$$\begin{aligned} \tilde{J} &= J + \lambda \left(\text{tr} \left\{ \mathbf{F} (\mathbf{R}_b + \mathbf{R}_u - \sigma_r^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{F}^H \right\} - P_r \right) \\ &= \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_b \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* - \mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* + \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_u \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* \\ &\quad - P_u \mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* + \lambda \left(\text{tr} \left\{ \mathbf{F} (\mathbf{R}_b + \mathbf{R}_u - \sigma_r^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{F}^H \right\} \right. \\ &\quad \left. - P_r \right) - P_b \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h} - P_u \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g} + (P_b + \sigma_u^2 + P_u + \sigma_b^2) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 λ 为拉格朗日乘子。对 \tilde{J} 求关于 \mathbf{F}^* 的偏导, 式(7)的第6-8项可视为常数, 只需变换式(7)的第1-5项即可, 进而可得到 \mathbf{F} 的表达式, 其中包含未知数 λ , 将 \mathbf{F} 代入功率约束条件可解出 λ , 但求解过程需要对逆矩阵中的 λ 穷举搜索, 运算量较大, 为简化计算复杂度, 本文对式(7)的前5项分别作相应变换。

式(7)中第1项可做如下变换:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_b \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* &= P_b \text{vec}^H(\mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^*) \text{vec}(\mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^*) \\ &\quad + \sigma_r^2 \text{vec}^H(\mathbf{F}^H \mathbf{g}^*) \text{vec}(\mathbf{F}^H \mathbf{g}^*) \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$\text{vec}(\mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^*) = (\mathbf{g}^H \otimes \mathbf{h}^H) \text{vec}(\mathbf{F}^H) = \underbrace{(\mathbf{g}^H \otimes \mathbf{h}^H)}_{\mathbf{a}_1 \in \mathbb{C}^{1 \times M^2}} \mathbf{f} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{f} = \text{vec}(\mathbf{F}^H) \in \mathbb{C}^{M^2 \times 1}$;

$$\text{vec}(\mathbf{F}^H \mathbf{g}^*) = \underbrace{(\mathbf{g}^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{A}} \mathbf{f} \quad (10)$$

将式(9)和式(10)代入式(8)得

$$\mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_b \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* = P_b \mathbf{f}^H (\mathbf{a}_1^H \mathbf{a}_1) \mathbf{f} + \sigma_r^2 \mathbf{f}^H (\mathbf{A}^H \mathbf{A}) \mathbf{f} \quad (11)$$

式(7)中第2项可做如下变换:

$$\begin{aligned} P_b \mathbf{h}^H \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* &= P_b \text{tr}(\mathbf{g}^* \mathbf{h}^H \mathbf{F}^H) = P_b \underbrace{\text{vec}^H(\mathbf{g}^*)}_{\mathbf{a}_2 \in \mathbb{C}^{1 \times M^2}} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{h}^H) \mathbf{f} \end{aligned} \quad (12)$$

类似地, 式(7)中的第3项可变换为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_u \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* &= P_u \text{vec}^H(\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^*) \text{vec}(\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^*) \\ &\quad + \sigma_r^2 \text{vec}^H(\mathbf{F}^H \mathbf{h}^*) \text{vec}(\mathbf{F}^H \mathbf{h}^*) \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\text{vec}(\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^*) = (\mathbf{h}^H \otimes \mathbf{g}^H) \text{vec}(\mathbf{F}^H) = \underbrace{(\mathbf{h}^H \otimes \mathbf{g}^H)}_{\mathbf{b}_1 \in \mathbb{C}^{1 \times M^2}} \mathbf{f} \quad (14)$$

$$\text{vec}(\mathbf{F}^H \mathbf{h}^*) = \underbrace{(\mathbf{h}^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{B}} \mathbf{f} \quad (15)$$

将式(14)和(15)代入式(13)得

$$\mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{R}_u \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* = P_u \mathbf{f}^H (\mathbf{b}_1^H \mathbf{b}_1) \mathbf{f} + \sigma_r^2 \mathbf{f}^H (\mathbf{B}^H \mathbf{B}) \mathbf{f} \quad (16)$$

式(7)中第4项可做如下变换:

$$P_u \mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* = P_u \text{tr}(\mathbf{h}^* \mathbf{g}^H \mathbf{F}^H) = P_u \underbrace{\text{vec}^H(\mathbf{h}^*)}_{\mathbf{b}_2 \in \mathbb{C}^{1 \times M^2}} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{g}^H) \mathbf{f} \quad (17)$$

式(7)中第5项可做如下变换:

$$\begin{aligned} \text{tr} \left\{ \mathbf{F} (\mathbf{R}_b + \mathbf{R}_u - \sigma_r^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{F}^H \right\} &= P_b \text{vec}^H(\mathbf{h}^H \mathbf{F}^H) \\ &\quad \cdot \text{vec}(\mathbf{h}^H \mathbf{F}^H) + P_u \text{vec}^H(\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H) \text{vec}(\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H) + \sigma_r^2 \mathbf{F} \mathbf{F}^H \end{aligned} \quad (18)$$

其中

$$\text{vec}(\mathbf{h}^H \mathbf{F}^H) = \underbrace{(\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{h}^H)}_{\mathbf{V}} \mathbf{f} \quad (19)$$

$$\text{vec}(\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H) = \underbrace{(\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{g}^H)}_{\mathbf{S}} \mathbf{f} \quad (20)$$

将式(19)和(20)代入式(18)可得

$$\begin{aligned} \text{tr} \left\{ \mathbf{F} (\mathbf{R}_b + \mathbf{R}_u - \sigma_r^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{F}^H \right\} &= \mathbf{f}^H \underbrace{(P_b \mathbf{V}^H \mathbf{V} + P_u \mathbf{S}^H \mathbf{S} + \sigma_r^2 \mathbf{I}_{M^2})}_{\mathbf{D}} \mathbf{f} = P_r \end{aligned} \quad (21)$$

将式(11), 式(12), 式(16), 式(17)和式(21)代入式(7)可得

$$\begin{aligned} \tilde{J} &= \mathbf{f}^H \underbrace{(P_b \mathbf{a}_1^H \mathbf{a}_1 + \sigma_r^2 \mathbf{A}^H \mathbf{A} + P_u \mathbf{b}_1^H \mathbf{b}_1 + \sigma_r^2 \mathbf{B}^H \mathbf{B})}_{\mathbf{C}} \mathbf{f} \\ &\quad + \lambda \mathbf{f}^H \mathbf{D} \mathbf{f} - \underbrace{(P_b \mathbf{a}_2 + P_u \mathbf{b}_2)}_{\mathbf{a}} \mathbf{f} + \{ -\lambda P_r - P_b \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h} \\ &\quad - P_u \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g} + (P_b + \sigma_u^2 + P_u + \sigma_b^2) \} \end{aligned} \quad (22)$$

对式(22)求关于 \mathbf{f} 的偏导, 可得

$$\frac{\partial \tilde{J}}{\partial \mathbf{f}} = \mathbf{C}^T \mathbf{f}^* + \lambda \mathbf{D}^T \mathbf{f}^* - \mathbf{a} = 0 \quad (23)$$

于是, 可得到最优的 \mathbf{f} 表达式为

$$\mathbf{f} = (\mathbf{C}^H + \lambda \mathbf{D}^H)^{-1} \mathbf{a}^H \quad (24)$$

其中 λ 可通过将 \mathbf{f} 代入功率约束条件式(21)获得, 为进一步简化计算 λ 的复杂度, 下面将约束条件写成一种简洁的表达式。

将式(24)代入式(21)得

$$\mathbf{a} (\mathbf{C} + \lambda \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D} (\mathbf{C}^H + \lambda \mathbf{D}^H)^{-1} \mathbf{a}^H = P_r \quad (25)$$

由式(25)可见, \mathbf{D} 为正定 Hermitian 阵, 所以可得

$$\begin{aligned} (\mathbf{C} + \lambda \mathbf{D})^{-1} &= \left\{ \mathbf{D}^{1/2} (\mathbf{D}^{-1/2} \mathbf{C} \mathbf{D}^{-1/2} + \lambda \mathbf{I}_{M^2}) \mathbf{D}^{1/2} \right\}^{-1} \\ &= \mathbf{D}^{-1/2} (\mathbf{D}^{-1/2} \mathbf{C} \mathbf{D}^{-1/2} + \lambda \mathbf{I}_{M^2})^{-1} \mathbf{D}^{-1/2} \end{aligned} \quad (26)$$

将式(26)代入式(25)可得

$$\mathbf{a}\mathbf{D}^{-1/2}(\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{C}\mathbf{D}^{-1/2} + \lambda\mathbf{I}_{M^2})^{-2}\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{a}^H = P_r \quad (27)$$

对 $\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{C}\mathbf{D}^{-1/2}$ 进行特征值分解可得 $\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{C}\mathbf{D}^{-1/2} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$, 其中 \mathbf{U} 为酉阵, $\mathbf{\Lambda}$ 为对角阵, 将其代入式(27)可得

$$\begin{aligned} & (\mathbf{U}^H\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{a}^H)^H (\mathbf{\Lambda} + \lambda\mathbf{I}_{M^2})^{-2} \underbrace{(\mathbf{U}^H\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{a}^H)}_{\mathbf{d}} \\ &= \sum_{i=1}^{M^2} |d_i|^2 (\lambda + \alpha_i)^{-2} = P_r \end{aligned} \quad (28)$$

其中 α_i 和 d_i ($i = 1, \dots, M^2$) 分别为 $\mathbf{\Lambda}$ 的对角线元素和 \mathbf{d} 的元素。至此我们得到了满足功率约束条件的关于 λ 的简洁表达式, 可通过二分法搜索获得 λ 值, 进而可求得最优的 \mathbf{f} 。

最终, 由式(3)和式(4)所表达的上下行链路可知, 基站、中继和用户所组成的双向中继系统的和速率为

$$\begin{aligned} R_{\text{sum}} &= \frac{1}{2} \log_2(1 + \text{SNR}_{\text{UL}}) + \frac{1}{2} \log_2(1 + \text{SNR}_{\text{DL}}) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_u |\mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{g}|^2}{\sigma_r^2 \mathbf{h}^T \mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{h}^* + \sigma_b^2} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_b |\mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{h}|^2}{\sigma_r^2 \mathbf{g}^T \mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{g}^* + \sigma_u^2} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

4 双向中继处理矩阵的其他设计策略

可将式(3)和式(4)写成一个等效的矩阵表达式:

$$\begin{bmatrix} s_u \\ s_b \end{bmatrix} = \mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{H} \begin{bmatrix} x_b \\ x_u \end{bmatrix} + \mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{n}_r + \begin{bmatrix} n_b \\ n_u \end{bmatrix} \quad (30)$$

其中 $\mathbf{G} = [\mathbf{g} \ \mathbf{h}]^T$, $\mathbf{H} = [\mathbf{h} \ \mathbf{g}]$ 。下面基于式(30)给出3种常用的中继处理矩阵的设计方案:

(1)放大转发(AF)策略: 此时中继对接收信号做放大转发操作, 中继处理矩阵为 $\mathbf{F} = \beta\mathbf{I}_M$;

(2)迫零接收-迫零发送(ZF-ZF)策略^[4]: 中继针对 MAC 链路设计迫零接收滤波器, 针对 BC 链路设计迫零发送滤波器, 中继处理矩阵为 $\mathbf{F} = \beta\mathbf{G}^\dagger\mathbf{H}^\dagger$;

(3)最小均方误差接收-最小均方误差发送(MMSE-MMSE)策略^[4]: 中继针对 MAC 链路设计最小均方误差接收滤波器, 针对 BC 链路设计最小均方误差发送滤波器, 中继处理矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \beta \left(\frac{P_r}{\sigma_r^2 M} \mathbf{G}^H \mathbf{G} + \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{H}^H \\ &\quad \cdot \left(\mathbf{H} \cdot \text{diag} \left(\frac{P_b}{\sigma_b^2}, \frac{P_u}{\sigma_u^2} \right) \cdot \mathbf{H}^H + \mathbf{I}_M \right)^{-1} \end{aligned}$$

其中 β 为功率归一化系数。

5 子载波配对与功率分配

本节考虑将 OFDM 技术应用在第2节所提的多天线双向中继系统中, 针对双向中继的传输特征设计了一种简单有效的子载波配对策略, 并在此种配对的基础上进一步研究了使系统和速率最大化的多载波功率分配策略。

5.1 子载波配对策略

对于 OFDM 单向中继系统, 可通过对前后两跳各子载波上的信噪比分别排序, 选出使系统速率最大化的子载波对组合^[9], 但是这种配对方法无法应用在双向中继系统中, 原因是双向中继系统的子载波配对问题就是第1时隙的 MAC 链路的子载波与第2时隙的 BC 链路的子载波配对的问题, 而系统和速率无法写成关于 MAC 链路信噪比和 BC 链路信噪比的函数表达式。利用穷举搜索的方法可以获得最优的子载波对组合, 但是需要对 $N!$ 种组合进行搜索, 当子载波数较大时, 这种方法复杂度很高, 显然是不可行的。也可以利用匈牙利算法, 复杂度为 $O(N^3)$, 可以接近最优的性能。本文提出一种复杂度仅为 $O(N^2)$ 的配对算法, 和速率性能接近匈牙利算法。

在第1时隙, 子载波 n 上的 MAC 链路信道可分别写为 $\mathbf{h}_{1,n}$ 和 $\mathbf{g}_{1,n}$, 在第2时隙, 中继将在子载波 n 上接收到的信号转换到子载波 n' 上发送, 子载波 n' 上的 BC 链路信道可分别写为 $\mathbf{h}_{2,n'}^T$ 和 $\mathbf{g}_{2,n'}^T$, 假设中继处理矩阵 $\mathbf{F} = \beta\mathbf{I}_M$, 其中 β 为功率归一化因子, 设基站、用户和中继在每个子载波上的发送功率相等, 即 $P_u = P_b = P_r = P$, $\sigma_u = \sigma_b = \sigma_r = \sigma$, 则在子载波对 (n, n') 上的系统和速率可表达成:

$$\begin{aligned} R_{n,n'} &= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \cdot \frac{\beta^2 |\mathbf{h}_{2,n'}^T \mathbf{g}_{1,n}|^2}{\beta^2 \|\mathbf{h}_{2,n'}\|^2 + 1} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \cdot \frac{\beta^2 |\mathbf{g}_{2,n'}^T \mathbf{h}_{1,n}|^2}{\beta^2 \|\mathbf{g}_{2,n'}\|^2 + 1} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

其中 $\beta = \sqrt{\frac{P}{P(\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2) + \sigma^2 M}}$ 。则系统在所有

子载波上的和速率为 $R_s = \sum_{n=1}^N R_{n,n'}$ 。当 $P \gg \sigma^2$ 时,

$$\beta \approx \sqrt{\frac{1}{\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2}}, \text{ 且有}$$

$$\begin{aligned}
R_{n,n'} &\approx \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P}{\sigma^2} \cdot \frac{\beta^2 \|\mathbf{h}_{2,n'}^T \mathbf{g}_{1,n}\|^2}{\beta^2 \|\mathbf{h}_{2,n'}^T\|^2 + 1} \right) \\
&+ \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P}{\sigma^2} \cdot \frac{\beta^2 \|\mathbf{g}_{2,n'}^T \mathbf{h}_{1,n}\|^2}{\beta^2 \|\mathbf{g}_{2,n'}^T\|^2 + 1} \right) = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P^2}{\sigma^4} \right. \\
&\cdot \frac{\|\mathbf{h}_{2,n'}^T \mathbf{g}_{1,n}\|^2 \|\mathbf{g}_{2,n'}^T \mathbf{h}_{1,n}\|^2}{\left(\|\mathbf{h}_{2,n'}^T\|^2 + \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 \right.} \\
&\left. \left. + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right) \left(\|\mathbf{g}_{2,n'}^T\|^2 + \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right)} \right) \\
&\stackrel{(a)}{\leq} \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P^2}{\sigma^4} \cdot \frac{\lambda_{h,\max} \lambda_{g,\max} \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2}{\left(\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right)^2} \right) \\
&= \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P^2 \lambda_{h,\max} \lambda_{g,\max}}{\sigma^4} \right) \\
&+ \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2}{\left(\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right)^2} \right) \quad (32)
\end{aligned}$$

步骤(a): 由 Rayleigh-Ritz 定理知 $\|\mathbf{h}_{2,n'}^T \mathbf{g}_{1,n}\|^2 = \mathbf{g}_{1,n}^H \mathbf{h}_{2,n'}^* \mathbf{h}_{2,n'}^T \mathbf{g}_{1,n} \leq \lambda_{h,\max} \mathbf{g}_{1,n}^H \mathbf{g}_{1,n} = \lambda_{h,\max} \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2$, 同理: $\|\mathbf{g}_{2,n'}^T \mathbf{h}_{1,n}\|^2 \leq \lambda_{g,\max} \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2$, 其中, $\lambda_{h,\max}$ 和 $\lambda_{g,\max}$ 分别为 $\mathbf{h}_{2,n'}^* \mathbf{h}_{2,n'}^T$ 和 $\mathbf{g}_{2,n'}^* \mathbf{g}_{2,n'}^T$ 的最大特征值。

式(32)将系统和速率近似表达成了 MAC 链路信道与 BC 链路信道相分离的形式, 表达成这种形式的目的是便于分层优化配对, 从而避免了联合优化配对所引起的复杂度高的缺陷。由式(32)可见系统和速率正比于 $\|\mathbf{g}_{1,n}\| \|\mathbf{h}_{1,n}\| / \left(\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right)$, 于是可首先根据 MAC 链路信道找到能够使得速率最大化的对应于最大 $\|\mathbf{g}_{1,n}\| \|\mathbf{h}_{1,n}\| / \left(\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right)$ 的子载波, 然后从 BC 链路子载波集中找到对应于最大化和速率的子载波, 具体的双向中继子载波分层配对算法如下:

(1) 初始化 MAC 链路和 BC 链路的子载波集:

$$N_{\text{mac}} \leftarrow \{1, \dots, N\}; N_{\text{bc}} \leftarrow \{1, \dots, N\};$$

(2) for $i = 1 : N$

(a) 选择第 i 时隙 MAC 链路子载波

$$n_{\text{mac}}^* = \arg \max_{n \in N_{\text{mac}}} \left\{ \frac{\|\mathbf{g}_{1,n}\| \|\mathbf{h}_{1,n}\|}{\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2} \right\};$$

(b) 选择匹配于 n_{mac}^* 的第 i 时隙 BC 链路子载波

$$n_{\text{bc}}^* = \arg \max_{n \in N_{\text{bc}}} R_{n_{\text{mac}}^*, n};$$

(c) $R(i) = R_{n_{\text{mac}}^*, n_{\text{bc}}^*}$; $N_{\text{mac}} \leftarrow N_{\text{mac}} - \{n_{\text{mac}}^*\}$;

$$N_{\text{bc}} \leftarrow N_{\text{bc}} - \{n_{\text{bc}}^*\};$$

(3) 计算系统和速率: $R_s = \sum_{i=1}^N R(i)$;

复杂度分析: 对于第 i 步搜索, 步骤 2(a) 包括 $N - i + 1$ 次 MAC 信道计算, 步骤 2(b) 包括 $N - i + 1$ 次速率计算, 那么对于全部 $N - 1$ 次搜索(最后 1 对子载波无需搜索), 系统复杂度为 $\sum_{i=1}^{N-1} 2(N - i + 1) = O(N^2)$ 。

5.2 功率分配策略

子载波对的选择通过合理匹配 MAC 和 BC 链路子载波有效克服了多跳传输的瓶颈效应, 从而提升了系统和速率, 更进一步, 通过利用多载波的信道差异, 实现总功率在多载波上的最优分配也能进一步提升系统和速率性能。本文假设在某一子载波对 (n, n') 上, 基站、用户和中继使用相同的功率 P_n 发送, 在所有 N 个子载波上每个节点的发送总功率为 $P_s = \sum_{n=1}^N P_n$ 。当 $P \gg \sigma^2$ 时, $\beta \approx \sqrt{1 / \left(\|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2 \right)}$, 代入式(31), 可得系统和速率最优的功率分配问题为

$$\max \sum_{n=1}^N R_{n,n'} = \sum_{n=1}^N \left(\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{a P_n}{\sigma^2} \right) + \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{b P_n}{\sigma^2} \right) \right) \quad (33)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{n=1}^N P_n = P_s \quad (34)$$

其中 $a = \frac{\|\mathbf{h}_{2,n'}^T \mathbf{g}_{1,n}\|^2}{\|\mathbf{h}_{2,n'}^T\|^2 + \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2}$, $b = \frac{\|\mathbf{g}_{2,n'}^T \mathbf{h}_{1,n}\|^2}{\|\mathbf{g}_{2,n'}^T\|^2 + \|\mathbf{h}_{1,n}\|^2 + \|\mathbf{g}_{1,n}\|^2}$ 。通过利用拉格朗日乘数

法, 可得在子载波 n 上每个节点的发送功率为

$$P_n = \left\{ -\frac{1}{2\mu \ln 2} - \frac{\delta^2 (a+b)}{2ab} + \sqrt{\frac{(a-b)\delta^4}{4a^2 b^2} + \left(\frac{1}{4\mu \ln 2} \right)^2} \right\}^+ \quad (35)$$

其中 μ 为拉格朗日乘子, 将式(35)代入式(34)的总功率约束可解得 μ 。

6 仿真结果与分析

本节的仿真结果分为两部分, 第 1 部分仿真将本文所提出的 MSMSE 中继策略与第 4 节所给出的 AF, MMSE-MMSE, ZF-ZF 以及单向 AF 策略在系统和速率和误比特率性能上做了比较; 第 2 部分仿真将 OFDM 引入双向中继系统, 将本文所提出的分层子载波配对和功率分配算法与最优算法和随机

算法做了比较。

6.1 基于 MSMSE 准则的双向中继策略性能分析

所有信道皆服从零均值单位方差复高斯分布, $P_u = P_b = P_r = P$, $\sigma_u = \sigma_b = \sigma_r = \sigma$, 可定义 SNR $= P/\sigma^2$ 。其中单向 AF 中继策略即传统的基站 \rightarrow 中继, 中继 \rightarrow 用户, 用户 \rightarrow 中继和中继 \rightarrow 基站 4 时隙传输模式。采用 QPSK 调制方式仿真误比特率 (BER) 性能。经过 10^7 次 Monte Carlo 信道仿真后, 结果如图 2-图 4 所示。

由图 2 可见, 当中继配置两根天线时, 在和速率性能方面, 4 种双向中继策略均优于单向中继策略, 高信噪比时尤其明显, 显示了双向中继的频谱效率优势。MSMSE 策略在 3-20 dB 范围内都优于其他双向中继策略, 随着信噪比的提高, 速率增益更加明显。低信噪比时, MMSE 中继策略接近 MSMSE, 随着信噪比的增加, MMSE 中继逐渐逼近 ZF 中继但仍优于 ZF 中继, 这是因为 ZF 中继尽管完全消除了流间干扰, 却是以噪声放大为代价, MMSE 中继以较小的噪声放大消除了大部分流间干扰。

由图 3 可见, 当中继配置 4 根天线时, MSMSE 策略在 3-20 dB 信噪比范围仍然优于其他中继策略。与两根天线时相比, MSMSE, MMSE 和 ZF 3 种中继策略的和速率性能都明显提高, AF 中继和单向 AF 中继几乎不变, 原因是多天线所带来阵列增益难以抵消噪声放大和流间干扰的负面作用。相反, MSMSE 中继策略以最小化和均方误差为设计目标, 与 MMSE 和 ZF 滤波器一样有效地消除了流间干扰, 能充分利用多天线所带来的阵列增益。

由图 4 可见, MSMSE 策略的 BER 性能在中继配置 2 根和 4 根天线时均明显优于 MMSE 和 ZF 策

略, MMSE 的 BER 性能优于 ZF。随着中继天线数的增加, 3 种策略的 BER 性能都明显提升。

6.2 子载波配对与功率分配策略的性能分析

考虑较为实际的 OFDM 双向中继应用在蜂窝网中的场景。中继在基站与用户连成的线段上移动, 基站和中继间的距离与基站和用户间的距离的比值定义为相对距离。信道模型综合考虑大尺度衰落、小尺度衰落和多径衰落的影响, 多径衰落系数服从指数功率延迟分布, 即 $\mathbb{E}\{|h_k(l)|^2\} = \lambda \cdot e^{-l}$, $l = 0, \dots, 5$, 多径数 $L = 6$, 其中常数 λ 满足 $\mathbb{E}\{|h_k|^2\} = 1$, 其他仿真参数见表 1。仿真比较了随机子载波配对 (即任意组对)、最优子载波配对 (即利用匈牙利算法配对) 和本文提出的分层子载波配对算法的和速率性能, 并比较了各种配对策略在功率在各子载波上均分和功率优化分配时的性能。

由图 5 可见, 在相对距离为 0.5 (即中继至基站与中继至用户距离相同) 时, 各种策略的和速率均取得最大。当功率均分时, 分层配对和最优配对的和速率性能明显优于随机配对, 分层配对的性能逼近最优配对, 只有约 0.1 bps/Hz 的差距, 在子载波数为 64 时, 分层配对复杂度为 $O(4096)$, 而最优配对复杂度为 $O(262144)$, 可见分层配对算法复杂度明显小于最优配对, 分层配对可获得更好的性能-复杂度折中。当采用功率优化分配后, 最优配对和分层配对的和速率进一步提升, 功率分配所带来的和速率增益在相对距离较大或较小时比子载波配对所产生的增益大, 在相对距离为 0.5 时大致相同。可见, 在 OFDM 双向中继系统中联合考虑分层子载波配对和功率优化分配可在较低的实现复杂度下获得显著的性能增益, 是一种良好的资源分配策略。

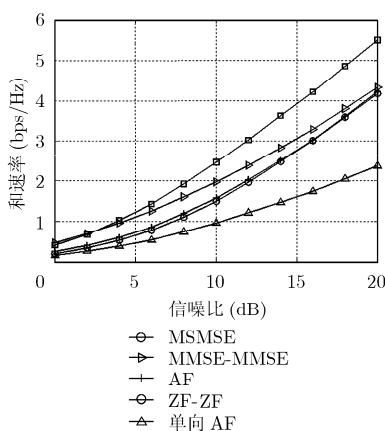


图 2 各种中继策略的和速率比较 ($M=2$)

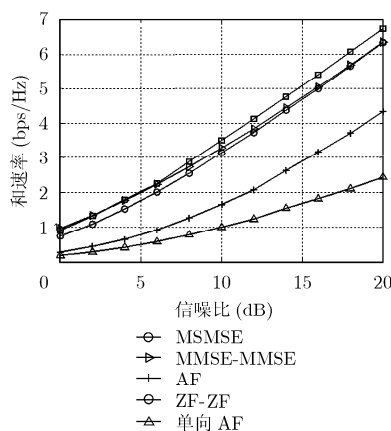


图 3 各种中继策略的和速率比较 ($M=4$)

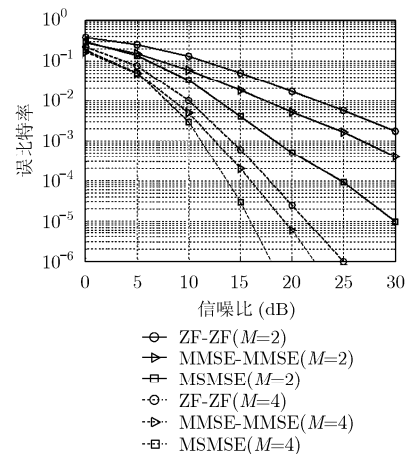


图 4 3 种中继策略的误比特率性能比较 ($M=2$ 和 $M=4$)

表1 仿真参数表

| 参数 | 参数值 |
|---------------|-------------|
| 基站至用户距离 | 1000 m |
| 中心频率 | 3 GHz |
| 系统带宽 | 5 MHz |
| 子载波数 | 64 |
| 基站/中继/用户的发射功率 | 2W/2 W /2 W |
| 路径损耗指数 | 3 |
| 阴影衰落标准差 | 10 dB |
| 发送/接收天线增益 | 6 dB/6 dB |
| 参照距离 | 10 m |

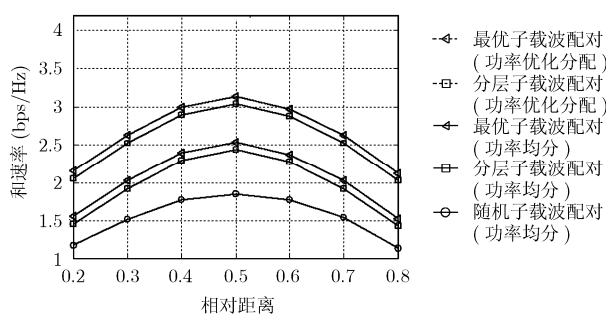


图5 OFDM 双向中继系统子载波配对与功率分配性能比较

7 结论

本文研究了多天线双向中继系统的中继处理矩阵的设计方案,根据最小和均方误差(MSMSE)准则推导得到了 MSE 最优的中继处理矩阵的闭合解析表达式,仿真结果表明,该双向中继处理策略在系统和速率和误码率两方面均优于基于 MMSE 和 ZF 的双向中继策略,而且性能随着中继天线数的增加而提升。本文还进一步研究了 OFDM 技术应用在该双向中继系统中的资源分配问题,提出了一种实现复杂度低的子载波配对算法,性能接近最优配对算法,当与功率优化分配联合应用时,系统和速率性能增益显著。

参考文献

- [1] Rankov B and Wittneben A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(2): 379-389.
- [2] Wu Y, Chou P A, and Kung S Y. Information exchange in wireless networks with network coding and physical-layer broadcast. Proc. 39th Annual Conf. Inf. Sciences and Systems

(CISS), Baltimore, MD, Mar. 2005: 2-7.

- [3] Han Y, Ting S H, Ho C K, and Chin W H. Performance bounds for two-way amplify-and-forward relaying. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(1): 432-439.
 - [4] Unger T and Klein A. Linear transceive filters for relay stations with multiple antennas in the two-way relay channel. 16th IST Mobile and Wireless Communications Summit, Budapest, Hungary, Jul. 2007: 1-5.
 - [5] Zhang R, Liang Y C, and Chai C C. Optimal beamforming for two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding. 2008, <http://arxiv.org/abs/0808.0075>.
 - [6] Lee N, Yang H J, and Chun J. Achievable sum-rate maximizing AF relay beamforming scheme in two-way relay channels. Proc. IEEE ICC, Beijing, China, May 2008: 300-305.
 - [7] Vaze R and Heath R W. On the capacity and diversity-multiplexing tradeoff of the two-way relay channel. 2008, <http://arxiv.org/abs/0810.3900>.
 - [8] Hammerstrom I and Wittneben A. Power allocation schemes for amplify-and-forward MIMO-OFDM relay links. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(8): 2798-2802.
 - [9] 吴彤, 王莹, 束超, 张平. 基于两跳载波配对策略的非再生 OFDM 中继系统性能优化. *电子与信息学报*, 2008, 30(11): 2547-2551.
- Wu Tong, Wang Ying, Shu Chao, and Zhang Ping. The performance optimization for non-regenerative OFDM relaying system based on two-hop subcarrier pairing strategy. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(11): 2547-2551.
- [10] Jitvanichphaibool K, Zhang R, and Liang Y C. Optimal resource allocation for two-way relay-assisted OFDMA. Proc. IEEE Global Commun. Conf. (Globecom), New Orleans, USA, Nov. 2008: 1-5.

赵睿: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向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。

傅友华: 女, 1978年生, 博士生, 研究方向为无线协作通信系统。

李春国: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 通信信号处理、多用户信号处理和无线通信系统优化设计。

杨绿溪: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为下一代移动通信中的信号处理。