

一种多用户的双向中继系统预编码方案

田心记, 李 亚, 宋 成

(河南理工大学计算机科学与技术学院, 河南 焦作 454000)

摘 要: 为提高多对用户双向中继系统的性能, 提出一种新的预编码方案。设计具有 $2K$ 个用户和一个中继节点的系统, 每个节点通过中继节点交换信息, 节点间的信道相互独立且服从瑞利慢衰落, 给出用于信息传输的 2 个时隙, 分析中继节点的信噪比和系统的互信息。仿真结果表明, 当中继节点的信噪比为 25 dB 时, 该方案的互信息相比传统方案提高 1.2 bit/s/Hz。

关键词: 双向中继系统; 多用户; 预编码; 互信息; 信噪比

A Precoding Scheme for Two-way Relay System of Multi-user

TIAN Xin-ji, LI Ya, SONG Cheng

(School of Computer Science and Technology, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

【Abstract】 A new precoding scheme is proposed for multi-pair two-way relay system in order to improve system performance. $2K$ users and one relay node are considered in the system, and each pair user communicates with each other via the relay node. All the channels are independent to each other and follow Rayleigh slow fading. Two time slots are needed for transmission. The Signal to Noise Ratio(SNR) for the relay node and the system mutual information are analyzed, and the power allocation scheme is present. Simulation results show that, compared with the traditional precoding scheme, the information of the proposed scheme is improved by 1.2 bit/s/Hz at SNR 25 dB for the relay node.

【Key words】 two-way relay system; multi-user; precoding; mutual information; Signal to Noise Ratio(SNR)

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2012.17.076

1 概述

中继系统不仅可以提高无线链路的传输速率和可靠性, 而且可以增加系统的覆盖范围, 因此, 该系统受到了较多关注。根据传输方向的不同, 中继系统可以分为单向中继系统和双向中继系统^[1-3], 其中, 双向中继系统采用网络编码方案, 获得了较高的频谱效率和系统互信息^[4]。根据传输方案的不同, 双向中继的传输过程需要两时隙、三时隙或者四时隙^[5], 其中, 两时隙的中继传输方案有较高的传输速率^[6-7], 是目前研究的热点。

针对两时隙且多对用户的双向中继系统, 文献[8]提出中继节点配置多根天线时的传输方案, 中继节点译码各用户的信号并对译码后的信号进行数字网络编码及预编码。然而, 该预编码仅适用于译码转发(Decode and Forward, DF)协议。文献[9]提出采用放大转发(Amplify and Forward, AF)协议的传输方案, 中继节点对其接收信号进行迫零(Zero Forcing, ZF)预编码, 该预编码矩阵 MDF 由 3 部分组成, 其中, 矩阵 F 消除了第 1 时隙, 即上行链路中各个用户间的干扰; 矩阵 D 用于交换每对用户信号; 矩阵 M 消除了第 2 时隙, 即下行链路中各个用户间的干扰。然而, 该

预编码的性能仍有提升的空间。

为了提高文献[9]方案的性能, 本文提出一种新的多对用户的双向中继系统预编码方案。分析本文方案与文献[9]方案的不同之处, 给出系统的互信息, 以最大化系统的互信息为目标, 设计功率分配方案, 并进行仿真比较。

2 系统模型

类似文献[9], 考虑包含 $2K$ 个用户和一个中继节点的系统, 每个用户配置单根天线, 中继节点配置 $M(M \geq 2K)$ 根天线且采用 AF 协议, 用户 $2k-1$ 和用户 $2k(k=1, 2, \dots, K)$ 为一对用户, 它们通过中继节点交换信息。假定所有节点间的信道都相互独立且服从瑞利慢衰落。

信息的传输需要 2 个时隙。所提方案中, 第 1 时隙的传输方案与文献[9]的方案相同, 即用户 $k(k=1, 2, \dots, 2K)$ 向中继节点发送信号 x_k , 中继节点的接收信号向量为 $y_R = \sum_{k=1}^{2K} h_k x_k + n_R$, 其中, x_k 是调制信号且 $E(|x_k|^2) = p_k$; $E(\cdot)$ 表示数学期望; h_k 是用户 k 到中继节点的信道向量, 其阶数为 $M \times 1$; n_R 是 $M \times 1$ 的噪声向量。 $E(n n^H) = \sigma^2 I_M$, 其中, I_M 表示 $M \times M$ 的单位矩阵; $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。类似文

作者简介: 田心记(1983—), 女, 讲师、博士, 主研方向: 中继系统, 协作通信; 李 亚, 讲师、硕士; 宋 成, 讲师、博士

收稿日期: 2012-02-06 **修回日期:** 2012-03-14 **E-mail:** tianxinji.world@yahoo.com.cn

献[9], 本文假定在第1时隙中, 中继节点已知所有的信道状态信息(Channel State Information, CSI)。

本文方案与文献[9]方案的不同之处在于第2时隙。在本文方案的第2时隙中, 中继节点首先对 y_R 进行预处理, 得到向量 $x_R = A_R y_R$, 该预处理矩阵 A_R 不同于文献[9], 此处, $A_R = \rho \mathbf{M} \mathbf{D} \mathbf{F}$, 矩阵 $\mathbf{D}$ 的表达形式为:

$$\mathbf{D} = \text{diag}(\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_K) = \text{diag}\left(\rho_1 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \rho_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \dots, \rho_K \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}\right) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{D}_k = \rho_k \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; ρ_k 是为第 k 对用户分配的功率,

$k=1, 2, \dots, K$, 且 $\sum_{k=1}^K \rho_k^2 = K$ 。

并且有:

$$\rho = \frac{P_R}{\text{tr}\left(\left(\sum_{k=1}^K \rho_k \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M\right) \mathbf{A}_R^H \mathbf{A}_R\right)}$$

其中, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹。

所提方案中的 $\mathbf{M}$ 、 $\mathbf{F}$ 和 P_R 与文献[9]相同; 然后中继节点将 x_R 发送给各用户。此步骤中, 用户 $k(k=1, 2, \dots, 2K)$ 的接收信号为:

$$y_k = \mathbf{g}_k^T \mathbf{x}_R + n_k = \mathbf{g}_k^T \mathbf{A}_R y_R + n_k = \sum_{i=1}^{2K} \mathbf{g}_k^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_i x_i + \mathbf{g}_k^T \mathbf{A}_R \mathbf{n}_R + n_k \quad (2)$$

其中, $\mathbf{g}_k^T$ 表示中继节点到用户 k 的信道向量, 其阶数为 $1 \times M$; n_k 表示均值为零方差为 σ^2 的高斯噪声, 即 $E(n_k n_k^H) = \sigma^2$ 。

$\mathbf{D}$ 的设计即功率 $\rho_k (k=1, 2, \dots, K)$ 的设计是本文方案实现的关键, 下面以最大化系统的互信息为目标给出最优的 ρ_k 的设计方法。

3 互信息分析与功率设计

3.1 互信息分析

类似文献[9], 假定第2时隙中用户 $k(k=1, 2, \dots, 2K)$ 已知中继节点到该用户的CSI。用户 k 从其接收信号 y_k 中消除自身信号带来的干扰, 得到 y_k' , 其表达形式为:

$$y_k' = \sum_{i=1, i \neq k}^{2K} \mathbf{g}_k^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_i x_i + \mathbf{g}_k^T \mathbf{A}_R \mathbf{n}_R + n_k \quad (3)$$

由式(3)可看出, 用户 $2k(k=1, 2, \dots, K)$ 的有用信号, 以及干扰信号分别为 $\mathbf{g}_{2k}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_{2k-1} x_{2k-1}$ 和 $\sum_{i=1, i \neq 2k, i \neq 2k-1}^{2K} \mathbf{g}_{2k}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_i x_i + \mathbf{g}_{2k}^T \mathbf{A}_R \mathbf{n}_R + n_{2k}$, 用户 $2k-1$ 的有用信号和干扰信号分别为 $\mathbf{g}_{2k-1}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_{2k} x_{2k}$ 和 $\sum_{i=1, i \neq 2k, i \neq 2k-1}^{2K} \mathbf{g}_{2k-1}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_i x_i + \mathbf{g}_{2k-1}^T \mathbf{A}_R \mathbf{n}_R + n_{2k-1}$ 。因此, 用户 $2k$ 和用户 $2k-1$ 的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR) γ_{2k} 和 γ_{2k-1} 分别为:

$$\gamma_{2k} = \frac{p_{2k-1} |\mathbf{g}_{2k}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_{2k-1}|^2}{\sigma^2 + \sigma^2 |\mathbf{g}_{2k}^T \mathbf{A}_R|^2 + \sum_{i=1, i \neq 2k, i \neq 2k-1}^{2K} p_i |\mathbf{g}_{2k}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_i|^2} \quad (4)$$

$$\gamma_{2k-1} = \frac{p_{2k} |\mathbf{g}_{2k-1}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_{2k}|^2}{\sigma^2 + \sigma^2 |\mathbf{g}_{2k-1}^T \mathbf{A}_R|^2 + \sum_{i=1, i \neq 2k, i \neq 2k-1}^{2K} p_i |\mathbf{g}_{2k-1}^T \mathbf{A}_R \mathbf{h}_i|^2} \quad (5)$$

如前文所述, 所提方案中的 $\mathbf{M}$ 和 $\mathbf{F}$ 与文献[9]中的相同, 即 $\mathbf{F} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$, $\mathbf{M} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H$, 并且有: $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{2K}]$, $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_{2K}]$ 。采用与文献[9]类似的分析方案知, γ_{2k} 和 γ_{2k-1} 又可以分别表示为:

$$\gamma_{2k} = \frac{\rho^2 p_{2k} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_k^2 \|\mathbf{f}_{2k}\|^2)} \quad (6)$$

$$\gamma_{2k-1} = \frac{\rho^2 p_{2k-1} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_{2k-1}^2 \|\mathbf{f}_{2k-1}\|^2)} \quad (7)$$

其中, 向量 $\mathbf{f}_{2k}$ 和 $\mathbf{f}_{2k-1}$ 分别表示 $\mathbf{F}$ 的第 $2k$ 和 $2k-1$ 列, $k=1, 2, \dots, K$; $\|\cdot\|$ 表示范数。已知每对用户的信噪比 γ_{2k} 和 γ_{2k-1} 时, 系统的互信息为:

$$I = \sum_{k=1}^{2K} \text{lb}(1 + \gamma_k) = \sum_{k=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{\rho^2 p_{2k} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_k^2 \|\mathbf{f}_{2k}\|^2)} \right) + \sum_{k=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{\rho^2 p_{2k-1} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_{2k-1}^2 \|\mathbf{f}_{2k-1}\|^2)} \right) \quad (8)$$

3.2 功率设计

以最大化系统的互信息为目标, 设计 $\rho_k, k=1, 2, \dots, K$ 。互信息达到最大值时, ρ_k 应满足下式:

$$\{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_K\} = \arg \max_{\rho_k, k=1, 2, \dots, K} \left(\sum_{k=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{\rho^2 p_{2k} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_k^2 \|\mathbf{f}_{2k}\|^2)} \right) + \sum_{k=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{\rho^2 p_{2k-1} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_{2k-1}^2 \|\mathbf{f}_{2k-1}\|^2)} \right) \right) \quad (9)$$

下面采用拉格朗日乘法计算 $\sum_{k=1}^K \rho_k^2 = K$ 时满足式(9)的 ρ_k 的取值。首先构造辅助函数 $F(\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_K, \lambda)$, 其表达式如下:

$$F(\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_K, \lambda) = \sum_{k=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{\rho^2 p_{2k} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_k^2 \|\mathbf{f}_{2k}\|^2)} \right) + \sum_{k=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{\rho^2 p_{2k-1} \rho_k^2}{\sigma^2 (1 + \rho^2 \rho_{2k-1}^2 \|\mathbf{f}_{2k-1}\|^2)} \right) + \lambda \left(\sum_{k=1}^K \rho_k^2 - K \right) \quad (10)$$

分别求式(10)关于 ρ_k 及 λ 的导数并令它们等于0, 得到式(11)和式(12):

$$\frac{dF(\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_K, \lambda)}{d\rho_k} = \frac{2}{\rho_k (1 + \rho^2 \rho_k^2 \|\mathbf{f}_{2k}\|^2) \ln 2} + \frac{2}{\rho_k (1 + \rho^2 \rho_k^2 \|\mathbf{f}_{2k-1}\|^2) \ln 2} + 2\lambda \rho_k = 0 \quad k=1, 2, \dots, K \quad (11)$$

$$\sum_{k=1}^K \rho_k^2 - K = 0 \quad (12)$$

信噪比较高即 ρ 较大时, 式(11)可以近似为:

$$\frac{1}{\rho^2 \rho_k^2 \|f_{2k}\|^2} + \frac{1}{\rho^2 \rho_k^2 \|f_{2k-1}\|^2} = -\lambda \rho_k^2 \ln 2, k=1, 2, \dots, K \quad (13)$$

即:

$$\frac{1}{\|f_{2k}\|^2} + \frac{1}{\|f_{2k-1}\|^2} = -\lambda \rho^2 \rho_k^4 \ln 2, k=1, 2, \dots, K \quad (14)$$

当 $k=1$ 时, 有下式:

$$\frac{1}{\|f_2\|^2} + \frac{1}{\|f_1\|^2} = -\lambda \rho^2 \rho_1^4 \ln 2 \quad (15)$$

将式(14)和式(15)相除可得:

$$\frac{\|f_{2k}\|^2 + \|f_{2k-1}\|^2}{\rho_k^4 \|f_{2k}\|^2 \|f_{2k-1}\|^2} \approx \frac{\|f_2\|^2 + \|f_1\|^2}{\rho_1^4 \|f_2\|^2 \|f_1\|^2}, k=1, 2, \dots, K \quad (16)$$

由式(16)可得:

$$\rho_k^2 \approx s_k \rho_1^2, k=2, 3, \dots, K \quad (17)$$

其中, $s_k = \sqrt{\frac{(\|f_{2k}\|^2 + \|f_{2k-1}\|^2) \|f_2\|^2 \|f_1\|^2}{(\|f_2\|^2 + \|f_1\|^2) \|f_{2k}\|^2 \|f_{2k-1}\|^2}}$ 。将上式带入式(12)

可得:

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{K}{1 + \sum_{k=2}^K s_k}} \quad (18)$$

根据式(17)可得:

$$\rho_k = \sqrt{\frac{K s_k}{1 + \sum_{k=2}^K s_k}}, k=2, 3, \dots, K \quad (19)$$

式(18)和式(19)给出了互信息达到最大值时 ρ_k , $k=1, 2, \dots, K$ 的近似取值。

4 仿真结果

本节仿真本文方案与文献[9]方案的系统互信息, 所有的信道都服从独立的瑞利分布, 且噪声服从独立的高斯分布。类似文献[9], 假定 $K=4$ 、 $M=8$, 且所有用户的发送功率相同, 即 $p_k = p$, $k=1, 2, \dots, 2K$ 。信噪比分为用户信噪比和中继节点的信噪比, 两者的关系见文献[9]。

2种方案的平均互信息如图1所示。

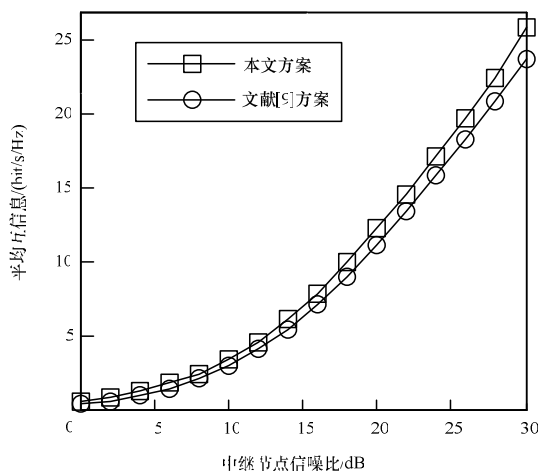


图1 2种方案的平均互信息

从图1可看出, 当信噪比相同时, 本文方案的平均互信息明显高于文献[9]方案。当中继节点的信噪比为 25 dB 时, 本文方案的互信息比文献[9]方案提高了 1.2 bit/s/Hz。

因此, 中继节点的信噪比相同时, 本文方案的平均互信息较高。

图2给出了中继节点的信噪比 $SNR_{MT}=10$ dB 时, 2种方案的平均互信息曲线。

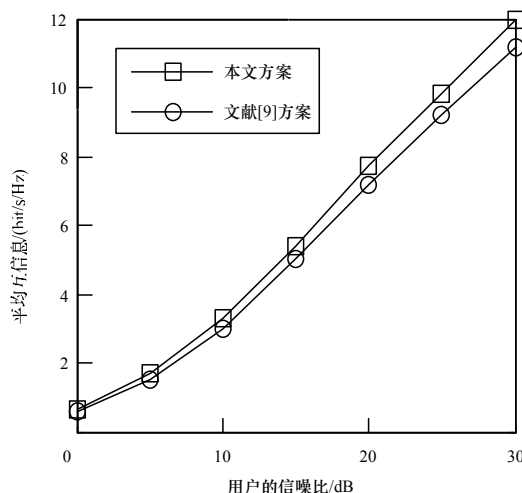


图2 当 $SNR_{MT}=10$ dB 时 2种方案的平均互信息

从图2可看出, 当用户的信噪比相同时, 本文方案的平均互信息明显高于文献[9]方案。用户的信噪比为 25 dB 时, 本文方案的互信息比文献[9]方案提高了 0.8 bit/s/Hz。因此, 当用户的信噪比相同时, 本文方案的平均互信息较高。

综上可知, 中继节点的信噪比或用户的信噪比相同时, 本文方案的互信息明显高于文献[9]方案, 这是因为本文方案为不同用户的信号分配了适当的功率, 且功率的设计以最大化系统的互信息为目标。

5 结束语

在传统迫零预编码方法的基础上, 本文提出一种多用户对用户的双向中继系统迫零预编码方案。由于功率的设计只与信道状态信息有关, 因此互信息的增大不需要任何反馈代价。实验结果表明, 该方案消除了上行及下行链路中不同用户间的干扰, 增大了系统的互信息。然而, 本文只考虑了每个用户配置单根天线的场景, 每根用户配置多根天线时的预编码方案仍有待于进一步研究。

参考文献

- [1] 李春国, 仲崇显, 杨绿溪, 等. 多中继双向协作转发的分布式实现方案设计及其渐进最优性分析[J]. 通信学报, 2011, 32(6): 45-52.
- [2] Shiva P, Ian M. Performance of Dual-hop Multi-antenna Systems with Fixed Gain Amplify-and-forward Relay Selection[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6): 1709-1714.
- [3] Batu K C, Luc V, Yimin D Z. Local CSI Based Selection Beamforming for Amplify-and-forward MIMO Relay Networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(5): 2433-2446.

(下转第 289 页)