

有限反馈分布式预编码协作通信系统及性能分析

李靖^① 葛建华^① 王勇^{①②} 姚皓^③

^①(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室 西安 710071)

^②(北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室 北京 100044)

^③(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘要: 该文提出了一种有限反馈条件下的分布式预编码非正交协作分集系统(DP-NOCD)。该系统利用目的端的多天线特性,将中继信号进行预处理后在共享的信道资源上发送,从而同时提高了传统正交协作分集(OCD)系统的频谱效率和可靠性。利用译码转发(DF)中继信道模型,并将虚拟的两输入多输出信道在矢量空间分解为两个正交子信道,提出了一种系统误码率最小准则下的预编码方法。该方法能改善系统误码性能,且反馈量低。仿真结果表明,在理想协作场景下,与非协作系统和无干扰的 OCD 系统相比,DP-NOCD 系统在误码率为 10^{-3} 时分别可获得 5~6.2 dB 和 1~1.2 dB 的增益。

关键词: 协作通信; 分布式预编码; 译码转发; 误码率; 频谱效率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)04-0799-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00788

Design and Performance Analysis of Precoded Cooperative Communication System with Limited Feedback

Li Jing^① Ge Jian-hua^① Wang Yong^{①②} Yao Hao^③

^①(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(State Key Laboratory of Rail Traffic Control and Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

^③(Department of Electronics and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: A Distributed Precoded Non-Orthogonal Cooperative Diversity (DP-NOCD) system with limited feedback is proposed, which utilizes the multi-antenna characteristic at the destination to make the preprocessed relay signals transmitted on the shared channel resources, so that the spectral efficiency and reliability of the traditional Orthogonal Cooperative Diversity (OCD) system can be improved simultaneously. With the Decode and Forward (DF) relay channel model and the virtual two-input multiple-output channel decomposed into two orthogonal sub-channels in the vector space, a precoding scheme is proposed to minimize the system Bit Error Rate (BER). The proposed scheme is effective in improving the BER performance and has a low feedback overhead. Simulation results show that in ideal cooperation scenarios, DP-NOCD system outperforms the non-cooperative system and the interference free OCD system by gains of 5~6.2 dB and 1~1.2 dB, respectively, when BER is 10^{-3} .

Key words: Cooperative communication; Distributed Precoding (DP); Decode and Forward (DF); Bit Error Rate (BER); Spectral efficiency

1 引言

多输入多输出(MIMO)技术通过采用多副发送和接收天线的方式来获得空间分集增益,以对抗无线信道中多径衰落的影响,提高系统容量和传输可靠性^[1]。在蜂窝移动通信、无线传感器网络和 Ad hoc

等无线通信系统中,终端设备由于受到功耗、体积和硬件复杂度等因素的限制,实现多天线较为困难。基于此,协作分集技术应运而生^[2-4],其主要思想是:多用户环境下的单天线终端通过共享彼此的资源,形成虚拟的多天线发射机,从而以分布式方式获得发射分集增益,提高系统传输性能。按照中继的信号处理方式,可将协作分集系统分为放大转发(AF)和译码转发(DF)系统^[3]。由于 DF 中继机制可与先进信道编码技术结合^[5,6],进一步提高系统性能,本文研究 DF 协作系统。

在传统正交协作分集(OCD)系统中^[2-4],各用户分别在自己的正交子信道(时间和频带等资源)上

2009-05-22 收到, 2010-01-21 改回

国家科技重大专项(2009ZX03003-003, 2009ZX03003-004), 国家自然科学基金委员会和广东省政府自然科学基金(U0635003), 长江学者和创新团队发展计划(IRT0852), 国家 111 计划(B08038)和轨道交通控制与安全国家重点实验室(北京交通大学)开放课题基金(RCS2008K003)资助课题

通信作者: 李靖 jli@xidian.edu.cn

转发伙伴的数据, 因此协作传输将降低系统的频谱效率。如何在获得协作分集增益的同时提高现有协作分集系统的频谱效率, 是协作分集系统设计中的关键问题。如利用空时分组码的正交特性使中继信号在共享的信道资源上发送, 就是一种有效的解决方案^[7,8]。然而, 当目的端可配置多副天线时(如蜂窝网和 WLAN 的上行), 如何利用多天线引入的额外自由度来提高 OCD 系统的频谱效率, 现有文献较少涉及。

此外, 研究表明: 利用信道状态信息(CSI)对发射信号进行预处理(如预编码和功率控制等), 可以对特定的系统性能指标进行优化。针对单源多中继场景, 以最大化接收信噪比为目标, 文献[9]利用完全或部分 CSI 提出一种中继端的预编码机制, 文献[10]利用完全 CSI 提出一种中继端的波束成形和功率分配机制; 以最小化系统中断概率为目标, 文献[11]利用部分 CSI 提出一种源和中继间的功率优化分配机制。针对单源单/多中继场景, 文献[12]利用部分 CSI 提出一种中继端的预编码机制, 以提高系统的成对错误概率性能。由于预处理信息通常从目的端反馈至源和中继端, 反馈量也是协作系统设计应考虑的因素。

针对典型的两源互为中继的场景, 本文提出一种有限反馈条件下的分布式预编码非正交协作分集(DP-NOCD)系统, 并分析了其误比特率性能。文章结构安排如下: 第2节给出了 DP-NOCD 系统的架构和协作传输流程; 第3节描述了信道模型以及完全协作场景下基于信道正交分解和误码率最小化准则的预编码方法; 第4节对系统进行了计算机仿真; 第5节是结束语。

符号说明: $| \cdot |$ 表示绝对值, \mathbf{H}^\dagger 表示矩阵 \mathbf{H} 的伪逆, $\text{tr}(\mathbf{H})$ 表示矩阵 \mathbf{H} 的迹, $\| \mathbf{h} \|$ 表示向量 \mathbf{h} 的模, $Q(\cdot)$ 表示 Q 函数且 $Q(x) \doteq \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-t^2/2) dt$ ($x \geq 0$)。

2 系统模型

考虑时分多址(TDMA)模式下无线通信系统的上行链路(如蜂窝网的一个小区), 两个用户 U_1 和 U_2 互为协作伙伴向基站(D)发送信息。用户采用单根天线, 基站采用 N_r ($N_r \geq 2$) 根天线。用户工作在同一频段且采用半双工传输, 即用户不能同时发送和接收数据。系统模型如图1所示。

用户间信道衰落用 h_{ij} ($i, j \in \{1, 2\}$) 表示, 用户的上行信道衰落用 $\mathbf{h}_{id} = (h_{id,j})_{N_r \times 1}$ ($i \in \{1, 2\}$, $j \in \{1, \dots, N_r\}$), 且 h_{ij} 和 $h_{id,j}$ 均服从均值为 0 的复高斯

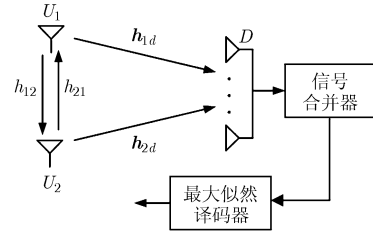


图1 两用户协作分集系统模型

分布, 但方差各异; 用户端和基站端的加性白噪声分别为 n_i ($i \in \{1, 2\}$) 和 $\mathbf{n}_d = (n_{d,j})_{N_r \times 1}$ ($j \in \{1, \dots, N_r\}$), 且 n_i 和 $n_{d,j}$ 均服从均值为 0, 方差为 N_0 的复高斯分布。假设所有信道互相独立, 且在一个 TDMA 帧内不变; 系统完全同步, 接收端已知理想的信道信息。

假定一个 TDMA 帧包含 N 个符号间隔, 传统 OCD 系统^[2-4]和 NOCD 系统^[8]采用的信道资源分配方式如图 2(a)和 2(b)所示。与 OCD 系统相比, NOCD 系统允许协作用户在共享的信道资源上进行中继, 因此其频谱效率更高。为了将 NOCD 系统频谱效率高和预编码技术能显著提高协作系统性能的优点相结合, 本文提出一种分布式预编码非正交协作分集(DP-NOCD)系统, 其实现框图如图 3 所示。

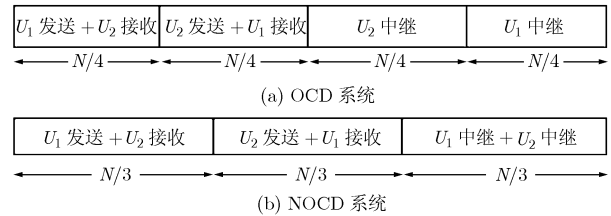


图2 信道资源分配方式

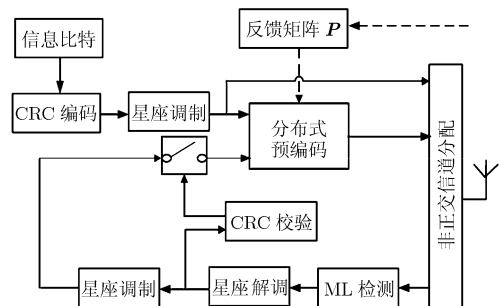


图3 分布式预编码协作系统实现框图(以 U_1 为例)

协作传输分为两个阶段: 第1阶段(时隙1和时隙2)是广播阶段, U_1 和 U_2 分别发送自己的数据 \mathbf{s}_1 和 \mathbf{s}_2 (将本地信息比特经过 CRC 编码和星座调制后所得), 处于接收模式时检测得到伙伴数据的估计值 $\hat{\mathbf{s}}_1$ 和 $\hat{\mathbf{s}}_2$ (CRC 校验正确时 $\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{s}_i$; 反之 $\hat{\mathbf{s}}_i = 0$), 此阶

段可完成协作用户间的数据交换。第2阶段(时隙3)是中继阶段, U_1 和 U_2 利用基站反馈回的预编码矩阵 \mathbf{P} 对伙伴数据进行预处理后发送。由于两用户协作存在如下4种场景:(1) U_1 和 U_2 均解码正确;(2) U_2 解码正确,但 U_1 解码错误;(3) U_1 解码正确,但 U_2 解码错误;(4) U_1 和 U_2 均解码错误。本文规定场景(1)下 $\mathbf{P} = (p_{ij})_{2 \times 2}$,其余场景下 $\mathbf{P} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$ 。

3 信道模型和信号处理

为便于描述,仅考虑用户在单个符号间隔内发送的数据。假设 U_1 在时隙1的单个符号间隔内发送 s_1 , U_2 在时隙2的相应间隔发送 s_2 ,经过协作传输,基站在3个时隙接收的信号分别为

$$\mathbf{r}_d^1 = \mathbf{h}_{1d}s_1 + \mathbf{n}_d^1 \quad (1)$$

$$\mathbf{r}_d^2 = \mathbf{h}_{2d}s_2 + \mathbf{n}_d^2 \quad (2)$$

$$\mathbf{r}_d^3 = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{n}_d^3 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{2d} & \mathbf{h}_{1d} \end{bmatrix} \mathbf{P} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_d^3 \quad (3)$$

在式(1)-式(3)中,上标表示时隙; \mathbf{P} 为 2×2 预编码矩阵; \hat{s}_1 和 \hat{s}_2 分别为 U_2 和 U_1 在第1阶段接收数据的检测估值,即

$$r_2^1 = h_{12}s_1 + n_2^1 \Rightarrow \hat{s}_1 = \text{dec}(r_2^1) \quad (4)$$

$$r_1^2 = h_{21}s_2 + n_1^2 \Rightarrow \hat{s}_2 = \text{dec}(r_1^2) \quad (5)$$

其中 $\text{dec}(\cdot)$ 表示进行检测和估值。 (\hat{s}_1, \hat{s}_2) 有4种可能的组合,即4种不同的协作场景。在每种场景下,基站将两阶段接收的信号合并后采用最大似然判决,从而获得协作分集增益。

3.1 完全协作场景

在完全协作场景下(场景(1)), U_1 和 U_2 互相解码正确。此时 $\hat{s}_1 = s_1$, $\hat{s}_2 = s_2$,式(3)可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_d^3 &= \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{n}_d^3 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{2d} & \mathbf{h}_{1d} \end{bmatrix} \mathbf{P} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_d^3 \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_{2d} & \tilde{\mathbf{h}}_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_d^3 \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $\mathbf{P} = (p_{ij})_{2 \times 2}$ 且总发射功率限制为2,即

$$\text{tr}(\mathbf{P}^H\mathbf{P}) = |p_{11}|^2 + |p_{12}|^2 + |p_{21}|^2 + |p_{22}|^2 = 2 \quad (7)$$

式(6)表明,协作系统在第3时隙的接收信号与MIMO空分复用系统相同,用传统的线性迫零(ZF)均衡器 $G = [\tilde{\mathbf{h}}_{2d} \ \tilde{\mathbf{h}}_{1d}]^\dagger$ 左乘 \mathbf{r}_d^3 ,即可得到第3时隙的判决统计信号 $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{G}\mathbf{r}_d^3 = \mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{n}_d^3$ 。由于用户上行信道 \mathbf{h}_{1d} 和 \mathbf{h}_{2d} 相互独立,使得等效子信道 $\tilde{\mathbf{h}}_{2d}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_{1d}$ 一般不正交,导致 $\mathbf{G}\mathbf{n}_d^3$ 的噪声分量不独立,因此该ZF接收机会带来性能损失。

3.1.1 信道正交分解 传统ZF接收机引起性能损失是由于等效子信道 $\tilde{\mathbf{h}}_{2d}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_{1d}$ 不正交,为此,本文将信道 \mathbf{H} 在矢量空间分解为两个正交的子信道。令

$\mathbf{h}_1 = \mathbf{h}_{2d}$, $\mathbf{h}_2 = \mathbf{h}_{1d}$,可将 \mathbf{H} 分解到与 \mathbf{h}_1 平行和正交的两个方向上,如图4所示:

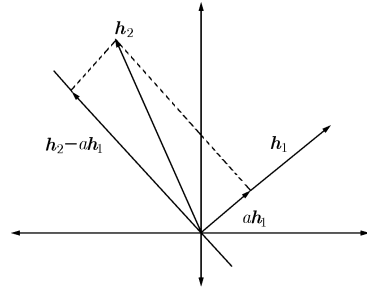


图4 信道正交分解

进而可得

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2] = [\mathbf{h}_1 \ a\mathbf{h}_1] + [0 \ \mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1] \quad (8)$$

式中 $a\mathbf{h}_1$ (\mathbf{h}_1)和 $\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1$ 分别为与 \mathbf{h}_1 平行和正交的分量且 $a = \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 / \|\mathbf{h}_1\|^2$,将式(8)代入式(6)并令 $\mathbf{r}_d^3 = \mathbf{r}$, $\mathbf{n}_d^3 = \mathbf{n}$,可得

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{h}_1 [(p_{11} + ap_{21})s_1 + (p_{12} + ap_{22})s_2] \\ &\quad + (\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1)(p_{21}s_1 + p_{22}s_2) + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (9)$$

由于 \mathbf{h}_1 与 $\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1$ 相互正交,一种简化的ZF均衡器及其输出为

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \frac{\mathbf{h}_1^H}{\|\mathbf{h}_1\|} \mathbf{r} = \|\mathbf{h}_1\| (p_{11} + ap_{21})s_1 + \|\mathbf{h}_1\| (p_{12} + ap_{22})s_2 \\ &\quad + \mathbf{h}_1^H \mathbf{n} / \|\mathbf{h}_1\| \\ z_2 &= \frac{a(\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1)^H}{|a|\|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|} \mathbf{r} = \frac{\|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|}{|a|} (ap_{21}s_1 + ap_{22}s_2) \\ &\quad + \frac{a(\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1)^H \mathbf{n}}{|a|\|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

从式(10)可看出 z_1 和 z_2 的噪声分量互相独立,因此该ZF接收机不会带来性能损失。此时工作归结于两点:(1)从式(10)中分离出信号 s_1 和 s_2 ;(2)设计预编码矩阵 \mathbf{P} 使系统性能最优。

3.1.2 最小误码率预编码 本文利用2维信号检测技术^[13]来分离式(10)中的信号 s_1 和 s_2 ,即假设 s_1 和 s_2 分别位于同相分量和正交分量上。为使接收信号信噪比最大, p_{11} , p_{12} 应分别与 ap_{21} 和 ap_{22} 同相。进一步假设 $p_{11} \geq 0$, $-jp_{12} \geq 0$,则有 $ap_{21} \geq 0$, $-jap_{22} \geq 0$ 。对式(10)中的信号 s_1 和 s_2 分别进行最大比合并(MRC)得

$$\left. \begin{aligned} \tilde{z}_1 &= \|\mathbf{h}_1\| (p_{11} + ap_{21})^* z_1 + \frac{a^*}{|a|} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\| p_{21}^* z_2 \\ \tilde{z}_2 &= \|\mathbf{h}_1\| (p_{12} + ap_{22})^* z_1 + \frac{a^*}{|a|} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\| p_{22}^* z_2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

分别取 \tilde{z}_1 和 \tilde{z}_2 的实部, 并将噪声归一化, 可得 s_1 和 s_2 在时隙 3 的判决统计信号 \tilde{s}_1^3 和 \tilde{s}_2^3 为

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1^3 \\ \tilde{s}_2^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\tilde{z}_1)/h_1' \\ \text{Re}(\tilde{z}_2)/h_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1' s_1 \\ h_2' s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1' \\ n_2' \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中 $\text{Re}(\cdot)$ 表示信号的实部, $h_1' = (\|\mathbf{h}_1\|^2 |p_{11} + ap_{21}|^2 + |a|^{-2} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |ap_{21}|^2)^{1/2}$, $h_2' = (\|\mathbf{h}_1\|^2 |p_{12} + ap_{22}|^2 + |a|^{-2} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |ap_{22}|^2)^{1/2}$, n_1' 和 n_2' 均服从均值为 0, 方差为 $N_0/2$ 的高斯分布。令符号信噪比 $r_s = E_s/N_0$, 则系统平均误码率为^[14]

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s (h_1')^2}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s (h_2')^2}\right) \quad (13)$$

将 h_1' 和 h_2' 代入式(13), 可将 \bar{P}_e 进一步表示为

$$\begin{aligned} \bar{P}_e = & \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s (\|\mathbf{h}_1\|^2 (p_{11} + ap_{21})^2 + |a|^{-2} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |ap_{21}|^2)}\right) \\ & + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s (\|\mathbf{h}_1\|^2 (p_{12} + ap_{22})^2 + |a|^{-2} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |ap_{22}|^2)}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

在总发射功率一定的条件下, 为优化预编码矩阵 \mathbf{P} , 使得系统误码率最小, 问题转换为

$$\begin{aligned} P = \arg \min_P \bar{P}_e \\ \text{s.t. } |p_{11}|^2 + |p_{12}|^2 + |p_{21}|^2 + |p_{22}|^2 = 2 \end{aligned} \quad (15)$$

这是一个有约束非线性规划问题。利用拉格朗日乘子法, 并结合前文的假设条件 $p_{11} \geq 0$, $-jp_{12} \geq 0$, $ap_{21} \geq 0$ 和 $-jap_{22} \geq 0$, 可取目标函数为

$$\begin{aligned} J = & \frac{1}{2} Q\left\{2r_s (\|\mathbf{h}_1\|^2 (p_{11} + ap_{21})^2 + |a|^{-2} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 \right. \\ & \cdot |ap_{21}|^2)\}^{1/2} + \frac{1}{2} Q\left\{-2r_s (\|\mathbf{h}_1\|^2 (p_{12} + ap_{22})^2 \right. \\ & \left. + |a|^{-2} \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 (ap_{22})^2)\}^{1/2} \\ & + \lambda \left(p_{11}^2 - p_{12}^2 + \frac{(ap_{21})^2}{|a|^2} - \frac{(ap_{22})^2}{|a|^2} - 2 \right) \end{aligned} \quad (16)$$

分别对 p_{11} , p_{12} , p_{21} 和 p_{22} 求偏导并联立解方程组, 可得最优的预编码矩阵 \mathbf{P} 满足

$$p_{21} = kp_{11}, \quad p_{22} = kp_{12} \quad (17)$$

式中 $k = \frac{\rho + \sqrt{\rho^2 + 4|a|^2}}{2a}$, $\rho = \frac{\|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2}{\|\mathbf{h}_1\|^2} + |a|^2 - 1$ 。

将式(17)代入式(7)可得

$$|p_{11}|^2 + |p_{12}|^2 = 2/(1 + |k|^2)^{-1} = \tilde{p}_0 \quad (18)$$

将式(17)代入式(13), 可得到信号 s_1 和 s_2 的等效接收信噪比 $r_s(h_1')$ 和 $r_s(h_2')$ 分别为

$$\left. \begin{aligned} r_s(h_1')^2 &= r_s \left(\|\mathbf{h}_1\|^2 |p_{11} + ap_{21}|^2 + \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |p_{21}|^2 \right) \\ &= r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 |p_{11}|^2 \\ r_s(h_2')^2 &= r_s \left(\|\mathbf{h}_1\|^2 |p_{12} + ap_{22}|^2 + \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |p_{22}|^2 \right) \\ &= r_s \|\bar{\mathbf{h}}_2\|^2 |p_{12}|^2 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

式中 $\|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 = \|\bar{\mathbf{h}}_2\|^2 = \|\mathbf{h}_1\|^2 |1 + ka|^2 + \|\mathbf{h}_2 - a\mathbf{h}_1\|^2 |k|^2$ 。

式(13)可重写为 $\bar{P}_e = \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 |p_{11}|^2}\right) + \frac{1}{2} Q$

$\left(\sqrt{2r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 |p_{12}|^2}\right)$ 。令函数 $f(x) = Q\left(\sqrt{2r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 x}\right)$, 易证其二阶导函数 $f''(x) > 0$, 故 $f(x)$ 为严格凹函数。由凹函数的性质可知^[15]

$$\begin{aligned} & Q\left(\sqrt{2r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 \left(\frac{|p_{11}|^2 + |p_{12}|^2}{2}\right)}\right) \\ & \leq \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 |p_{11}|^2}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{2r_s \|\bar{\mathbf{h}}_1\|^2 |p_{12}|^2}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

当 $|p_{11}|^2 = |p_{12}|^2 = \tilde{p}_0/2$ 时, 式(20)中的等号成立, 此时系统误码率 \bar{P}_e 取得最小值。结合条件限制 $p_{11} \geq 0$ 和 $-jp_{12} \geq 0$, 可得 $p_{11} = (1 + |k|^2)^{-1/2}$, $p_{12} = (1 + |k|^2)^{-1/2} j$, 故系统误码率最小准则下的预编码矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \begin{bmatrix} (1 + |k|^2)^{-1/2} & (1 + |k|^2)^{-1/2} j \\ k(1 + |k|^2)^{-1/2} & k(1 + |k|^2)^{-1/2} j \end{bmatrix} \\ &= (1 + |k|^2)^{-1/2} \begin{bmatrix} 1 \\ k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

由式(21)可知, 预编码矩阵 \mathbf{P} 仅由参数 k 决定, 所需的反馈量很少, 而且实现复杂度低。将式(21)代入式(12), 即可得到 s_1 和 s_2 在时隙 3 的判决统计信号 \tilde{s}_1^3 和 \tilde{s}_2^3 。

3.1.3 信号合并 根据式(1)和式(2), s_1 和 s_2 在时隙 1 和时隙 2 的判决统计信号 \tilde{s}_1^2 和 \tilde{s}_2^2 分别为

$$\tilde{s}_1^1 = \mathbf{h}_{1d}^H \mathbf{r}_d^1, \quad \tilde{s}_2^1 = \mathbf{h}_{2d}^H \mathbf{r}_d^2 \quad (22)$$

为了获得协作分集增益, 基站将两阶段的判决统计信号进行联合最大似然判决, 即可得到 s_1 和 s_2 的估计值为

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\hat{s}_1 \in S} (d^2(\tilde{s}_1^1, \hat{s}_1) + d^2(\tilde{s}_1^2, \hat{s}_1)) \quad (23)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\hat{s}_2 \in S} (d^2(\tilde{s}_2^1, \hat{s}_2) + d^2(\tilde{s}_2^2, \hat{s}_2)) \quad (24)$$

其中 S 是星座图上信号的集合。

3.2 非完全协作场景

由于 U_1 和 U_2 的对称性, 下面仅分析 U_1 在目的端的解码情况。在非完全协作场景下(场景(2)(3)(4)), 不进行预编码, 即预编码矩阵 $\mathbf{P} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$ 。

(1)场景(2)。\$U_2\$ 解码正确, 但 \$U_1\$ 解码错误。此时 \$\hat{s}_1 = s_1, \hat{s}_2 = 0\$, 式(3)可表示为

$$\mathbf{r}_d^3 = \mathbf{h}_{2d} s_1 + \mathbf{n}_d^3 \quad (25)$$

基站将两阶段接收到的信号进行最大比合并, 可得 \$s_1\$ 的判决变量为

$$\tilde{s}_1 = \mathbf{h}_{1d}^H \mathbf{r}_d^1 + \mathbf{h}_{2d}^H \mathbf{r}_d^3 = (\|\mathbf{h}_{1d}\|^2 + \|\mathbf{h}_{2d}\|^2) s_1 + (\mathbf{h}_{1d}^H \mathbf{n}_d^1 + \mathbf{h}_{2d}^H \mathbf{n}_d^3) \quad (26)$$

采用最大似然检测即可得到 \$s_1\$ 的估计值。

(2)场景(3)。\$U_1\$ 解码正确, 但 \$U_2\$ 解码错误。此时 \$\hat{s}_1 = 0, \hat{s}_2 = s_2, U_1\$ 处于非协作模式, 可得 \$s_1\$ 的判决变量为

$$\tilde{s}_1 = \mathbf{h}_{1d}^H \mathbf{r}_d^1 = \|\mathbf{h}_{1d}\|^2 s_1 + \mathbf{h}_{1d}^H \mathbf{n}_d^1 \quad (27)$$

(3)场景(4)。\$U_1\$ 和 \$U_2\$ 均解码错误。此时 \$\hat{s}_1 = 0, \hat{s}_2 = 0, U_1\$ 处于非协作模式, 判决变量 \$\tilde{s}_1\$ 与式(27)相同。

上述分析表明, 当 \$U_1\$ 处于协作模式时(场景(1)和(2)), \$U_1\$ 发送的信号将经过两条独立的路径到达基站, 此时 \$U_1\$ 可获得二阶发射分集增益; 而当 \$U_1\$ 处于非协作模式时(场景(3)和(4)), \$U_1\$ 不能获得分集增益。在实际中, 用户获得的协作分集增益是上述 4 种情况的加权平均。为使协作分集增益最大化和改善系统性能, 如何为用户指定协作伙伴, 即伙伴选择问题^{[16][16]}, 也是协作通信领域的热点问题。

4 仿真结果与分析

本节研究对称和非对称上行信道场景下, 所提 DP-NOCD 系统的误比特率(BER)性能。仿真条件: BPSK 星座调制, 所有信道互相独立, 均服从平坦瑞利衰落, 且在一个协作周期内保持不变。用户间完全协作。帧长 128 bit, 帧数 \$1 \times 10^6\$。用户采用单天线, 目的端采用两副天线。在所有系统中, 用户发送每帧的总功率不变。

图 5 描述了对称上行信道场景下, DP-NOCD

系统的系统 BER 性能。由于两用户的上行信道信噪比相等且用户间完全协作, 此时各系统的系统 BER 与每个用户的 BER 相等, 故 \$U_1\$ 和 \$U_2\$ 的 BER 性能也可用图 5 描述。图 5 说明 DP-NOCD 系统不仅能获得二阶完全发射分集增益(从性能曲线的斜率可看出), 还能获得额外的编码增益。如 BER 为 \$10^{-3}\$ 时, 与直接传输和文献[8]中的 DSTC-NOCD 系统相比, 可分别获得 5 dB 和 3 dB 增益; 与无干扰的 OCD 系统相比, 仍能获得 1 dB 增益。因此, DP-NOCD 系统能同时提高 OCD 系统的频谱效率和 BER 性能。

图 6 和图 7 分别描述了 \$U_2\$ 的上行信道比 \$U_1\$ 好 5 dB 时(即非对称上行信道条件下), DP-NOCD 系统的系统 BER 以及 \$U_1\$ 和 \$U_2\$ 的 BER 性能。由于图 6 中曲线的变化趋势与图 5 类似, 对该图的分析予以省略。图 6 和图 7 表明: 以最小化系统 BER 为优化目标对中继信号进行预编码处理不仅能改善系统 BER 性能, 还能改善每个用户的 BER 性能。如 BER 为 \$10^{-3}\$ 时, 与 OCD 系统相比, DP-NOCD 系统中每个用户可获得约 1 dB 增益, 从而进一步验证了该系统的有效性。

5 结束语

本文将协作分集技术与预编码技术相结合, 提出了一种有限反馈条件下的两用户 DP-NOCD 系统。利用对称和非对称上行信道场景, 对所提系统的性能进行了仿真和分析。研究表明, DP-NOCD 系统在高用户间信噪比条件下可获得二阶完全分集增益; 与 OCD 系统相比, 能获得更高的频谱效率和误比特率性能, 且反馈量低。此外, 用户在广播阶段和中继阶段采用等功率发送, 若结合功率控制和信道编码等技术还可以进一步提高系统的传输性能。

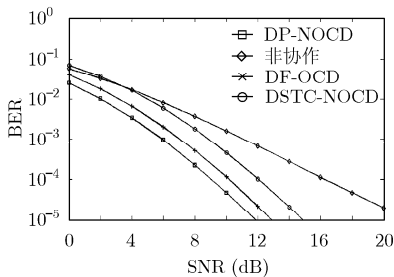


图5 对称上行信道下的系统BER性能

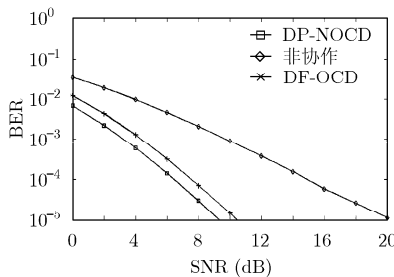


图6 非对称上行信道下的系统BER性能

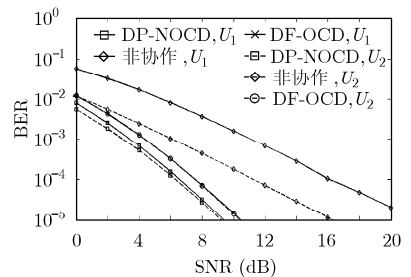


图7 非对称上行信道下 \$U_1\$ 和 \$U_2\$ 的BER性能

参考文献

- [1] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Wireless Personal Communication*, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] Nosratinia A, Hunter T E, and Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks [J]. *IEEE Communication Magazine*, 2004, 42(10): 68-73.
- [3] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [4] Hunter T E and Nosratinia A. Diversity through coded cooperation [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 5(2): 283-289.
- [5] 宫丰奎, 韩春雷, 王勇, 葛建华. 慢衰落信道下高阶调制编码协作方案及性能分析[J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35(4): 664-667.
Gong Feng-kui, Han Chun-lei, Wang Yong, and Ge Jian-hua. Design and analysis of a CC scheme with high-order constellations over slow-fading Rayleigh channels [J]. *Journal of Xidian University*, 2008, 35(4): 664-667.
- [6] 邹玉龙, 郑宝玉, 赵贤敬. 一种新的两用户协作分集方案及其性能研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(7): 1557-1561.
Zou Yu-long, Zheng Bao-yu, and Zhao Xian-jing. A novel two-user cooperative diversity scheme and performance analysis [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(7): 1557-1561.
- [7] Laneman J N and Wornell G W. Distributed space-time-coded Protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2415-2425.
- [8] 李靖, 葛建华, 王勇, 唐云帅. 分布式空时码协作分集系统的性能分析[J]. 华中科技大学学报, 2008, 36(12): 50-53.
Li Jing, Ge Jian-hua, Wang Yong, and Tang Yun-shuai. Performance analysis of distributed space-time coded cooperative diversity system [J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology*, 2008, 36(12): 50-53.
- [9] Yi Z H and Kim I M. Joint optimization of relay-precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(2): 447-458.
- [10] Ding Z G, Chin W H, and Leung K K. Distributed beamforming and power allocation for cooperative networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2008, 7(5): 1817-1822.
- [11] Annavajjala R, Cosman P C, and Milstein L B. Statistical channel knowledge-based optimum power allocation for Relaying protocols in the high SNR regime [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(2): 292-305.
- [12] Ding Y W, Zhang J K, and Wong K M. The amplify-and-forward half-duplex cooperative system: pairwise error probability and precoder design [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(2): 605-617.
- [13] Wang N and Blostein S D. Minimum BER transmit power allocation and beamforming for two-input-multiple-output spatial multiplexing systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(2): 704-709.
- [14] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2003, Chapter 14.3.
- [15] Boyd S and Vandenberghe L. Convex Optimization [M]. New York: Cambridge University Press, 2004, Chapter 3.1.
- [16] Ibrahim A S, Sadek A K, and Su W F, et al. Cooperative communications with relay-selection: when to cooperate and whom to cooperative with? [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2008, 7(7): 2814-2827.
- 李靖: 男, 1980年生, 讲师, 博士, 研究方向为协作通信、空时编码和无线资源管理等。
- 葛建华: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信系统中的无线传输技术、MIMO-OFDM系统和数字电视等。
- 王勇: 男, 1976年生, 副教授, 博士, 研究方向为无线传输技术、协作通信和预失真等。