

# 中继辅助 MIMO 系统中基于有限反馈的分布式波束成形

李春国<sup>1,2</sup>, 仲崇显<sup>1,2</sup>, 杨绿溪<sup>1,2</sup>

(1. 东南大学 水声信号处理教育部重点实验室, 江苏 南京 210096; 2. 东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘 要:** 对协作式中继辅助的多输入多输出通信系统中基于有限反馈的联合波束成形问题进行了研究。首先推导了接收信噪比的下界, 并基于该下界建立联合波束成形的数学模型。其次推导了分布式波束成形的最优方案。最后针对该最优方案, 设计了一个迭代算法, 优化得到分布式波束成形码本, 从而分布式中继站的波束成形可基于码本序号的有限反馈来进行。实验结果仿真表明, 所设计的联合波束成形码本在反馈开销很小的情况下获得明显的性能增益。

**关键词:** 多输入多输出; 协作式中继; 联合波束成形; 有限反馈

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2010)07-0060-08

## Distributed beamforming in MIMO relay systems with limited feedback

LI Chun-guo<sup>1,2</sup>, ZHONG Chong-xian<sup>1,2</sup>, YANG Lv-xi<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Underwater Acoustic Signal Processing of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** The joint distributed beamforming was investigated for the multiple-input multiple-output (MIMO) systems assisted by cooperative relays with limited feedback. Firstly, a mathematical model was established for the joint beamforming based on the derived lower bound of the received SNR. Secondly, an optimal distributed beamformer was derived for multiple cooperative relays. Finally, a codebook of this beamforming scheme was obtained for the limited feedback via the designed algorithm. Simulation results show that the distributed beamforming scheme acquires considerable gain with a few feedback bits.

**Key words:** MIMO; cooperative relays; joint beamforming; limited feedback

## 1 引言

中继辅助的蜂窝无线通信系统具有扩展小区覆盖范围、改善小区边缘用户的频谱效率、克服阴影衰落等优点。中继通信的思想早在 30 多年前就有

人提出<sup>[1]</sup>, 其模型是最简单的 3 节点模型, 其中包括 1 个信源、1 个中继和 1 个信宿, 且这 3 个节点都只有 1 根天线。近年来, 研究人员分别从中继协议、信息论和处理算法的角度研究了中继通信, 例如: 针对单输入单输出(SISO, single-input sin-

收稿日期: 2008-11-20; 修回日期: 2010-05-10

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2007CB310603); 国家科技重大专项(2009ZX03003-004); 国家自然科学基金资助项目(60672093, 60702029, 60902012); 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(2007AA01Z262)

**Foundation Items:** The National Basic Research Program of China (973 Program) (2007CB310603); The Important National Science & Technology Specific Project(2009ZX03003-004); The National Natural Science Foundation of China (60672093, 60702029, 60902012); The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2007AA01Z262)

gle-output)的无线中继通信系统,有 3 种典型的中继协议,即放大转发<sup>[2]</sup>(AF, amplify-and-forward)、解码转发<sup>[3]</sup>(DF, decode-and-forward)和压缩转发<sup>[4]</sup>(CF, compress-and-forward),其中 AF 中继协议由于不需要解码直接转发信号,处理复杂度和功率消耗都很低,所以应用更为广泛。同时,多输入多输出(MIMO)通信系统能够通过利用空间复用增益、空间分集增益和阵列增益提高通信的有效性和可靠性<sup>[5]</sup>。将 MIMO 技术和中继技术相结合能够利用二者的优点进一步地提高通信性能<sup>[6,7]</sup>。文献[6]研究了中继辅助 MIMO 通信的信道容量,并且推导出信道容量的上界函数和下界函数;文献[7]证明了中继转发矩阵的最优结构,并得到了中继的最优功率分配方案。然而上面的研究成果都是针对单个多天线中继的通信系统而没有考虑多个中继的情况,多中继协作通信涉及到分布式中继的协作或协同。多中继协作通信系统中,当所有节点都配备单根天线时,联合功率分配或分布式波束成形能够有效提高通信性能<sup>[8,9]</sup>。文献[8]为获得协作分集度,提出了基于中断概率最小化准则的功率分配方案。然而,这些研究都是针对多个中继进行功率分配而没有考虑多中继的相位旋转(即波束成形)问题。实际通信系统中,发送信号和信道都是复数,这使得多中继的联合优化不但包括联合的功率分配而且包括联合的相位旋转,即波束成形。

波束成形技术是 MIMO 系统中最引人注目的技术之一<sup>[10]</sup>,该技术是发射机通过利用信道状态信息对发射信号进行发送预相干叠加,从而实现发射天线分集的目的。在多中继辅助的通信系统中,针对所有节点都是单天线情况,出现了多中继转发的联合优化<sup>[11]</sup>或网络波束成形<sup>[12,13]</sup>的研究,这些文献都把所有的中继视为一个整体而将接收信号协作地放大,并进行相位旋转,然后再转发给信宿。文献[11]不同于文献[12,13]的地方是前者利用矩阵

分析的方法,而后者利用几何空间分析的方法。然而,这些文献都是针对所有节点配备单根天线的情形而没有考虑多天线情况。当系统的信源和信宿都配备多根天线,且使用多个分布式中继进行协作通信时,该系统的协作不能只局限在中继的层次上,而应该在包括多天线的信源、多个分布式的中继和多天线的信宿的系统级上进行协作。针对该系统,本文研究了发射天线、分布式中继和接收天线组成的联合波束成形。特别地,上面文献都是假设每个中继都必须获取理想的信道状态信息(CSI, channel state information),然后由于接收机的信道估计不准确、信道信息的反馈有时延、噪声污染,使得该假设是不现实的,更为实用的情况是中继只知道部分 CSI,所以本文考虑基于有限反馈的联合波束成形问题。在没有中继的 MIMO 系统中,基于有限反馈的波束成形问题已趋成熟<sup>[15,16]</sup>,但是本文要研究的多中继辅助分布式 MIMO 系统中基于有限反馈的联合波束成形问题,它涉及到多个中继的放大转发,在设计分布式波束成形的码本时更为复杂。

本文内容如下:第 2 节给出联合波束成形的系统模型,并得到接收端的信噪比;第 3 节首先推导出接收端 SNR 的下界,其次基于该下界得到一个代价函数,并利用该代价函数构建联合优化整个网络的波束成形的数学模型;然后,针对该数学模型,推导出分布式波束成形的最优解;最后利用广义 Lloyd 算法设计该最优解的码本,其中更新码本时本文设计一个专用的迭代算法;第 4 节给出计算机实验仿真;第 5 节是本文的结束语。

## 2 系统模型

如图 1 所示,本文考虑一个分布式中继辅助的 MIMO 通信系统,它包括一个配备  $M$  根天线的信源(例如基站端)、 $K$  个单天线的分布式中继站

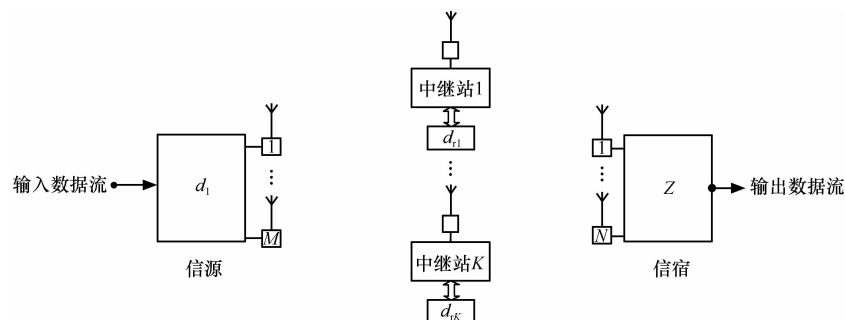


图 1 系统模型

和一个配备  $N$  根天线的信宿(例如用户端), 多个协作式的中继采用放大转发协议。在第一个时隙内, 信源把数据流进行发射波束成形后广播给所有的中继; 在第二个时隙内, 多个中继分布式地协作处理各自的接收信号, 并转发给信宿, 其中任何中继间都不能交换各自的接收信号, 也不能交换各自的 CSI。由于路径损耗及严重的阴影衰落等影响, 信源和信宿间的通信已确定为中继转发的两跳通信。

第一个时隙内, 所有中继各自的接收信号组成的列向量是

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 x + \mathbf{n}_1$$

其中,  $x \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$  表示信源的发送信号, 列向量  $\mathbf{d}_1 \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  表示信源的发射天线波束成形,  $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{C}^{K \times M}$  是第一跳的信道响应(信源到所有中继),  $\mathbf{n}_1 \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  是第一跳信道的噪声服从分布  $\mathbf{n}_1 \sim CN(0, \sigma_1^2 \mathbf{I}_K)$ , 每个中继要重新转发的信号组成的列向量是

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{D}_r \mathbf{y}_1 = \mathbf{D}_r (\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 x + \mathbf{n}_1)$$

其中,  $\mathbf{D}_r = \text{diag}(\mathbf{d}_r)$  表示对角阵  $\mathbf{D}_r$  的对角元是  $\mathbf{d}_r$  的元素, 列向量  $\mathbf{d}_r \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  表示多中继的分布式发射波束成形矢量, 由于中继间不能交换各自的接收信号且每个中继都配备单天线, 所以转发矩阵  $\mathbf{D}_r$  必须是对角阵。考虑到第二跳的信道噪声和信宿的接收合并, 信宿的输出信号为

$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^H (\mathbf{H}_2 \mathbf{y}_2 + \mathbf{n}_2) = \underbrace{\mathbf{z}^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}_{\mathbf{H}_e} x + \underbrace{\mathbf{z}^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \mathbf{z}^H \mathbf{n}_2}_{\text{noise}} \quad (1)$$

其中, 列向量  $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  表示信宿的接收机,  $(\cdot)^H$  表示取共轭转置,  $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{C}^{N \times K}$  是第二跳的信道响应(所有中继到信宿),  $\mathbf{n}_2 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  是第二跳信道的噪声  $\mathbf{n}_2 \sim CN(0, \sigma_2^2 \mathbf{I}_N)$ , 式(1)右侧的第一项是输出的有用信号,  $\mathbf{H}_e$  是两跳级联系统的等效信道, 式(1)右侧的第二项是两跳信道的所有噪声。针对式(1), 信宿的接收信噪比为

$$SNR = \frac{|\mathbf{z}^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1|^2}{|\mathbf{z}^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \mathbf{z}^H \mathbf{n}_2|^2} \quad (2)$$

其中,  $|\cdot|$  表示取绝对值, 文献[11]给出了该表达式的合理性证明。信宿采用广泛使用的最大比合并(MRC, maximum ratio combiner)进行接收, 接收矢

量  $\mathbf{z}$  可表示为

$$\mathbf{z} = \frac{\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \quad (3)$$

其中,  $\|\cdot\|_F$  表示 Frobenius 范数。由于两跳信道的噪声  $\mathbf{n}_1$  和  $\mathbf{n}_2$  相互独立, 因此式(1)中的所有噪声功率为

$$\begin{aligned} & \left| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{n}_2 \right|^2 \\ &= \left| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 \right|^2 + \sigma_2^2 \end{aligned} \quad (4)$$

利用式(2)~式(4), 信宿接收的瞬时信噪比可表示为

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{\left| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \right|^2}{\left| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 \right|^2 + \sigma_2^2} \\ &= \frac{\mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\left| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 \right|^2 + \sigma_2^2} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)能够表征系统的信道容量或错误概率的性能, 所以本文的任务是通过优化信源的发射波束成形  $\mathbf{d}_1$  和分布式中继的协作式波束成形  $\mathbf{D}_r$  最大化式(5)。基于式(5), 整个系统的吞吐量可表示为  $C = \frac{1}{2} \text{lb}(1 + SNR)$ , 由于  $\text{lb}(\cdot)$  前面的系数不影响后面的优化设计, 所以该系数可忽略<sup>[7]</sup>。然而使用 SNR 的准确表达式作为优化的代价函数使得优化问题十分复杂, 下节要具体解决该问题。

### 3 多天线波束成形和分布式波束成形

本节研究多天线的信源和分布式中继的联合波束成形。首先推导了信宿接收信噪比的下界; 然后基于该下界得出波束形成的数学问题, 并推导了多中继辅助的分布式波束形成的最优表达式; 最后设计一个算法得到分布式波束成形的码本。

#### 3.1 信宿接收信噪比的下界及联合波束成形问题的数学模型

利用式(5)中的分母和 Cauchy-Schwarz 不等式, 所有噪声功率可表示为

$$\begin{aligned}
 & \left| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 \right|^2 + \sigma_2^2 \\
 & \leq \left\| \frac{(\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H}{\|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1\|_F} \right\|_2^2 \|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1\|_2^2 + \sigma_2^2 \\
 & = \|\mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1\|_2^2 + \sigma_2^2 \\
 & = \mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \sigma_2^2 \quad (6)
 \end{aligned}$$

利用式(6)，可得式(5)中 SNR 的下界

$$\text{SNR} \geq \frac{\mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \sigma_2^2} = \text{SNR}_{\text{lb}} \quad (7)$$

本文使用式(7)中的  $\text{SNR}_{\text{lb}}$  作为要优化的代价函数，同时满足如下 2 个约束条件

$$\mathbf{d}_1^H \mathbf{d}_1 \leq P_1 \quad (8)$$

$$\text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\} \leq P_2 \quad (9)$$

其中， $P_1$ 、 $P_2$  分别表示信源和所有中继的功率约束，很多文献(例如文献[11])都采用“对所有中继进行总的功率约束”的研究情形， $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹， $\mathbf{I}_K$  表示  $K \times K$  的单位阵。利用式(7)~式(9)，得到接收信噪比最大化问题的数学模型：

$$\begin{aligned}
 & \max_{\mathbf{d}_1, \mathbf{D}_r} \left\{ \frac{\mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \sigma_2^2} \right\} \\
 & \text{s.t.} \quad \begin{cases} \mathbf{d}_1^H \mathbf{d}_1 \leq P_1 \\ \text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\} \leq P_2 \end{cases} \quad (10)
 \end{aligned}$$

式(10)是带有 2 个不等式约束的最大化问题，要解决这个问题仍然很困难，下面将给出具体解决方案。

### 3.2 协作式中继的分布式波束成形

由于信源很难获得第二跳的信道状态信息，同时所有的中继都是固定的，本文假设信源无法获得第二跳的信道信息而能够获得第一跳信道的全部信息，所以式(10)中的  $\mathbf{d}_1$  基于  $\mathbf{H}_1$  的最优形式为

$$\mathbf{d}_1 = \sqrt{P_1} \mathbf{V}_1(:, 1)$$

其中， $\mathbf{V}_1$  来自于对  $\mathbf{H}_1$  进行奇异值分解(SVD, singular value decomposition)  $\mathbf{H}_1 = \mathbf{U}_1 \mathbf{A}_1 \mathbf{V}_1^H$ ， $\mathbf{V}_1(:, 1)$  表示酉阵的第一列。针对给定的  $\mathbf{d}_1$ ，式(10)变成

$$\begin{aligned}
 & \max_{\mathbf{D}_r} \left\{ \frac{\mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \sigma_2^2} \right\} \\
 & \text{s.t.} \quad \text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\} \leq P_2 \quad (11)
 \end{aligned}$$

由式(11)可见，分母中的第一项和分子都含有  $\mathbf{D}_r$  而分母中的第二项是常数  $\sigma_2^2$ 。为了使得分母中每一项都含有  $\mathbf{D}_r$ ，要使用  $\mathbf{D}_r$  表示常数  $\sigma_2^2$ 。

由于式(11)中的代价函数关于  $\mathbf{D}_r$  的二阶导数是半正定的，即该代价函数关于  $\mathbf{D}_r$  是凸函数，所以凸的代价函数的最大值一定位于其约束的边界上<sup>[13]</sup>。为修正式(11)中的代价函数，首先给出如下定理。

**定理 1** 不等式约束的凸的最大化问题等价于相应等式约束的凸的最大化问题，即：式(11)的函数最大值一定位于其约束条件的边界处<sup>[13]</sup>。

根据定理 1，式(11)中的问题等价于

$$\begin{aligned}
 & \max_{\mathbf{D}_r} \left\{ \frac{\mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \sigma_2^2} \right\} \\
 & \text{s.t.} \quad \text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\} = P_2
 \end{aligned}$$

并得到代价函数的分母中的第二项  $\sigma_2^2$  的表达式：

$$\sigma_2^2 = \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\} \quad (12)$$

利用定理 1 和式(12)，问题(11)可重新表述为

$$\begin{aligned}
 & \max_{\mathbf{D}_r} \left\{ \frac{\mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1}{\mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\}} \right\} \\
 & \text{s.t.} \quad \text{tr}\{\mathbf{D}_r [\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K] \mathbf{D}_r^H\} = P_2 \quad (13)
 \end{aligned}$$

针对问题式(13)，下面的定理 2 将给出  $\mathbf{D}_r$  的最优解。

**定理 2** 多中继最优的协作式转发处理  $\mathbf{D}_r = \text{diag}(\mathbf{d}_r)$  是

$$\mathbf{d}_r = \xi \bar{\mathbf{d}}_r \quad (14)$$

其中，

$$\begin{aligned}
 & \bar{\mathbf{d}}_r = (\mathbf{L}^{-1})^H \\
 & v_{\max} \left\{ (\mathbf{L}^{-1}) \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) (\mathbf{L}^{-1})^H \right\} \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{P_2}{\bar{\mathbf{d}}_r^H \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \bar{\mathbf{d}}_r}} \quad (16)$$

$$\mathbf{Q} = \left[ \sigma_1^2 \text{diag}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) + \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \right] = \mathbf{L} \mathbf{L}^H \quad (17)$$

式(17)是 Cholesky 分解,  $v_{\max}\{\cdot\}$  表示最大特征值对应的归一化特征向量,  $\mathbf{L}^{-1}$  表示取逆,  $\text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K)$  表示取对角元构成一对角阵。

证明 为简化表述, 定义如下参量:

$$\mathbf{D}_r = \begin{pmatrix} d_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & d_K \end{pmatrix}, \mathbf{d}_r = (d_1 \ d_2 \ \dots \ d_K)^T,$$

$$\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 = (a_1 \ a_2 \ \dots \ a_K)^T, \mathbf{H}_2 = (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K)$$

首先式(13)的分子是信号功率, 其表达式

$$\begin{aligned} & \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \\ &= \begin{pmatrix} (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} d_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & d_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_K \end{pmatrix} \\ (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} d_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & d_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_K \end{pmatrix} \\ &= (a_1 d_1 \mathbf{h}_1 + a_2 d_2 \mathbf{h}_2 + \dots + a_K d_K \mathbf{h}_K)^H \cdot \\ & \quad (a_1 d_1 \mathbf{h}_1 + a_2 d_2 \mathbf{h}_2 + \dots + a_K d_K \mathbf{h}_K) \\ &= \begin{pmatrix} (a_1 \mathbf{h}_1 \ a_2 \mathbf{h}_2 \ \dots \ a_K \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_K \end{pmatrix} \\ (a_1 \mathbf{h}_1 \ a_2 \mathbf{h}_2 \ \dots \ a_K \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_K \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} a_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & a_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_K \end{pmatrix} \\ (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} a_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & a_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_K \end{pmatrix} \end{pmatrix}^H. \end{aligned}$$

$$= \mathbf{d}_r^H \left\{ \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right]^H \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right] \right\} \mathbf{d}_r \quad (18)$$

其次, 式(13)中的分母表达式

$$\begin{aligned} & \mathbf{n}_1^H \mathbf{D}_r^H \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{D}_r \mathbf{n}_1 + \sigma_2^2 \\ &= \begin{pmatrix} (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} d_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & d_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_{11} \\ n_{12} \\ \vdots \\ n_{1K} \end{pmatrix} \\ (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \begin{pmatrix} d_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & d_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_{11} \\ n_{12} \\ \vdots \\ n_{1K} \end{pmatrix} \end{pmatrix}^H + \sigma_2^2 \quad (19) \end{aligned}$$

由于  $\mathbf{n}_1$  中每个分量之间都是独立的, 式(19)可进一步写成

$$\begin{aligned} & \left( |n_{11}|^2 |d_1 \mathbf{h}_1|^2 + |n_{12}|^2 |d_2 \mathbf{h}_2|^2 + \dots + |n_{1K}|^2 |d_K \mathbf{h}_K|^2 \right) + \sigma_2^2 \\ &= \sigma_1^2 \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_K \end{pmatrix}^H \text{diag} \left( (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K)^H (\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \right) \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_K \end{pmatrix} + \sigma_2^2 \\ &= \sigma_1^2 \mathbf{d}_r^H \text{diag}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) \mathbf{d}_r + \sigma_2^2 \quad (20) \end{aligned}$$

同时, 式(13)中的约束条件可写成

$$\begin{aligned} & \text{tr} \left( \mathbf{D}_r \left[ \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 (\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K \right] \mathbf{D}_r^H \right) \\ &= \mathbf{d}_r^H \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 (\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{d}_r = P_2 \quad (21) \end{aligned}$$

利用式(20)和式(21), 式(13)中代价函数的分母可表示为

$$\begin{aligned} & \sigma_1^2 \mathbf{d}_r^H \text{diag}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) \mathbf{d}_r + \\ & \frac{\sigma_2^2}{P_2} \mathbf{d}_r^H \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 (\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{d}_r \quad (22) \end{aligned}$$

利用式(19)和(22), 得到式(13)的另一个等效的表达式

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{d}_r} \left\{ \frac{\mathbf{d}_r^H \left\{ \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right]^H \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right] \right\} \mathbf{d}_r}{\mathbf{d}_r^H \left\{ \sigma_1^2 \text{diag}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) + \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \right\} \mathbf{d}_r} \right\} \\ & \text{s.t. } \mathbf{d}_r^H \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 (\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1)^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{d}_r = P_2 \quad (23) \end{aligned}$$

针对式(23)可发现, 其中的代价函数是广义特征值的问题, 其解是广义特征向量的形式。证毕。

### 3.3 分布式波束成形的码本设计

式(14)~式(17)给出了协作式中继的最优分布式波束成形,但是该最优解必须获知全部的 CSI,为了降低反馈开销,可采用码本的方式对最优的分布式波束成形进行量化。设计完成后的码本分别存储在每个中继和信宿端,信宿根据信道估计得到系统的全部 CSI,然后根据码本选择准则选择其中最好的一个分布式波束成形的码字,并把该码字对应的标号广播给所有中继;中继根据该标号从码本中找到相应码字,并找到其中对应的码字分量;结合接收到的功率放大因子确定转发系数,在下一个时隙转发给信宿。所以,如何设计分布式波束成形的码本成

$$S_j = \left\{ \mathbf{H}_{i,1}, \mathbf{H}_{i,2} \left| \frac{\mathbf{w}_j^H \left\{ \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right]^H \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right] \right\} \mathbf{w}_j}{\mathbf{w}_j^H \left\{ \sigma_1^2 \text{diag}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) + \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \right\} \mathbf{w}_j} \right. \right. \\ \left. \left. \geq \frac{\mathbf{w}_p^H \left\{ \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right]^H \left[ \mathbf{H}_2 \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1) \right] \right\} \mathbf{w}_p}{\mathbf{w}_p^H \left\{ \sigma_1^2 \text{diag}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) + \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 \mathbf{d}_1^H \mathbf{H}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \right\} \mathbf{w}_p}, j, p = 1, \dots, 2^B, j \neq p \right\} \quad (24)$$

**步骤3** 针对  $2^B$  个信道子空间  $\{S_j\}_{j=1}^{2^B}$ , 分别对每个联合波束成形的码字通过新设计的算法进行更新。

跳到步骤2继续迭代直至满足收敛精度要求。

针对上面的步骤3,研究如何更新码本。假设第  $j$  ( $j=1, \dots, 2^B$ ) 个信道子空间包含的信道实现是:

$S_j = \{\mathbf{H}_{q,1}, \mathbf{H}_{q,2}\}_{q=1}^{L_j}$ , 其中  $L_j$  是  $S_j$  中的两跳信道实现

为很重要的问题。

首先采用广义Lloyd算法分2步迭代设计码本,具体的实现算法如下。

#### 算法1 码本设计算法

**步骤1** 初始化一组联合波束成形的码本  $\{\mathbf{w}_j, j=1, \dots, 2^B\}$ , 并随机产生  $L$  次信道实现  $\{\mathbf{H}_{i,1}, \mathbf{H}_{i,2}\}_{i=1}^{L_h}$ , 其中,  $B$  是反馈比特数,  $\mathbf{H}_{i,1}$  和  $\mathbf{H}_{i,2}$  表示第  $i$  次两跳的信道实现,  $L_h$  是信道实现次数,例如  $L_h = 10\,000$ ;

**步骤2** 针对给定的码本  $\{\mathbf{w}_j, j=1, \dots, 2^B\}$ , 把信道空间划分成  $2^B$  个信道子空间,划分准则如下:

的个数。当前的信道子空间  $S_j$  对应的分布式波束成形的码本是  $\mathbf{w}_j$ , 下面要更新  $\mathbf{w}_j$ 。当前信道子空间  $S_j$  中含有的  $L_j$  个信道实现都必须满足式(23), 即: 子空间  $S_j$  对应的码字  $\mathbf{w}_j$  必须满足  $L_j$  个约数条件, 设计  $\mathbf{w}_j$  就是针对该  $L_j$  次信道实现找到一个共同的列向量, 使得该列向量满足在该  $L_j$  个约数条件下最大化式(23)中的代价函数, 即

$$\mathbf{w}_j = \arg \max_x \left\{ \frac{1}{L_j} \sum_{q=1}^{L_j} \frac{\mathbf{x}^H \left\{ \left[ \mathbf{H}_{q,2} \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1}) \right]^H \left[ \mathbf{H}_{q,2} \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1}) \right] \right\} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \left\{ \sigma_1^2 \text{diag}(\mathbf{H}_{q,2}^H \mathbf{H}_{q,2}) + \frac{\sigma_2^2}{P_2} \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1}^H \mathbf{H}_{q,1}^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \right\} \mathbf{x}} \right\} \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{x}^H \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1} (\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1})^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{x} = P_2, \quad q = 1, \dots, L_j \quad (25)$$

式(25)是带有  $L_j$  个约数条件的最大化问题, 这些约束条件使得最终的解不一定存在。所以,

忽略式(25)中分母的第一项, 可以将式(25)近似为如下:

$$\mathbf{w}_j = \arg \max_x \left\{ \sum_{q=1}^{L_j} \frac{\mathbf{x}^H \left\{ \left[ \mathbf{H}_{q,2} \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1}) \right]^H \left[ \mathbf{H}_{q,2} \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1}) \right] \right\} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \sigma_1^2 \text{diag}(\mathbf{H}_{q,2}^H \mathbf{H}_{q,2}) \mathbf{x}} \right\} \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{x}^H \text{diag}(\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1} (\mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1})^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{x} = P_2, \quad q = 1, \dots, L_j \quad (26)$$

由式(26)中的代价函数可知,  $\mathbf{x}$  的幅度对于目标函数没有任何的影响, 所以, 可先得到没有满足式(26)中的约束条件的  $\mathbf{w}_j$ 。码本设计完成后, 中继在使用码字的时候, 要选择最优的码字  $\mathbf{w}_j$  来确定波束

$$\mathbf{w}_j = \arg \max_{\mathbf{x}} \left\{ f = \sum_{q=1}^{L_j} \left\{ \begin{aligned} &\text{lb} \left( \mathbf{x}^H \left[ \mathbf{H}_{q,2} \text{diag} \left( \mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1} \right) \right]^H \left[ \mathbf{H}_{q,2} \text{diag} \left( \mathbf{H}_{q,1} \mathbf{d}_{q,1} \right) \right] \mathbf{x} \right) \\ &-\text{lb} \left( \mathbf{x}^H \boldsymbol{\sigma}_1^2 \text{diag} \left( \mathbf{H}_{q,2}^H \mathbf{H}_{q,2} \right) \mathbf{x} \right) \end{aligned} \right\} \right\} \quad (27)$$

式(27)的解析表达式通常难以获得, 所以本文通过设计下面一个迭代算法数值求解式(27), 如下所示。

**算法 2** 码字更新算法

- 1) 初始化  $k=0, \mathbf{x}_0=0, \alpha=1$ ;
- 2) While  $f(\mathbf{x}_k + \alpha \mathbf{d}_k) < f(\mathbf{x}_k) + 0.45\alpha(\mathbf{d}_k^H \mathbf{d}_k)$ 

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \alpha \mathbf{d}_k$$

$$\alpha_{k+1} = 0.75\alpha_k$$

End

- 3) 令  $\mathbf{w}_j = \mathbf{x}_{k+1}$ 。

其中, 算法 2 中的数值 0.45 和 0.75 都是数值优化讲义中的经验值。由于式(27)中的求和表达式中的每一项关于  $\mathbf{x}$  都是凹函数, 这等价于凸的最小化问题; 同时算法 2 属于梯度下降法, 所以该算法的收敛性可以得到保证。码本设计完成后, 将每个码字的能量归一化。使用码本时, 信宿根据所有的信道状态信息, 选择其中一个码字  $\mathbf{w}_j$  最大化式(11)中的代价函数, 然后根据式(11)计算出该码字对应的中继转发功率  $\xi$ , 然后将  $\xi$  反馈给所有中继, 同时将  $\mathbf{w}_j$  对应的标号也反馈给所有中继; 每个中继根据码字标号找到相应码字, 进而得到自己对应的码字分量, 乘以接收信号再放大后, 在下一个时隙转发给信宿。虽然该算法的复杂度较高, 但是该算法不是在线使用的, 而是在离线条件下进行码本设计, 所以复杂度并不是码本设计算法的主要考虑因素。

**4 结果与分析**

下面通过计算机仿真给出了所设计的分布式波束成形码本在不同反馈量和不同天线配置下的吞吐量性能。定义  $\rho_1 = \frac{P_1}{M\sigma_1^2}$  和  $\rho_2 = \frac{P_2}{K\sigma_2^2}$ 。

图 2 给出了信源天线数是 4, 中继数是 4, 信宿接收天线数是 4,  $\rho_1 = \rho_2 = 20\text{dB}$  的情况下, 不同的反馈比特数  $B$  对应的系统吞吐量累积分布函数

成形的相位, 然后根据当前信道衰落系数计算出  $\mathbf{w}_j$  的幅度以满足功率约束; 同时, 将式(26)中代价函数的每一项都取对数, 所以, 更新码字的问题可描述为

(CDF, cumulative and distribution function) 曲线图。由图可见, 当  $B$  从 1 增加到 2、5 时, 遍历容量明显增大, 当  $B=5$  时, 获得大约 0.6bit/s/Hz 的增益。可见, 所设计码本在反馈开销比较小的情况下得到很明显的吞吐量增益。

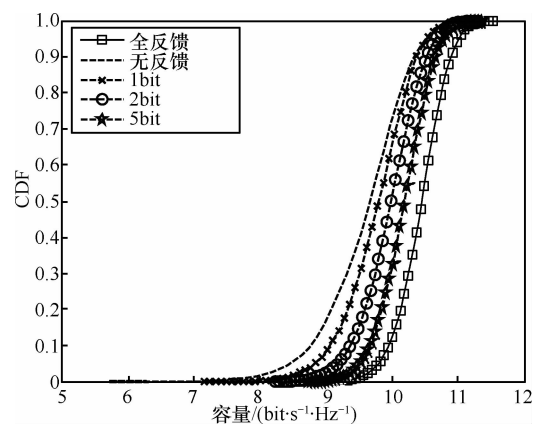


图 2  $M=K=N=4, \rho_1=\rho_2=20\text{dB}$  时不同反馈量的 CDF 曲线

图 3 和图 4 给出了 2 个分布式中继的情况, 无论信宿的接收天线数, 系统的遍历容量在反馈比特数  $B=5$  时都非常接近理想情况下的性能。可见所提分布式波束成形方案在所设计码本的反馈下具有明显的性能增益。

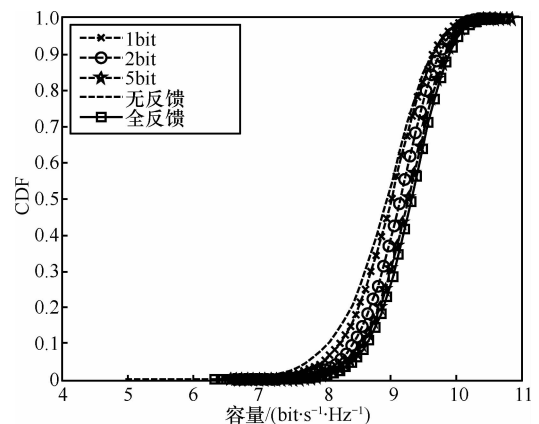


图 3  $M=4, K=2, N=4$  和  $\rho_1=\rho_2=20\text{dB}$  时不同反馈量的 CDF 曲线

通过对比图 2~图 4 可以看出, 当信源和信宿都配置 4 根天线且有 4 个中继辅助通信时, 反馈  $B=5$  时能够获得大约  $10.2\text{bit/s/Hz}$  的遍历容量(对应着  $CDF=50\%$  的横坐标数值); 如果把中继个数从 4 减少到 2, 那么此时的系统遍历容量降低到大约  $9.3\text{bit/s/Hz}$ ; 如果在该条件下继续减少信宿上的天线数目(从 4 减少到 2), 那么此时的系统容量降低到大约  $8.6\text{bit/s/Hz}$ 。由此可得, 系统的天线数和分布式中继的个数明显影响系统的遍历容量。与此同时, 发送信噪比对系统吞吐量的也具有明显的影响, 具体的信息论分析可参考文献[6]。

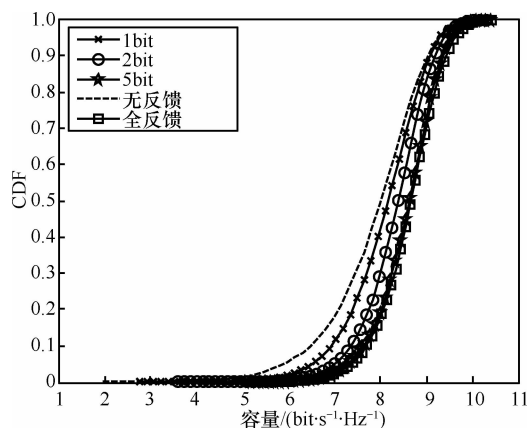


图 4  $M=4, K=2, N=2$  和  $\rho_1=\rho_2=20\text{dB}$  时不同反馈量的 CDF 曲线

## 5 结束语

本文对多中继辅助 MIMO 通信系统中基于有限反馈的分布式波束成形问题进行了研究。首先推导了接收信噪比的下界, 并基于该下界建立了联合波束成形的数学模型。然后针对该数学模型, 推导了分布式波束成形的最优表达式。最后, 基于该表达式设计了一个算法对码本进行更新, 最终得到所需的码本。利用该码本可以在反馈量很小的情况下得到明显的系统增益。

## 参考文献:

- [1] VAN DER MEULEN E C. Three terminal communication channels[J]. Adv Appl Prob, 1971, 3(1): 120-154.
- [2] TIMUS B. A coverage analysis of amplify-and-forward relay schemes in outdoor urban environment[A]. IEEE ICWMC'06[C]. 2006, 56-56.
- [3] LANEMAN J N, WORNELL G W. Energy-efficient antenna sharing and relay for wireless networks[A]. IEEE WCNC'00[C]. 2000.7-12.
- [4] KRAMER G, GASTPAR M, GUPTA P. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2005,

51(9): 3037-3063.

- [5] PAULRAJ A, NABAR R, GORE D. Introduction to Space-time Wireless Communications[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [6] WANG B, ZHANG J, HØST-MADSEN A. On the capacity of MIMO relay channels[J]. IEEE Trans Inf Theory Jan, 2005, 51(1): 29-43.
- [7] TANG X, HUA Y. Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2007, 6(4): 1398-1407.
- [8] ZHAO Y, ADVE R, LIM T J. Improving amplify-and-forward relay networks: optimal power allocation versus selection[J]. IEEE Trans on Wireless Comm, 2007, 6(8): 3114-3123.
- [9] HASNA M O, ALOUINI M. Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans Wireless Comm, 2004, 3(6): 1999-2004.
- [10] LOVE D J, HEATH J R W. Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems[J]. IEEE Trans Comm, 2003, 51(7): 1102-1110.
- [11] YI Z, KIM I. Joint optimization of relay-precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks[J]. IEEE J Sel Areas Commun, 2007, 25(2): 447-458.
- [12] JING Y, JAFARKHANI H. Network beamforming using relays with perfect channel information[A]. IEEE ICASSP'07[C]. 2007, 3: III-473-III-476.
- [13] JING Y, JAFARKHANI H. Network beamforming using relays with perfect channel information[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2009, 55(6): 2499-2517.
- [14] BOYD S, VANDENBERGHE L. Introduction to Convex Optimization[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.
- [15] LOVE D J, HEATH J R W. Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2003, 49(10): 2735-2747.
- [16] ZHOU S, LI B. BER criterion and codebook construction for finite-rate precoded spatial multiplexing with linear receivers[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2006, 54(5): 1653-1665.

## 作者简介:



李春国 (1983-), 男, 山东胶州人, 东南大学博士生, 主要研究方向为 MIMO 通信信号处理、多信宿信号处理和中继无线通信系统优化设计。

仲崇显 (1980-), 男, 山东郓城人, 东南大学博士生, 主要研究方向为 MIMO 通信信号处理、多信宿信号处理、无线资源管理和动态资源分配。

杨绿溪 (1964-), 男, 安徽桐城人, 博士, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为下一代移动通信中的信号处理。