

基于中继协作与选择的有效分集方案

俞菲^{1,2}, 杨绿溪^{1,2}

(1. 东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096;

2. 东南大学 水声信号处理教育部重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 基于多址信道的容量, 给出了一种中继选择方案。本方案提出根据中继与信宿间等效并行信道的传输能力完成基于多路数据流的中继选择, 并由每个中继独立地根据其本身与信宿间的信道信息完成相应的波束矢量设计。该方案避免了多中继间的信息交互和联合处理, 从而降低了系统复杂度。实验仿真证明, 这种基于协作的中继选择方案与多中继并行传输方案相比可以获得较好的系统误码率性能。

关键词: 协作通信; 空间分集; 中继选择; 特征值分解

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2010)08-0045-09

Effective cooperative scheme based on relay selection

YU Fei^{1,2}, YANG Lv-xi^{1,2}

(1. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Key Laboratory of Underwater Acoustic Signal Processing of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Based on the capacity of multi-access channel, a relay selection algorithm was proposed. It was proposed that: relays were selected according to the eigenvalue decomposition of the equivalent relay-destination channel, and the beamforming vectors were designed in a distributed manner. It could be seen that joint processing and information transmission between multiple relays were avoided, which could reduce system complexity. Simulation results show that the system proposed can achieve better bit error rate (BER) comparing to the one with multi-relay parallel transmission.

Key words: cooperative communication; spacial diversity; relay selection; eigenvalue decomposition

1 引言

随着通信技术的日新月异和通信需求的日益提高, 传统基于蜂窝式的通信网络在通信速率、通信质量、覆盖面等方面已显得捉襟见肘, 高效的通信网络结构、组网方式的研究和应用迫在眉睫^[1-3]。

引入中继的协作式通信已获得广泛研究和发

展。研究表明: 在传统蜂窝网中部署中继节点可以在不明显改变主干网结构的基础上, 通过基站和中继之间的协作处理显著提高系统的频谱利用率以及网络覆盖面积。中继的引入可以增加蜂窝网在严重阴影效应区域的信号覆盖和链路容量^[4], 低代价、低复杂度地解决在小区边缘地区的高数据速率通信^[5,6]。同时, 中继之间的协作还可以利用空间分集

收稿日期: 2009-02-13; 修回日期: 2010-04-27

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); 国家自然科学基金资助项目 (60902012, 60702029); 国家科技重大专项基金资助项目 (2009ZX03003-004); 国家教育部博士点基金资助项目 (20090092120013)

Foundation Items: The National Basic Research Program of China (973 Program) (2007CB310603); The National Natural Science Foundation of China (60902012, 60702029); The National Science and Technology Major Project of China (2009ZX03003-004); The Ph.D. Programs Foundation of Ministry of Education of China (20090092120013)

改善系统的误码率性能, 或利用空间复用达到更高的频谱效率^[7,8]。

多天线技术长期以来一直受到广大学者的关注。多天线技术的应用可以充分利用空间资源, 在有限的频带资源内实现高速率的传输^[9]。目前, 多输入多输出 (MIMO, multiple-input and multiple-output) 通信系统已经在许多无线通信系统中得到了应用。3GPP、3GPP2 研究标准以及 IEEE 802.11、802.16 协议都将 MIMO 技术作为其关键技术之一。在中继协作网络通信中, 多天线技术也可以被应用在基站和中继端而有效地提高系统的总体性能^[10,11]。已有一些初步研究表明, 中继协作通信与多天线 MIMO 技术的适当结合可以提高系统频谱效率, 提供更高效的数据传输。

在多中继协作通信系统中, 基站与用户间通过多个中继的接力建立通信链路, 其中常见的接力方式有串行接力和并行接力。串行接力即通常所说的多跳通信, 并行接力是指多个中继独立地接收信源发出的信息, 通过联合的处理后将信号传递给信宿。如何在众多中继中选择一个 (或几个) 完成传输就是中继选择的问题。由于不同的中继经历了不同的无线路径损耗, 所以中继节点选择的好坏将会直接影响到系统性能的提升。文献[12]中给出了多中继系统中中继选择的容量分析。文章指出, 当给定多中继发送总功率约束时, 中继选择比多中继并行传输具有更大的系统容量。多天线的配备为系统的优化设计增加了空间自由度, 问题也相应变得复杂。由于多根天线可以支持多路独立的并行数据流, 因此, 多天线多中继系统中的中继选择策略也变得多样。文献[13]在文献[12]的研究结果上进一步深入探讨了多天线多中继系统中的中继选择策略。该文献针对 AF 模式下的多中继并行通信系统, 通过特征空间分解将两跳信道等效为一个多路并行的通信系统, 并根据每一路等效信道增益给出了中继选择策略。

在现有的研究基础上, 本文继续研究了基站、用户和多个中继端均配备多天线下中继选择问题。在通信系统的下行通信链路中, 基站与中继间的信道条件往往要好于中继与移动终端间的信道条件。即: 在基站与移动终端没有直达链路的环境下, 整个链路的传输能力将大大取决于中继与移动终端间多址信道的传输容量。基于这样的考虑, 本文提出了基于中继与信宿间多址信道条件的中继

选择策略, 该方案支持多路数据流的并行传输, 并且不需要中继间相互传递信息。最后, 论文给出了基于中继选择策略的分组检测方案。实验仿真证明, 这种作用于每一路数据流的中继选择策略可以提高系统接收信噪比, 在相同的星座调制下可以获得更好的系统误码性能。

论文的安排如下: 第 2 节首先给出了多中继协作两跳通信系统模型, 并从信息论的角度讨论了广播割和多址割的容量界; 第 3 节设计了一种多中继选择策略及分层检测方案, 并比较了其在中继并行传输系统的等效信道增益; 第 4 节是仿真实验和性能分析; 第 5 节是结束语。

2 系统模型及容量界

2.1 系统模型

本文考虑了一个多中继协作的通信系统模型, 含有一个信源、一个信宿及多个中继, 如图 1 所示。其中, 信源、中继和信宿均配备了多根天线。假设信源、中继和信宿配备的天线数分别为: T 、 R 和 D , 那么系统最小可以支持的并行数据流个数为 $M = \min(T, R, D)$ 。为了方便起见, 令 $T = R = D = M$ 。若信源与信宿之间没有直接可达的通信路径, 信源与信宿间的数据通信将完全通过中继间的协作完成。图 1 将上述多中继协作通信系统建模为一个典型的两跳系统, 其中, 信源与多个中继间的通信定义为第一跳, 多中继与信宿间的通信定义为第二跳, 分别称为广播信道 (BC) 和多址信道 (MAC)。在广播信道中, 信源首先通过编码、调制, 将需要发送的数据同时向 K 个中继传输, K 个中继占用相同的频率和时间资源同时接收由信源发送的信号。在多址信道中, 多个中继可以采用匹配滤波接收基站发送的信号, 并通过一定的功率放大后将信号发送出去。此时, 多个中继与信宿间的数据通信仍然占用相同的频率和时间资源, 并通过空间复用并行地传输数据。

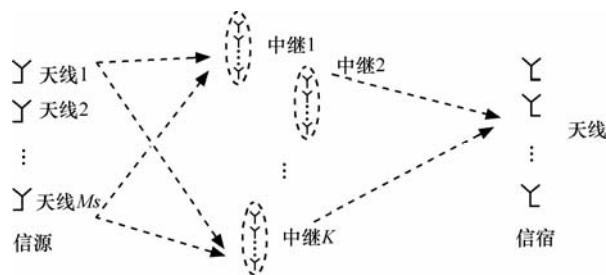


图 1 多中继协作通信系统

若信源发送的信号为 $s = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T$, 满足约束: $E\{ss^H\} = P I_M$, 那么多个中继端接收到的信号为

$$r_k = \mathbf{H}_k s + n_k \quad (1)$$

假设中继接收信号并经过一定的处理后发送出去, 每个中继发送的信号为 d_k , 其中下标 k 代表中继的序号。那么信宿端接收到的信号可以表示为

$$y = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k d_k + w \quad (2)$$

式(1)和式(2)中, \mathbf{H}_k 、 \mathbf{G}_k 分别是这个两跳通信系统广播信道和多址信道的信道响应矩阵, 都是 $M \times M$ 维的矩阵, n_k 和 w 分别是多个中继和信宿端的噪声, 是 $M \times 1$ 维的向量。

2.2 信道容量界

Cover 在关于多中继两跳通信信道的经典文献中指出^[14], 系统的整体容量界是由广播割和多址割互信息的最小值给出的。即

$$C = \min(I(s; r_1, r_2, \dots, r_K, y | d_1, d_2, \dots, d_K), I(s, r_1, r_2, \dots, r_K; y)) \quad (3)$$

对于广播割而言, 互信息的表达式即要求最大化为

$$I(s; r_1, r_2, \dots, r_K, y | d_1, d_2, \dots, d_K) \quad (4)$$

令: $\tilde{y} = y - \sum_{k=1}^K \delta_k d_k$, 假设信宿端已知系数 $\delta_1, \dots, \delta_K$, 那么式(4)中描述广播割的互信息可以表示为

$$\begin{aligned} C_{\text{BC}} &= I(s; r_1, r_2, \dots, r_K, y | d_1, d_2, \dots, d_K) \\ &= I(s; r_1, r_2, \dots, r_K, \tilde{y}) \end{aligned} \quad (5)$$

不妨假设 $\delta_k = \mathbf{G}_k$, 可以得到 $\tilde{y} = w$ 。那么, 式(5)中互信息的输入和输出, 即: s 和 $r_1, r_2, \dots, r_K, \tilde{y}$ 关系可以用矩阵的形式描述为

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_K \\ \tilde{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \\ \boldsymbol{\theta}_M \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_K \\ w \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}} s + \tilde{\mathbf{N}} \quad (6)$$

其中, 用 $\boldsymbol{\theta}_M$ 表示一个 $M \times M$ 维的全零方阵。根据信息论的结论可以得到, 当中继和信宿接收的信号

r_1, r_2, \dots, r_K, y 以及噪声 n_k 和 w 服从零均值循环对称复高斯分布时, 广播割的容量可以表示为

$$\begin{aligned} C_{\text{BC}} &= \text{lb det} \left(I_{M(K+1)} + \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{R}_{ss} \tilde{\mathbf{H}}^H (\tilde{\mathbf{N}} \tilde{\mathbf{N}}^H)^{-1} \right) \\ &= \text{lb det} \left(I_{M(K+1)} + E_s \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H (\tilde{\mathbf{N}} \tilde{\mathbf{N}}^H)^{-1} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, \mathbf{R}_{ss} 是信源发送信号 s 的自相关矩阵, 若假设信源不同天线上的发送信号彼此独立, 且功率相同, 那么可以得到: $\mathbf{R}_{ss} = E\{ss^H\} = E_s I_M$ 。

类似地, 分析多址割的容量界。对于多址割而言, 系统的容量上界可以表示最大化信源和中继发送信号 s, d_1, d_2, \dots, d_K 以及信宿接收信号 y 之间的互信息, 即: $I(s, d_1, d_2, \dots, d_K; y)$ 。根据上面的分析, 不难得到 y 与 s, d_1, d_2, \dots, d_K 之间的关系:

$$y = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k d_k + \boldsymbol{\theta}_M s + w, \text{ 用矩阵的形式描述为}$$

$$\begin{aligned} y &= [\mathbf{G}_1 \quad \mathbf{G}_2 \quad \dots \quad \mathbf{G}_K \quad \boldsymbol{\theta}] \cdot \\ &[d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_K \quad s]^T + w = \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{D}} + w \end{aligned} \quad (8)$$

仍然假设接收信号 y 与噪声 w 都服从零均值循环对称复高斯分布, 多址割的容量为

$$C_{\text{MAC}} = \text{lb det} \left(I_M + \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{D}}} \tilde{\mathbf{G}}^H (w w^H)^{-1} \right) \quad (9)$$

需要指出, 这里的 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{D}}}$ 是中继发送信号和基站发送信号构成的矩阵 $\tilde{\mathbf{D}}$ 的自相关阵。各个中继以及中继和信源发送信号的关系决定了多址割信道容量的大小。若假设信源和各个中继间的发送信号相互独立, 且不同天线上的发送信号彼此独立, 当信源与中继站具有不同的发送功率时, $\tilde{\mathbf{D}} \tilde{\mathbf{D}}^H$ 的自相关阵 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{D}}}$ 可以表示为 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{D}}} = \text{diag}(E_{d_1} I_M \dots E_{d_K} I_M E_s I_M)$ 。其中 $E_{d_1}, E_{d_2}, \dots, E_{d_K}$ 分别是每个中继的发送功率, E_s 是信源的发送功率。特别地, 若每个中继约束的发送功率相同, 即 $E_{d_1} = E_{d_2} = \dots = E_{d_K} = E_d$, 那么公式可以化简为

$$C_{\text{MAC}} = \text{lb det} \left(I_M + \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H \right) (w w^H)^{-1} E_d \right) \quad (10)$$

3 基于多路数据流的中继选择和检测算法

当中继端配备单根天线时, 基于中断概率的信息论研究显示, 随机中继选择可以获得跟其他更复杂的协作发射(诸如分布式空时码)相同的分集—

复用折衷。下面，本文将重点研究当中继端配备多根天线时的中继选择策略。

仍然假设多中继和用户端均配备 M 根天线，系统可以支持的最大并行数据流个数为 M 。若多中继间发送的信号相互独立，中继与信宿端的噪声为零均值的高斯白噪声方差分别为 σ_n^2 和 σ_w^2 ，那么，系统多址割的信道容量可以表示为 $C_{\text{MAC}} = \sum_{m=1}^M \text{lb} \left(1 + \frac{E_d}{\sigma_w^2} \lambda_m \right)$ 。其中， λ_m 代表对矩阵 $\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H$ 做特征分解后的第 m 个特征值。此时，若对系统进行中继的选择，则选择的策略是多样的。可以为这 M 路数据流选择一个共同的中继完成数据传输，也可以让这 M 路数据流独立地选择中继。显然，后者选择的过程较为复杂，但由于获得了多中继的分集增益，系统性能也相应地更好些。在上述的第二种情况中，对于每一路独立的数据流而言，它们将依次选择 M 条具有最大信道增益的子信道进行传输。对于第 m 路数据流，它会将原先平均分配在 K 个中继上的功率集中到一个中继上，并通过这一个中继完成第 m 路数据流的传输。

根据每个中继等效并行子信道的信道增益的大小进行中继选择，其数学描述可以表示为

$$\Phi = \arg \max_{\lambda_k^m \in \mathcal{A}} \{ \lambda_k^m, k=1,2,\dots,K; m=1,2,\dots,M \} \quad (11)$$

其中， λ_k^m 是对第 k 个中继与信宿间信道矩阵的自相关阵 $\mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H$ 做特征分解后的第 m 个特征值。

此时，系统多址割的信道容量可以表示为

$$C_{\text{MAC}} = \sum_{n=1}^M \text{lb} \left(1 + \frac{E_d}{\sigma_w^2} \lambda'_n \right), \lambda'_n \in \Phi \quad (12)$$

需要指出，由于多路数据流依次选择具有最大信道增益的子信道进行传输，因此，这些数据流可以选择在同一个中继上进行传输，也可以选择在中继上进行传输。换一个角度来思考，有些中继上可能会支持多个数据流的传输，有些中继上可能会支持单路数据流的传输，而另一些中继上可能没有数据传输，即中继的发送功率为零。由于具有更大的选择自由度，因此基于多路数据流的中继选择可以获得比只选择一个中继完成 M 路并行数据流的方案更大的分集增益。下面，将具体结合多输入多输出信道的容量分析讨论基于多数据流中继选

择的系统容量，并将其和多中继并行传输的情况进行比较。

3.1 多址割容量分析

1) 基于多路数据流的中继选择。

假设协作中继的个数大于系统配备的天线数，即： $K > M$ 。基于多路数据流的中继选择要求在 K 个中继构成的 $K \times M$ 个并行信道中选择衰落条件最好的 M 条子信道完成数据的传输，可以设想，由这 M 条子信道的并行传输建立的链路性能比从 K 个中继中任意选择 M 个中继，并通过这 M 个中继最好的子信道建立的通信链路具有更好的传输性能。即用数学语言可以描述为

$$\begin{aligned} C_{\text{MAC}}^1 &= \sum_{n=1}^M \text{lb} \left(1 + \frac{E_d}{\sigma_w^2} \lambda'_{n1} \right) \geq C_{\text{MAC}}^2 \\ &= \sum_{n=1}^M \text{lb} \left(1 + \frac{E_d}{\sigma_w^2} \lambda'_{n2} \right), \lambda'_n \in \Phi_1, \lambda'_n \in \Phi_2 \end{aligned} \quad (13)$$

其中， $\Phi_1 = \arg \max_{\lambda_k^m \in \mathcal{A}} \{ \lambda_k^m, k=1,2,\dots,K; m=1,2,\dots,M \}$

代表从 K 个中继构成的 $K \times M$ 个并行信道中选择衰落条件最好的 M 条子信道； $\Phi_2 = \arg \max \{ \lambda_k^m, m=1,2,\dots,M; k=k_1, k_2, \dots, k_m \}$ 且 $k_1 \neq k_2 \neq \dots \neq k_m$ ，代表从 K 个中继中任意选择 M 个中继，并分别从这 M 个中继里选一路信道条件最好的子信道。

若假设中继与信宿间的信道条件满足瑞利衰落，那么后者的容量可以通过多址信道等效信道特征值的联合概率分布得到具体的表达式。由于 \mathbf{G}_k 是 M 维的复高斯变量，因此 $\mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H$ 服从自由度为 M 的 M 维 Wishart 分布，其排序特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ ($\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_M$) 的联合概率分布为

$$f_{\lambda\text{-ordered}}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) = \Psi_M \exp \left(-\sum_{m=1}^M \lambda_m / 2 \right) \prod_{m < n} (\lambda_m - \lambda_n)^2 \quad (14)$$

通过对最大的特征值 λ_1 求边缘分布可以得到 $\mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H$ 最大特征值 λ_1 的概率分布函数为

$$\begin{aligned} f_{\lambda_1} &= \int_0^{\lambda_1} \dots \int_0^{\lambda_{M-1}} f_{\lambda\text{-ordered}}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) d\lambda_M \dots d\lambda_2 \\ &= \int_0^{\lambda_1} \dots \int_0^{\lambda_{M-1}} \Psi_M \exp \left(-\sum_{m=1}^M \lambda_m / 2 \right) \prod_{m < n} (\lambda_m - \lambda_n)^2 d\lambda_M \dots d\lambda_2 \end{aligned} \quad (15)$$

所以，可以得到 C_{MAC}^2 的表达式为

$$C_{\text{MAC}}^2 = M \int_0^{+\infty} \log \left(1 + \frac{E_d}{\sigma_w^2} \right) f_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 \quad (16)$$

2) 多中继并行传输。

根据式 (8)，最大化信源及中继发送信号 s, d_1, d_2, \dots, d_K 和信宿接收信号 y 之间的互信息实质上就是最大化中继发送信号和信宿接收信号之间的互信息，即 $I(s, d_1, d_2, \dots, d_K; y) = I(d_1, d_2, \dots, d_K; y)$ 。重写 d_1, d_2, \dots, d_K 与 y 之间的关系： $y = \sum_{k=1}^K G_k d_k + w$ ，那么系统多址割的容量可以表示为

$$\begin{aligned} C_{\text{MAC}} &= \text{lb det} \left(I_M + \left(\sum_{k=1}^K G_k d_k \right) \left(\sum_{k=1}^K G_k d_k \right)^H (w w^H)^{-1} \right) \\ &= \text{lb det} \left(I_M + \left(\sum_{k=1}^K G_k G_k^H E_{d_k} \right) (w w^H)^{-1} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

假设每个中继的发送功率相同，那么上式可以简化为： $C_{\text{MAC}} = \text{lb det} \left(I_M + \left(\sum_{k=1}^K G_k G_k^H \right) \frac{E_d}{\sigma_w^2} \right)$ 。用矩阵特征值的形式可以表示为 $C_{\text{MAC}} = \sum_{m=1}^M \text{lb} \left(1 + \frac{E_d}{\sigma_w^2} \lambda_m \right)$ 。若假设 G_k 仍然是复高斯信道，且中继之间的信道矩阵相互独立，那么 $\sum_{k=1}^K G_k G_k^H$ 服从 M 维的 Wishart 分布，自由度为 MK 。类似地，可以得到矩阵 $\sum_{k=1}^K G_k G_k^H$ 特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ 的联合概率密度。

$$\begin{aligned} f_{\lambda}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) \\ = (M!)^{-1} \Psi'_M \exp \left(-\sum_{m=1}^M \lambda_m / 2 \right) \prod_{m=1}^M \lambda_m^{MK-M} \prod_{m < n} (\lambda_m - \lambda_n)^2 \end{aligned} \quad (18)$$

其中， $\Psi'_M = 2^{-KM^2} \pi^{M(M-1)} / \tilde{\Gamma}_M(MK) \tilde{\Gamma}_M(M)$ 。通过 λ_1 的边缘概率密度函数可以得到式 (17) 的进一步计算结果。

图 2 中给出了多中继并行独立数据流通信系统等效第二割等效信道特征值和多中继选择（从 K 个中继中任意选择 M 个中继，并通过这 M 个中继最好的子信道建立的通信链路）等效信道特征值（式 (15) 中的 λ_1 ）的概率分布函数。图中假设信源、中继和信宿均配备 2 根天线，参与协作通信的中继

个数为 2，信道均服从瑞利衰落。

从图 2 中可以看出，当约束中继端发送总功率恒定时，与并行传输独立数据流的多中继系统相比，选择任意 M 个中继并在这 M 个中继上选择信道增益最大的子信道完成数据传输的系统具有更大的概率获得较大的等效信道增益。这就说明，当信道衰落条件相同（都服从瑞利衰落）、系统噪声相同时，选择任意 M 个中继并在这 M 个中继上选择信道增益最大的子信道完成数据传输的系统具有较大的统计平均容量。因此，基于多路数据流的多中继选择与并行传输独立数据流的多中继系统相比具有较大的系统平均容量。

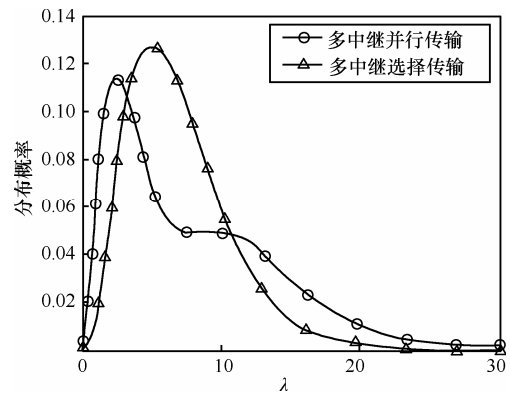


图 2 系统第二跳等效信道响应特征值的概率分布

图 3 中给出了单中继传输、多中继并行传输以及多中继选择传输 3 种情况下系统第二跳的容量比较。假设信源、中继和信宿均配备 2 根天线，协作通信的中继个数为 2。实线的部分是采用 Monte Carlo 仿真得到的系统第二跳的遍历容量，记为 C_M ；虚线的部分是根据本文的理论分析结果计算得到的系统第二跳的遍历容量，记为 C_{pdf} 。需要指出，在多中继并行传输的系统中，各个中继上发送信号彼此独立。在采用 Monte Carlo 仿真计算多中继选择传输系统第二跳的容量时，采用了本文提出的基于多路独立数据流的中继选择策略，即为每一路独立的数据流依次选择 M 条具有最大信道增益的子信道进行传输。而多中继选择传输系统第二跳容量的理论数值 C_{pdf} 给出的是式 (16) 的计算结果，显然 C_{MAC}^2 是 C_{MAC}^1 的下限，而且这个下限是紧的。

若多个中继传送彼此独立的数据流，则多中继并行传输的系统可以获得比单中继传输更高的系统第二跳传输能力。这是因为前者在多中继的并行传输过程中带来了分布式的空间分集增益。而基于多路数据

流的中继选择策略由于有效地利用了反馈信息，因此可以获得比多中继并行传输的系统更高的系统第二跳传输能力。从图中可以看出，上文中根据信道衰落特性给出的基于等效信道特征值的概率分布密度函数计算的 3 种系统传输容量的理论值（或理论值的紧下限）可以很好地逼近实际系统的遍历容量。

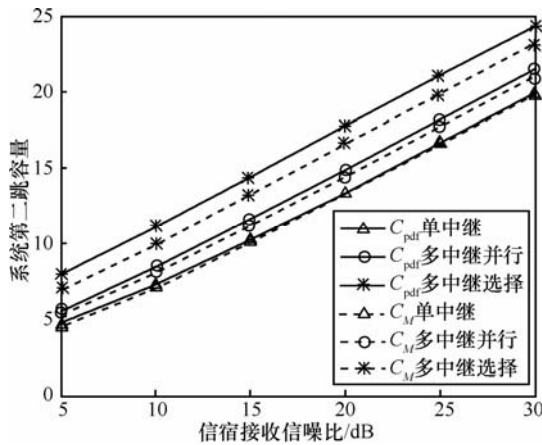


图 3 系统第二跳容量比较

3.2 基于多数据流的中继选择传输策略

在这一节中，基于多路数据流并行传输，给出了一种多中继选择传输策略。由于通信系统的下行通信链路中，基站与中继间的信道条件往往好于中继与用户间的信道条件，因此，本文提出的中继选择策略将根据中继与信宿间的信道条件完成中继选择。这种选择方案的优点在于：每个中继可以根据其本身与信宿之间的信道信息独立地完成中继端的预处理，并在信宿端根据信道信息对多个中继上传的信号进行联合检测，而不需要多个中继之间信息的交换和信号的联合处理。这种中继端独立处理、信宿端联合检测的方案可以避免传统最优设计中多中继间信息的交互，从而降低系统实现的代价，同时也能充分利用系统信息，获得分布式空间分集。

在图 1 所示的多中继协作通信模型下，本文设计将一个数据帧的通信分为 2 个时隙，在第一个时隙内，信源通过广播的方式广播信号 s ，多个中继同时独立地完成信源信号的接收。同时，信宿根据前一帧多址割的信道信息，基于多路数据流完成中继选择，并通过反馈的方式通知选择的中继。在第二个时隙内，中继根据信宿反馈的信息将接收的信号通过一定的处理后发送出去。假设第 k 个中继上

预备发送的信号为 d_k 。 d_k 是一个 $m_k \times 1$ 的矩阵，其中， m_k 代表在第 k 个中继上支持的并行数据流的个数。由于本文提出的中继选择是基于多路数据流并行传输的，即要在 K 个中继构成的 KM 路并行子信道间选择 M 路信道条件最好的子信道，因此有些中继可能会存在多个子信道条件都很好的情况。此时，系统将同时选中这几个子信道进行数据传输，即 $m_k > 1$ ，系统支持多路数据流的并行传输。

G_k 是第 k 个中继到信宿的信道响应矩阵，由于假设每个中继和信宿均配备 M 根天线，因此 G_k 是一个 $M \times M$ 维的矩阵。在信宿端，首先对 $G_k G_k^H$ 做特征分解，并根据得到的 KM 个信道等效增益选择等效信道增益最大的 M 条子信道，并将选择信息反馈给中继。中继端根据信宿反馈的信息和信道响应矩阵进行预处理后将信号发送出去。对于第 k 个中继而言，若其支持 m_k 路并行数据流的传输，预发送的信号是 d_k ，那么，第 k 个中继首先对 $G_k^H G_k$ 进行特征分解，即 $V_k^H A_k V_k = G_k^H G_k$ ，并选择其最大的 m_k 个特征值所对应的特征向量构成预处理矩阵 $W_k = [V_k^{H(1)}, \dots, V_k^{H(m_k)}]$ 。当然，对于第 k 个中继而言，如果信宿端反馈的 $m_k = 0$ ，那意味着在第 k 个中继上不发送任何信息，即 $d_k = \theta_{m_k \times 1}$ ， $W_k = \theta_{M \times m_k}$ 。这里的 $\theta_{m_k \times 1}$ ， $\theta_{M \times m_k}$ 分别表示 $m_k \times 1$ 和 $M \times m_k$ 维的全零阵。

那么，在信宿端，接收到的信号可以表示为

$$y = \sum_{k=1}^K G_k W_k d_k + n_y \quad (19)$$

3.3 分组干扰消除检测

最大似然检测可以得到最优的系统 BER 性能，但是其计算复杂度却随着检测信号维数指数倍地增长，因此在实际系统中并不实用。实际中常见的检测方法是迫零检测（或 MMSE 检测），由于其检测本身是线性的，因此实现复杂度较低，但往往会造成 BER 性能的损失。在信宿检测方案的设计中，本文汲取了分层检测方案的思想，但又不同于传统点对点多天线系统的干扰抵消算法，提出了基于多中继等效信道增益几何平均值的分组干扰抵消算法。在传统的方案中，依次检测等效信道条件最好的第 k 子信道上的信号，并将检测的信号从接收信号中消去，以消除其对其他子信道上信号的干扰，直至所有的信号都被依次检测出来。由于在本文提

出的基于多路并行数据流的中继选择方案中，同一个中继上不同数据流采用相互正交的波束作为预编码矢量，即：同一个中继上发送的多路数据流之间可以采用等效信道特征子空间分解的方式联合检测，而不同中继间发送的信号，由于等效信道特征子空间对应的波束之间并不正交，不能用类似的方法操作。因此，发送信号间的干扰主要来源于不同的中继发送源。本文提出的基于分组干扰消除是基于多个中继间的信号而言的，首先检测等效信道增益的几何平均最好的第 k 个中继上的信号，并对该中继上的多路信号采用子空间分解的方法联合检测；然后利用检测信号从接收的信号中抵消该中继发送信号对其他中继发送信号间的干扰，并继续检测等效信道条件次好的中继上的发送信号，直至所有的信号都被检测出来。

定义 1 分块对角化矩阵，设 M 维的方阵 A 和 B ，满足 $AB = \text{diag}(C_1, C_2, \dots, C_Q)$ ，那么把矩阵 A 称为矩阵 B 的分块对角化矩阵。记作： $A = \text{pinv_block}(B)$ 。

下面，将具体给出检测算法的流程。

初始化： $i=1$ ， $\tilde{G}_W = [G_{k_1} W_{k_1} \ G_{k_2} W_{k_2} \ \dots \ G_{k_k} W_{k_k}]$ 。

1) 检测信号的排序：根据多中继等效信道增益的几何平均值确定检测的顺序，并对发送信号进行排序。

$$y_{\text{new}} = \begin{bmatrix} G_{k_1} W_{k_1} & G_{k_2} W_{k_2} & \dots & G_{k_k} W_{k_k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k_1} \\ d_{k_2} \\ \vdots \\ d_{k_k} \end{bmatrix} + n_y \quad (20)$$

其中， k_1, k_2, \dots, k_k 满足： $\tilde{\lambda}_{k_1} > \tilde{\lambda}_{k_2} > \dots > \tilde{\lambda}_{k_k}$ ，
 $1/\tilde{\lambda}_k = 1/\lambda_1^k + 1/\lambda_2^k + \dots + 1/\lambda_m^k$ 。

2) 信号的检测：由于第 k 个中继上的多路发送信号是联合检测的，因此，在单独检测第 k 个中继上的信号时只需要对接收信号进行块迫零，即用迫零的方法消除其他中继与第 k 个中继间的信号干扰，然后再采用联合检测的方法检测第 k 个中继上的多路（或单路）并行信号。

令： $P = \text{pinv_block}(\tilde{G}_W)$ ，且 P 和 \tilde{G}_W 满足： $P\tilde{G}_W = \text{diag}(C_1, C_2)$ 。那么，第 k_i 个中继上发送信号的估计值可以描述为 $\hat{d}_{k_i} = Q(Py)_{k_i}$ ，其中 $Q(\cdot)_{k_i}$ 代表 k_i 个中继上多路信号的联合检测。

3) 干扰消除：从接收信号中消去已检测出的第

k_i 个中继上的发送信号对其他中继上发送信号的干扰。

$$y_{\text{new}} = y_{\text{new}} - G_{k_i} H_{k_i} \hat{d}_{k_i} \quad (21)$$

4) 更新： $\tilde{G}_W = [G_{k_{i+1}} W_{k_{i+1}} \ G_{k_{i+2}} W_{k_{i+2}} \ \dots \ G_{k_k} W_{k_k}]$ ，
 $i=i+1$ 。

5) 重复步骤 2) 的内容，直至所有中继上的发送信号都被检测出来。

4 仿真实验和性能分析

图 4 和图 5 中给出了 3 种不同系统（单中继协作通信系统、多中继协作并行传输通信系统、多中继协作选择传输通信系统）在迫零（ZF）检测和最大似然（ML）检测下第二跳的误符号率性能比较。其中在多中继协作并行传输通信系统中，假设多个中继间发送信号相互独立，并采用分布式正交（准正交）空时码发送。在多中继协作选择传输通信系统中，中继端的预处理分别采用了正交波束形成（BF）和特征向量分解（SVD）2 种不同算法。信宿端，在单中继协作通信系统和多中继协作选择传输通信系统中，均分别给出了采用迫零和最大似然 2 种检测方案下的系统误符号率性能。多中继协作并行传输通信系统由于采用分布式正交（准正交）空时码进行发送，因此信宿端需要采用最大似然检测才能完成发送信号的检测。

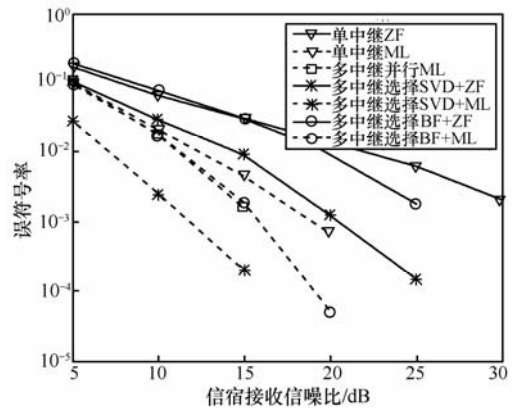


图 4 系统误码率性能比较 1

图 4 的系统假设中继和信宿端均配备 2 根天线，多中继协作中参与协作的中继个数为 2，并行传输的数据流个数为 2，每个数据流均采用 QPSK 调制。中继发送总功率恒定，即 $\sum_{k=1}^K P_R(k) = P_0$ 。中继与信宿间的信道服从瑞利分布。从图中可以看

出, 仅从多中继与信宿间的通信而言, 多中继协作通信系统可以获得比单中继协作通信系统更好的误符号率性能。这是因为多中继协作通信系统中, 存在空间分集。对于多中继协作通信系统而言, 不同的协作策略下, 系统获得的分集增益也是不同的。仿真实验表明, 在多中继协作选择传输系统中, 并行数据流的波束选择至关重要, 将会直接影响系统的传输质量。若采用相互正交的波束作为并行数据流发送波束, 则与开环地采用分布式空时码完成的多中继并行传输系统相比, 在系统误符号率上并不存在性能优势。而本文提出的利用每个中继与信宿间的信道响应矩阵的特征空间分解, 并用最大特征值对应的特征波束作为并行数据流的发送波束则可以获得较好的误符号率性能的提升。

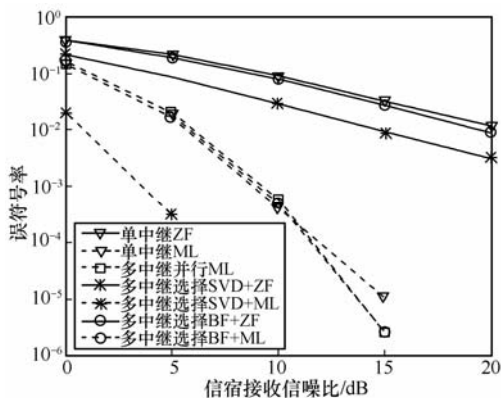


图 5 系统误码率性能比较 2

图 5 给出了中继和信宿端均配备 4 根天线, 多中继协作中参与协作的中继个数为 4, 并行传输的数据流个数为 4 的情况下系统第二跳的误符号率性能。仍假设中继发送总功率恒定, 中继与信宿间的信道服从瑞利分布, 每个数据流均采用 QPSK 调制。随着天线、协作中继个数以及并行数据流个数的增加, 与图 4 描述的系统相比, 采用迫零检测算法时, 图 4 描述的系统比图 5 描述的系统具有更好的系统误符号率性能。这是因为与图 4 的系统相比, 图 5 描述的系统虽然配备了更多的天线个数, 有更多的中继参数协作, 但是图 5 系统传输的并行数据流个数为 4。并行数据流间的干扰成为抑制系统性能增长的因素之一, 采用迫零检测由于在抑制干扰的同时产生了噪声放大, 因此系统性能并不理想。而在采用最大似然检测的系统中, 天线个数的增加, 以及协作中继个数的增加可以带来空间分集, 虽然并行传输的数据流个数也相应增长, 但系统误符号率

性能仍然呈现下降的趋势。当然, 这种系统性能的增益是以接收端计算复杂度的增加为代价的。

5 结束语

本文从多中继协作通信系统等效信道增益的概率分布密度出发, 比较了多中继并行传输及多中继选择传输 2 种不同协作策略下, 系统第二跳的传输容量。实验仿真和理论分析表明, 若约束中继端的发送总功率恒定, 基于多路并行数据流的多中继选择传输方案可以根据信道条件选择最好的几条子信道完成信号的传输, 获得较大的等效信道增益, 从而在相同发送总功率和相同接收端噪声环境下获得更高的接收端等效信噪比, 提升系统第二跳传输容量。

基于多路并行数据流的多中继选择传输策略, 本文给出了一种根据中继—信宿信道特征向量分解的预波束形成方案。每个中继可以独立地根据其本身与信宿间的信道信息设计预波束形成矢量(或矩阵), 从而避免了多中继间信道信息的传递。在信宿检测方案的设计中, 本文汲取了分层检测方案的思想, 提出了基于多中继等效信道增益几何平均值的分组干扰抵消算法。实验证明, 这种特征空间分解的方法与简单相互正交的波束相比可以获得较好的系统误符号率性能。

参考文献:

- [1] FITZEK F H P, M K. Cooperation in Wireless Networks: Principles and Applications—Real Egoistic Behavior is to Cooperate![M]. Springer, 2006.
- [2] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity-part 1: system description[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [3] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity-part II: implementation aspects and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1939-1948.
- [4] PABST R, et al. Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio[J]. Communications Magazine, IEEE, 2004, 42(9): 80-89.
- [5] HU H, et al. Range extension without capacity penalty in cellular networks with digital fixed relays[A]. Global Telecommunications Conference, GLOBECOM'04[C]. 2004.
- [6] BOLCSKEI H, NABAR R U, OYMAN O, et al. Capacity scaling laws in MIMO relay networks[J]. IEEE Trans Wireless Communications,

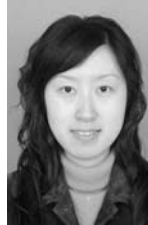
2006, 5(6):1433-1442.

- [7] GASTPAR M, VETTERLI M. On the capacity of large Gaussian relay networks[J]. IEEE Trans Information Theory, 2005,51(3): 765-779.
- [8] WANG B, ZHANG J, MADSEN A H. On the capacity of MIMO relay channels[J]. IEEE Trans Information Theory, 2005, 51(1):29-43.
- [9] FOSCHINI G J, GANS M J. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal Communication, 1998,(6):311-335.
- [10] KANG T, RODOPLU V. Algorithm for the MIMO single relay channel[J]. IEEE Trans Comm, 2007, 6(5): 1596-1600.
- [11] WANG B, ZHANG J, HOST M A. On the capacity of MIMO relay channels[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2005, 51(1):29-43.
- [12] BLETSAS A, KHISTI A, REED K P, *et al.* A simple cooperative diversity method based on network path selection[J]. IEEE J Sel Areas Commun, 2006,24(9): 659-672.
- [13] PETER S W, HEATH R W. Nonregenerative MIMO relaying with optimal transmit antenna selection[J]. IEEE Signal Processing Letter,

2008, 15: 421-423.

- [14] COVER T M, GAMMAL A A E. Capacity theorems for the relay channel[J]. IEEE Trans Inf Theory, 1979, 25(6):572-584.

作者简介:



俞菲 (1980-), 女, 江苏江阴人, 博士, 东南大学讲师, 主要研究方向为下一代移动通信中的预处理与检测技术、空时编码技术、协作通信。



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系统、盲信号处理。

(上接第 44 页)

LI H S, CHEN B W, YAO B, *et al.* Implementation of high resolution sea bottom terrain detection method based on FPGA and DSP array[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(2): 281-286.

作者简介:



周天 (1980-), 男, 江苏盐城人, 博士, 哈尔滨工程大学副教授, 主要研究方向为水声信号处理和空间阵列信号处理。

李珊 (1986-), 女, 黑龙江哈尔滨人, 哈尔滨工程大学博士生, 主要研究方向为水下地形多波束探测。

李海森 (1962-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 哈尔滨工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为水声信号处理和海底地形地貌探测。

刘晓 (1981-), 女, 山东烟台人, 哈尔滨工程大学博士生, 主要研究方向为水下地形地貌侧扫探测。