

放大转发 MIMO 中继系统中的快速天线选择算法

张广驰¹, 秦家银²

(1. 广东工业大学信息工程学院, 广东广州 510006; 2. 中山大学信息科学与技术学院, 广东广州 510275)

摘要: 本文研究放大转发 MIMO 中继系统的天线选择, 目标是最大化系统容量. 针对最优天线选择算法的高复杂度, 本文提出了低复杂度且性能逼近最优的快速天线选择算法. 首先对 MIMO 中继系统容量进行了分析和仿真, 结果表明: 若源的天线数为 M 、目标的天线数为 N , 中继从 K 根天线中选择 $\min(M, N)$ 根就可保证系统达到近似最优的性能. 在此基础上, 本文以优化容量下界为目标, 利用分块矩阵的性质, 推导出快速天线选择算法, 并分析了算法的复杂度. 研究结果表明本文提出的快速天线选择算法的性能与最优算法非常接近, 并且有更低的复杂度.

关键词: 无线通信; 无线中继; 多输入多输出技术; 天线选择; 放大转发; 快速算法

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 01-0068-06

Fast Antenna Selection Algorithm in Amplify-and-Forward MIMO Relay Systems

ZHANG Guang-chi¹, QIN Jia-yin²

(1. Faculty of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

2. School of Information Science and Technology, Sun Yat - Sen University, Guangzhou, Guangdong 510275, China)

Abstract: This paper considers antenna selection in the amplify-and-forward multiple-input multiple-output (MIMO) relay systems to maximize the capacity. Since the optimal antenna selection algorithm is of high complexity, a fast antenna selection algorithm is proposed. Through theoretical analysis and simulation, it is shown that if the source and destination have M and N antennas respectively, the relay only needs to use $\min(M, N)$ out of K antennas to achieve near optimal performance. The antenna selection criterion of the proposed algorithm is to maximize a lower bound of the capacity. This criterion reduces algorithmic complexity. This paper shows the derivation of the algorithm in detail, and analyze its complexity. Simulation results show that the proposed algorithm achieves comparable performance to the optimal algorithm, and has decreased complexity.

Key words: wireless communication; wireless relaying; multiple-input multiple-output; antenna selection; amplify-and-forward; fast algorithm

1 引言

以协作通信 (cooperative communication) 为代表的无线中继技术是对抗信道路径损耗及阴影衰落的有效方法, 是目前无线通信领域的研究热点之一^[1]. 在蜂窝系统中, 使用无线中继站可以扩大蜂窝小区覆盖范围, 其成本远低于使用微蜂窝. 无线中继技术已被纳入 IEEE 802.16j 标准^[2]. 中继的主要转发策略是放大转发 (amplify-and-forward) 和解码转发 (decode-and-forward)^[1].

早期的中继技术研究通常假设每个通信终端使用单根天线^[1,3,4]. 因为 MIMO 技术 (multiple-input multiple-output)^[5~8] 是下一代高速无线通信系统 (B3G/4G) 的关键技术, 所以越来越多研究者开始将 MIMO 和中继相结

合, 研究 MIMO 中继系统^[9~13]. MIMO 中继系统的每个通信终端都配备了多根天线, 可以实现数据的并行传输. 文献[9]研究 MIMO 中继策略, 提出了最优和次优的中继混合转发 (hybrid relaying) 策略, 其性能大大优于放大转发策略, 并接近解码转发策略. 文献[10]设计了 MIMO 中继的收发机, 以最大化容量为准则推导出中继的最优线性滤波器. 文献[11]用另一种方法导出了中继的最优转发滤波器, 并在此基础上使用功率分配优化信道容量. 文献[12]提出新的中继策略, 通过矩阵 QR 分解把等效信道转化为三角矩阵, 在保证空间复用增益的基础上实现了分布天线阵列增益.

MIMO 系统使用多条射频链路. 由于射频链路的价格昂贵, 不服从摩尔定律, 系统成本高. 天线选择 (anten

na selection)技术^[6-8]能够保持 MIMO 系统主要优点并减少射频链路的使用,能有效降低系统成本及复杂度.另外,发射端天线选择可以看作是一种次优的发射端波束成型(beamforming)技术,它只需要很少的反馈比特信息就能实现.现有的大量研究工作集中在单跳 MIMO 系统的天线选择^[6-8],分别研究基于空间复用(spatial multiplexing)和空时编码的 MIMO 系统中的天线选择问题.在单天线中继系统中,有学者借鉴 MIMO 系统天线选择的思路进行中继的选择.例如,文献[4]指出通过中继选择可以取得最优的中断概率性能.然而,对 MIMO 中继系统的天线选择的研究还不充分.文献[13]研究放大转发 MIMO 中继系统的发射天线选择,在源和中继上的多根天线中分别选一根传输单路数据,研究表明天线选择可以取得全分集增益.目前没有文献研究基于空间复用的 MIMO 中继系统中的天线选择问题.

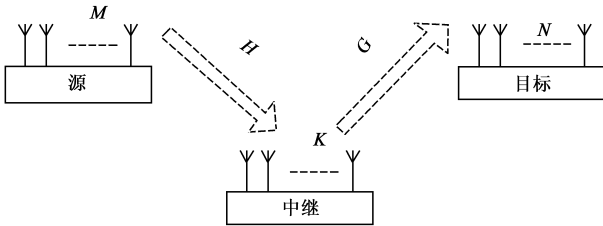


图1 MIMO中继系统框图

本文研究基于空间复用的 MIMO 中继系统(如图1)的天线选择,目标是最大化系统容量.中继从 K 根天线中选择 L_i 根放大转发多路数据.本文首先通过分析和仿真说明:当源的天线数为 M 、目标的天线数为 N 、中继天线数为 $L_i = \min(M, N)$ 时,系统性能接近最优,继续增加中继天线不能再显著提高系统性能.最优的天线选择算法复杂度高、不适于实际应用,本文根据分块矩阵的性质提出一种实用的快速天线选择算法,并分析了算法的复杂度.经计算机仿真验证,算法的中断容量性能与最优算法非常接近.该算法虽然只能选择最多 $\min(M, N)$ 根天线,但已符合实用的需要.

2 系统模型

本文用大写加粗字母表示矩阵、小写加粗字母表示矢量; $\det(\mathbf{Z})$ 、 \mathbf{Z}^T 、 \mathbf{Z}^H 、 \mathbf{Z}^{-1} 、 $\|\mathbf{Z}\|$ 分别表示矩阵 \mathbf{Z} 的行列式、转置、共轭转置、逆矩阵、Frobenius 范数; \mathbf{z}^T 、 \mathbf{z}^H 、 $\|\mathbf{z}\|$ 分别表示矢量 \mathbf{z} 的转置、共轭转置、欧几里德范数; \mathbf{I}_M 表示 $M \times M$ 单位矩阵。 $|A|$ 表示集合 A 的势.

考察的两跳(two-hop)MIMO 中继系统(如图1)由源、中继、目标三个终端构成.源使用 M 根天线,目标使用 N 根天线,中继共有 K 根天线.源到中继的信道用 $K \times M$ 矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{a}_1^T, \mathbf{a}_2^T, \dots, \mathbf{a}_K^T]^T$ 表示,其中 \mathbf{a}_i 为 $1 \times M$ 矢量,表示源的 M 根天线到中继的第 i 根天线的信道系数;中继到目标的信道用 $N \times K$ 矩阵 $\mathbf{G} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots,$

$\mathbf{b}_K]$ 表示,其中 \mathbf{b}_i 为 $N \times 1$ 矢量,表示中继的第 i 根天线到目标的 N 根天线的信道系数.中继选择 L_i 根天线对信号进行接收和转发,被选中的 L_i 根天线序号的集合用 A 表示, $|A| = L_i$. \mathbf{H}_A 是 \mathbf{H} 中与 A 对应的行矢量构成的 $|A| \times M$ 矩阵, \mathbf{G}_A 是 \mathbf{G} 中与 A 对应的列矢量构成的 $N \times |A|$ 矩阵.

按照通用假设,本文使用平坦瑞利衰落信道模型.将 \mathbf{H} 表示为 $\mathbf{H} = \sqrt{\alpha} \tilde{\mathbf{H}}$, $\tilde{\mathbf{H}}$ 的元素是均值为零方差为一的独立同分布复高斯随机变量, α 表示信道的路径损耗和阴影衰落: $\alpha = d_{sr}^{-\gamma} 10^{\zeta_{sr}/10}$, d_{sr} 是源到中继的距离, γ 是路径损耗因子, ζ_{sr} 表示对数正态阴影衰落效应.类似地, $\mathbf{G} = \sqrt{\beta} \tilde{\mathbf{G}}$, $\tilde{\mathbf{G}}$ 的元素是均值为零方差为一的独立同分布复高斯随机变量, β 表示信道的路径损耗和阴影衰落: $\beta = d_{rd}^{-\gamma} 10^{\zeta_{rd}/10}$, d_{rd} 是中继到目标的距离, ζ_{rd} 表示对数正态阴影衰落效应.

中继策略是放大转发,源的发射功率为 P_s ,中继的发射功率为 P_r .信息传输过程分两个时隙.在第一个时隙,源向中继发送 $M \times 1$ 发射信号矢量 $\sqrt{\eta} \mathbf{x}$. $\eta = P_s/M$, 表示源的每根天线的发射功率.本文假设源不知道信道状态信息,因此 \mathbf{x} 的相关矩阵为 \mathbf{I}_M .当中继使用天线集 A 时,中继接收到的信号 \mathbf{y}_r 为

$$\mathbf{y}_r = \sqrt{\eta} \mathbf{H}_A \mathbf{x} + \mathbf{n}_r \quad (1)$$

其中 \mathbf{n}_r 是 $L_i \times 1$ 噪声矢量,其均值为零相关矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}_{L_i}$.在第二个时隙,中继放大并转发接收到的信号,目标接收到的信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_d &= \sqrt{\rho_A} \mathbf{G}_A \mathbf{y}_r + \mathbf{n}_d \\ &= \sqrt{\eta \rho_A} \mathbf{G}_A \mathbf{H}_A \mathbf{x} + \sqrt{\rho_A} \mathbf{G}_A \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \end{aligned} \quad (2)$$

其中 \mathbf{n}_d 是 $N \times 1$ 噪声矢量,其均值为零相关矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}_N$. ρ_A 是中继对信号的放大倍数,保证中继的发射功率为 P_r ^[9]

$$\rho_A = \frac{P_r}{\eta \|\mathbf{H}_A\|^2 + |A| \sigma^2} \quad (3)$$

3 快速天线选择算法设计

3.1 中继天线数量与容量的关系

本文假设目标能获得准确的全部信道状态信息.当中继使用天线集 A 时,系统的容量为^[11]

$$\begin{aligned} C_A &= \frac{1}{2} \log_2 \det \\ &\quad \times \left[\mathbf{I}_N + \frac{\eta \rho_A}{\sigma^2} \mathbf{G}_A \mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H \mathbf{G}_A^H (\mathbf{I}_N + \rho_A \mathbf{G}_A \mathbf{G}_A^H)^{-1} \right] \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \det \\ &\quad \times \left[\mathbf{I}_{L_i} + \frac{\eta}{\sigma^2} \mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H (\mathbf{I}_{L_i} - (\mathbf{I}_{L_i} + \rho_A \mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1}) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

其中第一行到第二行的变换根据矩阵求逆引理^[14]. 因为矩阵 $\mathbf{G}_A \mathbf{H}_A$ 、 $\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H$ 、 $\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A$ 的秩分别为 $\min(M, N, L_t)$ 、 $\min(M, L_t)$ 、 $\min(N, L_t)$, 所以公式(4)中第一行的矩阵 $\mathbf{G}_A \mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H \mathbf{G}_A^H (\mathbf{I}_N + \rho_A \mathbf{G}_A \mathbf{G}_A^H)^{-1}$ 和第二行的矩阵 $\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H (\mathbf{I}_{L_t} - (\mathbf{I}_{L_t} + \rho_A \mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1})$ 的秩为 $\min(M, N, L_t)$. 根据文献[6]中通过特征值分解获得空间虚拟子信道的方法可知, 源和目标之间的空间虚拟子信道数为 $\min(M, N, L_t)$. 当 $L_t < \min(M, N)$ 时, 空间子信道数随 L_t 增大而增大, 系统容量随之增大; 当 $L_t \geq \min(M, N)$ 时, 空间子信道数不随 L_t 变化, 为 $\min(M, N)$. 因此过分增大 L_t 不能显著增加系统容量.

下面用计算机仿真验证上述观点, 具体仿真参数见第4章. 图2比较了当 $M=3, N=4, K=5$ 时, 不使用天线选择和使用最优天线选择的10%中断容量(outage capacity). 图2显示, $L_t=3, L_t=4$ 的系统与不做天线选择的系统的中断容量性能几乎相同. 图3比较了当 $M=4, N=4, K=8$ 时, 不使用天线选择和使用最优天线选择的系统的中断概率, $L_t=5, L_t=6$ 的系统性能最佳, $L_t=4$ 的系统性能略逊, 但能达到相同的空间分集度, 即曲线的斜率相同. $L_t=4$ 的系统性能优于 $L_t=7$ 的系统 and 不做天线选择系统.

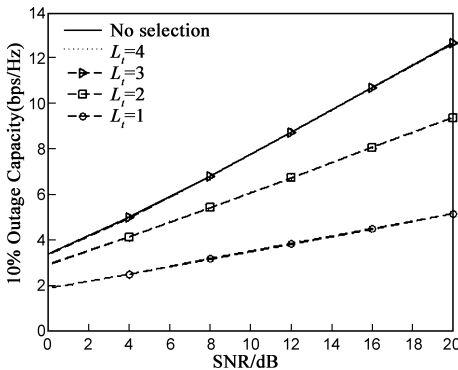


图2 选择不同天线数量的10%中断容量($M=3, N=4, K=5$)

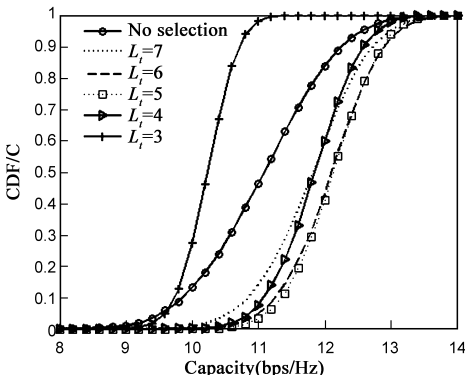


图3 当 $M=4, N=4, K=8$ 时, 选择不同天线数量的中断概率

3.2 快速天线选择算法

最优的天线选择算法是穷搜索法, 选择 L_t 根天线

需要 $\binom{K}{L_t}$ 次行列式计算, 复杂度高, 不适于实际应用. 本文提出一种低复杂度的天线选择算法, 其性能接近于最优算法. 该算法适用于选择天线数 L_t 不超过 $\min(M, N)$ 的情形, 根据3.1节这符合折中考虑射频链路成本和系统性能的需要. 算法使用了分块矩阵的性质, 避免了求逆矩阵和行列式这些复杂的计算. 直接优化式(4)中的信道容量复杂度高, 所提算法改为优化系统容量的下界. 根据式(4), 该下界为

$$C_A \geq \frac{1}{2} \log_2 \det \times \left[\frac{\eta}{\sigma^2} \mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H (\mathbf{I}_{L_t} - (\mathbf{I}_{L_t} + \rho_A \mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1}) \right] = \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\eta/\sigma^2)^{L_t} \det(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H) \det(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)}{\det[(1/\rho_A) \mathbf{I}_{L_t} + \mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A]} \geq \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\eta/\sigma^2)^{L_t} \det(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H) \det(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)}{\prod_{i=1}^{L_t} ((1/\rho_A) \mathbf{I}_{L_t} + \mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)_{ii}} = \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\eta/\sigma^2)^{L_t} \det(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H) \det(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)}{\prod_{i \in A} (1/\rho_A + \|\mathbf{b}_i\|^2)} \quad (5)$$

其中第一个不等号的变换条件是 $L_t \leq \min(M, N)$; 第二个不等号使用了 Hadamard 不等式^[14], $(\mathbf{Z})_{ii}$ 表示方阵 \mathbf{Z} 的第 (i, i) 个元素.

快速算法是递增选择(incremental selection)算法^[8], 算法进行 L_t 次迭代, 每次迭代将一根天线加入天线集合 A , 选择的准则是在已选天线的基础上最大化式(5)的容量下界. 设天线全集为 $F = \{1, 2, \dots, K\}$, 前 $L-1$ 次迭代选中的天线集合为 A_{L-1} , $|A_{L-1}| = L-1$, 根据式(5), 在第 L 次迭代, 添加第 i 根天线需满足

$$i = \arg \max_{j \in F - A_{L-1}} \frac{\det(\mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}} \mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H) \det(\mathbf{G}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1} \cup \{j\}})}{\prod_{i \in A_{L-1} \cup \{j\}} (1/\rho_{A_{L-1} \cup \{j\}} + \|\mathbf{b}_i\|^2)} \quad (6)$$

对矩阵 $\mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}} \mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H$ 做初等行、列变换, 将 $\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H$ 移到矩阵左上角得:

$$\mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}} \mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H = \mathbf{P}_j \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H & \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_j^H \\ \mathbf{a}_j \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H & \mathbf{a}_j \mathbf{a}_j^H \end{bmatrix} \mathbf{P}_j^T \quad (7)$$

同理

$$\mathbf{G}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1} \cup \{j\}} = \mathbf{P}_j \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1}} & \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{b}_j \\ \mathbf{b}_j^H \mathbf{G}_{A_{L-1}} & \mathbf{b}_j^H \mathbf{b}_j \end{bmatrix} \mathbf{P}_j^T \quad (8)$$

其中根据 A_{L-1} 和 j 容易求出置换矩阵 \mathbf{P}_j . 根据分块矩阵行列式的性质, $\det(\mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}} \mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H)$ 可以表示为^[15]

$$\det(\mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}} \mathbf{H}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H) = \det(\mathbf{P}) \det(\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H) \times \det[\mathbf{a}_j \mathbf{a}_j^H -$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{a}_j^H \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H (\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H)^{-1} \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_j^H \times \det(\mathbf{P}^T) \\ &= \det(\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H) \times (\|\mathbf{a}_j\|^2 - \\ & \mathbf{a}_j^H \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H (\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H)^{-1} \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_j^H) \end{aligned} \quad (9)$$

同理

$$\begin{aligned} & \det(\mathbf{G}_{A_{L-1} \cup \{j\}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1} \cup \{j\}}) \\ &= \det(\mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1}}) \times (\|\mathbf{b}_j\|^2 - \\ & \mathbf{b}_j^H \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H (\mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1}})^{-1} \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{b}_j) \end{aligned} \quad (10)$$

因此,式(6)等价于

$$\begin{aligned} & i = \arg \max_{j \in F - A_{L-1}} \\ & \times (\|\mathbf{a}_j\|^2 - \mathbf{a}_j^H \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H (\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H)^{-1} \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_j^H) \\ & \times \frac{(\|\mathbf{b}_j\|^2 - \mathbf{b}_j^H \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H (\mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1}})^{-1} \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{b}_j)}{\prod_{i \in A_{L-1} \cup \{j\}} (1/\rho_{A_{L-1} \cup \{j\}} + \|\mathbf{b}_i\|^2)} \end{aligned} \quad (11)$$

计算式(11)所需的逆矩阵 $(\mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H)^{-1}$ 和 $(\mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1}})^{-1}$ 已在第 $L-1$ 次迭代中求得. 下面给出在第 L 次迭代中求 $(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H)^{-1}$ 和 $(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1}$ 的方法: 设第 L 次迭代增选的天线序号为 i , 做初等行、列变换, 并把矩阵分块得

$$(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H)^{-1} = \mathbf{P}_i \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H & \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_i^H \\ \mathbf{a}_i^H \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H & \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{P}_i^T \quad (12)$$

需要求式(12)中的分块矩阵的逆. 可用分块矩阵求逆方法^[15]: 设 $\mathbf{B}_{11} = \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H$, $\mathbf{B}_{12} = \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_i^H$, $\mathbf{B}_{21} = \mathbf{a}_i^H \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H$, $\mathbf{B}_{22} = \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H$, 令 $\mathbf{S} = \mathbf{B}_{22} - \mathbf{B}_{21} \mathbf{B}_{11}^{-1} \mathbf{B}_{12}$, 那么

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H & \mathbf{H}_{A_{L-1}} \mathbf{a}_i^H \\ \mathbf{a}_i^H \mathbf{H}_{A_{L-1}}^H & \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & \mathbf{B}_{12} \\ \mathbf{B}_{21} & \mathbf{B}_{22} \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11}^{-1} + \mathbf{B}_{11}^{-1} \mathbf{B}_{12} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{B}_{21} \mathbf{B}_{11}^{-1} & -\mathbf{B}_{11}^{-1} \mathbf{B}_{12} \mathbf{S}^{-1} \\ -\mathbf{S}^{-1} \mathbf{B}_{21} \mathbf{B}_{11}^{-1} & \mathbf{S}^{-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, 因为 \mathbf{S} 是一个数, 所以对 \mathbf{S} 求逆的复杂度很低, $\mathbf{S}^{-1} = 1/\mathbf{S}$. 同理, 利用

$$(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1} = \mathbf{P}_i \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{G}_{A_{L-1}} & \mathbf{G}_{A_{L-1}}^H \mathbf{b}_i \\ \mathbf{b}_i^H \mathbf{G}_{A_{L-1}} & \mathbf{b}_i^H \mathbf{b}_i \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{P}_i^T \quad (14)$$

可求得 $(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1}$. 下面具体描述所提的快速天线选择算法:

- (1) 初始化: $L=1, A = \emptyset, F = \{1, 2, \dots, K\}$.
- (2) $i = \arg \max_{j \in F} \|\mathbf{a}_j\|^2 \cdot \|\mathbf{b}_j\|^2 / (1/\rho_{\{j\}} + \|\mathbf{b}_j\|^2)$, 其中 $\rho_{\{j\}} = P_r / (\eta \|\mathbf{a}_j\|^2 + \sigma^2)$.
- (3) $A = A \cup \{i\}$, 如果 $L = L_t$, 算法结束; 否则计算: $(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H)^{-1} = 1/\|\mathbf{a}_i\|^2, (\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1} = 1/\|\mathbf{b}_i\|^2$.
- (4) $L = L + 1$.
- (5) 根据式(11)选择天线 i .

(6) $A = A \cup \{i\}$, 如果 $L = L_t$, 算法结束; 否则用式(12)~(14)中的方法求 $(\mathbf{H}_A \mathbf{H}_A^H)^{-1}$ 和 $(\mathbf{G}_A^H \mathbf{G}_A)^{-1}$, 然后返回步骤(4).

算法求出的集合 A 就是选中的天线序号集合. 在算法中, 步骤(2)的复杂度为 $O(K(M+N))$, 步骤(5)的复杂度为 $O(L(M+N+L)(K-L))$, 步骤(6)的复杂度为 $O(L^2)$. 因此, 算法复杂度远低于指数型复杂度的最优算法.

4 仿真结果

使用计算机仿真对所提算法性能进行验证, 并与最优算法比较. 按照惯例^[3], 将中继设置在源和目标之间, 三者处于同一直线上. 源到目标距离 d_{sd} 为 1, 源到中继距离 d_{sr} 和中继到目标距离 d_{rd} 的关系为 $d_{rd} = 1 - d_{sr}$. 在仿真中, 源和中继发射功率相等, 不考虑信道的阴影衰落, 路径损耗因子 $\gamma = 4$.

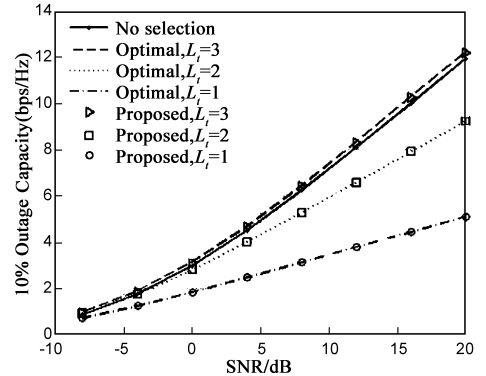


图4 不同信噪比条件下, 快速算法和最优算法的中断容量比较 ($M=3, N=3, K=6$)

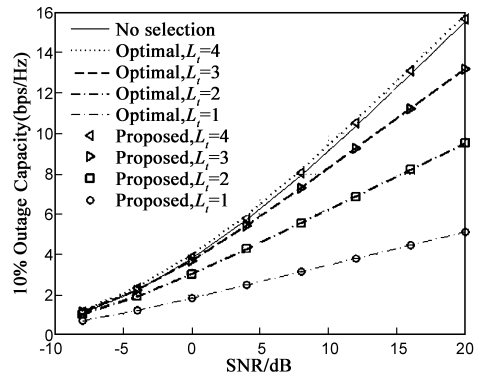


图5 不同信噪比条件下, 快速算法和最优算法的中断容量比较 ($M=4, N=4, K=8$)

先考察算法在不同信噪比下的性能, 固定 $d_{sr} = 0.5$. 本文定义信噪比为 $SNR = (P_s + P_r)/\sigma^2$. 当 $M=3, N=3, K=6$ 时, 快速算法和最优算法的中断容量性能如图4所示. 当 $L_t=3$ 时, 使用快速算法和最优算法的系统性能比不做天线选择的系统更好. 当 $M=4, N=4, K=8$ 时, 快速算法和最优算法的中断容量性能如图5.

当 $L_i = 4$ 时, 使用最优、快速算法的系统性能优于不做天线选择的系统. 图 4 和图 5 显示随着 L_i 的增大, 由于多次迭代的误差累积, 快速算法和最优算法的性能差距逐渐增大, 但两者的性能仍然非常接近.

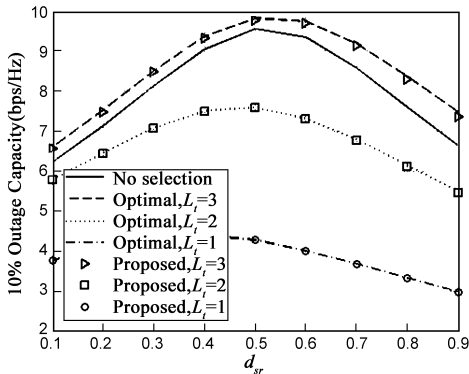


图6 中继在不同位置时, 快速算法和最优算法的中断容量比较($M=3$ 、 $N=3$ 、 $K=6$)

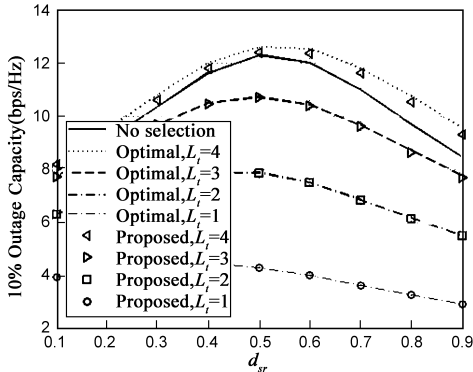


图7 中继在不同位置时, 快速算法和最优算法的中断容量比较($M=4$ 、 $N=4$ 、 $K=8$)

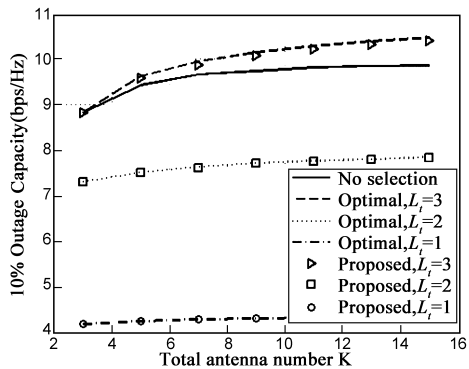


图8 总天线数量不同时, 快速算法和最优算法的中断容量比较($M=3$ 、 $N=3$)

接着考察中继处于不同位置时的算法性能. 固定 $SNR = 15\text{dB}$, d_{sr} 在 0.1 到 0.9 之间变化. 无论是当 $M = 3$ 、 $N = 3$ 、 $K = 6$ 时 (图 6), 还是当 $M = 4$ 、 $N = 4$ 、 $K = 8$ 时 (图 7), 当中继位于源和目标中间 (d_{sr} 约等于 0.5) 时, 系统的中断容量最大. 无论中继的位置如何, 快速算法的性能都接近于最优算法, 说明快速算法的稳定性强. 随着 L_i 的增大, 两算法的性能差距逐渐增大.

最后, 固定 $SNR = 15\text{dB}$, $d_{sr} = 0.5$, 改变中继总天线数 K , 考察两种算法的性能. 当 $M = 3$ 、 $N = 3$ 时, 如图 8, 天线选择系统的中断容量随着 K 的增大而增大, 快速算法的性能与最优算法的性能依然是相近的. 当 $M = 4$ 、 $N = 4$ 时, 也有相似的结果 (图 9).

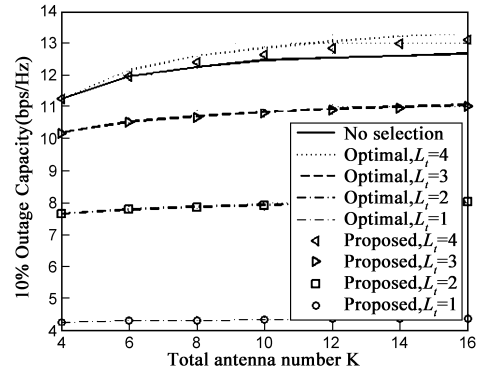


图9 总天线数量不同时, 快速算法和最优算法的中断容量比较($M=4$ 、 $N=4$)

5 结论

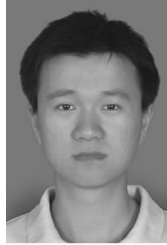
本文研究了放大转发 MIMO 中继系统中的天线选择, 目的是减少系统中射频链路成本并维持系统的高性能. 分析和仿真说明, 中继选择使用 $\min(M, N)$ 根天线能达到近似最佳的性能. 在此基础上, 针对最优的天线选择算法复杂度太高的问题, 本文提出一种快速算法. 该算法以最大化容量下界为目标, 使用分块矩阵的性质避免了复杂计算, 复杂度较低. 计算机仿真显示, 在不同信噪比、中继位置、总天线数量的情况下, 快速算法与最优算法的性能非常接近. 快速天线选择的复杂度低, 适合实际应用.

参考文献:

- [1] J N Laneman, D N C Tse, G W Wornell. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062 - 3080.
- [2] V Genc, S Murphy, Y Yang, et al. IEEE 802.16J relay-based wireless access networks: an overview [J]. IEEE Wireless Communications, 2008, 15(5): 56 - 63.
- [3] 张广驰, 唐冬, 李光平, 等. 基于截短 ARQ 协议的协作分集系统吞吐量研究 [J]. 电子学报, 2007, 35(8): 1603 - 1607.
- Guangchi Zhang, Dong Tang, Guangping Li, et al. Throughput study of cooperative diversity system based on truncated ARQ protocol [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(8): 1603 - 1607. (in Chinese)
- [4] A Bletsas, S Hyundong, M Z Win. Cooperative communications with outage - optimal opportunistic relaying [J]. IEEE Transac-

- tions on Wireless Communications, 2007, 6(9): 3450 – 3460.
- [5] E Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels[J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6): 585 – 595.
- [6] A Paulraj, R Nabar, D Gore. Introduction to Space-Time Wireless Communications[M]. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2003.
- [7] 杨亮. MIMO 系统中的天线选择和自适应传输[D]. 广州: 中山大学, 2006.
Liang Yang. The antenna selection and adaptive transmission in MIMO systems[D]. Guangzhou, China; Sun Yat-Sen University, 2006. (in Chinese)
- [8] A Gorokhov, D A Gore, A J Paulraj. Receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing: theory and algorithms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing 2003, 51(11): 2796 – 2807.
- [9] Y Fan, J Thompson. MIMO configurations for relay channels: theory and practice[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(5): 1774 – 1786.
- [10] O Munoz-Medina, J Vidal, A Agustin. Linear transceiver design in non-regenerative relays with channel state information [J]. IEEE Transactions on Signal Processing 2007, 55(6): 2593 – 2604.
- [11] X Tang, Y Hua. Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1398 – 1407.
- [12] H Shi, T Abe, T Asai, et al. Relaying schemes using matrix triangularization for MIMO wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications 2007, 55(9): 1683 – 1688.
- [13] S Peters, R W Heath. Non-regenerative MIMO relaying with optimal transmit antenna selection[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2008, 15(1): 421 – 424.
- [14] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
Xianda Zhang. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing, China: Tsinghua University Press, 2004. (in Chinese)
- [15] C Meyer. Matrix Analysis and Applied Linear Algebra[M]. Philadelphia: SIAM, 2000.

作者简介:



张广驰 男. 1982 年出生于广西南宁, 籍贯广东佛山. 2004 年和 2009 年分别在南京大学和中山大学获理学学士和工学博士学位. 现为广东工业大学信息工程学院教师. 主要从事无线宽带通信技术的研究工作.

E-mail: guangchi@gmail.com



秦家银 男. 1961 年生于湖北荆门. 中山大学信息科学与技术学院电子与通信工程系教授, 博士生导师. 主要从事无线 CDMA 与移动通信技术的研究工作.