

基于最优波束成型的中继增强型无线通信系统的性能分析

傅友华 赵睿 杨绿溪

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘要: 考虑一对多天线的信源信宿通过一个单天线的放大前传(AF)中继辅助通信的两跳半双工无线网络。假设通信终端完全获知信道状态信息(CSI)。该文提出了该中继系统的最优波束成型方案,然后对采用此方案时的系统接收信噪比作高 SNR 下的统计特性分析,推导出瑞利平衰落信道下系统的遍历容量上界和平均误符号率(ASEP)的闭合表达式,并得出相应的分集度和阵列增益。理论分析结果显示了系统性能与天线数和发射功率的确切关系,并且在高 SNR 时不同的调制方式不影响分集度,只改变阵列增益。蒙特卡罗(Monte Carlo)数值仿真结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 无线通信; 中继协作; 波束成型; 遍历容量上界; 平均误符号率; 分集

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)08-1926-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01089

Performance Analysis of Optimal Beamforming in Relay-enhanced Wireless Communication Systems

Fu You-hua Zhao Rui Yang Lu-xi

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

Abstract: This paper investigates the Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) wireless communication assisted by an Amplify-and-Forward (AF) relay with single antenna in a two-hop and half-duplex relaying network. The system model is under the assumption of the perfect Channel State Information (CSI) at all the terminals. An optimum beamforming scheme is presented for this AF relaying system to maximize the received Signal-to-Noise Ratio (SNR). The statistics of the output SNR in this scheme is characterized at high SNR over Rayleigh fading channels. Based on the statistical results, the explicit closed-form expressions are derived for the upper bound on the ergodic capacity, the Average Symbol Error Probability (ASEP), the diversity order and the array gain of this system. It is proved from the expressions that the system performance is dominated by the number of the antennas and the transmitting power. It is also shown that various modulation modes have no impact on the diversity gain but influence the array gain especially in high SNR. The theoretical analysis is validated through comparison with Monte Carlo simulations.

Key words: Wireless communication; Relaying cooperation; Beamforming; Upper bound on the ergodic capacity; Average Symbol Error Probability (ASEP); Diversity

1 引言

在移动通信中,多输入多输出(MIMO)无线传输技术能利用空间资源显著增加传输速率和可靠性,在近十年得到充分发展^[1]。同时,近来的研究表明,中继协作的增强型通信能大大提高系统频谱利用率和网络覆盖面^[2,3],它与MIMO技术结合能更加充分利用协作分集提高频谱有效性、链路可靠性和功率效率^[4-6],目前已得到广泛关注。

在单跳多天线MIMO通信系统中,当通信终端完全获知信道状态信息(Channel State Information, CSI)时,发送端采用波束成型(Beamforming, BF),接收端采用最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC),该技术可以有效地克服信道衰落带来的影响^[7]。并且,文献[8, 9]对MIMO MRC系统做了性能分析。同样,在中继辅助通信的网络中也可以采用波束成型技术提高系统分集增益和阵列增益,如对放大前传(Amplify Forward, AF)两跳中继:文献[10]讨论了单天线两个中继的波束成型,文献[11]分析了多天线单中继网络的最优波束成型并讨论了Grassmannian有限反馈下的波束成型。而中继协作的通信系统性能的分析目前则主要是关于单天线的

2009-08-17 收到, 2009-11-25 改回

国家 973 计划项目(2007CB310603), 国家自然科学基金(60672093, 60496310)和国家 863 计划项目(2007AA01Z262)资助课题

通信作者: 傅友华 youh.fu@gmail.com

中继协作系统, 例如: 文献[12]研究了 Nakagami 平衰落信道的非再生中继系统的中断概率和平均误比特率等性能, 并与再生中继系统进行比较。文献[13]考虑了不同协作分支数及每个分支含不同中继数的情况下, 对其概率密度函数在原点处非零时的信道衰落模型推导了在高 SNR 下 AF 中继网络的渐近平均误符号率性能。文献[14]分析了单中继 MIMO 系统采用天线选择的误码率性能。

本文分析了一对多天线信源信宿通过一个单天线的 AF 中继协作通信的两跳半双工系统。假设通信终端完全获知 CSI 的条件下, 提出了联合优化波束成型以最大化接收信噪比的方案, 使中继协作的波束成型系统最大化容量和最小化平均差错概率。此时的最优接收信噪比在高信噪比(SNR)下可近似表达为两跳信道 2-范数平方的调和平均函数。假设两跳信道均为频率平坦的瑞利块衰落, 在分析最优接收信噪比的高 SNR 渐近统计特性的基础上, 研究系统遍历容量上界和平均误符号率(ASEP)性能, 并对它们的分集增益和阵列增益进行讨论。最后进行数值仿真并讨论了天线数、发射功率和调制方式等因素对系统性能的影响。

2 系统模型

一对多天线的信源信宿通过一个单天线中继辅助进行两跳半双工通信的无线网络如图 1 所示, 发射端有 M 根天线, 接收端有 N 根天线, 通过一个单天线中继的协作传输信息。假设两跳信道均为频率平坦的块衰落, 所有节点间的收发同步。信源和信宿都知道 CSI, 采用波束成型的方式发射和接收信号以提高系统的分集增益和阵列增益。

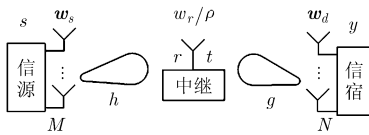


图 1 波束成型的两跳单中继系统模型

假设第 1 跳信道 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_M]$ 是 $1 \times M$ 的随机向量, 其元素独立同分布; 类似地, 第 2 跳信道 $\mathbf{g} = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_N]^T$ 是 $N \times 1$ 的随机向量, 其元素独立同分布。设 s 是信源信号, 其能量归一化, 满足 $\varepsilon\{|s|^2\} = 1$, 发射端发射 $\sqrt{P_s}s$ 。信号与噪声独立。设发射端的预编码向量为 $\mathbf{w}_s \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, 中继的处理因子为 $w_r \in \mathbb{C}$, 接收端的解码向量为 $\mathbf{w}_d \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。

首先, 中继接收信号为

$$r = \sqrt{P_s} \mathbf{h} \mathbf{w}_s s + n \quad (1)$$

其中 $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ 为中继接收噪声, 设信源预编码

向量满足 $\|\mathbf{w}_s\|_2^2 = 1$ 。中继将接收信号能量归一化(除以 $\rho = \sqrt{P_s \|\mathbf{h}\|_2^2 + \sigma_n^2}$)后再乘以一个中继处理因子 w_r , 使其满足中继发射功率要求 $|w_r| = \sqrt{P_r}$ 。这样, 中继的发射信号为

$$t = (w_r/\rho)r \quad (2)$$

信宿接收信号为

$$y = \mathbf{w}_d^H (\mathbf{g}t + z) = \mathbf{w}_d^H \mathbf{g} \frac{w_r}{\rho} \sqrt{P_s} \mathbf{h} \mathbf{w}_s s + \mathbf{w}_d^H \mathbf{g} \frac{w_r}{\rho} n + \mathbf{w}_d^H z \quad (3)$$

其中 $z \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)$ 为信宿端接收噪声。不失一般性, 设信宿解码向量满足 $\|\mathbf{w}_d\|_2^2 = 1$ 。

为了最小化平均差错概率和最大化容量, 选择 \mathbf{w}_s , w_r , 和 \mathbf{w}_d 来最大化接收信噪比。接收 y 的信噪比 γ 表示为

$$\gamma = \frac{P_s}{\rho^2} \frac{\mathbf{w}_d^H \mathbf{g} w_r \mathbf{h} \mathbf{w}_s \mathbf{w}_s^H \mathbf{h}^H \bar{w}_r \mathbf{g}^H \mathbf{w}_d}{\mathbf{w}_d^H \left(\frac{P_r \sigma_n^2}{\rho^2} \mathbf{g} \mathbf{g}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N \right) \mathbf{w}_d} \quad (4)$$

为方便讨论, 可设 $\sigma_n^2 = \sigma_z^2 = 1$, 有 $\rho = \sqrt{P_s \|\mathbf{h}\|_2^2 + 1}$ 。又由 $|w_r| = \sqrt{P_r}$, 式(4)变为

$$\gamma = P_s P_r \frac{\mathbf{w}_d^H \mathbf{g} \mathbf{h} \mathbf{w}_s \mathbf{w}_s^H \mathbf{h}^H \mathbf{g}^H \mathbf{w}_d}{\mathbf{w}_d^H (P_r \mathbf{g} \mathbf{g}^H + \rho^2 \mathbf{I}_N) \mathbf{w}_d} \quad (5)$$

因此, 式(5)的最优解就是联合优化发射接收向量 \mathbf{w}_s 和 \mathbf{w}_d , 以及联合优化分配信源与中继发射功率。

定理 1 对接收 SNR 的表达式(5), 假设系统的总发射功率为 P , 两跳信道的奇异值分解分别为 $\mathbf{h} = \mathbf{u}_h \sqrt{\lambda_h} \mathbf{v}_h$ 和 $\mathbf{g} = \mathbf{u}_g \sqrt{\lambda_g} \mathbf{v}_g$ (由酉不变性, $\lambda_h = \|\mathbf{h}\|_2^2$, $\lambda_g = \|\mathbf{g}\|_2^2$)。系统有最大的 SNR。

$$\gamma^* = \frac{P}{2} \frac{\|\mathbf{h}\|_2^2 \|\mathbf{g}\|_2^2}{\|\mathbf{h}\|_2^2 + \|\mathbf{g}\|_2^2 + 2/P} \quad (6)$$

此时, 信源发射功率 $P_s = P/2$; 中继的处理系数为 $v_g u_h \sqrt{P/(P \|\mathbf{h}\|_2^2 + 2)}$; 信源发射预编码向量 \mathbf{w}_s^* 为 \mathbf{h} 的右奇异向量, 即 $\mathbf{w}_s^* = \mathbf{v}_h$; 信宿线性接收向量 \mathbf{w}_d^* 为 \mathbf{g} 的左奇异向量, 即 $\mathbf{w}_d^* = \mathbf{u}_g$ 。

证明略。

定理 1 说明一对多天线的信源信宿通过一个单天线的 AF 中继进行无线通信, 采用波束成型发射和最大比合并接收的方式, 且中继与信源等发射功率分配, 能使系统的 SNR 达到最大。这样, 系统在已知完全 CSI 下得到系统最大信噪比, 非常有效地提高分集增益和阵列增益, 克服信道衰落带来的影响。

3 单天线中继下最优波束成型的信噪比统计特性

由上一节可以看出, 最优波束成型的 AF 中继系统的接收信噪比即式(6)是由与两跳信道有关的两个独立随机变量所构成的函数。设两跳信道模型为已被广泛采用的瑞利平衰落模型, 我们将对式(6)中的系统最大 SNR 进行近似, 得到高 SNR ($P \gg 1$) 下系统接收信噪比的统计特性。

现在来看定理 1 中的最优波束成型的单天线中继系统, 其最大接收信噪比为式(6)。设高 SNR 情况下, 则式(6)可表示为

$$\gamma = \frac{\frac{P}{2} \|\mathbf{h}\|_F^2 \|\mathbf{g}\|_F^2}{\|\mathbf{h}\|_F^2 + \|\mathbf{g}\|_F^2 + 2/P} = \frac{\gamma_h \gamma_g}{\gamma_h + \gamma_g + 1} \approx \frac{\gamma_h \gamma_g}{\gamma_h + \gamma_g} \quad (7)$$

其中 $\gamma_h = (P/2) \|\mathbf{h}\|_2^2$, $\gamma_g = (P/2) \|\mathbf{g}\|_2^2$ 。 $\mathbf{h} \in \mathcal{C}^{1 \times M}$ 和 $\mathbf{g} \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ 分别为系统的第 1 跳和第 2 跳信道向量, 设这两跳信道均为各元素独立, 服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布, 并设 $M = N$ (为了方便讨论, 后面都这样假设)。下面的统计特性主要是在高 SNR 下的分析, 即通过对式(7)的统计特性的研究来得到性能分析。

引理 1^[12] 设两个独立随机变量 X_1 和 X_2 服从伽玛分布 ($X_i \sim \mathcal{T}(\alpha, \beta)$, $i = 1, 2$), 其概率密度函数都为 $p_X(x) = \beta^{-\alpha} \Gamma^{-1}(\alpha) x^{\alpha-1} e^{-x/\beta}$, $x \geq 0$, 其中 $\Gamma(\alpha) = \int_0^{+\infty} t^{\alpha-1} e^{-t} dt$ 为伽玛函数。则 $X = X_1 X_2 / (X_1 + X_2)$ 的概率密度函数为

$$p_X(x) = \frac{2\sqrt{\pi}}{\beta^\alpha \Gamma^2(\alpha)} x^{\alpha-1} e^{-4x/\beta} \Psi\left(\frac{1}{2} - \alpha, 1 - \alpha; \frac{4x}{\beta}\right) \quad (8)$$

其中 $x \geq 0$, $\Psi(\alpha, \kappa; x) = \Gamma^{-1}(\alpha) \int_0^{+\infty} e^{-xt} t^{\alpha-1} \cdot (1+t)^{\kappa-\alpha-1} dt$ 是合流超线几何函数 (confluent hypergeometric function)。并且, X 的矩产生函数 MGF 为

$$\mathcal{M}_X(s) = E_X \{e^{sx}\} = F\left(\alpha, 2\alpha; \alpha + \frac{1}{2}; \frac{\beta s}{4}\right) \quad (9)$$

其中 $F(\alpha, \beta; \kappa; z)$ 为超几何函数。

由于 $\|\mathbf{h}\|_2^2 = \sum_{m=1}^M |h_m|^2$ 和 $\|\mathbf{g}\|_2^2 = \sum_{m=1}^M |g_m|^2$ 都是由 $2M$ 个服从高斯分布 $\mathcal{N}(0, 1/2)$ 的随机变量的平方和构成, 又由 $p_{Y=cX}(y) = p_X(y/c)/c$ ($c > 0$), 可得 γ_h 和 γ_g 的概率分布为伽玛分布。所以, 由引理 1 且 $\alpha = M$, $\beta = P/2$, 得到高 SNR 时的最优波束成型系统信噪比 γ (式(7)) 的概率密度函数。我们有如下定理。

定理 2 如图 1 所示的系统, 假设第 1 跳和第 2 跳信道向量 \mathbf{h} 和 \mathbf{g} 均为各元素独立, 服从均值为 0、

方差为 1 的复高斯分布, 则式(7)的概率密度函数为

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2^{M+1} \sqrt{\pi}}{P^M \Gamma^2(M)} \gamma^{M-1} e^{-8\gamma/P} \Psi\left(\frac{1}{2} - M, 1 - M; \frac{8\gamma}{P}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (10)$$

且矩产生函数 MGF 为

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = F\left(M, 2M; M + \frac{1}{2}; \frac{Ps}{8}\right) \quad (11)$$

定理 3 高 SNR ($P \gg 1$) 下的系统最大信噪比 γ (式(7)) 的概率密度函数的麦克劳林级数的一阶近似表达式为

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2^{M+1}}{P^M (M-1)!} \gamma^{M-1} + o(\gamma^{M-1}) \quad (12)$$

并且, γ 的均值为

$$E\{\gamma\} = \frac{PM^2}{4M+2} \quad (13)$$

证明略。

4 最优预编码和解码单天线中继下的系统性能分析

本节将根据前面对最优波束成型的中继系统作高 SNR 下渐近统计特性的结论, 深入讨论其遍历容量上界和 ASEP 性能, 并得到相应的分集增益和阵列增益。

首先, 由于两跳半双工的单个数据流通信, 系统的瞬时互信息为

$$I = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma^*) \quad (14)$$

其中最大信噪比 γ^* 由式(6)得到。由对数函数是凹函数及 Jensen 不等式^[15], 可得到遍历容量的上界:

$$C = E\{I\} \leq \frac{1}{2} \log_2(1 + E\{\gamma\}) \quad (15)$$

高 SNR 下的接收信噪比式(7)的均值为式(13), 代入式(15)得系统的遍历容量上界:

$$C \leq \frac{1}{2} \log_2\left(1 + \frac{PM^2}{4M+2}\right) \triangleq C_u \quad (16)$$

从式(16)可以看出, 在信源与信宿发射天线相同, 信源与中继的发射功率相等时, 系统的遍历容量上界 C_u 随发射天线数和发射总功率的增加呈对数增长。

下面研究高 SNR 情况下系统 ASEP 的闭合表达式。本文采用两种方法分析: (1) 矩产生函数 (MGF) 方法的理论推导^[16,17], 见定理 4。(2) 参数量化 (parameterization quantifying) 的方法^[13,16], 见定理 5。

定理 4 一对信源信宿通过单天线中继的波束成型优化处理通信系统, 最大信噪比在高 SNR 时表

示为式(7), 则 ASEP 为

$$\bar{P}_e = \frac{a}{\pi} \int_0^{\pi/2} F\left[M, 2M; M + \frac{1}{2}; -\frac{Pk}{16 \sin^2 \phi}\right] d\phi \quad (17)$$

其中 M 为信源与信宿的天线数, P 为系统总发射功率, a 和 k 为与调制方式有关的系数(例如, 对 BPSK, $a = 1, k = 2$; 对 QPSK, $a = 2, k = 1$; 对 8PSK, $a = 2, k = 0.2929$)。且其切比雪夫上界为

$$\bar{P}_e \leq \frac{a}{2} F\left[M, 2M; M + \frac{1}{2}; -\frac{Pk}{16}\right] \quad (18)$$

证明略。

定理 5 当单天线中继及信源波束成型发射和信宿最大比合并接收时, 系统的 ASEP 在高 SNR 下可近似为

$$\bar{P}_e \rightarrow \frac{a2^M \prod_{i=1}^M (2i-1)}{k^M P^M M!} \quad (19)$$

证明略。

说明 接收信噪比的概率密度函数的 t 阶导数在 0 处的不为 0 的值(其 $(t-1)$ 阶导数在 0 处都为 0)也就是其麦克劳林级数第一项系数, 并且根据文献 [13,18] 中单输入单输出(SISO)系统的参数量化表达式, 可以推导得到波束成型的单天线单中继两跳系统在高 SNR 下的渐近 ASEP 表达式(19)。这个渐近结果与直接求解 ASEP 的表达式(17)在高 SNR 时是一致的, 这可以从后面的仿真中看到。而这个量化方法得到的渐近结果更为简单, 并且还容易得到系统的分集增益和阵列增益。由 $P_e \approx (G_a \cdot E\{\gamma\})^{-G_d}$, $E\{\gamma\} = PM^2/(4M+2)$, 得到分集增益 $G_d = M$, 阵列增益 $G_a = \left(\frac{a \prod_{i=1}^M (2i-1)}{M!}\right)^{-1/M} \frac{k(2M+1)}{M^2}$ 。可见, 此单天线单中继系统的最优波束成型能达到空间分集度 M , 其阵列增益与通信终端天线数和调制

方式有关。

5 仿真结果

本节对两跳信道均为瑞利平坦衰落时遍历容量和平均误符号等性能进行了仿真。仿真中的理论结果是根据上节的高 SNR 下的理论分析得到, 即由 $P \gg 1$ 时的 SNR 表达式(7)推导出的性能闭式表达; 而蒙特卡罗数值结果是对系统建模得到实际性能, 没有高 SNR 近似。所以, 数值仿真说明前面理论分析的正确性。

图 2 对不同天线数和发射总功率时系统遍历容量的蒙特卡罗数值仿真与其理论上界式(16)作了比较。正如理论分析中指出的, 系统的遍历容量随天线数和发射总功率呈对数增长。并且, 从图中可以看出, 遍历容量的数值仿真结果很接近理论上限, 特别是在多天线配置和高 SNR 区域时这个上限更趋吻合。

图 3 比较了天线数 $M = 2$ 时, 采用 BPSK 调制时波束成型中继系统的 ASEP 性能。蒙特卡罗数值仿真采用最大似然 ML 接收, 高 SNR 下 ASEP 的理论积分曲线是由式(17)得到, 并与其切比雪夫上界式(18)和采用参数量化渐近式(19)进行了比较。从图中可以看到, 理论分析得到的 ASEP 结果特别是理论积分曲线和渐近 ASEP 与实际的数值仿真结果很接近。

图 4 比较了采用几种相位调制下波束成型中继系统(天线数 $M = 2$)的 ASEP 性能。天线数固定时, 随着 M-PSK 调制阶数的增大, 系统的 ASEP 也增加, 但分集度不变。并且, 高 SNR 下参数量化的渐近 ASEP 在高信噪比时与实际数值仿真非常拟合, 精确地表征分集度和阵列增益。图 5 比较了不同天线数时采用 8PSK 调制方式下波束成型中继系统的 ASEP 性能。从图中可以看到, 系统的分集度随着

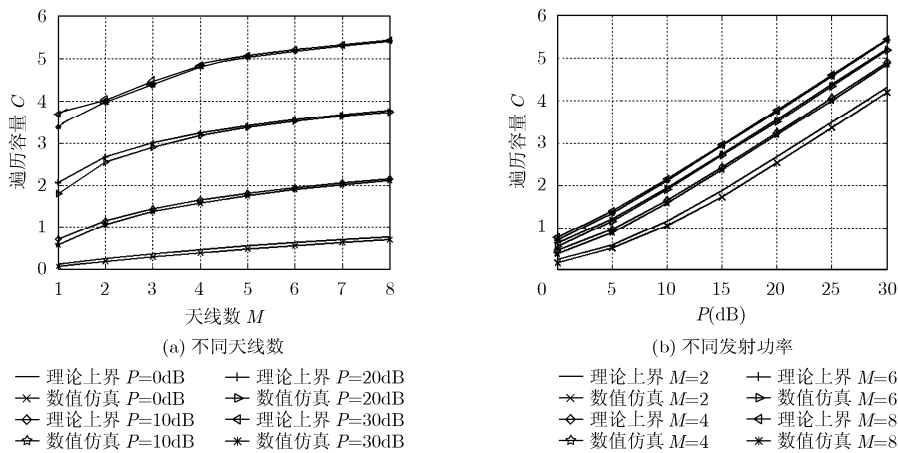


图 2 不同天线数和发射总功率下的系统遍历容量及其上界

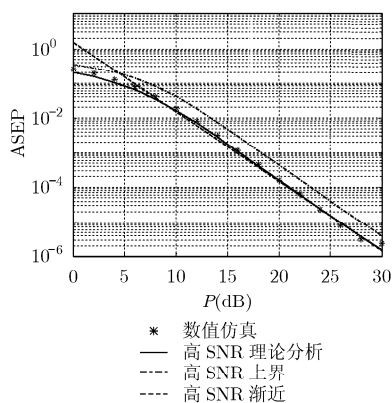


图 3 系统平均误符号性能
(天线数 $M=2$, BPSK 调制)

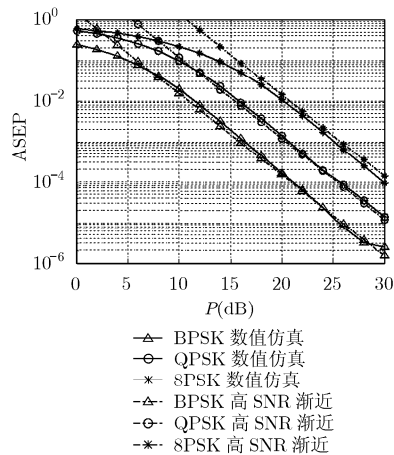


图 4 M-PSK 调制下的系统
平均误符号性能(天线数 $M=2$)

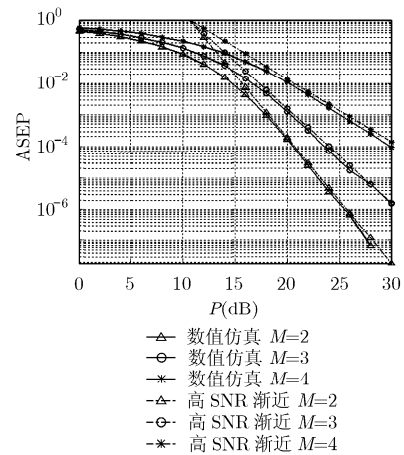


图 5 不同天线的系统平均
误符号性能(8PSK 调制)

天线数的增加而单调增加。同时, 参数量化的渐近分析得到的 ASEP 在高 SNR 时可以准确的表征系统的分集度和阵列增益。

6 结论

本文讨论了一对多天线的信源信宿采用单个波束并通过一个单天线中继辅助通信的无线系统, 得到了系统总功率一定时联合优化波束成型向量和信源与中继发射功率下的最大接收信噪比。此时, 最大化的接收信噪比是发射总功率和两跳信道的 2-范数平方的函数。在此基础上, 将高 SNR 下的接收信噪比近似表示为两跳信道 2-范数平方的类似调和平均的形式, 然后得到接收信噪比在高 SNR 下的均值、概率密度函数及渐近统计特性, 进而推导出系统遍历容量上界和 ASEP 等性能, 仿真结果验证了理论分析的正确性。

参考文献

- [1] Paulraj A, Nabar R, and Gore D. Introduction to Space-time Wireless Communications[M]. England: Cambridge University Press, 2003.
- [2] Sendonaris A, Erkip E, and Aazhang B. User cooperation diversity-Part I: System description[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [3] Laneman J, 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] Guan W and Luo H. Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(7): 517-519.
- [5] Guan W, Luo H, and Chen W. Linear relaying scheme for MIMO relay system with QoS requirements[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2008, 15: 697-700.
- [6] Behbahani A S, Merched R, and Eltawil A M. Optimizations of a MIMO relay network[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(10): 5062-5073.
- [7] Tky L O. Maximum ratio transmission[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(10): 1458-1461.
- [8] Kang M and Alouini M S. Largest eigenvalue of complex Wishart matrices and performance analysis of MIMO MRC systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(3): 418-426.
- [9] Maaref A and Aissa S. Closed-form expressions for the outage and ergodic Shannon capacity of MIMO MRC systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(7): 1092-1095.
- [10] Jing Y and Jafarkhani H. Network beamforming with channel means and covariances at relays[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Beijing, China, May 19-23, 2008: 3743-3747.
- [11] Khoshnevis B, Yu W, and Adve R. Grassmannian beamforming for MIMO amplify-and-forward relaying[J]. *Information Sciences and Systems*[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(8): 1397-1407.
- [12] Hasna M O and Alouini M S. Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(1): 130-135.
- [13] Ribeiro A, Cai X, and Giannakis G B. Symbol error probabilities for general cooperative links[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 4(3): 1264-1273.
- [14] Kim J B and Kim D. BER analysis of dual-hop amplify-and-forward MIMO relaying with best antenna selection in Rayleigh fading channels[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2008, E91-B: 2772-2775.
- [15] Cover T M and Thomas J A. Elements of Information

- Theory[M]. New York: Wiley-Interscience, 2006: 23-26.
- [16] Proakis J G. Digital communications[M]. New York: McGraw-Hill, 1995: Section 5.2.
- [17] Alouini M S and Goldsmith A J. A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999. 47(9): 1324-1334.
- [18] Wang Z and Giannakis G B. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(8): 1389-1398.
- 傅友华: 女, 1978 年生, 博士生, 研究方向为中继协作等下一代移动通信中的关键技术.
- 赵 睿: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为无线通信信号处理, 多用户 MIMO 通信和基于中继的协作通信.
- 杨绿溪: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为下一代移动通信中的信号处理.

中国电子学会电子线路与系统分会第二十二届学术年会 征文通知

中国电子学会第二十二届电路与系统学术年会将于 2010 年 10 月 15-18 日 在上海召开。会议由中国电子学会电路与系统分会主办, 复旦大学和中国科学院电子学研究所承办, 同济大学和上海交通大学协办。本次年会包括大会特邀报告和学术专场报告。会议将评选优秀论文并颁发证书, 同时推荐到《电子与信息学报》、《电路与系统学报》和《重庆邮电大学学报(自然科学版)》评审发表。欢迎电路与系统及相关领域的科研工作者参加本次年会!

一 征文范围

本次年会诚征电路与系统领域未发表过的文章。主要包括以下所列主题(但不限于以下主题):

- 1 混合技术系统
- 2 模拟电路与信号处理
- 3 多媒体与通讯系统、移动通信技术
- 4 数字信号处理
- 5 电子设计自动化
- 6 一般及非线性电路与系统
- 7 VLSI 电路与系统
- 8 神经网络、智能系统、图论与系统优化

二 征文要求

以正式论文的形式(包括中英文题目、作者姓名、作者单位、摘要和关键词)书写应征论文。论文摘要限 400 字以内, 包括目的、方法、结果、结论四部分。论文附信息页, 与会议回执一同提交。论文提交一律采用 E-mail 形式, E-mail: eefudan@fudan.edu.cn

三 联系方式

有关会议的最新消息请查看: <http://jeit.ie.ac.cn> “编辑部公告” 栏

联系地址: 上海邯郸路 220 号复旦大学电子工程系, 邮编: 200433

北京市 2702 信箱中国科学院电子学研究所, 邮编: 100190

上海联系人: 胡 波: (021)65642762; 曾晓洋: (021)51355229

北京联系人: 王桂颖: (010)58887063; 杨海钢: (010)58887178