

中继辅助的 MIMO 系统联合最优的 功率分配研究

李春国^{1,2}, 赵 睿¹, 仲崇显¹, 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: 本文对中继辅助的多输入多输出(MIMO)系统中信源与中继的联合最优功率分配问题进行了研究. 首先, 基于系统容量最大化准则提出相应代价函数, 并证明了该代价函数仅仅对于部分参数是凸的, 而对于全局参数是非凸的. 然后, 通过推导系统容量的下界, 给出了一个新的代价函数, 从而将非凸问题转化为一个联合凸优化问题. 最后, 利用凸优化方法获得了联合功率分配问题的全局最优解. 计算机仿真表明, 与现有方案相比, 所提方案获得了更好的吞吐量性能.

关键词: 多输入多输出; 中继; 功率分配; 凸优化

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 10-2214-05

Investigation on Joint Optimal Power Allocation for MIMO Systems Assisted by Relay

LI Chun-guo^{1,2}, ZHAO Rui¹, ZHONG Chong-xian¹, YANG Lü-xi^{1,2}

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

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

Abstract: The joint optimal power allocation (PA) problem is investigated for the MIMO system enhanced by relay in this paper. Firstly, based on the maximization of the capacity, a cost function is formulated for the joint PA optimization, where the cost function thus obtained is proved to be only convex with respect to the partial parameters but not convex with respect to the whole parameter. Secondly, a modified cost function is obtained by derived a tight lower bound of the capacity, and thus the original non-convex problem is converted into a convex problem. Finally, a global optimum is obtained by using the convex optimization methods for the joint power allocation problem. It is confirmed through computer simulations that the proposed PA scheme outperforms the existing method in terms of the capacity.

Key words: multiple-input multiple-output (MIMO); relay; power allocation; convex optimization

1 引言

信息论研究表明, 无线中继通信能够有效地扩展小区的覆盖面, 克服阴影效应^[1]. 多输入多输出(MIMO)技术通过利用空间复用增益、空间分集增益和阵列增益, 能够在不增加功率或系统带宽的情况下极大地提高通信的有效性和可靠性^[2]. 中继辅助的 MIMO 技术把 MIMO 技术和中继技术相结合, 能够同时利用二者的优点进一步地提高系统性能. 针对中继辅助的 MIMO 通信系统的研究主要包括: 使用 AF (amplify-and-forward) 中继的多址信道和广播信道的对偶性^[3]、单个多天线中继的 MIMO 系统的容量及其上下界^[4]、网络容量随着中继数

目的增加成线性对数的关系增长^[5]等. 然而这些文献都是从信息论的角度来研究 MIMO 中继系统没有涉及到具体处理算法.

功率分配是实现中继通信系统容量的最有效手段之一. 针对中继辅助的单输入单输出(SISO)通信系统, 现有的功率分配方案主要包括基于中断概率最小化的准则^[6]、基于多径效应最小化的准则^[7]和基于接收信噪比最大化准则^[8]等, 这些方案表明, 优化的功率分配能够极大地提高中继辅助的 SISO 通信的系统性能. 然而 SISO 中继系统推广到 MIMO 中继系统时, MIMO 中继的功率分配成为很复杂的问题. 针对中继辅助的 MIMO 通信系统, 现有的功率分配方案很少^[9], 文献[9]使用放大

转发型的中继,首先通过巧妙设计中继的处理使得整个信道变为一组并行的 SISO 子信道,然后基于系统容量最大化的准则,对这一组子信道进行功率分配.然而该方案假设信源等功率分配,仅对中继上的多天线进行功率分配,没有从整个系统的角度研究信源和中继的联合功率分配问题.文献[11]研究了正交频分复用系统(OFDM)下的 MIMO 技术的功率分配问题,通过设计一个迭代算法得到该问题的最优解.然而,该情形只考虑了信源和中继的总功率约束,没有考虑信源和中继单独的功率约束.针对信源和中继分别受到单独功率约束的情形,为了获得联合最优的功率分配方案,本文针对中继辅助的 MIMO 通信从整个系统的角度研究了各种情况下的功率分配问题,系统中包括了配置有多根天线的信源、中继、和信宿,其中信源和中继上的所有天线都参与功率分配.

本文使用的符号说明: $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示转置和共轭转置, $z \sim \mathcal{CN}(\mu, \Sigma)$ 表示 z 服从均值是 μ 、协方差阵是 Σ 的循环对称复高斯分布, I_n 是 $n \times n$ 的单位阵, $\mathcal{C}^{l \times m}$ 表示 l 行 m 列的复数集合, $\text{rank}(\mathbf{A})$ 表示矩阵的秩, $[x]^+$ 表示 $\max\{x, 0\}$, $\det(\cdot)$ 表示取行列式, ∇ 和 ∇^2 分别表示一阶和二阶偏导数.

2 系统模型

本文考虑一个中继辅助的 MIMO 通信系统,其中包括一个信源、一个中继和一个信宿,所有端点都配有多根天线,中继采用放大转发模式.在第一个时隙内,信源发送信号到中继;在第二个时隙内,中继处理信号后转发给信宿.由于阴影效应、路径损耗等影响,假设信源和信宿之间的通信已确定为由中继转发的两跳通信.

系统模型中的 \mathbf{W}_1 , \mathbf{W}_R 和 \mathbf{W}_2 分别表示信源、中继、和信宿的处理矩阵; \mathbf{H}_1 、 \mathbf{H}_2 分别表示第一跳(信源到中继)和第二跳(中继到信宿)的信道响应;信源端、中继端和信宿端配备的天线数目分别是 M 、 L 和 N ;这两跳的信道噪声都是加性高斯白噪声(AWGN)且分别服从 $n_1 \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_1^2 I_L)$ 和 $n_2 \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_2^2 I_N)$ 的分布.

假设系统的输入信号是 s ,则中继接收到的信号是: $y_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 s + n_1$.经中继处理后要转发的信号是: $y_2 = \mathbf{W}_R y_1 = \mathbf{W}_R (\mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 s + n_1)$.考虑到第二跳信道的噪声和信宿端的接收矩阵,整个系统的输出信号是:

$$\begin{aligned} y &= \mathbf{W}_2 \mathbf{H}_2 y_R + n_2 \\ &= \underbrace{\mathbf{W}_2 \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_R \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 s}_{\mathbf{H}_e} + \underbrace{\mathbf{W}_2 \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_R n_1 + \mathbf{W}_2 n_2}_{\text{noise}} \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)等号右侧的第一项是发送信号经过等效信道的输出,其中 \mathbf{H}_e 是系统的等效信道,第二项是系统的整体噪声.通过对 $\mathbf{H}_i (i = 1, 2)$ 进行奇异值分解(SVD)得:

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{V}_i^H, i = 1, 2 \quad (2)$$

其中 \mathbf{U}_i 和 $\mathbf{V}_i, (i = 1, 2)$ 都是酉阵, $\mathbf{\Lambda}_i$ 是对角阵, $\mathbf{\Lambda}_1 = \text{diag}\{\sqrt{\alpha_1}, \sqrt{\alpha_2}, \dots, \sqrt{\alpha_{\text{rank}(\mathbf{H}_1)}}\}$, 且 $\alpha_1 \geq \alpha_2 \geq \dots \geq \alpha_{\text{rank}(\mathbf{H}_1)} \geq 0$, $\mathbf{\Lambda}_2 = \text{diag}\{\sqrt{\beta_1}, \sqrt{\beta_2}, \dots, \sqrt{\beta_{\text{rank}(\mathbf{H}_2)}}\}$, 且 $\beta_1 \geq \beta_2 \geq \dots \geq \beta_{\text{rank}(\mathbf{H}_2)} \geq 0$.

本文设计 \mathbf{W}_1 、 \mathbf{W}_R 分别是如下形式:

$$\mathbf{W}_1 = \sqrt{(1 - \tau) P_o} \mathbf{V}_1 \mathbf{A} \quad (3)$$

$$\mathbf{W}_R = \sqrt{\tau P_o} \mathbf{V}_2 \mathbf{B} \mathbf{U}_1^H \quad (4)$$

其中 P_o 是系统的总功率, τ 是中继的总功率占系统总功率 P_o 的比例, $\mathbf{A} \triangleq \text{diag}\{(\sqrt{a_1}, \sqrt{a_2}, \dots, \sqrt{a_M})^T\}$ 和 $\mathbf{B} \triangleq \text{diag}\{(\sqrt{b_1}, \sqrt{b_2}, \dots, \sqrt{b_L})^T\}$ 是待确定的对角阵, \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 的对角元分别代表信源和中继的天线上的相对功率分配系数. \mathbf{W}_2 是信宿端的处理矩阵,用来并行化系统信道,故设计如下:

$$\mathbf{W}_2 = \mathbf{U}_2^H \quad (5)$$

如要确定的参数 τ 、 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 确定后,输出信号 y 可表示为:

$$y = \sqrt{P_o^2 \tau (1 - \tau)} \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{B} \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{A} s + [\sqrt{P_o \tau} \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{B} \mathbf{U}_1^H n_1 + \mathbf{U}_2^H n_2] \quad (6)$$

上式可认为是 K 个并行的 SISO 子信道的输出,其中 $K = \min\{\text{rank}(\mathbf{H}_1), \text{rank}(\mathbf{H}_2)\}$.

本文要确定的参数是 τ 、 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} . 如 τ 已确定,且 \mathbf{A} 仅是用来并行化信道而没有功率分配,就成为文献[9]所描述的情况;反过来,可认为本文是文献[9]的推广.

3 基于总容量最大化的联合功率分配的非凸优化问题

本节首先推导出每个独立 SISO 子信道的 SNR 表达式;然后利用该表达式和系统总容量最大化的准则提出一个联合的功率分配问题,给出了相应代价函数,并通过定理给出该代价函数关于其中的部分参数是凸的,而关于全局参数是非凸的.

3.1 各子信道的 SNR 表达式的推导

首先,由于信源的总功率受限,得到 \mathbf{A} 中的参数 a_i 的归一化功率约束条件是:

$$\sum_{i=1}^M a_i \leq 1, 0 \leq a_i \leq 1, (i = 1, 2, \dots, M) \quad (7)$$

信源的第 i 根天线上的发射功率是 $P_o(1 - \tau) a_i$, 中继的第 i 根天线接收信号的功率是 $[P_o(1 - \tau) a_i] \alpha_i + \sigma_1^2$. 同时,中继的总功率峰值是 $P_o \tau$, 中继每根天线的发送信号的功率可以写成:

$$p_i = P_o \tau b_i \quad (8)$$

此时对于 b_i 的约束是:

$$\sum_{i=1}^L b_i \leq 1, 0 \leq b_i \leq 1, (i = 1, 2, \dots, L) \quad (9)$$

因此中继的每根天线的功率增益是:

$$r_i = \frac{P_i}{P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i + \sigma_1^2}, (i=1,2,\dots,L) \quad (10)$$

信宿接收信号的功率来自信源发送信号经过第一跳信道的衰落、中继放大和第二跳信道的衰落,所以信宿接收信号的功率是:

$$[P_o(1-\tau)\alpha_i]_{\alpha_i r_i \beta_i} \quad (11)$$

把式(10)代入式(11),得到信宿接收信号的功率:

$$\frac{P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i\beta_i}{\sigma_1^2 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} \cdot P_i \quad (12)$$

信宿端接收到的噪声总功率是:

$$\sigma_1^2(r_i\beta_i) + \sigma_2^2 = \sigma_1^2\beta_i \frac{P_i}{\sigma_1^2 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} + \sigma_2^2 \quad (13)$$

利用式(12)和式(13),可以得到信宿端第 i 个子信道的 SNR 表达式:

$$SNR_i = \frac{P_o^2\tau(1-\tau)\alpha_i\beta_i a_i b_i}{\sigma_2^2 P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i + \sigma_1^2(\sigma_2^2 + P_o\tau\beta_i b_i)} \quad (14)$$

其中 $(i=1,2,\dots,K)$. 上式必须满足式(7)和式(9)这两个约束条件,并且由于 $K \leq \min\{M, L\}$ 使得 $a_{K+1} = \dots = a_M = 0$ 和 $b_{K+1} = \dots = b_L = 0$. 通常情况下,考虑噪声方差是 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = 1$, 信宿端此时的 SNR 表达式可表示为:

$$SNR_i = \frac{P_o^2\tau(1-\tau)\alpha_i\beta_i a_i b_i}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i + P_o\tau\beta_i b_i} \quad (15)$$

$$\text{s.t. } 0 \leq \tau \leq 1, \mathbf{a}^T \mathbf{1} \leq 1, \mathbf{0} \leq \mathbf{a} \leq \mathbf{1}, \mathbf{b}^T \mathbf{1} \leq 1, \text{ 和 } \mathbf{0} \leq \mathbf{b} \leq \mathbf{1}$$

其中, $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_K]^T$, $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T$, $\mathbf{0}$ 表示全零列向量, $\mathbf{1}$ 表示全一列向量, $\mathbf{0} \leq \mathbf{a} \leq \mathbf{1}$ 表示向量中的每个元素都是大于等于0且小于等于1的. 若 τ 固定, 并且 $\mathbf{a} = (1/K)\mathbf{1}$, 就成为文献[9]研究的情形.

3.2 基于系统总容量最大化的联合功率分配问题

信源到信宿之间的第 i 个子信道的信道容量是:

$$C_i = \frac{1}{2} \log_2(1 + SNR_i) \\ = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_o^2\tau(1-\tau)\alpha_i\beta_i a_i b_i}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i + P_o\tau\beta_i b_i} \right) \quad (16)$$

利用式(16)并忽略前面的系数 $\frac{1}{2}$, 得出如下系统总容量最大化的联合功率分配的优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\tau, \mathbf{a}, \mathbf{b}} f(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \tau) &= - \sum_{i=1}^K \log_2(1 + SNR_i) \\ &= - \sum_{i=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{P_o^2\tau(1-\tau)\alpha_i\beta_i a_i b_i}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i + P_o\tau\beta_i b_i} \right) \\ \text{s.t. } &0 \leq \tau \leq 1, \mathbf{a}^T \mathbf{1} \leq 1, \mathbf{0} \leq \mathbf{a} \leq \mathbf{1}, \mathbf{b}^T \mathbf{1} \leq 1, \\ &\text{和 } \mathbf{0} \leq \mathbf{b} \leq \mathbf{1} \end{aligned} \quad (17)$$

很明显,对于三个参数 τ , \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 的不同约束,上面的最小化问题可以解决信源内部、中继内部以及信源

与中继间所有的功率分配问题. 众所周知,凸优化的求解方法是很高效的^[12],为了能够使用凸优化的方法来求解上面的问题,首先需要研究上面的代价函数的凹凸性.

定理 1 对于代价函数 $f(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \tau)$: (1)任意给定 $(\mathbf{b}; \tau)$ (或 $(\mathbf{a}; \tau)$), 它关于列向量 \mathbf{a} (或 \mathbf{b}) 是凸函数; (2)任意给定 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$, 它关于 τ 是凸函数; (3)任意给定 τ , 该函数关于 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$ 是非凸函数; 关于 $(\mathbf{a}; \mathbf{b}; \tau)$ 是非凸函数. (由于页数限制已忽略具体证明)

上面的定理表明,在 $\tau \in [0, 1]$ 给定的情况,无法直接使用凸优化的方法求解最优的 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$ 以获得联合最优的功率分配系数. 下一节我们将修正式(17)以获得一个凸优化问题来联合地求解 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$.

4 基于系统总容量下界的联合功率分配

本节通过修正式(17)中的代价函数来获得一个凸优化问题以联合地进行功率分配. 因为 $1 + SNR_i$ 出现在式(17)的代价函数中求和的每一项中,所以我们要研究 $1 + SNR_i$ 的上下界. 利用式(15),可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{1 + SNR_i} &= \frac{1}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} + \frac{1}{1 + P_o\tau\beta_i b_i} \\ &\quad - \frac{1}{[1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i](1 + P_o\tau\beta_i b_i)} \\ &\leq \frac{1}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} + \frac{1}{1 + P_o\tau\beta_i b_i} \end{aligned} \quad (18)$$

另一方面,由于 $\alpha_i > 0, \beta_i > 0$ 且 $0 \leq \tau \leq 1$, 存在 $[1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i](1 + P_o\tau\beta_i b_i) \geq 1$, 由式(18)的第二个等号,可得:

$$\frac{1}{1 + SNR_i} \geq \frac{1}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} + \frac{1}{1 + P_o\tau\beta_i b_i} - 1 \quad (19)$$

由式(18)和(19)两个不等式可得:

$$\mu_i - 1 \leq \frac{1}{1 + SNR_i} \leq \mu_i \quad (20)$$

$$\text{其中, } \mu_i = \frac{1}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} + \frac{1}{1 + P_o\tau\beta_i b_i} \quad (21)$$

很明显,式(20)给出了两个边界 $\mu_i - 1$ 和 μ_i , 而 $1/(1 + SNR_i)$ 被限制在二者之间. 两个边界函数很接近而且二者相差常数 1, 它们能够比较精确的逼近 $1/(1 + SNR_i)$. 使用其中的任意一个边界函数来替代式(17)中的 $1/(1 + SNR_i)$, 可以修正联合功率分配问题的目标函数. 我们不妨使用上界函数 μ_i , 可得系统总容量的下界函数来修正优化问题 (Joint Power Allocation Based on Capacity Maximization, JPA-C):

$$\begin{aligned} \min_{\tau, \mathbf{a}, \mathbf{b}} f_{lb}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \tau) &= \sum_{i=1}^K \log_2 \left(\frac{1}{1 + P_o(1-\tau)\alpha_i\alpha_i} + \frac{1}{1 + P_o\tau\beta_i b_i} \right) \\ \text{s.t. } &0 \leq \tau \leq 1, \mathbf{a}^T \mathbf{1} \leq 1, \mathbf{0} \leq \mathbf{a} \leq \mathbf{1}, \mathbf{b}^T \mathbf{1} \leq 1, \\ &\text{和 } \mathbf{0} \leq \mathbf{b} \leq \mathbf{1} \end{aligned} \quad (22)$$

显然,利用下界函数 $\mu_i - 1$ 同样可以得到和上式相同的结果.为了研究能否使用凸优化的方法求解式(22),下面给出 $f_{lb}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \tau)$ 关于凹凸性的结论.

定理 2 对于代价函数 $f_{lb}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \tau)$: (1)任意给定 $\tau \in [0, 1]$, 它关于 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$ 是凸函数; (2)任意给定 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$, 它关于 τ 是凸函数; (3)该函数关于 $(\mathbf{a}; \mathbf{b}; \tau)$ 是非凸函数. (由于页数限制已忽略具体证明)

定理 2 表明,当 $\tau \in [0, 1]$ 给定时,可以使用凸优化方法^[12]求解式(22)获得最优的 $(\mathbf{a}; \mathbf{b})$, 即联合最优的功率分配系数.

5 仿真结果

本节通过计算机仿真比较了现有的功率分配方案^[9,10]和新提出的功率分配方案系统总容量性能.假设信道响应 \mathbf{H}_1 和 \mathbf{H}_2 都服从瑞利分布且空间不相关,信源、中继和信宿的天线数目相同,即 $M = L = N = 4$, 信源和中继的归一化 SNR 分别定义为 $\rho_1 = P_o(1 - \tau)/(\sigma_1^2 M)$ 和 $\rho_2 = P_o\tau/(\sigma_2^2 L)$, 其中 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = 1$.

图 1 给出了系统总容量在不同 ρ_1 和 ρ_2 下的函数值,并且比较了新提出的功率分配和现存方案^[9]的性能,其中文献[9]中的方案是信源的多天线没有功率分配,只有中继上的多天线间功率分配.需要指出的是随着 ρ_1 或 ρ_2 的增加,系统的总功率 P_o 也是增加的,但是 $\tau = \rho_2/(\rho_1 + \rho_2)$ 随着 ρ_1 的增加而减小,随着 ρ_2 的增加而增大.由图可以发现当 ρ_1 较高时,新提出的功率分

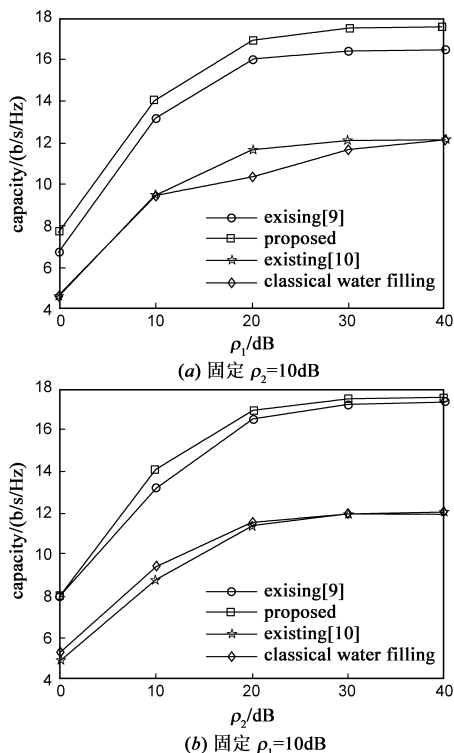


图1 不同信噪比下的系统总容量

配方案比文献[9]中的方案高出大约 1b/s/Hz 的频谱效率.文献[10]提出了基于均方误差最小化的中继功率分配方案,从图可见,所提方案明显优于该方案.同时,所提方案明显优于经典的“注水”功率分配算法的性能.

图 2 给出了系统在 ρ_2 固定为 10dB 时,不同的 ρ_1 下的累积分布函数(CDF)曲线,以及 ρ_1 固定为 10dB 时,不同的 ρ_2 下的 CDF 曲线.此时, τ 固定为 $\rho_2/(\rho_1 + \rho_2)$ 而没有进行优化.很明显,累积分布函数曲线同样证明了新提出的功率分配方案的优越性.图 3(b)中在 $\rho_1 = 10\text{dB}$ 且 $\rho_2 = 0\text{dB}$ 时,所提方案和现有方案分别实现的曲线基本重合,这是因为 $\rho_2 = 0\text{dB}$ 使得中继上的功率放大因子非常小,等效为第二跳信道传输能力很差,从而中继上的功率分配效果对整个系统的影响占主要作用,而 $\rho_1 = 10\text{dB}$ 使得第一跳信道的传输能力比较好,所以现有方案仅仅对中继上的多根天线进行功率分配基本接近所提方案对系统进行的联合功率分配的性能.

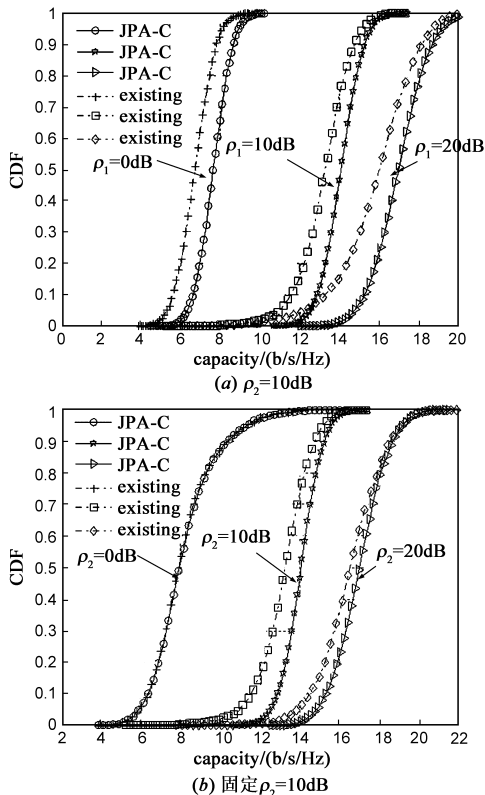


图2 不同信噪比情况下的累积分布函数曲线

图 1 和图 2 中的系统总功率是变化的,且随着 ρ_1 (或者 ρ_2) 的增加而增加,其中 τ 的数值是由系统设计事先确定的,所以 $\tau \in (0, 1)$ 不需要优化设计.

图 3 研究了系统总功率给定的情况下,给出了新提出的功率分配方案在系统功率是 $P_o = 40\text{dB}$, 不同的 τ 情况下的系统总容量曲线.很明显,曲线对于 $\tau = 0.5$ 是对称的,这是因为信源和中继的天线数目相同,并且第一跳和第二跳信道响应服从相同的分布.从统计意义

上来说,当 $\tau = 0.5$ 时,系统的总容量达到最大值,然而 τ 的确定需要考虑信源和中继单独的功率约束进行系统设计得到,在本文中不需要参与优化。

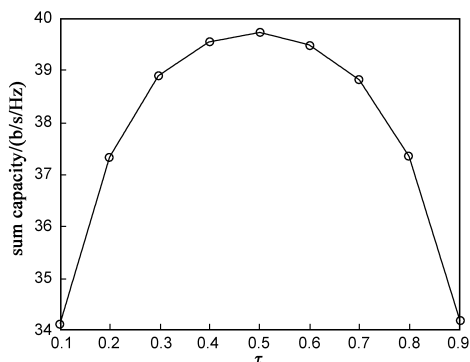


图3 τ 固定在不同数值时的系统总容量, $P_o=40\text{dB}$

6 结论

本文研究了中继辅助的 MIMO 通信系统的联合功率分配问题. 基于系统总容量最大化的准则提出一个联合功率分配优化问题的代价函数, 由于直接使用该代价函数导致一个非凸的优化问题, 本文进而修正了该代价函数来获得凸的优化问题以进行联合最优的功率分配. 所提方案的主要创新在于不但提出了联合功率分配的问题, 而且通过推导系统容量的边界, 把非凸问题转换为凸优化问题, 从而能够使用凸优化方法获得全局最优解. 仿真结果表明新提出方案具有更好的性能。

参考文献:

- [1] Cover T M, El Gamal A A. Capacity theorems for the relay channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1979, 25(5): 572 – 584.
- [2] Paulraj A, Nabar R, Dhananjay. Introduction to Space-Time Wireless Communications[M]. Combridge U K: Cambridge University Press, 2003.
- [3] Jafar S A, Gomadam K S, Huang C. Duality and rate optimization for multiple access and broadcast channels with amplify-and-forward relays[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(10): 3350 – 3370.
- [4] Wang B, Zhang J, Host-Madsen A. On the capacity of MIMO relay channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(1): 29 – 43.
- [5] Bolcskei H, Nabar R U, Oyman O, Paulraj A J. Capacity scaling laws in MIMO relay networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(6): 1433 – 1443.
- [6] Hasna M O, Alouini M S. Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(6): 1999 – 2004.

- [7] Zhang J, Zhang Q, Shao C, Wang Y, Zhang Z. Adaptive optimal transmit power allocation for two-hop non-regenerative wireless relay system[A]. IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings[C]. Genoa, 2004, 2: 1213 – 1217.
- [8] Yi Z, Kim I. 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.
- [9] Tang X, Hua Y. Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1398 – 1407.
- [10] W Guan, H Luo. Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems[J]. IEEE Communications Letters, 2007, 12(7): 517 – 519.
- [11] 周明宇, 李立华, 王海峰, 张平. MIMO-OFDM 接力通信系统的最优功率分配[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 26 – 30.
Zhou Ming-yu, Li Li-hua, Wang Hai-feng, Zhang Ping. Optimal power allocation for MIMO-OFDM relaying systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 26 – 30. (in Chinese)
- [12] Boyd S, Vandenberghe L. Convex Optimization[M]. Cambridge U K: Cambridge University Press, 2004.

作者简介:



李春国 男, 1983 年出生, 山东胶州人, 东南大学信息科学与工程学院博士生, 主要研究方向为 MIMO 中继无线通信系统优化设计。

E-mail: cgli_seu@gmail.com



仲崇生 男, 1980 年出生, 山东菏泽人, 东南大学信息科学与工程学院博士生, 主要研究方向为 MIMO 通信信号处理、多用户信号处理和中继无线通信系统优化设计。

E-mail: zhongcx059087@163.com



杨绿溪 男, 1964 年出生, 安徽桐城人, 博士, 东南大学信息科学与工程学院, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 下一代移动通信中的信号处理。

E-mail: lxyang@seu.edu.cn