

MIMO-OFDM 接力通信系统的最优功率分配

周明宇^{1,2}, 李立华^{1,2}, 王海峰³, 张 平^{1,2}

(1. 泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学), 北京 100876;

2. 北京邮电大学无线新技术研究所, 北京 100876; 3. 诺基亚技术平台, 上海 200002)

摘要: 针对两跳多入多出正交频分复用(MIMO-OFDM)接力通信系统进行研究,每一跳传输采用奇异值分解将多载波上的MIMO信道转化为多个独立子通道,并提出最大化系统容量的最优功率分配问题,其中源节点和中继节点能够在多个子通道上进行联合功率分配;继而采用拉格朗日算法提出最优功率分配算法.由于最优算法涉及一元四次方程组,目前的数学方法不能提供其通解的闭合表达式,因此提出采用迭代过程实现最优功率分配的方法,为MIMO-OFDM接力系统提供了系统容量的上限.数值仿真结果显示,最优功率分配算法能大大提升系统容量,增强系统的传输能力.

关键词: 多入多出; 正交频分复用; 接力通信; 功率分配

中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2009)01-0026-05

Optimal Power Allocation for MIMO-OFDM Relaying Systems

ZHOU Ming yu^{1,2}, LI Li hua^{1,2}, WANG Hai feng³, ZHANG Ping^{1,2}

(1. Key Laboratory of Universal Wireless Communications(Beijing University of Posts and Telecommunications), Ministry of Education, Beijing 100876, China; 2. Wireless Technology Innovation Institute, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China; 3. Technology Platform, Nokia, Shanghai 200002, China)

Abstract: Two-hop multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing(MIMO-OFDM)relaying communication system is researched. Singular value decomposition is employed to transform MIMO channel on multiple sub carriers into multiple independent sub channels in each hop transmission, and the optimal power allocation problem is introduced to maximize system capacity. The power can be allocated jointly on multiple sub channels at both the source node and relay node, and further, the optimal allocation algorithm is proposed with aid of Lagrange algorithm. Since the optimal algorithm is related to quartic equations and mathematical methods nowadays cannot provide its closed form for the general solution, a method is proposed to utilize iteration courses to realize optimal power allocation, and it provides the upper limit for MIMO-OFDM relaying system capacity. Numerical simulation results show that the optimal power allocation algorithm can improve the system capacity and enhance the transmission ability greatly.

Key words: multiple input multiple output; orthogonal frequency division multiplexing; relaying communication; power allocation

1 引言

未来无线通信系统要求具备超高速数据传输的能力;多入多出(MIMO, multiple input multiple output)能为系统带来空间分集增益^[1],正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)能够对抗信道的多径效应并消除符号间干扰(ISI, inter symbol interference)^[2],因此MIMO-OFDM已被认为是宽带高速数据传输重点采

用的关键技术,并且我国已经利用该技术成功实现峰值速率高达100Mbps的无线通信系统^[3].然而由于目前频谱资源贫乏,可使用的频段将高于2GHz,而该频段信号的传输将受到无线环境中信道的严重衰减;并且未来无线通信系统对发送功率具有较高要求.为了解决这些问题,人们对接力传输技术进行研究,它能够利用中继节点而获得额外分集增益、减少盲区、改善传输质量等优点,成为未来系统的重要组成部分^[4,5].在该领域的研

收稿日期:2007-06-21;修回日期:2008-08-20

基金项目:国家自然科学基金(No. 60702051);国家863高技术研究发展计划(No. 2007AA01Z261, 2006AA01Z260);高等学校博士学科点专项科研基金(No. 20070013028);北京邮电大学“研究生创新研究基金”;诺基亚公司合作项目

究中, 放大前传 (AF, amplify-and-forward) 模式由于实现简单、性能优良而被广泛研究^[6-9].

本文拟针对这些技术的结合——MIMO-OFDM 接力通信系统进行研究. 功率分配对于接力系统尤为重要, 文献[8, 9]提出了最优功率分配算法, 该算法能够为系统容量带来较大的提升, 然而该算法仅限于单天线单载波系统; 文献[10, 11]研究了 OFDM 接力系统, 但是由于^[10]作了较多假设而仅提供了次优功率分配方案, 文献[11]仅提出源节点(中继节点)功率固定时中继节点(源节点)的最优功率分配方案; 目前, MIMO-OFDM 接力系统的功率分配问题开始得到关注, 文献[12]进行了初步的研究, 但仍然作了一定近似而未提供最优的功率分配方案; 目前尚无研究对 MIMO-OFDM 接力通信系统的容量上限分析.

本文首先介绍了基于 AF 的两跳 MIMO-OFDM 系统模型, 每一跳传输采用奇异值分解 (SVD, singular value decomposition) 将 MIMO 信道转化为多个独立子通道, 从而提出功率的最优化分配的问题, 源节点和中继节点能够在多个子通道上进行联合功率分配, 继而针对该问题, 采用拉格朗日算法提出最优功率分配算法; 由于最优算法涉及一元四次方程, 而目前的数学方法不能提供其通解的闭合表达式, 因此提出了采用迭代过程实现最优功率分配的方法, 为 MIMO-OFDM 接力通信系统提供容量的上限. 对该方法进行数值仿真, 结果显示最优算法能大大提升系统容量, 增强系统的传输能力.

2 MIMO-OFDM 接力通信系统

考虑一个两跳的接力通信系统, 在源节点、中继节点和目标节点均设置 A 根天线, 并且天线之间的间距足够远, 从而多天线间的信道衰落相互独立. 假设整个系统频带 B 被分为 K 个子载波, 子载波间隔为 B/K , 在多径信道环境下, 通过合理的 OFDM 设计使信号在每个子载波上的传输受到平坦衰落. 设对于第 k 个子载波, 源节点到中继节点(第一跳)以及中继节点到目标节点(第二跳)的 MIMO 信道矩阵分别用 $H_{1,k}$ 和 $H_{2,k}$ 表示, 因此通过奇异值分解, 信道矩阵可以表示分别表示为

$$H_{1,k} = U_{1,k} \Sigma_{1,k} V_{1,k}^H \quad (1)$$

$$H_{2,k} = U_{2,k} \Sigma_{2,k} V_{2,k}^H \quad (2)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $U_{i,k}$ 和 $V_{i,k}$ 都是 $A \times A$ 维的酉矩阵, $U_{i,k}^H U_{i,k} = I$, $V_{i,k}^H V_{i,k} = I$, ($i = 1, 2$), I 表示单位阵; $\Sigma_{i,k}$ 是 $A \times A$ 维的对角阵, $\lambda_{i,k,a}$ ($a = 1, 2, \dots, A$) 为其对角线上的元素, $\Sigma_{i,k} = \text{diag}[\lambda_{i,k,1}, \lambda_{i,k,2}, \dots, \lambda_{i,k,A}]$. 因此, 该子载波上的 MIMO 信道被转化为 A 个子信道.

设源节点和中继节点已知两跳的信道信息, 则 MIMO-OFDM 接力通信系统模型如图 1 所示. 在第一个时

隙, 源节点首先按照功率分配算法调整各个子信道上传输的功率, 然后乘上矩阵 $V_{1,k}$ 之后发送出去; 中继节点对收到的信号乘上矩阵 $U_{1,k}^H$, 并进行功率放大, 再乘上矩阵 $V_{2,k}$ 之后, 在第二个时隙将信号发送到目标节点, 目标节点乘上矩阵 $U_{2,k}^H$ 再经后续处理恢复出信号.

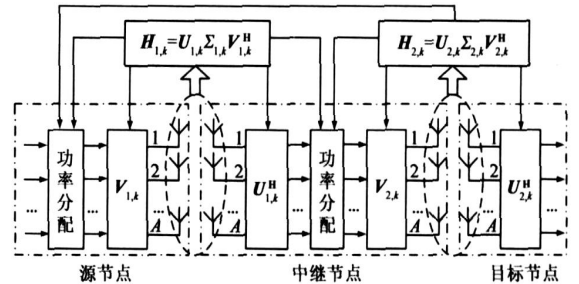


图1 MIMO-OFDM接力通信系统模型

从图 1 可见, 该 MIMO-OFDM 接力系统的第一跳传输可以描述为

$$R_k = H_{1,k} V_{1,k} \sqrt{P_{1,k}} S_k + W_{1,k} \quad (3)$$

第二跳传输可以描述为

$$D_k = U_{2,k}^H (H_{2,k} V_{2,k} \rho_k U_{1,k}^H R_k + W_{2,k}) \quad (4)$$

其中, $S_k = [S_{k,1}, S_{k,2}, \dots, S_{k,A}]^T$, 表示第 k 个子载波的 A 个子信道上传输的功率归一化的信号; $P_{i,k} = \text{diag}[P_{i,k,1}, P_{i,k,2}, \dots, P_{i,k,A}]$, $P_{i,k,a}$ 表示在第 i 跳的传输中, 在第 k 个子载波的第 a 个子信道上的发送功率; $W_{i,k}$ 为 A 个元素组成的列向量, 表示第 i 跳传输中第 k 个子载波受到的加性白高斯噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise), 噪声方差为 σ^2 ; $R_k = [R_{k,1}, R_{k,2}, \dots, R_{k,A}]^T$ 和 $D_k = [D_{k,1}, D_{k,2}, \dots, D_{k,A}]^T$ 分别表示中继节点和目标节点收到的信号; $\rho_k = \text{diag}[\rho_{k,1}, \rho_{k,2}, \dots, \rho_{k,A}]$, $\rho_{k,a}$ 表示中继节点对在第 k 个子载波的第 a 个子信道上的信号的放大因子, 该因子能够使中继节点信号的发送功率为 $P_{2,k}$, 即

$$\rho_{k,a} = \sqrt{\frac{P_{2,k,a}}{|R_{k,a}|^2}} = \sqrt{\frac{P_{2,k,a}}{|\lambda_{1,k,a}|^2 P_{1,k,a} + \sigma^2}} \quad (5)$$

从上述分析可见, 通过在所有 K 子载波上进行奇异值分解, 每一跳的 MIMO-OFDM 传输可以表示为 KA 个独立子通道上的传输, 为了后续描述的简便, 定义

$$\begin{aligned} H_{i,m}^* &= \lambda_{i,k,a}, & P_{i,m}^* &= P_{i,k,a}, \\ \rho_m^* &= \rho_{k,a}, & m &= (k-1)A + a \end{aligned} \quad (6)$$

并设矩阵

$$\begin{aligned} H_i^* &= \text{diag}[H_{i,1}^*, H_{i,2}^*, \dots, H_{i,KA}^*] \\ P_i^* &= \text{diag}[P_{i,1}^*, P_{i,2}^*, \dots, P_{i,KA}^*] \\ \rho^* &= \text{diag}[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{KA}] \end{aligned} \quad (7)$$

从而可以将该 MIMO-OFDM 接力系统的第一跳传输重写为

$$\mathbf{R}^* = \mathbf{H}_1^* \sqrt{P_1^*} \mathbf{S}^* + \mathbf{W}_1^* \quad (8)$$

第二跳传输重写为

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \mathbf{H}_2^* \rho^* \mathbf{R}^* + \mathbf{W}_2^* \\ &= \mathbf{H}_1^* \mathbf{H}_2^* \rho^* \sqrt{P_1^*} \mathbf{S}^* + \mathbf{H}_2^* \rho^* \mathbf{W}_1^* + \mathbf{W}_2^* \end{aligned} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^* &= [S_{1,1}^T, S_{2,1}^T, \dots, S_{K,1}^T]^T, \\ \mathbf{R}^* &= [(U_{1,1}^H R_{1,1})^T, (U_{1,2}^H R_{2,1})^T, \dots, (U_{1,K}^H R_{K,1})^T]^T, \\ \mathbf{W}_i^* &= [(U_{i,1}^H W_{i,1})^T, (U_{i,2}^H W_{i,2})^T, \dots, (U_{i,K}^H W_{i,K})^T]^T, \\ \mathbf{D} &= [D_1^T, D_2^T, \dots, D_K^T]^T \end{aligned}$$

3 MIMO-OFDM 接力传输系统的最优功率分配

从式(9)可见, \mathbf{D} 中第 m 个元素上信号的信噪比(SNR, signal to noise ratio)为

$$\gamma_m = \frac{P_{1,m}^* \sigma_m^2 |H_{1,m}^* H_{2,m}^*|^2}{\sigma_m^2 |H_{2,m}^*|^2 \sigma^2 + \sigma^2} \quad (10)$$

因此, 该MIMO-OFDM 接力系统的系统容量为

$$C = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{KA} \log_2 \left[1 + \frac{P_{1,m}^* \sigma_m^2 |H_{1,m}^* H_{2,m}^*|^2}{\sigma_m^2 |H_{2,m}^*|^2 \sigma^2 + \sigma^2} \right] \quad (11)$$

其中, $1/2$ 表示一次传输通过 2 个时隙完成.

因此, 结合式(5)并假设 $g_{i,m} = |H_{i,m}^*|^2 / \sigma^2$, 这个MIMO-OFDM 接力传输系统的最佳功率分配问题可描述为

$$\begin{aligned} \arg \max_{(P_{1,m}^*, P_{2,m}^*, m=1, \dots, KA)} C &= \arg \max_{(P_{1,m}^*, P_{2,m}^*, m=1, \dots, KA)} \sum_{m=1}^{KA} \log_2 \left[1 + \frac{P_{1,m}^* P_{2,m}^* g_{1,m} g_{2,m}}{P_{1,m}^* g_{1,m} + P_{2,m}^* g_{2,m} + 1} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

受限于 $\sum_{m=1}^{KA} (P_{1,m}^* + P_{2,m}^*) \leq P_0$.

设 $P_m^* = P_{1,m}^* + P_{2,m}^*$, 则式(12)的联合功率分配问题可以视为 KA 个独立的接力传输的功率分配问题, 其中在第 m 个子通道中可分配的总功率为 P_m^* . 单独考查第 m 个接力传输, 根据文献[8], 源节点和中继节点的最佳功率分配方案为

$$\begin{cases} P_{1,m}^* = \frac{-(1+g_{2,m}P_m^*) + \sqrt{(1+g_{1,m}P_m^*)(1+g_{2,m}P_m^*)}}{g_{1,m} - g_{2,m}} \\ P_{2,m}^* = \frac{1+g_{1,m}P_m^* - \sqrt{(1+g_{1,m}P_m^*)(1+g_{2,m}P_m^*)}}{g_{1,m} - g_{2,m}} \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12), 设 $\mathbf{P} = [P_1^*, P_2^*, \dots, P_{KA}^*]^T$, 则MIMO-OFDM 接力传输系统的最佳功率分配问题可以转化为

$$\arg \max_{(P_m^*, m=1, \dots, KA)} \sum_{m=1}^{KA} \log_2 \left[1 + g_{1,m} g_{2,m} \frac{2 + g_{1,m} P_m^* + g_{2,m} P_m^*}{(g_{1,m} - g_{2,m})^2} \right]$$

$$- \frac{2 \sqrt{(1+g_{1,m}P_m^*)(1+g_{2,m}P_m^*)}}{(g_{1,m} - g_{2,m})^2} \Bigg\} \quad (14)$$

受限于 $\sum_{m=1}^{KA} P_m^* \leq P_0$.

对这个问题, 可以采用拉格朗日方法, 设

$$\begin{aligned} \Lambda &= \sum_{m=1}^{KA} \log_2 \left\{ 1 + g_{1,m} g_{2,m} \frac{2 + g_{1,m} P_m^* + g_{2,m} P_m^*}{(g_{1,m} - g_{2,m})^2} \right. \\ &\quad \left. - \frac{2 \sqrt{(1+g_{1,m}P_m^*)(1+g_{2,m}P_m^*)}}{(g_{1,m} - g_{2,m})^2} \right\} + \frac{\nu}{\ln 2} \left(P_0 - \sum_{m=1}^{KA} P_m^* \right) \end{aligned} \quad (15)$$

将 Λ 对 P_m^* 求偏导, 得到

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial P_m^*} = \frac{\partial}{\partial P_m^*} \left\{ \log_2 \left[1 + g_{1,m} g_{2,m} \frac{2 + g_{1,m} P_m^* + g_{2,m} P_m^*}{(g_{1,m} - g_{2,m})^2} - \frac{2 \sqrt{(1+g_{1,m}P_m^*)(1+g_{2,m}P_m^*)}}{(g_{1,m} - g_{2,m})^2} \right] \right\} - \frac{\nu}{\ln 2} \quad (16)$$

设式(16)为 0, 并经过逐步推导, 就可得到表达式

$$\beta_4 P_m^{*4} + \beta_3 P_m^{*3} + \beta_2 P_m^{*2} + \beta_1 P_m^* + \beta_0 = 0 \quad (17)$$

其中:

$$\begin{aligned} \beta_4 &= \nu^2 g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 (g_{1,k} - g_{2,k})^2, \\ \beta_3 &= 3\nu g_{1,k}^2 g_{2,k}^2 (g_{1,k} + g_{2,k}) (g_{1,k} - g_{2,k})^2 \\ &\quad - 2\nu g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 (g_{1,k} + g_{2,k})^2 + 8\nu g_{1,k}^4 g_{2,k}^4, \\ \beta_2 &= [2\nu g_{1,k} g_{2,k} (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2) + g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 - 3\nu g_{1,k}^2 g_{2,k}^2] \\ &\quad \cdot (g_{1,k} + g_{2,k})^2 + [12\nu g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 - 2\nu g_{1,k}^2 g_{2,k}^2 (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2)] \\ &\quad \cdot (g_{1,k} + g_{2,k}) + \nu g_{1,k} g_{2,k} (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2)^2 \\ &\quad - 2\nu g_{1,k}^2 g_{2,k}^2 (g_{1,k} + g_{2,k})^3 - 4g_{1,k}^4 g_{2,k}^4 - 8\nu g_{1,k}^3 g_{2,k}^3, \\ \beta_1 &= g_{1,k}^2 g_{2,k}^2 (g_{1,k} + g_{2,k})^3 + 2\nu g_{1,k} g_{2,k} \\ &\quad \cdot [g_{1,k} g_{2,k} - g_{1,k}^2 - g_{2,k}^2] (g_{1,k} + g_{2,k})^2 + 8\nu g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 \\ &\quad + [\nu (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2)^2 + 2\nu g_{1,k} g_{2,k} (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2) \\ &\quad - 4g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 - 8\nu g_{1,k}^2 g_{2,k}^2] (g_{1,k} + g_{2,k}), \\ \beta_0 &= \nu^2 (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2)^2 + [2\nu g_{1,k} g_{2,k} - 2\nu g_{1,k} g_{2,k} \\ &\quad \cdot (g_{1,k} + g_{2,k}) - 2\nu g_{1,k} g_{2,k}] (g_{1,k}^2 + g_{2,k}^2) \\ &\quad + 4\nu g_{1,k}^2 g_{2,k}^2 (g_{1,k} + g_{2,k}) - 4\nu g_{1,k}^3 g_{2,k}^3 \end{aligned}$$

因此, 将方程(17)解出, 并代入 $P_0 - \sum_{m=1}^{KA} P_m^* = 0$ 从

而确定 ν 的值, 进而求出 P_m^* , 就可以最终得到最优功率分配方案.

观察式(17)发现, 这是一个一元四次方程, 并且各项权值较为复杂, 目前的数学方法无法为该方程提供一个通解的闭合表达式; 但是可通过计算机辅助的方法实现功率的最优分配, 其基本思想为: 在每一次分配中将少量功率(本论文中设置为 ΔP)分配给能通过 ΔP 为系统总体容量带来最大提升的子通道, 进行若干次分配直至所有功率分配完毕. 具体实现方法如下:

步骤 1 初始化

每个子通道上的功率为 $P_m^* = 0$, 每个子通道上的系统容量初始化为 $C_m = 0$, 每次最小分配的功率为 ΔP , 并设函数

$$f(P) = 1 + g_{1, n} g_{2, m} \cdot \left[\frac{2 + g_{1, m} P + g_{2, m} P - 2 \sqrt{(1 + g_{1, m} P)(1 + g_{2, m} P)}}{(g_{1, m} - g_{2, m})^2} \right]$$

假设在第 m 个子通道上分配功率 ΔP 后对系统总体容量提升为 ΔC_m , 将之初始化为 $\Delta C_m = f(\Delta P)$.

步骤 2 功率的最优化分配, 按照如下方式进行

- (1) 寻找使 ΔC_m 最大的子通道: $\hat{m} = \arg \max_m \Delta C_m$;
 - (2) 将 ΔP 分配给第 \hat{m} 个子通道: $P_{\hat{m}}^* = P_{\hat{m}}^* + \Delta P$;
 - (3) 更新 $\Delta C_{\hat{m}}$ 为: $\Delta C_{\hat{m}} = f(P_{\hat{m}}^* + \Delta P) - f(P_{\hat{m}}^*)$.
- 重复进行过程(1)到(3)直到所有功率分配完毕.

步骤 3 按照式(13)为源节点和中继节点的所有子通道分配功率.

从上述过程可以看出, 每次分配 ΔP 都能为系统带来最大的容量提升, 通过每次的局部最优化方案最终获得全局最优化方案, ΔP 越小就能获得越接近最优的分配方案, 因此当 ΔP 趋近于无穷小时, 就能够获得最优的功率分配方案.

4 仿真和分析

为了验证子载波配对技术对系统性能的提升, 开展了数值仿真. 所研究的 OFDM 系统的子载波数目为 32; 并设置两跳信道矩阵分别为 $H_{1, k} = Q_{1, k} \sqrt{d_{SR}^{-\eta}}$ 和 $H_{2, k} = Q_{2, k} \sqrt{d_{RD}^{-\eta}}$; 矩阵 $Q_{i, k}$ 表示小尺度衰落, 其中的元素相互独立并服从 Rayleigh 分布, d_{SR} 和 d_{RD} 分别表示源节点和中继节点、中继节点和目标节点之间的距离, 并且 $d_{SR} + d_{RD} = 1$; η 表示大尺度衰落的路径衰落指数, 在仿真中设置为 4. 为了进行比较, 同时对两种方案进行仿真: (1) 功率平均分配在源节点和中继节点的各子通道上; (2) 功率平均分配在各子通道上, 并在各子通道中按照文献[8]在源节点和中继节点之间进行最优功

率分配.

图 2 显示了不同参考 SNR 下、2 天线的 MIMO-OFDM 接力系统采用这三种方案时归一化的系统容量随着中继节点位置的变化, 其中参考 SNR 定义为

$$SNR_{ref} = \sum_{\substack{i=1,2; k=1, \dots, K; \\ a=1, \dots, A}} P_{i, k, a} / 2KA\sigma^2 \quad (18)$$

从图中可以看出, 当中继节点在源节点和目标节点的中点 ($d_{SR} = 0.5$) 时, 系统容量达到最大, 并且此时功率分配算法对系统容量的提升相对较小; 子通道间平均分配、节点间最优分配方案能带来比平均功率分配方案更高的容量, 在 SNR_{ref} 为 0dB 时其能比平均功率分配方案提升 2%~41% 的系统容量, 而采用本文所提出的最优功率分配算法能进一步提升系统容量, 同样条件下其能比平均功率分配方案提升 8%~59% 的系统容量. 随着 SNR_{ref} 的增加, 本文所提出的最优功率分配算法与子通道间平均分配、节点间最优分配方案逐渐趋于相同, 在 SNR_{ref} 为 10dB 时子通道间平均分配、节点间最优分配方案比平均功率分配方案提升 1.7%~24.7%, 而最优功率分配算法能比平均功率分配方案提升 2%~26.5%.

由于当中继节点在源节点和目标节点的中点、偏离该中点时能达到的系统容量不同, 因此分别对 $d_{SR} = 0.5$ 和 $d_{SR} = 0.9$ 情形进行分析. 图 3 和图 4 分别显示了在 $d_{SR} = 0.5$ 和 $d_{SR} = 0.9$ 时, MIMO-OFDM 接力系统的信道容量随着天线数目的变化, 其中考虑了 $A = 1 \sim 4$ 情形. 从图中可以看出, 随着天线数目的增加, 系统容量逐渐提升, 这是由于多天线为系统带来分集增益; 并且图中的性能线为凸曲线, 表示系统容量随着天线数目的增多而逐渐趋近于某一上限. 采用本文所提出的最优功率分配算法的系统容量最大, 其次是子通道间平均分配、节点间最优分配方案; 对于 $d_{SR} = 0.5$ 的情形, 当 SNR_{ref} 较低(0dB)时, 子通道间平均分配、节点间最优分配方案与平均功率分配的系统容量近似, 最优功率分配算法明显优于这两种功率分配方案, 能够比平均

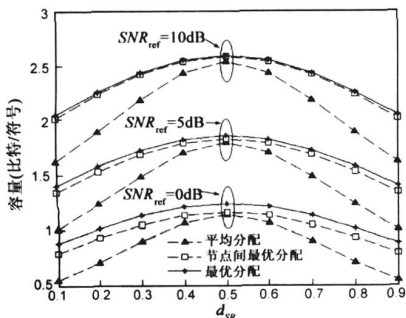


图 2 不同参考 SNR 下 2 天线 MIMO-OFDM 接力系统的信道容量随 d_{SR} 的变化

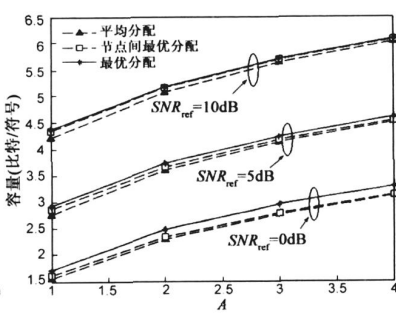


图 3 $d_{SR} = 0.5$ 时 MIMO-OFDM 接力系统的信道容量随着天线数目的变化

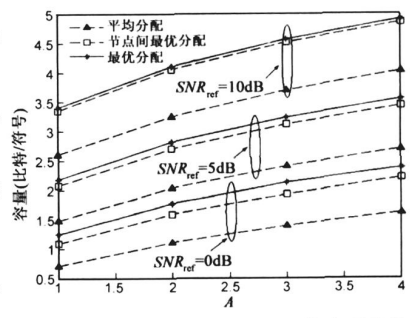


图 4 $d_{SR} = 0.9$ 时 MIMO-OFDM 接力系统的信道容量随着天线数目的变化

功率分配带来 0.2 比特/符号的提升; 当 SNR_{rf} 增高 (5dB) 时, $A = 1$ (单天线) 情形下最优功率分配算法与子通道间平均分配、节点间最优分配方案接近, 随着天线数目增多, 最优功率分配算法对性能提升更加明显; 随着 SNR_{rf} 再提升 (10dB), 最优功率分配算法与子通道间平均分配、节点间最优分配方案的系统容量相近, 并明显优于平均功率分配. 对于 $d_{SR} = 0.9$ 的情形, 最优功率分配算法明显优于其余两种方案; 随着天线数的增多, 最优功率分配算法对性能提升变化不大; 随着 SNR_{rf} 的提升, 最优功率分配算法对系统性能的提升越加明显, 其与子通道间平均分配、节点间最优分配方案的系统容量渐渐接近, 并且都远远高于平均功率分配方案; SNR_{rf} 为 0dB、5dB 和 10dB 时, 子通道间平均分配、节点间最优分配方案比平均分配方案能够分别带来 0.5、0.7、0.8 比特/符号的提升, 而最优功率分配算法能分别带来 0.7、0.8、0.9 比特/符号的提升.

5 结束语

本文研究了两跳 MIMO-OFDM 接力通信系统, 并提出最大化系统容量的最优功率分配问题, 继而采用拉格朗日算法提出最优功率分配算法. 由于最优算法涉及一元四次方程组, 目前的数学方法不能提供其通解的闭合表达式, 因此提出采用迭代过程实现最优功率分配的方法. 最后通过数值仿真进行验证, 结果显示当中继节点位于源节点和目标节点中点时系统容量最大, 而远离该中点时最优功率分配算法对系统性能提升最明显, 最优功率分配算法能够为系统容量带来高达 59% 的提升; 天线数目增加对最优功率分配算法的性能提升影响不大; 随着 SNR 的提升, 最优功率分配算法对系统容量的提升越加明显. 本研究为 MIMO-OFDM 接力系统提供了系统容量的上限; 最优功率分配算法能大大提升系统的系统容量, 增强系统的传输能力.

参考文献:

- [1] Tao Xiaofeng, Yu Zhuizhuan, Qin Haiyan, Zhang Ping, et al. New sub optimal detection algorithm of layered space time code [A]. In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Birmingham, U. S. A. : VTC 2002-Spring, 2002, 4: 1791 - 1794.
- [2] 李立华, 王勇, 张平. 移动通信中的先进信号处理技术 [M]. 第 1 版, 北京: 北京邮电大学出版社, 2005.
Li Lihua, Wang Yong, Zhang Ping. Processing Advances in Wireless and Mobile Communications [M]. 1st Edition, Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2005.
- [3] Zhang Ping, Tao Xiaofeng, Zhang Jianhua, et al. A vision from

FuTURE beyond 3G TDD [J]. IEEE Communication Magazine, Jan. 2005, 43(1): 38- 44.

- [4] A Nosratinia, A Hedayat. Cooperative communication in wireless networks [J]. IEEE Communications Magazine, Oct. 2004, 42(10): 74- 80.
- [5] R Pabst, B H Walke, D C Schultz. Relay based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio [J]. IEEE Communications Magazine, Sep. 2004, 42(9): 80- 88.
- [6] Li Guoqing, Liu Hui. On the capacity of the broadband relay networks [A]. In Conference Record - A Silomar Conference on Signals, Systems and Computers [C]. Pacific Grove, CA, USA, IEEE Press, 2004, 2: 1318- 1322.
- [7] Zhang Jingmei, Shao Chunju, Wang Ying, et al. Performance of a two hop cellular system with different power allocation schemes [A]. In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2004 Fall [C]. Los Angeles, U. S. A. : IEEE Press, 2004, 60(6): 4538- 4542.
- [8] Zhang Jingmei, Zhang Qi, Shao Chunju, et al. Adaptive optimal transmit power allocation for two hop non regenerative wireless relaying system [A]. IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2004 Spring [C]. Los Angeles, U. S. A. : IEEE Press, 2004, 2: 1213- 1217.
- [9] Zhang Qi, Zhang Jingmei, Shao Chunju, et al. Power allocation for regenerative relay channels with Rayleigh fading [A]. In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2004 Fall [C]. Los Angeles, U. S. A. : IEEE Press, 2004, 2: 1167 - 1171.
- [10] Yu Guanding, Zhang Zhaoyang, Chen Yan, et al. Power allocation for non regenerative OFDM relaying channels [A]. In Proc. Wireless Communications Networking and Mobile Computing [C]. Wuhan, China: IEEE Press, 2005, 1: 185 - 188.
- [11] I Hammerstrom, A Wittneben. On the optimal allocation for nonregenerative OFDM relay links [A]. In Proc. IEEE International Conference on Communications, ICC 2006 [C]. Istanbul, Turkey: IEEE Press, 2006, 10: 4463- 4468.
- [12] I Hammerstrom, A Wittneben. Joint power allocation for non regenerative MIMO OFDM relay links [A]. In Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Toulouse, France: IEEE Press, 2006, 4: IV49 - IV 52.

作者简介:



周明宇 男, 1982 年出生于贵州省兴义市, 博士, 目前的研究方向为 Beyond 3G 关键技术、链路自适应技术等.

E-mail: marvinzhou@gmail.com