

协同 OFDM 放大前传空时编码系统中的功率分配*

王丽洁¹, 唐 艺¹, 黄勤飞², 魏急波¹

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073;

2. 中国电子系统工程总公司, 北京 100141)

摘要: 针对由源节点和单个中继节点形成的协同正交频分复用 (OFDM) Alamouti 空时块码系统, 分析了放大前传 (AF) 模式下的系统容量, 给出了解析表达式。考虑节点功率独立约束的应用场景, 提出了分步迭代的功率分配算法 (SIPAA) 来提高系统容量。该算法的核心思想是在每次迭代中, 分步对源和中继节点分别进行注水功率分配, 注水功率分配前对目标函数进行线性化处理, 功率分配后对功率分配向量进行线性化处理以降低算法复杂度。仿真结果表明, 相对于等功率分配算法, 所提出的分步迭代功率分配算法可以显著提高系统容量, 且仅需很少几次迭代运算就可以完成功率分配。

关键词: 正交频分复用; 空时块码; 协同传输; 放大前传; 注水功率分配;

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2012)03-0142-06

The power allocation of cooperative OFDM-based amplify-and-forward STBC system

WANG Lijie¹, TANG Yi¹, HUANG Qinfei², WEI Jibo¹

(1. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. China Electronic System Engineering Company, Beijing 100141, China)

Abstract: A cooperative orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system with a source and a non-regenerative relay transmitting according to Alamouti's STBC is considered. The capacity of the system is analyzed and the analytical expression is presented. To improve the capacity of the individual power constrained system, a power allocation algorithm named as the Stepwise Iterative Power Allocation Algorithm (SIPAA) is proposed. The basic principle of SIPAA is that the water-filling power allocation is implemented stepwise for both the source and the relay within iterations. To reduce the complexity of SIPAA, the object function is linearly processed before the water-filling power allocation, and the power vector is also linearly processed after the water-filling power allocation. It is confirmed by the simulation results that a significant system capacity improvement can be achieved by the proposed algorithm, compared with conventional equal power allocation algorithm. Moreover, the power allocation can be completed within a few iterations.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; space-time block coding; cooperative transmission; amplify-and-forward; water-filling power allocation

多天线传输的空时块码 (STBC)^[1-2] 技术在不牺牲额外带宽下, 能够显著改善系统性能。由于体积限制, 小型终端通常无法架设多根天线, 通过多个单天线以协同的方式构成一个分布式的多天线系统, 因此可以有效地利用 STBC 技术, 获得多阶的分集增益^[3-4]。协作过程中, 中继节点首先接收源节点发送的信息符号, 然后将接收到的信息进行 AF 或解码前传 (DF)。AF 下中继节点仅需将接收到的信号进行简单的放大, 其实现简单, 对设备要求低, 因此在协同通信系统中得到了广泛的关注。

分布式 STBC 协同系统对同步的要求很高, 而同步技术是无线通信中的一个难点, 参与传输的中继节点越多, 同步越难实现。文献[5-6]中给出由源节点和一个中继节点构成的采用 Alamouti 空时块码的协同模型, 由于只有一个中继协作, 其更具实现性。该模型中, 协同传输分两个阶段。第一阶段, 源节点发送信息给中继节点; 在第二阶段, 中继节点和源节点依据 Alamouti 空时码的码字结构同时向目的节点发送信息。

宽带通信中, 信道将呈现出频率选择性衰落, OFDM 技术能够有效地对抗频率选择性衰落。在

* 收稿日期: 2011-07-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61002032, 60903206); 教育部高等学校博士点专项科研基金资助项目 (2009430711004)

作者简介: 王丽洁 (1981—), 女, 陕西渭南人, 博士研究生, E-mail: lilywang_04601@163.com;

魏急波 (通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: wjbhw@nudt.edu.cn

频率选择性信道中,每个子载波经历不同的衰落,将总功率在每个子载波上按其信道增益进行注水功率分配可最大化系统容量^[7]。然而,在基于 OFDM 的协同通信系统中,信息传输分两个阶段进行,其功率分配与单跳传输的功率分配不完全相同。高信噪比(SNR)下,文献[8]首先获得 AF 和 DF 下的每个子载波对端到端的等价信道增益,后在总功率的约束下在每个子载波对上进行注水的功率分配。对于节点功率独立受限的采用 AF 的协同系统,文献[9-10]交替的对源节点和中继节点分别进行注水的功率分配来提高系统容量。

就作者所知,目前对协同 OFDM STBC 系统的功率分配研究还很少。本文研究节点功率独立受限时,协同 OFDM STBC 系统^[6]中基于即时信道增益的功率分配。首先分析给出系统容量的解析表达式,然后在此基础上提出了分步迭代算法(SIPAA)来逐步提升系统容量。SIPAA 的每次迭代中,依次固定另两组功率分配向量,分别对源节点第 1 阶段、第 2 阶段的功率分配向量,中继节点第 2 阶段功率分配向量进行注水分配。为降低算法的复杂度,功率分配前,对目标函数进行线性化处理来满足接收端信噪比是功率分配向量与等价信道增益的乘积;注水功率分配后,对每个子载波上分配的功率进行线性比例化以满足总功率约束。

1 系统模型

考虑三节点协同传输模型,源节点 S 在中继节点 R 的协助下向目的节点 D 发送信息。假设每个节点安装单根天线,工作在半双工模式,即不能同时发送和接收。物理层采用 OFDM 技术,数据在 N 个正交子载波上传输。为简化分析,假设每个子载波都为单位带宽,所有节点之间的信道都是相互独立的瑞利信道,信道状态在一帧内保持不变。一个完整的信息传输分为两个阶段:第 1 阶段,源节点广播信息;第 2 阶段,源节点和中继节点采用 Alamouti STBC 同时向目的节点发送信息。目的节点只接收第 2 阶段的信息。

在第 1 个阶段,两个连续的 OFDM 符号周期里,源节点在第 k 个子载波上发送单位能量符号 $x_i, i=1,2$ 。中继节点在第 k 个子载波上接收到的信号 r_i 为

$$r_i = \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{SR} x_i + n_{k,i}^R, \quad i=1,2 \quad (1)$$

其中 P_k^{S1} 为第 1 阶段 S 在第 k 个子载波上的发送

功率。 h_k^{SR} 为 $S-R$ 链路第 k 个子载波上的信道参数,其对应的信道增益为 $H_k^{SR} = |h_k^{SR}|^2$ 。Rayleigh 信道下, H_k^{SR} 服从均值 $d_{SR}^{-\alpha}$ 的负指数分布, d_{SR} 为 $S-R$ 间的距离, α 为路径损耗系数。 $n_{k,i}^R$ 为零均值且方差为 N_0 的加性高斯白噪声。

在第 2 个阶段,源节点和中继节点使用 Alamouti STBC 进行传输,对应的码字为

$$\begin{bmatrix} x_1 & -r_2^* \\ x_2 & r_1^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

中继节点对接收到的信息(码字第 2 列)进行放大前传,源节点则重复发送第 1 阶段的信息(码字第 1 列)。因此,目的节点在第 k 个子载波上接收到的信号为

$$y_1 = \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD} x_1 + \beta_k \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{SR*} h_k^{RD} x_2^* - \beta_k h_k^{RD} n_{k,2}^R + n_{k,1}^D \quad (3)$$

$$y_2 = \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD} x_2 + \beta_k \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{SR*} h_k^{RD} x_1^* + \beta_k h_k^{RD} n_{k,1}^R + n_{k,2}^D \quad (4)$$

其中 $\beta_k = \sqrt{P_k^R / (P_k^{S1} H_k^{SR} + N_0)}$ 为 R 在第 k 个子载波上的放大系数。 P_k^R 和 P_k^{S2} 分别为第 2 阶段 R 和 S 在第 k 个子载波上的发送功率。 h_k^{SD} 和 h_k^{RD} 分别为 $S-D$ 链路和 $R-D$ 链路在第 k 个子载波上的信道参数,其对应的信道增益分别为 H_k^{SD} 和 H_k^{RD} 。Rayleigh 信道下 H_k^{SD} 和 H_k^{RD} 分别服从均值为 $d_{SD}^{-\alpha}$ 和 $d_{RD}^{-\alpha}$ 的负指数分布,其中 d_{SD} 和 d_{RD} 分别为 $S-D$ 和 $R-D$ 之间的距离。 $n_{k,i}^D, i=1,2$ 为零均值且方差为 N_0 的加性高斯白噪声。

假设目的节点已知各传输阶段的信道状态信息,则接收到的 x_1 和 x_2 判决表达式分别为

$$\tilde{x}_1 = \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{SD*} y_1 + \beta_k \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{RD} h_k^{SR*} y_2^* \quad (5)$$

$$\tilde{x}_2 = \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD*} y_2 - \beta_k \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{RD} h_k^{SR*} y_1^* \quad (6)$$

将(3)式和(4)式代入(5)式和(6)式,判决表达式可以重新表示为

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 = & x_1 (P_k^{S2} H_k^{SD} + \beta_k^2 P_k^{S1} H_k^{RD} H_k^{SR}) \\ & - \beta_k \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD*} h_k^{RD} n_{k,2}^{R*} \\ & + \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD*} n_{k,1}^D + \beta_k^2 \sqrt{P_k^{S1}} H_k^{RD} h_k^{SR*} n_{k,1}^R \\ & + \beta_k \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{RD} h_k^{SR*} n_{k,2}^{D*} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 = & x_2 (P_k^{S2} H_k^{SD} + \beta_k^2 P_k^{S1} H_k^{RD} H_k^{SR}) \\ & + \beta_k \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD*} h_k^{RD} n_{k,1}^{R*} \\ & + \sqrt{P_k^{S2}} h_k^{SD*} n_{k,2}^D + \beta_k^2 \sqrt{P_k^{S1}} H_k^{RD} h_k^{SR} n_{k,2}^R \\ & - \beta_k \sqrt{P_k^{S1}} h_k^{RD} h_k^{SR} n_{k,1}^{D*} \end{aligned} \quad (8)$$

令 $A = P_k^{S2} H_k^{SD} + \beta_k^2 P_k^{S1} H_k^{RD} H_k^{SR}$, 对判决后的符号进行最大似然检测,其检测的表达式为

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in C} (|\hat{x}_1 - A\hat{x}_1|) \quad (9)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in C} (|\hat{x}_2 - A\hat{x}_2|) \quad (10)$$

其中 C 是调制符号的集合。

2 分布迭代的功率分配

基于(7)、(8)式可得判决后两符号在第 k ($1 \leq k \leq N$) 个子载波上的接收 SNR 相同,为

$$\gamma_k = \frac{(P_k^{S2} H_k^{SD} (P_k^{S1} H_k^{SR} + N_0) + P_k^R H_k^{RD} P_k^{S1} H_k^{SR})}{((P_k^{S1} H_k^{SR} + N_0) + P_k^R H_k^{RD}) N_0} \quad (11)$$

系统容量为 N 个子载波的信道容量之和,表示为

$$C = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \log_2 (1 + \gamma_k) \quad (12)$$

其中因子 $1/2$ 是由于协同传输是由两个阶段组成的。

对节点功率独立受限的系统,将(11)式代入(12)式,最大化系统容量就等价于

$$C^a = \arg \max_{P_{S1}, P_{S2}, P_R} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_k^{S2} H_k^{SD} P_k^{S1} H_k^{SR} + P_k^R H_k^{RD} P_k^{S1} H_k^{SR} + P_k^{S2} H_k^{SD} N_0}{(P_k^{S1} H_k^{SR} + P_k^R H_k^{RD} + N_0) N_0} \right) \right) \quad (13)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{1}^T P_{S1} \leq P^{S1} \text{ 且 } P_{S1} \geq 0$$

$$\mathbf{1}^T P_{S2} \leq P^{S2} \text{ 且 } P_{S2} \geq 0$$

$$\mathbf{1}^T P_R \leq P^R \text{ 且 } P_R \geq 0$$

其中 P^{S1} 、 P^{S2} 分别为源节点在第 1 阶段、第 2 阶段的最大总发送功率, P^R 为中继节点的最大发送功率。定义 $P_{S1} = [P_1^{S1}, P_2^{S1}, \dots, P_N^{S1}]^T$, $P_{S2} = [P_1^{S2}, P_2^{S2}, \dots, P_N^{S2}]^T$, $P_R = [P_1^R, P_2^R, \dots, P_N^R]^T$ 分别为每个子载波上的发送功率向量。

与单跳的 OFDM 系统不同,协同 STBC 系统容量不但依赖于 $S-D$ 链路在每个子载波上的信道增益,也依赖于 $S-R$ 和 $R-D$ 链路在每个子载波上的信道增益。从(13)式可看出源节点第 1 阶段、第 2 阶段的功率分配及中继节点的功率分配互相影响并制约着系统容量。在任意两条链路功率分配给定的情况下,总能通过注水算法得到第 3 条链路的最优功率分配。

基于上述分析,本文提出一个低复杂度的分步迭代注水算法。算法执行之前,首先平均功率分配初始化源节点和中继节点每个信息传输阶段在每个子载波上的功率,即对任意第 k 个子载波, $P_{k(0)}^{S1} = P^{S1}/N$, $P_{k(0)}^{S2} = P^{S2}/N$, $P_{k(0)}^R = P^R/N$ 。通过对(11)式分析可得, γ_k 是 P_k^{S1} 、 P_k^{S2} 、 P_k^R 的增函数,

因此系统容量最大化的情况下,源节点和中继节点的总功率将被全部使用。第 j 次迭代由以下 3 步构成。

第 1 步: $S-R$ 链路的注水功率分配

固定向量 $P_{S2}^{(j-1)}$ 和 $P_R^{(j-1)}$, 最大化系统容量的功率分配问题表示为

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_{S1}^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_{k(j-1)}^{S2} H_k^{SD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^{S2} H_k^{SD} N_0}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0} \right) \right) \quad (14)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{1}^T P_{S1}^{(j)} = P^{S1} \text{ 且 } P_{S1}^{(j)} \geq 0$$

(14) 式中,每个子载波的 SNR 项中 $P_{k(j)}^{S1}$ 同时存在于分子和分母中,这使注水功率分配的计算复杂化。为简化计算,分母中的 $P_{k(j)}^{S1}$ 用 $P_{k(j-1)}^{S1}$ 代替,在计算分子的 $P_{k(j)}^{S1}$ 时, $P_{k(j-1)}^{S1}$ 固定不变。在(14)式的目标函数中,如果第 $j-1$ 次迭代后第 k 个子载波 $P_{k(j-1)}^{S2} = 0$ 且 $P_{k(j-1)}^R = 0$, 则第 j 次迭代中源节点在第 1 个传输阶段给这个子载波分配功率失去意义。寻找所有功率分配无意义的子载波,设这些子载波上的功率分配值为 0, 然后在剩余的子载波上注水功率分配。

$$\text{令 } a_{k(j)} = \frac{P_{k(j-1)}^{S2} H_k^{SD} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} H_k^{SR}}{(P_{k(j-1)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0},$$

$$b_{k(j)} = \frac{P_{k(j-1)}^{S2} H_k^{SD}}{P_{k(j-1)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0}, \quad (14) \text{ 式最优}$$

化问题的目标函数就表示为

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_{S1}^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k \in Q1} \log_2 (1 + P_{k(j)}^{S1} a_{k(j)} + b_{k(j)}) \quad (15)$$

其中 $Q1$ 为源和中继在第二个传输阶段的子载波功率不同时为 0 的子载波集合, 设 $Q1$ 元素数为 $N1_{(j)}$ 。用 Karush-Kuhn-Tuck (KKT) 条件对(15)式求解得源在第 1 阶段的最优功率分配为

$$P_{k(j)}^{S1} = \left(\frac{P^{S1}}{N1_{(j)}} + \frac{1}{N1_{(j)}} \sum_{i \in Q1} \frac{1}{a_{i(j)}} + \frac{1}{N1_{(j)}} \sum_{i \in Q1} \frac{b_{i(j)}}{a_{i(j)}} - \frac{1}{a_{k(j)}} - \frac{b_{k(j)}}{a_{k(j)}} \right)^+ \quad k \in Q1 \quad (16)$$

其中 $(x)^+ = \max(0, x)$ 表示取非负值。(16) 式中功率为负的子载波将分配的功率置零, 这将破坏节点总功率约束。为满足节点总功率约束并考虑算法实现复杂度, 依据每个子载波的分配功率占总功率的比例对其功率进行调节, 调节后的第 k 个子载波上的分配功率为

$$P_{k(j)}^{S1} = P_{k(j)}^{S1} P^{S1} / \left(\sum_{i=1}^N P_{i(j)}^{S1} \right) \quad (17)$$

第2步: $S-D$ 链路的注水功率分配

固定 $P_{S1}^{(j)}, P_R^{(j-1)}$, 最大化系统容量的功率分配

问题表示为

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_{S2}^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} N_0}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0} \right) \right)$$

s. t. $\mathbf{1}^T P_{S2}^{(j)} = P^{S2}$ 且 $P_{S2}^{(j)} \geq 0$ (18)

$$\text{令 } c_{k(j)} = \frac{H_k^{SD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + H_k^{SD} N_0}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0},$$

$$d_{k(j)} = \frac{P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR}}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0}, \quad (18) \text{ 式的目标函数表示为}$$

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_{S2}^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log_2 (1 + P_{k(j)}^{S2} c_{k(j)} + d_{k(j)}) \quad (19)$$

使用 KKT 条件对(19) 式求解可得第2 阶段

源节点在第 k 个子载波上的功率分配为

$$P_{k(j)}^{S2} = \left(\frac{P^{S2}}{N} + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{c_{i(j)}} + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N \left(\frac{d_{i(j)}}{c_{i(j)}} - \frac{1}{c_{k(j)}} - \frac{d_{k(j)}}{c_{k(j)}} \right)^+ \right)$$

(20)

采用与第1 步相同的成比例方法调节每个子载波上的功率,使满足第2 阶段总功率约束

$$P_{k(j)}^{S2} = P_{k(j)}^{S2} P^{S2} / \left(\sum_{i=1}^N P_{i(j)}^{S2} \right) \quad (21)$$

第3步: $R-D$ 链路的注水功率分配

由于 $P_{k(j)}^R$ 同时存在于分子和分母,将分母项的 $P_{k(j)}^R$ 用 $P_{k(j-1)}^R$ 代替,并在注水功率分配时将 $P_{k(j-1)}^R$ 作为常数。固定 $P_{S1}^{(j)}, P_{S2}^{(j)}, P_R^{(j-1)}$, 最大化系统容量的功率最优化的问题表示为

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_R^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j)}^R H_k^{RD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} N_0}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0} \right) \right)$$

s. t. $\mathbf{1}^T P_R^{(j)} = P^R$ 且 $P_R^{(j)} \geq 0$ (22)

在 $R-D$ 链路功率分配时,若第 k 个子载波在第一步 $S-R$ 链路的功率分配 $P_{k(j)}^{S1} = 0$,则中继节点在这个子载波上没有收到信息,因此设置中继节点在这个子载波上的发送功率 $P_{k(j)}^R = 0$ 。寻找 $S-R$ 链路所有功率分配为0的子载波,中继节点的

总功率在剩余子载波上分配,系统容量最大化的问题的目标函数表示为

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_R^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k \in Q2} \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j)}^R H_k^{RD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} N_0}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0} \right) \right)$$

(23)

其中 $Q2$ 为 $S-R$ 链路分配功率不为0的子载波集合,假设此集合中元素的个数为 $N2_{(j)}$ 。

$$\text{令 } e_{k(j)} = \frac{H_k^{RD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR}}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0} f_{k(j)}$$

$$= \frac{P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j)}^{S2} H_k^{SD} N_0}{(P_{k(j)}^{S1} H_k^{SR} + P_{k(j-1)}^R H_k^{RD} + N_0) N_0}, \quad (23) \text{ 式目标函数就表示为}$$

$$C_{(j)}^a = \arg \max_{P_R^{(j)}} \frac{1}{2} \sum_{k \in Q2} \log_2 (1 + P_{k(j)}^R e_{k(j)} + f_{k(j)}) \quad (24)$$

使用 KKT 条件对(24) 式求解可得中继节点在第2 阶段的功率分配为

$$P_{k(j)}^R = \left(\frac{P^R}{N2_{(j)}} + \frac{1}{N2_{(j)}} \sum_{i \in Q2} \frac{1}{e_{i(j)}} + \frac{1}{N2_{(j)}} \sum_{i \in Q2} \frac{f_{i(j)}}{e_{i(j)}} - \frac{1}{e_{k(j)}} - \frac{f_{k(j)}}{e_{k(j)}} \right)^+ \quad k \in Q2$$

(25)

采用成比例的方法调节每个子载波的功率,使中继节点满足总功率的约束。

$$P_{k(j)}^R = P_{k(j)}^R P^R / \left(\sum_{i=1}^N P_{i(j)}^R \right) \quad (26)$$

为了保证及时退出迭代,设置一个常数 Δ ,每次迭代后由(3) 式计算系统容量,如第 j 次迭代后的系统容量与第 $j-1$ 次迭代后的系统容量之差小于 Δ ,即 $C_{(j)}^a - C_{(j-1)} < \Delta$,停止迭代。

3 性能仿真

通过蒙特卡洛仿真验证 SIPAA 的性能。仿真中,每次随机产生 $S-R, R-D, S-D$ 链路 $N = 16$ 的 Rayleigh 衰落子载波信道,令 $\alpha = 2$,系统总发送功率 $P, N_0 = 1, \Delta = 0.1$ 。 $S-D$ 距离 $d^{S,D} = 1$ 。中继节点位于源与目的节点的连线上,距源节点距离 r ,距离目的节点距离 $1-r$ 。假设源节点和中继节点有相同的最大总发送功率。源节点的总发送功率需在第1 阶段和第2 阶段进行分配。第1 个阶段源节点的最大发送功率为 $P^{S1} = a_1 P$,第2 阶段的最大发送功率为 $P^{S2} = a_2 P$,其中 $a_1 + a_2 = 0.5$,中继节点的最大发送功率为 $P^R = a_3 P$,其中 $a_3 = 0.5$ 。

图 1 所示为 $r = 0.5, a_1 = 0.25, a_2 = 0.25$ 时 SIPAA 和每个子载波上等功率分配算法的系统容量比较。可以观察到 SIPAA 的系统容量明显优于等功率分配的系统容量。在整个仿真区间里, SIPAA 相对于等功率分配有 1.5dB 的 SNR 节省。

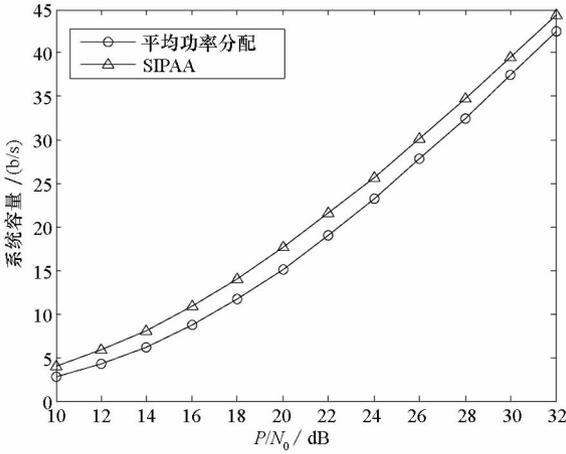


图 1 SIPAA 与等功率分配的系统容量比较
Fig. 1 System capacities of SIPAA and equal power allocation

图 2 所示为 $a_1 = 0.25, a_2 = 0.25, P/N_0 = 24$ dB 时 SIPAA 的平均迭代次数与中继节点位置的关系。可以观察到随着中继节点逐渐靠近目的节点, 平均迭代次数逐渐增加。文献[11]中指出 OFDM 系统, 发送 SNR 足够大时, 等功率分配的性能接近于注水功率分配的性能。由于源节点和中继节点的总发送功率相同, 那么第 2 阶段源节点的总发送功率小于中继节点的发送功率时, 中继传输的性能主要由 $S-R$ 链路决定, 随着 $S-R$ 距离的增加, 注水功率分配与等功率分配的性能差异也越大, 因此需要更多次的迭代。从图中可以观察到 SIPAA 需要的迭代次数很少, 即使 $r = 0.9$ 时, 也仅需要约 2.6 次的迭代。

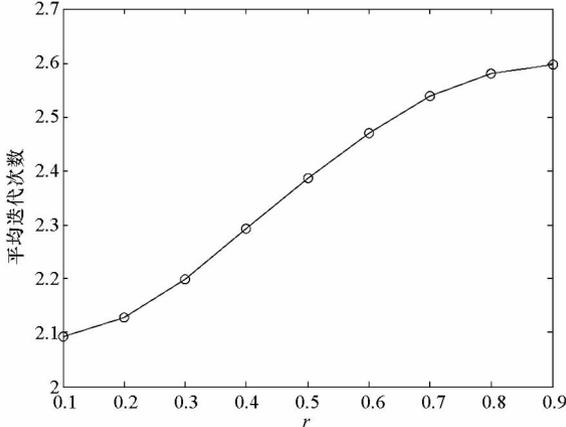


图 2 SIPAA 平均迭代次数与中继节点位置的关系
Fig. 2 The average times of iteration vs. the position of SIPAA the relay

图 3 所示为 a_1 分别为 0.1、0.25、0.4 时系统容量随中继节点的位置的关系, r 从 0.1 开始, 以步长 0.1 逐渐增加到 0.9。观察到在 $a_1 = 0.1$ 和 $a_1 = 0.25$ 时, 系统容量随着中继节点距离源节点的增加而减小。 $a_1 = 0.4, r = 0.1$ 时的系统容量达到最大。就是说在源节点和中继等功率分配时, 系统容量最大的位置在中间偏离源节点的位置, 这主要是由于第 2 阶段的传输是源节点和中继节点共同作用的效果, 同时源节点第 2 阶段占的功率越多, 则系统容量最大位置越靠近源节点。随 a_1 的增加, 系统容量变化的幅度在下降, 因此在中继节点靠近源节点时, a_1 越小, 系统容量越大, 随中继节点逐渐靠近目的节点, a_1 越大, 系统容量越大。

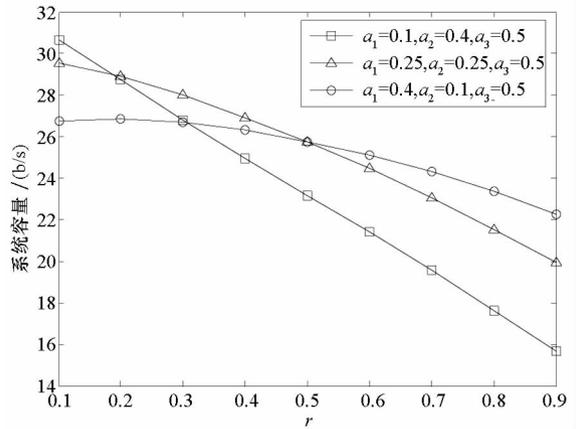


图 3 SIPAA 系统容量随中继节点位置的关系
Fig. 3 The average system capacity of SIPAA vs. the position of the relay

4 结束语

本文针对由源节点和单中继节点构成的协同 OFDM Alamouti STBC 系统的系统容量问题进行研究, 推导了系统容量的解析表达式。在节点功率分别受限的约束下, 提出了分步迭代算法来对每个节点注水功率分配。注水功率分配时由于进行了线性化处理, 具有较低的算法复杂度。仿真表明该算法所需迭代次数少, 并且相对于传统的等功率分配算法, 其系统容量可以获得显著的提升。

参考文献 (References)

[1] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A. Space-time block coding from orthogonal designs [J]. IEEE Transactions Inform Theory, 1999, 45(5): 1456 - 1467.
 [2] 张天魁, 程婕, 冯春燕. 一种全速率的多天线中继 STBC 协作机制[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(2): 334 - 339.
 ZHANG Tiankui, CHENG Jie, FENG Chunyan. Full rate

- STBC cooperation scheme for the multi-antenna relay [J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(2): 334 - 339. (in Chinese)
- [3] Laneman J, Wornell G. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. IEEE Transactions Inform Theory, 2003, 49(10): 2415 - 2425.
- [4] Dharmawansa P, McKay M R, Mallik R K. Dual hop MIMO relaying with orthogonal space-time block codes [C]// IEEE International Conference on Communication 2009, Dresden, June 2009:1 - 5.
- [5] He J, Kam P Y. Adaptive cooperative space-time block coding with amplify-and-forward strategy [C]// IEEE Vehicular Technology Conference Spring 2008, Singapore, May 2008: 1236 - 1240.
- [6] He J, Kam P Y. Cooperative space-time block coding with amplify-and-forward strategy: exact bit error probability and adaptive forwarding schemes [J]. Physical Communication, 2008, 1(3): 209 - 220.
- [7] Jang J, Lee K B, Lee Y H. Transmit power and bit allocations for OFDM systems in a fading channel [C]// IEEE GLOBECOM 2003, Dec 2003: 858 - 862.
- [8] Li Y, Wang W B, Kong J, et al. Power allocation and subcarrier pairing in OFDM-based relaying system [C]// IEEE International Conference on Communication 2008, May 2008: 2602 - 2606.
- [9] Shen Z H, Wang X X, Zhang H T. Power allocation and subcarrier pairing for OFDM based AF cooperative diversity systems [C]// IEEE Vehicular Technology Conference Spring 2009, Barcelona, April 2009: 1 - 5.
- [10] Hammerstrom I, Wittneben A. On the optimal power allocation for Nonregenerative OFDM relay links [C]// IEEE International Conference on Communication 2006. Istanbul, June 2006: 4463 - 4468.
- [11] Wang L J, Zhao H T, Tang Y, et al. The joint relay selection with power allocation for outage-optimization in OFDM-based cooperative relaying [C]// IEEE ICCAS 2010, Tai Yuan, China, Oct 2010: 557 - 561.
- (上接第 124 页)
- [3] 李金梁, 罗佳, 常宇亮, 等. 基于天线空域极化特性的虚拟极化接收技术[J]. 电波科学学报, 2009, 24(3): 389 - 393.
- LI Jinliang, LUO Jia, CHANG Yuliang, et al. Virtual polarization receiver based on the spatial polarization characteristics of antenna [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24(3): 389 - 393. (in Chinese)
- [4] 罗佳, 王雪松, 李永祯, 等. 雷达目标极化散射矩阵测量的新方法研究[J]. 信号处理, 2009, 25(6): 868 - 873.
- LUO Jia, WANG Xuesong, LI Yongzhen, et al. A novel polarimetric scattering matrix measurement method [J]. Signal Processing, 2009, 25(6): 868 - 873. (in Chinese)
- [5] 戴幻尧, 李永祯, 王雪松, 等. 基于和差波束极化特性的目标极化散射矩阵测量方法研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(4): 6 - 12.
- DAI Huanyao, LI Yongzhen, WANG Xuesong, et al. A new target scattering matrix measurement algorithm based on polarization characteristics of sum-and-difference beam [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(4): 6 - 12. (in Chinese)
- [6] Dai H Y, Wang X S, Li Y Z, et al. Spatial polarization characteristics and scattering matrix measurement of orthogonal polarization binary array radar[J]. Science in China (Series F), 2010, 53(12): 2687 - 2695.
- [7] 刘勇, 李永祯, 王雪松, 等. 有源压制干扰背景下的雷达目标空域极化检测方法[J]. 电波科学学报, 2010, 25(3): 445 - 450.
- LIU Yong, LI Yongzhen, WANG Xuesong, et al. Radar target spatial polarization detection under active suppressive jamming background[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(3): 445 - 450. (in Chinese)
- [8] 戴幻尧, 李永祯, 陈志杰, 等. 电扫偶极子相控阵天线的空域极化特性分析[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(1): 84 - 89.
- DAI Huanyao, LI Yongzhen, CHEN Zhijie, et al. Spatial polarization characteristics of electronically scanning dipole phased arrays antenna[J]. Journal of National University of Defence Technology, 2010, 32(1): 84 - 89. (in Chinese)
- [9] 张光义. 相控阵雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994.
- ZHANG Guangyi. Phased-array radar system[M]. Beijing: Defense Industry Press, 1994. (in Chinese)
- [10] Robert J M. Phased array antenna handbook [M]. 2nd ed. Artech House, 2005.
- [11] Josefsson L, Persson P. Conformal array antenna theory and design[M]. IEEE Press, 2006.
- [12] Ishimaru A. Wave propagation and scattering in random media [M]. IEEE Press, 1997.
- [13] Ludwig A C. The definition of cross polarization[J]. IEEE Tran. on AP, 1973: 116 - 119.