

## 协作分集系统中基于注水算法的功率分配方案研究

于迎新\* 王 钢

(哈尔滨工业大学通信技术研究所 哈尔滨 150080)

**摘 要:** 为了提高协作分集系统的信道容量, 该文在多中继节点协作背景下提出了基于注水算法的中继节点功率分配方案。首先, 对空时矩阵的列序号提出了一种新的映射方案, 该方案能够提升中继节点发射信号间的正交性。对于采用线性正交解码算法的 GABBA 码, 列序号重新排布后能够降低误码率。然后, 通过对接收信噪比与中继节点发射功率的分析, 针对信道容量最大化问题提出了一种应用注水算法的两步求解方案。该文对瑞利平坦慢衰落信道下采用 GABBA 码的协作分集系统进行仿真, 仿真结果表明, 与中继节点发射功率均分方案相比, 该文提出的功率分配方案能够提升系统抗误码性能, 达到满分集增益  $N_t \times N_r$ 。该文提出的方案在不同的仿真条件下对信道容量均有提升, 并且信道容量与  $\min\{N_t, N_r\} \times \log_2 M$  成正比。

**关键词:** 无线通信; 协作分集; 功率分配; 注水算法; GABBA 码

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2830-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00682

## Research on Power Allocation Scheme Based on Water-filling Algorithm in Cooperative Diversity System

Yu Ying-xin Wang Gang

(Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China)

**Abstract:** In order to increase the capacity of cooperative diversity system, a novel power allocation scheme based on water-filling algorithm is proposed under the background of multiple-relay cooperation. First, a novel node index mapping scheme is provided to enhance the orthogonality of signal transmitted by relay nodes. For the GABBA codes applying linear orthogonal decoding, the proposed scheme can decrease the symbol error rate. Then, by analyzing the relationship between SNR and the power allocated by relay nodes, a two-step solution with water-filling algorithm is proposed to solve the optimization problem. Simulation results indicate that, the scheme based on water-filling algorithm can obtain better performance on SER compared with equal allocation scheme. In addition, both the two schemes can obtain the same diversity order  $N_t \times N_r$ , which is same as MIMO scenario. Furthermore, this scheme can achieve higher capacity for different antenna-deployment. The capacity of cooperative diversity system is proportional to  $\min\{N_t, N_r\} \times \log_2 M$ .

**Key words:** Wireless communications; Cooperative diversity; Power allocation; Water-filling algorithm; GABBA codes

### 1 引言

近年来, 随着终端硬件处理能力的大幅增强以及 MIMO、认知无线电等技术的快速发展, 移动通信由传统的话音和数据业务转向多媒体应用, 对于信息传输的有效性提出了更高的要求。传统的 MIMO 技术能够在保证一定分集增益的条件下有效地提升点对点通信的信道容量。然而, 由于发射机和接收机必须配置多根天线, MIMO 技术很难在体积受限的设备上应用。协作分集<sup>[1]</sup>技术能够统一管理分布在中继节点的单发射天线, 形成虚拟天线阵列,

将中继节点的信号映射到空时编码矩阵, 从而提高了频谱效率。因此, 协作分集系统可以利用 MIMO 技术的现有成果, 通过信道容量和分集增益的大幅改善体现 MIMO 技术的优越性能, 使分布在一定区域内配置单天线的用户提高通信的有效性和可靠性。

协作分集一般采用两种转发方式, 即放大转发 (Amplify-and-Forward, AF) 和解码转发 (Decode-and-Forward, DF)<sup>[1,2]</sup>。前者对于接收信号不做解码处理将信号放大后传输给信宿节点, 后者对接收信号进行信道解码和循环冗余校验 (Cyclic Redundancy Check, CRC), 若校验结果正确则转发

给信宿节点, 否则由源节点直传给信宿节点。对于中继节点能量有限, 信号处理能力较弱的情况, 一般采用 AF 方式。文献[2]在多中继 AF 协作网络中, 基于峰值功率有限的假设, 设计了一种放大系数计算方法, 使接收信号达到满分集增益。文献[3]在 Ad-hoc 网络中采用 AF 方式协作, 并引入 Alamouti 码作为分布式空时编码。文献[4]分析了多节点中继 AF 协作方式, 通过理论计算和仿真得出了 AF 方式下几种放大系数计算方法的分集增益, 证明了采用信道的统计状态信息得到的放大系数能够获得满分集增益。

作为 MIMO 技术的重要组成部分, 空时编码通过分集度和传输速率影响着 MIMO 系统性能。大量文献证明了维度大于 4 且传输速率为 1 的复正交空时编码无法实现, 因此空时编码的研究重点转向设计传输速率为 1 的复准正交空时分组码<sup>[5,6]</sup>。文献[7,8]在 ABBA 码的基础上提出了能够系统构建、速率为 1 且具有满分集增益的复准正交空时分组码, 即 GABBA 码。由于协作分集系统利用分布在多个终端的天线发射信号, 因此协作分集中的空时编码也被称作分布式空时编码(DSTC)。结合 DSTC 与协作分集系统的特点, 文献[9]对 GABBA 码的编码矩阵求转置, 其空时编码矩阵的列向量要么全部由接收信号构成, 要么全部由接收信号的共轭构成, 因此简化了中继节点的操作, 从而降低了信令开销。

协作分集系统可以通过合理分配中继节点的发射功率来提升信道容量。文献[1]针对三节点协作模型, 通过求解以信道容量最大为目标函数的最优化问题得到了最佳功率分配方案。文献[10]以多中继协作网络为研究背景, 在瑞利信道下对大信噪比区域得到了误符号率的闭式解, 进而利用理论值设计中继节点的功率分配方案, 最终得到功率分配方案的数值解。文献[11]考察了两中继节点模型, 在莱斯信道下并且接收机已知信道状态信息(CSI)时, 以成对错误概率最小为目标函数得到了中继节点功率的最优分配方案。文献[12]针对能量受限的无线传感器网络以能耗最小为原则对协作节点的数量和调制方式进行了联合优化。对于多节点中继模型, 由于接收信噪比的分析较复杂, 文献[13]推导了采用线性分散码及其最大似然译码的协作系统的信道容量, 提出了一种两步求解方案, 最终得到了功率分配的次优解。本文在文献[13]的基础上对采用 GABBA 码的协作系统应用上述两步方案并利用注水算法求解最优化问题。

本文的结构安排如下: 第 2 节引入系统链路模型并简要介绍了 GABBA 码; 第 3 节推导出了信道

容量表达式, 并利用注水算法求解功率分配问题; 第 4 节给出了两种方案在瑞利平坦慢衰落信道下的信道容量和误符号概率的仿真结果; 第 5 节是本文的结束语。

## 2 系统模型

### 2.1 链路模型

协作分集系统链路模型如图 1 所示, 链路中存在  $R$  个中继节点( $R \geq 2$ ), 且每个中继节点配置 1 根接收天线, 信宿节点配置  $N_r$  根接收天线。假设任意收发天线间信道增益服从瑞利分布, 因此在相干时间  $T$  内信道可建模为瑞利平坦慢衰落信道, 信道增益  $f$  或  $g$  是均值为 0 方差分别为  $\sigma_f^2$  和  $\sigma_g^2$  的独立同分布复高斯随机过程。在相干时间  $T$  内,  $f_i$  和  $g_{j,k}$  保持恒定, 因此本文将变量后的时间参数  $t$  略去。信源节点通过插入导频序列等方式使中继节点和信宿节点获得信道状态信息(CSI), 由信号传输过程可知, 中继节点  $k$  能够获得  $f_k$ , 信宿节点可获得全局 CSI。由图 1 可知, 信息传输过程可以分为两部分, 信源在第 1 时隙以功率  $P_1$  向中继节点广播数据分组  $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_T]^T$  且  $E[\mathbf{s}^H \mathbf{s}] = 1$ , 中继节点  $r$  的接收信号为

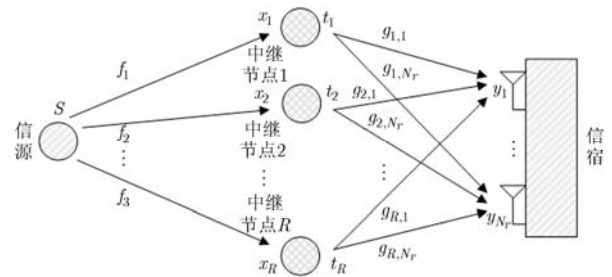


图1 协作分集系统链路模型

$$\mathbf{x}_r = \sqrt{P_1 T} f_r \mathbf{s} + \mathbf{w}_r \quad (1)$$

对  $\mathbf{x}_r$  采用 AF 方式处理接收信号, 发射信号及其放大系数为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{t}_r &= \rho_r \mathbf{x}_r \\ \rho_r &= \sqrt{P_{2,r} / (\sigma_f^2 P_1 + N_1)} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中  $\rho_r$  表示第  $r$  节点的放大系数,  $P_{2,r}$  为第  $r$  节点的发射功率,  $N_1$  为中继节点本地热噪声的单边功率谱密度。文献[1]根据中继节点可获得的不同 CSI 情况设计了 3 种放大转发方案, 文献[4]对其进行了分析, 并得出了式(2)中的放大系数能够使协作系统达到满分集度的结论。在第 2 时隙,  $R$  个中继节点按照约定的空时编码方案将发射信号映射成矩阵  $\mathbf{S}$ 。

$$\mathbf{S} = [\mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{B}_1 \mathbf{s}^*, \mathbf{A}_2 \mathbf{s} + \mathbf{B}_2 \mathbf{s}^*, \dots, \mathbf{A}_R \mathbf{s} + \mathbf{B}_R \mathbf{s}^*] \quad (3)$$

其中  $\mathbf{A}_r$  和  $\mathbf{B}_r$  分别为第  $r$  列的构造矩阵。因此, 信宿节点第  $k$  根天线接收到的信号可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \sum_{r=1}^R \mathbf{H}(r, k) (\mathbf{A}_r \mathbf{t}_r + \mathbf{B}_r \mathbf{t}_r^*) + \mathbf{n}_k \\ &= \sum_{r=1}^R \sqrt{P_1 T} \mathbf{H}(r, k) (f_r \rho_r \mathbf{A}_r \mathbf{s} + f_r^* \rho_r^* \mathbf{B}_r \mathbf{s}^*) \\ &\quad + \sum_{r=1}^R \mathbf{H}(r, k) (\rho_r \mathbf{A}_r \mathbf{w}_r + \rho_r^* \mathbf{B}_r \mathbf{w}_r^*) + \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (4)$$

$\mathbf{H}$  为  $R \times N_r$  维信道增益矩阵,  $\mathbf{H}(r, k)$  表示第  $r$  个中继节点到第  $k$  个接收天线间的信道增益。  $\mathbf{n}_k$  表示长度为  $T$  的接收机本地热噪声向量, 其每一分量服从均值为 0 方差为  $N_2$  的复高斯分布。式(4)可以进一步表示为矩阵形式:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S} \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{V} \quad (5)$$

其中信宿节点接收信号  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_r}]_{T \times N_r}$ , 噪声矩阵  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{N_r}]_{T \times N_r} = \mathbf{W} \mathbf{\Lambda} \mathbf{H} + \mathbf{N}$ , 源节点-信宿节点间的信道增益矩阵  $\mathbf{F} = \text{diag}[f_1, f_2, \dots, f_R]$ , 中继节点的放大系数矩阵  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_R]$ , 等价信道增益矩阵  $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \mathbf{\Lambda} \mathbf{H}$ 。中继节点本地热噪声矩阵  $\mathbf{W}$  和信宿节点本地热噪声矩阵  $\mathbf{N}$  分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= [\mathbf{A}_1 \mathbf{w}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{w}_1^*, \mathbf{A}_2 \mathbf{w}_2 + \mathbf{B}_2 \mathbf{w}_2^*, \dots, \mathbf{A}_R \mathbf{w}_R + \mathbf{B}_R \mathbf{w}_R^*]_{T \times R} \\ \mathbf{N} &= [\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_{N_r}]_{T \times N_r} \end{aligned} \quad (6)$$

$\mathbf{N}$  的协方差矩阵为  $\mathbf{N}_r \mathbf{N}_2 \mathbf{I}_T$ 。因此信宿节点的噪声协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[\mathbf{V} \mathbf{V}^H] &= \mathbf{E}[(\mathbf{W} \mathbf{\Lambda} \mathbf{H} + \mathbf{N})(\mathbf{H}^H \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{W}^H + \mathbf{N}^H)] \\ &= \mathbf{E}[\mathbf{W} \mathbf{\Lambda} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{W}^H] + \mathbf{E}[\mathbf{N} \mathbf{N}^H] \\ &= \left( \sum_{r=1}^R \rho_r^2 \|h_r\|^2 \mathbf{N}_1 + \mathbf{N}_r \mathbf{N}_2 \right) \mathbf{I}_T \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知, 噪声分量  $\mathbf{V}$  由统计独立的复高斯随机变量构成, 其接收机在每一判决时刻的噪声功率为  $\sum_{r=1}^R \rho_r^2 \|h_r\|^2 \mathbf{N}_1 + \mathbf{N}_r \mathbf{N}_2$ 。因此信宿节点接收到的噪声分量在时间和空间上均为白噪声。

## 2.2 GABBA 码

首先定义两种矩阵运算  $\mathbf{X}$  和  $\mathbf{Y}$

$$\mathbf{X}(\mathbf{A}, \mathbf{B}) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ -\mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}(\mathbf{A}, \mathbf{B}) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ -\mathbf{B}^H & \mathbf{A}^H \end{bmatrix} \quad (8)$$

假设 GABBA 编码器输入序列  $\mathbf{s}$  的长度  $K$  与信道相关时间  $T$  的关系为  $K = 2^{\lceil \log_2 T \rceil}$ 。其中,  $\lceil x \rceil$  表示对  $x$  的下取整, 如果  $\mathbf{s}$  的长度不够在其末尾补 0。令  $m = \lceil \log_2 T \rceil$ , 那么 GABBA 编码矩阵可经下面 3 个步骤得到:

(1) 将  $\mathbf{s}$  以每两个元素为一组分割成  $K/2$  对, 对

输入序列  $\mathbf{s}$  的每一分组做  $\mathbf{X}$  运算得到  $K/2$  个 2 阶方阵;

(2) 对步骤(1)的输出迭代(1)中的运算  $m-2$  次;

(3) 对步骤(2)输出的结果做  $\mathbf{Y}$  运算。

编码器输出的  $K = 2^m$  阶方阵即为 GABBA 编码矩阵, 由以上迭代过程可知, GABBA 码具有传输速率为 1、可系统构建等性质, 文献[7]证明了 GABBA 码具有复准正交性。由于在最后一步做  $\mathbf{Y}$  运算, 因此 GABBA 码的生成矩阵的上  $K/2$  行完全由输入符号构成, 而下  $K/2$  行由输入符号的共轭构成。将 GABBA 码应用于协作分集系统时, 码生成矩阵的列向量对应各中继节点。结合生成矩阵的特点, 文献[9]以 GABBA 码生成矩阵的共轭作为分布式空时编码的编码矩阵, 这样对于每一中继节点, 其发射信号要么完全由输入信号构成, 要么完全由输入信号的共轭构成, 因此简化了中继节点的操作, 降低了信令开销。对于转置后的生成矩阵的第  $k$  列有式(9)成立

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{s} + \mathbf{B}_k \mathbf{s}^* \quad (9)$$

由 GABBA 码的性质可知,  $\mathbf{A}_k$  和  $\mathbf{B}_k$  均为  $K$  阶方阵且其中一个矩阵为酉矩阵, 另一个为全 0 矩阵。例如, 对于四阶 GABBA 码, 假设输入序列为  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, s_3, s_4]^T$ , 经过转置后的编码矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & s_3 & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

可以直观地得到

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

而  $\mathbf{A}_3, \mathbf{A}_4, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$  均为全 0 矩阵。

由于 GABBA 码具有分块正交性, 即码生成矩阵的上  $K/2$  行和下  $K/2$  行正交, 分块内部不正交, 因此转置后的 GABBA 码的生成矩阵仍然具有分块正交性。当中继节点数量满足  $R = \{2, \dots, K-2\}$  时, 通过重新排列中继节点对应于编码矩阵的列序号能够使各中继节点的信号获得更好的正交性, 从而在接收机线性正交解码时接收机接收到的采样值中包

含更少的其他符号的干扰分量, 因而可以获得更好的误码性能。

对中继节点列序号进行式(12)所示的映射

$$I(r) = \begin{cases} r, & r \leq \lceil R/2 \rceil \\ K - R + r, & r > \lceil R/2 \rceil \end{cases} \quad (12)$$

其中  $I(r)$  表示第  $r$  个中继节点对应于编码矩阵的列序号。

### 3 基于注水算法的功率分配方案

由香农公式可知, 协作分集系统的信道容量为

$$C = \frac{1}{T} \log_2(1 + \text{SNR}_{\text{ins}}) \quad (13)$$

因此, 信道容量  $C$  达到最大值等价于使接收信噪比 ( $\text{SNR}_{\text{ins}}$ ) 最大。由式(5)~式(7)可知, 信宿节点每个符号的接收信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{ins}} &= \frac{P_1 T \text{tr}\{\mathbf{F}\mathbf{A}\mathbf{H}(\mathbf{F}\mathbf{A}\mathbf{H})^H\}}{\text{tr}\{\mathbf{E}[\mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{H}(\mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{H})^H] + \mathbf{E}[\mathbf{W}\mathbf{W}^H]}} \\ &= \frac{P_1 T \sum_{r=1}^R \rho_r^2 |f_r|^2 \|h_r\|^2}{\text{tr}\left\{\left[\sum_{r=1}^R \rho_r^2 \|h_r\|^2 N_1 + N_r N_2\right] \mathbf{I}_T\right\}} \\ &= \frac{\sum_{r=1}^R P_1 |f_r|^2 \|h_r\|^2 P_{2,r} / (\sigma_f^2 P_1 + N_1)}{\sum_{r=1}^R \|h_r\|^2 N_1 P_{2,r} / (\sigma_f^2 P_1 + N_1) + N_r N_2} \quad (14) \end{aligned}$$

由瞬时信噪比表达式可知, 关于功率的变量较多对其求最大值无法得到功率的解析解。因此将功率分配算法分解以下两个步骤:

首先, 假设中继节点均分第 2 时隙的发射功率, 即  $P_{2,r} = P_2/R$ , 那么原最优化问题可化简为式(15)形式:

$$\begin{aligned} & [P_1^\star, P_2^\star] \\ &= \arg \max_{P_1, P_2} \frac{\sum_{r=1}^R P_1 |f_r|^2 \|h_r\|^2 P_2}{\sum_{r=1}^R \|h_r\|^2 N_1 P_2 + R N_r N_2 (\sigma_f^2 P_1 + N_1)} \\ \text{s.t. } & P_1 + P_2 = P \quad (15) \end{aligned}$$

利用拉格朗日乘数法求解式(15), 得到两时隙的发射功率  $P_1^\star$  和  $P_2^\star$  分别为

$$P_1^\star = P - P_2^\star, \quad P_2^\star = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (16)$$

其中  $a = \sum_{r=1}^R N_1 \|h_r\|^2 - R N_r N_2 \sigma_f^2$ ,  $b = 2 R N_r N_2 (N_1 + \sigma_f^2)$ ,  $c = -P R N_r N_2 (N_1 + \sigma_f^2)$ 。

然后, 将  $P_1^\star$  和  $P_2^\star$  代入式(15), 在第 2 时隙,

中继节点与信宿节点可建模为多址接入信道, 因此

系统信道容量可表示为  $C = \sum_{r=1}^R \frac{1}{2T} \log_2(1 + \text{SNR}_r)$ ,

其中第  $r$  个信道的接收信噪比  $\text{SNR}_r$  为

$$\text{SNR}_r = \frac{P_1^\star |f_r|^2 \|h_r\|^2 P_{2,r}}{\|h_r\|^2 N_1 P_{2,r} + N_r N_2 (\sigma_f^2 P_1^\star + N_1)} \quad (17)$$

因此, 中继节点功率分配方案可建模为如式(18)所示的最优化问题:

$$\begin{aligned} & P_2 = \arg \max_{P_{2,1}, \dots, P_{2,R}} \left. \sum_{r=1}^R \frac{1}{T} \log_2(1 + \text{SNR}_r) \right\} \\ \text{s.t. } & \sum_{r=1}^R P_{2,r} = P_2^\star \quad (18) \end{aligned}$$

其中  $\mathbf{P}_2 = [P_{2,1}, \dots, P_{2,R}]$ 。再次利用拉格朗日乘数法, 得到拉格朗日函数  $\psi(\mathbf{P}_2, \lambda)$

$$\psi(\mathbf{P}_2, \lambda) = \sum_{r=1}^R \frac{1}{T} \log_2(1 + \text{SNR}_r) - \lambda \left( \sum_{r=1}^R P_{2,r} - P_2^\star \right) \quad (19)$$

对式(19)求导, 得到一组可行解

$$\begin{aligned} P_{2,r} &= \\ &= \frac{-(k_r + l_r)\mu + \sqrt{(k_r - l_r)^2 \mu^2 + 4k_r l_r (k_r - l_r)\mu \ln 2 / (\lambda T)}}{2k_r l_r} \quad (20) \end{aligned}$$

其中  $\mu = \sigma_f^2 P_1^\star N_r N_2 + N_r N_1 N_2$ ,  $k_r = \|h_r\|^2 (N_1 + P_1^\star |f_r|^2)$ ,  $l_r = \|h_r\|^2 N_1$ 。由于功率值非负, 因此还需利用注水算法对上述问题迭代计算。注水算法的计算步骤如下:

(1) 令  $p = 1$ , 此时中继节点个数为  $N_t = R - p + 1$ , 将式(20)代入  $\sum_{r=1}^{N_t} P_{2,r} = P_2^\star$ , 解无理方程计算  $\lambda$ 。再将  $\lambda$  代入式(20)中得到  $P_{2,r}$ ;

(2) 令  $P_{2,r} = [P_{2,r}, 0]^+$ , 若  $P_{2,r} = 0$ ,  $p = p + 1$ , 重复步骤(1)。其中, 函数  $[x, 0]^+$  为返回  $x$  与 0 之间的最大值。由上述过程可知, 注水算法至多经过  $R - 1$  次迭代后即可得到中继节点的发射功率  $P_2^\star$ 。

### 4 仿真结果与分析

本文对协作分集系统的信息传输过程进行蒙特卡洛仿真, 信道条件为瑞利平坦慢衰落信道, 相干时间为  $T$ , 其单位为符号周期, 中继节点数  $R \leq T$ 。信号的调制方式采用 QPSK 或 16QAM, 中继节点的编码方案采用转置 GABBA 码。当图 1 所示的协作分集系统不存在反向信令信道时, 信源及中继节点无法获知 CSI。此时各中继节点均分发射功率是合理方案, 即  $P_1 = P_2 = P/2$ ,  $P_{2,r} = P_2/R$ 。为了验

证基于注水算法的功率分配算法的性能,本文以发射功率均分的情况作为对比,同时图中将给出MIMO系统在相同仿真条件下的性能曲线来衡量协作系统的分集增益和编码增益。

图2和图3分别给出了QPSK和16QAM调制在 $T=2$ ,中继节点数为2,信宿节点配置不同天线个数时的误符号率曲线。由图中曲线可知,相对于功率均分方案,基于注水算法的功率分配方案能够获得更好的误码性能。在符合相同的误符号率要求条件下,本文提出的方案比功率均分方案节约发射功率0.5 dB。同时,两种方案对应的曲线在高信噪比区域与MIMO系统误符号率曲线具有相同的斜率,也就是说两种方案均能达到满分集增益 $N_t \times N_r$ ,本文提出的注水算法和功率均分算法与MIMO系统的编码增益分别相差0.1 dB和0.2 dB。

图4和图5分别给出了采用16QAM调制,相干时间 $T=4$ ,信宿节点接收天线数为1,中继节点数分别为3或4时的误符号率曲线。观察图中曲线可知,相对于功率均分方案,基于注水算法的功率分配方案在不同的仿真条件下能够获得更好的误码性能。在符合相同的误符号率要求条件下,本文提出的方案比功率均分方案节约发射功率0.2 dB左右。同时,两种方案均能达到满分集增益 $N_t \times N_r$ 。当协作分集系统采用上述两种功率分配方案时,与MIMO系统的编码增益分别相差0.3 dB和0.5 dB。

图6和图7分别为QPSK和16QAM调制在 $T=4$ ,信宿节点接收天线数为1,中继节点数为2时,应用式(12)所示的中继节点列序号映射后的误码性能曲线。仿真结果表明,与前面几组数据得到的结论类似,基于注水算法的功率分配方案具有更好的抗误码性能。值得注意的是,对于两种功率分

配方案,中继节点列序号重排后均比按不排列的误符号率低。这个结果验证了本文在第2节对GABBA码分组正交性的分析,因此当中继节点个数 $R=\{2, \dots, K-2\}$ 时,对中继节点列序号按照式(12)排列后能够得到更好的传输可靠性。同时,不论调制方式采用QPSK还是16QAM,在高信噪比区域,列序号重排后的协作分集系统具有满分集增益 $N_t \times N_r$ 。

图8为 $T=4$ ,信宿节点接收天线数为1,中继节点数为4,调制阶数分别为 $M=\{2, 4, 8, 16\}$ 时,两种方案的信道容量对比曲线。由图中曲线可知,对比功率均分方案,本文提出的基于注水算法的功率分配方案在不同的仿真条件下均能达到更高的信道容量。同时,在相同天线配置情况下,系统信道容量与 $\log_2 M$ 成正比。

图9给出了当 $T=4$ ,调制阶数为 $M=4$ ,不同中继节点数和接收天线数对应的两种方案的信道容量对比曲线。仿真结果表明,对比功率均分方案,本文提出的基于注水算法的功率分配方案在不同的天线配置情况下均能达到更高的信道容量,这一结果说明采用本文提出的方案能够保证更高的传输速率。在大信噪比条件下,对于传输速率高,带宽配置大的多媒体服务,本文算法能够显著提高传输速率。同时,注意到图中曲线按斜率分为两组,即收发天线对 $[N_t, N_r]_1 = \{[2, 1], [3, 1]\}$ 和 $[N_t, N_r]_2 = \{[2, 2], [3, 2]\}$ 。因此,当调制阶数相同时,协作分集系统的信道容量与 $\min\{N_t, N_r\}$ 成正比。结合图8与图9,注意到两组仿真数据中各条曲线的斜率与对应的 $\min\{N_t, N_r\} \times \log_2 M$ 成正比,这说明协作分级系统与文献[1]中关于MIMO系统信道容量的具有相同特点,即信道容量与 $\min\{N_t, N_r\} \times \log_2 M$ 成正比。

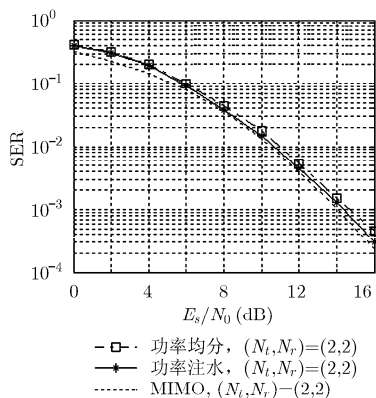


图2 相干时间 $T=2$ ,接收天线 $N_r=2$ ,调制方式为QPSK时两方案误符号率

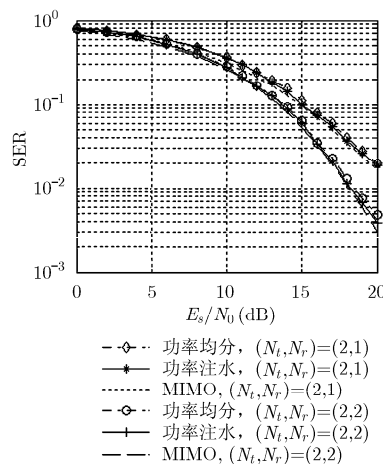


图3 相干时间 $T=2$ ,接收天线 $N_r=1 \sim 2$ ,调制方式为16QAM时的两方案误符号率

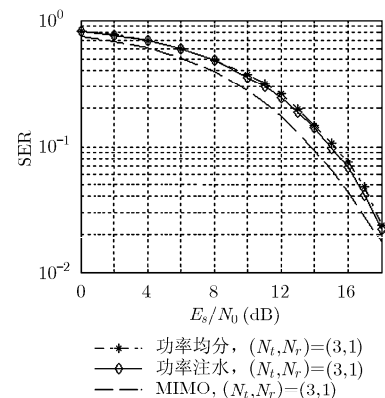


图4 相干时间 $T=4$ ,接收天线 $N_r=1$ ,中继节点数 $R=3$ ,调制方式为16QAM时的两方案误符号率

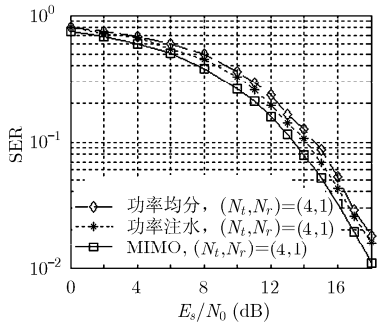


图 5 相干时间  $T = 4$ ，接收天线  $N_r = 1$ ，中继节点数  $R = 4$ ，调制方式为 16QAM 时的两方案误符号率

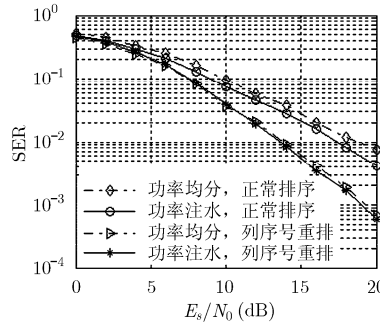


图 6 相干时间  $T = 4$ ，接收天线数  $N_r = 1$ ，中继节点数  $R = 2$ ，调制方式为 QPSK 时两种列映射的两方案误符号率

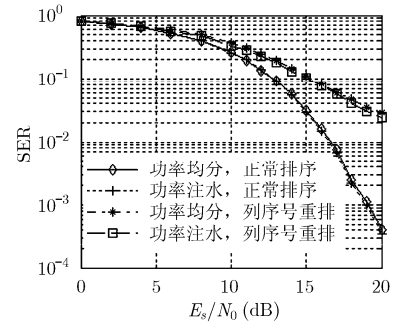


图 7 相干时间  $T = 4$ ，接收天线数  $N_r = 1$ ，中继节点数  $R = 2$ ，调制方式为 16QAM 时两种列映射的两方案误符号率

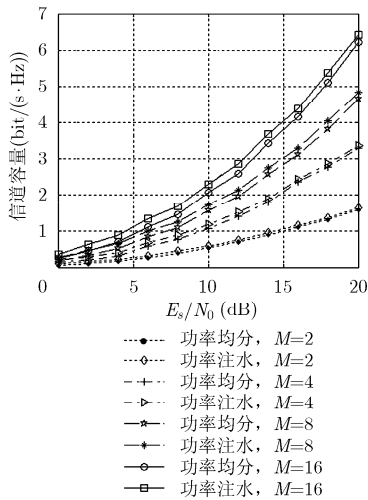


图 8 调制阶数  $M = \{2, 4, 8, 16\}$ ， $R = 4$ ， $N_r = 1$  时的两方案信道容量

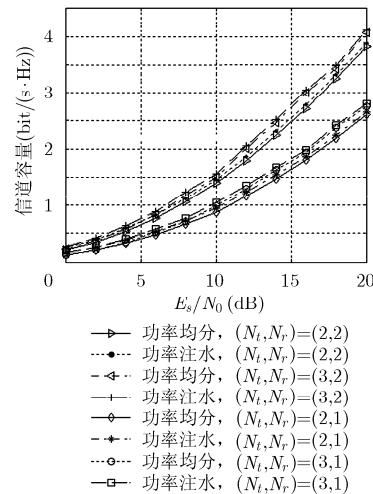


图 9 调制阶数  $M = 4$ ，配置不同天线个数时两方案信道容量

### 5 结束语

为了提高协作分集系统在瑞利平坦慢衰落信道下的信道容量，本文对协作分集系统的信道容量与中继节点的发射功率进行分析，并对信道容量的最优化问题建立数学模型。本文将最优化问题分解为两个步骤，首先求解两个时隙的发射功率，然后应用注水算法对中继节点的功率分配问题进行求解。此外，还分析了协作分集系统采用的 GABBA 码，结合其码生成矩阵的特点，提出了一种列序号的映射方式，使映射后的各中继节点的信号具有更好的正交性，从而达到更低的误符号率。仿真结果表明，对于 QPSK 调制和 16QAM 调制在不同收发天线个数和不同相干时间条件下，基于注水算法的功率分配方案比功率均分方案具有更低的误符号概率。在符合相同的误符号率要求条件下，本文提出的方案比功率均分方案节约发射功率 0.2 dB 左右。同时，两种方案与 MIMO 系统一样，均能达到满分集增益  $R \times N_r$ ，本文提出的注水算法和功率均分算法与

MIMO 系统的编码增益分别相差 0.3 dB 和 0.5 dB。另外，对于两种功率分配方案，中继节点列序号重排后均比按不排列的误符号率低。对比功率均分方案，本文提出的基于注水算法的功率分配方案在不同的仿真条件下的均能达到更高的信道容量，并且采用上述两种功率分配方案的协作分集系统的信道容量均与  $\min \{N_t, N_r\} \times \log_2 M$  成正比。

### 参考文献

- [1] Hong Y W, Huang Wan-jen, and Kuo C C. Cooperative Communications and Networking[M]. New York: Springer, 2010: 87-89.
- [2] Liu Qi-jia, Zhang Wei, Ma Xiao-li, et al. Designing peak power constrained amplify-and-forward relay networks with cooperative diversity[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(5): 1733-1743.
- [3] 田心记, 袁超伟, 胡紫巍, 等. 基于相位旋转的多跳 Alamouti 放大转发协作方案[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(4): 880-884. Tian Xin-ji, Yuan Chao-wei, Hu Zi-wei, et al. Multi-hop

- alamouti amplify and forward cooperative scheme based on phase rotation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(4): 880-884.
- [4] Behrouz Maham, Are Hjørungnes, and Giuseppe Abreu. Distributed GABBA space-time codes in amplify-and-forward relay networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(4): 2036-2045.
- [5] Jing Yin-di and Jafarkhani H. Using orthogonal and quasi-orthogonal designs in wireless relay networks[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(11): 4106-4108.
- [6] 李正权, 沈连丰, 郭永亮. 基于译码前传协作中继网络的类准正交线性分散码[J]. *通信学报*, 2011, 32(3): 42-49, 59.  
Li Zheng-quan, Shen Lian-feng, and Guo Yong-liang. Analogous quasi-orthogonal designs linear dispersion codes under decode-and forward cooperative relay networks[J]. *Journal on Communications*, 2011, 32(3): 40-49, 59.
- [7] Giuseppe Thadeu Freitas de Abreu. GABBA codes: generalized full-rate orthogonally decodable space-time block codes[C]. Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, California, 2005: 1278-1283.
- [8] Giuseppe Thadeu Freitas de Abreu. Orthogonally decoded full-rate linear STBCs for arbitrary modulation and any number of antennas[C]. Proceedings of IEEE 8th Wireless Personal Multimedia Conference, Alaborg, Denmark, 2005: 2-3.
- [9] Jing Yin-di and Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(12): 3524-3536.
- [10] Nasri A, Schober R, and Blake I F. Performance and optimization of amplify-and-forward cooperative diversity systems in generic noise and interference[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(4): 1132-1143.
- [11] Jing Yin-di and Jafarkhani H. Relay power allocation in distributed space-time coded networks with channel statistical information[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(2): 443-449.
- [12] 江若宜, 季薇, 郑宝玉. 无线传感器网络中协作通信的能耗优化方法研究[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(6): 1475-1479.  
Jiang Ruo-yi, Ji Wei, and Zheng Bao-yu. Joint optimization of energy consumption in cooperative wireless sensor networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(6): 1475-1479.
- [13] Chen H S, Fang W H, and Chen Y T. Two-stage power allocation for amplify-and-forward cooperative networks with distributed GABBA space-time codes[J]. *IET Communications*, 2011, 5(3): 296-306.
- 于迎新: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 技术、协作通信网络等.
- 王 钢: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数据通信、联合信源信道编码等.