

基于非正交多址接入中继通信系统的功率优化

黄容兰^① 刘云^{*②} 李启尚^③ 唐文^③

^①(梧州学院广西高校图像处理与智能信息系统重点实验室 梧州 543002)

^②(仲恺农业工程学院信息科学与技术学院 广州 510225)

^③(95795部队教研部装备维修教研室 桂林 541003)

摘要: 针对基于非正交多址接入(NOMA)技术的中继通信系统,在兼顾系统性能与计算复杂度的基础上,该文提出一种结合统计信道信息(S-CSI)和瞬时信道信息(I-CSI)的混合功率分配策略(H-PAS)来有效实现上述折中。仿真结果表明,NOMA方案在H-PAS策略下,一方面比单纯利用S-CSI时的传统正交多址接入技术具有更高的频谱效率;另一方面在和速率差别不大的情况下,又比单纯利用I-CSI时的NOMA方案具有更低的信令开销和计算复杂度。

关键词: 非正交多址接入; 和速率; 功率分配

中图分类号: TN929

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)08-1909-07

DOI: 10.11999/JEIT180842

Power Allocation Optimization of Cooperative Relaying Systems Using Non-orthogonal Multiple Access

HUANG Ronglan^① LIU Yun^② LI Qishang^③ TANG Wen^③

^①(Guangxi Colleges and Universities Key Laboratory of Image Processing and Intelligent Information System, Wuzhou University, Wuzhou 543002, China)

^②(College of Information Science and Technology, Zhongkai University of Agriculture and Engineering, Guangzhou 510225, China)

^③(Department of Equipment Maintenance of 95795 Troop of the PLA, Guilin 541003, China)

Abstract: A novel scheme termed Hybrid Power Allocation Strategy (H-PAS), which is integrated with Statistical Channel State Information (S-CSI) and Instantaneous Channel State Information (I-CSI), is proposed for Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) based on cooperative relaying systems to achieve a better performance-complexity tradeoff. Simulation results demonstrate that, with the proposed H-PAS, on the one hand, NOMA shows distinct advantage on the sum-rate compared with conventional orthogonal multiple access techniques in which only the knowledge of S-CSI is available; On the other hand, NOMA reduces the signaling overhead and computational complexity at the expense of marginal sum rate degradation when compared with the cases in which only the knowledge of I-CSI is available for it.

Key words: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA); Sum-rate; Power Allocation (PA)

1 引言

与传统正交多址接入技术(Orthogonal Multiple Access, OMA) TDMA或FDMA相比,一种新的多址接入技术——非正交多址接入技术(Non-Ortho-

gonal Multiple Access, NOMA)正受到越来越多的关注。NOMA利用功率域可以使不同的用户得以共享相同的时域、频域和码域资源,从而极大地提高通信系统的频谱效率。也正因为高频谱效率的特性,使得NOMA这一多址接入技术成为未来无线通信的有力竞争者^[1-3]。此外,相比于OMA, NOMA的另一个特征是在极大提高频谱效率的同时也较好地改善了用户之间的公平性问题^[4]。

目前,研究NOMA技术的热潮正在学术与工业界形成。就下行通信而言,文献[5]研究了一种在3GPP长期演进(LTE)中应用的简单NOMA通信方

收稿日期: 2018-08-29; 改回日期: 2019-01-30; 网络出版: 2019-03-19

*通信作者: 刘云 lauwin007@yahoo.com

基金项目: 国家自然科学基金(61501531); 梧州学院2012校级科研项目(2012C001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61501531), The Scientific Research Project of Wuzhou University 2012 (2012C001)

案;文献[6]则指出,与传统的正交多址接入技术相比,NOMA方案可以获得更大的性能增益;文献[7]则在假定特定用户存在的情况下,详细分析了NOMA系统的可达率和中断概率。在上行通信方面,文献[8]指出应用NOMA技术的5G通信系统,不仅可以提升频谱效益还可以改善用户之间的公平性;文献[1]和文献[9]的研究则指出,NOMA系统的性能与用户的配对优化及相应的功率分配方案有密切关系。

在协同中继通信方面,由于中继技术可以极大地提升系统的性能指标,比如吞吐量、覆盖率、能效和空间分集等,所以中继策略结合传统的正交技术在4G长期演进标准或者5G无线通信中已被广泛应用^[10-12]。随着NOMA技术近期的兴起,由该技术结合中继进行协同通信的方案也获得了极大的关注。例如,文献[13,14]则研究了利用空间复用来增强频谱效率的两跳NOMA中继系统;文献[15]则利用直接与间接的NOMA通信方案来提升系统的频谱效率。上述NOMA中继通信方案的一个共同点是信源与信宿之间存在直接的链路。对于信源与信宿之间不存在直接链路的场景,文献[16,17]对该情境下的中断概率进行了详细分析;文献[18]则是在假设发射端可以获得瞬时信道信息(Instantaneous Channel State Information, I-CSI)的情况下得到了系统的最大输出速率,并给出了相应的最优功率分配方案。然而,设想发送端可以得到准确的信道信息是不现实的,一方面是因为信道估计误差和延迟是不可避免的;另一方面是获得精确CSI要付出的信道反馈开销的代价是非常庞大的。因此,文献[18]存在的不足一方面是发送端在每次发送信息之前都要知道整个信道的准确的全局I-CSI,另一方面则是中继之间需要进行信息交换才能实现最优功率配置。这将使得文献[18]提出的方案在实际应用中面临较大困难。此外,文献[18]没有对统计信道信息(Statistical Channel State Information, S-CSI)的情况进行相关分析。事实上,相比于I-CSI, S-CSI由于低信令反馈开销而更容易获得。鉴于NOMA技术的优越性、S-CSI的低信令开销以及文献[18]存在的问题,本文针对NOMA中继通信系统提出了一种有效的功率分配策略来有效改善其性能。该策略在本文被称为混合功率分配策略(H-PAS)¹⁾,因为它可有效地将全局S-CSI和局部I-CSI信息结合

起来。具体来说,该模型首先假设在系统全局S-CSI信息可以获得的情况下,给出所研究系统在最大可达和速率下的最优功率分配系数;接着,考虑到上行比下行链路更难进行功率控制的现实,固定上行的功分因子为利用S-CSI得到的相应最优功分系数;最后,在上行链路功分系数固定的前提下,进一步假定系统下行链路对应的局部I-CSI信息可以获得,并考虑利用此局部I-CSI来再次最大化系统可达和速率以获得下行链路对应的最优功分系数。理论分析表明,本文提出的H-PAS功率分配策略在减少了整个系统反馈开销的同时,又保证了系统可以获得很好的性能。最后,仿真结果展示了本文方案的有效性。

2 系统模型与通信协议

2.1 系统模型

考虑图1所示的中继通信系统。该模型由2个源节点(S_1 和 S_2)、2个目的节点(D_1 和 D_2)和1个采用DF协议的中继节点(R)构成。假定 S_k 与 D_k ($k=1, 2$)之间不存在直接通信链路,并且所有节点均工作在半双工²⁾(Half-Duplex, HD)模式。此外,我们假定 S_k 端到R端以及R端到 D_k 端的信道系数分别为 f_k 和 g_k 。另一方面,假定信道为瑞利衰落信道,并且所有信道服从均值为0、方差为 σ^2 复高斯分布,即 $f_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{f_k}^2)$, $g_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{g_k}^2)$, $k \in \{1, 2\}$ 。最后,假定源节点和中继节点的发射功率都受限为 P_t ,且不妨设 $\sigma_{f_1}^2 \geq \sigma_{f_2}^2$ 和 $\sigma_{g_1}^2 \leq \sigma_{g_2}^2$ 。

2.2 通信协议

2.2.1 上行多址接入时隙

系统进行信息传输的第1个时隙为上行多址接入时隙。该时隙里, S_k 同时向R发送 D_k 分别所需的信号 s_k ,即 $\sqrt{\alpha_k P_t} s_k$ 。这里 P_t 表示源节点的总发送功率, α_k 表示第 k 个发送符号 s_k 的功率分配系数,满足 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 。此时中继R接收到的信号为

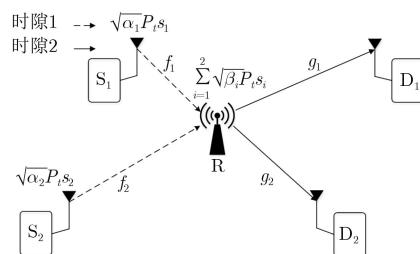


图1 系统模型

¹⁾ 在本文中,统计信道信息(S-CSI)是指用信道的统计信息来描述信道特征,比如衰落分布类型、平均信道增益等特征参数;瞬间信道信息(I-CSI)则是指实时反映当前信道状态的参量。

²⁾ 本文研究的是中继工作在半双工模式的情况,同样,所提出的H-PAS功率分配策略也同样适用于当中继工作在全双工(Full-Duplex, FD)模式的场景。

$$y_R = \sum_{k=1}^2 f_k \sqrt{\alpha_k P_t} s_k + n_R \quad (1)$$

式(1)中的 n_R 表示中继R所历经的加性高斯白噪声,并且服从 $n_R \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 分布。在中继R端,将 s_2 看成噪声,则可以解得 s_1 的速率为³⁾

$$r_R^{s_1} = \log_2 \left(1 + \frac{|f_1|^2 \alpha_1 \rho}{|f_2|^2 \alpha_2 \rho + 1} \right) \quad (2)$$

式中, $\rho = P_t/N_0$, 表示发送的信噪比(SNR)。接着利用串行干扰消除(SIC), 减去已解得的 s_1 信号, 从而又可以解出 s_2 。所以, 根据式(1), 又可解得 s_1 的速率为

$$r_R^{s_2} = \log_2 \left(1 + |f_2|^2 \alpha_2 \rho \right) \quad (3)$$

2.2.2 下行广播时隙

第2个时隙为上行的下行广播时隙。中继R采用叠加编码的方式, 将接收到的符号 s_k 以功率 $\beta_k P_t$ 发射到目的节点 D_k 。 β_k 表示第 k 个发送符号 s_k 的功率分配系数, 并且满足 $\beta_1 + \beta_2 = 1$ 和 $\beta_1 \geq \beta_2$ 。那么目的节点 D_k 的接收信号可以表示为

$$y_{D_k} = g_k \sum_{i=1}^N \sqrt{\beta_i P_t} s_i + n_{D_k}, k \in \{1, 2\} \quad (4)$$

式(4)中的 n_{D_k} 表示目的节点 D_k 所历经的加性高斯白噪声, 并且服从 $n_{D_k} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 分布。对于 D_1 来说, 只需要将 s_2 看成噪声, 它就可以解得自己所需的信号 s_1 。对于 D_2 来说, 先将 s_2 看成噪声, 则可以解得 s_1 ; 接着利用SIC, 减去解得的信号 s_1 , 才可以解得它自己所需的信号 s_2 。按上述分析, 根据式(4), 可以得到 s_1 和 s_2 在目的节点端的速率分别为

$$r_{D_k}^{s_1} = \log_2 \left(1 + \frac{|g_k|^2 \beta_1 \rho}{|g_k|^2 \beta_2 \rho + 1} \right), k \in \{1, 2\} \quad (5)$$

$$r_{D_2}^{s_2} = \log_2 \left(1 + |g_2|^2 \beta_2 \rho \right) \quad (6)$$

2.2.3 系统的和速率分析

根据上面的式(2)和式(5), s_1 在整个系统中, 端到端的速率可以表示为

$$r^{s_1} = \frac{1}{2} \min\{r_R^{s_1}, r_{R_1}^{s_1}, r_{R_2}^{s_1}\} \quad (7)$$

同样地, 根据式(3)和式(6), s_2 在整个系统中, 端到端的速率为

$$r^{s_2} = \frac{1}{2} \min\{r_R^{s_2}, r_{D_2}^{s_2}\} \quad (8)$$

在式(7)和式(8)中, 系数1/2表示每从源节点 S_k 发送1个符号到目的节点 D_k 需要2个时隙。所以, 系统瞬时可达和速率可以表示为

$$r^{\text{sum}} = r^{s_1} + r^{s_2} \quad (9)$$

3 不同场景的可达率分析以及对应的功率分配方案

3.1 S-CSI场景

3.1.1 系统的可达率分析

记 $|f_i|^2 = v_i$, $|g_i|^2 = u_i$, 根据式(7)和式(8)可写为

$$\left. \begin{aligned} r^{s_1} &= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \min \left\{ \frac{v_1 \rho \alpha_1}{v_2 \rho \alpha_2 + 1}, \frac{u_1 \rho \beta_1}{u_1 \rho \beta_2 + 1}, \frac{u_2 \rho \beta_1}{u_2 \rho \beta_2 + 1} \right\} \right) \\ r^{s_2} &= \frac{1}{2} \log_2 (1 + \min \{v_2 \rho \alpha_2, u_2 \rho \beta_2\}) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

记

$$X = \min \left\{ \frac{v_1 \rho \alpha_1}{v_2 \rho \alpha_2 + 1}, \frac{u_1 \rho \beta_1}{u_1 \rho \beta_2 + 1}, \frac{u_2 \rho \beta_1}{u_2 \rho \beta_2 + 1} \right\} \quad (11)$$

注意到 $f(v_i) = \sigma_{f_i}^{-2} \exp(-v_i/\sigma_{f_i}^2)$, $f(u_i) = f\sigma_{g_i}^{-2} \cdot \exp(-u_i/\sigma_{g_i}^2)$, 可以得到变量 X 的累积分布函数(CDF)为

$$\begin{aligned} F_X(x) &= 1 - \Pr \left(\frac{v_1 \rho \alpha_1}{v_2 \rho \alpha_2 + 1} > x \right) \\ &\quad \cdot \Pr \left(\frac{u_1 \rho \beta_1}{u_1 \rho \beta_2 + 1} > x \right) \Pr \left(\frac{u_2 \rho \beta_1}{u_2 \rho \beta_2 + 1} > x \right) \\ &= 1 - \exp \left(-\frac{x}{\rho} \left(\sum_{m=1}^2 \frac{1}{\sigma_{g_m}^2 (\alpha_1 - x \beta_2)} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{\sigma_{f_1}^2} \right) \right) \frac{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1}{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1 + x \sigma_{f_2}^2 \alpha_2} \end{aligned} \quad (12)$$

考虑高信噪比的情况, 即 $\rho \gg 1$, 有 $\exp \left(-x \left(\sum_{m=1}^2 (\sigma_{g_m}^2 (\alpha_1 - x \beta_2))^{-1} + (\sigma_{f_1}^2 \alpha_1)^{-1} \right) / \rho \right) \approx 1$, 因此式(12)可以简化为

$$F_X(x) = 1 - \frac{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1}{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1 + x \sigma_{f_2}^2 \alpha_2} \quad (13)$$

相应地, X 的概率密度函数(PDF)为

$$f_X(x) = \frac{\sigma_{f_1}^2 \sigma_{f_2}^2 \alpha_1 \alpha_2}{(\sigma_{f_1}^2 \alpha_1 + x \sigma_{f_2}^2 \alpha_2)^2} \quad (14)$$

另一方面, 记

³⁾ 对于功率域的非正交多址接入系统而言, 就上行链路来说, 一般认为质量好的信道为强信号并且在接收端被先解码; 而对于下行链路来说, 一般认为质量好的信道为弱信号并且在接收端被后解码。

$$Y = \min \{v_2 \rho \alpha_2, u_2 \rho \beta_2\} \quad (15)$$

同样地, 可以得到变量 Y 的 CDF 和 PDF 分别为

$$\begin{aligned} F_Y(y) &= 1 - \Pr(v_2 \rho \alpha_2 > y) \Pr(u_2 \rho \beta_2 > y) \\ &= 1 - \exp(-y\vartheta) \end{aligned} \quad (16)$$

$$f_Y(y) = \vartheta \exp(-y\vartheta) \quad (17)$$

其中, $\vartheta = (\sigma_{f_2}^2 \alpha_2 \rho)^{-1} + (\sigma_{g_2}^2 \beta_2 \rho)^{-1}$ 。

根据式(10), 式(14)和式(17), 系统的遍历可达和速率在高信噪比下可以渐进表示为

$$\begin{aligned} \bar{r}^{\text{sum}} &\approx \int_0^\infty \frac{1}{2} \log_2(1+x) f_X(x) dx \\ &\quad + \int_0^\infty \frac{1}{2} \log_2(1+y) f_Y(y) dy \\ &\approx \frac{1}{2 \ln 2} \frac{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1}{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1 - \sigma_{f_2}^2 (1 - \alpha_1)} \\ &\quad \cdot \ln \left(\frac{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1}{\sigma_{f_1}^2 \alpha_1 (1 - \beta_1) + \sigma_{f_2}^2 (1 - \alpha_1) \beta_1} \right) \\ &\quad - \frac{1}{2 \ln 2} \left(\text{Ec} + \ln \left(\frac{1}{\sigma_{f_2}^2 \rho (1 - \alpha_1)} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\sigma_{g_2}^2 \rho (1 - \beta_1)} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

其中, Ec 表示欧拉常数。

3.1.2 最优功率分配方案

分别对式(18)进行求偏导, 即

$$\frac{\partial \bar{r}^{\text{sum}}}{\partial \alpha_1} = \frac{1}{2 \ln 2} \left(\frac{p \beta_1}{\zeta \psi} - \frac{(1 - \beta_1)}{\mu (1 - \alpha_1)} - \frac{p}{\psi^2} \ln \left(\frac{p \alpha_1}{\zeta} \right) \right) \quad (19)$$

$$\frac{\partial \bar{r}^{\text{sum}}}{\partial \beta_1} = \frac{1}{2 \ln 2} \left(\frac{p \alpha_1}{\zeta} - \frac{q (1 - \alpha_1)}{\mu (1 - \beta_1)} \right) \quad (20)$$

其中, $p = \sigma_{f_1}^2 / \sigma_{f_2}^2$, $q = \sigma_{f_2}^2 / \sigma_{g_2}^2$, $\zeta = p \alpha_1 (1 - \beta_1) + \beta_1 (1 - \alpha_1)$, $\mu = (1 - \beta_1) + q (1 - \alpha_1)$ 和 $\psi = p \alpha_1 - 1 + \alpha_1$ 。令式(19)和式(20)分别等于0, 则可解出使得系统取得最大遍历可达和速率的最优功率分配系数 α_1 ($\alpha_2 = 1 - \alpha_1$) 和 β_1 ($\beta_2 = 1 - \beta_1$)。为以示区别, 记此最优功率分配系数为 α_1^* ($\alpha_2^* = 1 - \alpha_1^*$) 和 β_1^* ($\beta_2^* = 1 - \beta_1^*$)。

3.2 H-PAS场景

仅利用S-CSI可以降低复杂度, 但系统的频谱性能并非最优。而仅考虑I-CSI, 虽然系统的频谱性能有所改善, 但却导致很高的复杂度。基于此矛盾, 本节提出一种实现高频谱性能又只需中低计算复杂度的H-PAS方案。该方案具体实施为: 首先获取系统的全局S-CSI信息, 并以此信息最大化系统

的可达速率来获得上、下行链路的最优功分系数所对应的 α_1^* 和 α_2^* 、 β_1^* 和 β_2^* ; 接着, 固定上行链路(即S-R端)的功分因子为 α_1^* 和 α_2^* , 并进一步获取下行链路(即R-D端)对应的I-CSI信息, 并以此信息来再次最大化系统可达和速率以获得下行链路的最优功分系数 $\hat{\beta}_1^*$ 和 $\hat{\beta}_2^*$ 。以下是在H-PAS方案下系统性能的详细分析。

3.2.1 上行链路的可达和速率

根据式(2)和式(3), 可以得到S-R端的和速率 $r_{\text{SR}}^{\text{sum}}$ 为

$$\begin{aligned} r_{\text{SR}}^{\text{sum}} &= r_{\text{R}}^{s_1} + r_{\text{R}}^{s_2} \\ &= \log_2 \left(1 + |f_2|^2 \rho + (|f_1|^2 - |f_2|^2) \alpha_1 \rho \right) \end{aligned} \quad (21)$$

因为S-R端的上行链路采用固定的、根据S-CSI得到的最优功率分配系数 α_1^* ($\alpha_2^* = 1 - \alpha_1^*$), 所以一旦得到 α_1^* 并将 $\alpha_1 = \alpha_1^*$ 代入, 那么式(21)将变成与功率分配无关的常数。

3.2.2 下行链路的可达和速率

根据式(5)和式(6), 可以得到R-D端的和速率 $r_{\text{RD}}^{\text{sum}}$ 为

$$r_{\text{RD}}^{\text{sum}} = \underbrace{\min \{r_{\text{D}_1}^{s_1}, r_{\text{D}_2}^{s_1}\}}_{r_{\text{D}}^{s_1}} + \underbrace{r_{\text{D}_2}^{s_2}}_{r_{\text{D}}^{s_2}} \quad (22)$$

其中, $r_{\text{D}}^{s_1}$ 和 $r_{\text{D}}^{s_2}$ 分别表示 s_1 和 s_2 在R-D端的可达速率, 即

$$\begin{aligned} r_{\text{D}}^{s_1} &= \min \left(\log_2 \left(1 + \frac{|g_1|^2 \beta_1 \rho}{|g_1|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1} \right), \right. \\ &\quad \left. \log_2 \left(1 + \frac{|g_2|^2 \beta_1 \rho}{|g_2|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1} \right) \right) \end{aligned} \quad (23)$$

$$r_{\text{D}}^{s_2} = \log_2 \left(1 + |g_2|^2 (1 - \beta_1) \rho \right) \quad (24)$$

如果 $|g_1|^2 < |g_2|^2$, 根据式(23)并利用单调性, $r_{\text{D}}^{s_1}$ 可以表示为

$$r_{\text{D}}^{s_1} = \log_2 \left(1 + \frac{|g_1|^2 \beta_1 \rho}{|g_1|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1} \right) \quad (25)$$

并且式(22)可以改写为

$$\begin{aligned} r_{\text{RD}}^{\text{sum}} &= \underbrace{r_{\text{D}_1}^{s_1}}_{r_{\text{D}}^{s_1}} + \underbrace{r_{\text{D}_2}^{s_2}}_{r_{\text{D}}^{s_2}} \\ &= \log_2 \left(\frac{|g_2|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1}{|g_1|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1} \right) + \log_2 (|g_1|^2 \rho + 1) \end{aligned} \quad (26)$$

定义函数

$$f(\beta_1) = \frac{|g_2|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1}{|g_1|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1} \quad (27)$$

当 $|g_1|^2 < |g_2|^2$, 那么 $f(\beta_1)$ 是一个单调递减函数。因此, 由式(26)得到的 r_{RD}^{sum} 也是一个关于 β_1 减函数。此外, 由式(25)和式(24), 可以看到 $r_D^{s_1}$ 和 $r_D^{s_2}$ 是分别关于 β_1 的单调增和单调减函数。

如果 $|g_1|^2 \geq |g_2|^2$, 根据式(23)并利用单调性, $r_D^{s_1}$ 可以表示为

$$r_D^{s_1} = \log_2 \left(1 + \frac{|g_2|^2 \beta_1 \rho}{|g_2|^2 (1 - \beta_1) \rho + 1} \right) \quad (28)$$

并且式(22)可以改写为

$$\begin{aligned} r_{RD}^{\text{sum}} &= \underbrace{r_{D_2}^{s_1}}_{r_D^{s_1}} + \underbrace{r_{D_2}^{s_2}}_{r_D^{s_2}} \\ &= \log_2 \left(1 + |g_2|^2 \rho \right) \end{aligned} \quad (29)$$

显然, 当 $|g_1|^2 \geq |g_2|^2$ 时, r_{RD}^{sum} 是一个与 β_1 无关的函数。在这种情况下, 虽然 r_{RD}^{sum} 是一个与功率分配系数无关的常数, 但由式(28)和式(24)所表示的 $r_D^{s_1}$ 和 $r_D^{s_2}$ 却是分别关于 β_1 的单调增和单调减函数。

3.2.3 系统的最大可达和速率以及相应的功率分配方案

现在考虑如何获得系统的最大可达和速率 $r_{\text{max}}^{\text{sum}}$, 式(9)可以改写为

$$\left. \begin{aligned} (\hat{\beta}_1^*, \hat{\beta}_2^*) &= \arg \max_{\beta_1, \beta_2} (r^{s_1} + r^{s_2}) \\ \text{s.t.} \quad &\begin{cases} 0 < \alpha_1^*, \alpha_2^* < 1, \alpha_1^* + \alpha_2^* = 1 \\ 0 < \beta_2 \leq \beta_1 < 1 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

为与S-CSI场景下在R-D端得到的最优功率分配系数 β_1^* 和 β_2^* 以示区别, 这里用 $\hat{\beta}_1^*$ 和 $\hat{\beta}_2^*$ 分别表示 s_1 和 s_2 在R-D端在H-PAS策略下的最优功率分配因子。根据3.1节和3.2节的分析, 只需讨论下面2种情况, 即 $|g_1|^2 < |g_2|^2$ 和 $|g_1|^2 \geq |g_2|^2$ 。注意, 在任意时隙下, 上述两种情况有且仅有1种情况是实际存在的。这里不妨先来考虑 $|g_1|^2 < |g_2|^2$ 的情况。

当 $|g_1|^2 < |g_2|^2$, r_{RD}^{sum} 和 $r_D^{s_2}$ 分别是关于 β_1 的减函数, 而 $r_D^{s_1}$ 是关于 β_1 的单调增函数。这就说 $r_D^{s_2}$ 的值决定了 r_{RD}^{sum} 的大小。基于此分析, 为获得系统的最大可达和速率, 首先应该在R-D端寻找 s_2 的最优的功率分配系数 $\hat{\beta}_2^* (\in \{0, 0.5\})$, 该系数保证 s_2 的速率 $r_D^{s_2}$ 在R-D端达到最大。接着在此基础上, 利用已知的 $r_D^{s_2}$ 和 $\hat{\beta}_2^*$, 在R-D端找到 s_1 的最优的功率分配系数 $\hat{\beta}_1^* (\in \{\hat{\beta}_2^*, 1\})$, 该功率分配系数同样使得 s_1 的速率 $r_D^{s_1}$ 在R-D端达到最大。

按上述分析, 就可以将式(30)描述的2元优化问题转化成由速率单调性决定的1元优化问题, 即先优化 s_2 的速率 $r_D^{s_2}$, 然后再优化 s_1 的速率 $r_D^{s_1}$ 。

对于 s_2 而言, 根据式(24)和式(26), 则式(30)可改写为

$$\left. \begin{aligned} r_{\text{max}}^{s_2} &= \frac{1}{2} r_D^{s_2}(\hat{\beta}_2^*), \\ \hat{\beta}_2^* &= \arg \max_{\beta_2} \{ \min \{ r_R^{s_2}, r_D^{s_2} \} \} \\ \text{s.t.} \quad &\begin{cases} 0 < \alpha_2^* < 1 \\ r_R^{s_2} = \log_2 \left(1 + |f_2|^2 \alpha_2^* \rho \right) \\ 0 < \beta_2 \leq 0.5 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

式中, α_2^* 为常数, 它是S-R端在全局S-CSI下获得的最佳固定功率分配系数, 且满足 $\alpha_2^* = 1 - \alpha_1^*$ 。显然, 由式(10)和式(22)可知, $r_{\text{max}}^{s_2} \leq 1/2 r_R^{s_2}$ 且 $r_{\text{max}}^{s_2} \leq 1/2 r_D^{s_2}$; 此外, 根据数据流的特性, 又有 $r_R^{s_2} \geq r_D^{s_2}$ 。所以, 首先假定 $r_R^{s_2} = r_D^{s_2}$, 并在此基础上, 推导出符合系统要求的最优功率分配系数 $\hat{\beta}_2^*$, 从而得到 $r_{\text{max}}^{s_2}$ 。基于此分析, 令 $r_R^{s_2} = r_D^{s_2}$, 可以解得R-D端 s_2 的最优的功率分配系数 $\hat{\beta}_2^*$, 即

$$\hat{\beta}_2^* = \frac{|f_1|^2 \alpha_2^*}{|g_1|^2} \quad (32)$$

(1) 如果 $\hat{\beta}_2^* \leq 0.5$, 那么 $\hat{\beta}_1^* = 1 - \hat{\beta}_2^*$, 并将其代入式(25), 可以得到 $r_D^{s_1}$; 另一方面, 将 $\alpha_2^* (\alpha_1^* = 1 - \alpha_2^*)$ 代入式(2), 可以解得 $r_R^{s_1}$ 。

(a) 如果 $r_R^{s_1} \leq r_D^{s_1}$, 那么 $r_{\text{max}}^{\text{sum}} = 1/2 (r_R^{s_1} + r_D^{s_2})$ 。相应地, R-D端 s_2 对应的最优功率分配系数由式(32)给出。另一方面, 根据 $r_D^{s_1} = r_R^{s_1}$, 可以计算得到 s_1 的实际功率分配系数 β_1 , 即

$$\beta_1 = \frac{|f_1|^2 (|g_1|^2 \hat{\beta}_2^* \rho + 1) \alpha_1^*}{|g_1|^2 (|f_2|^2 \alpha_2^* \rho + 1)} \quad (33)$$

如果 $\beta_1 > \hat{\beta}_2^*$, 那么R-D端 s_1 对应的最优功率分配系数由式(33)解出, 即 $\hat{\beta}_1^* = \beta_1$; 如果 $\beta_1 \leq \hat{\beta}_2^*$, 而NOMA的功率分配准则要求 $\beta_1 \geq \beta_2$, 那么R-D端 s_1 对应的最优功率分配系数为 $\hat{\beta}_1^* = \hat{\beta}_2^*$ 。

(b) 如果 $r_R^{s_1} > r_D^{s_1}$, 那么 $r_{\text{max}}^{\text{sum}} = 1/2 (r_D^{s_1} + r_D^{s_2})$ 。相应地, R-D端 s_2 对应的最优功率分配系数由式(32)给出。另一方面, 可以 s_1 的最优功率分配系数则为 $\hat{\beta}_1^* = 1 - \hat{\beta}_2^*$ 。

(2) 如果 $\hat{\beta}_2^* > 0.5$, 那么有 $\hat{\beta}_2^* = 0.5$ 且 $\hat{\beta}_1^* = 1 - \hat{\beta}_2^*$ 。同时将 $\hat{\beta}_1^*$ 代入式(24), 可以求得 $r_D^{s_2}$ 。另一方面, 将 $\hat{\beta}_1^*$ 代入式(25), 又可以得到 $r_D^{s_1}$; 此外, 将 $\alpha_1^* (\alpha_2^* = 1 - \alpha_1^*)$ 代入式(2), 则可以求得相应的 $r_R^{s_1}$ 。

(a) 如果 $r_R^{s_1} \leq r_D^{s_1}$, 则 $r_{\text{max}}^{\text{sum}} = 1/2 (r_R^{s_1} + r_D^{s_2})$ 。相应地, R-D端的最优功率分配系数为: $\hat{\beta}_2^* = 0.5$, $\hat{\beta}_1^* = \hat{\beta}_2^*$ 。

(b) 如果 $r_R^{s_1} > r_D^{s_1}$, 则 $r_{\max}^{s_1} = 1/2(r_D^{s_1} + r_D^{s_2})$ 。相应地, R-D端的最优功率分配系数为: $\hat{\beta}_2^* = 0.5$, $\hat{\beta}_1^* = \hat{\beta}_2^*$ 。

同样地, 在 $|g_1|^2 \geq |g_2|^2$ 条件下讨论系统最大可达和速率的问题与 $|g_1|^2 < |g_2|^2$ 的情形完全相似, 为避免繁冗, 这里省略。

4 仿真结果

本节将展示仿真结果, 其中Sim表示数值仿真结果, 而理论分析结果则用Ana表示。此外, SCSi, ICSi和HPAS则表示基于S-CSI信道信息的功率分配方案、基于I-CSI信道信息的功率分配方案和基于H-PAS功率分配策略分别得到的系统遍历可达容量。

图2展示的信道条件分别为: 图2(a) $f_1 = 9$, $f_2 = 3$, $g_1 = 2$ 和 $g_2 = 10$ ($f_1 \gg f_2$ 且 $g_1 \ll g_2$ 场景); 图2(b) $f_1 = 9$, $f_2 = 5$, $g_1 = 6$ 和 $g_2 = 10$ ($f_1 > f_2$ 且 $g_1 < g_2$ 场景)的系统遍历容量。从图上看到, 相比于S-CSI信息下的OMA方案, NOMA与提出的H-PAS功率分配策略可以获得更高的频谱效益。具体来说, 在5 bps/Hz的条件下, 后者与FDMA和TDMA方案相比所具有的增益分别为: 图2(a) 3.0 dB, 6.5 dB; 图2(b) 1.5 dB, 5.0 dB。此外, 与

I-CSI的功率分配方案下相比, 在5 bps/Hz的条件下, 所提出的H-PAS方案与其仅存在0.3 dB和图2(a) 0.2 dB图2(b)的差别。这就说明H-PAS以中低的计算复杂度明显获得比S-CSI更高频谱效益的同时, 又同时不比需要高计算复杂度的I-CSI方案造成显著的性能损失。此外, 图2还显示, 在H-PAS方案下, 本文得到的理论分析结果与数值仿真结果非常吻合。

而图3展示的则是信道条件为: 图3(a) $f_1 = 9$, $f_2 = 2$, $g_1 = 6$ 和 $g_2 = 8$ ($f_1 \gg f_2$ 且 $g_1 < g_2$ 场景); 图3(b) $f_1 = 9$, $f_2 = 6$, $g_1 = 2$ 和 $g_2 = 10$ ($f_1 > f_2$ 且 $g_1 \ll g_2$ 场景)的另两种仿真结果。在5 bps/Hz的条件下, NOMA的H-PAS策略与FDMA的S-CSI、TDMA的S-CSI在上述信道下的增益分别为: 图3(a) 1.9 dB, 6.2 dB; 图3(b) 3 dB, 7 dB。此外, 与NOMA的I-CSI方案相比, 在5 bps/Hz的条件下, 本文提出的H-PAS方案与其存在的差别也仅为: 0.250 dB图3(a); 0.014 dB图3(b)。上述两种场景的仿真结果也一致表明, 本文提出适用于NOMA的H-PAS策略在系统可达容量性能上相比于传统OMA的S-CSI方案不仅具有明显的优势, 更与NOMA的I-CSI在性能相差无几的情况下显著地降低了计算复杂度和反馈信令开销。

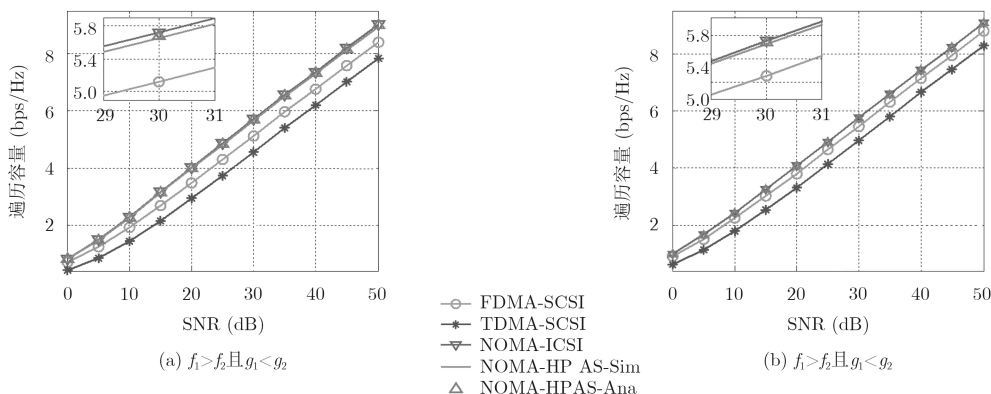


图2 所提NOMA与OMA在两种不同信道条件下的系统遍历容量对比

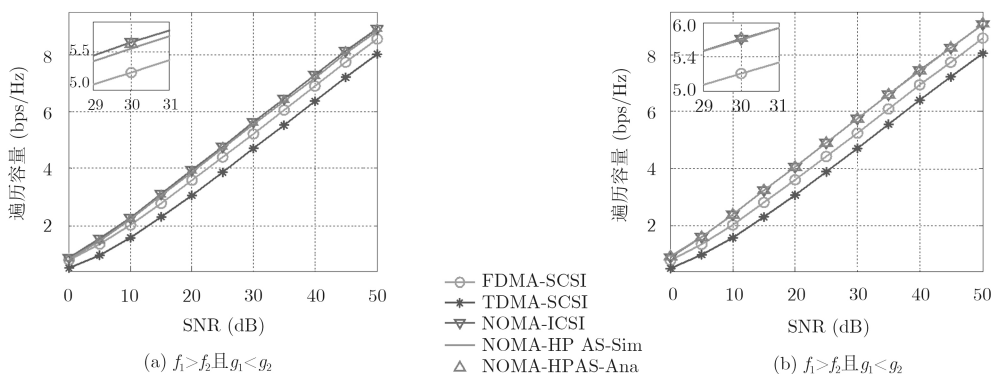


图3 性能对比与图2相同但信道条件不同

5 结论

本文提出了一种利用全局S-CSI和局部I-CSI信息来有效进行功率分配的方案——H-PAS策略。该策略充分考虑基站下行链路可以有效进行大负荷的复杂运行从而实现高效功率分配的优势而上行链路的用户由于随机分布使得其难以同步实现有效功率分配等实际,所以在源节点S到中继R节点的下行链路采用局部I-SCI信息获得的动态的最优功率分配系数而在中继R到目的节点D之间则采用由全局S-CSI信息获得的固定的最优功率分配系数。因此该策略不仅一方面既降低了单纯利用全局I-CSI获得系统和速率的高计算复杂度和繁重信令反馈开销,另一方面又改善了单纯利用全局S-CSI所对应系统和速率低的特点。理论分析与仿真结果表明本文提出的H-PAS策略是一种有效的方案。

参考文献

- [1] 李钊, 戴晓琴, 陈柯宇, 等. 非正交多址接入下行链路用户匹配与功率优化算法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(8): 1804–1811. doi: [10.11999/JEIT161197](#).
LI Zhao, DAI Xiaoqin, CHEN Keyu, *et al.* User matching and power optimization algorithm for downlink NOMA[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(8): 1804–1811. doi: [10.11999/JEIT161197](#).
- [2] ISLAM S M R, AVAZOV N, DOBRE O A, *et al.* Power-domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G systems: Potentials and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2017, 19(2): 721–742. doi: [10.1109/COMST.2016.2621116](#).
- [3] HIGUCHI K and BENJEBBOUR A. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) with successive interference cancellation for future radio access[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2015, E98-B(3): 403–414. doi: [10.1587/transcom.e98.b.403](#).
- [4] TIMOTHEOU S and KRIKIDIS I. Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(10): 1647–1651. doi: [10.1109/LSP.2015.2417119](#).
- [5] Study on downlink multiuser superposition transmission for LTE[R]. 3GPP TSG RAN #67. RP-150496. Shanghai: 3rd Generation Partnership Project, 2015.
- [6] SAITO Y, BENJEBBOUR A, KISHIYAMA Y, *et al.* System-level performance of downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) under various environments[C]. Proceedings of 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference, Glasgow, UK, 2015: 1–5. doi: [10.1109/VTCSpring.2015.7146120](#).
- [7] DING Zhiguo, YANG Zheng, FAN Pingzhi, *et al.* On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2014, 21(12): 1501–1505. doi: [10.1109/LSP.2014.2343971](#).
- [8] Al-Imari M, XIAO P, ALI I M, *et al.* Uplink non-orthogonal multiple access for 5G wireless networks[C]. 2014 IEEE Wireless Communications Systems Conference, Barcelona, Spain, 2014: 781–785. doi: [10.1109/ISWCS.2014.6933459](#).
- [9] 吴广富, 邓天垠, 苏开荣, 等. 基于非正交多址接入系统的多用户分组优化算法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(9): 2080–2087. doi: [10.11999/JEIT171220](#).
WU Guangfu, DENG Tianyin, SU Kairong, *et al.* Multi-user grouping optimization algorithm based on non-orthogonal multiple access systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(9): 2080–2087. doi: [10.11999/JEIT171220](#).
- [10] KONG Qinglei, LU Rongxing, CHEN Shuo, *et al.* Achieve secure handover session key management via mobile relay in LTE-advanced networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2017, 4(1): 29–39. doi: [10.1109/JIOT.2016.2614976](#).
- [11] ZHANG Xiaoxia, SHEN Xuemin, and XIE Liangliang. Uplink achievable rate and power allocation in cooperative LTE-advanced networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(4): 2196–2207. doi: [10.1109/TVT.2015.2416714](#).
- [12] FETEIHA M F and HASSANEIN H S. Enabling cooperative relaying VANET clouds over LTE-A networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(4): 1468–1479. doi: [10.1109/TVT.2014.2329880](#).
- [13] KIM J B and LEE I H. Capacity analysis of cooperative relaying systems using non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(11): 1949–1952. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2472414](#).
- [14] XU Min, JI Fei, WEN Miaowen, *et al.* Novel receiver design for the cooperative relaying system with non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(8): 1679–1682. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2575011](#).
- [15] KIM J B and LEE I H. Non-orthogonal multiple access in coordinated direct and relay transmission[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(11): 2037–2040. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2474856](#).
- [16] MEN Jinjin, GE Jianhua, and ZHANG Chensi. Performance analysis of nonorthogonal multiple access for relaying networks over Nakagami-*m* fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(2): 1200–1208. doi: [10.1109/TVT.2016.2555399](#).
- [17] MEN Jinjin and GE Jianhua. Non-orthogonal multiple access for multiple-antenna relaying networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(10): 1686–1689. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2472006](#).
- [18] WAN Dehuan, WEN Miaowen, YU Hua, *et al.* Non-orthogonal multiple access for dual-hop decode-and-forward relaying[C]. 2016 IEEE Global Communications Conference, Washington, DC, 2016: 1–6. doi: [10.1109/GLOCOM.2016.7842026](#).

黄容兰: 女, 1982年生, 硕士, 讲师, 研究方向为物理层技术与多用户检测、无线网络通信资源分配与调度。

刘云: 男, 1980年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线通信, 水声通信、扩频与码分多址理论。

李啟尚: 男, 1986年生, 助教, 研究方向为电子技术设计与应用。

唐文: 女, 1984年生, 讲师, 研究方向为电子技术设计与应用。