

# 基于干扰窃听的单双跳高频谱效率传输方案研究

冀保峰<sup>1,2,3</sup>, 邢冰冰<sup>1</sup>, 王一丹<sup>1</sup>, 王丹<sup>1</sup>, 李春国<sup>1</sup>, 郑国强<sup>1</sup>, 宋梁<sup>1,4</sup>

(1. 河南科技大学信息工程学院, 河南洛阳 471023; 2. 中科院大气物理研究所中层大气和全球环境探测重点实验室, 北京 100029; 3. 电子科技大学航空航天学院, 四川成都 611731; 4. 多伦多大学, 安大略多伦多 M5S 2E8)

**摘要:** 针对蜂窝网单跳直达和中继协同共存的物理场景, 提出了共享信道资源的多信息流同时服务的蜂窝网高频谱效率方案设计, 为了解决所提方案存在的流间干扰问题, 通过将窃听的干扰作为移动终端的有用信息进行处理, 设计了线性的最小均方误差 (MMSE) 和非线性最小均方误差连续干扰消除的自适应接收机. 同时, 基站端采用了高信噪比的渐近最优叠加编码方案以均衡两个信息流, 而中继站则通过半正定松弛方法和随机优化进行全局优化求解, 借助二分法的结构化解决方法, 获得有限功率约束下最大化两个信息流可达速率的最优中继波束成型矩阵. 最后, 通过仿真验证了所提优化方案的有效性及其理论推导的正确性.

**关键词:** 干扰窃听; 单跳直达; 中继协同

**中图分类号:** TN925

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2018)10-2333-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.004

## The Research on High Spectrum Efficiency Schemes of One and Dual-Hop Based on Interference Overhearing

Ji Bao-feng<sup>1,2,3</sup>, XING Bing-bing<sup>1</sup>, WANG Yi-dan<sup>1</sup>,

WANG Dan<sup>1</sup>, LI Chun-guo<sup>1</sup>, ZHENG Guo-qiang<sup>1</sup>, SONG Liang<sup>1,4</sup>

(1. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang, Henan 471023, China;

2. LAGEO, Institute of Atmospheric Physics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

3. College of Aeronautics and Astronautics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China;

4. University of Toronto, Ontario M5S 2E8, Canada)

**Abstract:** According to the practical co-existence scenario of one-hop LoS (Line-of-Sight) and relay cooperation transmission of cellular network, the high spectrum efficiency schemes of cellular network were designed with multiple stream service simultaneously for shared channel resources. In order to solve the inter-stream interference problem of the proposed schemes, the linear and non-linear minimum mean square error (MMSE) successive interference cancellation adaptive receiver was designed through addressing the received overhearing interference as the useful information. Moreover, the base station (BS) adopted the asymptotic optimal superposition coding scheme in high SNR to equalize the two information streams, whereas, the relay station (RS) obtained the global optimization solution through semi-definite relaxation method and random optimization and achieved the optimal relay beamforming matrix under the subject of two information streams sum-rate maximization with finite power constraint via dichotomy of structured solutions. Finally, simulations and analysis verified the effectiveness of the proposed schemes and the correctness of the theoretical derivations.

**Key words:** interference overhearing; LoS transmission; relay cooperation

## 1 引言

中继协同网络因其可扩展蜂窝网覆盖, 增加信道

容量并提升系统分集增益等优势而受到广泛研究<sup>[1-4]</sup>. 近十几年关于中继方案的研究已取得了重大进展, 其

收稿日期: 2017-06-20; 修回日期: 2018-06-05; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 国家十三五规划中央军委预研基金 (No. 6140311030207); 国家自然科学基金 (No. U1404615, No. 61671144, No. 61701172, No. U1504619); 教育部产学研合作项目 (No. 201602011005); 中科院大气物理研究所开放基金; 江苏省自然科学基金 (No. BK20140875); 河南省科技厅自然科学基金 (No. 162300410096); 河南省高校创新人才项目 (No. 17HASTIT025); 河南省国际联合项目 (No. 172102410072); 西藏民族大学西藏文化传承发展协同创新中心 2018 年招标第 21 号课题; 2018 年西藏自治区自然科学基金“中继增强型毫米波 MIMO 安全传输关键技术研究”

中包括放大转发(AF)、解码转发、压缩转发以及对这些方案的扩展和结合等<sup>[5-9]</sup>,而且中继协同传输已经被许多现代无线通信标准所采纳,例如全球微波互接入系统(WiMAX)、LTE-Advanced以及5G标准等<sup>[10]</sup>.

移动蜂窝网络中,由于严重的路径损耗或阴影衰落,使得移动终端(MT, Mobile Terminal)与基站(BS, Base Station)之间的通信会经历单跳直达或中继协同共存的物理场景.实际运行的移动蜂窝网络更多依赖于中继协同通信,例如第4代移动通信(4G)的LTE-Advanced采用类型I和II的中继协同架构<sup>[11]</sup>.即通过中继的协同传输实现蜂窝网的无缝覆盖以保证边缘用户的服务质量.

本文考虑移动蜂窝网物理场景如图1所示,即基站和移动台 $MT_1$ 之间通过中继协同进行传输(即论文后面的两跳MT),而基站和移动台 $MT_2$ 则是单跳直达通信(即论文后面的直达MT).该场景在实际中较为常见,当移动台处于小区边缘距离基站较远时则需通过中继协同实现传输,即两跳MT;当移动台距离基站较近则可实现直达传输,即直达MT.

当蜂窝网存在单跳直达和中继协同的物理场景时,则需要合适的调度方案以协调两个信息流的传输.传统的蜂窝通信系统通常分配给不同的MT以正交资源来对抗信息流之间的干扰,例如时分多址、频分多址或码分多址等<sup>[12]</sup>.然而,面对日益增长的用户规模和日趋紧张的频谱等资源,系统优化中可获得的正交轴数量急剧降低,使得单靠正交资源以降低干扰的方法显得力不从心.因此,本文提出了蜂窝网单跳直达和中继协同的高效频谱方案,为了有效克服信息流之间的干扰问题,本文设计了基于干扰窃听的线性和非线性MMSE的自适应接收机.

近年来,广泛的研究表明窃听信号的合理利用可以有效提升系统的传输性能.文献在ad hoc网络中利用窃听信息对网络进行了优化配置,从而显著降低了系统的信令代价<sup>[13]</sup>.干扰窃听也被用于窃听信标帧和站点精确位置之间的相关性建模研究<sup>[14]</sup>.Wang等借助主用户窃听反馈信号的自动重传请求(ARQ)实现认知无线网络中次用户的机会频谱接入<sup>[15]</sup>.Xie等分析了干扰窃听在无线ad hoc网络中联合网络编码的路由技术的重要性<sup>[16]</sup>.而且,窃听信号的特性也被用于无线ad hoc网络中进行分布式数据缓存算法的设计<sup>[17]</sup>.

本文的前期工作已对蜂窝网中两跳信息流共存的场景进行了基于干扰窃听的协议设计<sup>[18]</sup>,然而,文献[18]仅对小区边缘用户进行了方案设计和波束优化,其假定基站和移动台之间的通信只能靠中继协同方可完成,本文则考虑单跳直达和中继协同共存的物理场景,对共享同一信道资源的直达MT和两跳MT进行服

务,同时,不同于文献[18]的单天线协作中继,本文则考虑更通用的多天线中继协同波束成型方法.

本文的创新贡献主要包括以下部分:

(1)提出了基于干扰窃听的单跳直达和中继协同共存的蜂窝网传输方案,与传统蜂窝网相比可获得更高的频谱效率;

(2)提出了渐近叠加编码的双信息流干扰均衡方法,依据干扰窃听水平,设计了线性和非线性MMSE的自适应干扰消除接收机;

(3)设计了中继站功率约束下最大化最小信息流数据速率的最优波束矩阵.

## 2 系统模型和所提传输方案

如图1所示,本文研究的系统由一个基站、一个中继站(RS)和两个MT组成,其中中继站配置 $M \geq 1$ 根天线,而BS和MT均为单天线配置.需要说明的是,两跳MT由于严重的路径损耗和阴影衰落无法与BS进行直达通信,而只能通过RS实现AF的协同通信,该两跳MT记为 $MT_1$ ;直达MT由于其与BS的距离较近,故可实现直达通信.假定本文系统中的所有节点均工作于半双工模式,无法同时实现发送和接收,其中RS可获得完全信道状态信息(CSI)以实现最优波束成型.

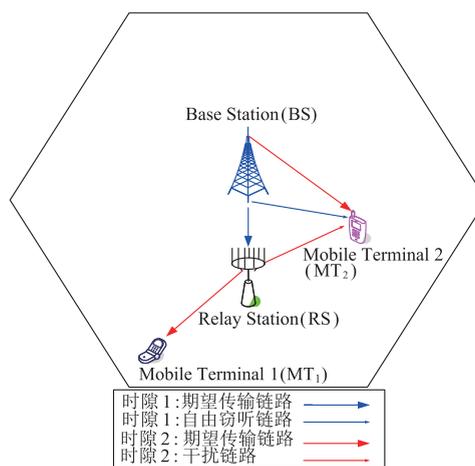


图1 系统模型

令 $x_1$ 和 $x_2$ 分别表示 $MT_1$ 和 $MT_2$ 向基站的发送信号,其中发送信号满足的功率约束为 $E\{|x_1|^2\} = E\{|x_2|^2\} = 1$ .在BS处进行叠加编码以均衡两个信息流,具体实现过程如下:第一时隙,BS向功率为 $p_1$ 的RS发送 $ax_1 + bx_2$ ,其中 $|a|^2 + |b|^2 = 1$ ,则RS在第一时隙内的接收信号可表示为:

$$y_r[1] = \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{br} (ax_1 + bx_2) + \mathbf{n}_r[1] \quad (1)$$

本文考虑较实际的衰落信道模型 $\mathbf{h}_{br} = (d_1/d_2)^{-(\alpha/2)} \mathbf{h}_{br}^o$ ,其中 $\mathbf{h}_{br}^o \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 是小尺度衰落系数,同时也考虑了大尺度的路损,其衰减系数服从于循环对称的复高斯分布,

即  $CN(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ ; 路径损耗建模为  $(d_1/d_0)^{-(\alpha/2)}$ , 其中  $d_0$  是参考距离,  $d_1$  是 BS 与 RS 之间的通信距离,  $\alpha$  是路径损耗指数, 取值范围为 2~6. 此外,  $\mathbf{n}_r[1]$  是第一个时隙内服从于  $CN(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$  分布的加性高斯白噪声 (AWGN). 直达用户  $MT_2$  在第一个时隙内的窃听信号为:

$$y_2[1] = \sqrt{p_1} h_{b2} (ax_1 + bx_2) + n_2[1] \quad (2)$$

其中  $n_2[1]$  是  $MT_2$  服从  $CN(0, 1)$  的 AWGN,  $h_{b2} = (d_2/d_0)^{-(\alpha/2)} h_{b2}^o$  是第一个时隙内从 BS 到  $MT_2$  的信道, 且  $h_{b2}^o \sim CN(0, 1)$ ,  $d_2$  则是从 BS 到  $MT_2$  的直达传输距离.

第二个时隙内, BS 向  $MT_2$  发送信号  $cx_1 + dx_2$ , 其中  $|c|^2 + |d|^2 = 1$ , RS 将其接收到的信号进行预编码并放大转发给  $MT_1$ , 与传统正交传输相比该方法可以更好地保证高频谱效率. 则  $MT_1$  和  $MT_2$  处接收到的信号可表示为:

$$y_1[2] = \mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{x}_r + n_1[2] \quad (3)$$

$$y_2[2] = \sqrt{p_2} g_{b2} (cx_1 + dx_2) + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{x}_r + n_2[2] \quad (4)$$

其中  $p_2$  是第二个时隙内 BS 的发送功率,  $g_{b2} = (d_2/d_0)^{-(\alpha/2)} g_{b2}^o$  是第二个时隙内从 BS 到  $MT_2$  的信道系数, 且  $\mathbf{h}_{r1} = (d_3/d_0)^{-(\alpha/2)} \mathbf{h}_{r1}^o$  和  $\mathbf{h}_{r2} = (d_4/d_0)^{-(\alpha/2)} \mathbf{h}_{r2}^o$  是从多天线 RS 分别到  $MT_1$  和  $MT_2$  的信道系数, 小尺度衰落系数建模为  $g_{b2}^o \sim CN(0, 1)$  和  $\mathbf{h}_{r1}^o \sim CN(0, 1)$ .  $MT_1$  和  $MT_2$  处的  $n_1[2]$  和  $n_2[2]$  均服从于  $CN(0, 1)$ ,  $d_3$  和  $d_4$  分别是 RS 到  $MT_k$  ( $k = 1, 2$ ) 的距离. 经由 RS 放大后的发送信号为  $\mathbf{x}_r$ , 如下:

$$\mathbf{x}_r = \mathbf{W}_r \mathbf{y}_r[1] = \sqrt{p_1} \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} (ax_1 + bx_2) + \mathbf{W}_r \mathbf{n}_r[1] \quad (5)$$

其中  $\mathbf{W}_r \in \mathbb{C}^{M \times M}$  是 RS 采用的波束成型/预编码矩阵. 因此, 两时隙内  $MT_2$  处接收到的两个信号可表示为:

$$\mathbf{y}_2 \triangleq \begin{bmatrix} y_2[1] \\ y_2[2] \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_2[1] \\ \tilde{n}_2[2] \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中

$$\Phi \triangleq \begin{bmatrix} \sqrt{p_1} h_{b2} a \\ \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} a + \sqrt{p_2} g_{b2} c \\ \sqrt{p_1} h_{b2} b \\ \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} b + \sqrt{p_2} g_{b2} d \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中  $\tilde{n}_2[2] \triangleq n_2[2] + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{n}_r[1]$ ,  $x_2$  是  $MT_2$  的期望信

号, 而  $x_1$  是在两个时隙内由  $MT_2$  窃听到的干扰. 本文下一节将根据窃听干扰的级别设计可检测期望信号的自适应接收机.

本文考虑的是更为普适的非对称系统. 如两个时隙内的发送功率分别为  $p_1$  和  $p_2$ , 其中包含了对称功率设置  $p_1 = p_2$  的情况; 第一个时隙内叠加编码相关系数  $a$  和  $b$  与第二个时隙内叠加编码相关系数  $c$  和  $d$  涵盖了对称和非对称的参数情况; 此外, 两个时隙内从 BS 到  $MT_2$  的信道, 即  $h_{b2}$  和  $g_{b2}$  亦有不同 (如快衰落) 和相同之分 (如慢衰落). 需要说明的是本文下一节的波束成型设计则是更为普适的非对称系统参数设置.

### 3 BS 叠加编码和 RS 预编码设计

本节依据干扰窃听的级别, 设计了直达 MT 的线性和非线性 MMSE 自适应接收机. 同时, 本节针对基站的干扰预处理问题设计了 BS 的叠加编码方法, 并获得了两跳 MT 的信噪比 (SNR)、线性 MMSE 的信干噪比 (SINR) 以及直达 MT 连续干扰消除 (SIC) 后的 SNR 表达式. 最后, 本节对多天线 RS 的预编码矩阵  $\mathbf{W}_r$  进行了优化设计, 即最大化最小的两跳 MT 数据速率, 该优化问题是非凸优化, 本节通过半正定松弛方法 (SDR) 进行优化求解. 由于标准的 SDR 方法可通过松弛约束 1 约束后利用凸优化进行求解, 然后利用随机优化获得全局最优解<sup>[15]</sup>.

#### 3.1 自适应 MMSE/MMSE-SIC 接收机结构和 SNR/SINR 表达式

由于直达 MT 两个时隙内接收到两个信号量, 从而导致直达 MT 有两个自由度 (DoF, Degree of Freedom), 直达 MT 可译码出期望信号和干扰信号. 因此, 根据干扰级别, 直达 MT 可采用自适应译码方法. 即如果干扰信号较强, 则需先对干扰信号进行译码, 然后采用 SIC 方法以消除干扰; 如果干扰相对较弱, 则可将其视为噪声, 然后采用无 SIC 方法对期望信号直接译码. 基于该思想, 本节给出直达 MT 的接收机结构.

对于较弱干扰的场景,  $MT_2$  采用 MMSE 接收机, 将干扰  $x_1$  视为噪声处理, 期望信号  $x_2$  则被直接译码. 参考文献 [21] 和 [22] 中的噪声白化方法, 可得  $MT_2$  的期望信号  $x_2$  的 SINR 表达式如 (8) 所示.

$$\text{SINR}_{x_2|MT_2} = \frac{(1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*) p_1 |h_{b2} b|^2 + |\sqrt{p_2} g_{b2} d + \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} b|^2 + p_1 p_2 |h_{b2} g_{b2}|^2 (ad - bc)^2}{(1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*) (1 + p_1 |h_{b2} a|^2) + |\sqrt{p_2} g_{b2} c + \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} a|^2} \quad (8)$$

对于较强干扰的场景,  $MT_2$  则采用 MMSE-SIC 接收机, 先对干扰信号  $x_1$  进行译码, 可得  $MT_2$  的干扰信号  $x_1$

$$\text{SINR}_{x_1|MT_2} = \frac{(1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*) p_1 |h_{b2} a|^2 + |\sqrt{p_2} g_{b2} c + \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} a|^2 + p_1 p_2 |h_{b2} g_{b2}|^2 (ad - bc)^2}{(1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*) (1 + |\sqrt{p_1} h_{b2} b|^2) + |\sqrt{p_2} g_{b2} d + \sqrt{p_1} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} b|^2} \quad (9)$$

的 SINR 表达式如 (9) 所示.

只要译码出干扰信号,则可从 $MT_2$  的接收信号中减去干扰,然后实现对期望信号 $x_2$  的无干扰译码,可得到期望信号 $x_2$  的 SNR(不是 SINR)如式(10)所示.

$$SNR_{x_2|MT_2} = \frac{|\sqrt{p_2}g_{b2}d + \sqrt{p_1}\mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br} b|^2}{1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*} + p_1 |h_{b2}b|^2 \quad (10)$$

综上所述,直达 MT 的自适应 MMSE/MMSE-SIC 接收机可概括如下:

如果 $SINR_{x_1|MT_2} \leq SINR_{x_2|MT_2}$  (弱干扰),则采用线性 MMSE 接收机直接译码 $x_2$ ;

如果 $SINR_{x_1|MT_2} > SINR_{x_2|MT_2}$  (强干扰),则先采用线性 MMSE 译码干扰信号 $x_1$ ,再使用 SIC 进行消除干扰,最后获得 $x_2$ .

由于两跳 MT 的等效信道模型如式(3)和(6)所示,且与单入单出系统类似,所以本节对两跳 MT 采用简单接收机,即对期望信号直接译码.因此,两跳 $MT_1$  处的期望信号 $x_1$  的 SINR 如式(11)所示:

$$SNR_{x_1|MT_1} = \frac{p_1 |a\mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2}{1 + \mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r1}^* + p_1 |b\mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2} \quad (11)$$

### 3.2 基站渐近最优叠加编码

针对蜂窝网单跳直达和中继协同共存的物理场景,本文旨在最大化终端用户 MT 的通信性能,通过基站的最优叠加编码使得两个 MT 的最小 SNR/SINR 最大化如式(12)所示:

$$(a^*, b^*, c^*, d^*) = \arg \max_{\substack{a, b, c, d \\ |a|^2 + |b|^2 = 1, |c|^2 + |d|^2 = 1}} \min \{ SINR_{x_1|MT_1}, \\ SINR_{x_2|MT_2} \mathbf{1}(SINR_{x_1|MT_2} \leq SINR_{x_2|MT_2}) \\ + SNR_{x_2|MT_2} \mathbf{1}(SINR_{x_1|MT_2} > SINR_{x_2|MT_2}) \} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{1}(A \leq B)$  是索引函数,当满足条件 $A \leq B$  时返回 1,否则返回 0,且 $\mathbf{1}(A > B) = 1 - \mathbf{1}(A \leq B)$ .

通常情况下,对于有限功率的 $(p_1, p_2)$  ( $0 < p_1, p_2 < \infty$ ),上述问题的优化求解是十分困难的.为解决该问题,本文研究和推导了高信噪比物理场景的渐近最优解.

**定理 1** 考虑高发送功率状态 $(p_1, p_2)$  中 $p_1 \rightarrow \infty$  且 $p_2/p_1$  的值固定,当 $a^* = 1, b^* = 0, c^* = 0$  和 $d^* = 1$ ,则可获得在 BS 处的最大化直达 MT 和两跳 MT 的最小 SINR/SNR 的叠加编码.

从定理 1 可发现,高发送功率系统中的渐近最优叠加编码可使码字正交化,对 BS 处存在的自干扰进行了预消除,表明具有非正交码字的通用叠加编码方案,在本文的高发送功率系统中的直达 MT 和小区边缘的两跳 MT 通信共存的物理场景下无性能增益,其中设计目标是最大化两个 MT 的性能.

使用定理 1 中的渐近最优叠加编码,则式(8) ~

(11)中得出的 SINR/SNR 表达式可表示为式(13a) ~ (13d),如下所示:

$$SINR_{x_1|MT_2} = \frac{p_1 |h_{b2}|^2 (p_2 |g_{b2}|^2 + 1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*) + p_1 |\mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2}{p_2 |g_{b2}|^2 + 1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*} \quad (13a)$$

$$SINR_{x_2|MT_2} = \frac{p_2 |g_{b2}|^2 (1 + p_1 |h_{b2}|^2)}{(1 + p_1 |h_{b2}|^2) (1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*) + p_1 |\mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2} \quad (13b)$$

其中 $SINR_{x_1|MT_1}$  更新为 $SNR_{x_1|MT_1}$ ,这是由于在 $a = 1$  和 $b = 0$  的最优叠加编码下两跳 MT 处无接收到的干扰所致,而 $SINR_{x_1|MT_1}$  和 $SNR_{x_1|MT_1}$  分别为:

$$SNR_{x_2|MT_2} = \frac{p_2 |g_{b2}|^2}{1 + \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*} \quad (13c)$$

$$SNR/SINR_{x_1|MT_1} = \frac{p_1 |\mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2}{1 + \mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r1}^*} \quad (13d)$$

### 3.3 最优中继波束成型

基于式(13a) ~ (13d) 的 SINR/SNR 表达式,RS 波束成型则转化为使两个 MT 的最小数据速率最大化的优化问题.

对于 $MT_2$  处采用 MMSE-SIC 接收机的强干扰场景的优化问题可表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{W}_r} \min \{ \log_2(1 + SNR_{x_2|MT_2}), \\ & \log_2(1 + SNR_{x_1|MT_1}) \} \\ & \text{s. t. } \mathbf{T}_r \{ \mathbf{W}_r^T \mathbf{W}_r \} \leq p_r, SINR_{x_1|MT_2} > SINR_{x_2|MT_2} \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $SNR_{x_2|MT_2}$  和 $SNR_{x_1|MT_1}$  如式(13c)和(13d).同样,对于 $MT_2$  采用线性 MMSE 接收机的弱干扰场景的优化问题可表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{W}_r} \min \{ \log_2(1 + SINR_{x_2|MT_2}), \\ & \log_2(1 + SNR_{x_1|MT_1}) \} \\ & \text{s. t. } \mathbf{T}_r \{ \mathbf{W}_r^T \mathbf{W}_r \} \leq p_r, SINR_{x_1|MT_2} \leq SINR_{x_2|MT_2} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $SNR_{x_2|MT_2}$  和 $SNR_{x_1|MT_1}$  如(13c)和(13d).

然而,对于未知预编码矩阵 $\mathbf{W}_r$  的优化问题(14)和(15)均为非凸优化,为了获得全局最优解,若采用复数域对 $M \times M$  矩阵进行穷举搜索其实现十分困难.本文采用基于二分法的结构化解决方案及类似文献[19]的可行性问题解决方法,具体方法如下.

式(14)的可行性问题可表示为:

$$\begin{aligned} & \mathbf{W}_r \\ & \text{s. t. } \log_2(1 + SNR_{x_1|MT_2}) \geq \bar{c}, \text{Tr} \{ \mathbf{W}_r^T \mathbf{W}_r \} \leq p_r \\ & \log_2(1 + SNR_{x_1|MT_1}) \geq \bar{c}, SINR_{x_1|MT_2} > SINR_{x_2|MT_2} \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\bar{c}$  (bits/s/Hz) 表示代价函数的可行区域边界,同样,式(15)的可行性问题表示如下:

$$\begin{aligned} & \mathbf{W}_r \\ \text{s. t. } & \log_2(1 + \text{SINR}_{x_1|\text{MT}_1}) \geq \bar{c}, \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} & \log_2(1 + \text{SNR}_{x_1|\text{MT}_1}) \geq \bar{c} \\ & \text{Tr}\{\mathbf{W}_r^T \mathbf{W}_r\} \leq p_r, \text{SINR}_{x_1|\text{MT}_2} \leq \text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2} \end{aligned}$$

假设式(16)和(17)中两个可行性问题的解分别为  $\mathbf{W}_r^{(1)}$  和  $\mathbf{W}_r^{(2)}$ , 且式(14)和(15)中相应目标函数分别为  $f^{(1)}$  和  $f^{(2)}$ , 所以最优 RS 波束成型矩阵为  $\mathbf{W}_r^{(j)}$ , 其中  $j = \arg \max_{j=1,2} f^{(j)}$ , 并且通过最优 RS 波束成型可由  $\max\{f^{(1)}, f^{(2)}\}$  获最大数据速率. 因此, 我们将式(16)和(17)中的可行性问题转化为标准 SDR 形式以便于求解该问题.

1) SDR 的等价 SINR/SNR 标准形式: 对于式(13d)中的  $\text{SNR}_{x_1|\text{MT}_1}$  中分母的  $\mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r1}^*$  可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r1}^* &= \text{Tr}\{\mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r1}^* \mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r\} \\ &= \mathbf{w}_r^H [\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{h}_{r1}^* \mathbf{h}_{r1}^T)] \mathbf{w}_r \\ &\triangleq \mathbf{w}_r^H \mathbf{Q}_1 \mathbf{w}_r \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $\otimes$  表示 Kronecker 乘积,  $\mathbf{w}_r$  是对矩阵  $\mathbf{W}_r$  的列叠加以获得的向量. 式(13d)分子的第二部分可以表示为:

$$\begin{aligned} |\mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2 &= \mathbf{w}_r^H (\mathbf{h}_{br}^T \otimes \mathbf{h}_{r1}^T)^H (\mathbf{h}_{br}^T \otimes \mathbf{h}_{r1}^T) \mathbf{w}_r \\ &= \mathbf{w}_r^H [(\mathbf{h}_{br}^* \mathbf{h}_{br}^T) \otimes (\mathbf{h}_{r1}^* \mathbf{h}_{r1}^T)] \mathbf{w}_r \triangleq \mathbf{w}_r^H \mathbf{Q}_2 \mathbf{w}_r \end{aligned} \quad (19)$$

第一个等号是由于标量  $\mathbf{h}_{r1}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}$  相对于向量化操作  $\text{vec}\{\cdot\}$  是不变的所致, 而第二个等号可转化为  $\text{vec}\{\mathbf{ABC}\} = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}\{\mathbf{B}\}$ , 且  $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = (\mathbf{AC}) \otimes (\mathbf{BD})$  和  $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^H = \mathbf{A}^H \otimes \mathbf{B}^H$  使得第三个等式成立. 将式(18)和式(19)代入式(13d)中可得与  $\text{MT}_1$  等效的 SNR 为:

$$\text{SNR}_{x_1|\text{MT}_1} = \frac{\mathbf{w}_r^H p_1 \mathbf{Q}_2 \mathbf{w}_r}{1 + \mathbf{w}_r^H \mathbf{Q}_1 \mathbf{w}_r} \quad (20)$$

对于  $\text{MT}_2$  处的非线性 MMSE-SIC 接收机, 式(13c)中的 SNR 可表示为:

$$\text{SNR}_{x_2|\text{MT}_2} = \frac{p_2 |g_{b2}|^2}{1 + \mathbf{w}_r^H [\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{h}_{r2}^* \mathbf{h}_{r2}^T)] \mathbf{w}_r} \quad (21)$$

对于  $\text{MT}_2$  处的线性 MMSE, 式(13b)中的  $\text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2}$  分母中的  $\mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^*$  可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H \mathbf{h}_{r2}^* &= \mathbf{w}_r^H [\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{h}_{r2}^* \mathbf{h}_{r2}^T)] \mathbf{w}_r \\ &\triangleq \mathbf{w}_r^H \mathbf{Q}_3 \mathbf{w}_r \end{aligned} \quad (22)$$

式(13b)分母中  $|\mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2$  等价于:

$$\begin{aligned} |\mathbf{h}_{r2}^T \mathbf{W}_r \mathbf{h}_{br}|^2 &= \mathbf{w}_r^H [(\mathbf{h}_{br}^* \mathbf{h}_{br}^T) \otimes (\mathbf{h}_{r2}^* \mathbf{h}_{r2}^T)] \mathbf{w}_r \\ &\triangleq \mathbf{w}_r^H \mathbf{Q}_4 \mathbf{w}_r \end{aligned} \quad (23)$$

将式(22)和(23)代入(13b)中可得  $\text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2}$  为:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2} &= \\ & \frac{p_2 |g_{b2}|^2 (1 + p_1 |h_{b2}|^2)}{p_1 |h_{b2}|^2 + 1 + \mathbf{w}_r^H [(p_1 |h_{b2}|^2 + 1) \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4] \mathbf{w}_r} \end{aligned} \quad (24)$$

同样, 式(13a)中  $\text{MT}_2$  处的  $\text{SINR}_{x_1|\text{MT}_2}$  可表示为:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{x_1|\text{MT}_2} &= \\ & \frac{p_1 |h_{b2}|^2 (p_2 |g_{b2}|^2 + 1) + \mathbf{w}_r^H (p_1 |h_{b2}|^2 \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4) \mathbf{w}_r}{p_2 |g_{b2}|^2 + 1 + \mathbf{w}_r^H \mathbf{Q}_3 \mathbf{w}_r} \end{aligned} \quad (25)$$

下面将获得的等效 SNR/SINR 表达式(20), (21), (24)和(25)代入式(16)和(17)中. 然而, 由于式(16)中的约束  $\text{SINR}_{x_1|\text{MT}_1} > \text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2}$  和(17)中的约束  $\text{SINR}_{x_1|\text{MT}_2} \leq \text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2}$  导致  $\mathbf{w}_r$  成为四阶约束, 使得等价可行性问题无法写成标准 SDR 形式. 因此, 下面将四阶约束转换为二阶使得等价问题可表示成标准 SDR 形式.

1)  $\mathbf{w}_r$  的等价二阶约束: 为使 SDR 方法易于应用, 故采用下面定理将四阶约束转换为二阶约束:

**定理 2**  $\text{MT}_2$  的 MMSE-SIC 约束, 即  $\text{SINR}_{x_1|\text{MT}_2} \geq \text{SINR}_{x_2|\text{MT}_2}$ , 可等价于:

$$p_2 |g_{b2}|^2 + 1 \leq \mathbf{w}_r^H (p_1 |h_{b2}|^2 \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4) \mathbf{w}_r \quad (26)$$

同样,  $\text{MT}_2$  处的线性 MMSE 约束条件即  $\text{SINR}_{x_1|\text{MT}_2} < \text{SINR}_{x_1|\text{MT}_1}$ , 等价于  $p_2 |g_{b2}|^2 + 1 > \mathbf{w}_r^H (p_1 |h_{b2}|^2 \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4) \mathbf{w}_r$ .

2) SDR 的标准形式: 将式(20), (21)和(26)代入式(16)中,  $\text{MT}_2$  处的非线性 MMSE-SIC 接收机的可行性问题以 SDR 的标准形式可表示为:

求  $\mathbf{X}$

$$\text{s. t. } \text{Tr}\{\mathbf{X}[\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{h}_{r2}^* \mathbf{h}_{r2}^T)]\} \leq \frac{p_2 |g_{b2}|^2}{2^{\bar{c}} - 1} - 1, \text{Tr}\{\mathbf{X}\} \leq p_r$$

$$\text{Tr}\{\mathbf{X}[p_1 \mathbf{Q}_2 - (2^{\bar{c}} - 1) \mathbf{Q}_1]\} \geq 2^{\bar{c}} - 1;$$

$$\text{Tr}\{\mathbf{X}(p_1 |h_{b2}|^2 \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4)\} \geq p_2 |g_{b2}|^2 + 1 \quad (27)$$

其中  $\mathbf{X} \triangleq \mathbf{w}_r \mathbf{w}_r^H$ . 同样, 式(17)中的标准 SDR 形式表示如下:

求  $\mathbf{X}$

$$\text{s. t. } \text{Tr}\{\mathbf{X}[(p_1 |h_{b2}|^2 + 1) \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4]\} \leq \varphi$$

$$\text{Tr}\{\mathbf{X}[p_1 \mathbf{Q}_2 - (2^{\bar{c}} - 1) \mathbf{Q}_1]\} \geq 2^{\bar{c}} - 1, \text{Tr}\{\mathbf{X}\} \leq p_r;$$

$$\text{Tr}\{\mathbf{X}(p_1 |h_{b2}|^2 \mathbf{Q}_3 + p_1 \mathbf{Q}_4)\} < p_2 |g_{b2}|^2 + 1 \quad (28)$$

其中  $\varphi \triangleq (p_2 |g_{b2}|^2 (1 + p_1 |h_{b2}|^2) / (2^{\bar{c}} - 1) - p_1 |h_{b2}|^2) - 1$ .

SDR 的通常思路是降低秩 1 约束从而形成凸优化问题, 再通过凸优化方法直接求解. 如果所求解不满足秩 1 约束, 则进一步应用随机化方法<sup>[15]</sup>使求解的秩为 1, SDR 问题是通过内点算法求解的, 对于给定的精度  $\varepsilon > 0$ , 天线数量  $M$  的求解流程<sup>[20]</sup>, 其计算复杂度为  $O(M^7 \log(1/\varepsilon))$ .

注 1: 中继预编码的设计需与中继 ( $\mathbf{h}_{br}, \mathbf{h}_{r1}$ ) 相关联的本地信道状态信息 (CSI) 和直达 MT 相关的其他标量

信道系数( $h_{b2}, g_{b2}$ ), 可使用诸如文献[14]等的标准信道估计算法和 CSI 反馈方法来获得该 CSI.

#### 4 仿真和分析

本节对多天线 RS 的预编码优化设计及 BS 处的最优叠加编码方案进行仿真和分析, 观测其与系统和速率的内在关系, 其中 BS 最优叠加编码的参数设置为  $a=1, b=0, c=0$  和  $d=1$ , 且将中继协同的非正交叠加编码方案仿真参数设置为  $a^2=b^2=c^2=d^2=0.5$  的性能作为基准, 通过 104 次的蒙特卡罗仿真试验, 对比和证明所提的方案的最佳预编码矩阵  $\mathbf{W}_r$  获得了最优和速率性能, 而且未采用 SIC 的线性 MMSE 最优预编码矩阵  $\mathbf{W}_r$  可达到接近和速率的性能. 值得注意的是, 与所提方案相比, 最大比发送和接收的 MRC-MRT 预编码方案[19]和 RS 的 AF 方案相比有明显性能损失, 其中所对比的文献[19]的 MRC-MRT 是中继站对两用户接收和重传信道  $\mathbf{W}_r = \xi[\mathbf{h}_{r1}^*, \mathbf{h}_{r2}^*] \mathbf{h}_{br}^H$  的最大比合并. 直接放大转发的中继则表明  $\mathbf{W}_r = \eta \mathbf{I}$ , 其中需要选择  $\eta$  以满足中继的功率约束, 而直达 MT 处的损耗则源于两跳 MT 的的强干扰. 然而, 所有曲线仍然具有相对于叠加编码其他参数值更高的性能, 这是由于与  $a=1, b=0, c=0$  和  $d=1$  时的最优值相比, 采用叠加编码的直达 MT 处期望信号的 SINR 变的很小.

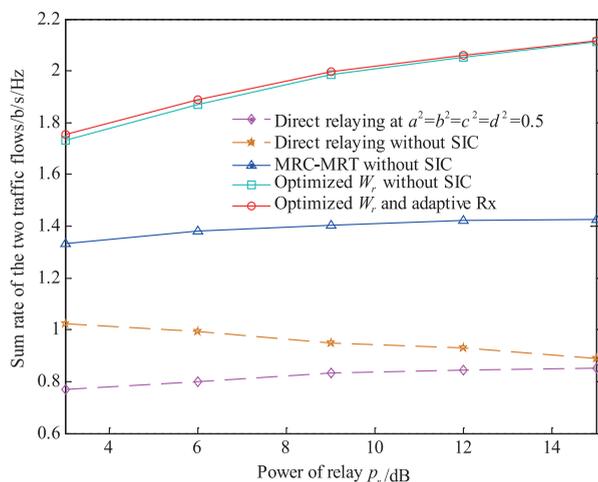


图2 传输距离设置为  $d_1=d_2=d_3=d_4=1\text{km}$  且  $p_1=p_2=10\text{dB}$  时和速率比较. 其次, 本文考虑了参数设置  $d_1=1.5\text{km}, d_2=1\text{km}, d_3=2\text{km}, d_4=1\text{km}$  的非对称设置, 即不同信道的路径损耗可能不同. 图3 描绘了与图2 类似的曲线, 其中发送

功率参数设置为  $p_1=p_2=20\text{dB}$ , 从仿真结果可知所提方案与其他方案相比具有更高的性能增益, 其中对比的方案包括非正交叠加编码、MRC-MRT 和直接中继转发等方案, 仿真证明本文所提方案相比于其他方案具有更高优越性.

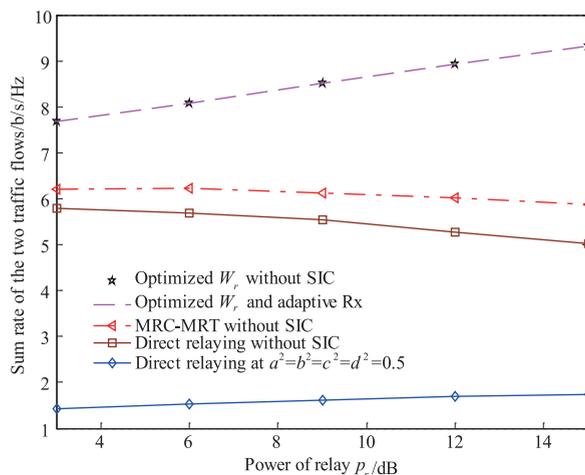


图3 不同方案的和速率对比(参数设置  $d_1=1.5\text{km}, d_2=1\text{km}, d_3=2\text{km}, d_4=1\text{km}, p_1=p_2=20\text{dB}$ )

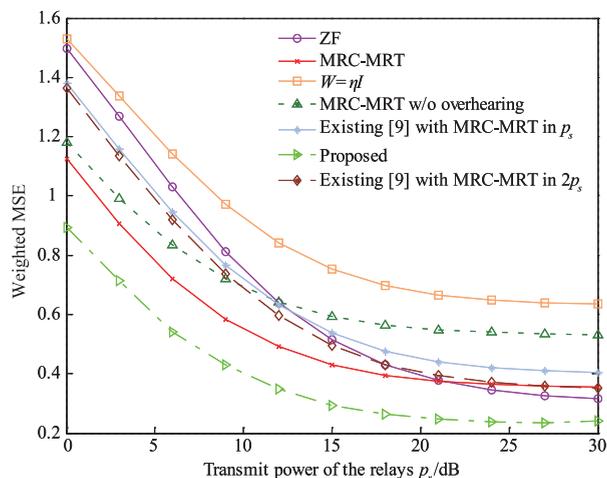


图4 不同方案的加权MSE对比(参数设置  $d_1=1.5\text{km}, d_2=1\text{km}, d_3=2\text{km}, d_4=1\text{km}, p_1=10\text{dB}, p_2=20\text{dB}$ )

同时, 本文考虑了参数设置  $d_1=1.5\text{km}, d_2=1\text{km}, d_3=2\text{km}, d_4=1\text{km}$  的非对称情况下, 且发送功率参数设置为  $p_1=10\text{dB}, p_2=20\text{dB}$  时, 不同方案的加权 MSE 性能对比, 从图4 中可以看到, 所提方案与其他方案相比具有更高的误符号率性能, 其中对比的方案包括迫零方案、MRC-MRT、文献[9]的方案和直接中继转发等方案. 而图5 则给出了与图4 相同的方案, 但对比了这些方案的和速率性能.

最后, 本文对比了所提方案在不同的中继天线数、中继数和发送功率等参数配置下的和速率性能, 其他参数配置为  $d_1=1.5\text{km}, d_2=1\text{km}, d_3=2\text{km}, d_4=1\text{km}$  从图6 可以看到, 随着中继天线数、中继数的增加, 系统

的和速率性能也随之提升,这是由于中继天线数和中继数增加带来的分集增益所导致的,而且从图 6 中可看到,天线数和中继数增加所带来的性能增益的曲线的曲率几乎不变,其中的差距即分集增益;同时,从仿真结果可看到,随着发送功率的增加,系统和速率的性能也有较大提升,这是由于发送功率的增加有效提升了接收信噪比,从图 6 还可知通过增加发送功率带来性能提升的曲线和通过增加天线数或中继数的曲线的曲率是不同的。

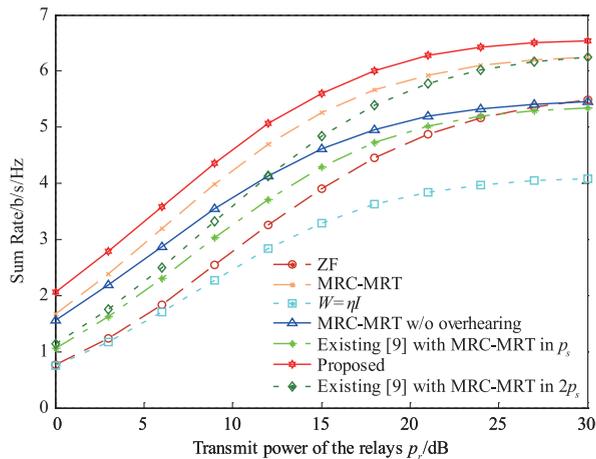


图5 不同方案的和速率对比(参数设置 $d_1=1.5\text{km}$ ,  $d_2=1\text{km}$ ,  $d_3=2\text{km}$ ,  $d_4=1\text{km}$ ,  $p_1=p_2=20\text{dB}$ )

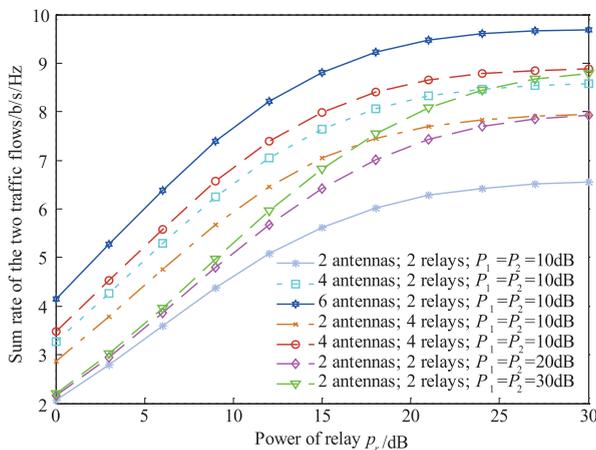


图6 不同方案的和速率对比(参数设置 $d_1=1.5\text{km}$ ,  $d_2=1\text{km}$ ,  $d_3=2\text{km}$ ,  $d_4=1\text{km}$ )

## 5 结论

本文提出了单跳直达和中继协同共存物理场景下的高效传输方案,该方案有效解决了直达 MT 和两跳 MT 之间信息流传输的干扰问题. 获得了高发送功率下 BS 处叠加编码方法的渐近最优充分条件,利用两个 MT 的 DoF 条件设计了自适应的线性和非线性 MMSE 接收机. 其中 BS 处采用最优叠加编码方案,MT 处采用自适

应 MMSE 接收机方案,并且设计了多天线 RS 的最优波束成型矩阵,以最大化两路信息流的和速率. 本文的波束成型矩阵设计和优化的主要难点包括,对未知波束成型向量的四阶约束如何将其转换为低阶约束的等价形式,从而可通过 SDR 方法来完成优化. 因此,单跳直达和两跳传输共存的通信系统,可通过所提出的 BS 处叠加编码方案,RS 处的最优预编码方案以及 MT 处采用的自适应 MMSE 接收机来联合实现.

## 参考文献

- [1] X H Ge, S Tu, G Mao, et al. 5G ultra-dense cellular networks[J]. IEEE Wireless Commun, 2016, 23(1): 72 - 79.
- [2] Q Li, M Yu, A Pandharipande, et al. Outage analysis of cooperative two path relay channels[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2016, 15(5): 3573 - 3578.
- [3] B F Ji, J Zhu, K Song, et al. Performance analysis of femtocells network with co-channel interference[J]. Signal Processing, 2014, 100: 32 - 41.
- [4] C D T Thai, P Popovski, M Kaneko, et al. Multi-flow scheduling for coordinated direct and relayed users in cellular systems[J]. IEEE Trans Commun, 2013, 61(2): 669 - 678.
- [5] G Kramer, M Gastpar, P Gupta. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2005, 51(9): 3037 - 3063.
- [6] X Wu, L-L Xie. On the optimal compressions in the compress-and-forward relay schemes[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2013, 59(5): 2613 - 2628.
- [7] B Bai, W Chen, K B Letaief, et al. Joint relay selection and subchannel allocation for amplify-and-forward OFDMA cooperative networks[A]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications [C]. Ottawa, Canada: IEEE, 2012. 4192 - 4196.
- [8] B Bai, W Chen, K B Letaief, et al. A unified matching framework for multi-flow decode-and-forward cooperative networks[J]. IEEE J Sel Areas Commun, 2012, 30(2): 397 - 406.
- [9] X Wu, L-L Xie. A unified relay framework with both D-F and C-F relay nodes[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2014, 60(1): 586 - 604.
- [10] Y Zou, X Wang, W Shen, et al. Security versus reliability analysis of opportunistic relaying[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2014, 63(6): 2653 - 2661.
- [11] Y Yuan. LTE-Advanced Relay Technology and Standardization Signals and Communication[M]. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2012.
- [12] A Goldsmith. Wireless Communications[M]. Cambridge, UK: Cambridge Univ Press, 2005.

- [13] M Gramaglia, I Soto, C J Bernardos, et al. Overhearing-assisted optimization of address auto-configuration in position-aware VANETs [J]. *IEEE Trans Veh Technol*, 2011, 60(7):3332–3349.
- [14] N Ghaboosi, A Jamalipour. Locating estimation using geometry of overhearing under shadow fading conditions [J]. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2012, 11(11):4140–4149.
- [15] K Wang, Q Liu, F C M Lau. Multichannel opportunistic access by overhearing primary ARQ messages [J]. *IEEE Trans Veh Technol*, 2013, 62(7):3486–3492.
- [16] L F Xie, P H J Chong, S C Liew, et al. CEO: Consistency of encoding and overhearing in network coding-aware routing [J]. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2013, 2(2):187–190.
- [17] W Wu, J Cao, X Fan. Design and performance evaluation of overhearing-aided data caching in wireless ad hoc networks [J]. *IEEE Trans Parallel Distrib Syst*, 2013, 24(3):450–463.
- [18] F Sun, T M Kim, A J Paulraj, et al. Celledge multi-user relaying with overhearing [J]. *IEEE Commun Lett*, 2013, 17(6):1160–1163.
- [19] R Zhang, Y-C Liang, C C Chai, et al. Optimal beamforming for two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding [J]. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2009, 27(5):699–712.
- [20] Z-Q Luo, W-K Ma, A-C So, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems [J]. *IEEE Signal Process Mag*, 2010, 27(3):20–34.
- [21] C D T Thai, P Popovski, M Kaneko, et al. Coordinated transmissions to direct and relayed users in wireless cellular systems [A]. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications [C]*. Kyoto, Japan; IEEE, 2011. 1–5.
- [22] D Tse, R Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communications [M]*. Cambridge, UK: Cambridge Univ Press, 2005.

#### 作者简介



冀保峰 男, 1985 年生, 河南洛阳人. 博士, 硕士生导师. 主要研究方向为干扰管理、中继协同、毫米波 MIMO 等.  
E-mail: fengbaoji@126.com



邢冰冰 女, 1993 年生, 河南郑州人. 硕士生. 主要研究方向为移动协同传输等.  
E-mail: 240325196@qq.com