

基于分布式天线的全双工中继系统最大化和速率波束成形设计

徐霄飞^{①②} 陈翔^{*③} 赵明^② 周世东^① 王京^②

^①(清华大学电子工程系 北京 100084)

^②(清华大学信息科学与技术国家实验室 北京 100084)

^③(中山大学信息科学与技术学院 广州 510275)

摘要: 基于分布式天线的全双工中继系统结合了全双工中继两跳同时同频传输的能力和分布式天线高效覆盖的特性,为提升小区边缘和严重阴影衰落区域的频谱效率提供了一种有效途径。在自干扰抵消非理想的多用户场景下,利用分布式多天线波束成形可实现对系统中自干扰和多用户干扰的联合抑制。为此,该文首先建立了在各分布式天线节点独立发射功率约束下最大化多用户端到端和速率的最优化系统模型,进而提出一种双层迭代算法,解决原问题的非凸性求解难题。仿真结果验证了算法的有效性,表明在多用户分布式天线全双工中继系统中,所提波束成形设计能够有效抑制自干扰和多用户干扰,显著提高系统频谱效率。

关键词: 全双工中继; 分布式天线; 波束成形; 干扰抑制; 和速率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)11-2657-07

DOI: 10.11999/JEIT150450

Sum-rate Maximizing Beamforming Design for Distributed-antenna Based Full-duplex Relay Systems

Xu Xiao-fei^{①②} Chen Xiang^③ Zhao Ming^② Zhou Shi-dong^① Wang Jing^②

^①(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

^②(National Laboratory for Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

^③(School of Information Science and Technology, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510275, China)

Abstract: Distributed antenna based full-duplex relay system is capable of simultaneous transmission and reception in the same frequency band on two hops, and it provides uniform coverage for cell edge and deep shadow fading areas with increased spectral efficiency. In multiuser scenarios with non-ideal self interference cancellation, beamforming using multiple distributed antennas is proposed to suppress self interference and multiuser interference jointly. A system model for multiuser end-to-end sum-rate maximization under individual power constraints at distributed antennas is established first. Then, a dual-layer iterative algorithm is proposed to resolve the non-convexity of the problem. Simulation results validate the effectiveness of the proposal algorithm, showing that the proposed beamforming design can be used in distributed-antenna based full-duplex relay systems, to suppress both self interference and multiuser interference efficiently, and increase system spectral efficiency significantly.

Key words: Full-duplex relay; Distributed antenna; Beamforming; Interference suppression; Sum-rate

1 引言

蜂窝移动通信系统中,复杂的无线传播环境严

重制约了系统频谱效率的提升。在小区边缘和阴影衰落严重的区域,由于基站到用户直连链路上严重的路径损耗,频谱效率十分低下,远远不能满足用户对于无缝高速接入的需求。中继^[1]技术的提出为这一问题提供了一种有效的解决方案。利用基站与中继之间和中继与用户之间的较低损耗链路,中继能够利用两跳传输为远端用户提供更好的服务,在有限的发射功率下实现更高的频谱效率,从而提升通信系统的有效性。然而,已有研究中的中继大多工作在半双工模式^[2,3],两跳传输在不同的时隙或频带中进行,以避免同时同频收发带来的严重自干扰,

收稿日期: 2015-04-20; 改回日期: 2015-07-08; 网络出版: 2015-08-28

*通信作者: 陈翔 chenxiang@mail.sysu.edu.cn

基金项目: 国家 973 计划项目(2012CB316002); 国家 863 计划项目(2014AA01A707); 国家重大专项(2014ZX03003003-002); 国家自然科学基金(61201192); 华为科研合作项目

Foundation Items: The National 973 Program of China (2012CB316002); The National 863 Program of China (2014AA01A707); The National S&T Major Project (2014ZX03003003-002); The National Natural Science Foundation of China (61201192); Huawei Technologies

使得频谱效率的提升相对有限。

近年来,随着自干扰抵消技术^[4]的发展,全双工中继的实现成为可能。利用模拟域、数字域和空域多种自干扰抵消技术的结合,全双工中继能够在有限的残余自干扰下,实现两跳链路同时同频收发^[5,6],弥补了半双工中继在频谱效率上的不足,拓宽了中继技术的应用场景。由于这一优势,全双工中继在 3GPP LTE-A, IEEE 802.16 等新一代无线通信标准的研究中受到广泛关注。

在全双工中继的相关研究中,多天线全双工中继由于其其在空域自干扰抑制上的潜力而被广泛研究^[7-9]。然而,在基站半径较大或传播环境复杂时,集中式天线中继提供的覆盖不足以满足实际需求。为解决这一问题,文献[10]提出了分布式天线全双工中继的架构,利用集中式处理和分布式天线为大面积复杂环境中的用户提供有效覆盖^[11]。此外,利用收发天线分离,这一架构能够缓解自干扰,降低硬件复杂度。然而,对此架构的研究仍有不足。首先,文献[10]假设自干扰可被彻底消除,但已有原型系统表明,由于硬件非理想,残余自干扰不可忽略,并对系统性能有明显影响^[12]。第二,上述研究,包括集中式天线中继的相关研究,往往局限于单用户场景,而在蜂窝移动通信系统中典型的多用户场景下,如何同时抑制自干扰和多用户干扰,从而充分发挥分布式天线全双工中继系统的性能潜力,尚无有效的方案。

为此,本文在多用户分布式天线全双工中继系统中,提出一种基于波束成形的传输方案,对信道进行自适应,实现自干扰和多用户干扰的联合抑制。结合中继资源分配问题中 max-min 函数的等价形式和连续凸近似(successive convex approximation)^[13],设计了一种高效的双层迭代算法,在基站和中继各节点独立发射功率约束下,最大化多用户端到端和速率,从而最大限度提升分布式天线全双工中继系统的频谱效率。

本文余下内容结构如下。在第 2 节对系统模型进行描述,并构造了相应的优化问题;第 3 节设计了一种迭代算法,对优化问题进行高效求解;在第 4 节利用仿真对算法的有效性进行验证,并对仿真结果进行分析;最后在第 5 节中给出本文的结论。

2 系统模型与问题构造

一个多用户分布式天线全双工中继系统的模型如图 1 所示。考虑下行传输,基站利用中继同时为 K 个用户提供服务。基站天线数为 N_B , K 个用户均为单天线。中继的接收天线数和发射天线数分别为 N_R 和 N_T ,这些天线分布式部署在待覆盖区域内,通过高速本地连接(如光纤等)与集中式处理单元相连,各天线收发的基带信号可在集中式处理单元中进行联合处理。中继工作在译码转发的全双工模式下,

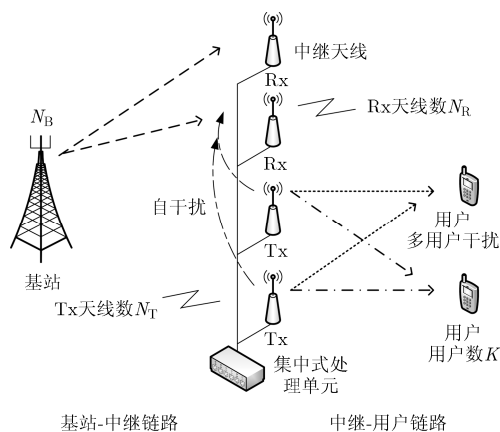


图 1 多用户分布式天线全双工中继系统模型

在基站-中继链路和中继-用户链路上同时同频传输,因此中继的接收天线会受到发射天线的自干扰。由于基站与用户间直连链路上的严重损耗,系统中直连链路的影响可忽略。

利用周期性的信道估计及信道互易性,本文假设中继能够获得各链路上准确的信道增益,且每次端到端传输时长远小于信道衰落相干时间(即保持准静态)。当用户静止或低速移动时,这一假设是合理的。将基站-中继链路、中继-用户链路和自干扰链路上的信道增益分别用 \mathbf{H}_{BR} , $\mathbf{h}_{RU,k}$, ($k = 1, 2, \dots, K$) 和 \mathbf{H}_{RR} 表示,则在中继-用户链路上,第 k 个用户接收信号可表示为

$$y_{U,k} = \mathbf{h}_{RU,k} \mathbf{w}_{R,k} x_{R,k} + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{RU,k} \mathbf{w}_{R,j} x_{R,j} + n_{U,k}, \quad (1)$$

其中 $x_{R,k}$ 和 $\mathbf{w}_{R,k}$ 分别表示中继向用户 k 的发送符号和波束成形矢量,式中的求和项表示用户 k 受到的多用户干扰。注意本文中的波束成形矢量/矩阵均已包含发射功率的加权。不失一般性,假设 $E\{x_{R,k} x_{R,k}^*\} = 1$, $(\cdot)^*$ 表示共轭。噪声 $n_{U,k}$ 建模为加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),服从 $n_{U,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$, σ_n^2 为噪声方差。定义中继对用户 k 的发送自相关矩阵为

$$\mathbf{Q}_{R,k} = \mathbf{w}_{R,k} \mathbf{w}_{R,k}^H, \quad (2)$$

则用户 k 信息速率为

$$r_{RU,k} = \ln \left[1 + \frac{\mathbf{h}_{RU,k} \mathbf{Q}_{R,k} \mathbf{h}_{RU,k}^H}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{RU,k} \mathbf{Q}_{R,j} \mathbf{h}_{RU,k}^H + \sigma_n^2} \right] \quad (3)$$

在基站-中继链路上,为充分利用中继的多接收天线,采用多流传输。用 \mathbf{x}_B 和 \mathbf{W}_B 分别表示基站的发送符号向量和波束成形矩阵,则中继接收的信号可表示为

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_{BR} \mathbf{W}_B \mathbf{x}_B + \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{RR} \mathbf{w}_{R,k} x_{R,k} + \mathbf{n}_R \quad (4)$$

其中噪声 \mathbf{n}_R 建模为 AWGN, 服从 $\mathbf{n}_R \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I})$, \mathbf{I} 为单位矩阵。不失一般性, 假设 $E\{\mathbf{x}_B \mathbf{x}_B^H\} = \mathbf{I}$ 。式(4)右侧求和项表示中继全双工传输时发射天线对接收天线的自干扰。中继在接收到信号后, 利用模拟域和数字域自干扰抵消技术^[4], 对接收信号中已知的自干扰部分进行抑制。由于实际硬件的非理想(如功放非线性、ADC 有限动态范围等), 处理后的信号中仍有残余自干扰(Residual Self Interference, RSI)存在。本文将残余自干扰 \mathbf{z}_{RSI} 建模为复高斯随机矢量, 服从 $\mathbf{z}_{\text{RSI}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \gamma \mathbf{H}_{\text{RR}} \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{Q}_{R,k}) \mathbf{H}_{\text{RR}}^H)$, 其中 $\text{diag}(\cdot)$ 表示取方阵主对角线元素而得的对角阵, 与硬件非理想相关的参数 $\gamma \in (0, 1)$ 表示 RSI 的功率水平。该 RSI 模型是文献[7,8]中复杂 RSI 模型的合理近似。自干扰抑制后中继接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_{\text{BR}} \mathbf{W}_B \mathbf{x}_B + \mathbf{z}_{\text{RSI}} + \mathbf{n}_R \quad (5)$$

接下来集中处理单元使用最小均方误差-串行干扰抵消 (Minimum Mean Square Error Successive Interference Cancellation, MMSE-SIC) 接收机对接收信号进行检测, 定义基站处的发送相关矩阵为

$$\mathbf{Q}_B = \mathbf{W}_B \mathbf{W}_B^H \quad (6)$$

则基站-中继链路上的信息速率可表示为

$$r_{\text{BR}} = \ln \left| \mathbf{I} + \frac{\mathbf{H}_{\text{BR}} \mathbf{Q}_B \mathbf{H}_{\text{BR}}^H}{\sigma_n^2 \mathbf{I} + \gamma \mathbf{H}_{\text{RR}} \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{Q}_{R,k}) \mathbf{H}_{\text{RR}}^H} \right| \quad (7)$$

由式(3)和式(7)可知, 在多用户分布式天线全双工中继系统中, 自干扰和多用户干扰共同制约了系统性能的提升。通过对中继波束成形矢量 $\mathbf{w}_{R,k}$ 和基站波束成形矩阵 \mathbf{W}_B 的优化设计, 可以实现对多用户干扰和自干扰的联合抑制, 从而提高端到端传输速率。

在多用户系统中, 和速率是反映系统频谱效率最直观的指标, 为此本文选择系统端到端和速率作为优化目标。由于全双工中继的连续传输要求两跳链路速率平衡, 系统端到端和速率等于基站-中继链路速率 r_{BR} 与中继-用户链路速率 $\sum_{k=1}^K r_{\text{RU},k}$ 两者的较小值。考虑中继处多个分布式天线具有独立功率约束, 基站集中式天线具有和功率约束。利用半正定松弛^[14], 忽略矩阵 \mathbf{Q}_B 和 $\mathbf{Q}_{R,k}$ 的秩约束, 则优化问题可表示为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{\mathbf{Q}_B, \mathbf{Q}_{R,k}, \forall k} \min \left(r_{\text{BR}}, \sum_{k=1}^K r_{\text{RU},k} \right) \\ & \text{s.t.} \quad \text{Tr}(\mathbf{Q}_B) \leq p_B, \\ & \quad \text{diag} \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{Q}_{R,k} \right) \leq p_R \mathbf{I}, \\ & \quad \mathbf{Q}_B, \mathbf{Q}_{R,k} \succeq \mathbf{0}, \forall k \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中 p_B 和 p_R 分别是基站的发射功率约束和中继各天线的发射功率约束。由文献[14], 在满足简单条件时, 可以保证求得的 $\mathbf{Q}_{R,k}$ 和 \mathbf{Q}_B 满足秩约束。利用 $\mathbf{Q}_{R,k}$ 和 \mathbf{Q}_B , 中继的集中式处理单元可利用特征值分解计算相应的波束成形矢量 $\mathbf{w}_{R,k}$ 和波束成形矩阵 \mathbf{W}_B , 并将 \mathbf{W}_B 反馈至基站, 从而实现端到端的传输。

分析可知, 式(8)是一个目标函数不可导且非凸的优化问题, 其全局最优解的计算需要复杂的全局优化理论, 相应算法复杂度是非多项式的, 难以实际应用。因此有必要设计一种低复杂度的可行算法, 对式(8)进行高效求解。

3 算法设计

本节给出一种迭代算法, 利用中继资源分配问题中 max-min 函数的等价形式和连续凸近似对问题式(8)进行高效求解。

首先, 将问题式(8)中 max-min 形式的目标函数转化为可导的加权和速率形式^[15]。定义 $r_{\text{RU}} = \sum_{k=1}^K r_{\text{RU},k}$ 和 $\mathbf{Q} = \{\mathbf{Q}_B, \mathbf{Q}_{R,k}, \forall k\}$ 。问题式(8)的约束定义了 \mathbf{Q} 在全空间上的一个可行集, 用 \mathcal{Q}' 表示; 而问题式(8)的最优解又构成了 \mathcal{Q}' 的一个子集, 用 \mathcal{Q}^* 表示。利用以上定义, 易知 $\forall \mathbf{Q} \in \mathcal{Q}^*$, 通过对 \mathbf{Q}_B 或 $\mathbf{Q}_{R,k}$ 乘以一个小于 1 的正系数, 总可获得一个最优解 $\mathbf{Q}_0 \in \mathcal{Q}^*$, 使得两跳链路速率相等, 即 $r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}_0) = r_{\text{RU}}(\mathbf{Q}_0)$ 。定义集合 $\mathcal{Q}_- \subset \mathcal{Q}'$, 包含集合 \mathcal{Q}' 中所有使得两跳链路速率相等的 \mathbf{Q} (不一定满足 $\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}^*$), 则问题式(8)等价于

$$\max_{\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}_-} \alpha \cdot r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}) + (1-\alpha) r_{\text{RU}}(\mathbf{Q}) \quad (9)$$

其中 α 为 $[0, 1]$ 区间上的任意值。将问题式(9)的约束 $\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}_-$ 松弛为 $\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}'$, 可得新的优化问题:

$$\mathbf{Q}^\alpha = \arg \max_{\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}'} \alpha \cdot r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}) + (1-\alpha) r_{\text{RU}}(\mathbf{Q}) \quad (10)$$

接下来将证明问题式(9)的求解可以通过对 α 不同取值时问题式(10)的多次求解完成。对于问题式(10), 可分为以下两种情况:

(1) 存在 $\alpha \in [0, 1]$ 使得 $r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}^\alpha) = r_{\text{RU}}(\mathbf{Q}^\alpha)$ 。此时由于 $\mathcal{Q}_- \subset \mathcal{Q}'$, 易知 \mathbf{Q}^α 即为问题式(9)的最优解, 亦为问题式(8)的最优解。

(2) $\forall \alpha \in [0, 1]$ 恒有 $r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}^\alpha) > r_{\text{RU}}(\mathbf{Q}^\alpha)$ 或 $r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}^\alpha) < r_{\text{RU}}(\mathbf{Q}^\alpha)$, 对应于基站-中继链路增益远强于或远弱于中继-用户链路增益的情况。此时问题式(8)退化为 $\max_{\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}'} r_{\text{RU}}(\mathbf{Q})$ 或 $\max_{\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}'} r_{\text{BR}}(\mathbf{Q})$, 分别等价于问题式(10)在 $\alpha \rightarrow 0$ 和 $\alpha \rightarrow 1$ 时的情况¹⁾。

注意到问题式(10)中 $r_{\text{BR}}(\mathbf{Q}^\alpha)$ 关于 α 非减,

¹⁾这里利用了问题式(10)中 \mathbf{Q}^α 在 $\alpha \in [0, 1]$ 上的连续性^[15]

$r_{RU}(\mathbf{Q}^\alpha)$ 关于 α 非增。因此, 问题式(10)中无论是否存在 $\alpha \in [0, 1]$ 使得 $r_{BR}(\mathbf{Q}^\alpha) = r_{RU}(\mathbf{Q}^\alpha)$, 都可以利用二分法(bisection)对 α 进行搜索, 寻找满足 $r_{BR}(\mathbf{Q}^\alpha) = r_{RU}(\mathbf{Q}^\alpha)$ 的 \mathbf{Q}^α , 在这一过程中, 问题式(10)的目标函数趋近于系统的端到端和速率。具体而言, 可初始化任意 $\alpha \in (0, 1)$, 对问题式(10)进行求解, 若 $r_{BR}(\mathbf{Q}^\alpha) > r_{RU}(\mathbf{Q}^\alpha)$, 则舍弃右半区间 $(\alpha, 1]$, 否则舍弃左半区间 $[0, \alpha)$; 将剩余区间的中点作为 α 的新值, 重复以上步骤直至问题式(10)目标函数随迭代的变化量小于误差门限或达到最大迭代次数。

至此原问题式(8)被转化为一系列具有连续可导目标函数的优化问题式(10), 对应不同的 α 取值。接下来, 在给定 α 取值时, 本文利用连续凸近似将问题式(10)近似为一系列迭代的凸问题, 以便利用通用的凸优化工具(如拉格朗日对偶法、内点法(interior point method)^[16]等)高效求解。

问题式(10)的非凸性来自于式(7)和式(3)里分母中的 $\mathbf{Q}_{R,k}$ 项。利用对数行列式函数的凹性, 易知对任意 $\mathbf{X} \succeq \mathbf{0}$, 有式(11)不等式:

$$\ln|\mathbf{I} + \mathbf{X}| \leq \ln|\mathbf{I} + \mathbf{X}_0| + \text{Tr}\left((\mathbf{I} + \mathbf{X}_0)^{-1}(\mathbf{X} - \mathbf{X}_0)\right) \quad (11)$$

当且仅当 $\mathbf{X} = \mathbf{X}_0$ 时等号成立。另外, 式(11)右侧是关于 \mathbf{X} 的仿射(affine)函数。利用该不等式, 一种求解问题式(10)的迭代算法设计如下。假设第 $(n-1)$ 次迭代后的解为 $\mathbf{Q}^{(n-1)}$, 注意到式(7)可以写作两个对数行列式函数之差, 即

$$r_{BR} = \ln\left|\mathbf{I} + \mathbf{H}_{BR}\mathbf{Q}_B\mathbf{H}_{BR}^H/\sigma_n^2 + \mathbf{Z}_R\right| - \ln|\mathbf{I} + \mathbf{Z}_R| \quad (12)$$

其中 $\mathbf{Z}_R = \gamma\mathbf{H}_{RR}\sum_{k=1}^K\text{diag}(\mathbf{Q}_{R,k})\mathbf{H}_{RR}^H/\sigma_n^2$ 为中继处残余自干扰对噪声归一化后的自相关矩阵, 将前述一阶近似不等式应用于式(12)最后一项, 有

$$\begin{aligned} r_{BR} &\geq \ln\left|\mathbf{I} + \mathbf{H}_{BR}\mathbf{Q}_B\mathbf{H}_{BR}^H/\sigma_n^2 + \mathbf{Z}_R\right| - \ln|\mathbf{I} + \mathbf{Z}_R^{(n-1)}| \\ &\quad - \text{Tr}\left(\left(\mathbf{I} + \mathbf{Z}_R^{(n-1)}\right)^{-1}\left(\mathbf{Z}_R - \mathbf{Z}_R^{(n-1)}\right)\right) \\ &\triangleq r_{BR}^{\text{LB}} \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{Z}_R^{(n-1)} = \gamma\mathbf{H}_{RR}\sum_{k=1}^K\text{diag}(\mathbf{Q}_{R,k}^{(n-1)})\mathbf{H}_{RR}^H/\sigma_n^2$ 。这一定界方法同样可用于式(3), 将用户 k 接收多用户干扰的归一化自相关表示为 $z_{U,k} = \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{RU,k}\mathbf{Q}_{R,j} \cdot \mathbf{h}_{RU,k}^H/\sigma_n^2$, 然后在 $z_{U,k}^{(n-1)} = \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{RU,k}\mathbf{Q}_{R,j}^{(n-1)} \cdot \mathbf{h}_{RU,k}^H/\sigma_n^2$ 处对 r_{RU} 进行一阶近似, 从而得到 r_{RU} 的一个下界 r_{RU}^{LB} 。于是可构造优化问题:

$$\max_{\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}} \alpha \cdot r_{BR}^{\text{LB}}(\mathbf{Q}) + (1 - \alpha)r_{RU}^{\text{LB}}(\mathbf{Q}) \quad (14)$$

该问题的目标函数给出了问题式(10)的一个下界。求解问题式(14), 完成此次迭代。

对于上述迭代的收敛性, 令问题式(10)的目标函数为 f , 第 n 次迭代的目标函数为 $f^{(n)}$, 则有以下不等式成立:

$$f(\mathbf{Q}^{(n-1)}) = f^{(n)}(\mathbf{Q}^{(n-1)}) \leq f^{(n)}(\mathbf{Q}^{(n)}) \leq f(\mathbf{Q}^{(n)}) \quad (15)$$

其中左侧等式和右侧不等式由式(11)可证, 中间不等式由问题式(14)的凸性可证。因此问题式(10)的目标函数将随着迭代进行不断增大直至收敛。当迭代的初始值 $\mathbf{Z}_R^{(0)}$ 和 $z_{U,k}^{(0)}$ 满足特定条件时(参见文献[13]), 问题式(14)的目标函数可收敛为问题式(10)的全局最优解; 而对于任意选择的初始值, 以上算法也可保证问题式(14)的目标函数收敛为问题式(10)的局部最优解。对于凸优化问题式(14), 可以利用通用的凸优化工具高效求解, 在此不再赘述。

至此给出了一种双层迭代算法, 能够对问题式(8)进行高效求解。将其总结为算法 1, 步骤如下:

步骤 1 初始化 $\alpha^{\text{UB}} = 1, \alpha^{\text{LB}} = 0$, 确定外层最大迭代次数 M_o 与误差门限 ε_o , 内层最大迭代次数 M_i 与误差门限 ε_i 。

步骤 2 令 $\alpha = (\alpha^{\text{UB}} + \alpha^{\text{LB}})/2$, 任选中继处的波束成形矢量 $\mathbf{w}_{R,k}, \forall k$ 初始化 $\mathbf{Z}_R^{(0)}$ 和 $z_{U,k}^{(0)}$ 。

步骤 3 对内层第 n 次迭代, $n = 1, 2, \dots$, 利用 $\mathbf{Z}_R^{(n-1)}$ 和 $z_{U,k}^{(n-1)}$ 计算 r_{BR}^{LB} 和 r_{RU}^{LB} , 并求解问题式(14), 更新 $\mathbf{Z}_R^{(n)} = \gamma\mathbf{H}_{RR}\sum_{k=1}^K\text{diag}(\mathbf{Q}_{R,k})\mathbf{H}_{RR}^H/\sigma_n^2$ 和 $z_{U,k}^{(n)} = \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{RU,k}\mathbf{Q}_{R,j} \cdot \mathbf{h}_{RU,k}^H/\sigma_n^2$ 。

步骤 4 若内层迭代次数已达 M_i 或 $f(\mathbf{Q}^{(n)}) - f(\mathbf{Q}^{(n-1)}) < \varepsilon_i$ 则进行步骤 5, 否则重复步骤 3。

步骤 5 若外层迭代次数已达 M_o 或问题式(10)目标函数随外层迭代变化量小于 ε_o 则结束算法。否则, 若 $r_{BR} > r_{RU}$, 令 $\alpha^{\text{UB}} = \alpha$; 若 $r_{BR} < r_{RU}$, 令 $\alpha^{\text{LB}} = \alpha$; 之后转步骤 2。

关于算法 1 的复杂度, 可由外而内逐层进行分析。首先, 对于外层迭代, 定义 $g(\alpha) \triangleq \alpha \cdot r_{BR}(\mathbf{Q}^\alpha) + (1 - \alpha)r_{RU}(\mathbf{Q}^\alpha)$, 存在以下定理:

定理 1 对于任意小的正常数 ε_o , 存在正常数 c , 使得若 $M_o \geq \log_2(c/\varepsilon_o)$, 则 M_o 次迭代后 $g(\alpha)$ 的绝对变化量不大于 ε_o 。

证明 类似文献[15]中的分析, 函数 $g(\alpha)$ 关于 $\alpha \in [0, 1]$ 连续且凸。因此 $g(\alpha)$ 在 $[0, 1]$ 上的次梯度(subgradient) $\nabla g(\alpha)$ 存在且有界, 即存在正常数 c 满足 $|\nabla g(\alpha)| \leq c$ 。易知对于第 m 次外层迭代, α 的绝对变化量为 2^{-m} , 因此 $g(\alpha)$ 在第 m 次迭代后的绝对变化量 $|\Delta g|$ 不超过 $2^{-m}c$ 。对于给定误差门限 ε_o , 若 M_o 满足 $2^{-M_o}c \leq \varepsilon_o$, 则 M_o 次迭代后一定有 $|\Delta g| \leq \varepsilon_o$ 。于是定理 1 成立。

对于内层迭代所需次数，由于一般条件下连续凸近似仅可保证局部最优解，相应的收敛速率难以分析，在已有文献中也缺乏相关研究，一般借助仿真或经验给出最大迭代次数^[13]。通常而言，连续凸近似的收敛速率与目标函数的形式有关，对于较为简单的函数形式(如式(10)中的目标函数， K 较小时)，一般在 10 次迭代之后，继续迭代的性能增益即可忽略。

在步骤 3 中，每一次内层迭代需要对问题式(14)进行求解。该问题是一个凸的非线性半定优化(Non-Linear Semi-Definite Programming, NLSDP)问题。对于一般的 NLSDP 问题，文献[17]给出了一种复杂度为 $O(l^4 + l^2 p^2 + p^3)$ 的算法，其中 l 和 p 分别表示优化变量中标量元素的个数和约束集的维度。在问题式(14)中， $\mathbf{Q} = \{\mathbf{Q}_B, \mathbf{Q}_{R,k}, \forall k\}$ 中的标量元素数为 $N_B^2 + KN_T^2$ ，约束集 \mathcal{Q} 的维度为 $1 + N_B + (K+1)N_T$ ，代入即得求解问题式(14)的复杂度 $O((N_B^2 + KN_T^2)^4 + (N_B^2 + KN_T^2)^2(1 + N_B + (K+1)N_T)^2 + (1 + N_B + (K+1)N_T)^3)$ 。

4 仿真结果与分析

本节通过仿真对算法性能进行验证。本文设计了两种仿真场景，场景 1 与场景 2，分别如图 2 和图 3 所示。场景 1 中基站 $N_B = 4$ ，中继天线配置为 $N_T = 4$ ， $N_R = 2$ ，分别放置于一个边长为 D 的正六边形区域的顶点处。基站与正六边形中心相距 400 m，中继 6 根天线中与基站距离最近的两根天线为接收天线。用户随机分布于距正六边形中心不大于 $1.5D$ 的圆形区域内。场景 2 中基站 $N_B = 4$ ，中继天线配置为 $N_T = 6$ ， $N_R = 3$ ， 3×3 网格排布，相邻两天线距离为 D 。基站与网格中心相距 400 m，中继 9 根天线中与基站距离最近的 3 根天线为接收天线。用户随机分布于距网格中心不大于 $1.5D$ 的圆形区域内。在两种场景中，用户与任意天线的距离不小于 10 m。简明起见，集中式处理单元与中继各天线之间的连接未画出。基站和中继的独立功率约束分别为 $p_B = 16$ dBm, $p_R = 6$ dBm。各链路信道增益由两部分组成，分别对应大尺度和小尺度衰落，小尺度衰落服从 $\mathcal{CN}(0,1)$ 独立同分布，大尺度衰落参数参考文献[18]，由表 1 给出，其中公式中的 d 表示收发天线距离，单位为 m。需要注意的是中继-用户链路上的大尺度衰落分为视距(Line-Of-Sight, LOS)和非视距(Non-Line-Of-Sight, NLOS)两种情况给出，取决于与距离相关的 LOS 概率。 $\sigma_n^2 = -104$ dBm。

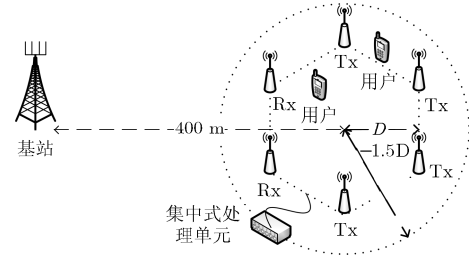


图 2 场景 1 示意图

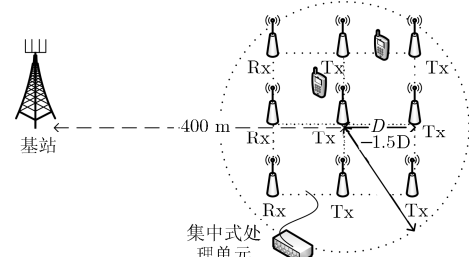


图 3 场景 2 示意图

表 1 大尺度衰落参数

参数	公式
基站-中继/自干扰链路损耗(dB)	$30.2 + 23.5 \lg(d)$
中继-用户链路 LOS 概率	$1 / (1 + e^{0.1(d-70)})$
中继-用户链路 LOS 链路损耗(dB)	$22 \lg(d) + 35.4$
中继-用户链路 NLOS 链路损耗(dB)	$37.5 \lg(d) + 32.9$

图 4 给出了场景 1 中不同方案下系统频谱效率与分布式天线距离 D 的关系曲线。参考文献[8]， $\gamma = -20$ dB。从图中可以发现，分布式天线距离 D 对系统频谱效率有一定影响，除文献[10]方案外，频谱效率随着 D 的增加而下降。这表明为了获得更高的频谱效率，中继分布式天线间的距离不应过大。对于文献[10]的单用户方案，频谱效率随 D 的变化是非单调的，这是因为文献[10]方案中的基站和中继均以最大功率传输，随着 D 的增加，自干扰减弱，基站-中继链路上传输速率递增；与此同时中继-用户链路上接收信号强度下降，第 2 跳传输速率递减。由于端到端速率是两跳速率的较小者，因此在 $60 \text{ m} \leq D \leq 70 \text{ m}$ 时出现一个峰值。与之相比，算法 1 能够在自干扰严重时，利用波束成形对其进行有效抑制，以维持两跳链路速率的平衡，从而获得更高的频谱效率。

在 $K \geq 2$ 的多用户传输时，图 4 和图 5 分别在场景 1 和场景 2 下，对算法 1 与文献[9]中迫零自干扰和多用户干扰的方案进行对比。通过允许有限的自干扰和多用户干扰存在，算法 1 能够同时服务更多用户，更有效地利用有限的空间自由度实现高效

的端到端传输,从而获得更高的频谱效率。其次,通过对算法 1 在 K 取不同值时的性能对比,可以发现,随着 K 的增加,多用户干扰逐渐严重,使得多用户传输的增益有所下降,因此有必要在实际系统中对多用户进行合理调度,以避免严重的多用户干扰,进一步提高系统频谱效率。第三,通过对场景 1 和场景 2 的横向对比,可以发现,单位面积内更多的中继分布式天线可以有效地提高覆盖区域内的频谱效率,但也同时需要更高的部署开销;与此同时,基站-中继链路上的容量逐渐成为系统的性能瓶颈,限制了 D 较小时系统性能的提升,因此在实际应用中需要对系统进行合理的设计,以满足用户需求,避免资源浪费。

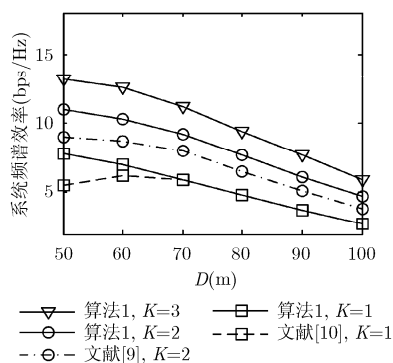


图 4 场景 1 中不同方案下系统频谱效率与 D 的关系

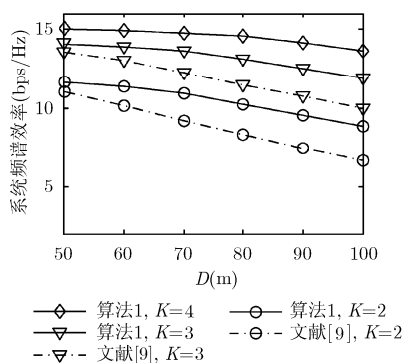


图 5 场景 2 中不同方案下系统频谱效率与 D 的关系

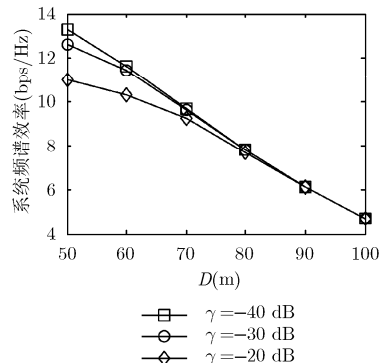


图 6 场景 1 中算法 1 在不同 γ 取值时系统频谱效率与 D 的关系

图 6 比较了不同 γ 取值对系统性能的影响。简明起见,仅给出场景 1 中,算法 1 在 $K=2$ 时系统频谱效率与分布式天线距离 D 的关系曲线。参考文献[8], γ 取值分别为 -40 dB, -30 dB 和 -20 dB, 对应不同的模拟域/数字域自干扰抑制性能。由图 6 可见,分布式天线距离 D 较小时,自干扰更为严重, γ 的取值对系统频谱效率有明显影响,较小的 γ (对应较强的模拟域/数字域自干扰抑制性能,需要更高的硬件复杂度)能够进一步提高系统频谱效率,但 γ 很小时增益不再明显;随着 D 的增加,不同 γ 取值的影响逐渐消失,但此时系统频谱效率下降严重,因此在实际应用中也有必要考虑系统性能和硬件复杂度的合理折中。

5 结论

本文在基于分布式天线的全双工中继系统中,提出利用波束成形对自干扰和多用户干扰进行联合抑制,以提高系统频谱效率。提出的双层迭代算法能够在基站和中继天线独立功率约束下,对系统端到端和速率进行优化,并给出相应的波束成形矢量/矩阵。仿真结果表明所提方案能够对自干扰和多用户干扰进行有效的联合抑制,实现多用户场景下的高效传输,明显提高系统频谱效率。

参考文献

[1] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062-3080.

[2] Xu W, Dong X, and Lu W S. Joint precoding optimization for multiuser multi-antenna relaying downlinks using quadratic programming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(5): 1228-1235.

[3] 李敏, 林敏. 同信道干扰条件下的多天线放大转发中继中断概率分析[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(1): 163-168.

Li Min and Lin Min. Outage probability analysis of dual-hop MIMO amplify-and-forward relaying with multiple co-channel interferences[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(1):163-168.

[4] Sabharwal A, Schniter P, Guo D, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(9): 1637-1652.

[5] Liu G, Yu R, Ji H, et al. In-band full-duplex relaying: A survey, research issues and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(2): 500-524.

[6] 王俊, 赵宏志, 卿朝进, 等. 同时同频全双工场景中的射频域自适应干扰抵消[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(6): 1435-1440.

Wang Jun, Zhao Hong-zhi, Qing Chao-jin, et al. Adaptive self-interference cancellation at RF domain in co-frequency co-time full duplex systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1435-1440.

[7] Day B P, Margetts A R, Bliss D W, et al. Full-duplex MIMO relaying: Achievable rates under limited dynamic range[J].

- IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1541-1553.
- [8] Cirik A C, Rong Y, and Hua Y. Achievable rates of full-duplex MIMO radios in fast fading channels with imperfect channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(15): 3874-3886.
- [9] Taniguchi T and Karasawa Y. Design and analysis of MIMO multiuser system using full-duplex multiple relay nodes[C]. Proceedings of Wireless Days (WD), Dublin, 2012: 1-8.
- [10] Jin H and Leung V C M. Performance analysis of full-duplex relaying employing fiber-connected distributed antennas[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(1): 146-160.
- [11] Zhang X, Sun Y, Chen X, *et al.* Distributed power allocation for coordinated multipoint transmissions in distributed antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(5): 2281-2291.
- [12] Duarte M, Sabharwal A, Aggarwal V, *et al.* Design and characterization of a full-duplex multi-antenna system for WiFi networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(3): 1160-1177.
- [13] Wang T and Vandendorpe L. Successive convex approximation based methods for dynamic spectrum management[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC), Ottawa, 2012: 4061-4065.
- [14] Nguyen D, Tran L N, Pirinen P, *et al.* Precoding for full duplex multiuser MIMO systems: Spectral and energy efficiency maximization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(16): 4038-4050.
- [15] Liang Y, Veeravalli V V, and Poor H V. Resource allocation for wireless fading relay channels: max-min solution[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(10): 3432-3453.
- [16] Boyd S and Vandenberghe L. *Convex Optimization* [M]. New York, Cambridge University Press, 2004: 561-623.
- [17] Stingl M. On the solution of nonlinear semidefinite programs by augmented Lagrangian methods[D]. [Ph.D. dissertation], Friedrich-Alexander University Erlangen-Nürnberg, 2006.
- [18] Yuan Y. *LTE-Advanced Relay Technology and Standardization*[M]. New York, Springer Science & Business Media, 2012: 9-38.
- 徐霄飞：男，1988年生，博士生，研究方向为全双工中继网络。
- 陈翔：男，1980年生，博士，副教授，主要研究方向为无线移动通信。
- 赵明：男，1972年生，博士，教授，主要研究方向为无线移动通信。