

全双工信息与能量同传系统的 鲁棒性预编码及高效时隙分配方案

谢显中,陈九九,扶渝茜

(重庆邮电大学个人通信研究所,重庆 400065)

摘 要: 最近全双工信息与能量同传系统(FD-SWIPT)受到高度重视,区别于现有研究,本文在最大化多天线FD-SWIPT系统的和速率的同时,考虑了其鲁棒性和能量效率,并提出了一种FD-SWIPT系统的鲁棒性预编码及高效时隙分配方案.由于优化涉及的因素很多,这是一个多个变量的非凸优化问题,在数学上很难求解.首先,为减少全双工系统中自干扰对和速率造成的影响,基于奇异值分解及最小均方误差算法对系统自干扰进行消除;然后,固定时隙分配因子,在自干扰信道存在估计误差的情况下,基于一阶泰勒逼近对原优化问题进行鲁棒预编码设计,并给出相应的迭代算法;进一步,提出了不同约束条件下的时隙分配方案,并推导了不同方案下的时隙分配因子的最优解.最后,通过仿真实验与现有结果比较,验证了本文方案的性能优势.

关键词: 全双工;信息与能量同传;鲁棒性预编码;时隙分配;自干扰消除;能量效率

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)05-1213-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.05.029

Robust Precoding and Energy-Efficient Timeslot Allocation for Full-Duplex SWIPT System

XIE Xian-zhong, CHEN Jiu-jiu, FU Yu-xi

(Institute of Personal Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Recently, there has been an upsurge of interest in full-duplex(FD) system with simultaneous wireless information and power transfer(SWIPT). Differing from the existing work, this paper optimizes the sum rates(SR) of multi-antenna FD-SWIPT system and considers its robustness and energy efficiency, also, this paper proposes robust precoding design and energy-efficient timeslot allocation scheme for FD-SWIPT system. On account of numerous variables, this optimization problem is of non-convex and hence difficult to solve. Firstly, in order to reduce the influence of self-interference, the self-interference is cancelled based on singular value decomposition(SVD) and mean-square-error(MSE) algorithm. Then, with the fixed timeslot allocation factor, on condition that there is evaluated error for self-interference channel, we propose the robust precoding design for the original problem based on first-order Taylor's series approximation, and the corresponding iterative algorithm is given. Furthermore, the timeslot allocation schemes under different constraints are proposed, and the optimal solution of timeslot allocation Factors is deduced. Finally, the performance advantages of the proposed scheme are verified by comparing the simulation experiment with the existing results.

Key words: full-duplex; simultaneous wireless information and power transfer; robust precoding; timeslot allocation; self-interference cancellation; energy efficiency

1 引言

全双工(full-duplex, FD)技术能在同一频带上同时发送和接收信号,相较于传统的半双工(half-duplex,

HD),极大地提高了频谱资源的利用率^[1].但FD技术带来的一个问题就是严重的自干扰,自干扰的强弱直接影响到系统的性能,另外FD技术的实际应用设备难以达到理想效果.从最新文献[2]可知,考虑自干扰的

收稿日期:2017-05-11;修回日期:2017-10-20;责任编辑:蓝红杰

基金项目:国家自然科学基金(No. 61271259, No. 61471076, No. 61601070);重庆市教委科学技术研究项目(No. KJ1600411);重庆市基础与前沿研究计划项目(No. CSTC 2016jcyjA0455);长江学者和创新团队发展计划(No. IRT1299);重庆市科委重点实验室专项经费(No. CSTC)

影响及实际设备的非理想特性,全双工系统的和速率性能也可以做到优于半双工系统.文献[3]展示了实际的全双工设备,并验证了在自干扰较强的情况下全双工系统仍可获得一定的速率增益.

信息与能量同传(simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT)技术能从射频(radio frequency, RF)信号中进行能量收集(energy harvesting, EH),并利用 RF 信号实现信息与能量同传^[4],在文献[5,6]中给出了输入功率从 -35dBm ~ 10dBm(实际中能接收到的 RF 信号的功率)内的具有较高能量转化效率的射频电路,因此不失为缓解无线设备能耗问题的有效方法.文献[7]给出了 SWIPT 技术的两种易实现的接收机结构,即时间切换(time switching, TS)接收机和功率分裂(power splitting, PS)接收机,SWIPT 技术的相关研究大多基于这两种结构展开^[8].

无线设备的指数增长和无线网络服务的巨大需求,导致了严峻的无线频谱稀缺问题以及空前的能耗问题.为同时解决频谱缺失和能耗问题,将 FD 技术与 SWIPT 技术相结合,是绿色高效通信的新方向,同时 FD 系统中更适合进行 SWIPT 传输,因此,最近 FD-SWIPT 系统受到越来越多的重视^[9~18].

文献[9]基于 TS 接收机结构,在三种不同的传输模式下,分别研究了 FD-SWIPT 中继系统的吞吐量,并分析比较了三种传输模式的优缺点.文献[10]在全双工 MIMO(multiple-input and multiple-output, MIMO)中继 SWIPT 系统中,基于 MSE(mean square error, MSE)准则设计一种联合波束赋形方案,且该方案在系统中具有更低的误码率.文献[11]以最大化单天线点对点 FD-SWIPT 系统的和速率为目标,利用比率分裂法将原非凸问题转换为凸问题,提出了一种基于二分法的迭代算法来求解最优的发送功率和 PS 因子.文献[12]将文献[11]的工作推广到多天线点对点 FD-SWIPT 中继系统中,同样以最大化系统和速率为目标,在信道状态信息(Channel state information, CSI)完美已知的条件下,基于 DC(Difference of convex programming, DC)算法和一维线搜索求取了最优发送波束矢量,发送功率以及 PS 因子.文献[13]建立了最大化能量效率的优化模型,讨论了 FD-SWIPT 系统的能量有效性.文献[14]在系统自干扰完美消除的前提下,探讨了 FD-SWIPT 系统加权和功率最小化的问题,利用 SDR(semi-definite relation, SDR)技术和拉格朗日对偶法求解了最优波束矢量.文献[15]将文献[9]的工作推广到 FD-SWIPT 多天线中继系统中,为最大化系统的吞吐量性能,提出了基于接收端和发送端的 ZF(zero forcing, ZF)方案和 MRC(maximum ratio combining, MRC)方案,并在两种不同传输模式下分析了各方案的性能.文献[16]研究了 FD-SWIPT

译码转发中继系统的中断概率,在不同模型和不同场景下分别推导了系统的中断概率表达式和 PS 因子的闭式表达式.文献[17]采用 PS 接收机,基于 MSE 准则给出了 FD-SWIPT 系统传输和接收联合设计方案,并利用 SDR 技术和随机化准则求解.文献[18]考虑了多天线多用户 FD-SWIPT 系统中功率最小化以及和速率最大化两个优化问题,基于 AO(alternating optimization, AO)算法求解了最优的 PS 因子矢量和发送波束矢量.

从上述研究可知,关于 FD-SWIPT 系统的研究均基于 TS 或 PS 接收机结构,系统模型逐渐从单天线单用户的简单模型延伸到多天线多用户的复杂模型,研究工作也逐渐趋于实用,但是上述研究依然存在不足.第一,上述研究工作中均没有给出具体的自干扰消除方案,而是假设系统自干扰已部分消除或完全消除;第二,上述研究中仅文献[18]考虑了多用户的系统模型,但文献[18]没有考虑将用户间干扰合理规避;第三,上述研究除文献[17]外,均没有考虑实际中信道存在估计误差的情况,但文献[17]没有对 PS 因子进行优化,因此缺乏具有鲁棒性的优化方案;第四,上述研究集中于 TS 接收机和 PS 接收机的吞吐量等性能的对比,而未考虑基于两种接收机结构的系统能量效率的对比.

我们认为,除开考虑系统的吞吐量或和速率外,鲁棒性和能量效率应受到重视.基于以上分析,本文考虑多用户 MIMO FD-SWIPT 双向通信系统的和速率性能优化问题,并提出了全双工信息与能量同传系统中的鲁棒性预编码及高能效时隙分配方案.系统包含一个接入点和多个用户,采用 TDMA(time division multiple access, TDMA)的工作方式,该工作方式能与用户的 TS 接收机结构相结合,用户在通信时隙内传输信息,在非通信时隙内收集能量.首先,为减少全双工系统中自干扰对系统和速率造成的影响,本文利用奇异值分解及最小均方误差准则对系统自干扰进行消除.然后,为最大化系统的和速率,本文提出一种基于和速率最大化的预编码设计方案,在自干扰信道存在估计误差的情况下,本文基于一阶泰勒逼近对和速率优化问题进行鲁棒预编码设计,并给出相应的迭代算法;进一步,本文提出了不同约束条件下的时隙分配方案,并推导了不同方案下的时隙分配因子的最优解.最后,仿真结果验证了自干扰算法的有效性,预编码设计方案的收敛性和鲁棒性,以及不同时隙分配方案的性能差异,同时通过仿真实验与现有结果比较,验证了本文方案的吞吐量和能量效率优势.

2 系统模型与优化问题

本文考虑一个基于 TS 接收机的多用户全双工 MIMO SWIPT 双向通信系统,系统模型如图 1 所示.该系

统包含一个多天线的接入点以及 K 个多天线的用户, 分别用 S 和 U_k 表示, 其中 $k \in \Gamma, \Gamma = \{1, 2, \dots, K\}$, S 和 U_k 的天线数分别为 N_S 和 N_{U_k} . 为保证信息满秩传输, 在 S 至 U_k 的下行通信中需满足 $N_U \geq N_S$, 而 U_k 至 S 上行通信中则需 $N_S \geq N_U$, 不失一般性, 则有 $N_S = N_U = N$. 系统中 S 和 U_k 均工作于全双工模式, 同一个频段内 S 和 U_k 可实现双向信息传输.

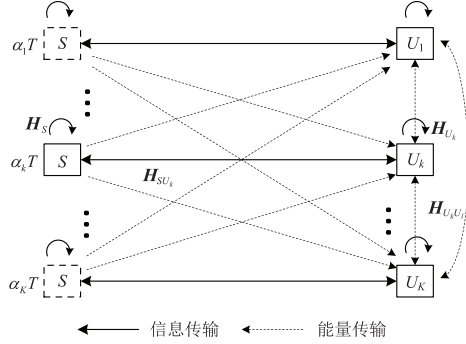


图1 系统模型

在该系统中, S 和 U_k 都具有功率约束, 其中 S 具有固定的能量供给, 而 U_k 从射频信号中采集能量, 并将收集到的能量用于信息传输. 为消除用户间的干扰, 减少用户的能量损耗, S 与 U_k 的信息传输采用 TDMA 的方式, 将一个时间段 T 分为 K 个时隙, 每个时隙长度为 $\alpha_k T$, 其中 α_k 为 TS 因子. 从而, U_k 在时间段 $\alpha_k T$ 内传输与接收信息, 在时间段 $(1 - \alpha_k T)$ 内收集能量.

用户的 TS 接收机结构如图 2 所示, TS 接收机分为能量收集 (energy harvesting, EH) 模块以及信息解码 (information decoding, ID) 模块. 进入 ID 模块的信号通过自干扰消除后还原信息, 而进入 EH 模块的信号可以转化为能量储存并为用户信息传输供能. 例如, 在接入点 S 与用户 U_1 进行全双工信息传输的时隙 $\alpha_1 T$ 内, 用户 U_1 将接收到的信号送入 ID 模块处理后恢复所需信息, 而此时用户 $U_k (k \neq 1)$ 进行能量收集, 将接收到的 S 发送至 U_1 以及 U_1 发送至 S 的 RF 信号送入 EH 模块, 转化为能量储存.

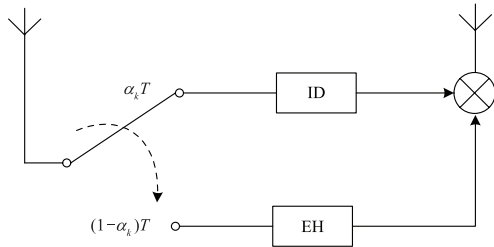


图2 用户接收机结构

本文分别以 $H_{SU_k}, H_{U_k S}, H_{U_k U_l}, H_S, H_{U_k}$ 表示下行信道, 上行信道, 用户 U_k 与用户 U_l 的互干扰信道, S 的自干扰信道, U_k 的自干扰信道, 其中 $k, l \in \Gamma$ 且 $k \neq l$. 信

道 $H_{SU_k}, H_{U_k S}, H_{U_k U_l}$ 均为双向通信信道, 考虑信道互惠特性, 则有 $H_{SU_k} = H_{U_k S}, H_{U_k U_l} = H_{U_l U_k}$, 另外它们的特性类似于 HD 系统, 信道估计较易, 因此可以假设其信道状态信息已知. 而信道 H_S, H_{U_k} 为自干扰信道, 是 FD 系统特有的, 一般信道估计较难, 自干扰信道的理论模型和实际观察值存在偏差^[19], 因此可假设自干扰信道估计存在误差.

用 \mathbf{x}_S 与 \mathbf{x}_{U_k} 分别表示接入点与用户的发送信号矢量, 且有 $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}_N, P_S$ 与 P_{U_k} 分别表示接入点 S 和用户 U_k 的发送功率. 设 \mathbf{D}_{S_k} 为接入点 S 的预编码矩阵, \mathbf{D}_{U_k} 为用户预编码矩阵, \mathbf{F}_S 为接入点 S 接收端的干扰抑制矩阵, \mathbf{F}_{U_k} 为用户接收端的干扰抑制矩阵.

在时间段 $\alpha_k T$ 内, S 和 U_k 双向传输信息, 接入点 S 接收到信号可表示为

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{F}_S \mathbf{H}_{SU_k} \mathbf{D}_{U_k} \mathbf{x}_{U_k} + \mathbf{F}_S \mathbf{H}_S \mathbf{D}_{S_k} \mathbf{x}_{S_k} + \mathbf{n}_S \quad (1)$$

其中, 第 2 项为自干扰项, $\mathbf{n}_S \sim CN(0, \sigma_S^2 \mathbf{I}_N)$ 为接入点 S 的天线噪声.

用户 U_k 接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_{U_k}^{\text{ID}} = \mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{SU_k} \mathbf{D}_{S_k} \mathbf{x}_{S_k} + \mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k} \mathbf{x}_{U_k} + \mathbf{n}_{U_k} \quad (2)$$

其中, 第 2 项为自干扰项, $\mathbf{n}_{U_k} \sim CN(0, \sigma_{U_k}^2 \mathbf{I}_{N_k})$ 表示用户 U_k 的天线噪声.

用户接收端 EH 信号为

$$\mathbf{y}_{U_k}^{\text{EH}} = \sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{H}_{SU_k} \mathbf{D}_{S_l} \mathbf{x}_{S_l} + \mathbf{H}_{U_k U_l} \mathbf{D}_{U_l} \mathbf{x}_{U_l}) \quad (3)$$

则用户 U_k 收集到的能量为

$$E_{U_k} = \eta \sum_{l=1, l \neq k}^K \left(\text{tr}(\mathbf{H}_{SU_k} \mathbf{D}_{S_l} \mathbf{D}_{S_l}^H \mathbf{H}_{SU_k}^H) + \text{tr}(\mathbf{H}_{U_k U_l} \mathbf{D}_{U_l} \mathbf{D}_{U_l}^H \mathbf{H}_{U_k U_l}^H) \right) \alpha_l T \quad (4)$$

其中, $\eta \in (0, 1)$ 为能量转化效率.

根据式(2)与式(3), 系统的下行信道和速率可表示为

$$R_{\text{sum}}^{\text{DL}} = \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{SU_k} \mathbf{D}_{S_k} \mathbf{D}_{S_k}^H \mathbf{H}_{SU_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H}{\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k}^H \mathbf{H}_{U_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H} \right) \quad (5)$$

上行信道和速率可表示为

$$R_{\text{sum}}^{\text{UL}} = \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{F}_S \mathbf{H}_{SU_k} \mathbf{D}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k}^H \mathbf{H}_{SU_k}^H \mathbf{F}_S^H}{\sigma_S^2 \mathbf{I} + \mathbf{F}_S \mathbf{H}_S \mathbf{D}_{S_k} \mathbf{D}_{S_k}^H \mathbf{H}_S^H \mathbf{F}_S^H} \right) \quad (6)$$

以最大化系统速率为目标, 求解最优的发送端预编码矩阵及最优 TS 因子, 令系统和速率 $R_{\text{sum}} = R_{\text{sum}}^{\text{DL}} + R_{\text{sum}}^{\text{UL}}$, 则优化问题可表述为

$$\text{P1: } \max_{\substack{\mathbf{D}_{S_k}, \mathbf{D}_{U_k}, \alpha_k \\ k \in \Gamma}} R_{\text{sum}} \quad (7)$$

$$\text{s. t. } E_{U_k} \geq P_{U_k} \alpha_k T \quad (8)$$

$$\text{tr}(\mathbf{D}_{S_k} \mathbf{D}_{S_k}^H) \leq P_S \quad (9)$$

$$\text{tr}(\mathbf{D}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k}^H) \leq P_{U_k} \quad (10)$$

$$\sum_{k=1}^K \alpha_k \leq 1 \quad (11)$$

$$0 < \alpha_k < 1 \quad (12)$$

3 信道信息有误差的预编码方案

3.1 最小化残余自干扰算法

信道 $\mathbf{H}_S, \mathbf{H}_{U_k}$ 是 FD 系统特有的自干扰信道, 一般信道估计较难, 我们假设自干扰信道估计存在误差, 因此, 接入点以及各用户的自干扰信道可以分别表示为

$$\mathbf{H}_S = \tilde{\mathbf{H}}_S + \Delta \mathbf{H}_S \quad (13)$$

$$\mathbf{H}_{U_k} = \tilde{\mathbf{H}}_{U_k} + \Delta \mathbf{H}_{U_k} \quad (14)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}_S$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_{U_k}$ 为已知的部分信道状态信息, $\Delta \mathbf{H}_S$ 和 $\Delta \mathbf{H}_{U_k}$ 为信道估计误差, 假设 $\|\Delta \mathbf{H}_S\|^2 \leq \sigma_{\text{err}}^2$, $\|\Delta \mathbf{H}_{U_k}\|^2 \leq \sigma_{\text{err}}^2$, σ_{err}^2 为信道误差的边界。

为使自干扰不对系统和速率造成影响, 则应该合理设计发送预编码矩阵和接收端干扰抑制矩阵, 使和速率表达式中的自干扰项消除。

$$\begin{aligned} \text{令 } \mathbf{D}_{U_k} &= \mathbf{G}_{U_k} \mathbf{L}_{U_k}, \mathbf{D}_{S_k} = \mathbf{G}_S \mathbf{L}_{S_k}, \mathbf{Q}_{U_k} = \mathbf{L}_{U_k} \mathbf{L}_{U_k}^H, \mathbf{Q}_{S_k} \\ &= \mathbf{L}_{S_k} \mathbf{L}_{S_k}^H, \text{为使式(5)与式(6)中的自干扰项消除, 则有} \\ \mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k}^H \mathbf{H}_{U_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H &= \mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k}^H \mathbf{H}_{U_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\mathbf{F}_S \mathbf{H}_S \mathbf{D}_{S_k} \mathbf{D}_{S_k}^H \mathbf{H}_S^H \mathbf{F}_S^H = \mathbf{F}_S \mathbf{H}_S \mathbf{G}_S \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{G}_S^H \mathbf{H}_S^H \mathbf{F}_S^H = \mathbf{0} \quad (16)$$

因此, 可设计 $\mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k} = \mathbf{0}$, $\mathbf{F}_S \mathbf{H}_S \mathbf{G}_S = \mathbf{0}$, 以达到对用户和接入点的自干扰进行消除的目的。下面, 以用户 U_k 为例阐述本文自干扰消除方案。

首先, 对已知的自干扰信道矩阵进行奇异值分解

$$\tilde{\mathbf{H}}_{U_k} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (17)$$

其中, $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_m, \dots, \mathbf{u}_N]_N$, $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}[\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_N]$, $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_n, \dots, \mathbf{v}_N]_N$, λ 为 $\tilde{\mathbf{H}}_{U_k}$ 的奇异值。因为 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 的列向量具有正交特性, 为使 $\mathbf{F}_{U_k} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{G}_{U_k} = \mathbf{0}$, 则可设计 $\mathbf{F}_{U_k} = [\mathbf{u}_m, \dots, \mathbf{u}_m]_N^H$, $\mathbf{G}_{U_k} = [\mathbf{v}_n, \dots, \mathbf{v}_n]_N$, $m \neq n$ 且 $m, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 。

由于 \mathbf{F}_{U_k} 与 \mathbf{G}_{U_k} 的选择不唯一, 共有 $N \times (N-1)$ 种组合, 则需要选取最优的一组。考虑到自干扰对速率的影响尽可能最小, 则自干扰项的值应趋于零, 因此, 可基于最小均方误差准则求取 \mathbf{F}_{U_k} 与 \mathbf{G}_{U_k} 的最优解。

$$\text{MSE} = \text{tr}(\mathbf{F}_{U_k} \tilde{\mathbf{H}}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k}^H \tilde{\mathbf{H}}_{U_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H) \quad (18)$$

基于以上分析, \mathbf{F}_{U_k} 与 \mathbf{G}_{U_k} 解的范围很小, 以式(18)为目标函数, 采用遍历搜索求取最优解。具体求解过程如算法 1 所示。

算法 1 自干扰消除算法

步骤 1 令 $m = n = 1$, 初始化 $\mathbf{F}_{U_k}^* = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_1]_N^H$, $\mathbf{G}_{U_k}^* = [\mathbf{v}_1, \dots,$

$\mathbf{v}_1]_N$, 代入式(18)计算得到 MSE^* ;

步骤 2 令 $n = n + 1$, $\mathbf{F}_{U_k} = [\mathbf{u}_m, \dots, \mathbf{u}_m]_N^H$, $\mathbf{G}_{U_k} = [\mathbf{v}_n, \dots, \mathbf{v}_n]_N$, 代入式(18)得到 MSE , 若 $\text{MSE} < \text{MSE}^*$, 则令 $\mathbf{F}_{U_k}^* = \mathbf{F}_{U_k}$, $\mathbf{G}_{U_k}^* = \mathbf{G}_{U_k}$, $\text{MSE}^* = \text{MSE}$;

步骤 3 若 $n < N$, 执行步骤 2, 否则执行步骤 4;

步骤 4 若 $m < N$, 则令 $m = m + 1$, 返回步骤 2, 否则执行步骤 5;

步骤 5 输出最优解 $\mathbf{F}_{U_k}^*$ 与 $\mathbf{G}_{U_k}^*$ 。

至此, 利用算法 1 得到 $\mathbf{F}_{U_k} \tilde{\mathbf{H}}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k} = \mathbf{0}$, 则对于已知的 CSI 带来的自干扰可消除, 式(15)与式(16)可以改写为

$$\mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k} \mathbf{D}_{U_k}^H \mathbf{H}_{U_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H = \mathbf{F}_{U_k} \Delta \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k}^H \Delta \mathbf{H}_{U_k}^H \mathbf{F}_{U_k}^H \quad (19)$$

$$\mathbf{F}_S \mathbf{H}_S \mathbf{D}_{S_k} \mathbf{D}_{S_k}^H \mathbf{H}_S^H \mathbf{F}_S^H = \mathbf{F}_S \Delta \mathbf{H}_S \mathbf{G}_S \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{G}_S^H \Delta \mathbf{H}_S^H \mathbf{F}_S^H \quad (20)$$

根据式(19)与式(20)可知, 式(5)与式(6)的干扰项中仍留有少量的由信道误差引起的残余自干扰。

3.2 鲁棒性预编码设计

由于自干扰信道存在估计误差, 经过第 3.1 节的自干扰消除后仍有残余, 为此, 本节考虑利用预编码消除残余自干扰。因残余自干扰是信道误差引起的, 我们基于最差性能最优的设计准则求取具有鲁棒性的预编码矩阵, 即考虑 $\|\Delta \mathbf{H}_S\|^2$, $\|\Delta \mathbf{H}_{U_k}\|^2$ 均取最大值时, 求解使系统和速率最优的预编码矩阵。为讨论方便, 本节中我们先将 TS 因子 α_k 视为常量, 下节具体讨论最优时隙分配方案。

经过自干扰消除后的上下行和速率分别为

$$\begin{aligned} R_{\text{sum}}^{\text{DL}} &= \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{C}_{\text{DL},k} \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{C}_{\text{DL},k}^H}{\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H}) \\ &= \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H + \mathbf{C}_{\text{DL},k} \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{C}_{\text{DL},k}^H) \\ &\quad - \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} R_{\text{sum}}^{\text{UL}} &= \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{C}_{\text{UL},k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{C}_{\text{UL},k}^H}{\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_{S_k} \Delta \mathbf{C}_S^H}) \\ &= \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_{S_k} \Delta \mathbf{C}_S^H + \mathbf{C}_{\text{UL},k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{C}_{\text{UL},k}^H) \\ &\quad - \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_{S_k} \Delta \mathbf{C}_S^H) \end{aligned} \quad (22)$$

其中

$$\mathbf{C}_{\text{DL},k} = \mathbf{F}_{U_k} \mathbf{H}_{S_{U_k}} \mathbf{G}_S \quad (23)$$

$$\mathbf{C}_{\text{UL},k} = \mathbf{F}_{S_k} \mathbf{H}_{S_{U_k}} \mathbf{G}_{U_k} \quad (24)$$

$$\Delta \mathbf{C}_{U_k} = \mathbf{F}_{U_k} \Delta \mathbf{H}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k} \quad (25)$$

$$\Delta \mathbf{C}_S = \mathbf{F}_S \Delta \mathbf{H}_S \mathbf{G}_S \quad (26)$$

观察式(21)与式(22), 具有相同的结构, 令

$$\begin{aligned} r &= \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H + \mathbf{C}_{\text{DL},k} \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{C}_{\text{DL},k}^H) \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_{S_k} \Delta \mathbf{C}_S^H + \mathbf{C}_{\text{UL},k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{C}_{\text{UL},k}^H) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\Delta r = \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H) + \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_S \Delta \mathbf{C}_S^H) \quad (28)$$

则系统的和速率可表示为

$$R_{\text{sum}} = r - \Delta r \quad (29)$$

虽然 r 及 Δr 都为凸函数,但它们的差 R_{sum} 不为凸函数,因此 R_{sum} 函数为非凸函数,则问题(P1)为非凸问题,很难直接求解,因此本文考虑利用一阶泰勒展开式逼近原目标函数,将原目标函数转化为一个近似的凸函数,则原问题可以转化为一个凸问题。

令 $\bar{R}_{\text{sum}} = r - \bar{\Delta r}$ 为 R_{sum} 的近似函数, $\bar{\Delta r}$ 为 Δr 的一阶泰勒近似函数. 函数 $\log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{X})$ 的一阶泰勒近似函数为^[20]

$$\log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{X}) \leq \log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{X}_0) + (\ln 2)^{-1} \text{tr}[(\mathbf{I} + \mathbf{X}_0)^{-1}(\mathbf{X} - \mathbf{X}_0)] \quad (30)$$

则 $\bar{\Delta r}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \bar{\Delta r} = & \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k}^{(0)} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H) \\ & + \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_S^{(0)} \Delta \mathbf{C}_S^H) \\ & + (\ln 2)^{-1} \text{tr}[(\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k}^{(0)} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H)^{-1} \\ & \quad \Delta \mathbf{C}_{U_k} (\mathbf{Q}_{U_k} - \mathbf{Q}_{U_k}^{(0)}) \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H] \\ & + (\ln 2)^{-1} \text{tr}[(\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_S^{(0)} \Delta \mathbf{C}_S^H)^{-1} \\ & \quad \Delta \mathbf{C}_S (\mathbf{Q}_S - \mathbf{Q}_S^{(0)}) \Delta \mathbf{C}_S^H] \end{aligned} \quad (31)$$

其中, $\mathbf{Q}_{U_k}^{(0)}$ 及 $\mathbf{Q}_S^{(0)}$ 为预编码矩阵的给定初始值。

由式(31)可知, $\bar{\Delta r}$ 是一个仿射函数. 由于凸函数与仿射函数之差为凸函数,则可知 \bar{R}_{sum} 是一个凸函数,因此原优化问题(P1)可以转化为

$$\text{P2: } \max_{\substack{\mathbf{Q}_S, \mathbf{Q}_{U_k} \\ k \in \Gamma}} \bar{R}_{\text{sum}} \quad (32)$$

$$\text{s. t. } E_{U_k} \geq P_{U_k} \alpha_k T \quad (33)$$

$$\text{tr}(\mathbf{G}_S \mathbf{Q}_S \mathbf{G}_S^H) \leq P_s \quad (34)$$

$$\text{tr}(\mathbf{G}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{G}_{U_k}^H) \leq P_{U_k} \quad (35)$$

$$\mathbf{Q}_S \geq 0 \quad (36)$$

$$\mathbf{Q}_{U_k} \geq 0 \quad (37)$$

由于目标函数 \bar{R}_{sum} 是凸函数,约束项均具有凸性,所以优化问题(P2)为凸优化问题,可直接利用 CVX 工具箱求解,算法 2 给出了具体的鲁棒性预编码矩阵求解步骤。

算法 2 鲁棒预编码矩阵设计

步骤 1 初始化 $(\mathbf{Q}_{U_k}^{(0)}, \mathbf{Q}_S^{(0)})$;

步骤 2 利用式(31)更新 $\bar{\Delta r}$, 更新 $\bar{R}_{\text{sum}} = r - \bar{\Delta r}$;

步骤 3 利用 CVX 工具箱求解优化问题(P2), 得到最优解 $(\mathbf{Q}_{U_k}^{\text{opt}}, \mathbf{Q}_S^{\text{opt}})$;

$\mathbf{Q}_S^{\text{opt}})$;

步骤 4 令 $(\mathbf{Q}_{U_k}^{(0)}, \mathbf{Q}_S^{(0)}) = (\mathbf{Q}_{U_k}^{\text{opt}}, \mathbf{Q}_S^{\text{opt}})$;

步骤 5 重复步骤 2 至步骤 4, 直至 \bar{R}_{sum} 收敛;

步骤 6 利用 Cholesky 分解^[21]: $\mathbf{Q}_{U_k}^{\text{opt}} = \mathbf{L}_{U_k} \mathbf{L}_{U_k}^H$, $\mathbf{Q}_S^{\text{opt}} = \mathbf{L}_S \mathbf{L}_S^H$;

步骤 7 输出最优预编码矩阵: $\mathbf{D}_{U_k} = \mathbf{G}_{U_k} \mathbf{L}_{U_k}$, $\mathbf{D}_S = \mathbf{G}_S \mathbf{L}_S$.

在算法迭代过程中,由于噪声与残余自干扰的存在,对系统的和速率具有一定影响,因此目标函数 \bar{R}_{sum} 的值小于理想情况的系统和速率 $R_{\text{sum}}^{\text{ideal}}$, 即有

$$\bar{R}_{\text{sum}} < R_{\text{sum}}^{\text{ideal}} \quad (38)$$

其中, $R_{\text{sum}}^{\text{ideal}}$ 为无噪声和干扰的理想信道下的系统和速率, 为

$$\begin{aligned} R_{\text{sum}}^{\text{ideal}} = & \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{C}_{\text{DL},k} \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{C}_{\text{DL},k}^H) \\ & + \sum_{k=1}^K \alpha_k \log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{C}_{\text{UL},k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{C}_{\text{UL},k}^H) \end{aligned} \quad (39)$$

由于本文系统为功率约束系统,即接入点和用户的发送功率均为有限值,因此 $R_{\text{sum}}^{\text{ideal}}$ 的值为有限值,因此目标函数 \bar{R}_{sum} 为一个有界函数,又在算法 2 迭代过程中,结合式(30)与式(31),步骤 2 中更新后的 $\bar{\Delta r}$ 都小于上一次迭代中的值,保证了 \bar{R}_{sum} 的每次迭代值都大于上一次迭代后的值. 因为有界单调函数为收敛函数,所以 \bar{R}_{sum} 是收敛的,即算法 2 是收敛的。

4 最优时隙分配方案

在上节中,利用算法 2 得到了鲁棒性预编码矩阵. 为了进一步提高能量效率,在本节中我们讨论最优时隙分配方案. 这里,TS 因子 α_k 视为优化变量,在不同方案下基于最大系统和速率求取 α_k 的最优解。

定义用户 U_k 可达速率,即用户 U_k 接收信息速率与发送信息速率的和为

$$\begin{aligned} R_k = & \log_2 \det(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{C}_{\text{DL},k} \mathbf{Q}_{S_k} \mathbf{C}_{\text{DL},k}^H}{\sigma_{U_k}^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_{U_k} \mathbf{Q}_{U_k} \Delta \mathbf{C}_{U_k}^H}) \\ & + \log_2 \det(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{C}_{\text{UL},k} \mathbf{Q}_{U_k} \mathbf{C}_{\text{UL},k}^H}{\sigma_S^2 \mathbf{I} + \Delta \mathbf{C}_S \mathbf{Q}_S \Delta \mathbf{C}_S^H}) \end{aligned} \quad (40)$$

其中 \mathbf{Q}_{S_k} 和 \mathbf{Q}_{U_k} 可通过算法 2 求取,则系统和速率为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \alpha_k R_k \quad (41)$$

4.1 均衡时隙分配

基于均衡时隙分配方案(UTS),系统中各用户信息传输时间相等,在该条件下,为使系统和速率最大,则可得到优化问题(P3)

$$\text{P3: } \max_{\alpha_k, k \in \Gamma} \sum_{k=1}^K \alpha_k R_k \quad (42)$$

$$\text{s. t. } \sum_{k=1}^K \alpha_k \leq 1 \quad (43)$$

$$0 < \alpha_k < 1 \quad (44)$$

$$\alpha_1 T = \alpha_2 T = \cdots = \alpha_k T = \cdots = \alpha_K T \quad (45)$$

由于式(42)为仿射函数,约束条件均具有凸性,显然优化问题(P3)为凸优化问题,当且仅当式(43)等号成立时,可求得 α_k 的最优解,联立式(45)便可知 UTS 方案下的 α_k 的最优解为

$$\alpha_k = \frac{1}{K} \quad (46)$$

4.2 基于速率公平的时隙分配

基于速率公平的时隙分配方案(UTRS)中,系统中各用户信息传输速率相等,在该条件下,为使系统和速率最大,则可得到优化问题(P4)

$$\text{P4: } \max_{\alpha_k, k \in \Gamma} \sum_{k=1}^K \alpha_k R_k \quad (47)$$

$$\text{s. t. } \sum_{k=1}^K \alpha_k \leq 1 \quad (48)$$

$$0 < \alpha_k < 1 \quad (49)$$

$$\alpha_1 R_1 = \alpha_2 R_2 = \cdots = \alpha_k R_k = \cdots = \alpha_K R_K \quad (50)$$

约束等式(50)保证了各用户传输速率相等,令

$$\alpha_1 R_1 = \alpha_2 R_2 = \cdots = \alpha_k R_k = \cdots = \alpha_K R_K = R^* \quad (51)$$

则可得 $\alpha_k = R^*/R_k$, 又式(48)等号成立时取最优解,因此有

$$\sum_{k=1}^K \frac{R^*}{R_k} = 1 \quad (52)$$

求解式(52)便可得到 UTRS 方案下的 α_k 的最优解为

$$\alpha_k = \frac{R^*}{R_k} = \frac{1}{R_k \sum_{k=1}^K \frac{1}{R_k}} \quad (53)$$

然而,式(53)的最优解建立在 R_k 已知的条件下, R_k 的确立基于算法 2, 而算法 2 中 TS 因子 α_k 为已知值, 因此需通过迭代搜索来精确 α_k 的最优解. 首先, 初始化 α_k 的值, 代入算法 2 求解最优的预编码矩阵, 将得到的预编码代入式(53)求取 α_k 的最优解, 然后将求得的 α_k 的最优解作为初始值再代入算法 2 中进一步求解最优预编码矩阵, 反复迭代直至收敛以得到预编码矩阵以及 α_k 的最优解.

4.3 基于最大和速率的时隙分配

基于最大和速率的时隙分配方案(MRTS)中, 不具有前两种方案的等式约束条件, 只需用户收集的能量能满足通信要求即可, 则可得优化问题(P5)

$$\text{P5: } \max_{\alpha_k, k \in \Gamma} \sum_{k=1}^K \alpha_k R_k \quad (54)$$

$$\text{s. t. } E_{U_k} \geq P_{U_k} \alpha_k T \quad (55)$$

$$\sum_{k=1}^K \alpha_k \leq 1 \quad (56)$$

$$0 < \alpha_k < 1 \quad (57)$$

在优化问题(P5)中, R_k 可通过式(40)求得, 因此式(54)为凸函数, 又约束项均具有凸性, 则 α_k 最优解的求取变成一个凸优化问题, 由于 α_k 解的范围较小, 因此可利用线性搜索法如二分法或黄金分割法求最优解, 或者直接利用 CVX 工具箱求取优化问题(P5)的最优解.

与 UTRS 方案类似, MRTS 方案中的最优解的求取基于 R_k 已知, 因此也需要通过迭代搜索来精确 α_k 的最优解, 求解方法与 UTRS 方案相同, 故不再赘述.

5 仿真分析

本文对所提算法 1 和算法 2 的性能进行了仿真验证, 并对所提的三种时隙分配方案做出了比较分析. 另外, 为验证本文方案的性能优势, 我们考虑将本文方案与文献[15], 文献[17]以及文献[18]的方案进行对比, 由于不同文献采用不同的系统模型, 为保证公平性, 本文仿真中所有方案均采用多天线一对多的双向通信系统模型, 自干扰消除均基于本文算法 1, 各方案的特点归纳于表 1.

表 1 不同方案的特点

方案	接收机结构	优化算法	是否考虑信道误差
本文方案	TS(TS 因子最优)	本文算法 2	是
文献[15]方案	TS(TS 因子最优)	ZF 算法	否
文献[17]方案	PS(PS 因子固定)	SDR 算法	是
文献[18]方案	PS(PS 因子最优)	AO 算法	否

针对图 1 中的多用户全双工双向通信模型, 假设所有信道为服从独立分布的瑞利衰落信道, 其各分量服从均值为 0 方差为 1 的复高斯分布. 仿真中, 设置用户数 $K=2$, 天线数 $N=2$, 能量转化效率 $\eta=50\%$, 噪声方差 $\sigma_S^2 = \sigma_{U_k}^2 = \sigma^2 = 1$, 定义信噪比为 $\text{SNR} = P_s/\sigma^2$, 考虑到接入点 S 具有稳定能量供给, 而用户从 RF 信号中采集能量, 设置用户发送功率为 $P_{U_k} = P_s/K$, 未特殊说明下, 自干扰信道估计误差 $\sigma_{\text{err}}^2 = 0.1$.

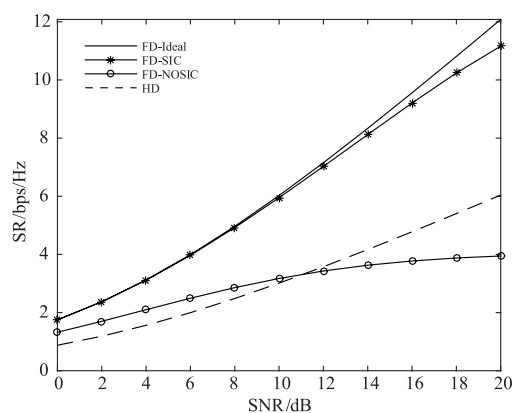


图 3 不同双工模式下和速率与信噪比关系曲线

图 3 给出了不同双工模式下系统和速率随信噪比的变化曲线,四种双工模式分别为半双工(HD)模式,未经自干扰消除的全双工(FD-NOSIC)模式,经本文算法 1 进行自干扰消除后的全双工(FD-SIC)模式以及理想全双工(FD-Ideal)模式.观察可知未经自干扰消除的全双工系统和速率随着 SNR 的增大而明显退化,在 $\text{SNR} > 11\text{dB}$ 甚至低于半双工系统的和速率,这说明自干扰的存在严重影响系统和速率性能.而经算法 1 消除自干扰以后,系统和速率接近理想模式下的和速率,这验证了算法 1 的有效性,本文算法 1 对可估计的自干扰信道部分能较好地消除自干扰信号.另外可观察到, $\text{SNR} > 10\text{dB}$ 时,本文采用的 FD-SIC 模式下的系统和速率逐渐退化,尽管算法 1 能较好地提升系统和速率性能,但由于信道估计误差引起的残余自干扰依然存在,对系统和速率造成了一定的影响.

图 4 给出了 $\text{SNR} = 10\text{dB}$ 时三种不同时隙分配方案下的和速率与迭代次数的关系曲线.设置收敛精度为 0.01,则由图 4 可知,三种方案下的系统和速率均经过有限次迭代之后收敛,迭代次数均在 5~6 次.图中三种时隙分配方案均基于算法 2,因此验证了算法 2 的收敛性.

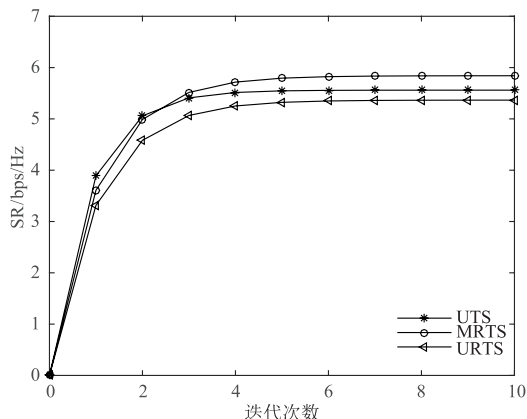


图 4 不同时隙分配方案下和速率与迭代次数关系曲线

图 5 给出了半双工以及全双工模式下三种不同时隙分配方案的和速率与信噪比的关系曲线.由图可知,无论系统工作于半双工还是全双工模式,三种方案的系统和速率均随信噪比的增大而增大,其中 MRTS 方案和速率性能最优,UTS 方案次之,URTS 方案最差.原因在于三种方案的约束条件不同,URTS 方案中,各用户的信息传输速率需保持相同,为达到这一条件,较之于 UTS 方案中的相同的时隙分配,URTS 方案需为信道状态较差的用户分配更长的时隙,为信道状态较好的用户分配更短的时隙,因此整体的和速率下降,而在 MRTS 方案中,为使系统和速率最大化,在满足约束条件下,则为信道状态较好的用户分配更长的时隙,为信道状态较差的用户分配更短的时隙,因此整体的和速率上升.

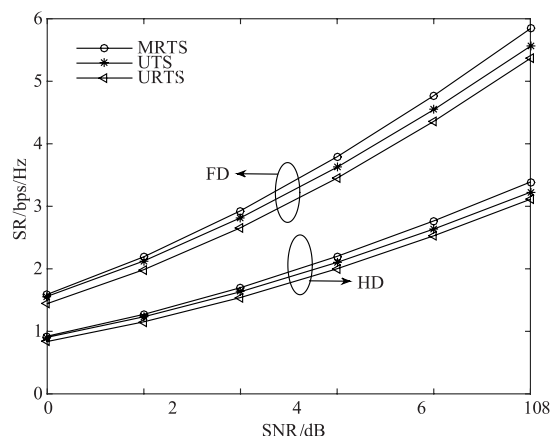


图 5 不同时隙分配方案下和速率与信噪比关系曲线

图 6 给出了不同方案下系统和速率与自干扰信道误差的关系曲线.仿真中,设置 $\text{SNR} = 10\text{dB}$, σ_{err}^2 从 0.1 到 1 变化.与传统方案不同的是,本文方案中预编码矩阵的设计考虑了自干扰信道误差的客观存在.从图 6 可以看出,随着信道误差的增大,四种方案下的系统和速率均急速下降.同时,随着信道误差的增大,本文方案与文献[17]方案的和速率性能的下降趋势明显低于文献[15]与文献[18]方案,这是由于前两种方案考虑了信道误差的存在,具有更好的鲁棒性.各方案鲁棒性的优劣直观体现在图中曲线斜率的大小,本文方案的曲线斜率略小于文献[17],因此在考虑信道误差存在的情况下,方案的鲁棒性更优,这是由于本文方案中系统总发射功率更小,因此同一信噪比下,信道误差带来的影响更小.

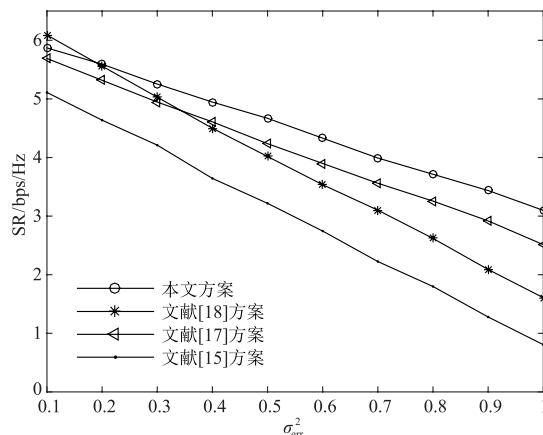


图 6 和速率与自干扰信道误差关系曲线

图 7 给出了不同方案不同信噪比下系统和速率与天线数的关系曲线.从仿真结果可知,随着天线数的增大,不同信噪比下,四种方案的系统和速率均增大,这是由于天线数的增加带来的增益.从图 7 可以看出信噪比小于 5dB 时,本文方案的和速率性能优于另外三种方案,这是由于本文方案采用 TDMA 的传输方式,被动消除了用户间互干扰,因此和速率性能更好,另外当信噪

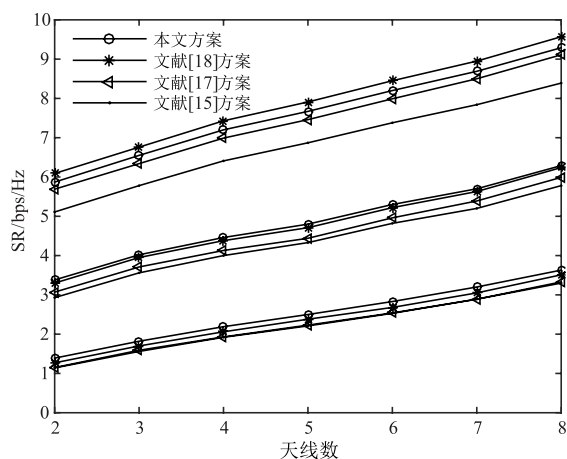


图7 不同信噪下和速率与天线数关系曲线

比为 10dB 时,文献[18]方案的和速率性能优于本文方案,而文献[17]方案的和速率性能逐渐接近于本文方案,这是由于文献[18]与[17]方案基于 PS 接收机结构,在高信噪比情况下,PS 接收机所带来的速率损害低于 TS 接收机,但这仅限于信噪比较高和信道估计误差较小的情况,从图 6 可以看出,当估计误差大于 0.3 时,本文方案具有更好的和速率性能。

图 8 给出了不同方案系统总发射功率与信噪比的关系曲线。随着信噪比的增大,各方案下的系统总发射功率增大,可以看出本文方案的总发射功率最小,文献[15]次之,这是因为基于 TS 接收机结构,用户会在时间段 $(1 - \alpha_k T)$ 内只收集能量而不传输信息,因此避免了过多的功率消耗,另外本文方案采用 TDMA 的传输方式与 TS 接收机结合,被动消除了用户间的互干扰,因此具有更小的总发射功率。

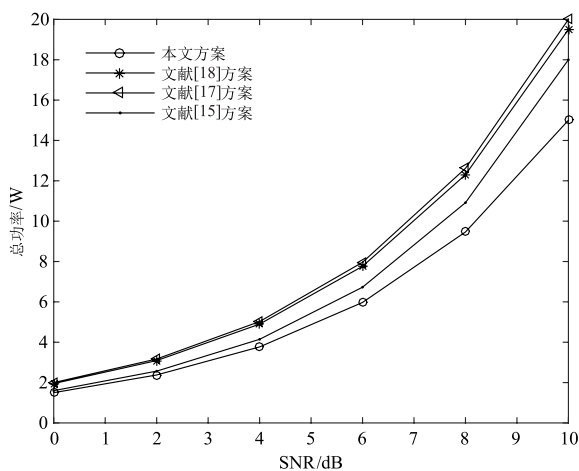


图8 系统总发射功率与信噪比关系曲线

本文定义系统能量效率等于系统和速率与系统总发射功率的比值,图 9 给出了不同方案下系统能量效率与信噪比的关系曲线。可以看出,随信噪比的增大,各方案下的系统能量效率不断下降。可直观看出,本文方案的能

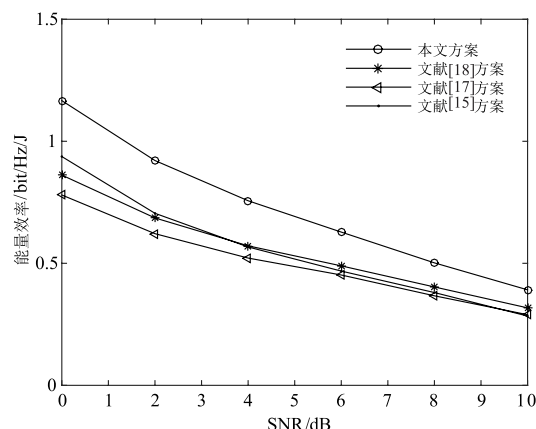


图9 系统能量效率与信噪比关系曲线

量效率最高,这是因为本文方案具有较高的系统和速率和最小的系统发射功率。另外,在信噪比较低时,基于 TS 接收机的本文方案和文献[15]方案具有更好的能量效率,这是由于信噪比较低时,所有方案的和速率十分接近,而这两种方案具有更小的发射功率,因此能量效率更高。随着信噪比的增大,文献[15]方案的能量效率逐渐低于文献[17]和文献[18]方案,这是由于随着信噪比的增大,文献[15]方案的和速率远低于其他方案。

6 结论

基于多用户 MIMO FD-SWIPT 双向通信系统,本文首先提出一种基于奇异值分解和最小均方误差准则的自干扰消除算法,对系统中的自干扰进行了合理的消除以减弱其对和速率性能的影响,然后在自干扰信道存在估计误差的情况下,基于一阶泰勒逼近方法,提出一种最大化系统和速率的鲁棒预编码设计方案,给出了相应的迭代算法步骤,进一步,提出了三种不同约束条件下的时隙分配方案,并推导了各方案下的时隙分配因子的最优解。仿真结果验证了自干扰算法的有效性,预编码算法的收敛性和鲁棒性,以及三种时隙分配方案的性能差异。通过与现有的其他方案对比,本文方案具有更小的系统发射功率和更好的能量效率性能,在信噪比较低和信道误差较大时,本文方案具有更好的系统和速率性能。今后,我们将考虑非线性能量收集模型下的 FD-SWIPT 系统的性能优化,以进一步贴合实际应用。

参考文献

- [1] Zhang Z, Long K, Vasilakos A V, et al. Full-duplex wireless communications: challenges, solutions, and future research directions [J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104 (7): 1369 - 1409.
- [2] Xiao Z, Li Y, Bai L, et al. Achievable sum rates of half-and full-duplex bidirectional OFDM communication links [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66 (2):

- 1351 – 1364.
- [3] Marašević J, Zhou J, Krishnaswamy H, et al. Resource allocation and rates gains in practical full-duplex systems[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2017, 25 (1) : 292 – 305.
- [4] Lumpkins W. Nikola Tesla's dream realized; wireless power energy harvesting[J]. IEEE Consumer Electronics Magazine, 2014, 3 (1) : 39 – 42.
- [5] Song C, Huang Y, Zhou J, et al. A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63 (8) : 3486 – 3495.
- [6] Moghaddam A, Chuah J, Ramiah H, et al. A 73.9%-efficiency CMOS rectifier using a lower DC feeding (LDCF) self-body-biasing technique for far-field RF energy-harvesting systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers, 2017, 64 (4) : 992 – 1002.
- [7] Zhang R, Ho C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12 (5) : 1989 – 2001.
- [8] Ku M, Li W, Chen Y, et al. Advances in energy harvesting communications: past, present, and future challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18 (2) : 1384 – 1412.
- [9] Zhong C, Suraweera H A, Zheng G, et al. Wireless information and power transfer with full duplex relaying[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62 (10) : 3447 – 3461.
- [10] Wen Z, Liu X, Beaulieu N C, et al. Joint source and relay beamforming design for full-duplex MIMO AF relay SWIPT system[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20 (2) : 320 – 323.
- [11] Okandeji A A, Khandaker M, Wong K. Wireless information and power transfer in full-duplex communication systems[A]. Proceeding of the IEEE International Conference on Communications [C]. Kuala Lumpur: IEEE Press, 2016. 1 – 6.
- [12] Okandeji A A, Khandaker M, Wong K, et al. Joint transmit power and relay two-way beamforming optimization for energy-harvesting full-duplex communications[A]. Proceeding of the IEEE Global Communications Conference [C]. Washington: IEEE Press, 2016. 1 – 6.
- [13] Zewde T A, Gursay M G. Energy-efficient full-Duplex wireless information and power transfer[A]. Proceeding of the IEEE 84th Vehicular Technology Conference [C]. Montréal: IEEE Press, 2016. 1 – 5.
- [14] Hu Z, Yuan C, Zhu F, et al. Weighted sum transmit power minimization for full-duplex system with SWIPT and self-energy recycling[J]. IEEE Access, 2016, 4: 4874 – 4881.
- [15] Mohammadi M, Chalise B K, Suraweera H A, et al. Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64 (4) : 1769 – 1785.
- [16] Liu H, Kim K J, Kwak K S, et al. Power splitting-based SWIPT with decode-and-forward full-duplex relaying[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15 (11) : 7561 – 7577.
- [17] Wen Z, Liu X, Chen Y, et al. Joint transceiver designs for full-duplex MIMO SWIPT systems based on MSE criterion[J]. China Communications, 2016, 13 (5) : 79 – 86.
- [18] Zhao M, Cai Y, Shi Q, et al. Joint transceiver designs for full-duplex K-pair MIMO interference channel with SWIPT[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65 (2) : 890 – 905.
- [19] 吴翔宇, 沈莹, 唐友喜. 室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道测量与建模[J]. 电子学报, 2014, 42 (1) : 1 – 6.
- WU Xiangyu, SHEN Ying, TANG Youxi. Measurement and modeling of co-time co-frequency full-duplex self-interference channel of the indoor environment at 2.6GHz[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42 (1) : 1 – 6. (in Chinese)
- [20] Boyd S, Vandenberghe L. Convex Optimization[M]. New York: Cambridge University Press, 2004. 67 – 78.
- [21] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012. 225 – 227.

作者简介



谢显中 男, 1966 年出生, 四川通江人, 教授、博士, 现主要从事无线和移动通信技术的研究。

E-mail: xiexzh@cqupt.edu.cn



陈九九 男, 1994 年出生, 湖南岳阳人, 硕士研究生。现主要从事全双工技术及信息与能量同传技术的研究。

E-mail: chenjiujie0618@163.com

扶渝茜 女, 1993 年出生, 四川内江人, 硕士研究生。现主要从事全双工技术及能量收集技术的研究。