



FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案

谢显中, 扶渝茜*, 陈九九

重庆邮电大学个人通信研究所, 重庆 400065

* 通信作者. E-mail: 452283074@qq.com

收稿日期: 2018-02-07; 修回日期: 2018-05-08; 接受日期: 2018-07-25; 网络出版日期: 2019-09-09

国家自然科学基金(批准号: 61271259, 61471076, 61601070)、重庆市教委科学技术研究项目(批准号: KJZD1801012, KJ1600411)、重庆市基础与前沿研究计划(批准号: CSTC2016jcyjA0455)、长江学者和创新团队发展计划(批准号: IRT1299)和重庆市科委重点实验室专项经费(批准号: CQJK)资助项目

摘要 本文考虑了一个利用 full-duplex simultaneous wireless information and power transfer (FD-SWIPT) 双向中继提供移动通信蜂窝网络中小区覆盖, 同时改进吞吐量和能量效率的应用场景. 针对 FD-SWIPT 双向中继研究存在问题, 提出了 FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案. 首先, 给出了一种低复杂度次优天线分组算法, 在中继接收端使用天线分组策略, 将信道条件好的接收信号用于传输, 剩下的信号用于能量采集. 进一步, 在中继发送端设计了波束成形方案, 并利用最大广义特征值方法优化波束成形矢量, 达到优化接收端信干噪比的目的. 仿真结果表明, 所提出的联合优化方案能有效提升系统的和吞吐量与能量效率, 且天线选择方案起到了重要的作用.

关键词 全双工中继, 信息与能量同传, 波束成形, 天线选择, 吞吐量, 能量效率

1 引言

全双工 (full-duplex, FD) 系统^[1], 能够有效解决半双工所导致的频谱效率低下问题, 增强无线通信系统的性能. 由于携带信息的无线电信号也可作为能量传输的载体, FD 技术的出现也为无线信息与能量同传技术 (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT)^[2,3] 带来了新的机遇. 此前, SWIPT 技术已在电池受限的设备上进行了运用, 而绿色通信的兴起也使得在 SWIPT 技术在中继系统中得到了广泛的关注. 本文针对多输入多输出 (multiple-input and multiple-output, MIMO) 双向中继系统, 考虑全双工无线信息与能量同传 (FD-SWIPT) 的优化传输方案, 以期同时改进吞吐量和能量效率.

引用格式: 谢显中, 扶渝茜, 陈九九. FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案. 中国科学: 信息科学, 2019, 49: 1217-1230, doi: 10.1360/N112018-00026
Xie X Z, Fu Y X, Chen J J. Energy efficiency and throughput maximization scheme based on joint antenna selection and beamforming optimization in FD-SWIPT bidirectional relay systems (in Chinese). Sci Sin Inform, 2019, 49: 1217-1230, doi: 10.1360/N112018-00026

在 MIMO 双向中继系统的无线信息与能量同传 (SWIPT) 方面, 文献 [4] 研究了具有统计信道状态信息 (channel state information, CSI) 反馈的 MIMO-SWIPT 系统的能量效率 (energy efficiency, EE) 优化问题. 不同于以前的研究, 该文献在系统容量中考虑了能量转移产生的潜在容量, 并给出了其系统的最优预编码矩阵, 同时提出了最优和低复杂度的次优能量分配算法. 文献 [5] 研究了一种低复杂度的 MIMO 中继信道中的 SWIPT 技术, 提出利用中继节点处的阵列配置, 使用天线元件用于常规解码或整流, 基于广义选择组合器 (generalized selective combinator, GSC) 的原理提出了一种译码/整流之间的动态天线切换方案, 将信道最强路径分配用于解码, 其余信道路径用于能量采集, 并给出了中断概率的闭合表达式以及最优分配策略. 文献 [6] 探讨了以能量效率作为需要优化的目标函数, 在基于放大转发 (amplify-forward, AF) 的 MIMO 双向中继系统中, 结合中继天线选择提出了一种迭代能量效率的天线选择 (antenna selection, AS) 算法, 用于联合收发天线的选择, 同时优化源端和中继端的发射功率, 以达到使能量效率提高的目的. 进一步, 文献 [7] 将前期文献所用方法扩展到对两个变量进行联合优化以达到更好的性能, 提出了一种适用于 MIMO 中继系统的高能效且低复杂度的天线选择方案, 该算法基于波束成形和范数最大化, 联合优化源端、中继和目的端的发射功率、各节点的天线子集, 在信噪比约束条件下, 最大限度地提高了源端到中继以及中继到目的端之间的能量效率, 从而获得系统的最大能量效率.

上述研究没有结合 FD 技术, 最近 FD 技术与 SWIPT 技术相结合的全双工无线信息与能量同传 (FD-SWIPT) 成为热点 [8~20]. 文献 [8] 在 FD-SWIPT 系统中提出了一种基于功率分裂 (power splitting, PS) 的优化算法, 在能量约束条件下获得系统最大传输和速率. 文献 [9] 在多天线的点对点系统中, 为了最小化加权的发射总功率, 设计了接入点的发射波束成形 (beamforming, BF) 向量和移动端功率分裂策略进行联合优化. 文献 [10] 研究了一种用于 FD-MIMO 双向通信系统的发射天线选择算法, 提出了一种基于贪婪方法的 FD 双向 MIMO 天线选择算法, 并在不同的信噪比和信干噪比 (signal-to-interference-plus noise ratio, SINR) 的条件下与穷举搜索算法进行系统遍历容量和计算复杂度的比较, 验证其算法的可行性. 文献 [11] 提出了一种在 MIMO 多播系统中联合波束成形和接收端 PS 优化基站端发送功率的方案, 以最小化基站在每个毫秒处受信噪比和能量采集所约束的发射功率, 并得到封闭形式的渐近最优波束成形矢量和 PS 参数, 从而验证了该方案在发射天线数目有限的情况下的有效性. 文献 [12] 研究了在 MIMO 全双工点对点系统下, 进行波束成形和时间切换 (time switching, TS) 协议的联合优化, 达到最大的和速率. 文献 [13] 提出了一种基于最大加权和速率 (weighted sum rate, WSR) 的多用户全双工系统 SWIPT 传输优化方案, 设计了最大化 WSR 为目标的时隙分配因子和功率分裂因子联合优化方案, 并利用等价条件及 Lagrange 乘子法得到最优解的闭合表达式, 提出基于黄金分割法的优化算法, 最终求出最大加权和速率.

然而, 文献 [8~13] 没有考虑中继传输系统, 近两年, 文献 [14~20] 等针对 FD-SWIPT 中继传输进行了探讨. 文献 [14] 研究了在 FD-SWIPT 放大转发 MIMO 中继系统中, 基于最小均方误差准则的源、中继波束成形, 并在发射功率约束和用户能量采集约束下的联合优化问题. 通过交替优化, 导出了连续凸逼近的联合波束成形设计, 并证明了该设计的收敛性. 同时为了降低复杂度, 提出了一种基于低复杂度的信道并行化设计方案. 最后给出了最小均方误差和误码率的仿真曲线, 验证了该方法对系统具有较好的效果. 文献 [15] 研究了在 FD-SWIPT DF 中继系统中, 考虑了一个由两个电池组成的电池组, 利用 PS 技术在两组电池之间切换充放电, 并给出了中断概率积分形式表达式, 使得最佳 PS 因子可最大限度地提高端到端的信干噪比, 同时提出了 RF 域中的 RSI (residual self-interference) 有利于降低具有该系统端到端中断概率, 从而可以减轻 RF 域中的干扰消除的负担. 最后提出了一种基于贪婪搜索 (greedy search, GS) 实现的 FDR-PS 系统的能量存储模型, 并推导出 GS 策略相应的中断概

率,验证了 GS 策略在弱能量采集的情况下能改进系统性能.文献 [16] 将 [15] 的思想继续扩展,研究了服务质量 (quality of service, QoS) 约束下采用 TS 设计在 Nakagami-m 衰落信道中 FDR-SWIPT 系统的最大平均系统吞吐量,提出了受 QoS 约束的最优 TS 因子,该模型通过贪婪搜索 (GS) 可以大大提高中断性能.通过将中继的能级建模为具有两级状态转移的 Markov 链,推导出了一般能量采集模型 GS 实现的中断概率.为了验证 QoS 约束中继控制的实际意义,仿真结果表明该中继控制在中断性能和成功率方面取得了显著的改善.文献 [17] 研究了在 FD-MIMO 放大转发中继中采用 PS-SWIPT 协议和中继波束形成矩阵的联合优化以达到服从能量约束条件的和速率最大化问题;文献中采用基于迫零算法的波束成形方案,消除系统自干扰,并列出了和速率的表达式,使用 CVX 工具箱进行求解,从而求出最大和速率.同时与单独优化一个变量的系统进行比较,证实了联合优化的重要性.文献 [18] 将 [17] 的 SISO 中继系统拓展到了 MIMO 中继中,考虑在 FDR-SWIPT 双向 MIMO 系统下联合波束形成、功率分配和 PS 因子进行研究的效用优化问题,即在接收信噪比、功率分配因子和发射功率的约束下,最大限度地获取能量.提出了可以避免复杂的自干扰 (self-interference, SI) 消除,并利用残留自干扰来获取更多的能量的方案,随后采用半松弛定理和约束激活准则求解非凸问题,提出的交替优化迭代算法,保证了单调收敛性,得到了最优波束形成向量和资源分配向量的闭合表达式.并与单独能量分配方案和半双工系统方案进行了仿真对比,证明了方案的可行性.文献 [19] 提出了一种新的不对称 FD-SWIPT 中继策略,通过引入非对称时隙,获得了比传统的对称中继系统更高的自由度.在非对称策略的基础上,通过对时隙、源端传输功率和中继的联合设计,提出了一种面向频谱效率的资源分配算法.仿真结果表明,所提出的非对称系统比对称系统和基于时间切换的 FD 中继系统具有更高的频谱效率.文献 [20] 研究了在 FDR-SWIPT MIMO 系统中 PS 和功率分配的联合优化问题,以最大限度地提高端到端的可达率.提出了天线集中方案,将中继处的多个天线分成两组,分别用于信息解码和能量采集.提出了具有指数复杂度的最优集中算法.在此基础上,提出了一种具有线性复杂度的贪婪集中算法,并对算法性能进行了优化.同时进行理论分析,且给出了优化速率的仿真结果.目前,涉及全双工信息与能量同传 (FD-SWIPT) 研究的大多数文献选取的系统模型都是点到点传输或单向中继传输系统,现实中信息传输是一个交换的过程,所以双向中继系统更符合实际运用.然而,在针对 FD-SWIPT 双向中继系统研究的文献,着重研究 TS 协议和 PS 协议,如文献 [18] 研究了 PS 协议与波束成形的联合优化方案,对天线选择的算法研究很少,虽然遍历的天线选择算法有较好性能,但随着天线数的增多,计算复杂度呈指数增长.

针对上述分析,本文研究了 FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案.考虑在一个 FD-SWIPT 双向中继系统中,中继具有多个发送和接收天线 (MIMO),通过天线选择与波束成形进行联合优化,以达到最大系统的和吞吐量,并提升能量效率.为此,提出了一种低复杂度的中继接收端的天线分组策略,将信道条件好的天线接收信号进行下一步转发,而剩余信道条件略差的接收信号进行能量采集,为中转端转发信息提供能量;同时,设计了中继发送端的波束成形矢量,用于优化中继端到目的端接收信噪比.本文的主要贡献可概括为:(1) 将文献 [15] 的思想扩展到了全双工双向 MIMO 中继系统,最大限度地提高系统和吞吐量,而不是单纯地提高系统能量效率或输出 SNR 作为优化变量;(2) 与文献 [15,18] 采用的传统 PS 方案及 TS 方案不同,本文采用天线选择分组的方案进行能量收集,可以更好地对系统的和吞吐量优化;(3) 利用最大广义特征值的方法进一步优化波束成形矢量,达到优化接收端信干噪比的目的;(4) 提出了一种低复杂度次优天线分组方案,与文献 [15,18] 提出的 PS 方案在系统的和吞吐量和计算复杂度方面进行了比较;(5) 在不同的中继天线数量、节点距离、发射功率和不同自干扰消除系数的条件下,进行了对系统的和吞吐量仿真验证,同时还比较了其能量效率优势.

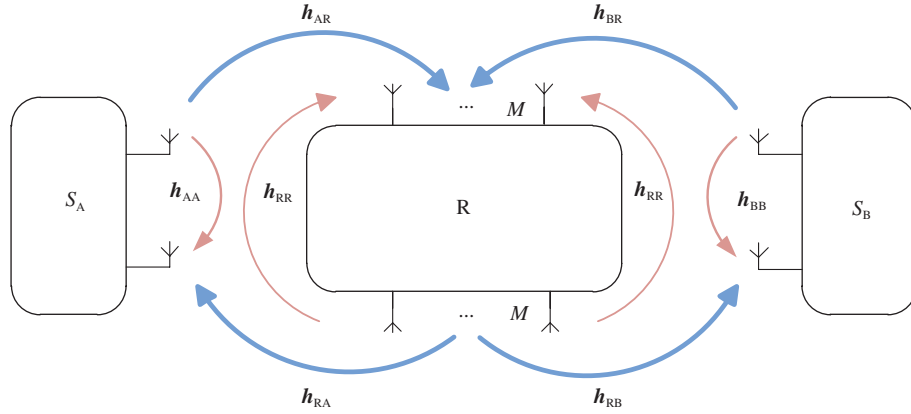


图 1 (网络版彩图) 系统模型
Figure 1 (Color online) System model

本文的其他部分安排如下. 第 1 节给出了 FD-SWIPT 双向 MIMO 中继系统模型. 第 2 节给出了对波束成形矢量的设计方案. 第 3 节研究了天线分组方案的实现原则, 并给出了穷搜索下的最优天线分组方案以及提出了次优型基于范数的递增天线分组方案. 第 4 节为复杂度分析. 第 5 节给出了仿真分析, 第 6 节为结论.

2 系统模型

本文考虑一个利用 FD-SWIPT 双向中继, 提供移动通信蜂窝网络中小区覆盖, 同时改进吞吐量和能量效率的应用场景. 如图 1 所示, 在该典型场景下, 其系统由两个源节点 S_A 和 S_B 在 MIMO 中继 R 的协作下进行通信, S_A 和 S_B 都采用一根发射天线和一根接收天线, 中继 R 采用 M 根发送天线和 M 根接收天线进行信号的收发, 且所有节点都在全双工模式下工作. 假设 S_A 和 S_B 之间存在路径损耗以及阴影衰落的影响, 两个源节点之间没有直接链路, 需要中继协作进行通信. 本文定义 $\mathbf{h}_{AR} \in C^{M \times 1}$ 和 $\mathbf{h}_{BR} \in C^{M \times 1}$ 表示源节点 S_A 和 S_B 到中继 R 接收天线之间的信道矢量, 考虑到上下行信道具有互易性, 则有中继 R 发送天线分别到 S_A 和 S_B 的信道矢量为 $\mathbf{h}_{RA} = \mathbf{h}_{AR}^\dagger$ 和 $\mathbf{h}_{RB} = \mathbf{h}_{BR}^\dagger$, 其中 “ \dagger ” 表示转置, 且所有信道都是平坦 Rayleigh 衰落信道. 由于系统使用全双工技术, 可以在同时同频进行信号的发送和接收, 大大利用了频率资源, 但同时存在严重的自干扰, 将相关节点的自干扰信道矢量表示为 \mathbf{h}_{AA} , \mathbf{h}_{BB} 和 $\mathbf{h}_{RR} \in C^{M \times M}$, 如果处理不当, 将会影响系统的整体性能, 因此本文考虑通过采用适当的自干扰抵消技术进行干扰消除, 剩余的残留自干扰信号可以看作是增强型的 Gauss 噪声.

在全双工通信中, 由于中继处理产生的时延趋近于 0, 对整个系统影响极小, 在此我们不考虑时延, 则中继节点 R 接收信号为

$$\mathbf{y}_R = \sqrt{P_A} \mathbf{h}_{AR} S_A + \sqrt{P_B} \mathbf{h}_{BR} S_B + \sqrt{\partial P_R} \mathbf{u}_R + \mathbf{n}_R, \quad (1)$$

其中, \mathbf{n}_R 是 $M \times 1$ 的加性 Gauss 白噪声, $\mathbf{n}_R \sim \text{CN}(0, \sigma_R^2)$. $\sqrt{\partial P_R} \mathbf{u}_R$ 表示自干扰消除后残余干扰的加性 Gauss 白噪声, 其中 ∂ 为自干扰消除系数, $\mathbf{u}_R \sim \text{CN}(0, \sigma_{uR}^2)$, P_A , P_B 和 P_R 分别为源节点 A, B, 以及中继节点 R 的发送功率.

中继 R 的接收天线分为两组 (优化的分组方案在第 3 节给出), 即天线集合 Φ 和天线集合 Ψ , 且满足 $|\Phi| = N$ 和 $|\Psi| = M - N$. 其中将天线集合 Φ 所接收到的信号用最大比合并 (maximal ratio

combiner, MRC) 的方式合并为单一信号流后等待进行下一跳传输, 天线集合 Ψ 所接收到的信号用于能量采集转换为能量, 为下一跳中继转发信号提供能量. 接着在中继 R 的发送端采用波束成形技术, 以增强源节点 A, B 的接收性能. 在此, 我们定义 $\mathbf{h}_{AR}^\Psi(\mathbf{h}_{AR}^\Phi)$ 和 $\mathbf{h}_{BR}^\Psi(\mathbf{h}_{BR}^\Phi)$ 分别为中继天线集合 $\Phi(\Psi)$ 中中继 R 与源节点 A, B 天线间的信道系数矢量, $\mathbf{h}_{AR}^\Psi, \mathbf{h}_{BR}^\Psi \in C^{N \times 1}$, $\mathbf{h}_{AR}^\Phi, \mathbf{h}_{BR}^\Phi \in C^{(M-N) \times 1}$.

中继端天线子集 Φ 接收的信号表达式为

$$\mathbf{y}_R^{\text{IR}} = \sqrt{P_A} \mathbf{h}_{AR}^\Phi S_A + \sqrt{P_B} \mathbf{h}_{BR}^\Phi S_B + \sqrt{\partial P_R} \mathbf{u}_R^\Phi + \mathbf{n}_R^\Phi, \quad (2)$$

其中, \mathbf{n}_R^Φ 是天线子集 Φ 接收到的噪声, 是 $N \times 1$ 的加性 Gauss 白噪声, $\mathbf{n}_R^\Phi \sim \text{CN}(0, \sigma_R^2)$.

中继 R 用于能量采集的天线分组子集 Ψ 所接收的信号为

$$\mathbf{y}_R^{\text{EH}} = \sqrt{P_A} \mathbf{h}_{AR}^\Psi S_A + \sqrt{P_B} \mathbf{h}_{BR}^\Psi S_B + \sqrt{\partial P_R} \mathbf{u}_R^\Psi + \mathbf{n}_R^\Psi, \quad (3)$$

其中, \mathbf{n}_R^Ψ 是天线子集 Ψ 接收到的噪声, 是 $(M-N) \times 1$ 的加性 Gauss 白噪声, $\mathbf{n}_R^\Psi \sim \text{CN}(0, \sigma_R^2)$. 则中继端采集并转换后得到能量为

$$Q = [\mathbf{y}_R^{\text{EH}}, \mathbf{y}_R^{\text{EH}^\dagger}] = \eta [P_A \|\mathbf{h}_{AR}^\Psi\|^2 + P_B \|\mathbf{h}_{BR}^\Psi\|^2 + (M-N)\partial P_R + (M-N)\sigma_R^2], \quad (4)$$

其中, η 为能量转换效率, $\eta \in (0, 1]$. 中继 R 的发送功率为

$$P_R = [\mathbf{x}_R \mathbf{x}_R^\dagger] = \omega^\dagger [P_A \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\|^2 + P_B \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\|^2 + N\partial P_R + N\sigma_R^2] \omega. \quad (5)$$

在此我们假设中继端是无源的, 且收集到的能量全部用于后续转发信号, 则 $P_R = Q$. 经过最大比合并之后, 中继 R 发送信号

$$\mathbf{x}_R = \omega \|\mathbf{y}_R^{\text{IR}}\| = \omega (\sqrt{P_A} \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\| S_A + \sqrt{P_B} \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\| S_B + \sqrt{\partial P_R} \|\mathbf{u}_R^\Phi\| + \|\mathbf{n}_R^\Phi\|), \quad (6)$$

其中 $\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M]^\text{T}$ 为波束成形矢量. 节点 A 端接收信号为

$$\begin{aligned} y_{SA} &= \sqrt{P_R} \mathbf{h}_{RA} \mathbf{x}_R + \sqrt{\partial P_A} \mathbf{u}_A + \mathbf{n}_A \\ &= \sqrt{P_A} \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\| \|\mathbf{h}_{RA}\| \omega S_A + \sqrt{P_B} \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\| \|\mathbf{h}_{RA}\| \omega S_B \\ &\quad + \sqrt{\partial P_R} \|\mathbf{h}_{RA}\| \|\mathbf{u}_R^\Phi\| + \|\mathbf{h}_{RA}\| \|\mathbf{n}_R^\Phi\| + \sqrt{\partial P_A} \mathbf{u}_A + \mathbf{n}_A, \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\sqrt{\partial P_A} \mathbf{u}_A$ 表示自干扰消除后残余干扰的加性 Gauss 白噪声, 且 $u_A \sim \text{CN}(0, \sigma_{uA}^2)$. 节点 B 端接收信号

$$\begin{aligned} y_{SB} &= \sqrt{P_R} \mathbf{h}_{RB} \mathbf{x}_R + \sqrt{\partial P_B} \mathbf{u}_B + \mathbf{n}_B \\ &= \sqrt{P_A} \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\| \|\mathbf{h}_{RB}\| \omega S_A + \sqrt{P_B} \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\| \|\mathbf{h}_{RB}\| \omega S_B \\ &\quad + \sqrt{\partial P_R} \|\mathbf{h}_{RB}\| \|\mathbf{u}_R^\Phi\| + \|\mathbf{h}_{RB}\| \|\mathbf{n}_R^\Phi\| + \sqrt{\partial P_B} \mathbf{u}_B + \mathbf{n}_B, \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\sqrt{\partial P_B} \mathbf{u}_B$ 表示自干扰消除后残余干扰的加性噪声, 其中 $u_B \sim \text{CN}(0, \sigma_{uB}^2)$.

在此, 我们假设节点 A, B 能识别自己上一时刻所发送信号, 则

$$y_{SA} = \sqrt{P_B} \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\| \|\mathbf{h}_{RA}\| \omega S_B + \sqrt{\partial P_R} \|\mathbf{h}_{RA}\| \|\mathbf{u}_R^\Phi\| + \|\mathbf{h}_{RA}\| \|\mathbf{n}_R^\Phi\| + \sqrt{\partial P_A} \mathbf{u}_A + \mathbf{n}_A, \quad (9)$$

$$y_{SB} = \sqrt{P_A} \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\| \|\mathbf{h}_{RB}\| \omega S_A + \sqrt{\partial P_R} \|\mathbf{h}_{RB}\| \|\mathbf{u}_R^\Phi\| + \|\mathbf{h}_{RB}\| \|\mathbf{n}_R^\Phi\| + \sqrt{\partial P_B} \mathbf{u}_B + \mathbf{n}_B. \quad (10)$$

由此我们可以得出: 节点 A 的信噪比

$$r_A = \frac{P_B \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\|^2 |\mathbf{h}_{RA}\boldsymbol{\omega}|^2}{(N\partial P_R + N\sigma_R^2) |\mathbf{h}_{RA}\boldsymbol{\omega}|^2 + \partial P_A + \sigma_A^2}. \quad (11)$$

节点 B 的信噪比

$$r_B = \frac{P_A \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\|^2 |\mathbf{h}_{RB}\boldsymbol{\omega}|^2}{(N\partial P_R + N\sigma_R^2) |\mathbf{h}_{RB}\boldsymbol{\omega}|^2 + \partial P_B + \sigma_B^2}. \quad (12)$$

系统和吞吐量

$$C = \log(1 + r_A) + \log(1 + r_B). \quad (13)$$

从上面分析过程可以看出, 系统和吞吐量与波束成形矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 以及天线分组方案 (即为天线子集 Φ 和天线子集 Ψ 的划分策略) 有关, 通过联合优化波束成形矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 和天线分组能够达到提高系统和吞吐量的目的.

3 波束成形设计

由式 (13) 可知, 只要使得 $\log(1 + r_A)$ 和 $\log(1 + r_B)$ 最大, 即得到最大的系统和吞吐量. 所以本优化问题改为寻求使得节点 A, B 吞吐量最大的波束成形矢量. 以节点 A 的吞吐量求解为例, 即

$$\begin{aligned} & \max_{\boldsymbol{\omega}} \log(1 + r_A) \\ & \text{s.t. } \boldsymbol{\omega}^\dagger [P_A \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\|^2 + P_B \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\|^2 + \partial P_R^\Phi + (\sigma_R^\Phi)^2] \boldsymbol{\omega} = P_R. \end{aligned} \quad (14)$$

设在一给定的天线分组方案下, 优化问题则变为仅与 $\boldsymbol{\omega}$ 相关的问题, 即

$$\max_{\boldsymbol{\omega}} \log \left(1 + \frac{\boldsymbol{\omega}^\dagger \mathbf{A} \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^\dagger \mathbf{B} \boldsymbol{\omega} + C} \right) \quad \text{s.t. } \boldsymbol{\omega}^\dagger \boldsymbol{\omega} = P_R/D, \quad (15)$$

其中, $\mathbf{A} = P_B \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\|^2 \mathbf{h}_{RA} \mathbf{h}_{RA}^\dagger$, $\mathbf{B} = [\partial P_R^\Phi + (\sigma_R^\Phi)^2] \mathbf{h}_{RA} \mathbf{h}_{RA}^\dagger$, $C = \partial P_A + \sigma_A^2$, $D = P_A \|\mathbf{h}_{AR}^\Phi\|^2 + P_B \|\mathbf{h}_{BR}^\Phi\|^2 + \partial P_R^\Phi + (\sigma_R^\Phi)^2$, 其中, \mathbf{A} , \mathbf{B} 均为 $M \times M$ 的正定矩阵. 所以可得

$$\max_{\boldsymbol{\omega}} \log \left(1 + \frac{\boldsymbol{\omega}^\dagger \mathbf{A}^1 \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^\dagger \mathbf{B}^1 \boldsymbol{\omega}} \right) \quad \text{s.t. } \boldsymbol{\omega}^\dagger \boldsymbol{\omega} = P_R/D, \quad (16)$$

其中, $\mathbf{B}^1 = \mathbf{B} + [CD/P_R] \mathbf{I}_M$, $\mathbf{A}^1 = \mathbf{A} + \mathbf{B}^1$, 同样地, $\mathbf{A}^1, \mathbf{B}^1$ 均为 $M \times M$ 的正定矩阵, \mathbf{I}_M 是 $M \times M$ 的单位矩阵.

利用最大广义特征值, 记 λ 为满足 $\det(\lambda \mathbf{B}^1 - \mathbf{A}^1) = 0$ 的解, 是其最大广义特征值. $\lambda^{\max} = \sup\{\lambda | \det(\lambda \mathbf{B}^1 - \mathbf{A}^1) = 0\}$ 表示 $(\mathbf{A}^1, \mathbf{B}^1)$ 的最大广义特征值, 其中 \sup 为最小上界. 假设 λ^{\max} 对应的广义特征矢量为 \mathbf{v}^{\max} , 当 $\boldsymbol{\omega}$ 与 \mathbf{v}^{\max} 同向时, 将使得式 (16) 取得最大值^[21]. 由此分析可得 $\mathbf{v}^{\max} = (\mathbf{h}_{RA}^\dagger)^*$. 进一步, 根据中继 R 发送功率约束可得优化后的波束成形矢量为

$$\boldsymbol{\omega}_A^{\max} = \sqrt{\frac{P_R}{D \mathbf{h}_{RA} (\mathbf{h}_{RA}^\dagger)^*}} (\mathbf{h}_{RA}^\dagger)^*. \quad (17)$$

由此可见, 最优波束成形矢量的方向不随天线分组方案的改变而变化, 不同的仅是由于功率约束导致的长度变化.

同理,可求出相对于节点 B 的最优波束成形矢量,

$$\omega_B^{\max} = \sqrt{\frac{P_R}{D\mathbf{h}_{RB}(\mathbf{h}_{RB}^\dagger)^*}}(\mathbf{h}_{RB}^\dagger)^*. \quad (18)$$

为使 A, B 节点处的总信噪比达到最优,则中继 R 的最优发送波束矢量的方向在矢量 ω_A^{\max} 与 ω_B^{\max} 的合方向上,且中继 R 的最优发送波束矢量在 ω_A^{\max} 和 ω_B^{\max} 上的映射最大,因此,中继 R 的最优发送波束成形矢量可以表示为

$$\omega^{\max} = \sqrt{\frac{P_R}{D\mathbf{h}_{RA}(\mathbf{h}_{RA}^\dagger)^*} + \frac{P_R}{D\mathbf{h}_{RB}(\mathbf{h}_{RB}^\dagger)^*}}[(\mathbf{h}_{RA}^\dagger)^* + (\mathbf{h}_{RB}^\dagger)^*]. \quad (19)$$

4 天线分组方案设计

一种最优天线分组方案是将中继天线分为两组,即用于转发信号的天线子集 Φ 和用于能量采集的子集 Ψ ,将 N 根天线放入子集 Φ 中,则剩余的 $M - N$ 根天线放入子集 Ψ ,其中 N 可为 1 到 $M - 1$ 中的任意整数.在一固定 N 下,天线分组一共有 C_M^N 个方案.因此整个最优天线分组方案有 $\sum_{N=1}^{M-1} C_M^N$ 个方案,即 $2^M - 2$ 个方案.把每组方案所得到的 ω^{\max} 代入式 (13) 中得到对应的 C_{\max} ,对比每组方案得到的 C_{\max} ,使其最大所对应的天线分组和波束成形方案即为整个系统和吞吐量最大的优化方案.

在空间复用的 MIMO 系统中,当信噪比相对较低时,信道的吞吐量正比于信道矩阵范数.为降低复杂度,本文提出了一种基于范数的递增天线选择算法,通过比较中继 R 接收端每根天线所对应的信道矩阵范数,将信道矩阵范数大的天线接收到的信号用于信号传输,剩余的天线所接收到的信号用于能量采集,并采用递增的方式将天线子集 Ψ 中范数较大的天线移入子集 Φ .进行计算得出使得系统吞吐量最大的 C_{\max} .具体算法执行过程如下:

(1) 初始化矩阵 \mathbf{h}_{AR} 和 \mathbf{h}_{BR} ,初始化天线子集空间 Φ, Ψ .

(2) 搜索信道矩阵所有行,将同根天线的信道矢量取范数并相加,比较每根天线的范数和大小,并对天线进行编号;找到使得范数最大的天线,将其移入用于信号传输的子集 Φ ,其余天线归入用于能量采集的子集 Ψ .

(3) 执行式 (13) 得出 $C_1, C_{\max} = C_1$.

(4) 将子集 Ψ 中范数最大的天线移入子集 Φ 中,得到新的天线子集 Φ 和 Ψ ,进行 (3) 操作,得到 $C_2, C_{\max} = (C_{\max}, C_2)$.

(5) 继续执行上一步操作,直到子集 Ψ 剩余天线数为 1.最后,得到 C_{\max} .

由此可见,与最优天线选择算法相比,本算法降低了其重复搜索比较天线的次数和矩阵的运算量,在牺牲了一定性能的情况下,使得整个天线算法的计算复杂度明显降低.

这里需要注意的是, N 的取值范围是 $N \in [1, M - 1]$,所以只需要得到 $N = 1, 2, \dots, M - 1$ 时,分别的天线分组方案和其对应的 ω^{\max} ,以计算出最大的系统和吞吐量 C_{\max} .而这 $M - 1$ 个分组方案中,最大系统和吞吐量 C_{\max} 所对应的天线分组方案即为所求的分组方案.但因为该方案并没有遍历所有可能的天线分组,性能并不是最优的.

5 方案流程与复杂度分析

根据上面讨论,FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案流程如图 2 所示.

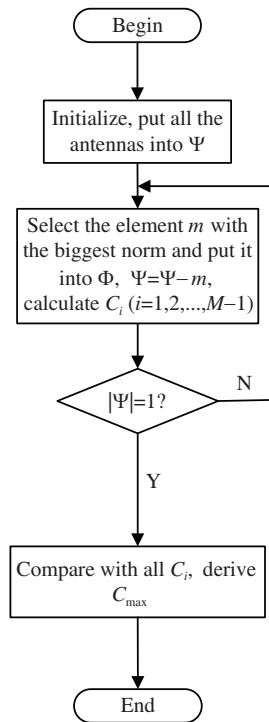


图 2 系统和吞吐量最大化方案流程图

Figure 2 Flow chart of system throughput maximization scheme

第 1 步, 设天线分组已固定, 采用最大广义特征值分别求出对于源节点 A, B 的最优波束成形矢量, 并利用矢量映射定理, 得到整个系统最优波束成形矢量 ω^{\max} .

第 2 步, 将求得的最优波束成形矢量 ω^{\max} 代入图 2 流程图, 进行天线分组方案计算. 求出最优的系统和吞吐量 C_{\max} .

因此, 本文的优化处理主要包括两个处理模块, 一是对波束成形矢量进行优化, 二是天线分组方案优化. 其中得到最优波束成形矢量 ω^{\max} 的运算量为: M 维矢量乘法 1 次, 关于实数的乘法和除法各 2 次, 实数加法 1 次, 对实数进行开方 1 次, 实数与 M 维矢量相乘 1 次, 运算复杂度很低.

最优天线分组方案即为穷搜索天线方案, 需要遍历所有的天线组合. 在一个 N 值的情况下, 需要完成的搜索次数为 C_M^N , $N = 1, 2, \dots, M - 1$, 所以得到搜索的总次数为 $\sum_{N=1}^{M-1} C_M^N = 2^M - 2$. 每个天线分组下需进行 1 次最优波束成形矢量 ω^{\max} 和端点信噪比 r_A, r_B 的计算, 因此共需要进行 $2^M - 2$ 次 ω^{\max} 和 r_A, r_B 的计算.

次优天线分组方案中是基于范数的递增天线分组方案, 其天线组合搜索次数为: M 个复数比较大并排序 1 次, 采用天线递增, 共需要 $M - 1$ 次搜索, 因此整个次优天线分组方案一共要进行 $M - 1$ 次 ω^{\max} 和 r_A, r_B 的计算.

由此可见, 采用最优天线分组方案时, 整个算法的复杂度随着中继天线数量的增加而成指数型增加, 而本文所提出的次优天线分组方案其算法计算复杂度却是随着中继天线数量的增加而成线性增加, 能较大程度的减小整个方案的复杂度.

6 仿真分析

本节进行和吞吐量与能量效率等性能仿真验证,选择系统不同中继天线数、节点距离、发射功率,以及不同自干扰消除系数等应用配置,并与文献 [15, 18] 进行比较.

在采用 PS-SWIPT 方案时,中继天线不进行分组,而是把所有接收信号分裂一部分采用最大比合并的方式进行合并,从而得到接收信号等待下一步转发.剩余的一部分信号进行能量采集并转换为能量,为中继提供转发信号所需能量.该方案同样根据信道系数条件对功率分裂系数进行优化,具体的介绍和分析内容可参考文献 [15, 18],在此不作赘述.

仿真中,考虑一个源节点 A 和一个源节点 B (A, B 均为单一收发天线节点),一个 MIMO 中继节点,发射天线数和接收天线数均为 M 根. d_{ar} 为源节点 A 与中继节点 R 的距离, d_{br} 为源节点 B 与中继节点 R 的距离.源节点 A, B 与中继节点 R 收发天线之间的信道衰耗包含两部分,即路径损耗和小尺度衰落.其中路径损耗指数为 3.6,小尺度衰落因子服从均值为 0,方差为 1 的复 Gauss 分布.源节点 A, B 的发射功率均为 $P_A = P_B = 10$ W,各节点处产生的噪声方差为 $\sigma_R^2 = \sigma_A^2 = \sigma_B^2 = -130$ dBm,为方便运算,所有节点的自干扰消除系数均为 ρ .中继节点进行能量采集时,将信号的功率转换为直流功率的能量,转换效率为 $\eta = 0.7$,由于每次随机生成的信道不同,且在 MIMO 系统中信道的不稳定性对整个系统性能有较大影响,所以在仿真分析中,本文采用 10000 次独立的 Monte Carlo 仿真实验取其平均值来实现一般性.

6.1 和吞吐量性能

图 3 给出了当源节点 A, B 发射功率为 $P_A = P_B = 10$ W,中继节点天线数为 $M = 3, 4, \dots, 10$ 时,采用本文联合天线分组和波束成形优化的两种方案,文献 [18] 的 PS-SWIPT 方案时,以及文献 [15] 中基于译码转发 FD-SWIPT 单向中继系统的 PS 方案的系统和吞吐量仿真对比.由图可见,4 种方案的系统和吞吐量均随着中继天线数的增加而增大,这是因为中继天线数的增加会增加天线阵列的增益,同时改善中继处接收信号的信噪比,增加采集的能量,从而使中继端的发射功率增大.同样也使得中继发射端的波束成形效果变得更好.根据图 3 可知,最优和次优的两种天线分组方案的系统和吞吐量曲线都明显高于文献 [15, 18] 所提出的 PS-SWIPT 方案,这是由于天线分组方案是根据源节点 A, B 与中继节点 R 间的信道情况,安排不同的天线进行信号的传输和能量采集,而 PS 方案则是将所有天线所接收到的信号中的一部分进行信息传输,剩余部分进行能量采集.所以天线分组方案下,中继处的接收信号信噪比以及转发信号的发射功率均比 PS 方案要好,且中继的天线越多,天线分组的性能优势将越大.其中文献 [16] 由于是单向系统,吞吐量本应为另 3 种方案的一半,但由于单向系统中源节点和目的节点均不受自干扰影响,信噪比将增大,所以所得吞吐量大于其和吞吐量的一半,这与事实相符.另外,本文所提出的低复杂度的次优天线分组方案由于并没有对所有天线分组的方案进行搜索,仅基于范数进行递增的搜索,所以与穷搜索的最优天线分组方案的性能相比会有一定差距,但可看出其差距较小,且随着天线数量的增长,次优天线分组方案的计算复杂度会低很多,更进一步说明了本文提出的低复杂度次优天线分组方案在牺牲少量性能的条件下,达到计算量的减小是可行的.

图 4 是中继节点 R 的收发天线数量 $M = 6$,源节点 A, B 发射功率为 $P_A = P_B = 10$ W,将源节点 A, B 到中继节点 R 的距离改为 $d_{ar} = d_{br} = [50, 150]$ 的任意整数时,系统和吞吐量与各节点相隔距离的性能曲线.由仿真结果可看出,4 种方案的系统和吞吐量均随源节点 A, B 与中继节点 R 间距离的增大而减小,这是由于信号传输过程中受到信道的路径损耗和小尺度衰落影响所造成的,所以曲

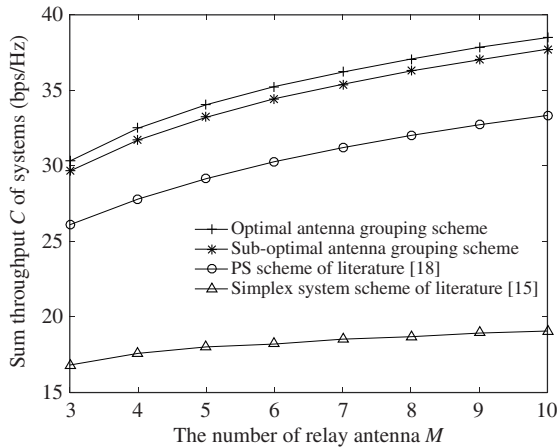


图 3 系统和吞吐量 C 与中继天线 M 的关系曲线
 Figure 3 Relation curve between C and M

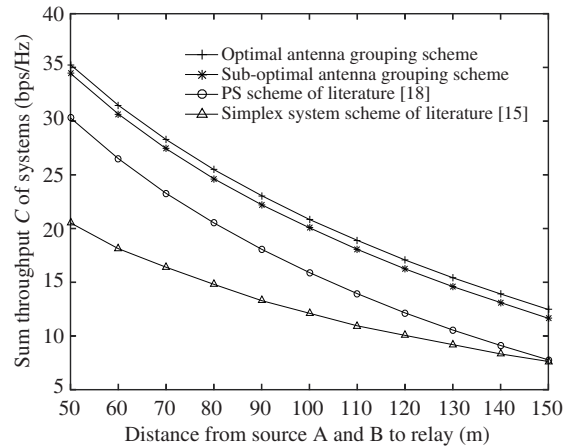


图 4 系统和吞吐量 C 与各节点距离的关系曲线
 Figure 4 Relation curve between C and d_{ar}, d_{br}

线呈非线性的指数形式减小. 同时可知, 两个采用天线分组方案的性能曲线仍然优于文献 [18] 所使用的 PS 方案以及文献 [15] 单向系统方案. 另外, 本文提出的次优天线分组方案与最优天线分组方案的性能非常接近, 且两种天线分组方案的性能曲线趋势相似, 说明天线分组方案对系统和吞吐量的影响不随源节点 A, B 的距离的变化而改变. 这是由于当源节点 A, B 与中继节点 R 间的信道衰耗随其距离逐渐变大时, 每根天线所得到的信道增益差距会越发明显, 在相同天线数量下, 即使不同距离, 采用穷搜索的天线分组与基于范数的递增天线分组所得天线分组仍基本相同.

图 5 显示了当中继节点 R 的收发天线数量 $M = 6$, 源节点 A, B 到中继节点 R 的距离为 $d_{ar} = d_{br} = 50$ m, 源节点 A, B 的发射功率 P_A, P_B 逐渐增大时, 系统和吞吐量与其总发射功率的性能曲线. 由仿真结果可知, 各方案的系统和吞吐量都是随发射功率的增大而增大的, 而后逐渐趋于平稳, 是由于系统的吞吐量是有一个极限的, 这是由其带宽决定的. 同时可看出, 最优天线分组方案仍然取得最好的性能, 而次优天线分组方案性能略差于最优天线分组方案但仍优于文献 [15, 18] 所提出的 PS 方案. 更加证明了本文提出的天线分组方案是可行的.

全双工技术的运用虽然能使频谱效率提升, 但由于系统中存在严重的自干扰, 仍然会影响整个系统的性能. 图 6 是中继天线为 $M = 6$, 源节点 A, B 到中继节点 R 的距离为 $d_{ar} = d_{br} = 50$ m, 发射功率 $P_A = P_B = 10$ W, 3 种采用全双工系统和一种采用半双工系统, 在不同自干扰消除系数下系统和吞吐量的性能曲线比较, 其中半双工系统由于没有自干扰, 所以为一条直线. 自干扰消除系数为将自干扰功率衰减到某一极小值的系数, 图 6 自干扰消除系数的取值范围为 $\vartheta = [10^{-16}, 10^{-10}]$. 仿真结果表明, 3 种采用全双工技术的系统和吞吐量都随自干扰消除系数的增大而迅速减小. 这是由于残留自干扰信号的功率越大, 对各节点的有用信号接收影响越大. 当自干扰消除系数为 10^{-16} 时, 自干扰信号功率与噪声功率相同, 对系统影响极小, 全双工系统的和吞吐量接近于半双工系统的两倍, 这是全双工和半双工系统决定的. 当自干扰消除系数逐步变大时, 对系统性能的影响逐渐明显, 当 $\vartheta = 10^{-13}$ 时, 半双工系统性能与文献 [18] 的 PS-SWIPT 方案的和吞吐量相同, 但仍比两种采用天线分组方案的性能差; 当 $\vartheta = 10^{-12}$ 时, 自干扰对系统的影响已经远超过全双工技术所得到的性能优势, 所以半双工系统得到的和吞吐量是大于全双工系统的. 这也进一步证明了自干扰消除技术的重要性.

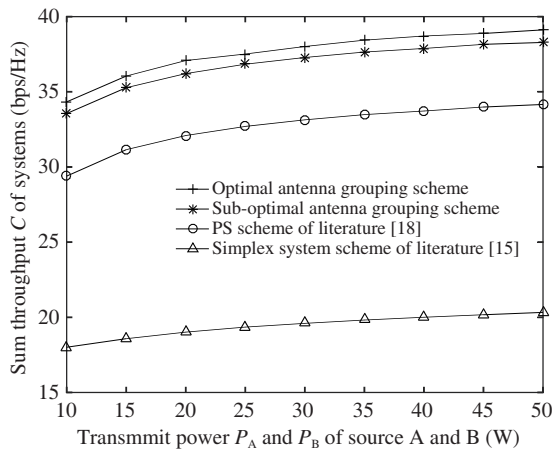


图 5 系统和吞吐量 C 与源节点发射功率的关系曲线
Figure 5 Relation curve between C and P_A, P_B

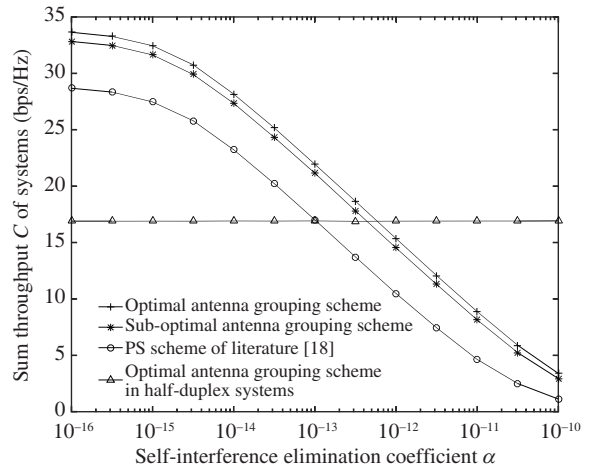


图 6 系统和吞吐量 C 和自干扰消除系数 α 的关系曲线
Figure 6 Relation curve between C and α

6.2 能量效率仿真

图 7 为系统能量效率与中继天线数的仿真曲线. 各节点到中继的距离为 50 m, 源节点发射功率为 10 W. 中继天线数 $M = 3, 4, \dots, 10$. 前 3 种方案均为双向系统, 其能量效率 β 等于系统和吞吐量除以总发射功率, 即 $\beta = \frac{C_{max}}{P_A + P_B}$. 文献 [15] 为单向系统, 其能量效率为 $\beta = \frac{C_{max}}{P}$. 仿真可见, 随着天线数的增加, 能量效率同样增大, 这说明 MIMO 技术的运用能增大系统能量效率, 这与事实相符. 另外, 可知文献 [15] 单向系统优于另 3 种双向系统的能量效率, 这是由于单向系统中, 只有中继端产生自干扰, 而源节点和目的节点均没有自干扰影响, 系统的信干噪比会比双向系统高一些, 所以能量效率更高. 同时可以看出, 本文提出的天线分组方案在中继天线数变多后, 会与文献 [18] 的系统能效拉开差距, 有更好的能量效率值, 这是由于天线分组方案能合理分配利用不同信道增益天线, 证明了本方案的可行性.

图 8 显示了系统能量效率与各节点距离的关系曲线, 且仿真环境与图 4 相同. 由图可看出, 4 种方案的系统能量效率都是随各节点距离的增大而减小的, 这是由于距离会影响系统吞吐量的大小, 距离越远, 吞吐量越小, 所以能量效率也随之减小. 单向系统由于源节点和目的节点均没有自干扰, 其能量效率依然最高, 同时可以看出, 在相同系统中, 本文提出的天线分组方案比 PS 方案性能更优.

图 9 为系统能量效率与总发射功率的性能仿真曲线. 仿真环境与图 5 相同, $P_A = P_B = [10, 50]$ 的任意整数. 首先可看出, 4 种方案的能量效率都是随总发射功率的增大而减小的, 且文献 [15] 单向系统优于另 3 种双向系统的能量效率. 另外在同系统模型的两种采用天线分组的方案的性能明显优于文献 [18] 所提出的 PS-SWIPT 方案. 由曲线趋势可知, 能量效率与总功率的比值呈指数型递减. 其次, 仿真结果表明, 本文所提出的次优天线分组方案取得了接近与最优天线分组方案的性能, 并随着总功率的增大, 性能差距在逐渐减小, 且在 P_A, P_B 为 50 W 时, 两种天线方案的能量效率几乎相同, 且本文提出的次优方案计算复杂度低于最优方案, 更说明了次优方案具有整体上优势.

本文研究了 FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案. 考虑在一个 FD-SWIPT 双向中继系统中, 中继具有多个发送和接收天线 (MIMO), 通过天线选择与波束成形进行联合优化, 以达到最大系统的和吞吐量, 并提升能量效率. 为此, 提出了一种低

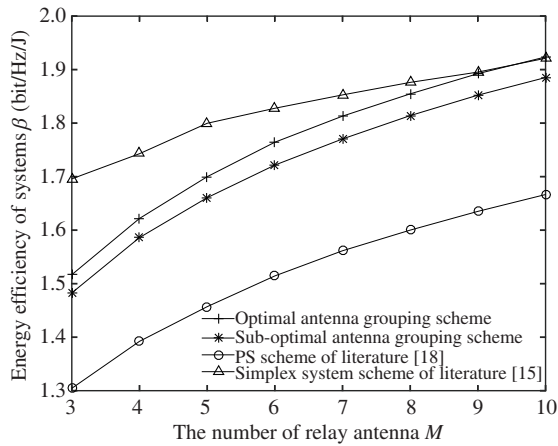


图 7 能量效率 β 与中继天线 M 的关系曲线
 Figure 7 Relation curve between β and M

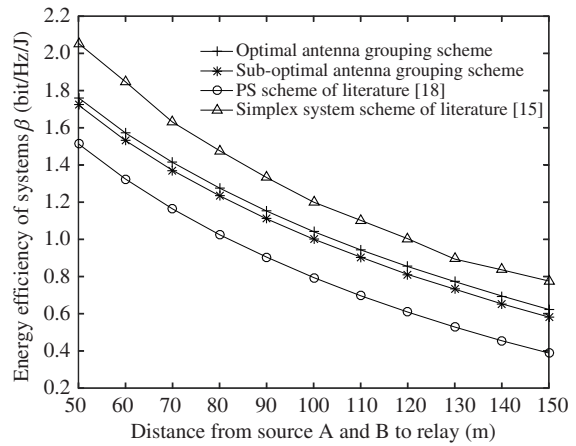


图 8 能量效率 β 与各节点距离的关系曲线
 Figure 8 Relation curve between β and d_{ar} , d_{br}

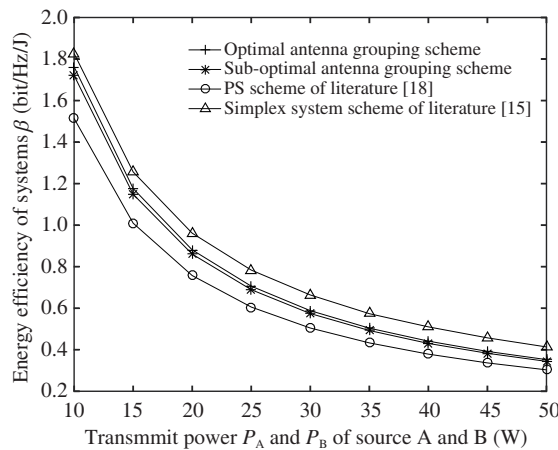


图 9 能量效率 β 与源节点发射功率的关系曲线
 Figure 9 Relation curve between β and P_A , P_B

复杂度的中继接收端的天线分组策略, 将信道条件好的天线接收信号进行下一步转发, 而剩余信道条件略差的接收信号进行能量采集, 为中继端转发信息提供能量; 同时, 设计了中继发送端的波束成形矢量.

7 结论

针对 FD-SWIPT 双向中继系统, 本文提出了 FD-SWIPT 双向中继系统中基于天线选择与波束成形联合优化的高能效和吞吐量最大化方案. 一方面, 该方案利用最大广义特征值方法得出最优波束成形矢量, 用于优化中继端到目的端接收信噪比; 另一方面, 给出了一种低复杂度的次优天线分组算法, 将信道条件好的天线接收信号进行下一步转发, 而剩余信道条件略差的接收信号进行能量采集, 为中继端转发信息提供能量, 并计算其复杂度. 仿真结果显示, 本文所提方案能有效提升系统的和吞吐量

与能量效率,并具有较低复杂度.在下一步研究工作中,将考虑在非线性接收机条件下进行系统性能优化.

参考文献

- 1 Sabharwal A, Schniter P, Guo D N, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2014, 32: 1637–1652
- 2 Krikidis I, Timotheou S, Nikolaou S, et al. Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems. *IEEE Commun Mag*, 2014, 52: 104–110
- 3 Ku M L, Li W, Chen Y, et al. Advances in energy harvesting communications: past, present, and future challenges. *IEEE Commun Surv Tut*, 2016, 18: 1384–1412
- 4 Sun Q, Li L H, Mao J L. Simultaneous information and power transfer scheme for energy efficient MIMO systems. *IEEE Commun Lett*, 2014, 18: 600–603
- 5 Krikidis I, Sasaki S, Timotheou S, et al. A low complexity antenna switching for joint wireless information and energy transfer in MIMO relay channels. *IEEE Trans Commun*, 2014, 62: 1577–1587
- 6 Zhou X Y, Bai B, Chen W. Energy efficient relay antenna selection for AFMIMO two-way relay channels. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2015. 4686–4691
- 7 Qian K, Wang W Q. Energy-efficient antenna selection in green MIMO relaying communication systems. *J Commun Netw*, 2016, 18: 320–326
- 8 Okandeji A, Khandaker M, Wong K. Wireless information and power transfer in full-duplex communication systems. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Kuala Lumpur, 2016
- 9 Hu Z W, Yuan C W, Zhu F C, et al. Weighted sum transmit power minimization for full-duplex system with SWIPT and self-energy recycling. *IEEE Access*, 2016, 4: 4874–4881
- 10 Liu Z S, Liu Y A, Liu F. Fast antenna selection algorithm for full-duplex MIMO communication system. In: *Proceedings of IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, 2015
- 11 Yue Z H, Gao H, Yuen C, et al. Low complexity joint beamforming and power splitting for massive MIMO multicasting SWIPT. In: *Proceedings of IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, 2015
- 12 Chalise B K, Suraweera H A. Throughput maximization for full-duplex energy harvesting MIMO communications. In: *Proceedings of the 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2016
- 13 Xie X Z, Chen J J, Fu Y X. Optimal scheme for simultaneous wireless information and power transfer to maximize weighted sum rate in full-duplex systems. *Sci Sin Inform*, 2017, 47: 891–903 [谢显中, 陈九九, 扶渝茜. 全双工系统中基于最大加权和速率的信息与能量同传优化方案. *中国科学:信息科学*, 2017, 47: 891–903]
- 14 Wen Z G, Liu X Q, Beaulieu N C, et al. Joint source and relay beamforming design for full-duplex MIMO AF relay SWIPT systems. *IEEE Commun Lett*, 2016, 20: 320–323
- 15 Liu H W, Kim K J, Kwak K S, et al. Power splitting-based SWIPT with decode-and-forward full-duplex relaying. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2016, 15: 7561–7577
- 16 Liu H W, Kim K J, Kwak K S, et al. QoS-constrained relay control for full-duplex relaying with SWIPT. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2017, 16: 2936–2949
- 17 Alexander A O, Muhammad R A K, Wong K K, et al. Joint transmit power and relay two-way beamforming optimization for energy-harvesting full-duplex communications. In: *Proceedings of IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2016
- 18 Wang W, Wang R, Duan W, et al. Optimal transceiver designs for wireless-powered full-duplex two-way relay networks with SWIPT. *IEEE Access*, 2017, 5: 22329–22343
- 19 Wei Z X, Sun S M, Zhu X, et al. Wireless information and power transfer: spectral efficiency optimization for asymmetric full-duplex relay systems. In: *Proceedings of the 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2017
- 20 Liu Y. Joint resource allocation in SWIPT-based multi-antenna decode-and-forward relay networks. *IEEE Trans Veh Technol*, 2017, 66: 9192–9200
- 21 Dong L, Han Z, Petropulu A P, et al. Improving wireless physical layer security via cooperating relays. *IEEE Trans Signal Process*, 2010, 58: 1875–1888

Energy efficiency and throughput maximization scheme based on joint antenna selection and beamforming optimization in FD-SWIPT bidirectional relay systems

Xianzhong XIE, Yuxi FU* & Jiujiu CHEN

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

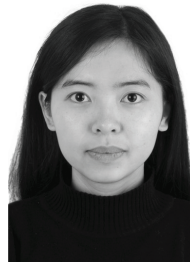
* Corresponding author. E-mail: 452283074@qq.com

Abstract FD-SWIPT two-way relay is used to provide cell coverage in mobile cellular networks and improve the throughput and energy efficiency of the system. To address the problem in FD-SWIPT bidirectional relay research, an efficient and throughput maximization scheme based on joint optimization antenna selection and beamforming in the FD-SWIPT bidirectional relay system is proposed in this study. First, a sub-optimal antenna grouping algorithm with low complexity is presented. The strategy of antenna grouping is used at the relay receiver to transmit the received signal with great channel CSI to the destination node, and then the remaining signal is used for energy harvest. Second, the beamforming scheme is designed at the relay transmitter, and the maximum generalized eigenvalue method is used to optimize the beamforming vector and enhance the signal-to-interference-plus-noise ratio of the system. The simulation results show that the proposed joint optimization scheme can effectively improve the throughput and energy efficiency of the system, and the antenna selection scheme plays an important role in the system.

Keywords full-duplex relay, SWIPT, beamforming, antenna selection, sum throughput, energy efficiency



Xianzhong XIE was born in 1966. He received his Ph.D. degree in Communication and Information Systems from Xidian University, Xi'an, in 2000. Currently, he is a Professor and the Dean of School of Optoelectronic Engineering at Chongqing University of Posts and Telecommunications (CQUPT), China. His research interests include full duplex wireless system, simultaneous wireless information and power transfer, MIMO precoding, and cognitive radio networks.



Yuxi FU was born in 1993. She received her B.S. degree in Electronics and Information Engineering from Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing, China, in 2015. Currently, she is a postgraduate student of Chongqing University of Posts and Telecommunications. Her research interests include full-duplex relaying and simultaneous wireless information and power transfer.



Jiujiu CHEN was born in 1994. He received his B.S. degree in Communication Engineering from Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing, China, in 2015. Currently, he is a postgraduate student of Chongqing University of Posts and Telecommunications. His research interests include full-duplex wireless communications and simultaneous wireless information and power transfer.