

# 能量受限全双工双向中继系统的波束成形设计

王伟<sup>1,2,3</sup>, 安立源<sup>1</sup>, 章国安<sup>1,3</sup>, 张士兵<sup>1,2,3</sup>

(1. 南通大学电子信息学院, 江苏 南通 226019; 2. 南通先进通信技术研究院, 江苏 南通 226019;  
3. 南通大学通科微电子学院, 江苏 南通 226019)

**摘 要:** 提出了一种基于无线信息与能量同时传输的波束成形设计方案。该方案在满足源节点信噪比和中继传输功率等约束条件下, 通过联合优化波束成形向量、功分因子和发射功率等参数实现能量收集的最大化。此设计是一个非凸的优化问题, 为了有效求解该问题, 采用分步优化方法将原问题分解成 3 个子问题。提出利用半定松弛技术和约束激活准则分别求解 3 个子问题, 并通过收敛迭代算法求得原问题的次优解。仿真结果表明, 所提联合优化算法相比预编码、资源分配算法具有更好的性能, 且与传统的半双工算法相比, 在计算复杂度略增的前提下其能量收集效率可提升 2~3 倍。

**关键词:** 能量收集; 无线信息与能量同时传输; 波束成形; 全双工; 双向中继

**中图分类号:** TN925

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2018023

## Beamforming design for energy-constrained full-duplex two-way relaying system

WANG Wei<sup>1,2,3</sup>, AN Liyuan<sup>1</sup>, ZHANG Guoan<sup>1,3</sup>, ZHANG Shibing<sup>1,2,3</sup>

1. School of Electronics and Information, Nantong University, Nantong 226019, China

2. Nantong Research Institute for Advanced Communication Technologies, Nantong 226019, China

3. Tongke School of Microelectronics, Nantong University, Nantong 226019, China

**Abstract:** A beamforming design was proposed under simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) protocol. A utility optimization problem was considered aiming to maximize the harvested energy by jointly optimizing the beamforming matrix, the power splitting ratio at the relay and the transmit powers at the sources. Since the formulated joint optimization problem was nonconvex, it was difficult or even intractable to obtain the global optimal solution. To overcome this issue, the objective problem into three subproblems was decoupled which could be solved by the proposed semidefinite relaxation technique and the derived constraints activation solution, respectively. The solution was finally obtained with the proposed convergent iterative algorithm. Simulation results show that the proposed joint optimization scheme achieves the optimal performance. Compared with the traditional half-duplex (HD) algorithm, the proposed algorithm can obtain 2~3 times energy harvesting (EH) efficiency improvement, while the computational complexity increases slightly.

**Key words:** energy harvesting, simultaneous wireless information and power transfer, beamforming, full-duplex, two-way relaying

收稿日期: 2017-07-19; 修回日期: 2017-12-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61771263, No.61371111, No.61371112, No.61371113); 江苏高校品牌专业建设工程基金资助项目 (No.PPZY2015B135); 南通市科技计划基金资助项目 (No.GY22017013); 南通大学—南通智能信息技术联合研究中心开放课题基金资助项目 (No.KFKT2017B02, No.KFKT2016B02)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61771263, No.61371111, No.61371112, No.61371113), The Top-Notch Academic Programs Project of Jiangsu Higher Education Institutions (No.PPZY2015B135), The Science and Technology Program of Nantong (No.GY22017013), The Open Research Fund of Nantong University-Nantong Joint Research Center for Intelligent Information Technology (No.KFKT2017B02, No.KFKT2016B02)

### 1 引言

未来 5G 网络的大范围应用将带来用户数据业务的高速增长，这将导致无线通信系统的能耗急剧增加，从而严重制约能量受限无线网络的生存时间<sup>[1-3]</sup>。传统的解决方案主要是通过降低系统功耗来延长设备工作时间<sup>[4-6]</sup>，而目前新兴的能量收集技术能从周围环境中获取能量，这为延长系统生存时间提供了更多途径<sup>[7-9]</sup>。考虑到环境和资源方面的影响，从太阳能、风能等可再生资源中进行能量收集受到了重点关注，但这种方法严重依赖特定的自然环境且可靠性较差。近年来，发展的无线功率传输（WPT, wireless power transfer）技术通过电磁波传输能量，具有操作范围广、成本低、应用灵活方便等特点<sup>[10,11]</sup>。基于射频（RF, radio frequency）信号具有同时承载信息和携带能量的特性，由此产生的无线信息与能量同时传输（SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer）技术目前已引起了研究者的浓厚兴趣。

基于 SWIPT 的协作中继技术，在扩大无线网络覆盖范围的同时，能够有效延长系统工作时间，已成为未来无线通信网络的一项关键技术。文献[12]通过设计放大转发（AF, amplify and forward）中继系统的波束成形来实现系统的和速率最大化。文献[13]研究了基于 SWIPT 的解码转发（DF, decode and forward）中继系统传输速率最大化问题。文献[14]研究了大规模多输入多输出（MIMO, multiple input multiple output）SWIPT 中继系统的保密能量效率。文献[15]研究了针对 3 种中继协议的源节点能量收集最大化问题。上述关于 SWIPT 的研究主要是针对半双工（HD, half duplex）模式，由于全双工（FD, full duplex）模式能够在同一时隙实现信息传送与接收，提高了频谱利用率，研究人员已开始关注全双工 SWIPT 系统<sup>[16-21]</sup>。文献[16]提出一种新的自能量回收（self-energy recycling）中继协议，研究多输入单输出（MISO, multiple input single output）信道

设置情况下的吞吐量最大化问题。文献[17]建立一种更具一般性的系统模型，证明自能量回收相对时分（TS, time switching）和功分（PS, power splitting）在提升速率方面具有更好的性能。文献[18]考虑 AF MIMO 中继系统的最小均方误差和误比特率问题，但其假设自干扰可以完美地消除。然而文献[16~18]考虑的都是单向中继系统，目前，研究者已将目光集中在可提高系统吞吐量的双向中继（TWR, two way relaying）层面。文献[19,20]分别研究中继采用 TS 和 PS 方式时系统的和吞吐量问题，其中，所有节点仅配备单天线。然后，文献[21]研究 MIMO 中继采用 PS 方式时系统和速率最大化问题，但是由于引入迫零约束，可能会减少搜索的波束成形向量。

本文针对一个能量受限的全双工双向中继（FD-TWR）MIMO 系统，提出一种基于 SWIPT 的波束成形设计方案。本文的设计目标是在满足信息接收节点的信干噪比（SINR, signal to interference and noise ratio）和最大发射功率约束的情况下，通过联合优化波束成形向量、发射功率和功分因子，实现能量收集最大化。由于能量收集的优化问题在数学上是一个非凸问题，为此，本文将其分解为几个子问题，利用半定松弛技术和约束激活准则分别给出了其闭式解，最后通过收敛迭代算法寻找其次优解。仿真结果验证了所提算法的有效性。

### 2 系统描述及模型建立

#### 2.1 系统描述

考虑一个能量受限的全双工双向中继系统，如图 1 所示，中继节点 R 配备 M 根发射天线和 N 根接收天线，依靠容量有限的电池供电；源节点 S<sub>1</sub> 和 S<sub>2</sub> 均配备单根发射天线和单根接收天线，依靠固定供应的电力供电，所有节点均工作在全双工模式下。S<sub>1</sub> 和 S<sub>2</sub> 至 R 的信道向量分别为 **h**<sub>1</sub> 和 **h**<sub>2</sub>；R 至 S<sub>1</sub> 和 S<sub>2</sub> 的信道向量分别为 **g**<sub>1</sub> 和 **g**<sub>2</sub>；S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub> 和 R 的自干扰信道向量分别为 **h**<sub>11</sub>、**h**<sub>22</sub> 和 **H**<sub>RR</sub>。假设源点

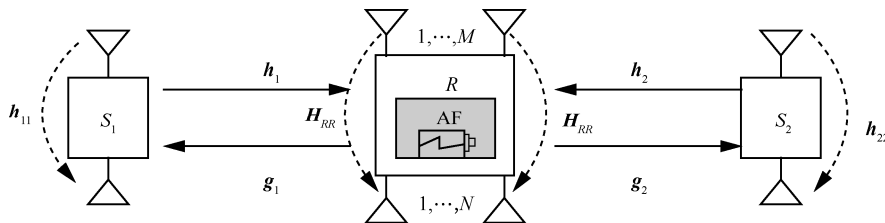


图 1 能量受限的全双工双向中继系统

$S_1$  和  $S_2$  无法直接通信, 在单位时隙  $T$ , 源节点  $S_1$  和  $S_2$  向中继  $R$  发送消息, 与此同时, 中继  $R$  将接收到的信号放大转发给 2 个源节点。本文假设所有的信道都是块衰落信道, 即认为同一时隙内信道基本保持不变, 但从一个时隙到另一个时隙会发生改变。除此之外, 本文还假设所有的节点都可以得到准确的信道状态信息。

基于以上系统设定, 在第  $k$  个时隙, 中继节点接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_R[k] = \mathbf{h}_1 x_1[k] + \mathbf{h}_2 x_2[k] + \mathbf{H}_{RR}[k] \mathbf{x}_R[k] + \mathbf{n}_R[k] \quad (1)$$

其中,  $x_i[k]$  为源节点  $S_i$  的发送信号, 且有  $P_i = \mathbb{E}(|x_i[k]|^2)$ ,  $i \in \{1, 2\}$ ,  $\mathbb{E}(\cdot)$  为数学期望。 $\mathbf{x}_R[k]$  为中继  $R$  的发送信号,  $\mathbf{n}_R[k]$  为中继  $R$  处引入的噪声, 其服从均值为 0、协方差矩阵为  $\sigma_R^2 \mathbf{I}_N$  的复高斯分布, 即  $\mathbf{n}_R[k] \sim CN(0, \sigma_R^2 \mathbf{I}_N)$ ,  $\mathbf{I}_N$  为  $N$  阶单位矩阵。本文采用 PS 方式将接收信号  $\mathbf{y}_R[k]$  分成 2 个部分, 如图 2 所示, 一部分用来进行能量收集, 另一部分用来进行信息传输。

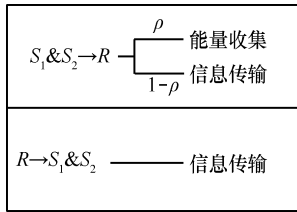


图2 基于 PS 的中继协议

假设功分因子  $\rho \in (0, 1)$  为能量收集部分所占的比例。忽略背景噪声<sup>[22]</sup>后中继收集到的能量为

$$E_R = \eta T \rho \left( P_1 \|\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{h}_2\|_2^2 + P_R \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 \right) \quad (2)$$

其中,  $\eta$  为能量转换效率,  $P_R$  为中继的发射功率,  $\|\cdot\|_F$  为矩阵的 Frobenius 范数。

中继采用 AF 策略, 在进行基带转换和自干扰消除之后, 中继  $R$  的发送信号可以表示为

$$\mathbf{x}_R[k] = \mathbf{W}(\sqrt{1-\rho}(\mathbf{h}_1 x_1[k-\tau] + \mathbf{h}_2 x_2[k-\tau]) + \mathbf{H}_{RR} \tilde{\mathbf{x}}_R[k-\tau] + \mathbf{n}_R[k-\tau]) + \mathbf{n}_p[k] \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{W}$  为中继的预编码矩阵,  $\tau > 0$  为中继信号处理时延,  $\tilde{\mathbf{x}}_R[k-\tau]$  为中继的剩余自干扰,  $\mathbf{n}_p[k]$  为射频信号转换为基带信号时所引入的加性高斯白噪声, 其均值为 0、协方差矩阵为  $\sigma_p^2 \mathbf{I}_N$ 。这时, 中继的发射功率为  $P_R = \text{Tr}(\mathbb{E}(\mathbf{x}_R[k] \mathbf{x}_R^H[k]))$ , 即

$$P_R = (1-\rho)(P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 + \text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\mathbf{Q}_R\mathbf{H}_{RR}^H\mathbf{W}^H) + \sigma_R^2 \|\mathbf{W}\|_F^2) + \sigma_p^2 \|\mathbf{W}\|_F^2 \quad (4)$$

其中,  $\text{Tr}(\cdot)$  为矩阵的迹,  $(\cdot)^H$  为矩阵的共轭转置,  $\mathbf{Q}_R$  为  $\tilde{\mathbf{x}}_R[k-\tau]$  的协方差矩阵。由于自干扰消除后的剩余自干扰信号可等效为噪声信号<sup>[23,24]</sup>, 即  $\mathbf{Q}_R$  满足  $\mathbf{Q}_R \sim CN(0, \sigma_{SI}^2 \mathbf{I}_M)$ , 其中,  $\sigma_{SI}^2$  为剩余自干扰信号的方差,  $\mathbf{I}_M$  为  $M$  阶单位矩阵, 则式(4)可等效为

$$P_R = (1-\rho)(P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 + \sigma_R^2 \|\mathbf{W}\|_F^2) + \sigma_p^2 \|\mathbf{W}\|_F^2 \quad (5)$$

将式(5)代入式(2)中可得到

$$E_R = \eta T \rho (P_1 \|\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{h}_2\|_2^2 + \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 ((1-\rho)(P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 + \sigma_R^2 \|\mathbf{W}\|_F^2) + \sigma_p^2 \|\mathbf{W}\|_F^2)) \quad (6)$$

此外, 源节点  $S_i$  接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_i[k] = \mathbf{g}_i^T \mathbf{x}_R[k] + h_{ii} x_i[k] + n_{i,d}[k] \quad (7)$$

其中,  $(\cdot)^T$  为矩阵的转置,  $n_{i,d}[k]$  为源节点处引入的加性高斯白噪声, 其均值为 0、方差为  $\sigma_{i,d}^2$ 。将式(3)代入式(7)并执行自干扰消除之后, 接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_i[k] = \sqrt{1-\rho}(\mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\mathbf{h}_i^T x_i[k-\tau] + \mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\mathbf{H}_{RR} \tilde{\mathbf{x}}_R[k-\tau] + \mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\mathbf{n}_R[k-\tau]) + \mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\mathbf{n}_p[k] + h_{ii} \tilde{x}_i[k] + n_{i,d}[k] \quad (8)$$

其中, 式(8)等号右边第 1 项为目的节点所需要的信号, 第 2 项和第 5 项分别为中继  $R$  和源节点  $S_i$  的剩余自干扰, 第 3 项和第 4 项为中继  $R$  处引入的噪声, 第 6 项为源点处引入的噪声。由此可得到节点  $S_i$  的信干噪比计算式为

$$\text{SINR}_i = \frac{(1-\rho)P_i |\mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\mathbf{h}_i^T|^2}{(1-\rho)(\sigma_{SI}^2 \|\mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \sigma_R^2 \|\mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\|_2^2) + \sigma_p^2 \|\mathbf{g}_i^T \mathbf{W}\|_2^2 + P_i |h_{ii}|^2 + \sigma_{i,d}^2} \quad (9)$$

## 2.2 问题描述

本文目标是在满足信干噪比和发射功率等约束条件下, 通过优化波束成形向量、源节点发射功率和功分因子, 实现中继收集能量最大化。因此, 上述问题的数学模型可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{P_1, P_2, \rho, \mathbf{W}} E_R \\ & \text{s.t. } SINR_i \geq \gamma_i, i=1, 2 \\ & \quad 0 < P_i \leq P_{\max, i}, i=1, 2, R \\ & \quad 0 < \rho < 1 \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\gamma_i$  为设定的  $SINR$  最小值,  $P_{\max, i}$  为源节点  $S_i$  和中继  $R$  的最大传输功率。

## 3 波束成形向量与资源分配的联合优化

由于优化问题式(10)中的目标函数和约束项存在优化变量的相互耦合, 导致很难对其直接求解。为了有效解决此类非凸优化问题, 本文采用分步优化方案: 首先, 固定  $\{P_1, P_2, \rho\}$  来优化波束成形向量  $\mathbf{W}$ ; 其次, 根据得到的波束成形向量  $\mathbf{W}$ , 通过固定  $\{\mathbf{W}, \rho\}$  来优化  $\{P_1, P_2\}$ ; 然后, 固定得到的  $\{\mathbf{W}, P_1, P_2\}$  来优化  $\rho$ ; 最后, 利用迭代算法求得原问题的次优解。

### 3.1 波束成形向量优化

固定  $\{P_1, P_2, \rho\}$  来优化波束成形向量  $\mathbf{W}$ , 则问题式(10)可转化为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{W}} \rho \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 ((1-\rho)(P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 + \\ & \quad \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 + \sigma_R^2 \|\mathbf{W}\|_F^2) + \sigma_P^2 \|\mathbf{W}\|_F^2) \\ & \text{s.t. } SINR_i \geq \gamma_i, i=1, 2 \\ & \quad P_R \leq P_{\max, R} \end{aligned} \quad (11)$$

为了求式(11)的最优解, 令  $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{W})$ , 并引入一个新变量  $\tilde{\mathbf{W}} \triangleq \mathbf{w}\mathbf{w}^H$ 。根据恒等式  $\text{Tr}(\mathbf{ABCD}) = (\text{vec}(\mathbf{D}^T))^T (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$ , 问题式(11)可以等效表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\tilde{\mathbf{W}} \geq 0} \text{Tr}(\mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{W}}) \\ & \text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{B}_i^i \tilde{\mathbf{W}}) \geq C_i^i, i=1, 2 \\ & \quad \text{Tr}(\mathbf{D}_1 \tilde{\mathbf{W}}) \leq P_{\max, R} \\ & \quad \text{Rank}(\tilde{\mathbf{W}}) = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{A}_1 \triangleq \rho \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 ((1-\rho)(P_1 \mathbf{h}_1^* \mathbf{h}_1^T + P_2 \mathbf{h}_2^* \mathbf{h}_2^T + \sigma_{SI}^2 \mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T + \sigma_R^2 \mathbf{I}_N) + \sigma_P^2 \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{I}_M$ ,  $\mathbf{B}_1^i \triangleq ((1-\rho) \cdot$

$$P_i \mathbf{h}_i^* \mathbf{h}_i^T - \gamma_i (1-\rho) \sigma_{SI}^2 \mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T - \gamma_i (1-\rho) \sigma_R^2 \mathbf{I}_N - \gamma_i \sigma_P^2 \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{g}_i^* \mathbf{g}_i^T, C_1^i \triangleq \gamma_i (P_i |h_{ii}|^2 + \sigma_{i,d}^2), \mathbf{D}_1 \triangleq ((1-\rho)(P_1 \mathbf{h}_1^* \mathbf{h}_1^T + P_2 \mathbf{h}_2^* \mathbf{h}_2^T + \sigma_{SI}^2 \mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T + \sigma_R^2 \mathbf{I}_N) + \sigma_P^2 \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{I}_M。$$

经过上述转化后, 问题式(12)仍然是非凸的, 很难直接对其求解。因此, 本文通过秩松弛将其转化为一个半定规划(SDP, semidefinite programming)问题, 即

$$\begin{aligned} & \max_{\tilde{\mathbf{W}} \geq 0} \text{Tr}(\mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{W}}) \\ & \text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{B}_i^i \tilde{\mathbf{W}}) \geq C_i^i, i=1, 2 \\ & \quad \text{Tr}(\mathbf{D}_1 \tilde{\mathbf{W}}) \leq P_{\max, R} \end{aligned} \quad (13)$$

问题式(13)是一个凸优化问题, 可以利用 CVX<sup>[25]</sup> 对其进行求解。如果问题式(13)满足  $\text{Rank}(\tilde{\mathbf{W}}) = 1$ , 则问题式(12)与式(13)等价。由于问题式(13)对于最优解  $\tilde{\mathbf{W}}^*$  只有 3 个有效约束, 根据文献[26], 总能得到  $(\text{Rank}(\tilde{\mathbf{W}}^*))^2 \leq 3$ , 又  $\text{Rank}(\tilde{\mathbf{W}}^*)$  为非负整数, 可得  $\text{Rank}(\tilde{\mathbf{W}}^*) = 1$ , 即式(12)与式(13)等价。利用 CVX 求得问题式(13)的最优解  $\tilde{\mathbf{W}}^*$  后, 可通过特征值分解(EVD, eigenvalue decomposition)进一步求得  $\mathbf{W}$ 。

### 3.2 源节点发射功率优化

固定  $\{\mathbf{W}, \rho\}$ , 则问题式(10)可重写为

$$\max_{P_1, P_2} A_2 P_1 + B_2 P_2 \quad (14)$$

$$\text{s.t. } C_2 P_2 - D_2 P_1 \geq E_2 \quad (15)$$

$$F_2 P_1 - G_2 P_2 \geq H_2 \quad (16)$$

$$I_2 P_1 + J_2 P_2 \leq P_{\max, R} - K_2 \quad (17)$$

$$0 < P_1 \leq P_{\max, 1} \quad (18)$$

$$0 < P_2 \leq P_{\max, 2} \quad (19)$$

其中,  $A_2 \triangleq \rho(1-\rho) \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + \rho \|\mathbf{h}_1\|_2^2$ ,  $B_2 \triangleq \rho(1-\rho) \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 + \rho \|\mathbf{h}_2\|_2^2$ ,  $C_2 \triangleq \rho(1-\rho) |\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\mathbf{h}_2|^2$ ,  $D_2 \triangleq \gamma_1 |h_{11}|^2$ ,  $E_2 \triangleq \gamma_1 ((1-\rho) (\sigma_{SI}^2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \sigma_R^2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\|_2^2) + \sigma_P^2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\|_2^2 + \sigma_{1,d}^2)$ ,  $F_2 \triangleq \rho(1-\rho) |\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\mathbf{h}_1|^2$ ,  $G_2 \triangleq \gamma_2 |h_{22}|^2$ ,  $H_2 \triangleq \gamma_2 ((1-\rho) \cdot (\sigma_{SI}^2 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \sigma_R^2 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\|_2^2) + \sigma_P^2 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\|_2^2 + \sigma_{2,d}^2)$ ,

$$I_2 \triangleq (1-\rho)\|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2, \quad J_2 \triangleq (1-\rho)\|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2, \quad K_2 \triangleq (1-\rho) \cdot (\sigma_{\text{SI}}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_{\text{F}}^2 + \sigma_{\text{R}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2) + \sigma_{\text{P}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2.$$

$$\begin{aligned} P_1^* &= P_{\max,1} \\ P_2^* &= P_{\max,2} \end{aligned} \quad (27)$$

**定理 1** 问题式(14)的最优解  $\{P_1^*, P_2^*\}$  可通过以下 8 种情况获得。

1) 当式(15)与式(16)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= \frac{C_2 H_2 + E_2 G_2}{C_2 F_2 - D_2 G_2} \\ P_2^* &= \frac{E_2 + D_2 P_1^*}{C_2} \end{aligned} \quad (20)$$

2) 当式(15)与式(17)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= \frac{C_2 P_{\max,R} - C_2 K_2 - E_2 J_2}{C_2 I_2 + D_2 J_2} \\ P_2^* &= \frac{E_2 + D_2 P_1^*}{C_2} \end{aligned} \quad (21)$$

3) 当式(15)与式(19)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= \frac{C_2 P_2^* - E_2}{D_2} \\ P_2^* &= P_{\max,2} \end{aligned} \quad (22)$$

4) 当式(16)与式(17)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= \frac{H_2 + G_2 P_2^*}{F_2} \\ P_1^* &= \frac{F_2 P_{\max,R} - F_2 K_2 - H_2 I_2}{C_2 I_2 + F_2 J_2} \end{aligned} \quad (23)$$

5) 当式(16)与式(18)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= P_{\max,1} \\ P_2^* &= \frac{F_2 P_1^* - H_2}{G_2} \end{aligned} \quad (24)$$

6) 当式(17)与式(18)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= P_{\max,1} \\ P_2^* &= \frac{P_{\max,R} - K_2 - I_2 P_1^*}{J_2} \end{aligned} \quad (25)$$

7) 当式(17)与式(19)取等号时

$$\begin{aligned} P_1^* &= \frac{P_{\max,R} - K_2 - J_2 P_2^*}{I_2} \\ P_2^* &= P_{\max,2} \end{aligned} \quad (26)$$

8) 当式(18)与式(19)取等号时

**证明** 令问题式(14)的目标函数  $f = A_2 P_1 + B_2 P_2$ , 有  $\frac{\partial f}{\partial P_1} = A_2 > 0$ ,  $\frac{\partial f}{\partial P_2} = B_2 > 0$ , 则  $f$  分别关于

$P_1$  和  $P_2$  单调递增。若要使目标函数取得最大值, 在满足约束条件下  $P_1$  和  $P_2$  必取其上界。对于  $P_1$ , 其上界由式(15)、式(17)或式(18)取等号时确定; 对于  $P_2$ , 其上界由式(16)、式(17)或式(19)取等号时确定。因此, 可以通过其上界的两两组合, 构成 9 个方程组来求得  $P_1^*$  和  $P_2^*$ 。但容易发现其中一个方程组实质上仅由式(17)取等号时构成, 这种情况显然无法同时确定  $P_1$  和  $P_2$  的上界, 故将式(17)这种组合舍去, 因此只剩余其他 8 种情况。即根据约束激活准则, 定理 1 得证。

最后, 分别将式(20)~式(27)代入式(14)中, 在满足式(15)~式(19)约束的情况下, 可使式(14)取最大值, 即最优解  $\{P_1^*, P_2^*\}$ 。

### 3.3 功分因子优化

固定  $\{\mathbf{W}, P_1, P_2\}$ , 问题式(10)可等效写成

$$\begin{aligned} \max_{\rho} \quad & -A_3 \rho^2 + B_3 \rho \\ \text{s.t.} \quad & C_3 (1-\rho) \geq D_3 \\ & E_3 (1-\rho) \geq F_3 \\ & G_3 (1-\rho) \leq P_{\max,R} - \sigma_{\text{P}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \\ & 0 < \rho < 1 \end{aligned} \quad (28)$$

其中,

$$\begin{aligned} A_3 &\triangleq \|\mathbf{H}_{RR}\|_{\text{F}}^2 (P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2) + \sigma_{\text{SI}}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_{\text{F}}^2 + \sigma_{\text{R}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \\ B_3 &\triangleq P_1 \|\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{h}_2\|_2^2 + \|\mathbf{H}_{RR}\|_{\text{F}}^2 (P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2) + \sigma_{\text{SI}}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_{\text{F}}^2 + \sigma_{\text{R}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 + \sigma_{\text{P}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \\ C_3 &\triangleq P_2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 - \gamma_1 \left( \sigma_{\text{SI}}^2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \sigma_{\text{R}}^2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\|_2^2 \right) \\ D_3 &\triangleq \gamma_1 \left( \sigma_{\text{P}}^2 \|\mathbf{g}_1^T \mathbf{W}\|_2^2 + P_1 |h_{11}|^2 + \sigma_{1,d}^2 \right) \\ E_3 &\triangleq P_1 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 - \gamma_2 \left( \sigma_{\text{SI}}^2 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \sigma_{\text{R}}^2 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\|_2^2 \right) \\ F_3 &\triangleq \gamma_2 \left( \sigma_{\text{P}}^2 \|\mathbf{g}_2^T \mathbf{W}\|_2^2 + P_2 |h_{22}|^2 + \sigma_{2,d}^2 \right) \\ G_3 &\triangleq P_1 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_1\|_2^2 + P_2 \|\mathbf{W}\mathbf{h}_2\|_2^2 + \sigma_{\text{SI}}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_{\text{F}}^2 + \sigma_{\text{R}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \end{aligned}$$

**定理 2** 问题式(28)的最优解  $\rho^*$  可根据以下 3 种情况获得。

$$1) \text{ 当 } 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_{\text{P}}^2 \|\mathbf{W}\|_{\text{F}}^2}{G_3} \leq \frac{B_3}{2A_3} \leq \min \left\{ 1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3} \right\} \text{ 时}$$

$$\rho^* = \frac{B_3}{2A_3} \quad (29)$$

2) 当  $\frac{B_3}{2A_3} > \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}$  时

$$\rho^* = \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\} \quad (30)$$

3) 当  $0 < \frac{B_3}{2A_3} < 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}$  时

$$\rho^* = 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3} \quad (31)$$

**证明** 令问题式(28)的目标函数  $g = -A_3\rho^2 + B_3\rho$ , 因为  $A_3 > 0$ ,  $B_3 > 0$ , 所以  $g$  是开口向下、对称轴  $\rho = \frac{B_3}{2A_3}$  的抛物线。由  $0 < \rho < 1$  可知,  $0 < 1 - \rho < 1$ 。又由于  $D_3 > 0$ ,  $F_3 > 0$ ,  $G_3 > 0$ , 容易得到  $C_3 > 0$ ,  $E_3 > 0$ ,  $P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2 > 0$ 。则问题式(28)可重新表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\rho} -A_3\rho^2 + B_3\rho \\ \text{s.t. } & \rho \leq 1 - \frac{D_3}{C_3} \\ & \rho \leq 1 - \frac{F_3}{E_3} \\ & \rho \geq 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3} \\ & 0 < \rho < 1 \end{aligned} \quad (32)$$

在满足式(32)中所有约束条件的情况下, 可以得到函数定义域为  $\left[1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}, \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}\right]$ 。根据二次函数的单调性,  $g$  取最大值可分为以下 3 种情况。

① 当  $1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3} \leq \frac{B_3}{2A_3} \leq \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}$

时, 目标函数  $g$  关于  $\rho$  在  $\left[1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}, \frac{B_3}{2A_3}\right]$  上单调递增, 在  $\left[\frac{B_3}{2A_3}, \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}\right]$  上单

调递减, 故当  $\rho = \frac{B_3}{2A_3}$  时,  $g$  取最大值, 即  $\rho^* = \frac{B_3}{2A_3}$ 。

② 当  $\frac{B_3}{2A_3} > \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}$  时, 目标函数  $g$

关于  $\rho$  在  $\left[1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}, \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}\right]$  上单调递增, 故当  $\rho = \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}$  时,  $g$  取最大值, 即  $\rho^* = \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}$ 。

③ 当  $0 < \frac{B_3}{2A_3} < 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}$  时, 目标函数  $g$

关于  $\rho$  在  $\left[1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}, \min\left\{1 - \frac{D_3}{C_3}, 1 - \frac{F_3}{E_3}\right\}\right]$  上单调递减, 故当  $\rho = 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}$  时,  $g$  取最大值, 即  $\rho^* = 1 - \frac{P_{\max,R} - \sigma_P^2 \|W\|_F^2}{G_3}$ 。

### 3.4 迭代优化算法

根据以上分析, 优化问题式(10)的次优解可以通过迭代优化算法 1 获得, 其详细步骤如下。

**算法 1** 能量收集最大化算法

**步骤 1** 设置参数  $l = 0$ ,  $l_{\max} = 1000$ ,  $\varepsilon = 10^{-5}$ ,

$E_d^l = 1000$ ,  $E = 0$ ,  $E_R^l = 0$ ;

**步骤 2** 初始化  $P_1 = P_{\max,1}$ ,  $P_2 = P_{\max,2}$ ,  $\rho = 0.5$ ;

**步骤 3** 当  $E_d^l \geq \varepsilon$  或  $l < l_{\max}$ , 重复执行步骤 4~步骤 8, 否则执行步骤 9;

**步骤 4** 根据问题式(13), 利用 CVX 计算出  $\tilde{W}$ , 再通过 EVD 计算出  $W$ ;

**步骤 5** 根据得到的  $W$  和  $\rho$ , 将式(20)~式(27)代入式(14)进行比较, 得到  $P_1$  和  $P_2$ ;

**步骤 6** 根据得到的  $W$ 、 $P_1$  和  $P_2$ , 通过式(29)~式(31)求出  $\rho^*$ ;

**步骤 7** 计算  $E_R^l = \eta T \rho (P_1 \|h_1\|_2^2 + P_2 \|h_2\|_2^2 + P_R \|H_{RR}\|_2^2)$ ;

**步骤 8** 令  $E_d^l = |E_R^l - E|$ ,  $E = E_R^l$ ,  $l = l + 1$ ;

**步骤 9** 中继收集到的能量  $E_R = E$ , 程序结束。

### 3.5 算法复杂度

本节针对提出的全双工联合优化算法和传统

表 1

2 种算法单次迭代复杂度对比

操作	全双工算法	两时隙半双工算法
求解 $W$	$40M^2N^2+40MN^2+12M^2+54N^2+C_{CVX}+C_{EVD}$	$14N^4+46N^2+16N-4+C_{CVX}+C_{EVD}$
求解 $\{P_1, P_2\}$	$8M^2N+20MN^2+8M^3+112MN+4M^2+41M+48N-8N^2-24$	$32N^3+44N^2+66N-26$
求解 $\rho$	$20M^2N+44MN^2+28M^3+128MN+55M+54N-12M^2-10N^2-38$	$34N^3+46N^2+65N-24$

的两时隙半双工算法进行复杂度分析。采用 Flop 数（即复数乘法和复数加法次数之和）对复杂度进行度量。由于迭代过程占整个算法复杂度的主要部分，而步骤 4~步骤 6 是其中最主要的消耗，所以本文对 2 种算法单次迭代的  $W$ 、 $\{P_1, P_2\}$  和  $\rho$  的求解复杂度进行统计。所提全双工算法复杂度和两时隙半双工算法复杂度对比结果如表 1 所示。

其中， $C_{CVX}$  和  $C_{EVD}$  表示求解 CVX 和 EVD 的计算复杂度。由于所提全双工算法和两时隙半双工算法中均有相同的运算，在此以相同的复杂度来表示。从表 1 的对比结果可以看出，当中继节点收发天线个数  $N=M$  时，与传统的两时隙半双工算法相比，本文算法的复杂度略有增加，这主要是由于全双工操作引入的自干扰造成的，但仍与半双工算法同处一个数量级。然而考虑到全双工操作能成倍节省时隙资源，这会为能量收集带来极大益处，具体的结果对比参见第 4 节的仿真实验。因此，对于目前的计算能力来说，所提算法带来的略微复杂度增加是可以接受的。

## 4 仿真实验

### 4.1 仿真参数设置

所有信道向量设置为瑞利衰落信道，信道增益设置为路径损耗模型<sup>[27]</sup>，增益  $g_{i,j} = cd_{i,j}^{-n}$ ，其中，衰减系数  $c$  设为 1，衰减指数  $n$  设为 3， $d_{i,j}$  为节点  $i$  与  $j$  的距离。所有节点的噪声功率设为相同，即  $\sigma_r^2 = \sigma_p^2 = \sigma_{1,d}^2 = \sigma_{2,d}^2 = 100 \text{ mW}$ ，且  $\eta = 80\%$  <sup>[28]</sup>， $T=1$  s。如果没有特殊说明，中继节点收发天线个数  $N=M=4$ ，中继到源节点的距离  $d_{R,S_1} = d_{R,S_2} = 8 \text{ m}$ ，中继的剩余自干扰大小  $\sigma_{S_1}^2 = 150 \text{ mW}$ ，源节点的最大发射功率  $P_{\max,1}=P_{\max,2}$ 。仿真采用蒙特卡洛方法，所有的仿真结果均是 1 000 次随机信道实现的平均值<sup>[29]</sup>。

### 4.2 仿真结果

首先，本文给出了全双工算法与传统的两时隙半双工算法的性能比较，其中，中继最大传输功率

约束  $P_{\max,R}=10 \text{ dB}$ ，仿真结果如图 3 所示。从图 3 中可以看出，随着源点最大发射功率  $P_{\max,1}$  和  $P_{\max,2}$  的不断变大，2 种算法下中继收集到的能量都明显增加，但全双工方案下的中继能量收集效率要明显优于传统的半双工方案，大约提升了 2~3 倍。这主要是因为与两时隙半双工模式只能在多址接入阶段收集能量相比，本文的全双工方案能够在整个传输时隙都收集能量。同时，与半双工不同的是，剩余自干扰和噪声也会对中继收集能量产生有利影响。

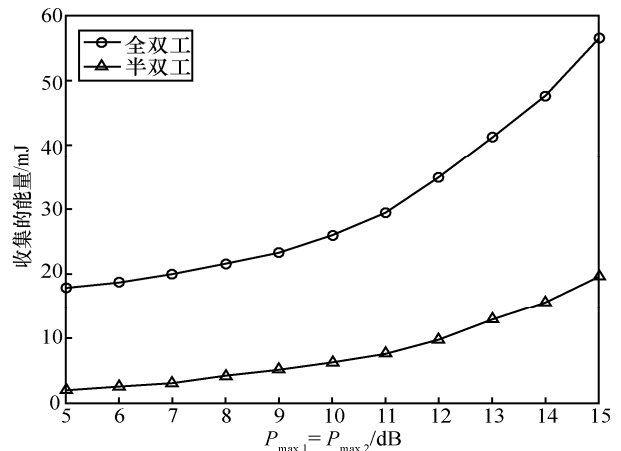


图 3 不同通信方式下的算法性能比较

图 4 给出了本文所提算法、仅预编码算法和仅资源分配算法在不同中继最大传输功率约束下的性能对比，其中，实线代表  $P_{\max,R}=15 \text{ dB}$ ，虚线代表  $P_{\max,R}=10 \text{ dB}$ 。与本文的联合优化相比，仅预编码算法是指在给定  $\{P_1, P_2, \rho\}$  的情况下仅优化波束成形向量  $W$ ；仅资源分配算法是指  $\{P_1, P_2, \rho\}$  和  $W$  都固定的情况。从仿真结果可以看出，联合优化算法的性能最为优越，这是因为联合优化充分利用了各个参数的自由度，从而使其达到全局最优。此外，本文发现预编码算法的性能仅次于联合优化算法，可以达到其能效的 80% 左右，这充分说明了对波束成形向量进行优化设计的重要性，而且随着中继最大传输功率的增加，本文所提算法的性能依然优于其他 2 种算法。

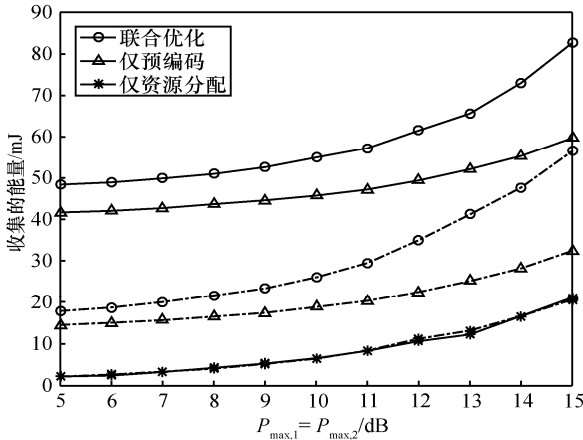


图 4 不同中继功率约束下的算法性能比较

图 5 给出了本文所提算法、仅预编码算法和仅资源分配算法在不同源节点最大传输功率约束下的性能比较，其中，实线代表  $P_{\max,i}=15$  dB，虚线代表  $P_{\max,i}=10$  dB,  $i \in \{1,2\}$ 。从图 5 可以看出，联合优化和仅预编码这 2 种优化算法的曲线走势与图 4 相似，但是在仅资源分配情况下，随着  $P_{\max,R}$  的增加，中继收集到的能量基本不变。这是因为对于仅资源分配算法来说，其中继收集到的能量不受  $P_{\max,R}$  改变的影响，仅与源点的发射功率大小相关，当  $P_{\max,i}$  从 10 dB 上升到 15 dB 时，其收集到的能量大约增加了 3 倍左右。

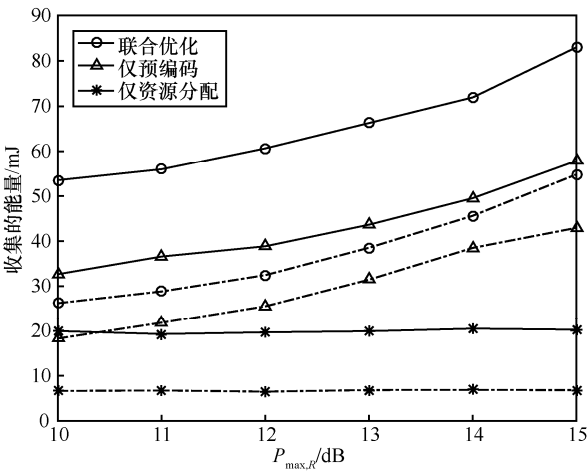


图 5 不同源点功率约束下的算法性能比较

图 6 给出了不同中继天线个数情况下的 3 种优化方法性能比较，其中，实线代表  $P_{\max,R}=15$  dB，虚线代表  $P_{\max,R}=10$  dB。从图 6 可以看出，随着天线数量的增加，3 种算法收集到的能量也不断变大，这表明应用大规模或超大规模天线阵列有助于进行能量收集。但对于仅资源分配算法而言，与图 4

相似，由于中继收集到的能量与  $P_{\max,R}$  无关，因此，其对应的 2 条曲线近似于重合。

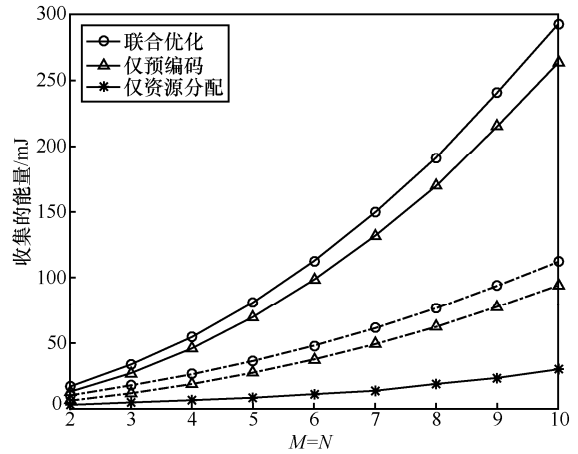


图 6 不同中继天线数量下的算法性能比较

图 7 对剩余自干扰对全双工中继收集能量的影响进行了仿真，其中，源节点最大传输功率约束  $P_{\max,i}=10$  dB,  $i \in \{1,2\}$ 。根据仿真结果可知，随着剩余自干扰  $\sigma_{si}^2$  的增加，中继收集到的能量略有下降。这与文献[16,17]提出的剩余自干扰能为能量收集带来好处有所不同，因为它们没有在文中考虑剩余自干扰对信噪比的影响。根据式(6)可知，剩余自干扰能为能量收集带来益处。但由于式(9)中的 SINR 约束，当  $\sigma_{si}^2$  变大时，实际的 SINR 变小，如果此时要满足给定的最小门限  $\gamma_i$ ，就必须增大式(9)的值，从而使信息传输的比例  $1-\rho$  变大，导致收集到的能量降低。但从仿真结果可以看出，整体的下降趋势较小，即使当剩余自干扰增大到  $\sigma_{si}^2 = 300$  mW 时，2 种中继发射功率约束下，下降的能量仅占收集能量的 10%左右。由于节点在进行

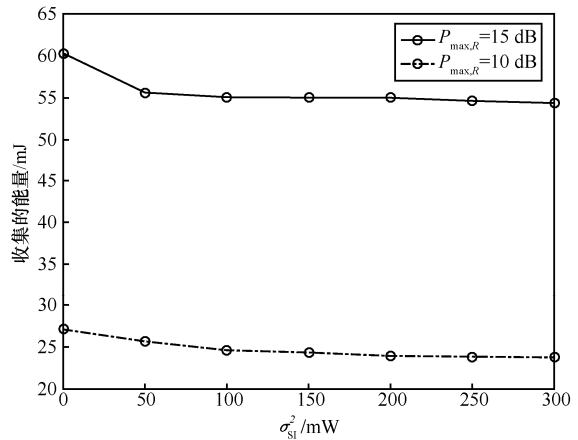


图 7 剩余自干扰与中继收集能量的关系

自干扰消除时需要消耗额外的能量, 因此, 该结论可为相对折中的自干扰消除技术选取(根据复杂程度和耗能大小)提供参考。

## 5 结束语

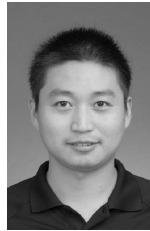
本文研究了基于 SWIPT 的放大转发全双工双向中继系统中的能量收集问题, 通过对波束成形向量、发射功率和功分因子进行联合优化设计, 实现中继收集能量的最大化。本文将该非凸优化问题分解为 3 个子问题, 利用半定松弛技术和约束激活准则分别给出了其闭式解, 最后根据所提迭代优化算法得到了原问题的次优解。数值仿真分析结果表明, 本文所提的联合优化算法性能明显优于仅预编码、资源分配算法, 且相比于传统的半双工算法, 在计算复杂度略增的情况下其能量收集效率提升了 2~3 倍。最后通过分析剩余自干扰与中继收集能量的关系, 得出两者之间存在基本的折中问题, 能为自干扰消除技术的有效选取提供参考。

## 参考文献:

- [1] BI S, HO C K, ZHANG R. Wireless powered communication: opportunities and challenges[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(4): 117-125.
- [2] ULUKUS S, YENER A, ERKIP E, et al. Energy harvesting wireless communications: a review of recent advances[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2015, 33(3): 360-381.
- [3] ZHAO N, ZHANG S, YU R, et al. Exploiting interference for energy harvesting: a survey, research issues and challenges[J]. *IEEE Access*, 2017(5): 10403-10421.
- [4] 秦智超, 周正, 赵小川. 无线传感器网络中能量有效的波束成形机制[J]. *通信学报*, 2013, 34(4): 19-27.  
QIN Z C, ZHOU Z, ZHAO X C. Energy efficient beamforming scheme for wireless sensor networks[J]. *Journal on Communications*, 2013, 34(4): 19-27.
- [5] 董明科, 李应博, 王达, 等. 基于干扰和功率控制的多小区分布式波束成形[J]. *电子学报*, 2015, 43(3): 597-600.  
DONG M K, LI Y B, WANG D, et al. Distributive beamforming design in multicell downlinks using interference and power control[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(3): 597-600.
- [6] 陈文阳, 何世文, 黄永明, 等. 多小区多用户下行能效优化波束成形的分布式实现算法[J]. *通信学报*, 2015, 36(10): 245-251.  
CHEN W Y, HE S W, HUANG Y M, et al. Distributed energy efficient beamforming algorithm for multicell multiuser downlink system[J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(10): 245-251.
- [7] 张海洋, 黄永明, 杨绿溪. 无线携能通信系统中基于能量获取比例公平的波束成形设计[J]. *物理学报*, 2015, 64(2): 391-400.  
ZHANG H Y, HUANG Y M, YANG L X. Beamforming design based on energy harvesting proportional fairness in a simultaneous wireless information and power transfer system[J]. *Acta Physica Sinica*, 2015, 64(2): 391-400.
- [8] 赵争鸣, 王旭东. 电磁能量收集技术现状及发展趋势[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(13): 1-11.  
ZHAO Z M, WANG X D. The state-of-the-art and the future trends of electromagnetic energy harvesting[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(13): 1-11.
- [9] LI H, HUANG C, CUI S. Multiuser gain in energy harvesting wireless communications[J]. *IEEE Access*, 2017(5): 10052-10061.
- [10] SEO D W, LEE J H, LEE H S. Optimal coupling to achieve maximum output power in a WPT system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(6): 3994-3998.
- [11] DAI H, HUANG Y, LI C, et al. Energy-efficient resource allocation for device-to-device communication with WPT[J]. *IET Communications*, 2017, 11(3): 326-334.
- [12] LI D, SHEN C, QIU Z. Two-way relay beamforming for sum-rate maximization and energy harvesting[C]//*IEEE International Conference on Communications (ICC)*. 2013: 3115-3120.
- [13] LIU Y. Joint resource allocation in SWIPT-based multi-antenna decode-and-forward relay networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(10): 9192-9200.
- [14] DU C, CHEN X, LEI L. Energy-efficient optimisation for secrecy wireless information and power transfer in massive MIMO relaying systems[J]. *IET Communications*, 2017, 11(1): 10-16.
- [15] WANG W, WANG R, MEHRPOUYAN H, et al. Beamforming for simultaneous wireless information and power transfer in two-way relay channels[J]. *IEEE Access*, 2017(5): 9235-9250.
- [16] ZENG Y, ZHANG R. Full-duplex wireless-powered relay with self-energy recycling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2015, 4(2): 201-204.
- [17] HU S, DING Z, NI Q. Beamforming optimisation in energy harvesting cooperative full-duplex networks with self-energy recycling protocol[J]. *IET Communications*, 2016, 10(7): 848-853.
- [18] WEN Z, LIU X, BEAULIEU N C, et al. Joint source and relay beamforming design for full-duplex MIMO AF relay SWIPT systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(2): 320-323.
- [19] PARK J J, MOON J H, KIM D I. Time-switching based in-band full duplex wireless powered two-way relay[C]//*URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*. 2016: 438-441.
- [20] MOON J H, PARK J J, KIM D I. Energy signal design and decoding procedure for full-duplex two-way wireless powered relay[C]//*URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*. 2016: 442-445.

- [21] OKANDEJI A A, KHANDAKER M R A, WONG K K, et al. Joint transmit power and relay two-way beamforming optimization for energy-harvesting full-duplex communications[C]// IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). 2016: 1-6.
- [22] 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.
- [23] WANG Y, SUN R, WANG X. Transceiver design to maximize the weighted sum secrecy rate in full-duplex SWIPT systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(6): 883-887.
- [24] LI C, WANG Y, CHEN Z Y, et al. Performance analysis of the full-duplex enabled decode-and-forward two-way relay system[C]// IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC). 2016: 559-564.
- [25] GRANT M, BOYD S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 1.21[J]. Global Optimization, 2008: 55-210.
- [26] HUANG Y, PALOMAR D P. Rank-constrained separable semidefinite programming with applications to optimal beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(2): 664-678.
- [27] WANG R, TAO M, LIU Y. Optimal linear transceiver designs for cognitive two-way relay networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(4): 992-1005.
- [28] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless networks with RF energy harvesting: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(2): 757-789.
- [29] FENG W, WANG Y, LIN D, et al. When mm wave communications meet network densification: a scalable interference coordination perspective[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(7): 1459-1471.

## [作者简介]



王伟 (1983-), 男, 江苏泗洪人, 博士, 南通大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线携能通信、全双工通信和海域宽带通信。



安立源 (1994-), 男, 河南方城人, 南通大学硕士生, 主要研究方向为无线携能通信、全双工通信。



章国安 (1965-), 男, 江苏南通人, 博士, 南通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、认知车载无线通信网络。



张士兵 (1962-), 男, 江苏南通人, 博士, 南通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、认知无线电技术与宽带数字通信。