



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

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

* 通信作者. E-mail: chenjiuj0618@163.com

收稿日期: 2016-09-14; 接受日期: 2016-12-22; 网络出版日期: 2017-03-27

国家自然科学基金 (批准号: 61271259, 61301123, 61471076, 61601070)、重庆市教委科学技术研究项目 (批准号: KJ130536, KJ-1600411)、重庆市基础与前沿研究计划项目 (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资助项目

摘要 针对目前全双工无线系统中信息与能量同传 (SWIPT) 方案存在的问题, 本文提出了一种基于最大加权和速率 (WSR) 的多用户全双工系统 SWIPT 传输优化方案. 与传统传输方案不同的是, 该方案的接入点和各用户都工作在全双工模式, 下行信道实现信息与能量同时传输, 接收机将自干扰信号和互干扰信号都视为可利用的射频信号进行能量收集. 为此, 本文设计了最大化 WSR 为目标的时隙分配因子和功率分裂因子联合优化方案, 进一步, 利用等价条件及 Lagrange 乘法得到最优时隙分配因子最优解的闭合表达式, 提出了一种基于黄金分割法迭代来优化功率分裂因子的算法, 证明了收敛性, 并从理论上分析了复杂度. 仿真实验结果证实本文方案和算法具有性能优势和较低复杂度.

关键词 信息与能量同传, 全双工, 加权和速率, Lagrange 乘法, 黄金分割法

1 引言

无线数据的空前增长以及无线网络服务的巨大需求, 导致了日益严峻的无线电频谱的稀缺及无线设备 (如智能终端和传感器) 能耗问题. 从射频 (radio frequency, RF) 信号中采集能量 (energy harvesting, EH) 不失为解决无线设备能耗问题的有效方法 [1], 并且可以利用射频信号实现信息与能量同传 (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT) [2], 这是近年来无线通信领域的研究热点 [3,4]. 从最新综述文献 [5] 可以看出, 相关研究主要集中在传统的半双工 (half-duplex, HD) 无线通信系统.

引用格式: 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, doi: 10.1360/N112016-00226
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 (in Chinese). Sci Sin Inform, 2017, 47: 891-903, doi: 10.1360/N112016-00226

相较于半双工系统^[6~8], 全双工 (full-duplex, FD) 系统可以极大提高无线通信的频谱利用率^[9,10], 缓解无线电频谱的稀缺问题, 同时 FD 系统中更适合进行 SWIPT 传输, 因此, 最近一些学者将 FD 与 SWIPT 技术结合研究^[11~17].

文献 [11] 基于 TS (time switching) 接收机结构, 研究了两跳中继 FD-SWIPT 系统的吞吐量, 文献 [12] 将其研究工作推广到多天线中继 SWIPT 系统中. 文献 [13] 研究了全双工无线通信网络中总吞吐量最大化的问题, 该系统中下行信道进行能量传输和上行信道进行信息传输, 并保持同步. 文献 [14] 在全双工 MIMO (multiple-input and multiple-output) 中继 SWIPT 系统中, 基于最小均方误差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 [15] 基于 FD-SWIPT 系统设计了一种保密传输方案, 通过优化信息协方差矩阵来获得最大系统保密速率. 文献 [16] 设计了适用于多用户 FD-SWIPT 系统的多目标资源分配算法, 而文献 [17] 基于 FD-SWIPT 系统提出一种功率分配优化算法, 在能量约束条件下获得系统最大传输和速率.

但是, 上述研究中接入点 (access point, AP) 和用户没有同时工作于全双工模式, 且只考虑单向的全双工信息传输; 进一步, 都局限于单个变量的优化, 所涉及的算法复杂度较大, 且没有考虑多用户全双工双向信息传输模型.

基于以上分析, 本文提出一种基于最大加权和速率的多用户全双工系统 SWIPT 传输优化方案. 与传统传输方案不同的是, 该方案的接入点和各用户都工作在全双工模式, 上行信道采用时分多址接入 (time division multiple address, TDMA) 方式进行信息传输, 下行信道实现能量与信息同时传输, 接收机将自干扰信号和互干扰信号都视为可利用的 RF 信号进行能量收集. 为此, 我们设计了最大化系统加权和速率 (weighted sum rate, WSR) 为目标的时隙分配因子和功率分裂因子联合优化方案, 首先, 本文利用等价条件及 Lagrange 乘子法得到最优时隙分配因子最优解, 并将其表示为与功率分裂因子相关的代数式; 进一步, 提出了一种基于黄金分割法迭代来优化功率分裂因子算法, 并证明了其收敛性; 然后, 从理论上分析讨论了复杂度, 结果显示本文方案的复杂度较低; 最后, 仿真实验验证了本文所提算法的性能优势.

2 系统模型

考虑一个多用户全双工无线能量与信息同传系统, 如图 1 所示. 该系统中, 包含一个单天线的接入点以及 K 个单天线的用户, 分别用 S 和 U_i 表示, 其中 $i = 1, 2, \dots, K$. 接入点和 K 个用户都工作在同一个频段内, 且都为全双工模式. 假设接入点 S 具有固定的能量供给, 而用户能从接收到的信号中获取能量, 并且用户将收集到的能量用于自身的信息传输. 因此, 接入点 S 以恒定功率 P_s 在下行链路 (downlink, DL) 中同时传输信息和能量, 并从上行链路 (uplink, UL) 中接收信息, 而用户则利用各自收集的能量在上行链路中传输信息.

本文各用户接收端采用功率分裂 (power splitting, PS) 型接收机, 用 β 表示 PS 因子 ($0 < \beta < 1$), 其结构如图 2 所示. 将接收到的信号进行功率分裂, 一部分信号送入能量收集 (energy harvesting, EH) 模块, 一部分信号送入信息解码 (information decoding, ID) 模块. 在 FD 传输方式下, 接收的信号包括期望信号 (即接入点的广播信号)、用户自干扰信号, 以及互干扰信号. 送入能量收集模块的信号可以转化为能量储存, 而进入信息解码模块的信号则通过自干扰消除和互干扰消除技术处理后还原信息. 通过分配正交的传输资源, 用户间的互干扰信号能彻底消除, 而在接入点和用户的接收装置中都需要引入自干扰消除技术 (self-interference cancellation, SIC), 目前最先进的 SIC 技术仅能做到 110 dB 的自干扰消除^[18].

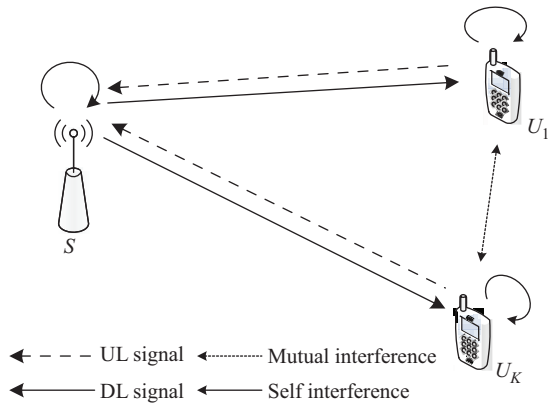


图 1 系统模型
Figure 1 The system model

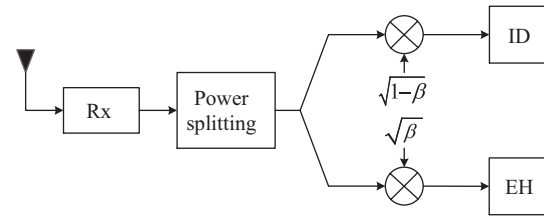


图 2 接收机结构
Figure 2 The architecture of receivers

与传统传输方案不同的是, 尽管全双工传输存在严重的自干扰, 本文将变害为利, 用户接收机将自干扰信号作为能量加以收集. 这样, 我们的方案将自干扰信号和互干扰信号都视为可利用的 RF 信号进行能量收集, 从而使能量收集能力和效果得到了提升.

假设接入点完全已知 CSI (channel state information), 接入点和用户之间的上下行链路均采用 TDMA 方式 [7], 即 K 个用户以 TDMA 方式传输各自独立的信息. 不失一般性, 假设系统中信道是准静态平坦衰落的, 而且在上行的每一个传输时间块 T 内信道保持恒定. 接入点到用户的信道响应为 $H_{s,i} = |h_{s,i}|^2$, 用户到接入点的信道响应为 $H_{i,s} = |h_{i,s}|^2$, 而用户之间的信道响应为 $H_{i,j} = |h_{i,j}|^2$, 其中 $i, j \in \{1, 2, \dots, K\}$, 考虑到上下行信道的互易性, 则有 $h_{s,i} = h_{i,s}$, $h_{i,j} = h_{j,i}$. 另外, $h_{s,s}$ 及 $h_{i,i}$ 表示自干扰回环信道响应. 上行传输信道中, 每个传输时间块 T 被分为 K 个时隙, 每个时隙长为 $\alpha_i T$, 其中 α_i 表示时隙分配因子, 则有

$$\sum_{i=1}^K \alpha_i \leq 1, \quad 0 < \alpha_i < 1, \quad i = 1, 2, \dots, K. \quad (1)$$

在一个传输时间块 T 内, 接入点 S 接收 K 个用户发送的信号以及自干扰信号, 在第 i 个时隙内, 接入点 S 的接收信号可以表示为

$$y_{S_i} = \sqrt{P_i} h_{i,s} x_i + \sqrt{P_s} h_{s,s} x_{s,i} + n_s, \quad (2)$$

其中, P_i 表示第 i 个用户的发射功率, $x_{s,i}$ 和 x_i 分别是接入点发送给第 i 个用户和用户 U_i 发送给接入点的独立数据流, 且 $E[|x_{s,i}|^2] = E[|x_i|^2] = 1$. 另外, n_s 表示接入点 S 的接收噪声, 且为循环对称复 Gauss 随机变量, 即 $n_s \sim CN(0, \sigma_s^2)$. $\sqrt{P_s} h_{s,s} x_{s,i}$ 表示接入点的自干扰信号.

用户 U_i 在时隙 $\alpha_i T$ 内发送信号, 在整个 T 内接收信号, 则第 i 个用户 U_i 的接收信号为

$$y_{U_i} = \sqrt{P_s} h_{s,i} x_{s,i} + \sqrt{\alpha_i P_i} h_{i,i} x_i + \sum_{j=1, j \neq i}^K \sqrt{\alpha_j P_j} h_{j,i} x_j + n_i, \quad (3)$$

其中, n_i 表示用户接收噪声, $\sqrt{P_i} h_{i,i} x_i$ 表示用户接收的自干扰信号, $\sum_{j=1, j \neq i}^K \sqrt{\alpha_j P_j} h_{j,i} x_j$ 表示用户间的互干扰信号.

根据图 2 所示的用户接收机结构, 接收信号要进行功率分裂处理, ID 接收信号和 EH 接收信号分别为

$$y_{U_i}^{\text{ID}} = \sqrt{1-\beta} \left(\sqrt{P_s} h_{s,i} x_{s,i} + \sqrt{\alpha_i P_i} h_{i,i} x_i + \sum_{j=1, j \neq i}^K \sqrt{\alpha_j P_j} h_{j,i} x_j + n_i \right), \quad (4)$$

$$y_{U_i}^{\text{EH}} = \sqrt{\beta} \left(\sqrt{P_s} h_{s,i} x_{s,i} + \sqrt{\alpha_i P_i} h_{i,i} x_i + \sum_{j=1, j \neq i}^K \sqrt{\alpha_j P_j} h_{j,i} x_j + n_i \right). \quad (5)$$

3 加权和速率分析及优化方案

为计算加权和速率 (WSR), 先考虑接入点和用户接收端的信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR). 在信息解码时, 互干扰信号可彻底消除, 自干扰信号仍有残余. 因此, 接入点和用户接收端的 SINR 分别为

$$\text{SINR}_S = \frac{|h_{i,s}|^2 P_i}{\sigma_s^2 + \delta_s P_s}, \quad (6)$$

$$\text{SINR}_{U_i} = \frac{(1-\beta)|h_{s,i}|^2 P_s}{\sigma_i^2 + \delta_i P_i}, \quad (7)$$

式中, $\delta_s P_s$ 和 $\delta_i P_i$ 分别为接入点和用户接收端的残余自干扰, $\delta_s, \delta_i \ll 1$.

基于以上分析, 时间 T 内每 Hz 带宽的系统加权和速率可表示为

$$\text{WSR} = \sum_{i=1}^K \log_2 \left[1 + \frac{(1-\beta)|h_{s,i}|^2 P_s}{\sigma_i^2 + \delta_i P_i} \right] + \sum_{i=1}^K \alpha_i \log_2 \left[1 + \frac{|h_{i,s}|^2 P_i}{\sigma_s^2 + \delta_s P_s} \right], \quad (8)$$

其中, 等号右边第一项表示下行和速率, 第二项表示上行和速率.

进一步, 该系统是无记忆的, 残余自干扰可视为增强的时延噪声^[19], 因此系统加权和速率表达式可简化为

$$\text{WSR} = \sum_{i=1}^K \log_2 \left[1 + \frac{(1-\beta)|h_{s,i}|^2 P_s}{\sigma_{\text{DL}}^2} \right] + \sum_{i=1}^K \alpha_i \log_2 \left[1 + \frac{|h_{i,s}|^2 P_i}{\sigma_{\text{UL}}^2} \right], \quad (9)$$

其中, $\sigma_{\text{DL}}^2, \sigma_{\text{UL}}^2$ 分别为下行和上行的增强型噪声的方差.

根据式 (9) 可知, 系统的加权和速率与时隙分配因子 α_i 以及 PS 因子 β 有关, 则加权和速率最大化问题可以表示如下:

$$\begin{aligned} & \max \quad \text{WSR}(\alpha_i, \beta) \\ & \text{s.t.} \quad \begin{cases} \sum_{i=1}^K \alpha_i \leq 1, & \alpha_i > 0, \quad i = 1, 2, \dots, K, \\ 0 < \beta < 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

若想获得最大的加权和速率, 则需同时对 α_i 及 β 进行优化. 这是一个多参数二维全局搜索优化问题, 一般可以用遗传算法等进行搜索, 但其复杂度很高, 在实际应用中不现实. 下面我们将分别对 α_i 与 β 进行优化, 给出低复杂度的解决方案, 并通过仿真验证性能没有损失.

4 时隙分配因子优化

与传统的二维全局搜索优化思想不同,为降低复杂度,首先优化时隙分配因子 α_i ,将另一变量 PS 因子 β 视为常量.以最大化系统加权和速率为目标,式 (9) 中等式右边第一项下行和速率与 α_i 无关可忽略,则优化问题可以描述为

$$\max_{\{\alpha_i\}_{i=1}^K} \sum_{i=1}^K \alpha_i \log_2 \left[1 + \frac{|h_{i,s}|^2 P_i}{\sigma_{UL}^2} \right], \quad (11)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^K \alpha_i \leq 1, \quad (12)$$

$$\alpha_i > 0, \quad i = 1, 2, \dots, K. \quad (13)$$

传输方案中,用户将采集到的能量用作信号的传输.时间段 T 内,各用户收集到的能量可表示为

$$E_i = \rho\beta \left(P_s |h_{s,s}|^2 + \alpha_i P_i |h_{i,i}|^2 + \sum_{j=1, j \neq i}^K \alpha_j P_j |h_{j,i}|^2 \right) T, \quad (14)$$

其中 $\rho \in (0, 1)$ 表示用户能量收集效率,收集的噪声能量极小,可忽略不计.假设用户将收集的能量以稳定状态传输信号,则有

$$\alpha_i P_i T = \mu E_i, \quad i = 1, 2, \dots, K, \quad (15)$$

$\mu \in (0, 1)$ 表示能量利用效率.

联立式 (14) 和 (15), 可得

$$\alpha_i P_i = \mu\rho\beta \left(P_s |h_{s,s}|^2 + \alpha_i P_i |h_{i,i}|^2 + \sum_{j=1, j \neq i}^K \alpha_j P_j |h_{j,i}|^2 \right), \quad (16)$$

上式移项可得

$$(1 - \mu\rho\beta |h_{i,i}|^2) \alpha_i P_i + \sum_{j=1, j \neq i}^K (\mu\rho\beta |h_{j,i}|^2) \alpha_j P_j = P_s (\mu\rho\beta |h_{s,s}|^2). \quad (17)$$

系统中共有 K 个用户,则有 K 个类似式 (17) 的表达式,联立 K 个表达式,可用矩阵形式表示为

$$\boldsymbol{\theta} \boldsymbol{\alpha} \mathbf{P} = P_s \mathbf{h}, \quad (18)$$

其中

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{cases} 1 - \mu\rho\beta |h_{i,i}|^2, & i = j, \\ -\mu\rho\beta |h_{i,j}|^2, & i \neq j, \end{cases} \quad (19)$$

$$\boldsymbol{\alpha} = \text{diag} [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_K], \quad (20)$$

$$\mathbf{P} = [P_1 \quad P_2 \quad \dots \quad P_K]^T, \quad (21)$$

$$\mathbf{h} = [\mu\rho\beta |h_{s,1}|^2 \quad \mu\rho\beta |h_{s,2}|^2 \quad \dots \quad \mu\rho\beta |h_{s,K}|^2]^T. \quad (22)$$

观察式 (18), 可得用户发送功率 P_i 与接入点发送功率 P_s 的关系式

$$P_i = \frac{\gamma_i}{\alpha_i} P_s, \quad i = 1, 2, \dots, K, \quad (23)$$

其中

$$\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 & \cdots & \gamma_K \end{bmatrix}^T = \boldsymbol{\gamma} = \boldsymbol{\theta}^{-1} \mathbf{h}. \quad (24)$$

根据式 (23), 优化问题 (11) 可描述为

$$\max_{\{\alpha_i\}_{i=1}^K} \sum_{i=1}^K \alpha_i \log_2 \left[1 + \frac{|h_{i,s}|^2 \gamma_i P_s}{\alpha_i \sigma_{UL}^2} \right], \quad (25)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^K \alpha_i \leq 1, \quad (26)$$

$$\alpha_i > 0, \quad i = 1, 2, \dots, K. \quad (27)$$

命题1 令 $R_i = \frac{|h_{i,s}|^2 \gamma_i P_s}{\sigma_{UL}^2}$, $i = 1, 2, \dots, K$, 则问题 (25) 中满足条件的最优解为

$$\alpha_i^{\text{opt}} = \frac{R_i}{\sum_{i=1}^K R_i}, \quad i = 1, 2, \dots, K. \quad (28)$$

证明 优化问题 (25) 的 Lagrange 函数可以表示为

$$L(\alpha_i, \lambda) = \sum_{i=1}^K \alpha_i \log_2 \left[1 + \frac{R_i}{\alpha_i} \right] - \lambda \left(\sum_{i=1}^K \alpha_i - 1 \right), \quad (29)$$

其中, $\lambda \geq 0$ 为 Lagrange 乘子, 对应优化问题 (25) 时隙分配因子 α_i 的约束项. 由于问题 (25) 是凸优化问题, 则满足问题 (25) 最优解的充要 KKT (Karush-Kuhn-Tucker, KKT) 条件为 [20]

$$\sum_{i=1}^K \alpha_i^{\text{opt}} \leq 1, \quad (30)$$

$$\lambda \left(\sum_{i=1}^K \alpha_i^{\text{opt}} - 1 \right) = 0, \quad (31)$$

$$\frac{\partial}{\partial \alpha_i} \sum_{i=1}^K \alpha_i^{\text{opt}} \log_2 \left[1 + \frac{R_i}{\alpha_i^{\text{opt}}} \right] - \lambda \left(\sum_{i=1}^K \alpha_i^{\text{opt}} - 1 \right) = 0, \quad (32)$$

其中, α_i^{opt} 表示问题 (25) 的最优解. 不失一般性, 假定 $\lambda > 0$, 则 $\sum_{i=1}^K \alpha_i^{\text{opt}} = 1$ 必须成立. 化简 KKT 条件式 (32), 可得到

$$\ln \left(1 + \frac{R_i}{\alpha_i^{\text{opt}}} \right) - \frac{R_i / \alpha_i^{\text{opt}}}{1 + R_i / \alpha_i^{\text{opt}}} - \lambda \ln 2 = 0, \quad i = 1, 2, \dots, K. \quad (33)$$

式 (32) 对所有 i 都成立, 则必须满足

$$\frac{R_1}{\alpha_1^{\text{opt}}} = \frac{R_2}{\alpha_2^{\text{opt}}} = \cdots = \frac{R_K}{\alpha_K^{\text{opt}}}, \quad (34)$$

联立式 (31) 和 (34) 即可得到式 (28) 所表示的最优解.

至此, 已得到基于最大 WSR 的 α_i 最优解. 观察式 (28) 可知, 若 PS 因子 β 一定, 则 α_i 最优解正比于接入点的信干噪比.

5 功率分裂因子优化

将第 4 节中求出的时隙分配因子的最优解代入式 (9) 可得

$$\text{WSR}(\beta) = \sum_{i=1}^K \log_2 \left[1 + \frac{(1-\beta)|h_{s,i}|^2 P_s}{\sigma_{\text{DL}}^2} \right] + \sum_{i=1}^K \frac{R_i}{\sum_{i=1}^K R_i} \log_2 \left[1 + \sum_{i=1}^K R_i \right], \quad (35)$$

其中, $R_i = |h_{i,s}|^2 \gamma_i P_s / \sigma_{\text{UL}}^2$, $i = 1, 2, \dots, K$, 而 γ_i 由式 (24) 给出, 则系统加权和速率的表达式仅包含一个变量 PS 因子 β . 基于系统加权和速率最大化, 则关于 PS 因子 β 的优化问题可描述为

$$\max_{\beta} \quad \text{WSR}(\beta), \quad (36)$$

$$\text{s.t.} \quad 0 < \beta < 1. \quad (37)$$

从式 (35) 可知, 目标函数中系统加权和速率关于 PS 因子的表达式十分复杂, 很难直接判断是否具有凹凸性, 导致问题 (36) 也不能直接用凸优化方法求解. 考虑到 PS 因子 β 的求解区间较小, 采用精确线性搜索方法求最优解较为合理, 因此本文提出一种基于黄金分割法的优化算法来求解优化问题, 算法具体过程描述如下:

Step 1 确定初始搜索区间 (a_0, b_0) 和算法精度 ξ , 令 $\varepsilon = (\sqrt{5}-1)/2$, $a_0 = 0$, $b_0 = 1$, $i = 0$, 计算初始分割点 $\beta_0 = a_0 + (1-\varepsilon)(b_0 - a_0)$, $\beta_0^* = a_0 + \varepsilon(b_0 - a_0)$ 及其对应的加权和速率 $\text{WSR}(\beta_0)$, $\text{WSR}(\beta_0^*)$.

Step 2 若 $\text{WSR}(\beta_i) \geq \text{WSR}(\beta_i^*)$, 转 Step 3, 否则转 Step 4.

Step 3 计算左分割点. 若 $|\beta_i^* - a_i| \leq \xi$, 令 $\beta^{\text{opt}} = \beta_i$, 转 Step 5. 否则, 令 $a_{i+1} = a_i$, $b_{i+1} = \beta_i^*$, $\text{WSR}(\beta_{i+1}^*) = \text{WSR}(\beta_i)$, $\beta_{i+1}^* = \beta_i$, $\beta_{i+1} = a_{i+1} + (1-\varepsilon)(b_{i+1} - a_{i+1})$. 计算 $\text{WSR}(\beta_{i+1})$, $i = i + 1$, 转 Step 2.

Step 4 计算右分割点. 若 $|b_i - \beta_i| \leq \xi$, 令 $\beta^{\text{opt}} = \beta_i^*$, 转 Step 5. 否则, 令 $a_{i+1} = \beta_i$, $b_{i+1} = b_i$, $\text{WSR}(\beta_{i+1}) = \text{WSR}(\beta_i^*)$, $\beta_{i+1} = \beta_i^*$, $\beta_{i+1}^* = a_{i+1} + \varepsilon(b_{i+1} - a_{i+1})$. 计算 $\text{WSR}(\beta_{i+1}^*)$, $i = i + 1$, 转 Step 2.

Step 5 输出 PS 因子最优解 β^{opt} , 代入式 (28) 得到时隙分配因子最优解 α_i^{opt} .

Step 6 将 β^{opt} 代入式 (35) 得系统最大加权和速率 $\text{WSR}(\beta^{\text{opt}})$.

该算法中, 搜索区间的搜索率是 $\varepsilon \approx 0.618$, 该算法每次迭代只需计算一次加权和速率值. 下面进一步讨论算法的收敛性和复杂度.

6 算法收敛性和复杂度分析

6.1 收敛性证明

式 (35) 中, 系统加权和速率由下行和速率及上行和速率两部分组成, 当 β 趋于 0 时, 用户收集到的能量趋于 0, 用户无法传输信号, 下行信号全部用作信息解码, 因此整个系统下行速率达到最大, 可表示为

$$R_{\text{DL}}^{\text{max}} = \sum_{i=1}^K \log_2 \left[1 + \frac{|h_{s,i}|^2 P_s}{\sigma_{\text{DL}}^2} \right]. \quad (38)$$

而当 β 趋于 1 时, 用户将收集到的信号全部作为能量储存而不用作信息解码, 此时下行速率趋于 0, 而用户储能达到最大, 因此可用于信号传输的功率最大, 上行速率也达到最大,

$$R_{\text{UL}}^{\max} = \sum_{i=1}^K \frac{|h_{i,s}|^2 \gamma_i}{\sum_{i=1}^K |h_{i,s}|^2 \gamma_i} \log_2 \left[1 + \sum_{i=1}^K \frac{|h_{i,s}|^2 \gamma_i P_s}{\sigma_{\text{UL}}^2} \right], \quad \beta = 1. \quad (39)$$

在该系统中 $\beta \in (0, 1)$, 用户能量采集与信息解码同时进行, 上下行信道同时传输信号, 为保证系统最大加权和速率, 上下行速率都没有达到极限状态, 因此有不等式

$$\text{WSR}(\beta) < R_{\text{DL}}^{\max} + R_{\text{UL}}^{\max}. \quad (40)$$

不等式 (40) 表明系统 WSR 表达式为有界函数, 当接入点发射功率一定时, 系统的最大加权和速率会趋于一个定值, 而基于优化算法的步骤, 每一次迭代都保证所求的加权和速率的值不小于上一次所求值. 由于有界单调函数是收敛的, 因此也能证明本文所提基于黄金分割的优化算法是收敛的.

6.2 复杂度分析

本文方案的主要处理包括时隙分配因子优化和基于黄金分割的优化算法, 下面分析其复杂度.

基于黄金分割的优化算法的复杂度主要取决于加权和速率计算式的复杂度, 以及算法的收敛次数 N . 假设式 (35) 的计算复杂度为 $O(1)$, 则本文算法的复杂度为 $O(N)$. 对于联合优化算法, 同时求 α_i 和 β 的最优解, 是一种二维全局搜索算法, 复杂度为 $O(N^2)$. 对于文献 [8] 中的遗传算法, 假设初代种群个体数为 M , 遗传代数数为 N , 则算法复杂度为 $O(M \times N)$.

与联合搜索算法、遗传算法 [8] 等对比, 联合搜索算法为二维搜索, 复杂度最大; 而遗传算法复杂度取决于式 (35) 的计算复杂度, 初代种群个体数 M 以及遗传代数 N , 为保证遗传算法精确性, M 一般取值较高, 因此较之于本文算法, 遗传算法复杂度更高. 本文算法复杂度主要取决于式 (35) 的计算复杂度以及算法的收敛次数 N , 当算法精度 $\xi \leq 10^{-6}$ 时, 收敛次数 $N \leq 10$, 算法复杂度为 $O(10)$, 因此本文算法复杂度更低, 更具有实用性.

7 仿真分析

接下来, 我们分别仿真系统 WSR 与时隙分配因子 α_i 、PS 因子 β 、能量收集效率 ρ 、能量利用效率 μ 、自干扰强度、 P_s 以及 SNR 的关系曲线, 并与二维联合搜索算法 (对 α_i 和 β 的最优解进行联合穷举搜索)、遗传算法 [8]、文献 [6] 的 OOPS 方案、文献 [11] 的 TS-FD 方案、文献 [17] 的 UPS 方案等进行比较, 以验证本文算法和方案的性能优势.

仿真模型考虑一个接入点 S 及两个用户 U_1 和 U_2 , 接入点至用户及用户间的距离分别为 $d_{s1} = 3$ m, $d_{s2} = 4$ m, $d_{12} = 3$ m. 信号在 Rayleigh 衰落信道中传输, 为简单起见忽略信道快衰落. 空间传播中信号功率衰减为 30 dB/m, 信道响应模型为 $H_{i,j} = 10^{-3} d_{i,j}^{-2}$, $i, j \in \{s, 1, 2\}, i \neq j$, 考虑自干扰信号来自空间传输和接收机内部泄露, 自干扰信道模型为 $H_{i,i} = 0.03, \forall i \in \{s, 1, 2\}$. 接入点以恒定的功率工作, 对于各个用户, 假设能量收集效率 $\rho = 0.65$, 能量利用效率 $\mu = 0.75$, 信道噪声为加性 Gauss 白噪声, 噪声方差为 $\sigma_s^2 = \sigma_i^2 = -120$ dBm.

图 3 和 4 分别给出了系统加权和速率 WSR 与时隙分配因子 α_i 以及 PS 因子 β 的关系曲线. 由于 β 趋于 0 时, 接收信号极少流入能量收集模块, 导致上行速率趋于 0, 系统 WSR 偏小; 而 β 趋于 1

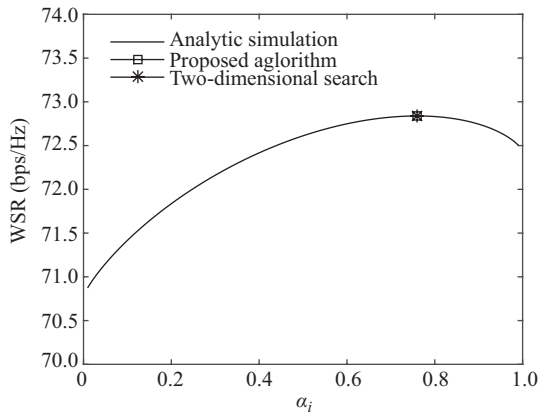


图 3 系统 WSR 与 α_i 关系曲线

Figure 3 WSR versus α_i

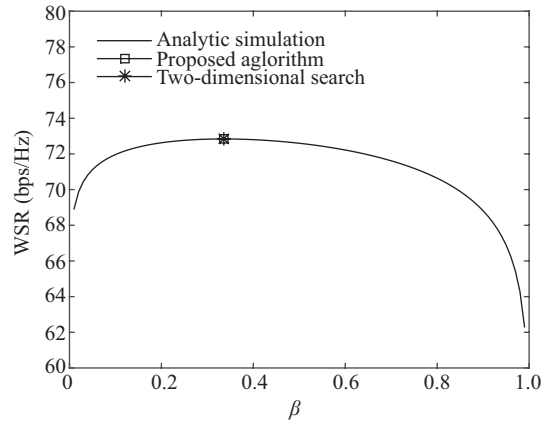


图 4 系统 WSR 与 β 关系曲线

Figure 4 WSR versus β

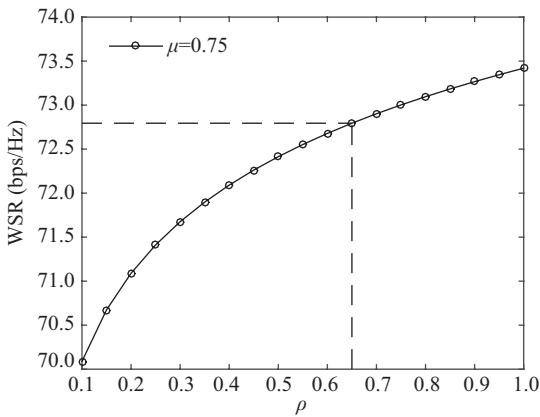


图 5 系统 WSR 与 ρ 关系曲线

Figure 5 WSR versus ρ

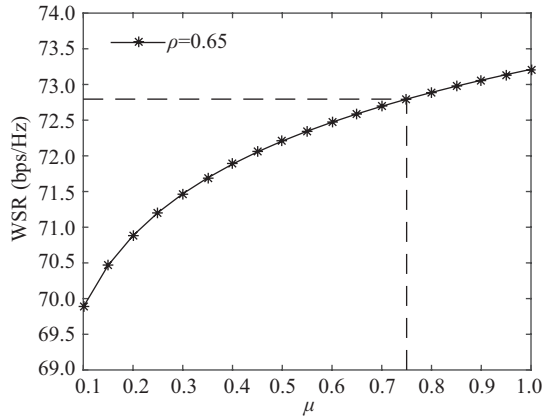


图 6 系统 WSR 与 μ 关系曲线

Figure 6 WSR versus μ

时, 接收信号几乎没用于信息解码, 因此导致下行速率趋于 0, 系统 WSR 很小, 所以 WSR 随 β 的增大而先增大后减小. 假设 $P_s = 10$ dBm, 自干扰完美消除, 通过本文 α_i 最优解表达式和迭代算法得到 $\alpha_1^{\text{opt}} = 0.7596397$, $\beta^{\text{opt}} = 0.3344529$, 系统 WSR 最大值为 72.83855 bps/Hz; 而二维联合搜索算法求得 $\alpha_1^{\text{opt}} = 0.7596398$, $\beta^{\text{opt}} = 0.3344530$, 系统 WSR 最大值为 72.83855 bps/Hz, 两种算法求得最优解基本一致, 验证了本文算法的精确性.

图 5 和 6 分别给出了系统加权和速率 WSR 与能量收集效率 ρ 以及能量利用效率 μ 的关系曲线. 可以看出, 随着能量收集效率 ρ 或能量利用效率 μ 的增大, 系统加权和速率 WSR 均增大, 即 WSR 与 ρ 以及 μ 呈正相关特性. 这是由于能量收集效率或能量利用效率的增大会导致用户发射功率增大, 因此传输速率也增大. 所以设计合理的接收装置促使能量收集效率或能量利用效率的提高, 对系统性能十分有益. 另外可以看出, 随着 ρ (或 μ) 的增大, WSR 的增大趋势逐渐趋于平缓, 原因在于用户对能量的需求逐渐趋于饱和.

图 7 给出了不同自干扰信号强度下 WSR 随 P_s 的变化曲线. 从图 7 可以明显看出, 全双工模式下

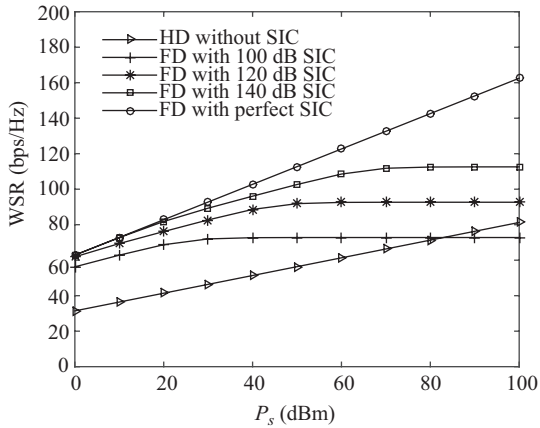


图 7 不同自干扰强度下 WSR 与 P_s 关系曲线
Figure 7 WSR versus P_s with different SICs

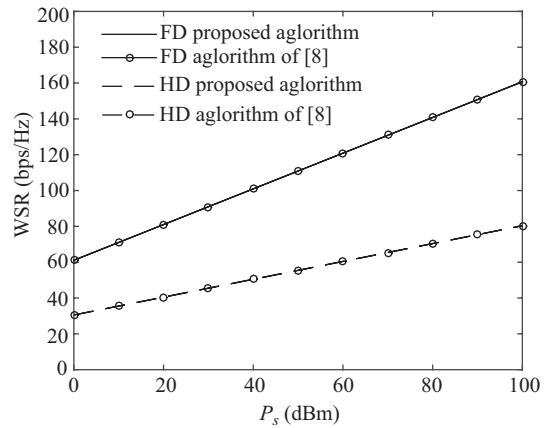


图 8 不同算法 WSR 与 P_s 关系曲线
Figure 8 WSR versus P_s with different algorithms

由于自干扰的存在, 系统 WSR 随着 P_s 的增大会出现明显退化的情况, 且自干扰消除能力越强, 系统 WSR 越高, 这是由于自干扰的存在会严重影响信息解码, 从而影响上下行信道的和速率. 另外, 虽然半双工模式不存在自干扰, 但其系统 WSR 不足理想全双工系统 (自干扰完美处理) WSR 的一半, 而且随着发射功率增大两者差异越明显. 原因在于全双工系统中用户能同时接收和发送信号, 且能将不利的自干扰信号作为能量信号储存起来作为传输信号时的功率供给, 因此用户能收集更多能量, 发射功率更大, 上行传输速率更高.

图 8 给出了不同算法下 WSR 与 P_s 关系曲线. 观察可知, 在全双工模式和半双工模式下, 本文算法所得到的 WSR 与 P_s 关系曲线和遗传算法 [8] 重合, 说明本文算法迭代所得最优解与遗传算法相同, 即本文算法在降低复杂度的同时, 能保证系统的加权和速率性能不受影响.

图 9 为不同 PS 因子优化方案下系统 WSR 随信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 的变化曲线. 本文 PS 因子优化方案为利用基于黄金分割的迭代算法求取最优的功率分裂因子 (optimal power splitting, OPS), 对比方案为文献 [17] 的均一功率分裂方案 (uniform power splitting, UPS) 以及文献 [6] 所设计的通断功率分裂方案 (on-off power splitting, OOPS), OOPS 方案类似于时间切换 (time switch, TS) 优化方案 [8,11]. 由图 9 可知, 所有方案下 WSR 均随 SNR 的增大而增大, 另外无论在全双工或半双工模式下, 本文 PS 优化方案所得系统 WSR 性能均优于另外两种方案, 这得益于本文迭代算法的有效性, 能精确求取最佳 PS 因子, 因此能获得最大的加权和速率.

图 10 给出了不同传输方案下 WSR 随 P_s 的变化曲线. 本文所采用方案为全双工功率分裂 (PS-FD), 对比方案为全双工时间切换 (TS-FD) [11]、半双工功率分裂 (PS-HD) [6] 以及半双工时间切换 (TS-HD) [8]. 假设自干扰能完美处理, 由图 10 可知, 发射功率相等时, PS-FD 方案具有最大的加权和速率, 且系统无论采用全双工或半双工模式, 功率分裂比时间切换方案具有更优的 WSR 性能, 这是因为功率分裂方案中, 接收机在整个通信时间段内大部分接收信号流入信息解码模块, 因此提高了整个系统的信息传输速率. 另外系统工作在全双工模式时, 两种方案的性能差异更明显. 因此本文传输方案的 WSR 性能更好.

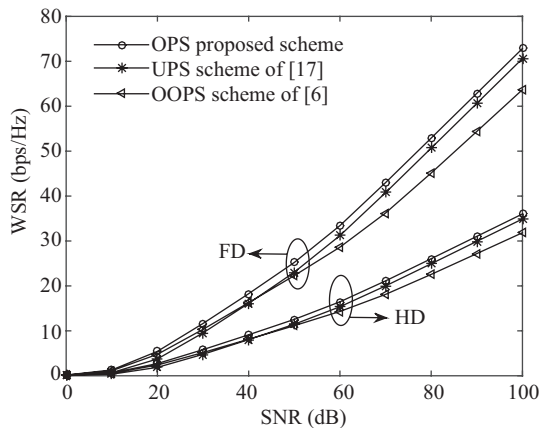


图 9 不同 PS 因子优化方案下 WSR 与 SNR 关系曲线

Figure 9 WSR versus SNR with different optimal schemes of PS factor

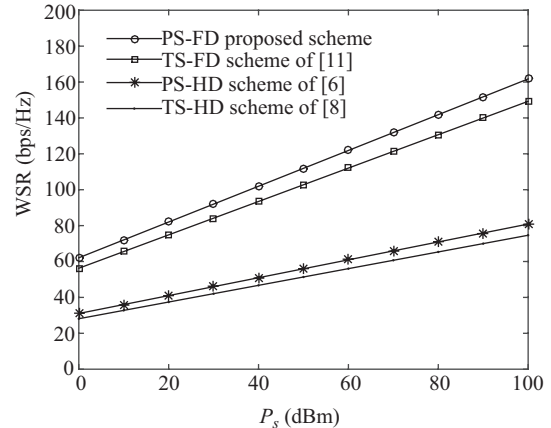


图 10 不同传输方案下 WSR 与 P_s 关系曲线

Figure 10 WSR versus P_s with different transmission schemes

8 结论

基于多用户全双工能量与信息同传系统, 本文提出了一种一对多的传输方案, 以最大化系统加权速率为目标, 联合优化时隙分配因子和功率分裂因子. 与传统优化方案不同, 本文首先利用数学分析方法求得时隙分配因子最优解, 然后基于一种迭代算法求得功率分裂因子最优解, 该算法收敛且复杂度较低. 仿真表明本文方案具有性能优势. 今后, 我们将考虑多天线信息与能量同时传输及保密和速率问题, 并结合 D2D 技术进行进一步优化和实用化.

参考文献

- 1 Lumpkins W. Nikola Tesla's dream realized: wireless power energy harvesting. *IEEE Consum Electron Mag*, 2014, 3: 39–42
- 2 Varshney L R. Transporting information and energy simultaneously. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Toronto, 2008. 1612–1616
- 3 Bi S, Ho C K, Zhang R. Wireless powered communication: opportunities and challenges. *IEEE Commun Mag*, 2015, 53: 117–125
- 4 Yang K, Yu Q, Leng S P, et al. Data and energy integrated communication networks. *Sci Sin Inform*, 2016, 46: 591–609 [杨鲲, 于秦, 冷甦鹏, 等. 数能一体化无线通信网络. *中国科学: 信息科学*, 2016, 46: 591–609]
- 5 Ku M, Li Wen, Chen Y, et al. Advances in energy harvesting communications: past, present, and future challenges. *IEEE Commun Surv Tut*, 2016, 18: 1384–1412
- 6 Zhou X, Zhang R, Ho C K. Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff. *IEEE Trans Commun*, 2013, 61: 4757–4767
- 7 Ju H, Zhang R. Throughput maximization in wireless powered communication networks. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2014, 13: 418–428
- 8 Du Y, Xiong K, Zhang Y, et al. Outage analysis and optimization for time switching-based two-way relaying with energy harvesting relay node. *KSII Trans Internet Inf*, 2015, 9: 545–563
- 9 Sabharwal A, Schniter P, Guo D, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2014, 32: 1637–1652
- 10 Zhang Z, Long K, Vasilakos A V, et al. Full-duplex wireless communications: challenges, solutions, and future research

- directions. Proc IEEE, 2016, 104: 1369–1409
- 11 Zhong C, Suraweera H A, Zheng G, et al. Wireless information and power transfer with full duplex relaying. IEEE Trans Commun, 2014, 62: 3447–3461
 - 12 Mohammadi M, Chalise B K, Suraweera H A, et al. Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems. IEEE Trans Commun, 2016, 64: 1769–1785
 - 13 Kang X, Ho C H, Sun S. Full-duplex wireless-powered communication network with energy causality. IEEE Trans Wirel Commun, 2015, 14: 5539–5551
 - 14 Wen Z, Liu X, Beaulieu N C, et al. Joint source and relay beamforming design for full-duplex MIMO AF relay SWIPT system. IEEE Commun Lett, 2016, 20: 320–323
 - 15 Wang Y, Sun R, Wang X. Transceiver design to maximize the weighted sum secrecy rate in full-duplex SWIPT systems. IEEE Signal Proc Lett, 2016, 26: 883–887
 - 16 Leng S, Ng D, Zlatanov N, et al. Multi-objective resource allocation in full-duplex SWIPT systems. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC), Kuala Lumpur, 2016. 1–7
 - 17 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. 1–6
 - 18 Bharadia D, McMilin E, Katti S. Full duplex radios. In: Proceedings of ACM Special Interest Group on Data Communication (SIGCOMM), Hong Kong, 2013. 375–386
 - 19 Riihonen T, Werner S, Wichman R. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays. IEEE Trans Signal Proces, 2011, 59: 5983–5993
 - 20 Boyd S, Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge: Cambridge University Press, 2004. 1–771

Optimal scheme for simultaneous wireless information and power transfer to maximize weighted sum rate in full-duplex systems

Xianzhong XIE, Jiujiu CHEN* & Yuxi FU

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

* Corresponding author. E-mail: chenjiuj0618@163.com

Abstract Aimed at resolving the existing problems of simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) schemes in full duplex wireless systems, this paper proposes an optimal scheme based on weighted sum rate (WSR) maximization in multiuser full-duplex systems. In contrast to the traditional scheme, both the access point and users in the scheme work in FD mode, and the downlink channel implements SWIPT. Additionally, the receiver considers self-interference signals and mutual interference signals as usable RF signals to harvest energy. Therefore, we have designed a joint optimization scheme for timeslot distribution factor and power splitting factor to maximize WSR. We derive the optimal solution closed form expression of the timeslot distribution factor by using equivalent conditions and the Lagrangian multiplier method, and propose an iterative algorithm based on a golden section search to optimize the power splitting factor. We also verify its convergence and analyze its complexity. Simulation results demonstrate that the algorithm and scheme proposed in this paper achieve better performance and lower complexity when compared to existing methods.

Keywords simultaneous wireless information and power transfer, full-duplex, weighted sum rate, Lagrangian multiplier, golden section

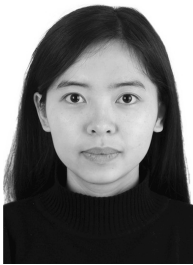


Xianzhong XIE was born in 1966. He received a Ph.D. degree in communication and information systems from the Xidian University, Xi'an in 2000. He is currently a professor and dean of the School of Optoelectronic Engineering at the Chongqing University of Posts and Telecommunications (CQUPT), China. His research interests include full duplex wireless systems, simultaneous wireless information

and power transfer, MIMO precoding, and cognitive radio networks.



Jiujiu CHEN was born in 1994. He received his B.S. degree in communication engineering from the Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing in 2015. He is currently a postgraduate student at the Chongqing University of Posts and Telecommunications. His research interests include full-duplex wireless communications, and simultaneous wireless information and power transfer.



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 in 2015. She is currently a postgraduate student at the Chongqing University of Posts and Telecommunications. Her research interests include full-duplex relaying, and simultaneous wireless information and power transfer.