

能量收集双向中继网络的高能效联合中继选择和功率分配算法

丁长文^{1,2}, 杨 霖^{1,2}, 李高祥¹

(1. 电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室, 四川成都 611731;

2. 中国电子科技集团公司第五十四所通信网信息传输与分发技术重点实验室, 河北石家庄 050081)

摘 要: 为了实现双向中继系统在满足传输速率要求时的最小功率消耗, 基于功率分割中继协议, 在完美和非完美的信道估计两种不同的情况下, 提出了能量收集双向中继网络的高能效联合中继选择和功率分配算法, 得到了两个信源的最优功率分配和中继节点最优的能量收集比例. 仿真结果表明, 信道估计误差会增加系统的功率消耗; 与传统双向中继比较发现, 能量收集双向中继能够实现更少的系统功率消耗.

关键词: 双向中继网络; 中继选择; 功率分配; 能量收集; 信道估计误差

中图分类号: TN925 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)05-1124-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.05.015

Energy-Efficient Relay Selection and Power Allocation for Energy Harvesting Two-Way Relay Network

DING Chang-wen^{1,2}, YANG Lin^{1,2}, LI Gao-xiang¹

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China;

2. Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, the 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

Abstract: To achieve the objective of minimizing the system transmit power consumption at required end-to-end rates, we propose the optimal energy-efficient relay selection and power allocation method for energy harvesting two-way relay network based on the power splitting-based relaying protocol when the system has perfect CSI and imperfect CSI, the optimal power allocation of two sources and optimal energy harvesting proportion at relays are formulated. Simulation results show that channel estimation error would increase the total transmit power consumption, and energy harvesting two-way relay network could achieve less power consumption compared to conventional two-way relay network.

Key words: two-way relay network; relay selection; power allocation; energy harvesting; channel estimation error

1 引言

协作通信通过建立一个虚拟的多天线输入输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统实现空间分集, 成为近年来无线通信的研究热点^[1,2]. 在协作通信系统中, 中继节点用于帮助信源和信宿之间完成信息交流. 然而, 由于单向中继 (one-way relay) 系统一般采用半双工模式, 所以通信双方需要四个时隙才能完成

信息交流, 降低了系统的频谱效率. 为了弥补这部分频谱效率的损失, 研究者先后提出了三个时隙的时分广播^[3] (time division broadcast, TDBC) 模型和两个时隙的多址广播^[4] (multiple access broadcast, MABC) 模型. 在双向中继网络^[5] (two-way relay network, TWRN) 中, 第一个时隙, 两个信源同时向中继发送信号, 第二个时隙中继将处理过的信号同时转发给接收端.

中继选择 (relay selection, RS) 和功率分配 (power al-

location, PA) 是提高 TWRN 系统性能两种主要方式. 文献[6,7]基于瞬时信道信息提出了 TWRN 的机会中继选择算法, 文献[8]基于两条链路的端到端信噪比提出了次优的最大最小中继选择算法. 2010 年, Veria Havary-Nassab 等^[9]根据三种不同的准则为 TWRN 设计了最优的波束成形参数, 得到了信源和中继的最优功率分配方案. 在此基础上, 文献[10]根据其中的信噪比 (signal-noise-ratios, SNRs) 均衡准则提出了一种最优的联合中继选择和功率分配算法. 文献[11]根据其中的最小总功率消耗准则设计了高能效功率选择和功率分配算法. 然而, 上述文献都只考虑了系统具有完美的信道信息的情况.

在 TWRN 中, 完美信道估计可以彻底消除自干扰, 但是实际应用中, 信道估计误差总是存在的. 文献[12,13]分析了 TWRN 中信道估计误差对于系统性能的影响, 推导出了系统的中断概率和误码率公式. 文献[14]研究了非完美信道估计下, 解码转发 (decode-and-forward, DF) TWRN 的联合中继选择和功率分配算法. 文献[15]提出了信道估计误差存在下, 基于中断概率的放大转发 (amplify-and-forward, AF) TWRN 的中继选择算法.

中继一般通过更换电池或充电补充能量等方式延长使用时间, 但是在一些复杂环境中费用昂贵且极不方便. 为了解决这一问题, 研究人员提出了能量收集 (energy harvesting, EH) 技术, 该技术利用了射频信号同时传输信息和能量的特性^[16], 中继可以通过收集周围空间的射频信号的能量进行信号处理, 极大的延长中继的使用期. Kaya Tutuncuoglu 等^[17,18]研究了不同中继协议对于 EH-TWRN 总传输速率的影响, 并给出了最优的中继协议选择方案. 文献[19]为 EH-TWRN 设计两种中继协议, 分别是基于时间切换中继协议 (time switching-based relaying, TSR) 和功率分割中继协议 (power splitting-based relaying, PSR), 其中 PSR 是指中继将一部分接收信号用于 EH, 另一部分用于信息检测 (Information Detective, ID). 文献[20]根据中断概率分析, 提出了 PSR EH-TWRN 在完美信道估计下的联合中继选择和功率分配算法.

本文研究了 EH-TWRN 满足系统传输速率要求时消耗的最少功率. 在完美信道估计和非完美信道估计两种情况下, 提出了 EH-TWRN 的高能效联合中继选择和功率分配算法. 比较发现, EH-TWRN 比传统 TWRN 能够减少 2dBW 的功率消耗. 仿真结果表明, 随着信道估计误差的增大, 系统的功率消耗会越来越大; 对称传输速率要求消耗功率比非对称传输速率要求要少.

2 系统模型

EH-TWRN 由两个信源 (S_1, S_2) 和 N 个中继 ($R_i, i = 1, 2, \dots, N$) 构成, 如图 1 所示. 所有的通信节点只安装一根天线, 信源之间由于信道质量太差只能通过中继进行信

息交流, 通信在两个时隙内完成. 第一个时隙, 两个信源 S_1 和 S_2 同时向中继发送信号, 中继 R_i 接收到一个叠加信号; 第二个时隙, R_i 将放大的叠加信号转发给接收端.

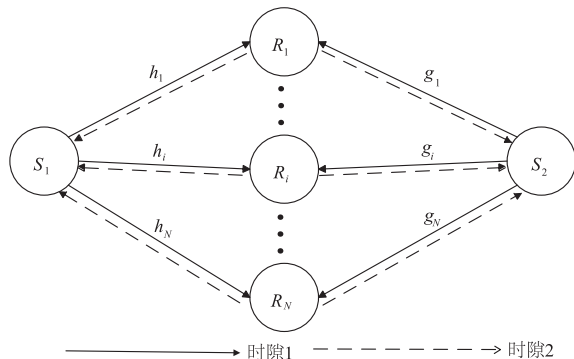


图1 EH-TWRN系统模型

信源 S_k ($k = 1, 2$) 与中继 R_i 之间均是准静态衰落信道, 分布分别满足 $h_i \sim CN(0, \sigma_{h_i}^2)$, $g_i \sim CN(0, \sigma_{g_i}^2)$. 信源 S_1, S_2 与中继 R_i 处的高斯白噪声可以表示为 $n_1 \sim CN(0, \sigma_1^2)$, $n_2 \sim CN(0, \sigma_2^2)$ 和 $n \sim CN(0, \sigma^2)$.

第一个时隙, 信源 S_k 向中继发送信号为 s_k , 中继接收到的信号可以表示为

$$r_i = \sqrt{p_1} h_i s_1 + \sqrt{p_2} g_i s_2 + n \quad (1)$$

其中 p_1 和 p_2 分别表示两个信源的发送功率.

EH-TWRN 的中继节点 R_i 不需要系统分配发送功率, 它们通过收集射频信号的能量进行信号处理. 基于^[19]中的功率分割中继协议, 在第一个时隙结束, 中继将接收的叠加信号以 $\rho_i : 1 - \rho_i$ 的比例分割成两个部分, 其中一部分被能量收集接收器转换成能量, 另一部分被信号处理接收器接收, 如图 2 所示.

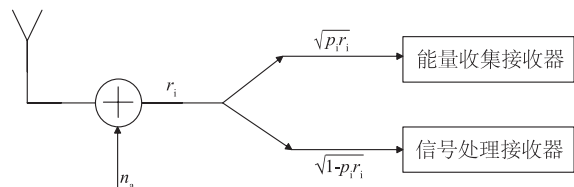


图2 PSR协议

能量收集接收器接收的信号为

$$\begin{aligned} x_{1,i} &= \sqrt{\rho_i} r_i \\ &= \sqrt{\rho_i p_1} h_i s_1 + \sqrt{\rho_i p_2} g_i s_2 + \sqrt{\rho_i} n \end{aligned} \quad (2)$$

所以中继 R_i 用于转发信号的功率为

$$p_{r_i} = \eta \rho_i (|h_i|^2 p_1 + |g_i|^2 p_2 + \sigma^2) \quad (3)$$

其中 $0 \leq \eta \leq 1$ 为能量收集接收器的能量转换效率.

余下信号用于中继转发给接收端, 可以表示为

$$\begin{aligned} x_{2,i} &= \sqrt{(1 - \rho_i)} r_i + n_a \\ &= \sqrt{p_1 (1 - \rho_i)} h_i s_1 + \sqrt{p_2 (1 - \rho_i)} g_i s_2 \\ &\quad + \sqrt{(1 - \rho_i)} n + n_a \end{aligned} \quad (4)$$

其中 n_a 是射频信号转换到基带叠加的高斯白噪声, 其分布是 $n_a \sim CN(0, \sigma_a^2)$.

第二个时隙, 信源 S_1 和 S_2 接收到的信号为:

$$\begin{aligned} y_1^* &= \sqrt{\alpha_i} h_i x_{2,i} + n_1 \\ &= \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_1 (1 - \rho_i)} h_i^2 s_1}_{\text{self-interference}} + \sqrt{\alpha_i p_2 (1 - \rho_i)} h_i g_i s_2 \\ &\quad + \sqrt{\alpha_i (1 - \rho_i)} h_i n + \sqrt{\alpha_i} h_i n_a + n_1 \\ y_2^* &= \sqrt{\alpha_i} g_i x_{2,i} + n_2 \\ &= \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_2 (1 - \rho_i)} g_i^2 s_2}_{\text{self-interference}} + \sqrt{\alpha_i p_1 (1 - \rho_i)} g_i h_i s_1 \\ &\quad + \sqrt{\alpha_i (1 - \rho_i)} g_i n + \sqrt{\alpha_i} g_i n_a + n_2 \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\sqrt{\alpha_i}$ 表示中继 R_i 的放大参数

$$\begin{aligned} \sqrt{\alpha_i} &= \sqrt{\frac{p_{r_i}}{(1 - \rho_i)(|h_i|^2 p_1 + |g_i|^2 p_2 + \sigma^2) + \sigma_a^2}} \\ &\approx \sqrt{\frac{\eta \rho_i}{(1 - \rho_i)}} \end{aligned} \quad (6)$$

2.1 完美的信道估计

若系统中的中继节点具有完全的信道信息, 则信源可以完美的消除自干扰, 即公式(5)中得第一项可以删去, 则接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\alpha_i p_{s,2} (1 - \rho_i)} h_i g_i s_2 + \sqrt{\alpha_i (1 - \rho_i)} h_i n \\ &\quad + \sqrt{\alpha_i} h_i n_a + n_1 \\ y_2 &= \sqrt{\alpha_i p_{s,1} (1 - \rho_i)} g_i h_i s_1 + \sqrt{\alpha_i (1 - \rho_i)} g_i n \\ &\quad + \sqrt{\alpha_i} g_i n_a + n_2 \end{aligned} \quad (7)$$

不失一般地, 我们可以假定 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma_a^2 = \sigma^2$. 两个端到端信噪比表示为:

$$\begin{aligned} SNR_{1,i} &= \frac{\eta \rho_i (1 - \rho_i) p_2 |h_i|^2 |g_i|^2}{\eta \rho_i (1 - \rho_i) |h_i|^2 \sigma^2 + \eta \rho_i |h_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2} \\ SNR_{2,i} &= \frac{\eta \rho_i (1 - \rho_i) p_1 |h_i|^2 |g_i|^2}{\eta \rho_i (1 - \rho_i) |g_i|^2 \sigma^2 + \eta \rho_i |g_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} SNR_{1,i} &= \frac{p_2 \eta \rho_i (1 - \rho_i) |\hat{h}_i|^2 |\hat{g}_i|^2}{4 p_1 \eta \rho_i (1 - \rho_i) |\hat{h}_i|^2 \sigma_e^2 + p_2 \eta \rho_i (1 - \rho_i) (|\hat{g}_i|^2 \sigma_e^2 + |\hat{h}_i|^2 \sigma_e^2) + (\eta \rho_i (1 - \rho_i) + \eta \rho_i) |\hat{h}_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2 + \xi} \\ SNR_{2,i} &= \frac{p_1 \eta \rho_i (1 - \rho_i) |\hat{h}_i|^2 |\hat{g}_i|^2}{4 p_2 \eta \rho_i (1 - \rho_i) |\hat{g}_i|^2 \sigma_e^2 + p_1 \eta \rho_i (1 - \rho_i) (|\hat{g}_i|^2 \sigma_e^2 + |\hat{h}_i|^2 \sigma_e^2) + (\eta \rho_i (1 - \rho_i) + \eta \rho_i) |\hat{g}_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2 + \xi} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} SNR_{1,i} &= \frac{p_2 \eta \rho_i (1 - \rho_i) M_1}{4 \eta p_1 \rho_i (1 - \rho_i) |\hat{h}_i|^2 \sigma_e^2 + p_2 \eta \rho_i (1 - \rho_i) \sigma_e^2 M_2 + \eta \rho_i (2 - \rho_i) |\hat{h}_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2} \\ SNR_{2,i} &= \frac{p_1 \eta \rho_i (1 - \rho_i) M_1}{4 \eta p_2 \rho_i (1 - \rho_i) |\hat{g}_i|^2 \sigma_e^2 + p_1 \eta \rho_i (1 - \rho_i) \sigma_e^2 M_2 + \eta \rho_i (2 - \rho_i) |\hat{g}_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2} \end{aligned} \quad (12)$$

$$C = \frac{1}{2} \log_2 (1 + SNR) \quad (13)$$

其中, $1/2$ 代表系统需要两个时隙完成信息交流. 用 c_1 ,

2.2 非完美的信道估计

实际应用中, 信道估计误差总是存在的, 根据文献^[12-15], 实际和估计信道信息可以建模为:

$$h_i = \hat{h}_i + e_{h_i}, g_i = \hat{g}_i + e_{g_i} \quad (9)$$

其中 \hat{h}_i, \hat{g}_i 为系统估计的信道信息, e_{h_i}, e_{g_i} 为信道的估计误差且与 \hat{h}_i, \hat{g}_i 相互独立的. 其分布分别为 $e_{h_i} \sim CN(0, \sigma_{e_{h_i}}^2)$, $e_{g_i} \sim CN(0, \sigma_{e_{g_i}}^2)$.

信道误差存在时, 信源 S_1 和 S_2 接收信号为:

$$\begin{aligned} y_1 &= \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_2 (1 - \rho_i)} \hat{h}_i \hat{g}_i s_2}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_1 (1 - \rho_i)} (2 \hat{h}_i e_{h_i} + e_{h_i}^2) s_1}_{\text{self-int erference}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_2 (1 - \rho_i)} (\hat{h}_i e_{g_i} + \hat{g}_i e_{h_i} + e_{h_i} e_{g_i}) s_2}_{\text{additive noise}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{\alpha_i (1 - \rho_i)} (\hat{h}_i + e_{h_i}) n + \sqrt{\alpha_i} (\hat{h}_i + e_{h_i}) n_a + n_1}_{\text{noise}} \\ y_2 &= \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_1 (1 - \rho_i)} \hat{h}_i \hat{g}_i s_1}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_2 (1 - \rho_i)} (2 \hat{g}_i e_{g_i} + e_{g_i}^2) s_2}_{\text{self-int erference}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{\alpha_i p_1 (1 - \rho_i)} (\hat{h}_i e_{g_i} + \hat{g}_i e_{h_i} + e_{h_i} e_{g_i}) s_1}_{\text{additive noise}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{\alpha_i (1 - \rho_i)} (\hat{g}_i + e_{g_i}) n + \sqrt{\alpha_i} (\hat{g}_i + e_{g_i}) n_a + n_2}_{\text{noise}} \end{aligned} \quad (10)$$

为了简化计算, 我们假定信道的估计误差分布是一致的, 即 $\sigma_{e_{h_i}}^2 = \sigma_{e_{g_i}}^2 = \sigma_e^2$. 两条链路的端到端信噪比可以表示为公式(11), 其中 $\xi = p_1 \eta \rho_i (1 - \rho_i) \sigma_e^4 + p_2 \eta \rho_i (1 - \rho_i) \sigma_e^4 + \eta \rho_i (1 - \rho_i) \sigma_e^2 \sigma^2 + \eta \rho_i \sigma_e^2 \sigma^2$. 实际应用中, σ_e^2, σ^2 都非常小, 显然 ξ 对系统的性能影响很小, 可以舍弃, 即信噪比公式可以简写为公式(12). 其中 $M_1 = |\hat{h}_i|^2 |\hat{g}_i|^2, M_2 = |\hat{g}_i|^2 + |\hat{h}_i|^2$.

3 联合中继选择和功率分配算法

由香农定理可知, 系统能够实现的端到端传输速率为

c_2 分别表示两条链路实现的数据传输速率. 算法的目标是在满足系统通信质量的要求下, 得到消耗最少功率的最优功率分配方案 $\{p_1^o, p_2^o\}$ 和中继节点最优的能量

收集比例 ρ_i^o , 问题可以描述为:

$$\begin{aligned} & \text{minimize: } p_1 + p_2 \\ & \text{subject to: } c_1 \geq r_1, \quad c_2 \geq r_2 \\ & \quad p_1 \geq 0, \quad p_2 \geq 0 \\ & \quad 0 \leq \rho_i \leq 1, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (14)$$

其中 r_1, r_2 分别表示双向中继网络两条链路的通信质量需求, 容易得出两个端到端信噪比要求为 $\gamma_1 = 2^{2r_1} - 1$, $\gamma_2 = 2^{2r_2} - 1$. 显然, 公式 (14) 表示一个非线性规划问题, 可以运用 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 最优化条件求得最优解.

3.1 完美的信道估计

利用 KKT 条件, 由公式 (8) 可得两个信源的发送功率为

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{\gamma_2 (\eta \rho_i (1 - \rho_i) |g_i|^2 \sigma^2 + \eta \rho_i |g_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2)}{\eta \rho_i (1 - \rho_i) |h_i|^2 |g_i|^2} \\ p_2 &= \frac{\gamma_1 (\eta \rho_i (1 - \rho_i) |h_i|^2 \sigma^2 + \eta \rho_i |h_i|^2 \sigma^2 + (1 - \rho_i) \sigma^2)}{\eta \rho_i (1 - \rho_i) |h_i|^2 |g_i|^2} \end{aligned} \quad (15)$$

总的传输功率可以表示为 $P = p_1 + p_2$, 将公式 (15)

$$\rho_i^o = \frac{\sqrt{2\gamma_1\gamma_2\sigma_e^2 M_2 + (\gamma_1 + \gamma_2)M_1}}{\sqrt{\eta((6\gamma_1\gamma_2\sigma_e^2 + \gamma_1|\hat{h}_i|^2 + \gamma_2|\hat{g}_i|^2)M_1 - \gamma_1\gamma_2\sigma_e^2(|\hat{h}_i|^4 + |\hat{g}_i|^4)) + \sqrt{2\gamma_1\gamma_2\sigma_e^2 M_2 + (\gamma_1 + \gamma_2)M_1}}} \quad (19)$$

4 仿真结果

仿真过程中, 本文考虑一个具有两个信源, 中继数目 $N=6$ 的 EH-TWRN. 噪声功率设为 $\sigma^2 = 1$, 信道系数 h_i, g_i 是独立同分布的, 系统的总传输速率 $2\text{bps/Hz} \leq r \leq 6\text{bps/Hz}$, 两条链路的通信速率分别为 r_1, r_2 , 且 $r = r_1 + r_2$. 当系统的通信速率对称时, $r_1 = r_2$; 反之, 当系统的通信速率非对称时, $r_1 = 2r_2$.

图 3 和图 4 分别研究了完美的信道估计和非完美的信道估计情况下, EH-TWRN 的最优中继选择和功率分配算法与其他三种算法的比较, 图中的信道估计误差为 $\sigma_e^2 = 0.005$. 情况 1 为本文提出的算法: 最优功率分配, 最优中继选择和最优能量收集比例; 情况 2: 最优功率分配, 随机中继选择和最优能量收集比例; 情况 3: 最优功率分配, 最优中继选择和固定能量收集比例; 情况 4: 最优功率分配, 随机中继选择和固定能量收集比例. 其中固定能量收集比例为 $\rho_o = 0.5$.

从图 3 可以看出, 系统具有完美的信道信息时, 实现相同的总传输速率, 情况 1 消耗的功率最少, 分别比情况 2, 3, 4 少了 0.6 dBW, 1.6 dBW, 2.1 dBW 左右; 系统消耗的功率在两条链路的通信速率要求对称 ($r_1 = r_2$) 时, 比不对称的传输速率要求 ($r_2 = 2r_1$) 要少 3 dBW 左右. 从图 4 可以看出, 系统存在信道估计误差时, 满足相同的总传输速率, 情况 1 消耗的功率最少, 分别比情

代入, 对其微分求极值, 得到如下方程

$$(\eta\gamma_1|h_i|^2 + \eta\gamma_2|g_i|^2)\rho_i^2 = (\gamma_1 + \gamma_2)(1 - \rho_i)^2 \quad (16)$$

可以得到最优的能量收集比例

$$\rho_i = \frac{\sqrt{\gamma_2 + \gamma_1}}{\sqrt{\eta(\gamma_1|h_i|^2 + \gamma_2|g_i|^2) + \sqrt{\gamma_2 + \gamma_1}}} \quad (17)$$

3.2 非完美的信道估计

利用 KKT 条件, 由是式 (12) 可将两个信源的发送功率表示为:

$$\begin{cases} p_1 = \frac{4\gamma_1\gamma_2|\hat{g}_i|^2 A_1 \sigma_e^2 \sigma^2 - \gamma_2 A_2 \sigma^2 (\gamma_1 \sigma_e^2 M_2 - M_1)}{\eta((\gamma_2 \sigma_e^2 M_2 - M_1)(\gamma_1 \sigma_e^2 M_2 - M_1) - 16\gamma_1\gamma_2 M_1 \sigma_e^4)} \\ p_2 = \frac{4\gamma_1\gamma_2|\hat{h}_i|^2 A_2 \sigma_e^2 \sigma^2 - \gamma_1 A_1 \sigma^2 (\gamma_2 \sigma_e^2 M_2 - M_1)}{\eta((\gamma_1 \sigma_e^2 M_2 - M_1)(\gamma_2 \sigma_e^2 M_2 - M_1) - 16\gamma_1\gamma_2 M_1 \sigma_e^4)} \end{cases} \quad (18)$$

式中的 A_1, A_2 分别为 $A_1 = \eta|\hat{h}_i|^2(1 + \frac{1}{(1 - \rho_i)}) + \frac{1}{\rho_i}$, $A_2 = \eta|\hat{g}_i|^2(1 + \frac{1}{(1 - \rho_i)}) + \frac{1}{\rho_i}$. 将其代入方程 $P = p_1 + p_2$, 并微分求极值可得中继节点最优的能量收集比例如公式 (19).

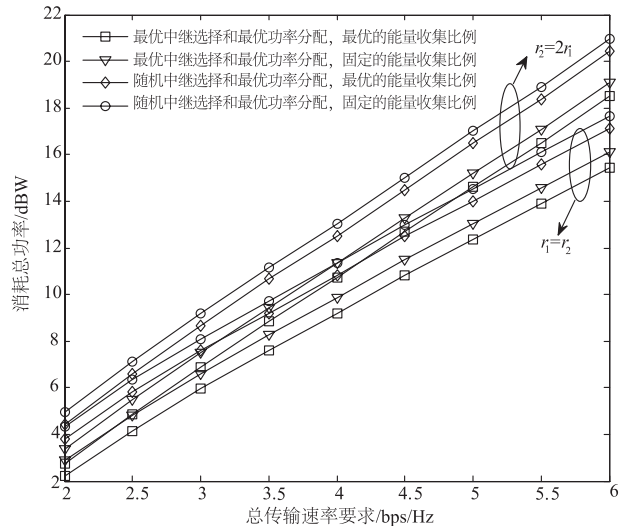


图3 EH-TWRN中, 完美的信道估计情况下, 对称的通信需求和非对称通信需求的比较

况 2, 3, 4 少了 0.6 dBW, 2.1 dBW, 2.6 dBW 左右; 系统消耗的功率在两条链路的通信速率要求对称时, 比不对称的传输速率要求要少 6 dBW 左右.

图 5 分析了 EH-TWRN 和引文 [11] 中传统 TWRN 在不同的信道估计误差情况下的功率消耗比较. 从图中可以看出, 随着信道估计误差的增大, 系统实现传输速率要求消耗的功率越来越多; 且能量收集双向中继消耗功率要比传统双向中继少 2 dBW 左右.

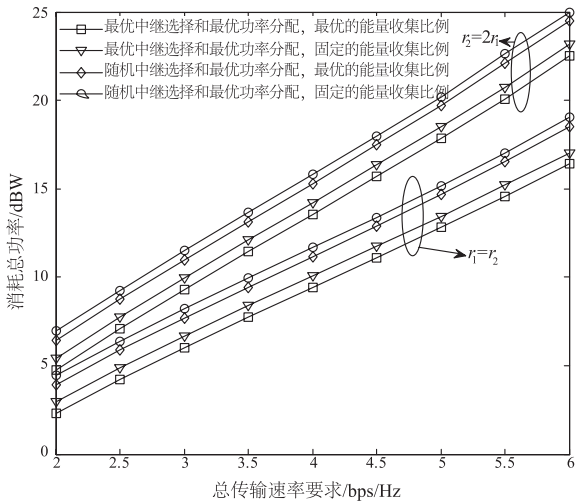


图4 EH-TWRN中, 不完美的信道估计情况下, 对称的通信需求和非对称通信需求的比较, 估计误差 $\sigma_e^2=0.005$

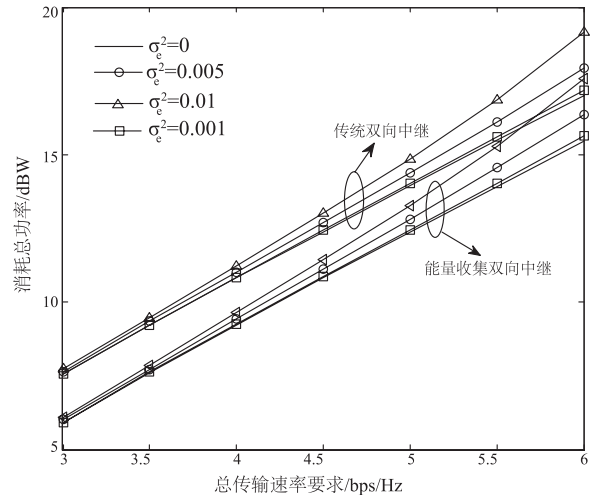


图5 传统TWRN与EH-TWRN在不同信道估计误差的比较

5 结论

基于绿色通信的理念,为实现最少功率消耗的目的,本文研究了EH-TWRN满足系统传输速率时的联合中继选择和功率分配算法,得到了具有完美和非完美信道信息时各个通信节点的最优中继分配表达式. 仿真结果表明,本文提出的算法可以实现最少的系统功率消耗. 与传统的TWRN比较,EH-TWRN不但有比传统的双向中继网络更长的使用周期,还能降低系统的功率消耗. 研究表明,对称的通信速率要求消耗的系统功率比不对称通信速率要求要少;信道估计误差的存在使得EH-TWRN不能完全消除自干扰,对系统的功耗有极大的影响,信道估计误差越大,系统满足传输速率要求所消耗的功率越多.

参考文献

[1] 张学军,鲁友,等. 基于最优中继的自适应协作频谱感知算法[J]. 电子学报,2016,44(6):1429-1436.
ZHANG Xue-jun,LU You,et al. An algorithm of adaptive cooperative spectrum sensing based on optimal relay[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(6): 1429-1436. (in Chinese)

[2] 杨斌,王文杰,等. 基于混合信号的放大转发中继系统的物理层安全传输[J]. 电子学报,2016,44(2):268-274.
YANG Bin,WANG Wen-jie,et al. Secure wireless communication for AF relay system with hybrid signals[J]. Acta Electronica Sinica,2016,44(2):268-274. (in Chinese)

[3] Lei X F,Fan L S,et al. Outage probability of TDBC protocol in multiuser two-way relay systems with nakagami-m fading[J]. IEEE Commun Lett,2013,17(3):487-490.

[4] Li J,Ge J H,et al. Impact of channel estimation error on bidirectional MABC-AF relaying with asymmetric traffic requirements[J]. IEEE Trans Veh Technol,2013,62(4):1755-1769.

[5] Rankov B,Wittneben A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels[J]. IEEE J Sel Areas Commun,2007,25(2):379-389.

[6] Zheng J,Bai B,et al. Outage-optimal opportunistic relaying for two-way amplify and forward relay channel[J]. Electron Lett,2010,46(8):595-597.

[7] Prabhat K U,Shankar P. Performance of two-way opportunistic relaying with analog network coding over nakagami-m fading[J]. IEEE Trans Veh Technol,2011,60(4):1965-1971.

[8] Song L Y. Relay selection for two-way relaying with amplify-and-forward protocols[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2011,60(4):1954-1959.

[9] Havary-Nassab V,Shahbazpanahi S,et al. Optimal distributed beamforming for two-way relay networks[J]. IEEE Trans Signal Process,2010,58(3):1238-1250.

[10] Talwar S,Jing Y D,et al. Joint relay selection and power allocation for two-way relay networks[J]. IEEE Signal Process Lett,2011,18(2):91-94.

[11] Zhou M,Cui Q M,et al. Energy-efficient relay selection and power allocation for two-way relay channel with analog network coding[J]. IEEE Commun Lett, 2012, 16(6):816-819.

[12] Wang C Y,Liu T C,et al. Impact of channel estimation error on the performance of amplify-and-forward two-way relaying[J]. IEEE Trans Veh Technol,2012,61(3):1197-1207.

[13] Xie X Q,Peng M G,et al. Channel estimation for two-

way relay networks in the presence of synchronization errors[J]. IEEE Trans Signal Process, 2014, 62 (23) : 6235 – 6248.

[14] Mallick S, Rashid M M, et al. Joint relay selection and power allocation for decode-and-forward cellular relay network with channel uncertainty[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2012, 11 (10) : 3496 – 3508.

[15] Pu J W, Wang T Y, et al. Performance analysis of relay selection in two-way relay networks with channel estimation errors[J]. IEEE Trans Broadcast, 2015, 61 (3) : 482 – 493.

[16] Varshney L R. Transporting information and energy simultaneously[A]. 2008 IEEE International Symposium on Information Theory[C]. Toronto: IEEE, 2008. 1612 – 1616.

[17] Tutuncuoglu K, Varan B, et al. Throughput maximization for two-way relay channels with energy harvesting nodes: the impact of relaying strategies[J]. IEEE Trans Commun, 2015, 63 (6) : 2081 – 2093.

[18] Tutuncuoglu K, Yener A, et al. Optimum policies for an energy harvesting transmitter under energy storage losses [J]. IEEE J Sel Areas Commun, 2015, 33 (3) : 467 – 481.

[19] Nasir A A, Zhou X Y, et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2013, 12 (7) : 3622 – 3636.

[20] Men J J, Ge J H, et al. Joint optimal power allocation and relay selection scheme in energy harvesting asymmetric two-way relaying system [J]. IET Commun, 2015, 9 (11) : 1421 – 1426.

作者简介



丁长文 男, 1992 年生于四川宣汉. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室研究生. 研究方向为双向中继网络的性能优化.
E-mail: 804388795@ qq. com



杨 霖 男, 1977 年生于四川宜宾. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室副教授. 研究方向为无线与移动通信、现代通信中的信号处理.

李高祥 男, 1993 年生于山西临汾. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室研究生. 研究方向为中继通信.