



非线性能量收集器下第 K 个最优无线充电中继 SIMO 系统的中断性能分析

张继亮, 潘高峰*

西南大学非线性电路与智能信息处理重庆市重点实验室, 重庆, 400715

* 通信作者. E-mail: gspan@swu.edu.cn

收稿日期: 2017-01-12; 接受日期: 2017-03-02; 网络出版日期: 2017-03-27

国家自然科学基金 (批准号: 61401372, 61531016) 和中央高校基本科研业务经费 (批准号: XDJK2015B023, XDJK2016A011) 资助项目

摘要 本文研究了非线性能量收集器下无线充电中继单输入多输出系统在双级联 Rayleigh 信道中的中断性能. 在此系统中, 单天线的信源通过 N ($N \geq 1$) 个单天线的无线充电中继向具有多天线的信宿发送信息. 信宿采用最大比值合并器处理接收到的多径信号. 中继的能量收集器是非线性的, 因此存在着一个饱和阈值制约着其能量收集力. 中继采用功率分配接收器协调信号接收和能量收集, 并用解码转发策略转发信息. 以中断概率为标准选择第 K 个最优的中继协助信源-中继-信宿链路的传输. 本文推导出中断概率的解析表达式, 并通过 Monte Carlo 仿真结果验证了表达式的正确性.

关键词 解码转发, 无线充电, 双级联 Rayleigh 衰落信道, 中断概率, 非线性

1 引言

近年来, 为了延长能量受限网络的使用寿命并为其提供源源不断的能量供应, 无线充电技术已被提出. 现有的研究表明^[1,2], 无线设备能够从射频 (radio frequency, RF) 信号中获取能量. 在传统的通信系统中, RF 作为信号传输的载体已经被广泛地运用. 一种新的技术可以让 RF 传递信号的同时, 也可用作无线能量传输, 这便是无线信息与能量同时传输 (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT)^[3,4].

SWIPT 技术作为当前的研究热点, 获得了众多研究人员的青睐. 文献 [5] 提出了一种时间切换 (time switching, TS) 接收器. 在此设计中, 信号的接收和能量的获取分别在不同的时间段进行. 随后, 文献 [6] 设计出一种功率分配 (power splitting, PS) 接收器, 使得信号的接收和能量的获取能够同时进行. 在考虑采用 PS 接收器的场景中, Pan 等^[7,8] 分别在单输入多输出 (single-input multiple-output,

引用格式: 张继亮, 潘高峰. 非线性能量收集器下第 K 个最优无线充电中继 SIMO 系统的中断性能分析. 中国科学: 信息科学, 2017, 47: 516-526, doi: 10.1360/N112016-00286
Zhang J L, Pan G F. Outage performance analysis for a K th-best wireless-powered relaying SIMO system with non-linear energy harvester (in Chinese). Sci Sin Inform, 2017, 47: 516-526, doi: 10.1360/N112016-00286

SIMO) 和多输入单输出 (multiple-input single-output, MISO) 的 SWPIT 系统中推导出保密中断概率和平均保密容量的闭合表达式. 文献 [9,10] 在 MISO 下行系统中, 通过设计波束形成向量和 PS 接收器的功率分配系数, 从而最小化基站的发射功率. Pan 等^[11] 在 SWIPT 无线传感器网络中推导出了系统中断概率和平均传输容量的闭合表达式, 并给出了旨在最优化系统吞吐量的 SWIPT 功率分配因子优化算法.

另一方面, 为了拓展信号的覆盖范围并有效地改善信道的衰落作用, 实现分集增益, 研究者们提出了中继协作系统^[12]. 将 SWIPT 技术和中继结合起来的无线充电中继 (wireless-powered relaying, WPR) 系统, 不但可以发挥中继协作系统固有的优势, 还能解决能量供应问题^[13~16]. 文献 [13] 在考虑 WPR 系统从信源及干扰中通过 TS 和 PS 两种接收器获取信息与能量, 同时中继采用放大转发 (amplify-and-forward, AF) 策略发送信息的场景下, 推导出系统在 Nakagami- m 衰落信道中的中断概率 (outage probability, OP) 和吞吐量. Gu 等^[14] 研究了 WPR 系统采用解码转发 (decode-and-forward, DF) 策略下的遍历容量和中断容量. 在文献 [15] 中, 作者设计出一种最优的 PS 功率分配系数和天线选择联合方案, 从而最大化端到端的可达速率. 文献 [16] 考虑了吞吐量最大化的功率分配问题. 文献 [17] 的作者研究采用 DF 多中继 WPR 系统中中继选择策略的中断性能. 在该系统中中继节点可以从邻居干扰信号中采用能量.

上述关于 WPR 系统的研究均假设能量收集器 (energy harvester, EH) 是在线性模式下进行的. 然而, 最近的研究表明^[18] 这种线性模式的 EH 是不实际的, 因为用于能量转换电路的电子元件是非线性的. 文献 [19] 提出了一种实用的非线性 EH, 并在 Nakagami- m 衰落信道中分析 WPR 系统采用 TS 和 AF 策略时的中断概率.

另外, 双级联 (double cascaded) Rayleigh 分布被证明是一个合适的小尺度信道模型用以描述移动中节点的信道^[20,21], 而上述文献仅仅考虑了平稳的衰落信道. 文献 [22] 在双级联 Rayleigh 中推导出 AF 中继系统的 OP. 随后, Seyfi 等^[23] 把文献 [22] 的工作拓展到多中继选择系统中, 并考虑了最佳中继选择方案.

基于非线性 EH 的 DF WPR SIMO 系统和考虑双级联 Rayleigh 衰落信道, 本文研究了系统的中断性能并推导出 OP 的解析表达式. 由于所考虑的节点 (信源、 N 个备选中继、信宿) 都在运动中, 且通信环境复杂多变, 最优中继不一定能够被成功选出. 因此, 本文采用选择第 K 个最优中继协助传输. 另外, 信宿具有多天线, 并通过最大比值合并 (maximal ratio combining, MRC) 器处理接收到的多径信号. 本文的创新点归纳如下:

(1) 在文献 [19] 所提出的实用型的非线性 EH 的基础上, 本文研究了节点在运动场景中的中断性能. 具体而言, 综合考虑了以下 3 个因素对系统中断性能的影响: a) 信道经历双级联 Rayleigh 衰落; b) 信宿采用多根接收天线和 MRC 多径信号合并方式; c) 第 K 个最优非线性 EH WPR 被用于转发信号;

(2) 在 (1) 的基础上, 推导出 OP 的解析表达式, 并用 Monte Carlo 仿真法证明了推导的正确性. 本文所推导出的 OP 的解析表达式不但可以分析系统参数对性能指标的影响, 还能够有效地解决各种优化和近似任务, 并为解决实际系统中的问题提供理论支撑.

2 系统模型

考虑如图 1 所示的系统模型, 该系统主要由信源 S , $N(N \geq 1)$ 个 WPR 中继 $R_n(n \in \{1, 2, \dots, N\})$ 和信宿 D 构成. 假设 R_n 没有额外的能量来源, 仅仅依靠 S 对其充电获取能量, 且收集到的能量能

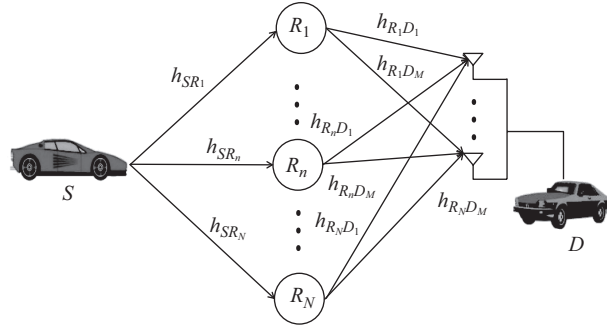


图 1 系统模型

Figure 1 System model

够支持第 2 跳的信息传输^[19,24]. 同时假设 D 拥有 M 根天线, 而 S 和 R_n 拥有单天线. 整个通信过程的时间为 T , 且分为两跳: 1) 第 1 跳 (通信时间 $T/2$), S 将信号发送给所有的中继 R_n , R_n 通过 PS 接收器从接收到的信号中同时进行能量收集和信息采集; 2) 第 2 跳 (通信时间 $T/2$), 被选出的第 K 个最优中继用获取到的能量采用 DF 策略将信息转发给 D . 我们同时假设所有的 WPR 拥有相同的 PS 功率分配系数 ρ ($0 \leq \rho \leq 1$) 和能量转换率 η ($0 \leq \eta \leq 1$). 由于 S 和 D 的距离较远且衰落严重, 还假设 S 与 D 之间没有直接链路^[13]. 此外, 假设所有的衰落信道都是独立的双级联 Rayleigh 衰落, 且衰落系数在一个符号传输周期内保持不变^[25]. 因此衰落系数的幅度值平方 $|h_{ij}|^2$ ($i, j \in \{S, D_m, m \in \{1, 2, \dots, M\}, R_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}\}$) 的概率密度函数 (probability density function, PDF) 和累积分布函数 (cumulative distribution function, CDF) 可分别表示为^[23]

$$f_{|h_{ij}|^2}(x) = 2\lambda_{ij}K_0\left(2\sqrt{\lambda_{ij}x}\right), \quad (1)$$

$$F_{|h_{ij}|^2}(x) = 1 - 2\sqrt{\lambda_{ij}x}K_1\left(2\sqrt{\lambda_{ij}x}\right), \quad (2)$$

其中, $\lambda_{ij} = \frac{1}{g_{ij}}$, g_{ij} 表示信道功率增益的期望值, $K_l(\cdot)$ 是二类修正 Bessel 函数. 另外, 我们还假设在所有节点处的复 Gauss 噪声的均值为 0, 方差为 N_0 .

在第 1 跳中, R_n 接收到的信号表示为

$$y_{R_n} = \sqrt{1-\rho}\left(\sqrt{P_S}h_{SR_n}X_S + n_{R_{na}}\right) + n_{R_{nc}}, \quad (3)$$

其中, P_S 和 X_S 分别表示信源的发射功率和发射信号, $n_{R_{na}}$ 是 R_n 处的复 Gauss 噪声, $n_{R_{nc}}$ 是转换 Gauss 噪声且均值为 0, 方差为 σ_n^2 ^[6]. 此阶段, R_n 处的瞬时信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 可表示为

$$\gamma_{R_n} = \frac{(1-\rho)P_S|h_{SR_n}|^2}{(1-\rho)N_0 + \sigma_n^2}. \quad (4)$$

第 2 跳中, 被选中的中继采用 DF 策略向 D 转发信号, D 的第 m 根天线接收到的信号可表示为

$$y_{D_m} = \sqrt{P_{R_n}}h_{R_n D_m}X_S + n_D, \quad (5)$$

其中, n_D 表示复 Gauss 噪声, P_{R_n} 是 R_n 的转发功率. 在考虑非线性 EH 的场景中, P_{R_n} 可以表示为^[19]

$$P_{R_n} = \begin{cases} \rho\eta P_S|h_{SR_n}|^2, & \text{if } \rho P_S|h_{SR_n}|^2 \leq \Gamma; \\ \eta\Gamma, & \text{if } \rho P_S|h_{SR_n}|^2 > \Gamma, \end{cases} \quad (6)$$

式中, Γ 表示 EH 的饱和阈值, 且假设所有中继 R_n 都具有相同的饱和阈值. 因此, D 的第 m 根天线接收到的信号的瞬时信噪比可表示为

$$\gamma_{D_m} = \frac{P_{R_n} |h_{R_n D_m}|^2}{N_0}. \quad (7)$$

随后, D 采用 MRC 合并接收到的多径信号并输出瞬时信噪比为

$$\gamma_D = \frac{P_{R_n} |h_{R_n D}|^2}{N_0}, \quad (8)$$

其中, $|h_{R_n D}|^2 = \sum_{m=1}^M |h_{R_n D_m}|^2$. 为了获得 $|h_{R_n D}|^2$ 的 PDF 表达式, 先把式 (1) 重新表示为一种标准的 Gamma-Gamma 分布形式 [26]:

$$f_{|h_{ij}|^2}(x) = \frac{2\lambda_{ij}^{\frac{P_1+P_2}{2}}}{\Gamma(P_1)\Gamma(P_2)} x^{\frac{P_1+P_2}{2}-1} K_{P_2-P_1} \left(2\sqrt{\lambda_{ij}x} \right), \quad (9)$$

式中, $\Gamma(\cdot)$ 表示 Gamma 函数且 $P_1 = P_2 = 1$. 根据文献 [27, 28], Gamma-Gamma 随机变量的和是另外一个具有 Gamma-Gamma 分布的随机变量. 因此, $|h_{R_n D}|^2$ 的 PDF 表达式可记为 [27]

$$f_{|h_{R_n D}|^2}(x) = \frac{2\lambda_{R_n D}^{\frac{E+F}{2}}}{\Gamma(E)\Gamma(F)} x^{\frac{E+F}{2}-1} K_{F-E} \left(2\sqrt{\lambda_{R_n D}x} \right), \quad (10)$$

其中, $E = MP_1 + (M-1)\frac{-0.127-0.95P_1-0.0058P_2}{1+0.00124P_1+0.98P_2}$, $F = MP_2$ 和 $\lambda_{R_n D} = M\lambda_{R_n D_m}$. 根据文献 [29] (公式 8.4.23.1) 和文献 [30] (公式 9.31.5), 式 (10) 可以写成 Meijer's G 函数的形式:

$$f_{|h_{R_n D}|^2}(x) = \frac{\lambda_{R_n D}}{\Gamma(E)\Gamma(F)} G_{0,2}^{2,0} \left[x\lambda_{R_n D} \middle|_{F-1, E-1}^- \right]. \quad (11)$$

由文献 [31] (公式 26) 和式 (11), 可得出 $|h_{R_n D}|^2$ 的 CDF 表达式为

$$F_{|h_{R_n D}|^2}(x) = \frac{1}{\Gamma(E)\Gamma(F)} G_{1,3}^{2,1} \left[x\lambda_{R_n D} \middle|_{F, E, 0}^+ \right]. \quad (12)$$

3 中断性能分析

R_n 和 D 处的瞬时容量可分别表示为

$$C_{SR_n} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{R_n}), \quad (13)$$

$$C_{R_n D} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_D). \quad (14)$$

运用第 K 个最优中继选择策略, 获得的端到端的瞬时容量为

$$C_S = K^{th} \max_{n=1,2,\dots,N} \min(C_{SR_n}, C_{R_n D}). \quad (15)$$

当端到端的容量 C_S 小于一个目标速率 R_S 时, 就会发生中断. 更具体些, 在被选中的中继的两跳通信中, 只要其中一跳的容量小于目标速率, 中断就会发生. 因此, OP 可以定义为 [32]

$$\Pr(C_S < R_S) = \Pr \left(K^{th} \max_{n=1,2,\dots,N} \min(C_{SR_n}, C_{R_n D}) < R_S \right)$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{k=1}^K \binom{N}{k-1} (\Pr(\min(C_{SR_n}, C_{R_n D}) < R_S))^{N-k+1} \\
 &\quad \times (1 - \Pr(\min(C_{SR_n}, C_{R_n D}) < R_S))^{k-1}, \tag{16}
 \end{aligned}$$

式中, $\binom{N}{k-1} = \frac{N!}{(k-1)!(N-k+1)!}$. 接下来, 结合式 (4), (6) 和 (8), 可得

$$\begin{aligned}
 \Pr(\min(C_{SR_n}, C_{R_n D}) < R_S) &= 1 - \Pr(\min(C_{SR_n}, C_{R_n D}) \geq R_S) \\
 &= 1 - \Pr(C_{SR_n} \geq R_S, C_{R_n D} \geq R_S) \\
 &= 1 - \Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, P_{R_n} |h_{R_n D}|^2 \geq \alpha N_0) \\
 &= 1 - I_1 - I_2, \tag{17}
 \end{aligned}$$

式中,

$$I_1 = \begin{cases} \Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{SR_n}|^2 |h_{R_n D}|^2 \geq B, |h_{SR_n}|^2 \leq C), & \text{if } A \leq C; \\ 0, & \text{if } A > C, \end{cases} \tag{18}$$

$$I_2 = \Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{R_n D}|^2 \geq D, |h_{SR_n}|^2 > C), \tag{19}$$

并且, $\alpha = 2^{2R_S} - 1$, $A = \frac{\alpha[(1-\rho)N_0 + \sigma_n^2]}{(1-\rho)P_S}$, $B = \frac{\alpha N_0}{\rho \eta P_S}$, $C = \frac{\Gamma}{\rho P_S}$, $D = \frac{\alpha N_0}{\eta \Gamma}$. 式 (17) 中的 I_1 是当到达中继 R_n 的能量小于或等于其 EH 饱和阈值 (如 $\rho P_S |h_{SR_n}|^2 \leq \Gamma$ 时, $P_{R_n} = \rho \eta P_S |h_{SR_n}|^2$) 时的情况, 而 I_2 是当到达的能量大于其 EH 饱和阈值 (如 $\rho P_S |h_{SR_n}|^2 > \Gamma$ 时, $P_{R_n} = \eta \Gamma$) 时的情况.

进一步, 当 $A \leq C$ 时, 式 (18) 可以写为

$$I_1 = \underbrace{\Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{SR_n}|^2 \leq C)}_{I_{11}} - \underbrace{\Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{SR_n}|^2 |h_{R_n D}|^2 < B, |h_{SR_n}|^2 \leq C)}_{I_{12}}. \tag{20}$$

由式 (2) 可求出 I_{11} 为

$$\begin{aligned}
 I_{11} &= \Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{R_n D}|^2 \leq C) \\
 &= \Pr(A \leq |h_{SR_n}|^2 \leq C) \\
 &= F_{|h_{SR_n}|^2}(C) - F_{|h_{SR_n}|^2}(A) \\
 &= 2\sqrt{\lambda_{SR_n} A} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} A}) - 2\sqrt{\lambda_{SR_n} C} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} C}). \tag{21}
 \end{aligned}$$

另外, I_{12} 可重新整理得到

$$\begin{aligned}
 I_{12} &= \Pr(|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{SR_n}|^2 |h_{R_n D}|^2 < B, |h_{SR_n}|^2 \leq C) \\
 &= \Pr(A \leq |h_{SR_n}|^2 < \underbrace{\frac{B}{|h_{R_n D}|^2}}_{Q_1}, A \leq \underbrace{\frac{B}{|h_{R_n D}|^2} < C}_{Q_2}) + \Pr(A \leq |h_{SR_n}|^2 \leq C, \underbrace{\frac{B}{|h_{R_n D}|^2} \geq C}_{Q_2}). \tag{22}
 \end{aligned}$$

再进一步, 式 (22) 中的 Q_1 可得

$$Q_1 = \Pr\left(A \leq |h_{SR_n}|^2 \leq \frac{B}{|h_{R_n D}|^2}, \frac{B}{C} < |h_{R_n D}|^2 \leq \frac{B}{A}\right)$$

$$\begin{aligned}
 &= \int_{\frac{B}{C}}^{\frac{B}{A}} \int_A^{\frac{B}{y}} f_{|h_{SR_n}|^2}(x) f_{|h_{R_n D}|^2}(y) dx dy \\
 &= \int_{\frac{B}{C}}^{\frac{B}{A}} \left(F_{|h_{SR_n}|^2} \left(\frac{B}{y} \right) - F_{|h_{SR_n}|^2}(A) \right) f_{|h_{R_n D}|^2}(y) dy \\
 &= \int_{\frac{B}{C}}^{\frac{B}{A}} 2\sqrt{\lambda_{SR_n} A} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} A}) f_{|h_{R_n D}|^2}(y) dy \\
 &\quad - \int_{\frac{B}{C}}^{\frac{B}{A}} 2\sqrt{\frac{\lambda_{SR_n} B}{y}} K_1 \left(2\sqrt{\frac{\lambda_{SR_n} B}{y}} \right) f_{|h_{R_n D}|^2}(y) dy \\
 &= \frac{2\sqrt{\lambda_{SR_n} A} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} A})}{\Gamma(E)\Gamma(F)} \left(G_{1,3}^{2,1} \left[\frac{B\lambda_{R_n D}}{A} \middle|_{F,E,0}^1 \right] - G_{1,3}^{2,1} \left[\frac{B\lambda_{R_n D}}{C} \middle|_{F,E,0}^1 \right] \right) \\
 &\quad - \underbrace{\int_{\frac{B}{C}}^{\frac{B}{A}} 2\sqrt{\frac{\lambda_{SR_n} B}{y}} K_1 \left(2\sqrt{\frac{\lambda_{SR_n} B}{y}} \right) f_{|h_{R_n D}|^2}(y) dy}_{Q_{11}}. \tag{23}
 \end{aligned}$$

将式 (11) 代入式 (23) 中, Q_{11} 可被简化为

$$Q_{11} = \frac{2\lambda_{R_n D}}{\Gamma(E)\Gamma(F)} \int_{\frac{B}{C}}^{\frac{B}{A}} \sqrt{\frac{\lambda_{SR_n} B}{y}} K_1 \left(2\sqrt{\frac{\lambda_{SR_n} B}{y}} \right) G_{0,2}^{2,0} \left[y\lambda_{R_n D} \middle|_{F-1, E-1}^- \right] dy. \tag{24}$$

式 (23) 和 (24) 中的 Meijer's G 函数可以在 MATLAB 里实现. 同时在数值计算时, 式 (24) 中的积分可用加权代替. 更具体一些, 可将其积分区间 $(\frac{B}{C}, \frac{B}{A}]$ 等分为若干小份, 分别计算每一小份的面积, 然后进行相加, 最后得出 Q_{11} 的数值.

同理, Q_2 可得

$$\begin{aligned}
 Q_2 &= \Pr \left(A \leq |h_{SR_n}|^2 \leq C, \frac{B}{|h_{R_n D}|^2} \geq C \right) \\
 &= \Pr \left(A \leq |h_{SR_n}|^2 \leq C \right) \Pr \left(|h_{R_n D}|^2 \leq \frac{B}{C} \right) \\
 &= \left(2\sqrt{\lambda_{SR_n} A} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} A}) - 2\sqrt{\lambda_{SR_n} C} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} C}) \right) \\
 &\quad \cdot \frac{1}{\Gamma(E)\Gamma(F)} G_{1,3}^{2,1} \left[\frac{B\lambda_{R_n D}}{C} \middle|_{F,E,0}^1 \right]. \tag{25}
 \end{aligned}$$

接下来, 考虑 I_2 . 结合式 (2) 和 (12) 可得

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \Pr (|h_{SR_n}|^2 \geq A, |h_{R_n D}|^2 \geq D, |h_{SR_n}|^2 > C) \\
 &= \Pr (|h_{SR_n}|^2 \geq V) \Pr (|h_{R_n D}|^2 \geq D) \\
 &= 2\sqrt{\lambda_{SR_n} V} K_1(2\sqrt{\lambda_{SR_n} V}) \left(1 - \frac{1}{\Gamma(E)\Gamma(F)} G_{1,3}^{2,1} [D\lambda_{R_n D} \middle|_{F,E,0}^1] \right), \tag{26}
 \end{aligned}$$

这里, $V = \max\{A, C\}$.

最后, 结合式 (16), (17), (20) 和 (26) 最终可得 OP 的表达式.

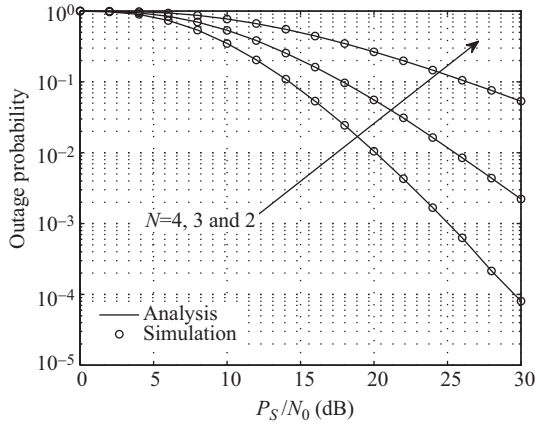


图 2 OP 在不同的 N 下随 P_S/N_0 的变化曲线
Figure 2 OP vs P_S/N_0 for various N

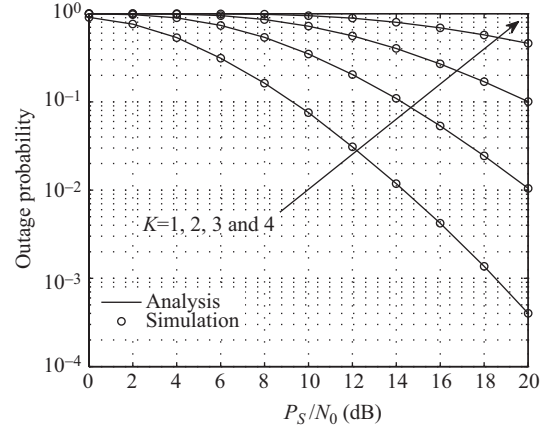


图 3 OP 在不同的 K 下随 P_S/N_0 的变化曲线
Figure 3 OP vs P_S/N_0 for various K

4 仿真与分析

本节将采用 Monte Carlo 仿真法验证推导的 OP 表达式. 除非特别说明, 仿真参数设置如下: $\rho = 0.5$, $\eta = 0.9$, $\Gamma/P_S = 0$ dB, $N = 3$, $K = 2$, $M = 2$, $R_S = 0.5$, $\sigma_n^2 = N_0$, $\lambda_{ij} = 1$ ($i, j \in \{S, D_m, m \in \{1, 2, \dots, M\}, R_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}\}$). 同时, 在数值计算 Q_{11} 时, 其积分区间被平均分为 500 等份 (如步长为 $(\frac{B}{A} - \frac{B}{C})/500$). 另外, 当 0 dB $\leq P_S/N_0 \leq 15$ dB 时, 仿真结果是 5×10^4 次的平均; 而当 15 dB $< P_S/N_0 \leq 30$ dB 时, 仿真结果是 5×10^5 次的平均.

图 2 绘制了 OP 在不同的 N 下随 P_S/N_0 的变化曲线. 可以看出, 仿真结果与解析结果拟合得比较好, 这充分证明了本文所推导的 OP 表达式的正确性. 同时还可以看出, 随着 P_S/N_0 增大, OP 减小, 这是因为发射功率增强了. 此外, 随着 WPR 中继数 N 的增多, 系统有更高的机率成功地选出第 2 个最好的中继辅助传输, 因此 OP 随着 N 的增大而减小.

图 3 表现了选择不同的 WPR 中继时, OP 随 P_S/N_0 的变化曲线. 可以看出, 当 $K = 1$ 时, OP 的表现最好; 而当 $K = 4$ 时, 其表现是最糟糕的. 这是因为当 $K = 1$ 时, 最好的中继 (在第 1 跳和第 2 跳中都有最大的容量) 被选出用以辅助信号的传输; 而当 $K = 4$ 时, 是选择的最差中继.

图 4 绘制信宿拥有不同的天线数时, OP 随 P_S/N_0 的变化曲线. 从图中可以看出, 天线数目 M 越大, OP 的表现越好, 这要归功于天线的分集优势. 天线的数目越多, 信宿就能够接收到更多的多径信号, 从而减小信号传输的中断率.

图 5 表现了在不同的 P_S/N_0 下, OP 随 Γ/P_S 的变化曲线. 可以看出, 随着 WPR 中继的能量收集器的饱和阈值的增大, 中断性能得到改善 (如 OP 减小). 原因在于增大的饱和阈值使得 WPR 中继的能量收集力增强, 因而有更多的能量用于第 2 跳的信息传输, 所以中断概率减小. 此外, 从图中还可以看出, 系统的中断性能不会随着能量收集器的饱和阈值的增大而无限制地得到改善. 正如图中所示 (如当 $P_S/N_0 = 20$ dB 时, $\Gamma/P_S \geq -4$ dB), 中断性能就不会随着饱和阈值的增大而得到进一步的改善. 原因在于 WPR 中继的能量收集饱和阈值已经比能够到达中继的最大功率还大.

图 6 绘制了当 $P_S/N_0 = 10, 15, 20$ dB 时, OP 随 ρ 的变化曲线. 从图中可以看出, 3 条曲线都有一个“盆底”. 也就是说, 当 ρ 取“盆底”值时 (如当 $P_S/N_0 = 20$ dB 时 $\rho = 0.5$), 系统的中断性能最优. 这是因为随着 ρ 的增大, WPR 中继的 PS 功率分配器从第 1 跳接收到的信号中分配更多的能量到能

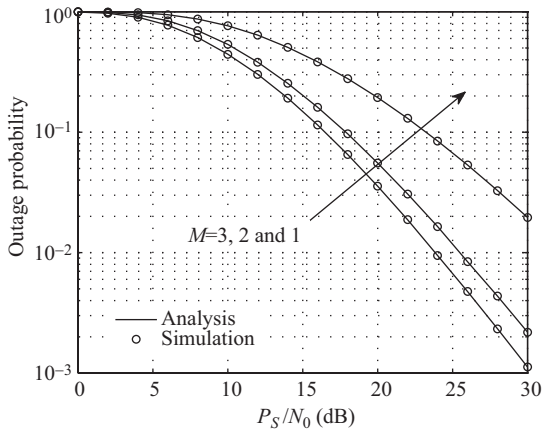


图 4 OP 在不同的 M 下随 P_S/N_0 的变化曲线
Figure 4 OP vs P_S/N_0 for various M

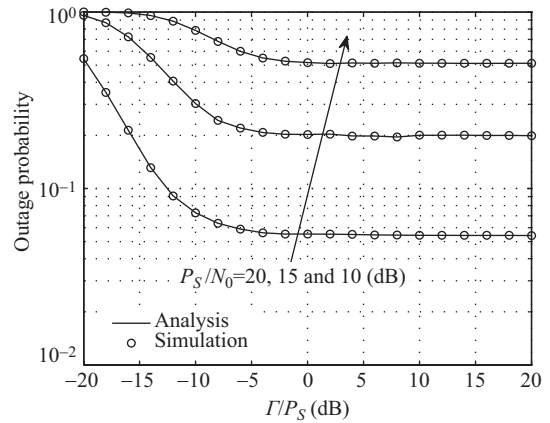


图 5 OP 在不同的 P_S/N_0 下随 Γ/P_S 的变化曲线
Figure 5 OP vs Γ/P_S for various P_S/N_0

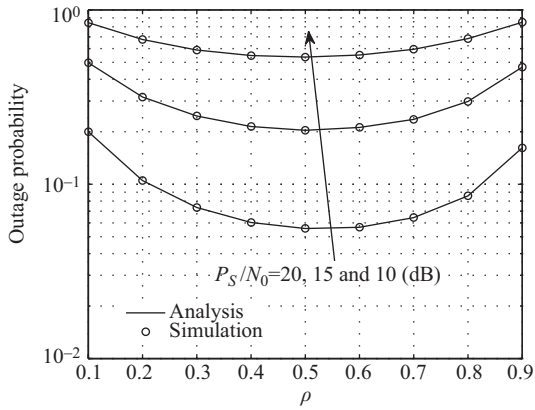


图 6 OP 在不同的 P_S/N_0 下随 ρ 的变化曲线
Figure 6 OP vs ρ for various P_S/N_0

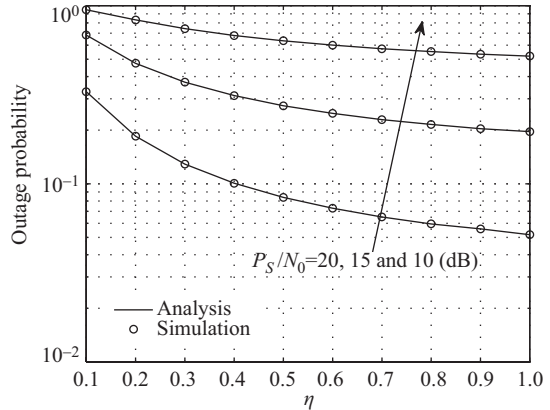


图 7 OP 在不同的 P_S/N_0 下随 η 的变化曲线
Figure 7 OP vs η for various P_S/N_0

量收集器用于第 2 跳的传输, 因此中断性能得以改善. 然而, ρ 的增大, 势必使得用于信号解码的能量降低, 当其能量值低于某一阈值时, 中继便不能正确地解调信息, 从而使得中断概率增大.

图 7 表现了在不同的 P_S/N_0 下, OP 随 η 的变化曲线. 从图中可以观察到, η 值的增大使得 OP 的数值减小. 这是因为 WPR 中继的能量转化率提高了, 从而有更多的能量用于第 2 跳的信息传输, 所以中断性能得以改善.

5 结论

本文研究了非线性能量收集器下无线充电中继单输入多输出系统的中断性能, 并同时考虑了双级联 Rayleigh 衰落, 以及选择第 K 个最优中继辅助传输时对系统中断性能的影响. 在考虑中继的能量收集器存在着一个饱和阈值, 并采用功率分配接收器协调信号接收和能量收集, 以及采用解码转发策

略转发信息的约束条件下, 推导出信宿在采用 MRC 合并多径信号时的中断概率的解析表达式, 并用 Monte Carlo 仿真法验证了其正确性. 仿真结果表明, 中继和天线数目越多, 能量转换率越高, 中断性能越优, 并且能量收集器的饱和阈值也影响着系统的中断性能. 此外, 还存在着最佳的功率分配系数, 使得中断性能最优. 在实际的通信场景中, 本文所推导出的中断概率的解析表达式不但可以分析系统参数对性能指标的影响, 还能够有效地解决各种优化和近似任务. 最后, 本文提出的理论计算公式, 可以事先将所有情况计算出来并储存, 从而在工程应用的时候, 通过简单的查表得到.

参考文献

- 1 Bi S Z, Ho C K, Zhang R. Wireless powered communication: opportunities and challenges. *IEEE Commun Mag*, 2015, 53: 117–125
- 2 Xiao L, Wang P, Niyato D, et al. Wireless networks with RF energy harvesting: a contemporary survey. *IEEE Commun Surveys Tutor*, 2014, 17: 757–789
- 3 Varshney L R. Transporting information and energy simultaneously. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory*, Toronto, 2008. 1612–1616
- 4 Grover P, Sahai A. Shannon meets Tesla: wireless information and power transfer. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory*, Austin, 2010. 2363–2367
- 5 Zhang R, Ho C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2013, 12: 1989–2001
- 6 Zhou X, Zhang R, Ho C K. Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff. *IEEE Trans Commun*, 2013, 61: 4754–4767
- 7 Pan G F, Tang C Q, Li T T, et al. Secrecy performance analysis for SIMO simultaneous wireless information and power transfer systems. *IEEE Trans Commun*, 2015, 63: 3423–3433
- 8 Pan G F, Lei H J, Deng Y S, et al. On secrecy performance of MISO SWIPT systems with TAS and imperfect CSI. *IEEE Trans Commun*, 2016, 64: 3831–3843
- 9 Shi Q J, Liu L, Xu W Q, et al. Joint transmit beamforming and receive power splitting for MISO SWIPT systems. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2014, 13: 3269–3280
- 10 Chu Z, Zhu Z Y, Xiang W C, et al. Robust beamforming and power splitting design in MISO SWIPT downlink system. *IET Commun*, 2016, 10: 691–698
- 11 Pan G F, Lei H J, Yuan Y, et al. Performance analysis and optimization for SWIPT wireless sensor networks. *IEEE Trans Commun*, doi: 10.1109/TCOMM.2017.2676815
- 12 Laneman J N, Wornell G W. Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks. In: *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Chicago, 2000. 7–12
- 13 Chen Y F. Energy harvesting AF relaying in the presence of interference and Nakagami- m fading. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2016, 15: 1006–1017
- 14 Gu Y J, Aïssa S. RF-based energy harvesting in decode-and-forward relaying systems: ergodic and outage capacities. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2015, 14: 6425–6434
- 15 Zhou Z, Peng M G, Zhao Z Y, et al. Joint power splitting and antenna selection in energy harvesting relay channels. *IEEE Sign Proc Lett*, 2015, 22: 823–827
- 16 Minasian A, Shahbazpanahi S, Adve R S. Energy harvesting cooperative communication systems. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2014, 13: 6118–6131
- 17 Wang D Y, Yu H, Zhang J L, et al. On outage of WPC system with relay selection over Nakagami- m fading channels. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communication Systems*, Shenzheng, 2016. 1–6
- 18 Boshkovska E, Ng D W K, Zlatanov N, et al. Practical non-linear energy harvesting model and resource allocation for SWIPT systems. *IEEE Wirel Commun Lett*, 2015, 19: 2082–2085
- 19 Dong Y J, Hossain M J, Cheng J L. Performance of wireless powered amplify and forward relaying over Nakagami- m fading channels with nonlinear energy harvester. *IEEE Commun Lett*, 2016, 20: 672–675
- 20 Erceg V, Fortune S J, Ling J, et al. Comparisons of a computer-based propagation prediction tool with experimental data collected in urban microcellular environments. *IEEE J Sel Areas Commun*, 1997, 15: 677–684

- 21 Nabar R U, Bolcskei H, Kneubuhler F W. Fading relay channels: performance limits and space-time signal design. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2004, 22: 1099–1109
- 22 Li Z X, Jia L Z, Li F, et al. Outage performance analysis in relay-assisted inter-vehicular communications over double-Rayleigh fading channels. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications and Mobile Computing*, Shenzhen, 2010. 266–270
- 23 Seyfi M, Muhaidat S, Liang J, et al. Relay selection in dual-hop vehicular networks. *IEEE Sign Proc Lett*, 2011, 18: 134–137
- 24 Nasir A A, Zhou X Y, Durrani S, et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2013, 12: 3543–3553
- 25 Pätzold M, Hogstad B O, Youssef N. Modeling, analysis, and simulation of MIMO mobile-to-mobile fading channels. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2008, 7: 510–520
- 26 Bayaki E, Schober R, Mallik R. Performance analysis of MIMO free-space optical systems in Gamma-Gamma fading. *IEEE Trans Commun* 2009, 57: 3415–3424
- 27 Chatzidiamantis N D, Karagiannidis G K. On the distribution of the sum of Gamma-Gamma variates and applications in RF and optical wireless communications. *IEEE Trans Commun*, 2011, 59: 1298–1308
- 28 Peppas K P. A simple, accurate approximation to the sum of Gamma-Gamma variates and applications in MIMO free-space optical systems. *IEEE Photon Technol Lett*, 2011, 23: 839–841
- 29 Prudnikov A P, Brychkov Y A, Marichev O I M. *Integrals and Series: More Special Functions*. New York: CRC Press, 1992
- 30 Gradshteyn I S, Ryzhik I M. *Table of Integrals, Series, and Products*. 7th ed. New York: Academic, 2007
- 31 Adamchik V S, Marichev O I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system. In: *Proceeding of International Symposium on Symbolic and Algebraic Computation*, Tokyo, 1990. 212–224
- 32 Ikki S S, Ahmed M H. On the performance of cooperative-diversity networks with the N th best-relay selection scheme. *IEEE Trans Commun*, 2010, 58: 3062–3069

Outage performance analysis for a K th-best wireless-powered relaying SIMO system with non-linear energy harvester

Jiliang ZHANG & Gaofeng PAN*

1. *Chongqing Key Laboratory of Nonlinear Circuits and Intelligent Information Processing, Southwest University, Chongqing 400715, China*

* Corresponding author. E-mail: gfpan@swu.edu.cn

Abstract This paper examines the outage performance of a wireless-powered relaying single-input, multiple-output system with non-linear energy harvesters over double cascaded Rayleigh fading channels. In particular, a source node with a single antenna transmits information to a destination node with multiple antennas through N ($N \geq 1$) single-antenna wireless-powered relays. The destination node adopts maximal ratio combining in order to process the multiple signal copies. Each relay is conducted with a non-linear energy harvester, in which the harvested power is limited by a threshold. The relays employ power-splitting receivers to deal with the information receiving and energy harvesting, and broadcast the processed information using a decode-and-forward protocol. A K th-best relay in terms of outage probability (OP) is selected to assist with source-relay-destination transmission. An analytical expression is derived for the OP, and verified using Monte Carlo simulation results.

Keywords decode-and-forward, wireless-powered, double cascaded Rayleigh-fading channels, outage probability, non-linear



Jiliang ZHANG was born in 1981. He received his Ph.D. degree in Wireless Communications from Nanyang Technological University, Singapore, in 2010. He is currently a lecturer at the School of Electronic and Information Engineering, Southwest University, Chongqing. His research interests span special topics in communications theory and signal processing, including secure communications and CR/cooperative communications.



Gaofeng PAN was born in 1981. He received his Ph.D. degree in Communication and Information Systems from Southwest Jiaotong University, Chengdu, China, in 2011. He is currently an associate professor at Southwest University, Chongqing, China. His research interests include communications theory, signal processing, and protocol design, including visible light communications, wireless powered communications, cooperative communications, secure communications, CR communications, and MAC protocols. He is a member of IEEE.