

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2019.05.010

# 具有能量收集的认知双向协作中继网络中断概率分析

罗 轶<sup>1,2</sup>, 施荣华<sup>1</sup>, 董 健<sup>1</sup>, 唐 崑<sup>1</sup>, 冯倬惠<sup>2</sup>

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 长沙 410083; 2. 湖南师范大学 信息科学与工程学院, 长沙 410081)

**摘要:** 为了延长认知中继网络的生存时间和降低中断概率, 提出了具有多主接收端的专用信号塔(PB, Power-beacon)辅助能量收集认知双向协作中继网络, 并研究了采用译码转发模式和机会中继选择策略的衬底式认知网络中断性能。网络中次用户发射功率由收集自 PB 的能量和主接收端的干扰约束决定。推导了 Rayleigh 块衰落信道下次网络的精确中断概率, 结果表明增大 PB 发射功率或主网络干扰约束将使中断概率单调下降。此外, 还推导了有干扰约束和无干扰约束的次网络渐近中断概率, 研究了中断饱和现象, PB 位置对中断概率的影响, 以及主接收端和中继数量、次网络端到端容量以及能量收集比率与中断概率之间的关系。仿真结果验证了理论推导。

**关键词:** 双向; 协作; 认知中继网络; 能量收集; 中断概率

**中图分类号:** TN929.53

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1000-582X(2019)05-086-09

## Outage probability analysis of cognitive two-way cooperative relay networks with energy harvesting

LUO Yi<sup>1,2</sup>, SHI Ronghua<sup>1</sup>, DONG Jian<sup>1</sup>, TANG Kun<sup>1</sup>, FENG Zhuohui<sup>2</sup>

(1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, P. R. China;  
2. College of Information Science and Engineering, Hunan Normal University, Changsha 410081, P. R. China)

**Abstract:** To extend the life time and reduce the outage probability of cognitive relay networks, a cognitive two-way relay networks with power-beacon (PB) assisted energy harvesting and multiple primary receivers was proposed, and the outage performance of underlay cognitive multiple relays secondary networks adopting decode-and-forward mode and opportunistic relay selection strategy was studied, wherein the transmission power of secondary users was subject to the energy harvested from PB and the interference constraint from the primary receivers. The exact outage probability of secondary networks for Rayleigh block fading channel was derived, and the results indicated that the outage probability was monotonically decreasing with the increase of PB's transmission power or primary network's interference constraint. Furthermore, the asymptotic outage probability of secondary networks with or without interference constraint was derived, and the outage saturation phenomenon, the impact of PB's location on outage probability, and the relationship between outage probability and the number of primary receivers and relays, secondary networks' end-to-end capacity and energy harvesting ratio were studied. Simulation results validated the theoretical derivation.

**Keywords:** two-way; cooperative; cognitive relay networks; energy harvesting; outage probability

**收稿日期:** 2018-10-09

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(61872390); 国家重点研发计划资助项目(2017YFA0204600); 湖南省自然科学基金资助项目(2018JJ2533)。

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61872390), the National Key Research and Development Program of China (2017YFA0204600) and the Natural Science Foundation of Hunan Province (2018JJ2533).

**作者简介:** 罗轶(1980—), 男, 中南大学博士研究生, 主要从事无线通信, 认知无线网络方向研究, (E-mail) km\_luoyi@sina.com。

由于射频(RF, radio frequency)能量收集(EH, energy harvesting)技术能够为能量受限网络提供几乎无限的能量供应,而无需定期对网络节点的蓄电装置进行充电或更换,因此近几年来能量收集认知中继网络(EH-CRNs, energy harvesting cognitive relay networks)引起了广泛关注<sup>[1-9]</sup>。不同于文献[1-5]中的研究采用主发送端(PT, primary transmitter)或者次发送端为次用户(SU, secondary user)提供能量的方式,文献[6]将一种新的专用信号塔(PB, power-beacon)引入到无线能量传输方式中。该方式一经提出就引起众多学者兴趣,并被引入 EH-CRNs。文献[7]采用 PB 为衬底式(underlay)单向多跳 EH-CRNs 提供能量。文献[8]则采用分布式多 PB 和多个 PT 同时为单向两跳 EH-CRNs 中的 SU 提供能量。而文献[9]则引入了一个能从周边环境收集能量的绿色 PB 为次网络(SN, secondary network)的认知传感器提供能量。

为了提升 SN 性能,协作中继协议作为能有效实现网络延伸覆盖、传输分集以及节电传输的关键技术而得到广泛研究<sup>[10-16]</sup>。在文献[10-13]中,基于单向中继节点的 2 种主动协作中继策略:机会中继选择(ORS, opportunistic relay selection)和部分中继选择(PRS, partial relay selection)被深入研究。为了在保持分集增益的同时能减少频谱效率的损失,单向中继逐步被双向中继取代。文献[14]提出了 PN 具有单个 PT 和主接收端(PR, primary receiver),SN 具有多个双向中继节点的两跳 CRNs,并推导出了在 PT 干扰情况下采用 ORS 策略的 SN 中断概率。文献[15]则研究了采用 ORS 策略的具有单个 PR 和多个 SN 全双工中继节点的两跳 CRNs。而文献[16]则讨论了采用 ORS 策略的具有多个 PR 和多个 SN 中继节点的两跳认知双向协作中继系统。

近来,同时采用中继协作和 PB 辅助能量传输技术的 EH-CRNs 成为了研究热点<sup>[17-19]</sup>。文献[17]研究了采用 ORS 和 PRS 策略的具有单个窃听节点和多个单向中继节点的 PB 辅助两跳 EH-CRNs。文献[18]则讨论了基于多个单向中继簇和多个 PB 辅助的多跳 EH-CRNs。而文献[19]则提出了一个包含多个具有硬件损伤的 SN 单向中继节点和多个 PR 的多天线 PB 辅助能量传输两跳认知无线传感器网络。不同于以上研究中 SN 均采用单向中继节点,研究提出了包含多个 SN 双向中继节点和多个 PR 的 PB 辅助 EH-CRNs,并推导出了在 Rayleigh 块衰落信道下采用 ORS 策略的 SN 中断概率的精确和渐近闭式解。

## 1 网络系统模型

网络模型如图 1 所示。PN 由  $M$  个 PR 节点  $PR_j, j \in \{1, 2, \dots, M\}$  组成。SN 由 A、B 2 个源节点和  $N$  个中继节点  $R_i, i \in \{1, 2, \dots, N\}$  组成,每个节点均安装单天线,并采用半双工方式传输和接收信息。与文献[17, 18]类似,研究假设 PT 与 SN 的距离足够远,因此忽略 PN 对 SN 的干扰。SN 采用衬底方式与 PN 共享频谱,即 A 和 B 利用 SN 的授权频谱,通过选定的中继节点采用译码转发(DF, Decode and forward)模式进行通信,忽略 A 和 B 之间的直连链路。安装了 RF-EH 装置的 SN 节点均从 PB 的控制信道 RF 信号中收集能量。PB 的控制信道信号和 SN 节点间的信息传输信号工作在不同频段,不会相互干扰。网络采用独立 Rayleigh 块衰落信道,信道系数在一个时隙周期  $T$  内保持不变,而在不同时段间独立变化<sup>[3]</sup>。 $h_{A,R_i}, h_{B,R_i}, h_{R_i,A}$  和  $h_{R_i,B}$  分别表示节点 A、 $R_i$ 、B 之间链路的信道系数, $f_{PB,A}, f_{PB,R_i}$  和  $f_{PB,B}$  分别表示 PB 到节点 A、 $R_i$  和 B 链路的信道系数,而  $g_{A,PR_j}, g_{R_i,PR_j}$  和  $g_{B,PR_j}$  则分别表示节点 A、 $R_i$  和 B 到  $PR_j$  链路的信道系数。信道增益  $|h_{A,R_i}|^2, |h_{B,R_i}|^2, |h_{R_i,A}|^2, |h_{R_i,B}|^2, |f_{PB,A}|^2, |f_{PB,R_i}|^2, |f_{PB,B}|^2, |g_{A,PR_j}|^2, |g_{R_i,PR_j}|^2$  和  $|g_{B,PR_j}|^2$  分别服从均值为  $1/\lambda_{A,R_i}, 1/\lambda_{B,R_i}, 1/\lambda_{R_i,A}, 1/\lambda_{R_i,B}, 1/\beta_A, 1/\beta_{R_i}, 1/\beta_B, 1/\omega_{A,PR_j}, 1/\omega_{R_i,PR_j}$  和  $1/\omega_{B,PR_j}$  的指数分布。例如  $\lambda_{A,R_i} = d_{A,R_i}^m$ , 其中  $d_{A,R_i}$  为节点 A 到  $R_i$  的距离, $m$  为路径损耗指数。为了简单起见,假设所有 PR 和 R 均分别紧绕 2 个不同的中心点布置<sup>[3]</sup>。因此,A( $R_i$ 、B)到  $M$  个 PR 的链路以及 PB 到  $N$  个 R 的链路信道增益分别独立同分布(IID, Independently and identically distributed),即  $\omega_{A,PR_j} = \omega_A, \omega_{R_i,PR_j} = \omega_R, \omega_{B,PR_j} = \omega_B$  和  $\beta_{R_i} = \beta_R$ 。同理,A、 $R_i$ 、B 之间链路的信道增益也分别 IID,即  $\lambda_{A,R_i} = \lambda_{A,R}, \lambda_{B,R_i} = \lambda_{B,R}, \lambda_{R_i,A} = \lambda_{R,A}$  和  $\lambda_{R_i,B} = \lambda_{R,B}$ 。

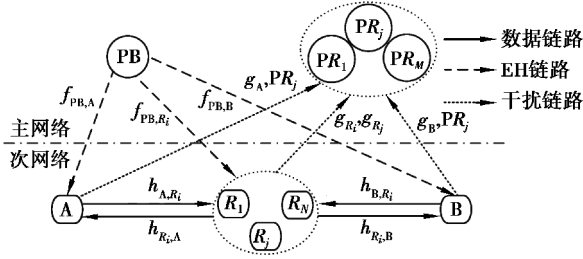


图 1 网络系统模型

Fig. 1 Network system model

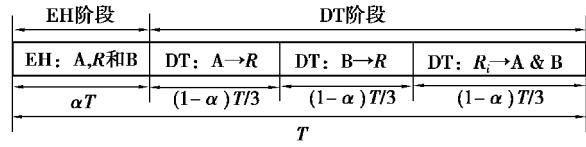


图 2 TDBC 协议的时隙结构

Fig. 2 Time slot structure of TDBC protocol

网络系统模型采用时分广播(TDBC, time division broadcasting)协议,其时隙结构如图 2 所示。在每个时隙  $T$  开始的前  $\alpha T$  时段( $\alpha$  为 EH 比率,  $0 < \alpha < 1$ ), A、B 和所有的中继节点同时从 PB 的 RF 信号中收集能量,随后的  $(1-\alpha)T$  时段为数据传输(DT, Data transmission)阶段。在 EH 阶段,节点  $q, q \in \{A, R_i, B\}$  收集到的能量为

$$E_q = \eta P_t |f_{PB,q}|^2 \alpha T, \quad (1)$$

其中,  $0 < \eta < 1$  为能量转换效率,  $P_t$  为 PB 的发射功率,忽略节点  $q$  收集的噪声能量。假设各 SN 节点安装的大容量蓄电装置(如大电容)能将 EH 阶段收集的能量全部存储,同时由于蓄电装置存在漏电,其存储的能量会在时隙结束时被完全消耗掉<sup>[3]</sup>。

在衬底模式下,SN 用户的发射功率必须始终满足 PN 对接收端干扰的要求。因此,节点  $q$  的发射功率为

$$P_q = \min \left[ \frac{E_q}{(1-\alpha)T/3}, \frac{P_1}{\max_{j=1,2,\dots,M} |g_{q,PR_j}|^2} \right], \quad (2)$$

其中,  $P_1$  为干扰约束,即 PR 能容忍的最大干扰功率。

在 DT 阶段的前  $(1-\alpha)T/3$  时段,节点 A 向所有的 R 传输数据;随后的  $(1-\alpha)T/3$  时段,节点 B 向所有的 R 传输数据。在以上 2 个时段中,第  $i$  个中继  $R_i$  的瞬时接收端信噪比(SNR, Signal-noise ratio)可以分别表示为

$$\gamma_{A,R_i} = \min [\rho P_t Z_A / \sigma^2, P_1 / (Y_A \sigma^2)] X_{A,i}, \quad (3)$$

$$\gamma_{B,R_i} = \min [\rho P_t Z_B / \sigma^2, P_1 / (Y_B \sigma^2)] X_{B,i}, \quad (4)$$

其中,  $\sigma^2$  为接收端的加性复高斯白噪声方差,  $\rho = 3\alpha\eta / (1-\alpha)$ ,  $X_{A,i} = |h_{A,R_i}|^2$ ,  $X_{B,i} = |h_{B,R_i}|^2$ ,  $Y_A = \max_{j=1,2,\dots,M} |g_{A,PR_j}|^2$ ,  $Y_B = \max_{j=1,2,\dots,M} |g_{B,PR_j}|^2$ ,  $Z_A = |f_{PB,A}|^2$  和  $Z_B = |f_{PB,B}|^2$ 。在第二个  $(1-\alpha)T/3$  时段最后,所有 R 将对接收自 A 和 B 的数据进行译码,将  $n_A$  个能成功译码 A 发送数据的中继组成的集合用符号  $\mathcal{R}_A$  表示,将  $n_B$  个能成功译码 B 发送数据的中继组成的集合用  $\mathcal{R}_B$  表示,将  $n_{AB}$  个能同时成功译码 A 和 B 发送数据的中继组成的集合用符号  $\mathcal{R}$  表示,显然  $\mathcal{R} = \mathcal{R}_A \cap \mathcal{R}_B$ 。假设第  $i$  个中继  $R_i$  位于集合  $\mathcal{R}$  中。在第三个  $(1-\alpha)T/3$  时段,  $R_i$  将译码后的 A、B 数据经网络编码(NC, Network coding)后同时转发给 A 和 B,则 A 和 B 的瞬时接收端 SNR 分别为

$$\gamma_{R_i,A} = \min [\rho P_t Z_{R_i} / \sigma^2, P_1 / (Y_{R_i} \sigma^2)] X_{i,A}, \quad (5)$$

$$\gamma_{R_i,B} = \min [\rho P_t Z_{R_i} / \sigma^2, P_1 / (Y_{R_i} \sigma^2)] X_{i,B}, \quad (6)$$

其中,  $X_{i,A} = |h_{R_i,A}|^2$ ,  $X_{i,B} = |h_{R_i,B}|^2$ ,  $Y_{R_i} = \max_{j=1,2,\dots,M} |g_{R_i,PR_j}|^2$  和  $Z_{R_i} = |f_{PB,R_i}|^2$ 。

为了提高传输质量和降低系统复杂度,采用 ORS 策略从集合  $\mathcal{R}$  中选出信道质量最好的中继  $R_{i^*}$ 。在第三个  $(1-\alpha)T/3$  时段为 A 和 B 进行转发。对  $R_{i^*}$  的选择标准如下

$$i^* = \arg \max_{i=1,2,\dots,n_{AB}} \gamma_{R_i}, \quad (7)$$

其中,  $n_{AB}$  是集合  $\mathcal{R}$  的基数(即  $n_{AB} = |\mathcal{R}|$ ),  $\gamma_{R_i} = \min(\gamma_{R_i,A}, \gamma_{R_i,B})$ 。因为  $\gamma_{R_i}$  相互独立,  $\gamma_{R_{i^*}}$  可以表示为

$$\gamma_{R_{i^*}} = \max_{i=1,2,\dots,n_{AB}} \gamma_{R_i}. \quad (8)$$

## 2 中断概率分析

### 2.1 精确分析

研究将推导出 SN 中断概率的精确闭式解,以便于对 SN 中断性能进行分析。注意到  $n_A$  是一个离散随机变量。因此,事件  $|\mathcal{R}_A| = n_A, n_A \in \{0, 1, \dots, N\}$  的概率可以表示为

$$\Pr\{|\mathcal{R}_A| = n_A\} = \binom{N}{n_A} \Pr\left\{\bigcap_{i \in \mathcal{R}_A} (\gamma_{A,R_i} \geq \gamma_{th}), \bigcap_{i \notin \mathcal{R}_A} (\gamma_{A,R_i} < \gamma_{th})\right\}, \quad (9)$$

因为 A 到 PR(R) 的链路信道增益为 IID,所以式(9)可以写为

$$\Pr\{|\mathcal{R}_A| = n_A\} = \binom{N}{n_A} [\Pr\{\gamma_{A,R_i} \geq \gamma_{th}\}]^{n_A} [\Pr\{\gamma_{A,R_i} < \gamma_{th}\}]^{N-n_A}, \quad (10)$$

其中,  $\gamma_{th}$  是中断 SNR 阈值,并且假设只要 SN 节点的接收端瞬时 SNR 不小于  $\gamma_{th}$ ,该节点就能译码成功。

同理可得,事件  $|\mathcal{R}_B| = n_B, n_B \in \{0, 1, \dots, N\}$  的概率为

$$\Pr\{|\mathcal{R}_B| = n_B\} = \binom{N}{n_B} [\Pr\{\gamma_{B,R_i} \geq \gamma_{th}\}]^{n_B} [\Pr\{\gamma_{B,R_i} < \gamma_{th}\}]^{N-n_B}. \quad (11)$$

由于  $\mathcal{R} = \mathcal{R}_A \cap \mathcal{R}_B$ ,所以  $n_{AB} \leq n_A$  且  $n_{AB} \leq n_B$ ,为了简单且不失一般性,假设

$$\mathcal{R}_A = \{R_1, R_2, \dots, R_{n_{AB}}, R_{n_{AB}+1}, \dots, R_{n_{AB}+t_A}\}, \quad (12)$$

$$\mathcal{R}_B = \{R_1, R_2, \dots, R_{n_{AB}}, R_{n_{AB}+t_A+1}, \dots, R_{n_{AB}+t_A+t_B}\}, \quad (13)$$

其中,  $0 \leq t_A \leq N - n_{AB}, 0 \leq t_B \leq N - n_{AB} - t_A, t_A$  是集合  $\mathcal{R}_A$  中仅能译码出 A 发送信号的中继数量,而  $t_B$  则是集合  $\mathcal{R}_B$  中仅能译码出 B 发送信号的中继数量。

依据全概率公式,SN 中断概率  $P_{out}$  可以表示为

$$\begin{aligned} P_{out}(\gamma_{th}) &= \sum_{n_{AB}=0}^N \Pr\{|\mathcal{R}| = n_{AB}\} \Pr\{\gamma_{R_i^*} < \gamma_{th}\} = \\ &= \sum_{n_{AB}=0}^N \sum_{t_A=0}^{N-n_{AB}} \sum_{t_B=0}^{N-n_{AB}-t_A} \binom{N}{n_{AB}} \binom{N-n_{AB}}{t_A} \binom{N-n_{AB}-t_A}{t_B} \times \\ &= [1 - \vartheta_{A,i}(\gamma_{th})]^{n_{AB}+t_A} [\vartheta_{A,i}(\gamma_{th})]^{N-n_{AB}-t_A} \times \\ &= [1 - \vartheta_{B,i}(\gamma_{th})]^{n_{AB}+t_B} [\vartheta_{B,i}(\gamma_{th})]^{N-n_{AB}-t_B} \times \\ &= [\vartheta_{R_i}(\gamma_{th})]^{n_{AB}}, \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $\vartheta_{A,i}(\gamma_{th}) = \Pr\{\gamma_{A,R_i} < \gamma_{th}\}, \vartheta_{B,i}(\gamma_{th}) = \Pr\{\gamma_{B,R_i} < \gamma_{th}\}$  和  $\vartheta_{R_i}(\gamma_{th}) = \Pr\{\gamma_{R_i} < \gamma_{th}\}$  可以分别表示为

$$\vartheta_{A,i}(\gamma_{th}) = \Pr\{U_A X_{A,i} < \gamma_{th}\}, \quad (15)$$

$$\vartheta_{B,i}(\gamma_{th}) = \Pr\{U_B X_{B,i} < \gamma_{th}\}, \quad (16)$$

$$\vartheta_{R_i}(\gamma_{th}) = 1 - \Pr\{U_{R_i} X_{i,A} > \gamma_{th}, U_{R_i} X_{i,B} > \gamma_{th}\}, \quad (17)$$

其中,  $U_q = \min[\rho P_t Z_q / \sigma^2, P_1 / (Y_q \sigma^2)], q \in \{A, R_i, B\}$ 。

注意到  $Y_q$  是  $M$  个服从均值为  $1/\omega_q$  的指数分布独立随机变量的最大值,  $Y_q$  的累积分布函数(CDF, cumulative distribution function)为

$$F_{Y_q}(y_q) = (1 - e^{-\omega_q y_q})^M = \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k e^{-k\omega_q y_q}. \quad (18)$$

为了便于计算式(15)~式(17),先推导出  $U_q$  的 CDF

$$\begin{aligned} F_{U_q}(u_q) &= 1 - \Pr\{U_q > u_q\} = 1 - \Pr\{Z_q > u_q \sigma^2 / (\rho P_t)\} \Pr\{Y_q < P_1 / (u_q \sigma^2)\} = \\ &= 1 - \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k e^{-\beta_q u_q \sigma^2 / (\rho P_t) - k\omega_q P_1 / (u_q \sigma^2)}. \end{aligned} \quad (19)$$

因此,式(15)~式(17)可以通过如下推导得出

$$\begin{aligned} \vartheta_{A,i}(\gamma_{\text{th}}) &= \int_0^{\infty} F_{U_A}(\gamma_{\text{th}}/x_{A,i}) \lambda_{A,R} e^{-\lambda_{A,R} x_{A,i}} dx_{A,i} = \\ &1 - \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k \lambda_{A,R} \int_0^{\infty} e^{-\beta_A \gamma_{\text{th}} \sigma^2 / (\rho P_t x_{A,i}) - [\lambda_{A,R} + k \omega_A P_1 / (\gamma_{\text{th}} \sigma^2)] x_{A,i}} dx_{A,i}, \end{aligned} \quad (20)$$

根据公式(20),可以得到

$$\begin{aligned} \vartheta_{A,i}(\gamma_{\text{th}}) &= 1 - \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k \sqrt{\frac{4\beta_A \lambda_{A,R}^2 \gamma_{\text{th}}^2 \sigma^4}{\rho P_t (\lambda_{A,R} \gamma_{\text{th}} \sigma^2 + k \omega_A P_1)}} \times \\ &K_1 \left( \sqrt{\frac{4\beta_A (\lambda_{A,R} \gamma_{\text{th}} \sigma^2 + k \omega_A P_1)}{\rho P_t}} \right), \end{aligned} \quad (21)$$

其中,  $K_1(\cdot)$  为一阶第二类修正 Bessel 函数。

同理可得

$$\begin{aligned} \vartheta_{B,i}(\gamma_{\text{th}}) &= 1 - \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k \sqrt{\frac{4\beta_B \lambda_{B,R}^2 \gamma_{\text{th}}^2 \sigma^4}{\rho P_t (\lambda_{B,R} \gamma_{\text{th}} \sigma^2 + k \omega_B P_1)}} \times \\ &K_1 \left( \sqrt{\frac{4\beta_B (\lambda_{B,R} \gamma_{\text{th}} \sigma^2 + k \omega_B P_1)}{\rho P_t}} \right). \end{aligned} \quad (22)$$

注意到  $\gamma_{R_i,A}$  和  $\gamma_{R_i,B}$  具有公共随机变量  $U_{R_i}$ , 使用条件概率公式,  $\vartheta_{R_i}(\gamma_{\text{th}})$  可以表示为

$$\begin{aligned} \vartheta_{R_i}(\gamma_{\text{th}}) &= 1 - \int_0^{\infty} \Pr\{U_{R_i} X_{i,A} > \gamma_{\text{th}} | U_{R_i}\} \Pr\{U_{R_i} X_{i,B} > \gamma_{\text{th}} | U_{R_i}\} dF_{U_{R_i}}(u_{R_i}) = \\ &1 - \int_0^{\infty} e^{-\frac{\gamma_{\text{th}}(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})}{u_{R_i}}} dF_{U_{R_i}}(u_{R_i}) = \\ &\int_0^{\infty} \frac{\gamma_{\text{th}}(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})}{u_{R_i}^2} e^{-\frac{\gamma_{\text{th}}(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})}{u_{R_i}}} F_{U_{R_i}}(u_{R_i}) du_{R_i} = \\ &1 - \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k \int_0^{\infty} \frac{\gamma_{\text{th}}(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})}{u_{R_i}^2} e^{-\frac{\gamma_{\text{th}}(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\sigma^2 + k\omega_R P_1}{u_{R_i} \sigma^2} - \frac{\beta_R u_{R_i} \sigma^2}{\rho P_t}} du_{R_i}, \end{aligned} \quad (23)$$

可以得到

$$\begin{aligned} \vartheta_{R_i}(\gamma_{\text{th}}) &= 1 - \sum_{k=0}^M \binom{M}{k} (-1)^k \sqrt{\frac{4\beta_R \gamma_{\text{th}}^2 (\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})^2 \sigma^4}{\rho P_t [\gamma_{\text{th}} (\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B}) \sigma^2 + k \omega_R P_1]}} \times \\ &K_1 \left( \sqrt{\frac{4 [\gamma_{\text{th}} (\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B}) \sigma^2 + k \omega_R P_1] \beta_R}{\rho P_t}} \right). \end{aligned} \quad (24)$$

将式(21), 式(22)和式(24)带入式(14), 就可得到 SN 精确中断概率  $P_{\text{out}}(\gamma_{\text{th}})$ 。

下面将分别推导 SN 在无干扰约束 ( $P_t \ll P_1$ ) 和有干扰约束 ( $P_t \gg P_1$ ) 条件下的渐近中断概率闭式解。在以上 2 种条件下,  $P_q, q \in \{A, R_i, B\}$  可以表示为

$$P_q = \begin{cases} \rho P_t Z_q, & P_t \ll P_1, \\ P_1 / Y_q, & P_t \gg P_1. \end{cases} \quad (25)$$

## 2.2 无干扰约束的渐近分析

当  $P_t \ll P_1$  时, 式(3)~式(6)可以分别表示为  $\gamma_{A,R_i}^{\infty} = \rho P_t Z_A X_{A,i} / \sigma^2$ ,  $\gamma_{B,R_i}^{\infty} = \rho P_t Z_B X_{B,i} / \sigma^2$ ,  $\gamma_{R_i,A}^{\infty} = \rho P_t Z_{R_i} X_{i,A} / \sigma^2$  和  $\gamma_{R_i,B}^{\infty} = \rho P_t Z_{R_i} X_{i,B} / \sigma^2$ , 则式(15)~式(17)可以分别计算为

$$\begin{aligned} \vartheta_{A,i}^{\infty}(\gamma_{\text{th}}) &= \Pr\{\rho P_t Z_A X_{A,i} < \gamma_{\text{th}}\} = 1 - \lambda_{A,R} \int_0^{\infty} e^{-\frac{\beta_A \gamma_{\text{th}} \sigma^2}{\rho P_t x_{A,i}} - \lambda_{A,R} x_{A,i}} dx_{A,i} = \\ &1 - \sqrt{\frac{4\beta_A \lambda_{A,R} \gamma_{\text{th}} \sigma^2}{\rho P_t}} K_1 \left( \sqrt{\frac{4\beta_A \lambda_{A,R} \gamma_{\text{th}} \sigma^2}{\rho P_t}} \right), \end{aligned} \quad (26)$$

同理可得

$$\vartheta_{B,i}^{\infty}(\gamma_{th}) = 1 - \sqrt{\frac{4\beta_B\lambda_{B,R}\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t}} K_1\left(\sqrt{\frac{4\beta_B\lambda_{B,R}\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t}}\right). \quad (27)$$

注意到  $\gamma_{R_i,A}^{\infty}$  和  $\gamma_{R_i,B}^{\infty}$  具有公共随机变量  $Z_{R_i}$ , 使用条件概率公式,  $\vartheta_{R_i}^{\infty}(\gamma_{th})$  可以表示为

$$\begin{aligned} \vartheta_{R_i}^{\infty}\gamma_{th} &= 1 - \int_0^{\infty} \Pr\left\{X_{i,A} > \frac{\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t Z_{P_i}} \middle| Z_{P_i}\right\} \Pr\left\{X_{i,B} > \frac{\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t Z_{R_i}} \middle| Z_{R_i}\right\} dF_{Z_{R_i}}(z_{R_i}) = \\ &= 1 - \beta_R \int_0^{\infty} e^{-\frac{(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t z_{R_i}} - \beta_R z_{R_i}} dz_{R_i} = \\ &= 1 - \sqrt{\frac{4(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\beta_R\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t}} K_1\left(\sqrt{\frac{4(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\beta_R\gamma_{th}\sigma^2}{\rho P_t}}\right). \end{aligned} \quad (28)$$

将式(26)~式(28)带入式(14)中,可得到在无干扰约束条件下的 SN 渐近中断概率  $P_{out}^{\infty}(\gamma_{th})$ 。

### 2.3 有干扰约束的渐近分析

当  $P_t \gg P_1$  时,式(3)~(6)可以分别表示为  $\gamma_{A,R_i}^0 = P_1 X_{A,i}/(Y_A \sigma^2)$ 、 $\gamma_{B,R_i}^0 = P_1 X_{B,i}/(Y_B \sigma^2)$ 、 $\gamma_{R_i,A}^0 = P_1 X_{i,A}/(Y_{R_i} \sigma^2)$  和  $\gamma_{R_i,B}^0 = P_1 X_{i,B}/(Y_{R_i} \sigma^2)$ , 则式(15)~(17)可以分别计算为

$$\begin{aligned} \vartheta_{A,i}^0\gamma_{th} &= \Pr\{Y_A > P_1 X_{A,i}/(\gamma_{th}\sigma^2)\} = \\ &= 1 - \lambda_{A,R} \int_0^{\infty} [1 - e^{-\omega_A P_1 x_{A,i}/(\gamma_{th}\sigma^2)}]^M e^{-\lambda_{A,R} x_{A,i}} dx_{A,i}, \end{aligned} \quad (29)$$

$\vartheta_{A,i}^0\gamma_{th}$  可以表示为

$$\vartheta_{A,i}^0\gamma_{th} = 1 - \frac{\lambda_{A,R}\gamma_{th}\sigma^2}{\omega_A P_1} B\left(\frac{\lambda_{A,R}\gamma_{th}\sigma^2}{\omega_A P_1}, M+1\right), \quad (30)$$

其中,  $B(\cdot, \cdot)$  为 Beta 函数。

同理可得

$$\vartheta_{B,i}^0\gamma_{th} = 1 - \frac{\lambda_{B,R}\gamma_{th}\sigma^2}{\omega_B P_1} B\left(\frac{\lambda_{B,R}\gamma_{th}\sigma^2}{\omega_B P_1}, M+1\right). \quad (31)$$

注意到  $\gamma_{R_i,A}^0$  和  $\gamma_{R_i,B}^0$  具有公共随机变量  $Y_{R_i}$ , 使用条件概率公式,  $\vartheta_{R_i}^0\gamma_{th}$  可以表示为

$$\begin{aligned} \vartheta_{R_i}^0\gamma_{th} &= 1 - \int_0^{\infty} \Pr\left\{X_{i,A} > \frac{Y_{R_i}\gamma_{th}\sigma^2}{P_1} \middle| Y_{R_i}\right\} \Pr\left\{X_{i,B} > \frac{Y_{R_i}\gamma_{th}\sigma^2}{P_1} \middle| Y_{R_i}\right\} dF_{Y_{R_i}}(y_{R_i}) = \\ &= 1 - \frac{(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\gamma_{th}\sigma^2}{P_1} \int_0^{\infty} e^{-\frac{(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\gamma_{th}\sigma^2 y_{R_i}}{P_1}} (1 - e^{-\omega_R y_{R_i}})^M dy_{R_i} = \\ &= 1 - \frac{(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\gamma_{th}\sigma^2}{P_1 \omega_R} B\left(\frac{(\lambda_{R,A} + \lambda_{R,B})\gamma_{th}\sigma^2}{P_1 \omega_R}, M+1\right). \end{aligned} \quad (32)$$

将式(30)~式(32)带入式(14),可得到有干扰约束条件下的 SN 渐近中断概率  $P_{out}^0(\gamma_{th})$ 。

## 3 仿真结果及分析

为了使仿真更贴近于实际情况,针对构建的网络模型中采用 Rayleigh 块衰落信道的特点,将通过  $10^5$  次 Monte Carlo 仿真来验证理论分析的结果。2 个源节点 A 和 B,  $N$  个 R 以及  $M$  个 PR 的中心点分别位于 X-Y 平面  $(-0.5, 0)$ 、 $(0.5, 0)$ 、 $(0, 0)$  和  $(0, -1)$  等 4 点。图(3)~图(6)中 PB 位于 X-Y 平面  $(0, 1)$ 。图(3)、图(6)和图(7)中  $N=3, M=3$ 。图(3)~图(5)和图(7)中 SN 端到端(e2e, End-to-end)信道容量  $R_{e2e} = 0.5 \text{ bit/s/Hz}$ , 中断阈值  $\gamma_{th} = 2^{1.5R_{e2e}/(1-\alpha)} - 1$ 。路径损耗指数  $m=2.5$ 。噪声方差  $\sigma^2=1$ ,  $P_t$  和  $P_1$  均被  $\sigma^2$  归一化。从图(3)~图(7)可以看出 Monte Carlo 仿真曲线与理论分析曲线完全重合,从而证明了理论推导的正确性。

图 3 展示了  $\eta$  和  $P_1$  取不同值时,  $P_{out}$  关于  $P_t$  的函数。从图 3 可得以下结论:1) 当  $\eta$  和  $P_1$  取不同值时, 所对应的中断概率曲线均随  $P_t$  的增大而单调递减并最终收敛于下限  $P_{out}^0$ 。2) 当  $P_1$  和  $P_t$  给定时,  $\eta$  越小中断概率越高。3) 当  $\eta$  和  $P_t$  一定时,  $P_1$  越大则中断概率越低。这是因为随着  $P_t$  或  $\eta$  值变大, SN 节点能够收集到更多能量,从而使发射功率增大。当  $P_t$  变为较大值(如 35 dB)时, SN 节点发射功率受  $P_1$  限制而不再提高,因此中断概率不再减小,并趋于饱和;且  $P_1$  越大, PR 能容忍的干扰功率也越大,中断概率就越小。4) 当  $\eta, P_t$  和  $P_1$  均给定时,  $P_{out} \geq P_{out}^0$ 。

图 4 说明了 PR 数量对 SN 中断概率的影响。假设： $\eta=0.8, \alpha=0.5, P_1=15$  dB。从图 4 可以看出：1) 当  $P_1 < 16$  dB 时，增加 PR 数量将提高 SN 中断概率。这是因为随着 PR 数量增加，SN 节点到 PR 节点的干扰链路具有较大信道增益的概率也会增大。根据式(2)，较大的干扰链路信道增益将导致 SN 节点发射功率减小，从而增大 SN 中断概率。2) 当  $P_1$  大于某特定值(如 16 dB)时，PR 数量将不会对 SN 中断概率产生影响。

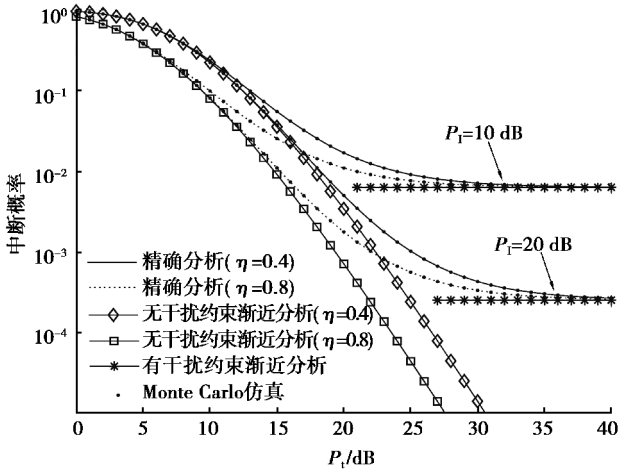


图 3 中断概率关于  $P_1$  的函数  
Fig. 3 Outage probability as a function of  $P_1$

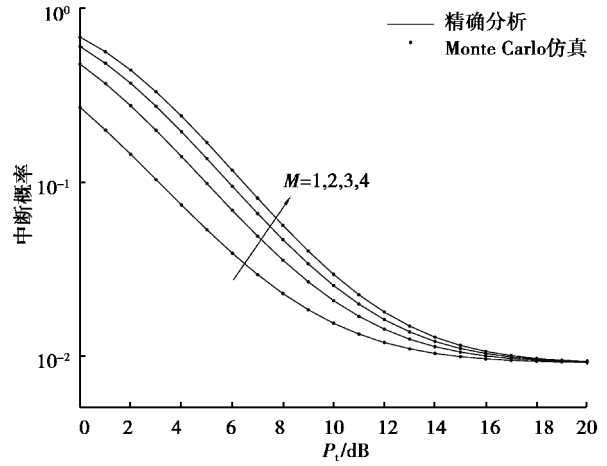


图 4 多主用户接收端对 SN 性能的影响  
Fig. 4 Effect of multiple primary receivers on SN's performance

图 5 表明了  $R$  数量  $N=1, 2, 3, 4$  时， $\alpha$  与  $P_{out}$  之间的关系。假设： $M=3, \eta=0.8, P_1=15$  dB 和  $P_1=20$  dB。图 5 结果表明：1)  $P_{out}$  与  $\alpha$  之间不存在单调变化关系，随着  $\alpha$  从 0 增加到 1，不同  $N$  值对应的  $P_{out}$  均先逐步减小然后再逐渐增大，且  $\alpha=0.5$  时  $P_{out}$  取得最小值，因此合理设置  $\alpha$  值将有助于减小 SN 中断概率。2) 当  $\alpha$  值给定时，增加  $R$  数量将降低 SN 中断概率。这是因为  $N$  值的增加会产生更多的分集增益，从而提升 SN 中断性能。

图 6 表示了  $R_{e2e}$  取不同值时， $P_{out}$  与  $P_1$  之间的关系。假设： $\eta=0.8, \alpha=0.5, P_1=15$  dB。从图 6 可发现：1) 当  $P_1$  值给定时， $P_{out}$  随着  $R_{e2e}$  值增大而增加。这是因为， $\gamma_{th}$  随  $R_{e2e}$  的增加而增大，根据式(14)可知， $\gamma_{th}$  越大则  $P_{out}$  越小。2) 当  $R_{e2e}$  值给定时， $P_{out}$  随着  $P_1$  的增加而单调减小。当  $P_1$  增加到一定程度(如 20 dB)时， $P_{out}$  不再继续减小并将趋于饱和。这是因为，随着  $P_1$  增加，PN 对 SN 的干扰约束限制会逐步放松，SN 节点的发射功率将随之增大，并最终完全由其收集到的能量决定。

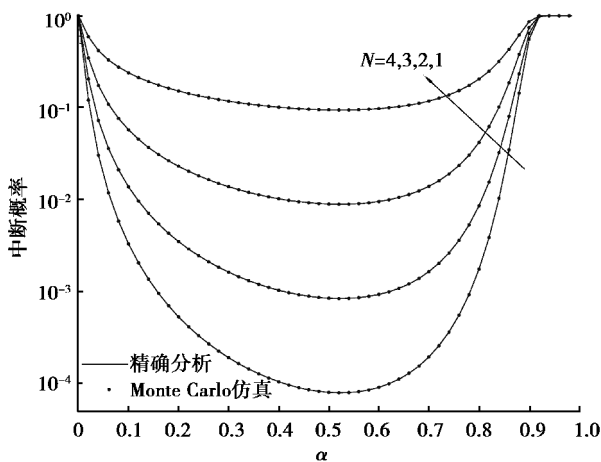


图 5  $\alpha$  和  $N$  对 SN 性能的影响  
Fig. 5 Effect of  $\alpha$  and  $N$  on SN's performance

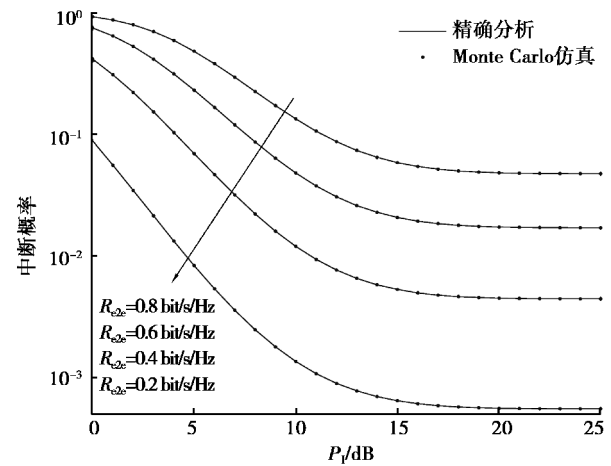


图 6 端到端信道容量对 SN 性能的影响  
Fig. 6 Effect of e2e channel capacity on SN's performance

图 7 则表示了 PB 设置位置对 SN 中断概率的影响。当  $P_1$ 、 $P_2$  和  $\eta$  值给定时,随着 PB 设置位置逐步远离 SN,由于信道衰减的原因,SN 节点能够收集到的能量会逐渐减少,导致发射功率越来越低,SN 中断概率也将随之增大。因此,将 PB 设置在尽量靠近 SN 的中部位置有助于提升 SN 中断性能<sup>[20]</sup>。

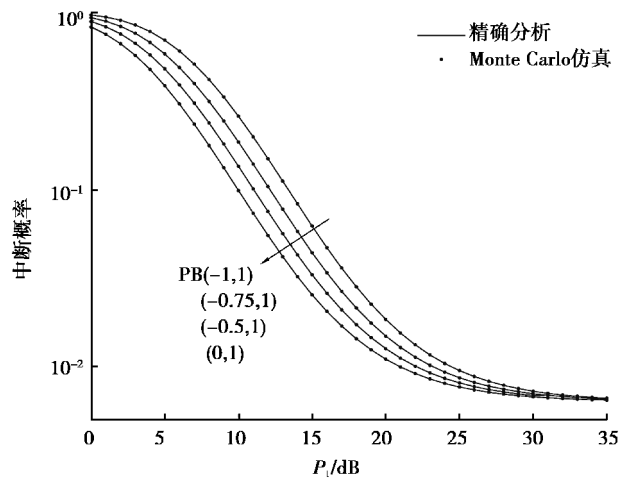


图 7 PB 设置位置对 SN 性能的影响

Fig. 7 Effect of PB's location on SN's performance

## 4 结 论

研究了包含多个 SN 双向中继节点和多个 PR 的 PB 辅助 EH-CRNs,并推导出了在 Rayleigh 块衰落信道下采用 ORS 策略的 SN 中断概率精确和渐近闭式解。结果表明:SN 中断概率随着 PB 发射功率或干扰约束的增大而单调下降并最终趋于饱和;SN 中断概率随着 PB 的远离而升高,当减小能量转换效率或增加 PR 数量将增大 SN 中断概率;增加中继数量和设置恰当的 EH 比率将有助于提升 SN 中断性能。

### 参考文献:

- [ 1 ] Usman M, Koo I. Access strategy for hybrid underlay—overlay cognitive radios with energy harvesting[J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(9): 3164-3173.
- [ 2 ] Liu Y W, Mousavifar S A, Deng Y S, et al. Wireless energy harvesting in a cognitive relay network[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(4): 2498-2508.
- [ 3 ] Wang Z H, Chen Z Y, Xia B, et al. Cognitive relay networks with energy harvesting and information transfer: design, analysis, and optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(4): 2562-2576.
- [ 4 ] Xu C, Zheng M, Liang W, et al. End-to-end throughput maximization for underlay multi-hop cognitive radio networks with RF energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(6): 3561-3572.
- [ 5 ] Singh S, Modem S, Prakriya S. Optimization of cognitive two-way networks with energy harvesting relays[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(6): 1381-1384.
- [ 6 ] Huang K B, Lau V K N. Enabling wireless power transfer in cellular networks: architecture, modeling and deployment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2): 902-912.
- [ 7 ] Xu C, Zheng M, Liang W, et al. Outage performance of underlay multihop cognitive relay networks with energy harvesting[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(6): 1148-1151.
- [ 8 ] Le N P. Outage probability analysis in power-beacon assisted energy harvesting cognitive relay wireless networks[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2017, 2017: 1-15.
- [ 9 ] Khoshabi Nobar S, Adli Mehr K, Musevi Niya J, et al. Cognitive radio sensor network with green power beacon[J]. IEEE



- Sensors Journal, 2017, 17(5): 1549-1561.
- [10] Tourki K, Yang H C, Alouini M S. Accurate outage analysis of incremental decode-and-forward opportunistic relaying[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(4): 1021-1025.
- [11] Duy T T, Kong H Y. Performance analysis of incremental amplify-and-forward relaying protocols with  $n$ th best partial relay selection under interference constraint[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 71(4): 2741-2757.
- [12] Sharma P K, Upadhyay P K. Cognitive relaying with transceiver hardware impairments under interference constraints[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4): 820-823.
- [13] Kandelusy O M, Andargoli S M H. Outage performance of decode-and-forward (DF)-based multiuser spectrum sharing relay system with direct link in the presence of primary users' power[J]. IET Communications, 2018, 12(3): 246-254.
- [14] Zhang X, Zhang Z H, Xing J, et al. Exact outage analysis in cognitive two-way relay networks with opportunistic relay selection under primary user's interference[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2502-2511.
- [15] Zhong B, Zhang Z S. Opportunistic two-way full-duplex relay selection in underlay cognitive networks[J]. IEEE Systems Journal, 2018, 12(1): 725-734.
- [16] Toan H V, Quoc Bao V N, Nguyen-Le H. Cognitive two-way relay systems with multiple primary receivers: exact and asymptotic outage formulation[J]. IET Communications, 2017, 11(16): 2490-2497.
- [17] Yin C, Nguyen N P, Garcia-Palacios E, et al. Secure energy harvesting communications with relay selection over nakagami-m fading channels[J]. Mobile Networks and Applications, 2018, 23(6): 1555-1562.
- [18] Van N T, Do T N, Bao V N Q, et al. Performance analysis of wireless energy harvesting multihop cluster-based networks over nakagami-m fading channels[J]. IEEE Access, 2018, 6: 3068-3084.
- [19] Hieu T, Duy T, Dung L, et al. Performance evaluation of relay selection schemes in beacon-assisted dual-hop cognitive radio wireless sensor networks under impact of hardware noises[J]. Sensors, 2018, 18(6): 1843.
- [20] Gradshteyn I S, Rythik I M, Jeffrey A, et al. Table of Integrals, Series, and Products [M]. New York: Academic, 2007.

(编辑 侯 湘)