

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.03.010

认知无线电选择中继放大转发协议性能分析^{*}

嵇建波^{1,2**}, 葛仁华², 孙山林²

(1.上海交通大学 电子信息与电气工程学院,上海 200240;2.桂林航天工业学院 电子工程系,广西 桂林 541004)

摘 要:研究了基于完全信道信息和部分信道信息的最佳中继选择策略认知中继网络中断概率,详细推导了这两种策略中断概率的封闭表达式,然后分析了它们的平均误码率。仿真结果表明,基于完全信道信息的中断概率和平均误码率性能要优于部分信道信息,并且两种策略的性能随中继节点数目、干扰温度增加而提高。

关键词:认知无线电;中继网络;中断概率;平均误码率

中图分类号:TN911.2 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)03-0279-05

Performance Analysis of Cognitive Radio Networks with Relay Amplify-and-forward Selection

Ji Jian-bo^{1,2}, GE Ren-hua², SUN Shan-lin²

(1.School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China;
2.Department of Electronic Engineering, Guilin University of Aerospace Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: This paper investigates the outage performance and average error bit rate of cognitive relay network, in which the best relay is selected based on full and partial channel state information, respectively. The closed-form expressions on outage performance for both relay selection schemes are derived, and their average error bit rate performance is analyzed. Simulation results confirm the accuracy of the analytical results, and highlight performance gains provided by increasing the number of relay and interference temperature.

Key words: cognitive radio; relay network; outage probability; average error bit rate

1 引 言

认知无线电技术最近被提出作为解决频谱的稀缺性和提高频谱利用率有效途径之一,该技术允许非授权用户(次用户)在对授权主用户不产生破坏性干扰的前提下根据环境调节参数进行传输,近年来已成为无线通信领域的研究热点。事实上,认知无线电技术可分为共存式频谱共享、机会式频谱共享和交织式频谱共享 3 种类型^[1-5]。机会式频谱接入需要可靠

和快速频谱的使用信息,这在现实中很难得到实现。另一方面,通过优化次用户发射参数,次用户和主用户之间频谱共享能够容易实现。共存式频谱共享既保证主用户的服务质量,同时提高了系统的性能^[4-5]。本文研究共存式频谱式认知无线电。

中继通信最近已被研究为一种利用空间分集和扩大通信范围有效方式。因此,认知无线电和中继通信的组合继承了两者的优点,它可以利用放大转发协议放大所接收的信号或使用解码转发协议对接收到的信号进行解码重发。认知无线电中继网络的

^{*} 收稿日期:2012-10-15;修回日期:2013-01-24 Received date:2012-10-15; Revised date:2013-01-24
基金项目:国家重点基础研究发展规划(973 计划)项目(2012CB316106);国家自然科学基金资助项目(60972031);广西高等学校资助项目(200103YB149);广西高等学校优秀人才资助计划;桂林航天工业学院校级科研项目(X10Z003)
FoundationItem: The National Program on Key Basic Research Project (973 Program)(2012CB316106); The National Natural Science Foundation of China(60972031); Scientific Research of Guangxi Educational Committee(No.200103YB149); Talents Project of Guangxi Educational Committee; Guilin University of Aerospace Technology Research Project(X10Z003)

^{**} 通讯作者:jjjianbo@sjtu.edu.cn Corresponding author:jjjianbo@sjtu.edu.cn

性能分析的研究已经在学术界备受瞩目,文献[6-9]研究了解码转发认知中继网络的中断概率性能,并对中继的选择策略进行了研究。值得注意的是,上述的研究成果只考虑解码转发中继协议。文献[10]研究了单个中继认知网络放大转发协议的中断概率近似值。文献[11]研究中继选择认知网络放大转发协议的渐进中断概率缩放性能。然而,文献[11]的分析是建立在信噪比趋于无穷大的区域,实际上发射功率很难满足这条件。鉴于此,本文首先推导了基于完全信道信息和部分信道信息最佳的中继选择策略的认知中继网络中断概率的封闭表达式,然后分析了这两种策略的平均误码率。

2 系统与信道模型

如图 1 所示^[11],该系统由一个次用户源端节点 S 、一个次用户目的节点 D 和多个认知中继节点 $R_k (k = 1, 2, \dots, K)$ 以及一主用户组成。

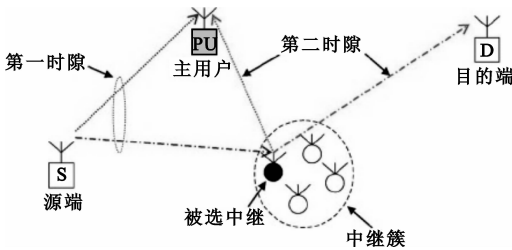


图 1 系统模型
Fig.1 The system model

如果主用户发射机(基站)离次用户比较远,那么其对认知网络的影响可以不考虑。假设次用户源节点与目的节点之间不存在直接传输路径,需要借助认知中继节点才能通信。中继节点工作为半双工放大转发模式,并且在两个连续时隙中进行。在第一个时隙,次用户源端节点发送信号给认知中继节点;在第二个时隙,其中一个被选择的认知中继节点放大第一个时隙中的接收的信号,并且将其转发到次用户目的节点。所有信道增益假设为独立等同分布,并服从均值为 1 的指数分布。假设 x 代表认知源节点发送的信号,则第 k 个认知中继节点在第一个时隙接收信号 y_{R_k} 为

$$y_{R_k} = \sqrt{P_s} h_{SR_k} x + n_{R_k} \quad (1)$$

式中, P_s 是次用户源节点发射功率, h_{SR_k} 和 n_{R_k} 分别代表次用户源节点与第 k 个认知中继节点间信道和方差为 1 的加性高斯白噪声。次用户目的节点第二个时隙接收信号 y_D 为

$$y_D = h_{R_k D} \hat{y}_{R_k} + n_D \quad (2)$$

式中, $h_{R_k D}$ 和 n_D 分别代表第 k 个认知中继节点与认知目的节点间信道和方差为 1 的加性高斯白噪声。中继节点缩放信号为

$$\hat{y}_{R_k} = \sqrt{\frac{P_{R_k}}{P_s |h_{SR_k}|^2 + 1}} y_{R_k} \quad (3)$$

其中, P_{R_k} 是第 k 个认知中继节点发射功率。由式(1)~(3),可得

$$y_D = h_{SR_k} h_{R_k D} \sqrt{\frac{P_s P_{R_k}}{P_s |h_{SR_k}|^2 + 1}} + h_{R_k D} \sqrt{\frac{P_{R_k}}{P_s |h_{SR_k}|^2 + 1}} n_{R_k} + n_D \quad (4)$$

由式(4)可知,次用户目的节点接收信号信噪比为

$$\gamma_k = \frac{P_s |h_{SR_k}|^2 P_{R_k} |h_{R_k D}|^2}{P_s |h_{SR_k}|^2 + P_{R_k} |h_{R_k D}|^2 + 1} \quad (5)$$

次用户传输时为了避免对主用户造成有害干扰,确保不损害主用户通信性能。次用户和认知中继节点发射功率需分别满足以下条件:

$$P_s \leq Q / |h_{SP}|^2, P_{R_k} \leq Q / |h_{R_k P}|^2$$

其中, Q 是干扰温度, $|h_{SP}|^2$ 和 $|h_{R_k P}|^2$ 分别指次用户源节点、中继节点与主用户的信道增益。把它们代入式(5),则有

$$\gamma_k = \frac{\gamma_{1,k} \gamma_{2,k}}{\gamma_{1,k} + \gamma_{2,k} + 1} \quad (6)$$

其中, $\gamma_{1,k} = Q |h_{SR_k}|^2 / |h_{SP}|^2$,
 $\gamma_{2,k} = Q |h_{R_k D}|^2 / |h_{R_k P}|^2$ 。

3 中断概率性能分析

中断概率是衡量无线通信系统一个重要的性能指标,可定义为接收端的信噪比低于一个预定义的阈值的概率。要获得式(6)中的 γ_k 统计性质,首先需要 $\gamma_{1,k}$ 和 $\gamma_{2,k}$ 的累积分布函数和概率密度函数,它们分别表示为

$$F_{\gamma_{1,k}}(x) = \int_0^\infty F(|h_{SR_k}|^2(xy/Q)) f_{|h_{SP}|^2}(y) dy = \frac{x}{x + Q}$$

其中:

$$F(|h_{SR_k}|^2(xy/Q)) = 1 - e^{-xy/Q}, f_{|h_{SP}|^2}(y) = e^{-y}.$$

则 $\gamma_{1,k}$ 概率密度函数 $f_{\gamma_{1,k}}(x) = Q/(x + Q)^2$ 。

同理, $\gamma_{2,k}$ 的概率密度函数 $f_{\gamma_{2,k}}(x) = Q/(x + Q)^2$ 。

3.1 基于完全信道信息选择中继放大转发

次用户源端点和认知中继节点通过可靠反馈机制或者通过位于主用户和次用户源端点之间的第三方(例如 band-manager)反馈得到获取所有信道完全信息。选择中继协议是从 k 中继节点选取一个最佳的中继节点转发信息, 使得接收端信噪比最大。选择中继已被证明是一种替代基于解码转发协作分集最佳方案。选择过程表示如下:

$$\gamma = \max_{1 \leq k \leq K} \{\gamma_k\} = \max_{1 \leq k \leq K} \left\{ \frac{\gamma_{1,k} \gamma_{2,k}}{\gamma_{1,k} + \gamma_{2,k} + 1} \right\} \quad (7)$$

基于式(7)中继选择策略, 由极值定理可知, 变量 γ 累积分布函数 $F_\Gamma(\gamma) = [F_{\gamma_k}^{\text{FAF}}(\gamma)]^K$ 。根据中断概率定义, 则有

$$P_{\text{out}}^{\text{FAF}} = [\Pr\{\gamma_k < \gamma_{\text{th}}\}]^K = [F_{\gamma_k}^{\text{FAF}}(\gamma_{\text{th}})]^K \quad (8)$$

$F_{\gamma_k}^{\text{FAF}}(\gamma_{\text{th}})$ 可写为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_k}^{\text{FAF}}(\gamma_{\text{th}}) &= \Pr\left(\frac{\gamma_{1,k} \gamma_{2,k}}{\gamma_{1,k} + \gamma_{2,k} + 1} < \gamma_{\text{th}}\right) = \\ &= \int_0^\infty F_{\gamma_{1,k}}\left(\frac{\gamma_{\text{th}}(\gamma_{2,k} + 1)}{\gamma_{2,k} - \gamma_{\text{th}}}\right) f_{\gamma_{2,k}}(\gamma_{2,k}) d\gamma_{2,k} = \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} \left(1 - F_{\gamma_{1,k}}\left(\frac{\gamma_{\text{th}}(\gamma_{2,k} + 1)}{\gamma_{2,k} - \gamma_{\text{th}}}\right)\right) f_{\gamma_{2,k}}(\gamma_{2,k}) d\gamma_{2,k} + \\ &= \int_{\gamma_{\text{th}}}^\infty F_{\gamma_{1,k}}\left(\frac{\gamma_{\text{th}}(\gamma_{2,k} + 1)}{\gamma_{2,k} - \gamma_{\text{th}}}\right) f_{\gamma_{2,k}}(\gamma_{2,k}) d\gamma_{2,k} = \\ &= A + B \end{aligned}$$

其中:

$$\begin{aligned} A &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} f_{\gamma_{2,k}}(\gamma_{2,k}) d\gamma_{2,k} = \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + Q}, \\ B &= \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + Q} \int_{\gamma_{\text{th}}}^\infty \left(1 + \frac{Q(\gamma_{\text{th}} + 1)/(\gamma_{\text{th}} + Q)}{\gamma_{2,k} + \gamma_{\text{th}}(1 - Q)/(\gamma_{\text{th}} + Q)}\right) \times \\ &= \frac{Q}{(\gamma_{2,k} + Q)^2} d\gamma_{2,k} = \\ &= \frac{Q\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + Q} \left(\frac{1}{\gamma_{\text{th}} + Q} + \frac{Q(\gamma_{\text{th}} + 1)}{\gamma_{\text{th}} + Q} \times \right. \\ &= \int_{\gamma_{\text{th}}}^\infty \frac{1}{(\gamma_{2,k} + \gamma_{\text{th}}(1 - Q)/(\gamma_{\text{th}} + Q))(\gamma_{2,k} + Q)^2} d\gamma_{2,k} \Big) \end{aligned}$$

令 $t = \gamma_{2,k} - \gamma_{\text{th}}$, 则 B 可表示为

$$\begin{aligned} B &= \frac{Q\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + Q} \left(\frac{1}{\gamma_{\text{th}} + Q} + \frac{Q(\gamma_{\text{th}} + 1)}{\gamma_{\text{th}} + Q} \times \right. \\ &= \int_0^\infty \frac{dt}{(t + \gamma_{\text{th}}(1 + \gamma_{\text{th}})/(\gamma_{\text{th}} + Q))(t + \gamma_{\text{th}} + Q)^2} \Big) = \\ &= \frac{Q\gamma_{\text{th}}}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^2} + \frac{Q^2\gamma_{\text{th}}(\gamma_{\text{th}} + 1)}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^2} \times \\ &= \int_0^\infty \left(\frac{a}{t + \beta_1} + \frac{b}{t + \beta_2} + \frac{ct}{(t + \beta_2)^2}\right) dt \end{aligned}$$

其中, $\beta_1 = \gamma_{\text{th}}(1 + \gamma_{\text{th}})/(\gamma_{\text{th}} + Q)$, $\beta_2 = Q + \gamma_{\text{th}}$ 。 $a =$

$1/(\beta_2 - \beta_1)^2$, $b = 1/(\beta_1\beta_2) - \beta_2/(\beta_1(\beta_2 - \beta_1)^2)c = -a - b$ 。经过一些运算化简后, 则有

$$B = \frac{Q\gamma_{\text{th}}}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^2} - \frac{Q^2\gamma_{\text{th}}(\gamma_{\text{th}} + 1)}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^2} (a \ln \beta_1 + b \ln \beta_2 + c)$$

因此,

$$F_{\gamma_k}^{\text{FAF}}(\gamma_{\text{th}}) = \frac{(2Q + \gamma_{\text{th}})\gamma_{\text{th}}}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^2} - \frac{Q^2\gamma_{\text{th}}(\gamma_{\text{th}} + 1)}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^2} \times (a \ln \beta_1 + b \ln \beta_2 + c) \quad (9)$$

最后, 把式(9)代入式(8)可得中断概率确切的封闭表达式。

3.2 基于部分信道信息选择中继放大转发

假设认知中继节点仅知道第一个时隙信道完全信息, 根据第一个时隙所有信道选择最佳信道增益中继节点作为候选中继, 则端到端信噪比为

$$\gamma_M = \frac{\gamma_{1,M} \gamma_{2,M}}{\gamma_{1,M} + \gamma_{2,M} + 1} \quad (10)$$

其中, $\gamma_{1,M} \triangleq \max_{k=1, \dots, K} [\gamma_{1,k}]$, $\gamma_{2,M}$ 指 R_M 到目的节点链路的信噪比, R_M 代表被选择的中继节点。类似前面的分析, 部分信道信息放大选择中继放大转发协议的中断概率为

$$P_{\text{out}}^{\text{PAF}} = \Pr\{\gamma_M < \gamma_{\text{th}}\} = F_{\gamma_M}^{\text{PAF}}(\gamma_{\text{th}}) \quad (11)$$

由文献[12], $F_{\gamma_k}^{\text{PAF}}(\gamma_{\text{th}})$ 可写为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_k}^{\text{PAF}}(\gamma_{\text{th}}) &= \int_0^\infty \left[F_{\gamma_{1,k}}\left(\frac{\gamma_{\text{th}}(\gamma_{2,M} + 1)}{\gamma_{2,M} - \gamma_{\text{th}}}\right) \right]^K \times \\ &= f_{\gamma_{2,M}}(\gamma_{2,M}) d\gamma_{2,M} = \\ &= \int_{\gamma_{\text{th}}}^\infty \left[F_{\gamma_{1,k}}\left(\frac{\gamma_{\text{th}}(\gamma_{2,M} + 1)}{\gamma_{2,M} - \gamma_{\text{th}}}\right) \right]^K f_{\gamma_{2,M}}(\gamma_{2,M}) d\gamma_{2,M} + \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} f_{\gamma_{2,M}}(\gamma_{2,M}) d\gamma_{2,M} = \\ &= \frac{1}{(\gamma_{\text{th}} + Q)^{K+1}} \sum_{i=0}^K \binom{K}{i} Q^{K-i+1} \gamma_{\text{th}}^i B(1, K-i+1) \times \\ &= {}_2F_1\left(K-i, 1; K-i+2; \frac{\gamma_{\text{th}} - 2Q\gamma_{\text{th}} - Q^2}{\gamma_{\text{th}}(\gamma_{\text{th}} + 1)}\right) + \\ &= \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + Q} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $B(a, b) = \int_0^1 t^{a-1} (1-t)^{b-1} dt$ 是贝塔函数,

$${}_2F_1(a, b; c; u) = \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(b)\Gamma(c-b)} \cdot \int_0^1 \frac{(1-t)^{c-b-1} t^{b-1}}{(1-tu)^a} dt$$

是高斯超几何函数。

4 平均误码率分析

平均误码率也是评估无线通信性能一个非常重

要的指标。在本节中将推导该系统两种策略平均误码率。由文献[13],采用正交相位调制的误码率表示为

$$P_b(e|\gamma) = Q(\sqrt{\gamma}) \tag{13}$$

其中, $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-(y^2/2)} dy$ 是高斯 Q 函数。对式(13)求平均, 得到平均误码率

$$P_b = \int_0^\infty Q(\sqrt{x}) f_\gamma(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_\gamma(t^2) e^{-\frac{t^2}{2}} dt \tag{14}$$

其中,第二等式是通过采用部分积分。把式(8)、式(12)分别代入式(14),可得完全、非完全信道信息的误码率:

$$P_b^{FAF} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_{\gamma_k}^{FAF}(t^2) e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty [F_{\gamma_k}(t^2)]^K e^{-\frac{t^2}{2}} dt \tag{15}$$

$$P_b^{PAF} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_{\gamma_M}^{PAF}(t^2) e^{-\frac{t^2}{2}} dt \tag{16}$$

很遗憾,式(15)和式(16)积分没有封闭形式,只能采用数值积分近似计算。

5 仿真结果与分析

本节通过仿真实验评估完全信道信息和部分信道信息放大转发协议的中断概率和平均误码率性能。假设信道增益服从均值为 1 指数独立分布,路径衰落因子合并于干扰温度来考虑。仿真中断概率时设置 $\gamma_{th} = 1$ dB。

图 2 是完全信道信息和非完全信道信息放大转发选择中继的中断概率。

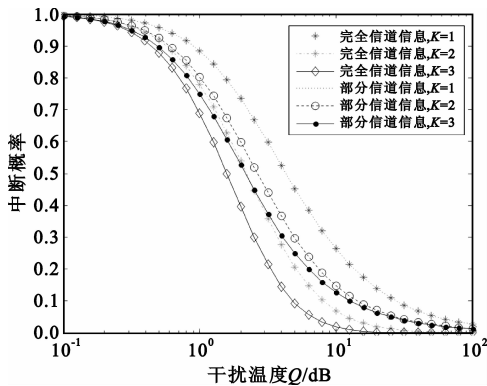


图 2 完全信道信息和非完全信道信息放大转发选择中继的中断概率
Fig.2 Outage probability for both full channel information and partial channel information relay selection

由图 2 可知:完全信道信息和非完全信道信息的中断概率都随中继节点数增加而降低,这是因为增加中继节点意味增加多用户(接收端)分集增益,以致提高接收端信噪比。当只有一个中继节点($K = 1$),两者中断概率性能是一致的,这性质跟客观实际是相吻合。当为其他节点数目,完全信道信息比非完全信道信息中断概率性能要优越些,因为完全信道信息策略是选择基于源节点到目的节点信噪比最大化相应的中继节点。而非完全信道信息策略只是基于第一个时隙信噪比最大化的相应中继节点,这种选择策略造成目的节点信噪比不一定最大。很显然,两种选择策略的中断概率随干扰温度 Q 增加而下降,因为接收信噪比随 Q 增大而增加。

图 3 为两种中继选择策略的平均误码率,因为式(15)和式(16)没有封闭的表达式,只有数值解。利用 Matlab 中的“quadgk”函数计算它们的积分。由图 3 可知:类似中断概率性质,完全信道信息和非完全信道信息的平均误码率都随中继节点数增加而降低。当只有一个中继节点($K = 1$),两者平均误码率性能是一致的,这性质跟现实相吻合。当为其他节点数目,完全信道信息比非完全信道信息平均误码率性能要优越。

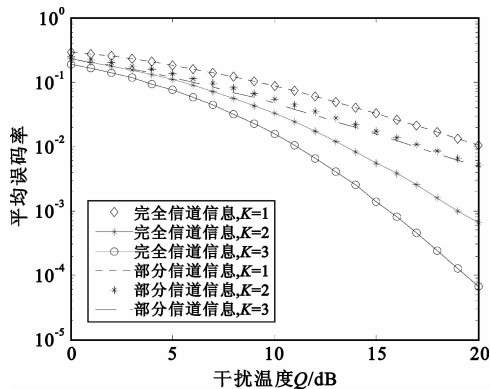


图 3 完全信道信息和非完全信道信息放大转发选择中继的平均误码率
Fig.3 Average error bit rate for both full channel information and partial channel information relay selection

6 结束语

本文研究了基于完全信道信息和部分信道信息最佳的放大转发协议中继选择策略的认知中继网络中断概率性能,给出了这两种策略中断概率的封闭表达式,并且分析了它们的平均误码率。实验仿真结果表明:基于完全信道信息的中断概率和平均误

码率性能要优越于部分信道信息, 两种策略的性能随中继节点数目增加而提高。有两个问题可值得进一步研究: 一是考虑主用户对次用户干扰, 此时次用户接收端的信噪比的累积分布函数表达式可能比较复杂, 不一定有封闭的表达式; 二是利用极值定理研究系统渐进性能(中继节点数 K 趋于无穷大)。

参考文献:

- [1] Mitola J, Maguire G Q. Cognitive radio: making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13 – 18.
- [2] Hsykin S. Cognitive radio: brain empowered wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Area in Communications, 2005, 23(2): 201 – 220.
- [3] Goldsmith A, Jafar S A, Maric I, et al. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information-theoretic perspective [J]. Proceedings of IEEE, 2009, 97(5): 894 – 914.
- [4] Ban T W, Choi W, Jung B C, et al. Multi – user diversity in a spectrum sharing system [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(1): 102 – 1069.
- [5] Zhang R, Liang Y C. Investigation on multiuser diversity in spectrum sharing based cognitive networks [J]. IEEE Communication Letters, 2010, 14(2): 133 – 135.
- [6] Luo L, Zhang P, Zhang G, et al. Outage performance for cognitive relay networks with underlay spectrum sharing [J]. IEEE Communication Letters, 2011, 15(7): 710 – 712.
- [7] Lee J, Wang H, Andrews J G, et al. Outage probability of cognitive relay networks with interference constraints [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(2): 390 – 395.
- [8] Li L, Zhou X, Xu H, et al. Simplified relay selection and power allocation in cooperative cognitive radio systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(1): 33 – 36.

- [9] Zhou Y, Jia Z, Zheng B, et al. Outage analysis of an adaptive cooperation diversity scheme with best-relay selection in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(10): 5438 – 5445.
- [10] Kim H, Wang H, Park S, et al. Outage probability of cognitive amplify-and-forward relay networks under interference constraints [C] // Proceedings of 2010 Asia-Pacific Conference on Communications. Auckland: IEEE, 2010: 373 – 376.
- [11] Ding H, Ge J, Costa D B, et al. Asymptotic analysis of cooperative diversity systems with relay selection in a spectrum sharing scenario [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(2): 457 – 472.
- [12] Li D. Outage probability of cognitive radio networks with relay selection [J]. IET Communications, 2011, 5(18): 2730 – 2735.
- [13] Suraweera H A, Smith P J, Shafi M. Capacity limits and performance analysis of cognitive radio with imperfect channel knowledge [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(4): 457 – 472.

作者简介:



嵇建波(1974—), 男, 江西东乡人, 现为副教授、博士研究生, 主要研究方向为认知无线电、协作通信及网络编码;

Ji Jian-bo was born in Dongxiang, Jiangxi Province, in 1974. He is now an associate professor and currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include cognitive radio, cooperative communication and network coding.

Email: jijianbo@sjtu.edu.cn

葛仁华(1962—), 男, 江苏海安人, 教授, 主要研究方向为扩频通信与编码。

GE Ren-hua was born in Hai'an, Jiangsu Province, in 1962. He is now a professor. His research concerns spread spectrum communication and coding.

Email: grh@guat.edu.cn