doi:10.11887/j.cn.201706024 http://journal.nudt.edu.cn

同时收发认知抗干扰系统的改进能量检测算法*

黎海涛[1],李佳宇[1],方 正[2]
(1. 北京工业大学 信息学部, 北京 100124; 2. 上海交通大学 电子信息和电气工程学院, 上海 200240)

摘 要:为增强复杂电磁环境中同时收发认知抗干扰通信系统的性能,研究了基于该系统的改进能量检测算法,推导出瑞利衰落信道中系统的检测概率、虚警概率及中断概率的理论表达式。该改进方法思想是将自干扰信道容量与接收机所需传输速率进行比较,通过比较结果确定能量检测门限值。仿真结果表明,改进能量检测算法能够有效地降低自干扰信号对同时收发认知抗干扰接收机的不利影响,提升系统的中断性能。

关键词:认知抗干扰;同时收发;自干扰;能量检测;中断概率
中图分类号:TN92;TN97 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2017)06-165-05

Improved energy detection scheme of cognitive anti-jamming system based on simultaneous transmitting and receiving

LI Haitao[1], *LI Jiayu*[1], *FANG Zheng*[2]
(1. Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China;
2. School of Electronic, Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In order to enhance the anti-jamming operational capability of cognitive anti-jamming system based on simultaneous transmitting and receiving in the complex electromagnetic environment, an improved energy detection scheme based on the system was studied and the closed expressions of detection probability, false probability and outage probability of the system under Rayleigh fading channels were derived. The scheme decides the detection threshold by obtaining the result of comparison between the self-interference channel capacity and the required transmission speed for receiver. Simulation results show that the effect of receiver impacted by self-interference can be reduced and the outage performance of the system can also be improved by the proposed detection scheme.

Key words: cognitive anti-jamming; simultaneous transmitting and receiving; self-interference; energy detection; outage probability

现代军事通信装备对电子防护能力的要求很高[1]。通信电子防护是通信电子战的重要组成部分,包括通信抗干扰、通信反侦察等相关技术[2-4]。一般的通信抗干扰技术包括扩频、跳频、自适应天线等。这些抗干扰技术都属于盲抗干扰方式,即抗干扰能力在系统设计之初确定,一旦敌方针对性的干扰超出其干扰容限,则会造成通信中断。认知无线电作为新一代通信技术,在感知、智能、自组织能力等方面都有新的突破,能为通信电子防护提供强大的支撑。

在一般的认知抗干扰(Cognitive Anti-Jamming,CAJ)通信系统中,若频谱感知与信息传输同时工作,可提高通信抗干扰的实时性[5-6]。近年,美国林肯实验室等研制出新型雷达/通信频谱共享系统,其采用同时收发(Simultaneous Transmitting And Receiving, STAR)技术[7-10]实现雷达或干扰机和通信电台同时工作,突破了传统时分复用工作模式下频谱效率低的局限。

基于STAR技术思想,同时收发认知抗干扰(STAR Cognitive Anti-Jamming, SCAJ)工作模式被提出并广泛研究。该技术在发送信号的同时持续在接收端进行频谱感知,实现实时抗干扰,提升了抗干扰通信系统的性能[11]。在一般认知无线电系统中,能量检测(Energy Detection, ED)作为一种无须信号先验知识的频谱感知方法被广泛使用[12-14]。文献[13]采用传统ED算法进行频谱感知,研究了SCAJ系统接收机性能,但未能完全解决系统发送端泄露的自干扰信号对SCAJ系统频谱检测性能的影响。

1 系统模型

考虑如图1所示的SCAJ通信系统,在发射端,信息比特流经数字调制得到已调信号,与频率合成器输出的载波信号进行I/Q混频,通过压控放大器

* 收稿日期:2016-06-22
基金项目:航空电子系统综合技术重点实验室和航空科学基金联合资助项目(2013ZC15003)
作者简介:黎海涛(1972—),男,四川广安人,副教授,博士,硕士生导师,E-mail:lihaitao@bjut.edu.cn

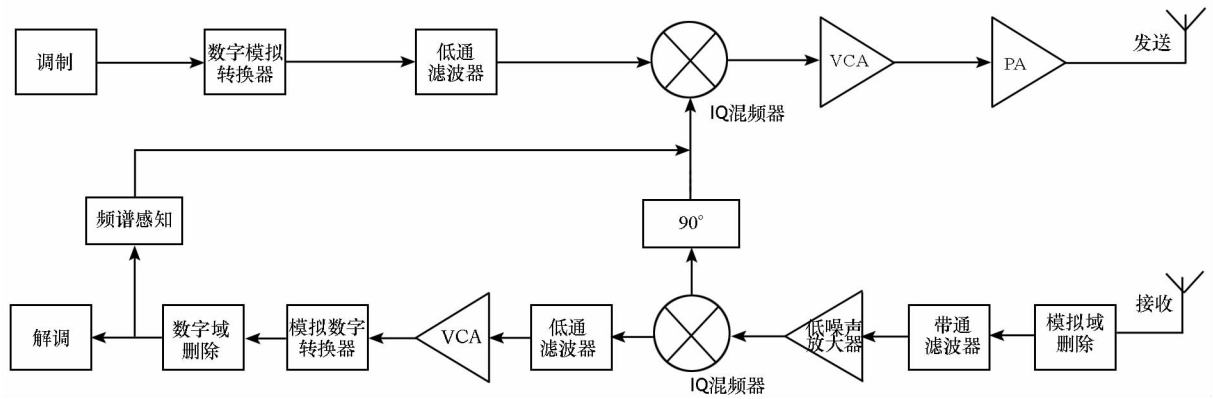


图 1 SCAJ 通信信号模型

Fig. 1 SCAJ transceiver

(Voltage Controlled Amplifier, VCA)、功率放大器(Power Amplifier, PA)后经天线发送到信道。

假设在信号感知时隙内,接收端的干扰信号为 x_{I},发送端产生的自干扰信号(Self-Interference, SI)为 x_{SI},瑞利衰落信道下 SCAJ 系统的接收信号可以表示为

$$y=\alpha\sqrt{E_{\mathrm{I}}}h_{\mathrm{I}}x_{\mathrm{I}}+\beta\sqrt{E_{\mathrm{SI}}}h_{\mathrm{SI}}x_{\mathrm{SI}}+n,\ \alpha\in\{0,1\},\beta\in[0,1] \tag{1}$$

式中:常数 $\alpha=0$ 表示工作频带内无干扰信号,$\alpha=1$ 表示工作频带内存在干扰信号;h_{I} 为干扰信号发射端到 SCAJ 系统接收端的信道衰落系数,服从均值为零、方差为 $\sigma_{h_{\mathrm{I}}}$ 的瑞利分布;h_{SI} 为 SCAJ 系统发射端到自身接收端的自干扰信道衰落系数,服从均值为零、方差为 $\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}$ 的瑞利分布;$|h_{\mathrm{I}}|^2$ 和 $|h_{\mathrm{SI}}|^2$ 分别服从参数为 $1/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}$ 和 $1/\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}$ 的指数分布[15];E_{I} 和 E_{SI} 分别为 x_{I} 和 x_{SI} 的发送功率;比例因子 $\beta\in[0,1]$ 表示自干扰的大小,当 $\beta=0$ 时,式(1)表示非同时收发 CAJ 系统接收信号模型,当 $0<\beta\leqslant 1$ 时,式(1)表示 SCAJ 系统接收信号模型;n 是均值为零、功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声。

2 改进能量检测算法

假设 H_0 表示频段内不存在信号 x_{I},即 $\alpha=0$;假设 H_1 表示频段内存在信号 x_{I},即 $\alpha=1$。根据上述假设,式(1)的接收信号可改写为

$$y_{\mathrm{SCAJ}}=\begin{cases}\beta\sqrt{E_{\mathrm{SI}}}h_{\mathrm{SI}}x_{\mathrm{SI}}+n & \mathrm{H}_0\\ \sqrt{E_{\mathrm{I}}}h_{\mathrm{I}}x_{\mathrm{I}}+\beta\sqrt{E_{\mathrm{SI}}}h_{\mathrm{SI}}x_{\mathrm{SI}}+n & \mathrm{H}_1\end{cases} \tag{2}$$

式中,y_{SCAJ} 是均值为零的复高斯随机变量,y_{SCAJ} 的能量 Y_{SCAJ} 服从指数分布[15],期望值为

$$\begin{cases}\sigma_{\mathrm{SCAJ0}}=\beta^2E_{\mathrm{SI}}\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}+N_0 & \mathrm{H}_0\\ \sigma_{\mathrm{SCAJ1}}=E_{\mathrm{I}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}+\beta^2E_{\mathrm{SI}}\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}+N_0 & \mathrm{H}_1\end{cases} \tag{3}$$

式中:σ_{SCAJ0} 表示 H_0 时 Y_{SCAJ} 的期望值;σ_{SCAJ1} 表示 H_1 时 Y_{SCAJ} 的期望值。根据文献[13,15]可知,在虚警概率 P_{f} 一定的条件下,自干扰系数 β 越大,检测概率 P_{d} 值越小;在 P_{d} 一定的条件下,随着 β 的增大,P_{f} 值增大。由此可以说明自干扰信号对能量检测的性能产生较大的影响,从而降低了 SCAJ 系统的抗干扰能力。

由文献[16]可知,当 SCAJ 发送机到接收机的自干扰信道容量低于接收机所需传输速率时,自干扰信号无法被正确估计,即 SCAJ 系统接收端无法有效利用时间干扰删除等算法[17-19]从接收信号中删除自干扰信号。当自干扰信道容量高于接收机所需传输速率时,可根据文献[17-18]中的方法对自干扰进行删除。

本节所提算法的主要思想为:在频谱感知阶段,若自干扰信道容量大于等于接收机所需最小容量 V_{SI},则 x_{SI} 可从式(1)中删除,接收机利用删除自干扰后的信号进行能量检测;反之,则调整门限直接利用包含自干扰的接收信号进行能量检测。算法性能分析如下:

在假设 H_0 下,采用改进 ED 算法的接收信号等效表示为

$$y_\kappa=\kappa(\beta\sqrt{E_{\mathrm{SI}}}h_{\mathrm{SI}}x_{\mathrm{SI}})+n,\ \kappa\in\{0,1\} \tag{4}$$

式中,参数 κ 表示接收机能否正确检测 x_{SI}。当 $\kappa=0$ 时,x_{SI} 被认为可以近似估计出来;$\kappa=1$ 时,x_{SI} 不能被正常估计。若已知 κ 与 h_{SI},接收信号 y_κ 的能量 Y_κ 服从非中心卡方分布[20],概率密度函数表示为

$$f(x)=\frac{x}{2\omega^2}\mathrm{e}^{\left(-\frac{x+s2}{2\omega^2}\right)}I_0\left(\frac{\sqrt{xs}}{\omega^2}\right),\ x\geqslant 0 \tag{5}$$

式中,$\omega^2=N_0/2$,$s^2=\kappa^2\beta^2E_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2$,$I_0(\cdot)$ 为零阶第一类修正贝塞尔函数。定义改进 ED 算法的虚警概率 $P_{\mathrm{f}}^{\mathrm{IPRV}}$ 为

$$P_{\mathrm{f}}^{\mathrm{IPRV}}=\Pr\{\log_2(1+\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2)\geqslant V_{\mathrm{SI}},Y_0\geqslant\lambda\mid \mathrm{H}_0\}+\Pr\{\log_2(1+\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2)<V_{\mathrm{SI}},Y_1\geqslant\varepsilon\lambda\mid \mathrm{H}_0\}\quad(6)$$

经进一步计算,可得 $P_{\mathrm{f}}^{\mathrm{IPRV}}$ 的闭环表达式,即

$$P_{\mathrm{f}}^{\mathrm{IPRV}}=\mathrm{e}^{-\left(\frac{2^{V_{\mathrm{SI}}}-1}{\gamma_{\mathrm{SI}}\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}+\frac{\lambda}{N_0}\right)}+\int_0^{\frac{2^{V_{\mathrm{SI}}}-1}{\gamma_{\mathrm{SI}}}}Q\left(\frac{\beta\sqrt{E_{\mathrm{SI}}}}{\omega},\frac{\sqrt{\varepsilon\lambda}}{\omega}\right)\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{\left(-\frac{x}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\right)}\mathrm{d}x\quad(7)$$

其中:$\gamma_{\mathrm{SI}}=\beta^2E_{\mathrm{SI}}/N_0$ 表示自干扰信号噪声比(Self-Interference to Noise Ratio, SINR);λ 表示能量判决门限;ε 代表能量判决门限系数;V_{SI}是接收机能够估计出自干扰信号的所需最小信道容量。

同理,在假设 H_1 的条件下,采用改进 ED 算法的接收信号为

$$y_\kappa=\sqrt{E_{\mathrm{I}}}h_{\mathrm{I}}x_{\mathrm{I}}+\kappa(\beta\sqrt{E_{\mathrm{SI}}}h_{\mathrm{SI}}x_{\mathrm{SI}})+n,\ \kappa\in\{0,1\}\quad(8)$$

式中接收信号能量的概率密度函数也可由式(5)表示。为了简化计算,令 $s^2\approx E_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+\beta^2E_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2$,检测概率 $P_{\mathrm{d}}^{\mathrm{IPRV}}$ 的定义式为

$$P_{\mathrm{d}}^{\mathrm{IPRV}}=\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)\geqslant V_{\mathrm{SI}},Y_0\geqslant\lambda\mid \mathrm{H}_1\right\}+\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{SI}},Y_1\geqslant\varepsilon\lambda\mid \mathrm{H}_1\right\}\quad(9)$$

经计算可得

$$P_{\mathrm{d}}^{\mathrm{IPRV}}=\iint\limits_{x\geqslant b_1,0\leqslant y\leqslant b_2}Q\left(\frac{\sqrt{E_{\mathrm{I}}y}}{\omega},\frac{\sqrt{\lambda}}{\omega}\right)\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{e}^{\left(-x/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}-y/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\right)}\mathrm{d}x\mathrm{d}y+\iint\limits_{x\geqslant0,0\leqslant y\leqslant b_3}Q\left(\frac{\sqrt{E_{\mathrm{I}}x+\beta^2E_{\mathrm{SI}}y}}{\omega},\frac{\sqrt{\varepsilon\lambda}}{\omega}\right)\times\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{\left(-x/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}-y/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\right)}\mathrm{d}x\mathrm{d}y\quad(10)$$

其中:$\gamma_{\mathrm{I}}=E_{\mathrm{I}}/N_0$ 是干扰信号噪声比(Interference to Noise Ratio, INR);参数 $b_1=\phi/\gamma_{\mathrm{SI}}$,$b_2=(\gamma_{\mathrm{SI}}x-\phi)/\phi\gamma_{\mathrm{I}}$,$b_3=\phi(\gamma_{\mathrm{I}}x+1)/\gamma_{\mathrm{SI}}$。为简化表达,本文令 $\phi=2^{V_{\mathrm{SI}}}-1$。

3　系统中断概率

根据中断概率的定义,首先分析采用传统 ED 算法的 SCAJ 系统中断概率。设干扰信号的传输速率为 V_{I},中断概率的计算表达式为

$$P_{\mathrm{out}}=\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2}{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{I}}\right\}\quad(11)$$

为简化计算,令 $\zeta=2^{V_{\mathrm{I}}}-1$,有

$$P_{\mathrm{out}}=\Pr\left\{\frac{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2}{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2+1}<\zeta\right\}=1-\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}+\gamma_{\mathrm{SI}}\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{-\frac{\zeta}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}}}\quad(12)$$

由式(6)和式(9)可知,改进 ED 算法的思想是从 $\log_2(1+\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2)\geqslant V_{\mathrm{SI}}$ 和 $\log_2(1+\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2)<V_{\mathrm{SI}}$两个方面考虑自干扰抑制的问题,因此,采用改进 ED 算法的 SCAJ 系统中断概率可由以上两部分的中断概率组成,即改进后的系统中断概率 $P_{\mathrm{out}}^{\mathrm{IPRV}}$可以表示为

$$P_{\mathrm{out}}^{\mathrm{IPRV}}=\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)\geqslant V_{\mathrm{SI}},\log_2(1+\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2)<V_{\mathrm{I}}\right\}+\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{SI}},\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2}{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{I}}\right\}\quad(13)$$

为简化表达,令 $\zeta=2^{V_{\mathrm{I}}}-1$,$\phi=2^{V_{\mathrm{SI}}}-1$,经计算可得到式(13)等号右侧第一项的结果,即

$$\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)\geqslant V_{\mathrm{SI}},\log_2(1+\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2)<V_{\mathrm{I}}\right\}=\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\phi\gamma_{\mathrm{I}}}\mathrm{e}^{-\phi/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}})}(1-\mathrm{e}^{-\zeta(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\phi\gamma_{\mathrm{I}})/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})})\quad(14)$$

同理,式(13)等号右侧第二项可表示为

$$\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{SI}},\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2}{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{I}}\right\}=\begin{cases}\int_0^{\frac{\tau}{\gamma_{\mathrm{I}}}}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{e}^{-x/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{d}x\int_0^{(\phi/\gamma_{\mathrm{SI}})(\gamma_{\mathrm{I}}x+1)}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{-y/\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{d}y+ & \\ \int_{\frac{\tau}{\gamma_{\mathrm{I}}}}^{\frac{\zeta}{\gamma_{\mathrm{I}}}}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{e}^{-x/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{d}x\int_{\gamma_{\mathrm{I}}x/\zeta\gamma_{\mathrm{SI}}-\frac{1}{\gamma_{\mathrm{SI}}}}^{(\phi/\gamma_{\mathrm{SI}})(\gamma_{\mathrm{I}}x+1)}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{-y/\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{d}y & 1-\zeta\phi>0 \\ \int_0^{\frac{\zeta}{\gamma_{\mathrm{I}}}}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{e}^{-x/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{d}x\int_0^{(\phi/\gamma_{\mathrm{SI}})(\gamma_{\mathrm{I}}x+1)}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{-y/\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{d}y+ & \\ \int_{\frac{\zeta}{\gamma_{\mathrm{I}}}}^{\infty}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{e}^{-x/\sigma_{h_{\mathrm{I}}}}\mathrm{d}x\int_{(\gamma_{\mathrm{I}}x)/(\zeta\gamma_{\mathrm{SI}})-(1/\gamma_{\mathrm{SI}})}^{(\phi/\gamma_{\mathrm{SI}})(\gamma_{\mathrm{I}}x+1)}\frac{1}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{e}^{-y/\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}}\mathrm{d}y & 1-\zeta\phi\leqslant0\end{cases}\quad(15)$$

其中 $\tau=\dfrac{\zeta\phi+\zeta}{\gamma_{\mathrm{I}}(1-\zeta\phi)}$。经计算可以得到式(15)的闭环表达式,即:

1)当 $1-\zeta\phi>0$ 时,

$$\begin{aligned}&\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{SI}},\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2}{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{I}}\right\}\\&=1-\mathrm{e}^{-\zeta/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}})}+\mathrm{e}^{-\phi/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}})}\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\phi\gamma_{\mathrm{I}}}(\mathrm{e}^{-\zeta(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\phi\gamma_{\mathrm{I}})/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})}-1)+\\&\mathrm{e}^{1/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}})}\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}\zeta}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}\zeta+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}}(\mathrm{e}^{-(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}}\zeta+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}})/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})}-\mathrm{e}^{-(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\zeta+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}})/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}}\zeta)}\tau})+\\&\mathrm{e}^{-\phi/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}})}\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\phi}(\mathrm{e}^{-(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\phi)/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})\tau}-\mathrm{e}^{-(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\zeta+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\phi)/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})\cdot\frac{\zeta}{\gamma_{\mathrm{I}}}})\end{aligned}\quad(16)$$

2)当 $1-\zeta\phi\leqslant0$ 时,

$$\begin{aligned}&\Pr\left\{\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2}{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{SI}},\log_2\left(1+\frac{\gamma_{\mathrm{I}}|h_{\mathrm{I}}|^2}{\gamma_{\mathrm{SI}}|h_{\mathrm{SI}}|^2+1}\right)<V_{\mathrm{I}}\right\}\\&=1-\mathrm{e}^{-\zeta/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}})}+\mathrm{e}^{-\phi/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}})}\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\phi\gamma_{\mathrm{I}}}(\mathrm{e}^{-\zeta(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\phi\gamma_{\mathrm{I}})/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})}-1)+\\&\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\zeta\gamma_{\mathrm{SI}}}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\zeta\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}}\mathrm{e}^{-(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\zeta\gamma_{\mathrm{SI}})/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})}-\\&\frac{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}}{\sigma_{h_{\mathrm{SI}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\phi}\mathrm{e}^{-[\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\phi+\zeta(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{SI}}+\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\phi)]/(\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\sigma_{h_{\mathrm{I}}}\gamma_{\mathrm{I}}\gamma_{\mathrm{SI}})}\end{aligned}\quad(17)$$

将式(14)、式(16)、式(17)合并可以得到改

进 ED 算法下 SCAJ 系统中断概率 $P_{\text{out}}^{\text{IPRV}}$ 的闭环表达式。

4 仿真结果

假设瑞利信道衰落系数的方差为 $\sigma_{h_{\text{I}}}=\sigma_{h_{\text{SI}}}=1$，接收机能够恢复自干扰信号的最小容量 $V_{\text{SI}}=0.1$ bit/s，门限系数 $\varepsilon=1$。图 2 给出了虚警概率 $P_{\text{f}}=0.1$ 时，P_{d}、$P_{\text{d}}^{\text{IPRV}}$ 与 INR 的关系。由图 2 可知，传统 ED 算法获得的 SCAJ 系统检测性能低于 CAJ 系统，且自干扰系数 β 越大，检测性能越差。采用改进 ED 算法获得的 SCAJ 系统检测性能与 CAJ 系统的性能近似相同，对自干扰信号具有较高的鲁棒性。由此可以说明改进算法能够有效地抑制自干扰信号对 SCAJ 系统的不利影响。

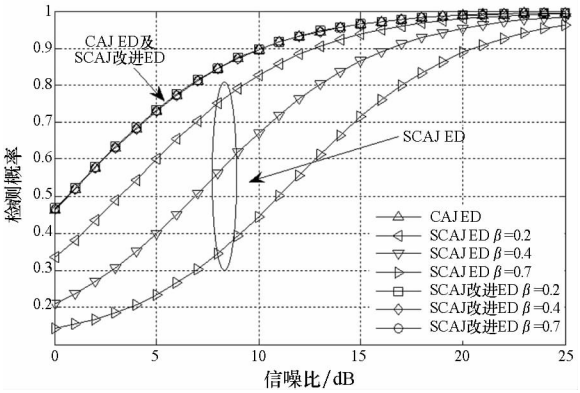


图 2 P_{d}、$P_{\text{d}}^{\text{IPRV}}$ 与 INR 的关系

Fig. 2 P_{d} and $P_{\text{d}}^{\text{IPRV}}$ versus INR

图 3 给出检测概率 $P_{\text{d}}=0.9$ 时，P_{f}、$P_{\text{f}}^{\text{IPRV}}$ 与 INR 的关系。由图可知，SCAJ 系统的虚警概率随 INR 增大而降低。同时，自干扰系数 β 越大，P_{f} 越高，SCAJ 的性能越差。改进 ED 算法获得的 $P_{\text{f}}^{\text{IPRV}}$ 不随 β 值变化，与 CAJ 通信系统的虚警概率曲线近似重合，与图 2 所得结论一致。

图 4 和表 1 给出了不同自干扰系数 β 的情况下，SCAJ 系统中断概率 P_{out} 和 $P_{\text{out}}^{\text{IPRV}}$ 理论及仿真值

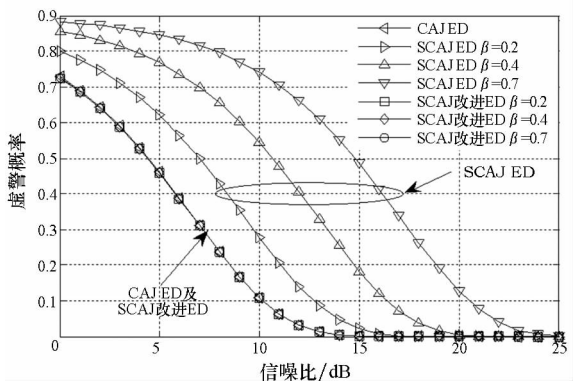


图 3 P_{f}、$P_{\text{f}}^{\text{IPRV}}$ 与 INR 的关系

Fig. 3 P_{f} and $P_{\text{f}}^{\text{IPRV}}$ versus INR

的对比情况。由图 4 可知，不同 β 的仿真与理论推导结果曲线近似重合，在误差允许的条件下仿真值和理论值也近似相等，验证了中断概率闭环表达式的准确性。通过观察表 1 可知，采用改进 ED 算法的 SCAJ 系统针对不同 β 取值的中断概率数值近似相等，说明改进算法能够有效地抑制自干扰信号产生的不利影响，提升了 SCAJ 通信系统的鲁棒性。

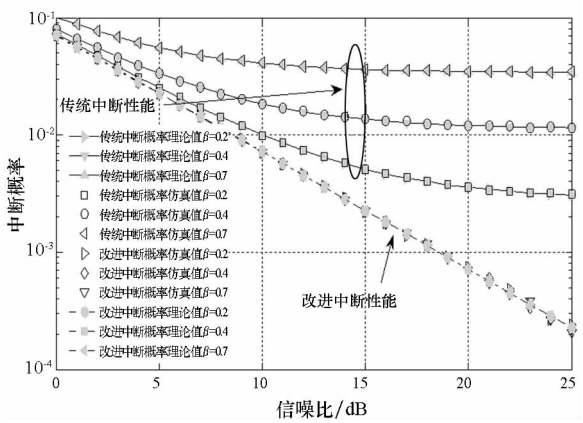


图 4 不同 β 值的理论与仿真中断性能

Fig. 4 Theoretical value and simulation value of outage probability with different β

表 1 不同 β 值的理论与仿真中断概率对比

Tab. 1 Theoretical value and simulation value of outage probability with different β

中断概率	$SNR=5$ dB	$SNR=10$ dB	$SNR=15$ dB	$SNR=20$ dB
P_{out}，$\beta=0.2$ 理论值	0.025 23	0.009 99	0.005 12	0.003 57
P_{out}，$\beta=0.2$ 仿真值	0.025 07	0.009 87	0.005 05	0.003 56
P_{out}，$\beta=0.4$ 理论值	0.033 53	0.018 42	0.013 59	0.012 06
P_{out}，$\beta=0.4$ 仿真值	0.033 40	0.018 46	0.013 63	0.012 04
P_{out}，$\beta=0.7$ 理论值	0.055 65	0.040 88	0.036 16	0.034 66
P_{out}，$\beta=0.7$ 仿真值	0.055 55	0.040 98	0.036 11	0.034 95
$P_{\text{out}}^{\text{IPRV}}$，$\beta=0.2$ 理论值	0.022 79	0.007 19	0.002 27	0.000 71
$P_{\text{out}}^{\text{IPRV}}$，$\beta=0.2$ 仿真值	0.022 72	0.007 10	0.002 22	0.000 73

表 1(续)

中断概率	$SNR=5$ dB	$SNR=10$ dB	$SNR=15$ dB	$SNR=20$ dB
$P_{out}^{IPRV},\beta=0.4$ 理论值	0.022 55	0.007 16	0.002 26	0.000 71
$P_{out}^{IPRV},\beta=0.4$ 仿真值	0.022 51	0.007 15	0.002 21	0.000 70
$P_{out}^{IPRV},\beta=0.7$ 理论值	0.022 48	0.007 15	0.002 26	0.000 71
$P_{out}^{IPRV},\beta=0.7$ 仿真值	0.022 47	0.007 08	0.002 23	0.000 70

5　结论

本文又提出了一种改进的能量检测算法,推导了瑞利信道下的检测概率和虚警概率及 SCAJ 系统中断概率的理论闭环表达式,通过仿真验证了该算法能够有效地降低自干扰信号对 SCAJ 系统能量检测的不利影响。仿真结果表明改进的能量检测算法不仅提高了 SCAJ 系统的检测性能和中断性能,同时还增强了其在复杂电磁环境中的鲁棒性。

参考文献(References)

[1] 吴利民, 王满喜, 陈功. 认知无线电与通信电子战概论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015: 68 – 75.
WU Limin, WANG Manxi, CHEN Gong. Introduction to cognitive radio and communication electronic warfare [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015: 68 – 75. (in Chinese)

[2] Razavi B. Cognitive radio design challenges and techniques [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, 45(8): 1542 – 1553.

[3] 张春磊, 杨小牛. 认知电子战与认知电子战系统研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2014, 9(6): 551 – 562.
ZHANG Chunlei, YANG Xiaoniu. Research on the cognitive electronic warfare and cognitive electronic warfare system[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2014, 9(6): 551 – 562. (in Chinese)

[4] 范忠亮, 朱耿尚, 胡元奎. 认知电子战概述[J]. 电子信息对抗技术, 2015, 30(1): 33 – 38.
FAN Zhongliang, ZHU Gengshang, HU Yuankui. An overview of cognitive electronic warfare [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2015, 30(1): 33 – 38. (in Chinese)

[5] Lee J H. Self-interference cancellation using phase rotation in full duplex wireless [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(9): 4421 – 4429.

[6] Ahmed E, Eltawil A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3519 – 3532.

[7] Kolodziej K E, Perry B T, Herd J S. Simultaneous transmit and receive (STAR) system architecture using multiple analog cancellation layers [C]//Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2015.

[8] Fitz M P, Halford T R, Hossain I, et al. Towards simultaneous radar and spectral sensing[C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks: SSPARC Workshop, 2014: 15 – 19.

[9] Cheung S K, Halloran T P, Weedon W H, et al. MMIC-based quadrature hybrid quasi-circulators for simultaneous transmit and receive [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2010, 58(3): 489 – 497.

[10] Enserink S, Fitz M P, Goverdhanam K, et al. Joint analog and digital cancellation [C]//Proceedings of IMS International Microwave Symposium, 2014: 378 – 379.

[11] Fang Z, Qian Y M, Li H T. On the performance of full duplex cognitive anti-jamming receiver impaired by phase noise[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, 2015: 1 – 5.

[12] Li H T, Qian Y M. Effects of IQ imbalance for simultaneous transmit and receive based cognitive anti-jamming receiver[J]. AEUE-International Journal of Electronics and Communications, 2017, 72: 26 – 32.

[13] Gokceoglu A, Dikmese S, Valkama M, et al. Energy detection under IQ imbalance with single-and multi-channel direct-conversion receiver: analysis and mitigation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(3): 411 – 424.

[14] Ganesan G, li Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part I: two user networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6 (6): 2204 – 2213.

[15] Dai Z Y, Liu J, Long K P. Improved energy detection with interference cancellation in heterogeneous cognitive wireless networks [C]//Proceedings of Global Communications Conference, 2012: 1550 – 1555.

[16] Zou Y L, Zhu J, Zheng B Y, et al. An adaptive cooperation diversity scheme with best-relay selection in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(10): 5438 – 5445.

[17] Hamazumi H, Imamura K, Iai N, et al. A study of a loop interference canceller for the relay stations in an SFN for digital terrestrial broadcasting [C]//Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference, 2000: 167 – 171.

[18] Sun Y H, Yang Y, Si P B, et al. Novel self-interference suppression schemes based on Dempster-Shafer theory with network coding in two-way full-duplex MIMO relay [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2016, 2016(1): 109.

[19] Yang Y, Sun Y H, Sun E C, et al. Evidence theory based self-interference suppression for two-way full-duplex MIMO relays[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Computer and Information Technology; Ubiquitous Computing and Communications; Dependable, Autonomic and Secure Computing; Pervasive Intelligence and Computing, 2015: 52 – 58.

[20] Hu J, Beaulieu N C. Accurate closed-form approximations to Ricean sum distributions and densities [J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(2): 133 – 135.