

基于改进能量检测的航空集群网络干扰感知*

黎海涛, 刘长军

(北京工业大学 信息学部, 北京 100124)

摘要:为了增强复杂电磁环境中航空集群战术网络的抗干扰能力,提出把同时收发认知抗干扰电台应用于航空集群网络节点,且每个节点采用改进能量检测方法进行干扰感知。在此基础上,分别研究了存在单/多个干扰源时的网络节点干扰感知性能,推导出干扰感知的虚警概率和检测概率的闭式表达。仿真结果表明,通过调节改进能量检测器的参数 p ,可以提高航空集群机载战术网络的干扰感知能力。

关键词:航空集群网络;干扰感知;改进能量检测;同时收发;认知抗干扰

中图分类号:TN92;TN97 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2019)06-143-06

Improved energy detection based jamming sensing for aeronautic swarm network

LI Haitao, LIU Changjun

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124)

Abstract: In order to enhance the anti-jamming capability of aeronautic swarm tactical network in complicated electromagnetic environment, the simultaneous transmitting and receiving based cognitive anti-jamming radio was employed in aeronautic swarm network, and the improved energy detection method was proposed to jamming sensing. In the case of single and multi-jammer, the closed expression of false alarm probability was derived, the false detection probability and the optimal decision threshold of jamming sensing. Simulation results show that jamming sensing performance can be improved by adjusting the parameter p of the improved energy detector.

Keywords: aeronautic swarm; jamming sensing; improved energy detection; simultaneous transmit and receive; cognitive anti-jamming

以军用有人或无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)作为通信节点构建的航空集群网络(Aviation Swarm Network, ASN)是实现空中体系化作战的基础。航空集群网络除具有一般机载网络的无中心、多跳等特征之外,还具有网络拓扑高动态、通断频繁等自身的独特性。航空集群网络使得集群成员能够在作战过程中高效、协同地快速决策,是航空集群发挥实际作战能效的关键^[1-3]。

航空集群战术网络所处的战场环境异常复杂,需要实时对抗来自敌方干扰机的干扰。为了增强机载网络在复杂电磁环境中的抗干扰能力,文献[4-5]基于认知无线电(Cognitive Radio, CR)技术思想和同时收发(Simultaneous Transmit And Receive, STAR)通信方式,提出了发送-感知-接收(T-S-R)模式的同时收发认知抗干扰(Simultaneous Cognitive Anti-Jamming, SCAJ)通信

技术。基于STAR的全双工模式使得机载SCAJ电台在发送信号的同时,接收端能够动态分配感知/接收时隙,从而具有实时感知干扰信号且提高系统容量的优点,其也同样适用于航空集群网络。

本文把具备抗干扰、高谱效优势的SCAJ技术应用于航空集群网络,以在空中战场的复杂电磁环境中提高ASN抗干扰能力。实现ASN同时收发认知抗干扰通信的关键在于干扰感知,即对干扰信号进行频谱感知以确定可用空闲频谱。传统能量检测的频谱感知因其计算简单、无须信号先验信息而被广泛应用^[6-9]。文献[4-5]也采用了能量检测算法单个干扰源进行感知。而在实际空中战场中可能有多个干扰源,目前还较少针对多干扰源的频谱感知研究。为了准确地干扰感知,本文拟采用改进能量检测方法,研究单/多干扰源场景下ASN同时收发认知抗干扰系统的干扰感知性能。

* 收稿日期:2018-07-04

基金项目:航空科学基金资助项目(2018ZC15003)

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

1 系统模型

考虑如图 1 所示的航空集群网络,假设作战环境中存在一个干扰源,对集群网络节点(航空平台)进行干扰。

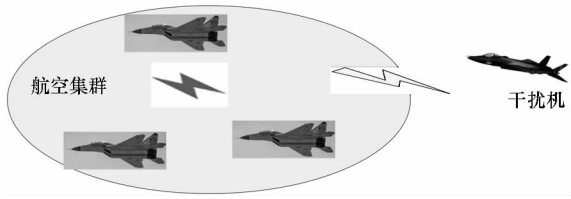


图 1 单个干扰源系统模型

Fig. 1 System model with single jammer

集群网络节点部署同时收发的认知抗干扰电台,其工作时隙如图 2 所示。接收端(RX)先在 T_{s0} 时隙内进行干扰感知,若发现频段 f 无干扰,则利用该频段通信。发送端(TX)在发送数据周期 T 内传输信号的同时,接收端进行干扰感知(T_s 时隙内)或信号解调(T_R 时隙内)操作。当感知到当前频段 f 存在干扰,则可切换到另一频段。该工作模式既具有实时干扰感知能力(利用 T_s),又能够提高系统容量(利用 T_R)。

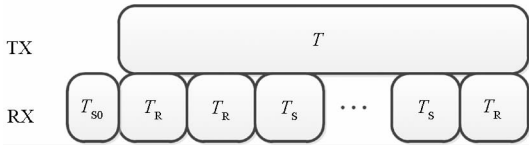


图 2 SCAJ 电台时隙

Fig. 2 Time slot of SCAJ radio

假设干扰存在与否的假设检验为 H_0 和 H_1 , 则 SCAJ 电台感知时接收信号为

$$y = \begin{cases} \beta \cdot r + w, & H_0 \\ h \cdot s + \beta \cdot r + w, & H_1 \end{cases} \quad (1)$$

其中, s 表示接收到的干扰机信号,能量为 E_s ; r 表示均值为 0、方差为 σ_r^2 的发送端信号; w 表示均值为 0、方差为 σ_w^2 的高斯噪声信号; h 表示信道增益,且 h 服从均值为 0、方差为 σ_h^2 的高斯分布; β 表示自干扰系数,且 $\beta \in [0, 1]$ 。

2 改进能量检测的干扰感知

为了实现准确地感知干扰信号频谱,本文采用改进能量检测算法^[10]。与传统能量检测法相比,改进能量检测算法对接收信号进行 p 次方运算,则接收信号的改进能量检测判决统计量为

$$Y = \sum_{i=1}^L \left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^p \quad (2)$$

其中, L 表示干扰感知样本点数; $p > 0$, 若 $p = 2$ 则 Y 即为传统能量检测方法,令单个样本点的能量检测值为 $T_i = \left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^p$ 。下面求解 T_i 的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)。根据随机变量累积分布函数的定义,有

$$P_{T_i} = Pr \left(\left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^p \leq x \right) \quad (3)$$

其中, $Pr(\cdot)$ 表示概率。由于 $\left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^2$ 服从指数分布,式(3)可转化为

$$\begin{aligned} P_{T_i} &= Pr \left(\left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^p \leq x \right) = Pr \left(\left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^{p \cdot \frac{2}{p}} \leq x^{\frac{2}{p}} \right) \\ &= Pr \left(\left(\frac{|y_i|}{\sigma_w} \right)^2 \leq x^{\frac{2}{p}} \right) = \int_0^{x^{\frac{2}{p}}} \theta \exp(-\theta t) dt \\ &= 1 - \exp(-\theta x^{\frac{2}{p}}), \quad x \geq 0 \end{aligned} \quad (4)$$

对式(4)求导,可以得到 T_i 的 CDF 为

$$f_{T_i}(x) = \frac{2\theta}{p} x^{\frac{2}{p}-1} \exp(-\theta x^{\frac{2}{p}}) \quad (5)$$

令 $p = 2$, 则有 $f_{T_i}(x) = \theta \exp(-\theta x)$, 符合参数为 θ 的指数分布密度函数,且均值为 $1/\theta$ 。由此可以求出假设 H_0 和 H_1 条件下的 θ 值为

$$\theta_{H_0} = \frac{\sigma_w^2}{\beta \sigma_r^2 + \sigma_w^2} = \frac{1}{\gamma_{INR} + 1} \quad (6)$$

$$\theta_{H_1} = \frac{\sigma_w^2}{E_s \sigma_h^2 + \beta \sigma_r^2 + \sigma_w^2} = \frac{1}{\gamma_{SNR} + \gamma_{INR} + 1} \quad (7)$$

式中, $\gamma_{SNR} = E_s \sigma_h^2 / \sigma_w^2$ 表示接收端干扰信号与噪声的比值, $\gamma_{INR} = \beta \sigma_r^2 / \sigma_w^2$ 表示自干扰信号与噪声的比值。把 θ_{H_0} 和 θ_{H_1} 分别代入式(5)可以得到假设 H_0 和 H_1 的条件概率密度函数 $f_{R_i|H_0}(x)$ 和 $f_{R_i|H_1}(x)$ 。根据文献[11]可知,如果随机变量 X 服从 Weibull 分布,则其概率密度函数为

$$f(x) = \frac{\alpha x^{\alpha-1}}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^\alpha}{\Omega}\right) \quad (8)$$

其中, α 表示形状参数, Ω 表示尺度参数。对比式(5)、式(8)可知,假设 H_0 和 H_1 的条件概率密度 $f_{R_i|H_0}(x)$ 和 $f_{R_i|H_1}(x)$ 均服从 Weibull 分布,其均值与方差为

$$E(x) = \left(\frac{1}{\Omega} \right)^{-\frac{1}{\alpha}} \Gamma\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \quad (9)$$

$$D(x) = \left(\frac{1}{\Omega} \right)^{-\frac{2}{\alpha}} \left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \right] \quad (10)$$

由中心极限定理可知,当干扰感知样本点数 L 足够大时,变量 Y 近似服从正态分布,其在 H_0 和 H_1 条件下的 M 均值和方差分别为

$$\begin{cases} \mu_0 = L(\theta_{H_0})^{-\frac{p}{2}} \Gamma\left(1 + \frac{p}{2}\right) \\ \mu_1 = L(\theta_{H_1})^{-\frac{p}{2}} \Gamma\left(1 + \frac{p}{2}\right) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \sigma_0^2 = L(\theta_{H_0})^{-p} \left[\Gamma(1+p) - \Gamma^2\left(1 + \frac{p}{2}\right) \right] \\ \sigma_1^2 = L(\theta_{H_1})^{-p} \left[\Gamma(1+p) - \Gamma^2\left(1 + \frac{p}{2}\right) \right] \end{cases} \quad (12)$$

通过上面的分析,可计算出 SCAJ 电台干扰感知的虚警概率为

$$P_f = Pr(Y|H_0) = Q\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right) \quad (13)$$

式中, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$, λ 为干扰感知判决阈值。SCAJ 电台干扰感知的误检概率为^[12]

$$P_m = 1 - Q\left(\frac{\mu_1}{\sigma_1}\right) - Q\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right) \quad (14)$$

从而得到 SCAJ 电台干扰感知的总错误概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{error}}(\lambda) &= P_f + P_m \\ &= 1 + Q\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right) - Q\left(\frac{\mu_1}{\sigma_1}\right) - \\ &\quad Q\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

为了获得最优阈值 λ_{opt} , 对式(15)求导

$$\begin{aligned} \frac{dP_{\text{error}}(\lambda)}{d\lambda} &= \frac{1}{\sigma_0} Q'\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right) - \frac{1}{\sigma_1} Q'\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right) \\ &= \frac{1}{\sigma_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right)^2\right] - \\ &\quad \frac{1}{\sigma_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left[-\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right)^2\right] \end{aligned} \quad (16)$$

令 $\frac{dP_{\text{error}}(\lambda)}{d\lambda} = 0$, 经变换后有

$$\frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} \exp\left[-\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right)^2\right] = \exp\left[-\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right)^2\right] \quad (17)$$

对式(17)两边取自然对数, 有

$$\begin{aligned} 2\ln\left(\frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2}\right) &= \left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right)^2 - \left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right)^2 \\ &= \left[\lambda\left(\frac{1}{\sigma_0} + \frac{1}{\sigma_1}\right) - \left(\frac{\mu_0}{\sigma_0} + \frac{\mu_1}{\sigma_1}\right)\right] \cdot \\ &\quad \left[\lambda\left(\frac{1}{\sigma_0} - \frac{1}{\sigma_1}\right) - \left(\frac{\mu_0}{\sigma_0} - \frac{\mu_1}{\sigma_1}\right)\right] \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{令 } a = \frac{1}{\sigma_0} + \frac{1}{\sigma_1}, b = \frac{\mu_0}{\sigma_0} + \frac{\mu_1}{\sigma_1}, c = \frac{1}{\sigma_0} - \frac{1}{\sigma_1}, d = \frac{\mu_0}{\sigma_0} - \frac{\mu_1}{\sigma_1}$$

$\frac{\mu_1}{\sigma_1}, e = 2\ln\left(\frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2}\right)$, 则式(17)可以简化为

$$ac\lambda^2 - \lambda(ad + bc) + bd - e = 0 \quad (19)$$

式(19)为二次方程, 在此先求出方程的系数为

$$ac = \left(\frac{1}{\sigma_0} + \frac{1}{\sigma_1}\right)\left(\frac{1}{\sigma_0} - \frac{1}{\sigma_1}\right) = \frac{1}{\sigma_0^2} - \frac{1}{\sigma_1^2}$$

$$ad + bc = \left(\frac{1}{\sigma_0} + \frac{1}{\sigma_1}\right)\left(\frac{\mu_0}{\sigma_0} - \frac{\mu_1}{\sigma_1}\right) +$$

$$\left(\frac{\mu_0}{\sigma_0} + \frac{\mu_1}{\sigma_1}\right)\left(\frac{1}{\sigma_0} - \frac{1}{\sigma_1}\right)$$

$$= 2\left(\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2}\right)$$

$$bd = \left(\frac{\mu_0}{\sigma_0} + \frac{\mu_1}{\sigma_1}\right)\left(\frac{\mu_0}{\sigma_0} - \frac{\mu_1}{\sigma_1}\right) = \frac{\mu_0^2}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1^2}{\sigma_1^2}$$

利用求根公式求解方程式(19), 得到最优的干扰感知阈值为

$$\lambda_{\text{opt}} = -\frac{(ad + bc) \pm \sqrt{(ad + bc)^2 - 4ac(bd - e)}}{2ac} \quad (20)$$

将各项系数代入式(20), 经化简得

$$\lambda_{\text{opt}} = \frac{\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2}}{\frac{1}{\sigma_0^2} - \frac{1}{\sigma_1^2}} \pm \sqrt{\frac{\left(\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2}\right)^2 - \left(\frac{1}{\sigma_0^2} - \frac{1}{\sigma_1^2}\right)\left(\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2} + 2\ln\frac{\sigma_0}{\sigma_1}\right)}{\left(\frac{1}{\sigma_0^2} - \frac{1}{\sigma_1^2}\right)^2}} \quad (21)$$

3 多干扰机的干扰感知

多干扰源对航空集群战术网络节点干扰的情形, 如图3所示。

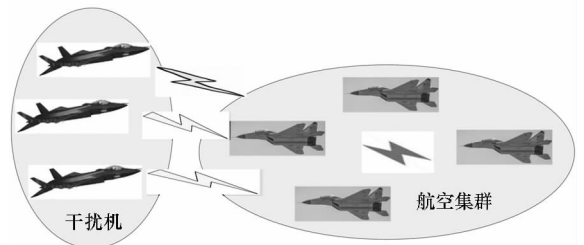


图3 多干扰机模型

Fig. 3 Multi-jammer model

假设战场环境中存在 M 个干扰机, SCAJ 电台对敌方干扰信号进行频谱感知, 感知到第 i ($i = 1, 2, \dots, M$) 个干扰的状态 ζ_i 有两种: $\zeta_i \in \{0, 1\}$, 其中“0”表示第 i 个干扰信号不存在, “1”表示第 i 个干扰信号存在, 则己方 SCAJ 电台干扰感知的

接收信号为

$$y = \sum_{i=1}^M \zeta_i h_i s_i + \beta r + w \quad (22)$$

式中:第 i 个干扰信号 s_i 的能量为 E_s^i ; h_i 为信道增益,且服从均值为 0、方差为 σ_h^2 的高斯分布。令 $\Theta = [\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_M]$ 表示 M 个干扰信号存在与否的状态集合。定义判断干扰存在与否的能量检测判决统计量为

$$T = \sum_{j=1}^L \left(\frac{|y_j|}{\sigma_w} \right)^p \quad (23)$$

式中, L 表示干扰感知样本点数, p 表示改进能量检测器的阶数。若 $T > \lambda$, 则表示存在干扰, 否则干扰不存在。当 $p = 2$ 时, SCAJ 电台感知到干扰信号能量为

$$E(|y|^2) = \sum_{i=1}^M \zeta_i E_s^i \sigma_h^2 + \beta \sigma_r^2 + \sigma_w^2 \quad (24)$$

式中, 当 $\zeta_1 = \zeta_2 = \dots = \zeta_M = 0$ 时, 表示 M 个干扰都不存在, 此时 SCAJ 电台感知到干扰信号的能量为 $E(|y|^2) = \beta \sigma_r^2 + \sigma_w^2$ 。根据式(6)~(7)可知, H_0 和 H_1 条件下随机变量 $\left(\frac{|y_j|}{\sigma_w} \right)^p$ 的累积概率分布函数的参数值为

$$\theta_{H_0}^{mj} = \frac{\sigma_w^2}{\beta \sigma_r^2 + \sigma_w^2} = \frac{1}{\gamma_{INR} + 1} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \theta_{H_1}^{mj} &= \frac{\sigma_w^2}{\sum_{i=1}^M \zeta_i E_s^i \sigma_h^2 + \beta \sigma_r^2 + \sigma_w^2} \\ &= \frac{1}{\sum_{i=1}^M \zeta_i \gamma_{SNR}^i + \gamma_{INR} + 1} \end{aligned} \quad (26)$$

令 $\gamma_{SNR}^i = E_s^i \sigma_h^2 / \sigma_w^2$ 表示感知到的第 i 个干扰信号功率和噪声功率的比值。当 L 足够大时, 统计量 T 服从正态分布, 根据式(11)~(12)可以得到 T 在假设 H_0 和 H_1 条件下的统计特征: μ_0^{mj} 、 μ_1^{mj} 、 σ_0^{mj} 和 σ_1^{mj} 。把这些变量代入式(13)、式(14)可以得到多干扰机的 SCAJ 系统干扰感知的虚警概率和检测概率分别为

$$P_f^{mj} = Q\left(\frac{\lambda - \mu_0^{mj}}{\sigma_0^{mj}}\right) \quad (27)$$

$$\begin{aligned} P_d^{mj} &= 1 - P_m^{mj} \\ &= Q\left(\frac{\mu_1^{mj}}{\sigma_1^{mj}}\right) + Q\left(\frac{\lambda - \mu_1^{mj}}{\sigma_1^{mj}}\right) \end{aligned} \quad (28)$$

故多干扰源机情形下干扰感知的总错误率为

$$P_{error}^{mj}(\lambda) = P_f^{mj} + P_m^{mj} \quad (29)$$

类似地, 可以求出使得总错误率最小的干扰感知阈值 λ_{opt}^{mj} 。

4 仿真结果

通过计算机仿真分析 ASN 中 SCAJ 电台的干扰感知性能。设置仿真参数: $L = 10, \gamma_{SNR} = -10$ dB, 图 4 给出了航空集群战术网络存在单干扰源时的 SCAJ 电台干扰感知总错误概率与干扰感知阈值的关系。可以看到, 当 $p = 5$ 时, 因同时收发系统存在自干扰, 干扰感知总错误概率的最小值高于半双工系统, 但减小 p 值可以降低同时收发干扰感知系统总错误概率。由此说明改进型能量检测器可以抑制同时收发自干扰对干扰感知的影响, 提高系统的干扰感知能力。

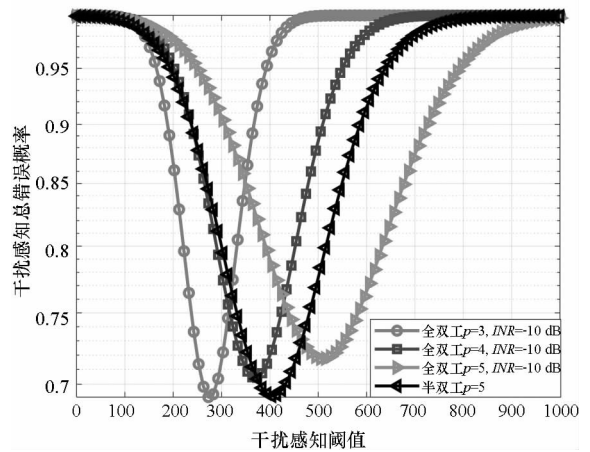


图 4 干扰感知总错误概率与 λ 关系图 (单干扰机)
Fig. 4 Relationship between total error probability of jamming sensing and λ (for single jammer)

给定 $\gamma_{SNR} = -5$ dB, $\lambda = \lambda_{opt}$, 图 5 给出单干扰机时 SCAJ 电台干扰感知总错误概率和 p 值的关系, 可以看出, 对于相同的 p 值, 自干扰增加会导致总错误概率变大; 增大 p 值可以降低干扰感知总错误概率。

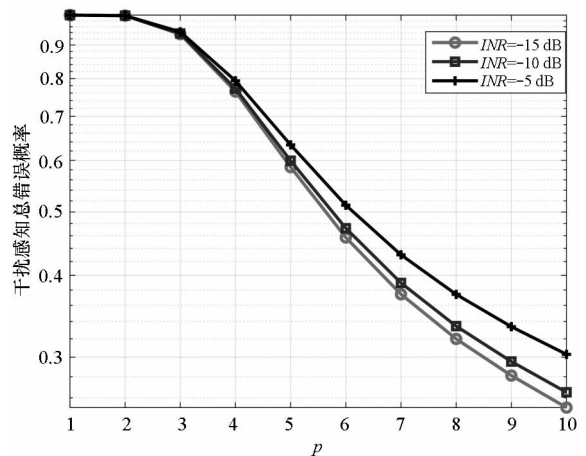


图 5 总错误概率与 p 值关系
Fig. 5 Relationship between the total error probability and p

在多个干扰机情形下,设定 $\zeta_1 = \zeta_2 = \dots = \zeta_M$, $p=3, L=10, \gamma_{\text{INR}} = -2 \text{ dB}$ 。图 6 给出 SCAJ 电台干扰感知虚警概率和检测概率的受试者工作特征 (Receiver Operating Characteristic, ROC) 曲线图,可以看出随着干扰机数量 M 的增加,相同干扰感知检测概率对应的虚警概率也在增加。

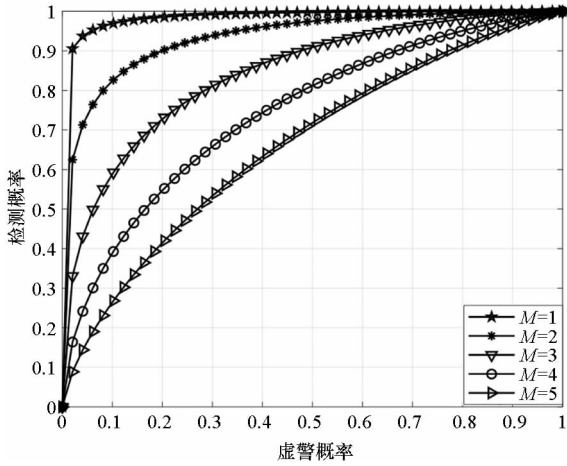


图 6 干扰感知器 ROC 曲线(不同 M)

Fig. 6 ROC curve (for different M)

设定 $M=5, \zeta_1 = \zeta_2 = \dots = \zeta_M, L=10, \gamma_{\text{INR}} = -2 \text{ dB}$,图 7 给出了不同 p 的干扰感知器的 ROC 曲线。可以看到同一检测概率对应的虚警概率随 p 值增大而减小,即通过增大 p 值可以提高 SCAJ 电台干扰感知的 ROC 特性。

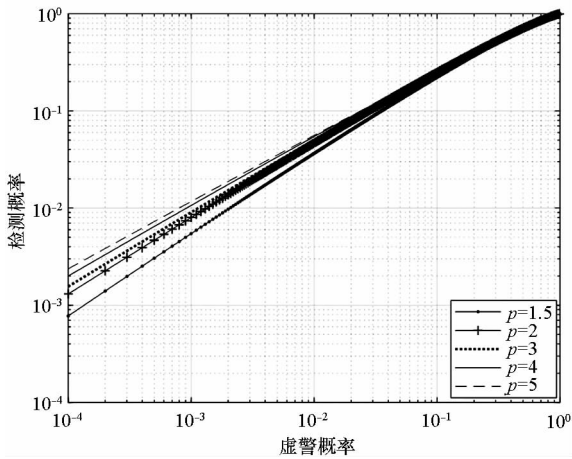


图 7 干扰感知器 ROC 曲线(不同 p)

Fig. 7 ROCs for multiple jamming sources jamming sensing (for different p)

图 8 给出了多干扰机时 SCAJ 电台干扰感知总错误概率与阈值之间的关系,其中 $\gamma_{\text{INR}} = -10 \text{ dB}$ 。可以看到,对相同 p 值,干扰感知总错误概率的最小值随着 M 的增加而变大;对于某一固定 M 值,总错误概率最小值随着 p 值的增加而变大。

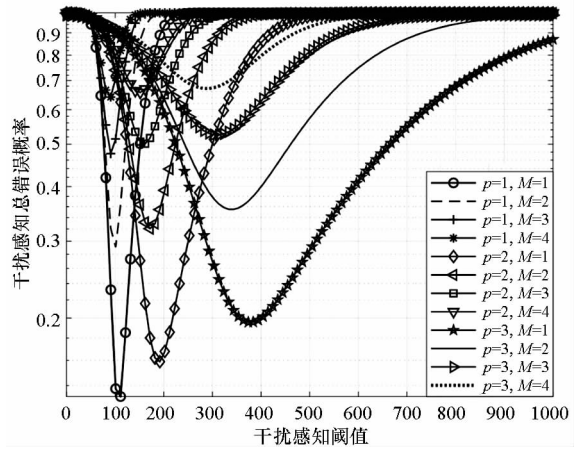


图 8 干扰感知总的错误概率与阈值关系(多干扰机)

Fig. 8 Relationship between total error probability of jamming sensing and threshold (for multi-jammer)

图 9 给出了多干扰机情形时 SCAJ 电台干扰感知总错误概率与干扰机数 M 的关系图,仿真中设定干扰感知阈值 $\lambda = \lambda_{\text{opt}}^{\text{nd}}$ 。从图中可以看出随着 M 的增加,干扰感知的总错误概率也变大;对于相同 M 值,可以选择较大 p 值的改进能量检测的干扰感知器来降低总错误概率。

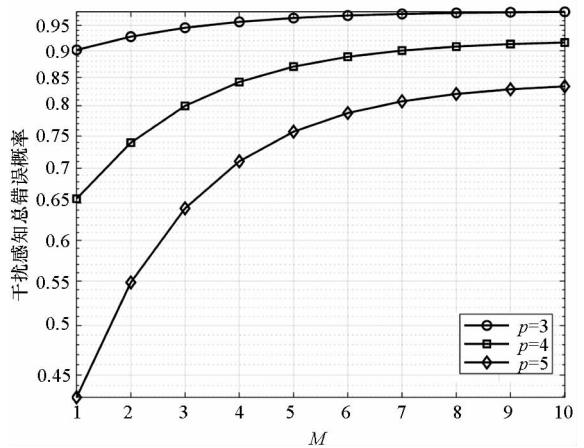


图 9 干扰感知总错误概率和 M 关系(多个干扰机)

Fig. 9 Relationship between total error probability of jamming sensing and M (for multi-jammer)

5 结论

本文把改进型能量检测的干扰感知技术应用于航空集群网络的同时收发认知抗干扰电台,首先推导出单干扰情形时的同时收发认知抗干扰系统的虚警概率、误检概率以及总错误概率。然后研究了多干扰机情形的 SCAJ 电台干扰感知性能。仿真结果表明,虽然同时收发产生的自干扰影响了 SCAJ 电台性能,但通过调节改进能量检测器的 p 值可以提高航空集群 SCAJ 电台的干扰感知能力。

参考文献 (References)

- [1] 景晓年, 梁晓龙, 张佳强, 等. 航空集群作战编队优化控制研究[J]. 计算机仿真, 2017, 34(4): 90-94.
JING Xiaonian, LIANG Xiaolong, ZHANG Jiaqiang, et al. Research on optimized control for aircraft swarms combat formation[J]. Computer Simulation, 2017, 34(4): 90-94. (in Chinese)
- [2] 赵尚弘, 陈柯帆, 吕娜, 等. 软件定义航空集群机载战术网络[J]. 通信学报, 2017, 38(8): 140-155.
ZHAO Shanghong, CHEN Kefan, LYU Na, et al. Software defined airborne tactical network for aeronautic swarm[J]. Journal on Communications, 2017, 38(8): 140-155. (in Chinese)
- [3] 吕娜, 陈柯帆. 面向航空集群云网络的航空数据链 MAC 协议[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(5): 1164-1175.
LYU Na, CHEN Kefan. Aeronautic swarm cloud network oriented MAC protocol for aviation data link[J]. Systems Engineering & Electronics, 2016, 38(5): 1164-1175. (in Chinese)
- [4] 黎海涛, 钱一名, 方正. 网电空间数据链的认知抗干扰技术[J]. 航空学报, 2016, 37(11): 3476-3484.
LI Haitao, QIAN Yiming, FANG Zheng. Simultaneous transmit and receive based cognitive anti-jamming for cyberspace datalink[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(11): 3476-3484. (in Chinese)
- [5] 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.
- [6] Duan H B, Shao S, Su B W, et al. New development thoughts on the bio-inspired intelligence based control for unmanned combat aerial vehicle [J]. Science China Technological Sciences, 2010, 53(8): 2025-2031.
- [7] Jin M, Guo Q H, Tong J, et al. Energy detection of DVB-T signals against noise uncertainty[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(10): 1831-1834.
- [8] Sun C H, Zhang W, Letaief K B. Cooperative spectrum sensing for cognitive radios under bandwidth constraints[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007: 1-5.
- [9] Liu H H, Chen W, Liu K Z. A double-threshold cooperative spectrum sensing technology based on energy detection[J]. Journal of Wuhan University of Technology, 2011, 33(4): 144-148.
- [10] Chen Y F. Improved energy detector for random signals in Gaussian noise [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 558-563.
- [11] 李进, 黄敏, 赵宇. 威布尔分布的极大似然估计的精度分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(8): 930-932.
LI Jin, HUANG Min, ZHAO Yu. Analysis of precision for maximum likelihood estimation in the Weibull distribution[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(8): 930-932. (in Chinese)
- [12] Duan H B, Trees H L V. Detection, estimation, and modulation theory. Part III—radar-sonar signal processing and Gaussian signals in noise [J]. John Wiley & Sons, Inc., 2001.