

噪声跟踪干扰检测算法性能分析

闫云斌¹ 田庆民¹ 杨真² 马晓琳¹

(1. 军械工程学院无人机工程系, 石家庄 050003; 2. 68128 部队, 兰州 733200)

摘要: 基于认知无线电中协作频谱感知的思想, 提出了一种跳频通信中噪声跟踪干扰的检测算法。首先采用能量检测算法, 研究了干扰条件下单跳信号的检测性能。在此基础上, 应用“ k out of n ”准则, 在决策融合模块实现对噪声跟踪干扰的检测, 推导了 AWGN 信道下噪声跟踪干扰的检测性能。理论分析和仿真结果表明, 随着信干噪比的逐渐减小, 对于单跳信号和噪声跟踪干扰的检测概率均逐渐增大; 而在相同信干噪比情况下, 噪声跟踪干扰的检测概率较单跳信号检测概率得到了提高。

关键词: 跳频通信; 噪声跟踪干扰; 能量检测; 协作频谱感知; 干扰检测

中图分类号: TN914.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2014)10-1165-05

Performance Analysis of Detection Algorithm for Follower Noise Jamming

YAN Yun-bin¹ TIAN Qing-min¹ YANG Zhen² MA Xiao-lin¹

(1. UAV Engineering Department, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China;

2. Unit of 68128, Lanzhou 733200, China)

Abstract: A novel detection algorithm of follower noise jamming for Frequency Hopping (FH) communication system was proposed based on the Cognitive Radio (CR). The detection performance of single hop was researched using the energy detection algorithm. Then the detection of follower noise jamming was realized in the data fusion center using the “ k out of n ” rule, the detection performance of follower noise jamming was deduced in additive white gaussian noise (AWGN) channel. The results analyzing and simulation show that the detection probability of single hop and Follower noise jamming (FNJ) were increased when the SINR was decreased. The detection probability of FNJ was more increased than the single hop when they were had the same SINR.

Key words: frequency hopping; follower noise jamming; energy detection; cooperative spectrum sensing; jamming detection

1 引言

在跳频通信中, 跳频信号的载波可以按照预先设定的频表随机跳变, 从而有效地躲避人为有意干扰。但是当干扰信号与跳频信号频率相同形成跟踪干扰时, 仍然会对跳频通信造成很大威胁。快跳系统通过提高跳速, 使跟踪干扰很难有足够的时间去侦测当前的频点并完成引导跟踪。但是, 当跳速增加时, 跳频同步难度也在增加, 同时在一些应用场合快跳系统不是很适用。

针对跟踪干扰的抑制和抗干扰措施已有一些研

究^[1-2], 但是对抗跟踪干扰的前提是能够检测出跟踪干扰。而关于跟踪干扰检测, 鉴于军事应用和技术保密, 目前在国内外公开发表的文献还鲜有发现。

本文所讨论的跟踪干扰检测, 其应用场景类似认知无线电中的频谱感知技术。可以借鉴认知无线电频谱感知技术的能量检测算法^[3]。但它们也有不同之处。比如, 通常在能量检测算法中, 观测到的能量由两部分组成: 信号能量和噪声能量; 而在跟踪干扰的检测中, 除了干扰信号以及噪声外, 还存在跳频信号本身。因此, 从跳频信号和噪声中检测出跟踪干扰信号, 是一个全新的研究问题。

本文将认知无线电中协作频谱感知应用于跳频通信中跟踪干扰的检测,利用能量检测算法,提出了一种针对噪声跟踪干扰的检测算法,分析了AWGN信道下噪声跟踪干扰的检测性能。首先对单跳信号是否存在干扰进行检测,等价于单个用户独立完成授权用户信号检测。仅凭单个认知用户在感知时间有限的条件下根本无法可靠地检测出授权用户;同理,仅仅通过单跳信号受干扰的情况并不能判断此时存在什么干扰。因此,参考认知无线电协作频谱感知中数据融合的方式^[4],利用感知信息融合得到最终判决结果^[5]。通过对观测时间内每跳信号的频点受干扰情况进行信息融合,最终实现对噪声跟踪干扰的检测。

2 系统描述

考虑一个 M-ary frequency shift keying (MFSK) 调制的跳频通信系统,图 1 给出了基于该接收机的跟踪干扰检测的系统模型图。为突出重点,图中省略了前置放大、自动增益控制等单元。设跳频系统工作的总带宽为 W_s ,每跳信号的调制带宽为 B 。

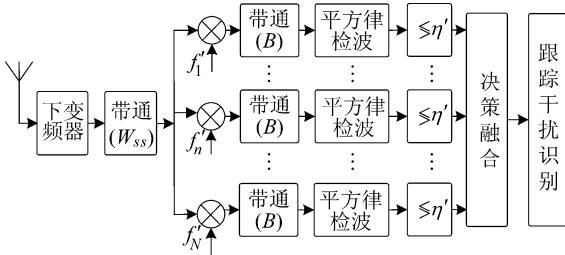


图 1 基于跳频通信系统接收机的跟踪干扰检测系统模型

Fig. 1 Follower jamming detection system model of FH communication system

假定在跳频频率集中选取 N 个跳频频点,如图 1 所示,接收端基于发送端跳频图案和跳频速率等先验知识,在同步后,使用本地载波进行解跳,解跳后的接收信号 $r_l(t)$ ($1 \leq l \leq L$) 可以表示为:

$$r_l(t) = \sqrt{2}a_s \cos[2\pi(f_0 + d_0 f_d)t + \phi_s] + qJ(t) + W(t) \quad (1)$$

$(l-1)T_h < t < lT_h$

式中, $\sqrt{2}a_s$ 为发送信号的幅度, T_h 为跳频时隙长度; N 为可用跳频频率集中的频点数; f_0 表示解跳后的中频频率; $d_0 \in [0, 1, \dots, M-1]$ 表示信息符号, f_d 表示两个相邻的 MFSK 音调。 ϕ_s 为均匀分布于 0 到

2π 的随机相位; $W(t)$ 是均值为 0, 方差 $\sigma_w^2 = N_0B$ 的加性高斯白噪声,且满足 $B=1/T_h$, T_h 为跳频时隙长度。 $q=1$ 或 0, 其中, $q=1$ 表示该跳信号受到干扰, $q=0$ 表示该跳信号未受到干扰。 $J(t)$ 为噪声跟踪干扰,在实施过程中,干扰机首先侦测想要干扰的第 l 跳信号的载波频率和频谱,然后直接在跳频时隙内,在相同的载波频率上发送一个经过调制的窄带噪声,也称为噪声跟踪干扰。该干扰不需要跳频信号准确的先验知识,通常发射类似噪声的信号,覆盖跳频信号的一部分。如果第 l 跳信号被跟踪上,则对应的 $J(t)$ 可表示为^[1]

$$J(t) = n_j(t) \cos\left(2\pi\left(\frac{f_0 + B_l}{2}\right)t\right) \quad (2)$$

式中, $n_j(t)$ 是一个等效的带限信号,其带宽为 B_l ,可以建模为一个零均值带限高斯随机变量,其等效单边功率谱密度为 N_j ,干扰功率为 $\sigma_j = N_j B_l$,且 $n_j(t)$ 和 $W(t)$ 相互独立。

分别将平方律检波后得到的第 l 跳信号 r_l 与一固定的门限 η' 进行比较。其比较的结果是一个二进制的序列 d , 可以表示为

$$d_l = \begin{cases} 1 & r_l > \eta' \\ 0 & r_l < \eta' \end{cases} \quad (3)$$

当观测到的单跳信号独立完成干扰检测后,将得到的二进制序列 d 传送给决策融合模块,该融合模块按照一定的融合规则进行决策融合,最终判断是否存在跟踪干扰。

在后续分析中,定义信噪比为:

$$\gamma = \frac{P_s}{P_N} = \frac{2a_s^2}{\sigma_w^2} \quad (4)$$

定义信干噪比为:

$$\gamma_T = \frac{P_s}{P_N + P_J} = \frac{2a_s^2}{\sigma^2} \quad (5)$$

式中, P_s 、 P_N 和 P_J 分别表示接收端的信号功率、噪声功率和干扰功率, σ^2 为噪声功率和干扰功率之和,表示为

$$\sigma^2 = \sigma_w^2 + \sigma_j^2 \quad (6)$$

3 性能分析

当判断跟踪干扰是否存在时,首先判断每一跳信号的受干扰情况。在完成跳频解跳后,根据每跳

信号是否存在噪声跟踪干扰,判决变量分布的条件概率密度可表示为^[6]:

$$p(r_l | q=1) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_l + 2a_s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\sqrt{r_l} \frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma^2}\right) U(r_l) \quad (7)$$

$$p(r_l | q=0) = \frac{1}{2\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{r_l + 2a_s^2}{2\sigma_w^2}\right) I_0\left(\sqrt{r_l} \frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma_w^2}\right) U(r_l) \quad (8)$$

式中, $I_0(\cdot)$ 表示修正的第一类零阶贝塞尔函数, $U(\cdot)$ 为单位阶跃函数。

在给出概率密度函数后,设定合适的门限 η' , 可得到对第 l 跳信号存在干扰信号的检测概率为:

$$\begin{aligned} P_d &= \Pr(r_l > \eta' | q=1) = \int_{\eta'}^{\infty} p(r_l | q=1) dr_l \\ &= \int_{\eta'}^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_l + 2a_s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\sqrt{r_l} \frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma^2}\right) U(r_l) dr_l \end{aligned} \quad (9)$$

作变量代换 $r_l/\sigma^2 = x^2$, 则有 $dr_l = 2\sigma^2 x dx$, 代入式(9)得到:

$$P_d = \int_{\sqrt{\eta'}/\sigma}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + (\sqrt{2}a_s/\sigma)^2}{2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma} x\right) dx \quad (10)$$

由于 Marcum Q 函数 $Q(a, b)$ 定义为^[6]:

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} x \exp\left[-\frac{(x^2 + a^2)}{2}\right] I_0(ax) dx \quad (11)$$

定义 $K = \sigma_j^2/\sigma_N^2$ 可得

$$\sigma^2 = \sigma_w^2 + \sigma_j^2 = \sigma_w^2(1+K) \quad (12)$$

故

$$P_d = Q\left(\frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma}, \frac{\sqrt{\eta'}}{\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{2\gamma_r}, \sqrt{\frac{\eta'}{1+K}}\right) \quad (13)$$

其中

$$\eta = \frac{\eta'}{\sigma_w^2} \quad (14)$$

同理,可求出对应的虚警概率为:

$$\begin{aligned} P_f &= \Pr(r_l > \eta' | q=0) = \int_{\eta'}^{\infty} p(r_l | q=0) dr_l \\ &= \int_{\eta'}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{r_l + 2a_s^2}{2\sigma_w^2}\right) I_0\left(\sqrt{r_l} \frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma_w^2}\right) U(r_l) \end{aligned}$$

$$= Q\left(\frac{\sqrt{2}a_s}{\sigma_w}, \frac{\sqrt{\eta'}}{\sigma_w}\right) = Q(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\eta}) \quad (15)$$

应用能量检测法,门限的设定是关键。在进行干扰检测时,一方面要尽量增大 P_d ,同时要保证 P_f 减小。此时,门限值的设定就非常重要。如果门限值增大,虽然使得 P_f 减小,但同时也使得 P_d 减小。如果门限值降低,虽然能保证 P_d 增大,但同时也使得 P_f 不断增大。通常门限值通过 Newman-Person 准则设定,即虚警概率 P_f 满足 $P_f = \alpha$ (α 为某一确定值)的情况下,检测概率达到最大,该门限设定称为恒虚警概率准则 (CFAR)^[7]。此时,门限的设定问题变成了在虚警概率一定条件下,使得检测概率 P_d 最大化的一个优化问题。

当 $b \gg 1$ 且 $b \gg b-a$ 时, $Q(a, b)$ 函数具有如下性质^[4]:

$$Q(a, b) \approx Q(b-a) \quad (16)$$

式(15)可近似用式(16)表示:

$$P_f = Q(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\eta}) \approx Q(\sqrt{\eta} - \sqrt{2\gamma}) \quad (17)$$

当给定预期的虚警概率时,门限值可采用如下公式求取

$$\eta' = \sigma_w^2 (Q^{-1}(\alpha) + \sqrt{2\gamma})^2 \quad (18)$$

在检测过程中,不易得到式(18)中的噪声功率 σ_w^2 的准确值^[8]。通常噪声功率由参考频段的噪声方差进行估计获得。

假设用于估计的噪声样点数为 K , $z(i)$ 表示从参考频段获得的噪声样点,那么估计的噪声功率 $\hat{\sigma}_w^2$ 可以表示为

$$\hat{\sigma}_w^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |z(i)|^2 \quad (19)$$

如果跳频信号在传输过程中受到部分频带干扰、多音干扰和宽带线扫频干扰等多种人为干扰,那么仅用单跳信号的干扰情况来判断干扰类型不现实。因此,可采用多跳信号相互协作的方法来判断具体的干扰类型。当每跳信号是否被干扰判决后,将所得结果 d_i 送至决策融合模块,由决策融合模块对这 L 个判决结果进行融合并得到最终的判决结果。对得到的 L 个结果 d_i 进行求和并记为 C , 则有

$$C = \sum_{i=1}^L d_i \quad (20)$$

根据“ k out of n ”准则进行如下判决:

$$\delta = \begin{cases} 1, & \text{if } C \geq k, H_1 \\ 0, & \text{if } C < k, H_0 \end{cases} \quad (21)$$

其中, k 是决策融合模块作出最终判决的判决门限, δ 表示最终的判决结果。如果 $\delta=1$, 表示判决 H_1 为真, 此时跳频通信系统存在噪声跟踪干扰。当 $\delta=0$, 表示判决 H_0 为真, 即判定此时不存在噪声跟踪干扰。相应地可求出采用“ k out of n ”准则的噪声跟踪干扰检测概率和虚警概率, 分别为:

$$P_D = \Pr(C \geq k | H_1) = \sum_{j=k}^L B(j; L, P_d) \\ = \sum_{j=k}^L C_L^j P_d^j (1-P_d)^{L-j} \quad (22)$$

$$P_F = \Pr(C \geq k | H_0) = \sum_{j=k}^L B(j; L, P_f) \\ = \sum_{j=k}^L C_L^j P_f^j (1-P_f)^{L-j} \quad (23)$$

式中, $B(k; n, p)$ 为伯努利概率密度函数。

文献[9]指出, 对于 50Hop/s ~ 500Hop/s 的中慢速跳频通信, 需要干扰 50% 以上的信道才能奏效。因此, 当观测时间内共有 L 跳信号参与协作时, 最终决策门限可以取 $k=0.5 \times L$ 。

4 数值及仿真结果分析

本节给出了所提出的噪声跟踪干扰检测方法的检测性能的相关数值结果。仿真中设置跳频点数 $N=64$, 跳频速率为 200Hop/s, 跳频周期为 0.005s。存在噪声跟踪干扰条件下, 在观测时间内共有 100 跳信号。蒙特卡罗仿真次数设置为 10^4 次, 在后续仿真图中本文理论推导得到的曲线标记为“TA”, 蒙特卡罗仿真得到的曲线标记为“MC”。

图 2 给出了不同信干噪比 SINR 的情况下推导所得到的 ROC (Receiver Operating Characteristic) 曲线。参数设置为信噪比 SNR=0dB。由图 2 可知, 随着虚警概率的不断升高, 其检测概率也随之增大。在虚警概率固定的情况下, 检测概率随着信干噪比的减小而增大。这是因为当 SINR 减小时, 干扰功率增大, 此时的干扰检测概率也随之增大。同时通过图中还可以看出, 本文理论分析得到的结果和蒙特卡罗仿真结果基本吻合, 说明本文推导结果是正确的。

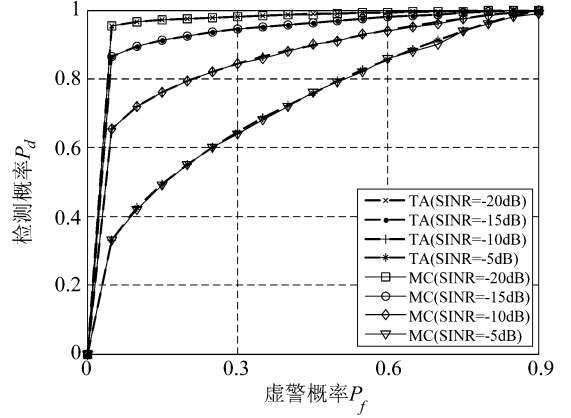


图 2 单跳信号干扰检测理论与仿真互补 ROC 曲线
Fig. 2 Theoretical and simulation complementary ROC curves of single hop jamming detection

图 3 给出了在 AWGN 信道下, 不同 SNR 的单跳信号检测概率 P_d 随信干噪比 SINR 变化的曲线, 其中目标虚警概率 P_f 设置为 0.1 (该参数值的选取参照 IEEE802.22 工作组的建议)。从图 3 可见, 随着信干噪比的减小, 单跳信号存在干扰的检测性能逐渐提高。而在信干噪比一定的情况下, 随着信噪比的增加, 干扰功率增加, 对应的单跳信号存在干扰的检测性能也提高。例如当 SINR=-10dB 时, 随着 SNR 从 -10dB 增加到 5dB, 检测概率从 0.17 增加到了 0.78 以上。

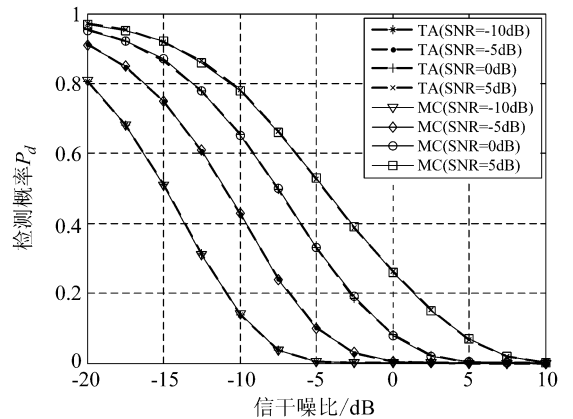


图 3 AWGN 信道下每跳干扰检测概率随 SINR 变化曲线 ($P_f=0.1$)

Fig. 3 The detection probability of single hop vs. SINR in AWGN channels, $P_f=0.1$

按照前面的分析, 当观测时间内共有 100 跳信号时, 设置“ k out of n ”准则门限为 $k=50$ 。图 4 给出了在 AWGN 信道下, 不同 SNR 的噪声跟踪干扰检

测概率随信干噪比 SINR 的变化曲线。从图 4 可知,随着信干噪比的增大,检测概率逐渐减小。当信噪比 SNR=5dB、信干噪比 SINR<-6dB 时,对噪声跟踪干扰的检测概率大于 90%。同时,通过与图 3 对比发现,采用硬判决“ k out of n ”准则后,干扰的检测性能与单跳信号相比较,提高了很多。比如,SNR=-4dB、SNR=5dB 时,对于单跳信号的检测概率为 0.43 左右,而对于噪声跟踪干扰的检测概率则增加到了 0.9 以上。

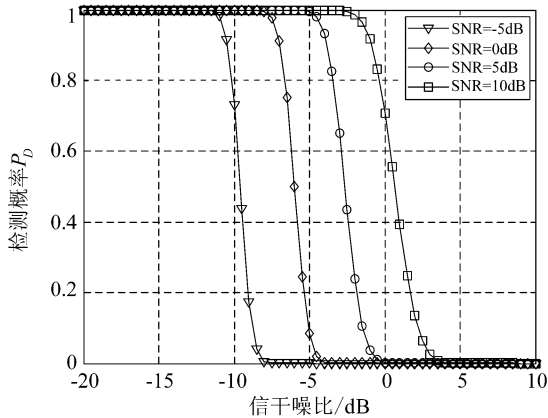


图 4 AWGN 信道下噪声跟踪干扰检测概率随 SINR 变化曲线($k=50$)

Fig. 4 The detection probability of FNJ vs. SINR in AWGN channels

5 结论

本文应用认知无线电中协作频谱感知的思想,提出了一种噪声跟踪干扰的检测算法,推导了 AWGN 信道下,单跳信号存在干扰的检测概率和虚警概率。在此基础上,应用协作频谱感知中“ k out of n ”准则,分析了噪声跟踪干扰的检测性能。理论分析和计算机仿真表明:随着信干噪比的逐渐减小,对于单跳信号和噪声跟踪的检测概率均逐渐增大;相同信干噪比情况下,噪声跟踪干扰的检测概率较单跳信号的检测概率得到了提高。后续应重点分析衰落信道下噪声跟踪干扰的检测性能。

参考文献

- [1] Liu F, Nguyen L H, Ko C C. Vector similarity-based detection scheme for multi-antenna FH/MFSK systems in the presence of follower jamming[J]. IET Signal Processing, 2008, 2(4): 346-353.
- [2] 尚佳栋,王祝林,郭旭静,等. 基于二维虚拟空间平滑

算法的跳频通信系统跟踪式干扰抑制研究[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(5): 1193-1197.

SHANG Jiadong, WANG Zhulin, GUO Xujing, et al. Research of tracking interference suppression in FH system based on two-dimensional virtual space smoothing algorithm[J]. Journal of Electronics & Information technology, 2011, 33(5): 1193-1197. (in Chinese)

- [3] Quan Zhi, Cui Shuguang, Sayed Ali H. Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. IEEE Journal of Selected in signal processing, 2008, 2(1): 28-40.
- [4] Singh A, Bhatnagar M R, Mallik R K. Cooperative Spectrum Sensing in Multiple Antenna Based Cognitive Radio Network Using an Improved Energy Detector [J]. IEEE Communications Letters 2012, 16(1): 64-67.
- [5] Khalid Hossain, Benoit Champagne, Ayman Assra. Cooperative Multiband Joint Detection With Correlated Spectral Occupancy in Cognitive Radio Networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing 2012, 60(5): 2682-2687.
- [6] Proakis J G. Digital Communications [M]. NEW York: McGraw-Hill, 2001.
- [7] Peh E, Liang Y. Optimization for cooperative sensing in cognitive radio networks[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007: 27-32.
- [8] Tandra R, Sahai A. SNR walls for signal detection [J]. IEEE Journal of Selected Topics in signal processing, 2008, 2(1): 4-17.
- [9] 梅文华,王淑波,等. 跳频通信[M]. 北京:国防工业出版社, 2005.
MEI Wenhua, WANG Shubo, et al. Frequency Hopping [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2005. (in Chinese)

作者简介

闫云斌 男,1984 年生,山西朔州人,博士,讲师,主要研究方向为扩频通信抗干扰技术。

E-mail: zkjysybyb@163.com

田庆民 男,1964 年生,河北石家庄人,硕士,副教授,主要研究方向为数据链通信抗干扰技术。

杨真 男,1979 年生,河北沧州人,工程师,主要研究方向为导弹测试系统及其相关技术研究。

马晓琳 女,1979 年生,河北石家庄人,硕士,讲师,主要研究方向为扩频通信抗干扰技术。