

文章编号:1008-1534(2022)02-0094-07

一种基于 FCME 的跳频通信干扰检测门限设计方法

李孟超, 潘申富

(中国电子科技集团公司第五十四研究所, 河北石家庄 050081)

摘要:针对跳频卫星通信在应用中面临恶意干扰威胁的问题,需要对接收信号进行干扰检测。首先使用宽带能量检测模型对接收信号进行建模,分析了检测统计量的概率分布形式,其次在 FCME 算法以及恒虚警门限设置方法的基础上,利用概率统计知识分析高斯分布下部分样本与总体的关系,加入迭代修正过程对噪底进行估计以设置满足恒虚警概率要求的门限,最后利用 Matlab 搭建仿真平台进行仿真分析。理论和仿真分析表明,基于 FCME 的迭代修正门限设计方法相比于已有方法在 SNR 为 0 dB、无干扰条件下能获得满足虚警概率要求的门限,当存在部分频带干扰时算法性能下降,但所获得的门限仍能满足虚警概率要求。设计方法在干扰较弱或不存在的时能满足虚警概率要求,改善了 FCME 算法虚警概率偏高的情况,应用于跳频通信系统干扰检测的门限设计是可行的,在工程实际应用中有一定的参考价值。

关键词:无线通信技术;跳频通信;干扰检测;能量检测;门限设计

中图分类号:TN92

文献标识码:A

DOI: 10.7535/hbgykj.2022yx02001

A design method of frequency hopping communication interference detection threshold based on FCME algorithm

LI Mengchao, PAN Shenfu

(The 54th Research Institution of CETC, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

Abstract: Frequency hopping satellite communication faces the threat of malicious interference in application, therefore, it is necessary to detect the interference of the received signal. Firstly, the wideband energy detection model was used to model the received signal, and the probability distribution of detection statistics was analyzed. Secondly, on the basis of FCME algorithm and CFAR threshold setting method, the relationship between some samples and the population under Gaussian distribution was analyzed by using probability statistical knowledge, and the iterative correction was added to estimate the noise bottom to set the threshold to meet the requirements of CFAR probability. Finally, the simulation platform was built by Matlab for simulation analysis. Theoretical and simulation analysis show that compared with the existing methods, the iterative modified threshold design method based on FCME can obtain the threshold that meets the requirements of false alarm probability under the condition of SNR = 0 dB with no interference. When there is partial band interference, the performance of the algorithm decreases, but the obtained threshold can still meet the requirements of false alarm probability. This design

收稿日期:2021-10-19;修回日期:2021-12-07;责任编辑:陈书欣

第一作者简介:李孟超(1997—),男,河北石家庄人,硕士研究生,主要从事卫星通信技术方面的研究。

通信作者:潘申富研究员。E-mail:15651879079@163.com

李孟超,潘申富,一种基于 FCME 的跳频通信干扰检测门限设计方法[J].河北工业科技,2022,39(2):94-100.

LI Mengchao, PAN Shenfu. A design method of frequency hopping communication interference detection threshold based on FCME algorithm[J]. Hebei Journal of Industrial Science and Technology, 2022, 39(2): 94-100.

method can provide an efficient neighbor discovery scheme for wireless Ad hoc network, improve the performance of wireless Ad hoc network, and has certain practical value in aircraft networking and other application scenarios.

Keywords: wireless communication technology; frequency hopping communication; interference detection; energy detection; threshold design

干扰检测是提升跳频通信抗干扰性能的重要手段。通过干扰检测可以了解信道中恶意干扰的存在、干扰的频点与带宽、干扰功率等多种干扰信息,为干扰识别、干扰抑制提供必要信息。同时,干扰检测也是跳频系统自适应选择可用跳频信道的必要步骤。

干扰检测算法大致可分为能量检测法、匹配滤波法、循环平稳特征分析法、高阶累积量法等。能量检测法^[1]是一种应用场景最多的算法,因为它不需要干扰信号的先验知识,而是通过信号的能量特性进行门限判别以检测干扰,且实现简单、复杂度低。当给定足够的干扰或者噪声背景的先验知识时,能量检测具有十分优良的检测性能^[2]。匹配滤波技术是一种基于先验信息的最佳检测技术,它需要信号的先验知识^[3],且检测器和信号一一对应,但在实际应用中通常很难满足这些条件,因此匹配滤波法的应用场景十分受限。循环平稳特征分析法利用信号和干扰的循环平稳特征不同来进行干扰检测,相比于能量检测有更好的检测性能且不需要先验信息,但该算法的计算复杂度过高。同样高阶累积量方法也存在计算复杂度过高的问题,而且对干扰的类型有特殊要求^[4],不适合工程实际应用。

能量检测算法分为时域检测和频域检测,时域检测是一种二元检测,只能获得干扰的有无;而频域检测可以获得干扰的频点、能量等特征参数,为后续干扰处理提供必要的信息。经典的频域能量检测算法有连续均值去除(consecutive mean excision, CME)算法^[5]和前向 CME(forward CME, FCME)算法^[6]。两种算法都是通过迭代的方式获得门限进

行检测的。FCME 是 CME 的改进算法,相比于 CME 算法 FCME 对部分频带干扰有更好的检测性能,通过恒虚警准则设置门限可以更好地控制算法性能。

本文在 FCME 算法的基础上通过恒虚警准则设置门限以控制算法性能^[7-8],并针对迭代过程中噪声估计不准造成虚警概率偏高的问题,提出了迭代修正门限的方法以获得满足要求的虚警概率。首先给出了宽带能量检测模型^[9-10]和 FCME 算法原理^[11-12],介绍了已有的门限设置方法,已有的门限设置方法会造成无干扰时虚警概率趋于 50%的结果,然后提出了迭代修正门限的方法,并对其进行了仿真分析。

1 宽带能量检测模型

跳频通信通过 PN 码来控制频率的跳变,因此一般可认为跳频通信系统的工作频点在整个跳频带宽内是均匀分布的,假设系统可用的工作频点个数为 N ,则每个频点的使用概率为 $1/N$ 。在使用宽带能量检测模型进行分析时,认为干扰信号相比跳频信号是慢变的,即干扰信号的频点及带宽在足够多的跳周期内保持不变,这是一个重要的假设前提。

宽带能量检测模型如图 1 所示^[9],接收信号要经过下变频、滤波处理、 N 路的平方计算, N 路处理与 N 个工作频点相对应。当工作频点数较多时可以使用 FFT 算法进行结构的简化。每次检测要对总共 N_t 跳的平方计算输出进行求和,将各路求和输出与门限进行比较来进行干扰检测。

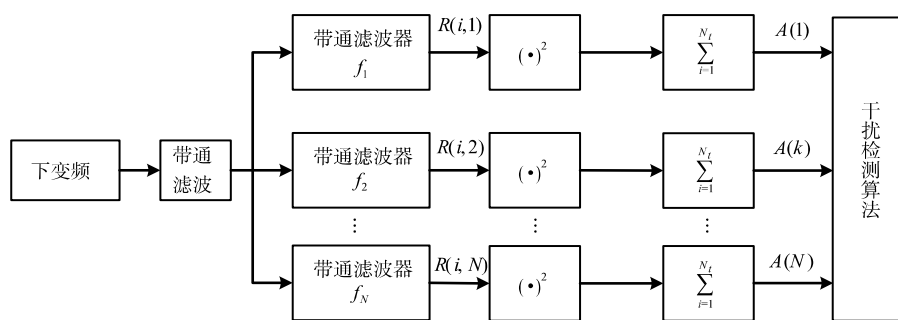


图 1 宽带能量检测模型

Fig.1 Wideband energy detection model

假设已经完成同步,其中第 k 个频点在第 i 跳的输出为 $R(i, k)$:

$$R(i, k) = \alpha_{ik} X(i, k) + W(i, k) + \beta_k J(k), \quad (1)$$

$$1 \leq i \leq N_t, 1 \leq k \leq N,$$

式中: α_{ik} 取 0 或 1 表示第 i 跳的第 k 个频点是否含有跳频信号, 由于在 N_t 次观测时间内干扰的位置不发生变化, 可以用 β_k 取 0 或 1 表示第 k 个频点是否存在干扰; $X(i, k)$ 表示接收到的信号, 假设信号的平均功率为 σ_s^2 ; $W(i, k)$ 为噪声分量, 由于卫星信道较为纯净, 可以假设噪声为高斯白噪声, 均值为 0, 方差为 σ_w^2 ; 假设接收机受到部分频带干扰, 可以将部分频带干扰建模为高斯随机过程, 干扰带宽占总跳频带宽为 p , $J(k)$ 为第 k 个频点上的干扰信号分量, 干扰的平均功率为 σ_j^2 。那么经过平方计算后, $|R(i, k)|^2$ 的概率分布为

$$f(x | \alpha_{ik} = 1) = \frac{1}{2\sigma_n^2} e^{-\frac{(x+\sigma_n^2)}{2\sigma_n^2}} I_0\left(\sqrt{x} \frac{\sigma_s}{\sigma_n}\right), \quad (2)$$

$$f(x | \alpha_{ik} = 0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} e^{-\frac{x}{2\sigma_n^2}}, \quad (3)$$

式中 $I_0(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数, 当该频点存在干扰时 (H_1), $\sigma_n^2 = \sigma_w^2 + \sigma_j^2$; 当未受到干扰时 (H_0), $\sigma_n^2 = \sigma_w^2$ 。即:

$$\sigma_n^2 = \begin{cases} \sigma_w^2, & H_0, \\ \sigma_w^2 + \sigma_j^2, & H_1. \end{cases} \quad (4)$$

各个频点的累加结果为检测统计量 $A(k)$, 即:

$$A(k) = \sum_{i=1}^{N_t} |R(i, k)|^2, 1 \leq k \leq N. \quad (5)$$

由式 (2) 和式 (3) 可以看出, $\{|R(i, k)|^2, 1 \leq i \leq N_t\}$ 依据跳频信号的有无其分布存在两种形式且相互独立, 根据中心极限定理^[13]可以得到, 当随机变量的个数很大时, 不同分布的相互独立随机变量在满足一定条件下, 其和是服从高斯分布的。因此, 为方便分析可以认为检测统计量 $A(k)$ 服从正态分布, 由 $|R(i, k)|^2$ 的概率分布可以得到其数字特征如下:

$$\{(\mu_{ik}, \sigma_{ik}^2) = (2\sigma_n^2 + \sigma_s^2, 4\sigma_n^4 + 4\sigma_n^2\sigma_s^2) | \alpha_{ik} = 1\}, \quad (6)$$

$$\{(\mu_{ik}, \sigma_{ik}^2) = (2\sigma_n^2, 4\sigma_n^2) | \alpha_{ik} = 0\}. \quad (7)$$

式(6)和式(7)分别表示有无跳频信号时的 $|R(i, k)|^2$ 的均值和方差。由于在整个跳频带宽内跳频信号服从均匀分布, 同一频点的信号密度为 $1/N$ 。 N_t 足够大时, 任意一频点平均会有 N_t/N 个跳频信号。可得检测统计量 $A(k)$ 的数字特征近似如下:

$$\mu_A = N_t \left(2\sigma_n^2 + \frac{\sigma_s^2}{N} \right), \quad (8)$$

$$\sigma_A^2 = N_t \left(4\sigma_n^4 + \frac{4\sigma_n^2\sigma_s^2}{N} \right), \quad (9)$$

即 $A(k) \sim N(\mu_A, \sigma_A^2)$, $N(\cdot)$ 表示高斯分布。

将每个频点得到的检测统计量与所设定的门限进行比较来判断该频点是否受到干扰, 即为以下的 N 个二元判决问题, 其中 Th 为判决门限:

$$\begin{cases} A(k) < Th, & H_0, \\ A(k) > Th, & H_1, \end{cases} \quad 1 \leq k \leq N. \quad (10)$$

跳频信号宽带能量检测的关键假设是干扰频点的位置或者干扰图样相比跳频信号的跳速或者系统观测时间是慢变的, 在 N_t 个观测时间内认为干扰位置是不变的。由于跳频信号频域上的随机性, 经过多次累积, 干扰信号相比于跳频信号累积加强了, 跳频信号的能量相比干扰累积减弱了, 对干扰的检测影响减弱了。为了对检测统计量进行判决, 需要选择合适的方法设置门限。

2 FCME 算法与门限设置

门限的设置决定着检测算法的性能, 文献[10]中门限是检测统计量均值:

$$Th_{apt} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A(k). \quad (11)$$

其优点是计算量小, 但其缺点十分明显, 当干信噪比不断减小或干扰不存在时, 门限接近噪底的均值, 使用此门限进行检测虚警概率会趋近于 50%, 检测性能严重下降。因此需要选择合适的门限设置方法满足虚警概率要求。

2.1 FCME 算法

FCME 算法通过迭代更新以获得满足所设虚警概率的自适应门限。其核心是将频点分类为噪声点集和干扰点集, 初始认为只有幅值较低的一部分频点没有受到干扰, 利用噪声点集、检测统计量的分布和虚警概率计算出初始门限对所有频点进行二元判别, 从干扰点集中去除认为是噪声的点, 然后重复计算门限, 进行下一轮的迭代, 一直达到最大迭代次数或者集合不再更新为止, 并输出干扰点集完成检测。其具体步骤如下:

1) 输入虚警概率 P_f 和检测统计量分布函数, 设定迭代次数上限 D ;

2) 初始排序, 取功率最低的一部分认为其属于噪声点集 M , 其余为干扰点集 B , 计算噪点功率的均值 $\hat{\mu}_i$ 与方差 $\hat{\sigma}_i^2$, 根据恒虚警准则得到门限 Th_i ;

3) 对干扰点集 B 使用迭代门限 Th_i 进行判决, 大于门限的频点认为是干扰, 小于的认为是噪点, 更新噪声点集和干扰点集, 迭代次数 $i = i + 1$, 更新门限;

4) 判断迭代次数 i 是否大于 D 或者有无从更新

噪声点与干扰点集合,如果超过迭代次数上限或者无更新则停止迭代,输出判断结果 M ,否则回到第3)步。

2.2 门限设置方法

门限设置是能量检测算法的核心问题。恒虚警门限的设置由虚警概率 P_f 和检测统计量分布决定^[14]。由式(4),式(8)和式(9)可以得到判决门限 Th 与虚警概率 P_f 满足以下关系:

$$P_f = P(A(k) > Th | H_0) = P\left(\frac{A(k) - \mu_A}{\sigma_A} > \frac{Th - \mu_A}{\sigma_A} | H_0\right) \stackrel{\sigma_A^2 = \sigma_w^2}{=} Q\left(\frac{Th - \mu_A}{\sigma_A}\right), \quad (12)$$

式中: P_f 为干扰不存在即假设 H_0 成立时检测统计量 $A(k)$ 大于门限的概率; $Q(x)$ 为标准正态分布的互补累计分布函数,通过查表可以得到 $Q(x)$ 的值;统计量可得判决门限为

$$Th = \mu_A + Q^{-1}(P_f)\sigma_A. \quad (13)$$

可以看出,高斯分布下的恒虚警门限由虚警概率、均值和方差共同决定。由于 FCME 算法在迭代的过程中会估计噪声的均值与方差,经典算法会直接使用估计值产生的门限。假设第 i 次迭代噪声方差点集为 M_i ,则第 i 次迭代均值和方差的估计值 $\hat{\mu}_A(i)$, $\hat{\sigma}_A^2(i)$ 如下:

$$\begin{cases} \hat{\mu}_A(i) = \text{mean}(A(k), k \in M_i), \\ \hat{\sigma}_A^2(i) = \text{var}(A(k), k \in M_i). \end{cases} \quad (14)$$

因此第 i 次迭代得到的门限为

$$Th_i = \hat{\mu}_A(i) + Q^{-1}(P_f)\hat{\sigma}_A(i). \quad (15)$$

2.3 FCME 算法虚警概率仿真分析

在没有干扰的条件下,假设在工作频点为 1 024 个,观测总跳数 $N_t = 500$,信噪比 $\text{SNR} = 0$ dB,根据 2.1 与 2.2 节所述算法流程使用式(15)设置门限,仿真初始设置的目标虚警概率 P_f 与检测后实际虚警概率 P_f^* 的对应关系;设置 $P_f = 0.01$,其他条件不变,仿真均值、方差的归一化误差与迭代次数的关系。

初设的目标虚警概率与最终虚警概率关系如图 2 所示,从图 2 可以看出直接使用式(15)设置门限得到的最终虚警概率(实线所示)比初设的虚警概率偏高。随着初设虚警概率的增大,最终虚警概率偏高的程度也会增加。虚警概率偏高说明门限设置偏低,即对于噪底均值、方差的估计偏低。迭代过程中均值、方差估计的归一化误差的变化趋势如图 3 所示,仿真发现均值、方差的估计相比实际值都是偏低的,与图 2 分析相对应,方差的估计误差相比均值的估计误差更大。这是因为 FCME 迭代过程中,会从干扰点集中剔除一些功率较小的频点加入噪声点

集,较大的噪声可能会高于门限无法进入噪声点集,使得估计的均值与方差偏低,进而使得门限偏低造成虚警概率偏高^[15];同时函数 $Q^{-1}(\cdot)$ 是单调递减的,当初设的虚警概率增大时门限会更低,使得最终的虚警概率误差更大。因此需要修改迭代门限的产生方式,修正均值、方差的估计值,将门限抬高以接近初设的目的虚警概率。

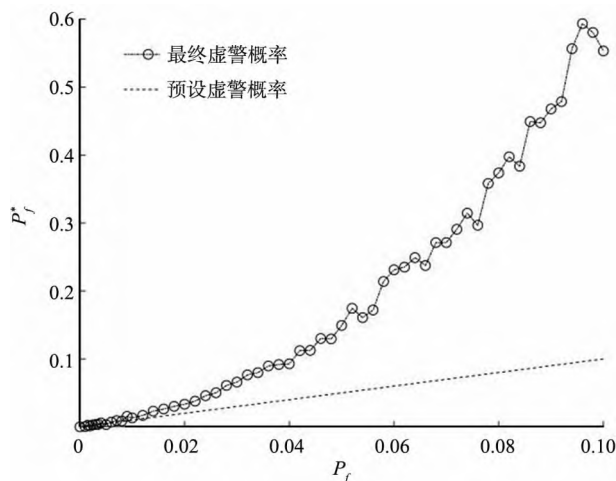


图 2 初设的虚警概率与最终虚警概率关系

Fig.2 Relationship between initial false alarm probability and final false alarm probability

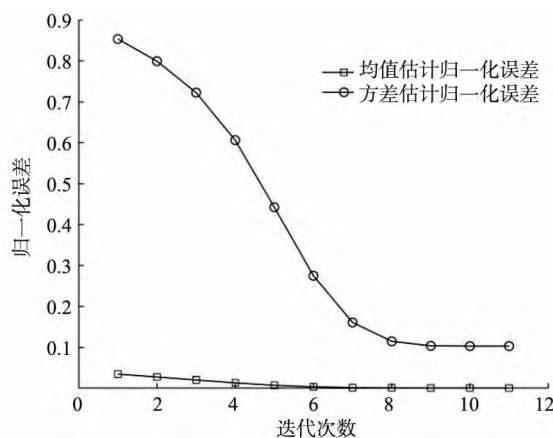


图 3 均值、方差估计的归一化误差与迭代次数的关系

Fig.3 Relationship between the normalization error of mean and variance estimation and the number of iterations

3 基于 FCME 的迭代修正门限设计

为了修正门限首先对传统算法的迭代过程进行分析。

在第 i 次迭代中,噪声点集为 $M_i = \{k | A(k) \leq Th_i\}$,可以得到噪声点数的比例为 ρ_i ,根据概率论的知识可知,部分最小点幅值的均值方差和总体的均值方

差存在比例关系,因此可以利用这种关系对初步估计得到的 $\hat{\mu}_A(i)$, $\hat{\sigma}_A^2(i)$ 进行修正。

如果根据第 $i-1$ 次迭代得到了门限 Th_{i-1} , 那么可以得到第 i 次的均值估计为

$$\hat{\mu}_A(i) = \frac{\int_{-\infty}^{Th_{i-1}} \frac{x}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot e^{-\frac{(x-\mu_A)^2}{2\sigma_A^2}} dx}{\int_{-\infty}^{Th_{i-1}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot e^{-\frac{(x-\mu_A)^2}{2\sigma_A^2}} dx} \quad (16)$$

由于 ρ_i 与 Th_i 满足如下关系:

$$F(Th_i) = \rho_i = \int_{-\infty}^{Th_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot e^{-\frac{(x-\mu_A)^2}{2\sigma_A^2}} dx, \quad (17)$$

式中 $F(\cdot)$ 为无干扰时检测统计量 $A(k)$ 的累积分布函数。使用式(17)以及高斯分布的累积分布函数与 Q 函数的关系化简为式(16):

$$\begin{aligned} \hat{\mu}_A(i) &= \frac{\int_0^{Th_{i-1}} \frac{x - \mu_A + \mu_A}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot e^{-\frac{(x-\mu_A)^2}{2\sigma_A^2}} dx}{\rho_{i-1}} = \\ &= \frac{\sigma_A}{\rho_{i-1}} \int_{-\infty}^{\frac{Th_{i-1}-\mu_A}{\sigma_A}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2}} d\frac{t^2}{2} + \frac{\mu_A}{\rho_{i-1}} F(Th_{i-1}) = \\ &= \frac{\sigma_A}{\sqrt{2\pi}\rho_{i-1}} \cdot e^{-\frac{(Th_{i-1}-\mu_A)^2}{2\sigma_A^2}} + \mu_A = \\ &= \frac{\sigma_A}{\sqrt{2\pi}\rho_{i-1}} \cdot e^{-\frac{Q^{-1}(1-\rho_{i-1})^2}{2}} + \mu_A. \end{aligned} \quad (18)$$

同理第 i 次的方差估计值为

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_A^2(i) &= \frac{\int_{-\infty}^{Th_{i-1}} \frac{(x - \mu_A)^2}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot e^{-\frac{(x-\mu_A)^2}{2\sigma_A^2}} dx}{\rho_{i-1}} \stackrel{x-\mu_A=t}{=} \\ &= \frac{\sigma_A^2 \int_{-\infty}^{\frac{Th_{i-1}-\mu_A}{\sigma_A}} \frac{t^2}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2}} dt}{\rho_{i-1}} = \\ &= \frac{\sigma_A^2 \left[1 - \frac{Q^{-1}(1-\rho_{i-1})}{\sqrt{2\pi}\rho_{i-1}} e^{-\frac{Q^{-1}(1-\rho_{i-1})^2}{2}} \right]}{\rho_{i-1}}. \end{aligned} \quad (19)$$

根据式(16)和式(19)发现, $\hat{\mu}_A(i)$, $\hat{\sigma}_A^2(i)$ 都是包含有误差项的,且误差项和每次迭代得到的 ρ_i 有关系。通过以上分析,可以首先得到均值方差的初步估计 $\hat{\mu}_A(i)$, $\hat{\sigma}_A^2(i)$ 和 ρ_i ; 利用 ρ_i 得到误差项,然后利用误差项对 $\hat{\mu}_A(i)$, $\hat{\sigma}_A^2(i)$ 进行修正,以获得更加准确的估计,即:

$$\tilde{\mu}_A(i) = \hat{\mu}_A(i) + \frac{\tilde{\sigma}_A(i-1)}{\sqrt{2\pi}\rho_{i-1}} \cdot e^{-\frac{Q^{-1}(1-\rho_{i-1})^2}{2}}, \quad (20)$$

$$\tilde{\sigma}_A^2(i) = \frac{\tilde{\sigma}_A^2(i)}{\left[1 - \frac{Q^{-1}(1-\rho_{i-1})}{\sqrt{2\pi}\rho_{i-1}} e^{-\frac{Q^{-1}(1-\rho_{i-1})^2}{2}} \right]}, \quad (21)$$

那么修正后的门限就是:

$$Th_i^* = \tilde{\mu}_A(i) + Q^{-1}(P_f) \tilde{\sigma}_A^2(i). \quad (22)$$

综上所述,基于 FCME 的迭代修正门限算法的步骤如下:

1) 输入虚警概率 P_f , $i=0$, 设定迭代次数上限 D ;

2) 初始排序,取功率最低的 ρ , 认为其属于噪声点集 M , 其余为干扰点集 B , 计算噪点功率的平均值 $\hat{\mu}_i$, 方差 $\hat{\sigma}_i^2$ 并代入式(15)得到初始门限 Th_0 ;

3) 对干扰点集 B 进行门限判决,大于门限的频点视为干扰,小于的则视为噪点,将噪点从 B 中去除,更新噪声点集和干扰点集,迭代次数 $i=i+1$, 计算噪点功率的平均值 $\hat{\mu}_i$, 方差 $\hat{\sigma}_i^2$ 并代入式(20)和式(21)得到 $\tilde{\mu}_A(i)$, $\tilde{\sigma}_A^2(i)$, 将修正后的均值与方差代入式(22)得到修正后的门限 Th_i^* ;

4) 判断迭代次数 i 是否大于 D 或者有无从更新噪声点与干扰点集合,如果超过迭代次数上限或者无更新则停止迭代,输出判断结果 M , 否则回到第3)步。

4 仿真分析

通过仿真以分析改进的门限设计算法,并将其与原有方法进行比较,验证改进算法的有效性。

仿真条件设置与 2.3 节相同。在没有干扰的条件下,假设在工作频点为 1024 个,观测总跳数 $N_t=500$,信噪比 $\text{SNR}=0$ dB。首先固定初设虚警概率 $P_f=0.01$, 仿真对比原有方法与改进算法的均值、方差的归一化误差与迭代次数的关系,如图 4、图 5 所示。

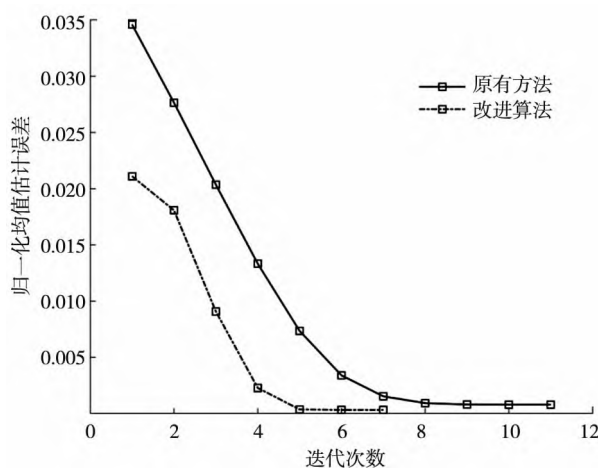


图4 原有方法与改进算法的均值估计对比

Fig.4 Comparison of mean estimation between the original method and the improved algorithm

从图4中可以看出,在初设虚警概率 $P_f=0.01$ 条件下。经过改进的门限设置算法对噪底均值的估

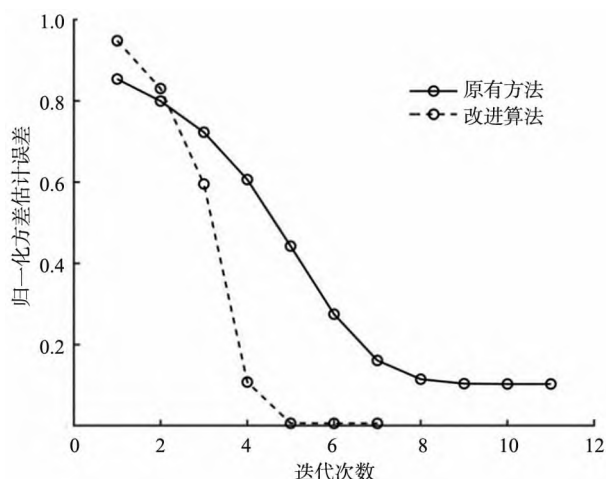


图5 原有方法与改进算法的方差估计对比

Fig.5 Comparison of variance estimation between the original method and the improved algorithm

计比原有方法更加准确,归一化误差从 0.000 8 降为 0.000 3;从图 5 中可以看出,经过改进的门限设置算法在收敛后对噪声方差的估计比原有方法也更加准确,归一化误差从 0.103 降低为 0.006;且收敛所用的迭代次数也从原有的 10 次降低到了 6 次。

改变初设的虚警概率,其他条件不变,仿真原有方法与改进算法的初始设置的目标虚警概率 P_f 与检测后最终虚警概率 P_f^* 的对应关系如图 6 所示。初设虚警概率变化范围为 0~0.1。从图 6 可以看出,使用原有的门限设置方法进行检测得到的最终虚警概率偏大,且随着初设虚警概率的增大偏离程度增加;使用改进方法设置门限得到的最终虚警概率与初设值几乎相同,误差可以忽略不计。

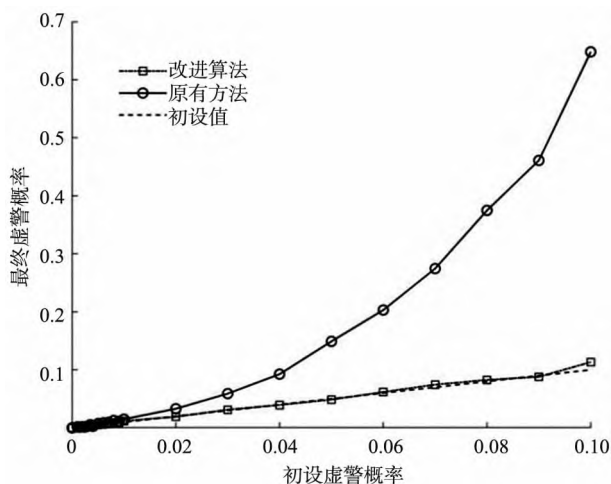


图6 原有方法与改进算法的最终虚警概率对比

Fig.6 Comparison of the final false alarm probability between the original method and the improved algorithm

这表明,通过消除门限设置的误差项,可使噪声均值与方差的估计更加准确,实际门限设置也更加接近理论门限,最终虚警概率与初设虚警概率几乎

相同。

在无干扰的条件下,使用改进算法可以改善虚警概率偏高的情况。在有干扰的条件下,保持其他仿真条件不变,仿真改进算法的性能。在有部分频带干扰的条件下,假设在工作频点为 1 024 个时,观测总跳数 $N_t = 500$ 、信噪比 $\text{SNR} = 0$ dB、干信噪比 $\text{JSNR} = -5$ dB、干扰带宽占比为 20%。仿真改进算法的最终虚警概率与初设虚警概率的关系如图 7 所示。

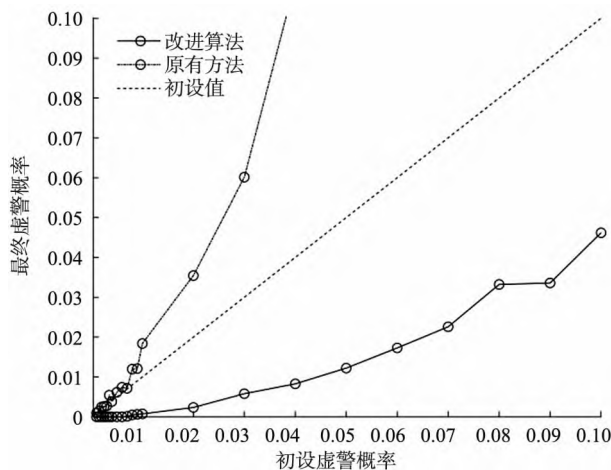


图7 部分频带干扰对改进算法的最终虚警概率影响

Fig.7 Influence of partial band interference on the final false alarm probability of the improved algorithm

当存在干扰时,原有方法的虚警概率会偏大,且偏离程度随着初设虚警概率的增大而增加,与无干扰得到的结果类似,而根据改进算法设置门限得到的虚警概率会偏低,如图 7 所示。虽然虚警概率偏低仍能满足所设置虚警概率的要求,但虚警概率偏低说明门限会增高,而门限偏高容易产生漏检,此时可以适当增加观测跳数,提高干扰的功率,以避免产生漏检,或者使门限的方差部分与一门限系数相乘以适当降低门限。应当注意此门限系数不宜过低,因为过低可能会造成虚警概率偏高。

5 结 语

针对跳频通信的干扰检测门限设计中,采用传统方法设计门限得到的虚警概率不稳定以及直接使用 FCME 方法虚警概率偏高的问题,提出了门限修正迭代设计方法并与 FCME 方法结合。采用宽带能量检测模型,检测统计量近似服从高斯分布,在此基础上设计检测门限;仿真分析了 FCME 方法的虚警性能与目的虚警概率的关系,最终虚警概率较目的虚警概率偏大,尤其目的虚警概率大于 0.01 时更为明显;设计了门限修正迭代设计方法,用于修正

FCME 迭代过程中噪底的均值和方差,以获得较为准确的最终虚警概率。通过仿真分析可知,改进方法应用于跳频通信系统干扰检测的门限设计是可行的,在干扰较弱或不存在时能满足虚警概率要求,改善了 FCME 算法虚警概率偏高的情况。

所提方法在干扰存在时所达到的虚警概率偏低、门限偏高,容易造成漏检,适当降低门限即可在满足虚警概率的前提下避免漏检。此方法在实际应用中具有一定局限性,因此在未来的研究中将进一步改进门限设计方法。

参考文献/References:

- [1] SHARMA S K, BOGALE T E, CHATZINOTAS S, et al. Cognitiveradio techniques under practical imperfections: A survey[J].IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(4): 1858-1884.
- [2] JIN Ming, GUO Qinghua, TONG Jun, et al. Energy detection of DVB-T signals against noise uncertainty[J].IEEE Communications Letters, 2014, 18(10): 1831-1834.
- [3] EDUARDO A F, CABALLERO R G G. Experimental evaluation of performance for spectrum sensing: Matched filter vs energy detector[C]//IEEE Colombian Conference on Communication and Computing (IEEE COLCOM 2015). Popayan: IEEE, 2015: 1-6.
- [4] 朱付强. OFDM 系统中快速频谱检测关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
ZHU Fuqiang. Research on Key Technologies of Fast Spectrum Detection in OFDM System[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.
- [5] HENTTU P, AROMAA S. Consecutive mean excision algorithm[C]//IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Prague: IEEE, 2002: 450-454.
- [6] SAARNISAARI H, HENTTU P. Impulse detection and rejection methods for radio systems[C]//IEEE Military Communications Conference, 2003. Boston: IEEE, 2003: 1126-1131.
- [7] 张天林. 基于信号能量的干扰检测技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2018.
ZHANG Tianlin. Study on Interference Detection Technology Based on Signal Energy [D]. Chongqing: Chongqing University, 2018.
- [8] 吕再兴. 通信对抗中的干扰检测算法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2011.
- [9] 周志强. 跳频通信系统抗干扰关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2010.
ZHOU Zhiqiang. Study on the Key Anti-Jamming Technologies of Frequency Hopping Spread Spectrum Systems [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2010.
- [10] 徐卓异, 王兵. 一种基于频谱估计的跳频系统干扰检测算法[J]. 电子设计工程, 2013, 21(24): 138-141.
XU Zhuoyi, WANG Bing. An interference detection algorithm based on spectrum estimation for the frequency-hopping system [J]. Electronic Design Engineering, 2013, 21(24): 138-141.
- [11] 郭朝斌. OFDM 接收机恶意干扰检测与抑制技术及其 FPGA 实现研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
GUO Chaobin. Research on Malicious Interference Detection and Suppression Technology and Its FPGA Implementation of OFDM Receiver[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020.
- [12] 李越. 通信干扰样式识别与参数估计算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
LI Yue. Research on Identification and Parameter Estimation of Communication Jamming Signals [D]. Xi'an: Xidian University, 2019.
- [13] CRAMÉR H. Mathematical Methods of Statistics [M]. Princeton: Princeton University Press, 1946.
- [14] 代锴垒. 宽带认知通信系统上行信道关键技术研究及实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
DAI Kailei. Research and Implementation of Key Technology for Uplink Channel in Broadband Cognitive Communication System [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020.
- [15] 袁龙. 基于噪声估计特性的频谱感知能量检测技术[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.
YUAN Long. Spectrum Sensing Energy Detection Technology Based on the Characteristic of Noise Estimation [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2014.