

全球导航卫星系统中的干扰频域门限检测技术研究

何 江, 郭承军, 陈 智

(电子科技大学电子科学技术研究院, 成都 611731)

摘 要: 针对全球导航卫星系统(GNSS)中干扰检测的需求, 结合能量检测原理, 从信号模型出发, 推导出频域检测的检测概率和虚警概率, 设计一种门限循环更新的 GNSS 干扰检测算法。将检测谱线进行快速排序, 设定初始门限, 将小于门限的谱线更新到新的门限, 继续检测大于新门限的谱线, 直到门限收敛, 并输出检测结果。在高斯白噪声下, 6 种干扰样式的仿真结果表明, 该算法门限收敛速度快, 能够输出干扰信号的频率、带宽和功率信息, 判断出单音干扰、脉冲干扰、窄带干扰和宽带干扰, 与传统方法相比, 该算法的检测性能更好。

关键词: 全球导航卫星系统; 干扰检测; 门限检测; 门限更新; 检测概率

中文引用格式: 何 江, 郭承军, 陈 智. 全球导航卫星系统中的干扰频域门限检测技术研究[J]. 计算机工程, 2016, 42(4): 105-111.

英文引用格式: He Jiang, Guo Chengjun, Chen Zhi. Research on Threshold Detection Technology of Interference Frequency Domain in Global Navigation Satellite System[J]. Computer Engineering, 2016, 42(4): 105-111.

Research on Threshold Detection Technology of Interference Frequency Domain in Global Navigation Satellite System

HE Jiang, GUO Chengjun, CHEN Zhi

(Research Institute of Electronic Science and Technology,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

[Abstract] According to the demand of interference detection in Global Navigation Satellite System(GNSS), and the energy detection principle, starting from the signal model, GNSS interference detection algorithm of iteratively updating threshold is designed, and the detection probability and false alarm probability in frequency domain are derived. The detected spectrum is sorted by Quicksort, and the initial threshold is set. The spectral line less than the threshold is updated to the new threshold, continuing to detect the updated spectral lines more than the new threshold until the threshold is converged. And the detected result is output with Gausstan white noise, the simulation results of 6 kinds of jamming show that the designed algorithm converges quickly. The algorithm can output the frequency, bandwidth and power of the interference signal, and can distinguish continuous wave interference, pulse interference, narrowband interference and wideband interference. Compared with traditional methods, the designed algorithm has better detection performance.

[Key words] Global Navigation Satellite System(GNSS); interference detection; threshold detection; threshold update; detection probability

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2016.04.020

1 概述

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)向全球范围内的用户全天候提供高精度的导航、定位和授时服务, 在军用和民用领域都得到了广泛应用。然而, 随着科技的进步和应用的推广, 接收系统所面临的电磁环境也越来越复杂,

GNSS 的定位精度和实时性将会面临严峻考验。并且 GNSS 到达地面的信号强度很微弱, 极易受到各种无意、有意的干扰, 当用户遇到问题时, 一般情况下不容易判别是接收系统故障、GNSS 信号故障还是干扰影响。因此, GNSS 接收系统干扰的监测是很有研究意义的^[1]。干扰监测是干扰抑制的基础, 分为干扰检测、干扰测向、干扰识别和干扰源定位

作者简介: 何 江(1988-), 男, 硕士研究生, 主研方向为卫星导航抗干扰技术; 郭承军, 博士研究生; 陈 智, 教授。

收稿日期: 2015-03-04 **修回日期:** 2015-04-09 **E-mail:** hejiang999@qq.com

4 大类^[2]。

GNSS 领域干扰检测的相关研究在国内目前相对很少,一般都是涉及信号的二元检测能量检测算法^[3]、基于分数阶傅里叶变换检测算法^[4]、频域门限检测算法^[5]、基于协方差矩阵检测算法^[6]、循环平稳检测算法^[7]、基于高阶累积量干扰检测与识别^[8]、基于特征识别检测算法^[9]等。实测中,噪声功率比较平稳,干扰信号功率较大,引入无需先验信息的能量检测法是很适合的。本文研究的门限循环更新干扰检测算法属于能量检测范畴。

2 信号接收模型

GNSS 接收系统的检测信号由 GNSS 信号、噪声和干扰信号组成,考虑单音干扰、多音干扰、线性扫频干扰、脉冲干扰和 BPSK 调制窄带/宽带干扰信号进行建模。

2.1 干扰信号

单音干扰(Continuous Wave Interference, CWI)是一种最基本的压制干扰模式,就是把单一频率的波形调制到特定频率上,对有用信号起到压制作用,其特点是时域连续、频域单音,表达式为:

$$j(t) = A \cos(2\pi f_j t + \varphi_0) \quad (1)$$

其中, A 为干扰功率; f_j 为干扰频率; φ_0 为干扰初始相位。

多音干扰(Comb-Spectrum Interference, SCWI)由多个单音干扰组成,多个干扰频点的位置具有随机性,当频点相邻时,就称为独立多音干扰,具有一定的带宽。

$$j(t) = \sum_i^K A_i \cos(2\pi f_{ij} t + \varphi_{i0}) \quad (2)$$

其中, K 为窄带干扰个数。

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)干扰,频率随时间线性变化,瞬时频率特性呈现为单音,而在一个时间段内呈现出宽带的动态扫描特性,故线性调频信号又称为扫频信号。

$$j(t) = A \exp[j(2\pi f_j t + \pi \mu_0 t^2 + \varphi_0)] \quad (3)$$

其中, A 为干扰幅度; f_j 为干扰中心频率; μ_0 为调频斜率; φ_0 为初始相位。

脉冲干扰(Pulse Interference, PI)是一种突发性的或周期性的干扰,持续时间很短,频谱很宽。与平均功率相同的连续波相比,在相同平均功率的情况下,脉冲干扰能在短时间内造成数字通信系统的误码率显著增大,出现多位连续误码,对系统性能产生严重影响。

$$j(t) = a(t) + j \times H\{a(t)\} \quad (4)$$

$$a(t) = \sum \delta(t - K) \quad (5)$$

其中, K 为脉冲周期的整数倍,即 $j(t)$ 为 $a(t)$ 的解析

信号。

由于 GNSS 的扩频码信息容易被掌握,调制干扰主要表现为随机二元素调制干扰,也称 BPSK 干扰,它的频谱非常接近白噪声特性,且具有与 GNSS 信号相同的时域特性。有窄带和宽带 2 种形式,统一表示为:

$$j(t) = A \sum_i a_i g(t - iT_b) \cos(2\pi f_j t + \varphi_0) \quad (6)$$

其中, A 为干扰幅度; a_i 为二元序列码(1, -1); T_b 为码元间隔; $g(t)$ 为矩形窗; f_j 为干扰中心频率; φ_0 为初始相位。 $s(t)$ 的发送间隔为当 $T_b > T$ 时,为窄带干扰(BPSK Narrowband Interference, BPSKN); 当 $T_b < T$ 时,为宽带干扰(BPSK Wideband Interference, BPSKW)。

2.2 检测信号

接收天线收的信号经过射频前端处理下变频到中频,得到研究的检测信号 $r(t)$,由正常 GNSS 信号、高斯白噪声信号和干扰信号组成:

$$r(t) = s(t) + n(t) + j(t) \quad (7)$$

GNSS 中频信号表示为:

$$s(t) = \sum_i AC(t - \tau) D(t - \tau) \cdot \sin(2\pi(f_s + f_d)t + \varphi) \quad (8)$$

其中, i 为可见卫星标示; A 为信号幅度; $C(t)$ 为 PN 码; $D(t)$ 为数据码; τ 为码延迟; f_s 为中心频率; f_d 为多普勒频率; φ 为载波初相位。

GNSS 信号是平稳的,到达地面接收天线时的功率一般在 -130 dBm 左右,如此微弱的信号将完全淹没在噪声信号中^[10],故在进行干扰检测时,将其当作噪声处理,这样检测就变成了静默检测。检测信号改写为噪声和干扰的组合。

3 干扰检测技术

3.1 GNSS 频域干扰门限检测原理

GNSS 频域干扰检测原理如图 1 所示。接收信号通过射频前端得到中频信号,然后傅里叶变换到频域,进行检测统计量的度量和门限值的确定,最后进行二元判决并输出。检测统计量用功率累加值进行度量确定,门限值的确定是研究的重点^[11]。

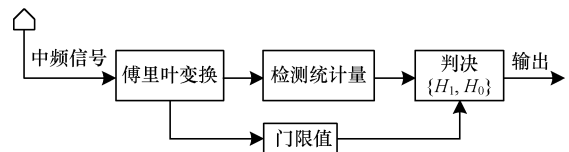


图 1 GNSS 频域干扰检测原理示意图

干扰检测的二元判决问题如下。

H_0 : 无干扰, $r(t) = n(t)$;

H_1 : 有干扰, $r(t) = n(t) + j(t)$ 。

3.2 检测概率分析

静默检测的检测信号由噪声信号和干扰信号两部分组成,假设噪声信号为高斯白噪声,干扰信号由正弦信号表示,有:

$$r(t) = n(t) + j(t) \quad (9)$$

$$j(t) = a \cos[2\pi(f_j + \Delta f)t + \varphi] \quad (10)$$

其中, a 为干扰功率; f_j 为干扰中心频率; Δf 为频率偏移; φ 为干扰相位。使用 FFT 变换到频域中,有:

$$R(k) = N(k) + J(k) \quad (11)$$

FFT 不会改变功率信息,从滤波器视角分析,将 FFT 运算看作窄带滤波器组,干扰信号通过滤波器后,干扰信号表达形式不变,高斯白噪声变为窄带高斯。

$$j(t) = a \cos(2\pi f_j t + \varphi) \quad (12)$$

$$\begin{aligned} n'(t) &= A n(t) \cos[2\pi f_j t + \varphi_n] \\ &= n_c(t) \cos(2\pi f_j t) - n_s(t) \sin(2\pi f_j t) \end{aligned} \quad (13)$$

干扰与噪声之和为:

$$\begin{aligned} r'(t) &= j(t) + n'(t) \\ &= [a \cos \varphi + n_c(t)] \cos(2\pi f_j t) - [a \sin \varphi + n_s(t)] \sin(2\pi f_j t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_j t) + A_s(t) \sin(2\pi f_j t) \end{aligned} \quad (14)$$

其包络为: $A(t) = [A_c^2 + A_s^2]^{1/2}$ 。

推导可得,包络 $A(t)$ 服从广义瑞利分布^[12]:

$$f_A(A_t) = \frac{A_t}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{A_t^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{aA_t}{\sigma^2}\right] \quad (15)$$

其中, σ^2 为噪声方差,当干扰不存在时,即 $a/\sigma \ll 1$,接收信号包络 A_t 的概率密度和期望近似为:

$$f_A(A_t) = \frac{A_t}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{A_t^2}{2\sigma^2}\right] \quad (16)$$

$$E(A_t) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (17)$$

当干扰存在时,即 $a/\sigma \gg 1$,接收信号包络 A_t 的概率密度和期望近似为:

$$f_A(A_t) = \sqrt{\frac{A_t}{2\pi a \sigma^2}} \exp\left[-\frac{(A_t - a - \sigma^2)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (18)$$

$$E(A_t) = a + \sigma^2 \quad (19)$$

那么,FFT 变换后,检测信号 $R(k)$ 的包络 $A(k)$ 为:

$$A(k) = \sqrt{r^2 |R(k)| + im^2 |R(k)|} \quad (20)$$

其中, $k=1,2,\dots,N$, N 为 FFT 数据总数。

当干扰存在时, $A(k)$ 近似服从高斯分布。

正确判定出干扰的检测概率为:

$$\begin{aligned} P_d \{A > \lambda | H_1\} &= \int_{\lambda}^{\infty} f(A) dA \\ &= \int_{\lambda}^{\infty} \left\{ \sqrt{\frac{A}{2\pi a \sigma^2}} \exp\left[-\frac{(A - a - \sigma^2)^2}{2\sigma^2}\right] \right\} dA \\ &= Q\left[\frac{\lambda - (a + \sigma^2)}{\sqrt{2/N}(a + \sigma^2)}\right] \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $Q(x)$ 为 Q 函数。

当干扰不存在时, $A(k)$ 近似服从瑞利分布:

$$\begin{aligned} F(A) &= 1 - \exp\left[-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right] \\ A &= \sqrt{-2\sigma^2 \ln(1 - F(A))} \end{aligned} \quad (22)$$

设干扰检测门限为 λ , 门限因子为 T , 均值为 $E(A)$, 有:

$$\lambda = E(A) \times T \quad (23)$$

错误判定出干扰的虚警概率为:

$$P_f \{A > \lambda | H_0\} = 1 - F(\lambda) \quad (24)$$

门限因子:

$$\begin{aligned} T &= \frac{\lambda}{E(A)} = \frac{\sqrt{-2\sigma^2 \ln(P_f)}}{\sqrt{\pi/2} \sigma} \\ &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{-\ln(P_f)} \end{aligned} \quad (25)$$

其中, P_f 为设定的虚警概率。其值一旦确定,则门限因子就会确定。表 1 列出了不同虚警概率下的门限因子取值。

表 1 不同虚警概率下的门限因子

虚警概率	门限因子
0.1	1.712 2
0.01	2.421 5
0.001	2.965 7
0.000 1	3.424 5

检测门限的取值尤为关键,而门限值由门限因子和均值确定。传统的谱线估计法用谱线功率总和 A 与数据总数 N 商来近似均值 $E(A)$,进而得到检测门限,即:

$$E(A) = \frac{A}{N} \quad (26)$$

$$\lambda = \frac{A}{N} \cdot T \quad (27)$$

此门限其实是一个固定门限,显然这种近似是非常不准确的,因为当干扰存在时,近似值会变大,门限值跟着变大,在同样虚警概率下,许多小的干扰谱线值检测不到,检测性能差。

3.3 门限循环更新干扰检测算法

GNSS 接收机面临的大多是强窄带或宽带干扰,而全频段的干扰,如脉冲干扰,实施非常复杂,代价非常高;在民用中,电磁环境复杂,不得不考虑相对较弱的干扰对接收机的影响。为此,认为只有最小的少数谱线没有受到干扰,以此求均值,接着得到初始门限,检测余下的谱线,然后将小于门限的谱线加入到门限值的更新,继续检测大于初始门限值的谱线。

这样将固定门限改进为变动门限,得到门限循环更新干扰检测算法,来弥补传统方法的不足。具体的算法步骤描述为:

步骤 1 快速傅立叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT)。将接收信号 $r(t)$ 变换为频域谱线 $R(k)$, 得到包络 $A(k)$ 。记录信号下标集合 $R_m = \{1, 2, \dots, N\}$ 和干扰下标集合 $J_m = \{\}$, m 表示迭代更新次数,初始为 $m=1$, 上限为 M 。

步骤 2 排序。对待检谱线的包络值 $A(k)$ 进行升序排列,得到 $\tilde{A}(k)$ 。排序旨在找出最小部分的谱线。排序算法有很多,性能较好的为 Heapsort 和 Quicksort 法,两者的空间复杂度分别为 $O(1)$ 和 $O(\log N)$, 两者的平均时间复杂度都为 $O(N \log N)$, 但是此次研究的数据量 N 不大, Heapsort 法性能并没有 Quicksort 好, 故采用 Quicksort 进行排序^[13]。

步骤 3 确定初始门限。设定虚警概率 P_f , 得到门限因子 T , 并选取最小的一部分谱线, 认为没有受到干扰则估计初始均值 $E_{m=1}(A)$ 。GNSS 中频信号的带宽较宽, 在几兆赫兹到几十兆赫兹的范围, 为了排除噪声不确定下门限初值过小对门限收敛时间的影响^[14-15], 同时考虑频率分辨率, 在此选取 $\tilde{A}(k)$ 中前 $N_{m=1} = \lceil N \cdot P_f \rceil$ ($\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整) 根谱线来估计初始均值。那么确定的初始门限为:

$$\lambda_{m=1} = \frac{T}{N_1} \sum_{k=1}^{N_1} A(k) \quad (28)$$

步骤 4 门限更新。将谱线与此门限比较, 小于等于门限值的谱线认为没有受到干扰, 用于更新门限, 记录其下标集合 $S_m = \{\}$ 。迭代更新过程如下。

更新下标集合:

$$\begin{cases} S_{m+1} = \{k \in I_m | A(k) \leq \lambda_1\} \\ J_{m+1} = \{k \in I_m | A(k) > \lambda_1\} \end{cases} \quad (29)$$

更新未干扰谱线数:

$$N_{m+1} = N_m + \text{size}(S_{m+1}) \quad (30)$$

更新估计均值:

$$E_{m+1} = E_m + \frac{1}{N_s} \sum_{k \in S_{m+1}} A(k) - E_1 \quad (31)$$

更新门限:

$$\lambda_{m+1} = \frac{E_{m+1}}{N_{m+1}} \cdot T \quad (32)$$

新的门限 λ_{m+1} 将用于检测新的干扰谱线 $A(k)_{k \in J_{m+1}}$ 。

步骤 5 结束并输出。当没有检测到小于门限 λ_m 的谱线或者 $m=M$ 为止, 此时检测门限收敛于 λ 。干扰谱线数为 $N_j = \text{size}(J_{m+1})$, 且 $N = N_j + N_m$, $R_m = S_1 \cup S_2 \cup \dots \cup S_m \cup J_m$ 。输出 λ, N_j, J_m 及其包络, 那么干扰频点为 $f_j = \frac{f_s}{N} \left[\frac{1}{2} (J_m[1] + J_m[N_j]) \right]$ 。

4 仿真分析

仿真门限循环更新干扰检测性能, 从检测概率、虚警概率、门限收敛情况和输出信息进行分析。

仿真 GNSS 信号和干扰信号的参数设置如表 2 所示。

表 2 GNSS 信号和干扰信号的参数设置

样式	参数	数值或内容
GNSS 信号	PN 码	1 023 的 C/A 码
	带宽/MHz	2.046
	中频频率/MHz	5
	多普勒频率/Hz	2 000
	调制方式	BPSK 调制
CWI 信号	中心频率/MHz	5
SCWI 信号	中心频率/MHz	5
	单音连续个数	100
LFM 信号	中心频率/MHz	5
	扫频带宽/MHz	0.5
	调频斜率	250
PI 信号	占空比/%	1
BPSKN 信号	中心频率/MHz	5
	带宽/MHz	0.409 2
BPSKW 信号	中心频率/MHz	5
	带宽/MHz	2.046

同时, 信号的相位服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布, 采样频率 f_s 取 10 MHz^[16], FFT 长度 $N=2\,048$, 那么频率分辨力为 4 800 Hz。噪声为均值为 0 方差为 1 的高斯白噪声。

仿真信号的频域波形如图 2 所示。CWI, SCWI 和 BPSKN 表现为窄带干扰, LFM 和 BPSKW 表现为宽带干扰, 其中 PI 突出表现为全频段的宽带干扰。不同的频谱分布特性可以用于干扰分类^[17]。仿真门限循环更新干扰信号检测算法, 不同干扰信号检测的门限收敛情况如图 3 所示。

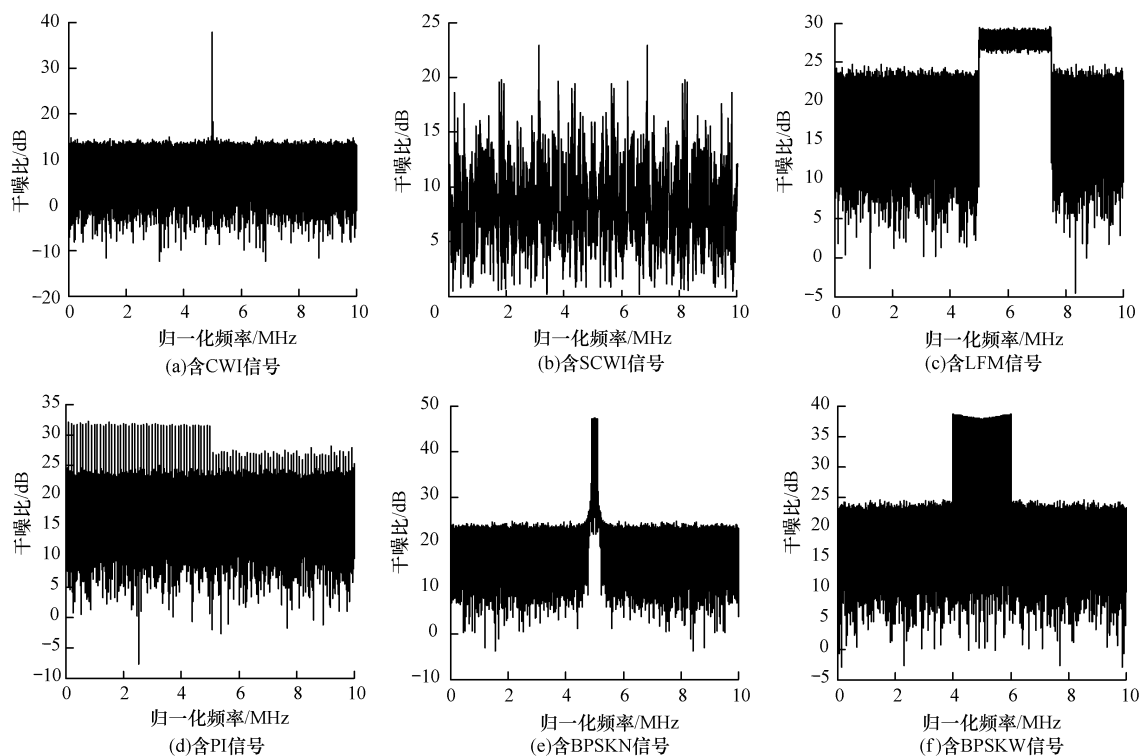


图 2 含 6 种干扰信号的频域波形

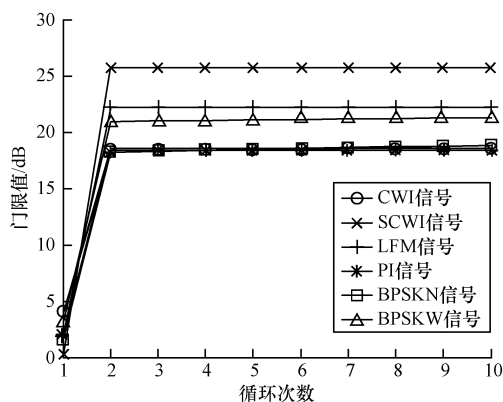


图 3 6 种干扰信号检测的门限收敛情况

此次仿真设定的虚警概率为 $P_f = 0.01$, 查表可知检测门限因子为 2.421 5。可见, 6 种干扰的检测循环次数都收敛于 2, 检测算法收敛速度快, 检测效率高。仿真 6 种干扰信号各 1 路, 干扰中心频率各不同, 得到的检测输出结果如表 3 所示。其中, 干扰带宽 $B = N_f f_s / N$, 根据不同干扰样式的信号频谱特性和门限收敛时的参数值, 判断干扰的大致类型和个数^[17]。

表 3 检测输出结果

f_j/MHz	JNR/dB	N_f 个数	B/MHz	类型	个数
3.03	18.3	2	0.023	CWI	1
3.50	26.7	26	0.120	窄带	1
4.90	20.9	425	2.070	宽带	1
4.36	23.1	112	0.530	窄带	1
5.01	17.6	2 012	9.830	PI	1
5.10	16.9	89	0.430	窄带	1

仿真不同干扰比 (Jammer to Noise Ratio, JNR) 下, 检测算法对 6 种干扰检测概率情况, 如图 4 所示。当干扰信号较强时, JNR 值较大, 算法能够成功检测 6 种干扰信号; 当干扰信号微弱时, JNR 值较小, 算法同样能够检测 6 种干扰信号; 检测性能从高到低依次为 CWI, PI, SCWI, BPSKN, LFM, BPSKW; 当干扰信号的功率大大低于噪声功率时, 如 $\text{JNR} = -20 \text{ dB}$, 检测算法无法正常工作, 此时干扰已经融入背景噪声。

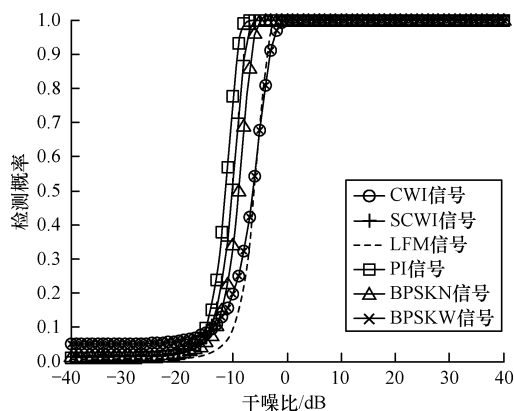


图 4 检测算法对 6 种干扰信号的检测性能

根据上文 6 种不同干扰的检测仿真, 可知此算法对 CWI 表现相对较好, 对 BPSKW 表现相对较差。下面针对这 2 个干扰进行深入仿真分析。

虚警概率是假设干扰信号不存在时检测到存在的概率, 直接影响本文算法的门限因子。对不同

虚警概率下 CWI 和 BPSKW 的检测情况,虚警概率取 $[0.1, 0.01, 0.001, 0.0001]$,仿真结果如图 5 所示。

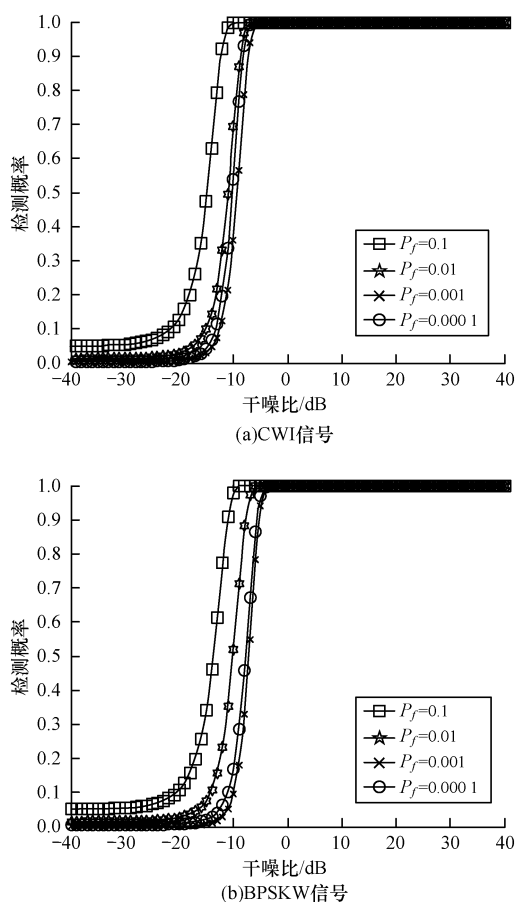


图 5 不同虚警概率下的检测性能

总体上 CWI 和 BPSKW 的检测性能都随着虚警概率升高而降低,因为虚警概率越大,将会导致越多干扰漏检;但是虚警概率过小时,检测性能反而会降低一些,因为其值小会导致前文中的初始最小谱线数变得很少,甚至为 1,并且门限因子也将相应变大。所以 P_f 取 $[0.01, 0.001]$ 的范围即可满足检测需求。

进一步对比分析门限循环更新算法的性能。前文中提到的基于分数阶傅里叶变换、基于协方差矩阵分析、基于高阶累积量分析和循环平稳检测等方法,要么对信号进行更复杂的域变换,要么分析信号更高维度的特性,虽然检测识别性能非常好,但是实现复杂,计算量大,不是很实用的检测手段。下面选取具有经典的一般能量检测法、谱线估计法和门限检测中的二阶矩门限法,与本文改进的算法进行仿真对比。虚警概率设定为 0.01,蒙特卡罗仿真 1 000 次,针对代表性的 CWI 和 BPSKW 干扰,仿真结果如图 6 和表 4 所示。

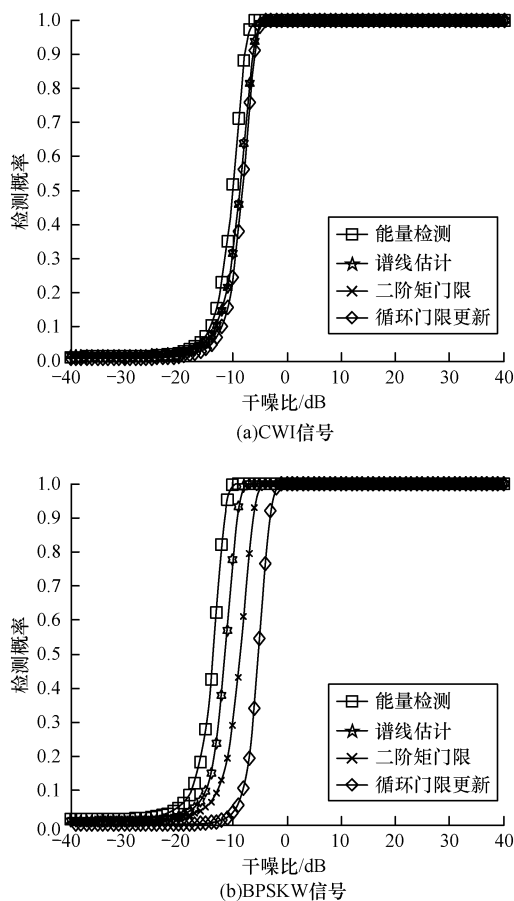


图 6 不同算法检测的性能对比

表 4 不同算法的收敛和运算时间

算法	干扰类型	收敛次数	运算时间/s
能量检测	CWI 信号	1	0.080 2
	BPSKW 信号	1	0.098 1
谱线估计	CWI 信号	2	0.047 9
	BPSKW 信号	2	0.072 4
二阶矩门限	CWI 信号	2	0.069 7
	BPSKW 信号	2	0.092 4
门限循环更新	CWI 信号	2	0.048 2
	BPSKW 信号	2	0.075 8

由图 6 分析可知:4 种算法对窄带 CWI 的检测概率曲线几乎重合,不过也能看出一般能量检测法的性能稍微差一点。同时对宽带 BPSKW 的检测概率曲线相差明显,性能优劣一次为循环门限更新、二阶矩门限、谱线估计和一般能量检测,并且在同一检测概率下,循环门限更新法优于谱线估计法约 10 dB,优于二阶矩门限法约 5 dB,可见本文的循环门限更新法的检测性能表现较好。

由表 4 分析可知:能量检测法,收敛次数最少,为 1 次,因为它是基于累加求平均的;其他 3 种是可变动门限,次数都为 2。而从运算时间看,快慢依次为谱线估计、门限循环更新、二阶矩门限和一般能量

检测。总谱线估计均值法会忽略掉一些较弱频点而速度快;能量检测需要逐个慢慢累加,时间开销稍大,而迭代更具有速度优势,不过二阶矩门限法需要做方差,速度稍慢。归纳得出,循环门限更新法综合性能更好。

5 结束语

针对 GNSS 中干扰信号检测的需求以及传统干扰存在性检测算法的缺陷,本文基于频域门限检测,从优化门限设置进行算法的性能提升,提出选取小部分最小谱线来估计初始门限检测,进而将小于门限的谱线迭代更新到下一个门限的循环门限更新算法。对 6 种干扰信号样式的仿真结果表明,该算法检测性能良好,输出的干扰信号的频率、带宽和功率信息正常;同时分析了虚警概率对算法性能的影响,确定了其取值范围;最后通过与其他 3 种算法的对比表明本文提出的算法综合性能表现优秀。下一步工作将根据干扰检测结果,设计干扰的分类识别器,并针对不同干扰情况制定高效的抗干扰策略。

参考文献

- [1] 刘毅. GNSS 接收机抗干扰技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2011.
- [2] 范广伟,晁磊,刘莉. 卫星导航干扰监测技术[J]. 四川兵工学报, 2013, 34(6): 125-128.
- [3] 邓韦. 能量检测在认知无线电频谱感知中的应用[J]. 通信技术, 2010, 43(8): 92-93, 96.
- [4] 张玉恒,张勇. 基于分数阶傅里叶域 K 谱线算法的 LFM 干扰抑制[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(15): 4794-4796.
- [5] 张永飞,魏安全,孙玉琦. DSSS 系统频域干扰抑制最

佳门限选择算法研究[J]. 山西电子技术, 2011, (1): 82-84.

- [6] Wang Haiquan, Yang Enhui, Zhao Zhijin, et al. Spectrum Sensing in Cognitive Radio Using Goodness of Fit Testing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(11): 5427-5430.
- [7] 杨威. 基于信噪比权值的累积量循环平稳检测协作感知[J]. 电子测量技术, 2012, 35(1): 46-49, 54.
- [8] de la Rosa J J G, Moreno-Munoz A, Palomares J C, et al. Automatic Classification of Power Quality Disturbances via Higher-order Cumulants and Self-organizing Networks[C]// Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2010: 1579-1584.
- [9] 樊明,魏泽鼎,郭艺. DSSS 频域干扰检测方法研究[J]. 现代电子技术, 2007, 30(13): 15-17.
- [10] 谢岗. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009.
- [11] 张明友. 信号检测与估计[M]. 北京:电子工业出版社, 2011.
- [12] Chen Jian, Gibson A, Zafar J. Cyclostationary Spectrum Detection in Cognitive Radios[Z]. 2008.
- [13] 严蔚敏,吴伟民. 数据结构[M]. 北京:清华大学出版社, 2012.
- [14] 胡晓宁,作国锋,胡捍英. 已知噪声不确定性的双门限协作频谱感知[J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(8): 158-160, 188.
- [15] Tandra R, Sahai A. SNR Walls for Signal Detection[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(1): 4-17.
- [16] 李维和,刘宏盛,沈阳,等. 战场电磁环境建模与仿真[M]. 北京:国防工业出版社, 2014.
- [17] 杨小明,陶然. 直接序列扩频通信系统中干扰样式的自动识别[J]. 兵工学报, 2008, 29(9): 1078-1082.

编辑 顾逸斐

(上接第 104 页)

参考文献

- [1] 王晓娜. 典型通信信号调制识别技术研究[D]. 西安:电子科技大学, 2011.
- [2] 何晓华,谢建精,李式巨,等. 基于决策理论的模拟数字混合信号调制识别[J]. 计算机工程, 2010, 36(15): 286-290.
- [3] 付仕平,杨丽,邵伟. 基于瞬时特征参数的数字信号调制识别算法[J]. 现代防御技术, 2013, 41(6): 71-75.
- [4] 郭娟娟,尹洪东,姜璐,等. 利用高阶累积量实现数字调制信号的识别[J]. 通信技术, 2014, 47(11): 1255-1260.
- [5] 于洋,李孝严,张晓春. BPSK, QPSK, UQPSK, 64QAM 信号自动调制识别[J]. 电子科技, 2015, 28(1): 49-52.
- [6] Nandi A K, Azzouz E E. Automatic Analogue Modulation Recognition[J]. Signal Processing, 1995, 46(3): 211-222.
- [7] Nandi A K, Azzouz E E. Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communication Signals[J].

IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(4): 431-436.

- [8] 赖惠成,褚辉. 一种混合模式的神经网络自动调制识别器[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1203-1205.
- [9] 刘东华,李秋娜. 基于幅度矩的 MQAM 信号调制方式识别方法[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(15): 4782-4785.
- [10] 于风云,张平. QAM 调制与解调的全数字实现[J]. 现代电子技术, 2005, 29(3): 53-55.
- [11] 熬仙丹,何世彪,黄付庆. 基于谱相关和神经网络的信号调制识别[J]. 重庆邮电大学学报, 2008, 20(5): 577-681.
- [12] 张松华,何怡刚,李兵,等. 基于遗传小波神经网络的 RFID 调制识别[J]. 计算机工程, 2011, 37(2): 191-193.
- [13] 包国平. 数字通信信号识别研究与参数提取[D]. 南京:南京理工大学, 2004.
- [14] 张志民,欧建平,皇甫堪. 数字通信信号调制自动识别研究[J]. 计算机工程, 2011, 37(6): 153-156.

编辑 索书志