

短波信道下的跳频信号检测

李 硕, 李天昀

(中国人民解放军战略支援部队信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450001)

摘 要: 针对复杂环境下跳频信号的检测问题, 提出一种基于能量特征提取的检测算法. 该算法可以准确判断信道内跳频信号的存在性. 首先将接收数据投影到能量域内进行白化, 抑制接收信号中存在的色噪声; 然后通过能量分布特征提取信道内存在的时域连续信号, 去除接收信号中存在的短时突发信号; 最后利用信道化处理将接收信号分解到各个子信道, 通过短时能量对消的方法来检测跳频信号的存在性. 对该算法的统计特性, 虚警概率和检测概率进行理论推导, 并对检测流程进行了实验仿真, 验证了算法有效性.

关键词: 跳频信号检测; 均匀信道化; 主分量分析

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)03-0623-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.03.015

Frequency Hopping Signal Detection over the Short-Wave Channel

LI Shuo, LI Tian-yun

(College of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

Abstract: A detection algorithm based on energy feature extraction is proposed for the detection of frequency-hopping signals in complex environments. The algorithm can accurately determine the existence of frequency hopping signal in the channel. Firstly, the receiving data is projected into the energy domain to be whitened, and the color noise in the receiving signal is suppressed. Then, the time-domain continuous signal in the channel is extracted through the energy distribution feature to remove the short-term burst signal in the receiving signal. Finally, the channel processing is used to decompose the receiving signal into each subchannel and detect the existence of frequency-hopping signal by means of short-term energy cancellation. The statistical properties of the algorithm, the false alarm probability and the detection probability are theoretically derived, and the experimental simulation is carried out to verify the effectiveness of the algorithm.

Key words: frequency-hopping signal detection; complex channel; principal component analysis

1 引言

跳频通信具有优越的抗干扰、抗截获和多址组网能力, 已成为军事通信的主导技术并在越来越多的信息系统中获得广泛应用. 跳频信号的截获一直是通信侦察和通信对抗等领域的重要研究内容. 截获信号的首要任务就是能够准确检测到信号的存在性, 这是进行后续参数估计, 调制方式识别以及解调工作的前提和基础.

针对跳频信号的检测问题已有大量学者对其进行了深入研究. 已有研究可基本分为两个方向: 实时检测和非实时检测. 跳频信号属于典型的非平稳信号, 因此针对跳频信号的盲检测大多采用时频分析技术. 文献

[1]在时频分析基础上运用功率对消算法去除定频干扰, 而后对跳频 hop 的各种参数进行分析处理, 实现了跳频信号的检测; 文献[2]引入恒虚警概率准则, 针对时频图中跳频信号特征, 对恒虚警概率准则进行二维扩展, 进一步消除噪声和干扰信号. 文献[3]将图像处理中的边缘检测技术, 用于二值时频图中跳频信号检测, 在已知跳速范围的情况下实现了复杂环境中的跳频信号检测. 由以上论述可知, 跳频信号的非实时检测是将接收信号进行时频域展开, 利用时频分析技术提取跳频信号特征, 判断跳频信号的存在性. 但是这种方式需要非实时处理方式, 即将接收机接收到的信号移植到计算机中进行进一步分析, 而不是在接收机中直接判断信号的存在性. 这就使得一种能够快速、准确、实

时地检测跳频信号的方法成为当下所需,这也就是实时检测算法要做的工作.针对跳频信号的实时检测,最早由国外专家学者开始研究.文献[4]在文献[5]相位随机单频信号最优接收机的基础上,针对跳频信号给出了单跳最优相干和非相干接收机;文献[6]在非相干接收机的基础上,对判决门限进行改进,提出了推广似然概率检测的接收机,在特定参数条件下具有更好的性能;文献[7]用辐射计代替各通道内的包络检测器,并采用自适应门限检测判决,一定程度上提高了检测性能.近年来,国内学者也开始了关于跳频信号实时检测的问题.文献[8]在信道化接收算法基础上,对判决门限进行改进,提出一种重叠滑动窗方法来生成判决门限,虚警概率明显减小;文献[9]也在信道化接收的基础上,提出了多层信道化接收,在保证全概率接收信号的基础上,将计算量大大减少.

从以上论述我们可以看出,实时检测主要利用已知的部分信息,通过信道化接收将跳频信号分解到各个信道中,再在各个信道中检测单跳跳频信号同时在接收机中作出判决.但是目前所提出的实时检测算法都是针对比较理想的信道而设计,检测模型是基于二元假设模型,背景噪声也建模为高斯白噪声.然而实际中短波信道环境极其复杂,密集的定频信号,各种突发信号以及不平坦的背景噪声交织在一起,这些因素都是跳频信号存在性检测的挑战.

针对以上所述问题,本文从实用角度提出一种短波信道下的跳频信号检测算法.该算法针对慢跳速跳频信号(单跳包含码元数不超过50),在已知频率集和跳速的条件下,首先通过主分量分析来提取信号的特征分量并且白化信道内的色噪声和抑制突发信号;再利用信道化处理将信号分解到各个信道;最后提取短时能量特征来作为检验的统计量来检测跳频信号的存在性.文中还对该算法的统计特性,虚警概率和检测概率进行理论推导,并对检测流程进行了实验仿真.

2 信号模型与系统描述

假设在一个复杂的短波信道内,信号观测时间为 T ,接收的信号为复信号,则信号 $r(t)$ 可以表示为^[15]:

$$\begin{aligned} r(t) &= s_{\text{FH}}(t) + s(t) + x(t) + n(t) \\ &= A \sum_i \text{rect}_{T_h}(t - iT_h - t_i) e^{j2\pi f_i(t - iT_h - t_i)} \\ &\quad + s(t) + x(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1)$$

式中 $0 < t \leq T$ 表示信号持续时间; A 表示接收信号的幅度; T_h 为跳频周期; f_i 为第 i 个跳频周期内的频率; $\text{rect}_{T_h}(t)$ 为经升余弦成形滤波后的基带信号; t_i 为跳变时刻; $s(t)$ 、 $x(t)$ 分别为信道内存在的定频、突发信号,在观测时间内一直存在; $n(t)$ 为信道内存在的加性色

噪声.在复杂信道内检测跳频信号,就是从 $r(t)$ 中准确判断跳频信号 $s_{\text{FH}}(t)$ 的存在性.

3 基于能量特征提取的跳频信号检测算法

为了克服短波信道下复杂环境,消除接收信号中的干扰与噪声,本文选用主成分分析(PCA)以及信道化接收算法来抑制噪声与突发干扰.

3.1 主成分分析(PCA)

PCA处理数据有两个作用:一是数据白化;另一个是数据降维.

文献[10]中介绍了利用PCA解相关的原理.本文利用PCA处理数据不仅是白化数据,更要是能够对数据降维.设接收数据为 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_M^T]^T$,不失一般性,可以假设接收数据的各个分量均值为零,则 \mathbf{X} 的协方差矩阵为

$$\mathbf{C}_{M \times M} = \mathbf{E}[\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^T] \quad (2)$$

通过对 $\mathbf{C}_{M \times M}$ 进行特征值分解,可以得到接收数据协方差矩阵的 M 个特征值 $\lambda_i (i=1, 2, \dots, M)$; $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_M]$ 为特征值所对应的特征向量组成的正交矩阵.令

$$\mathbf{P}_{M \times M} = (\mathbf{U}^T)_{M \times M} \mathbf{X}_{M \times M} \quad (3)$$

称 $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1^T, \mathbf{p}_2^T, \dots, \mathbf{p}_M^T]^T$ 的各行为 \mathbf{X} 的主分量,它们表征了数据的主要成分;而各个特征值的大小表征了其所对应的数据在各个主成分中的权重.

零均值信号的协方差矩阵与其自相关矩阵等价,因而 $\mathbf{C}_{M \times M}$ 表征了接收信号的能量分布情况.经过分解得到的各个特征值 λ_i 表征了其所对应的数据能量大小.因此 $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1^T, \mathbf{p}_2^T, \dots, \mathbf{p}_M^T]^T$ 也是接收信号 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_M^T]^T$ 在其能量域的投影分量,旨在把握接收信号中的能量分布特征,提取能量特征较为明显的信号主分量进行分析和处理.

PCA忽略了原始信号的形式,只关注信号能量特征的数学表达,从而定量分析信号的能量分布情况.这种相对抽象的处理方法使我们可以提取接收信号能量较为集中的主要成分,去除能量较小的部分.

3.2 数字信道化处理

假设接收信号为复信号,为了建立复信号信道化接收机数学模型,首先对复信号可用的带宽为 2π 数字谱做如下信道划分:

$$\omega_k = k \cdot \frac{2\pi}{D}, \quad k=0, 1, \dots, D-1 \quad (4)$$

式中, ω_k 是第 k 个信道的混频角频率, D 是总共划分的信道总数.图1为信道划分的示意图.

如示意图所示,我们需要设计 D 个带通滤波器而将各个频带的信号滤出.而根据低通抽取原理,把宽带信号与复本振 $e^{j\omega_k t} (k=0, 1, 2, \dots, d-1)$ 相乘可以实

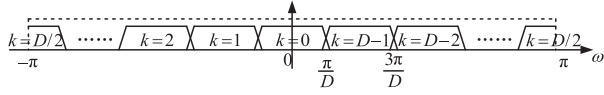


图1 信道划分

现将第 k 个信道的数字谱搬到基带的目的. 其实现结构如下图 2 所示, 每个低通滤波器 h_{LP} 的带宽均为 $\frac{2\pi}{D}$, 相应的理想低通滤波器的频率响应 $H_{LP}(e^{j\omega})$ 为

$$H_{LP}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \frac{\pi}{D} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

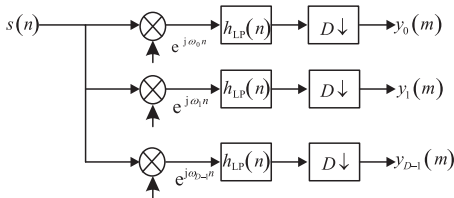


图2 基于低通滤波的信道化接收机

基于低通滤波器组的信道化接收机模型运算量较大, 复杂度较高, 不利于工程实现. 采用多相滤波器组的结构可以大大降低运算量. 基于多相滤波器组的数字信道化基本原理是将数字滤波器置于抽取器之后, 即将采样率降低后再滤波, 从而降低对处理速度的要求, 提高实时处理能力. 基于多相滤波结构的信道化接收机结构模型如图 3 所示.

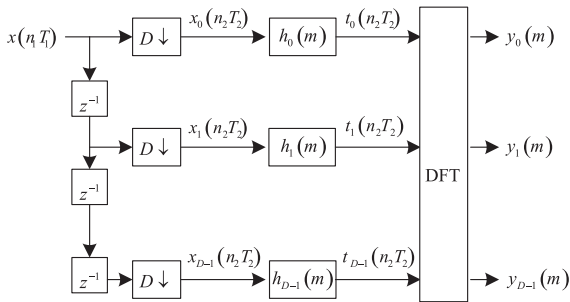


图3 基于多相滤波的信道化接收机

3.3 跳频信号检测

Step1 PCA 处理去除突发干扰

由上述的系统模型可知, 突发信号只在一小段时间内存在, 相比定频信号和跳频信号持续时间极短, 从而可知其能量也远小于时域连续信号. 因此本文用 PCA 处理将能量很小的突发信号去除.

首先将特征值以降序排列, 并且定义

$$g(i) = \frac{\sum_{j=1}^i \lambda_j}{\sum_{j=1}^M \lambda_j} \quad (6)$$

由于特征值按以降序排列, $g(i)$ 表示到第 i 个特征值时, 前 i 个特征值大小占总的特征值大小的比重. 设 σ 为某一门限值, 当 $g(i) \geq \sigma$ 时, 选取最小的 i 作为提取的主分量个数 N , 假设选取的特征值为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$; 设 $\mathbf{c}(1), \mathbf{c}(2), \dots, \mathbf{c}(N)$ 为相应的主特征向量, 用这 N 个特征值所对应的特征向量组成变换矩阵 $\mathbf{E}' = [\mathbf{c}(1) \ \mathbf{c}(2) \ \dots \ \mathbf{c}(N)]$ 与原数据相乘从而得到新的观测数据 $\mathbf{y}^{(M)}$. 在这个过程中, 当门限合适时 (一般取 0.9 ~ 0.93), 特征值所占比重较小的突发信号被滤除. 经过 PCA 处理之后, 原观测数据 $\mathbf{r}(k)$ 由 M 维数据向量变为 N 维向量 $\bar{\mathbf{r}}(k)$.

PCA 降维作为一种线性变换, 是将原数据线性投影到能量域, 因此并不会改变原有信号的频域信息, 即新的信号分量还保留了原信号的频域信息, 所以仍然可以对新数据进行频域分析. 此时对原跳频信号分析处理转化为对跳频信号线性投影的分析与处理.

Step2 信道化处理

经过 PCA 处理, N 维向量 $\bar{\mathbf{r}}(k)$ 中只包含定频, 跳频以及高斯白噪声的线性投影. 对新数据 $\bar{\mathbf{r}}(k)$ 进行信道化处理, 从而得到一个 D 行 L 列的数据矩阵 \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1L} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2L} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ r_{D1} & r_{D2} & \dots & r_{DL} \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 $L = \frac{N}{D}$. \mathbf{R} 中每一行数据是原载波频率为 f_i 的信号线性投影.

Step3 构造能量特征函数检测量检测跳频信号

首先对各个信道数据求取平均能量:

$$\bar{E} = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L r_{in}^2 \quad (8)$$

再对各个信道 (这里选取信道 i) 数据依次计算短时能量, 即

$$Y_i(m) = \sum_{n=m}^{m+K} r_{in}^2, m=0, 1, 2, \dots, L \quad (9)$$

由于已知跳速, 所以 $K = f_s \cdot T_b, f_s$ 为信号接收机采样率, 信号样点不足时补零. 从而得到新的数据矩阵

$$\mathbf{R}' = \begin{bmatrix} Y_1(1) & Y_1(2) & \dots & Y_1(L) \\ Y_2(1) & Y_2(2) & \dots & Y_2(L) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ Y_D(1) & Y_D(2) & \dots & Y_D(L) \end{bmatrix} \quad (10)$$

此时每一行数据可能存在定频信号干扰, 因此还需消除定频信号的影响. 定频信号的平均能量在整个观测时间基本不变, 而跳频信号能量主要集中于某一段时间内, 其平均能量几乎为零. 因此可以利用短时能量对消 [11] 方法来去除定频信号信息, 提取跳频信号的能

量特征统计量. 将 \mathbf{R}' 中每个数据 $Y'_i(m)$ 和平均能量 \bar{E} 相减, 得到新的数据矩阵

$$\mathbf{R}'' = \begin{bmatrix} Y'_1(1) & Y'_1(2) & \cdots & Y'_1(L) \\ Y'_2(1) & Y'_2(2) & \cdots & Y'_2(L) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ Y'_D(1) & Y'_D(2) & \cdots & Y'_D(L) \end{bmatrix} \quad (11)$$

此时 \mathbf{R}'' 中各行数据消除了定频干扰, 只存在跳频信号和高斯白噪声. 因此将 \mathbf{R}'' 各行数据与门限作比较, 就可以判断跳频信号的存在性.

Step4 跳变定时

将 \mathbf{R}'' 各个信道的数据相加, 得到 k 个数据组成的向量 \mathbf{R}''' :

$$\mathbf{R}''' = [Z(1) \quad Z(2) \quad \cdots \quad Z(L)] \quad (12)$$

由于跳频信号的频率随时间跳变, 在同一时刻不会有二个相同的频率单跳信号, 即 \mathbf{R}''' 中每一列只存在一个跳频信号. 由此, L 个数据中所包含跳频信号的信息不会因为信道的叠加而丢失. 由于跳频信号在各信道中有短时特性, 因此做短时能量累积后, 在每一单跳信号结束时, 能量会达到峰值并出现极值点. 因此 \mathbf{R}''' 中数据的极值点就是跳频信号频率跳变点. 由此初始化 $S_{\text{sub}}(0) = 0$, 对 \mathbf{R}''' 依次求梯度

$$S_{\text{sub}}(n) = Z_i(n) - Z_i(n-1), n = 1, 2, 3, \cdots, k-1 \quad (13)$$

得到统计量 $S_{\text{sub}}(n)$. 由于经过极值点后导数的极性会发生变化, 统计 $S_{\text{sub}}(n)$ 中极性发生变化的点就可以得到跳变的时刻点, 从而锁定各个跳频信号.

4 性能分析与数据测试

4.1 统计特性

接下来分析检测函数 $Y'_i(m)$ 的统计特性. 经过 PCA 处理后, PCA 处理消除了原数据分量间的相关性. 因此将接收信号经过 PCA 处理后, 原接收数据中的各信号分量互不相关, 原存在于信道中的色噪声也解除了相关性, 变为服从高斯分布的噪声分量.

当接收数据中不存在跳频信号时, 此时假设 r_{in} 是均值为零, 方差为 σ_N^2 的独立同分布的高斯白噪声. 而 $Y'_i(m)$ 是 K 个这种统计数据的平方和, 因此 $Y'_i(m)$ 满足自由度为 K 的中心卡方分布. 此时 $Y'_i(m)$ 的 PDF 为

$$p_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y} \sigma_N} e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2}} \quad (14)$$

则 $Y'_i(m)$ 的 PDF 为

$$F_Y(y) = \int_0^y p_Y(u) du = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_N} \int_0^y \frac{1}{\sqrt{u}} e^{-\frac{u}{2\sigma_N^2}} du \quad (15)$$

上式无法表示成封闭形式, 但是可以求取它的特征函数

$$\psi(jv) = \frac{1}{(1 - j2v\sigma_N^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (16)$$

此时由于各个 r_{in} 都是统计独立且同分布的高斯变量, 因此 $Y'_i(m)$ 的特征函数为

$$\psi_{Y'_i(m)} = \frac{1}{(1 - j2v\sigma_N^2)^{\frac{K}{2}}} \quad (17)$$

由反变换可以得到 $Y'_i(m)$ 的 PDF 为

$$p_{Y'_i}(y) = \frac{1}{\sigma_N^2 2^{\frac{K}{2}} \Gamma\left(\frac{K}{2}\right)} y^{\frac{K}{2}-1} e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2}} \quad (18)$$

其中 $\Gamma(p) = \int_0^\infty t^{p-1} e^{-t} dt (p > 0)$. 进一步, 可以求得 $Y'_i(m)$ 的 CDF 为

$$F_{Y'_i}(y) = \int_0^y \frac{1}{\sigma_N^2 2^{\frac{K}{2}} \Gamma\left(\frac{K}{2}\right)} u^{\frac{K}{2}-1} e^{-\frac{u}{2\sigma_N^2}} du \quad (19)$$

该式无法表示成闭合形式, 但是在 K 为偶数时, 对上式反复积分, 可以求得

$$F_{Y'_i}(y) = 1 - e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2}} \sum_{i=0}^{\frac{K}{2}-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{y}{2\sigma_N^2}\right)^i \quad (20)$$

当接收数据中存在跳频信号 s_{FH} 时, 此时跳频信号是确定性信号. 那么 r_{in} 仍然是服从均值为 s_{FH} , 方差为 σ_N^2 的高斯分布, 此时 $Y'_i(m)$ 的 PDF 为

$$p_{Y'_i}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y} \sigma_N} e^{-\frac{(y+s_{\text{FH}}^2)}{2\sigma_N^2}} \cosh\left(\frac{\sqrt{y}s_{\text{FH}}}{\sigma_N^2}\right) \quad (21)$$

同理, 可以求得其特征函数为

$$\psi_{Y'_i}(jv) = \frac{1}{(1 - j2v\sigma_N^2)^{\frac{1}{2}}} e^{\frac{jv s_{\text{FH}}^2}{(1 - j2v\sigma_N^2)}} \quad (22)$$

那么 $Y'_i(m)$ 的特征函数为

$$\psi_{Y'_i}(jv) = \frac{1}{(1 - j2v\sigma_N^2)^{\frac{K}{2}}} e^{\frac{jv K s_{\text{FH}}^2}{(1 - j2v\sigma_N^2)}} \quad (23)$$

求其反变换, 得到 $Y'_i(m)$ 的 PDF 为

$$p_{Y'_i}(y) = \frac{1}{2\sigma_N^2} \left(\frac{y}{K s_{\text{FH}}^2}\right)^{\frac{K-2}{4}} e^{-\frac{K s_{\text{FH}}^2 + y}{2\sigma_N^2}} I_{\frac{K}{2}-1}^{\frac{K}{2}-1} \left(\sqrt{y} \sqrt{\frac{K s_{\text{FH}}^2}{\sigma_N^2}}\right) \quad (24)$$

其中 $I_\alpha(x)$ 表示第一类 α 阶修正贝塞尔函数, 其可用无穷级数表示为

$$I_\alpha(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{\alpha+2k}}{k! \Gamma(\alpha+k+1)} \quad (25)$$

此时 $Y'_i(m)$ 的 CDF 为

$$F_{Y'_i}(y) = \int_0^y \frac{1}{2\sigma_N^2} \left(\frac{u}{K s_{\text{FH}}^2}\right)^{\frac{K-2}{4}} e^{-\frac{K s_{\text{FH}}^2 + u}{2\sigma_N^2}} I_{\frac{K}{2}-1}^{\frac{K}{2}-1} \left(\sqrt{u} \sqrt{\frac{K s_{\text{FH}}^2}{\sigma_N^2}}\right) du \quad (26)$$

当 K 为偶数时, 上式可用 Marcum Q 函数表示

$$F_{Y'_i}(y) = 1 - Q_{\frac{K}{2}} \left(\sqrt{\frac{K s_{\text{FH}}^2}{\sigma_N^2}}, \sqrt{y}\right) \quad (27)$$

其中

$$Q_m(a,b) = \int_b^\infty x \left(\frac{x}{a}\right)^{m-1} e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{m-1}(ax) dx$$

$$= Q_1(a,b) + e^{-\frac{a^2+b^2}{2}} \sum_{i=1}^{\frac{K}{2}-1} \left(\frac{b}{a}\right)^i I_i(ab) \quad (28)$$

式中, $Q_1(a,b) = e^{-\frac{(a^2+b^2)}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^i I_i(ab)$ [12]

4.2 虚警概率和检测概率

根据上述分析,在得到了检测统计量的分布函数后,可以相应得到算法的虚警概率 P_f

$$P_f = P\{Y'_i(m) > \lambda | H_0\} = e^{-\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}} \sum_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}\right)^k \quad (29)$$

以及检测概率 P_D

$$P_D = P\{Y'_i(m) > \lambda | H_1\} = Q_{\frac{K}{2}}\left(\frac{s_{FH}}{\sigma_N}, \sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_N^2}}\right) \quad (30)$$

一般情况下,我们给定虚警概率,对式(29)求反从而获得判决门限,其中 σ_N^2 可以对观测信号多次求均值而得.从式(30)中可以看出,检测概率与跳频信号的信噪比有关.

4.3 数据测试

4.3.1 构建测试环境

接收一段实际数据,带宽为 2M,采样率为 2.56M.截取其部分时频图如下

图 4 所示信号环境背景噪声并不平坦;图 5 表明信道中存在短时突发信号;图 6 显示信道中存在定频干扰,而且信号功率较强;图 7 为信道环境总体情况.

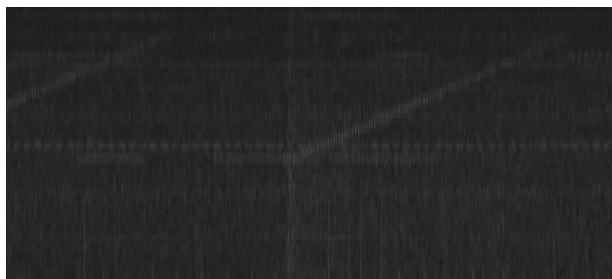


图4 色噪声

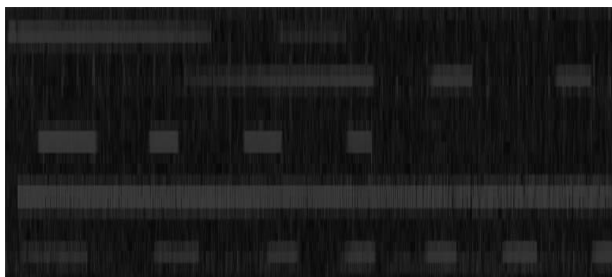


图5 突发信号

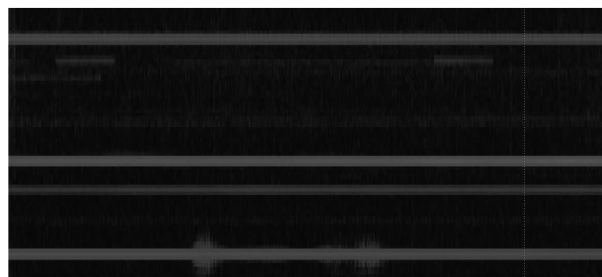


图6 存在定频信号

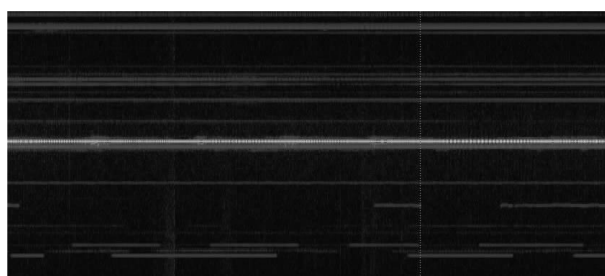


图7 跳频信号所在的信道环境

4.3.2 实验仿真

实验 1 本文算法的有效性

首先验证本文算法对于复杂环境下跳频信号检测的有效性.首先围绕接收的实际数据情况仿真跳频信号,参数为:观测时间为 $T = 1s$;采样率为 2.56M;跳频信号的总带宽为 2M;频率集是总带宽中频率为 25k 整数倍的频率,共有 80 个可选频率,每次调制从中随机选 64 个;跳频周期为 1/320s.检测所取窗长为 75 个码元符号.将仿真信号加入上述图 4 所示的信号环境中.经过本文算法,可以检测到跳频信号如图 8 所示.图 8 表示检测函数的波形,横坐标为样点序号.从图中可以看出,此信道存在 6 个跳频信号,背景噪声和干扰经过短时能量对消后可以变得相对平坦,跳频信号可以准确的被检测和跳变定时.

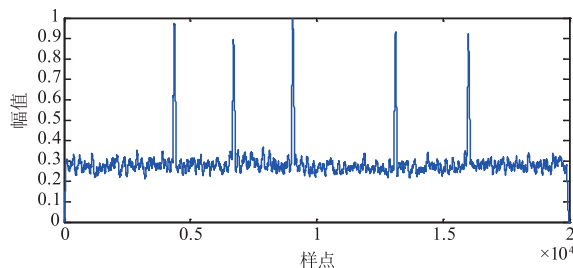


图8 本文算法检测结果

实验 2 抗色噪声性能

文献[13]中研究了基于多跳自相关的算法来检测跳频信号.将仿真信号加入图 4 所示的环境中,图 9 给出了这种算法在色噪声环境下对仿真信号的检测情况.从图 9 中可以看出,由于噪声也存在相关性,使得多

跳自相关的方法在色噪声环境下失效,可见多跳自相关的方法无法应对色噪声影响,信号会淹没在色噪声之中;而本文算法进行了白化处理,因此最后所提取的噪声特征分量互不相关,成功克服色噪声影响。

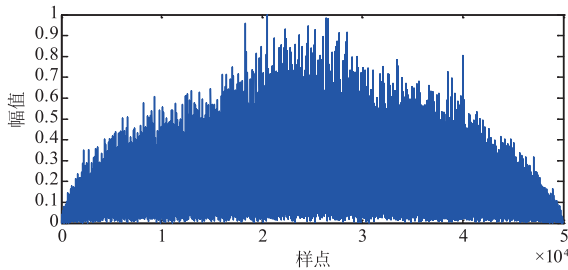


图9 自相关法检测结果

实验3 抗干扰性能

文献[11]中研究了利用功率谱对消的方法对抗定频信号的方法.图11给出了其在存在定频干扰时候的检测情况.从对比中可以看出,如果不存在突发信号,两种算法都可以抵抗定频信号的干扰,成功检测跳频信号;但是当存在突发信号时,此时文献中所用方法产生了虚警的情况.而本文算法利用先将突发信号除去,从而保证信道化后,各信道不存在突发信号,这时短时能量对消的方法可以实现跳频信号检测。

实验4 检测概率

进一步比较这三种方法在复杂环境中的检测概率.将仿真信号加入图7所示的环境中,并且通过改变仿真信号的幅值来调节信噪比的变化($-15\text{dB} \sim 5\text{dB}$),得到的检测概率如图10。

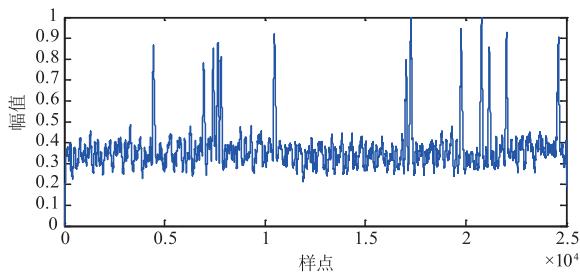


图10 功率谱对消法检测结果

由图11所示,随着信噪比的提高,检测概率明显增

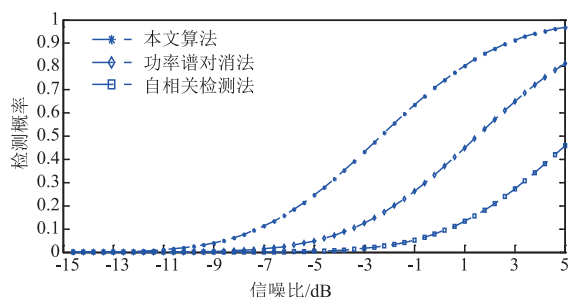


图11 检测概率

加.在信噪比低于 -7dB 时,三种方法的检测概率都不是很高,但是当信噪比高过 -7dB 时,随着信噪比的提高,本文算法的检测概率会明显提高,而其他两种方法与之相比性能略有差距.主要由于信道化之后,如果子信道中信道质量较好,没有色噪声与其他干扰,这两种方法可以检测跳频信号.然而越是理想的条件越是难得.大部分子信道存在干扰与色噪声,误警概率较高,这也使得检测概率无法随着信噪比提升而提高。

5 结论

本文研究了短波信道下跳频信号的实时检测问题,分析短波信道下各个信号的短时能量特征,针对短波信道复杂的信道环境,采用主分量分析与信道化处理来滤除噪声和干扰,最终提取特征统计量,实现复杂信道下跳频信号的实时检测.实验仿真表明,该算法可以在较低信噪比下准确检测出跳频信号的存在性。

参考文献

- [1] 朱文贵,谢立允,徐佩霞.一种基于阵列信号处理的跳频信号盲检测方法[J].中国科学技术大学学报,2008,38(10):1153-1157.
ZHU Wen-gui, XIE Li-yun, XU Pei-xia. A blind detection method for frequency-hopping signals based on array signal processing[J]. Journal of China University of Science and Technology, 2008, 38(10): 1153-1157. (in Chinese)
- [2] 张珊,吴瑛,陈秋华.基于CASH-CFAR的跳频信号检测[J].计算机工程与设计,2010,31(21):4697-4700.
ZHANG Shan, WU Ying, CHEN Qiu-hua. Detection of frequency-hopping signal based on cash-cfar[J]. Computer Engineering and Design, 2010, 31(21): 4697-4700.
- [3] 张珊,吴瑛,刘元宁,等.强干扰下跳频信号的提取[J].电讯技术,2010,50(4):34-39.
ZHANG Shan, WU Ying, LIU Yuan-ning, et al. Extraction of frequency-hopping signal by strong interference[J]. Telecommunications Technology, 2010, 50(4): 34-39. (in Chinese)
- [4] 陈硕,李天昀,葛临东.一种基于边缘检测的跳频检测算法研究[J].信息工程大学学报,2006,7(3):264-266.
CHEN Shuo, LI Tian-yun, GE Lin-dong. A research on frequency-hopping detection algorithm based on edge detection[J]. Journal of Information Engineering University, 2006, 7(3): 264-266. (in Chinese)
- [5] Beaulieu N C, Hopkins W L, McLane P J. Interception of frequency-hopped spread-spectrum signals[J]. Selected Areas in Communications IEEE Journal on, 1990, 8(5): 853-870.
- [6] Chung C D. Generalised likelihood-ratio detection of multi-hop frequency-hopping signals[J]. IEE Proceedings-

- Communications, 1994, 141(2): 70 - 78.
- [7] Ng, Beaulieu. Noncoherent interception receivers for fast frequency-hopped spread spectrum signals [A]. Electrical and Computer Engineering, 1994 [C]. Halifax, NS, Canada: IEEE, 2002. 348 - 351.
- [8] 张东伟, 郭英, 霍文俊, 等. 一种改进的跳频信号信道化检测方法 [J]. 火力与指挥控制, 2012, 37(8): 58 - 61.
ZHANG Dong-wei, GUO Ying, HUO Wen-jun, et al. An improved detection method for hopping signal channel [J]. Fire and Command Control, 2012, 37(8): 58 - 61. (in Chinese)
- [9] 曾禹, 李鸥. 一种新的跳频信号检测模型 [J]. 电子学报, 2012, 40(4): 832 - 837.
ZENG Yu, LI Ou. A new detection model for hopping signals [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(4): 832 - 837. (in Chinese)
- [10] 王峻峰. 基于主分量、独立分量分析的盲信号处理及应用研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2005.
WANG Jun-feng. Research on the processing and application of blind signals based on principal component and independent component analysis [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2005. (in Chinese)
- [11] 高宪军, 李德鑫, 李娜, 等. 基于功率谱对消的跳频信号检测算法 [J]. 吉林大学学报 (信息科学版), 2008, 26(3): 238 - 243.
GAO Xian-jun, LI De-xin, LI Na, et al. Detection algorithm of frequency-hopping signal based on power spectrum cancellation [J]. Journal of Jilin University (Information Science Edition), 2008, 26(3): 238 - 243. (in Chinese)
- [12] 隋丹, 葛临东, 屈丹. 一种新的基于能量检测的突发信号存在性检测算法 [J]. 信号处理, 2008, 24(4): 614 - 617.
SUI Dan, GE Lin-dong, QU Dan. A new detection algorithm for burst signals based on energy detection [J]. Signal Processing, 2008, 24(4): 614 - 617. (in Chinese)
- [13] 周成健, 田岩, 王明海. 基于双通道多跳互相关的快跳频信号检测方法 [J]. 电子信息对抗技术, 2010, 25(3): 26 - 30.
ZHOU Cheng-jian, TIAN Yan, WANG Ming-hai. Fast frequency-hopping signal detection method based on two-channel multi-hop correlation [J]. Electronic Information Countermeasures Technology, 2010, 25(3): 26 - 30. (in Chinese)

作者简介

李 硕 男, 1992 年生于河北张家口. 中国人民解放军战略支援部队信息工程大学硕士研究生. 研究方向为通信信号处理.
E-mail: 2476617882@qq.com

李天昀 男, 1979 年 2 月出生于江西. 中国人民解放军战略支援部队信息工程大学副教授, 硕士生导师. 主要研究方向为通信信号处理, 软件无线电.
E-mail: xyzlty@163.com