

Research and simulation analysis of two kinds of wireless communication signal detection technology

Wentao Dai

The Tenth Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu, Sichuan, 610036, China

Abstract

In wireless communication environments, receivers often need to detect useful signals from the wireless environment. On the one hand, they can effectively intercept enemy signals and extract effective information from them; On the other hand, directional interference can be applied to the detected signal features, thereby winning the wireless electromagnetic spectrum rights. This article proposes two detection methods based on the principle of signal energy detection, namely the ideal detector method and the non overlapping bandwidth detector method, and elaborates on their theoretical principles. Simulation analysis is conducted on the relationship between their detection probability and SNR, and bandpass filter bandwidth. The results indicate that the two methods studied in this article can effectively detect wireless communication signals.

Keywords

the ideal detector method; the non overlapping bandwidth detector method; detect wireless communication signals.

两种无线通信信号检测技术与仿真分析

代文涛

中国电子科技集团公司第十研究所, 中国·四川·成都 610036

摘要

无线通信环境中, 接收机往往需要针对无线环境的有用信号进行检测, 一方面可以对敌方无线通信信号进行有效截获, 提取其中有效信息; 另一方面可以针对检测信号特征进行定向干扰, 从而赢得战场环境无线电磁频谱权。本文根据信号能量检测的原理, 提出了两种检测方法, 即理想检测器法和非交叠带宽检测器法, 并分别对其理论原理进行推导, 针对其检测概率与信噪比、带通滤波器带宽关系进行仿真分析。结果表明, 本文研究的两种方法可以有效检测无线通信信号。

关键词

理想检测器、非交叠带宽检测器、检测无线通信信号

1 引言

信号检测是在信道干扰噪声的情况下检测无线环境通信信号的情况。建立通信信号模型为:

$$H_0: x(t) = n(t)$$

$$H_1: x(t) = s(t) + n(t)$$

其中, $n(t)$ 是信道背景噪声, 而 $s(t)$ 是信号, 可能是干扰信号也可能是通信信号, 虚警率为 $P(H_1|H_0)$, 检测概率为 $P(H_1|H_1)$ 。理想情况是虚警率越小越好, 检测概率越大, 通信接收机做出错误判决的概率越小。综上所述, 采用恒虚警率准则进行信号检测。

信号检测通常采用能量检测法, 本文针对能量检测特征, 提出了两种检测技术, 即理想检测器和非交叠带宽检测器两种, 其通信模型分别建立如下:

【作者简介】代文涛 (1989-), 中国四川泸州人, 硕士, 工程师, 从事通信研究。

理想检测器的模型:

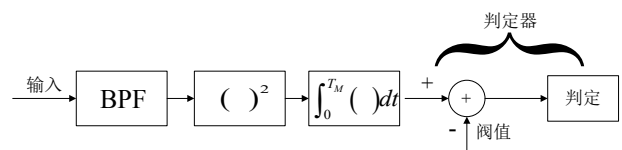


图1 理想检测器模型

理想检测器模型下, 发射机发射的信号经过路径衰减到达接收机, 接收机对接收到的信号首先经过带通滤波器滤除干扰噪声, 然后平方积分处理求其能量, 最后和判决门限比较判断是否检测到信号。

非交叠带宽检测器的模型:

非交叠带宽检测器模型下, 发射机发射的信号经过路径衰减到达接收机, 接收机对接收到的信号首先经过带通滤波器滤除干扰噪声, 然后分成三段平方积分处理求其能量分别和判决门限比较, 三个积分数值任意一个比判决门限大则

认为检测到了信号。

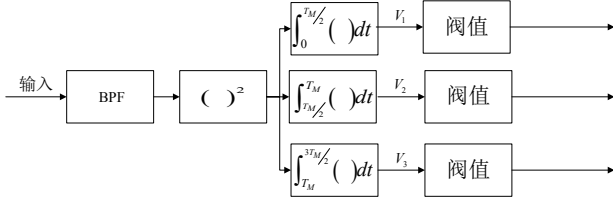


图 2 非交叠带宽检测器模型

以上理想检测器和非交叠带宽检测器主要涉及到以下参数：采样率、带通滤波器的带宽、积分时间、虚警率的大小、敌我识别信号的中心频率和带宽、判决门限（阈值）相偏、衰落、路径衰减。

2 理想检测器原理

理想检测器模型中，假设满足采样定理条件的采样率是 F_s ，而带通滤波器的带宽是 B ，带通滤波器的作用是让有用信号完全通过，但是噪声会受到限制，因此噪声经过带通滤波器能量会变小。本文引入一个带通滤波器因子 K ， K 的值是带通滤波器的带宽和采样率一半的比值，即噪声经过带通滤波器的时候能量会缩小 K 倍。将噪声近似高斯白噪声处理，方差和功率相等，经过带通滤波器后噪声的方差也缩小了 K 倍。综上所述，经过带通滤波器后，噪声数学模型可近似为： $n_i \sim N(0, KBN_0)$ 。

根据带通滤波器特征，信号中心频率 f_c 和带通滤波器的带宽 B 是已知量，带通滤波器影响了噪声积分时能量，通常积分时间 T 和总的信息长度 T_M 相等，即 $T=T_M$ 。

只有噪声的情况以及噪声和信号都存在的情况建模为：

$$H_0 : x(t) = \int_0^{T_M} n^2(t) dt$$

$$H_1 : x(t) = \int_0^{T_M} (n(t) + s(t))^2 dt$$

将连续信号离散化处理，假设抽样得到了一个向量：

$\vec{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ ，各分量之间相互独立。那么得到：

$$\int_0^{T_M} x^2(t) dt = \frac{T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} x_i^2$$

在 $N \rightarrow +\infty$ 的时候，由中心极限定理可知此项服从正态分布。由于点数 N 不可能无穷大，忽略卡方分布和正态分布之间的差异，认为此项服从正态分布。

在 H_0 的情况下求均值和方差：

$$E\left[\int_0^{T_M} n^2(t) dt\right] = \frac{T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} E(x_i^2) = \frac{T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} [D(x_i) + E^2(x_i)] = KBN_0 T_M$$

$$D\left[\int_0^{T_M} n^2(t) dt\right] = \left(\frac{T_M}{N}\right)^2 \sum_{i=1}^{i=N} D(x_i^2) = \left(\frac{T_M}{N}\right)^2 \sum_{i=1}^{i=N} [E(x_i^4) - E^2(x_i^2)] = \frac{2K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N}$$

根据正态分布的原点矩知识：

$$E(X) = 0 \quad E(X^2) = \sigma^2 \quad E(X^3) = 0 \quad E(X^4) = 3\sigma^4 \quad X \sim N(0, \sigma^2)$$

推理可得：

$$\int_0^{T_M} n^2(t) dt \sim N(KBN_0 T_M, \frac{2K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N})$$

假设 H_1 的情况下，若得知信号格式：

$$s_k(t) = A_s \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{2} \sum_{j=1}^{k-1} a_j + \pi a_k \frac{t - (k-1)T_s}{2T_s} + \theta\right)$$

$$t \in [(k-1)T_s, kT_s] \quad k = 1, 2, 3, \dots, N$$

θ 表示一个随机相位， $\theta \sim U(0, 2\pi)$ 。

信道干扰噪声 $n(t)$ 建模为：

$$\int_0^{T_M} (n(t) + s(t))^2 dt = \frac{T_M}{N} \left(\sum_{i=1}^{i=N} n_i^2 + \sum_{i=1}^{i=N} s_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{i=N} n_i s_i \right)$$

$$= \frac{T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} n_i^2 + \frac{1}{2} T_M A_s^2 + \frac{2T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} n_i s_i$$

第一项服从高斯分布，第二项是一个常数，第三项是一个高斯分布。

根据数学原理：

$$E\left(\frac{2T_M^2}{N^2} \sum_{i=1}^{i=N} n_i^2 \sum_{i=1}^{i=N} n_i s_i\right) = \frac{2T_M^2}{N^2} E\left(\sum_{i=1}^{i=N} n_i^3 s_i + \sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j \neq i} n_i^2 n_j s_j\right)$$

$$= \frac{2T_M^2}{N^2} E\left(\sum_{i=1}^{i=N} n_i^3 s_i\right) + \frac{2T_M^2}{N^2} E\left(\sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j \neq i} n_i^2 n_j s_j\right) = 0$$

且 $n_i \sim N(0, KBN_0 T_M)$ ，则可推出：

$$E\left(\frac{T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} n_i^2\right) E\left(\frac{2T_M}{N} \sum_{i=1}^{i=N} n_i s_i\right) = 0$$

因此，第一项和第三项独立，即此积分变量服从高斯分布。

在 H_1 的情况下求均值和方差：

$$E\left[\int_0^{T_M} (n(t) + s(t))^2 dt\right] = KBN_0 T_M + \frac{1}{2} A_s^2 T_M$$

$$D\left[\int_0^{T_M} (n(t) + s(t))^2 dt\right] = \frac{2KBN_0 T_M^2 A_s^2}{N} + \frac{2K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N}$$

得到结果：

$$\int_0^{T_M} (n(t) + s(t))^2 dt \sim N(KBN_0 T_M + \frac{1}{2} A_s^2 T_M, \frac{2KBN_0 T_M^2 A_s^2}{N} + \frac{2K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N})$$

本文的仿真中，采样率是 $160M$ ，而带通滤波器的带宽是 $24M$ ，因此 $K = \frac{24M}{80M} = 0.3$ 。

经过带通滤波器之后信号能量的均值和方差为：

$$E_1 = KBN_0 T_M; \quad \sigma_1^2 = \frac{2K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N}$$

$$E_2 = KBN_0 T_M + \frac{1}{2} A_s^2 T_M; \quad \sigma_2^2 = \frac{2KBN_0 T_M^2 A_s^2}{N} + \frac{2K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N}$$

判决的思路为针对两个高斯随机变量，设立一个判决门限，得出差错概率，依靠最小差错概率准则，对差错概率求导得到判决门限的大小，计算出虚警概率和检测概率，比较虚警率和检测概率之间的关系，从而可知在虚警率恒定的条件下的检测概率。

检测概率为：

$$P_d = P(V > V_T) = qfunc\left(\frac{V_T - E_2}{\sigma_2}\right)$$

虚警率为：

$$P_f = P(V > V_T) = qfunc\left(\frac{V_T - E_1}{\sigma_1}\right)$$

给定一个虚警概率可以求出判决门限，二者之间的桥梁 V_T 为已知量。假设 $P_f = qfunc\left(\frac{V_T - E_1}{\sigma_1}\right)$ ，则 $V_T = E_1 + \sigma_1 qfuncinv(P_f)$ 。得到检测概率：

$$P_d = qfunc\left(\frac{E_1 + \sigma_1 qfuncinv(P_f) - E_2}{\sigma_2}\right)$$

不考虑发射端的信噪比 $snr_{transmit} = \frac{P_s}{\sigma_n^2} = \frac{A_s^2}{2BN_0}$ ，在接收机处需要考虑到路径衰减，信号振幅会变小。假设接收机处的信号振幅为 A ，根据自由空间衰减模型：

$$Pl = 32.5 + 20 \log(f)(MHz) + 20 \log(D)(Km)$$

信噪比计算公式为：

$$10 \times \log_{10}\left(\frac{A^2}{2BN_0}\right) = snr_{receive} = 10 \times \log_{10}\left(\frac{1}{2} A_s^2\right) - Pl - Np$$

其中，噪声基底是 $Np = -174 + 10 \log(BW)(Hz) + NF - 30$ ，噪声基底用来计算背景高斯白噪声的方差 / 功率。

综上所述，检测概率简化为：

$$P_d = qfunc\left(\frac{-\frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{2BN_0}{A^2}\right) \frac{K}{N} + \left(\frac{2BN_0}{A^2}\right)^2 \frac{1}{2N} K^2} + qfuncinv(P_f) / \sqrt{1 + \left(\frac{A^2}{2BN_0}\right) \frac{2}{K}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{A^2}{2BN_0}\right) \frac{2}{K}}}\right)$$

3 非交叠带宽检测器原理

非交叠带宽检测器模型中，积分时间为信息长度的一半，即： $\frac{1}{2} T_M$ ，它是利用连续的三个积分器积分判决，任意一个输出比门限大即判断有信号。在最坏的情况下，第一，第三积分器只有一半的积分时间（ $\frac{1}{4} T_M$ ）有信号，而第二积分器在整个积分时间内都有信号。

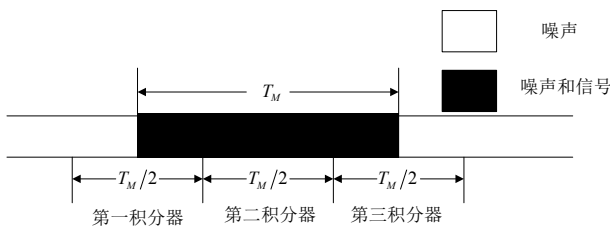


图 3 非交叠带宽检测器原理示意图

其中，第一积分器判决门限为：

$$V_1 = \int_{-\frac{1}{4} T_M}^0 n^2(t) dt + \int_0^{\frac{1}{4} T_M} (n(t) + s(t))^2 dt$$

$$= \int_{-\frac{1}{4} T_M}^{\frac{1}{4} T_M} n^2(t) dt + \int_0^{\frac{1}{4} T_M} s^2(t) dt + 2 \int_0^{\frac{1}{4} T_M} n(t) s(t) dt$$

第二积分器判决门限为：

$$V_2 = \int_{\frac{1}{4} T_M}^{\frac{3}{4} T_M} (n(t) + s(t))^2 dt = \int_{\frac{1}{4} T_M}^{\frac{3}{4} T_M} n^2(t) dt + 2 \int_{\frac{1}{4} T_M}^{\frac{3}{4} T_M} n(t) s(t) dt$$

第三个积分判决门限为：

$$V_3 = \int_{\frac{3}{4} T_M}^{T_M} (n(t) + s(t))^2 dt + \int_{T_M}^{\frac{5}{4} T_M} n^2(t) dt$$

$$= \int_{\frac{3}{4} T_M}^{\frac{5}{4} T_M} n^2(t) dt + \int_{\frac{3}{4} T_M}^{T_M} s^2(t) dt + 2 \int_{\frac{3}{4} T_M}^{T_M} n(t) s(t) dt$$

可得上述三个随机变量均服从高斯分布，而且没有交叠的部分即三个积分器得到的高斯变量相互独立，求均值和方差为：

$$V_1 \sim N\left(\frac{1}{2} KBN_0 T_M + \frac{1}{8} A_s^2 T_M, \frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N} + \frac{KBN_0 A_s^2 T_M^2}{2N}\right)$$

$$V_2 \sim N\left(\frac{1}{2} KBN_0 T_M + \frac{1}{4} A_s^2 T_M, \frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N} + \frac{KBN_0 A_s^2 T_M^2}{N}\right)$$

$$V_3 \sim N\left(\frac{1}{2} KBN_0 T_M + \frac{1}{8} A_s^2 T_M, \frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N} + \frac{KBN_0 A_s^2 T_M^2}{2N}\right)$$

在白噪声情况下，可简化为：

$$V_1 = V_2 = V_3 = \int_0^{\frac{1}{2} T_M} n^2(t) dt \sim N\left(\frac{1}{2} KBN_0 T_M, \frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N}\right)$$

若发射端的信号振幅是 A_s ，经过路径衰减后变为 A ，则虚警率为：

$$P_f = 1 - p\{V_1 < V_T \text{ and } V_2 < V_T \text{ and } V_3 < V_T\}$$

$$= 1 - \left(1 - qfunc\left(\frac{V_T - \frac{1}{2} KBN_0 T_M}{\sqrt{\frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N}}}\right)\right)^3$$

由恒虚警率得到检测概率：

$$P_d = p\{V_1 > V_T \text{ or } V_2 > V_T \text{ or } V_3 > V_T\} = 1 - p\{V_1 < V_T\} p\{V_2 < V_T\} p\{V_3 < V_T\}$$

$$= 1 - \left(1 - qfunc\left(\frac{V_T - \frac{1}{2} KBN_0 T_M - \frac{1}{4} A^2 T_M}{\sqrt{\frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N} + \frac{KBN_0 A^2 T_M^2}{N}}}\right)\right) \left(1 - qfunc\left(\frac{V_T - \frac{1}{2} KBN_0 T_M - \frac{1}{8} A^2 T_M}{\sqrt{\frac{K^2 B^2 N_0^2 T_M^2}{N} + \frac{KBN_0 A^2 T_M^2}{2N}}}\right)\right)^2$$

综上所述，检测概率可简化为：

$$P_d = 1 - \left(1 - qfunc\left(qfuncinv\left(1 - \sqrt[3]{1 - pf}\right) / \sqrt{1 + \frac{2}{K} snr} - \frac{1}{4} / \sqrt{\frac{K^2}{4Nsnr^2} + \frac{K}{2Nsnr}}}\right)\right)$$

$$\left(1 - qfunc\left(qfuncinv\left(1 - \sqrt[3]{1 - pf}\right) / \sqrt{1 + \frac{1}{K} snr} - \frac{1}{4} / \sqrt{\frac{K}{Nsnr} + \frac{K^2}{Nsnr^2}}}\right)\right)^2$$

4 检测概率相关指标仿真分析

4.1 理想检测器

带通滤波器的带宽在满足使有用信号完全通过的情况

下影响的是经过带通滤波器之后噪声方差的大小，进而影响截获端积分能量大小，对检测概率产生影响。理想检测器检测概率和带通滤波器带宽、信噪比关系的仿真曲线见下图。

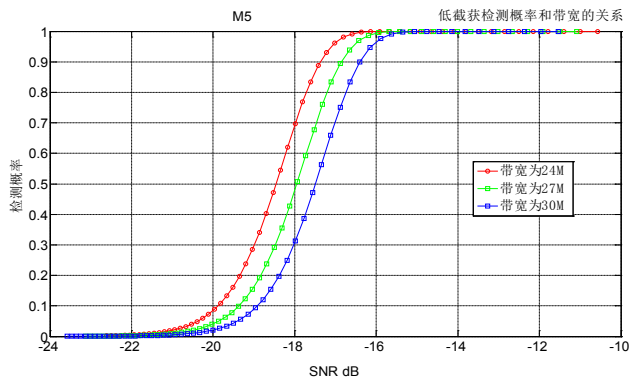


图 4 理想检测器检测概率和带宽的关系曲线图

带通滤波器的带宽越大，相当于噪声能量不变但是信号的能量变小了，因此带通滤波器的带宽越大，检测概率越小。截获端需要知道信号的带宽，频谱越宽的信号越不利于接收机提高检测概率。

4.2 非交叠带宽检测器

带通滤波器带宽的大小关系到噪声经过滤波器后噪声能量的大小。非交叠带宽检测器检测概率和带通滤波器带宽、信噪比关系的仿真曲线见下图。

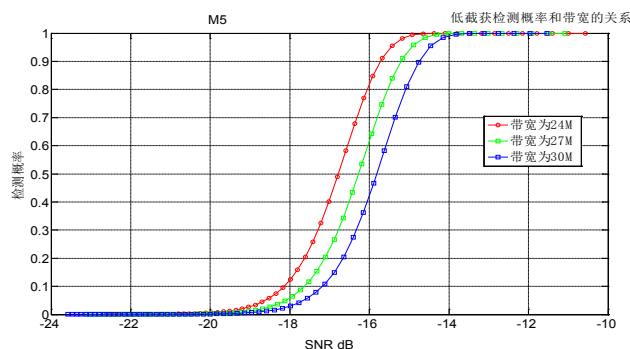


图 5 非交叠带宽检测器检测概率和带宽的关系曲线图

由仿真可得，带通滤波器带宽越大，检测性能越差。

5 结语

本文针对无线场景中信号截获应用场景，基于能量检测法基本原理，提出了两种无线通信检测技术，即理想检测器技术和非交叠带宽检测器技术。通过对两种通信信号检测技术的理论推导和仿真分析，不难看出，两种技术均能较好地实现无线环境信号截获检测，且理想检测器性能略优于非交叠带宽检测器。

参考文献

- [1] 周亮. 纠错编码原理与方法. 成都: 电子科技大学出版社, 2005.
- [2] 李晓峰, 周宁, 周亮等. 通信原理. 北京: 清华大学出版社, 2008年.
- [3] 刘仁品. RS解码器在CMMB系统中的设计及实现: [硕士学位论文]. 北京: 北京工业大学, 2009.
- [4] Shin-Lin Shieh, Shuenn-Gi lee, Wern-Ho Sheen. A Low-Latency Decoder for Punctured/Shortened Reed-Solomon Codes. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication. 2005.
- [5] M.A.Khan, S.Afzal, R.manzoor. Hardware Implementation of Shortened (48,38) Reed Solomon Forward Error Correcting Code. Proceedings IEEE INMIC 2003.
- [6] 田丽华. 编码理论. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2011. 30~45页.
- [7] 王新梅, 肖国镇. 纠错码-原理与方法. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
- [8] 刘兰, 林军. 基于MATLAB的Reed-Solomon编解码仿真. 广东技术师范学院学报. 2006年第6期: 1~4期.
- [9] Jagadeesh Sankaran, from Texas Instruments corporation. Reed Solomon Decoder: TMS320C64x Implementation. Application Report SPRA686-December 2000.
- [10] 郝永杰. 移动信道条件下RS码的应用及DSP实现相关问题研究: [硕士学位论文]. 合肥: 合肥工业大学, 2007.