

# 基于能量检测和 NBI 消除的 UWB 接收机信号检测

余涸涸 金彦亮

(上海大学特种光纤与光接入重点实验室 上海 200072)

**摘要:** 针对基于能量检测的超宽带(UWB)接收机提出了信号检测算法,此系统使用了平方率(SL)窄带干扰(NBI)消除技术来去除窄带干扰。由于使用能量检测方案,因此在高斯白噪声的情况下,统计检测量可以表示为统计独立的高斯随机变量的平方和。当有用信号不存在时,统计检测量服从中心  $\chi^2$  分布,其自由度为积分器输入信号的二倍时间一带宽积。当有用信号存在时,统计检测量服从自由度相同的非中心  $\chi^2$  分布,且依赖于因子  $\lambda$ 。 $\lambda$  和系统参数有关,这些参数包括有用信号的能量和带宽,干扰信号的功率谱密度和带宽,以及噪声的功率谱密度。非中心的  $\chi^2$  分布通过检测门限和自由度的转化可以化为中心  $\chi^2$  分布。MATLAB 数值计算显示了接收机工作特性(ROC)曲线,即检测概率  $Q_d$  和虚警概率  $Q_0$  的关系。从图中曲线可以看出,系统的参数和检测性能密切相关,比如当系统带宽变动时,虚警概率可以保持不变,而检测概率可能变为原来的 2 倍。结果表明,可以通过改变系统参数得到期望的检测性能。

**关键词:** 超宽带;窄带干扰消除;信号检测;接收机工作特性

中图分类号: TN92 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.4010

## Signal detection for energy detection and NBI mitigation based UWB receiver

Yu Tiantian Jin Yanliang

(Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

**Abstract:** The signal detection algorithm is proposed for the energy detection based ultra wideband (UWB) receiver which utilizes the square law (SL) narrowband interference (NBI) mitigation technology to mitigate the narrowband interference. Because of the energy detection scheme, the decision statistic can be expressed as the sum of the squares of statistically independent Gauss variates in white Gaussian noise. When the signal is absent, the decision statistic obeys the central chi-square ( $\chi^2$ ) distribution with the number of degrees of freedom equal to the twice of the time-bandwidth product of the input before the integrator. When the useful signal exists, the decision statistic obeys the noncentral  $\chi^2$  distribution with the same number of degrees of freedom and depends on the factor  $\lambda$ .  $\lambda$  is associated with system parameters, including the energy and bandwidth of the useful signal, the power spectral density and bandwidth of the interference, and the power spectral density of the noise. The noncentral  $\chi^2$  distribution can be converted to the central  $\chi^2$  distribution by changing the threshold and the number of degrees of freedom. Numerical computations by MATLAB demonstrate the receiver operating characteristic (ROC) curves which represent the relationship between the probability of detection  $Q_d$  and the probability of false alarm  $Q_0$ . From the curves in the figures, we can see that the system parameters have close relationships with the detection performance, for example, when the bandwidth of the system is changed, the probability of false alarm can remain unchanged, while the probability of detection can be changed to two times than the original one. The results show that the desired detection performance can be achieved by changing system parameters.

**Keywords:** ultra wideband; narrowband interference mitigation; signal detection; receiver operating characteristic (ROC)

## 1 引言

基于能量检测的脉冲超宽带(IR-UWB)系统因其低功

耗、低复杂度而被认为是一项富有前景的技术<sup>[1-3]</sup>。然而,由于接收端采用能量检测技术,因此系统无法将有用信号、噪声和干扰信号有效的区分开来。用户间的窄带干扰就是

其中一种干扰情况,并且会经常出现在超宽带系统中。当存在窄带干扰,尤其是强窄带干扰时,系统性能会受到严重影响。近年来,已有许多技术被提出来去解决这个问题<sup>[4-6]</sup>。这些技术大部分使用数字干扰消除技术,这种在数字域的操作会使系统的复杂度过高,成本提高,有些技术甚至是难以在实践中实现的。针对这个问题,文献[7]提出了一种基于平方率(SL)的窄带干扰消除技术,它可以方便地在模拟域实现,同时从文献的结果来看,这项技术可以有效的提高信号干扰比。本文针对这个系统提出了相应的信号检测算法。基于不同的信号特性,检测环境以及实际系统,有许多不同的信号检测算法<sup>[8-11]</sup>。本文针对文献[7]的使用 SL 窄带干扰消除技术的 UWB 系统提出了对应的信号检测算法,此算法借鉴了文献[8]的信号检测思想,同时又不同于文献[8],因为文献[8]的检测系统不同于本文,因此不论是信号的特性还是最后的统计检测量都与本文有显著差异。在文献[8]中,和统计检测量相关的因子  $\lambda$  只与有用信号及噪声的功率谱密度有关,而在本文的系统中,由于使用了 SL 干扰消除技术,改变了系统总体架构,因此因子  $\lambda$

和系统的众多参数有关,这些参数包括有用信号的能量和带宽,干扰信号的功率谱密度和带宽,以及噪声的功率谱密度。应用随机过程理论,从信号的统计特性出发,本文从理论上推导并分析了系统各个参数与接收机工作特性(ROC)的关系。通过 MATLAB 数值计算显示了 ROC 曲线。从曲线图中可以看到系统检测概率和虚警概率的关系。正如预期那样,当改变系统参数,如系统带宽时,会改变接收机的工作性能。目前为止,尚没有其他文献针对使用 SL 窄带干扰消除技术的 UWB 系统提出具体的信号检测方案,并分析其系统参数对 ROC 的影响。本文的意义在于可以使读者选择合适的系统参数达到所需要的系统性能。

## 2 基于平方率干扰消除技术的 UWB 接收机

基于平方率(SL)窄带干扰消除技术的 UWB 接收机如图 1 所示。低噪声放大器(LNA)用于信号放大,带通滤波器 1(BPF1)用于滤除带外信号。平方率(SL)器件和带通滤波器 2(BPF2)用于去除窄带干扰<sup>[7]</sup>。最后信号被送入基于能量检测的接收机用于恢复信息比特。

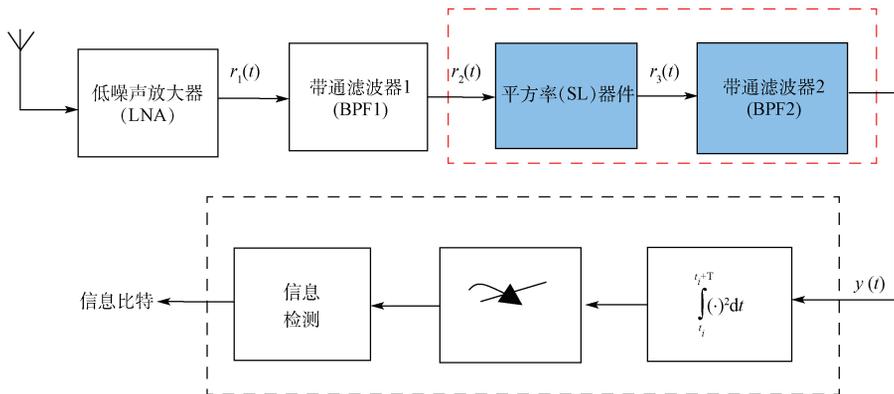


图 1 基于 SL 窄带干扰消除技术的 UWB 接收机

此接收机是针对窄带干扰设计的系统。系统去除窄带干扰的原理如下:平方率器件将信号(包括有用信号、窄带干扰以及噪声)的频谱搬移到了二倍频以及基频,因为干扰信号的带宽很窄,因此在基频处,干扰信号和有用信号的频谱只有一小部分重叠,此重叠部分以及二倍频成分用 BPF2 滤去,这样便可以除去窄带干扰同时保留绝大部分有用信号的能量。关于此方法的性能分析详见文献[7]。

设到达 BPF1 的接收信号为:

$$r_1(t) = p_1(t) + i_1(t) + n_1(t), 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

式中:  $p_1(t)$ ,  $i_1(t)$ ,  $n_1(t)$  分别代表有用信号,干扰信号以及噪声。 $p_1(t)$  为超宽带信号,中心频率  $f_0$ ,带宽  $\Delta f$ ;  $n_1(t)$  为加性高斯白噪声,功率谱密度为  $C_N$ ;  $i_1(t)$  为窄带干扰,为了方便分析,将其建模为广义平稳,零均值的高斯带通随机过程,其自相关函数为<sup>[7]</sup>:

$$R_{i_1}(\tau) = E[i_1(t)i_1(t+\tau)] = C_I \frac{\sin\pi\Delta I\tau}{\pi\Delta I\tau} \cos 2\pi f_I\tau \quad (2)$$

式中:  $C_I$ ,  $f_I$  和  $\Delta I$  分别为干扰信号的功率谱密度,中心频率和带宽。为了方便理论分析,假设  $f_I = f_0$ 。由于是窄带干扰,因此有  $\Delta f \geq \Delta I$ 。

BPF1 为理想带通滤波器,中心频率  $f_0$ ,带宽  $2.5\Delta f$ (此带宽可以确保  $r_3(t)$  的带宽大于 7 倍的 BPF2 带宽,从而保证  $y(t)$  近似为高斯随机过程),且频率响应的幅度为 1。经过 BPF1 后,信号变为:

$$r_2(t) = p_2(t) + i_2(t) + n_2(t) \quad (3)$$

式中:  $p_2(t) = p_1(t)$ ,  $i_2(t) = i_1(t)$ ,  $n_2(t)$  则变为带宽为  $2.5\Delta f$  的平稳带通随机过程,功率谱密度为  $C_N$ 。 $I_2(f)$  和  $N_2(f)$  分别为  $i_2(t)$  和  $n_2(t)$  的功率谱密度,如图 2 和图 3 示意图。

设平方率(SL)器件的传输特性为  $u(t) = l^2(t)$ , 其中  $l(t)$  为平方率器件的输入,  $u(t)$  为平方率器件的输出。则经过平方率(SL)器件后, 信号  $r_2(t)$  变为:

$$r_3(t) = r_2^2(t) \tag{4}$$

设  $B(t) = i_2^2(t) + n_2^2(t) + 2[p_2(t)i_2(t) + p_2(t)n_2(t) + i_2(t)n_2(t)]$ ,  $A(t) = p_2^2(t)$ , 则有:

$$r_3(t) = A(t) + B(t) \tag{5}$$

式中:  $A(t)$  为确定信号,  $B(t)$  为随机过程。

BPF2 的频率响应表达式为:

$$H(f)_{BPF2} = \begin{cases} 1, & |\Delta I| < |f| < |\Delta f| \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{6}$$

频率响应图如图 4 所示。设 BPF2 的冲击响应为  $h(t)$ , 则

$$y(t) = F(t) + G(t) \tag{7}$$

式中:  $F(t) = A(t)h(t)$ ,  $G(t)$  为  $B(t)$  通过线性系统 BPF2 后的随机过程。理论上, 当输入的随机过程的带宽大于线性系统的 7 倍时, 线性系统的输出可以看作是高斯随机过程。从功率谱分析来看,  $B(t)$  的总带宽大于 BPF2 带宽的 7 倍(由图 4 可看出), 因此 BPF2 的输出  $G(t)$  可以看做是高斯随机过程。求出  $G(t)$  的均值和方差, 即可借鉴文献 [8] 的思想进行信号的检测。

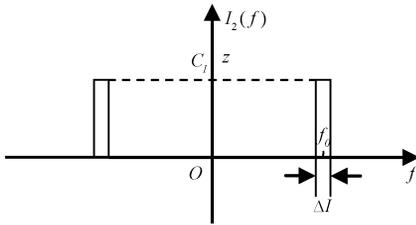


图 2  $i_2(t)$  的功率谱密度

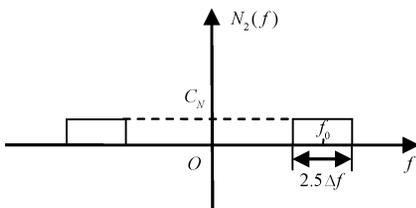


图 3  $n_2(t)$  的功率谱密度

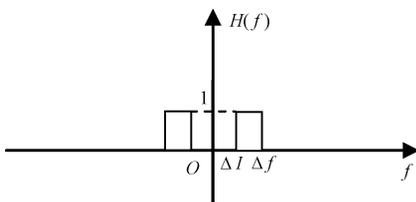


图 4 BPF2 的频率响应

### 3 随机过程 $G(t)$ 均值和方差的求解

$G(t)$  的均值: 由图 4 可知  $H_{BPF2}(0) = 0$ , 故而

$$E[G(t)] = E[B(t)]H_{BPF2}(0) = 0 \tag{8}$$

$G(t)$  的方差:

$$D[G(t)] = E[G^2(t)] - E^2[G(t)] = E[G^2(t)] \tag{9}$$

由于  $B(t)$  中包含  $p_2(t)i_2(t)$  以及  $p_2(t)n_2(t)$  这两项非平稳过程, 因此  $B(t)$  本身并不是平稳过程, 但是由于这两项的功率谱密度为 0, 因此可以省去。证明如下:

$p_2(t)i_2(t)$  项为非平稳随机过程, 故需要对其自相关函数求取时间平均, 然后取傅里叶变换, 即可得到功率谱密度, 即

$$P_{p_2 i_2}(f) = F\{average[R_{p_2 i_2}(t, \tau)]\} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} average[R_{p_2 i_2}(t, \tau)] &= average[E[p_2(t)i_2(t)p_2(t + \tau)i_2(t + \tau)]] \\ &= average[p_2(t)p_2(t + \tau)E[i_2(t)i_2(t + \tau)]] \\ &= average[p_2(t)p_2(t + \tau)R_i(\tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p_2(t)p_2(t + \tau)R_i(\tau) dt \\ &= R_i(\tau) \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p_2(t)p_2(t + \tau) dt \end{aligned} \tag{11}$$

在上两式中  $average[\cdot]$  代表求取时间平均,  $F[\cdot]$  代表求取傅里叶变换。

由于  $p_2(t)$  为确定信号, 其能量有限, 因此当  $T \rightarrow \infty$  时, 积分  $\int_{-T}^T p_2(t)p_2(t + \tau) dt$  必然为某个与  $T$  无关而仅与

$p_2(t)$  波形有关的确定数值, 设为  $M$ , 则  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p_2(t)p_2(t + \tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{M}{2T} = 0$ 。同理可证,  $p_2(t)n_2(t)$  项的功率谱密度也为 0。由此可知, 以上两项非平稳项可以去掉。略去这两项后, 有

$$B(t) = i_2^2(t) + n_2^2(t) + 2i_2(t)n_2(t) \tag{12}$$

由式(12)可知,  $B(t)$  为平稳过程, 故而  $G(t)$  也为平稳过程。且有:

$$D[G(t)] = E^2[G(t)] = R_G(\tau) |_{\tau=0} = \int G(f)df \tag{13}$$

式中:  $G(f)$  为  $G(t)$  的功率谱密度, 可以通过  $B(t)$  的功率谱密度  $B(f)$  求得。

由式(12)可知,

$$B(f) = I_{s2}(f) + N_{s2}(f) + L(f) \tag{14}$$

式中:  $I_{s2}(f)$ ,  $N_{s2}(f)$  以及  $L(f)$  分别为  $i_2^2(t)$ ,  $n_2^2(t)$  以及  $i_2(t)n_2(t)$  的功率谱密度。 $I_{s2}(f)$  在通过 BPF2 之后被滤除, 因此无需考虑。

$N_{s2}(f)$  如图 5 所示。

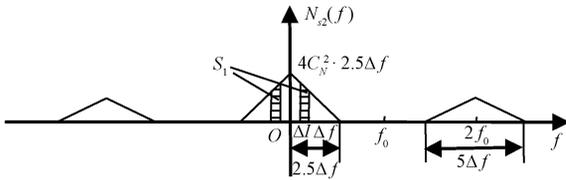
$i_2(t)n_2(t)$  的自相关函数:

$$\begin{aligned} R_{i_2 n_2}(\tau) &= E[i_2(t)n_2(t)i_2(t + \tau)n_2(t + \tau)] \\ &= R_{i_2}(\tau)R_{n_2}(\tau) \end{aligned} \tag{15}$$

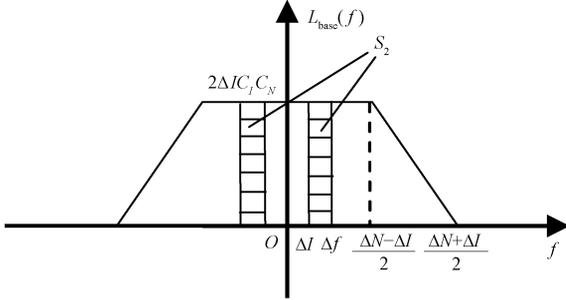
由式(15)可得:

$$L(f) = I_2(f)N_2(f) \tag{16}$$

由  $I_2(f)$  和  $N_2(f)$  的功率谱密度图, 可以得到  $L(f)$  的功率谱密度图。由于  $L(f)$  在高频处的功率谱经 BPF2

图 5  $n_2^2(t)$  的功率谱密度

后被滤除,因此不加考虑。 $L(f)$  在基带处的功率谱密度  $L_{base}(f)$  如图 6 所示。

图 6  $i_2(t)n_2(t)$  基带处的功率谱密度

由  $G(f) = B(f) | H(f) |_{BPF}^2$  以及式(6)可以得到  $G(f)$ , 并且有

$$D[G(t)] = R_G(\tau) |_{\tau=0} = \int G(f) df = \int B(f) df = S_1 + 4S_2 \quad (17)$$

其中  $S_1$  和  $S_2$  分别为图 5 和图 6 中阴影部分的面积, 系数 4 是由式(12)中交叉项前的系数 2 得来。

图 6 表明,  $\Delta f < \frac{\Delta N - \Delta I}{2}$ 。证明如下:

$$\Delta f - \frac{\Delta N - \Delta I}{2} = \Delta f - \frac{2.5\Delta f - \Delta I}{2} = 0.5\Delta I - 0.25\Delta f, \text{ 由于 } \Delta f \geq \Delta I, \text{ 故有 } \Delta f > 2\Delta I, \text{ 因此 } \Delta f < \frac{\Delta N - \Delta I}{2}.$$

由图 5 和图 6 得:

$$S_1 = 4C_N^2(4\Delta f - \Delta I)(\Delta f - \Delta I), \\ S_2 = 4\Delta I C_N(\Delta f - \Delta I) \quad (18)$$

所以,  $G(t)$  的方差为

$$\sigma^2 = (\Delta f - \Delta I)(16C_N^2\Delta f - 4C_N^2\Delta I + 16\Delta I C_N) \quad (19)$$

#### 4 检测方法

当有用信号不存在时,  $y(t) = G(t)$ 。

当有用信号存在时,  $y(t) = F(t) + G(t)$ 。

$F(t)$  为确定信号。

$G(t)$  为高斯随机过程。均值  $E[G(t)] = 0$ , 方差  $D[G(t)] = \sigma^2$ 。

借鉴文献[8]的信号检测思想构造统计检测量, 使得其服从中心  $\chi^2$  分布或者非中心  $\chi^2$  分布。

通过因子  $K$  可以构造符合上述要求的统计检测量。具体检测方法如下。

构造统计检测量  $V = K^2 \int y^2(t) dt$ , 其中  $K = \sqrt{\frac{2W}{D(a_i)}} = \sqrt{\frac{2W}{\sigma^2}}$ ,  $W = 2(\Delta f - \Delta I)$  为  $y(t)$  的带宽,  $a_i = G(\frac{i}{2W})$ , ( $i = 1, 2, \dots, 2TW$ ) 为高斯随机变量。

假设检验  $H_0$ : 不存在有用信号。

假设检验  $H_1$ : 存在有用信号。

类似于文献[8], 可以证明以下两种情况 1) 和 2) 成立。

1) 在  $H_0$  下, 有:

$$V = \sum_{i=1}^{2TW} b_i^2 = \sum_{i=1}^{2TW} \left( \frac{K}{\sqrt{2W}} a_i \right)^2 \quad (20)$$

式中:  $b_i = \frac{K}{\sqrt{2W}} a_i$  是均值为 0, 方差为 1 的高斯随机变量。

此情况下,  $V$  为自由度为  $2TW$  的中心  $\chi^2$  分布。

2) 在  $H_1$  下, 有:

$$V = K^2 \int y^2(t) dt = K^2 \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} (a_i + \alpha_i)^2 = \sum_{i=1}^{2TW} \left( \frac{K}{\sqrt{2W}} a_i + \frac{K}{\sqrt{2W}} \alpha_i \right)^2 = \sum_{i=1}^{2TW} (b_i + \beta_i)^2 \quad (21)$$

式中:  $b_i = \frac{K}{\sqrt{2W}} a_i$ ,  $\beta_i = \frac{K}{\sqrt{2W}} \alpha_i$ ,  $\alpha_i = F(\frac{i}{2W})$ , ( $i = 1, 2, \dots, 2TW$ )。

此情况下,  $V$  为自由度为  $2TW$  的非中心  $\chi^2$  分布,

因子  $\lambda = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 = \sum_{i=1}^{2TW} \frac{K^2}{2W} \alpha_i^2 = K^2 \int_0^T F(t)^2 dt = K^2 E_F$ , 其中  $E_F$  为  $F(t)$  的能量。

由以上两种情况可知, 若检测门限为  $V_T$ , 则虚警概率和检测概率分别为:

$$Q_0 = \text{prob}\{V > V_T | H_0\} = \text{prob}\{\chi_{2TW}^2 > V_T\}, \\ Q_d = \text{prob}\{V > V_T | H_1\} = \text{prob}\{\chi_{2TW}^2(\lambda) > V_T\} \quad (22)$$

中心  $\chi^2$  分布可通过查表法查询, 而非中心  $\chi^2$  分布还没有现成的图表可寻。非中心  $\chi^2$  分布可以通过一些方法近似转化为中心  $\chi^2$  分布, 这里使用文献[12]中的方法进行转化:

$$\text{prob}\{\chi_{2TW}^2(\lambda) > V_T\} = \text{prob}\{\chi_D^2 > V_T/G\}, \\ D = (2TW + \lambda)^2 / (2TW + 2\lambda), \\ G = (2TW + 2\lambda) / (2TW + \lambda) \quad (23)$$

#### 5 数值计算

假设  $r_1(t)$  为方波信号, 持续时间为  $T$ , 能量为  $E_s$ , 有用信号和干扰信号的带宽分别为  $\Delta f$  和  $\Delta I$ , 噪声和干扰信

号的功率谱密度分别为  $C_N$  和  $C_I$ , 信噪比为  $SNR = E_s/C_N$ , 虚警概率  $Q_0$ , 检测概率  $Q_d$ 。数值计算结果如图 7 和图 8 所示。

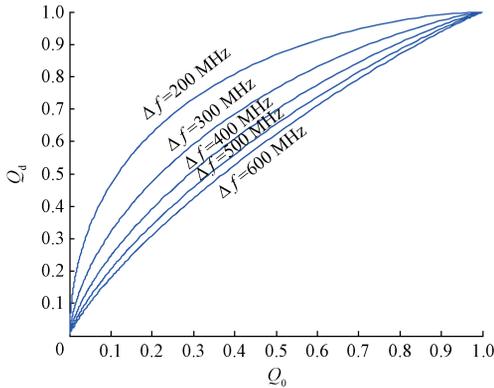


图 7  $SNR=6$  dB,  $T=4$  ns,  $C_N=-170$  dBm,  $C_I=-160$  dBm,  $\Delta f$  变动下, 接收机工作特性(ROC)曲线

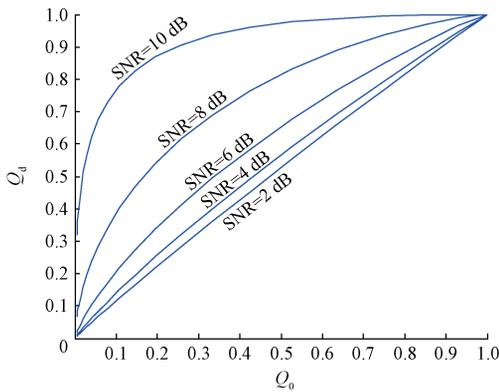


图 8  $\Delta f=500$  MHz,  $T=4$  ns,  $C_N=-170$  dBm,  $C_I=-160$  dBm, SNR 变动下, 接收机工作特性(ROC)曲线

图 7 为  $SNR, T, C_N, C_I$  不变,  $\Delta f$  变动时, 接收机工作特性(ROC)曲线。从图中可以看出, 随着  $\Delta f$  的增加, 系统性能会下降, 即在相同的虚警概率情况下, 检测概率降低, 而在相同的检测概率情况下, 虚警概率升高。比如  $\Delta f = 200$  MHz 和  $\Delta f = 600$  MHz 两组曲线, 在虚警概率  $Q_0 = 0.2$  时, 后者的检测概率  $Q_d$  基本上仅为前者的一半, 因此检测性能下降。图 8 是  $\Delta f, T, C_N, C_I$  不变,  $SNR$  变动时, 接收机工作特性(ROC)曲线。从图中可以看到当  $SNR$  增大时, 系统检测性能提高。比如  $SNR = 2$  dB 和  $SNR = 8$  dB 的两组曲线, 当虚警概率  $Q_0 = 0.3$  时, 后者的检测概率  $Q_d$  基本上为前者的 2 倍, 因此检测性能提高。由此可见, 较低的带宽、较高的  $SNR$  可以提高系统的检测性能。当要达到所需要的检测概率和虚警概率时, 可以通过调整系统参数 ( $\Delta f, SNR$  等) 来达到所需要的性能。

## 6 结 论

针对使用能量检测以及 SL 窄带干扰消除技术的 UWB 系统, 提出了基于信号特性以及统计检测量的信号检测算法。当信号不存在时, 统计检测量服从中心  $\chi^2$  分布, 当信号存在时, 服从非中心  $\chi^2$  分布。中心  $\chi^2$  分布仅与进入积分器前信号的时间-带宽积有关。非中心的  $\chi^2$  分布不仅依赖于时间-带宽积, 还依赖于有用信号的能量和带宽, 干扰信号的功率谱密度和带宽, 噪声的功率谱密度这些系统参数。数值计算显示了  $\Delta f, SNR$  变动时接收机工作特性(ROC)曲线。可以通过调整系统参数, 达到所需要的检测性能。

## 参考文献

- [1] AIELLO G R, ROGERSON G D. Ultra-wideband wireless systems [J]. IEEE Microwave Magazine, 2003, 4(2):36-47.
- [2] WITRISAL K, LEUS G, JANSSEN G J M, et al. Noncoherent ultra-wideband systems [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2009, 26(4):48-66.
- [3] STEINER C, WITTNEBEN A. On the interference robustness of ultra-wideband energy detection receivers [C]. IEEE International Conference on Ultra-wideband, 2007:721-726.
- [4] DEHNER H, JAKEL H, BURGHARDT D, et al, et al. The Teager-Kaiser energy operator in presence of multiple narrowband interference [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(8):716-718.
- [5] DEHNER H, JAKEL H, JONDRAL F K. On the modified Teager-Kaiser energy operator regarding narrowband interference [C]. Wireless Telecommunications Symposium (WTS), 2011: 1-5.
- [6] SHAMAN H, HONG J S. Ultra-wideband (UWB) bandpass filter with embedded band notch structures[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2007, 17(3):193-195.
- [7] XU Z, NIE H, CHEN Z, et al. Nonlinear blind narrowband interference mitigation for energy detection based UWB receivers[J]. Communications Letters IEEE, 2012(16):1596-1599.
- [8] HARRY U. Energy detection of unknown deterministic signals[C]. Proceedings of the IEEE, 1967, 55(4): 523-531.
- [9] 胡楚锋, 郭淑霞, 李南京, 等. 超视距宽带信号同步测量技术研究[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(11): 2531-2537.
- [10] 芮国胜, 刘林芳, 张嵩, 等. 变相位周期策动力杜芬振子弱信号检测方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015(11): 1662-1668.

- [11] 郑伟. 基于主从处理器的脉冲信号检测系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(11): 33-37.
- [12] PATNAIK. The noncentral  $\chi^2$  and F distributions and their applications[J]. Biometrika, 1949, 36(1-2): 202-232.
- [13] MOE W, ROBERT S. On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments[J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(9):245-247.
- [14] JAMES K. On a simple algorithm to calculate the energy of a signal[C]. IEEE ICASSP, Albuquerque, New Mexico, 1990:381-384.
- [15] 张霆延, 张钦宇, 张乃通. 基于能量检测的脉冲超宽带接收机[J]. 吉林大学学报, 2010, 40(1): 281-286.
- [16] STOICA L, RABBACHIN A, REPO H O, et al. An ultrawideband system architecture for tag based wireless sensor networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(5): 1632-1645.
- [17] MOE W, ROBERT S. Impulse radio: How it works[J]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(2): 36-38.
- [18] 李立华, 王勇, 张平. 移动通信中的先进信号处理技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2005.
- [19] PAPOULIS A. Probability, random variables, and stochastic processes [M]. 1st ed. New York: McGraw-Hill, 1965.
- [20] WANG F, TIAN Z, SADLER B M. Weighted energy detection for noncoherent ultra-wideband receiver design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(2):710-720.

### 作者简介

余涸涸, 现为上海大学硕士研究生, 主要研究方向为无线通信及信号处理。

E-mail: yutianyoujian@163.com

金彦亮, 上海大学副教授, 主要研究方向为无线通信及信号处理。

E-mail: jinyanliang@staff.shu.edu.cn

## 泰克在业内领先的波形监测仪中新增 HDR 和 WCG 支持

WFM/WVR 8000 系列产品可以现场安装升级软件, 摄影师、编辑和调色师可以方便地捕获、复现实际图像

中国北京 — 2016 年 8 月 11 日 — 泰克科技公司日前宣布, 为其流行的 WFM/WVR 8000 系列波形监测仪推出一种可以现场安装的升级软件, 新增对高动态范围(HDR)和 ITU-R 建议 BT. 2020 宽色域(WCG)格式的支持。泰克将在阿姆斯特丹举办的 2016 IBC 展览会上演示这一升级软件, 其将帮助摄影师、编辑和调色师方便准确地捕获和复现高度现实的视频图像内容, 最终增强客户的观看体验。

在采集高清 4K 内容方面, HDR/WCG 格式正变得越来越重要。但是, 调节伽马电平, 以正确处理整个广播链中的高保真信号, 可能会极具挑战性。通过 HDR 升级软件中包括的一系列新格线, 用户可以正确设置摄像机白点, 调节眩光, 全面利用其内容的动态范围。

一年一度的 IBC 展览会是娱乐和新闻节目制作、管理和传送行业的全球盛会, 今年的展览会将于 2016 年 9 月 9 日~13 日在阿姆斯特丹举行, 预计将吸引来自 170 个国家

的 55 000 名参会人员, 会上将有 1 600 多家展商展示自己的产品。泰克将在第 10 D41 号展台演示其全系列业内领先的视频测试和监测解决方案。

随着 4K 和 HDR 技术的快速发展及业内采用率的不断提高, 涉及 4K 内容制作和传送的公司, 从摄像机制造商到后期制作机构到广播公司, 都在投资与 4K 有关的新设备。泰克波形监测仪通过简便的现场可以安装的升级软件来支持 4K, 客户不需要购买昂贵的更换硬件, 就能够拍摄、编制和传送 4K 和 HDR/WCG 节目。

该平台采用高性能结构, 可以全面支持 4K 内容的吞吐量要求。优异的功能、特性、性能和升级能力相结合, 使得这些仪器特别适合满足设备制造商、后期制作机构、广播公司及其他视频服务提供商的 4K/HDR 要求。客户可以继续购买当前要求所需的设备, 并且知道在推出 4K 和高动态范围的内容时, 他们可以方便地进行升级。