

数字超宽带信号的功率谱密度

马晓慧 邹传云

(桂林电子科技大学通信与信息工程系 桂林 541004)

摘要: 该文根据各种超宽带(UWB)信号的调制特点,给出了统一的随机脉冲信号模型,并应用随机理论计算出相应的功率谱密度(PSD)函数表达式,此 PSD 表达式应用范围广,适用于各种调制方式、多址方式、进制下的 UWB 信号。该文举例分析比较了几种典型调制下带有均匀分布的随机时间抖动(timing jitter)及理想情况下的信号 PSD,结果表明,时抖动的存在平滑了信号功率谱,降低了对其他窄带通信系统的干扰。而且,文中给出的 PSD 函数表达式可以用来估计信号各参量的变化对 PSD 函数的影响,而不需要考虑脉冲序列的详细设计过程。

关键词: 功率谱密度(PSD); 超宽带(UWB); 自相关函数; 时间抖动; 谱分析

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)08-1877-05

Power Spectral Density of Digital Ultra Wide-band Signals

Ma Xiao-hui Zou Chuan-yun

(Department of Telecommunications and Information Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: In this paper, a unified model of the random impulse radio signals is presented based on the characters of a variety of UWB modulation signals. The Power Spectral Density(PSD)for the signals is carried out using stochastic theory. This PSD expression is used widely, such as for various modulation forms, various multi-access forms, either binary or M-ary systems. The PSD expressions for several typical modulation signals with or without the uniformly distributed timing jitter are taken for example and analyzed in details. The results show that the timing jitter smoothes the spectrum and alleviates the interferences on other narrowband communication systems. Furthermore, the results can be used to estimate the effect of changes in various parameters on PSD of transmitted signal, without going through the detailed design procedure.

Key words: Power Spectral Density (PSD); Ultra Wide-Band (UWB); Auto correlation function; Timing jitter; Spectral analysis

1 引言

UWB 技术起源于 20 世纪 50 年代(1942 年 De Rosa 提交了随机脉冲系统的专利,因二战原因直到 50 年代才发表),在美国 UWB 早期的研究工作主要限制在军方,2004 年 4 月 22 日, FCC 颁布了 UWB 占用带宽的有关条例,允许 UWB 技术和产品参与商业化运作。我国也于 2001 年 9 月开始以“863 项目”的形式扶持与资助这一技术和标准的研究与攻关。国内在该技术领域上的研究可以说是刚刚起步,尚未投入使用。

UWB 无线通信技术是目前无线通信领域较先进的技术之一,它是一种用极低的功率(约 20mW)在极宽的频谱范围内(可高达 7.5GHz)以极高的速率(可高达 500Mbit/s)传输信息的无线通信技术,是未来短距离无线通信最理想的技术,可广泛用于家庭、医疗、工业、科学、军事等许多领域。尽管基于 UWB 技术的应用还处在发展初期,但我们还是可以

从一些国际知名的 UWB 研发企业了解到一些相关应用产品的信息,目前,基于 UWB 的技术主要应用在高速短距离通信、雷达和精确定位等领域。在军事和政府市场上,其应用包括:(1)战术手持设备和网络低截获和检测(LPI/D)无线设备;(2)非视距 LPI/D 地波通信;(3)LPI/D 高度计/避障雷达;(4)电子标签;(5)入侵检测雷达;(6)精确地理定位系统;(7)无人驾驶飞机(UAV)和无人驾驶小车(UGV)的线性链路;(8)接近保险器;(9)LPI/D 无线通信系统等。在商业市场上,其应用包括:(1)高速(20Mbit/s 以上)LAN/WAN;(2)高度计/避障雷达(商业飞行);(3)防撞雷达;(4)标签(智能交通系统、电子标识、智能仪器);(5)入侵检测雷达;(6)精确地理定位系统;(7)工业 RF 监控系统等。基于 UWB 技术的潜在应用很多,但由于其技术尚不完全成熟,所以成功的案例并不多。

对于超宽带无线通信系统,确定调制信号的频谱成分非常重要。作为商业 UWB 信号,要保证不干扰在其频段范围内的各种窄带系统,必须在 FCC15 部分限制之下。作为军

事 UWB 信号，主要目标是使被截获/监听的概率最小，这就要求传输信号的频谱非常低。另一方面，UWB 信号的平均功率必须达到实现通信的水平。所有这些都表明，信号的频谱范围及成分特性对于 UWB 通信系统的设计起着举足轻重的作用。

基于随机理论的对理想同步脉冲序列的 PSD 的估计在很多文献中给出了很好的证明^[1,2]。对于基于随机理论的非理想(带有时间抖动time jitter)脉冲序列的 PSD 的估计，文献[3]中推导并给出了带有时抖动的 M 进制脉冲序列的 PSD 函数的通用表达式。先前在许多扩频信号的功率谱(PSD)估计的文献中，大部分是把焦点放在了理想直扩(DS)信号上^[4-6]，也有对理想跳时信号的，但那些分析中都不包括时抖动的影响。文献[7]中分析了时抖动的影响，但只适用于跳时信号。本文的目的就是使用先前文献中类似的基于随机理论的方法描述出统一的适用于任何 UWB 信号的 PSD。本文按各种调制信号的特点给出各种 UWB 信号的统一模型，并通过计算推导出了统一的带有均匀分布时抖动的信号 PSD 函数表达式，从而利用它去分析了几种典型的 UWB 信号的功率谱。这个随机模型应用广泛，适用于各种调制方式下的 UWB 信号，而且可以用来估计信号各参量的变化对 PSD 函数的影响，而不需要考虑脉冲序列的详细设计过程。

此外，目前还流行一种时间序列的谱分析方法^[8]，它是基于时间平均而不是随机理论，这就为分析数字信号的谱特性提供了另一种可选择的技术。

2 信号模型

UWB 系统一般采用直接发送极窄的基带脉冲(ns 级)的方式来传输信息，根据调制方式和多址方式的不同通常可分为：跳时超宽带(TH-UWB)、直扩超宽带(DS-UWB)、脉位调制(PPM)以及脉幅调制(PAM)，而理论和实际中又多采用跳时脉位调制(TH-PPM)、开关键控调制(OOK)和直扩双极性调制(DS-BPSK)，所以本文在后面将其作为举例重点。UWB 系统的发射机框图如图 1 所示。根据各种调制信号的特点，我们可给出随机脉冲信号模型的统一表达式为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n b_n \omega(t - nT_1 - c_n T_2 - d_n \delta - \varepsilon_n) \quad (1)$$

其中 $\omega(t)$ 为脉冲波形， $\{a_n\}, \{b_n\}, \{c_n\}, \{d_n\}$ 为任意的随机序列， $\{\varepsilon_n\}$ 为随机的时间抖动。假设 $\{a_n\}, \{b_n\}, \{c_n\}, \{d_n\}, \{\varepsilon_n\}$ 平稳且相互独立。



图 1 UWB 发射机系统框图

3 带有随机抖动的数字 UWB 信号的 PSD

随机信号 $s(t)$ 的自相关函数为

$$R_s(t, \tau) \triangleq E \{s(t)s^*(t + \tau)\} = K_s(t, \tau) + \bar{s}(t)\bar{s}^*(t + \tau) \quad (2)$$

其中 $K_s(t, \tau) \triangleq E \{[s(t) - \bar{s}(t)][s(t + \tau) - \bar{s}(t + \tau)]^*\}$ 为 $s(t)$ 的协方差函数， $\bar{s}(t) \triangleq E\{s(t)\}$ 为 $s(t)$ 的均值，*表示取共轭。随机信号 $s(t)$ 的 PSD 函数由连续成分 $S_s^c(f)$ 和离散成分 $S_s^d(f)$ 组成，分别对应于 $K_s(t, \tau)$ 和 $\bar{s}(t)\bar{s}^*(t + \tau)$ 的变换。

众所周知，平稳随机过程服从维纳-辛钦定理——平稳随机信号的自相关函数和 PSD 函数是一对傅里叶变换，而若不考虑 $\{a_n\}, \{b_n\}, \{c_n\}, \{d_n\}$ 的特性， $s(t)$ 是周期平稳的^[1,9]，即 $s(t)$ 的自相关函数不仅与时间间隔 τ 有关，而且还是变量 t 的周期函数，所以它的频域表达式需要利用二维傅里叶变换。

用平均功率谱密度表征 $s(t)$ ，所采取的一种处理方法就是对其自相关函数在一个周期上计算时间平均，这样就消除了变量 t 的影响，然后对 τ 求傅里叶变换，从而得到 $s(t)$ 的平均功率谱密度。用这种方法可以在频域用功率谱密度来简单地表征周期平稳过程。因此， $s(t)$ 的连续谱成分为 $S_s^c(f) = F_\tau \{ \langle K_s(t, \tau) \rangle_t \}$ ，离散谱成分为 $S_s^d(f) = F_\tau \{ \langle \bar{s}(t)\bar{s}^*(t + \tau) \rangle_t \}$ ，其中 $\langle \cdot \rangle_t$ 表示时间平均， $F_\tau \{ \cdot \}$ 表示对 τ 求傅里叶变换。计算 $s(t)$ 的平均 PSD，推导过程见文献[10]，得

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T_1} |W(f)|^2 \left\{ R_a(n; 0) R_b(n; 0) - |\bar{a}_n|^2 |\bar{b}_n|^2 \right\} |\phi_{c_n}(f T_2)|^2 \cdot |\phi_{d_n}(f \delta)|^2 S_a^2(\pi f \Delta) + \frac{1}{T_1} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ [R_a(n; l) \cdot R_b(n; l) - \bar{a}_n \bar{a}_{n+l}^* \bar{b}_n \bar{b}_{n+l}^*] \phi_{c_n}(f T_2) \right\}^2 |\phi_{d_n}(f \delta)|^2 e^{-j2\pi f l T_1} \cdot S_a^2(\pi f \Delta) \quad (3)$$

$$S_s^d(f) = \frac{1}{T_1^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W \left(\frac{l}{T_1} \right) \right|^2 \left| \bar{a}_n \bar{b}_n \phi_{c_n} \left(\frac{l T_2}{T_1} \right) \phi_{d_n} \left(\frac{l \delta}{T_1} \right) \right|^2 S_a^2 \left(\pi \frac{l}{T_1} \Delta \right) \cdot \delta \left(f - \frac{l}{T_1} \right) \quad (4)$$

其中 $W(f)$ 为脉冲波形 $\omega(t)$ 的傅里叶变换， $R_a(n; l) \triangleq E \{ a_n a_{n+l}^* \}$ ， $R_b(n; l) \triangleq E \{ b_n b_{n+l}^* \}$ ，分别为序列 $\{a_n\}, \{b_n\}$ 的自相关函数，特征函数 $\phi_{c_n}(u) = E \{ e^{j2\pi u c_n} \}$ ， $\phi_{d_n}(u) = E \{ e^{j2\pi u d_n} \}$ ， $\bar{\cdot}$ 表示均值， $\delta(\cdot)$ 为冲激函数，注意与时间偏移量 δ 区分， $S_a(x) = \sin x / x$ ，随机的时间抖动序列 $\{\varepsilon_n\}$ 服从 $[\Delta_1, \Delta_2]$ 上的均匀分布， $\Delta = \Delta_2 - \Delta_1$ 。

式(3)，式(4)是个统一化的公式，各种调制方式下的信号，无论是采用 PPM 还是 PAM、是否使用多址方式、采用 TH 还是 DS 多址方式、二进制还是多进制，都可套用此公式求得 PSD 函数，下面就给出几个应用的典型例子。

4 应用

令式(1)中， $T_1 = T_f$ 为帧周期， $T_2 = T_c$ 为跳时码的码片周期， $\{a_n\}, \{d_n\}$ 为待发送的独立同分布的码源符号序列， $\{c_n\}$ 为伪随机跳时码(TH 码)， $c_n \in \{0, 1, \dots, N_h - 1\}$ (N_h 可以是 1 到 T_f / T_c 之间的任意一整数)，假设 $\{c_n\}$ 的分布函数

$$P_r \{c_n = m\} = \begin{cases} p_m, & 0 \leq m < N_h \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \text{ 则有}$$

$$|\phi_{c_n}(fT_c)|^2 = \left| \sum_{m=0}^{N_h-1} p_m e^{j2\pi f T_c m} \right|^2 \quad (5)$$

$\{b_n\}$ 为周期 N_s 的直扩 PN(Pseudorandom Noise)码序列, 为了分析方便, 仅考虑了短码的情况, 即每发送一位码源符号对应 PN 码的一个周期, 假设 PN 码周期为 N_s , 则 N_s 即为脉冲重复个数, $R_b(n;0) = 1$, $|\bar{b}_n|^2 = 0$, 计算码谱 (code spectrum) $P_b(f)$, 它是 $\{b_n\}$ 的自相关函数的离散傅里叶变换, 如下式

$$P_b(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_b(n;l) e^{-j2\pi f l T_f} = 1 + \sum_{l=0}^{\infty} R_b(n;l) e^{-j2\pi f l T_f} \quad (6)$$

4.1 跳时脉位调制(TH-PPM)

TH-PPM 可以很好地解决多径问题, 成为高密度多径环境下 (如: 短距离或室内无线通信) 通信的一种可选技术。TH-PPM 信号在随机信号的检测/监听研究中备受关注, 以极低的传输功率在极宽带上传输, 因其低截获和检测(LPI/D)性能成为将来军事网络的一种备用技术。在 TH-PPM 的情况下, $a_n = b_n \equiv 1$, 则式(1)变为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega(t - nT_f - c_n T_c - d_n \delta - \varepsilon_n) \quad (7)$$

假设, $d_n = \begin{cases} 1, & \text{以概率 } p \\ 0, & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$, 则计算可得

$$|\phi_{d_n}(f\delta)|^2 = 1 + 2p^2 [1 - \cos(2\pi f\delta)] - 2p [1 - \cos(2\pi f\delta)] \quad (8)$$

如果信源等概发送 0,1, 则式(8)可简化为

$$|\phi_{d_n}(f\delta)|^2 = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\pi f\delta)] \quad (9)$$

将式(5), 式(9)代入式(3), 式(4)可得如式(8)所示的 TH-PPM 信号的 PSD 函数为

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ 1 - \left| \sum_{m=0}^{N_h-1} p_m e^{j2\pi f T_c m} \right|^2 \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos(2\pi f\delta)] S_a^2(\pi f \Delta) \right\} \quad (10)$$

$$S_s^d(f) = \frac{1}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 \left| \sum_{m=0}^{N_h-1} p_m e^{j2\pi \frac{l}{T_f} T_c m} \right|^2 \cdot \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(2\pi \frac{l}{T_f} \delta\right) \right] S_a^2\left(\pi \frac{l}{T_f} \Delta\right) \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \quad (11)$$

注意到时间偏移量 δ ($\delta \ll T_f$) 是很小的, 在 δ 可以忽略, TH 码取值等概的假设下, 式(10), 式(11)化为

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ 1 - \frac{(1 - e^{j2\pi f N_h T_c})^2}{N_h^2 (1 - e^{j2\pi f T_c})^2} S_a^2(\pi f \Delta) \right\} \quad (12)$$

$$S_s^d(f) = \frac{1}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 \frac{(1 - e^{j2\pi f N_h T_c})^2}{N_h^2 (1 - e^{j2\pi f T_c})^2} S_a^2\left(\pi \frac{l}{T_f} \Delta\right) \cdot \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \quad (13)$$

由式(12), 式(13)可见, TH 码的存在既影响了连续谱成分又影响了离散谱, 它使连续谱中的一部分能量, 即

$\frac{1}{T_f} \int_{-\infty}^{\infty} |W(f)|^2 \frac{(1 - e^{j2\pi f N_h T_c})^2}{N_h^2 (1 - e^{j2\pi f T_c})^2} S_a^2(\pi f \Delta) df$ 转化到了离散谱

当中, 而且由于 TH 码和时抖动的存在平滑了功率谱。计算机仿真的定性分析结果如图 2 所示, 脉冲波形采用高斯单周期脉冲。

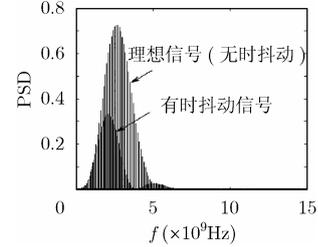


图 2 TH-PPM 信号的功率谱密度

4.2 脉冲幅度调制(PAM)——OOK

在未采用扩频的情况下, $b_n \equiv 1$, $c_n = d_n \equiv 0$, 则式(1)变为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \omega(t - nT_f - \varepsilon_n) \quad (14)$$

其中 $a_n = \begin{cases} A_1, & \text{以概率 } p \\ A_2, & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$, 则计算可得: $R_a(n;0) = pA_1^2 +$

$(1-p)A_2^2$, $|\bar{a}_n|^2 = [pA_1 + (1-p)A_2]^2$ 代入式(3), 式(4)得如式(14)所示 PAM 信号的 PSD 函数为

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ [pA_1^2 + (1-p)A_2^2] - [pA_1 + (1-p)A_2]^2 \cdot S_a^2(\pi f \Delta) \right\} \quad (15)$$

$$S_s^d(f) = \frac{1}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 [pA_1 + (1-p)A_2]^2 S_a^2\left(\pi \frac{l}{T_f} \Delta\right) \cdot \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \quad (16)$$

假设信源等概发送 0,1, 不妨设 $A_1 = 1, A_2 = 0$ 此时为 OOK 调制, 即 OOK 调制是脉冲幅度调制的一个特例, 则 OOK 信号的 PSD 函数为

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{4} S_a^2(\pi f \Delta) \right\} \quad (17)$$

$$S_s^d(f) = \frac{1}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 \frac{1}{4} S_a^2\left(\pi \frac{l}{T_f} \Delta\right) \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \quad (18)$$

由式(17), 式(18)可见, OOK 调制使得信号 PSD 连续谱中的一部分能量, 即 $\frac{1}{4T_f} \int_{-\infty}^{\infty} |W(f)|^2 S_a^2(\pi f \Delta) df$ 转化到了离散谱当中, 出现在 $1/T_f$ 的整数倍频率处, 而且 OOK 调制下信号的发射功率仅是其他调制, 如 TH-PPM、BPSK 调制时的一半, 这是因为在 OOK 调制下发送信号 1 时才发射脉冲波, 发 0 时根本不发送任何波形。

理想情况下(无时抖动)OOK 调制信号的 PSD 函数, 可由将式(15), 式(16)中的 $\Delta \rightarrow 0$ 求极限获得

$$S_s^c(f) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \{ p - p^2 S_a^2(\pi f \Delta) \} = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 (p - p^2) \quad (19)$$

$$S_s^d(f) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 p^2 S_a^2\left(\pi \frac{l}{T_f} \Delta\right) \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \\ = \frac{p^2}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \quad (20)$$

若无调制信号, 即 $p = 1$, 则在理想情况下无连续谱只有离散谱, 而有时抖动时连续谱存在, 为 $\frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \{1 - S_a^2(\pi f \Delta)\}$, 且离散谱相应减小, 所以说, 时抖动在视觉上帮助平滑了功率谱。

4.3 直扩脉幅调制(DS-PAM)——BPSK

DS-UWB 信号相对于 TH-UWB 信号的 PSD 函数更容易推导, 这是因为 DS 情况下, 脉冲全部出现在 T_f 的整数倍处, 不像 TH 时为一超越函数。对于 IEEE802.15.TG3a 目前关于超宽带的 DS 提案[Dec.3,2002], DS-UWB 信号的频谱特性是有意义的。

DS-PAM 的情况下, $c_n = d_n \equiv 0$, 则式(1)的信号模型变为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n b_n \omega(t - nT_f - \varepsilon_n) \quad (21)$$

若其中 a_n 在码元间隔 $[nT_f, (n+1)T_f]$ 内等概地取 ± 1 , 即

$$a_n = \begin{cases} +1, \text{以概率} 1/2 \\ -1, \text{以概率} 1/2 \end{cases}, \text{则为 BPSK 调制, 与 OOK 调制一样,}$$

也属于 PAM 的一个特例, 此时 $R_a(n; 0) = 1$, $|\bar{a}_n|^2 = 0$, 且 $\{a_n\}$ 在 $\{b_n\}$ 的一个周期内取值不变, 代入式(3), 式(4), 得如式(21)所示 DS-BPSK 信号的 PSD 函数为

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 + \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \{R_a(n; l)\} \quad (22)$$

$$R_b(n; l) e^{-j2\pi f l T_1} \cdot S_a^2(\pi f \Delta) \quad (22)$$

$$S_s^d(f) = 0 \quad (23)$$

由式(22), 式(23)可见, 由于 $S_a^2(\pi f \Delta) \leq 1$, 说明时抖动的存在降低了信号功率谱, 使其对其他通信系统的干扰降低, 且 DS-BPSK 信号无离散谱, 这也是 BPSK 调制的优点之一。理想情况下(无时抖动)的 DS-BPSK 信号的 PSD 函数为

$$S_s(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \{R_a(n; l) R_b(n; l) e^{-j2\pi f l T_1}\} \\ = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 [P_a(f) * P_b(f)] \quad (24)$$

由式(24)可见, DS-BPSK 信号的功率谱有 3 项组成, 即脉冲波形 $\omega(t)$ 的归一化能量谱密度 $\frac{1}{T_f} |W(f)|^2$, PN 码的码谱 $P_b(f)$, $\{a_n\}$ 的自相关函数的傅里叶变换。如果序列 $\{b_n\}$ 由一位符号组成, 即无扩频情况下, 信号频谱完全由脉冲 $\omega(t)$ 的性质决定。由于 m 序列有优良的自相关函数, 函数曲线见图 3, 且易于产生和复制, 在扩频技术中得到广泛的应用, 所以我们就以 $\{b_n\}$ 为 m 序列的情况给出 DS-BPSK 信号的功

率谱。

如图 3 所示的自相关函数的表达式为 $R(\tau) = -\frac{1}{N_s} + \delta_{N_s T_f}(\tau) * \frac{N_s + 1}{N_s T_f} [g_{T_f}(\tau) * g_{T_f}(\tau)]$ 。其中, 周期函数 $\delta_{N_s T_f}(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - nT)$, * 表示卷积, $g_{T_f}(\cdot)$ 为宽度为 T_f 的门函数。

它的傅里叶变换, 即 PN 码的码谱为 $P_b(f) = \frac{1}{N_s^2} \delta(f) + \frac{N_s + 1}{N_s^2} \sum_{l=0}^{\infty} S_a^2\left(\frac{\pi l}{N_s}\right) \delta\left(f - \frac{l}{N_s T_f}\right)$, 计算 $P_a(f) = N_s T_f S_a^2$

$(\pi f N_s T_f)$ 代入式(24)得

$$S_s(f) = |W(f)|^2 \left\{ \frac{S_a^2(\pi f N_s T_f)}{N_s} + \frac{N_s + 1}{N_s} \cdot \sum_{l=0}^{\infty} S_a^2\left(\frac{\pi l}{N_s}\right) S_a^2[\pi(f N_s T_f - l)] \right\} \quad (25)$$

由式(25)可见, PN 序列周期越长, 即 N_s 越大则 DS-BPSK 信号的 PSD 越低, 对其他窄带通信系统的影响越小, 但随着 N_s 的增大会增加接收端信号处理的复杂度, 所以需要合理设计。计算机仿真的定性分析结果如图 4 所示, 脉冲波形采用高斯单周期脉冲。

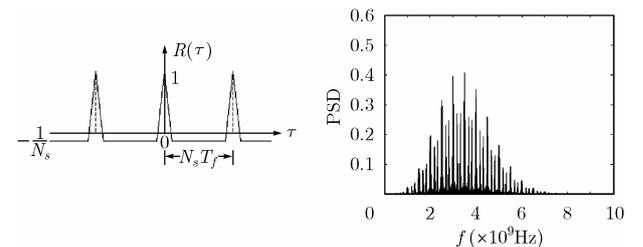


图 3 m 序列的自相关函数 图 4 DS-BPSK 信号的功率谱密度

5 结束语

本文应用随机理论计算给出了统一表达式(1)的 UWB 随机信号的 PSD 函数表达式, 利用此表达式本文举例分析比较了几种典型调制下带有均匀分布时抖动的信号 PSD, 结果表明, 时抖动的存在平滑了信号功率谱, 降低了对其他通信系统的干扰。PPM 的优点在于: 它只需根据数据符号控制脉冲位置, 不需要进行脉冲幅度和极性的控制, 便于以较低的复杂度实现调制与解调。因此, PPM 是早期 UWB 系统广泛采用的调制方式。但是, 由于 PPM 信号为单极性, 其辐射谱中往往存在幅度较高的离散谱线。如果不对这些谱线进行抑制, 将很难满足 FCC 对辐射谱的要求, 与 2PPM 相比, 在辐射功率相同的前提下, BPSK 可以获得更高的传输可靠性, 且辐射谱中没有离散谱线。本文得出的 PSD 式(3), 式(4)应用范围非常广泛, 各种调制方式、多址方式、进制下的信号均可套用。而且, 我们不必考虑信号具体的设计过程就可以用此表达式来估计信号参数的变化对其功率谱密度的影响。

若要得到在理想情况下(无时抖动)的 PSD 函数, 可由将上文中给出的带有均匀分布的随机时抖动的各种调制方式

下信号的 PSD 函数中的 $\Delta \rightarrow 0$ 求极限获得。

参 考 文 献

- [1] (美) Proakis J G 著. 张力军等译. 数字通信(第四版) Digital Communications(fourth edition). 北京: 电子工业出版社, 2003: 53-56.
- [2] Scholtz R A. How do you define bandwidth?. In Proc. International Telemetry Conference, Los Angeles, California, Oct. 1972: 281-288.
- [3] Win M Z. On the power spectral density of digital pulse streams generated by M-ary cyclostationary sequence in the presence of stationary timing jitter. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(9): 1135-1145.
- [4] Glisic S G. Power density spectrum of the product of two time-displaced versions of a maximum length binary pseudonoise signal. *IEEE Trans. on Commun.*, 1983, COM-31(2): 281-286.
- [5] Scholtz R A. The origins of spread-spectrum communications. *IEEE Trans. on Commun.*, 1982, COM-30(5): 822-854.
- [6] Pronios N B and Polydoros A. On the power spectral density of certain digitally modulated signals with applications to code despreading. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1990, SAC-8(5): 837-852.
- [7] Win M Z. Spectral density of random UWB signals. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(12): 526-528.
- [8] (美) Brockwell P J, Davis R A 著. 田铮译. 时间序列的理论与方法. 北京: 高等教育出版社, 2001, 第四章.
- [9] 张贤达, 保铮著. 通信信号处理. 北京: 国防工业出版社, 2000: 13-17.
- [10] 马晓慧. 冲激无线电超宽带新调制方法研究. [硕士论文], 桂林: 桂林电子科技大学, 2006.

马晓慧: 女, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为 UWB 调制方法的研究.

邹传云: 男, 1960 年生, 教授, 主要研究领域为无线光通信、超宽带(UWB)无线电、移动计算、无线自组(Ad-hoc)网络等.