

超宽带多址通信信号的功率谱分析

郑继禹, 林基明, 仇洪冰, 王 玫

(桂林电子工业学院通信与信息工程系, 广西桂林 541004)

摘 要: 超宽带(UWB)多址通信是继 CDMA 技术之后迅速发展的一种宽带传输技术. 本文在介绍了各种 UWB 通信调制方式后, 针对产生的 UWB 多址信号, 分析了信号特征, 结合数学模型, 以简明方式分析了 TM2UWB 与 DSSS UWB 多址通信信号的功率谱密度分布, 它是 UWB 通信系统设计与用户干扰分析的基础.

关键词: 超宽带 (UWB); 多址通信; 功率谱密度

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 10-1572-03

Spectral Characteristics of Ultra Wideband Multiple Access Signals

ZHENG Ji2yu, LIN Ji2ming, QIU Hong2bing, WANG Mei

(Department of Communication and Information Engineering, Guilin Institute of Electronic Technology, Guilin, Guangxi 541004, China)

Abstract: Ultra wideband(UWB) signaling is an important new emergent technology for wideband multiple access communication system. A theoretical analysis of UWB signals for various modulation methods is presented. Power spectral density for the time-hopping modulated UWB and for a direct sequence phase coded UWB approach are detailed, which can provide important insights into the design and interference performance of UWB communication system in a multiple access environment.

Key words: UWB; multiple access communications; power spectral density

1 引言

超宽带(Ultra Wideband, 简称 UWB)技术是一种利用 ns 级宽度极窄脉冲作载体的无线传输技术, 其射频(RF)传输带宽通常超过 1GHz. 因此, 这种超宽带传输方式相对常规窄带传输方式而言有低功率谱、低截获、抗干扰能力强、可高速数据传输等优点, 用途非常广泛, 在精确定位、雷达、无线检测、无线通信等诸多方面都有重要应用^[1], 更多应用场合还有待进一步开发. UWB 在通信应用上, 优势尤为突出. 低功率谱导致低截获, 易于高速数据传输, 移动环境下可获得几十 Mb/s 的高速率, 点对点固定通信应用可达到几百 Mb/s; 在多径环境下, 由于 UWB 信号脉冲宽度极窄, 直达波与多径反射或折射波时间上不易重叠, 接收时易于分辨, 故抗多径干扰能力极强. 显然, 这一技术极适合建筑物内及商业区范围内的高速移动通信. 目前, 以 CDMA 技术为基础的第三代消费应用无线通信技术(3G)已进入广泛应用, 预计第四代(4G)技术模式将是以 UWB 技术为基础. 高性能、低成本、可充分应用许多成熟技术、系统设计简单等特征使得 UWB 技术应用有非常大的潜力.

作为一种宽带通信的特殊形式, 超宽带通信与扩频通信有许多相似之处, 结合紧密. 它比扩频通信有着更高的处理增益与更强的抗多径能力. 多址应用时, 尽管每个 UWB 用户信号为低功率谱, 但小区内同时用户量增大时仍可能造成用户间干扰, 因此与 CDMA 多用户通信一样, 降低单个用户功率谱密度仍是一重要技术任务. 本文结合调制方式, 以简明方式对

UWB 传输信号的功率谱进行分析, 计算结果为系统设计与多址干扰分析提供了有用依据.

2 UWB 通信用信号技术特征

通常, 多址通信 UWB 信号载体为周期性单周脉冲序列, 单周脉冲使用持续时间为 0.5~20ns 的高斯形脉冲或方波脉冲. 高斯形脉冲类似于单周正弦波, 频谱结构中直流及接近直流的频谱成分较弱, 有利于极窄脉冲信号的传输, 接收端易于相关检测与识别, 使用较多, 可表示为:

$$w(t) = A\sqrt{e} \frac{t}{S} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{S}\right)^2\right] \quad (1)$$

其中, S 为时延常数, A 为脉冲峰值幅度.

利用傅氏变换可得信号的频谱为:

$$W(f) = -j \frac{A}{f_c} \sqrt{\frac{e}{2P}} \frac{f}{f_c} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right] \quad (2)$$

$$\text{其中心频率为 } f_c = \frac{1}{2PS} \text{ (Hz)} \quad (3)$$

图 1 表示归一化高斯单周脉冲的时域波形和频谱. 脉冲持续时间即脉冲宽度 T 基本上为中心频率的倒数, $T = 2PS$, 由频谱变化可看出, 信号的 -3dB 通带在 $0.319f_c \sim 1.922f_c$ 之间, 其 3dB 相对带宽约为 160%, 是一典型的超宽带信号.

对于通信应用, 为载送数据与多址识别, 一般采用周期性单周高斯脉冲序列作传输调制载体, 相邻单周脉冲之间的时间间隔 T_f 在几百至几千 ns 之间. 其脉冲序列表示为

$$y^{(k)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(t - mT_f) \quad (4)$$

式中 k 指多址应用中第 k 个用户。

目前, 有两种产生多址通信用 UWB 信号的基本调制方式, 即低占空比的脉冲跳时调制 (TM2UWB) 方式与高占空比的直接序列调制 (DS2UWB) 方式。分别介绍如下:

2.1.1 TM2UWB

图2为TM2UWB信号的产生框图, 图中伪随机(PN)码序列 $c^{(k)}(t)$ 起多址识别作用, 各用户有互不相同、且为正交的伪随机码序列, 接收端用相关检测来识别不同地址用户。因此, 第 k 个用户的TM2UWB信号可表示为^[2]:

$$y^{(k)}(t) = \sum_m w(t - mT_f - c_m^{(k)}T_c - \delta d_{[m/N_s]}^{(k)}) \quad (5)$$

式中: $c_m^{(k)}$ 为PN跳时码, 周期为 M , 即 $c_m^{(k)} = c_{m \bmod M}^{(k)}$, $c_m^{(k)}T_c$ 为第 m

个脉冲周期间隔内PN码所附加的时位偏移; $\delta d_{[m/N_s]}^{(k)}$ 为数据符号产生的附加时移; δ 为固定值。设数据速率为 $R_s = 1/T_s$, $T_s = N_s T_f$, 则每个二元数据符号对应 N_s 个单周脉冲, $[m/N_s]$ 表示对括号内数取整数。

若数据调制不是产生时延, 而是改变UWB脉冲极性, 则相应组成如图3所示。TM2UWB信号可表示为

$$y^{(k)}(t) = \sum_m d_{[m/N_s]}^{(k)} w(t - mT_f - c_m^{(k)}T_c) \quad (6)$$

式中 $d_{[m/N_s]}^{(k)}$ 在 $t \in [0, T_s]$ 内取 +1 或 -1 值。

2.1.2 DS2UWB

DS2UWB 是一种类似直接序列扩频的方式, 如图4所示。这里的高斯形脉冲在周期间隔内接近于一正弦波, 属高占空比形式。所产生的DS2UWB信号为

$$y^{(k)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m^{(k)}(t) d_{[m/N_s]}^{(k)}(t) * w(t) \quad (7)$$

其中 $*$ 表示卷积。

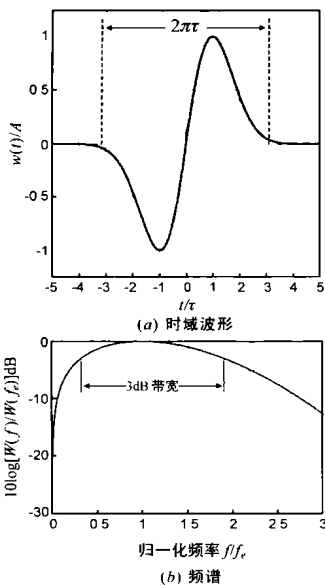


图1 高斯单周脉冲

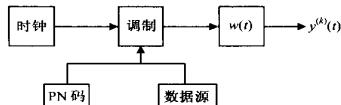


图2 TM2UWB信号产生框图

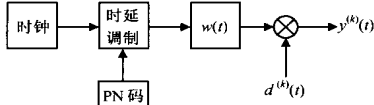


图3 极性调制TM2UWB信号产生框图

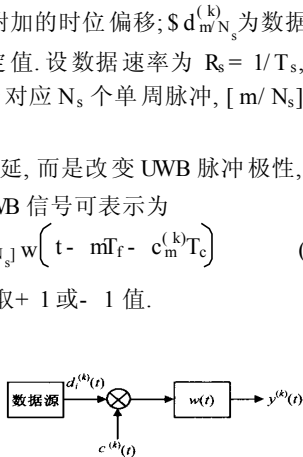


图4 DS2UWB调制方式框图

3 TM2UWB 信号功率谱分析

对于式(5)所表示的PN码TM2UWB方式, 可看作周期间隔内单周脉冲在离散的 N_s 个时位上随机跳动。由于在 T_s 间隔内, 数据符号引起的附加时移是固定值, 且 $T_s = mT_f$, 因此, 令 $\delta d_{[m/N_s]}^{(k)} = 0$, 即暂不考虑数据符号产生的附加时移, 对分析结果影响不大。并且假设 $c_m^{(k)}T_c = iT_f/M$, $i = 0, 1, \dots, M-1$, 由于码的伪随机性, 时位取值可看成概率为 $P_i = 1/M$ 的随机均匀分布。对于伪码调制, 通常可认为随机时位脉冲相互独立, 即脉冲序列是一周期平稳随机过程。信号功率谱密度分布可以通过序列自相关函数的傅氏变换得到, 则相应随机跳时序列又可表示为

$$y^{(k)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(t - mT_f - iT_f/M), i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (8)$$

相当于输入独立且等概的 M 维数字调制信号, 其功率谱密度为^[3]

$$P_y(f) = \frac{1}{M^2 T_f^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{i=0}^{M-1} W_i \left(\frac{f}{T_f} \right) \right|^2 D \left(f - \frac{n}{T_f} \right) + \frac{1}{T_f} \left[\sum_{i=0}^{M-1} \frac{1}{M} |W_i(f)|^2 - \left| \sum_{i=0}^{M-1} \frac{1}{M} W_i(f) \right|^2 \right] \quad (9)$$

其中 $W_i(f)$ 为 $w(t - iT_f/M)$ 的傅氏变换, 由式(2)有

$$W_i(f) = -j \frac{A}{f_c} \sqrt{\frac{e}{2P}} \frac{f}{f_c} e^{-j\frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2} e^{-j\frac{2\pi f T_f}{M}} \quad (10)$$

显然, 式(9)由离散线谱和连续谱两部分组成, 第一项为离散线谱, 在频率 $f = n/T_f$ 上, 幅度平方项中有一系数项

$$\left| \sum_{i=0}^{M-1} e^{-j2\pi i n/M} \right|^2 = \left| \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{1 - e^{-j2\pi n/M}} \right|^2 = \begin{cases} 0 & n \neq 0 \\ M & n = 0 \end{cases}$$

且 $|W(0)|^2 = 0$, 因此功率谱 $P_y(f)$ 只存在等式右端第二项所表示的连续谱。

$$P_y(f) \propto \frac{A^2 e}{2P f_c^2 T_f} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 e^{-\left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \left[1 - \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(\pi f T_f / M)}{\sin^2(\pi f T_f / M)} \right] \quad (11)$$

上式表明信号功率谱在 $|W(f)|^2$ 谱形基础上受方括号内部分的调制, 信号谱在 $f = Mn/T_f$, $n = 1, 2, \dots$ 处为零。图5给出单位平均功率下信号功率谱, 其中 $f_c = 1\text{GHz}$, $T_f = 0.1\text{ns}$, $M = 4$ 。

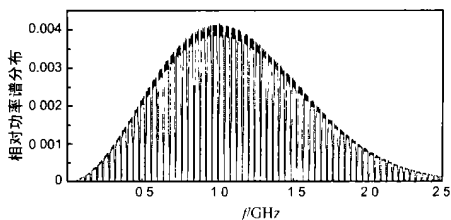


图5 TM2UWB随机跳时序列功率谱分布

对于数据调制只是改变UWB脉冲极性的TM2UWB方式, 由式(7), 其功率谱为数据信号 $d_i^{(k)}(t)$ 的功率谱 $P_d(f)$ 与跳时功率谱(11)的卷积。二元数据 $d_i^{(k)}(t)$ 为一随机序列, 可表示为

$$d_i^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A d_i(t - iT_s) \quad (12)$$

若设 $d_i^{(k)}(t)$ 在码元间隔 $[iT_s, (i+1)T_s]$ 内等概地取 +1 或 -1, 则

$$P_d(f) = A^2 T_s \frac{\sin^2(PfT_s)}{(PfT_s)^2} = A^2 T_s \text{sinc}^2(PfT_s) \quad (13)$$

因此调制信号功率谱为

$$P_y(f) = \frac{A^2 \epsilon T_s}{2Pf_c^2 T_f} \left| Q \left(\frac{x}{f_c} \right) \right|^2 e^{-\left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \# \left[1 - \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(PxT_f)}{\sin^2(PxT_f/M)} \right] \text{sinc}^2[P(f-x)T_s] dx \quad (14)$$

由于 $T_s = N_s T_f / m$, 所以积分内数据谱 $\text{sinc}^2[P(f-x)T_s]$ 的变化远比跳时谱剧烈得多, 在数据谱的变化范围内, 跳时功率谱可看成常数, 即

$$P_y(f) \approx \frac{A^2 \epsilon T_s}{2Pf_c^2 T_f} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 e^{-\left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \# \left[1 - \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(PfT_f)}{\sin^2(PfT_f/M)} \right] \left| Q \left(\frac{f}{f_c} \right) \right|^2 \text{sinc}^2[P(f-x)T_s] dx$$

$$= \frac{A^2 \epsilon}{2Pf_c^2 T_f} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 e^{-\left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \left[1 - \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(PfT_f)}{\sin^2(PfT_f/M)} \right]$$

因此卷积的结果与原跳时功率谱相近似, 数据调制仅导致信号功率谱进一步平滑。

4 DSC2UWB 信号的功率谱分析

按照 DSC2UWB 信号的表示式(7), 其功率谱为

$$P_y(f) = [P_d(f) * P_c(f)] |W(f)|^2 \quad (15)$$

伪随机 m 序列的功率谱为^[4]

$$P_c(f) = \frac{1}{N^2} D(f) + \frac{N+1}{N^2} \sum_{n=-N/2}^{N/2} \text{sinc}^2 \left(P \frac{n}{N} \right) D \left(f + \frac{n}{NT_c} \right) \quad (16)$$

式中, 伪码速率为 $1/T_c$, NT_c 为伪码序列周期。因此, 其功率谱分布为在包络 $\text{sinc}^2(PfT_c)$ 形状下, 间隔为 $1/NT_c$ 的线状谱。而

$$P_d(f) * P_c(f) = \frac{\sin^2(PfT_s)}{N^2} + \frac{N+1}{N^2} \sum_{n=-N/2}^{N/2} \text{sinc}^2 \left(P \frac{n}{N} \right) \# \text{sinc}^2 \left[PT_s \left(f + \frac{n}{NT_c} \right) \right] \quad (17)$$

数据谱嵌在 PN 序列的线谱位置上, 使功率谱分布更接近于白噪声谱, 如图 6 所示。

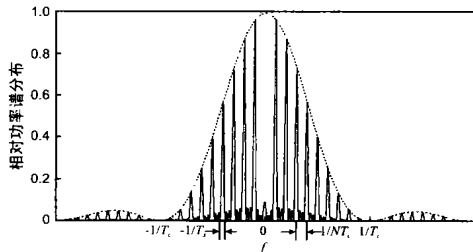


图 6 数据调制伪随机序列功率谱

将式(17)乘上 $|W(f)|^2$ 得到整个 DSC2UWB 信号的功率谱如图 7 所示。

由信息论知, 在限平均功率信道中, 在高斯噪声干扰下实现有效和可靠通信的最佳信号形式是具有白噪声统计特性的信号; 而且, 要克服多径衰落干扰影响, 信道所传输的最佳信号形式也应是具有白噪声统计特性的信号形式。由(17)可以

看出, PN 序列周期愈长, 即 N 愈大, DSC2UWB 信号功率谱密度愈低, 则所辐射信号对其它通信系统的干扰越低, 且愈接近于最佳白噪声信号形式。文献[5]提出了增加 PN 序列周期的方法。但 PN 序列周期愈长, 接收端捕获与同步跟踪所需时间必然加长, 因此在信号设计时应当合理选择。

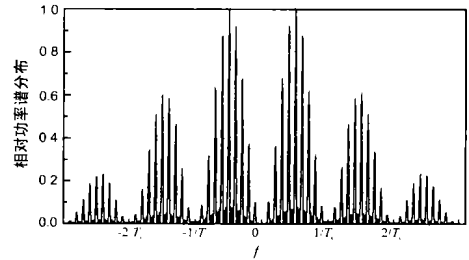


图 7 DSC2UWB 信号功率谱分布, 这里 $f_c = 2P/T_c$ 。

5 结束语

超宽带通信有可能成为第四代消费无线通信技术(4G)的技术基础, 有着极其重要的发展前景。本文以简明方式描述了载送数据信息与多址识别的 UWB 信号特征, 以及 TM2UWB 和 DSC2UWB 两种调制方式。结合调制方式的数学模型分析了辐射信号功率谱密度分布。显然, 其结果对 UWB 多址通信的多用户干扰分析及 UWB 多址通信系统设计是有益的。

参考文献:

- [1] K Siwiak, P Withington, S Phelan. Ultrawide band radio: The emergence of an important RF technology[A]. IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference VTC2001 [C]. Spring, May 6 - 9, 2001, Rhodes, Greece, 2: 1169- 1172.
- [2] R A Scholtz. Multiple access with timehopping impulse modulation [A]. Milcom 93 [C]. 1993, 2: 447- 450.
- [3] S G Wilson. Digital Modulation and Coding[M]. New York: Prentice Hall, 1996, 235- 238.
- [4] J K Holmes. Coherent Spread Spectrum Systems [M]. New York: John Wiley & Sons, 1982, 379- 381.
- [5] X Huang, Y Li. Generating nearwhite ultrawideband signals with period extended PN sequences [A]. IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference VTC2001 [C]. Spring, May 6 - 9, 2001, Rhodes, Greece, 2: 1184- 1188.

作者简介:



郑继禹 男, 1937 年生于安徽省祁门县, 1961 年毕业于西安电子科技大学通信专业, 留校任教, 1980 年调至桂林电子工业学院任教, 现任通信与信息工程系教授, 院学术委员会主任, 长期从事通信、锁相技术的教学与研究, 中国电子学会会士, 5 通信学报编委。

林基明 男, 1970 年生于四川省三台县, 1992 年毕业于哈尔滨工程大学电子工程专业, 1995 年于电子科技大学获通信与系统专业工学硕士, 2002 年于南京大学获声学专业理学博士, 主要从事声表面波理论和通信技术的研究, 已发表学术论文 10 余篇。