

# 极低信噪比条件下 M 元扩频 UWB 通信体制研究<sup>①</sup>

熊海良<sup>②</sup> 马丕明 杜正锋 袁东风

(山东大学信息科学与工程学院 济南 250100)

**摘要** 提出一种 M 元扩频超宽带(UWB)通信方案,从频谱特性、同步方案、误码性能等方面进行了分析与论述。从频谱上看,所提方案发送信号更接近于白噪声谱,隐蔽性好、抗侦察能力强,特别适合于隐蔽通信应用;在抗噪声性能方面,与直接序列超宽带(DS-UWB)相比,能显著改善误码特性,降低误码率曲线中的归一化信噪比,并具有逼近香农容量极限的趋势。同时,充分挖掘信号隐含周期性,提出了一种基于混合伪噪声(PN)码的 M 元扩频 UWB 信号快速同步方案,以便在进行极低信噪比 UWB 通信时,可彻底消除信令支路对系统性能的影响,进一步提高传输效率与隐蔽性。

**关键词** 超宽带(UWB), M 元扩频, 信噪比(SNR), 隐蔽通信

## 0 引言

超宽带(ultra wideband, UWB)无线电信号带宽可达几百 MHz 甚至数 GHz<sup>[1]</sup>,在庞大的频带范围内,必然覆盖了许多常规无线电信号,因此必须确保 UWB 信号对其频段内信号不造成干扰<sup>[2]</sup>。为减少对已有系统形成干扰,要求 UWB 信号具有尽可能平坦的功率谱,并且在可能发生干扰的频段具有较低的功率谱密度<sup>[3]</sup>。早期脉冲无线电 UWB (impulse radio UWB, IR-UWB)依靠发送等间隔脉冲来传输信息,这种等间隔脉冲串通常会产生较强的离散谱线<sup>[4]</sup>,对已有通信系统形成强烈干扰。后来有研究人员通过借助周期性脉冲的极性<sup>[5]</sup>或通过跳时序列<sup>[6]</sup>的方法来平滑离散谱线,但都无法彻底消除离散谱线,特别是实际工程中,当码元周期受限,存在明显不足。

M 元扩频<sup>[7]</sup>可看作为一种基于人为噪声(pseudo noise, PN)码的分组编码方法,因分组码的译码可获得增益,故具有更大的干扰容限,早期研究主要将其应用于具有较高扩频增益的卫星通信系统中。在要求具有极低功率谱密度特性的 UWB 通信中,从未有相关报导,本文将 M 元扩频技术引入 UWB 通信中,可视为一种有效平滑离散谱线的方法。M 元扩频信号的频谱特性,显著优于常规直接序列扩

频(direct sequence spread spectrum, DSSS)信号,功率谱中离散谱线比较平滑,与白噪声谱非常类似,当用于 UWB 重叠通信时,不但可提高信号的隐蔽性,而且对它自身所覆盖频段内的常规无线电信号干扰更小。除此以外, M 元扩频 UWB 信号的归一化误码特性随 M 的增大逐步改善,信号的功率谱密度随之降低,干扰容限随之提高,因此非常适合于与窄带无线系统共享频谱资源的重叠通信。本文从提高 UWB 系统的共存能力和改善自身抗截获性能出发,研究了一种能有效平滑离散谱线的 M 元扩频 UWB 通信体制。与直接序列 UWB (direct sequence UWB, DS-UWB)信号不同, M 元扩频 UWB 信号因不发送周期性伪码,信号短时功率谱不存在明显周期性,频谱中离散分量非常平滑,信号的隐蔽性与抗侦察能力都显著增强,误码特性明显改善,即降低误码特性曲线中的归一化信噪比值,并具有逼近香农容量极限的趋势,特别适合于极低功率谱密度 UWB 无线通信。考虑到常规 M 元扩频通信系统借助信令直接序列(DS)辅助导频进行同步,信令导频信号的叠加违背了平滑 UWB 离散谱线的初衷,在对功率谱密度要求非常严格的 UWB 通信场合并不适用。为此,本文充分挖掘 M 元扩频 UWB 信号中不易察觉的隐藏周期性,提出了一种基于混合 PN 码的 M 元扩频 UWB 信号盲同步方法,在进行极低信噪比

<sup>①</sup> 中国博士后基金(2012M521333),山东省优秀中青年科学家科研奖励基金(BS2012DX022),山东省博士后创新项目(201203060)和山东大学自主创新基金(2011GN063)资助项目。

<sup>②</sup> 男,1981年生,博士,讲师;研究方向:无线通信,导航与定位;联系人, E-mail: hailiangxiang@gmail.com (收稿日期:2012-04-10)

UWB 通信时可彻底消除信令信号对系统性能的影响,进一步提高了信息传输效率和信号的隐蔽性。

## 1 M 元扩频 UWB 通信方案

M 元扩频,通常采用  $M$  个相互正交长度为  $N$  的 PN 码进行扩频调制,待发送的信息序列按每  $k$  比特划分为一个符号,针对每个输入符号的不同信息内容,从  $M$  个扩频码中挑选一个相应的扩频码序列,作为这个符号的扩频信号发送出去。因为这  $M$  个扩频码经波形成形后得到的信号是相互正交的,故 M 元扩频本质上是一种  $M$  进制正交波形调制方法。由于它是每  $k$  比特当作一个符号,与每个比特当作一个符号的直接序列扩频(DSSS)方式相比,在基带信息速率和通信带宽相同的情况下,扩频倍数提高  $k$  倍,因而其解扩处理能获得的信噪比增益也相应提高  $k$  倍。可以证明,当  $k$  和  $M$  趋于无穷大时,非相干解调 M 元扩频系统的无差错传输的归一化信噪比  $E_b/N_0$  趋于 1.4dB。在信息传输速率和扩频信号

带宽保持不变的情况下,增大  $k$  和  $M$  能使扩频倍数提高  $k$  倍,其扩频信号的功率谱密度也随  $k$  和  $M$  的增大而降低,故  $M$  元扩频便于实现隐蔽通信。

### 1.1 M 元扩频 UWB 通信方案

M 元扩频 UWB 通信方案基本框图如图 1 所示,发端与收端虚线框内分别代表 M 元扩频与 M 元解扩单元。其中, M 元扩频信号的产生可作如下两种考虑:

(1) 多码字映射 M 元扩频:发射信号不是同一个 PN 码连续不断地重复出现,而是  $M$  种相互正交或准正交的 PN 码随机出现,故 PN 码不引入离散谱线,更接近于白噪声,比 DS-UWB 信号具有更强的抗截获性能和更高的处理增益,但在多用户场合,要求各用户所有扩频码均相互正交,整个网络所需码数目十分庞大,选码非常困难。

(2) 循环移位 PN 码 M 元扩频:利用同一个 PN 码的不同相位携带信息,即采用基准 PN 码的  $M$  种不同的循环移位所派生出  $M$  个不同的 PN 码进行扩频。

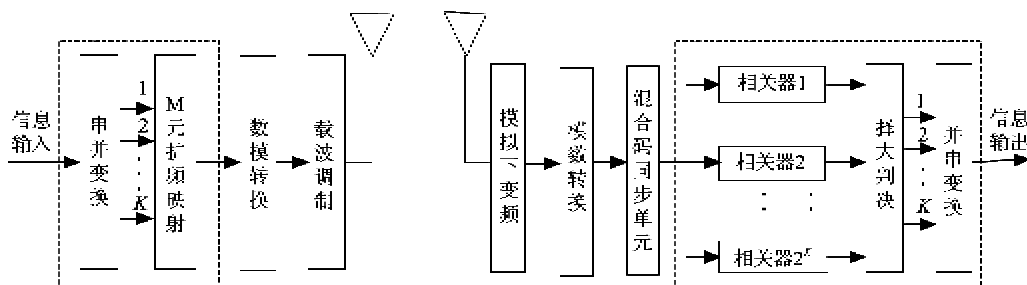


图1 M 元扩频 UWB 通信方案基本框图

### 1.2 扩频码设计

扩频码设计,通常需要根据通信需求而定,DS 方式下,通常只考虑扩频码的自相关特性;GPS 中的 P 码,既要考虑每个截短码的自相关特性,又要考虑各个截短码之间的互相关性,还要考虑码的产生方式不易破译;而 M 元扩频方式,欲获得  $M$  个理想正交码,不但要求各 PN 码的循环自相关函数近似为  $\delta$  函数,而且要求每两个 PN 码近似正交,循环互相关函数中不能出现太高的峰值。

循环移位 PN 码 M 元扩频 UWB 通信系统中,只利用一个原型 PN 码,但对这个 PN 码特性要求更高。当然,要想使循环移位派生出来的  $M$  个 PN 码,与独立设计的  $M$  个正交 PN 码具有同样的特性是不可能的,每两个循环移位后的 PN 码之间都存在一定的互相关峰值,但是必须保证在任何情况下(包

括跨码元异步互相关)不出现额外的互相关高峰,否则同步捕获和信息解扩就容易产生差错。

此时,可借助计算机比较搜索的方法来设计这种循环移位 PN 码,具体方法描述如下:

先按照所需长度  $N$  设计出许多个(例如  $Q$  个) PN 码,它们可以是 M 序列、Gold 序列或 m 序列等<sup>[8]</sup>,这  $Q$  个 PN 码与其循环移位派生 PN 码的循环自相关函数是没有问题的,互相关特性可能有较大差异。为了从中挑选一个互相关特性最好的 PN 作为原型码,按以下办法进行互相关特性比较:将一个原型 PN 码等间隔地循环移位  $iN/M$  ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ),共得到  $M$  个 PN 码;然后检验它们的互相关特性,重点检验各种跨码元异步互相关值不出现意外的高峰,最高意外互相关峰越低越好。对跨码元异步互相关做如下定义:设有三个 PN 码的  $N$  个码片

值分别为  $P_1(n), P_2(n), P_3(n)$  ( $n = 0, 1, \dots, N - 1$ ), 那么跨码元异步互相关定义为

$$R_{P_1, P_2+P_3} = \sum_{i=0}^r P_1(i) \cdot P_2(i) + \sum_{i=r+1}^{N-1} P_1(i) \cdot P_3(i) \quad (1)$$

跨码元异步互相关难免出现意外的峰值,但只要其高度比已知的互相关峰低 10dB 以上,它引起的同步捕获误捕概率和信息解扩错误概率就可以忽略不计,因此,从  $Q$  个候选 PN 码中优选出互相关特性最好的一个用作原型 PN 码的做法,具有重要意义。

### 1.3 快速同步方案

M 元扩频不发送单一 PN 信息序列,隐蔽性有所提升,但接收端的同步变得十分困难。因为不同符号对应不同 PN 码或循环正交 PN 码,此时接收机无法用发送序列中某个单一 PN 码进行捕获,而需同时计算  $M$  个 PN 码的滑动相关值,复杂度很高。传统 M 元扩频通信系统中,常常借助 DSSS 信号作为信令导频进行同步,这不仅使信息传输效率降低,而且会使扩频信号的隐蔽性变差,对功率谱密度要求非常苛刻的 UWB 通信并不适用。

考虑到 M 元扩频 PN 码是自相关函数主峰很尖锐而旁瓣极低,且扩频前信息序列只有有限几种状态,在发送 M 元扩频信号时,信号存在着一种隐含周期性,故可以借助这种隐含周期性进行同步捕获。为此,将  $M$  个二值 PN 码  $\{c_l(i); l = 0, 1, \dots, M - 1; i = 0, 1, \dots, N - 1\}$  中,各个对应的码片相加,得到一个长度仍为  $N$  的混合多值 PN 码

$$P(i) = \sum_{l=0}^{M-1} c_l(i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

用它作为本地模板与接收信号进行滑动相关,在一个符号的持续时间内将出现唯一的最大相关峰,那就是同步点。在实际应用场合,多值 PN 预先可以预先存放在现场可编程门阵列 (FPGA) 内部的存储器,接收时按地址读取便可。这里滑动相关能量值的计算式为

$$R(n) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} [I(n + iT_c) + jQ(n + iT_c)] \cdot P(i) \right|^2 \quad (3)$$

其中  $T_c$  为每个码片时长的样点数,很显然,只要连续计算一个符号周期的  $R(n)$  值,找出最大的一个记为  $R(n^*)$ ,那么  $n^*$  就是这个符号扩频信号的起点。

## 2 M 元扩频 UWB 通信系统性能

### 2.1 频谱性能分析

早期脉冲无线电超宽带 (IR-UWB) 通过发送等间隔周期性脉冲串来传输信息,这种等间隔周期性脉冲信号可表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_i \cdot g(t - iT) \\ &= \left[ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_i \cdot \delta(t - iT) \right] * g(t) \end{aligned} \quad (4)$$

这里,数据信息  $x_i = 0$  或 1,分别代表脉冲信号的有无; $g(t)$  为发送脉冲波形,\* 表示卷积运算。设  $\{x_i\}$  和  $g(t)$  的短时谱分别为  $X(f)$  和  $G(f)$ ,则信号频谱可表示为

$$S(f) = X(f) \cdot G(f) \quad (5)$$

此外,周期性  $\delta$  函数  $\sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_i \cdot \delta(t - iT)$  的频谱仍为周期性  $\delta$  函数,故  $X(f)$  的频谱是一周期为  $\frac{1}{T_s}$  的周期性谱, $S(f)$  便是这些短时功率谱之和,其谱包络取决于  $\|G(f)\|$ ,这些短时功率谱是产生离散谱线的根本原因。图 2 是周期为  $T_s$  的等间隔周期性脉冲串 UWB 信号的功率谱密度,很显然,功率谱由大批离散谱线组成,这些离散谱线会对常规无线电系统产生强烈干扰。

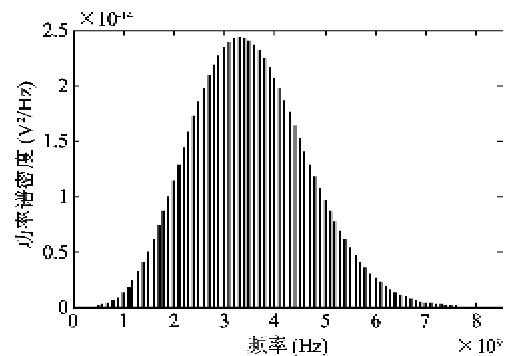


图 2 等间隔周期性脉冲串 UWB 信号功率谱密度

DS-UWB 是平滑离散谱线最常见的方法,假设发送信息符号序列为  $\{x_i\}$ ,扩频码伪随机序列为  $\{p(n)\}$ ,将它们都表示为连续波形式,则有

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_i \cdot g_x(t - iT) \quad (6)$$

$$p_c(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i) \cdot g_c(t - iT_c) \quad (7)$$

其中  $g_x(t)$  是宽度为符号周期  $T$  的门函数,  $g_c(t)$  是码片成形波函数。则 DS-UWB 信号  $s(t)$  可表示为

$$s(t) = x(t) \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p_c(t - iT) \triangleq x(t) \cdot \tilde{p}(t) \quad (8)$$

注意到  $\tilde{p}(t)$  是周期为  $T$  的周期性函数,其频谱是离散谱

$$P(f) = \sum_{i=0}^{N-1} C \cdot \delta(f - i/T) \quad (9)$$

谱线间隔为  $1/T$ , 各条谱线的高度  $C$  都相同,  $x(t)$  是一个主瓣带宽为  $1/T$  的等效低通信号,  $g_x(t)$  的频谱  $G_x(f)$  为 Sinc 函数。设符号序列  $\{x_i\}$  的短时(数个或数十个符号)频谱为  $X_{sh}(f)$ , 其相应的功率谱为  $\|X_{sh}(f)\|$ , 每一组符号  $\{x_i\}$  的短时功率谱形状都可能不同,一般都不是白噪声谱,谱的主瓣宽度为  $1/T$ 。如果  $\{x_i\}$  是随机分布的,无穷多个这样的短时功率谱平均,将趋向于宽度为  $1/T$  的白噪声谱。由卷积定理可求得  $x(t)$  的频谱为

$$X(f) = X_{sh}(f) \cdot G_x(f) \quad (10)$$

既然  $s(t) = x(t) \cdot \tilde{p}(t)$ , 根据卷积定理,有

$$S(f) = \int X(v) \cdot P(f-v) dv = \sum_{i=0}^{N-1} C \cdot X(f-i/T) \quad (11)$$

可见  $s(t)$  的功率谱为梳状谱,离散谱线分布与 PN 周期长度密切相关。

下面通过仿真实验,观察随扩频码周期  $N$  值的变化功率谱密度的变化情况,图 3 和图 4 是扩频码周期分别为 128 与 2048 的 DS-UWB 信号的功率谱密度。与图 2 对比,容易发现,码元周期的不同可导致对信号功率谱密度不同程度的平滑。当 PN 码的周期变大时,功率谱密度中的梳状谱的梳齿数会增多,功率谱密度可得到一定程度的平滑。随码元周期  $N$  值的增大,梳状功率谱变得更平滑,能量变得

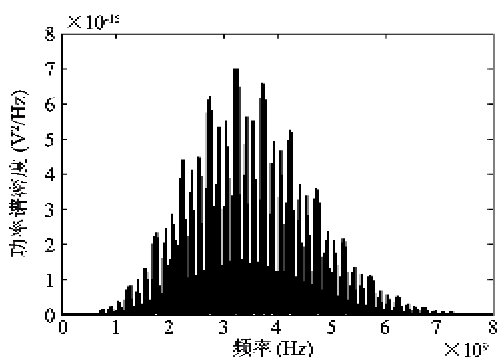


图 3  $N=128$  DS-UWB 信号功率谱密度

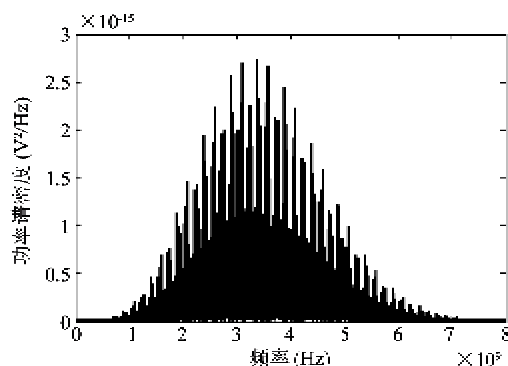


图 4  $N=2048$  DS-UWB 信号功率谱密度

相对分散,对其它通信系统的干扰就越小。当码元长度取极大值时,DS-UWB 扩频信号的功率谱接近于白噪声,此时对其它系统的影响最小。但码元周期变得很大时,系统同步捕获、跟踪和信息解扩会变得尤为复杂,PN 周期无限大显然不现实,PN 码长度需根据工程需要适当选取。

M 元扩频 UWB 信号的功率谱密度也可以采用类似方法进行分析,主要区别是其扩频码不是同一 PN 码重复出现,而是  $M$  个 PN 码随机地出现。因此与 PN 码有关的功率谱不再是如式(10)示的  $N$  条离散谱线,而是一种类似于白噪声的平坦连续谱。这样,M 元扩频信号功率谱与式(11)不同,卷积运算不再是那样的平移叠接相加,而是使功率谱变得很平滑,当然谱包络形状仍然取决于码片成形波的能量谱。图 5 是 M 元扩频 UWB 信号功率谱密度,这里串并变换路数为 8 路,扩频序列采用长度为 511 的  $m$  序列。与 DS-UWB 对比发现,M 元扩频 UWB 信号的离散谱线能得到明显的平滑,频谱特性较周期性脉冲、DS-UWB 都有显著改善,峰值功率谱密度也显著降低。这无论是对 UWB 系统的共存性来说,还是对提高系统的抗截获性能方面而言,都至关重要。

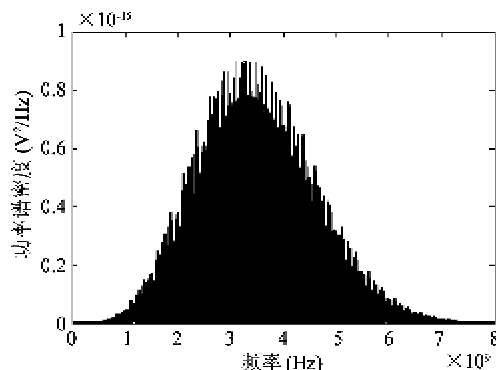


图 5 M 元扩频 UWB 信号功率谱密度

### 2.2 误码性能分析

加性高斯白噪声(AWGN)信道下,对  $M$  元扩频信号进行非相干接收,其误码特性与  $M$  元正交信号<sup>[8]</sup>非相干接收性能一致,故  $M$  元扩频 UWB 系统的误比特概率为

$$P_e = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \sum_{n=1}^{2^k-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} C_{2^k-1}^n \exp\left[-\frac{nkE_b}{(n+1)N_c}\right] \quad (12)$$

很显然,在相同归一化比特信噪比条件下,误比特率随  $M$  ( $M = 2^k$ ) 的增大而减小。我们对 AWGN 信道下  $M$  元扩频 UWB 通信方案进行了仿真实验,仿真中选用一条长度为 1023 位,自相关特性良好的  $m$  序列作为原型码,均匀间隔循环移位派生出  $2^k$  组 PN 码。通过测量 10 万组数据进行误码率统计,结果如图 6 所示。由图可知, $M$  元扩频 UWB 通信系统的误码性能与  $M$  值的大小密切相关,在相同比特信噪比条件下,误比特率随  $M$  值的增大而减小。 $M$  元扩频能使误码特性曲线中的比特信噪比值降低,即改善误码特性,而且随着  $M$  值的增大,误码性能逐渐逼近香农限。

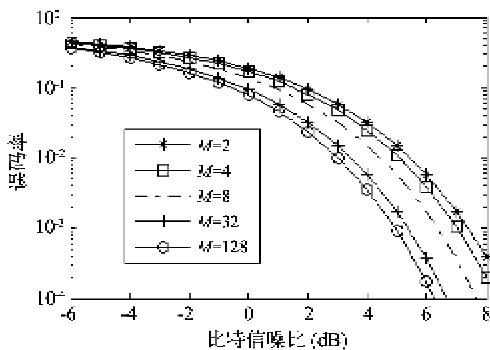


图 6  $M$  元扩频 UWB 接收机性能

循环移位 PN 码  $M$  元扩频 UWB 信号的误比特性能与扩频码的选取密切相关,扩频码的相关性越好,系统的误码性能越好。由于  $M$  个扩频码由同一个扩频码循环移位得到,如果原型码自相关特性不理想,那么它所派生出来的  $M$  个扩频码的正交性就不好,从而会使误码特性变差。图 7 是选用不同的扩频码作为原型码派生  $M$  个扩频码,进行  $M$  元扩频的误码性能仿真结果。这里串并变换路数为 8 路,原型扩频码分别选用长度为 1023、8191、32767 位的  $m$  序列与 1024、8192、32768 位的 Walsh 序列。

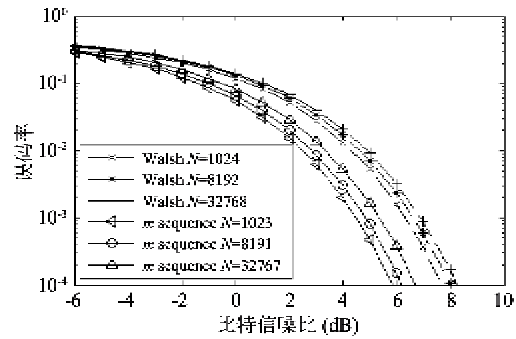


图 7 不同扩频码  $M$  元扩频 UWB 接收性能

由图可知,在相同  $E_b/N_0$  条件下, $M$  元扩频误码特性与扩频码长度  $N$  有关,但随着  $N$  增大,达到同样误码率所需  $E_b/N_0$  值的降低很小,这一点与图 6 中的实验结果情况不同,图 6 中误码特性随  $M$  值的增大显著提高。这说明  $M$  元扩频要想快速逼近香农容量限,主要靠增大  $M$  值,当然  $M$  值的增大也需付出代价,且  $M$  增大,  $N$  值也被迫增大。选用  $m$  序列作为原型 PN 码所取得的误比特性能明显优于选用 Walsh 码为原型码的情况。这是因为  $m$  序列具有非常良好的自相关特性,而 Walsh 码序列,不同码对之间的正交性可以保证,但循环相关性很差。

### 3 结论

从改善电磁兼容性,提高抗截获性能出发,研究了一种极低信噪比  $M$  元扩频 UWB 通信体制。与常规 DS-UWB 方式相比,所提  $M$  元扩频 UWB 方式具有如下特点:(1) 扩频增益提高  $k$  倍,可使系统获得更大的干扰容限,便于以较低的代价实现高性能 UWB 通信;(2) 信号的隐蔽性好,抗侦察能力强,对于平方检测、循环谱检测和高阶统计量检测等三类通信侦察方法的对抗能力都可比 DS-UWB 信号高出许多倍,便于实现低截获概率隐蔽通信;(3) 可大幅改善误码特性,降低误码率曲线中的归一化信噪比,并具有逼近香农容量极限的趋势,更利于极低信噪比条件下 UWB 通信。

#### 参考文献

[1] Yang L Q, Giannakis G B. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(6): 26-54  
 [2] Chiani M, Giorgetti A. Coexistence between UWB and narrow-band wireless communication systems. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(2): 231-254

- [3] Fontana R J. Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2004, 52(9): 2087 - 2104
- [4] Bennett C L, Ross G F. Time-domain electromagnetics and its applications. *Proceeding of The IEEE*, 1978, 66(3): 299-318
- [5] Shao H, Beaulieu N C. Direct sequence and time-hopping sequence designs for narrowband interference mitigation in impulse radio UWB systems. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(7):1957-1965
- [6] Win M Z. Spectral density of random time-hopping spread-spectrum UWB signals with uniform timing jitter. In: *Proceedings of the 1999 IEEE Military Communications Conference*. Atlantic, New Jersey, USA, 1999. 1196-1200
- [7] Yar K P, Yoo D S, Stark W. Performance of RS coded M-ary modulation with and without symbol overlapping. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(3):445-453
- [8] Proakis J G, Salehi M. *Digital Communications*, 5th Edition. Cambridge: McGraw-Hill, 2007

## Research on M-ary spread spectrum UWB communication mechanism in extremely low SNR environment

Xiong Hailiang, Ma Piming, Du Zhengfeng, Yuan Dongfeng

(The School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250100)

### Abstract

A novel M-ary spread spectrum ultra wideband (UWB) communication scheme in a low signal-to-noise ratio (SNR) environment is proposed, and its performance is analyzed from the perspective of coding selection, spectrum characteristic, and bit error rate. It is concluded that its spectrum has no discrete components, so the spectrum is smoother than direct sequence ultra wideband (DS-UWB) signals. Therefore, its signal can hardly be detected or intercepted by conventional signal detection methods, leading to the better anti-jamming, anti-interception performance and the better coexistence characteristic with incumbent systems. Moreover, the proposed scheme can greatly improve the bit error ratio (BER) performance, leading to the BER curve close to Shannon capacity. A fast synchronization strategy using hybrid pseudo noise (PN) codes is proposed, which makes full use of the potential character of M-ary UWB signals.

**Key words:** ultra wideband (UWB), M-ary spread spectrum, signal-to-noise ratio (SNR), security communication.