

# 基于超宽带能量检测方案的数字脉冲间隔调制

晋本周, 张 盛, 程永生, 林孝康

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

**摘要:** 将数字脉冲间隔调制(digital pulse interval modulation, DPIM)引入到基于能量检测方案的超宽带(ultra-wideband, UWB)通信系统中,详细研究了 DPIM 的性能。给出了适合于脉冲 UWB 信道的 DPIM 方案,定义了该调制方式的传输容量并与开关键控(on-off keying, OOK)和脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)做比较。推导出该调制方式的误时隙率和误包率。给出了不同调制方式在 IEEE 802.15.3a 信道环境下的数值结果,结果表明存在某些调制阶数(如 4-DPIM 对 2-PPM),能够使得 DPIM 在传输容量和包差错性能上均优于 PPM。另外与 OOK 相比,高阶 DPIM 可以在损失一些传输容量条件下取得更好的包差错性能。

**关键词:** 无线通信; 超宽带; 脉冲间隔调制; 能量检测

**中图分类号:** TN 92

**文献标志码:** A

**DOI:**10.3969/j.issn.1001-506X.2011.09.33

## Energy-detection based ultra-wideband communication using digital pulse interval modulation

JIN Ben-zhou, ZHANG Sheng, CHENG Yong-sheng, LIN Xiao-kang

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** The digital pulse interval modulation (DPIM) is introduced into energy-detection based ultra-wideband (UWB) communication systems and the performance of DPIM is studied. The modulation scheme suitable for impulse radio UWB channel is presented. DPIM transmission capacity based on the definition is analyzed and is compared with on-off keying (OOK) and pulse position modulation (PPM). Expressions of slot error probability and packet error probability are derived for DPIM. Numerical results of different modulations in one of IEEE 802.15.3a models show that, for certain modulation orders (e.g., 4-DPIM vs 2-PPM), DPIM is superior to PPM in both error performance and transmission capacity. Furthermore, compared with OOK, DPIM, with a high modulation order, achieves a better error performance at the cost of certain transmission capacity.

**Keywords:** wireless communications; ultra-wideband; pulse interval modulation; energy detection

## 0 引言

自从 2002 年美国联邦通信委员会对超宽带(ultra-wideband, UWB)开放频谱之后,UWB 无线通信技术得到了广泛研究<sup>[1-2]</sup>。然而,由于脉冲 UWB 信道可分辨多径数目多(可达数百径)以及极低的信号功率谱密度限制,最优的 Rake 接收机方案复杂度高,很难在实际中广泛应用<sup>[3-4]</sup>。在此背景下,基于非相干检测的低复杂度、低功耗 UWB 接收方案得到越来越多的关注,并被认为是 IEEE 802.15.4a 物理层有竞争力的技术方案之一<sup>[5-7]</sup>。非相干接收方案通常包括两种,即基于能量检测的接收方案和自相关接收方案<sup>[3,8]</sup>,本文主要研究第一种。

由于能量检测接收机只能利用接收信号的幅度或者认为是能量信息,不能利用相位信息,所以该接收方法会影响到通信系统调制方式的选择。开关键控(on-off keying, OOK)和脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)是两种最常见的调制方式,大多基于能量检测方案的脉冲 UWB 系统研究也都关注于此。然而,数字脉冲间隔调制(digital pulse interval modulation, DPIM)也是一种合适的调制方式。虽然 DPIM 被引入到 UWB 技术中<sup>[9]</sup>,但目前很少有文献在基于能量检测的 UWB 接收方案中对采用该调制方式下的性能进行研究。

DPIM 在无线光通信中得到了广泛应用,与 OOK 和 PPM 相比,该调制方式具有传输效率高,无需符号同步等

收稿日期:2010-08-27; 修回日期:2011-04-29。

基金项目:国家高技术研究发展计划(863 计划)(2007AA01Z2b3)资助课题

作者简介:晋本周(1984-),男,博士研究生,主要研究方向为超宽带无线通信。E-mail:jbz08@mails.tsinghua.edu.cn

优点<sup>[10-14]</sup>。当 DPIM 应用到基于能量检测的 UWB 接收方案中时,也呈现出类似优良特性。然而,由于 UWB 通信和无线光通信的差异,DPIM 在两种系统环境下的特性并不完全相同。围绕 DPIM 这个主题,无线光通信和 UWB 通信主要不同点可以概括为以下几个方面:① 信道方面,前者不存在多径衰落,只可能存在符号间干扰(inter-symbol interference, ISI),而后者,多径衰落和 ISI 同时存在;② 调制方案上,前者发射脉冲通常占满整个时隙,基带信号带宽和时隙持续时间可以随着调制方式和调制阶数而变化,而后者,为了尽量减少 ISI,发射脉冲宽度远小于时隙持续时间,且基带信号带宽和时隙保持固定;③ 性能评价上,前者通常从带宽需求和功率需求来比较各种调制方式的性能,而 UWB 通常通过传输效率和功率需求上来衡量。因此,有必要对 UWB 系统中 DPIM 的性能进行研究,本文将对基于能量检测 UWB 接收方案的 DPIM 系统性能做详细分析。

### 1 基本原理

#### 1.1 调制方案

DPIM 在 UWB 中的调制方案如图 1 所示。脉冲周期即两个相邻脉冲间可能的最小时间间隔称为一个时隙,用  $T_s$  表示。存在脉冲的时隙称为脉冲时隙,否则称为空时隙。

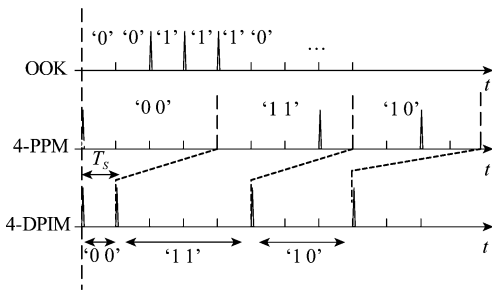


图 1 脉冲调制符号波形(L=4)

$L$ -DPIM 将每组  $M = \log_2 L$  比特信息映射为  $L$  个可能的发送波形,其中,  $L$  表示调制阶数。在 PPM 中,每个发送符号的持续时间即时隙数目是固定的,而 DPIM 利用两个脉冲间的间隔来携带信息,因此不同的信息符号发送波形的持续时间不同。DPIM 信号  $s(t)$  可以表示为

$$s(t) = \sqrt{E_p} \sum_{n=0}^{\infty} c_n p(t - T_n) \quad (1)$$

式中,  $n$  表示发送符号的序号;  $p(t)$  表示具有单位能量的发送脉冲波形;  $E_p$  为  $L$ -DPIM 的单个发射脉冲能量;  $c_n = \{-1, 1\}$  为伪随机序列。因为采用能量检测方案,可以用双极性脉冲来改善信号的频谱特性。第  $n$  个发送符号的开始时刻  $T_n$  为

$$T_n = T_0 + T_s \sum_{j=0}^{n-1} (d_j + 1) \quad (2)$$

式中,  $T_0$  为第一个脉冲的开始时刻;  $d_j = \{0, 1, 2, \dots, L-1\}$  为用十进制表示的信息符号。

#### 1.2 传输容量

OOK、PPM 和 DPIM 3 种调制方式的符号持续时间不同,即数据传输速率不同。不同于光通信信道,在 UWB 信道环境下,多径数目非常多(可达数百条<sup>[3]</sup>)。为了在一定程度上对抗脉冲间干扰(inter-pulse interference, IPI)和 ISI,时隙持续时间  $T_s$  由信道多径时延确定。在  $T_s$  固定的情况下,为了给出一个简单的衡量各种调制方式传输效率标准,定义每个时隙平均传输的比特数目为调制方式的传输容量,用符号  $C$  表示,单位为比特/时隙。

DPIM 符号最大和最小持续时间分别为  $LT_s$  和  $T_s$ ,则平均每个符号的时隙数为  $(L+1)/2$ 。根据传输容量定义,  $L$ -DPIM 的传输容量为  $C_{L\text{-DPIM}} = (2\log_2 L)/(L+1)$ 。类似可得,  $L$ -PPM 和 OOK 的传输容量分别为  $C_{L\text{-PPM}} = (\log_2 L)/L$  和  $C_{\text{OOK}} = 1$ 。

图 2 给出了 3 种调制方式的传输容量曲线。需要注意的是,  $C_{L\text{-DPIM}}$  在  $L=4$  传输容量取得最大值,而不是  $L=2$  时。  $C_{L\text{-DPIM}}$  介于  $C_{L\text{-PPM}}$  和  $C_{\text{OOK}}$  之间,OOK 传输容量最大,其值恒为 1。

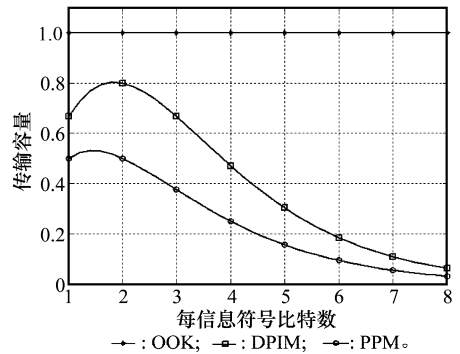


图 2 3 种调制方式传输容量

### 2 差错性能分析

UWB 能量检测接收机利用平方器和积分器来收集经过前端滤波器滤波后的接收信号能量,接收机模型如图 3 所示。这种接收机不需要对信道进行估计,也无需相关器,大大降低了系统复杂度。

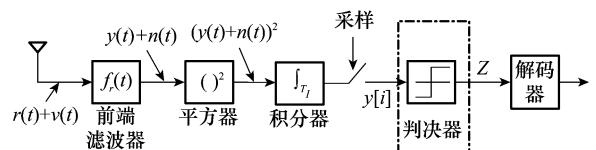


图 3 能量检测接收机结构

类似于 OOK, DPIM 的解调需要设定判决门限,判决器输出可能存在两种时隙误判:① 发送脉冲时隙而判决输出为 0,这种情况将导致两个信息符号合并为一个符号或者致使解调失败;② 发送空时隙而判决输出为 1,该错误将导致一个信息符号分成两个。由于上述两种时隙错误情

况,解调器输出的信息符号将可能和发送符号数目不等,为了衡量 DPIM 系统的差错性能并便于和其他调制方式比较,本文采用误包率作为性能评价标准。对于一个含有多个信息符号包,如果其中的任何时隙判决发生误判,则认为该包解调错误。

下边首先分析时隙差错概率,其次分析误包率。需要说明的是,时隙差错概率不同于符号差错概率( $L=2$  时,称为比特差错概率)。一个信息符号可以包含多个时隙(见图 1),只要符号内任意一个时隙发生误判,则称符号解调错误。

2.1 时隙差错概率

为了使分析尽量简洁,根据于文献[3],做出如下假设:

- ① 不存在 IPI 和 ISI;
- ② 接收机实现了理想同步;
- ③ 多径信道是非时变的;
- ④ 前端滤波器不影响接收信号的频谱。

由图 3 可知,采样输出信号可以表示为

$$y[i] = \int_{t_0}^{t_0+T_i} (y(t) + n(t))^2 dt \quad (3)$$

式中, $i$  表示时隙序号(下文中为了简洁省略  $i$ ); $t_0$  表示积分器积分起始时刻; $y(t)$  和  $n(t)$  分别表示经过滤波后的接收信号和加性高斯噪声。展开式(3)得

$$y = \int_{t_0}^{t_0+T_i} y^2(t) dt + 2 \int_{t_0}^{t_0+T_i} y(t)n(t) dt + \int_{t_0}^{t_0+T_i} n^2(t) dt = \mu(T_i)E_p^r + \eta_i + \eta_n \quad (4)$$

式中, $E_p^r$  表示接收机处经过信道衰减和失真后的多径脉冲总能量; $\eta_i$  和  $\eta_n$  表示噪声项; $\mu(T_i)$  表示积分器收集到的多径信号能量与  $E_p^r$  的比值,该比值由  $T_i$  决定, $T_i$  越大,收集到的多径数目越多,则比值  $\mu(T_i)$  越大,然而,随着  $T_i$  的增大,积分后得到的噪声值也随之增加。因此,如何合理选择积分时间是能量检测系统中一个重要问题,目前已有很多文献对此进行了研究,本文不再论述。

为了计算时隙差错概率,首先需分析随机变量  $y$  的概率分布。当  $2BT_i+1$  的值足够大时(如  $>40$ ),其中  $B$  为前端滤波器带宽,可以将噪声项  $\eta_i + \eta_n$  近似为高斯分布<sup>[15]</sup>。通常,条件  $2BT_i+1 > 40$  在 UWB 系统中是易于满足的,如选取系统参数  $B=2$  GHz,  $T_i=14$  ns,则  $2BT_i+1=57 > 40$ 。在噪声项高斯近似下, $y$  也为高斯分布。根据文献[16],将接收信号在正交基下展开,可以求出  $y$  的均值和方差。当接收时隙为空时隙时, $y$  的均值  $I_0$  为  $BT_iN_0$ ,方差  $\sigma_0^2$  为  $BT_iN_0^2$ ;当接收时隙为脉冲时隙时, $y$  的均值  $I_1$  和方差  $\sigma_1^2$  分别为  $BT_iN_0 + \mu(T_i)ME_b$  和  $BT_iN_0^2 + 2\mu(T_i)ME_bN_0$ 。需要注意,对于 OOK 系统,  $I_1$  和  $\sigma_1^2$  表达式中的  $E_b$  应当替换成  $2E_b$ ,因为当信息符号为 1 时,发送脉冲的能量为  $2E_b$ 。

在 DPIM 系统中,脉冲时隙和空时隙出现的概率分别为  $P_1=2/(L+1)$  和  $P_0=(L-1)/(L+1)$ 。采用高斯近似,可以得到两种时隙误判概率分别为

$$P_{1|0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} \int_{\gamma}^{\infty} e^{-(x-I_0)^2/2\sigma_0^2} dx = Q\left(\frac{\gamma-I_0}{\sigma_0}\right) \quad (5)$$

$$P_{0|1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1}} \int_{-\infty}^{\gamma} e^{-(x-I_1)^2/2\sigma_1^2} dx = Q\left(\frac{I_1-\gamma}{\sigma_1}\right) \quad (6)$$

式中, $\gamma$  表示判决器的判决门限; $P_{1|0}$  和  $P_{0|1}$  分别表示空时隙误判概率和脉冲时隙误判概率。则误时隙率为

$$P_{eS\_DPIM} = P_0P_{1|0} + P_1P_{0|1} =$$

$$\frac{L-1}{L+1}Q\left(\frac{\gamma-I_0}{\sigma_0}\right) + \frac{2}{L+1}Q\left(\frac{I_1-\gamma}{\sigma_1}\right) \quad (7)$$

为了使得  $P_{eS\_DPIM}$  最小,对式(7)中的  $\gamma$  求导并令导数等于 0,可以求出最优判决门限为

$$\gamma =$$

$$\frac{\sigma_1^2 I_0 - \sigma_0^2 I_1 + \sigma_0 \sigma_1 \sqrt{(I_1 - I_0)^2 + 2(\sigma_0^2 - \sigma_1^2) \ln(P_1 \sigma_0 / P_0 \sigma_1)}}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad (8)$$

在大多数情况下,可以忽略  $\ln(P_1 \sigma_0 / P_0 \sigma_1)$  项<sup>[10]</sup>,令该项为零,化简后可以得到简洁的次优判决门限表达式为

$$\gamma = \frac{\sigma_1 I_0 + \sigma_0 I_1}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (9)$$

在次优判决门限条件下,有  $P_{1|0}=P_{0|1}$  成立,则有

$$P_{eS\_DPIM} = Q\left(\frac{\gamma-I_0}{\sigma_0}\right) = Q\left(\frac{I_1-\gamma}{\sigma_1}\right) \quad (10)$$

将  $I_0$ 、 $\sigma_0^2$ 、 $I_1$ 、 $\sigma_1^2$  的表达式和式(9)代入式(10)得误时隙率为

$$P_{eS\_DPIM} = Q\left(\frac{\mu(T_i)ME_b/N_0}{\sqrt{BT_i} + \sqrt{BT_i + 2\mu(T_i)ME_b/N_0}}\right) \quad (11)$$

2.2 包差错概率

假设每个包中含有  $J$  个信息比特,对于  $L$ -DPIM,一个包中的信息符号个数为  $J/M$ ,又因为每个信息符号平均占用时隙数为  $(L+1)/2$ ,则每个包中的平均时隙数为  $K=J(L+1)/(2M)$ 。结合式(11)和包解调错误的定义,可以导出  $L$ -DPIM 的包差错概率为

$$P_{eP\_DPIM} = 1 - (1 - P_{eS\_DPIM})^K = 1 - \left(1 - Q\left(\frac{\mu(T_i)ME_b/N_0}{\sqrt{BT_i} + \sqrt{BT_i + 2\mu(T_i)ME_b/N_0}}\right)\right)^K \quad (12)$$

为了比较性能,下边简要推导 OOK 和 PPM 两种调制方式下的包差错概率。对于 OOK 调制,比特差错概率为<sup>[13]</sup>

$$P_e = Q\left(\frac{2\mu(T_i)E_b/N_0}{\sqrt{BT_i} + \sqrt{BT_i + 4\mu(T_i)E_b/N_0}}\right) \quad (13)$$

由于 OOK 系统中一个比特只包含一个时隙,那么比特差错概率也即为时隙差错概率,容易得到 OOK 包差错概率为

$$P_{eP\_OOK} = 1 - (1 - P_e)^J =$$

$$1 - \left(1 - Q\left(\frac{2\mu(T_i)E_b/N_0}{\sqrt{BT_i} + \sqrt{BT_i + 4\mu(T_i)E_b/N_0}}\right)\right)^J \quad (14)$$

对于 PPM,因为可以采用最大似然解调器,信号解调无需判决门限,只需要比较一个符号内不同时隙积分值的大小来解调。即如果某个时隙的积分值大于其他任意时刻的积分值,则发送脉冲位于该时隙内,由脉冲的位置就可以解调出信息符号。PPM 系统不存在时隙错误概率的概念,可以根据符号差错概率导出包错误率。2-PPM 调制的比

特差错概率为<sup>[3]</sup>

$$P_{e,2PPM} = Q\left(\frac{\mu(T_I)E_b/N_0}{\sqrt{2BT_I + 2\mu(T_I)E_b/N_0}}\right) \quad (15)$$

根据 PPM 系统的最大似然解调方法和式(15),可以得到  $L$ -PPM 调制系统的符号差错概率( $L=2$  时即为比特差错概率)为

$$P_{e,LPPM} = 1 - (1 - P_{e,2PPM})^{L-1} \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可以导出  $L$ -PPM 的包差错概率为

$$P_{ep,PPM} = 1 - (1 - P_{e,LPPM})^{J/M} = 1 - \left(1 - \left(1 - \left(1 - Q\left(\frac{\mu(T_I)E_b/N_0}{\sqrt{2BT_I + 2\mu(T_I)E_b/N_0}}\right)\right)^{L-1}\right)^{J/M}\right) \quad (17)$$

### 3 结果与性能分析

#### 3.1 数值结果

根据上述 DPIM、OOK 和 PPM 包差错概率的分析结果,图 4 给出了在 UWB IEEE802.15.3a CM1 多径信道环境下的误包率曲线。图 5 表示在该信道环境下,误包率等于  $10^{-4}$  时,  $E_b/N_0$  与传输容量  $C$  的关系曲线。图 4~图 5 所用到的参数选取如下:包长  $J$  为 512 比特,带宽  $B=2$  GHz,  $\mu(T_I)=0.85$ 。由  $\mu(T_I)$  计算出最优积分时间  $T_I$  为  $14 \text{ ns}^{[15]}$ 。

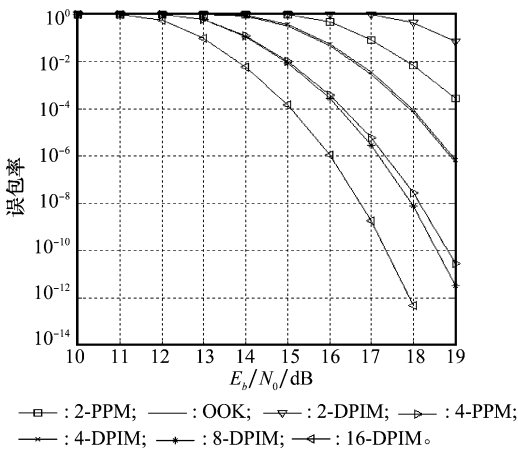


图 4 3 种调制方式的误包率(802.15.3a CM1)

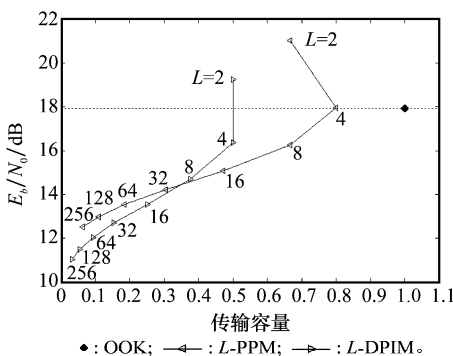


图 5  $E_b/N_0$  和传输容量间的关系曲线

#### 3.2 性能分析

本文以传输容量和相同误包率下的功率需求作为衡量不同调制方式性能的标准。在该标准下,既可以比较不同调制方式在同一调制阶数  $L$  下的性能,也可以比较不同调制方式在不同调制阶数  $L$  下的性能。

##### (1) DPIM 与 PPM

在差错性能方面,由于 PPM 可以采用最大似然解调器,在相同的调制阶数  $L$  条件下,PPM 包差错性能优于 DPIM。然而,在误包率为  $10^{-3}$  处,4-DPIM 所需  $E_b/N_0$  优于 2-PPM 约 1.3 dB;8-DPIM 包差错性能稍好于 4-PPM。在传输容量方面,与 PPM 相比,DPIM 有显著的优势。4-DPIM 和 8-DPIM 的传输容量分别为 0.8 比特/时隙和 0.67 比特/时隙,而 2-PPM 和 4-PPM 仅为 0.5 比特/时隙。由此可以得出结论,4-DPIM 在误包性能和传输容量上都优于 2-PPM。该结论同样适用于 8-DPIM 和 4-PPM。

##### (2) DPIM 与 OOK

在传输容量上,任何调制阶数的 DPIM 和 OOK 相比都不存在优势,但是高阶 DPIM 可以取得比 OOK 更好的包差错性能。如,在  $10^{-3}$  误包率处,8-DPIM 和 16-DPIM 所需要的  $E_b/N_0$  分别优于 OOK 约 1.7 dB 和 2.9 dB。因此,DPIM 调制可以在传输容量和包差错性能上取得折中。

对于图 5,曲线越靠近右下方,容量越大,且在一定误包率下所需要的  $E_b/N_0$  越低。根据图中曲线,可以方便地选择合适的调制方式和调制阶数以满足一定的传输容量和信噪比要求。另外,对于 DPIM,  $L=4$  时传输容量  $C$  取得最大值,从图 5 中可以看到  $L$ -DPIM 曲线在  $L=4$  处有一个转折点,图 2 也反映了这一特点。图 5 表明 2-DPIM 在传输容量和误包性能上都比 4-DPIM 要差,2-DPIM 在实际系统中是不宜选取的。而  $L$ -PPM 在  $L=2$  和  $L=4$  两种调制阶数具有相同的传输容量,而后者误码性能更好。

从系统复杂度上看,PPM 无需判决门限,而在 DPIM 系统中,判决门限是必不可少的,这在一定程度上增加了系统复杂度,特别是在快变 UWB 信道中,因为需要及时更新最佳判决门限而使得系统变得复杂。

### 4 结论

本文将 DPIM 引入到基于能量检测的 UWB 接收方案中,对该调制方式的特性和性能做了详细分析,并与 OOK 和 PPM 进行比较。和 PPM 相比,可以找到某些调制阶数  $L_1$  和  $L_2$  使得  $L_1$ -DPIM 在包差错性能和传输容量上均优于  $L_2$ -PPM。如 4-DPIM 在包差错性能上优于 2-PPM 约 1.3 dB,而前者的容量为 0.8 比特/时隙,后者容量仅为 0.5 比特/时隙。然而 DPIM 需要判决门限,PPM 不需要,这在一定程度上增加了 DPIM 系统复杂度。和 OOK 相比,高阶的 DPIM 可以在误包性能和传输容量之间取得合理的折中。需要指出的是,本文仅分析了点到点的无编码通信链路中,忽略 IPI 和 ISI 条件下 DPIM 系统性能的优越性,多用户及存在 IPI 和 ISI 情况下的 DPIM 系统性能有待进一步研究。

## 参考文献:

- [1] Kshetrimayum R. An introduction to UWB communication systems[J]. *IEEE Potentials Magazine*, 2009, 28(2): 9 - 13.
- [2] Yang L Q, Giannakis G B. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(6): 26 - 54.
- [3] Witrissal K, Leus G, Janssen G, et al. Noncoherent ultra-wideband systems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2009, 26(4): 48 - 66.
- [4] Cariolaro G, Erseghe T, Vangelista L. Exact spectral evaluation of the family of digital pulse interval modulated signals[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 47(7): 2983 - 2992.
- [5] Win M Z, Dardari D, Molisch A F, et al. History and applications of UWB[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(2): 198 - 204.
- [6] Jinyun Z, Orlik P V, Sahinoglu Z, et al. UWB systems for wireless sensor networks[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(2): 313 - 331.
- [7] Gerosa A, Solda S, Bevilacqua A, et al. An energy-detector for noncoherent impulse-radio UWB receivers[J]. *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2009, 56(5): 1030 - 1040.
- [8] Wang F, Tian Z, Sadler B M. Weighted energy detection for noncoherent ultra-wideband receiver design[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2011, 10(2): 710 - 720.
- [9] Huseyin A. *Ultra wideband wireless communication*[M]. New Jersey: Wiley, 2006.
- [10] Ghassemlooy Z, Hayes A R. Digital pulse interval modulation for IR communication systems-a review [J]. *International Journal of Communication Systems*, 2000, 13(7-8): 519 - 536.
- [11] Ghassemlooy Z, Hayes A R, Seed N L, et al. Digital pulse interval modulation for optical fiber communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1998, 36(12): 95 - 99.
- [12] Kaluarachchi E D, Ghassemlooy Z, Wilson B. Digital pulse interval modulation for transmission over optical fibre with direct detection[C]// *Proc. of SPIE All-Optical Communication Systems: Architecture, Control and network Issues II*, 1996: 98 - 105.
- [13] Hares A R, Ghassemlooy Z, Seed N L. The performance of digital pulse interval modulation in the presence of multipath propagation[C]// *Proc. of the 2nd International Symposium on Communication Systems*, 2000: 141 - 146.
- [14] Ghassemlooy Z. Investigation of the baseline wander effect on indoor optical wireless system employing digital pulse interval modulation [J]. *IET Communications*, 2008, 2(1): 53 - 60.
- [15] Dubouloz S, Denis B, Rivaz S, et al. Performance analysis of LDR UWB non-coherent receivers in multipath environments[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2005: 491 - 494.
- [16] Humblet P A, Azizoglu M. On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers [J]. *Journal of Lighthwave Techonolgy*, 1991, 9(11): 1576 - 1582.