

摘 要

超宽带这项新兴的无线通信技术具有高数据率、高带宽、低功耗、低费用和抗多径等诸多优点，目前已成为中短距离高速数据传输的首选方案。但是，由于其占用极宽的带宽，与其它通信系统共享频段，又给干扰、兼容等相关领域的研究带来了挑战。

本文主要研究基于脉冲无线电的超宽带系统的抗干扰技术。针对固定频段的窄带干扰，引入一个修正接收模板波形的方法，将一个一般的超宽带发射脉冲波形近似为一个多子波类型的波形，代替接收端的模板波形，当干扰信号出现的时候，在接收端的相关器中修正这个模板波形，以此抑制来自干扰信号的相关性，达到抗干扰的目的；继而本文又针对随机频段的窄带干扰，引入一个自适应修正模板波形的方法，在修正接收模板波形方法的基础上，增加了干扰信号检测器，自适应频率估计器和自适应接收模板波形分解器，可以自适应地分解和修正接收模板波形，从而达到抗随机干扰的目的。理论分析和仿真结果表明，采用该技术能够降低来自其他无线信号的干扰，改善通信性能。

关键词： 修正接收模板波形 自适应修正接收模板波形 抗干扰 超宽带

ABSTRACT

As an emerging wireless communication technology, the Ultra Wide-band takes the advantages of higher data rate, higher band, lower power, lower expense and anti- multi-path influence of. Now it has been the best solution of high data transmission for middle or short-distance. However, it has to reuse the spectrum of other communication systems due to its great frequency occupancies, which brings a large challenge to the research of anti-interference, compatibility and so on.

This dissertation focuses on anti-interference technology of UWB system based on impulse radio. For the interference from narrowband system whose frequency band is certain, we propose a modified receiving template waveform method (MRTW), an ordinary UWB transmission pulse is approximated with a multi-carrier type waveforms, which is used for substituting the traditional template waveform in receiver. When there are interference signals, the new template waveform is modified in order to suppress any correlation from the interfering signal at the correlator output of the receiver and reduce the interference performance. Then we propose an adaptive modified receiving template waveform method (AMRTW) for the situation that the spectrum of narrowband interference is stochastic. This method adds the interference detector, adaptive frequency estimator and adaptive receiving template waveform decomposer to the MRTW method, the receiving template waveform can be adaptively decomposed and modified to mitigate the effect of stochastic and various interference signals. The theoretic analytic and simulation results show that the effect of interference from other radio system can be mitigated and the performance of communication can be improved.

Key words: MRTW AMRTW anti-interference UWB

长春理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的硕士学位论文，《基于多子波模板的脉冲 UWB 系统抗干扰技术研究》是本人在指导教师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名： 李娜 08年3月31日

长春理工大学学位论文授权使用授权书

本学位论文作者及指导教师完全了解“长春理工大学硕士、博士学位论文版权使用规定”，同意长春理工大学保留并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权长春理工大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，也可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编学位论文。

作者签名： 李娜 08年3月31日

指导导师签名： 宇正勋 08年3月31日

第一章 绪论

§1.1 引言

随着通信技术的发展,各种无线通信系统相继出现,使可利用的频谱资源日趋饱和。然而,人们对无线通信系统的要求仍在不断提高,希望其以较低的成本和功耗提供更高的数据传输速率。在这样的背景下,超宽带(Ultra Wide Band, UWB)技术引起了人们的重视。

超宽带的历史渊源,最早可以追溯到一百年前波夫和马可尼发明越洋无线电报的时代。20世纪40年代,脉冲通信技术专利的申请,标志着脉冲技术的发展^[1],它主要作为军事技术在雷达等通信设备中使用。UWB系统在很低的功率谱密度的情况下,具有巨大的数据传输速率优势,最大可以提供高达1000Mbps以上的传输速率,现有的各种无线解决方案的速率均低于100Mbit/s, UWB则在10米左右的范围之内打破了这一限制, UWB的应用将使人们可以摆脱更多线缆的牵绊,已逐渐成为短距离无线通信领域研究开发的一个热点,并被视为下一代无线通信技术的关键技术之一。

超宽带信号优异的传输特性决定了其在军事与安全领域的地位。在1994年以前UWB领域的早期研究属于美国政府的机密计划。1994年以后,许多研究计划取消了保密限制,加快了UWB的发展速度。一般认为-10dB相对带宽超过25%,或者-10dB绝对带宽超过1.5GHz^[2]就称为超宽带,后来, FCC将此带宽改为500MHz,并通过了超宽带在民用领域应用的初步规范^[3]。2003年2月FCC又对该规范进行了确认,并局部放宽了对成像系统频带的限制,并为超宽带通信规划了频谱使用范围3.1~10.6GHz。从探地雷达、警戒雷达等雷达系统^[4]到高精度定位系统^[5]、墙内和穿墙成像系统、医用成像系统、智能交通系统以及无线个域网中^{[6][7]}等, UWB技术具有越来越广泛的应用范围^{[8][9]}。

与其它无线通信技术相比, UWB技术的发射功率低,数据传输速率高;多径分辨能力和穿透力强,定位精度高;直接使用窄脉冲传送数据,无需载波调制,收发信机结构相对简单;低功率谱密度和扩频跳时使其保密性好^{[10][11]}。一方面,由于其具有高数据率、低功耗和低费用等特点,为无线通信的发展开辟了新的机遇。另一方面,由于其占用极宽的带宽,与其它通信系统共享频段,又给干扰、兼容等相关领域的研究带来了挑战。

§1.2 UWB 技术国内外研究动态

在国外, UWB 技术的研究开始于美国军方。到 90 年代末美国 Time Domain,

Mutispectral solutions, Xtreme Spectrum, Intel 等公司相继开始投入 UWB 技术的研究, 主要从事军用无线设备及雷达方面的研发。由于受到军转民潮流的影响, FCC 于 2002 年 2 月正式批准该技术进入民用领域。Mutispectral Solutions, Inc.(MSSI)公司在开发 UWB 系统方面是业界的领先者, 它设计的 UWB 机载无线通信系统, 可以提供海军飞机多通道、全双工、32kbit/s 的数字语音传输能力, 抗干扰能力强, 截获率低。再如, Pulse Link 公司提出的 UWB 电缆, 在不需要对现有的基础设施作任何改动的前提下, 可以有效地使有线电视(CATV)系统带宽加倍, 上行带宽达 1.2Gbit/s, 下行带宽达 480Mbit/s。

正是 UWB 技术在短距离无线通信上表现出的巨大优势, 吸引着业界人士对其标准的制定及其相关产品的关注。但在 UWB 技术极大吸引力的背后, 隐藏着许多极具挑战性的研究课题。现在国内外主要的研究方向集中在 UWB 天线的设计、信道模型的建立、UWB 与常规无线系统相互干扰问题等方面。

我国也非常重视这项革命性的技术, 在 2001 年 9 月初发布的“十五”863 计划通信技术主题研究项目中, 把超宽带无线通信关键技术及其共存与兼容技术作为无线通信共性技术与创新技术的研究内容, 鼓励国内学者加强这方面的研发工作。

我国在 UWB 技术的研究上还处于起步阶段, 取得的成果主要集中在 UWB 信号的产生及有效辐射方面。在国家自然科学基金委员会 2004 年度项目指南的拟资助重点项目中, 信息科学一处共列出 6 项课题^[12], “超宽带高速无线接入理论与关键技术”是其中一项。该课题指出 5 项具体研究内容, 分别为: (1)超宽带小型化天线, 及其与收发前端的联合优化设计理论; (2)超宽带信号的传播特性, 特别是在室内密集多径环境下的传播特性; (3)高性能接收系统的理论与技术; (4)超宽带系统与其他通信系统的频谱共存、兼容技术; (5)基于超宽带技术的通信网络协议。

2004 年 5 月 18 日在北京, 海尔集团(Haier Corporation)和飞思卡尔 (Freescale)成功地展示了相距 40 英尺的手提摄录机与等离子平面电视机之间采用 DS-UWB 技术进行的无线连接, 这是市场上首次采用 DS-UWB 融入家庭影音设备的全功能模式, 这证明了 UWB 技术在手持设备上应用的可行性。

FCC 经测试发现 UWB 设备与其他设备至少要间隔 2 至 3 米, 但实践中很多小型移动设备必须置于彼此非常接近的距离之内。例如, IEEE802.11 无线局域网系统在 5 GHz 频段内要与 UWB 共存。因此, 能否有效地降低 UWB 系统与其他通信系统之间的干扰会影响到 UWB 技术的成功推广与使用。

目前针对 UWB 抗干扰课题研究比较广泛, 有许多关于这一问题的研究文献, 许多研究人员分析了 UWB 系统和其它窄带无线系统之间的相互干扰, 但没有提出明确的抗干扰措施; 也有许多人提出了一些抗干扰的方法, 但这些方法也具有局限性, 在很多情况下不适用。解决问题的着手点一般有这几个方面: 脉冲波形的设计、改进; 干扰模型的建立; 信号的调制方法等。

§1.3 课题研究内容

基于 UWB 技术的通信所需要的频带宽度相当大。FCC 在批准 UWB 无线通信技术民用时，已规定其工作频带为介于 3.1GHz 到 10.6GHz 的 7500MHz。但是，实际上并不存在如此之宽地未被占用的频带。也就是说，无论如何，总是会出现与现有无线技术所使用的频带相互重叠的部分。因此，UWB 技术是一项以共享其它无线技术使用的频带为前提的无线技术。尽管 FCC 对 UWB 的带内功率和带外功率作了严格的限制^[13]，但它对同一个频带和相邻频带的其他设备的干扰是依然存在的。

UWB 系统与其他无线系统之间的干扰问题能否解决是 UWB 最终能否实用化的最根本问题。本文就超宽带系统与其它无线通信系统的频谱共存、兼容问题进行具体研究。研究的目的是避免与既存的窄带系统频段相冲突，减小超宽带信号与其他常规无线电信号的互相干扰，从理论上分析 UWB 系统与其他通信系统频谱共存的方法。

本文基于 IR-UWB 系统，主要针对窄带系统与 UWB 系统的共存问题进行研究，在接收端利用多子波模板，通过小波变换的算法修正模板，改变 UWB 系统的频谱带宽，避免与既存窄带通信系统的固定频段相冲突，并提出一种自适应模板修正算法，以应对通信过程中出现的随机窄带信号。

§1.4 论文结构安排

本文的结构安排如下：

第一章 绪论

介绍 UWB 技术产生的背景，国内外研究的现状，本课题提出的背景和意义，以及本文的主要内容和结构安排。

第二章 IR-UWB 通信系统

主要介绍 IR-UWB 通信的基本原理及其主要特点，包括超宽带脉冲波形，基本调制方式，接收机结构等。

第三章 修正接收模板波形抗干扰技术

针对本课题的研究问题，提出了解决问题的具体思路与方法，通过修正模板波形，躲避固定频段，降低与窄带通信系统之间的干扰。

第四章 自适应修正接收模板波形抗干扰技术

针对通信环境中存在的不可预知的随机出现的窄带信号，提出一种自适应算法，自适应地分解子波并修正模板。

第五章 全文总结与展望

总结本文的工作，并提出今后工作的重点。

第二章 IR-UWB 通信系统

§2.1 UWB 的定义

当前对于UWB技术的定义不是根据其使用的调制方式，而是根据其使用带宽来设定。根据FCC原先的定义，UWB是相对带宽（带宽与中心频率之比）大于0.25或带宽超过1.5GHz的系统。随后FCC又修正了对UWB技术的定义，规定相对带宽大于0.2或带宽超过500MHz的系统都可看作UWB系统，并分配3.1~10.6GHz频段作为UWB系统可使用的频段，在该频段内，UWB设备的发射功率需低于-41.3dBm/MHz，以便与其它无线通信系统共存。

目前，被业界普遍接受的关于UWB设备的通行定义是指信号相对带宽大于20%或绝对带宽大于500MHz。相对带宽定义为：

$$F_{bw}(\%) = \frac{2(F_H - F_L)}{F_H + F_L} \quad (2.1)$$

其中， F_H 为-10dB发射高端频率； F_L 为-10dB发射低端频率。

定义中并没有规定信号采用传统的脉冲无线电，因此发展到现在，UWB信号可分为传统的基带脉冲形式和调制载波形式。后者是在2002年FCC规定了UWB通信的频谱使用范围和功率限制后产生的，也是目前UWB高速无线通信采用较多的一种。而传统的无载波UWB多用于探测、透视、成像以及低速率、低功耗、低成本通信领域，因为不同的方案具有不同的特性，从而决定了不同的应用领域。下面从信号的角度介绍UWB的技术特性。

1、基带脉冲形式

基带脉冲形式是UWB通信最早采用的信号形式。它利用宽度在ns、亚ns级的基带脉冲序列进行通信，通常通过脉冲位置调制(PPM)、脉冲极性调制或脉冲幅度调制(PAM)等调制方式携带信息，脉冲可以采用不同的波形，如高斯波形、升余弦波形式等，而且占空比也很小，所以有很强的多径信道分辨能力和抗多径性能。因为不需要调制载波，不需要本振，所以收发信机结构简单、成本较低，又使得系统的功耗比传统的无线电系统要低得多。

另外，这种脉冲信号穿透能力强，定位和测距精度很高，可以达到厘米量级。同时，采用该信号的UWB设备具有能支持有效多次反射路由机制的精确位置跟踪功能，可以在动态的自组织网络(Ad-hoc)中实现定位功能。

2、调制载波形式

通过调制载波可以将UWB信号搬迁到合适的频段进行传输，可以更加有效灵活地利用频谱资源。同时可以利用现有通信系统中采用的方法，技术成熟度，在实现高速系统方面更容易些。目前，IEEE 802.15.3a工作组正在进行的高速无线个域网(WPAN)物理层可选的2个候选方案^[14]为Intel&TI等公司支持的多带-时频交织-频分复用(MB-TFI-OFDM)方案和Motorola等公司支持的DS-CDMA方案。

本文中采用基带脉冲形式的超宽带，也叫做脉冲超宽带(IR-UWB)。在以后的讨论中，都是基于脉冲进行的。

§2.2 IR-UWB 系统

由著名的香农方程^[15]可以检验 UWB 的优点，为满足越来越高的音频和视频的高比特率要求，容量是非常重要的。

香农方程表达如下：

$$C = B \log(1 + \frac{S}{N}) \quad (2.2)$$

其中，C 为最大的信道容量（单位：比特/秒）；B 为信道带宽（单位：赫兹）；S 为信号能量（单位：瓦）；N 为噪声功率（单位：瓦）。

由方程可知，有三种方法改进信道容量：增加带宽，提高信号功率，降低噪声功率。S/N 表示信噪比，增大带宽可以使信道容量线性增长，信号功率则对数增长。

脉冲形式的超宽带信号有非常宽的带宽，可以用来补偿信号功率的衰弱和其它信号干扰。因此，由香农方程，在高容量无线通信中，UWB 系统有很大潜力。

2.2.1 脉冲波形

图 2.1 是一个典型的 UWB 脉冲形状，有时称为高斯型双合透镜。由于这种脉冲容易产生，UWB 系统经常使用。它是一个限制了上升和下降时间，滤除传输和接收天线影响的简化的矩形脉冲。迅速开关一个晶体管就可以容易的产生一个矩形脉冲。

理想的脉冲接收形状 p_{rx} 如下^[17]：

$$p_{rx} = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] e^{-2\pi(t/\tau_m)^2} \quad (2.3)$$

这个方程是用于产生图 2.1 (a) 中脉冲的， τ_m 是 0.15， τ_m 是决定高斯型双合透镜的时间频率特性的唯一参数。

图 2.1 (b) 是高斯型双合透镜频谱，中心频率大概是 5GHz。与窄带，甚至是宽带通信系统相比，可以容易的证明超宽带这个名字是名副其实的。

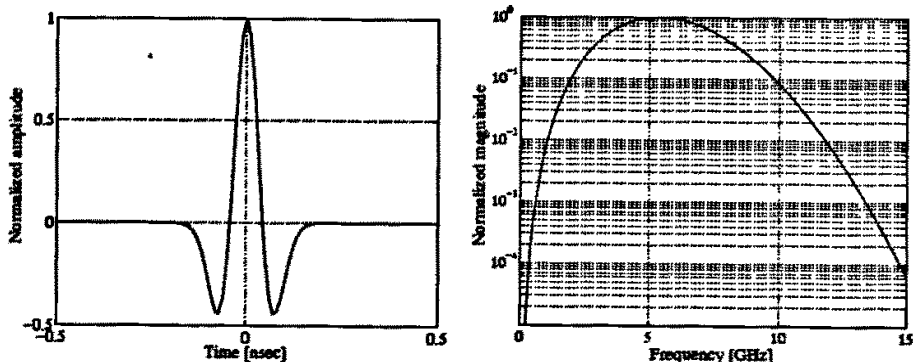


图 2.1 (a) 理想的典型 UWB 脉冲形状 (b) 理想的单脉冲的频谱

图 2.2 和 2.3 是简化的脉冲发生器模型，描述了在发射机，天线影响和接收中形成的高斯型双合透镜。图 2.3 (a) 以矩形脉冲开始。超宽带脉冲是十亿分之一秒或皮秒量级的。快速开关产生的脉冲不是矩形的，而是边缘平滑的，形状近似于高斯函数曲线。高斯函数 $G(x)$ 是零均值的，表达式如下：

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-x^2/\sqrt{2\sigma^2}} \quad (2.4)$$

这是最初的高斯脉冲这个名称的来源。图 2.2 是产生高斯型双合透镜的简单的电路。传输脉冲根据天线的性质进行脉冲滤波，这个滤波操作可以用微分进行模仿^[16]，在接收天线端会产生同样的效果。以延时来模仿一个信道，并假设接收端放大了脉冲。这种典型的脉冲形状非常接近于已经测量过的接收脉冲，而且目前的大部分 UWB 研究中都在使用。

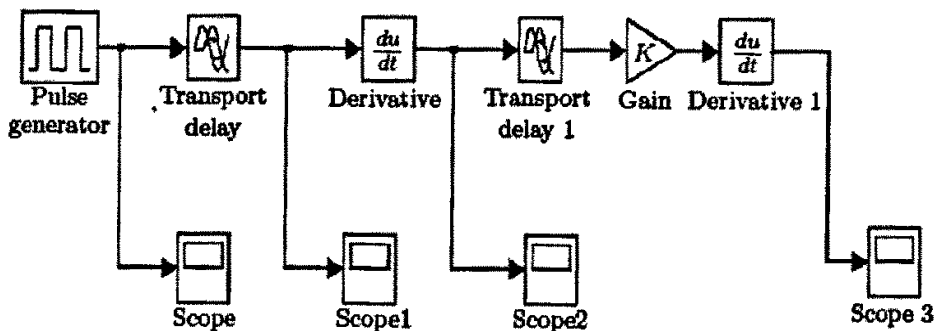


图 2.2 产生高斯型双合透镜的简化的 Matlab 电路模型

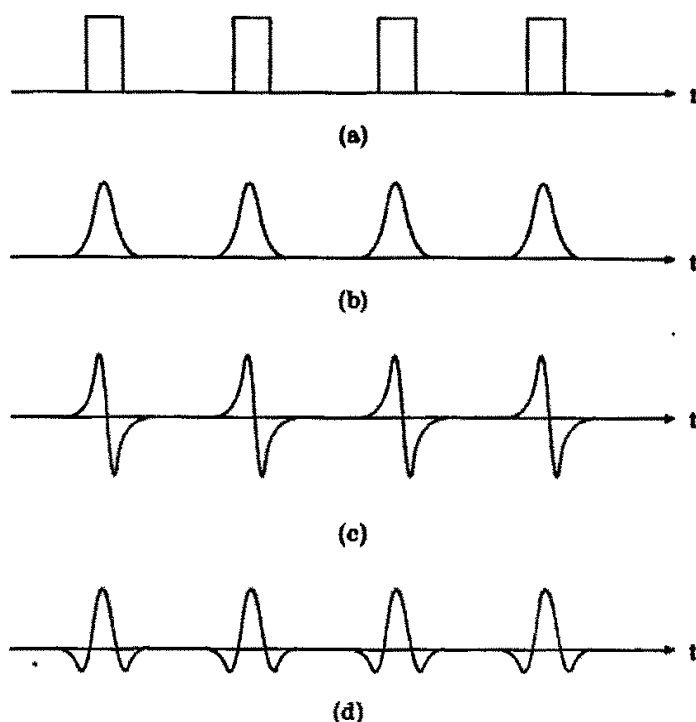


图 2.3 典型 UWB 通信系统中的脉冲产生模型

(a) 矩形脉冲序列 (b) 高斯脉冲

(c) 第一个微分脉冲 (d) 典型高斯型双合透镜

2.2.2 UWB 基本调制方式

针对 UWB 脉冲的特性，在 UWB 系统中经常使用的调制技术有脉冲位置调制 (PPM), 脉冲幅度调制 (PAM), 双相调制 (BPM), 开关键控 (OOK) 等，下面将详细的介绍这几种调制技术。除了上述常见的调制技术之外，针对某些特殊的问题，还使用正交脉冲调制 (OPM), 脉冲间隔调制 (DPIM), 脉冲波形调制 (PSM), M 进制双正交键控 (M-BOK) 等调制技术^[18]。下面将详细的讨论几种常见的调制技术。

1、脉冲位置调制

在脉冲位置调制中一个重要的参数就是脉冲的时延，通过定义一个任意形状的 $p(t)$ ，可以通过延时参数 τ_i 来形成脉冲 s_i 来调制数据，正如等式 (2.5) 所示，这里 t 表示时间：

$$s_i = p(t - \tau_i) \quad (2.5)$$

定义 $\tau_1 = -0.75$, $\tau_2 = -0.25$, $\tau_3 = 0.25$, $\tau_4 = 0.75$ 来创建一个 4 元 PPM 系统，四个脉冲形式变成：

$$\begin{aligned}
s_1 &= p(t+0.75) \\
s_2 &= p(t+0.25) \\
s_3 &= p(t-0.25) \\
s_4 &= p(t-0.75)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

PPM 的优势主要来自于他的简单性以及它的延时容易控制, 另一方面, 对于 UWB 系统来说需要精确到毫微秒级的极其准确的时间来控制脉冲调制。

2、脉冲幅度调制

脉冲幅度调制(PAM)可以通过等式 (2.7) 表示:

$$s_i = \sigma_i p(t), \quad \sigma_i > 0 \tag{2.7}$$

其中, 脉冲形成参数 σ 取大于零的正数, 作为实例, 可以设 $\sigma_i = 1, 2$ 来得到二进制脉冲 $s_1 = p(t)$, $s_2 = 2p(t)$ 。

通常, 幅度调制在大多数近距离通信中不是很受欢迎, 主要原因就是通常一个幅度调制中有一个较小的幅度信号比有较大幅度的信号更容易受噪声干扰, 而且, 传输较大幅度脉冲时需要较大的传输功率。

在正弦系统中, 幅度调制系统相对角度调制方案通常需要相对较少的带宽与较低的功率。因此, 带宽窄这个主要的优势对 UWB 来说不是很明显, 在大多数 UWB 应用中功率显得更加重要。

3、双相调制

双相调制也叫做二进制极性调制, 类似于传统窄带通信中的二进制相移键控 (BPSK), 所以这样命名。它也可以看作为脉冲幅度调制的一个特例。在 BPM 中, 当调制数据为“1”的时候, 一个正极性的脉冲被发射出去; 当调制数据为“0”的时候, 一个负极性的脉冲被发射出去。BPM 的表达式如下:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(t - kT_f) \tag{2.8}$$

其中, $b_k \in \{+1, -1\}$, 是第 k 个调制比特。

对于 BPM, 当调制信息 b_k 等概出现 ± 1 的时候, 没有离散谱线, 这是 BPM 相对于其他调制方式的优点。但是在不等概的情况下, 或者在一段的观察区间内, 仍可能出现离散谱线。

BPM 调制在 AWGN 信道下的误码率为:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{2.9}$$

4、开关键控

开关键控 (OOK) 可以看成是一种形成参数 s 是 0 或者 1 的脉冲串的调制方式, 如等式 (2.10) 所示:

$$s_i = \sigma_i p(t), \quad \sigma_i = 0, 1 \quad (2.10)$$

例如, 当 $\sigma_1=1$ 是产生 “on” 脉冲, 当 $\sigma_1=0$ 时产生 “off” 脉冲, 于是, $s_1 = p(t)$, $s_2 = 0$ 。

实现 OOK 的主要困难是多通道信源发送 “off” 时要关闭脉冲, 使得很难确定没有脉冲的情况, 开关键控也是二进制调制方式的一种, 与 BPM 类似, 但是它不能像 PPM, PAM 与 OPM 那样, 被扩展为 M 元调制方式。

图 2.4 明确的表示出了各调制方式的特征。

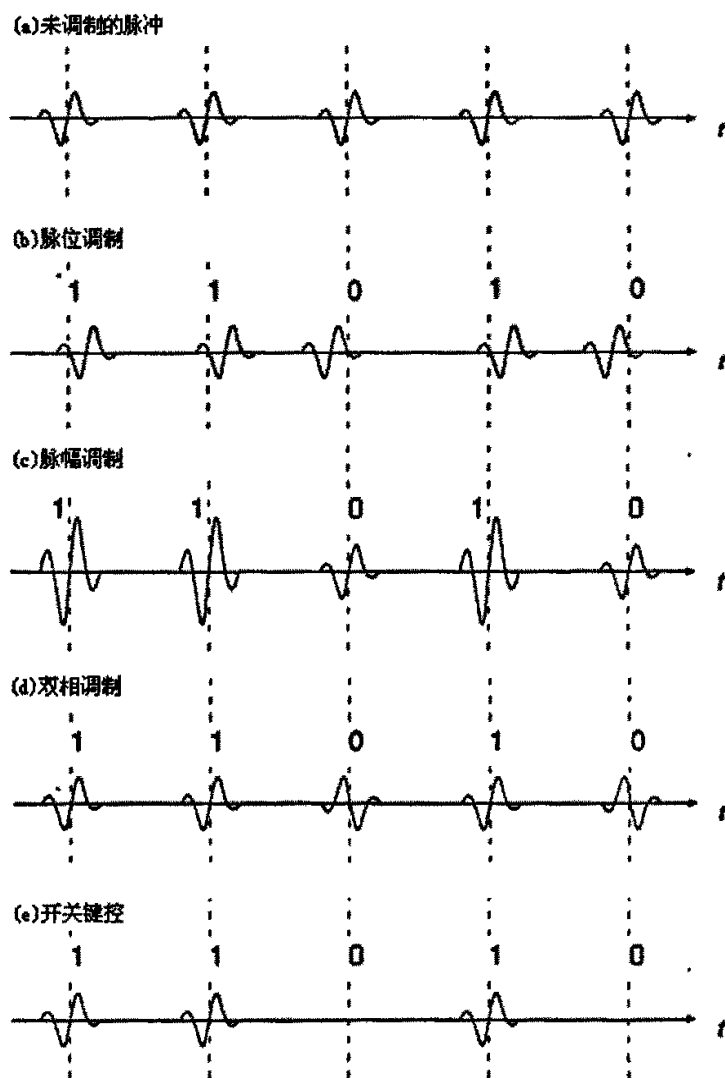


图 2.4 脉冲调制波形

2.2.3 UWB 接收机

1、自相关接收机

首先考虑一个无多址干扰的 AWGN(均值为 0、双边谱密度为 $N_0/2$ 的高斯噪声)信道, $r(t)=x(t)+n(t)$, 其中, $x(t)$ 为发送信号 (随不同的调制方式而不同)。并假设发、收对天线脉冲波形的影响已在脉冲发送器中进行了补偿, 接收机结构如图 2.5 所示^[19]。

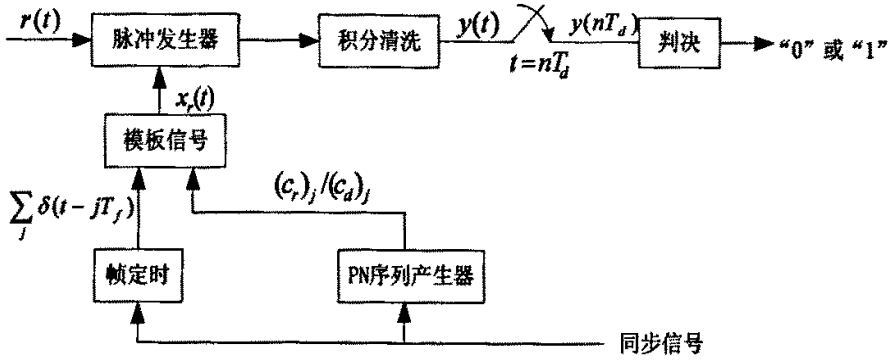


图 2.5 相关器接收机框图

假设收/发信号已同步,

$$x_r = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_r(t-nT_D-jT_f) \quad (2.11)$$

其中, $p_r(t)$ 是 j 的函数, 单位能量:

$$\begin{aligned} p_r(t) &= \{p[t-(c_r)_j T_c] - p[t-(c_r)_j T - \partial]\} / \sqrt{2} & \text{TH-SS PPM} \\ &= (c_d)_j [p(t) - p(t-\partial)] / \sqrt{2} & \text{DS-SS PPM} \\ &= P[T-(c_r)_j T_c] & \text{TH-SS PAM} \\ &= (c_d)_j p(t) & \text{DS-SS PAM} \end{aligned}$$

在第 n 个符号间隔末 ($t=nT_d$) 的判决量为:

$$\begin{aligned} y(nT_d) &= \int_{(n-1)T_d}^{nT_d} r(t)x_r(t)dt \\ &= \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{(n-1)T_d+jT_f}^{(n-1)T_d+(j+1)T_f} r(t)x_r(t)dt \end{aligned}$$

$$= \pm \sqrt{\frac{(1-\rho)N_s E_p}{2}} + N_n$$

其中，“+”是信息符号“1”的情况；“-”是信息符号“0”的情况。

ρ (PPM 为“0”，PAM 为“-1”)表示信号“0”/“1”的相关系数， $N_s E_p$ 为比特能量， $N_n = \int_{(n-1)T_d}^{nT_d} r(t)x_t(t)dt$ 为零均值、方差为 $\frac{N_0}{2}$ 的高斯随机变量。

令 $\dot{d}_n$ 为第 n 个发送符号，则最大似然 (ML) 判决规则如下：

$$\dot{d}_n = \begin{cases} 1, & \dot{y}(nT_d) \geq 0 \\ 0 & \end{cases} \quad (2.12)$$

据此，可推得，接收误比特率为：

$$P_b = Q\left(\frac{\sqrt{(1-\rho)N_s E_p}}{N_0}\right) \quad (2.13)$$

2、Rake 接收机

由于UWB通信采用非常短的脉冲序列进行传播，因此，接收信号中包含了大量的多径信号分量。为了更好的利用这些分量，提高接收性能，大多数超宽带通信系统使用Rake接收机^[20]。Rake的概念最初是由R.Prince和P.E.Green在1958年提出的多径分集接收技术^[21]。其接收的原理是使用一组相关器，每个多径分量使用一个相关接收机，各相关接收机与同一期望信号的延迟形式进行相关运算，然后将这些相关接收机的输出根据其相对强度进行加权，把加权后的各路输出合并成一个输出信号。

假设采用 L' 个相关器捕获期望信号的 L' 个最强多径分量，然后采用一个加权网络得到这些相关器输出的线性组合，用它进行期望信号的比特检测，如图 2.6 所示。其中，多径分量 i_1 延迟 τ_1 个时间到达接收机，相关器 1 与 i_1 同步并强相关；多径分量 i_2 时延 τ_2 到达接收机，第二个相关器与 i_2 同步，它与 i_2 强相关，但与 i_1 弱相关。以此类推，第 L' 个相关与时延 $\tau_{L'}$ 多径分量 $i_{L'}$ 强相关，但与 $i_1, i_2, \dots, i_{L'-1}$ 等多径分量弱相关。

如果在接收机中采用单个相关器，则一旦该相关器的输出受到衰落的影响，则接收机就不能校正该值。因此，只根据单个相关器进行比特判决将可能产生大的误码率。相反，在 Rake 接收机中，如果某个相关器的输出受到了衰落的影响，而其它相关器则可能没有受到衰落的影响，则可以通过对被衰落的输出加一个很小的权系数将其抑制。因此，Rake 接收机给出的基于 L' 个独立判决统计量的组合提供了一种分集接收方式。如果 Rake 接收机的各个指峰分别与一个多径分量相关，则这种分集接收技术可以有效地捕获可分辨的多径分量能量，克服多径衰落的影响，从而提高接收质量。

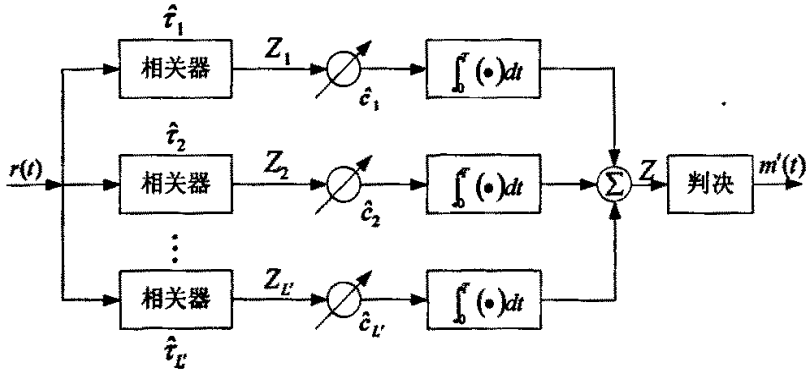


图 2.6 具有 L' 个指峰的 Rake 接收机

L' 个判决统计量被加权以后，构成一个总的判决统计量，如图 2.6 所示。其中， L' 个相关器的输出分别记为 $Z_1, Z_2, \dots, Z_{L'}$ ，它们分别被系数 $c_1, c_2, \dots, c_{L'}$ 进行加权处理。加权系数是基于每个相关器输出的功率或者信噪比来确定的。每个输出的判决变量经过积分器后再经过求和和判决器判决后，便可求得需要的数据符号。

§2.3 UWB 信道模型

2.3.1 信道模型概述

任何一个无线通信系统，信号在传输过程中，都会发生反射、衍射和散射，使得同一发射信号经过多条路径到达接收端，形成多径传播。信号传播的路径称其为信道，信道中经过的衰落、噪声和干扰成为信道特征^[22]。为准确描述、评价和设计一个通信系统，准确的信道模型异常重要。

IR-UWB 技术主要应用于室内环境的短距离通信^[23]，这种通信环境决定了 UWB 信道不同于一般的无线衰落信道。由于 UWB 信号系统带宽很大，所以系统对多径信道有很高的延迟分辨率（所占用带宽的倒数）。对于没有载波的调制系统，多径信道的模型可以用实数表示；而窄带通信系统需要用复数来表示信号的相位和幅度，在比较极端的情况下，一个脉冲宽度为 2ns 的信号通过 UWB 信道后接收波形可持续上百秒。反映到频域上，则可以看到由于信号分量横跨了吉赫兹的频率范围，频率选择性衰落的特征极为明显。而且由于强烈的散射效应，UWB 信道上的多径分量呈现出成簇到达的特征。

目前，国外公司和科研机构进行了广泛的实际测量实验，已经测量总结出不少的 UWB 信道模型。如文献[24]给出了 $\Delta-K$ 模型；文献[25]给出了 S-V 模型；文献[26][27]测量了小尺度平均功率延迟分布；文献[28]分析了将传统方程应用于 UWB 脉冲信号的路径损耗性能的计算。2003 年，IEEE802.15.SG3a 信道模型分委会发布了 UWB 室内多径信道模型的最终报告^[29]。这一模型使用改进的 S-V 模型作为参考，并综合了 Intel 推

荐模型和其他模型的成果而成。本文中的仿真实验都采用 IEEE802.15.3a 模型。

2.3.2 IEEE802.15.3a 信道模型

为了与在 UWB 测量实验中得到的数据更加吻合, IEEE 工作组对 S-V 模型进行了一些修改。具体地说, 用对数正态分布表示多径增益幅度, 用另外一个对数正态随机变量表示总多径增益的活动。最后, 信道系数使用实变量而非复变量, 即假定相位 θ_{nk} 以等概率出现 $\pm \pi$, 选用等概率是因为脉冲信号经电介质表面反射出现脉冲翻转是随机的。

S-V 模型基于这样的观测: 通常, 来自同一个脉冲的多径分量以簇的形式到达接收机。簇到达时间被模拟为速率为 Λ 的泊松到达过程:

$$p(\tau_{nk} | \tau_{(n-1)k}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_n - T_{n-1})} \quad (2.14)$$

其中, T_n 和 T_{n-1} 分别为第 n 簇和第 $n-1$ 簇的到达时间, 第一簇的到达时间设为 $0(T_n = 0)$ 。

在每一簇内, 相继的多径分量的到达时间也服从速率为 λ 的泊松过程:

$$p(\tau_{nk} | \tau_{(n-1)k}) = \lambda e^{-\lambda(T_{nk} - T_{(n-1)k})} \quad (2.15)$$

其中, τ_{nk} 和 $\tau_{(n-1)k}$ 分别为第 k 簇内第 n 和第 $n-1$ 个分量的到达时间。每一簇的第一个分量的到达时间设为 $0(\tau_{n1} = 0, n = 1, \dots, N)$ 。

在 S-V 模型中, 第 k 簇第 n 径的增益为复随机变量 a_n , 其模为 β_{nk} , 相位为 θ_{nk} , 并假定 β_{nk} 是统计独立且服从瑞利分布的正随机变量, θ_{nk} 是统计独立且服从 $[0, 2\pi)$ 均匀分布的随机变量。

令 $\langle x \rangle$ 表示 x 的期望值, 则

$$\langle |\beta_{nk}|^2 \rangle = \langle |\beta_{00}|^2 \rangle e^{-\frac{T_n}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{nk}}{\gamma}} \quad (2.16)$$

其中, β_{00} 项表示第 1 簇第 1 条路径的平均能量, Γ 和 γ 分别为簇和多径的功率衰减系数。

IEEE 模型的信道冲击响应可以表示为:

$$h(t) = X \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} \delta(t - T_n - \tau_{nk}) \quad (2.17)$$

其中, X 是对数正态随机变量, 代表信道的幅度增益; N 是观测到的簇的数目,

$K(n)$ 是第 n 簇内接收到的多径数目, α_{nk} 是第 n 簇中第 k 条路径的系数, T_n 是第 n 簇到达时间, τ_{nk} 是第 n 簇中第 k 条路径的时延。

信道系数 α_{nk} 可以定义为:

$$\alpha_{nk} = p_{nk} \beta_{nk} \quad (2.18)$$

这里, p_{nk} 为以等概率取+1 和-1 的离散随机变量, β_{nk} 是第 n 簇中第 k 条路径的服从对数正态分布的信道系数。 β_{nk} 可以表示为:

$$\beta_{nk} = 10^{\frac{x_{nk}}{20}} \quad (2.19)$$

其中, x_{nk} 是均值为 μ_{nk} , 标准差为 σ_{nk} 的高斯随机变量。特别地, x_{nk} 可以进一步分解为:

$$x_{nk} = \mu_{nk} + \zeta_{nk} + \xi_n \quad (2.20)$$

其中, ζ_{nk} 和 ξ_n 为两个高斯随机变量, 分别表示每簇和每个分量的信道系数变化。

另外, 利用簇幅度和簇内每个多径分量的幅度都服从指数衰减的特点, 可以得到 μ_{nk} 的值:

$$\mu_{nk} = \frac{10 \ln \left(\left\langle |\beta_{00}|^2 \right\rangle \right) - 10 \frac{T_n}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_{nk}}{\gamma}}{\ln 10} - \frac{(\sigma_{\xi}^2 + \sigma_{\zeta}^2) \ln 10}{20} \quad (2.21)$$

幅度增益 X 是对数正态随机变量:

$$X = 10^{\frac{g}{20}} \quad (2.22)$$

其中, g 是均值为 g_0 , 方差为 σ_g^2 的高斯随机变量。 g_0 值取决于平均总多径增益 G , 它是在观测位置测量得到的, 即有:

$$g_0 = \frac{10 \ln G}{\ln 10} - \frac{\sigma_g^2 \ln 10}{20} \quad (2.23)$$

其中, $G = G_0 / D^\gamma$, G_0 是收发距离 $D = 1m$ 时的参考功率增益。 $G_0 = 10^{-A_0/10}$, A_0 表示参考距离 $D_0 = 1m$ 时的路径损耗, γ 是能量或者功率衰减系数, 在不同的传播环境下, A_0 和 γ 有不同的参考值。

因此，已知以下参数：簇平均到达速率 Λ ；脉冲平均到底速率 λ ；簇的功率衰减因子 Γ ；簇内脉冲的功率衰减因子 γ ；簇的信道系数标准偏差 σ_{ξ} ；簇内脉冲的信道系数标准偏差 σ_{ζ} ；信道幅度增益的标准偏差 σ_{η} ，由冲激响应表示的信道模型就可以完全表征出来。

为了确定这些参数的值，信道模型工作组首先根据收集到的大量的实测数据，求出了描述信道模型特征的几个参数，即平均最大时延(Mean Excess Delay)和均方根最大时延(Root Mean Square Delay Spread)，多径数目(指处于最强径-10dB 范围内的径数)，功率衰减特性(Power Delay Profile)。

表 2.1 IEEE802.15.3a UWB 信道模型参数

方案	情形 A: LOS (0 ~ 4m)	情形 B: NLOS (0 ~ 4m)	情形 C: NLOS (4 ~ 10m)	情形 D: 极限 NLOS 多径信道
Λ (1/ns)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/ns)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ	7.1	5.5	14	24
γ	4.3	6.7	7.9	12
σ_{ξ} (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_{ζ} (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_{η} (dB)	3	3	3	3

得到这些统计量之后，再通过拟合的方法便可求得上述七个参考值。由于各个公司和研究机构所测得的信道环境有比较大的差异，经过拟合得到的参数也反应出不同的特点。IEEE 工作组根据这些数据，得到四种典型信道环境^[30]，分别为：CM1：0~4m 直达路径(Line Of Sight, LOS)；CM2：0~4m 非直达路径(Non Line Of Sight, NLOS)；CM3：4~10m 非直达路径(NLOS)；CM4：极限非直达路径。其值如表 2.1 所示。

图 2.7~2.10 给出了这几个信道的连续时间信道冲激响应和离散时间信道冲激响应的仿真图。

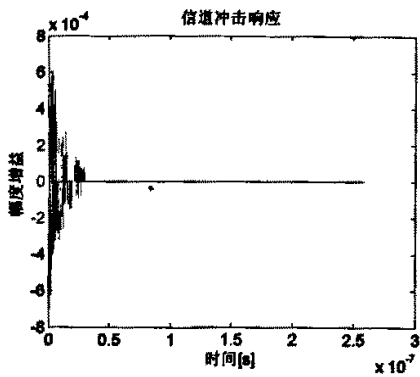
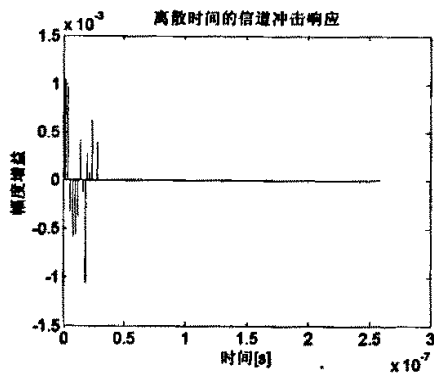


图 2.7 (a) $D=2\text{m}$, LOS 信道冲激响应



(b) 离散时间信道冲激响应

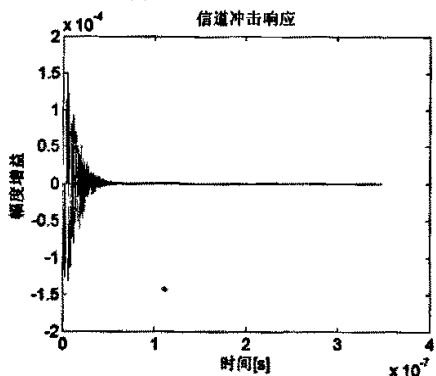
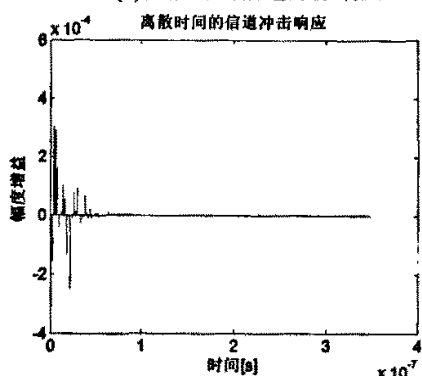


图 2.8 (a) $D=2\text{m}$, NLOS 信道冲激响应



(b) 离散时间信道冲激响应

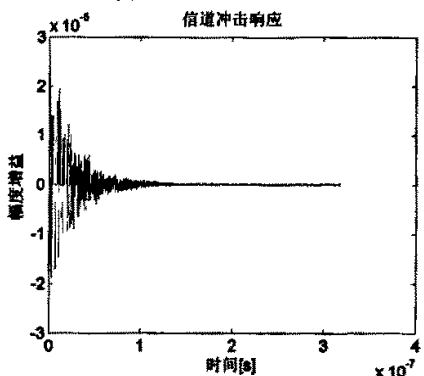
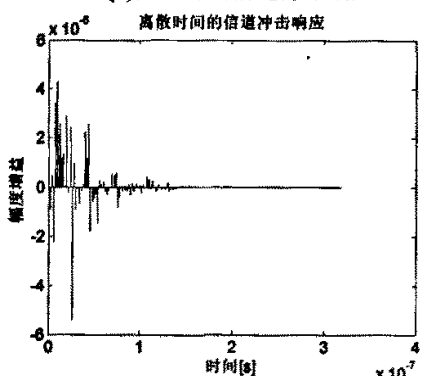


图 2.9 (a) $D=8\text{m}$, NLOS 信道冲激响应



(b) 离散时间信道冲激响应

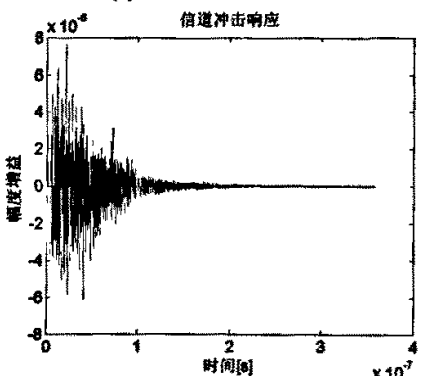
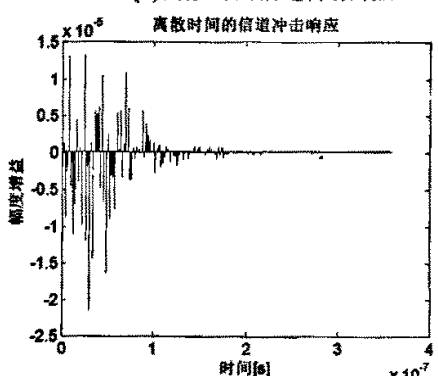


图 2.10 (a) 极端 NLOS 信道冲激响应



(b) 离散时间信道冲激响应

由图 2.7 显示, 在发射端发射一个脉冲, 在接收端产生多个分量。第一条多径分量传输的能量最高, 另外两条传送能量较高的多径分量出现在第一条多径分量之后的 25ns 和 50ns。不同簇的表现没有明显的差异, 可能只有一簇就表征了所考虑的冲激响应。由图 2.8 显示, 情形 B 时多径冲激响应由多个簇相互叠加而成。由图 2.9 显示, 情形 C 与前面的情形相比具有更大的时间弥散。可以看到脉冲的时间间隔远大于情形 A 和情形 B, 情形 A 和 B 大约为 40~50ns, 情形 C 为 60~80ns。由图 2.10 显示, 在极端 NLOS 情况下, 发射能量的时间弥散比前面任一种情形都更为明显。特别地, 在第一条接受路径到达之后 50ns 的地方仍然有接收能量的存在。

§2.4 本章小结

本章主要描述了 UWB 通信技术的一些基本知识, 即脉冲产生, 基本调制方式, 接收机结构, 信道模型这几个方面。在后面的章节的 UWB 系统中, 选用 BPM 调制方式, 自相关接收机, IEEE802.15.3a 信道模型进行分析与仿真。

第三章 修正接收模板波形抗干扰技术

由于可以使不同通信系统重复利用大量频谱,并且各个系统间干扰较小,UWB概念非常有吸引力。许多学术论文已经证明了在抗多径影响方面,UWB比传统的通信技术和既有的短距离通信系统更为有效,UWB比蓝牙和IEEE802.11a的通信能力更强^[31]^[32]。所以UWB有望成为下一代高速通信技术。

但是,由于占用频段非常宽,UWB技术一方面为无线通信的发展开辟了新的机遇,另一方面,UWB技术与其他通信系统之间仍然有潜在的干扰产生,又给干扰、兼容等相关领域的研究带来了挑战。在最近几年中,许多研究都集中于UWB脉冲无线电的抗干扰技术并且提出了许多方法^[33]^[34]。但是在这些方法中使用的一些准确估计干扰特性参数的算法实现起来是相当困难的。

本章讨论一种修正接收模板波形(Modified Receiving Template Waveform, MRTW)的抗干扰方法,可以降低来自其它通信信号的干扰。MRTW方法的核心思想是:将一个一般的UWB脉冲波形近似为一个多子波类型的波形,然后使用这个多子波类型的波形,作为在接收端的模板。当出现干扰信号的时候,在接收端的相关器中修正这个多子波类型的模板波形,以此抑制来自干扰信号的相关性。修正模板的过程实际上是从模板中去除部分子波,来改变模板的频谱。在本章中发射脉冲和接收模板脉冲的构造都采用多子波类型脉冲,可以更好的分析抗干扰性能。

§3.1 正弦调制高斯脉冲

3.1.1 脉冲波形频谱分析

鉴于UWB发射频谱的超宽带特性可能对其它已授权使用频段造成干扰,近年来国外许多科研单位都对UWB系统频率规范问题进行了探讨,包括FCC在2000年5月对UWB发射机功率谱密度做出的限制,把UWB发射功率谱密度限制在了-41.3dBm/MHz以下,而且规定UWB频谱的-10dB带宽在3.1GHz~10.6GHz以内。

合理的选择发射脉冲的波形是使UWB频谱符合FCC限制的重要途径。周期脉冲序列的傅里叶变换是由一些冲激函数组成的,这些冲激的间距就是脉冲重复频率。其包络就是单周期脉冲的傅里叶变换,在实际的UWB脉冲无线电中,对脉冲序列加入脉位调制和伪随机码时跳以后,脉冲的位置会变得不规则,频谱中有了连续分量,离散谱线的幅度被削弱,谱线间隔也趋于随机化,但是频谱宽度和中心频率仍然不变,仍然可以由单周期脉冲的频谱确定,所以选择合适的脉冲波形对于UWB信号的频谱限制来说尤为重要。

目前，一种常用于 UWB 系统的脉冲叫做高斯微分脉冲，是由高斯函数 $\exp\left(-2\pi\left[\frac{t}{t_n}\right]^2\right)$ 进行微分得到的， t_n 为脉冲宽度参数。

高斯一阶导脉冲的表达式为：

$$p_1(t) = t \exp\left(-2\pi\left[\frac{t}{t_n}\right]^2\right) \quad (3.1)$$

高斯二阶导脉冲的表达式为：

$$p_2(t) = \left(1 - 4\pi\left[\frac{t}{t_n}\right]^2\right) \exp\left(-2\pi\left[\frac{t}{t_n}\right]^2\right) \quad (3.2)$$

高斯微分脉冲作为 UWB 通信发射信号，具有容易产生、对信道衰落不敏感等优点，但是相对于 FCC 的 -10dB 带宽在 3.1~10.6GHz 以内的频谱限制来说存在相对带宽大，低频分量丰富的缺点，图 3.1(a)和(b)就是脉冲宽度 0.2ns 的高斯一阶导单周期脉冲和脉冲宽度 0.3ns 的高斯二阶导单周期脉冲的频谱：

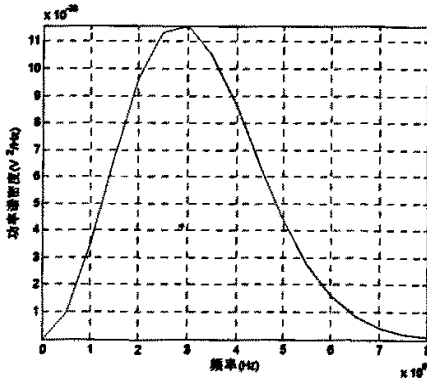
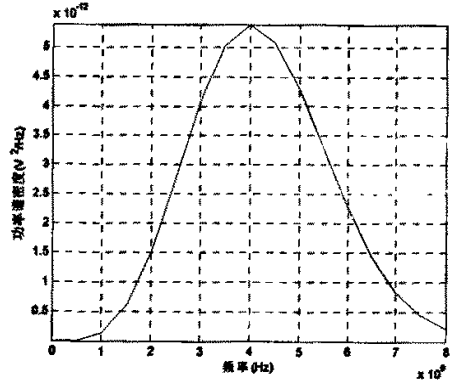


图 3.1 (a)高斯一阶导脉冲频谱



(b) 高斯二阶导脉冲频谱

由图 3.1 可以看出，脉宽 0.2ns 的高斯一阶导脉冲的 -10dB 带宽大约是 1.2GHz~13.2GHz，脉宽 0.3ns 的高斯二阶导脉冲的 -10dB 带宽大约是 2.35GHz~12GHz，都大大超出了 FCC 的频谱限制，如果使用这两种脉冲波形作为 UWB 发射信号的话，必须以减小发射功率谱密度为代价。

3.1.2 正弦调制高斯脉冲频谱分析

鉴于目前 UWB 通信系统常用的高斯微分脉冲存在相对带宽大，低频分量丰富的问题，本小节引入了一种可以满足频谱限制而且较容易实现的正弦调制高斯脉冲波形。

正弦调制高斯脉冲的设计正是基于 FCC 的频谱限制考虑的，把绝对带宽较小的高斯脉冲和高频正弦波相乘，中心频率就被搬移到了所需要的频率点。取高斯脉冲的脉冲宽度参数 $t_n=0.24\text{ns}$ ，于是可以得到 $p(t)$ 的时域波形和频谱，如图 3.2 所示。

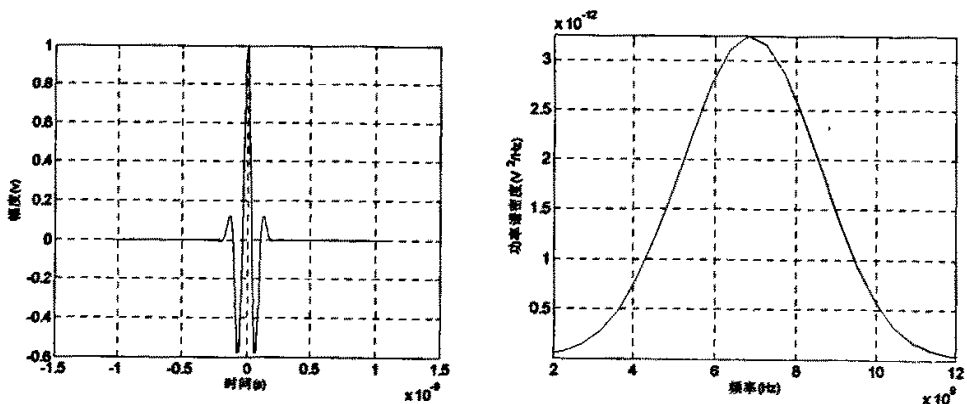


图 3.2 正弦调制高斯脉冲的时域波形和频谱

$B_p = (10.6 - 3.1)/2 = 3.75\text{GHz}$, 正弦波频率 $f_c = (10.6 + 3.1)/2 = 6.85\text{GHz}$, 那么正弦调制高斯脉冲可以表示为:

$$p(t) = \exp\left(-2\pi\left[\frac{t}{t_n}\right]^2\right) \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (3.3)$$

由图 3.2 可看出, 正弦调制高斯脉冲的-10dB 带宽是 3.1GHz~10.6GHz, 正好满足 FCC 的频谱限制。所以, 在以后的分析中, 发射脉冲波形都将采用这种正弦调制高斯脉冲。

§3.2 MRTW-UWB 系统模型

3.2.1 系统结构

为了更好的估计与其它无线系统互相干扰的效果, 在 UWB 系统中只考虑单用户情况, 且不采用任何跳频或直接序列等复用形式, 但是在单用户情况的基础之上, 多用户接入的情况也是比较容易扩展的。

在 MRTW-UWB 系统的发射端, 对上一节中介绍的正弦调制高斯脉冲的参数进行重新设置, 式 (3.3) 的形式可以改写如下^{[39][40][41]}:

$$s_0(t) = \exp\left(-\frac{At^2}{\tau^2}\right) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (3.4)$$

其中, $A = \log_e^{10}$, $\tau = 0.5 \times 10^{-9}$, $f_0 = 4.2\text{GHz}$, 如图 3.3 所示, 该脉冲脉冲宽度为 1ns, 频谱满足 FCC 规定。

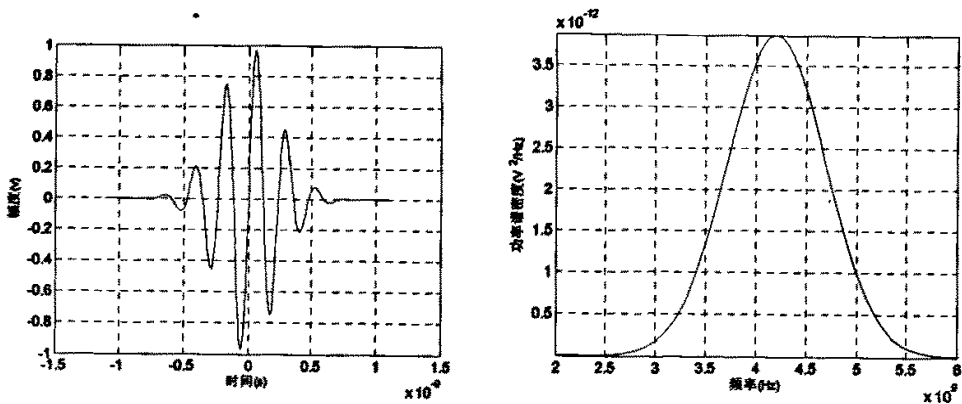


图 3.3 UWB 波形和频谱（中心频率为 4.2GHz）

以 5ns 的传输脉冲间隔构造脉冲序列，调制方式采用在第二章中介绍的双相调制 (BPM)。发射脉冲序列的表达式如下：

$$s(t) = \sqrt{P} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} d_m s_0(t - mT_r) \quad (3.5)$$

其中， $d_i \in \{+1, -1\}$ ， T_r 是脉冲重复周期， $T_r = 5\text{ns}$ 。

在接收端的接收机处理中，UWB 信号实际上是一个与已知的模板信号进行能量匹配的过程。在这个系统中，信号波形的形状和信号到达的时间都是已知的，接收端对脉冲波形的形状和能量与接收模板波形进行匹配处理，从而增加接收的成功率。

整个系统框图如图 3.4 所示，在接收机中，模板波形与接收到的信号波形相乘，成为相关值，通过积分器或能量累加器的累加，作为信号的能量，然后进行判决。若模板波形与接收到的信号波形有任何波形上的不一致或时间上的不同步，都会导致所收集到的能量减少，从而影响接收信号的正确率。

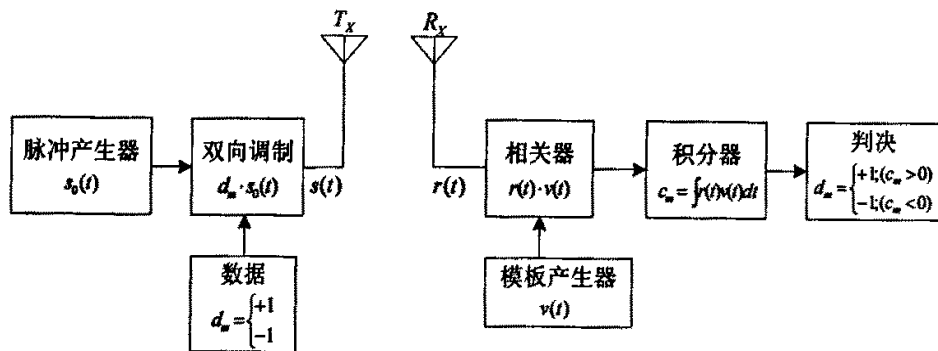


图 3.4 MRTW-UWB 系统结构

3.2.2 发射脉冲波形的分解

在以前的 UWB 抗干扰分析中，使用的模板波形都假定为与发射脉冲波形一致，而在 MRTW-UWB 系统中，把模板波形近似成一个多子波类型的脉冲波形，在接收端修正此模板波形，以达到降低干扰的目的。

多子波类型的脉冲波形构造采用小波理论，可以用小波变换或者 Gabor 变化^[45]的方法来分解脉冲，基于小波变换的方法表示如下：

$$f(t) = s_0(t) = \exp\left(-\frac{At^2}{\tau^2}\right) \sin(2\pi f_0 t)$$

$$\psi\left(\frac{t}{a}\right) = \exp\left(-\frac{At^2}{\tau'^2}\right) \sin(2\pi at)$$

$$W_\psi f(a) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi\left(\frac{t}{a}\right) f(t) dt \quad (3.6)$$

其中， $f(t)$ 是发射脉冲波形， $\psi(t/a)$ 是各子波波形。 $W_\psi f(a)$ 是一个系数，用于决定子波的幅度。脉冲波形重新构建如下式所示，模板波形与发射脉冲一样，也使用这个等式。

$$f(t) \approx \sum_a W_\psi f(a) \psi\left(\frac{t}{a}\right) \quad (3.7)$$

其中， a 是一个实数，以 f_s 为间隔采样得来的，是脉冲重复周期 f_s 的整数倍，也就是 $a = nf_s$ ， $f_s = 200\text{MHz}$ ，因此， nf_s 在 3.2GHz 到 5.2GHz 之间抽取。 $W_\psi f(a)$ 是一个小数，决定在 3.2GHz~5.2GHz 之间的各子波的幅度。模板波形 $v(t)$ 可以近似设置成与 $f(t)$ 相同，等式 (3.7) 扩展成如下形式。

$$f(t) \approx v(t) = \sum_a W_\psi f(nf_s) \psi\left(\frac{t}{nf_s}\right) \quad (3.8)$$

在本文中，将模板近似于等式 (3.9) 和 (3.10) 中的从 3.2GHz 到 5.2GHz 的 11 个子波：

$$v(t) = \sum_{n=16}^{26} W_\psi f(nf_s) \psi\left(\frac{t}{nf_s}\right) \quad (3.9)$$

$$\psi\left(\frac{t}{nf_s}\right) = \exp\left(-\frac{At^2}{\tau'^2}\right) \sin(2\pi nf_s t) \quad (3.10)$$

其中，11 个子波的间隔为 $f_s=200\text{MHz}$ ， τ' 为发射脉冲间隔的一半，即 $\tau'=2.5\text{ns}$ 。

每个子波脉冲 $\psi(t/a)$ 都具有高斯包络。各子波系数经仿真计算如下表所示：

表 3.1 分解各子波的系数

$W_\psi f(16f_s)$	1.0540e-010
$W_\psi f(17f_s)$	1.1385e-010
$W_\psi f(18f_s)$	1.2090e-010
$W_\psi f(19f_s)$	1.2619e-010
$W_\psi f(20f_s)$	1.2948e-010
$W_\psi f(21f_s)$	1.3059e-010
$W_\psi f(22f_s)$	1.2948e-010
$W_\psi f(23f_s)$	1.2619e-010
$W_\psi f(24f_s)$	1.2090e-010
$W_\psi f(25f_s)$	1.1385e-010
$W_\psi f(26f_s)$	1.0540e-010

图 3.5 和 3.6 给出了各子波和近似的模板脉冲的波形和频谱。由图可以看出，无论在时域还是频域，多子波类型的模板波形与原始脉冲都是十分相似的。修正后的多子波模板波形的最高辐射功率满足 FCC 规定的低于 -41.3dBm/MHz 的频谱掩码。

多子波类型模板的技术也可以应用普通的高斯一阶导数和高斯二阶导数的 UWB 脉冲波形，同样用等式 (3.5) 中的 $\psi(t/a)$ 来分解。

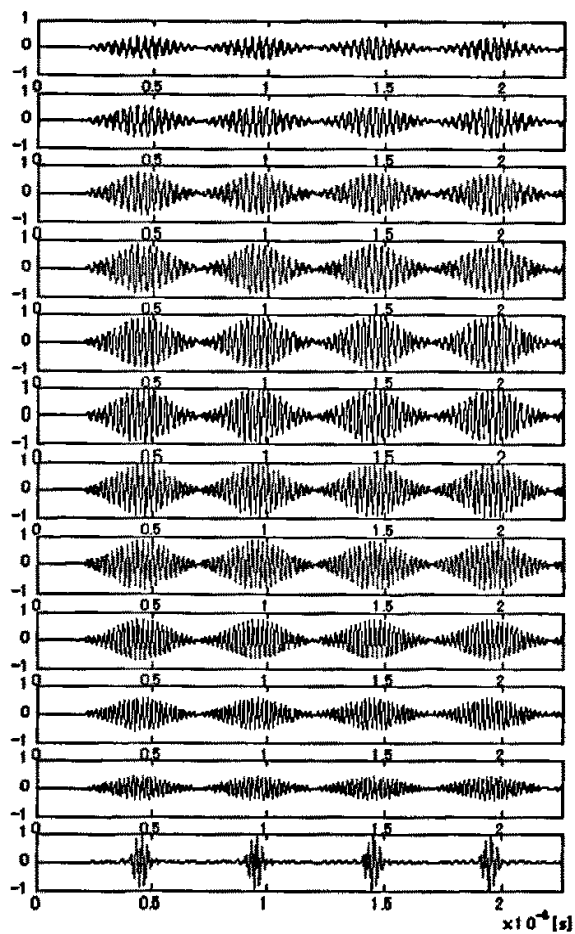


图 3.5 各子波波形和模板波形

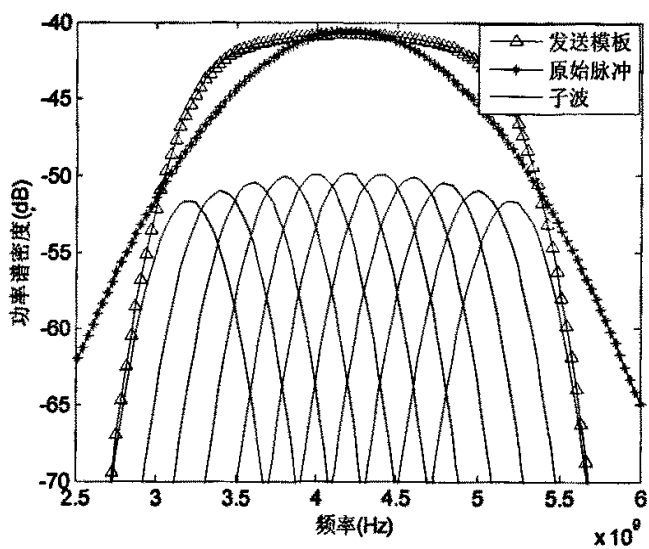


图 3.6 多子波模板波形的频谱

对于多子波分解波形，虽然各子波相加后的模板波形只是近似于原始发射脉冲波形，但是经过仿真，可以证明，采用这个多子波类型模板波形得到的误比特率与采用原始模板得到的误比特率是基本相同的，如图 3.7 所示。

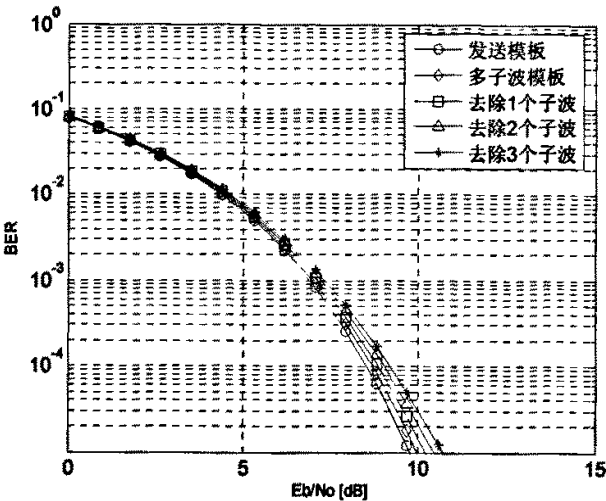


图 3.7 不存在干扰时采用多子波模板的误码率性能

实现多子波类型模板波形的硬件是由一个 200MHz 发生器产生各个子波，每个子波通过高斯滤波器来形成高斯包络并且限制幅度，在各子波信号叠加之后，将频率向上搬移到 4.2GHz，如图 3.8。也可以让各个子波先经过一个高斯滤波器，产生高斯包络的方法与前述相同，频率搬移之后，所有的子波都再次经过一个高斯滤波器，实现各子波幅度的调配，产生一个近似于发射模板的波形。这种硬件方法只由一个正弦发生器就可以实现，具有结构简单，易于实现的优势。

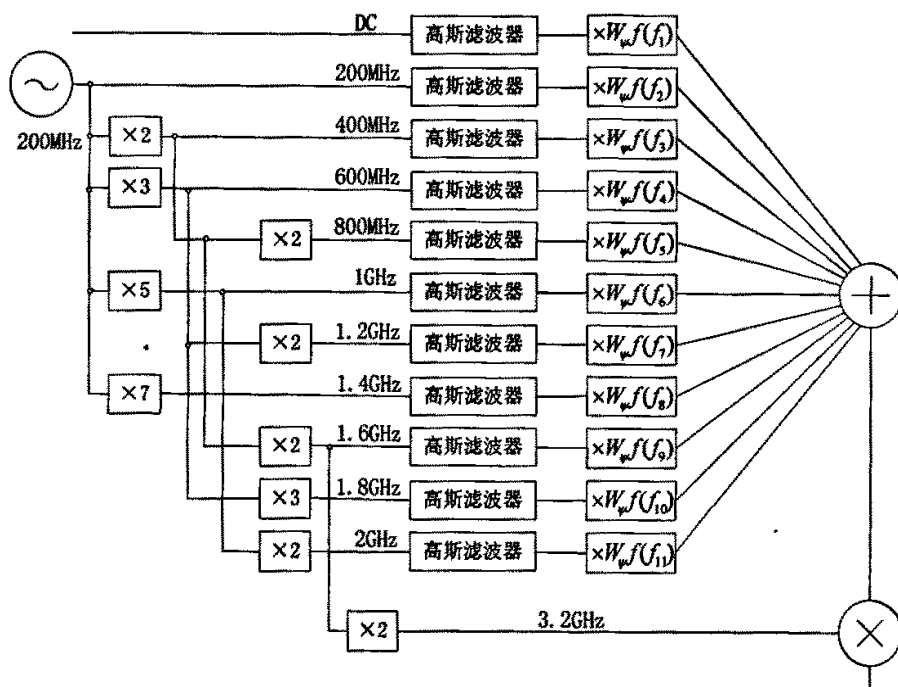


图 3.8 多子波模板产生器

§3.3 与 IEEE802.11a 的共存

3.3.1 IEEE802.11a 系统简介

本节将分别详细讨论MRTW-UWB系统与IEEE 802.11a无线局域网系统的共存性。在分析UWB与其他无线通信通信之间的干扰特性的时候，IEEE802.11a可以作为窄带无线通信系统的代表。IEEE802.11a无线通信系统工作在5GHz频段，使用OFDM技术，其频谱为5.15GHz~5.25GHz，5.25GHz~5.35GHz和5.725GHz~5.825GHz的3个100MHz的频段^[37]，3个100MHz的频段每个都被分成5个20MHz的子信道。

IEEE802.11a系统的最大ERP（有效发射功率）分别为2.5mW，12.5mW和50mW。虽然UWB与IEEE802.11a系统的功率谱密度都很低，但是在室内环境同时应用的时候，还是有可能互相干扰。通过计算UWB接收机与UWB发射机之间的距离以及UWB接收机与IEEE802.11a发射机间的距离，能够评估出这两个距离的变化对通信效果的影响。

正弦调制高斯脉冲频谱的低频部分符合FCC辐射限制，但是高频部分与IEEE 802.11a无线局域网系统有重叠，本节中，为举例说明MRTW系统的抗干扰性能，选用IEEE802.11a的第一个和第二个频段作为干扰信号，即频谱在5.15GHz~5.35GHz的干扰信号。

3.3.2 MRTW-UWB 与 IEEE802.11a 系统的共存

UWB 与 IEEE802.11a 系统将在室内环境同时应用，很有可能会互相干扰。与单个

UWB 脉冲波形的功率一样，定义 UWB 的功率为 E_b/N_0 和 D/U 。在许多文献中，UWB 的功率都是使用总的时间平均功率来进行相关，但是这并不适合估计干扰的效果，因为总的时间主要取决于脉冲间隔。

下式是由自由空间传输损失的 Friis 辐射方程^[46]衍生而来的。

$$\frac{D}{U} = \frac{P_u \lambda_u^2 / r_u^2}{P_a \lambda_a^2 / r_a^2} \quad \frac{r_a}{r_u} = \sqrt{\frac{D}{U} \cdot \frac{P_a \lambda_a}{P_u \lambda_u}} \quad (3.11)$$

P_u 是基于 FCC 辐射限制的 UWB 发射功率。 P_a 是市面上有售的 IEEE802.11a 设备的发射功率。UWB 的波长 λ_u 是由 UWB 最高频率与最低频率的几何平均值计算而来的。

IEEE 802.11a 的波长 λ_a 是由中心频率计算出来的。 r_a 和 r_u 是发射机-接收机距离。

图 3.9 是使用等式 (3.11) 的计算结果，表明了 IEEE802.11a 发射机与 UWB 接收机的距离对于 MRTW-UWB 系统的 BER 性能的影响。如果 UWB 发射机到接收机的距离为 1m，则 IEEE802.11a 发射机应该放置在 UWB 接收机 20m 以外的地方。这样的情况在室内环境中无疑是不合适的，因此必须采用抗干扰措施来降低 UWB 与 IEEE802.11a 系统之间的相互干扰。

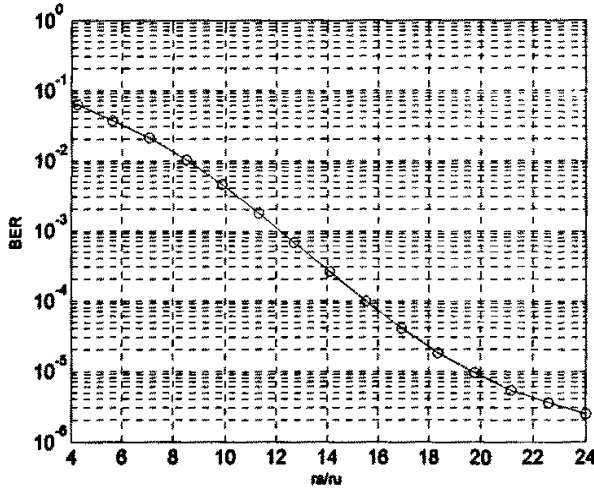


图 3.9 发射机与接收机距离的比率与误比特率的关系

如果在发射端采用原始子波脉冲，接收端采用近似于发射脉冲的多子波模板波形，是完全可以估计出 IEEE802.11a 无线局域网的干扰降低效果的。但是为了更好估计通信性能，让发射脉冲波形和接收模板波形在能量匹配上完全一致，可以将这种方法扩展为在发射端就采用多子波脉冲波形，并且在接收端通过多子波模板波形估计干扰性能。在 IEEE802.11a 系统中，从 5.15GHz 到 5.35GHz 之间使用 10 个子信道。因此，最低信道的 OFDM 中心频率为 5.16GHz，此最低信道对 UWB 无线电存在干扰。为了降低来

自 IEEE802.11a OFDM 系统的干扰, 利用基于发射脉冲的多子波, 在 5.0GHz 和 5.2GHz 处去掉了两个子波, 如图 3.10 所示。修正后的功率谱密度在干扰频带附近大大的降低了, 对 IEEE 802.11a 系统的潜在干扰降低了。在这个降低干扰的过程中, UWB 系统的占用带宽为 1.22GHz, 大于 500MHz, 信号满足 UWB 的定义。

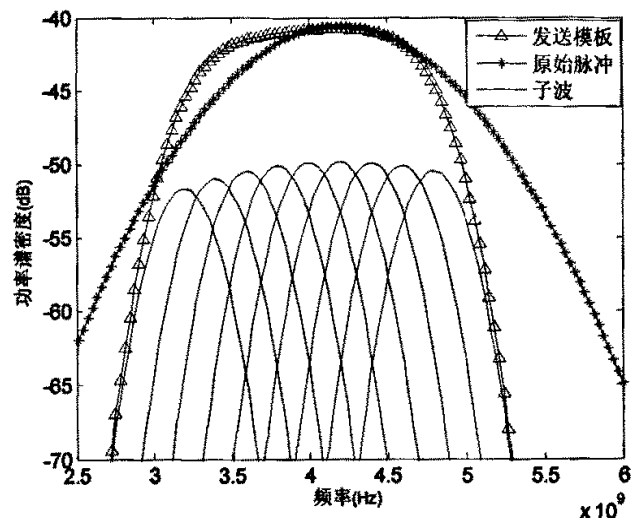


图 3.10 去掉两个子波的模板波形的频谱

图 3.11 给出了当在接收端的模板波形和原始脉冲一样, 不是多子波类型模板波形时的误比特率性能。在 AWGN 信道中, 该性能与采用了多子波类型模板的情况十分相似; 但是, 当存在来自 IEEE 802.11a 系统的干扰时, 该性能就会随着 D/U 降低而下降。

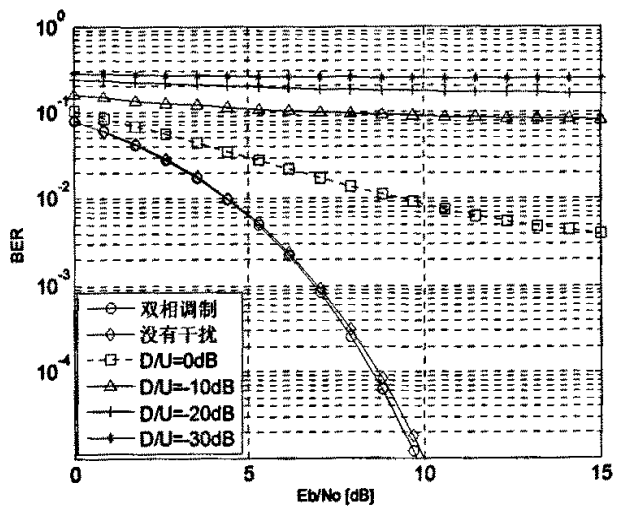


图 3.11 存在 IEEE802.11a 时修正了发射脉冲的误比特率性能

图 3.12 给出了修正了发射脉冲和接收模板的波形后的误比特率性能。由图可以看出: 模板波形采用多子波类型波形, 并且修正模板波形, 去掉两个距离干扰频带较近的子波, 发射脉冲也采用修正后的波形, 此时的误比特性能明显提高。

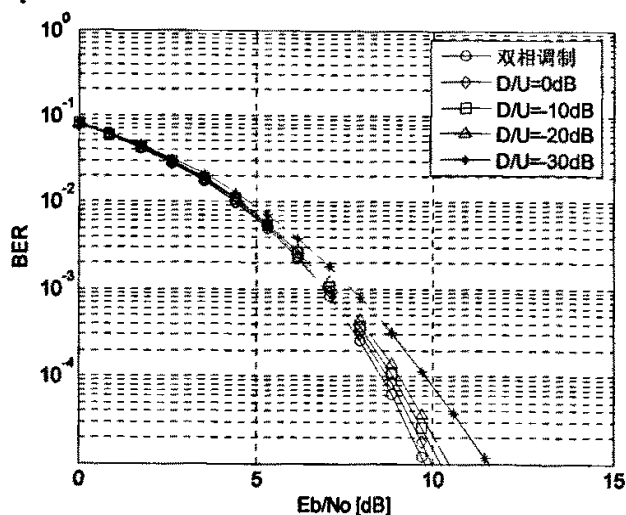


图 3.12 存在 IEEE802.11a 时修正了发射脉冲和接收模板的误比特率性能

图 3.13 和 3.14 表示出了在修正过程中去掉不同子波后的 BER 性能。当存在干扰时，在 $D/U=0\text{dB}$ 时，误比特率超过 10^{-3} 。当从模板波形中去掉 5.2GHz 处的一个子波，以及 5.0 和 5.2GHz 处的两个子波，4.8 到 5.2GHz 之间的 3 个子波，BER 性能渐渐得到提高，IEEE8.2.11a 系统的干扰得到了更好的抑制。

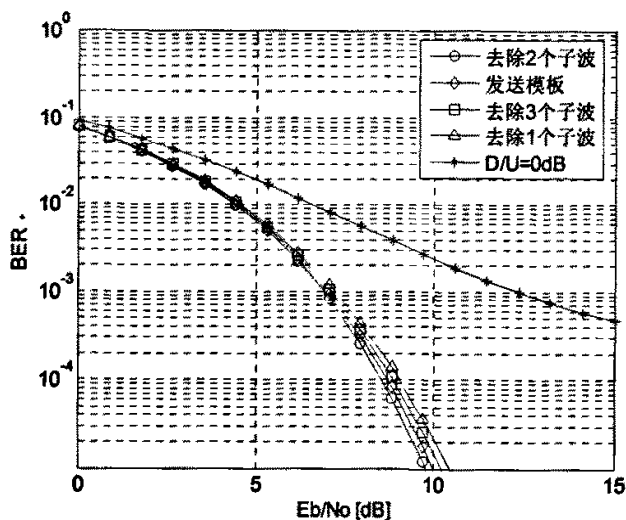


图 3.13 当 $D/U=0\text{dB}$ 时采用多子波模板的误比特率性能

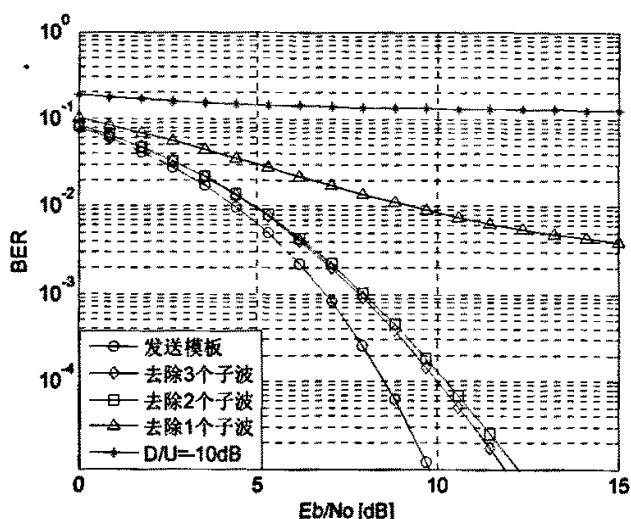


图 3.14 当 $D/U=-10\text{dB}$ 时采用多子波模板的误比特率性能

§3.4 本章小结

在本章中，3.1 节讨论了不同的发射脉冲波形对于系统的影响，并选定一种正弦调制高斯脉冲作为发射信号；3.2 节详细地介绍了 MRTW-UWB 系统的结构，并用数学方法描述了多子波脉冲的分解方法，以及模板波形的修正方法；3.3 节举例分析了一个基于脉冲的 MRTW-UWB 系统与 IEEE802.11a 无线局域网窄带无线通信系统的共存性，并给出了通信性能指标，误比特率的仿真结果；估计分析了采用多子波类型脉冲和修正接收模板波形的干扰降低效果，为了实现该 UWB 系统和 IEEE802.11a 无线局域网系统，选择性去掉了某些子波成分。可以证明该干扰降低技术对于不同宽带的其他干扰系统也是有效的。

与干扰去除滤波器相比，使用多子波算法的主要优点在于选择性的去掉干扰频带附近的子波是比较容易实施的。修正接收模板波形的方法不仅能用在解决 MB-OFDM 信号的干扰，也能解决各种固定频带的干扰。由于干扰信号的频率是已知的，可以通过编程去掉某些子波。这种修正接收模板波形降低干扰的方法，其主要优点是对于接收端来说，这个过程是封闭的，整个算法在接收端即可完成，而且实施起来有很大弹性。

第四章 自适应修正接收模板波形抗干扰技术

在上一章中, 讨论了一种简单的修正接收模板波形的抗干扰方法, 利用这种方法, 通过仿真验证了, 抑制窄带 IEEE802.11a 信号对脉冲 UWB 系统的干扰的效果非常明显。但是, 从 MRTW 方法的描述中可知, 这种方法都是针对已知干扰信号的发射时间和频谱以及跳频模式来进行模板波形的修正, 对于频谱随机出现或者变化的窄带干扰就不够有效。当通信环境中存在随机的和变化的窄带干扰时, 这种方法必须加以改进。

§4.1 AMRTW 方法介绍

AMRTW 方法^[43]的系统结构如图 4.1 所示, 在 MRTW 方法中增加了干扰信号检测器^[42], 自适应频谱估计器和自适应接收模板波形分解器。

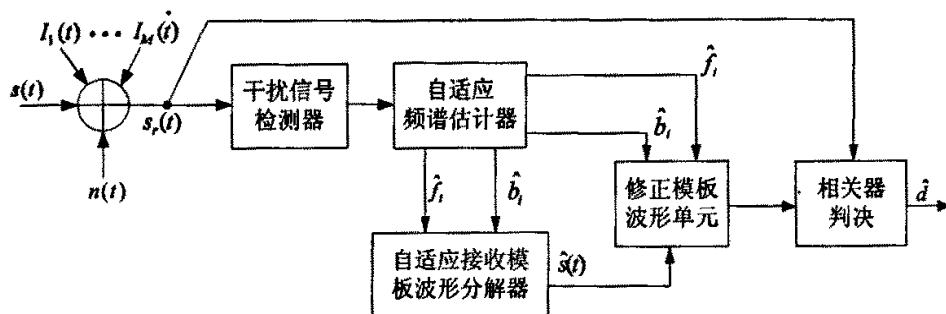


图 4.1 AMRTW 方法的原理图

UWB接收机在未接收有用信号之前, 首先通过干扰信号检测器来判定是否存在干扰信号, 若确有干扰信号存在, 则通过自适应频谱估计器对空间中存在的干扰信号进行功率谱估计, 采用的方法比较多(如AR模型功率谱估计方法), 算法也较为成熟(如 Levinson-Durbin算法), 对DS-SS信号和FH-SS信号的功率谱估计则需要特殊的信号检测算法和检测装置。随后给出干扰信号的频率位置参数 $f_i, i=1,2,\dots,M$ 和带宽参数 $b_i, i=1,2,\dots,M$ (取40 dB带宽), 再用 f_i 与 b_i 参数信息去控制自适应模板信号分解单元, 进行模板信号的自适应分解, 具体分解算法见4.3节。 f_i 与 b_i 参数同时控制模板信号修正单元, 去除模板信号中与干扰信号频段相“冲突”的子信号分量, 形成最终的UWB系统的接收信号模板 $S'_{temp}(t)$, 最后, 相关处理与判决单元完成UWB信号的相关处理与信息恢复。经过上述的改进, 可以看出, 由于干扰信号的随机频率位置和带宽大小由干扰信号检测器和自适应频谱估计器给出, 从而使UWB接收机可以根据实际通信中出

现的干扰情况进行恰当的接收模板信号的分解，并对UWB接收模板信号波形进行实时的调整，最终实现了UWB接收机在低处理复杂度的基础上，对随机出现的窄带干扰的有效抑制。

§4.2 干扰检测估计

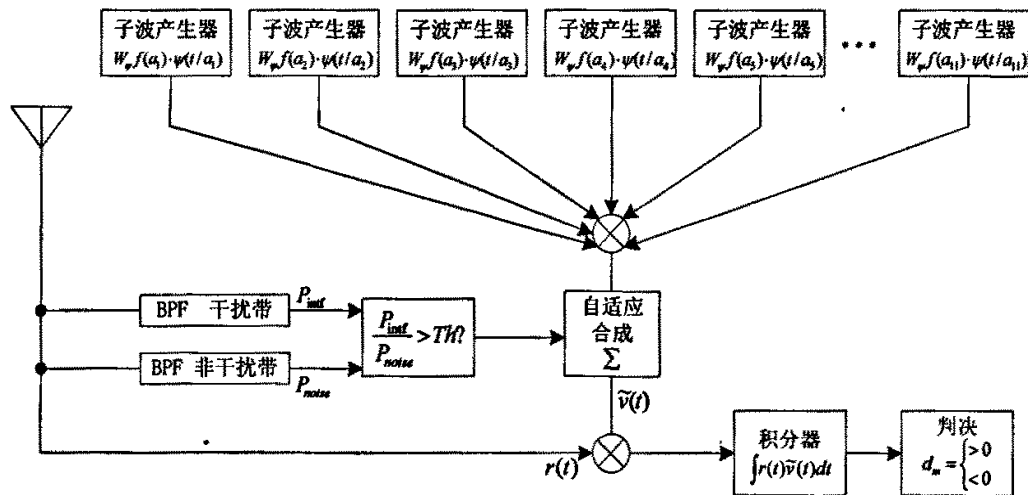
本节介绍两种干扰信号检测技术，在UWB接收机中检测窄带信号，降低对UWB系统的干扰。

通过带通滤波器（BPF）的干扰检测接收机构如图4.2(a)所示。接收波形通过了两个与窄带信号有相同带宽的BPF。其中一个的中心频率与干扰信号相同，另一个的中心频率设置在非干扰带。这两个滤波器的输出与门限值 Th 相比较。如果输出的信号功率比门限值大，就判定为干扰系统有辐射，即存在干扰信号。

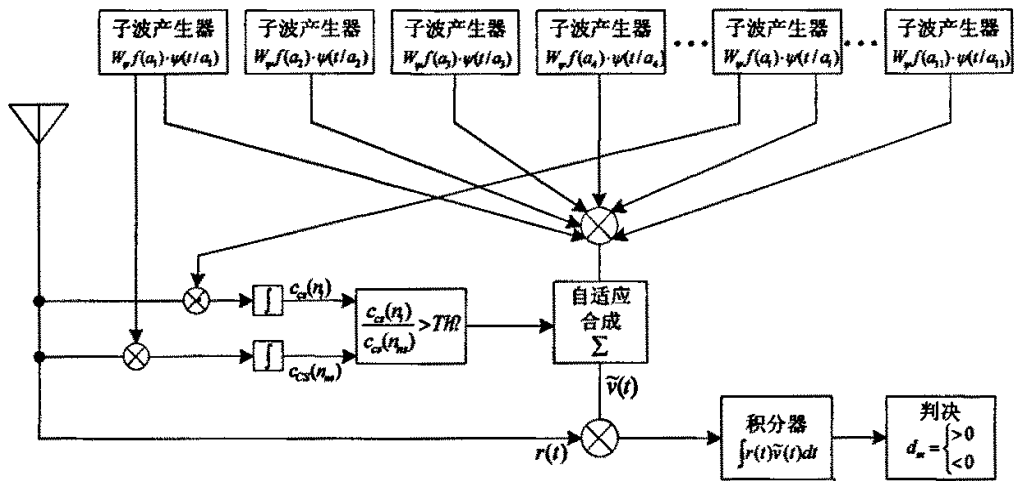
$$\frac{P_{\text{intf}}}{P_{\text{noise}}} > Th \quad (4.1)$$

P_{intf} 和 P_{noise} 分别是在检测时间 T_{cs} 内，干扰和非干扰带的两个滤波器的输出功率。

因此， P_{intf} 包括干扰功率和噪声功率， P_{noise} 仅为噪声功率。



(a) 通过 BPF 检测窄带信号



(b) 通过子带脉冲检测窄带信号

图 4.2 检测干扰信号的 UWB 接收机结构

基于子带脉冲的干扰检测方法可以省略 BPF，接收机结构如图 4.2(b)所示。接收信号与匹配干扰带和非干扰带的子带脉冲进行相关，相关值与门限值相比较。

$$c_{cs}(n_i) = \left\{ \int_{\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} W_\psi f(n_i f_s) \cdot \exp\left(-\frac{At^2}{\tau'^2}\right) \sin(2\pi n_i f_s t) \cdot r(t) dt \right\}^2 \quad (4.2)$$

$$c_{cs}(n_m) = \left\{ \int_{\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} W_\psi f(n_m f_s) \cdot \exp\left(-\frac{At^2}{\tau'^2}\right) \sin(2\pi n_m f_s t) \cdot r(t) dt \right\}^2 \quad (4.3)$$

其中， $c_{cs}(n_i)$ 和 $c_{cs}(n_m)$ 分别是接收信号与匹配窄带系统和匹配非干扰带的子带脉冲进行相关的相关值。 T_i 是大于或等于子带脉冲宽度的整个周期。

为了提高检测率，可提高相关次数，这样检测时间 T_{cs} 扩展为如下形式：

$$c_{cs}(n_i) = \sum_{k=0}^{K-1} \left[\int_{kT_i - \frac{T_i}{2}}^{kT_i + \frac{T_i}{2}} W_\psi f(n_i f_s) \cdot \exp\left(-\frac{A(t - kT_i)^2}{\tau'^2}\right) \sin\{2\pi n_i f_s (t - kT_i)\} \cdot r(t - kT_i) dt \right]^2 \quad (4.4)$$

$$c_{cs}(n_m) = \sum_{k=0}^{K-1} \left[\int_{kT_i - \frac{T_i}{2}}^{kT_i + \frac{T_i}{2}} W_\psi f(n_m f_s) \cdot \exp\left(-\frac{A(t - kT_i)^2}{\tau'^2}\right) \sin\{2\pi n_m f_s (t - kT_i)\} \cdot r(t - kT_i) dt \right]^2 \quad (4.5)$$

$$T_{cs} = KT_i \quad (4.6)$$

其中， K 为检测干扰的相关次数。

这些检测方案用检测失误率（DER）来估计，DER 分为两种情况：检测失败和错

误警告。当存在一个干扰信号时，由误判为没有干扰信号的概率来计算检测失败率，错误警告率则指的是不存在干扰信号的时候检测到了干扰的概率。

图 4.3 是当 $T_{CS} = 100ns$ 时，干扰系统一直在发射干扰信号时的检测失败率和干扰与噪声比 (I/N) 的对应关系仿真结果。提高 I/N 的比率，检测失败率可能会从接近 1 的错误概率降得更低。扩展了 T_{CS} 之后，DER 性能将变得更好，这是由于使用 BPF 检测，需要更高的频率资源。使用子带脉冲，检测性能取决于接收信号和子带脉冲相关的相位关系。因此，假设干扰信号 OFDM 的相位是随机的，多进行几次相关可能会得到更大的相关值。选择较低的门限值，检测率也会变得更好。

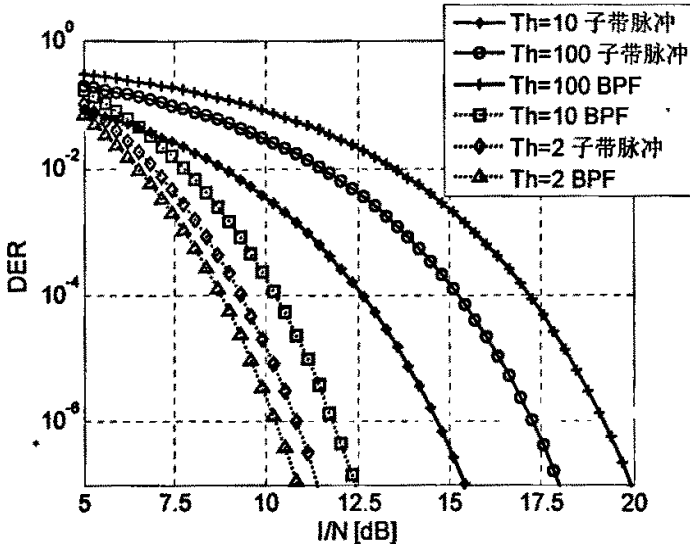


图 4.3 由 BPF 或者子带脉冲检测的检测失败率性能

当干扰信号用子带脉冲检测的时候，提高了检测周期和相关次数，性能也会随之提高。使用 BPF，DER 性能基本相同，直到得到足够的频率资源，比如 T_{cs} 等于 10ns 和 20ns 的情况。感知时间必须比滤波器带宽的倒数要长，若感知时间扩展到大于 100ns，错误率性能也会提高。

对于降低干扰效果，检测失败率更为重要，因为干扰的对抗技术与检测失败结果息息相关。如果错误警告提高了，UWB 的发射功率则应降低，因为最大功率谱密度已经被限定，并且脉冲宽度也应该更窄。

§4.3 自适应子波分解算法

AMRTW-UWB 发射脉冲信号仍旧采用等式 (3.4) 中的正弦调制高斯脉冲，为了方便表示，式 (3.8) 中的分解后的多子波类型的脉冲波形可以简明的表示为如下形式：

$$\begin{aligned}
v(t) &= \sum_{n=16}^{26} W_n f(nf_s) \psi\left(\frac{t}{nf_s}\right) \\
&= \sum_{i=1}^{11} X_i \exp\left(-\frac{At^2}{\tau'^2}\right) \sin(2\pi f_i t)
\end{aligned} \tag{4.7}$$

其中， X_i 是各子波的幅度系数， $A = \log_e^{10}$ ， $\tau' = 2.5\text{ns}$ ， f_i 是第*i*个子波脉冲的中心频率，并且 $|f_{i+1} - f_i| = 200\text{MHz}$ 。

发射信号采用与模板波形一致的多子波类型波形，则发射信号表示为如下形式：

$$s(t) = \sum_{i=1}^{11} X_i \exp\left(-\frac{At^2}{\tau'^2}\right) \sin(2\pi f_i t) \tag{4.8}$$

接收信号可以表示为等式 (4.9)。

$$s_r(t) = s(t) + n(t) + \sum_{i=1}^M I_i(t) \tag{4.9}$$

其中， $n(t)$ 是信道噪声； $I_i(t)$ 是通信环境中的第*i*个干扰信号。

首先，AMRTW 方法首先经过干扰信号检测器，检测到干扰信号的中心频率，再通过自适应频谱估计器，估计出各干扰信号相应的带宽，等式 (4.9) 可以表示如下：

$$s_r(t) = s(t) + n(t) + \sum_{i=1}^M I_i(\hat{f}_i, \hat{b}_i) \tag{4.10}$$

其中， $\hat{f}_i$ ， $\hat{b}_i$ 分别是第*i*个干扰信号中心频率和带宽的估计值。 $\hat{b}_i$ 的估计可根据设计中对信道随机干扰的抑制度来决定，本文中取-40dB的估计带宽。 $\hat{f}_i$ 和 $\hat{b}_i$ 同时控制自适应信号分解单元，使该单元根据 $\hat{f}_i$ 和 $\hat{b}_i$ 自适应的对UWB接收模板信号进行分解，分解采用信号的准正交变换原理，过程如下。

UWB的原始接收模板信号形式为式 (3.4)，设信道中有M个干扰，不失一般性，各干扰的 $\hat{f}_i$ 和 $\hat{b}_i$ 已经通过频谱估计器得到，则AMRTW方法对UWB的接收模板信号进行如下的分解：

$$\hat{s}(t) = \sum_{i=1}^M X_i \exp\left(-\frac{At^2}{\tau_i^2}\right) \sin(2\pi f_i t) + \sum_{j=M+1}^P X_j \exp\left(-\frac{At^2}{\tau_j^2}\right) \sin(2\pi f_j t) \tag{4.11}$$

其中，P 是分解的子波阶数； τ_i 是第*i*个干扰信号项的持续时间， $\tau_i = 1/\hat{b}_i$ ； f_i 是第*i*个干扰信号项的中心频率， $f_i = \hat{f}_i$ ； τ_j 是第*j*个信号项的持续时间， τ_j 是一个常数；

f_j 是第 j 个信号项的载频值。这样就将 $s(t)$ 的子波分成两组，一组是中心频率及持续时间与干扰信号相同的子波；另一组是与干扰信号不同的子波。

下面为方便计算，定义一个函数：

$$\exp(-\frac{At^2}{\tau_i^2})\sin(2\pi f_i t) = \Phi_i(t) \quad (4.12)$$

等式 (4.11) 则可以表示如下：

$$\hat{s}(t) = \sum_{i=1}^M X_i \Phi_i(t) + \sum_{j=M+1}^P X_j \Phi_j(t) \quad (4.13)$$

等式 (4.13) 中的连续信号 $\hat{s}(t)$ 进行采样，采样频率满足奈奎斯特定理，离散表达形式可以写成等式 (4.14)：

$$\hat{s}(n) = \sum_{i=1}^M X_i \Phi_i(n) + \sum_{j=M+1}^P X_j \Phi_j(n), \quad n=1,2,\dots,N \quad (4.14)$$

其中, N 为总的信号抽样点数。为了使 $\hat{s}(n)$ 最大限度的接近 $\hat{s}(t)$ ，采用最小二乘 (LS) 算法。则等式 (4.14) 可以表示为：

$$J = \sum_{k=1}^N [\hat{s}(k) - s(k)]^2 = \sum_{k=1}^N \left[\sum_{i=1}^M X_i \Phi_i(k) + \sum_{j=M+1}^P X_j \Phi_j(k) - s(k) \right]^2 = \min \quad (4.15)$$

将式 (4.15) 求 J 关于展开系数 X_i ， $i=1,2,\dots,M$ 和 X_j ， $j=M+1,\dots,P$ 的偏导数，并令其为零，通过整理可得：

$$X = B^{-1} \Theta S \quad (4.16)$$

其中， $X = [X_1, \dots, X_P]^T$ ， $S = [s(1), s(2), \dots, s(N)]^T$ ，

$$B = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1P} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \cdots & \alpha_{2P} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_{P1} & \alpha_{P2} & \cdots & \alpha_{PP} \end{bmatrix}, \quad \alpha_{ij} = \sum_{n=1}^N \Phi_i(n) \Phi_j(n)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \cdots & \Phi_{1N} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} & \cdots & \Phi_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Phi_{P1} & \Phi_{P2} & \cdots & \Phi_{PN} \end{bmatrix}, \quad \Phi_{ij} = \Phi_i(j)$$

通过式 (4.16) 可求出模板信号的自适应分解系数 X_i ， $i=1,2,\dots,M$ 和 X_j ，

$j = M + 1, \dots, P$, 再根据 $\hat{f}_i$ 和 $\hat{b}_i$ 参数, 去除模板信号分解项中载频与干扰信号中心频率相同的项, 从而构成实际相关处理的UWB模板信号, 即进行如下的相关处理:

$$\hat{d} = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(t) \left[\hat{s}(t) - \sum X_i \Phi_i(n) \right] dt = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(t) \hat{s}'(t) dt \quad (4.17)$$

不失一般性, UWB系统的调制方式采用BPM调制方式, 则可根据判决量 $\hat{d}$ 的符号极性来进行原始信息的恢复。从式 (4.17) 中可以看出: 由于UWB接收模板信号 $\hat{s}(t)$ 将随机干扰信号与之相“冲突”的子脉冲分量实时的去除, 从而显著的抑制了随机干扰对UWB系统的干扰, 提高了系统的误码性能。

§4.4 与 MB-OFDM 的共存

4.4.1 MB-OFDM 系统

正如在本文第二章 2.1 节中所介绍的那样, FCC 公布的 UWB 定义并没有限制 UWB 信号一定要用脉冲无线电来产生, 对其它可供选择的方案也是开放的。只要 UWB 定义所要求的相对带宽或最小带宽在整个传输过程中得到满足, 那么, 靠发射高速率数据而不是窄脉冲所产生的具有 UWB 射频带宽的系统, 就不应该被排除在 UWB 之外。现在普遍认为, 从信号的角度, UWB 分为两种: 脉冲形式的 UWB 和调制载波形式的 UWB。而调制载波形式的 UWB 又分为 MB-OFDM 超宽带和 DS-SS 超宽带。本节将详细讨论基于脉冲的 UWB 系统与 MB-OFDM 系统的共存性。为方便分析, 以下称基于脉冲的 UWB 系统为 P-UWB。

MB-OFDM 这种技术是 IEEE 802.15.3a 中无线 PAN 物理层的高数据率传输的候选方案^{[35][36]}, 适合用于无线 USB, 无线视频系统等等。其用于超宽带系统的基本原理是将允许使用的广阔的频率资源分成多个子频带, 而在每个子频带上, 将信号用 OFDM 技术进行调制, 这里的 OFDM 技术与传统的 OFDM 技术并没有本质的不同, 实际上在 MB-OFDM 系统的每一个子带中, 对 OFDM 的具体实现参数是有些限制的。IEEE802.15.3a 提出的关于 MB-OFDM 超宽带的方案是把 FCC 规定的 3.1~10.6GHz 的可用带宽划分成符合 FCC 规定的大于 500MHz 的 13 个子带, 又把几个子带分为一组, 信号则在每组的各个子带中灵活地跳转中心频率^[38]。MB-OFDM 超宽带系统中典型的运用了时频交织(TFI)码。它的含义是 OFDM 符号在不同的时间调制在不同中心频率的载波上, 从而在不同子频带传输, 加入跳频码后的信号功率谱密度就可以在不同的频段跳转。

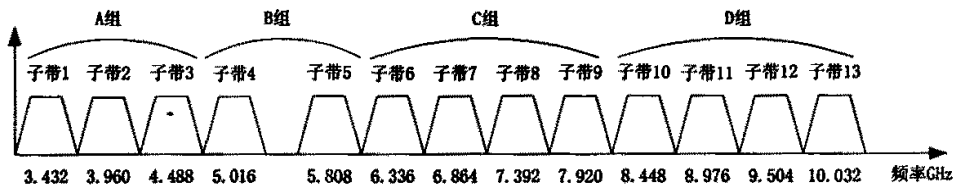


图 4.4 MB-OFDM 子带的频谱划分

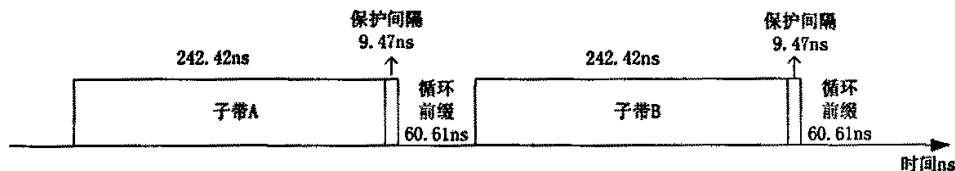


图 4.5 MB-OFDM 信号的时间划分

MB-OFDM 系统占用 3.1GHz~10.6GHz 的频带，分为带宽为 528MHz 的 13 个子带，在每个子带上，一个 MB-OFDM 信号包含间隔为 1.25MHz 的 128 个子载波，比 IEEE802.11a 的带宽宽得多，频谱上的子带划分如图 4.4 所示。在 MB-OFDM 时域信号中，信号的保护间隔长度是 9.5ns，可以确保发送和接收机有足够的时间转换至下一个子载波信道，循环前缀长度为 60.6ns，OFDM 的整个符号周期为 312.5ns，时间段划分如图 4.5 所示。

在本节中只考虑 A 组（3.1GHz~4.9GHz）中的三个较低的频带，跳频模式是随机的。MB-OFDM 发射机和接收机结构基本相同^[44]，如图 4.6 所示。

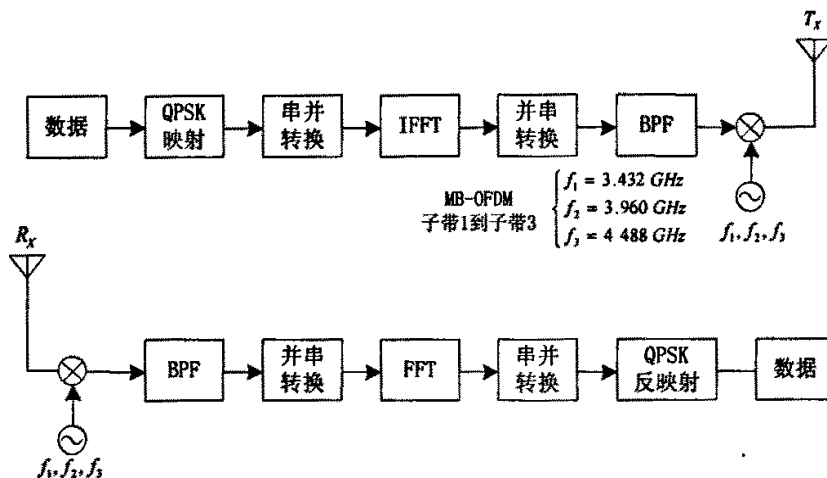


图 4.6 MB-OFDM 发射机和接收机结构

对一个固定子频带上的 OFDM 信号的时域及频域特性进行仿真，所采用的仿真参数都是基于 IEEE802.15.3a 提出的关于 MB-OFDM 超宽带的方案。在一个子频带中使用 128 个子载波，信号的保护间隔长度是 9.5ns，循环前缀长度为 60.6ns，OFDM 的整个符号周期为 312.5ns。设调频模式是随机的，该信号在第三个子带上，中心频率为 4.488GHz。信号的时域波形如图 4.7 所示，频谱如图 4.8 所示。

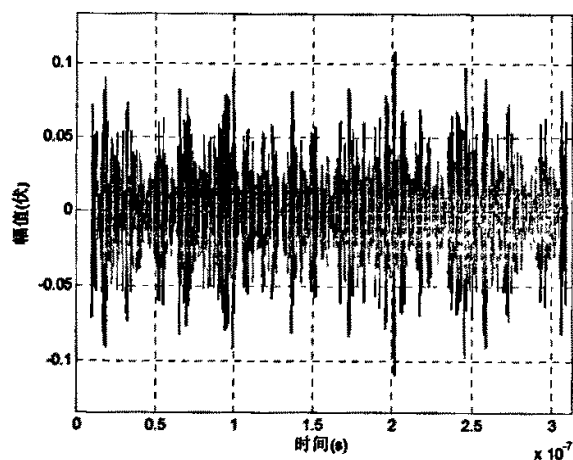


图 4.7 一个 MB-OFDM 信号的时域波形

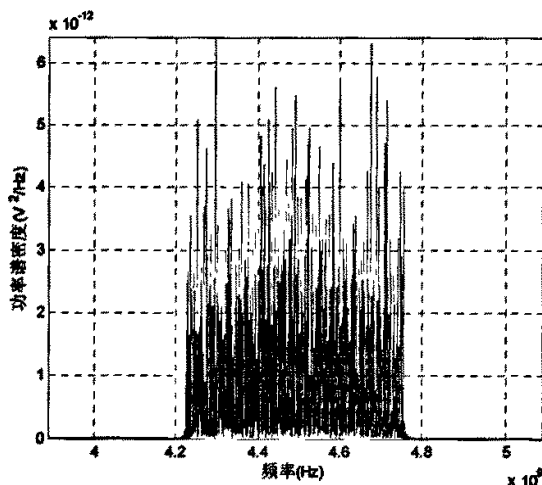


图 4.8 第三个子带上的 MB-OFDM 信号的功率谱密度

由该信号的时域波形显而易见，该信号并不具有脉冲特性，9.5ns 的保护间隔里信号的幅值为 0。由其功率谱密度，可见该信号的频域特性满足子带划分，中心频率为 4.488GHz，带宽约为 528MHz。

4.4.2 MRTW-UWB 与 MB-OFDM 系统的共存

在一个室内环境中，若同时存在 P-UWB 系统和 MB-OFDM 系统，毫无疑问的，它们在频谱上的冲突必然会导致两种信号的互相干扰。假设在 P-UWB 接收机中，MB-OFDM 的跳频模式和信号发射时间都是已知的，则可以构建一个修正的多子波模板，如图 4.9 所示。由于 MB-OFDM 信号的带宽相对较宽，修正后的模板波形只保留了 6 个子波，去除了第 5、6、7、8、9 个子波，但是即便这样，MRTW-UWB 信号的带宽为 617MHz，仍然大于 500MHz，满足超宽带的定义。

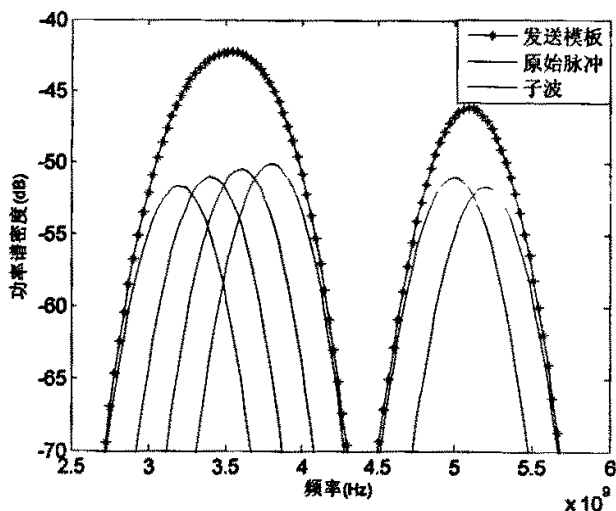


图 4.9 抗 MB-OFDM 第三个子带干扰的多子波模板的频谱

图 4.10 给出了修正多子波类型模板波形后的误比特率性能。发射脉冲采用的是原始的正弦调制高斯脉冲，由于模板和发射脉冲不完全匹配，在加高斯白噪声信道中的误比特率性能下降了大约 3dB，但是，当存在 MB-OFDM 干扰时，干扰抑制效果还是十分明显的。

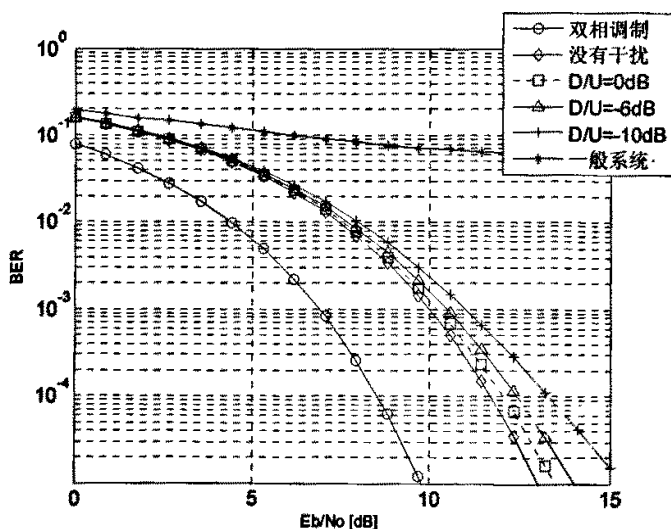


图 4.10 存在 MB-OFDM 干扰时修正接收模板波形的误比特率性能

图 4.11 给出了当发射脉冲也采用多子波类型脉冲时的误比特率，并且与接收模板波形一样，也选择性的去掉了可能存在干扰的子波。与图 4.10 比较，由于模板和发射脉冲的匹配，误比特率性能明显提高了。

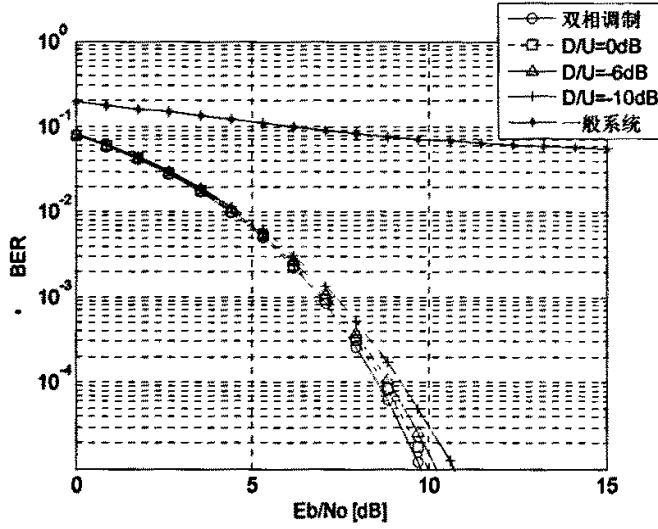


图 4.11 存在 MB-OFDM 干扰时修正发射脉冲和接收模板波形的误比特率性能

4.4.3 AMRTW-UWB 与 MB-OFDM 系统的共存

和 3.3.2 节一样，P-UWB 的功率依旧定义为 E_b/N_0 和 D/U 。

$$\frac{D}{U} = \frac{\frac{G_{td} P_{td}}{L_d}}{\frac{G_{tu} P_{tu}}{L_u}} \quad (4.18)$$

其中， P_{td} 和 P_{tu} 是发射功率， G_{td} 和 G_{tu} 是发射天线增益， L_d 和 L_u 分别是期望信号和非期望信号的自由空间传播衰减。距离比如式 (4.19) 所示：

$$\frac{r_u}{r_d} = \sqrt{\frac{D}{U} \cdot \frac{G_{tu} P_{tu} \lambda_u^2}{G_{td} P_{td} \lambda_d^2}} \quad (4.19)$$

r_d 和 r_u 是发射机-接收机距离。 λ_d 和 λ_u 是波长，分别由 P-UWB 脉冲的中心频率和 MB-OFDM 的 A 组子带 2 的子波频率计算出来的。发射功率 P_{td} 和 P_{tu} 取决于 FCC 规定的最大辐射限制。

$$\text{P-UWB: } P_t^* = -41.3[\text{dBm/MHz}] * BW[\text{MHz}]$$

$$\text{MB-OFDM: } P_t = -41.3[\text{dBm/MHz}] * BW[\text{MHz}] * B_{FH}$$

其中， BW 在 P-UWB 中是 1210MHz，相当于一个噪声的带宽， BW 在 MB-OFDM 中是 528MHz。 B_{FH} 是频带跳变数，本文中 MB-OFDM 只在 A 组的三个频带内跳转，因此 $B_{FH} = 3$ 。

MRTW 方法是在假设 UWB 接收机预先知道 MB-OFDM 频率跳变模式的前提下进行的。而本节中介绍的检测干扰方法则是在未知 MB-OFDM 的跳频模式的条件下，P-UWB 接收机检测 MB-OFDM 频带的干扰降低技术。

接收机结构如图 4.12 所示。MB-OFDM 的频谱只有三个频带与 P-UWB 有重叠，针对 MB-OFDM 频带设置三个带通滤波器。滤波器带宽设为 528MHz。基于滤波器输出决定干扰带，并且模板波形由一个去掉了一些子波的多子波模板波形产生。在本节中，若检测到干扰信号，则分别去掉下列子波：子带 1 中的 3.2~3.8GHz，子带 2 中的 3.6~4.4GHz，子带 3 中的 4.0~4.8GHz。

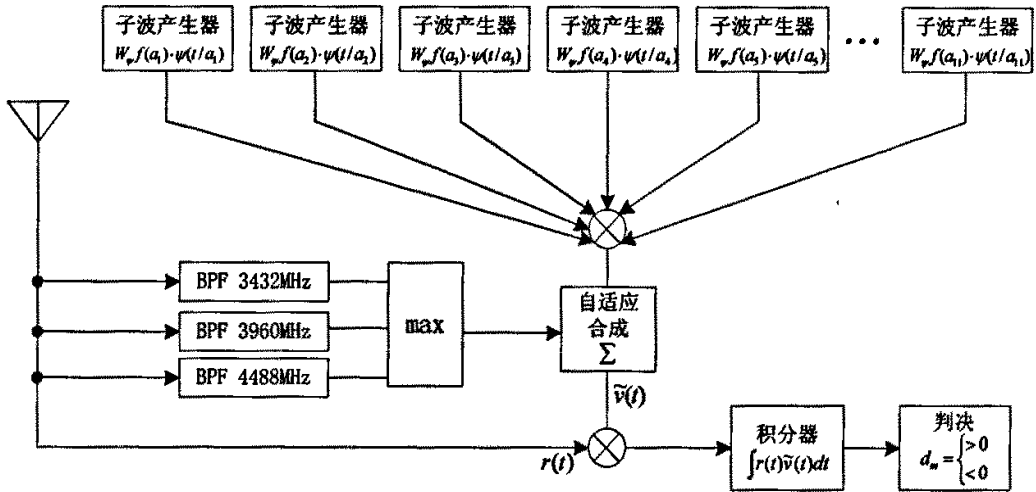


图 4.12 检测 MB-OFDM 干扰信号的接收机结构

在时间域中，脉冲重复周期 T_r 扩大了，接收机在脉冲间隔的时间段里探测子波，并且必须在每个脉冲间隔之前完成干扰检测。这种干扰降低接收机的数据速率变为下式：

$$R_b = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{T_{CS} + 2\tau'} \quad (4.20)$$

考虑到数据速率，检测时间 T_{CS} 应该短一些比较合适，但是，如果 T_{CS} 不够长，检测结果就会不准确。

在以下两种通信条件下，对使用 MRTW 方法和使用 AMRTW 方法的 P-UWB 的接收机误比特率性能分别仿真，并在两种条件下进行比较：

- 1) 通信环境中只有一个中心频率确定的窄带干扰信号。
- 2) 通信环境中同时存在 MB-OFDM 随机干扰信号和一个确定的窄带干扰。

假设窄带干扰的中心频率为 5.1GHz，带宽取为 100MHz(-40dB)，且窄带干扰的干信比取为 20dB，AMRTW 方法将接收模板信号进行 11 阶分解，各信号项的载频分别为：3.2、3.4、3.6、3.8、3.96、4.1、4.3、4.5、4.7、4.9、5.1(GHz)，通过模板信号修正单元，

将上述子分量中与干扰中心频率相同的子分量去除，构成最终接收模板信号。当同时存在MB-OFDM干扰信号和中心频率为5.1GHz的窄带干扰时，P-UWB系统最终的接收模板信号波形的时域和功率谱通过自适应修正，接收模板信号的频谱在3.96GHz和5.1GHz附近发生显著的衰落，从而对此处的干扰信号产生抑制作用。两种干扰条件下，P-UWB系统的误码率的计算机仿真结果如图4.13和图4.14所示。从图4.13中可以看出，当只存在一个窄带干扰信号时，MRTW方法与AMRTW方法性能上几乎相同，且同时优于未采用任何抗干扰措施的传统模板方法；但从图4.14中可以明显看出，在同时存在MB-OFDM随机干扰信号和窄带干扰的条件下，MRTW方法基本丧失了抗干扰的作用，而AMRTW方法对干扰的抑制能力则明显优于MRTW方法。

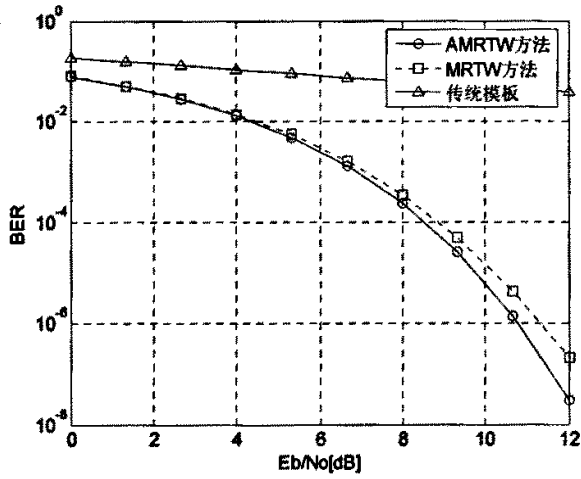


图 4.13 只存在一个窄带干扰信号时的误比特率性能

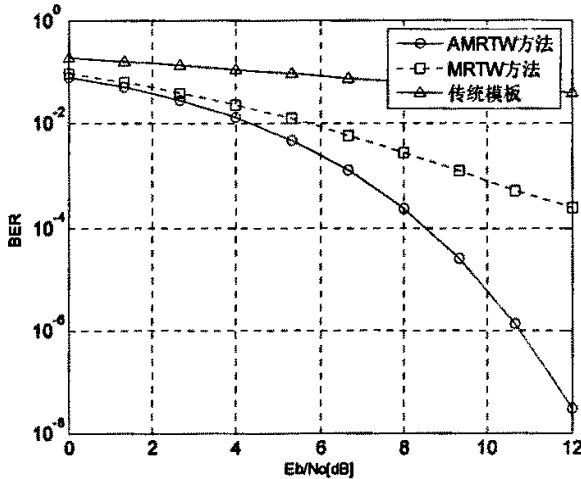


图 4.14 同时存在 MB-OFDM 随机干扰信号和一个窄带干扰时的误比特率性能

§4.5 本章小结

本章讨论了一种新的 AMRTW 方法来克服 MRTW 方法的缺陷。在 4.1 节中，详细的介绍了采用 AMRTW 方法的系统结构，并描述了信号处理过程；在 4.2 节中，详细描述了干扰信号的检测方法；在 4.3 节中，对算法进行具体的数学分析，给出数学依据；在 4.4 节中，举例分析了脉冲 UWB 系统分别采用 MRTW 方法和 AMRTW 方法，与一个基于载波的 MB-OFDM 系统之间的共存性，对采用这两种方法的通信性能分别进行仿真验证，并做出比较。

AMRTW 的 UWB 脉冲无线电抗干扰方法在 MRTW 方法的基础上，增加了干扰信号检测器，自适应频率估计器和自适应接收模板分解器。通过系统的理论分析和计算机仿真，证明了对于 UWB 脉冲无线电，AMRTW 方法比 MRTW 方法能够更有效的降低随机和变化的干扰信号。

第五章 全文总结与展望

§5.1 主要工作和结论

本文根据超宽带自身技术特点,对超宽带技术的抗干扰技术进行了研究。

主要研究工作如下:

1、概述了超宽带的基础理论,包括超宽带脉冲波形,基本调制方式,接收机结构。仿真了在 UWB 研究中常用的高斯一阶导和二阶导,以及一种新的正弦调制高斯脉冲的波形和频谱,并针对 FCC 规定的频谱限制,比较了几种波形的性能优劣。仿真结果证明了:高斯一阶导脉冲和高斯二阶导脉冲的-10dB 带宽都大大超出了 FCC 的频谱限制,如果使用这两种脉冲波形作为 UWB 发射信号的话,必须以减小发射功率谱密度为代价;正弦调制高斯脉冲可以满足 FCC 的频谱限制且较容易实现。

2、概述了 IEEE 802.15.3a 工作组提出的几种超宽带信道模型,并分别仿真了几种情况下的信道冲激响应。仿真结果如下:在发射端发射一个脉冲,在接收端产生多个分量,验证了 UWB 信道的多径效应;不同簇的表现没有明显的差异,可能只有一簇就表征了所考虑的冲激响应;NLOS 时多径冲激响应由多个簇相互叠加而成;NLOS 时,发射机与接收机的距离增大,信道则具有更大的时间弥散;在极端 NLOS 情况下,发射能量的时间弥散最为明显。

3、详细研究了修正接收模板波形的抗干扰方法,举例分析了一个脉冲的 MRTW-UWB 系统和一个窄带 IEEE802.11a 无线局域网无线通信系统的共存性。仿真了采用多子波模板的误比特率性能,以及存在 IEEE802.11a 干扰时修正接收模板波形的误比特率性能和同时修正发射脉冲和接收模板波形的误比特率性能。仿真结果证明了:虽然各子波相加后的模板波形只是近似于原始发射脉冲波形,但是采用这个多子波类型模板波形得到的误比特率与采用原始模板得到的误比特率是基本相同的;若发射脉冲采用原始脉冲,由于模板和发射脉冲不完全匹配,在高斯白噪声信道中的误比特率性能有所下降,但是,当存在 IEEE802.11a 干扰时,干扰抑制效果还是十分明显的;当发射脉冲也采用修正后的多子波脉冲时,由于模板和发射脉冲的匹配,误比特率性能明显提高了。

4、针对频谱随机出现或变化的窄带干扰,研究了自适应修正接收模板波形的方法,举例分析了脉冲 UWB 系统分别采用 MRTW 方法和 AMRTW 方法,与基于载波的 MB-OFDM UWB 系统之间的共存性,并做出比较。分别仿真了在高斯信道中存在 MB-OFDM 信号时的误比特率性能,存在 MB-OFDM 信号时修正发射脉冲的误比特率

性能, 存在 MB-OFDM 信号时同时修正发射脉冲和接收模板的误比特率性能, 存在 MB-OFDM 信号和一个窄带干扰信号时的误比特率性能。仿真结果证明了: 如果通信环境中只有一个中心频率确定的窄带干扰, 使用 AMRTW 方法的 UWB 接收机的误比特率性能几乎与使用 MRTW 方法的一样。但是, 如果存在 MB-OFDM 随机干扰信号和一个窄带干扰, 使用 AMRTW 方法的 UWB 接收机的误比特率性能与使用 MRTW 方法相比较, 则大大的提高了。

§5.2 今后待解决的问题

由于通信系统设计的复杂性, 在实际的通信应用中, 本文的方法还是无法完全解决 UWB 的干扰问题。今后工作中还需要不断开拓思路, 对论文中涉及到的一些问题继续深入研究, 比如: 多用户接入的 UWB 系统干扰、采用 RAKE 接收机对系统性能的影响、UWB 接收机对时钟抖动的敏感性等。此外, 对于仿真还需要做更具体的假设, 进而实现对系统的分析更全面、更有价值。

致 谢

首先要感谢我的导师宋正勋老师，本文的研究工作是在宋老师的悉心指导下完成的。两年来，宋老师严谨求是的学术作风、精益求精的科学态度以及勤奋的工作精神、正直的做人原则使我受益匪浅、终生难忘。在论文完成之际，向宋老师致以衷心的感谢！

在论文的研究过程中，胡贞老师也给予了很多宝贵的指导意见，胡老师在学术上一丝不苟，治学严谨，将是我今后学习的榜样。在此向胡老师致以衷心的感谢。

同时，我还要感谢 Dspower 实验室的张磊、刘雷等其他同学对我的仿真实验给予了大力帮助和支持，在此向实验室的同学们表示深深的感谢。

感谢我的亲人和朋友多年来对我的培养和关爱，感谢所有帮助我的人，感谢所有科研领域的前辈，为我们打下坚实的基础，让我们得以在科学研究的道路上，走的更远更稳。

参 考 文 献

- 1 Barrett T W. History of Ultra Wideband Radar & Communications: Pioneers and Innovators. In: Progress in Electromagnetic Symposium 2000, PIERS2000, 2000
- 2 FCC 02-48. First Report and Order. Adopted: 2002, Feb 14, Released: 2002, April 22
- 3 Walter Hirt. Ultra-Wideband Radio Technology: Overview and Future Research. *Omp. Communication*, Jan. 2003,26(1): 46-52
- 4 Taylor J D. Introduction to Ural-Wideband Radar Systems. Boca Raton, FL: CRC Press, 1995
- 5 Richards et al. System and Method for Person and Object Position Location Utilizing Impulse Radio. US Patent No.6, 300, 903 B1, 2002
- 6 朱义军, 常力. UWB 的主要特点及在短距离无线通信中的应用前景. *电子技术应用*, 2003, 29(10): 6-8
- 7 李唐, 刘水生. 未来无线个域网中的超宽带技术. *现代电信科技*, 2003, 5(5): 10-13
- 8 Domenico Porcino, Phillips Research. Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead. *IEEE Communication Magazine*, July 2003, 41(7): 66-74
- 9 肖征荣, 王东. 超宽带技术及其应用. *世界电信*, 2003, 16(12): 50-52
- 10 张靖, 黎海涛, 张平. 超宽带无线技术及发展. *电信科学*, 2001, 17(3): 3-5
- 11 Nicola Blefari Melazzi, Maria Gabriella Di Benedetto. Ultra Wideband Radio in Multi-access Wireless Communication. *IEEE J. selected areas in communication*, Dec 2002, 20(9): 1-3
- 12 国家自然科学基金委员会 2004 年度项目指南. <http://www.jsnsf.gov.cn>. 2004.3
- 13 FCC 02-48, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission System, First Report & Order Washington DC, Adopted 14 Feb 2002, Released 22 April 2002. 103-104, 3-4
- 14 焦胜才, 郑伟, 温向明. 超宽带技术两大提案及其技术发展. *江西通信科技*, 2005. 2, p24-26
- 15 查光明, 熊贤祚. 扩频通信. 西安:西安电子科技大学出版社, 1992
- 16 F Ramirez Mireles, R A Scholtz. Wireless multiple-access using SS time hopping and block waveform pulse position modulation, part 2: Multiple access performance. In *Proceedings ISITA Symposium*, October 1998
- 17 M Z Win, R A Scholtz. Ultra-wide band Width Time-Hopping Spread Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communication. *IEEE Transactions on Communications*, 48(4):679-691, April 2000
- 18 M Ghavami, L B Michael, S Haruyama, R Kohno. A novel UWB pulse shape modulation system. *Kluwer Wireless Personal Communications Journal*, 23:105-120, 2002
- 19 Kazimierz Siwiak, Debra Mckeown 著, 张兆中, 沙学军等译. 超宽带无线电技术. 北京: 电子工业出版社, 2005. 9
- 20 Maria Gabriella, Di Benedetto, Guerino Gianeola 著, 葛利嘉, 朱林译. 超宽带无线电基础. 北京: 电子工业出版社, 2005. 5
- 21 Price R, P E Green Jr. A Communication Technique For Multipath Channels. *Proc. IRE*, March 1958, 46(3):555-570
- 22 M K Simon, M A Alouini. Unified Approach To the Performance Analysis of Digital Communication Over Generalized Fading Channels. *Proc IEEE*, 1998, 86(9): 1860-1877
- 23 关伟, 余芬, 陈锡华. 满足 UWB 室内辐射掩蔽的脉冲信号功率谱分析. *无线通信技术*. 2007
- 24 H Suzuki. A Statistical Model for Urban Radio Propagation. *IEEE Transaction on Communication*, 1977, 25(7): 674-680
- 25 A Saleh, R Valenzuela. A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *IEEE JSAC*, Feb 1987, 5(2): 128-137
- 26 王金龙, 王呈贵. 无线超宽带通信原理与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2005

- 27 J M Cramer, R A Scholtz, M Z Win. On the Analysis of UWB Communication Channels. IEEE Proc. Military Communication Conf, 1999(2): 1191-1195
- 28 J M Cramer, R A Scholtz, M Z Win. Evaluation of an Ultra Wideband Propagation Channel. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, 50(5): 561-570
- 29 IEEE P802.15. Wireless Personal Area Networks. 02490r0P802-15_SG3a-Channel Modeling Subcommittee Report Final[EB/OL]Index/groups/802/15/pub/2002/Nov02, 2002
- 30 葛利嘉, 曹凡鑫. 超宽带无线通信. 北京: 国防工业出版社. 2005
- 31 Matti Hamalainen, Veikko Hovinen, Raffaello Tesi et al. On the UWB System Coexistence With GSM900, UMTS/WCDMA and GPS. IEEE Journal on Selected Areas In Communications, Vol.20, No.9, pp1712-1720, 2002
- 32 A Swami, B M Sadler, J Turner. On the Coexistence of Ultra-Wideband and Narrow Band Radio System. IEEE Military Communications Conference, pp.16-19, 2001
- 33 E Baccarelli, M Biagi, L Taglione. A Novel Approach to In-Band Interference Mitigation in Ultra Wide Band Systems. IEEE conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies. pp.297-301, 2002
- 34 Itsik Bergel, Eran Fishler, Hagit Messer. Narrow-Band Interference Suppression in Time-Hopping Impulse-Radio Systems. IEEE conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies, pp. 303-307, 2002
- 35 Anuji Batra et al. Multi-band OFDM Physical Layer Proposal. IEEE802.15-03/267r5, Sep, 2003
- 36 Anuji Batra et al. Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a: Multi-band OFDM. IEEE802.15-03/268r1, Sep, 2003
- 37 Richard van Nee, Ramjee Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, 2000
- 38 Moe Z Win, Robert A Scholtz. Ultra-Wide Bandwidth Time Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communication. IEEE Trans. Communications, vol. COM-48, No.4, pp.679-689, Apr. 2000
- 39 Tetsushi Ikgami, Kohei Ohno. Interference Mitigation Study for UWB Impulse Radio. 14th IEEE international Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, pp.583-587, 2003
- 40 Kohei Ohno, Tetsushi Ikgami. Effect of Interference from Other Radio System to UWB Impulse Radio. IWUWBS, 2003
- 41 Kohei Ohno, Takanori Ikebe, Tetsushi Ikgami. A Proposal for an Interference Mitigation Technique Facilitating the Coexistence of Bi-Phase UWB and Other Wideband Systems. In Proc. Joint UWBST&IWUWBS2004 Conference, Kyoto, Japan, May 2004
- 42 Kohei Ohno, Tetsushi Ikgami. Interference DAA Technique for Coexisting UWB Radio. in Proc. Vehicular Technology Conference (VTC 2007) Spring, Apr. 2007
- 43 Lei Jiang, Yongsheng Wang, Jianxin Guo. A Novel Approach to Interference Mitigation for UWB Pulse Radio. Inst. of Electron. & Inf. Syst., Northwestern Polytech. Univ., Xi'an, China, pp.337-340, 2005
- 44 Kohei Ohno, Tetsushi Ikgami. Interference Mitigation Study for the Coexistence of Bi-Phase UWB and Multi-Band OFDM. ICU 2005. IEEE International Conference on Volume , Issue , pp.707-712. 2005
- 45 Kohei Ohno, Tetsushi Ikgami. Interference Mitigation Study for UWB Radio Using Template Waveform Processing. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique, vol.51-4, Apr. 2006
- 46 H T Friis. A note on a simple transmission formula. Proc. IRE, pp.254-256, 1946