

电子科技大学

UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

学士学位论文

BACHELOR THESIS



论文题目 基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生

学 院 光电科学与工程学院

专 业 电子科学与技术（物理电子与光电子技术）

学 号 2017051102019

作者姓名 袁若瑜

指导教师 胡哲峰

电子科技大学

2017 级本科毕业设计（论文）任务书

拟题单位 光电科学与工程学院 审题人（签名）

史双瑾

题目及副标题 基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生

题目来源 科研

（选项参考：1.科研 2.生产 3.教学（含实验） 4.创新创业）

题目类别 1. 工程设计

主要任务

1. 查阅资料，超宽带信号的概念及其特点。
2. 提出电光调制器产生超宽带光脉冲的方案，并进行模拟。
3. 通过实验，使用电光调制器产生所需要的超宽带光脉冲。

预期成果或目标

1. 通过理论和仿真研究，提出电光调制器产生超宽带光脉冲的方案并进行数值分析。
2. 在实验中得到符合要求的超宽带光脉冲。

预期成果形式 软件

（选项参考：1.硬件 2.硬件+软件 3.软件 4.理论研究/纯论文）

指导教师签名：

胡哲峰

起止时间 2020 年 11 月 1 日 至 2021 年 6 月 1 日

学生姓名 袁若瑜 学院 光电科学与工程学院

专 业 电子科学与技术（物理电
子与光电子技术） 学号 2017051102019

指导单位 光电科学与工程学院

指导教师姓名、职称 _____

设计地点 校内 详细地点 2号科研楼（信通楼）B204B

2020年11月2日

电子科技大学

2017 级本科毕业设计（论文）开题报告表

学号：2017051102019	姓名：袁若瑜	学院：光电科学与工程学院
专业：电子科学与技术（物理电子与光电子技术）	导师姓名、职称：胡哲峰 副教授	
论文题目	基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生	
题目来源	<input checked="" type="checkbox"/> 科研 <input type="checkbox"/> 生产 <input type="checkbox"/> 教学（含实验） <input type="checkbox"/> 创新创业	
成果形式	<input type="checkbox"/> 硬件 <input type="checkbox"/> 硬件+软件 <input checked="" type="checkbox"/> 软件 <input type="checkbox"/> 理论研究/纯论文	
学位论文研究内容		
1. 研究现状及发展态势： UWB 信号由于其低能耗，高容量以及抗多径干扰等优点逐渐成为研究热点。然 UWB 无线电方面的信号由于其损耗大，因此只能限制在很小的区域进行通信。为了克服该缺点，UWBof 技术将 UWB 信号以光纤的形式传输，再在终端进行解调后以无线电形式发送。这种方案中由于光纤在长距离传输中损耗极小，为远距离 UWB 信号的应用提供了可能。近年来，越来越多的研究者对于全光 UWB 信号的产生提出了许多方案，其中典型的包括利用半导体光放大器的交叉增益效应，对输出信号进行延时拼接，最后通过光电探测器输出电信号；利用 MZ 结构进行强度调制后，再通过光电探测器输出电信号；利用电光相位调制器生成调制信号，再通过光学滤波器的线性频率响应区后由光电探测器输出电信号；利用两个高斯响应的光学滤波器以及延时线得到光学 UWB 信号，再通过光电探测器得到电信号。在这些方案中，每一种方案均有不足，因此对这些不足的改善以及对 UWBof 系统的参数优化成为发展目标。		
2. 选题依据及意义： 由于 UWB 信号作为一种尚未完全成熟的通信手段却有着巨大的应用，因此是无线通信创新的研究内容。随着半导体技术和无线通信技术的发展，UWB 技术必将在 WPAN, WLAN 及 WSN 中得到更广泛的应用。UWBof 作为典型的能够弥补无线电 UWB 通信的短距离缺陷，必然吸引许多学者对其进行改进和研究。故本次毕业设计选取利用电光相位调制器产生 UWB 信号的方法，对相关性能通过仿真、实验进行改进就显得十分重要。这样的研究思路不仅是对研究现状带来的部分成果进行实践总结的一种反应，而且与所学专业高度吻合。通过对这种题目进行研究，能够使当代大学生紧跟国际上的实时动态，为这种潜在的技术提供一份力量。		

课题研究内容：

本课题采取背景学习-仿真-改进-实验-总结的步骤逐一进行实现，并最终进行论文撰写。在背景学习中，需要掌握 UWB 信号的研究现状（包括 UWB 信号的应用范围、现成的 UWB 信号产生方式、FCC 规定的 UWB 信号衡量方式等）与基本的物理特性（理论表达式以及其时域和频域图样分析）；在仿真中，将利用 MATLAB 数值软件对该思路进行理论验证（得到实验的各个步骤下以及 UWB 信号随参数变化而变化的理论时域频域图，进一步掌握 UWB 信号特征），为后续实验打下基础，且为实验结果形成理论参照；在改进中，将实验结果尽可能符合理论数值（这需要对实验过程中器材的参数进行修改或者在仿真程序中加入噪声等参量使结果更匹配）；最后总结中，需要衡量实验得到的指标合理性以及对对比该方法下产生的 UWB 信号相较于 FCC 规定下的差距。

4. 拟解决的关键问题和最终目标，以及拟采取的主要理论、技术路线和实施方案等：

本课题利用铌酸锂电光调制器作为相位调制器，对其施加高斯电信号，则根据电光效应，光通过后会随着电压变化而变化的附加相位，从而产生携带有高斯信息的光学调制信号。由于光电探测器无法直接探测相位信息，因此需要采取额外措施将相位信息变为强度信息。鉴于此，将光学滤波器工作点设置为线性频谱响应区，形成鉴频器。由于输入的高斯电信号为小信号，最终携带有高斯信息的调制信号通过鉴频器后其微分信息将体现在幅度上，作为一阶 UWB 信号。最后通过光电探测器输出 UWB 电信号。拟解决的关键问题在于具体光路的仿真和搭建，在仿真中，对于程序的逻辑编写是可能遇到的关键问题，目前计划借鉴现有相似论文的仿真思路以及翻阅相关 MATLAB 书籍形成数值仿真的基础，仿真的过程中也会尽量考虑不同的仿真模型，选取最佳的效果作为仿真结果。不仅如此，实验结果也可能不仅人意，若遇到这种情况，我准备通过对各个部分器件原理进行提前学习尽可能保证光路搭建的正确性。本方案用到的主要理论是物理光学中的电光效应、通信原理中的相位调制，以及相关电学和光学器件的原理应用（光学滤波器、光纤、函数发生器、光电探测器、激光源等），结合以上理论便可以实现 UWB 的信号生成。最终目标是在小输入的情况下产生的 UWB 电信号参数基本符合 FCC 规定。

5. 论文特色或创新点：

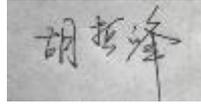
论文中该方法的特色和创新点是：具有可调性，通过改变滤波器的线性频率响应区域，可以实现 UWB 信号相位的切换；对参数进行改进可以更加符合 FCC 的规定，提高 UWB 信号质量；具有多样性，除了通信的相位调制，增加或改变部分实验器件还可以保证幅度调制、脉冲位置调制等方法；该方法只需要一个频率的载波，避免了其它方法中两个不同波长上光功率叠加带来的种种缺陷，提高了整个 UWB 产生系统的可行性；基于前人的研究成果，具有可靠的

理论支撑；利用全光的方法，减少了器件的复杂度，使得整个实验更容易实施。综上所述，该方法的可调性和简便性是最大的特色，对其数值仿真、实验和优化则是最大的创新点。

导师
审查
意见

开题报告条理清晰，格式符合要求

签名：



日期：2021年1月24日

注意事项：正文总字数限制为 1500-2000 字，参考毕业论文正文格式：宋体小 4 号，英文字体为 Times New Rome，行间距固定 20 磅，可另加页。

电子科技大学

2017 级本科毕业设计（论文）进度计划表

学院名称：光电科学与工程学院

填表日期： 2020 年 11 月 1 日

学生姓名	袁若瑜	论文题目(含副标题)	基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生		
学 号	2017051102019				
周 次	主要工作计划 (内容)		完成情况	指导教师签字	备 注
七学期 1—8 周					
七学期 9—10 周					
七学期 11—12 周	收集、整理资料				
七学期 13—14 周	阅读、分析资料				
七学期 15—16 周	弄清超宽带的概念				
七学期 17—18 周	了解光学超宽带系统的意义和特点				
七学期 19—20 周	弄清铌酸锂电光调制器的原理				
八学期 1—2 周	对信号产生过程进行仿真				
八学期 3—4 周	对仿真结果进行实验验证				
八学期 5—6 周	调整、优化参数，重新进行仿真和实验				
八学期 7—8 周	整理所有文档，并撰写论文				
八学期 9—10 周	修改论文，准备答辩				
八学期 11—12 周					
八学期 13—14 周					
八学期 15—16 周					

说明: 1.此表由指导教师填写, 并与毕业设计任务书同时下达给学生;

2.该表作为专家组或指导教师对学生毕业设计进度检查的参考依据

电子科技大学

2017 级本科毕业设计（论文）初期检查表

学院名称： 光电科学与工程学院 填表日期：2021 年 3 月 10 日

以下内容由学生本人填写			
学生姓名	袁若瑜	题目名称	基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生
学号	2017051102019	题目性质	<input checked="" type="checkbox"/> 科研 <input type="checkbox"/> 生产 <input type="checkbox"/> 教学（含实验） <input type="checkbox"/> 创新创业
指导教师	胡哲峰	工作地点	<input checked="" type="checkbox"/> 校内 <input type="checkbox"/> 校外 2 号科研楼（信通楼）B204B
设计时间	2020 年 11 月 1 日至 2021 年 6 月 1 日		
以下内容由检查教师填写			
对课题的基本评价	课题工作量	<input type="checkbox"/> 饱满 <input checked="" type="checkbox"/> 适中 <input type="checkbox"/> 不够	
	课题难度	<input type="checkbox"/> 大 <input checked="" type="checkbox"/> 适中 <input type="checkbox"/> 不够	
	涉及知识点	<input type="checkbox"/> 丰富 <input checked="" type="checkbox"/> 比较丰富 <input type="checkbox"/> 较少	
	课题价值	<input type="checkbox"/> 很有价值 <input checked="" type="checkbox"/> 价值一般 <input type="checkbox"/> 价值不大	
检查评语	(学生毕业设计的准备工作及对设计任务的认识) 毕设针对铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生开展工作。毕设任务明确，进展顺利。		

史双瑾

检查教师签名：

当期完成情况成绩	○优秀 <input checked="" type="radio"/> 良好 ○中等 ○合格 ○不合格

说明：1、本表内容应如实填写；

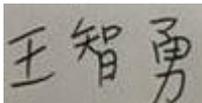
2、本表应妥善保管，以便装订在毕业论文中；

3、学院教务科对检查情况分类汇总后，报送教务处实践教学科备案。

电子科技大学

2017级本科毕业设计（论文）中期检查表

学院名称： 光电科学与工程学院 填表日期：2021年4月11日

以下内容由学生本人填写			
学生姓名	袁若瑜	题目名称	基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生
学号	2017051102019	题目性质	<input checked="" type="checkbox"/> 科研 <input type="checkbox"/> 生产 <input type="checkbox"/> 教学（含实验） <input type="checkbox"/> 创新创业
指导教师	胡哲峰	工作地点	<input checked="" type="radio"/> 校内 <input type="radio"/> 校外 2号科研楼（信通楼）B204B
设计时间	2020年11月1日至2021年6月1日		
以下内容由检查教师填写			
课题核心	基于电光调制的全光 UWB 信号产生方法		
课题进展情况	主要开展了理论和仿真研究，开展了初步实验		
存在困难	无		
解决办法或建议	加快试验进度 检查教师签名： 		
当期完成情况及成绩	<input type="radio"/> 优秀 <input checked="" type="radio"/> 良好 <input type="radio"/> 中等 <input type="radio"/> 合格 <input type="radio"/> 不合格		

说明：1、本表内容应如实填写；

2、本表应妥善保管，以便装订在毕业论文中；

3、学院教务科对检查情况分类汇总后，报送教务处实践教学科备案。

电子科技大学

2017级本科毕业设计（论文）答辩提问记录表

学生姓名：袁若瑜 学号：2017051102019
学院名称：光电科学与工程学院 专业：电子科学与技术（物理电子与光电子技术）
毕业设计(论文)题目：基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生
答辩组组长：史双瑾；成员：王云祥, 王智勇；记录员：史双瑾, 王云祥, 王智勇
答辩日期：2021 年 5 月 21 日 答辩地点：品学楼

回答问题情况记录：

答辩组提问一：

请分析下论文工作产生的 UWB 信号的质量。

学生回答情况：1.好 2.较好 3.一般 4.差

答辩组提问二：

介绍下仿真与实验的关联情况。

学生回答情况：1.好 2.较好 3.一般 4.差

答辩组提问三：

工作有何不足？

学生回答情况：1.好 2.较好 3.一般 4.差

答辩组提问四（如无，可不填写）：

学生回答情况：1.好 2.较好 3.一般 4.差 5.无提问无回答

答辩组提问五（如无，可不填写）：

学生回答情况：1.好 2.较好 3.一般 4.差 5.无提问无回答

答辩组组长签名：_____

史双瑾

2021 年 5 月 23 日

电子科技大学

2016级本科毕业设计（论文）成绩考核表

学生姓名：袁若瑜 专业：电子科学与技术（物理电子与光电子技术） 学号：2017051102019

题目全称：基于铌酸锂电光调制器的全光 UWB 信号产生

指导单位：光电科学与工程学院

指导教师：胡哲峰

一、指导教师评语

1. 课题工作量、难度及软硬件等方面能力锻炼

评语：课题工作量充实，难度适中，软件编程和实验的能力得到了锻炼

2. 学生工作态度、进度执行及毕业设计任务完成等情况

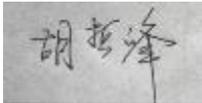
评语：工作态度积极，进度执行顺利，任务完成情况较好

3. 论文中英文摘要、目录、正文、参考文献撰写及外文资料翻译情况

评语：英文摘要、目录、正文、参考文献撰写符合规范，外文资料翻译符合要求

4. 对论文全文的总体评价（注明是否达到答辩要求）

评语：完成了毕设任务，达到了答辩的要求

指导教师签名：

2021年5月18日

二、论文评阅教师评语：

1. 论文中英文摘要、目录、正文、参考文献及译文等内容的文法及逻辑思路

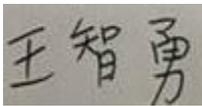
评语：写作比较规范，逻辑条理清晰

2. 论文内容所反映出的学生本人的工作量、难度及任务完成等情况

评语：工作量和难度适中，任务完成较好

3. 对论文全文的总体评价（注明是否达到答辩要求）

评语：符合答辩要求

评阅教师签名：

2021年5月14日

三、毕业答辩专家组评语:

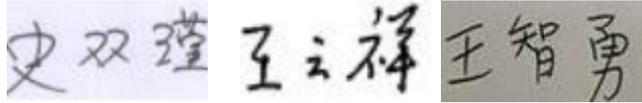
1. 答辩报告的逻辑思路、语言表达, 学生的工作量、难度及任务完成等情况

评语:

2. 学生回答问题时所反映的逻辑思维、基本知识、基本技能和知识面等情况

评语:

答辩专家签名: _____

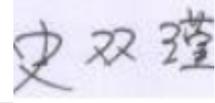


2021年5月23日

四、毕业设计(论文)成果形式认定(请选择其中一种画勾):

◎1. 硬件 ○2. 硬件+软件 ○3. 软件 ○4. 理论研究

学院授权专家签名: _____



2021年5月23日

五、毕业设计(论文)成绩(总分100分):

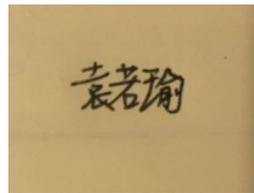
设计过程 (30分)	毕业论文(40分)	毕业答辩 (30分)	总分 (100分)
指导教师打分	论文评阅教师打分	答辩组打分	
27.0	33.0	24.0	84.0

电子科技大学

毕业设计（论文）学术诚信声明

本人郑重声明：所呈交的毕业设计（论文），是本人在导师的指导下，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：

A rectangular box containing a handwritten signature in black ink. The signature is written in a cursive style and reads '袁若瑜' (Yao Ruyun).

日期： 2021 年 5 月

25 日

摘 要

随着通信技术的不断发展，人们对通信的要求也随之上升，无线超宽带信号（UWB 信号）以其独特的优势逐渐步入人们的视野。为了在克服无线超宽带信号传输距离受限这一缺点的同时进一步减少信号产生中对实验器材的依赖程度，本文利用铌酸锂电光调制器作为主要器件，重点研究如何利用强度调制器的非线性区域使得（调制器）输出信号符合典型无线超宽带信号的特征。在此过程中，本文提出一种新方法，该方法能够运用在一大类输入信号中，从而降低了器件的性能要求和实验难度。本文所做的工作和成果如下：

（1）概述了 UWB 信号在全光产生当中的研究背景以及现有的利用光学器件产生 UWB 信号方法的优缺点。

（2）提出了方案：当某些符合特点的信号作为铌酸锂强度调制器输入时，通过调节偏置电压和幅度值改变波形，输出信号在时域上能够逼近二阶 UWB 信号，并严格证明了利用该方案产生 UWB 信号的可行性。

（3）对几种典型的输入信号按照上述方法通过最小二乘法进行程序仿真，给出仿真流程并对仿真结果进行说明和讨论，为了说明其正确性，利用函数发生器产生正弦信号作为输入，调节偏置电压和信号强度，从而得到较为理想的二阶 UWB 信号以验证理论和仿真的正确性。

关键词：UWB 信号，铌酸锂强度调制器，非线性区，最小二乘法，二阶 UWB 信号

ABSTRACT

With the continuous development of communication technology, people's requirements for communication are also rising. With its unique advantages, wireless ultra wideband signal (UWB signal) gradually enters people's field of vision. In order to overcome the limitation of wireless ultra wideband signal transmission distance and further reduce the dependence on experimental equipment in signal generation, this paper uses LiNbO₃ electro-optic modulator as the main device, and focuses on how to use the nonlinear region of intensity modulator to make the output signal conform to the characteristics of typical wireless ultra wideband signal. In this process, this paper proposes a new method, which can be used in a large class of input signals, thus reducing the performance requirements of the device and the difficulty of the experiment. The work and achievements of this paper are as follows:

(1) The research background of UWB signal in all-optical generation and the advantages and disadvantages of existing methods using optical devices to generate UWB signal are summarized.

(2) A scheme is proposed: when some characteristic signals are used as the input of LiNbO₃ intensity modulator, the output signal can approximate the second-order Gaussian signal in time domain by adjusting the bias voltage and amplitude value to change the waveform, and the feasibility of using this scheme to generate UWB signal is strictly proved.

(3) Several typical input signals are simulated by the least square formula according to the above method. The simulation process is given and the simulation results are explained and discussed. In order to illustrate its correctness, the sine signal generated by function generator is used as input to adjust the bias voltage and signal strength, so as to obtain a more ideal second-order Gaussian signal to verify the correctness of model and simulation.

Keywords: UWB signal, LiNbO₃ intensity modulator, nonlinear region, least square method, second order Gaussian signal

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究工作的背景与意义	1
1.2 本文的主要贡献与创新	2
1.3 本文的结构安排	2
第二章 铌酸锂强度调制器非线性调制方案的原理	4
2.1 铌酸锂强度调制器输入与输出的关系	4
2.2 一元函数逼近的理论假设	5
2.3 铌酸锂强度调制器非线性区调节的可行性分析	6
2.3.1 信号强度和偏置电压的范围限制	6
2.3.2 函数族“接近”的存在性证明	9
2.3.3 时域和频域上的等价关系证明	12
2.3.4 最小二乘法在本文中使用的合理性	12
2.4 本章小结	13
第三章 铌酸锂强度调制器非线性调制方案的仿真	15
3.1 MATLAB 下的仿真算法	15
3.1.1 寻找接近二阶 UWB 函数族特征的输出函数	15
3.1.2 寻找最小二乘意义下的逼近函数	16
3.2 仿真结果	17
3.2.1 高斯函数输入	17
3.2.2 余弦平方的单周期函数输入	20
3.2.3 sinc 的高次方函数输入	25
3.3 非周期信号在频域中的处理方式	28
3.4 本章小结	30
第四章 二阶 UWB 信号的实验室产生	32
4.1 利用余弦平方信号生成二阶 UWB 信号	32
4.1.1 实验器件的选取和搭建	32
4.1.2 实验结果分析	34
4.2 辅助实验还原噪声淹没的部分信号特征	36
4.3 本章小结	40

第五章 总结与展望	41
5.1 论文总结	41
5.2 工作展望	42
致 谢	43
参考文献	44
外文资料原文	45
外文资料译文	47

第一章 绪论

1.1 研究工作的背景与意义

在较为理想的通信环境中，我们希望做到以下几点要求：大量通信设备同时进行信息传输，设备间传输速率快，信号发射功率小，解调装置简单，信号传输距离大。为了满足这些需求，无线超宽带信号逐渐被人们所重视。所谓无线超宽带信号(UWB 信号)，就是一类极窄脉冲，它在频域分布中满足带宽大于 500MHz，并且分布规律受到美国联邦通信委员会(FCC)规定的频率掩模板(Frequency Mask)的限制。通俗地讲，为了使得 UWB 信号自由传输而不干扰其它频段信号，FCC 为其划分了 3.1GHz-10.6GHz 的区域，在该区域中极窄脉冲的功率谱密度不超过 -41.3dBm/MHz，而在其它频段区域中，该信号的功率谱密度不能超过频率掩模板的限制^[1-2]。由于 UWB 信号适用于基带传输，且频带很宽，因此这样的信号能够满足大部分上述提出的要求。然而 UWB 信号因为发射功率受掩模板限制的缘故，其有效传输距离非常小，仅只适用于小范围设备通信^[3]。

为了解决这个缺点，光纤 UWB 技术应运而生。该技术将有线和无线通信技术相结合，有线部分采用光纤传输的方式增大传输距离，然后进行无线发射，最终达到远距离通信的目的。因此如何利用光纤通信相关器件产生 UWB 信号就成为了研究热点，其中最典型的思路目前有以下两种：利用半导体光放大器(SOA)的交叉增益机制(XGM)产生正向与反向高斯脉冲，再进行延时拼接，最后得到时域上接近一阶 UWB 信号(高斯信号的一阶导数)的方案^[4]；利用铌酸锂相位调制器将高斯信号调制到载波上，再将梳状光学滤波器的线性响应区视作鉴频器，最后得到一阶 UWB 信号的方案^[5]。然而这两种方案均具有较为明显的共同缺点，现整理如下：(1) 高度依赖实验器件的性能。例如，半导体光放大器方案中需要精确实现两个反向脉冲的延时拼接，这需要对延时线进行精心设计。并且对于更为复杂的波形如二阶 UWB 信号(高斯信号的二阶导数)该方案需要拼接的次数更多，还要仔细调节不同脉冲部分的强度大小，步骤复杂而易受外界因素干扰。又例如，铌酸锂相位调制器方案中需要频繁改变输入窄带激光的频率，使得该频率落在光学滤波器的线性区。以全光延时干涉仪为例，其线性区对应的频率范围很窄，也就要求了窄带激光器性能良好，色散很小。(2) 输入信号限制大，不具有广泛性。例如，上述给出的两个方案中均要求输入为高斯信号，若更换输入信号的波形，则很难得到符合要求的输出信号。(3) 输出信号波形作为一阶 UWB 信号并没有达到最优。由于二阶 UWB 信号更能满足 FCC 的规定，因此我们更愿意生成二阶 UWB 信号而不是一阶 UWB 信号。

因此如何解决上述三个问题将变得十分有意义，这也是本文研究内容的重点。

1.2 本文的主要贡献与创新

本文通过严格数学推导，提出了一种全新方案，使得上述三个问题均能得到一定程度的解决。内容大致可以总结为：找到某类信号的特点，使得当这些符合特点的信号作为铌酸锂强度调制器输入时，通过调节偏置电压和幅度值改变波形，使得输出信号接近二阶 UWB 函数族的特征，在此基础上利用最小二乘法逼近某个宽度的二阶 UWB 信号。

下面为几个必须证明或推导的步骤：

(1) 定义“函数接近二阶 UWB 函数族的特征”的精确含义。

(2) 给出一类信号满足的特点。

(3) 证明具有这些特点的信号作为输入后，一定存在偏置电压和输入信号幅度值这两个参量构成的参数对，使得对应输出波形一定接近同宽度的二阶 UWB 函数组成的函数族的特征。

(4) 在此基础上通过程序化的最小二乘法在一系列宽度下的二阶 UWB 函数中求出最为逼近输出结果的宽度为 T 的二阶 UWB 函数，从而说明输入信号通过调节参数对得到的输出信号逼近宽度为 T 的二阶 UWB 函数。

(5) 证明某类信号若在时域上高度逼近某个波形，频域上这类信号也会高度逼近这个波形对应的频谱分布。

值得说明的是第五个步骤，虽然其他文献中（如半导体光放大器方案）也出现过时域逼近 UWB 信号的方案，然而这样并不严谨，其原因在于 UWB 信号的本质是功率谱分布受限而非时域波形受限，因此必须说明时域和频域的函数逼近等价的前提条件并予以证明才能说明这种方法客观上是合理的而非仅仅是某种巧合。不仅如此，本文还对三种符合特点的输入信号，按照理论给出的思想进行仿真，并提出一种改变参数扫描精度来进行不同数值求解的方法。实验层面，本文依旧根据理论进行输入信号强度和偏置电压的调节，最终得到直观上符合二阶 UWB 函数的输出结果，达到了验证理论和仿真的结果。

1.3 本文的结构安排

在第一章绪论中，主要阐述了 UWB 信号的研究现状以及目前典型方案中存在的一些问题，并粗略给出了解决这些问题的思想。

在第二章理论证明中，首先介绍铌酸锂强度调制器的输入输出关系，然后按照 1.2 节阐述的思路进行详细的推导和证明。

在第三章仿真中，主要对最小二乘法的程序化步骤进行说明和运用，对三种常见的输入信号进行输出结果的仿真。

在第四章实验中，对实验所用器材型号、名称进行整理，给出实验方案、具体步骤以及结果分析，验证本文给出理论和仿真的正确性。

在第五章总结中，对本文所做的工作进行归纳概括，得出最终结论。

第二章 铌酸锂强度调制器非线性调制方案的原理

2.1 铌酸锂强度调制器输入与输出的关系

一个典型的铌酸锂强度调制器示意图如图 2-1 所示，光波导通过 3dB 耦合器后分成上下两个波导。如果对其中一个波导施加电压而不对另一个波导施加电压，则这两个通道的光波存在相位差，该附加相位来自铌酸锂晶体的电光效应。之后利用耦合器将两个通道合为一个通道后，两束光由于偏振相同，波长相同以及存在相位差而进行干涉，干涉的效果是能够将调制信息从载波的相位上转换到载波的光功率中，即解调为强度信号。

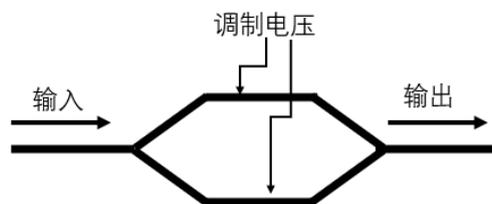


图 2-1 简化铌酸锂强度调制器示意图

设输入光波为：

$$e_{in} = e_0 \cos(\omega_0 t) \quad (2-1)$$

则输出光波可以表示为：

$$e_{out} = e_1 + e_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} e_0 [\cos(\omega_0 t + \varphi_1) + \cos(\omega_0 t + \varphi_2)] \quad (2-2)$$

化简后得到：

$$e_{out} = \sqrt{2} e_0 \left[\cos(\omega_0 t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}) \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) \right] \quad (2-3)$$

不妨设对上波导进行调制，则有：

$$\begin{cases} \varphi_1 = \frac{2\pi nL}{\lambda} + \Delta\varphi \\ \varphi_2 = \frac{2\pi nL}{\lambda} \end{cases} \quad (2-4)$$

其中 n 表示波导折射率， L 表示波导长度， λ 表示载波波长， $\Delta\varphi$ 表示因电光效应得到的附加相位。根据附加相位的公式，最终得到的输出结果为：

$$\bar{P} = e_0^2 \left[\frac{\cos \left[\frac{\pi}{V_\pi} f(t) \right] + 1}{2} \right] \quad (2-5)$$

上式中 V_π 表示半波电压，对于已知型号的强度调制器，通过查询技术文档可以获知此信息，而对于未知的强度调制器，通常的做法是逐渐增大直流电压作为其输入，观察输出功率的周期性变化。当输出功率第一次出现最大值和最小值时，记录它们对应的直流电压差值即得到半波电压的数值。上述公式还表明，如果对原始输入信号加上偏置电压，就能够改变强度调制器的工作点。在大多数情况下，如果偏置电压满足：

$$\frac{\pi}{V_\pi} V_{bias} = \frac{\pi}{2} + k\pi (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (2-6)$$

则强度调制器工作在线性区，此时当输入信号为小信号时，输出信号能够几乎无失真地复原输入信号。若改变偏置电压的大小使得上式不成立，则强度调制器工作在非线性区，输出信号波形将会改变，关于这一点已有文献进行部分研究，并将其运用在高速传输光纤系统上以产生各种传输码型^[6]。本文后续工作将从另一个角度对非线性区进行更深入的讨论，并产生二阶 UWB 信号。

2.2 一元函数逼近的理论假设

设有两个定义在实数轴上的连续可微且不恒为常数的一元函数族 $V_1 = \{f_r(x)\}$ ，和 $V_3 = \{G_n(x)\}$ ，以及集合的集合 $V_2 = \{P_u\}$ 。现在定义 R^2 中的集合 $P = \{(a, b) | (a, b) \in E, E \subset R^2\}$ 。定义集合到集合的映射（也可以看成函数到集合的映射） s_1 ：给 P 集合中的每个参数对 (a, b) 任意配一个函数 $f_i(x) (i < r)$ 得到新的函数，它们组成集合 P_i 。定义集合到集合的映射 s_2 ：将集合 P_i 元素增加一个限制即

$$\left| \frac{\cos(a+b) - \cos(b)}{-1 - \cos(b)} \right| \text{ 为定值，从而映射到集合 } P'_i, \text{ 易知 } P'_i \subset P_i。$$

如果 P'_i 中的任意一个函数 g_{ik} 满足条件：对其定义域上的某个开集 $V \subset R^1$ ，其中的极值点组成的集合记为 $M (M \subset V)$ ，存在集合 $V_3 = \{G_n(x)\}$ 中的某个函数 $G_s(x) (s \leq n)$ ，使得对同样的开集 $V \subset R^1$ ，极值点组成的集合同样为 $M (M \subset V)$ ，并且满足在集合 $M (M \subset V)$ 上 $G_s = g_{ik} (s \leq n)$ ，则称函数族 P'_i 接近函数族 V_3 的特征。特别地，如果函数族 P'_i 只有一个函数 g_i ，则称函数 g_i 接近函数族 V_3 的特征。

在这种情况下，对于 P'_i 中的任意一个函数 g_{ik} ，定义集合到函数的映射 s_3 ：函数族 V_3 中选取函数 $G_s(x) (s \leq n)$ ，合于 $\sum_t |G_s(x_t) - g_{ik}(x_t)|^2$ 的数值最小，其中指标 t

表示集合 V 的一组开覆盖的下标，也可以看成在集合 V 中的一组采样点。为了方便叙述，我们只取集合 P'_i 中的一个函数（理论上对于两个参数，映射 s_2 只规定了一个等式，因此有多个解，对应一个函数族，实际上只需要用一个解就可以了，因此对应一个函数）。因此我们称函数 $f_i(x)(i < r)$ 通过映射 s_1 后调节参数对 (a, b) 得到的某个函数（只需要一个解）能够在最小二乘意义下逼近函数 $G_s(x)(s \leq n)$ 。

我们需要假定这种逼近的效果是主观上可接受的，接下来详细说明主观上可接受的原因。另外，数学上能够将这种假设方法用更清晰的语言表明，具体阐述见 2.3.4 节，本节只给出一种主观上的解释。

对于任何一个连续可微实函数，并非所有函数均能对其有很好的最小二乘意义下的逼近，例如：我们不应该用一次函数族去逼近一个二次函数，其原因在于一次函数在某个区域内，除了端点其一阶导数永远为常数，而二次函数的一阶导数在最值两侧符号相异；我们也不应该用一个三角波函数或近似三角波去逼近一个二次函数，其原因在于三角波函数在定义域内存在不可微点，在该点附近一阶导数值突变或者近似突变（强调近似突变是为了说明实际产生的三角波信号一定是可微的，我们却仍不选取它，“近似突变”这种描述方法虽然具有并不严谨，但能提醒我们不用这种信号去做逼近），而二次函数的导数值变化是较为平缓的。基于这两点考虑，我们在上述处理过程中强调了函数的连续可微性，并且我们要保证某个函数能在一个函数族中进行最小二乘逼近的效果是可接受的，故我们需要使得函数族中任意一个函数的极值点与对应的函数值与接近其特征的函数的极值点和对应的函数值完全相等。

后续小节解决的问题自然是：对于什么特征的函数族 $V_1 = \{f_r(x)\}$ 中的任意函数做输入，通过强度调制器的输入输出关系的映射，能够调节偏置电压和输入信号强度得到输出函数，使得其在最小二乘意义下逼近某个二阶 UWB 函数？这里又可以分解为以下几个问题：（1）对于什么特征的输入函数，调节偏置电压和输入信号强度能够使得其输出函数族接近二阶 UWB 函数族？（2）在（1）中调节偏置电压和输入信号强度的限制条件是什么，怎么得到的？（映射 s_2 规定的条件怎么来的）（3）在（1）中的“能够”怎么证明？

2.3 铌酸锂强度调制器非线性区调节的可行性分析

2.3.1 信号强度和偏置电压的范围限制

根据式(2-5)，只需要讨论变化的部分，因此考虑关系式：

$$g(x) = \cos(af(x) + b)(a > 0, 0 < b < \pi) \quad (2-7)$$

注意参数 a, b 表征信号的输入强度和偏置电压（它们之间的关系仅仅是一个已知的线性映射而已）。当参数 b 大于 π ，总可以通过三角恒等变化将该参数限制在 $(0, \pi)$ ，只是在表达式前面添加一个正号或者负号。这样做并不会对最终的结果带来影响，因为即使是添加了一个负号，功率谱（或能量谱）是不会发生改变的，依然具有 UWB 信号要求的频域特征。下面直接给出函数 $f(x)$ 的特征：（1） $f(x)$ 的值域为 $[0, 1]$ 。（2） $f(x)$ 的定义域为 $[m, n]$ ，且关于对称轴 $x = x_0 (m < x_0 < n)$ 对称。（3） $f(m) = f(n) = 0$ ，且 $f(x)$ 在 $[m, x_0]$ 严格单调递增，在 $(x_0, n]$ 严格单调递减。（4） $f(x)$ 在 $[m, n]$ 连续，在 (m, n) 可微。接下来证明对于具有符合这四个特征的函数，一定存在输入强度和偏置电压参数使得输出结果接近以 $1/e$ 宽度为参数的二阶 UWB 函数族的特征。

首先，由对称性知 $f(x)$ 满足公式：

$$f(2x_0 - x) = f(x) \quad (2-8)$$

则： $g(2x_0 - x) = \cos(af(2x_0 - x) + b) = \cos(af(x) + b) = g(x)$ ，所以函数也关于同样的对称轴对称。由于参数对 (a, b) 代表输入信号的强度和偏置电压，因此无论如何改变这两个参量，输出信号的波形一定对称。

其次，将函数 $g(x)$ 求导，得到：

$$g'(x) = -a \sin(af(x) + b) f'(x) \quad (2-9)$$

$$g''(x) = -a^2 \cos(af(x) + b) (f'(x))^2 + \sin(af(x) + b) f''(x) \quad (2-10)$$

根据上一节的要求，我们需要寻找合适的参数对 (a, b) ，使得函数 $g(x)$ 具有三个极值点，并且 $g(x_0)$ 为区间内的最大值。由于该函数具有对称性，因此考察区间 $[m, x_0]$ 。为了使得该区间内有唯一一个极小值点 x_1 ，需要满足： $g'(x_1) = 0, g''(x_1) \neq 0$ ，由于 $f'(x_1)$ 恒大于 0，也就是需要满足：

$$-a \sin(af(x_1) + b) = 0 \quad (2-11)$$

容易知道满足该条件的驻点一定是极值点。因此有：

$$af(x_1) + b = k\pi (k = 1, 2, \dots) \quad (2-12)$$

现在我们证明了命题：区间 $[m, x_0]$ 内有极值点 x_1 的充分条件为 $af(x_1) + b = \pi$ 。为了使极值点唯一，我们需要保证：

$$af(x_{11}) + b \neq 2\pi (x_{11} \neq x_1, x_{11} \in [m, x_0]) \quad (2-13)$$

设集合 $P = [m, x_0]$ ，定义集合 $Q = af(P) + b$ ，则有：

$$\sup(Q) = a + b \quad (2-14)$$

由于 $\sup(Q)$ 为集合 Q 的极限点，且该值不在集合 Q 内，因此必有：

$$a + b \leq 2\pi \quad (2-15)$$

到此为止我们证明了命题：区间 $[m, x_0]$ 内有唯一极值点 x_1 的充分条件为 $\pi < a + b \leq 2\pi$ ，左边的不等号是由式(2-12)以及函数 $f(x)$ 的性质（1）所保证的。

此时，我们还需要满足最后一个条件，即 $g(x_0)$ 为函数在定义域内的最大值。由式子(2-10), (2-11), (2-12)与(2-15)得, $g''(x_1) > 0$, 因此 x_1 为区间 $[m, x_0)$ 的极小值点, 又因为函数为连续可微函数, 故只需要保证:

$$g(x_0) > g(m) \tag{2-16}$$

结合函数性质 (1) 和 (3), 上式改写为:

$$\cos(a+b) > \cos(b) \tag{2-17}$$

再根据式子(2-17)与(2-15)确定的 b 和 $a+b$ 的范围限制, 继续改写为:

$$a+b-\pi > \pi-b \tag{2-18}$$

综合以上推导, 我们得到了一个参数对范围, 使得在该范围之内, 函数 $g(x)$ 有了二阶 UWB 函数的基本特征。参数对范围用一组不等式或者线性规划的区域进行表达, 如下公式(2-19)和图 2-2 所示。

$$\begin{cases} 0 < b < \pi \\ \pi < a+b \leq 2\pi \\ a+2b > 2\pi \end{cases} \tag{2-19}$$

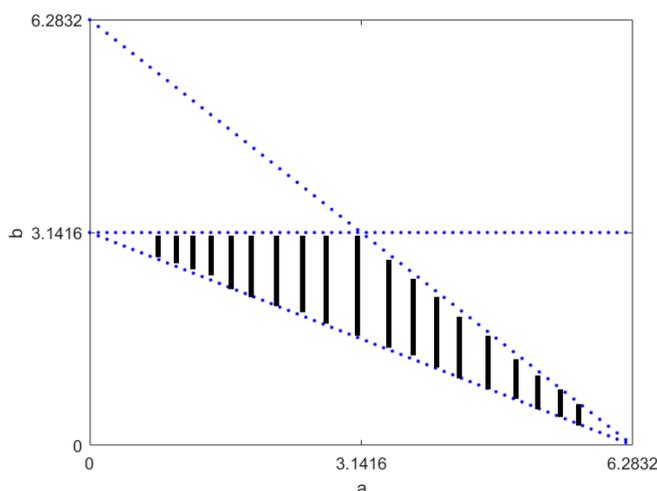


图 2-2 参数对在 R^2 上的限制区域

结果表明: 参数对 (a,b) 有解。现在完成的工作是找到了符合二阶 UWB 信号特征的输出函数对应的参数对选取范围, 这是保证输出函数 (或函数族) 接近二阶 UWB 函数族的必要条件。总的来说: 参数对满足不等式组的函数 g 具有性质: (1) 关于同样的对称轴对称。(2) 定义域内有且只有三个极值点。(3) 对称轴对应函数值为定义域中的最大值。

然而这个范围中并非所有解都能使得输出结果接近 (“接近” 的含义和上一节所述含义相同) 二阶 UWB 信号族的特征。现在能确定的是该范围内的输出信号中, 点 $(x_0, g(x_0)) = (x_0, f(x_0))$, 其中 f 表示某个二阶 UWB 信号, 下面需要证明, 上述

参数对范围中一定存在参数对，使得：

$$(x_0, g(x_0)) = (x_0, f(x_0)), (x_1, g(x_1)) = (x_1, f(x_1)), (x_2, g(x_2)) = (x_2, f(x_2)) \quad (2-20)$$

（其中 x_0, x_1, x_2 为唯一的极值点）从而满足“接近”的定义。

2.3.2 函数族“接近”的存在性证明

由于需要证明存在符合 2.3.2 节中参数对限制范围内的某个参数对，使得输出函数（族）接近二阶 UWB 函数族的特征，我们需要考察二阶 UWB 函数的特点，结合映射的连续性来进行证明。通俗地说，我们首先要证明对于某个特定的二阶 UWB 信号，它的最大值和最小值相对于零值的比值是恒定的，即二阶 UWB 信号的最值间存在某个恒定的比例关系。然后我们还要证明，恒定的二阶 UWB 函数的极小值和对称轴之间的距离也是恒定的，即二阶 UWB 信号的极值间存在某个恒定的数值关系。最后我们要证明通过调节参数对 (a, b) ，能够连续地调节最值间的比例，且调节区间包含这个恒定的比例值，不仅如此，还能自由连续调节极值间的数值关系，且调节区间包含这个恒定的数值。这里需要强调“自由”的重要性，它要求参数对在满足这两个条件下有解，如果去掉这个条件，就有可能出现满足比例值或数值关系的其中一个，而非两个都满足。如果说这些性质均能证明，则式子(2-20)的存在性就证明了，也即证明了“接近二阶 UWB 函数族”的这个性质。

为了使得结构更清晰，我们将需要证明的命题按照顺序用数学语言重新复述一遍。（1）二阶 UWB 信号 $G(x)$ 中，若对称轴为 x_0 ，另外两个极小值点为 x_1 和 x_2 ，则 $G(x_0)/G(x_1) = const$ 。（2）二阶 UWB 信号 $G(x)$ 中，若对称轴为 x_0 ，另外两个极小值点为 x_1 和 x_2 ，则 $|x_1 - x_0| = const$ 。（3）存在满足不等式组条件的参数对构成的集合的某个子集通过映射 $(a, b) \rightarrow g(x_0)/g(x_1)$ 后得到的集合是闭集，且通过调节参数对 (a, b) ，一定存在比值 $\left| \frac{g(x_0) + k}{g(x_1) + k} \right| (k = -\cos(b))$ ，使得符合对应的二阶 UWB 函数比值。（4）存在满足不等式组条件的参数对构成的集合的某个子集通过映射 $(a, b) \rightarrow |x_1 - x_0|$ 后得到的集合是闭集，且在（3）的限制下也能够调节参数对 (a, b) ，使得 $|x_1 - x_0|$ 符合对应的某个二阶 UWB 函数的比值。

证明（1）二阶 UWB 信号可以表示为：

$$G(x) = A \left(1 - \frac{2(x - x_0)^2}{T^2} \right) \exp \left(-\frac{(x - x_0)^2}{T^2} \right) \quad (2-21)$$

因此有 $G(x_0) = A$ ，且令其一阶导数为零可以得到极值点之间的关系式：

$$\begin{cases} x_1 = x_0 + \sqrt{\frac{3}{2}}T \\ x_2 = x_0 - \sqrt{\frac{3}{2}}T \end{cases} \quad (2-22)$$

故:

$$|G(x_0)/G(x_1)| = \frac{1}{2} \exp\left(\frac{3}{2}\right) \quad (2-23)$$

由上式知, 二阶 UWB 函数的最值间比值为一个定值, 证毕。 ■

证明 (2) 由式(2-22)得, 二阶 UWB 函数的极值点间的距离为一个定值, 证毕。 ■

证明 (3) 设满足不等式条件的参数对组成的 \mathbb{R}^2 中集合为 V , 则一定存在一个闭集 $F \subset V$, 该集合是紧的。

因为由式(2-7)确定的映射 $h: (a, b) \rightarrow g(x_0)/g(x_1)$ 是连续的, 根据定理: 紧度量空间通过连续映射后得到的结果为紧的, 得到元素为: $g(x_0)/g(x_1)$ 组成的集合为紧的。重复运用该定理, 易知由元素 $\frac{g(x_0)+k}{g(x_1)+k}$ ($k = -\cos(b)$) 组成的集 $h(F)$ 是紧集, 因此它是闭集。

由式(2-7)、函数 $f(x)$ 的 (1) 和 (3) 性质以及式(2-12)和限制条件式(2-19), 知道:

$$g(x_0) = \cos(a+b), g(x_1) = -1 \quad (2-24)$$

即:

$$\left| \frac{\cos(a+b) - \cos(b)}{-1 - \cos(b)} \right| \in [0, \infty) \quad (2-25)$$

式(2-25)可以改写为:

$$\left| \frac{g(x_0) - g(m)}{g(x_1) - g(m)} \right| \in [0, \infty) \quad (2-26)$$

上式表明 $h(V)$ 集合中元素取值范围, 减去 $g(m)$ (端点值) 的目的是以零值为基准进行比较。然而由于集合 V 并不是紧的, 因此不能保证式(2-26)中任意一个实数能够取到。为了解决这个问题, 需要说明集合 F 和集合 V 之间的关系, 我们可以选取一系列闭集 $\{F_n\}$, 合于 (由勒贝格测度的正则性可以推知):

$$V - F_n \rightarrow \phi \quad (2-27)$$

由于 $h(F_n)$ 是闭的, 上式表明: 集合 $h(V)$ 中总存在一个闭子集 $h(F_n)$, 其元素的取值范围可以为 \mathbb{R}^1 中任意大的闭集。

结合式(2-23), 显然该数值包含在某个集合 $h(F_n)$ 中, 证毕。 ■

证明 (4) 由于该证明需要在 (3) 的限制条件下, 而 (3) 说明式(2-26)中元素等于式(2-23)给出的数值, 也就是限制了条件 (隐函数定理的前提条件证明在第三章的 3.2.2 节):

$$b = h(a) \quad (2-28)$$

对于函数 g 的极值点 x_1 , 有关系:

$$af'(x_1) + b = \pi \quad (2-29)$$

即:

$$af'(x_1) + h(a) - \pi = 0 \quad (2-30)$$

再根据函数 $f(x)$ 的性质 (3), 得:

$$f'(x_1) > 0 \quad (2-31)$$

由定理: \mathbf{R}^n 上的线性算子 A 可逆的充分必要条件是 $\det[A] \neq 0$ 。又因为式(2-31)对应的函数行列式不为零, 因此 $f'(x_1)$ 可逆。

下面可以利用反函数定理了^[7], 对于特定的函数 $f(x)$, 在点 x_1 的开邻域存在逆 $f^{-1}(x)$, 使得 $x_1 = f^{-1}((\pi - h(a))/a)$ 。因为存在满足不等式和式(2-28)限制的 a 组成的值域的某个子集为紧的且上式为连续映射, 因此元素 $|x_1 - x_0|$ 组成的集合为紧的, 因此为闭的。所以必存在某个 T 使得元素 $\sqrt{\frac{3}{2}}T$ 在闭集中, 证毕。 ■

下面对上述四个证明再进行一些文字说明以便使得结论更具有实际意义。证明(1)和(2)是为了探讨接近二阶 UWB 函数的函数所满足的具体条件; 证明(3)是为了说明只要在限制条件内调节参数对, 就能够使得输出信号在纵向比值上满足二阶 UWB 函数的条件, 然而“接近”的定义要求极值点和对应的函数点要与二阶 UWB 函数完全符合, 因此证明(4)使得输出函数极值点横向分布满足某个二阶 UWB 函数。

现在证明了以上四点, 就说明对于给出的符合四个特征的输入信号, 只需要通过调节输入信号强度和偏置电压大小, 一定能够得到输出信号 (理论上由于限制只有一个等式, 因此是输出信号族), 使得其接近不同宽度的二阶 UWB 函数组成的函数族的特征。

最后将现在证明的部分运用到 2.2 节中。函数族 $V_1 = \{f_r(x)\}$ 满足特征(1) $f(x)$ 的值域为 $[0,1]$ 。(2) $f(x)$ 的定义域为 $[m,n]$, 且关于对称轴 $x = x_0 (m < x_0 < n)$ 对称。(3) $f(m) = f(n) = 0$, 且 $f(x)$ 在 $[m, x_0]$ 严格单调递增, 在 $(x_0, n]$ 严格单调递减。(4) $f(x)$ 在 $[m,n]$ 连续, 在 (m,n) 可微。函数族 $V_3 = \{G_n(x)\}$ 为不同宽度的二阶 UWB 函数组成的集合。集合的集合 $V_2 = \{P_u\}$ 中的每一个元素如 P_i 为某个输入函数 $f_i(x) (i < r)$ 通过关系 (映射 s_1) $g(x) = \cos(af_i(x) + b) (a > 0, 0 < b < \pi)$ 得到的一系列函数的集合。映射 s_2 即增加一个对输出函数的要求, 合于最大值和最小值的比值

等于二阶 UWB 函数的比值。开集 V 即区间 (m, n) , 集合 $M \subset V$ 即为集合 $\{x_0, x_1, x_2\}$ 。

2.3.3 时域和频域上的等价关系证明

我们已经知道, 通过铌酸锂强度调制器的非线性区能够改变输出信号波形, 并且证明了这种输出波形能够逼近某个宽度的二阶 UWB 函数。但是对于 UWB 信号的评价标准完全基于频率掩模板的限制, 因此不严谨地讲, 我们需要证明对于时域上相近的两个信号, 它们频域上的分布也相近。下面用数学语言进行表述:

命题 若连续可微且绝对可积的周期函数序列 $\{f_n\}$ 一致收敛于连续可微函数 $f(x)$, 其傅里叶级数表示的函数序列 $\{F_n\}$ 一致收敛于 F 。

证明 因为 $f(x)$ 连续可微, 由傅里叶级数的一致收敛性^[8]得:

当 $m \geq N_1$ 时, 对一切 x , $|S_m(x) - f(x)| < \varepsilon_1$ 。其中 $S_m(x)$ 表示函数 $f(x)$ 的傅里叶级数部分和。

因为连续可微周期函数序列 $\{f_n\}$ 一致收敛于连续可微函数 $f(x)$, 故:

当 $n \geq N_2$ 时, 对一切 x , $|f_n(x) - f(x)| < \varepsilon_2$ 。

因此, 当 $m \geq N_1$, $n \geq N_2$ 时, 对一切 x 有:

$$|S_m(x) - f_n(x)| \leq |S_m(x) - f(x)| + |f(x) - f_n(x)| < \varepsilon_1 + \varepsilon_2$$

因为 f_n 连续可微, 同样由傅里叶级数一致收敛性:

当 $k \geq N_3$ 时, 对一切 x , $|S_{nk}(x) - f_n(x)| < \varepsilon_3$ 。其中 $S_{nk}(x)$ 表示函数 $f_n(x)$ 的傅里叶级数部分和。

因此当 $m \geq N_1$, $n \geq N_2$, $k \geq N_3$ 时, 对一切 x 有:

$$|S_m(x) - S_{nk}(x)| \leq |S_m(x) - f_n(x)| + |S_{nk}(x) - f_n(x)| < \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3$$

当 $m \rightarrow \infty$, $k \rightarrow \infty$ 时, 部分和趋于傅里叶级数, 即有:

当 $n \geq N_2$ 时, 对一切 x 有:

$$|F(x) - F_n(x)| < \varepsilon, \varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3$$

故函数序列 $\{F_n\}$ 一致收敛于 F , 证毕。 ■

2.3.4 最小二乘法在本文中使用的合理性

后续仿真中, 需要运用最小二乘法的公式进行求解, 然而本文中对该公式的运用场景与严格意义上的最小二乘法运用场景有所区别, 因此我们需要说明把最小二乘法的公式用在欧氏空间是合理的, 并为了方便起见, 把本文中运用最小二乘公式求解的方法也叫做最小二乘法。

数学上最小二乘法也叫最小平方法, 主要用来进行曲线拟合, 其本质是极大似然估计, 即小概率事件在一次试验中不发生。这样拟合的曲线对于一组测量数

据来说，如果每个数据点都由无数个独立同分布误差影响，则拟合曲线为一次试验中（这些数据点固定了）最可能的答案。显然这个场景并非本文所讨论的场景。

然而如果我们只借鉴它的公式，可以换一个角度来解释其中的意义。对于确定的 N 维欧式空间的向量 (x_1, x_2, \dots, x_N) ，以及一个集合 P ， P 中的元素也为 N 维向量，我们现在需要寻找集合中的某个向量 $(p_1, p_2, \dots, p_N) \in P$ ，使得它到向量 (x_1, x_2, \dots, x_N) 的距离最短。由于 N 维欧式空间中的度量为：

$$d(\vec{x}, \vec{p}) = |\vec{x} - \vec{p}|, (\vec{x}, \vec{p} \in R^N) \quad (2-32)$$

因此我们只需要寻找向量 $(p_1, p_2, \dots, p_N) \in P$ 使得表达式 $\sqrt{\sum_1^N |p_k - x_k|^2}$ 最小，这正好

与最小二乘法的公式是一致的。换言之，最小二乘法的公式不仅可以代表一次试验中样本点反映出来的最可能的实际分布情况，还可以表示 N 维欧式空间某子集中的向量到某个特定向量的最小值。本文中，我们需要在 R^2 空间中寻找两个最相近的函数，由于两个函数越接近，对应的两个 N 维向量间距离越小，故得出

结论：表达式 $\sqrt{\sum_1^N |p_k - x_k|^2}$ 最小是两个函数最接近的必要条件。而本文中限制了某

函数接近函数族的特征，这个条件进一步保证了两个函数在该指标下接近的效果。结合上述分析，我们可以用这个必要条件和函数接近函数族特征的这个限制条件来代替充分条件。另外，在仿真过程中，我们甚至可以进一步优化接近的效果，这一点在 3.2.2 节有详细的描述。

因此回到 2.2 节，本章建立的所有理论的假设或大前提是：用函数接近函数族的特征这个限制条件和上述必要条件结合，代替两函数最接近这个判断的充分条件是可接受的。

2.4 本章小结

为了建立一套完整了通过铈酸锂强度调制器非线性区产生二阶 UWB 函数的理论，首先，本章从物理光学出发给出铈酸锂强度调制器的输入输出关系，该关系可以看成强度调制的一个数学映射。为方便描述，本章接着给出了一个关键的数学定义，这里通俗来讲，函数族接近二阶 UWB 函数族的特征是这样一些函数族，合于对于其中任意一个元素，二阶 UWB 函数族中总有一个函数，使得它们两个的极值点和其对应的函数值相同。并以此提出了整个理论的大前提，即我们假设：用函数接近函数族的特征这个限制条件和 N 维欧式空间中两向量距离最短这个条件相结合，代替两函数最接近的充分条件是可接受的。由于第二个条件是两函数接近的必要条件，因此本质上是假设函数接近二阶 UWB 函数族的特征作为充分性

的一个保证是可接受的。之后本章给出一大类输入信号需要满足的充分条件（必要性可以在第三章仿真的三种信号当中体现），以此给出能够表征信号强度和偏置电压的参数对必须满足的范围，以线性规划的方式表达。在该区域下，本章从的角度证明了一定存在参数对，使得输出结果接近二阶 UWB 函数的特征。紧接着本章说明了从时域逼近目标信号和频域逼近目标信号的等价性，同时为了避免歧义，也严谨地说明了“最小二乘法”在本章中的合理性。这些证明使得第三章仿真和第四章实验中有章可循，有理可依。

最后需要补充一点的是上述证明保证最终结果可以逼近某个二阶 UWB 信号，然而，并非所有二阶 UWB 信号均能够作为 UWB 信号。一般情况下我们需要保证其频域的峰值频率居于 3.1GHz-10.6GHz 之间，因此为了保证输出满足这个调节，一种做法是改变输入信号的宽度来调节逼近的二阶 UWB 函数的宽度，从而改变频率分布。

第三章 铌酸锂强度调节器非线性调制方案的仿真

3.1 MATLAB 下的仿真算法

在第二章中理论分析步骤已经给出，现在我们需要设计一种基于 MATLAB 的计算方法，达到这样的目的：已知输入信号，求解一组输入信号强度和偏置电压的数值，并显示输出信号逼近的二阶 UWB 函数的 $1/e$ 宽度 T 。

3.1.1 寻找接近二阶 UWB 函数族特征的输出函数

流程图如图 3-1 所示：

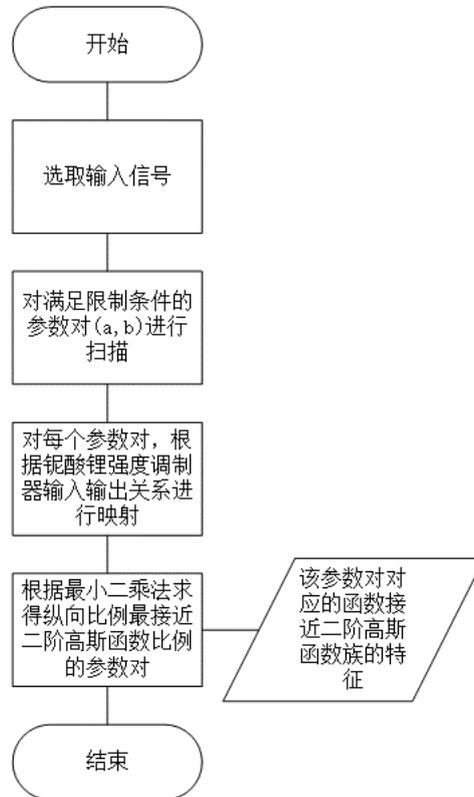


图 3-1 接近二阶 UWB 函数族特征的函数寻找方案

在上述流程中，首先确定输入信号的表达式。在后文中，我们将选取：高斯信号、余弦平方的单周期信号、 sinc 的高次方函数信号分别进行仿真，其中前两种信号完全符合理论中给出的四个特征，并且也为常见的输入信号波形。对于第三个信号，由于 sinc 函数次方越高，对称轴两边波动的效果就越不明显，从而趋于单调函数，因此对该信号仿真可以看出满足四个特征的必要性。

上图所述的满足限制条件为式(2-19)，而铌酸锂强度调制器的输入输出关系为式(2-5)，因此流程图的前三个步骤代表 2.2 节中的映射 s_1 。

对于流程图中的第四个步骤，根据式(2-23)表明的二阶 UWB 函数纵向比值，利用最小二乘法能够做到选取一组参数对，使得输出结果尽可能接近该比值，对应 2.2 节中的映射 s_2 。所谓最小二乘法，即按照下式规则进行选取：

$$\min(\{|r_k - R|^2\}), r_k = g(f_k(x)) \quad (3-1)$$

其中， R 代表二阶 UWB 函数的最大值与最小值相对于零值的比值， r_k 代表函数 $f_k(x)$ 中最大值与最小值相对于零值的比值， g 代表从函数到指标的这种映射， $\min(P)$ (P 为集合) 代表集合 P 中元素的最小值。我们需要按照(3-1)的规则选取函数 $f_k(x)$ 。

式(2-26)的出现是因为铌酸锂的输入输出关系中存在直流分量，由于我们只关心波形的变化，因此需要去掉直流分量再和二阶 UWB 函数族进行比较。在实际处理过程中，鉴于 MATLAB 只能处理离散化数据(任何程序都只能处理离散化数据)，而离散化数据带来的后果是比值并不能完全等于二阶 UWB 函数比值。这个事实使得实际上不再能够得到一个函数族(多组解)，它们接近二阶 UWB 函数族的特征，而是只能得到其中一个函数(单个近似解)，它接近二阶 UWB 函数族的特征。

3.1.2 寻找最小二乘意义下的逼近函数

流程图如图 3-2 所示：

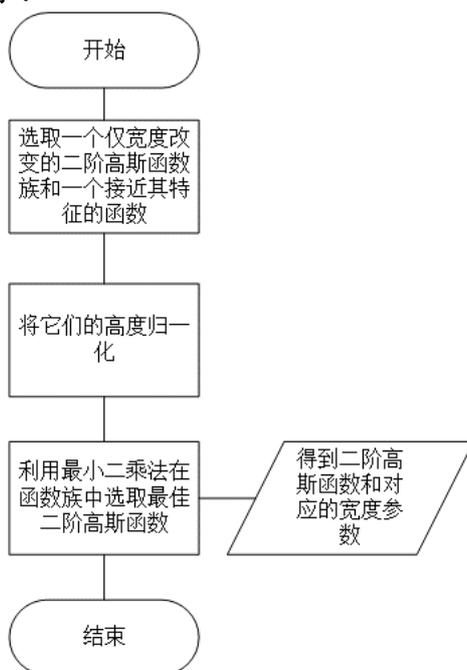


图 3-2 逼近的二阶 UWB 函数的寻找方案

流程图中的第一步数据来源是 3.1.1 得到的一个接近二阶 UWB 函数族的函数。为了将二阶 UWB 函数族中所有元素的遍历等效成仅对 $1/e$ 宽度 T 的参数遍历，我们需要将函数族和函数均进行归一化，归一化按照下式关系进行：

$$f(x) = \frac{f(x)}{\max(f(x))} \quad (3-2)$$

第三步中提到的最小二乘法严格来说与式(3-1)稍有差距，规则如下：

$$\min\left\{\sum_t |g_k(x_t) - f(x_t)|^2\right\}, g_k \in \{g_k\} \quad (3-3)$$

其中 $\min(P)$ (P 为集合) 的含义与上一节相同， g_k 表示二阶 UWB 函数族中的某个宽度对应的函数， f 表示一个接近二阶 UWB 函数族的函数。指标 t 表示集合 V (定义域上的某个子集) 的一组开覆盖的下标，也可以看成在集合 V 中的一组采样点。显然采样点越多，逼近效果就越好。

值得说明的是，我们将式(3-1)和式(3-3)均叫做最小二乘法是合理的，因为本质都是对于一个目标参量和一个集合，从集合中选取一个元素使得其与目标参量的差距最小。式(3-1)表明 1 维欧式空间中向量距离最小；式(3-3)表明 $\sup(\{t\})$ 维欧式空间中向量距离最小。

3.2 仿真结果

3.2.1 高斯函数输入

高斯函数具有这样的表达形式：

$$f(x) = \exp\left(\frac{-(x-t_0)^2}{T^2}\right), x \in [m, n] \quad (3-4)$$

可以验证其符合理论中所述四个特征 (我们将趋于零视作等于零，这样带来的误差非常小，可以忽略不计)。T 代表高斯函数在最大值 $1/e$ 倍高度下的宽度。结合式(2-5)和式(2-7)，若令：

$$A = \frac{aV_\pi}{\pi}, bias = \frac{bV_\pi}{\pi} \quad (3-5)$$

A 表示输入信号强度， $bias$ 表示加上的偏置电压，则：

$$\bar{P}(x) = e_0^2 \left[\frac{g(x)+1}{2} \right], g(x) = \cos(af(x)+b) \quad (3-6)$$

将信号基准设置在零值处 (因为二阶 UWB 函数族的基准就是零值处)，得到：

$$\bar{P}_2 = e_0^2 \left[\frac{g(x)-g(m)}{2} \right], g(x) = \cos(af(x)+b) \quad (3-7)$$

现将半波电压设置为 2 V，输入信号宽度设置为 60 ps，最大值设置在 5000 ps

处。以式(2-26)为指标，按照(3-1)中的最小二乘公式，可以得到一组参数对：

$$(a,b) = (1.19\pi, 0.64\pi) \quad (3-8)$$

在该参数对下，实际输入信号如图 3-3 所示：

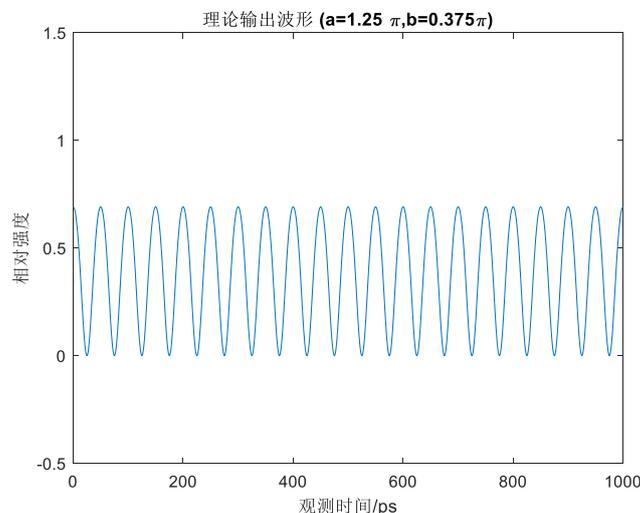


图 3-3 实际输入信号的时域波形

该输入下按照式(3-7)将基准设置在零值处，并通过强度归一化后得到的接近二阶 UWB 函数族的函数如图 3-4 所示：

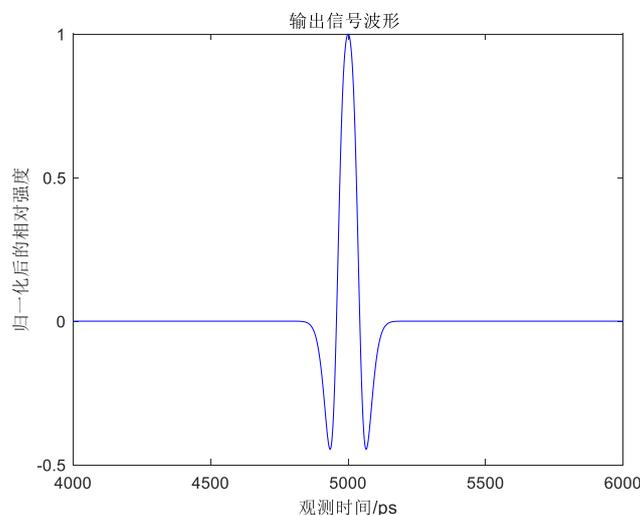


图 3-4 接近二阶 UWB 函数族的函数

选取一组强度归一化的二阶 UWB 函数族，使得参数 T 的变化范围是 20-120 ps（可以依据实际情况任意改变这个范围），通过式(3-3)中的最小二乘公式，得到的最佳逼近的二阶 UWB 信号如图 3-5 所示：

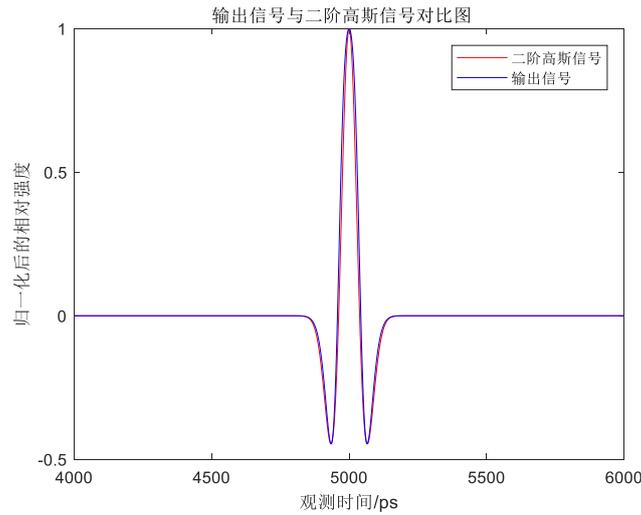


图 3-5 函数逼近二阶 UWB 函数的最终结果

上图中，最佳的二阶 UWB 函数对应的参数 T 为 54 ps 。总结来说：当输入信号是高斯函数，且信号强度为 2.38 V ，偏置电压为 1.28 V 时，通过铌酸锂强度调制器后，若将输出信号置于零值水平线上，则逼近一个 $T=54 \text{ ps}$ 的二阶 UWB 信号。

这里需要说明一个事情，就是我们没有关注逼近的二阶 UWB 信号强度，其原因在于在算法处理的过程中通过了归一化和将基准设置在零值处这两个操作而删除了输出信号的强度信息。不过这是无伤大雅的，因为在实际信号生成中，我们总可以通过使用光放大器或者使用光衰减器达到自由调节输出信号功率的目的。图 3-6 给出了归一化的输出函数与 $T=54 \text{ ps}$ 的二阶 UWB 函数功率谱的区别（此处归一化的方法：将信号功率谱最大值置于 -41.3 dBm 处）。

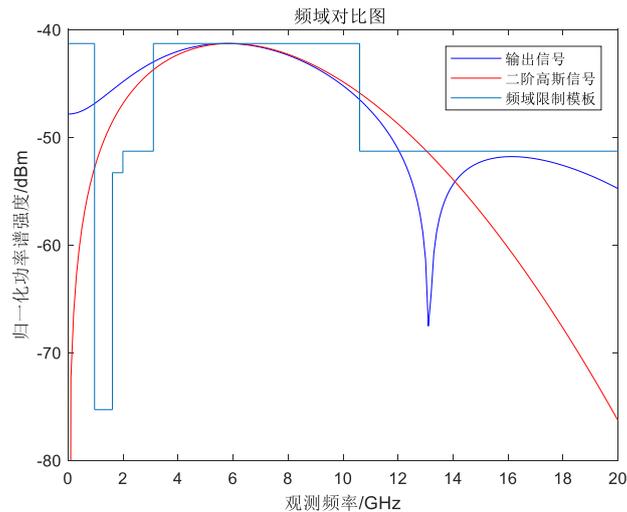


图 3-6 归一化后的功率谱对比

可以看到输出信号与 $T=54\text{ ps}$ 的二阶 UWB 函数功率谱都能大致符合频率掩模板的限制。但是这句话中存在两个隐含的问题，(1) 只有周期信号才有功率谱，非周期信号只有能量谱，然而能量谱在实际上是无法得到的，因为实际上频域内不可能是连续的。(2) 图 3-6 中归一化功率谱表示在 2 GHz 处信号功率远超过掩模板的限制，并不符合 UWB 信号的要求。然而这是归一化的情况，实际上我们会将 GPS ($1.61\text{--}1.99\text{ GHz}$) 频段用滤波器进行抑制，再减小信号（周期延拓后）功率来达到符合要求的目的。实际上大量文献均选择一阶或者二阶 UWB 函数作为时域逼近目标，其主要原因在于功率谱具有先增后减的趋势，并且功率最大值能够在 UWB 信号规定的频段($3.1\text{ GHz--}10.6\text{ GHz}$)内。根据 2.3.3 的证明，时域上的逼近就能够保证对应功率谱也具有相似的特性。除开被滤掉的 GPS 频段，具有这种趋势的函数均能保证很好地利用掩模板限制下的功率。

对问题 (1) 的解决必须要借助数学工具，因此为了保证文章整体的逻辑性，我们将在 3.3 节单独说明 MATLAB（以及任何实际频谱相关器件）在把非周期信号从时域映射到频域的过程中处理的本质。

3.2.2 余弦平方的单周期函数输入

余弦平方的单周期函数具有这样的表达形式：

$$f(x) = \begin{cases} \cos^2[\omega(x-t_0)], & (x \in Z = (t_0 - \frac{\pi}{4\omega}, t_0 + \frac{\pi}{4\omega})) \\ 0, & (x \in Z^c, x \in [m, n]) \end{cases} \quad (3-9)$$

虽然该函数并不是严格单增单减，但是若令：

$$\begin{cases} m = t_0 - \frac{\pi}{4\omega} \\ n = t_0 + \frac{\pi}{4\omega} \end{cases} \quad (3-10)$$

则其符合理论中给出的四个特征，因此即使扩大定义域范围并不会影响输出函数接近二阶 UWB 函数族的特征。 ω 代表余弦平方函数的角频率。处理方法同样按照式(3-5)，式(3-6)，式(3-7)所示。现今半波电压为 2 V ，输入信号频率 f 设置为 2 GHz ，同理可以得到一组参数对：

$$(a_1, b_1) = (1.19\pi, 0.64\pi) \quad (3-11)$$

可以看到式(3-8)和式(3-11)是完全一样的，其原因在于无论输入信号是什么，均按照限制条件(2-25)进行求解的，故与输入函数无关。只有一个解的原因在前文已述，由于离散化导致几乎不可能求得所有满足的点。然而我们可以采用改变扫描参数对精度的方法求其它解，下面先讲述这样做的可行性。

将式(2-25)和二阶 UWB 函数的纵向比结合，得到一个等式：

$$\frac{\cos(a+b)-\cos(b)}{\cos(b)+1} = \frac{1}{2} \exp\left(\frac{3}{2}\right) \quad (3-12)$$

这里可以去掉绝对值是因为式(2-19)带来的约束。上式可以化简为：

$$\cos(a+b) - \left[1 + \frac{1}{2} \exp\left(\frac{3}{2}\right)\right] \cos(b) - \frac{1}{2} \exp\left(\frac{3}{2}\right) = f(a,b) = 0 \quad (3-13)$$

令：

$$\frac{\partial f}{\partial b} = 0 \quad (3-14)$$

则：

$$\frac{\sin(b+a)}{\sin(b)} = 1 + \frac{1}{2} \exp\left(\frac{3}{2}\right) \quad (3-15)$$

根据不等式组条件(2-19)，上式左边恒为负数，显然式(3-15)无解。因此得到：

$$\frac{\partial f}{\partial b} \neq 0 \quad (3-16)$$

所以符合隐函数^[7]定理的前提条件，故在不等式组组成的区域内式(3-12)确定一个函数 h ，它可以将参数 b 由 a 表示出来，记为：

$$b = h(a) \quad (3-17)$$

因此式(3-12)其实确定了一条曲线。若将曲线上的参数对组成的集合记为 C ，将式(2-19)确定的参数对组成的集合记为 D ，则：

$$P'_i = C \cap D \quad (3-18)$$

P'_i 与 2.2 节是相同的含义，都代表接近二阶 UWB 函数族特征的函数族对应的参数对集合，该集合在 R^2 空间中表现为一段曲线。因此如果我们改变 R^2 中的离散化程度，就能够得到不同的距离曲线最近的离散化空间点，也就是不同参数对的数值解，图 3.7 形象地表现了这个过程：

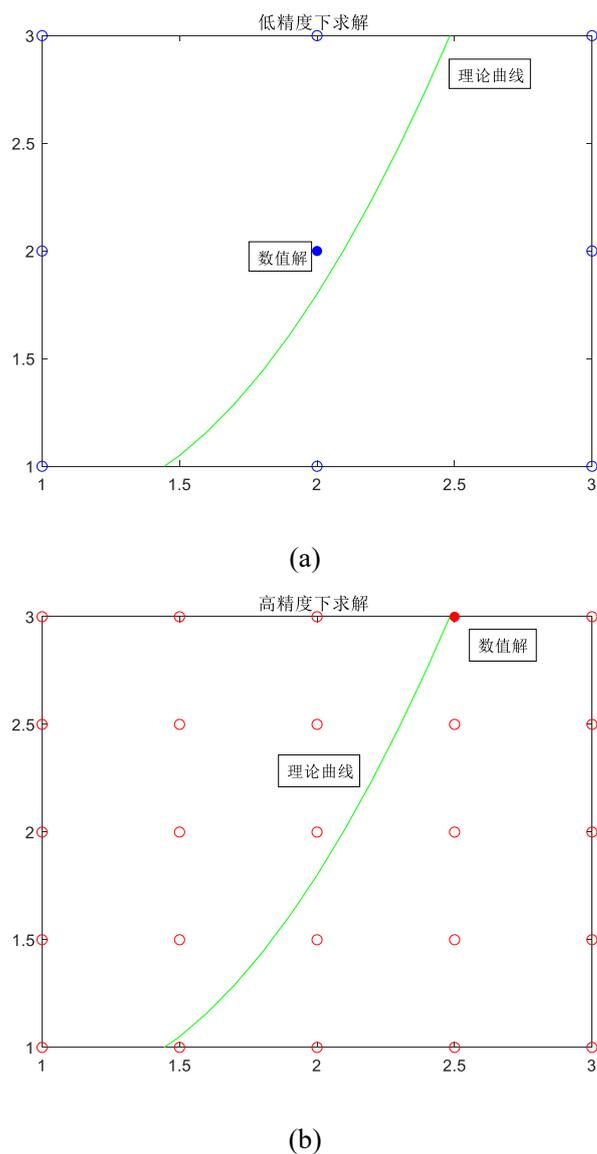


图 3-7 不同扫描精度下的数值解示意图 (a)扫描间隔为 1 时的数值解; (b)扫描间隔为 0.5 时的数值解

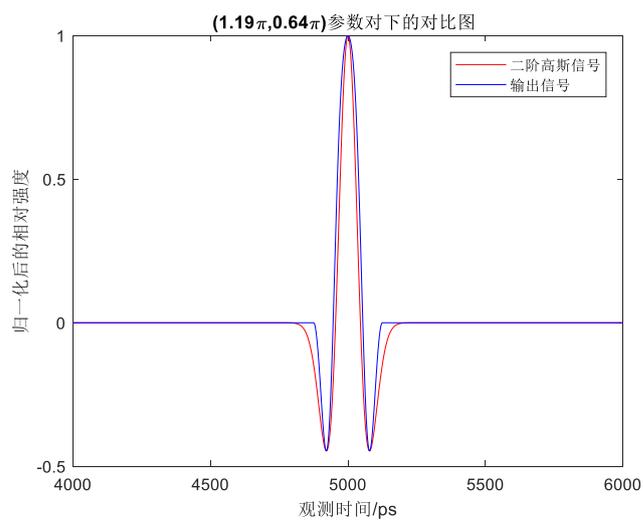
按照这个思想我们将精度设置为小数点后三位，得到第二个解：

$$(a_2, b_2) = (1.312\pi, 0.627\pi) \quad (3-12)$$

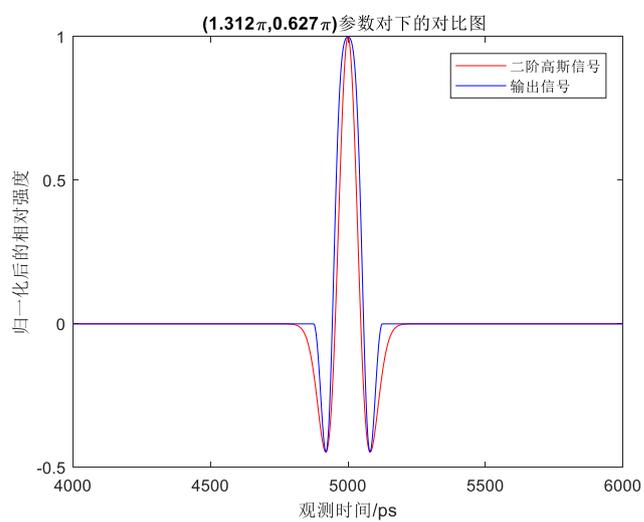
我们再将精度设置为小数点后一位，得到第三个解：

$$(a_3, b_3) = (0.9\pi, 0.7\pi) \quad (3-13)$$

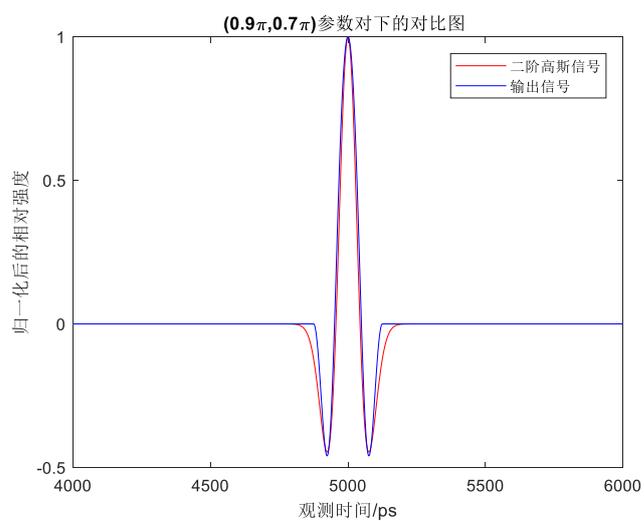
这些数值解虽然都能使输出函数接近二阶 UWB 函数族的特征，但是拟合效果是有差别的，图 3-8 对这三组下的输出结果进行了比较：



(a)



(b)



(c)

图 3-8 不同参数对下的输出结果(a)(a_1, b_1)的输出结果; (b) (a_2, b_2)的输出结果; (c) (a_3, b_3)的输出结果

这三种解对应的输出有差距，出现这种现象的原因是基准线下半部分的宽度发生了改变。对于符合条件的几种解，由于只限制了一个参数对之间的等式，它们均还剩下一个自由度来控制输出信号距离对称轴的第一个零点的位置（令函数 $g=0$ ，对称轴一侧的单调性又确定了反函数，故可以迅速得到距离对称轴的第一个零点受该自由度控制），而输出信号变化到零基准线的横坐标位置由式(2-7)知道是不变的，因此该自由度实际上控制输出信号零基准线下半部分的宽度。所以我们得出结论，对于输出信号零基准线下半部分的宽度过窄或者过宽的情况，可以通过修改精确度的方式求得不同参数对，从而调节这个宽度。运用到这里，此处选择效果最好的第三个解，在该参数对下的输入信号如图 3-9 所示：

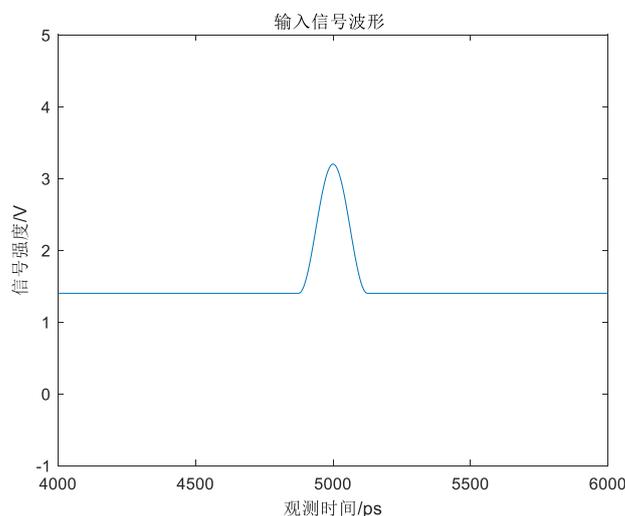


图 3-9 实际输入信号的时域波形

选取一组强度归一化的二阶 UWB 函数族，使得参数 T 的变化范围是 20-120 ps（可以依据实际情况任意改变这个范围），通过式(3-3)中的最小二乘公式，得到的最佳逼近的二阶 UWB 信号如图 3-8(c)所示。在该图中，最佳的二阶 UWB 函数对应的参数 T 为 62 ps。总结来说：当输入信号是频率为 2 GHz 余弦平方的单周期函数，且信号强度为 1.8 V，偏置电压为 1.4 V 时，通过铌酸锂强度调制器后，若将输出信号置于零值水平线上，则逼近一个 $T=62$ ps 的二阶 UWB 信号。

最后其归一化的功率谱对比图如下所示：

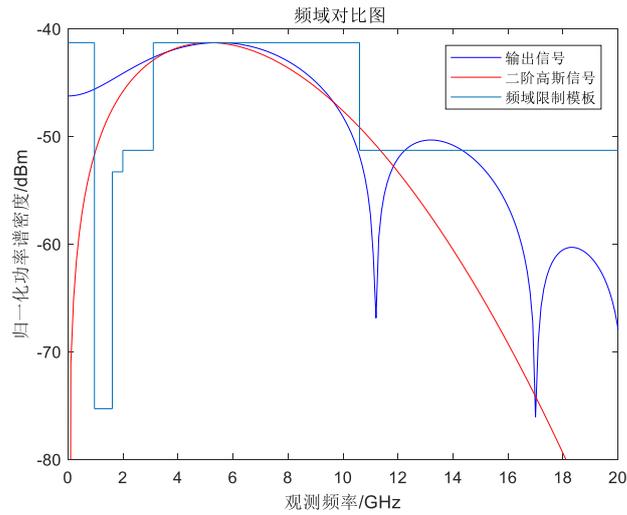


图 3-10 归一化后的功率谱对比

3.2.3 sinc 的高次方函数输入

sinc 的高次方函数具有这样的表达形式:

$$f(x) = \left[\frac{\sin(\omega(x-t_0))}{\omega(x-t_0)} \right]^n, x \in [m, n] \quad (3-14)$$

其中 n 表示正整数, 所说的高次表示该数值至少等于 2。这样的函数依然可以作为铌酸锂强度调制器的输入, 原因在于高次方能够使得该函数快速衰减至零 (趋于零), 从而抑制波动的效果而近似于满足理论中的四个特征。

现在取 sinc 二次方函数的频率 f 为 5 GHz, 半波电压为 2 V, 对称轴位置同样为 5000 ps 处, 则求得的参数对与式(3-11)相同。按照完全相同的方法, 实际输入信号如图 3-11 所示:

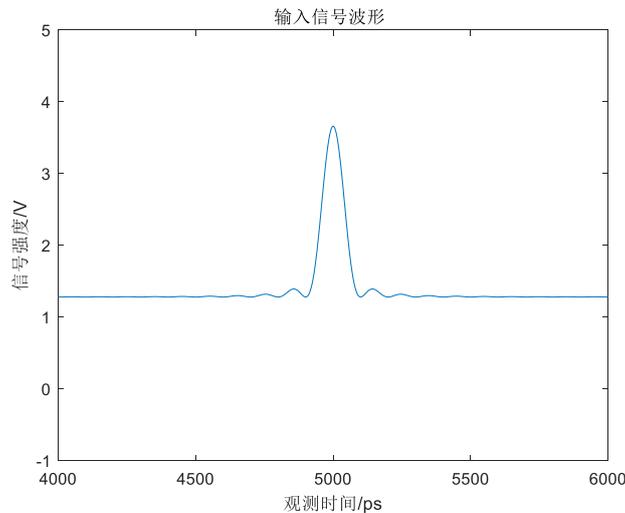


图 3-11 实际输入信号的时域波形

对应的输出结果为：

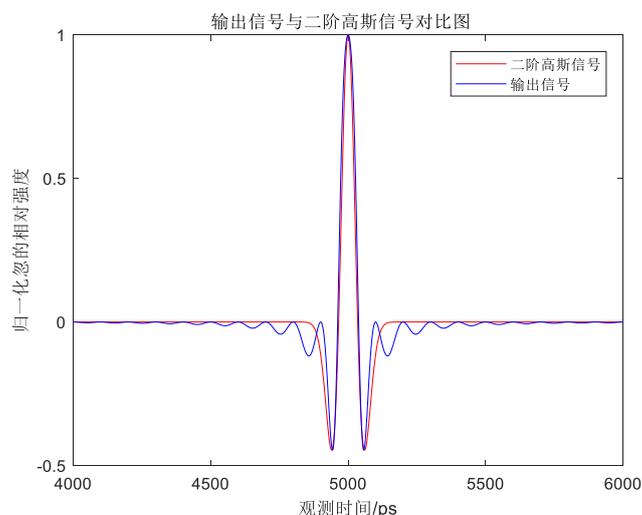


图 3-12 函数逼近二阶 UWB 函数的最终结果

归一化功率谱对比图如下：

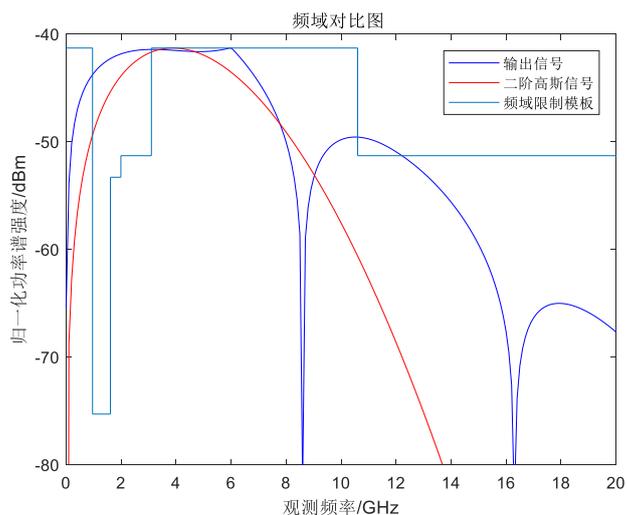


图 3-13 归一化后的功率谱对比

由上图结果，显然时域上并非我们特别期望的结果，输出函数的波动效果较为明显导致其与二阶 UWB 函数有较大的区别。虽然该函数的输出低频分量抑制得较好，但是前面已经讨论过，这个低频分量是不受最小二乘公式的控制的，我们需要在后面系统地解决这个问题。为了进一步抑制波动的效果，我们增大次方数至四次方，改变频率至 3 GHz 重复上述操作，得到的结果如图 3-14,3-15,3-16 所示。

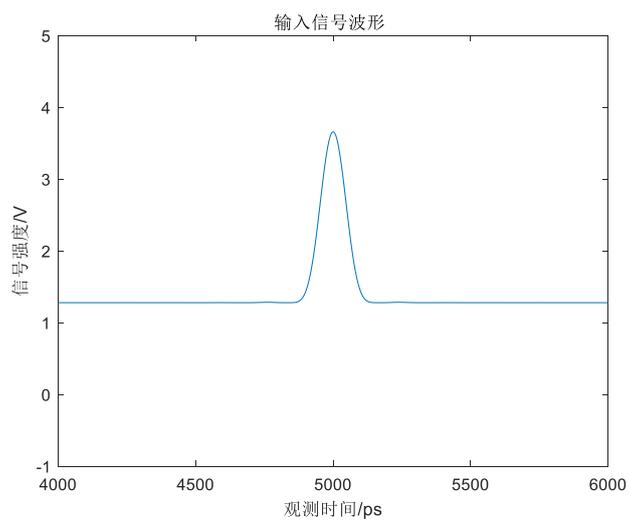


图 3-14 实际输入信号的时域波形

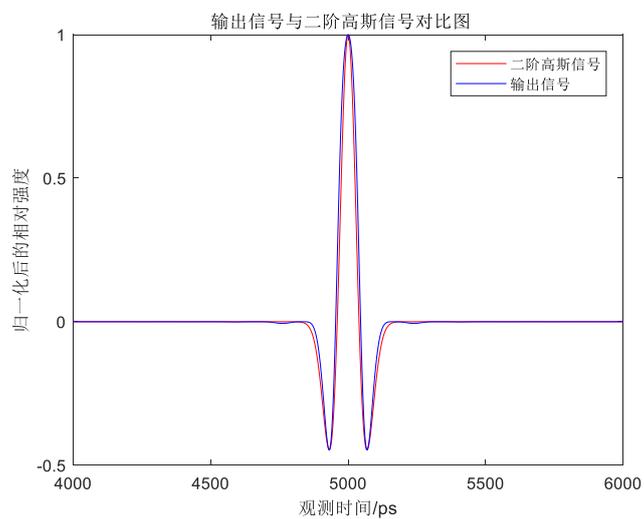


图 3-15 函数逼近二阶 UWB 函数的最终结果

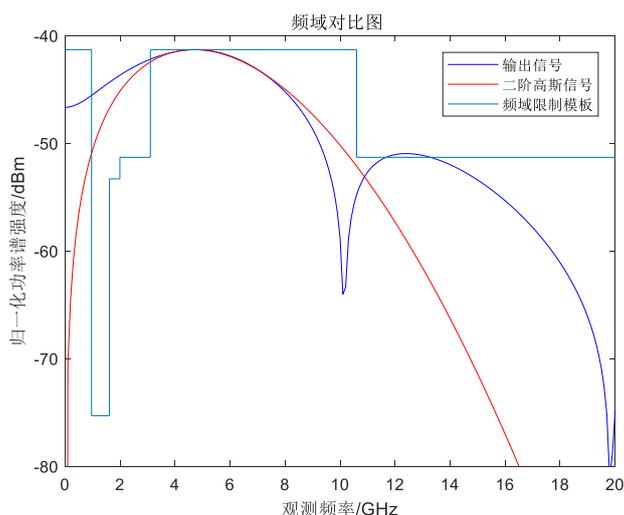


图 3-16 归一化后的功率谱对比

因此可以总结为：当输入信号 2.5 GHz 的 sinc 四次方函数，且信号强度为 2.38 V，偏置电压为 1.28 V 时，通过铌酸锂强度调制器后，若将输出信号置于零值水平线上，则逼近一个 T=56 ps 的二阶 UWB 信号。

3.3 非周期信号在频域中的处理方式

对于非周期信号，理论上我们得不到功率谱，因此我们需要指明 3.2 节中得到功率谱的确切含义。不妨设示波器接收到的非周期信号为 $f[n](0 \leq n \leq N-1)$ ，其中 N 表示在采样窗口内含有 N 个采样点。以 N 为周期将该离散信号做周期延拓，得到周期信号 $f[n]$ ，即：

$$f[n] = \begin{cases} f[n](0 \leq n \leq N-1) \\ f[|n| \bmod N] (|n| > N-1) \end{cases} \quad (3-15)$$

其中 $a \bmod b$ 表示 a 除以 b 得到的余数。此时我们可以将 $f[n]$ 展开为傅里叶级数：

$$f[n] = \sum_{k \in \langle N \rangle} a_k e^{jk(\frac{2\pi}{N})n}, a_k = \frac{1}{N} \sum_{n \in \langle N \rangle} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \quad (3-16)$$

式(3-16)即为周期离散信号从时域到频域的映射。该式表示，对于任何非周期离散信号，非周期信号的功率谱本质上是以采样窗口为周期的周期信号的傅里叶级数的系数模平方组成的集合。因此会出现一个现象，粗略地说，对于完全相同的一个非周期信号，给予不同的采样窗口，就得到不同强度的功率谱。如果是衰减为零的非周期信号，采样窗口长度和功率谱强度将具有反比关系。例如对于如图 3-5 所示的二阶 UWB 信号，如果我们将窗口设置为 3000-7000ps，则输出的功

率谱强度会相比于窗口为 4000-6000ps 的函数对应功率谱强度只有其一半, 这一点从式(3-16)就可以看出。由于我们得到的功率谱本质上是做了周期延拓的信号对应的功率谱, 因此对同样一个的非周期信号, 人为观测手段的改变(采样长度的改变)就能改变功率谱强度, 所以非周期信号的功率谱是没有意义的。我们希望对于非周期信号, 最终能够得到能量谱的采样, 即其做傅里叶变换的后对该连续函数进行采样, 再按照模平方进行分析。实际上仪器或者程序中是不可能得到傅里叶变换的解析解的, 都是按照周期延拓信号进行计算的。故我们需要寻找一种等价关系, 即我们需要找到一个映射, 使得周期延拓信号的功率谱通过这个映射后就能与离散信号的傅里叶变换的模平方集合等价, 下面用精确的数学语言来表述。

命题 设定义在实数轴上的非周期信号为 $f(x)$, 其离散化后得到的非周期信号 $f[n]$ 按照采样窗口的范围截取一个定义在采样窗口上的函数 $f_0[n]$, $f[n]$ 的傅里叶变换为 $F(\omega)$ 再将 $f_0[n]$ 定义域扩展到实数轴, 扩展区域的函数值为 0, 这样得到的信号记为 $g[n]$ 。令 $F(\omega)$ 的采样为 $F[\omega_n]$, 令 $f_0[n]$ 按照式(3-15)延拓后得到的幅度谱为 $\{F_0[\omega_n]\}$, 令 $f[n]$ 为 $f[n]$ 按照采样窗口进行周期延拓后的信号。下面证明若 $f[n]$ 与 $g[n]$ 在时域上差距可以忽略, 那么有:

$$\left| \frac{F_0[\omega_n]}{\max(\{F_0[\omega_n]\})} \right| = K |F[\omega_n]| \quad (3-17)$$

证明 根据式(3-16), 有:

$$|F_0[\omega_k]| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right| \quad (3-18)$$

所以:

$$\left| \frac{F_0[\omega_k]}{\max(\{F_0[\omega_k]\})} \right| = \frac{\left| \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right|}{\max(\left\{ \left| \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right| \right\})} = \frac{\left| \sum_{n=\langle N \rangle} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right|}{\max(\left\{ \left| \sum_{n=\langle N \rangle} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right| \right\})} \quad (3-19)$$

因为 $f[n]$ 与 $g[n]$ 在时域上差距可以忽略, 所以下式成立:

$$f[n] = g[n] \quad (3-20)$$

因为在周期内有:

$$f[n] = f[n] \quad (3-21)$$

将式(3-21)、式(3-20)代入式(3-19)得到:

$$\left| \frac{F_0[\omega_k]}{\max(\{F_0[\omega_k]\})} \right| = \frac{\left| \sum_{-\infty}^{\infty} g[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right|}{\max\left(\left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} g[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right\}\right)} = \frac{\left| \sum_{-\infty}^{\infty} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right|}{\max\left(\left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right\}\right)} \quad (3-22)$$

再根据离散傅里叶变换公式可将上式进一步化简：

$$\left| \frac{F_0[\omega_k]}{\max(\{F_0[\omega_k]\})} \right| = K |F[\omega_k]|, K = \frac{1}{\max\left(\left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} f[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \right\}\right)} \quad (3-23)$$

证毕。 ■

从上以上分析我们可以看出，二阶 UWB 函数按照周期延拓计算功率谱分布后，如果再将其做归一化处理，最终得到的是离散非周期信号傅里叶变换的采样后的某个固定倍数，从而与傅里叶变换等价（即分布是一样的）。总结来说，对于满足式(3-20)的非周期函数，无论窗口大小为多少，延拓后的归一化功率谱就表征其傅里叶变换的分布，这样输出值就不随我们观察方式不同而改变安从而具有意义了，这也是为什么在前文仿真中需要对功率谱进行归一化。

上述表示，周期信号功率谱归一化后就能够表征非周期信号的傅里叶变换。在实际操作中，通过衰减器或者放大器可以控制信号功率，这里功率指某时间段（采样窗口）的信号能量或者指周期延拓后的信号功率。对于符合二阶 UWB 信号的傅里叶变换分布的输出信号，由于它们主要将功率集中在 3.1-10.6GHz，而这个频段最大功率限制为-41.3dBm，因此可以得到该频段内最大功率约为 0.56mW。因此结合 2.3.3 节，产生二阶 UWB 信号的必要条件是：（1）信号在时域上逼近二阶 UWB 函数。（2）延拓后信号的功率不超过 0.56mW。之所以为必要条件，原因之一为 3.2.1 节中提出的第二个问题还没有解决。

3.4 本章小结

本章节主要按照第二章中理论部分设计了程序化的求解思路，分为两个步骤：首先根据最值的比值固定这个条件求得了一个接近二阶 UWB 函数族特征的函数，然而再从二阶 UWB 函数族中选取一个时域上最佳的函数作为输出结果。然后本章分别将高斯函数、余弦平方的单周期函数和 sinc 的高次方函数作为输入，给出了最佳的输出效果。对于这些输出结果，本章分析了它们相对于频率掩模板限制存在的问题，以及从时域上拟合二阶 UWB 函数和最终期望得到的 UWB 信号这两个目标之间的关系，给出了产生二阶 UWB 信号的必要条件。不仅如此，本章还分析了数值求解和理论解的区别，给出了一种通过改变参数扫描精度来求不同理论解

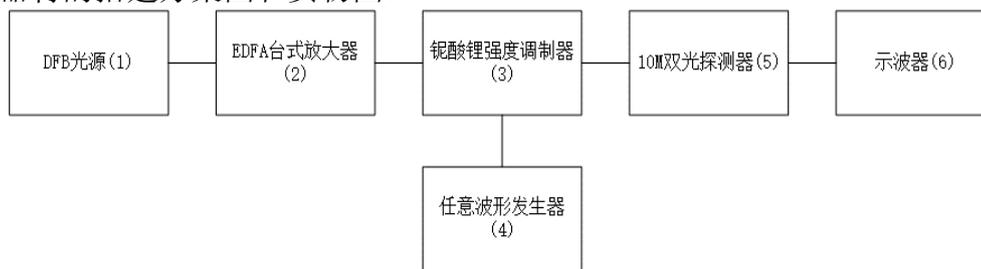
对应的数值解的方法并从数学上说明了这种方法的可行性。本章最后详细说明了非周期函数功率谱的确切含义，即（1）非周期函数功率谱是周期延拓后信号得功率谱。（2）非周期函数的归一化功率谱表征其傅里叶变换的模平方的分布。并最终给出数学证明。

第四章 二阶 UWB 信号的实验室产生

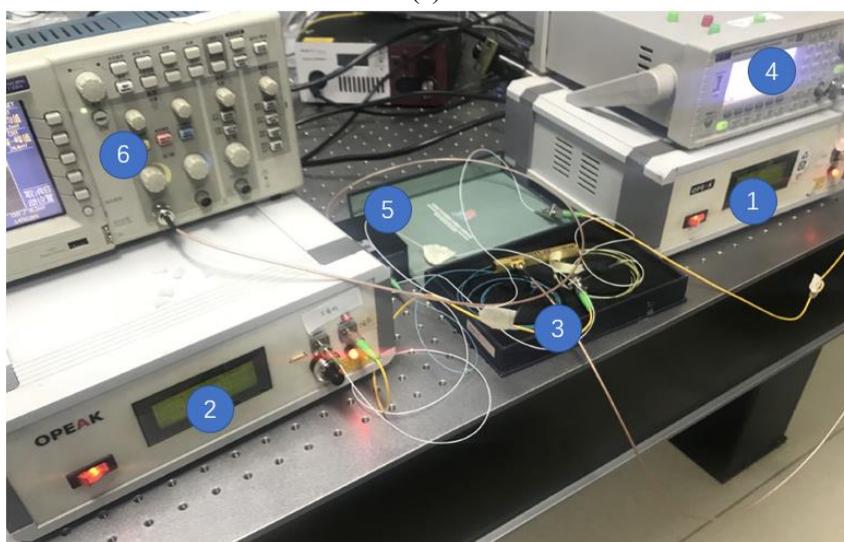
4.1 利用余弦平方信号生成二阶 UWB 信号

4.1.1 实验器件的选取和搭建

根据实验室器材的限制，我们选择余弦平方函数作为输入信号，该函数可以由函数发生器正弦输出（实际上产生的函数与余弦平方函数相比是反向的）来产生。在第三章中，我们对余弦平方的单周期函数做了仿真，因此可以推断，若将余弦平方函数作为输入，则输出函数应该为周期性的二阶 UWB 函数。图 4-1 给出了实验器材的搭建方案图和实物图。



(a)



(b)

图 4-1 实验器材的搭建 (a)原理图;(b)实物图

所用器件对应的型号和名称如表 4-1 所示：

表 4-1 实验器材和型号

实验器材名称	实验器材型号
DFB 台式光源	DFB-LSB-1550-10-S
EDFA 台式放大器	EDFA-LSB-1550-17-S
铌酸锂强度调制器	实验室自制
任意波形发生器	TG5011
10M 双光探测器	PR-10M4131
示波器	TDS1012B-SC

下面对各个器件做简单的说明。DFB 光源又叫分布式反馈激光器，波长可以在 1550 nm 附近自由调节，为输出窄线宽的半导体激光源；EDFA 台式放大器作为有源器件，能够将光信号进行放大，从而使双光探测器接收到变化的光功率信号；铌酸锂强度调制器为实验室自制，半波电压需要手动测得；任意波形发生器能够产生余弦平方信号作为输入，实际上该信号就是带有偏置电压的余弦信号；10M 双光探测器如果仅使用一个输入端口，则其等价于一个光电探测器，如果光信号强度得到了调制，则光电探测器能够将调制信号转换为电信号；示波器能够显示最终得到的电信号波形。

由于铌酸锂调制器是实验室自制，无法寻找到技术文档，因此有必要测量其半波电压值。具体方法是：以 0.2 V 为间隔，利用函数发生器从 0 V-5 V 依次输入恒定电压，每个电压值对应一个示波器中探测到的平均电压值。当输入光波长为 1549.32 nm 时，将得到的数据进行画图，如图 4-2 所示：

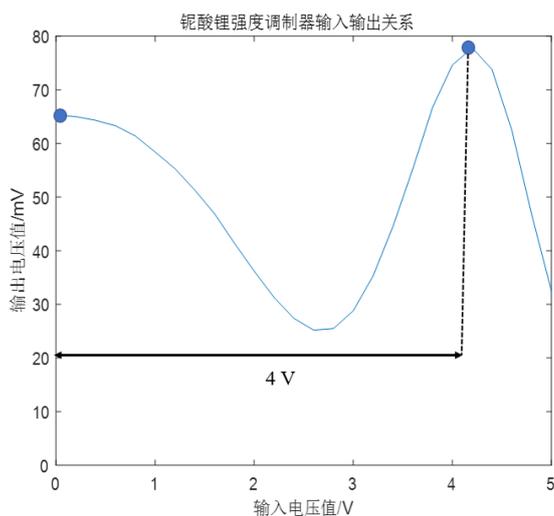


图 4-2 半波电压测试图

可以看出，两个最大值之间的差距为 4 V（0 V 和 4 V 的位置），由于半波电压对应周期的一半，因此半波电压为 2 V。

4.1.2 实验结果分析

根据式(3-5)以及限制条件(2-19)，设输入信号强度为 A ，偏置电压为 $bias$ （单位均为伏特），则它们应该满足条件：

$$\begin{cases} 0 < bias < 2 \\ 2 < A + bias \leq 4 \\ A + 2bias > 4 \end{cases} \quad (4-1)$$

由于理论中说明了输出信号的高度变化是连续的，因此可以通过观察示波器波形的变化来调节输入信号强度和偏置电压。为了使得输出信号尽可能大（减小噪声的干扰），我们固定输入信号强度为示波器最大 2.5 V（对应峰峰值为 5 V），因此偏置电压应该满足：

$$\begin{cases} 0 < bias < 2 \\ -0.5 < bias \leq 1.5 \\ 2bias > 1.5 \end{cases} \quad (4-2)$$

注意到，对于峰峰值为 5 V 的余弦平方函数，当偏置电压为零时，均值在 2.5 V 的位置。结合式(4-2)，可以得到真正在函数发生器上相对于余弦函数增加的直流分量 V_{dc} （单位伏特）的范围为：

$$3.25 < V_{dc} \leq 4 \quad (4-3)$$

然而按照式(4-3)的范围提示，该型号的函数发生器不支持直流分量大于 3 V 的信号，因此我们需要做出等价的调整，幸运的是这是可以做到的。根据式(2-7)，任何 b 值均能转化到最开始的半个周期内，因此如果偏置电压或者 V_{dc} 减少一个半波电压的数值，输出信号除了相位会反向之外，其余不会有任何改变。因此我们得到：

$$1.25 < V_{dc} \leq 2 \quad (4-4)$$

在(4-4)式下的输出结果理论上应该是倒着的周期性二阶 UWB 函数。然而实际上我们的输入信号与余弦的平方函数相比相位相反，实际输出本身就应该和理论预测的相位相反。这样实际上我们在(4-4)范围内，输出的结果应该是倒着的周期性二阶 UWB 函数再颠倒一次，也就是正向的二阶 UWB 函数了。逐渐调节增加的直流分量，选取肉眼认为最接近周期性的二阶 UWB 函数，得到的结果如图 4-3 和图 4-4 所示：



图 4-3 实际的输入信号

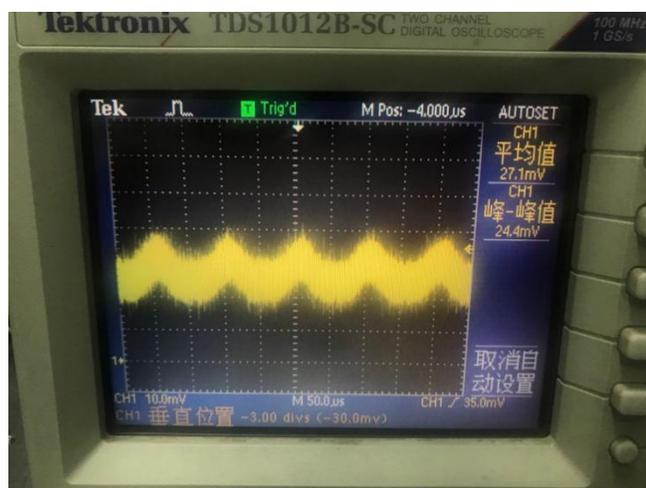


图 4-4 实际示波器接收的输出信号

由于图 4-4 中噪声影响较大，不能特别清晰地辨别该信号是否是周期性的正向二阶 UWB 函数，我们用图 4-5 展示同样输入参数下的理论输出结果以和图 4-4 进行对比：

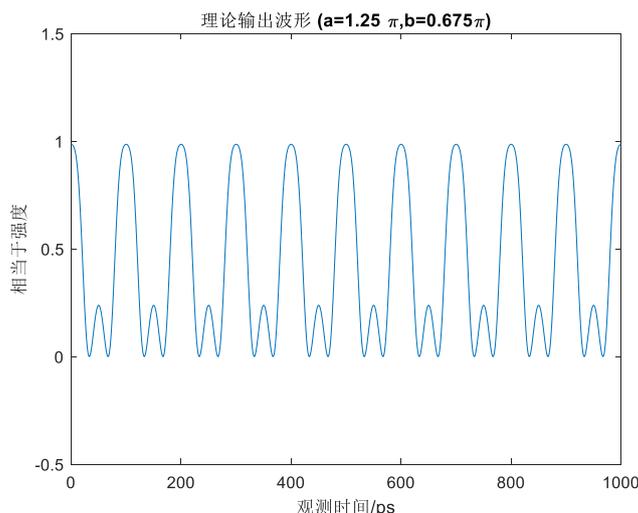


图 4-5 理论上的输出信号

从轮廓上来看，这两个函数完全一致，均是下方包络更宽，我们有理由相信小的波峰是淹没在探测器等仪器产生的噪声中。但是为了使得实验更加严谨，我们要继续运用第二章的理论进行辅助实验从而证明小的波峰确实被噪声所淹没。

一种想法是将更改第二章的限制条件，使得输出信号对称轴对应的函数值正好等于信号的端点对应函数值，这样反映到本实验中就会有类似于倍频的现象出现，基于这个思路，我们继续做辅助实验。

4.2 辅助实验还原噪声淹没的部分信号特征

我们需要改变限制条件，从而使得对称轴处的函数值等于端点处函数值。因此式(2-16)改为：

$$g(x_0) = g(m) \quad (4-5)$$

从而得到：

$$a + 2b = 2\pi \quad (4-6)$$

由于输入函数强度还是 2.5V 不改变，因此按照 4.1 节同样的方法，可以得到：

$$V_{dc} = 1.25(V) \quad (4-7)$$

但是此时又存在另外一个问题，就是图 4-2 表示的映射关系并非标准的余弦函数，而式(4-7)是在标准的余弦函数下得到的，我们需要分析理论值和实际数值的差距。

如图 4-6 所示，为标准余弦函数与实际的对比图，我们对于标准的式子需要满足(4-5)这个等式，即对称轴左右两边的函数值相等时横坐标的关系满足：

$$a + b - \pi = \pi - b \quad (4-8)$$

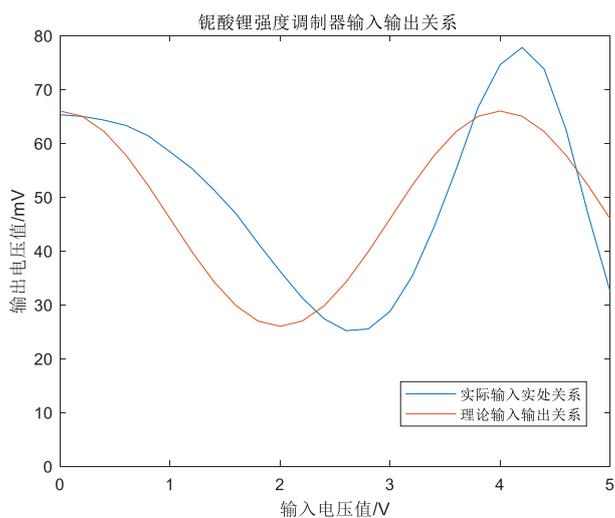


图 4-6 理论映射关系和实际映射关系对比图

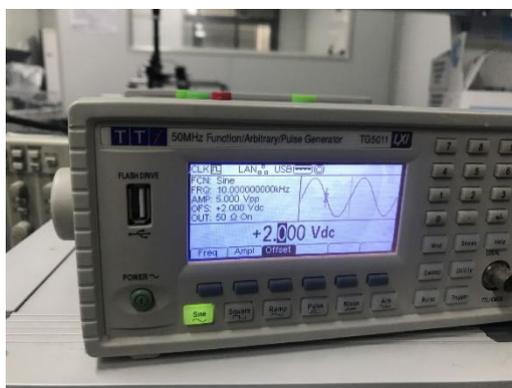
因此实际上式(4-8)应该改为:

$$a + b - \pi > \pi - b \quad (4-9)$$

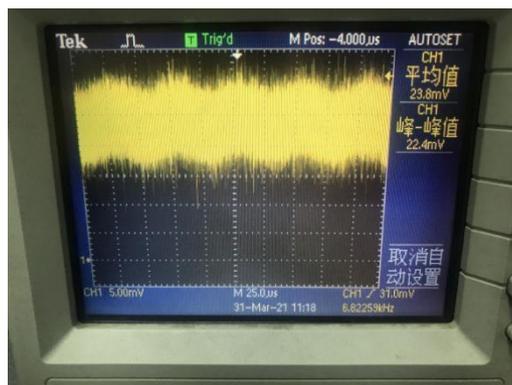
才能保证在实际映射关系下还能满足式(4-5), 因此式(4-7)改为:

$$V_{dc} > 1.25(V) \quad (4-10)$$

基于以上分析, 我们可以按照这个条件寻找类似于倍频现象对应的直流分量, 最终结果如图 4-7 所示:



(a)



(b)

图 4-7 类似倍频效果下的特征 (a)输入参数;(b)输出结果

上述对应的理论信号如图 4-8 所示:

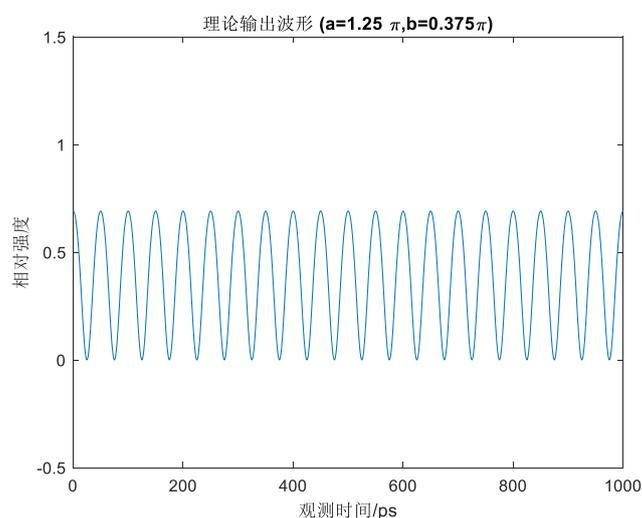


图 4-8 理论上的输出信号

我们现在还剩下最后一个问题，怎么证明上图表示类似于倍频的情况呢？为此，再次寻找输出函数只有一个极值点的下对应的限制条件。为了保证原频率输出，只需要将工作点设置在线性工作区即可，也就是满足：

$$bias = 1(V) \quad (4-11)$$

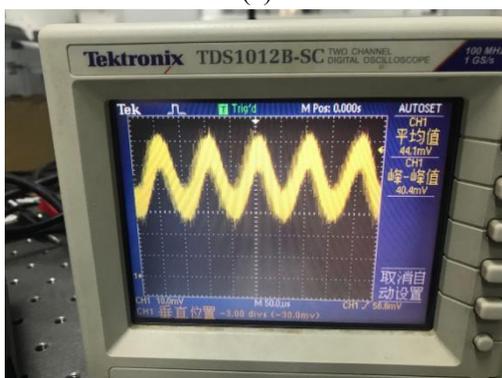
同样根据图 4-6 可知，实际上要想也保持在线性区，上式偏置电压应该增大，即：

$$bias > 1(V) \quad (4-12)$$

从而直流分量应该大于-0.5V，因此最终结果如图 4-9 所示：



(a)



(b)

图 4-9 类似原频下的特征 (a)输入参数;(b)输出结果

上述对应的理论信号如图 4-10 所示:

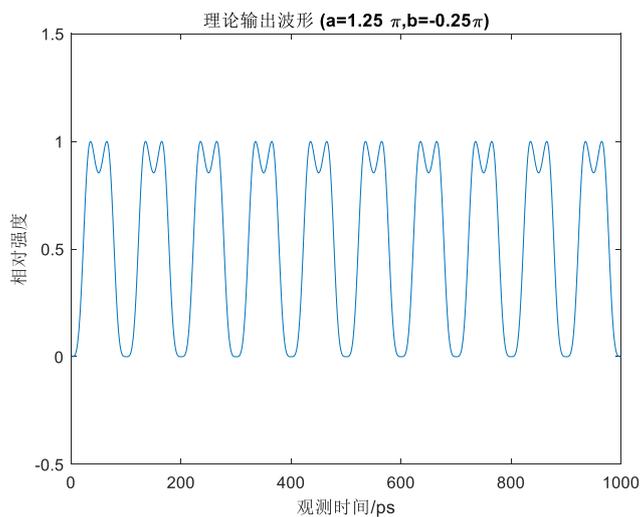


图 4-10 理论上的输出信号

图 4-9 出现峰值反向的原因是输入强度较大导致的,然而我们仍能看出此时的频率为图 4-8 所示信号的一半,也就是说图 4-8 出现了类似于倍频的效果。因为图

4-7(b)可以通过包络观察到信号的周期为 50 微秒，而图 4-9(b)说明信号的周期为 100 微秒，并且“倍频”前后峰峰值减小为原来的二分之一，这两点实验事实与理论结果完全吻合。产生该结果的原因是由于对于一个输出函数来说，当对称轴对应的函数值等于端点对应的函数值时，其与同样的相邻输出函数就能在两个对称轴对应的峰之间构成另一个等高的峰，从而产生类似频率加倍的效果。这里描述为“类似于倍频”是因为从时域上看确实是频率加倍，但是从频域上这样的信号本身就是有多个频率分量的，不能直观看出严格意义上的倍频。

这样就说明了图 4-4 中小的波峰确实存在，只是被噪声掩盖了而已，因此通过实验我们就得到了类似于二阶 UWB 函数的输出。这里需要做一个说明，在实验器材的限制下，我们没有办法直接生成一个符合 FCC 规定的 UWB 信号，因此在理论中我们一直在强调输出信号逼近某个宽度的二阶 UWB 函数信号而不是逼近某个二阶 UWB 信号。但是这个问题是可以通过更换更好的实验仪器来实现的，因为只要改变输入信号的宽度就可以自由改变逼近的二阶 UWB 函数的宽度，从而使得峰值功率处在 3.1-10.6 GHz 之间。由于实验室缺少频谱仪等器件，因此只有通过肉眼去观察输出信号来寻找一个基于主观认知的逼近二阶 UWB 信号的输出信号。但是本章实验的目的主要是验证理论和仿真的正确性和可行性，其中理论就保证了输出二阶 UWB 信号是可行的。

4.3 本章小结

本章借助实验室中比较简单的器件，实现了主观认知下的二阶 UWB 函数输出，从而验证了前文理论和仿真的正确性和可行性。首先根据任意函数发生器可选择的内置波形，选择余弦平方函数（实际相位相反）作为输入信号进行实验。我们得到实验结果：当输入信号是强度为 2.5 V 正弦波时，增加直流分量至 1.75 V，此时输出结果类似于二阶 UWB 信号。然而由于探测器等器件带来的噪声影响，输出信号仅能看到包络，为了证明小的波峰确实存在，只是被噪声所淹没，我们根据理论重新调整了输出参数对的限制条件，从而根据类似于倍频效果的现象说明了小的波峰仍然存在的事实。根据以上实验结果，我们前文所建立的理论 and 仿真是正确且可行的。

第五章 总结与展望

5.1 论文总结

利用铌酸锂调制器产生 UWB 信号以及改变波形等运用已较为成熟。例如利用相位调制器和光学滤波器的线性响应区能够输出一阶高斯信号；利用强度调制的特定工作点能够输出不同码型进行高速传输。这些现有的方法在提供铌酸锂调制器运用范例的同时，也暴露了诸多问题：（1）输入信号固定，不具有选择性。（2）输出结果高度依赖实验器件，不具有连续可调性。（3）均为一种铌酸锂调制器的运用特例，不易推广为一般性理论。针对这三个问题，本文从分析学角度建立了一种基于铌酸锂强度调制器非线性区的调制理论，对该理论进行了详细的论证，并以此为基础完成了仿真，且通过实验得到了所需的信号，完成了对理论的验证。本论文原创的研究内容及方法整理如下：

（1）提出了利用非线性区逼近目标函数的理论，并清晰地给出了理论的大前提，对于这样的前提或者假设，给出了直观上和数学上这两种角度解释。并且给出了“函数接近函数族的特征”的精确定义，该定义作为理论和仿真的核心判别指标直接决定了输出函数效果的好坏。

（2）给出了一大类输入信号需要满足的条件，并分析二阶 UWB 函数特征，以此找出了输出函数符合该特征的必要条件，以线性规划的形式进行表达。在该必要条件下，分四个步骤最终证明了“函数接近二阶 UWB 函数族的特征”论断的存在性以及调节过程中的连续性，进而表明利用铌酸锂强度非线性区来逼近二阶 UWB 函数在实验中是可行的。

（3）证明了函数族时域和频域的等价关系，从而为时域逼近目标信号的方法来产生 UWB 信号这个思想提供了理论基础。

（4）分析了最小二乘公式作为两个函数逼近程度指标在数学上的合理性，从而能够使该方法作为后续程序仿真中的主要手段。

（5）选取了三种具有代表性的信号作为调制器输入，按照最小二乘公式分别仿真输出函数的归一化功率谱。为了表明非周期信号归一化功率谱的意义，从数学上证明了其与傅里叶变换的等价关系。

（6）给出了一种仿真过程中通过更改扫描精度求多组解的数值方法。

（7）结合实验室条件，选取余弦平方的函数作为强度调制器的输入，按照理论给出的参数调节区域成功实现了直观上的逼近某宽度的二阶 UWB 信号的输出

信号，并分析实验结果和意义。

在（7）的基础上根据理论结果，变更输出波形，最终能够在示波器上得到噪声淹没部分的信号特征。

5.2 工作展望

本文所述方法均为时域上的逼近，然而尽管时域上的逼近和频域上的逼近是等价的，频域分布仍然对时域波形变化很敏感。因此生成的信号还不能直接作为 UWB 信号发射，还需要根据掩模板进行滤波等进一步处理，而这一部分在本文中并未涉及。

致 谢

四年大学生活转瞬即逝，在成电校园里，我逐渐学会了使用科学的方法来更理性地分析客观事物特征和规律，从而能够更加高效地解决实际问题。这种科学素养的形成得益于学校提供的诸多学科比赛以及老师们课堂上的悉心讲解，通过接触这些机会，我从诸多学科领域中找到了自己真正的兴趣所在，也渐渐明晰了未来的发展方向。

首先感谢电子科技大学提供的良好学习环境。在我迷茫的时候图书馆的氛围总能为我消除一丝忧虑，在我学有所悟的时候信通楼的麦克斯韦像总能让我保持对真理的敬畏，在我自卑的时候东湖的风景则提供心灵的慰藉。

其次感谢胡哲峰老师的悉心指导。很庆幸能和这样一位学识渊博的老师进行学术问题的交流与讨论，在这过程中，我不仅感受到了科研人员对学术严谨的态度，而且意识到了自己在专业课基础上的欠缺，并下定决心在远赴他国深造之前重新复习、思考相关专业知识。本篇论文的理论雏形来自于某次和胡哲峰老师的讨论，没有老师循循善诱的开导也不会有毕业论文的所有成果。

接着感谢刘爽老师，张尚剑老师以及其他帮助过我的老师们。他们给我提供了丰富的科研经历，带我领略到光电领域在半导体行业中扮演的重要角色，并给予我大量学习上的帮助。

然后感谢家人、朋友们以及所有我爱的人对我的支持。很大程度上，他们是我的精神支柱，正因为有他们对我的理解和包容，才让我明白人生不止学习，感受生活中的点点美好亦是人生一大乐事。

最后感谢《Principles of Mathematical Analysis》的作者 Walter Rudin 和其译者们。在反复学习了两遍之后，我认为这本书带给我的思想冲击是巨大的。对于我这样的非数学系学生，这本书能够给我提供一套基础而完整的数学分析理论，在我解决专业相关问题时，分析学的思想和严格的逻辑证明让我受益匪浅。也正是这本书让我对现代数学充满求知欲，并促使我时刻保持对数学的热爱。

参考文献

- [1] Technical Digest
- [2] Aiello G.R, Rogerson G.D, et al. Ultra-wideband wireless systems[J]. Microwave Magazine, IEEE, 2003, 4(2):36-47.
- [3] Porcino D, Hirt W, et al. Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead[J]. IEEE Communications Magazine, 2003.
- [4] 徐健辉. 光学单一波长可调可切换 UWB 信号产生的研究[D]. 电子科技大学, 2018.
- [5] 邵静. 基于光学技术的超宽带信号的产生、调制与传输研究[D]. 华中科技大学, 2013.
- [6] 徐晓庚. 高速光纤通信系统传输特性研究[D]. 华中科技大学, 2006.
- [7] Walter Rudin (著), 赵慈庚(译). 数学分析原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004
- [8] 杨香凤. Fourier 级数一致收敛性的几个证明[J]. 东华大学学报 (自然科学版), 2006, 032(003):48-51

外文资料原文

Unlicensed reuse of licensed spectrum: case UWB

Ali Silvestrovan
Communications Laboratory
Helsinki University of Technology
ali.silvestrovan@tkk.fi

Abstract

In this paper, unlicensed reuse of licensed spectrum is discussed from the regulatory point of view. This issue concerns the regulator by the possibility of interference to existing services, and also the increase of spectrum efficiency. Ultrawideband (UWB) technology is an interesting subject for this matter and here, the topic of the paper is discussed through a case study of UWB.

1. Introduction

Unlicensed reuse of already licensed spectrum to increase the spectrum efficiency is relevant topic in today's regulation. The regulator has significant interest in this field, since its task is to make sure the existing allocated radio systems are not interfered by new allocations. On the other hand, the regulator is interested in the increase of social welfare, and therefore also the increase of spectrum efficiency.

Ultrawideband (UWB) technology provides an interesting case to view of this topic. From regulatory point of view, UWB needs some alternative regulatory actions to consider, since the implementation of the system differs greatly from the traditional radio systems. The implementation of UWB needs the use of already licensed radio spectrum in an unlicensed manner, i.e. without a licensing out or control. Therefore, it is essential that the existing services are not interfered while implementing new systems.

The interest of UWB radio access systems has grown rapidly over past few years. The use of broadband radio access is today familiar to users and equipment manufacturing costs are low enough to support it to become general. Also in home usage, the need for cables running all over the house has become frustrating and people are anxious to use wireless systems for this reason also. In many prominent tests of UWB, something like this is said to motivate people: "In the digital home of the not-too-distant future, people will be sharing photos, music, video, data and voice among networked consumer electronics, PCs and mobile devices throughout the home and even remotely. For example, users will be able to stream video content from a PC or consumer electronics (CE) device - such as a camcorder, DVD player or personal video recorder - to a flat screen HDTV (high-definition television) display without the use of any wires." [1]

The discussion of UWB mainly consists of communication opportunities of the system, and this is also the focus of this paper. However, also imaging services, e.g. radar systems operating in a 24 GHz band, are also being developed using UWB technology [2].

2. Overview of UWB

UWB is a personal area network (PAN) that is intended for short range radio transmission as mentioned above. UWB is a high-rate connectivity that complements other wireless technologies in terms of link ranges, as shown in Figure 1 [3].

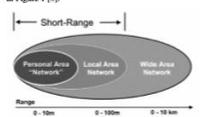


Figure 1 WPAN, WLAN, and cellular networks and their typical ranges

UWB is not a new invention, but it has been developed back in the 1980's [4], although the research started already in the 1960's. Traditionally UWB (or impulse radio) transmitter operates by transmitting billions of pulses across a very wide spectrum of frequencies several GHz in bandwidth. The receiver then translates the pulses into data by listening for a familiar pulse sequence sent by the transmitter. UWB is defined as any radio technology having a spectrum that occupies a bandwidth greater than 20 percent of the center frequency, or a bandwidth of at least 500 MHz.

The development of UWB has been conducted for many years in the laboratories, and this now it has moved to standardization. Current status in the standardization process, while writing this paper, is that there are two competing physical layer specifications available: one that is based on direct sequence spread spectrum (DS-UWB), and the other that is based on multiband orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). These two alternatives are currently under consideration by the IEEE 802.15 Task Group 3a (TG3a) [5].

The latter alternative is heavily supported by the industry; there are now over 170 companies (i.e. Intel, Nokia, Texas Instruments, etc.) involved in the Multiband OFDM Alliance (MBOA), a consortium formed in June 2003 [6].

2.1. Motivation for UWB

The concept of a UWB radio spans many different applications, as also mentioned previously. UWB along with the convergence layer becomes the underlying transport mechanism for different applications, some of which are currently only available in wired networks. Example of interesting applications that would operate on top of the common UWB platform would be wireless universal serial bus (WiUSB), wireless IEEE 1394 (FireWire), the next generation of Bluetooth, and Universal Plug and Play (UPnP). This vision is illustrated in Figure 2 [1]. This concept has a lot of potential applications since it creates the first high-speed wireless interconnects.

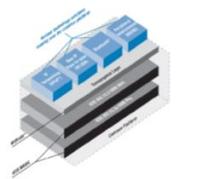


Figure 2 Vision of UWB as a common platform under "Convergence Layer"

As an example application for UWB would be to use it for downloading content to a mobile device like a portable media player (PMP) from the content source like a PC, laptop or external hard-disk drive. Once authentication and authorization is established the device and PC can perform bulk data transfer of video files. Within the consumer electronics industry, there is demand for wireless connecting various devices such as DVDs, HDTVs, servers, camcorders, digital cameras and other devices. Also for aesthetic reasons, UWB can be applicable for example for a wall-mounted TV display where users prefer not to have cables visible. A variation on this example is the ability to stream content to multiple devices simultaneously. This would allow picture-in-

picture functionality or viewing of the same or different content on multiple viewing devices.

2.2. Technical characteristics

The definition for UWB, according to the FCC, is any radio technology with a spectrum that occupies more than 20 percent of the center frequency or a minimum of 500 MHz. Today, UWB operates on an unlicensed radio spectrum from 3.1 GHz to 10.6 GHz, which is allocated by the FCC in 2002. Regulation issues are dealt in more detail in following chapter.

However, UWB does not use the entire 7.5 GHz band, or even a large portion of it, but the minimum bandwidth of 500 MHz defined by the FCC. This FCC regulation expands the design options for UWB communication systems. System designers are free to use a combination of sub-bands within the spectrum to optimize system performance, power consumption and design complexity. UWB systems can maintain the same low transmit power as if they were using the entire bandwidth by interleaving the symbols across these sub-bands. [7] Figure 3 illustrates the operation principle of UWB compared with GSM and UTMIS [8].

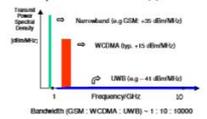


Figure 3 Operation principles of GSM, UWB, UWB

For such multiband system, information can either be transmitted by the traditional pulse-based single carrier method or by multicarrier techniques. Pulse-based single carrier systems transmit signals by modulating the phase of a very narrow pulse. Advantage of this method is a very simple transmitter design, but there still exist several disadvantages, e.g. to collect enough signal energy in a typical usage environment (with many reflecting surfaces); switching time requirements can be very strict; the receiver signal processing is very sensitive to group delay variations; and spectral resources are potentially wasted in order to avoid narrowband interference. Multiband OFDM transmits data simultaneously over multiple carriers spaced apart at precise frequencies. With this method the transmitter complexity is only slightly increased. Advantages of multiband OFDM include high spectral flexibility, resilience to RF interference and multipath effects, and better efficiency. OFDM modulation techniques have

been successfully applied to several other high-performance popular commercial communications systems including WLAN 802.11a/g and WIMAX 802.16a [7].

Dividing the available spectrum into several smaller bands allows the selective implementation of parts at certain frequency ranges while leaving other parts of the spectrum unused. The dynamic ability of the radio is important because it can adapt to regulatory constraints. The band plan for the MBOA proposal has five logical channels, as shown in Figure 4 [1]. In the current Multiband OFDM Alliance proposal, bands 1-3 are for mandatory mode, while the other remaining channels (2-5) are optional. There are up to four time-frequency codes per channel, thus allowing for a total of 20 packets with the current MBOA proposal [1].



Based on existing CMOS technology geometries, use of the spectrum from 3.1 GHz to 4.8 GHz is considered optimal for initial deployments. Limiting the upper bound also avoids interference with the UWB band (around 3 GHz) where 802.1a resides as well as simplifies the design of the radio and analog front end circuitry. The frequency band from 3.1 GHz to 4.8 GHz is sufficient for three sub-bands of 528 MHz, as illustrated in Figure 5 [7].

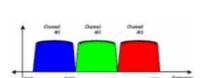


Figure 5 Frequency allocation of sub-bands

3. Current regulation state

The frequency bands that UWB operates were mentioned above to consist of 528 MHz bands in frequency range of 3.1 to 10.6 GHz. However, an obvious problem for UWB usage can be identified here; these frequencies are already in use, at least partly in every corner of the world. It is well-known that frequency spectrum is limited resource, and it should be efficiently in use. Figure 6 illustrates the situation of frequency allocations in the USA in frequencies from 3

MHz to 300 GHz [9]. It can be clearly seen, even though that the figure is from 1996, that the spectrum is rather full.



Figure 6 Frequency allocation in USA, 3 MHz - 300 GHz

The close-up on Figure 6 on frequencies from 3.1 to 4.8 GHz, which is presented as the obligatory frequency band for UWB is shown in Figure 7.

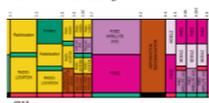


Figure 7 Frequency allocation in USA, 3.1 - 4.8 GHz

The situation is basically the same in other countries as well, even though the allocated radio systems differ from country to country. These figures illustrate the problem with introduction of UWB, since it goes without saying that existing systems should not be interfered by new systems operating at the same frequency. Therefore, it is also clear that strict regulation is needed for UWB, before it could be commercially launched. The regulation can also have significant effect of UWB system characteristics, as well as its commercial potential.

3.1. Regulation in USA

Prior to the regulation of UWB by the FCC, there was debate over how much interference UWB would pose to existing radio services. Services such as the GPS location service, which operates around 1.9 GHz frequency band were thought one of the most vulnerable to UWB interference. The debate started to look never-

ending, as the UWB front kept on stating that the interference is minimal, while GPS front argued against the interference. Nevertheless, the FCC ended the speculation by publishing a technical report indicating that "ultrawideband (UWB) is no more of an interference threat to the Global Positioning System (GPS) than a laptop or handdryer [10]."

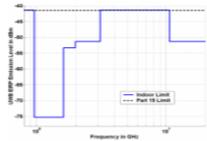


Figure 8 Spectrum mask of UWB for indoor environments

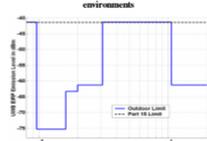


Figure 9 Spectrum mask of UWB for outdoor environments

The FCC approved the deployment of UWB on an unlicensed basis in the 3.1-10.6 GHz band in 2002. The essence of this ruling is to limit the power spectral density (PSD) measured in a 1 MHz bandwidth at the output of an isotropic transmit antenna to a spectrum mask, which is shown in Figure 8 and Figure 9 for indoor and outdoor environments, respectively [11].

The above spectrum mask allows UWB devices to overlay existing systems while ensuring sufficient attention to limit adjacent channel interference, i.e. the UWB Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) emission level is restricted to -41 dBm/MHz constant PSD over a 7.5 GHz bandwidth, which implies approximately 0.55 mW average transmit power. Additional PSD limits have been placed below 2 GHz to protect critical applications

such as global positioning system (GPS) as shown (there exist bands for digital cellular at 1.9 GHz and GPS band at 1.5 GHz in the USA). Because of the shape of this spectral mask, it is needed to use additional transmit filtering of bandwidth pulse to limit the out-of-band emission spectra.

Since the UWB spectrum has the unlicensed nature all wireless devices sharing the spectrum must coexist. In other words the interference should be kept as low as possible, regardless of present or future spectral allocations and emission restrictions in various regions of the world. According to MBOA, multiband OFDM is capable of complying with local regulations by dynamically turning off certain tones or channels in software, which speaks to their favor. However, it is still worth of pointing out that the physical layer characteristics are not standardized yet.

In summary, UWB communications is allowed at a very low average transmit power compared to more conventional (narrowband) systems that effectively restrict UWB to short ranges. UWB is, thus, a candidate physical layer mechanism for IEEE 802.15 Wireless Personal Area Network (PAN) for short-range high-rate connectivity.

3.2. Regulation in Europe

In Europe, the regulation of UWB is still in progress. The process began later than in the USA, and while the FCC regulation was published, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT) were finalizing a report on UWB spectrum sharing. Individual European regulators were supposed to base their regulations on the report. In October 2004, Electronic Communications Committee (ECC) published a draft of a new ECC Report 64 on the protection requirements of radio communication systems below 10.6 GHz from generic UWB applications [12]. This report still needs to be reviewed by the ECC. FCC-3 meeting on 10-14 January 2005, so in other words the regulation is taking place while writing this paper.

In [12], a spectrum mask of UWB for indoor and outdoor usage is proposed and it is shown in Table 1.

Table 1 Maximum UWB band-edge mask for average power density

Power type	F < 4.1 GHz	Frequency, GHz	F > 4.1 GHz
Type I	-31.3 + 87*	3.1 < F < 10.6 GHz	-31.3 + 87*
Type II	-61.3 + 87*	1 MHz	-61.3 + 87*
(Min/Max)	log (W/3.1)	1 MHz	log (W/3.1)

Figure 10 and Figure 11 illustrates the differences between the FCC and the ECC spectrum mask [13].

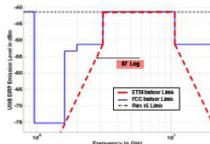


Figure 10 FCC and ECC spectrum mask for indoor UWB

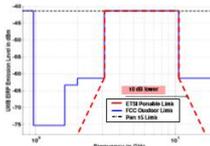


Figure 11 FCC and ECC spectrum mask for outdoor/portable UWB

The response for the differences between the FCC and the ECC mask when the first draft was published in 2002 were rather pessimistic. In [13] it is pointed out that from 5 dB to 30 dB more protection at specific frequencies is needed over the FCC in-band limit for indoor devices. This "European limit" of 30 dB lower than set by the FCC, was found to make UWB useless for consumer and PC applications. Also a rather pessimistic forecast for UWB usage in Europe was stated by a single manufacturer in [13]: "UWB may become a CS only technology for 3 to 5 years. Afterwards successful deployment in the US, the regulations can be changed in Europe and Japan (Japan may 'play it safe' and follow strict European rules)."

Later there have been more optimistic approaches for the matter, e.g. [14], and it seems that manufacturers are convinced to try to overcome the difficulties.

4. Conclusions

The allocation of such a large range of spectrum for unlicensed use, as in the case with UWB, indicates a

significant shift away from a regulatory viewpoint that has up till now been dominated, the licensed spectrum usage philosophy. This action has been significant enough to raise many concerns from several directions, particularly regarding UWB's ability to coexist with existing radio services such as IEEE 802.11a wireless local area networks (WLAN), radar systems, etc. During the commentary period of the Notice of Proposed Rule Making (NPRM), the FCC received a large number of responses to the docket, many from concerned licensed service providers, indicating the intense interest that UWB has generated [1].

However, a wider perspective based on total spectrum utilization viewpoint reveals the potential for achieving more efficient spectrum utilization (i.e. acceptance of impacts on existing systems with the greater common net good obtained by introducing such new overlay-friendly technologies such as UWB). Studies of licensed bands have shown that a significant percentage of spectrum remains unused, averaged over time, contributing to this spectral inefficiency [3]. The commercial success of WLAN technologies, particularly 802.11, has led to need for increasing globally harmonized allocations of unlicensed spectrum. However, it is worth pointing out that the use of unlicensed spectrum for sure can have its own problems, regarded more generally as the tragedy of commons [15]. Therefore, it is likely that addition of such new spectrum for unlicensed use will require a set of "an etiplectic" for sharing of common resources via mechanisms e.g. such as dynamic spectrum management. Hence, the ability of UWB to fill in unused/underused spectrum at any time promises opportunistic communications can contribute to both greater spectral efficiency and aggregate network throughput assuming a suitable multiple accessing network architecture for UWB is identified.

References

[1] Koike, Rafael: Ultra Wideband -- the Next-Generation Wireless Connection, Feb. 27, 2004, <http://kikoeforge.com/articles/A18171287040.html> last visited Nov 16th 2004
 [2] Stumpf, William, UWB's Business Hold Industry-Wide Appeal, Wireless Systems Design, Feb 2004, <http://www.wsdma.com/Articles/Article17/4277/277.html> last visited Nov 22nd 2004
 [3] Roy, S.; Foerster, J.R.; Somayazulu, V.S.; Leeper, D.G., Ultrawideband radio design: the promise of high-speed, short-range wireless connectivity, Proceedings of the IEEE, Volume: 92, Issue: 2, Feb 2004, Pages:295 - 311

[4] Foerster, Jeff, Green, Evan, Somayazulu, Somayazulu, Leeper, David, Ultra-Wideband Technology for Short- or Medium-Range Wireless Communications, Intel Technology Journal, Q2 2001.
 [5] Website of the IEEE 802.15 Task Group 3b, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3b.html>, last visited Nov 16th 2004
 [6] Website of the MultiBand OFDM Alliance, <http://www.multibandofdm.org/>, last visited Nov 16th 2004
 [7] MultiBand OFDM Alliance, Ultrawideband: High-speed, short range technology with far-reaching effects, MBOA-SB1 White Paper, September 1, 2004, 17 pp., http://www.multibandofdm.org/papers/MBOA_UWB_White_Paper.pdf, last visited Nov 16th 2004
 [8] Luediger H., Hirt, W., Politano, C., Presentation of the European UWB Cluster to the Radio Spectrum Committee, 7th Meeting of the Radio Spectrum Committee, Mar 3rd 2004, http://eurona.eu.int/information_society/publications_spectrum/committees/7th_meeting/030304_ppt01.ppt, last visited Nov 22nd 2004
 [9] U.S. Department of Commerce, National Telecommunications and Information Administration, Office of Spectrum Management, United States Frequency Allocations, The Radio Spectrum, March 1996.

[10] Ljost, Vikki: "FCC Report Finds UWB No More Threatening Than a Hair Dryer", October 25, 2002 <http://www.fcc.gov/oth/electronic/fcc/technology/02-10-25/021025011488501>, last visited Nov 17th 2004
 [11] FCC: notice of proposed rule making, revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," Federal Communications Commission, Washington, DC, ET-Docket 98-153.
 [12] FCC Draft Report 64 on the protection requirements of radio communication systems below 10.6 GHz from generic UWB applications, 92 pp. <http://www.fcc.gov/oth/electronic/fcc/technology/02-11-14/021114148526263037/fccdraft64>, last visited Nov 17th 2004
 [13] Huang, Bob, UWB Regulatory Overview, Sony AWT Group, Oct 2nd 2002, <http://sai.usc.edu/IEEE/4382/arcations/overview.ppt>, last visited Nov 17th 2004
 [14] Huang, Bob, European UWB Regulations, IEEE 802.15-03/2156r1, 14 May 2004, http://www.ieee802.org/15/pub/2003/AM03052115e0960.15_TG3a_European_UWB_Regulations.ppt, last visited Nov 17th 2004
 [15] "The Tragedy of the Commons," Garrett Hardin, Science, 162(1968):1243-1248, <http://lib.uff.br/uff/pape/25.html>, last visited Nov 17th 2004

外文资料译文

许可频谱的非许可重用：一个 UWB 案例^①

一. 简介^②

为了提高频谱利用率，对已获得许可的频谱进行未经许可的再利用，是当今法规中的一个重要课题。监管机构对这一领域有着极大的兴趣，因为它的任务是确保现有分配的无线电系统不受新分配的干扰。另一方面，监管者关心的是社会福利的提高，因此也关心频谱效率的提高。超宽带（UWB）技术提供了一个有趣的例子来看待这个话题。从监管的角度来看，由于 UWB 系统的实现与传统的无线电系统有很大的不同，因此 UWB 需要考虑一些可供选择的监管措施。UWB 的实现需要以未经许可的方式使用已经许可的无线电频谱，即没有许可成本或控制。因此，在实施新系统时，现有服务不受干扰是至关重要的。超宽带无线接入系统的兴趣在过去的几年里迅速增长。如今，宽带无线接入的使用已为用户所熟悉，设备制造成本也很低，足以支持宽带无线接入的普及。同样在家庭使用中，对遍布房屋的电缆的需求也变得令人沮丧，人们也因此而急于使用无线系统。在许多 UWB 的推广文本中，这样的内容据说可以激励人们：“在不久的将来，人们将在整个家庭甚至远程的联网消费电子产品、pc 和移动设备之间共享照片、音乐、视频、数据和语音。例如，用户可以将视频内容从 PC 或消费电子（CE）设备（如摄像机、DVD 播放器或个人录像机）流式传输到平板 HDTV（高清电视）显示器，而无需使用任何电线。”^③

UWB 的讨论主要包括系统的通信机会，这也是本文的重点。然而，成像服务，例如在 24 GHz 频段工作的雷达系统，也正在使用 UWB 技术开发。^④

二. UWB 综述^⑤

UWB 是一种个人区域网（PAN），用于上述短距离无线电传输。UWB 是一种高速连接技术，它在链路范围方面补充了其他无线技术，如图 1 所示。^⑥

UWB 并不是一项新发明，但它早在 20 世纪 80 年代就已经开发出来了，尽管研究早在 60 年代就开始了。传统的 UWB（或脉冲无线电）发射机的工作原理是，在几 GHz 的带宽上，通过非常宽的频谱传输数十亿个脉冲。然后，接收器通过监听发射器发送的熟悉脉冲序列，将脉冲转换为数据。UWB 被定义为任何无线电技术，其频谱占用的带宽大于中心频率的 20%，或带宽至少为 500mhz。超宽带的发

展已经在实验室进行了多年，现在已经走向标准化。在撰写本文时，标准化过程的现状是，有两种相互竞争的物理层规范可用；一种是基于直接序列扩频（DSUWB），另一种是基于多频带正交频分复用（OFDM）。IEEE 802.15 任务组 3a（TG3a）目前正在考虑这两个备选方案。^⑦

后一种选择得到了业界的大力支持；目前，有 170 多家公司（包括英特尔、诺基亚、德州仪器等）参与了多频带 OFDM 联盟（MBOA），该联盟成立于 2003 年 6 月。^⑧

UWB 无线电的概念跨越了许多不同的应用领域，如前所述。UWB 与汇聚层一起成为不同应用的底层传输机制，其中一些目前仅在有线网络中可用。在通用 UWB 平台上运行的有趣应用的例子有无线通用串行总线（WUSB）、无线 IEEE 1394（FireWire）、下一代蓝牙和通用即插即用（UPnP）。这一设想如图 2 所示。这个概念有很多潜在的应用，因为它创造了第一个高速无线互连。^⑨

UWB 的一个示例应用是使用它从内容源（如 PC、膝上型计算机或外部硬盘驱动器）将内容下载到移动设备（如便携式媒体播放器（PMP））。一旦建立了身份验证和授权，设备和 PC 就可以执行视频文件的批量数据传输。在消费电子行业内，对各种设备的无线连接需求，如 dvd、hdtv、立体声、摄像机、数码相机和其他设备。^⑩

根据 FCC，UWB 的定义是任何频谱占中心频率 20% 以上或最低 500 兆赫的无线电技术。如今，UWB 使用的是未经许可的无线电频谱，频率范围为 3.1GHz 至 10.6GHz，由 FCC 于 2002 年分配。下一章将更详细地讨论监管问题。然而，UWB 并不使用整个 7.5GHz 频段，甚至大部分频段，而是使用 FCC 定义的 500MHz 的最小带宽。FCC 法规扩展了 UWB 通信系统的设计选项。系统设计者可以自由地使用频谱内的子频带组合来优化系统性能、功耗和设计复杂性。UWB 系统可以保持相同的低发射功率，就像它们通过在这些子带上交错符号来使用整个带宽一样。^⑪

.....^⑫