

分类号: TN951

单位代码: 10335

密 级: 无

学 号: 21931015

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 基于光频梳的高精度太赫兹频率测量

英文论文题目: Precise terahertz frequency measurement
based on the optical frequency comb

申请人姓名: 陆梓杰

指导教师: 余显斌

专业名称: 电子科学与技术

研究方向: 太赫兹技术

所在学院: 信息与电子工程学院

论文提交日期 2022 年 1 月

基于光频梳的高精度太赫兹频率测量



论文作者签名: 陆梓迪

指导教师签名: 余王斌

论文评阅人 1: 匿名评阅人 1

评阅人 2: 匿名评阅人 2

评阅人 3: 匿名评阅人 3

答辩委员会主席: 赵民建 教授 浙江大学

委员 1: 郑史烈 教授 浙江大学

委员 2: 余官定 教授 浙江大学

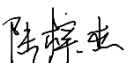
委员 3: 林宏焘 高级 浙江大学

委员 4: 何先华 高级工程师 诺基亚通信投资(中国)有限公司

答辩日期: 2022 年 3 月 10 日

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

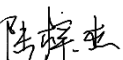
学位论文作者签名： 

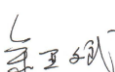
签字日期： 2022 年 3 月 11 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名： 

导师签名： 

签字日期： 2022 年 3 月 11 日

签字日期： 2022 年 3 月 11 日

致谢

时间如白驹过隙，两年半的研究生时光匆匆逝去。在求是园的日子里，我收获知识、能力与友谊，各方面都成长了许多。带着诸多不舍与感动，我想再跟关心我的所有人道一句感谢。

首先，我要感谢我的导师余显斌老师。余老师为人绅士，和蔼可亲，在生活上对我关心呵护，在科研上为我筑基指路。余老师正直客观、实事求是、积极进取、开拓创新的科研态度与生活作风深深地影响着我认真细致地做每一件事，让我获益匪浅。衷心感谢求学时间里余老师对我的照顾与教诲，祝愿余老师未来身体健康，生活愉快，工作顺利。

其次，我要感谢我们的信电学院大家庭。进入信电6年有余，我要感谢辅导员老师与学院领导，是你们对学生的爱护关怀让每一个信电学子生活得轻松，科研得踏实，就业得放心，也是你们积极争取，让信电学子有更多的机会出去走走看看。祝愿每一位信电学院的老师都家庭和睦，万事胜意。

同时，我也要感谢求是园相识相知的朋友们，是你们的一路同行才让我的硕士生活缤纷多彩。感谢王世伟、李学易、刘可心等实验室的师兄师姐们，是你们带我入门“太赫兹”，手把手教我做实验，为我演示代码参数调整与软件仿真，开启我科研的第一扇门；感谢我的女朋友朱梦霏，是你陪我共度困难时光，与我分享成功的喜悦，让我在最美好的年纪收获最珍贵的爱情；感谢张红旗、任城、顾佳琦、韩彬等朋友们，是同一届的你们与我一起奋斗，一起分享，一起交流，共同前进；感谢杨作民、刘思琪等师弟师妹们，是你们的鞭策让我不断提升自己，做更好的榜样。祝你们未来的生活、科研、工作一帆风顺。

最后我要感谢我的父母，感谢你们在我困难的时候给我鼓励，在我开心的时候与我分享喜悦。你们的支持是我不断前进的最大动力，未来我将做更好的自己，去争取更好的生活回报你们！

2022年1月求是园

摘要

随着信息化时代的飞速发展,太赫兹 (THz) 技术受到越来越多的研究关注,部分突破性成果已成功应用于通信、雷达、成像、谱分析等领域。太赫兹波介于微波和红外波之间,相较于微波,太赫兹波的频谱资源更加丰富,能为通信提供更高的载频、更快的速率,也能为雷达提供更大的带宽;相较于红外等更高频光波,太赫兹波具有更低的光子能量、更好的安全性、更强的穿透性。然而,受限于目前太赫兹的收发技术手段和效率,太赫兹信号的分析测量仍然十分困难,还缺乏有效的标准化方案,其中频率作为太赫兹波的最基本物理参数,研究太赫兹信号的精确频率测量方法和技术具有十分重要的科学意义和应用价值。

目前已有的太赫兹频率测量方案可分为电子学与光子学两大类。电子学方案主要通过电学方式将太赫兹信号下变频到可测量的微波频段进行分析,然而受到电学器件工作带宽窄、谐波干扰严重的限制,这种方案很难用来测量超高频太赫兹信号;光子学方式也主要可分为两类,最常见的是基于飞秒激光和光电导来实现频率测量,然而这种方案存在以下问题:1、飞秒激光器通常需要复杂的锁相环结构来抑制其重复频率(重频)漂移;2、系统最终获得的信号需要电流放大器放大,然而电流放大器带宽十分有限,使频率测量的范围严格限定在采样光频梳附近的极小带宽内;3、受飞秒激光器重复频率的限制,系统无法对宽带频率变化的信号进行测量分析。除该方案外,还有部分研究者提出结合电光调制光学频率梳(Optical frequency comb, OFC, 下称光频梳)、电光晶体以及平衡探测的方案进行频率测量,然而由于只实现了窄带光频梳,同时受限于平衡探测器工作带宽,最终只实现了 W 波段(75 GHz-110 GHz)信号的频率测量。总体来说,目前已有的频率测量方案很难实现大范围高频太赫兹信号的精确测量,急切需要寻找新的思路。

基于目前的研究现状,针对太赫兹频率测量的精度需要提升,测量范围局限性大的问题,我们提出了两种新型的太赫兹频率光电测量方案。

首先,我们提出了以宽带电光调制光频梳作为“标尺”的太赫兹频率测量方案,通过循环调制和多频调制的方式,在无需引入额外高非线性器件的情况下实

现了带宽大于 400 GHz 的光频梳，并成功实现了 240 GHz-381 GHz 频段，精度高于 1 Hz，相对误差低于 3.32×10^{-12} 的频率测量。

为了实现更大频率范围的测量，我们打破光电导天线（Photoconductive antenna, PCA）通常在脉冲模式下工作的固有思路，提出了基于光频梳和 PCA 的超宽带可重构太赫兹频率测量方案。在这部分工作中，我们建立了 PCA 在双波长激光照射下接收太赫兹信号的理论模型，对模型进行了 MATLAB 仿真，并搭建实验系统验证了单频信号和线性调频信号的精确测量，单频信号整体测量相对误差低于 5×10^{-10} ，线性调频信号总频点数与频率范围测量准确，单频点停留时间测量误差低于 3.5 ms。该系统方案通过调节光梳间隔和滤选梳齿可以实现带宽大于 400 GHz 的太赫兹频率测量，为太赫兹频率测量提供了一种新的思路。

最后，由于 PCA 频率测量系统结构简单，不但能精确反映探测信号的幅度相位变化，同时又具有超大的响应带宽，我们研究了基于 PCA 频率测量系统的太赫兹连续波点扫描矢量成像，并获得了清晰的成像结果。该方案为超宽带太赫兹连续波的矢量成像提供了可行思路。

综上所述，本文重点研究了太赫兹频率的精确测量技术，提出了两种新型太赫兹频率测量的光电技术方案，并分别实现了 240 GHz~381 GHz、相对误差小于 3.32×10^{-12} 以及 10 GHz~400 GHz、相对误差小于 5×10^{-10} 的高精度大范围频率测量。本文还将频率测量系统应用到了成像领域，期望能为未来太赫兹频率测量及其应用提供借鉴意义。

关键字：太赫兹信号频率测量、光频梳、光电导天线、连续波成像

Abstract

With the rapid development of the information era, terahertz (THz) technologies have attracted more and more attentions, and some breakthroughs in the field have been successfully applied in the areas of communication, radar, imaging and spectrum analysis. THz frequencies locate between microwave and infrared frequency regions. Compared to the microwave, THz waves have much more available spectrum resources, which provide higher carrier frequencies supporting larger bandwidth for communication and radar systems. Compared to the infrared, THz waves feature lower photon energy, better safety, and stronger penetration. In order to explore these advantages, a lot of efforts have been dedicated to the research on terahertz. Fundamentally, the analysis and measurement of THz signals is very important, however very difficult limited by the currently available THz transceiver. More specifically, there is still not yet a standard scheme to measure the frequency of THz waves, one of the most fundamental physical parameters. The research on the frequency measurement of THz signals is expected to be of great significance.

Up to date, the existing frequency measurement schemes of THz signals can be divided into two categories: electronics- and photonics-based. The electronic schemes mainly an electric multi-frequency local oscillator to down-convert the THz signals into a measurable frequency band for analysis. However, limited by the bandwidth of electronic devices, these schemes face difficulty to measure the THz signals with very frequency. The photonic schemes can be also divided into two classes. The most common scheme is to employ femtosecond pulsed lasers and a PCA to realize the frequency measurement. However, this scheme remains some problems: first, the femtosecond laser usually needs a complex phase-locked loop to stabilize its repetition frequency. Second, the received weak current signal after the electro-optic sampling needs to be amplified by a current amplifier, however, the bandwidth of current amplifier is usually very narrow, making the measurable range limited to the vicinity of each comb line. Third, due to the low repetition frequency of the conventional

femtosecond lasers, such system can't measure signals, whose frequencies vary over a wide range. In addition to this scheme, some researchers have proposed the scheme of combining electro-optic modulation frequency combs, electro-optical crystals with balanced detection for frequency measurement. However, this scheme only implements the most basic modulated OFC with narrow bandwidth as well as the balanced detector with small working bandwidth, which makes the frequency measurement range limited within the W-band (75 GHz-110 GHz). In general, the existing frequency measurement schemes are still difficult to simply and accurately measure THz signals with frequencies above millimeter waves. It is necessary to find new solutions to realize the frequency measurement of high-frequency signals.

In view of the above-mentioned research background, we present two novel frequency measurement schemes of THz signals.

First, we propose a scheme using a home-made ultrawideband electro-optic modulated optical comb as the measuring scale. Based on single sideband recirculating modulation and multi-frequency modulation, we achieve the optical comb with a bandwidth larger than 400 GHz without employing any additional nonlinear components and successfully realize the frequency measurement of THz signals from 240 GHz to 381 GHz with an accuracy of 3.32×10^{-12} .

Then, in order to expand the frequency measurement range, we creatively propose an ultra-wideband reconfigurable frequency measurement of THz signals based on an optical comb and PCA in the continuous-wave mode, which usually operates in the pulse mode. In this work, we establish the PCA receiving model of THz signals under the illumination of a dual-wavelength laser, verify the model through matlab simulation, as well as experimentally realize the precise frequency measurement of single-frequency signals and chirp signals. In the experiment, the overall measurement accuracy of the single-frequency signal is better than 5×10^{-10} , the total frequency points and frequency range of the chirp signal are accurately measured, and the single-frequency dwell time measurement error is less than 3.5 ms. This scheme can realize the frequency measurement of THz signals with a bandwidth exceeding 400 GHz by

adjusting the optical comb spacing and the filtered comb lines, providing a new idea for frequency measurement of THz signals.

Finally, thanks to the simple structure, capability of accurate amplitude and phase information in the frequency measurement system, as well as the ultra-large bandwidth of the PCA, we alternatively investigate the THz continuous wave vector imaging by employing the PCA-based frequency measurement system, and obtain clear imaging performance. This scheme provides a feasible idea for the vector THz imaging.

In conclusion, this paper focuses on the relevant technologies of THz frequency measurement. We propose two novel precise optoelectronic measurement schemes, and has respectively realized high-accuracy wide-range frequency measurement with a bandwidth exceeding 240 GHz~381 GHz at the precision of 3.32×10^{-12} and a bandwidth exceeding 10 GHz~400 GHz at the precision of 5×10^{-10} . We also apply the PCA-based scheme to the imaging field. We hope this work can provide some reference knowledge for the THz frequency measurement and its application in future.

Keywords: THz frequency measurement, optical comb, photoconductive antenna, continuous wave imaging.

目录

致谢.....	I
摘要.....	III
Abstract.....	V
目录.....	1
1 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 太赫兹频率测量系统研究现状.....	3
1.3 论文主要研究内容和章节安排.....	10
2 太赫兹频率测量系统.....	13
2.1 被测太赫兹信号的典型产生方式.....	13
2.2 频率测量系统的关键模块与核心器件.....	16
2.3 太赫兹频率测量的基本原理.....	26
2.4 本章小结.....	28
3 基于电光调制光频梳的宽带太赫兹频率测量.....	29
3.1 引言.....	29
3.2 宽带电光调制光频梳产生.....	30
3.3 基于光频梳的频率测量实验.....	40
3.4 本章小结.....	44
4 基于光频梳和光电导天线的太赫兹频率测量系统与应用.....	45
4.1 引言.....	45

4.2 连续模式 PCA 模型.....	46
4.3 基于连续模式 PCA 的太赫兹频率测量实验.....	51
4.4 基于太赫兹频率测量系统的点扫描成像实验.....	56
4.5 本章总结.....	62
5 总结与展望.....	63
参考文献.....	65
作者简历及在学期间所取得的科研成果.....	71

1 绪论

1.1 研究背景及意义

1.1.1 太赫兹波及其特性

随着社会信息化的深入发展，太赫兹相关技术越来越受到研究者的关注。太赫兹（THz）波介于微波和红外波之间，对应频率范围为 0.1 THz~10 THz，如图 1.1 所示。太赫兹波的频率非常高，无论是产生或是接收太赫兹波都存在较大的困难，故在过去人们对太赫兹这一频段的研究并不深入，这一段频率也被称为“太赫兹间隙”。近年来，随着光子太赫兹技术的发展，相关产业的集成化、商业化程度提高，太赫兹渐渐在科研领域兴起，并开始在太赫兹超高速通信^{[1]-[4]}、太赫兹雷达^{[5]-[8]}、太赫兹成像^{[9]-[11]}等各个领域取得突破。

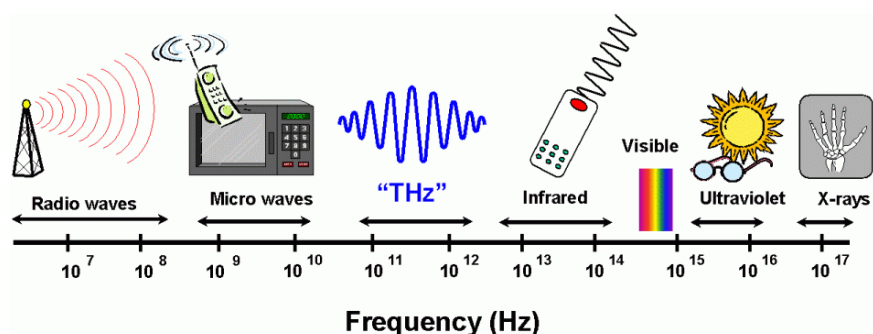


图 1.1 太赫兹波的频谱位置^[12]

太赫兹波由于所处频率范围宽，且介于微波和红外波之间，因此具有一些独特的性质和优势：

A、水吸收性：太赫兹波的频谱范围非常大，包含了许多空气衰减较大的窗口。图 1.2 展示了 0-1 THz 范围内的太赫兹波在空气中的衰减曲线，其中上方的曲线表征的是标准海平面空气中太赫兹波随频率升高的衰减变化，下方的曲线则表征在相对干燥的空气中太赫兹波的衰减变化。从图中可以看到在 0-1 THz 频段内太赫兹波存在多个水吸收峰，而峰与峰之间的低谷则衰减较小且稳定。目前多

数太赫兹连续波相关研究都选定在图中的 W1 频段，即 300 GHz 左右的频段中进行。

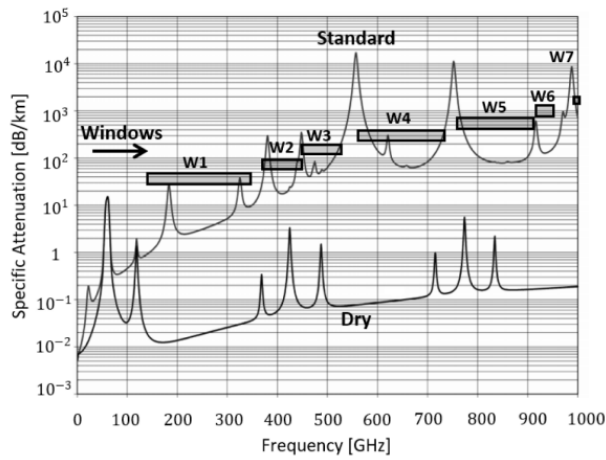


图 1.2 0-1 THz 范围内的海平面空气及干燥空气衰减曲线^[13]

B、安全性：太赫兹频率高于微波毫米波，但是低于红外波段。相较于 X 射线等超高频的波，太赫兹的光子能量和黑体温度都非常低，不会对生物组织造成损害，目前已有太赫兹在医学领域^[14]以及食品安全检测^[15]的探究应用。

C、频谱资源丰富：太赫兹波所处频段覆盖 100 GHz-10 THz，其待开发的频谱资源十分丰富，可轻松承载超过 100Gbit/s 的信息传输，是未来第六代通信的不二之选^[2]。同时由于太赫兹波支持超大带宽信号，在太赫兹频段实现的雷达具有极高的分辨率^{[16]-[17]}，也是目前太赫兹领域研究的一个热门。

D、穿透性：太赫兹波相比于微波具有更强的透射性，比较典型的是它可以以很小的衰减穿过陶瓷、脂肪、普通塑料等^[18]，但无法穿过金属，因此太赫兹波可以用来进行枪支等武器的检测^[11]，目前已有商用化的太赫兹安检仪在机场中被投入使用。

1.1.2 太赫兹波的典型应用领域

太赫兹波频谱资源丰富、保密性强、穿透性好、光子能量低，已经在超高速通信、生物医学、探测雷达、高精度成像等领域引起广泛研究。随着信息化社会的进一步发展，太赫兹技术也在走进人们的生活，并扮演者越来越重要的作用。

太赫兹波为超高速通信提供基础。目前国内运营商使用的第五代通信（5G）频段主要位于厘米波，然而随着大数据时代的飞速发展，仅仅厘米波的频谱范围

及通信速率越来越不能满足用户的需求，相比之下，太赫兹频段覆盖 0.1 THz~100 THz，具有远远大于厘米波甚至毫米波波段的带宽，频谱资源丰富且适合超高速率的传输。浙江大学余显斌老师团队在 2021 年实现了太赫兹频段的 1 Tbit/s 的数据传输^[19]。

太赫兹波为医学提供新思路。由于太赫兹辐射频率范围与生物分子运动的特征能量相对应，且太赫兹辐射能量低，不会引起生物分子的电离，不会对生物组织造成损害，因此在医学诊断和治疗方面具有重要的潜力。目前，太赫兹技术已经应用到了如提高湿生物组织渗透深度、血液疾病及糖尿病传感器、癌细胞检测^{[19]-[22]}等多个医疗场景。

太赫兹波为雷达提供新方案。雷达通常用于对目标物体进行探测和定位，由于太赫兹波所处的频段特殊，太赫兹雷达具有许多独特的优势。相比于微波雷达，太赫兹雷达可以通过采用带宽更大的信号，提高成像分辨率；与激光和红外雷达相比，太赫兹雷达对云雾、沙尘等具有更好的穿透性，可以实现更大范围的搜索，早在 1991 年，就有太赫兹雷达在反隐身方面的相关探究^[23]。同时，现有的许多雷达频段主要都落在微波或者红外频段，因此太赫兹雷达的抗干扰能力也更强，不易被反侦察。

太赫兹波为成像提供新系统。太赫兹在成像领域也具有广阔的应用前景。太赫兹波对介电材料和非极性材料具有穿透性，而遇到金属材料则会被完全反射，同时，炸药、化学试剂在太赫兹频段内具有独特的谱线，基于这一点，太赫兹被广泛应用于安检等成像领域^[24]，目前已有的太赫兹成像已经可以通过矢量成像实现二维乃至三维的层析^[25]成像，并仍在不断发展中。

1.2 太赫兹频率测量系统研究现状

1.2.1 国外研究进展

如上节所述，太赫兹技术已经在各个领域得到广泛的应用并不断发展，而太赫兹频率测量作为太赫兹波最基础的探测分析手段，就显得尤为重要。在太赫兹

通信领域,精确的频率测量可以确定信号所在的频段与带宽;在太赫兹成像领域,可以推算物体对应的幅度相位信息;在太赫兹雷达领域,可以获取雷达信号的具体频率和波形。太赫兹技术发展至今,已经有许多国内外的研究者对太赫兹频率测量的方式进行了研究,并取得了一系列成果。

2007年,德国的P. GAAL等人在Nature Photonics上发表了基于电光采样的0-40 THz信号的频率测量方案^[26],其框图如图1.3所示。实验中使用单纵模、线偏振的连续波二氧化碳激光器作为被测信号,利用空间光路将该信号与飞秒光纤激光器输出准直后入射到碲化锌(ZnTe)电光晶体上,经过晶体的双折射后透过1/4波片和沃拉斯顿偏振器并进行平衡探测,探测结果与飞秒光纤激光器本身的拍频结果在模数转换模块中分析后即可测得待测信号频率。该方案开创了太赫兹频率测量的先河,但是,一方面使用平衡探测与模数转换较为复杂,另一方面测量系统的信噪比很低,对入射波的功率要求较高,对小功率信号的测量不灵敏。

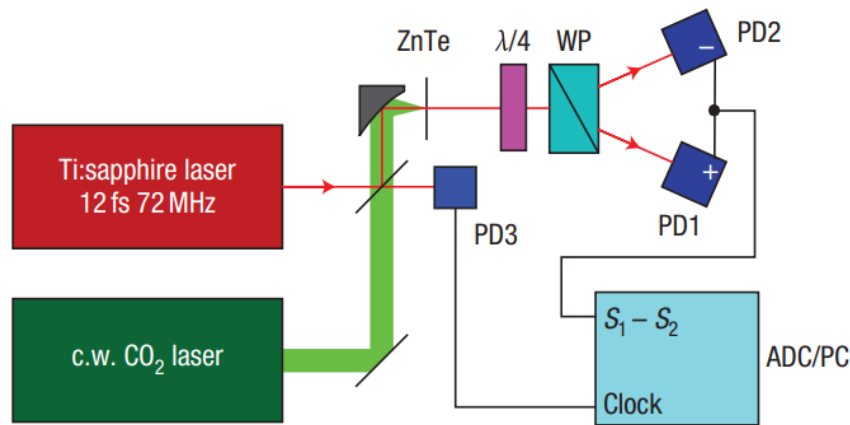


图 1.3 二氧化碳激光器频率测量系统^[26]

2008年,日本的Shuko Yokoyama等人提出了一种基于太赫兹频梳(THz frequency comb)的太赫兹频谱分析系统,其框图如图1.4所示^[27]。在发射端,系统使用连续太赫兹波作为待测信号,而接收端则通过电光晶体将飞秒光纤激光器输出的超短脉冲转换为太赫兹频梳,作为太赫兹频率测量的标尺。由于飞秒光纤激光器存在频率漂移的问题,会导致最终测量结果不稳定,因此系统还利用外部的铷原子频率标准添加了锁相结构对激光器的重复频率以及频率分析仪内部的本振进行控制。最终,系统对功率仅为2.5 mW、频率为100 GHz的太赫兹信号进行了测量,测量误差为2.024 Hz。

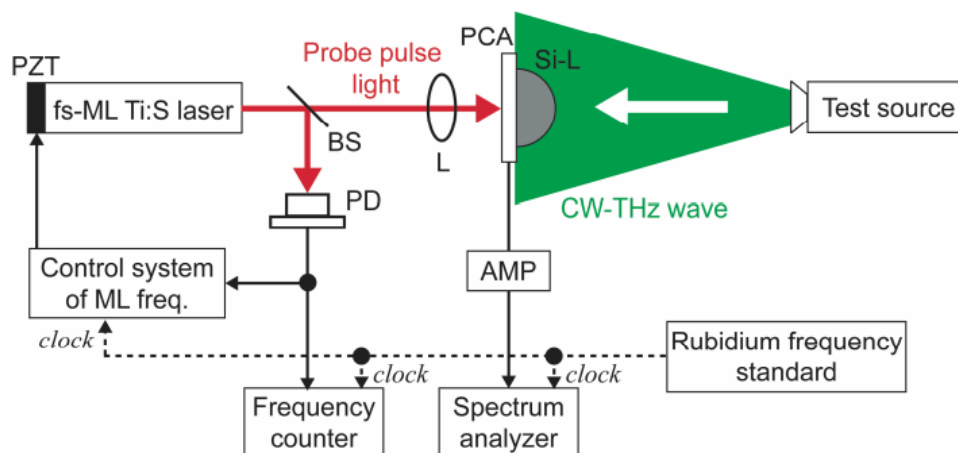


图 1.4 基于太赫兹频梳地频率测量系统^[27]

此后，该小组还在 2009 提出了基于光纤型太赫兹频梳的连续波太赫兹辐射实时监测系统，其系统图如图 1.5 所示^[28]。该系统与其 2008 年提出的系统不同，采用了自行设计的光学振荡器结合光电导天线产生太赫兹频梳。系统最终实现了 75-110 GHz 范围内精度为 2.4×10^{-11} 的频率测量，此外，文章还对各种不同电光材料的光电导天线进行了对比分析，给未来在不同波长处选择何种材料的光电导天线提供了一种思路。

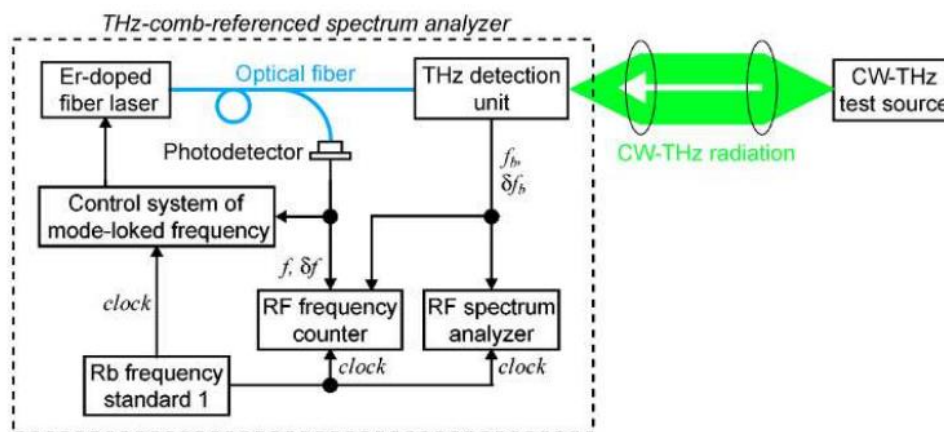


图 1.5 基于光纤型太赫兹频梳的连续波太赫兹辐射实时监测系统^[28]

2011 年，该小组对基于太赫兹频梳的太赫兹频率测量工作做了一些总结，并提出了一种任意太赫兹频梳生成系统^[29]，如图 1.6 所示。该系统通过一个大带宽重复频率可调的光频梳和一个固定重复频率的光频梳拍频获得任意频率的太赫兹信号，给被测太赫兹信号的产生提供了一种方案。然而受限于光电探测器的带宽及功率，实验实际可测信号范围较窄且功率较低。2015 年，该小组又在一次会

议上提出了一种基于自由运动太赫兹频梳的连续波太赫兹辐射实时检测系统，测量上限范围提升到了 120 GHz，但是结构上并没有突破性的发展^[30]。

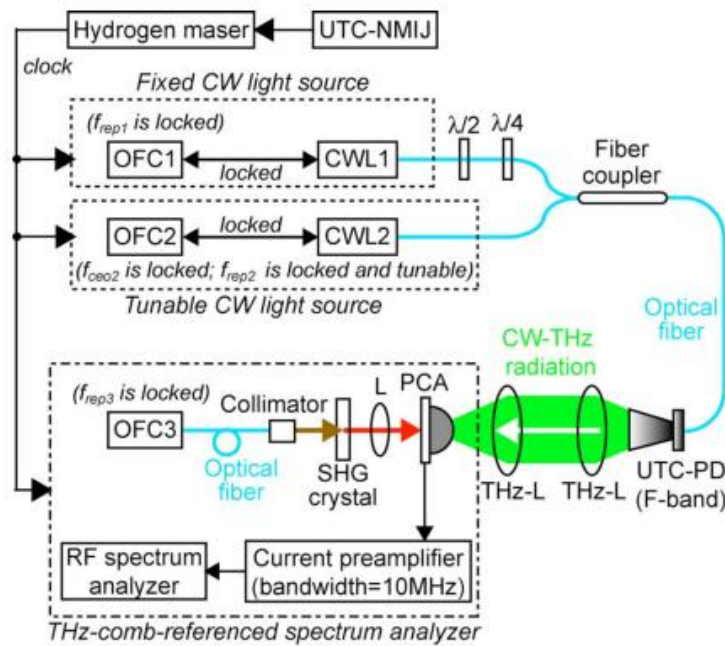


图 1.6 基于光频梳的太赫兹频率测量系统^[30]

2019 年，日本的 Isao Morohashi 等人提出了基于电光采样和光频梳的全 W 波段频率测量系统，其系统框图如图 1.7 所示^[31]。该系统原理与前述 2007 年德国提出的系统类似，但是将原先带有锁相结构的光纤飞秒激光器替换成了基于马赫曾德尔调制器的光频梳，降低了系统的复杂度。然而，由于光频梳本身的范围较窄，因此系统只能对 W 波段的信号进行频率测量，同时系统采用的仍是电光采样与平衡探测相结合的方案，复杂度相对较高，且对待测 W 波段信号的功率也有一定的要求。

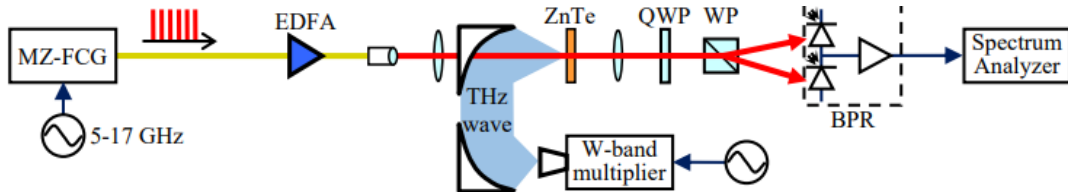


图 1.7 基于电光采样和光频梳的全 W 波段太赫兹波频率测量系统^[31]

同年，Isao Morohashi 基于上述系统光频梳带宽较窄这一问题，在光频梳之后加入了一段单模光纤以及高非线性光纤，实现了更大范围的光频梳^[32]。改进后的光频梳系统如图 1.8 所示，具体的测量方案与图 1.7 完全一致。高非线性光纤

的引入虽然提高了系统的复杂度,但也大大提高了光频梳的带宽,最终系统实现了 100GHz 到 600GHz 的太赫兹频率测量。

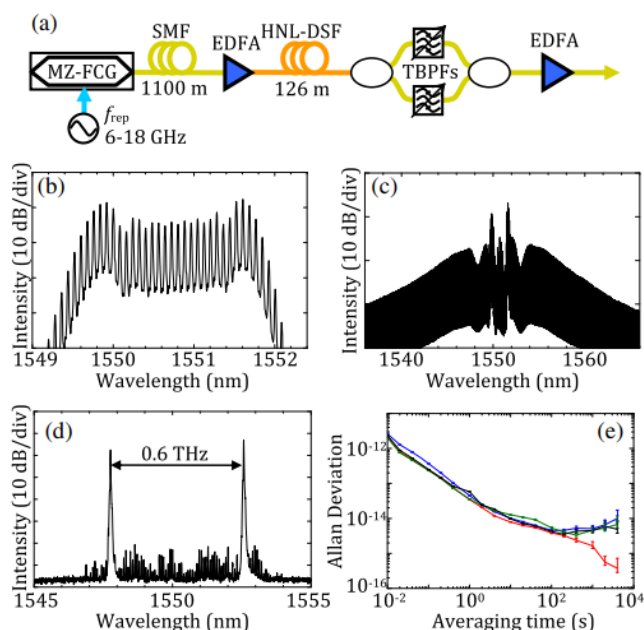


图 1.8 基于宽带电光频梳的高精度频率测量系统^[32]

1.2.2 国内研究进展

国内的太赫兹频率测量发展相对较晚。2012 年,西北核技术研究所的王光强等人率先提出了基于截止波导法与谐波混频法的太赫兹脉冲测量方案^[33],其系统框图如图 1.9 所示。左侧图为截止波导法的框图,右侧为谐波混频法的框图,两者结合最终实现了 140GHz 太赫兹脉冲的频率测量,然而受到波导工作频段以及电学器件工作范围的限制,该方案的太赫兹脉冲可测量范围较小,且无法测量毫米波以上频率的太赫兹信号。

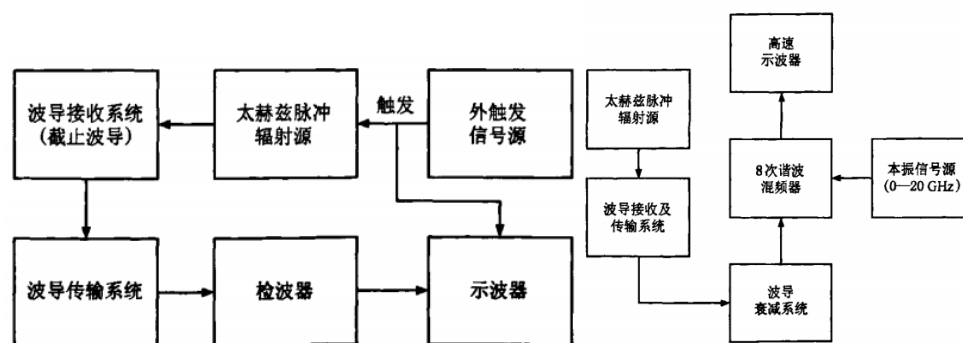


图 1.9 基于截止波导法与谐波混频法的太赫兹脉冲测量系统^[33]

此后在 2016 年，中国石油大学的孙青、杨奕等人首先提出了基于重频锁定光频梳的太赫兹频率测量系统，如图 1.10 所示^[34]。该系统使用了飞秒激光器作为光频梳的产生源，随后利用光电导天线内部的混频原理发射出了太赫兹频梳作为频率测量标尺，同时还在系统中引入了锁相结构对重复频率进行锁定，系统最终实现了相对误差 2.8×10^{-13} ，不确定度 4.7×10^{-13} 的频率测量。

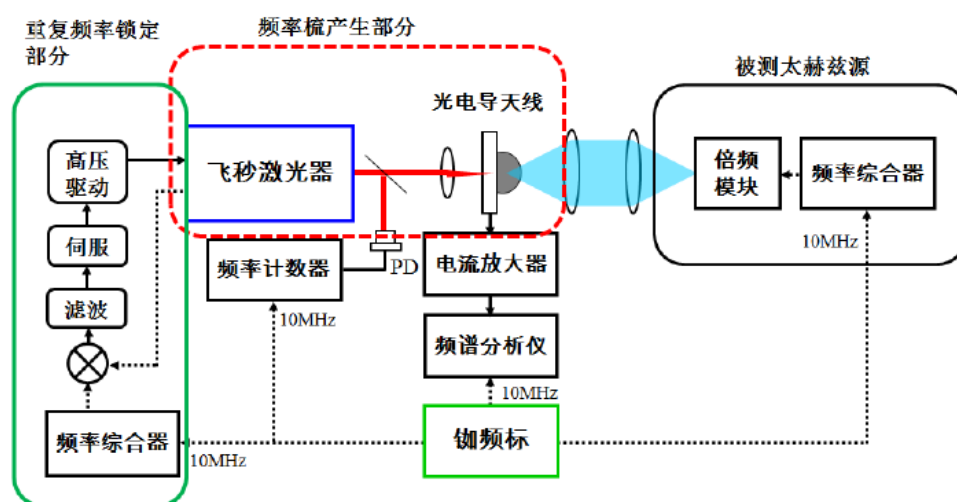


图 1.10 基于重频锁定光频梳的太赫兹频率测量系统^[34]

考虑到重频锁定情况下变换重频率测量比较繁琐，杨奕等人结合重频漂移这一现象进一步改进了系统模型^[35]，去除了系统中的频率锁定模块，如图 1.11 所示，框图中将原先的频率锁定模块替换为了一个频率计数器 1，实时读取飞秒激光器漂移的重复频率，通过频率计数器 1 和频率计数器 2 的映射关系计算得到待测太赫兹信号的频率。这种方式虽然简化了系统，但仍存在一些问题：首先是光电导天线的输出电流十分微弱，需要利用电流放大器进行放大，实验中使用的为 100 MHz 重频的飞秒光纤激光器，而接收端需要将信号控制在 5 MHz 以下才能精确测量，这种局限性极大地影响了系统频率测量的范围。其次，该系统只能用来测量单频信号，而实际应用中通常并不是单纯的单频信号，故可使用的场合也较少。

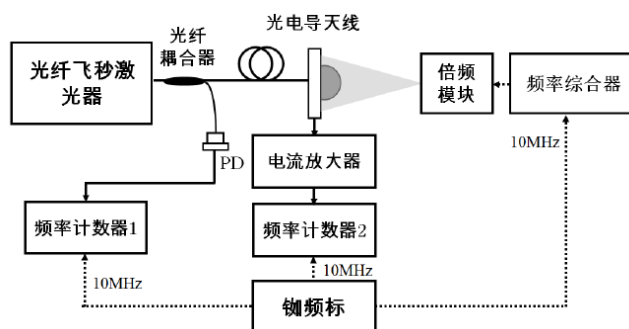


图 1.11 基于光纤飞秒激光器的频率测量系统^[35]

1.2.3 研究现状小结

表 1.1 太赫兹频率测量研究现状

地区	频率范围	关键技术/器件	精度	优势	劣势
国外	0-40 THz ^[26]	飞秒光频梳、电光采样、模数转换	0.2 MHz	测量带宽大	复杂度高，精度低，灵敏度低
	75-110 GHz ^[27]	飞秒光频梳、电光采样	2.024 Hz	精度高	复杂度高，测量带宽小
	75-110 GHz ^[28]	飞秒光频梳、电光采样	0.56 Hz	精度高	复杂度高，测量带宽小
	75-120 GHz ^[30]	飞秒光频梳、电光采样	1 Hz	精度高	复杂度高、测量带宽小
	75-110 GHz ^[31]	电光频梳、电光采样	<10 Hz	复杂度低	测量带宽小
	100-600 GHz ^[32]	电光频梳、电光采样、高非线性光纤	<1 Hz	测量带宽大	复杂度高
国内	125-150 GHz ^[33]	截止波导、谐波混频	2 GHz	复杂度低	测量带宽小，精度低
	0.03-3 THz 部分频段 ^[34]	飞秒光频梳、电光采样	29 Hz	精度高	测量范围受限，复杂度高

太赫兹频率测量系统的国内外研究现状总体如上表所示。从表中可以看出，已有的太赫兹频率测量系统大都依赖光频梳和电光采样实现。根据光频梳的实现方式不同可以分为两类。第一类系统主要依赖飞秒光纤激光器，由于飞秒脉冲在频域上表现为超大带宽的光频梳，因此通过电光采样后可以作为太赫兹频率测量的标尺。然而，由于飞秒脉冲激光器的重复频率不可变且存在频率漂移问题，对应的系统通常都需要采用复杂的锁相结构，并引入外部超高精度的频率标准（铷原子）来稳定重复频率，同时由于重复频率通常为 100MHz 等比较低的频率，无法用来测量在比较大范围内频率变化的信号，如 100MHz 的线性调频信号，另外，电光采样得到的电流信号十分微弱，需要用窄带宽的放大器放大，这也极大地限制了频率测量的范围。第二类系统主要依赖电光频梳，这种光频梳的频梳间隔可调，结构简单，但通常较难实现比较大的带宽，在不引入额外高非线性器件的前提下，目前还没有实现毫米波以上频率测量的工作发表。

总体来看，目前已有的太赫兹频率测量方案无法同时兼顾系统复杂度、测量精度、测量范围，新的太赫兹频率测量方案仍有待探索。

1.3 论文主要研究内容和章节安排

截至目前，国内外关于太赫兹频率测量的研究和报道仍然有限。在太赫兹技术迅猛发展，6G 研究日新月异的今天，太赫兹频率的精确测量显得尤为重要。本文旨在探索新的太赫兹频率测量方式，研究宽频带、大范围频率的高精度太赫兹测量技术和系统，主要章节安排包括：

第一章：本章节首先描述太赫兹波的特点及其发展背景，并对太赫兹波的典型应用场景及其发展现状作简单的介绍，突出太赫兹频率测量研究的必要性和重要性，然后重点描述太赫兹频率测量在国内外的研究现状，说明本文太赫兹频率测量系统面临的主要问题和挑战，最后对本文的研究内容和章节安排作介绍。

第二章：本章节主要介绍太赫兹频率测量的关键技术。首先介绍我们实验中被测太赫兹信号的产生方式，其次介绍太赫兹频率测量系统中的关键模块与核心器件，最后具体介绍精确测量太赫兹频率的方法。

第三章：本章节主要研究基于宽带电光调制光频梳的太赫兹频率测量方案。首先描述两种光频梳生成方案，包括单边带循环调制和多频调制方案，并分别通过实验实现，并分析比较两种光频梳的性能；随后基于所生成的光频梳，利用可编程光滤波器及 UTC-PD 产生中心频率位于 300GHz 左右的太赫兹频梳；最后，基于太赫兹混频器实现高精度太赫兹频率测量。

第四章：本章节主要研究基于光频梳与连续模式光电导天线（PCA）的太赫兹频率测量方案。首先推导 PCA 在连续光照射下的工作模型，然后搭建实验系统，并对单频信号及线性调频信号进行频率测量分析。另外，由于频率测量能十分稳定精确地反映被测信号的矢量信息，且 PCA 具有超大带宽的优势，因此，我们基于该频率测量系统实现该太赫兹连续波点扫描的矢量成像系统，并取得较好的太赫兹成像结果。

第五章：本章节对论文中的工作进行总结，并结合实验结果对下一步的计划进行展望。

2 太赫兹频率测量系统

2.1 被测太赫兹信号的典型产生方式

本文研究太赫兹频率测量系统，需要自行产生一个被测太赫兹信号。太赫兹信号的产生目前有两种方式，第一种是基于电学方式来实现，第二种则是通过光子太赫兹技术实现。其中电子学方式通过电混频、电倍频原理来实现，这种方式的优势在于生成信号频率稳定度高、相位噪声低，但受电学器件的限制通过电学方式很难产生毫米波以上频率的信号，且信号衰减都比较大，谐波干扰也相对明显。2012年，电子科技大学的王糅等人就通过肖特基二极管实现了电信号的五次倍频，得到了 152 GHz-196 GHz^[36]的信号，其设计的肖特基五次倍频结构及尺寸如图 2.1 所示：



图 2.1 基于肖特基的五次倍频结构^[36]

2019年，东南大学的孙奥迪等人基于 40 nm CMOS 工艺完成了 320 GHz、倍频损耗小于 20 dB 的太赫兹倍频器设计，其设计原理图如图 2.2 所示。

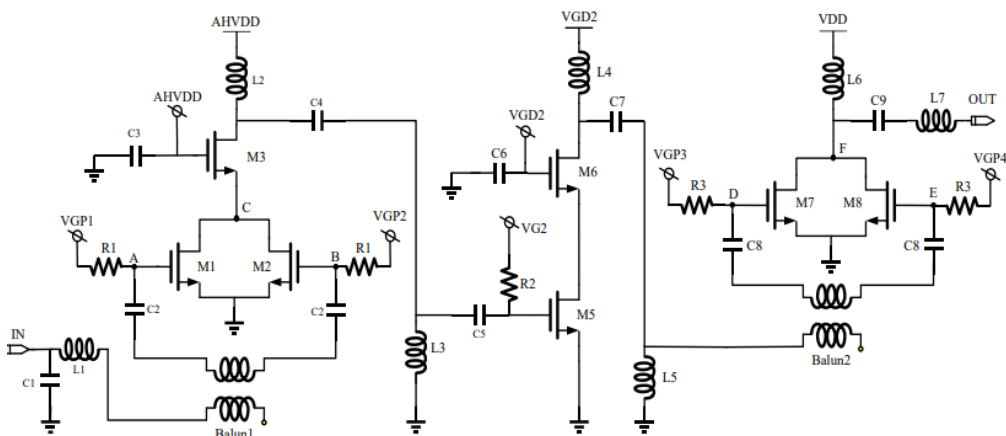


图 2.2 基于 40nm CMOS 工艺的 320 GHz 太赫兹倍频器设计^[37]

为了得到频率更高、谐波干扰更小、功率损耗更低的太赫兹信号，人们开始更多地探索光子太赫兹产生方式。光子太赫兹的产生方式有很多，其中应用最广泛的为光外差拍频产生太赫兹信号，下面对光外差及其优化方案作简单介绍。

光外差方案结构简单，可实现频率范围广，在太赫兹信号产生及相关应用中具有广阔的应用前景^[38]。光外差的基本结构如图 2.3 所示，其原理为将频率差为目标太赫兹信号的两路光束放到光电太赫兹探测器或电光采样晶体中进行拍频，拍频结果即为目标太赫兹波。若需要在太赫兹波上加载信息，也只需要对其中一路光进行信息调制即可。光外差易于实现，但劣势也十分明显：当外差的两路光不相干时，拍频得到的电信号会带有两路光的频率漂移信息，导致生成信号频率不稳定且相位噪声升高，因此光外差通常搭配光注入锁定、光学倍频、光频梳等方案共同使用以减少激光器频率漂移带来的影响，下面简单介绍光倍频及光频梳这两种最为常见的优化方案。

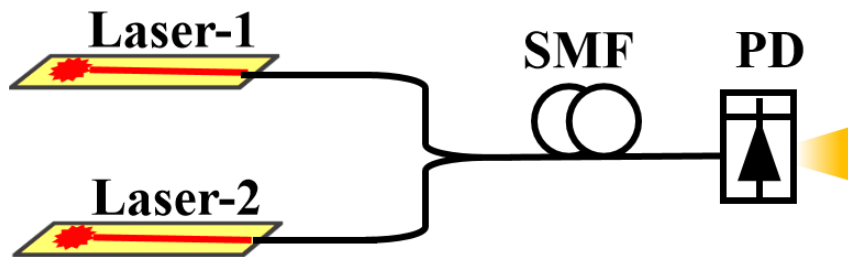


图 2.3 光外差法示意图

光倍频法本质上是在光域获得以低频信号为间隔的多阶边带信号，并通过光滤波与光外差拍频得到低频信号的多倍频信号。目前主流的光倍频方式包括光调制与光学振荡，研究中最常使用的是基于马赫曾德尔调制器的光调制方案，如图 2.4 所示。通过调制，载波光即可获得以调制信号为间隔的多阶边带，之后通过光滤波与光外差即可获得多倍于调制信号频率的目标太赫兹信号，通过这种方式得到的信号几乎不存在谐波干扰，且由于拍频的两路光相位相干，信号的频率十分稳定。

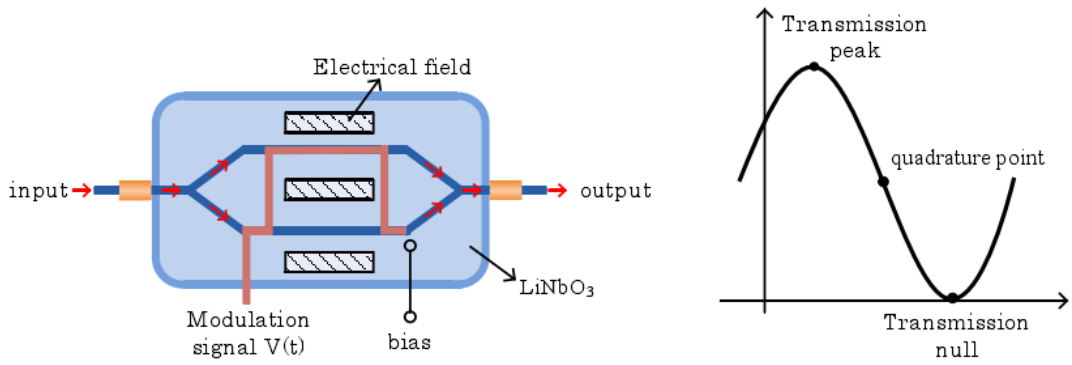


图 2.4 基于马赫曾德尔调制器的光调制方案^[38]

光倍频法的使用较早且在不断发展。1992 年马赫曾德光调制方法首次被用于产生毫米波信号^[39]；2012 年韩丙辰等人利用正弦波光信号半导体光放大器 (SOA) 进行非线性展宽得到高阶分量，产生频率连续可调的倍频信号（最高 32 倍频）^[40]；2014 年西安电子科技大学给出了基于四波混频效应和受激布里渊散射效应实现光学十八倍频和光学八倍频的毫米波信号生成方案^[41]。

类似的，光频梳也通过光外差来得到太赫兹信号。光频梳是指从频域角度看由一系列间隔均匀且相干的频率分量组成的光谱。光频梳可以通过光调制得到，也可通过飞秒脉冲得到。同时，光频梳还可以通过引入高非线性光纤、设计循环调制链路等手段^{[42]-[43]}来实现超大的带宽，从而产生高频信号，光频梳产生太赫兹信号的原理如图 2.5 所示，其本质上也是通过光滤波滤出所需频率分量，再结合光外差拍频来实现的。

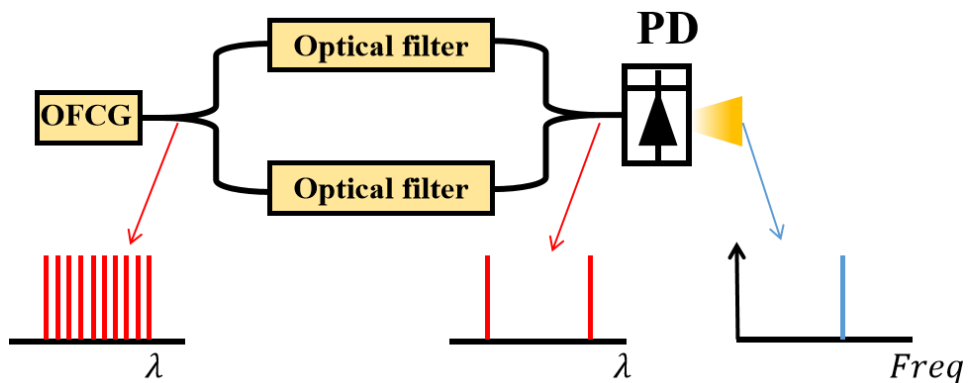


图 2.5 光频梳产生太赫兹波的方案

本文为进行太赫兹信号的频率测量，需要生成特定频率的太赫兹信号，且要求频率稳定、信号纯净、结构简单，因此本文中尽量采用的是电学倍频方案以及

肖特基倍频方案来产生高频的太赫兹信号，但在部分频段，受到倍频器工作范围的限制，无法采用倍频的方案来产生太赫兹信号，也会借助相对复杂但信号频率稳定的光频梳方案来产生被测信号。

2.2 频率测量系统的关键模块与核心器件

上一节提到了太赫兹信号产生的多种方式，本节主要就太赫兹频率测量系统中的关键模块与核心器件进行分析。本文主要提出了两种各有优势的太赫兹频率测量方案，第一种方案通过超宽带电光调制光频梳来实现频率测量，涉及到的模块主要包括光频梳生成模块、基于光频梳的太赫兹频梳生成模块以及被测太赫兹信号检测模块；第二种方案通过光频梳与连续模式 PCA 来实现频率测量，结构简单，主要涉及到的模块为太赫兹信号检测模块，下面对这些模块的核心器件作简要的介绍。

2.3.1 光频梳生成模块

第一节中提到光频梳可以通过电光调制或飞秒脉冲来实现，然而由于飞秒脉冲光频梳的重复频率通常存在漂移，很难通过其直接对未知信号进行精确定位，因此本文选用重复频率稳定的电光调制梳来进行频率测量。电光调制光频梳中的核心器件为电光调制器，它是指利用铌酸锂 (LiNbO_3)、砷化镓 (GaAs) 或钽酸锂晶体 (LiTaO_3) 等电光晶体的电光效应制成的调制器。晶体的电光效应是指：当电压加载到晶体上时，晶体的折射率发生变化，从而使得透过晶体的光的相位、强度发生变化，实现对光的强度、相位的调制。由于电光调制器具有将射频信号调制到光上进行处理的能力，因此在光子太赫兹通信、雷达领域被广泛应用。本文中应用了多种形式的调制器，主要包括相位调制器 (PM)、强度调制器 (IM) 以及双平行马赫曾德尔调制器 (DP-MZM)，下面对其原理一一作简单的介绍。

(1) 相位调制器

相位调制器是电光调制器中最基本的类型，当电极接收到外部电压信号时，相位调制器内部的电光晶体折射率发生变化，从而实现对输入光波形的控制。相位调制器的大致结构如图 2.6 所示，主要由电极、波导、电极以及电光基底组成，

其中电极上可外加电压从而对晶体的折射率进行控制。

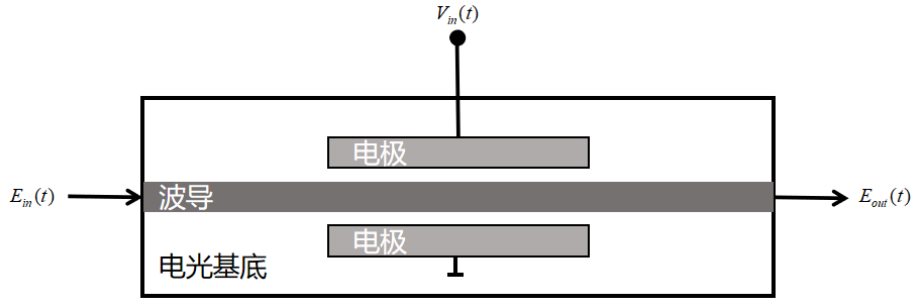


图 2.6 相位调制器内部结构

假定相位调制器的输入光信号为 $E_{in}(t)$ ，外部电压信号为 $V_{in}(t)$ ，且都为标准信号，则：

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t) \quad (2-1)$$

$$V_{in}(t) = V_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_0) \quad (2-2)$$

其中 E_0 和 V_0 分别表示光信号和电压信号的幅度， ω_0 和 ω_1 分别表示光信号和电压信号的角频率， φ_0 表示电压信号的初始相位偏移。根据电光效应，调制的电压信号将会引入一个调制相位：

$$\phi = \pi \frac{V_{in}(t)}{V_\pi} = \pi \frac{V_0}{V_\pi} \cos(\omega_1 t + \varphi_0) \quad (2-3)$$

其中 V_π 表示调制器的半波电压， $\pi V_0/V_\pi$ 为调制系数，将其用 β 来替代表示，则最终的输出可以描述为：

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp(j\phi) = E_0 \exp(j\omega_0 t) \exp[j\beta \cos(\omega_1 t + \varphi_0)] \quad (2-4)$$

将式 2-4 展开，可得：

$$E_{out}(t) = E_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta) \exp\{j[(\omega_0 + n\omega_1)t + n\varphi_0]\} \quad (2-5)$$

式 2-5 中的 $J_n(\beta)$ 为 n 阶第一类贝塞尔函数在值为 β 对应的系数。从结果不难推断，相位调制的输出信号从频域上看是一个以输入光频率为中心频率，电压信号频率为间隔频率，功率两端对称的一个光频梳，且第 k 根的梳齿功率与第 k 阶的第一类贝塞尔函数系数值相对应。

(2) 马赫曾德尔调制器

马赫曾德尔调制器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM)，又称为强度调制器 (Intensity Modulator, IM)，其原理与著名的马赫曾德尔干涉仪类似，如图 2.7

所示。光进入马赫曾德尔调制器内部后首先通过 Y 结构分为两路，两路光分别通过两个由不同电压控制的相位调制器调制，最后通过另一个 Y 结构耦合成一 路光并发生干涉，实现强度信息的调制。

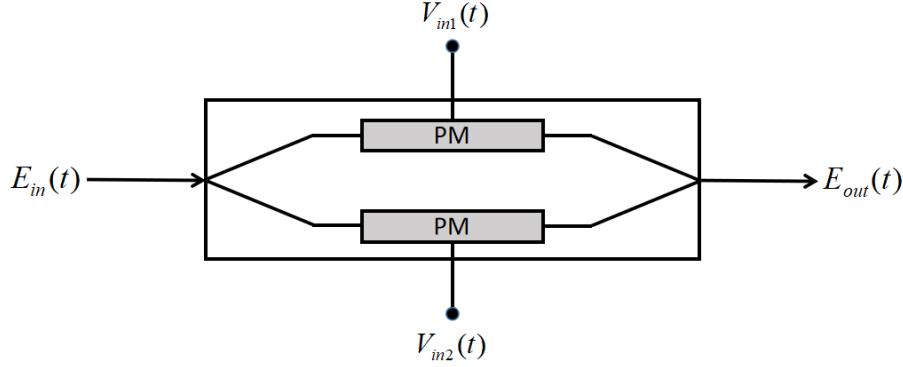


图 2.7 强度调制器的内部结构

假定强度调制器的输入光信号为 $E_{in}(t)$ ，外部电压信号为 $V_{in1}(t)$ 与 $V_{in2}(t)$ ，且都为标准信号，同时假定 $V_{in1}(t)$ 相对于 $V_{in2}(t)$ 的偏置电压为 V_{DC} ，则：

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t) \quad (2-6)$$

$$V_{in1}(t) = V_{DC} + V_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (2-7)$$

$$V_{in2}(t) = V_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2-8)$$

式中 ω_1 和 ω_2 分别为两个电压信号的初始角频率， φ_1 和 φ_2 分别为两个电压信号的初始相位，在强度调制器中，假定上下两个相位调制器具有相同的半波电压 V_π ，则根据相位调制器的原理，电压信号在引入的相位变化分别为：

$$\phi_1(t) = \pi \frac{V_{in1}(t)}{V_\pi} \quad (2-9)$$

$$\phi_2(t) = \pi \frac{V_{in2}(t)}{V_\pi} \quad (2-10)$$

从而可以得到最终的光输出信号为

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left[\frac{\phi_1(t) - \phi_2(t)}{2}\right] \exp\left[j\frac{\phi_1(t) + \phi_2(t)}{2}\right] \quad (2-11)$$

而对应的光功率为：

$$I_{out} = E_{out}(t) \overline{E_{out}(t)} = E_{in}^2(t) \cos^2\left[\frac{\phi_1(t) - \phi_2(t)}{2}\right] \quad (2-12)$$

从式 2-12 中不难发现，最终的光功率和两个相位调制器的调制电压直接相关。当 $\phi_1(t) = \phi_2(t)$ 时，此时 MZM 上下两个相位调制器的调制状态完全相同，等同于一个相位调制器工作，MZM 工作在最大输出点；当 $|\phi_1(t) - \phi_2(t)| = \pi/2$ ，

此时输出功率为输入功率的一半，MZM 工作在正交点，当 $|\phi_1(t) - \phi_2(t)| = \pi$ ，此时输出功率达到理论上的最小值，MZM 工作在最小输出点。

(3) 双平行马赫曾德尔调制器

双平行马赫曾德尔调制器(Dual-parallel Mach-Zehnder Modulator, DP-MZM)由三个单电极的子 MZM 组成，其中 MZM1 和 MZM2 分别位于上下两臂，对输入光进行强度调制，而 MZM3 则进一步对其中一路光进行调制，从而获得所需要的干涉效果，其结构如图 2.8 所示：

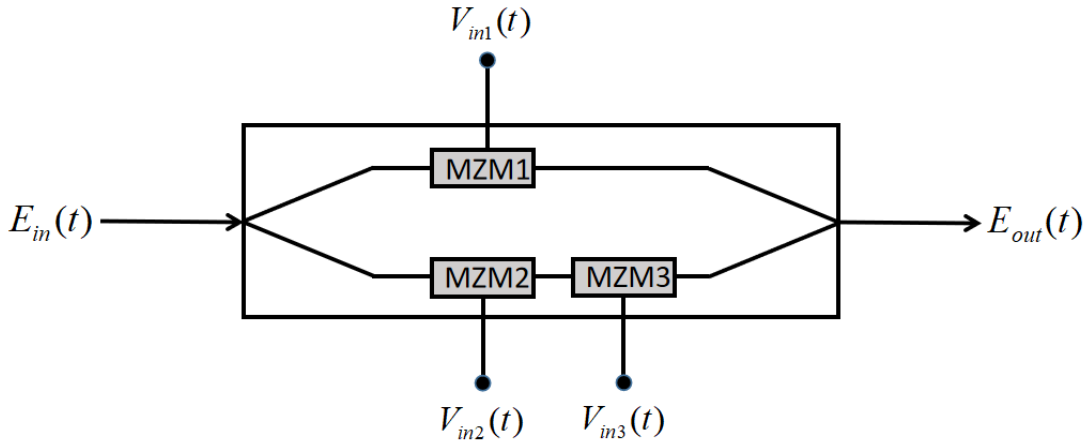


图 2.8 DP-MZM 内部结构

理想情况下，上述结构中的 Y 分支功率分配比为 1:1，所有 MZM 内部的功率也皆为平均分配，假定初始输入光信号为：

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t) \quad (2-13)$$

若三个电极电压分别为 $V_{in1}(t)$ 、 $V_{in2}(t)$ 及 $V_{in3}(t)$ ，则三个 MZM 输出端的电压分别为：

$$E_{MZM1}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cos \left[\frac{\pi V_{in1}(t)}{2V_\pi} \right] = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cos[\phi_1(t)] \quad (2-14)$$

$$E_{MZM2}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cos \left[\frac{\pi V_{in2}(t)}{2V_\pi} \right] = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cos[\phi_2(t)] \quad (2-15)$$

$$E_{MZM3}(t) = E_{MZM2}(t) \exp \left[j \frac{\pi V_{in3}(t)}{2V_\pi} \right] = E_{MZM2}(t) \exp[j\phi_3(t)] \quad (2-16)$$

故最终 DP-MZM 的输出为：

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \{ \cos[\phi_1(t)] + \cos[\phi_2(t)] \exp[j\phi_3(t)] \} \quad (2-17)$$

2.3.2 基于光频梳的太赫兹频梳生成模块

(1) 光滤波器

得到的光频梳后，我们可以通过光电探测将光频梳转换为太赫兹域的频梳，这种转化过程通常借助光电探测器等器件实现。由于转化过程中最终得到的太赫兹频梳功率与输入的光频梳功率直接相关，因此我们通常会在电光采样前增加一个光滤波器滤除与目标信号无关的频率分量，并将信号放大到探测器可承受的最大功率，以获得功率最大的太赫兹频梳。太赫兹频梳生成过程中的核心器件包括光滤波器以及光电探测器，下面作简单介绍。

光滤波器是用来进行波长(频率)选择的仪器，它既可以用作光上的滤波器，筛选出需要的频率或滤除不需要的噪声，也可以用来作不同波长信号的增益均衡。现有的许多可编程光滤波器本质上都是基于硅基液晶实现的，其原理如图 2.9 所示：

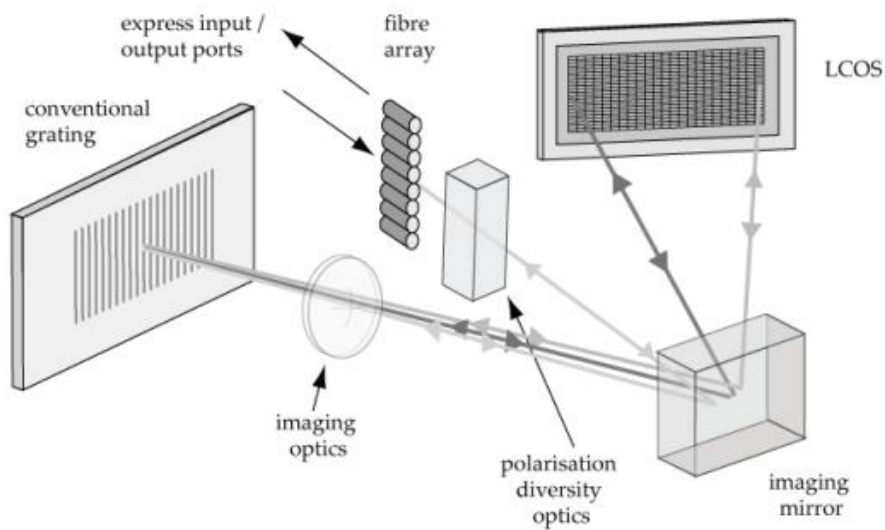


图 2.9 光滤波器实现原理^[45]

从光纤输入的混合波初始位于反射镜的有效焦点，经过反射镜准直后射向光栅，由于不同波长的光波衍射角有所不同，故经过光栅衍射并再次反射后，重新聚焦在硅基液晶处理器（Liquid Crystal on Silicon, LCOS）的不同位置上，LCOS 上布满了反射型液晶单元，通过对其中的不同单元施加不同的偏置电压，即可改变光的反射情况，并最终反射到光纤端口输出。

若系统要产生具有三个频率分量的太赫兹频梳，则首先需要通过光滤波器滤出四个频率分量。假定输入光滤波器的信号为式 2-5 中相位调制器输出的带有多频分量的光频梳信号，光频梳间隔为 $\omega_{RF}/2\pi$ GHz，目标太赫兹频梳的中心频率为 $2n\omega_{RF}/2\pi$ ，将光滤波器设定为双通道滤波，左侧通道带宽设定为 2 个光频梳间隔，中心频率取 $(\omega_c - n\omega_{RF})/2\pi$ ，右侧通道带宽设定为单个光频梳间隔，中心波长取 $(\omega_c + n\omega_{RF})/2\pi$ ，经过滤波后，输出信号为：

$$\begin{aligned} E_{comb}(t) = & C_{-1-n}\exp(j(\omega_c - (1+n)\omega_{RF})t) + C_{-n}\exp(j(\omega_c - n\omega_{RF})t) \\ & + C_{1-n}\exp(j(\omega_c - (n-1)\omega_{RF})t) \\ & + C_n\exp(j(\omega_c + n\omega_{RF})t) \end{aligned} \quad (2-18)$$

其中 C_{-n-1} 、 C_{-n} 、 C_{-n+1} 为载波左侧第 $1+n$ 、 n 、 $n-1$ 阶边带的幅度值， C_n 为载波右侧第 n 阶边带的幅度值，具体值可通过查找第一类贝塞尔函数的系数表得出。

(2) 单行载流子光电探测器

光电探测器内部的工作原理遵从光电效应，当入射的光子能量高于材料的禁带宽度时，价带电子跃迁产生光电流，从而将光信号转换为电信号。光电探测器的工作过程主要包括三步：（1）光照下产生光生载流子；（2）载流子扩散或者漂移产生电流；（3）电流信号被放大并转换为电压信号。传统的光电探测器如 PIN 型光电二极管（photodiode, PD）都采用电子空穴共同作为载流子，然而由于光生空穴在本征耗尽区的移速慢，积累后形成内建电场，进而影响载流子的漂移速度，尤其在高强度光辐射下探测器的响应显著降低，因此传统的光电探测器带宽较窄且输入光受限，为进一步提高探测器的性能，单行载流子光电探测器（Uni-traveling carrier photodiode, UTC-PD）被提出。不同于传统的结构，UTC-PD 仅采用电子作为载流子，其结构图所下图所示。当入射光照射时，空穴被限制在固定区域中，只有电子向收集层移动，因此 UTC-PD 的响应时间完全由电子的运动时间来决定，减少了类似 PIN 型的电流拖尾效应等问题，在极高频率下仍可以正常工作。

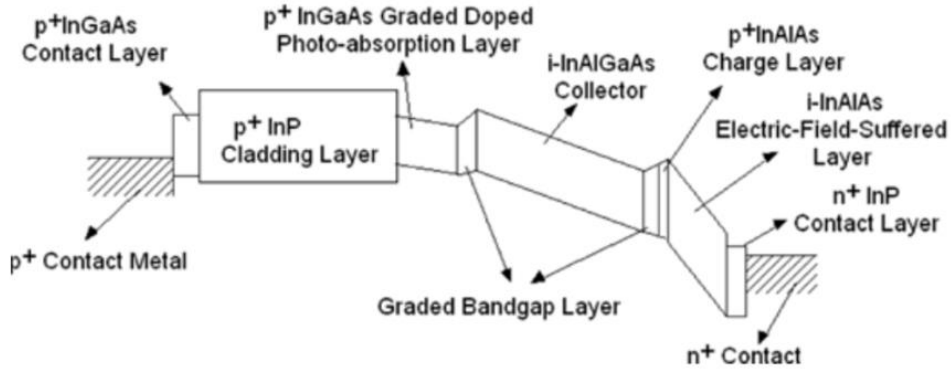


图 2.10 UTC-PD 原理图^[46]

通过 UTC-PD 拍频，即可得到光频梳对应的太赫兹频梳。假定输入 UTC-PD 的光为式 2-18 表示的光，其中四个光频率分量的平均功率分别为 P_1 、 P_2 、 P_3 、 P_4 ，UTC-PD 的响应范围 $n\omega_{RF}/\pi$ 在附近，则经过拍频后 UTC-PD 一端输出的光：

$$P_{out} \propto 2m\{\sqrt{P_1 P_4} \cos[(2n + 1)\omega_{RF} + \phi_{1,4}] + \sqrt{P_2 P_4} \cos(2n\omega_{RF} + \phi_{2,4}) + \sqrt{P_3 P_4} \cos[(2n - 1)\omega_{RF} + \phi_{3,4}]\} \quad (2-19)$$

上式中 m 为 UTC-PD 的耦合效率，其值位于 0~1 之间。对于某个特定的 UTC-PD 来说，其最大输入功率不能超过某一固定值，即：

$$P_1 + P_2 + P_3 + P_4 \leq P_{max} \quad (2-20)$$

从数学角度看，将 P_4 拆解为三个 $P_4/3$ ，即可求出 2-19 的最大输出功率，即

$$2\left(\sqrt{\frac{P_1 P_4}{3}} + \sqrt{\frac{P_2 P_4}{3}} + \sqrt{\frac{P_3 P_4}{3}}\right) \leq P_{max} = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 \quad (2-21)$$

因此当 $P_1 = P_2 = P_3 = P_4/3 = P_{max}/6$ 时，即拍频的两部分光总功率相等时，UTC-PD 一端的输出光可达到最大值，这一过程也被称为功率平衡，可通过前述的光滤波器对每个通道增加衰减值来实现。在 optisystem 中通过仿真也可以验证该结论的准确性。首先搭建一个简单的外差光路，利用三个连续波光源来模拟光频梳的三根梳齿，用 PIN 型光电二极管结合带通滤波器来模拟频率响应位于 250~350 GHz 的光电探测器，如图 2.11 所示，假定 UTC-PD 的最大输入功率为 1 mW，首先仿真功率不匹配时 UTC-PD 的输出情况：

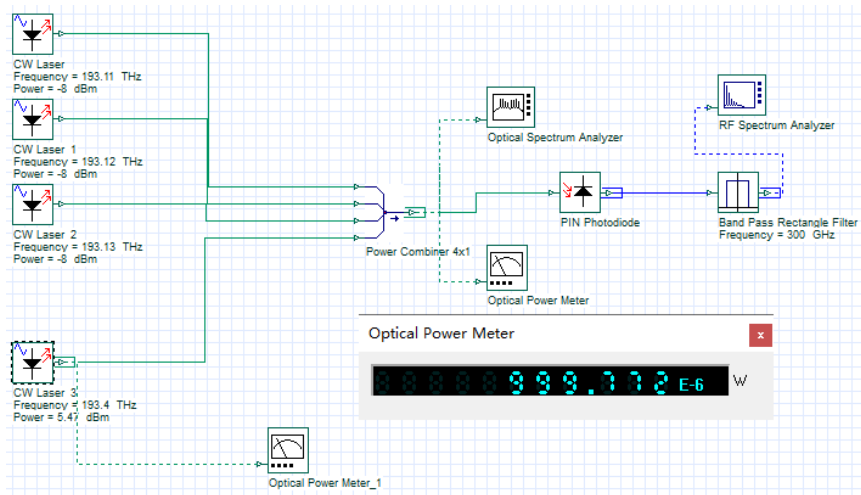


图 2.11 功率不匹配时的光外差仿真系统图

观察到输出信号如图 2.12 所示，可以看到三个频率分量，每个频率分量的功率都在-42 dBm 左右。

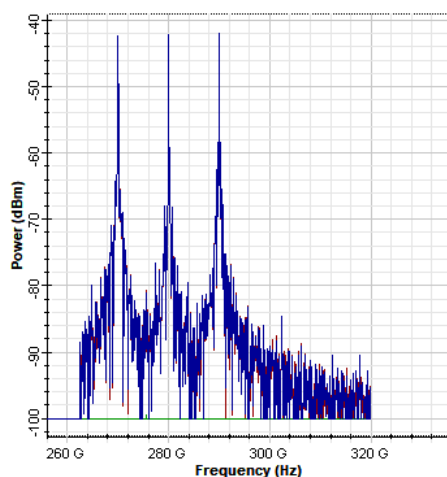


图 2.12 功率不匹配时光外差拍频仿真结果图

第二次仿真中保持进入 pd 的光功率不变，将四个频率的光功率设置为最佳模式，即 $P_1 = P_2 = P_3 = P_4/3$ ，如图 2.13 所示。

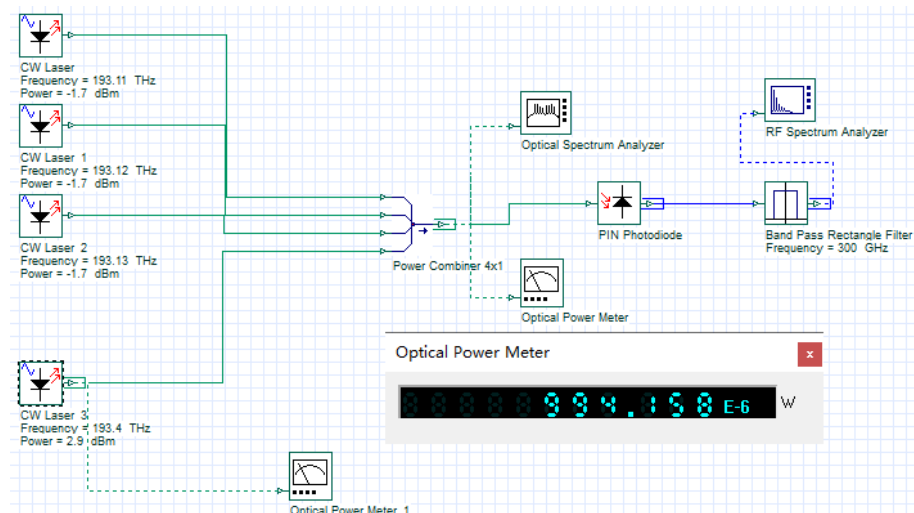


图 2.13 功率匹配时光外差仿真系统图

在接收端可以观察信号的功率相较于图 2.12 的结果明显提高，如图 2.14 所示，因此在使用光电探测器时，需要尽量做到功率对齐，以获得较大的输出功率。

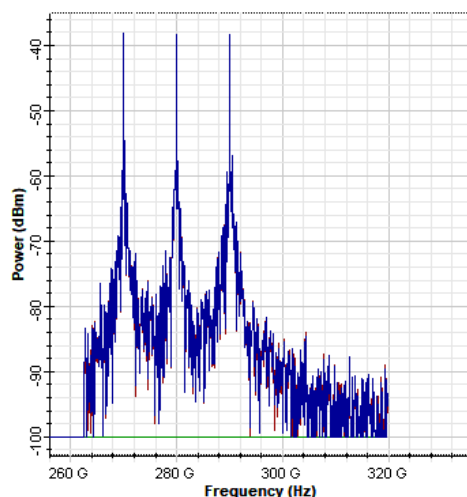


图 2.14 功率匹配时光外差拍频仿真结果图

2.3.3 太赫兹信号接收模块

获得太赫兹频梳即获得了测量太赫兹信号频率的本振信号，若要对太赫兹信号的频率测量，还需要模块对太赫兹波进行接收。第一章提到的多种频率测量方案中，太赫兹波接收方式包括 PCA 天线接收、平衡探测接收两种，而本文的第三章和第四章中分别通过太赫兹混频器与光电导天线来对太赫兹信号进行接收，下面讲述两者的实现原理。

(1) 太赫兹混频器

太赫兹混频器通常基于肖特基二极管实现，不同于 PN 结的原理，肖特基二极管采用金属-半导体结原理制作，它是一种热载流子二极管，内部原理如图 2.15 所示。当肖特基二极管的金属接到电源正极，半导体接到电源负极时，势垒两端加上正向偏压，势垒层变窄，内阻变小；反之，若肖特基势垒两端加上负压，则势垒层变宽，内阻变化。肖特基二极管的优势在于它仅仅使用电子输送电荷，故不存在电荷储存问题，通常在系统中作为高频开关使用。

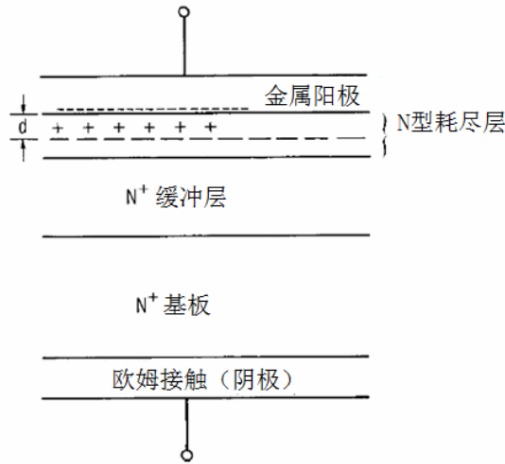


图 2.15 肖特基二极管的内部原理^[47]

基于肖特基二极管的太赫兹混频器已有很长的发展历史，早在 1978 年就有太赫兹分谐波混频器的相关报道^[47]，到 2005 年时法国就已经实现了 300~360GHz 的混频器^[55]，国内的大赫兹混频器发展起步较晚一些，比较有代表性的有 2007 年电子科技大学提出了 140GHz 的分谐波混频器^[56]，并在 2021 年将频率提升到了 220GHz^[57]。

假定混频器的本振信号为前述 UTC-PD 拍频后输出的信号，被测太赫兹信号的频率为 f_{THz} ，初始相位为 ϕ_{THz} ，其频率最接近频率为 $n\omega_{RF}/\pi$ 的太赫兹频梳分量，当混频器接收到被测太赫兹信号时，混频器内部首先会根据相乘电路得到带有多个频率分量的信号，之后该信号通过低通滤波器最终会得到 $\frac{n\omega_{RF}}{\pi} - f_{THz}$ 的下变频信号，该中频信号的表达式可以表示为：

$$P_{IF} \propto 2m_1 m_2 \sqrt{P_2 P_4 P_{THz}} \cos\left[\left(\left|\frac{n\omega_{RF}}{\pi} - f_{THz}\right|\right) t + \phi_{2,4} - \phi_{THz}\right] \quad (2-22)$$

上式中 m_1 、 m_2 分别为 UTC-PD 的拍频效率与混频器的混频效率。从 2-22 可以发现，检测时若已知下变频信号与本振信号，即可反推得到被测太赫兹信号的大

致位置。

(2) 光电导天线

除太赫兹混频器外，光电导天线也能对太赫兹信号进行接收。光电导天线是基于光电效应设计制作的太赫兹天线，光电导结构通常被制作在低温生长的 GaAs 上，利用光子能量大于 GaAs 禁带宽度的超短脉冲激发天线装置，在半导体内部产生电子-空穴对，并在外加电场下加速运动形成瞬态电流从而辐射出 THz 脉冲。上世纪 80 年代，太赫兹之父 D. Grischkowsky 等人率先利用 PCA 产生了 THz 脉冲，这种方法一直沿用到今天并被许多研究小组所使用，第一节中提到的部分频率测量方法用的便是这种方式。目前已有许多公司推出了商用的 PCA，其中制作较为出色的是德国的 MenloSystems 公司，本文中用的 PCA 天线即为该公司生产的 TERA15-FC 型 1560nm 光纤耦合型 PCA，其最佳响应波长位于 1560nm。PCA 辐射太赫兹脉冲频率与幅度的对应关系如图 2.16 所示，其 3dB 带宽大于 1THz。在本文中，PCA 将首次在连续模式下作为接收端来接收检测连续太赫兹波而非脉冲，具体会在第四章中给出理论证明。

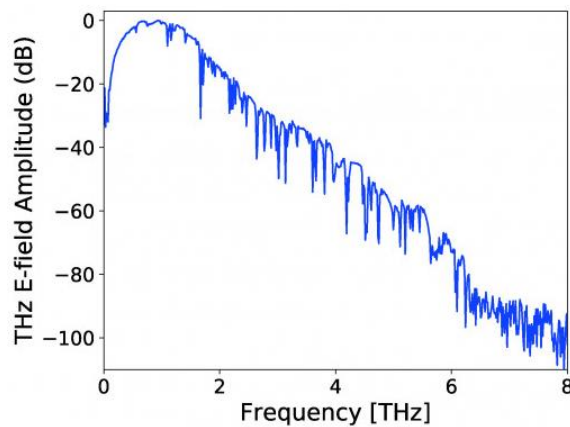


图 2.16 PCA 的响应曲线图

2.3 太赫兹频率测量的基本原理

上述两小节提到了被测太赫兹信号产生方式与频率测量系统关键模块，根据太赫兹混频器的最终输出方程 2-22 即可判断被测太赫兹信号频率的大致范围，但由于下变频信号是一个绝对值，无法通过该值判断被测信号在光频梳的左侧还

是右侧，因此还需要进一步的分析才能获得精确的频率值，具体的频率测量的原理如图 2.17 所示：

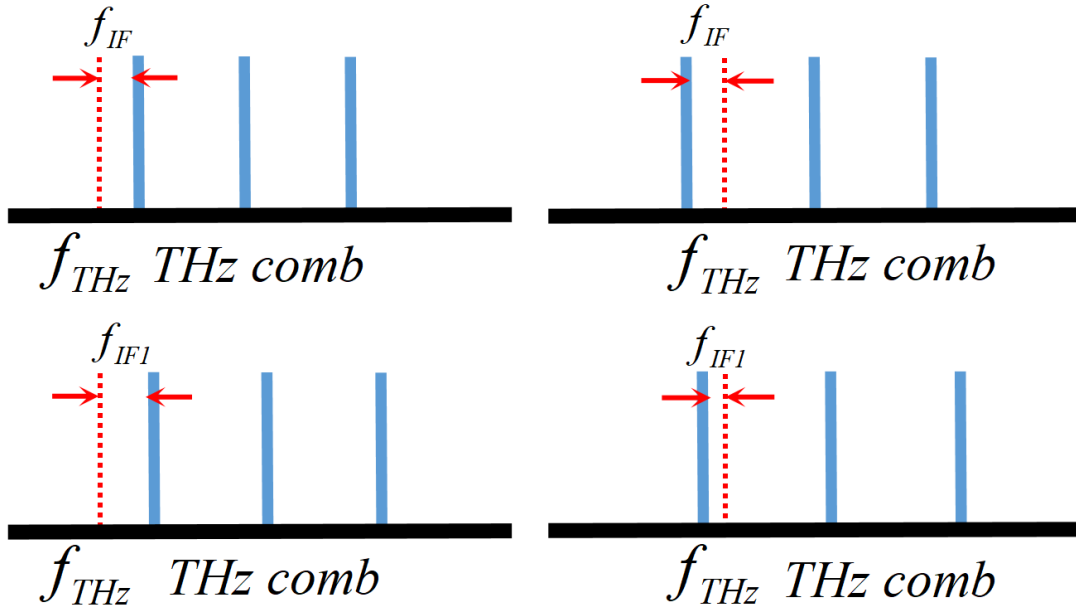


图 2.17 太赫兹频率测量原理

以具有三根梳齿的光频梳为例分析太赫兹频率测量的原理：假定当前被测太赫兹信号频率为 f_{THz} ，如图中红色虚线所示，频梳间隔为 $f_{spacing}$ ，被测信号与光频梳混频后得到的最小下变频信号为 f_{IF} ，当最接近被测信号的梳齿位于被测信号的右侧，如图 2.17 中左侧图所示时，将光频梳的间隔略微增加 Δf ，此时可以发现最小的下变频信号有所增大，并增大为 f_{IF1} ，此时即可推算当前梳齿在光频梳中的阶数 n ：

$$n = \frac{f_{IF1} - f_{IF}}{\Delta f} \quad (2-23)$$

根据当前的梳齿阶数 n ，即可反推被测太赫兹信号的频率为：

$$f_{THz} = n * f_{spacing} - f_{IF} \text{ 或 } n * (f_{spacing} + \Delta f) - f_{IF1} \quad (2-24)$$

同样的，当最接近被测信号的梳齿位于被测信号的左侧，如图 2.17 右侧图所示时，将光频梳的间隔略微增加 Δf ，此时可以发现最小的下变频信号有所减小，根据减小的值可推算出当前梳齿在光频梳中的阶数 n ：

$$n = \frac{f_{IF} - f_{IF1}}{\Delta f} \quad (2-25)$$

根据 n ，即可反推被测太赫兹信号的频率为：

$$f_{THz} = n * f_{spacing} + f_{IF} \text{ 或 } n * (f_{spacing} + \Delta f) + f_{IF1} \quad (2-26)$$

2.4 本章小结

本章内容主要分三个方面展开，首先展示了被测太赫兹信号的电子学及光子学两种产生方式，并分别就其优劣进行了分析；其次分析了太赫兹频率测量系统的三个关键模块并推导了模块中核心器件的工作原理，包括光频梳生成模块中的电光调制器、基于光频梳的太赫兹频梳生成模块中的光滤波器与单行载流子光电探测器、太赫兹信号接收模块中的肖特基混频器与太赫兹光电导天线；最后论述了太赫兹频率测量的基本原理，并根据被测信号在梳齿左侧或右侧两种情况给出了被测信号频率确定的方法。

3 基于电光调制光频梳的宽带太赫兹频率测量

3.1 引言

太赫兹信号的频率测量可以通过电学和光学两种方式来实现，其中电学方式首先通过振荡倍频不断获得高频信号，之后将该高频信号作为本振将太赫兹信号下变频到较低频段进行观测，然而受电学器件的限制，当频率到达毫米波以上频段（300 GHz 以上）时，利用这种方式进行测量十分困难；而光子学的方式则主要依托光频梳来实现，目前绝大多数频率测量方案都首先利用飞秒光纤激光器产生飞秒光频梳^{[49]-[50]}，之后将其与电光晶体或光电导结合生成太赫兹域的频梳，这种方案获得的频梳带宽大且过程简单，但用在频率测量系统中时存在以下问题：

（1）飞秒光纤激光器的重频通常都不稳定，为了提高频率测量的精度，需要加上复杂的锁相结构，这使得系统复杂度提高；（2）采用电光晶体辐射太赫兹波时必须首先和被测太赫兹波在光路中校准后，然而实际情况下被测太赫兹信号并不是可以随意移动的，校准过程并不是那么容易；（3）飞秒光纤激光器重复频率通常都比较低（80 或 100 MHz），无法用这种方案对频率变化范围较大的信号，如超过 100 MHz 宽度的线性调频信号进行测量；（4）接收端得到的电流信号通常都十分微弱，需要用窄带宽的跨阻放大器放大，大大缩小了实际可测量的频率范围。此外，另有少部分方案采用电光调制光频梳与电光晶体结合的方式，这种方案对光频梳的要求比较高，在不引入高非线性光纤的情况下，目前该方案的相关报道只能实现频率在 100 GHz 左右的信号测量，同时这种方案还引入了平衡探测结构，也增加了系统的复杂度。

基于光频梳的频率测量仍是太赫兹频率测量中的最受关注的技术路线，本章节也依旧基于光频梳提出新的太赫兹频率测量方案。在本章中，我们首先在不使用高非线性光纤的前提下，设计实现了两种带宽超过 400 GHz 且频率间隔大小适中的电光调制频梳的方案，比较选取最佳的方案之后，基于该方案通过可编程

滤波器及 UTC-PD 得到了所需的太赫兹域频梳作为频率测量的本振信号，最终实现了频率在毫米波以上信号的精确测量。

3.2 宽带电光调制光频梳产生

本章节展示测试范围高于毫米波的基于电光调制光频梳的宽带太赫兹频率测量系统。电光调制光频梳间隔不可太大也不能太小，如果间隔过大，则对接收机的带宽有较高的要求；如果间隔过小，则无法测量频率在较大范围内变化的信号。同时太赫兹信号频率的可测量范围与光频梳的带宽直接相关联，若要测量毫米波以上频率的信号，则必须获得带宽超过 300GHz 的光频梳，然而在不引入高非线性的光纤的前提下，目前很难做到大带宽、高平坦度且频率间隔适中的光频梳^{[53]-[54]}，本章中就从这个角度出发，首先通过不同的设计实现了两种光频梳，为了降低系统复杂度和成本，在实现时未引入高非线性光纤，具体的，这里给出了单边带循环调制与多频调制两种可行方案。

3.2.1 单边带循环调制

单边带循环调制是一种幅度调制方法，采用滤波法或相移法来实现。通常光载波经过电光调制器调制后会产生一个双边带信号，且具有两端梳齿信噪比低，中间梳齿信噪比高的特点，而单边带循环调制则是仅保留单边带的信号，并将保留的边带信号作为光载波继续调制，最终获得带宽较大且边缘梳齿信噪比较高的信号，下面简述实现单边带调制光滤波法和移相法：

(1) 光滤波法

光滤波法是指通过滤波的方式获得光频梳的左侧或右侧边带，其原理较为直观，如图 3.1 所示



图 3.1 光滤波法原理图

其中 $H(\omega)$ 是单边带滤波器的传递函数，跟随需要保留的边带而变化，若在实验中需要保留上边带，即高频部分信号，则对应的滤波器应当具有高通的特性，此时 $H(\omega)$ 可以简单表示为：

$$H_{SSB}(\omega) = \begin{cases} 0, & |\omega| < |\omega_c| \\ 1, & |\omega| \geq |\omega_c| \end{cases} \quad (3-1)$$

从频域的角度来看，滤波法滤除了频率较低部分的信号，保留了频率较高部分的信号，其实现过程可划分为三步，如图 3.2 所示，显然这种方案能够实现单边带信号的产生，但本质上并没有提高光频梳本身的性能，边带信号的信噪比仍比较低，信号本身的功率也会随着某一边带的滤除而减少。

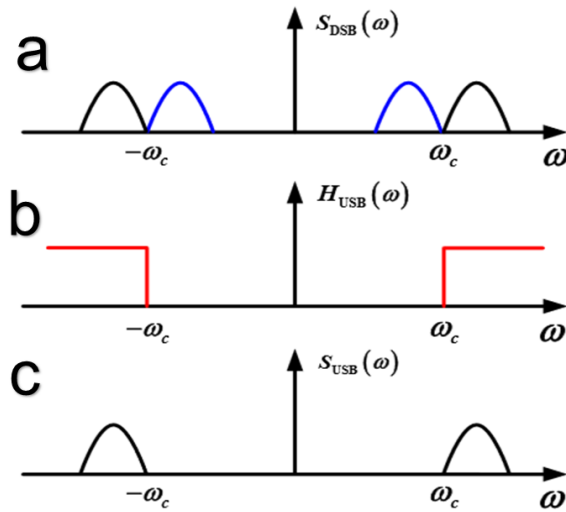


图 3.2 滤波法实现单边带信号原理

(2) 移相法

除了滤波法，单边带信号也可以用移相法来实现。从时域角度看，单边带信号可以通过下面的式子来表达：

$$S_{USB}(t) = \frac{1}{2}f(t)\cos\omega_c t - \frac{1}{2}f'(t)\sin\omega_c t \quad (3-2)$$

$$S_{LSB}(t) = \frac{1}{2}f(t)\cos\omega_c t + \frac{1}{2}f'(t)\sin\omega_c t \quad (3-3)$$

式子中的 $f(t)$ 是载波信号， $f'(t)$ 是载波信号的希尔伯特变换， $\cos\omega_c t$ 是指调制的电信号，根据式子可以画出单边带调制在相移法下的步骤，如图 3.3 所示，载波进入系统之后分为两路，一路直接与信息混频，另一路经过希尔伯特变换后与相移 90° 之后的射频调制信号混频，最终即可得到单边带信号，当相移为 -90°

时，得到上边带，反之，得到下边带。由图可知，相移法在没有损失载波信号功率的情况下实现了单边带，具有更高的可用价值。

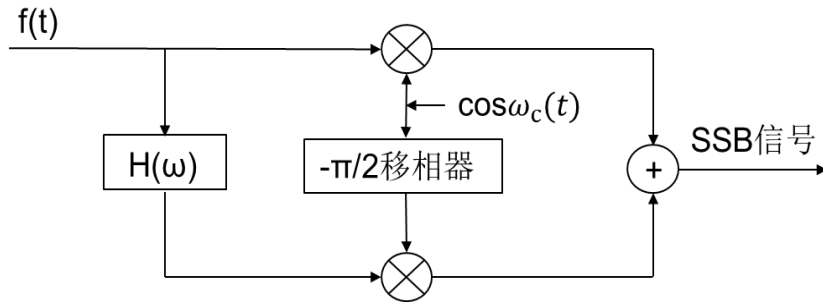


图 3.3 相移法实现单边带信号的原理

基于以上单边带的原理可以设计单边带循环调制方案产生光频梳，由于实际中仅使用相移法难以实现完全的单边带光频梳，因此本次设计将移相法与滤波法进行了结合，实验链路如图 3.4 所示：

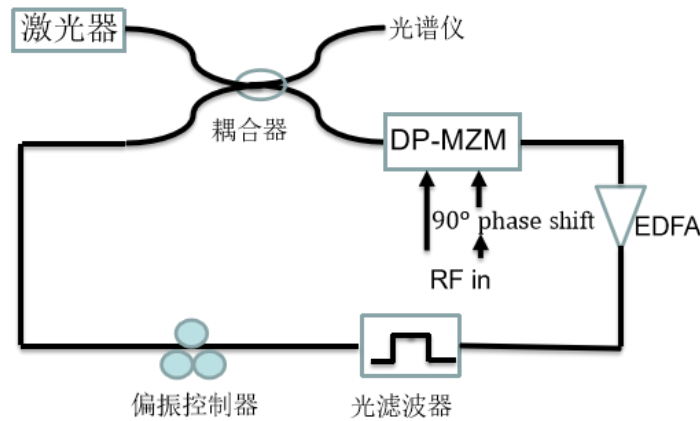


图 3.4 单边带循环调制光频梳实现原理框图 (EDFA: erbium-doped fiber amplifier, DP-MZM: dual-parallel Mach-Zehnder Modulator, RF: radio frequency)

主激光器输出一路光进入到 3 dB 耦合器并分为两路，一路进入 DP-MZM 进行调制，DP-MZM 的原理在前面已经叙述过，其内部上下两臂分别搭载 MZM1 和 MZM2，同时在第二臂上还连接有一个 MZM3，实验中 MZM1 接收射频信号直接调制，MZM2 接收相移 90° 之后的射频信号调制，MZM3 将经过 MZM2 的光信号进行希尔伯特变换，最终合路得到单边带信号，链路中的掺铒光纤放大器 (EDFA) 用于保持光信号的功率，防止其在循环调制的过程中衰减，光滤波器用于进一步实现单侧光频梳的滤波，偏振控制器则用于控制光信号的偏振态，使光保持在一个适合调制的偏振态，经过偏振器调制后的光重新进入 3 dB 耦合器

的一端为下一次调制做准备。系统重复上述调制过程，经过一段时间稳定后，在耦合器的另一端即可看到稳定的光谱，实验室链路实物图如图 3.5 所示。

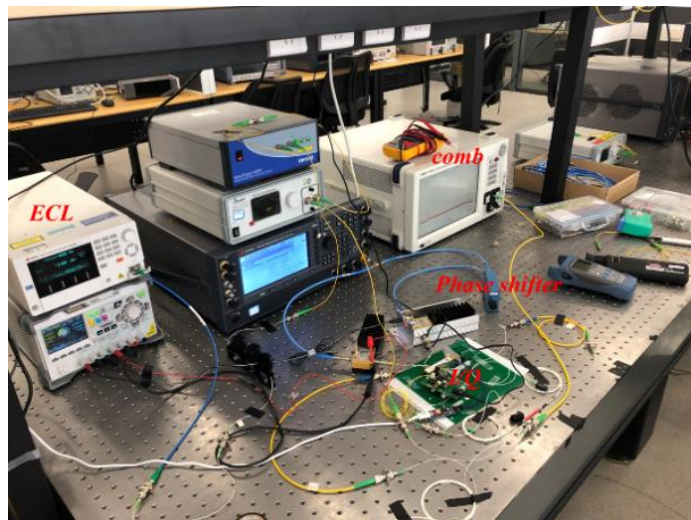


图 3.5 单边带循环调制产生光频梳的实物图

实验中的激光器波长设定在 1551 nm，与掺铒光纤放大器的工作频段相吻合，射频信号的频率设定为 18 GHz，光滤波器的带宽设置为 400 GHz，最终得到的光频梳如图 3.6 所示，可以看到第一根梳齿的功率特别高，原因是 3 dB 耦合器的输出端耦合了激光器自身一半的功率，光频梳其余部分整体信噪比相近，平坦度在 10 dB 左右，最后两根梳齿由于位于滤波器的 3 dB 带宽边缘，因此又有所下降。通过结果可以发现该方案可以产生带宽较大的光频梳，但是光频梳边缘的平坦度明显比较差、噪底有所抬高且信噪比相对较低。

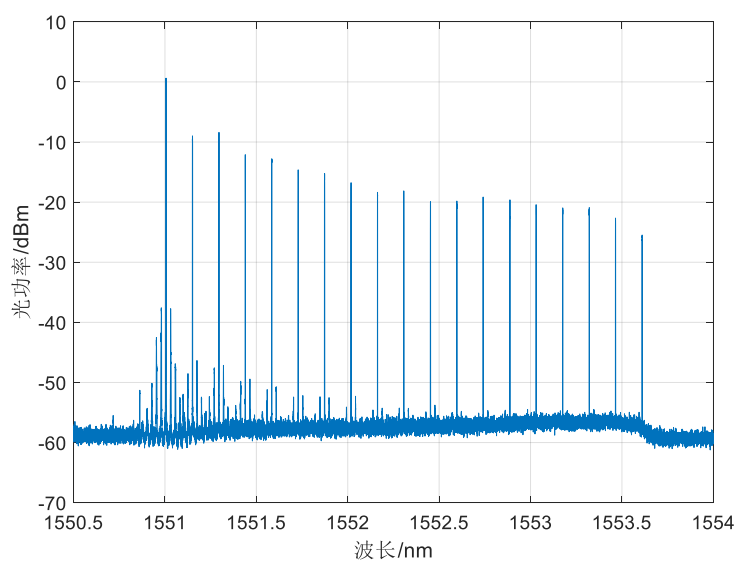


图 3.6 单边带循环调制产生光频梳实验结果

3.2.2 多频调制

上述单边带循环调制产生的光频梳虽然带宽满足要求，但平坦度性能差，因此我们又尝试探究实现了第二种光频梳产生方式，即通过多频调制产生光频梳。本文中的多频调制通过相调和强调级联来实现，且相调采用强调调制信号的二倍频信号进行调制。发射光经过相调后首先得到一个大带宽、大频率间隔的简单光频梳，之后该光频梳又进入强调中通过频率相对较低的信号进行二次调制最终得到大带宽、窄间隔、高平坦度的光频梳。光频梳实现的结构如图 3.7 所示：

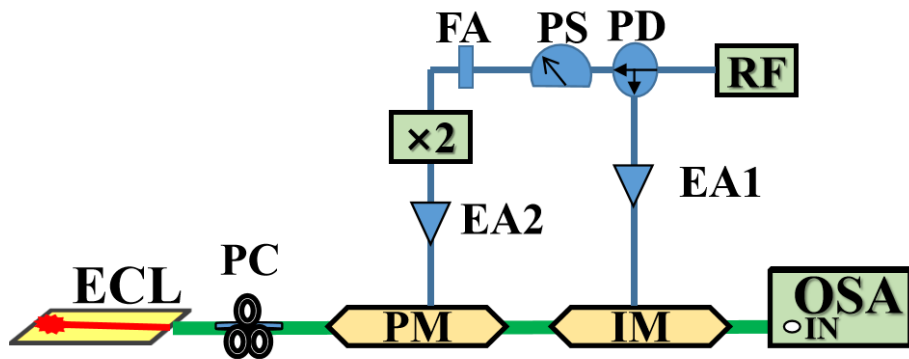


图 3.7 多频调制产生光频梳实现原理(RF: radio frequency, PD: power divider, PS: phase shifter, FA: fixed attenuator, EA: electrical amplifier, ECL: external cavity laser, PC: polarization controller, PM: phase modulator, IM: Intensity modulator, OSA: optical spectrum analyzer)

图中，主激光器选用频率范围可调，线宽小于 100 kHz 的外腔激光器，激光器发射波长为 1550 nm 的光进入偏振控制器，此处偏振控制器置于相位调制器之前，用来调整光的偏振态以达到最好的调制效果。在射频信号端，系统仅使用了一个射频源，频率设定在 14.25 GHz 附近。射频源发出的信号分为两路：一路经过放大之后进入强度调制器进行调制；另一路经过移相器调整相位后首先进入倍频器，通过倍频得到了 28.5 GHz 附近的二倍频信号，而后倍频信号进入带宽为 40 GHz 的相位调制器中进行相位调制。这种基频与二倍频信号同时调制的方法既使得光频梳本身带宽增大，为高频太赫兹信号的测量提供了可能，又使得光频梳的间隔缩小，减小了对接收机带宽的要求，此外，相调与强调同时使用也提高了光频梳的平坦度性能，实验最终在光谱分析仪（OSA）中观察到的光频梳如图 3.8 所示：

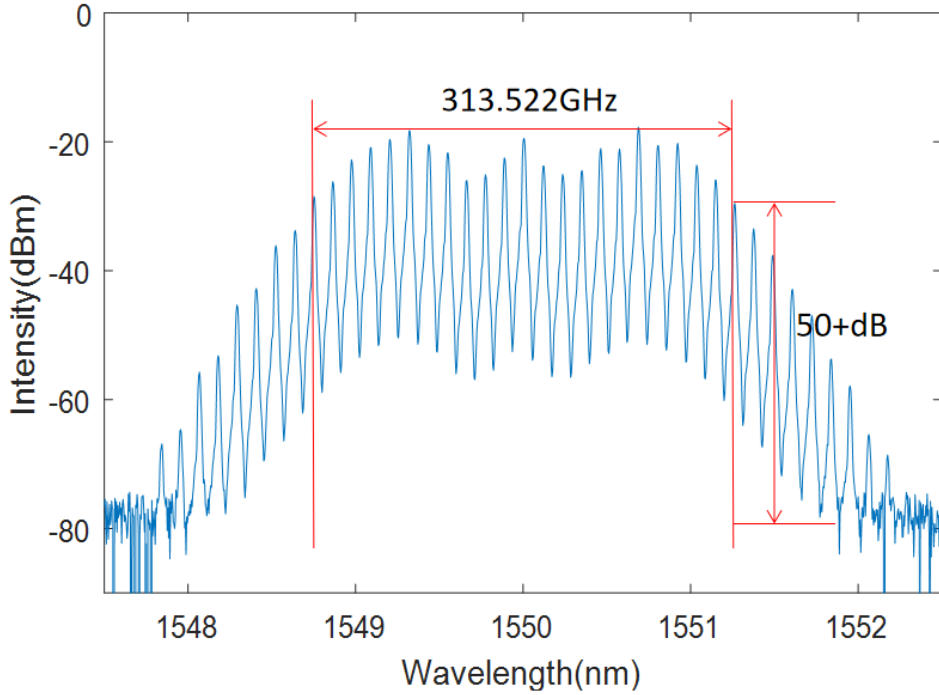


图 3.8 多频调制产生光频梳实验结果

图中光频梳频率间隔为 14.251 GHz，在 313.522 GHz 的范围内光频梳的平坦度约为 8 dB，最低信噪比超过 50 dB，在 400 GHz 的范围内光频梳都具有良好的信噪比。

3.2.3 光频梳的性能分析

获得上述两种光梳后，为选择性能更优的光频梳，需要进行进一步的对比分析。如第二章提到，本章节中将使用光频梳通过 UTC-PD 拍频产生太赫兹频率梳作为频率测量的标尺，因此可以通过比较两个光频梳拍频后信号的相位来噪声来衡量二者的性能。通过第二章的分析可以得出，经过 UTC-PD 拍频后的信号方程如式 2-19 所示，为简化分析过程，假定此时只有两路单频信号拍频，且单频信号分别为左右第 n 阶边带，则此时拍频结果可表示为：

$$P_{out} \propto 2m\sqrt{P_1P_2}\cos[(2n+1)\omega_{RF} + (2n+1)\phi_{RF}] \quad (3-4)$$

因此，相位噪声可以与射频源的相位噪声简单关联为：

$$\phi_{Photonic-RF} = n\phi_{RF}(t) \quad (3-5)$$

上式中， $\phi_{Photonic-RF}$ 表示光电探测器产生的射频信号相位噪声， n 表示拍频所取边带的阶数。我们假定射频本振信号及所产生的射频信号在 t 和 $(t + \tau)$ 时间内的随机相位变化分别为 $\Delta\phi_{RF}$ 及 $\Delta\phi_{Photonic-RF}$ ，则

$$\Delta\phi_{RF}(\tau) = \phi_{RF}(t + \tau) - \phi_{RF}(t) \quad (3-6)$$

$$\Delta\phi_{Photonic-RF}(\tau) = n[\phi_{RF}(t + \tau) - \phi_{RF}(t)] \quad (3-7)$$

另外， t 和 $(t + \tau)$ 时间内射频本振信号的随机相位变化与本振瞬时角频率波动 $S_f(\omega)$ 的功率谱密度有关

$$\sigma^2_{\Delta\phi_{LO1}}(\tau) = \frac{\tau^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \right] S_f(\omega) d\omega \quad (3-8)$$

这里的瞬时角频率波动可以被认为是白噪声，这意味着其功率谱密度应该是一个常数 $S_f(\omega) = C$ ， τ 时间内的随机相位变化由此又可表示为：

$$\sigma^2_{\Delta\phi_{RF}}(\tau) = 2\gamma_{RF}|\tau| \quad (3-9)$$

此处 γ_{RF} 是指本振信号 RF 的线宽，此时 $\Delta\phi_{Photonic-RF}(\tau)$ 的随机相位变化可表示为：

$$\sigma^2_{\Delta\phi_{Photonic-RF}(\tau)}(\tau) = 2n^2\gamma_{RF}|\tau| \quad (3-10)$$

即输出射频信号的线宽可表示为：

$$\gamma_{photonic-RF} = n^2\gamma_{RF} \quad (3-11)$$

根据这一分析结果，我们可以得到系统的相位噪声。依据文献^[51]的研究，由此方法得到基频信号的相位噪声后，任何频率都可按照恶化因子 $20\log(m)$ 推导（ m 指频率相对基频的倍数）得出其理论相位噪声。

下面就以相位噪声这一指标对单边带循环调制及多频调制产生的两种光频梳性能进行评估，本次实验中所用射频源为 Keysight 的 E8267D 型射频源，其 1 GHz 信号的 100 kHz 频偏处相位噪声为 -144 dBc/Hz。

对于图 3.6 所示的单边带循环调制产生的光频梳，首先滤出其两根间隔为 306 GHz 的梳齿并对其进行功率平衡，由于这里只有两路单频信号，只需要尽可能保持两路功率相同即可，滤波后得到的信号如图 3.9 所示。

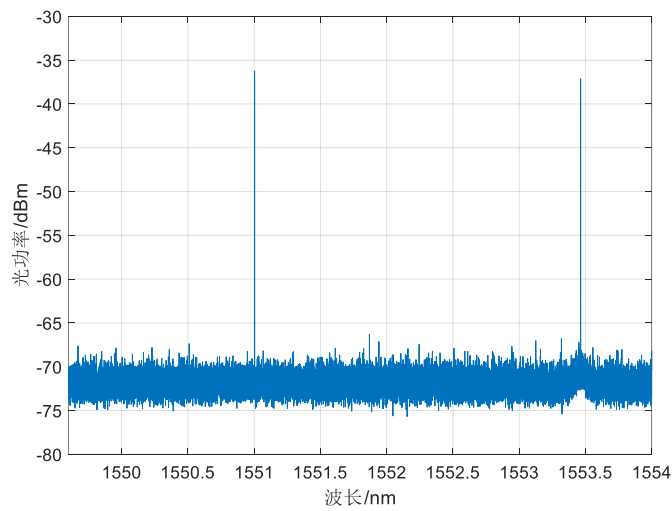


图 3.9 单边带循环调制产生光频梳滤波结果

将该结果输入 UTC-PD 中进行光电拍频，然后在接收端通过太赫兹混频器下变频到 6 GHz 接收即可得到其频域信号如图 3.10 所示。

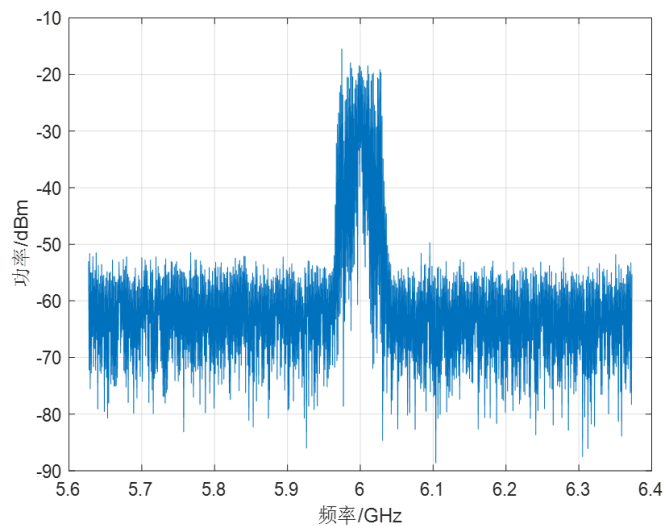


图 3.10 基于单边带循环调制产生光频梳的 306 GHz 信号下变频结果

从结果中我们可以看到，信号的频率较为稳定，但是线宽超过 100 kHz，远远高于理论值，通过相噪分析仪可测得其相位噪声为 -63.34 dBc/Hz ，而根据恶化因子其理论值应当为 -94.28 dBc/Hz ，其实际性能远劣于理论值。究其原因，随着循环调制不断进行，环路中存在多个时刻激光器的输出，由于激光器本身存在温度漂移的问题，链路中提取的波长（306 GHz 处频梳）和原激光器波长已经完全去相关，此外，两个光电混频波长之间还存在相对温漂也导致信号线宽变宽。

而对于图 3.8 所示的多频调制产生的光频梳，首先将多频调制产生的光频梳的频率间隔调节为 14 GHz，依照同样的方式选取其中两根相差 364 GHz 的梳齿输入 UTC-PD 拍频后下变频，可得到最终结果如图 3.11 所示。

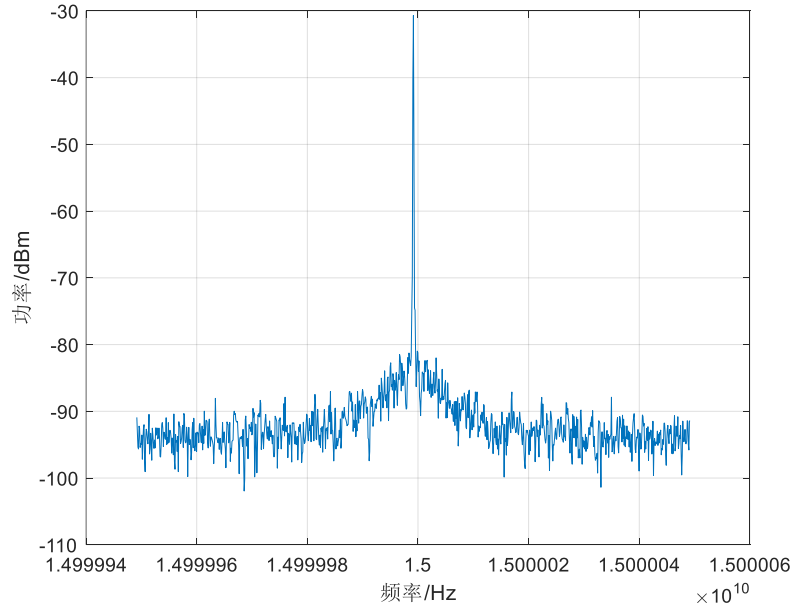


图 3.11 基于多频调制产生光频梳的 364 GHz 信号下变频结果

从图中结果可以得出，利用多频调制方案产生的信号在高分辨率下仍保持纯净，无杂波干扰且线宽性能较好，进一步测得其 100 kHz 频偏处相位噪声约为 -87dBc/Hz，而理论值约为 -92.78 dBc/Hz，相位噪声略微恶化接近 6 dB，主要是由于光路中的噪声及接收端本振信号的相位噪声引起，符合理论预期。

总体来看，两种方案相比，第二种多频调制光频梳拥有更好的相位噪声性能，其频谱更加纯净，同时拥有更窄的频率间隔、更大的频率范围，更高的平坦度，对接收机的带宽要求更小，且能进行更大范围的频率测量，因此本章节中太赫兹信号的频率测量系统就以多频调制光频梳为基础。

3.2.4 光频梳的整形滤波

如第二章基于光频梳的太赫兹频梳生成模块所述，将光频梳转换为太赫兹频梳主要分为两个步骤：第一步通过可编程光程滤波器滤出光频梳对应的光信号范围，首先将重复频率调整为 14.251 GHz 获得如图 3.8 所示的光频梳，根据实验

室中的 UTC-PD 响应范围, 选定图中的四个频率进行滤波, 这里的滤波主要通过 matlab 代码来实现, 在滤波过程中还需要对每个频率分量增加衰减, 具体的衰减需要从三方面考虑, 其一是要尽量提高各频率分量的平坦度, 减小 EDFA 中的增益竞争, 由于 EDFA 在系统中位于光滤波器之后, 因此该点作为优先考虑因素, 其二是要做到拍频的两部分光功率尽量匹配, 即左侧三根梳齿的总功率和右侧单根梳齿的总功率不能相差过大, 其三是光滤波器中衰减不可过大, 否则会损失信号的信噪比。优先考虑增益竞争问题后最终得到的四根梳齿的平坦度小于 0.5 dB, 并最大程度地保留了右侧梳齿的信噪比; 第二步将经过 EDFA 放大的信号输入 UTC-PD 中进行光电拍频, 本实验中使用的 UTC-PD 为日本 NEL 公司生产的 IOD-PMJ-13001 型 PD, 其工作 3 dB 带宽位于 280 GHz-380 GHz, 工作波长位于 1550 nm。最终拍频后得到的频梳信号中心频率位于 299.271 GHz, 梳齿间隔为 14.251 GHz, 与光频梳图中左侧三根梳齿对应。

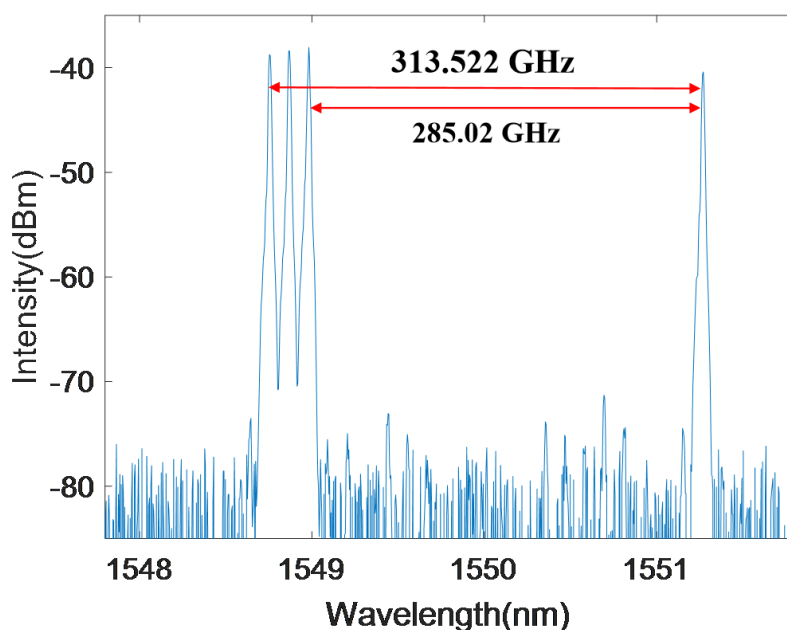


图 3.12 经过光滤波器的光频梳信号图

3.3 基于光频梳的频率测量实验

3.3.1 实验方案

根据 3.2 节中得到的频梳即可进行太赫兹信号的频率测量，测量系统框图如图 3.13 所示。图中光频梳基于图 3.7 的多频调制方案产生，获得的光频梳经过一个可编程的光带通滤波器（Optical band pass filter, OBPF）后得到如图 3.12 所示的平坦度小于 0.5 dB 的光信号。随后，光信号进入 EDFA 并被放大到 15 dBm，保证了其在进入 UTC-PD 的前具有足够的功率，EDFA 之后的偏振控制器与起偏器用于调整光的偏振态，使得光信号的偏振态与 UTC-PD 相一致，最终在工作带宽为 280 GHz-380 GHz 的 UTC-PD 中光电混频得到太赫兹频梳，通过该频梳即可对未知频率的太赫兹信号频率进行测量。

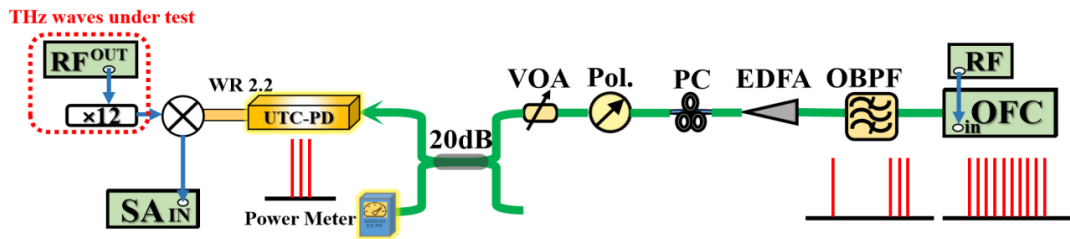


图 3.13 太赫兹频率测量系统框图（OFC: optical frequency comb, OBPF: optical bandpass filter, EDFA: Erbium-doped fiber amplifier, Pol.: polarizer, VOA: variable optical attenuator, UTC-PD: uni-traveling carrier photodiode, ESA: electric spectrum analyzer.）

而在另一侧，系统中的待测太赫兹信号通过肖特基二极管的 12 倍频模块产生，之后该未知信号在太赫兹混频器中与前述频梳混频进行测量，实验中用到的太赫兹混频器工作范围位于 325 GHz-500 GHz，带宽为 40 GHz，由于频率测量得到的结果不需要特别高的信噪比，因此实际中超出该工作频段的信号也依然能被精确测量。

3.3.2 实验结果

实验中首先使用频率测量系统对 301.2 GHz 的太赫兹信号进行了测量，由于本节测量系统利用肖特基二极管的 12 倍频模块产生被测信号，因此频率设定时

尽量选择 12 的倍数，以此来保证被测频率自身的准确性。频率测量过程分两次进行，第一次测量时将光频梳频率间隔设定为 14.251 GHz，测量结果如图 3.14(a) 所示，第二次测量时将频率间隔增加到 14.271 GHz，测量结果如图 3.14(b) 所示，由于第二次测量结果的最小频率小于第一次测量结果，根据频率测量原理中的公示判定信号位于最接近梳齿的右侧，由差值可以得出该梳齿的阶数为：

$$n = \frac{1.509 - 1.929}{0.02} = -21 \quad (3-12)$$

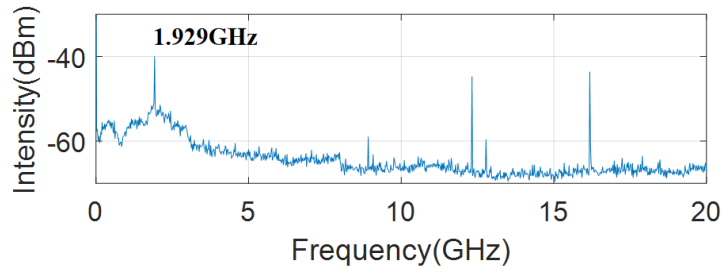
其中的“-”表示待测信号位于第 21 阶梳齿的右侧，根据梳齿阶数，可以反推出原信号频率为

$$f_{THz} = 21 * 14.251 + 1.929 = 301.2GHz \quad (3-13)$$

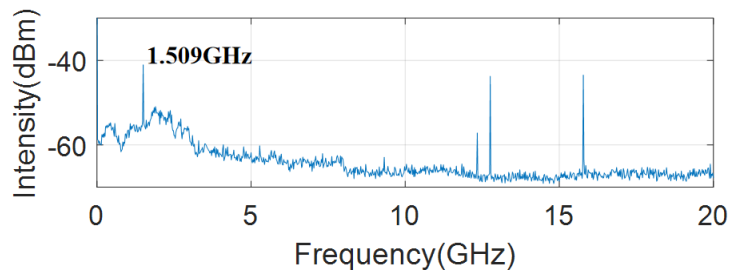
或

$$f_{THz} = 21 * 14.271 + 1.509 = 301.2GHz \quad (3-14)$$

测试结果与待测信号的设计结果完全符合。



(a)



(b)

图 3.14 301.2 GHz 信号频率测量结果

此后，系统又对频率为 312.462 GHz 的信号进行了测量，该值同样可以被 12 整除，测量得到 14.251 GHz 光频梳间隔下的最小电信号频率为 1.0600 GHz，如图 3.15(a) 所示，而 14.271 GHz 间隔下的最小电信号频率为 1.5000 GHz，如图

3.15(b)所示，光频梳间隔增大，拍频结果增大，根据测量原理可判断被测信号位于最近梳齿的左侧，由差值可得梳齿的阶数

$$n = \frac{1.5-1.06}{0.02} = 22 \quad (3-15)$$

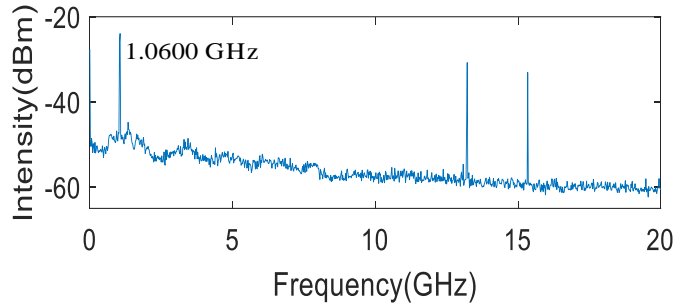
根据阶数 n ，容易得到待测量信号的频率为：

$$f_{THz} = 22 * 14.251 - 1.06 = 312.462GHz \quad (3-16)$$

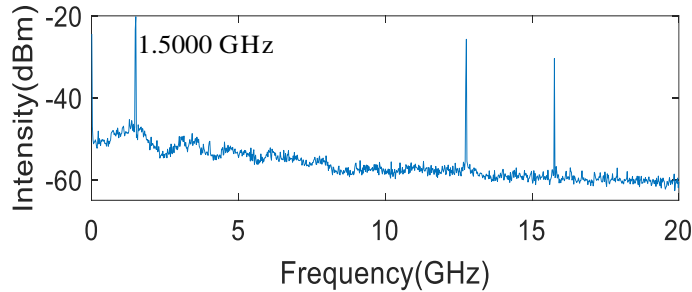
或：

$$f_{THz} = 22 * 14.271 - 1.5 = 312.462GHz \quad (3-17)$$

测量结果与实际值吻合。



(a)



(b)

图 3.15 312.462 GHz 信号频率测量结果

由于本系统的测量结果的精度仅与射频信号本身的频率稳定度相关，因此测量精度非常高，实验中的射频信号通过 keysight 公司的射频源产生，实际测得信号在 1 Hz 的分辨率下仍然保持精确，如图 3.16 所示，由此可得本系统的测量精度高于 1Hz，故可计算相对误差低于 3.32×10^{-12} 。

$$\text{Relative Error} < \frac{1}{301.2GHz} = 3.32 \times 10^{-12} \quad (3-18)$$

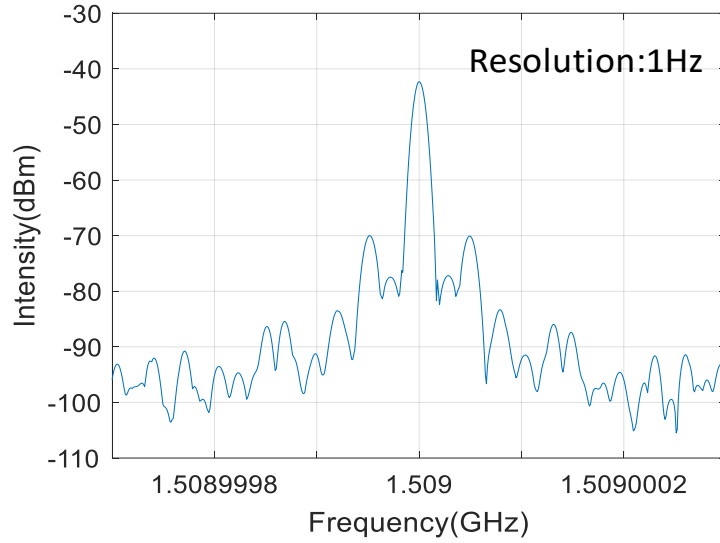


图 3.16 1 Hz 分辨率的频率测量结果

本系统的测量范围主要受到太赫兹频梳的带宽以及接收机带宽的限制，具体的计算方式如图 3.17 所示，假定太赫兹频梳的频率间隔为 f_{RF} ，范围内包含的间隔数为 n ，中心频率为 f_{THz} ，接收机的带宽为 Δf_{mixer} ，则最终的测量范围下限为：

$$f_{min} = f_{THz} - \frac{n}{2}f_{RF} - \Delta f_{mixer} \quad (3-18)$$

频率测量的上限为：

$$f_{max} = f_{THz} + \frac{n}{2}f_{RF} + \Delta f_{mixer} \quad (3-19)$$

在本例测量系统中，混频器的 3 dB 带宽为 40 GHz，光频梳间隔频率范围受放大器的 3 dB 带宽限制，为 14 GHz~15.5 GHz，系统理论的频率测量范围在 240 GHz 到 381 GHz。在实际测量中由于 3 dB 带外的信号也能进行测量，因此范围要高于理论值，同时，后续通过增多光频梳的根数还可以进一步扩大测量的范围。相比于常规的基于飞秒脉冲激光器方案，本方案中利用混频器得到的最终信号幅度更大，测量范围不会受放大器带宽限制，同时，由于光频梳频率间隔相对于飞秒光频梳更大，因此还可以用来测量频率在大范围内变化的信号，如线性调频信号等。

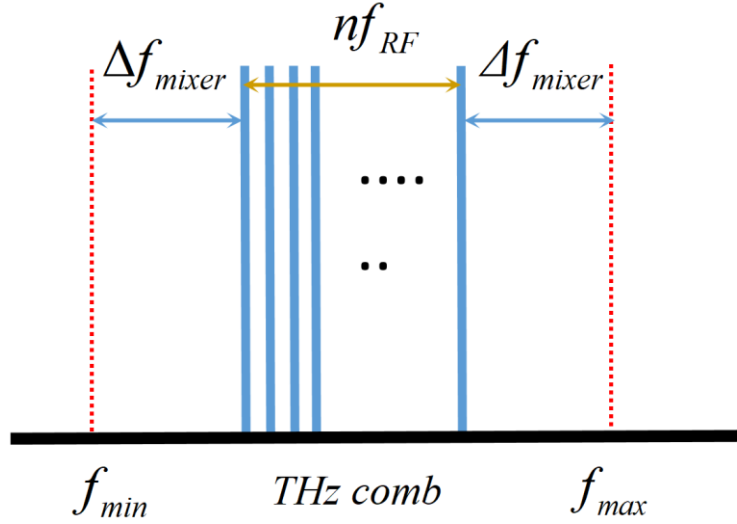


图 3.17 频率测量系统的测量范围

3.4 本章小结

在本章中，我们主要提出了一种基于宽带电光调制光频梳的频率测量系统。首先，我们采用单边带循环调制方案和多频调制方案产生了两种光频梳，相比较之下，我们选择性能更好的后者并基于可编程光滤波器及 UTC-PD 产生了太赫兹频梳作为频率测量的标尺，最终借助该频梳进行了频率测量实验。

本系统在不借助高非线性光纤的情况下，产生了宽度大于 300 GHz、平坦度 8 dB，边缘梳齿 SNR 高于 50 dB 的光频梳，并成功实现 240 GHz 到 381 GHz 的太赫兹信号的频率测量。整个系统的测量精度仅受到一个射频源的影响，由于射频源的频率十分纯净，系统整体测量相对误差低于 3.32×10^{-12} ，这种频率测量方式打破了常规的使用飞秒光频梳思路，测量范围几乎覆盖了图 1.2 中最常用的 w_1 太赫兹频段，给未来的太赫兹频率测量方案提供了一种新的方向。

4 基于光频梳和光电导天线的太赫兹频率测量系统与应用

4.1 引言

在上一章节，我们使用基于电光调制光频梳的宽带太赫兹频率测量系统实现了频率超过毫米波的高精度太赫兹信号测量，但受限于 UTC-PD 和太赫兹混频器的带宽，系统无法实现覆盖更大频率范围的信号测量，为了拓宽系统的测量范围，我们又对基于光频梳和超大带宽 PCA 的频率测量系统进行了探索。

PCA 可以在高直流电压下辐射太赫兹脉冲，也可以在飞秒光纤激光器辅助下接收太赫兹信号，目前已经在频率测量系统和 TDS 成像^{[59]-[61]}系统中被多次应用。PCA 结合飞秒光纤激光器接收太赫兹脉冲的过程主要基于光电效应实现：当飞秒脉冲照射到 PCA 上时，由于光电效应，PCA 中会产生与太赫兹脉冲幅度相关的脉冲电流，该脉冲电流与接收到的太赫兹脉冲电压相互作用后会产生低频的电流信号，通过低频电流信号与已知的飞秒脉冲的信息即可推断被测太赫兹脉冲的频率，然而由于 PCA 输出端的信号非常微弱，接收端必须搭配带宽远小于飞秒光频梳间隔的跨阻放大器（trans-impedance amplifier, TIA）使用，这极大的限制了频率测量的范围，目前已有频率测量的研究表明使用 100 MHz 间隔的飞秒光频梳时，接收端下变频信号需要保持在 5 MHz 以内才能进行有效的检测^[35]。

由于飞秒脉冲结合 PCA 进行频率测量存在跨阻放大器带宽远小于飞秒光频梳间隔使得频率测量范围被严格限制在梳齿附近这一问题，本章节舍弃了 PCA 在脉冲模式下工作这一常规思路，从 PCA 内部的结构原理出发，完整地建立了 PCA 在连续波下的工作模型，并进行了理论推导与 maltba 仿真，在仿真结果符合预期的基础上搭建了基于光频梳和 PCA 的太赫兹频率测量系统，由于系统整体结构非常简单且测量结果稳定，我们进一步将频率测量系统应用在了普通的太赫兹连续波点扫描成像中，最终取得了清晰的成像效果。

4.2 连续模式 PCA 模型

4.2.1 连续模式 PCA 等效电路方程

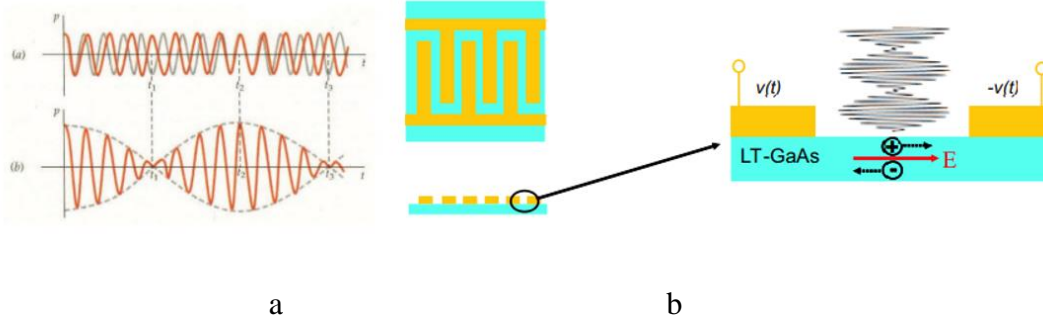


图 4.1 (a)光外差拍频过程图 (b)光电导天线内部结构图

PCA 在连续波模式下工作时其运行原理可以近似等效成光混频(Photomixing)器^[62], 下面就从光混频器的工作原理出发对 PCA 进行理论模型的建立。光混频可以普遍地定义为具有频差(这里特指在太赫兹范围)的两个激光束的光学外差下变频过程。光混频器通常由一个电流源组成, 该电流源可以传输高频调制的电流信号。光混频器通常使用低温生长的砷化镓(LTG-GaAs)作为光电导材料, 其优势在于该材料的载流子俘获时间极短, 迁移率高, 暗电阻率高, 适用于在非常高的频率下调制光电流。如果两个角频率分别为 ν_1 和 ν_2 的激光彼此之间频率偏移很小, 那么他们在空间上重叠时会产生光学节拍, 如图 4.1(a)所示:

假定 ν_1 和 ν_2 对应的光场场强分别为 E_1 和 E_2 , 则两者叠加的光场可以表示为:

$$E = E_1 \cos(2\pi\nu_1 t) + E_2 \cos(2\pi\nu_2 t) \quad (4-1)$$

由于光功率和场强的平常成正比, 即 $I_{opt} = E^2(t)$, 假定两束激光的平均功率相同, 则两束激光叠加后的光功率可以表示成:

$$P = 2P_0 + 2mP_0[\cos 2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + \cos 2\pi(\nu_1 + \nu_2)t] \quad (4-2)$$

式子中的 m 为混频器的混频效率, 由混频器其自身的性能决定, 范围在 0-1 之间, 这里推导时以理想情况下处理, 故将 m 设置为 1。

光混频器中的电流源通常是一个光电导, 由一个简单的光隙(两个平面电极)或一组金属电极(交叉指状电极)组成, 电极沉积在高光导材料的顶部, 高光导

材料有很多，上图中展示的是 PCA 中最常见的 LTG-GaAs，如图 4.1(b)所示，类似的结构通常被称为金属/半导体/金属 (MSM) 结，目前已经被广泛应用于快速光电探测器。在电光导体中，通过内部光电效应（指吸收能量等于或大于光电导材料带隙的光子时产生对应的光电流的现象）产生的电子和空穴因偏压而生的外部场分离，产生外部电路中的电流。PCA 的整体内部等效电路如图 4.2 所示：

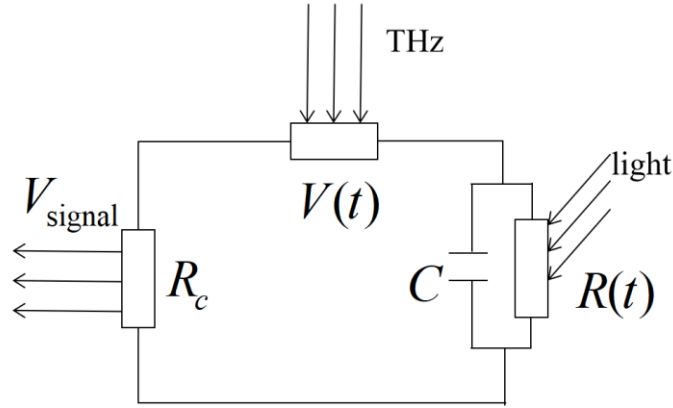


图 4.2 PCA 内部等效电路图

上述等效电路主要包含光电导，电容，太赫兹辐射接收电阻以及用于将电流信号变换为电压信号的电阻 R_c ，此外，部分由于串联连接的触电引起的电阻都很微小，故忽略不计。工作时，PCA 首先接收到光信号，通过电光效应产生对应的太赫兹频率光电流，此时太赫兹辐射接收电阻也接收到 THz 信号，假定接收到的信号为 $V(t)$ ，电路中的电流发生变化，令图中电容的介电常数为 C ，则根据基尔霍夫电路方程，可以将通过电阻的电流表示为

$$R_L C \frac{dI}{dt} + \left(1 + \frac{R_L}{R(t)}\right) I(t) = \frac{V(t)}{R(t)} + C \frac{dV}{dt} \quad (4-3)$$

由于光混频中的载流子主要为电子，因此忽略空穴带来的影响，则等效电路中的 $R(t)$ 与光电导材料中的载流子数量 $N(t)$ 成反比，即：

$$\frac{1}{R(t)} = AN(t) = A(N_{dark} + \Delta N(t)) = \frac{1}{R_{dark}} + A\Delta N(t) \quad (4-4)$$

上式中 A 为比例系数， R_{dark} 和 N_{dark} 分别为暗电阻和暗自由载流子密度， $\Delta N(t)$ 表示光载流子密度，当穿过混频结构的电流主要由传导贡献（通过移动贡献很少）时，比例系数可以简单的表示为：

$$A = \frac{l\delta}{w} qu \quad (4-5)$$

其中 l 、 δ 、 w 分别表示电极的长度、激光在材料中的穿透深度、间隙的宽度， q 和 u 分别表示自由电子电荷和迁移率。将这两个式子带入 4-3 中，微分方程变为：

$$R_L C \frac{dI}{dt} + \left(1 + \frac{R_L}{R_{dark}} + AR_L \Delta N(t)\right) I(t) = V(t) \left(\frac{1}{R_{dark}} + A \Delta N(t)\right) + C \frac{dV}{dt} \quad (4-6)$$

其中 $\Delta N(t)$ 由激光束的光激励产生，通过时间函数 $f(t)$ 可以表示为：

$$\Delta N(t) = \beta \frac{1}{V} \frac{\lambda}{hc} \int_{-\infty}^t P_{laser}(t') f(t-t') dt' \quad (4-7)$$

β 是光电转换效率， V 是半导体材料吸收光的体积， λ 是激光的波长， h 是普朗克常数， c 是真空中光速。在常规情况下，当自由载流子数量没有饱和时，自由载流子满足指数衰减定律，即 $f(t) = e^{-t/\tau}$ ，引入激光拍频功率的时间相关性，则上述式子可以再次被简化为：

$$\Delta N(t) = 2P_0 \beta \frac{\tau}{V} \frac{\lambda}{hc} \left(1 + m \frac{\cos(\omega_{LO}t) + \omega_{LO} \sin(\omega_{LO}t)}{1 + \omega_{LO}^2 \tau^2}\right) \quad (4-8)$$

其中 $\omega_{LO} = \nu_1 - \nu_2$ ，即激光器的拍频频率，由于式 4-2 中的另一项 $\nu_1 + \nu_2$ 变化过快，不会对混频模型的分析造成影响，故忽略该项，由此，式 4-6 可以进一步表示为：

$$R_L C \frac{dI}{dt} + \left(1 + R_L G + R_L G_{opt} m \frac{\cos(\omega_{LO}t) + \omega_{LO} \sin(\omega_{LO}t)}{1 + \omega_{LO}^2 \tau^2}\right) I(t) = V(t) \left(G + G_{opt} m \frac{\cos(\omega_{LO}t) + \omega_{LO} \sin(\omega_{LO}t)}{1 + \omega_{LO}^2 \tau^2}\right) + C \frac{dV}{dt} \quad (4-9)$$

其中 $G = R_{dark}^{-1} + G_{opt}$ 包含了两种电导， $G_{opt} = 2\Gamma \frac{qu}{w^2} P_0 \beta \tau \frac{\lambda}{hc}$ ，方程中假定激光照射的光斑与光导材料的顶部恰好重叠，即 $l\delta w = V$ 。由于整个模型忽略了边缘耗尽区以及电场分布不均匀带来的影响，因此电流整体会有所高估，这里通过引入因子 $\Gamma = 0.7$ 来矫正^[58]。

4.2.2 生成谐波分析

当 PCA 接收太赫兹波时，等效电路图 4.2 中的 $V(t)$ 在理想情况下可以用下式的谐波形式来表示：

$$V(t) = V_0 \cos(\omega t + \varphi) = \frac{1}{2} V_0 (e^{j(\omega t + \varphi)} + CC) \quad (4-10)$$

上式中 CC 表示共轭，在下面的推导中还将用 $*$ 来表示，将 4-10 的 $V(t)$ 表达式代入 4-9，则：

$$R_L C \frac{dI}{dt} + (1 + R_L G + Z e^{j\omega_{LO} t} + Z^* e^{-j\omega_{LO} t}) I(t) = \frac{1}{2} V_0 \left[(G + j\omega C) e^{j(\omega t + \varphi)} + CC + \frac{Z e^{j\omega_{LO} t + CC}}{R_L} \right] \times (e^{j(\omega t + \varphi)} + CC) \quad (4-11)$$

其中 $Z = \frac{1}{2} \frac{R_L G_{opt} m}{1 + j\omega_{LO} \tau}$ ，将 4-11 中电流的解写成谐波形式，则：

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{j(\omega + n\omega_{LO})t} + CC \quad (4-12)$$

从 4-12 的结果中可以看到，最终生成的电流信号包含了接受太赫兹信号和光外差信号的多个混频结果，其中能被接收到的信号为两者的下变频信号，因此这里我们主要关心 $\omega - \omega_{LO}$ 的幅度值，通过引入变量 $f_n = (1 + R_L G)^{-1} (1 + j(\omega + n\omega_{LO})/\omega_{CO,opt})^{-1}$ 可以求得 a_n ， f_n 可视为一阶低通滤波器的频率响应，其中 $\omega_{CO,opt} = (1 + R_L G)/(R_L C)$ 为截止频率，由此可求得 a_{-1} ：

$$a_{-1} = Z^* f_{-1} \left(\frac{V_0}{2R_L} - a_0 \right) \quad (4-13)$$

$$a_0 = f_0 (G + j\omega C) \frac{V_0}{2} \quad (4-14)$$

代入 4-12，可以求得输出信号的功率表达式：

$$P_{\omega + n\omega_{LO}, dBm} \approx 6 + 20|n| \log \left(\frac{1}{2} R_L G_{opt} m (1 + (\omega_{LO} \tau)^2)^{-1/2} \right) + 20 \sum_{i=0}^n \log(|f_i|) + P_{THz, dBm} \quad (4-15)$$

选取合理的参数构建 PCA 整体模型，参数如下表所示：

表 4-1 PCA 模型参数表

参数	值	参数	值
高光导材料截面积 $l\delta$	$400\mu\text{m}^2$	载流子寿命 τ	4ps
电极间隙 w	$1\mu\text{m}$	迁移率 μ	$250\text{cm}^2/\text{V/s}$
电容 C	26 fF	光混频效率 m	1
匹配电阻 R_L	50Ω	波长 λ	$1.56\mu\text{m}$
光电转换效率 β	35%	入射信号频率 f_{THz}	100GHz

根据表中参数可以计算出 $G_{opt} = 4.953 \times 10^{-4} \Omega^{-1}$ ，将其带入式 4-15，可以得到 PCA 工作在连续模式下时随本振信号频率升高的响应曲线，如图 4.3 所示，其中红色曲线表示 $\omega + \omega_{LO}$ 的信号的功率变化曲线，绿色则对应 $\omega + 2\omega_{LO}$ 的信号，从图中可以明显观察在到达截止频率之前，两者的响应都非常平坦，到达截止频率之后，由于绿色曲线的频率升高更快，因此功率降落得更快。相应的， $\omega - \omega_{LO}$ 的信号也是类似低通滤波器的结果。

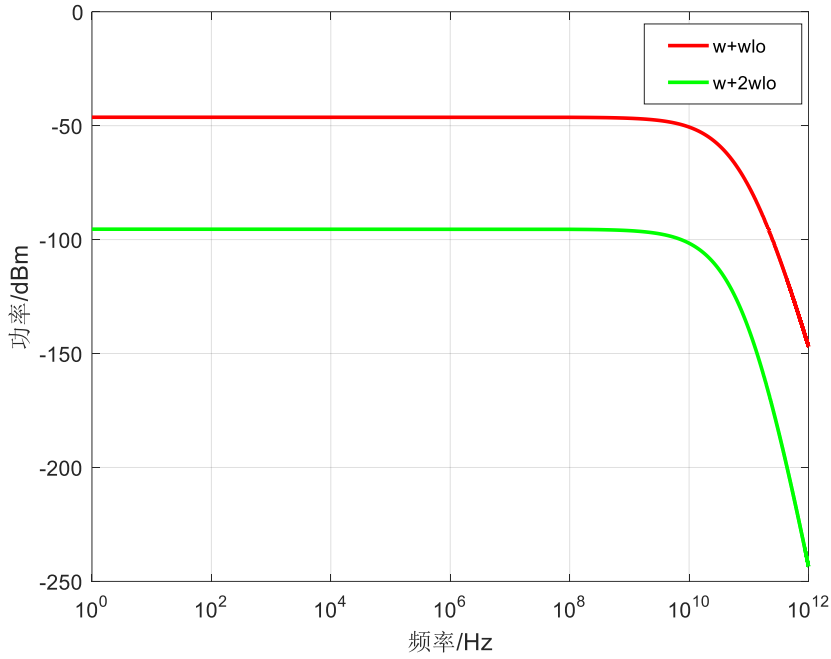


图 4.3 连续模式 PCA 响应曲线

从上述曲线中可以得知 PCA 在连续模式下得响应接近低通滤波器，因此可以对式 4-15 进行进一步的简化，去除式子中的高频项，保留截止频率以下的项，我们可以得到混频器在 $n=0$ 时最终输出功率的近似表达式：

$$P_{\omega, dBm} \approx 6 + 20 \log \left(\frac{R_L G}{R_L G + 1} \right) + P_{THz, dBm} \quad (4-16)$$

以及当 n 不为 0 时的变频损耗（conversion loss）：

$$P_{CL}(\omega + n\omega_{LO}) \approx -6 - 20 \log \left(\frac{R_L G_{opt} m^{|n|}}{2^{|n|} (1 + R_L G)^{|n|+1}} \right) \quad (4-17)$$

4.3 基于连续模式 PCA 的太赫兹频率测量实验

4.3.1 基于连续模式 PCA 的太赫兹频率测量实验链路

通过前一小节的理论推导可以得出 PCA 在连续模式下也可以工作。当 PCA 工作在连续波模式下时，其工作原理类似一个光混频器，响应曲线近似一个低通滤波器，通过光电效应可以探测得到两个激光的差频并转换为电流信号，这一电流信号可以用于探测外部辐射的太赫兹信号。本节正是利用这一点，将 PCA 运用到太赫兹频率测量实验中，具体系统结构如图 4.4 所示：

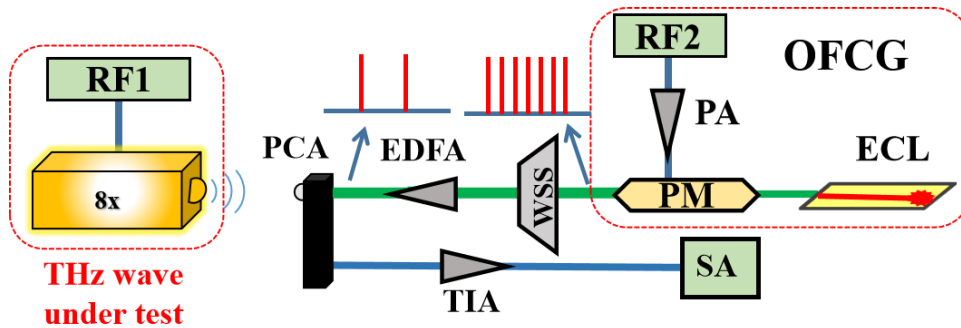


图 4.4 基于光频梳和 PCA 的太赫兹频率测量系统框图(OFCG: optical frequency comb generator, ECL: external cavity laser; PC: polarization controller; PM: phase modulator; PA: power amplifier; WSS: wavelength selective switch; EDFA: erbium-doped fiber amplifier; PCA: photoconductive antenna; TIA: trans-impedance amplifier; SA: signal analyzer.)

上图的系统框图可划分为发射接收两部分。发射端，射频信号通过一个八倍频器被放大到太赫兹频段，本次实验中受八倍频器的带宽限制，放大后的信号频率在 100 GHz 附近，以此来模拟被测太赫兹信号。接收端，系统使用 PCA 接收检测太赫兹信号，其检测过程分为三部分：1、外腔激光器（External cavity laser, ECL）经过相位调制器后产生一个简单光频梳，光滤波器对光频梳进行滤波后产生具有两个频率分量的光束，该光经过掺铒光纤放大器放大后照射 PCA，产生对应外差频率的光电流，这里光频梳滤波产生双波长光束也可以用两个稳定的激光光源耦合来替代，使用光频梳的优势在于两个频率分量的光相位相干，得到的外差频率非常稳定，同时通过调整滤波的梳齿阶数与光频梳间隔，可以获得大范围内频率可调的外差信号；2、被测太赫兹信号经过八倍频器辐射到 PCA，PCA 外

部电路中的电流值根据式 4-3 进一步变化；3、外差信号与被测太赫兹信号混频，混频后的信号带有多个频率分量，其中的低频部分在跨阻放大器中放大，并被转换为电压信号输出，最终在频谱分析仪（spectrum analyser, SA）中观察记录，系统实物图如图 4.5 所示。

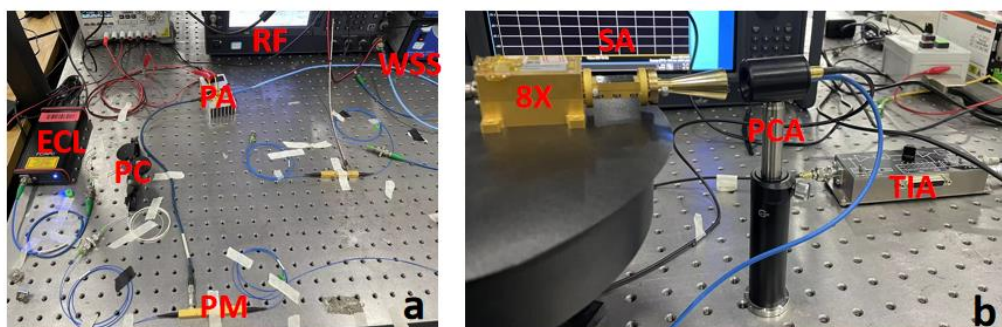


图 4.5 频率测量系统实物图 (a) 光频梳系统 (b) 被测信号收发系统

根据上述实验系统即可进行太赫兹信号的频率测量，具体测量通过步进光频梳滤出的两个频率分量的外差值匹配被测信号来实现。由于 PCA 输出的电流信号十分微弱，必须经过窄带宽（通常在 MHz 量级）高增益的 TIA 放大，当外差信号与被测信号的下变频信号落在跨阻放大器的响应范围内时，即可进行观察并推算被测信号的频率值。实验中所使用的 TIA 的 3 dB 带宽约为 35 MHz，测量过程中，由于光滤波器最小带宽为 10 GHz，因此先将光频梳的间隔设定为 10 GHz，滤出邻近的梳齿，恰好对应 10 GHz 的外差电流信号，之后以 35 MHz 为步进快速增大光频梳间隔至相位调制器的最大带宽（40 GHz），若仍没有找到信号，则增加所滤梳齿的间隔数，同时降低光频梳间隔使得此时的外差信号频率对应上一轮的最大值，继续以 35 MHz 为步进增大梳齿间隔至最大值。重复以上步骤，直到在接收端观测到信号，即可对信号进行精确定位。

该方案的优势在于，理论上只需要有带宽足够大的光频梳系统，通过扫频梳齿间隔或更换滤波梳齿阶数，就能实现覆盖极大频率范围内的高频外差信号，当该信号与被测信号的下变频信号落在跨阻放大器带宽内时，即可确定被测信号的频率，这种方式虽然在扫频过程中耗费了较多的时间，但能真正实现超大范围的频率测量。本实验中以 3.2 中的实现的宽带电光调制梳为例，理论上可以实现覆盖范围超过 10~400 GHz 的信号测量，下面通过单频信号与线性调频信号的测量结果对测量过程进行描述。

4.3.2 单频信号测量

本次实验中使用光频梳滤波的方法来实现具有两个频率分量的本振信号，待测信号通过射频源及八倍频器产生，射频源的信号设定在 13 GHz 附近，通过八倍频后模拟 104 GHz 附近的信号。扫频光频梳间隔，当滤出的两个波长分量的外差值恰好到 104 GHz 时，首次观察到 SA 端的信号图 4.6 所示，根据该信号即可以推测出被测信号为：

$$f_{THz} = 104GHz \pm 1.000057MHz \quad (4-18)$$

为确定太赫兹信号的具体值，又略微增大光频梳间隔来增大外差值，得到结果如图 4.7 所示，其下变频信号的值减小，由此可以确定被测信号在光外差信号的右侧，故被测太赫兹信号的频率为 104.001000057 GHz。实际射频源设定信号为 13.000125 GHz，相较于第三章中的频率差测量结果，该测量结果与实际值存在 57 Hz 的误差，原因为本次实验中有一台射频源长期未进行频率校准，显示信号的频率并不完全准确。系统测量相对误差约为 5×10^{-10} 。

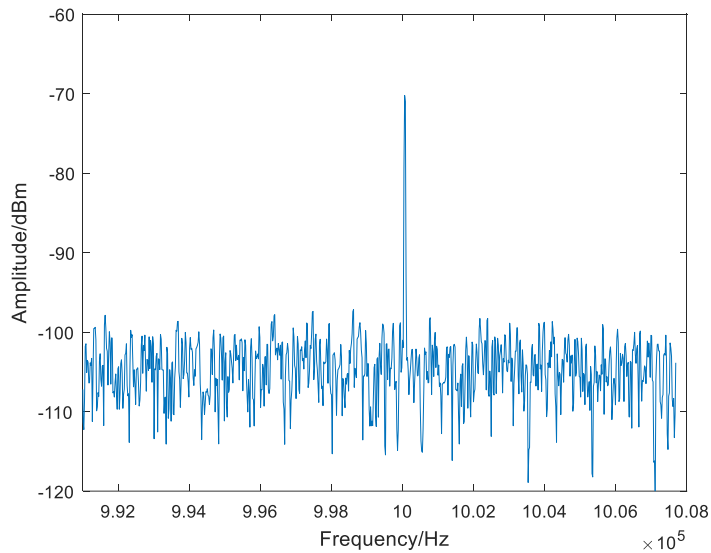


图 4.6 104.001 GHz 信号第一次测量结果

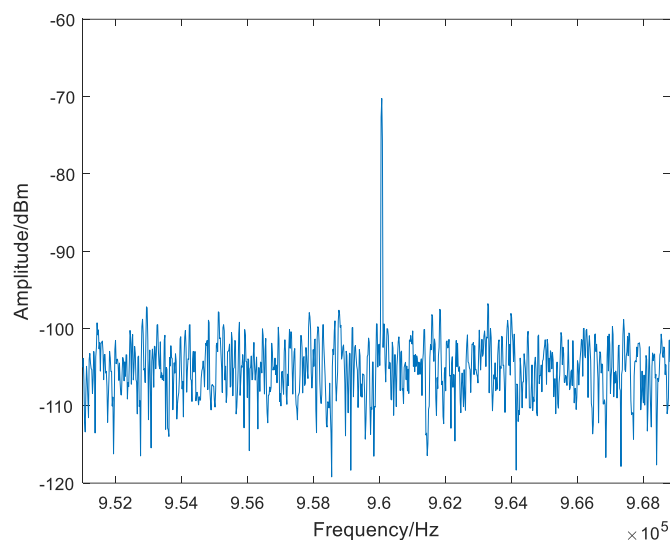


图 4.7 104.001 GHz 信号第二次测量结果

4.3.3 线性调频信号测量

除了单频信号，系统同样可以对变化的信号进行测量，本次实验中选用了线性调频信号来作为被测的信号。测量中的线性调频信号通过射频源的扫频功能来实现。在实验中设置射频源为扫频模式，频点数为 30，每个点停留时间为 5 ms，扫频范围为 95.99997 GHz 到 95.99995 GHz，将接收端的双波长光束外差频率设置为 96 GHz，实验中可以得到对应的时域和傅里叶变换后信号如图 4.8 所示：

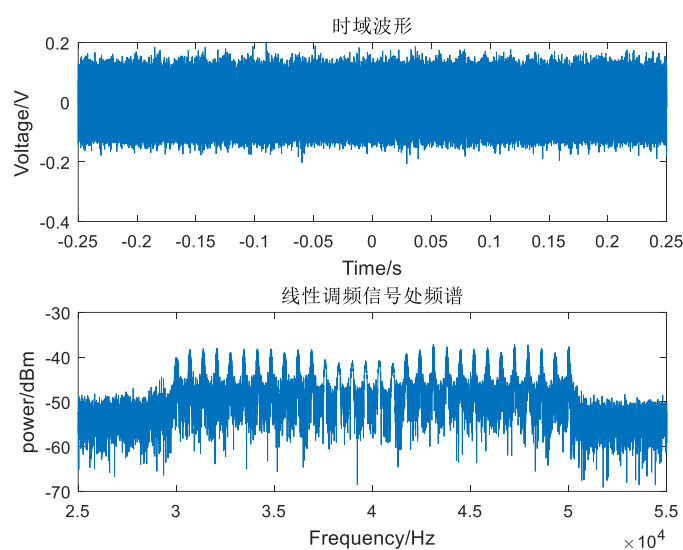


图 4.8 线性调频信号测量结果

可以从图中清晰地观察到在该波形对应一个 30 kHz-50 kHz 内变化的线性调频信号，且共存在 30 个停留的频率点，通过缩短时域波形，找出每段时间对应的频率，发现每个频率点停留时间为在 8-9 ms 之间，如图 4.9 所示，调频信号的单个周期约为 250 ms。略微增大系统的外差间隔，发现信号整体频率变大，故可判断出调频信号位于外差信号的左侧，其频率范围为 95.99997 GHz 到 95.99995 GHz，测量结果基本准确，但单频点停留时间较长，平均误差约为 3.3 ms，将射频源输出直接连接到示波器发现是射频源本身输出信号的停留时间不准确导致。

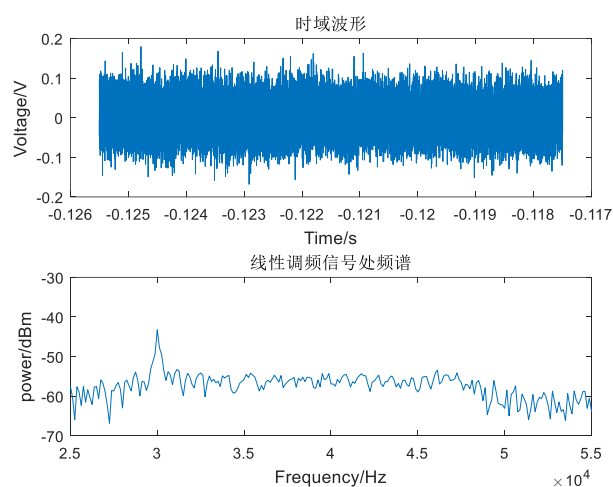


图 4.9 线性调频信号单频停留时间

此后，系统又对中心频率 104 GHz，带宽 0.5 MHz，35 个扫频点，每个点停留 5 ms 的线性调频信号进行了测量，不同于上面的信号，这里的线性调频信号通过 UTC-PD 光外差的方式来实现，这种方式也是目前太赫兹雷达系统中高频线性调频信号的主流实现方式。系统所使用的 UTC-PD 实物图如图 4.10 所示。

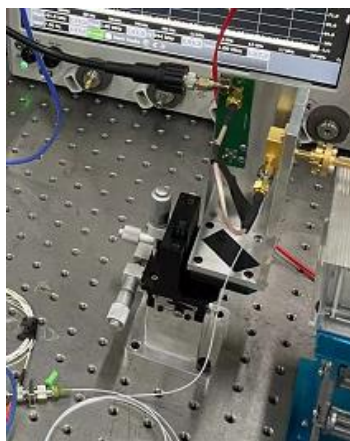


图 4.10 UTC-PD 实物图

扫描光频梳的频率间隔直到找到信号，将时域信号采集后通过快速傅里叶可得到两次测量的频谱结果如图 4.11 所示，其中蓝色曲线表示略微增大光频梳间隔后测到的频率，对应光外差信号间隔 104.001235 GHz，由此可计算被测线性调频信号在外差信号的左侧，中心频率为 104 GHz，带宽为 0.5 MHz，频率点为 35 个，缩小时域范围测得单周期时长约为 300 ms，单频点误差约为 3.5ms，本次实验所用射频源与上面相同，测得的单频点停留误差也与上面测试结果相近。

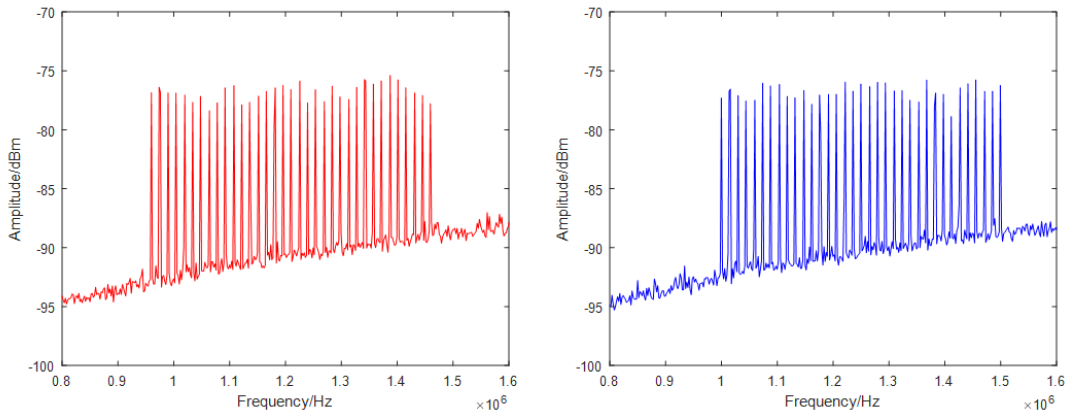


图 4.11 光生线性调频信号测量结果

4.4 基于太赫兹频率测量系统的点扫描成像实验

通过上述实验结果可以发现，基于连续模式 PCA 的太赫兹频率测量系统可以对单频信号、线性调频信号等变化的信号进行精确测量，同时，在外差光一端较为稳定的前提下，测量结果可以精确地反映测量过程中被测信号的幅度变化。基于系统中接收端的 PCA 超大接收带宽且系统易于实现这一点，我们可以使用上述频率测量系统来实现太赫兹频段的连续波点扫描成像，成像过程中每个点的扫描都可以认为是一次频率测量，当被成像物体使用均匀的材料时，通过获得信号的幅度相位变化量来推测被成像物体的厚度信息，当完成整个平面的扫描时即可推算出物体的形状。该系统主要有以下优势：1、系统结构易于实现，仅需要依靠频率测量系统就能实现高频成像；2、目前已有的连续波成像系统的发射端和接收端通常保持在相同且较窄的频率范围^{[63]-[65]}内，而 PCA 具有超大带宽的优势，如果证明其能在 W 波段进行成像接收，就可以推广到更高频率范围，甚至实现多频同时接收。

4.4.1 成像系统相关器件描述

点扫描成像系统主要依据频率测量系统来实现，相比于频率测量系统，主要增加了部分成像及数据采集相关的器件，具体如下：

A、离轴抛物面镜系统（Off-Axis Parabolic Mirror）：

为了实现较高的成像分辨率，获得清晰的成像结果，我们在系统中使用了离轴抛物面镜系统对太赫兹波束进行反射与聚焦。离轴抛物面镜的反射原理如图 4.12 所示，其表面为从母抛物面反射镜中截取的一部分。利用离轴抛物面镜可以在不增加系统色散的情况下聚焦平行光束或准直点光源，这种离轴的设计可以将焦点从光路中分离，在焦点中放置点光源，即可得到准直光束。

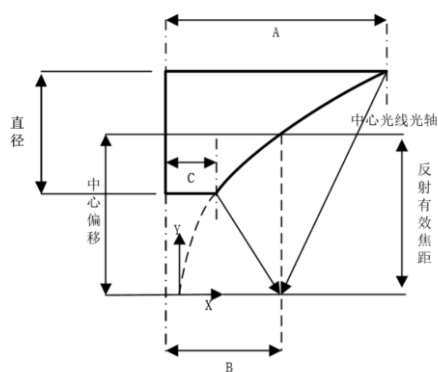


图 4.12 离轴抛物面镜原理图

本次点扫描成像系统实验中所使用的离轴抛物面镜系统为四面大恒光电产生的型号 GCC-501101 的抛物面镜，其母焦距为 50.8mm，反射镜的有效焦距及中心偏移均为 101.6mm，整体直径为 50.8mm，反射镜实物图如图 4.13 所示。

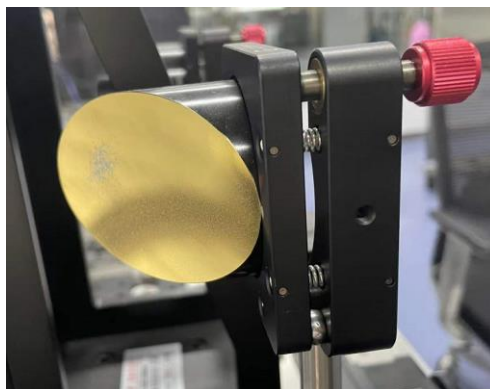


图 4.13 离轴抛物面镜实物图

B、锁相放大器（Lock-in Amplifier）：

由于本次点扫描成像系统需要通过相位信息与被测物体进行成像，因此需要借助锁相放大器提取相位信息。锁相放大器也被称为相位检测器，它可以从环境噪声中分离出特定频率的载波信号并对其进行放大，本次实验中所使用的锁相放大器为苏黎世公司的 49900 型锁相放大器，其工作带宽为 5MHz，其实物如图 4.14 所示。



图 4.14 苏黎世锁相放大器实物图

C、数模转换（ADC）：

在点扫描成像系统中，接收端信号的幅度相位信息最终需要通过数模转换进行采集，其过程整体可分为以下三步：1、采集锁相放大器输出的电压数据；2、对该数据进行量化；3、对量化后的数据进行编码。本系统中所使用的是一款 12 位的 ADC 采集模块 MP412，其支持检索及快速采集模式，具有 12 路模拟信号输入，采用 USB 总线，支持实时采集。检测部分，其可检测最大输入电压高达 10V，采样频率为 10Hz，其实物如图 4.15 所示。

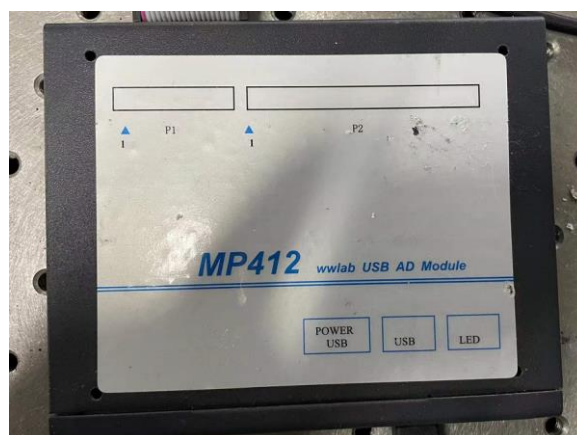


图 4.15 ADC 实物图

4.4.2 点扫描成像系统链路

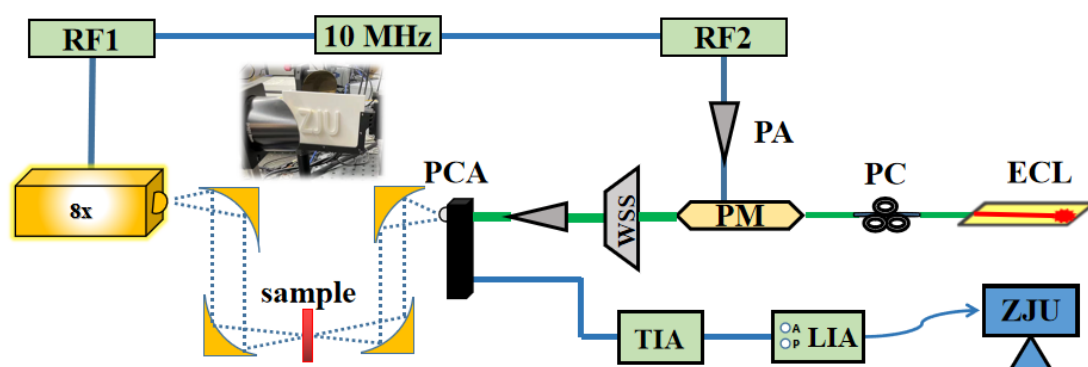


图 4.16 基于太赫兹频率测量的点扫描成像系统(ECL: external cavity laser; PC: polarization controller; PM: phase modulator; PA: power amplifier; WSS: wavelength selective switch; EDFA: erbium-doped fiber amplifier; PCA: photoconductive antenna; TIA: trans-impedance amplifier; LIA: lock-in amplifier.)

基于太赫兹频率测量的点扫描成像系统的实验链路如图 4.16 所示,其整体结构与图 4.4 的频率测量系统大致相同,主要增加了以下成像相关器件:1、被测信号与接收系统中间新增了四个离轴抛物面镜,前两个用来汇聚探测太赫兹波,减小太赫兹波照射到样品上的面积,后两个则对称地将太赫兹波发射到接收端的 PCA 中;2、第二个离轴抛物镜和第三个离轴抛物镜中间放置了机械扫描平台和被测样品,通过电机来控制被测物体在平面上的移动,电机控制器与扫描平台实物分别如图 4.17 所示;3、实验中两个射频源通过共用一个 10 MHz 时钟,实现信号的同步,该同步主要为相位成像作准备,若不进行同步,由于射频源输出频率存在微小的抖动,系统获取的相位信息将存在微小的误差。相比之下,幅度成像则不需要该同步操作即可实现;4、接收端的放大信号通过锁相放大器接收,最终信号既包含幅度信息,也包含相位信息,通过该信息即可实现幅度和相位两种成像。

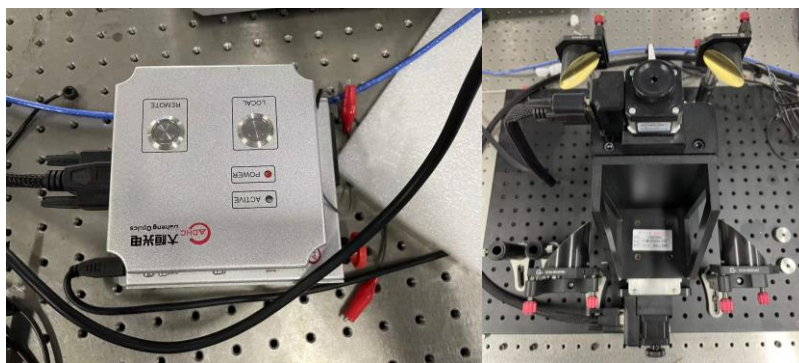


图 4.17 电机控制器及机械扫描平台

本实验的成像系统主要运行在 W 波段。在信号发射一侧，RF1 被设定在 11.9999957 GHz，经过 8 倍频器倍频后输出功率为 0 dBm、频率为 95.999656 GHz 的信号；在信号接收一侧，由于系统中 PCA 的最佳工作波长为 1560 nm，因此将光源的输出波长设定为 1560 nm，相位调制器的调制信号 RF2 被设定为 32 GHz 并通过放大器放大以获得边带功率更高的电光调制梳，实际获得的电光调制梳如图 4.18(a)所示。得到光频梳后将其送入光学滤波器进行滤波，由于本实验系统中发射信号频率相对较低，因此只需要取左一阶、右二阶边带光频梳即可，故滤波器两个通道的中心频率分别被设为 192.142 THz 及 192.238 THz，带宽设为 10 GHz，经过滤波后的信号差频为 96 GHz，将其输入 PCA 后通过光电效应即可产生对应频率的光电流，最终，PCA 将外差信号与探测信号混频后下变频并通过跨组放大器放大，输出频率为 34.34 kHz，信噪比大于 30 dB 的信号，其频谱如

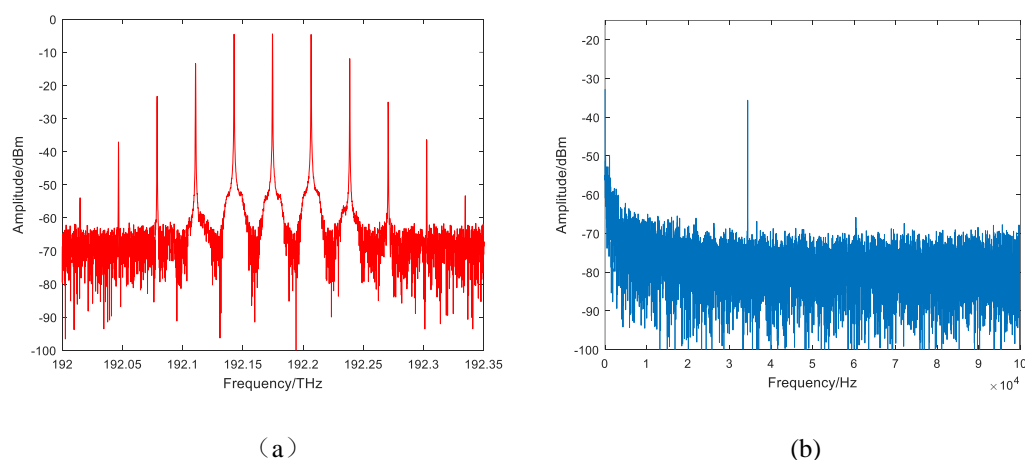


图 4.18 (a)电光调制光频梳, (b)下变频信号

图 4.18(b)所示,整体频谱较为纯净,将结果输入锁相放大器中,通过前述 ADC,即可实时读取其幅度相位的变化信息。

4.4.2 实验结果

实验中使用的被测样品是一块 3D 打印的树脂板,板上带有 ZJU 三个字母,如图 4.19 所示。启动机械扫描系统后通过锁相放大器记录被测样品每个点的信息即可通过幅度或相位值反推得到对应点位的样品厚度,最终在 matlab 中进行简单的数据处理即可复原出板子的形状。



图 4.19 带有“ZJU”字母的 3D 打印树脂板

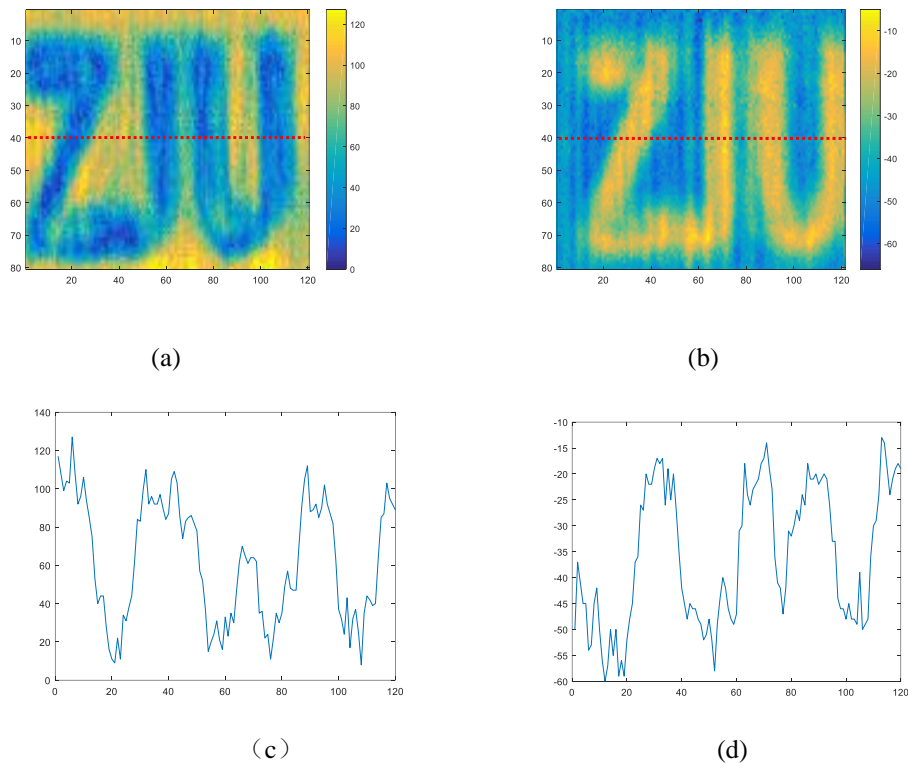


图 4.20 (a)幅度成像结果; (b)相位成像结果; (c)幅度成像结果中红色点线对应的转换电压值; (d)相位成像结果中红色点线对应的转换电压值

幅度成像的结果如图 4.20(a)所示,可以看到幅度成像清晰地表征出了树脂板上字母的位置,但图片的部分区域,如字母 Z 和字母 J 的连接处并不能清晰地分辨开,这个现象产生的原因主要有以下几点:1、W 波段的波束宽度并不是特别窄;2、离轴抛物镜聚焦时存在一定的误差,很难精确地将光聚焦到一个点;取出成像结果对应的红色点线上数据画出曲线图如图 4.20(c)所示,可以清晰地发现探测光经过字母时功率明显降低,在没有字母的区域则保持较高的功率,成像结果符合预期。

相位成像的结果如图 4.20(b)所示,本实验中物品的相位信息主要通过锁相放大器读取被测信号的相位与自身内部同频信号的相位差获得,当被测样品厚度不变时,相位差基本保持不变,当被测样品厚度变化时,相位差增大或者减小。从成像结果上看,三个字母都可以被较为清晰的成像,但由于上述提到的两点原理,字母与字母的衔接处成像效果并不是很好。同样取出成像结果上的红色点线位置数据,可以看到相位变化曲线如图 4.20(d)所示,在存在字母的地方,相位对应的幅度值整体较大,在没有字母的区域,幅度值整体较小。

4.5 本章总结

在本章中,我们主要研究基于光频梳和 PCA 的大赫兹频率测量系统,首先对 PCA 工作在连续模式下时的原理进行推导,在理论正确的情况下搭建基于 PCA 的大赫兹频率测量系统,并成功实现对单频信号、线性调频信号进行测量。系统的测量精度只与射频信号输出频率的稳定度相关,其中单频信号测量最低相对误差为 5×10^{-10} ,测量范围覆盖 400 GHz 以下频段;线性调频信号的频率范围及频点数量测量准确,但单频点停留时间存在误差,误差值小于 3.5 ms。本章中频率测量系统的测量精度整体劣于第三章结果,原因是本章所使用的射频源长时间未进行校准,性能略差于第三章中所使用的射频源。由于频率测量的结果能完整地反映被测信号的幅度和相位情况,我们又将频率测量系统应用到了太赫兹点扫描矢量成像中,并首次实现了基于 PCA 这种超大带宽接收机的太赫兹连续波成像,成像结果较为清晰,为未来的太赫兹连续波成像提供了一种新思路。

5 总结与展望

随时信息时代的飞速发展，太赫兹技术越来越多地引起研究者的关注。太赫兹具有频谱资源丰富、穿透性强、保密性好等诸多优点，目前已经在通信、雷达、医学、安全检测等诸多领域被广泛应用。然而，太赫兹频率测量相关的技术发展缓慢，至今仍缺乏有效的标准化方案。

现有的太赫兹频率测量方案可分为电子学与光子学两大类。其中电子学方案受限于器件带宽难以实现对高频信号的频率测量，而光子学方案也可分为两类，第一类基于飞秒激光和光电导实现频率测量，该方案存在以下弊端：飞秒激光需要复杂的锁相结构来抑制重频；光电导输出电流微弱，需要高增益放大器进行放大，然而电流放大器带宽十分有限，使频率测量的范围严格限定在采样光频梳附近的极小带宽内。第二类则基于电光调制光频梳、电光晶体及平衡探测来实现，然而在不引入高非线性光纤的前提下，只能实现 W 波段信号的频率测量，引入高非线性光纤后虽然能扩大频率测量范围，但使得系统的复杂度与成本提高，稳定性降低。总体来说，目前已有的频率测量方案难以兼顾测量范围、测量精度与系统复杂度，探索新的太赫兹频率测量方法具有重要的意义。

本文针对太赫兹频率测量方案进行研究，提出了基于宽带电光调制光频梳以及基于光频梳和 PCA 的两种太赫兹频率测量方案，在不引入额外锁相结构与高非线性光纤的前提下，利用低复杂度的稳定系统成功实现测量范围超过毫米波的高精度太赫兹频率测量，为未来太赫兹信号的频率测量提供的新的思路，本文的工作内容和创新点如下：

- 1、提出了基于宽带电光调制光频梳的太赫兹频率测量方案。在不额外引入高非线性光纤的情况下，通过单边带循环调制和多频调制实现了带宽超过 400 GHz 的高平坦度光频梳，并在分析光频梳相位噪声后利用多频调制产生的光频梳结合 UTC-PD 实现了精度高达 1Hz，相对误差低于 3.32×10^{-12} ，测量范围覆盖 240 GHz-381 GHz 这一重要的通信频段的太赫兹频率测量。

2、提出了基于光频梳与 PCA 的超宽带可重构太赫兹频率测量方案。首先建立了 PCA 在双波长激光照射下接收太赫兹信号的理论模型，对模型进行了 MATLAB 仿真，并搭建实验系统验证了单频信号和线性调频信号的精确测量，单频信号测量相对误差在 5×10^{-10} 左右，线性调频信号总频点数与变化范围测量准确，单频点停留时间测量误差低于 3.5 ms。该系统方案通过调节光梳间隔和滤选梳齿可以实现带宽大于 400 GHz 的太赫兹频率测量，为太赫兹频率测量提供了一种新的思路。

3、研究了基于 PCA 频率测量系统的太赫兹连续波点扫描矢量成像，并获得了清晰的结果。由于 PCA 频率测量系统结构简单，不但能精确反映探测信号的幅度相位变化，同时又具有超大的响应带宽，这一方案可以被推广到 2 THz 以下的任意频率范围内作多频接收，这也为未来太赫兹连续波成像的接收端选择提供了一种全新的思路。

当然，本文的工作仍然存在一些不足和改进之处：

- 1、在基于宽带电光调制光频梳的频率测量方案中，受限于 UTC-PD 的带宽，可产生的太赫兹频梳范围仍然较小，后续可以使用更大带宽 PD 提高频率测量范围。
- 2、在连续模式 PCA 的工作原理推导中，主要考虑了 PCA 的等效电路模型，并通过数学方式对其原理进行了建模分析，但器件在实际工作时涉及到材料本身的一些性质，后续可以考虑使用 CST (Computer Simulation Technology) 软件细化 PCA 内部结构与材料参数，精确建模和仿真。
- 3、在基于光频梳和连续模式 PCA 的太赫兹频率测量方案中，受限于跨阻放大器的带宽，扫频时步进较小，因此单次测频需要花费较长时间，后续可以通过使用相对更大带宽的放大器提高扫频效率，减少单次频率测量的时间。
- 4、在基于太赫兹频率测量系统进行太赫兹连续波成像时，成像结果的部分区域比较模糊，分辨率不高，后续可以通过借助光路校准设备提升链路增益，同时也有待研究先进的成像算法，提高成像结果的清晰度。

参考文献

- [1] Yu X, Jia S, Hu H, et al. 160 Gbit/s photonics wireless transmission in the 300-500 GHz band[J]. *Apl Photonics*, 2016, 1(8): 081301.
- [2] Pang X, Jia S, Ozolins O, et al. 260 Gbit/s photonic-wireless link in the THz band[C]// 2016 IEEE Photonics Conference (IPC), 2016: 1-2.
- [3] Liu K, Jia S, Wang S, et al. 100 Gbit/s THz photonic wireless transmission in the 350-GHz band with extended reach[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2018, 30(11): 1064-1067.
- [4] Yu X, Asif R, Piels M, et al. 400-GHz wireless transmission of 60-Gb/s nyquist-QPSK signals using UTC-PD and heterodyne mixer[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology*, 2016, 6(6): 765-770.
- [5] Wang S, Lu Z, Zhang H, et al. A terahertz photonic imaging radar system based on inverse synthetic aperture technique[C]// 2021 Optoelectronics and Communications Conference.
- [6] Wang S, Lu Z, Idrees N, et al. Photonic generation and de-chirping of broadband THz linear-frequency-modulated signals[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2019, 31(11): 881-884.
- [7] Pan S, Zhang Y. Microwave photonic radars[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(19): 5450-5484.
- [8] Jiang Y, Deng B, Qin Y, et al. Experimental results of concealed object imaging using terahertz radar[C]// 2017 International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition. IEEE, 2017: 16-17.
- [9] Song H, Ajito K, Shimizu N, et al. Terahertz wave applications using photonic technologies[C]// General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI. IEEE, 2011.
- [10] Song H, Hwang S, An H, et al. Continuous-wave THz vector imaging system utilizing two-tone signal generation and self-mixing detection[J]. *Optics Express*, 2017, 25(17):20718-20726.
- [11] Tzydynzhapov G, Gusikhin P, Muravev V, et al. New real-time sub-terahertz security body scanner[J]. *Journal of infrared, millimeter and terahertz waves*, 2020, 41(2).

- [12] Terahertz technology is set to enable higher performance in a wide range of applications[EB/OL]. <http://terasense.com/news/terahertz-technology/>, 2015.
- [13] ITU-R P.676-12-2019, Attenuation by atmospheric gases and related effects[S].
- [14] Son J H, Oh S J, Cheon H. Potential clinical applications of terahertz radiation[J]. *Journal of Applied Physics*, 2019, 125(19):190901.
- [15] Afsah-Hejri L, Akbari E, Toudeshki A, et al. Terahertz spectroscopy and imaging: A review on agricultural applications[J]. *Computers and Electronics in Agriculture*, 177.
- [16] Cooper K B, Dengler R J, Llombart N, et al. Fast high-resolution terahertz radar imaging at 25 meters[C]// *Spie Defense, Security, & Sensing. International Society for Optics and Photonics*, 2010.
- [17] Danylov A, Goyette T, Waldman J, et al. Terahertz inverse synthetic aperture radar (ISAR) imaging with a quantum cascade laser transmitter[J]. *Optics Express*, 2010, 18(15):16264-16272.
- [18] Piesiewicz R, Jansen C, Wietzke S, et al. Properties of building and plastic materials in the THz range[J]. *International Journal of Infrared & Millimeter Waves*, 2007, 28(5):363-371.
- [19] Zhang H, Zhang L, Wang S. et al. Tbit/s multi-dimensional multiplexing THz-over-fiber for 6G wireless communication[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(18):5783-5790.
- [20] Cheon H, Jin H P, Choi M, et al. Detection and manipulation of methylation in blood cancer DNA using terahertz radiation[J]. *Scientific Reports*.
- [21] 周俊, 刘盛纲. 太赫兹生物医学应用的研究进展[J]. *现代应用物理*, 2014(2):85-97.
- [22] Joseph C, Fan S, Pickwellmacpherson E, et al. Terahertz biomedical science and technology[J]. *Journal of Biomedical Optics*, 2014, 19.
- [23] 杨玉明, 王红, 谭贤四, 等.太赫兹雷达反等离子体隐身研究[J]. *雷达科学与技术*, 2012, 10(05):486-491.
- [24] Gao X, Cao X, Wang S, et al, Continuous-wave THz imaging system using microwave photonic double sideband modulation[C]// *Sixth Symposium on Novel Optoelectronic Detection Technology and Applications. International Society for Optics and Photonics*, 11455 (2020).

- [25] Nagatsuma T, Ikeo T, Nishii H. Terahertz imaging based on optical coherence tomography [Invited][C]// Applied Electromagnetics and Communications (ICECom), 2013 21st International Conference on. IEEE, 2013.
- [26] Gaal P, Raschke M B, Reimann K, et al. Measuring optical frequencies in the 0–40 THz range with non-synchronized electro–optic sampling[J]. Nature Photonics, 2007, 1(10):577-580.
- [27] Shuko, Yokoyama, Ryotaro, et al. Terahertz spectrum analyzer based on a terahertz frequency comb[J]. Optics express, 2008.
- [28] Yasui T, Nakamura R, Kawamoto K, et al. Real-time monitoring of continuous-wave terahertz radiation using a fiber-based, terahertz-comb-referenced spectrum analyzer[J]. Optics Express, 2009, 17(19):17034-17043.
- [29] Yasui T. Terahertz frequency metrology based on frequency comb techniques ScienceDirect[J]. Handbook of Terahertz Technology for Imaging, Sensing and Communications, 2013:436-463.
- [30] Ogura T, Hayashi K, Inaba H, et al. real-time absolute frequency measurement of CW-THz wave based on a free-running THz comb[C]// 2015 11th Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR). 2015.
- [31] Morohashi I, Sekine N, Kasamatsu A, et al. Full W-band frequency measurement of THz waves by electro-optic sampling using modulator-based optical comb source[C]// 2019 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO). IEEE, 2019.
- [32] Isao, Morohashi, Ikufumi, et al. High precision frequency measurement of terahertz waves using optical combs from a Mach–Zehnder-modulator-based flat comb generator[J]. Optics Letters, 2019, 44(3):487-490.
- [33] 王光强, 王建国, 李小泽,等. 0.14THz 高功率太赫兹脉冲的参数测量[C]// 全国太赫兹科学技术与应用学术交流会. 2012:1499-1503.
- [34] 孙青, 杨奕, 孟飞,等. 基于频率梳的太赫兹频率精密测量方法研究[J]. 光学学报, 2016(4):6.
- [35] 杨奕. 基于频率梳的太赫兹频率精密测量方法研究[D]. 中国石油大学(北京), 2017.
- [36] 王糅. 太赫兹波 183GHz 五次倍频技术研究[D]. 电子科技大学, 2012.

- [37] 孙奥迪. 基于 40nm CMOS 工艺的太赫兹倍频器设计[D]. 东南大学, 2019.
- [38] Yao J. Microwave Photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3):314-335.
- [39] Tuko M A, Wolff I. Novel 36 GHz GaAs frequency doublers using (M)MIC coplanar technology[C]// *International Microwave Symposium Digest. IEEE*, 1992.
- [40] 韩丙辰, 于晋龙, 王文睿, 等. 基于分布反馈注入锁定的连续可调光子微波倍频实验研究[J]. *中国激光*, 2012(12):114-119.
- [41] 李宁宁. 光毫米波信号生成中倍频技术方案的研究[D]. 西安电子科技大学, 2014.
- [42] Hu H, Da R F, Pu M, et al. Single-source chip-based frequency comb enabling extreme parallel data transmission[J]. *Nature Photonics*, 2018.
- [43] Tran T T, Song M, Song M, et al. Highly flat optical frequency comb generation based on pulse carving and sinusoidal phase modulation[J]. *Optical engineering*, 2019, 58(7):076103.1-076103.8.
- [44] Parriaux A, Hammani K, Millot G, et al. Electro-optic frequency combs[J]. *Advances in Optics and Photonics*, 2020, 12, (1).
- [45] Finisar Corporation. Waveshaper 4000s datasheet[EB/OL]. www.finisar.com.
- [46] Shi J W, Wu Y S, Wu C Y, et al. High-speed, high-responsivity, and high-power performance of near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode at 1.55- μ m wavelength[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(9):1929-1931.
- [47] Maas S A. *Nonlinear Microwave and RF Circuits*[M]. 2003.
- [48] Carlson E, Schneider M, McMaster T. Subharmonically pumped millimeter-wave mixers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 1978, 26(10):706-715.
- [49] Yasui T, Kabetani Y, Saneyoshi E, et al. Terahertz frequency comb by multifrequency-heterodyning photoconductive detection for high-accuracy, high-resolution terahertz spectroscopy[J]. *Applied Physics Letters*, 2006, 88(24):233.
- [50] Fvser H, Bieler M. Terahertz Frequency Combs[J]. *Journal of Infrared Millimeter & Terahertz Waves*, 2014, 35(8):585-609.
- [51] Shao T, Shams T, Anandarajah P M., et al. Phase noise investigation of multicarrier sub-THz wireless transmission system based on an injection-locked gain-switched laser[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology*, 2017, 5(4):590-597.

- [52] Evans G A. Book review: highly coherent semiconductor lasers. By Motoichi Ohtsu[J]. *Optical Engineering*, 1992, 31(10):2246-2246.
- [53] Yu J, Li K, Chen Y, et al. Terahertz-wave generation based on optical frequency comb and single Mach-Zehnder Modulator[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2020, 12(1):1-8.
- [54] Yu S, Bao F, Hu H. Broadband optical frequency comb generation with flexible frequency spacing and center wavelength[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018:1-1.
- [55] Thomas B, Maestrini A, Beaudin G. A low-noise fixed-tuned 300-360-GHz sub-harmonic mixer using planar Schottky diodes[J]. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, 2005, 15(12):865-867.
- [56] 杨晓帆. 基于平面肖特基二极管的太赫兹分谐波混频器研究[D]. 电子科技大学, 2012.
- [57] 韩鹏. 基于肖特基二极管的太赫兹混频器的研究[D]. 电子科技大学, 2016.
- [58] Roux J, Coutaz J. Experimental and theoretical study of photoconductive short electrical pulses generation at high repetition rate[C]// 35th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. IEEE, 2010.
- [59] Yang Y, Mandehgar M, Grischkowsky D. THz-TDS Characterization of the Digital Communication Channels of the Atmosphere and the Enabled Applications[J]. *Journal of Infrared Millimeter & Terahertz Waves*, 2015, 36(2):97-129.
- [60] Picollo M, Fukunaga K, Labaune J. Obtaining noninvasive stratigraphic details of panel paintings using terahertz time domain spectroscopy imaging system[J]. *Journal of Cultural Heritage*, 2015, 16(1):73-80.
- [61] Whelan P, Iwaszczuk K, Wang R, et al. Robust mapping of electrical properties of graphene from terahertz time-domain spectroscopy with timing jitter correction[J]. *Optics Express*, 2017, 25(3):2725-2732.
- [62] Sigmund J, Sydlo C, Hartnagel H L, et al. Structure investigation of low-temperature-grown GaAsSb, a material for photoconductive terahertz antennas[J]. *Applied Physics Letters*, 2005, 87(25):77.
- [63] Recur B, Balacey H, Perraud J B, et al. Towards a 3D material characterization using dual-energy THz tomography[C]// International Conference on Infrared, IEEE, 2014.
- [64] Kasalynas I, Venkevicius R, Minkevicius L, et al. High spatial resolution terahertz imaging

of carcinoma tissues at 0.6 THz frequencies[C]// International Conference on Infrared, IEEE, 2016:1-2.

- [65] Redo-Sanchez A, Heshmat B, Aghasi A, et al. Terahertz time-gated spectral imaging for content extraction through layered structures[J]. Nature Communications, 2016, 7:12665.

作者简历及在学期间所取得的科研成果

教育经历:

2019.9-2022.3 硕士 浙江大学 信息与电子工程学院 电子科学与技术

2015.9-2019.7 本科 浙江大学 信息与电子工程学院 电子科学与技术

发表论文:

第一作者:

[1] **Lu Z**, Wang S, Idrees N, et al. 26.8 m 350 GHz wireless transmission of beyond 100 Gbit/s supported by THz photonics[C]// Asia communications and photonics. 2019.

[2] **Lu Z**, Wang S, Zhang H, et al. Precise Terahertz frequency measurement based on an opto-electronic terahertz comb[C]// 26th Optoelectronics and Communications Conference. 2021.

第二作者

[3] Wang S, **Lu Z**, Idrees N, et al. Photonic Generation and De-Chirping of Broadband THz Linear-Frequency-Modulated Signals[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019, 31(11): 881-884.

[4] Wang S, **Lu Z**, Li W, et al. 26.8-m THz wireless transmission of probabilistic shaping 16-QAM-OFDM signals[J]. APL Photonics, 2020, 5(5): 056105.

[5] Wang S, **Lu Z**, Zhang H, et al. Photonic heterodyne generation of phase-coded terahertz signals[J]. Optics Communications, 2021.

[6] Wang S, **Lu Z**, Idrees N, et al. Experimental Generation and De-chirping of Photonic THz Linearly Chirped Signals with Large Time-bandwidth Product[C]//2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics IEEE, 2019: 1-3.

[7] Wang S, **Lu Z**, Zhang H, et al. A terahertz photonic imaging radar system based on

inverse synthetic aperture technique[C]//2021 Optoelectronics and Communications Conference (OECC).

[8] Idrees N, **Lu Z**, Saqlain M, et al., Sensing Accuracy Improvement of an OFDM W-band System[C]//2021 46th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2021, pp. 1-2.

第三作者

[9] Wang S, Zhang L, **Lu Z**, et al. Photonic generation of terahertz dual-chirp waveforms ranging 364-392 GHz[J]. Optics Express.

[10] Wang S, Zhang L, **Lu Z**, et al. Photonic Generation of Barker-code Phase-Coded Terahertz Signals[C]// 2021 International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW).

[11] Yu X, Wang S, **Lu Z**, et al. 100 Gbit/s 350 GHz Photonic-Wireless Transmission[C]//2020 13th UK-Europe-China Workshop on Millimetre-Waves and Terahertz Technologies (UCMMT). IEEE, 1-2.