

电 子 科 技 大 学
UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

专业学位硕士学位论文
MASTER THESIS FOR PROFESSIONAL DEGREE



论文题目 基于新型平面结构太赫兹移相器的研究

专业学位类别 工程硕士

学 号 201722040637

作 者 姓 名 郭煜杰

指 导 教 师 史宗君 副教授

分类号 _____ 密级 _____

UDC ^{注 1} _____

学 位 论 文

基于新型平面结构太赫兹移相器的研究

(题名和副题名)

郭煜杰

(作者姓名)

指导教师

史宗君

副教授

电子科技大学

成 都

(姓名、职称、单位名称)

申请学位级别 硕士 专业学位类别 工程硕士

工程领域名称 电子与通信工程

提交论文日期 2020.5.15 论文答辩日期 2020.5.25

学位授予单位和日期 电子科技大学 2020 年 06 月

答辩委员会主席 _____

评阅人 _____

注 1：注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

Research on Terahertz Phase Shifter based on New Planar Structure

**A Master Thesis Submitted to
University of Electronic Science and Technology of China**

Discipline: Master of Engineering

Author: Yujie Guo

Supervisor: Prof. Zongjun Shi

School: School of Electronic Science and Engineering

摘 要

太赫兹技术可广泛应用于雷达、成像、遥感和国土安全，以及高保密的数据通信与传输等领域。因此，太赫兹波的研究对国民经济和国家安全有重大的应用价值。数据通信方面，太赫兹频段有着宽频带，可以实现数据的高传输。雷达方面，相控阵雷达具有波扫描更灵活，能跟踪更多目标，抗干扰性能更好等优势。针对太赫兹雷达、成像、通信等应用需求，利用新型结构，探索太赫兹波的相移机制及规律，获得高性能、低成本的太赫兹移相器是我们的研究目标。

本课题旨在探索研究降低太赫兹波段移相器系统插损，实现大角度的移相，获得太赫兹波段的新型可控移相器设计方案。采用传输线理论，利用仿真软件研究了基于波导传输结构加载平面微结构实现移相的新型太赫兹移相器。本文分析了三种不同的波导结构加载的理论基础和移相特性。主要工作如下：

(1)基于微带线结构的移相器的探索。选择负载线型移相器模型，利用微带线并联传输线进行移相，使用 PIN 二极管进行开路线控制。通过仿真模拟，在 220GHz 至 270GHz 的范围内，获得了 6 种不同的相移状态，在 230GHz 的最大相移为 62° 。

(2)基于共面波导结构的移相器的探索。根据传输线理论，利用共面波导并联开路传输线进行相移，使用 PIN 二极管进行控制，在 220-240GHz 频率范围内，模拟得到 $S_{21} > -4\text{dB}$ 的插入损耗。同时，在 230GHz 处最大相移范围 90° ，5 位电控制的 32 个不同的相移状态。并且深入探讨了共面波导的几个主要结构参数对移相特性的影响，为进一步研究太赫兹共面波导移相器奠定了基础。

(3)基于“工”字型平面微结构移相器的探索。分析了矩形波导加载“工”字型平面微结构移相器的移相特性，其在 225GHz-235GHz 的范围内实现了电控 12 位可调的移相，插入损耗大于 -3dB，在 230GHz 频率附近的最大移相范围达到 360° 。

关键词：太赫兹移相器，波导传输结构，平面微结构，PIN 二极管，负载线型移相器

ABSTRACT

Terahertz technology can be widely used in radar, imaging, remote sensing and homeland security, as well as high security data communication and transmission. Therefore, the study of terahertz wave has great application value to national economy and national security. In data communication, terahertz band has a wide band, which can achieve high data transmission. In the aspect of radar, phased array radar has the advantages of more flexible wave scanning, tracking more targets and better anti-jamming performance. According to the requirements of terahertz radar, imaging, communication and other applications, it is our research goal to explore the phase-shifting mechanism and law of terahertz wave by using new structure and to obtain high-performance and low-cost terahertz phase shifter. The purpose of this project is to reduce the insertion loss of terahertz phase shifter system, to achieve large angle phase shifting, and to obtain a new design of terahertz phase shifter. A new terahertz phase shifter based on waveguide loaded planar microstructure is studied by using transmission line theory and simulation software.

In this paper, the theoretical basis and phase-shifting characteristics of three different waveguide structures are analyzed. The main work is as follows:

(1)The exploration of phase shifter based on microstrip structure. The load line phase shifter model is selected, the microstrip parallel transmission line is used for phase shifting, and the pin diode is used for on-line control. Through simulation, six different phase-shifting states are obtained in the range of 220GHz to 270GHz, and the maximum phase-shifting is 62° at 230GHz

(2)The exploration of phase shifter based on coplanar waveguide structure. According to the theory of transmission line, the coplanar waveguide parallel open circuit transmission line is used for phase shift, and pin diode is used for control. In the frequency range of 220-240GHz, the insertion loss of $S_{21} > -4\text{dB}$ is simulated. At the same time, the maximum phase-shifting range is 90° at 230GHz, and 32 different phase-shifting states are controlled by 5-bit electricity. Furthermore, the influence of several main structural parameters of coplanar waveguide on the phase-shifting characteristics is discussed, which lays a foundation for further study of THz coplanar waveguide phase shifter.

(3) Based on the research of "I" type planar microstructure phase shifter. The phase-shifting characteristics of I-shaped planar micro structure phase shifter loaded with rectangular waveguide are analyzed. The phase-shifting is realized in the range of 225GHz-235GHz with 12 bit adjustable electronic control. The insertion loss is greater than - 3dB, and the maximum phase-shifting range near 230GHz frequency is 360 °.

Keywords: Terahertz phase shifter, waveguide transmission structure, planar microstructure, PIN diode, load line phase shifter

目 录

第一章 绪 论	1
1.1 研究太赫兹移相器的背景与意义	1
1.2 国内外太赫兹移相器研究现状和发展趋势	1
1.2.1 国内应用材料可变特性的研究	1
1.2.2 国内应用先进工艺技术的研究	2
1.2.3 国外应用材料可变特性的研究	3
1.2.4 国外关于基于先进工艺的研究	7
1.3 论文研究内容	9
1.4 论文安排	10
第二章 太赫兹移相器相关理论	11
2.1 引言	11
2.2 传输线理论	12
2.2.1 终端短路传输线	14
2.2.2 终端开路传输线	14
2.3 移相器波导和传输线理论	15
2.3.1 微带线基础理论	15
2.3.2 共面波导基础理论	16
2.4 传输式和反射式移相器工作原理	18
2.4.1 传输式移相器	18
2.4.2 反射式移相器	22
2.5 太赫兹 PIN 二极管工作原理	23
2.6 本章小结	24
第三章 基于平面传输线太赫兹移相器件的研究	26
3.1 基于微带线的太赫兹移相器的研究	26
3.1.1 负载线型微带线移相器的设计	26
3.1.2 负载线型微带线移相器的 S 参数特性研究与分析	27
3.1.3 优化移相器模型的 S 参数特性研究与分析	30
3.2 基于共面波导的太赫兹移相器的研究	32
3.2.1 负载线型共面波导移相器的设计	32
3.2.2 共面波导移相器的研究与分析	33

3.2.3 共面波导移相器的优化	36
3.3 本章小结	44
第四章 矩形波导加载平面微结构的太赫兹移相器研究	45
4.1 “工”字型移相器微结构的理论基础	45
4.2 “工”型移相器微结构的模型设计	45
4.3 “工”字型移相器微结构的研究与分析	47
4.4 本章小结	52
第五章 全文总结	53
致 谢	54
参考文献	55
攻读硕士学位期间取得的成果	60

第一章 绪论

1.1 研究太赫兹移相器的背景与意义

太赫兹技术可广泛应用于雷达、遥感、国土安全与反恐、高保密的数据通信领域,同时在传输、大气与环境检测、实时生物信息提取以及医学诊断等方面也有广泛应用。因此,太赫兹波的研究对国民经济和国家安全有重大的应用价值。数据通信方面,第六代移动通信技术拥有高可靠性,高精度,超低延时的优势,在可以预见的未来有着可观的发展。其中的关键技术就是太赫兹通信。雷达方面,其中,相控阵雷达相比于其他雷达更灵敏,具有多目标可跟踪特性,抗干扰性。移相器作为相控阵雷达中的关键组件,其功能和成本将影响相控阵雷达系统的功能和价格。所以,研究高效,同时成本低的太赫兹移相器对改进太赫兹波段系统和器件的性能和结构有非常重要的现实意义^[1,4]。

现阶段对于移相器的研究大多于微波低频段,由于微波频段波长远大于器件尺寸,有清晰的等效电路模型,可以使用集总参数来分析和设计移相器。随着频率的升高,在微波高频段至太赫兹波段,波长和器件尺寸大致相同或者小于器件尺寸,需要使用分布式参数来设计和分析移相器模型。

1.2 国内外太赫兹移相器研究现状和发展趋势

现在国内太赫兹移相器的发展有两个大的趋势,一种是通过探索新的特殊材料,利用材料特性的变化引起相位常数的变化,从而产生相移,典型的如液晶移相器和石墨烯移相器;另一种是应用新的先进工艺技术的以微机电系统 MEMS^[5]和基于集成工艺 MMIC^[6]为代表而制作的移相器。

1.2.1 国内应用材料可变特性的研究

2018年08月29日,合肥工业大学的陆红波研制出来一种新型太赫兹波段大双折射率液晶的制备和研究,其利用增大液晶分子共轭程度的方法去设计目标化合物的分子式,选定了以三苯二炔骨架为核心,不同极性基团为取代基的目标化合物;采用了含炔基的苯环和含卤素的苯环进行菌头耦合反应得到目标产物。超材料吸波体可以在低频的太赫兹区域测试液晶的吸收峰,同时商用电磁分析软件(CST)可以很准确地预测 MM 吸波体的 S 参数,通过计算得出液晶的双折射率和正切损耗。混晶 S200-2 在太赫兹频段具有较高的双折射率,同时拥有较低的吸收损耗,用这种材料制作的反射式移相器在 355GHz 处达到了 363.4°的相移^[7]。同年,台湾

清华大学提出了一种基于液晶 (LC) 的具有总共 $550\ \mu\text{m}$ 厚度的双层 LC 单元结构的太赫兹移相器^[8], 该双层 LC 单元结构包含一个薄透明聚合物中间层。目前的移相器表现出显著的性能改进。与单层电池结构相比, 相移从 94° 增加到 111° , 阈值电压和驱动电压分别从 2.2V 下降到 1V, 从 10V 下降到 8.4V。

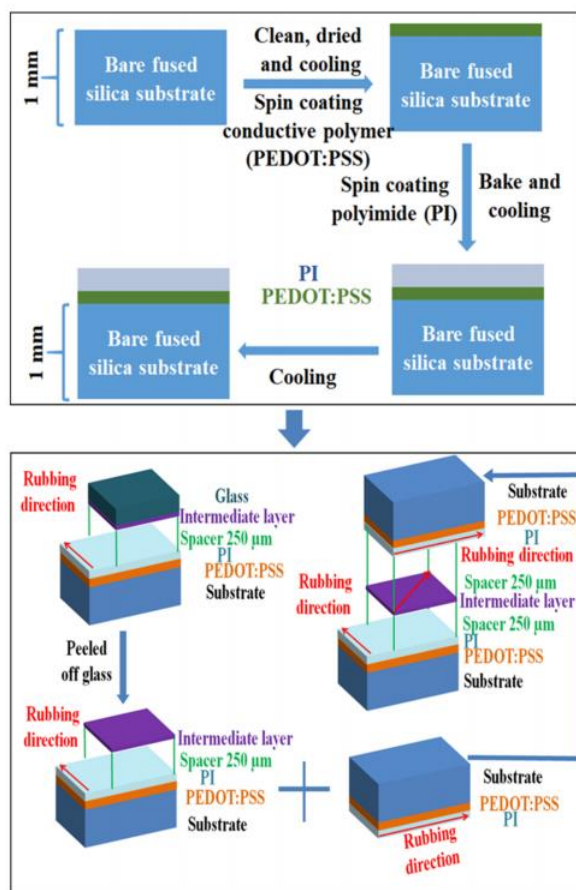


图 1-1 双层移相器制作步骤示意图

1.2.2 国内应用先进工艺技术研究

2018-01-22 西安电子科技大学的王从思, 李飞联合国内多家研究所与公司, 对分布式 MEMS 移相器桥高度与相移量的机电集成模型及应用做出了深入的研究。为 MEMS 移相器的设计提供了丰富的理论指导思想。

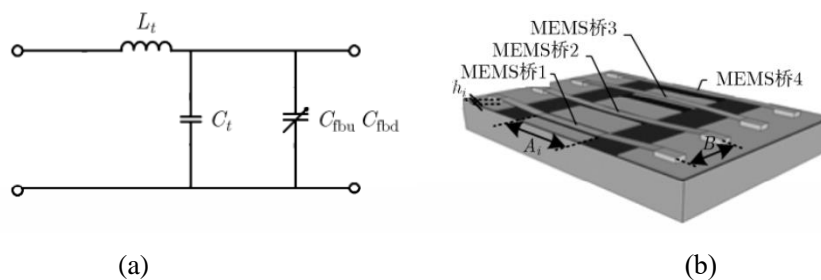


图 1-2 MEMS 梁示意图。(a)物理结构图；(b)结构等效电路模型

一般来说，当这种移相器受电压的影响时，由于共面波导结构是通过半导体工艺制成，具有很高的稳定性。同时，根据分布式 MEMS 的结构可知，MEMS 梁只是一层宽为微米量级的薄膜，所以 MEMS 梁最先受到影响，而实现移相器相移功能的关键是这种梁结构，因此整个移相器性能与 MEMS 梁结构的改变对有着紧密的联系^[9]。

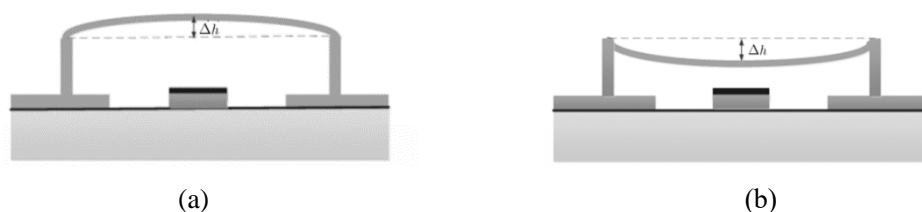


图 1-3 MEMS 梁弯曲变形截面图。(a)向上弯曲；(b)向下弯曲

根据 MEMS 梁的结构特点，当其因为电压而改变结构时，主要有两种情况：向上弯曲或向下弯曲。MEMS 桥发生变形使其从静态物理模型变成动态物理模型，同时其等效梁电容会随梁的高度而改变。图 1-2(a)为单个 MEMS 桥的动态等效结构电路模型，图 1-2(b)是动态 MEMS 梁的物理结构图，图 1-2(a)是单个 MEMS 桥的动态结构等效电路模型，图 1-2(b)中梁 2 是 MEMS 梁产生向上弯曲的示意图，梁 3 是向下的弯曲变形示意图，图 1-3(a)是 MEMS 梁 2 的截面图，图 1-3(b)是 MEMS 梁 3 的截面图。

1.2.3 国外应用材料可变特性的研究

1.2.3.1 基于液晶材料的太赫兹移相器

2018 年，秋田县立大学的 Toshiaki Nose, Tomoya Ito 等人提出了一种磁场驱动的矩形波导型液晶移相器，他们将向列相液晶（LC）材料限制在 U 波段矩形波导中，制备了工作在毫米波段的矩形波导型移相器。由于难以期望细胞壁表面取向效应对大型细胞 LC 分子取向控制的帮助，因此在各种驱动方法中，关断速度变得非常慢。采用磁场驱动法对金属包围电池进行驱动，四极电磁铁对液晶分子取向进行

矢量控制^[10]。

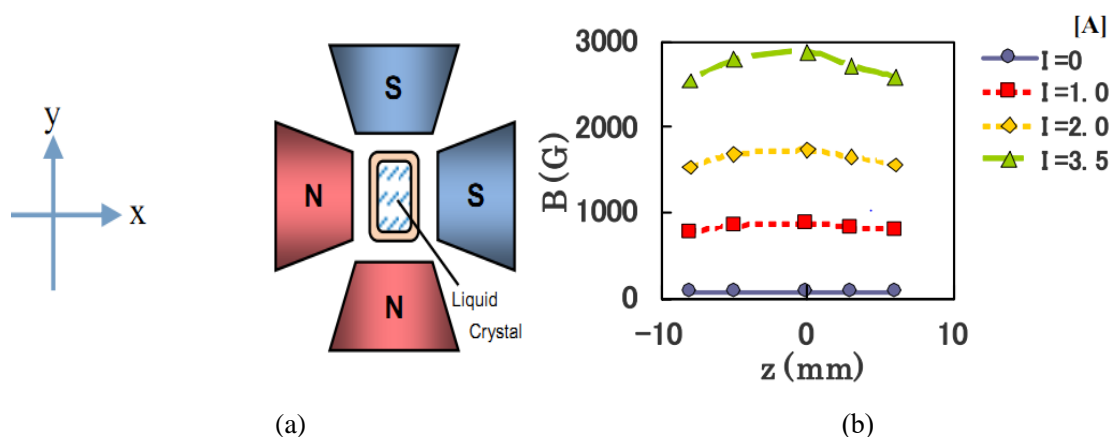


图 1-4 实验装置的示意图。(a)用于液晶分子取向的多功能控制的四极磁体驱动系统；(b) 磁场沿 z 轴分布，该方向平行于波导的伸长当水平磁铁被激活时，测量 x 方向分量。

图 1-4(a)显示了我们的实验装置的示意图，其中波导型 LC 测试单元设置在四极磁铁的中心。LC 材料可用磁场驱动，作为电场的应用。在金属覆盖电极的情况下，这是非常方便的，其中通常很难引入任何电极。

图 1-4(b)显示了当水平磁铁被激活并测量磁场的水平分量时，极片中磁场分布的测量结果。 z 方向是沿波导的延伸方向，磁场分布基本均匀。这里， Y 方向分量足够小，可以忽略不计。另一方面，由于四极系统的作用，中心处的震级沿 x 方向最小，而沿 y 方向的震级在中心处最大。然而，由于波导的尺寸只有几毫米，所以如果将波导适当地设置在极片的中心，在 x - y 平面上的分布就不是一个大问题。

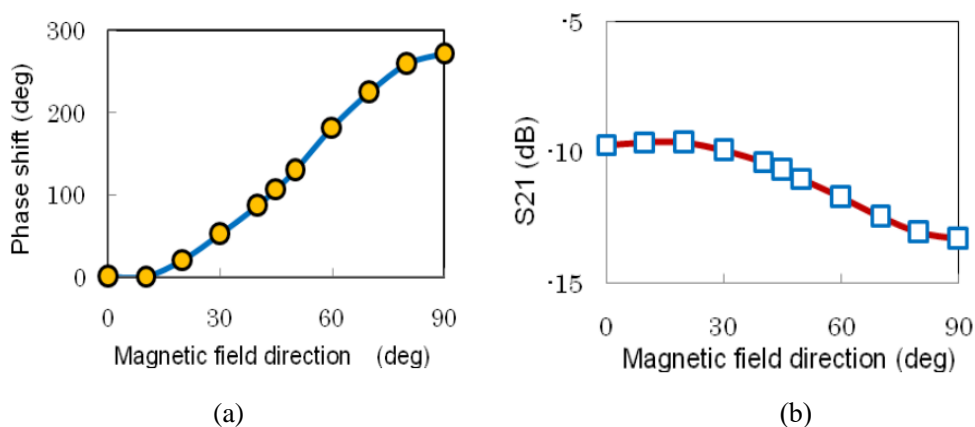


图 1-5 传输毫米波相移随磁场方向的函数。(a)传输毫米波(45GHz)的相移随外加磁场方向的变化；(b)透射毫米波（45GHz）的振幅随外加磁场方向的变化特性

图 1-5(a)显示了传输毫米波（45GHz）的相移随磁场方向的函数。方向由角 θ 定义，该角度以逆时针方式从水平轴测量。这里，我们使用 50 毫米长的矩形波导（WR-19），其两侧用玻璃薄窗密封。然后，在两端安装圆形法兰，将单元连接到向量网络分析仪。向列液晶材料（K15）通过波导短边上钻出的小孔被限制在波导单元中。由于极片的直径是 20mm，波导单元的相应部分可以响应外加磁场。可以看出，随着磁场方向接近垂直于毫米波方向，相移不断增大。相移在 0° 时与相位值呈现相对变化。正相移是指由于所测量的绝对相位值的符号为负，所以绝对相位值根据折射率的减小而减小。改变曲线是正弦形变的，然而，驱动响应曲线可以补偿为线性的，因为 LC 分子取向相对于磁场方向稳定得很好。

图 1-5(b)显示了毫米波振幅随磁场变化的特性。液晶材料一般具有较大的透射损耗各向异性，并且垂直于分子取向的损耗通常大于沿分子取向的损耗。由于液晶材料的损耗各向异性，透射振幅随分子取向角的增大而减小。由于各向异性的吸收特性使得设计 LC 移相器以获得纯相移存在另一困难，因此结合小损耗和高折射率各向异性，低损耗各向异性 LC 材料对于毫米波应用是需要的。

1.2.3.2 基于石墨烯的太赫兹相位调制器件

电子控制太赫兹辐射（THz）的幅值和相位是高分辨率和无创 THz 成像的关键技术挑战。活性材料和器件的缺乏阻碍了这些成像系统的实现。

2018 年，来自英国曼彻斯特大学和牛津大学的 N Kakenov, M S Ergoktas 等人研制出了一种基于石墨烯的电控太赫兹相位调制器件^[11]，来实现有效太赫兹相位和幅度调制。器件结构由电解液门控石墨烯组成，该石墨烯放置在距反射金属表面四分之一波长的距离处。在这个几何结构中，石墨烯作为可调阻抗表面工作，从而产生电控反射相位。太赫兹时域反射光谱揭示了 π 的电压控制相位调制和 50dB 的反射调制。

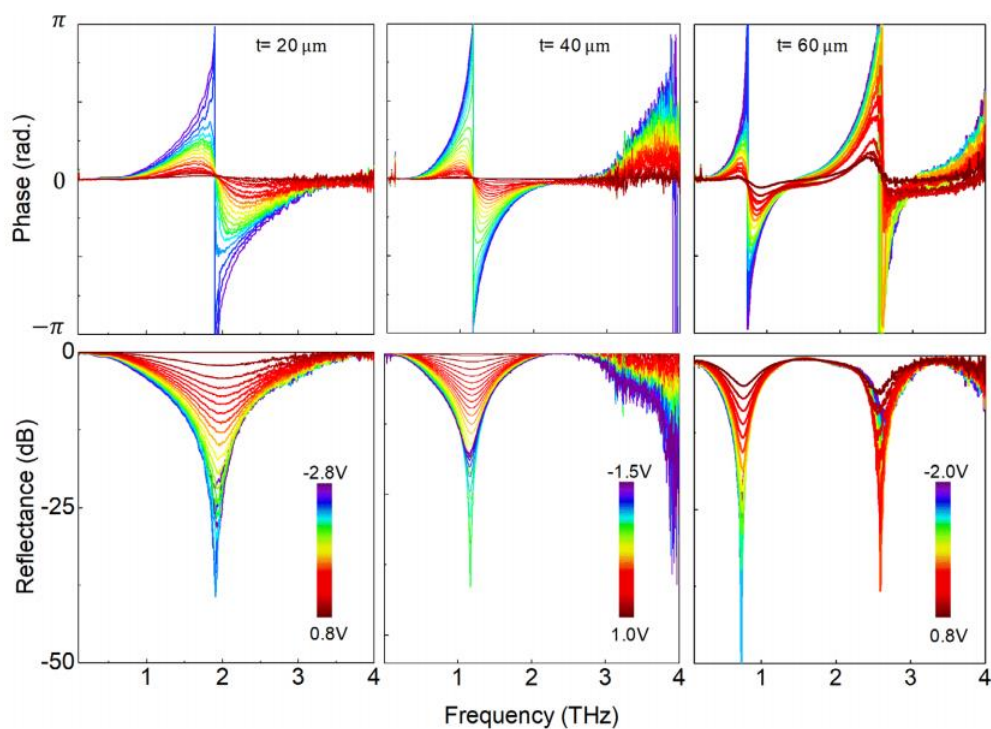


图 1-7 腔长为 20、40 和 60m 的器件太赫兹反射的相位(弧度)和强度(dB)的变化

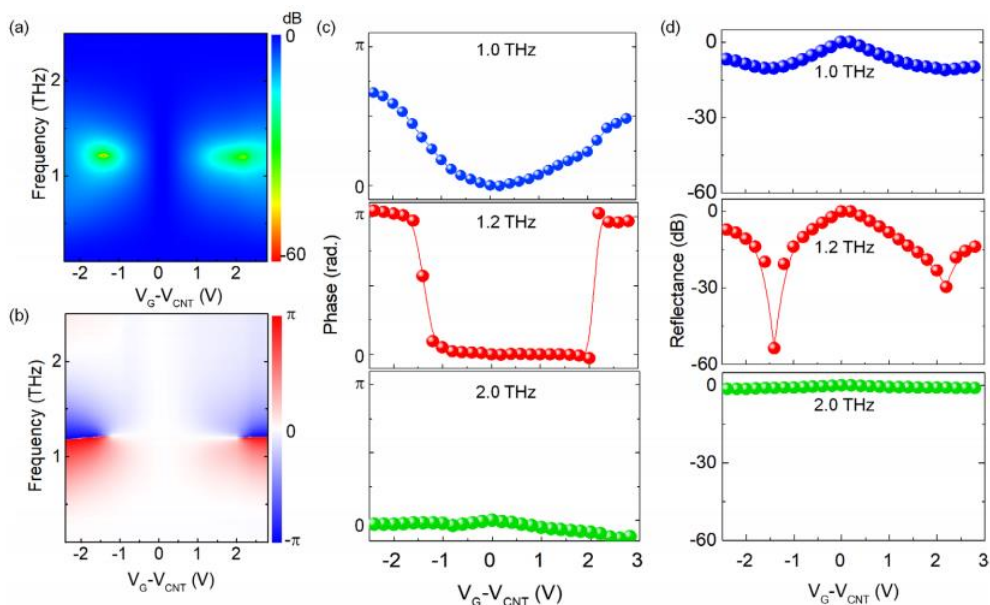


图 1-8 电压控制相位随频率和栅电压的变化的二维图。(a)反射振幅和；(b)反射相位；
(c)(d)表示在 1.0、1.2 和 2.0THz 频率下相位和振幅随栅极电压的变化

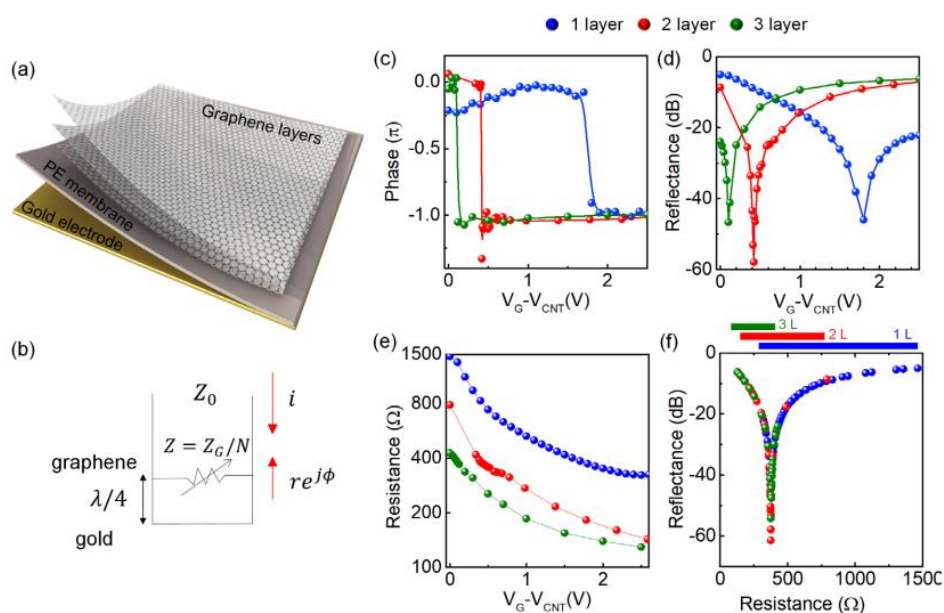


图 1-9 多层相位调制器。(a)使用少层石墨烯电极的 THz 相位调制器的示意图；(b)装置的小信号模型；(c)在 1THz 频率下对单层、两层和三层石墨烯进行相位和；(d)反射率调制；(e)提取单层、两层和三层石墨烯的片电阻，作为外加电压的函数；(f)单层、两层和三层石墨烯的反射率与电阻的关系曲线

1.2.4 国外关于基于先进工艺的研究

1.2.4.1 使用 MEMS 技术的太赫兹移相器

2018 年，密歇根大学的 Amr A. Ibrahim 等人提出并制作了一种在矩形波导内实现工作在 240GHz 波段的模拟移相器。该移相器依靠机械驱动可调谐的完美磁导体（PMC）内立矩形波导支持修改的 TE₁₀ 模式。PMC 边界条件使用稍微悬置在矩形波导短壁上方的金属条来实现。解析和数值分析表明，垂直驱动金属带改变了修正 TE₁₀ 模的色散关系，导致可控相移。该结构采用全波模拟设计，损耗最小。然后使用标准的硅微制造技术，包括光刻、深反应离子刻蚀（DRIE）和金属溅射，来制造它。该致动通过外部压电致动器完成，该压电致动器与微加工结构组装成单个单元。该移相器显示 380° 的实测相移，最坏情况下插入损耗为 3dB，导致 127°/dB 的品质因数^[12]。

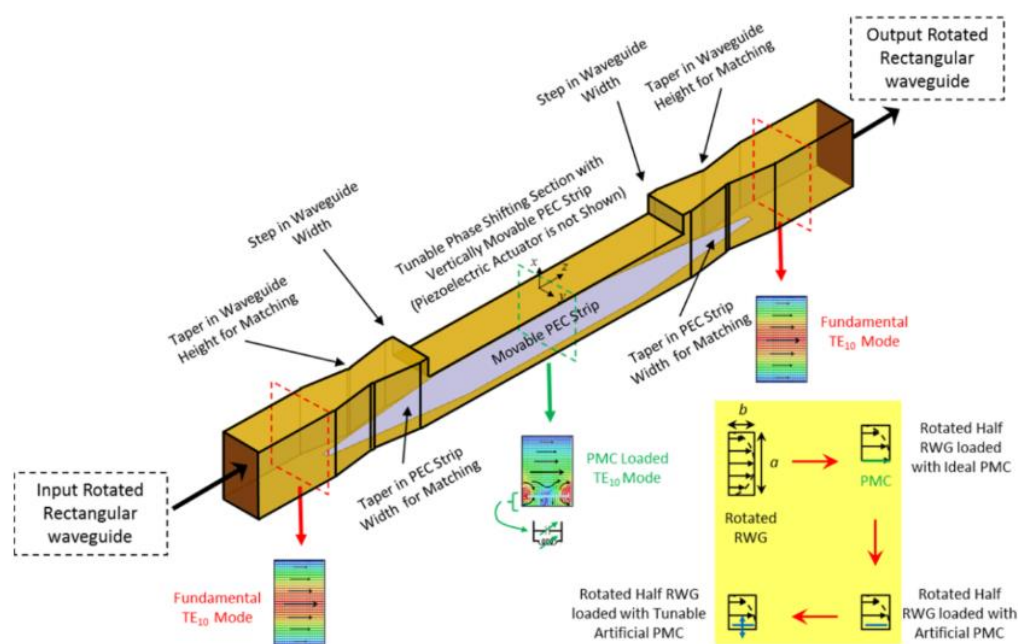
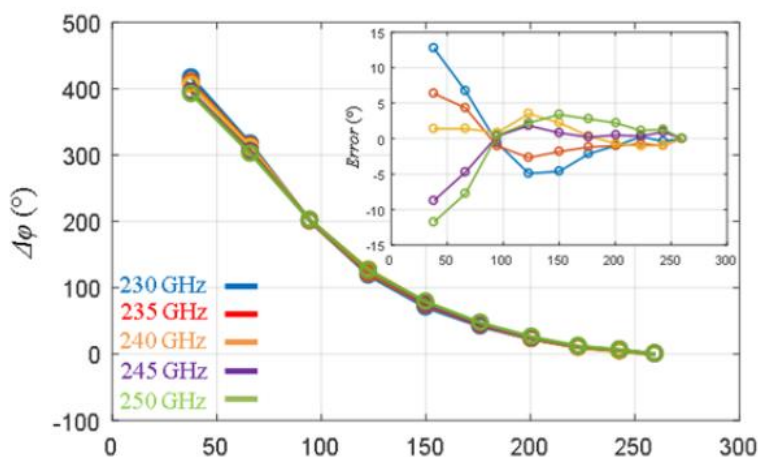


图 1-10 一种基于压电的矩形波导移相器

可动介质块或可动电容 MEMS 梁可以用来控制传输线的有效传播常数，而不是集总半导体变容管。这种技术在 W 波段中被证明频率高达 100GHz，然而，它显示出每 60° 相移约 1dB(即达到 360° 的 6dB)的插入损耗性能差。

图 1-11 测量到的不同频率下的相移相对于间隙高度 $h=260\ \mu\text{m}$ 处的相移归一化值

1.2.4.2 基于集成电路工艺的太赫兹移相器

如今，发展太赫兹雷达通信系统小型化的方向已经逐渐趋向于太赫兹单片集成电路。2012 年，工作在 260 GHz 频率下的片上通信系统采用 65 nm CMOS 工艺实现，可以在 40 mm 的距离上实现 40 Gb/s 的数据传输。同时也出现了使用

250 nm 的 InP 异质结双极晶体管工艺实现的单片接收机，其在 340 GHz 能获得 11.8 dB 的增益。为了进一步实现天线扫描，发展基于 CMOS 技术的太赫兹移相器成为必要^[13,16]。2014 年，由韩国国家研究基金和三星电子公司提供支持，由韩国大学电气工程学院和达因科学公司提出一种在 WR-3 频段工作的宽带矢量和相移器。该移相器用到了 InP 双异质结 250nm 双极晶体管，该晶体管提供超过 370GHz 的特征频率和高达 650GHz 的最高震荡频率。测量结果在整个 WR-3 频段上具有连续 360° 相位调制功能以及 11.8-15.6dB 的平均插入损耗。不同状态之间的均方根振幅低于 1.2 dB，相位误差小于和 10.2°，表现出宽频带相移。输入参考 1-dB 压缩平均测量为 0.7 dBm。不同相位状态下的直流功耗为 21.8-42.0 mW。得益于 IC 材料工艺水平的提高，可以实现这种移相器结构，但引入有源器件会导致整体系统噪声性能恶化。图 1-12(a)展示了做出来的实际芯片实物照片。图 1-12(b)展示了测量的 4 位移相的相移性能。

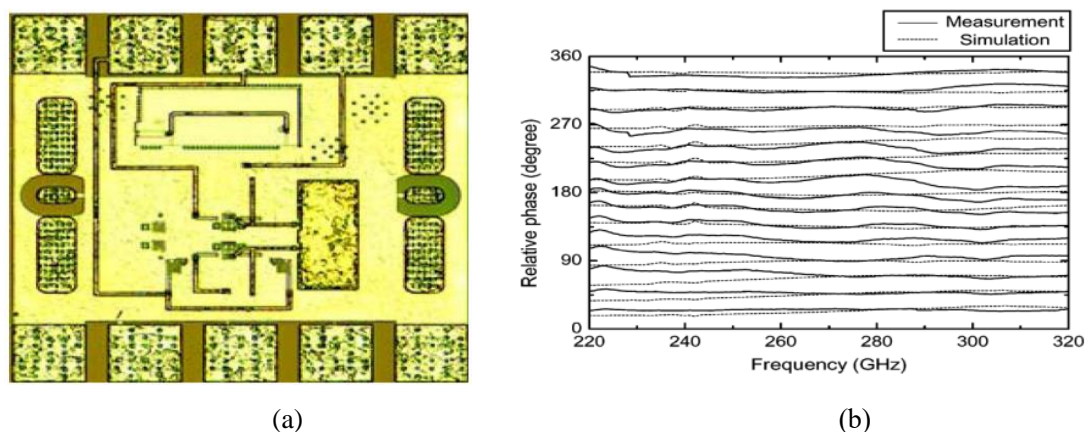


图 1-12 芯片结构及相移。(a)芯片微观照片；(b)4 位移相器的相移表现

1.3 论文研究内容

论文采用传输线理论，利用仿真软件设计了波导传输结构加载平面微结构的太赫兹移相器，本文分析了微带线结构、共面波导结构与矩形波导三种不同的波导结构，利用加载的微结构实现不同角度的移相，采用 PIN 二极管进行开路线电路控制。具体内容如下：

基于微带线结构的移相器的研究与探索。选择负载线型移相器模型，利用微带线并联传输线进行移相，使用 PIN 二极管进行开路线控制。在 220GHz-280GHz 的宽频带范围内，得到了相位可调制的移相器模型。并对模型参数进行分析，为太赫兹微带线移相器结构的研究提供了参考。

基于共面波导结构的移相器的研究。根据传输线理论在共面波导中的运用，利

用并联开路传输线进行相移，使用 PIN 二极管进行控制，在 220-240GHz 频率范围内，模拟得到 $S_{21} > -4\text{dB}$ 的插入损耗。同时，在 230GHz 处最大相移范围 90° ，5 位电控制的 32 个不同的相移状态。并且深入探讨了共面波导的几个主要结构参数对移相器特性的影响，为今后进一步研究共面波导移相器奠定了基础。

基于“工”字型平面微结构移相器的研究。探索并仿真设计了一种可加载在波导中的可靠平面电控移相结构，其加载在矩形波导中时，在 222GHz-240GHz 的范围内实现了电控 6 位可调的移相器，插入损耗大于 -3dB，在 230GHz 频率附近的最大移相范围达到 360° 。

1.4 论文安排

本论文结构安排如下：

第一章 绪论章节，先阐述了平面结构太赫兹移相器的研究背景和意义，并简单介绍了国内和国外相关研究成果的现状以及今后移相器的发展方向，然后概括介绍了本次论文所做的主要工作和研究内容。最后对论文的主要部分的结构作出简要概述。

第二章 介绍与太赫兹频段移相器相关联的理论基础，就论文研究所涉及到的基础理论做必要的说明与概括，首先引入传输线理论，然后介绍移相器的结构，并对课题最核心的器件 PIN 二极管原理的介绍，最后对本章做出总结。

第三章 主要介绍了基于平面波导结构的太赫兹移相器的研究与探索，根据波导结构可分为两个部分：基于微带线的太赫兹移相器的研究与探索和基于共面波导的太赫兹移相器的研究与探索，然后对该部分进行总结。

第四章 介绍了可以加载到波导中的平面微结构的研究与探索，主要内容为微结构模型的设计与分析，以及对该微结构加载到矩形波导中 S 参数做出分析，最后对上述工作做出总结。

第五章 全文内容的总结。

第二章 太赫兹移相器相关理论

2.1 引言

太赫兹波是指频率范围在 $0.1 \sim 10$ THz(波长为 $3\,000 \sim 30\,\mu\text{m}$)内的电磁波,长波段与毫米波相重合,短波段与红外光相重合,是宏观经典理论向微观量子理论的过渡区,也是电子学向光子学的过渡区,称为电磁波谱的太赫兹空隙^[14]。太赫兹波的波长处于微波及红外光之间,因此在应用方面,相对于其他波段的电磁波具有非常强的互补特征。与微波和毫米波相比,太赫兹波探测系统可以获得更高的分辨率,具有突出的抗干扰能力和独特的反隐身能力;与激光相比,提合作系统具有视场范围宽,搜索能力好,以及适用于恶劣气象条件等优点。太赫兹波所具有的优越特性使其具有非常重要的学术和应用价值^[15]。

太赫兹波可以处理超宽带信号,由于水或水蒸气而具有很大的吸收,并且通过许多在可见光和红外光中不透明的材料(例如,塑料、纸、布和油)是透明的。许多材料在光谱范围内都有所谓的指纹谱。因此,太赫兹波有望应用于超快无线通信、危险材料扫描系统和医学检验化验设备^[16]。已经有世界各地的团体已经将专门的太赫兹技术应用于疾病诊断^[17],识别蛋白质结构状态^[18],监测受体结合,以及执行无标记 DNA 测序^[19,20]。近几十年来,芯片内/芯片间通信每两年就翻一番,而且这种趋势预计将来还会继续下去。然而,芯片 I/O 引脚所能支持的带宽不能满足要求,这就形成了带宽要求与支持能力之间日益扩大的差距,或者说互连间隙。为了最终解决这一问题并缩小差距,必须提高带宽密度和能量效率。太赫兹互连利用高速电子器件和低损耗准光信道的优点,具有高潜力来提高关键性能。太赫兹互连为解决长期存在的互连问题开辟了巨大的潜在新收入^[21]。太赫兹技术在空间科学、分子光谱学和等离子体诊断领域的应用已有十余年,进入了真正的复兴时代,而在亚毫米波天文学和遥感领域仍有重要的进展。太赫兹应用、组件和仪器的空前扩张^[22]。

而移相器作为传统微波电路里的基本器件,在太赫兹频段中也有着充分的运用。太赫兹移相器广泛应用于太赫兹雷达^[23,24],通信系统^[25],仪器仪表^[26,27]以及芯片制造^[28,30]等诸多领域,是一种用来调节太赫兹波相位的器件,同时应保障系统的输出功率达到满意的效果。移相器的种类有许多,根据功能划分有传输型和反射型。其中传输型移相器常用来制作可以精确调制的数字移相器,同时反射是移相器通常用来制作可以连续调制的模拟移相器。根据结构划分又可以分为平面传输线移相器和波导移相器。波导移相器由于电磁波在空气中传输,品质因数高,所以其功

率容量大,也容易在高频段实现,但是有着体积大的劣势。而平面传输线移相器的元件都可以制作在同一个平面上,可以利用光刻技术在一个相对较薄的基板上实现,其体积小且易于实现。在设计移相器时,实现移相功能需要精细设计移相单元,相位的调制则需要加载控制单元来调制相位。PIN 二极管具有体积小,结构紧凑,性能可靠以及可以电调制相位的特点。本文使用 PIN 二极管作为负载控制单元加载到平面传输线中做太赫兹移相器和太赫兹移相器微结构。下面就太赫兹移相器所涉及到的理论做出叙述。

2.2 传输线理论

太赫兹频段不同于微波的器件设计,主要在于器件尺寸和工作波长的关系的不同。微波器件设计需要用到电路理论,其器件尺寸比波长小很多,我们可以认为电场能量保存在电容中,磁场能量存在与电感里,而电磁场能量在电阻器件上被消耗。这也是集总参数的概念。当频率升高至射频频段时,由于其工作波长与器件尺寸差不多,甚至小于器件尺寸。传输线各点电压和电流的幅值和相位变化不可忽略,同时受时间和空间位置变化影响,是时空函数,换言之,其电压和电流出现了波动,可以认为是波动方程的解。而太赫兹频段比射频频段更高,因此在太赫兹频段必须使用传输线理论来分析和设计器件。

传输线上 TEM 波的相速度 v_p 为:

$$v_p = f * \lambda \quad (2-1)$$

式(2-1)中, f 为工作频率, λ 为传输线上的工作波长。相速度 v_p 与相对介电常数 ϵ_r 有如下关系:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-2)$$

可以建立工作波长与介质的关系。

虽然根据传输线理论,线上各点的电压和电流随时间和空间变化,但可以依照传输线的等效电路来进行分析,这就引入了分布参数的概念。

分布参数存在于传输线的任意位置上,由于高频段电流的趋肤效应更加明显,导致有效传输面积减小,传输线电阻增加,可称为传输线的分布电阻。高频电流引起传输线附近的高频磁场,由于磁场的存在沿线方向产生电感,被称为分布电感。而传输线之间有电位差的存在,故存在高频电场,沿线方向产生电容,称为分布电容。我们可以据此来利用传输线设计高阻线、电感和电容。

一般情况下,单位传输线上存在四个分布参数:分布电阻 R (Ω/m),分布电导 G (S/m),分布电感 L (H/m),分布电容 C (F/m)。

利用分布参数的概念,可以将单位传输线 dz 用集总参数等效为一个 Γ 型电路,其参数分别为 Rdz, Gdz, Ldz 和 Cdz 。

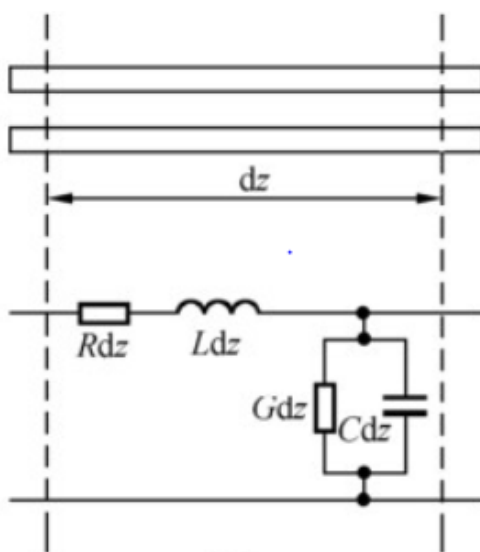


图 2-1 单位传输线等效电路

在单位传输线上,我们可以利用集总参数,根据基尔霍夫定律,列出电压和电流的关系。设输入电压和电流分别为 $v(z, t)$, $i(z, t)$; 输出电压和电流分别为 $v(z + dz, t)$, $i(z + dz, t)$ 。可得:

$$v(z + dz, t) - v(z, t) = [Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}] dz \quad (2-3)$$

$$i(z + dz, t) - i(z, t) = [Gv(z, t) + C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}] dz \quad (2-4)$$

式(2-3)和(2-4)被称为电报方程。其复数形式的方程如下:

$$-\frac{dV}{dz} = (R + j\omega L)I \quad (2-5)$$

$$-\frac{dI}{dz} = (G + j\omega C)V \quad (2-6)$$

(2-5)和(2-6)描述了单位传输线上电压和电流的变化规律,由此方程可以得到传输线的基本特性参数,并且可以分析传输线的工作状态。

令式(2-5)和(2-6)同时对 dz 微分可得:

$$\frac{d^2 V}{dz^2} - (R + j\omega L)(G + j\omega C)V = 0 \quad (2-7)$$

$$\frac{d^2 I}{dz^2} - (R + j\omega L)(G + j\omega C)V = 0 \quad (2-8)$$

其中, 令

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2-9)$$

则 γ 被称为传播常数，是用来描述传输线上入射波和反射波的衰减和相位变化的参数。其实数部分 α 被称为衰减常数，虚数部分 β 被称为相移常数，表示波单位长度相位的变化。

另一方面，式(2-8)的解为

$$V(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \quad (2-10)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \quad (2-11)$$

式(2-11)中

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (2-12)$$

为传输线的特性阻抗，是射频电路的阻抗匹配设计的标准。

当传输线工作在全反射工作状态时，会有特殊的性质。这些性质决定了这种工作在全反射状态下的传输线是传输线器件设计中不可或缺的部分，在射频电路中有着广泛的运用。

2.2.1 终端短路传输线

终端短路传输线的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = jZ_0 \tan \beta z \quad (2-13)$$

可以发现这种特殊类型的传输线的输入阻抗是随传输线长度而变化的，在 $0 < z < \lambda/4$ 时，这段传输线可以等效为一个电感；当 $z = \lambda/4$ 时，由式(2-13)可以得到输入阻抗无穷大，等效为开路；当 $\lambda/4 < z < \lambda/2$ 时，传输线呈容性，等效为电容；当 $z = \lambda/2$ 时，输入阻抗为0，等效为短路。

2.2.2 终端开路传输线

终端开路传输线的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = -jZ_0 \cot \beta z \quad (2-14)$$

与终端短路传输线的阻抗特性正好相反，可以发现这种特殊类型的传输线的输入阻抗是随传输线长度而变化的，在 $0 < z < \lambda/4$ 时，这段传输线可以等效为一个电容；当 $z = \lambda/4$ 时，输入阻抗为0，等效为短路；当 $\lambda/4 < z < \lambda/2$ 时，传输线呈感性，等效为电感；当 $z = \lambda/2$ 时，由式(2-13)可以得到输入阻抗无穷大，等效为开路。

一般情况下，在设计射频电路的时候，是利用 $\lambda/4$ 长度以内的传输线来等效电抗元件。因此，我们利用终端短路传输线来等效电感器件，同时用终端开路的传输线来等效电容器件。这是设计射频滤波器、移相器、功放等射频器件的重要元件。

在这篇论文中，我们将用 PIN 二极管结合等效传输线来设计太赫兹移相器。

2.3 移相器波导和传输线理论

传输线是波传播的通道。一些重要的参量被用来描述传输线的特性，其中包括特性阻抗和传播常数。特性阻抗是用来描述传输线上行波传播的电压与电流之比的参量，它取决于传输线本身的物理参数和几何尺寸，与频率无关。传播常数是用来描述电压和电流行波沿传输线衰减和相移的参量，是本论文讨论的重点。传统微波传输线可以分为 TEM 传输线和色散传输线。在 TEM 传输线中传播的波没有沿传输方向的场分量；不存在色散；其电压，电流和特性阻抗定义唯一。色散传输线中则存在沿传输方向的场分量；电磁波在其中传播时存在色散；当电磁波频率低于主模的截止频率时，将不能在其中传播。微带线，共面波导属于 TEM 传输线，可以利用传输线理论来分析。各种传输 TM 模，TE 模，或混合模的波导都可以认为是广义传输线。波导中电磁场沿传播方向的分布规律与传输线上的电压、电流情形相似，可用等效传输线的观点分析。移相器常用传输线有微带线，共面波导和矩形波导。其中，微带线和共面波导属于平面结构的 TEM 传输线，矩形波导属于色散波导，是本文设计移相器所用的基本结构。

2.3.1 微带线基础理论

微带线^[31,32]和其他传输线之间存在这巨大的差异，由于结构原因，微带线的顶层是开放的。一方面，这种开放式的结构使得分立的集总元件可以被很方便的加载到电路中，同时在器件制造完成后也便于优化和调整；另一方面，由于中心导带暴露在空气中，从而造成了微带线上电磁波传输模式的复杂性，使得微带线不能传输 TEM 波^[33]。在图 2-2 所式的微带线的坐标下，根据麦克斯韦方程，电场切向分量的连续性：

$$E_x|_{\text{dielectric}} = E_x|_{\text{air}} \quad (2-15)$$

其中 dielectric 表示介质部分，air 表示空气部分。同时利用磁场法向分量的连续性：

$$(\nabla \times H)_x|_{\text{dielectric}} = \epsilon_r(\nabla \times H)_x|_{\text{air}} \quad (2-16)$$

其中 ϵ_r 表示介质的相对介电常数。展开式(2-16)我们得到：

$$\epsilon_r \frac{\partial H_z}{\partial y}|_{\text{air}} - \frac{\partial H_z}{\partial y}|_{\text{dielectric}} = (\epsilon_r - 1) \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2-17)$$

可以看出，式(2-17)右边为零需要满足两个条件中的任意一个： $\epsilon_r = 1$ 或 $H_y = 0$ 。由于基板介质的相对介电常数 ϵ_r 和空气的相对介电常数 $\epsilon = 1$ 不同，又因为假设

要传输的是 TEM 波, H_y 不等于 0, 所以等式右边不为零。若使等式成立, 等式左边的 H_z 必须不等于 0, 也就是说存在纵向的磁场。可以用相同的方法证明微带线中存在纵向的电场。综上所述, 严格来说 TEM 波无法在微带线中传输。

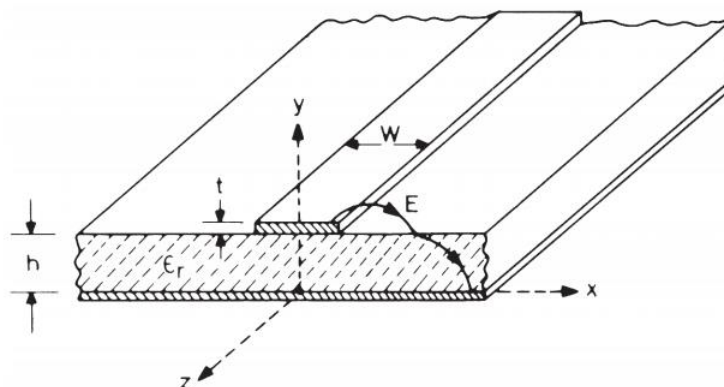


图 2-2 微带线

由于介质的不连续性导致微带线中的模式变化影响较小, 可以利用准静态分析方法, 将微带线中的电磁波的传输模式假设为 TEM 模, 并利用保角变换得到微带线的特性阻抗^[34]。

当中心导带较宽时, 根据图 2-2, 有 $w/h > 2$, 则特性阻抗 Z_0 为:

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{h} + 0.883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left(\ln \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) + 1.451 \right) + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right]^{-1} \quad (2-18)$$

当 $w/h \leq 2$ 时:

$$Z_0 = \frac{377}{2\pi \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \left[\ln \frac{8h}{w} + \frac{1}{8} \left(\frac{w}{2h} \right)^2 - \frac{\epsilon_r - 1}{2(\epsilon_r + 1)} \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (2-19)$$

这里, ϵ_r 为介质的相对介电常数, h 是介质厚度, w 为微带宽度。微带线的本征特性由介质的材料和微带线的宽度决定。

2.3.2 共面波导基础理论

共面波导由介质基板, 中心导体带和与中心导体带在同一个平面上的地平面组成, 可以传输准 TEM 模电磁波^[35,38]。相较于微带线, 共面波导有着易于制作, 便于加载有源和无源的串并联设备, 同时降低了辐射损耗等优势。由于共面波导传输准 TEM 模, 而且其特性阻抗由中心导体带的宽度 S 和中心导体的宽度加上两侧槽线的宽度 W 的比值 $S/(S+2W)$ 所决定的, 所以其尺寸很没有限制, 这点在太赫兹频段尤为重要^[39,42]。

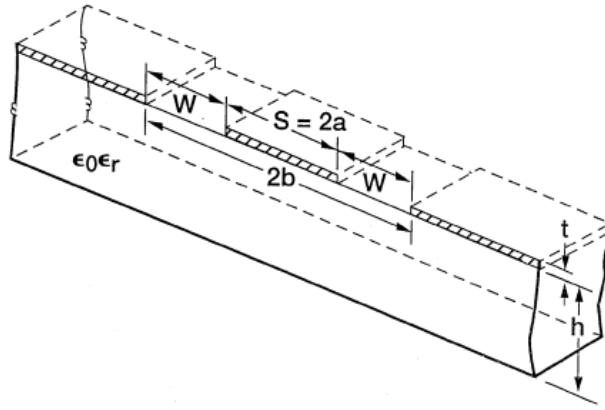


图 2-3 共面波导

共面波导的总电容由三部分组成，分别是只有中心导体带下方存在介质时的电容 C_1 ，只有中心导体带上方存在介质时的电容 C_2 还有介质为空气时的电容 C_{air} 。总体电容为 $C = C_1 + C_2 + C_{\text{air}}$ 。有

$$C_1 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (2-20)$$

其中 ε_r 为下基板介质的相对介电常数， $K(k)$ 为第一类完全椭圆积分

$$K(k) = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}} \quad (2-21)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi S/4h)}{\sinh(\pi(S+2W)/4h)} \quad (2-22)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2-23)$$

h 为下基板介质厚度。上基板电容 C_2 和 C_1 类似可以定义 k_2 、 k'_2 ，其中 ε_r 变为上基板介电常数， h 变为上基板厚度。

$$C_{\text{air}} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + 2\varepsilon_0 \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \quad (2-24)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi S/4h_3)}{\tanh((\pi(S+2W))/4h_3)} \quad (2-25)$$

$$k_4 = \frac{\tanh(\pi S/4h_4)}{\tanh((\pi(S+2W))/4h_4)} \quad (2-26)$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (2-27)$$

$$k'_4 = \sqrt{1 - k_4^2} \quad (2-28)$$

其中 h_3 是介质为空气时下基板的厚度， h_4 为介质为空气时上基板的厚度。

这样就得到了共面波导的整体电容。根据准静态分析，有效相对介电常数 ε_e 可以被定义为

$$\varepsilon_e = \frac{c}{c_{air}} \quad (2-29)$$

将之前讨论过的公式代入(2-29)可得到有效相对介电常数的完整公式。

$$\varepsilon_e = 1 + q_1(\varepsilon_1 - 1) + q_2(\varepsilon_2 - 1) \quad (2-30)$$

上式中 ε_1 被称为下介质相对介电常数， ε_2 被称为上介质相对介电常数， q_1 和 q_2 被称为填充因子，将它们展开可得：

$$q_1 = \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \right]^{-1} \quad (2-31)$$

$$q_2 = \frac{K(k_2)}{K(k'_2)} \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \right]^{-1} \quad (2-32)$$

由有效介电常数可以推出共面波导的特性阻抗为：

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \right]^{-1} \quad (2-33)$$

以上即为有限厚度基板的共面波导的本征参数。

2.4 传输式和反射式移相器工作原理

电磁波在波导中的传输时的场分布为：

$$E(z, t) = \cos \phi = \cos (wt - \beta z) \quad (2-34)$$

由式(2-34)可以看出电磁波的相位 ϕ 和时间 t ，长度 z 和相位常数 β 有关。若使电磁波产生相移，则需要改变相位常数或长度。其中相位常数和波导的特性阻抗有关，长度则与波导的长度有关。移相器的设计也是基于此。

移相器根据其传输方式的不同可以分为传输式移相器和反射式移相器。其中，传输式移相器^[43,50]包括负载线型移相器和开关线性移相器。负载线型是在均匀传输线上加载可控制的电抗性元件，通过改变电抗值在输出端产生一个相对于输入端的相移量；开关线型移相器则是利用开关选择不同电长度的传输线，达到移相的目的。传输式移相器可以等效为一个二端口网络。传输式移相器适合用来设计和制作精度高，便于调制的数字移相器。反射式移相器^[51,53]则是让电磁波从入射端反射出来，产生一个相对于原始电磁波的相移量，反射式移相器可以等效为一个一端口网络。反射式移相器适合用来设计和制作相移连续的，移相范围大的模拟移相器。

2.4.1 传输式移相器

传输式是应用最广泛的移相器结构之一，根据实现方式的不同可以划分为开关线型、负载线型和低通高通型移相器。

2.4.1.1 开关线型移相器

电磁波通过传输线时就会产生相移，相移量由式(2-34)给出：

$$\phi = \beta \ell \quad (2-35)$$

这里， ℓ 就是式(2-15)中的长度 z 。由上式可以看出，经过传输线的电磁波信号的相移和相位常数 β 以及传输线长度 ℓ 有关。任意改变其中一个参数就可以因此相位的改变。其中相位常数 β 和传输线的尺寸和介质材料有关，改变传输线的尺寸需要在原有波导的基础上再添加额外的结构，会增加设计上的复杂度；改变介质材料则需要寻找新材料，和新型材料上的突破相关。于此相对的，通过改变传输线的长度来改变相移，简化了设计难度和器件的复杂度，使得移相器件的可靠性得到提高。开关线型移相器正是基于这种思想，通过开关来选择不同长度的传输线，从而达到控制移相的目的。

$$\Delta\phi = \beta(\ell_1 - \ell_2) \quad (2-36)$$

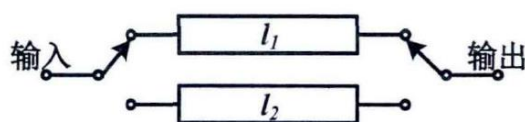


图 2-4 开关线性移相器

但是在射频甚至于太赫兹频段，开关型移相器结构的问题开始显现。首先，因为频率升高，工作波长变短，在太赫兹频段工作波长达到 1mm 左右甚至更小，根据式(2-13)和(2-14)所描述的传输线等效模型，工作在太赫兹频段的传输线容易出现谐振现象。这会造成插入损耗的上升，同时相位误差也会增大。其次，输入输出端的负载匹配要达到良好，此外由于开关型移相器是通过选择不同的传输线来改变状态的，因此不同状态的插入损耗不同，这要求设计的各个通路之间的插损不能相差太大，否则将引起寄生调幅。同时，由于波长短，太赫兹频段的传输线尺寸设计一般在微米量级，这时就需要考虑到不同传输线之间的互耦问题。这些问题虽然都可以通过巧妙和精细的设计来避免，但原理上的简单却造成了设计上的复杂，是得不偿失的。

2.4.1.2 负载线型移相器

负载线型移相器是通过在传输线上引入可控制的负载来改变移相网络的相移常数，通过改变电抗值达到移相的目的。本文选用 PIN 二极管作为控制元件。

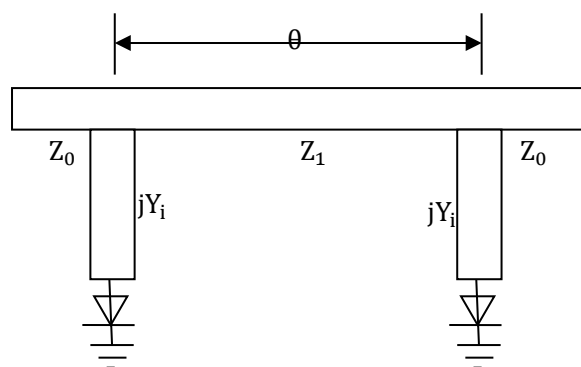


图 2-5 负载线型移相器等效网络

图 2-5 所展示的是简化的负载线型移相器原理图，其中， Z_0 为负载型移相器网络的输入端和输出端的特性阻抗， Z_1 为主传输线上的特性阻抗，其电长度为 θ ， Y 代表了由传输线等效的负载导纳，由 PIN 二极管控制。在二极管的不同状态，等效传输线的导纳 Y 不同，所产生的相位差就是负载线型移相器的相移 $\Delta\varphi$ 。

在介绍负载线型移相器网络参数之前，有必要先介绍一下射频二端口网络参量。在低频网络中，用电压电流的关系导出低频网络参量阻抗矩阵 $[Z]$ ，导纳矩阵 $[Y]$ ，混合矩阵 $[H]$ ，和转移矩阵 $[ABCD]$ 。但是在射频频段，通常利用入射波和反射波来代替电压和电流，必须利用波的概念来定义射频的网络参量。这里引入了散射参量 $[S]$ 和传输参量 $[T]$ 来描述射频二端口网络。 $[S]$ 矩阵的个参量都有明确的意义，在移相器设计中，我们重点关注 S_{11} 和 S_{21} 。但是在对于级联网络的分析中， $[S]$ 矩阵在计算上不利，所以引入 $[T]$ 矩阵，传输矩阵不同于散射矩阵，其参量没有明确的物理意义，但是在对于级联网络的分析中，传输矩阵可以表示为网络的乘积，如有系统 $T_1 T_2 \dots T_n$ 组成的级联网络 T ：

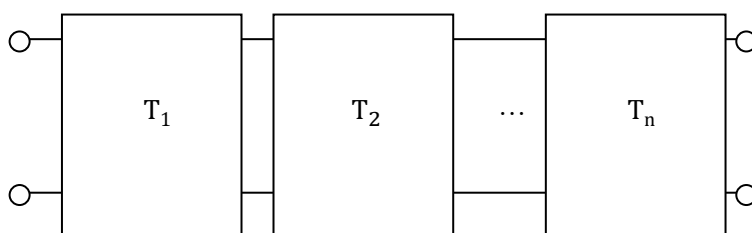


图 2-6 级联网络 T

$$T = T_1 T_2 \dots T_n \quad (2-37)$$

复杂的二端口网络通常可以表示为简单网络的级联，式(2-18)表明，通过 $[T]$ 矩阵可以利用简单二端口网络来分析和计算复杂二端口网络。为了得到确切的物理

意义，最后可以将[T]矩阵转换为[S]矩阵进行分析，转换公式如下：

$$[S] = \frac{1}{T_{11}} \begin{bmatrix} T_{21} & |T| \\ 1 & -T_{12} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

$$[T] = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & -|S| \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

利用传输矩阵来分析图 2-5 的负载线型移相器等效电路，可以将移相器根据并联导纳所在位置，划分为三个简单网络：

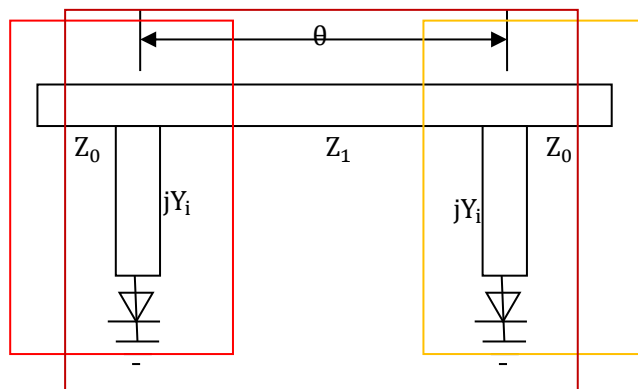


图 2-7 利用简单网络分析负载型移相器等效网络

从左到右定义简单网络为 A_1, A_2, A_3 ，根据基尔霍夫定律，可以推导出简单网络的传输矩阵为：

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_i & 1 \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ jY_i & 1 \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_i & 1 \end{bmatrix} \quad (2-42)$$

明显的，这三个简单网络级联构成了负载线型移相器网络，其传输矩阵 A 为：

$$A = A_1 A_2 A_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ jY_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_i & 1 \end{bmatrix} \quad (2-43)$$

$$A = \begin{bmatrix} \cos\theta - Y_i \sin\theta & j\sin\theta \\ j(2Y_i \cos\theta + \sin\theta - Y_i^2 \sin\theta) & \cos\theta - Y_i \sin\theta \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

由公式 (2-18) 可以根据传输矩阵 A 得到等效移相器网络的散射参量 $[S]$ 。进而由 S 网络参量可以得到该网络的插入损耗为：

$$IL(\text{dB}) = 20 \log \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 20 \log [1 + Y_i^2 (\cos\theta - \frac{1}{2} Y_i \sin\theta)^2] \quad (2-45)$$

相位 ϕ 为：

$$\phi = \tan^{-1}\left(-\frac{2Y_i + (2 - Y_i^2)\tan\theta}{2 - 2Y_i\tan\theta}\right) \quad (2-46)$$

可以通过改变二极管状态，来改变并联等效导纳 Y_i ，从而达到控制移相的目的。

2.4.2 反射式移相器

反射式移相器的基本原理是通过在终端传输线上接入电抗，利用开关控制通断来改变传输线的终端阻抗以达到改变反射参数相位的目的，最终入射波和反射波之间产生相移。图 2-8 显示了电抗网络反射式移相器的原理，当开关闭合时，终端传输线的反射系数为：

$$\Gamma_1 = |\Gamma_1|e^{j\phi_1} \quad (2-47)$$

当开关断开时，终端传输线的反射系数为：

$$\Gamma_2 = |\Gamma_2|e^{j\phi_2} \quad (2-48)$$

两种状态的相位差即为反射式移相器的相移：

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 \quad (2-49)$$



图 2-8 电抗网络反射式移相器原理

这种移相器网络是利用开关来改变反射网络的电抗特性，从而达到移相器的目的。另一种反射式移相器网络如图 2-9 所示，是通过将开关置于传输线和反射网络之间，并在其后附加一段传输线用来构成反射网络，这一点类似于开关线型移相器。当开关闭合时，信号被短路；当开关断开时，信号经过反射网络之后反射回输入端，这种移相器相较于开关线性移相器，有着 2 倍的电长度，相应的它需要的传输线长度是开关线性移相器的一半。

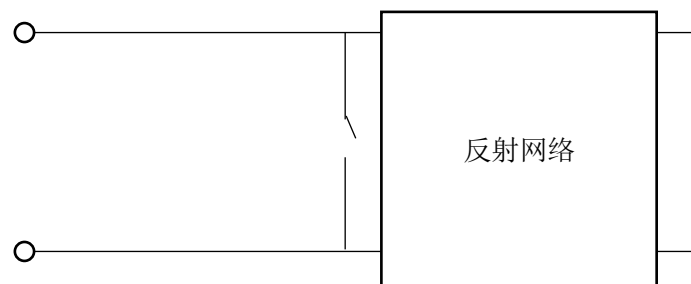


图 2-9 传输线反射式移相器

2.5 太赫兹 PIN 二极管工作原理

相较于普通的二极管，PIN 二极管在其 P 极和 N 极之间加入一层低掺杂的本征半导体层。正偏状态下，正反电荷被注入到本征半导体层。由于有本征层的存在，正反电荷不会立即抵消，而是会存在一定的时间，被称为载流子寿命 τ ，这时的 PIN 二极管的阻抗特性就表现为一个从阻抗变化至纯阻性的器件。反偏状态下，本征半导体层不会储存电荷，这样就表现为一个电容器件^[54,56]。PIN 二极管由于其本征特性经常用于射频电路中，做串联或者并联开关^[57]，保护电路，亦或做可变阻抗器使用。在射频移相器设计中，可以将 PIN 二极管作开关使用，也可以做可变阻抗器使用。本篇论文将 PIN 二极管用作电控开关，用来控制并联支路的通断，仿真模型也是依据此而设计和分析的。

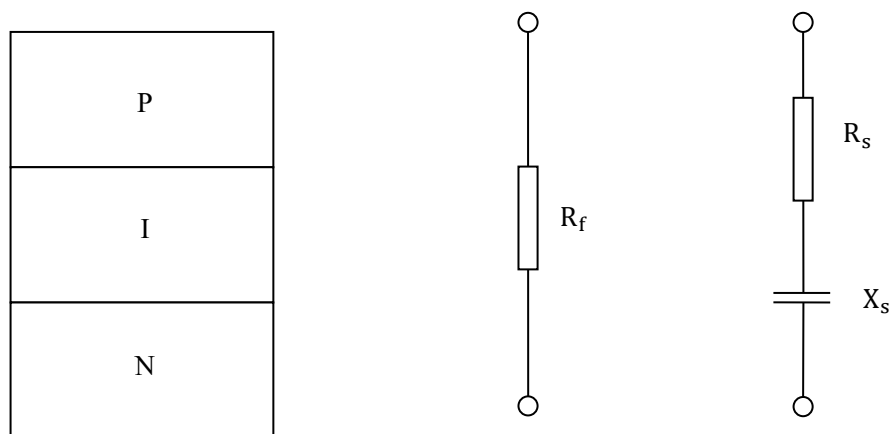


图 2-10 PIN 二极管模型以及正偏和反偏等效电路

PIN 二极管正向偏置条件下，器件的阻抗主要由两部分构成：PN 层电阻和板间接触电阻组成的串联损耗电阻 R_s ；结电阻 R_j 。其中

$$R_j = \frac{w^2}{2\mu I_0 \tau} \quad (2-50)$$

w 为本征半导体层的宽度, μ 被称为载流子迁移率, I_0 为偏置电流, τ 是载流子寿命。根据式(2-31)可以看出结电阻受偏置电流的控制, 其大小与电流强度成反比, 因此可以利用这个特性将 PIN 二极管等效为一个可变电阻。相对而言, 处于正偏状态的 PIN 二极管的阻抗特性表现为低阻抗。

PIN 二极管反向偏置的情况比较复杂, 在处于正偏状态的 PIN 二极管上加反向电压, 其阻断能力不会立即表现出来, 需要一段时间进行恢复, 这个过程被称作 PIN 二极管的反向恢复过程, 在反向恢复过程中, 二极管等效与短路状态。当 PIN 二极管处于反向未击穿状态时, 本征半导体层没有被全部耗尽, 阻抗主要由耗尽层阻抗 ($R_i + X_i$)、非耗尽层阻抗 ($R_j + X_j$) 和串联损耗电阻 R_s 组成。由于在耗尽层 $R_i \gg X_i = \omega C_i$, 因此不考虑耗尽层电阻。

$$X_i = C_i = \frac{\epsilon S}{h} \quad (2-51)$$

$$X_j = C_j = \frac{\epsilon S}{w-h} \quad (2-52)$$

$$R_j = \frac{w-h}{\sigma S} \quad (2-53)$$

其中 σ 为非耗尽层的电导率, S 为二极管截面积, 介质介电常数为 ϵ , 设二极管本征半导体区的深度为 w , 耗尽层的扩散深度为 h 。扩散深度 h 由外加电压 V 来决定

$$h = \sqrt{\frac{2\epsilon\mu}{\sigma}} (V_D - V) \quad (2-54)$$

V_D 是二极管的扩散电压。则可以得到二极管的反向电路等效模型的参数

$$R_s = R_j \quad (2-55)$$

$$X_s = C_s = \frac{1}{\frac{1}{C_i} + \frac{1}{C_j}} \quad (2-56)$$

相对正偏而言, PIN 二极管反偏的阻抗特性表现为一个高阻抗。结合二极管正偏状态, 可以利用 PIN 二极管作移相器中的压控开关元件。

2.6 本章小结

本章先介绍太赫兹频段器件设计的基础理论, 根据传输线理论的指导, 确定了由等效传输线作为移相器的移相单元。其次列举了几个经典的移相器结构及其原理, 并讨论了这些结构的优劣之处。最后分析了作为移相单元的控制结构的 PIN 二极管, 简要介绍了 PIN 二极管用作开关的原理, 即可以通过改变 PIN 二极管偏置

电压来控制二极管电流，实现阻抗特性的改变，从而实现开关的功能。

第三章 基于平面传输线太赫兹移相器件的研究

太赫兹移相器通常使用矩形波导作为传输线，加载机械式开关改变移相器结构实现移相功能。由于矩形波导存在截止频率，在太赫兹频段中移相器的波导和开关尺寸小，需要高标准的加工精度。平面传输线移相器的元件可以制作在同一个平面上，利用光刻技术在一个相对较薄的基板上实现，体积小且易于制造。基于平面传输线的太赫兹移相器利用平面传输线代替波导，加载 PIN 二极管代替机械式开关，在不改变移相器结构的同时实现电控移相。本章节采用负载线型移相器结构，利用传输线等效负载，通过电流控制 PIN 二极管来改变移相器的网络参量，达到移相的目的。移相器的介质选用石英作为基底，在适用于太赫兹频段的平面传输线波导尺寸内，使用 HFSS 电磁仿真软件对基于平面传输线结构的太赫兹移相器进行了建模，主要讨论和分析了平面传输线太赫兹移相器的各个参数对仿真结果的影响，并给出了 S 参数以及相移量的仿真优化结果。在基于微带线的太赫兹移相器的研究中，探索了移相微结构各参数对于移相器整体移相特性的影响，最终在 220GHz-270GHz 的范围内实现了 6 种不同的相移状态，在 230GHz 的最大相移为 62° 。在基于共面波导的太赫兹移相器的探索中，研究了共面波导的介质厚度 h ，中心导带宽度 w ，中心导带和缝隙之间的比值 r ，还有移相微结构尺寸对于移相特性的影响，最终在 220-240GHz 的范围内实现了 5 位电控调制，230GHz 时最大相移达到 90° 。

3.1 基于微带线的太赫兹移相器的研究

3.1.1 负载线型微带线移相器的设计

本章设计了一种基于微带线的负载线型移相器，在并联支路上制作传输线等效负载阻抗，其终端开路，即负载线。PIN 二极管被加载到开路传输线的起始位置，利用 PIN 二极管控制等效开路传输线的开路和短路状态加载了 PIN 二极管的负载线组成了这种移相器的微结构，从而达到控制移相的目的。使用这种微结构，所有器件和元件都处于同一个平面上，可以用光刻工艺制作平面电路，简化了制作工艺。利用 PIN 二极管作为移相控制元件可以在不改变器件结构的基础上实现相位的控制，提高了器件的可靠性。传输线长度根据第二章中关于传输线理论的等效传输线，初步确定为八分之一工作波长，然后在此基础上进行参数优化。最终得到可以工作在太赫兹频段移相器模型，以及微结构参数对模型的幅频特性和相频特性的影响。

作为移相器主体的介质基板选择厚度 $h=0.1\text{mm}$ ，相对介电常数为 $\epsilon_r = 3.78$ 的石英基板，这样相较于传统的硅基板 $\epsilon_{rs} = 10$ 减小了损耗。微带线参数根据第二章第三节提到的微带线特性阻抗公式来选择，使其接近 50Ω ，根据式 (2-18) 得到微带线的宽度 $w=0.15\text{mm}$ ，利用静态仿真来模拟 PIN 二极管的阻抗变化（图 3-1 红色部分）。确定微带线基本尺寸后，首先对微带线移相器的微结构长度 shuntlength 进行仿真优化，得到的长度参数为 0.186mm 。然后分别对加载了无孔和有孔微结构的微带线移相器进行仿真实验，最后研究得到 6 种状态电可调的太赫兹移相器。

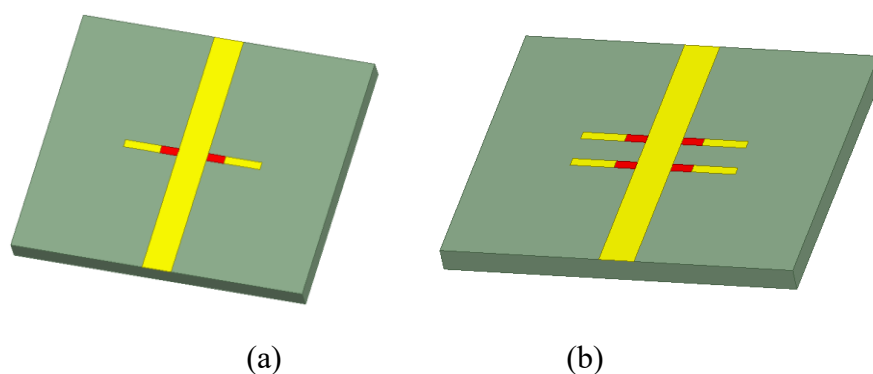


图 3-1 微带线移相器仿真模型。(a)微带线模型(b)2 位微带线模型

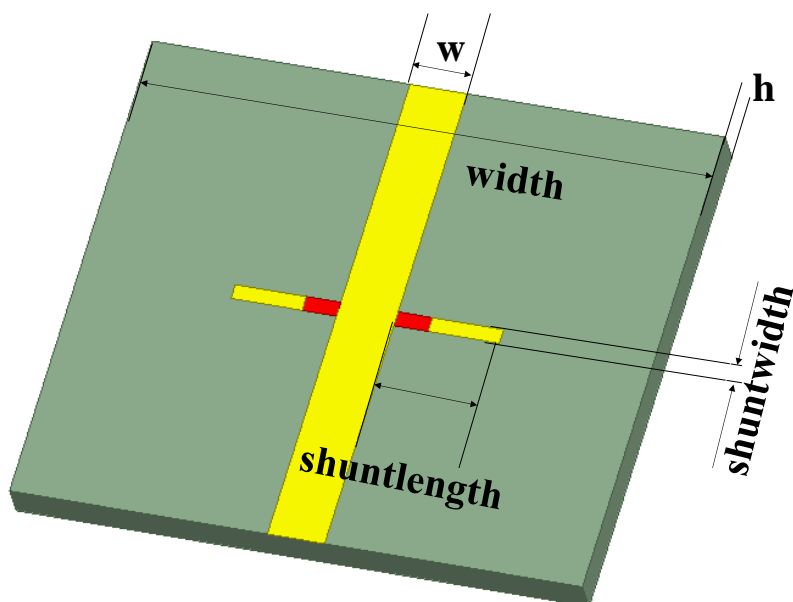
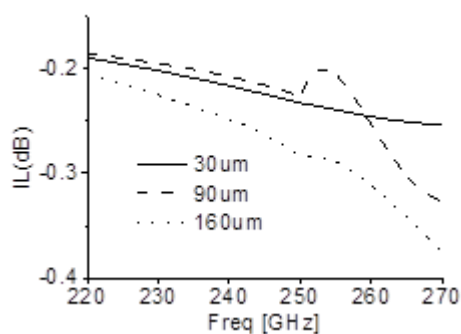


图 3-2 微带线模型相关参数

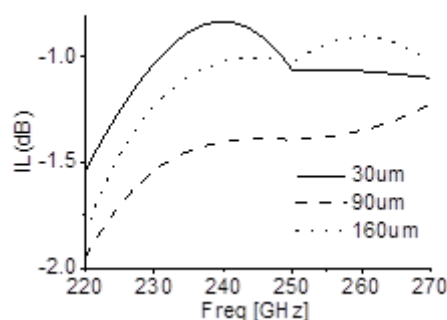
3.1.2 负载线型微带线移相器的 S 参数特性研究与分析

根据第二章对负载线型移相器的讨论，在负载线型移相器结构中，负载线为移

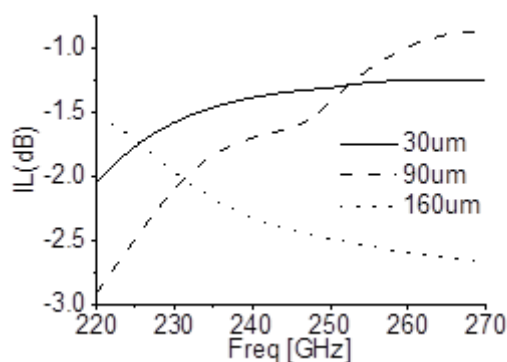
相器引入了额外的阻抗,移相器通过控制负载线的通断,来获得相移。因此负载线的尺寸参数影响了移相器的幅频特性,决定了移相器的相频特性。其主要有两个尺寸参数:长度 $shuntlength$ 和宽度 $shuntwidth$ 。在微结构中,受限于 PIN 二极管尺寸, $shuntwidth$ 参数固定为 $40\mu m$, 然后对 $shuntlength$ 参数进行仿真,考察其在不同开关状态下的插入损耗以及相移特性。开关状态根据 2 位移相器中二极管开路数量进行划分,有“全断”,“单通”和“全通”三种状态。图 3-3 和 3-4 的内容显示了负载线长度尺寸 $shuntlength$ 在各开关状态下对 2 位移相器 S 参数特性的影响。仿真实验中负载线长度尺寸 $shuntlength$ 的范围是根据 $230GHz$ 下微带线的工作波长,以及移相器基板宽度 $width$ 所设定。 $shuntlength$ 参数从 $30\mu m$ 到 $160\mu m$ 以 $10\mu m$ 作为步长进行参数扫描,研究根据 PIN 二极管的开路状态,得到了“全断”、“单通”和“全通”三种控制状态的 S 参数。其中,“全断”状态表示 PIN 二极管全部开路;“单通”表示有一组 PIN 二极管开路,一组二极管为沿微带线互为对称的两个二极管;“全通”表示全部二极管短路。为了更好的展示 $shuntlength$ 对于移相器性能影响的趋势,图 3-3 和 3-4 显示了部分实验所得数据。



(a)



(b)



(c)

图 3-3 不同 shuntlength 的 2 位微带线模型插入损耗特性。(a) “全断” 状态；(b) “一通” 状态；(c) “全通” 状态

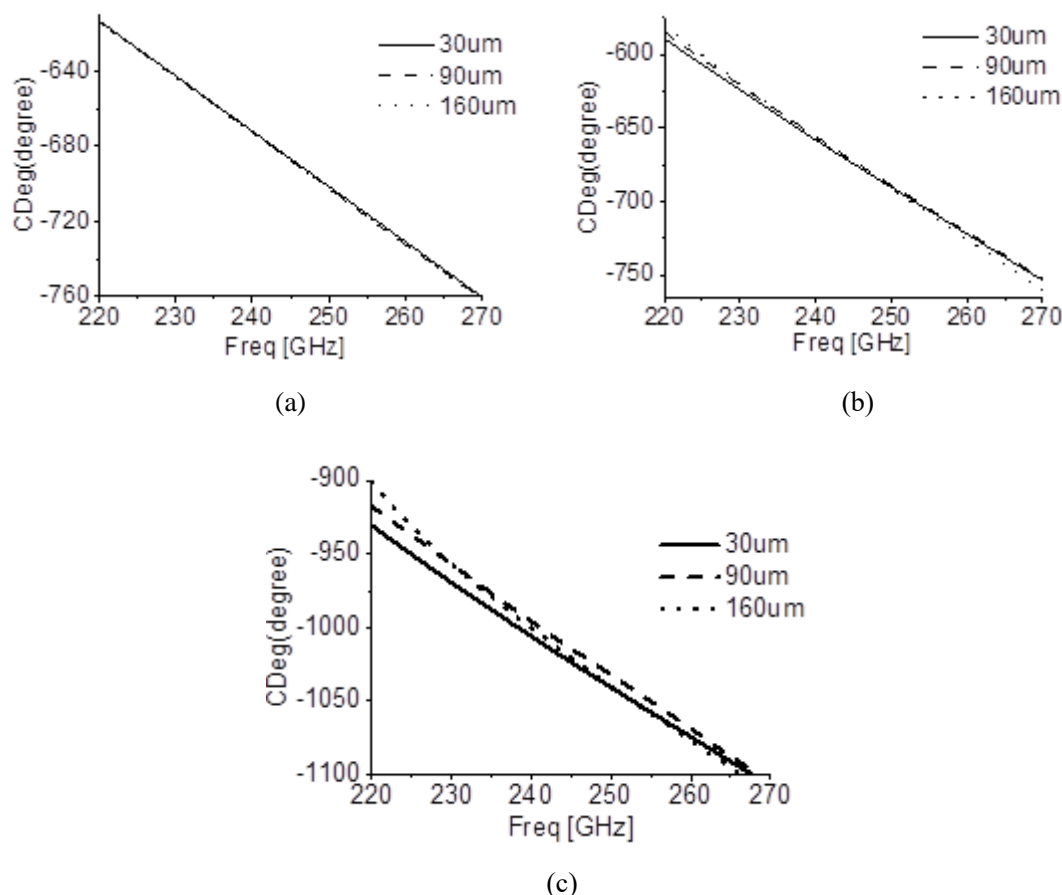


图 3-4 不同 shuntlength 的 2 位微带线模型相移特性。(a) “全断” 状态；(b) “一通” 状态；(c) “全通” 状态

根据得到的数据，“全断”状态下 shuntlength 长度变化对移相器系统的相位影响很小，可以忽略不计。“单通”状态下的相邻 shuntlength 长度之间的相移最大相差 1° ，相位变化最大发生在 shuntlength = 30um 到 shuntlength = 40um 的仿真模拟结果上。shuntlength 越大，相位变化越不明显。“全通”状态下的相邻 shuntlength 之间的相移最大相差 5° ，最少相差不到 1° ，其相位变化和 shuntlength 的关系和“单通”状态下类似。在 220GHz-270GHz 的频率范围内，相对于其它状态“全通”状态最差插入损耗特性，其插入损耗 $\geq -3\text{dB}$ 。综合考虑插入损耗特性和相移特性，最终选择 shuntlength = 120um 做进一步仿真实验。在工作频段内，基于这种长度下的移相器“全通”状态下的相位为 130° ，“单通”状态下的相位为 100° ，“全断”状态下的相位为 76.6° 。这样最大可以得到 53.4° 的相移。

对负载线型移相器模型的仿真结构做出分析,在 220GHz-270GHz 频率下,没有引入微结构的情况,即 PIN 二极管“全断”状态下, $S_{21} > -0.4\text{dB}$; 引入一路微结构的情况,即“一通”状态, $S_{21} > -2\text{dB}$; “全通”状态下, $S_{21} > -3\text{dB}$, 结果发现,引入的微结构越多,插入损耗特性越差。对不同状态下的相频特性进行分析,发现“全断”状态的相频特性不随 shuntlength 的长度而改变。对比“一通”和“全通”,发现引入的微结构单元越多,相移量越大。

3.1.3 优化移相器模型的 S 参数特性研究与分析

而后对移相器结构进行改变,在一路微结构单元中间加入过孔,这样做的目的是为了引入与其他未加入过孔的微结构单元不同的阻抗特性元件。普通的微结构单元长度被设计成小于四分之一的工作波长,按照传输线理论可以等效为开路传输线。而加入过孔的微结构单元与地平面相连,等效短路传输线。基于这个原理,相对于增加微结构的数量,优化结构引入过孔以期在相同插入损耗的代价下,获得更大的相移量。2 位加载过孔移相器有四种不同的状态,“全通”,“全断”,“有过孔”和“无过孔”状态,分别对应二极管全部短路,全部开路,有过孔的一路微结构短路和无过孔的一路微结构短路。

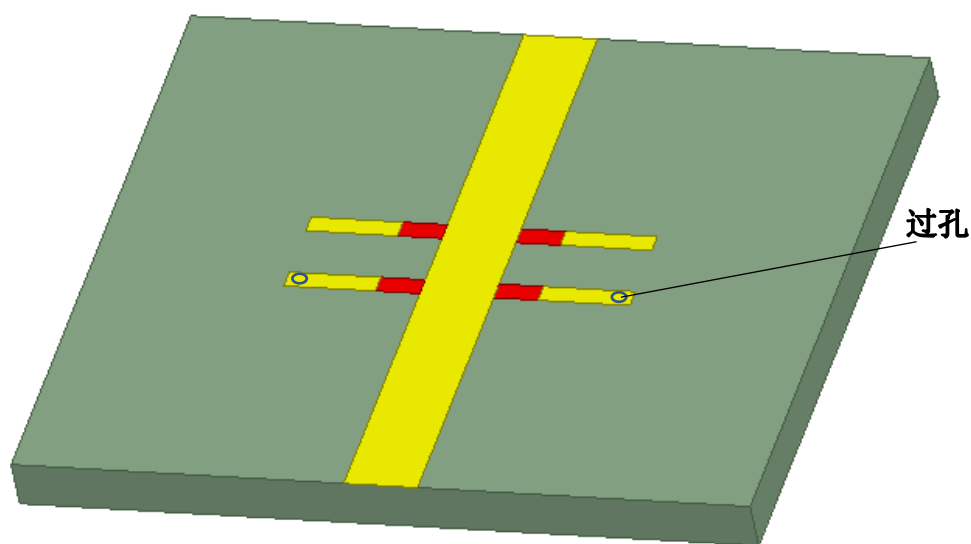


图 3-5 2 位加载过孔的移相器模型

2 位加载过孔的移相器仿真实验结果如图 3-6 所示,与上述不加过孔的移相器结构不同的是,该移相器的最大相移并不存在于“全通”和“全断”两个状态之间,

而是选择两条不同支路时产生的相移最多，在图 3-6 中分别表示为“有过孔”和“无过孔”状态。这两种状态产生的最大相移为 30° ，其最差插入损耗特性发生在“全通”状态下，为 -1.38dB 。但是由于最大相移并不产生于全通状态下，所以插入损耗可进一步减小为“有过孔”状态的插入损耗，使其 $\leq -1\text{dB}$ 。

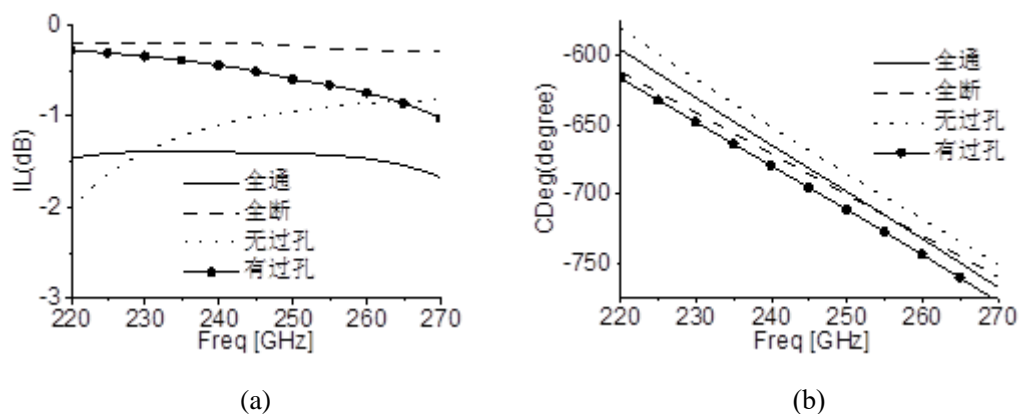


图 3-6 加入过孔的移相器 S 参数特性。(a)插入损耗特性；(b)相频特性

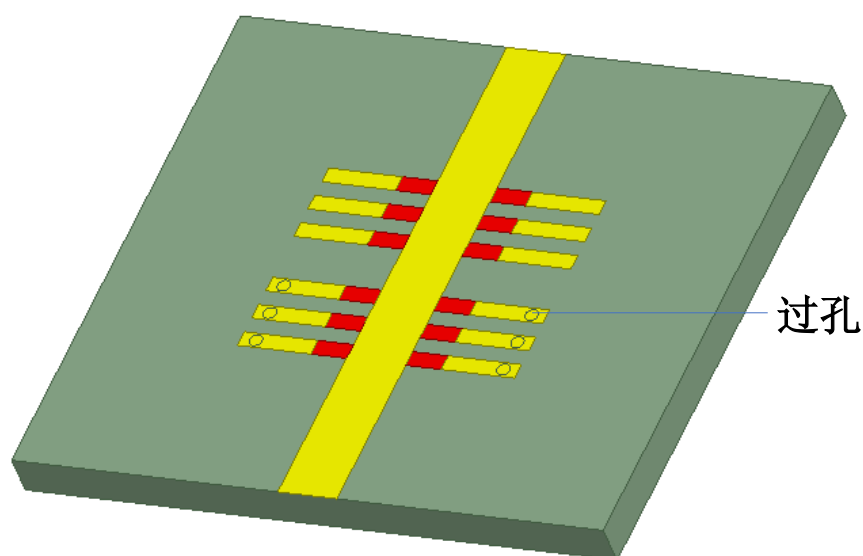


图 3-7 加载过孔的微带线太赫兹移相器模型

对这种加载过孔结构做进一步研究，得到本小节开篇所提到的 6 状态移相器。图 3-8 中，状态“***-***”代表了二极管的开关情况，“-”号左边的代表控制加载过孔的微结构单元的二极管开关状态，右边代表了没有加载过孔的微结构单元的二极管开关状态。根据之前对 2 位移相器结构的探索，这种结构的最大相移发生在“111-000”和“000-111”状态之间，最大相移 62° 。最大插入损耗发生在“111-

000”状态,在 220GHz-270GHz 频段内的最大插入损耗为 -2.83dB ,可以在 230GHz 频率下实现 4° , 9° , 16° , 40° , 52° , 62° 的相移。

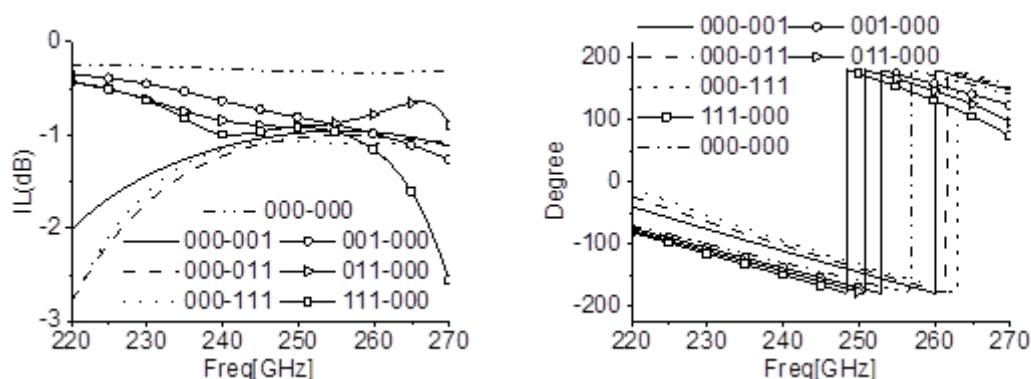


图 3-8 微带线优化模型的 S 参数特性。(a)插入损耗特性；(b)相频特性

根据前一小节对移相器 S 参数的分析可以看出,单纯增加微结构数量这种设计方法引入的相移量较小。结合第二章传输线理论,和负载线型移相器的等效模型可知,这种移相器的插入损耗主要来自传输线损耗和传输线引入的负载阻抗,而相移量的引入则需要不同状态下,等效传输线引入的电抗的差值来提供。基于这一点,联系第二章介绍的终端短路传输线相关内容,本小节利用加载过孔的微结构实现了终端短路传输线。终端短路传输线的长度和宽度,和原本的终端开路传输线的长度和宽度相同,因此其引入的电阻相同,同时由于电抗相反,两种状态得到的相位差更大,相比于通过增加微结构数量来获得相移,使用微结构电抗特性的差异来实现移相,可以使二极管短路状态下引入的电阻更少,相对而言增大了相移量。

3.2 基于共面波导的太赫兹移相器的研究

3.2.1 负载线型共面波导移相器的设计

共面波导太赫兹移相器的设计类似于微带线移相器,采用负载线型移相器的结构,利用微结构改变移相器电抗值来产生相移,控制元件使用 PIN 二极管来控制微结构单元的通断,从而达到电控移相的目的。移相器的介质基板选用石英材料,其相对介电常数为 3.78。作为载体的共面波导尺寸根据特性阻抗来选择,令其为 50Ω 以满足阻抗匹配。根据式(3-19)共面波导特性阻抗计算公式,利用 ADS 电磁场分析软件的阻抗计算工具,得到中心带线宽度 $S=80\mu\text{m}$,槽宽度 $W=16\mu\text{m}$ 。在介质的相对介电常数为 3.78 的条件下,设置介质基板厚度 $h=0.5\text{mm}$ 。同时,为了使波端口传输正确的模式,设置正方形共面波导的波端口,其尺寸为四分之一波长。在此基础上研究移相器各参数对移相性能的影响。本章首先在开路线的基础上加载

PIN 二极管，组成共面波导移相微结构，研究微结构对移相器性能的影响。根据仿真结果优化结构设计，最终设计了一种可以在 220-240GHz 频率下，实现 5 位电控的，最大相移为 90° 的共面波导移相器结构。在设计优化移相器结构的同时，探索了移相器的各个参数对器件幅频特性以及相频特性的影响。

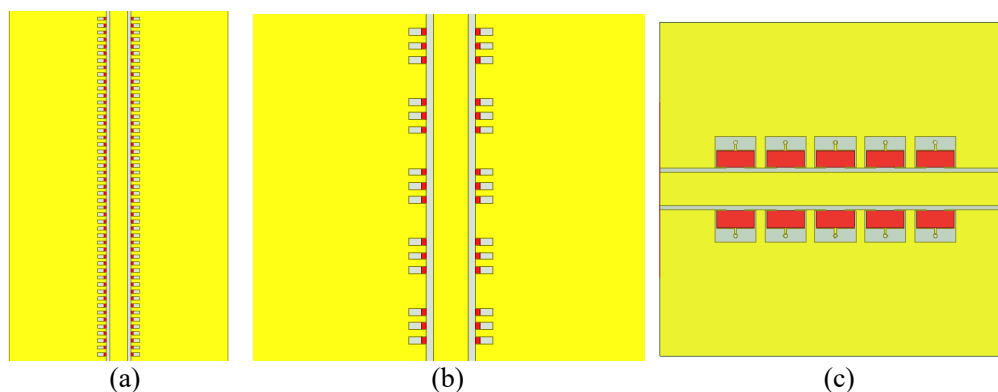


图 3-9 共面波导移相器。(a)分布式移相器模型；(b)5 位共面波导移相器模型；(c)5 位共面移相器优化模型

3.2.2 共面波导移相器的研究与分析

本小节对共面波导移相器进行研究，以探究微结构尺寸参数对移相器性能的影响。根据二极管的开关状态所表现出不同的阻抗特性，在图 3-9 的红色部分，用真空材料和金属材料模拟仿真二极管的开路和短路状态。根据传输线原理，微结构的长度选用 $1/8$ 工作波长以内，可以较好的等效成容抗元件。在实际的仿真实验中，一路微结构是以中心带线为轴，相互对称的两个加载 PIN 二极管的开路线，由于一路微结构引入的相移较小，为了得到更加明显的结果，遂选用三路微结构做一个微结构单元进行仿真实验，一路微结构单元的关断或导通，使得该微结构单元内部所有 PIN 二极管同时开路或短路。仿真模型如图 3-10 所示，

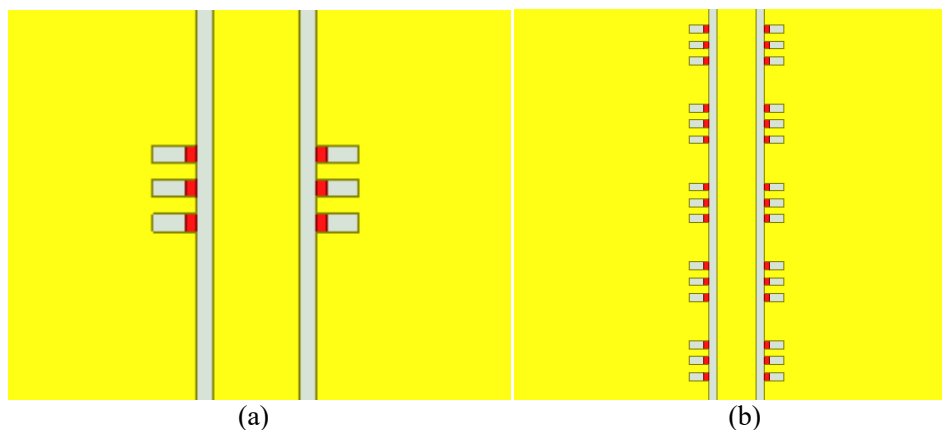


图 3-10 相移单元。(a)5 位太赫兹移相器；(b)5 位太赫兹移相器

对 5 位太赫兹移相器的仿真结果如下：

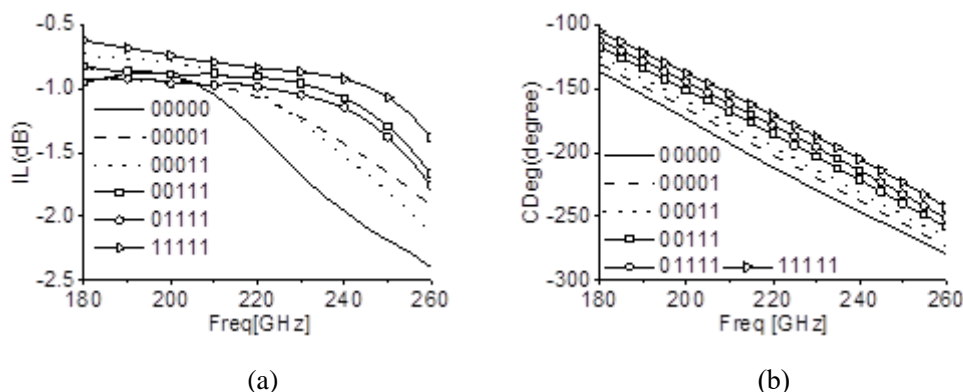


图 3-11 5 位太赫兹移相器 6 个主要状态。(a)插入损耗；(b)相移

图 3-11 所研究的是微结构单元通断数量所引起的移相器 S 参数的改变，图中每个状态的“*****”代表五个微结构单元，每个“*”表示其中一个微结构单元的通断状态，“0”表示关断，“1”表示导通，这样共组成 6 种主要的相移状态。通过对这样 6 种状态的移相器模型进行仿真实验，得到移相器的主要移相状态，由图 3-11(a)可以看出在 180-260GHz 的范围内其插入损耗 $\leq -3\text{dB}$ ，相邻两个状态之间的平均相移量为 8.4° ，最大相移量为 41° ，其中微结构关断的越多，器件的插入损耗越严重，相移量也越大。插入损耗最严重的状态发生在 PIN 二极管全部导通的状态下，即图 3-11(a)中对应“00000”的曲线，在 230GHz 频段下的插入损耗为 -1.6dB； S 参数最优的状态存在于二极管全部关断的时候，对应图中“11111”所表示的曲线，该时刻在 230GHz 频段的插入损耗为 -0.9dB。根据第二章负载型移相器的工作机理，引入负载导致移相器电抗改变，进而引入额外的相移和插入损耗。

针对微结构相同开关状态数量，不同开关位置的研究由图 3-12 给出，由于状

态较多，这里选择展示了一路微结构导通的仿真结果。

如图 3-12 所示，两种不同的开关状态之间相差不到 1° ，插入损耗几乎相同。联系上面关于不同微结构开关数量对移相器性能的仿真研究结果，根据第二章的传输线理论中关于终端短路传输线的讨论，四分之一工作波长以内的开路传输线可以等效为容抗。图 3-10 中每个微结构单元都可以等效为一个由 PIN 二极管控制的并联容抗，利用式(2-25)和(2-26)可以分析一个微结构单元产生的相移和插损，整个移相器可以看做许多个微结构单元的级联，整体移相器所产生的相移可以由每个 PIN 二极管导通时引入的相移之和得到，于是本章移相器结构的相移量是由引入微结构的数量所决定的。同样的方法可以用来分析移相器的插入损耗特性。这可以解释仿真实验得出的结果。因此，在之后关于共面波导移相器的内容中主要讨论不同开关数量引起的移相器 S 参数的改变。

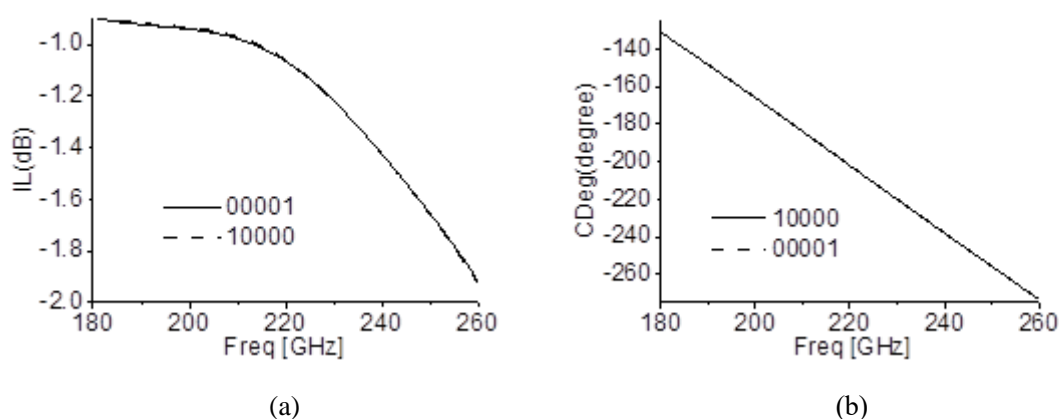


图 3-12 相同开关状态数量的条件下不同开关位置的。(a)插入损耗特性；(b)相频特性

另一种太赫兹移相器如图 3-9(a)所示。其采用与之前的设计思路不同，采用分布式共面波导移相器的设计思想，并不划分微结构单元，在此基础上对这种移相器作初步的探索和研究。

图 3-13 是对分布式共面波导移相器的仿真结果，该实验对两种极端状态进行仿真实验，得到在 230GHz 频段上达到 100° 的相位差，同时插入损耗不超过-3dB。对这种移相器的仿真实验表明，这种加载微结构的移相器是确实可行的，可以在 230GHz 频段附近实现电控移相的目的。同时，研究移相器结构明确了这种移相器的移相特点，为之后仿真实验打下了基础。

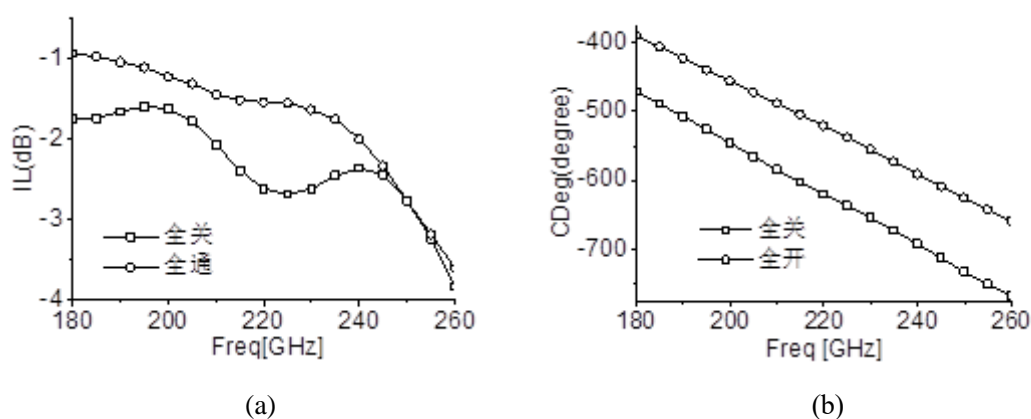


图 3-13 采用分布思想设计共面波导移相器 S 参数。(a)插入损耗特性；(b)相频特性

3.2.3 共面波导移相器的优化

对共面波导移相器的优化是在其模型的基础上，加入二极管馈电电路，用来模拟直流电压对于移相器状态的控制。在图 3-9(c)中，二极管 P 极由微结构中心的过孔加载直流电压进行馈电和控制，二极管的 N 极之间连接到共面波导的地平面上，从而构成控制回路。

优化方案借鉴了上面对共面波导移相器的仿真数据结果，先对两种极端情况，微结构“全通”和“全断”状态，进行仿真实验。相较于其他状态，“全通”状态引入的额外阻抗最多，其插入损耗最大，因此首先探究全通状态下的插入损耗，以确定移相器的工作状态。其次，综合移相器的仿真实验结果和理论分析，“全断”状态下引入的额外负载最少，几乎等于共面波导所产生的相移，因此比较“全通”和“全断”状态下的相位差的大小可以得到这种移相器的最大相移范围，若两种状态的相位差足够大，再对该结构进行深入的探究。

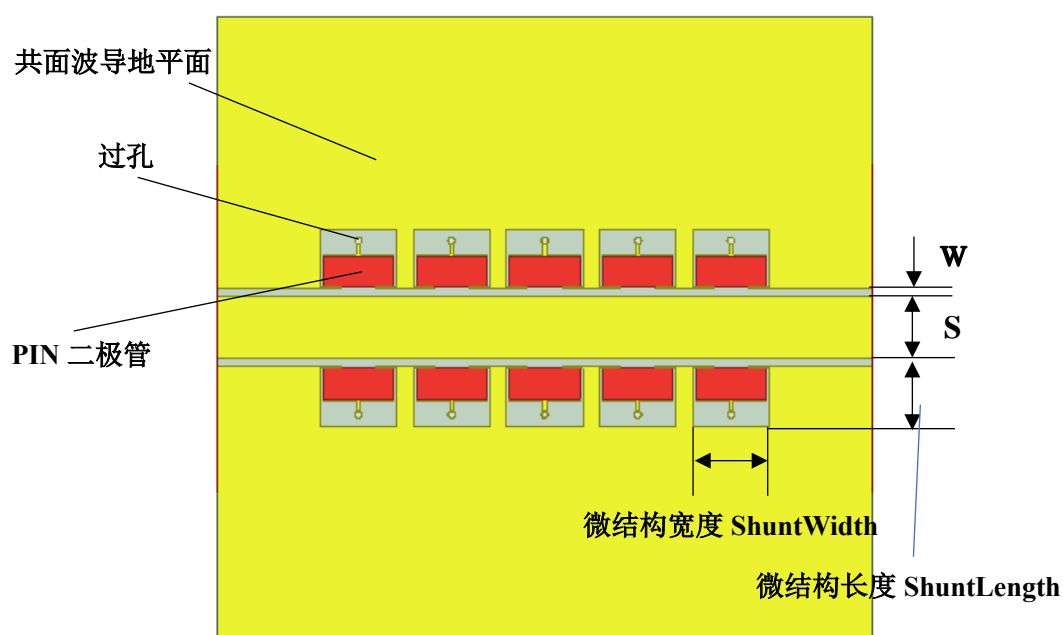


图 3-14 5 位共面波导移相器模型

改进后的模型如图 3-14 所示，同时增大或缩小微结构的尺寸，包括微结构的长度 $shuntlength$ 和宽度 $shuntwidth$ ；改变和共面波导相关的尺寸，包括中心带线宽度 W ，中心带线和槽宽度之比 $S/(S+2W)$ ，基板厚度 h ，以及金属层厚度 t ，以找到最优的单元尺寸。具体研究方案结合上一节对共面波导移相器的研究，针对每种参数的研究取“全通”和“全断”两种状态进行研究，根据对共面波导移相器的研究表明，对比这两种状态代表了移相器的性能优劣。各项参数的仿真数据显示在下图中，下面就不同参数的模拟结果给出说明。

3.2.3.1 共面波导敷铜层厚度 t 的研究

从图 3-15 中可以看出，“全断”状态下的插入损耗相较于“全通”状态表现更差，因此主要考察“全断”状态下敷铜层厚度对移相器插入损耗的影响。在“全断”条件下 $1\mu m$ 敷铜厚度的插入损耗特性最优，在 $200GHz-240GHz$ 频率下 S_{21} 大于 $-3.5dB$ 。敷铜厚度为 $5\mu m$ 和 $10\mu m$ “全断”状态下的 S_{21} 分别大于 $-4dB$ 和 $-6dB$ 。同时敷铜层厚度对移相器相位特性的影响如图 3-16 所示，在 $220-240GHz$ 频率范围内，“全断”状态的移相器相位几乎不随厚度变化而改变，“全通”状态的移相器相位随厚度增加而增大。因而，移相器的相移特性随着敷铜层厚度的增加而增大。相移量并不严格按照线性增长，平均每增长 $1\mu m$ 产生 4° 的相移。

结合第二章对共面波导原理的介绍，根据式(2-33)可知共面波导的特性阻抗与其下介质基板的厚度 h_3 ，和上介质基板厚度 h_4 有关。增大覆铜厚度相当于改变了 h_4 。因此改变了共面波导的特性阻抗。结合仿真结果，最终选用 $1\mu m$ 敷铜厚度进行移

相器设计。

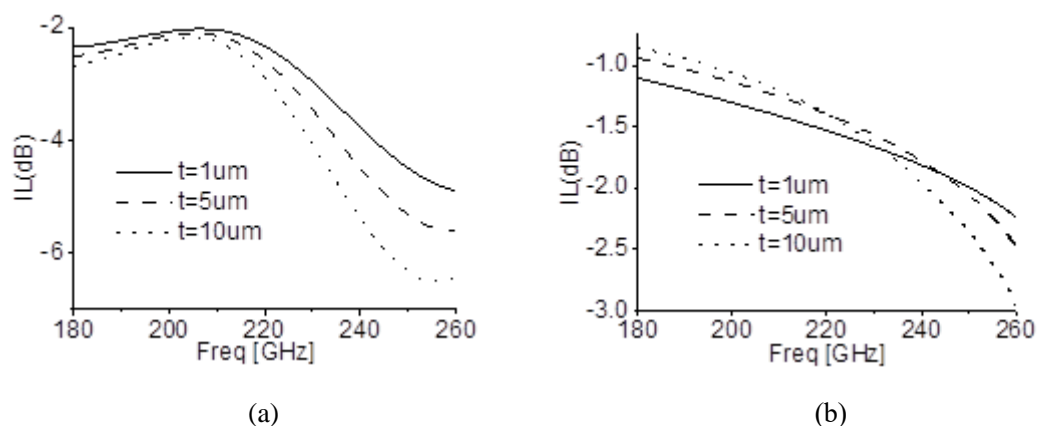


图 3-15 金属厚度对移相器插入损耗特性影响。(a) “全断” 状态；(b) “全通” 状态

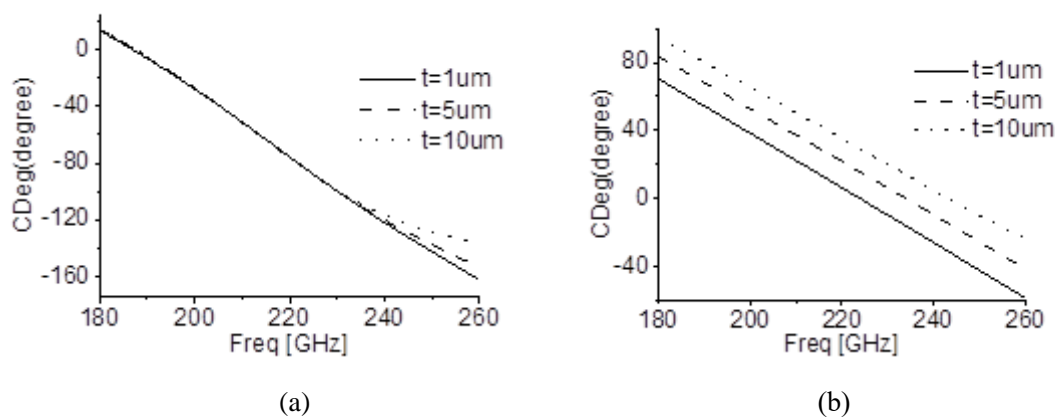


图 3-16 金属厚度对移相器相移特性影响。(a) “全断” 状态；(b) “全通” 状态

3.2.3.2 微结构宽度 shuntwidth 的研究

对微带线宽度 shuntwidth 的研究是为了优化共面波导移相器的 S 参数特性，找到最优的移相器宽度尺寸。图 3-17 显示了对共面波导移相器微结构宽度 shuntwidth 对移相器 S_{21} 的影响。

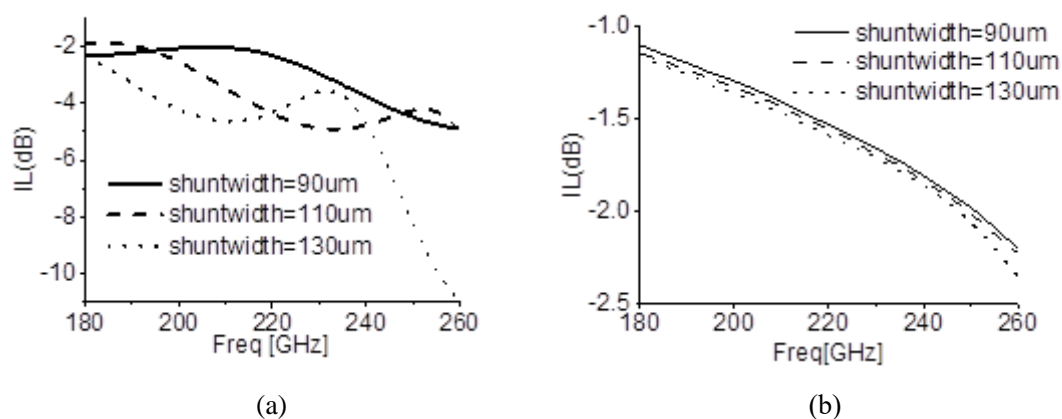


图 3-17 并联支路宽度对移相器插入损耗特性影响。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

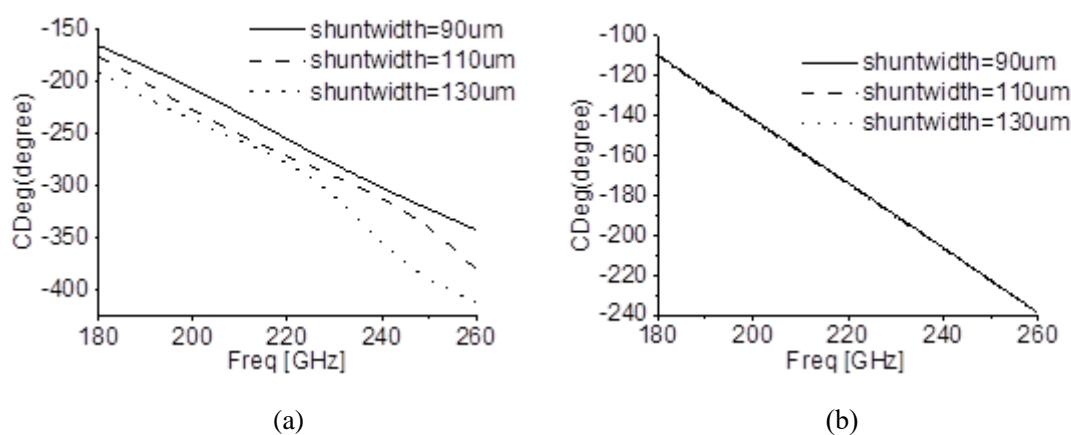


图 3-18 微结构宽度对移相器相移特性影响。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

在“全断”状态下,微结构宽度对插入损耗影响较为明显, shuntwidth 为 90um 时,幅频特性最好,在 180GHz-240GHz 范围内 S_{21} 优于-3dB。而当 shuntwidth 分别为 110 和 130um 时, S_{21} 分别在 220GHz 附近和 190GHz 附近首次达到-4dB。“全通”状态下各微结构宽度的幅频特性在 180GHz-260GHz 范围内均优于-3dB。图 3-18 显示了微结构宽度 shuntwidth 对移相器相频特性的影响。“全断”状态下,移相器相频特性随微结构宽度的增大而增大。“全通”状态下,移相器相频特性基本不变。通过对比相同微结构宽度 shuntwidth “全通”和“全断”状态下的相位差,可以得到该微结构宽度下移相器的相移。从图中可以看到当微结构宽度 shuntwidth 分别为 90、110 和 130um 时,移相器分别产生 50° 、 60° 和 70° 的相移。结果表明在适当范围内改变移相器宽度可以起到优化的作用。

3.2.3.3 基板厚度 h 的研究

对基板厚度 h 的研究是通过改变模型的厚度系数 kh 来改变基板厚度,通过仿

真找到合适的介质厚度，厚度系数是 HFSS 仿真模型中一个用来计算介质基板厚度的参数，与厚度呈反比， kh 值越大，基板厚度越小。

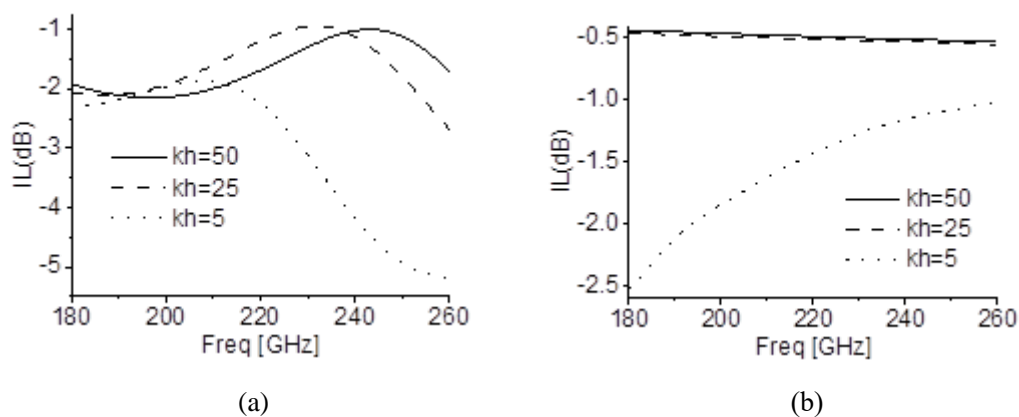


图 3-19 基板厚度对移相器插入损耗特性影响。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

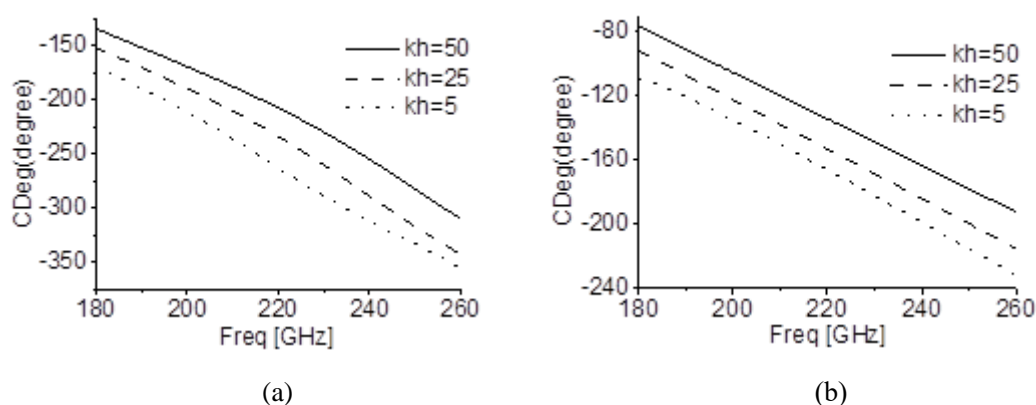


图 3-20 基板厚度对移相器相频特性影响。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

根据图 3-19(a)所示，“全断”状态下各厚度下的 S_{21} 都存在一个中心频率点，在中心频点处 S_{21} 最优。Kh 分别为 5、25 和 50 的情况下，中心频点分别在 210 GHz、230GHz 和 250GHz 附近。频点随厚度的减小而趋向于高频区域。当 $kh=25$ ，即基板厚度为工作长度一半的时候，中心频率点处于 230GHz 附近，频点处的 S_{21} 优于-1dB。图 3-19(b)显示了“全通”状态下基板厚度对 S_{21} 的影响，在 $kh<8$ 的情况（图中未显示）下 S_{21} 迅速变差，在 $kh=25$ 即基板厚度为工作波长的四分之一时， S_{21} 优于-0.5dB。图 3-20 显示了基板厚度对相频特性的影响，通过对各基板厚度条件里的两个状态下的相位的差值进行计算，可以得到各基板厚度在二极管开关状态切换而得到的相移。结果显示，基板厚度对移相器相频特性影响不明显，均为 60° 。根据实际仿真结果来看，基板厚度取工作波长的四分之一即可。

3.2.3.4 中心带线与槽线之比的研究

图 3-21 显示了部分仿真结果,反映了其对 S_{21} 的影响,其中 $k=S/W$ 为 HFSS 仿真模型中一个参数,“全断”条件下,当 k 分别为 0.2、0.6 和 1 的时候,在 220GHz-240GHz 范围内 S_{21} 分别大于-3dB、-3.5dB 和-4.5dB。“全通”条件下 S_{21} 分别大于-2dB、-2.5dB 和-3dB。 S_{21} 的仿真结果表明, $S/(S+2W)$ 越小, S_{21} 越优的趋势。图 3-26 显示了部分相频特性的仿真结果,结果显示出 k 值越小,不同状态切换所带来的相移量越大。实际优化移相器结构时,选用 $k=0.125$,令移相器特性阻抗为 50Ω 的情况下,使得移相器的插入损耗特性和幅频特性最优。

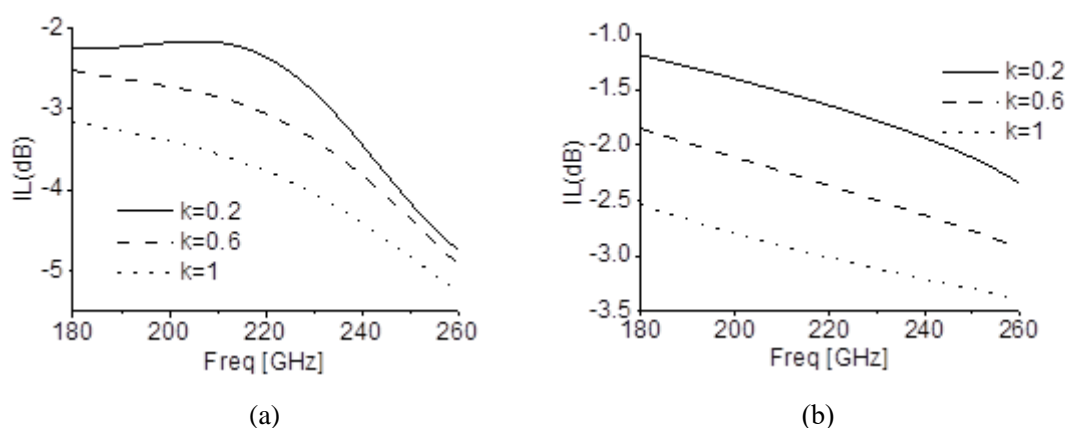


图 3-21 $S/(S+2W)$ 对移相器插入损耗特性影响。(a)“全断”状态；(b)“全通”状态

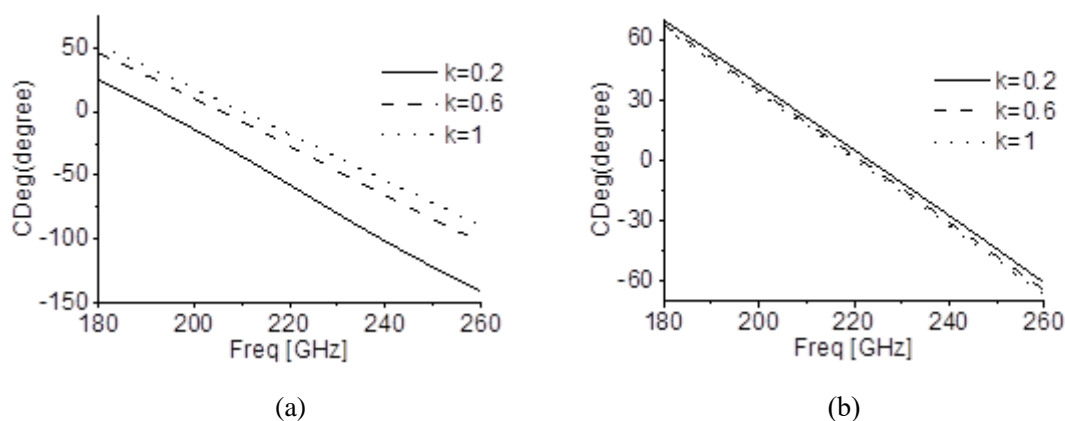


图 3-22 $S/(S+2W)$ 对移相器相移特性影响。(a)“全断”状态；(b)“全通”状态

根据上一小节对共面波导移相器的仿真结果和上图所示的对移相器各参数对移相器性能影响的研究的综合考虑,决定对移相器 S 参数影响较大的微结构进行优化。具体方案为,增大或缩小微结构的尺寸,包括并联传输线的长度和宽度,以找到最优的单元尺寸;改进后的模型如图 3-14 所示,该模型缩短了 PIN 二极管地

平面输入端的尺寸，并且根据上图的数据，选择微结构宽度 $\text{shuntwidth}=100\mu\text{m}$ ，敷铜厚度 $t=1\mu\text{m}$ ，开槽与中心带线之比 $S/W=0.125$ ，基板厚度为四分之一工作波长，同时对开路传输线的长度进行分析以得到最优解，其仿真结果如图 3-23 所示。先对微结构长、 shuntlength 从 $60\mu\text{m}$ 到 $100\mu\text{m}$ 以 $10\mu\text{m}$ 为步长进行仿真实验。传输线长度的最小范围是考虑到 PIN 二极管加过孔的尺寸所设定的，最大范围是根据共面波导尺寸所设定的长度范围， $10\mu\text{m}$ 步长做粗略扫描先确定移相单元长度 $70\mu\text{m}$ - $80\mu\text{m}$ 为最优解的大致范围，然后再在范围内对其进行精确仿真实验。实验结果可参考图 3-23 和图 3-24。更加精确的仿真参数由图 3-25 和图 3-26 给出。

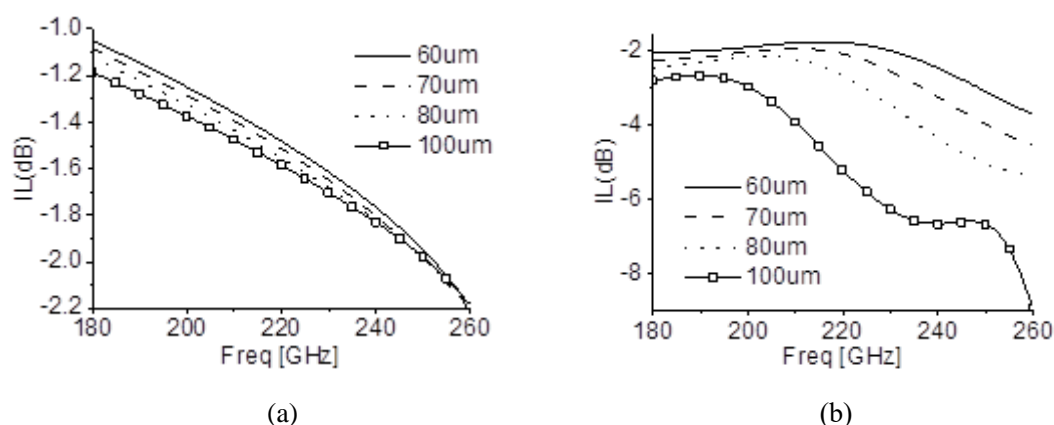


图 3-23 微结构长度优化对移相器插损影响。(a) “全断” 状态；(b) “全通” 状态

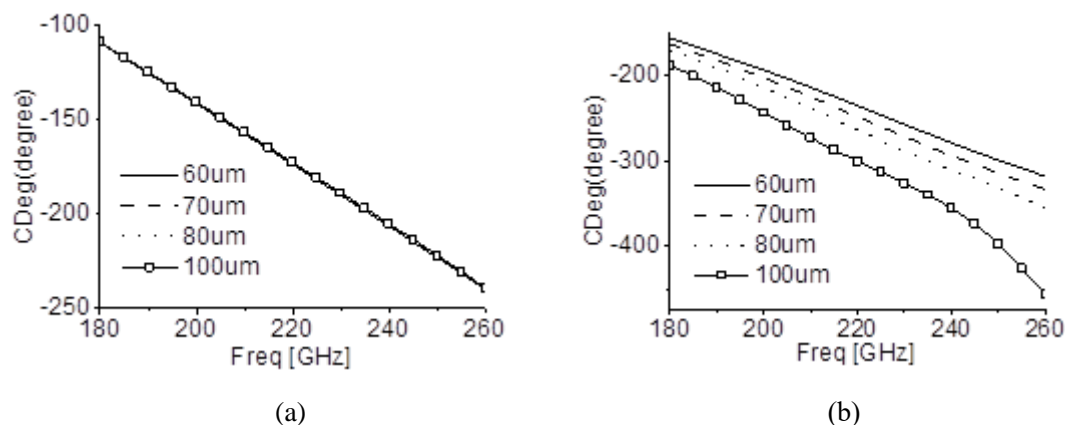


图 3-24 微结构长度优化对移相器相移影响。(a) “全断” 状态；(b) “全通” 状态

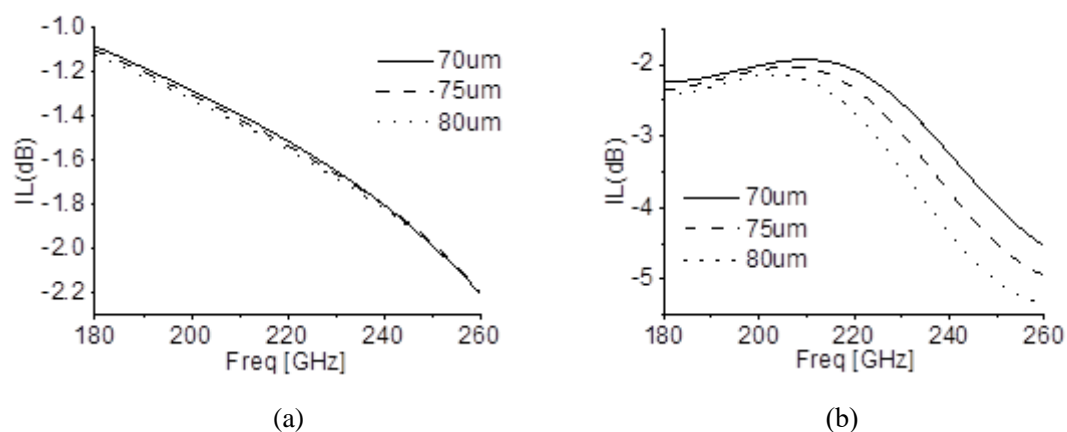


图 3-25 微结构长度精确优化对移相器插损的影响。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

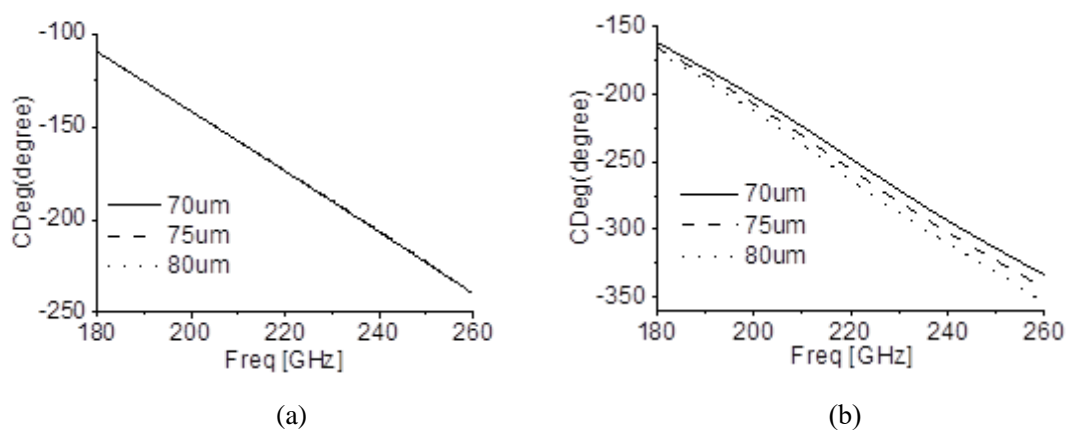


图 3-26 微结构长度精确优化对移相器相移的影响。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

表 3-1 状态编码与相移量的关系

状态	相对于“00000”状态的相移
00001	15°
00011	33°
00111	56°
01111	68°
11111	90°

经过对移相器模型的仿真探索，最终确定 75um 为最优的微结构长度，其在 220GHz-240GHz 之间可用的移相器模型，在 230GHz 频段最大插损为-3.2dB，可用实现最大为90° 的五位电控共面波导移相器。该模型通过改变不同的开关数量可以实现15°、33°、56°、68°和90°共五种主要的相位变化。优化后的 S 参数如图 3-27 所示。

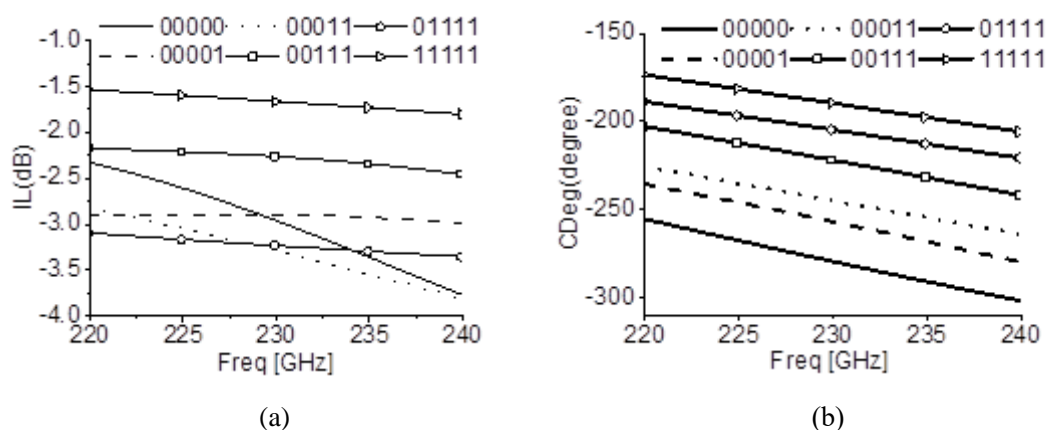


图 3-27 优化后不同状态下共面波导移相器 S 参数。(a)插入损耗特性；(b) 相移特性

3.3 本章小结

本章完成了对基于微带线和共面波导的太赫兹移相器结构的探索和研究，分别设计并实现了 6 状态的微带线太赫兹移相器，和 5 位共面波导移相器。基于微带线结构的移相器的研究与探索。选择负载线型移相器模型，利用微带线微结构线进行移相，使用 PIN 二极管进行开路线控制。在 220GHz-280GHz 的宽频带范围内，得到了相位可调制的移相器模型。并对模型参数进行分析，为太赫兹微带线移相器结构的研究提供了参考。基于共面波导结构的移相器的研究。根据传输线理论在共面波导中的运用，利用共面波导微结构进行相移，使用 PIN 二极管进行控制，在 220-240GHz 频率范围内，模拟得到 $S_{21} > -4\text{dB}$ 的插入损耗。同时，在 230GHz 处最大相移范围 90° ，5 位电控制的 32 个不同的相移状态。并且深入探讨了共面波导的几个主要参数对于该共面波导移相器 S 参数的影响，为今后共面波导移相器的设计打下了基础。

第四章 矩形波导加载平面微结构的太赫兹移相器研究

4.1 “工”字型移相器微结构的理论基础

本章设计的“工”型移相器是将移相微结构加载到波导中，通过二极管控制微结构垂直臂的通断，以改变波导中的相位常数，从而实现相位控制的目的。“工”型微结构主要包括垂直臂，水平臂，以及微带辐射线。经仿真实验和参数优化，最终在 221GHz-243GHz 的频段内实现了，插入损耗 $\geq -3\text{dB}$ ，最大相移 180° ，在 230GHz 频率下可以实现主要 31° 、 63° 、 85° 、 117° 、 154° 和 180° 相移的六位电控移相器。

4.2 “工”型移相器微结构的模型设计

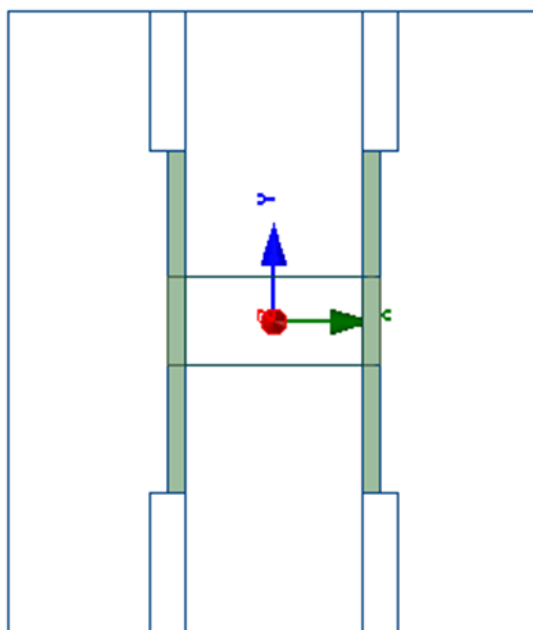


图 4-1 “工”型移相器侧视图

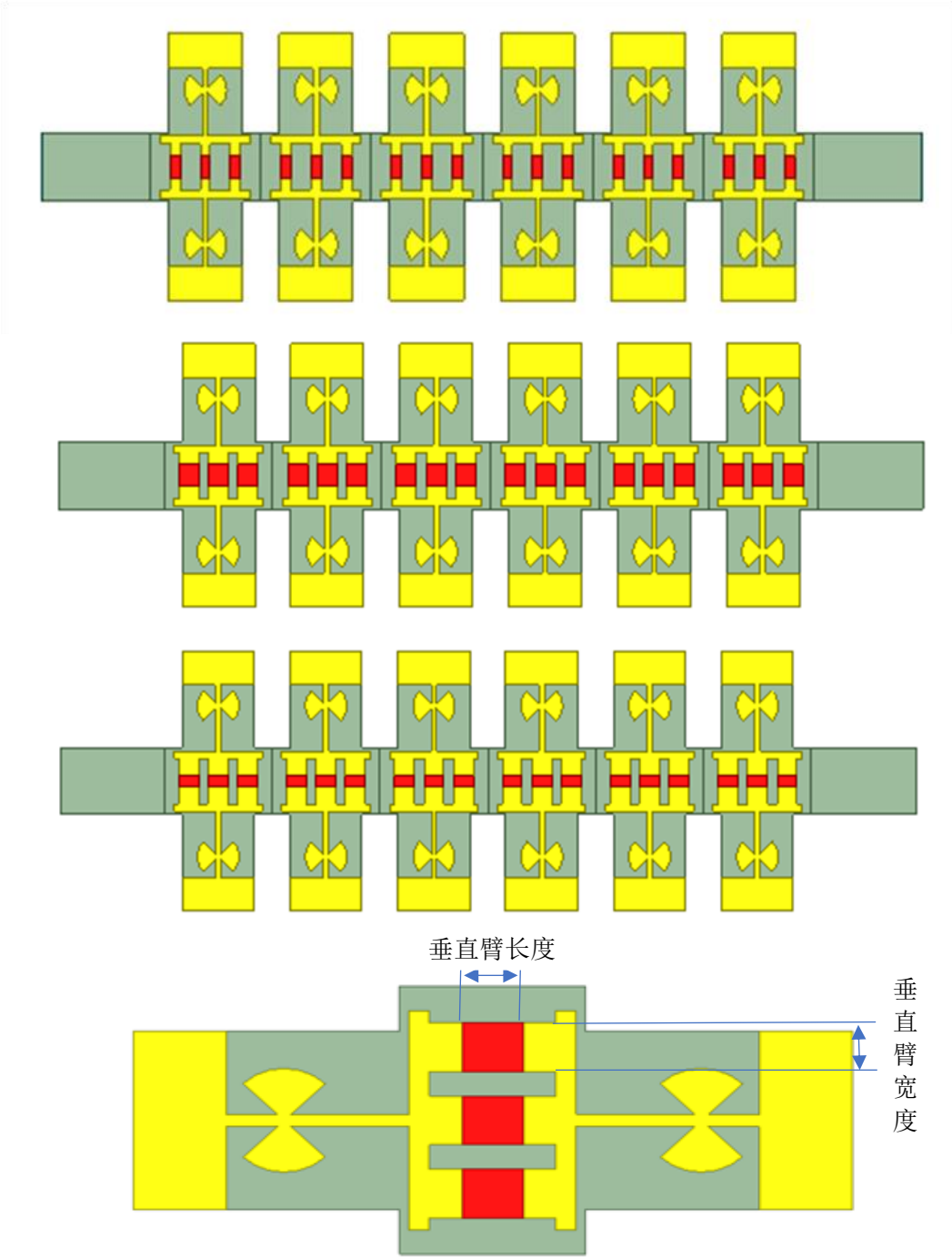


图 4-2 6 位 “工” 型移相器微结构的仿真模型

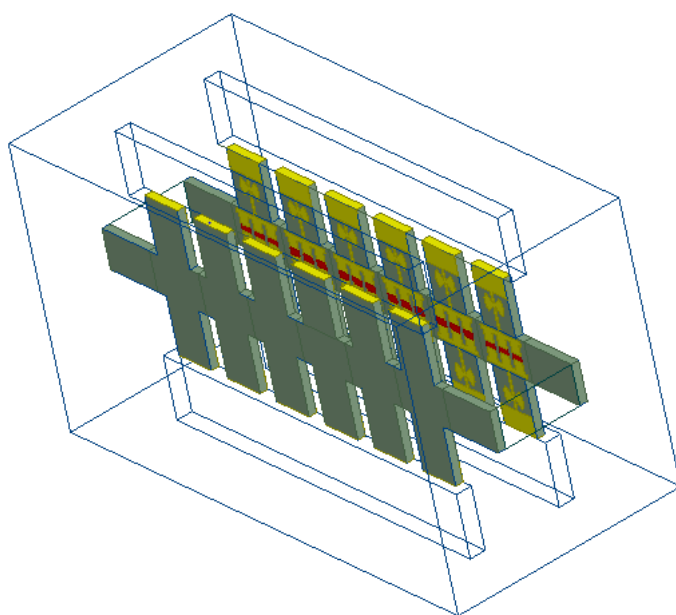


图 4-3 “工”型微结构的移相器模型

本章的“工”型微结构移相器根据传输线原理，采用了负载线型移相器结构，利用 PIN 二极管控制臂的通断来控制移相器相位常数的变化，从而达到电控相移的目的。微结构加载在 WR-4 标准的矩形波导内，矩形波导内部部分挖空以引入馈电线路，同时波导内壁和微结构之间的缝隙应尽可能小，以避免电磁波能量的泄露，而造成的插入损耗过大的问题。经过优化，该微结构在 230GHz 为中心的频段附近可以实现最多 180° 的相移。

4.3 “工”字型移相器微结构的研究与分析

首先研究了“工”型移相器微结构的开关特性，即控制其它参数不变的同时，考察不同 PIN 二极管通断状态下移相器的 S 参数特性。仿真实验在垂直臂为 80um 的宽度下进行，结果如图 4-4 所示。图中标注了几个对移相器相位特性影响较大的开关状态。可以看出，该移相器的 S 参数特性和上一章的负载线型移相器特性相同，不同开关数量引入相移量要远大于不同开关位置引入的相移量。在 220GHz 频段下，000000 状态和 000001 状态的相位差为 31° ，而 000001 状态和 100000 状态则相差了不到 1° 。就插入损耗特性而言，“全通”状态的插入损耗特性最好，优于 -1dB，“全断”状态的插损特性最差，优于 -3dB。定性而论，这和上一章所讨论的负载线型移相器的插入损耗特性是相同的。

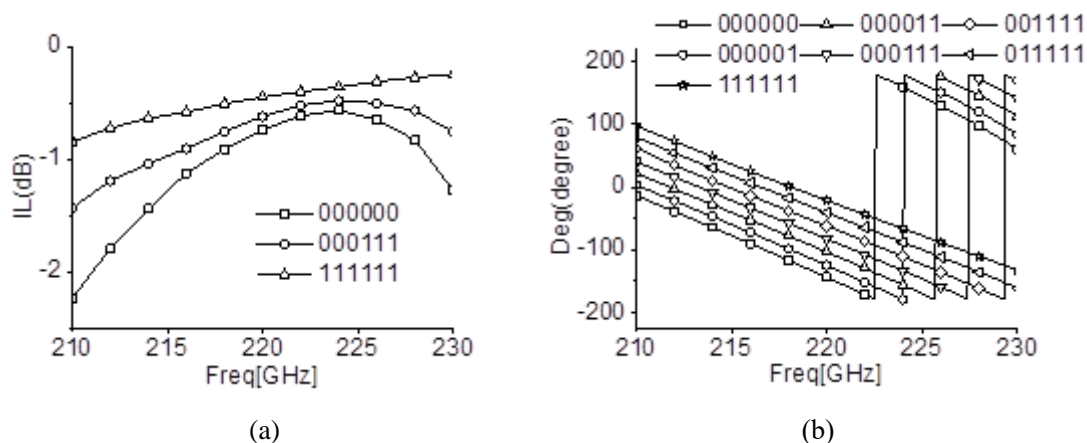


图 4-4 垂直臂宽度 80um 时 6 位移相器 S 参数。(a)插入损耗特性；(b)相频特性

由于垂直臂上加载二极管，是“工”型移相器模型中的材料需要变化的器件，所以移相器的优化要针对垂直臂进行仿真实验。首先对垂直臂的宽度进行优化，研究“工”型移相器关于不同垂直臂宽度的 S 参数特性。仿真实验分别在“全通”和“全断”两种状态下进行，优化参数范围的选择是根据 PIN 二极管的最小尺寸和“工”型微结构的基板尺寸而来，本章选择参数在 40-180um 之间进行优化，仿真结果由图 4-5 和 4-6 所示。可以根据插入损耗参数图看出“工”型移相器“全断”状态存在带阻特性，其中心频率随垂直臂的宽度的增加而向上增长。“全通”状态的带阻特性则和垂直臂的宽度无关，其中心频率在 200GHz 附近。这是由于 PIN 二极管材料的改变，使得波导在“全断”状态下呈现出了类似谐振腔滤波器的特性。同时，对比不同状态的相移特性曲线，可以得到宽度越宽相移量越大。由此，我们选择宽度为 180um 的垂直臂进行进一步的仿真实验。

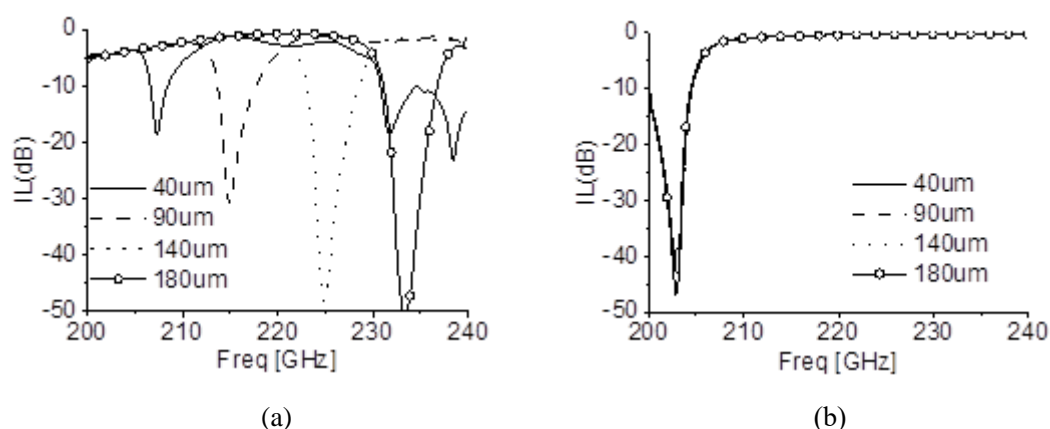


图 4-5 不同垂直臂宽度引起移相器插损变化。(a)“全断”状态；(b)“全通”状态

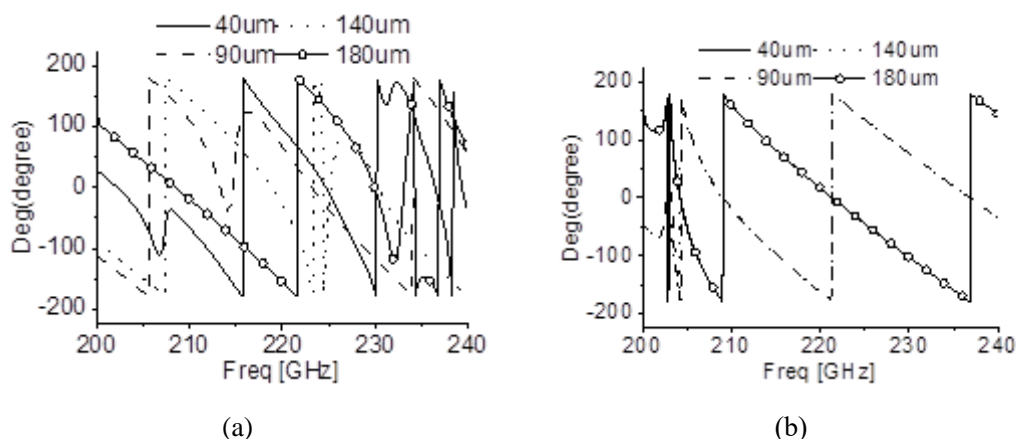


图 4-6 不同垂直臂宽度引起移相器相频变化。(a) “全断”状态；(b) “全通”状态

在进一步的仿真实验里，将垂直臂的宽度固定，同时研究垂直臂长度对于移相器性能的影响。这里展示一个中间数据和最终的数据。图 4-7 是垂直臂长度为 160um 时仿真实验 S 参数，其中幅频特性曲线的中心频率处的带阻特性和 PIN 二极管通断数量有关，PIN 二极管通断数量越多，移相器的带阻特性就越明显。这和上述讨论的谐振腔滤波器的原理是一致的。但是其带阻特性的中心频率在 230GHz 附近，遂减小垂直臂长度，以获得所期望的通带范围。

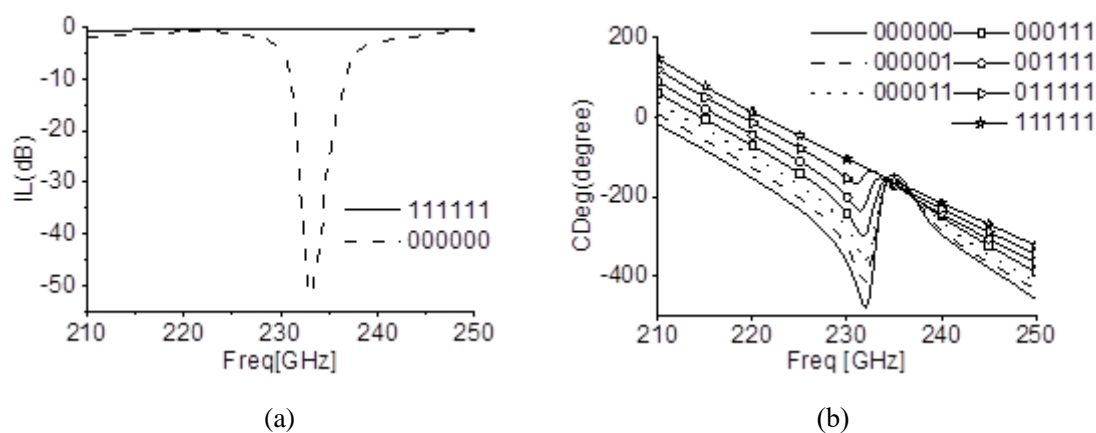


图 4-7 垂直臂长度为 160um 时移相器的 S 参数。(a)插入损耗；(b)相频特性

图 4-8 展示了 6 位加载平面微结构移相器的 S 参数。这种结构的移相器可以通过电流控制 PIN 二极管，从而实现在不改变器件结构的基础上控制移相的效果，在 221GHz-243GHz 的频段内，各状态的插入损耗 $\geq -3\text{dB}$ ，二端口的最大相移 180° ，在 230GHz 频率下，“111111”状态下的插入损耗为 -1.6dB，可以实现主要 31° 、 63° 、 85° 、 117° 、 154° 和 180° 相移的六位电控移相器。状态编码与相移量的关线见表 4-1。

表 4-1 状态编码与相移量的关系

状态	相对于“000000”状态的相移
000001	31°
000011	63°
000111	85°
001111	117°
011111	154°
111111	180°

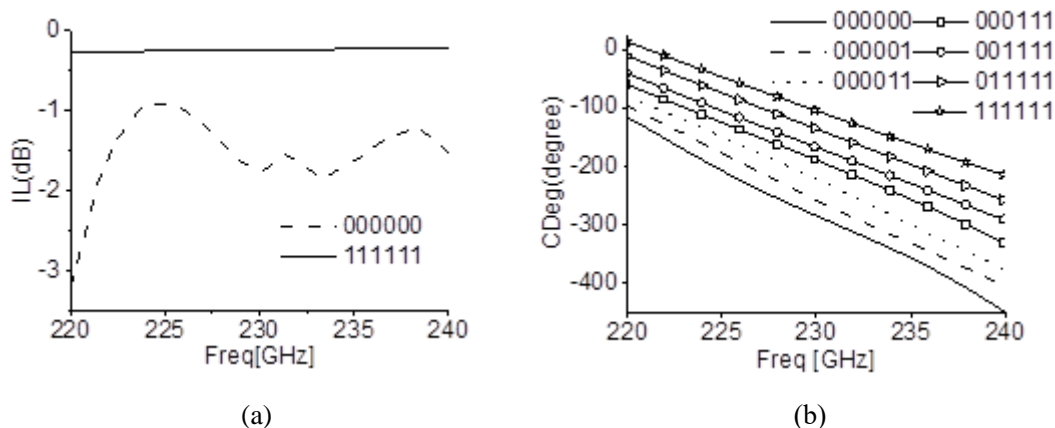


图 4-8 垂直臂长度为 90um 时移相器的 S 参数。(a)插入损耗；(b)相频特性

“工”字型太赫兹移相器微结构的引入，使得移相器可以在不改变波导结构的基础上，通过控制 PIN 二极管的通断来影响波导 E 面电场，从而影响传播常数，实现了移相功能。对该移相器性能进行分析后发现，可以通过增加相同数量移相微结构的方式，实现 360° 相移功能。对以上所提出的方案建模，并进行电磁仿真分析，进一步确定该方案的可行性，仿真模型如图 4-9 所示。图 4-11 显示了仿真所得的加载 12 位“工”字型微结构移相器的 S 参数，其中标识 X_1 表示了有 X 个微结构处于导通的状态。由图 4-11 可见在 225-235GHz 频率下的插入损耗大于-3dB，在 230GHz 频率左右可以获得最多 360° 的相移量。具体的状态编码与相移量的关系由表 4-2 给出。

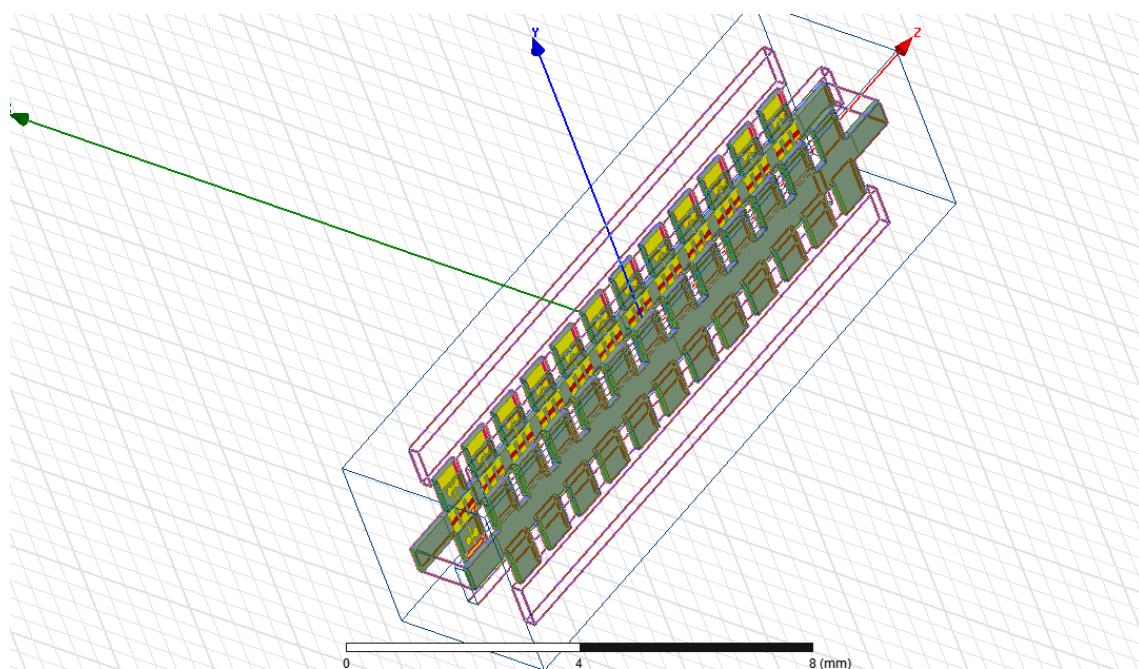


图 4-9 加载 12 位“工”字型微结构移相器仿真模型

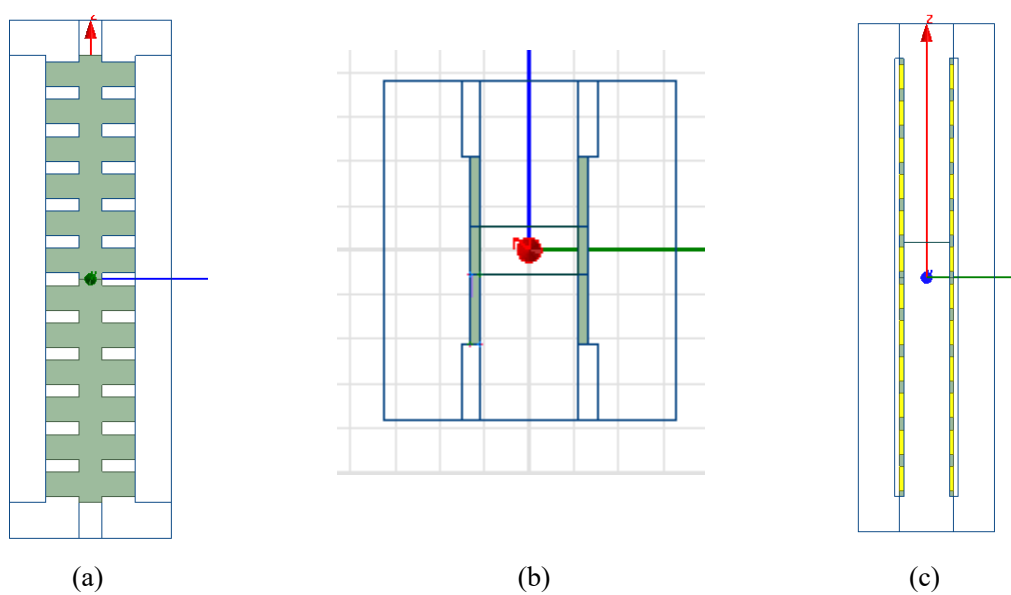


图 4-10 仿真模型。(a)侧视图(b)正视图(c)俯视图

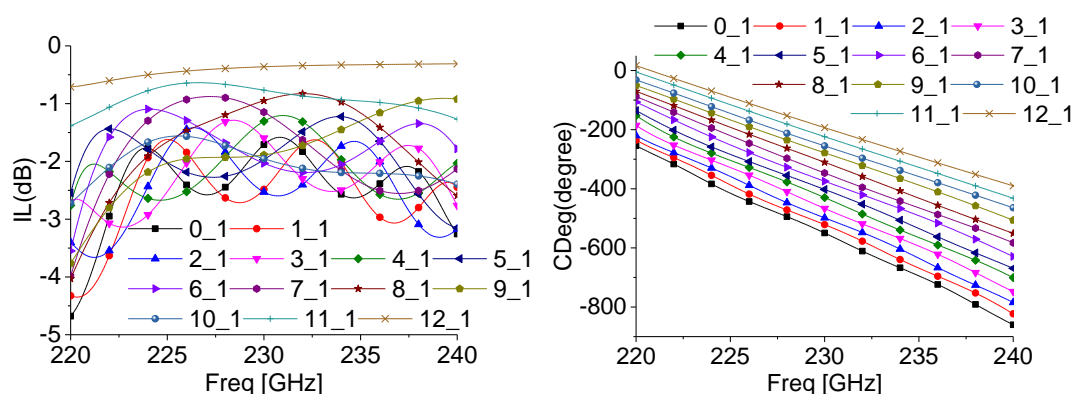


图 4-11 加载 12 位“工”字型微结构移相器的 S 参数。(a)插入损耗；(b)相频特性

表 4-2 加载 12 位“工”字型微结构移相器的状态编码与相移量的关系

状态	相对于 0_1 状态的相移
1_1	30°
2_1	53°
3_1	84°
4_1	121°
5_1	150°
6_1	178°
7_1	205°
8_1	242°
9_1	275°
10_1	298°
11_1	329°
12_1	360°

4.4 本章小结

本章完成了对基于微带线和共面波导的太赫兹移相器结构的探索和研究，设计研究了 6 位加载平面微结构的太赫兹移相器，平面微结构选择了上一章节充分讨论的负载线型移相器模型，利用垂直臂加载 PIN 二极管进行移相，同时使用 PIN-二极管进行相位控制。在 221GHz-243GHz 的频带范围内，得到了相位可调制的移相器模型。并对模型参数进行分析，为太赫兹移相器结构的研究提供了思路。各状态的插入损耗 $\geq -3\text{dB}$ ，二端口的最大相移 180° ，可以实现主要 31° 、 63° 、 85° 、 117° 、 154° 和 180° 相移的六位电控移相器。通过增加微结构至 12 个，可以实现 360° 相移。

第五章 全文总结

本论文以传输线理论为基础,根据负载线型移相器模型设计了三种基于新型平面结构太赫兹的移相器和基于波导加载平面微结构移相器。第一种是基于微带线的太赫兹移相器,其利用了传输线理论中终端线的电路模型,结合微带线的设计思想,设计出了一种利用终端线等效阻抗产生相移,通过 PIN 二极管进行相位控制的移相器微结构。对这种移相器模型的仿真结果进行分析,发现了其幅频和相频特性与移相器模型参数之间的关系,最终得到了相位可调制的移相器模型,并且在 220GHz-270GHz 的宽频带范围内的最大插入损耗为-2.83dB,可以在 230GHz 频率下实现 4° , 9° , 16° , 40° , 52° , 62° 的六种状态的相移。

第二种是基于共面波导的太赫兹移相器,在微带线太赫兹移相器设计的基础上,结合共面波导的本征参数,设计出类似的移相微结构。之后对这种移相器模型的各项尺寸参数对 S 参数特性的影响进行了详细的讨论,发现这种模型的插入损耗相对较小,相移量更大,结构更紧凑,更适用于电控移相器。得到了在 220-240GHz 频率范围内,模拟得到 $S_{21} > -4\text{dB}$ 的插入损耗,在 230GHz 处最大相移范围 90° , 5 位电控制的 32 个不同的相移状态的加载线型移相器。

第三种为矩形波导加载的太赫兹平面移相器微结构,在第四章根据矩形波导 E 面的电场分布特性,设计一种加载于波导内侧面的“工”字型移相器微结构,其可以在不改变波导结构的前提下,通过电控实现相位调制。分析这种微结构的内部尺寸对移相器幅频和相频特性的影响,明确了其结构特性,并发现加载平面微结构的矩形波导移相器能对电磁波进行更加精确的相位调制,同时可以获得更大的相移量。最终得到了 6 位加载平面微结构的太赫兹移相器模型,在 221GHz-243GHz 的频带范围内,各状态的插入损耗 $\geq -3\text{dB}$,二端口的最大相移 180° ,可以实现主要移相状态为 31° 、 63° 、 85° 、 117° 、 154° 和 180° 相移的六位电控移相器。增加移相微结构至 12 个,可以在相对较窄的频段实现 360° 全相移。

当前,国内外基于平面结构太赫兹移相器的研究主要集中在 100GHz 以下的频段,对于更高频段传输线结构的太赫兹移相器的研究不多,我们重点探讨了波导加载微结构的 G 波段移相器,该研究给更高频段的移相器设计打下了基础。但本论文设计的移相器通过增加单元结构数目将增加相移量,但这将使总的插入损耗增加,在后续的研究中,我们将采用新材料、新结构方案,如材料复合多层介质和人工表面等离子体激元结构,降低插入损耗的同时获得大角度(360°)相移量的太赫兹移相器。

致 谢

在攻读硕士学位期间，首先衷心感谢我的导师史宗君副教授，时刻关注着我的科研和学习进度情况，耐心的指导我的论文写作。在此期间，我学会了如何进行科学的分析和严谨的实验态度，同时，对我的写作水平也有很大的帮助。老师的学术精神和严谨的科研态度，是我终身受益的宝贵财富，我在这里再次向史老师致以真诚的谢意。

其次还要感谢教研室兰峰副教授和杨梓强教授在学术和平时生活上的无私指导和关怀，感谢他们在我科研工作遇到困难时给予的支持。感谢曾泓鑫博士和张亭博士在学术和日常生活中的指导。

在此还要感谢教研室史金鑫，罗峰和刘华洋师兄对我研究课题和学校生活上的帮助。

还要感谢王俊卿，王禄炆，肖冰连、宋天阳和苑勤勤在我学习和生活中的帮助和支持。

同时要感谢戢予，邓玉峰，徐溢辉，尹婧，刘棒棒，何贵举，潘一博对在我学习和生活中的热情的支持和帮助。

最后要感谢父母对我学习和生活上的鼓励，他们的期望是我前进的动力。

参考文献

- [1] 陈俊,苏凯雄.毫米波雷达系统 $0/\pi$ 开关线性调相器的设计[J].莆田学院学报,2010,17(05):67-69
- [2] 高远,蒋健,朱昌平.电磁场传输线理论仿真实验的设计与实现[J].实验技术与管理,2011,28(08):87-89
- [3] 张小飞,徐大专.6G移动通信系统:需求、挑战和关键技术[J/OL].新疆师范大学学报(哲学社会科学版),2020(02):1-12[2020-03-24].<https://doi.org/10.14100/j.cnki.65-1039/g4.20191119.001>
- [4] 王海明.6G 愿景:统一网络赋能智慧城市群[J/OL].中兴通讯技术:1-8[2020-03-24].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20191209.1331.002.html>.
- [5] Shah U , Decrossas E , Jung-Kubiak C , et al. Submillimeter-Wave 3.3-bit RF MEMS Phase Shifter Integrated in Micromachined Waveguide[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2016:1-10
- [6] Zaiden D M , Grandfield J E , Weller T M , et al. Compact and Wideband MMIC Phase Shifters Using Tunable Active Inductor-Loaded All-Pass Networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017, PP(99):1-11
- [7] 王海明.6G 愿景:统一网络赋能智慧城市群[J/OL].中兴通讯技术:1-8[2020-03-24].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20191209.1331.002.html>
- [8] Wu H Y, Hsieh C F, Tang T T, et al. Electrically tunable room-temperature 2π liquid crystal terahertz phase shifter[J]. 2006, 18(14):1488-1490
- [9] 王从思,殷蕾,李飞,应康,张轶群,王猛.分布式 MEMS 移相器桥高度与相移量的机电集成模型及应用[J].电子与信息学报,2018,40(06):1484-1491
- [10] N. Nathrath, R. Gehring, A. Gaebler, et al. Recent measurements of compact electronically tunable liquid crystal phase shifter in rectangular waveguide topology[J]. Electronics Letters, 49(21):1345-1347
- [11] Kakenov N , Ergoktas M S , Balci O , et al. Graphene based terahertz phase modulators[J]. 2D Materials, 2018
- [12] Che, W, Yung, E. K.-N, Wen, J. Effect of Waveguide Tolerance on Characteristics of the Latching Ferrite Phase Shifter in a Rectangular Waveguide[J]. Journal of Electromagnetic Waves & Applications, 18(9):1249-1258.

- [13] 陈俊,苏凯雄. $0/\pi$ 开关线性调相器在毫米波雷达系统中的设计[J]. 宁德师专学报(自然科学版),2010,22(03):268-270
- [14] 刘盛纲,钟任斌. 太赫兹科学技术及其应用的新发展[J]. 电子科技大学学报,2009,38(05):481-486
- [15] 姚建铨,迟楠,杨鹏飞,崔海霞,汪静丽,李九生,徐德刚,丁欣. 太赫兹通信技术的研究与展望[J]. 中国激光,2009,36(09):2213-2233
- [16] 杜亦佳,苏伟. 太赫兹移相器研究现状[J]. 太赫兹科学与电子信息学报,2014,12(04):496-500.
- [17] Woodward Ruth M,Wallace Vincent P,Pye Richard J,Cole Bryan E,Arnone Donald D,Linfield Edmund H,Pepper Michael. Terahertz pulse imaging of ex vivo basal cell carcinoma[J]. The Journal of investigative dermatology,2003,120(1)
- [18] Markelz Andrea,Whitmire Scott,Hillebrecht Jay,Birge Robert. THz time domain spectroscopy of biomolecular conformational modes[J]. Physics in medicine and biology,2002,47(21)
- [19] Mickan Samuel P,Menikh Abdellah,Liu Haibo,Mannella Carmen A,MacColl Robert,Abbott Derek,Munch Jesper,Zhang X C. Label-free bioaffinity detection using terahertz technology[J]. Physics in medicine and biology,2002,47(21)
- [20] Menikh Abdellah,Mickan Samuel P,Liu Haibo,Maccoll Robert,Zhang X-C. Label-free amplified bioaffinity detection using terahertz wave technology[J]. Biosensors & bioelectronics,2004,20(3)
- [21] Zhang Yao,Li Zhangjian,Li Baojun. Multimode interference effect and self-imaging principle in two-dimensional silicon photonic crystal waveguides for terahertz waves[J]. Optics express,2006,14(7)
- [22] Siegel, P. H . Terahertz technology in biology and medicine[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(10):2438-2447
- [23] 冯伟,张戎,曹俊诚. 太赫兹雷达技术研究进展[J]. 物理,2013,42(12):846-854
- [24] 郑新,刘超. 太赫兹技术的发展及在雷达和通讯系统中的应用(I) [J]. 微波学报,2010,26(06):1-6
- [25] 张健,邓贤进,王成,林长星,陆彬,陈琦. 太赫兹高速无线通信:体制、技术与验证系统[J]. 太赫兹科学与电子信息学报,2014,12(01):1-13
- [26] 陈涛,李智,莫玮. 基于模糊模式识别的爆炸物 THz 光谱识别[J]. 仪器仪表学报,2012,33(11):2480-2486
- [27] 张雯,雷银照. 太赫兹无损检测的进展[J]. 仪器仪表学报,2008(07):1563-1568
- [28] 韩雪,苏波,张存林. 一种太赫兹微流控芯片[J]. 太赫兹科学与电子信息学报,2015,13(04):536-539

- [29] 王思江,毛洪艳,夏良平,杨忠波,魏东山,崔洪亮,杜春雷.亚波长金属块阵列的太赫兹传感芯片[J].光电工程,2016,43(01):82-87
- [30] 孙岩,程伟,陆海燕,王元,王宇轩,孔月婵,陈堂胜.InP 太赫兹功率放大器芯片[J].固体电子学研究与进展,2018,38(06):473
- [31] Nirod K. Das, Donald M. Bolle. Microwave Integrated Circuits[M].Wiley Eastern, 2005
- [32] Anonymous. Microwaves, Antennas and Propagation, Reports by A.B. Jayyousi and co-researchers describe recent advances in microwaves, antennas and propagation[J]. Electronics Business Journal,2010
- [33] Silvester P . TEM Wave Properties of Microstrip Transmission Lines[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1968, 115(1):43-48
- [34] Bormann D , Tavakoli H . Reluctance Network Treatment of Skin and Proximity Effects in Multi-Conductor Transmission Lines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(2):735-738
- [35] Wen C P . Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1970, 17(12):1087-1090
- [36] Walker J L B . A survey of European activity on coplanar waveguide[C].International Microwave Symposium Digest. IEEE, 1993
- [37] A. K. Sharma and T. Itoh.Special Issue on Modeling and Design of Coplanar Monolithic Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits[J].IEEE Trans. Microwave Theory Tech, September,1993
- [38] Dragoman M.,Block M.,Kremer R.,Buchali F.,Tegude F.J.,Jäger D.. Coplanar microwave phase shifter for InP-based MMICs[J].Dragoman M.;Block M.;Kremer R.;Buchali F.;Tegude F.J.;Jäger D.,1992,19(1-4)
- [39] Beilenhoff K, Heinrich W, Hartnagel H L. Finite-difference analysis of open and short circuits in coplanar MMICs including finite metallization thickness and mode conversion[C].International Microwave Symposium Digest,1992
- [40] Dib, N.I, Katehi, L.P.B. Theoretical and experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications[J].IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 39(5):873-882
- [41] Bromme R , Jansen R H . Systematic investigation of coplanar waveguide MIC/MMIC structures using a unified strip/slot 3D electromagnetic simulator[C].IEEE Mtt-s International Microwave Symposium Digest. IEEE, 2002

- [42] Bin Feng Zong,HuiYong Zeng,Fan Wu. Parameter Extraction Method for Planar Artificial Transmission Line[J]. Procedia Computer Science,2020,166
- [43] Kim Y , Kim S , Lee I , et al. A 220–320-GHz Vector-Sum Phase Shifter Using Single Gilbert-Cell Structure With Lossy Output Matching[J].Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2015, 63(1):256-265
- [44] Huang Y , Li X , Bao J , et al. A 1.7–2.7-GHz 4-bit Phase shifter based on packaged RF MEMS switches[J].Journal of Electromagnetic Waves & Applications, 2016:1-13
- [45] Li W T , Chiang Y C , Tsai J H , et al. 60-GHz 5-bit Phase Shifter With Integrated VGA Phase-Error Compensation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2013, 61(3):1224-1235
- [46] Song I S , Lee J G , Yoon G , et al. A Low Power LNA-Phase Shifter With Vector Sum Method for 60 GHz Beamforming Receiver[J]. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2015, 25(9):612-614
- [47] Du Y , Su W , Li X , et al. A novel MEMS distributed phase shifter for D-band application[C].IEEE International Conference on Microwave & Millimeter Wave Technology. IEEE, 2016
- [48] Talisa S H , O'Haver K W , Comberiate T M , et al. Benefits of Digital Phased Array Radars[J]. Proceedings of the IEEE, 2016:1-14
- [49] Liu T , Han K , Zhang J . Design and realization of E-band 4-bit phase shifter MMIC[C].IEEE International Conference on Communication Technology. IEEE, 2015
- [50] Guo X , Wu X , Xu Y , et al. Graphene digital phase shifter based on Defected Ground Structure for THz applications[C].IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-mtt. IEEE, 2014
- [51] 白维达,张德伟,邓海林,高勇.360°反射式移相器设计[J].信息工程大学学报,2018,19(01):20-22
- [52] 刘宇婕,张文梅.基于变容二极管的紧凑型反射移相器[J].测试技术学报,2019,33(06):489-492+508
- [53] 周成刚,刘光祜.模拟移相器的研究与实践[J].大众科技,2009(05):86-87+95
- [54] 王立发,杨瑞霞,吴景峰,贾英茜.宽带 pin 二极管单刀双掷开关的设计与实现[J].半导体技术,2011,36(03):238-241
- [55] 方春恩,李威,李先敏,李伟,任晓,刘星.PIN 型功率二极管动态特性物理模型参数提取[J].电工技术学报,2015,30(06):208-215

- [56] Sharma Neeru M,Haibara Andrea S,Katsurada Kenichi,Liu Xuefei,Patel Kaushik P. Central angiotensin II-Protein inhibitor of neuronal nitric oxide synthase (PIN) axis contribute to neurogenic hypertension[J]. Nitric oxide : biology and chemistry,2020,94
- [57] 吴安,杨洋.PIN 二极管在射频开关电路中的工作原理及应用[J].科技风,2016(10):133

攻读硕士学位期间取得的成果

- [1] Zongjun Shi,Yujie Guo.A Novel terahertz Wave Microstructure Phase Shifter Loaded in Rectangular Waveguide.2019 International Vacuum Electronics Conference.2019.