

硕士学位论文

电调谐超常媒质研究

**RESEARCH ON ELECTRONIC TUNING  
METAMATERIAL**

王石龙

哈尔滨工业大学

2014 年 6 月

国内图书分类号: TM154  
国际图书分类号: 654

学校代码: 10213  
密级: 公开

## 工学硕士学位论文

# 电调谐超常媒质研究

{ 硕 士 研 究 生: 王石龙  
导 师: 孟繁义教授  
申 请 学 位: 工学硕士  
学 科: 电磁场与微波技术  
所 在 单 位: 电子与信息工程学院  
答 辩 日 期: 2014 年 6 月  
授 予 学 位 单 位: 哈尔滨工业大学

Classified Index: TM154

U.D.C: 654

Dissertation for the Master Degree in Engineering

# **RESEARCH ON ELECTRONIC TUNING METAMATERIAL**

<b>Candidate :</b>	Wang Shi Long
<b>Supervisor :</b>	Prof.MengFanYi
<b>Academic Degree Applied for :</b>	Master of Engineering
<b>Speciality :</b>	Electromagnetics and Microwave Technology
<b>Affiliation :</b>	Electronics and Information Engineering
<b>Date of Defence :</b>	June, 2014
<b>Degree-Conferring-Institution :</b>	Harbin Institute of Technology

## 摘 要

近年来,随着人工左手介质的实现,超常媒质方面的研究受到人们越来越多的关注。在超常媒质中引入电调谐材料,可以克服超常媒质频带窄的缺点,使超常媒质具有可重构特性。

在电调谐方式选择上,液晶调谐具有工作频率高、调谐率高、性能稳定等优点,在微波、毫米波等领域应用广泛。本文从电调谐方法出发,重点研究了液晶电调谐方式。应用公式法建立了液晶的压控偏转特性模型并对相关参数进行了分析,提出并设计了一种迭代计算饱和偏压下液晶排布的方法。研究了两种液晶介电参数测量方法,并对相应的系统误差进行了分析。

基于液晶电调谐方式和共面波导结构,本文研究了一种双压液晶调谐的复合左右手传输线。根据等效电路原理,研究了一种基于  $S$  参数的本构参数提取方法,提取了该传输线结构的等效介电常数和等效磁导率。设计了该结构由非平衡状态调节到平衡状态的方法,并在此基础上深入研究了该结构单元的移向效果。通过合理控制偏压,在中心频率为  $16\text{GHz}$ ,带宽为  $300\text{MHz}$  的范围内实现  $\pm 15^\circ$  的复合左右手相移。

**关键词:** 电调谐; 液晶; 超常媒质; 复合左右手传输线

## Abstract

In recent years, with the implementation of artificial LHM ,research on metamaterial has attracted more and more attention. The shortcomings of the narrow band can be overcome by adding electrically tunable materials in metamaterial,which makes metamaterial become reconfigurable.

As a new method of electrical tuning,liquid crystal has a high operating frequency, high tuning rate and stable performance,which make it widely used in microwave, millimeter wave and other fields. Starting from the electrical tuning methods,this paper focus on the research of the LC electrical tuning. The corresponding formula method is applied to establish the voltage-rotation pattern of liquid crystal molecule and related parameters are analyzed. Propose a method for iterative calculation of liquid crystal molecule arrangement under saturation bias. Study two methods for dielectric crystal parameter measurement and corresponding system errors are analyzed.

Based on liquid crystal tuning and CPW structure, a dual-voltage tunable CRLH transmission line is studied. According to the equivalent circuit theory ,a S-parameter extraction method is applied to extract constitutive parameters,including effective permittivity and effective permeability. Design a method to make the structure work at Balance state. Conduct in-depth study on the effect of phase shift for a unit.By controlling bias reasonably,  $\pm 15^\circ$  composite left and right phase shift can be achieved at the center frequency 16GHz for 300MHz bandwidth

**Keywords:** electrical tuning , liquid crystal , metamaterial , composite left-right hand

# 目 录

摘 要 .....	I
ABSTRACT.....	II
第 1 章 绪 论 .....	1
1.1 课题背景及研究的目的和意义 .....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 超常媒质的研究现状.....	3
1.2.2 液晶电调谐的研究现状.....	5
1.3 本文的主要研究内容 .....	6
1.3.1 技术指标要求.....	6
1.3.2 本文的结构安排.....	7
第 2 章 液晶基本理论和介电特性 .....	8
2.1 引言 .....	8
2.2 液晶的介电特性 .....	9
2.3 液晶介电分布的精确建模 .....	11
2.4 求解液晶介电分布的迭代方法 .....	16
2.5 本章小结 .....	19
第 3 章 液晶介电参数的测试方法研究 .....	21
3.1 引言 .....	21
3.2 带条谐振法测试液晶介电常数 .....	22
3.3 圆片谐振法测试液晶介电常数 .....	26
3.4 本章小结.....	29
第 4 章 液晶电调谐超常媒质 .....	30
4.1 基本理论.....	30
4.1.1 电调谐超常媒质分类.....	30
4.1.2 传输线型超常媒质理论.....	32
4.2 共面波导型液晶电调谐超常媒质.....	35
4.3 本章小结.....	46
结 论 .....	47
参考文献 .....	48
攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果 .....	56

---

哈尔滨工业大学学位论文原创性声明及使用授权说明 .....	57
致 谢 .....	58

# 第 1 章 绪 论

## 1.1 课题背景及研究的目的和意义

近年来,超常媒质因其在材料学、光学和电磁学的特殊性能受到了越来越广泛的关注<sup>[1-3]</sup>。按照本构参数的正负可以分为电负材料、磁负材料、左手介质,其中具有双负特性的左手介质具有最重要的研究价值,如图 1-1 所示。

虽然超常媒质具有一些异于普通媒质的优良特性,然而受限于工作带宽和损耗等因素,普通的超常媒质结构的应用受到了很大的约束。为了解决上述问题,可以在超常媒质中引入电调谐元件(变容二极管)或材料(铁氧体、液晶等),从而使超常媒质具有可重构特性。

传输线型超常媒质是一种基于传输线模型和等效电路理论的性能新颖的超常媒质。其中通过周期性加载串联电容和并联电感的复合左右手传输线(CRLH)具有很广泛的应用<sup>[5,39]</sup>,与普通的传输线相比,复合左右手传输线具有很多方面的优势。如平面电路工艺,等效媒质参数可以自由调节。可以依据其制造各种具有复合左右手特性的漏波天线、移相器、滤波器、谐振器等,具有容易实现相关器件的小型化,易于集成等优点。

液晶调谐作为一种新型的电调谐方式,具有工作频率高(微波、毫米波<sup>[4,33,44]</sup>、太赫兹<sup>[10]</sup>)、频带宽、调谐率高<sup>[62]</sup>及性能稳定等诸多优点。液晶作为一种单轴晶体,其分子长轴具有一个固定的指向。其调谐的主要原理基于液晶分子的长轴指向在电场或者磁场中发生偏转的特性。在微波器件或天线中按照一定的设计填充液晶材料,通过加偏压改变液晶分子的偏转角度,控制其介电分布,进而控制相应微波器件的工作频率和带宽等特性。

液晶分子在电压下的偏转特性的精确分析对于基于液晶材料的电调谐器件的仿真分析具有非常重要的意义。传统的公式法基于偏压弹性模型<sup>[69-70]</sup>,可以较精确地计算一些简单结构的液晶压控偏转特性,而且能看出在偏压作用下,液晶分子的偏转指向的连续变化过程。另一种方法是依据饱和偏压下,液晶分子的指向会与电场方向趋同的特性,可以通过电场分布来计算饱和偏压下液晶分子的介电分布特性。此种方法虽然不能反映液晶分子的指向在偏压场中的连续变化过程,但对于估算液晶的电调谐变化范围却很简单高效,而且适用于各种复杂的二维和三维结构。然而简单的偏压场等效方法忽略了液晶分子在偏压场作用下的感应场,因此对液晶的介电特性的评估会有一定



的偏差。图 1-2 所示为液晶分子在外加磁场中的排布情况，液晶分子与磁场线垂直，当外加场为电场时，液晶分子方向与电场方向趋同。

因为液晶的介电特性在低频段、微波段和光波段具有较大的差异，所以液晶在微波段的介电特性测试成为了液晶电调谐特性在微波段应用的必然前提。在微波段，常用的介电常数测试方法包括相移法、谐振法及谐振微扰法等。因为液晶在常温下呈液态，无机械支撑，加之精确性和鲁棒性的考虑，谐振法在液晶测试方面具有突出的优势。

将液晶调谐方式和传输线型超常媒质结合起来，就构成了液晶调谐的传输线型超常媒质。微带线型复合左右手传输线往往通过在导体带条上开缝形成交指电容的方式来实现串联电容。对于行波来说，缝隙的存在不可避免会带来辐射。因此微带线型复合左右手传输线常被用作漏波天线的应用<sup>[6]</sup>。在研究传输线型超常媒质中，等效媒质参数的提取对于传输线特性研究具有清晰直观的作用，基于等效电路的参数提取算法可以很好地反应传输线型超常媒质的传输特性。

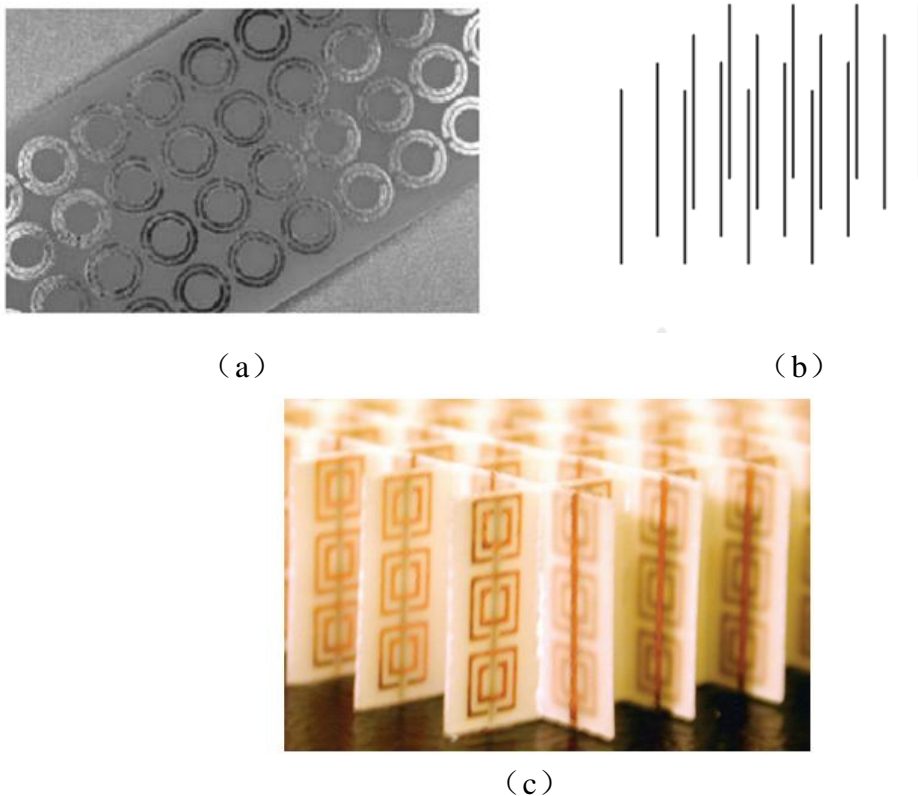


图 1-1 左手介质和相应的单元结构<sup>[7-10]</sup> (a) SRR 环阵列 (b) 金属细导线阵列 (c) 二维结构的左手介质

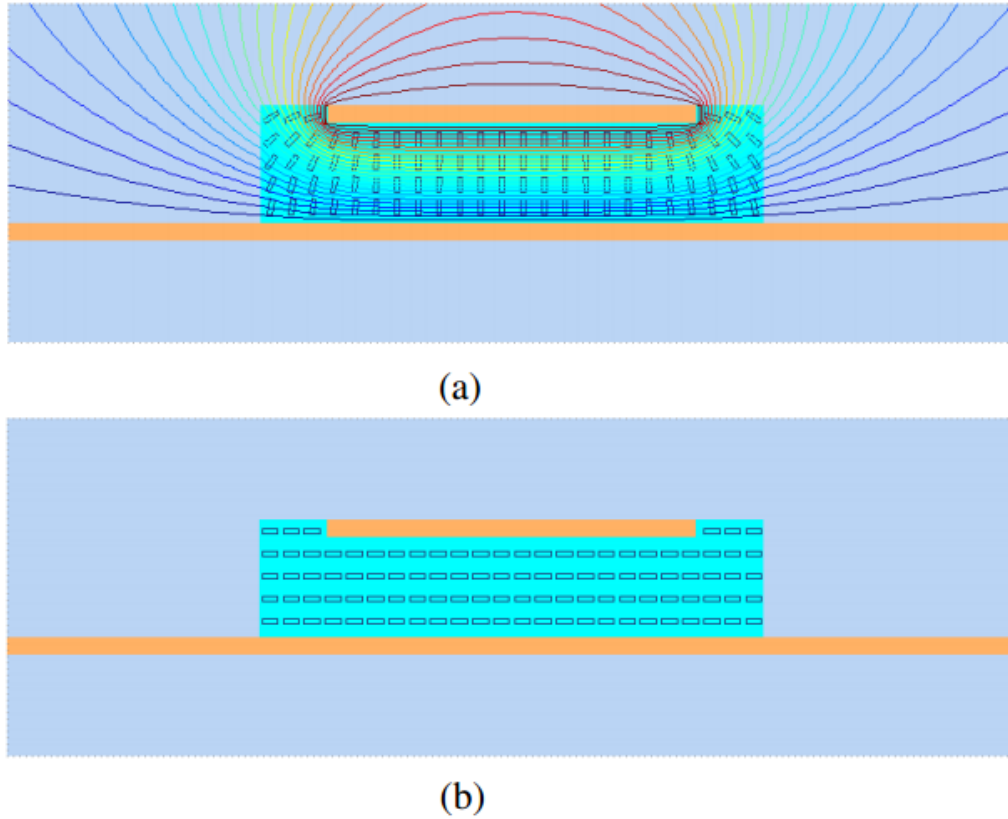


图 1-2 液晶分子沿磁场线排布情况 (a) 外加磁场时液晶的排布情况 (b) 无外加磁场时液晶的排布情况<sup>[31]</sup>

## 1.2 国内外研究现状

### 1.2.1 超常媒质的研究现状

超常媒质理论最先由苏联人 Veselago 于 1968 年提出,并预言了左手介质的一些特殊的物理特性,例如后向波特性和负折射率特性以及完美透镜等<sup>[78]</sup>。但是该研究一直停留在理论阶段,直到二十世纪 90 年代,英国的 J.B.Pendry 等人先后用细导线阵列和 SRR 环阵列分别实现了人工负介电特性和人工负磁导率特性<sup>[7-8]</sup>。美国的 D.R.Smith 等人将这两种阵列模型结合起来,成功实现了介电常数和磁导率同时为负的人工左手介质,并通过实验得到了验证<sup>[9-10]</sup>。而由细导线阵列和 SRR 环组成的左手介质模型也就成为了最为原始的谐振型超常媒质。之后对 SRR 环的改进型左手介质层出不穷,例如 S 型和  $\Omega$  型环结构,都在一定程度上改善了左手介质的电磁特性。

然而对 SRR 环的改进型并未从改变其谐振属性,因此这些结构依然面临

带宽窄、损耗大的缺点。因而，一种基于等效电路原理的非谐振式的传输线型左手材料开始被发现。Veselago 基于传输线的原理建立了左手介质的等效电路，并从等效电路的角度说明左手介质可以等效为加载了串联电容和并联电感的形式。2002 年，Caloz 等人依据该原理实现了一种具有左手特性的微带传输线耦合器，其相应的结构如图 1-3 所示。结构中的交指结构可以等效为串联电容，并联接地的微带线可以等效为并联电感。可以从色散曲线看出其具有较宽的左手通带。中科大的徐善驾教授对该结构进行了改造，去掉了并联枝节，而将通孔直接加在外围的交指结构上，从而使结构实现了简化。并依据其相位变化的特点，设计了两个相差为  $180^\circ$  的巴伦，具有较好的传输效果。

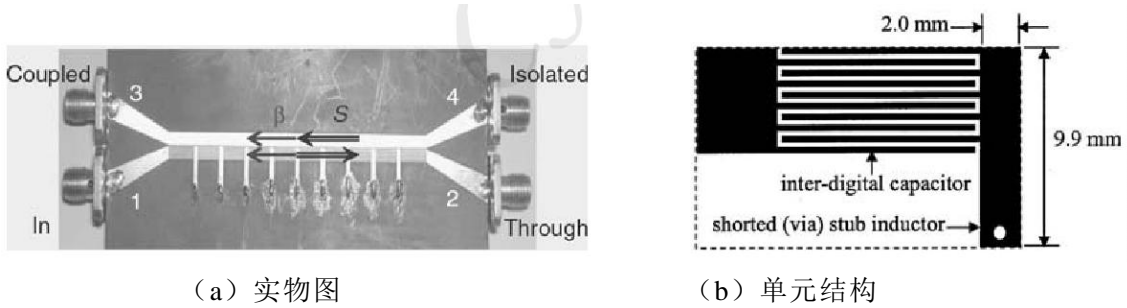


图 1-3 微带左手传输线耦合器<sup>[30]</sup>

而利用左手传输线在频率升高时，左手传输和右手传输状态交替变换的特性，可以设计一种效率很高的频扫漏波天线<sup>[11]</sup>。与传统的微带线相比，这种频扫漏波天线具有馈电简单、效率高等特性。而且理论上能实现从负向到正向的  $180^\circ$  连续扫描，而传统的漏波天线仅能实现正向  $90^\circ$  的扫描能力。

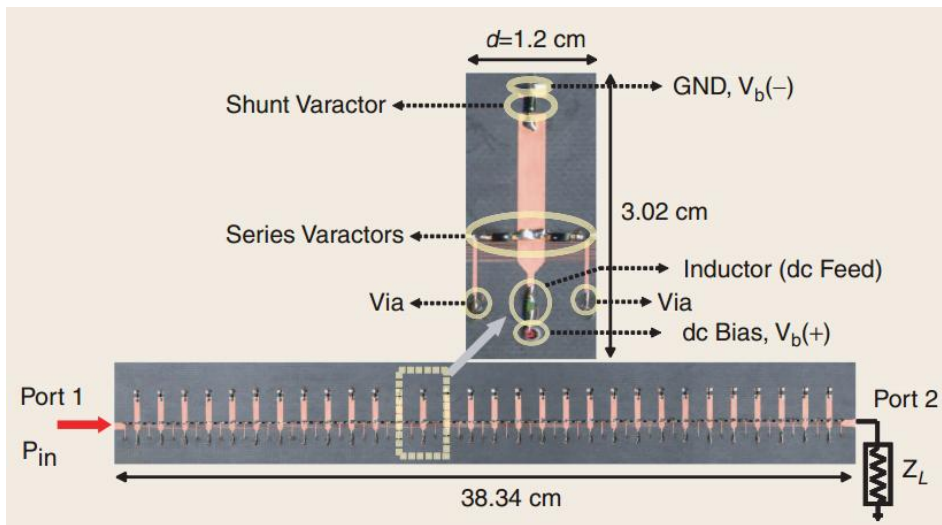


图 1-4 频扫左手漏波天线结构示意图<sup>[11]</sup>

### 1.2.2 液晶电调谐的研究现状

液晶是一种介于晶体和液态的物质。它兼具液态的流动性和晶体的各向异性等性质，主要由一些酯类、苯类、烷类等有机物组成。液晶最初由奥地利的植物学家 Reinitzer 和 Lehmann 发现<sup>[12]</sup>，距今已经有 126 年的历史。虽然液晶具有较早的发现历史，但是真正实现应用却是在 1968 年。通过改变偏压，液晶分子排布会发生变化，进而影响入射光线的偏转特性。工程师利用这一原理制造了世界上首台可用于显示的液晶屏幕。从此液晶在光学显示领域逐渐得到应用和推广，液晶显示现今已经成为了平板显示的主流<sup>[12-13]</sup>。

由于液晶单体或混晶在电场（或者磁场）中表现出的可调谐特性，液晶在光学和微波领域具有广泛的应用。其中在光学显示方面的应用已经基本成熟，但是在微波领域的研究和应用却是方兴未艾<sup>[14-15]</sup>。在微波领域的应用可以分为如下几个方面：

1. 滤波器<sup>[16-20]</sup>和谐振器<sup>[21-24]</sup>
2. 移相器<sup>[25-36]</sup>和延时线<sup>[27-38]</sup>
3. 可重构天线<sup>[39-52]</sup>
4. 频率选择表面和超常媒质<sup>[53-61]</sup>

液晶电调谐方面，德国达姆施塔特工业大学对液晶在微波方面的应用研究堪称翘楚。其相关的研究工作涉及了液晶在微波领域的大部分应用，相应的学术论文达几百篇。澳大利亚的阿德莱德大学在液晶研究方面也颇有建树。

液晶电调谐传输线型超常媒质方面，达姆施塔特工业大学的 C. Damm 等人研究出了一种基于波导结构的复合左右手漏波天线，可以在 7.6GHz 实现 $\pm 10^\circ$  的扫描角度<sup>[39]</sup>。达姆施塔特工业大学 Mar'ia Roig 等人研究出了一种基于微带线结构的液晶调谐复合左右手漏波天线<sup>[42]</sup>，可以 27GHz 实现 $\pm 20^\circ$  的扫描角度。澳大利亚国立大学的 I. V. Shadrivov 设计出了一种基于 eSRR 环的液晶电调谐超常媒质<sup>[77]</sup>。德国达姆施塔特工业大学 Matthias Maasch 研究一种基于共面波导结构的复合左右手超常媒质<sup>[58]</sup>。清华大学的赵谦和西北工业大学的张富利等人设计了几种基于 SRR 环结构的液晶电调谐和磁调谐超常媒质<sup>[53,55,60-61]</sup>。

在液晶材料方面，德国的 Merck 公司占据了全球 60% 左右的市场份额，具有垄断优势。其位于德国达姆施塔特的液晶研发中心开发出的适用于微波波段的液晶材料如 GT23001、TUD 系列等液晶材料在微波段的介电各向异性可以达到 0.8 以上，相对介电各向异性可以达到 0.25 以上<sup>[14,28,62]</sup>。

### 1.3 本文的主要研究内容

基于液晶调谐在工作频率和带宽以及调谐率上的优良特性，本文主要对液晶调谐方式进行了深入的研究。而对液晶调谐的方式的研究建立在准确的液晶压控模型的基础上。传统的公式法虽然能较准确地模拟出液晶的压控偏转特性，但是对于复杂的二维和三维结构，公式法会变得相当繁琐和复杂，给数值解法带来较大的困难，精度也会随之下降。而根据饱和偏压下，液晶分子指向与偏压场方向趋同的特性建立的模型，忽略了液晶分子在电场作用下的感应场变化，模型的精度较低。液晶在低频段、微波段和光波段的迥异的介电特性，使得液晶在微波段的介电常数测试成为了必然的要求，相应的系统误差分析对于测试方案的选择具有重要的指导作用。

传输线型超常媒质的平面结构和小型化、易于集成等特点，使其在微波领域具有较广泛的应用。将液晶材料和传输线型超常媒质结合起来，就构成了液晶调谐的传输线型超常媒质。液晶在微带线上实现串联电容时，不可避免引入开缝带来的辐射，对于复合左右手移相等微波器件而言，在微带线实现起来较为困难。而且由于导体带条和地板之间不共平面的特性，加之考虑到液晶灌装的困难性，双压调谐在微带上实现会比较困难。

为了克服以上问题，本文研究内容如下：

1.液晶基本特性研究。以液晶偏转角与介电特性的关系为切入点，深入研究了液晶的压控偏转特性，并对其进行了精确的建模分析。研究了两种建模方法，公式法和迭代法。通过公式法对液晶的属性参数的影响进行了细致的研究。通过迭代法将液晶分子在电场作用下的感应场考虑进去，仿真分析饱和偏压下，近似的液晶排布情况。

2.液晶的测试方法研究。研究了两种测试液晶的谐振方法，带条谐振法和圆片谐振法。通过仿真来模拟实测的方法，对这两种测试方法的优劣进行了分析和比较，并对两种测试方案进行了可行性论证。

3.液晶调谐传输线型超常媒质研究。研究了一种基于共面波导结构的液晶双调谐复合左右手超常媒质，根据等效电路原理，利用  $Z$  参数提取了单个单元的等效介电常数和磁导率。并据此结构设计了一种液晶双调谐复合左右手移相器，并对其移向效果进行了分析。

#### 1.3.1 技术指标要求

##### 1.液晶调谐复合左右手移相器

2.工作频率：16GHz

3.带宽：300MHz

4.相移效果： $\pm 15^\circ$

### 1.3.2 本文的结构安排

第一章主要介绍课题的研究背景以及国内外的研究现状，并给出相应的技术指标要求。

第二章在液晶的基本理论基础上，详细介绍了液晶偏转特性的精确建模方法，公式法和迭代法，并对这两种方法进行了比较。

第三章从液晶测试的必要性出发，详细介绍了两种液晶测试的方法，带条谐振法和圆片谐振法。通过系统误差分析对这两种方法进行了比较。

第四章以前两章为基础，研究了一种液晶调谐的共面波导型复合左右手超常媒质，并以此单元为基础设计了三单元的复合左右手移相器，对其移向效果进行了分析。

## 第 2 章 液晶基本理论和介电特性

### 2.1 引言

液晶常温下为液态，但其具有晶体的各向异性的性质，因此也被成为是物质的第四状态，按照合成环境可以分为热致液晶和溶致液晶。按照分子排列方式可以分为向列相(Nematic)、近晶相(Smectic)和胆甾相(Cholesteric)，如图 2-1 所示。

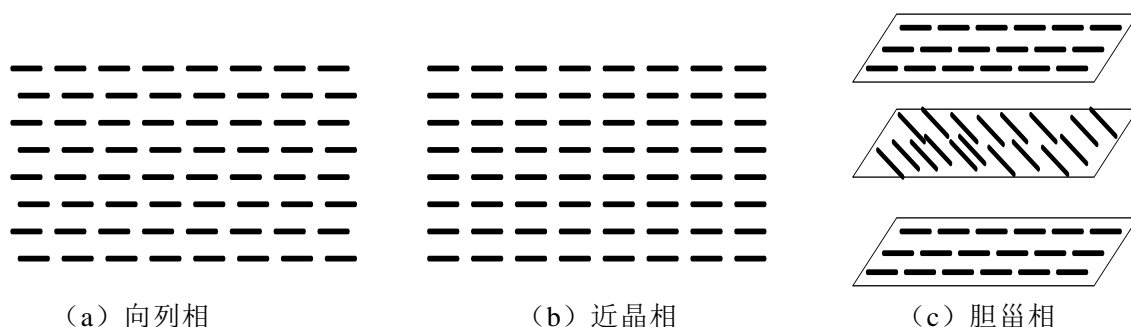


图 2-1 按照分子排布划分的三种液晶类型 (a) 向列相 (b) 近晶相 (c) 胆甾相

近晶相液晶为层状液晶，不同层液晶的分子长轴方向互相平行。层与层之间分子间作用力较弱，可以自由滑动。与其它类型的液晶相比，向列相液晶的粘度较高。

胆甾相液晶也为层状液晶，但是不同层间的长轴方向会有一定偏差。分子的取向会绕平面法线方向做螺旋状变化。具有旋光性，而且对光的散射具有选择性等特点。

向列相液晶由棒状分子组成，沿分子棒方向为分子的长轴方向。相较于近晶相和胆甾相，向列相液晶没有层状结构，因此其粘度相对较低，流动性好。在微波应用领域被广泛采用。

液晶在光学领域的应用已经基本成熟，现今广泛应用于平面显示领域。但在微波应用方面，液晶还有很大的发展空间。和其它调谐方式相比，液晶调谐具有工作频率高、损耗低，并且能在很宽的频率范围之内实现较高的调谐率<sup>[62]</sup>，因而受到人们广泛关注。根据调控方式可以分为电调谐和磁调谐两种。但无论是哪种调谐方式，归根结底都是利用了液晶分子的长轴指向在电场或者磁场中发生偏转的特性。通过控制液晶分子的偏转角度，控制其等效介电常数，进而控制其工作频率和带宽等特性。因此研究液晶在电场或者磁场中的偏转特性以及偏转特性与介电特性的对应关系是研究液晶的电调谐特性的第一步。

## 2.2 液晶的介电特性

与光学显示中的应用不同<sup>[63]</sup>，在微波领域，我们所用的液晶材料大部分为向列相液晶(Nematic)。向列相液晶一般由椭圆形的棒状分子构成，有一个固定的长轴方向，具有粘度小，流动性好等特性。如图 2-2 所示，在未加电场或磁场时，液晶分子的排布比较随意。当外界施加电场或者磁场时，液晶分子会沿着固定的方向排布。

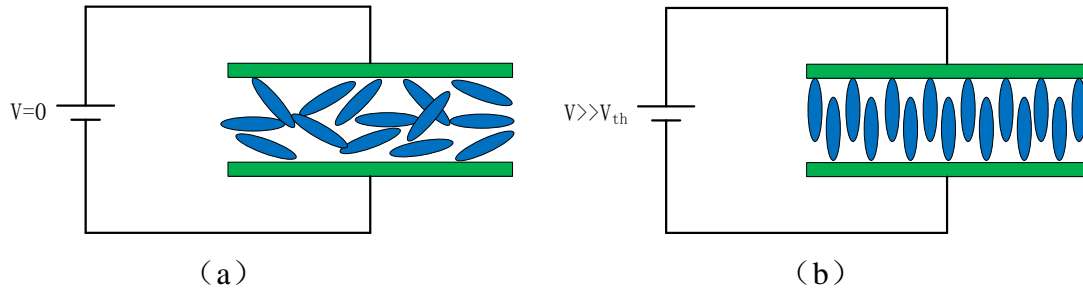


图 2-2.液晶分子排布与外加电场的关系(a)无外加电场(b)施加饱和电场( $V_{th}$  为 Freederiks 门限电压)

液晶的介电特性是其主要的参数。液晶分子具有单轴各向异性。通常情况下，我们设沿长轴方向的介电常数为  $\epsilon_{\parallel}$ ，与长轴垂直方向的介电常数为  $\epsilon_{\perp}$ 。设液晶分子长轴为  $z$  方向，则其介电常数  $\bar{\epsilon}$  为一个三阶张量。即：

$$\bar{\epsilon} = \begin{pmatrix} \epsilon_{\perp} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{\perp} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{\parallel} \end{pmatrix} \quad (2-1)$$

$$\Delta\epsilon = \epsilon_{\parallel} - \epsilon_{\perp} \quad (2-2)$$

$$\eta = \Delta\epsilon / \epsilon_{\parallel} \quad (2-3)$$

其中  $\Delta\epsilon$  为  $\epsilon_{\parallel}$  与  $\epsilon_{\perp}$  的差值，即介电各向异性，衡量液晶绝对调谐能力。 $\eta$  为  $\Delta\epsilon$  与  $\epsilon_{\parallel}$  的比值，为相对介电各向异性，衡量液晶的相对调谐能力。因此在选择液晶方面，我们需要  $\Delta\epsilon$  与  $\eta$  越大越好。表 2-1 中为 Merck 公司研发的介电特性较好的液晶材料。可以看出，现今开发的液晶材料可以在 19GHz 左右实现最大 0.27 左右的相对介电各向异性。而液晶的介电特性在很宽的频段范围之内保持不变<sup>[65]</sup>，因此表中引用的测试数据可以代表从几 GHz 到几十 GHz 的很宽频率范围内的液晶的介电特性。



表 2-1 各种类型的液晶及相应的性能表

	频 率 (GHz)	$\epsilon_{\parallel}$	$\epsilon_{\perp}$	$\Delta\epsilon$	$\tan\delta_{\parallel}$	$\tan\delta_{\perp}$	$\eta$	参考文 献
GT3-2300 1	13.5-1 9	3.28-3.3 0	2.46-2.5 0	0.82-0.8 0	0.0038-0.00 4	0.014 3	0.24 6	[14][62 ]
GT3-2400 2	6-10	3.30	2.50	0.80	0.0032	0.012 3	0.24 2	[14]
TUD-899	19	3.41	2.46	0.95	0.0025	0.006 9	0.27 9	[64]
TUD-566	19	3.2	2.4	0.8	0.0025	0.006	0.25	[28]
TUD-026	19	3.27	2.39	0.88	0.0022	0.007	0.26 9	[28]
TUD-126	19	3.27	2.39	0.88	0.0022	0.007	0.26 9	[30]

由于液晶分子在电场中会发生偏转，因而对于一个固定的坐标系而言，其介电张量 $\overline{\epsilon}$ 也会随着偏转角度 $\theta$ 发生变化。如图 2-3 所示的坐标系中，液晶分子与 $z$ 轴的夹角为 $\theta$ ，对应的归一化方向向量为 $\vec{n}$ ，则由[14][66]可以得知

$$\overline{\epsilon} = \epsilon_{\perp} \cdot e(3) + \Delta\epsilon \cdot (\vec{n} \otimes \vec{n}) = \epsilon_{\perp} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta\epsilon \cdot \begin{pmatrix} n_x^2 & n_x n_y & n_x n_z \\ n_x n_y & n_y^2 & n_y n_z \\ n_x n_z & n_y n_z & n_z^2 \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

其中 $\otimes$ 为两个向量的张量积， $e(3)$ 为单位矩阵。当液晶分子只在 $xz$ 平面发生偏转，即 $n_y=0$ 时，上式可以简化为：

$$\overline{\epsilon} = \begin{pmatrix} \epsilon_{\perp} + \Delta\epsilon \sin^2 \theta & 0 & \Delta\epsilon \sin \theta \cos \theta \\ 0 & \epsilon_{\perp} & 0 \\ \Delta\epsilon \sin \theta \cos \theta & 0 & \epsilon_{\perp} + \Delta\epsilon \cos^2 \theta \end{pmatrix} \quad (2-5)$$

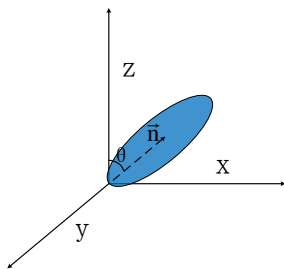


图 2-3 液晶分子取向示意图

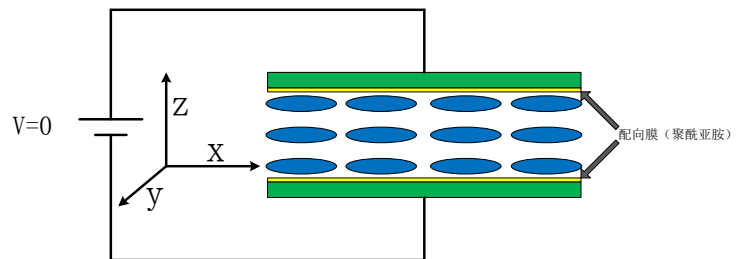


图 2-4 液晶在配向膜作用下的分子排布

由式 2-4 和式 2-5 可以看出, 液晶的介电特性  $\bar{\varepsilon}$  与液晶分子的偏转角度  $\theta$  之间有着——对应的关系。因此我们可以通过精确建模的方法计算出液晶分子在电场中偏转分布, 进而确定其在电场中的介电分布特性。

通常情况下, 在无外界电场时, 为了使液晶分子下保持同一方向排布, 我们会在与液晶相接触的基板上涂覆一层几纳米到几十纳米的聚酰亚胺配向膜。其原理为用 PI 工艺或者用天鹅绒布擦拭的方法<sup>[67]</sup>, 在聚酰亚胺薄膜上形成沿着一定方向与液晶分子尺寸大小差不多的方向预置的沟槽。这样与基板相接触的液晶分子就会沿着沟槽的方向排列。在分子间作用里的影响下, 其余部分的液晶分子也会沿着沟槽方向排列。如图 2-4 所示, 配向膜沿 x 方向配相, 电场方向为 z 方向。

配向膜可以使液晶分子沿着预定的方向排列。在加偏压之后, 液晶沿电场方向的介电常数  $\varepsilon_{zz}$  可以由  $\varepsilon_{\perp}$  变化到  $\varepsilon_{\parallel}$ 。而如果没有配向膜, 液晶的初始状态为无序状态, 沿电场方向的介电常数  $\varepsilon_{zz}$  只能由  $(\varepsilon_{\perp} + \varepsilon_{\parallel})/2$  变化到  $\varepsilon_{\parallel}$ 。因此配向膜的存在可以增大液晶的调谐范围。

## 2.3 液晶介电分布的精确建模

通常情况下, 液晶分子的偏转由外加电场或者磁场激发。如果液晶被限定在一个施加外界电场的有限大的空间  $V_{LC}$  之内, 则静电能转化为液晶的弹性势能。从微观上讲, 即液晶分子的指向  $\vec{n}$  发生偏转。为了计算平衡状态下液晶分子的指向, 自由能泛函  $F$  的最小值为<sup>[66]</sup>:

$$\min(F) = \min \left( \iiint_{V_{LC}} (g_v - g_q) dV_{LC} + \oint_S g_s dS \right) \quad (2-6)$$

$g_v$  和  $g_q$  分别为 Frank-Oseen 弹性自由能密度和静电自由能密度

$$g_v = \frac{k_{11}}{2} (\nabla \cdot \vec{n})^2 + \frac{k_{22}}{2} (\vec{n} \cdot \nabla \times \vec{n})^2 + \frac{k_{33}}{2} |\vec{n} \times (\nabla \times \vec{n})|^2 \quad (2-7)$$

$$g_q = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \bar{E} \cdot (\varepsilon_{r\perp} \bar{I} + \Delta \varepsilon_r \bar{N}) \cdot \bar{E} \quad (2-8)$$

$g_s$  为与边界条件相关的自由能密度,  $S$  为包围液晶的封闭曲面。 $k_{11}$ 、 $k_{22}$ 、 $k_{33}$  分别为与伸展、扭转和弯曲相关的弹性系数。 $\Delta \varepsilon_r = \varepsilon_{r\parallel} - \varepsilon_{r\perp}$  为静电场下的介电各向异性。 $\bar{E}$  为所加的偏压电场。在实际应用中, 为了防止静电场过大, 将液晶的分子键拉断, 对液晶造成不可逆转的破坏, 通常用 1kHz 低频交流电场来代替静电场。

对于不同的几何形状和边界条件，[68-71]给出了一些数值求解的方法。我们考虑一种简化的情形，即液晶被两块  $y$  方向无限长的平行板限制在间距为  $d$  ( $0 < z < d$ ) 空间内，液晶分子配相方向为  $x$  方向，如图 2-5 所示。对液晶施加频率为 1kHz 的交流电场，液晶分子的转向会随着电压的变化而发生变化。

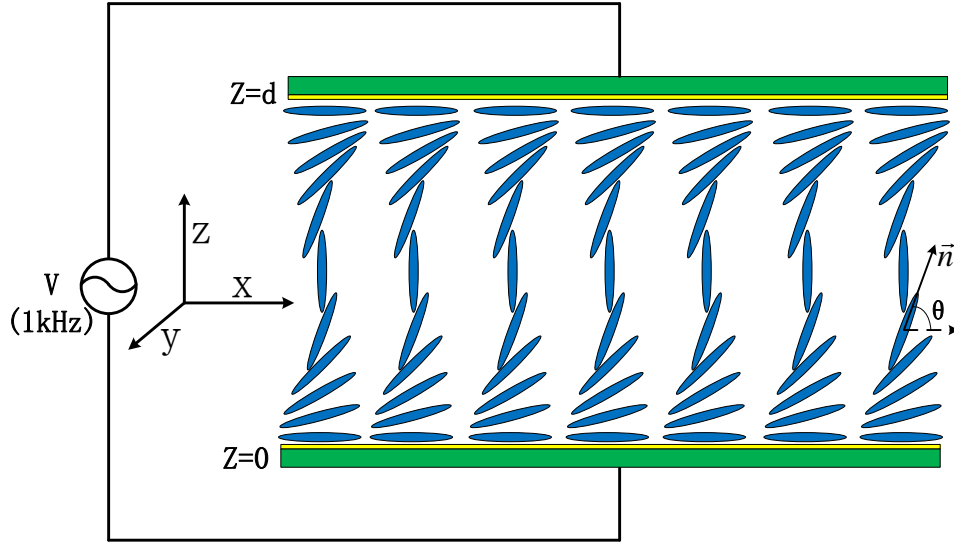
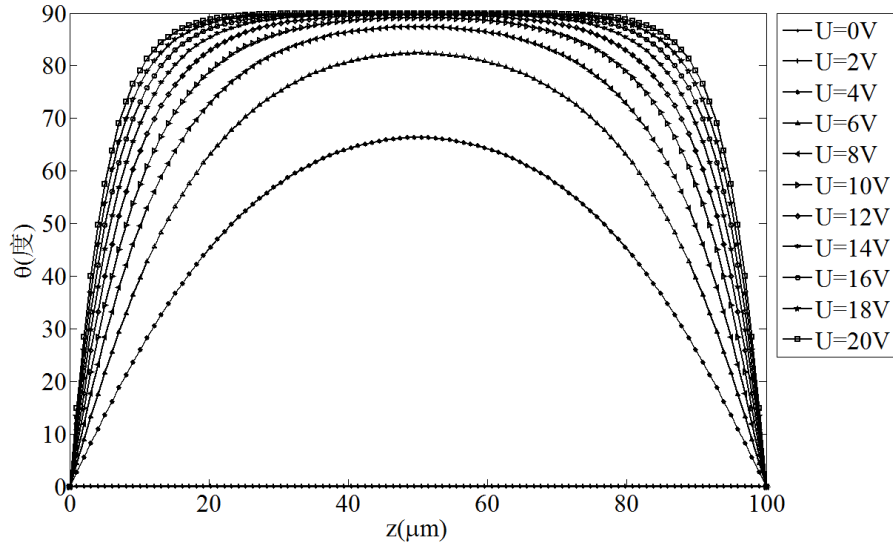


图 2-5 液晶分子在平行板偏压场中的偏转分布

基于以上假设，则式 (2-6) ~ (2-8) 中相关参数可以简化为  $\vec{E} = E_z \vec{z}$ ， $\vec{n} = \vec{n}(z) = \cos(\theta(z))\vec{x} + \sin(\theta(z))\vec{z}$ 。假定边界的配相作用对液晶分子的固定作用足够强 ( $g_s=0$ )，则式 2-6 可以简化为如下微分方程：

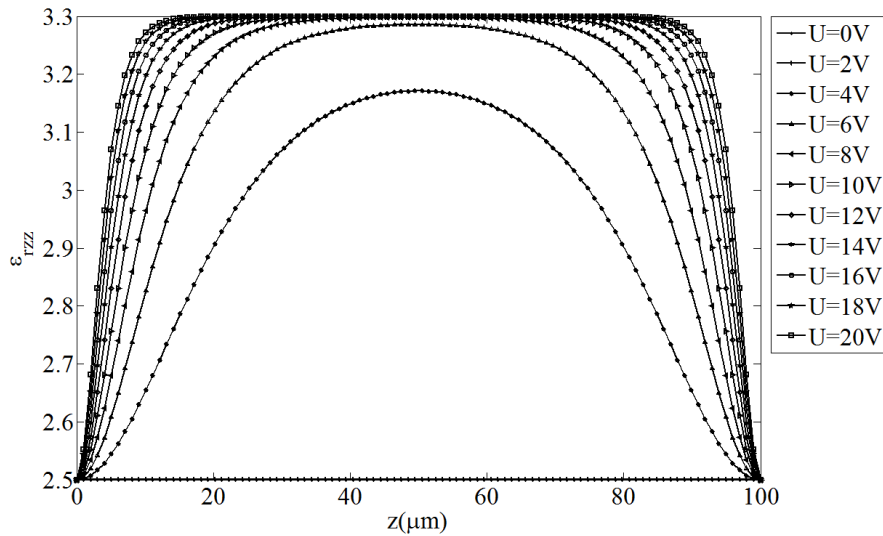
$$\begin{aligned} & (k_{11} \cos^2(\theta) + k_{33} \sin^2(\theta)) \frac{d^2 \theta}{dz^2} + (k_{33} - k_{11}) \sin(\theta) \cos(\theta) \left( \frac{d\theta}{dz} \right) \\ & + \frac{\epsilon_0 \Delta \epsilon_r}{d^2} |U|^2 \sin(\theta) \cos(\theta) = 0 \end{aligned} \quad (2-9)$$

以表一中 GT3-23001 为例，1kHz 下，其介电常数为  $\epsilon_{r\parallel}(1\text{kHz}) = 8.1$ ， $\epsilon_{r\perp}(1\text{kHz}) = 4.6$ ， $k_{11} = 24\text{pN}$ ， $k_{33} = 34.5\text{pN}$ <sup>[66]</sup>。设液晶厚度为  $d = 100\mu\text{m}$ ，边界条件为  $\theta(z=0) = \theta(z=d) = 0^\circ$  (液晶分子在边界无偏转)。当改变电压值  $U$  时，用 Matlab 求解式 2-9 可得不同偏压下，液晶的偏转角度  $\theta$  与位置  $z$  的关系图，如图 2-6 所示。


 图 2-6 不同偏压下，液晶偏转角度  $\theta$  与位置  $z$  关系图

由图 2-6 可以看出，在同一偏压下，平板中间的液晶分子比边缘的液晶分子偏转角度大。这主要是由偏压电场、配向膜的对分子方向的固定作用以及分子间作用力三者共同作用导致。改变偏压时，随着偏压场  $U$  的增大，液晶分子开始向着偏压场方向偏转。在 2~14V 范围内，液晶的偏转变化比较明显。超出 14V 之后，电压接近饱和偏压，液晶分子的转向变化不再明显。

根据式 2-5 可得到  $z$  方向的等效相对介电常数  $\epsilon_{rzz} = \epsilon_{r\perp} + \Delta\epsilon_r \cos^2(90^\circ - \theta) = \epsilon_{r\perp} + \Delta\epsilon_r \sin^2(\theta)$ ，根据表 2-1 中的数据可知 GT3-23001 的相应介电参数为  $\epsilon_{r\parallel}(19\text{GHz})=3.3, \epsilon_{r\perp}(19\text{GHz})=2.5, \Delta\epsilon_r=0.8$ 。因此可以得出液晶的  $\epsilon_{rzz}$  的介电分布图，如图 2-7 所示。


 图 2-7 不同偏压下，等效相对介电常数  $\epsilon_{rzz}$  与位置  $z$  关系图

由图 2-7 可以看出,随着偏压的增大,由于液晶分子的偏转,相同位置的  $\epsilon_{rzz}$  也会随之增大。当偏压超过一定限度,  $\epsilon_{rzz}$  增加不再明显。图 2-8 为  $\epsilon_{rzz}$  随着位置  $z$  和偏压  $U$  变化的二维分布图,可以看出偏压为 0~2.4V 时,  $\epsilon_{rzz}$  基本不发生变化。说明此过程中液晶基本不发生角度偏转,对应的最大偏压即为 Frederiks 门限电压  $V_{th}$ 。只有当  $U > V_{th}$ , 液晶分子的方向才能发生明显的偏转。

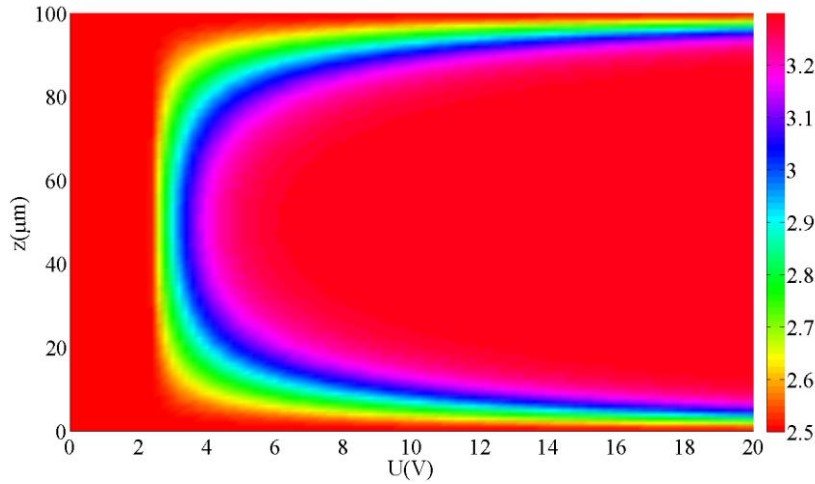


图 2-8 等效相对介电常数  $\epsilon_{rzz}$  与位置  $z$  和偏压  $U$  之间的二维关系分布图

其它条件不变,固定  $U=10V$ , 改变弹性系数  $k_{11}$  和  $k_{33}$ , 可以得到液晶分子的偏转角度与弹性系数  $k_{11}$  和  $k_{33}$  的关系图。如图 2-9 所示,  $k_{33}=34.5pN$ ,  $k_{11}$  从 0pN 变化到 40pN, 可以看出相同位置的液晶偏转角度会变小。如图 2-10 所示,  $k_{11}=24pN$ , 考虑到方程 2-9 的可解性,  $k_{33}$  从 20pN 变化到 40pN, 可以看出相同位置的液晶偏转角度也会变小。因此其它条件不变, 弹性系数  $k_{11}$  和  $k_{33}$  越小, 液晶分子的指向越容易随着偏压场发生变化, 也即偏压场对液晶的调控能力越强。

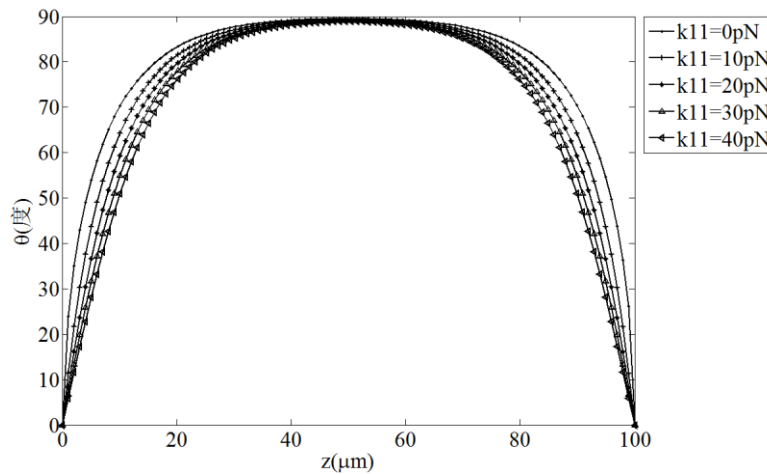


图 2-9 不同弹性系数  $k_{11}$  时, 液晶偏转角度  $\theta$  与位置  $z$  关系图

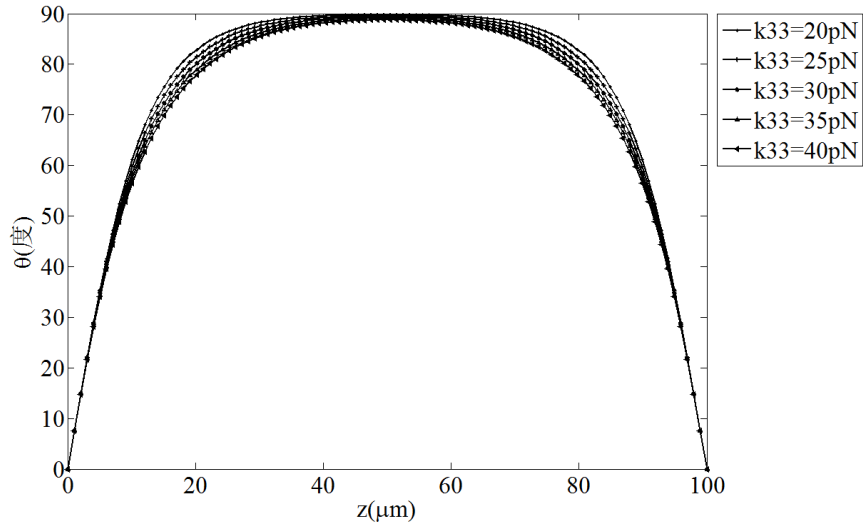
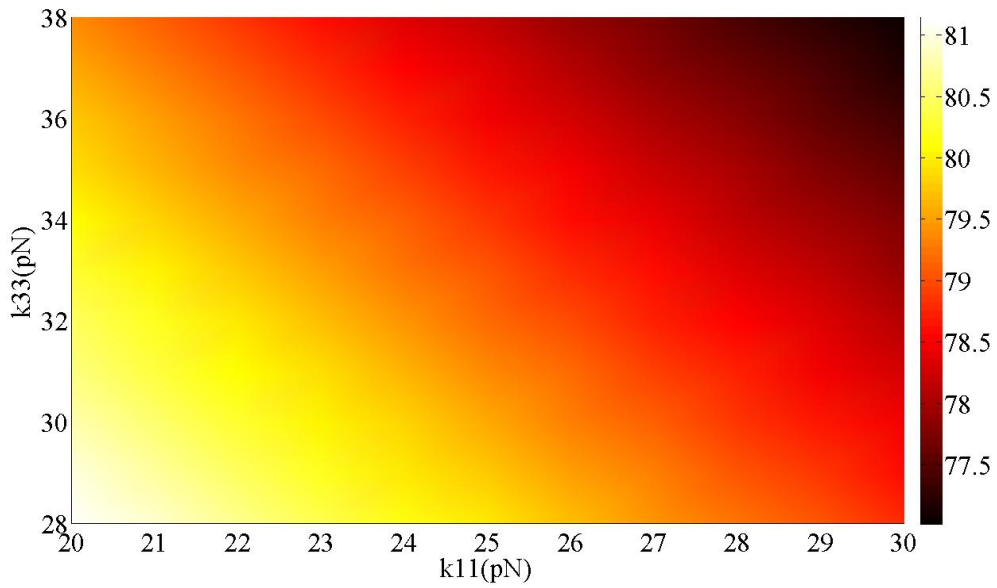

 图 2-10 不同弹性系数  $k_{33}$  时，液晶偏转角度  $\theta$  与位置  $z$  关系图

 图 2-11 液晶偏转角度  $\theta$  随弹性系数  $k_{11}$ 、 $k_{33}$  二维变化

图 2-11 为固定  $U=10V$ ， $d=20\mu m$  时，考虑到方程 2-9 的可解性，同时变化  $k_{11}(20\sim 30pN)$ 、 $k_{33}(28\sim 38pN)$  得到的液晶偏转角度  $\theta$  与弹性系数  $k_{11}$ 、 $k_{33}$  二维关系图。可以看出弹性系数  $k_{11}$ 、 $k_{33}$  越小，相同位置的液晶偏转角度越小。

通过上述分析可知，在选取液晶材料时，为了获得或者较好的压控偏转特性，应该尽量选取弹性系数  $k_{11}$  和  $k_{33}$  较小的液晶材料。 $\epsilon_{r||}(1kHz)$  与  $\epsilon_{r\perp}(1kHz)$  参数通常会在购买的液晶材料中被标出，而  $k_{11}$  和  $k_{33}$  可以通过实验方法测得<sup>[13]</sup>。因此，液晶的压控偏转特性即可以通过上述方法精确建模。但是上述方法是建立在对式 (2-6) ~ (2-8) 的简化基础上，只能适用于两个大小完全一致且  $y$  方

向足够长的两块平行基板。对于上下平板宽度不同的情况，边缘位置偏压场方向与  $z$  方向呈一定角度，即  $U$  为一个与  $z$  呈一定角度的矢量，液晶分子不会发生完全的偏转。因此为了获得较为准确的液晶偏转特性，需要考虑边缘场的效应。此种情况下对式 (2-6) ~ (2-8) 简化将会变得很困难，本文采取了一种新颖的迭代的方法，对边缘场效应引起的液晶偏转进行了深入的分析。

## 2.4 求解液晶介电分布的迭代方法

2.3 节中液晶排布的精确建模方法基于式 (2-6) ~ (2-8) 中公式推导的方法，需要已知或者实测液晶的本质属性，例如已知液晶的弹性系数  $k_{11}$ 、 $k_{33}$  和低频介电特性  $\epsilon_{r||}(1\text{kHz})$ 、 $\epsilon_{r\perp}(1\text{kHz})$ ，根据数值解法得到液晶分子的偏转特性。这种方法的优点是可以计算出在任意偏压之下，液晶的偏转特性。可以通过调节偏压来观察液晶偏转的连续变化过程。但是缺点是比较适用于计算简单的模型，当边缘场存在时，模型会变得复杂化，而相应的近似过程同时会降低模型计算的精度。为了计算边缘场对液晶排布的影响，本文提出了一种可以计算饱和偏压 ( $V \gg V_{th}$ ) 下，液晶分子偏转特性的迭代方法。

如图 2-12 所示，在外加电场的作用下，液晶分子会逐渐朝着电场方向发生偏转。增大偏压，液晶分子的排布会与电场线方向趋同。饱和状态 ( $V \gg V_{th}$ ) 下，液晶分子的方向近似为电场线方向。因此确定了平衡状态的电场方向，就可以确定了平衡状态的液晶排布状态，进而确定了其介电分布状态。

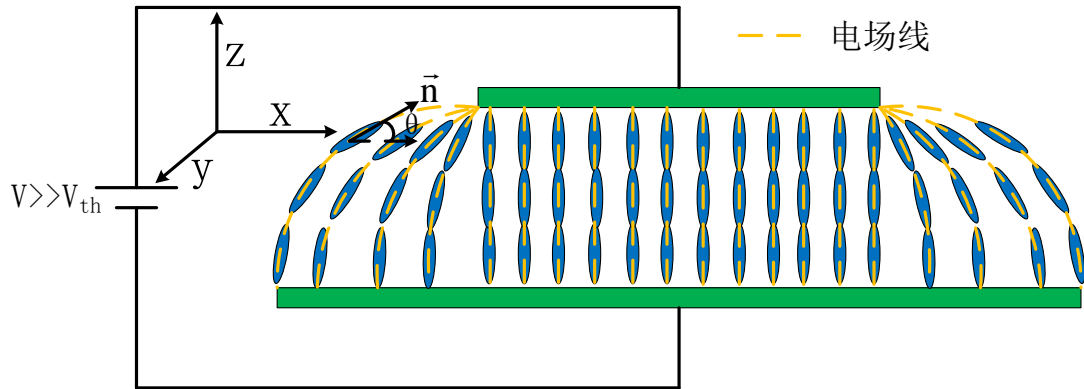


图 2-12 饱和偏压下，液晶分子的取向与电场线的关系

基于上述构想，可以设计相应的计算流程，如图 2-13 所示。规定所有区域的液晶初始方向均为  $x$  方向，即  $\vec{n}_0 = (1, 0, 0)$ ，偏压场方向为  $z$  方向，如图 2-12。对应的介电参数为：

$$\overline{\overline{\varepsilon_{r0}}} = \begin{pmatrix} \varepsilon_{r\parallel} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{r\perp} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{r\perp} \end{pmatrix}$$

定义误差参量为  $\text{error}$ ，其表达式为：

$$\text{error}(i) = \arccos(\langle \vec{n}_{i+1}, \vec{n}_i \rangle / (|\vec{n}_{i+1}| * |\vec{n}_i|)) \quad (2-10)$$

代表第  $i+1$  次迭代之后相对于第  $i$  次迭代之后的液晶偏转角度差。随着迭代次数的增加， $\text{error}(i)$  会趋近于零。当  $\text{error}(i)$  小于规定的最小误差时，认定达到了精度要求，迭代结束，此时对应的  $\overline{\overline{\varepsilon_{r(i+1)}}}$  即为最终求得的  $\overline{\overline{\varepsilon_r}}$ 。

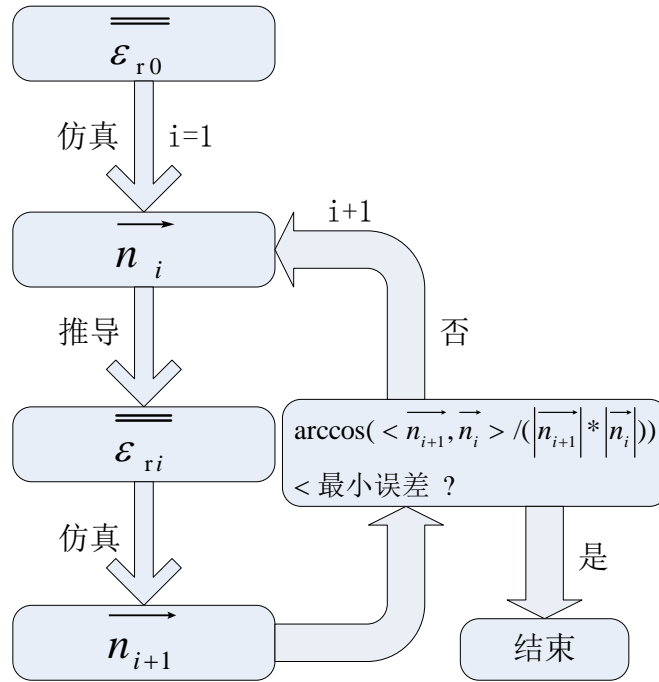
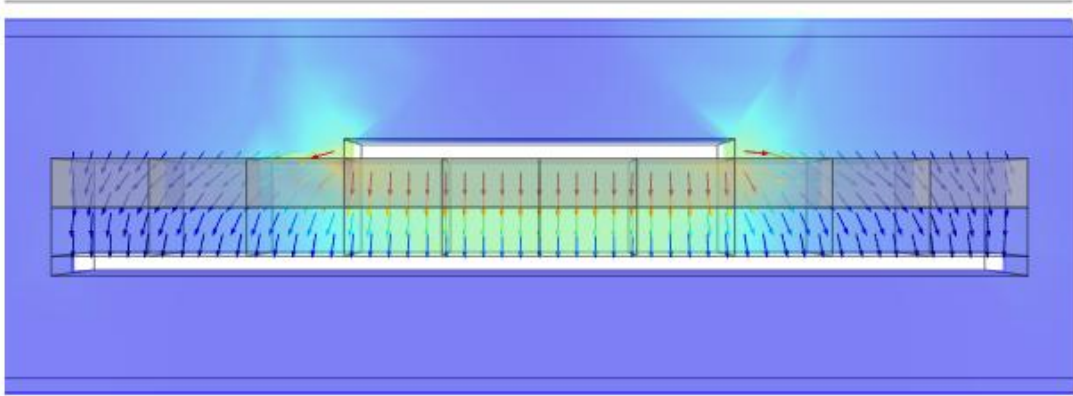


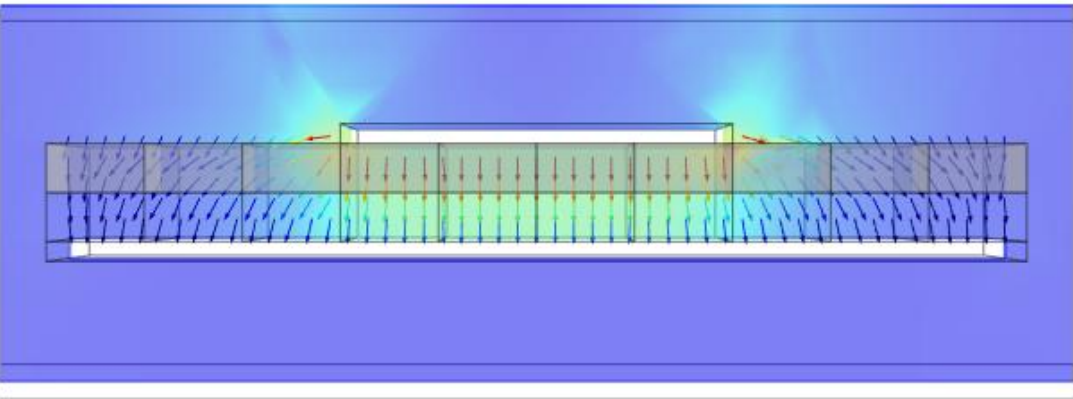
图 2-13 迭代法求解液晶介电分布的流程图

在 Comsol 软件中建立图 2-12 所示的结构， $\varepsilon_{r\parallel}(1\text{kHz})=8.1$ ， $\varepsilon_{r\perp}(1\text{kHz})=4.6$ ，在平行板两端加 20V 的饱和电压，液晶分子层的厚度为  $100\mu\text{m}$ ，上基板厚度为 0.4mm，下基板厚度为 1mm。将液晶范围按照  $x$  方向分为十块，按照  $z$  方向分为两块，总共分为二十个部分。每一个区域的对称中心点代表整个区域的介电特性。按照图 2-13 所示的流程，可以得到初次迭代和六次迭代之后的电场方向分布图，如图 2-14 所示。

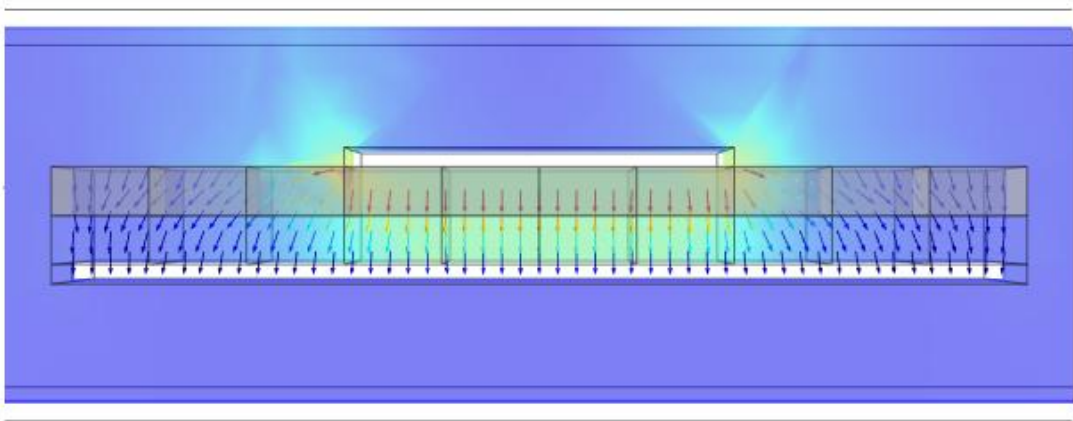




(a)



(b)



(c)

图 2-14 迭代  $i$  次之后液晶分子取向图 (a) 初次迭代 (b) 二次迭代 (c) 六次迭代  
从图 2-14 可以看出，位于中间位置的液晶的取向基本不发生变化，基本都

垂直于基板方向，即此处液晶基本保持完全偏转  $90^\circ$ 。位于边缘部分的液晶分子取向在迭代六次之后，与初次迭代结果相比发生了较大变化，其取向小于  $90^\circ$ 。

为了更直观地说明这种迭代方法的收敛性，利用式 2-10 提供的方法，可以计算出了同一位置第  $i+1$  次迭代与第  $i$  次迭代之后的偏转角度差  $\text{error}(i)$ ，如表 2-2 所示，其中各点对应的  $z$  坐标为  $0.025\text{mm}$ （即图 2-14 所示的  $z$  方向上半部分）。可以看出，在同一位置，随着迭代次数的增加， $\text{error}(i)$  逐渐趋向于 0。三次迭代之后，液晶的偏转角度就已经接近不变，基本达到收敛状态，对应的  $\vec{n}$  不再变化。可以根据式 2-4 中  $\vec{n}$  与  $\overline{\varepsilon_r}$  的对应关系，求解出饱和偏压下，不同位置的介电分布  $\overline{\varepsilon_r}$ 。

表 2-2 迭代角度差  $\text{error}(i)$  随迭代次数  $i$  变化表

度/mm	x=-3.5	x=-1.5	x=0.5	x=2.5	x=4.5
error(1)	1.953719	0.543004	0.10364	0.384328	1.172883
error(2)	0.560717	0.241782	0.006912	0.039627	0.04508
error(3)	0.0409	0.056558	0.001217	0.029622	0.021648
error(4)	0.005331	0.011723	0.001968	0.009804	0.006729
error(5)	0.002381	0.002279	0.001419	0.003687	0.003862

该迭代方法不仅可以求解图 2-12 所示的场与介电分布的对应关系，而且适用于任何结构的场模型，并可以扩展到二维和三维空间，具有很普遍的适用性。该方法不需测出液晶弹性系数  $k_{11}$ 、 $k_{33}$  等属性参量，整个计算过程直接可以通过仿真软件来实现，方便高效。但是此方法也有一定的局限性：

1. 该方法在计算时忽略了边界对液晶取向的束缚作用，而接近平板的液晶分子的转向角度很小。因此该方法比较适用于液晶层较厚的模型，对于液晶层比较薄（小于  $30\mu\text{m}$ ）的情况，误差会比较大。

2. 该方法仅可以算出饱和偏压下液晶分子的取向和介电分布，不能反映液晶分子在偏压变化时的连续变化特性。对于连续变化的过程，还是需要相应的公式法来计算得出<sup>[69,71]</sup>。

## 2.5 本章小结

本章从液晶的基本特性出发，建立了液晶的偏转角度与介电特性的关系式。并以此为基础，介绍了两种液晶压控偏转特性的精确建模方法：公式法和迭代

的方法。

公式法的优点在于能够精确计算液晶的压控偏转特性，并能反映液晶的偏转角度随着偏压连续变化的过程。但是对于较复杂的偏压结构，公式的简化过程会比较麻烦，计算也会非常复杂。而且公式法需要对液晶的属性参数，如弹性系数  $k_{11}$ ， $k_{33}$  等进行实测，会使公式法更加复杂化。

迭代法的优点在于可以计算很复杂的偏压结构，并且不需要预知液晶的属性参数，只需要进行数值仿真，从而省去了实测的麻烦。但是迭代法忽略了边界对液晶取向的影响，只适用于液晶层比较厚的情形。而且迭代法只能计算饱和偏压下液晶分子的偏转特性，不能反映液晶分子随偏压连续变化的过程。

实际应用过程中，例如在用液晶设计可重构天线过程中，常常会遇到对液晶的调谐范围进行预估等问题。利用迭代法可以较迅速而方便地建立液晶的介电分布模型，并粗略估算液晶的调谐范围，对我们的设计工作具有较好的指导作用。

## 第 3 章 液晶介电参数的测试方法研究

### 3.1 引言

液晶的介电特性与频率有很大关系，不同频率下，液晶的介电特性有很大差别<sup>[67]</sup>。通常情况下，液晶产品标出的介电参数包括 1kHz 下的平行相对介电常数  $\epsilon_{\parallel}$  (1kHz) 和垂直相对介电常数  $\epsilon_{\perp}$  (1kHz)，代表偏压场对应的介电特性。以及光波段 (589.3nm) 的平行相对折射率  $n_e$ ，垂直相对折射率  $n_o$ ，光学各向异性  $\Delta n$ 。其中， $\Delta n = n_e - n_o = \sqrt{\epsilon_{\parallel}} - \sqrt{\epsilon_{\perp}}$ ， $\sqrt{\epsilon_{\parallel}}$  与  $\sqrt{\epsilon_{\perp}}$  为与光波段对应的平行/垂直介电常数。表 3-1 为北京八亿时空液晶公司提供的一些液晶型号，可以看出在 1kHz 下，液晶的介电各向异性值很大，远大于表一中微波段的介电各向异性值。根据文献[67]可知，液晶在微波段的介电特性与光波段的介电特性有些近似，即对单体成分相似的混合液晶，光波段的光学各向异性  $\Delta n$  越大，微波段的介电各向异性  $\Delta \epsilon$  越大。但是该结论并不完全成立，而且对于单体成分不同的混晶，微波段的介电特性与光波段的介电特性没有太大相关性。此外，液晶在微波段的介电特性还与液晶的分子链长度有一定的关系<sup>[62]</sup>。

表 3-1 液晶在 1kHz 和光波段的介电特性参数表

型号		BHR4030 0	BHR3220 0-200	BYLC44 10-000	BHR7190 0-100	BYLC73 300 -000
光学各向异性 [589.3nm, 20℃]	$\Delta n$	0.251	0.248	0.128	0.164	0.128
	$n_e$	1.778	1.765	1.622	1.662	1.623
	$n_o$	1.527	1.517	1.494	1.498	1.495
介电各向异性 [25℃, 1.0kHz]	$\Delta \epsilon$	+10.9	+16.3	+18.4	+23.5	+11.3
	$\epsilon_{\parallel}$	15.9	22.2	25.2	30.9	16.4
	$\epsilon_{\perp}$	5.0	5.9	6.8	7.4	5.1

由于液晶介电特性的频率差异性很大，光学各向异性和低频介电各向异性

都无法准确反映液晶在微波段的介电特性，因此，液晶在微波段介电常数的测试成为必然的要求。在微波段，通常采用的介电常数测量方法包括相移法<sup>[65,72]</sup>、谐振法<sup>[67,73]</sup>、谐振微扰法<sup>[67]</sup>，其各自的原理及特性如表 3-2 所示。

表 3-2 液晶介电常数测量方法的原理及优缺点

	原理	优点	缺点
相移法	将一段待测液晶灌入一段传输线（同轴线/微带线）结构中，根据改变偏压前后 S 参数的相偏，计算液晶的介电常数。	简单方便，能够测定某一频段内的介电特性	精度低，液晶需求量大。
谐振法	液晶构成一个谐振器或在谐振系统中充当关键角色，根据改变偏压前后谐振特性（谐振频率或品质因数等）的变化，计算液晶的介电常数	精度高，鲁棒性强，对设备要求不太高。	液晶需求量大，只能测单一频点的介电特性
谐振微扰法	少量液晶置入谐振系统，根据置入前后谐振特性（谐振频率或品质因数等）的变化，计算液晶的介电常数	精度高，液晶需求小。	测试设备复杂，易受外界因素影响，只能测定单一频点的介电特性。

由于相移法精度较低，而谐振微扰法设备较复杂，而且对测试设备的工艺要求很高，因而液晶测试中最为广泛采用的为谐振法。本文对两种较为典型的平面电路谐振测试方法——带条谐振和圆片谐振，进行了深入的研究和比较。

### 3.2 带条谐振法测试液晶介电常数

带条谐振法通常用来测试各向同性的待测介质，其原理图<sup>[74]</sup>和结构图<sup>[67]</sup>如图 3-1 和 3-2 所示，电磁波在馈线和谐振带条之间通过电容耦合的方式进行传输。将液晶和介质板看成一个整体，其对应的等效介电常数为  $\epsilon_{r,eff}$ 。根据传输线原理，当带条的长度是半波长的整数倍时，将会发生谐振。可以得到  $\epsilon_{r,eff}$  与谐振频率  $f$  之间满足如下关系：

$$\epsilon_{r,eff} = (nc/2Lf)^2 \quad (3-1)$$

其中  $c$  为真空中光速， $n$  为谐振的阶数。由于馈线和谐振带条之间间隔的

存在，因此谐振带条在间隔处的边缘场将变得不可忽略。因此实际的等效谐振带条长度为  $L+L_c$ ，其中  $L_c$  为边缘场导致的带条长度增量。因此式 3-1 变为：

$$\varepsilon_{r,eff} = (nc / 2(L+L_c)f)^2 \quad (3-2)$$

边缘场效应的存在，会使按照式（3-1）计算出的等效介电常数  $\varepsilon_{r,eff}$  误差增大。因此，为了抵消边缘场效应，通常会对两个或者多个不同长度的带条结构进行测试。对于两个长度分别为  $L_1$  和  $L_2$  的带条结构，可以得到：

$$L_1 + L_c = \frac{n_1}{2} \cdot \frac{c}{f_1 \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \quad (3-3)$$

$$L_2 + L_c = \frac{n_2}{2} \cdot \frac{c}{f_2 \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \quad (3-4)$$

两式相减之后整理得：

$$\varepsilon_{r,eff} = \left[ \frac{c(n_1 f_2 - n_2 f_1)}{2 f_1 f_2 (l_2 - l_1)} \right]^2 \quad (3-5)$$

从式 3-5 可以看出，边缘场效应引起的带条长度增量被抵消。为了保证不同长度的带条结构能谐振在相近的频率点上，即保证  $f_1$  和  $f_2$  尽量接近，通常要求带条的长度之间具有整数倍的关系，即长度较长的带条结构的高阶谐振频率对应于长度较短的带条结构的低阶谐振频率。这样得到的结果才能反映待测液晶在某一频点处的介电特性。

通过上述方法得到了等效介电常数  $\varepsilon_{r,eff}$ ，需要根据  $\varepsilon_{r,eff}$  恢复出液晶的介电常数  $\varepsilon_{r,l}$ 。在已知介质板厚度  $h_m$ 、液晶厚度  $h_l$  以及带条宽度  $w$  的情况下，可以根据文献[75]所提供的保角映射的方法，得到  $\varepsilon_{r,eff}$  与  $\varepsilon_{r,l}$  的对应关系，从而求得液晶的介电常数  $\varepsilon_{r,l}$ 。

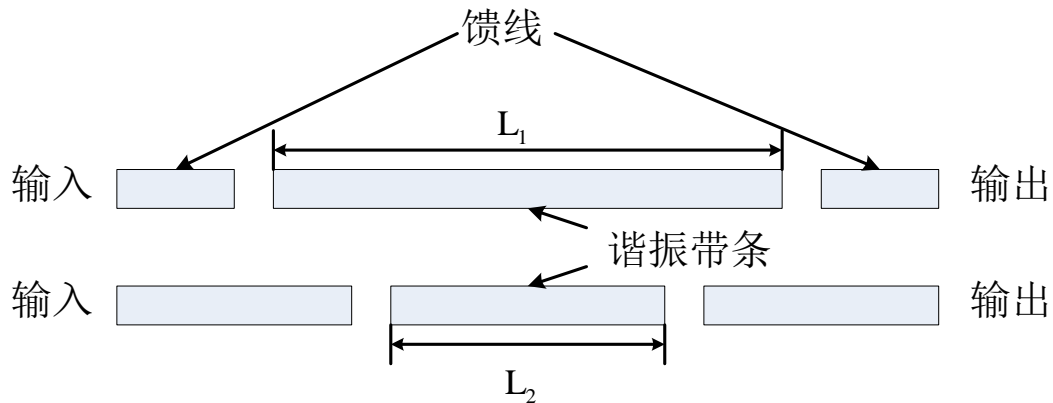


图 3-1 带条谐振法测试液晶介电常数原理图

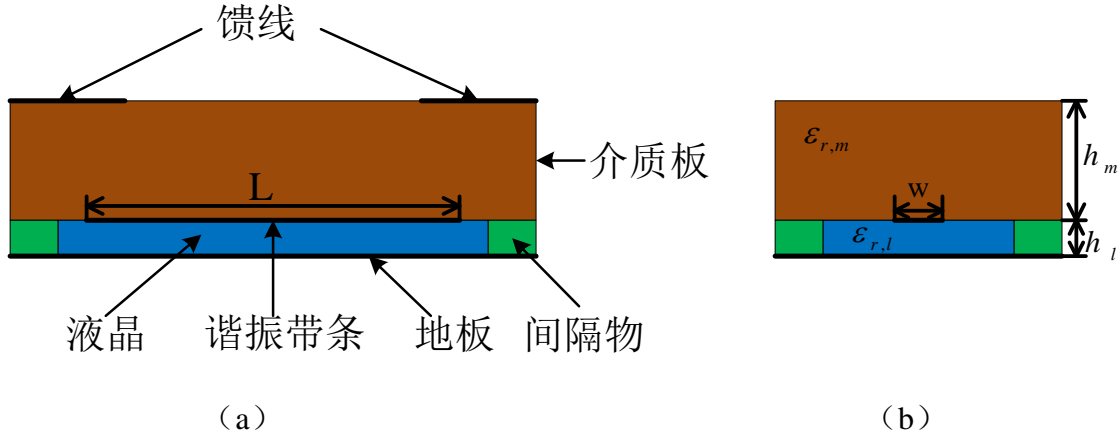
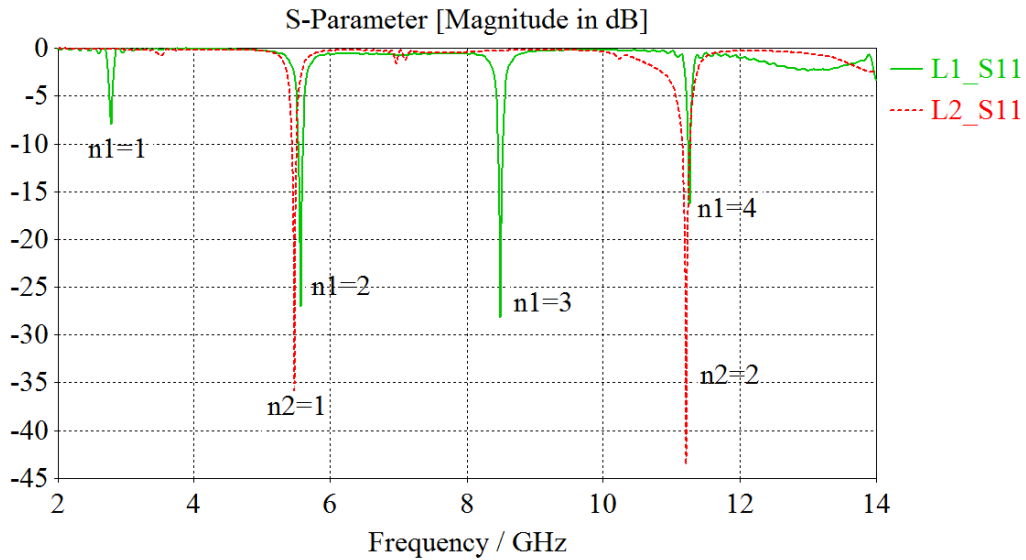


图 3-2 带条谐振法测试液晶介电常数结构图 (a) 侧视图 (b) 横截面

为了验证上述测试方法的有效性，在 CST 中建立如下模型，设带条宽度  $w=2\text{mm}$ ，介质板厚度  $h_m=1\text{mm}$ ，液晶厚度  $h_l=60\mu\text{m}$ ，介质板介电常数  $\epsilon_{r,m}=10$ （无耗），将液晶等效为各向同性媒质，其介电常数预置为  $\epsilon_{r,l0}=3.3$ 。对带条长度分别为  $L_1=28\text{mm}$ ， $L_2=14\text{mm}$  两种情况进行仿真，得到图 3-3 所示的仿真结果。其中  $S_{11}$  极值点所对应的频率即为谐振频率。


 图 3-3 液晶为各向同性设置下，不同长度的带条对应的  $S_{11}$  曲线

从图 3-3 中可以看出， $L_1$  的二阶谐振频率对应着  $L_2$  的一阶谐振频率， $L_1$  的四阶谐振频率对应  $L_2$  的二阶谐振频率。 $f_1(n_1=2)=5.564\text{GHz}$ ， $f_2(n_2=1)=5.468\text{GHz}$ ， $f_1(n_1=4)=11.264\text{GHz}$ ， $f_2(n_2=2)=11.216\text{GHz}$ 。根据式 3-5 和文献[75]中的算法可以得到， $\epsilon_{r,\text{eff}}(5.5\text{GHz})=3.5790$ ， $\epsilon_{r,l}(5.5\text{GHz})=3.4425$ ， $\epsilon_{r,\text{eff}}(11.2\text{GHz})=3.5882$ ， $\epsilon_{r,l}(11.2\text{GHz})=3.4523$ ，可以看出误差大概为 5% 左右。

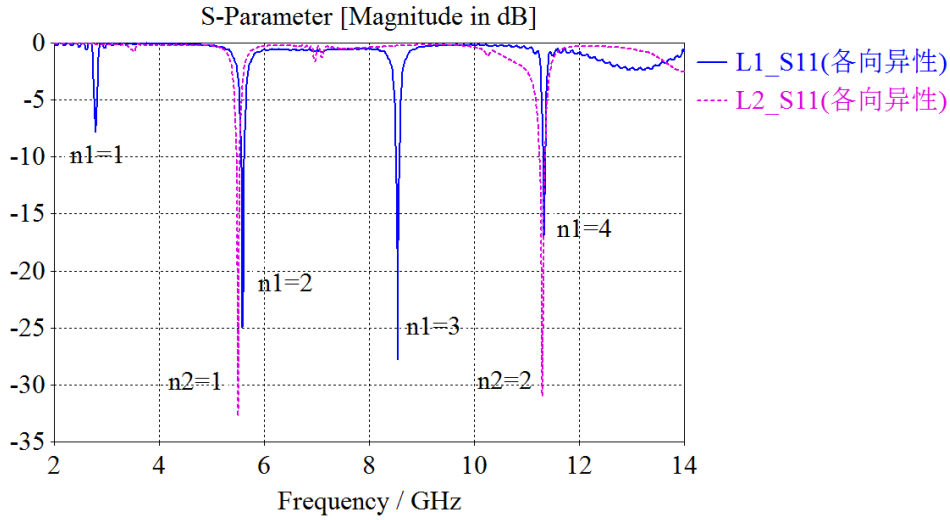


图 3-4 液晶为各向异性设置下，不同长度的带条对应的  $S_{11}$  曲线

液晶为各向异性媒质，因此在建模时将液晶的介电常数预置为各向异性更加符合实际情况。相关参数不变的情况下，在 CST 中将介电常数设为三阶张量，其中  $x$ ， $y$ ， $z$  方向上的介电常数分别设为  $\epsilon_{r,10xx}=2.5$ ， $\epsilon_{r,10yy}=2.5$ ， $\epsilon_{r,10zz}=3.3$ ，依据相同的步骤，可以得到图 3-4 所示的仿真结果。对应的谐振频率为  $f_1(n_1=2)=5.588\text{GHz}$ ， $f_2(n_2=1)=5.504\text{GHz}$ ， $f_1(n_1=4)=11.324\text{GHz}$ ， $f_2(n_2=2)=11.288\text{GHz}$ ，根据同样的方法可以反推出相应的介电常数。相应的参数和反推结果如表 3-3 所示。

表 3-3 带条谐振法预置值与反推值对应关系表

	预置值	反推值 $\epsilon_{r,l}$ (5GHz)	误差	反推值 $\epsilon_{r,l}$ (11.2GHz)	误差
各向同性	$\epsilon_{r,10}=3.3$	$\epsilon_{r,l}=3.4425$	4.3%	$\epsilon_{r,l}=3.4523$	4.6%
各向异性	$\epsilon_{r,10xx}=2.5$ $\epsilon_{r,10yy}=2.5$ $\epsilon_{r,10zz}=3.3$	$\epsilon_{r,10zz}=3.4275$	3.9%	$\epsilon_{r,10zz}=3.4201$	3.6%

通过表 3-3 可以看出，虽然该方法本身是用于测量各项同性媒质的介电常数，但与各向同性设置相比，各向异性设置反推出的液晶介电参数没有太大变化。因此该方法可以用来测试液晶这种各向异性媒质。

从上述的分析可以看出，该方法可以去除带条两侧边缘场效应带来的影响。而且馈线和带条之间没有直接相连，而是通过耦合的方式传输，从而最大限度地减小馈电结构对测试的影响。



但是表 3-3 中反推出的结果可以看出,误差还是比较大,除了仿真误差之外,还与本身的结构有关。带条宽度  $w$  较小,根据上一章的分析可知,带条宽度方向的边缘场效应也会比较强,从而间接导致了系统误差的增大。而且随着频率的增加,馈线与带条之间的辐射损耗会比较大。因此该方法只适合于频率较低的情形。

### 3.3 圆片谐振法测试液晶介电常数

圆片谐振法是一种利用电磁波在金属圆片与地板之间的圆柱形腔体内谐振来测试待测样品介电常数的方法,其结构图如图 3-5 所示。

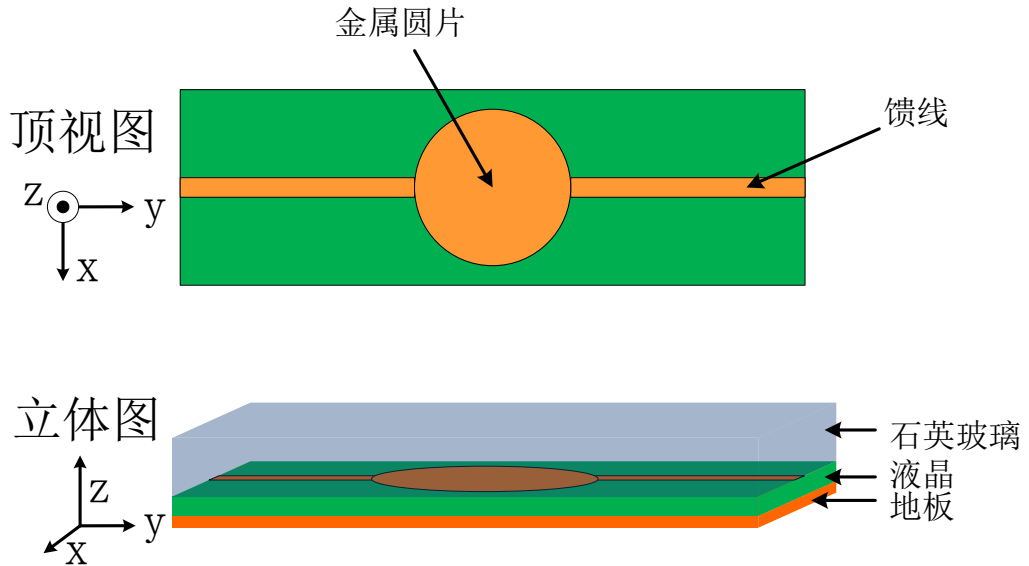


图 3-5 圆片谐振法测试液晶介电常数结构图

根据文献[76]可知,当待测液晶的厚度相对于圆片的直径很小时,在圆片谐振腔体中传输的模式主要为  $TM_{mn0}$ , 对应的谐振频率为:

$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left( \frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (3-6)$$

其中  $a$  为圆片的半径,  $\chi'_{mn}$  为  $m$  阶贝塞尔函数  $J_m(x)$  零点对应的  $x$  值,不同模式下的  $\chi'_{mn}$  值不同,对应的谐振频率  $f_{mn0}$  也不相同。前四阶谐振模式对应的  $\chi'_{mn}$  分别为  $\chi'_{11}=1.8412$ ,  $\chi'_{21}=3.0542$ ,  $\chi'_{01}=3.8318$ ,  $\chi'_{31}=4.2012$ 。

以  $TM_{110}$  模式为例,式 3-6 变为:

$$f_{110} = \frac{1.8412}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1.8412c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-7)$$

其中  $c$  为真空中的光速,  $\epsilon_r$  即为待测介质的相对介电常数。因此得到

$$\varepsilon_r = \left( \frac{1.8412c}{2\pi a f_{110}} \right)^2 \quad (3-8)$$

考虑圆片周围边缘场的存在, 实际等效的圆片半径  $a_e$  要大与实际的圆片半径  $a$ 。对于  $TM_{110}$  模式来说,  $a_e$  可以用下列修正公式表示:

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \varepsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right]} \quad (3-9)$$

其中  $h$  为待测液晶的厚度, 根据式 3-7 和式 3-9 可得:

$$f_{110} = \frac{1.8412c}{2\pi a_e \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1.8412c}{2\pi a \sqrt{\varepsilon_r + \frac{2h}{\pi a} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right]}} \quad (3-10)$$

从而得到:

$$\varepsilon_r = \left( \frac{1.8412c}{2\pi a f_{110}} \right)^2 - \frac{2h}{\pi a} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \quad (3-11)$$

为了验证上述测试方法的有效性, 在 CST 中建立图 3-5 所示的结构模型, 其中石英玻璃的介电常数为  $\varepsilon_{r,q}=4.6$ , 金属圆片的半径  $a=10\text{mm}$ , 液晶厚度为  $h=0.13\text{mm}$ , 将液晶等效为各向同性媒质, 将介电常数  $\varepsilon_{r,10}$  分别预置为 1.0、2.5 和 3.3, 可以得到图 3-6 所示的仿真结果, 其中  $S_{11}$  极值点所对应的频率即为谐振频率。

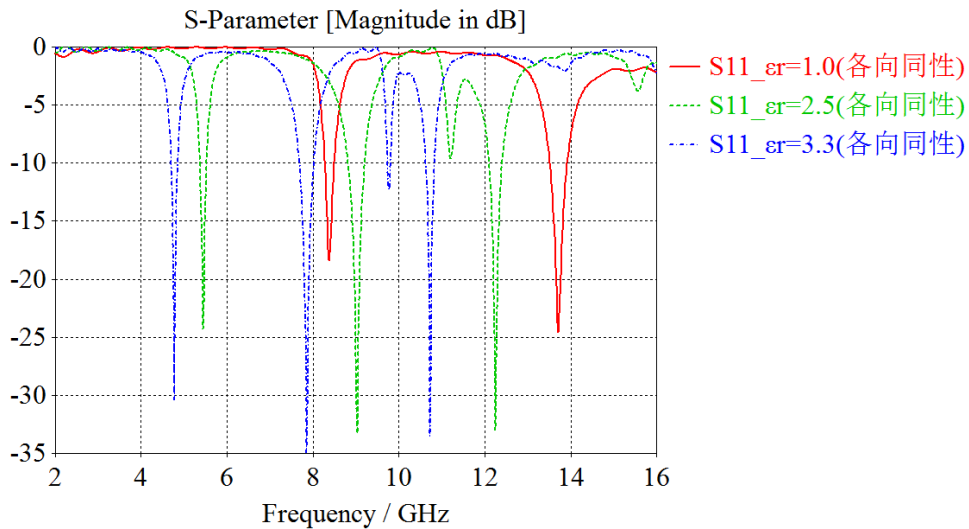


图 3-6 液晶为各向同性设置下, 仿真圆片结构得到的  $S_{11}$  曲线

因此可以得到相应的谐振频率  $f_{110}(\epsilon_{r,10}=1.0)=8.384\text{GHz}$ ,  $f_{110}(\epsilon_{r,10}=2.5)=5.444\text{GHz}$ ,  $f_{110}(\epsilon_{r,10}=3.3)=4.772\text{GHz}$ 。

液晶为各向异性媒质，因此在建模时将液晶的介电常数预置为各向异性更加符合实际情况。相关参数不变的情况下，在 CST 中将介电常数设为三阶张量，其中  $x$ ,  $y$ ,  $z$  方向上的介电常数分别设为  $\epsilon_{r,10xx}=2.5$ ,  $\epsilon_{r,10yy}=2.5$ ,  $\epsilon_{r,10zz}=3.3$  及  $\epsilon_{r,10xx}=3.3$ ,  $\epsilon_{r,10yy}=2.5$ ,  $\epsilon_{r,10zz}=2.5$  两种情况，依据相同的步骤，可以得到图 3-7 所示的仿真结果。

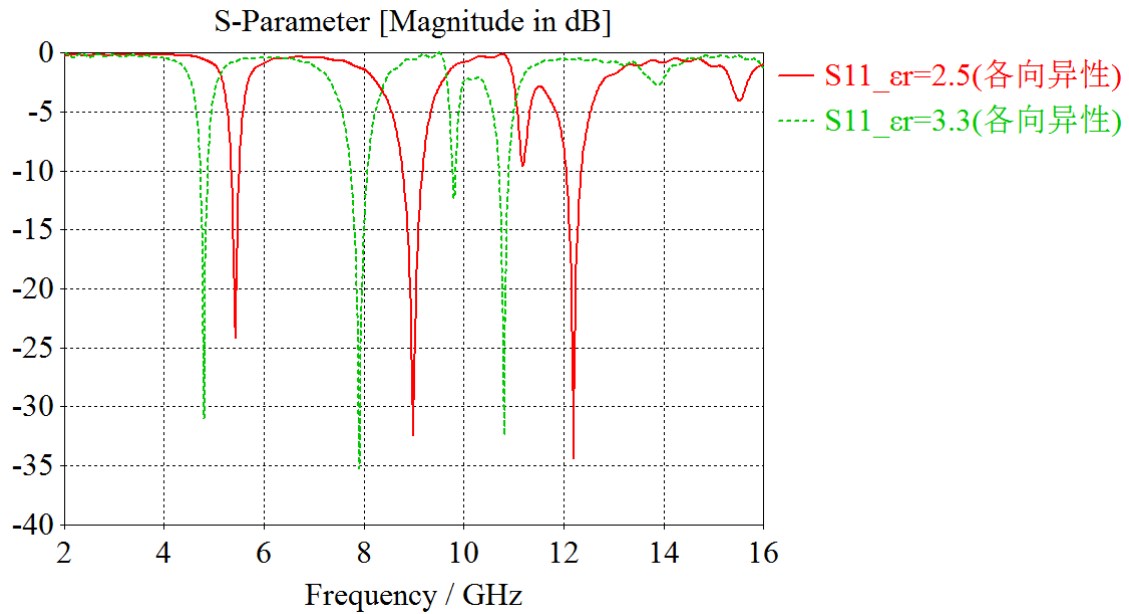


图 3-7 液晶为各向异性设置下，仿真圆片结构得到的  $S_{11}$  曲线

可以得出对应的谐振频率  $f_{110}(\epsilon_{r,10zz}=2.5)=5.43\text{GHz}$ ,  $f_{110}(\epsilon_{r,10zz}=3.3)=4.8\text{GHz}$ 。根据式 3-8 和 3-11 的方法，可以得到反推之后的介电常数。相应的参数和结果如表 3-4 所示。

表 3-4 圆片谐振法预置值与反推值对应关系表

预置值		(fr)110	$\epsilon_r(a)$	误差(a)	$\epsilon_r(a)$	误差(ae)	(fr)210
空气	$\epsilon_{r,10}=1.0$	8.384	1.0995	9.95%	1.0054	0.54%	13.704
各向同性	$\epsilon_{r,10}=2.5$	5.444	2.6076	4.30%	2.5135	0.54%	9.028
	$\epsilon_{r,10}=3.3$	4.772	3.3938	2.84%	3.2997	0.01%	7.852
各向异性	$\epsilon_{r,10zz}=2.5$	5.43	2.6211	4.84%	2.527	1.08%	8.986
	$\epsilon_{r,10zz}=3.3$	4.8	3.3543	1.65%	3.2602	1.21%	7.908

根据表 3-4 可以看出，通过式 3-11 修正公式得到的反推结果要比式 3-8 得到的反推结果好，说明边缘场效应的影响不容忽略。此外，各向异性设置反推

出的液晶介电参数与各向同性设置相比没有太大变化，说明此方法可以用来测试液晶这类各向异性媒质的介电常数。

和带条谐振法相比，圆片谐振法的系统误差要小很多。因为对于圆片谐振方法来说，圆片的尺寸较大，边缘场效应的影响相对较小，而且可以被量化，故而系统误差会相对较小，因此该方法在液晶测试中被广泛采用<sup>[62]</sup>。

### 3.4 本章小结

本章从液晶测试的必要性出发，介绍了两种液晶测试的方法——带条谐振法和圆片谐振法。通过仿真来模拟实测，根据仿真结果反推介电参数并与仿真预设值进行比较的方法，来推算相应的系统误差。并对这两种方法进行了比较和总结。

带条谐振法可以消除带条与馈线之间的边缘场效应，但是无法消除宽度方向的边缘场效应，从而导致其系统误差较大。而圆片谐振法由于圆片尺寸较大，边缘场效应的影响相对较小，而且可以被量化，所以系统误差相对较小。但是圆片谐振法对液晶的需求量比带条谐振法多，对于多次重复测试来说，成本相对较高。带条谐振法若是能够对宽度方向的边缘场效应进行精确的量化，其系统误差也可以被大大减小。

此外，上述两种测试方法都是用于测试各向同性介质的介电常数。对于液晶这种各向异性介质而言，在某一方向上的介电特性可以等效为各向同性。从反推的结果看来，介电异性得到的结果与介电同性得到的结果相差不大。说明这两种方法可以用来测试液晶的介电常数。

## 第 4 章 液晶电调谐超常媒质

### 4.1 基本理论

#### 4.1.1 电调谐超常媒质分类

根据本构参数的不同，可以将材料分为四大类:普通材料、电负材料、磁负材料以及左手介质，如图 4-1 所示。其中自然界中大部分存在的介质为普通材料，其介电常数和磁导率均为正值。介电常数为负、磁导率为正称为电负材料，介电常数为正、磁导率为负称为磁负材料，介电常数和磁导率均为负值的材料称为左手材料。这三种材料在自然界中都不能存在，统称为超常媒质。

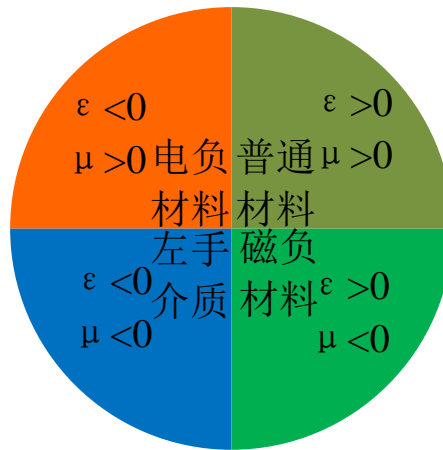


图 4-1 根据本构参数不同对材料分类

介电常数与磁导率为单负的情形下，根据电磁场理论，电磁波无法传播。因而超常媒质的研究主要集中于对左手传输特性的研究。现有超常媒质，从激励方式上可以分为粒子型超常媒质、传输线型超常媒质以及波导型超常媒质。其中粒子性超常媒质是基于等离子体谐振的原理，对传统的由金属细导线与 SRR 环阵列结构进行改进和创新。传输线性超常媒质则是基于等效电路原理，在传输线结构中周期性加载电抗元件，从而实现左手传输特性。波导型超常媒质则是在上述两种理论的基础上，或是在波导中填充金属细导线和 SRR 环阵列，或是在波导壁上按照一定间隔开缝并周期性加载电抗元件。其相应的优缺点总结如表 4-1 所示。

表 4-1 三种超常媒质类型各自的优缺点

粒子型	优点	可以工作在较高的频段，是一种体结构，能在二维或三维实现单负或左手特性。能实现绝大部分超常媒质的电磁特性，如“完美聚焦”特性、“负折射”特性等。
	缺点	工作频带窄，单元尺寸比较大，甚至可以达到 0.2 个工作波长。其本身的谐振机理导致介质特性的不均匀，如各向异性、介质交界面散射较大等。
传输线型	优点	单元结构较小，加工、控制比较容易，具有较好的传输特性，介质的均匀性较好。
	缺点	1) 频率较低时，一般用集总元件实现并联电感和串联电容。当频率较高时，需要用分布参数元件替代集总参数元件，相应的工作带宽会降低，增加了传输特性和工作频段的控制难度，对应的特性也很难保证。 2) 平面结构，一般只能实现一维或二维的超常媒质特性。
波导型	优点	损耗小、功率容量大。
	缺点	控制困难、加工复杂。

为了使超常媒质在频率特性方面具有可重构特性，往往会在超常媒质中引入具有可调谐特性的介质。这其中包括利用电学、化学、热学和光学敏感材料，在单元结构中引入可变电容或电感，从而实现频率特性可重构。对于单一频率而言，则可以实现左右手传输特性的连续变化。通常情况下，电可控材料具有调谐方式简单，不易受环境因素影响的特性，广泛被应用到超常媒质结构中。根据所用电调谐材料的不同，电调谐方式可以分为：半导体调谐（变容二极管/PIN 二极管）、液晶调谐及铁电体调谐（BST/GST）等，其相应的优缺点总结如表 4-2 所示。

表 4-2 三种电调谐方式各自的优缺点

半 导 体 调 谐	优点	在低频段（7GHz 以下）具有较好的电调谐特性，加工难度较小，易于集成，广泛用于复合左右手传输特性的漏波天线。
	缺点	变容二极管和 PIN 二极管等半导体调谐器件随着频率的升高，损耗会增加，性能会下降得非常明显 <sup>[42]</sup> ，并且只适用于一维和二维结构。
液晶调谐	优点	工作频率宽，可以工作在微波毫米波甚至太赫兹频段。调谐率高，可以实现各种结构的超常媒质。
	缺点	液晶为液态，没有机械支撑，加工困难，尤其是液晶的灌装和测试。
铁 电 体 调 谐	优点	介电特性范围变化大。
	缺点	成本较高，加工困难，易受温度影响。

因此，将电调谐方式和超常媒质类型结合起来，就构成了各种类型的电调

谐超常媒质。由于粒子型超常媒质的损耗较大，工作频带较窄，因此很难在微波方面被实际应用。而对于非谐振结构的传输线型超常媒质却可以克服粒子型超常媒质的这些缺点，因而被广泛应用。本文基于前述的液晶调谐理论，对液晶调谐的传输线型超常媒质进行了深入的研究。

#### 4.1.2 传输线型超常媒质理论

根据传输线理论，可以将传输线分为右手传输线（RH-TL）、左手传输线（LH-TL）、复合左/右手传输线（CRLH-TL），假设传输线都是均匀无耗。相应的等效电路如图 4-2 所示。

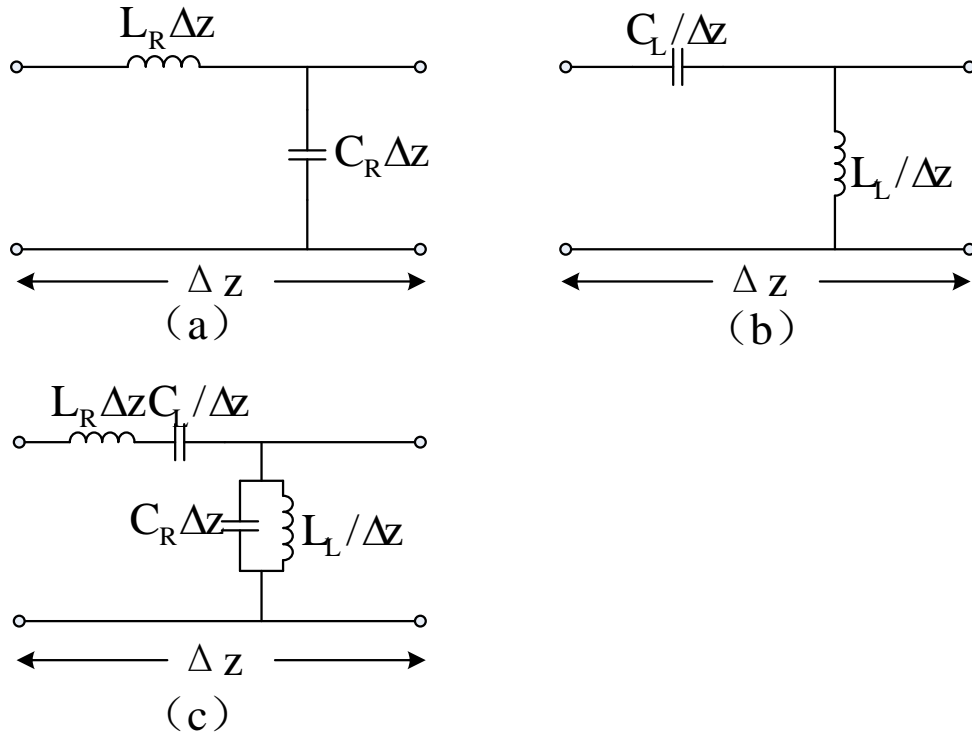


图 4-2 传输线等效电路 (a) 右手传输线 (b) 左手传输线 (c) 复合左右手传输线

由图 4-2 可知，右手传输线可以视为由单元长度的串联右手电感  $L_R$  和并联右手电容  $C_R$  组成，如图 4-2 (a) 所示。左手传输线可以视为由单元长度的串联左手电容  $C_L$  和并联左手电感  $L_L$  组成，如图 4-2 (b) 所示。而复合左右手传输线串联支路由右手电感  $L_R$  和左手电容  $C_L$  串联而成，并联支路由左手电感  $L_L$  和右手电容  $C_R$  并联而成，如图 4-2 (c) 所示。

上述电路等效方式，需要满足单元尺寸  $\Delta z$  远小于电磁波在介质中的波长  $\lambda_g$ 。因此对于不同的频率而言，等效电路会发生相应的变化。

由于左手传输线是基于右手材料来实现的，不可避免会带来寄生的串联电

感和并联电容，因此理想的左手传输线是不存在的。而复合左右手传输线更能代表一般类型的人工左手传输线。

根据传输线理论，传输线的传输常数可以表示为  $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY}$ ，其中  $\alpha$  为衰减常数， $\beta$  为相移常数。 $Z$  和  $Y$  分别为单位长度的串联阻抗和并联导纳。对于均匀无耗复合左右手传输线， $Z$  和  $Y$  可以表示为：

$$Z(\omega) = j \left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (4-1)$$

$$Y(\omega) = j \left( \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (4-2)$$

由于  $L_R$ 、 $C_L$ 、 $L_L$ 、 $C_R$  四个元件的相互影响，将会产生四个不同的谐振频点，其相应的表达式如下：

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (4-3)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (4-4)$$

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (4-5)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (4-6)$$

其中  $\omega_L$  和  $\omega_R$  对应左手谐振频率和右手谐振频率， $\omega_{se}$  和  $\omega_{sh}$  对应串联谐振频率和并联谐振频率。

对于无耗复合左右手传输线，可得：

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} = js(\omega) \sqrt{\left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \left( \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right)} \quad (4-7)$$

其中，

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{当 } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ 1 & \text{当 } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad (4-8)$$

$s(\omega)=-1$  为左手区， $s(\omega)=1$  为右手区。

从而得到  $\alpha=0$ ， $\beta = s(\omega) \sqrt{\left( \omega L_R - 1/\omega C_L \right) \left( \omega C_R - 1/\omega L_L \right)}$ 。

可以看出，当传输线工作在左手区时，相移常数  $\beta$  为负值，此时电磁波在传输线中表现为后向波传输。当传输线工作在右手区时，相移常数  $\beta$  为正值，



此时电磁波在传输线中表现为正向波传输。

由式 4-8 可以看出, 传输线的左右手工作区域与串联谐振频率  $\omega_{se}$  和并联谐振频率  $\omega_{sh}$  相关。当  $\omega_{se}=\omega_{sh}$  时, 随着频率的升高, 传输线可以实现从左手区到右手区的连续变化过程, 此情况成为平衡 (Balance) 状态。当  $\omega_{se}$  与  $\omega_{sh}$  不相等时, 在  $\omega_{se}$  和  $\omega_{sh}$  之间的频率范围内, 对应式 4-7 中根号内的部分为负值, 此时得到衰减常数  $\alpha$  很大, 而相移常数  $\beta=0$ , 即电磁波不能在传输线中传输, 此种情况也称为非平衡 (Unbalance) 状态, 如图 4-3 所示。

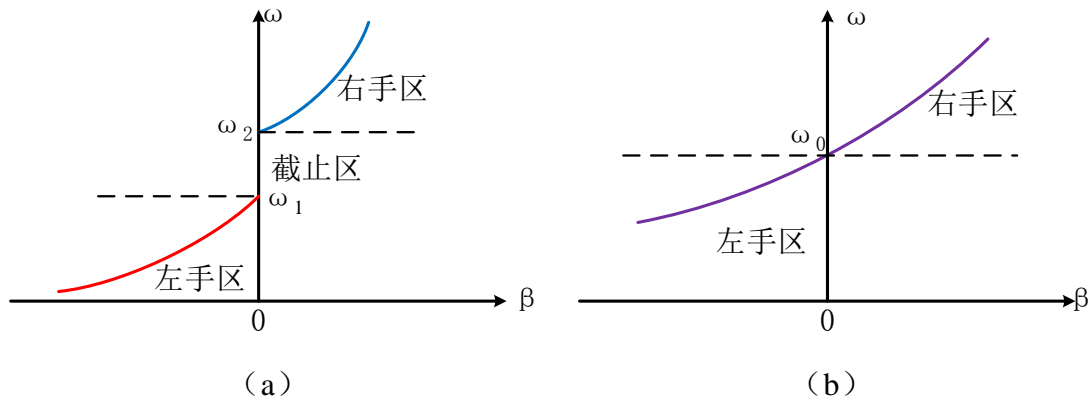


图4-3 相移常数 $\beta$ 与频率 $\omega$ 对应关系(a)非平衡状态, 其中 $\omega_1=\min(\omega_{se}, \omega_{sh})$ ,  $\omega_2=\max(\omega_{se}, \omega_{sh})$

(b) 平衡状态, 其中 $\omega_0=\omega_{se}=\omega_{sh}$

为了使复合左右手传输线具有良好的频率特性, 通常希望传输线能够工作在平衡状态, 保证左右手区域的连续变化过程。

上述的推导可以和复合左右手传输线的等效本构参数联系起来。电磁波在介质中的相移常数可以表示为  $\beta=\omega\sqrt{\mu\epsilon}$ , 结合式 4-7 可得

$$ZY = -\omega^2 \mu \epsilon \quad (4-9)$$

传输线的特性阻抗可以表示为  $Z_0 = \sqrt{Z/Y}$ , 若是等效为材料则特性阻抗可以表示为  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ , 于是可以得到

$$\frac{Z}{Y} = \frac{\mu}{\epsilon} \quad (4-10)$$

由式 4-9 和 4-10 结合可得

$$\mu = \frac{Z}{j\omega} = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \quad (4-11)$$

$$\varepsilon = \frac{Y}{j\omega} = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \quad (4-12)$$

由式 4-11 和 4-12 可以看出，串联阻抗  $Z$  即可以等效为磁导率  $\mu$ ，并联导纳  $Y$  即可以等效为介电常数  $\varepsilon$ 。当传输线工作在左手区时，对应的等效本构参数为  $\mu < 0$ ， $\varepsilon < 0$ ，当传输线工作在右手区时，对应的等效本构参数为  $\mu > 0$ ， $\varepsilon > 0$ 。当传输线工作在串联谐振频率  $\omega_{sc}$  和并联谐振频率  $\omega_{sh}$  之间时，对应的等效本构参数  $\mu < 0$ ， $\varepsilon > 0$  或  $\mu > 0$ ， $\varepsilon < 0$ ，即此时传输线可以等效为电负或者磁负材料，此种情况下电磁波不能够传输。

通常情况下，以微带线传输线为例，复合左右手传输线的实现可以通过在微带线上开槽或加载集总元件（变容二极管）等方式来实现左手电容  $C_L$ ，通过过孔等方式来实现左手电感  $L_L$ 。由于后向波特性的存在，复合左右手传输线可以实现传输线的小型化。

## 4.2 共面波导型液晶电调谐超常媒质

复合左右手传输线理论的最广泛应用是复合左右手漏波天线。其基本原理，在微带传输线上开缝，周期性加载可调谐集总元件（变容二极管、PIN 二极管等）或填充可调谐材料（液晶、BST）来实现左手电容  $C_L$ ，通过过孔等方式来实现左手电感  $L_L$ 。由于微带线上缝隙的存在，电磁波在传输线中进行传输时，能量会向外辐射。随着单元个数的增加，大部分的能量会随着传输的过程而辐射出去。而就复合左右手移相等超常媒质而言，我们并不希望能量在传输的过程中出现衰减。对于传统的微带线而言，若要引入串联支路上的左手电容  $C_L$ ，必须通过在导体带条上开缝，而开缝之后势必会引起电磁能量的辐射。因此如何保证既实现左手特性又能使辐射减小成为了研究的难点。

由前面章节的分析可知，液晶具有调谐率高，工作频率高且性能稳定等优点。而共面波导（CPW）作为一种平面传输线，具有尺寸小、色散低等特点。而且由于其地板与导带共面的特性，使其广泛应用于微波集成电路中，其结构如图 4-4 所示。

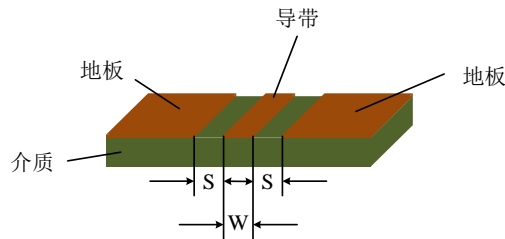


图 4-4 共面波导结构图

为了解决电磁波在复合左右手传输线中传输时带来的辐射问题，本文研究了一种基于共面波导，双压调谐（可分别调谐串联谐振和并联谐振）的液晶超常媒质<sup>[58]</sup>，其相应的结构图如图 4-5 所示。

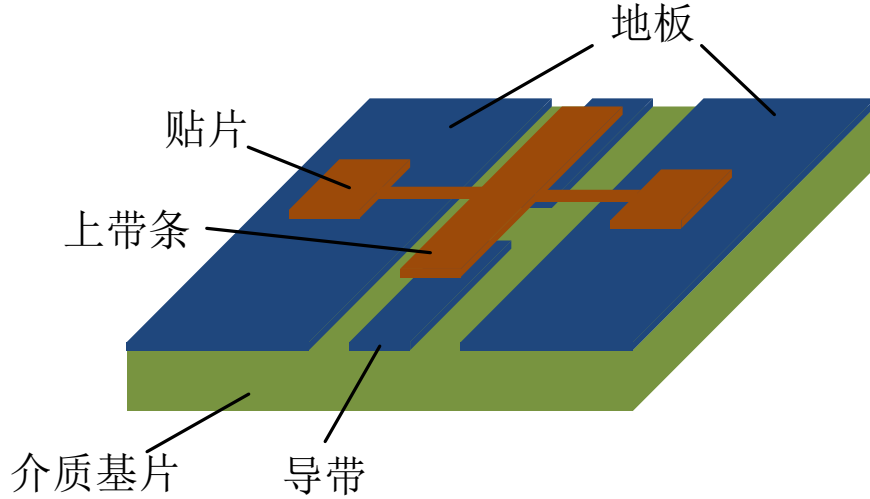


图 4-5 双压调谐液晶超常媒质结构布局图（图中省略了液晶和上介质基片）

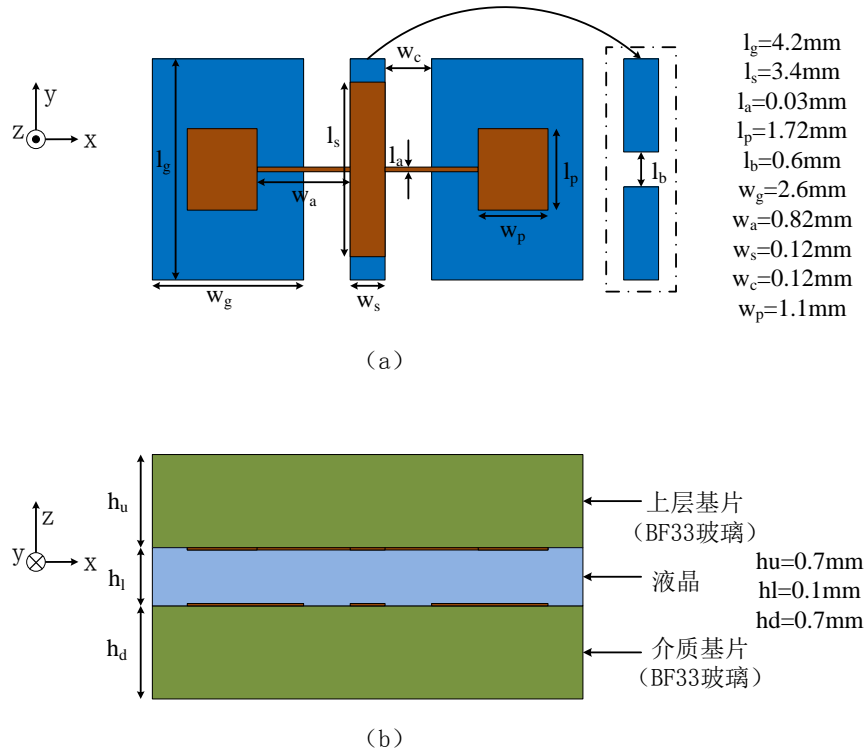


图 4-6 双压调谐液晶超常媒质结构图 (a) 俯视图 (b) 前视图

双压调谐原理：在导带加偏压  $V_1$ ，上带条上加偏压  $V_2$ 。导体与上带条之间的电势差可以表示为  $V_{se}=V_1-V_2$ ，上带条与地板之间的电势差为  $V_{sh}=V_2$ 。由于

电势差的存在，导带与上带条之间就会形成一个串联电容  $C_{se}$ ，而贴片与地板之间形成一个并联电容  $C_{sh}$ 。通过调节  $V_1$ ， $V_2$  的大小，就可以改变  $V_{se}$ ， $V_{sh}$  的大小，进而可以调节串联电容  $C_{se}$  和并联电容  $C_{sh}$  的大小，其等效电路如图 4-7 所示。

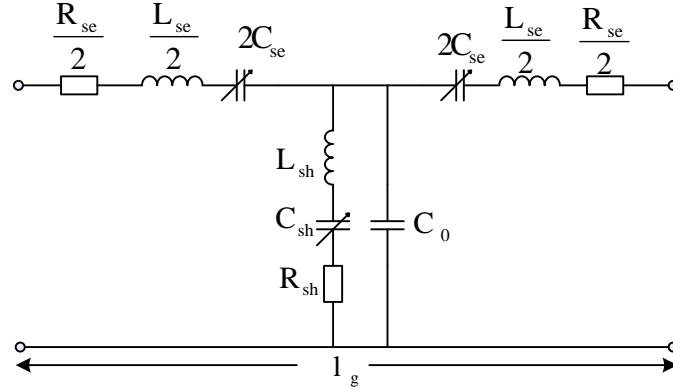


图 4-7 双压调谐液晶超常媒质等效电路图

为了更清晰直观的描述上述传输线结构的复合左右手特性，可以用  $S$  参数等效的方法提取其等效媒质参数。将图 4-7 中的等效电路简化为图 4-8 型的  $T$  型等效电路形式。

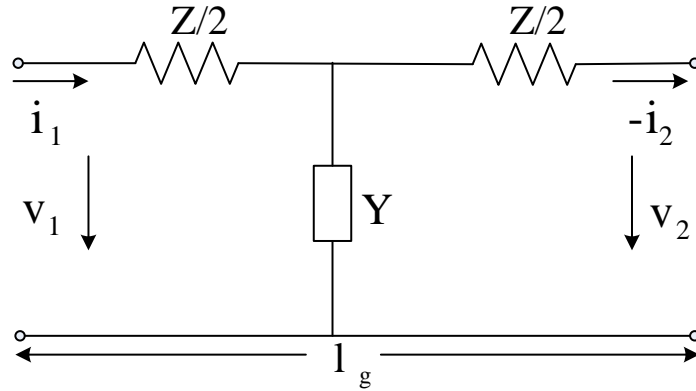


图 4-8 双压调谐液晶超常媒质  $T$  型等效电路图

对于二端口网络，输出端口的电压  $v_2$  和电流  $-i_2$  与输入端口的电压  $v_1$  和电流  $i_1$  的关系可以用电流转移矩阵  $a$  矩阵表示为：

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

对图 4-8 所示的等效电路，根据基尔霍夫电压定律和电流定律，可以得到如下关系：

$$v_1 - \frac{Z}{2} i_1 = v_2 + \frac{Z}{2} i_2 \quad (4-14)$$

$$i_1 - i_2 = Y(v_1 - \frac{Z}{2}i_1) \quad (4-15)$$

由此可得

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{YZ}{2} + 1 & \frac{YZ^2}{4} + Z \\ Y & \frac{YZ}{2} + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

而根据 a 参量和 z 参量的关系可得

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z_{11}}{z_{21}} & \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}}{z_{21}} \\ 1 & \frac{z_{22}}{z_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

从而得到  $a = \frac{YZ}{2} + 1 = \frac{z_{11}}{z_{21}}$ ,  $c = Y = \frac{1}{z_{21}}$ 。于是可以得到 Y、Z 与 z 矩阵参数的对应关系为：

$$Y = 1/z_{21} \quad (4-18)$$

$$Z = 2(z_{11} - z_{21}) \quad (4-19)$$

对于图 4-7 的 T 型网络，s 矩阵与 z 矩阵都具有对称性，即  $s = s^T$ ,  $z = z^T$ 。其对应关系如下：

$$z = \frac{1}{1 - 2s_{11} + s_{11}^2 - s_{21}^2} \begin{bmatrix} 1 - s_{11}^2 + s_{21}^2 & 2s_{21} \\ 2s_{21} & 1 - s_{11}^2 + s_{21}^2 \end{bmatrix} \quad (4-20)$$

结合式 4-18、4-19、4-20，得到用 s 参数表示的归一化串联阻抗 Z 和并联导纳 Y，如下：

$$Y = \frac{1 - 2s_{11} + s_{11}^2 - s_{21}^2}{2s_{21}} \quad (4-21)$$

$$Z = \frac{2(1 - 2s_{21} - s_{11}^2 + s_{21}^2)}{1 - 2s_{11} + s_{11}^2 - s_{21}^2} \quad (4-22)$$

通过式 4-21 和式 4-22 反推得到的 Y 和 Z 需要对输入阻抗  $Z_0$  反归一化以及单元长度  $l_g$  进行归一化。从而得到单位长度的串联阻抗  $Z_1$  和并联导纳  $Y_1$  可以表示为： $Z_1 = Z * Z_0 / l_g$ ,  $Y_1 = Y / Z_0 / l_g$ 。将  $Z_1$ ,  $Y_1$  代入式 4-11 和 4-12 ( $Z_1$ ,  $Y_1$  相当于式 4-11 和 4-12 中的 Z 和 Y)，即可得到对应的等效介电常数  $\epsilon$  和等效磁导率  $\mu$ 。

按照图 4-6 所示的结构尺寸，在 CST 中，对一个单元进行仿真。其中，BF33

玻璃的介电常数为 4.65，液晶沿  $y$  方向配相，相应的介电常数设置  $\epsilon_{r,xx}=\epsilon_{r,zz}=2.45$ ， $\epsilon_{r,yy}=3.2$ 。通过仿真可以得到无偏压状态下该结构的  $S$  参数，如图 4-9 所示。

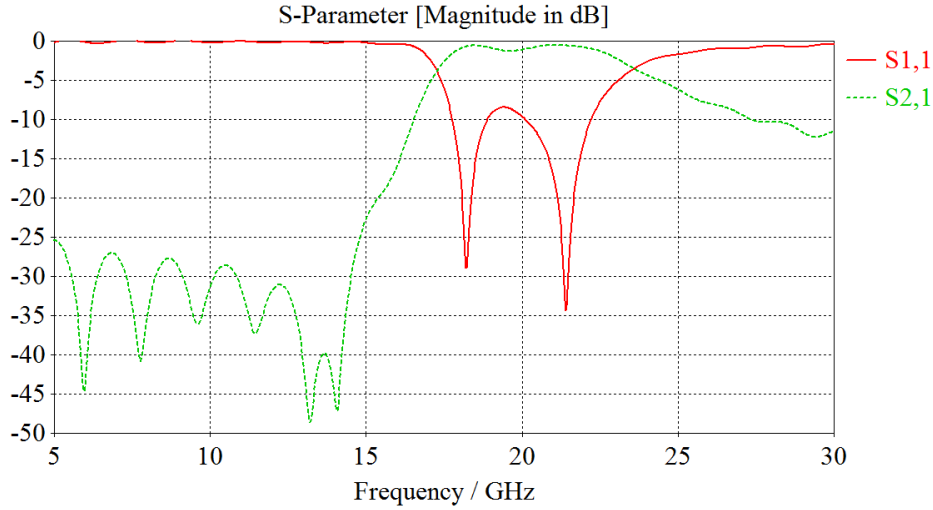


图 4-9 无偏压状态下，共面波导型超常媒质单元的  $S$  参数曲线

根据  $S$  参数提取出的等效相对介电常数  $\epsilon_{\text{reff}}$  和相对磁导率  $\mu_{\text{reff}}$ ，如图 4-10 所示：

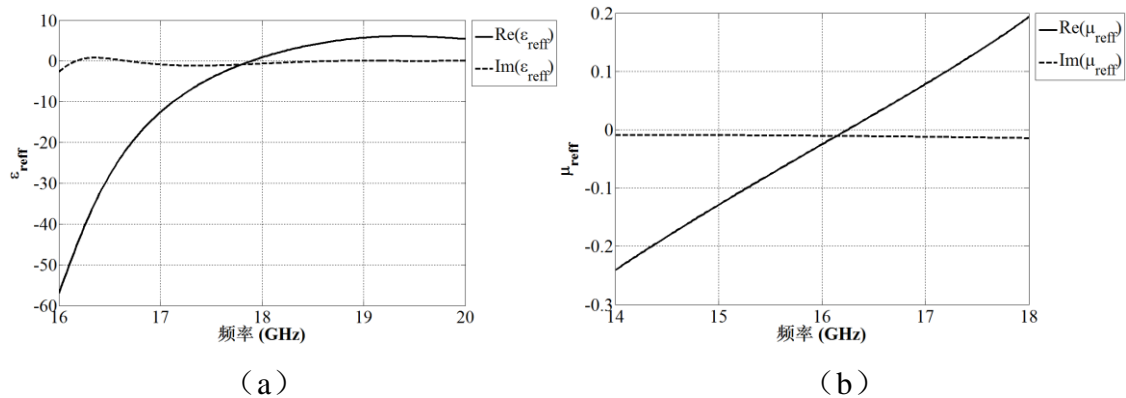


图 4-10 无偏压情况下，根据  $S$  参数反推得到的等效媒质参数 (a) 等效介电常数  $\epsilon_{\text{reff}}$  (b) 等效相对磁导率  $\mu_{\text{reff}}$

由前述章节可知，等效介电常数  $\epsilon_{\text{reff}}$  的实部零点对应的频率即为并联谐振频率  $\omega_{\text{sh}}$ ，等效磁导率  $\mu_{\text{reff}}$  的实部零点对应的频率即为串联谐振频率  $\omega_{\text{se}}$ 。通过图 4-10 可以看出，在无偏压的情况下，该共面波导结构的并联谐振频率和串联谐振频率分别为 17.9GHz 和 16.3GHz。通过  $\epsilon_{\text{reff}}$  和  $\mu_{\text{reff}}$  的虚部可以看出，传输过程中的损耗很小，这也是应用式 4-11 和式 4-12 计算等效媒质参数的前提。

为了验证此方法的双压调谐特性，我们将结构中液晶区域分为三个部分

LC,  $LC_{se}$ ,  $LC_{sh}$ 。其中  $LC_{se}$  定义为上带条与导体带条之间的液晶部分,  $LC_{sh}$  定义为贴片与地板之间的液晶部分, 其余部分定义为 LC, 如图 4-11 所示。在上带条和导体带条上分别加偏压时,  $V_{se}$  主要控制  $LC_{se}$  的介电特性,  $V_{sh}$  主要控制  $LC_{sh}$  的介电特性, 而其余部分液晶的介电特性则受偏压的影响较小。

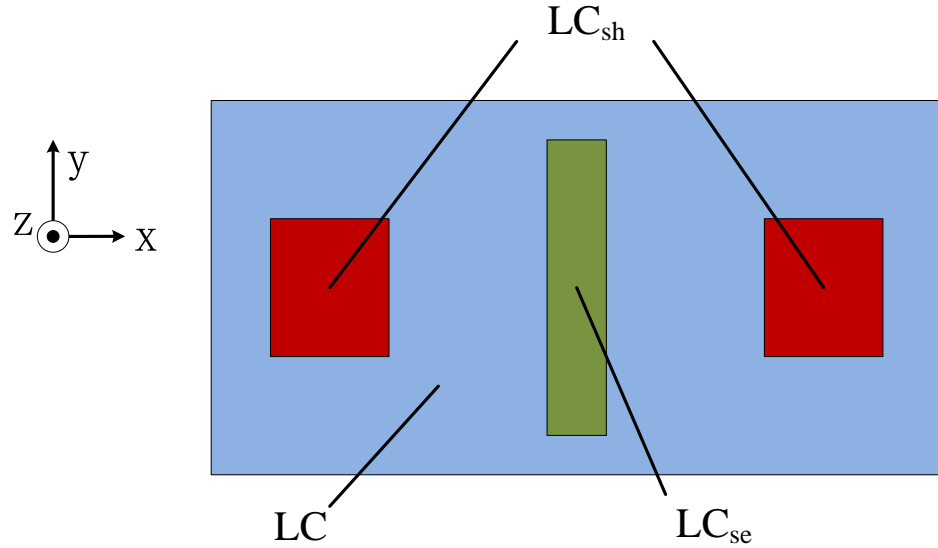


图 4-11 双压调谐液晶区域划分

在 CST 中, 按照图 4-11 所示的区域划分, 建立相应的仿真模型。控制导体带条和上带条的偏压  $V_1$  和  $V_2$ , 当  $V_{se}$  为饱和偏压时,  $LC_{se}$  的介电常数变为  $\epsilon_{rse,xx}=\epsilon_{r,yy}=2.45$ ,  $\epsilon_{rse,zz}=3.2$ 。同理, 当  $V_{sh}$  为饱和偏压时,  $LC_{sh}$  的介电常数变为  $\epsilon_{rsh,xx}=\epsilon_{rsh,yy}=2.45$ ,  $\epsilon_{rsh,zz}=3.2$ 。可以得到相应的 S 参数曲线, 如图 4-12 所示。

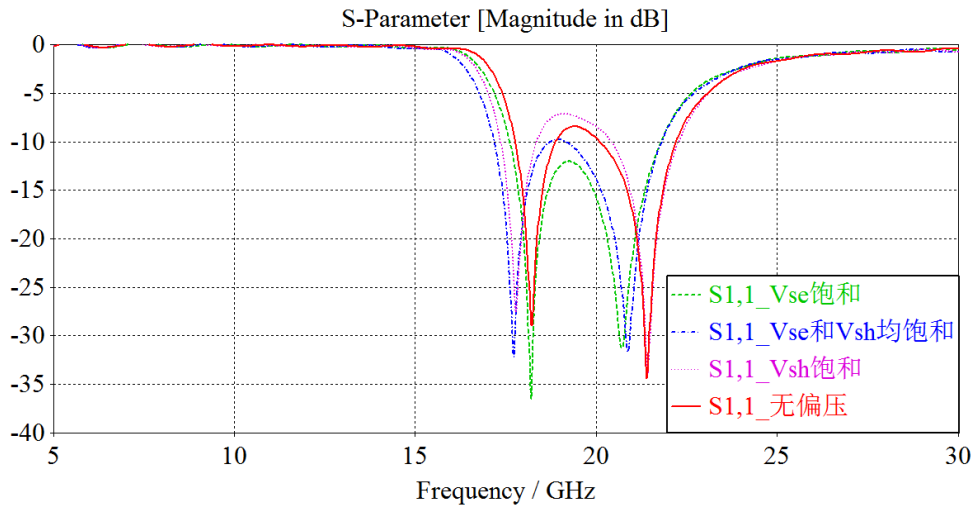


图 4-12 偏压情况不同时, 对应的  $S_{11}$  曲线

通过图 4-12 可以看出,  $S_{11}$  的通带会随着  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  的增大向低频段偏移。

通过  $S$  参数反推得到的等效磁导率  $\mu_{\text{reff}}$  和等效介电常数  $\epsilon_{\text{reff}}$  如图 4-13 和图 4-14 所示。

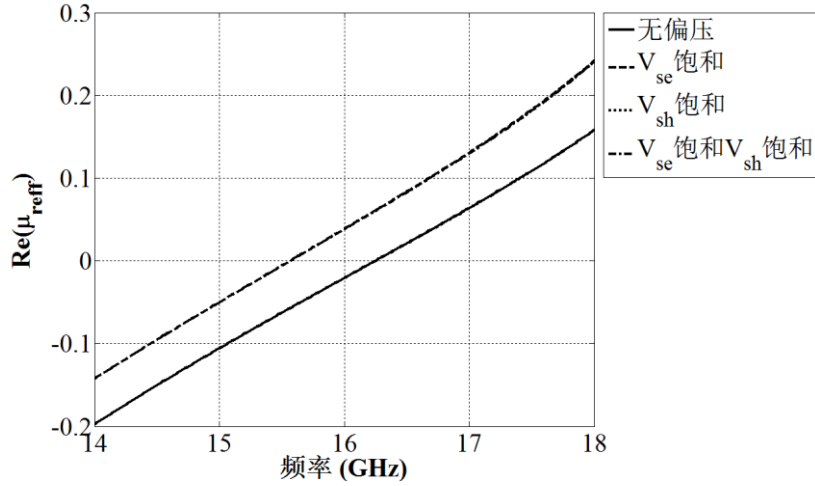


图 4-13 偏压情况不同时，对应的等效磁导率

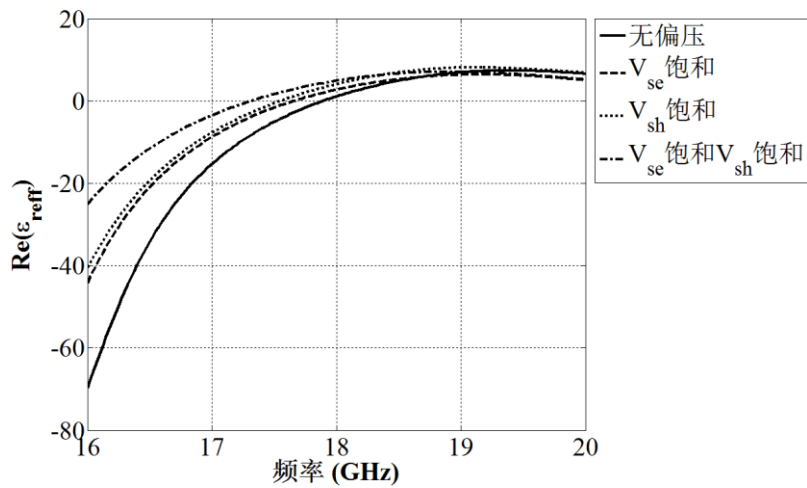


图 4-14 偏压情况不同时，对应的等效介电常数

通过图 4-13 可以看出， $V_{\text{sh}}=0$ ， $V_{\text{se}}$  达到饱和时，和无偏压状态相比，相应的串联谐振频率  $\omega_{\text{se}}$  会从 16.3GHz 减小到 15.6GHz，减小了约 700MHz。主要是因为饱和偏压  $V_{\text{se}}$  的存在，会使串联电容  $C_{\text{se}}$  相应增大，从而使串联谐振频率  $\omega_{\text{se}}$  减小。而当  $V_{\text{se}}=0$ ， $V_{\text{sh}}$  达到饱和时，和无偏压状态相比，串联谐振频率  $\omega_{\text{se}}$  几乎完全不变，说明  $V_{\text{sh}}$  对串联谐振没什么影响。

通过图 4-14 可以看出， $V_{\text{se}}=0$ ， $V_{\text{sh}}$  达到饱和时，和无偏压状态相比，相应的并联谐振频率  $\omega_{\text{sh}}$  会从 17.9GHz 减小到 17.5GHz，减小了约 400MHz。主要是因为饱和偏压  $V_{\text{sh}}$  的存在，并联电容  $C_{\text{sh}}$  会相应增大，从而使并联谐振频率  $\omega_{\text{sh}}$  减小。而当  $V_{\text{se}}=0$ ， $V_{\text{sh}}$  达到饱和时，和无偏压状态相比，并联谐振频率  $\omega_{\text{sh}}$  会



从 17.9GHz 变化到 17.5GHz，减小了约 400MHz。造成这种结果的主要原因是电场在上带条和导体带条之间的电场并不完全与导体带条垂直，上带条和导体带条之间的液晶  $L_{se}$  不仅会影响串联电容  $C_{se}$ ，而且会影响导体带条和地板之间的并联电容  $C_0$ ，当增加  $V_{se}$  时， $C_0$  也会随之增大，因而会使并联谐振频率  $\omega_{sh}$  减小。

综合图 4-13 和图 4-14 可以看出，和无偏压状态相比， $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压时，串联谐振频率  $\omega_{se}$  可以从 16.3GHz 减小到 15.6GHz，约 700MHz 的调谐变化范围。并联谐振频率  $\omega_{sh}$  可以从 17.9GHz 减小到 17.3GHz，约 600MHz 的调谐变化范围。而由于边缘场的存在，实际等效的  $L_{se}$  和  $L_{sh}$  面积要大于图 4-11 中设置的面积，相应的调谐变化范围要大于仿真得到的结果。除此之外，上述仿真并未考虑偏压网络的影响，而偏压网络也会影响相应的谐振频率和频率变化范围。

通过图 4-10 可以看出，无偏压状态时，串联谐振发生在 16.3GHz 左右，并联谐振发生在 17.9GHz 左右。也就是  $\omega_{se}$  和  $\omega_{sh}$  并不相等，处于图 4-3 所示的非平衡状态 (Unbalance)。在 16.3GHz 到 17.9GHz 的区间之内，等效介电常数  $\epsilon_{reff}$  和等效磁导率  $\mu_{reff}$  为单负，传输线处于截止状态。通过等效电路的分析可知，贴片与地板之间的液晶  $LC_{sh}$  可以控制并联电容  $C_{sh}$ ， $C_{sh}$  的增大可以导致并联谐振频率的减小，而且不会造成串联谐振频率  $\omega_{se}$  的变化。因此适当增大贴片的大小可以使并联谐振频率  $\omega_{sh}$  减小到与串联谐振频率  $\omega_{se}$  相同的水平。

其它参数不变，将图 4-6 所示结构中  $l_p$  由 0.6mm 增大为 1.72mm，按照相同的方法进行仿真分析，通过仿真可以得到无偏压状态下该结构的 S 参数，如图 4-15 和图 4-16 所示。

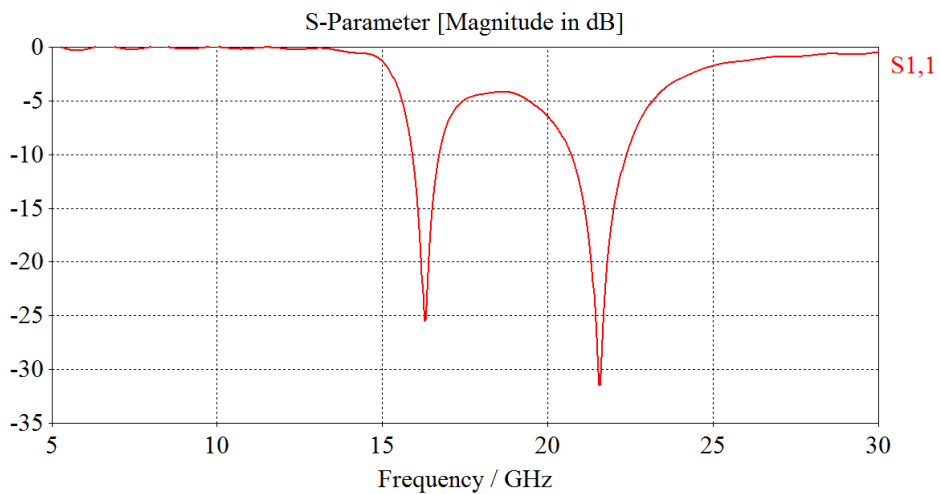
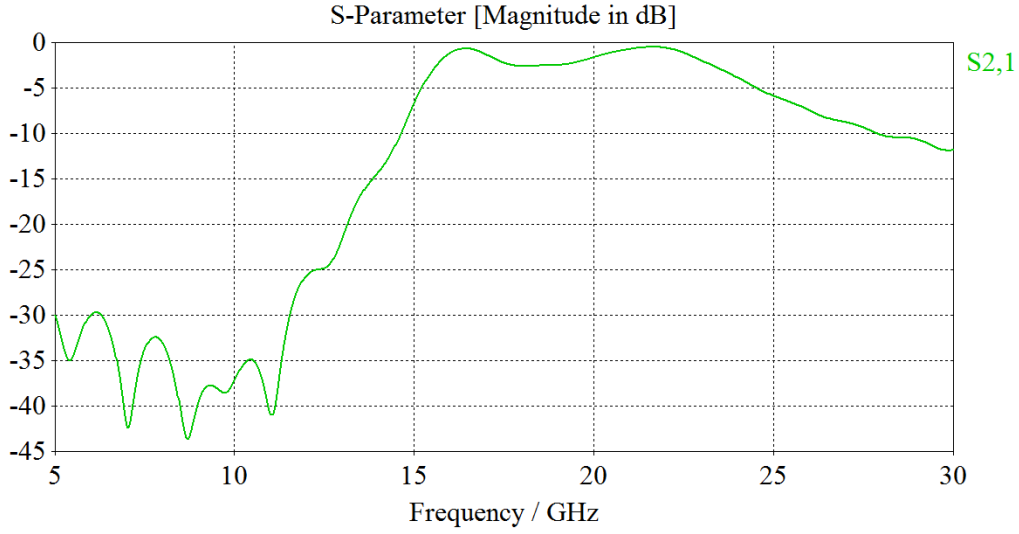


图 4-15 无偏压情况下， $l_p=1.72$  时， $S_{11}$  曲线


 图 4-16 无偏压情况下， $l_p=0.3$  时， $S_{21}$  曲线

根据 S 参数提取出的等效相对介电常数  $\epsilon_{\text{reff}}$  和相对磁导率  $\mu_{\text{reff}}$ ，如图 4-16 所示：

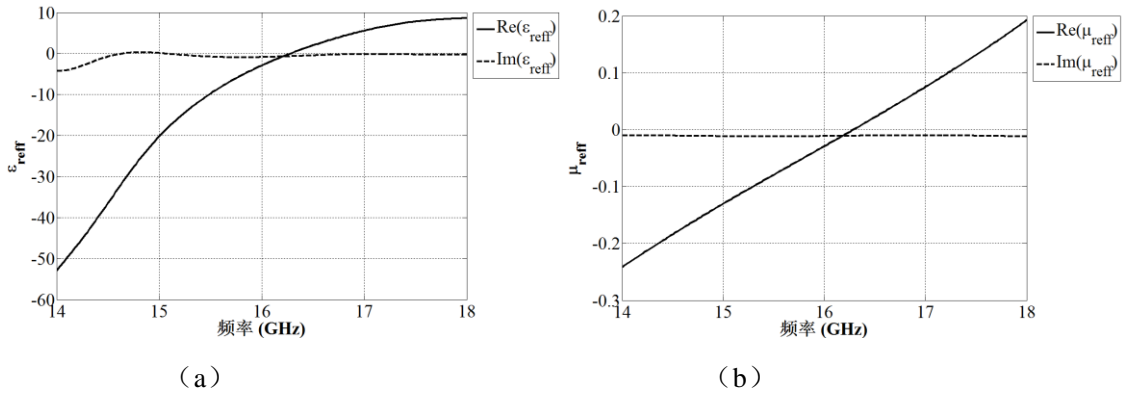


图 4-17 无偏压情况下， $l_p=1.72$  时，根据 S 参数反推得到的等效媒质参数 (a) 等效介电常数  $\epsilon_{\text{reff}}$  (b) 等效相对磁导率  $\mu_{\text{reff}}$

图 4-17 和图 4-10 相比较，无偏压状态下，串联谐振频率  $\omega_{\text{se}}$  基本不变，并联谐振频率  $\omega_{\text{sh}}$  则有较大的增加，串联谐振频率  $\omega_{\text{se}}$  和并联谐振频率  $\omega_{\text{sh}}$  均为 16.25GHz，因而此时该结构处于平衡状态 (Balance)。通过图 4-15 和 4-16 可以看出 16.25GHz 左右的传输特性很好， $S_{11}$  小于 -10dB， $S_{21}$  大于 -2dB。

当偏压  $V_{\text{se}}$  和  $V_{\text{sh}}$  均为饱和偏压时，对  $LC_{\text{se}}$  和  $LC_{\text{sh}}$  的设置方法与图 4-12 相同，对该结构进行仿真，可以得到相应的 S 参数，如图 4-18 和 4-19 所示。

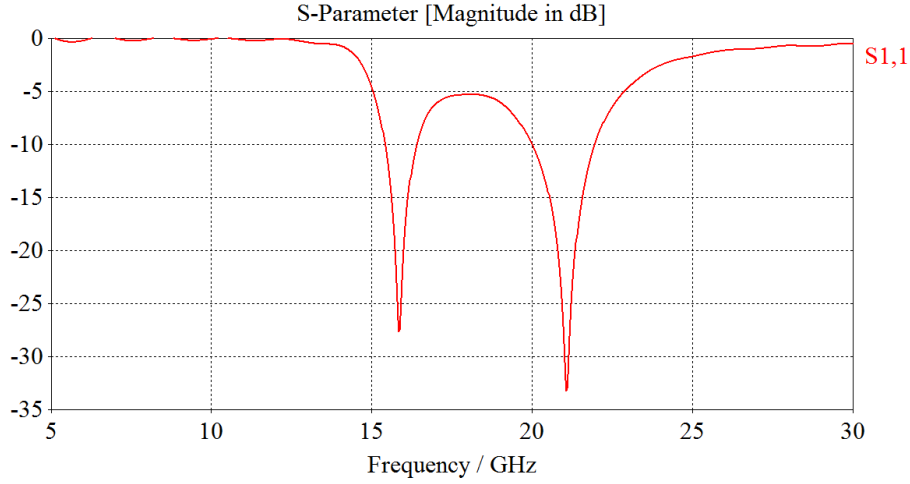


图 4-18  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压情况下,  $I_p=1.72$  时,  $S_{11}$  曲线

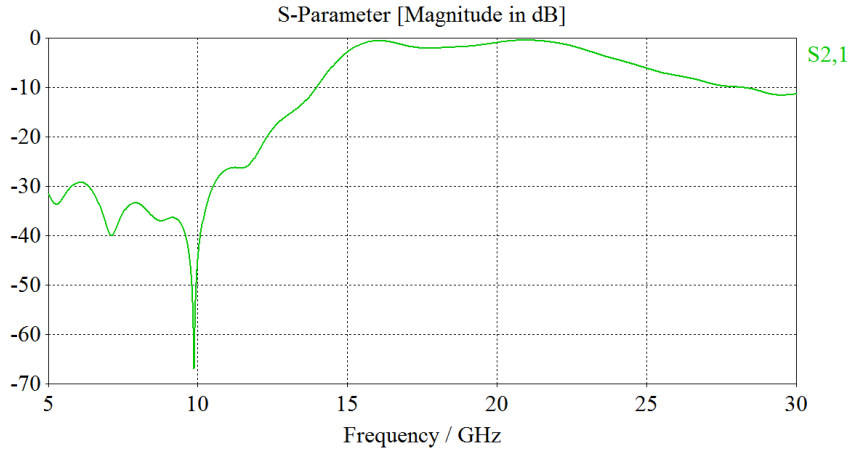


图 4-19  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压情况下,  $I_p=1.72$  时,  $S_{21}$  曲线

根据  $S$  参数提取出的等效相对介电常数  $\epsilon_{reff}$  和相对磁导率  $\mu_{reff}$ , 如图 4-20 所示。

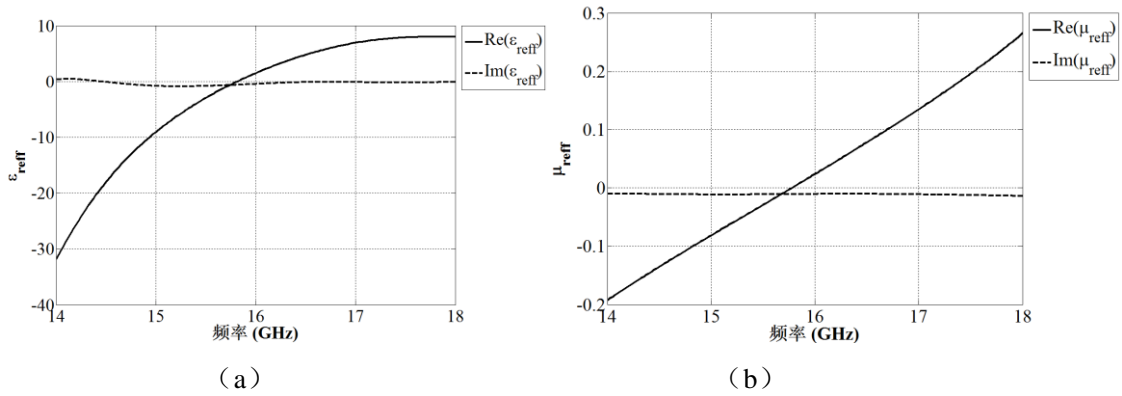


图 4-20  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压,  $I_p=1.72$  时, 根据  $S$  参数反推得到的等效媒质参数 (a) 等效介电常数  $\epsilon_{reff}$  (b) 等效相对磁导率  $\mu_{reff}$

图 4-20 可以看出,  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压时, 串联谐振频率和并联谐振频率均为 15.75GHz, 此时也处于平衡状态, 且通过图 4-18 和 4-19 可以看出, 在 15.75GHz 左右的传输特性很好,  $S_{11}$  小于 -10dB,  $S_{21}$  大于 -2dB。

对于无偏压情况, 串并联谐振频率均为 16.25GHz, 小于 16.25GHz 为左手工作区, 大于 16.25GHz 为右手工作区。而对于  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压的情形, 串并联谐振频率均为 15.75GHz, 小于 15.75GHz 为左手工作区, 大于 15.75GHz 为右手工作区。而处于平衡状态的谐振频率点对应的等效介电常数和磁导率均为零, 此时对应的相移常数  $\beta$  也为零。据此我们可以得到无偏压状态和饱和偏压下,  $S_{21}$  的相位变化情况, 如图 4-21 所示。

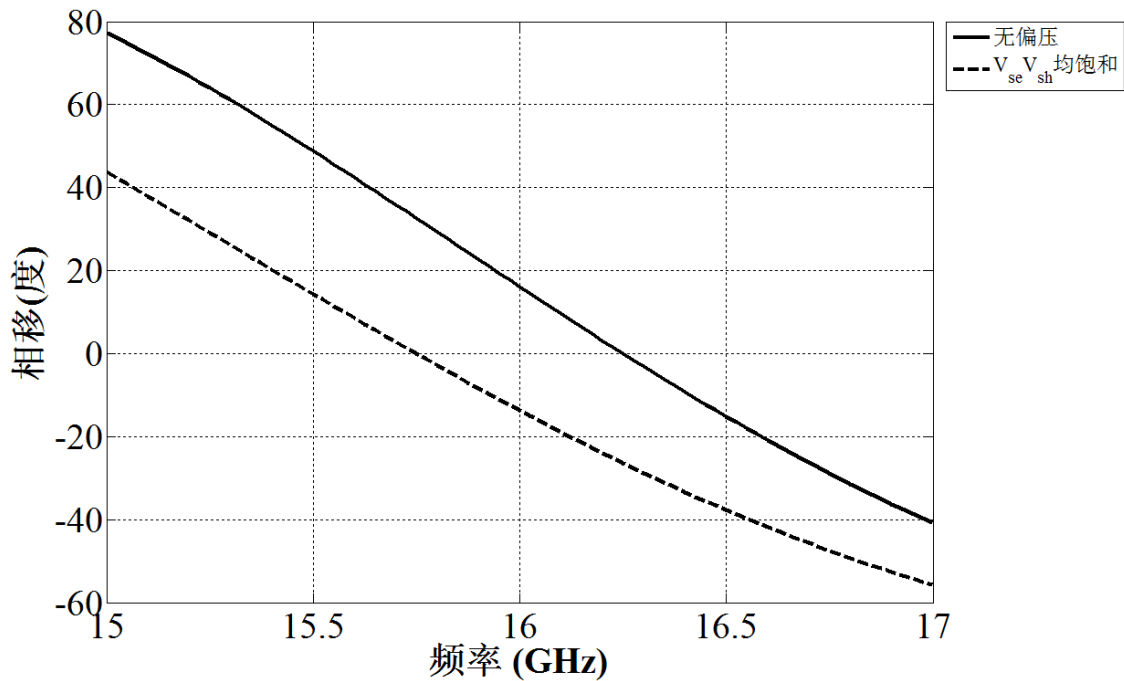


图 4-21 无偏压及  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  均为饱和偏压时,  $S_{21}$  相移与频率的对应关系

由图 4-21 所示, 在 15.75~16.25GHz 的频率范围内, 在增大偏压时, 相移量由正变化为负, 即由相位超前变为相位滞后, 对应的工作区由左手区变为右手区。对于 16GHz 的频点来说, 通过控制偏压, 可以实现  $\pm 15^\circ$  的相位变化, 即可以实现复合左右手移向。通过比较图 4-15 和图 4-18 以及图 4-16 和图 4-19, 可以看出在 15.85~16.15GHz 的频率范围内,  $S_{11}$  可以保证在 -10dB 以下,  $S_{21}$  可以保证在 -2dB 以上。可以通过合理控制偏压  $V_{se}$  和  $V_{sh}$  的大小, 使传输线处于平衡状态, 以保证相对良好的传输特性。因此该结构可以用作复合左右手移向器, 工作在 15.85~16.15GHz, 带宽为 300MHz。而上述仿真忽略了边缘场对液晶分子排布的影响, 而若将边缘场效应考虑进去的话, 则相应的带宽会更宽。

相较于其它结构的复合左右手移相器，该结构具有如下几个优点：

1.整个结构只有三个部分，下表面镀有上带条和贴片的玻璃、液晶夹层、上表面镀有导体带条和地板的 CPW 结构的玻璃。在微带结构中，常用交指线来实现串联电容，而交指线的加工难度相对较高。而且交指线通过线间电压控制液晶分子的排布，相较于上述结构中平面电压来讲，交指线对液晶的调控能力较弱。

2.CPW 结构的特点在于其导体带条和地板位于同一平面，这也给双压调谐带来了很大的方便。仅通过一个相应的平面结构，就可以同时产生串联电容  $C_{se}$  和并联电容  $C_{sh}$ 。而通过微带结构实现双压调谐则需要两层液晶来分别实现  $C_{se}$  和  $C_{sh}$ ，而这无疑加大了液晶灌装的难度。

总结而言，上述结构具有结构简单、加工难度低、易于实现双压调谐和复合左右手移向的优点。

### 4.3 本章小结

本章研究了一种基于共面波导结构的液晶双调谐复合左右手传输线结构，对其结构进行了仿真分析，并利用等效电路的方法，通过 S 参数提取了该结构的等效本构参数。调节相应的参数，使该结构处于平衡状态，分析了单元结构的移向效果。得到通过合理控制偏压  $V_{se}$  和  $V_{sh}$ ，在中心频率为 16GHz，带宽为 300MHz 的频率范围内，可以实现  $\pm 15$  度的移相效果，该结构可用作复合左右手移相器。

## 结论

本文首先从电调谐方式出发，重点研究了液晶电调谐方法。从两个方面入手，分别研究了液晶在偏压场中的偏转特性以及液晶介电参数的测量方法。

液晶在偏压场中的偏转特性研究方面，分别采用了公式法和迭代法建立了液晶的压控偏转模型。公式法对夹在平行板中， $100\mu\text{m}$  厚的液晶分子的排布进行了仿真研究，对不同位置的液晶偏转角度进行了量化分析，中间部分的液晶偏转角度明显大于边缘部分的液晶。增大电压，液晶的偏转角度会趋近于电场方向。并研究了弹性系数  $k_{11}$  和  $k_{33}$  对液晶偏转的影响，相同偏压下，弹性系数越小，液晶的偏转角度越大。根据液晶偏转方向与电场趋同的特性，通过迭代法对饱和偏压下液晶的偏转方向进行了建模分析。

液晶介电参数测试方面，研究对比了两种液晶介电参数的测量方法：带条谐振法和圆片谐振法。研究方法上，通过仿真模拟实测，根据仿真结果计算出的介电参数与预置值相对比，对上述两种方法进行了误差分析，得到了圆片谐振法的系统误差可以控制在 1% 以内，优于带条谐振法 5% 以内的系统误差。圆片法更适合液晶的测试。

其次，本文将液晶电调谐方式与共面波导结构结合起来，研究了一种双压液晶调谐共面波导超常媒质结构。利用等效电路原理，根据  $S$  参数提取了其本构参数，并通过改变参数，将其调节到平衡状态。研究了该结构单元的复合左右手移相效果，可以在中心频率为 16GHz，带宽为 300MHz 的频率范围内实现  $\pm 15^\circ$  的复合左右手移向效果，可用作复合左右手移相器。

## 参考文献

- [1] P.M.Valanju, R.M.Walser, A.P.Valanju. Wave refraction in negative-index media: always positive and very inhomogeneous[J]. Physical Review letters.2002.88(18):187401.
- [2] Garcia N, Nieto Vesperimas M. Is there an experimental verification of a negative index of refraction yet [J]. Optics Letters. 2002, 27: 885—887.
- [3] Li K, McLean J, Greegor R B, et al. Free-space focused-beam characterization of left-handed materials[J], Applied Physics Letters. 2003,82 (5): 2535—2537.
- [4] Franc A L, Karabey O H, Rehder G, et al. Compact and Broadband Millimeter-Wave Electrically Tunable Phase Shifter Combining Slow-Wave Effect With Liquid Crystal Technology[J]. 2013.
- [5] Caloz C, Nguyen H V. Novel broadband conventional-and dual-composite right/left-handed (C/D-CRLH) metamaterials: properties, implementation and double-band coupler application[J]. Applied Physics A, 2007, 87(2): 309-316.
- [6] Lai A, Itoh T, Caloz C. Composite right/left-handed transmission line metamaterials[J]. Microwave Magazine, IEEE, 2004, 5(3): 34-50.
- [7] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis. Determination of Effective Permittivity and Permeability of Metamaterials from Reflection and Transmission Coefficients. Physical Review B. 2002, 65(19):195104:1~5
- [8] D. R. Smith, D. Schurig, J. B. Pendry. Negative Refraction of Modulated Electromagnetic Waves. Applied Physics Letters. 2002, 81(15):2713~2715
- [9] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, S. Schultz. Microwave Transmission through a Two-Dimensional, Isotropic, Left-Handed Metamaterial. Applied Physics Letters. 2001, 78(4): 489~491
- [10] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction. Science. 2001, 292(5514): 77~79
- [11] L. Liu, C. Caloz, T. Itoh. Dominant Mode (Dm) Leaky Wave Antenna with Backfire-to-Endfire Scanning Capability. Electronics Letters. 2002,38(23): 1414~1416
- [12] Geelhaar T, Griesar K, Reckmann B. 125 Years of Liquid Crystals—A Scientific Revolution in the Home[J]. Angewandte Chemie International

Edition, 2013, 52(34): 8798-8809.

- [13] 松元正一, 角田市良. 液晶的最新技术. 北京: 化学工业出版社, 1991. 290~297
- [14] Yaghmaee P, Karabey O H, Bates B, et al. Electrically Tuned Microwave Devices Using Liquid Crystal Technology[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2013, 2013.
- [15] Martin N, Tentillier N, Laurent P, et al. Electrically microwave tunable components using liquid crystals[C]//Microwave Conference, 2002. 32nd European. IEEE, 2002: 1-4.
- [16] Bernigaud J F, Martin N, Laurent P, et al. Liquid crystal tunable filter based on DBR topology[C]//Microwave Conference, 2006. 36th European. IEEE, 2006: 368-371.
- [17] Yazdanpanahi M, Mirshekar-Syahkal D. Millimeter-wave liquid-crystal-based tunable bandpass filter[C]//Radio and Wireless Symposium (RWS), 2012 IEEE. IEEE, 2012: 139-142.
- [18] Goelden F, Gaebler A, Karabey O, et al. Tunable band-pass filter based on liquid crystal[C]//German Microwave Conference, 2010. IEEE, 2010: 98-101.
- [19] Follmann R, Kother D, Campo M A, et al. Liquida-Sky—A tunable liquid crystal filter for space applications[C]//Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2013 IEEE-APS Topical Conference on. IEEE, 2013: 90-93.
- [20] Salski B, Olszewska M, Gwarek W. Planar double-negative metamaterial filters tunable by liquid crystals[C]//Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2012 19th International Conference on. IEEE, 2012, 1: 221-223.
- [21] Withayachumnankul W, Fumeaux C, Abbott D. Planar Array of Electric-LC Resonators With Broadband Tunability[J]. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, 2011, 10: 577-580.
- [22] Yaghmaee P, Horestani A K, Bates B, et al. A multi-layered tunable stepped-impedance resonator for liquid crystal characterization[C]//Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific. IEEE, 2012: 776-778.
- [23] Yaghmaee P, Fumeaux C, Bates B, et al. Frequency tunable S-band resonator using nematic liquid crystal[J]. Electronics letters, 2012, 48(13): 798-800.
- [24] Yaghmaee P, Withayachumnankul W, Horestani A K, et al. Tunable electric-LC resonators using liquid crystal[C]//Proceedings of the IEEE International



- Symposium on Antenna and Propagation (APS/USNC-URSI'13). 2013.
- [25] Weil C, Luessem G, Jakoby R. Tunable inverted-microstrip phase shifter device using nematic liquid crystals[C]//Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International. IEEE, 2002, 1: 367-371.
- [26] Missaoui S, Kaddour M, Gharbi A. Design and simulation of tunable phase shifters based on liquid crystals[J]. Electromagnetics, 2011, 31(4): 285-293.
- [27] Ito Y, Kawakami T, Sasamori T, et al. MMW liquid crystal phase shifter by using novel microstrip structure[C]//Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2011 36th International Conference on. IEEE, 2011: 1-2.
- [28] Weickhmann C, Nathrath N, Gehring R, et al. Recent measurements of compact electronically tunable liquid crystal phase shifter in rectangular waveguide topology[J]. Electronics Letters, 2013, 49(21): 1345-1347.
- [29] Nose T, Iisaka T, Ito Y, et al. Planar type liquid crystal phase shifter based on the microstripline structure[C]//Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2013 38th International Conference on. IEEE, 2013: 1-2.
- [30] Jost M, Weickhmann C, Strunck S, et al. Liquid crystal based low-loss phase shifter for W-band frequencies[J]. Electronics Letters, 2013, 49(23): 1460-1462.
- [31] Strunck, S.; Karabey, O.H.; Weickhmann, C.; Gaebler, A.; Jakoby, R., "Continuously tunable phase shifters for phased arrays based on liquid crystal technology," Phased Array Systems & Technology, 2013 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.82,88, 15-18 Oct. 2013
- [32] Sahbani F, Tentillier N, Legrand C, et al. Coplanar liquid crystal reconfigurable phase-shifters[J]. Molecular Crystals and Liquid Crystals, 2011, 542(1): 204/[726]-212/[734].
- [33] Nose T, Ito Y, Iisaka T, et al. High frequency performance extending to millimeter-waves in inverted-microstrip-line-type LC phase shifter[C]//SPIE OPTO. International Society for Optics and Photonics, 2013: 864206-864206-10.
- [34] Karwin C M, Livesey K L. Liquid crystal phase shifters with a twist[J]. Applied Physics Letters, 2013, 103(6): 063508
- [35] Martin N, Tentillier N, Laurent P, et al. Electrically microwave tunable components using liquid crystals[C]//Microwave Conference, 2002. 32nd

- European. IEEE, 2002: 1-4.
- [36] Piotrowski J, Parka J, Nowinowski-Kruszelnicki E. Nematic liquid crystals in inverted microstrip structures[C]//Electron Technology Conference 2013. International Society for Optics and Photonics, 2013: 89022B-89022B-7.
- [37] Kuki T, Fujikake H, Kamoda H, et al. Microwave variable delay line using a membrane impregnated with liquid crystal[C]//Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International. IEEE, 2002, 1: 363-366.
- [38] Karabey O H, Gaebler A, Strunck S, et al. A 2-D Electronically Steered Phased-Array Antenna With 2 2 Elements in LC Display Technology[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2012, 60(5): 1297-1306.
- [39] Damm C, Maasch M, Gonzalo R, et al. Tunable composite right/left-handed leaky wave antenna based on a rectangular waveguide using liquid crystals[C]//Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International. IEEE, 2010: 13-16.
- [40] Roig M, Maasch M, Damm C, et al. Steerable Ka-Band leaky wave antenna based on liquid crystal material[C]//Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), 2013 7th International Congress on. IEEE, 2013: 540-545.
- [41] Sato K, Matsuzawa S, Inoue Y. Composite right/left-handed leaky wave antenna for millimeter-wave automotive applications[C]//Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on. IEEE, 2006: 1-4.
- [42] Roig M, Maasch M, Damm C, et al. Liquid crystal-based tunable CRLH-transmission line for leaky wave antenna applications at Ka-Band[J]. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 1-6.
- [43] Roig M, Maasch M, Damm C, et al. Liquid crystal based tunable composite right/left-handed leaky-wave antenna for Ka-Band applications[C]//Microwave Conference (EuMC), 2013 European. IEEE, 2013: 759-762.
- [44] Kamei T, Yokota M, Ozaki R, et al. Microstrip Array Antenna with Liquid Crystals Loaded Phase Shifter[J]. Molecular Crystals and Liquid Crystals, 2011, 542(1): 167/[689]-175/[697].
- [45] Fritzsche C, Bildik S, Jakoby R. Ka-band frequency tunable patch

- antenna[C]//Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE. IEEE, 2012: 1-2.
- [46] Deo P, Mirshekar-Syahkal D, Seddon L, et al. Liquid crystal based patch antenna array for 60 GHz applications[C]//Radio and Wireless Symposium (RWS), 2013 IEEE. IEEE, 2013: 127-129.
- [47] Hoehn A, Hager P B, Harder J T. Design characterization of an electronic steerable Ka-band antenna using liquid crystal phase shifters[C]//Aerospace Conference, 2013 IEEE. IEEE, 2013: 1-14.
- [48] Doumanis E, Dickie R, Baine P, et al. Nematic liquid crystals for reconfigurable millimeter wavelength antenna technology[C]//Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on. IEEE, 2013: 1791-1792.
- [49] Srinivas A S, Priya P P, Khan H. A NOVEL MICROSTRIP T-SLOT ANTENNA ON LIQUID CRYSTAL SUBSTRATE FOR X BAND APPLICATIONS[J].
- [50] Hu W, Cahill R, Encinar J A, et al. Design and measurement of reconfigurable millimeter wave reflectarray cells with nematic liquid crystal[J]. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 2008, 56(10): 3112-3117.
- [51] Bildik S, Dieter S, Fritzsche C, et al. Reconfigurable liquid crystal reflectarray with extended tunable phase range[C]//Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European. IEEE, 2011: 1292-1295.
- [52] Perez-Palomino G, Baine P, Dickie R, et al. Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarray elements with improved bandwidth in F-band[J]. 2013.
- [53] Zhao Q, Kang L, Du B, et al. Electrically tunable negative permeability metamaterials based on nematic liquid crystals[J]. Applied physics letters, 2007, 90(1): 011112.
- [54] Gorkunov M V, Osipov M A. Tunability of wire-grid metamaterial immersed into nematic liquid crystal[J]. Journal of Applied Physics, 2008, 103(3): 036101.
- [55] Zhang F, Zhao Q, Kang L, et al. Magnetic control of negative permeability metamaterials based on liquid crystals[J]. Applied Physics Letters, 2008, 92(19): 193104.

- [56] Kruk S, Minovich A, Farnell J, et al. Tunable and nonlinear fishnet metamaterials based on liquid crystal infiltration[C]//SPIE NanoScience+Engineering. International
- [57] Kowerdziej R, Parka J, Nyga P, et al. Simulation of a tunable metamaterial with nematic liquid crystal layers[J]. Liquid Crystals, 2011, 38(3): 377-379.
- [58] Maasch M, Roig M, Damm C, et al. Planar metamaterial with separately voltage tunable electric and magnetic dispersion based on liquid crystal[C]//Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), 2013 7th International Congress on. IEEE, 2013: 556-559.
- [59] Tarnowski K, Salejda W. Design of negative metamaterial cell with nematic liquid crystal operating in M band[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2014, 56(1): 39-41.
- [60] Zhang F, Kang L, Zhao Q, et al. Magnetically tunable left handed metamaterials by liquid crystal orientation[J]. Optics express, 2009, 17(6): 4360-4366.
- [61] Zhang F, Zhang W, Zhao Q, et al. Electrically controllable fishnet metamaterial based on nematic liquid crystal[J]. Optics express, 2011, 19(2): 1563-1568.
- [62] Manabe A. Liquid crystals for microwave applications[C]//SPIE OPTO. International Society for Optics and Photonics, 2013: 86420S-86420S-6.
- [63] 高鸿锦. 中国液晶显示器件及其材料产业现状与展望[J]. 精细与专用化学品, 1998, 6(17): 11-13.
- [64] Karabey O H. Polarization Agile Antennas in LC Technology[M]//Electronic Beam Steering and Polarization Agile Planar Antennas in Liquid Crystal Technology. Springer International Publishing, 2014: 107-130.
- [65] Utsumi Y, Kamei T. Dielectric permittivity measurements of liquid crystal in the microwave and millimeter wave ranges[J]. Molecular Crystals and Liquid Crystals, 2004, 409(1): 355-370.
- [66] Perez-Palomino G, Florencio R, Encinar J A, et al. Accurate and Efficient Modeling to Calculate the Voltage Dependence of Liquid Crystal Based Reflectarray Cells[J]. 2014.
- [67] Gölden F. Liquid crystal based microwave components with fast response times: material, technology, power handling capability[D]. Technische

Universität Darmstadt, Fachgebiet Mikrowellentechnik, 2010.

- [68] James R, Fernandez F A, Day S E, et al. Accurate modeling for wideband characterization of nematic liquid crystals for microwave applications[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2009, 57(12): 3293-3297.
- [69] Panasyuk G, Allender D W. Approximate description of the three dimensional director and electric field in a liquid crystal display at a high voltage[J]. Journal of Applied Physics, 2000, 87(2): 649-657.
- [70] Papanicolaou N C, Polycarpou A C, Christou M A. Numerical modeling of electromagnetic wave propagation in a liquid crystal cell at oblique incidence[J]. Applied Mathematics and Computation, 2013, 219(22): 10643-10654.
- [71] Perez-Palomino G, Encinar J A, Barba M. Accurate electromagnetic modeling of liquid crystal cells for reconfigurable reflectarrays[C]//Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on. IEEE, 2011: 997-1001.
- [72] 马恒, 浮新普. 液晶材料介电常数的毫米波频率特性研究[J]. 液晶与显示, 2009 (6): 779-782.
- [73] Schaub D E, Oliver D R. A circular patch resonator for the measurement of microwave permittivity of nematic liquid crystal[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2011, 59(7): 1855-1862.
- [74] Chen L F, Ong C K, Neo C P, et al. Microwave electronics: measurement and materials characterization[M]. John Wiley & Sons, 2004.
- [75] Svacina J. Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1992, 40(4): 769-772.
- [76] Balanis, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. John Wiley & Sons, 2012.
- [77] Shadrivov I V. Tunable metamaterials for microwave and terahertz frequencies[C]//Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), 2013 7th International Congress on. IEEE, 2013: 343-345.
- [78] V. G. Veselago. The Electrodynamics of Substances with Simultaneously

Negative Values of E and M. Soviet Physics Uspekhi. 1968, 10(4):509~511

## 攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果

### （一）发表的学术论文

- [1] 王石龙, 孟繁义. 基于石墨烯的太赫兹可重构极化扭转器研究[J]. 空间电子技术, 2013, 4: 68-70.

## 哈尔滨工业大学学位论文原创性声明及使用授权说明

### 学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的学位论文《电调谐超常媒质研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读学位期间独立进行研究工作所取得的成果，且学位论文中除已标注引用文献的部分外不包含他人完成或已发表的研究成果。对本学位论文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。

作者签名：王石龙

日期：2014 年 6 月 22 日

### 学位论文使用权限

学位论文是研究生在哈尔滨工业大学攻读学位期间完成的成果，知识产权归属哈尔滨工业大学。学位论文的使用权限如下：

(1) 学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，并向国家图书馆报送学位论文；(2) 学校可以将学位论文部分或全部内容编入有关数据库进行检索和提供相应阅览服务；(3) 研究生毕业后发表与此学位论文研究成果相关的学术论文和其他成果时，应征得导师同意，且第一署名单位为哈尔滨工业大学。

保密论文在保密期内遵守有关保密规定，解密后适用于此使用权限规定。本人知悉学位论文的使用权限，并将遵守有关规定。

作者签名：王石龙

日期：2014 年 6 月 22 日

导师签名：孙黎文

日期：2014 年 6 月 22 日



## 致 谢

衷心感谢导师孟繁义教授这两年来对本人的专业方面的精心指导和生活上的关怀帮助，孟老师扎实的学术作风和朴实的亲和力深深影响了我，使我终生难忘。感谢吴群老师对本人学术上的引导和生活上的关心，使我受益匪浅。感谢傅佳辉老师、杨国辉老师和张狂老师对本人学习和生活的无私帮助。感谢陈晚师兄在毕业设计中对本人的帮助和指导，以及丁旭旻师兄、刘睿智同学、马磊强师弟等实验室同窗们一直以来的帮助和支持。这两年的经历将会是我终生的财富。