



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

博士学位论文

基于压电异质集成衬底的声学谐振器研究

作者姓名: 张师斌

指导教师: 欧 欣 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别: 工学博士

学科专业: 微电子学与固体电子学

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

2020 年 9 月

Acoustic Wave Resonators
Using Hetero-integrated Piezoelectric Substrates

A dissertation submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Doctor of Philosophy

In
Microelectronics and Solid State Electronics

By

Shibin Zhang

Supervisor: Professor Xin Ou

Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology

Chinese Academy of Sciences

September 2020

中国科学院大学 研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：张师斌
日期：2020.08.19

中国科学院大学 学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名：张师斌
日期：2020.08.19

导师签名：张师斌
日期：2020.08.19

摘 要

作为移动通信射频前端不可或缺的部分, 射频声学滤波器已经形成技术和市场双重垄断的格局, 遗憾的是我国企业和机构并未入围。5G 通信技术的发展对射频声学滤波器的性能提出了更高要求, 是一种挑战, 更是一种机遇。称之为挑战, 是因为 5G 通信对滤波器的性能如工作频率、矩形度、带外抑制、带宽、体积、功率和温度稳定性等要求不断提高; 称之为机遇, 是因为现有声学滤波器技术, 包括声表面波滤波器技术和体声波滤波器技术, 均无法完全满足 5G 通信对高频、大带宽的需求, 因而将展开新一轮的技术和市场竞争。

此外, 相比于发展中的 5G 通信用射频声学滤波器技术, 4G 通信用滤波器技术较为成熟。然而, 高性能 4G 射频声学滤波器依然被国外巨头垄断, 国内移动通信厂商包括华为等企业依赖日本村田、美国博通等巨头; 国外公司通过并购实现了从设计到制造全方位对我国封锁。因此, 打破国际巨头对 4G 通信用射频声学滤波器的垄断, 同时实现 5G 通信用声学滤波器的自给十分重要。

相较于技术成熟且专利壁垒极高的体声波滤波器技术, 高性能声表面波滤波器技术还在不断发展中, 更有希望形成具有自主知识产权的中国制造高性能射频声学滤波器件技术。针对移动射频通信对高性能声学滤波器的需求, 本论文开展基于压电异质集成衬底的高频、大带宽的声学谐振器和滤波器的研究, 具体包括:

(1) 高声速压电异质集成衬底的研究与制备。针对 4G、5G 通信对高频、大带宽射频声学滤波器的需求, 分析筛选出最适合的压电单晶材料 LiNbO_3 。通过分析各向异性支撑衬底中的体波传输特性并结合目标声学模式的传输特性, 筛选出与单晶 LiNbO_3 匹配的高声速支撑衬底 4H-SiC。分析表明基于 X-cut LiNbO_3 /4H-SiC 异质集成衬底的兰姆波谐振器(滤波器)可满足 5G 通信对高频、大带宽的需求。此外, 基于离子束剥离与键合技术, 成功制备出晶圆级 X-cut LiNbO_3 /4H-SiC 异质集成衬底。

(2) 基于 X-cut LiNbO_3 /4H-SiC 异质集成衬底的射频声学谐振器、滤波器的设计与仿真。本论文结合有限元仿真软件和数值计算软件建立了一套实用的声表面波谐振器的分析与设计方案。基于有限元仿真软件建立不同结晶学取向的压电异质集成衬底的通用声学分析模型, 以便快速、准确地获得其声学特性信息, 并筛选出符合要求的目标声学模式。针对不同晶体结构的支撑衬底, 建立通用的模式

转换（能量泄露）模型和配套的傅里叶图像分析方法，研究压电薄膜内谐振能量向衬底泄露的机制及相应的抑制方案。基于有限元模型分析叉指电极与反射栅之间的电学不连续引起的能量散射和非标准反射栅阵列对漏波的抑制作用。此外，基于数值计算软件分析叉指电极的电学损耗对谐振器 Q 值的影响。

(3) 基于 X-cut $\text{LiNbO}_3/4\text{H-SiC}$ 异质集成衬底的射频声学谐振器、滤波器的制备与测试分析。基于 X-cut $\text{LiNbO}_3/4\text{H-SiC}$ 衬底，设计并制备了机电耦合系数 k_t^2 高达 27.8%，最大 Bode- Q 值为 1920，对应的 FoM 值高达 530 的 SH0-SAW 谐振器；同时，还实现了谐振频率大于 3.4 GHz，机电耦合系数大于 20% 的 S0-SAW 谐振器。此外，基于 X-cut $\text{LiNbO}_3/4\text{H-SiC}$ 衬底，设计并制备了中心频率为 2.29 GHz，插入损耗仅为 1.38 dB，带外抑制为 41.6 dB，3-dB 相对带宽高达 9.9%，频率温度系数约为 -48.2 ppm/k 的高阶梯形射频声学滤波器。

此外，本文还初步开展了柔性声学谐振器的研究，具体包括：

研究基于离子束剥离与键合技术的柔性自支撑单晶 LiNbO_3 薄膜的制备并初步验证其在声学谐振器中的应用。对离子束在单晶 LiNbO_3 中引入的应力及剥离后单晶 LiNbO_3 薄膜内的残余应力分布进行研究；建立应力平衡模型并基于上述模型制备柔性自支撑的单晶 LiNbO_3 复合薄膜；基于柔性自支撑单晶 LiNbO_3 复合薄膜设计并制备声学谐振器；对柔性声学谐振器进行测试分析。

关键词： 声学谐振器，声学滤波器，压电异质集成衬底，柔性单晶压电薄膜， LiNbO_3 ，4H-SiC，5G 通信

Abstract

As an indispensable part of the RF front-end for mobile communications, RF acoustic filters have formed a pattern of double monopoly in technology and market. Unfortunately, Chinese companies and institutions are not shortlisted. The development of 5G communication technology imposes higher requirements on the performance of RF acoustic filters, which is a challenge and an opportunity. It is called a challenge because 5G communication has continuously increasing requirements for filter performance such as operating frequency, squareness, out-of-band rejection, bandwidth, size, power handling, and temperature stability; it is called an opportunity because of existing acoustic filtering technology, including surface acoustic wave filter technology and bulk acoustic wave filter technology, can not fully meet the high frequency and large bandwidth requirements of 5G communication, so a new round of technology and market competition will be launched.

In addition, compared to the developing RF acoustic filter technology for 5G communications, the filter technology for 4G communications is more mature. However, high-performance 4G RF acoustic filters are still monopolized by foreign giants. Domestic mobile communication manufacturers including Huawei and other companies rely on giants such as Murata of Japan and Broadcom of the United States. Foreign companies have achieved a comprehensive blockade of my country from design to manufacturing through mergers and acquisitions. Therefore, it is very important to break the monopoly of international giants on 4G communication RF acoustic filters and at the same time realize the self-sufficiency of 5G communication acoustic filters.

Compared with the bulk acoustic wave filter technology with mature technology and extremely high patent barriers, the high-performance surface acoustic wave filter technology is still evolving, and it is more hopeful to form a Chinese-made high-performance RF acoustic filter device technology with independent intellectual property rights. In response to the demand for high-performance acoustic filters for mobile radio frequency communications, this paper conducts research on high-frequency, large-bandwidth acoustic resonators and filters based on piezoelectric heterogeneous integrated substrates, including:

- (1) Research and preparation of high-sonic piezoelectric heterogeneous integrated

substrate. In response to the needs of high-frequency and large-bandwidth RF acoustic filters for 4G and 5G communications, the most suitable piezoelectric single crystal material LiNbO_3 was analyzed and selected. By analyzing the transmission characteristics of bulk waves in the anisotropic support substrate and combining the transmission characteristics of the target acoustic mode, the high-sonic support substrate 4H-SiC matched with the single crystal LiNbO_3 was selected. The analysis shows that the Lamb wave resonators (filters) based on the X-cut LiNbO_3 /4H-SiC heterogeneous integrated substrate can meet the high frequency and large bandwidth requirements of RF acoustic filters for 5G communication. In addition, based on ion-slicing and wafer bonding processes, wafer-scale X-cut LiNbO_3 /4H-SiC substrates were successfully prepared.

(2) Design and simulation of RF acoustic resonators and filters based on X-cut LiNbO_3 /4H-SiC heterogeneous integrated substrates. This paper combines a finite element simulation software and a numerical calculation software to establish a set of practical analysis and design solutions for surface acoustic wave resonators. Based on the finite element simulation software, a general acoustic analysis model of piezoelectric heterogeneous integrated substrates with different crystallographic orientations is established in order to quickly and accurately obtain the information of its acoustic characteristics, and to screen out the target acoustic mode that meets the requirements. For supporting substrates with different crystal structures, a general mode conversion (energy leakage) model and supporting Fourier image analysis method are established to study the mechanism of the leakage of resonance energy in the piezoelectric film to the substrate and the corresponding suppression scheme. Based on the finite element model, the energy scattering caused by the electrical discontinuity between the IDTs and the reflectors and the suppression effect of the non-standard reflectors on the leakage wave are analyzed. In addition, based on numerical calculation software, the influence of the electrical loss of the IDTs on the Q value of the resonator is analyzed.

(3) Preparation and measurements of RF acoustic resonators and filters based on X-cut LiNbO_3 /4H-SiC heterogeneous integrated substrate. The SH0-SAW resonator with an electromechanical coupling coefficient k_t^2 of up to 27.8%, a maximum Bode- Q value of 1920, and a corresponding FoM value of up to 530 was designed and prepared. At the same time, the S0-SAW resonator with a resonance frequency greater

than 3.4 GHz and an electromechanical coupling coefficient k_t^2 greater than 20% was realized. In addition, based on the X-cut LiNbO₃/4H-SiC substrate, the acoustic filter with the center frequency of 2.29 GHz, the insertion loss of 1.38 dB, the out-of-band rejection of 41.6 dB, the 3-dB relative bandwidth of up to 9.9%, and the frequency temperature coefficient of about -48.2 ppm/k was designed and fabricated.

In addition, this article also carried out preliminary research on flexible acoustic resonators, including:

The preparation of flexible and self-supporting single crystal LiNbO₃ thin film based on ion-slicing and wafer bonding processes was studied and its application in acoustic resonators was preliminarily verified. The stress introduced by the ion beam in the single crystal LiNbO₃ and the residual stress distribution in the single crystal LiNbO₃ film after ion-slicing were studied. A stress balance model was established and the flexible and self-supporting single crystal LiNbO₃ composite film was prepared based on the above model. Then based on the flexible and self-supporting single Crystal LiNbO₃ composite thin film, acoustic resonators were designed and prepared. Finally, the flexible acoustic resonators were measured and analyzed.

Key Words: Surface acoustic wave resonator, RF acoustic filter, Hetero-integrated piezoelectric substrate, Flexible single crystal piezoelectric film, LiNbO₃, 4H-SiC, 5G

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 引言	1
1.2 射频声学谐振器技术	3
1.2.1 压电本构关系.....	3
1.2.2 声表面波谐振器.....	3
1.2.3 体声波谐振器.....	12
1.2.4 板波谐振器.....	15
1.2.5 柔性声学谐振器.....	18
1.3 压电异质集成衬底的制备	19
1.3.1 固态装配型压电异质集成衬底 (POI) 制备工艺	19
1.3.2 柔性自支撑复合单晶压电薄膜制备工艺.....	20
1.4 论文的主要研究内容及结构	21
第 2 章 单晶压电薄膜表征与声学器件测试方法	24
2.1 单晶压电薄膜测试表征方法简介	24
2.1.1 高分辨 X 射线衍射技术 (HRXRD)	24
2.1.2 原子力显微镜 (AFM)	25
2.1.3 压电力显微镜 (PFM)	26
2.1.4 电子显微镜 (EM)	27
2.1.5 白光干涉仪 (WLI)	28
2.2 声学谐振器测试表征方法简介	29
2.2.1 S 参数测试	30
2.2.2 频率温度系数 (TCF) 测试	34
2.2.3 功率容量测试.....	36
2.3 声学谐振器模型简介	37
2.3.1 多物理场 FEM 仿真模型	37
2.3.2 MBVD 及 MR-MBVD 等效电路模型	42
2.4 本章小结.....	45
第 3 章 基于压电异质集成衬底的射频声学器件设计	46
3.1 研究背景及现状	46
3.2 支撑衬底中声波传输特性分析	48
3.2.1 纵波传输特性分析.....	48
3.2.2 横波传输特性分析.....	50
3.3 几种衬底材料的物理特性对比	53
3.4 基于高声速 POI 衬底的声表面波谐振器的设计与仿真.....	55

3.4.1	POI-SAW 简介	56
3.4.2	SH0 和 S0 模式的色散分析	56
3.4.3	高声速 POI 衬底对声波能量的约束分析	66
3.4.4	电极电学损耗对谐振器 Q 值的影响分析	73
3.4.5	电极电学不连续引起的能量散射分析	78
3.4.6	非标准反射栅阵列对漏波的抑制	81
3.5	基于 SH0-SAW 的射频声学滤波器设计	83
3.5.1	梯形滤波器简介	84
3.5.2	基于 SH0-SAW 的梯形滤波器设计	86
3.6	本章小结	89
第 4 章	基于压电异质集成衬底的射频声学器件制备及测试	90
4.1	高声速 POI 衬底的制备与表征	90
4.2	基于高声速 POI 衬底的声表面波谐振器制备与测试	93
4.2.1	SH0-SAW 和 S0-SAW 的制备	93
4.2.2	S 参数测试及结果讨论	99
4.3	基于 SH0-SAW 的射频声学滤波器制备与测试	107
4.3.1	射频声学滤波器的制备	108
4.3.2	S 参数测试及结果讨论	109
4.3.3	频率温度系数 (TCF) 测试及结果讨论	112
4.3.4	功率容量测试及结果讨论	113
4.5	本章小结	116
第 5 章	基于单晶压电薄膜的柔性声学谐振器探究	117
5.1	研究背景及现状	117
5.2	柔性单晶压电薄膜的制备	118
5.2.1	应力平衡模型	118
5.2.2	柔性单晶压电薄膜的制备与表征	121
5.3	柔性声学谐振器的制备与测试	124
5.3.1	柔性声学谐振器的制备	124
5.3.2	柔性声学谐振器 S 参数测试与分析	125
5.3.3	柔性声学谐振器应变表征	126
5.4	本章小结	127
第 6 章	总结与展望	128
参考文献		131
致谢		143
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果		145

图表目录

图 1.1	5G 通信频谱图 ^[1]	1
图 1.2	射频前端市场规模预测 ^[2]	2
表 1.1	基于单晶压电衬底的单端口谐振器关键参数说明.....	4
图 1.3	声表面波谐振器结构示意图.....	4
图 1.4	滤波器通带衰减特性与谐振器 Q 值的关系 ^[8]	6
图 1.5	压电单晶衬底和压电异质集成衬底的截面示意图.....	8
图 1.6	IHP-SAW 与传统 SAW 结构示意图 ^[16]	9
图 1.7	不同衬底结构的 SAW 器件之间的表面能量占比和 Q 值对比 ^[16]	10
图 1.8	基于布拉格反射层的 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q ^[27]	11
图 1.9	FBAR 和 BAW-SMR 结构示意图 ^[8]	13
图 1.10	XBAW 结构示意图 ^[30]	14
图 1.11	板波谐振器结构示意图 ^[38]	16
图 1.12	不同输入功率条件 A1 模式谐振器的导纳曲线 ^[40]	16
图 1.13	XBAR 结构示意图 ^[41]	17
图 1.14	基于 LiNbO_3/PI 柔性衬底的兰姆波谐振器 ^[47]	19
图 1.15	POI 衬底制备工艺流程图.....	20
图 1.16	柔性自支撑单晶压电薄膜制备工艺流程图.....	21
图 1.17	论文研究框架图.....	22
图 2.1	X 射线 Bragg 衍射及 XRD 衍射仪结构示意图.....	25
图 2.2	AFM 结构示意图.....	26
图 2.3	PFM 工作原理示意图.....	27
图 2.4	电子与材料的相互作用示意图.....	28
图 2.5	白光干涉仪原理示意图.....	29
图 2.6	N 端口微波网络示意图 ^[54]	31
图 2.7	双端口微波网络示意图.....	32
图 2.8	室温 S 参数测试平台.....	33
图 2.9	变温 S 参数测试平台.....	35
图 2.10	功率容量测试回路.....	36
图 2.11	声表面波谐振器有限元仿真模型.....	38

图 2.12	声表面波谐振器周期性单元模型.....	39
图 2.13	声表面波谐振器纵向切片模型.....	39
图 2.14	声表面波谐振器横向切片模型.....	40
图 2.15	基于不同 FEM 模型的声表面波谐振器仿真结果	41
图 2.16	MBVD 等效电路模型.....	42
图 2.17	MR-MBVD 等效电路模型.....	43
图 2.18	基于 MBVD 和 MR-MBVD 模型的导纳曲线拟合结果.....	44
图 3.1	目标晶体坐标系和体波传输方向.....	48
表 3.1	不同衬底的物理特性对比.....	54
图 3.2	X-cut LN 薄膜内激发的声学模式的 K_2 同传输方向和 h/λ 的关系 ^[26]	57
图 3.3	有限元仿真中的几何坐标系与材料坐标系.....	58
表 3.2	基于 POI 衬底的 SH0-SAW 仿真参数说明	59
图 3.4	SH0-SAW 导纳曲线随面内传输方向变化的仿真结果.....	59
图 3.5	SH0 和 Rayleigh 模的相速度和机电耦合系数色散仿真结果	60
图 3.6	SH0-SAW 导纳曲线随波长变化的仿真结果.....	61
图 3.7	X-cut LN 薄膜内激发的 S0 模的 K_2 同传输方向和 h/λ 的关系 ^[26]	62
图 3.8	S0-SAW 的导纳曲线和 kt_2 随面内传输方向变化的仿真结果.....	63
图 3.9	S0-SAW 的相速度和机电耦合系数色散仿真结果	63
图 3.10	S0-SAW 的导纳曲线随波长变化的仿真结果	64
图 3.11	S0-SAW 的模态振型随 h/λ 变化的仿真结果.....	65
图 3.12	基于 X-cut LN/Si 和 X-cut LN/4H-SiC 衬底的声学谐振仿真.....	67
图 3.13	空间域振型图转换到波数空间的流程图.....	67
图 3.14	4H-SiC 衬底内体波传输方向示意图	68
图 3.15	SH0-SAW 谐振频率点空间域和波数空间振型图.....	69
图 3.16	S0-SAW 谐振频率点空间域和波数空间振型图	70
图 3.17	S0-SAW 谐振频率点空间域和波数空间振型图	72
图 3.18	IDT 电极结构示意图.....	73
图 3.19	R_s 对谐振频率点 Q 值的影响.....	74
图 3.20	IDT 指条对数和电阻率对电阻 R_s 和谐振频率点 Q 值的影响	75
表 3.3	基于 POI 衬底的 SH0-SAW 仿真参数说明	76
图 3.21	电极电阻 R_s 对谐振器导纳曲线和 Bode- Q 的影响	77
图 3.22	SH0-SAW 导纳曲线和模式振型图仿真结果.....	79

图 3.23	单端口 SAW 器件的版图	80
图 3.24	SH0-SAW 的 IDT 电极与反射栅阵列交接区域的振型图	80
图 3.25	S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 仿真结果	81
图 3.26	声表面波谐振器的 IDT 电极和反射栅阵列示意图	82
图 3.27	滤波器的相对带宽与谐振器 kt_2 的关系 ^[39]	84
图 3.28	梯形滤波器拓扑结构及其设计规则 ^[112]	85
图 3.29	SH0-SAW 频率色散曲线和串并联谐振器导纳曲线仿真结果	86
表 3.4	串并联谐振器单元的核心设计参数	87
图 3.30	高阶梯形滤波器结构示意图及其 S 参数仿真结果	87
图 3.31	高阶梯形滤波器版图	88
图 4.1	X-cut LN/4H-SiC 衬底的实物图及其面内均匀性图像	91
图 4.2	X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面形貌及粗糙度图像	91
图 4.3	X-cut LN 衬底与薄膜的 XRD 结果	92
图 4.4	X-cut LN 薄膜的 SEM 和 TEM 图像	93
图 4.5	声学谐振器制备流程图	94
图 4.6	X-cut LN/4H-SiC 样品和器件版图	94
图 4.7	EBL 工艺中电子束剂量对器件制备的影响	95
图 4.8	电子束蒸发的铝薄膜的 SEM 图像	96
图 4.9	Lift-off 工艺失败的 SAW 器件的 SEM 图像	97
图 4.10	POI-SAW 的光镜图	98
图 4.11	SH0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 测试结果	99
图 4.12	固态装配型 SAW 的性能对比	100
图 4.13	不同波长的 SH0-SAW 的测试结果对比	101
图 4.14	基于两种射频探针的 SH0-SAW 测试结果	103
图 4.15	S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 测试结果	104
图 4.16	基于非标准反射栅的 S0-SAW 测试结果	105
图 4.17	反射栅周期对 S0-SAW 性能的影响	106
图 4.18	基于非标准反射栅的 S0-SAW 测试结果	107
图 4.19	基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器光镜图	108
图 4.20	基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器测试结果	110
图 4.21	本论文滤波器测试结果与 Murata 公司结果对比 ^[70]	111
图 4.22	基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器测试与仿真结果对比	112

图 4.23	基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器的 TCF 表征	113
图 4.24	基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器的功率容量表征	114
图 4.25	功率容量测试后的高阶梯形滤波器的光镜图	114
图 4.26	功率容量测试后的高阶梯形滤波器的 SEM 图像	115
图 5.1	因残余应力卷曲的 LN 单晶薄膜	117
图 5.2	离子束剥离过程中 LN 薄膜的应力变化情况	119
图 5.3	LN 薄膜与应力平衡 LN 薄膜的应变仿真对比	120
图 5.4	柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜	121
图 5.5	柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜的表征	122
图 5.6	离子束剥离的单晶 LN 薄膜 PFM 测试结果	123
图 5.7	柔性声学谐振器及其制备流程图	124
图 5.8	柔性声学谐振器的 S 参数测试结果与模式振型图仿真结果	125
图 5.9	柔性声学谐振器的频率-应变测试	126

符号说明

重要符号	物理意义
T	应力张量
S	应变张量
E	电场张量
D	电位移张量
C^E	短路弹性刚度常数
e	压电应力常数
ε^S	机械夹持介电常数
f_r	谐振频率
f_a	反谐振频率
Q	品质因子
k_t^2	有效机电耦合系数
λ	波长
C_0	声学谐振器静态电容
ρ	质量密度

缩略词说明

缩略词	英文全称	中文全称
SOI	Silicon-on-Insulator	绝缘衬底上的硅
POI	Piezoelectric-on-Insulator	压电异质集成衬底
LN	LiNbO ₃	铌酸锂
LT	LiTaO ₃	钽酸锂
SAW	Surface Acoustic Wave	声表面波
BAW	Bulk Acoustic Wave	体声波
IDT	Interdigital Transducer	叉指换能器
SH0	Zero-order shear-horizontal wave	零阶水平剪切波
S0	Zero-order symmetrical lamb wave	零阶对称型兰姆波
LVR	Laterally vibrating resonator	横向振动谐振器
FBAR	Film Bulk Acoustic Resonator	体声波谐振器
BAW-SMR	Bulk Acoustic Wave-Solidly Mounted Resonator	固态装配型体声波谐振器
IHP-SAW	Incredible High Performance- Surface Acoustic Wave Resonator	极高性能声表面波器件
FEM	Finite Element Modeling	有限元建模
MBVD	Modified Butterworth-Van Dyke	修正后的巴特沃斯范戴克模型
2D-FFT	Two-Dimensional Fast Fourier Transform	二维快速傅里叶变换
TCF	Temperature Coefficient of Frequency	频率温度系数
TCE	Temperature Coefficient of Elasticity	弹性温度系数
TCV	Temperature Coefficient of Velocity	速度温度系数
OoB	Out-of-band rejection	带外抑制
FBW	Fractional Bandwidth	相对带宽

IL	Insertion Loss	插入损耗
RL	Return Loss	回波损耗
FoM	Figure of Merit	品质因数
EBL	Electron Beam Lithography	电子束曝光
CMP	Chemical Mechanical Polishing	化学机械抛光
VNA	Virtual Network Analyzer	矢量网络分析仪
XRD	X-ray Diffraction	X 射线衍射
FWHM	Full width at half maximum	半峰宽
AFM	Atomic Force Microscope	原子力显微镜
PFM	Piezoelectric Force Microscope	压电力显微镜
SEM	Scanning Electron Microscope	扫描电子显微镜
TEM	Transmission Electron Microscope	透射电子显微镜
SAED	Selected Area Electron Diffraction	选区电子衍射
WLI	White Light Interferometer	白光干涉仪
5G	Fifth Generation mobile communication	第五代移动通信技术
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	多输入多输出
IoT	Internet of Things	物联网

第1章 绪论

1.1 引言

随着移动通信和民用移动定位等个人无线通讯技术的发展, 通讯终端的多功能化日趋明显, 例如目前的移动终端设备要求具有无线接入、GPS、语音和高速数据传输等功能。过去的 2G~4G 移动通信技术已经完全改变了人们的生活方式, 高度的社会信息化也迫使人们对更先进的移动通信技术提出要求。与 4G 移动通信技术相比, 5G 移动通信技术具有更高的通信速度、连接密度和更低的延迟, 5G 的发展和商用化将在医疗保健、汽车、机器人、娱乐和智能制造等领域创造新的应用场景。5G 技术需求的大数据高速传输对移动终端内的射频前端提出了低功耗、微型化、低成本和集成化等要求。

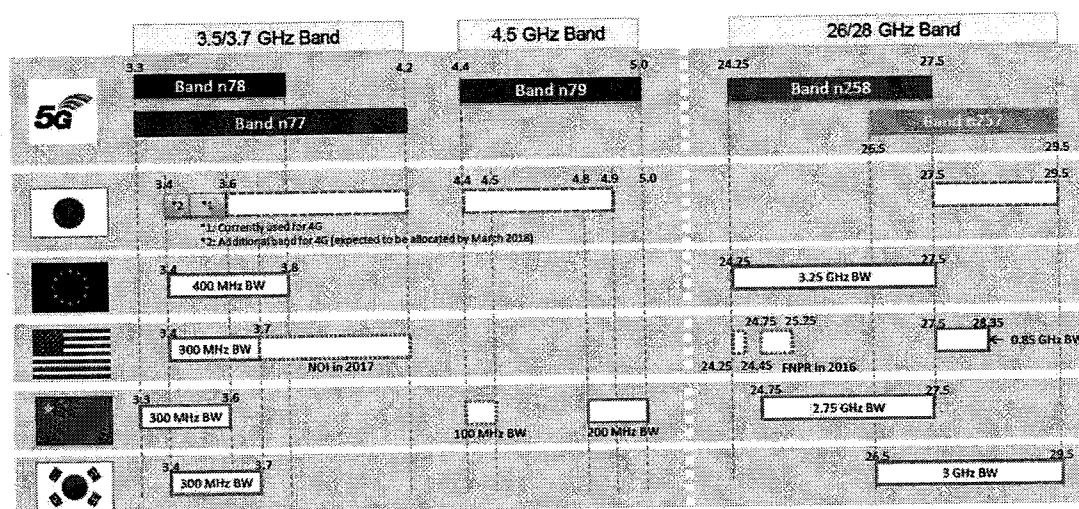


图1.1 5G 通信频谱图^[1]

Figure 1.1 The 5G spectrum.

作为射频前端的重要组成部分, 滤波器将成为 5G 射频前端增长最快的组件之一。一方面, 5G 时代所使用的电磁波频率将继续提升。3GPP R15 版本定义的 5G NR 的 FR1 的工作频率覆盖 450 MHz 到 6000 MHz, 全球范围内主要使用的频段为 FR1 频段中 3.3 GHz~5 GHz 频段, 即 Sub-6 GHz 频段。图 1.1 展示了国内外主要的 5G NR FR1 工作频段和部分 FR2 工作频段。根据射频器件巨头 Skyworks 预测, 5G 技术商业化应用成熟后将新增 50 个以上的通信频段, 全球 2G/3G/4G/5G 网络合计支持的频段将多达 91 个。

另一方面, 5G 通信技术将大规模使用多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 天线阵列技术, 预计需要 64~128 个天线。每根天线组件都需要与滤波器组件连接, 这就意味着同一频段将需要多颗滤波器同时工作。此外, 随着 5G 技术中的 IoT (Internet of Things) 及微基站的发展, 将会增加移动设备的终端数量。据 Yole 预测, 滤波器将占据射频前端模块总体市场的 50% 以上, 预计市场规模将从 2017 年的 80 亿美元增加到 2023 年的 225 亿美元, 年复合增长率达到 19%, 如图 1.2 所示。

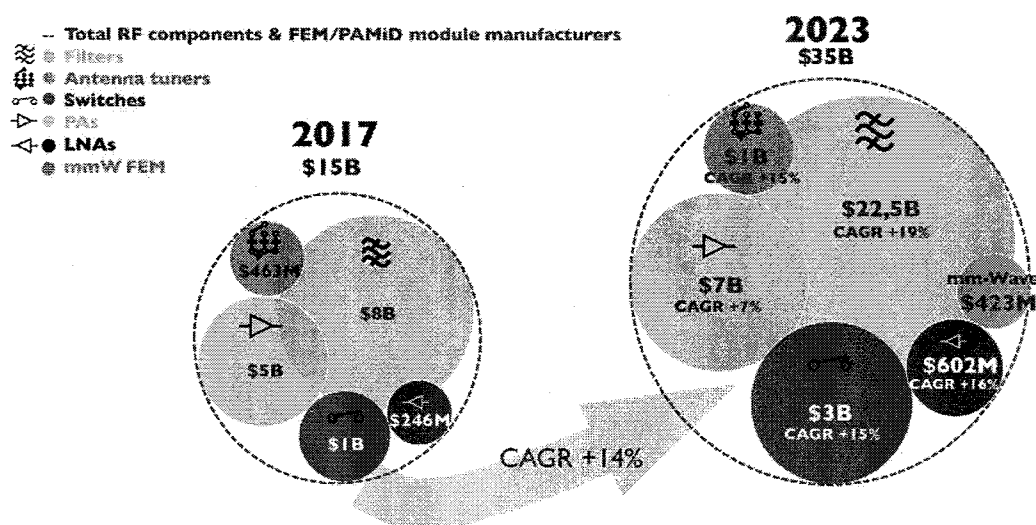


图1.2 射频前端市场规模预测^[2]

Figure 1.2 Forecast of the RF front-end market.

因此, 5G 通信时代滤波器数量的增加以及新技术的引入, 对滤波器的性能如工作频率、矩形度、带外抑制 (Out-of-band rejection, OoB)、带宽、体积、功率和温度稳定性等要求不断提高。移动通信终端中使用的滤波器主要是声表面波 (Surface Acoustic Wave, SAW) 滤波器和体声波 (Bulk Acoustic Wave, BAW) 滤波器。射频 SAW 和 BAW 滤波器由于插入损耗低 ($< 2\text{dB}$)、阻带抑制高、成本低和微型化等优势成为移动通信射频前端无可替代的元器件。目前, 射频滤波器已经形成技术和市场垄断格局。在 SAW 滤波器领域, 日企 Murata、TDK 和太阳诱电占据了 85% 的市场份额; BAW 滤波器市场基本被美企 Broadcom 和 Qorvo, 占据全球 95% 以上的市场份额, 且 BAW 滤波器专利壁垒很高。我国的滤波器供应商主要为中电集团、天津诺思微系统、无锡好达和开元通信等, 但在技术能力与市场份额等方面与国外厂商仍然存在很大差距。

2018年,《科技日报》将手机射频器件——“滤波器”列为35项“卡脖子”技术之一。我国终端设备制造商非常希望摆脱国外企业垄断,对具有自主知识产权的国产高性能射频声学滤波器件需求迫切。为打破国际4G通信用射频声学滤波器的垄断,实现5G通信用声学滤波器的自给,十分有必要通过科研攻关,形成科学、高效的高性能射频声学滤波器分析、设计技术方案。相较于成熟的BAW滤波器技术,高性能SAW滤波器技术(如POI-SAW技术)还在不断发展中,结合同在发展中的新型异质集成压电衬底技术,更有希望形成具有自主知识产权的中国制造高性能滤波器件技术。

1.2 射频声学谐振器技术

基于压电效应和逆压电效应的射频声学滤波器是移动射频前端不可或缺的部分,而射频声学谐振器由声学谐振器串、并联构成,因此射频声学谐振器技术是射频声学滤波器技术的核心。研究较多、应用较广的射频声学谐振器主要包括引言中提到的声表面波谐振器和体声波谐振器;此外,随着单晶压电薄膜制备工艺的不断发

1.2.1 压电本构关系

声学谐振器基于压电效应进行机械能和电能的相互转换。正压电效应指压电材料沿某一方向受力而使晶格发生形变时,正、负电荷分离而产生极化现象,从而在压电材料表面产生等量的正、负电荷的现象;逆压电效应是指在压电材料极化方向上施加电场时,材料发生形变。对于压电晶体,需要用压电本构方程来描述声场和电场的耦合关系,可表示为:

$$T = C^E S - e E \quad \dots (1.1)$$

$$D = e S + \varepsilon^S E \quad \dots (1.2)$$

其中, T 为应力张量, S 为应变张量, E 为电场张量, D 为电位移张量。 C^E 为短路弹性刚度常数, e 为压电应力常数, ε^S 为机械夹持介电常数。压电本构方程、质点位移方程和相应的边界条件构成了声学谐振器模型的物理基础。

1.2.2 声表面波谐振器

传统的声表面波谐振器的基本结构如图1.3所示,包括顶视图和侧视图,其

中关键参数在表 1.1 中做出了说明。传统的声表面波谐振器的核心结构包括在单晶压电衬底表面形成的图案化的叉指电极 (Interdigital Transducers, IDTs), 如图 1.3(a)中的橘黄色和绿色指条; 置于 IDT 电极左右两端的反射栅阵列(Reflectors), 如图 1.3 (a) 中的蓝色指条。其中, IDT 电极由 N_i 对周期为 P_i 的金属指条构成, 且这些金属指条相间地连接到两条汇流条 (Busbars); 反射栅则由 N_r 对周期为 P_r 的金属指条构成, 在图 1.3 所示的典型谐振器中, 这些反射栅的金属指条短接(等电势)。

表1.1 基于单晶压电衬底的单端口谐振器关键参数说明

Table 1.1 Key parameters of an one-port resonator

符号	参数	符号	参数
T_{piezo}	压电衬底厚度	W_e	IDT 指条宽度
T_e	电极厚度	W_r	反射栅指条宽度
P_i	IDT 周期	W_a	孔径宽度
P_r	反射栅周期	W_g	空气间隙宽度
N_i	IDT 对数	W_{ri}	空气间隙宽度
N_r	反射栅对数	W_b	汇流条宽度

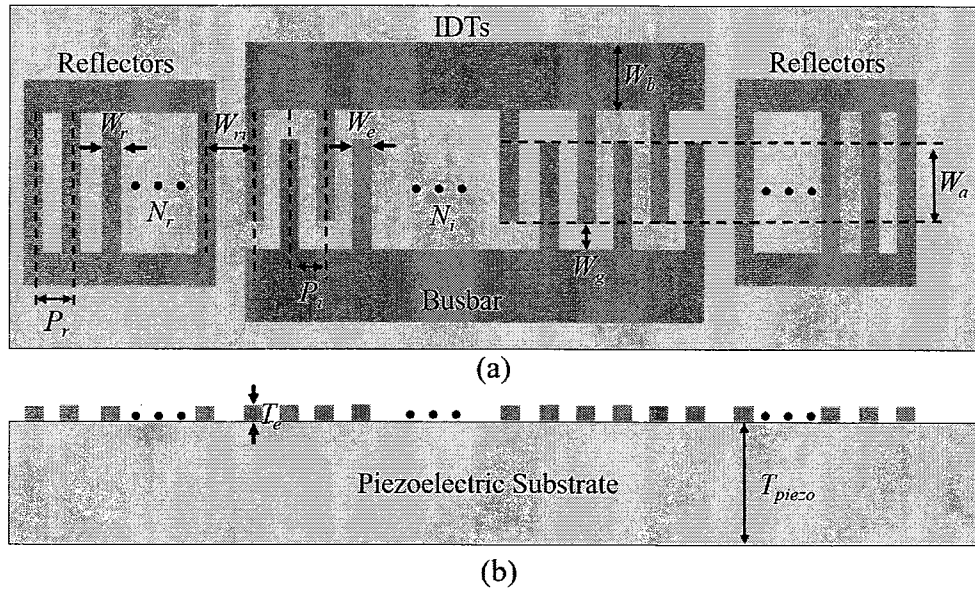


图1.3 声表面波谐振器结构示意图

Figure 1.3 Schematic diagram of a surface acoustic wave resonator.

(a) 顶视图; (b) 侧视图

一般而言,反射栅的周期 P_r 与 IDT 周期 P_i 完全一致,这样 IDT 所激发的声波谐振频率与反射栅的工作频率一致,从而实现较好的机械能反射^[3]。IDT 电极的金属指条对数和汇流线长度成正比,而 IDT 电极的电学损耗与指条对数成反比,与汇流线长度成正比^[4];同时 IDT 指条对数与器件 Q 值紧密相关,实际设计器件需要综合考虑以确定合适的 IDT 指条对数。此外, IDT 指条的孔径宽度(W_a)与空气间隙宽度(W_g)和谐振器横向杂散模式(Transverse Spurious Mode)的激发、谐振器 Q 值等相关^[5],同时其还与 IDT 电极电学损耗成正比,因此 IDT 电极的设计需要折中考虑。

声学谐振器的基本性能参数包括谐振频率(f_r)、反谐振频率(f_a)、导纳比(Admittance ratio)、有效机电耦合系数(k_t^2)、品质因子(Q)等。对于声表面波谐振器,其谐振频率 f_r 由目标模式的声速 v 和对应叉指电极(IDT)的周期 P_i (图 1.3 所示)共同决定,近似表示为:

$$f_r \approx v/2P_i \quad \dots (1.3)$$

其中,目标模式的声速 v 与压电材料的种类、切型、目标模式在压电材料面内的传输方向、压电材料厚度(h)与目标模式波长(λ)的比值(h/λ)等密切相关。

机电耦合系数通常用于描述谐振器的机械能和电能的转换效率,包括压电材料的本征机电耦合系数(通常用 K^2 表示)和谐振器的有效机电耦合系数(通常用 k_t^2 表示)。 k_t^2 常用于声学谐振器和滤波器的设计,滤波器的相对带宽(Fractional Bandwidth, FBW)正比于谐振器的有效机电耦合系数 k_t^2 。实际应用中, k_t^2 有多种近似计算方式^[6],本论文采用国际上较为通用的近似公式,表示为:

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_r^2} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{C_m}{C_0} \quad \dots (1.4)$$

其中, f_a 是目标模式的反谐振频率, C_m 是谐振器的 MBVD 等效电路模型^[7]中的动态电容, C_0 是 MBVD 等效电路模型中的静态电容。

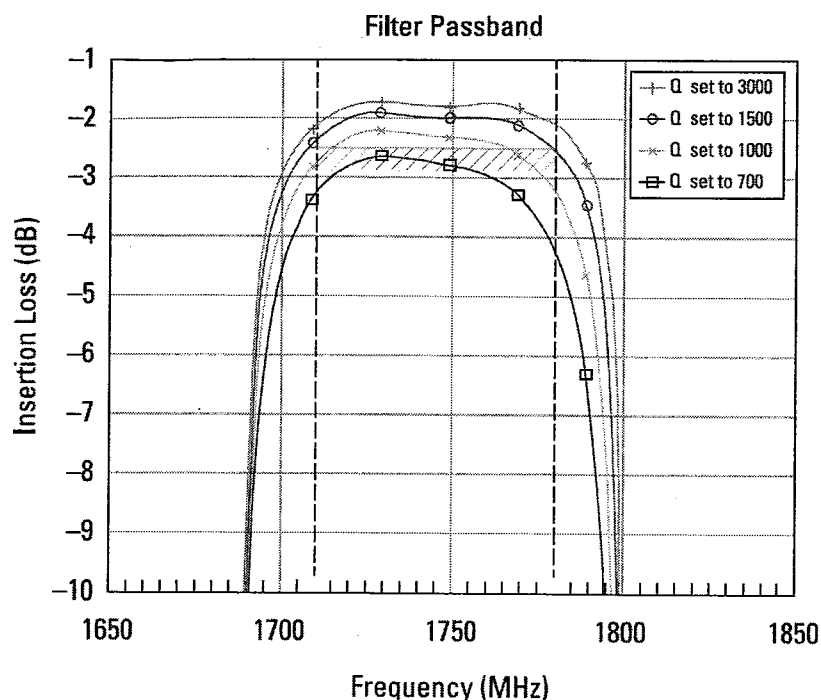

 图1.4 滤波器通带衰减特性与谐振器 Q 值的关系^[8]

 Figure 1.4 Attenuation characteristics of an acoustic RF filter with different resonator Q values.

品质因子 Q 用于描述每个震荡周期内谐振器存储的能量与损失的能量之比。声学谐振器的品质因子 Q 极大的影响声学滤波器的性能，如图 1.4 所示：

- ① 随着品质因子的下降，损耗（Insertion Loss, IL）上升，谐振器的品质因子数值越小，损耗上升的越快。
- ② 随着品质因子数值的下降，通带边缘更加圆滑，通带带宽变窄。注意每个连续下降的谐振器品质因子要与之前的谐振器匹配。
- ③ 通带边缘的损耗增速大于频带中间的损耗。这造成严重的调制问题，因为某些调制的区域恰好是通带边缘。

声学滤波器由声学谐振器串、并联构成，因而通常通过 MBVD 模型提取声学谐振器的电路参数，并利用提取的参数搭建声学滤波器电路模型，从而完成滤波器的设计与优化。从前面的分析可知声学谐振器的 Q 值会严重影响滤波器的损耗、带宽和矩形度等指标，因此对声学谐振器 Q 值的准确提取十分重要。目前，较为常用的提取方法包括 Bode- Q ^[9]和 3-dB 带宽法，其中，3-dB 带宽法主要用于计算谐振频率点和反谐振频率点处的 Q 值，可表示为：

$$Q_s \approx f_r / \Delta f_r \quad \dots (1.5)$$

$$Q_p \approx f_a / \Delta f_a \quad \dots (1.6)$$

其中, Δf_r 和 Δf_a 分别是阻抗响应 $|Z|$ 在谐振频率点 f_r 和反谐振频率点 f_a 的 -3 dB 带宽。当谐振器的谐振频率点或反谐振频率点附近存在较强的杂散模式(杂波)时, 主模的谐振峰或反谐振峰会受到杂波谐振峰的“压缩”而变得更加尖锐, 导致 -3 dB 带宽变窄, 进而通过公式 1.5 和 1.6 计算的 Q 值将会偏大。因此, 3-dB 带宽法适合于主模频率响应很“干净”, 即无杂散模式影响的情况。

此外, 对于声学滤波器, 我们关心的是整个通带及其附近频段的频率响应, 而滤波器由谐振器串、并联构成, 因此仅提取谐振器谐振和反谐振频率点的 Q 值是不够的, 应该对整个目标频段的 Q 值进行提取, 以便准确的预测滤波器在目标频段的频率响应。Bode- Q 被研究人员广泛用于整个目标频段的 Q 值提取, 其表达式如下:

$$Q(\omega) = \frac{\omega |S_{11}| \text{group_delay}(S_{11})}{1 - |S_{11}|^2} \quad \dots (1.7)$$

其中, ω 是角频率, S_{11} 是散射矩阵参数。

声表面波谐振器的性能受到多种因素的影响, 例如所激发的声波模式、压电材料的色散、IDT 电极与反射栅的设计、衬底的物理特性及其它器件设计细节等。然而, 在所有影响因素中, 衬底的物理特性起着决定性作用, 其不仅从底层影响 SAW 器件所能够激发的声学模式, 还在品质因子 Q 、有效机电耦合系数、功率容量、热稳定性等方面起着重要作用。

对于传统的声表面波谐振器, 常选用石英 (Quartz)^[10]、钽酸锂 (LiTaO₃, LT)^[11]、铌酸锂 (LiNbO₃, LN)^[12] 等压电晶体作为压电衬底, 常选择瑞利波 (Rayleigh wave) 作为目标声学模式, 其谐振能量主要集中在衬底表面。然而, 瑞利波的声速较低、机电耦合系数相对较小, 同时传统单晶压电衬底热导率较低, 因此, 基于传统单晶压电衬底的瑞利波声学谐振器难以用于构建高频、大带宽、大功率容量的射频声学滤波器。虽然零阶水平剪切波 (Zero-order shear-horizontal wave, SH0) 和零阶对称型兰姆波 (Zero-order symmetrical lamb wave, S0) 具有更高的声速和更大的机电耦合系数, 但其谐振能量极易向同质衬底泄露, 难以在单晶压电衬底表面形成有效的谐振。为了有效激发声速更高、机电耦合系数更大的声学模式并抑制其向压电衬底泄露, 同时提高声学谐振器的功率容量, 研究人员提出了基于异质集成压电衬底的声表面波谐振器^[13-22]。

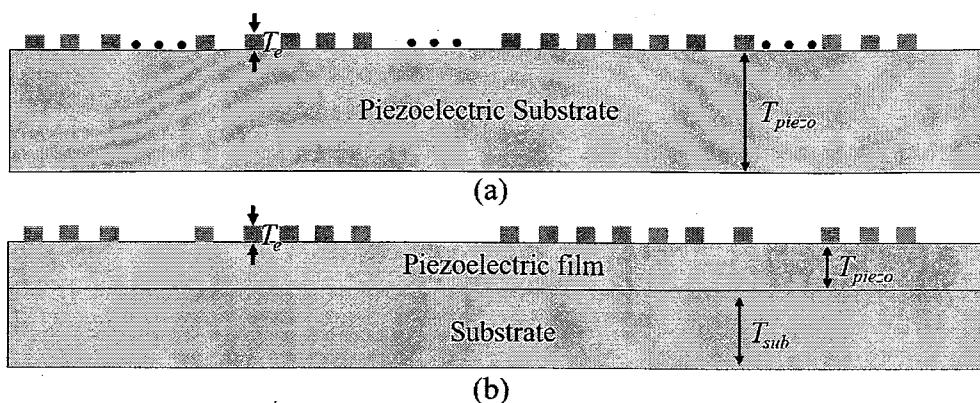


图1.5 压电单晶衬底和压电异质集成衬底的截面示意图

Figure 1.5 The cross-sectional schematic diagram of a single crystal piezoelectric substrate and a heterogeneous integrated piezoelectric substrate.

(a) 压电单晶衬底; (b) 压电异质集成衬底

图 1.5 (a) 和 (b) 分别显示了基于单晶压电衬底的传统 SAW 器件和基于异质集成压电衬底的高性能 SAW 器件的横截面示意图。本论文讨论基于单晶压电薄膜的压电异质集成衬底，其中压电薄膜常选用单晶 LN 或 LT 薄膜，支撑衬底可以是单一材料（如 Si 衬底^[13]），也可以是复合结构（如布拉格反射栅与 Si 衬底构成的复合衬底^[14]）。为了表述方便，我们将异质集成压电衬底统称为 POI（Piezoelectric-on-Insulator）衬底。POI 衬底原本用于指代 LT-SiO₂-Si 衬底，然而随着技术的不断发展，越来越多的单晶压电薄膜和支撑衬底被发掘，POI 衬底这一概念也被拓展，用以指代广义上由压电薄膜和支撑衬底构成的复合衬底。POI 衬底本质上是一种声学波导结构，由低声阻的压电薄膜和高声阻的支撑衬底构成。因此，基于 POI 衬底的声学谐振器不但能激发传统意义上的声表面波，如瑞利波（Rayleigh wave），还能激发漏波、兰姆波（Lamb wave）。基于上述原因，本节及后面的章节中，我们将在 POI 衬底表层激发且能在表层传输的声学模式统称为表面波模式。

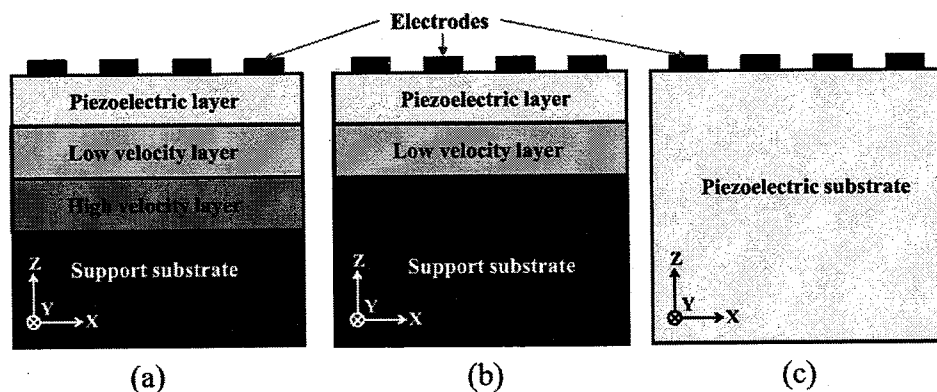
图1.6 IHP-SAW 与传统 SAW 结构示意图^[16]

Figure 1.6 The structures of IHP-SAW and standard SAW.

(a) 三层材料 POI 衬底；(b) 两层材料 POI 衬底；(c) 标准 LT 单晶衬底

基于 POI 衬底的高性能 SAW 器件最具代表性的当属日本村田 (Murata) 公司推出的 IHP-SAW (Incredible High Performance SAW) ^[15, 16]。IHP-SAW 由单晶 LT 薄膜和高、低声速材料组成的复合支撑衬底构成，对应的 POI 衬底的横截面示意图如图 1.6 (a) 和 (b) 所示，相比于图 1.6 (c) 所示的传统 SAW 器件采用的标准 LT 单晶衬底更为复杂。需要注意，IHP-SAW 复合衬底的底层支撑衬底为单晶 Si，其慢剪切体波声速大于 IHP-SAW 目标模式 (SH0) 的声速，因此底层单晶 Si 衬底也可看作高声速衬底。

因存在堆叠的高、低声速层材料，POI 衬底能将表层单晶压电薄膜激发的声表面波更好地约束在 POI 衬底表面，减少体波辐射，从而增大谐振器的 Q 值。如图 1.7 (a) 所示，相比基于传统标准 LT 单晶衬底的 SAW 器件（约 20% 声波能量向衬底辐射），基于两种 POI 衬底的 IHP-SAW 器件其声波能量几乎 100% 被约束在 POI 衬底表层。如图 1.7 (b) 所示，因为出色的声波能量局域能力，当谐振频率在 1.9 GHz 附近时，基于 POI 衬底的 IHP-SAW 的 Bode- Q 高达 4000；而基于标准 LT 衬底的 SAW 的 Bode- Q 最高仅为 1000。

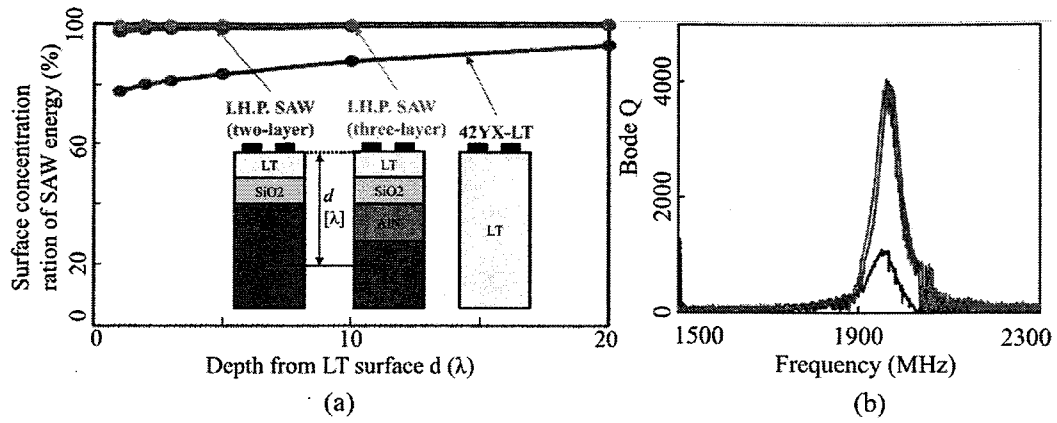


图1.7 不同衬底结构的 SAW 器件之间的表面能量占比和 Q 值对比^[16]

Figure 1.7 Calculated surface concentration ratio of SAW energy and the measured Bode- Q of 1.9 GHz one-port resonators.

(a) 计算所得不同结构 SAW 的表面能量占比；(b) 基于不同支撑衬底的 1.9 GHz 单端口谐振器 Bode- Q 测试结果。红色曲线：两层材料 POI 衬底；绿色曲线：三层材料 POI 衬底；蓝色曲线：标准 LT 衬底

如前文所述，声学谐振器的 Q 值对声学滤波器的损耗、矩形度、带宽等有决定性影响，因此，基于 POI 衬底的具有极高 Q 值的 IHP-SAW 可应用于极端苛刻的频段，如 Band 25。同时，低声速材料 SiO_2 具有正的弹性温度系数 (Temperature Coefficient of Elasticity, TCE) 和正的速度温度系数 (Temperature Coefficient of Velocity, TCV)，常用于声学谐振器的频率温度系数 (Temperature Coefficient of Frequency, TCF) 补偿^[23-25]。如图 1.7 (a) 内插图所示，用于 IHP-SAW 的 POI 衬底选用具有正温度系数的 SiO_2 作为低声速层，可补偿 LT 单晶压电薄膜的负温度系数特性，从而使 IHP-SAW 的 TCF 得到改善，经过特殊设计的 IHP-SAW 的 TCF 可接近 0。此外，LT 单晶的热导率较小，约为 $4.6 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ ，因此基于单晶 LT 衬底的 SAW 器件散热较差。而用于 IHP-SAW 的 POI 衬底选用单晶 Si 作为高声速支撑衬底，其同时还具有较高的热导率，约为 $142 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ ，因此，IHP-SAW 具有远超传统 SAW 的优秀散热能量，从而有效避免热效应损坏器件，如电极击穿、熔融等，从而提高器件的功率容量。

虽然 IHP-SAW 具有极高的 Q 值、优秀的 TCF 和较大的功率容量，但 LT 单晶薄膜激发的 SH_0 模式 (IHP-SAW 的目标模式) 声速较低，一般低于 3900 m/s ^[26]，从而使 IHP-SAW 的谐振频率相对较低。虽然缩小电极周期能提高 IHP-SAW 谐振频率，但在保证器件性能不严重退化、器件长时间稳定工作且工艺兼容 (IDT

电极线宽极限)的前提下, IHP-SAW 的谐振频率一般低于 2.7 GHz。第五代移动通信(5G)在兼容 4G 通信频段的同时还新增了 3~5 GHz 的中频频段和 20 GHz 以上的高频频段, 如图 1.1 所示。因此, 仅从工作频率来看, IHP-SAW 技术便难以应用于 5G 通信中、高频频段。此外, 5G 通信新增频段带宽极大, 如图 1.1 所示的 Band n77, 其带宽达 900 MHz, 因此, 频率更高、带宽更大的声学滤波器将在 5G 通信中占据优势。

由式 1.3 可知, 当目标声学模式的波长($\sim 2P_t$)固定时, 声速更高的模式对应的谐振器频率更高; 而机电耦合系数则由压电材料的本征压电特性(压电常数)决定。因此, 为了满足 5G 通信对高频、大带宽射频声学滤波器的需求, 选用的压电材料应具有较大的压电常数且激发的目标模式应具有较大的声速。此外, 所选的压电材料还需具有尽量小的声学传输损耗。综合对比, LiNbO_3 单晶材料是目前的最优选择, 其激发的 SH_0 模式声速大于 4000 m/s, 机电耦合系数大于 30%, 对应的滤波器相对带宽可大于 15%; 激发的 S_0 模式声速大于 6000 m/s, 机电耦合系数大于 20%, 对应的滤波器相对带宽可大于 10%。

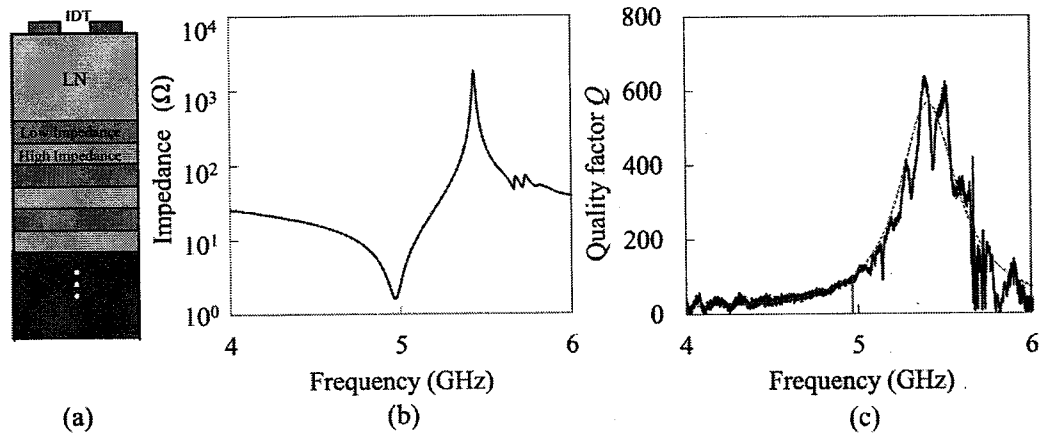


图1.8 基于布拉格反射层的 S_0 -SAW 的导纳曲线和 Bode- Q [27]

Figure 1.8 The measured admittance curve and the Bode- Q of a 5 GHz S_0 -SAW.

(a) 基于布拉格反射层的 S_0 -SAW 截面示意图; (b) 5 GHz S_0 -SAW 的导纳曲线测试结果; (c) 5 GHz S_0 -SAW 的 Bode- Q 测试和拟合结果

对于 POI 衬底, 若选用 LN 单晶薄膜作为压电层, 激发声速大于 6000 m/s 的 S_0 模式, 理论上可得到谐振频率高达 5 GHz 的声学谐振器。POI 衬底本质上是一种声学波导结构, 为了能有效地约束波导内(POI 衬底表层)目标声学模式的传输, 其支撑衬底的声速应高于压电薄膜中目标声学模式的声速或支撑衬底能有

效反射压电薄膜中泄露的声波能量。单晶 Si 衬底的慢剪切体波声速约为 5800 m/s, 低于 LN 单晶薄膜中激发的 S0 模式声速, 因此无法仅依靠 Si 衬底完成压电薄膜内目标模式能量约束。基于上述原因, 研究人员将布拉格反射栅与底层支撑衬底 (如 Si 衬底) 结合, 形成具有高能量反射效率的复合支撑衬底, 其截面示意图如图 1.8 (a) 所示。基于上述 POI 衬底, 研究人员设计并制备了谐振频率约 5 GHz 的 S0 模式谐振器^[27], 简称 S0-SAW, 其机电耦合系数约为 24%, 对应的导纳响应曲线如图 1.8 (b) 所示, 测试 (蓝色曲线) 和拟合 (红色虚线) 的 Bode- Q 如图 1.8 (c) 所示。

图 1.8 (b) 和 (c) 的结果表明 S0-SAW 的谐振频率能够满足 5G 通信中频频段需求。同时, 基于 S0-SAW 的机电耦合系数 (24%) 预测基于 S0-SAW 的射频声学滤波器相对带宽可大于 10%, 部分满足 5G 通信中频段 n77、n78 和 n79 频段的带宽需求, 完全满足我国 5G 通信中频频段小于 10% 的相对带宽需求。然而, 图 1.8 (a) 所示的基于布拉格反射栅的 POI 衬底制备工艺十分复杂, 不仅要求精准的薄膜沉积厚度, 还对顶层单晶压电薄膜与布拉格反射层的键合提出了更高要求。此外, 布拉格反射层中的高声速 (阻) 材料多选用密度较大的金属材料, 如金属铂 (Pt)。对于射频声学谐振器, 金属薄膜的加入会引入额外的寄生参数, 如谐振器电极与金属薄膜之间会形成寄生电容, 使得公式 1.4 中的静态电容 C_0 增大, 从而降低谐振器的机电耦合系数 k_t^2 。为了降低金属层对谐振器性能的影响, 需要对图 1.8 (a) 所示的 POI 衬底进行图案化刻蚀处理^[14], 降低寄生效应。

通过上述分析, 我们发现对于固态装配型 SAW 器件, 即压电薄膜下方具有支撑衬底结构的 SAW 器件, 压电薄膜的本征特性 (如压电常数、体波声速等) 与支撑衬底的物理特性 (如体波声速、热导率等) 从根本上共同决定了 SAW 器件的性能。单晶 LN 薄膜中激发的 S0 模式的声速和机电耦合系数符合 5G 应用要求, 但 S0 模式的声波能量约束较为困难, 需要匹配如图 1.8 (a) 所示的布拉格反射栅衬底。

1.2.3 体声波谐振器

相较于 (基于标准单晶压电衬底的) 传统声表面波滤波器, 基于氮化铝 (AlN) 薄膜的体声波滤波器在频率方面有先天优势, 其激发的体声波声速是传统声表面波滤波器目标模式声速的两倍以上。同时, 体声波滤波器可实现高 Q 值, 优化后

的体声波滤波器具有更高的中心频率、更低的插入损耗和更好的矩形度。因此，在 POI-SAW 器件推出之前，高性能射频声学滤波器的市场基本被基于 AlN 薄膜的体声波滤波器垄断。体声波滤波器由串、并联的体声波谐振器构成，而体声波谐振器主要分为薄膜体声波谐振器 (Film Bulk Acoustic Resonator, FBAR) 和固态装配型体声波谐振器 (Bulk Acoustic Wave-Solidly Mounted Resonator, BAW-SMR) 两类。图 1.9 (a) 和 (b) 分别展示了典型 FBAR 器件和典型 BAW-SMR 器件的横截面示意图，其核心结构均为“上电极-压电薄膜-下电极”构成的三明治结构。通过上、下电极施加适宜的激励电场，可在三明治结构内激发沿厚度方向振动与传输的体波（纵波）。

FBAR 与 BAW-SMR 最主要的区别在于 FBAR 的三明治结构下方是空气腔（隙），而 BAW-SMR 的三明治结构下方是布拉格反射层。因为空气的声学阻抗极小，三明治结构的声阻与空气的声阻极度不匹配，因此三明治结构中激发的纵波被很好的被约束在三明治结构内部。BAW-SMR 则利用布拉格反射层将流向支撑衬底的声波能量反射，从而使大部分声波能量被局域在三明治结构内。相比于 BAW-SMR，基于空气腔结构的 FBAR 具有更好的能量反射效率，但也正因为空气腔的存在而使得 FBAR 的机械稳定性和散热逊色于 BAW-SMR。

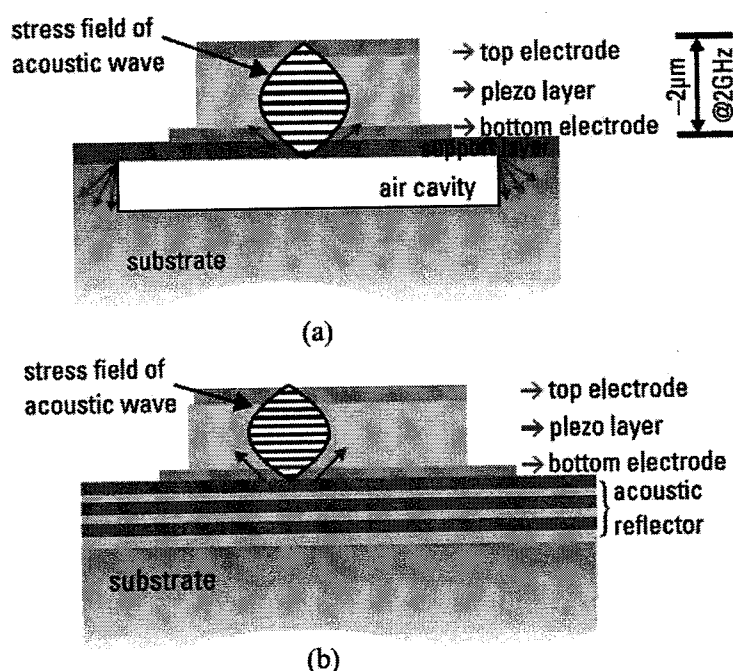


图1.9 FBAR 和 BAW-SMR 结构示意图^[8]

Figure 1.9 Schematic diagrams of FBAR and BAW-SMR.

(a) FBAR 结构示意图; (b) BAW-SMR 结构示意图

体声波滤波器多选用沉积的 C 轴择优取向的氮化铝 (AlN) 薄膜作为压电薄膜, 虽然 AlN 薄膜内激发的纵波声速很大, 更容易实现 3~5 GHz 工作频率, 但 AlN 薄膜压电系数较小, 对应的体声波谐振器的机电耦合系数 k_t^2 一般小于 7%, 因而基于 FBAR 或 BAW-SMR 的滤波器的相对带宽一般小于 4%, 在 5G 通信带宽需求较大的情况下不具优势。此外, 因体声波谐振器的工作频率与三明治结构整体厚度成反比, 随着工作频率的提高, 体声波谐振器的三明治结构越来越薄, 特别是中间的压电薄膜, 这对高质量 AlN 薄膜材料的生长提出了更大挑战; 同时, 三明治结构受到的重复应力会随着工作频率提高而急剧增加, 对 FBAR 的结构稳定性提出更大挑战。

为了增大体声波滤波器的带宽, 即增大体声波谐振器的机电耦合系数 k_t^2 , 以适应 5G 通信大带宽的需求, 研究人员通过向 AlN 薄膜掺杂以提高其压电常数^[28, 29], 研究最多的是掺钪 (Sc)。例如, 基于掺钪 AlN 压电薄膜 (AlN-Sc) 的 FBAR, 其机电耦合系数 k_t^2 可提高至 12%^[29]。然而, 掺杂在提升谐振器机电耦合系数的同时会一定程度降低 Q 值。此外, 随着 Sc 掺杂浓度的提高, AlN-Sc 薄膜的刻蚀会变的越来越困难。

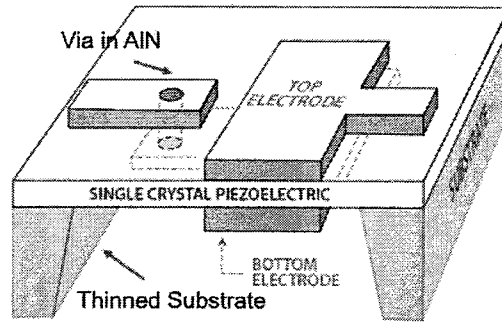


图1.10 XBAW 结构示意图^[30]

Figure 1.10 Schematic diagram of XBAW.

对于 AlN-Sc 薄膜体声波谐振器, 伴随着机电耦合系数 k_t^2 的提升其 Q 值逐渐减小; 而压电声学谐振器的 Q 值与机电耦合系数 k_t^2 成反比, 与材料的传输损耗成反比。因此, 提升 AlN 薄膜的质量 (单晶性) 或许可以提升体波谐振器的 Q 值及其它相关性能。研究人员通过调整 AlN 薄膜的沉积工艺并选用合适的衬底, 制备出了 X 射线衍射 (X-ray diffraction, XRD) 摇摆曲线的半峰宽 (Full width at half maximum, FWHM) 仅 0.025° 的单晶 AlN 薄膜^[30], 而常规物理气相沉积工艺得到的 AlN 薄膜的 XRD 半峰宽约为 2°~3°。已有研究结果表明晶体质量改善可

以提高声速并可能增大压电系数（从而增大机电耦合系数和带宽）^[31]。基于上述单晶 AlN 薄膜的体声波谐振器被命名为 XBAW^[30,32]，对应的结构示意图如图 1.10 所示，当谐振频率为 3.71 GHz 时，其机电耦合系数为 7.63%（高于 FBAR），最大 Q 值为 1572，且经过 10 W 高输入功率测试后其插入损耗仅改变 0.15 dB，表明其具有较大的功率容量。通过调整设计，基于单晶 AlN 薄膜的 XBAW 谐振器频率可提高到 5 GHz 以上^[33]；通过掺杂，在保持 5 GHz 以上工作频率的同时，XBAW 的机电耦合系数可提高至 10.24%，最大 Q 值为 1479^[29]。

通过上述分析我们发现基于 AlN 薄膜的体声波谐振器相较 SAW 器件有更高的工作频率，可实现 5 GHz 及以上的工作频率，满足 5G 通信对高频的要求，但基于 AlN 薄膜的体声波谐振器机电耦合系数，一般低于 7%，对应的体声波滤波器相对带宽较小。虽然通过掺杂能提高其机电耦合系数至 10% 以上，相较于 LN 薄膜中激发的高机电耦合系数声学模式（高达 40%），差距依然较大，且掺杂带来 Q 值降低和加工困难等不利影响。通过提高 AlN 薄膜单晶性可一定程度提高体声波谐振器 Q 值，但依然没有从根本上解决机电耦合系数较小的问题。

1.2.4 板波谐振器

随着单晶 LiNbO₃ 薄膜制备工艺的成熟，基于单晶 LN 薄膜的板波谐振器越来越多的引起学术界和产业界的兴趣，其基本结构如图 1.11 所示，在悬空的 LN 薄膜上表面沉积图案化的 IDT 电极。通常，板波谐振器通过施加横向激励电场激发目标声学模式，且激发的声学模式多横向振动，因此，板波谐振器又被称作横向振动谐振器（Laterally vibrating resonator, LVR）^[34-37]。需要注意，因为 POI-SAW 的提出，兰姆波（Lamb wave）不再是板波谐振器的专属目标模式。

相比于 POI-SAW，LVR 因底部悬空而无需考虑目标声学模式能量向厚度方向泄露，可以激发声速更高的高阶模，如 A₁、A₃ 模等，从而显著提高谐振频率；同时，因为底部悬空，目标模式的能量更好的被约束在单晶压电薄膜内部，从而实现更高的机电耦合系数；此外，LVR 目标模式的声速和机电耦合系数与单晶压电薄膜厚度同目标模式波长的比值紧密相关，通过合适的设计，相同谐振频率条件下，LVR 的 IDT 电极线宽更大（相较于 POI-SAW）。

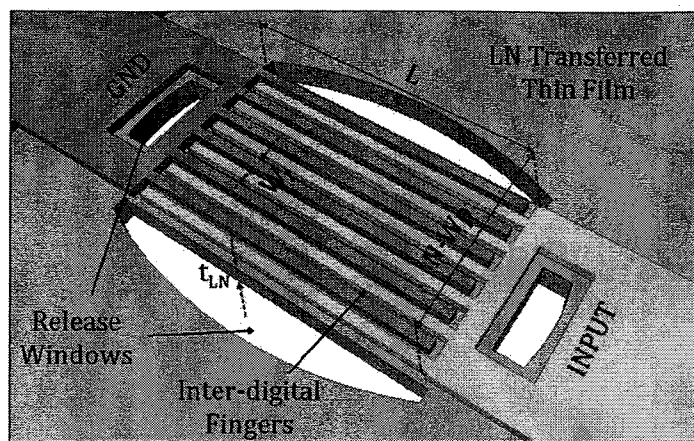

 图1.11 板波谐振器结构示意图^[38]

Figure 1.11 Schematic diagram of a plate wave resonator.

因为底部悬空, LVR 相对于 POI-SAW 有多方面的优势; 然而, 底部悬空也为 LVR 带来相应的劣势, 其中最严重的当属 LVR 的功率容量受限。LVR 追寻的是高频、大机电耦合系数(即大带宽)和高 Q 值, 因此多选用 LN 单晶薄膜作为悬空压电薄膜。然而, LN 薄膜的热导率极低, 同时 LVR 底部悬空, 十分不便于热量传导与耗散, 因此, LVR 的功率容量相对 POI-SAW 较低, 从发表的学术论文来看, 其难以承受 10 dBm 以上的输入功率^[39, 40]。

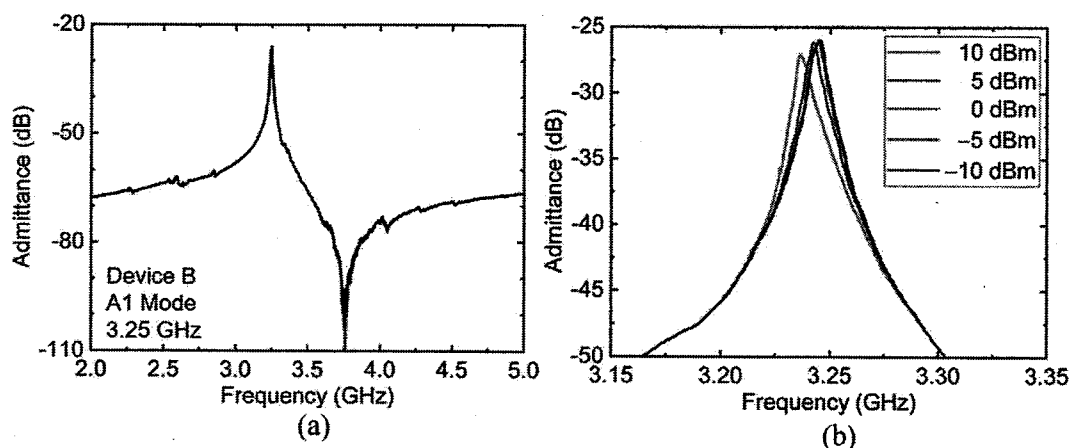

 图1.12 不同输入功率条件 A1模式谐振器的导纳曲线^[40]

Figure 1.12 Measured admittance curves of an A1 mode resonator at different power levels.

(a) 宽频带导纳响应; (b) 局部放大导纳响应

图 1.12 (a) 显示了谐振频率为 3.25 GHz 的 A1 模式 LVR 的导纳曲线测试结果^[40], 通过拟合可提取其机电耦合系数, 约为 43.3%, 远高于体声波谐振器和 POI-SAW。然而, 图 1.12 (b) 功率容量测试结果表明其所能承受的最大输入功率小

于 10 dBm，远小于体声波谐振器和 SAW 谐振器的典型功率容量——30 dBm。因此，虽然 LVR 谐振器的谐振频率、机电耦合系数参数很“华丽”，但实际应用中非常重要的功率容量却十分逊色。因此，功率容量是限制 LVR 实际应用的重要因素，若能解决功率容量问题，LVR 将极具竞争力。

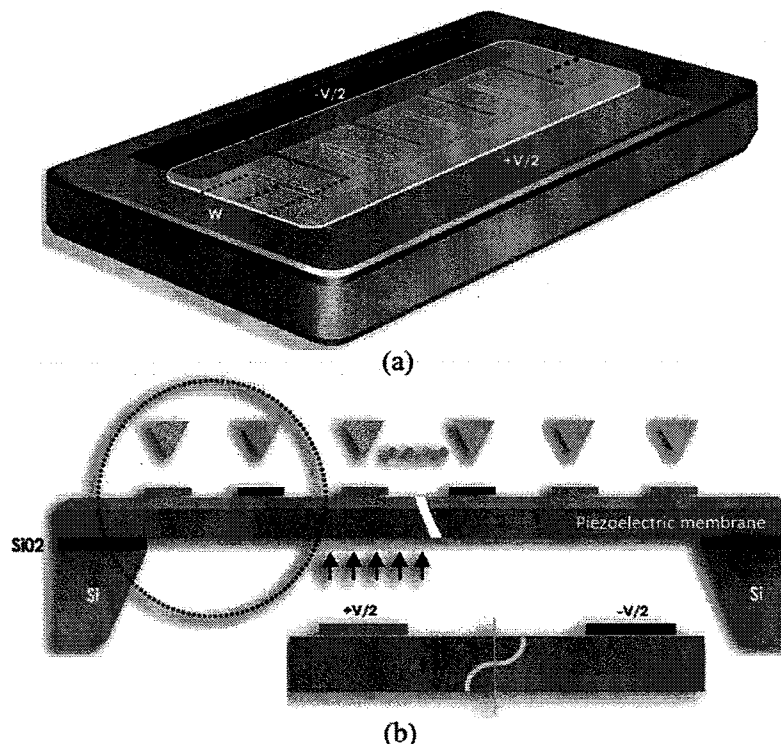


图1.13 XBAR 结构示意图^[41]

Figure 1.13 Schematic diagram of XBAR.

(a) 3D 结构示意图；(b) 截面结构示意图

图 1.13 是 RESONANT 公司开发的 XBAR 器件结构示意图，其可归属为板波谐振器，通过横向激励电场可激发纵向传输的剪切横波。该谐振器结构与常见 LVR 略有不同：对于 LVR 谐振器，通常在 LN 薄膜表面通过 ICP-RIE 刻蚀形成释放窗口，而后选用合适的刻蚀工艺通过 LN 表面的释放窗口刻蚀 LN 的支撑衬底，使 LN 部分得到释放（悬空）；而 XBAR 则通过背刻蚀实现 LN 薄膜的部分释放，从而保证表层 LN 单晶薄膜完整，因而 XBAR 从结构上看更像底部掏空的 SAW 器件。对于采用正面刻蚀工艺的 LVR，以 LiNbO_3/Si 衬底为例，通过 ICP-RIE 工艺在 LN 薄膜表面形成刻蚀窗口，而后通过氟化氙 (XeF_2) 气体各向同性刻蚀 Si 衬底，从而使核心 IDT 区域以及 IDT 电极周边区域均悬空；而 XBAR 在保证表层 LN 完整（利于导热）的同时仅释放核心 IDT 电极下方的 LN 薄膜，保

证核心 IDT 周边有良好的支撑（有利于散热），因此，理论上 XBAR 可实现更大的功率容量。

对声表面波谐振器、体声波谐振器和板波谐振器小结如下：

① 体声波谐振器较容易实现高谐振频率 ($> 5 \text{ GHz}$)，但其机电耦合系数较小，对应的滤波器带宽相对较小，即使通过掺杂或提高 AlN 薄膜单晶性，其机电耦合系数也远小于基于 LiNbO_3 单晶薄膜的 POI-SAW 或板波谐振器，在 5G 通信大带宽的背景下并不占优势；

② 板波谐振器较容易实现高谐振频率和大机电耦合系数，但其功率容量受限于悬空板状结构，远小于 POI-SAW 或体波谐振器，如果能攻克功率容量受限的问题，板波谐振器将极具竞争力；

③ 传统 SAW 谐振器难以实现高频、大机电耦合系数；基于 LiNbO_3 单晶薄膜的 POI-SAW (S0-SAW) 可实现较高的谐振频率 ($\sim 5 \text{ GHz}$) 和较大的机电耦合系数 ($> 20\%$)，但基于布拉格反射层的 POI 衬底结构复杂，制备困难，且需要特殊工艺避免寄生参数的影响。

本论文寻求更简单的 POI 衬底和更简单的工艺实现高频、大机电耦合系数的 POI-SAW。

1.2.5 柔性声学谐振器

近年来，将无机或者有机的电子器件采用一定的工艺转移到柔性衬底上形成的柔性电子器件以重量轻、弯曲性好、可拉伸、生物兼容等优势展现出广阔的应用前景，例如运动性疾病的诊断和治疗，用于下一代机器人的 E-皮肤应用的大面积压力矩阵，用于监测动脉血压或颈部脉搏的皮肤适形传感器，以及原位分析汗液中的生物标志物^[42]，以及航空航天、柔性显示、有机电致发光(OLED)照明、柔性光伏、柔性逻辑与存储、柔性电池等方面。

其中，用于微机电系统的柔性 MEMS 器件以柔韧性好、体积小、性能稳定等优点获得了越来越多的关注。微谐振器是最常用的 MEMS 器件之一，用于频谱滤波、传感等应用^[43, 44]。微谐振器通常在硬质衬底上制造，但是在最近的几年中，基于柔性衬底的声学谐振器受到越来越多的关注。如基于 ZnO/PI 柔性衬底的声表面波谐振器^[45]和薄膜体声波谐振器^[46]；基于 LiNbO_3/PI 柔性衬底的兰姆波谐振器^[47]，如图 1.14 所示，其可实现 16.2% 的机电耦合系数，高达 1268 的品质

因子。

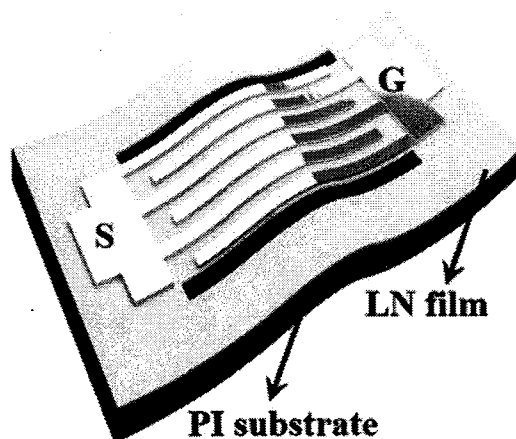


图1.14 基于 LiNbO_3/PI 柔性衬底的兰姆波谐振器^[47]

Figure 1.14 Flexible lamb wave resonator based on the LiNbO_3/PI substrate.

上述研究成果表明，基于柔性衬底也可以制备出性能良好的声波谐振器。相比于传统声学谐振器，该类型器件的优势在于：柔性衬底可以更好的适应可能存在较大形变量的环境，在可形变方面有着传统刚性基底无可比拟的优势。所以在液态环境、智能皮肤等生化传感领域优势尽显。本论文也将初步探索基于柔性自支撑 LN 单晶复合薄膜的声学谐振器。

1.3 压电异质集成衬底的制备

POI 衬底的核心在于将单晶压电薄膜转移到异质支撑衬底，其可以看作是 SOI (Silicon-on-insulator) 衬底的升级版。离子束剥离与键合技术是较为通用的 SOI 衬底制备技术，通过适当的调整，离子束剥离与键合技术也可适用于 POI 衬底的制备。另外，离子束剥离得到的单晶压电薄膜内部存在少许残余应力，对于固态装配型单晶压电薄膜 (POI 衬底) 结构，该残余应力影响可忽略；但若将离子束剥离得到的压电薄膜完全释放，其可能因内部残余应力而卷曲或碎裂。为此，本论文提出一种应力平衡结构用于制备柔性自支撑单晶压电薄膜。

1.3.1 固态装配型压电异质集成衬底 (POI) 制备工艺

基于离子束剥离与键合工艺的固态装配型单晶压电薄膜 (POI 衬底) 制备工艺如图 1.15 所示。首先对于目标压电晶体进行离子注入，不同压电晶体所需离

子种类不同；对于同种压电晶体，欲剥离的薄膜厚度不同，所需离子的能量和剂量亦不同。离子注入完成后对目标压电晶体和用于键合的支撑衬底进行键合前的清洗，而后分别通过等离子体进行表面激活，激活后可选择性再清洗，然后通过适宜的键合设备对清洗后的目标晶体和支撑衬底进行键合。待键合完成后在适宜温度范围内对键合后的样品进行退火，退火过程中目标压电晶体从离子注入损伤聚集层分裂（剥离），从而形成 POI 衬底。最后，对 POI 衬底进行表面抛光处理，一方面可以去除表面损伤层，另一方面可降低表面粗糙度^[48]。

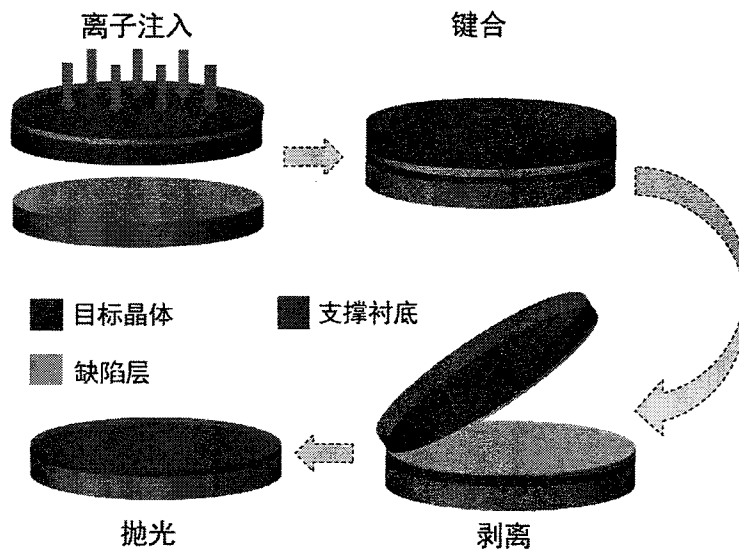


图1.15 POI 衬底制备工艺流程图

Figure 1.15 The fabrication process of POI substrate.

需要注意，SOI 衬底的单晶薄膜和支撑衬底均为 Si 材料，几乎不存在热失配的问题，而 POI 衬底通常是将单晶压电薄膜转移到异质支撑衬底，如果单晶薄膜和支撑衬底热膨胀系数差异较大，退火剥离过程中由于热失配问题容易引发裂片问题，导致工艺失败。因此，对于 POI 衬底制备，退火条件需要细致摸索。

1.3.2 柔性自支撑复合单晶压电薄膜制备工艺

柔性自支撑复合单晶压电薄膜的制备工艺如图 1.16 所示。首先对目标压电晶体进行离子注入，根据晶体材料和欲剥离的单晶薄膜的厚度不同，选择合适的离子种类、能量和剂量。取两片注入条件完全相同的目标压电晶体，分别在其离子注入面旋涂柔性键合层材料，如苯并环丁烯（BCB）。对已旋涂柔性键合层的两片目标晶体进行键合前的预处理（键合层材料不同工艺不同），而后通过柔性键

合材料键合，并在适宜的温度下退火剥离。退火过程中两片目标压电晶体均从离子注入损伤聚集层分裂（剥离），从而形成“单晶压电薄膜-柔性键合层-单晶压电薄膜”结构的柔性自支撑复合单晶压电薄膜。

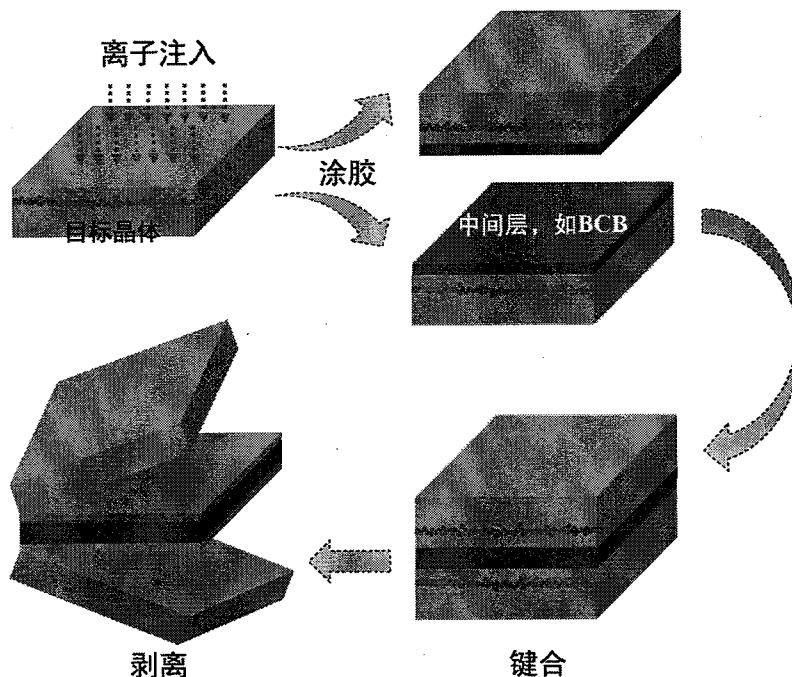


图1.16 柔性自支撑单晶压电薄膜制备工艺流程图

Figure 1.16 The fabrication process of flexible and self-supporting single crystal piezoelectric film.

上述制备工艺的核心在于形成“单晶压电薄膜-柔性键合层-单晶压电薄膜”三明治结构，该结构可以平衡上、下单晶压电薄膜内部的残余应力，并利用上、下压电薄膜中的对称残余应力实现自支撑，具体原理在本论文第五章进行详细说明。此外，通过控制离子注入条件可以控制单晶薄膜的厚度；通过控制涂胶条件可以控制三明治结构中间的柔性键合层厚度。

1.4 论文的主要研究内容及结构

作为移动通信射频前端不可或缺的部分，射频声学滤波器已经形成技术和市场双重垄断的格局，遗憾的是我国企业和机构并未入围。5G 通信技术的发展对射频声学滤波器的性能提出了更高要求，是一种挑战，更是一种机遇。称之为挑战，是因为 5G 通信对滤波器的性能如工作频率、矩形度、带外抑制、带宽、体积、功率和温度稳定性等要求不断提高；称之为机遇，是因为现有声学滤波器技

术，包括 SAW 滤波器技术和 BAW 滤波器技术，均无法完全满足 5G 通信对高频、大带宽的需求，因而将展开新一轮的技术和市场竞争。

相较于成熟的 BAW 滤波器技术，高性能 SAW 滤波器技术，如 POI-SAW 技术还在不断发展中，更有希望形成具有自主知识产权的中国制造高性能滤波器件技术。

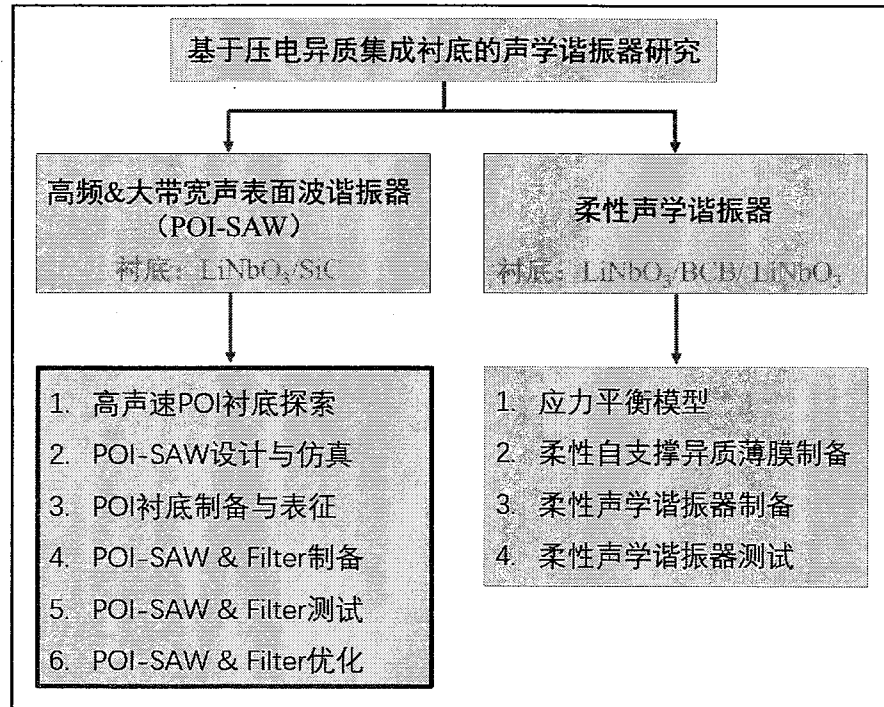


图1.17 论文研究框架图

Figure 1.17 Framework of the dissertation.

如图 1.17 所示，本论文的研究分为高频、大带宽声表面波谐振器和柔性声学谐振器两部分，其中高频大带宽声表面波谐振器是本论文的研究重点，聚焦于 4G、5G 通信用高性能 POI-SAW 器件的研究，包括从材料到器件再到工艺的探索。

(1) 高频、大带宽声表面波谐振器

研究目的：从材料到器件，探索具有自主知识产权的高性能 4G、5G 通信用射频前端声学谐振器技术。

研究内容：探索高声速 POI 衬底，研究高性能 POI-SAW 的分析、设计与仿真技术，主要包括：分析强各向异性单晶衬底中体波的传输特性、目标声学模式的色散、声波能量向 POI 衬底泄露的机制、电极电学损耗对器件 Q 值的影响、电极不连续引起的能量散射和非标准反射栅阵列对漏波的抑制作用；制备并测试分析高性能 POI-SAW 和 POI-Filter，主要包括：高声速 POI 衬底

的制备与表征、POI-SAW 和 POI-Filter 的制备与室温 S 参数测试、POI-Filter 的变温 S 参数测试及 TCF 提取、POI-Filter 的功率容量测试。

(2) 柔性声学谐振器

研究目的：研究基于离子束剥离技术的柔性自支撑单晶压电薄膜的制备并初步验证其在声学谐振器中的应用。

研究内容：研究离子束在压电晶体材料中引入的应力及剥离后单晶薄膜内的残余应力分布；建立应力平衡模型，基于上述模型制备柔性自支撑复合单晶压电薄膜；基于柔性自支撑单晶压电薄膜设计并制备声学谐振器；对柔性声学谐振器测试分析。

论文的主要结构如下：

第一章主要介绍主流射频声学谐振器技术和压电异质集成衬底的制备技术。

第二章主要介绍单晶压电薄膜的表征手段、射频声学器件的测试方法和射频声学器件的仿真与分析模型。

第三章主要介绍基于单晶压电薄膜的高性能射频声学谐振器和滤波器的设计与仿真。

第四章主要介绍基于单晶压电薄膜的高性能射频声学谐振器和滤波器的制备、测试与分析。

第五章主要介绍基于柔性自支撑单晶压电薄膜的声学谐振器制备与测试。

第六章为总结与展望。

其中，第三章和第四章为本论文的核心章节。

第2章 单晶压电薄膜表征与声学器件测试方法

本文的研究内容既包括单晶压电薄膜（POI 衬底）的制备，也包括基于单晶压电薄膜的射频声学谐振器、滤波器的设计、制备与测试。因此，既需要对单晶压电薄膜进行表征，也需要对射频声学器件进行测试分析。

2.1 单晶压电薄膜测试表征方法简介

本文主要利用离子束剥离与键合技术制备单晶压电薄膜，而离子束剥离需要将中能离子束注入到待剥离的单晶衬底，不可避免的会在单晶薄膜内引入缺陷（适宜条件下退火可大部分消除），且剥离后的单晶薄膜表层损伤严重。因此，有必要对剥离后的单晶薄膜进行详细表征，涉及的仪器包括 X 射线衍射仪、电子显微镜、原子力显微镜、压电力显微镜、白光干涉仪等。

2.1.1 高分辨 X 射线衍射技术（HRXRD）

X 射线衍射（X-ray Diffraction, XRD）技术是材料科学中可以无损地分析晶体结构和质量的一种重要手段。高分辨率 X 射线衍射技术（High resolution XRD, HRXRD）与一般的 XRD 区别在于入射 X 光经过多次反射限束后可实现高度单色化和平行化，从而具有更高的分辨精度。如图 2.1（a）所示，由于晶体的晶格结构呈现高度周期性，因此，入射 X 光与目标晶面呈 θ 角进入晶体后，在各平行晶面的原子上发生反射，出射 X 光与入射 X 光的夹角为 2θ 。由于相邻的晶面的反射 X 光之间存在光程差 Δ ，当光程差 Δ 为波长 λ 的整数倍时，相邻晶面的反射 X 光相位相同，形成干涉增强，产生可检测的衍射光斑。形成干涉增强的条件满足布拉格定律（Bragg Law）：

$$2d \sin \theta = n\lambda \quad \dots (2.1)$$

其中， d 为相邻目标晶面的间距， n 为衍射级数， θ 为布拉格角， λ 为 X 射线的波长，本文的实验中，我们使用的是 Cu 靶 $K\alpha$ 线，波长为 0.154056 nm。

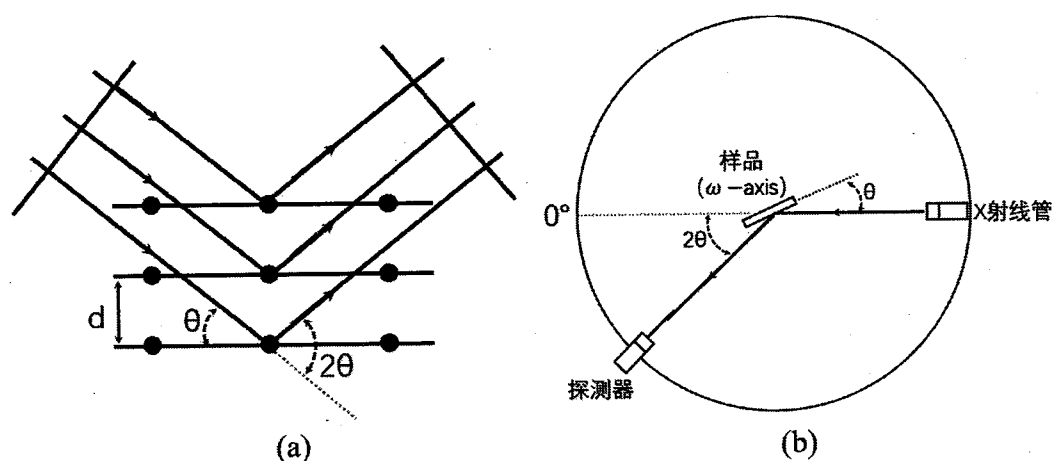


图2.1 X射线 Bragg 衍射及 XRD 衍射仪结构示意图

Figure 2.1 Schematic diagram of X-ray Bragg diffraction and the core structures of a XRD diffractometer.

(a) X 射线 Bragg 衍射示意图; (b) XRD 衍射仪核心结构示意图

XRD 衍射仪的核心结构如图 2.1 (b) 所示, 主要分为三个部分: X 射线源、样品台和探测器。我们常用的 XRD 扫描方式为 $\omega - 2\theta$ 扫描和 ω 扫描(摇摆曲线, Rocking Curve) [49]。

① $\omega - 2\theta$ 扫描, 是将样品的 ω 角和探测器的 2θ 角进行联动, 工作过程中一直满足布拉格定律, 且探测器前一般要加上狭缝。这种扫描方式可以用于计算被测样品的晶格常数, 进而分析材料内部的应变;

② ω 扫描, 也称为摇摆曲线测试, 用于描述被测晶面的角发散大小, 探测器固定在 2θ 的位置, 样品在 ω 角附近的角范围内摇摆, 并且此时探测器面前不加狭缝, 处于开口状态。这种扫描方式可以获得一条摇摆曲线, X 射线强度(纵坐标)是关于 ω 角度(横坐标)变化的函数, 其半峰宽(FWHM)的大小是衡量材料单晶质量的重要依据。

2.1.2 原子力显微镜 (AFM)

1981 年, Gerd Binnig 与 Heinrich Rohrer 共同发明了扫描隧道显微镜(Scanning Tunneling Microscope, STM), 该技术通过检测样品表面与探针之间的隧穿电流实现单原子级的超高分辨率成像, 但 STM 的局限性在于无法表征绝缘体。在此基础上, Gerd Binnig 与 Calvin Quate 合作, 于 1985 年发明了原子力显微镜 (Atomic Force Microscope, AFM), 原子力显微镜通过检测探针针尖与样品表面之间的范

德华力进行成像，不受样品表面类型和工作环境的限制。此外，原子力显微镜还可以检测附着力、表面杂质、摩擦、弹性、磁性以及表面电荷分布等。

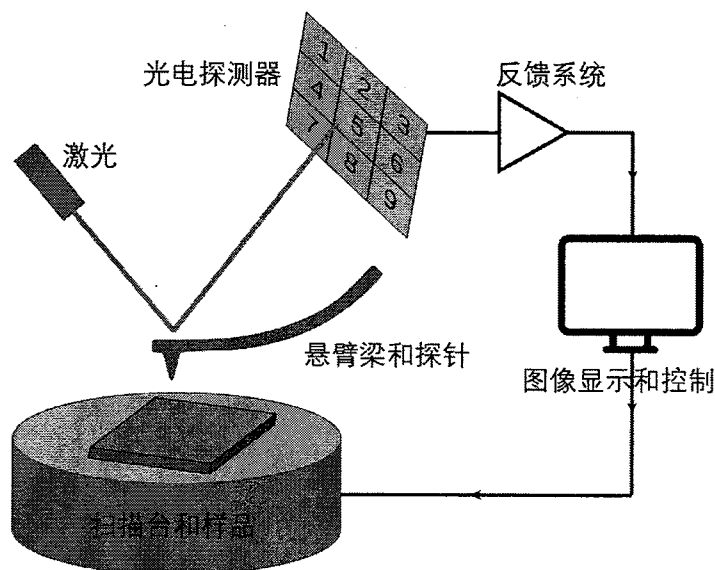


图2.2 AFM 结构示意图

Figure 2.2 Schematic diagram of an AFM

如图 2.2 所示，原子力显微镜有五个基本组成部分^[50]：

- ① 安装在弹性悬臂梁上的探针，通常是硅或氮化硅材料；
- ② 检测悬臂梁偏转的装置(激光和光电探测器)；
- ③ 监控和控制偏转的反馈系统；
- ④ 控制样品和探针的相对移动的机械扫描系统；
- ⑤ 图像显示系统；

在实际使用过程中，根据不同的样品材料、形貌特点和用途，原子力显微镜的工作模式分为接触模式、非接触模式和轻敲模式。由于压电薄膜表面粗糙度对谐振器性能有较大影响，因此 POI 材料制备中需要进行 AFM 表征。

2.1.3 压电力显微镜 (PFM)

压电力显微镜 (Piezoelectric Force Microscope, PFM) 是一种在 AFM 的基础上发展起来的新型扫描探针设备。近年来，因其能提供铁电、压电、聚合物和生物材料机电耦合特性的信息而得到越来越多的重视。

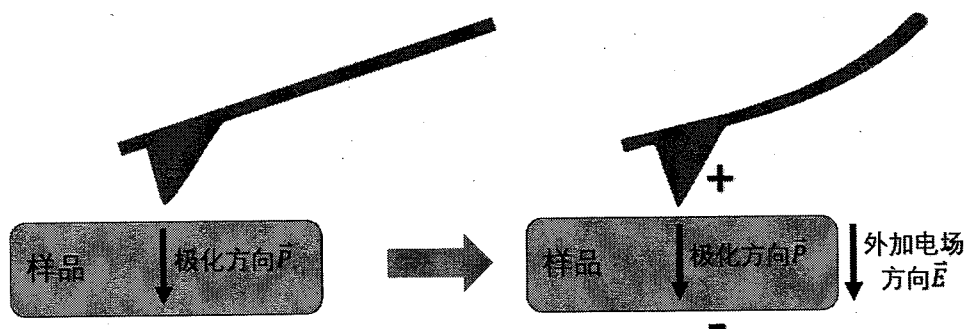


图2.3 PFM 工作原理示意图

Figure 2.3 The working principle of PFM.

如图 2.3 所示, PFM 利用微悬臂和前端的导电探针与所研究的铁电或压电材料的表面接触, 并在样品表面和探针之间施加预设电压, 在样品内部建立外部电场。由于铁电或压电材料的电致伸缩或“逆压电”效应, 样品会随着电场的变化而局部膨胀或收缩, 会使微悬臂弯曲。通过检测微悬臂背面的反射激光强度变化, 进而处理得到材料的电畴分布、电畴反转行为、弛豫过程等信息^[51]。

在测量过程中, 探针使用接触模式 (Contact mode) 在样品表面进行扫描, 在探针和样品之间施加电压信号, 包括一个较大的直流分量, 用于产生相位对比度图像, 判断电畴的极性, 以及一个较小的交流分量, 可根据振幅信号的大小, 提取样品的局部压电系数分布。

2.1.4 电子显微镜 (EM)

由于可见光波长的限制, 光学显微镜的分辨率只能达到约 200 nm, 这显然无法满足科研工作者对原子级尺度微观世界的探索。1932 年, Ruska 成功发明了第一台电子显微镜, 由于德布罗意提出电子具有波粒二象性, 波长 $\lambda = \frac{1.22}{E^{1/2}}$, 其中, E 为电子能量。我们以 100 keV 的电子为例, 其波长 λ 约为 4 pm (0.004 nm), 远低于单个原子的直径。因此, 电子显微镜具有超高的分辨率 (~0.2 nm), 可用于观察被测样品的精细结构, 甚至可用于观察原子排布。

电子显微镜主要分为扫描电子显微镜 (Scanning Electron Microscope, SEM) 和透射电子显微镜 (Transmission Electron Microscope, TEM)。如图 2.4 所示, 高能入射电子束与被测样品相互作用, 会产生许多二次信号, 例如二次电子、背散射电子、俄歇电子等等。光学显微镜主要利用样品对光的吸收形成明暗和颜色变化进行成像, 而电子显微镜主要利用样品对电子的散射和透射形成的明暗反差

进行成像^[52]。

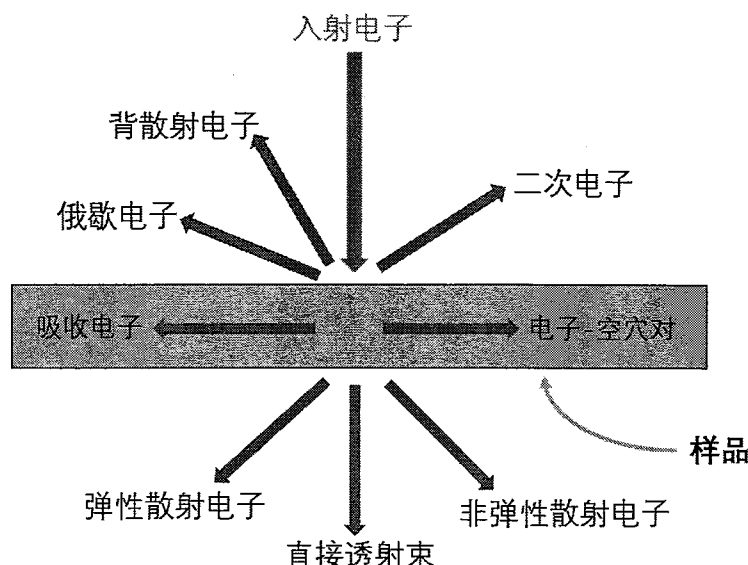


图2.4 电子与材料的相互作用示意图

Figure 2.4 Signals generated by electron-matter interaction.

透射电子显微镜主要通过收集和分析透射电子来获取样品的内部结构和化学信息。透射电子显微镜成像方式主要有两类：衬度成像和衍射成像，衬度成像是将均匀强度的电子束落在样品上，通过检测透射电子的空间分布（Spatial distribution）进行成像的，衍射成像是通过分析前向散射电子的角度分布（Angular distribution）进行成像的。但是，TEM 对被测样品的要求较高，样品厚度一般要求低于 100 nm，需要通过离子减薄仪进行减薄。对于剖面的 TEM 观测，则需要通过聚焦离子束（FIB）来获取样品。扫描电子显微镜将入射电子束在样品表面进行扫描，样品表面的差异会产生不同强度的二次信号，进而通过分析获得样品的衬度图像。其中，背散射电子信号用于提供原子数对比（Atomic number contrast）图像，二次电子信号用于提供表面敏感（Surface-sensitive）图像^[53]，它们是 SEM 的主要成像方式。

2.1.5 白光干涉仪（WLI）

白光干涉仪，又称光学轮廓仪，是一种非接触式 3D 表面形貌测量设备，可用于材料表面的平坦度、粗糙度、台阶高度、形貌轮廓等参数的表征测量。

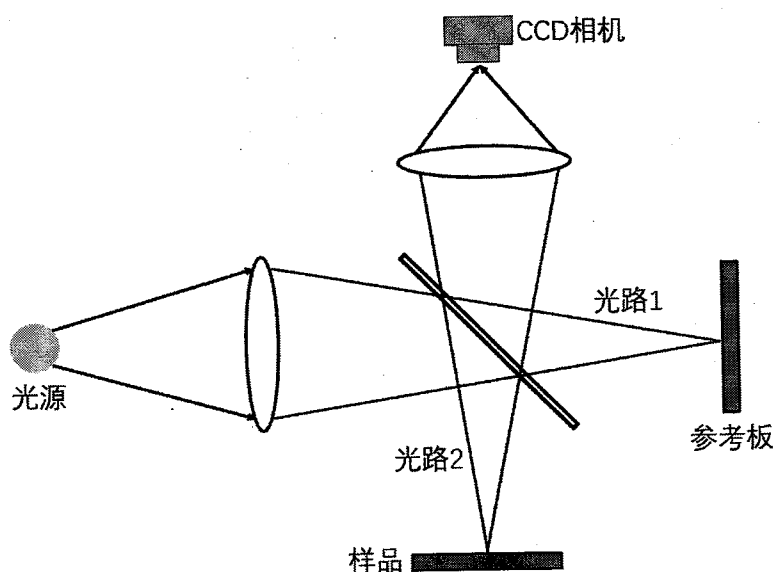


图2.5 白光干涉仪原理示意图

Figure 2.5 Schematic diagram of white light interferometer.

如图 2.5 所示，白光干涉仪是以白光干涉技术为原理，光源发出的光经过分光棱镜后分成两束光路，分别被参考板和样品反射回来，当两束光路的光程差 ΔL 满足如下关系式时：

$$\Delta L = \frac{m+1}{2} \lambda \quad \dots (2.2)$$

其中， λ 为光的波长， m 为整数。当 m 为奇数时，光程差为波长 λ 的整数倍，发生干涉增强； m 为偶数时，发生干涉相消，最终得到明暗相间的干涉条纹。CCD 相机记录下干涉条纹的变化，计算机进一步处理可以获得被测表面的 3D 形貌特征。白光干涉仪的垂直测量精度可以达到纳米级，是 3D 测量领域精度最高的测量仪器之一。

2.2 声学谐振器测试表征方法简介

论文研究工作主要基于实验室级研究平台，设计并制备的射频声学谐振器、滤波器均未封装，基于实验室搭建的射频测试平台即可完成全部测试。测试平台主要由常温射频探针台、真空变温探针台、矢量网络分析仪（Virtual Network Analyzer, VNA）、功率测试模块构成。测试内容主要包括常温 S 参数测试、变温 S 参数测试、变输入功率 S 参数测试。

通过室温 S 参数测试可直接或间接获得器件的基本性能参数和带内外响应特

征,如声学谐振器的谐振频率(f_r)、反谐振频率(f_a)、导纳比(Admittance ratio)、机电耦合系数(k_t^2)、品质因子(Q)、带内外响应特征等,声学滤波器的中心频率(f_c)、插入损耗(Insertion loss, IL)、回波损耗(Return loss, RL)、带宽(Bandwidth)、带外抑制、矩形系数(Shape factor)等;通过变温 S 参数测试可间接得到器件的频率温度系数(TCF);通过变输入功率 S 参数测试可以获得器件的功率容量(Power handling)。

2.2.1 S 参数测试

对于工作在微波频率范围的多端口网络,电压和电流的准确定义较为困难;电压和电流的实际测量也较为困难,因为电压和电流的直接测量通常涉及沿给定方向传播的行波或驻波的幅度与相位;此外,电压和电流的概念变得更难与多端口网络的性能相关联,尤其是在使用传输线(如波导)的网络中。而散射矩阵(Scattering matrix),又称 S 参数矩阵,是一种可以量化微波能量如何通过多端口网络的数学结构(形式),主要涉及多端口网络中能量的入射、反射和透射,因此,对于高频网络, S 参数的测量更方便且更有效。如同多端口网络的阻抗矩阵或导纳矩阵, S 参数矩阵提供了对多端口网络的完整描述;阻抗和导纳矩阵与端口的电压与电流相关,而散射矩阵与端口的入射电压波(Voltage waves)和反射电压波相关。对于某些组件和电路,可以直接通过网络分析技术来计算 S 参数;对于不能直接计算的,可通过矢量网络分析仪(VNA)直接测量。一旦获得了多端口网络的散射参数矩阵,就可以根据需要转换为其它参数矩阵。

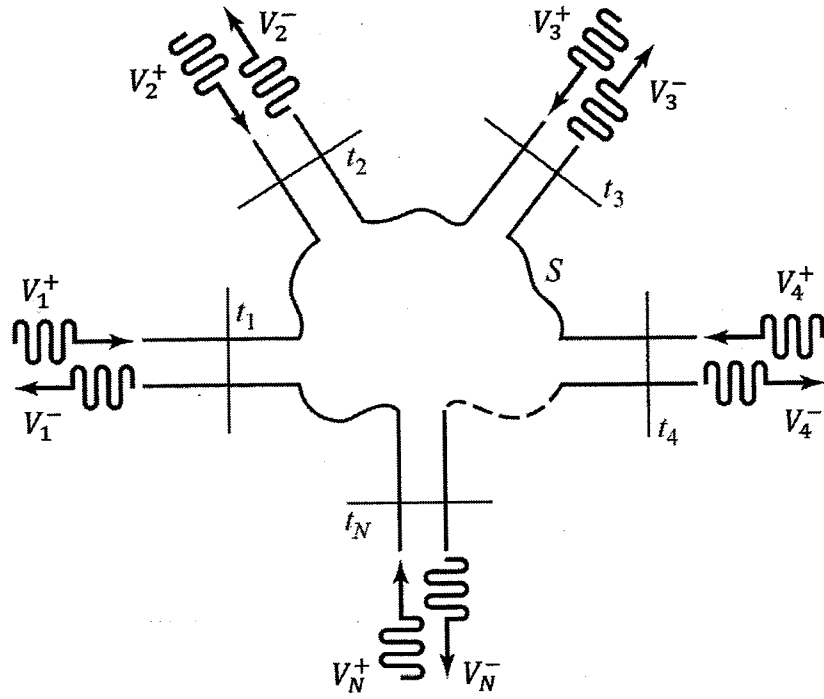

 图2.6 N端口微波网络示意图^[54]

Figure 2.6 Schematic of a N-port microwave network.

考虑如图 2.6 所示的 N 端口微波网络，其中 V_n^+ 是从端口 n 入射的电压波的幅值， V_n^- 是从端口 n 反射出的电压波的幅值，对应的 S 参数矩阵可表示为：

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad \dots (2.3)$$

或者

$$[V^-] = [S][V^+] \quad \dots (2.4)$$

其中，S 参数矩阵中的元素可表示为：

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad \dots (2.5)$$

实际测试中，通过在端口 j 施加电压幅值为 V_j^+ 的入射波并测量端口 i 出射波的电压幅值可得到 S_{ij} 。测试中，除了端口 j 外，其余所有端口的入射波都应设置为 0，也就是说除端口 j 外，其余所有端口都应接阻抗匹配的负载，以避免反射。因此， S_{ii} 是除端口 i 外其余所有端口均接匹配负载时观察到的端口 i 的反射系数；而 S_{ij} 是除端口 j 外其余所有端口均接匹配负载时观察到的从端口 j 到端口 i 的传输系数。

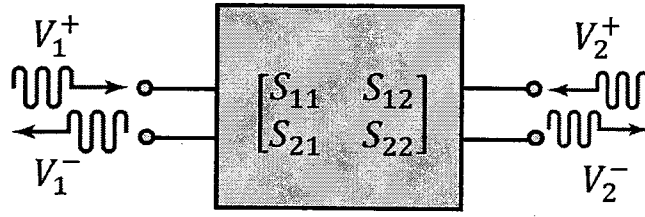


图2.7 双端口微波网络示意图

Figure 2.7 Schematic of a two-port microwave network.

双端口网络常用于射频声学谐振器和滤波器的分析，其结构示意图如图 2.7 所示，对应的 S 参数定义如下：

- ① $S_{11} = V_1^- / V_1^+$ ，端口 2 接匹配负载时，端口 1 的反射系数；
- ② $S_{12} = V_1^- / V_2^+$ ，端口 1 接匹配负载时，端口 2 到端口 1 的正向传输系数；
- ③ $S_{21} = V_2^- / V_1^+$ ，端口 2 接匹配负载时，端口 1 到端口 2 的正向传输系数；
- ④ $S_{22} = V_2^- / V_2^+$ ，端口 1 接匹配负载时，端口 2 的反射系数；

声学谐振器和滤波器实际测试和分析中，常需结合 S 参数、Z 参数（阻抗）和 Y 参数（导纳）。对于双端口网络，S 参数和 Z 参数之间的转换关系如下：

$$Z_{11} = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.6)$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.7)$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.8)$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.9)$$

S 参数和 Y 参数之间的转换关系如下：

$$Y_{11} = Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.10)$$

$$Y_{12} = Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.11)$$

$$Y_{21} = Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.12)$$

$$Y_{22} = Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \dots (2.13)$$

其中， Z_0 是特征阻抗， $Y_0 = 1/Z_0$ 。

实际测试中，通过室温 S 参数测试平台可测得器件的 S 参数，通过转换可得

到对应的 Y 参数和 Z 参数。通过对 Y 参数或 Z 参数分析,可提取出谐振器的谐振频率 (f_r)、反谐振频率 (f_a)、导纳比等;通过对 S 参数分析,可提取出滤波器的中心频率 (f_c)、插入损耗 (IL)、回波损耗 (RL)、带宽 (Bandwidth)、带外抑制 (OoB)、矩形系数等。此外,可基于 MBVD^[7]或 Multi-resonance MBVD^[6]等效电路模型拟合转换得到 Y 参数,提取谐振器的机电耦合系数 (k_t^2)、品质因子 (Q) 等。

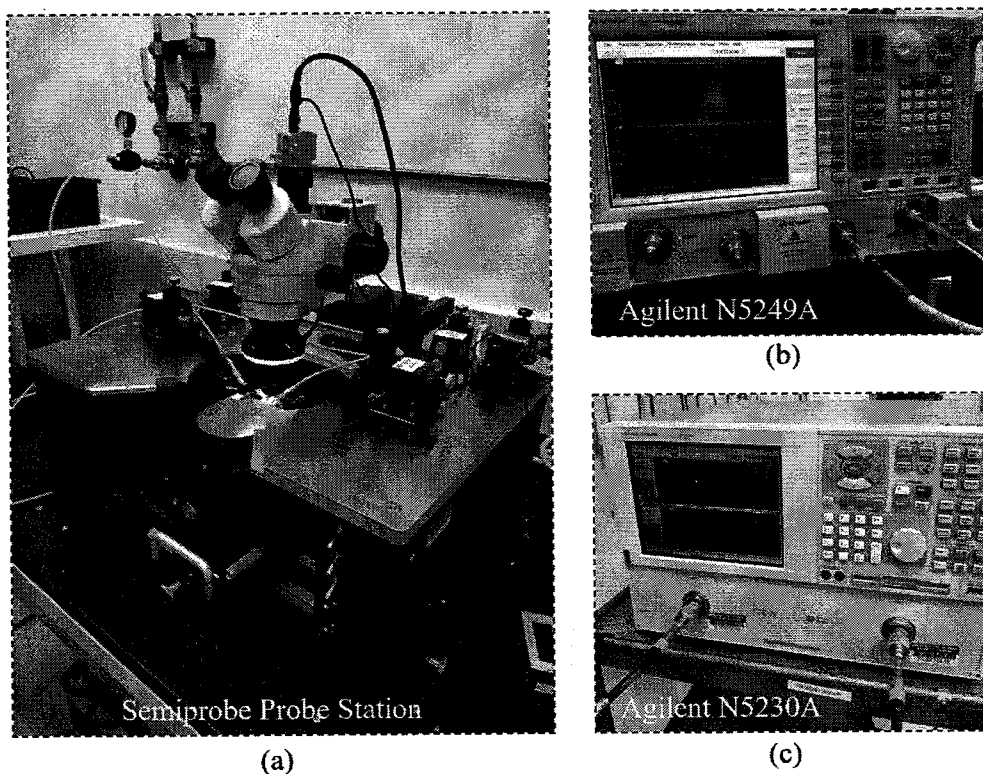


图2.8 室温 S 参数测试平台

Figure 2.8 The test platform for S-parameter measurement at room temperature.

(a) 室温射频探针台; (b) Agilent N5249A 型矢量网络分析仪; (c) Agilent N5230A 型矢量网络分析

本文使用的室温 S 参数测试平台如图 2.8 所示,主要包括室温射频探针台 (Semiprobe)、Agilent N5249A 型矢量网络分析仪、Agilent N5230A 型矢量网络分析仪和配套的射频探针 (GGB 40A)、射频线缆及校准基片 (CS-5) 等。室温射频探针台中的样品台可分别沿 X 轴、Y 轴和 Z 轴移动,同时还能绕 Z 轴旋转; N5249A 型矢网仪的频率测量范围为 10 MHz~8.5 GHz,采样点数可达 100001 个,输出功率可达 13 dBm; N5230A 型矢网仪的频率测量范围为 10 MHz~40 GHz,采样点数可达 20001 个,输出功率可达 15 dBm; 两种 GGB 40A 射频探针,分别

为具有铍铜合金 (BeCu) 针尖和钨 (Tungsten) 针尖的探针, 其频率测量范围均为 DC~40 GHz。

2.2.2 频率温度系数 (TCF) 测试

声学谐振器 (滤波器) 的温度稳定性, 特别是其频率温度系数 (TCF), 一直是研究的重点。TCF 源自于目标声学模式的相速度随环境温度的变化而变化: 当环境温度改变时, 构成声学谐振器的各类材料的物理特性会发生相应变化, 如压电材料的弹性常数、压电常数、介电常数、密度等都会随温度变化而变化, 从而影响目标声学模式的相速度, 最终影响其频率响应。谐振器 TCF 的一般表达式定义为谐振频率 f 相对温度 T 的导数, 考虑沿目标声学模式传输的方向上具有等效弹性常数 $C_{eq}(T)$ 和密度 $\rho(T)$ 的单一材料波导结构, 则其一阶 TCF 可以写为^[55]:

$$TCF = \frac{1}{f(T_0)} \frac{df(T)}{dT} = TCF^E + TCF^\alpha + TCF^\sigma + \dots \quad \dots (2.14)$$

其中

$$TCF^E = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{C_{eq}(T_0)} \frac{\partial C_{eq}(T)}{\partial T} \right] = \frac{1}{2} TCE_{eq} \quad \dots (2.15)$$

$$TCF^\alpha = -\frac{1}{2} \left[\frac{1}{\rho(T_0)} \frac{\partial \rho(T)}{\partial T} \right] - \left[\frac{1}{\lambda(T_0)} \frac{\partial \lambda(T)}{\partial T} \right] = \frac{1}{2} \alpha_{eq} \quad \dots (2.16)$$

且 TCF^E 和 TCF^α 分别是与等效弹性常数温度系数 (TCE_{eq}) 和等效热膨胀系数 (α_{eq}) 相关的 TCF 分量, $\lambda(T)$ 是目标模式的波长, T_0 是基准 (参考) 温度点。此外, 式 2.12 中 TCF^σ 表示与薄膜应力的热诱导变化相关的 TCF 分量, 该因子在大多数情况下可以被忽略, 但对某些特定结构或模式的谐振器可能会产生较大的影响^[56]。常见压电材料中, 除石英 (Quartz)^[57]、LiTaO₃^[58] 和一些特殊的压电材料的特定空间取向存在一阶 TCF 为 0 的情况外, 大部分压电材料, 如氮化铝 (AlN)^[59]、锆钛酸铅 (PZT)^[60]、LiNbO₃^[39, 58] 等均具有从 -20 到 -70 ppm/K 的显著的负一阶 TCF。因此, 在某些特定应用中, 为了获得足够的温度补偿或近零 TCF 响应, 可在压电层上方或下方引入具有相反 TCF 的附加薄膜, 如 SiO₂^[61] 薄膜。

实际测试中, 可选择室温作为基准温度 T_0 , 测试器件的 S 参数, 提取特征点频率 f_0 ; 而后通过变温控制器模块调整真空腔内温度到 T , 待真空腔内温度稳定后再次测试器件的 S 参数, 提取此时的特征点频率 f ; 通过设置合适的温度步长和温度变化范围, 测试不同温度点对应的器件 S 参数。将测试结果 (S 参数) 导

入 ADS 软件, 提取不同温度下的特征点频率, 如谐振器的谐振频率、滤波器的中心频率等; 将测试时室温温度 T_0 作为参考温度, 温度变化量 $(T - T_0)$ 作为自变量, 特征点频率 f 作为因变量进行拟合即可得到谐振器或滤波器的频率温度系数 TCF。拟合过程中, 根据测试温度范围的不同、器件温度特性的不同, 可尝试不同阶数的拟合函数, 如:

$$f = f_0[1 + a(T - T_0) + b(T - T_0)^2 + c(T - T_0)^3 + \dots] \quad \dots (2.17)$$

其中, a 是一阶 TCF, b 是二阶 TCF, c 是三阶 TCF, 以此类推。

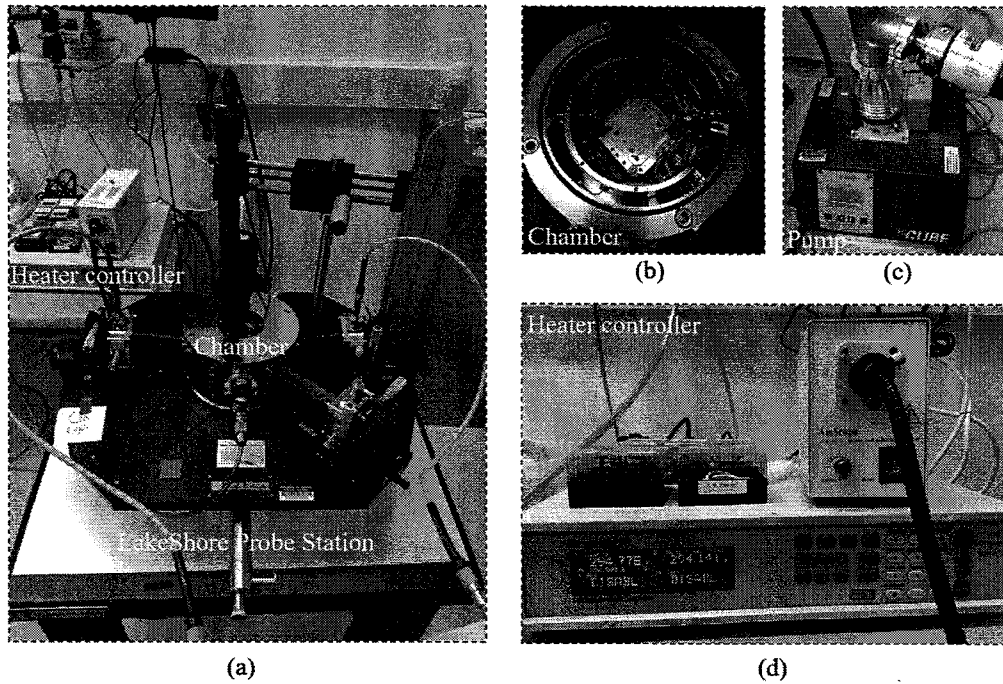


图2.9 变温 S 参数测试平台

Figure 2.9 The test platform for S-parameter measurement at different temperatures.

(a) 真空变温射频探针台; (b) 真空变温腔; (c) 真空泵组; (d) 变温控制器

本文使用的变温 S 参数测试平台如图 2.9 所示, 主要包括真空变温射频探针台 (LakeShore)、变温控制器模组、真空泵组、Agilent N5249A 型矢量网仪、Agilent N5230A 型矢量网仪和配套的射频探针、射频线缆及校准基片等。真空变温射频探针台中样品台固定不动, 探针臂及高温探针可分别沿 X 轴、Y 轴和 Z 轴精确移动; 真空腔配合真空泵组可实现 10^{-6} Torr 的真空度; 变温控制器模块结合真空腔中的加热盘可实现室温至 120° 左右的温度调节。

2.2.3 功率容量测试

随着射频通信频段的增加和频率的提高，SAW 滤波器的尺寸不断缩小，工作频率不断提高。然而，小型化和高频化将在 SAW 滤波器中产生更高的功率密度，与超大规模集成电路中出现的电迁移和应力迁移现象类似，高功率和高频信号（引入高强度、高频振动）可能导致铝（Al）原子迁移，该现象又被称为“声迁移（Acoustomigration^[62]）”，从而在叉指电极（IDT）中形成小丘和空隙，这将会降低器件性能或造成不可逆的损坏^[63]。同时，IDT 电极受到的应力与器件工作频率成正相关；而随着 SAW 滤波器工作频率越来越高（>3.5 GHz），IDT 电极将变得越来越薄，越来越窄，因此会更加脆弱。因此，对 SAW 器件进行功率容量表征有助于推动其实际应用。

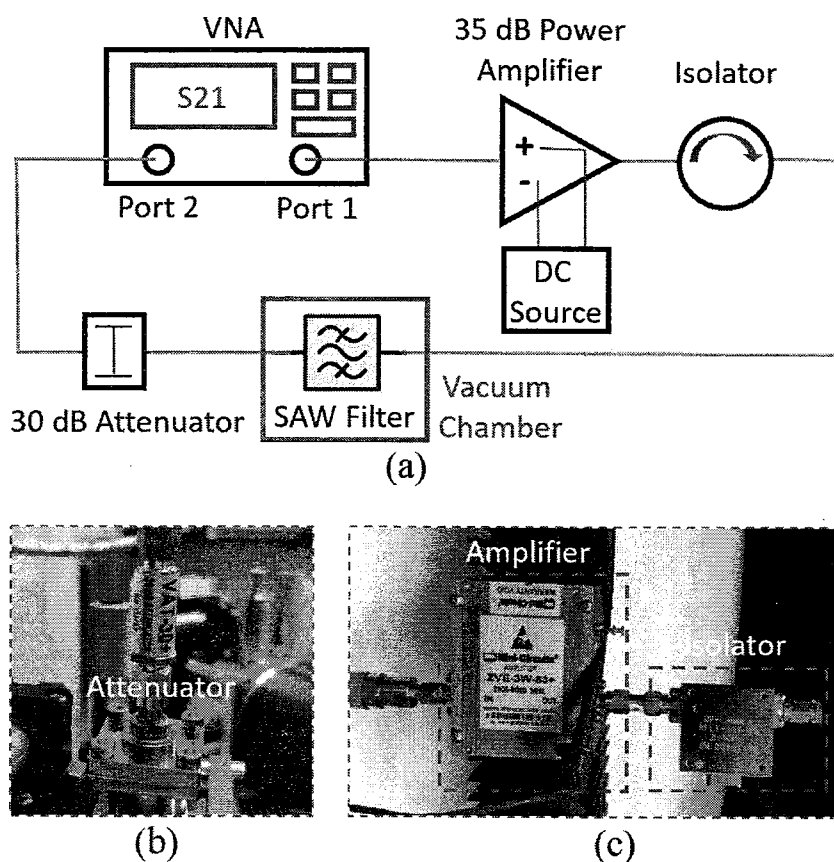


图2.10 功率容量测试回路

Figure 2.10 The circuit for power handling measurement.

(a) 测试回路电路图；(b) 衰减器；(c) 放大器和隔离器

实际测试中，因 Agilent N5249A 和 Agilent N5230A 的直接输出功率均小于等于 15 dBm，无法满足大功率测试需求，因此搭建如图 2.10 (a) 所示的测试回

路, 主要包括真空变温射频探针台 (LakeShore)、变温控制器模组、真空泵组、Agilent N5249A 型矢量网仪、Agilent N5230A 型矢量网仪、35 dB 功率放大器、30 dB 衰减器和隔离器。其中, 功率放大器用于放大矢量网仪的输出信号, 衰减器和隔离器用于保护矢量网仪 (矢量网仪端口能承受的功率容量有限); 矢量网仪输出的信号经功率放大器放大后流向隔离器, 而后再流向待测试器件 (声学滤波器), 最后通过衰减器衰减后再回流到矢量网仪。测试中, 逐步增大矢量网仪的输出功率, 直至滤波器的带内响应发生明显变化时 (如插入损耗急剧增加)。需要注意, 为了避免器件温度升高引起金属电极氧化, 待测器件始终放置于真空腔中。

2.3 声学谐振器模型简介

声学谐振器的仿真模型主要分为三类: (1) 多物理场有限元 (FEM) 模型, (2) 电磁场有限元 (FEM) 模型和 (3) 等效电路 (MBVD 或 Multi-MBVD) 模型。其中, 多物理场 FEM 模型主要用于对器件的几何结构 (如膜厚、电极形状、传播方向等) 和边界条件 (如自由边界、周期边界、负载边界等) 进行模拟与优化, 包括二维 (2D) 和三维 (3D) 仿真; 电磁场 FEM 模型主要用于预测器件外围电磁环境对器件性能的影响, 如利用 3D 电磁场 FEM 模型对需要进行封装的 SAW 芯片、封装引线、封装外壳等进行仿真, 预判封装 SAW 器件的电学性能损耗; 等效电路模型主要用于提取声学谐振器电学参数, 并将其用于谐振器性能优化或滤波器拓扑结构设计 with 优化。

2.3.1 多物理场 FEM 仿真模型

本文主要利用多物理场有限元软件 COMSOL Multiphysics 对声学谐振器就行建模与频域仿真, 并利用数值计算软件 Matlab 辅助分析。对于强各向异性压电晶体, 如 LiNbO_3 和 LiTaO_3 , 2D-FEM 模型不便于对目标模式 (声波) 传播平面内的各向异性就行探究, 因此本文采用 3D-FEM 模型进行相关仿真分析。然而, 基于完整的 3D-FEM 声学谐振器模型的有限元仿真对计算资源需求极大, 且极其耗费时间, 不适用于固态装配型声学谐振器的设计与优化。此外, 声学谐振器的设计不是一撮而就的, 需要分步进行, 每步的目的和计算资源需求不同。基于上述原因, 我们从设计过程中不同阶段的实际需求出发, 将完整的 3D-FEM 模型“拆分”成不同的子模型, 在满足设计需求的前提下尽量减少计算资源和时间的消

耗。

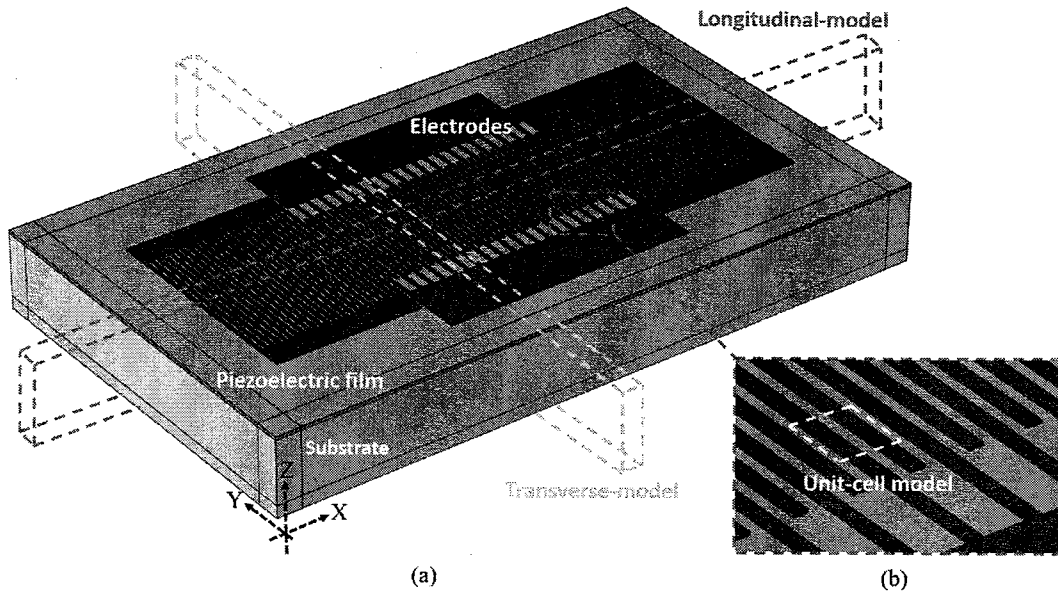


图2.11 声表面波谐振器有限元仿真模型

Figure 2.11 The FEM model of a surface acoustic wave resonator.

(a) 完整 3D-FEM 模型示意图；(b) IDT 电极局部放大示意图

图 2.11 (a) 和 (b) 分别显示了基于 POI 衬底的 SAW 器件的完整 3D-FEM 模型示意图和表面 IDT 电极局部放大示意图。完整 3D-FEM 模型能反映出声波能量在空间任意点的分布，但上述能量的分布是多方面因素共同作用的结果，适合于最终设计结果的验证，但不利于设计过程中有针对性的优化。基于设计中实际需求，我们从完整的 3D-FEM 模型中截取 3 个子模型，分别是周期性单元模型 (Unit-cell model)，图 2.11 (b) 中通过白色虚线框标注；纵向切片模型 (Longitudinal model)，图 2.11 (a) 中通过紫色虚线框标注；横向切片模型 (Transverse model)，图 2.11 (a) 中通过绿色虚线框标注。上述三种子模型分别适用于不同的设计阶段且具有不同的针对性，下面分别加以说明。

如图 2.12 所示，基于 POI 衬底的周期性单元仿真模型主要由四部分构成，从上到下依次为 IDT 电极（蓝色部分）、压电薄膜（橘黄色部分）、支撑衬底（灰色部分）、与支撑衬底同材质的完美匹配层 (Perfectly Matched Layer, PML)。其在 X 和 Y 轴方向均设置为周期性边界条件，用于排除 IDT 电极和反射栅本身以及实际器件中的物理边界对目标声学模式的散射，从而更纯粹的反映出目标模式的本征响应。周期性单元模型是理想化仿真模型，主要用于分析压电薄膜和 POI 衬

底结构本身对目标模式的影响。

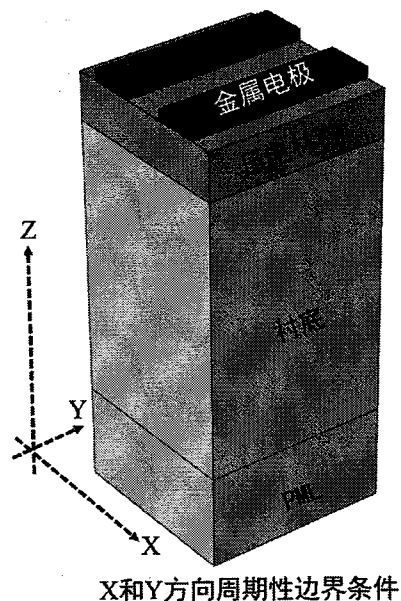


图2.12 声表面波谐振器周期性单元模型

Figure 2.12 The Unit-cell model of a surface acoustic resonator.

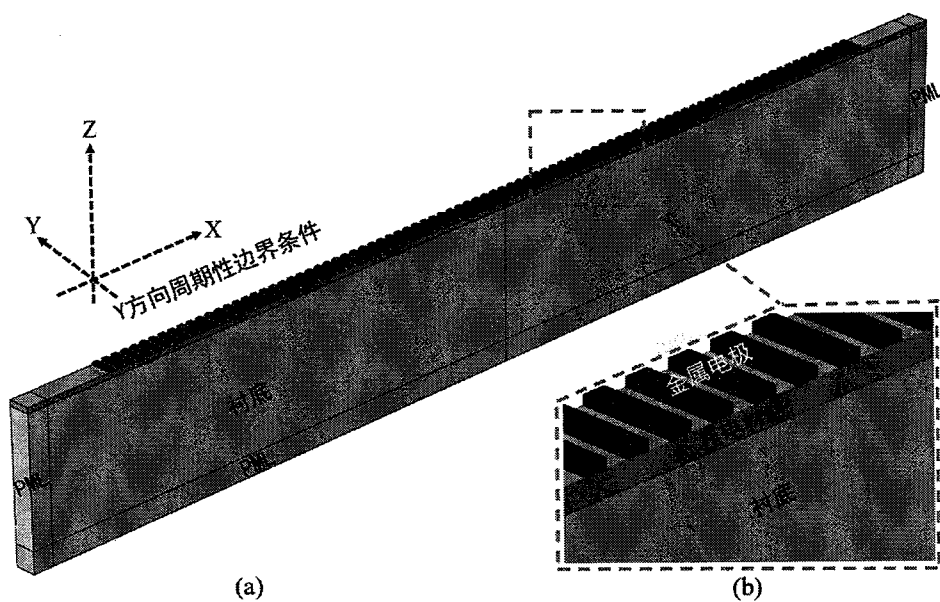


图2.13 声表面波谐振器纵向切片模型

Figure 2.13 The longitudinal FEM model of a surface acoustic wave resonator.

(a) 纵向切片模型示意图；(b) 局部放大示意图

如图 2.13 所示，纵向切片模型沿 Y 轴方向设置为周期性边界条件，用于排除 Y 轴方向电极结构和实际物理边界对目标模式的影响；沿 X 方向，即目标声

学模式传输方向,则反映出完整数量的 IDT 电极和反射栅的排布。从结构特性角度分析,纵向切片模型能反映出 IDT 电极对数与占空比、反射栅对数与占空比、IDT 电极与反射栅间距等几何参数对目标模式的影响;从电学特性角度分析,纵向切片模型能反映出 IDT 电极与反射栅之间由于电学不连续引起的声波散射情况;此外,纵向切片模型还能反映出沿目标声学模式传输方向激发的纵向泛音模式的情况。纵向切片模型是单一方向理想化仿真模型,主要用于探究目标模式传输方向上的几何结构参数、电势分布等对目标模式传输特性的影响。

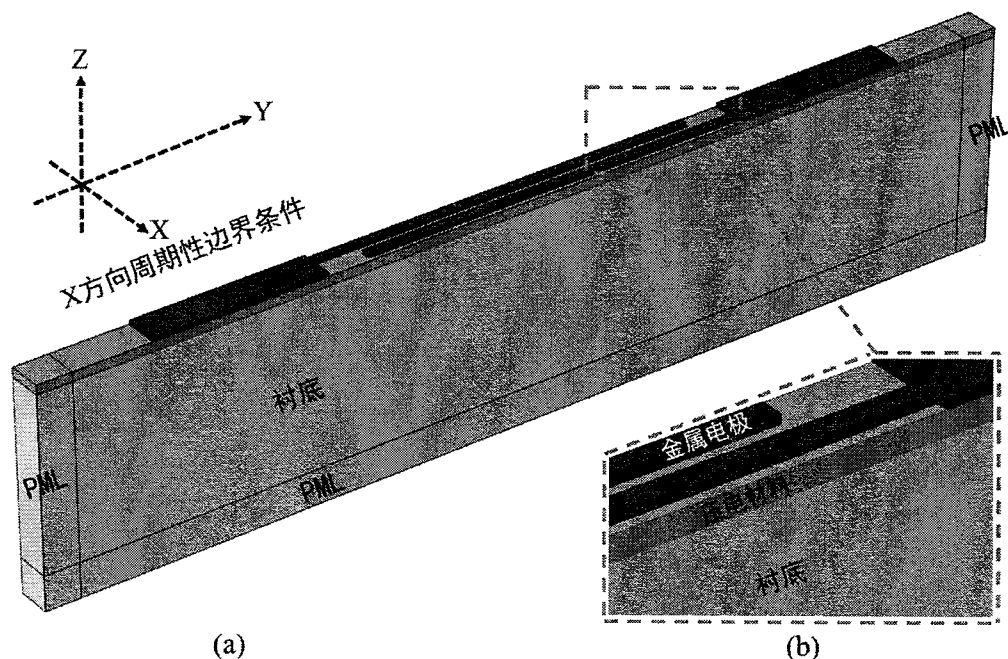


图2.14 声表面波谐振器横向切片模型

Figure 2.14 The transverse FEM model of a surface acoustic wave resonator.

(a) 纵向切片模型示意图; (b) 局部放大示意图

如图 2.14 所示,横向切片模型沿 X 轴方向设置为周期性边界条件,用于排除 X 轴方向电极结构和实际物理边界对目标模式的影响;沿 Y 轴方向,即垂直于目标声学模式的传输方向,则包含一个周期的完整结构 IDT 电极单元,从而可以分析孔径宽度、空气隙宽度对目标模式的影响,主要包括目标模式 Q 值与机电耦合系数随孔径宽度的变化情况、横向杂散模式 (Transverse modes) 的激发情况、声波能量沿 Y 轴方向的泄露情况等。横向切片模型也是单一方向理想化仿真模型,主要用于探究垂直于目标模式传输方向上的几何结构参数对目标模式的影响。

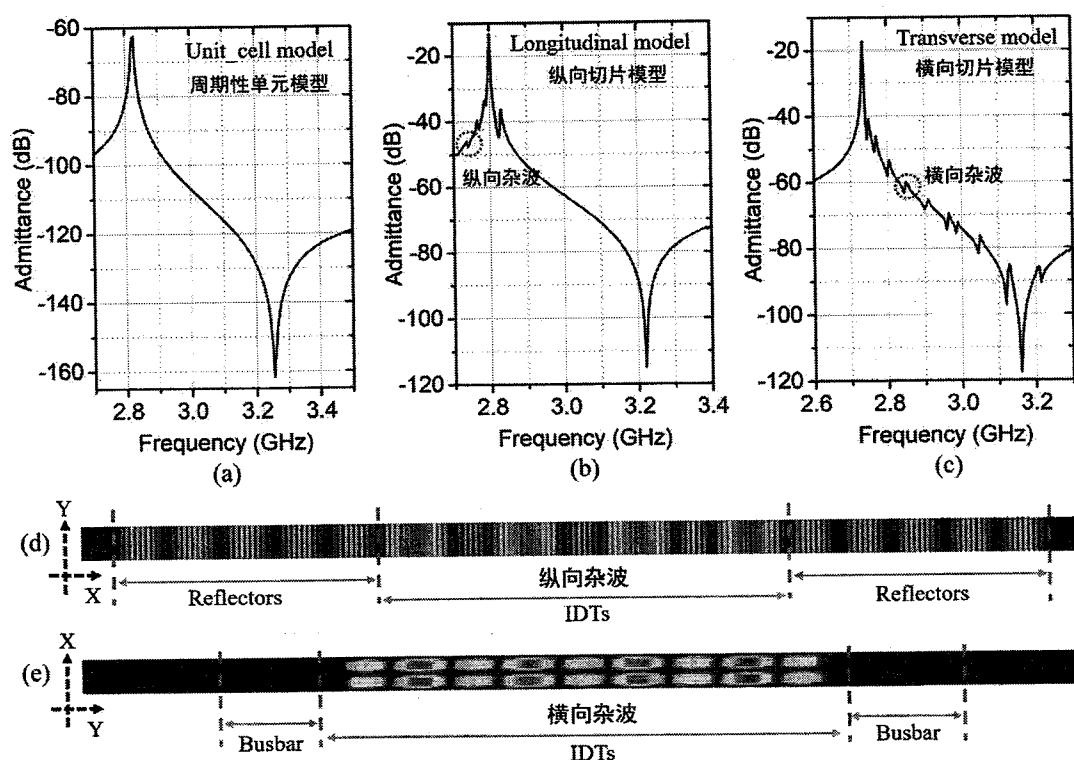


图2.15 基于不同 FEM 模型的声表面波谐振器仿真结果

Figure 2.15 The simulated admittance curves of a SAW resonator based on different FEM models.

(a) 基于周期性单元模型的导纳仿真结果；(b) 基于纵向切片模型的导纳仿真结果；(c) 基于横向切片模型的导纳仿真结果；(d) 基于纵向切片模型的纵向杂波模式振型；(e) 基于横向切片模型的横向杂波模式振型

图 2.15 显示了同一声表面波谐振器基于不同仿真模型的导纳仿真曲线和杂散模式振型图。对比图 2.15 (a)、(b) 和 (c) 所示的导纳仿真曲线可发现，基于周期性单元模型的导纳曲线十分“干净”，仅反映了目标模式的响应；基于纵向切片模型的导纳曲线在靠近谐振频率点附近出现较多杂波，通过对图 2.15 (d) 所示的振动模式进行分析可判定图 2.15 (b) 中红色虚线圈标注的杂波为纵向泛音模式；基于横向切片模型的导纳曲线在谐振和反谐振频率点之间出现按一定规律分布的杂波，通过对图 2.15 (e) 所示的振动模式进行分析可判定图 2.15 (c) 中红色虚线圈标注的杂波为横向驻波。图 2.15 所示仿真结果也进一步证明不同仿真模型具有的针对。因此，器件设计过程中，紧扣需求，有针对特性的选用适宜的仿真模型，既能达到正对性优化设计的目的，又能节省计算资源、降低时间成本。

2.3.2 MBVD 及 MR-MBVD 等效电路模型

射频声学谐振器可以通过一维三端口梅森模型 (Mason mode) [64] 来表征, 该模型以传输线形式表示 [65, 66], 以便于计算。但是, 对于参数提取和设计优化, 集总参数 Butterworth-Van Dyke (BVD) 模型 [67] 更为有用。然而, BVD 模型在史密斯圆图上产生圆形阻抗轨迹, 而实际实验测得的声学谐振器阻抗轨迹偏离了圆形轨迹, 该现象被认为由材料损耗引起 [68]。通过在静态电容 C_0 的支路上串联一个阻值为 R_0 的电阻, 用于代表材料的介电损耗, 可得到修正后的 BVD 模型, 该模型能较好地拟合实测结果, 被称为 Modified Butterworth-Van Dyke (MBVD) 模型 [7]。

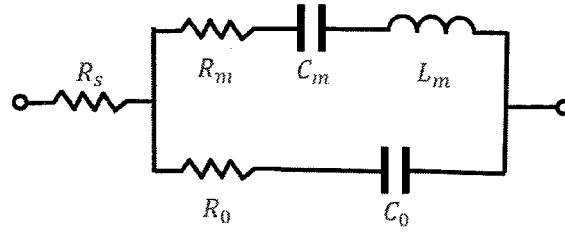


图2.16 MBVD 等效电路模型

Figure 2.16 Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for acoustic resonators.

如图 2.16 所示是 MBVD 等效电路模型示意图, 包含 6 个元件, 分别是表征谐振器机电响应特性的动态电阻 R_m (Motional resistor), 动态电容 C_m (Motional capacitor), 动态电感 L_m (Motional inductor); 表征压电薄膜材料介电特性的静态电容 C_0 , 该参数还与电极的设计紧密相关; 表征电极欧姆损耗的电阻 R_s , 如若器件打线封装, 该参数还包括引线的电学阻抗; 表征薄膜材料介电损耗的电阻 R_0 。需要注意, 对于 FBAR 器件, R_0 还包括机械振动损耗 [69], 对于 SAW 器件, R_0 还包括器件结构设计不当或衬底无法约束 POI 波导中的目标模式引起的机械损耗, 反映在反谐振峰的尖锐程度或反谐振峰附近 Bode- Q 的最大值。

利用 MBVD 模型提取谐振器的集总参数时, 通常基于实验测试或仿真所得的谐振器 Y 参数曲线, 为了准确地提取静态电容 C_0 , Y 参数曲线还应包括远离谐振响应的部分。利用 MBVD 模型提取集总参数过程中, 首先可通过 Y 参数曲线得到 f_s 和 f_p , 结合公式 1.4 计算得 k_t^2 , 静态电容 C_0 可通过远离谐振响应的 Y 参数曲线计算得到, 谐振器 Q 值则可通过 Y 参数曲线结合公式 1.7 得到。对于 3 个动态集总参数, 结合 f_s 、 k_t^2 、 C_0 和 Q , 通过下面三个公式分别计算:

$$R_m = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{\omega_s C_0 k_t^2 Q} \quad \dots (2.18)$$

$$L_m = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{\omega_s^2 C_0 k_t^2} \quad \dots (2.19)$$

$$C_m = \frac{8}{\pi^2} C_0 k_t^2 \quad \dots (2.20)$$

其中, ω_s 是角谐振频率 ($\omega_s = 2\pi f_s$)。

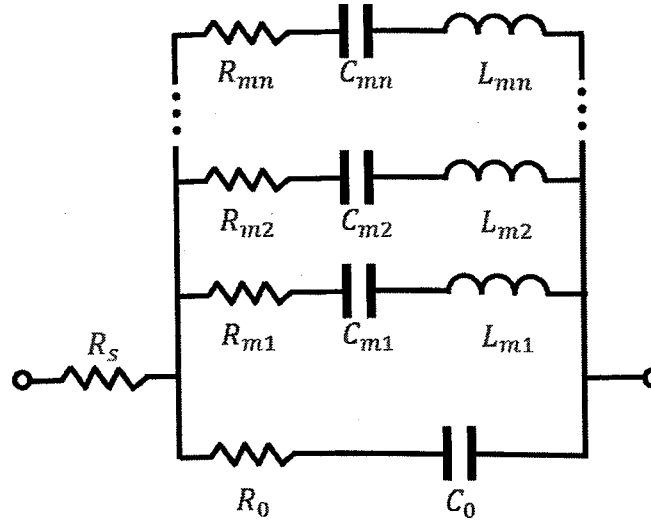


图2.17 MR-MBVD 等效电路模型

Figure 2.17 Multi-resonance MBVD model for acoustic resonators.

随着单晶 LiNbO_3 薄膜的加入, 射频声学谐振器的机电耦合系数 k_t^2 不断创下新高, 结合还不错的品质因子 Q , 射频声学谐振器的品质优值 (Figure of Merit, FoM) 记录被打破了好几次。这些成果令人振奋, 但是由于杂散模式的存在, 特别是谐振频率和反谐振频率附件的杂散模式, 如横向杂波 (Transverse mode)、SH0 模式谐振频率附近的 Rayleigh 模式等; 或者谐振、反谐振频率点难以分辨, 基于 MBVD 模型的机电耦合系数 k_t^2 的准确提取较为困难, 一般会错误的将机电耦合系数 k_t^2 放大。基于上述原因, 有研究人员提出基于多谐振模式的 MBVD 模型, 即 Multi-resonance MBVD 模型^[6], 本论文中, 将其简称为 MR-MBVD, 其基本框架如图 2.17 所示, 相比于图 2.16 所示的 MBVD 模型, MR-MBVD 模型添加了额外的谐振分支 (R_{mx} , C_{mx} , L_{mx}) 用以提取杂散模式的集总参数, 而后再分离出主模 (目标模式) 的集总参数, 从而更准确的描述主模的响应, 为后面的仿真或滤波器搭建等提供更准确的参考。

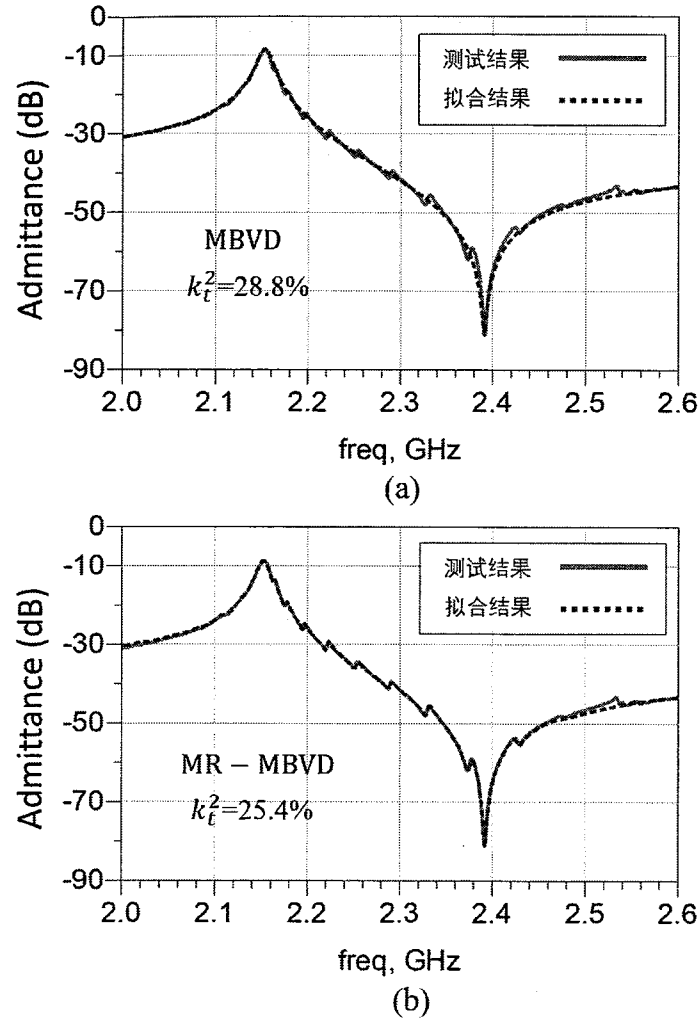


图2.18 基于 MBVD 和 MR-MBVD 模型的导纳曲线拟合结果

Figure 2.18 Comparison of the measured and the fitted admittance responses based on MBVD and MR-MBVD models.

(a) 测试导纳 vs MBVD 模型拟合导纳; (b) 测试导纳 vs MR-MBVD 模型拟合导纳

基于实验测得的声学谐振器的 Y 参数曲线, 图 2.18 对比了基于 MBVD 模型和 MR-MBVD 模型的拟合结果。如图 2.18 (a) 中红色曲线所示, 谐振频率与反谐振频率之间出现了大量横向杂散模式, 如果采用 MBVD 模型拟合, 横向杂散模式被直接忽略, 拟合所得的机电耦合系数 k_t^2 为 28.8%。若采用 MR-MBVD 模型拟合, 如图 2.18 (b) 所示, 通过额外的谐振分支 (图 2.17) 对横向杂散模式也进行拟合, 最终拟合结果完全复形测试所得 Y 参数曲线, 提取的目标模式机电耦合系数为 25.4%, 较 MBVD 模型拟合结果小 3.4%。从上面的例子可以看出, MR-MBVD 模型能更准确的反映出声学谐振器的集总参数。

2.4 本章小结

本章介绍了单晶压电薄膜常用的表征方法、射频声学谐振器的测试方法及其分析模型。其中薄膜的表征方面主要介绍利用高分辨 X 射线衍射仪和电子显微镜表征转移的单晶薄膜的晶格质量、利用白光干涉仪和原子力显微镜表征转移的单晶薄膜厚度和表面形貌和利用压电力显微镜表征薄膜的压电特性。谐振器测试方面主要介绍利用室温射频测试平台测试谐振器 S 参数、利用变温射频测试平台测试谐振器的 TCF 和利用功率模块测试谐振器功率容量。谐振器模型方面主要介绍了有限元仿真模型和集总参数等效电路模型,其中有限元模型包括周期性单元模型、纵向切片模型和横向切片模型,等效电路模型包括 MBVD 模型和 MR-MBVD 模型。

第3章 基于压电异质集成衬底的射频声学器件设计

5G 通信的推进为移动射频前端带来了新的挑战和机遇。作为移动射频前端的重要组成部分, 射频声学滤波器将会成为重要的战场。相较于 4G 和 4G-LTE 通信, 5G 通信引入了频率更高的频谱, 对射频滤波器的中心频率、带宽、功率容量等提出了更高要求。以国内 Sub-6 GHz 频段为例, 其要求射频前端滤波器中心频率达到 3.5~5.0 GHz, 相对带宽最大约 8.8%, 目前商用射频声学滤波器难以满足上述新需求。POI 衬底已被证明是一种潜力巨大的高性能 SAW 滤波器衬底, 日本村田 (Murata) 公司于 2016 年报道了基于 POI 衬底 (LT-SiO₂-Si), 可媲美 BAW 的 IHP-SAW 滤波器^[70], 并已商用。目前商用的 POI 衬底多采用 Si 作为支撑衬底, LT 单晶薄膜作为压电薄膜, 并通过 IDT 电极激发 SH0 模式的声波。然而, LT 薄膜中 SH0 模式声波的声速较低, 一般小于 4000 m/s, 从而对应的声学谐振器谐振频率一般小于 3.0 GHz, 难以满足 5G 通信高频的需求; 且 LT 压电薄膜中激发的 SH0 模式的声波机电耦合系数较小, 一般小于 10%, 从而对应的声学滤波器相对带宽较小, 无法满足 5G 通信对大带宽的需求。

在本章中, 我们将提出一种基于高声速支撑衬底的新型 POI 衬底, 其结构相比于基于布拉格反射层的 POI 衬底更简单, 制备工艺也更简单, 同时不用考虑因金属层引入而产生的寄生效应。基于新型高声速 POI 衬底, 不仅可以激发声速大于 6200 m/s 的 S0 模式声波, 还能同时实现大于 20% 的机电耦合系数, 即对应的声学谐振器的谐振频率理论上可达 5 GHz, 对应的声学滤波器的相对带宽理论上可大于 10%, 可同时满足 5G 对高频和大带宽声学滤波器的需求。本章将重点介绍新型 POI 衬底应用于高性能射频 SAW 谐振器、滤波器的研究, 包括新型 POI 衬底的提出与制备、基于新型 POI 衬底的高性能 SAW 谐振器、滤波器的设计、仿真、制备与测试。

3.1 研究背景及现状

射频 (RF) 声学器件对 5G 通信射频前端和物联网具有重要意义。在过去的十年中, 由于不断增加的频段数量被纳入演进的 LTE 通信标准, 且考虑到全球

网络频段的兼容性问题, RF 声学器件经历了巨大的市场增长。随着人们对下一代更高频率和更大带宽通信系统的要求与期待, 相关声学器件的发展和进步也在不断加快。近年来最令人振奋的进步之一是基于转移的 LN 单晶压电薄膜的声学器件, 其中, 利用离子束剥离技术制备 LN 单晶薄膜最早于上世纪 90 年代被开发, 并被应用于集成光子学^[71]。目前为止, 基于 LN 或 LT 单晶压电薄膜的声学器件具有多种结构, 如悬空结构^[72]、固态装配型结构^[15]; 同时, 基于 LN 或 LT 单晶压电薄膜的声学器件利用多种声学模式, 如 SAW 模式^[13]、SH0 模式^[73]、S0 模式^[73-75]、A1 模式^[76, 77]等, 其中心频率范围从 KHz 到 30 GHz。这些基于 LN 或 LT 单晶压电薄膜的声学器件都具有其独特特征, 可以根据不同的应用需求和场景进行对比和分类。比如, 基于悬空结构 LN 或 LT 单晶薄膜的声学器件可实现更大的机电耦合系数 k_t^2 和更高的品质因子 Q , 尽管后者还同器件的设计和制备工艺紧密相关。另一方面, 基于 LN 或 LT 单晶薄膜的固态装配型声学器件^[15, 22, 78]具有更简单的工艺、更低的成本、更大的功率容量和更好的线性度。对于上述两种情况, 就衬底材料堆叠情况而言, 通常是在异质支撑衬底(如 Si)上堆叠(键合) LN 或 LT 单晶压电薄膜, 或者在单晶压电薄膜和异质支撑衬底间增添 SiO₂ 中间层, 用于实现辅助薄膜转移、器件释放(悬空)或者温度补偿等目的。

对于固态装配型 SAW 器件, 通常选用 Si 衬底作为支撑衬底, 因为 Si 衬底不仅廉价, 而且其材料特性与 LN (LT) 形成鲜明的对比, 例如 Si 衬底中剪切横波声速(~ 5800 m/s)^[79]远大于 LN 或 LT 中激发的 SH0 模式的声速(~ 4000 m/s)^[80], 而较大的声阻差能较好的约束 LN 或 LT 单晶薄膜中激发的 SH0 模式的能量, 减少其向支撑衬底的泄露, 从而使 SH0 模式的声学器件具有较高 Q 值。通过合理优化这类叠层结构的衬底, 已制备并报道了创纪录的高性能 SAW 器件, 如日本村田公司研发的 IHP-SAW (Incredible High Performance SAW)^[70]。通过优化衬底的叠层结构能从根本上提高 SAW 器件的性能, 除 Si 衬底以外, 或许还有更适合于这类叠层结构的器件的支撑衬底, 其可支撑声速更高的模式(如 S0 模式)的传输。

此外, 对于国内 5G 通信 sub-6 GHz 频段要求射频前端滤波器中心频率达到 3.5~5.0 GHz, 相对带宽最大约 8.8%, 因而, 基于 Si 衬底的 IHP-SAW 无论从频率还是带宽均无法满足需求。为了达到频率的要求, 在现有工艺极限和器件稳定工作前提下, 需激发声速更高的模式, 如 LiNbO₃ 材料中声速超过 6000 m/s 的 S0

模式，其对应的机电耦合系数超过 20%，理论上支撑相对带宽大于 10% 的声学滤波器。但是，由于 S0 模式声速较高，可与之匹配的支撑衬底较少。从衬底物理特性、成本和是否方便获取等方面考虑，SiC 衬底或许是目前最好的选择。下面具体讨论衬底的选择，声学谐振器与滤波器的设计、制备、测试与分析。

3.2 支撑衬底中声波传输特性分析

POI 衬底中支撑衬底的物理特性，特别是支撑衬底中声波的传输特性对基于 POI 衬底的 SAW 器件的性能起着决定性作用。结合本章研究内容——基于高声速 POI 衬底，即 $\text{LiNbO}_3\text{-SiC}$ 衬底的声学器件，本小节将重点分析三方晶系、六方晶系和立方晶系晶体内部纵波和横波的传输特性，同时也为后文不同材料物理特性的对比和基于二维快速傅里叶变换（2D-FFT）的能量泄露分析作铺垫。

3.2.1 纵波传输特性分析

各向异性弹性材料中体波的传播十分复杂，T. C. T. Ting 教授对不同晶系的晶体内部纵波和横波的传输特性做了详细推导^[81, 82]。

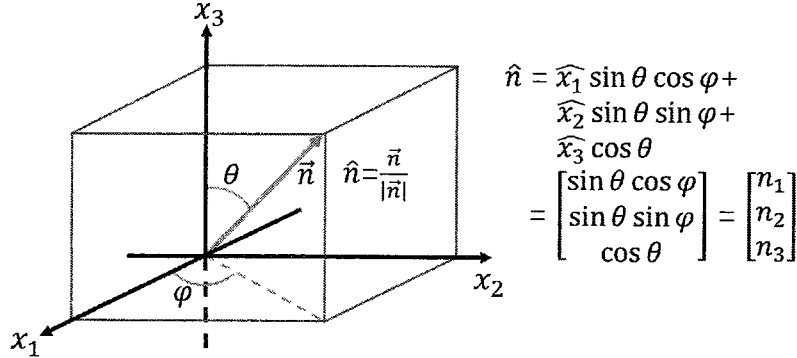


图3.1 目标晶体坐标系和体波传输方向

Figure 3.1 The rectangular coordinate system for analysis and the propagation direction $\hat{n}$ of the bulk wave.

如图 3.1 所示，为了方便讨论，我们约定基于直角坐标系 x_i ($i=1,2,3$) 讨论目标晶体内部质点振动，纵波以声速 c 沿着单位向量 $\hat{n}$ 传播，其中单位向量 $\hat{n}$ 位于包含 x_3 轴的平面上并与 x_3 轴夹角为 θ ，且该平面与 x_1 轴夹角为 φ 。同时， ρ 表示目标晶体材料的质量密度， C_{ij} 表示目标晶体材料的弹性常数（ 6×6 阶矩阵，不同晶系的晶体由于对称性不同，其独立弹性常数个数不同）^[83]， γ_1 、 γ_2 和 γ_3 均为自定义

的等效弹性常数, 其中 $\gamma_1 = C_{23} + 2C_{44}$, $\gamma_2 = C_{13} + 2C_{55}$, $\gamma_3 = C_{12} + 2C_{66}$ 。此外, 我们定义当 (θ, φ) 有解时, 对应的纵波声速 c 为 $\sqrt{C_\varphi^\theta/\rho}$, 其中 C_φ^θ 为对应纵波的等效弹性常数, 且不同晶系对应的 C_φ^θ 不同。

目标晶体 LiNbO_3 晶体属于三方晶系, 常见的支撑衬底 Si 属于立方晶系, 高声速衬底如 4H-SiC 属于六方晶系。下面将根据 T. C. T. Ting 教授的研究成果对三方晶系、六方晶系和立方晶系内纵波的传播加以分析。

A. 对于三方晶系晶体:

$$C_\varphi^\theta = C_{11}\sin^4\theta + C_{33}\cos^4\theta + 2\gamma_1\sin^2\theta\cos^2\theta + 4C_{14}\sin^3\theta\cos\theta K(\varphi) \quad \dots (3.1)$$

$$K(\varphi) = \sin\varphi(3\cos^3\varphi - \sin^2\varphi) \quad \dots (3.2)$$

- ① 纵波可以沿着 x_3 轴 ($\theta = 0$) 传播, $C_\varphi^\theta = C_{33}$, 即对应的声速为 $\sqrt{C_{33}/\rho}$ 。
- ② 纵波可以在 $x_3 = 0$ ($\theta = \pi/2$) 平面内沿 $\varphi = 0$ 或 $\varphi = \pi/3$ 方向传播, $C_\varphi^\theta = C_{11}$, 即对应的声速为 $\sqrt{C_{11}/\rho}$ 。

③ 纵波可以沿着特定方向传播, 其中 $\varphi = \pi/6$ 或 $\varphi = \pi/2$, 而 θ 的取值同晶体材料弹性常数的具体数值相关。为方便讨论定义 $g = \frac{C_{11}-\gamma_1}{3C_{14}}$, $h = \frac{C_{11}-C_{33}}{2C_{14}}$, $D = (g^3 + h)^2 - (1 + g^2)^3$ 。

(i) 若 $D > 0$, θ 只有唯一的取值, 记为 θ_1 , 且 $\tan\theta_1 = g + [(g^3 + h) + \sqrt{D}]^{1/3} + [(g^3 + h) - \sqrt{D}]^{1/3}$, 对应的纵波声速为 $\sqrt{C_{\varphi_1}^{\theta_1}/\rho}$ 。

(ii) 若 $D = 0$, θ 有两个不同取值, 记为 θ_1 和 θ_2 , 且 $\tan\theta_1 = g + 2(g^3 + h)^{1/3}$, $\tan\theta_2 = g - (g^3 + h)^{1/3}$, 对应的纵波声速分别为 $\sqrt{C_{\varphi_1}^{\theta_1}/\rho}$ 和 $\sqrt{C_{\varphi_2}^{\theta_2}/\rho}$ 。

(iii) 若 $D < 0$, θ 有三个不同的取值, 记为 θ_1 、 θ_2 和 θ_3 , 且 $\tan\theta_k = g + 2\sqrt{1 + g^2}\cos[(\omega + 2k\pi)/3]$, ($k = 1, 2, 3$), 对应的纵波声速为 $\sqrt{C_{\varphi_k}^{\theta_k}/\rho}$ 。

B. 对于六方晶系晶体 (三方晶系的特例, 其中 $C_{14} = 0$):

$$C_\varphi^\theta = C_{11}\sin^4\theta + C_{33}\cos^4\theta + 2\gamma_1\sin^2\theta\cos^2\theta \quad \dots (3.3)$$

- ① 纵波可以沿着 x_3 轴 ($\theta = 0$) 传播, $C_\varphi^\theta = C_{33}$, 即对应的声速为 $\sqrt{C_{33}/\rho}$ 。
- ② 纵波可以在 $x_3 = 0$ ($\theta = \pi/2$) 平面内沿任意方向传播, $C_\varphi^\theta = C_{11}$, 即对应的声速为 $\sqrt{C_{11}/\rho}$ 。

③ 纵波可以沿着特定方向传播, 其中 C_{11} 与 C_{33} 需同时大于或同时小于 γ_1 , 且

(θ, φ) 需同时满足方程 $n_1^2 + n_2^2 = \frac{C_{33}-\gamma_1}{(C_{11}-\gamma_1)+(C_{33}-\gamma_1)}$ 和方程 $n_3^2 = \frac{C_{11}-\gamma_1}{(C_{11}-\gamma_1)+(C_{33}-\gamma_1)}$, 此时

对应的纵波声速为 $\sqrt{C_\varphi^\theta/\rho}$ 。

④ 纵波可以沿着任意方向传播, 其中 $C_{11} = C_{33} = \gamma_1$, $C_\varphi^\theta = C_{11}$, 对应的纵波声速为 $\sqrt{C_{11}/\rho}$ 。

C. 对于立方晶系晶体:

① 纵波可以沿着 x_1, x_2 和 x_3 轴传播, $C_\varphi^\theta = C_{11}$, 即对应的声速均为 $\sqrt{C_{11}/\rho}$ 。

② 纵波可以在任意坐标平面内沿与两坐标轴成相同大小夹角的方向传播, $C_\varphi^\theta = \frac{1}{2}(C_{11} + \gamma_1)$, 即对应的声速为 $\sqrt{\frac{1}{2}(C_{11} + \gamma_1)/\rho}$ 。

③ 纵波可以沿与三个坐标轴成相同大小夹角的方向传播, $C_\varphi^\theta = \frac{1}{3}(C_{11} + 2\gamma_1)$, 即对应的声速为 $\sqrt{\frac{1}{3}(C_{11} + 2\gamma_1)/\rho}$ 。

3.2.2 横波传输特性分析

纵波在传播过程中必然伴有横波, 但横波可以单独传播而不必伴随纵波的传播。前面的分析已经讨论了三种晶系中纵波的传播方向与速度, 这些纵波必然伴随着横波。下面我们将根据 T. C. T. Ting 教授的研究成果对三方晶系、六方晶系和立方晶系内横波的传播加以分析。

为了方便讨论, 我们约定横波以声速 c 沿着单位向量 $\hat{n}$ 传播 (图 3.1), 偏振矢量 $\hat{a}$ 与传播方向 $\hat{n}$ 正交, ψ 为任意实参, $\hat{a} = \vec{g} \cos \psi - \vec{h} \sin \psi$, 其中 $\vec{g} = \frac{1}{w}[n_2 \ -n_1 \ 0]^T$, $\vec{h} = \frac{1}{w}[-n_1 n_3 \ -n_2 n_3 \ n_1^2 + n_2^2]^T$, $w = n_1^2 + n_2^2$ 。此外, 我们定义等效弹性常数 $M = \frac{1}{2}[(\vec{h}, \vec{h}) + (\vec{g}, \vec{g})] - \frac{1}{2}[(\vec{h}, \vec{h}) - (\vec{g}, \vec{g})] \cos 2\psi - (\vec{g}, \vec{h}) \sin 2\psi$, $H = C_{11} - C_{12} - 2C_{66}$ 。

D. 对于三方晶系晶体:

① 横波 (两支) 可以沿着 x_1 轴传播, 其中 ψ 需满足方程 $\tan 2\psi = (2C_{14})/(C_{66} - C_{44})$, 若 ψ 是上述方程的解, 则 $(\psi + \pi/2)$ 也是上述方程的解。此时 $\hat{n} = [1 \ 0 \ 0]^T$, $\hat{a} = [0 \ \cos \psi \ \sin \psi]^T$, 对应的横波声速均为 $\sqrt{M/\rho}$ 。

② 横波可以沿着 x_2 轴传播, 其中 $\psi = 0$ 。此时 $\hat{n} = [0 \ 1 \ 0]^T$, $\hat{a} = [0 \ 1 \ 0]^T$, 对应的横波声速为 $\sqrt{C_{66}/\rho}$ 。

③ 横波（两支）可以沿着 x_3 轴传播，其中 ψ 为任意实参，即横波的偏振方向可以是与传播方向正交的任意方向。此时 $\hat{n} = [0 \ 0 \ 1]^T$ ，对应的横波声速均为 $\sqrt{C_{44}/\rho}$ 。

④ 横波（两支）可以沿着 $x_1 = 0$ ($n_1 = 0$) 平面内特定方向传输，其中 n_2 和 n_3 需满足方程 $(C_{33} - \gamma_1)n_3^3 + 3C_{14}n_2n_3^2 - (C_{11} - \gamma_1)n_2^2n_3 - C_{14}n_2^3 = 0$ ， $\psi = \pi/2$ ，对应的横波声速均为 $[(\vec{h}, \vec{h})/\rho]^{-1/2}$ 。

⑤ 横波可以沿着 $x_2 = 0$ ($n_2 = 0$) 平面内特定方向传输，其中关于 n_1 和 n_3 的方程 $2(C_{33} - \gamma_1)^2n_3^4 - [(C_{33} - \gamma_1)(C_{11} - \gamma_1 - 3C_{44} + 3C_{66}) + 18C_{14}^2]n_1^2n_3^2 - [(C_{11} - \gamma_1)(C_{11} - \gamma_1 + 3C_{44} - 3C_{66}) - 9C_{14}^2]n_1^4 = 0$ 需要有正根， ψ 需满足方程 $(\hat{n}, \vec{g}) \cos \psi = (\hat{n}, \vec{h}) \sin \psi$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{M/\rho}$ 。

⑥ 横波可以沿着 $x_3 = 0$ ($n_3 = 0$) 平面内特定方向传输：

(i) $n_1^2 = 3/4$ ， $n_2^2 = 1/4$ ， $\psi = 0$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{C_{66}/\rho}$ ；

(ii) $n_2^2 = 3n_1^2$ ， ψ 需满足方程 $\tan 2\psi = [2C_{14}\text{sgn}(n_1)]/(C_{66} - C_{44})$ ，若 ψ 是上述方程的解，则 $(\psi + \pi/2)$ 也是上述方程的解，对应的横波（两支）声速均为 $\sqrt{M/\rho}$ 。

⑦ 横波也可以不沿坐标轴或不在坐标平面内传播：

(i) $n_1^2 = 3n_2^2$ ，且 n_2 和 n_3 需满足方程 $(C_{33} - \gamma_1)n_3^3 - 6C_{14}n_2n_3^2 - 4(C_{11} - \gamma_1)n_2^2n_3 + 8C_{14}n_2^3 = 0$ ， $\psi = \pi/2$ ，对应的横波（两支）声速均为 $[(\vec{h}, \vec{h})/\rho]^{-1/2}$ ；

(ii) 对于其它不沿坐标轴或不在坐标平面内传播的横波，求解 $\hat{n}$ 的方程极为复杂，具体可参考^[82]。

对于三方晶系晶体，通过对比纵波和横波的传输方向可以发现，D-③对应的两支横波伴随着 A-①中的纵波传输，D-⑥-(ii)对应的两支横波伴随着 A-②中 $\varphi = \pi/3$ 对应的纵波传输，D-⑦-(i)对应的两支横波伴随着 A-③中 $\varphi = \pi/6$ 对应的纵波传输。

E. 对于六方晶系晶体：

① 横波可以沿任意方向传播，其中 $\psi = 0$ ， $\hat{a} = (1 - n_3^2)^{-1/2}[n_2 \ -n_1 \ 0]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{[C_{66}(n_1^2 + n_2^2) + C_{44}n_3^2]/\rho}$ ^[84, 85]。

② 横波（两支）可以沿着 x_3 轴传播，其中 ψ 为任意实参，此时 $\hat{n} = [0 \ 0 \ 1]^T$ ， $\hat{a} = [\cos \psi \ \sin \psi \ 0]^T$ ，对应的横波声速均为 $\sqrt{C_{44}/\rho}$ 。

③ 横波（两支）可以沿着 $x_3 = 0$ 平面内沿任意方向传输，其中 $\psi = 0$ 或 $\psi = \pi/2$ 。对于 $\psi = 0$ 的一支， $\hat{\alpha} = [n_2 \quad -n_1 \quad 0]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{C_{66}/\rho}$ ；对于 $\psi = \pi/2$ 的一支， $\hat{\alpha} = [0 \quad 0 \quad 1]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{C_{44}/\rho}$ 。

④ 横波（两支）可以沿着特定方向传播，其中 $\psi = 0$ 或 $\psi = \pi/2$ ， C_{11} 与 C_{33} 需同时大于或同时小于 γ_1 ，单位向量 $\hat{n}$ 需满足方程 $n_1^2 + n_2^2 = \frac{C_{33}-\gamma_1}{(C_{11}-\gamma_1)+(C_{33}-\gamma_1)}$ 和方程 $n_3^2 = \frac{C_{11}-\gamma_1}{(C_{11}-\gamma_1)+(C_{33}-\gamma_1)}$ 。对于 $\psi = 0$ 的一支，同 E-①；对于 $\psi = \pi/2$ 的一支， $\hat{\alpha} = (1 - n_3^2)^{-1/2}[-n_1 n_3 \quad -n_2 n_3 \quad n_1^2 + n_2^2]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{[C_{44} + \frac{1}{4}(C_{11} + C_{33} - 2\gamma_1) - \frac{1}{4}(C_{11} - C_{33})^2/(C_{11} + C_{33} - 2\gamma_1)]/\rho}$ 。

⑤ 横波（两支）可以沿着任意方向传播，其中 $\psi = 0$ 或 $\psi = \pi/2$ ， $C_{11} = C_{33} = \gamma_1$ 。对于 $\psi = 0$ 的一支，同 E-①；对于 $\psi = \pi/2$ 的一支， $\hat{\alpha} = (1 - n_3^2)^{-1/2}[-n_1 n_3 \quad -n_2 n_3 \quad n_1^2 + n_2^2]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{C_{44}/\rho}$ 。

对于六方晶系晶体，通过对比纵波和横波的传输方向可以发现，E-②对应的两支横波伴随着 B-①中的纵波传输，E-③对应的两支横波伴随着 B-②中的纵波传输，E-④对应的两支横波伴随着 B-③中的纵波传输，E-⑤对应的两支横波伴随着 B-④中的纵波传输。

F. 对于立方晶系晶体：

① 横波（两支）可以沿着 x_1 ， x_2 或 x_3 轴传播，其中 ψ 为任意实参，即偏振方向可以是与传播方向正交的任意方向。以沿 x_1 轴传播为例，此时 $\hat{n} = [1 \quad 0 \quad 0]^T$ ， $\hat{\alpha} = [0 \quad \cos \psi \quad \sin \psi]^T$ ，对应的横波声速均为 $\sqrt{C_{66}/\rho}$ 。

② 横波可以沿平面 $n_1^2 = n_2^2$ ， $n_2^2 = n_3^2$ 或 $n_3^2 = n_1^2$ 内任意方向传播，其中 $\psi = 0$ 。以 $n_1^2 = n_2^2$ 为例，此时 $\hat{n} = [n_1 \quad \pm n_1 \quad n_3]^T$ ， $\hat{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{2}}[\mp 1 \quad 1 \quad 0]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{(C_{66} + Hn_1^2)/\rho}$ 。

③ 横波（两支）可以沿着平面 $n_1^2 = n_2^2 = n_3^2$ 方向传播，其中 ψ 为任意实参，即偏振方向可以是与传播方向正交的任意方向，对应的横波声速均为 $\sqrt{(C_{66} + H/3)/\rho}$ 。

④ 横波可以在 $x_1 = 0$ ， $x_2 = 0$ 或 $x_3 = 0$ 平面内沿任意方向传输，其中 $\psi = \pi/2$ 。以 $x_3 = 0$ 为例，此时 $\hat{n} = [n_1 \quad n_2 \quad 0]^T$ ， $\hat{\alpha} = [0 \quad 0 \quad 1]^T$ ，对应的横波声速为 $\sqrt{C_{66}/\rho}$ 。

⑤ 横波（两支）可以沿 $\hat{n} = [n_1 \pm n_1 \ 0]^T$ 方向传播，②和④的特例，对应的横波声速分别为 $\sqrt{(C_{11} - C_{12})/\rho}$ 和 $\sqrt{C_{66}/\rho}$ 。

对于立方晶系晶体，上述传播方向是比较容易通过求解声学方程得到的，也许还存在特殊解，即特殊传播方向。此外，通过对比立方晶系纵波的传输方向可以发现，F-①对应的两支横波伴随着 C-①中的纵波传输，F-③对应的两支横波伴随着 C-③中的纵波传输，F-⑤对应的两支横波伴随着 C-②中的纵波传输。

3.3 几种衬底材料的物理特性对比

由于衬底材料的物理特性对 SAW 器件性能影响极大，在考虑 SAW 器件的具体设计之前，分析衬底材料物理特性与 SAW 器件性能间的因果关系并建立相关参考标准是必要且有益的，具体标准如下：

(i) 所选衬底的体波声速与所选压电薄膜中激发的目标声学模式的声速应具有尽量大的差异，以便更好地将目标声学模式的能量局域在压电薄膜内，例如，可选具有较强硬度且较小密度的衬底。

(ii) 所选衬底应具有尽量大的热导率，以便实现更大的功率容量和更宽的工作温度范围。

(iii) 所选衬底与所选压电薄膜的热膨胀系数差异应尽量小，以保证 POI 衬底在宽温度范围内的结构稳定性。

(iv) 所选衬底的介电常数应尽量小于所选压电薄膜的介电常数，以便电场被更好的局域在压电薄膜内。

(v) 所选衬底应具有尽量大的电阻率，以降低寄生电容，从而可避免机电耦合系数降低，同时还可避免额外杂散声学模式的激发。

(vi) 所选衬底应具有尽量小的声学传输损耗和尽量大的 fQ 乘积，以保证“渗透”到衬底中或者部分在衬底中传播的声波不会引起高的声学损耗。

需要注意，上述标准是定性的，并不能准确预测 SAW 器件的性能。但是，上述标准仍然能为支撑衬底和压电材料的选择（配对）提供较大的参考价值。为了便于对比，我们收集了一些常见衬底材料的物理特性^[24, 79, 80, 86-107]，如表 3.1 中所示。为了便于讨论，我们定义慢剪切波（slow shear wave）的声速为 v_s ，慢纵波（各向异性弹性材料中相速度最慢的纵波）的声速为 v_l 。根据 3.2.2 小节的分

析，对于六方晶系晶体（如 4H-SiC、6H-SiC）和三方晶系晶体（如 LiNbO₃、蓝宝石、石英晶体），其对应的慢剪切波和慢纵波的相速可以近似表示为^[81, 82]：

$$v_l \approx \sqrt{C_{11}/\rho} \quad \dots (3.4)$$

$$v_s \approx \sqrt{C_{44}/\rho} \quad \dots (3.5)$$

而对于立方晶系晶体（如单晶 Si、3C-SiC、金刚石晶体），其对应的慢剪切波和慢纵波的相速可以近似表示为^[81]：

$$v_l \approx \sqrt{C_{11}/\rho} \quad \dots (3.6)$$

$$v_s \approx \sqrt{C_{66}/\rho} \quad \dots (3.7)$$

其中， C_{11} 和 C_{44} (C_{66})分别是与纵波声速和剪切波声速相关的弹性常数， ρ 是材料的密度。

表3.1 不同衬底的物理特性对比

Table 3.1 Material properties of different substrates

衬底	密度 (kg/m ³)	弹性常数 (GPa)		v_l (m/s)	v_s (m/s)	相对介电常数	热导率 (W/(m·K))	热膨胀系数 (ppm/°C)
		C_{11}	C_{44} (C_{66})					
LiNbO ₃	4628	198	59.7	6541	3592	{45.6, 45.6, 26.3}	4.2	{14.4, 15.9, 7.5}
Silicon	2329	166	79.6	8442	5846	11.7	142	2.6
3C-SiC (Poly)	3210	371	111	10751	5880	10.5	64	4.1
3C-SiC	3210	352	232	10472	8501	9.7	360	3.8
4H-SiC	3210	501	163	12493	7126	{9.7, 10.0}	370	{3.1, 3.2}
6H-SiC	3210	501	163	12493	7126	{9.7, 10.0}	490	{3.2, 3.3}
Diamond	3515	1079	578	17521	12823	5.9	600-2000	1.1
Sapphire	3968	490	145	11113	6045	{9.4, 11.5}	32.5	{5.0, 6.6}
α -quartz	2649	86.7	57.9	5721	4675	{3.9, 4.1}	11.1	{13.7, 7.5}
SiO ₂	2200	75.0	22.5	5839	3198	3.5	1.1-1.4	0.6

考虑如图 1.3 所示的基于 POI 衬底的典型 SAW 谐振器结构，并假设将 LiNbO₃ 压电薄膜异质集成到表 3.1 所列的支撑衬底。一般而言，所选衬底的体波声速应大于所选压电薄膜中激发的目标声学模式（如单晶 LiNbO₃ 薄膜中激发的 SH0 模式）的声速，声速差越大，谐振器谐振时的机械能将被更好的约束在压电薄膜内。SAW 器件厚度方面上电场的约束与支撑衬底的介电常数相关，更小的介电常数能更好的局域厚度方向上的电场，从而提供更大的机电耦合系数。参考表 3.1 可

发现,如果不考虑衬底材料的成本和获取的难易程度,金刚石晶体(Diamond)应该是最优的支撑衬底。金刚石具有众多优异的材料特性,其纵波声速达 17500 m/s,剪切横波声速达 12800 m/s^[86],均远高于 LN 或 LT 单晶薄膜中激发的 SH0 模式甚至 S0 模式的声速(~ 6000 m/s)^[80],因而理论上可以很好的约束 SH0 模式和 S0 模式的传输,减少压电薄膜中谐振能量向衬底的泄露。同时,金刚石的热导率高达 600~2000 W/(m·k)^[87],是 LN 和 LT 热导率的 100 倍以上,是 Si 热导率的 5 倍以上,因而理论上可以实现极佳的散热性能,从而增大器件的功率容量,并提高器件的温度稳定性。

尽管金刚石具有优异的材料特性,在异质衬底(如 Si)上合成金刚石薄膜的技术也在不断发展中,但现阶段高晶体质量的晶圆级金刚石衬底或金刚石外延衬底依然难以大量获取,且成本极高,因而无法满足大规模部署的声学器件的需求。除金刚石外,碳化硅(SiC)应该是次佳的衬底材料。以 4H-SiC 为例,通过对比可以发现相对于 LN,4H-SiC 具有较为理想的材料特性组合,其纵波声速为 12500 m/s,剪切横波声速为 7100 m/s^[88],热导率为 370 W/(m·K)^[89],介电常数较小,结合其优异的频率品质因子优值(fQ),使其成为综合性能优异的衬底材料。

3.4 基于高声速 POI 衬底的声表面波谐振器的设计与仿真

本小节主要介绍基于高声速 POI 衬底(LN-SiC 衬底)的高频、大带宽声表面波谐振器 Super-SAW 的设计与仿真分析。其中,Super-SAW 包括 SH0 模式谐振器和 S0 模式谐振器,分写简称为 SH0-SAW 和 S0-SAW。设计与仿真分析重点聚焦在目标声学模式的色散分析、谐振能量向支撑衬底的泄露情况和电极设计对谐振器性能的影响。支撑衬底的引入将影响单晶压电薄膜中激发的声学模式的传输,本小节将利用有限元仿真对比分析基于 LN 单晶薄膜和 LN-SiC 衬底的 SH0、S0 模式的传输特性。同时,相比于单晶压电薄膜,POI 衬底中支撑衬底的引入可能会为谐振能量的泄露提供有效路径,本小节将结合 3D-FEM 仿真和二维快速傅里叶变换(2D-FFT)分析 LN 单晶薄膜中激发的目标声学模式的能量向支撑衬底的泄露机制。最后,本小节还将讨论 IDT 电学不连续、电学阻抗对 SAW 器件性能的影响及优化方案。

3.4.1 POI-SAW 简介

5G 通信要求更快的数据传输速率、更小的延时等，对应的，5G 通信移动射频前端声学滤波器要求更高的中心频率和更大的带宽。声学滤波器由声学谐振器串、并联构成，而声学滤波器更高的中心频率和更大的带宽意味着声学谐振器应当具备更高的谐振频率 (f_r) 和更大的机电耦合系数 (k_t^2)。基于高声速 POI 衬底的 Super-SAW，即 SH0-SAW 和 S0-SAW 均同时具备较高的谐振频率 (>2 GHz) 和较大的机电耦合系数 (> 20%)，其中 SH0-SAW 激发的 SH0 模式声速大于 4000 m/s，理论上对应的机电耦合系数 k_t^2 可达 30% 以上；S0-SAW 激发的 S0 模式声速大于 6000 m/s，在保持相同的波长（即相同的 IDT 线宽）前提下，S0-SAW 谐振频率可达 SH0-SAW 的 1.5 倍及以上，同时理论上对应的机电耦合系数可达 25% 以上。此外，本研究选择 4H-SiC 作为高声速支撑衬底，其优异的热导率理论上可极大改善器件的散热，从而一定程度上提高器件的功率容量和线性度。

3.4.2 SH0和 S0模式的色散分析

基于 POI 衬底的 SAW 谐振器，其谐振频率 f_r 由目标模式的等效声速 v 和对应叉指电极 (IDT) 的周期 P_i (图 1.3 所示) 共同决定，可由式 1.3 近似表示。其中，目标模式的等效声速 v 与压电薄膜的种类、切型、目标模式在压电薄膜面内的传输方向、压电薄膜厚度 (h) 与目标模式波长 (λ) 的比值 (h/λ) 等密切相关。POI-SAW 谐振器正常工作时，部分谐振能量（通常考虑机械能和电能）不可避免的会渗透到支撑衬底，因而不同支撑衬底会对压电薄膜中目标模式的特性（如 f_s 、 k_t^2 、 Q 等）产生不同影响，需要分别讨论。

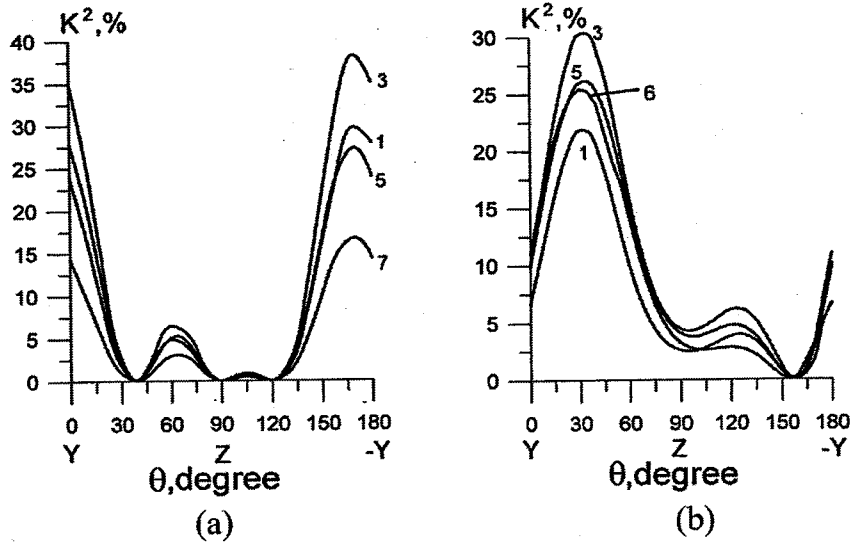


图3.2 X-cut LN 薄膜内激发的声学模式的 K^2 同传输方向和 h/λ 的关系^[26]

Figure 3.2 The K^2 of SH0 mode and S0 mode in X-cut LiNbO₃ films vs the propagation direction and h/λ .

(a) SH0 模式; (b) S0 模式; 1@ $h/\lambda=0.01$, 3@ $h/\lambda=0.05$, 5@ $h/\lambda=0.25$, 6@ $h/\lambda=0.35$, 7@ $h/\lambda=0.5$

文献^[26]中详细讨论了 X-cut、Y-cut 和 Z-cut LiNbO₃ 单晶薄膜所能激发的 SH0, A0 和 S0 模式的声速与机电耦合系数随面内传输方向、 h/λ 比值的变化而变化情况, 从中可以发现相比于 Y-cut 和 Z-cut LiNbO₃ 单晶薄膜, X-cut LiNbO₃ 单晶薄膜所激发的 SH0 和 S0 模式均具有更高的声速和更大的机电耦合系数, 从而更适合应用于 5G 高频、大带宽声学滤波器。对于 X-cut LiNbO₃ 单晶薄膜, 其激发的 SH0 模式和 S0 模式的机电耦合系数 k_t^2 随面内传输方向和 h/λ 比值变化而变化情况如图 3.2 所示。对比可发现, 对于特定的 h/λ , 当 SH0 模式的传输方向与 +Y 轴所成夹角约为 -10° 时, 其具有最大的机电耦合系数; 当 S0 模式的传输方向与 +Y 轴所成夹角约为 30° 时, 其具有最大的机电耦合系数。

对于 SH0 模式, 除需考虑其机电耦合系数 (正比于声学滤波器带宽) 外, 还需考虑瑞利 (Rayleigh) 模式对其谐振响应的影响: 1) Rayleigh 模式的声速与 SH0 模式声速极为接近, 当 h/λ 较大时, Rayleigh 模式的声速约为 SH0 模式声速的 92%, 因此 Rayleigh 模式的响应会紧挨 SH0 模式的响应, 从而作为杂散模式影响 SH0-SAW; 2) LiNbO₃ 晶体的物理特性, 如弹性常数、压电常数等具有强各向异性, 对于 X-cut LiNbO₃ 单晶薄膜, 当调整 SH0-SAW 的面内传输方向时, SH0 模式和 Rayleigh 模式的传输特性均发生改变, 特别是 Rayleigh 模式的机电耦合

系数在特定传输方向得到增强，而目标模式 SH0 模式机电耦合系数反而减弱；
3) 支撑衬底对两种模式的声速具有不同程度的影响（与两种模式的振动形态相关），这增大了 SAW 器件设计的难度。

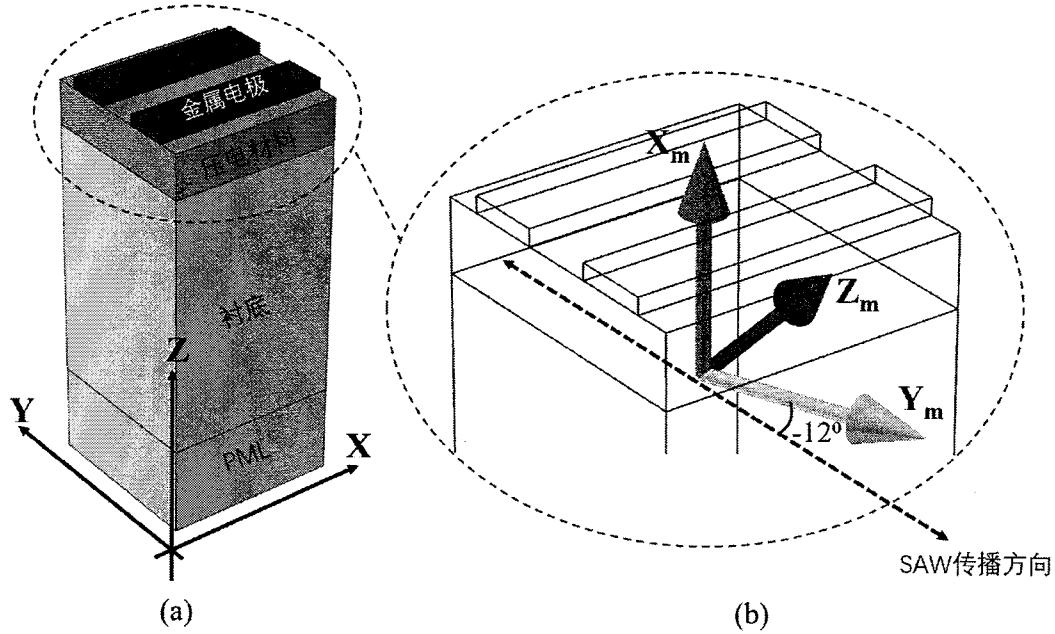


图3.3 有限元仿真中的几何坐标系与材料坐标系

Figure 3.3 Geometric coordinate system and material coordinate system in FEM simulation.

(a) 基于几何坐标系的周期性单元模型；(b) 基于材料坐标系的目标模式传播方向示意图

在基于压电晶体的声学谐振器仿真中，一般需要同时采用两套坐标系，分别是几何坐标系和晶体材料坐标系。图 3.3 显示了基于 POI 衬底的 SAW 器件的周期性单元仿真模型，其中 3.3 (a) 中 X-Y-Z 代表几何坐标系，3.3 (b) 中 X_m - Y_m - Z_m 代表材料标系。几何坐标系是模型空间的参考基准，建模、实验结果可视化显示等都是基于几何坐标系；材料坐标系用于定义各向异性压电晶体的空间取向和极化方向。基于几何坐标系建模过程中，通过调整 IDT 电极的朝向（摆放方式）可以调整 LiNbO_3 单晶薄膜中激发的目标模式的传播方向，图 3.3 (a) 所示目标模式沿 Y 轴传输；基于旋转坐标系（一种材料坐标系）调整材料属性中的欧拉角（Euler Angle）可确定 LiNbO_3 单晶薄膜的空间取向和极化方向，图 3.3 (b) 所示为 X-cut LiNbO_3 单晶薄膜，对应的欧拉角为 $[102^\circ, 90^\circ, 90^\circ]$ ，目标模式的传输方向与材料坐标系 $+Y_m$ 轴的夹角为 -12° 。

表3.2 基于 POI 衬底的 SH0-SAW 仿真参数说明

Table 3.2 Key parameters of the SH0-SAW

符号	λ	h_{LN}	W_e	T_e	T_{SiC}	T_{PML}
数值	$2.2\ \mu\text{m}$	520 nm	$\lambda/4$	120 nm	4λ	λ

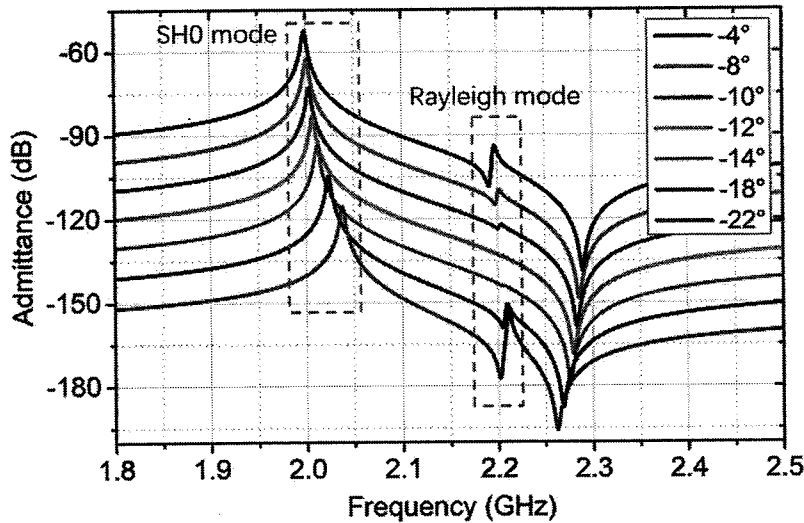


图3.4 SH0-SAW 导纳曲线随面内传输方向变化的仿真结果

Figure 3.4 Simulated admittance curves of the SH0-SAW vs the propagation direction.

图 3.4 显示了基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 导纳曲线随面内传播方向变化的有限元仿真结果。仿真基于周期性模型和 COMOSL Multiphysics 软件(下文有限元仿真均基于 COMSOL 软件),其中 SH0-SAW 的核心参数如表 3.2 所示。从仿真结果可以发现,当支撑衬底为 4H-SiC 衬底时, Rayleigh 模式的声速超越 SH0 模式,成为 SH0 模式的带内杂波。同时,对比沿不同方向传播的 SH0-SAW 可发现,随着面内传播方向与+Y 轴夹角的增大,SH0 模式的机电耦合系数逐渐减小;同时, Rayleigh 模式的机电耦合系数先逐渐减小而后又逐渐增大,当传播方向与+Y 轴夹角约为 $-12^\circ \sim -14^\circ$ 时, Rayleigh 模式的响应很弱,对目标模式 SH0 模式的影响较小。此外,夹角为 -12° 时的机电耦合系数相对夹角为 -14° 时更大,因此优选 -12° 为 SH0 模式的面内传播方向。

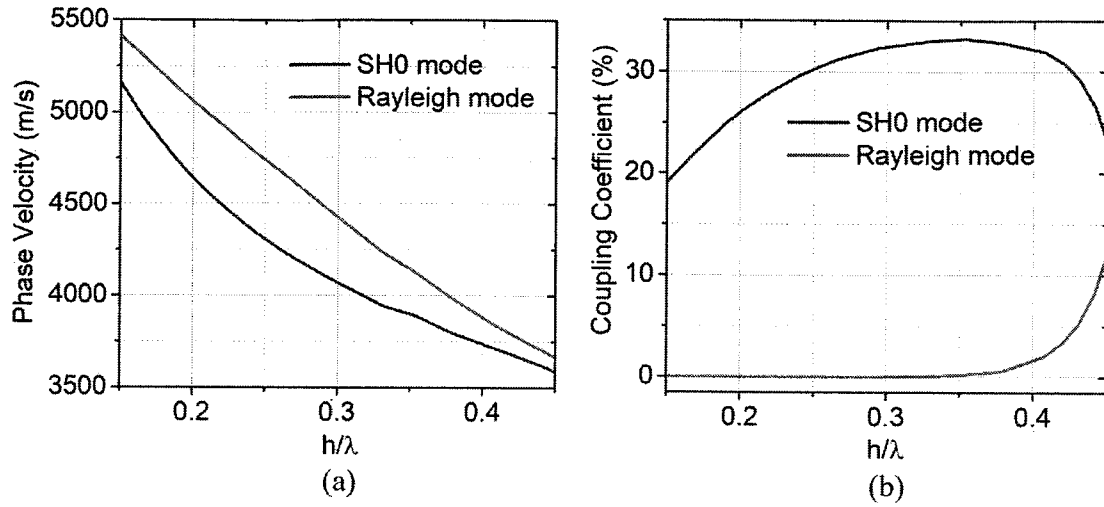


图3.5 SH0和 Rayleigh 模的相速度和机电耦合系数色散仿真结果

Figure 3.5 Simulated dispersion curves of phase velocities and electromechanical coupling coefficients of SH0 mode and Rayleigh mode in a transducer cell on X-cut LiNbO₃ thin film on 4H-SiC substrate.

(a) 相速度 vs h/λ ; (b) 机电耦合系数 vs h/λ

图 3.5 显示了基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 色散曲线仿真结果。仿真基于周期性单元模型，SH0 模式和 Rayleigh 模式的传输方向与材料坐标系 Y_m 轴的夹角设定为 -12° 。图 3.5 (a) 结果表明无论是 SH0 模式还是 Rayleigh 模式，其相速度（声速）都是色散的，随 h/λ 变化而变化，因而改变 h/λ 等同于改变单晶压电薄膜的等效弹性常数；当 h/λ 逐渐增大时，SH0 模式和 Rayleigh 模式的声速均逐渐减小。此外，图 3.5 (a) 的仿真结果与图 3.4 仿真结果相对应，即当支撑衬底为 SiC 衬底且 $0.15 \leq h/\lambda \leq 0.45$ 时，Rayleigh 模式的声速超越 SH0 模式，成为 SH0 模式的带内杂波。图 3.5 (b) 结果表明，当 $0.15 \leq h/\lambda \leq 0.35$ 时，SH0 模式的机电耦合系数逐步增大而 Rayleigh 模式的机电耦合系数基本保持为 0；当 $0.35 \leq h/\lambda \leq 0.45$ 时，SH0 模式的机电耦合系数逐步减小而 Rayleigh 模式的机电耦合系数逐步增大，甚至达到 12%。因此，为了减弱 Rayleigh 模式对 SH0 模式的影响， h/λ 应小于 0.35。

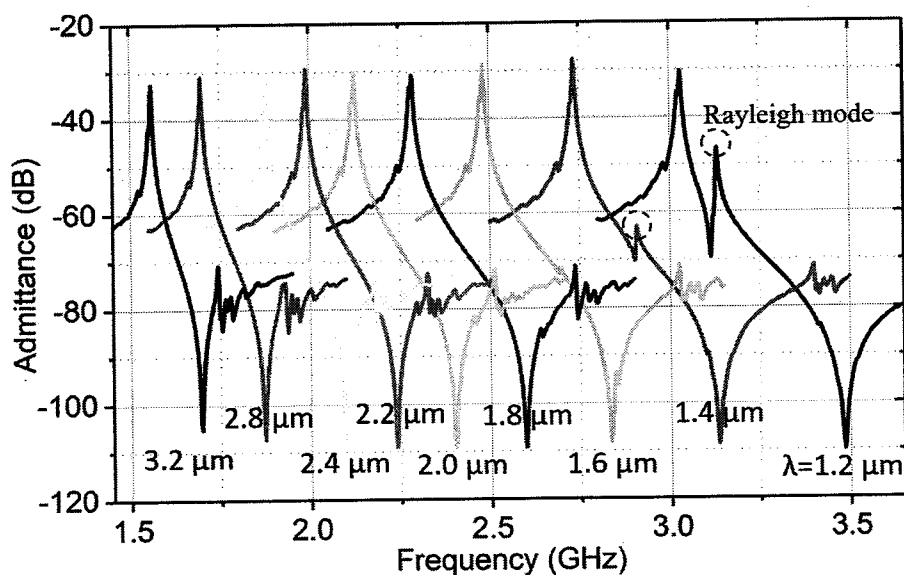


图3.6 SH0-SAW 导纳曲线随波长变化的仿真结果

Figure 3.6 Simulated admittance curves of the SH0-SAW vs the wavelength

图 3.6 显示了基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 导纳曲线随波长变化的有限元仿真结果。仿真基于纵向切片模型，除波长 λ 外（ $1.2 \mu\text{m} \sim 3.2 \mu\text{m}$ ），谐振器其余基本参数同表 3.2 中一致。图 3.6 所示仿真结果与图 3.5 (b) 仿真结果相互印证，当 $\lambda = 1.4 \mu\text{m}$ ， $h/\lambda = 0.37$ 和 $\lambda = 1.2 \mu\text{m}$ ， $h/\lambda = 0.43$ 时，图 3.6 中 Rayleigh 模式的响应较为强烈，且位于 SH0 模式带内，将会严重影响了 SH0 模式滤波器的带内特性。

综合上述分析，对于基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 谐振器，为获得较大的机电耦合系数同时减弱 Rayleigh 模式的影响，SH0-SAW 的传输方向应沿着材料坐标系 $+Y_m$ 轴顺时针旋转 12° 左右，即传输方向与 $+Y_m$ 轴的夹角约为 -12° 。此外，考虑 SH0 模式和 Rayleigh 模式的色散效应， h/λ 应小于 0.35 但尽量靠近 0.35，在抑制 Rayleigh 模式的同时获得较大的机电耦合系数，从而得到相对带宽较大的射频声学滤波器。

对于 S0-SAW，其设计仿真的侧重点与 SH0-SAW 略有不同。对于 X-cut LiNbO₃ 单晶薄膜，其激发的 S0 模式的声速和机电耦合系数 k_t^2 随面内传输方向和 h/λ 比值变化而变化情况如图 3.7 所示。对比图 3.7 (a) 和 3.7 (b) 可发现，当 S0 模式面内传输方向在 $15^\circ \sim 60^\circ$ 之间时，其具有较大的机电耦合系数，也具有较高的声速，更适合于高频、大带宽的声学谐振器、滤波器。

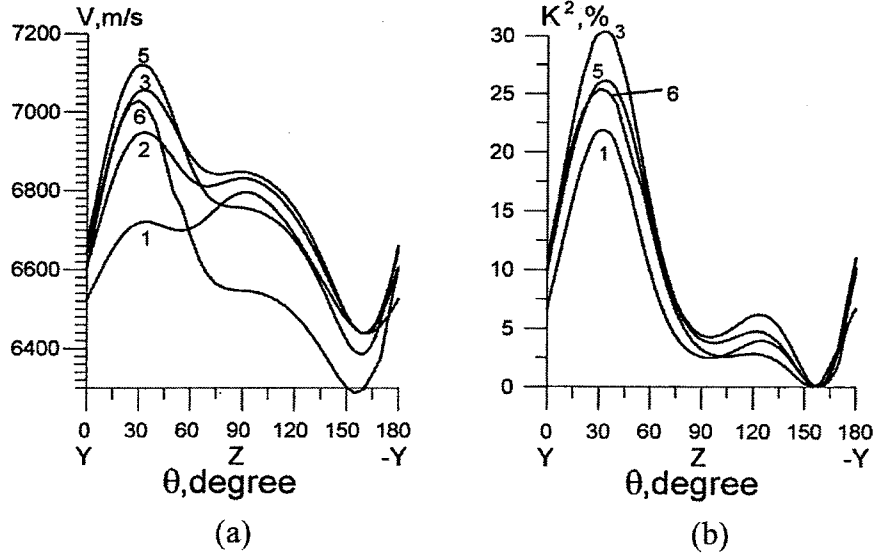


图3.7 X-cut LN 薄膜内激发的 S0 模的 K^2 同传输方向和 h/λ 的关系^[26]

Figure 3.7 The phase velocity and K^2 of S0 mode in X-cut LiNbO₃ films vs the propagation direction and h/λ .

(a) 声速同面内传输方向和 h/λ 比值的关系; (b) 机电耦合系数 k_t^2 同面内传输方向和 h/λ 比值的关系; 1@ $h/\lambda=0.01$, 3@ $h/\lambda=0.05$, 5@ $h/\lambda=0.25$, 6@ $h/\lambda=0.35$, 7@ $h/\lambda=0.5$

为进一步确定 S0-SAW 的最优传输方向, 基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底, 我们利用周期性单元模型对 S0-SAW 进行仿真。已有研究表明, 传输方向在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 之间时, 基于 X-cut LN 薄膜的 SH0 模式的机电耦合系数较大, 可达 20%^[75]。因此, 为了降低 SH0 模式对 S0 模式的影响, 对 S0-SAW 进行仿真时, 我们将传输方向范围设置为 $30^\circ \sim 60^\circ$, 仿真结果如图 3.8 所示。观察图 3.8 (a) 所示导纳曲线, 当传输方向在 $30^\circ \sim 60^\circ$ 之间变化时, 除谐振频率和反谐振频率偏移外, 导纳曲线整体无明显变化。谐振频率 f_r 偏移主要由 X-cut LN 薄膜的相速度色散引起, 如图 3.7 (a) 所示; 而机电耦合系数是压电材料的本征特性, 其与谐振器的谐振频率 f_r 和反谐振频率 f_a 的差值正相关, 因此, 反谐振频率 f_a 偏移主要由 X-cut LN 薄膜的机电耦合系数 k_t^2 色散引起, 如图 3.7 (b) 所示。图 3.8 (b) 显示了 S0-SAW 的机电耦合系数 k_t^2 与传输方向变化的关系, 当传输方向在 40° 左右时, 其具有最大的机电耦合系数, 约为 25%。因此, 对于 S0-SAW, 我们优选 40° 作为其传输方向。

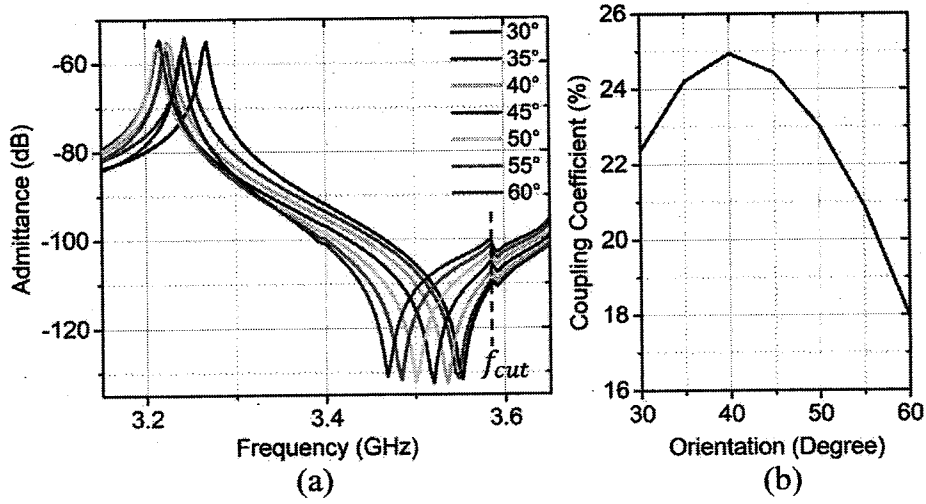

 图3.8 S0-SAW 的导纳曲线和 k_t^2 随面内传输方向变化的仿真结果

 Figure 3.8 Simulated admittance curves and electromechanical coupling coefficient k_t^2 of the S0-SAW vs the propagation direction.

 (a) 导纳曲线声速与面内传输方向的关系; (b) 机电耦合系数 k_t^2 与面内传输方向的关系

通过对 SH0 模式的色散特性分析, 我们直观地认识到声学模式的声速和机电耦合系数与 h/λ 紧密相关 (图 3.5)。对于确定厚度的 X-cut LN 薄膜 (~ 520 nm), 为了匹配适宜的波长, 我们对 S0-SAW 的声速和机电耦合系数与 h/λ 的对应关系进行仿真研究。仿真基于周期性单元模型, h/λ 的取值设置为 0.1~0.5, 电极选用金属铝 (Al), 厚度设置为 120 nm (与实际厚度相同), 仿真结果如图 3.9 所示。

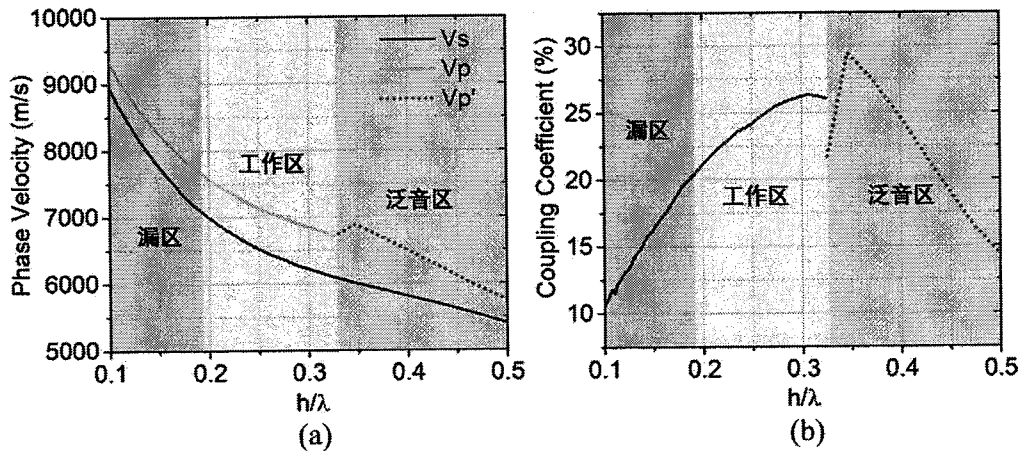


图3.9 S0-SAW 的相速度和机电耦合系数色散仿真结果

 Figure 3.9 Simulated dispersion curves of phase velocity and electromechanical coupling coefficient k_t^2 of S0 mode in a transducer cell on X-cut LiNbO3 thin film on 4H-SiC substrate.

 (a) 相速度 vs h/λ ; (b) 机电耦合系数 vs h/λ

按照 S0-SAW 随 h/λ 变化而表现出的色散特性变化，我们将图 3.9 所示仿真结果分为“漏区”、“工作区”和“泛音区”并分别加以说明。当 S0-SAW 谐振频率点对应声速 V_s 超过 4H-SiC 衬底中慢剪切横波声速（~7120 m/s）时，对应的区间被标记为“漏区”，此时 S0-SAW 的声波能量向衬底泄露，且 S0-SAW 谐振频率点声速越高，声波能量向 4H-SiC 衬底泄露越严重；当 h/λ 取值较大时，S0-SAW 反谐振频率点右侧会激发出高阶模式（杂散模式），严重影响 S0-SAW 的机电耦合系数，对应的区间被标记为“泛音区”；剩下的区间被标记为“工作区”，此区间内的 S0-SAW 无泛音模式的影响，其声波能量也可以被较好地约束在 LN-SiC 衬底表面，从而实现“干净”的导纳曲线和理论上较高的 Q 值。

需要注意，对处于“泛音区”的 S0-SAW，因高阶模被激发，S0-SAW 的谐振响应受到较大影响，其反谐振频率点难以准确分辨，因此图 3.9 (a) 中的相速度 V_p' 和图 3.9 (b) 中的机电耦合系数 k_t^2 均以红色虚线表示，表明对应的数据不准确。此外，即使准确提取“泛音区”S0-SAW 的谐振参数，受高阶模的影响，“泛音区”的 S0-SAW 依然难以被应用到滤波器设计，因为对应的滤波器的通带及通带附近响应将因高阶模的存在而被“扭曲”，出现失真或畸变。

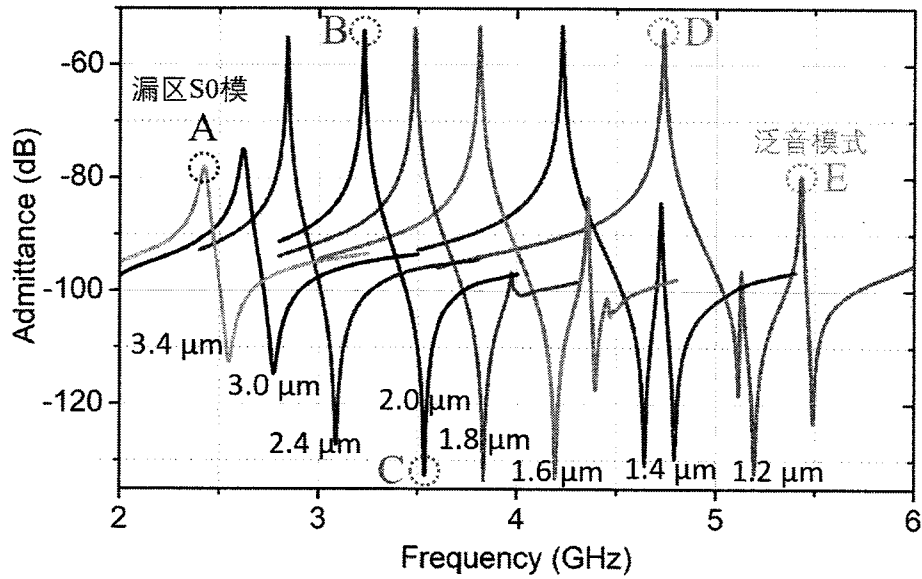


图3.10 S0-SAW 的导纳曲线随波长变化的仿真结果

Figure 3.10 Simulated admittance curves of the S0-SAW vs the wavelength

为了更直观的表现出“漏区”、“工作区”和“泛音区”S0-SAW 的谐振响应特征，利用周期性单元模型对基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 S0-SAW 进行仿真分析，其中 X-cut LN 薄膜厚度设置为 520 nm，电极选用金属铝（Al），厚度设置为 120

nm, 改变 S0-SAW 的波长 ($1.2\ \mu\text{m} \sim 3.4\ \mu\text{m}$), 得到如图 3.10 所示的导纳曲线。分析发现, 当 $\lambda = 1.2\ \mu\text{m}$ ($h/\lambda = 0.43$), $\lambda = 1.4\ \mu\text{m}$ ($h/\lambda = 0.37$) 和 $\lambda = 1.6\ \mu\text{m}$ ($h/\lambda = 0.325$) 时, S0-SAW 处于“泛音区”, 此时 S0-SAW 的反谐振频率点附近激发出高阶模式, 如图 3.10 中用字母 E 标记的模式, 高阶模的出现将压缩 S0-SAW 的带宽, 同时在基于 S0-SAW 的滤波器的通带或通带附近引入畸变。当 $\lambda = 1.8$ 或 2.0 或 $2.4\ \mu\text{m}$ 时, S0-SAW 处于“工作区”, 其谐振响应不受高阶模的影响, 因而对应的导纳曲线很“干净”; 同时, 因 S0-SAW 的声速低于 SiC 衬底内慢剪切横波的声速, S0-SAW 的能量被较好的约束在 X-cut LN/4H-SiC 衬底表层, 因而其导纳比 (谐振与反谐振频率点导纳差值, 与 Q 值正相关) 较大; 当 $\lambda = 3.0\ \mu\text{m}$ ($h/\lambda = 0.17$), $\lambda = 3.4\ \mu\text{m}$ ($h/\lambda = 0.15$) 时, S0-SAW 处于“漏区”, 其声波能量大量向衬底泄露, 因而其导纳比较小。

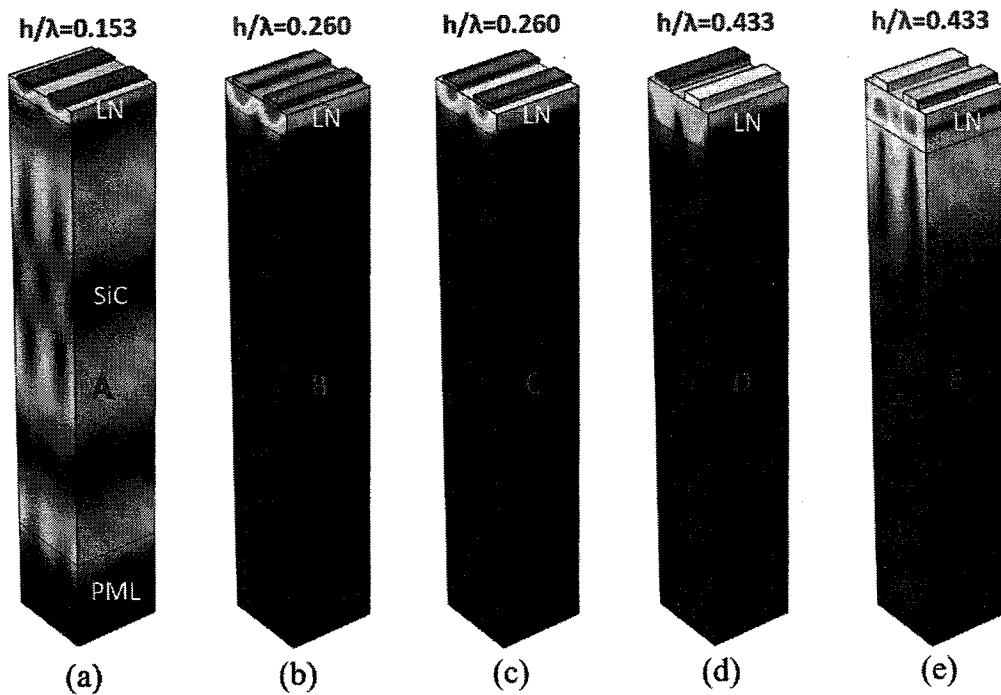


图3.11 S0-SAW 的模式振型随 h/λ 变化的仿真结果

Figure 3.11 Simulated displacement mode shapes of the S0-SAW vs h/λ .

(a) $\lambda = 3.4\ \mu\text{m}$, $h/\lambda = 0.153$, $f = 2265\ \text{MHz}$; (b) $\lambda = 2.0\ \mu\text{m}$, $h/\lambda = 0.260$, $f = 3226\ \text{MHz}$; (c) $\lambda = 2.0\ \mu\text{m}$, $h/\lambda = 0.260$, $f = 3534\ \text{MHz}$; (d) $\lambda = 1.2\ \mu\text{m}$, $h/\lambda = 0.433$, $f = 4736\ \text{MHz}$; (e) $\lambda = 1.2\ \mu\text{m}$, $h/\lambda = 0.433$, $f = 5432\ \text{MHz}$

图 3.11 显示了图 3.10 中被标记的各谐振或反谐振频率点对应的模式振型图。如图 3.11 (a) 所示, 对处于“漏区”的谐振 A, 其声波能量严重向衬底泄露, 导致

其导纳比较低。如图 3.11 (b) 和 (c) 所示, 对处于“工作区”的谐振 B 和反谐振 C, 其声波能量被较好的约束在 LN 薄膜内部, 从而可实现较高的导纳比。如图 3.11 (d) 所示, 对处于“泛音区”的谐振 D, 因 S0-SAW 的声速依然低于 SiC 衬底内慢剪切横波的声速, 其声波能量被较好的约束在 LN 薄膜内部, 因而导纳也较大; 但是, 当某声学模式的声速与 SiC 衬底内慢剪切横波的声速差异较小, 其部分声波能量可能泄露到 SiC 衬底, 进而增大声学谐振腔的等效腔长, 激发高阶模, 如图 3.11 (e) 所示。

基于上述分析, 基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 S0-SAW, 其 h/λ 的取值应处于“工作区”范围, 即 $0.185 \leq h/\lambda \leq 0.325$ 。

3.4.3 高声速 POI 衬底对声波能量的约束分析

声学谐振器设计过程中, 我们经常会通过分析特征频率点的振型图来分析声波能量是否被很好的约束在 POI 衬底表层或向衬底泄露。但是, 通过观察振型图来判断能量分布只是一种初略判断, 并不能得到能量分布的细节信息, 因而不便于我们提出对应的改善方案。通过查阅文献发现, 通过二维快速傅里叶变换 (2D-FFT), 可将振型图从空间域转换到波数空间^[16, 108, 109], 在波数空间可实现声波模式的可视化分离, 并且还能分析各模式的特性和模式间的关系, 如模式间的耦合关系。然而, 相关文献只展示波数空间转换结果与结论, 并不分析如何得到这些结果与结论。

通过相关探索我们发现: 从空间域振型图到波数空间振型图的转换过程中, 用于转换的空间域振型图最好包含振幅和相位信息, 转换后的结果可以取对数以显示某些细节; 此外, 对波数空间转换结果的分析是最重要也是最难的部分, 以 POI-SAW 为例, 在对波数空间转换结果分析之前需要了解支撑衬底内体波的传输特性, 如可能存在体波模式及对应的传输方向、各模式之间声速差异等。本论文在 3.2 小节对特定晶系的晶体材料的体波传输特性进行了详细分析与总结, 一方面是为了研究候选支撑衬底的声学特性, 以便将目标声学模式的能量约束在 POI 衬底表层; 另一方面是为了给基于 2D-FFT 的波数空间分析提供支撑。下面以 X-cut LN/Si 和 X-cut LN/SiC 衬底为例, 基于 2D-FFT, 在波数空间对目标模式的振型图进行分析, 探究声波能量的泄露机制。

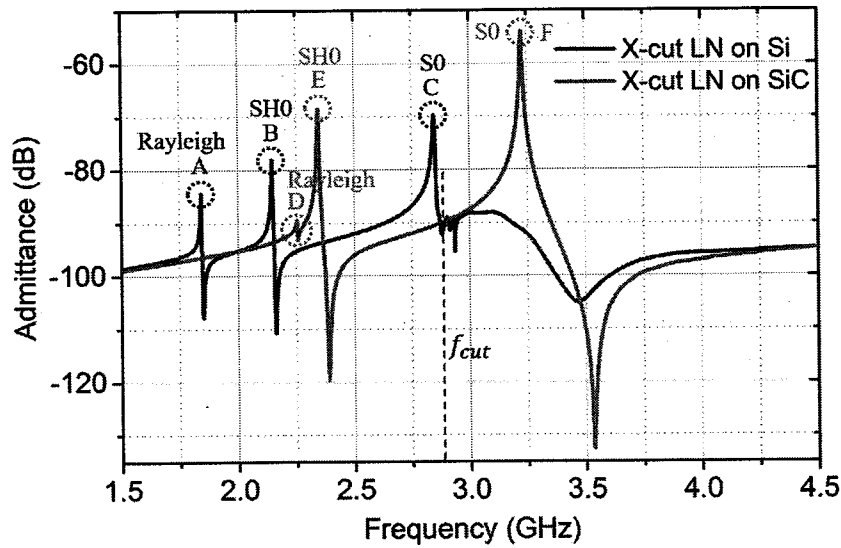


图3.12 基于 X-cut LN/Si 和 X-cut LN/4H-SiC 衬底的声学谐振仿真

Figure 3.12 Simulations of acoustic resonances based on X-cut LN/Si and X-cut LN/4H-SiC substrates

图 3.12 展示了基于 X-cut LN/Si 和 X-cut LN/SiC 衬底的声学谐振仿真结果。基于 X-cut LN/Si 衬底，可激发 Rayleigh 模式（标记为 A）和 SH0 模式（标记为 B），而对于 S0 模式（标记为 C），因其声速高于 Si 衬底慢剪切横波声速（~5800 m/s），因此 S0 模式能量几乎严重泄漏到 Si 衬底，无法形成完整的谐振响应；基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底，可激发 Rayleigh 模式（标记为 D）、SH0 模式（标记为 E）和 S0 模式（标记为 F）。对比发现，因 SiC 衬底的慢剪切横波声速（~7120 m/s）远高于 Si 衬底的慢剪切横波声速（~5800 m/s），SiC 衬底对 X-cut LN 内激发的 SH0 模式有更好的能量约束，因此，E 点对应的 SH0 模式的导纳比远高于 B 点对应的 SH0 模式的导纳比。下面我们通过 2D-FFT 在波数空间对 C、E、F 点的模式振型图进行分析。

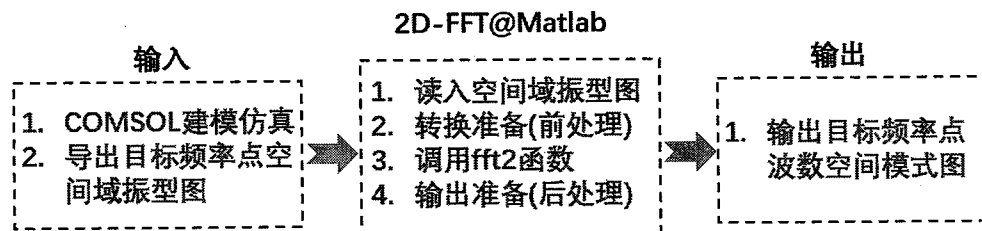


图3.13 空间域振型图转换到波数空间的流程图

Figure 3.13 Flow chart of transforming mode shapes from space domain to wavenumber domain.

图 3.13 展示了将空间域振型图转换到波数空间的操作流程图。空间域振型图的获得主要分为两种方式，常见的方式是通过三维有限元仿真，而后输出目标频率点包含振幅和相位的振型图，可以是三维空间任意平面的振型图；或者利用特定的探测系统（如高速激光探测系统^[108]）实验测得声表面波的面外振型图，因为只能探测 SAW 器件表面的振动情况，该方法具有一定局限性，无法用于分析能量向衬底的泄露情况。图 3.13 所示的输入步骤为常规方式，通过多物理场有限元仿真软件 COMSOL 仿真可得声表面波器件空间各点的振动情况，而后导出截面振型图（用于分析能量向支撑衬底的泄露情况）。获得模式振型图后，本论文利用 Matlab 软件进行 2D-FFT 转换，即将振型图导入 Matlab 软件，并进行转换前的准备，而后调用 Matlab 内置函数 `fft2` 将空间域振型图转换到波数空间，然后对转换后的数据进行可视化处理，最后输出波数空间模式图。

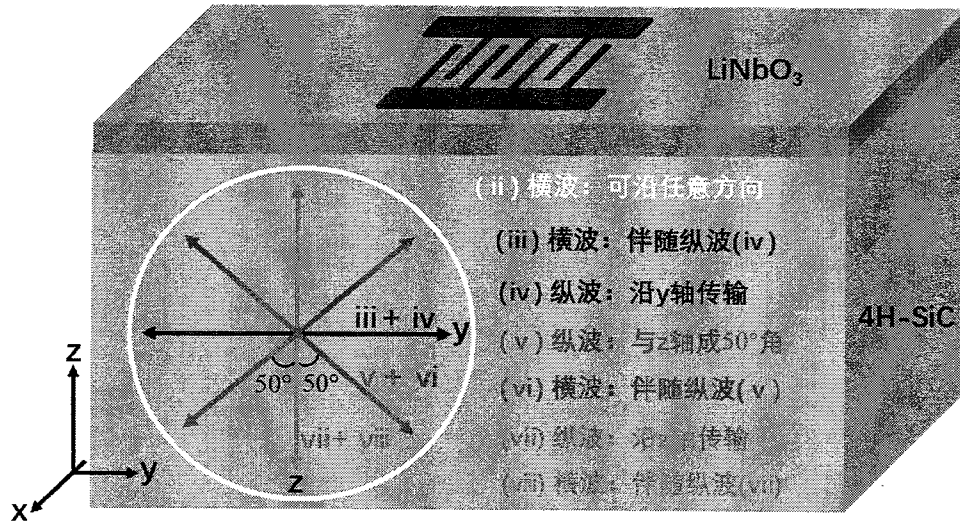


图3.14 4H-SiC 衬底内体波传输方向示意图

Figure 3.14 Schematic diagram of bulk waves propagating in 4H-SiC substrate

在对图 3.12 中 C、E、F 点空间域振型图进行转换和波数空间分析之前，我们需要先分析支撑衬底内体波的传输特性，以 4H-SiC 衬底为例。结合本论文 3.2 小节对六方晶系晶体内体波传输特性的分析，绘制 4H-SiC 衬底中纵波和剪切波的种类及传输方向示意图，如图 3.14 所示。在 z-y 平面内，独立剪切波可沿任意方向传输（白色圆圈表示，标记为 ii），而纵波分为三类，分别是以蓝色双向箭头表示，沿 y 轴方向传输并伴随有剪切波（标记为 iv）的纵波 iii；以红色双向箭头表示，沿与 z 轴成 50° 夹角方向传输并伴随有剪切波（标记为 vi）的纵波 v，

和以绿色双向箭头表示,沿 z 轴方向传输并伴随有剪切波(标记为viii)的纵波vii。

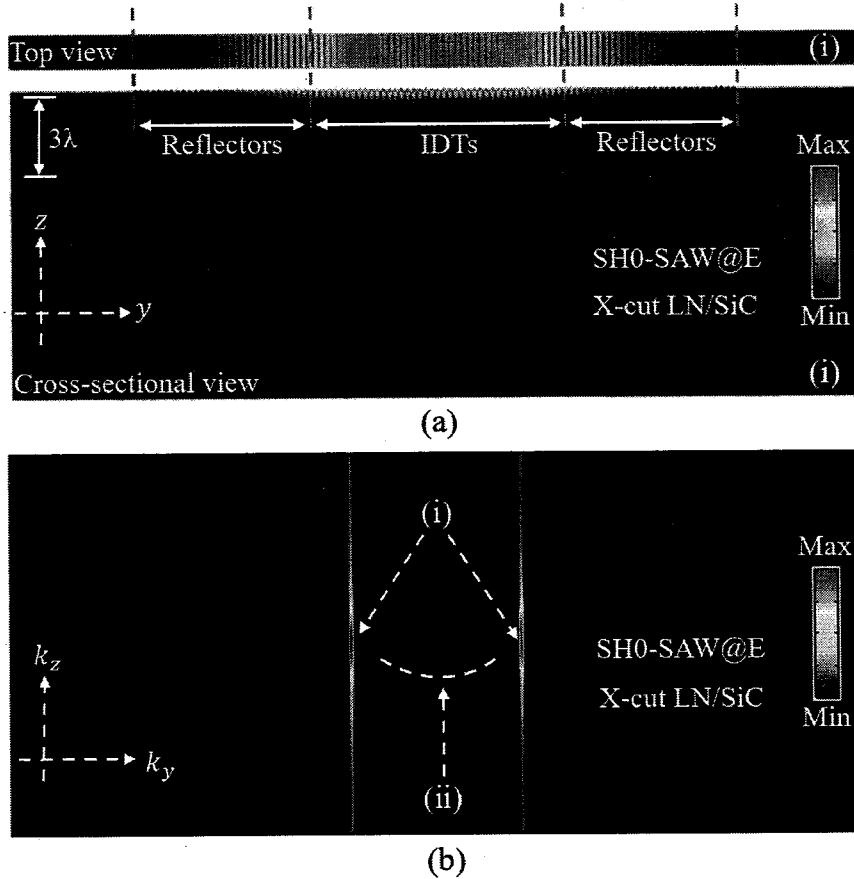


图3.15 SH0-SAW 谐振频率点空间域和波数空间振型图

Figure 3.15 The displacement mode shapes of SH0-SAW at resonant frequency in real-space domain and wavenumber domain.

(a) 谐振频率点对应的空间域振型图; (b) 谐振频率点对应的波数空间振型图

图 3.15 (a) 显示了图 3.12 中 E 点对应的 SH0 模式的空间域振型图, 通过 2D-FFT 变换, 将其变换到波数空间, 结果如图 3.15 (b) 所示。初步分析图 3.15 (a) 所示空间域振型图可发现: SH0 模式谐振点 (E 点) 的声波能量被极好的约束在 X-cut LN/4H-SiC 衬底表层 IDT 电极对应的区域, 表明 4H-SiC 支撑衬底在纵向 (厚度) 方向对声波能量有极好的约束, 同时, IDT 电极两端的反射栅阵列对声波能量在水平方向有极好的反射。

进一步, 对波数空间振型图进行分析, 发现图 3.15 (b) 中包含两条 (一对) 较长的红线 (标记为模式 i) 和一条浅色圆弧线 (标记为模式 ii)。其中, 模式 i 代表图 3.15 (a) 中表面区域传输的目标模式——SH0 模, 而模式 ii 代表 SiC 支撑衬底中传输的剪切体波。模式 ii 在波数空间中之所以呈现出弧形而非直线段,

是因为 SiC 衬底 z - y 平面内的剪切体波可以沿任意方向传输，如图 3.14 所示；而之所以呈现圆弧形而非圆形，是因为图 3.15 (a) 对应的振型图在采样过程中水平方向和竖直方向采样点数不同（为了保证两个方向上的分辨率一致），但这并不影响模式的识别与模式间耦合关系的分析。

需要注意，图 3.15 (b) 中模式 i 和模式 ii 对应的线段或曲线没有相交，表明模式 i 和模式 ii 之间不存在耦合。这是由于模式 i 和模式 ii 之间的声速存在较大差异，分别是 4000 m/s 和 7120 m/s，如果 X-cut LN 薄膜内传输的 SH0-SAW 要转化为 SiC 衬底内的剪切波或纵波，需要极大的辐射角（正比于两种模式声速差）。因此，对基于 X-cut LN/SiC 衬底的 SH0-SAW，其几乎产生任何体波辐射，因而其能量被很好的约束在 X-cut LN/SiC 衬底表面，可实现较高的 Q 值，而第四章的测试结果也证实了上述分析。

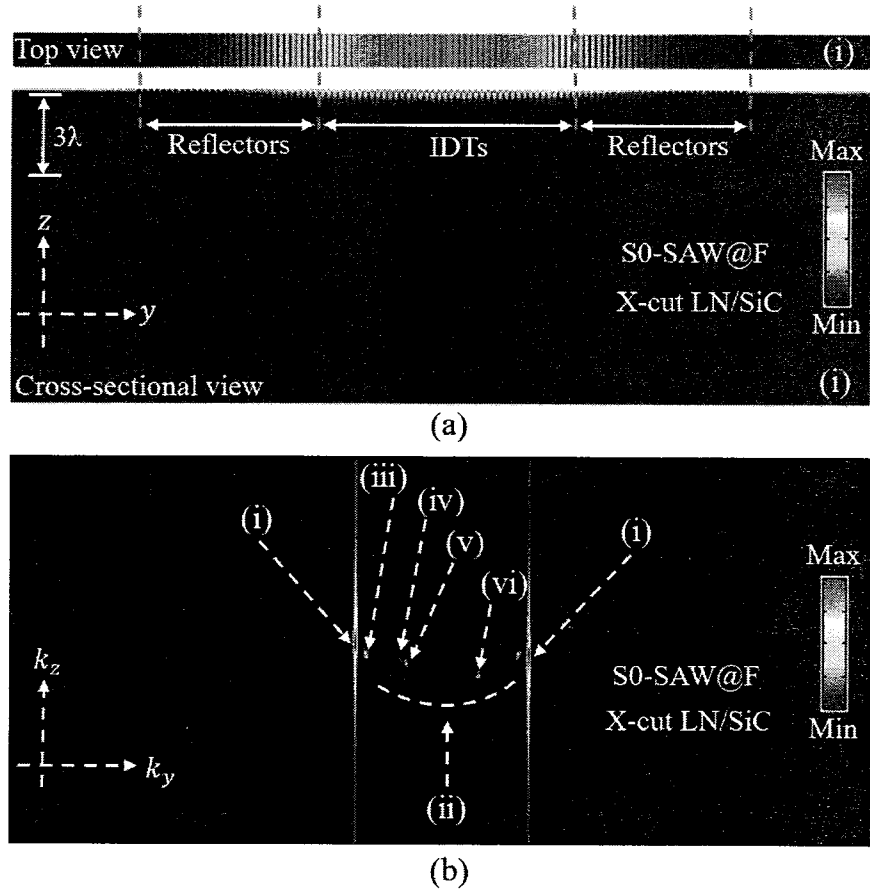


图3.16 S0-SAW 谐振频率点空间域和波数空间振型图

Figure 3.16 The displacement mode shapes of S0-SAW at resonant frequency in real-space domain and wavenumber domain.

(a) 谐振频率点对应的空间域振型图；(b) 谐振频率点对应的波数空间振型图

基于 X-cut LN/SiC 衬底的 S0-SAW 的分析则较为复杂。图 3.16 (a) 显示了图 3.12 中 F 点对应的 S0 模式的空间域振型图, 通过 2D-FFT 变换, 将其变换到波数空间, 结果如图 3.16 (b) 所示。初步分析图 3.16 (a) 所示空间域振型图可发现: S0 模式谐振点 (F 点) 的声波能量被极好的约束在 X-cut LN/4H-SiC 衬底表层 IDT 电极对应的区域, 表明 4H-SiC 支撑衬底在纵向 (厚度) 方向对声波能量有极好的约束, 同时, IDT 电极两端的反射栅阵列对声波能量在水平方向有极好的反射。将图 3.16 (a) 与图 3.15 (a) 进行对比, 肉眼可见情况下两幅图中目标模式 S0 模和 SH0 模的能量约束都很好, 无明显差异, 这便是前文提到的仅通过观察空间域振型图是无法分辨出声波能量被局域或泄露的细节。

对 3.16 (b) 所示的波数空间振型图进行分析, 发现图 3.16 (b) 中包含一对较长的红线 (标记为模式 i)、一条浅色圆弧线 (标记为模式 ii) 和四种较为明亮的圆点, 分别标记为模式 iii、模式 iv、模式 v 和模式 vi。其中, 模式 i 代表图 3.16 (a) 中表面区域传输的目标模式——S0 模, 而模式 ii 代表 SiC 支撑衬底中传输的剪切体波。需要说明, 在波数空间中, 以 3.16 (b) 图的中心点作为原点, 图像内任意点与原点的连线的方向表示空间域中所对应的模式的传输方向, 连线的长度与空间域中所对应的模式的声速成反比。因此, 模式 iv 和模式 v 对应的亮点在模式 ii 对应的圆弧线内侧, 表明模式 iv 和模式 v 相对于模式 ii 有更高的声速。此外, 将原点和模式 iv (模式 v) 对应亮点的连线与图 3.14 中各模式的传输方向对比, 可发现模式 iv 对应于沿 y 轴方向传输的纵波 iv, 而模式 v 对应于沿与 z 轴成 50° 方向传输的纵波 v。另一方面, 结合本论文 3.2 小节的分析可知, 纵波 iv 和纵波 v 均伴随有剪切波, 分别对应于与模式 ii 圆弧线重叠的模式 iii 和模式 vi。之所以模式 iii 和模式 vi 相较于模式 ii 更亮, 是因为模式 iii 和模式 vi 对应的亮点不仅包含了伴随纵波 iv 和纵波 v 传输的剪切波分量, 还包含了模式 ii 自身的剪切波分量。需要注意, 图 3.16 (b) 中模式 i 与其余任何模式均不相交, 表明模式 i 和其余模式之间不存在耦合。因此, 对基于 X-cut LN/SiC 衬底的 S0-SAW 可实现较高的 Q 值。

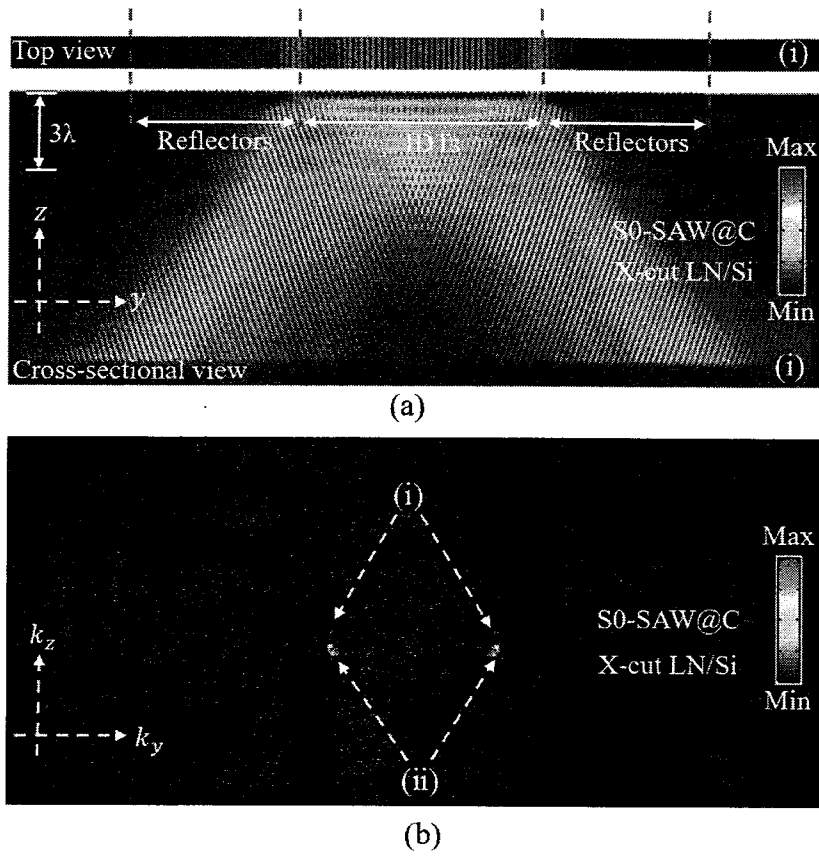


图3.17 S0-SAW 谐振频率点空间域和波数空间振型图

Figure 3.17 The displacement mode shapes of S0-SAW at resonant frequency in real-space domain and wavenumber domain.

(a) 谐振频率点对应的空间域振型图；(b) 谐振频率点对应的波数空间振型图

基于 X-cut LN/Si 衬底的 S0-SAW 的分析则较为简单。图 3.17 (a) 显示了图 3.12 中 C 点对应的 S0 模式的空间域振型图，通过 2D-FFT 变换，将其变换到波数空间，结果如图 3.17 (b) 所示。初步分析图 3.17 (a) 所示空间域振型图可发现：S0 模式谐振点 (C 点) 的声波能量几乎完全泄露到 Si 中，因为 Si 衬底中的慢剪切体波声速 (~ 5800 m/s) 远小于 X-cut LN 薄膜内激发的 S0 模式声速。

对 3.17 (b) 所示的波数空间振型图进行分析，发现图 3.17 (b) 中仅包含两组亮点，分别标记为模式 i 和模式 ii，而原本应该出现的一对较长红线完全消失 (或理解为完全转化为模式 i 和模式 ii)，表明目标模式——S0 模的声波能量完全泄露到 Si 衬底并转换为其它模式的能量，与图 3.17 (a) 结果对应。结合本论文 3.2 小节对立方晶系晶体内体波传输特性的分析可知，图 3.17 (b) 中模式 i 和模式 ii 分别对应 Si 衬底中沿 y 轴方向传输的纵波和沿与 z 轴成 45° 方向传输的纵波，上述两种纵波传输过程中均伴随有剪切波。

通过上述分析我们发现利用 2D-FFT 变换对波数空间模式振型图进行分析，既可以辅助分析目标模式的能量向衬底泄露的机制，即目标模式与衬底中某一或某些模式耦合^[16]，或目标模式不与衬底中任何模式耦合（如本论文中图 3.15 和图 3.16 所示情况，表明目标模式能量被极好地约束在 POI 衬底表层），为 POI-SAW 的优化指明方向，从而有的放矢地优化 POI-SAW 的设计；也可验证不同压电薄膜激发的目标声学模式与支撑衬底的匹配程度，用于筛选合适的衬底材料。

3.4.4 电极电学损耗对谐振器 Q 值的影响分析

声表面波谐振器与体声波谐振在结构上有较大差异，如本论文 1.2 小节所示：体声波谐振器的电极呈板状，面积相对较大，电阻相对较小；而声表面波谐振器的电极呈指条状的，亚波长宽度且长度（孔径宽度）较长，因此电阻较大。通过分析 2.3.2 小节的 MBVD 等效电路模型可知，电极电学损耗 R_s 与器件 Q 值成反比关系，对器件 Q 值的影响极大，因此，设计声表面波谐振器时，有必要探究电极几何参数对 R_s 的影响。

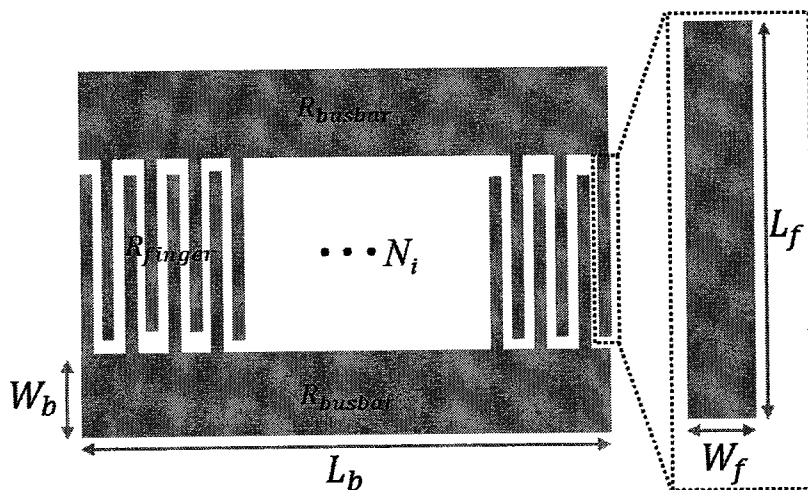


图3.18 IDT 电极结构示意图

Figure 3.18 Schematic diagram of IDT electrodes

声表面波谐振器的 IDT 电极结构如图 3.18 所示，其中， W_b 表示汇流条的宽度， L_b 表示汇流条的长度，其数值与 IDT 电极指条的对数 N_i 成正比关系； W_f 为指条的宽度， L_f 为指条的长度。IDT 电极的总电阻 R_s 是汇流条电阻 R_{busbar} 与指条电阻 R_{finger} 的代数和，可表示为^[4]：

$$R(IDT) = 2 \cdot R_{busbar}(N_i) + R_{finger}(N_i) \quad \dots (3.8)$$

$$= 2\rho_s \cdot \frac{\lambda}{t_b w_b} \cdot N_i + \frac{4}{3} \rho_s \cdot \frac{L_f}{t_f w_f} \cdot \frac{1}{N_i}$$

其中, ρ_s 是金属电极的电阻率, t_b 为汇流条电极的厚度, t_f 为指条电极的厚度。

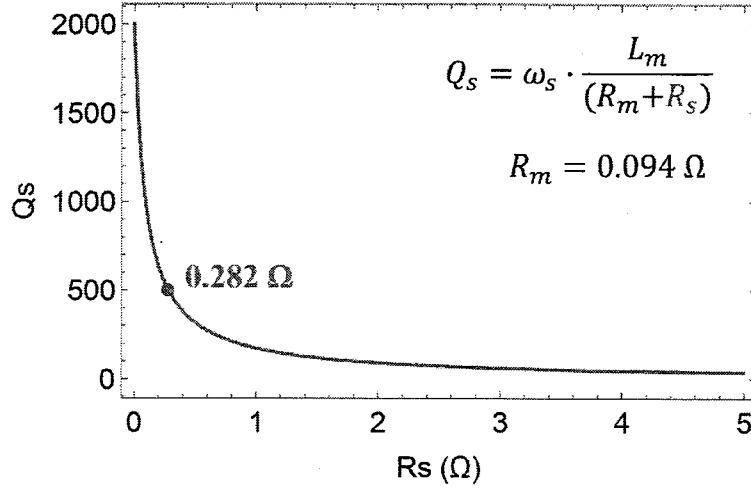


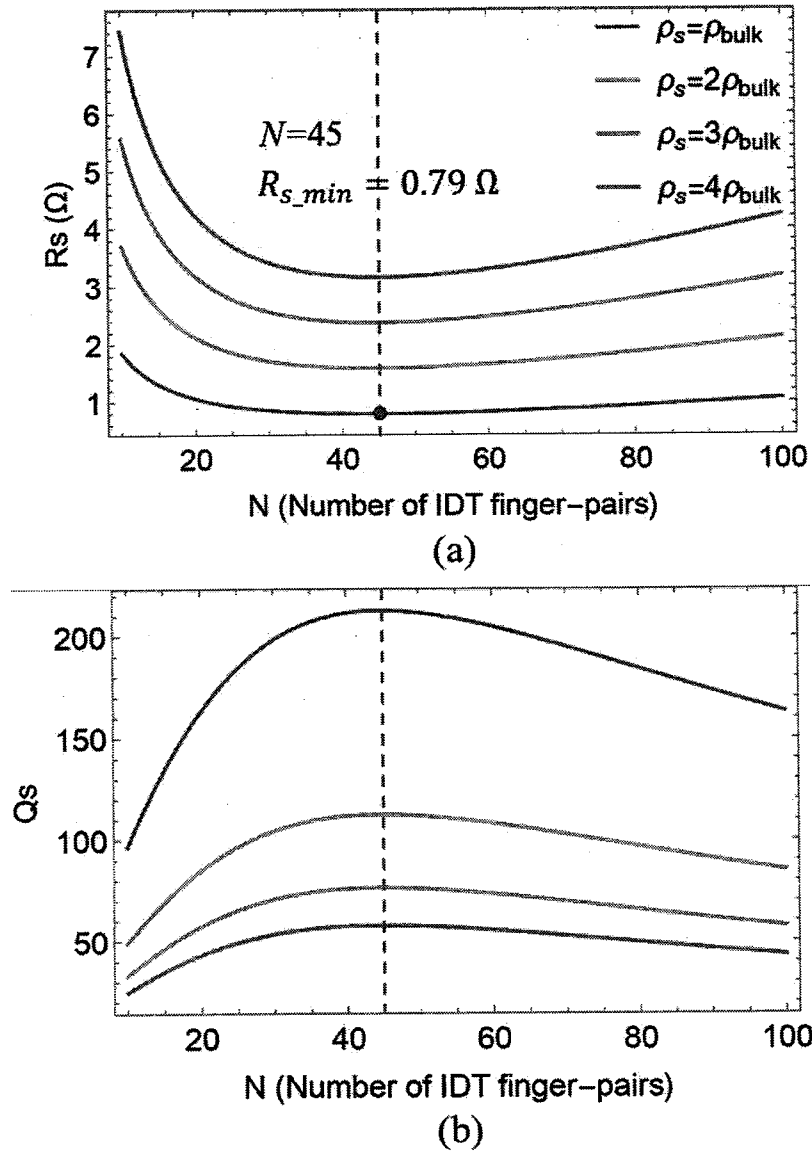
图3.19 R_s 对谐振频率点 Q 值的影响

Figure 3.19 Effect of R_s on Q_s

基于 MBVD 模型, 可以得到声学谐振器谐振频率点的品质因子 Q_s 与电极电阻之间的关系, 可表示为:

$$Q_s = \omega_s \cdot \frac{L_m}{(R_m + R_s)} \quad \dots (3.9)$$

图 3.19 更直观的表现了 R_s 对 Q_s 的影响, 其中, 当 R_s 为 0 时, Q_s 的最大值设置为 2000, 即 $\omega_s \cdot L_m / R_m = 2000$; 当 R_s 逐渐增大时, Q_s 急剧降低; 当 R_s 仅为 0.282Ω , Q_s 从 2000 降低到 500 左右, 如图 3.19 中淡蓝色曲线所示。因 R_s 与 Q_s 成反比关系, Q_s 对 R_s 的变化极其敏感, 因此, 在沉积金属电极时, 优化沉积工艺, 尽量减小 IDT 电极的电阻率; 同时, 通过降低沉积速率等方式, 使沉积的电极更致密, 机械性能更稳定, 仿真高频谐振过程中电极内部断裂, 从而使 R_s 增大。此外, 在器件的测试过程中, 尽量选用材质合适的射频探针, 减小探针与电极之间的接触电阻, 从而额外增加 R_s 。

图3.20 IDT 指条对数和电阻率对电阻 R_s 和谐振频率点 Q 值的影响Figure 3.20 Effects of N_i and ρ_s on R_s and Q_s

(a) IDT 指条对数和电阻率对电阻 R_s 的影响；(b) IDT 指条对数和电阻率对谐振频率点 Q 值的影响

进一步，我们根据式 3.8 和 3.9 分析了 IDT 电极指条对数 N_i 和金属电极的电阻率 ρ_s 对 R_s 和 Q_s 的影响。对公式 3.8 简单分析可发现汇流条的电阻 $R_{\text{busbar}}(N_i)$ 与 N_i 成正比，指条对数 N_i 越多，汇流条越长，电阻串联越多， $R_{\text{busbar}}(N_i)$ 越大；而 IDT 指条的电阻 $R_{\text{finger}}(N_i)$ 与 N_i 成反比，指条对数 N_i 越多，电阻并联越多， $R_{\text{busbar}}(N_i)$ 越小。因此，随 IDT 指条对数的变化， R_s 会出现极小值。金属电极的电阻率 ρ_s 对 R_s 的影响较为明确， ρ_s 越小， R_s 越小，反之亦然。

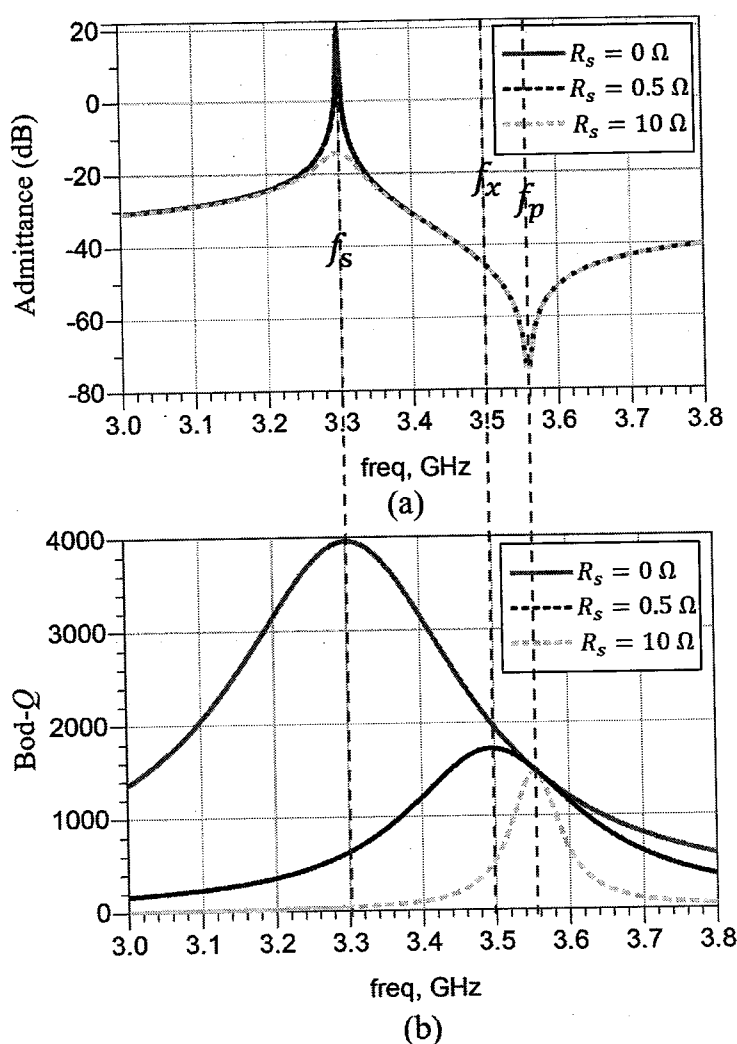
表3.3 基于 POI 衬底的 SH0-SAW 仿真参数说明

Table 3.3 Key parameters of the SH0-SAW

符号	λ	t_f	L_f	W_f	t_b	W_b	R_m	Q_{s_max}
数值	2.0 μm	120 nm	30 μm	500 nm	240 nm	50 μm	0.094 Ω	2000

据表 3.3 所示的基本设定，计算 IDT 电极指条对数 N_i 和金属电极的电阻率 ρ_s 对 R_s 和 Q_s 的影响，结果如图 3.20 (a) 所示。图 3.20 (a) 所示计算结果表明：随着指条对数 N_i 增加， R_s 先减小后增大，当 $N_i = 45$ 时， R_s 取最小值；对于相同的 N_i ，随着电阻率 ρ_s 的增大， R_s 等比例增大。图 3.20 (b) 所示计算结果表明：指条对数 N_i 会严重影响 Q_s ，因 Q_s 与 R_s 成反比， Q_s 并不随着 R_s 的等比例增加而等比例减小；此外，即使取值在 1 Ω 以内， Q_s 也从 2000 猛降到 300 以内。

前面主要分析了 R_s 对 Q_s 的影响，实际测试分析中，我们对谐振器的导纳曲线和 Bode- Q 关注极高，因此有必要分析 R_s 对导纳曲线和 Bode- Q 的影响。利用周期性单元模型对 S0-SAW 进行仿真，不考虑电极电阻，即 $R_s = 0$ ，可得图 3.21(a) 中基于 MBVD 模型拟合之后的红色导纳曲线和图 3.21 (b) 中同样基于 MBVD 模型拟合之后的红色 Bode- Q 曲线；随后将 R_s 分别设置为 0.5 Ω 和 10 Ω ，分别得到对应的导纳曲线和 Bode- Q 曲线。从前面的分析已知 R_s 会严重影响 Q_s ，对应的， R_s 会改变谐振峰的尖锐程度，如图 3.21 (a) 所示， R_s 越小，对应的谐振峰越尖锐。此外，从 3-dB 带宽与 Q_s 的关系出发也可以得到上述结论。 R_s 对 Bode- Q 的影响较为明显，如图 3.21 (b) 所示，Bode- Q 的最大值随着 R_s 的增大急剧减小，且向反谐振频率点急速靠拢；当 R_s 足够大时，反谐振频率点 Q 值即为 Bode- Q 的最大值。

图3.21 电极电阻 R_s 对谐振器导纳曲线和 Bode- Q 的影响Figure 3.21 Effects of R_s on admittance curves and Bode- Q of a resonator

(a) 电极电阻 R_s 对谐振器导纳曲线影响；(b) 电极电阻 R_s 对谐振器 Bode- Q 的影响

基于上述分析，为了降低电极电阻 R_s 对谐振器 Q 值的影响，从器件设计的角度分析：

① 若 IDT 指条和汇流条的基本几何参数已确定，通过调整指条对数 N_i ，可得到最小的 R_s ，理论上可得到最大的 Q_s ；但是， N_i 不仅影响 R_s ，还会影响目标声学模式的激发及其声波能量的约束，从而影响谐振器的整体 Q 值。因此，在确保目标模式能被有效激发与约束的前提下，可适当选取对应的 R_s 较小的 N_i 。

② 若指条对数 N_i 已确定，通过适当缩短 IDT 指条的长度 L_f 可有效降低 R_s ；但是，缩短 L_f 会使谐振器横向杂散模式增强，从而严重影响对应滤波器的带内响应；同时缩短 L_f 可能会降低谐振器的机电耦合系数。因此，在确保谐振器横向

杂散模式能被有效抑制，机电耦合系数的退化可接受的前提下，可适当缩短 L_f 以降低 R_s 。

③ 若 IDT 指条的基本参数和对数 N_i 均已确定，可适当增加汇流条的宽度 W_b ，并增加汇流条的厚度 t_b 来降低汇流条的电阻 R_{busbar} ，从而降低整体电阻 R_s ；但是，在对器件尺寸有严格要求的情况下，汇流条的宽度会受限，同时，更厚的电极对制备工艺会提出更高的要求。因此，在考虑器件尺寸要求和实际制备工艺极限的情况下，可适当增大 W_b 和 t_b 以降低 R_s 。

④ 选用电阻率更小的金属，如 Cu、Au 等。理想情况下，选用电阻率更小的金属确实能够有效的降低 R_s ；但是，采用不同的金属沉积工艺、不同实验条件下制备得到的金属薄膜的电阻率相差极大，我们不能根据金属单晶的电阻率判断沉积所得的金属薄膜的电阻率；此外，因质量加载效应，质量密度不同的金属对目标模式的声速影响不同，同时，对目标模式的反射效率也不同。因此，金属电极种类的选择需慎重。

从器件制备工艺角度分析：

① 尽最大努力优化电极沉积工艺，降低金属薄膜的电阻率，提高电极的机械稳定性，降低因高频谐振引起的电极损毁，进而造成器件失效。

从器件测试角度分析：

① 选用合适的射频探针，下针力度适宜，保证射频探针与电极的良好物理接触，尽量降低接触电阻。

3.4.5 电极电学不连续引起的能量散射分析

前面讨论了 IDT 电极的电阻 R_s 对器件性能的影响，下面分析反射栅阵列与 IDT 电极之间的电学不连续性对器件性能的影响。图 3.22 显示了基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 的仿真结果，仿真基于纵向切片模型，LN 薄膜厚度设置为 520 nm，波长设置为 2.4 μm ，Al 电极厚度设置为 120 nm。如图 3.22 (a) 所示，我们将 SH0 模（主模）标记为模式(i)，将主模右侧的杂散模式标记为(ii)。分析图 3.22 (b) 所示的模式振型图可发现：主模 (i) 的声波能量集中在 IDT 区域而杂模 (ii) 的声波能量集中在 IDT 电极与反射栅阵列之间。对于并联谐振器，杂模 (ii) 不会对滤波器的通带性能造成影响；但对于串联谐振器，其谐振频率靠近对应的滤波器的中心频率，因而杂模 (ii) 作为滤波器带内杂波，可能会对

滤波器的通带性能带来影响，因此，有必要对杂模 (ii) 进行抑制。

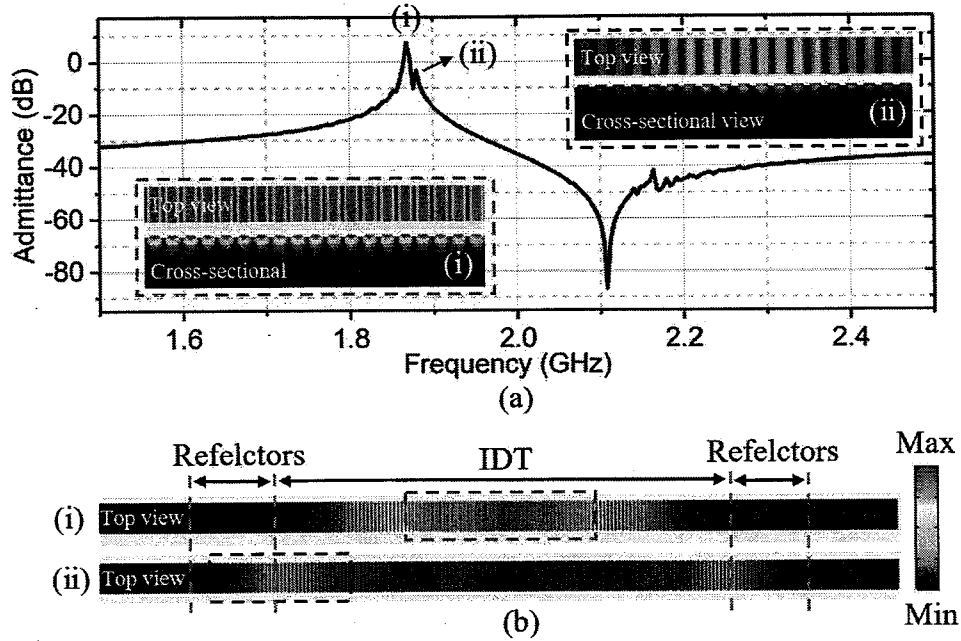


图3.22 SH0-SAW 导纳曲线和模式振型图仿真结果

Figure 3.22 Simulated admittance curve and displacement mode shapes of a SH0 mode resonator.

(a) SH0-SAW 导纳曲线仿真结果；(b) SH0 模和杂散模振型图

文献调研结果表明杂模 (ii) 是由于 IDT 电极与反射栅阵列之间电学不连续引起的^[110]。通常，对于单端口 SAW 谐振器，IDT 电极接输入信号和地信号 (Ground)，而 IDT 电极两端的反射栅阵列通常是浮动电势 (Floating potential)，因此 IDT 电极与反射栅阵列之间的电势是不连续的。通过将浮动电势的反射栅阵列与 IDT 电极的某一端短接，可实现电学连续，从而解决上述问题。

图 3.23 显示了 IDT 电极与反射栅阵列之间电学连续的单端口 SAW 器件的版图，相比于常规 SAW 器件，图 3.23 中区域 B 和区域 D 所示的 IDT 电极与反射栅阵列短接，从而强制其电势相等。为了验证图 3.23 所示连接方式的有效性，利用纵向切片模型对电学连续和不连续的 SH0-SAW 进行仿真，结果如图 3.24 所示。当 IDT 电极与反射栅阵列之间电学不连续时，其间会激发出杂模 (ii)，且声波能量向衬底辐射，如图 3.24 (a) 所示；当 IDT 电极与反射栅阵列之间电学连续时，杂模 (ii) 消失，声波能量聚集在 IDT 电极中心，如图 3.24 (b) 所示。

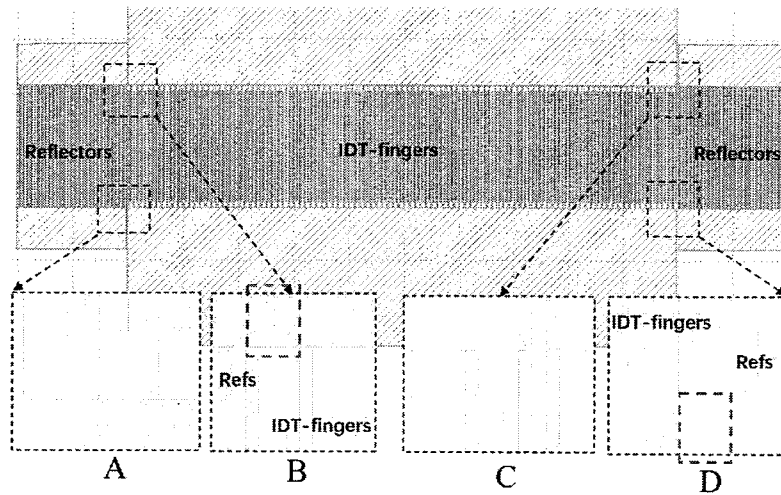


图3.23 单端口 SAW 器件的版图

Figure 3.23 Layout of a one-port SAW resonator.

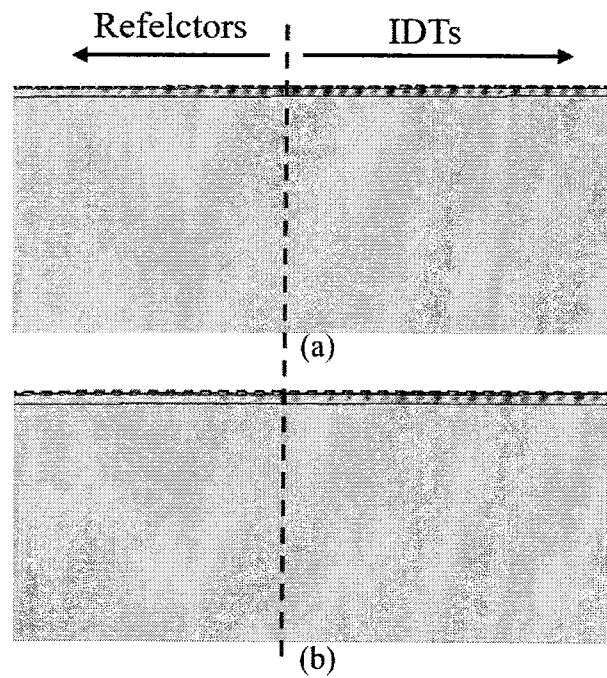


图3.24 SH0-SAW 的 IDT 电极与反射栅阵列交接区域的振型图

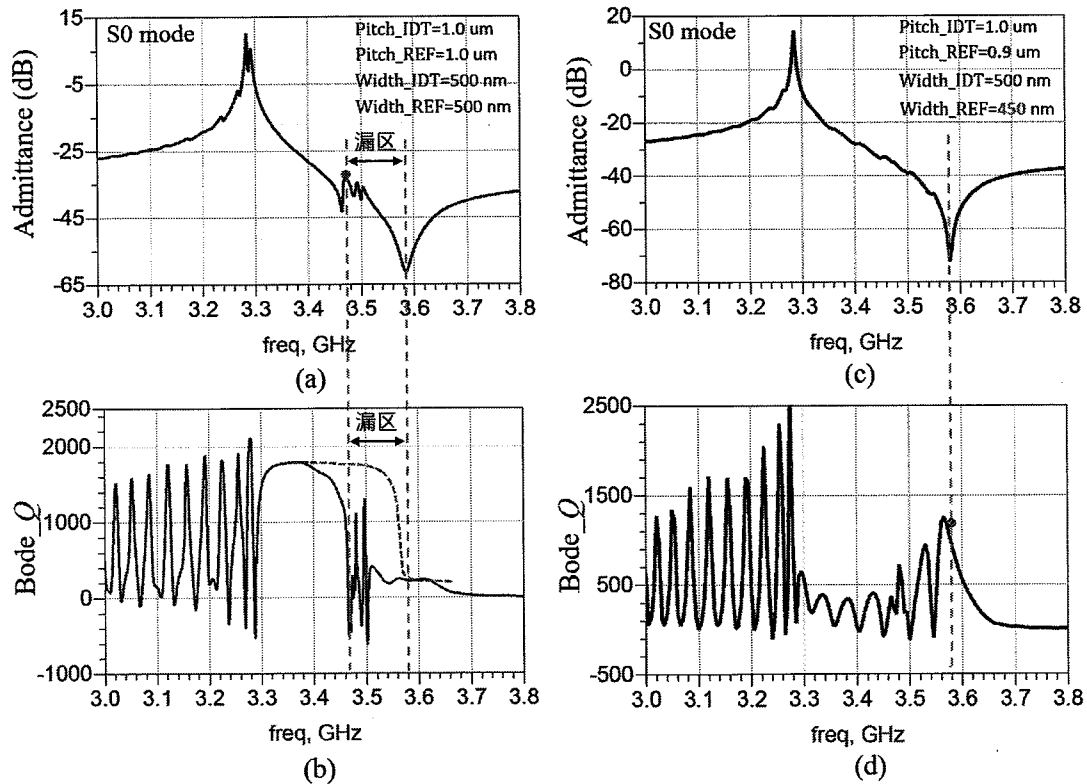
Figure 3.24 Simulated displacement mode shapes near the boundary of IDTs and reflectors.

(a) IDT 电极与反射栅阵列之间电学不连续; (b) IDT 电极与反射栅阵列之间电学连续

上述分析表明 IDT 电极与反射栅阵列之间电学不连续会激发杂散模式, 且造成体波辐射。因此, 在 SAW 器件的设计过程中, 可以考虑使用强制短路的方式实现 IDT 电极与反射栅阵列之间的电学连续, 从而抑制不必要的杂波。

3.4.6 非标准反射栅阵列对漏波的抑制

对于 X-cut LN/4H-SiC 衬底, 因 4H-SiC 衬底较高的慢剪切体波声速 (~ 7120 m/s), 对 X-cut LN 薄膜中激发的 SH0 模能实现极好的声波能量约束, 对 S0 模 (~ 6000 m/s) 也能实现较好的约束。通过 3.3.2 小节的色散分析可知, 改变 h/λ 比值或改变面内传输方向, 均可以改变目标模式的声速。当 X-cut LN 薄膜中激发的 S0 模式的声速较高, 特别是反谐振频率点的声速接近 4H-SiC 衬底的慢剪切体波声速时, S0 模的声波能量可能或更容易向 SiC 衬底泄露。

图3.25 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 仿真结果Figure 3.25 Simulated admittance curves and Bode- Q of a S0-SAW.

(a) 和 (b): 反射栅与 IDT 指条的周期相同; (c) 和 (d): 反射栅的周期是 IDT 指条周期的 0.9 倍

图 3.25 (a) 和 (b) 显示了基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 仿真结果, 仿真基于纵向切片模型, LN 薄膜厚度设置为 520 nm, 波长设置为 $2.4 \mu\text{m}$, Al 电极厚度设置为 120 nm, 损耗因子 (Loss factor) 设置为 $1/2000$ 。从导纳曲线可以看出, S0 模的谐振频率点声速约为 6500 m/s, 反谐振频

率点声速约为 7100 m/s, 基本与 SiC 衬底的慢剪切体波声速相当。从图 3.25 (b) 所示的 Bode- Q 曲线可以看出, 靠近谐振频率点部分的 Bode- Q 较大, 接近仿真设置的极限 (损耗因子的导数, 2000); 而靠近反谐振频率点的 Bode- Q 曲线完全“塌陷”, 谐振频率点的 Q 值仅为 300 左右。如果反谐振频率附近的声波能量也能被 SiC 衬底很好的约束, 对应的 Bode- Q 曲线应该类似于图 3.25 (b) 中标记的红色虚线。为了方便描述, 我们将图 3.25 (b) 中 Bode- Q 曲线完全“塌陷”的区域称为“漏区”, 表示 S0 模的声波能量大量地向 SiC 衬底泄漏。因声波能量泄漏是由 S0 模式声速较高引起, 通过降低 S0 模式的声速理论上可以避免引入“漏区”。一般而言, 通过质量加载效应, 即利用质量密度更大的金属电极可有效降低目标模式声速; 但对于 S0 模式, 利用更重的金属电极降低其声速的同时会大幅度降低其机电耦合系数。因此, 通过优化 IDT 设计, 在保证较大机电耦合系数的同时增强反谐振频率附近的声波能量约束是更好的选择。例如, 通过调整反射栅阵列的周期, 可以调整反谐振频率点附近的声波能量约束, 仿真结果如图 3.25 (c) 和 (d) 所示, 下面详细说明。

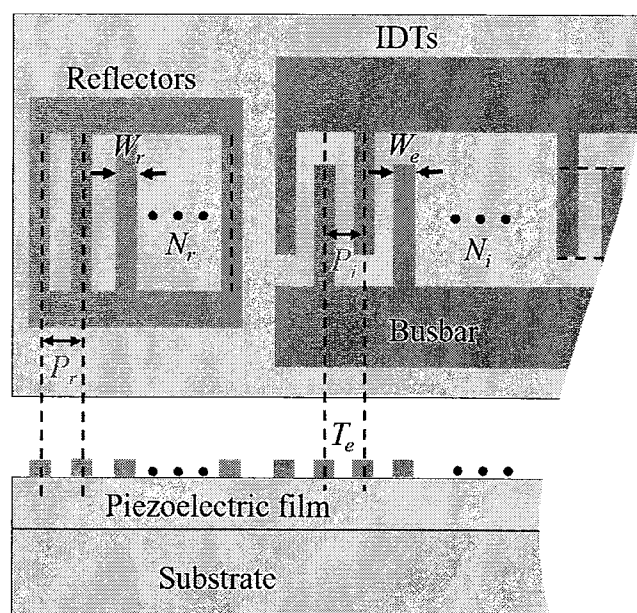


图3.26 声表面波谐振器的 IDT 电极和反射栅阵列示意图

Figure 3.26 Schematic diagram of the IDT electrodes and the reflectors of a SAW resonator

图 3.26 显示了声表面波谐振器的 IDT 电极和反射栅阵列的局部示意图, 通常, 反射栅阵列的周期 P_r 与 IDT 电极的周期 P_i 完全一致, 这样 IDT 所激发的声波的谐振频率与反射栅阵列的最强相干反射频率一致, 从而实现较好的声波反射

[3]。如果我们保持 IDT 电极的周期 P_i 不变,即保证目标模式的波长不变,调整反射栅的周期 P_r 使其小于 P_i ,从而提高反射栅阵列的相干反射频率,使其更靠近谐振频率点,是否能更好的约束“漏区”的声波能量?图 3.25 (c) 和 (d) 显示了基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 仿真结果,仿真基于纵向切片模型,除反射栅的周期 P_r 设置为 IDT 电极的周期 P_i 的 0.9 倍外,其余仿真参数设置与图 3.25 (a) 和 (b) 对应的设置完全相同。相较于图 3.25 (a) 所示的导纳曲线,图 3.25 (c) 所示导纳曲线“漏区”消失,即靠近反谐振频率附近没有明显的由声波能量泄漏激发的杂散模式;同时,图 3.25 (d) 所示 Bode- Q 曲线也表明反谐振频率附近 Q 值提高到 1000 以上。

上述分析表明在特定需求情况下,可以通过微调反射栅阵列的周期 P_r ,使其与 IDT 电极的周期 P_i 产生偏移,达到对特定频段声波能量反射(约束)增强的效果。特别是针对目标声学模式的声速与支撑衬底相近的情况下,通过缩小反射栅阵列的周期 P_r ,使靠近反谐振频率点的声波能量约束得到增强。对比图 3.25 (b) 和 (d) 可发现上述调整也会引入不利影响,如靠近谐振频率点的 Bode- Q 明显降低。当然,如果对基于上述谐振器的滤波器对矩形度要求不高而对通带平坦性要求更高,上述调整方法也是可取的。

3.5 基于 SH0-SAW 的射频声学滤波器设计

本节以基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 为谐振器单元,设计中心频率大于 2 GHz, 3-dB 相对带宽大于 10%, 插入损耗小于 2 dB, 带外抑制大于 40 dB 的射频声学滤波器。

3.5.1 梯形滤波器简介

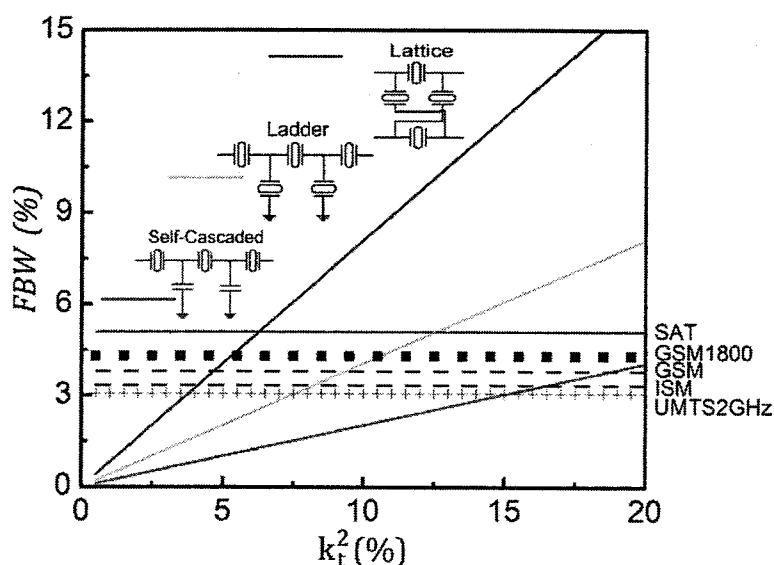


图3.27 滤波器的相对带宽与谐振器 k_t^2 的关系^[39]

Figure 3.27 Relationship between electromechanical coupling and filter FBW for three types of filter configurations.

射频声学滤波器由声学谐振器串、并联构成，因而滤波器的性能不仅与谐振器单元本身的性能相关，还与滤波器的拓扑结构相关。对于带通射频声学滤波器，其带宽、带内响应、带外抑制和矩形度等与其拓扑结构紧密相关。图 3.27 显示了自级联（Self-Cascaded）、梯形（Ladder）和格型（Lattice）滤波器的相对带宽与谐振器单元的机电耦合系数间的关系。基于同一机电耦合系数的声学谐振器单元，格型滤波器明显具有更大的相对带宽。然而，相较于梯形滤波器，格型滤波器的矩形度较差^[111]，不适合拥挤的通信频段；当然，如果滤波器的带宽是首要考虑因素，同时对矩形度无严格要求，格型滤波器不失为较好的选择。梯形滤波器同时拥有较大的相对带宽和较好的矩形度，更适合日渐拥挤的频谱；同时，梯形滤波器结构简单，适合用于谐振器性能的验证。

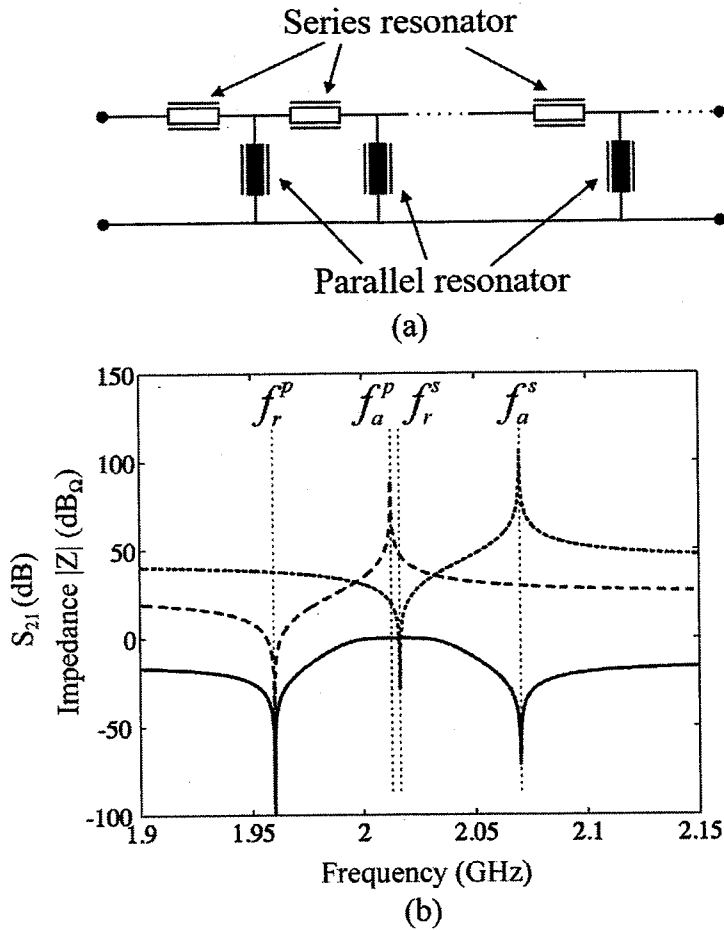
图3.28 梯形滤波器拓扑结构及其设计规则^[112]

Figure 3.28 Structure and working principle of a ladder-type filter.

(a) 梯形滤波器拓扑结构示意图；(b) 梯形滤波器的频率响应与谐振器频率响应间的关系

梯形滤波器的拓扑结构如图 3.28 (a) 所示，其频率响应与串、并联的谐振器单元的频率响应之间的对应关系如图 3.28 (b) 所示。梯形滤波器的设计需要遵循一定的规则：

① 梯形滤波器的中心频率由串联谐振器的谐振频率 f_r^s 或并联谐振器的反谐振频率 f_a^p 决定；而声表面波谐振器的谐振、反谐振频率的影响因素较多，需要多方面考虑。特别是针对相对带宽较大的声学滤波器，其串、并联谐振器对应的 h/λ 差值较大。

② 梯形滤波器的带宽由谐振器单元的机电耦合系数 k_t^2 、 Q 值和滤波器的阻抗匹配情况共同决定。其中，谐振器的机电耦合系数 k_t^2 和滤波器的阻抗匹配情况与串、并联谐振器的静态电容 C_s 和 C_p 紧密相关。

③ 滤波器的插入损耗、带外抑制、带内纹波与谐振器单元的静态电容比值 C_P/C_S 相关: 插入损耗随着 C_P/C_S 的增大而增大, 带外抑制随着 C_P/C_S 的增大增强, 带内纹波随着 C_P/C_S 的增大而减弱。

④ 滤波器级数增加时, 其带外抑制得到增强, 但同时插入损耗增加。

滤波器的设计需要根据实际应用需求折中考虑。

3.5.2 基于 SH0-SAW 的梯形滤波器设计

本论文的目标是基于 SH0-SAW 谐振器单元, 实现中心频率大于 2 GHz, 3-dB 相对带宽大于 10%, 插入损耗小于 2 dB, 带外抑制大于 40 dB 的射频声学滤波器。在进行具体的滤波器设计之前, 需要针对特定厚度的 X-cut LN 薄膜 (~520 nm) 对谐振器的频率色散关系进行分析。

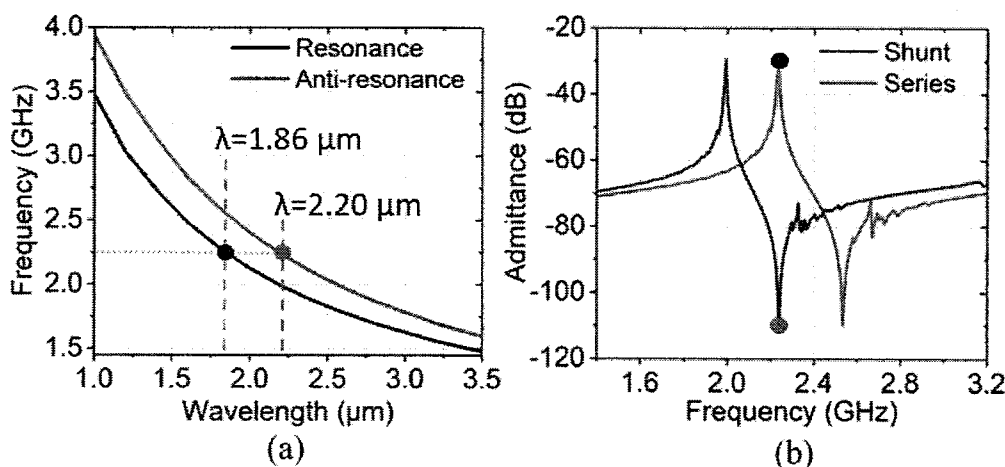


图3.29 SH0-SAW 频率色散曲线和串并联谐振器导纳曲线仿真结果

Figure 3.29 Simulated frequency dispersion curves of a SH0-SAW in a 520 nm thick X-cut LN thin film on a 4H-SiC substrate, and the admittance responses of the series and shunt resonators.

(a) 基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 的频率色散曲线仿真结果, 其中 LN 薄膜厚度为 520 nm, (b) 串、并联谐振器的导纳曲线仿真结果

通过周期性单元模型可得到如图 3.29(a) 所示的 SH0-SAW 的频率色散曲线。考虑到目标滤波器的中心频率大于 2.0 GHz, 则并联谐振器的波长应小于 2.5 μm; 考虑到实验室沉积的金属薄膜电阻率较大, 谐振器 IDT 电极的指条宽度应尽量大, 即谐振器的波长应尽量大, 以减小电极电阻对器件性能的影响; 同时, 考虑到基于 X-cut LN 薄膜的 SH0-SAW 的机电耦合系数较大, 因而为了实现串、并联

谐振器之间合适的频率偏移，串、并联谐振器的波长差值会比较大。综合上述分析，我们将串联谐振器的波长设置为 $1.86\ \mu\text{m}$ ，将并联谐振器的波长设置为 $2.20\ \mu\text{m}$ ，其对应的谐振、反谐振频率如图 3.29 (a) 所示。

基于纵向切片模型，我们对波长分别为 $1.86\ \mu\text{m}$ 和 $2.20\ \mu\text{m}$ 的串、并联谐振器进行仿真，得到如图 3.29 (b) 所示的导纳曲线，可以发现并联谐振器的反谐振频率 f_a^p 与串联谐振器的谐振频率 f_r^s 匹配较好。其中，串联谐振器的谐振频率 f_r^s 约为 $2.23\ \text{GHz}$ ，相对于并联谐振器实现了 $200\ \text{MHz}$ 以上的频率偏移量（正比于滤波器带宽）。此外，串、并联谐振器的带内均无明显的 Rayleigh 模式响应。

表3.4 串并联谐振器单元的核心设计参数

Table 3.4 Key parameters of the series and parallel resonators

参数	$\lambda\ (\mu\text{m})$	$W_e\ (\text{nm})$	$T_e\ (\text{nm})$	$W_a\ (\lambda)$	$N_i\ (\text{pair})$
串联谐振器 1#	1.86	465	120	19	44
串联谐振器 2#	1.86	465	120	20	44
串联谐振器 3#	1.86	465	120	21	44
并联谐振器	2.20	550	120	22	72

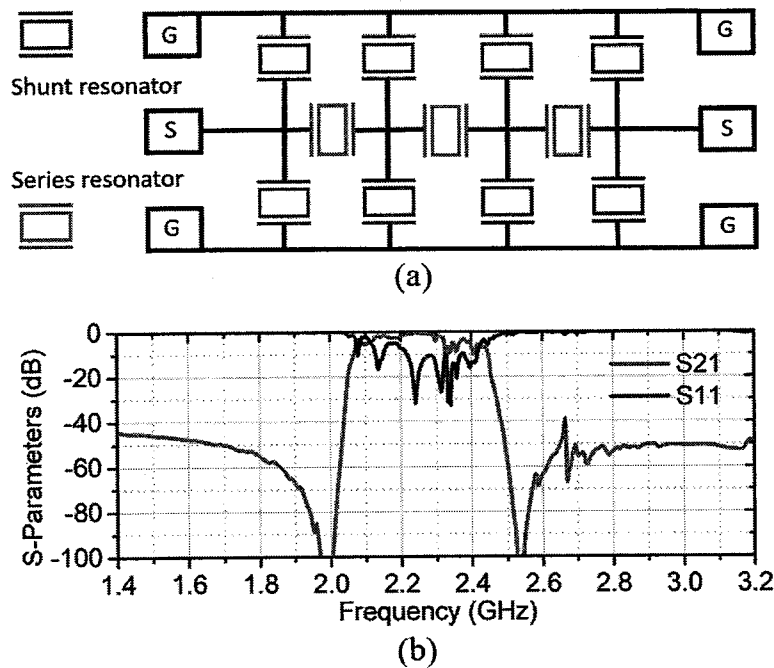


图3.30 高阶梯形滤波器结构示意图及其 S 参数仿真结果

Figure 3.30 Topology of a high-order ladder-type filter and the simulated S-parameters (S11 and S21) of the filter.

(a) 高阶梯形滤波器的拓扑结构示意图；(b) 高阶梯形滤波器的 S 参仿真结果

基于图 3.29 (b) 所示的 SH0-SAW 谐振器单元, 利用 MBVD 模型级联仿真, 本文设计了中心频率为 2.23 GHz, 3-dB 相对带宽大于 10%, 插入损耗小于 1.5 dB, 带外抑制大于 40 dB 的高阶梯形射频声学滤波器, 其拓扑结构示意图如图 3.30 (a) 所示, S 参数仿真结果如图 3.30 (b) 所示。其中, 串、并联谐振器的基本参数如表 3.4 所示, 为了满足输入、输出端口 50 欧姆的匹配条件, 并获得 40 dB 的带外抑制, 串联谐振器的 IDT 电极指条对数设置为 44, 对应的静态电容 C_s 约为 684 fF; 并联谐振器的 IDT 电极指条对数设置为 72, 对应的静态电容 C_p 约为 1280 fF。滤波器仿真结果显示带内反射较大可能是因为串、并联谐振器的电容值及其比值设计不合理, 有待后续工作进一步优化。为了验证微调谐振器孔径宽度 W_a 的方法能否降低 SH0-SAW 横向杂散模式对滤波器通带响应的影响, 我们将三颗串联谐振器的孔径宽度分别设置为 19λ , 20λ 和 21λ 。

设计的梯形滤波器的版图如图 3.31 所示, 单颗滤波器的尺寸约为 0.84 mm×0.88 mm, 包括孔径宽度略有差异的 1#、2#和 3#串联谐振器及完全相同的并联谐振器。为了降低滤波器的电学损耗, 尽量缩短传输线路长度, 使整个滤波器更紧凑; 此外, 谐振器单元的汇流条和传输线路部分采用双层金属设计, 如图 3.31 中红色和黄色方框所示。

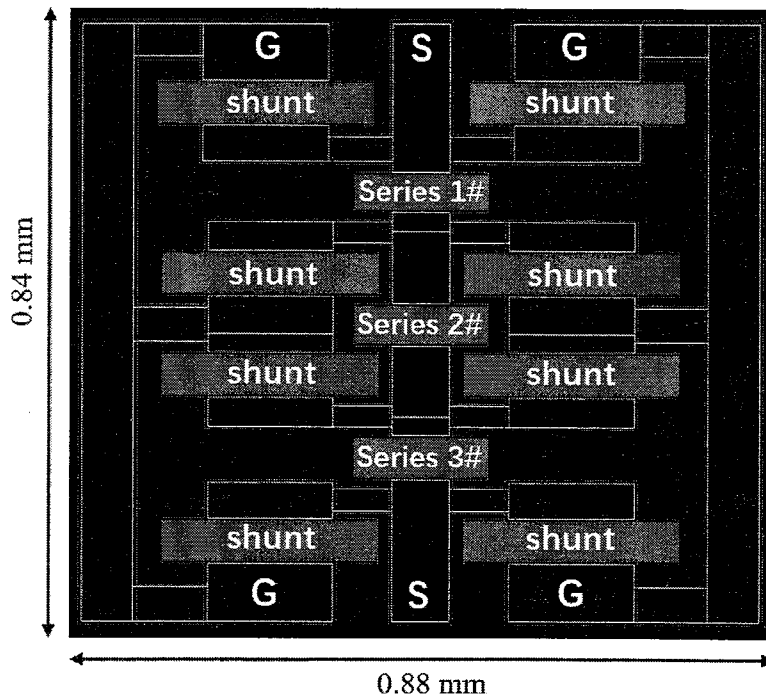


图3.31 高阶梯形滤波器版图

Figure 3.31 The layout of a high-order ladder-type filter.

本小节基于 SH0-SAW 设计了高频、大带宽射频声学滤波器,并通过调整串、并联谐振器的静态电容(IDT 电子指条对数)比值实现了较好的阻抗匹配、插入损耗、带外抑制。此外,版图设计过程中,通过双层电极和调整布局尽量减小电学损耗。

3.6 本章小结

本章是本论文核心章节之一,主要研究了 POI-SAW 的设计与仿真。具体而言,本章分析了各向异性支撑衬底中的体波传输特性,以此筛选出与 SH0-SAW 和 S0-SAW 均匹配的 4H-SiC 衬底,从而提出了贯穿整个论文的高声速 POI 衬底——X-cut LN/4H-SiC 压电异质集成衬底;基于上述高声速 POI 衬底,分别分析了 SH0-SAW 和 S0-SAW 的色散特性,确定了合适的传输方向和 h/λ 范围;基于 2D-FFT 和各向异性支撑衬底中的体波传输特性,在波数空间分析了高声速 POI 衬底对 SH0-SAW 和 S0-SAW 的声波能量的约束情况。本章还重点分析了电极电阻对 SAW 器件 Q 值的影响并从电极设计、电极制备、测试过程三个方面提出了减小电极电阻的方案。此外,本章针对电极电学不连续引入杂散模式的问题展开讨论,提出了解决方案;针对极高声速的 S0-SAW 反谐振频率附近能量泄漏的问题,提出了非标准反射栅阵列的解决方案。

第4章 基于压电异质集成衬底的射频声学器件制备及测试

本章基于上一章的研究成果,利用离子束剥离与键合技术制备了晶圆级高声速 POI 衬底,即 X-cut LN/4H-SiC 衬底,并对其进行了详细表征。同时,基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底,制备了高频、大机电耦合系数的射频声学谐振器 SH0-SAW 和 S0-SAW;基于 SH0-SAW 制备了高频、大带宽、低插入损耗和强带外抑制的射频声学滤波器。

测试结果表明,当谐振频率为 1.9 GHz 时,基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 的机电耦合系数 k_t^2 可达 27.8%,最大 Bode- Q 值约为 1920,对应的 FoM 值高达 530;S0-SAW 可同时实现大于 3.4 GHz 的谐振频率和大于 20%的机电耦合系数 k_t^2 ;而基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器的中心频率为 2.29 GHz,插入损耗仅为 1.38 dB,带外抑制为 41.6 dB,3-dB 相对带宽高达 9.9%,频率温度系数约为-48.5 ppm/k,功率容量为 25 dBm (受多方面因素影响)。

4.1 高声速 POI 衬底的制备与表征

压电异质集成衬底的基本制备流程在 1.3.1 小节中有详细说明。其中,针对 X-cut LN,注入离子选用氦离子 (He^+),注入能量设定为 160 KeV,注入剂量设定为 2×10^{16} ions/cm²。注入完成后,对 X-cut LN 晶体和 4H-SiC 衬底进行清洗,随后采用 O_2 等离子体对键合面进行激活处理,待激活完成后将 X-cut LN 与 4H-SiC 进行键合,最后,选用合适的温度对键合片进行退火剥离处理。

图 4.1 (a) 为退火剥离后的 X-cut LN/4H-SiC 衬底的照片,从中可以看出,除少量孔洞区域外,整片 4 英寸的 X-cut LN 薄膜被成功转移到 4H-SiC 衬底。利用白光干涉仪对 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面均匀性进行表征,结果如图 4.1 (b) 所示,可以看出通过离子束剥离与键合技术制备的高声速 POI 衬底具有极佳的面内均匀性,仅为 $\pm 0.4\%$ 。

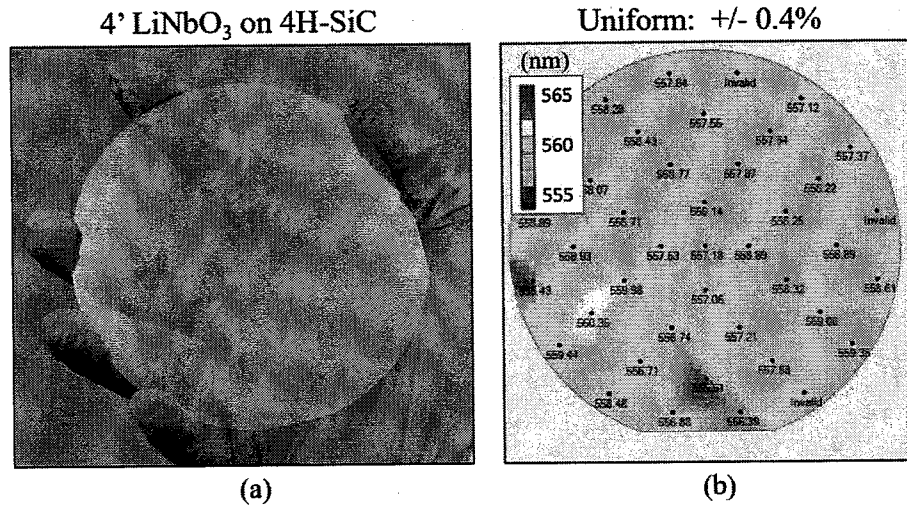


图4.1 X-cut LN/4H-SiC 衬底的实物图及其面内均匀性图像

Figure 4.1 4-inch X-cut LN/4H-SiC substrate and its in-plane uniformity image.

(a) 4 英寸 X-cut LN/4H-SiC 实物图; (b) 4 英寸 X-cut LN/4H-SiC 的面内均匀性表征结果

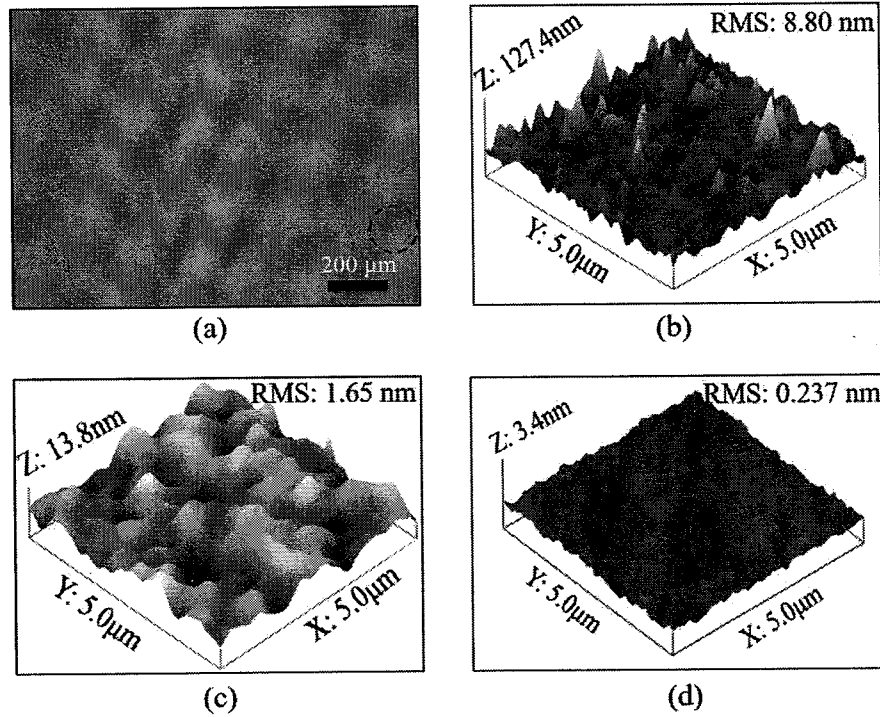


图4.2 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面形貌及粗糙度图像

Figure 4.2 Surface morphology and roughness of the fabricated X-cut LN/4H-SiC substrate.

(a) X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面光镜图; (b) X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面 AFM 图像;
(c) ICP-RIE 刻蚀后 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面 AFM 图像; (d) CMP 抛光后 X-cut
LN/4H-SiC 衬底的表面 AFM 图像

图 4.2 (a) 为 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面光镜图, 从中可以看出, 除少数孔洞外 (蓝色虚线圆标注), 其表面完整无裂纹。进一步, 通过原子力显微镜观察 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面粗糙度。如图 4.2 (b) 所示, 退火剥离后, 转移到 4H-SiC 衬底的 X-cut LN 薄膜的均方根粗糙度为 8.80 nm, 接近 IDT 电极厚度的 1/10, 对器件性能有一定影响。同时, 利用离子束剥离技术转移且未经处理的 X-cut LN 薄膜表面存在一定厚度的损伤层^[48], 需要去除。图 4.2 (c) 为经 ICP-RIE 刻蚀处理后的 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面 AFM 图像, 对比图 4.2 (b) 所示粗糙度, 有较大提升。此外, 图 4.2 (c) 为经化学机械抛光 (Chemical Mechanical Polishing, CMP) 处理后的 X-cut LN/4H-SiC 衬底的表面 AFM 图像, 其均方根粗糙度仅为 0.237 nm, 完全达到应用要求。

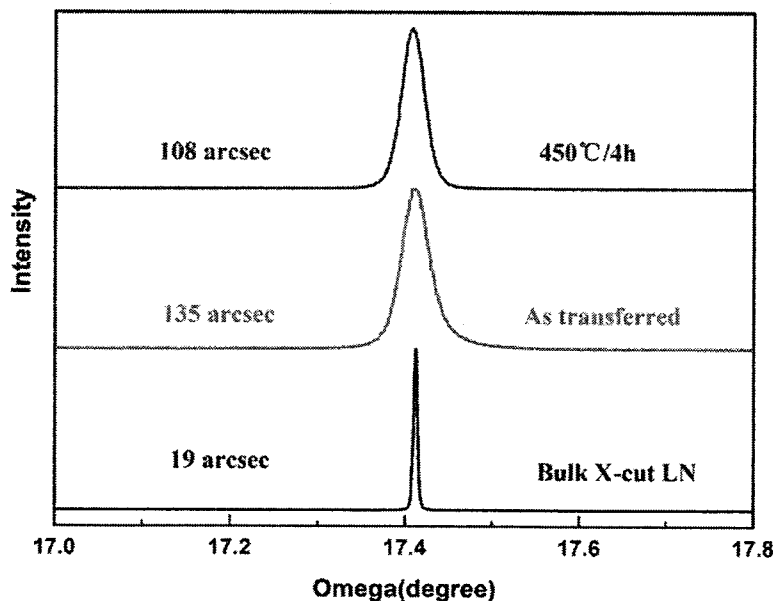


图4.3 X-cut LN 衬底与薄膜的 XRD 结果

Figure 4.3 The XRD curves of the bulk X-cut LN and the transferred X-cut LN film.

图 4.3 中对比了 X-cut LN 体单晶材料与离子束剥离转移后的 X-cut LN 薄膜的 XRD 摇摆曲线, 虽然转移后的 X-cut LN 薄膜的摇摆曲线半峰宽 (FWHM) 略大于体单晶的半峰宽, 但其仍具有极佳的单晶性; 同时, 转移后在适宜温度下退火可减小 X-cut LN 薄膜的半峰宽, 即一定程度恢复晶格质量。

图 4.4 (a) 为 X-cut LN/4H-SiC 衬底的截面 SEM 图, 可发现 X-cut LN 薄膜与 4H-SiC 衬底的键合界面十分“密实”; X-cut LN 的厚度约为 563 nm, 与图 4.1 (b) 所示白光干涉仪的测试结果吻合。图 4.4 (b) 为 X-cut LN/4H-SiC 衬底的截

面透射电子显微镜图；图 4.4 (c) 为 X-cut LN 薄膜与 4H-SiC 衬底的键合界面的高分辨电子显微镜图，表明转移后的 X-cut LN 薄膜具有极佳的晶格质量，同时图 4.4 (c) 中的选区电子衍射 (SAED) 图案也表明了转移后的 X-cut LN 薄膜的极高晶格质量。此外，如图 4.4 (c) 所示，X-cut LN 薄膜与 4H-SiC 衬底的键合界面处存在 3.7 nm 左右的非晶 SiO_2 层，推测是由 SiC 衬底表面氧化引起的。

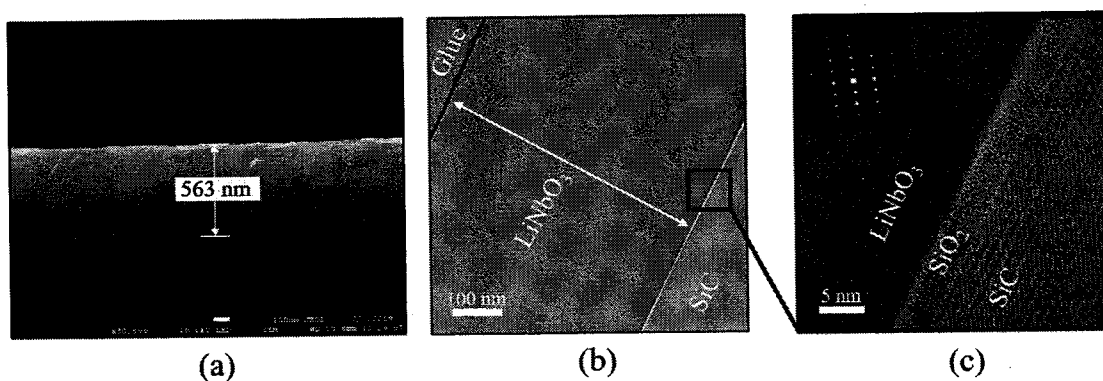


图4.4 X-cut LN 薄膜的 SEM 和 TEM 图像

Figure 4.4 The SEM and TEM images of the transferred X-cut LN film.

(a) X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SEM 图像；(b) X-cut LN/4H-SiC 衬底的 XTEM 图像；(c) X-cut LN/4H-SiC 衬底的 HRTEM 图像和对应的 SAED 衍射花样

综合上面的分析，我们利用离子束剥离与键合技术，制备了晶圆级 X-cut LN/4H-SiC 衬底，该衬底具有极好的表面均匀性，且经 CMP 处理后，该衬底的表面粗糙度仅 0.237 nm；XRD 摇摆曲线测试结果表明转移后的 X-cut LN 具有极佳的单晶性；TEM 图像表明转移后的 X-cut LN 具有极佳的晶格质量。

4.2 基于高声速 POI 衬底的声表面波谐振器制备与测试

本节将基于图 4.1 (a) 所示的 X-cut LN/4H-SiC 衬底，结合本论文 3.3 节的设计与仿真结果，制备 SH0-SAW 和 S0-SAW，并基于室温 S 参数测试平台对制备的 SH0-SAW 和 S0-SAW 进行测试分析。

4.2.1 SH0-SAW 和 S0-SAW 的制备

相较于体声波谐振器，声表面波谐振器的结构更为简单，对应的制备工艺也更为简单。然而，虽然仅需沉积 1~2 层图案化金属电极，对于高频 (> 1 GHz) 声表面波谐振器，其对应的 IDT 电极指条线宽一般小于 1.0 μm ，对光刻工艺要

求较高，同时，对沉积的电极的质量要求也较高，既要保证较小的电阻率（电学损耗），又要保证良好的机械稳定性（抗高频振动）。如果实验条件允许，可将步进式光刻工艺与电极刻蚀工艺结合，制备高品质 IDT 电极；更多情况下则是基于电子束曝光（Electron Beam Lithography, EBL）工艺和 lift-off 工艺对器件设计进行验证。

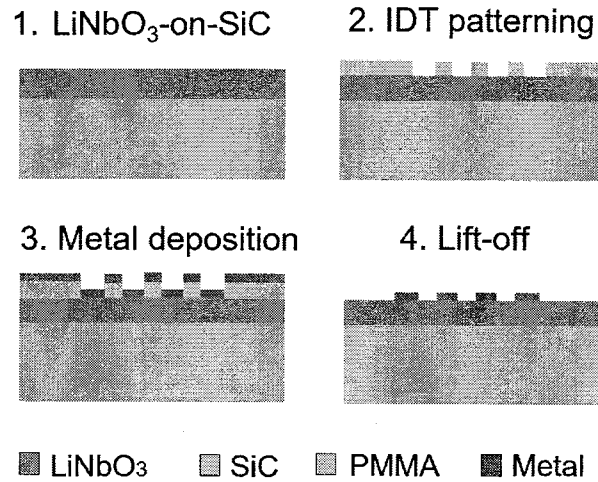


图4.5 声学谐振器制备流程图

Figure 4.5 The fabrication process of the surface acoustic resonator.

图 4.5 显示了声学谐振器的常规制备工艺流程，包括：准备衬底材料，基于常规光刻工艺或电子束曝光工艺在衬底表面形成 IDT 图案，金属电极沉积，光刻胶及覆盖其上的金属薄膜剥离。上述工艺流程虽然简单，对 IDT 指条线宽较小的 SAW 器件，其制备可能会比较困难。

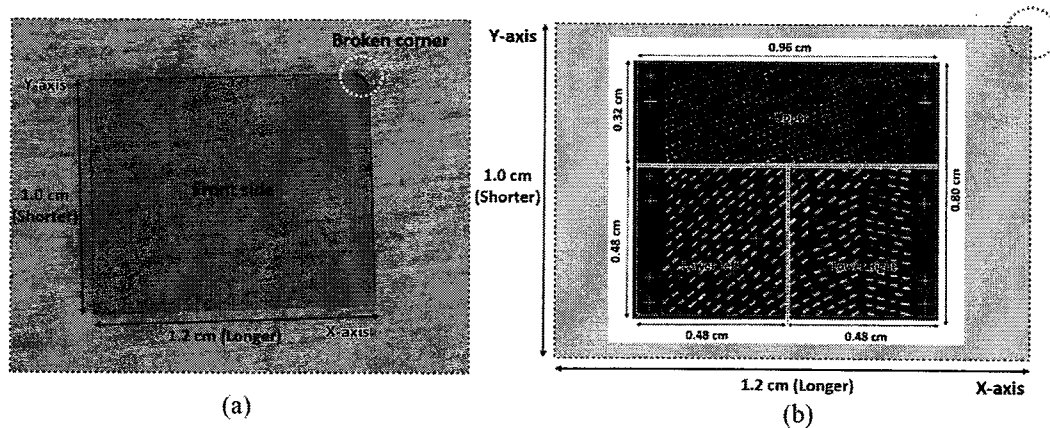


图4.6 X-cut LN/4H-SiC 样品和器件版图

Figure 4.6 X-cut LN/4H-SiC sample and device layout.

(a) X-cut LN/4H-SiC 样品；(b) 射频声学器件版图

不同于 AlN 薄膜, LN 薄膜具有较强的面内各向异性特征, 而通过本论文 3.3.2 小节的分析可以发现 SH0 模或 S0 模具有极强的面内色散特性, 其对面内传输方向极为敏感。基于上述原因, 在实验前需反复确认 LN 薄膜的空间取向, 特别是 LN 薄膜的面外朝向、面内定位边的方向以及器件版图与 LN 薄膜面内定位边的相对摆放关系。图 4.6 (a) 展示了划片后的 X-cut LN/4H-SiC 样片, 图 4.6 (b) 展示了器件版图与划片后的样片的相对位置关系。

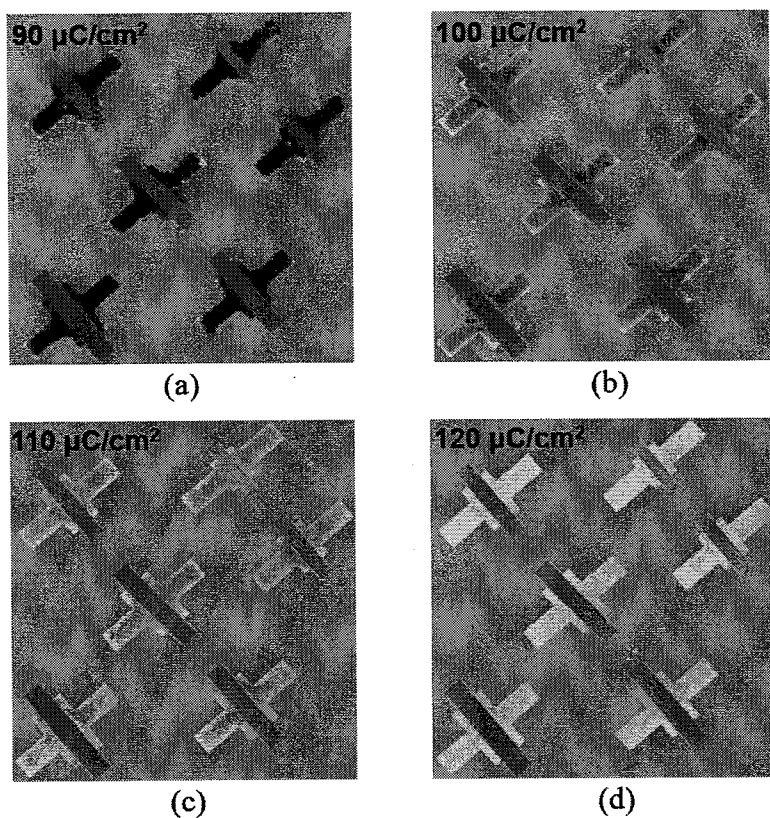


图4.7 EBL 工艺中电子束剂量对器件制备的影响

Figure 4.7 Effect of electron beam dose on device fabrication.

(a) 电子束剂量为 $90 \mu\text{C}/\text{cm}^2$; (b) $100 \mu\text{C}/\text{cm}^2$; (c) $110 \mu\text{C}/\text{cm}^2$; (d) $120 \mu\text{C}/\text{cm}^2$

如果目标声表面波谐振器因 IDT 指条线宽较小而需要采用 EBL 工艺, EBL 工艺的参数优化极其重要, 其不仅决定图 4.5 所示工艺流程第 4 步的成败, 还会直接影响器件的性能。图 4.7 显示了仅调整 EBL 曝光剂量, 其余条件 (如真空度、电压等) 保持相同的情况下的器件制备结果, 其中, 图 (a) - (d) 对应的曝光剂量分别是 90、100、110 和 $120 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ 。对比发现, 改变曝光剂量影响最大的是汇流条区域和测试电极区域的“颜色”, 即曝光剂量越小, 汇流条区域和测试电极区域的残余光刻胶越多, 金属电极沉积在光刻胶之上, 由于薄膜干涉的原因,

残留光刻胶较多的区域呈现暗黑色。

由于金属电极沉积在光刻胶之上，其成膜质量不如直接沉积在 LN 薄膜表面的情况；环境温度改变时，光刻胶可能会发生形变（如膨胀、收缩等）从而影响光刻胶之上的金属电极，使其发生断裂、卷圈等变化；由于残余光刻胶的存在，测试电极下方无可靠的支撑，测试过程中射频探针可能直接穿透金属电极而扎在残余光刻胶上，从而影响测试结果；此外，由于残余光刻胶的存在，测试电极极易脱落。从实际测试结果来看，图 4.7 中四种曝光剂量对应的声学谐振器的最大 Bode- Q 依次差距 100~200 之间，且图 4.7 (d) 所对应的器件的 Bode- Q 最大。因此，在利用 EBL 工艺制备高频声表面波器件时需要尽力优化曝光剂量。

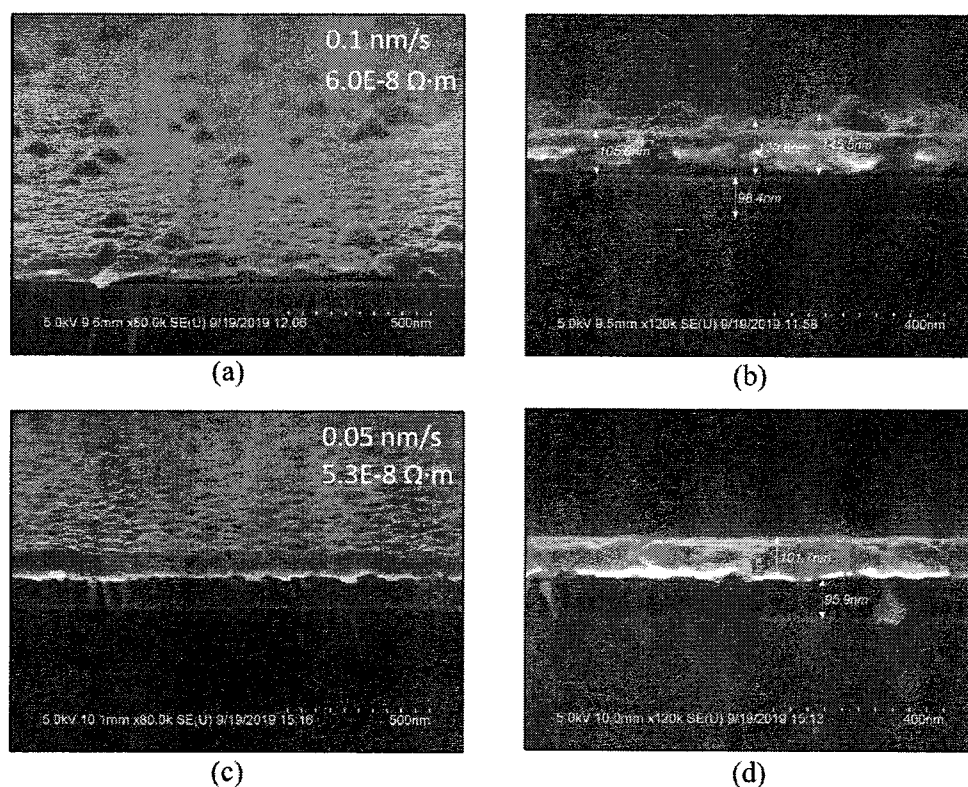


图4.8 电子束蒸发的铝薄膜的 SEM 图像

Figure 4.8 SEM images of the evaporated Al thin films.

(a) 沉积速率为 0.1 nm/s 的 Al 薄膜的表面 SEM 图像；(b) 图 (a) 中 Al 薄膜的截面 SEM 图像；(c) 沉积速率为 0.05 nm/s 的 Al 薄膜的表面 SEM 图像；(d) 图 (c) 中 Al 薄膜的截面 SEM 图像

图 4.8 展示了不同沉积速率对金属铝薄膜的表面粗糙度和电阻率的影响。前文提到，IDT 电极的电阻率和机械稳定性会影响器件的性能，电阻率越小，对应的 R_s 越小，Bode- Q 曲线整体向上抬升；机械稳定越好，高频振动下器件寿命越

长, IDT 指条不易产生裂纹。因而, 优化电极沉积工艺, 制备高品质电极十分重要。图 4.8 (a) 和 (b) 分别展示了沉积速率为 0.1 nm/s 时, Al 电极的表面形貌和 Al 电极与 X-cut LN/4H-SiC 衬底的结合情况, 同时, 图 4.8 (a) 右上角标注了基于四探针法测试的 Al 电极薄膜的电阻率, 约为 $6.0 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$; 图 4.8 (c) 和 (d) 则相应展示了沉积速率为 0.05 nm/s 时的情况。对比发现沉积速率为 0.05 nm/s 时, Al 薄膜表面更平整, 基本无突出的颗粒状电极; 电阻率更小, 约为 $5.8 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$; Al 薄膜与 X-cut LN/4H-SiC 衬底的结合更好, 界面间隙更小。因此, 通过降低沉积速率可有效提高电极质量。

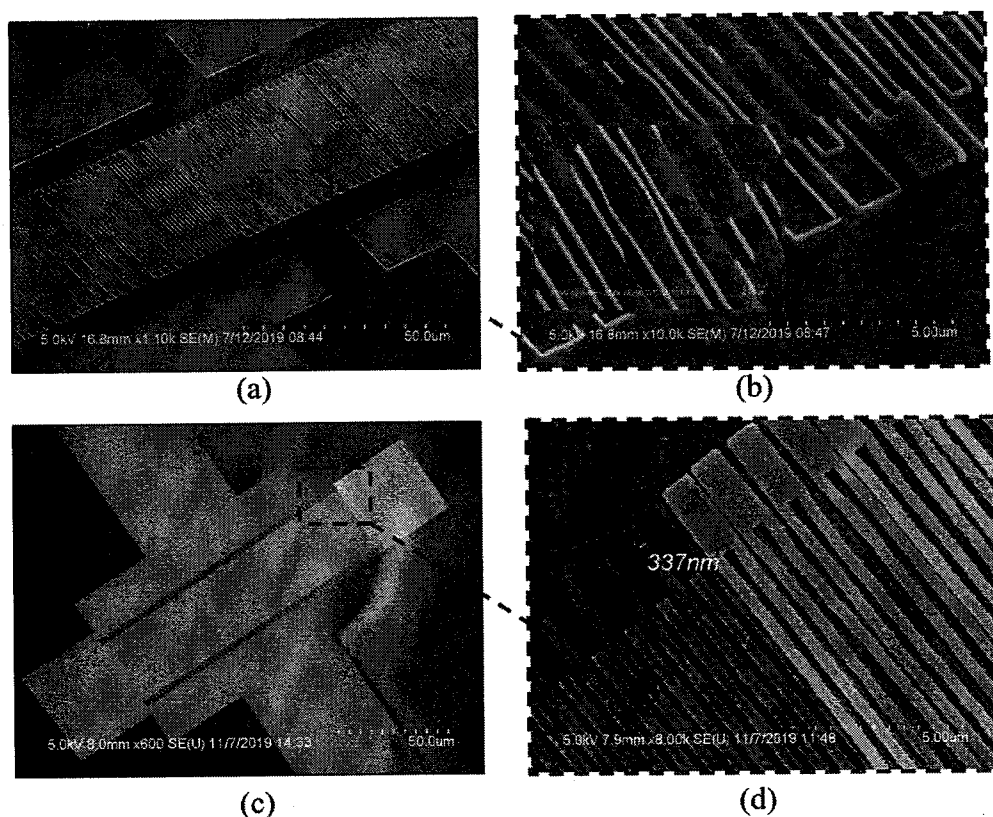


图4.9 Lift-off 工艺失败的 SAW 器件的 SEM 图像

Figure 4.9 SEM images of the SAW devices with failed lift-off process.

(a) IDT 指条边缘附着有金属 SAW 器件的 SEM 图像; (b) 图 (a) 局部放大图; (c) 反射栅阵列光刻胶未能剥离的 SAW 器件的 SEM 图像; (d) 图 (c) 局部放大图

图 4.5 所示工艺流程最后一步为光刻胶及覆盖其上的金属薄膜的剥离, 又称 Lift-off, 该步工艺本身较为简单, 但受光刻工艺和金属电极沉积工艺的影响较大。图 4.9 (a) 和 (b) 展示了 Lift-off 失败的案例, 其中, IDT 指条 (截面) 呈现半椭圆形而非理想的矩形, 且 IDT 指条两边粘连了大量的直立金属薄片 (白色带状

物)。尽量 Lift-off 过程中进行了长时间的超声处理，直立金属薄片尽然附着在 IDT 指条周边，图 4.9 (b) 中的插图（红色矩形虚线框标注）展示了部分直立金属薄片部分脱离 IDT 指条的情况。造成上述现象的原因之一可能是 EBL 曝光后光刻胶的截面呈“正梯形”而非“倒梯形”，因此后续金属沉积过程中，光刻胶的侧壁也会沉积大量金属薄膜；同时，透过图案化光刻胶窗口沉积到 LN 表面的金属量减小，特别是 IDT 指条边缘区域，这也解释了为何 IDT 指条呈现半椭圆形而非矩形；待到 Lift-off 工艺过程中，光刻胶被剥离，而沉积在光刻胶侧壁，生根于 IDT 指条的金属薄膜则转变为直立金属薄片。

图 4.9 (c) 和 (d) 展示了另外一种 Lift-off 失败的案例，其中，IDT 指条区域的光刻胶被较好的剥离而反射栅阵列的光刻胶则依然残留。造该现象的原因之一可能是 EBL 曝光过程中的邻近效应，即 IDT 指条区域实际曝光剂量高于反射栅阵列外边缘部分剂量，因而如果 IDT 指条综合曝光剂量“正合适”，反射栅阵列外边缘部分曝光剂量则“不足”，造成反射栅阵列外边缘光刻胶难以剥离的情况。

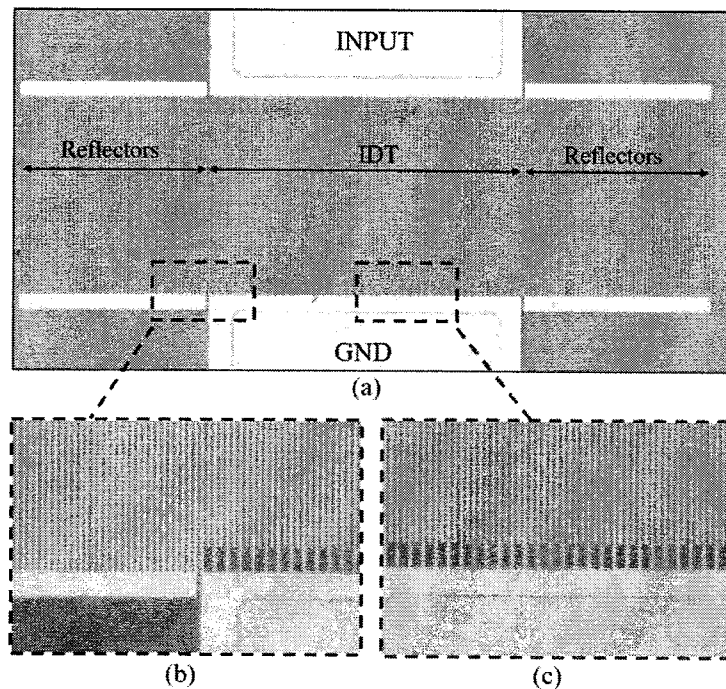


图4.10 POI-SAW 的光镜图

Figure 4.10 Optical microscope image of a POI-SAW

(a) 单个 POI-SAW 的光镜图；(b) POI-SAW 的局部放大光镜图；(c) POI-SAW 的局部放大光镜图

综合前文的制备经验，基于 EBL 曝光工艺和电子束蒸发工艺，制备了基于

X-cut LN/4H-SiC 衬底的不同波长的 SH0-SAW 和 S0-SAW，统称为 POI-SAW，对应的 IDT 指条线宽在 300~800 nm 之间，电极选用金属 Al，第一层厚度约为 120 nm，第二层厚度约为 270 nm（汇流条和测试电极区域）。图 4.10 展示了波长为 1.86 μm ，即 IDT 指条宽度为 465 nm 的 SH0-SAW 的光镜图及其局部放大图，从中可以看出 Lift-off 剥离工艺十分成功，且 IDT 指条规则有序，其间无残留光刻胶。

4.2.2 S 参数测试及结果讨论

室温环境下，使用 Keysight N5249A PNA 型矢量网络分析仪对制备的 SH0-SAW 和 S0-SAW 进行了表征。测试前需要对矢网仪进行校准，测试过程中需要控制下针力度（非自动探针台），尽量保证射频探针与器件的测试电极区域形成良好的接触，减小 R_s ，期间可以通过导纳曲线峰值点位置的改变进行辅助判断。

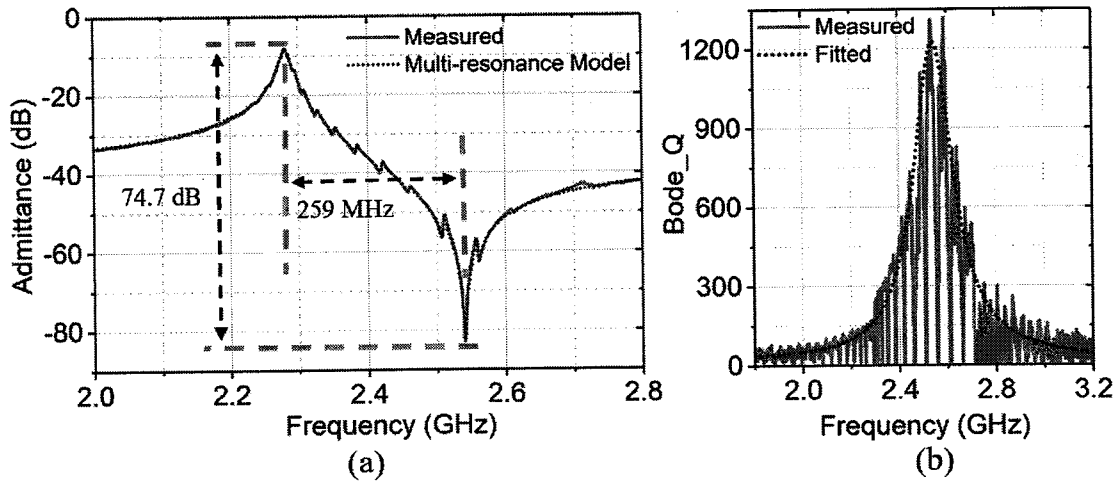


图4.11 SH0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 测试结果

Figure 4.11 Measured admittance curve and Bode- Q of a SH0-SAW.

(a) 测试与拟合的导纳曲线；(b) 测试与拟合的 Bode- Q

图 4.11 (a) 和 (b) 分别显示了图 4.10 所示 SH0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 的测试结果（红色曲线）与拟合结果（蓝色虚线），其中，SH0-SAW 在 2.28 GHz 处激发出 SH0 模式，通过 MR-MBVD 等效电路模型提取的机电耦合系数 k_t^2 为 26.9%，静态电容 C_0 为 815 fF，谐振频率点的品质因子 Q_s 为 154。通过 MBVD 等效电路模型对 Bode- Q 进行拟合，结果如图 4.11 (b) 所示，其 Bode- Q 最大值约为 1228，因而，该谐振器的品质优值 ($\text{FoM} = Q_{\max} \cdot k_t^2$) FoM 可达 330。此外，

该 SH0-SAW 谐振器还展现出高达 74.7 dB 的导纳比（谐振频率点处的导纳与反谐振频率点处的导纳差值，以 dB 表示）和 10.4% 的分数带宽（ f_s 和 f_p 之间的相对间距）。

另一方面，SH0-SAW 激发了较强的横向杂散模式，类似于图 2.15 (c) 所示的基于横向切片模型的仿真结果，该模式可能给对应滤波器的通带响应带来不利影响。图 4.11 (b) 所示 Bode- Q 拟合结果也反映出了横向杂散模式的影响，通常，通过设置变迹 IDT 电极^[75]、切斜 IDT 电极^[113]、虚拟电极 (Dummy electrode)^[114] 和活塞杆样式 (Piston mode) 的电极^[115] 可一定程度抑制或消除横向杂散模式。此外，通过 MR-MBVD 模型提取的 k_t^2 略小于仿真结果，以下因素可能导致此现象：谐振器的实际“摆放”方向偏移预期，而 k_t^2 随面内传输方向改变而改变；电极或衬底的电学损耗；横向杂散模式的影响。

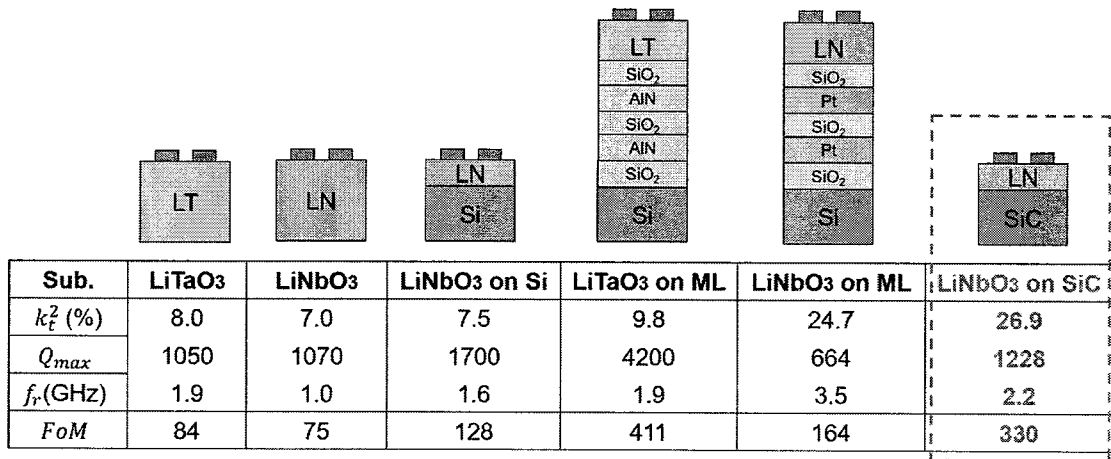


图4.12 固态装配型 SAW 的性能对比

Figure 4.12 Comparison of solid mounted acoustic resonators.

图 4.12 将本论文设计并制备的 SH0-SAW 的性能与其它固态装配型声表面波谐振器进行了对比^[13-15, 116]。尽管图 4.11 所示测试结果表明本论文设计和制备的 SH0-SAW 需要对横向杂散模式进行抑制，同时对电极电学损耗 R_s 进行优化，但目前的 SH0-SAW 已经展现出相当高的机电耦合系数 k_t^2 和较大的 Bode- Q ；相信减小电极电学损耗之后其 Bode- Q 将会更高。如图 4.12 所示，对基于单晶压电衬底的声表面波谐振器，其激发的模式种类有限，机电耦合系数 k_t^2 较小，且因厚度方向能量约束性对较弱，从而 Q 值较低；对基于 LiTaO₃/ML 衬底的声表面波谐振器，因多层布拉格反射层 (Multilayers, ML) 的存在，其声波能量能较好地约束在衬底表面，从而可以实现较高的 Q 值，然而其机电耦合系数 k_t^2 较小，不适

合用于构建大带宽声学滤波器；对基于 LiNbO_3/ML 衬底的声表面波谐振器，因多层布拉格反射层的存在，激发了机电耦合系数 k_t^2 较大的 S_0 模式，然而，多层膜布拉格反射层通常会选取质量密度较大的金属材料作为高声阻层，而金属导电层，如 Pt 会引入额外寄生参数，通常需要通过特殊工艺在衬底表面进行图案化处理以降低额外寄生参数。

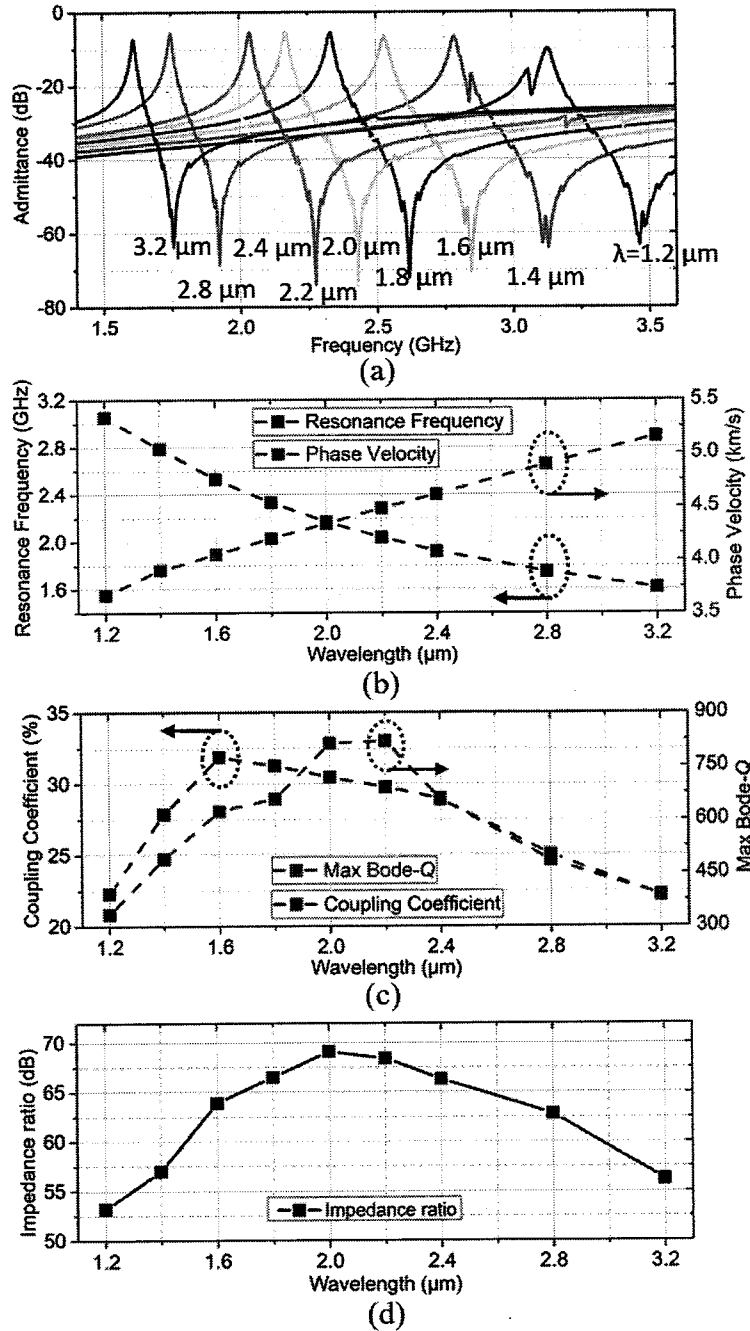


图4.13 不同波长的 SH0-SAW 的测试结果对比

Figure 4.13 Measured performance of SH0-SAW resonators of different wavelength.

(a) 导纳曲线；(b) 谐振频率与声速；(c) 机电耦合系数和最大 Bode-Q；(d) 导纳比

图 4.13 (a) 展示了所制备的 SH0-SAW 的波长 λ 在 1.2~3.2 μm 之间变化时对应的导纳曲线。其中, 当 $\lambda=1.2 \mu\text{m}$, $h/\lambda=0.433$ 或 $\lambda=1.4 \mu\text{m}$, $h/\lambda=0.371$ 时, SH0-SAW 的 Rayleigh 模式响应较强, 且其谐振频率十分靠近 SH0 模的谐振频率, 如 3.3.2 小节的仿真结果预测的那般, 通过增大波长 λ (即减小 h/λ) 可减轻 Rayleigh 模的影响。图 4.13 (b) 展示了 SH0-SAW 的谐振器频率和相速度 (声速) 随波长 λ 变化而变化的情况, 当波长 λ 在 1.2~3.2 μm 之间变化时, 其谐振频率在 3.05~1.61 GHz 之间变化, 对应的声速在 3667~5158 m/s 之间变化。

图 4.13 (c) 展示了 SH0-SAW 的机电耦合系数 k_t^2 和 Bode- Q 的最大值随波长 λ 变化而变化的情况, 其中, 机电耦合系数 k_t^2 先增大后减小, 其变化主要由 X-cut LN 薄膜对应的 SH0 模式的本征色散关系和 SH0 模式的声波能量向 4H-SiC 衬底的“渗透量”共同决定, 特别是当 λ 较大, SH0 模式的声波能量不可避免的向 4H-SiC 衬底渗透, 从而造成机电耦合系数的降低。需要注意, 本论文采用金属沉积工艺 (电子束蒸发) 制备 IDT 电极, 因而 IDT 电极的指条线宽越窄, 沉积得到的指条的电阻率 ρ_s 可能越大; 同时, 沉积得到的金属薄膜多为颗粒状, 颗粒之间的边界容易造成断路, 因而 IDT 指条线宽越小, 高频振动下越容易形成断路, 从而使电学损耗增大。因此, 当 λ 逐渐增大时, IDT 电极的电阻逐渐降低, Bode- Q 逐渐增大; 当 λ 继续增大时, SH0 模式的声波能量向 4H-SiC 衬底渗透, 使 Bode- Q 逐渐降低。图 4.13 (d) 展示了 SH0-SAW 的导纳比 (或阻抗比) 随波长 λ 变化而变化的情况。随着 λ 的增加, 导纳比 (或阻抗比) 先增大然后减小, 其变化趋势与图 4.13 (c) 所示的 Bode- Q 的变化趋势较为一致, 影响 Bode- Q 的因素同样影响导纳比。

本论文选择金属铝 (Al) 作为 IDT 电极材料, 因其电阻率较小且质量密度较小, 同时, Al 电极的沉积工艺较为成熟。另一方面, Al 电极表层通常会覆盖一层氧化铝薄膜, 该薄膜的存在会影响射频探针与测试电极的接触电阻, 从而影响 R_s 。除非采用应变计嵌入式探头, 否则射频探针与器件之间的接触电阻会出现偏差, 这使得小阻抗器件 (如 SAW 器件谐振频率点对应的阻抗可小于 1 欧姆) 的精确射频测量变得困难。

针对上述问题, 我们使用两种类型的射频探针对 SH0-SAW 器件进行测量, 分别是针尖材料为铍铜合金的射频探针 (简称为 BeCu 探针) 和针尖材料为金属钨的射频探针 (简称为 W 探针)。需要注意, 目前为止展示的测试结果均基于

BeCu 探针, 因为对于非自动探针台 (手动下针), BeCu 探针能提供更稳定和可重复的测试结果。另一方面, W 的刚度是 BeCu 的三倍, 因此, W 探针能更容易地破坏 Al 电极表层的氧化铝层。根据我们的经验, 在施加适当的接触压力情况下, W 探针可以恰到好处的穿透氧化铝薄膜, 与 Al 电极形成更好的电学接触, 从而降低由于电学接触不良而导致的 Q 负载效应。

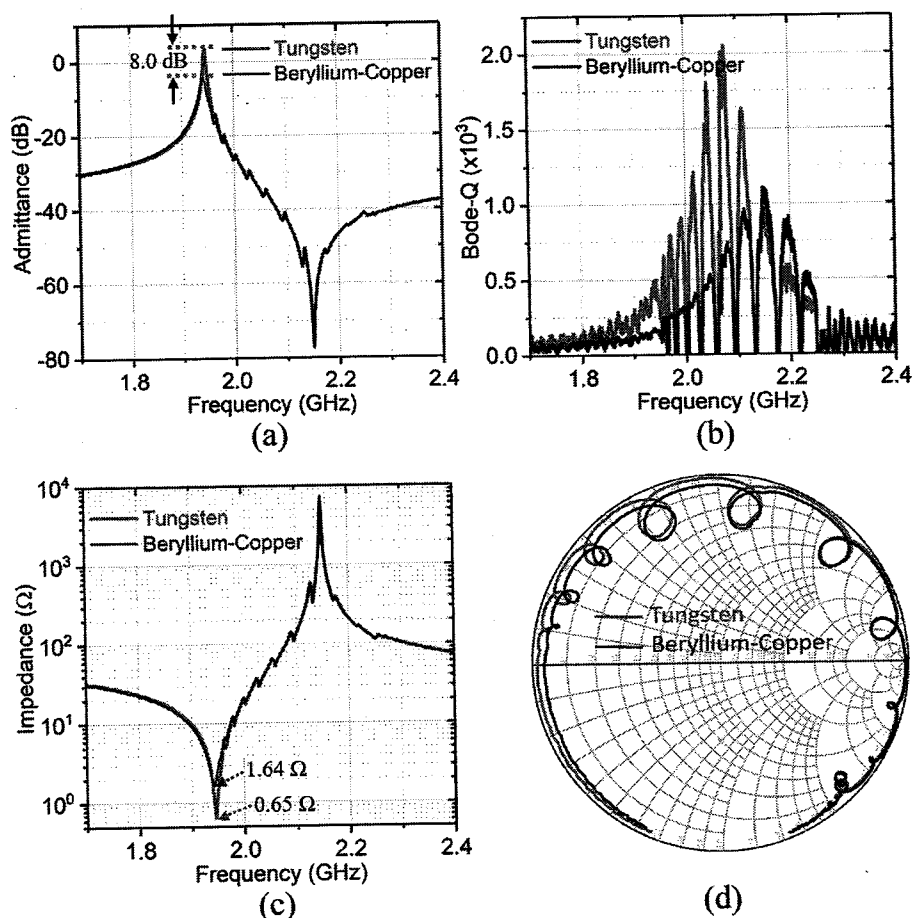


图4.14 基于两种射频探针的 SH0-SAW 测试结果

Figure 4.14 Measured results of the fabricated SH0-SAW based on two types of RF probes.

(a) 导纳曲线; (b) Bode- Q ; (c) 阻抗曲线; (d) Smith 圆图

针对同一 SH0-SAW 器件, 图 4.14 展示了两种探针的测量结果。测试结果表明从 BeCu 探针切换到 W 探针后, SH0-SAW 的谐振频率点的导纳从 -4.79 dB 增加到 3.26 dB, 谐振频率点的阻抗从 1.64Ω 降低到 0.65Ω , 如图 4.14 (a) 和 (c) 所示。此外, 从史密斯圆图 (Smith Chart) 也可以看出, 切换到 W 探针后, 谐振频率点阻抗更小。上述测试结果表明, 通过更精准的测试, 努力降低 R_s 的影响, 我们制备的 SH0-SAW 的所展现的 Q 值能进一步提高, 如图 4.14 (b) 所示, 高

达 2000，几乎是 BeCu 探针对应 Q 值的两倍。上述测试结果侧面说明谐振器的 Bode- Q 的最大值一般不出现在谐振频率点，大概率出现在谐振与反谐振频率点之间的某一频率点或反谐振频率点。谐振频率点谐振器的本征阻抗极小，反谐振频率点谐振器的本征阻抗极大，当 IDT 电极的电阻和探针的接触电阻之和与谐振器本征阻抗相比拟时，Bode- Q 最大值出现在谐振与反谐振频率点之间的某一频率点；当 IDT 电极的电阻和探针的接触电阻之和远大于谐振器本征阻抗时，Bode- Q 最大值出现在反谐振点附近。

对于 Al 电极，W 探针确实能带来更好的电学接触，前提是能控制好 W 探针与测试电极的接触压力，否则反而会带来负面影响，如测试电极被严重损坏、W 电极针尖拾取并聚集较多氧化铝层而是接触电阻逐渐增大等^[117]。基于上述分析，本论文后面小节的测试结果依然基于 BeCu 探针的测试结果，因为手动测试过程中，BeCu 探针能提供稳定可重复的测试结果。当然，如果后期我们拥有更先进的测试设备，比如接触压力能准确控制的射频探针台系统，我们会首选 W 探针。

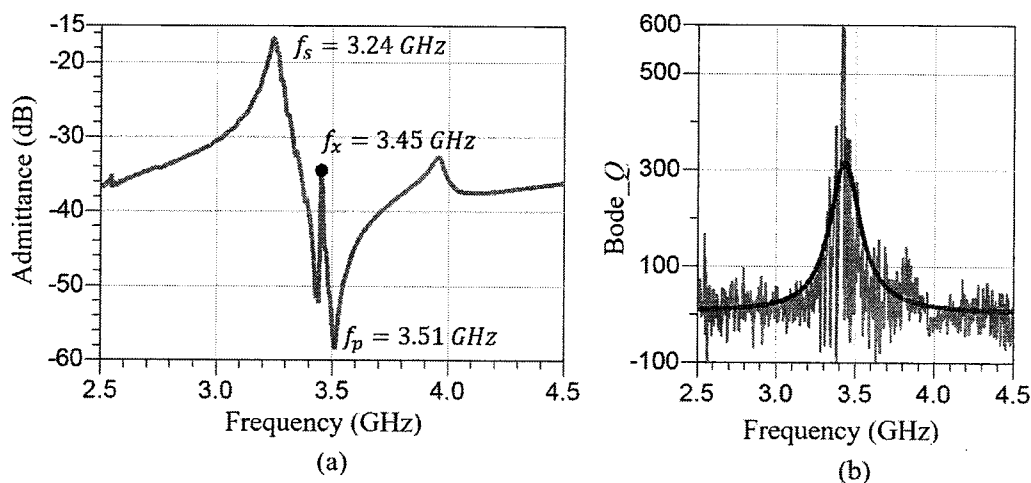


图4.15 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 测试结果

Figure 4.15 Measured admittance curve and Bode- Q of a S0-SAW.

(a) 导纳曲线测试结果；(b) Bode- Q 测试与拟合结果

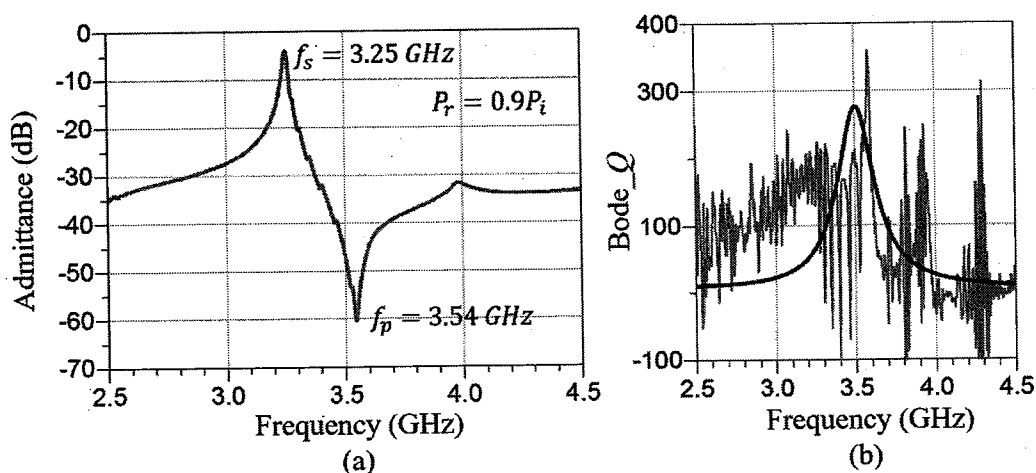


图4.16 基于非标准反射栅的 S0-SAW 测试结果

Figure 4.16 Measured admittance curve and Bode- Q of a S0-SAW.(a) 导纳曲线测试结果; (b) Bode- Q 测试与拟合结果

本论文设计并制备了 SH0-SAW 和 S0-SAW 两种模式的声学谐振器, 前面对 SH0-SAW 的测试结果进行了分析, 下面我们对 S0-SAW 测试结果进行分析。图 4.15 (a) 和 (b) 分别展示了波长为 $2 \mu\text{m}$ 的 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 曲线。从导纳曲线可以看出该 S0-SAW 的谐振频率为 3.24 GHz , 对应的 S0 模式的声速高达 6480 m/s , 远高于 SH0 模式的 4000 m/s , 然而, 3.45 GHz 频率附近存在较强的杂散模式, 该杂散模式与 3.3.6 小节的仿真结果相对应。此外, 测试和拟合的 Bode- Q 均表明该器件的 Q 值较低, 一方面是因为 IDT 电极的电学损耗较大 (R_s 较大), 使谐振频率点附近的 Q 值被急剧拉低; 另一方面因为 3.45 GHz 处杂散模式的存在使得声波能量向衬底泄露, 在反谐振频率点附近形成“漏区”。

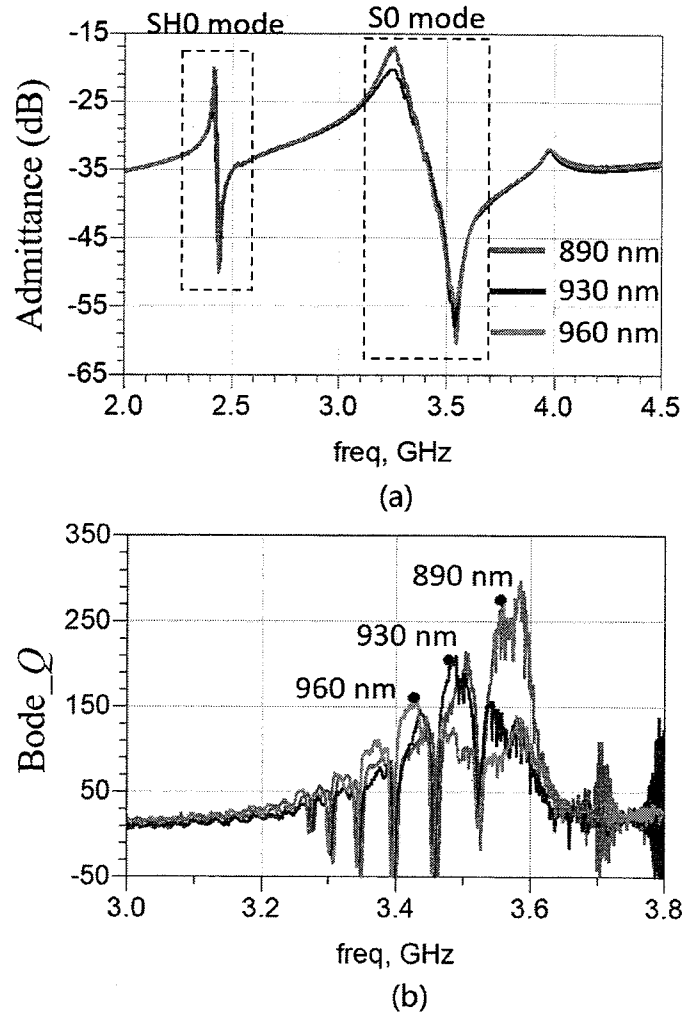


图4.17 反射栅周期对 S0-SAW 性能的影响

 Figure 4.17 Measured admittance curves and Bode- Q of S0-SAW resonators.

 (a) 导纳曲线测试结果; (b) Bode- Q 测试结果

为了抑制 S0-SAW 的谐振与反谐振频率之间的杂散模式，依照 3.3.6 小节仿真结果，我们在 S0-SAW 器件中引入非标准反射栅阵列。图 4.16 展示了反射栅阵列的周期 P_r 是 IDT 电极周期 P_t 的 0.9 倍时 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 曲线，从中可看出，通过缩小反射栅阵列的周期，S0-SAW 的谐振与反谐振频率之间的杂散模式被较好的抑制，但对应的 Bode- Q 依然较低，且 Bode- Q 测试曲线与拟合结果差异较大，说明杂散模式强烈。图 4.17 展示了反射栅阵列的周期 P_r 被设置为 890、930 和 960 nm 时，对应的 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 曲线，其中 S0-SAW 的 IDT 电极的周期 P_t 始终保持为 $1\ \mu\text{m}$ 。图 4.17 展示的结果表明，缩小反射栅阵列的周期 P_r 等效于将反射栅阵列的最强相干反射频率向高频方向移动，从而

使高频出的能量反射效率更高, 对应的 Bode- Q 的最大值也随着 P_r 的缩小而往高频方向移动。

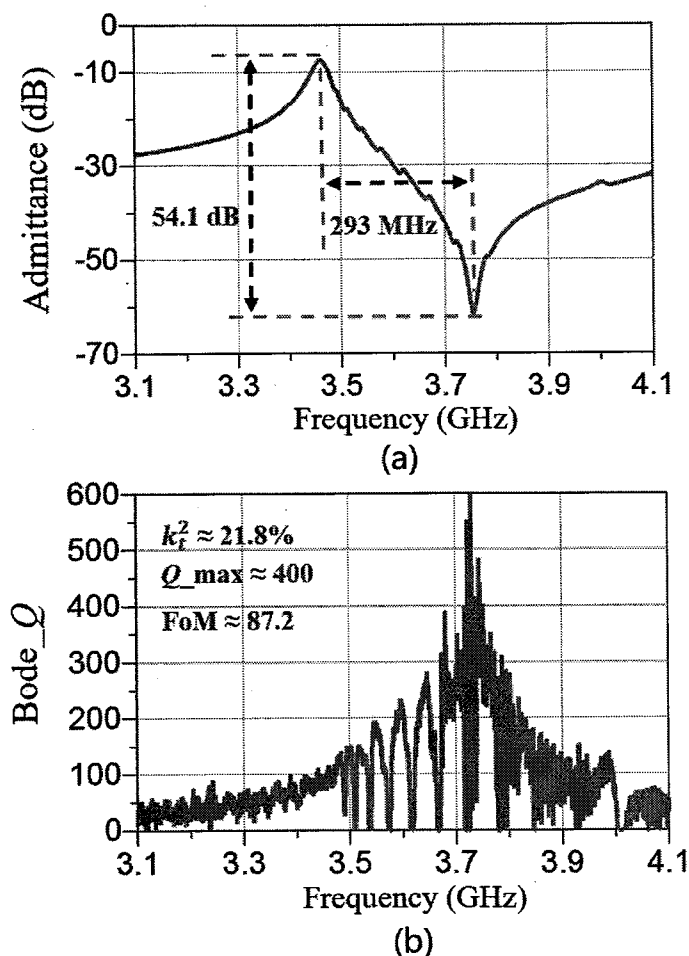


图4.18 基于非标准反射栅的 S0-SAW 测试结果

Figure 4.18 Measured admittance curve and Bode- Q of a S0-SAW.

(a) 导纳曲线测试结果; (b) Bode- Q 测试结果

图 4.18 展示了工艺优化后的谐振频率为 3.46 GHz 的 S0-SAW 的导纳曲线和 Bode- Q 曲线测试结果, 其中反射栅阵列的周期 P_r 依旧设置为 IDT 电极周期 P_t 的 0.9 倍。图 4.18 的测试结果表明, S0-SAW 的带内杂散模式被有效抑制, Bode- Q 也有一定提高; 该 S0-SAW 还实现了约为 21.8% 的机电耦合系数, 体现出了 S0 模的高声速 (高频)、大机电耦合系数 (大带宽) 的特性。

4.3 基于 SH0-SAW 的射频声学滤波器制备与测试

基于 SH0-SAW 本论文设计中心频率大于 2.0 GHz, 插入损耗小于 1.5 dB, 3-

dB 相对带宽大于 10%，带外抑制大于 40 dB 的高阶梯形滤波器，下面介绍制备情况和测试结果。

4.3.1 射频声学滤波器的制备

高阶梯形滤波器的制备工艺与 SH0-SAW 的制备工艺完全相同，其核心工艺步骤都是电子束曝光和电子束蒸发。

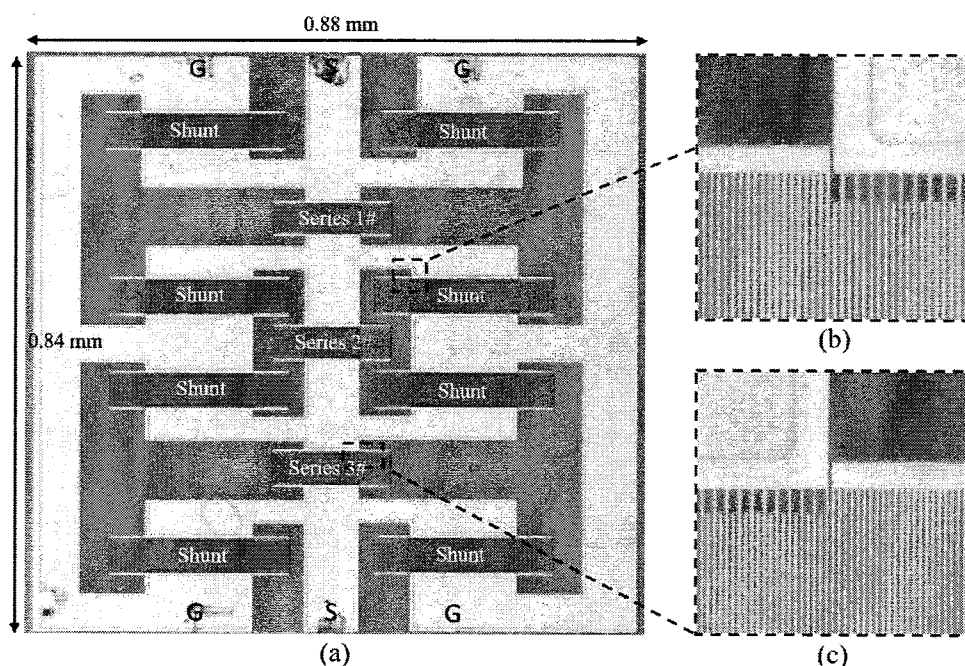


图4.19 基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器光镜图

Figure 4.19 Optical microscope image of a high-order ladder-type filter based on SH0-SAW resonators.

(a) 基于 SH0-SAW 的高阶滤波器光镜图；(b) 高阶滤波器的局部放大光镜图；(c) 高阶滤波器的局部放大光镜图

图 4.19 展示了 3.4.2 小节设计的基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器，其中电极选用金属 Al，第一层厚度约为 120 nm，第二层厚度约 270 nm（汇流条和测试电极区域）；串联谐振器的波长为 $1.86 \mu\text{m}$ ，为了使串联谐振器的横向杂散模式的谐振峰之间相互错开，串联谐振器的孔径宽度 W_a 分别设置为 19λ (1#)、 20λ (2#) 和 21λ (3#)；并联谐振器的波长为 $2.2 \mu\text{m}$ ，孔径宽度 W_a 均 22λ 。图 4.19 所示光镜图表明滤波器的 Lift-off 工艺十分成功，IDT 指条规则有序，无残留光刻胶。

4.3.2 S 参数测试及结果讨论

室温环境下,使用 Keysight N5249A PNA 型矢量网络分析仪在 $50\ \Omega$ 系统阻抗下对制备的高阶梯形滤波器进行表征。图 4.20 (a) 显示了构成滤波器的 4 种谐振器的导纳曲线测试结果,尽管串联谐振器的谐振频率略高于模拟结果,串、并联谐振器之间仍然实现了较好的频率偏移;同时,仔细观察 3 种串联谐振器的导纳曲线可发现其横向杂散模式相互错开。

图 4.20 (b) 显示了滤波器的 S 参数测试结果,其中心频率为 2.28 GHz,插入损耗为 1.38 dB,远离中心频率 1 GHz 处的带外抑制为 41.6 dB, 3-dB 相对带宽为 9.9%,圆满地完成了设计之初的指标。当然,该滤波器也需要进一步改进,如阻抗匹配有待优化,因其带内回波损耗仅为 10 dB;谐振器的横向杂散模式严重影响滤波器的通带平坦性,需要进一步优化,可尝试旋转 IDT 电极朝向、设置虚假电极等方法。滤波器的边带插损较大主要是因为内建谐振器 Q 值不够高,且滤波器设计不合理。可通过优化谐振器设计提高其 Q 值;同时优化滤波器内建串、并联谐振器的电容值及其比值来降低边带损耗。

图 4.20 (c) 显示了滤波器的群延迟响应,可以发现其带内整体群延迟小于 12 ns,但波动较大,可能造成射频信号失真。对比图 4.20 (a) 所示谐振器导纳曲线可发现滤波器的群延迟纹波是由串、并联谐振器的横向杂散模式引起,4.2.2 小节列举的横向杂散模式抑制方法可能会改善滤波器的群延迟响应。另外,比较图 4.20 (b) 和 (c) 所示通带的左右半边纹波响应可以发现,通过微调串联谐振器的孔径宽度使得同阶横向杂散模式相互错开将有助于减轻带内纹波。图 4.20(d) 展示了滤波器从 10 MHz 到 8.5 GHz 的宽频响应,显示无杂散响应。

综合而言,尽管上述滤波器在通带响应、插入损耗等方面还有提升空间,其已经展现出不错的综合性能。

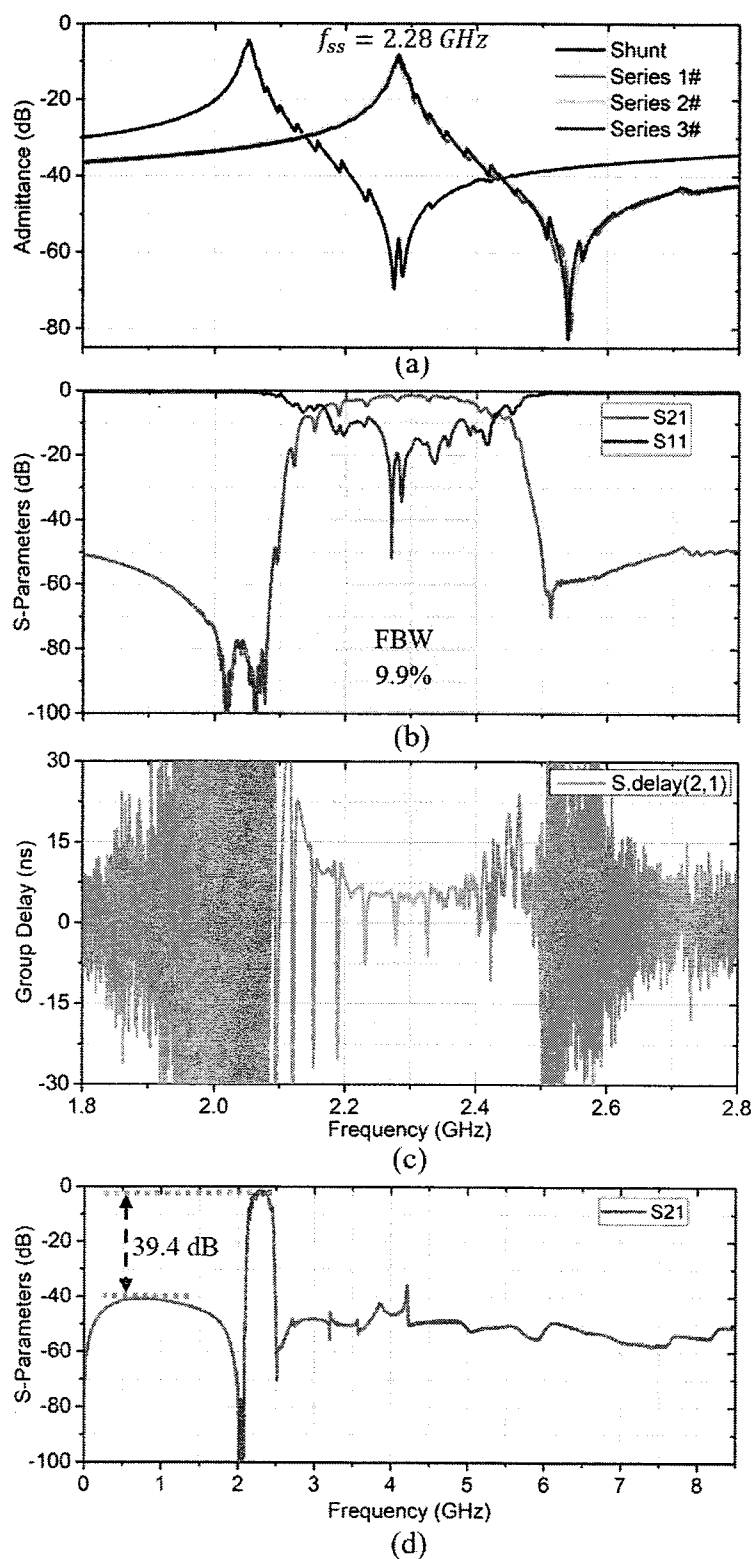


图4.20 基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器测试结果

Figure 4.20 Measured performance of a high-order ladder-type filter based on SH0-SAW resonators.

(a) 串、并联谐振器导纳曲线测试结果; (b) 高阶滤波器 S 参数测试结果; (c) 高阶滤波器的群延时测试结果; (d) 高阶滤波器的宽频响应

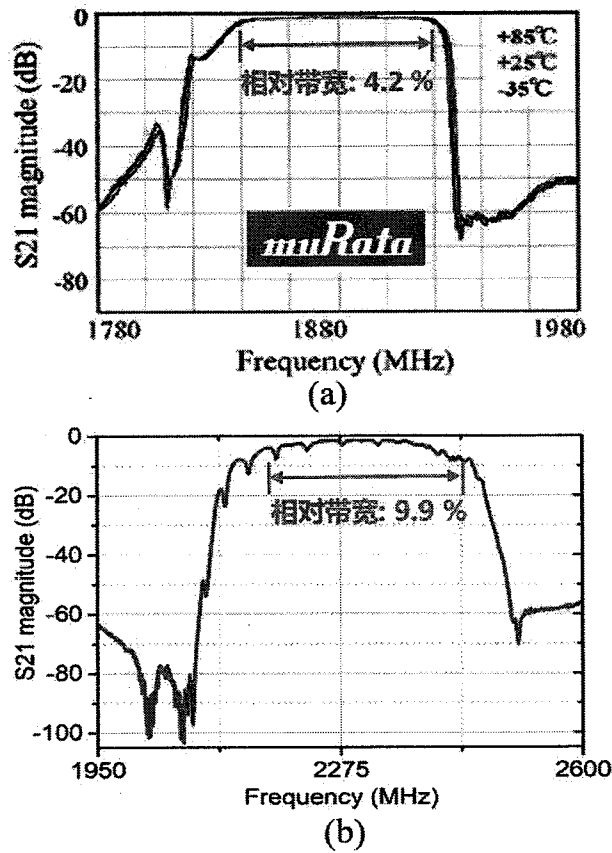


图4.21 本论文滤波器测试结果与 Murata 公司结果对比^[70]

Figure 4.21 Performance comparison between the filters in this paper and that from Murata.

(a) Murata 公司基于 IHP-SAW 的滤波器测试结果; (b) 本论文基于 SH0-SAW 的滤波器测试结果

图 4.21 将本论文设计并制备的高阶梯形滤波器测试结果与日本 Murata 公司基于 IHP-SAW 的滤波器测试结果进行对比, 对比发现本论文设计并制备的滤波器实现了更大的带宽、更好的带外抑制; 当然, 本论文的滤波器通带响应和插入损耗有待进一步优化。

图 4.22 对比了 3.4.2 小节设计的滤波器及其对应的串、并联谐振器的测试和仿真结果。其中, 本论文制备的串、并联谐振器的谐振频率均高于设计值, 而反谐振频率基本没有太大变化, 因而串、并联谐振器的机电耦合系数 k_t^2 均小于设计值; 对应的, 本论文制备的高阶梯形滤波器的带宽小于仿真结果, 其主要差距体现在低频部分, 对应于并联谐振器的谐振频率。以下因素可能导致上述结果: 1) 谐振器的实际“摆放”方向偏预期; 2) 4H-SiC 衬底漏电, 使静态电容增大; 3) 电极的电学损耗; 4) 横向杂散模式的影响。

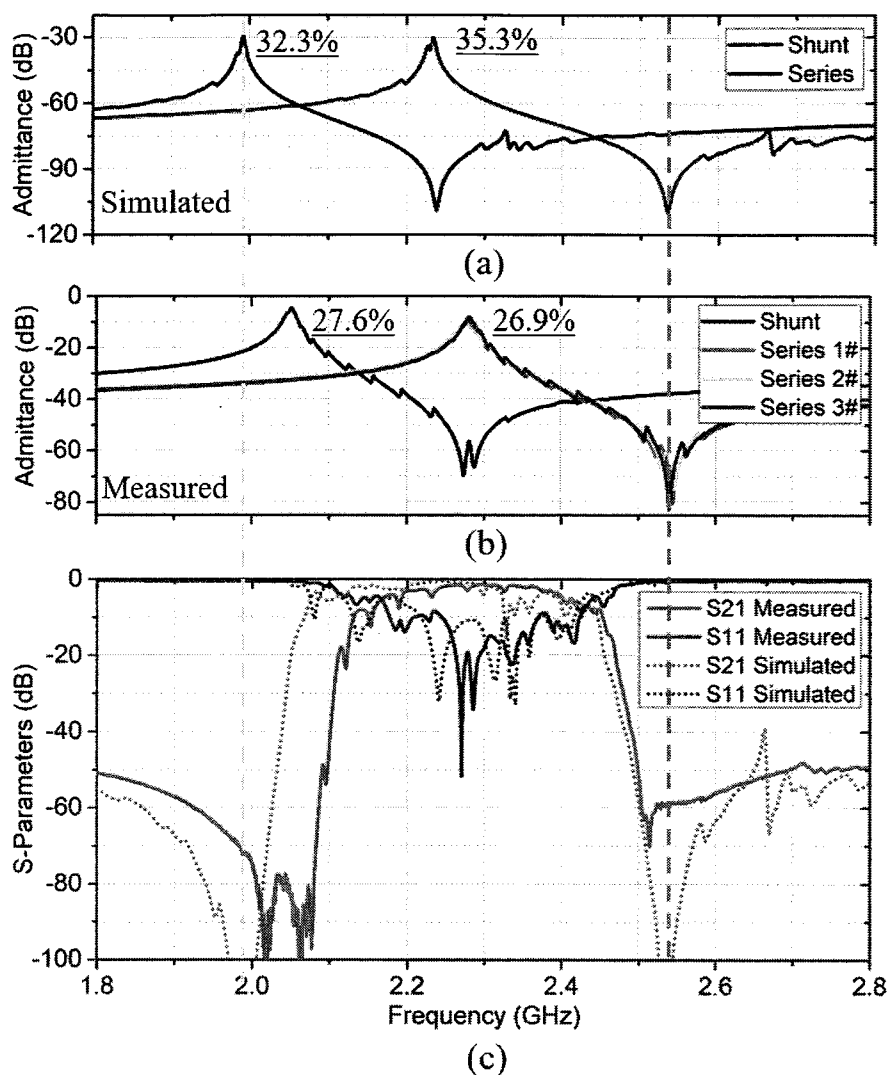


图4.22 基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器测试与仿真结果对比

Figure 4.22 Comparison of the measured and the simulated results of the high-order filter based on the SH0-SAW resonators.

(a) 串、并联谐振器的仿真结果；(b) 串、并联谐振器的测试结果；(c) 高阶滤波器的测试与仿真结果对比

4.3.3 频率温度系数 (TCF) 测试及结果讨论

射频声学滤波器的频率温度系数 (TCF) 一直是其实际应用中较为关注的参数。基于 2.2.2 所示变温 S 参数测试平台，在 295~350 K 温度范围内，对本论文设计并制备的高阶梯形滤波器进行变温 S 参数测试，并通过变温 S21 参数提取滤波器 TCF 参数，结果如图 4.23 所示，其中，测试所用的高阶梯形滤波器与图 4.19 所示滤波器具有完全相同的设计，且属同一批制备。

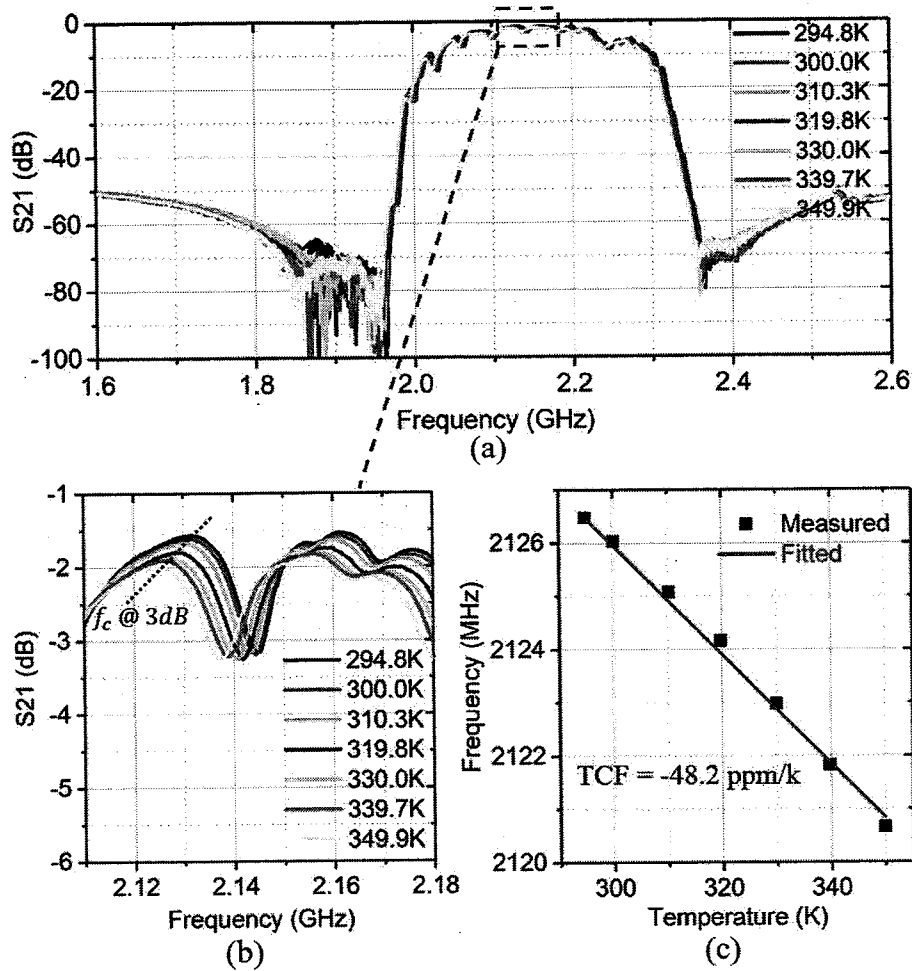


图4.23 基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器的 TCF 表征

Figure 4.23 Temperature characteristics of a fabricated filter.

(a) 高阶梯形滤波器的变温 S21 参数测试结果；(b) 图 (a) 所示结果局部放大图；(c) 高阶梯形滤波器 TCF 拟合结果

因 LiNbO_3 单晶材料^[118]和 4H-SiC 单晶材料^[119]均具有负频率温度系数，基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的声学滤波器也应该具有负频率温度系数。图 4.23 (a) 显示了高阶梯形滤波器变温 S21 参数测试结果，通过提取中心频率点不同温度条件下的频率偏移，并结合公式 2.17 可拟合出对应的一阶频率温度系数，如图 4.23 (c) 所示，约为 -48.2 ppm/K，该频率温度系数优于基于单晶 LN 衬底的声表面波谐振器（滤波器）的频率温度系数。通过在 X-cut LN/4H-SiC 衬底表面覆盖正温度系数的薄膜可进一步优化其频率温度系数。

4.4.4 功率容量测试及结果讨论

基于 2.2.3 小节所示功率容量测试电路对本论文制备的高阶梯形滤波器进行

功率容量测试，结果如图 4.24 所示。

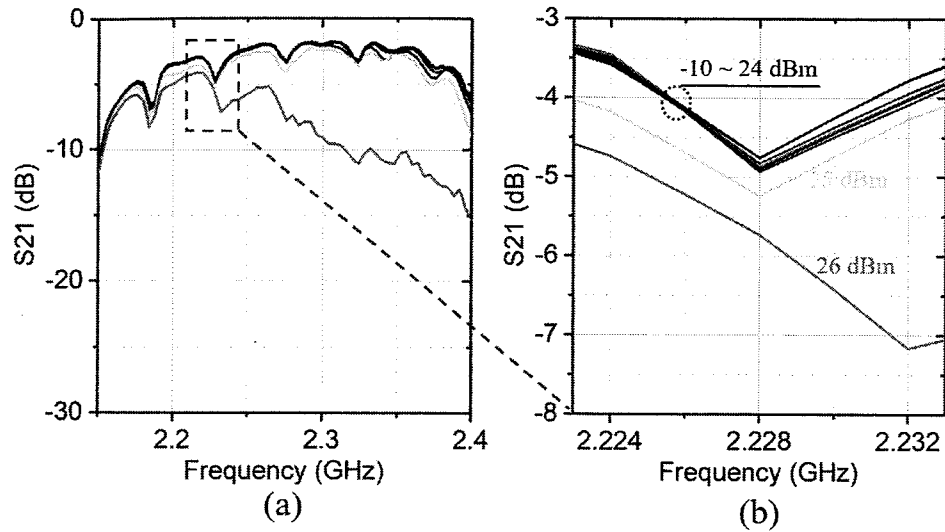


图4.24 基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器的功率容量表征

Figure 4.24 Measured power handling performance of the fabricated filter.

(a) 高阶梯形滤波器的变输入功率 S_{21} 参数测试结果；(b) 图 (a) 所示结果局部放大图

当滤波器输入功率从 -10 dBm 增加到 24 dBm 时， S_{21} 的变化小于 0.2 dB，表明本论文制备的滤波器具有良好的热稳定性，且因 SiC 衬底的存在，其理应具有足够好的散热能力；当滤波器输入功率增加到 25 dBm 时，其性能下降更明显， S_{21} 再降低 0.3 dB；当滤波器输入功率增加到 26 dBm 时，滤波器的性能不可逆的显著下降，并最终导致器件失效。

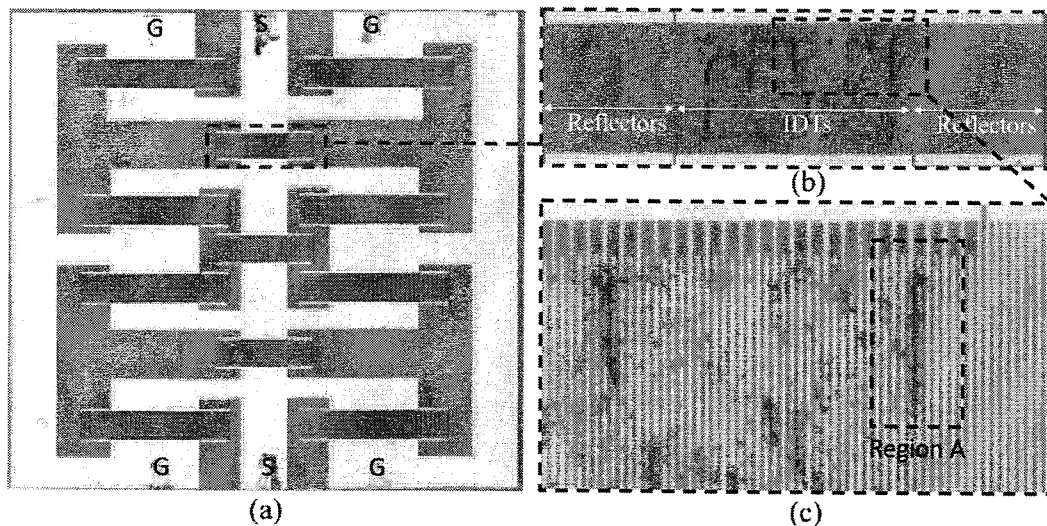


图4.25 功率容量测试后的高阶梯形滤波器的光镜图

Figure 4.25 Optical images of the filter after the power handling measurement.

(a) 功率容量测试后的高阶滤波器光镜图；(b) 和 (c) 均为图 (a) 的局部放大图

图 4.24 (b) 所示结果还表明滤波器性能显著衰减始于串联谐振器的谐振频率点附近, 即 4.20 (a) 标注的 f_{ss} 点, 预计这是因为在该频率点, 串联谐振器阻抗极小, 因而相对于并联谐振器承受了更大的输入功率, 因而更容易被击穿。图 4.25 为功率容量测试之后的滤波器的光镜图, 其中, 第一串联谐振器被放大, 从中可以发现第一串联谐振器的 IDT 电极区域出现损伤。进一步, 图 4.26 显示了图 4.25 (b) 对应的串联谐振器的 SEM 图像及局部放大图像, 分析发现 IDT 电极出现三类损坏情况, 分别是: 1) Al 电极熔融但没有破坏指条的电学连续性, 如图 4.26 (b) 中白色虚线框标注的情况; 2) Al 电极熔融或破裂并破坏指条的电学连续性, 如图 4.26 (b) 中紫色虚线框标注的情况; 3) Al 电极熔融或破裂并导致两极性相反的相邻电极之间短路, 如图 4.26 (b) 中绿色虚线框标注的情况。

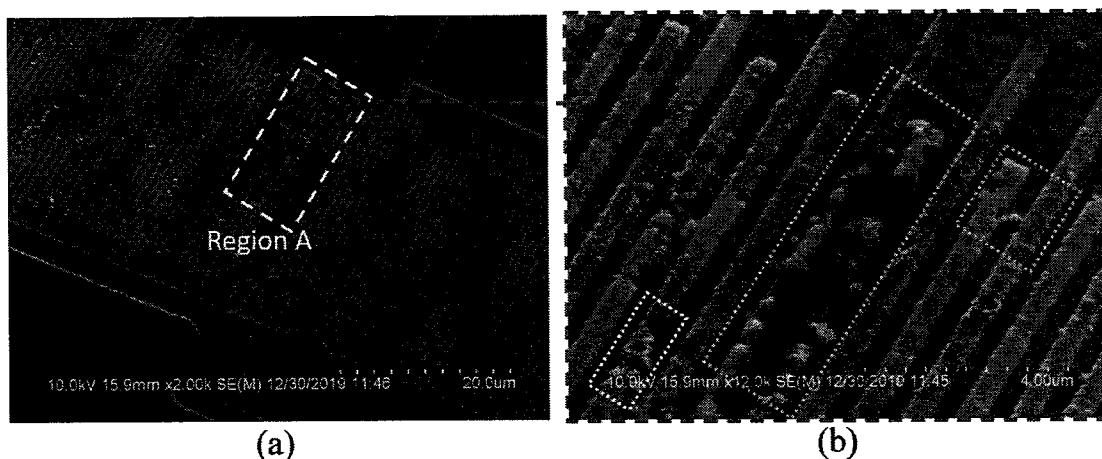


图4.26 功率容量测试后的高阶梯形滤波器的 SEM 图像

Figure 4.26 SEM images of the filter after the power handling measurement.

(a) 功率容量测试后的高阶滤波器的 SEM 图像; (b) 图 (a) 局部放大图

已有研究表明, 高频声表面波谐振器的 IDT 电极可能会受到直流电压脉冲的损坏, 并且由于电弧放电 (金属指条到金属指条) 可能会导致金属熔融、破裂或飞溅^[120, 121]。此外, 温度升高或 IDT 电极与衬底界面处持续受到重循环应力将导致 Al 原子迁移, 从而形成电极破裂 (挤压或空洞), 该现象被称为声迁移现象^[62]。当熔融或破裂的 IDT 电极没有引起电学短路时, 其可能会增加表面波传输路径上的不规则性, 从而引起声波能连散射或耗散, 从而降低滤波器性能; 当熔融或破裂的 IDT 电极 (金属小球) 恰好在 IDT 电极区形成电学短路时, 滤波器性能会出现明显的下降甚至失效。在我们的测试中, 当滤波器的输入功率增加到 25 dBm 时, 其 S21 参数下降了 0.3 dB, 这可能是因为电极熔融或破裂但并没有造

成短路；当滤波器的输入功率增加到 26 dBm 时，滤波器失效，这可能是电极短路引起的。

对于本论文设制备的高阶梯形滤波器，以下几种原因可能导致 Al 电极损坏，从而降低滤波器的功率容量：1) Al 原子因声迁移效应在 IDT 电极中形成加压或空隙；2) 用于离子束剥离与转移的 X-cut LN 单晶体材料未进行化学还原(黑化)，因此，由于热释电效应，X-cut LN 薄膜的温度发生变化时可能在其表面此功能成强静电场，激励或增强电弧放电^[122, 123]；3) 自然形成的氧化铝膜可能会增大电子发射效率从而激励或增强电弧放电^[124]。基于以上分析，为减轻电弧放电对电极的损坏并提高器件功率容量，使用还原 LN 晶体材料进行离子束剥离，还原过程能增强 LN 晶圆表面的电导率，从而减轻热释电效应的影响^[122]。同时，增强的 IDT 电极将有利于声迁移的抑制，从而提高器件的功率耐久性，例如铝合金^[125, 126]、层状结构电极^[125, 127]、高织构铝膜^[128-130]和钝化层^[131, 132]等。我们认为，本论文制备的高阶梯形滤波器的功率容量主要受 IDT 电极的限制，并且尚未达到热非线性极限，通过改进的工艺和增强的 IDT 电极，基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的滤波器的功率容量应该能获得较大提升。

4.5 本章小结

本章主要介绍了利用离子束剥离与键合技术制备晶圆级 X-cut LN/4H-SiC 衬底，并对其进行了详细表征；基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底，制备了 SH0-SAW 和 S0-SAW；基于 SH0-SAW 制备了高阶梯形滤波器。

测试结果表明，当谐振频率为 1.9 GHz 时，基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的 SH0-SAW 的机电耦合系数 k_t^2 可达 27.8%，最大 Bode- Q 值约为 1920，对应的 FoM 值高达 530；S0-SAW 可同时实现大于 3.4 GHz 的谐振频率和大于 20%的机电耦合系数 k_t^2 ；而基于 SH0-SAW 的高阶梯形滤波器的中心频率为 2.29 GHz，插入损耗仅为 1.38 dB，带外抑制为 41.6 dB，3-dB 相对带宽高达 9.9%，频率温度系数约为 -48.2 ppm/k，功率容量为 25 dBm（受多方面因素影响），有待进一步提高。

第5章 基于单晶压电薄膜的柔性声学谐振器探究

本章结合离子束剥离与柔性中间层转移技术,通过分析离子注入以及后续热处理在 LN 晶体中产生的应力,建立应力平衡模型,基于上述模型制备了柔性自支撑“单晶 LN 薄膜-苯并环丁烯(BCB)-单晶 LN 薄膜”复合薄膜,解决了(单层)LN 单晶薄膜制备过程中,由于应力分布不均匀导致薄膜弯曲、碎裂等问题。对制备得到的复合薄膜结构进行 AFM、SEM、TEM 等表征。基于上述柔性自支撑衬底,成功制备了具有较强共振特性的柔性声学谐振器,并初步尝试用于应变传感场景中。

5.1 研究背景及现状

微谐振器是最常用的 MEMS 器件之一,用于频谱滤波、传感等应用^[43, 44]。微谐振器通常在硬质衬底上制造,但是最近几年,基于柔性衬底的声学谐振器受到越来越多的关注。目前,多采用在柔性支撑衬底上直接外延沉积压电薄膜的方法制备柔性声学谐振器,该方法需同时兼顾柔性衬底的玻璃化温度与目标薄膜的沉积温度,且沉积得到的薄膜晶体取向性一般较差,影响器件性能;另一个方法是将硬质衬底上制备的声学谐振器二次转移到柔性衬底上,该方法工艺难度较大。

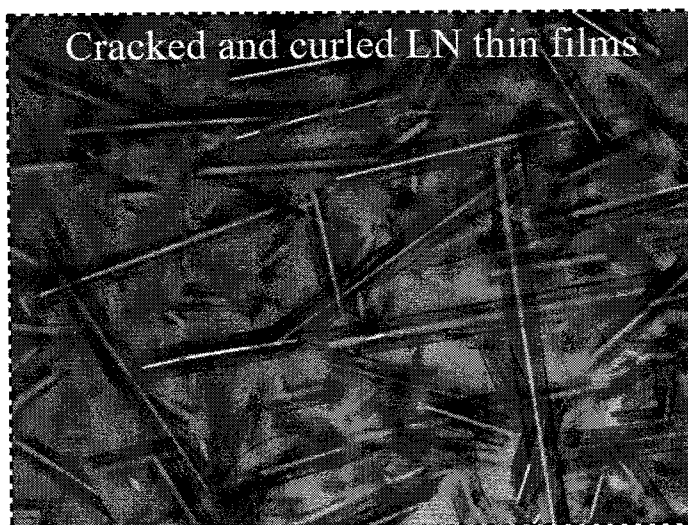


图5.1 因残余应力卷曲的 LN 单晶薄膜

Figure 5.1 Rolling of Y36-cut LN thin films induced by the film strain.

离子束剥离与键合技术能打破晶格匹配的物理限制,更加灵活地将单晶功能

薄膜与其它种类的单晶功能薄膜或支撑衬底结合。该方法可以得到晶体质量与无损晶体相比拟的单晶功能薄膜，剥离的薄膜厚度取决于离子注入的能量。然而，由于离子注入会在剥离后的薄膜内引入一定的应力，因而在无支撑的情况下，剥离后的薄膜可能自卷曲或碎裂以释放残余应力，如图 5.1 所示。因此，如果能提出一种新结构或新工艺，用以抑制离子束剥离后的单晶功能薄膜的自卷曲，同时保留其柔性的特性，将进一步推动其应用。

5.2 柔性单晶压电薄膜的制备

本节通过对离子束剥离过程中单晶薄膜内应力的变化情况进行分析，提出一种普适性的应力平衡模型，用于抑制离子束剥离后单晶薄膜自卷曲或碎裂的问题，并基于上述模型制备柔性自支撑单晶压电薄膜。

5.2.1 应力平衡模型

首先，利用 X 射线衍射仪研究分析离子注入以及后续退火过程中单晶 LN 薄膜内应力变化情况。本研究采用 Y36 切铌酸锂晶体，即 Y36-cut LN，将初始晶体 (B1)、离子注入后的晶体 (B2)，注入后退火的晶体 (B3) 以及注入后退火，再转移到 BCB/LN 衬底上的 LN 薄膜 (B4) 进行 (030) 面的 XRD 表征，相应的摇摆曲线如图 5.2 (a) 所示 (已手动调整 Y 轴数据以方便对比)，其中 31.25° 是主衍射峰；相应的结构示意图如图 5.2 (b) 所示。注入离子为 He 离子，注入能量为 120 KeV，注入剂量为 $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$ 。

对比图 5.2 (a) 中的摇摆曲线可发现，与无损晶体相比，离子注入后的 LN 晶体在大于本征布拉格角处出现了一系列周期性的应变峰 (红色曲线)，表明离子注入在晶体面外引入了梯度的压缩应力。其中最远处的条纹中心对应于最大的压缩应力，此处即对应于晶体内离子注入引起的最大损伤层。在后续热退火过程中，注入的 He 离子将在该处聚集，导致薄膜剥离。可以根据下列公式计算每个衍射峰对应的压缩应变值^[133]：

$$\varepsilon = \frac{\sin(\theta_{B,virgin})}{\sin(\theta_{B,virgin} + \Delta\theta)} - 1 \quad \dots (5.1)$$

因此，由 B2 可以计算出，该注入条件于晶体中产生的最大应变约为 0.856%。此外，B2 中的主衍射峰没有明显展宽，这表明离子注入后的 LN 晶体除了中间损

伤层, 其它部分晶体质量极高。将注入后的晶体进行退火处理 (150°C , 2 小时), 从 B3 可以观察到周期性应变峰消失, 这是由于退火过程中, He 离子向最大损伤处附近聚集, 梯度状的应力被打破。在主衍射峰边上出现较明显的应变峰 (0.227%), 对比退火转移后的 LN 薄膜的 XRD 曲线 (B4), 发现该应变峰依然存在, 推测该应变峰由剥离后的 LN 薄膜的面外残余应力引起; 该残余应力解释了离子束剥离后的单晶薄膜, 若无衬底支撑 (束缚), 将会通过自卷曲、碎裂等行为释放面外残余应力。此外, 最大应变峰 (0.815%) 的消失, 也证实了最大应变峰对应于注入后薄膜最大损伤层处, 即薄膜剥离界面。

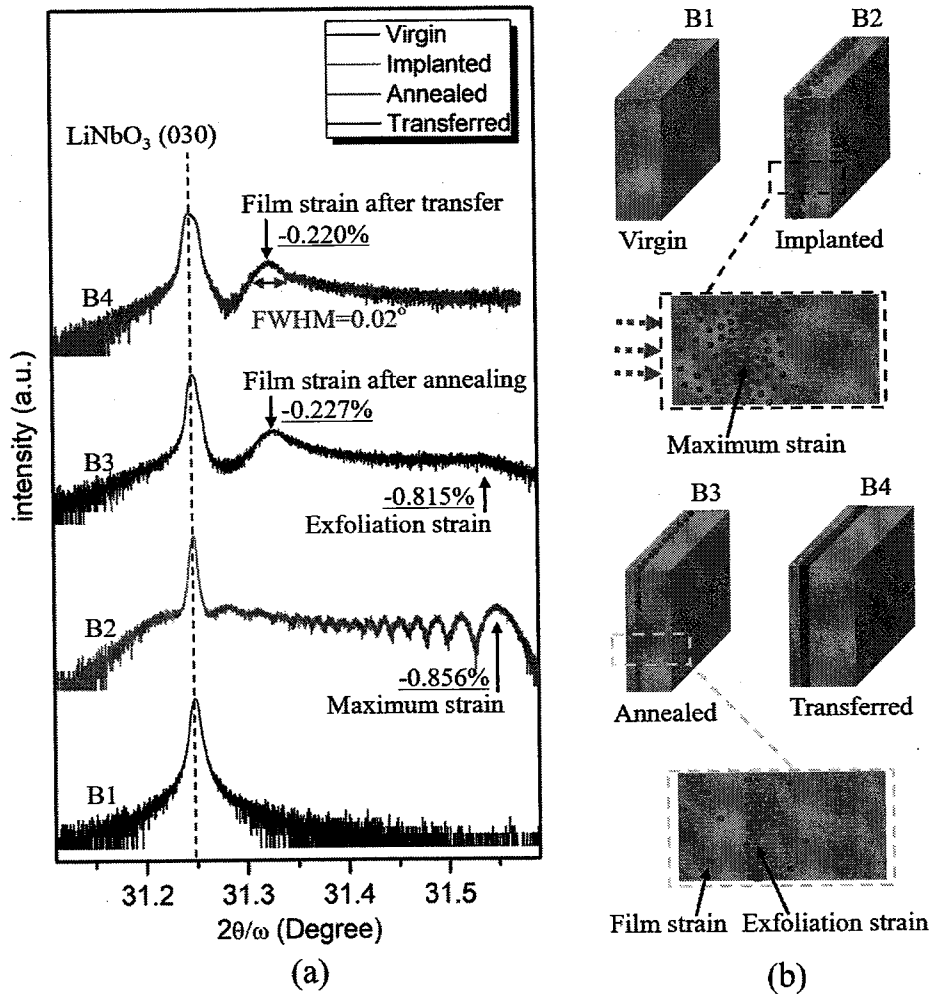


图5.2 离子束剥离过程中 LN 薄膜的应力变化情况

Figure 5.2 The stress variation of X-cut LN film during ion-slicing process.

(a) 初始 (黑色)、离子注入后 (红色)、离子注入并退火后 (蓝色) 和转移后 (深青色) 的 Y36-cut LN 薄膜的 (030) 面的 XRD 曲线测试结果; (b) 初始 (B1)、离子注入后 (B2)、离子注入并退火后 (B3) 和转移后 (B4) 的 Y36-cut LN 薄膜示意图, 其中红点表示注入引起的晶格缺陷

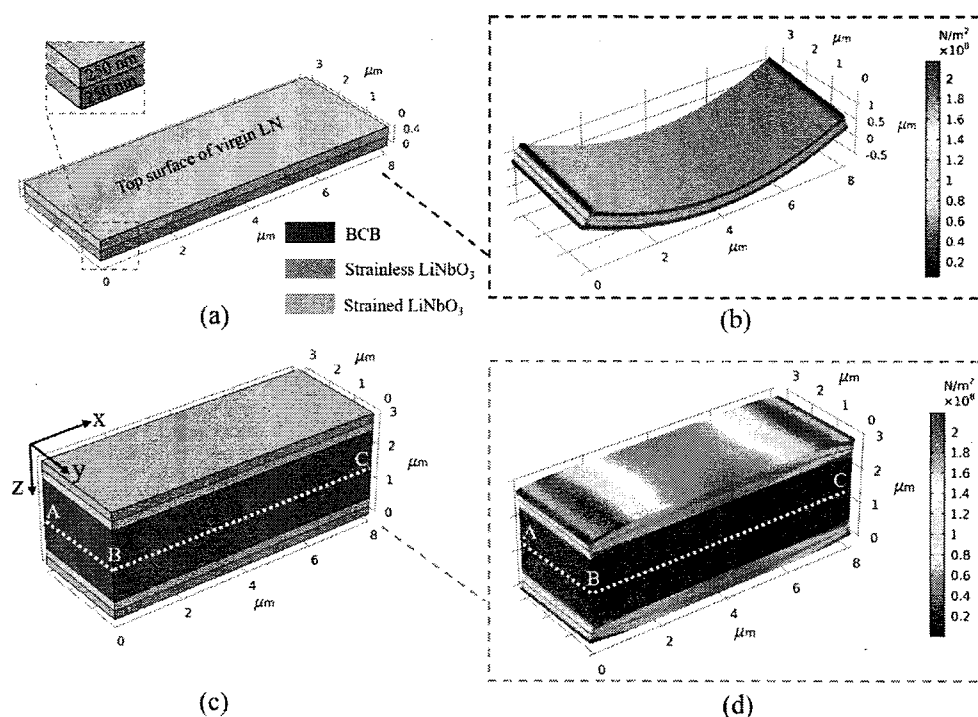


图5.3 LN 薄膜与应力平衡 LN 薄膜的应变仿真对比

Figure 5.3 Simulated deformation and stress distribution of the sliced and stress balanced LN thin films.

(a) LN 薄膜示意图；(b) LN 薄膜的应变与应力分布仿真结果；(c) 应力平衡 LN 复合薄膜示意图；(d) 应力平衡 LN 复合薄膜的应变与应力分布仿真结果

建立有限元仿真模型详细分析薄膜内部应力分布情况，图 5.3 (a) 表示离子注入后，退火使其剥离且无其它衬底束缚的 LN 薄膜，可近似等效为两层等厚的 LN 薄膜，其中一层代表离子注入的应力层，另一层为无损晶体层。如前文所述，由于注入引起的缺陷在厚度方向上呈梯度分布，且仿真模型的下表面为剥离界面，具有最大的应力（缺陷密度最大）。因此，为了便于建模和分析，我们将该模型简化为等厚度的两层，总厚度为 500 nm，这与注入能量为 120 KeV 时得到的 LN 薄膜厚度一致；在模型的下表面施加一个恒定应力，用于模拟离子注入引起的应力。

同时，为了缓解薄膜内残余应力对于柔性单晶薄膜的影响，提出一种对称结构的应力平衡模型，如图 5.3 (c) 所示。其中，上下两层薄膜均通过离子束剥离得到，其注入条件一致，以使面外呈现的总体应力近似为 0；两层膜通过中间层 BCB 接合，BCB 具有较低的热膨胀系数和较高的玻璃化温度（350℃），可以兼容 LN 薄膜的后退火温度。

两种模型仿真结果分别如图 5.3 (b)、(d) 所示。可以看出, 两模型呈现相同的应力范围; 应力平衡模型保持基本形状不变, 而单层薄膜模型发生了严重的弯曲变形。应力平衡模型上下对称, 其 von Mises 应力分布关于中间 BCB 层对称, 从而使得面外呈现的总体应力近似为 0。由此可知: 虽然应力平衡模型并未消除薄膜内部的应力, 但其有效地平衡了上下两层 LN 的内部残余应力, 使得薄膜无需靠卷曲、碎裂等行为释放应力, 从而得到了柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜。

5.2.2 柔性单晶压电薄膜的制备与表征

图 5.4 为制备得到的柔性自支撑“单晶 LN 薄膜-BCB-单晶 LN 薄膜”复合结构的实物图, 具体制备工艺已在第 1.3.2 小节中介绍。

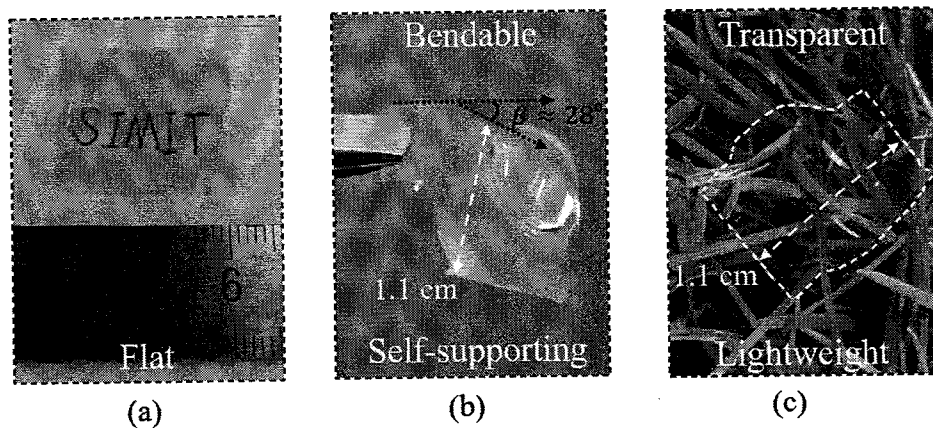


图5.4 柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜

Figure 5.4 Flexible and self-supporting single crystal LN composite film.

(a) 表面平整的厘米级 (2.1 cm×2.0 cm) 单晶 LN 复合薄膜; (b) 因水滴重力而弯曲的单晶 LN 复合薄膜; (c) 放置于草地上的透明单晶 LN 复合薄

从图中可以看出, 制备的柔性自支撑复合薄膜具有表面平整、面积大 (2.1 cm×2.0 cm), 透明度高, 质量超轻等特点。如图 5.4 (b) 所示, 在水滴重力作用下可实现柔性弯曲行为, 并无损于复合薄膜结构, 证实了应力平衡结构可以有效地平衡了上下两层 LN 薄膜的内部应力, 且两层薄膜与中介介质层结合后, 整体厚度提高, 复合薄膜的韧性与稳定性也随之提高。中间层 BCB 的厚度可以通过匀胶时的转速进行调控。此处采用小片键合, 即先将注入后的 4 寸 LN 晶圆切割, 得到 2.1 cm×2.0 cm 的小片, 再进行相应结构制备。因此, 该方法可以根据需求在一定范围内调整柔性自支撑薄膜的面积和厚度。

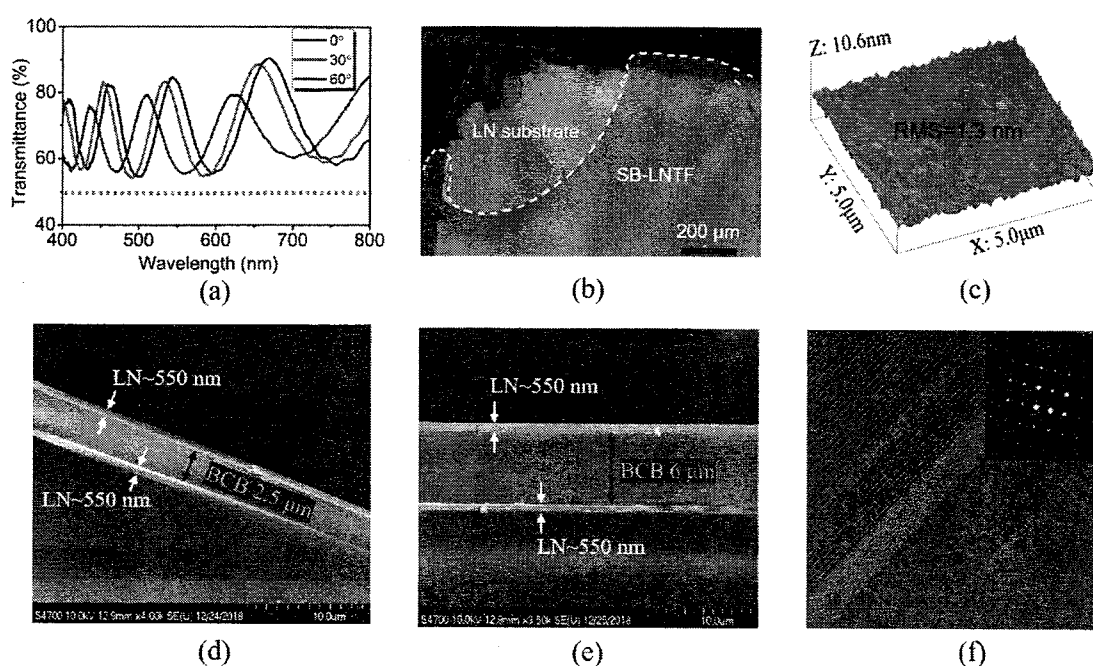


图5.5 柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜的表征

Figure 5.5 Characterization of flexible and self-supporting single crystal LN composite film.

(a) 单晶 LN 复合薄膜的透射率同入射光波长及其入射角的关系；(b) 单晶 LN 复合薄膜的局部放大光镜图；(c) 离子束剥离的单晶 LN 薄膜的表面 AFM 图像；(d) 单晶 LN 复合薄膜的截面 SEM 图像，其中 BCB 层厚度约 2.5 μm ；(e) 单晶 LN 复合薄膜的截面 SEM 图像，其中 BCB 层厚度约 6.0 μm ；(f) 离子束剥离的单晶 LN 薄膜的 TEM 图像和 SAED 斑点图像

图 5.5 显示了对该复合薄膜进行透射光谱、AFM、SEM、TEM 等相关表征的测试结果。图 5.5 (a) 显示了该复合薄膜随波长和入射角变化的透射光谱测量结果，可以看出，当入射角分别为 0° ， 30° ， 60° 时，在 400 nm~800 nm 波长范围内测量得到的透光率均大于 50%，显示出良好的可见光区域的透明度。此处，波纹形的透射光谱是由薄膜干涉引起的。图 5.5 (b) 显示了置于 LN 衬底上的复合薄膜的光学显微镜图像，白色虚线标记了其边界。为了更清楚地区分剥离的薄膜和原注入衬底，我们特意选择了如图 5.5 (b) 所示的角落区域，这证实了所制备的复合结构成功从原注入衬底剥离，且得到的薄膜完美无裂纹。为了进行复合薄膜表面的粗糙度表征，我们用相同工艺将单层 LN 薄膜转移到硬质 LN 衬底上，即形成“单晶 LN 薄膜—BCB—LN 衬底”结构，得到的 AFM 图像如图 5.5 (c) 所示，其 RMS（均方根粗糙度）约为 1.3 nm，薄膜表面较平整。为了证明复合薄膜的厚度可调，设计并制备了 BCB 厚度不同的复合薄膜并对其进行了截面 SEM

表征, 结果如图 5.5 (d)、(e) 所示, 此处 LN 薄膜的厚度均为 550nm, BCB 的厚度分别为 2.5 μm 和 6.0 μm 。此外, 单晶 LN 薄膜的厚度可以通过离子注入能量的不同来调节。图 5.5 (f) 是转移的 LN 薄膜的横截面高分辨率透射电子显微镜 (HRTEM) 图像, 其中 LN 薄膜被转移到硬质支撑衬底上, 以便于 TEM 样品的制备和表征。图 5.5 (f) 中所选 LN 薄膜的选区电子衍射 (SAED) 图案也表明了转移的 LN 薄膜具有很高的单晶性。转移的 LN 薄膜的 XRD 摇摆曲线半高宽为 0.02° , 如图 5.2 (a) B4 曲线, 再次证明了 LN 薄膜的单晶性。

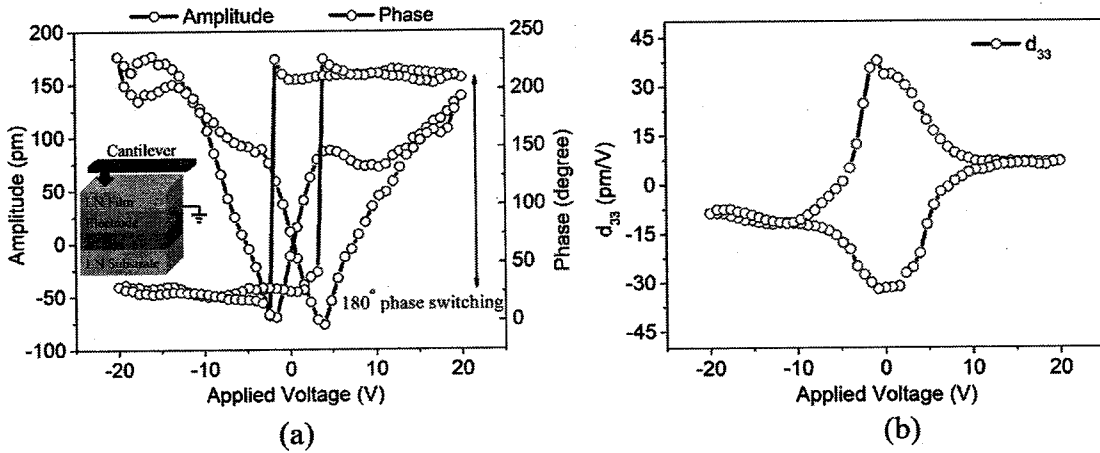


图5.6 离子束剥离的单晶 LN 薄膜 PFM 测试结果

Figure 5.6 Measured amplitude and phase response curves and extracted piezoelectric strain constant d_{33} of the transferred single crystalline Z-cut LN thin film.

(a) 幅度和相位曲线; (b) 提取的压电常数 d_{33}

图 5.6 为相同工艺转移的单层 LN 薄膜的压电力显微镜 (PFM) 测试结果。PFM 通过检测样品在外加激励电压下的电致形变量来表征样品的压电性能^[134]。为了得到最佳的信号响应, PFM 测试选用 Z 切 LN 单晶, 且需要预先在离子注入的 LN 衬底上沉积金属底电极, 随后通过 BCB 间接键合将退火剥离得到的单晶 Z-cut LN 薄膜转移到 LN 衬底, 形成“单晶 LN 薄膜—底电极—BCB—LN 衬底”结构, 用于 PFM 测试。

由图 5.6 (a) 的相位曲线可以看出: 加电压后, 薄膜的相位发生了 180° 翻转 ($30^\circ \sim 210^\circ$), 振幅曲线具有良好的对称蝴蝶形, 与相位电滞回线相对应 (转折电场的位置), 表明薄膜内缺陷较少, 单晶质量高, 具有良好的铁电性。蝴蝶曲线的两个最低点的电压 (矫顽场电压) 分别为 3.6V 和 -2.0V。正负矫顽场不对称, 表明薄膜内部有内建电场 E_i 存在, 这可能是由于测试中探针/薄膜/底电极结构为

非对称结构^[135]。根据公式：

$$E_i = [(+V_c) + (-V_c)]/2d \quad \dots (5.2)$$

其中， $+V_c$ 与 $-V_c$ 分别代表矫顽电压的正负值， d 为薄膜厚度。通过计算，可得 LiNbO_3 内的内建电场 E_i 约为 $16 \text{ kV} \cdot \text{cm}^{-1}$ 。

由于振幅曲线表明了压电系数与电压的关系，利用公式 $d_{33}=(A-A_0)/(V-V_0)$ ，我们就能从该曲线做出图 5.6 (b) 的有效压电常数与电压的曲线关系图，其中 A_0 与 V_0 分别为振幅蝴蝶曲线交点处的值。从图 5.6 (b) 可以看出，薄膜的最大有效压电系数 d_{33} 约为 38 pm/V ，表现出较好的压电性能。

5.3 柔性声学谐振器的制备与测试

基于柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜进行柔性声学谐振器的研究，其中声表面波由上方的叉指电极激励，无需底电极以及复杂的工艺。

5.3.1 柔性声学谐振器的制备

不同于刚性材料平台，由于柔性复合薄膜的特殊性，选择使用硬掩膜版剥离的方法进行表面金属电极沉积，该方法具有一步成型，无损于复合薄膜的优点。

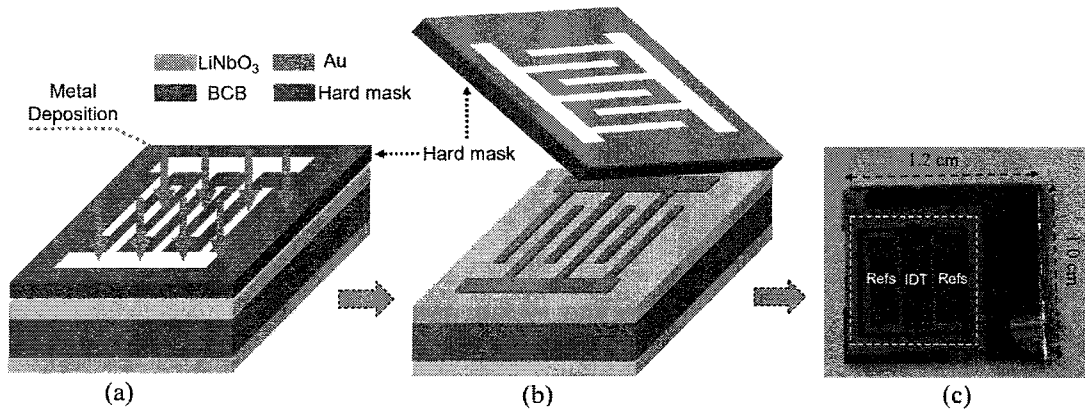


图5.7 柔性声学谐振器及其制备流程图

Figure 5.7 Flexible acoustic resonator and its fabrication process flow chart.

(a) 基于金属硬掩模的 IDT 电极沉积；(b) 金属硬掩模剥离形成 IDT 电极；(c) 柔性声学谐振器器件图

如图 5.7 所示工艺流程，将硬掩膜版覆盖于复合薄膜上方并固定，采用电子束蒸发沉积 10 nm 厚度的 Ti 和 90 nm 厚度的 Au ，而后剥离硬掩膜版，完成柔性声表面波谐振器的制备。图 5.7 (c) 为制备的柔性声学谐振器的实物图，白色虚

线框内为器件主体，制备过程中器件置于硬质支撑衬底。

5.3.2 柔性声学谐振器 S 参数测试与分析

使用 Keysight N5245A 网络分析仪在室温下对制备的柔性谐振器进行表征，使用 $50\ \Omega$ 系统阻抗进行测量。

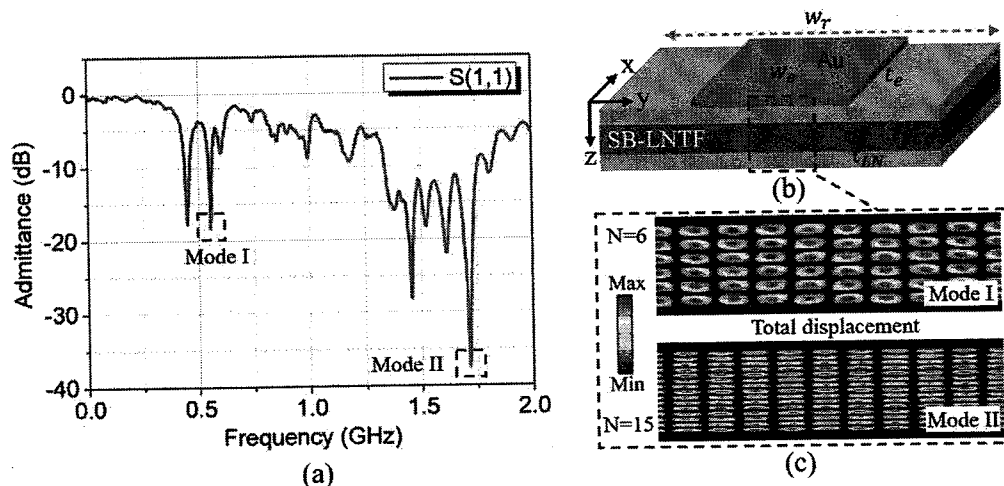


图5.8 柔性声学谐振器的 S 参数测试结果与模式振型图仿真结果

Figure 5.8 Measured S-parameter and simulated mode shapes of the flexible acoustic resonator.

(a) 柔性声学谐振器 S_{11} 测试结果；(b) 柔性声学谐振器 3D 模型；(c) 柔性声学谐振器的模式振型仿真结果

测得的 S 参数 (S_{11}) 如图 5.8 (a) 所示，选择两个较为突出的谐振模式进行分析，其谐振频率分别为 547 MHz (模式 I) 和 1.409 GHz (模式 II)。在 COMSOL Multiphysics 中使用 3D 有限元分析 (FEA) 对谐振器进行了仿真。图 5.8 (b) 中显示了周期性单元模型，将周期 (反周期) 边界条件应用于垂直于 x 轴 (y 轴) 的表面。该模型中，模型宽度 w_r 与 IDT 电极的周期一致，IDT 电极的宽度 w_e 是 IDT 周期的二分之一，IDT 电极的厚度 t_e 设置为 100 nm，LN 层的厚度 t_{LN} 设置为 550 nm，BCB 层的厚度 t_{BCB} 设置为 5.8 μm 。

两种模式的截面振型图如图 5.8 (c) 所示，可以发现模式 I 和模式 II 均为高阶厚度剪切模式，其谐振能量主要集中在 BCB 层，所激发的厚度模式可以解释为驻波，在垂直于基板表面的方向上传播。由于采用硬掩模版工艺，IDT 指条线宽较宽，其数值远大于柔性衬底的总厚度，因此易激发高阶模式。

5.3.3 柔性声学谐振器应变表征

尝试对制备的柔性声学谐振器进行频率-应变测试，图 5.9 (a) 为频率-应变测试系统的示意图，其中，电脑控制步进电机及推杆，谐振器固定在可弯曲钢板上，同时，钢板上与谐振器同一高度位置还固定了标准应变片（传感器），用于记录钢板弯曲而引入的应变；同时柔性声学谐振器通过导线连接到矢量网络分析仪，进行 S11 参数测量。

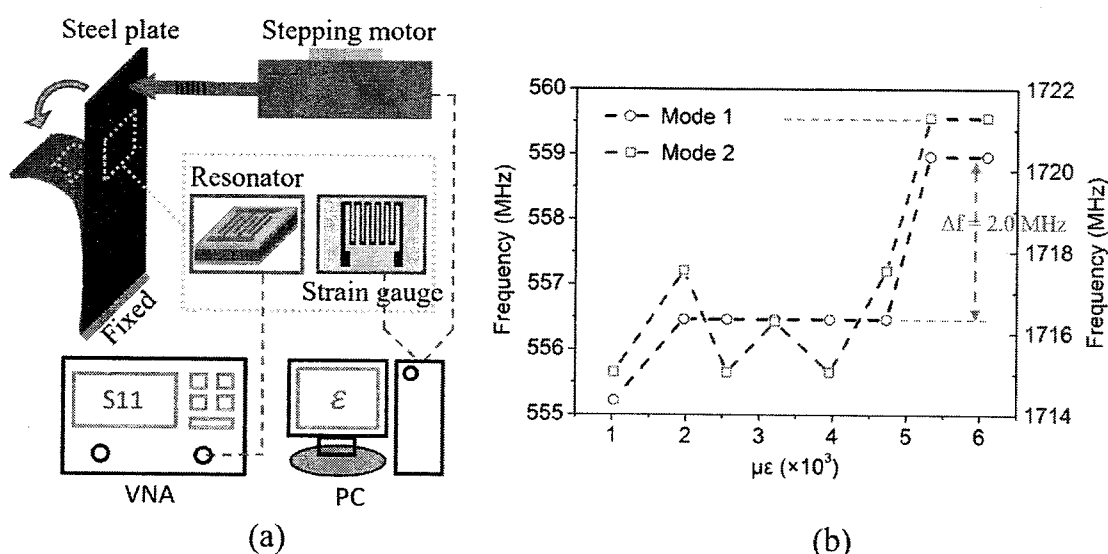


图5.9 柔性声学谐振器的频率-应变测试

Figure 5.9 Frequency-strain test of the flexible acoustic resonator.

(a) 频率-应变测试系统；(b) 频率-应变测试曲线

测量结果如图 5.9 (b) 所示，应变范围为 1000~6000 $\mu\epsilon$ 。可以看出模式 I 和模式 II 具有类似的变化趋势：当应变小于 4500 $\mu\epsilon$ 时，模式 I 和模式 II 谐振频率变化不明显；当应变大于 4500 $\mu\epsilon$ 时，谐振频率发生突变，而后再趋于稳定。上述结果与预期中的渐变情况有所不同是因为采用硬掩模版工艺，IDT 线宽较大，导致器件面积过大，从而在钢板发生形变时，柔性声学谐振器不同部位的形变量不同，无法等效为同一形变。后期实验会尝试使用更精细的 IDT 电极沉积工艺，减小器件尺寸，如直接书写工艺。

5.4 本章小结

利用 X 射线衍射研究离子注入以及后续退火过程中在单晶薄膜内产生的应力,针对离子束剥离的单晶薄膜因内部残余应力自卷曲或碎裂等问题,提出应力平衡模型,并通过有限元仿真证明了上述模型可有效平衡单晶薄膜内的残余应力。随后,基于应力平衡模型成功制备出了柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜,并对其进行表征。结果表明,薄膜具有表面平整、大面积、高透明度、质量超轻等特点。其中,上下两层薄膜与中间介质层的厚度与面积均可调。基于上述柔性自支撑单晶 LN 复合薄膜,制备了柔性声表面波谐振器,测试结果表明谐振器可激发较强的厚度剪切模。此外,初步尝试对柔性声学谐振器进行频率-应变测试,结果表明该谐振器有一定的频率-应变响应特性,但器件结构有待优化。

第6章 总结与展望

射频声学滤波器是射频前端市场中最大的业务板块,随着 5G 通信的逐步推进,每部手机需求约 100 颗射频声学滤波器。2019 年,其市场容量达到 700 亿颗以上,每年以 20%速度增长。滤波器中声表面波(SAW)滤波器占其中 80%市场。巨大的滤波器市场,而我国自主供货仅约 2%,国内移动通信厂商包括华为等企业依赖日本村田、美国博通等巨头,国外公司通过并购实现了从设计到制造全方位对我国封锁,声学滤波器芯片不在海思、紫光等半导体体系之内。2018 年 5 月 7 日,射频声学滤波器技术被科技日报梳理为我国“35 项卡脖子重要技术”之一,射频 SAW 滤波器的自主可控关乎国家重大 5G 战略安全。

5G 通信技术的发展对射频声学滤波器的性能提出了更高要求,是一种挑战,更是一种机遇。称之为挑战,是因为 5G 通信对滤波器的性能如工作频率、矩形度、带外抑制、带宽、体积、功率和温度稳定性等要求不断提高;称之为机遇,是因为现有声学滤波器技术,包括 SAW 滤波器技术和 BAW 滤波器技术,均无法完全满足 5G 通信对高频、大带宽的需求,因而将展开新一轮的技术和市场竞争。技术的积累和超越不是一蹴而就的,虽然 5G 已经部分商用,但我国还未形成具有自主知识产权的高性能 4G 通信用射频声学滤波器。

为打破国际 4G 通信用射频声学滤波器的垄断,实现 5G 通信用声学滤波器的自给,形成具有自主知识产权的中国制造高性能滤波器件技术十分重要与必要。相较于成熟的 BAW 滤波器技术,高性能 SAW 滤波器技术,如 POI-SAW 技术还在不断发展中,更有希望冲破国际射频巨头的专利壁垒,形成具有自主知识产权的中国制造高性能滤波器件技术。

本论文聚焦 4G 和 5G 通信用高性能声表面波器件的研究,包括从材料到器件再到工艺的探索。取得的主要研究成果如下:

1. 率先制备出用于高频、大带宽射频声学滤波器的高声速压电异质集成(POI)衬底。针对 4G、5G 通信对高频、大带宽射频声学滤波器的需求,分析并筛选出最合适的压电材料 LiNbO_3 ;通过分析各向异性支撑衬底中的体波传输特性并结合目标声学模式的传输特性筛选出与单晶 LiNbO_3 匹配的高声速支撑衬底 4H-SiC。此外,基于离子束剥离与键合技术,成功制备出了晶圆级 X-cut $\text{LiNbO}_3/4\text{H-SiC}$

异质集成衬底。

2. 结合有限元仿真软件和数值计算软件建立了一套实用的声表面波谐振器的分析与设计方案。高性能声表面波滤波器的设计技术一直被国外射频巨头所掌握,本论文建立了不同结晶学取向的单晶压电薄膜、POI 异质集成衬底的通用声学分析模型,以便快速、准确地获得其声学特性信息,并筛选出符合要求的声学模式。针对不同晶体结构的支撑衬底,建立通用的模式转换(能量泄露)模型和配套的傅里叶图像分析方法,研究压电薄膜内谐振能量向衬底泄露的机制及相应的抑制方案。建立有限元模型分析叉指电极与反射栅之间的电学不连续引起的能量散射和非标准反射栅阵列对漏波的抑制作用。此外,建立数值计算软件模型分析叉指电极的电学损耗对谐振器 Q 值的影响。

3. 设计并制备出性能极佳的射频声学谐振器。基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底,设计并制备了机电耦合系数 k_t^2 高达 27.8%, 最大 Bode- Q 值为 1920, 对应的 FoM 值高达 530 的 SH0-SAW 谐振器; 同时, 还实现了谐振频率大于 3.4 GHz, 机电耦合系数大于 20% 的 S0-SAW 谐振器。

4. 设计并制备出中高频、大带宽射频声学滤波器。基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底,设计并制备了中心频率为 2.29 GHz, 插入损耗仅为 1.38 dB, 带外抑制为 41.6 dB, 3-dB 相对带宽高达 9.9%, 频率温度系数约为 -48.2 ppm/k 的高阶梯形射频声学滤波器。

5. 基于离子束剥离与键合技术制备了柔性自支撑单晶 LiNbO_3 薄膜并初步验证其在声学谐振器中的应用。研究离子束在压电晶体 LiNbO_3 中引入的应力及剥离后单晶 LiNbO_3 薄膜内的残余应力分布; 建立应力平衡模型并基于上述模型制备柔性自支撑单晶 LiNbO_3 薄膜; 基于柔性自支撑单晶 LiNbO_3 薄膜设计并制备声学谐振器, 对柔性声学谐振器进行频率-应变测试。

对后续工作的展望:

1. 优化基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的射频声学谐振器的性能, 努力将其谐振频率提高到 5 GHz, 实现 Sub-6 GHz 频段声表面波滤波器全覆盖, 以期替代专利壁垒极高的体声波滤波器技术。

2. 优化基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的射频声学滤波器的性能, 4.3.2 小节仿真与实验测试结果对比(图 4.22)表明基于 X-cut LN/4H-SiC 衬底的射频声学滤波器的相对带宽还有较高的提升空间, 通过提供对应谐振的器的机电耦合系数应

该能进一步增大滤波器的相对带宽。

3. 基于离子束剥离与键合技术，提高板波谐振器的散热能力。板波谐振器可实现超过 40% 的机电耦合系数，然而散热较差（难以实现大功率容量）一直是阻碍其实际应用的主要原因，期望通过异质集成技术解决或提高其散热能力。

4. 加大射频声学滤波器的核心技术研发，加快相应专利布局，努力形成具有自主知识产权的中国制造高性能滤波器件技术。