



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

硕士学位论文

(专业学位)

基于贴片天线形变传感器的 感应原理及传感特性研究

资助项目：政府间国际科技创新合作重点专项
(编号：2016YFE0127600)

同济大学工程结构服役性能演化与控制教育部重点实验室
开放基金 (编号：2018KF-4)

中央高校基本科研业务费——学科交叉类项目

姓 名： 徐康乾

学 号： 1630690

所在院系： 土木工程学院

学科门类： 工 程

学科专业： 建筑与土木工程

指导教师： 薛松涛 教授

副指导教师： 谢丽宇 讲师

二〇一九年三月



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

A dissertation submitted to
Tongji University in conformity with the requirements for
the degree of Master of Engineering

**Sensing Mechanism and Characteristics of
Patch-Antenna Sensors for Deformation
Measurement**

Project Supported by the Key Program of Intergovernmental
International Scientific and Technological Innovation
Cooperation (No. 2016YFE0127600), Key Laboratory of
Performance Evolution and Control for Engineering Structures
(Tongji University), Ministry of Education (No. 2018KF-4), and
the Fundamental Research Funds for the Central Universities

Candidate: Xu Kangqian

Student Number: 1630690

School/Department: School of Civil Engineering

Discipline: Engineering

Major: Architectural and Civil Engineering

Supervisor: Xue Songtao

Deputy Supervisor: Xie Liyu

March, 2019

基于贴片天线形变传感器的感应原理及传感特性研究

徐康乾

同济大学

学位论文版权使用授权书

本人完全了解同济大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版本；学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

学位论文作者签名：

年 月 日

同济大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本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。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

摘要

在结构健康监测领域中形变传感器被广泛使用,以采集结构应变、裂缝宽度和位移等形变信息,为结构安全的评估提供可靠的参数。传统常用的传感器需要布设电源线及数据线,这增加了传感器布置的难度,在发生灾害时导线也容易损坏引起传感系统的失效。为解决导线存在的弊端,本文首先基于贴片天线提出了一种用于结构应变监测的有芯片应变传感器,实现应变计的无源无线,并在单个贴片天线监测结构形变的基础上提出了一种用于结构裂缝宽度监测的分离式裂缝传感器,解决了粘贴贴片天线的剪力滞后效应影响灵敏度等问题。本文的研究主要包括以下内容:

(1) 根据传输线模型将矩形贴片天线转化为等效电路,对其求解,给出了贴片天线的设计公式。结合设计公式可知,贴片天线的谐振频率与其应变具有较好的线性关系,据此提出了一种基于贴片天线的有芯片应变传感器,并对其无线监测的原理进行了介绍。

(2) 由于有芯片应变传感器的厚度不可忽略,因此需考虑剪力滞后效应引起的应变传递效率。分别通过数值模拟和拉伸试验得到有芯片应变传感器的应变传递效率系数,且模拟与试验结果十分接近。基于应变传递效率系数,进而给出不同应变方向上传感器灵敏度系数的计算公式。

(3) 对有芯片应变传感器的应变感应方向与拉伸方向平行和垂直的两种情况,分别进行数值模拟和拉伸试验,结果表明其谐振频率与应变均具有较好的线性关系。并且通过试验所得的灵敏度系数实测值与通过公式所得的灵敏度系数计算值相符较好,表明有芯片应变传感器可在较高的精度下无线监测结构不同方向上的应变。

(4) 根据传输线模型对基于贴片天线的分离式裂缝传感器进行简化,根据其等效电路对其谐振频率与裂缝传感器两组件相对位移的关系进行推导,表明当裂缝扩展时,裂缝传感器两组件产生相对位移,匹配线与耦合线的正对长度发生改变,进而会引起谐振频率的偏移。

(5) 通过数值模拟分别确定介质板分离式裂缝传感器和 L 形耦合线分离式裂缝传感器的初始状态,设计裂缝模拟试验验证其监测裂缝宽度的性能。试验结果表明两种形式裂缝传感器的谐振频率与裂缝宽度在量程范围内均有着较好的线性关系,且后者的分辨率在较高精度下可达十微米级别,即分离式裂缝传感可用于监测裂缝宽度的微小扩展。

关键词: 贴片天线、有芯片应变传感器、分离式裂缝传感器、谐振频率

ABSTRACT

In structure health monitoring, sensors are extensively used to gather the information of buildings' deformation, such as strain, crack width, displacement and so on, which are used to assess the structural safety. The widely-used sensors need power supply lines and cables for data transmission, which makes the sensor installation costly and labor-consuming. Furthermore, wired crack sensors cannot acquire data because of power failure or cable malfunction during extreme disasters when they are most needed. In order to get rid of cables entirely in sensing system, this paper proposed a passive and wireless chipped strain sensor to monitor the strain of structure members, and developed a novel crack sensor based on patch antenna fed by a pair of capacitive microstrip lines to detect the crack width, circumventing the issues of the strain transfer ratio which should be taken into account for monolithic patch antenna. The main contents of this paper are as followings:

(1) The equivalent circuit of patch antenna is given based on the theory of transmission lines. Then the design equation of patch antenna is derived, which shows that the resonant frequency of patch antenna has good linear relationship with its strain. Connecting with this analysis, the passive and wireless chipped strain sensor based on patch antenna is proposed, and the wireless measurement principle is introduced.

(2) Because the thickness of patch antenna can not be neglected, so the strain transfer efficiency caused by shear lag effect should be taken into account. The strain transfer efficiency coefficients of chipped strain sensor are obtained by numerical simulation and tension experiments, respectively. And the two results are consistent. Based on transfer efficiency coefficient, the sensitivity coefficient of chipped strain sensors can be calculated in different direction of structural strain.

(3) When the chipped strain sensors are attached onto specimens, the numerical simulation and tension experiments are carried out under the two conditions that the strain sensing direction of chipped strain sensor is parallel to the tension direction and perpendicular to the tension direction, respectively. The results indicate that the resonant frequency of chipped strain sensor has good linearity with strain, and the measured sensitivity coefficient obtained by experiment is consistent with the calculated sensitivity coefficient obtained by equation. So the chipped strain sensor

can wirelessly detect the structural strain in different direction with great accuracy.

(4) The crack sensor based on patch antenna fed by a pair of capacitive microstrip lines is simplified by the theory of transmission lines, and the relationship between resonant frequency of crack sensor and relative displacement of its two parts is established according to the equivalent circuit of crack sensor. The result shows that the change of overlapped length between bottom and upper microstrip lines resulting from relative displacement of crack sensor's two parts can lead to the shift of resonant frequency of crack sensor when crack propagates.

(5) The initial states of crack sensor with dielectric slab and L-shaped upper microstrip line are determined by numerical simulation. The crack simulation experiments are conducted to validate the performance of crack sensor. The results indicate that the two kinds of crack sensors have good linear relationship between resonant frequency and crack width in their effective measuring range, and the later has the capable of detecting crack width as small as one-hundredth of a millimeter in an object, which means that the crack sensors can detect the tiny propagation of crack with great accuracy.

Key Word: patch antenna, chipped strain sensor, crack sensor, resonant frequency

目录

摘要	I
ABSTRACT.....	III
目录.....	V
第 1 章 绪论.....	1
1.1 引言.....	1
1.2 基于电参数测量的应变传感器国内外研究综述.....	2
1.2.1 基于振荡电路的应变传感器.....	3
1.2.2 基于天线的应变传感器.....	4
1.2.3 基于射频腔和探针的应变传感器.....	8
1.3 基于电参数测量的裂缝传感器国内外研究综述.....	10
1.4 本文研究意义、方案和内容.....	11
1.4.1 研究目的及意义.....	11
1.4.2 先行研究及研究思路.....	12
1.4.3 技术路线.....	13
1.4.4 主要研究内容.....	16
第 2 章 基于贴片天线的有芯片应变传感器的原理.....	17
2.1 电磁学基本理论.....	17
2.1.1 麦克斯韦方程.....	17
2.1.2 柱形传输系统电磁场的求解.....	20
2.1.3 传输线理论.....	22
2.1.4 阻抗匹配与反射系数.....	27
2.2 有芯片应变传感器的设计与传感原理.....	30
2.2.1 二分之一波长矩形贴片天线原理与设计公式.....	30
2.2.2 四分之一波长矩形贴片天线原理与设计公式.....	36
2.2.3 基于四分之一波长贴片天线的应变传感器应变测量原理.....	37
2.3 有芯片应变传感器谐振频率的无线检测原理.....	38
2.4 本章小结.....	40
第 3 章 基于贴片天线的有芯片应变传感器的设计与模拟.....	42
3.1 有芯片应变传感器的设计.....	43
3.2 有芯片应变传感器的电学模拟.....	44
3.2.1 初始状态下有芯片应变传感器的电学模拟.....	44
3.2.2 经历应变时有芯片应变传感器的电学模拟.....	46
3.3 有芯片应变传感器的力学模拟.....	48
3.3.1 有限元模型的建立.....	49

3.3.2 数值模拟结果的分析.....	51
3.4 灵敏度系数与传递效率系数.....	54
3.5 本章小结.....	55
第 4 章 基于贴片天线的有芯片应变传感器的试验.....	57
4.1 应变传递效率试验.....	58
4.1.1 试验设计.....	58
4.1.2 试验结果分析.....	60
4.2 有芯片应变传感器传感特性试验.....	61
4.2.1 试验设计.....	61
4.2.2 谐振频率的提取.....	62
4.2.3 试验结果分析.....	65
4.3 本章小结.....	68
第 5 章 基于贴片天线分离式裂缝传感器的传感理论与模拟.....	69
5.1 基于传输线模型的分离式裂缝传感器的基本理论.....	70
5.2 分离式裂缝传感器的设计.....	72
5.2.1 分离式裂缝传感器的初步设计和传感原理.....	72
5.2.2 分离式裂缝传感器的设计优化.....	74
5.3 分离式裂缝传感器的电学模拟.....	75
5.3.1 分离式裂缝传感器谐振频率的模态分析.....	75
5.3.2 介质板分离式裂缝传感器的电学模拟.....	78
5.3.3 L 形耦合线分离式裂缝传感器的电学模拟.....	79
5.4 本章小结.....	81
第 6 章 基于贴片天线的分离式裂缝传感器的试制与试验.....	83
6.1 天线试制.....	83
6.2 试验设计.....	86
6.3 结果分析.....	88
6.3.1 谐振频率的提取.....	88
6.3.2 介质板分离式裂缝传感器的结果分析.....	89
6.3.3 L 形耦合线分离式裂缝传感器的结果分析.....	90
6.3.4 实验室自制裂缝传感器的结果分析.....	91
6.4 本章小结.....	92
第 7 章 结论与展望.....	94
7.1 结论.....	94
7.2 展望.....	96
致谢.....	98
参考文献.....	99
个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果.....	102

第 1 章 绪论

1.1 引言

建筑、桥梁等重要工程结构在使用荷载和环境作用下随着时间的推移性能逐渐退化,为了准确评估结构的恶化,在过去的几十年中大量的结构健康监测研究得到了发展^[1]。作为结构健康监测系统关键部分的传感器,可监测如应变、裂缝和位移等形变参数,这些参数为结构性能的评估提供了可靠的依据。

在结构构件中,应变状态反应了其工作情况,可依据传感器采集的应变信息对构件的性能进行准确的评估以及对结构的剩余寿命进行合理的预测。电阻应变传感器、弦振式应变传感器和光纤光栅传感器为常见的传统应变传感器。其中电阻式应变传感器是将构件的应变变化转化为自身的电阻变化,通过电路进一步转化为电流或电压信号来反应应变的变化^[2],使用最为广泛,性能可靠;弦振式应变传感器利用弦的共振频率与应变的关系进行应变测量^[3],稳定性较好,但安装时需将安装块焊接在钢构件表面,增加了安装难度;光纤光栅传感器是基于光纤光栅布拉格波长的调制来获取传感信息^[4],抗干扰能力较强,但容易损坏,埋入时需做好封装保护。

在结构构件中,裂缝可直接反应结构的损伤状态,是结构评估中的重要参数。在混凝土结构中,结构荷载、温度变化以及不均匀沉降等因素均可使结构产生裂缝,裂缝可加速混凝土的碳化和钢筋的锈蚀,降低结构的承载力,影响其性能;对于钢结构,裂缝通常由往复荷载产生,一旦扩展到临界长度将发生疲劳破坏。裂缝的宽度可通过裂缝宽度仪、超声波测试^[5]等方法进行评估。但该类方法只在某个固定周期进行检测,检测之前的时间内裂缝可能扩展至危险宽度,并且人工检测要花费大量的劳力和费用。常用的裂缝传感器有光纤裂缝传感器,该裂缝传感器基于光能量的强度进行裂缝宽度的测量^[6],与光纤应变传感器原理相同,因此在埋入混凝土结构中时同样需要封装保护。

在利用上述应变和裂缝传感器监测结构形变时,通常需要大量的导线为传感器提供能源以及实现数据的传输,这些导线会增加传感器安装的难度,限制传感器的布置以及提高了传感系统的成本,更为严重的是当结构经历灾害时,传感系统可能会因为导线的损坏导致其失效。为了克服传统传感器存在导线的缺点,许多无线传感器被开发研究^[7]。这些无线传感器利用传统形变感应单元采集形变信号,将采集的模拟信号通过 A/D 转换器转化为数字信号,利用微处理器存储并

处理所采集的数据，最后利用天线将数据无线传输给终端。这类无线传感器需要电池为其提供能量，虽然避免了有线带来的麻烦，但当电池损坏或电量不足时传感器不能正常工作，更换电池又需要耗费大量的劳动力，甚至会对结构造成损伤。因此，无源无线传感器的开发研究显得很有必要。

随着学科交叉的兴起，学者们发现了天线的特殊力学性质：天线的某些电磁特性参数，如谐振频率、相位角等，会随着天性尺寸的改变而发生改变。当阅读器向天线发射电磁信号时，天线可接受该电磁信号，并产生感应电流，采用 IC 芯片对该信号进行调制并反向散射，最后阅读器接收此电磁信号。借助天线的特殊力学性质，将天线粘贴在结构上，当结构的形变包括应变和裂缝宽度引起天线尺寸改变时，通过此过程可无线检测天线电磁特性参数，进而换算得到结构形变，实现对结构形变的无线监测；同时，当阅读器向天线发射的电磁波满足一定的功率和频率要求时，芯片即可被激活进入工作状态，不需要额外的电源对其进行能量供应，实现对结构形变的无源监测。

基于天线可感知形变的特殊力学性质可将天线同时作为传感器的形变感应单元与信息传输单元，完成应变和裂缝宽度的感应和电磁信号的传输；配备阅读器和电脑，分别完成天线相应电磁特性参数的采集以及数据处理的任务。同时可在天线中增加芯片，以用于存储测点的 ID 编号，也可用于调制阅读器所发射的电磁信号进而反射，使其与环境所反射的电磁信号所区分开来^[8, 9]。这样，以上部分构成了一个射频识别传感系统，即 RFID 传感系统，如图 1.1 所示，可无源无线的监测结构形变，如应变或裂缝宽度，解决了传感系统中存在导线所造成的弊端，使得 RFID 传感系统具备功能完备、简单、成本低以及易于维护等优点。

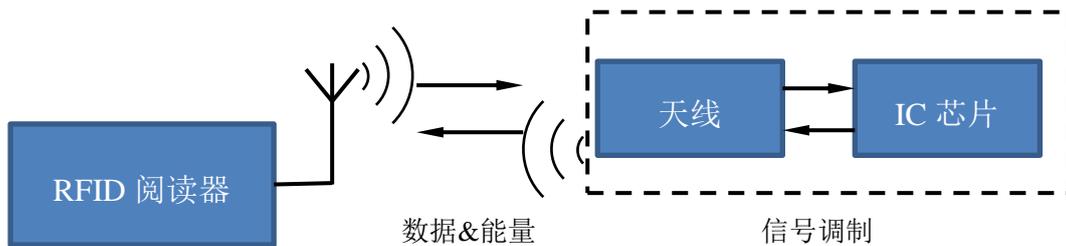


图 1.1 RFID 系统组成图

1.2 基于电参数测量的应变传感器国内外研究综述

基于天线的应变传感器是近十多年才兴起的传感器，随着科学研究的发现，天线传感器越来越得到研究人员的重视，研究内容也不断的深入。本节将对基于天线的应变传感器的技术以及国内外近些年来学者的研究进展进行介绍。

基于天线的应变传感器是受基于 LC 振荡电路的应变传感器的启发而来,因此本节将首先对基于 LC 振荡电路的应变传感器进行介绍,接着对基于不同天线形式的应变传感器进行介绍。除此之外,也有学者应用谐振射频腔和探针作为传感器的应变和位移感应单元监测结构应变和位移,该类传感器与天线传感器的工作原理相似,都是基于电磁特性参数的测量进行监测,因此也将对其进行介绍。

1.2.1 基于振荡电路的应变传感器

学者们在本世纪初根据振荡电路的谐振频率与尺寸相关的特性开发了一些传感器用于监测结构应变。

2002 年,Butler 等^[10]提出了一种非接触式的无源无线电感耦合式的应变传感器。该传感器本身是一个并联的 LC 振荡电路,如图 1.2(a)所示。该振荡电路与射频探测器、配电板以及示波器组成了应变传感系统,如图 1.2(b)所示。将该振荡电路埋置于结构之中,当结构发生应变时,振荡电路的形状尺寸随之发生改变,根据 LC 振荡电路的电学特性,其谐振频率也会随之发生改变。试验结果表明,振荡电路的谐振频率与应变的关系和理论结果十分接近。因此可通过检测振荡电路的谐振频率来获取所埋入结构的应变。

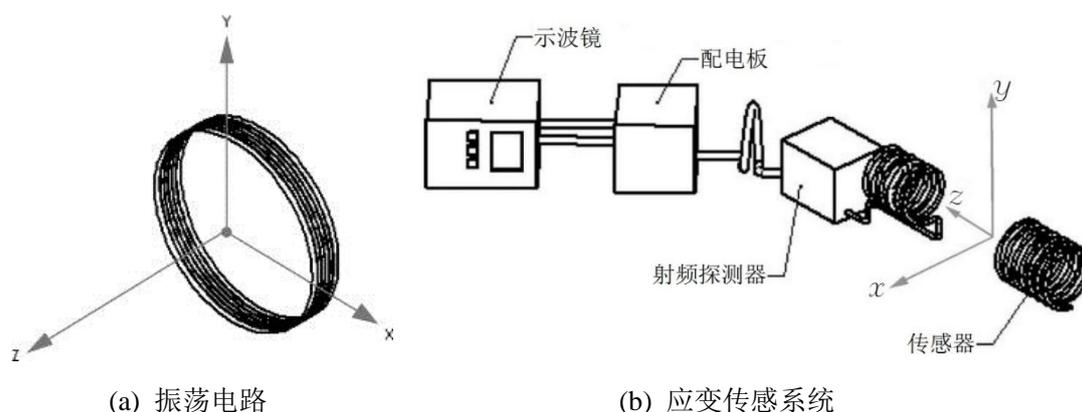


图 1.2 基于 LC 振荡电路的应变传感器^[10]

2002 年, Mita 等^[11-13]基于 LC 电路提出了用于监测结构构件峰值形变的传感器。该传感器如图 1.3 所示,由内外两个铝套筒以及中间的绝缘层组成,当将结构发生形变时,内外两个铝套筒随之发生相对位移,使得两个铝套筒的正对面积发生改变,引起 LC 电路中的电容发生改变,进而对电路的谐振频率产生影响。依据此原理,建立 LC 电路的谐振频率与相对位移的关系监测结构形变。试验结果表明谐振频率偏移量与位移的关系和理论结果吻合较好,可用于监测结构峰值应变。

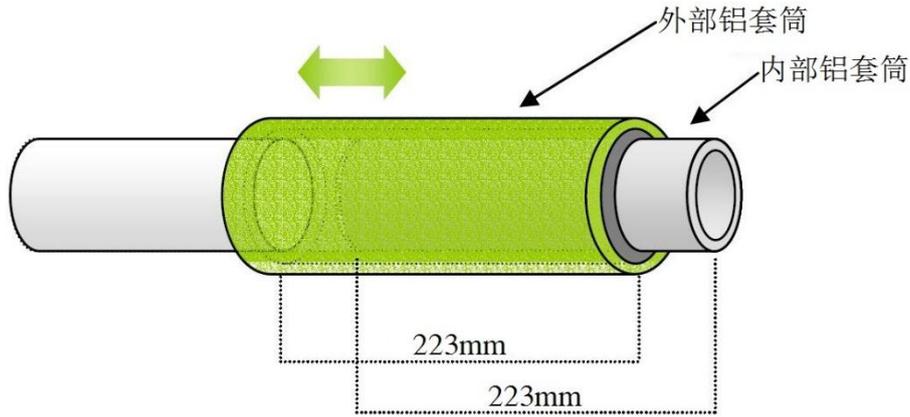


图 1.3 基于 LC 电路的峰值应变传感器^[12]

以上应变传感器中 LC 振荡电路的工作频率一般处于几十 MHz，位于中高频射频段。其采用电感耦合的方式进行工作，必须位于阅读器耦合线圈的辐射场近场中才可以正常工作，使其谐振频率可被阅读器所检测。此外，LC 电路的谐振频率与其形变虽有着较好的关系，但都不是线性关系，非线性曲线的描述往往需要多个参数，即传感器的灵敏度系数会包含多个参数，这对于在工程中应用的传感器而言，十分不方便。

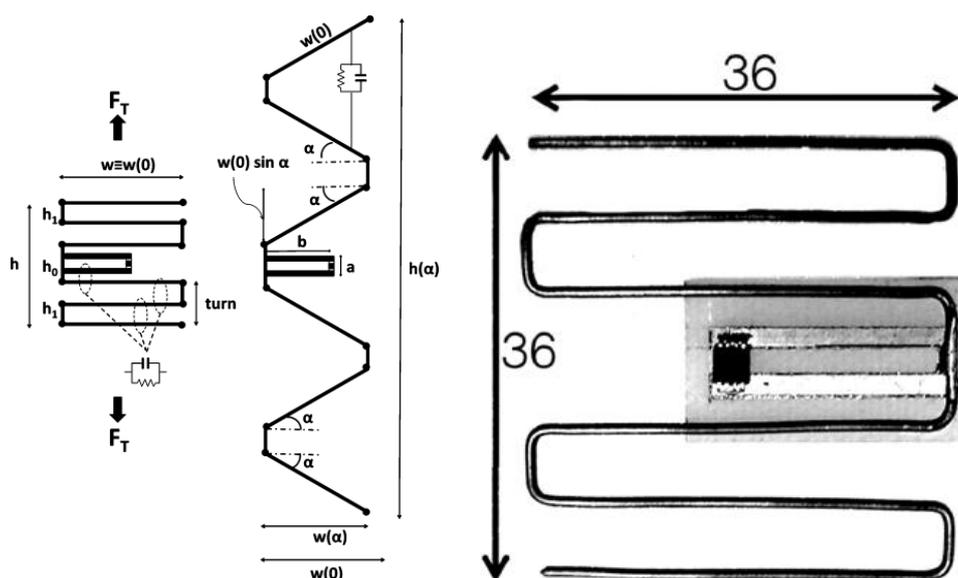
1.2.2 基于天线的应变传感器

基于工作中中高射频段 LC 振荡电路的传感器，学者们意识到电磁场在应变测量领域的前景，并逐渐对工作在超高频与微波频段的贴片天线展开了研究。天线的工作原理是电磁反向散射，即阅读器与天线传感器通过电磁波相互作用。

近些年来学者们对不同形式的贴片天线进行了研究，常见的主要包括偶极子天线、圆形贴片天线和矩形贴片天线，根据这些天线的特殊力学特性提出了不同的应变传感系统。

(1) 基于偶极子天线的应变传感器

2011 年，Occhiuzzi 等^[14]提出了一种基于折线形偶极子天线的应变传感器。如图 1.4 所示，当该偶极子天线经历形变时，弯折角度以及天线长度都会发生改变，根据理论公式可知该几何参数的改变会引起偶极子天线增益、输入阻抗、功率传输系数和反向散射功率等电磁特性参数的改变。通过数值模拟，发现偶极子天线的峰值反向散射功率与其所经历的应变有着较好的关系。设计试验分别获取不同应变状态下偶极子天线的峰值反射功率，并与对应的应变进行拟合。试验结果表明在应变小于 5% 时，偶极子天线的峰值反射功率与应变有着较好的线性关系，并且和模拟结果十分相近。

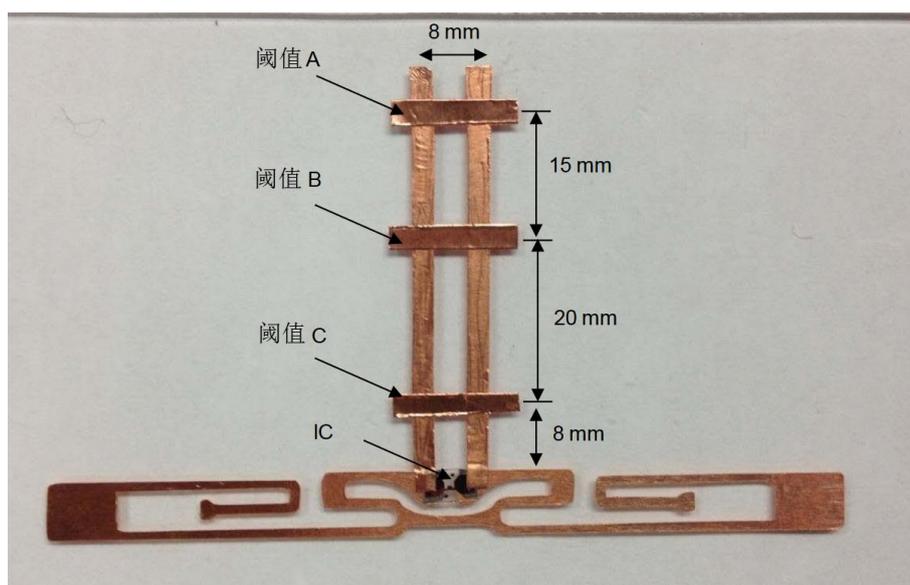


(a) 偶极子天线拉伸示意图

(b) 偶极子天线实物图

图 1.4 偶极子天线应变传感器^[14]

2013年, Bai等^[15]基于偶极子天线提出了一种由破损触发的阈值应变传感器, 即当结构应变达到预设阈值时, 偶极子天线的部分结构发生破损, 引起偶极子天线电路的改变, 从而引起天线相应电磁特性参数的改变, 进而获取结构的应变信息。如图 1.5 所示, 该天线传感器共设置 A、B 和 C 三个阈值, 并以阈值输出功率作为参数进行测量。当结构的应变分别引起 A、B 和 C 位置处横向贴片断裂时, 天线的阈值输出功率也随之发生阶跃。因此可根据阈值输出功率判断结构的应变范围以及根据阈值功率是否改变判断结构应变是否突破预设临界值。

图 1.5 基于偶极子天线的阈值应变传感器^[15]

(2) 基于贴片天线的应变传感器

理论研究表明,贴片天线的上辐射贴片长度与贴片天线谐振频率在小应变下有着较好的线性关系,并且贴片天线具有剖面低、加工方便以及造价便宜等优点,因此基于贴片天线的应变传感器在应变监测领域也得到了广泛的应用。

2010年, Daliri 等^[16, 17]提出了基于圆形微带贴片天线的应变传感器。由于圆形贴片天线的极化方式为圆极化,因此可监测结构表面各个方向的应变。如图 1.6 所示,在检测该贴片天线的谐振频率时,需在距圆形贴片天线较近的位置放置一个喇叭天线。喇叭天线与圆形贴片天线的距离和其间所成夹角等因素均会对圆形贴片天线的谐振频率造成一定影响,并且当喇叭天线与圆形贴片天线的距离超过 5cm 时,圆形贴片天线的信噪比会急剧衰减,使圆形贴片天线的谐振频率无法被喇叭天线准确检测。因此,喇叭天线应紧靠并固定在圆形贴片天线 5cm 的范围以内来保证天线传感器正常工作,这极大的限制了该天线在实际工程中的应用。

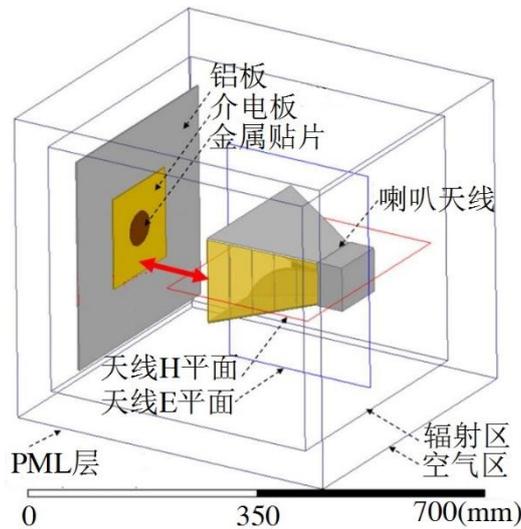
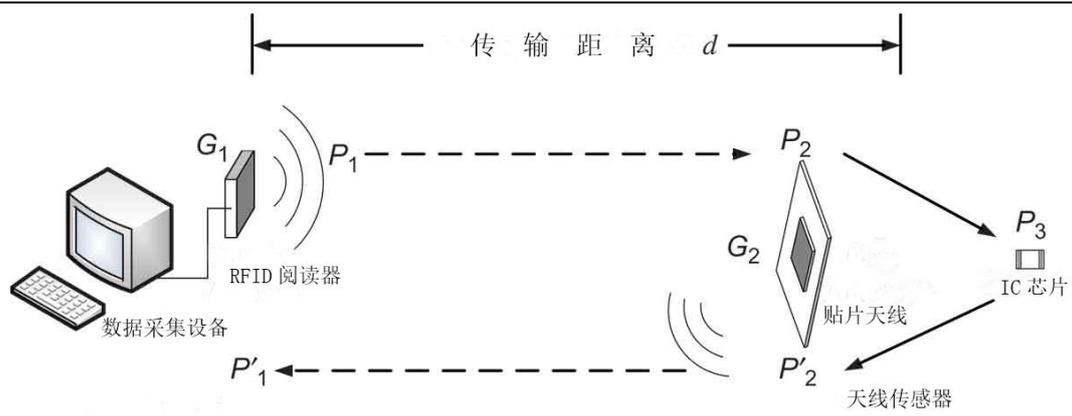


图 1.6 基于圆形微带贴片天线的应变传感器^[16]

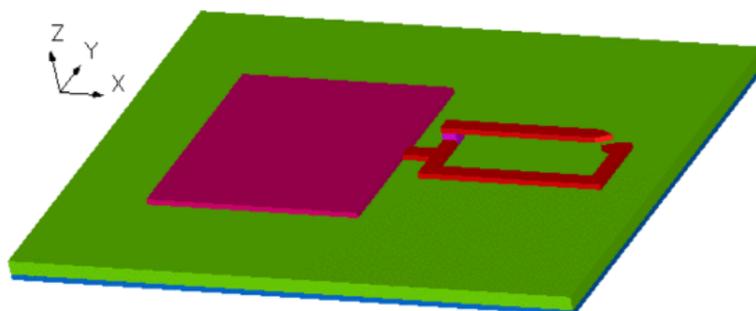
2011年, Yi 等^[18, 19]提出了基于矩形贴片天线的应变传感器。如图 1.7 所示,该传感系统由天线传感器、RFID 阅读器以及数据采集处理设备组成。其中天线传感器由贴片天线和 IC 芯片构成。IC 芯片可存储信息以及调制电磁波。设计拉伸试验,提取不同应变水平下的贴片天线谐振频率,并与对应的应变进行拟合。试验结果表明贴片天线的谐振频率与应变有着较好的线性关系。此外还对阅读器所发射电磁波的传输距离等因素进行了探究,结果表明不同的传输距离会对天线传感器的灵敏度产生微量的影响。

图 1.7 基于矩形贴片天线传感器的传感系统^[18]

除上述的天线应变传感器，学者们还研究了其他形式的天线应变传感器，见文献^[20-26]。

(3) 对天线传感器的改进

对于矩形贴片天线，根据设计公式可知天线传感器的灵敏度系数为贴片天线的初始谐振频率，而在设计贴片天线确定其初始谐振频率时，需要进行综合考虑，如贴片天线的尺寸或与之协同工作的 IC 芯片的工作频率，因此不可盲目设计具有过高初始谐振频率的贴片天线。2013 年，Thai 等^[27, 28]基于贴片天线提出了一种高灵敏度的应变传感器。如图 1.8 所示，通过在贴片天线的负载中增加了一个开环回路，改变了天线负载的电阻、感抗和容抗，使得该贴片天线具有多个谐振频率点。因此可利用高于贴片天线本身谐振频率的其他谐振频率点与贴片天线的应变建立关系，进行应变的监测，以达到提高基于贴片天线的应变传感器灵敏度系数的目的。

图 1.8 具有开环回路的贴片天线应变传感器^[27]

当阅读器发射电磁波后，贴片天线接收电磁波并将其反向散射，阅读器同样可接收来自于贴片天线反向散射的电磁信号，通过此过程完成信息的传递和能量的传输。其中在阅读器的发射电磁波后，周围某些环境物也会将来自于阅读器的电磁波进行反射，掺杂在贴片天线反向散射的电磁波之中，即环境噪声。因此在 RFID 无线传感系统中，阅读器所接收的来自于贴片天线传感器的电磁信号会受

到环境噪声的干扰。

为减小环境噪声的影响,2016年,Cho等^[29]提出了一种倍频天线应变传感器,如图1.9所示。该天线传感器由谐振频率为2.9GHz的贴片天线和谐振频率为5.8GHz的贴片天线通过肖基特二极管连接而成,其中2.9GHz的贴片天线为传感器的应变感应单元以及电磁信号接收单元。2.9GHz贴片天线在接收电磁信号之后,一方面进行反向散射,另一方面通过肖基特二极管将电磁信号传输至5.8GHz的贴片天线并进行散射。此时阅读器可接收到频率为 f 和 $2f$ 的电磁信号,将会很容易的将天线传感器反射信号与环境噪声区分开来,可有效地消除环境噪声的影响。

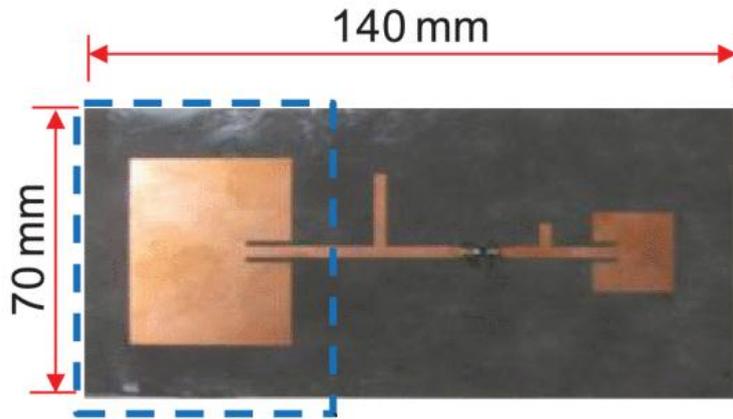


图 1.9 倍频天线应变传感器^[29]

1.2.3 基于射频腔和探针的应变传感器

除了偶极子天线以及贴片天线之外,学者们还尝试具有谐振特性的其他形式,如谐振射频腔和探针。

2009年,Thomson等^[30]提出了一种基于谐振射频腔的应变传感器。如图1.10(a)所示,该腔体的谐振频率与腔体的长度相关,当将该传感器埋入混凝土结构之中时,混凝土发生形变后会引引起腔体长度的改变,进而引起谐振腔谐振频率的偏移,依此可监测结构应变。此外该谐振腔的检测距离可达10m,在工程中有着较好的应用。

近两年随着液体天线研究的兴起,学者们发现液面高度的改变会影响天线的谐振频率^[31],因此在谐振腔体中注入液体,将结构形变与腔体内液面的改变建立联系,即可完成对结构形变的监测。2018年,基于液体圆柱腔体的传感器被相继提出^[32, 33]。

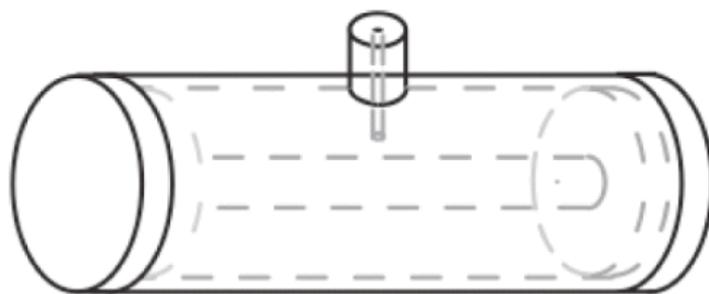
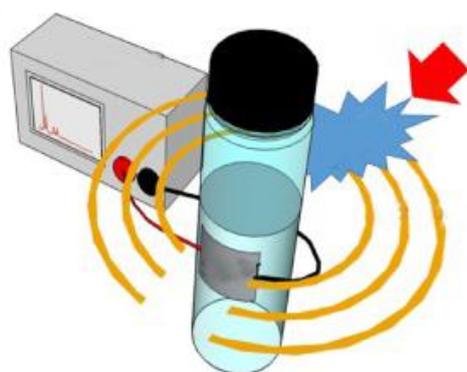
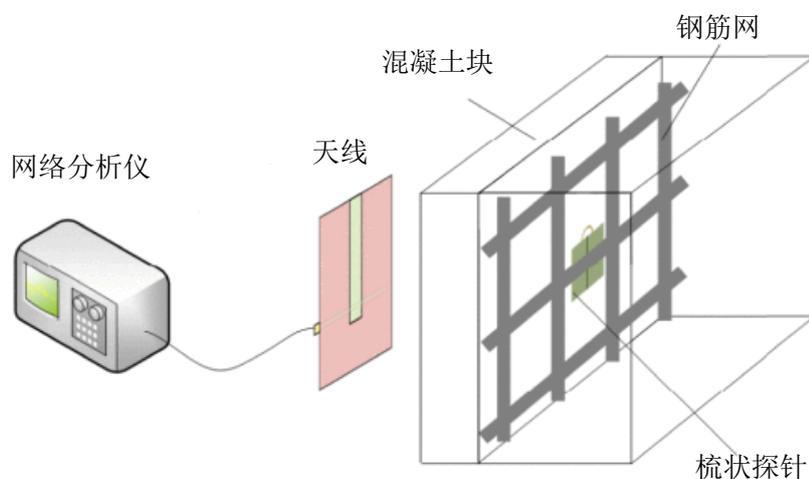
(a) 谐振空腔应变传感器^[30](b) 液体圆柱腔体传感器^[33]

图 1.10 谐振腔体传感器

2015 年, Ozbey 等^[34]提出了一种基于梳状嵌套开环谐振探针的传感器, 如图 1.11 所示。将探针附着在混凝土结构里的钢筋上, 通过外部天线可检测探针的谐振频率。当钢筋发生形变时, 梳状探针的几何形状与尺寸随之发生改变, 造成其谐振频率的偏移。由于探针埋置在混凝土中, 该文献就混凝土对 RFID 系统中电磁信号的影响进行了多项试验, 表明当混凝土与探针的距离大于 1.5cm 时影响即

图 1.11 基于梳状探针的应变传感系统^[34]

可忽略，因此可采用泡沫聚苯乙烯板将探针与混凝土进行分隔，解决此问题。

1.3 基于电参数测量的裂缝传感器国内外研究综述

裂缝包括长度、宽度、深度和方位等参数，本文设计的裂缝传感器主要完成对裂缝宽度扩展的监测，所以文献综述也只针对基于射频识别的测量裂缝宽度的传感器，探测裂缝深度的传感器参照文献^[35]，探测裂缝长度和方位的传感器参照文献^[36-39]。

裂缝宽度与应变都属于结构形变，都会使结构产生相对位移，进而会引起粘贴在相应位置传感器的尺寸发生改变。基于此原因，用以监测结构应变的天线传感器同样可用于监测结构裂缝宽度，如 Yi 等^[19]和 Cho 等^[29]提出的基于贴片天线的传感器。

天线传感器粘贴在裂缝表面监测裂缝扩展过程中，由于应力在裂缝附近过于集中，可能会引起天线传感器上辐射贴片的开裂，如图 1.12 所示。当上辐射贴片开裂发生后，上辐射贴片中的感应电流则不能通过开裂处，与未开裂之前的贴片存在较大的差异，因此在实际测量裂缝宽度时天线传感器的灵敏度系数与测量结构应变时的灵敏度系数不相同，即贴片天线的理论推导不适用与上辐射贴片开裂的情况，因此用于测量裂缝宽度的天线传感器的灵敏度系数需通过试验重新标定。但上辐射贴片因结构裂缝处的应力集中引起的开裂具有随机性，若上辐射贴片每次开裂长度和方位等参数不同，则会引起天线传感器测量裂缝宽度时的灵敏度系数的不同。

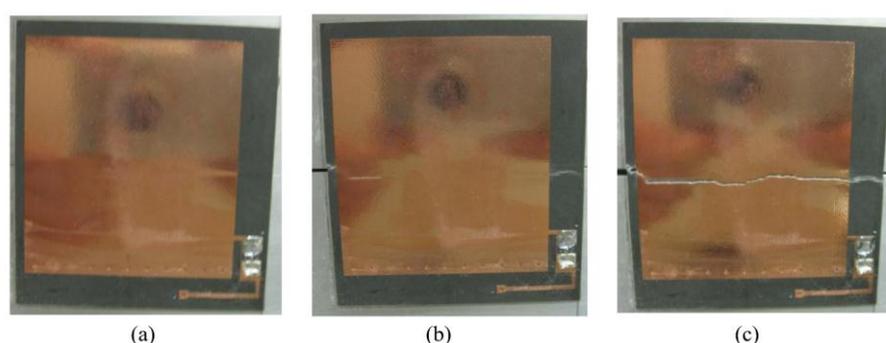


图 1.12 不同裂缝宽度下天线传感器的变形(a)0.13m (b)0.53m (c)0.81m^[19]

为弥补基于单一贴片天线的裂缝传感器的不足，即上辐射贴片开裂程度的不确定性使得贴片天线中电流的分布难以明确，进而引起不同传感器测量裂缝宽度时灵敏度系数的差异。2014 年，Stefano 等^[40, 41]提出了一种基于互耦偶极子天线的裂缝传感器。如图 1.13 所示，将两个偶极子天线分别粘贴在裂缝的两侧。当

裂缝扩展时，两个偶极子天线发生相对位移，之间距离发生改变，根据理论推导表明，互耦的偶极子天线相位角也会随之改变。因此可通过 RFID 阅读器检测偶极子天线相位角的变化量，依此获取天线之间的相对位移，即两天线之间裂缝宽度的扩展值。

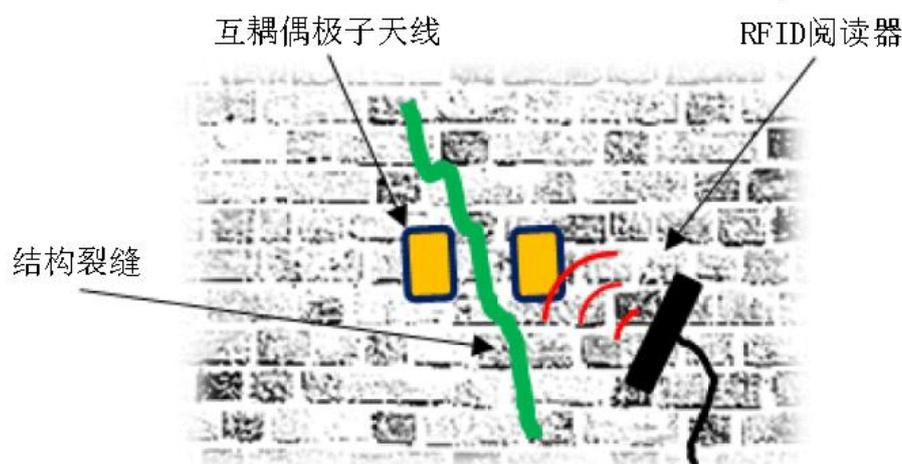


图 1.13 基于互耦偶极子天线的传感系统^[41]

1.4 本文研究意义、方案和内容

1.4.1 研究目的及意义

为解决常见的传统传感器所存在的不足，即传感系统中导线的存在使得安装耗时费力以及灾害过程中导线的破坏致使传感系统失效等问题，基于电磁特性参数测量的传感器得到了大量的发展。但当天线传感器的所测电磁特性参数与形变的关系为非线性时，在工程应用中会增加其操作使用的复杂程度。同时，也应尽量减少天线传感器所测电磁特性参数受无线监测距离的影响。基于此，本文首先旨在研究一种基于贴片天线的无源无线有芯片应变传感器，用以监测结构的应变。在裂缝监测中，为避免基于贴片天线的裂缝传感器的上辐射贴片开裂，本文进一步旨在研究一种基于贴片天线的分离式裂缝传感器。

因天线特殊的力学性质，即天线尺寸发生改变时某些电磁特性参数也会随之改变，通过建立天线电磁特性参数与形变之间的关系，即可通过阅读器发射电磁波测量天线相应的电磁特性参数进而完成结构应变和裂缝宽度的无线检测。本文通过对有芯片应变传感器的研究，可探究在无源无线测量环境中基于贴片天线的传感器对应变的传感性能；通过对分离式裂缝传感器的研究，可使得基于贴片天线的传感器的所测电磁特性参数与其两组件相对位移的关系得到证明。

在此传感系统中，天线既为形变感应单元，也为信息传输单元，简化了传感系统的构成，降低了传感系统的操作难度，同时也节约了传感系统的成本，有利于其在工程中的广泛应用。

1.4.2 先行研究及研究思路

2017年，蒋灿^[42]提出了一种2.45GHz的基于四分之一波长贴片天线的无芯片应变传感器，如图1.14(a)所示，通过数值模拟和拉伸试验对其性能进行了研究，证明了该传感器在有线测试的条件下应变传感性能良好，并通过解耦方程证明了该传感器监测应变时具有较好的方向性。为进一步验证贴片天线宽度方向的变形对谐振频率的影响，2017年徐康乾等^[43]重新设计了一种不同宽度的2.45GHz的无芯片应变传感器，通过两种宽度的基于贴片天线应变传感器拉伸试验结果的对比，证明了贴片天线在纵向拉伸过程中宽度方向的变形对其谐振频率的影响可以忽略。

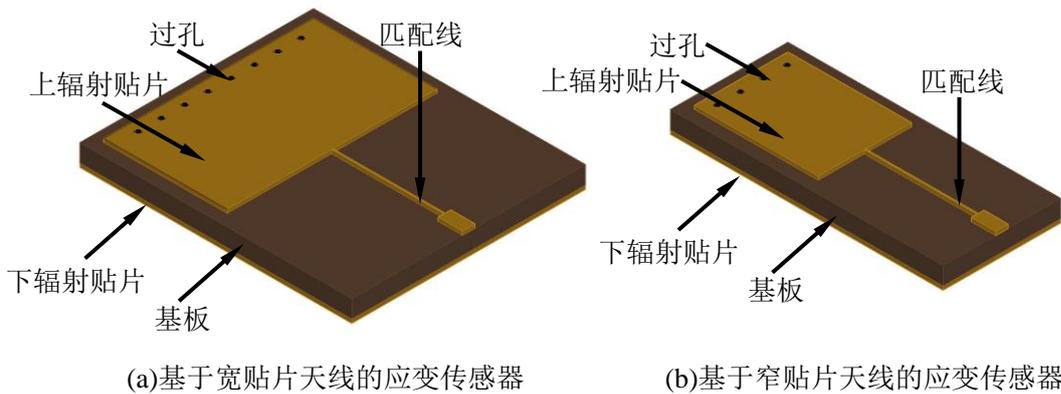


图 1.14 2.45GHz 基于四分之一波长贴片天线的无芯片应变传感器

该2.45GHz的基于贴片天线的无芯片应变传感器需要网络分析仪通过同轴线对其电磁特性参数进行检测，如图1.15所示。为在传感系统中去除同轴线，本文首先同样基于贴片天线提出一种有芯片的应变传感器，实现结构应变的无源无线监测，并对其线性度和灵敏度等传感特性进行探究。

为了探究基于贴片天线的无芯片应变传感器的量程，徐康乾等^[44]使用强力胶将该传感器粘贴在钢板上对其进行拉伸试验，试验结果表明在贴片天线的谐振频率和试件应变仍在线性变化区间时传感器与试件便发生了连接破坏。为解决传感器与结构的连接问题，首先考虑新的连接方式，如点焊焊接或螺栓锚接等连接方式，采用点焊焊接时会对贴片天线的下辐射贴片造成一定的破坏，采用螺栓锚接时需在贴片天线的基板中开孔，这两种方式均会对贴片天线的电磁特性产生影响。同时查阅参考文献时发现，使用单个贴片天线作为裂缝传感器监测结构裂缝扩展时，由于上辐射贴片的开裂具有随机性，使得基于单个贴片天线的裂缝传感器的

性能具有较大的不确定性。

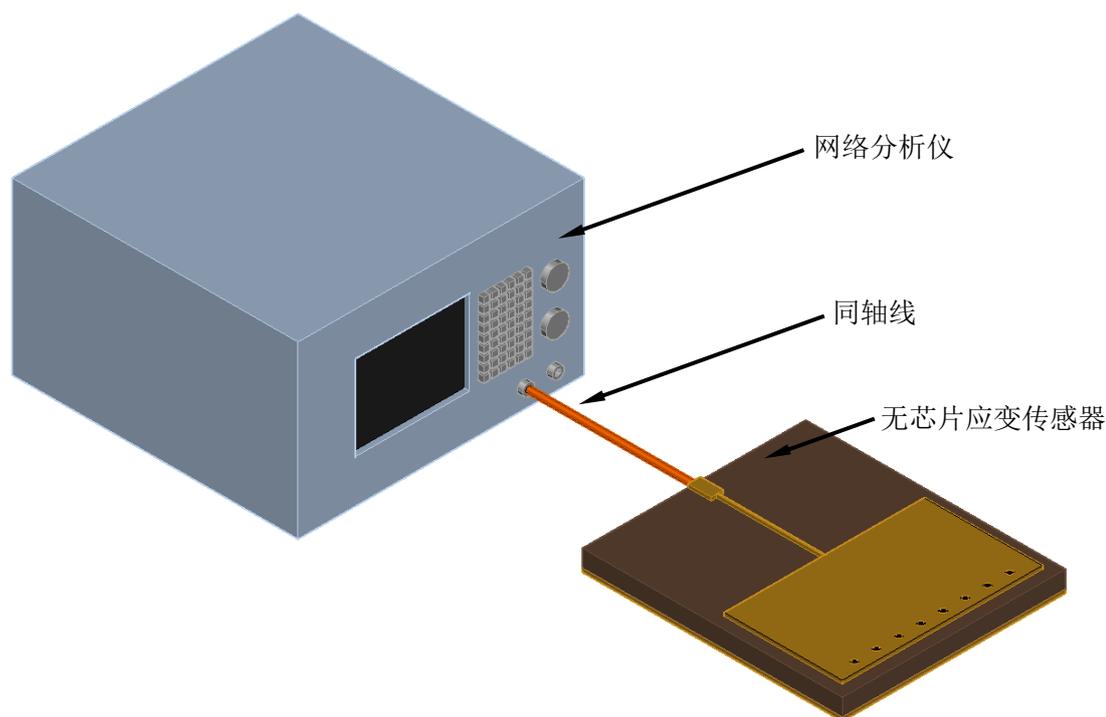


图 1.15 基于贴片天线的有芯片应变传感器的检测

分析可以发现，使用单个贴片天线作为应变传感器时，一方面需要考虑应变传递效率，一方面在大应变下连接容易发生破坏，且更牢固的连接方式难以实现；使用单个贴片天线作为裂缝传感器时，上辐射贴片的开裂使得裂缝传感器的性能具有较大的不确定性。为解决此问题，通过在贴片天线的负载中增加电容元件实现贴片天线匹配线和耦合线的分离，将传感器变为两个组件，并将其首先应用于裂缝宽度的监测中，即基于贴片天线的分离式裂缝传感器，并对其监测裂缝宽度的传感特性进行探究，包括线性度、灵敏度、分辨率以及精度等。

在分离式裂缝传感器的初步探究阶段，根据循序渐进的原则，首先实现其无芯片形式，借助同轴线对其性能进行研究。若基于贴片天线的无芯片的分离式裂缝传感器具有较好的监测裂缝宽度的性能，可进一步实现其有芯片的形式，完成裂缝宽度的无源无线监测。此外，裂缝宽度的监测其实质为一定范围内结构相对位移的监测，基于此原理可将此分离式裂缝传感器用作应变传感器监测一定标距内结构的平均应变。

1.4.3 技术路线

针对基于贴片天线传感器的研究，首先应根据现有理论对贴片天线进行分析，若采用基本的贴片天线形式，可根据已有理论公式直接对其进行设计；若采用新

形式的贴片天线，则需根据基本理论对其进行简化分析，在理论层面探究其传感原理。

根据理论分析初步选定贴片天线形式后，可根据贴片天线的设计公式计算得到传感器的大体尺寸，并在有限元软件中建立粗略模型，并根据模拟结果选定贴片天线相应的电磁特性参数作为监测结构形变的依据，之后对天线尺寸做进一步优化，以保证贴片天线和负载阻抗相匹配。

最后根据优化后模型的尺寸对传感器进行委托加工，设计试验，完成传感器相关传感特性的测试，如线性度、灵敏度、分辨率和精度等参数，并与数值模拟结果相对比，探究其性能。

因天线委托加工周期较长，对于裂缝传感器，增加实验室试制环节，并对实验室自制模型进行试验，将试验结果与委托加工模型结果相比较，探究实验室自制模型的可靠性，以便缩短后续天线传感器的研究周期。总体技术方案流程图以及天线传感器设计流程图和天线传感器测试分析技术方案分别如图 1.16、1.17 和 1.18 所示。

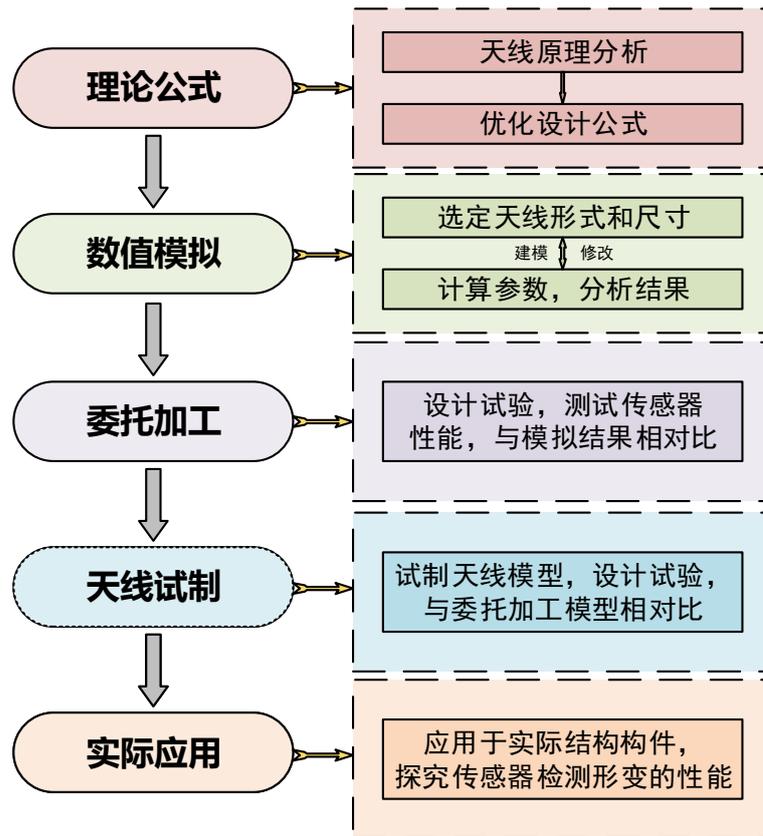


图 1.16 天线传感器研究技术方案

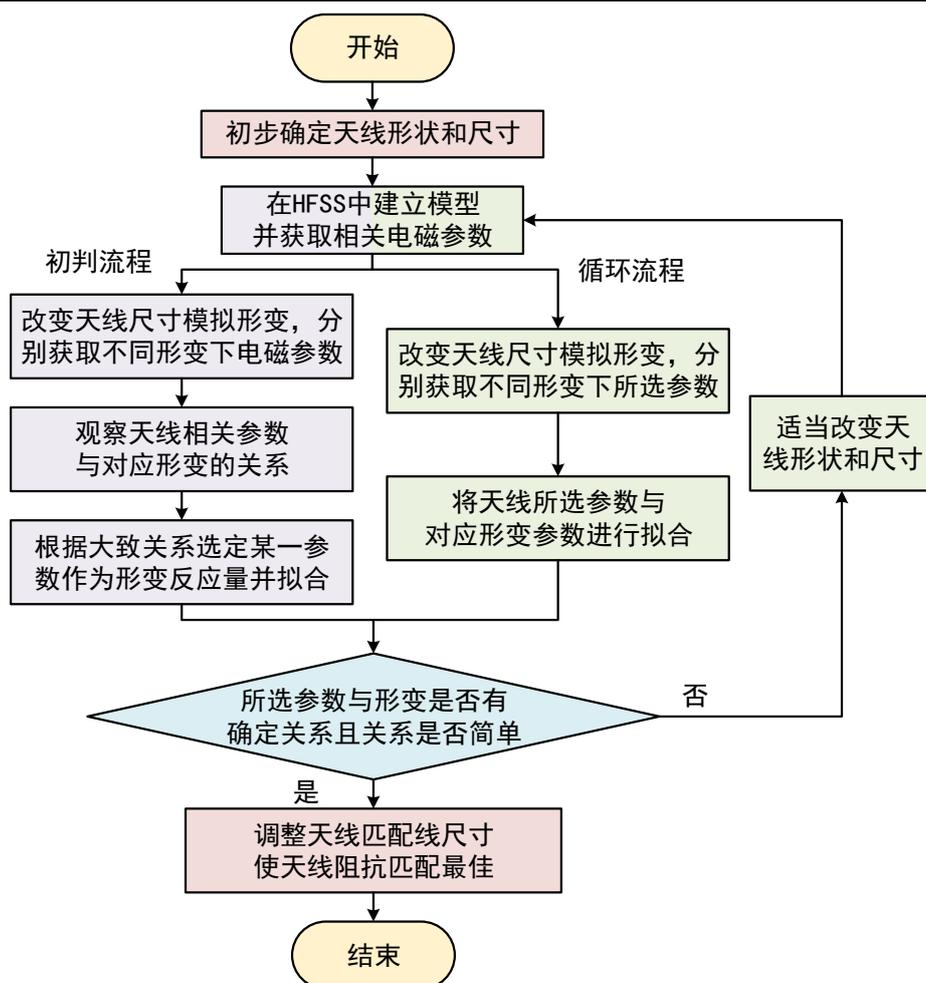


图 1.17 天线传感器设计流程图

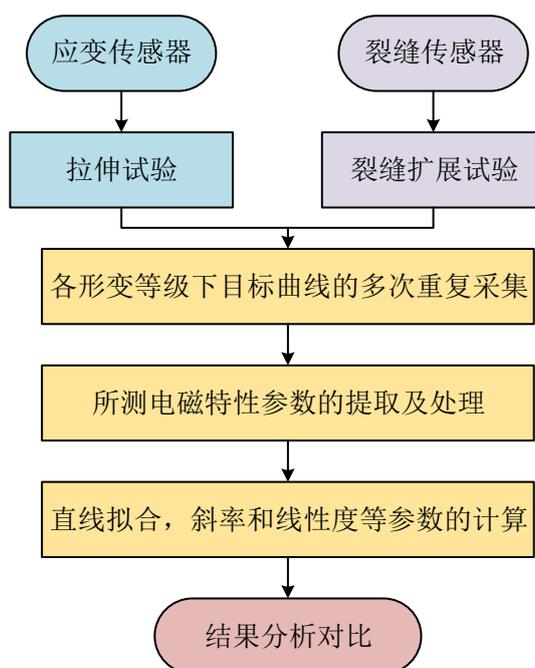


图 1.18 天线传感器测试分析技术方案

1.4.4 主要研究内容

本文的主要内容及章节安排如下：

第一章为绪论，对本论文的研究背景进行简单的介绍，并对本文所涉及的基于射频识别的应变和裂缝传感器的国内外研究状况进行介绍，最后对本文的研究意义、研究思路和技术方案进行介绍。

第二章为基于贴片天线的有芯片应变传感器的原理，首先对所涉及的电磁场理论和传输线理论进行简单的介绍，然后根据这两个理论基础，对贴片天线的设计公式以及谐振频率无线测量原理进行介绍。

第三章为基于贴片天线的有芯片应变传感器的设计与模拟。首先根据设计公式对基于贴片天线的有芯片应变传感器进行设计，并在有限元软件 HFSS 中建立传感器的有限元模型对其进行电学模拟，以验证应变与谐振频率的关系。由于剪力滞后效应，需考虑无线应变传感器的传递效率，在 ABAQUS 中建立模型，对粘贴有芯片应变传感器的试件进行拉伸，对其进行力学模拟，以获得传递效率系数。

第四章为基于贴片天线的有芯片应变传感器的试验。首先设计传递效率试验，获得天线的传递效率系数，与力学模拟进行相互验证。然后设计拉伸试验，用 RFID 阅读器分别获得不同荷载水平下的谐振频率，并与对应的应变进行拟合，验证基于贴片天线的有芯片应变传感器的传感特性。

第五章为基于贴片天线分离式裂缝传感器的传感理论与模拟。首先根据传输线模型对分离式裂缝传感器进行理论分析，并结合设计公式和有限元软件得到具体的天线尺寸。然后进行电学模拟，对其多阶模态以及谐振频率与裂缝宽度的关系进行探究。

第六章为基于贴片天线的分离式裂缝传感器的试制与试验。首先在实验室完成分离式裂缝传感器中天线的试制。然后设计裂缝模拟装置，对裂缝传感器进行试验，分别获得不同裂缝宽度下分离式裂缝传感器的谐振频率并进行拟合，验证裂缝传感器的传感特性。同时对实验室自制天线进行试验，探究试制天线模型的可靠性。

第七章为结论与展望。该章总结归纳了前文的研究成果，并对今后可进行研究的内容进行了展望。

第 2 章 基于贴片天线的有芯片应变传感器的原理

利用基于贴片天线的应变传感器监测结构应变时,重点在于建立天线传感器形变和天线电磁特性参数之间的关系。因此,需要相应的电磁学理论作为基础,以充分了解天线的原理和性能。

本章将在 2.1 节中介绍基本的电磁场理论,首先介绍麦克斯韦方程组,并根据麦克斯韦方程组对圆柱形传输系统进行求解,基于此推导出求解天线问题实用的传输线理论,并对传输线模型中常用的特性参数进行分析。

在第 2.2 节中对基于贴片天线的有芯片应变传感器的设计以及测量应变的原理进行介绍,首先根据传输线理论对二分之一波长矩形贴片进行求解,进而给出四分之一波长贴片天线的设计公式,根据设计公式对其监测应变的原理进行说明。

在第 2.3 节中对无源无线的应变传感系统进行介绍,并根据系统中的功率传输建立关系式,给出基于贴片天线的有芯片应变传感器谐振频率的测量方法。

2.1 电磁学基本理论

2.1.1 麦克斯韦方程^[45-48]

麦克斯韦方程是由英国物理学家 Maxwell 于 1864 年提出,其揭秘了时变电磁场的本质特性,是一切与电磁波相关领域的指导纲领。因天线理论所研究问题的实质是电磁场的边界值问题,所以麦克斯韦方程是进行天线设计时必须掌握的理论基础。麦克斯韦方程如下:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_T \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_T(t) \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$$

式中 \mathbf{E} 是电场强度, \mathbf{B} 是磁感应强度, \mathbf{H} 是磁场强度, \mathbf{D} 是电位移矢量, \mathbf{J}_T 是总电流密度, ρ_T 是电荷密度。方程式(2.1)为法拉第电磁感应定律,表示电场强度 \mathbf{E} 的旋度等效于该点磁场强度之变化率取负;方程式(2.2)为全电流定律,表示磁场强度 \mathbf{H} 旋度等效于该点传导电流的密度和位移电流的密度的矢量和;方程式(2.3)为高斯定律,表示电位移 \mathbf{D} 的散度等效于该点不受束缚电荷的体密度;方

程式(2.4)为磁通量连续定理，表示磁感应强度 \mathbf{B} 的散度均为零。

其中，电荷与电流的连续性方程为：

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_T = -\frac{\partial}{\partial t} \rho_T(t) \quad (2.5)$$

这些物理量之间还可通过本构关系进行描述，其中包含磁介质、导电媒介和电介质，本构关系方程为：

$$\mathbf{J}_T = \mathbf{J} + \sigma \mathbf{E} \quad (2.6)$$

式中 σ 是电导率， \mathbf{J} 为源电流密度。该式表示总电流密度 \mathbf{J}_T 由源电流密度 \mathbf{J} 和传导电流密度 $\sigma \mathbf{E}$ 组成。

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.8)$$

式中 ε 是介质材料的介电常数， μ 是介质材料的磁导率。

将麦克斯韦方程与本构关系联立，可得麦克斯韦方程的限定形式：

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.9)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.10)$$

$$\nabla \times (\varepsilon \mathbf{E}) = \rho_T \quad (2.11)$$

$$\nabla \times \mu \mathbf{H} = 0 \quad (2.12)$$

上述方程存在一定边界，在边界的两边分别有两种不同的介质，它们的导电率、介电常数和磁导率不相同。因此求解麦克斯韦方程还要求解边界条件。常见的边界条件如图 2.1 所示。

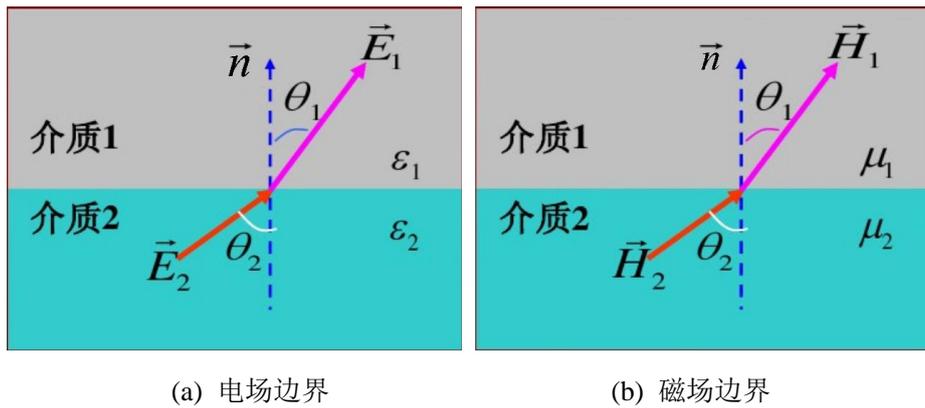


图 2.1 常见边界条件

边界条件表达式为：

$$\vec{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = \mathbf{J}_s \quad (2.13)$$

$$\vec{n} \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = 0 \quad (2.14)$$

式中 \mathbf{J}_s 为分界面的传导电流密度。

天线问题求解的关键是计算源电流 \mathbf{J} 所产生的电磁场。根据麦克斯韦方程组、本构关系以及边界条件，理论上可以求解每一个未知量，即可得到天线的电磁波特性。但由于数学上的复杂性，只有少数几种简单的情况可以求出解析解。下面介绍场源随时间以角频率 ω 作正弦变化的特殊情况的麦克斯韦方程组的解法。

假设 $\mathbf{E} = \text{Re}(\mathbf{E}e^{j\omega t})$, $\mathbf{H} = \text{Re}(\mathbf{H}e^{j\omega t})$, 为简化求解，引入辅助函数磁矢量位 \mathbf{A} 。令：

$$\mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.15)$$

将式(2.15)和式(2.8)代入式(2.2)中，可得：

$$\nabla \times (\mathbf{E} + j\omega\mu\mathbf{A}) = \mathbf{0} \quad (2.16)$$

引入电标量位 Φ ，由于对于任意的标量函数都存在如下关系：

$$\nabla \times \nabla \Phi = \mathbf{0} \quad (2.17)$$

将式(2.17)代入式(2.16)，展开化简可得：

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} - \nabla\Phi \quad (2.18)$$

式(2.15)仅定义了磁矢量位 \mathbf{A} 的旋度，为了完善 \mathbf{A} 的定义，需对 \mathbf{A} 的散度进行规定，式(2.19)至式(2.22)将介绍如何定义 \mathbf{A} 的散度。

将式(2.18)代入式(2.16)中，可得：

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = j\omega(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega})\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (2.19)$$

其中矢量分析式如下所示：

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (2.20)$$

将式(2.19)代入矢量分析式(2.20)中，可得：

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \omega^2 \mu(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega})\mathbf{A} - \nabla[j\omega(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega})\Phi + \nabla \cdot \mathbf{A}] = -\mathbf{J} \quad (2.21)$$

此时，若选择：

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -j\omega(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega})\Phi \quad (2.22)$$

将式(2.21)代入式(2.22)中，可得：

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} + \frac{\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A})}{j\omega\varepsilon + \sigma} \quad (2.23)$$

注意到将式(2.21)代入式(2.20)中，变为：

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \omega^2 \mu \left(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \right) = -\mathbf{J} \quad (2.24)$$

通过求解式(2.24)即可求解得出磁矢量位 \mathbf{A} ，然后根据式(2.15)和式(2.24)，即可求出电场和磁场在空间中的分布。

如图 2.2 所示，当空间中存在分布在体积 V' 中的电流源时，可求解出磁矢量位 \mathbf{A} ：

$$\mathbf{A} = \iiint_V \mathbf{J} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dv' \quad (2.25)$$

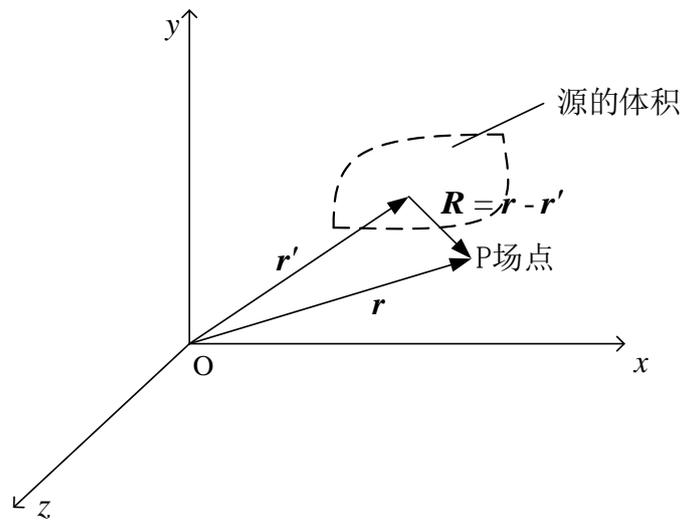


图 2.2 辐射问题的几何图形

2.1.2 柱形传输系统电磁场的求解

当辐射源不同时，在介质中所引起的电磁场也是不同的，本文不再一一介绍。但由于所需用的传输线理论的推导是基于柱形传输系统的电磁场，所以下文将对柱形传输系统的电磁场进行简单的介绍。

如图 2.3 所示，假定柱形传输系统的纵轴与 z 轴重合， r 和 θ 是柱形传输系统横斜面上的极坐标系。

柱形传输系统的特点是其边界的形状和尺寸沿纵轴方向不发生改变，并且电场和磁场在 z 轴上的分量 E_z 和 H_z 满足如下关系：

$$E_z(r, \theta, z) = E_z(r, \theta)Z(z) = E_z(T)Z(z) \quad (2.26)$$

$$H_z(r, \theta, z) = H_z(r, \theta)Z(z) = H_z(T)Z(z) \quad (2.27)$$

式中 $E_z(T)$ 和 $H_z(T)$ 代表在 E_z 和 H_z 横向上的分布。

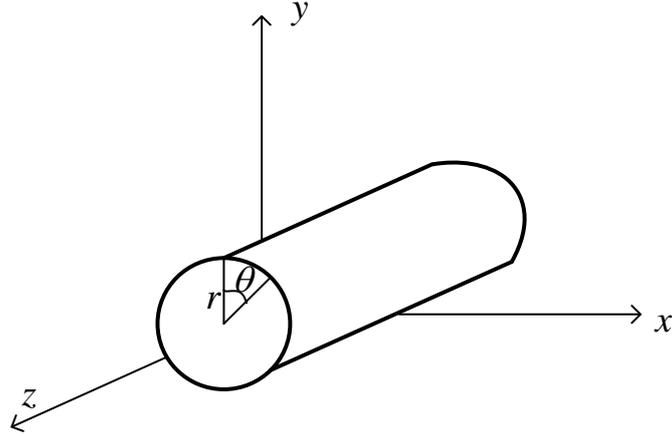


图 2.3 柱形传输系统模型

对于这一类的麦克斯韦方程,可采用分离变量的方法将电场纵向分量和磁场纵向分量分离出,进而得到标量亥姆赫兹方程,然后结合边界条件求出电场纵向分量和磁场纵向分量,最后再将电场和磁场的纵向分量代入以求解电场和磁场的各个横向分量。

将电场和磁场分解为横向分量和纵向分量,如下所示:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_t + E_z \hat{z} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_t + H_z \hat{z} \quad (2.29)$$

注意到如下关系:

$$\nabla = \nabla_t + \hat{z} \frac{\partial}{\partial z} \quad (2.30)$$

$$\nabla^2 = \nabla_t^2 + \nabla_z^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (2.31)$$

联立上式,可得亥姆赫兹方程为:

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2})\mathbf{E}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t E_z + j\omega\mu\hat{z} \times \nabla_t H_z \quad (2.32)$$

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2})\mathbf{H}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t H_z - j\omega\varepsilon\hat{z} \times \nabla_t E_z \quad (2.33)$$

$$\nabla_t^2 E_z + (k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2})E_z = \nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0 \quad (2.34)$$

$$\nabla_t^2 H_z + (k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}) H_z = \nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (2.35)$$

其中，式(2.32)和式(2.33)是柱形传输系统横向的亥姆赫兹方程，式(2.34)和式(2.35)是柱形传输系统纵向的亥姆赫兹方程。

将式(2.26)代入式(2.34)或将式(2.27)代入式(2.35)，整理可得：

$$\frac{1}{Z(z)} \frac{d^2 Z(z)}{dz^2} = -\frac{1}{E_z(T)} (\nabla_t^2 + k^2) E_z(t) \quad (2.36)$$

观察式(2.36)可见，式左端是 z 的函数，与 r 和 θ 无关，右端是 r 和 θ 的函数，与 z 无关。因此令等式左右两端都等于 γ^2 ，可求解出 $Z(z)$ 。将求解出的 $Z(z)$ 代入式(2.26)和式(2.27)中，可得：

$$\mathbf{E}(r, \theta, z) = [\mathbf{E}_t(T) + \hat{z}E_z(T)]e^{-\gamma z} \quad (2.37)$$

$$\mathbf{H}(r, \theta, z) = [\mathbf{H}_t(T) + \hat{z}H_z(T)]e^{-\gamma z} \quad (2.38)$$

同时，根据式(2.32)和式(2.33)可分别得出电场和磁场横向分量与纵向分量的关系：

$$\mathbf{E}_t = \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [-\gamma \nabla_t E_z + j\omega \mu \hat{z} \times (\nabla_t H_z)] \quad (2.39)$$

$$\mathbf{H}_t = -\frac{1}{k^2 + \gamma^2} [\gamma \nabla_t H_z + j\omega \varepsilon \hat{z} \times (\nabla_t E_z)] \quad (2.40)$$

从式(2.37)至式(2.40)可以看出，柱形传输系统的电场和磁场分布仅与纵向的电场和磁场分布有关。因此根据纵向电磁场的不同，可以将柱形传输系统分为三类：

- (1) 当 $E_z = H_z = 0$ 时，只有横向电磁场分量，故称为横电磁模（TEM 模）；
- (2) 当 $E_z \neq 0$ ， $H_z = 0$ 时称为横磁模（TM 模）；
- (3) 当 $E_z = 0$ ， $H_z \neq 0$ 时称为横电模（TE 模）。

2.1.3 传输线理论^[49-53]

当柱形传输系统的纵向电场和磁场的分量至少有一个为零时，即在横电磁模、横磁模或者横电模状态下，可采用传输线理论建立传输线模型进行求解。在微波天线的实际设计与求解之中，数学上很难利用麦克斯韦方程组对其进行计算，而将其转化为传输线模型进行求解则非常实用。传输线模型有多种形式，本章节将首先以平行双导线为例介绍如何将传输线等效为 LC 电路，然后通过等效电路的

求解计算传输线的性能,并在后一章节对传输线模型的某些传输特性参数进行讨论,如阻抗匹配和反射系数等。

在电磁学领域,“长线”与“短线”是根据导线的几何长度与导线上传输导波波长的比较进行定义的概念,通常认为当导线的几何长度大于传输导波波长的十分之一时,导线可被定义为“长线”,反之称为“短线”。比如两城市间的输电线几何长度为 60km,家用电的频率为 50Hz,根据式(2.41)可计算得导线传输导波波长为 6000km。可见,虽然 60km 的输电线几何上较长,但仅为导波波长的 1/100,所以其为“短线”。而当使用 1m 长的同轴线传导频率为 3GHz 的导波时,根据式(2.41)可得导波波长为 10cm,虽然 1m 的同轴线几何上较短,但却为导波波长的 10 倍,所以其为“长线”。

$$c = \lambda f \quad (2.41)$$

式中 c 为光在真空中的传播速度, λ 为导波波长, f 为导波频率。

“短线”中由于导波频率较低,分布参数电阻 R 、电容 C 、电感 L 在线中所引起的效应可以忽略不计,沿线的电流和电压只随时间变化,而与空间的距离无关,因此“短线”只能起到连接的作用。“长线”中由于导波频率较高,分布参数电阻 R 、电容 C 、电感 L 在线中所引起的效应不可忽略,沿线的电流和电压也不仅与时间有关,同时也和空间的距离相关,这使得“长线”将向外辐射电磁波。

对于端接波源的均匀无耗平行双导线,如图 2.4 所示,当其上传输横电磁模的电磁场时,传输方向与 z 轴平行,假定平行双导线满足以下假设:

(1) 导线的截面及两导线的间距比导线所传播导波的波长小很多,因此不存在高次模式的导波。

(2) 两导线均为理想导体,导线间填充的介质为理想介质,因此不需考虑损耗。

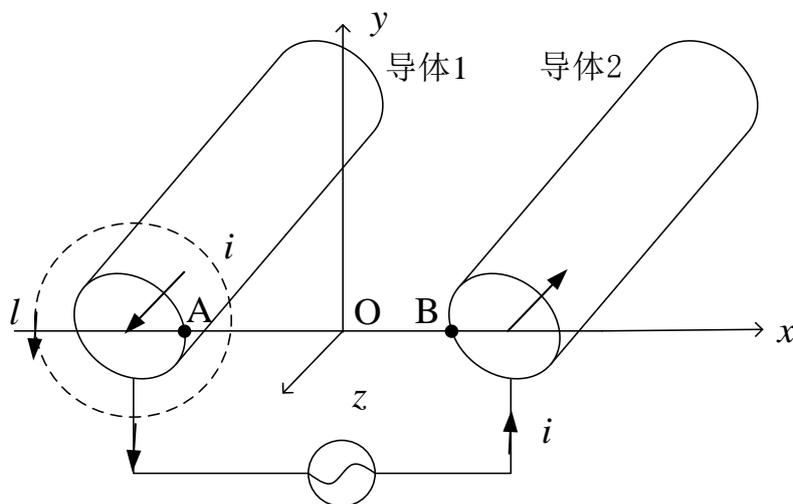


图 2.4 平行双导线传输线模型

从导体 1 到导体 2 选择任意路径进行电场积分以计算得到两端点的瞬时电压 U ，这里选择从 A 点到 B 点的积分路径，可得：

$$U = U_{AB} = \int_A^B \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \int_A^B E_x dx \quad (2.42)$$

式(2.42)对 z 求偏导并带入式(2.1)，因为传输系统为横电磁模，所以 $E_z = 0$ ， $B_z = 0$ ，可得：

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \int_A^B \left(-\frac{\partial B_y}{\partial t}\right) dx = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A^B B_y dx = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (2.43)$$

式中 $\int_A^B B_y dx$ 代表在 z 方向上单位长度内通过路径 AB 的磁通量。根据磁通量的定义：

$$\Phi = Li \quad (2.44)$$

式中 L 为单位长度上的电感分布， i 为路径上的瞬时电流。将式(2.44)代入式(2.43)中可得：

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} Li = -L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.45)$$

同理，利用安培环路定理可推导出另一传输线方程，在 xOy 平面上作一个围绕导线 1 的横向闭合曲线 l ，则有：

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_l (H_x dx + H_y dy) = i + \int_s \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.46)$$

式(2.46)对 z 求偏导并带入式(2.2)，注意到 $\mathbf{J} = 0$ 以及 $H_y = 0$ ， $D_z = 0$ ，可得：

$$\frac{\partial i}{\partial t} = \oint_l \left(\frac{\partial D_y}{\partial t} dx - \frac{\partial D_x}{\partial t} dy\right) = -\frac{\partial}{\partial t} \oint_l (D_x dy - D_y dx) \quad (2.47)$$

式中等号右端闭合曲线的积分为在 z 向单位长度上从导线 1 出发到导线 2 的电位移矢量 \mathbf{D} 的通量，它等于单位长度上的电荷 q 。根据电荷 q 的定义：

$$q = CU \quad (2.48)$$

式中 C 为导线上单位长度的电容分布。因此将式(2.48)代入式(2.47)化简可得：

$$\frac{\partial i}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} (CU) = -C \frac{\partial U}{\partial t} \quad (2.49)$$

由以上推导可知，均匀无耗的平行双导线周围的电磁场方程可用导线上的瞬时电压和瞬时电流进行表示。由于电流流过导线会引起导线发热，即导线本身的损耗，所以还需考虑传输线上单位长度上电阻 R 的作用，即分布电阻效应；由于导线周围的介质不是理想绝缘介质，存在漏电现象，所以还需考虑导线间并联电导 G 的存在，即分布电导效应。

因此当导线上导波频率在较高频段时，需要将其看成包括分布电感、分布电容、分布电阻和分布电导等分布参数的电路进行分析。处理分布参数的电路时通

常将平行双导线的线元 Δz 用集中参数的电路进行表示，将其等效为一个 Γ 型网络，如图 2.5 所示。

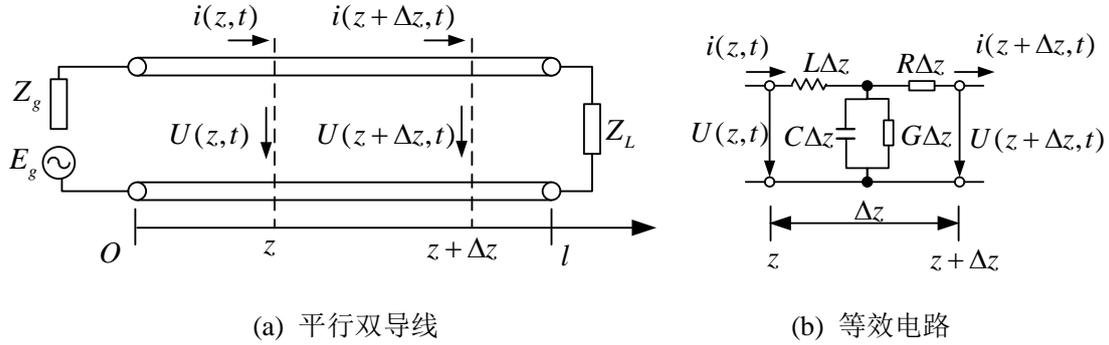


图 2.5 平行双导线转化为等效电路

传输线的始端与微波信号源相接，瞬时电动势为 E_g ，内阻抗为 Z_g ；终端与负载相接，负载阻抗为 Z_L 。传输线在纵轴 z 处具有瞬时电压 $U(z,t)$ 和瞬时电流 $i(z,t)$ ，在单位长度 $z+\Delta z$ 处具有瞬时电压 $U(z+\Delta z,t)$ 和瞬时电流 $i(z+\Delta z,t)$ ，应用基尔霍夫定理可得：

$$\frac{\partial U(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (2.50)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -GU(z,t) - C \frac{\partial U(z,t)}{\partial t} \quad (2.51)$$

这样便从利用麦克斯韦方程组求解电磁场参数 \mathbf{E} 、 \mathbf{H} 、 \mathbf{D} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{J}_T 和 ρ_T 转化为利用式(2.50)和式(2.51)求解 R 、 G 、 C 、 L 、 $U(z,t)$ 和 $i(z,t)$ 。即从“场”的观念转化为“路”的观念，使得天线的设计更加简单。

对于常见的传输线上电压和电流以角频率 ω 作正弦变化的情况，利用式(2.50)和式(2.51)进行求解，此时电压和电流可表示为：

$$U(z,t) = \text{Re}[U(z)e^{j\omega t}] \quad (2.52)$$

$$i(z,t) = \text{Re}[i(z)e^{j\omega t}] \quad (2.53)$$

将式(2.52)和式(2.53)代入式(2.50)和式(2.51)中，可得：

$$\frac{dU(z)}{dz} = -(R + j\omega L)i(z) \quad (2.54)$$

$$\frac{di(z)}{dz} = -(G + j\omega C)U(z) \quad (2.55)$$

定义传播常数 γ ：

$$\gamma^2 = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2} = \alpha + j\beta \quad (2.56)$$

式中实部 α 为衰减常数，虚部 β 为相移常数。

将式(2.56)代入式(2.54)和式(2.55)中求导后联立可得：

$$\frac{d^2U(z)}{dz^2} - \gamma^2 U(z) = 0 \quad (2.57)$$

$$\frac{d^2i(z)}{dz^2} - \gamma^2 i(z) = 0 \quad (2.58)$$

分别求解这两个不耦合的二阶齐次常微分方程，可得：

$$U(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{\gamma z} \quad (2.59)$$

$$i(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{\gamma z}) \quad (2.60)$$

式中 U^+ 为入射波电压， U^- 为反射波电压， Z_0 为传输线的特性阻抗，其定义式为：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.61)$$

考虑传输线的边界条件，具体情况分为三类：

(1) 已知始端电压 U_l 和电流 i_l 时：

$$U^+ = \frac{1}{2} (U_l + i_l Z_0) \quad (2.62)$$

$$U^- = \frac{1}{2} (U_l - i_l Z_0) \quad (2.63)$$

由式(2.59)至式(2.63)可以解出：

$$U(z) = U_l \cosh \gamma z - i_l Z_0 \sinh \gamma z \quad (2.64)$$

$$i(z) = i_l \cosh \gamma z - \frac{U_l}{Z_0} \sinh \gamma z \quad (2.65)$$

(2) 已知终端电压 U_L 和电流 i_L 时，将边界条件代入式(2.59)和式(2.60)可得：

$$U_L = U^+ e^{-\gamma l} + U^- e^{\gamma l} \quad (2.66)$$

$$i_L = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma l} - U^- e^{\gamma l}) \quad (2.67)$$

对于负载阻抗为 Z_L 满足：

$$Z_L = U_L / i_L \quad (2.68)$$

结合式(2.68)对式(2.66)和式(2.67)求解，得：

$$U(z) = \frac{i_L}{2} [(Z_L + Z_0)e^{\gamma(l-z)} + (Z_L - Z_0)e^{-\gamma(l-z)}] \quad (2.69)$$

$$i(z) = \frac{i_L}{2Z_0} [(Z_L + Z_0)e^{\gamma(l-z)} - (Z_L - Z_0)e^{-\gamma(l-z)}] \quad (2.70)$$

(3) 已知波源电动势 E_g ，内阻抗 Z_g 以及负载阻抗为 Z_L 时，可得：

$$U(z) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-\gamma l} [e^{\gamma(l-z)} + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma(l-z)}]}{(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l})} \quad (2.71)$$

$$i(z) = \frac{E_g}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-\gamma l} [e^{\gamma(l-z)} - \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma(l-z)}]}{(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l})} \quad (2.72)$$

2.1.4 阻抗匹配与反射系数

根据传输线模型可计算得到传输线上各点的瞬时电压和瞬时电流，进而可得到传输线的两个重要物理量——阻抗和反射系数。

定义传输线上任意一点 z 处的复电压与复电流的比值为输入阻抗 $Z_m(z)$ ：

$$Z_m(z) = \frac{U(z)}{i(z)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma(l-z)}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma(l-z)} \quad (2.73)$$

定义传输线上任一点 z 处的反射波电压与入射波电压的比值为电压反射系数 $\Gamma(z)$ ：

$$\Gamma(z) = \frac{U^-(z)}{U^+(z)} = \Gamma(0)e^{-j2\beta(l-z)} = |\Gamma_L| e^{j\varphi_L - 2\beta(l-z)} \quad (2.74)$$

式中 $\Gamma(0) = \Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\varphi_L}$ 表示 z 为 0 时即负载端的电压反射系数， φ_L 是辐角，即反射波电压与入射波电压两复数之间的夹角。

根据式(2.73)和式(2.74)可得：

$$Z_m(z) = \frac{U(z)}{i(z)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (2.75)$$

根据电压反射系数 Γ 的取值，可将传输线分为三种不同的工作状态：

- (1) 当 $\Gamma(z) = 0$ 时，为行波工作状态；
- (2) 当 $|\Gamma(z)| = 1$ 时，为驻波工作状态；

(3) 当 $0 < |\Gamma(z)| < 1$ 时, 为行驻波工作状态。

当电压反射系数 Γ 为 0 时的行波工作状态为无反射工作状态, 此时传输线负载的阻抗等于传输线特性阻抗 $Z_L = Z_0$, 即天线阻抗匹配, 为最理想的工作状态。

定义传输线上任一点 z 处的反射波功率与入射波功率的比值为功率反射系数 η :

$$\eta = \frac{P^-(z)}{P^+(z)} = \left| \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \right|^2 \quad (2.76)$$

式中 $P^+(z)$ 为入射波功率, $P^-(z)$ 为反射波功率, Z_0^* 为传输线特性阻抗 Z_0 的共轭。

对于传输线上任意一点 z 处的传输功率 $P(z)$ 为:

$$P(z) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[U(z)I^*(z)] \quad (2.77)$$

将式(2.76)代入式(2.59)和式(2.60)中, 可得出 $U(z)$ 、 $i(z)$ 和 $\Gamma(z)$ 的关系:

$$U(z) = U^+ e^{j\beta(l-z)} \{1 + |\Gamma_L| e^{-j[2\beta(l-z) - \phi_L]}\} \quad (2.78)$$

$$i(z) = \frac{U^+}{Z_0} e^{j\beta(l-z)} \{1 - |\Gamma_L| e^{-j[2\beta(l-z) - \phi_L]}\} \quad (2.79)$$

将式(2.78)和式(2.79)代入式(2.77)中, 得:

$$\begin{aligned} P(z) &= \frac{1}{2} U^+ \frac{U^{+*}}{Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) = \frac{|U^+|^2}{2Z_0} - \frac{|U^-|^2}{2Z_0} \\ &= P^+(z) - P^-(z) = P^+(z)(1 - |\Gamma_L|^2) \end{aligned} \quad (2.80)$$

于是可得如下关系:

$$|\Gamma_L|^2 = \frac{P^-(z)}{P^+(z)} = \eta \quad (2.81)$$

即功率反射系数等于电压反射系数的平方。与电压反射系数相同, 可根据功率反射系数的取值与 0 和 1 的关系将传输线分为三种工作状态:

- (1) 当 $\eta = 0$ 时, 为行波工作状态;
- (2) 当 $\eta = 1$ 时, 为驻波工作状态;
- (3) 当 $0 < \eta < 1$ 时, 为行驻波工作状态。

常用于反应传输线传输能力强弱的重要参数为回波损耗系数 S_{11} , 其定义为传输线输入端的反射功率与入射功率之比的分贝数。如下式所示:

$$S_{11} = 10 \lg \frac{P^-}{P^+} = 10 \lg \eta = 10 \lg |\Gamma_L|^2 \quad (2.82)$$

对于实际中多端口的传输线，如双端口，回波损耗系数还包括 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 和 S_{22} ，其中 S_{ij} 表示 j 端口的反射功率与 i 端口的输入功率之比的分贝数。本文所讨论的传输线为单端口，所以本文仅使用 S_{11} 。与反射系数相同，同样可根据 S_{11} 将传输线分为三种工作状态：

- (1) 当 $S_{11} = -\infty$ 时，为行波工作状态；
- (2) 当 $S_{11} = 0\text{dB}$ 时，为驻波工作状态；
- (3) 当 $S_{11} < 0\text{dB}$ 时，为行驻波工作状态。

一般情况下，由于 $\Gamma(0) = \Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\varphi_L}$ ，由式(2.82)可得：

$$S_{11} = 10 \lg \text{Re}^2[\Gamma(0)] = 20 \lg \text{Re}\left[\frac{U^-(0)}{U^+(0)}\right] \quad (2.83)$$

以 2.1.2 中的第三种边界条件为例，即已知波源电动势 E_g ，内阻抗 Z_g 以及负载阻抗为 Z_L 时，由式(2.59)、式(2.60)和式(2.71)可得：

$$U^+(0) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{1}{\left(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}\right)} \quad (2.84)$$

$$U^-(0) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}}{\left(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}\right)} \quad (2.85)$$

将式(2.84)、式(2.85)代入式(2.83)中，可得：

$$S_{11} = 20 \lg \text{Re}\left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}\right) \quad (2.86)$$

将式(2.56)代入式(2.86)可得：

$$S_{11} = 40 \lg \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} + 20 \lg e^{-2\alpha l} + 20 \lg |\cos 2\beta l| \quad (2.87)$$

实际传输线中，传播常数 γ 的虚部 β 显著大于其实部 α ， $20 \lg e^{-2\alpha l}$ 一项可忽略不计，因此 S_{11} 与 $2\beta l$ 具有近似的周期性关系。

同时在传输线中，其特性阻抗 Z_0 几乎不可能与负载阻抗 Z_L 完全相等，所以传输线很难实现行波工作状态，即反射系数为零或者回波损耗系数为负无穷。但仍可根据式(2.87)合理选择传输线的长度或导波频率，尽可能降低回波损耗系数，以提高天线的性能。

2.2 有芯片应变传感器的设计与传感原理^[54-56]

微波是指在电磁波谱中介于普通无线电波与红外线之间的波段，即频率为 300MHz 至 3000GHz 范围内的电磁波，也即波长介于 1mm 至 0.1m 范围内的电磁波。该频段的电磁波相当于普通无线电波，具有传播路径不易衍射、占有频谱资源宽和抗环境干扰能力强等优点。

学者们基于传输线理论逐渐发展了现代微波技术以便更好的利用微波频段。基于微波技术，多种微波天线被研究和开发，包括偶极子天线、八木天线、倒 F 天线和贴片天线等多种类型天线。其中矩形贴片天线的概念首先于 1953 年由 Deschamps 提出，直到 1974 年基于矩形贴片的传输线模型的设计分析公式被提出，才研制加工出了第一批实用的矩形贴片天线。到 20 世纪 80 年代中期，矩形贴片天线在理论的深度又得到了进一步的发展。矩形贴片天线与传统的天线相比，具有体积小、重量轻、剖面低、频段多、增益高以及造价低等优点，所有其得到了广泛的应用。

本文所研究的有芯片应变传感器是基于 920MHz 四分之一波长矩形贴片天线进行设计的。矩形贴片天线分为二分之一波长矩形贴片天线和四分之一波长矩形贴片天线两类，其中四分之一波长矩形贴片天线是在二分之一波长矩形贴片天线的基础上增加短路孔所得，由于上下贴片连通，相当于增加了辐射贴片的长度，所以其谐振频率变为二分之一波长矩形贴片天线的一半。但在实际应用中，二分之一波长矩形贴片较为常见，因此本节以二分之一波长矩形贴片天线为例，根据传输线模型对二分之一波长矩形贴片天线的理论进行推导，并对其设计公式进行介绍。然后基于二分之一波长矩形贴片天线，通过对比其与四分之一波长矩形贴片天线的结构特征，给出四分之一波长矩形贴片天线的设计公式，进而根据设计公式对其监测结构应变的原理进行说明。

2.2.1 二分之一波长矩形贴片天线原理与设计公式

如图 2.6 所示，920MHz 的二分之一波长矩形贴片天线由基板、下辐射贴片、上辐射贴片和匹配线构成。其中基板位于天线上辐射贴片与下辐射贴片之间，是电磁波的传播介质；下辐射贴片和上辐射贴片在接收电磁波时其上会有感应电流，也同时作为贴片天线的电磁波辐射源；匹配线作为贴片天线负载的一部分，可调节负载阻抗使其与天线特性阻抗相匹配。

矩形贴片天线与 IC 芯片构成了有芯片应变传感器。IC 芯片同为天线负载的组成部分，其可接收来自于天线阅读器所发射电磁波的能量，然后调制电磁信号进行反向散射，也可存储少量信息如 ID 编号，使其与其他有芯片应变传感器区分开来。

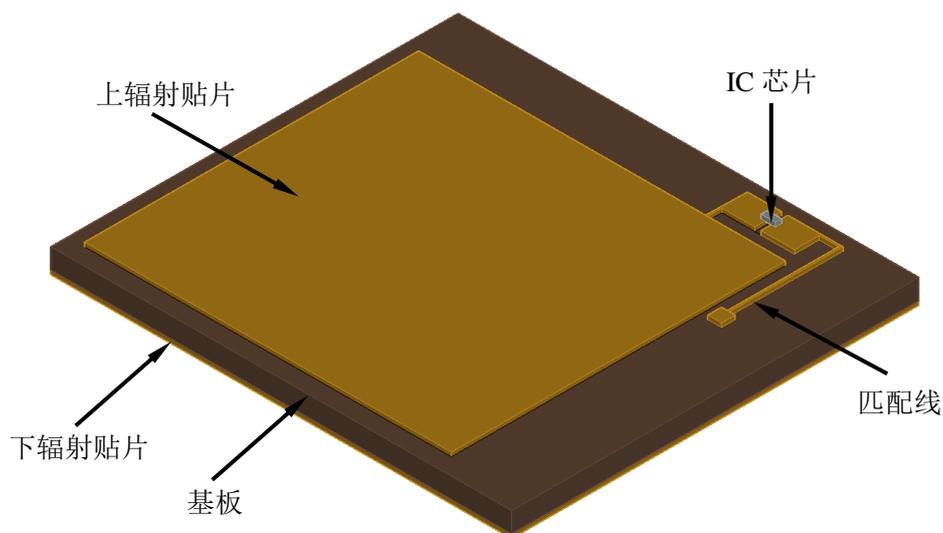


图 2.6 二分之一波长矩形贴片天线

该矩形贴片天线的辐射电场俯视以及侧视示意图如图 2.7 所示，该天线上辐射贴片的长度约为辐射电场波长 λ_g 的一半，所以得名为二分之一波长矩形贴片

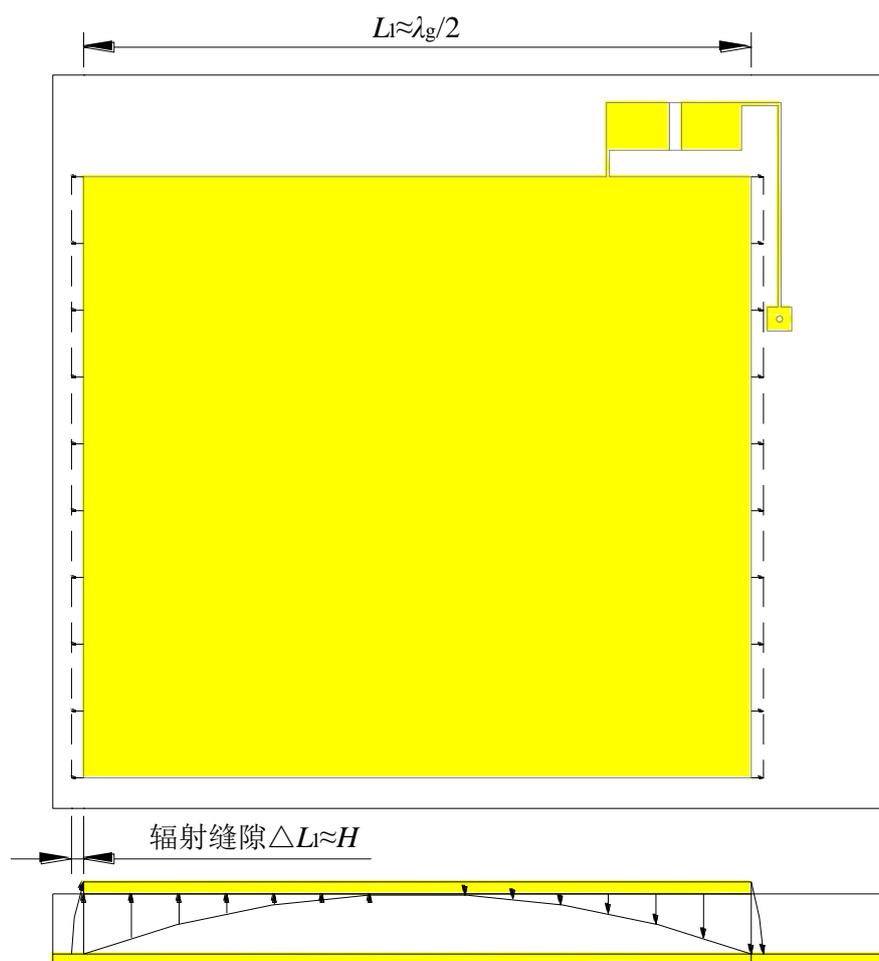


图 2.7 二分之一波长矩形贴片天线辐射场示意图

天线。该矩形贴片天线的上辐射贴片两侧的辐射缝隙引起了该天线的辐射场，辐射场的分量在上辐射贴片正法线方向上强度最大。另外辐射缝隙的宽度约为贴片天线基板的高度 H 。

根据麦克斯韦方程组，可先求解单个辐射缝隙的辐射场，然后将两个辐射缝隙的辐射场进行叠加，即可求解出该天线的辐射场。如图 2.8 所示，选取坐标系，进行单个辐射缝隙辐射电磁场的计算。

假设矩形贴片天线缝隙处电场的水平分量是均匀分布在缝隙处，即：

$$\mathbf{E} = E_0 \hat{\mathbf{x}} \quad (2.88)$$

则缝隙口径上电场 \mathbf{E} 所对应的等效磁流密度 \mathbf{J}'_{Ms} 为：

$$\mathbf{J}'_{Ms} = \mathbf{E} \times \hat{\mathbf{n}} = E_0 \hat{\mathbf{z}} \quad (2.89)$$

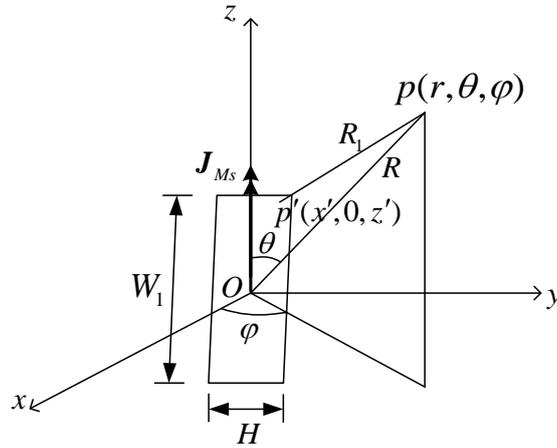


图 2.8 辐射缝隙辐射场坐标系的选取

由于下辐射贴片对缝隙处电场同样会产生影响，总的磁流密度 \mathbf{J}_{Ms} 为：

$$\mathbf{J}_{Ms} = 2\mathbf{J}'_{Ms} = 2E_0 \hat{\mathbf{z}} \quad (2.90)$$

其中电场 \mathbf{E} 和辐射缝隙的外加复电压 U 存在如下关系：

$$\mathbf{E} = -(U/H) \hat{\mathbf{z}} \quad (2.91)$$

对于远区点 $p(r, \theta, \varphi)$ 等效磁流产生的矢量点位，根据式(2.25)积分并将式(2.91)代入可得：

$$\mathbf{A}_M = -\frac{\varepsilon_0 U W_1}{2\pi r} \frac{\sin[(kH \sin \theta \cos \varphi)/2]}{(kH \sin \theta \cos \varphi)/2} \frac{\sin[(kW_1 \cos \theta)/2]}{(kW_1 \cos \theta)/2} e^{-jkr} \hat{\mathbf{z}} \quad (2.92)$$

根据关系式：

$$\hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{z}} = -\sin \theta \hat{\boldsymbol{\phi}} \quad (2.93)$$

将式(2.92)和式(2.93)代入式(2.23)中可计算得远区辐射电场 \mathbf{E}'_T ：

$$\mathbf{E}'_T = j \frac{UW_1}{\lambda_g R} \frac{\sin[(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2]}{(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2} \frac{\sin[(kW_1 \cos \theta) / 2]}{(kW_1 \cos \theta) / 2} \sin \theta e^{-jkr} \hat{\boldsymbol{\phi}} \quad (2.94)$$

再与 $y = l$ 处另一辐射缝隙的辐射电场相叠加, 则有:

$$\mathbf{E}_T = j \frac{UW_1}{\lambda_g R} F_1(\theta, \varphi) F_2(\theta, \varphi) F_a(\theta, \varphi) \sin \theta e^{-jkr} \hat{\boldsymbol{\phi}} \quad (2.95)$$

式中:

$$F_1(\theta, \varphi) = \frac{\sin[(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2]}{(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2} \quad (2.96)$$

$$F_2(\theta, \varphi) = \frac{\sin[(kW_1 \cos \theta) / 2]}{(kW_1 \cos \theta) / 2} \quad (2.97)$$

$$F_a(\theta, \varphi) = 1 + e^{-jkl \sin \theta \cos \varphi} \quad (2.98)$$

基于麦克斯韦方程组得出的式(2.95)至式(2.98), 可以对矩形贴片天线有初步的认识, 但依据该公式对贴片天线进行设计时将会比较麻烦。为简化模型以方便实际设计使用, 学者们提出了导线网模型、腔体模型等理论, 但更适合工程应用的是传输线模型。如图 2.9 所示, 假定矩形贴片天线的电磁场只沿长度方向变化, 可将其看做横电磁模的传输线, 其长度通常为波长的二分之一, 辐射由开路的边

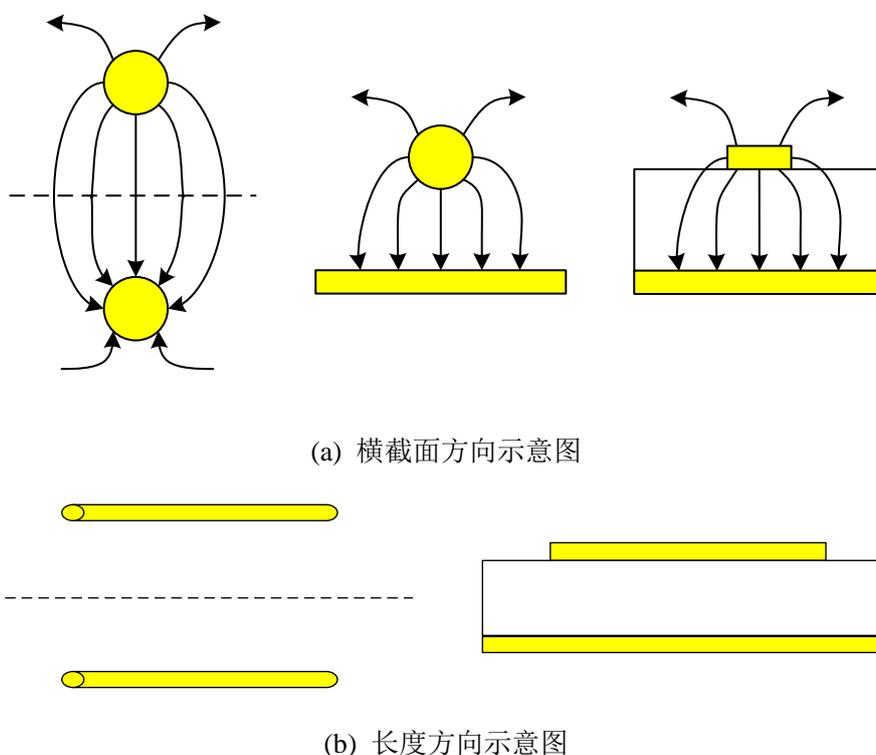


图 2.9 二分之一矩形贴片天线转化为传输线模型示意图

缘场产生。

按照传输线模型，将二分之一波长矩形贴片天线等效为电路，如图 2.10 所示，其中将上辐射贴片两侧的辐射缝隙分别等效为并联的阻抗 $G_R + jB$ ，缝隙的电容也可以由辐射贴片开路端的边缘电容表示。

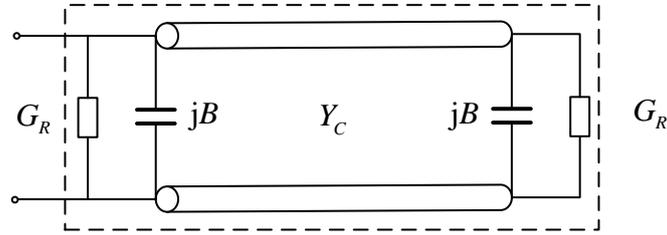


图 2.10 二分之一波长矩形贴片天线的等效电路

对于辐射缝隙的辐射电导 G_R ，根据定义可得：

$$G_R = \frac{2P_r}{U^2} = \frac{1}{\pi p_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\pi W_1 \cos \theta / \lambda_g)}{\cos \theta} \right] \sin^3 \theta d\theta \approx \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_g} \right)^2 \quad (2.99)$$

式中 W_1 为矩形贴片天线上辐射贴片的宽度， W 为矩形贴片天线基板的宽度， λ_g 为贴片天线的导波在基板中的波长， p_0 为自由空间的波阻抗，约为 $120\pi\Omega$ 。

辐射贴片开路端的边缘电容 C 为：

$$C \approx \frac{\Delta L_1 \sqrt{\epsilon_e}}{cZ_0} \quad (2.100)$$

式中 c 为真空中的光速， Z_0 为矩形贴片天线的特性阻抗， ϵ_e 为基板的等效介电常数， ΔL_1 为考虑基板效应的补偿介电长度。其中 ϵ_e 不能直接测量，但它可由基板的相对介电常数 ϵ_r 计算得到：

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10H}{W_1} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.101)$$

补偿介电长度 ΔL_1 可按照下式进行计算：

$$\Delta L_1 = 0.412H \frac{(\epsilon_e + 0.3)(W_1 / H + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(W_1 / H + 0.8)} \quad (2.102)$$

等效电路的导纳 B 可根据式(2.100)计算得：

$$B = \omega C = \frac{2\pi\Delta L_1 \sqrt{\epsilon_e}}{\lambda_0 Z_0} \quad (2.103)$$

式中 λ_0 为贴片天线的导波在真空中的波长，与 λ_g 相对应。

综上，可以得出矩形贴片天线的输入导纳为 Y_m ：

$$Y_{in} = G_R + jB + Y_C \frac{G_R + j(B + Y_C \tan \beta l)}{Y_C + j(G_R + jB) \tan \beta l} \quad (2.104)$$

式中 $\beta = 2\pi / \lambda_g = 2\pi \sqrt{\epsilon_e} / \lambda_0$ 。

当二分之一矩形贴片天线处于谐振状态时， Y_{in} 仅有实部，虚部为零，即：

$$Y_{in} = 2G_R \quad (2.105)$$

又因为输入导纳与输入阻抗之间存在着倒数关系，即：

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} \quad (2.105)$$

于是上辐射贴片长度 L_1 可被表示为：

$$L_1 = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L_1 \quad (2.106)$$

根据式(2.106)可求得二分之一波长矩形贴片天线在谐振状态下的频率 f_{R0} 为：

$$f_{R0} = \frac{c}{2(L_1 + 2\Delta L_1)\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.107)$$

此式所求得的谐振频率为二分之一波长贴片天线的基频，此时感应电流在上辐射贴片中的分布较为简单。与结构振动相类似，贴片天线还具有更高阶的谐振状态，感应电流的分布也更趋于复杂。本文将在后文中针对所设计出的具体的天线形式，结合数值模拟的电流分布图，对贴片天线的高阶模态以及感应电流的分布进行详细的分析。

由于 $\Delta L_1 \ll L_1$ ，因此可忽略 ΔL_1 的影响，对式(2.107)进行全微分，化简可得：

$$\frac{\delta f_R}{f_R} = -\frac{\delta L_1}{L_1} - \frac{1}{2} \frac{\delta \epsilon_e}{\epsilon_e} \quad (2.108)$$

可知二分之一波长贴片天线的上辐射贴片长度的改变和基板有效介电常数的改变均会引起贴片天线谐振频率的偏移。当贴片天线经历应变时，上辐射贴片的长度改变引起贴片天线谐振频率的偏移，而基板经历应变时其介电常数的改变对谐振频率的影响可忽略不计^[57]，可据此将贴片天线作为应变传感器；当贴片天线所处环境的生物化学成分改变时，贴片天线基板有效介电常数改变引起其谐振频率的偏移，可据此将贴片天线作为生物化学传感器；当贴片天线所处环境的温度改变时，贴片天线上辐射贴片的长度和基板有效介电常数均会改变引起其谐振频率的偏移，可据此将贴片天线作为温度传感器。

此外，上辐射贴片的宽度 W_1 主要对矩形贴片天线的效率和辐射场产生影响，一般推荐的矩形贴片天线实用宽度为：

$$W_1 = \frac{c}{2f_{R0}} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (2.109)$$

当上辐射贴片的宽度较小时，会降低天线的工作效率；当上辐射贴片的宽度较大时，天线的辐射场将产生高次模，引起辐射场的畸变。

2.2.2 四分之一波长矩形贴片天线原理与设计公式

四分之一波长矩形贴片天线由二分之一波长矩形贴片天线增加一排内壁镀有导电黄铜的过孔使得上辐射贴片与下辐射贴片短接而成，其他构造均与二分之一波长矩形贴片天线相同，如图 2.11 所示。

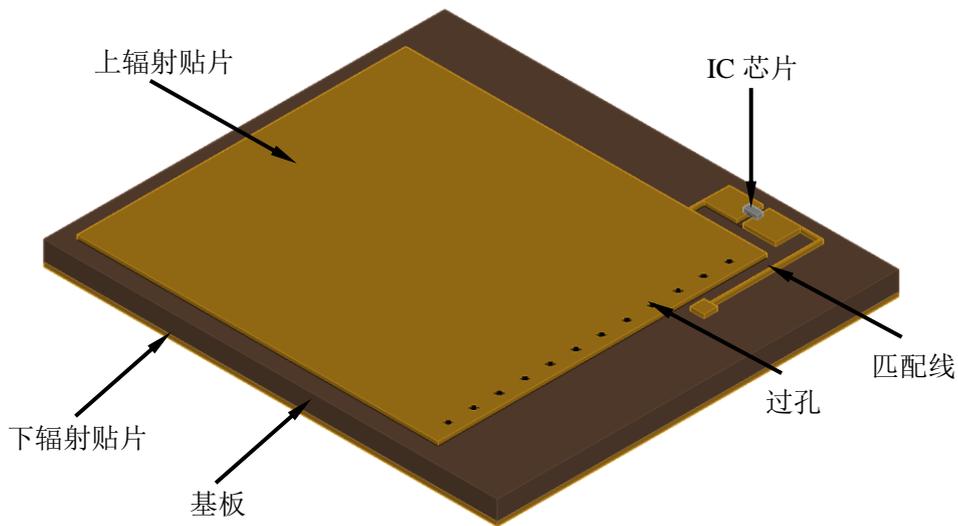


图 2.11 基于四分之一波长矩形贴片天线的应变传感器

利用传输线模型对四分之一波长矩形贴片天线进行简化计算，所得等效电路和设计公式与二分之一波长矩形贴片天线相似，但由于该天线上下辐射贴片在一端处短路，相当于增加了传输线模型的长度，即变为二分之一波长矩形贴片天线长度的二倍，此时传输线模型的长度仍为天线导波的二分之一，所以该矩形贴片天线上辐射贴片的长度仅为贴片天线导波的四分之一。因此对该天线，其初始谐振频率为 f_{R0} ：

$$f_{R0} = \frac{c}{4(L_1 + 2\Delta L_1)\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.110)$$

与二分之一波长矩形贴片天线相同，四分之一波长矩形贴片天线的上辐射贴片长度的改变和天线基板有效介电常数的改变均会引起贴片天线谐振频率的偏移。

对比二分之一波长与四分之一波长矩形贴片天线的初始谐振频率计算公式，

可见在同样的初始谐振频率下，四分之一波长矩形贴片天线的尺寸约为二分之一波长矩形贴片天线尺寸的一半，极大的减小了贴片天线的尺寸。

由于在土木工程领域实际结构的应变监测中，结构受力情况复杂，梁、柱和板等构件一般处于复杂的应力状态，即应变在不同空间位置上有着不同值，所以希望监测应变的传感器的尺寸尽量小，以准确获得某位置处的结构应变值。因此本文选择基于四分之一波长矩形贴片天线的有芯片应变传感器，以满足传感器小型化的要求。

2.2.3 基于四分之一波长贴片天线的应变传感器应变测量原理

由四分之一波长矩形贴片天线初始谐振频率的计算公式可知，在不忽略补偿介电长度 ΔL_1 的情况下，有芯片应变传感器的谐振频率与上辐射贴片的长度 L_1 、补偿介电长度 ΔL_1 以及基板的有效介电常数 ε_e 相关，而基于贴片天线的应变传感器宽度的改变对其谐振频率的影响可以忽略^[43, 58]。假设有芯片应变传感器经历应变 ε ，上辐射贴片长度变为 $L_1(1+\varepsilon)$ ，基板宽度和高度分别变为 $W_1(1-\nu_s\varepsilon)$ 和 $H_1(1-\nu_s\varepsilon)$ ，其中 ν_s 为基板材料的泊松比，基板为各向同性有机材料，且在基板经历应变时其介电常数的改变对谐振频率的影响可忽略不计^[57]。将应变 ε 下的天线尺寸代入式(2.101)、式(2.102)和式(2.110)，可得此时有芯片应变传感器的谐振频率 f_R 为：

$$f_R = \frac{c}{4(L_1(1+\varepsilon) + 2\Delta L_1(1-\nu_s\varepsilon))\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (2.111)$$

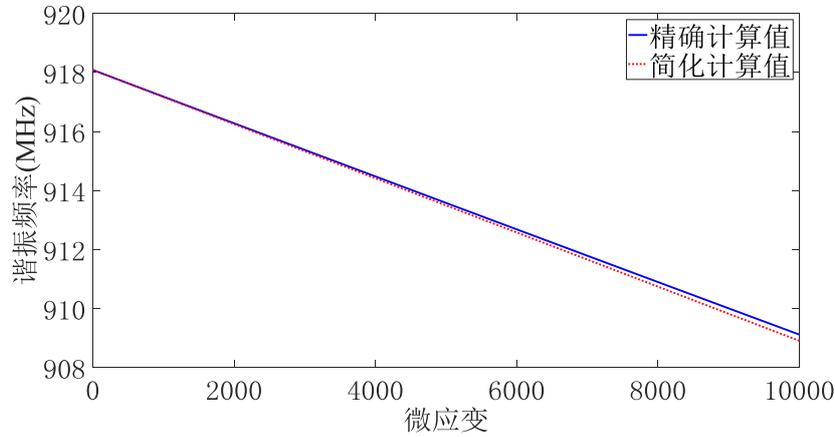
由于贴片天线的补偿介电长度 ΔL_1 远小于上辐射贴片长度 L_1 ，并且用有芯片应变传感器监测结构应变时，结构应变水平一般最高在 1% 数量级左右，因此可对式(2.111)做进一步简化，如下所示：

$$f_R \approx \frac{c}{4\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{1}{L_1(1+\varepsilon)} = \frac{f_{R0}}{1+\varepsilon} \approx f_{R0}(1-\varepsilon) \quad (2.112)$$

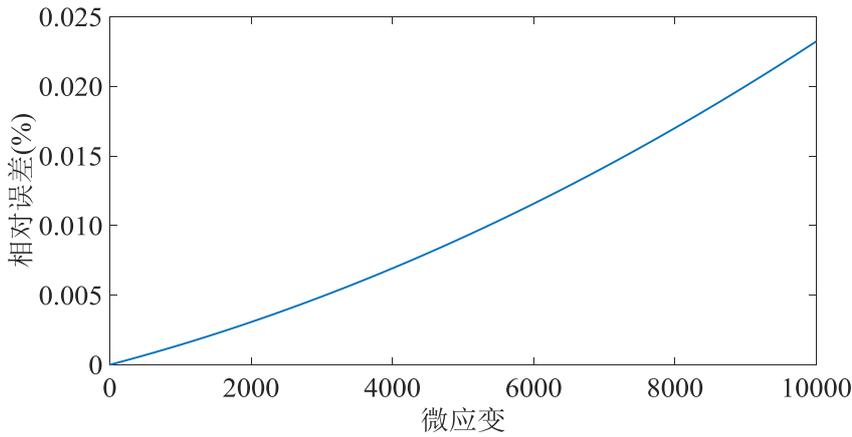
根据式(2.111)和式(2.112)分别绘制 $\varepsilon \sim f_R$ 关系曲线，如图 2.12 所示。可见随着应变的增加，由精确计算公式(2.111)和简化计算公式(2.112)所得谐振频率的偏差也逐渐增加，但在应变到达 1% 时，二者之间的相对误差仅为 0.023%，在工程应用中完全可以忽略不计。当根据两个公式所计算得到的谐振频率的相对误差达到 1% 时，此时有芯片应变传感器的应变到达 9.4%，在工程监测中应变一般很少到达此水平。因此在实际应用中，以式(2.112)作为基本公式。

由式(2.112)可知，有芯片应变传感器的谐振频率与其所经历应变约呈线性关系，随着有芯片应变传感器的应变增加，其谐振频率随之减小，直线斜率为有芯片应变传感器的初始谐振频率。因此利用基于矩形贴片天线的有芯片应变传感器

监测结构应变时，首先应在无应变状态下获得其初始谐振频率，并在结构经历应变时检测其在该状态下的谐振频率，即可根据公式计算得到有芯片应变传感器所经历的应变，进而根据有芯片应变传感器的应变与结构应变的对应关系，可最终得到此状态下的结构应变。



(a) 两谐振频率计算值与应变关系



(b) 两谐振频率计算值相对误差与应变关系

图 2.12 不同公式所得谐振频率计算值的比较

2.3 有芯片应变传感器谐振频率的无线检测原理

基于矩形贴片天线的无线应变传感系统包括阅读器和有芯片应变传感器，其中有芯片应变传感器由贴片天线和 IC 芯片构成，其功率传输如图 2.13 所示。假定阅读器与贴片天线之间无障碍物，由 Friis 自由空间公式可得天线接收功率 P_2 为^[59]：

$$P_2 = P_1 G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = P_1 G_1 G_2 \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad (2.113)$$

式中 P_1 为阅读器发射功率， G_1 为阅读器天线增益， G_2 为贴片天线增益， λ 为阅读器所发射电磁波的波长， d 为阅读器与贴片天线之间的距离， f 为阅读器所发射电磁波的频率，即天线的工作频率。

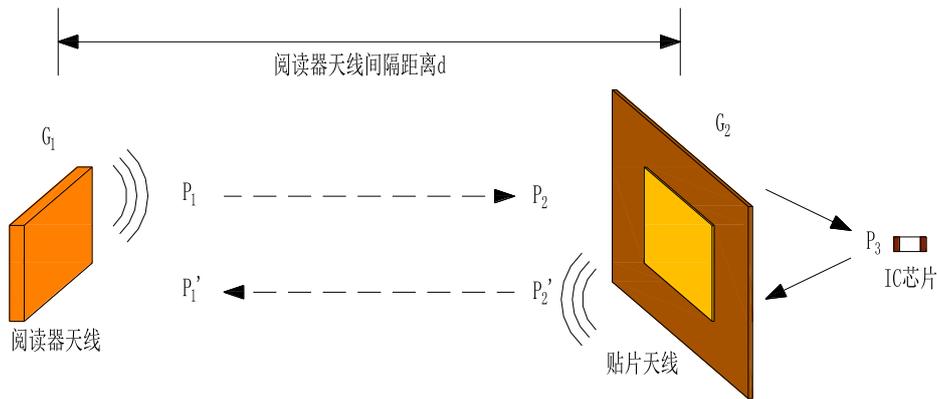


图 2.13 无线应变传感系统的功率传输

当阅读器所发射电磁波的频率 f 改变时，贴片天线的工作频率发生改变，贴片天线的特性阻抗也随之改变，导致功率反射系数 η 发生改变，因此功率反射系数 $\eta(f)$ 为天线工作频率 f 的函数。当贴片天线工作在谐振频率处时，其功率损耗最小，此时功率反射系数 $\eta(f)$ 取得最小值。

通过功率反射系数 $\eta(f)$ ，可得 IC 芯片所接收的功率 P_3 为：

$$P_3 = P_2 (1 - \eta(f)) = P_1 G_1 G_2 \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 (1 - \eta(f)) \quad (2.114)$$

功率由 IC 芯片再次返回贴片天线时，同样有一部分功率被反射，反射系数与式(2.114)中的相同，所返回的功率 P_2' 为：

$$P_2' = P_3 (1 - \eta(f)) \quad (2.115)$$

此时贴片天线作为一个功率为 P_2' 的发射源发射电磁波，类比式(2.113)，阅读器天线所接收到的功率即反射功率 P_1' 为：

$$P_1' = P_2' G_1 G_2 \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 = P_3 G_1 G_2 \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 (1 - \eta(f)) \quad (2.116)$$

IC 芯片作为贴片天线的负载，正常工作时所需的最小的激活功率为 P_{IC} ，其不随天线的工作频率 f 改变。在某一频率 f 下，当 IC 芯片恰好被激活时，IC 芯片的接收功率为：

$$P_3 = P_{IC} \quad (2.117)$$

将式(2.117)代入式(2.114)中, 可得该工作频率 f 下阈值发射功率 P_{IS} 为:

$$P_{IS} = P_{IC} \frac{(4\pi d)^2}{G_1 G_2 c^2} \frac{f^2}{1-\eta(f)} = F(f) \quad (2.118)$$

将式(2.117)代入式(2.116)中, 可得与阈值发射功率 P_{IS} 对应的阈值反射功率 P_{IS}' 为:

$$P_{IS}' = P_{IC} \frac{G_1 G_2 c^2}{(4\pi d)^2} \frac{1-\eta(f)}{f^2} = F'(f) \quad (2.119)$$

阅读器天线增益 G_1 和贴片天线的增益 G_2 均为常数, 当阅读器和贴片天线位置固定时其间距 d 也为定值。根据函数 $\eta(f)$ 的特性可知, 阈值发射功率函数 $F(f)$ 有最小值, 阈值反射功率函数 $F'(f)$ 有最大值, 即在某一频率范围内阈值发射功率最小值点和阈值反射功率最大值点对应的工作频率即为天线的谐振频率。当贴片天线经历应变时, 谐振频率发生改变, 阈值发射功率曲线和阈值反射功率曲线随之偏移。因此, 可根据采集的阈值发射功率曲线和阈值反射功率曲线确定无应变以及经历应变时天线的谐振频率, 如图 2.14 所示。

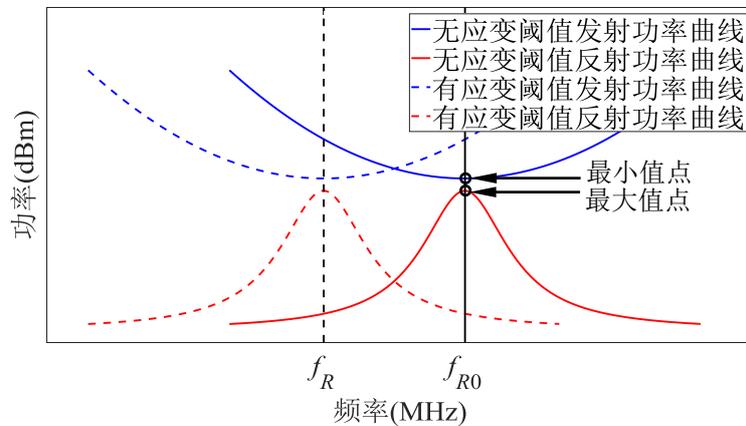


图 2.14 阈值功率曲线示意图

2.4 本章小结

本章介绍了基于贴片天线的有芯片应变传感器的原理, 主要完成了以下几项工作:

(1) 介绍了电磁场理论中最基本的麦克斯韦方程组, 并对柱形传输系统这种特殊情况下的电磁场进行了求解。在此基础上引入了传输线理论, 并对传输线

模型的某些重要特性参数进行了介绍。

(2) 根据传输线理论将二分之一波长矩形贴片天线转化为等效电路对其求解, 进而得出四分之一波长矩形贴片天线的设计公式, 并根基此公式对基于贴片天线的有芯片应变传感器监测结构应变的原理进行了分析。

(3) 介绍了无源无线应变传感系统的组成以及其工作原理, 并根据传感系统的功率传输关系给出有芯片应变传感器谐振频率的无线测量方法, 以检测其在无应变和经历应变时的谐振频率。

第 3 章 基于贴片天线的有芯片应变传感器的设计与模拟

根据第 2 章贴片天线的基本原理,本章设计了一种基于 920MHz 的四分之一波长矩形贴片天线的有芯片应变传感器,然后对其进行了电学模拟。

在 3.1 节中,根据四分之一波长矩形贴片天线的设计公式,初步选定贴片天线的尺寸。但为使贴片天线的特性阻抗与负载阻抗较好的匹配,以保证试验中用 RFID 阅读器可更容易、精确的检测有芯片应变传感器的谐振频率,因此在有限元软件 HFSS 中建立初步的有芯片应变传感器模型,对天线的匹配线尺寸进行优化,完成有芯片应变传感器的最终设计。

在 3.2 节中主要对有芯片应变传感器的电学性能进行模拟。贴片天线的理论表明,有芯片应变传感器的谐振频率与其所经历的应变具有较好的线性关系,基于此在 HFSS 中建立优化之后的有芯片应变传感器有限元模型,分别求解其在不同应变状态下的谐振频率,并与对应的应变进行线性拟合,研究有芯片应变传感器的性能。其中根据力学知识可知,有芯片应变传感器经历应变时,其几何尺寸发生相应的改变,因此通过改变有芯片应变传感器的尺寸模拟其不同的应变状态。

在 3.3 节中,由于剪力滞后效应的存在,应变不能够从结构表面完全传递至有芯片应变传感器的上表面,使得贴片天线的上辐射贴片的形变与结构形变不一致,因此需首先通过应变传递效率系数建立结构应变与有芯片应变传感器应变之间的联系,然后通过检测有芯片应变传感器的谐振频率计算其应变,进而推算得到结构应变。在有限元软件 ABAQUS 中建立有芯片应变传感器与试件的力学模型,对试件进行加载,观察应变分布情况和传递规律,并提取有芯片应变传感器和试件表面的平均应变计算应变传递效率系数。

在 3.4 节中主要对有芯片应变传感器的灵敏度系数进行分析,结合应变传递效率系数和贴片天线理论公式对其计算公式进行推导,并将其计算公式从简单应变状态推广到复杂应变状态。

在本章中用到了电磁学有限元模拟软件 HFSS 和力学有限元模拟软件 ABAQUS。HFSS (High Frequency Structure Simulator) 即高频结构模拟器,是由 Ansoft 公司推出的三维电磁仿真模拟软件,能计算任意形状三维无源结构的电磁场以及电磁特性参数; ABAQUS 是一套功能强大的工程模拟有限元软件,其解决问题的范围从相对简单的线性分析到许多复杂的非线性分析问题,其中对于结构的应变问题的解决是其最基本的功能之一。

3.1 有芯片应变传感器的设计

根据式(2.112)可知,基于四分之一波长矩形贴片天线的有芯片应变传感器的初始谐振频率越高,其对应变的敏感度越高。在贴片天线初始谐振频率的选择时,也应考虑与之共同工作的 IC 芯片对频率的要求。若贴片天线谐振频率与 IC 芯片工作频率不匹配,则在以贴片天线谐振频率为中心的一段频率范围内 IC 芯片无法被激活正常工作,频率过高时甚至会造成 IC 芯片的损坏。IC 芯片选用 ALIEN H3,其工作频率段为 860MHz~960MHz,为市场上工作频率段最高的集成芯片,因此将矩形贴片天线的初始谐振频率定为 920MHz。对于贴片天线的基板材料,选用 RT5880。RT5880 全称为 RT/duroid[®] 5880 层压材料,是 Rogers 公司生产的一种玻璃微纤维增强型聚四氟乙烯混合物,相对介电常数 ϵ_r 为 2.20,其在高频段具有良好的工作性能。

根据选定的贴片天线初始谐振频率与基板材料进行初步的天线设计。对于基板厚度,厚度越大,贴片天线反射电磁波的距离越长,但厚度的增加会减小应变的传递效率,平衡两者,选定基板厚度为 0.5mm,这也是市场上常见 RT5880 材料的厚度。将选定的基板厚度与基板相对介电常数代入上辐射贴片宽度推荐的计算公式(2.109)中,确定上辐射贴片的宽度 W_1 ,选为 50mm。将基板厚度以及上辐射贴片宽度分别代入式(2.101)与式(2.102)中,计算中间参数有效介电常数 ϵ_e 和补偿介电长度 ΔL_1 ,然后将其代入贴片天线初始谐振频率计算公式(2.110)中,根据预选定的初始谐振频率,计算得天线上辐射贴片的长度 L_1 ,选为 54.9mm。这样就得到了贴片天线的初步尺寸。

在有限元软件 HFSS 中建立基于四分之一波长矩形贴片天线的有芯片应变传感器的 3D 模型,如图 3.1 所示。上辐射贴片与下辐射贴片选为理想材料,并假定上下辐射贴片与基板的边界为理想边界。同时将有芯片应变传感器置于真空

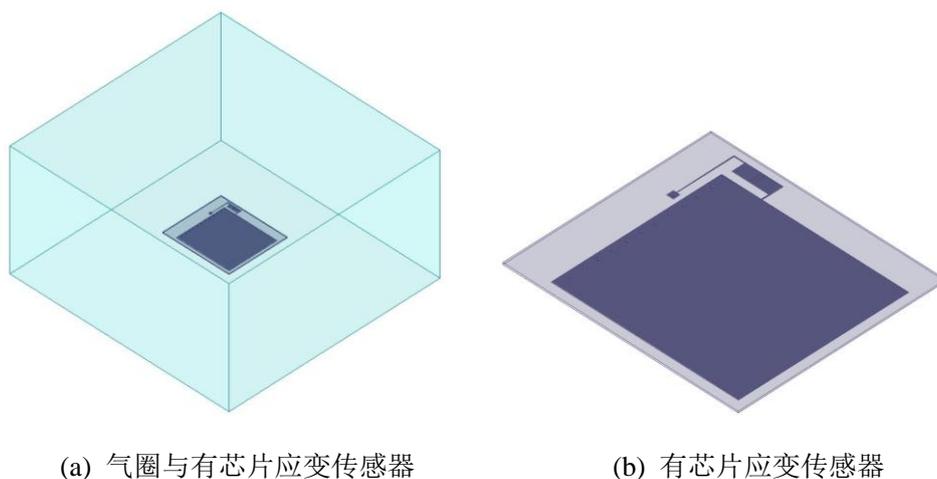


图 3.1 HFSS 中有芯片应变传感器模型

气圈之中，淡蓝色区域为本模型的边界，边界条件选定仅为辐射。

为保证贴片天线与 IC 芯片阻抗匹配，尽可能减小贴片天线工作在谐振频率时的功率损失，以保证在阈值功率曲线中提取谐振频率更加容易，对图 3.1 中有芯片应变传感器匹配线的尺寸进行微调，进行求解分析，选取贴片天线的回波损耗系数相对较小时的匹配线尺寸，得到优化后贴片天线的具体尺寸。

贴片天线的尺寸参数以及对应的优化后尺寸分别如图 3.2 以及表 3.1 所示。

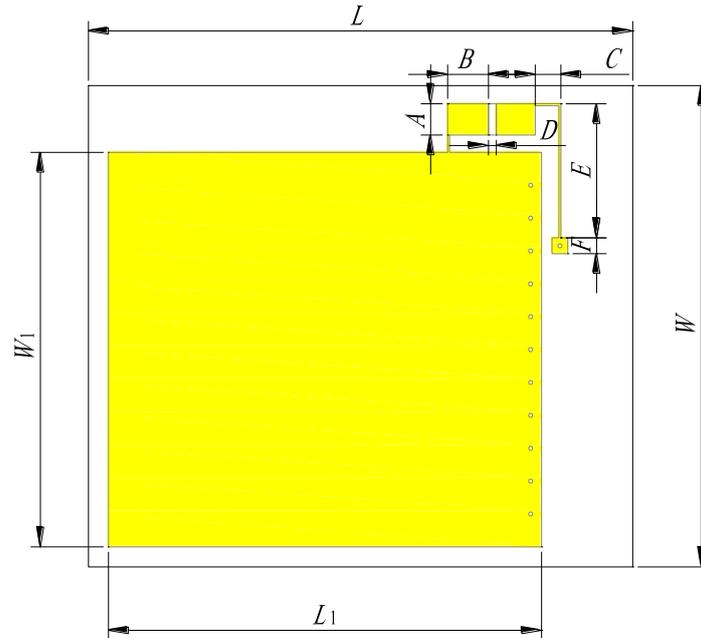


图 3.2 贴片天线尺寸参数

表 1 贴片天线具体尺寸

参数	L	W	L_1	W_1	A
尺寸	69	61	54.9	50	3.96
参数	B	C	D	E	F
尺寸	4.93	3	1.02	18	2.5

注：表格中尺寸单位为 mm。

贴片天线尺寸确定后，根据式(2.101)、式(2.102)和式(2.110)，计算得有芯片应变传感器的初始谐振频率为 918.10MHz。

3.2 有芯片应变传感器的电学模拟

3.2.1 初始状态下有芯片应变传感器的电学模拟

根据 3.1 节设计优化后贴片天线的具体尺寸，在有限元软件 HFSS 中建立其精确的有限元模型。在电磁模拟中，利用频域求解器求解有芯片应变传感器的回

波损耗曲线, 根据式(2.82)回波损耗系数 S_{11} 的定义可知, 当有芯片应变传感器工作于谐振频率处反射系数取得最小值时, 回波损耗系数也取得最小值, 即:

$$S_{11}(f_{R0}) = \min[S_{11}(f)] \quad (3.1)$$

如图 3.3 所示, 根据所求解有芯片应变传感器的回波损耗曲线, 提取曲线最小值点处对应的频率, 可得有芯片应变传感器的初始谐振频率模拟值为 917.88MHz, 与其初始谐振频率计算值的相对误差仅为 0.02%。

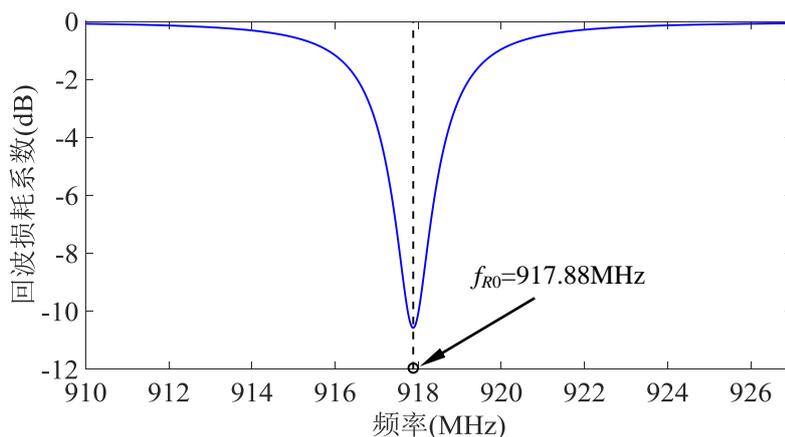
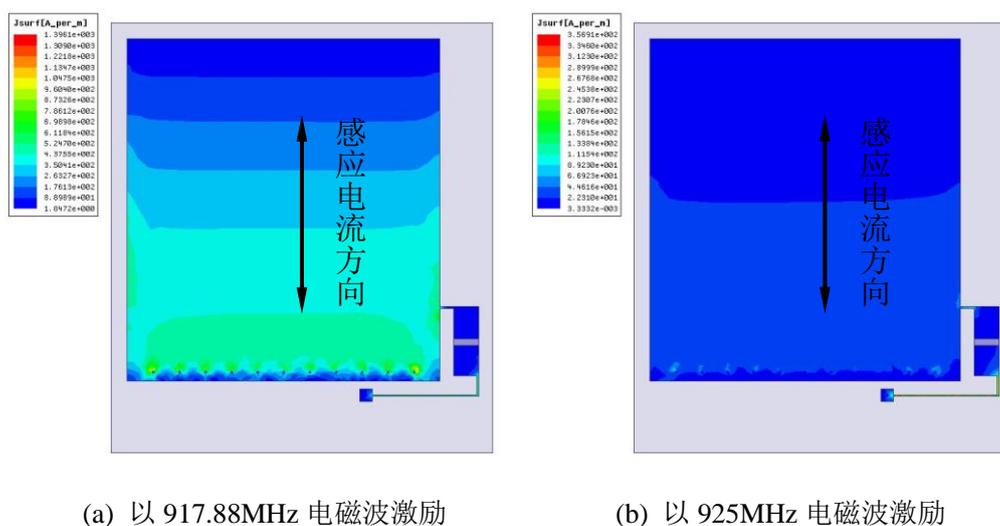


图 3.3 有芯片应变传感器初始谐振频率的提取

当阅读器发射的电磁波频率恰好为贴片天线的谐振频率时, 模拟时即以 917.88MHz 的电磁波激励贴片天线, 表面感应电流的模拟图如图 3.4(a)所示, 可见天线表面会产生较大的电流, 表明此时天线处于较活跃的工作状态; 当阅读器所发射电磁波频率与贴片天线的谐振频率不相同, 模拟时假设以 925MHz 的电磁波激励贴片天线, 离 917.88MHz 较远, 表面感应电流的模拟图如图 3.4(b)所示, 可见天线表面电流较小, 表明此时阻抗不匹配, 天线损耗了大量的能量。



(a) 以 917.88MHz 电磁波激励

(b) 以 925MHz 电磁波激励

图 3.4 有芯片应变传感器表面感应电流模拟图

此外，天线的增益表征天线辐射电磁波时功率在特定方向的辐射能力。贴片天线的 3D 增益图如图 3.5 所示，其中 xOy 为贴片天线所在平面， z 轴为上辐射贴片的法线方向，可见正对贴片天线时，电磁波的辐射能力较强，信号较好，而在贴片天线的两侧，天线增益较低，辐射能力较弱。因此在利用阅读器检测有芯片应变传感器的谐振频率时，宜使阅读器天线正对有芯片应变传感器的上辐射贴片，以获得较好的检测效果。

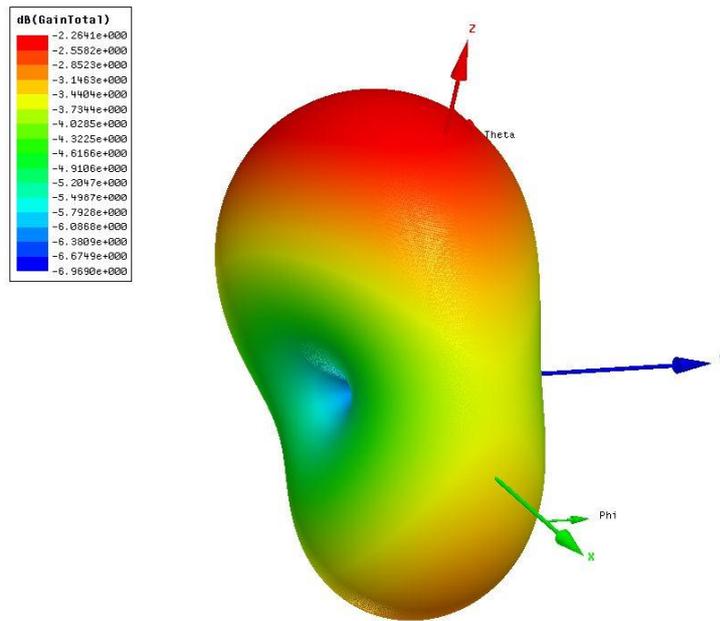


图 3.5 有芯片应变传感器 3D 增益图

3.2.2 经历应变时有芯片应变传感器的电学模拟

当有芯片应变传感器经历应变时，其尺寸会发生改变，因此在 HFSS 中可通过直接改变有芯片应变传感器的尺寸来模拟其经历应变的过程，此时不需要考虑应变传递效率的影响。若相邻两级的应变增量较小，致使有芯片应变传感器尺寸的改变量小于或接近于其有限元模型网格尺寸，会造成较大的求解误差，故在数值模拟中有芯片应变传感器的应变以 $2000\mu\epsilon$ 为一级，从 0 加载至 $10000\mu\epsilon$ 。

贴片天线上辐射贴片中感应电流的方向为有芯片应变传感器的长度方向，首先考虑有芯片应变传感器长度方向受力发生应变时，长度方向尺寸 L 和 L_1 等变大，宽度方向尺寸 W 和 W_1 等依据泊松比相应变小，通过此种方法模拟所得不同应变等级下有芯片应变传感器的回波损耗曲线，如图 3.6 所示。可见随着有芯片应变传感器长度方向应变的增加，回波损耗曲线不断向左偏移，即谐振频率不断减小，与理论相符。其中有芯片应变传感器的谐振频率从无应变状态下的 917.88MHz 逐渐减小为 $10000\mu\epsilon$ 下的 908.7MHz 。

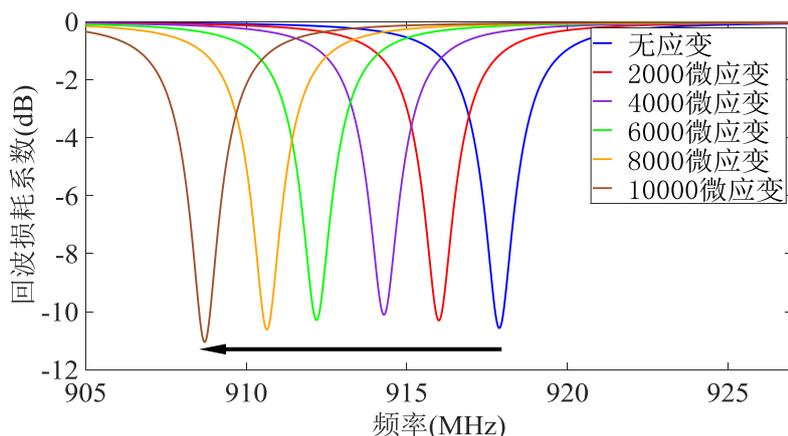


图 3.6 有芯片应变传感器长度方向受力时不同应变等级下的回波损耗曲线

通过寻找回波损耗曲线最小值点对应的频率点,依次提取不同应变等级下有芯片应变传感器的谐振频率,并将其与对应的应变进行线性拟合,如图 3.7 所示。应变-谐振频率拟合直线的相关系数 R^2 为 0.9991,表明有芯片应变传感器长度方向受力时其谐振频率与应变有着非常好的线性关系。拟合直线的斜率为 $-915.43 \text{ MHz}/\epsilon$,即有芯片应变传感器长度方向每经历单位应变时,其谐振频率减小 915.43 MHz ,其数值的绝对值与有芯片应变传感器初始谐振频率模拟值 917.88 MHz 的相对误差为 0.27% ,与式(2.112)所表明的理论关系非常相符。

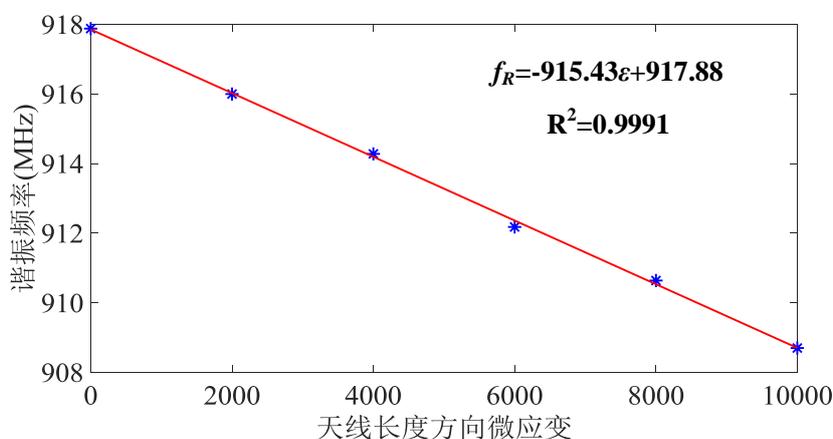


图 3.7 有芯片应变传感器长度方向受力时应变-谐振频率拟合直线

考虑有芯片应变传感器宽度方向受力发生应变时,宽度方向尺寸 W 和 W_1 等变大,长度方向尺寸 L 和 L_1 等依据泊松比相应变小。通过此种方法模拟所得不同应变等级下有芯片应变传感器的回波损耗曲线,如图 3.8 所示。可见随着有芯片应变传感器宽度方向应变的增加,长度方向应变减小,回波损耗曲线不断向右偏移,即谐振频率不断增加,与理论相符。其中有芯片应变传感器的谐振频率从无应变状态下的 917.88 MHz 逐渐增加为 $10000 \mu\epsilon$ 下的 921.56 MHz 。

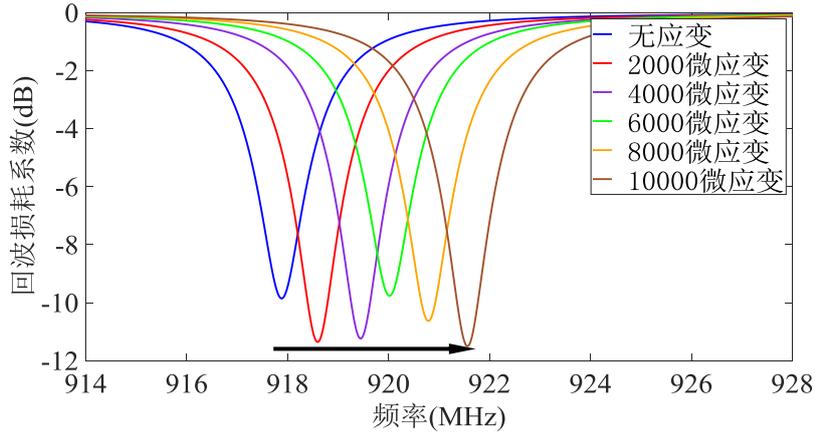


图 3.8 有芯片应变传感器宽度方向受力时不同应变水平下的回波损耗曲线

同样通过寻找回波损耗曲线最小值点对应频率点的方法，依次提取不同应变等级下有芯片应变传感器的谐振频率，并将其与对应的应变进行线性拟合，如图 3.9 所示。应变-谐振频率拟合直线的相关系数 R^2 为 0.9984，表明有芯片应变传感器宽度方向受力时其谐振频率与应变仍有着很好的线性关系。拟合直线的斜率为 $364.86 \text{ MHz}/\epsilon$ ，即有芯片应变传感器宽度方向每经历单位应变时，其谐振频率增加 364.86 MHz ，其数值的绝对值与有芯片应变传感器初始谐振频率模拟值 917.88 MHz 的比值为 0.3975，与基板所用材料 RT5880 的泊松比 0.4 的相对误差为 0.63%，与理论非常相符。

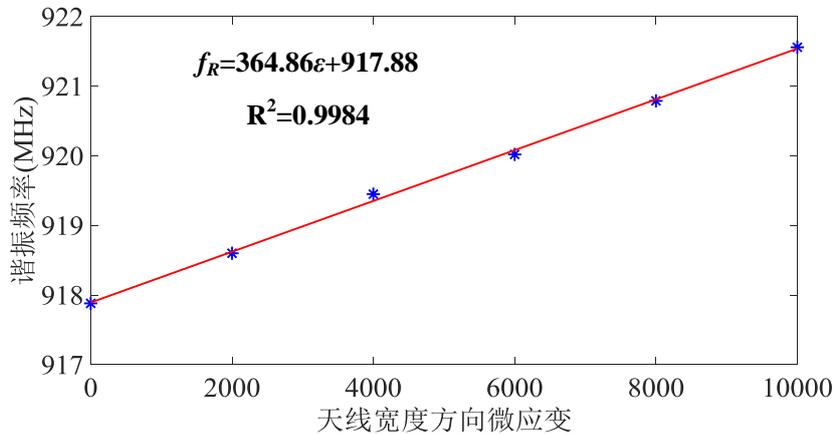


图 3.9 有芯片应变传感器宽度方向受力时应变-谐振频率拟合直线

3.3 有芯片应变传感器的力学模拟

由于有芯片应变传感器的厚度不可忽略导致剪力滞后效应的存在，使得应变不能够从试件完全传递至有芯片应变传感器表面，即有芯片应变传感器表面的应变与试件应变不一致，其示意图如图 3.10 所示。因此首先通过数值模拟探究有

芯片应变传感器的上辐射贴片与试件表面的应变分布,进而分析有芯片应变传感器的传递效率。试件单向拉伸时的拉伸方向称之为纵向,垂直于拉伸的方向称之为横向,在复杂应力状态下第一和第二主应变方向分别称之为纵向和横向。定义纵向传递效率系数 η_l 为有芯片应变传感器上辐射贴片在拉伸方向上的应变 ε_{lt} 与试件在拉伸方向上应变 ε_{ls} 的比值,如下式所示:

$$\eta_l = \frac{\varepsilon_{lt}}{\varepsilon_{ls}} \quad (3.2)$$

横向传递效率系数 η_t 的定义类比纵向传递效率系数,即为有芯片应变传感器上辐射贴片在垂直于拉伸方向的应变 ε_{tt} 与试件在垂直于拉伸方向上的应变 ε_{ts} 的比值,如下式所示:

$$\eta_t = \frac{\varepsilon_{tt}}{\varepsilon_{ts}} \quad (3.3)$$

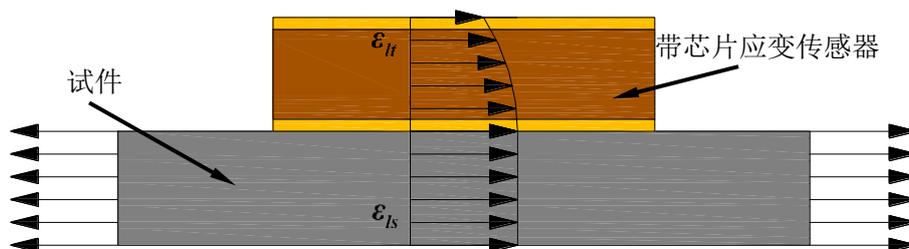
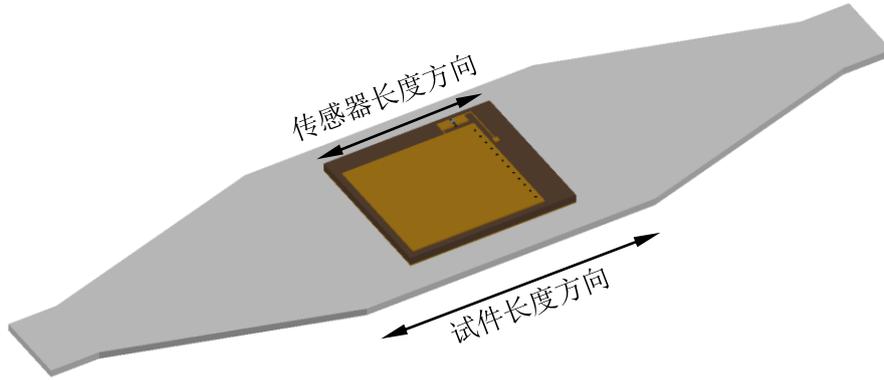


图 3.10 传递效率示意图

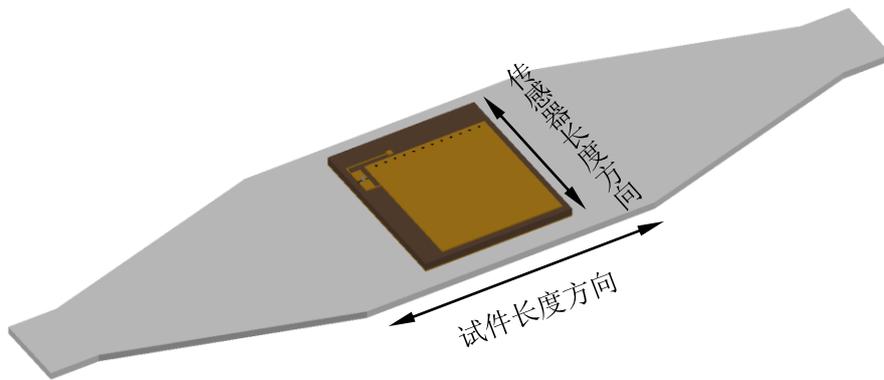
3.3.1 有限元模型的建立

在 3.2.2 节中分别对有芯片应变传感器沿其长度方向以及宽度方向拉伸时进行了电学模拟,根据不同应变等级下所求解的回波损耗曲线提取有芯片应变传感器的谐振频率,并与对应的应变进行线性拟合,分析有芯片应变传感器进行不同方向的拉伸时其谐振频率与自身应变的关系。为探究有芯片应变传感器监测结构表面应变的性能,需将有芯片应变传感器粘贴在试件表面,对试件进行拉伸以探究其谐振频率与试件应变的关系。

为与 3.2.2 节中有芯片应变传感器两种拉伸形式相对应,有芯片应变传感器与试件表面的粘贴同样采用两种方式,以实现有芯片应变传感器沿其长度方向的拉伸和沿其宽度方向的拉伸。规定有芯片应变传感器的长度方向与试件的长度方向相平行时的粘贴方式为纵向粘贴,如图 3.11(a)所示;规定有芯片应变传感器的长度方向与试件的长度方向相垂直时的粘贴方式为横向粘贴,如图 3.12(b)所示。纵向粘贴下拉伸试件时有芯片应变传感器长度方向应变增加,横向粘贴下拉伸试件时有芯片应变传感器宽度方向应变增加即长度方向应变减小。



(a) 纵向粘贴



(b) 横向粘贴

图 3.11 有芯片应变传感器的两种粘贴方式

试验中选用铝板作为拉伸试件，拉伸时应满足夹具尺寸大于试件端部尺寸以保证均匀传力，同时应满足试件粘贴有芯片应变传感器区域的尺寸大于有芯片应变传感器最大尺寸以保证其均匀受力，本试验所选用拉伸机夹具（WDW-50，济南测试厂）的尺寸为 40mm，而有芯片应变传感器的最大尺寸为 69mm，基于此所设计的试件模型如图 3.12 所示。其中区域 I 为加载区域，区域 II 为力传递区

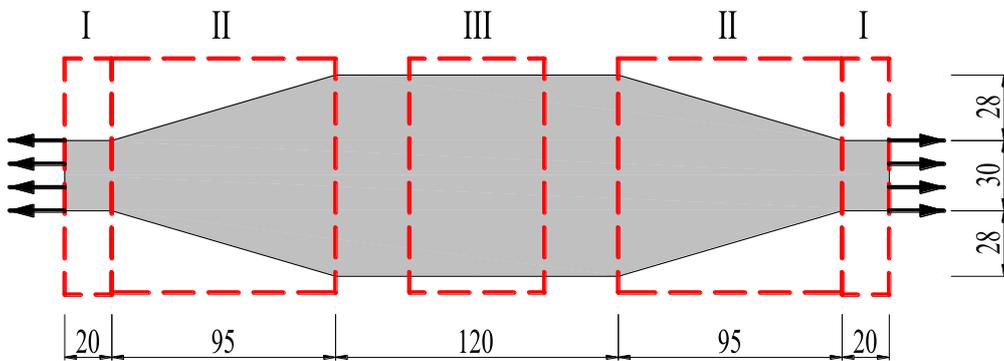


图 3.12 铝板试件模型

域，区域 III 为有芯片应变传感器粘贴区域，经过力传递区域可保证中间有芯片应变传感器粘贴区域所受到的拉应力均匀分布。

采用有限元软件 ABAQUS 建立模型，其中铝板和贴片天线的基板采用实体单元，贴片天线的上辐射贴片和下辐射贴片采用壳单元，各部件的厚度及材料参数如表 2 所示。实际中使用胶水将有芯片应变传感器粘贴于试件表面，在模型中不考虑胶水的影响，即假定有芯片应变传感器与铝板之间理想连接，变形是连续的，之间没有应变传递的损失。

表 2 材料参数

	加载试件	基板	上下辐射贴片
材料种类	6061 铝合金	RT-5880	黄铜
厚度(mm)	4	0.5	0.1
弹性模量(GPa)	68.4	1.3	110
泊松比	0.33	0.4	0.33

对有限元模型划分网格时，考虑到有芯片应变传感器边缘应变变化可能较大，所以网格划分比较细密，以保证计算精度；铝板的力传递区域由于拐角的存在会产生应力集中，但其不是本文的研究重点，所以网格划分相对比较稀疏，以提高计算效率。划分网格之后的纵向粘贴的有芯片应变传感器和铝板的有限元模型平面图如图 3.13 所示。

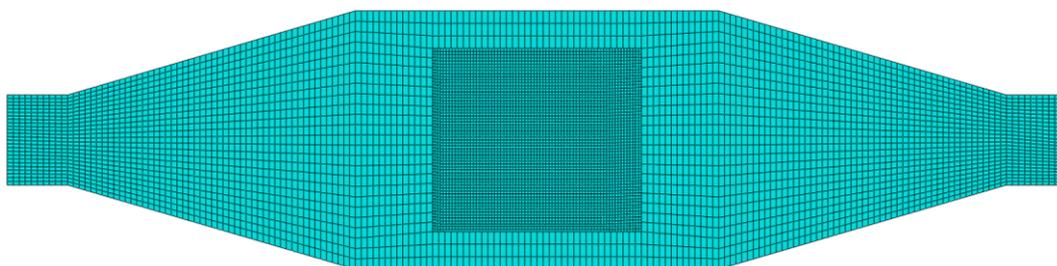


图 3.13 纵向粘贴的试样有限元模型

3.3.2 数值模拟结果的分析

因仅需考虑试件与有芯片应变传感器的应变分布以及二者之间的比值，而不关心应变数值的大小，因此加载荷载定为 3kN。在 3kN 荷载作用下，粘贴有芯片应变传感器的试件与未粘贴有芯片应变传感器的试件的纵向应变云图如图 3.14 所示。可见两个试件表面的应变云图基本一致，即粘贴有芯片应变传感器后对试件应变的影响可以忽略不计，所以铝板的纵向平均应变可根据荷载大小与横截面积通过公式近似得到，此时纵向平均应变为 $127.5\mu\epsilon$ 。

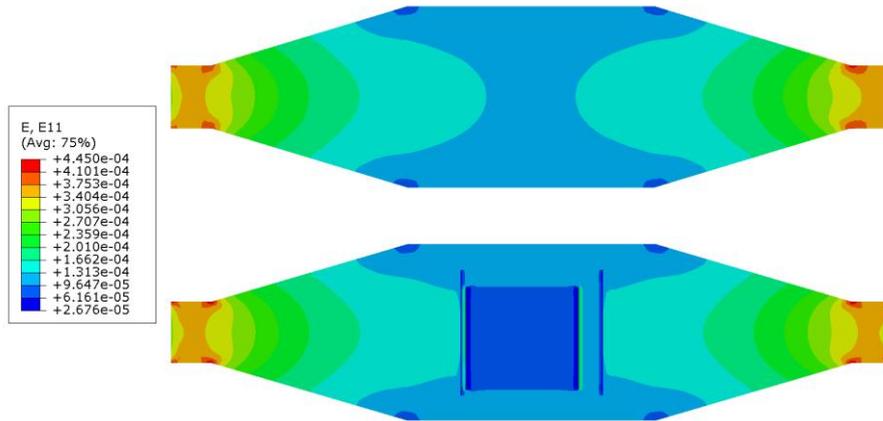
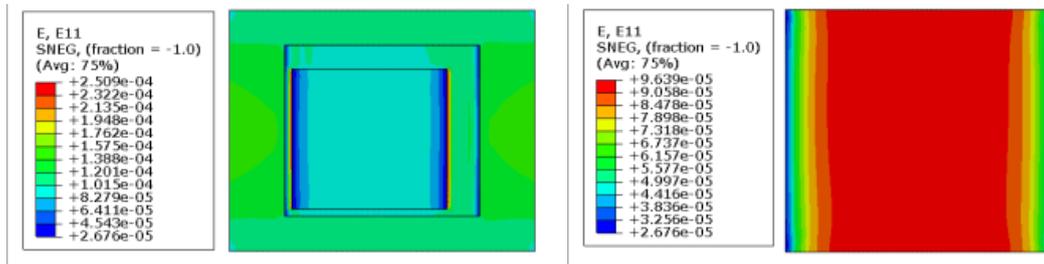


图 3.14 无传感器（上）和有传感器（下）试件纵向应变云图的对比

纵向粘贴时有芯片应变传感器及附近铝板和上辐射贴片的纵向应变云图如图 3.15 所示。在贴片天线上辐射贴片边界区域，纵向应变由铝板平均应变 $127.5\mu\varepsilon$ 快速衰减至 $90.6\sim 96.4\mu\varepsilon$ 之间，利用 ABAQUS 命令流计算出贴片天线上辐射贴片的平均纵向应变为 $94.5\mu\varepsilon$ ，根据式(3.2)可计算得有芯片应变传感器的纵向应变传递效率系数为 74.12%。



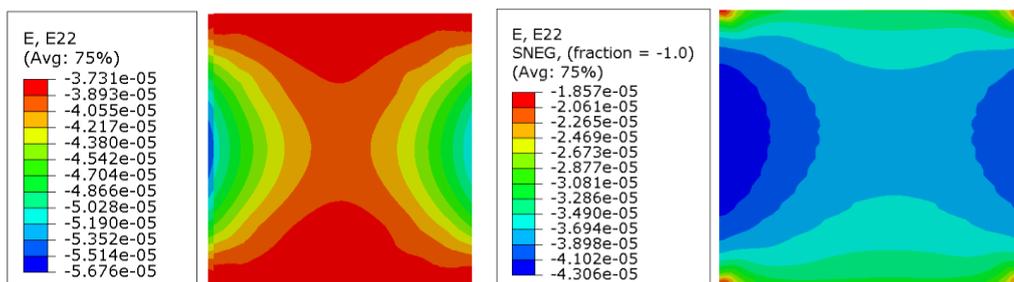
(a) 天线及附近铝板纵向应变云图

(b) 上辐射贴片纵向应变云图

图 3.15 纵向粘贴时局部纵向应变云图

与有芯片应变传感器接触的铝板表面以及上辐射贴片的横向应变云图如图 3.16 所示。在此荷载作用下，利用 ABAQUS 命令流计算出铝板表面平均横向应变为 $42.2\mu\varepsilon$ ，其与铝板纵向平均应变比值为 0.331，与铝板泊松比 $\nu_a = 0.33$ 一致；同样计算出贴片天线上辐射贴片的横向平均应变值为 $37.5\mu\varepsilon$ ，其与上辐射贴片的平均纵向应变比值为 0.397，虽上辐射贴片为镀铜层，黄铜泊松比 $\nu_c = 0.33$ ，但由于镀铜层尺寸非常薄，且与基板连接牢靠，所以其变形与基板变形一致，该比值 0.397 与基板材料泊松比 $\nu_s = 0.4$ 一致。综上分析可知，有芯片应变传感器的纵向传递效率系数与横向传递效率系数之比等于铝板泊松比与有芯片应变传感器基板材料泊松比之间的比值，其关系如下所示：

$$\frac{\eta_l}{\eta_t} = \frac{V_a}{V_s} \quad (3.4)$$

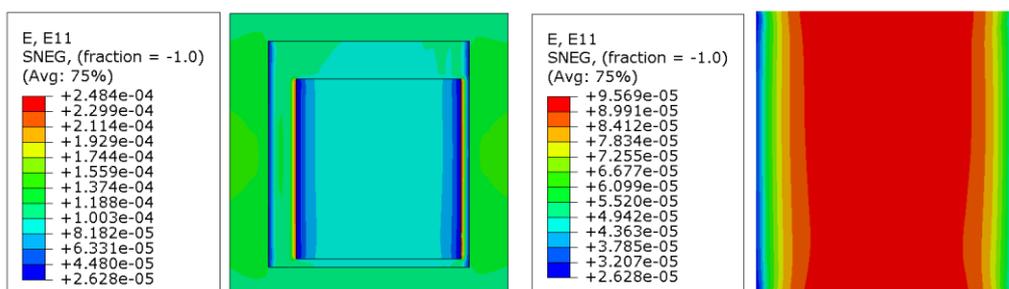


(a) 天线粘贴处铝板横向应变云图 (b) 上辐射贴片横向应变云图

图 3.16 纵向粘贴时局部横向应变云图

当有芯片应变传感器横向粘贴在铝板表面时，为研究铝板表面以及贴片天线上辐射贴片的应变分布及传递规律，仍对其施加 3kN 的荷载。由于有芯片应变传感器长度和宽度方向尺寸比较接近，仍可忽略有芯片应变传感器对铝板变形的影响，利用公式计算得铝板的纵向平均应变为 $127.5\mu\epsilon$ 。

横向粘贴时有芯片应变传感器及附近铝板和上辐射贴片的纵向应变云图如图 3.17 所示。横向粘贴时在贴片天线上辐射贴片边界区域，纵向应变由铝板平均应变 $127.5\mu\epsilon$ 快速衰减至 $90.0\sim 95.7\mu\epsilon$ 之间，利用 ABAQUS 命令流计算出贴片天线上辐射贴片的平均纵向应变为 $93.2\mu\epsilon$ ，根据式(3.2)可计算得有芯片应变传感器的纵向应变传递效率系数为 73.18%，与有芯片应变传感器纵向粘贴时的纵向传递效率系数 74.12% 十分接近。根据式(3.4)可计算得有芯片应变传感器横向粘贴时横向应变传递效率为 88.70%。

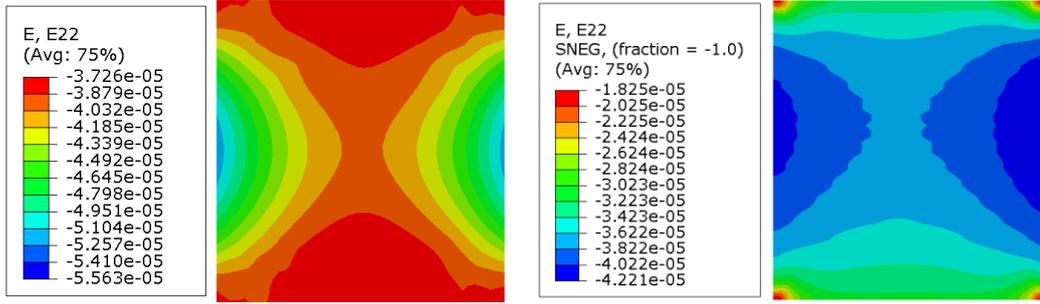


(a) 天线及附近铝板纵向应变云图 (b) 上辐射贴片纵向应变云图

图 3.17 横向粘贴时局部纵向应变云图

横向粘贴时，与有芯片应变传感器接触的铝板表面以及上辐射贴片的横向应变云图如图 3.18 所示。利用 ABAQUS 命令流计算出铝板表面平均横向应变为 $42.7\mu\epsilon$ ，同时计算得上辐射贴片的平均横向应变为 $38.0\mu\epsilon$ ，根据式(3.3)可计算得有芯片应变传感器横向粘贴时的横向传递效率系数为 89.00%，与根据式(3.4)

所得计算值 88.70% 十分相近，也表明无论有芯片应变传感器粘贴方式如何，其纵向与横向传递效率系数均满足式(3.4)所示关系。



(a) 天线粘贴处铝板横向应变云图

(b) 上辐射贴片横向应变云图

图 3.18 横向粘贴时局部横向应变云图

3.4 灵敏度系数与传递效率系数

基于四分之一波长矩形贴片天线的有芯片应变传感器的应变感应方向为贴片天线上辐射贴片的长度方向，即感应电流的方向。定义有芯片应变传感器的灵敏度系数 R 为结构在有芯片应变传感器应变感应方向上的单位应变所引起传感器谐振频率的偏移量，如下式所示：

$$R = \frac{\Delta f_R}{\Delta \varepsilon_s} \quad (3.5)$$

式中 Δf_R 为谐振频率偏移量， $\Delta \varepsilon_s$ 为传感器应变感应方向上结构应变改变量。

结合式(2.112)可得有芯片应变传感器灵敏度系数 R 可由下式计算：

$$R = -\bar{\eta} f_{R0} \quad (3.6)$$

式中 $\bar{\eta}$ 为有芯片应变传感器在任意方向上的应变传递效率系数。

对于简单的单向拉伸情况，当有芯片应变传感器的应变感应方向与拉伸方向平行时，传递效率系数 $\bar{\eta}$ 取为纵向应变传递效率系数 η_l ，当有芯片应变传感器的应变感应方向与拉伸方向垂直时，传递效率系数 $\bar{\eta}$ 取为横向应变传递效率系数 η_t 。究其原因，在与拉伸方向夹角不同的方向上传递效率系数存在差异是因有芯片应变传感器的基板与试件的泊松比不相同引起应变不协调所致。类比应变莫尔圆，当应变感应方向与拉伸方向夹角为 α 时，传递效率系数可由下式求解：

$$\bar{\eta} = \frac{\eta_t + \eta_l}{2} - \frac{\eta_t - \eta_l}{2} \cos 2\alpha \quad (3.7)$$

式中夹角 α 的取值介于 $0 \sim 90^\circ$ 之间。

由简单拉伸的应力状态进行推广，对于复杂应力状态，纵向应变传递效率系

数 η_l 应为第一主应变 ε_1 方向上有芯片应变传感器表面应变与试件表面相应方向上应变的比值,而横向应变传递效率系数 η_t 应为第二主应变 ε_2 方向上有芯片应变传感器表面应变与试件表面对应方向上应变的比值,夹角 α 应为应变感应方向与第一主应变方向的夹角。复杂应变状态下传递效率的取值如图 3.19 所示。

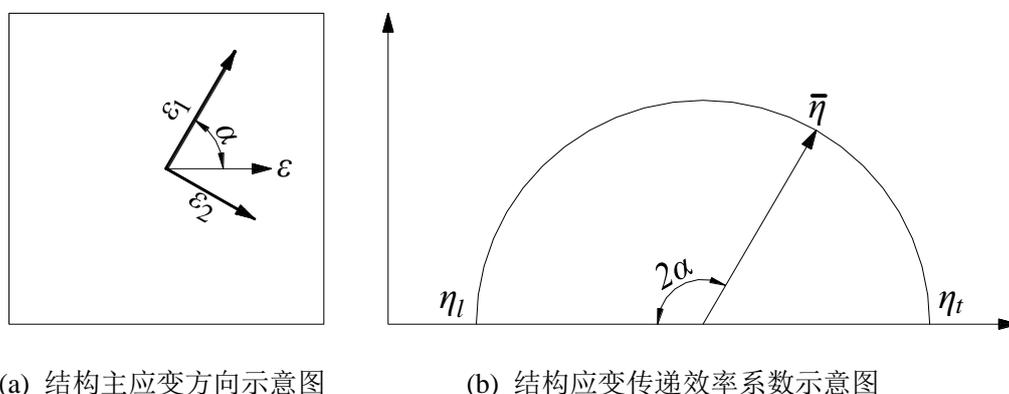


图 3.19 复杂应力状态下应变传递效率系数取值

3.5 本章小结

本章介绍了基于贴片天线的有芯片应变传感器的设计与模拟,主要完成了以下工作:

(1) 综合考虑确定有芯片应变传感器的初始谐振频率,根据第二章推导出的四分之一波长矩形贴片天线的计算公式,对有芯片应变传感器的尺寸进行了初步设计,并在有限元软件 HFSS 中建立模型,进一步优化贴片天线尺寸,确定出有芯片应变传感器的最终尺寸。

(2) 根据有芯片应变传感器的具体尺寸在有限元软件 HFSS 建立模型,分别对天线长度方向与宽度方向拉伸的情况进行电学模拟,并根据每级应变下所求解的回波损耗曲线提取有芯片应变传感器的谐振频率,与对应的应变进行线性拟合,结果表明在两种拉伸情况下有芯片应变传感器的谐振频率与应变都具有非常好的线性关系,并且与理论相符较好。

(3) 针对因剪力滞后效应所引起的应变传递效率问题,在有限元软件 ABAQUS 中建立有芯片应变传感器与试件的力学模型,与电学模拟相对应,同时考虑有芯片应变传感器纵向粘贴和横向粘贴时的情况,分别对模型加载求解试件与有芯片应变传感器表面的应变云图,计算出纵向和横向应变传递效率系数,对该两个应变传递效率系数进行分析并建立二者之间关系。

(4) 给出有芯片应变传感器测量应变时的灵敏度系数的定义,结合以上讨论,首先推导出灵敏度系数的计算公式,并分析出传递效率系数的变化规律,给

出一般情况下灵敏度系数的计算公式,以用于有芯片应变传感器在复杂应变状态下对结构应变的监测之中。

第 4 章 基于贴片天线的有芯片应变传感器的试验

为验证第 3 章数值模拟结果,分别按照所设计有芯片应变传感器和铝板的尺寸委托加工,以进行应变传递效率试验和有芯片应变传感器测量不同方向上结构应变的传感特性测试试验。其中贴片天线委托中国电子科技集团第五十一研究所加工,在市场上购置型号为 ALIEN H3 的 IC 芯片并将其与贴片天线匹配线相连接,组成有芯片应变传感器,其实物图如图 4.1 所示。

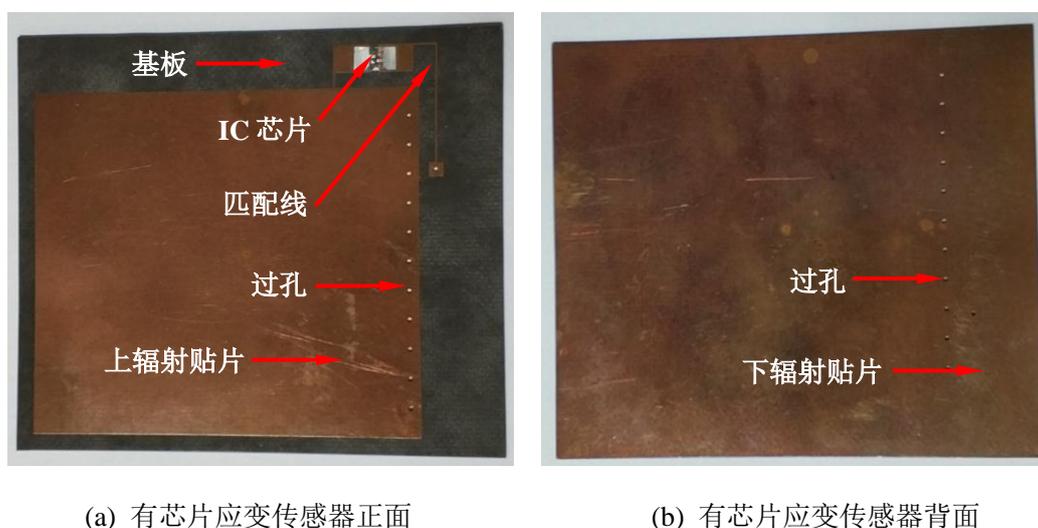


图 4.1 有芯片应变传感器实物图

在进行应变传递效率试验时,需在有芯片应变传感器和铝板表面分别粘贴电阻应变片以检测有芯片应变传感器上辐射贴片和试件表面的应变。由于电阻应变片在工作时有电流流过,将会产生磁场,若在此时同时用 RFID 阅读器检测有芯片应变传感器的谐振频率,天线表面应变片的电流所产生的磁场会对无线应变传感系统产生影响。为减少外界干扰,更加精确的探究有芯片应变传感器谐振频率与其应变的变化规律,因此分别进行应变传递效率试验和有芯片应变传感器传感特性测试试验,试验设计思路如图 4.2 所示,试验方案如下:

(1) 进行有芯片应变传感器的应变传递效率试验,应变片分别沿纵向和横向粘贴在有芯片应变传感器与试件表面,获取传感器与试件表面纵向和横向应变,以验证有芯片应变传感器与试件表面的应变传递效率系数与模拟结果是否相符。

(2) 进行有芯片应变传感器性能测试试验,分别将有芯片应变传感器纵向和横向粘贴在试件表面,对试件进行拉伸,用 RFID 阅读器获得每级荷载下的阈值功率曲线,提取谐振频率,并与对应的应变进行线性拟合,分析应变-谐振频率拟合直线的线性度,探究有芯片应变传感器的谐振频率与应变是否有较好的线

性关系；分析直线的斜率，即有芯片应变传感器灵敏度系数的实测值，将其与计算值相比较，以探究有芯片应变传感器检测应变的性能与理论的相符程度。

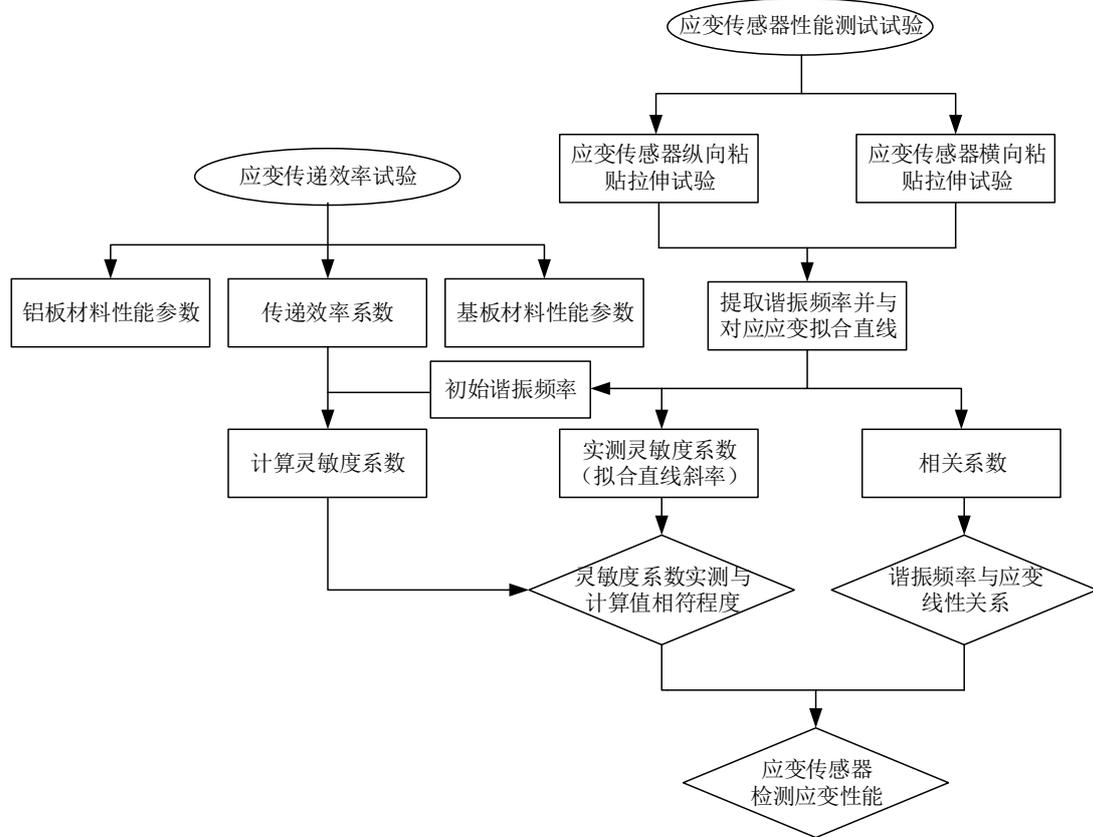


图 4.2 试验设计思路

4.1 应变传递效率试验

4.1.1 试验设计

根据应变传递效率数值模拟可知，当有芯片应变传感器纵向粘贴和横向粘贴时，根据定义所求得两种情况下的纵向和横向应变传递效率系数都十分接近，是由于有芯片应变传感器两个方向的尺寸十分接近，使得其粘贴方式对纵向和横向传递效率系数的影响可忽略不计，所以设计应变传递效率试验时仅考虑有芯片应变传感器纵向粘贴的情况。通过强力胶将有芯片应变传感器粘贴在试件表面，并在上辐射贴片表面和试件表面分别纵向和横向粘贴电阻应变片。与有芯片应变传感器粘贴方式的规定相同，当电阻应变片的应变感应方向与试件长度方向平行时，为纵向粘贴；当电阻应变片的应变感应方向与试件长度方向垂直时，为横向粘贴。

试验试样如图 4.3(a)所示，有芯片应变传感器纵向粘贴在试件中心表面，电阻应变片①和②粘贴在贴片天线的上辐射贴片表面，电阻应变片③和④粘贴在铝

板表面，其中应变片①和③为纵向粘贴，应变片②和④为横向粘贴。应变传递效率试验所用拉伸机为 SJV-30000，拉伸装置如图 4.3(b)所示，应变采集仪选用 LC1007。试验采用分级加载，约 3kN 为一级（仪器需手动控制），加载至 24kN 共八级，总共拉伸 3 个试样。其中一组的荷载-应变图如图 4.4 所示。

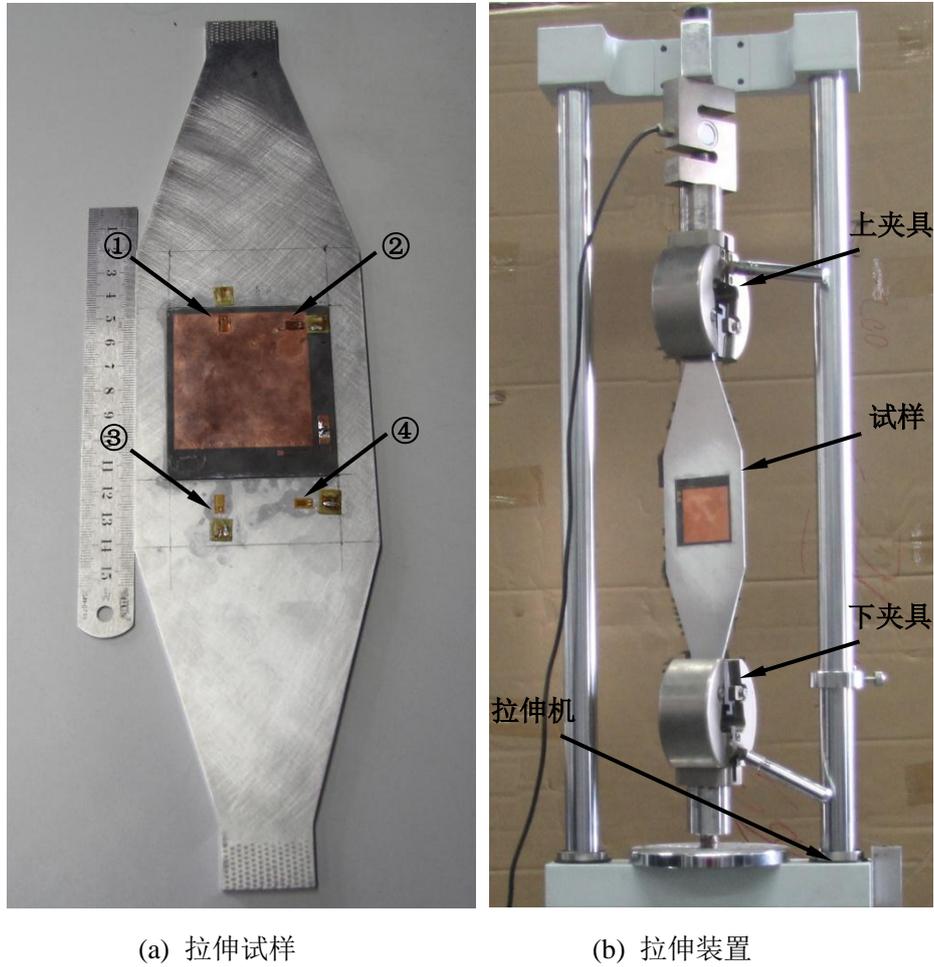


图 4.3 传递效率试验

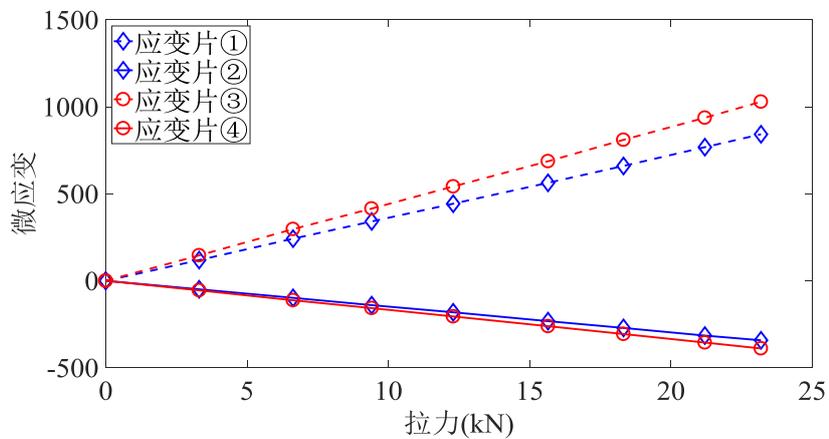


图 4.4 荷载-应变曲线图

4.1.2 试验结果分析

根据应变片③所测铝板表面纵向应变,结合拉力与横截面积可计算得铝板材料弹性模量;根据应变片③和应变片④所测铝板表面纵向和横向应变可计算得铝板材料泊松比;根据应变片①和应变片②所测有芯片应变传感器表面纵向和横向应变可计算得基板材料泊松比。三组试验的材料参数结果及平均值和标准差如表 4.1 所示。实测铝板材料刚度、泊松比和基板材料泊松比与理论值的相对误差均较小,而且其标准差也较小,表明不同个体的材料参数较稳定,所以本文将使用材料参数的理论值进行计算。

表 4.1 材料参数试验结果

	试样 1	试样 2	试样 3	平均值	标准差	理论值	相对误差
铝板刚度(GHz)	66.62	67.98	68.53	67.71	0.9862	68.4	1.01%
铝板泊松比	0.3381	0.3270	0.3482	0.3378	0.0106	0.33	2.35%
基板泊松比	0.4088	0.3937	0.3978	0.4001	0.0078	0.40	0.02%

此外,对于某一试样的无线传感器的基板材料泊松比,根据每级荷载下有芯片应变传感器表面横向应变值与纵向应变值计算对应的泊松比,如图 4.5 所示,可见该有芯片应变传感器的基板在不同荷载下的泊松比非常靠近其泊松比试验值,表明有芯片应变传感器在加载过程中材料一直处于稳定的弹性状态。

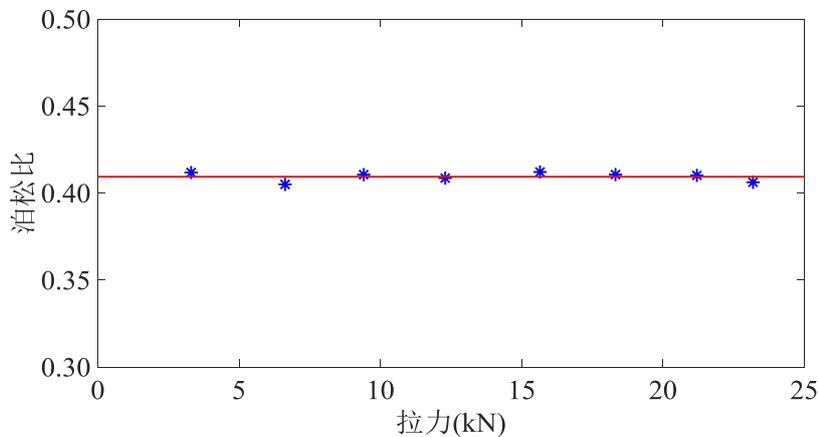


图 4.5 不同荷载下基板泊松比

根据应变片①和应变片③所测有芯片应变传感器和铝板表面纵向应变可计算得有芯片应变传感器的纵向应变传递效率;根据应变片②和应变片④所测有芯片应变传感器和铝板表面横向应变可计算得有芯片应变传感器的横向应变传递效率系数,试验结果如表 4.2 所示。可见应变传递效率系数实测值和模拟值十分接近,且所有试样结果的标准差较小,说明不同有芯片应变传感器的应变传递效率系数离散性较小,性能较稳定。此外,纵向应变传递效率系数与横向应变传递效率系数实测值的比值为 0.8327,铝板材料泊松比与基板材料泊松比的比值为

0.8250，二者之间相对误差为 0.93%，与式(3.4)所表明的理论关系一致。

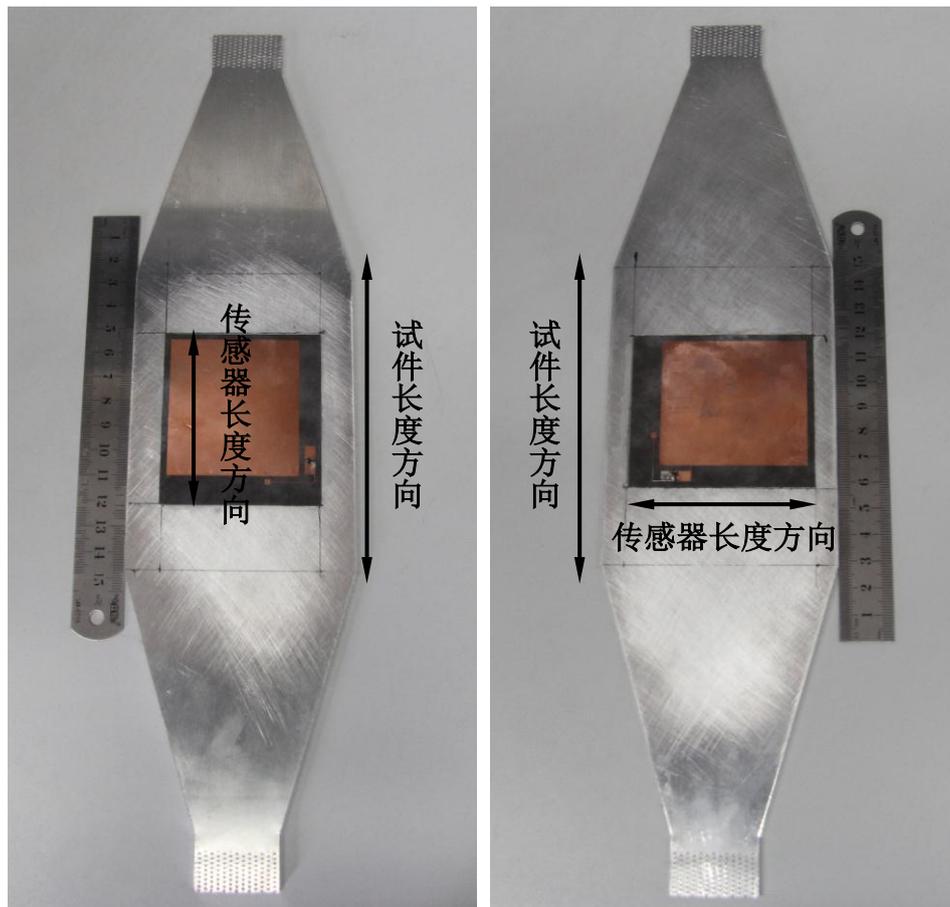
表 4.2 应变传递效率系数试验结果

	试样 1	试样 2	试样 3	平均值	标准差	模拟值	相对误差
纵向传递效率系数	71.74%	76.19%	74.77%	74.23%	2.27	74.12%	0.15%
横向传递效率系数	86.75%	91.37%	89.30%	89.14%	2.32	88.86%	0.32%

4.2 有芯片应变传感器传感特性试验

4.2.1 试验设计

为验证有芯片应变传感器监测结构应变的性能，即探究有芯片应变传感器的谐振频率与其应变感应方向上的结构应变之间的线性度以及实测灵敏度系数与计算灵敏度系数的相符程度，分别将有芯片应变传感器以纵向粘贴和横向粘贴的方式粘贴在铝板表面进行单向拉伸试验，拉伸试样如图 4.6 所示。



(a) 有芯片应变传感器纵向粘贴

(b) 有芯片应变传感器横向粘贴

图 4.6 拉伸试验试样

为减少环境噪声的干扰，拉伸试验在微波暗室里进行，试验装置如图 4.7 所

示。试验同样采用型号为 SJV-30000 的拉伸机对试样进行分级加载，约 3kN 为一级（仪器需手动控制），共加载 8 级。

试验中 RFID 阅读器选用 Tagformance Pro，可检测工作在超高频段天线的阈值发射功率曲线和阈值反射功率曲线，其工作原理为阅读器在某一频率下发射功率逐渐增加的电磁信号，当有芯片应变传感器中的 IC 芯片恰好被激活时记录此时的发射和反射功率，根据定义此时的发射功率和反射功率即为该频率下的阈值发射功率和阈值反射功率，然后在预设的频率范围内按照预设的频率间隔逐一进行电磁波的功率扫描，获得不同频率下的阈值发射功率和阈值反射功率，并绘制出相应的曲线。阅读器所采集的功率为对数功率 \underline{P} （单位：dBm），与式(2.117)和式(2.118)计算所得功率 P （单位：W）的换算关系为：

$$\underline{P} = 10 \lg P \quad (4.1)$$

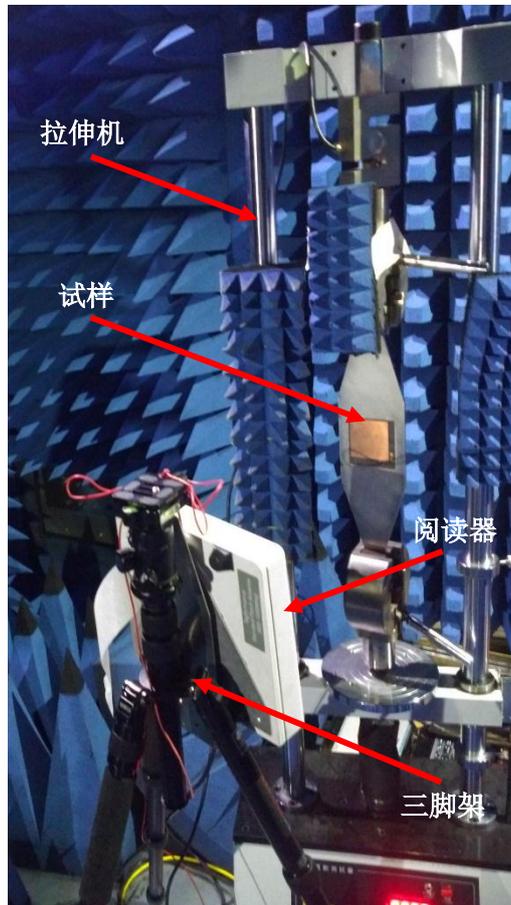
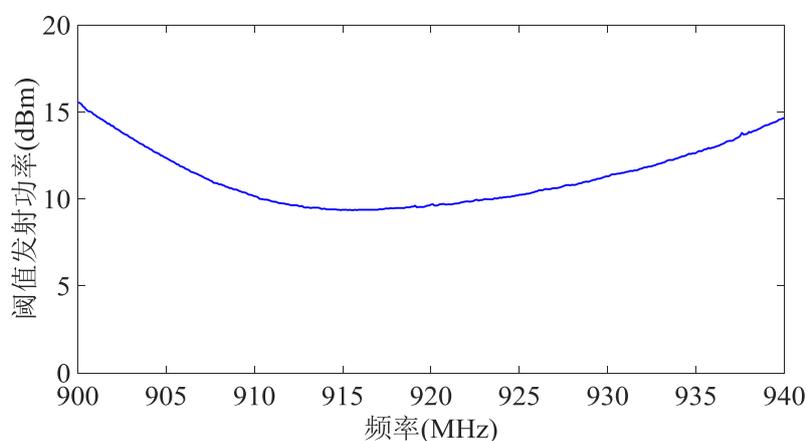


图 4.7 试验装置

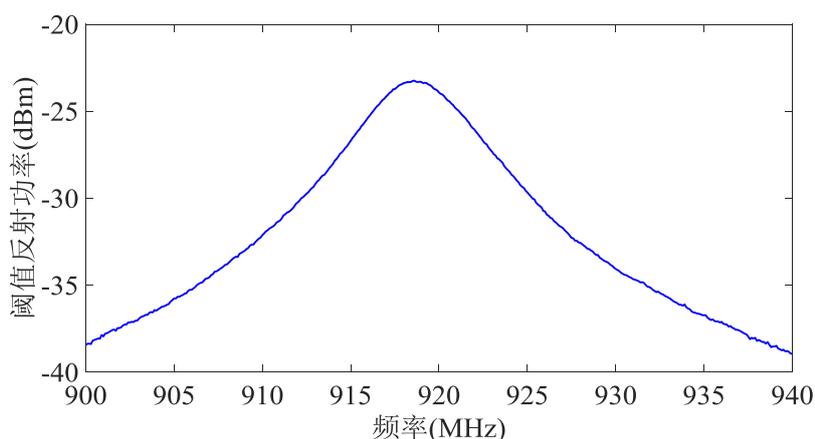
4.2.2 谐振频率的提取

试验时某试样在某级应力水平下所采集的阈值发射功率曲线和阈值反射功率曲线如图 4.8 所示。可见，与章节 2.3 中的分析一致，有芯片应变传感器的阈

值发射功率曲线在谐振频率处取得最小值, 阈值反射功率曲线在谐振频率处取得最大值, 可据此提取有芯片应变传感器的谐振频率。但是由图可见, 在谐振频率点处阈值发射功率曲线的曲率半径较阈值反射功率曲线的大, 在直观上阈值发射功率曲线在谐振频率处较平坦, 即谐振频率点对应的阈值发射功率与其附近的频率点对应的阈值发射功率值很接近, 考虑到实际测量中存在测量误差, 阈值发射功率曲线的最小值点可能不在谐振频率点处, 而且由于附近曲线平坦使得实际阈值发射功率最小值对应的频率与谐振频率的差值会较大, 依此提取的谐振频率可能会引起较大的误差。而阈值反射功率曲线在谐振频率点处曲率半径较小, 曲线比较“尖”, 谐振频率点附近的阈值反射功率急剧减小, 即使存在测量误差, 导致实际阈值反射功率最大值点对应的不为谐振频率, 但其与谐振频率的差值会较小。因此在试验中利用阈值反射功率曲线提取谐振频率, 以减小误差, 提高精度。



(a) 阈值发射功率曲线

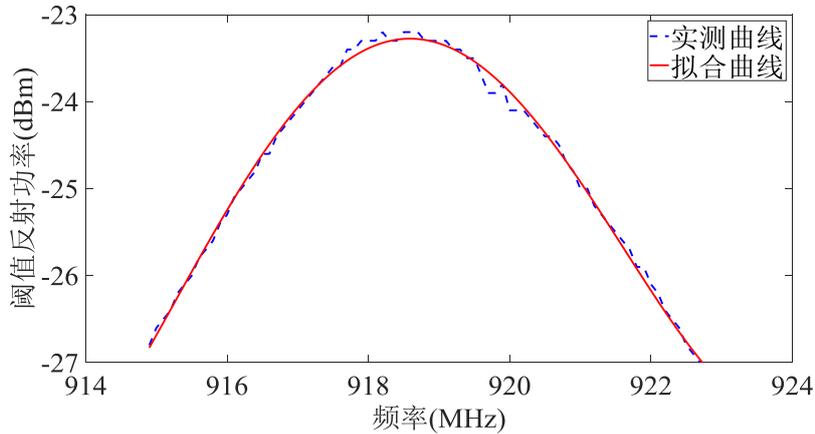


(b) 阈值反射功率曲线

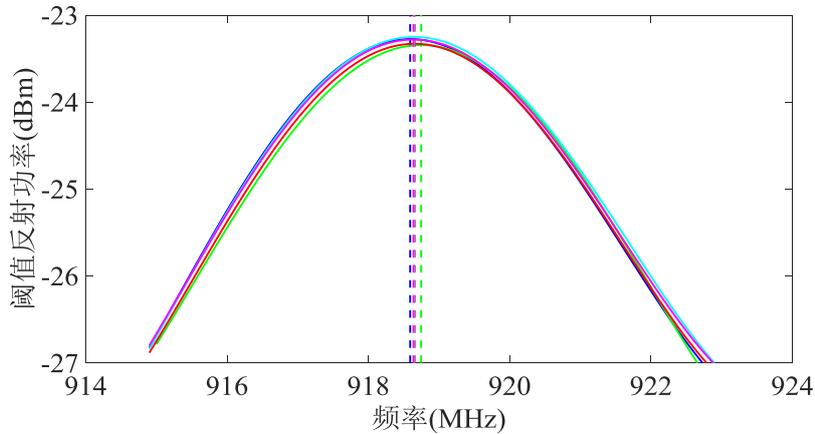
图 4.8 阈值功率曲线

同时为进一步减小误差, 提高试验可靠度, 在每级荷载下分别记录五组阈值

反射功率曲线。对于每一条阈值反射功率曲线，选取在最大值点附近的局部曲线，采用四次多项式进行拟合，取局部拟合曲线的最大值点作为有芯片应变传感器在此状态下的谐振频率点，因此每级荷载下会得到有芯片应变传感器的五个谐振频率，某级荷载下最大值附近的局部实测曲线和四次多项式拟合曲线以及该荷载下的五条拟合曲线如图 4.9 所示。



(a) 实测曲线与拟合曲线的对比



(b) 同级荷载下五条拟合曲线的对比

图 4.9 每级荷载下阈值反射功率曲线的处理

对于同等观测条件下的多次采样，为避免粗大误差的出现，一般会对该组数据进行判别和比较，排除异常值，常用方法共有四种：拉伊达准则、格拉布斯准则、肖维勒准则和狄克逊准则^[60]。

其中拉伊达准则即 3σ 准则，以三倍测量数据的标准偏差为极限进行数据的剔除，其适用情况的建议范围为测量次数 $n > 185$ ；格拉布斯准则对样本中仅混入一个异常值的情况判别效率较高，其适用情况的建议范围为 $25 \leq n \leq 185$ ；肖维勒准则通常用来补充拉伊达准则的不足，单独使用时其适用情况的建议范围也

为 $25 \leq n \leq 185$ ；狄克逊准则是一种用极差比双侧检验来判别粗大误差的准则，其适用情况的建议范围为 $3 \leq n < 25$ 。

本试验每级荷载下测量次数 $n=5$ ，因此采用狄克逊准则对数据进行判别处理。五个测量值按从小到大的顺序排列为： x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 和 x_5 ，其测量次数介于 3~7 之间，两统计量的计算公式如下：

$$\gamma_{10} = \frac{x_n - x_{n-1}}{x_n - x_1} \quad (4.2)$$

$$\gamma'_{10} = \frac{x_2 - x_1}{x_n - x_1} \quad (4.3)$$

然后分三种情况进行判别：

- (1) 若 $\gamma_{10} > \gamma'_{10}$ ， $\gamma_{10} > D(\alpha, n)$ ，则判别 x_1 为异常值，应舍弃；
- (2) 若 $\gamma_{10} < \gamma'_{10}$ ， $\gamma'_{10} > D(\alpha, n)$ ，则判别 x_n 为异常值，应舍弃；
- (3) 若 $\gamma_{10} < D(\alpha, n)$ ， $\gamma'_{10} < D(\alpha, n)$ ，则没有异常值。

其中极限值 $D(\alpha, n)$ 的取值如表 4.3 所示， α 为置信概率，本文取为 95%。当五个数据中有异常值被剔除时，继续按照上述准则进行判别，可直至数据量小于 3 的情况。最后将判别之后的数据求取平均值，即可得到每级荷载下的有芯片应变传感器的谐振频率。

表 4.3 狄克逊准则极限值取值

置信概率	$n=3$	$n=4$	$n=5$
90%	0.941	0.765	0.642
95%	0.970	0.829	0.710
99%	0.994	0.926	0.821

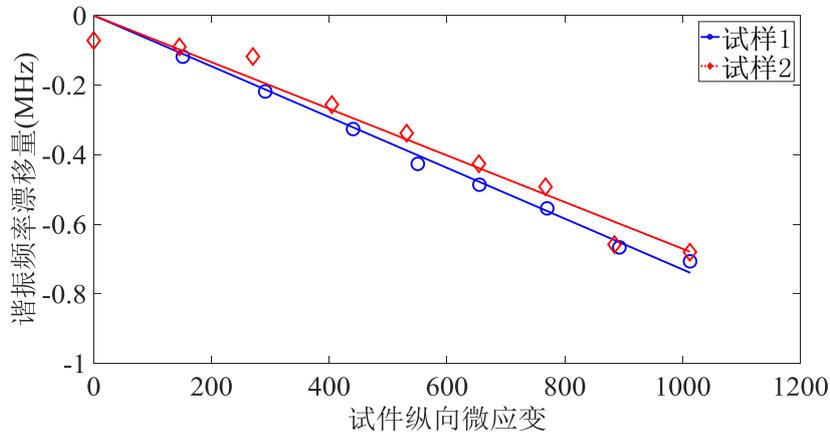
4.2.3 试验结果分析

依次提取纵向粘贴和横向粘贴时有芯片应变传感器在各级应变水平下的谐振频率，并与对应的应变拟合直线。每种粘贴方式下共进行两组试验，由于加工误差的存在，每个有芯片应变传感器的初始谐振频率会存在差异，此时将同种粘贴方式下各试样的拟合直线绘制在同一张图中不便于进行直观比较。为此，对式 (2.112) 进行简单的变换，选取谐振频率的偏移量 Δf_R 为纵坐标，并结合式 (3.6)，如下式所示：

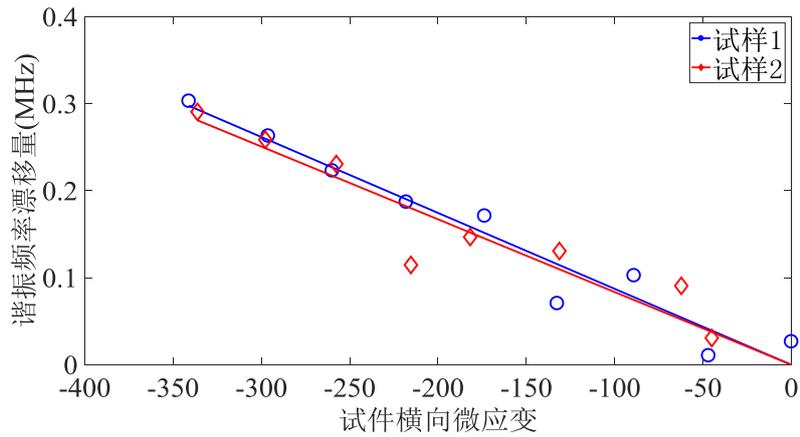
$$\Delta f_R = f_R - f_{R0} = -\bar{\eta} f_{R0} \varepsilon_s \quad (4.4)$$

拟合直线的应变均为有芯片应变传感器应变感应方向的试件应变。对于纵向粘贴的情况，根据所施加荷载与铝板弹性模量和横截面积直接计算得到试样的纵

向应变,对于横向粘贴的情况,计算出试样的纵向应变后通过泊松比计算得到试件的横向应变。最终所得谐振频率偏移量与试件在有芯片应变传感器应变感应方向上的应变拟合图如图 4.10 所示,根据试验所得拟合直线相关系数和实测灵敏度系数如表 4.4 所示。



(a) 纵向粘贴时拟合直线



(b) 横向粘贴时拟合直线

图 4.10 有芯片应变传感器应变-谐振频率拟合直线

表 4.4 有芯片应变传感器拉伸试验结果

试样	初始谐振频率(MHz)	计算灵敏度系数(MHz/ ϵ)	实测灵敏度系数(MHz/ ϵ)	相对误差	相关系数
纵向 1	922.03	-684.42	-729.89	6.23%	0.9940
纵向 2	918.97	-682.15	-670.33	1.76%	0.9664
横向 1	918.66	-818.89	-872.82	6.18%	0.9453
横向 2	921.62	-821.54	-836.06	1.74%	0.9175

根据定义,实测灵敏度系数为应变-谐振频率拟合直线的斜率,计算灵敏度系数可根据式(3.6)计算得到,根据传递效率试验结果,其中纵向应变传递效率系

数取为试验结果平均值 74.23%。横向应变传递效率系数取为试验结果平均值 89.14%。

试验拟合直线的相关系数较模拟结果拟合直线的相关系数差一些,是由于试验谐振频率测量中的环境噪声引起的误差所造成,依据每级荷载下所提取的谐振频率偏移量与在该应变水平下根据拟合直线计算所得谐振频率偏移量,绘制四组试验在每一应变水平下二者之间的相对误差曲线,如图 4.11 所示。可见,只有横向粘贴时试样 1 在第二级应变水平下相对误差较大,接近 3%,这造成了其过小的相关系数。而对于该试样在其他应变水平下以及其他试样在每级应变水平下的相对误差均小于 1%,甚至多数应变水平下的相对误差接近于 0。由此分析可知,有芯片应变传感器的谐振频率与其应变感应方向上的结构应变有着较好的线性关系。

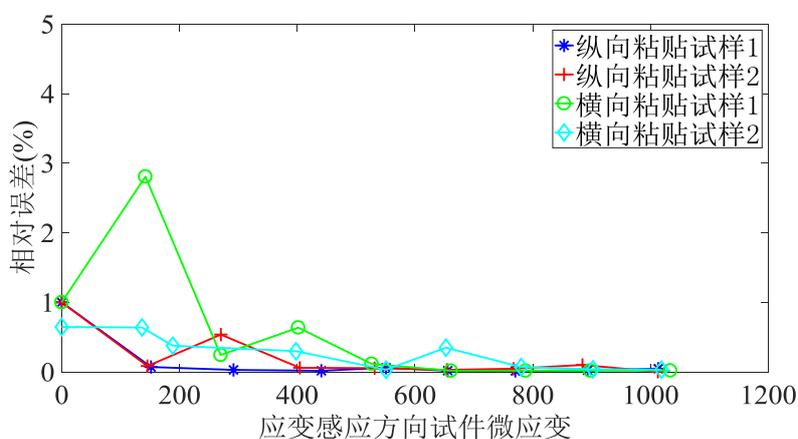


图 4.11 谐振频率偏移量实测值与拟合值相对误差

对于有芯片应变传感器的实测灵敏度系数与计算灵敏度系数,纵向粘贴时的试样 2 与横向粘贴时的试样 2 相对误差均小于 2%,表明理论与试验结果相符较好。而对于纵向粘贴时的试样 1 与横向粘贴时的试样 1,其相对误差超过 6%。对于横向粘贴时的试样 1,根据以上分析,若剔除其在第二级应变下的谐振频率,使用其他数据重新进行线性拟合,结果如图 4.12 所示,此时拟合直线斜率即实测灵敏度系数为 $825.01 \text{ MHz}/\epsilon$,与计算灵敏度系数的相对误差仅为 0.74%。而对于纵向粘贴时的试样 1,实测灵敏度系数与计算灵敏度系数相对误差较大,原因可能是因为采用强力胶连接有芯片应变传感器和试件,而有芯片应变传感器的粘接底面积较大,涂胶不均匀会导致局部粘贴不牢靠,引起传递效率的偏差,进而引起实测灵敏度系数与计算灵敏度系数过大的相对误差。

综上所述,排除极个别过大误差点,有芯片应变传感器的谐振频率与传感器应变感应方向上的结构应变有着较好的线性关系,且实测灵敏度系数与计算灵敏度系数结果比较一致,因此基于四分之一波长矩形贴片天线的有芯片应变传感器

可以在较高的精度下无线检测不同方向上的结构应变。

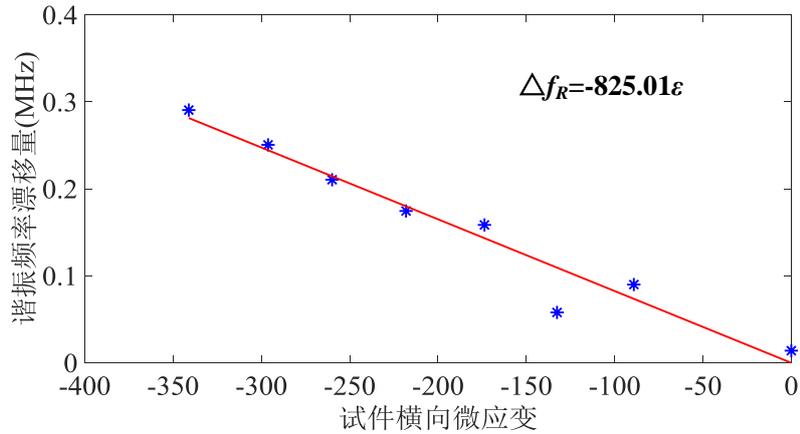


图 4.12 横向粘贴试样 1 剔除部分数据的重新拟合直线

4.3 本章小结

本章完成了基于贴片天线的有芯片应变传感器的试验，主要包括以下工作：

(1) 设计应变传递效率试验，将有芯片应变传感器粘贴在试件表面，并分别在有芯片应变传感器和试件表面粘贴纵向和横向的电阻应变片，以获取相应的应变值。根据相应的应变值，首先计算得铝板刚度、泊松比和天线基板材料泊松比，试验结果表明材料参数与理论值非常接近。然后计算有芯片应变传感器纵向和横向应变传递效率系数，与模拟结果相对比，二者之间误差较小，表明天线传递效率系数是一个较稳定的参数，可用于与初始谐振频率一同计算有芯片应变传感器的灵敏度系数。

(2) 设计有芯片应变传感器传感特性测试试验，考虑有芯片应变传感器纵向粘贴和横向粘贴的两种情况，试验在微波暗室中进行，利用阅读器采集不同应变水平下阈值功率曲线，经分析后选用阈值反射功率曲线，每级荷载下采集五条曲线，最大值附近采用四次多项式进行拟合，根据拟合曲线提取谐振频率，利用狄克逊准则对数据进行判别，剔除异常值，最终求取平均值以得到每级荷载下的谐振频率，并与有芯片应变传感器应变感应方向上的试件应变进行拟合，试验结果表明有芯片应变传感器的谐振频率与天线应变感应方向上的试件应变有着较好的线性关系，且实测灵敏度系数与计算灵敏度系数结果比较一致，所以有芯片应变传感器可以在较高的精度下无线检测不同方向上的结构应变。

第5章 基于贴片天线分离式裂缝传感器的传感理论与模拟

当使用单个贴片天线粘贴在结构裂缝上监测裂缝宽度的扩展时,一方面由于剪力滞后效应使得结构形变不能够完全传递至贴片天线表面,需要考虑传递效率系数的影响;另一方面裂缝处发生相对位移会引起贴片天线在此处过大的应力集中,进而导致贴片天线上辐射贴片的开裂。上辐射贴片开裂后其电流的分布以及天线特性阻抗等会受影响,使谐振频率的偏移量与理论推导不符。同时上辐射贴片的开裂具有较大的不确定性,因此也很难通过试验对其传感器的灵敏度系数进行标定。

为解决单个贴片天线用作裂缝传感器监测裂缝宽度时的问题,本文提出了一种基于贴片天线的分离式裂缝传感器,其概念模型图如图 5.1 所示。通过在贴片天线的负载中增加电容元件,即匹配线和耦合线的正对区域,使其分离为可相对自由移动、无物理连接的两个组件。其中组件一包括基板、下辐射贴片、上辐射贴片和匹配线,组件二包括耦合线。

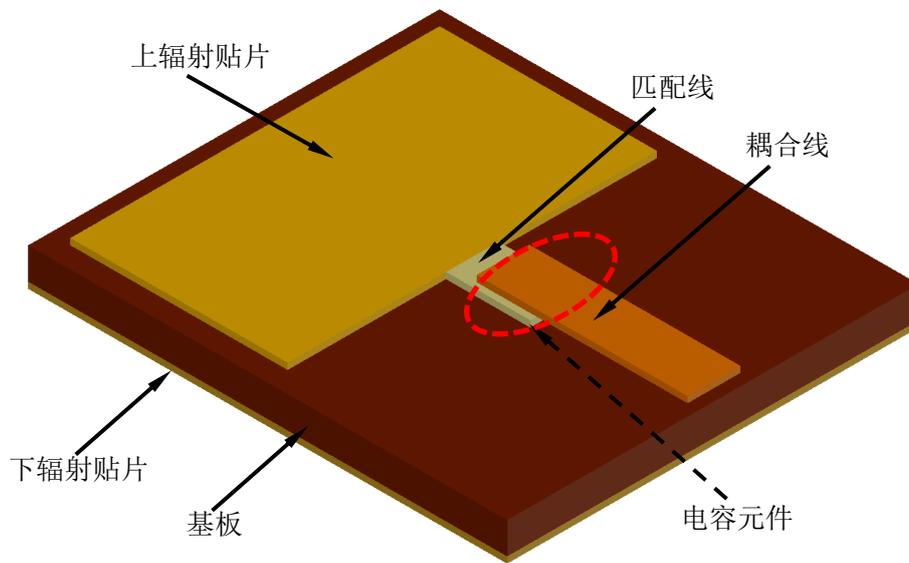


图 5.1 分离式裂缝传感器概念图

在 5.1 节中,根据传输线理论对该基于贴片天线的分离式裂缝传感器进行简化,然后对其等效电路进行分析,以建立分离式裂缝传感器匹配线和耦合线正对区域的长度与其谐振频率之间的关系。

在 5.2 节中,根据分离式裂缝传感器的概念模型,考虑实际应用的简单便捷性,设计出两种形式的分离式裂缝传感器,并对其监测结构裂缝宽度的基本原理进行说明。然后根据设计公式给出两种形式分离式裂缝传感器的初步尺寸,并在

有限元软件 HFSS 中进行优化，完成裂缝传感器的最终设计。

在 5.3 节中，在 HFSS 中分别建立两种分离式裂缝传感器的有限元模型，对其进行电磁模拟，首先对其不同谐振频率下的模态进行分析，并通过感应电流的分布为监测裂缝宽度时谐振模态的选取提供依据。然后通过控制裂缝传感器两组件的相对位移模拟裂缝的扩展，分别获取不同裂缝宽度下裂缝传感器的谐振频率，对二者进行拟合，以探究裂缝传感器的谐振频率与裂缝宽度之间的关系，进而确定其监测裂缝宽度扩展的性能。

5.1 基于传输线模型的分离式裂缝传感器的基本理论

对于经典的平行双导线传输线模型，如图 5.2 所示，传输线长度为 l ，特性阻抗为 Z_0 ，负载阻抗为 Z_L ，则端部输入阻抗 Z_{in} 为：

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + Z_L \tan \beta l} \quad (5.1)$$

其中参数 β 为：

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \sqrt{\epsilon_e} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_e} \quad (5.2)$$

式中 λ_g 为天线中导波波长， f 为与之对应的导波频率， c 为真空中的光速， ϵ_e 为天线基板的有效介电常数。

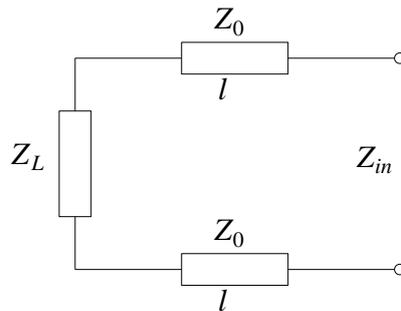


图 5.2 经典的平行双导线传输线模型

对于分离式裂缝传感器的概念模型，假定其匹配线长度为 l_1 ，耦合线长度为 l_2 ，中间正对区域的长度为 Δl ，可将其阻抗分为四部分：贴片天线特性阻抗 $Z(f)$ ，未正对部分的匹配线阻抗 Z_1 ，未正对部分的耦合线阻抗 Z_2 ，正对区域的电容 C 。当从该天线的耦合线末端对其进行电磁激励时，其等效电路图如图 5.3 所示。首先根据传输线模型，求解方框 1 内的输入阻抗 Z_{in1} ：

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{Z(f) + Z_1 \tan \beta(l_1 - \Delta l)}{Z_1 + Z(f) \tan \beta(l_1 - \Delta l)} \quad (5.3)$$

此时将方框 1 内电路看做阻抗为 Z_{in1} 的一个整体，求解方框 2 内的输入阻抗 Z_{in2} ，由于电容与其为串联，根据基本电路知识可得：

$$Z_{in2} = Z_{in1} + \frac{f}{jC} \quad (5.4)$$

式中右端的第二部分为电容容抗。对于其中电容 C 计算公式为：

$$C = \frac{\varepsilon_{mr} S}{4\pi k d} = \frac{\varepsilon_{mr} w \Delta l}{4\pi k d} \quad (5.5)$$

式中 ε_{mr} 为匹配线和耦合线正对区域中间介质的相对介电常数， S 为正对区域某一微带线的正对面积， w 为匹配线和耦合线的宽度， d 为二者之间的间距， k 为静电力常量。

这时将方框 2 内电路看做阻抗为 Z_{in2} 的一个整体，根据传输线模型公式，可求得整个电路的阻抗 Z_{in3} 为：

$$Z_{in3} = Z_2 \frac{Z_{in2} + Z_2 \tan \beta(l_2 - \Delta l)}{Z_2 + Z_{in2} \tan \beta(l_2 - \Delta l)} \quad (5.6)$$

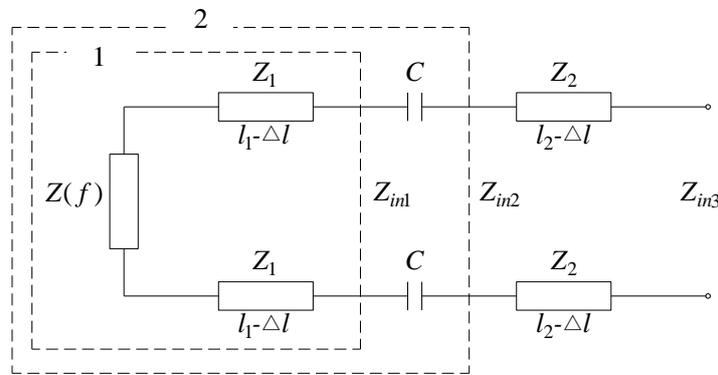


图 5.3 分离式裂缝传感器等效电路图

当贴片天线处于谐振状态时，其特性阻抗为：

$$Z(f_R) = \frac{60c^2}{W^2 f_R^2} \quad (5.7)$$

式中 W 为分离式裂缝传感器基板宽度。

采用网络分析仪（VNA）获取天线回波损耗曲线时，通过同轴线将网络分析仪与裂缝传感器相连接，网络分析仪可向天线发射某一频率范围内的电磁波，并接收来自于天线的反射信号，实现扫频，以获得天线的回波损耗曲线。当天线

处于谐振状态时，裂缝传感器的整体阻抗与同轴线电阻 R_l 相匹配，结合式(5.1)至式(5.7)，可得：

$$Z_2 \frac{\frac{60c^2}{W^2 f_R^2} + j(\tan \frac{2\pi f_R}{c} \sqrt{\varepsilon_e})(l_1 - \Delta l)Z_1}{Z_1 + j(\tan \frac{2\pi f_R}{c} \sqrt{\varepsilon_e})(l_1 - \Delta l) \frac{60c^2}{W^2 f_R^2}} + \frac{4\pi kdf_R}{\varepsilon_{mr} w \Delta l} + j(\tan \frac{2\pi f_R}{c} \sqrt{\varepsilon_e})(l_2 - \Delta l)Z_2}{Z_2 + j(\tan \frac{2\pi f_R}{c} \sqrt{\varepsilon_e})(l_2 - \Delta l)(Z_1 \frac{60c^2}{W^2 f_R^2} + j(\tan \frac{2\pi f_R}{c} \sqrt{\varepsilon_e})(l_1 - \Delta l)Z_1 + \frac{4\pi kdf_R}{\varepsilon_{mr} w \Delta l})} = R_l \quad (5.8)$$

上式中 c 、 k 和 R_l 为常数，当裂缝传感器尺寸及正对区域中间介质确定时， W 、 w 、 l_1 、 l_2 、 d 、 ε_e 和 ε_{mr} 也为不变量，对于未正对部分的匹配线阻抗 Z_1 和未正对部分的耦合线阻抗 Z_2 ，当匹配线和耦合线宽度以及基板材料确定时， Z_1 和 Z_2 也均为定值。所以分离式裂缝传感器谐振频率 f_R 仅与匹配线和耦合线的正对长度 Δl 有关，即当 Δl 改变时 f_R 会随之改变，可写成如下关系：

$$f_R = f_R(\Delta l) \quad (5.9)$$

5.2 分离式裂缝传感器的设计

5.2.1 分离式裂缝传感器的初步设计和传感原理

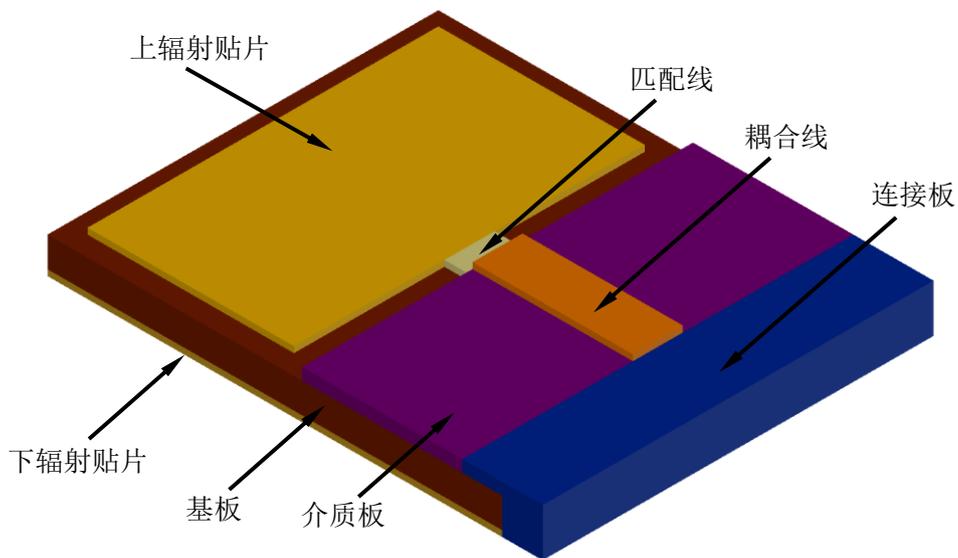
当结构裂缝扩展，分离式裂缝传感器的两组件发生相对位移导致匹配线和耦合线正对长度变化时，根据其理论推导可知，分离式裂缝传感器的谐振频率也会随之发生偏移。因此可通过检测分离式裂缝传感器的谐振频率确定匹配线与耦合线的正对长度改变量，进而确定结构裂缝的扩展宽度。

前文提出的裂缝传感器概念模型，组件一可粘贴于结构裂缝的一侧，而组件二处于悬空状态，很难与结构裂缝的另一侧相连接，无法应用于实际结构裂缝的监测中。为满足传感器的实用性要求，对裂缝传感器的概念模型进行改造，主要有两种方案：

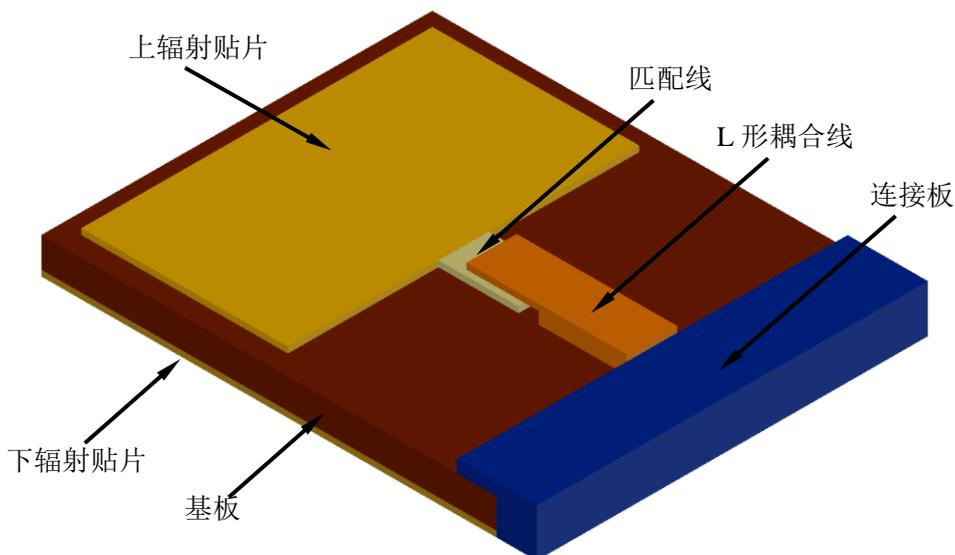
(1) 在悬空的耦合线与匹配线和基板之间增加介质板，耦合线与介质板固结，此外可借助额外的连接板，充当结构与介质板之间的“桥梁”，耦合线、介质板和连接板共同组成分离式裂缝传感器的组件二，如图 5.4(a)所示。此时可分别将组件一中的下辐射贴片和组件二中的连接板底面分别粘贴在结构裂缝的两侧，使两组件可随裂缝的扩展发生相对位移。需要注意的是，连接板材料的相对

介电常数应接近于 1，如泡沫，以避免其对天线所辐射的电磁场产生影响。此时匹配线和耦合线正对区域组成的电容之间的介质发生改变，即在式(5.8)中 ϵ_{mr} 发生改变，但仍为定值，分离式裂缝传感器的谐振频率仍仅与正对长度相关。

(2) 将悬空的耦合线做成 L 形，使得未正对部分的耦合线厚度增加至可与贴片天线的基板相接触，但其与基板不采取任何连接措施，以保证可在基板上自由滑动，同时也可借助连接板将 L 形耦合线与结构相连接，L 形耦合线和连接板共同形成分离式裂缝传感器的组件二，如图 5.4(b)所示。组件一和组件二在裂缝扩展时可发生相对位移，其中连接板的要求与第一种裂缝传感器方案中的相同。此时耦合线的阻抗 Z_2 发生改变，但当其尺寸确定时，仍为定值，分离式裂缝传



(a) 介质板分离式裂缝传感器



(b) L形耦合线分离式裂缝传感器

图 5.4 分离式裂缝传感的两种方案模型

传感器的谐振频率仅与正对长度相关的关系依然成立。

将分离式裂缝传感器的两组件分别粘贴在结构裂缝的两侧，当裂缝扩展即宽度发生改变时，组件一和组件二发生相对位移，引起匹配线和耦合线的正对区域的长度发生改变，如图 5.5 所示，其中图中黑色加粗线表示部件之间接触但可相对自由滑动，根据以上理论可知分离式裂缝传感器的谐振频率也将发生改变。由于裂缝宽度的改变量与正对长度的改变量相等，因此只要建立分离式裂缝传感器谐振频率与正对长度的关系，即可用于监测结构表面裂缝的扩展。

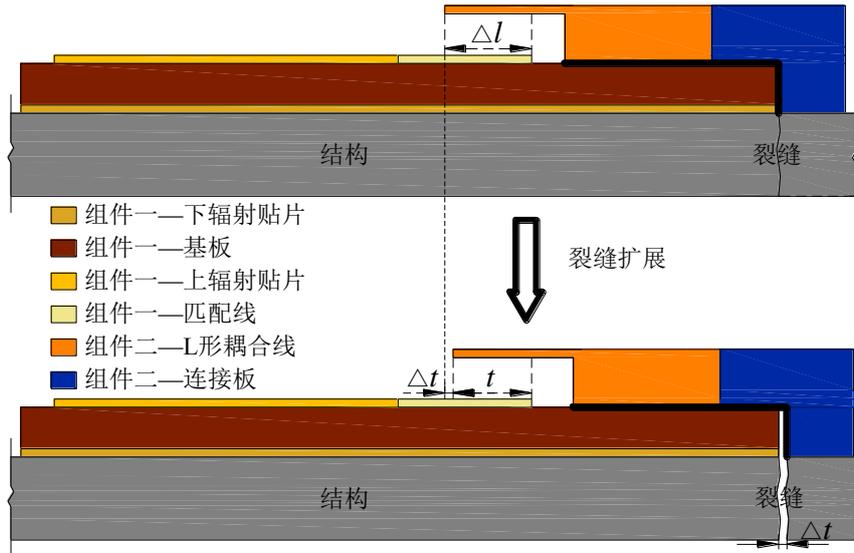


图 5.5 分离式裂缝传感器监测裂缝示意图

5.2.2 分离式裂缝传感器的设计优化

分离式裂缝传感器的基板选用 RT5880，上、下辐射贴片和匹配线为铜箔，该四部分构成的组件一通过刻蚀法直接整体制得。对于介质板分离式裂缝传感器，介质板同样选用 RT5880，将耦合线与介质板看成一个天线，同样采用刻蚀法制得；对于 L 形耦合线分离式裂缝传感器，L 形耦合线可由铜块通过机床切割制得。

由于该分离式裂缝传感器中没有 IC 芯片，因此对贴片天线的谐振频率也无限制，为尽量减小裂缝传感器尺寸，可选取初始谐振频率约为 5GHz。同时为了贴片天线部分加工方便，不增加过孔，因此该天线为二分之一波长的矩形贴片天线。结合第二章，根据二分之一波长矩形贴片天线的初始谐振频率计算公式(2.107)和宽度推荐公式(2.109)，可初步选定上辐射贴片的长度为 20.6mm 以及宽度为 35mm。对于介质板分离式裂缝传感器，介质板与基板厚度同样都选为 0.5mm，因此对于两种形式的裂缝传感器匹配线和耦合线的间距均定为 0.5mm；对于 L 形耦合线分离式裂缝传感器，为方便耦合线的加工，宽度不宜过低，选取为 5mm，因此介质板分离式裂缝传感器的耦合线宽度也选取为 5mm。

初步确定裂缝传感器的部分尺寸，在有限元软件 HFSS 中建立模型，对匹配线和耦合线的长度等进行优化，使裂缝传感器中天线的特性阻抗与负载阻抗尽可能接近，减小天线的功率损耗，获取更小的回波损耗曲线最小值，以方便谐振频率的提取。优化后两种模型的尺寸参数和具体尺寸分别见图 5.6 和表 1。

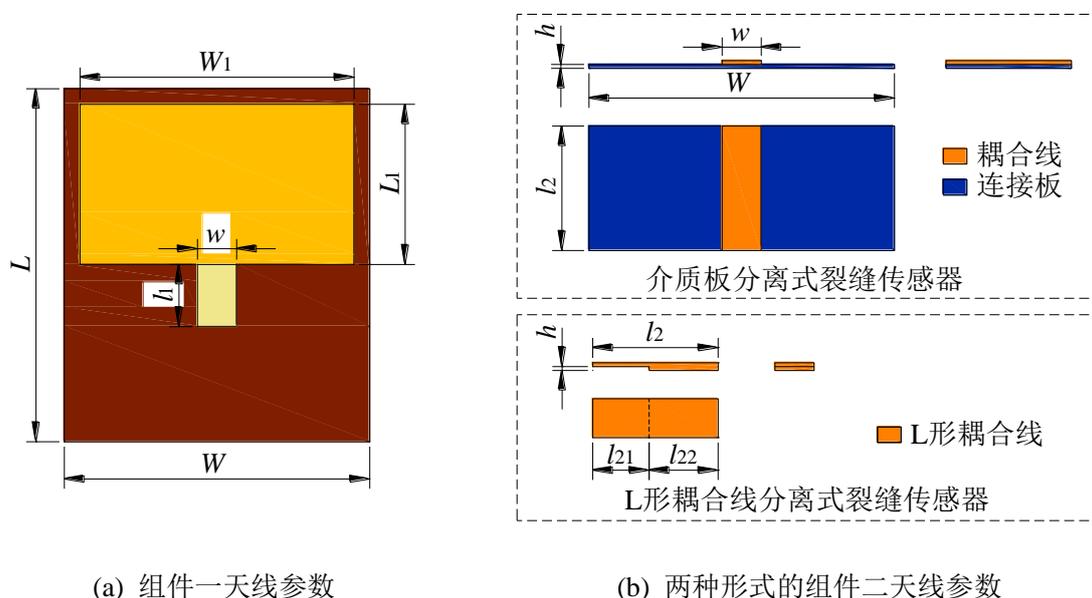


图 5.6 裂缝传感器尺寸参数

表 1 裂缝传感器具体尺寸

参数	L	W	L_1	W_1	l_1	w	l_2	l_{21}	l_{22}	h
尺寸	45.4	39	20.6	35	8	5	16	7.2	8.8	0.5

注：表中尺寸单位为 mm。

5.3 分离式裂缝传感器的电学模拟

5.3.1 分离式裂缝传感器谐振频率的模式分析

将两种形式的分离式裂缝传感器分别在 HFSS 软件中建立有限元模型，当匹配线与耦合线的正对长度为 4mm 时求解两裂缝传感器在频域为 1~10GHz 范围内的回波损耗曲线，如图 5.7 所示。

由图可见，两种形式的分离式裂缝传感器在 1~10GHz 频率范围内，除在 5GHz 左右有谐振频率点，在其他频率处还均有多个谐振频率点，且二者对应的所有谐振频率点都相距较近，表明在分离式裂缝传感器的概念模型中增加介质板或者改变耦合线的厚度对分离式裂缝传感器的谐振频率影响较小。但是在相同的谐振频率点处，L 形耦合线分离式裂缝传感器的回波损耗系数比介质板分离式裂

缝传感器的回波损耗系数要小,表明前者天线的特性阻抗与负载阻抗匹配较好,在谐振频率点处功率损耗较小。

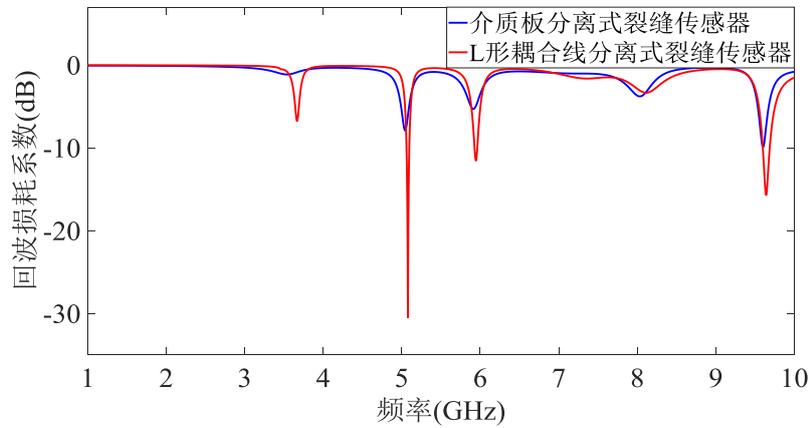


图 5.7 两裂缝传感器在相同正对长度下的回波损耗曲线

以L形耦合线分离式裂缝传感器为例,在1~10GHz下共有五个谐振频率点,分别求解每阶谐振频率下的上辐射贴片的电流分布,如图5.8所示。可见在不同的模式下,感应电流有着不同的分布和流向。

第一阶模式下电流源自匹配线,并在匹配线与上辐射贴片的连接处向上辐射贴片的不同方向进行扩散,当匹配线与耦合线的正对面积改变引起电容的改变时,匹配线的感应电流会按照一定的规律发生变化,进而引起上辐射贴片中电流的规律变化,随之谐振频率也会成比例的进行偏移。因此该模式下的谐振频率可用作L形耦合线分离式裂缝传感器测量裂缝宽度的依据。但对于介质板分离式裂缝传感器,在此模式下回波损耗系数较大,功率损失较多,因此不宜使用该谐振频率进行裂缝宽度的监测。

第二阶模式的谐振频率约为5GHz,上辐射贴片中的感应电流自上而下流动,关于中心轴对称,为单个上辐射贴片的基础模式,与设计相符。上辐射贴片的感应电流在连接处与来自匹配线的电流相抵消,由于在监测裂缝宽度时上辐射贴片的尺寸并不发生改变,电容的改变只会引起匹配线以及其和上辐射贴片连接处电流的变化,因此该模式下的谐振频率不宜用作裂缝宽度的监测。

第三阶模式下感应电流由上辐射贴片的中轴向两侧进行扩散,并有较大的电流进入匹配线,对匹配线中的电流产生影响。当匹配线中因电容的变化感应电流发生改变时,因上辐射贴片流入的电流不变,因此匹配线叠加上辐射贴片流入电流后的最终电流也按一定的规律进行变化,该阶模式可用作检测裂缝宽度的备选,对于介质板分离式裂缝传感器,在该阶模式下的功率损耗相对较小,因此可使用该阶模式下的谐振频率作为监测裂缝宽度的依据。

第四阶、第五阶模式下,感应电流的分布变得越来越复杂,从上辐射贴片的

多个点感应出电流，并向多个方向扩散，规律复杂，因此不宜使用高阶模式下的谐振频率与裂缝宽度建立联系。

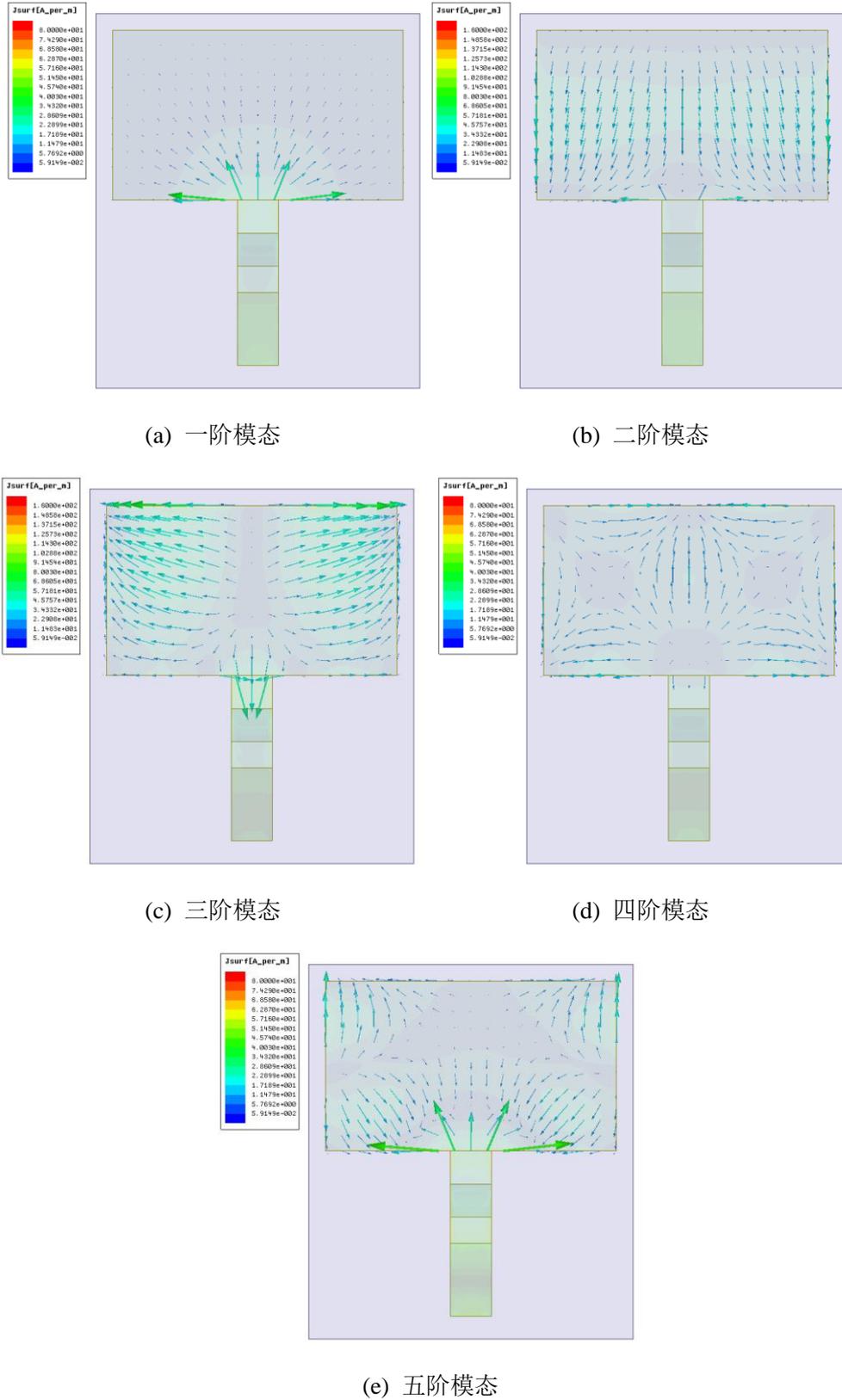


图 5.8 裂缝传感器谐振频率模态电流图

5.3.2 介质板分离式裂缝传感器的电学模拟

对于介质板分离式裂缝传感器，匹配线和耦合线的最大正对长度为 8mm，首先将最大正对长度的状态定义为裂缝传感器的初始状态，此时测量裂缝宽度最大有 8mm 的量程。考虑到在实际测量中当匹配线和耦合线正对长度过小时，二者之间较小的正对偏差将会引起较大的误差，因此最小正对长度不宜小于 1mm。对裂缝传感器进行电学模拟时，裂缝宽度变化区间取为 0~6mm，扩展步长取为 0.1mm，求解每级裂缝宽度下裂缝传感器的回波损耗曲线。根据裂缝传感器的模态分析，选取 6GHz 附近的谐振频率与裂缝宽度建立关系，该频率范围内回波损耗曲线如图 5.9 所示。

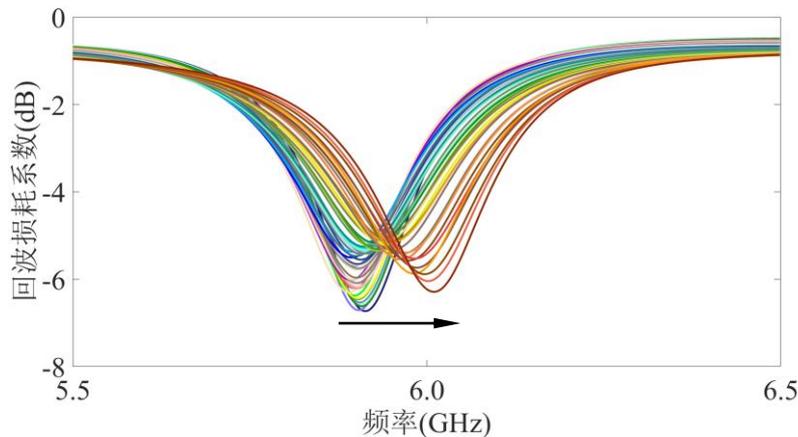


图 5.9 介质板分离式裂缝传感器回波损耗曲线

剔除图中两个明显的异常值，寻找回波损耗曲线的最小值点对应的频率，依此提取不同裂缝宽度下的谐振频率，将其与对应裂缝宽度的散点图绘制出，如图 5.10 所示。可以观察到前面的谐振频率点与裂缝宽度有着较差的关系，而后面的谐振频率点与裂缝宽度关系较好。

对于结构裂缝，过大的裂缝宽度一方面会加速钢筋的锈蚀和混凝土的碳化，一方面会影响结构美观，甚至给使用者造成心理负担。根据《钢筋混凝土结构设计规范》(GB50010-2010)可知，最大裂缝宽度的限值在亚毫米级别。如在一类环境类别下对于钢筋混凝土结构，最大裂缝限制宽度仅为 0.4mm。

因此将该裂缝传感器的测量量程取为 1mm，即取相邻的所拟合直线相关系数最高的 11 个点即可。经计算第 47~57 个点拟合直线的相关系数最高，为 0.9798，表明将匹配线与耦合线在正对长度为 3.4mm 下选做介质板分离式裂缝传感器的初始状态时，在量程为 1mm 的范围内，其谐振频率与裂缝宽度有着较好线性关系。

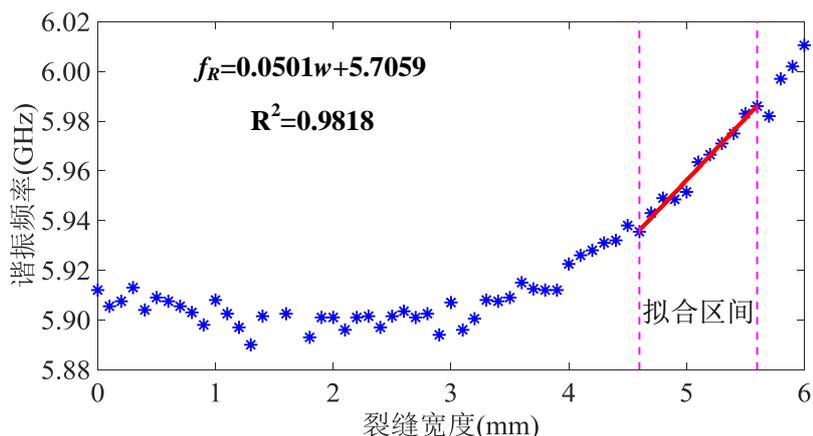


图 5.10 介质板分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率拟合直线

5.3.3 L 形耦合线分离式裂缝传感器的电学模拟

对于 L 形耦合线分离式裂缝传感器，匹配线和耦合线的最大正对长度为 7.2mm。同样首先将最大正对长度的状态定义为裂缝传感器的初始状态，即测量裂缝宽度时最大有 7.2mm 的量程。在保证最小重合长度大于 1mm 条件下，将电学模拟中裂缝宽度的变化区间选为 0~6mm，裂缝宽度的扩展步长仍定为 0.1mm，求解在每一裂缝宽度下的回波损耗曲线。由于在初始状态时匹配线与 L 形耦合线的底部会发生接触，所以第一个点为无意义点，后续将不做分析处理。对此形式的裂缝传感器，选取在 3.5GHz 附近的谐振频率，回波损耗曲线如图 5.11 所示。

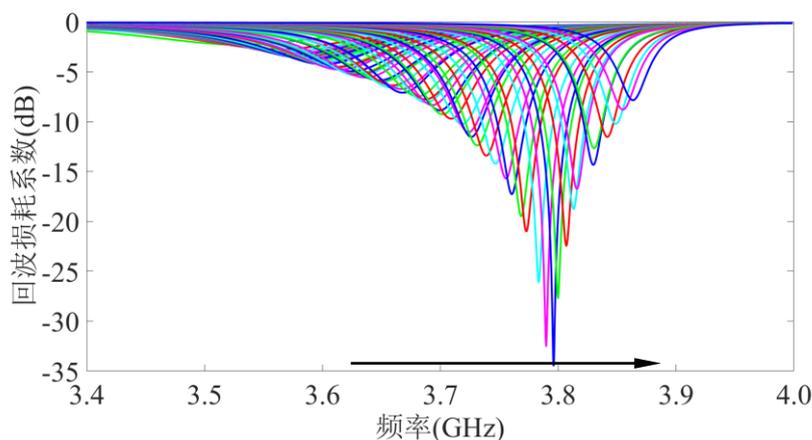


图 5.11 L 形耦合线分离式裂缝传感器回波损耗曲线

首先提取每级裂缝宽度下回波损耗曲线的最小值，绘制其与正对长度的散点图，如图 5.12 所示。观察到谐振频率处回波损耗系数随裂缝宽度的扩展有着先减小后增加的趋势，且在最小值处可能为“尖点”。因此对最小值的两侧分别用不同的多项式进行拟合，并画出拟合曲线，可以发现散点具有非常好的函数关系，结合第二章中回波损耗系数 S_{11} 的定义公式、章节 5.1 中裂缝传感器特性阻抗和负

载阻抗的计算公式以及式(5.9)，可得在谐振频率处的 $S_{11}(f_R)$ 的函数关系式：

$$S_{11}(f_R) = 20 \lg \left| \frac{Z_L(\Delta l) - Z_0^*(f_R(\Delta l), \Delta l)}{Z_L(\Delta l) + Z_0(f_R(\Delta l), \Delta l)} \right| \quad (5.10)$$

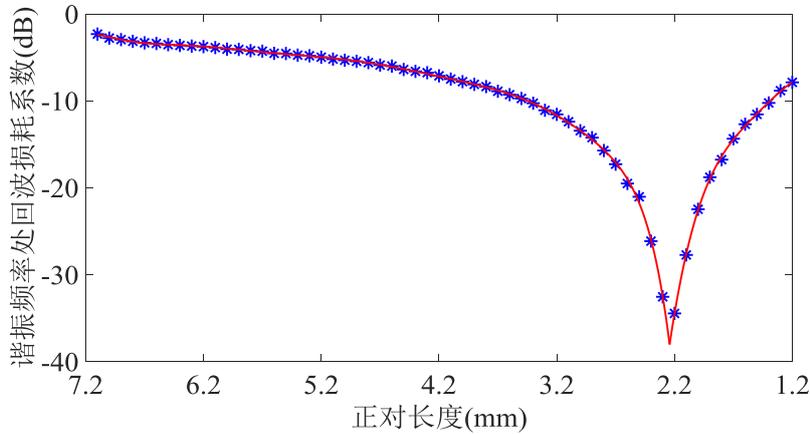


图 5.12 正对长度-谐振频率处回波损耗系数曲线

对于该天线的此谐振频率点，随着裂缝宽度的增加，即正对长度 Δl 的减小，谐振频率点处的回波损耗系数 $S_{11}(f_R)$ 也随之减小，在 Δl 介于 2.2~2.3mm 处取得最小值，即在此处天线的特性阻抗与负载阻抗匹配最佳，功率损失最小，随后随着 Δl 的继续减小 $S_{11}(f_R)$ 开始逐渐增加，并且在这两个过程中 $S_{11}(f_R)$ 与 Δl 有着较好的函数关系。

同样寻找回波损耗曲线的最小值点对应的频率，依此提取不同裂缝宽度下的谐振频率，将其与对应裂缝宽度的散点图绘制出，观察散点的趋势更符合抛物线形状，因此对谐振频率与裂缝宽度分别进行线性拟合和二次函数拟合，散点图、线性拟合直线以及二次函数拟合曲线如图 5.13 所示，拟合函数表达式如表 2 所示。

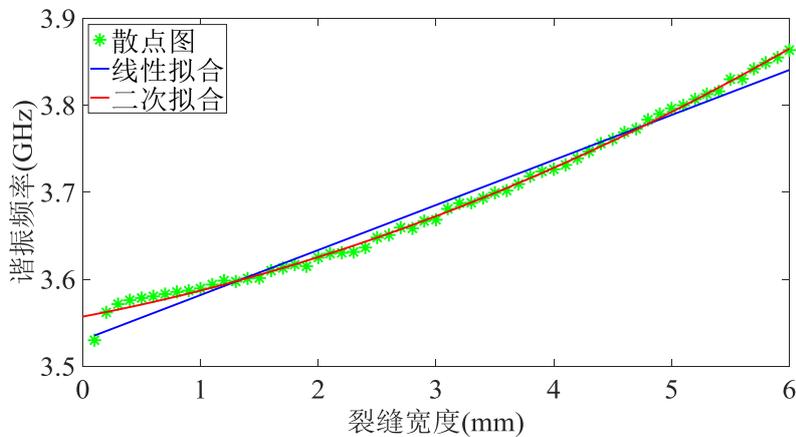


图 5.13 L 形耦合线分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率图

表 2 L 形耦合线分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率拟合函数表达式

	函数表达式	相关系数
线性拟合	$f_R=0.0517w+3.5300$	0.9803
二次拟合	$f_R=0.0043w^2+0.0256w+3.5570$	0.9967

由图表可见, 对于 L 形耦合线分离式裂缝传感器, 其谐振频率与裂缝宽度的二次函数拟合关系比线性拟合效果好, 即二次函数表达式描述二者之间的关系更精确。但由于二次函数表达式在标定传感器时需三个参数, 在工程应用中不够方便便捷。与介质板分离式裂缝传感器相同, 在 6mm 的量程中寻找相邻的线性拟合度最高的 11 个点, 形成一个量程仅为 1mm 的更精确的裂缝传感器。满足此要求要的局部裂缝宽度-谐振频率拟合直线如图 5.14 所示。可见在第 41-51 个点, 线性拟合度最高, 相关系数为 0.9975, 表明将在匹配线与耦合线正对长度为 3.2mm 下选做分离式裂缝传感器的初始状态时, 在量程为 1mm 的范围内, 其谐振频率与裂缝宽度有着非常好的线性关系。

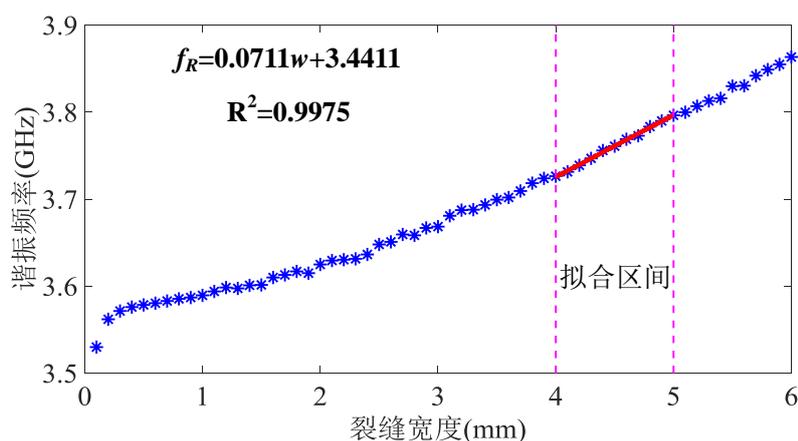


图 5.14 L 形耦合线分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率局部拟合直线

5.4 本章小结

本章介绍了基于贴片天线分离式裂缝传感器的传感理论与模拟, 主要完成了以下工作:

(1) 为解决单个贴片天线当做裂缝传感器所存在的不足, 提出了分离式裂缝传感器的概念模型, 并根据传输线理论对基于二分之一波长矩形贴片天线的分离式裂缝传感器进行简化, 依据其等效电路求解出裂缝传感器与匹配线和耦合线正对长度之间的关系, 据此可监测结构裂缝的宽度。

(2) 根据分离式裂缝传感器的概念模型, 通过介质板和 L 形耦合线给出了其两种实现形式, 对其监测裂缝宽度的原理进行了简单介绍, 然后根据理论公式

完成了分离式裂缝传感器的初步设计,并借助有限元软件 HFSS 完成了分离式裂缝传感器的优化,给出了其具体尺寸。

(3) 在 HFSS 中建立两种形式裂缝传感器的有限元模型,首先对裂缝传感器多阶模态下的感应电流进行了分析,并依此给出了监测裂缝宽度时谐振频率的选取原则。然后通过控制裂缝传感器两组件的相对位移,对该两种形式的裂缝传感器进行电学模拟,根据提取的谐振频率与对应裂缝宽度的关系以及实际需求,在一定的匹配线和耦合线正对长度范围内建立了二者之间的关系,以用于实际结构裂缝宽度的监测。拟合结果表明,在该范围内,分离式裂缝传感器的谐振频率与裂缝宽度有着较好的线性关系。

第 6 章 基于贴片天线的分离式裂缝传感器的试制与试验

将裂缝传感器中的贴片天线、介质板分离式裂缝传感器中的介质板与耦合线整体委托天线研究所进行加工，对 L 形耦合线委托进行机床切割加工。加工后的实物模型如图 6.1 所示。

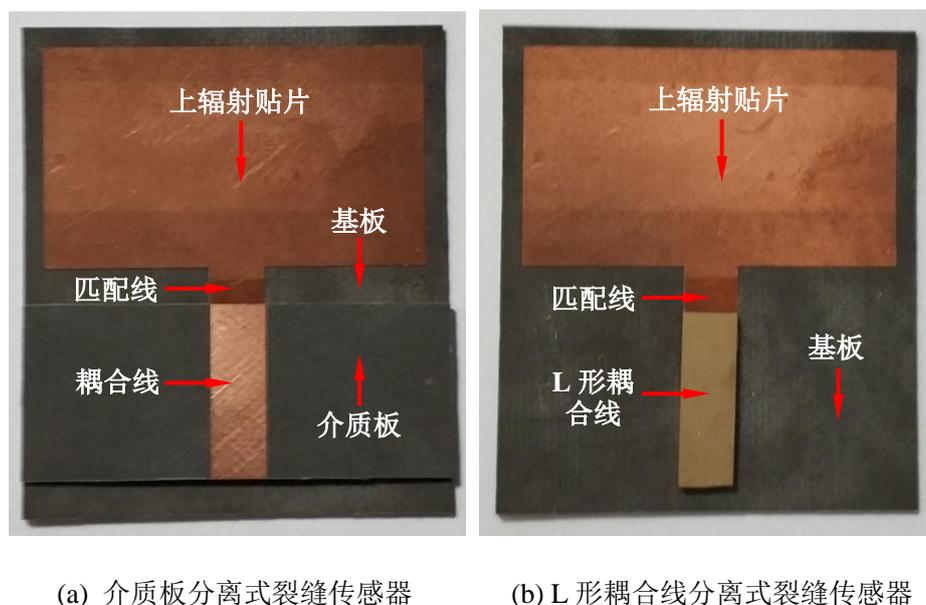


图 6.1 分离式裂缝传感器实物图

将委托加工的模型分别进行裂缝模拟试验，将两种形式的分离式裂缝传感器分别固定在裂缝模拟装置上，通过模拟裂缝的扩展为分离式裂缝传感器的两组件施加相对位移，使用网络分析仪采集其回波损耗曲线，并依次提取不同裂缝宽度等级下的裂缝传感器的谐振频率，进行线性拟合，探究其试验结果与拟合结果的相符程度，分析分离式裂缝传感器监测结构表面裂缝宽度的传感特性。

同时，为了探究实验室自制天线的可靠性，对贴片天线部分进行试制，将其与加工好的 L 形耦合线组成自制的 L 形耦合线分离式裂缝传感器进行裂缝模拟试验，探究实验室自制天线与委托加工天线试验结果的相符程度。

6.1 天线试制

天线传感器研究过程中，首先根据理论对天线进行初步的设计，然后借助有限元软件对其尺寸进行优化，进一步对其进行电学模拟，以研究天线的形变与其电磁特性参数之间的关系。最后将天线委托加工，对其进行试验，以探究其在实

实际应用中的性能。

其中，天线委托加工的时间一般在两周到一个月之间，周期较长。尤其当天线试验结果不理想的时候，需要对天线进行优化改善，再次委托加工进行试验，会过多的浪费研究时间，降低了科研效率。为解决天线加工周期较长的问题，实验室购置天线加工设备，可实现天线模型的自制作，因此可根据优化后的天线尺寸和模拟结果，通过实验室自制天线进行试验，完成天线性能的验证。实验室自制天线主要采用印刷刻蚀法，流程如图 6.2 所示，简单易操作，可在 3~5 小时内完成，极大的缩短了实物模型制作的周期。

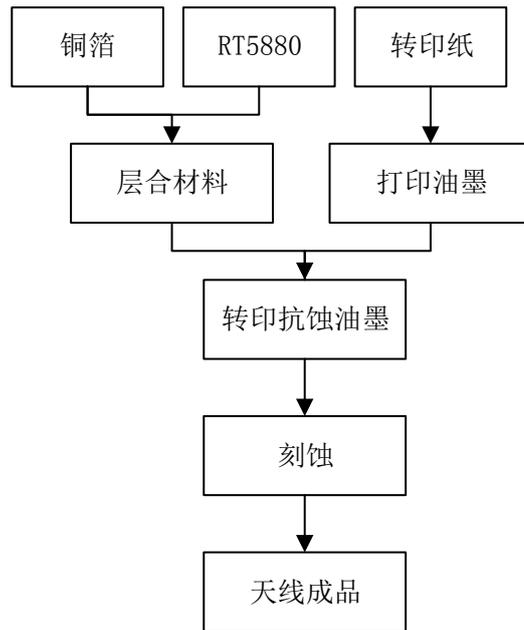


图 6.2 印刷刻蚀法制作天线流程图

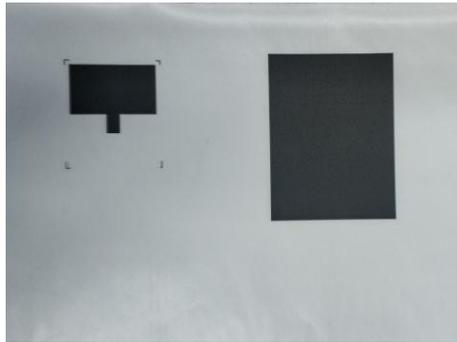
为探究实验室自制天线的性能，以保证用自制天线模型进行试验探究时结果的可靠性，本试验将分离式裂缝传感器同时进行委托加工和实验室自制，在同等试验条件下进行裂缝模拟试验，并将委托加工模型与实验室自制模型的结果相比较，探究自制模型的可靠性。

根据印刷刻蚀法的流程，首先按照原始尺寸在 word 中绘制出裂缝传感器组件一的正面平面图，其中铜片部分涂黑，另外其背面由于全为铜片，为保证后续步骤中充分转印，将背面油墨尺寸适度放大并同样全部涂黑，采用油墨打印机打印在转印纸上，如图 6.3(a)所示。然后使用小型自动切割机按照裂缝传感器基板的尺寸对由铜箔和 RT5880 构成的层合材料进行切割，如图 6.3(b)所示。

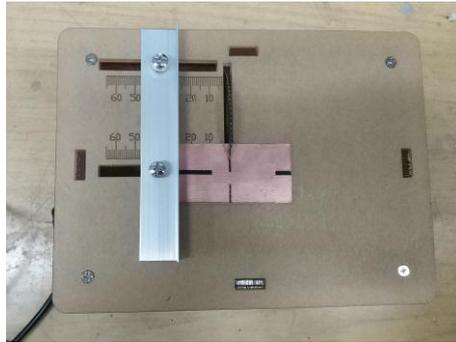
所需材料在打印、切割完成之后，将转印纸中印有裂缝传感器组件一正面的部分按照轮廓贴在切割好的层合材料上，再将转印纸中印有反面的部分贴在层合材料的另一侧，整体放在热转印机中进行转印，在 150℃ 下往复进行 10 次，以

保证油墨充分转印在层合材料上。其中热转印机如图 6.3(c)所示。

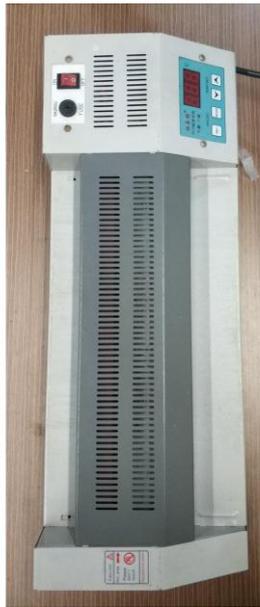
完成油墨材料的转印之后，将仍附着在层合材料上的转印纸取下，然后将其放置在刻蚀液中，保持恒温 50℃以保证反应快速进行，并在刻蚀液中不断鼓入气泡以保证反应充分进行，如图 6.3(d)所示。其中刻蚀剂的组成成分为过硫酸钠 $Na_2S_2O_8$ ，其与铜箔的化学反应方程式如下所示：



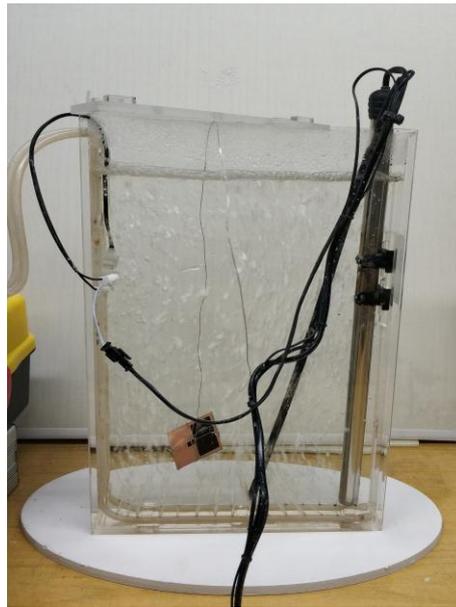
(a) 天线转印纸



(b) 小型自动切割机



(c) 热转印机



(d) 刻蚀液

图 6.3 实验室自制天线装置

待层合材料外露的铜箔部分与刻蚀液完全反应从基板上脱落掉后，将其从刻蚀液中取出，用碳粉清洁剂将其上所附着油墨擦拭干净，并冲洗数遍，所得自制天线与委托加工天线对比图如图 6.4 所示。可见实验室自制天线在边角处仍有少量残留铜箔，是由于转印时额外沾染油墨导致刻蚀时无法反应或反应不充分所致；上辐射贴片和匹配线中有微小基板外露，是由于转印时油墨转印不充分导致其与刻蚀液反应所致，但所得天线整体效果较好。

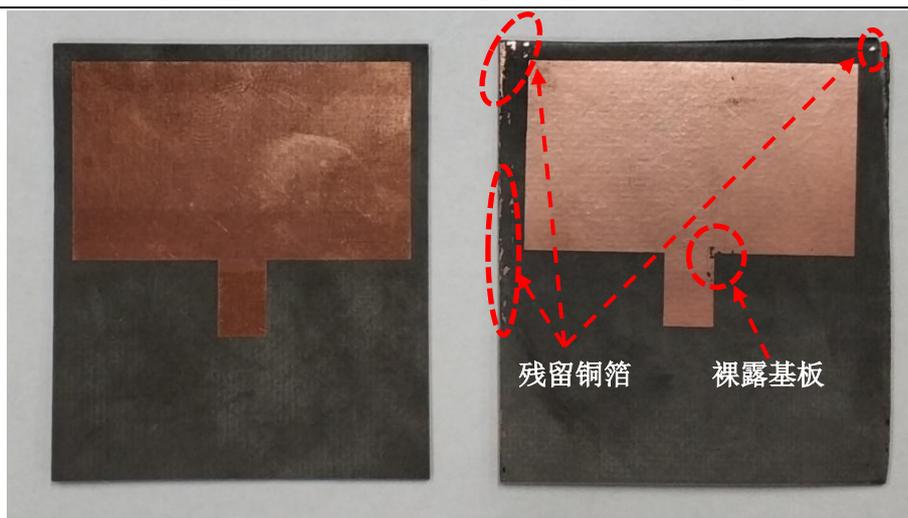


图 6.4 委托加工天线（左）与实验室自制天线（右）对比图

6.2 试验设计

在裂缝模拟试验中，需要试验装置来模拟裂缝的扩展，以使粘贴在其上的分离式裂缝传感器的两个组件可以发生相对位移。本试验借助市场上的精密微调位移架台制作加工成裂缝模拟装置，如图 6.5 所示。微调架台通过螺旋测微杆的调节，可产生平行移动，使其与固定架台发生相对位移，模拟实际结构中裂缝的扩展。其中螺旋测微杆的最小刻度为 0.01mm，即可保证微调架台与固定架台相对位移的最小精确步长为 0.01mm，以满足试验要求。

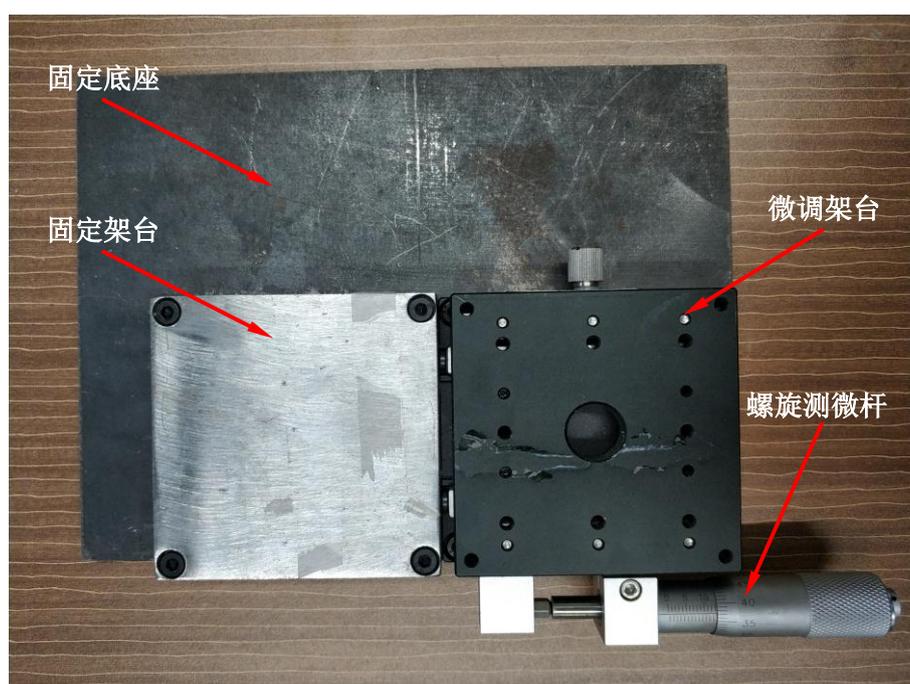


图 6.5 裂缝模拟装置

为简化试验，暂时不使用分离式裂缝传感器组件二中的连接板，通过简单的连接方式将分离式裂缝传感器的两个组件分别与裂缝模拟装置的微调架台和固定架台连接，采用网络分析仪检测裂缝传感器的谐振频率，试验装置如图 6.6 所示。其中网络分析仪通过同轴线与裂缝传感器相连接，向其发射一定频率范围内的电磁波，并接受由裂缝传感器反射回的电磁信号，基于此计算其回波损耗曲线，进而获得裂缝传感器的谐振频率。

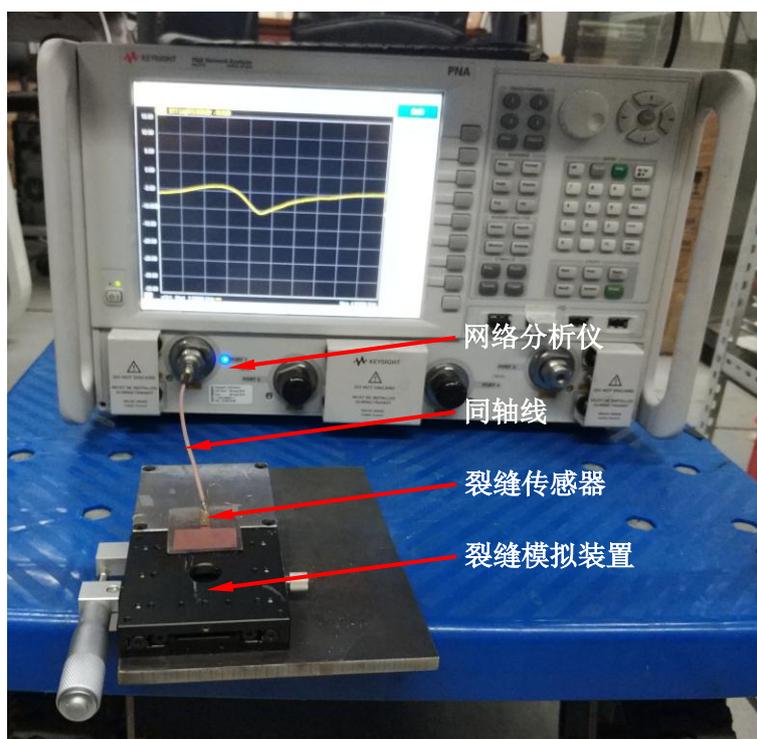


图 6.6 试验装置

裂缝模拟试验共分三组进行：

第一组为委托加工的介质板分离式裂缝传感器的裂缝模拟试验。对其 1mm 量程内的传感特性进行试验探究，将匹配线与耦合线正对长度为 3.4mm 时的状态定为裂缝传感器的初始状态，裂缝宽度以 0.1mm 的步长进行扩展，共模拟十一步，至匹配线与耦合线重合长度为 2.4mm 时结束。

第二组为委托加工的 L 形耦合线分离式裂缝传感器的裂缝模拟试验。首先对其 1mm 量程内的传感特性进行试验探究，将匹配线与耦合线正对长度为 3.2mm 时的状态定为裂缝传感器的初始状态，裂缝宽度以 0.1mm 的步长进行扩展，共模拟十一步，至匹配线与耦合线正对长度为 2.2mm 时结束。为进一步探究该裂缝传感器的分辨率，将其重置为初始状态，裂缝宽度以 0.01mm 的步长进行扩展，共模拟十一步，即从耦合线正对长度为 3.2mm 始至 3.1mm 时终。

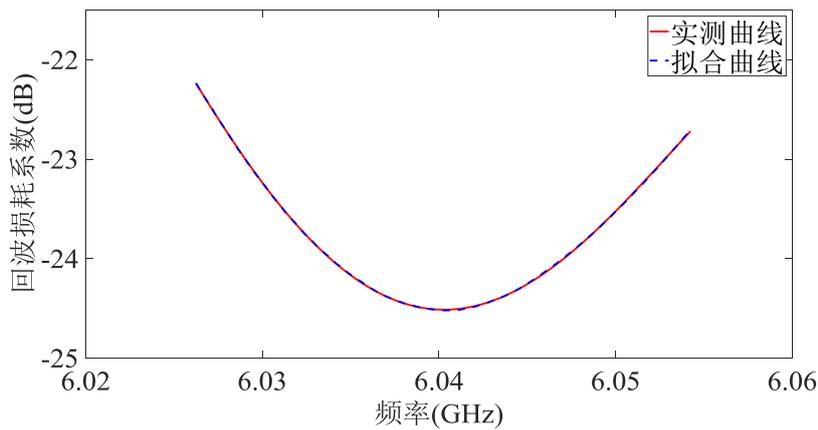
第三组为实验室自制的 L 形耦合线分离式裂缝传感器的裂缝模拟试验。仅对其 1mm 量程内的传感特性进行试验探究，将匹配线与耦合线正对长度为

3.2mm 时的状态定为裂缝传感器的初始状态，裂缝宽度以 0.1mm 的步长进行扩展，共模拟十一步，至匹配线与耦合线正对长度为 2.2mm 时结束。

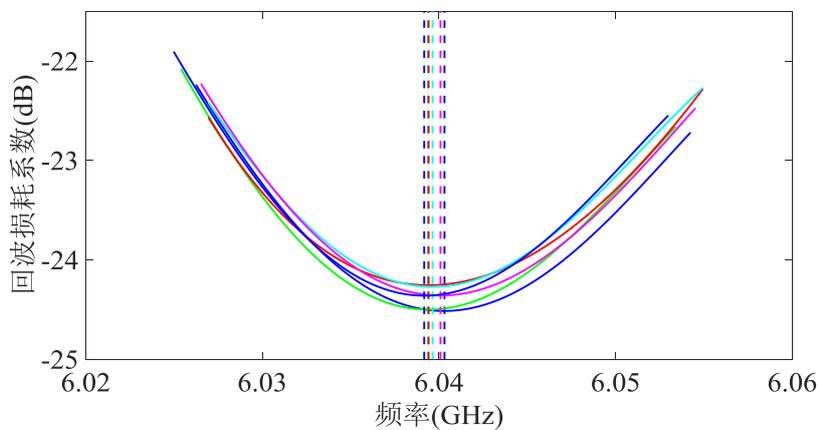
6.3 结果分析

6.3.1 谐振频率的提取

为减小试验误差，提高试验精确度，在每级荷载下分别记录五组回波损耗曲线，对于每一条回波损耗曲线，选取在最小值附近的局部曲线，采用四次多项式进行拟合，取拟合曲线的最小值点作为分离式裂缝传感器在此状态下的谐振频率。某级裂缝宽度下最小值附近的局部实测曲线和四次多项式拟合曲线以及该裂缝宽度下的五条拟合曲线如图 6.7 所示。在每级裂缝宽度下，共得到五个谐振频率，同样采用狄克逊准则对数据进行判别处理，剔除异常值，然后求取平均值以获得



(a) 实测曲线与拟合曲线的对比



(b) 同级裂缝宽度下五条拟合曲线的对比

图 6.7 每级荷载下回波损耗曲线的处理

该级裂缝宽度下的谐振频率。

6.3.2 介质板分离式裂缝传感器的结果分析

对于介质板分离式裂缝传感器，将匹配线与耦合线正对长度为 3.4mm 时定为裂缝传感器的初始状态，数值模拟所得该状态下裂缝传感器的谐振频率为 5.9355GHz，试验所得为 6.0393GHz，相对误差为 1.72%，相符较好。然后将每级裂缝宽度下所提取的谐振频率与对应的裂缝宽度拟合，如图 6.8 所示；所得拟合直线的相关系数为 0.9822，表明裂缝传感器的谐振频率与裂缝宽度有着较好的线性关系；所得拟合直线斜率为 0.0194 GHz/mm，即裂缝每发生 1mm 的扩展，裂缝传感器的谐振频率将发生 0.0194GHz 的偏移。

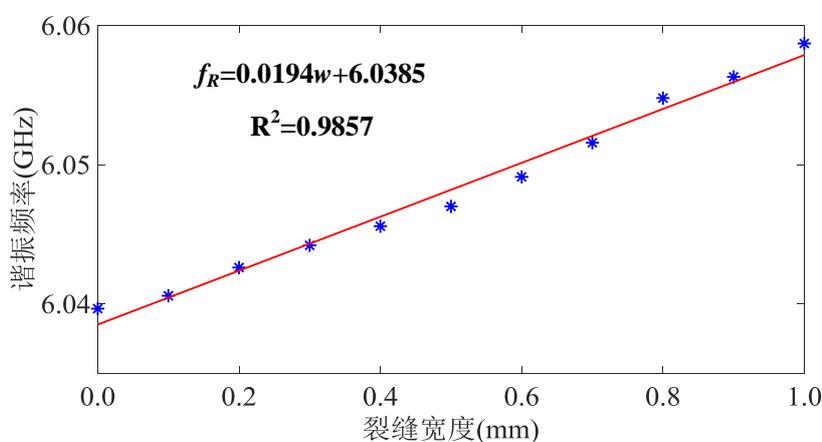


图 6.8 介质板分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率拟合直线

通过试验结果可发现，裂缝传感器的实测灵敏度系数 0.0194 GHz/mm 与模拟灵敏度系数 0.0501 GHz/mm 相差较大。其原因主要如下：

(1) 在实际测量中，介质板分离式裂缝传感器组件二中的介质板下底面与匹配线表面并非理想的光滑平面，导致二者贴合处会有气隙的存在，即匹配线与耦合线正对区域之间的介质并非均质介质，而是掺杂着气隙的 RT5880，导致中间介质的相对介电常数 ϵ_{mr} 与模拟不符，引起实测值与模拟值之间的偏差。

(2) 在实际测量中，介质板上的耦合线不能与基板上匹配线完全对齐，导致其正对面积与模拟状态不符，尤其在匹配线与耦合线边线不平行的情况下，正对面积的变化与正对长度不呈线性关系，引起实测值与模拟值之间的偏差。

(3) 在实际测量中，同轴线与耦合线焊接处焊点的位置、焊锡的大小和光滑程度均会对裂缝传感器的阻抗产生影响，进而影响其谐振频率。焊点在数值模拟中很难考虑，引起了实测值与模拟值之间的偏差。

6.3.3L 形耦合线分离式裂缝传感器的结果分析

对于委托加工的 L 形耦合线分离式裂缝传感器，将匹配线与耦合线正对长度为 3.2mm 时定为裂缝传感器的初始状态，数值模拟所得该状态下裂缝传感器的谐振频率为 3.7265GHz，试验所得为 3.6862GHz，相对误差为 1.08%，相符较好。然后将每级裂缝宽度下所提取的谐振频率与对应的裂缝宽度拟合，如图 6.9 所示；所得拟合直线的相关系数为 0.9819，表明裂缝传感器的谐振频率与裂缝宽度有着较好的线性关系；所得拟合直线斜率即实测裂缝传感器灵敏度系数为 0.1468 GHz/mm，与灵敏度系数模拟值 0.0711 GHz/mm 仍有着较大的差距，误差产生的主要原因如下：

(1) 在实际测量中，L 形耦合线由机床切割铜块加工而成，耦合线与匹配线正对区域中二者之间的距离仅为 0.5mm，若在铜块切割过程中仅能保证 0.1mm 的加工精度，则会有 20% 的误差产生，引起实测值与模拟值之间的偏差。

(2) 在实际测量中，L 形耦合线同样很难保证与匹配线对齐，甚至也会存在其边线与匹配线边线不平行的情况，使其正对面积和正对长度的变化规律与理想状况下不同，引起实测值与模拟值之间的偏差。

(3) 在实际测量中，同轴线与 L 形耦合线焊接处焊点的位置、焊锡的大小和光滑程度均也会对裂缝传感器的谐振频率产生影响，这在数值模拟中很难考虑，引起了实测值与模拟值之间的偏差。

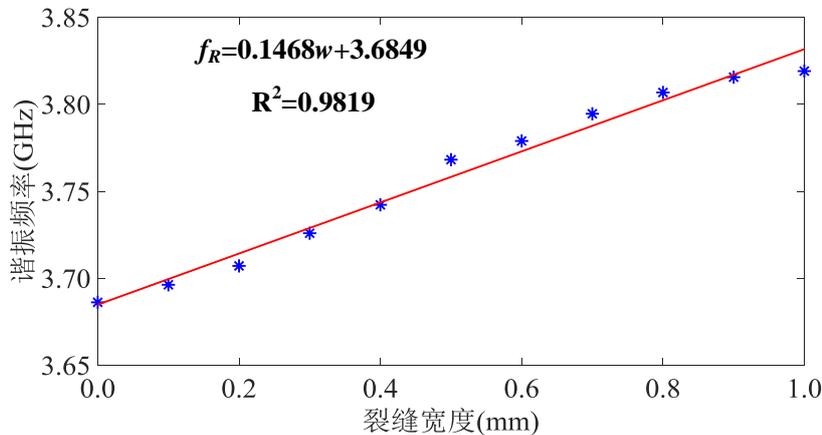


图 6.9 L 形耦合线分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率拟合直线(1.0mm)

对于步长仅为 0.01mm 小分辨率情况下裂缝传感器的测试，提取每级裂缝宽度下分离式裂缝传感器的谐振频率，并与对应的裂缝宽度进行直线拟合，结果如图 6.10 所示。此时拟合直线的相关系数为 0.9697，比 0.1mm 步长时的相关系数稍差一些；对于此时裂缝传感器的灵敏度系数实测值为 0.1581 GHz/mm，与 0.1mm 步长时的灵敏度系数实测值 0.1468 GHz/mm 的相对误差为 7.15%，表明该

裂缝传感器可检测 0.01mm 级裂缝宽度的变化，即分辨率可达 0.01mm。

在分辨率为 0.01mm 的情况下，考虑该裂缝传感器的精度，即通过每级裂缝宽度下实测裂缝传感器谐振频率和拟合直线表达式反算裂缝宽度，并求取其与理论值的相对误差，如图 6.11 所示。可见最大相对误差在 25%左右，平均相对误差约为 10%，表明该裂缝传感器可在微米级的精度下检测精测 0.01mm 级的裂缝宽度的变化。

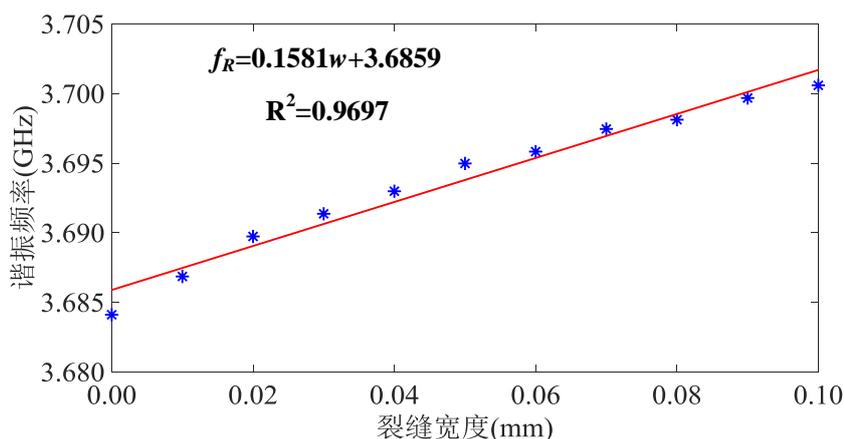


图 6.10 L 形耦合线分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率拟合直线(0.1mm)

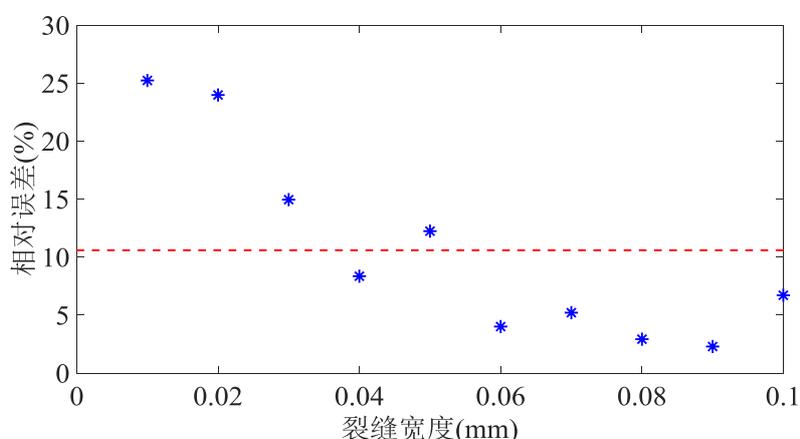


图 6.11 0.01mm 分辨率下裂缝宽度计算值与实测值的相对误差

6.3.4 实验室自制裂缝传感器的结果分析

对于实验室自制的 L 形耦合线分离式裂缝传感器，保持与委托加工传感器 1mm 量程的试验条件相同，即将匹配线与耦合线正对长度为 3.2mm 时定为裂缝传感器的初始状态，试验所得初始状态谐振频率为 3.7112GHz，与委托加工裂缝传感器的谐振频率 3.6862GHz 的相对误差为 0.67%，表明实验室自制天线边角处少量的铜箔对其初始谐振频率的影响可以忽略不计。然后将每级裂缝宽度下所提取的谐振频率与对应的裂缝宽度拟合，如图 6.12 所示；所得拟合直线的相关系

数为 0.9233, 所得拟合直线斜率即实测裂缝传感器灵敏度系数为 0.0106 GHz/mm, 即拟合直线线性度较差, 且灵敏度系数实测值与委托加工裂缝传感器灵敏度系数实测相差较大, 表明当实验室自制裂缝传感器的组件一与 L 形耦合线发生相对位移时, 自制天线中的缺陷对其谐振频率偏移的影响较大。

从电流角度分析, 实验室自制天线边角处残留的铜箔在接收电磁信号时也会产生感应电流, 由于残留铜箔的面积相对上辐射贴片的面积较小, 所以其对裂缝传感器的初始谐振频率影响较小, 当裂缝传感器两组件产生相对位移时, 上辐射贴片感应电流的分布发生变化, 引起裂缝传感器谐振频率的偏移, 而残留铜箔处感应电流的变化与上辐射贴片中电流变化不一致, 甚至对上辐射贴片电流的变化产生影响, 导致整体电流变化的规律与无残留铜箔、较完美的裂缝传感器电流变化规律不一致, 引起了谐振频率偏移中较大的误差。

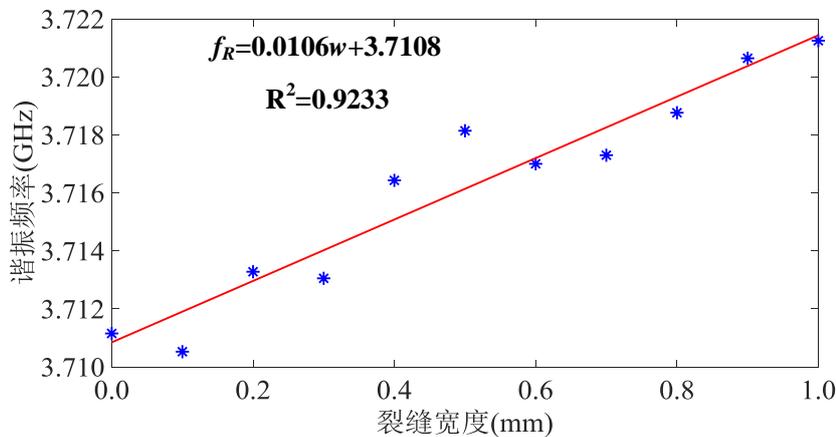


图 6.12 自制 L 形耦合线分离式裂缝传感器裂缝宽度-谐振频率拟合直线

6.4 本章小结

本章介绍了基于贴片天线的分离式裂缝传感器的试制与试验, 主要完成了以下工作:

(1) 介绍了使用印刷刻蚀法制作天线的流程, 并通过该方法在实验室完成了对裂缝传感器贴片天线部分的试制;

(2) 设计了用于模拟裂缝扩展的试验装置, 分别对委托加工的介质板分离式裂缝传感器、委托加工的 L 形耦合线分离式裂缝传感器和实验室自制的 L 形耦合线分离式裂缝传感器按一定的规则进行裂缝模拟试验, 以获取裂缝传感器的谐振频率。

(3) 分别提取三组试验在每一裂缝宽度等级下的裂缝传感器的谐振频率, 并进行直线拟合, 试验结果表明:

a) 委托加工的两种形式的分离式裂缝传感器在通过模拟选定的 1mm 量程范围内其灵敏度系数实测值与模拟值偏差较大, 但谐振频率与裂缝宽度有着较好的线性关系, 因此可在试验标定后用于实际的测量;

b) 委托加工的 L 形耦合线分离式裂缝传感器的分辨率可达 0.01mm, 在此分辨率下, 其检测裂缝宽度的精度可达微米级。

c) 由于实验室自制天线的工艺不太成熟, 所自制裂缝传感器的传感特性与委托加工裂缝传感器的传感特性仍有着较大的差距。若要将实验室自制天线运用于测试试验中, 加工工艺还需进一步提高。

第 7 章 结论与展望

7.1 结论

在结构应变监测和裂缝宽度监测领域,本文提出了基于微波矩形贴片天线的应变和裂缝传感器。

根据天线特殊的力学性质,即当天线经历形变尺寸发生变化时,其谐振频率会随之发生偏移。即天线既可作为形变感应单元,也可作为信息传输单元,基于此提出了一种基于微波矩形贴片天线的有芯片应变传感器。由于结构应变和裂缝宽度的扩展都会使附着在上面的传感器产生形变,因此应变传感器也可作为检测裂缝宽度的传感器。但是考虑到单个贴片天线粘贴在裂缝表面时,裂缝扩展会使得该处天线的应力过于集中,易引起上辐射贴片的开裂,由于开裂的不确定性使得裂缝传感器监测裂缝宽度的性能不够稳定,基于此提出了一种基于微波矩形贴片天线的分离式裂缝传感器。

本文主要工作和研究结论如下:

(1)对电磁学领域理论研究的基本方程麦克斯韦方程组进行了简单的介绍,该方程可对电磁场进行求解。但由于该方程在实际求解中特别繁琐,接着本文对较实用的传输线模型进行了介绍,利用传输线模型将电磁场的求解转化为电路的求解,极大的简化了求解过程。基于此,对二分之一波长矩形贴片天线进行简化,根据其等效电路求解出该天线的计算公式,并据此给出了四分之一波长矩形贴片天线的设计公式。

(2)根据四分之一波长矩形贴片天线谐振频率的计算公式,对基于贴片天线的有芯片应变传感器监测应变的原理进行了介绍,即贴片天线的谐振频率与其应变具有线性关系。同时在无线传感系统中,根据电磁波功率的传输,通过建立功率传输方程给出了无线检测有芯片应变传感器谐振频率的方法。

(3)根据四分之一波长矩形贴片天线的设计公式,对有芯片应变传感器的初步尺寸进行了设计。为了使有芯片应变传感器的特性阻抗与负载阻抗最佳匹配,保证谐振频率处功率损失最小,以便于谐振频率的提取,在有限元软件 HFSS 中建立模型,对其尺寸进行优化,确定有芯片应变传感器的具体尺寸。

(4)在 HFSS 中建立有芯片应变传感器的有限元模型,对其进行电学模拟。其中考虑有芯片应变传感器在长度方向经历应变和宽度方向经历应变的两种情况,通过控制有芯片应变传感器的尺寸模拟其不同的应变状态。在所求解得到的

回波损耗曲线中提取有芯片应变传感器的谐振频率,并与对应应变进行线性拟合,结果表明有芯片应变传感器不同方向经历应变时其谐振频率与应变都有着很好的线性关系,与理论相符较好。

(5) 由于天线应变传感器的厚度不可忽略使得剪力滞后效应存在,即应变不能够完全由结构表面传递至有芯片应变传感器的表面,因此需要考虑应变传递效率。通过数值模拟和拉伸试验,分别获得天线应变传感器表面和结构表面的纵向和横向应变,据此求解对应的纵向和横向应变传递效率系数,并建立二者之间的关系。结合贴片天线的理论和应变传递效率系数,给出了有芯片应变传感器灵敏度系数的计算公式,搭建了有芯片应变传感器的谐振频率和在其应变感应方向上的结构应变二者之间的“桥梁”。

(6) 设计天线传感特性测试试验,分别将有芯片应变传感器纵向和横向粘贴在试件表面进行拉伸,利用阅读器获得其阈值反射功率曲线,并通过四次多项式进行拟合以及利用狄克逊准则对曲线和数据进行分析处理,以获得在该级应变水平下的谐振频率。将谐振频率与对应应变进行线性拟合,拟合直线的相关系数表明有芯片应变传感器的谐振频率与在其应变感应方向上的结构应变有着较好的线性关系。拟合直线的斜率即实测灵敏度系数与计算灵敏度系数结果比较一致,表明有芯片应变传感器具有在较高精度下无线检测不同方向结构应变的性能。

(7) 根据传输线模型将分离式裂缝传感器的模型等效为电路,通过对其电路阻抗的分析求解,求得裂缝传感器谐振频率与两组件相对位移之间的关系。并对裂缝传感器进一步设计,给出介质板和 L 形耦合线的两种实现形式,在 HFSS 中对其尺寸进一步优化,确定具体尺寸。

(8) 在 HFSS 中建立两种形式分离式裂缝传感器的有限元模型,对其多阶模态下的感应电流进行分析,给出监测裂缝宽度时谐振频率选择的依据。然后通过控制其两组件的相对位移对不同裂缝宽度下分离式裂缝传感器进行电学模拟,求解谐振频率。基于实际需求选定分离式裂缝传感器的量程后,根据拟合直线的相关系数确定裂缝传感器监测裂缝宽度时的初始状态。

(9) 设计裂缝模拟试验,分别对委托加工的介质板分离式裂缝传感器、委托加工的 L 形耦合线分离式裂缝传感器和实验室自制的 L 形耦合线分离式裂缝传感器模型进行传感特性测试试验。试验结果表明,委托加工的两种形式的分离式裂缝传感器的灵敏度系数与模拟结果相差较大,但在其 1mm 量程内谐振频率与裂缝宽度有着较好的线性关系,经标定后可用于实际裂缝宽度的监测。其中 L 形耦合线分离式裂缝传感器的分辨率可达 0.01mm,并可保证 10%左右的精度,即精度可达 1 微米。另外实验室自制天线由于工艺不成熟使得其存在缺陷,该缺

陷对裂缝传感器的性能有着较大的影响。

根据上述工作和结论主要可以总结为以下两点：

(1) 有芯片应变传感器的谐振频率与其应变感应方向上结构的应变有着较好的线性关系，且传感器灵敏度系数实测值与计算值相符较好，即有芯片应变传感器可以在较高的精度下无线监测不同方向上的结构应变。

(2) 介质板分离式裂缝传感器和 L 形耦合线分离式裂缝传感器的在 1mm 量程内谐振频率与裂缝宽度有着较好的线性关系，并且后者的分辨率可得 0.01mm，精度可达微米级，标定后可用于在较高精度下监测裂缝宽度的微小扩展。

7.2 展望

对于基于贴片天线的应变和裂缝传感器，有着系统组成简单、操作便捷以及成本低等优点，有着广阔的研究空间，针对本文研究的基于贴片天线的有芯片应变传感器和分离式裂缝传感器，有以下几个内容有待研究：

(1) 基于贴片天线的有芯片应变传感器的底面积较大，采用强力胶水连接时容易出现连接不均匀，并且在环境作用或者大应变状态下连接处容易破坏。除之前所考虑的点焊连接和螺栓锚接，可对有芯片应变传感器与结构的连接方式继续进行新的研究，在保证新的连接方式对贴片天线传感特性的影响可忽略的前提下增加传感器与结构连接的可靠性。在解决此问题后，可对基于单个贴片天线的应变传感器进行大应变试验，探究在应变水平较大的情况下，基于贴片天线应变传感器的谐振频率与结构应变的是否仍具有较好的线性关系。

(2) 分离式概念提出之后，在有线检测的环境下证明了其具有较好的传感特性。借助同轴线的有线检测方案，一方面会因焊点的存在使得基于贴片天线的无芯片分离式裂缝传感器的传感特性与模拟相差较大，不同传感器之间因焊点的不同其传感特性也可能具有较大的差异；另一方面使得该传感系统与传统常用的有线传感系统具有同样的弊端，如导线布置麻烦和灾害中导线易损坏。基于此，下一步应完成基于贴片天线的有芯片分离式裂缝传感器的开发，实现分离式裂缝传感器对结构裂缝宽度的无线监测。分离式裂缝传感器的实质为感应结构的相对位移，并且具有非常小的分辨率，因此可进一步将分离式传感器用于结构平均应变的无线监测。此外，在分离式传感器上增加 IC 芯片后，可利用 IC 芯片可存储信息的功能，以实现某一区域内的共同工作的多个分离式传感器的高效辨识。

(3) 对于基于贴片天线的传感器，由于采用电磁信号进行信息的传输，其容易受到环境噪声的干扰，可就环境噪声对基于贴片天线传感器性能的影响方面

展开研究,以提高传感器抗环境干扰能力;环境温度对基于贴片天线传感器的性能也会产生影响,可就环境温度对基于贴片天线传感器性能的影响方面进行研究,若温度的变化对传感器性能有影响,可进而研究相应的温度补偿方案。

致谢

上下求索两余载，自强不息上瑶阶。回首漫漫硕士路，一表谢意抒胸怀。

感谢我的授业导师薛松涛老师和副导师谢丽宇老师。薛老师学富五车，胸怀四海，谢老师兢兢业业，精益求精，感谢两位老师对我科研的指点迷津和生活的殷切关怀，让我一步步变得更加强大；感谢两位老师对我未来的关心，我也会走好日后的征途，不负期许；感谢振动与控制教研室的唐和生老师在我研究生阶段里对我的帮助；感谢电信学院的万国春老师在交叉学科项目中对我课题的指导。

感谢蒋灿师兄，带我快速融入了传感器的科研之中；感谢电信学院博士生张允晶师兄，对我所遇到的电信相关问题的答疑解惑；感谢我的师弟管帅和易卓然，以及电信学部硕士生薛柯、汪超、徐鹤和李蒙蒙，在科研试验中对我的帮忙。正是你们的相助，让我硕士的科研之路变得更加平坦。

感谢我的同门张睿、郭雪媛、班鑫磊、陈依珂和师兄李大伟，在我困难迷惑的时候给我鼓舞，让我一路坚持下来。同时还要感谢的有：我的同门陈实、林庄慧，师兄杨朋超、宋琛琛、赵金海、李林、余必龙、杨桂权、郑学胜、凌塑奇、陈杉杉、张昕宇，师姐仝运佳、黄志云，师弟赵涛涛、陈子旻、王云骞、康健飞、濮昱、陈豪，师妹薛智奇、吴雅琴、曾璟琳、冉凌霄。感谢你们在研究生阶段的帮助，让我的研究生生活平顺有加；感谢你们在研究生阶段的陪伴，为我的研究生生活平添光彩。

感谢我的父母，谢谢你们二十四年来对我的养育和关怀，亲情是我永远的精神支柱，是我征途中温馨的港湾。

感谢陪我一路走过的朋友，感谢曾经帮助我、关心我、支持我的所有人。

感谢我所经历的磨难，让我初识世事之艰辛的面貌；再次感谢我的亲友，给我仍待世界以温柔的力量。

数不清回忆点点，道不尽感谢连连。如果说所有的过往皆为序言，那么所有的情谊将会常驻心间。

徐康乾

2018. 12

于同济大学

参考文献

- [1] Sohn H, Farrar C R, Hemez F M, et al. A review of structural health review of structural health monitoring literature 1996-2001[J]. *Data Acquisition*, 2002,2095(02).
- [2] 尹福炎. 电阻应变计技术六十年(一):电阻应变计的由来,发展及展望[J]. *传感器世界*, 1998(8):27-32.
- [3] 张慎伟, 楼昕, 张其林. 钢结构施工过程跟踪监测技术与工程实例分析[J]. *施工技术*, 2008,37(3):62-64.
- [4] 南秋明. 光纤光栅应变传感器的研制及应用[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2003.
- [5] Mahmoud A M, Ammar H H, Mukdadi O M, et al. Non-destructive ultrasonic evaluation of CFRP - concrete specimens subjected to accelerated aging conditions[J]. *Ndt & E International*, 2010,43(7):635-641.
- [6] Udd E. Applications of embedded optical fiber sensors in reinforced concrete buildings and structures[J]. *Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering*, 1990,1170.
- [7] Paek J, Chintalapudi K, Govindan R, et al. A wireless sensor network for structural health monitoring: performance and experience[C]: *IEEE Workshop on Embedded Networked Sensors*, Sydney, 2005.
- [8] KlausFinkenzeller, 芬肯策勒, 王俊峰, 等. 射频识别技术原理与应用[M]. 电子工业出版社, 2015.
- [9] 彭力. 无线射频识别(RFID)技术基础[M]. 北京航空航天大学出版社, 2012: 93.
- [10] Butler J C, Vigliotti A J, Verdi F W, et al. Wireless, passive, resonant-circuit, inductively coupled, inductive strain sensor[J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2002,102(1):61-66.
- [11] Mita A, Takahira S. Health monitoring of smart structures using damage index sensors[J]. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2002:92-99.
- [12] Mita A, Takhira S. A smart sensor using a mechanical memory for structural health monitoring of a damage-controlled building[J]. *Smart Materials & Structures*, 2003,12(12):204-209.
- [13] Mita A, Takahira S. Damage index sensor for smart structures[J]. *Structural Engineering and Mechanics*, 2004,17(3-4):331-346.
- [14] Occhiuzzi C, Paggi C, Marrocco G. Passive RFID strain-sensor based on meander-line antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 2011,59(12):4836-4840.
- [15] Bai L. RFID sensor-driven structural condition monitoring in integrated building information modeling environment[D]. Maryland: University of Maryland, College Park, 2013.
- [16] Daliri A, Galehdar A, John S, et al. Circular microstrip patch antenna strain sensor for wireless structural health monitoring[C]: *Proceedings of the World Congress on Engineering*, London, 2010.
- [17] Daliri A, Galehdar A, John S, et al. Wireless strain measurement using circular microstrip patch antennas[J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2012,184(3):86-92.
- [18] Yi X, Wu T, Wang Y, et al. Passive wireless smart-skin sensor using RFID-based folded patch antennas[J]. *International Journal of Smart and Nano Materials*, 2011,2(1):22-38.
- [19] Yi X, Cho C, Cooper J, et al. Passive wireless antenna sensor for strain and crack sensing—

- electromagnetic modeling, simulation, and testing[J]. *Smart Materials & Structures*, 2013,22(8):85009.
- [20] Deshmukh S, Huang H. Wireless interrogation of passive antenna sensors[J]. *Measurement Science & Technology*, 2010,21(3):35201.
- [21] Xu X, Huang H. Battery-less wireless interrogation of microstrip patch antenna for strain sensing[J]. *Smart Materials & Structures*, 2012,21(12):125007.
- [22] Qian Z, Tang Q, Li J, et al. Analysis and design of a strain sensor based on a microstrip patch antenna[C]: 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, 2012.
- [23] Vena A, Koski K, Moradi E, et al. An embroidered 2-dimensional chipless strain sensor for wireless structural deformation monitoring[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2013,13(12):4627-4637.
- [24] Cho C, Yi X, Wang Y, et al. Compressive strain measurement using RFID patch antenna sensors[J]. 2014,9061:90610X.
- [25] Yao J, Tjuatja S, Huang H. Passive rfid strain-sensor based on meander-line antennas[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015,15(8):4338-4345.
- [26] Tata U, Huang H, Carter R L, et al. Exploiting a patch antenna for strain measurements[J]. *Measurement Science & Technology*, 2015,20(1):15201.
- [27] Thai T T, Aubert H, Pons P, et al. Novel Design of a Highly Sensitive RF Strain Transducer for Passive and Remote Sensing in Two Dimensions[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2013,61(3):1385-1396.
- [28] Thai T T, Pons P, Tentzeris M M, et al. Design of a highly sensitive wireless passive RF strain transducer[C]: *Microwave Symposium Digest (MTT)*, Baltimore, 2011.
- [29] Cho C, Yi X, Li D, et al. Passive wireless frequency doubling antenna sensor for strain and crack sensing[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2016,16(14):5725-5733.
- [30] Thomson D J, Card D, Bridges G E. RF cavity passive wireless sensors with time-domain gating-based interrogation for SHM of civil structures[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2009,9(11):1430-1438.
- [31] Zou M, Shen Z, Pan J. Frequency-reconfigurable water antenna of circular polarization[J]. *Applied Physics Letters*, 2016,108(1):142-152.
- [32] Ren J, Yin J Y. Cylindrical-water-resonator-based ultra-broadband microwave absorber[J]. arXiv preprint arXiv, 2018,1805.03245.
- [33] Ryu J, Jeong H, Chen Y, et al. Flexible piezoelectric liquid volume sensor[J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2018,276:219-225.
- [34] Ozbey B, Demir H V, Kurc O, et al. Wireless sensing in complex electromagnetic media: construction materials and structural monitoring[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015,15(10):5545-5554.
- [35] Yagi K, Sato N, Sato Y, et al. Detection and evaluation of the depth of surface cracks in conductive materials by using a loop antenna[J]. *Applied Physics A*, 2003,77(3-4):461-468.
- [36] I M, V G, H Z, et al. Detecting crack orientation using antenna sensors[J]. *Measurement Science & Technology*, 2011,7981(8):765-768.
- [37] Xu X, Huang H. Multiplexing passive wireless antenna sensors for multi-site crack detection and monitoring[J]. *Smart Materials & Structures*, 2012,21(1):15004.

- [38] Kalansuriya P, Bhattacharyya R, Sarma S. RFID tag antenna-based sensing for pervasive surface crack detection[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2013,13(5):1564-1570.
- [39] Kalansuriya P, Bhattacharyya R, Sarma S, et al. Towards chipless RFID-based sensing for pervasive surface crack detection[C]: 2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), Nice, 2012.
- [40] Caizzone S, Digiampaolo E, Marrocco G. Wireless crack monitoring by stationary phase measurements from coupled RFID tags[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 2014,62(12):6412-6419.
- [41] Caizzone S, Giampaolo E D. Wireless passive RFID crack width sensor for structural health monitoring[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015,15(12):6767-6774.
- [42] 蒋灿. 基于微波贴片天线的应变传感器研究[D]. 上海: 同济大学, 2017.
- [43] Xu K, Xie L, Xue S, et al. Influence of transverse deformation on resonant frequency of patch antenna[C]: *Sensors Applications Symposium (SAS)*, Seoul, 2018.
- [44] 徐康乾, 谢丽宇, 薛松涛, 等. 大应变下贴片天线应变传感器的性能研究[J]. *结构工程师*, 2019.
- [45] 江贤祚. 天线原理[M]. 北京航空航天大学出版社, 1993.
- [46] 康行健. 天线原理与设计[M]. 北京理工大学出版社, 1995.
- [47] Kraus John D., Marhefka Ronald J. 天线[J]. 第 3 版. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [48] Pozar D M. *Microwave engineering*[M]. John Wiley & Sons, 2009.
- [49] 王新稳, 李萍, 李延平. 微波技术与天线(第二版)[M]. 电子工业出版社, 2006.
- [50] ROBERT J. WEBER. 微波电路引论: 射频与应用设计[M]. 电子工业出版社, 2005.
- [51] White Joseph F. 射频与微波工程实践导论[M]. 电子工业出版社, 2009.
- [52] 李泽民, 黄卉. 微波技术基础及应用[M]. 北京大学出版社, 2013.
- [53] 周希朗. 微波技术与天线[M]. 东南大学出版社, 2015.
- [54] J. 鲍尔 I., P 布哈蒂亚. 微带天线[M]. 电子工业出版社, 1984.
- [55] 李英, 鲍家善. 电磁介质谐振器理论与应用[M]. 电子工业出版社, 1988.
- [56] 张钧, 刘克诚, 张贤铎, 等. 微带天线理论与工程[J]. 第 1 版. 北京: 国防工业出, 1988.
- [57] Yi X, Wu T, Wang Y, et al. Sensitivity modeling of an RFID-based strain-sensing antenna with dielectric constant change[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015,15(11):6147-6155.
- [58] 薛松涛, 蒋灿, 谢丽宇, 等. 基于矩形贴片天线的应变传感器模拟与测试[J]. *振动, 测试与诊断*, 2018(01):136-142.
- [59] Balanis C A. *Antenna theory : analysis and design*[M]. John Wiley and Sons Inc, 1997.
- [60] 熊艳艳, 吴先球. 粗大误差四种判别准则的比较和应用[J]. *大学物理实验*, 2010,23(1):66-68.

个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

徐康乾, 男, 1993 年 3 月生。

2016 年 6 月毕业于大连理工大学建设工程学部, 获学士学位。

2016 年 9 月入同济大学土木学院攻读硕士学位。

发表论文:

[1] Xu Kangqian, Xie Liyu, Xue Songtao, Xue Ke, Wan Guochun. Influence of transverse deformation on resonant frequency of patch antenna[C]. Sensors Applications Symposium (SAS), 2018 IEEE, 2018: 1-6.

[2] 徐康乾, 谢丽宇, 薛松涛, 薛柯, 万国春等. 大应变下贴片天线应变传感器的性能研究[J]. 结构工程师. 2019.