



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

硕士学位论文

基于微波贴片天线的应变传感器研究

资助项目：国家自然科学基金 (编号：No. 51478356)
中央高校基本科研业务费——学科交叉类项目

姓 名： 蒋 灿

学 号： 1432158

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

二〇一七年六月



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

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

**A Research of Strain Sensor Based on Microwave
Folded Patch Antenna**

Project Supported by the National Natural Science Foundation
of China (No. 51478356), and the Fundamental Research Funds
for the Central Universities

Candidate: Jiang Can

Student Number: 1432158

School/Department: School of Civil Engineering

Discipline: Engineering

Major: Architectural and Civil Engineering

Supervisor: Xue Songtao

Deputy Supervisor: Xie Liyu

June, 2017

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。

学位论文作者签名：

年 月

摘要

结构经历重大灾害后,需要收集其关键构件的应变信息,以评估它们的性能状态和剩余寿命,在此过程中,应变传感器将起到重要作用。但是,传统的有线应变传感器需要导线为测量提供能源同时进行数据的传输,由灾害引起的电源故障和导线破坏,导致无法获得结构在灾害发生时与状态相关的信息。采用基于天线的应变传感器可以克服传统传感器有源有线的技术弱点。由于天线的特殊力学特性——其谐振频率与天线的尺寸存在一定关系(天线经历应变时,其尺寸发生变化,引起其谐振频率偏移),天线不仅可以作应变传感器的数据能量传输单元,还可以作为应变计的传感单元。基于天线的应变传感器最终可以无源无线地测量应变,作为这类传感器的核心原件,天线必须具备良好的性能,包括良好的应变传感能力以及测量时可以稳定地传输能量。

因此,本文基于微波矩形贴片天线设计并制作了应变传感器,通过检测该传感器的性能探究这种天线的应变传感能力和应变测量时的能量传输能力。具体进行了以下工作:

(1) 介绍了基于天线的应变传感器的技术来源,根据电磁场理论和传输线理论,介绍了矩形贴片天线的计算模型和设计公式,根据设计公式,推导了天线谐振频率与应变的关系,并介绍如何利用此关系进行应变测量。

(2) 利用天线设计公式初步设计了天线,将天线的初始谐振频率选在微波频段。在 HFSSTM 中建立了天线的模型,对模型进行优化,调整其阻抗匹配,得到了优化后的天线模型。

(3) 完成天线尺寸优化后,根据天线设计公式,计算天线谐振频率与其长度方向和宽度方向应变的关系。

(4) 在 HFSSTM 中模拟了天线分别经历长度方向和宽度方向应变时,天线的回波损耗曲线,即 $S_{11}(f)$ 曲线。在该曲线的最小值代表天线的能量传输能力,最小值点对应的频率即为天线谐振频率。根据 $S_{11}(f)$ 曲线找到各应变状态下天线的谐振频率后,模拟出天线谐振频率与长度方向和宽度方向应变的关系。

(5) 考虑实际应变测量时应变传递的影响,在 Abaqus 中模拟了天线粘贴在铝板上的应变场分布,得到了相应的应变传递效率,然后进行了贴片天线应变传递效率实验,根据实验结果修正了该应变传递效率。

(6) 将贴片天线分别沿铝板的纵向与横向粘贴,对铝板进行加载,测量出不同拉力下天线的 $S_{11}(f)$ 曲线,得到了天线谐振频率与铝板表面纵向计算应变(拉力除以铝板刚度)的关系。利用之前研究应变传递效率,计算出天线长度方

向与宽度方向的应变与天线谐振频率的关系。

完成各项工作后，将设计公式计算结果、HFSS™ 模拟结果与实验测试结果进行对比。最后，根据实验测试结果，对天线的应变传感能力和能量传输能力进行评价，发现 RT-5880 天线的在这两方面表现良好。

关键词：贴片天线、应变传感器、谐振频率、回波损耗曲线

ABSTRACT

It is necessary to collect the strain information of key members then assess their performance status and residual life after structure experienced a disaster. Strain sensors will play an important role in the process. However, the traditional wired strain sensors require wires to provide energy and transmit data during the measurement. The wires may be destroyed when disaster happen, which prohibit a successful measurement process. To solve this problem, the antenna-based strain sensor may be a good choice. Due to the special mechanical properties of the antennas, the relationship between their resonant frequencies and their sizes, when the antenna is under strain/deformation, its size changes, causing the resonance frequency shifting, which means the antenna can not only be a data and energy transmission unit of the strain sensor, but also a sensor unit. The advanced antenna-based strain sensor can measure strain passively and wirelessly. As the key componet of this sensor, antenna must have a good performance, including good strain sensing capability and stable energy transmission during strain measurement.

Therefore, this paper design and manufactur strain sensors based on the microwave rectangular patch antenna, and then test their performance for exploring their strain sensing ability and energy transmission capacity, the specific as follow.

(1) The principle of antenna-based strain sensors is described firstly, and the numerical model and design formula of the antenna are introduced according to the theory of electromagnetic field and the theory of transmission line. Then the relationship between the resonant frequency and strain is deduced according to the design formula, and how to measure strain using this relationship is introduced.

(2) The antennas are designed preliminarily using the design formula, the initial resonant frequency is selected in the microwave frequency band. Then the preliminary antennas are modeled in HFSSTM, the models are optimized by adjusting the resistance matched, and an optimized antenna model is obtained.

(3) After optimizing the size of antennas, the relationship between the resonance frequency of antennas and the strain in their length or width directions is computed according to the design formula

(4) The return loss curve, the $S_{11}(f)$ curve, of the antennas is simulated when they experience strain/deformation in their length and width direction. The minimum of

$S_{11}(f)$ curve reflect the energy transmission capacity and the frequency corresponding to the minimum point is the the resonance frequency. After the resonance frequencies of each strain leves have been found, the relationship between the the resonance frequency of antennas and the strain in their length and width directions is simulated.

(5) Considering the the effect of strain transfer in practical measurement, the strain field of the antenna attached to an aluminum plate is simulated in Abaqus, the corresponding strain transfer efficiency is obtained. Then an experiment to measure the strain transfer efficiency is executed, the original efficiency is corrected according to the experimental results.

(6) The antennas are attached to the aluminum plates in the longitudinal and horizontal direction respectively. The aluminum plates are loaded and the $S_{11}(f)$ curves of the antennas under different tension are measured. Then the relationship between the resonant frequency is conduded and the longitudinal strain of the aluminum plate (the tension divided by the stiffness of the aluminum plate) is computed. Using strain transfer efficiency obtained in the previous study, the relationship between the resonant frequency of the antenna and the strain in their length and width directions is computed.

After completing the above works, the results of design formula calculation, HFSSTM simulation and experimental test arc compared. Finally, strain sensing ability and energy transmission capacity of the antenna is evaluated according to the experimnet results, and the RT-5880 antenna has a good performance in both two aspect.

Key Word: patched antenna, strain sensor, rensonance frequency, retrun loss curve

目录

摘要	I
ABSTRACT	III
第 1 章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 国内外研究综述	2
1.2.1 基于振荡电路的应变传感器	2
1.2.2 基于射频腔和探针的应变传感器	3
1.2.3 基于天线的应变传感器	4
1.3 基于天线的应变传感器的优缺点	8
1.3.1 基于天线的应变传感器的优点	8
1.3.2 基于天线的应变传感器的缺点	9
1.4 本文研究目的、意义和内容	9
1.4.1 研究目的及意义	9
1.4.2 研究思路及技术路线	10
1.4.3 本文的主要研究内容	11
第 2 章 基于微波贴片天线的应变传感器的原理	13
2.1 引言	13
2.2 电磁场基本知识	14
2.2.1 麦克斯韦方程	14
2.2.2 柱形传输系统的电磁场	16
2.3 传输线理论	18
2.3.1 传输线到等效电路的转换	19
2.3.2 阻抗与回波损耗系数	22
2.4 微波矩形贴片天线基本原理	25
2.4.1 二分之一矩形贴片天线原理与设计	25
2.4.2 四分之一矩形贴片天线	30
2.5 矩形贴片天线用于应变测量	31
2.5.1 四分之一矩形贴片天线谐振频率与应变的关系	31
2.5.2 贴片天线谐振频率的检测技术	31
2.6 本章小结	33
第 3 章 基于微波贴片天线的应变传感器的设计与模拟	34
3.1 应变传感器的设计	34
3.2 应变传感器的电学模拟	38
3.2.1 贴片天线表面电流的模拟	38

3.2.2 在两方向应变下贴片天线谐振频率偏移的模拟.....	40
3.3 应变传感器的力学模拟.....	44
3.3.1 Abaqus 模型的建立.....	44
3.3.2 Abaqus 模型的模拟结果.....	46
3.3.3 应变传递效率的分析.....	55
3.4 本章小结.....	56
第 4 章 基于微波贴片天线的应变传感器的实验.....	57
4.1 铝板材料性能实验.....	59
4.2 贴片天线应变传递效率实验.....	60
4.2.1 贴片天线沿两方向粘贴应变传递.....	60
4.2.2 应变传递效率计算.....	61
4.3 应变传感器单向拉伸实验.....	64
4.3.1 贴片天线的阻抗匹配测试.....	65
4.3.2 谐振频率与铝板纵向计算应变的关系.....	66
4.3.3 谐振频率与天线两方向应变关系.....	72
4.4 本章小结.....	73
第 5 章 结论与展望.....	75
5.1 结论.....	75
5.2 展望.....	77
致谢	78
参考文献	79
个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果.....	82

第 1 章 绪论

1.1 引言

建筑、桥梁等重要工程结构在经历地震、飓风和洪水等自然灾害后，其重要构件如关键节点、耗能部件等会遭受不同程度的损伤，如日本 3.11 地震后，仙台市东北工业大学钢结构行政楼出现油阻尼器破坏^[1, 2]。当结构出现上述破坏后，若不对结构进行修复，会使结构抵抗自然灾害的能力下降，甚至引起灾难性事故^[3]。为确保结构在灾后的安全，避免发生次生灾害，需要对结构中的关键构件的性能进行评估，并决定是否更换和修复这类构件。在评估关键构件灾后性能的过程中，需要充分利用结构健康监测系统。而传感器，作为结构健康监测系统的首要环节，将用于检测各相关参数，如应变、加速度、裂缝等，并为灾后性能评估提供合理的依据。

应变作为结构构件的重要信息，利用应变传感器收集构件的应变信息后，可对构件的性能状态以及剩余寿命进行评估。传统的应变传感器包括有电阻式应变片、振弦式应变计和布拉格光栅传感器。电阻式应变片可以将应变变化转换为电阻变化，并通过电桥进一步转换为电压或电流变化^[4]；振弦式应变计利用弦的共振频率与应变的关系来进行应变测量；布拉格光栅传感器的原理是基于光纤光栅布拉格波长的偏移理论^[5]。在利用这些应变传感器进行测量时，通常需要大量引线为传感器提供能量和传输数据，导致信号采集设备价格不菲、安装过程作业复杂；更致命的是，当结构经历灾害时，传感器可能因为引线的损坏导致供电失效的问题。为克服传统有线应变传感器的缺点，学者们设计并研究了许多无线传感器^[6]。这些无线传感器的基本设计思路为：利用传统应变传感器的传感单元来采集应变信号，利用模数转换器将采集的模拟信号转换为数字信号，利用微处理器储存和处理采集的数据，利用天线将数据无线传输给终端，并且需要电池为传感器提供能量。

这些改进措施虽然避免了有线带来的麻烦，但也引入了新的问题，比如：传感器需要过多的原件协同工作导致这些传感器系统复杂、效率低下；传感器仍需要电池来提供能源，当电池损坏或电量不足是，传感器不能正常工作；传感器的关键——传感单元仍沿用传统应变传感器，导致其在应变感应上仍然保留了传统传感器的缺点。此外，这些应变测量系统属于实时测量系统。当仅需对灾后结构构件的应变进行测量时，探究一种经济、实用、可靠且移动性好的新型无线应变

传感器显得很有必要。

随着学科领域交叉的兴起,学者们发现,天线具有一种十分有趣的力学特性——其谐振频率与天线的尺寸存在一定关系。当天线经历应变时,天线的尺寸发生变化,引起其谐振频率偏移。当这种谐振频率的变化被测试设备检测后,可以计算出天线的应变。根据这个特性,在应变传感器中,天线不仅可以作为一种无线传输能量和数据的原件,而且可以被当成应变传感器的传感单元。基于此原理制作的应变传感器不再需要数模转换模块和电池,其结构简单、可靠性高,可无源无线地测量应变,具有广阔的应用前景。

但是,作为一种新型的传感单元,天线是否具备良好的应变传感能力;在作为传感单元时,天线的能量和数据传输能力是否会受到影响;这些问题还有待研究。因此,本文将针对这两个问题,对该传感器展开研究。

1.2 国内外研究综述

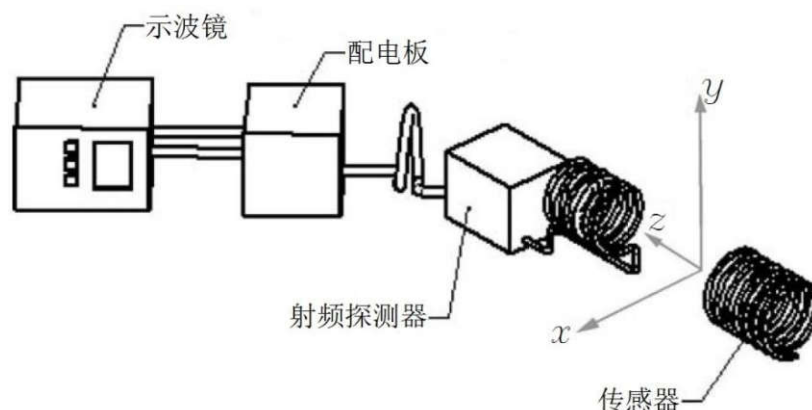
在本世纪初,学者们发现 LC 振荡电路的谐振频率与其尺寸具有一定关系,并根据该原理开发了基于 LC 振荡电路的应变传感器。受到这种应变传感器的启发,人们注意到谐振腔、电磁探针以及天线的谐振频率与它们的尺寸也具有相关性,并将它们作为传感单元开发出应变传感器。

本节将在 1.2.1 介绍基于 LC 振荡电路的应变传感器,接着在 1.2.2 介绍基于谐振腔和电磁探针的应变传感器,它们的工作原理与基于天线的应变传感器类似,是其技术来源。这些传感器大多采用谐振频率作为应变测量指标,传感单元的谐振频率与其尺寸具有一定关系。

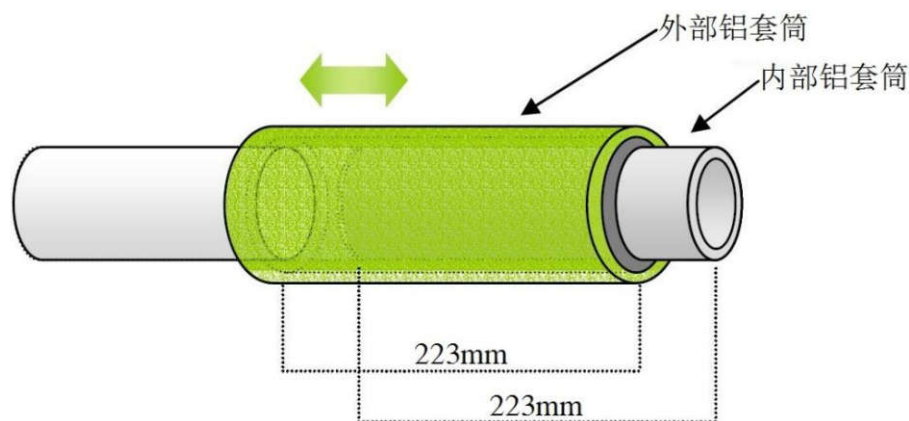
近 5 年来,基于天线的应变传感器由于其优点脱颖而出,受到了越来越多研究人员的重视。本节将在 1.2.3 对这几年来国内外学者的研究成果进行介绍。

1.2.1 基于振荡电路的应变传感器

2002 年,Butler 等^[7]开发了一种基于 LC 线圈振荡电路的应变传感器,如图 1.1 所示。由于,该线圈的谐振频率由线圈的电容与电感所确定,而线圈的电感与线圈的尺寸——中心区面积和螺线管高度有关。该传感器初始谐振频率约 12.85MHz,当线圈经历应变时,线圈的尺寸发生变化,导致线圈电感变化,进一步引起线圈的谐振频率变化,利用磁倾角测量仪可测量该谐振频率的变化。作者制作了两套传感器分别进行了实验,其中一组传感器被埋入柔性环氧树脂中,另一组不埋入。两组传感器的测试结果没有太大的差别,都与理论计算公式比较接近。

图 1.1 基于振荡电路的应变传感器^[7]

2002 年, Mita 等^[8-10]利用同样的原理开发了一种用于测量结构中最大应变的应变计, 如图 1.2 所示。该应变计中包含由可变电容与恒定电感组成的天线, 可变电容部分由内外两个铝套筒和绝缘层组成, 两个铝套筒隔着绝缘层套在一起。将滑动式可变电容的外套筒固定在结构上, 内套筒通过细杆与结构的另一部分相连。该传感器初始谐振频率为 2.16MHz, 当结构上出现拉应变时, 细杆拉着可变电容的内套筒移动, 使两套筒重叠长度发生改变引起电容变化, 引起天线谐振频率的偏移。当结构上拉应变减小时, 由于细杆的临界压力小于能使内套筒滑动的摩擦力, 在细杆推动内套筒前细杆已经屈服, 两套筒不会产生相对滑动, 可变电容不会改变。因此, 该传感器可纪录结构的最大应变。

图 1.2 基于振荡电路的峰值应变传感器^[9]

1.2.2 基于射频腔和探针的应变传感器

除了采用 LC 振荡电路外, 学者们还尝试使用射频腔和探针作为应变传感器的传感单元。这两种传感单元的传感原理与天线和 LC 振荡电路十分相似。

2004 年, Chuang 等^[11, 12]选用圆柱形射频腔作为传感单元, 射频腔初始谐振频率约为 2.42GHz, 当射频腔长度发生变化时, 射频腔的谐振频率发生变化。如

图 1.3 所示，射频腔通过探针与天线相连，通过天线，外界阅读器可以读取射频腔的谐振频率变化。该应变传感器可以埋置在混凝土中，也可以放置在混凝土表面。根据实验测试，该传感器可探测的有效距离可达到 10m，测量精度可以达到 10 个微应变，利用阅读器扫频获得谐振频率偏移量的时间为 7s。

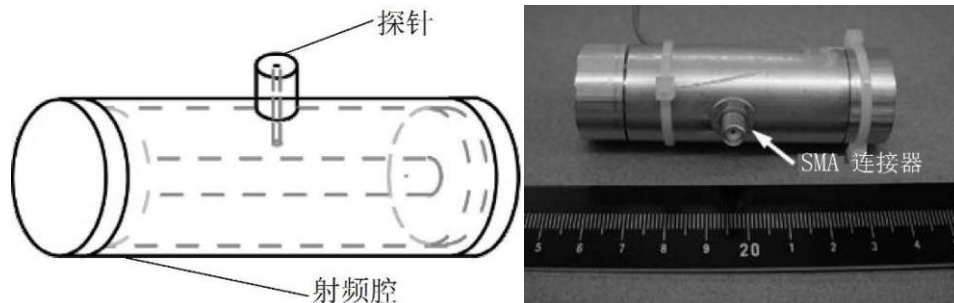


图 1.3 以电磁谐振腔为传感单元的应变传感器^[12]

2014 年，Ozbey 等^[13, 14]选用探针作为传感单元，研究了一种用于测量钢筋混凝土中钢筋应变的传感器。如图 1.4 所示，该传感器有两种，400MHz 的 NSRR 探针和 800MHz 的 NSRR 探针，在应变测量时，该将传感器贴在钢筋上，泡沫聚苯乙烯分离器起到将 NSRR 结构与钢筋绝缘的作用。该传感器虽具有一定优点，但作为埋置于混凝土中的传感器，其穿透性仍有不足，有待今后研究。

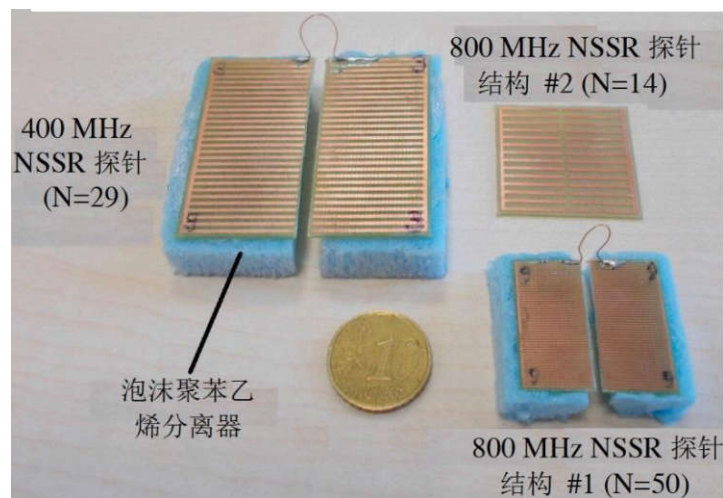


图 1.4 以电磁探针为传感单元的应变传感器^[14]

1.2.3 基于天线的应变传感器

基于 LC 振荡电路的应变传感器让学者们意识到电磁场在应变测量领域的前景，并开始研究基于天线的应变传感器。天线与 LC 振荡电路的区别在于：LC 振荡电路的工作原理电感耦合，即变压器原理，测量设备通过交变磁场与传感器相互作用，这类传感器的工作频率较低，一般低于几十 MHz；天线的工作原理是电磁反向散射，测量设备通过电磁波与传感器相互作用，这类传感器的工作频率

一般高于 100MHz，达到了微波频段。

最近几年来，学者们相继研究了各种基于天线的应变传感器，在这些传感器中，应变测量的指标包括但不限于天线的谐振频率和回波损耗功率。

(1) 基于偶极子天线的应变传感器

2011 年，Occhiuzzi 等^[15]设计了一种采用基于折叠的偶极子天线的应变传感器，如图 1.5 所示。当应变发生时，折叠的偶极子天线中各金属丝的夹角会发生变化，引起天线性能的改变。不过，他并没有像多数学者那样，选用天线的谐振频率作为应变测量的指标，而是探究了天线的其他性能参数作为应变测试指标的可能性。他比较了增益、天线阻抗、能量传递系数与回波损耗功率这 4 个参数后，发现天线的回波损耗功率与天线应变间的关系比较简明清晰。

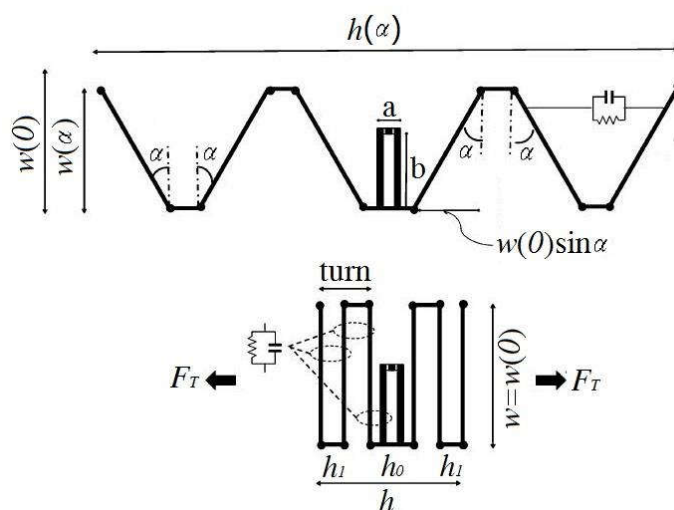


图 1.5 基于偶极子天线的应变传感器^[15]

2012 年，Bai 等^[16]研究了一种采用偶极子天线的应变计传感器，并用该应变传感器测量构件的最大应变，如图 1.6 所示。其原理是，当应变超过某一预先设定阈值时，传感器中的一根短路线被拉断，导致传感器的电路发生变化，使该传感器从原先的短路状态切换到激活状态，从而被阅读器识别。对该传感器设置多重阈值时，可以测量构件所处的应变范围。该应变计天线工作范围为 902-927MHz，应变计尺寸为 3.7cm×3cm，有 0.66%和 1.3%两个阈值。

(2) 基于贴片天线的应变传感器

2011 年，Yi 等^[17, 18]开发了一种采用矩形贴片天线的应变传感器，可监测材料表面的应变和开裂。将传感器粘贴于待测材料上，当发生变形后天线的形状也

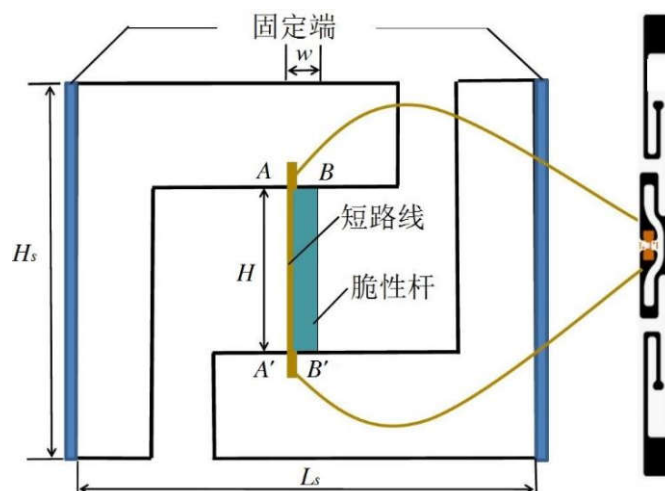


图 1.6 基于偶极子天线的峰值应变传感器^[16]

相应引起电磁谐波频率发生相应的偏移，读写器可相应地判断出电磁谐波频率偏移量，进而换算为基材表面的应变值。如图 1.7 所示，该应变计尺寸为 $6.9\text{cm} \times 6\text{cm}$ ，零应力状态时谐振频率为 913.623MHz 。

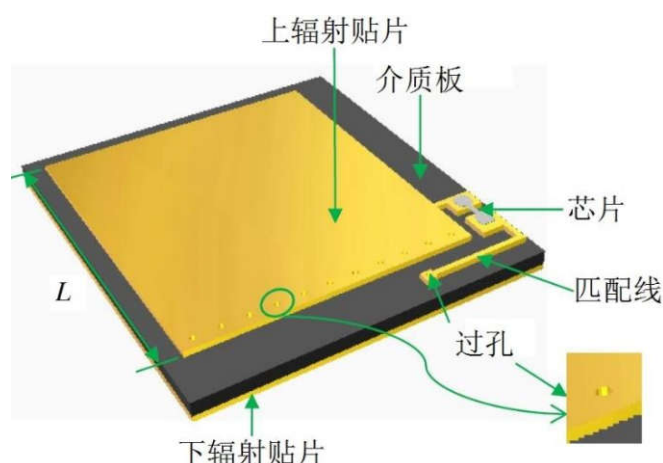


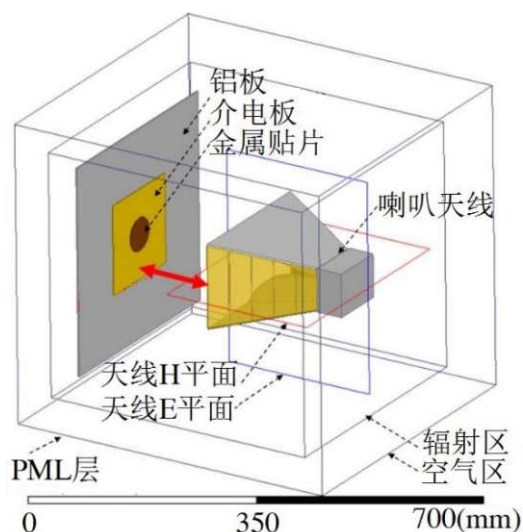
图 1.7 基于贴片天线的应变传感器^[18]

2010 年，Daliri 等^[19, 20]也基于贴片天线设计了一种 RFID 应变计。如图 1.8 所示，它由一个喇叭天线和一个带有 $1.5\text{cm} \times 1.5\text{cm}$ 圆形微带贴片的反射面组成，零应变时谐振频率为 1.53GHz 。通过研究发现，天线谐振频率偏移量与应变变化的比值关系与喇叭天线和反射面所成的角度有关。

除上述的天线式应变传感器外，学者们还研究过其他的传感器，见文献^[21-34]。

(3) 对天线传感器的改进

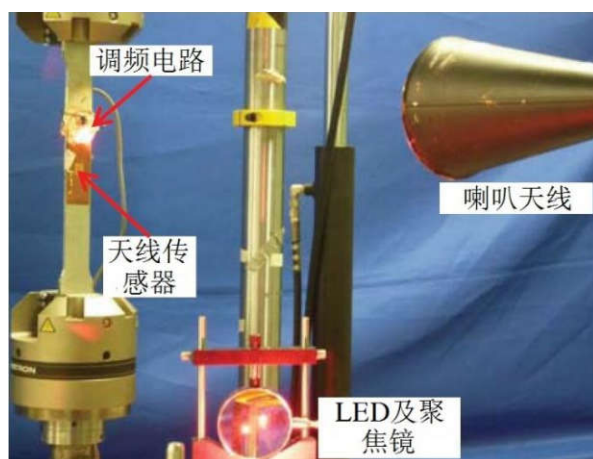
在上述的这些基于天线的应变传感器虽然为应变测量提供了新思路，但是仍然存在一些缺陷，包括：1. 以天线的谐振频率作为应变测量指标，需要精确测量天线的回波损耗，但在测量中，环境反射的电磁波信号会干扰天线传感器反射的

图 1.8 基于贴片和喇叭天线的应变传感器^[20]

电磁波，使天线谐振频率的测量产生误差；2. 只有天线与负载连接时天线才能无线工作，目前最常见的负载是芯片，芯片只能在其固有的工作频率下工作，只有天线的谐振频率与芯片的工作频率接近时，芯片才能被激活。目前市场上常见的芯片工作频率不超过 1GHz，限制了备选天线的初始谐振频率范围，而天线传感器的灵敏度与天线的初始谐振频率成正比，因此传感器的灵敏度会受到限制。

为解决这些问题，学者们尝试对天线传感器进行改进，提出了不同的解决方案。

2013 年，为减小环境反射带来的干扰，Huang 等^[35, 36]为贴片天线应变传感器增加了调频电路。如图 1.9 所示，该测量系统除了传感器和调频电路以外，还包括喇叭天线和 LED 及聚焦镜，其中 LED 及聚焦镜为调频电路提供能量。该传感器初始谐振频率为 5.5421GHz，其灵敏度为 4.98KHz/ $\mu\epsilon$ ，分辨率能达到 18 $\mu\epsilon$ 。

图 1.9 对基于贴片天线的应变传感器的改进^[36]

2016年, Cho等^[37]对基于矩形贴片天线的应变传感器进行了改进。如图1.10所示,改进后的传感器包含两个贴片天线(接收天线和发射天线)以及包含肖基特二极管的匹配网络。发射天线的长度只有接收天线的一半,谐振频率为接收天线的两倍。肖基特二极管具备将接收到的信号频率放大一倍的功能。这种改进后的传感器具有两个优点:1. 让接收天线与发射天线相互匹配,使传感器中不再需要芯片等负载,传感器的谐振频率不再受到芯片的谐振频率的限制,传感器的灵敏度也得到提高;2. 使传感器反射信号与接收信号具有不同的频率,可减少两信号的相互影响,提高测量精度。

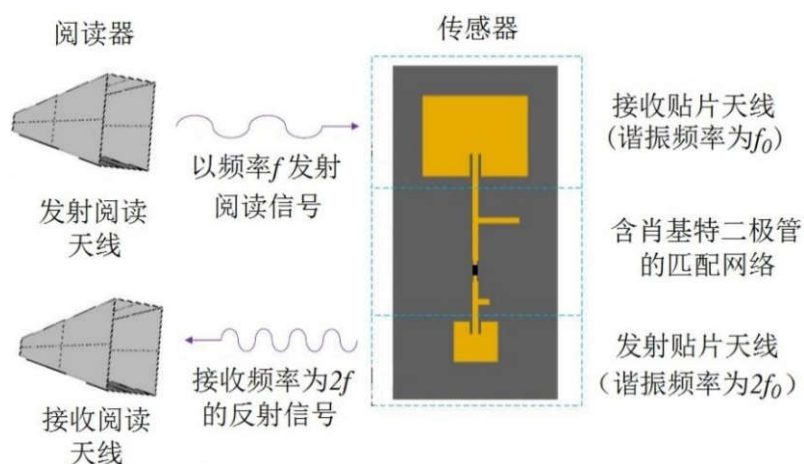


图 1.10 对基于贴片天线的应变传感器的改进^[37]

1.3 基于天线的应变传感器的优缺点

1.3.1 基于天线的应变传感器的优点

与传统的应变传感器相比,基于天线的应变传感器具有以下优点:

(1) 结构简单: 天线自身兼备传感与无线通讯的功能,不再需要额外的传感单元与通信单元,传感器构造简单,可靠度高。

(2) 传输距离远: 天线传感器的无线测试距离可以达到 10m, 满足大多数测试需求。

(3) 价格便宜: 天线传感器的制造成本低廉,部分产品单价不超过 1 美元^[38]。

(4) 安装方便: 与传统有线传感器相比,天线传感器不需要布置传输线,节省,安装过程简单方便。

(5) 平面性与柔性好: 当天线传感器采用厚度小,柔性大的介质板时,传感器可以良好的与各被测构件表面接触。

(6) 穿透性能好: 当被测构件表面覆盖油漆层、粉刷层或其它电介质时,通常

天线传感器收发的电磁信号可以穿透它们。

(7) 可扩展性好：当为天线选配合适的阅读器和芯片时，三者将组成一个 RFID 应变测量系统，芯片可以用于存储测点的 ID 编号^[39, 40]，阅读器可以通过微波信号向天线和芯片无线地提供能量，并读取芯片中的信息和天线谐振频率的变化。这样，将最终形成一个系统简单、功能完备、低成本、易于维护的无源、无线应变测量系统。

1.3.2 基于天线的应变传感器的缺点

天线传感器的不利之处在于：

(1) 易受干扰：在测试中，环境电磁反射会对影响测试结果。

(2) 测量对象限制：基于天线的应变传感器适用于测量金属构件表面的应变，但不适用于测量钢筋混凝土内部的应变测量，混凝土内部的钢筋会对天线传感器收发的电磁信号产生干扰。

(3) 灵敏度受芯片的限制：当天线传感器与芯片协同工作是，天线的谐振频率需要接近芯片的工作频率。由于该传感器的灵敏度通常与其谐振频率成正比，现有芯片的工作频率限制了天线的谐振频率，即限制了该传感器的灵敏度。

1.4 本文研究目的、意义和内容

1.4.1 研究目的及意义

根据文献回顾，学者们利用天线特殊的力学性质，开发了天线作为应变传感器传感单元的功能，并将其与天线的能量与数据传输功能结合起来，构成了一种新型应变传感器。该传感器系统简单、功能完备，具有价格便宜、安装方便、可靠性高等优点，有着广阔的应用场景和研究价值。

对于这种应变传感器，天线兼备传感单元、数据与能量传输单元的功能，是整个系统的核心构件。天线的性能对传感器的质量起着决定性的影响。因此，选择合适的天线类型，对与提高传感器的性能十分重要。如 1.2 文献所述，学者们在研究这类应变传感器的过程中曾选用过不同种类的天线形式，经过笔者的比较分析发现，矩形贴片天线剖面低、频带窄、结构形式简单、制作方便，是一种十分适合于制作这类应变传感器的天线。

当矩形贴片天线用于应变测量时，天线的谐振频率越高，传感器对应变的灵敏度越高，因此本文将天线的工作频段选在 2.4GHz 左右，属于微波段。同时，在矩形贴片中，四分之一波长矩形贴片天线尺寸最小。最终，本文将基于 2.4GHz

的四分之一波长矩形贴片天线设计应变传感器，并研究其性能。

在此应变传感器中，矩形贴片天线即作为传感单元，又作为数据传输单元。这种天线作为一种新型应变传感单元时，其是否满足应变测量的要求，能否具备传统的应变传感单元的优点和适用性，以及作为传感单元时，天线的数据与能量传输功能是否会受到影响，这些问题还有待研究。因此，本文将考察该天线是否满足传感单元和能量数据传输单元的基本要求，利用网络分析仪对该天线的性能进行精确测量。

在作为传感单元方面，本文研究的应变传感器以天线的谐振频率作为应变测量的指标，因此，天线的谐振频率与天线所经历的应变之间具有什么样的关系，这种关系是否方便观察，是衡量该应变传感器性能的重要指标。本文将针对这些问题进行研究，研究矩形贴片天线的谐振频率与所经历的应变间的关系。

通常，工程上采用应变传感器测量单方向的应变，因此人们希望应变传感器对其测量方向上的应变敏感，而对与被测方向垂直的方向上的应变不敏感。作为应变传感器时，矩形贴片天线的长度方向和宽度方向都会经历应变，它们都可能对天线的谐振频率产生影响，但是，关于矩形贴片天线宽度方向上应变对天线谐振频率的影响的文献相对较少。因此，本文也将研究这两个方向上的应变对天线谐振频率的影响，并据此评估该天线的应变传感能力是否良好。

在作为能量数据传输单元方面，天线的传输性能是否良好可以通过其回波损耗曲线来衡量，回波损耗曲线最小值越低，其传输性能越好。因此，本文将研究该天线用于应变测量时的回波损耗曲线，并依据该曲线评估天线的传输能力是否良好。

若该天线作为传感单元和能量数据传输单元都表现良好，可使用此天线与芯片协同工作组成一个 RFID 标签，此时芯片可以记录该测点的 ID 编号及应变记录；为标签搭配上合适的阅读器后，可以组成一套 RFID 应变测量系统。该应变测量系统不仅可以无源无线地测量应变，还克服了传统的应变传感器需要导线来实现能源供应和数据传输的缺点，使结构健康监测系统成本更低、更易于维护，具有广阔的市场前景。

1.4.2 研究思路及技术路线

根据上述研究背景及研究目的，本文采用理论分析、数值模拟和试验研究相结合的研究方法，各方面的研究目的与研究内容如图 1.11 所示。

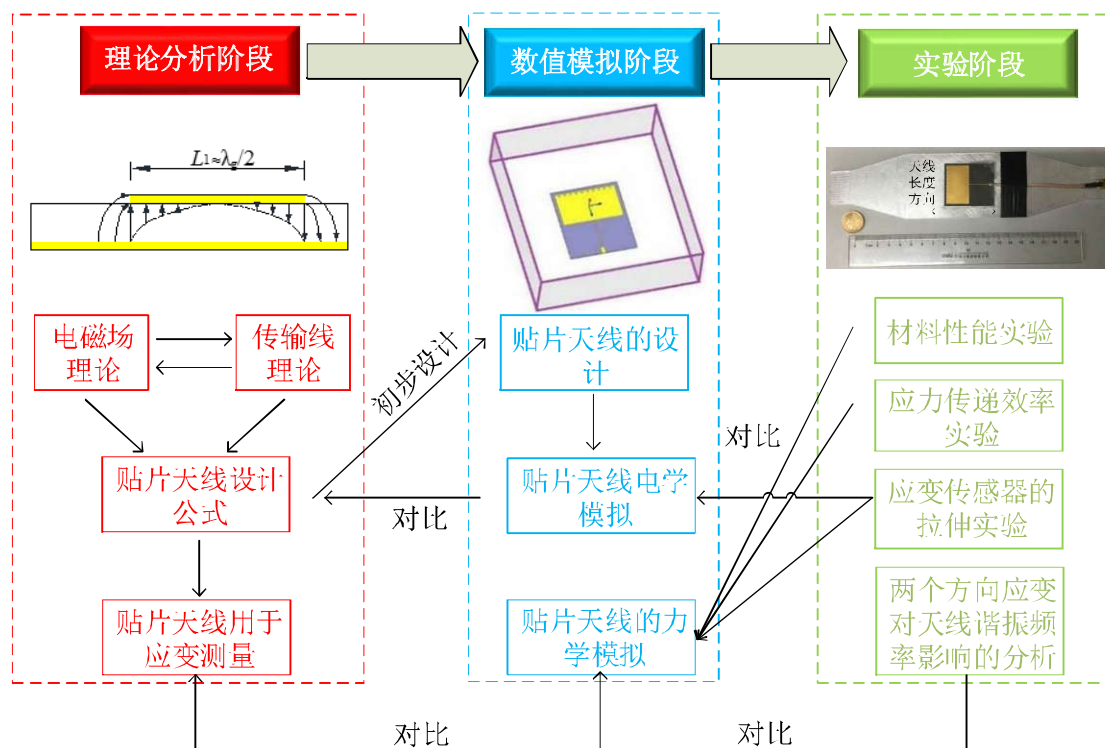


图 1.11 本研究的技术路线

1.4.3 本文的主要研究内容

本文的主要内容及章节安排如下：

(1) 第 1 章为绪论。该章先介绍了本研究的背景，接着介绍了基于天线的应变传感器的技术来源及研究现状，最后介绍了本文的研究目的和研究内容。

(2) 第 2 章为基于微波贴片天线的应变传感器的原理。该章首先介绍了基于微波贴片天线的应变传感器的理论基础——电磁场理论和传输线理论，然后根据这两方面的知识介绍了矩形贴片天线的设计公式，最后介绍如何利用矩形贴片天线的设计公式进行应变测量。

(3) 第 3 章为基于微波贴片天线的应变传感器的设计与模拟。该章首先根据矩形贴片天线的设计公式对基于微波贴片天线的应变传感器进行了初步设计，并在 HFSSTM 中对传感器尺寸进行优化，然后利用 HFSSTM 模拟了传感器在分别在长度方向和宽度方向经历拉应变时，天线的回波损耗曲线，并根据该曲线确定天线的谐振频率的偏移。最后，利用 Abaqus 模拟了实际应变测量中，应变传递效率带来的影响。

(4) 第 4 章为基于微波贴片天线的应变传感器的实验。该章拟将基于天线的应变传感器分别沿铝板的纵向和横向粘贴，并分别进行拉伸实验，并采用网络分析仪测量天线的回波损耗曲线。为计算该天线长度方向与宽度方向上应变对谱

振频率的影响，在铝板拉伸实验之前，需要先进行铝板的材料性能实验和应变传感器的应变传递效率实验，以获得一些必要的参数。完成所有实验后，最终确定了天线长度方向与宽度方向上应变对谐振频率的影响。

(5) 第 5 章为结论与展望。该章归纳了前文的研究成果，将设计公式计算结果、模拟结果和实验结果进行了对比，并依据实验结果评估了该天线作为应变传感器的传感单元和能量数据传输单元是否良好。最后展望了可以在今后进行研究的内容。

第 2 章 基于微波贴片天线的应变传感器的原理

2.1 引言

本文的研究重点在于应变传感器中微波贴片天线的谐振频率与天线所经历的应变的关系，因此，需要了解微波贴片天线的原理和性能，而了解天线的原理和性能时，学习一些更基本的理论是必须的。

电磁场理论是天线的理论基础，但是实际的天线结构较为复杂，直接利用电磁场理论去求解显得较为困难。为解决实际天线设计问题，学者们提出了传输线理论，并根据该理论发展出了微波技术。传输线理论是将天线转化为等效电路进行计算，被天线设计者们称作“路的观念”，而电磁场理论则被称作“场的观念”，对于天线设计者，这两种观念都需要掌握，因此，本节也将分别对它们进行介绍。

因此，按照图 2.1 的思路，本章将于 2.2 介绍电磁场基本知识，于 2.3 节介绍传输线理论，于 2.4 介绍微波矩形贴片天线的基本原理，于 2.5 介绍如何将矩形贴片天线用于应变测量。

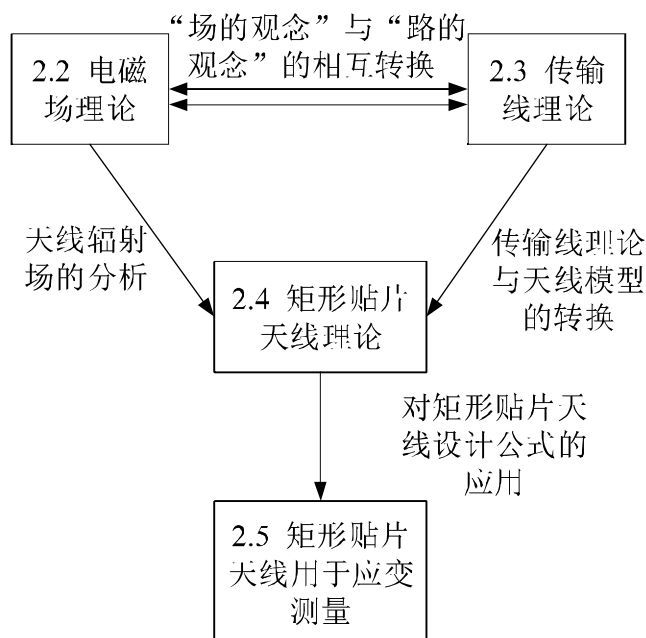


图 2.1 基于微波贴片天线的应变传感器原理

2.2 电磁场基本知识^[41-43]

2.2.1 麦克斯韦方程

天线理论是建立在麦克斯韦方程的基础上, 该方程由英国物理学家 Maxwell 于 1864 年提出, 天线理论所研究的问题实质上是电磁场的边界值问题。麦克斯韦基本方程是:

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

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

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

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

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

式中, \mathbf{E} 是电场强度, \mathbf{H} 是磁场强度, \mathbf{D} 是电位移矢量, \mathbf{B} 是磁感应强度, \mathbf{J}_T 是总电流密度, ρ_T 是电荷密度。式(2.1)至式(2.4)通常被称为麦克斯韦方程, 式(2.5)被称为连续性方程。

这些物理量之间存在下列本构关系:

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

即总电流密度 \mathbf{J}_T 由源电流密度 \mathbf{J} 和传导电流密度 $\sigma \mathbf{E}$ 组成, σ 是电导率。

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

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

式中, ε 是介质材料的介电常数, μ 是介质材料的磁导率。

上述基本方程存在一定边界, 在边界的两边, 分别有两种不同的介质, 它们具有不同的结构参数 σ 、 ε 和 μ , 因此求解麦克斯韦方程组还要求解区域的边界条件。常见的边界条件如图 2.2 所示。

边界条件表达式为:

$$\hat{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = \mathbf{J}_s \quad (2.9)$$

$$\hat{n} \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = -\mathbf{M}_s \quad (2.10)$$

天线问题的关键是求解源电流 \mathbf{J} 所产生的电磁场。在麦克斯韦方程中, 包含 \mathbf{E} 、 \mathbf{H} 、 \mathbf{D} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{J}_T 共 5 个矢量 (15 个分量) 再加上标量 ρ_T 共有 16 个未知量, 式(2.1)至式(2.4)为 4 个麦克斯韦矢量方程, 写成分量形式共有 12 个方程, 加上式(2.6)至式(2.8)的 3 个本构方程和式(2.5)的连续性方程, 共有 16 个独立方程,

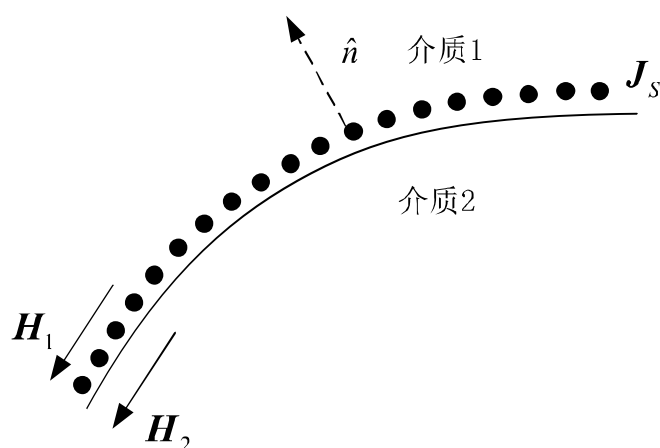


图 2.2 一般情况边界条件

可严格求解每一个未知量。但是，由于数学上的复杂性，仅有几种简单的几何形状可以求出解析解。下面仅介绍场源随时间以角频率 ω 作正弦变化时，即 $\mathbf{E}=\text{Re}(\mathbf{E}e^{j\omega t})$ ， $\mathbf{H}=\text{Re}(\mathbf{H}e^{j\omega t})$ 时，麦克斯韦方程组的解法。

为简化求解，通常引入辅助函数磁矢量位 \mathbf{A} 和电标量位 Φ 。

令

$$\mathbf{H}=\nabla\times\mathbf{A} \quad (2.11)$$

将式(2.11)和式(2.8)代入式(2.2)中，得

$$\nabla\times(\mathbf{E}+j\omega\mu\mathbf{A})=0 \quad (2.12)$$

引入电标量位 Φ ，由于对于任意标量函数都有 $\nabla\times\nabla\Phi=0$ ，因此

$$\mathbf{E}=-j\omega\mu\mathbf{A}-\nabla\Phi \quad (2.13)$$

式(2.11)仅定义了 \mathbf{A} 的旋度，为完整定义 \mathbf{A} ，需规定 \mathbf{A} 的散度，式(2.14)至式(2.17)将介绍如何定义 \mathbf{A} 的散度。

将式(2.13)代入式(2.17)中，得

$$\nabla\times\nabla\times\mathbf{A}=j\omega\left(\varepsilon+\frac{\sigma}{j\omega}\right)\mathbf{E}+\mathbf{J} \quad (2.14)$$

利用矢量分析公式

$$\nabla\times\nabla\times\mathbf{A}=\nabla(\nabla\cdot\mathbf{A})-\nabla^2\mathbf{A} \quad (2.15)$$

将式(2.14)代入式(2.15)中，得

$$\nabla^2\mathbf{A}+\omega^2\mu\left(\varepsilon+\frac{\sigma}{j\omega}\right)\mathbf{A}-\nabla[\nabla\cdot\mathbf{A}]=-\mathbf{J} \quad (2.16)$$

此时，若选择

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -j\omega(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega})\Phi \quad (2.17)$$

将式(2.16)代入式(2.17)中, 得

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} + \frac{\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A})}{j\omega\epsilon + \sigma} \quad (2.18)$$

注意到将式(2.16)带入式(2.15)后, 变成

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mathbf{J} \quad (2.19)$$

式中, $k^2 = \omega^2 \mu(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega})$ 。

通过求解式(2.19)即可求解出磁矢量位 \mathbf{A} , 再根据式(2.11)和式(2.19), 即可求出空间中的电场和磁场。

如图 2.3 所示, 当空间中存在分布在体积 V' 中的电流源时, 可求解出矢量位 \mathbf{A} 。

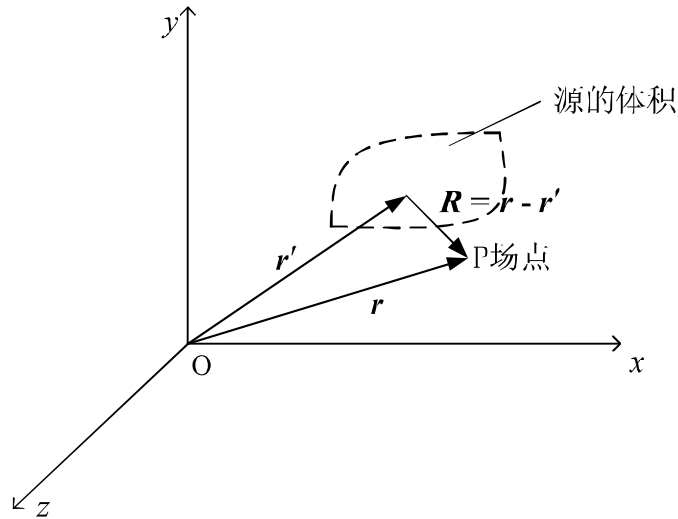


图 2.3 辐射问题的几何图形

$$\mathbf{A} = \iiint_V \mathbf{J} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dV' \quad (2.20)$$

2.2.2 柱形传输系统的电磁场

不同的辐射源会在介质中引起不同的电磁场, 本文不再逐一介绍, 但是柱形传输系统的电磁场是推导传输线理论的基础, 下文将对其简要介绍。

如图 2.4 所示, 柱状传输系统的纵轴与 z 轴重合, 规定 r 和 θ 是柱状传输系统横截面上的极坐标系。

该传输系统的特点是其边界形状和尺寸沿其轴向不变，且其电场和磁场在 z 轴上的分量 E_z 和 H_z 满足：

$$E_z(r, \theta, z) = E_z(r, \theta)Z(z) = E_z(T)Z(z) \quad (2.21)$$

$$H_z(r, \theta, z) = H_z(r, \theta)Z(z) = H_z(T)Z(z) \quad (2.22)$$

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

对于该类麦克斯韦方程，应采用分离变量法分离出只含电场纵向分量和磁场

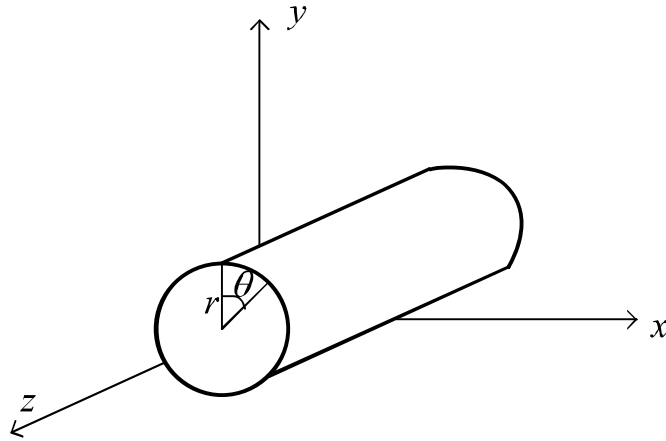


图 2.4 柱形传输系统模型

纵向分量的标量亥姆赫兹方程，利用边界条件求出电场和磁场的纵向分量，然后再利用纵向场分量求出电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

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_t + E_z \hat{z} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_t + H_z \hat{z} \quad (2.24)$$

根据 2.2.1 中的求解方法，并注意到 $\nabla = \nabla_t + \hat{z} \frac{\partial}{\partial z}$ 和 $\nabla^2 = \nabla_t^2 + \nabla_z^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ ，

可求得亥姆赫兹方程。

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}) \mathbf{E}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t E_z + j\omega\mu \hat{z} \times \nabla_t H_z \quad (2.25)$$

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}) \mathbf{H}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t H_z - j\omega\epsilon \hat{z} \times \nabla_t E_z \quad (2.26)$$

$$\nabla_t^2 E_z + (k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}) E_z = \nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0 \quad (2.27)$$

$$\nabla_t^2 H_z + (k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}) H_z = \nabla_t^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (2.28)$$

其中, 式(2.25)和式(2.26)是传输系统横向的亥姆赫兹方程, 式(2.27)和式(2.28)是传输系统纵向的亥姆赫兹方程。

将式(2.21)代入式(2.27)或将式(2.22)代入式(2.28), 整理得:

$$\frac{1}{Z(z)} \frac{d^2 Z(z)}{dz^2} = -\frac{1}{E_z(T)} (\nabla_t^2 + k^2) E_z(T) \quad (2.29)$$

式(2.29)左端是 z 的函数, 与 r 和 θ 无关, 左端是 r 和 θ 的函数, 与 z 无关, 令等式左右两端都等于 γ^2 , 可求解出 $Z(z)$ 。将解出的 $Z(z)$ 代入式(2.21)和式(2.22)中, 得:

$$\mathbf{E}(r, \theta, z) = [\mathbf{E}_t(T) + \hat{z}E_z(T)]e^{-\gamma z} \quad (2.30)$$

$$\mathbf{H}(r, \theta, z) = [\mathbf{H}_t(T) + \hat{z}H_z(T)]e^{-\gamma z} \quad (2.31)$$

同时, 根据式(2.25)和式(2.26)可得出电磁场横向分量与纵向分量的关系:

$$\mathbf{E}_t = \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [-\gamma \nabla_t E_z + j\omega \mu \hat{z} \times (\nabla_t H_z)] \quad (2.32)$$

$$\mathbf{H}_t = -\frac{1}{k^2 + \gamma^2} [\gamma \nabla_t H_z + j\omega \varepsilon \hat{z} \times (\nabla_t E_z)] \quad (2.33)$$

从式(2.30)至式(2.33)可以看出, 柱形传输系统的电磁场分布仅与纵向的电磁场分布有关, 根据纵向电磁场的不同, 可以将传输系统分为3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 $H_z \neq 0$, $E_z = 0$ 时称为横电模 (TE 模)。

2.3 传输线理论^[44-48]

传输线理论是由前苏联科学院通信院士 Pistoikors 于 1927 年始创的, 该理论可以为以 TEM 模、TM 模或 TE 模传输导行电磁波的传输系统建立传输线模型并求解。在实际微波天线设计中, 需要将微波天线转换为相应的传输线模型进行计算, 因此传输线理论是微波天线技术的理论基础。传输线的形式多种多样, 本节先以平行双导线为例介绍如何将传输线与电路等效, 再介绍如何通过求解等效电路计算传输线的性能, 并讨论传输线即微波天线的传输特性, 如传输功率, 阻抗匹配及回波发射等。

2.3.1 传输线到等效电路的转换

当一对平行的双导线长度达到“长线”的标准时，它们即构成了结构最简单的传输线。“长线”是一个相对概念，当导线的几何长度与导线上传输的导波的波长相比足够长时（一般认为几何长度为波长的 $1/10$ 以上），导线可被称作“长线”。如 50Hz 的城市输电线的几何长度为 10km 时，对波长为 6000km 的交流电而言，可视为“短线”，而 1m 长的导线，对频率为 3GHz （波长为 10cm ）的导波而言，则为“长线”。低频电路中的“短线”只能起到连接的作用，因频率低，分布参数所引起的效应可以忽略不计，导线沿线的电压与电流只与时间有关，与空间距离无关。而微波电路中的“长线”上，由于工作频率高，分布参数电容 C 、电感 L 、电阻 R 不能忽略，电压、电流也不仅与时间有关，同时也是距离的函数，这将导致传输线向外辐射电磁波。

对于传输线，可以采用麦克斯韦方程组来计算起辐射场，不过将其转化为等效电路的思路更为简单。下面将以平行双导线为例，介绍如何将传输线转化为等效电路。

如图 2.5 所示，端接波源的均匀无耗平行双导线，平行双导线上传输着 TEM 模的电场，传输方向与 z 轴平行。这对平行双导线满足以下假设：1. 导线的截面以及两导线的间距比线上传播的波导的波长小很多，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，即不考虑损耗。

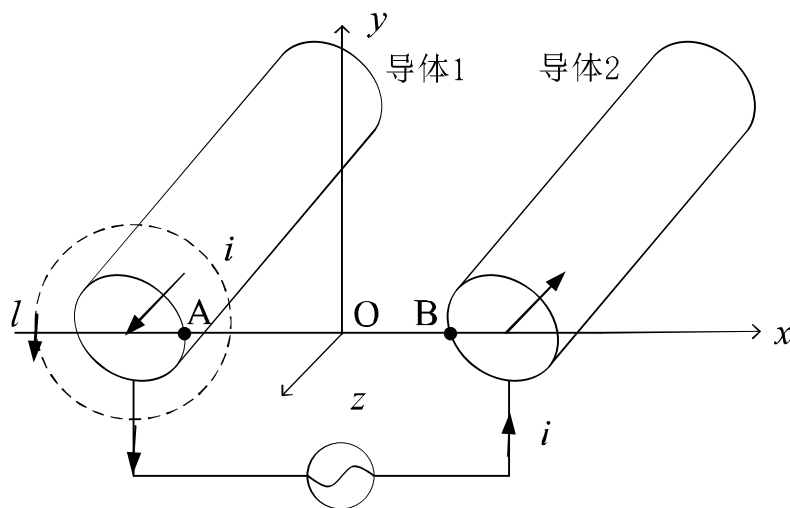


图 2.5 平行双导线传输线模型

选择从导体 1 到导体 2 沿任意路径的电场积分，计算两端点的瞬时电压，这里选择从点 A 到点 B 的积分路径，得

$$U = U_{AB} = \int_A^B \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \int_A^B E_x dx \quad (2.34)$$

式(2.34)对 z 求偏导并带入式(2.1)，注意到 $E_z = 0$ ， $B_z = 0$ 有

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \int_A^B \left(-\frac{\partial B_y}{\partial t}\right) dx = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A^B B_y dx = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (2.35)$$

式中, $\int_A^B B_y dx$ 代表沿 z 向单位长度上穿过路径 AB 的磁通量。若用 L 表示单位长度的分布电感, 则有 $\Phi = Li$, 式(2.35)可改写为

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} Li = -L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.36)$$

同理, 利用安培环路定理导出另一传输线方程, 在 xOy 平面上, 作一围绕导线 1 的横向闭曲线 l , 则有

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_l (H_x dx + H_y dy) = i + \int_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.37)$$

式(2.35)对 z 求偏导并带入式(2.2), 注意到 $\mathbf{J} = 0$ 以及 $H_y = 0$, $D_z = 0$ 有

$$\frac{\partial i}{\partial t} = \oint_l \left(\frac{\partial D_x}{\partial t} dx - \frac{\partial D_y}{\partial t} dy\right) = -\frac{\partial}{\partial t} \oint_l (D_x dy - D_y dx) \quad (2.38)$$

式中, 等号右端的闭曲线积分代表在 z 向单位长度上从导线 1 出发到导线 2 的 \mathbf{D} 的通量, 它等于单位长度的电荷 q 。又因为 $q = CU$, 其中 C 为导线上单位长度的分布电容, 所以

$$\frac{\partial i}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} (CU) = -C \frac{\partial U}{\partial t} \quad (2.39)$$

显然, 上述均匀无损耗的平行双导线周围的电磁场方程可用导线上瞬时电压和瞬时电流表示, 若导线本身有损耗, 还要考虑传输线上单位长度的分布电阻的作用。因此, 当高频信号通过传输线时将产生如下的分布参数效应: 因电流流过导线引起的发热, 即导线的分布电阻效应; 因导线间有电压, 导线间存在分布电流效应; 若导线周围介质非理想绝缘, 存在漏电流, 导线间有并联电导 G 的存在, 即导线的分布电导效应。因此, 当导线工作频率较高时, 要将其看成分布参数电路进行分析。

通常, 处理这类参数沿导线分布的传输线的方法是将平行双导线的线元 Δz 用集中参数电路表示, 将其等效为一个 Γ 型网络, 如图 2.6 所示。

其中, 传输线始端接微波信号源, 终端接负载, 波源的瞬时电动势为 E_g , 内阻抗为 Z_g , 负载阻抗为 Z_L ; 传输线在 z 处具有瞬时电压 $U(z, t)$ 和瞬时电流 $i(z, t)$, 在 $z + \Delta z$ 处具有瞬时电压 $U(z + \Delta z, t)$ 和瞬时电流 $i(z + \Delta z, t)$, 应用基尔霍夫电压定律可得

$$\frac{\partial U(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.40)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -GU(z, t) - C \frac{\partial U(z, t)}{\partial t} \quad (2.41)$$

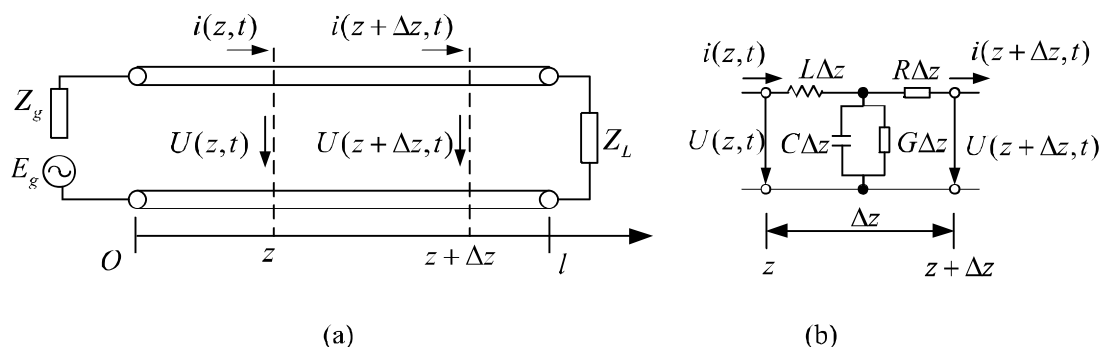


图 2.6 将平行双导线传输线转换为等效电路

(a) 平行双导线 (b) 等效电路

这样就实现了从“场的观念”到“路的观念”的转换，设计天线时，不必再求解式(2.1)至式(2.5)即麦克斯韦方程组，只需求解式(2.40)和式(2.41)即传输线方程。

求解式(2.40)和式(2.41)即可得到传输线上的瞬时电压和瞬时电流，但限于篇幅，本文不对一般情况进行求解。事实上，传输线上的电压和电流一般以角频率 ω 作正弦变化，即 $U(z,t) = \text{Re}[U(z)e^{j\omega t}]$ ， $i(z,t) = \text{Re}[i(z)e^{j\omega t}]$ ，这样式(2.40)和式(2.41)可以写成

$$\frac{dU(z)}{dz} = -Zi(z) \quad (2.42)$$

$$\frac{di(z)}{dz} = -YU(z) \quad (2.43)$$

式中， $Z = R + j\omega L$ ，为传输线单位长度方向的串联阻抗； $Y = G + j\omega C$ ，为传输线单位长度的并联导纳。

令 $\gamma^2 = ZY = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$ ，并对式(2.42)和式(2.43)求导后联立得

$$\frac{d^2U(z)}{dz^2} - \gamma^2 U(z) = 0 \quad (2.44)$$

$$\frac{d^2i(z)}{dz^2} - \gamma^2 i(z) = 0 \quad (2.45)$$

分别求解这两个不耦合的二阶齐次常微分方程可得

$$U(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{\gamma z} \quad (2.46)$$

$$i(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{\gamma z}) \quad (2.47)$$

式中， Z_0 是传输线的特性阻抗， $Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$ ； γ 为传播常数，其表达式

为， $\gamma = [(R+j\omega L)(G+j\omega C)]^{1/2} = \alpha + j\beta$ ，其实部 α 为衰减常数，虚部 β 为相移常数； U^+ 为入射波电压， U^- 为反射波电压，它们传输线的边界条件有关，具体有 3 种情况：

1. 已知始端电压 U_I 和电流 i_I 时

$$U^+ = \frac{1}{2}(U_I + i_I Z_0), \quad U^- = \frac{1}{2}(U_I - i_I Z_0) \quad (2.48)$$

由式(2.46)至式(2.48)可以解出

$$U(z) = U_I \cosh \gamma z - i_I Z_0 \sinh \gamma z \quad (2.49)$$

$$i(z) = i_I \cosh \gamma z - \frac{U_I}{Z_0} \sinh \gamma z \quad (2.50)$$

2. 已知终端电压 U_L 和电流 I_L ，将边界条件代入式(2.46)和式(2.47)

$$U_L = U^+ e^{-\gamma l} + U^- e^{\gamma l}, \quad i_L = \frac{1}{Z_0}(U^+ e^{-\gamma l} - U^- e^{\gamma l}) \quad (2.51)$$

对式(2.51)求解，注意到 $U_L / i_L = Z_L$ ，可得

$$U(z) = \frac{i_L}{2} [(Z_L + Z_0) e^{\gamma(l-z)} + (Z_L - Z_0) e^{-\gamma(l-z)}] \quad (2.52)$$

$$i(z) = \frac{i_L}{2Z_0} [(Z_L + Z_0) e^{\gamma(l-z)} - (Z_L - Z_0) e^{-\gamma(l-z)}] \quad (2.53)$$

3. 已知波源电动势 E_g 、内阻抗 Z_g 及负载阻抗 Z_L 时，可得

$$U(z) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-\gamma l} [e^{\gamma(l-z)} + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma(l-z)}]}{(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l})} \quad (2.54)$$

$$i(z) = \frac{E_g}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-\gamma l} [e^{\gamma(l-z)} - \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma(l-z)}]}{(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l})} \quad (2.55)$$

2.3.2 阻抗与回波损耗系数

2.3.1 中介绍了如何将传输线转换为等效电路，以及如何对等效电路进行求

解, 得到传输线上各点的瞬时电压和电流, 根据瞬时电压和电流可以得到传输线的两个重要物理量——输入阻抗和反射系数。

定义传输线上任意一点的复电压与复电流的比值为输入阻抗 Z_{in} :

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{i(z)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma(l-z)}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma(l-z)} \quad (2.56)$$

定义传输线上任意一点的反射波电压与入射波电压的比值为反射系数 Γ :

$$\Gamma(z) = \frac{U^-(z)}{U^+(z)} = \Gamma(0)e^{-j2\beta(l-z)} = |\Gamma_L| e^{j\varphi_L - 2\beta(l-z)} \quad (2.57)$$

式中, $\Gamma(0) = \Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\varphi_L}$ 是负载端的反射系数, φ_L 是幅角, 即反射波电压与入射波电压的幅值差。

根据式(2.56)和式(2.57)计算得

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{i(z)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (2.58)$$

根据反射系数 Γ 的不同, 可将传输线分为 3 种不同的工作状态: 1. 行波工作状态 ($\Gamma(z) = 0$); 2. 驻波工作状态 ($|\Gamma(z)| = 1$); 3. 行驻波工作状态 ($0 < |\Gamma(z)| < 1$)。在这 3 种工作状态中, 行波工作状态是最理想的工作状态, 又称为无反射工作状态, 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。

计算出传输线的反射系数 Γ 后, 即可计算出传输线的回波损耗系数 S_{11} , 即传输线输入端的反射功率与入射功率之比的分贝数。显然, S_{11} 系数是传输线的重要特征, 其取值越小, 传输线线的传输能力越强。本文所讨论的传输线为单端口, 所以本文中的回波损耗系数即为 S_{11} 。但实际上存在多端口传输线, 以双端口为例, 此时的回波损耗系数包括 S_{11} 、 S_{12} (传输线 2 端口反射功率与 1 端口输入功率之比的分贝数) 和 S_{22} 。

计算回波损耗系数 S_{11} 需先计算传输线上的传输功率 P

$$P(z) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[U(z)I^*(z)] \quad (2.59)$$

将式(2.57)代入式(2.46)与式(2.47)中, 可计算出 $U(z)$ 、 $i(z)$ 与 $\Gamma(z)$ 的关系

$$U(z) = U^+ e^{j\beta(l-z)} \{1 + |\Gamma_L| e^{-j[2\beta(l-z) - \varphi_L]}\} \quad (2.60)$$

$$i(z) = \frac{U^+}{Z_0} e^{j\beta(l-z)} \{1 - |\Gamma_L| e^{-j[2\beta(l-z) - \varphi_L]}\} \quad (2.61)$$

将式(2.60)和式(2.61)代入式(2.59)中, 得

$$\begin{aligned}
 P(z) &= \frac{1}{2} U^+ \frac{U^{+*}}{Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) = \frac{|U^+|^2}{2Z_0} - \frac{|U^-|^2}{2Z_0} \\
 &= P^+(z) - P^-(z) = P^+(z)(1 - |\Gamma_L|^2)
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

式中， $P^+(z)$ 为入射波功率， $P^-(z)$ 为反射波功率，于是有

$$\frac{P^-(z)}{P^+(z)} = |\Gamma_L|^2 \tag{2.63}$$

根据回波损耗系数 S_{11} 的定义，得

$$S_{11} = 10 \lg \frac{P^-}{P^+} = 10 \lg |\Gamma_L|^2 \tag{2.64}$$

在两种特殊情况下：当 $|\Gamma_L| = 0$ ，传输线阻抗匹配即传输线处于行波工作状态，此时 $S_{11} = -\infty$ ；当 $|\Gamma_L| = 1$ 时，传输线处于驻波工作状态，此时 $S_{11} = 0\text{dB}$ 。

下面讨论一般情况下的 S_{11} ，由于 $\Gamma(0) = \Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\theta_L}$ ，由式(2.64)得

$$S_{11} = 10 \lg \text{Re}^2[\Gamma(0)] = 20 \lg \text{Re} \left[\frac{U^-(0)}{U^+(0)} \right] \tag{2.65}$$

以 2.3.1 中的第三种边界条件为例，由式(2.51)与式(2.54)得

$$U^+(0) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{1}{\left(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}\right)} \tag{2.66}$$

$$U^-(0) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}}{\left(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}\right)} \tag{2.67}$$

将式(2.66)与式(2.67)代入式(2.65)中

$$S_{11} = 20 \lg \text{Re} \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l} \right) \tag{2.68}$$

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

$$S_{11} = 40 \lg \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} + 20 \lg e^{-2\alpha l} + 20 \lg |\cos 2\beta l| \tag{2.69}$$

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

对于实际的传输线，其特性阻抗 Z_0 难以与负载阻抗 Z_L 完全一致，故实际情

况下很难实现行波工作状态, 即 $S_{11} = -\infty$, 但仍可以根据式(2.69)合理选择传输线的长度或电磁波工作频率, 使回波损耗系数 S_{11} 降到最低, 提高天线的性能。

2.4 微波矩形贴片天线基本原理^[49-51]

自 1895 年 Marconi 设计了火花发报机电路以来, 人们逐渐开始了对电磁波应用的探索, 到第二次世界大战中, 人们将电磁波谱应用拓展到了微波波段。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 (波长为 1m) 至 3000GHz (波长为 0.1mm) 范围内的电磁波。相对与普通无线电波, 微波具有传播路径直不易衍射, 占有频谱资源宽和抗干扰能力强等优点。

为了良好利用微波频段, 学者们基于传输线理论, 发展了现代微波技术, 设计了多种微波天线, 而矩形贴片天线就是其中较为常见的一种。矩形贴片天线的概念首先在 1953 年由 Deschamps 提出, 但随后的 20 年中, 人们对此也仅有一些零星的研究。直到 1974 年, Munson^[1]提出了矩形贴片天线的传输线模型, 并根据该模型制成了第一批实用的矩形贴片天线。到 20 世纪 80 年代中期, 矩形贴片天线取得了突破性进展, 在理论和应用的广度与深度上都得到了进一步发展。与传统的天线相比, 矩形贴片天线有着体积小、重量轻、多频段、多极化、高增益、低旁瓣以及和载体共形等优点。

本文所研究的应变传感器就是基于 2.45GHz 四分之一波长矩形贴片天线设计的, 因此本节将介绍矩形贴片天线的原理。与四分之一波长矩形贴片天线相比, 二分之一波长矩形贴片天线更为常见, 这两种天线具有相似的原理, 四分之一波长矩形贴片天线相当于在二分之一波长矩形贴片天线的基础上增加一短路过孔, 将原天线的频率降低一半。因此, 本节先以二分之一波长矩形贴片天线为例, 根据 2.3 中的传输线理论推导矩形贴片天线的原理并介绍其设计公式, 然后介绍四分之一波长矩形贴片天线与二分之一波长矩形贴片天线在结构上和设计公式上的不同。

2.4.1 二分之一矩形贴片天线原理与设计

如图 2.7 所示, 二分之一波长矩形贴片天线的顶部由辐射贴片、匹配线、馈电点组成, 其中: 上辐射贴片是天线电磁波的辐射源, 馈电点用于将天线与负载连接, 而匹配线可以调节天线的阻抗使其与负载阻抗匹配。天线的底部是下辐射贴片, 它与上辐射贴片一样, 是天线电磁波的辐射源; 介质板位于天线上、下辐射贴片之间, 它是电磁波的传播介质。通常, 天线的上、下辐射贴片都由黄铜制成, 而介质板由有机材料制成。

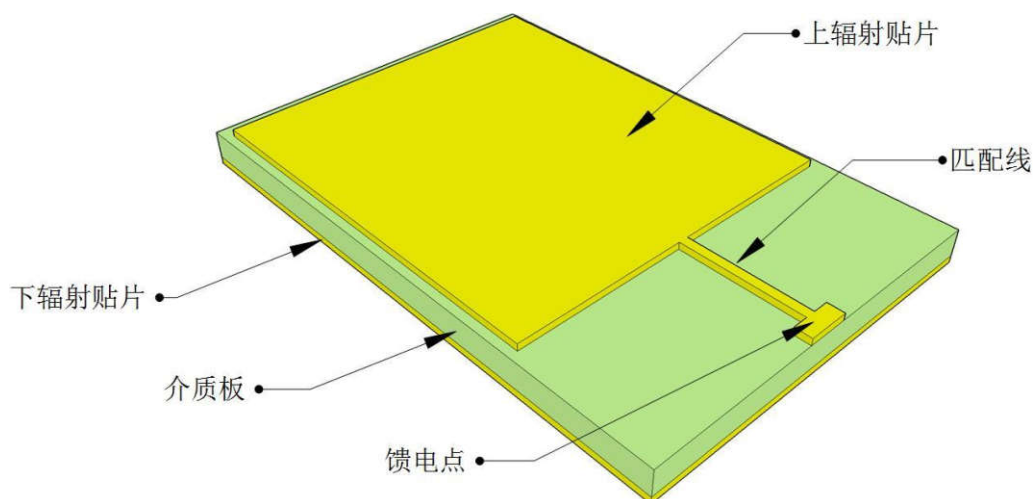


图 2.7 二分之一波长矩形贴片天线的组成

该天线的辐射电场如图 2.8 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，故得名二分之一波长矩形贴片天线。该天线辐射的电磁波基本上上辐射贴片两侧的辐射缝隙引起，辐射缝隙的宽度约等于贴片天线介质板的高度 H ，辐射场的分量在上辐射贴片正法线方向上最强。

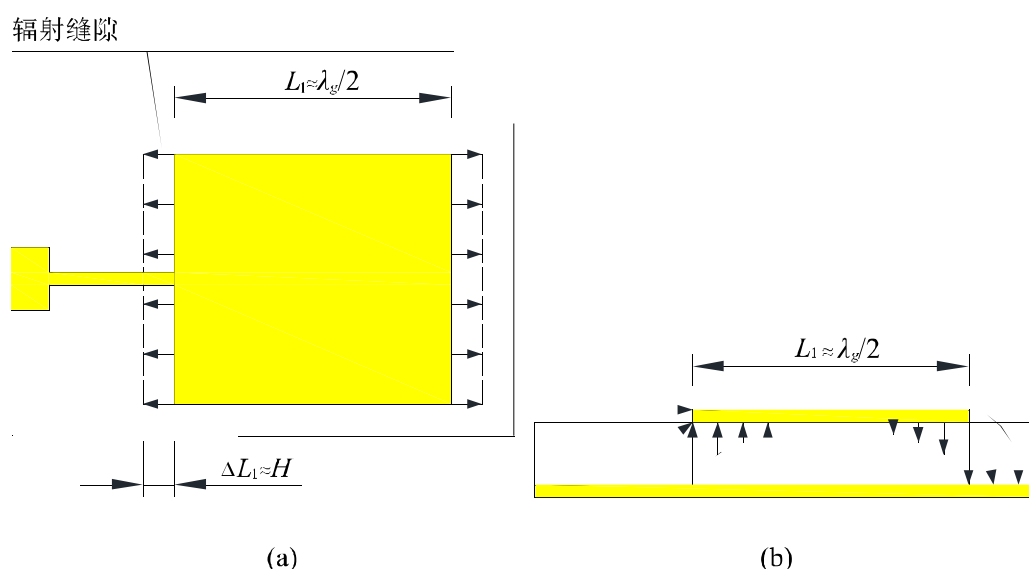


图 2.8 二分之一波长矩形贴片天线的辐射场
(a) 俯视图 (b) 侧视图

因此，可利用麦克斯韦方程组先求解一个辐射缝隙的辐射场，再将两个辐射缝隙的辐射场叠加，可计算出该天线的辐射场。如图 2.9 所示选取坐标系，计算单个辐射缝隙的辐射电磁场。

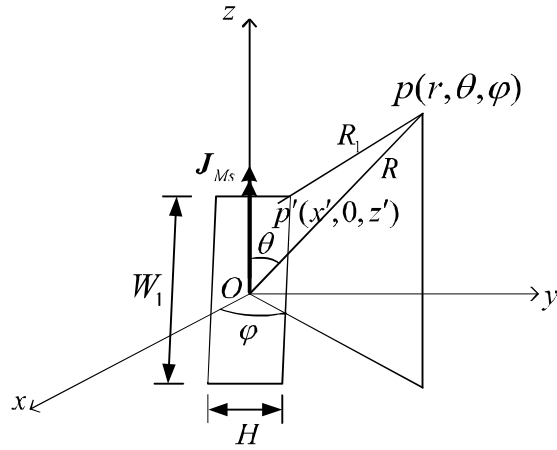


图 2.9 辐射缝隙的辐射场

假设矩形贴片缝隙处电场的水平分量在缝隙上均匀分布， $\mathbf{E} = E_0 \hat{\mathbf{x}}$ 。根据等效原理，缝隙口径上电场 \mathbf{E} 所对应的等效磁流密度为 $\mathbf{J}'_{Ms} = \mathbf{E} \times \hat{\mathbf{n}} = E_0 \hat{\mathbf{z}}$ ，考虑到下辐射贴片的影响，由镜像法可知，总的等效磁流密度为 $\mathbf{J}_{Ms} = 2E_0 \hat{\mathbf{z}}$ ，根据式(2.20)，可积分得，对于远区点 $p(r, \theta, \varphi)$ 等效磁流产生的矢量电位为：

$$\mathbf{A}_M = -\frac{\varepsilon_0 U W_1}{2\pi r} \frac{\sin[(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2]}{(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2} \frac{\sin[(kW_1 \cos \theta) / 2]}{(kW_1 \cos \theta) / 2} e^{-jkr} \hat{\mathbf{z}} \quad (2.70)$$

式中，利用了关系： $\mathbf{E} = -(U/H)\hat{\mathbf{z}}$ ， U 为辐射缝隙的外加复电压。

将式(2.70)代入式(2.18)中，可计算远区的辐射电场 \mathbf{E}'_r ：

$$\mathbf{E}'_r = j \frac{U W_1}{\lambda_g R} \frac{\sin[(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2]}{(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2} \frac{\sin[(kW_1 \cos \theta) / 2]}{(kW_1 \cos \theta) / 2} \sin \theta e^{-jkr} \hat{\boldsymbol{\phi}} \quad (2.71)$$

式中，利用了关系： $\hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{z}} = -\sin \theta \hat{\boldsymbol{\phi}}$ 。

再计入 $y=l$ 处另一辐射缝隙的作用，则有

$$\mathbf{E}_T = j \frac{U W_1}{\lambda_g R} F_1(\theta, \varphi) F_2(\theta, \varphi) F_a(\theta, \varphi) \sin \theta e^{-jkr} \hat{\boldsymbol{\phi}} \quad (2.72)$$

式中：

$$F_1(\theta, \varphi) = \frac{\sin[(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2]}{(kH \sin \theta \cos \varphi) / 2} \quad (2.73)$$

$$F_2(\theta, \varphi) = \frac{\sin[(kW_1 \cos \theta) / 2]}{(kW_1 \cos \theta) / 2} \quad (2.74)$$

$$F_a(\theta, \varphi) = 1 + e^{-jkl \sin \theta \cos \varphi} \quad (2.75)$$

根据式(2.72)至式(2.75)，人们对贴片天线的辐射场有了初步的认识，但是，仅依靠电磁场理论，计算贴片天线的一些设计参数比较麻烦，因此为简便准确地设计此类天线，学者们曾将其简化为各种模型进行计算。如 Agarwal 等^[1]的导线网模型，Lo 等^[1]的腔体模型，不过，更加适合多数工程应用结果的是 Munson^[1]提出的传输线模型。该模型按照图 2.10 的思路将矩形贴片天线单元看作一个 TEM 模（或 TE 模、TM 模）的传输线谐振器，其电磁场只沿长度方向变化，通常长度是半个波长，辐射主要由开路的边缘场产生。

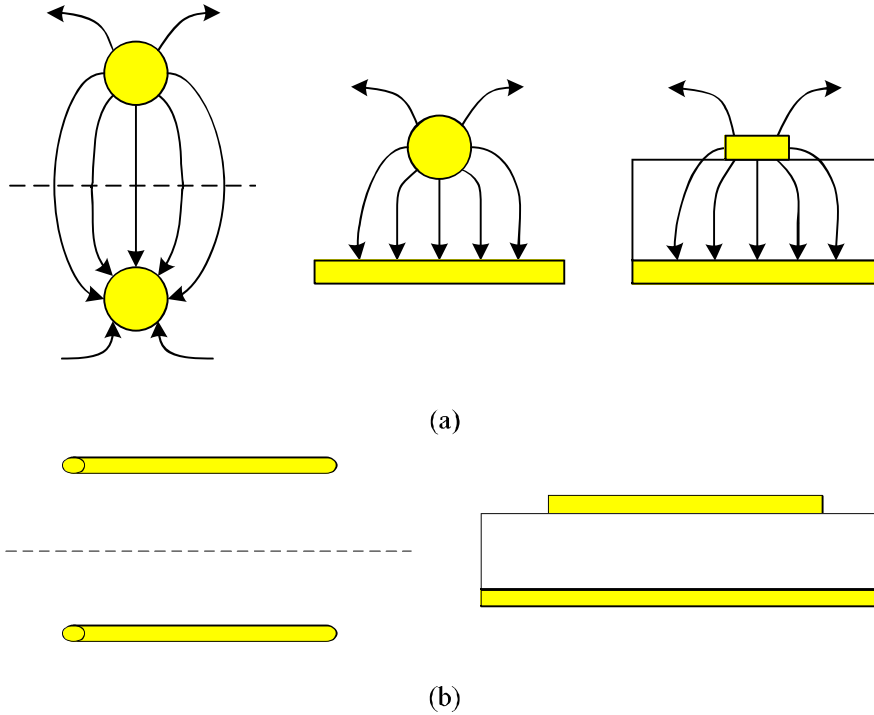


图 2.10 将平行双导线传输线转化为二分之一波长矩形贴片天线示意图
(a) 横截面方向 (b) 长度方向

按照传输线模型简化，二分之一波长矩形贴片天线可等效为图 2.11 所示电路，其中每一条缝隙等效为并联的阻抗 $G_R + jB$ ，它们被长为 L_1 ，宽为 W_1 的低特性阻抗辐射贴片隔开，而缝隙的电容也可以由辐射贴片开路端的边缘电容表示。

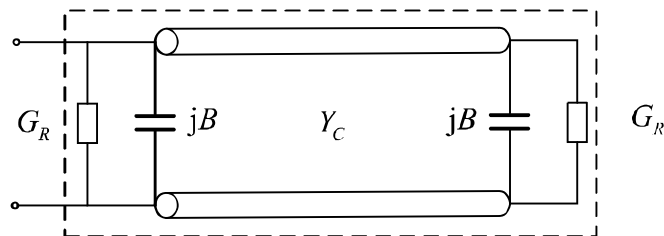


图 2.11 二分之一波长矩形贴片天线的等效电路

对于辐射缝隙的辐射电导，可按照辐射电阻的定义式求出：

$$G_R = \frac{2P_r}{U^2} = \frac{1}{\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\pi W_1 \cos \theta / \lambda_g)}{\cos \theta} \right] \sin^3 \theta d\theta \approx \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_g} \right)^2 \quad (2.76)$$

其中, $\eta_0 \approx 120\pi\Omega$, 是自由空间的波阻抗。

边缘电容 C 为:

$$C \approx \frac{\Delta L_1 \sqrt{\varepsilon_e}}{cZ_0} \quad (2.77)$$

式中, Z_0 为矩形贴片天线的特性阻抗, c 为真空中的光速。 ε_e 为介质板的等效介电常数, 一般 ε_e 不能直接测量, 但它可由介质板的相对介电常数 ε_r 计算得到:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10H}{W_1} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.78)$$

根据式 (2.77) 可计算, 等效电路的导纳 B 为

$$B = \omega C = \frac{2\pi\Delta L_1 \sqrt{\varepsilon_e}}{\lambda_0 Z_0} \quad (2.79)$$

式中, λ_0 是贴片天线的导波在真空中的波长, 与之对应的 λ_g 是贴片天线的导波在介质板中的波长, 二者的关系是 $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_e}$ 。式中的 ΔL_1 可按如下公式计算:

$$\Delta L_1 = 0.412H \frac{(\varepsilon_e + 0.3)(W_1 / H + 0.264)}{(\varepsilon_e - 0.258)(W_1 / H + 0.8)} \quad (2.80)$$

这样, 可以计算出矩形贴片天线的输入导纳为:

$$Y_{in} = G_R + jB + Y_C \frac{G_R + j(B + Y_C \tan \beta l)}{Y_C + j(G_R + jB) \tan \beta l} \quad (2.81)$$

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

当矩形贴片天线处于谐振状态时, Y_{in} 的虚部等于零, 有 $Y_{in} = 2G_R$ 。输入导纳与输入阻抗之间具有倒数关系。

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} \quad (2.82)$$

于是, 二分之一波长矩形贴片天线的上辐射贴片长度 L_1 为

$$L_1 = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta L_1 \quad (2.83)$$

这样, 二分之一波长矩形贴片天线的初始谐振频率 f_{R0} 为:

$$f_{R0} = \frac{c}{2(L_1 + 2\Delta L_1)\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.84)$$

由式(2.84)可知, 矩形贴片天线的谐振频率与其上辐射贴片的长度 L_1 有关。而上辐射贴片的宽度 W_1 主要影响天线的效率, 一般推荐的贴片天线实用宽度为:

$$W_1 = \frac{c}{2f_{R0}} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (2.85)$$

当上辐射贴片的宽度 W_1 较小时, 天线的效率将会降低; 但是当 W_1 大于式(2.85)的推荐值时, 天线的辐射场将产生高次模, 引起场畸变。

2.4.2 四分之一矩形贴片天线

如图 2.12 所示, 与二分之一波长矩形贴片天线相比, 四分之一波长矩形贴片天线仅增加了一排过孔。这一排过孔贯穿了整个介质板, 在过孔内壁上镀有一层导电黄铜, 因此, 该过孔起到了将天线上辐射贴片和下辐射贴片短接的作用。

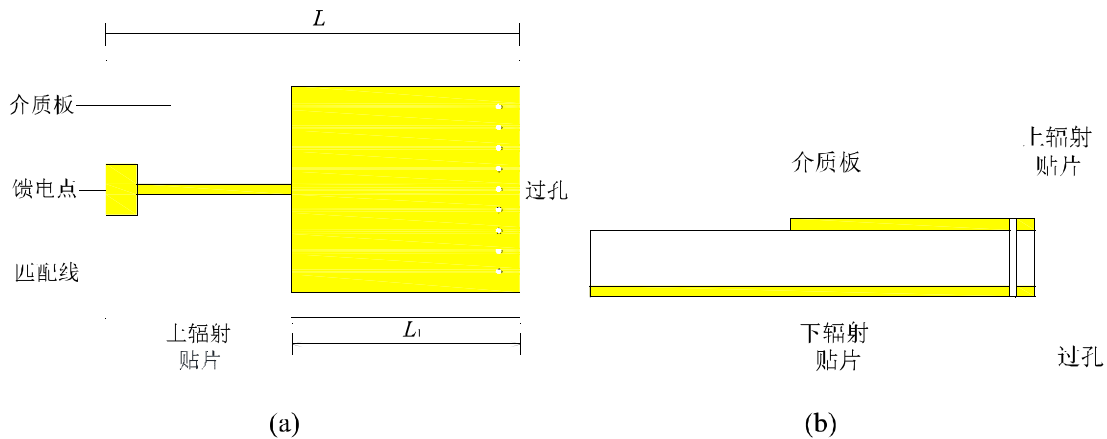


图 2.12 四分之一波长矩形贴片天线的组成
(a) 俯视图 (b) 侧视图

四分之一波长矩形贴片天线的辐射原理和等效电路与二分之一波长矩形贴片天线相似, 只是该天线的上辐射贴片长度约等于导波波长的四分之一, 即 $L_1 = \lambda_g / 4$, 因此对该天线, 其初始谐振频率 f_{R0} 为:

$$f_{R0} = \frac{c}{4(L_1 + 2\Delta L_1)\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.86)$$

对比式(2.84)与式(2.86)可以发现: 当初始谐振频率 f_{R0} 相同时, 四分之一波长矩形贴片天线上辐射贴片的长度约为二分之一波长矩形贴片天线的一半, 因此采用四分之一波长矩形贴片天线制作应变传感器可以减小传感器的尺寸。

2.5 矩形贴片天线用于应变测量

贴片天线应变传感器根据天线谐振频率的偏移来测量应变, 谐振频率是天线的最佳工作频率, 当天线以谐振频率工作时, 天线最接近阻抗匹配状态, 由式(2.62)至式(2.69)可知, 此时天线反向散射的能量最少、接收的能量最多, 天线的回波损耗系数 S_{11} 最小。四分之一矩形贴片天线的谐振频率与天线上辐射贴片的长度呈式(2.86)所示关系, 当天线的上辐射贴片长度增加时, 天线的谐振频率将会降低; 而当天线的上辐射贴片长度减小时, 天线的谐振频率将会升高。因此, 将贴片天线贴在被测构件表面, 当被测构件经历应变时, 会引起贴片天线上辐射贴片长度变化, 进而引起天线谐振频率偏移, 通过测量天线的回波损耗系数 S_{11} 的最小值可以获取天线的谐振频率偏移量, 进而计算出天线上辐射贴片长度变化并得到被测构件的应变。

本节将对上述测量过程进行详细介绍, 将在 2.5.1 介绍四分之一波长矩形贴片天线所经历的应变与天线谐振频率偏移的关系, 并在 2.5.2 介绍如何通过测量天线的回波损耗系数 S_{11} 得到天线谐振频率偏移量。

2.5.1 四分之一矩形贴片天线谐振频率与应变的关系

根据式(2.86)和式(2.80), 谐振频率 f_r 受到通常上辐射贴片长度 L_1 的直接影响, 而上辐射贴片宽度 W_1 通过影响 ΔL_1 间接对 f_r 产生影响。一般 $L_1 \gg \Delta L_1$, 若忽略的影响 ΔL_1 , 当天线在长度方向上经历应变 ε 时, 贴片天线上辐射贴片的长度将变为 $L_1(1+\varepsilon)$, 谐振频率 f_r 的改变可以简化成下式:

$$f_r \approx \frac{c}{4\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{1}{L_1(1+\varepsilon)} = \frac{f_{R0}}{1+\varepsilon} \approx f_{R0}(1-\varepsilon) \quad (2.87)$$

谐振频率 f_r 与长度应变 ε 呈现近似线性关系, 斜率为 $-f_{R0}$ 。显然, 矩形贴片天线的初始谐振频率越高, 应变传感器对应变的灵敏度越高。

2.5.2 贴片天线谐振频率的检测技术

在使用基于天线的应变传感器时, 需要精确获取天线的频率偏移量, 就需要相应的天线测试技术。一般最常见的天线测试设备是矢量网络分析仪, 如图 2.13 所示, 在测量时, 仪器发出扫频信号, 信号通过输出口送至待测天线, 待测天线会将输入的一部分信号反射, 未被反射的信号会通过待测天线输出^[1]。图中的输入信号和反射信号分别为式(2.64)中的 P^+ 和 P^- , 根据该式, 可计算出天线的回波损耗系数 S_{11} 。

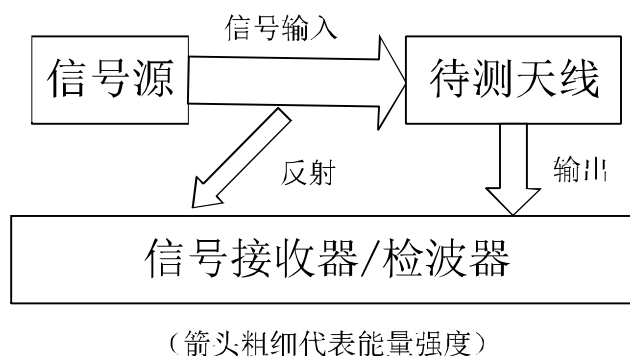
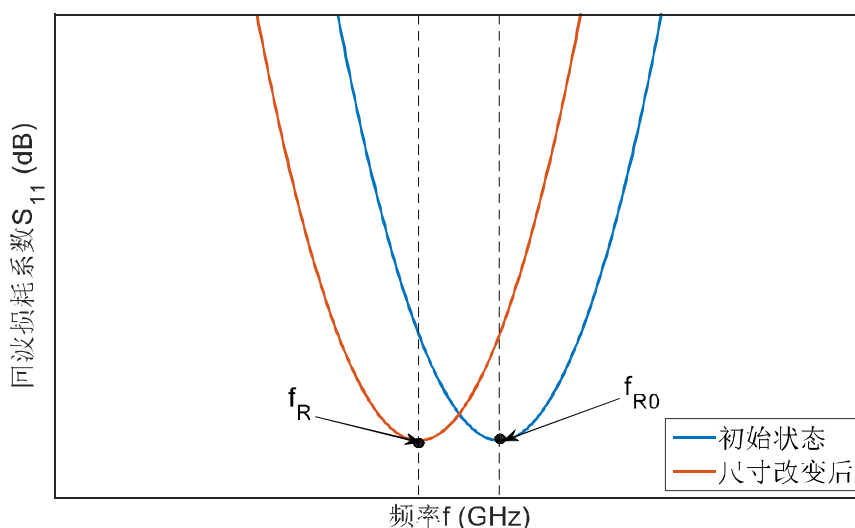


图 2.13 网络分析仪的工作原理

在测量中，网络分析仪能以多种频率向被测天线发射电磁波，当发射电磁波的频率不同时，待测天线的反射信号功率不同，则被测天线的回波损耗系数 S_{11} 也不一样，因此被测天线的回波损耗系数 S_{11} 是 f 的函数，即 $S_{11} = S_{11}(f)$ 。当天线以谐振频率工作时，天线最接近阻抗匹配状态，天线反向散射的能量 P^- 最少、接收的能量最多，由式(2.64)可知：

$$\min[S_{11}(f)] = S_{11}(f_R) \quad (2.88)$$

因此在某一频段范围内的每一个采样频率点，通过网络分析仪可测量天线的回波损耗系数 $S_{11}(f)$ ，最终可以获得这一频段范围的回波损耗曲线，根据式(2.88)，回波损耗曲线最小值点对应天线的谐振频率 f_R 。当天线的尺寸发生改变时，回波损耗曲线也会随之变化，如图 2.14 所示。


 图 2.14 回波损耗 S_{11} 曲线的偏移

依据上述原理，将矢量网络分析仪与可被测天线通过同轴线连接，即可测量出天线的谐振频率偏移，如图 2.15 所示。

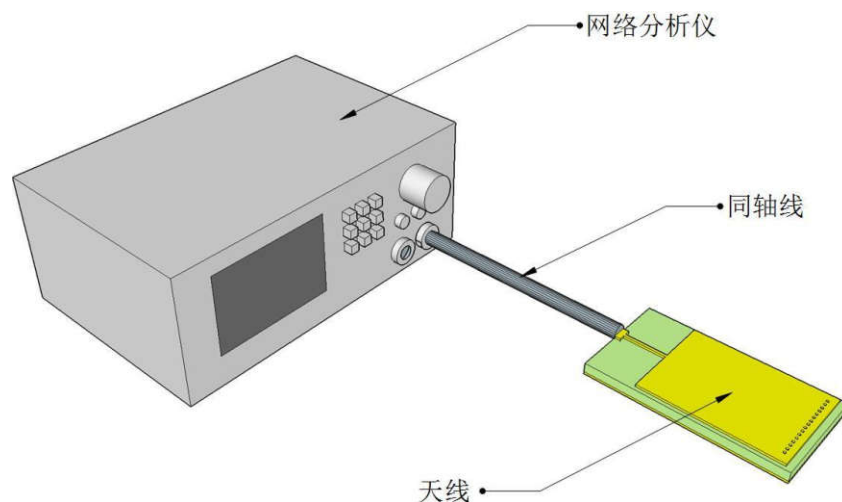


图 2.15 用网络分析仪测量天线示意图

2.6 本章小结

本章介绍了基于矩形贴片天线的应变传感器的原理，梳理了从电磁场理论和传输线理论发展到基于矩形贴片天线的应变传感器的过程，即完成了下面几项工作：

(1) 介绍了麦克斯韦方程组及其解法，介绍了该方程组在柱形传输系统中的解，为介绍传输线理论做好准备。

(2) 以麦克斯韦方程组在柱形传输系统中的解为基础，介绍了传输线理论，根据该理论，将天线转换为等效电路，通过求解等效电路，介绍了天线的重要指标，即回波损耗系数 S_{11} 。根据其物理意义， S_{11} 系数越小，天线的传输能力越强。

(3) 介绍了将传输线系统转化为矩形贴片天线的思路，并根据该思路，介绍了矩形贴片天线的传输线模型，通过求解传输线模型，得到了矩形贴片天线的设计公式。

(4) 介绍了如何利用矩形贴片天线的设计公式来实现应变测量，即根据天线谐振频率与天线尺寸间的关系来测量应变，同时介绍了在实际测量中获取天线谐振频率的方法。

第 3 章 基于微波贴片天线的应变传感器的设计与模拟

依据第 2 章的原理,笔者在本章设计了两种基于四分之一波长的矩形贴片天线的应变传感器,然后对其进行了模拟。这两种传感器具有不同材料的介质板,分别是 RT-5880 和 FR4。RT-5880 全称 RT/duroid[®] 5880 层压材料,它是 Rogers 公司生产的一种玻璃微纤维增强型聚四氟乙烯混合物,它在高频段具有良好的工作性能,但其价格昂贵;FR4 即环氧玻璃布层压板,它是一种常见的有机材料,其优点是价格便宜,但在较高频段的工作性能不佳。在本文中,简称这两种天线为 RT-5880 天线和 FR4 天线。

在 3.1 中,笔者首先确定了该应变传感器的初始谐振频率,再根据式(2.85)和式(2.86)设计了天线上辐射贴片的尺寸;但是,为了使实验测试中天线可以被网络分析仪良好的测量,需调整天线的阻抗使其与网络分析仪的同轴线阻抗匹配,需要在 HFSS[™] 中对天线的匹配线的尺寸进行优化,才能最终完成天线的设计;在 3.2 中,笔者用 HFSS[™] 对设计好的天线进行了电学模拟,主要模拟了该应变传感器在分别在长度方向和宽度方向经历拉应变时,天线回波损耗曲线的偏移,并得到了其谐振频率的偏移量;最后,在 3.3 中,为考察实际应变测量中,该传感器的应变传递效率对测量的影响,利用 Abaqus 模拟了传感器的应变场分布。

在本章中,笔者用到了 HFSS[™] 和 Abaqus 模拟软件。HFSS[™] 即高频结构模拟器 (High Frequency Structure Simulator),它是 Ansoft 公司推出的三维电磁仿真软件,能计算任意形状三维无源结构的 S 参数和全波电磁场,本章将利用该软件设计四分之一波长的矩形贴片天线并模拟天线的电流场,阻抗以及回波损耗 S_{11} 曲线等。Abaqus 是一套功能强大的工程模拟有限元软件,其标准模块可用于解决结构的应变/位移问题,本章将利用该软件模拟传感器被粘贴在铝板上之后,被拉伸时整个结构的应变场,以分析该传感器的应变传递效率。

3.1 应变传感器的设计

根据式(2.87),基于天线的应变传感器的初始谐振频率越高,其对应变的敏感度越高,因此笔者在网络分析仪的可测量范围内,将传感器的初始谐振频率选在微波频段内,约 2.45GHz;注意到 RT-5880 和 FR4 的相对介电常数 ϵ_r 为 2.2 和 4.4,根据式(2.85)可估算两种四分之一波长矩形贴片天线的上辐射贴片宽度;两种天线的厚度都取 0.5mm,这是市场上常见的 RT-5880 和 FR4 介质板的厚度;

再根据(2.78)计算出两种天线的等效介电常数 ϵ_e ；最后可根据式(2.86)计算出这两种天线的上辐射贴片长度分别为 20.6mm 和 15.7mm。这样就得到了两种天线的初步尺寸。

然后在 HFSSTM 中建立了两种基于四分之一波长矩形贴片天线的应变传感器的 3D 模型，如图 3.1 所示。图中的紫色区域为本模型的辐射边界条件，模拟采用真空介质。

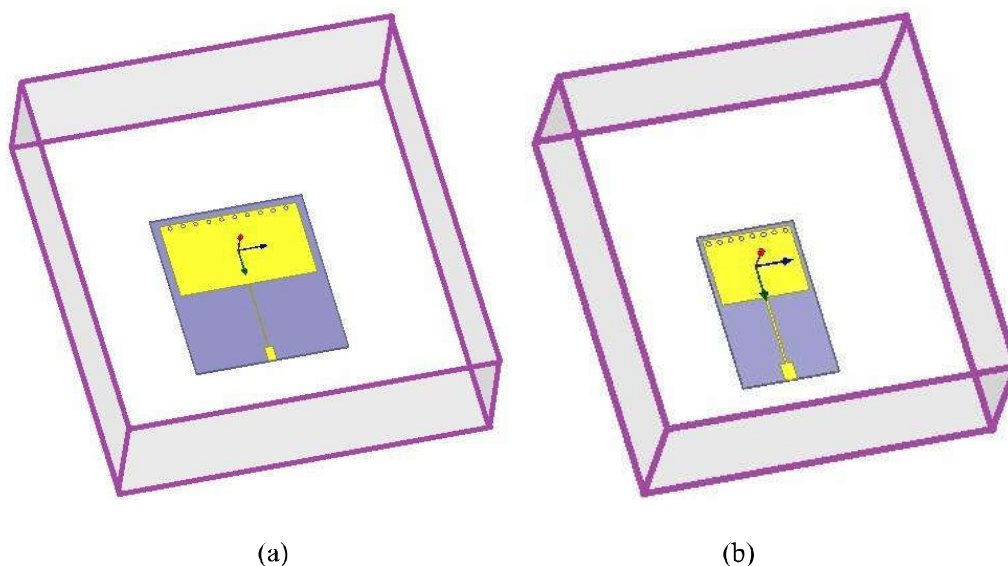


图 3.1 HFSSTM 中的贴片天线 3D 模型
(a) RT-5880 介质板 (b) FR4 介质板

为保证天线与网络分析仪的同轴线阻抗匹配，图 3.1 中的天线模型需进行优化。如果天线与同轴线阻抗不匹配，测量时天线谐振频率点的 S_{11} 参数的绝对值将会降低，增加实验中测量天线谐振频率的难度，天线的阻抗可以通过调节匹配线的长度 L_2 来实现。

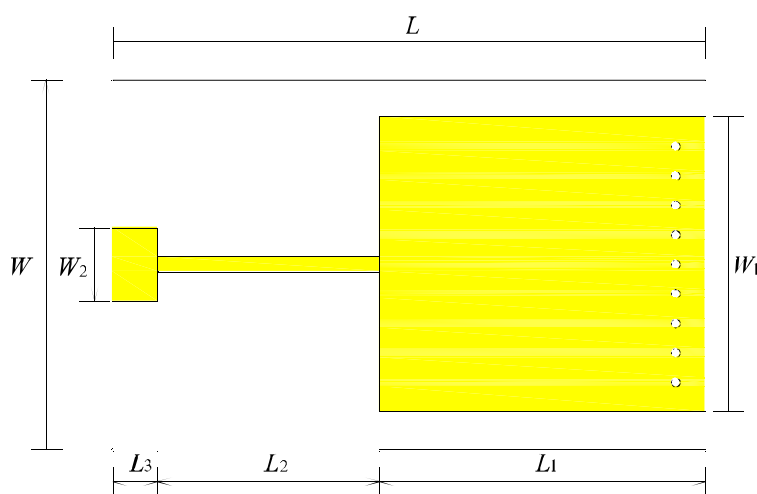


图 3.2 贴片天线的具体尺寸

天线的优化过程如图 3.3 所示。

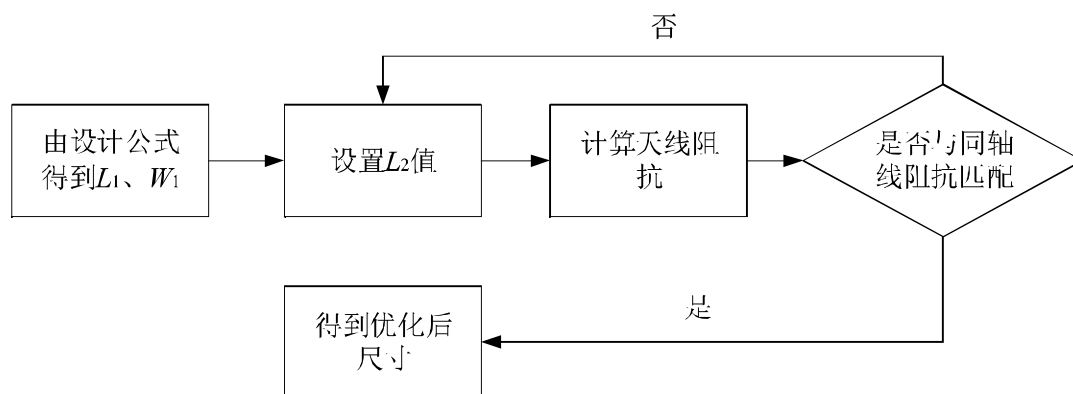


图 3.3 贴片天线尺寸优化过程

优化结果如表 3.1 所示。

表 3.1 贴片天线的尺寸与参数

介质板	W	L	H	W_1
RT-5880	39	45.5	0.5	35
FR4	22	36.7	0.5	20
介质板	W_2	L_1	L_2	L_3
RT5880	2.1	20.6	18.7	4
FR4	2.9	15.7	16	4

表中所有长度单位均为 mm，根据表中的参数，由第 2 章的设计公式，可计算出两天线的初始谐振频率 f_{R0} 分别为 2.4137GHz 和 2.2586GHz。

同时，在 HFSSTM 模型中可在天线初始状态的 S_{11} 曲线的最小值点找到天线的初始谐振频率 f_{R0} 。以 RT-5880 天线为例，如图 3.4 所示，可以测出该天线在

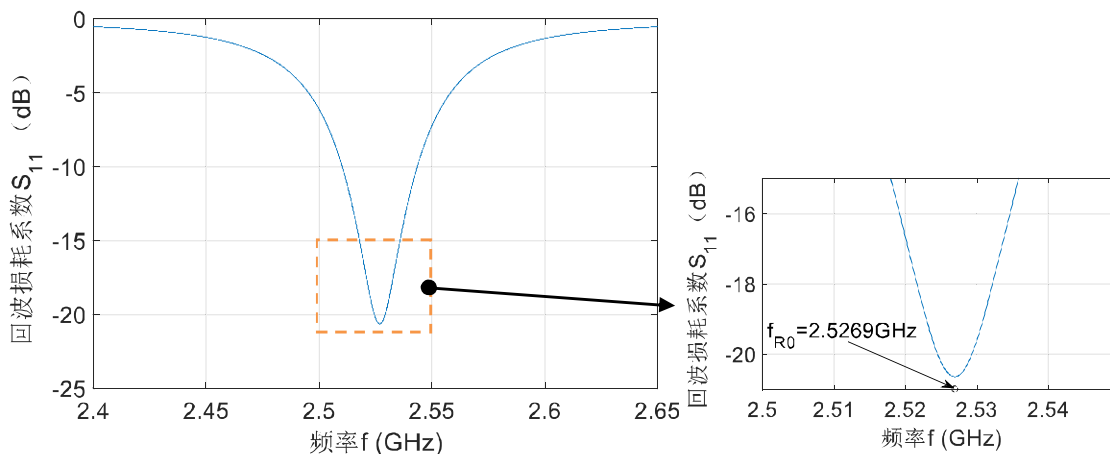
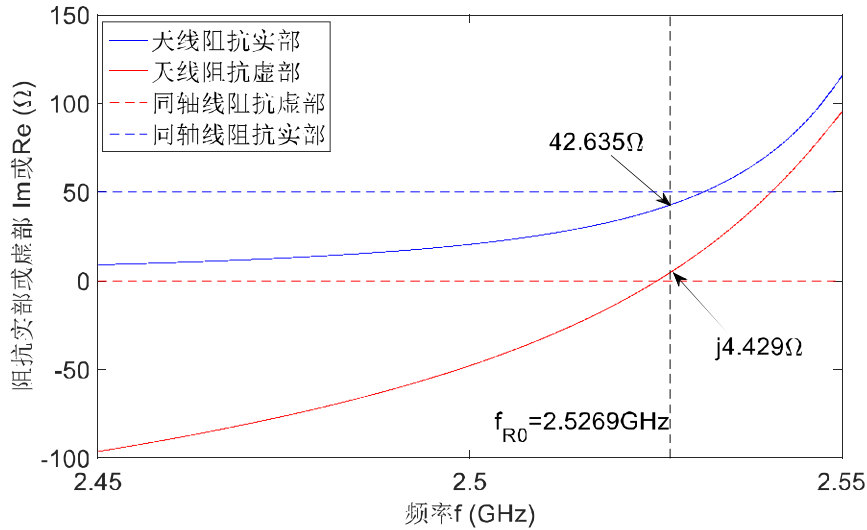


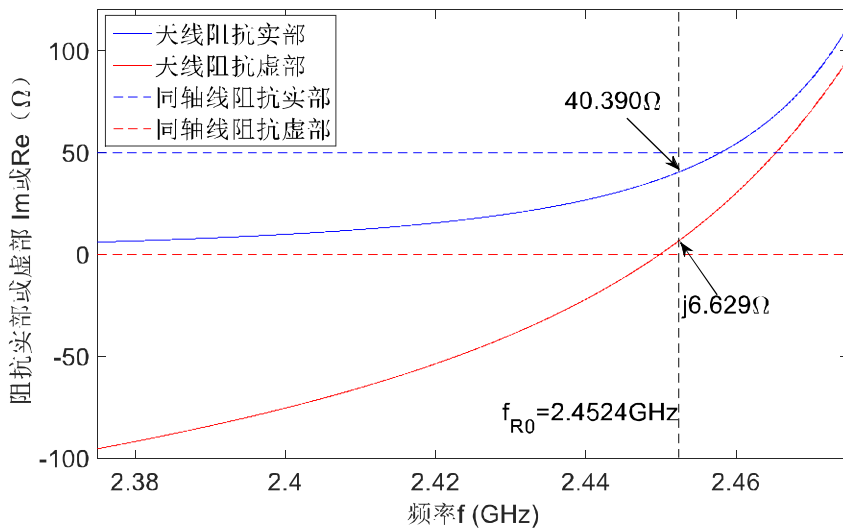
图 3.4 天线初始应变下的谐振频率

初始状态的谐振频率 f_{R0} 为 2.5269GHz。同理，可测出以 FR4 天线在初始状态的谐振频率 f_{R0} 为 2.4524GHz，HFSSTM 模型中两天线的初始谐振频率与设计公式计算结果分别有 4.69%和 8.58%的差距。

现验证优化后的两天线是否与同轴线阻抗匹配，如图 3.5 所示，两种天线在初始下谐振频率点处的阻抗分别为 $42.635\Omega + j4.429\Omega$ 和 $40.390\Omega + j6.629\Omega$ ，虽然与同轴线的阻抗(50Ω)略有不同，但是这种差异处于可接受的误差范围内。



(a)



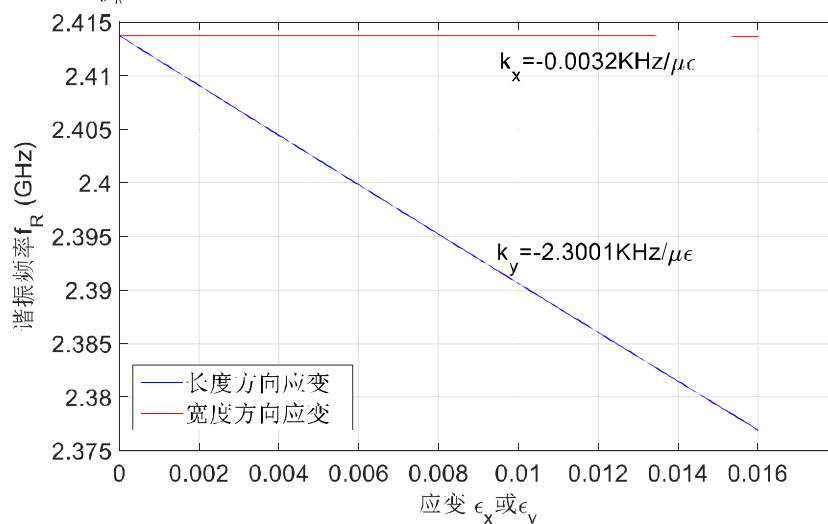
(b)

图 3.5 天线的阻抗匹配

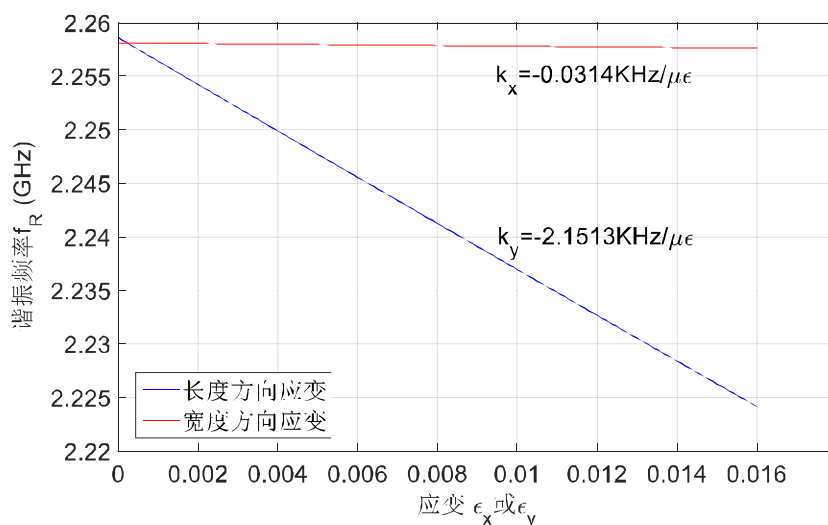
(a) RT-5880 天线 (b) FR4 天线

将表 3.1 中的天线尺寸参数以及两天线的相对介电常数 ϵ_r 带入式(2.78)、(2.80)和(2.86)中，可以计算当天线的上辐射贴片分别经历长度方向和宽度方向的应变

时, 天线的谐振频率 f_R 偏移如图 3.6 所示。显然, 根据天线的设计公式, 两天线的应变与天线的谐振频率偏移量之间线性关系明显, 其中长度方向应变与谐振频率 f_R 之间的斜率约为天线初始谐振频率 f_{R0} 的-94%; 而两天线的宽度方向应变对天线的谐振频率 f_R 之间的斜率的影响相对较小, 可以忽略。



(a)



(b)

图 3.6 由天线设计公式计算的天线应变与谐振频率偏移之间的关系

(a) RT-5880 天线 (b) FR4 天线

3.2 应变传感器的电学模拟

3.2.1 贴片天线表面电流的模拟

根据式(2.64)和式(2.88), 当天线以自身谐振频率工作时, 天线的回波损耗系

数 S_{11} 最小，即天线反向散射的功率 P^- 最小，即天线接收到的功率最多，天线辐射贴片表面的电流最大。通过 HFSS™ 模拟天线表面的电流可以直观地看到此原理。

用网络分析仪测量天线时，天线的工作频率即为网络分析仪所发射的电磁波的频率。当网络分析仪向初始状态的 RT-5880 天线以天线初始谐振频率 $f_{R0}=2.5269\text{GHz}$ 发射电磁波时，天线表面会产生较大的电流，如图 3.7(a)所示，此时天线处于较活跃的工作状态；而当网络分析仪向该天线放射频率为 2.45GHz 的电磁波时，由于该频率离天线的谐振频率较远，天线表面的电流非常小，如图 3.7(b)所示，天线损耗了大量的能量。FR4 天线也具有同样的性质，如图 3.8 所示。

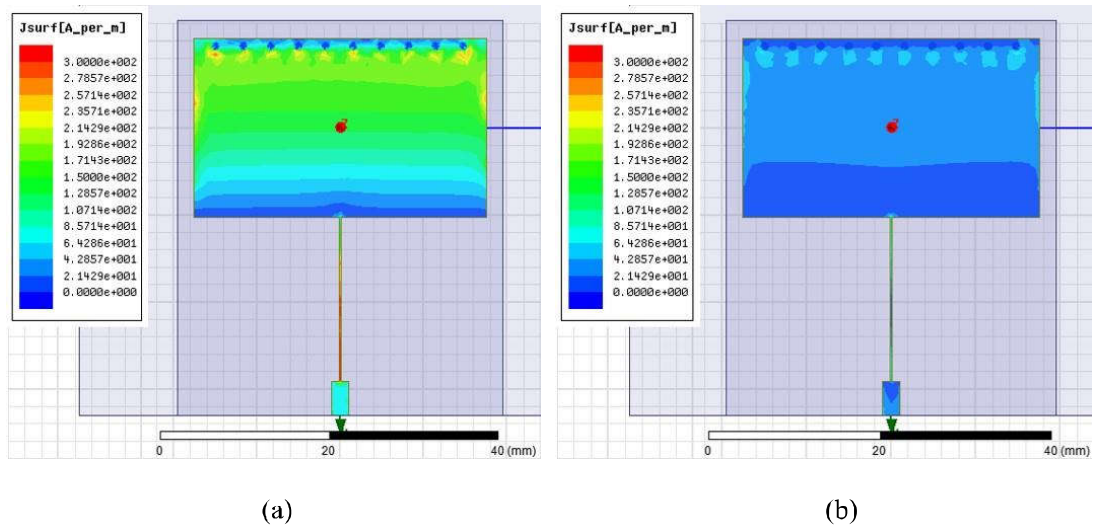


图 3.7 RT-5880 天线表面电流的模拟
(a) 以 2.5269GHz 电磁波激励 (b) 以 2.45GHz 电磁波激励

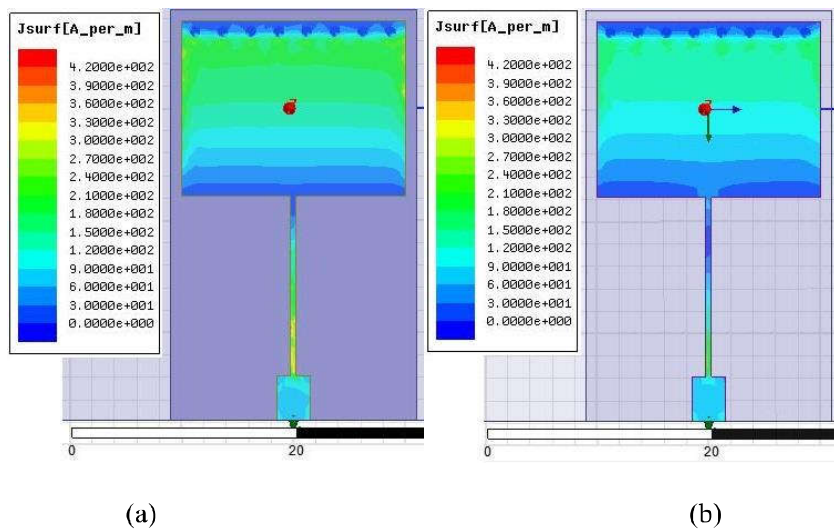


图 3.8 FR4 天线表面电流的模拟
(a) 以 2.4525GHz 电磁波激励 (b) 以 2.375GHz 电磁波激励

3.2.2 在两方向应变下贴片天线谐振频率偏移的模拟

(1) RT-5880 天线

通过改变 HFSS™ 中天线的长度，即改变 L 、 L_1 、 L_2 和 L_3 的数值，可以模拟长度方向的应变。本节模拟了在长度方向发生 0‰ 到 16‰ 的应变下，RT-5880 天线电磁响应，获得其各级应变下 S_{11} 曲线，并计算出谐振频率，如图 3.9 所示。 S_{11} 曲线的最小值接近 -20dB，该天线数据传输能力较强。随着应变的增加，该天线的 S_{11} 曲线有向着谐振频率减小方向偏移的趋势在 16‰ 的应变下，贴片天线的谐振频率减小到 2.5194GHz。

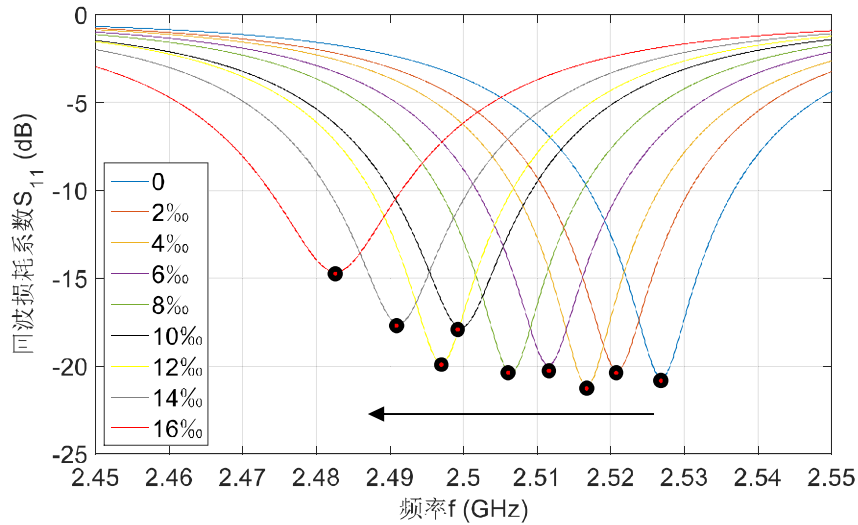


图 3.9 不同级别应变下模拟的 S_{11} 曲线 (RT-5880 天线)

在各 S_{11} 曲线的最小值点找到该级应变下的谐振频率，将其与应变值进行线性拟合，如图 3.10 所示。显然，天线的谐振频率与长度方向应变呈现良好的线性关系，回归系数 R^2 为 0.9991，拟合直线斜率 k_y 为 -2.4133 KHz/ $\mu\epsilon$ ，即天线经历 1 $\mu\epsilon$ 应变时，其谐振频率会降低 2.4133 KHz。根据式(2.86)，该斜率理论值应约等于初始谐振频率 f_{r0} (2.5269 KHz/ $\mu\epsilon$)，该值与模拟结果较为接近。

同理，改变 W 、 W_1 和 W_2 的数值，可以模拟宽度方向的应变。采用此方法研究天线宽度方向上应变对谐振频率的影响，并在图 3.11 对比了两个方向上应变对谐振频率的影响。从图中可以看出，天线谐振频率对宽度方向上应变的灵敏度 k_x 仅为 -0.4358 KHz/ $\mu\epsilon$ ，是谐振频率在长度方向上应变灵敏度的 18.06%。

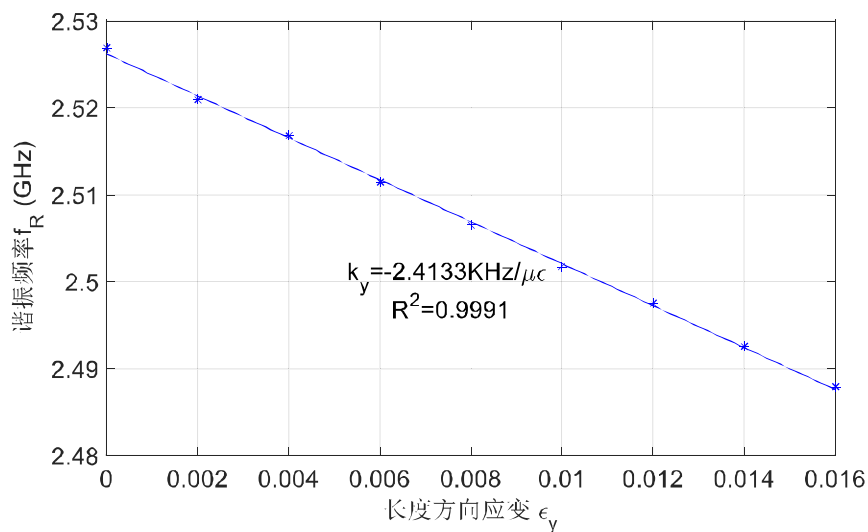


图 3.10 谐振频率与长度方向应变之间的线性关系 (RT-5880 天线)

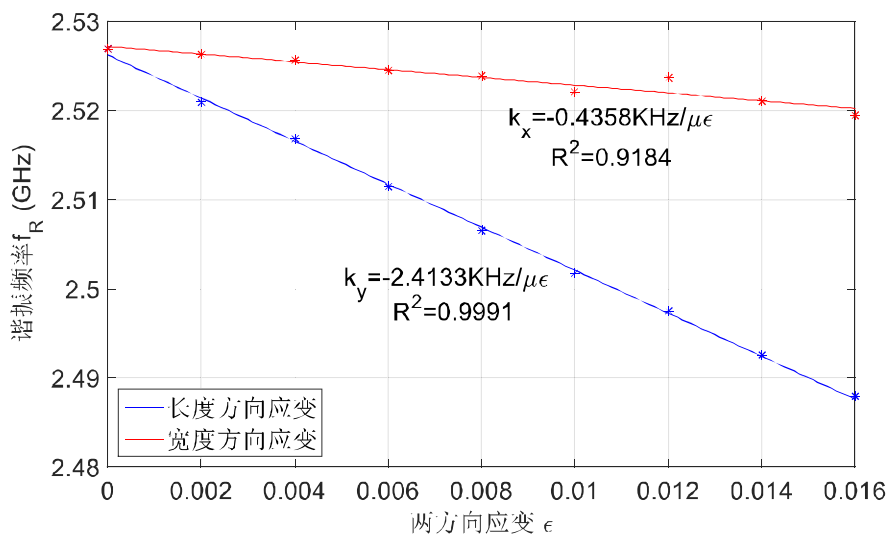


图 3.11 长度方向与宽度方向应变对天线谐振频率的影响 (RT-5880 天线)

将 HFSS™ 模拟下该天线两个方向应变对谐振频率的影响与第 2 章中的设计公式的计算结果进行对比, 如图 3.12 所示, 考虑到 HFSS™ 模型中天线的初始谐振频率 f_{R0} 与设计公式计算结果有差异, 这里选用谐振频率偏移率 $\Delta f_R / f_{R0}$ 作为纵坐标。显然, 两种计算结果之间有明显的差别, 哪一种结果更符合实际情况仍有待实验检验。

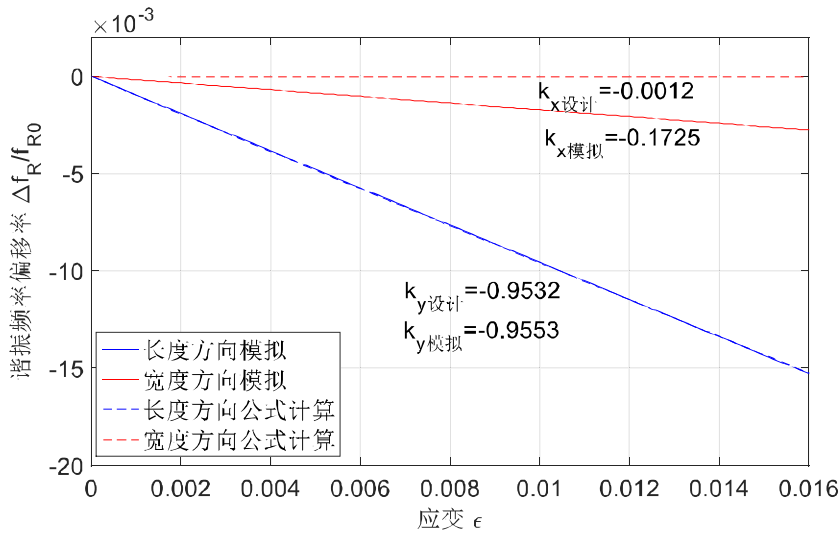


图 3.12 HFSSTM 模拟结果与设计公式计算结果对比 (RT-5880 天线)

(2) FR4 天线

利用同样的方法，可模拟了在长度方向发生 0‰到 16‰的应变下，FR4 天线电磁响应，获得其各级应变下 S_{11} 曲线，并计算出谐振频率，如图 3.13 所示。 S_{11} 曲线的最小值接近 -30dB，该天线数据传输能力较强。该天线的 S_{11} 曲线有向着谐振频率减小方向偏移的趋势在 16‰的应变下，贴片天线的谐振频率减小到 2.4075GHz。

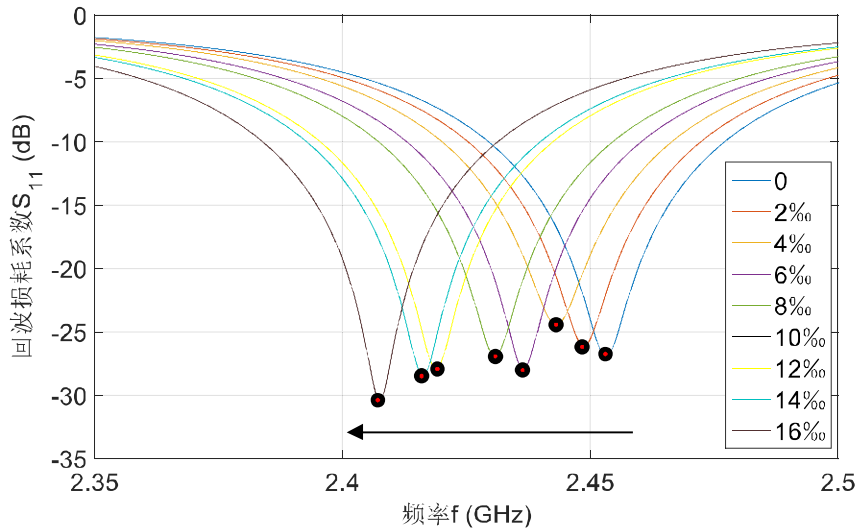


图 3.13 不同级别应变下模拟的 S_{11} 曲线 (FR4 天线)

同理进行线性拟合，如图 3.14 所示。天线的谐振频率与长度方向应变呈现良好的线性关系，回归系数 R^2 为 0.9912，拟合直线斜率 k_y 为 -2.8592 KHz/ $\mu\epsilon$ ，即天线经历 $1\mu\epsilon$ 应变时，其谐振频率会降低 2.8592 KHz。而根据式(2.86)，该斜率

理论值应约等于初始谐振频率 f_{R0} (2.4524 KHz/ $\mu\epsilon$)，这两个斜率中哪一个更接近实际情况有待实验检验。

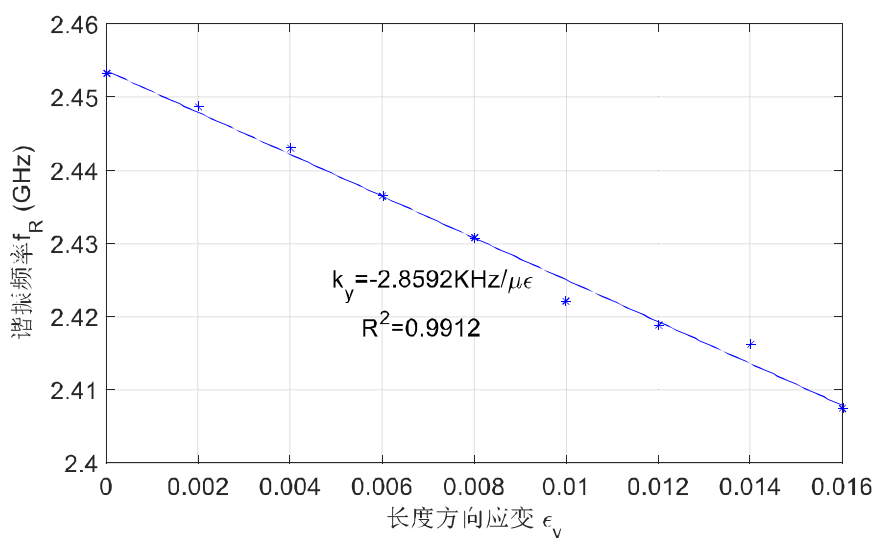


图 3.14 谐振频率与长度方向应变之间的线性关系 (FR4 天线)

接着研究天线宽度方向上应变对谐振频率的影响，并在图 3.15 对比了两个方向上应变对谐振频率的影响。从图中可以看出，天线谐振频率对宽度方向上应变的灵敏度 k_x 仅为-0.1607KHz/ $\mu\epsilon$ ，是谐振频率在长度方向上应变灵敏度的 5.62%。

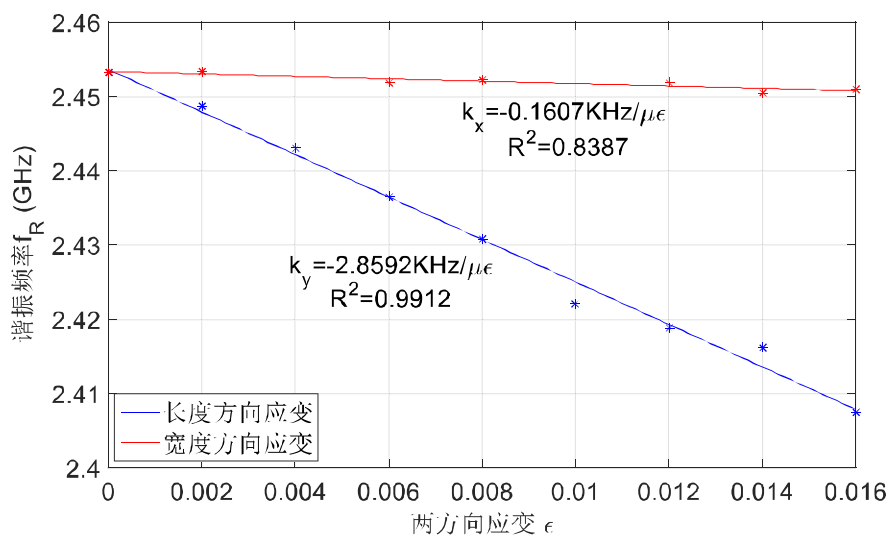
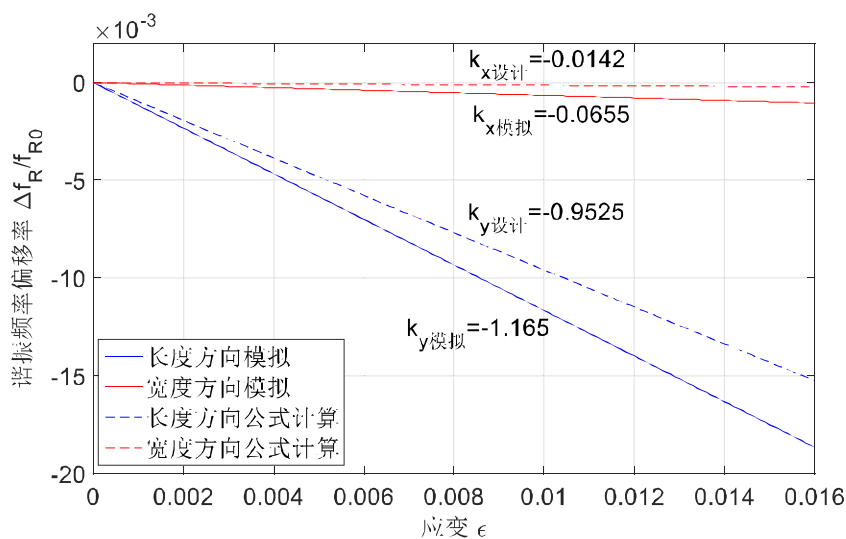


图 3.15 长度方向与宽度方向应变对天线谐振频率的影响 (FR4 天线)

将 HFSS™ 模拟结果与设计公式的计算结果进行对比，如图 3.16 所示。显然，两种计算结果之间有明显的差别，哪一种结果更符合实际情况仍有待实验检验。


 图 3.16 HFSSTM 模拟结果与设计公式计算结果对比 (FR4 天线)

3.3 应变传感器的力学模拟

3.3.1 Abaqus 模型的建立

3.2 节的模拟结果展示了天线谐振频率的偏移与天线所经历的长度方向、宽度方向应变之间的关系。若要验证该模拟结果，需要在实验中同时测量天线长度方向应变、宽度方向应变以及天线的谐振频率。但是，在实际的应变测量中，使用电阻应变计测量天线表面的应变会干扰天线附近的电磁场，使网络分析仪不能准确地测量贴片天线的谐振频率。因此，实验中不能同时测量天线的谐振频率和应变。

因此，在实验中，需要用测量拉力来代替测量天线的应变，具体方法见第 4 章。该方法要求分别沿铝板纵向和横向粘贴应变传感器，如图 3.17 所示，将两种粘贴的结果进行对比，可通过求解方程组的方法计算天线长度方向应变和宽度方向应变。采用该测量方法时，需先对铝板受到拉力与天线表面应变的关系进行分析，了解从铝板表面到应变传感器上的应变传递效率。因此准备实验前，笔者采用 Abaqus 模拟了粘贴在铝板上天线在受拉作用下的应变分布规律，计算出相应的应变传递效率以供实验参考。

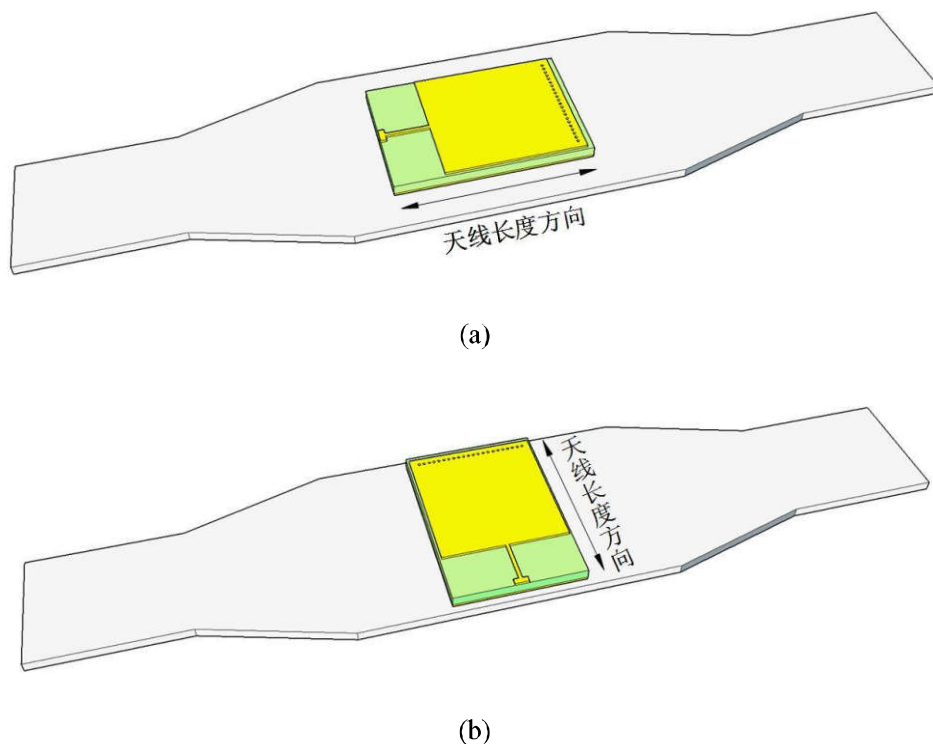


图 3.17 应变传感器的两种粘贴方式
(a) 纵向粘贴 (b) 横向粘贴

由于本实验所采用夹具(WDW-50, 济南测试厂)的尺寸限制, 铝板端部宽度不大于 3cm。但 3.1 节中设计的天线需要粘贴在宽度不小于 6cm 的构件表面, 故本实验铝板和天线的 Abaqus 模型如图 3.18 所示, 铝板及应变传感器的材料参数如表 3.2 所示。

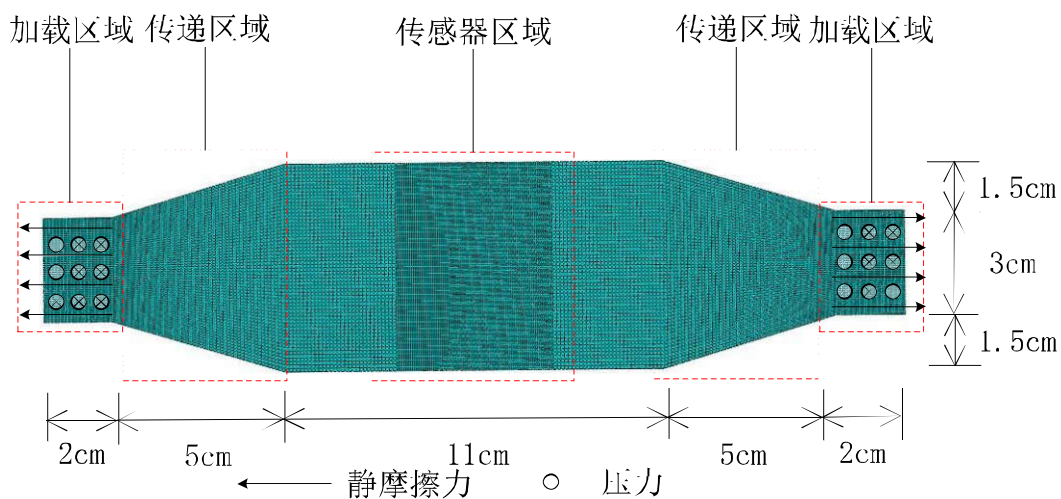


图 3.18 Abaqus 软件中试件与传感器模型

表 3.2 试件与传感器的材料参数

	加载试件	介质板 1	介质板 2	上下辐射贴片
材料种类	6061 铝合金	RT-5880	FR4	黄铜
弹性模量	68.4	1.3	24	110
泊松比	0.33	0.4	0.16	0.33

模型中，介质板与铝试件采用实体单元，上下辐射贴片采用壳单元，传感器部分的网格划分比铝板部分更为精细。加载方式为铝板受拉，模型中的铝板加载区受到了来自夹具的压力（咬合力）与静摩擦力（拉力）的作用，当铝板受到的拉力为 10kN 时，全截面都未达到屈服极限，此时铝板表面纵向（受拉方向）名义应变（铝板受到的拉力除以铝板截面的刚度） ε_{LL} 为 $609\mu\varepsilon$ 。该模型忽略了传感器与铝板之间粘贴材料的影响。

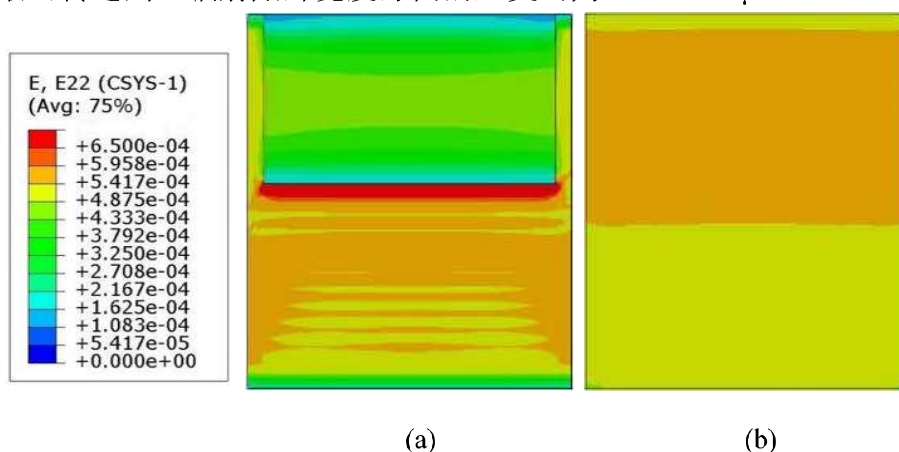
3.3.2 Abaqus 模型的模拟结果

(1) RT-5880 天线

将 RT-5880 天线沿铝板纵向粘贴时，模拟结果如图 3.19 和 3.20 所示。

图 3.19 是模型中关键表面上的纵向应变，其中在传感器区域中铝板上表面的纵向应变约为 $512\sim 557\mu\varepsilon$ ，传递到下辐射贴片上长度方向的应变约为 $497\sim 562\mu\varepsilon$ ，最终传递到上辐射贴片长度方向的应变约为 $349\sim 469\mu\varepsilon$ 。

图 3.20 是模型中关键表面上的横向应变，其中在传感器区域中铝板上表面的横向应变约为 $-182\sim -205\mu\varepsilon$ ，传递到下辐射贴片上宽度方向的应变约为 $-181\sim -200\mu\varepsilon$ ，最终传递到上辐射贴片宽度方向的应变约为 $-102\sim -194\mu\varepsilon$ 。



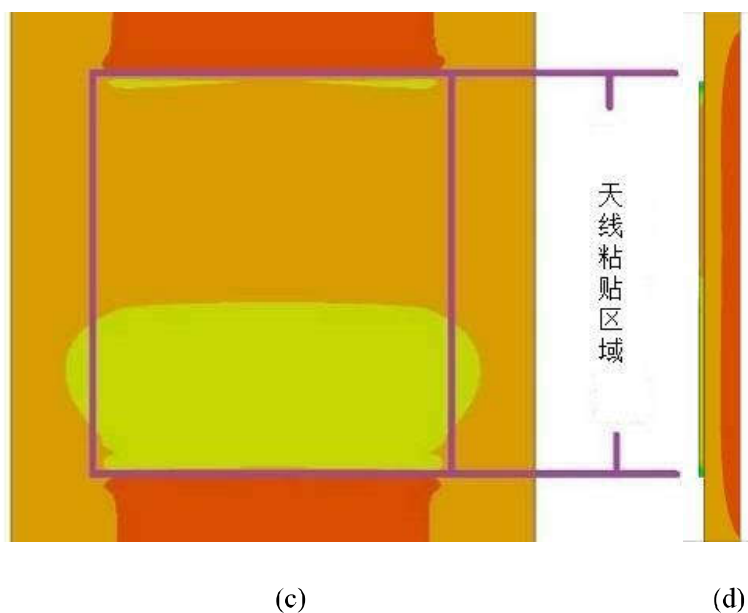


图 3.19 RT-5880 纵向粘贴时的长度方向应变场
 (a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
 (c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

利用如下 Abaqus 命令流，可计算出各表面的平均应变。

```

#!/user/bin/python
#-*-coding:UTF-8- *-
# 求指定区域的总应变和平均应变

from odbAccess import*
# 提取场变量
odb=openOdb(path='Job-20161102.odb')
fixSet=odb.rootAssembly.instances['PART-1-1'].elementSets['TOPCOPPER-1_SET-1']
field=odb.steps.values()[-1].frames[-1].fieldOutputs['E']
subField=field.getSubset(region=fixSet)

#求总应变
sum=0
for val in subField.values:
    sum=sum+val.data

ave=sum/len(subField.values)

#输出计算结果
print '应变分量 总应变 平均应变'
    print '%9.6e   %9.6e'%\
        (ave[0],ave[1])
  
```

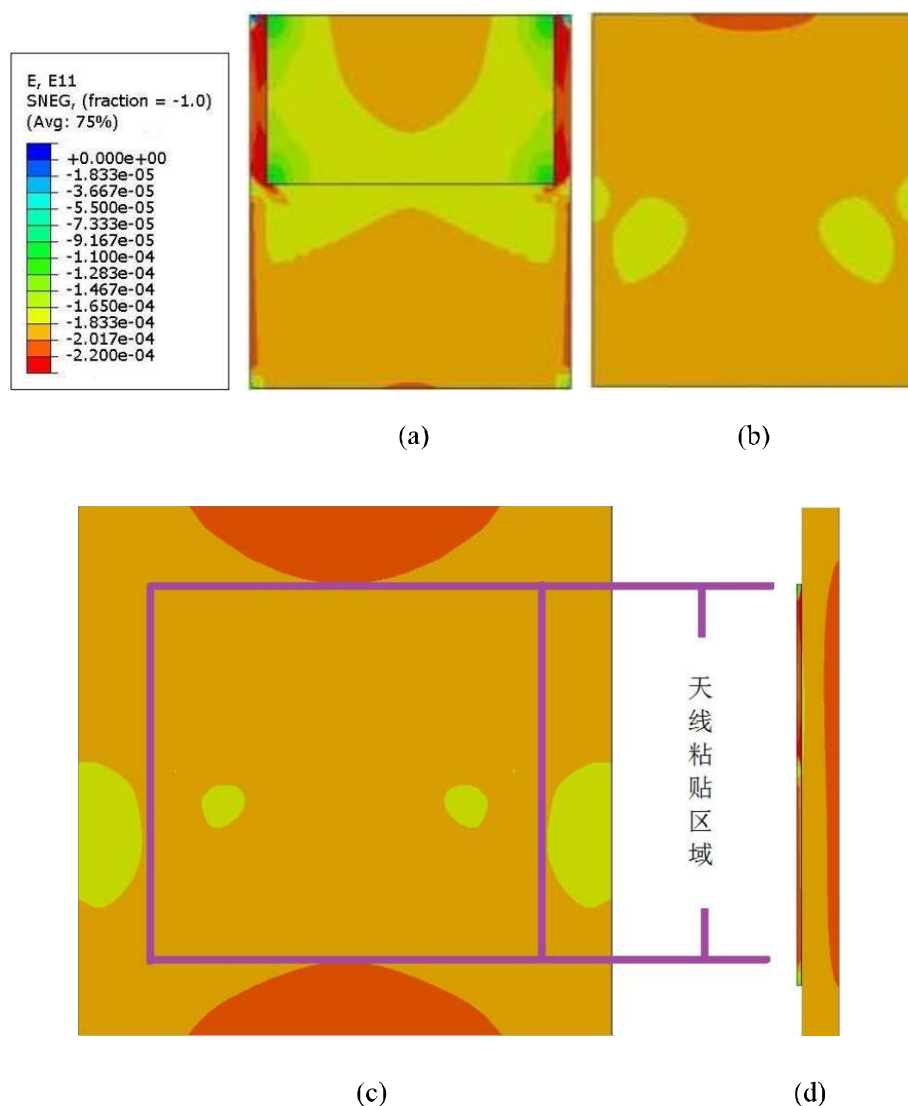


图 3.20 RT-5880 纵向粘贴时的宽度方向应变场

(a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
(c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

然后，按照式(3.1)可算出各截面之间的应变传递效率，各截面应变与应变传递效率如表 3.3 所示。

表 3.3 RT-5880 纵向粘贴时各截面平均应变

截面	铝板（计算）	下辐射贴片	上辐射贴片
纵向（长度方向）平均应变	$6.092e^{-4}$	$5.310e^{-4}$	$3.575e^{-4}$
纵向（长度方向）平均传递效率	100%	87.15%	58.68%
横向（宽度方向）平均应变	$-2.031e^{-4}$	$-1.881e^{-4}$	$-1.745e^{-4}$
横向（宽度方向）平均传递效率	100%	92.62%	85.92%

$$\eta = \bar{\varepsilon}_{Patch} / \varepsilon_{AL} \quad (3.1)$$

可以看出,当传感器粘贴在被测铝板上时,铝板中纵向应变的传递效率远小于横向应变的传递效率。

将 RT-5880 天线沿铝板横向粘贴于铝板表面时,模拟结果如图 3.21 和 3.22 所示。

图 3.21 是模型中关键表面上的纵向应变,其中在传感器区域中铝板上表面的纵向应变约为 $517\sim 549\mu\varepsilon$,传递到下辐射贴片上长度方向的应变约为 $460\sim 559\mu\varepsilon$,最终传递到上辐射贴片长度方向的应变约为 $315\sim 492\mu\varepsilon$ 。

图 3.22 是模型中关键表面上的横向应变,其中在传感器区域中铝板上表面的横向应变约为 $-177\sim -202\mu\varepsilon$,传递到下辐射贴片上宽度方向的应变约为 $-175\sim -197\mu\varepsilon$,最终传递到上辐射贴片宽度方向的应变约为 $-135\sim -178\mu\varepsilon$ 。

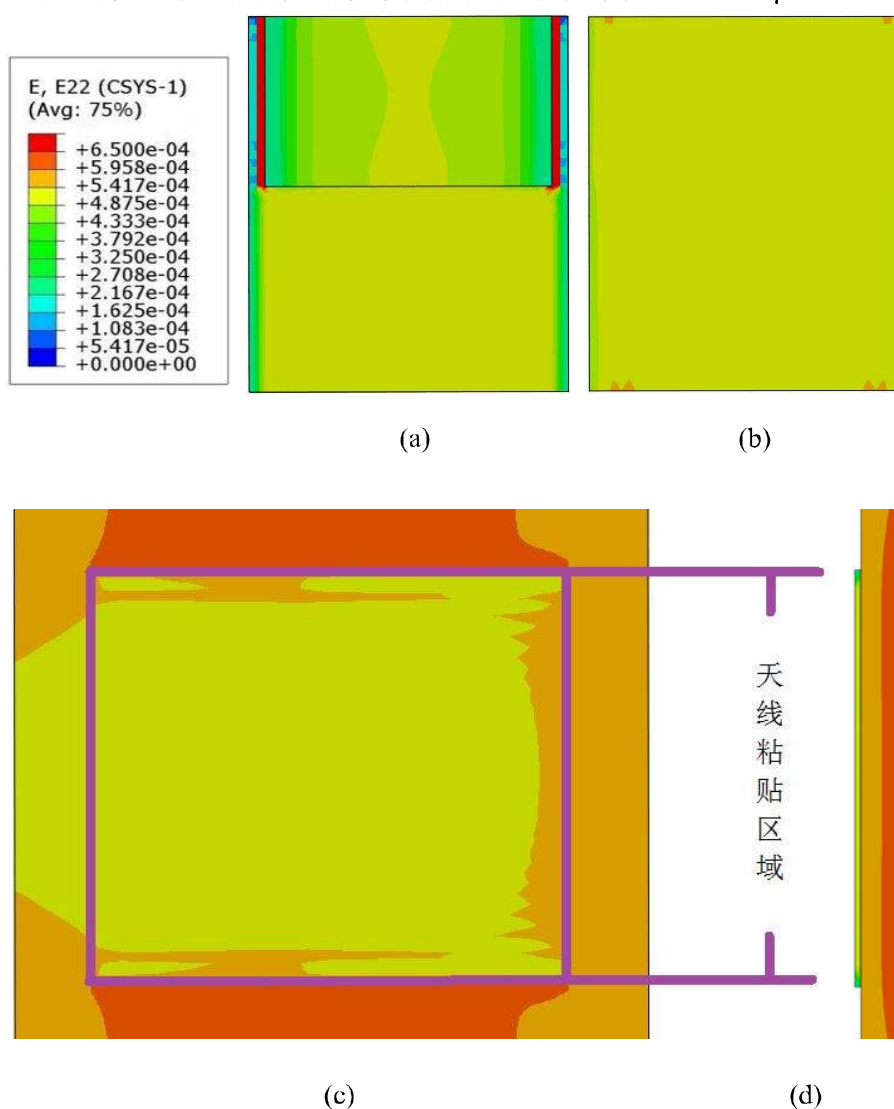


图 3.21 RT-5880 横向粘贴时的宽度方向应变场

(a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
(c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

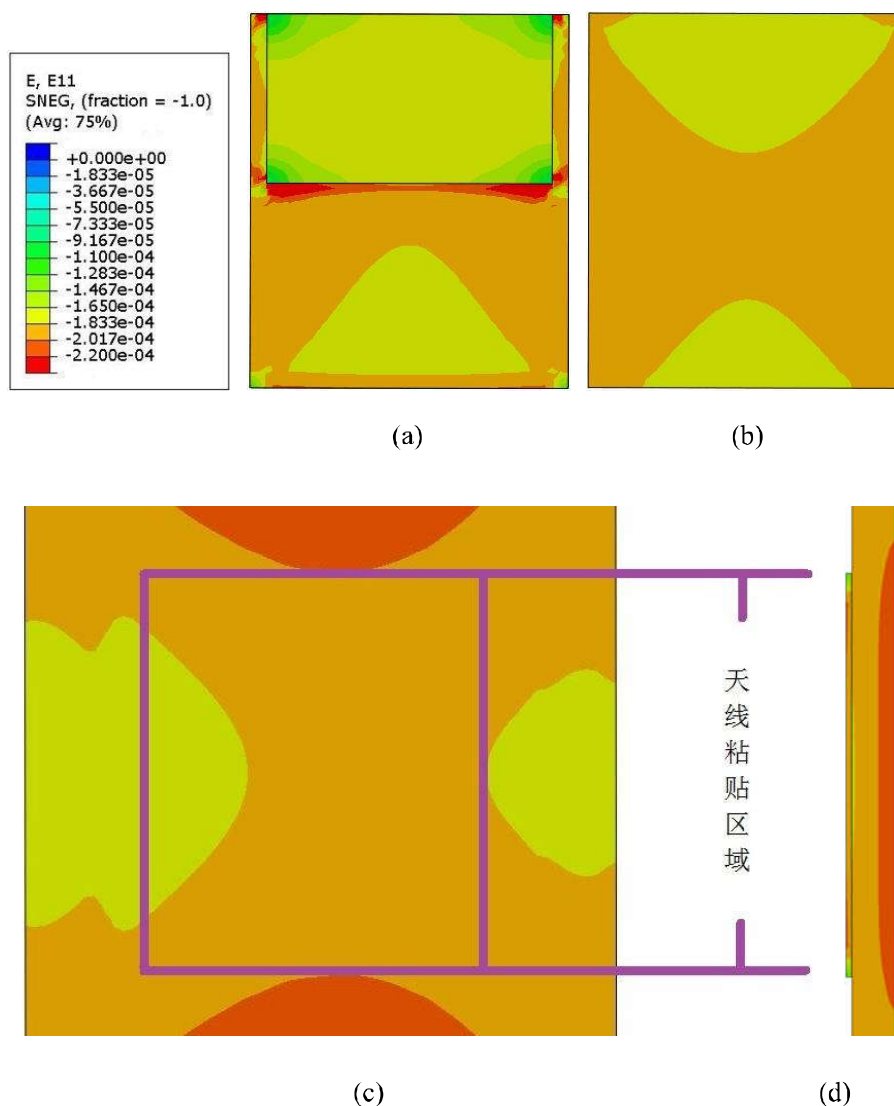


图 3.22 RT-5880 横向粘贴时的长度方向应变场

(a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
(c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

同理，可计算出各表面的平均应变，并求出应变传递效率如表 3.4 所示。

表 3.4 RT-5880 横向粘贴时各截面平均应变

截面	铝板 (计算)	下辐射贴片	上辐射贴片
纵向 (宽度方向) 平均应变	$6.092e^{-4}$	$5.180e^{-4}$	$4.227e^{-4}$
纵向 (宽度方向) 平均传递效率	100%	85.03%	69.39%
横向 (长度方向) 平均应变	$-2.031e^{-4}$	$-1.856e^{-4}$	$-1.680e^{-4}$
横向 (长度方向) 平均传递效率	100%	91.38%	82.72%

对比表 3.4 与表 3.3，当应变传感器沿铝板横向粘贴时，沿铝板纵向的应变传递效率有所提高，沿铝板横向的应变传递效率变化不大。

(2) FR4 天线

将 FR4 天线沿铝板纵向粘贴时，模拟结果如图 3.23 和 3.24 所示。

图 3.23 是模型中关键表面上的纵向应变，其中在传感器区域中铝板上表面的纵向应变约为 $493\sim 546\mu\epsilon$ ，传递到下辐射贴片上长度方向的应变约为 $426\sim 545\mu\epsilon$ ，最终传递到上辐射贴片长度方向的应变约为 $419\sim 483\mu\epsilon$ 。

图 3.24 是模型中关键表面上的横向应变，其中在传感器区域中铝板上表面的横向应变约为 $-176\sim -209\mu\epsilon$ ，传递到下辐射贴片上宽度方向的应变约为 $-173\sim -191\mu\epsilon$ ，最终传递到上辐射贴片宽度方向的应变约为 $-169\sim -186\mu\epsilon$ 。

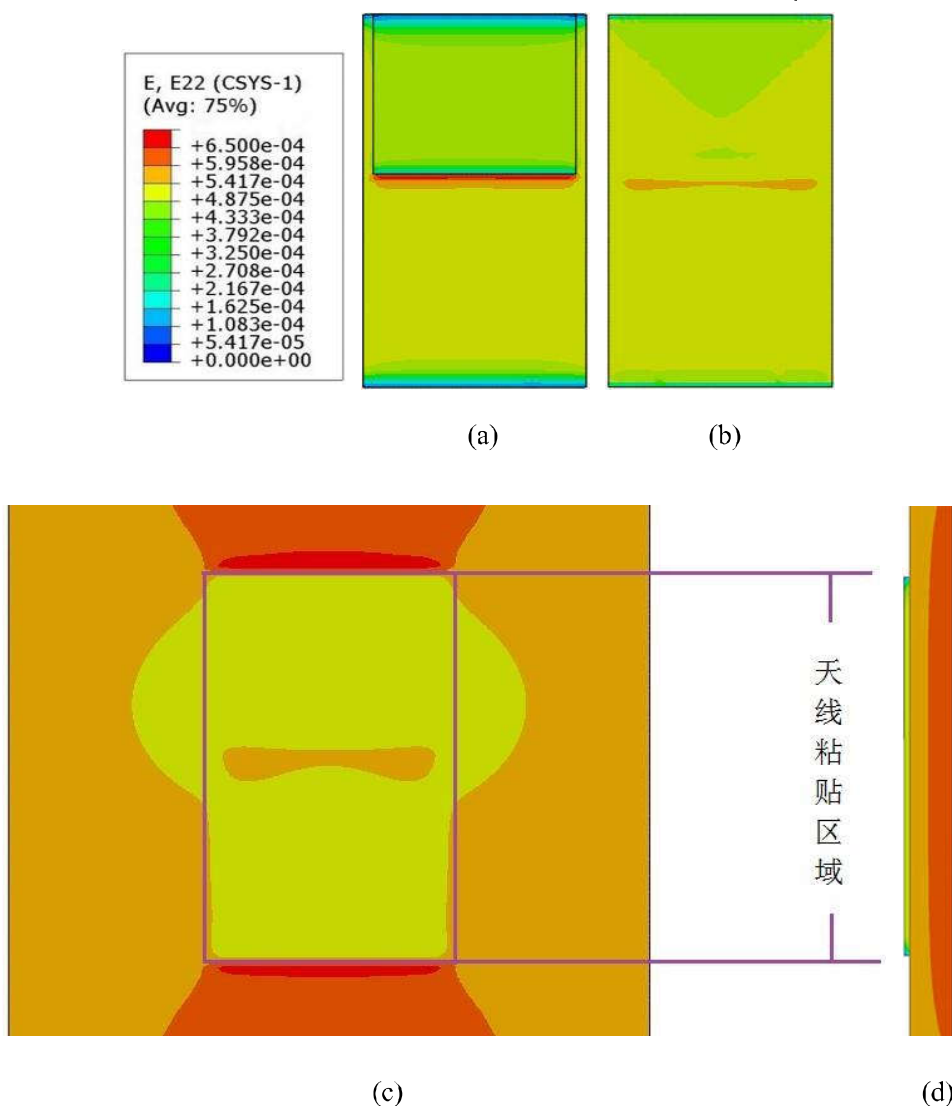


图 3.23 FR4 纵向粘贴时的长度方向应变场

- (a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
 (c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

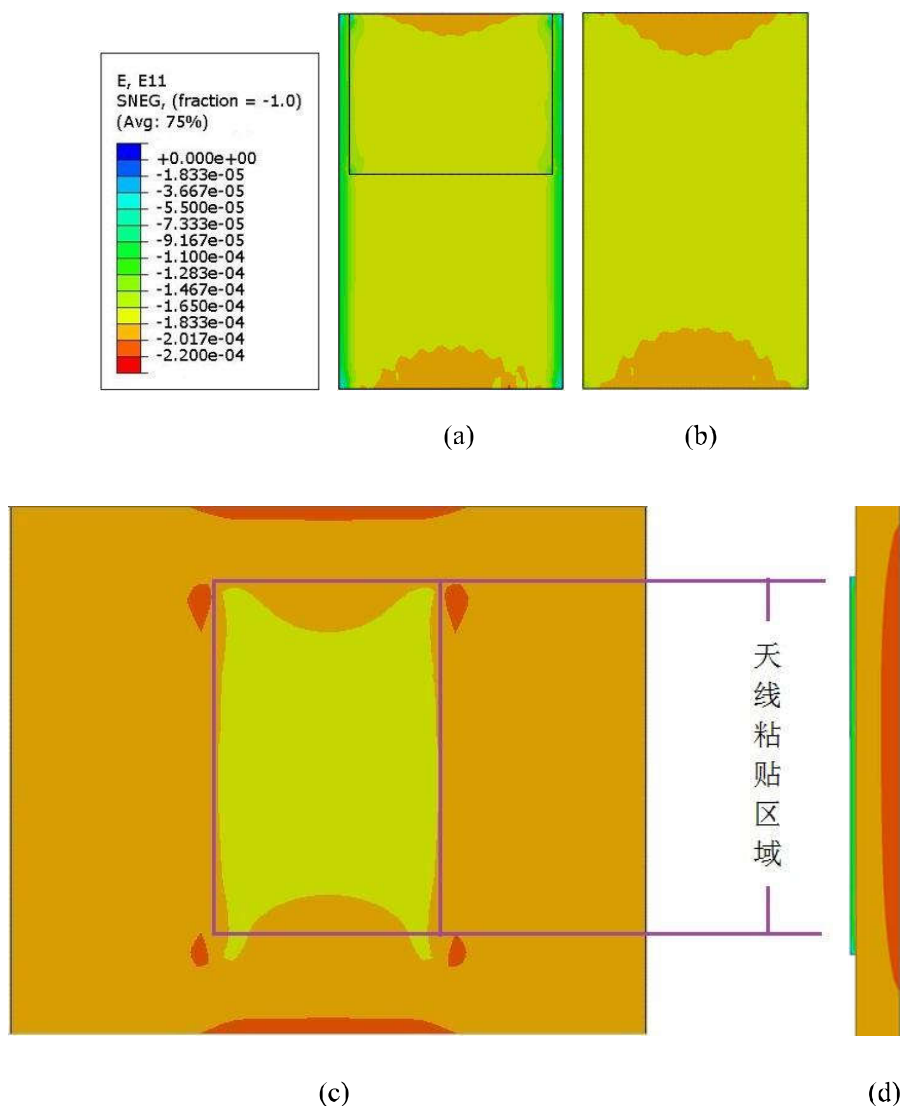


图 3.24 FR4 纵向粘贴时的宽度方向应变场

(a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
(c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

同理，可计算出各表面的平均应变，并求出应变传递效率如表 3.5 所示。

表 3.5 FR4 纵向粘贴时各截面平均应变

截面	铝板 (计算)	下辐射贴片	上辐射贴片
纵向 (长度方向) 平均应变	$6.092e^{-4}$	$5.065e^{-4}$	$4.209e^{-4}$
纵向 (长度方向) 平均传递效率	100%	83.14%	69.09%
横向 (宽度方向) 平均应变	$-2.031e^{-4}$	$-1.789e^{-4}$	$-1.751e^{-4}$
横向 (宽度方向) 平均传递效率	100%	88.08%	86.21%

将 FR4 天线沿铝板横向粘贴时，模拟结果如图 3.25 和 3.26 所示。

图 3.25 是模型中关键表面上的纵向应变，其中在传感器区域中铝板上表面

的纵向应变约为 $471\sim 522\mu\epsilon$ ，传递到下辐射贴片上长度方向的应变约为 $395\sim 508\mu\epsilon$ ，最终传递到上辐射贴片长度方向的应变约为 $383\sim 462\mu\epsilon$ 。

图 3.26 是模型中关键表面上的横向应变，其中在传感器区域中铝板上表面的横向应变约为 $-172\sim -198\mu\epsilon$ ，传递到下辐射贴片上宽度方向的应变约为 $-163\sim -187\mu\epsilon$ ，最终传递到上辐射贴片宽度方向的应变约为 $-167\sim -178\mu\epsilon$ 。

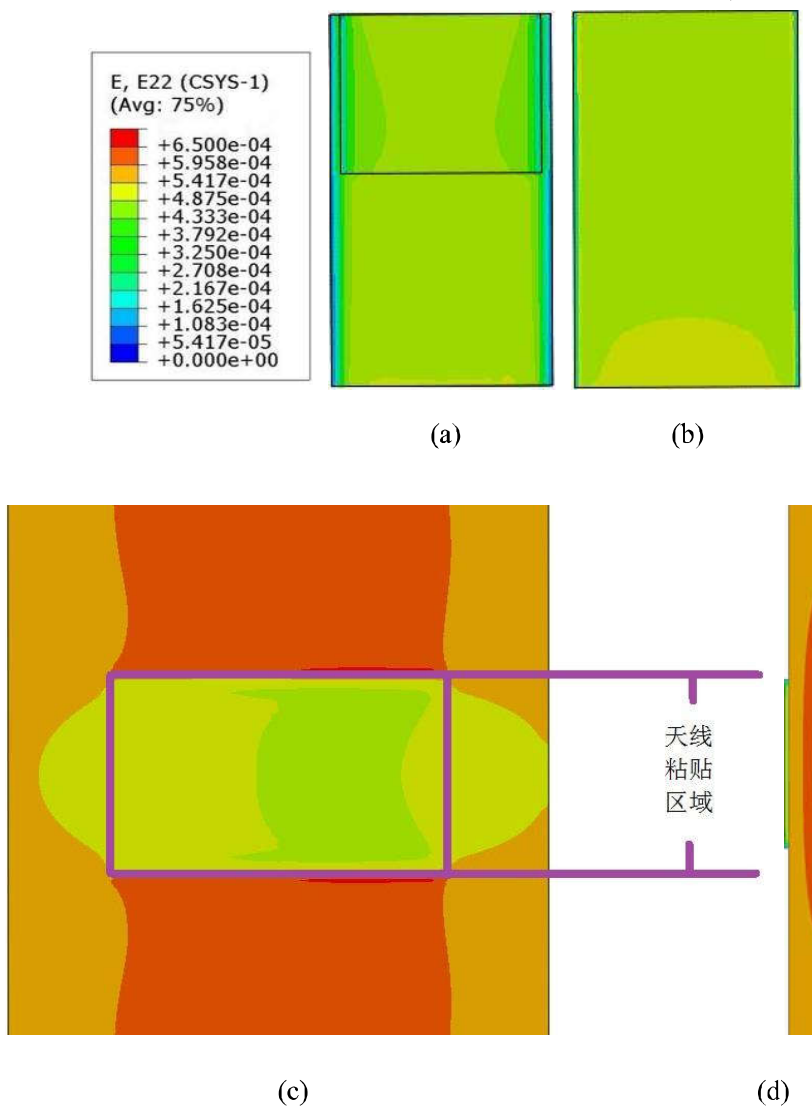


图 3.25 FR4 纵向粘贴时的长度方向应变场

- (a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
(c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

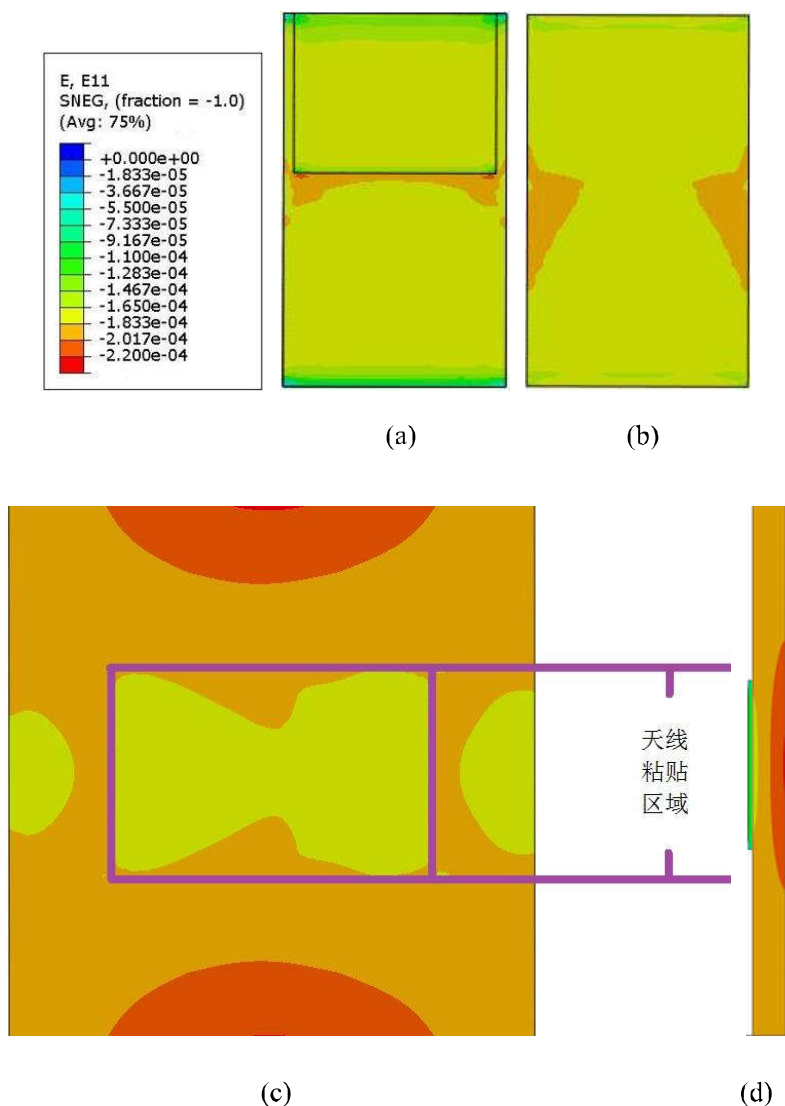


图 3.26 FR4 横向粘贴时的长度方向应变场

(a) 传感器上表面 (b) 传感器下表面
(c) 贴传感器处铝板上表面 (d) 铝板与传感器侧视图

同理，可计算出各表面的平均应变，并求出应变传递效率如表 3.6 所示。

表 3.6 FR4 横向粘贴时各截面平均应变

截面	铝板（计算）	下辐射贴片	上辐射贴片
纵向（宽度方向）平均应变	$6.092e^{-4}$	$4.704e^{-4}$	$4.203e^{-4}$
纵向（宽度方向）平均传递效率	100%	77.22%	68.99%
横向（长度方向）平均应变	$-2.031e^{-4}$	$-1.776e^{-4}$	$-1.683e^{-4}$
横向（长度方向）平均传递效率	100%	87.44%	82.87%

3.3.3 应变传递效率的分析

应变传递效率是由传感器自身的刚度引起的。如图 3.27 所示，在被测构件表面粘贴传感器时，贴有传感器的 AA'截面的刚度大于 BB'截面的刚度，导致 AA'截面的应变相对于 BB'截面有所降低。当被测构件刚度较小时，相对于被测构件的刚度，不可忽略 AA'截面上的传感器的刚度，AA'截面的总刚度显著大于 BB'截面的刚度，导致 AA'截面的应变明显降低。在实际应变测量中，被测构件的刚度远大于本实验中的铝板，因此，实际测量中，该传感器的应变传递效率会有所提高。

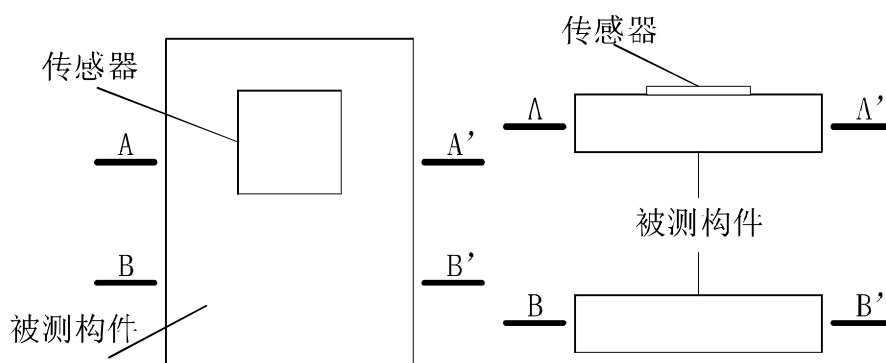


图3.27 应变传递效率的产生原因

模拟结果显示，应变传感器纵向粘贴于横向粘贴时，传感器的应变传递效率不一样，其原因如图3.28所示。当应变传感器沿着铝板纵向粘贴时，在天线长度方向上的受力横截面为DD'截面，而在天线宽度方向上的受力横截面为CC'截面，显然CC'截面的刚度比DD'截面大，传感器自身刚度对DD'截面的影响更大，因此天线长度方向上的应变传递效率比宽度方向上低。

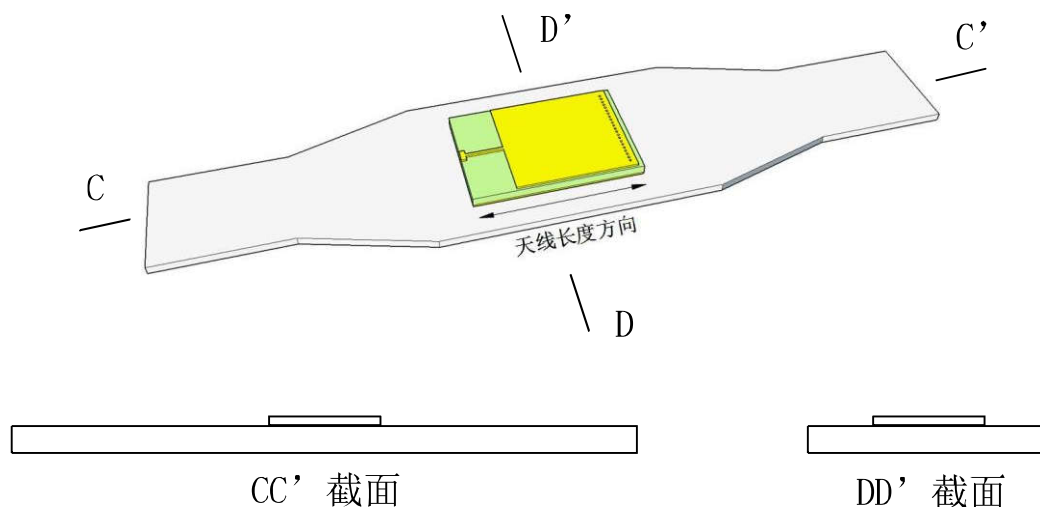


图3.28 两个方向应变传递效率的差异

3.4 本章小结

本章首先设计了两种不同的基于矩形贴片天线的应变传感器，然后对两种应变传感器进行了电学模拟和力学模拟，即完成了下面几项工作：

(1) 将传感器的初始谐振频率选在微波频段内，根据第 2 章中矩形贴片天线的设计公式对应变传感器进行了初步设计，在 HFSSTM 中建立初步设计的模型，并对其进行优化，保证其阻抗匹配，得到了优化后的传感器模型。

(2) 完成天线设计后，先根据贴片天线设计公式计算得到了两种天线的初始谐振频率 f_{R0} 分别为 2.4137GHz 和 2.2586GHz，再用 HFSSTM 模拟两种矩形贴片天线的初始谐振频率 f_{R0} 分别为 2.5269GHz 和 2.4524GHz，设计公式计算结果与模拟结果有一定的差异。

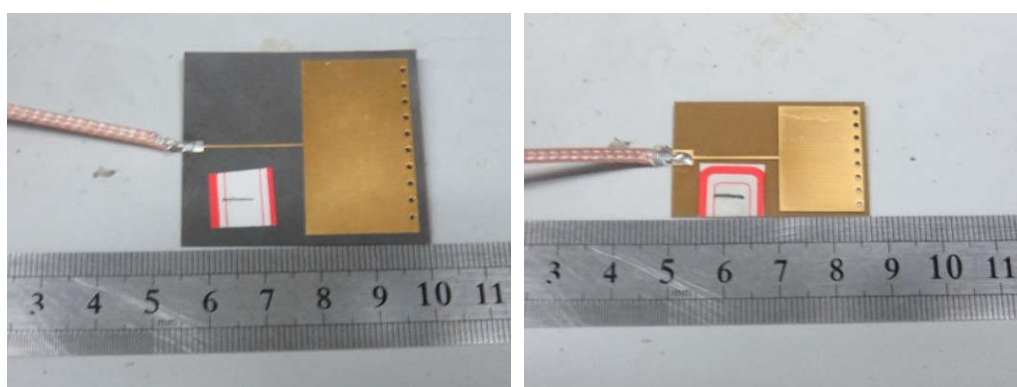
(3) 在 HFSSTM 中模拟两应变传感器分别经历天线长度方向和宽度方向上的应变时，天线谐振频率的偏移。模拟结果表明，天线的谐振频率应变呈现良好的线性关系，其中 RT-5880 天线谐振频率与长度方向上应变拟合直线的斜率 k_y 为 -2.4133 KHz/ $\mu\epsilon$ ，宽度方向上拟合直线的斜率 k_x 为 -0.4358 KHz/ $\mu\epsilon$ ，且其回波损耗 S_{11} 曲线的最小值达到 -20dB；FR4 天线的拟合直线斜率 k_y 和 k_x 分别为 -2.8592 KHz/ $\mu\epsilon$ 和 -0.1607 KHz/ $\mu\epsilon$ ，其回波损耗 S_{11} 曲线的最小值达到 -30dB。

(4) 考虑到实际应变测量中，传感器会受到泊松比和应变传递效率的影响，在 Abaqus 中模拟传感器粘贴在被测构件上时的应变场。实际测量中会采用纵向粘贴和横向粘贴两种方式，本章对它们都进行了模拟。模拟结果表明，在铝板纵向，铝板表面应变到天线上辐射贴片的传递效率为 58.68%~69.39%；在铝板横向，该传递效率为 82.72%~86.21%。最后，本节分析了应变传递效率产生的原因以及两个方向上应变传递效率差异的原因。

根据本章模拟结果：1. 当这两种贴片天线用于应变测量时，回波损耗 S_{11} 曲线的最小值较小，其具备良好的传输能力；2. 两种天线的长度方向应变与其谐振频率之间拟合直线斜率 k_y 较高，说明天线对长度方向应变具有较好的敏感度；3. 两种天线的宽度方向应变与其谐振频率之间拟合直线斜率 k_x 与 k_y 相比较小，但未达到可以忽略的程度。

第4章 基于微波贴片天线的应变传感器的实验

为验证第3章模拟结果，笔者委托中国电子科技集团第五十一研究所，根据图3.2和表3.1中的天线设计参数加工制作了矩形贴片天线，如图4.1所示，并按照图3.14中参数加工铝板。笔者计划将应变传感器粘贴在铝板表面，通过拉伸实验来测量矩形贴片天线长度方向和宽度方向上的应变对天线谐振频率的影响。



(a) (b)

图4.1 四分之一波长矩形贴片天线

(a) RT-5880天线 (b) FR4天线

在3.3中已介绍过，不能同时测量天线的谐振频率和应变，需要在实验中测量铝板受到的拉力来代替测量贴片天线上的应变，用拉力除以铝板的刚度计算出铝板表面的名义应变，再考虑铝板的泊松比和应变传递效率，由铝板表面的名义应变计算贴片天线上的应变。

按照上述思路，应变测量中，铝板的材料性能和铝板表面与贴片天线之间的应变传递效率会对测量结果产生较大的影响。铝板的材料性能可以通过查阅资料获得，如表3.2所示；而3.3中已经模拟了该实验应变传递效率。不过，为了保证这两个参数的准确性，在测试应变传感器的性能之前，可设计实验验证铝板的材料性能以及该传感器的应变传递效率。

因此，设计实验方案如下：

1. 进行铝板的材料性能实验，验证铝板性能参数与资料中提供参数的符合程度。

2. 进行贴片天线应变传递效率实验，验证铝板与贴片天线之间的应变传递效率与模拟结果是否符合。

3. 进行应变传感器的单向拉伸实验。分别沿铝板纵向和横向粘贴应变传感器，将两种粘贴的结果进行对比，利用前两个实验测得材料参数与应变传递效率，

通过求解方程组的方法计算天线长度方向应变和宽度方向应变，得到两个方向的应变对矩形贴片天线谐振频率的影响；同时，测量天线回波损耗曲线的最小值。

根据各实验测得参数，经过分析与计算后，可以评估天线的应变传感能力和能量数据传输能力，具体思路如图4.2所示。

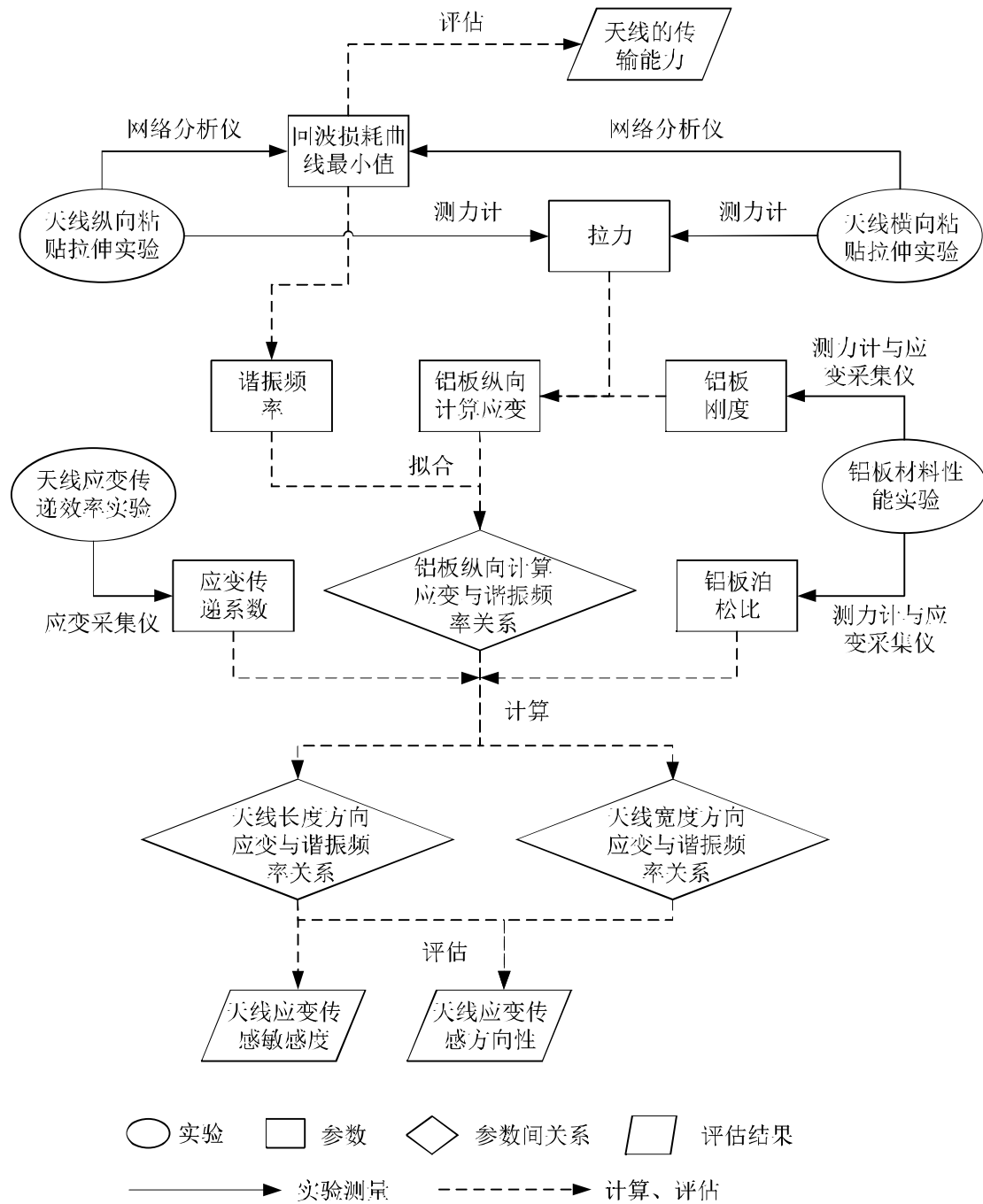


图4.2 第4章实验、分析思路

4.1 铝板材料性能实验

如图4.3(a)所示,在铝板表面布置4个测点:两个测量铝板的纵向应变,两个测量铝板的横向应变。将测得的应变与利用测力计测得的拉力进行比对,如图4.3(b)所示。

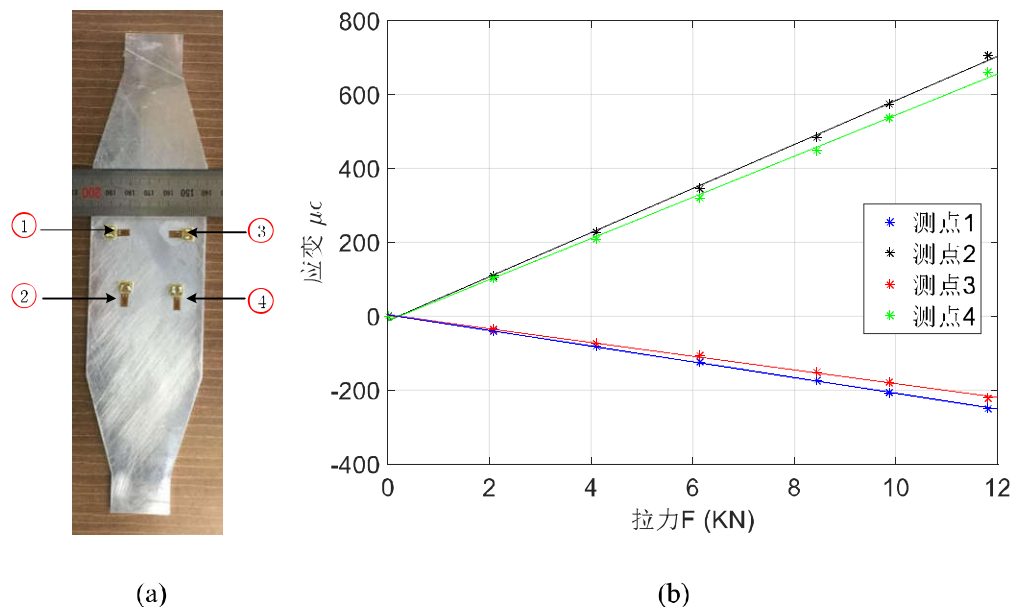


图4.3 铝板的材料性能实验
(a) 铝板测点布置 (b) 实验结果

计算得,该组实验中铝板的弹性模量为72.3GPa,泊松比为0.3454。重复实验后,各组测试结果如表4.1所示,由式(4.1)和式(4.2)计算出均值和均方差,弹性模量与泊松比的均值都与理论值接近,但是,部分铝板的弹性模量和泊松比的测试值与理论值之间仍有5%~10%的差异。

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (4.1)$$

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (4.2)$$

表4.1 铝板的材料性能实验结果

	试验1	试验2	试验3	均值	均方差	理论值
弹性模量(GPa)	72.3	67.8	65.3	68.5	3.6	68.4
泊松比	0.3454	0.2968	0.3510	0.3310	0.0298	0.33

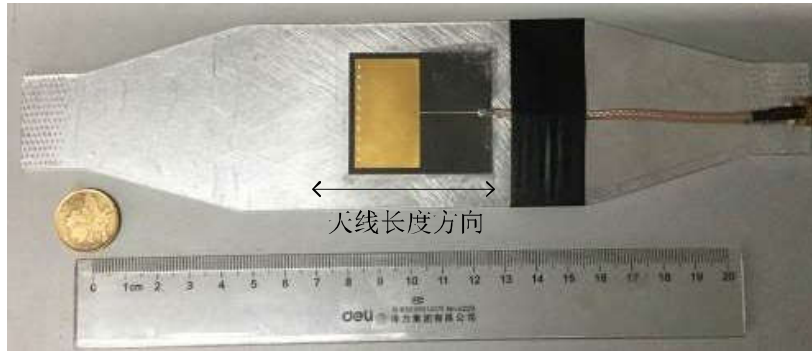
由于实验测量结果均值与理论值非常接近,在4.3.2中将采用铝板弹性模量和

泊松比的理论值进行计算。

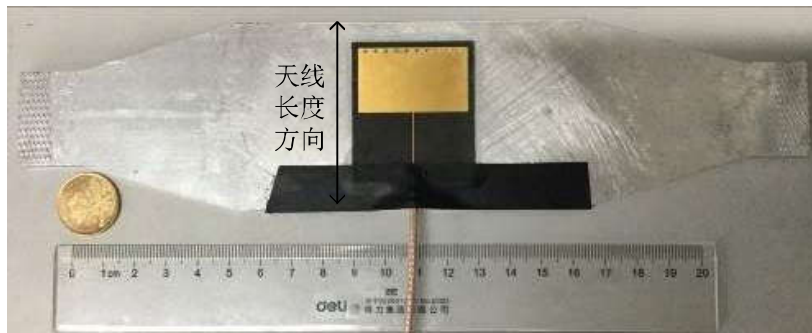
4.2 贴片天线应变传递效率实验

4.2.1 贴片天线沿两方向粘贴应变传递

分别沿铝板纵向和横向粘贴应变传感器，如图4.4所示。



(a)



(b)

图4.4 两种粘贴方式

(a) 纵向粘贴 (b) 横向粘贴

假设经历某拉力时，铝板表面纵向计算应变 ε_{AL} 。由于泊松效应，铝板表面横向计算应变 $-\mu\varepsilon_{AL}$ ， $-\mu$ 为铝板泊松比。若天线纵向粘贴时从铝板到贴片天线上辐射贴片的纵向应变传递效率为 η_{22} ，横向应变传递效率为 η_{12} ；而天线横向粘贴时，纵向应变传递效率和横向传递效率分别为 η_{21} 和 η_{11} 。可计算图4.4(a)与图4.4(b)中天线长度方向的应变 ε_L 和宽度方向应变 ε_W ，如式(4.3)和式(4.4)所示。

$$\varepsilon_L = \begin{cases} \eta_{22}\varepsilon_{AL} & , \text{纵向粘贴} \\ -\mu\eta_{11}\varepsilon_{AL} & , \text{横向粘贴} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\varepsilon_W = \begin{cases} -\mu\eta_{12}\varepsilon_{AL}, & \text{纵向粘贴} \\ \eta_{21}\varepsilon_{AL}, & \text{横向粘贴} \end{cases} \quad (4.4)$$

本节实验的目的即为测量 RT-5880 天线和 FR4 天线在纵向粘贴和横向粘贴时的应变传递效率 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 。

4.2.2 应变传递效率计算

(1) RT-5880天线纵向粘贴

如图4.5(a)所示,共布置4个测点:两个测量铝板纵向应变和横向应变,两个测量贴片天线上辐射贴片长度方向与宽度方向的应变。一组测试结果如图4.5(b)所示。

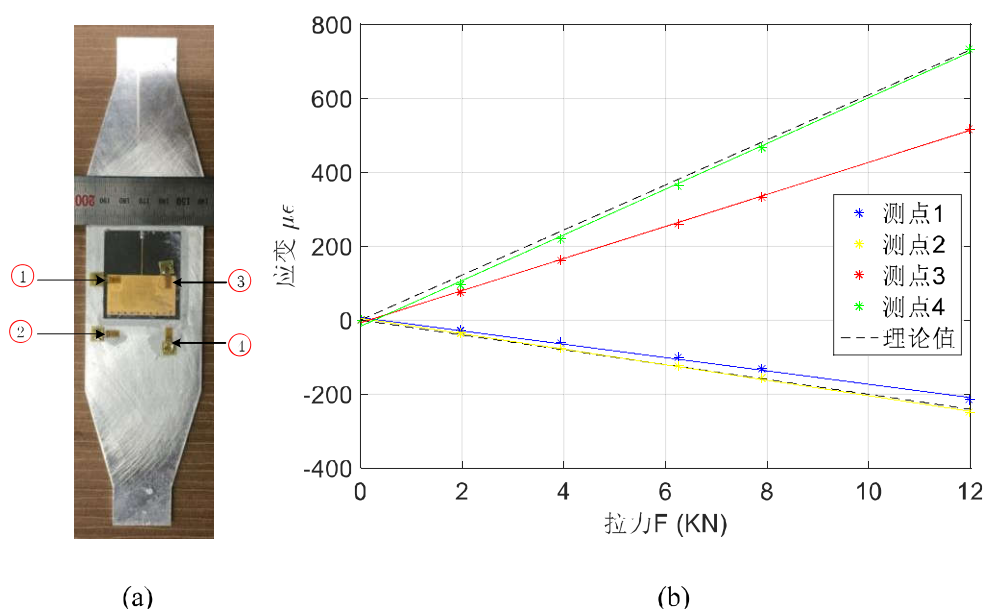


图4.5 应变传递效率实验 (RT-5880天线纵向粘贴)

(a) 铝板测点布置 (b) 实验结果

重复实验后,各组测试结果如表4.2所示,纵向应变传递效率 η_{22} 约为70%,比3.3中的模拟结果高,横向应变传递效率 η_{12} 约为85%,与3.3中的模拟结果接近。

表4.2 应变传递效率实验结果 (RT-5880天线纵向粘贴)

	试验1	试验2	试验3	均值	均方差	模拟值
η_{22}	70.21%	71.46%	70.53%	70.73%	0.65%	58.68%
η_{12}	85.98%	84.13%	85.66%	85.26%	0.99%	85.92%

(2) RT-5880天线纵向粘贴

如图4.6(a)所示,共布置4个测点:两个测量铝板纵向应变和横向应变,两个

测量贴片天线上辐射贴片长度方向与宽度方向的应变。一组测试结果如图4.6(b)所示。

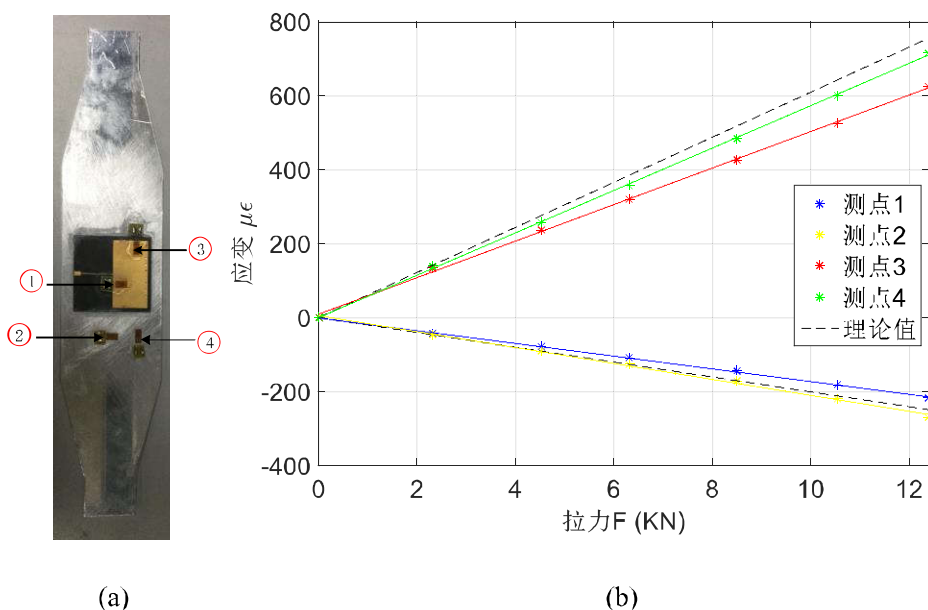


图4.6 应变传递效率实验 (RT-5880天线横向粘贴)

(a) 铝板测点布置 (b) 实验结果

重复实验后，各组测试结果如表4.3所示，纵向应变传递效率 η_{21} 约为85%，比3.3中的模拟结果略高，横向应变传递效率 η_{11} 约为80%，比3.3中的模拟结果高。

表4.3 应变传递效率实验结果 (RT-5880天线纵向粘贴)

	试验1	试验2	试验3	均值	均方差	模拟值
η_{21}	86.12%	87.23%	85.58%	86.31%	0.85%	82.72%
η_{11}	79.93%	78.52%	79.13%	79.19%	0.71%	69.39%

(3) FR4天线纵向粘贴

如图4.7(a)所示，共布置4个测点：两个测量铝板纵向应变和横向应变，两个测量贴片天线上辐射贴片长度方向与宽度方向的应变。一组测试结果如图4.7(b)所示。

重复实验后，各组测试结果如表4.4所示，纵向应变传递效率 η_{22} 约为60%，比3.3中的模拟结果低，横向应变传递效率 η_{12} 约为65%，比3.3中的模拟结果低。

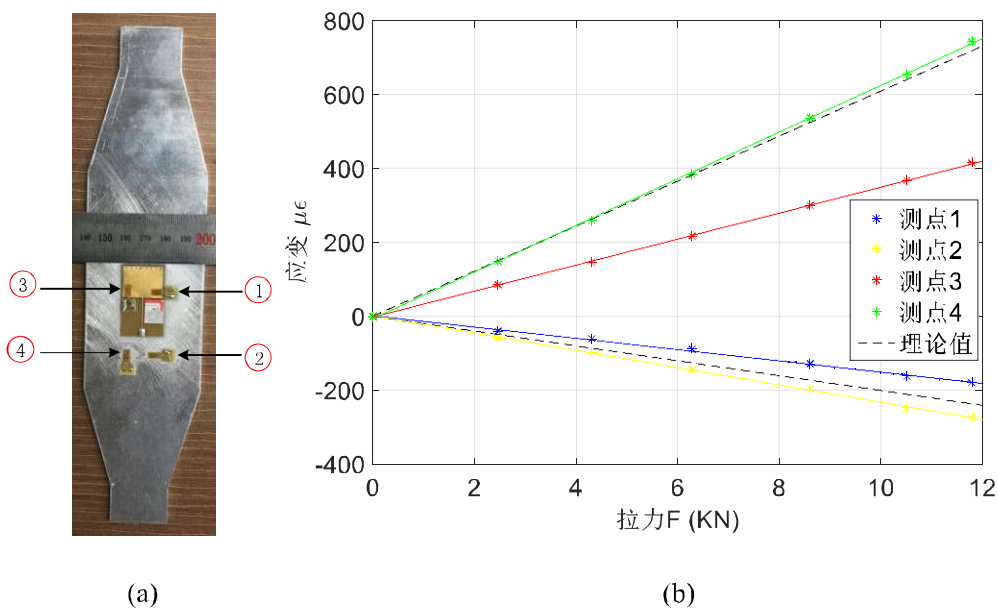


图4.7 应变传递效率实验 (FR4天线纵向粘贴)

(a) 铝板测点布置 (b) 实验结果

表4.4 应变传递效率实验结果 (FR4天线纵向粘贴)

	试验1	试验2	试验3	均值	均方差	模拟值
η_{22}	55.74%	63.81%	58.26%	59.27%	4.12%	69.09%
η_{12}	65.07%	63.21%	72.17%	66.81%	4.73%	86.21%

(4) FR4天线纵向粘贴

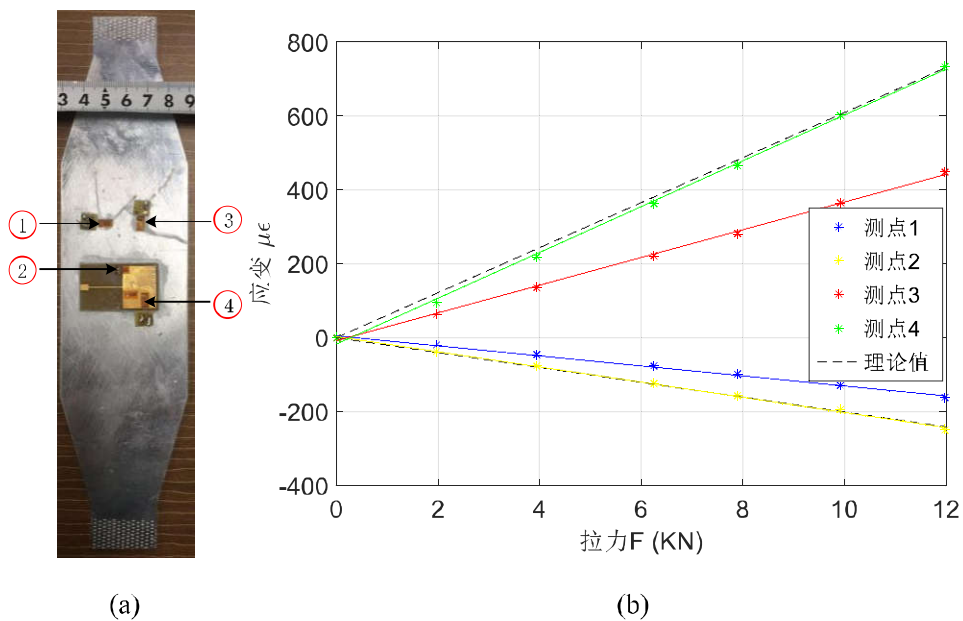


图4.8 应变传递效率实验 (FR4天线横向粘贴)

(a) 铝板测点布置 (b) 实验结果

如图4.8(a)所示，共布置4个测点：两个测量铝板纵向应变和横向应变，两个测量贴片天线上辐射贴片长度方向与宽度方向的应变。一组测试结果如图4.8(b)所示。

重复实验后，各组测试结果如表4.5所示，纵向应变传递效率 η_{21} 约为60%，比3.3中的模拟结果低，横向应变传递效率 η_{11} 约为65%，比3.3中的模拟结果低。

表4.5 应变传递效率实验结果（FR4天线纵向粘贴）

	试验1	试验2	试验3	均值	均方差	模拟值
η_{21}	60.50%	63.78%	56.14%	60.14%	3.83%	68.99%
η_{11}	65.95%	64.26%	59.89%	63.37%	3.14%	82.87%

各组实验结果与模拟结果有一些差异，可能由以下几个方面的原因造成：

1. Abaqus模型中的铝板、介质板和铜制辐射贴片的材料参数与各组实验中的材料有差异；
2. 强力胶造成的影响；
3. 电阻应变采集系统和测力计的误差；
4. 电阻应变片粘贴位置带来的影响

由于实验测量结果均值与3.3节Abaqus模拟结果差异较大，且实验测量结果的均方差较小，在4.3.2中将参考实验测量的应变传递效率进行计算，为使计算简便，按应变传递效率按表4.6进行取值。

表4.6 应变传递效率取值（用于4.3.2计算）

	η_{22}	η_{21}	η_{12}	η_{11}
RT-5880	70%	85%	85%	80%
FR4	60%	60%	65%	65%

4.3 应变传感器单向拉伸实验

为测量矩形贴片天线的谐振频率与天线长度方向和宽度方向上应变的关系，笔者进行了单向拉伸试验，实验设备如图4.9所示，采用网络分析仪测量天线的回波损耗曲线；采用测力计来测量铝板受到的拉力，利用铝板的材料参数将其转换为铝板表面纵向计算应变，再根据式(4.3)、式(4.4)、和表4.6将其转化为天线长度方向和宽度方向上的应变；实验采用拉伸机(SJV-30000，思为仪器有限公司)对铝板进行分级加载，每级加载增量约为2KN，最终约加载至12KN停止，加载完

成时，铝板表面纵向计算应变约为 $700\mu\varepsilon$ 。

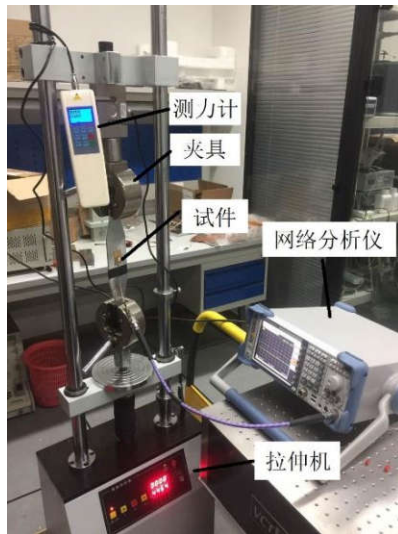


图4.9 单向拉伸实验设备

4.3.1 贴片天线的阻抗匹配测试

在进行实验前，需先测试天线的性能，即检验天线是否阻抗匹配。如图 4.10 所示，用网络分析仪可完成该检测。

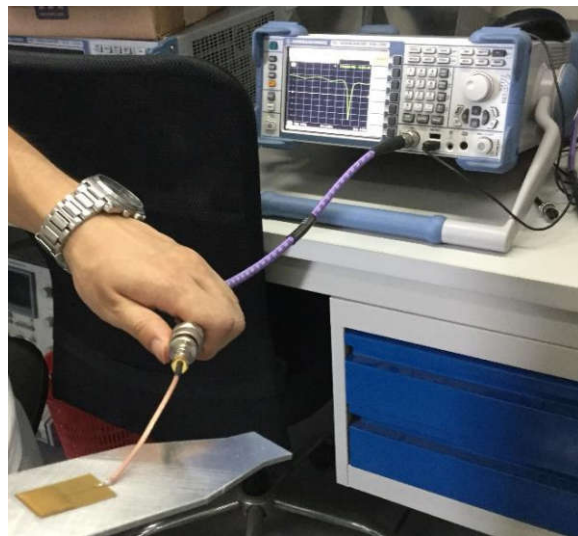
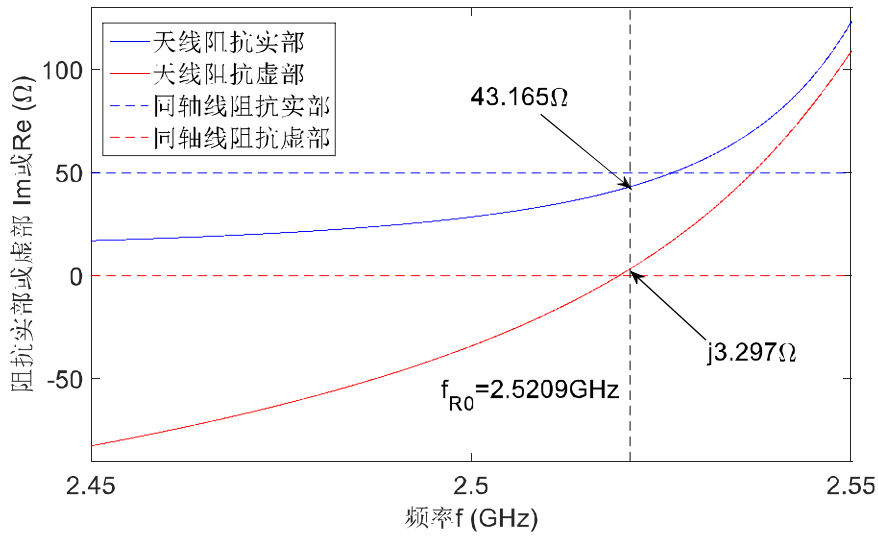
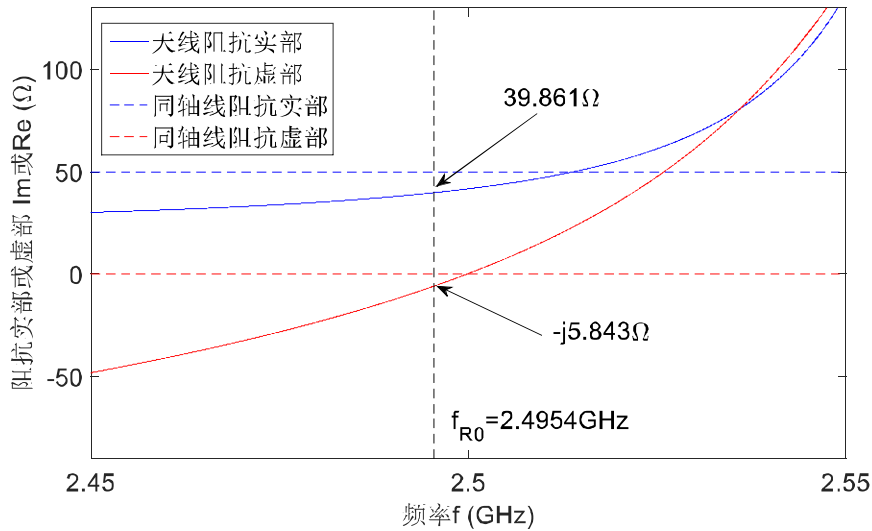


图 4.10 天线性能测试

检测结果如图 4.11 所示，两种天线在初始下谐振频率点处的阻抗分别为 $43.165\Omega + j3.297\Omega$ 和 $39.861\Omega - j5.843\Omega$ ，与模拟结果有一定差异。该阻抗虽然与同轴线的阻抗(50Ω)略有不同，但是这种差距仍处于可接受的误差范围内。



(a)



(b)

图 4.11 天线的阻抗匹配

(a) RT-5880 天线 (b) FR4 天线

4.3.2 谐振频率与铝板纵向计算应变的关系

本节先以纵向粘贴的RT-5880天线为例，介绍如何利用网络分析仪测得的 S_{11} 曲线和测力计测得的拉力值计算该天线谐振频率偏移与铝板表面纵向计算应变之间的关系。然后将该方法推广到横向粘贴的RT-5880天线以及FR4天线，得到相应的结论。

(1) RT-5880天线纵向粘贴

每级加载完成后，利用网络分析仪记录天线的 S_{11} 曲线10次，按式(4.5)取平均值。

$$S_{11}(f) = \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} S_{11,i}(f) \quad (4.5)$$

经取平均值计算后的各加载级 S_{11} 曲线如图4.12所示。由于相邻两级加载的荷载增量仅为2KN，对应的铝板表面计算纵向应变的增量约为 $120\mu\epsilon$ ，因此相邻两加载级的 S_{11} 曲线十分接近，为方便阅读，图4.12每隔两加载级记录一条 S_{11} 曲线，即记录的相邻荷载 S_{11} 曲线的增量约为6KN。

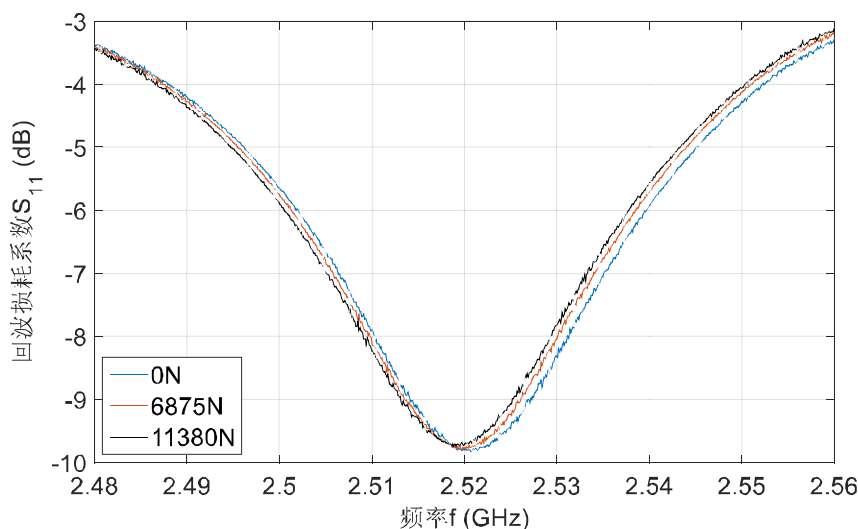


图4.12 实验记录 S_{11} 曲线 (RT-5880天线)

可以看出：1. 该组RT-5880天线的初始谐振频率约为2.52GHz，与3.2.2中模拟结果2.5269GHz接近；2. 由加工误差，该组RT-5880天线 S_{11} 曲线的最小值约为-10dB，大于3.2.2中模拟结果-20dB，但天线的传输性能仍能满足要求；3. 随着拉力的增加，天线的谐振频率逐渐减少。

但是，图4.12中的 S_{11} 曲线仍不够光滑，部分测点误差超过1‰，如表4.7所示。这是受到测试中环境噪声的影响， S_{11} 曲线上的每一个测点都会存在一定的误差，许多测点的误差超过1‰，少数测点甚至达到4‰。因此，直接根据测得的 S_{11} 曲线计算天线的谐振频率，难免会不准确。

表4.7 0N拉力下原始 S_{11} 曲线的部分数据 (红色为误差超过1‰测点)

f (GHz)	2.5195	2.5196	2.5197	2.5198	2.5199	2.5200	2.5201
S_{11} (dB)	-9.7567	-9.7718	-9.7593	-9.7854	-9.7488	-9.7726	-9.7796

为减少环境噪声的影响，选取 S_{11} 曲线最小值附近的一小段，采用二次函数对其进行拟合，并选用拟合曲线的最小值点作为天线在该级荷载下的谐振频率点，如图4.13所示，该组实验中矩形贴片天线的初始谐振频率 f_{R0} 为2.5209GHz。

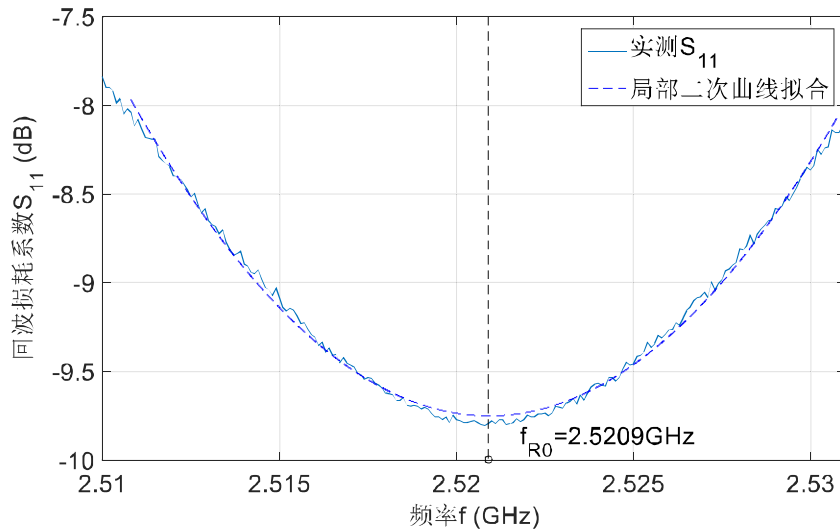


图4.13 S_{11} 曲线的预处理

0N拉力下测得的该天线 S_{11} 曲线在 f_{R0} 即2.5209GHz附近的数据如表4.8所示，可以看出，这些测点的 S_{11} 值十分接近，若在初始谐振频率 f_{R0} 附近的测点误差达到4‰，直接根据原始 S_{11} 曲线计算谐振频率可能会有1MHz的误差。

表4.8 0N拉力下 S_{11} 曲线在 f_{R0} 附近的数据

f (GHz)	2.5205	2.5206	2.5207	2.5208	2.5209	2.5210	2.5211	2.5212
S_{11} (dB)	-9.7794	-9.7903	-9.7983	-9.8066	-9.7958	-9.7802	-9.7929	-9.7719

利用上述方法处理每一条 S_{11} 曲线，可以得到，天线谐振频率与铝板承受拉力之间的关系，为了与3.2.2中的模拟结果对比，将铝板承受拉力除以铝板的刚度，得到铝板纵向计算应变，最终得到天线谐振频率与铝板纵向计算应变的关系如图

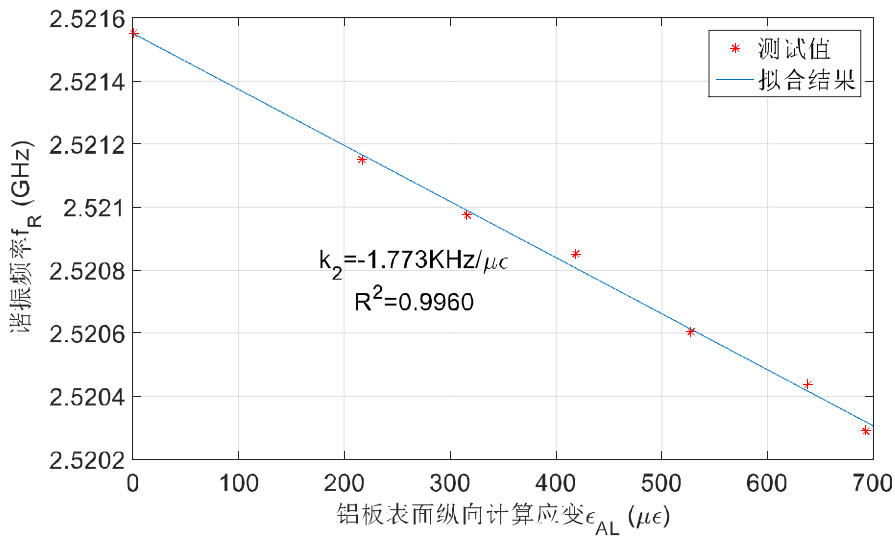


图4.14 天线谐振频率与铝板纵向计算应变的关系 (RT-5880天线纵向粘贴)

4.14所示，两者具有良好的线性关系，回归系数 R^2 为0.9960，拟合直线斜率为-1.773 KHz/ $\mu\epsilon$ 。

利用同样的方法测试横向粘贴的RT-5880天线，先测得该天线的初始谐振频率为2.5394GHz，然后测得天线谐振频率偏移与铝板纵向应变的关系，如图4.15所示，两者具有一定线性关系，回归系数 R^2 为0.8257，拟合直线斜率为0.640 KHz/ $\mu\epsilon$ 。

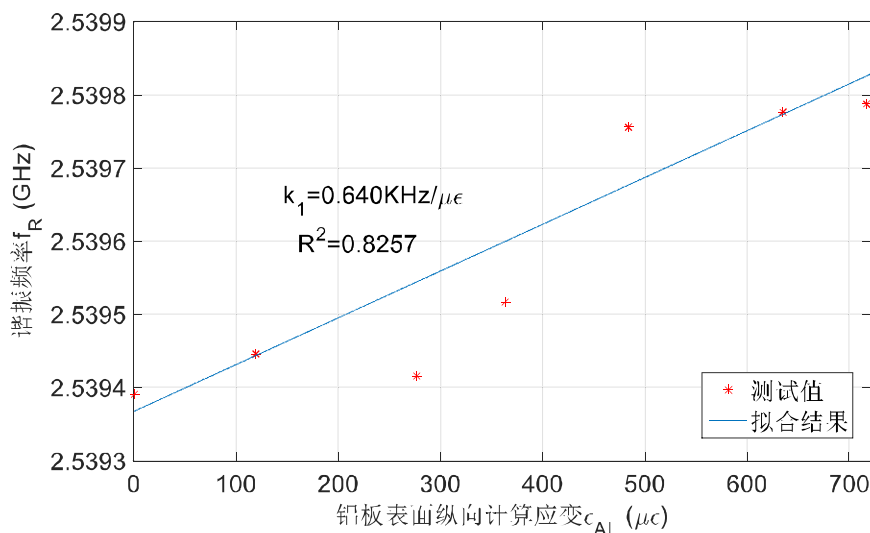


图4.15 天线谐振频率与铝板纵向计算应变的关系 (RT-5880天线横向粘贴)

重复两次纵向粘贴与横向粘贴的实验后，得到各组实验结果如表4.9所示。各组RT-5880天线初始谐振频率 f_{r0} 平均值为2.5270GHz，相比于HFSSTM模拟值2.5269GHz和设计公式计算值2.4137GHz，实验测量值更加接近于模拟值。天线沿铝板纵向粘贴时，各组实验测得谐振频率 f_r 与铝板纵向计算应变 ϵ_{AL} 拟合直线的斜率 k_2 平均值为-1.730 KHz/ $\mu\epsilon$ ；当天线沿铝板横向粘贴时，该斜率 k_2 平均值为0.689 KHz/ $\mu\epsilon$ 。

表4.9 RT-5880天线的实验测试结果

		试验1	试验2	试验3	均值	方差	模拟值	设计公式
纵向 粘贴	k_2 (KHz/ $\mu\epsilon$)	-1.773	-1.724	-1.693	-1.730	0.040		
	R^2	0.9960	0.9924	0.9389				
横向 粘贴	f_{r0} (GHz)	2.5209	2.5193	2.5245	2.5270	0.0102	2.5269	2.4137
	k_1 (KHz/ $\mu\epsilon$)	0.640	0.705	0.722	0.689	0.043		
	R^2	0.8257	0.9237	0.9031				

(2) FR4天线

利用同样的方法，测得FR4天线经取平均计算后的各加载级 S_{11} 曲线如图4.16所示。利用同样的方法进行曲线拟合得，天线初始谐振频率为2.4954GHz。

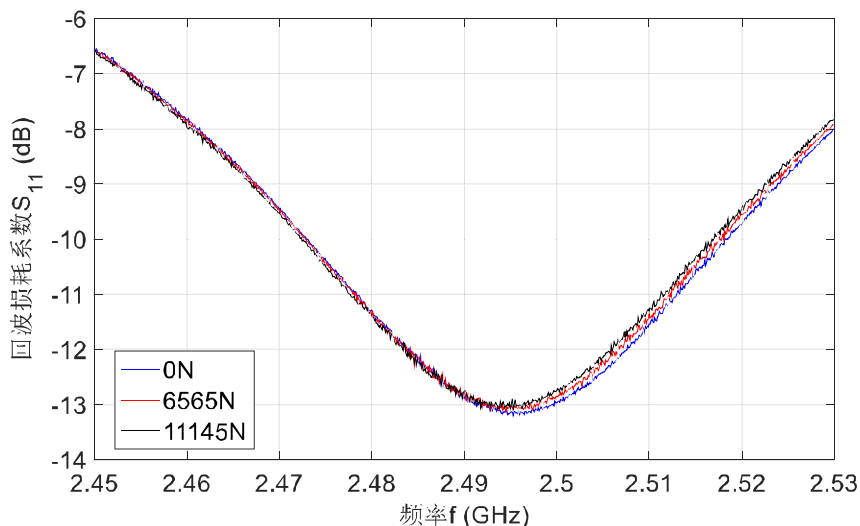


图4.16 实验记录 S_{11} 曲线 (FR4曲线)

可以看出：1. 该组FR4天线的初始谐振频率约为2.4954GHz，与3.2.2中模拟结果2.4524GHz有差异；2. 由加工误差，该组FR4天线 S_{11} 曲线的最小值约为-13dB，大于3.2.2中模拟结果-30dB，但天线的传输性能仍能满足要求；3. 随着拉力的增加，天线的谐振频率逐渐减少。

处理每一条 S_{11} 曲线后，可以得到，天线谐振频率与铝板承受拉力之间的关系如图4.17所示，两者具有良好的线性关系，回归系数 R^2 为0.9942，拟合直线斜率为-1.601 KHz/ $\mu\epsilon$ 。

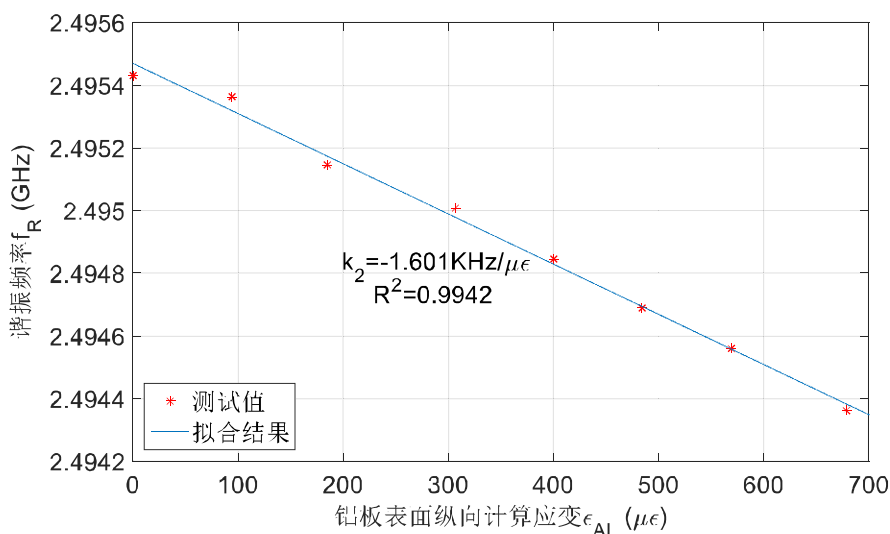


图4.17 天线谐振频率与铝板纵向计算应变的关系 (FR4天线纵向粘贴)

利用同样的方法测试横向粘贴的FR4天线，先测得该天线的初始谐振频率为2.5250GHz，然后测得天线谐振频率偏移与铝板纵向应变的关系，如图4.18所示，两者具有良好线性关系，回归系数 R^2 为0.9821，拟合直线斜率为0.898 KHz/ $\mu\epsilon$ 。

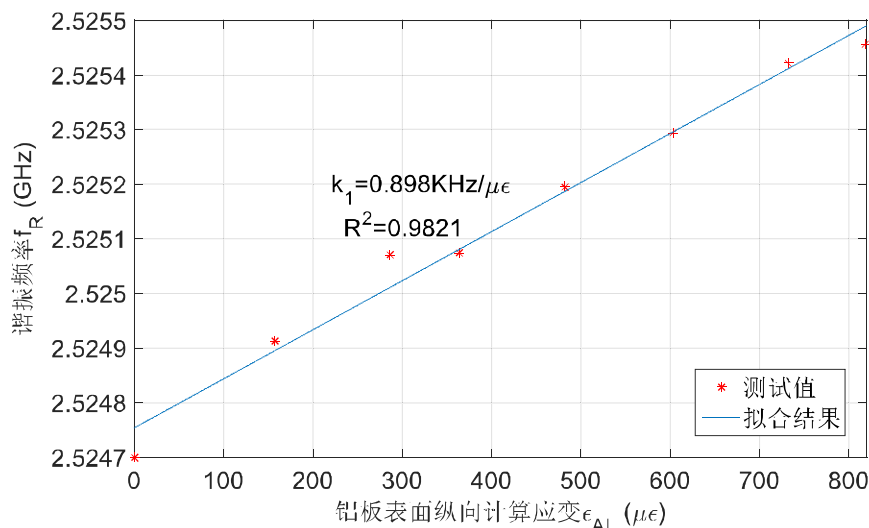


图4.18 天线谐振频率与铝板纵向计算应变的关系 (FR4天线横向粘贴)

重复两次纵向粘贴与横向粘贴的实验后，得到各组实验结果如表4.10所示。各组FR4天线初始谐振频率 f_{R0} 平均值为2.5083GHz，与HFSSTM模拟值2.4524GHz和设计公式计算值2.2586GHz都有差异，但更接近于模拟值，可能是FR4的高频段性能不佳导致该天线实际工作状况与模拟结果不吻合。天线沿铝板纵向粘贴时，各组实验测得谐振频率 f_R 与铝板纵向计算应变 ϵ_{AL} 拟合直线的斜率 k_2 平均值为-1.559 KHz/ $\mu\epsilon$ ；当天线沿铝板横向粘贴时，该斜率 k_2 平均值为1.003 KHz/ $\mu\epsilon$ ，但是几组 k_2 测量结果之间差异较大。

表4.10 FR4天线的实验测试结果

		试验1	试验2	试验3	均值	方差	模拟值	设计公式
纵向 粘贴	k_2 (KHz/ $\mu\epsilon$)	-1.601	-1.531	-1.546	-1.559	0.037		
	R^2	0.9942	0.9873	0.9965				
横向 粘贴	f_{R0} (GHz)	2.4954	2.5104	2.5228	2.5083	0.0144	2.4524	2.2586
	k_1 (KHz/ $\mu\epsilon$)	0.898	1.146	0.964	1.003	0.128		
	R^2	0.9821	0.9357	0.9912				

4.3.3 谐振频率与天线两方向应变关系

由式(4.3)与式(4.4)，应变传感器沿铝板纵向粘贴时，当铝板表面纵向计算应变为 ε_{AL} 时，矩形贴片天线上辐射贴片长度方向的应变为 $\eta_{22}\varepsilon_{AL}$ ，宽度方向的应变为 $-\mu\eta_{12}\varepsilon_{AL}$ ，若天线上辐射贴片长度方向和宽度方向应变与天线的谐振频率具有线性关系，假设它们之间的斜率分别为 k_y 和 k_x ，可推导出式(4.6)：

$$k_2\varepsilon_{AL} = k_y\eta_{22}\varepsilon_{AL} - k_x\mu\eta_{12}\varepsilon_{AL} \quad (4.6)$$

式(4.6)中，等号左端为天线纵向粘贴时总的谐振频率偏移量；等号右端第一项为天线长度方向应变引起的谐振频率偏移，第二项为天线宽度方向应变引起的谐振频率偏移。

同理，应变传感器沿铝板横向粘贴时，矩形贴片天线上辐射贴片长度方向的应变为 $-\mu\eta_{21}\varepsilon_{AL}$ ，宽度方向的应变为 $\eta_{11}\varepsilon_{AL}$ ，可推导出式(4.7)：

$$k_1\varepsilon_{AL} = -k_y\mu\eta_{21}\varepsilon_{AL} + k_x\eta_{11}\varepsilon_{AL} \quad (4.7)$$

式(4.7)中，等号左端为天线横向粘贴时总的谐振频率偏移量；等号右端第一项为天线长度方向应变引起的谐振频率偏移，第二项为天线宽度方向应变引起的谐振频率偏移。

联立式(4.6)与式(4.7)可以得到方程组式(4.8)

$$\begin{cases} k_2 = \eta_{22}k_y - \mu\eta_{12}k_x \\ k_1 = -\mu\eta_{21}k_y + \eta_{11}k_x \end{cases} \quad (4.8)$$

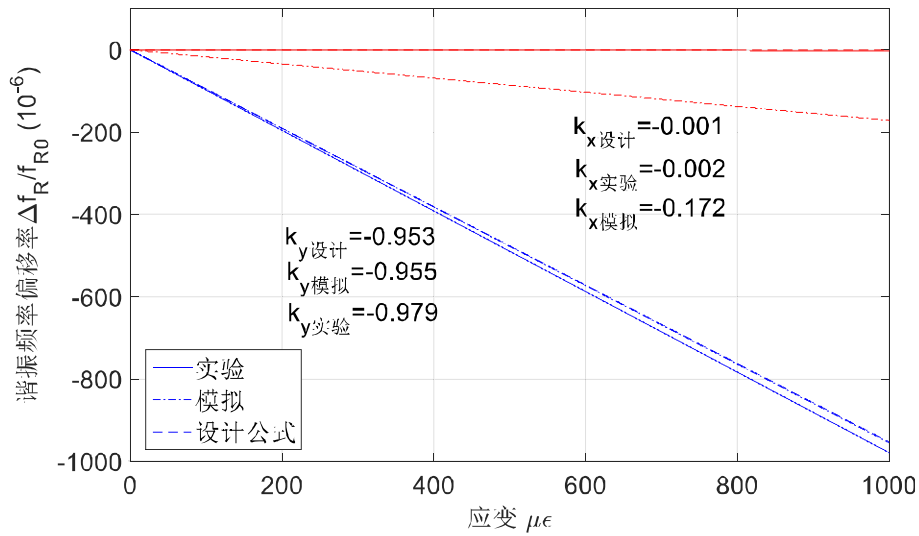
式中， μ 为铝板的泊松比，取0.33；应变传递效率 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 按照表4.6进行取值； k_2 和 k_1 按照表4.9和表4.10进行取值。

经计算可解出：RT-5880天线的斜率 k_y 和 k_x 分别为-2.4739KHz/ $\mu\varepsilon$ 和-0.0062KHz/ $\mu\varepsilon$ ，FR4天线的斜率 k_y 和 k_x 分别为-2.2968KHz/ $\mu\varepsilon$ 和0.8434KHz/ $\mu\varepsilon$ 。将其与3.2.2中模拟结果以及设计公式计算结果对比，如表4.11所示。

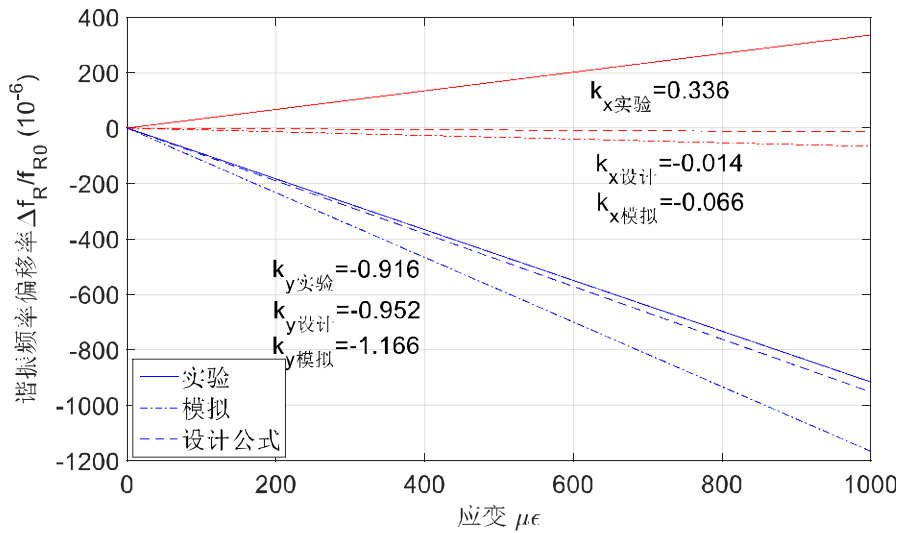
表4.11 k_y 与 k_x 的实验、模拟和设计公式结果对比（单位：KHz/ $\mu\varepsilon$ ）

	k_y (实验)	k_y (模拟)	k_y (公式)	k_x (实验)	k_x (模拟)	k_x (公式)
RT-5880 天线	-2.4739	-2.4133	-2.3001	-0.0062	-0.4358	-0.0032
FR4 天线	-2.2968	-2.8592	-2.1513	0.8434	-0.1607	-0.0314

图 4.19 显示了设计公式、模拟结果和实验结果中，两矩形贴片天线长度方向和宽度方向应变对其谐振频率偏移率 $\Delta f_R / f_{R0}$ 的影响。



(a)



(b)

图 4.19 设计公式、模拟和实验的对比

(a) RT-5880 天线 (b) FR4 天线

经对比发现：对于 RT-5880 天线，其设计公式可以描述两个方向上应变给谐振频率带来的影响，但模拟结果中，天线宽度方向应变对谐振频率的影响不准确；对于 FR4 天线，其设计公式只能描述长度方向应变对谐振频率的影响，而天线两个方向上的应变对谐振频率的影响的模拟结果都不准确。

4.4 本章小结

本章中，笔者加工了第 3 章设计的两种基于天线的应变传感器，采用网络分

析仪，拉伸机，测力计等设备，设计并完成了实验，具体包括下面几项工作：

(1) 设计并完成了铝板材料性能实验。实验结果表明铝板材料参数符合 Abaqus 中的假定。

(2) 设计并完成了贴片天线的应变传递效率实验，实验结果表明两种天线的应变传递效率与 3.3.2 中模拟结果有一定差异，因此根据实验结果修正了应变传递效率。修正后 RT-5880 的 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 分别为 70%，85%，85% 和 80%；FR4 的 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 分别为 60%、60%，65% 和 65%。

(3) 设计并完成了应变传感器的单向拉伸实验，得到了天线谐振频率与单向拉伸时铝板表面纵向计算应变的关系，二者线性关系良好。RT-5880 天线纵向粘贴时拟合直线斜率 k_2 为 $-1.703\text{KHz}/\mu\epsilon$ ，横向粘贴时拟合直线斜率 k_1 为 $0.689\text{KHz}/\mu\epsilon$ ，且其回波损耗 S_{11} 曲线的最小值达到 -10dB ；对于 FR4 天线，斜率 k_2 为 $-1.559\text{KHz}/\mu\epsilon$ ，斜率 k_1 为 $1.003\text{KHz}/\mu\epsilon$ ，且其回波损耗 S_{11} 曲线的最小值达到 -13dB 。

(4) 利用 4.3.2 中的测得的斜率 k_2 和 k_1 ，4.2.2 中的测得的贴片天线的应变传递效率 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 和 4.1 中测得的铝板材料参数，建立了式(4.8)方程组。通过求解该方程组，将天线横向粘贴和纵向粘贴时，天线长度方向与宽度方向应变对谐振频率的影响计算。可以解出，RT-5880 天线的斜率 k_y 和 k_x 分别为 $-2.4739\text{KHz}/\mu\epsilon$ 和 $-0.0062\text{KHz}/\mu\epsilon$ ，FR4 天线的斜率 k_y 和 k_x 分别为 $-2.2968\text{KHz}/\mu\epsilon$ 和 $0.8434\text{KHz}/\mu\epsilon$ 。

根据本章最终计算结果：1. 根据天线回波损耗 S_{11} 曲线的最小值，当这两种贴片天线用于应变测量时，其传输能力仍然满足要求；2. 实际的 RT-5880 矩形贴片天线不但长度方向应变与其谐振频率之间的敏感度 k_y 高，而且宽度方向应变对其谐振频率几乎没有影响，其作为应变传感器具有良好的单方向性；3. 实际的 FR4 矩形贴片天线的宽度方向应变对其谐振频率的影响较大，说明其达不到应变传感器的标准。

第 5 章 结论与展望

5.1 结论

天线具有一种特殊的力学特性——其谐振频率与天线的尺寸存在一定关系。当天线经历应变时,天线的尺寸发生变化,引起其谐振频率偏移。根据这个特性,在应变测量中,天线不仅可以作为无线通信原件,还可以被当成应变传感器的传感单元,学者们基于此提出了基于天线的应变传感器。当天线作为传感单元时,天线是否达到应变传感器传感单元基本要求,同时该天线是否兼备数据和能量传输功能,这些都是有待研究的问题。

因此,本文研究了一种基于微波贴片天线的应变传感器,研究了该应变传感器的原理,设计并模拟了该应变传感器,最终加工了该传感器并完成了实验。为回答天线是否达到应变传感器传感单元基本要求,本文研究了该应变传感器的谐振频率与其长度方向和宽度方向应变的关系,并以该传感器宽度方向应变对谐振频率的影响较小作为其满足该要求的依据;为回答天线是否兼备数据和能量传输功能,本文研究了天线的回波损耗系数 S_{11} ,并以 S_{11} 曲线最小值较小作为其满足该要求的依据。

本文的主要工作和研究结论如下:

(1) 介绍了矩形微波贴片天线的理论基础,即电磁场理论和传输线理论;由这些理论构建了矩形微波贴片天线的计算模型,并以此分析了该天线的特性。如根据矩形贴片天线的传输线模型,得到了矩形贴片天线的设计公式,根据该设计公式,推导了天线谐振频率 f_R 的与天线尺寸间的关系,为分析该传感器的应变传感性能奠定了理论基础;根据传输线理论,将天线转化成等效电路,通过求解等效电路介绍了天线回波损耗系数 S_{11} 的物理意义,为分析该传感器的能量与数据传输能力奠定了理论基础。

(2) 将传感器的初始谐振频率 f_{R0} 选在微波频段内,根据矩形贴片天线的设计公式初步设计两种基于矩形贴片天线的应变传感器,它们具有不同的介质板:RT-5880 和 FR4。在 HFSSTM 中建立初步设计的模型,并对其进行优化,保证其阻抗匹配,得到了优化后的传感器模型。模拟优化后模型的回波损耗 S_{11} 曲线,得到其初始谐振频率 f_{R0} 。

(3) 天线设计完成后,将其尺寸带入天线的设计公式中,计算两天线的初始谐振频率 f_{R0} ,与模拟结果进行对比;接着,计算天线的谐振频率 f_R 与天线长度

方向和宽度方向上的应变的关系，结果表明，它们具有线性关系，并得到拟合直线的斜率 k_y 和 k_x 。 k_y 与 k_x 的计算结果表明，根据其设计公式，天线的谐振频率 f_r 对天线长度方向上的应变传感效果良好，且天线宽度上应变对谐振频率影响可以忽略。

(4) 在 HFSSTM 中模拟两天线分别在长度方向与宽度方向经历应变时，其回波损耗 S_{11} 曲线的变化，发现：一方面，两方向应变与谐振频率 f_r 之间具有良好线性关系，进行直线拟合并得到斜率 k_y 和 k_x ， k_y 与 k_x 的计算结果表明，根据 HFSSTM 模拟结果，天线的谐振频率 f_r 对天线长度方向上的应变传感效果良好，但是 RT-5880 天线宽度方向应变对谐振频率的影响达到了长度方向的 18%，该影响不能忽略；另一方面，两天线回波损耗 S_{11} 曲线的最小值较小，说明根据 HFSSTM 模拟结果，天线的能量与数据传输能力良好。

(5) 为了考虑实际测量中，应变传递效率的影响，在 Abaqus 中模拟了两传感器的应变场，以计算从铝板表面到天线上辐射贴片的应变传递效率。模拟结果表明，在铝板横向应变传递效率 η_{21} 和 η_{11} 高于纵向应变传递效率 η_{22} 和 η_{12} 。接着，设计并完成了贴片天线的应变传递效率实验，利用实验结果修正了模拟得到的应变传递效率，修正后的 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 将用于计算实际测量中，天线长度方向与宽度方向应变对天线谐振频率 f_r 的影响。

(6) 设计并完成了应变传感器的单向拉伸实验，得到了天线在纵向粘贴与横向粘贴时的各级 S_{11} 曲线，发现：一方面，利用前文中得到 k_2 、 k_1 、 η_{22} 、 η_{12} 、 η_{21} 和 η_{11} 等参数，建立并求解方程组，将天线长度方向与宽度方向应变对谐振频率的影响计算，得到实际测量中斜率 k_y 和 k_x ， k_y 与 k_x 的计算结果表明，根据实验结果，RT-5880 天线谐振频率 f_r 对天线长度方向上的应变传感效果良好，且天线宽度方向上应变对谐振频率影响可以忽略，但是 FR4 天线宽度方向应变对谐振频率的影响达到了长度方向的-37%，该影响不能忽略；另一方面，两天线回波损耗 S_{11} 曲线的最小值虽然高于模拟结果，但仍然满足天线传输性能的要求。

根据上述工作与结论，可总结出以下几点：

1. 矩形贴片天线的设计公式计算得到的初始谐振频率 f_{R0} 与实际的 f_{R0} 有一定差异，而由 HFSSTM 模拟的 f_{R0} 与实际情况接近。因此，在设计矩形贴片天线时，需进行模拟以确定 f_{R0} 。

2. 矩形贴片天线的设计公式表明，两天线宽度方向应变对谐振频率 f_r 无影响，而模拟结果表明，两天线宽度方向应变对谐振频率 f_r 的影响不可忽略。实验测试结果表明，RT-5880 天线的宽度方向应变对谐振频率 f_r 无影响，FR4 天线的宽度方向应变对谐振频率 f_r 的影响不可忽略，说明无论是设计公式还是模拟结果，都不能完全反映出天线的应变传感性能。

3. 根据实验测试结果, RT-5880 天线的应变传感性能良好, 宽度方向应变对谐振频率影响可以忽略, 说明其应变传感的单向性得到了保障; 同时其能量与数据的传输能力良好, 该类天线非常适合制作应变传感器。FR4 天线的应变传感性能不佳, 不适合制作应变传感器。

5.2 展望

基于天线的应变传感器具有广阔的应用前景。为天线选配合适的读取器和芯片后, 三者将组成一个 RFID 应变测量系统, 最终形成一个系统简单、功能完备、低成本、易于维护的无源、无线应变测量系统。因此, 对于本文研究的应变传感器, 有以下几个方面的内容有待今后研究。

(1) 本文研究了矩形贴片天线作为应变传感器传感单元时, 其应变测量指标——谐振频率 f_r 与天线长度方向和宽度方向应变的关系, 但实际测量中, f_r 还可能受到温度等因素的影响, 在今后的研究中有待研究这些因素的作用。

(2) 本文的研究重点是矩形贴片天线作为应变传感器传感单元的性能, 为了精确测量天线的谐振频率, 利用同轴线将天线与网络分析仪相连, 实际的测量方式为有线测量。今后的研究中, 可以将天线与芯片或其他负载连接, 利用读取器对天线进行无线测量, 研究该应变传感器无线工作时是否仍然具有良好的性能。

(3) 本文第 3 章先利用 HFSSTM 模拟了贴片天线在均匀的长度和宽度方向应变下的谐振频率偏移, 再利用 Abaqus 模拟了贴片天线的应变场。在今后的研究中, 可以尝试贴片天线的电磁场——应变场耦合模拟, 模拟天线在经历实际应变时其谐振频率的变化。

(4) 本文第 4 章的实验中, 由于使用电阻应变计测量天线表面的应变会干扰天线附近的电磁场, 没有实现同时测量天线表面的应变和其谐振频率偏移。在今后的研究中, 可以尝试使用数字散斑法等非接触的方式测量天线表面的应变场, 以避免多余的工作并减少误差。

致谢

感谢我的导师薛松涛老师与副导师谢丽宇老师，在完成本文的过程中他们付出了很多心血，同时两位老师的在我的研究生学习阶段锻炼与培养我，对我的前程也十分关心，他们教导将使我终生受益。感谢振动与控制研究室的唐和生老师，唐老师在我的研究生学习阶段亦给予了不少的帮助与指导。感谢电信学院的万国春老师，本课题来源于万老师与谢老师的交叉学科项目，完成论文期间他给予我不少的帮助。

感谢电信学院博士生张允晶，他向我介绍了许多电磁学理论，并指导我使用 HFSSTM 软件，和他讨论的过程中加深了我对本课题的理解。感谢我的同门李林，他像我介绍了许多使用 Abaqus 软件的技巧。

感谢电信学院博士生张健，硕士生王丹、耿涛、薛科，我的师弟徐康乾，他们都曾参与我的实验。

同时要感谢的有：我的同门黄志云、杨桂权、余必龙，博士生师姐仝运佳，师兄赵金海、李大伟、杨鹏超；直博生师妹郭雪媛、班鑫磊；研二的师弟郑学胜、凌塑奇、陈杉杉、张昕宇；研一的师妹林庄慧、陈依柯，师弟张睿；已毕业的师姐张毅捷、苏瑜、谢丽君、陈微、牟晓彤；师兄王航航、宋琛琛、王兵、梅加河。感谢你们在生活中给我的帮助。

最后，特别感谢电信学院博士生王世聪，他是我的课题合作伙伴，在完成实验的过程中，我多次在嘉定校区留宿，都得益于他提供住宿；另外，在完成实验过程中曾发生过拉伸机漏电事故，他不幸触电，还好并无大碍。在这里也提醒各位，在今后的工作和生活中，注意用电安全。

参考文献

- [1] Cao M, Tang H, Funaki N, et al. Study on a real 8F steel building with oil damper damaged during the 2011 Great East Japan Earthquake [Z]. Lisbon, Portugal: 2012.
- [2] Xie L, Cao M, Funaki N, et al. Performance Study of an Eight-story Steel Building Equipped with Oil Dampers Damaged During the 2011 Great East Japan Earthquake Part 1: Structural Identification and Damage Reasoning[J]. *Journal of Asian Architecture and Building Engineering*. 2015, 14(1): 181-188.
- [3] 欧进萍. 重大工程结构的智能监测与健康诊断[Z]. 中国长沙: 200210.
- [4] 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.
- [5] 杨君琦. 应变传感器的应变传递理论及传感特性研究[D]. 中南大学, 2013.
- [6] Lynch J P, Loh K J. A summary review of wireless sensors and sensor networks for structure health monitoring[J]. *Shock and Vibration Digest*. 2006(38): 91-128.
- [7] Butler J C, Vigliotti A J, Verdi F W, et al. Wireless, passive, resonant-circuit, inductively coupled, inductive strain sensor[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2002, 102: 61-66.
- [8] Mita A, Takahira S. Health monitoring of smart structures using damage index sensors[Z]. International Society for Optics and Photonics, 200292-99.
- [9] Mita A, Takahira S. A smart sensor using a mechanical memory for structural health monitoring of a damage-controlled building[J]. *Smart Materials and Structures*. 2003, 12(12): 204-209.
- [10] Mita A, Takahira S. Damage index sensor for smart structures[J]. *Structure Engineering and Mechanics*. 2004, 17(3-4): 1-23.
- [11] Chuang J, Thomson D J, Bridges G. Wireless strain sensor based on resonant RF cavities[J]. *Smart Structures and Materials*. 2004, 9(76): 574-584.
- [12] 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.
- [13] Ozbey B, Demir H V, Kurc O, et al. Wireless measurement of elastic and plastic deformation by a metamaterial-based sensor[J]. *Sensors*. 2014(14): 19609-19621.
- [14] Ozbey B, Erturk V B, Demir H V, et al. A wireless passive sensing system for displacement/strain measurement in reinforced concrete members[J]. *Sensors*. 2016, 4(16): 496.
- [15] Occhiuzzi C, Paggi C, Marrocco G. Passive RFID strain-sensor based on meander-line antennas[J]. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*. 2011, 12(59): 4836-4840.
- [16] Bai L. RFID sensor-driven structural condition monitoring in integrated building information modeling environment[D]. University of Maryland, 2013.
- [17] 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.
- [18] Yi X, Cho C, Cooper J, et al. Passive wireless antenna sensor for strain and crack sensing—electromagnetic, simulation, and testing[J]. *Smart Material and Structure*. 2013(22): 1-17.
- [19] Daliri A, Galehdar A, John S, et al. Circular Microstrip Patch Antenna Strain Sensor for Wireless

- Structural Health Monitoring[C]. 2010.
- [20] Daliri A, Galehdar A, John S, et al. Wireless Strain Measurement Using Circular Microstrip Patch Antennas[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2012(184): 86-92.
- [21] Oppenheim I J, Greve D W, Chen A F. A flexible insert for wireless strain sensing[Z]. 2013.
- [22] Rakibet O O, Rumens C V, Batchelor J C, et al. Epidermal Passive RFID Strain Sensor for Assisted Technologies[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014, 13: 814-817.
- [23] Sanders J W, Yao J, Huang H. Microstrip Patch Antenna Temperature Sensor[J]. *IEEE Sensors Journal*. 2015, 15(9): 5312-5319.
- [24] Yao J, Tjuatja S, Huang H. Real-Time Vibratory Strain Sensing Using Passive Wireless Antenna Sensor [J]. *IEEE Sensors Journal*. 2015, 15(8): 4338-4345.
- [25] Deshmukh S, Huang H. Wireless interrogation of passive antenna sensors[J]. *Measurement Science & Technology*. 2010, 3(21): 35021.
- [26] Vena A, Koski K, Moradi E, et al. An embroidered two-dimensional chipless strain sensor for wireless structural deformation monitoring [J]. *IEEE Sensors Journal*. 2013, 13(12): 4627-4637.
- [27] Xu X, Huang H. Battery-less wireless interrogation of microstrip patch antenna for strain sensing[J]. *Smart Materials and Structures*. 2012, 12(21): 125007.
- [28] 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.
- [29] Tata U, Huang H, Carter R L, et al. Exploiting a patch antenna for strain measurements[J]. *Measurement Science & Technology*. 2008, 1(20): 15201.
- [30] Cho C, Yi X, Wang Y, et al. Compressive strain measurement using RFID patch antenna sensors[Z]. *International Society for Optics and Photonics*, 2014.
- [31] Qian Z, Tang Q, Li J, et al. Analysis and Design of a Strain Sensor based on a Microstrip Patch Antenna[Z]. 2012.
- [32] Moss C, Sass W, Weinrich N, et al. Low frequency RFID - strain measurement on passive implants[Z]. 2009.
- [33] Melik R, Unal E, Perkgöz N K, et al. Flexible metamaterials for wireless strain sensing[J]. *Applied Physics Letters*. 2009(95): 181105.
- [34] Melik R, Unal E, Perkgöz N K, et al. Nested metamaterials for wireless strain sensing[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 2010, 16(2): 450-458.
- [35] Huang H. Flexible wireless antenna sensor: a review[J]. *IEEE Sensors Journal*. 2013, 13(10): 3865-3872.
- [36] Yao J, Hew Y M, Mears A, et al. Strain gauge-enabled wireless vibration sensor remotely powered by light[J]. *IEEE Sensors Journal*. 2015, 15(9): 5185-5192.
- [37] 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.
- [38] Zhang J, Tian G Y, Marindra A M.J, et al. A review of passive RFID tag antenna-based sensors and systems for structural health monitoring applications[J]. *Sensors*. 2017, 2(17):265.
- [39] Klaus Finkenzeller. 射频识别技术原理和应用（第六版）[M]. 电子工业出版社, 2012.
- [40] 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.
- [41] 江贤祚. 天线原理[M]. 北京航空航天大学出版社, 1993.
- [42] 康行健. 天线原理与设计[M]. 北京理工大学出版社, 1993.
- [43] Kraus John D., Marhefka Ronald J. 天线（第三版）[M]. 电子工业出版社, 2006.

- [44] 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.
- [45] Weber Robert J. 微波电路引论——射频与应用设计[M]. 电子工业出版社, 2005.
- [46] White Joseph F. 射频与微波工程实践导论[M]. 电子工业出版社, 2008.
- [47] 李泽民, 黄卉. 微波技术基础及应用[M]. 北京大学出版社, 2013.
- [48] 周希朗. 微波技术与天线 (第3版) [M]. 东南大学出版社, 2015.
- [49] 鲍尔 I. J., 布哈蒂亚 P. 微带天线[M]. 电子工业出版社, 1984.
- [50] 李英. 电磁介质谐振器理论与应用[M]. 电子工业出版社, 1988.
- [51] 张钧, 刘克诚, 张贤泽, 等. 微带天线理论与工程[M]. 国防工业出版社, 1988.

个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

蒋灿, 男, 1993 年 11 月生。

2014 年 6 月毕业于哈尔滨工业大学土木工程学院, 获学士学位。

2014 年 9 月入同济大学土木学院攻读硕士学位。

发表论文:

[1] Can Jiang, Liyu Xie, Shicong Wang, et al. Simulation of RFID-based Folded Patched Antenna for Strain Sensing[Z]. Jeju, Korea. 2016

[2] 蒋灿, 谢丽宇, 薛松涛. RFID 式应变传感器的研究进展与应用[J]. 结构工程师. 2017, 3.

[3] 薛松涛, 蒋灿, 谢丽宇等. 基于矩形贴片天线的应变传感器的模拟与测试[J]. 振动、测试与诊断. (已录用)

申请专利:

[1] 谢丽宇, 蒋灿, 万国春等. 用于测量金属构件表面的标签、测量系统及应用方法: 中国, 201710147363.1[P]. (初审通过)