



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

硕士学位论文

(专业学位)

基于无应力贴片天线的无源形变传感器

资助项目：国家自然科学基金（编号：52078375）
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： 易卓然

学 号： 1832542

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

二〇二一年三月



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

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

Unstressed Passive Wireless Sensing System for Structural Health Monitoring

Supported by National Natural Science Foundation of China (Grant No. 52078375), the Key Laboratory of Performance Evolution and Control for Engineering Structures (Tongji University), the Ministry of Education of the People's Republic of China (Grant No. 2018KF-4), and the Fundamental Research Funds for Central Universities.

Candidate: Yi Zhuoran

Student Number: 1832542

School/Department: School of Civil Engineering

Discipline: Engineering

Major: Architectural and Civil Engineering

Supervisor: Xue Songtao

March, 2021

基于无应力贴片天线的无源形变传感器

易卓然

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。

学位论文作者签名：

年 月 日

摘要

近年来,贴片天线传感器作为一种新兴的无源无线传感器,被广泛运用于结构健康监测中,对结构的应变、位移、裂缝开展状况等变量进行测定。但是,传统的整体式贴片天线传感器采用天线本体形变作为传感单元反映结构形变,其测量精度会受到剪力滞后效应、应变传递效率和胶水黏贴强度的影响,随机性较大。另外,目前对贴片天线传感器的访问机制主要是采用矢量网络分析仪进行终端测试,耗材昂贵的同时,采样率受到矢量网络分析仪自身刷新率的限制,只能实现对天线的准静态访问,较难实现对动态参数,如加速度响应的测量,限制了贴片天线传感器在结构健康监测领域的应用。一方面,为解决整体式贴片天线传感器测量的弊端,本文基于带上覆贴片的贴片天线提出了两种无应力的贴片天线传感器模型,并就其中之一进行了温度补偿的机制设计;另一方面,为实现贴片天线传感器的动态响应监测,本文基于调频连续波 (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) 雷达访问原理,提出了一种高频访问平台。本文的研究内容如下:

(1) 天线谐振频率与辐射单元的有效辐射长度呈负相关。本文将矩形贴片天线的辐射单元——上辐射贴片拆分成下部贴片和上移动贴片,通过将下部贴片和上移动贴片短接组成贴片天线的辐射单元。当移动贴片和下部贴片相对移动时,贴片天线的谐振频率随相对移动距离变化而线性变化。通过理论计算确定了天线的基础尺寸,在高频仿真模拟器 (High Frequency Structure Simulator, HFSS) 中进行了参数优化,依照优化参数进行了天线加工和测试,实验结果表明,天线谐振频率变化趋势与理论计算及仿真模拟相符,可以作为传感器进行工作。

(2) 天线谐振频率受其近场内耦合单元位置的影响。本文在贴片天线上部增添了耦合平行贴片组成了平行板式贴片天线。当耦合平行贴片的位置发生改变时,平行板式贴片天线谐振频率随之线性变化。另外,平行板式贴片天线的下部贴片天线和上部平行板分别可以激发出各自的一阶谐振频率,因此,可以通过观测两个一阶谐振频率达到提高传感器精度的效果。通过理论设计,确定了平行板式贴片天线的基础尺寸,在 HFSS 中进行了参数优化,依照优化参数进行了天线加工和测试,实验结果表明,天线谐振频率变化趋势与理论预测及仿真模拟基本相符。当同时观测两个一阶谐振频率时,相比仅观测单一谐振频率的试验组,传感器的精度都得到了一定的提高。

(3) 对带短接单元的贴片天线的温度效应进行了研究,建立了温度变化影响天线谐振频率的基本理论。随后,在多物理场耦合仿真软件 (COMSOL Multiphysics, COMSOL) 中进行了仿真,并与温度变化下天线的谐振频率测试试

验结果进行对比，吻合良好。实验结果表明，在常用温度阶段，可以采用线性插值法对天线的谐振频率进行温度补偿。

(4) 对 FMCW 雷达进行了基础理论研究，并基于 FMCW 雷达原理和天线背向散射信号特征，建立了采用 FMCW 雷达对天线背向散射信号进行捕获和传播的理论基础，理论上提出了天线谐振频率的高频访问方案。随后，基于开源硬件搭建了简单的 FMCW 双站雷达系统，搭配示波器将其使用于天线的高频访问，并利用该平台对本文提出的两种天线传感器进行了测试。测试结果表明，基于 FMCW 的双站雷达系统可以对贴片天线的谐振频率信息进行访问，访问频率可达 500Hz。

关键词：组合式贴片天线、形变传感器、无源无线、谐振频率、FMCW 雷达、动态访问系统

ABSTRACT

In recent years, patch antenna is widely used as sensors for the strain, displacement and crack sensing in the structure health monitoring (SHM). However, traditional patch antenna sensors are stressed when the sensors are applied to the practical use. Due to the stress in the patch antenna, the measuring accuracy will be decreased by the strain transfer efficiency and paste strength of glue. Besides, existed antenna sensors mainly use Vector Network Analyzer (VNA) for the interrogation. On the one hand, the VNA is expensive for the SHM. On the other hand, the interrogation frequency will be limited by the sampling frequency of the used VNA, which means that the VNA is hard to applied to the vibration detection.

For the problem about the stress in the patch antenna, this paper proposes two prototypes of antenna sensor with overlapped patches. The temperature effect of one prototype is then analyzed. For the problem of vibration interrogation, this paper proposes a Frequency Modulated Continuous Wave Radar (FMCW Radar) based interrogation system. The main contents of this paper are as followings:

(1) The resonant frequency of a patch antenna will decrease with the increase of the length of radiation patch. In this paper, the radiation patch is divided to a lower patch and a stacked movable patch. When the stacked movable patch moved relatively to the lower patch, the totally length of the radiation patch will be changed and further changed the resonant frequency. The basic parameters of the patch antenna are confirmed by the theoretical calculation and numerical simulation. Then the proposed patch antenna with optimized parameters is fabricated in the laboratory and tested by the VNA and Ultra-wideband antenna. The results of experiment fit well with the theoretical and numerical results, which inferred that this antenna is suitable using as a deformation sensor.

(2) The resonant frequency of a patch antenna will be influenced by the location of the coupled components. This paper proposes a kind of patch antenna with a coupled overlapped patch utilized as deformation sensor. When the location of the coupled patch is changed, the coupling effect will be weak or enhanced and further change the resonant frequency. Since both the patch antenna and the coupled patch could cause a 1st resonant frequency, we can increase the accuracy by combining the two 1st resonant frequencies. The results of experiment fit well with the theoretical

and numerical results. Besides, the accuracy is increased compared with the two 1st resonant frequencies when the combined resonant frequency is used for sensing.

(3) The temperature effect of the proposed patch antenna sensor is analyzed. First of all, the theoretical results that how the temperature influenced the resonant frequency of patch antenna is investigated. Then the temperature effect is analyzed in COMSOL Multiphysics. After numerical simulation, the experiment is carried out by using an incubator. The experiment results fit well with the numerical results, which suggests that the temperature effect can be compensated by linear interpolation.

(4) Based on the FMCW Radar, an interrogation system is proposed. The hardware implementation of the FMCW interrogation system is then analyzed. After the system is set up, it is utilized to interrogate the resonant frequency of proposed antenna sensor in this paper. The results show that this system can interrogate the resonant frequency of patch antenna with a sample rate of 500Hz.

Key Word: Combined patch antenna, Deformation sensor, Passive wireless, Resonant frequency, FMCW radar, Dynamic interrogation system

目录

摘要	I
ABSTRACT.....	III
目录.....	V
第 1 章 绪论.....	9
1.1 引言.....	9
1.2 基于天线的形变传感器国内外研究综述.....	10
1.2.1 基于相位测量的天线传感器.....	11
1.2.2 基于散射信号强度测量的天线传感器.....	13
1.2.3 基于谐振频率测量的天线传感器.....	14
1.2.4 基于多维参数测量的天线传感器.....	17
1.3 基于带附加单元的形变传感器国内外研究综述.....	19
1.4 天线传感器温度效应研究综述.....	20
1.5 天线访问技术国内外研究综述.....	21
1.5.1 基于矢量网络分析仪和超宽带天线的电磁参数访问.....	22
1.5.2 基于 RFID 阅读系统的电磁参数访问	23
1.5.3 基于 FMCW 雷达的电磁参数访问	24
1.6 本文研究目的、意义和内容.....	26
1.6.1 研究目的及意义.....	26
1.6.2 先行研究及技术路线.....	26
1.6.3 主要研究内容.....	28
第 2 章 贴片天线的电磁参数和工作原理.....	30
2.1 电磁场和天线基本理论.....	30
2.1.1 麦克斯韦方程组.....	30
2.1.2 天线收发电磁波能力.....	31
2.2 基于谐振腔假定的矩形贴片天线模态分析和谐振频率计算.....	33
2.2.1 谐振腔基本理论.....	33
2.2.2 基于谐振腔假定的贴片天线谐振频率计算.....	35
2.3 贴片天线谐振频率的影响因素.....	36
2.3.1 基板相对介电常数.....	37
2.3.2 贴片天线上辐射贴片谐振方向长度.....	37
2.4 本章小结.....	38
第 3 章 基于带短接单元贴片天线的形变传感器.....	40
3.1 带短接单元的贴片天线基础模型.....	40
3.1.1 带短接单元的贴片天线设计图.....	40

3.1.2 理论设计.....	42
3.2 基于带短接单元贴片天线的形变传感器模拟.....	44
3.2.1 HFSS 建模.....	44
3.2.2 模拟结果.....	46
3.3 试验研究.....	47
3.3.1 天线试制.....	47
3.3.2 试验测试.....	49
3.4 本章小结.....	51
第 4 章 基于带耦合单元贴片天线的形变传感器.....	53
4.1 带耦合单元贴片天线的基础模型.....	53
4.1.1 带耦合单元的贴片天线设计图.....	53
4.1.2 理论设计.....	55
4.1.3 谐振频率处理方案.....	58
4.2 基于带耦合单元贴片天线的形变传感器模拟.....	58
4.2.1 HFSS 建模.....	59
4.2.2 模拟结果.....	60
4.3 试验研究.....	62
4.4 本章小结.....	64
第 5 章 贴片天线传感器温度效应和补偿手段研究.....	65
5.1 温度效应影响谐振频率基本模型.....	65
5.1.1 热膨胀效应.....	65
5.1.2 介电常数受热变化.....	66
5.2 基于 COMSOL 的温度效应模拟仿真.....	67
5.2.1 模型建模.....	67
5.2.2 仿真结果.....	68
5.3 温度效应试验.....	71
5.4 本章小结.....	74
第 6 章 基于 FMCW 雷达的高频访问机制及测试平台.....	75
6.1 工作原理与系统组成.....	75
6.1.1 工作原理.....	76
6.1.2 系统组成.....	80
6.2 平台实现.....	81
6.2.1 硬件实现流程.....	82
6.2.2 硬件平台测试.....	83
6.3 试验测试.....	85
6.3.1 准静态高频访问试验测试.....	85
6.3.2 动态高频访问测试.....	87
6.4 本章小结.....	94

第 7 章 结论与展望	96
7.1 结论	96
7.2 展望	97
致谢	99
参考文献	101
个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果	106

第1章 绪论

1.1 引言

随着构筑物使用年限的增加,对其进行结构健康监测,了解重要结构的变形情况和裂缝开展情况、动态评估结构性能变得越来越重要^[1]。为得到结构的实时信息,需要布设大量的形变传感器^[2]。然而,传统的形变传感器,如弦振式应变传感器^[3]、光纤光栅传感器^[4]、电阻式应变计和电容式传感器^[5,6],需要有额外的电缆来提供能量和交换数据。这些电缆加大了传感器的安装难度,增大了构筑物结构健康监测的时间成本和人力成本。另外,传感器电缆的使用增大了传感器破坏的概率,进一步提高了传感器的故障排除难度^[7-9]。

桥梁、超高层建筑等重要结构往往需要对其极端环境下的工作能力进行设计和评估^[10-12]。在抗风设计和抗震设计中,建筑结构的动态信息,如动态应变^[13]、动态位移、加速度等^[14-16],可以直观反映结构的振动状态,给结构的性能评估和再加固提供有力的依据。另外,动态信息在分析涡轮旋转状态^[17]、采集地震动信息等场合也有独特作用^[12,18]。传统的动态信息传感器节点通过提高模数转换器采样率得到高频采样信息^[19],往往需要电缆进行供能和信息交换。过多的电缆不利于传感器的安装,在桥梁和超高层建筑中表现得尤为明显。

通过增设有源无线交流平台,在传统传感器中嵌入无线通讯节点,可以实现对传统有源有线传感器信息的无线访问。然而,一方面,有源无线传感器中的无线通讯节点需要电池进行驱动,在可预见的后期需要定期对电池进行更换,增大了传感器的时间成本和人力成本的同时,也提高了出错概率;另一方面,增设无线通讯节点的传感器价格往往是同类型有线传感器的数倍,客观上限制了有源无线传感器的使用。因此,在结构健康监测和动态监测中,一种可以实现无源无线访问且价格低廉的传感器都是确有必要的^[19-21]。

天线为实现无源无线传感提供了新思路。天线本体可以作为通讯单元进行信号收发,同时,天线的某些包含在通讯信号中的电磁参数,如相位、功率、谐振频率等会随着天线自身的尺寸、所处环境的温度和湿度等发生规律性变化,当天线和下部结构处于相同状态、具有协同变形时,通过测定天线的这些电磁参数,可以无线的得到下部结构的形变信息和状态信息^[5,7,22-26]。但是,基于天线的传感器设计安装时,往往将天线直接贴置或依附于结构表面,使天线自身与结构产生协同变形。此时,这些传感器测量精度会受到剪力滞后效应、应变传递效率和

胶水黏贴强度的影响, 随机性较大^[26]; 传感器自身经受过大大变形时容易破坏, 客观上存在较高的失效概率^[27]; 另外, 对于天线传感器的访问往往采用网络分析仪或者加装芯片采用 RFID 阅读器进行终端测试, 前者价格昂贵, 且采样率受到网络分析仪自身采样率的限制, 后者单次测试采样时间较长, 只能用于准静态的传感器测试中^[28]。

随着对天线传感器的研究, 学者发现, 天线的部分电磁信号同时还会受到天线近场内附加单元, 如耦合单元^[7]或短路单元位置的影响。增设特定附加单元后, 可以通过调节附加单元位置达到改变天线电磁信号的目的。因此, 通过特定封装设计, 使得结构的形变与天线和其附加单元相对位置挂钩后, 可以在天线本体不受力的情况下, 对结构的形变进行监测^[22,25]。

另外, 天线传感器的信息可以通过背向散射信号进行传递。进行通过在天线访问中应用雷达收发技术, 通过连续发射和接收调频连续波, 对背向散射信号进行截获和分析, 可以在无芯片的状态下, 对天线的电磁信号进行访问。此时, 天线传感器的访问频率与调频连续波的基础频率有关。因此, 可以通过提高调频连续波的发射频率, 提高天线传感器的采样率, 达到动态访问的目的。同时, 由于带耦合单元的天线传感器传感量为附加单元和天线间的相对位移, 在实现高频访问后, 可以通过相对位移信息得到传感器附加单元和天线间的相对速度和相对加速度, 当传感器被安置于结构上方时, 结构的振动加速度可以从传感器的相对加速度通过计算获得, 因此, 除却对结构形变进行动态监测外, 带附加单元的天线传感器同时可以应用于结构的加速度传感。

目前, 对带附加单元的天线传感器的研究仍旧处于起步阶段, 主要集中于附加单元和天线本体的设计, 尚未对提出的天线传感器进行温度补偿机制设计和环境干扰标定测试。另外, 设计的带附加单元的天线传感器主要应用于对静态变量如应变、位移、裂缝的监测, 尚未有工作对加速度进行监测, 也没有工作对于带附加单元的天线传感器设计对应的高频访问机制, 需要在后续工作中引起关注。

1.2 基于天线的形变传感器国内外研究综述

基于整体式天线的形变传感器是目前天线传感器的主流设计, 后续研究主要是受整体式天线传感器启发而来, 因此, 首先对整体式天线传感器进行介绍^[29-32]。

在以往的工作中, 学者们采用了不同的测量电磁参数作为传感器的测量参数。考虑电磁参数的稳定性和获得电磁参数的难易程度, 目前主流采用的电磁参数有天线背向散射信号相位、强度和天线谐振频率, 在下文分别进行了介绍。另外, 有一些工作通过对多个相同类别或不同类别的天线电磁参数进行测量, 成功实现

了对天线传感器的测试精度、稳定性或抗干扰能力的优化，具有一定研究价值，因此将对其单独进行介绍。

1.2.1 基于相位测量的天线传感器

天线信号的相位实际上是天线的信号在时域上行进进程的量度，因此，在确定周期内，天线信号的相位可以转化为天线到达阅读器的时间^[33]。由于电磁波信号在空气中的传播速度恒定，天线与阅读器之间的距离可以依据信号的相位初步确定。因此，天线信号的相位被广泛用来标定天线传感器与阅读器之间的距离。由于结构形变时，天线的位置会发生变化，因此，当距离测定足够准确时，基于相位测量的天线传感器也可以用来对结构的形变进行测量^[34]。

由于相位实际上是在天线信号的各个周期内重复变化的，单纯对相位进行测定很难确定天线的实际位置。因此，学者设计采用在不同位置分别测量相位，求取相位差的形式，通过对天线进行三角函数计算，得到最终天线的位置，如图 1.1 所示。这种方案由于可以避免相位周期性误差的影响，被后续工作所广泛采用^[35,36]。

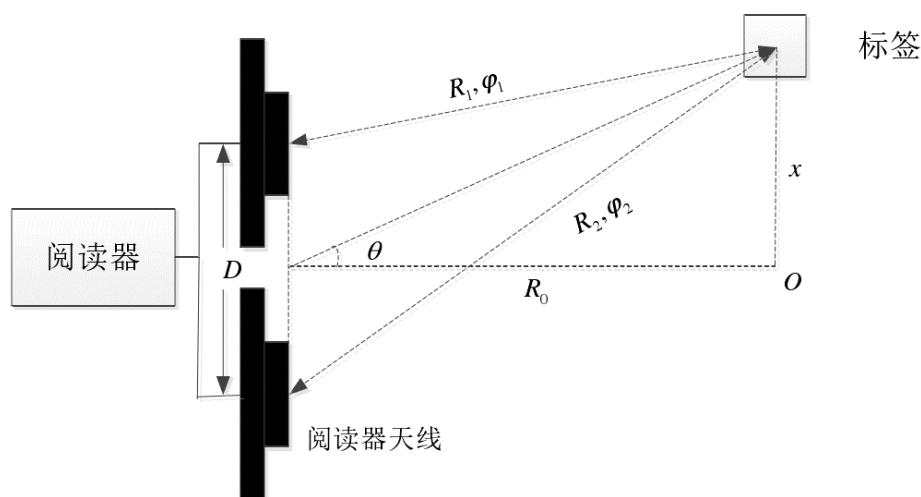


图 1.1 相位差计算示意图^[37]

对天线相位差进行测定时，地面会引入额外的相位噪声，如图 1.2 所示。Zhou 等^[35]设计基于天线的相位测定设计了一种毫米级的天线距离测定系统，并对地面相位差噪声基于双频连续波 (Dual Frequency Continuous Wave, DFCW) 信号和连续波 (Continuous Wave, CW) 信号融合测试进行了修正。

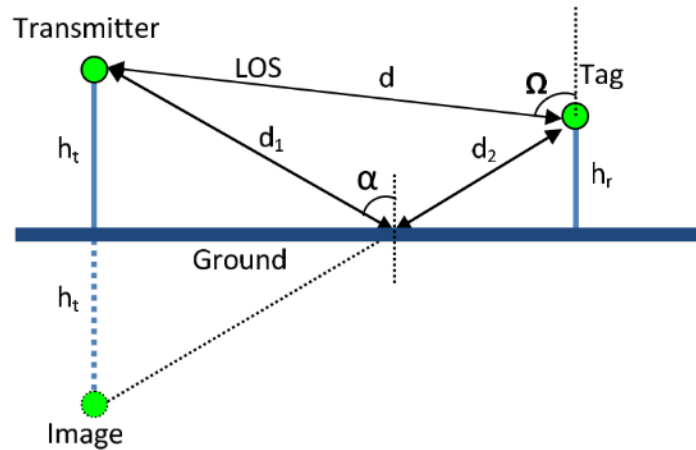


图 1.2 地面相位噪声示意图^[35]

基于天线相位测定，雷天丰等^[38-40]设计了一种铁塔形变监测系统，如图 2 所示。对于单点 P 的位置测试，系统设计了四个测试点 A、B、C 和 D，分别对 P 测试相位；随后，对得到的四点的相位求取相位差，从而得到 P 点的空间坐标。类似的，在实际测试中，系统在分别通过阅读器对铁塔上距离已标定的两点 P 和 M 进行相位差访问得到各自的空间坐标，通过测定铁塔固定两点的位置坐标变化，得到铁塔的整体形变。

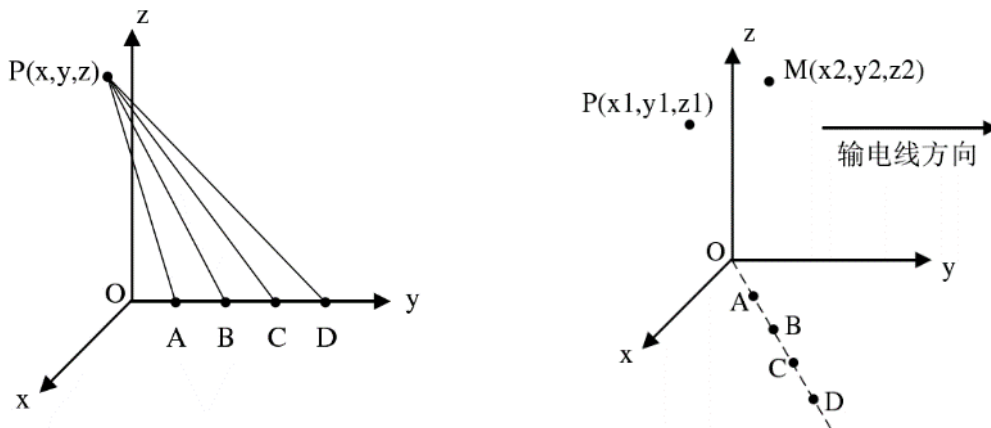


图 1.3 铁塔形变检测示意图^[38]

目前，基于相位测量的天线传感器主要是通过定位对大型构筑物进行整体变形评估，并取得了较好的成果^[41]。但是，对于小区域的局部变形，基于相位测量的天线传感器的精度无法满足相应的要求。另外，基于相位测量的天线传感器对于信号读取和噪声处理的要求较高。因此，很难应用到深入至细部构件层次的结构健康监测系统中。

1.2.2 基于散射信号强度测量的天线传感器

散射信号强度受天线与访问信号之间的阻抗匹配影响^[42]。当阻抗匹配良好时，散射信号强度较高，阻抗失配时，散射信号强度降低。天线的尺寸、安装环境的温度和湿度、周围电介质和外界电磁干扰等因素都会对天线的阻抗匹配造成影响，当天线影响阻抗匹配的参数与待测结构形变相联系时，可以考虑采用散射信号强度作为测量参数对结构形变进行测量。

Occhiuzzi 等^[43]对偶极子天线进行了研究，发现偶极子天线的弯折角与天线的阻抗匹配有关。基于此，一种应变传感器被提出，如图 1.4 所示。在具体使用时，偶极子天线被贴置于待测结构上。结构产生变形时，偶极子天线的弯折角由九十度逐渐增大，随之改变其与入射带阻访问信号的阻抗匹配，并最终影响阅读器接收到的背向散射信号功率。经过仿真和试验，证实在访问距离固定的情况下，该偶极子天线的背向散射功率与结构形变呈线性关系，可以作为应变计进行使用。

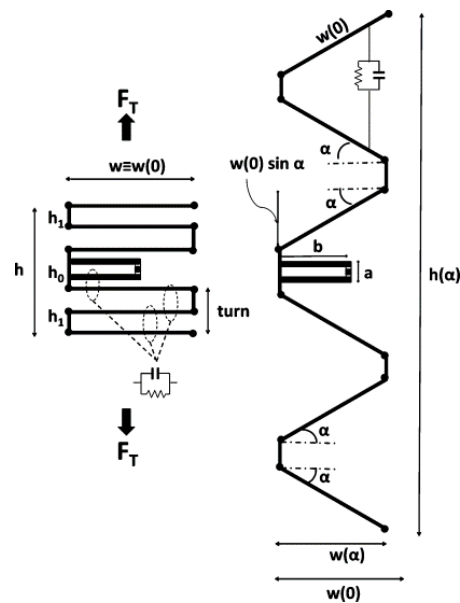


图 1.4 基于弯折角变化的偶极子天线应变传感器示意图^[43]

Bai 等^[44]研究了短路位置对偶极子天线的阻抗匹配的影响，发现当偶极子天线在偶极子臂不同位置发生短路时，天线的输入阻抗变化极大，背向散射功率发生跳变。因此，如图 1.5 所示，通过先行在 A、B、C 三个位置短路偶极子天线，并将其设计为可破损结构，一种结构阈值应变识别传感器被提出。在实际使用时，将该偶极子天线贴置于待测结构上。随着结构应变的增大，A、B、C 三个短路位置的短路铜片相继撕裂，形成断路，并随之产生背向散射功率的跳变，通过测定背向散射功率的大致范围，可以识别结构应变是否突破阈值。

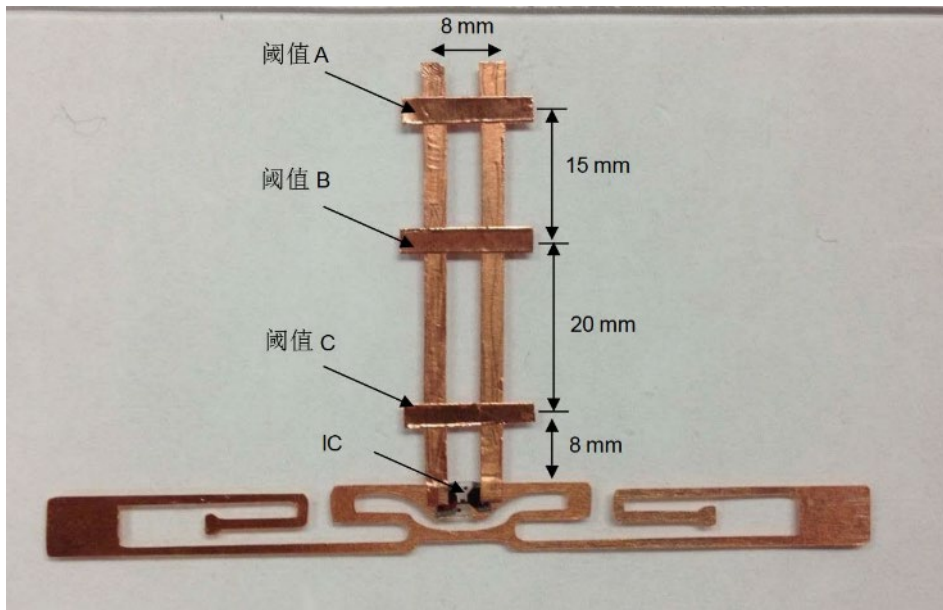


图 1.5 基于偶极子臂短路的偶极子天线应变阈值传感器示意图^[44]

由于原理简单、易于测量，背向散射信号强度作为天线识别参数被广泛运用于传感器设计中。但是，背向散射功率强度除了天线本身阻抗匹配因素影响之外，还受到其他环境因素，如温度、湿度、电介质位置的影响，因此，在持续的测量环境中，基于背向散射信号强度的天线传感器需要进行较为繁琐的标定；同时，背向散射信号强度受天线的极化方式影响很大，在不同位置测量的结果会有较大不同，这意味着实际使用中需要固定方位对天线进行测量；另外，由于电磁波在空气中传播时，信号强度呈指数级衰减，在阅读距离较长时，背向散射信号较易与环境中的电磁信号混同，从而使得功率信息失真。这些问题都限制了基于背向散射信号强度的天线传感器在结构健康监测中的进一步使用。

1.2.3 基于谐振频率测量的天线传感器

天线是电路中电流信号和在自由空间传播的电磁波信号间的转换器。在转化过程中，不可避免的会存在功率损失，而谐振频率则是天线转化效率最高的频率点，因此，谐振频率又被称作工作频率。一方面，谐振频率是天线作为信号收发机工作能力最强的点，另一方面，天线的谐振频率与其自身尺寸有关，因此，采用谐振频率作为测量参数设计天线传感器可以同时兼顾天线的工作能力和传感能力，这使得谐振频率作为测量参数被众多学者所使用^[45-47]。

偶极子天线谐振频率会随臂长的改变而线性变化。基于此，Jang^[48]等提出了一种用于监测结构应变的偶极子天线传感器，如图 1.6 所示。通过薄铜片印制偶

极子天线，将其贴置于待测结构上，当待测结构产生应变时，偶极子天线的臂长发生改变，从而使得天线的谐振频率发生变化。通过网络分析仪直接测量或者通过宽带天线进行背向散射信号分析都可以得到待测天线的谐振频率信息，通过对谐振频率进行分析，可以得到天线贴置结构的应变信息。

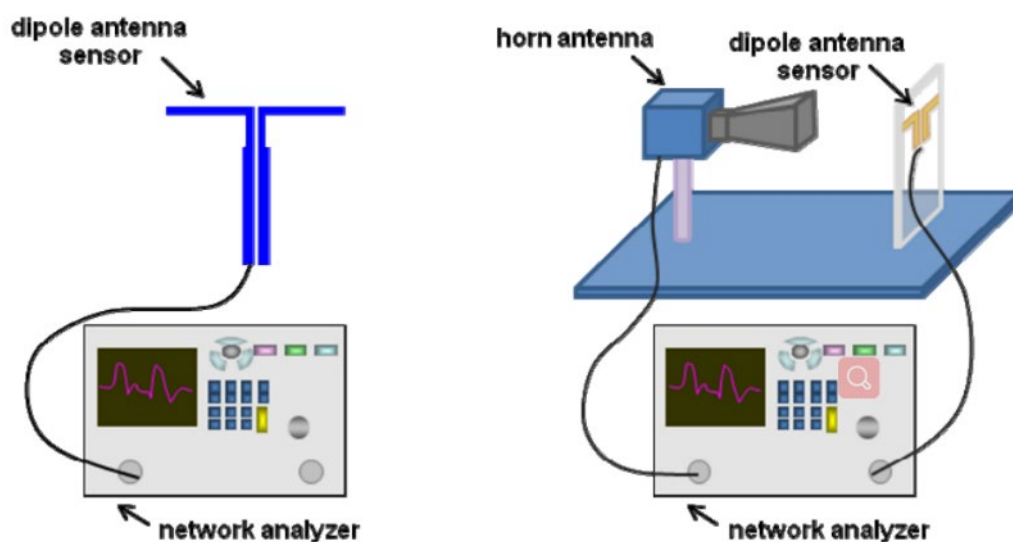


图 1.6 基于谐振频率测定的单极子天线应变传感器示意图^[48]

与单极子天线类似，贴片天线的谐振频率与其上辐射贴片尺寸有关。Yi 等^[49]和 huang 等^[50-52]首先对贴片天线的谐振频率进行了研究，提出了多种贴片天线传感器，对结构的应变和裂缝进行测量，如图 1.7 所示。

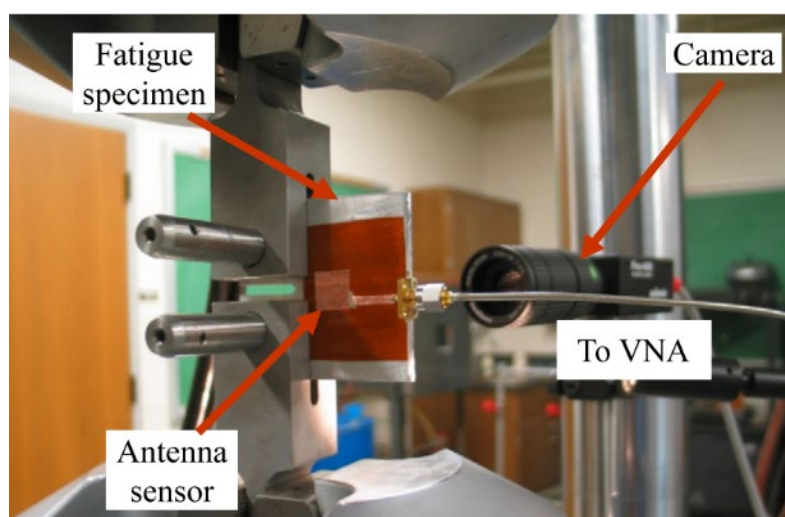


图 1.7 基于谐振频率测定的贴片天线形变传感器示意图^[50]

这些工作采用的天线尺寸、形状各不相同，但原理相似。其中，当测量结构应变时，贴片天线被贴置于结构上。当结构产生应变时，贴片天线产生协同变形，拉伸或压缩天线的上辐射贴片，从而改变其谐振频率；当测量结构裂缝时，贴片

天线被贴置于裂缝有可能发生的地区。当贴片天线底部裂缝产生时，贴片天线下部接地镀铜产生裂缝，从而大幅度改变其谐振频率。

通过设计倍频结构, Cho 等^[45]设计了一种有效抑制环境电磁干扰的天线传感器。如图 1.8 所示。该传感器在基本的贴片天线单元外通过倍频肖特基二极管连接了另一块基础谐振频率为原贴片天线两倍的贴片天线。在实际工作时，首先贴片天线接收入射访问信号，随后将信号倍频后送入附加贴片天线中，并由附加贴片天线发射。由于倍频后的信号频率与环境发射的频率不同，可去除环境噪声对测量的影响。

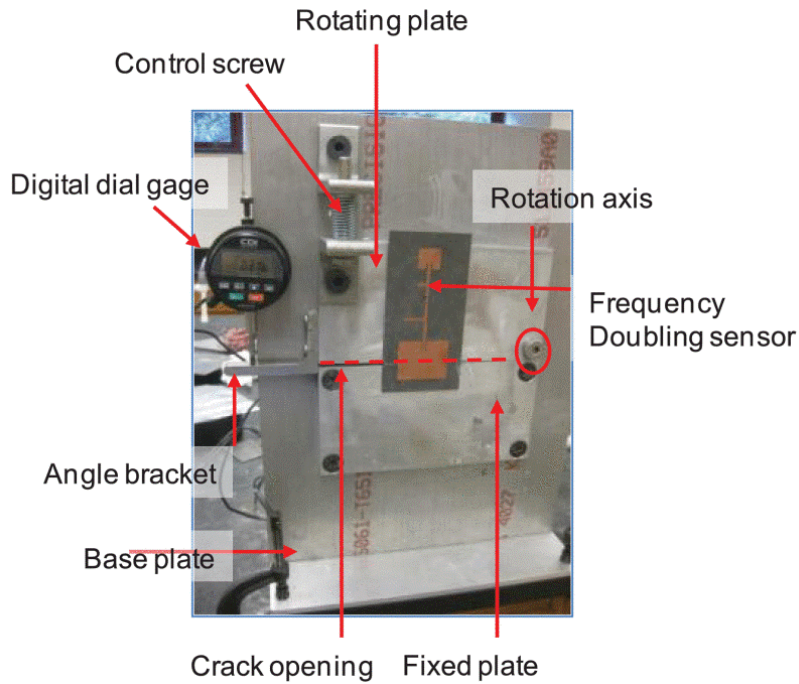


图 1.8 基于谐振频率测定的贴片天线形变传感器示意图^[45]

类似的，还有许多学者提出了其他的基于谐振频率测定的贴片天线传感器。这些传感器在实验室都能达到较好的效果^[9]。同时，谐振频率与阅读器和天线之间的相对位置无关，对其的访问更加自由。因此，谐振频率是目前天线传感器中使用最为广泛的表征参数之一。

但是，由于基于谐振频率测定的天线传感器往往要贴置于结构表面，采用天线本体的变形来表征待测结构的变形情况，天线的实际测量性能会受到天线基板的剪力传递效率、大应变下基板开裂及上辐射贴片中存在的剪力滞后效应的影响^[22,25]，如图 1.9 所示。因此，在实际工程应用中，基于贴片天线的形变传感器使用仍旧存在一定限制。

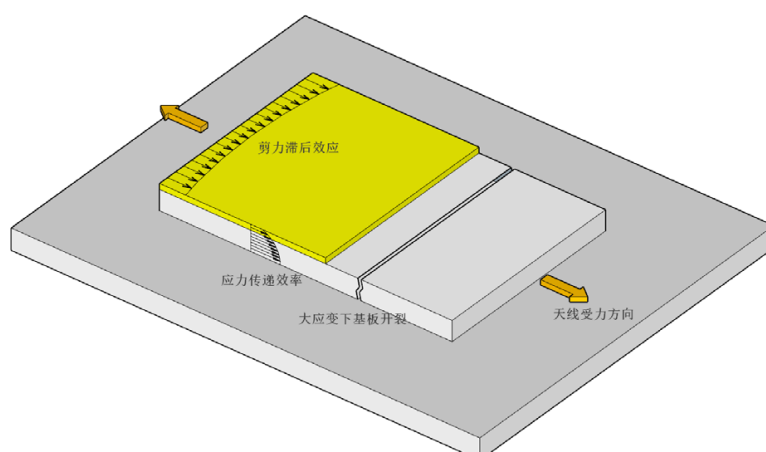
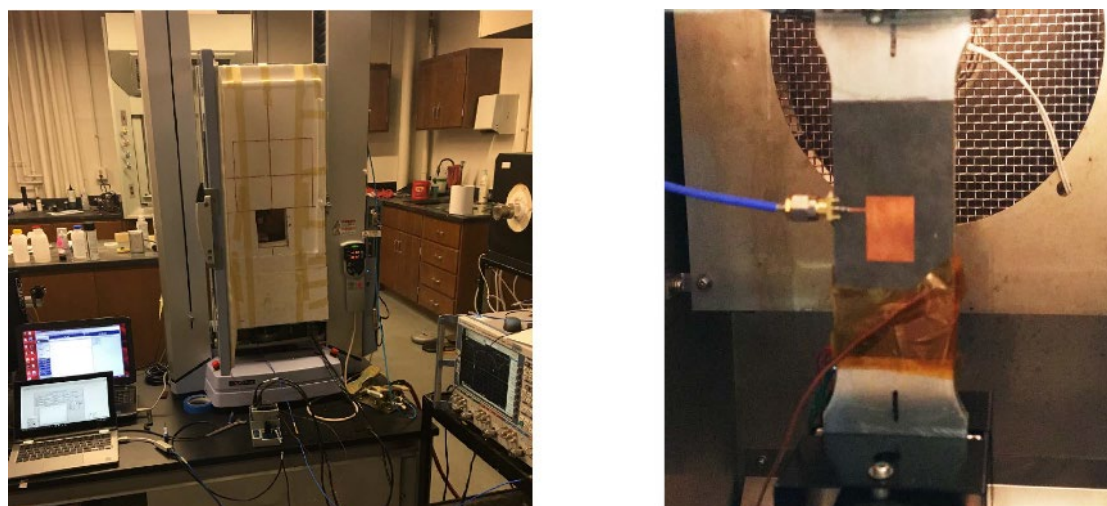


图 1.9 受力式单片贴片天线遇到的问题

1.2.4 基于多维参数测量的天线传感器

随着对天线传感器研究的深入，学者们发现，单个参数，无论是相位、功率最值还是谐振频率，都只能对结构形变的一部分信息进行表征，很难满足实际工程中结构健康监测对传感器的需要。因此，学者们通过同时研究多个天线参数，提出了一系列基于多维参数测量的天线传感器，成功的对原有的天线传感器设计进行了优化。

图 1.9 同时测量裂缝/应变和温度的贴片天线传感器示意图^[53]

基于同时测量贴片天线的横向一阶谐振频率和纵向一阶谐振频率，Tchafa 等^[53,54]实现了同时对结构应变/裂缝和温度的同时测量，如图 1.9 所示。其中，传感器设计与上一节中普通贴片天线传感器相同。由于纵向一阶谐振频率和横向一阶谐振频率同时受到温度和贴附结构应变的影响，可以通过同时访问两个方向的

一阶谐振频率来对温度和应变进行解耦，得到结构应变和温度的信息。另外，在温度已知的情况下，这个设计也可以用来同时得到结构的横向应变信息和纵向应变信息。

通过采用贴片天线延时匹配线，贴片天线能在短时间内同时发出两个在时域上错开的信号。Huang 等^[54]利用这一点，设计了一种基于延迟信号测试的抗环境噪声处理方案，其设计传感器节点和测试环境如图 1.10 所示。首先，天线传感器的背向散射信号的发射与否由一个光控开关控制。当光控开关开启时，天线传感器发射背向散射信号，接收天线收到的信号为背向散射信号与环境噪声的叠加信号；当光控开关关闭时，天线传感器不对外辐射，接收天线收到的信号为单纯的环境噪声信号。通过对两个信号进行做差，可以在低频测试的状态下，大幅降低天线传感器的信号噪声。

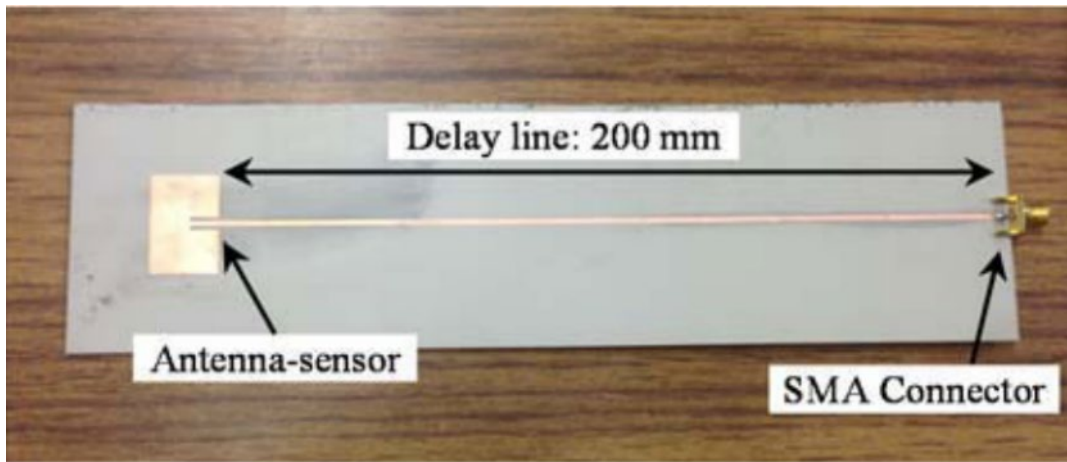


图 1.10 通过延迟信号进行噪声去除的贴片天线传感器示意图

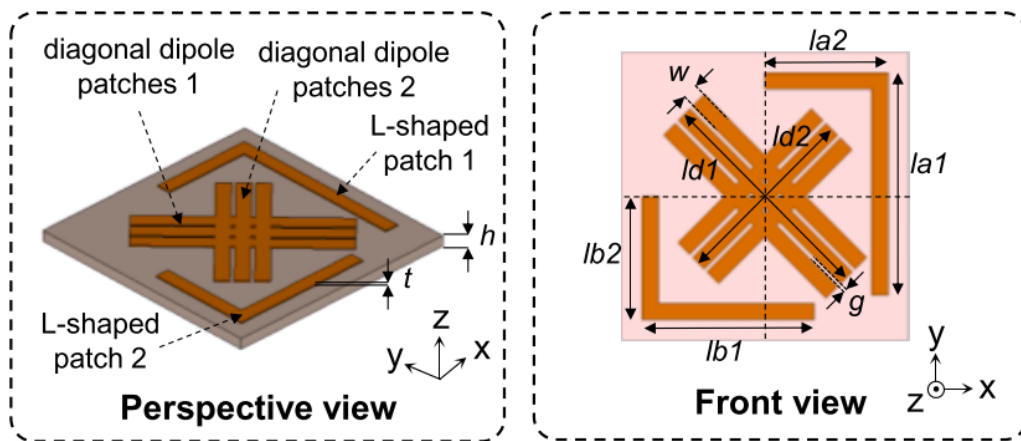


图 1.11 带有六个附加谐振单元的阵列贴片天线传感器示意图^[55]

天线的一阶谐振频率数量可以通过增加谐振单元人为增加。基于此，Marindra 等^[55]通过设计一种包含六个谐振单元的平面阵列天线，实现了对建筑结构表面裂缝的方向、裂缝数目、宽度的定向监测，如图 1.11 所示。在实际监测

过程中,其中,六个谐振单元的谐振频率都与裂缝的开口、宽度和分布有关。因此,在知道全部谐振频率分布的状况下,可以对裂缝的平均宽度和分布情况进行解耦,得到对应的信息。

Balanis 指出,被选作传感参数的天线电磁参数,影响其量值的相关环境物理量都相似且并非单一^[42]。因此,这些天线电磁参数往往是基于多个物理量耦合的。这意味着,采用单个指标进行表征时很难完全精确,也意味着可以通过测量多个参数并进行解耦,同时对多个待测物理量进行表征。目前,采用多参数进行结构形变参数表征的工作方兴未艾,限于访问方案,工作仍旧不多,但是未来,进行多参数融合访问和测试将会是天线传感器的主要发展方向之一。

1.3 基于带附加单元的形变传感器国内外研究综述

传统的贴片天线传感器往往使用天线自身变形来对结构待测物理量进行表征。这种设计方案传感原理明确,封装简单,使用方便,被许多学者青睐。但是,由于此类天线传感器中,天线会受力变形,从而不可避免地受到天线基板的剪力传递效率、大应变下基板开裂及上辐射贴片中存在的剪力滞后效应的影响。因此,学者们尝试将结构形变的直接相关变量从天线本体形变转化为天线和天线附加单元的相对位移,使得天线传感器能在不受力的情况下,对结构的形变进行表征。

Bhattacharyya 等^[56]在矩形贴片天线近场内额外引入一个标签天线作为耦合单元,与贴片天线组成了一组简单的阵列,提出了一种带附加单元的不受力天线传感器,用作对结构挠度的监测,如图 1.12 所示。

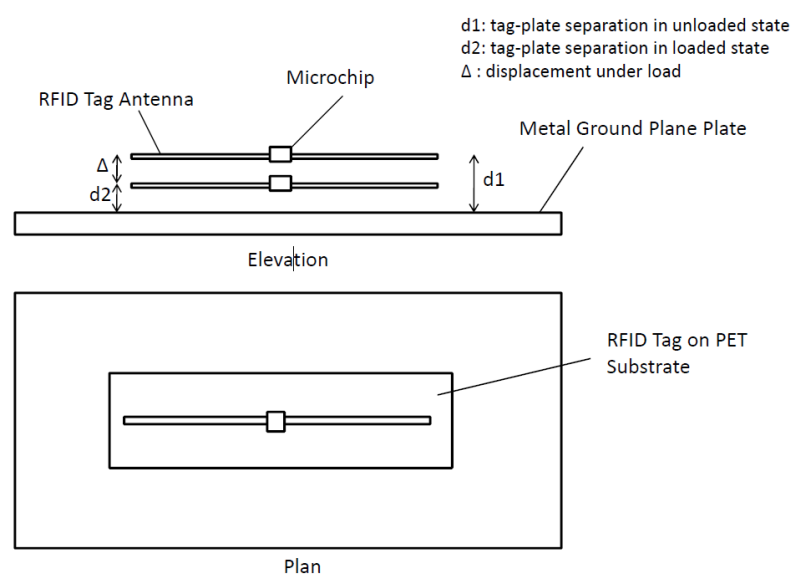


图 1.12 带有附加标签天线的挠度传感器示意图

随着标签天线和贴片天线之间距离的增大，两者耦合效应逐渐减弱，进而导致背向散射信号功率幅值降低。在实际应用中，贴片天线与标签天线分别贴置于待测梁、柱结构的两侧，当结构产生挠度时，贴片天线与标签天线之间的距离发生变化，从而借此实现结构挠度与天线背向散射信号功率幅值的关联。工作指出，该天线传感器的理论、数值模拟和试验结果之间较为吻合，背向散射信号功率幅值与结构挠度呈正相关关系。

Stefano 等^[57,58]使用一对在天线近场内互相耦合（即互为耦合单元）的偶极子天线，将其相位角作为测量变量，提出了一种带附加单元的不受力天线传感器，用作对裂缝宽度的监测，如图 1.13 所示。随着天线之间距离的增大，两个偶极子天线之间的耦合效应减弱，相位角也随之改变，因此，通过测定天线相位角变化，可以得到天线间距离变化，如果此时天线间存在裂缝，该裂缝宽度可以被天线相位角反映，并无线进行测量。

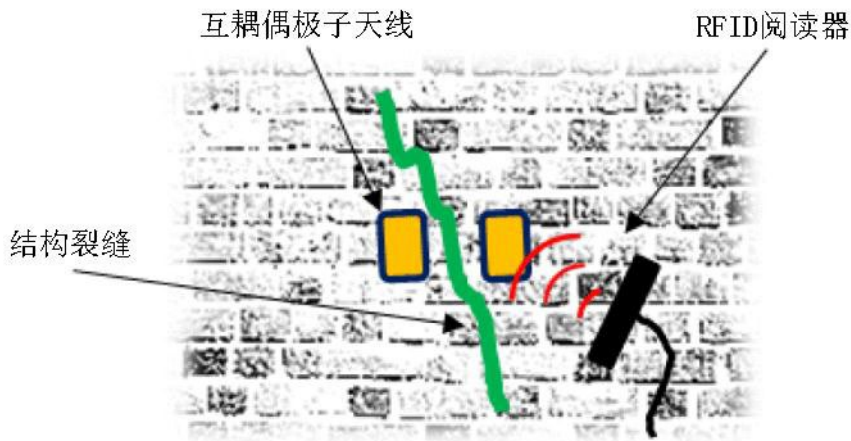


图 1.13 基于互相耦合偶极子天线的裂缝宽度传感器示意图

目前，带附加单元的天线形变传感器的研究仍旧较少，且没有工作对该类天线传感器的温度效应和抗电磁干扰能力进行测试和特殊设计，也没有工作试图同时采用带附加单元的天线的多个参数对结构形变进行表征，仍旧需要进一步的发展。

1.4 天线传感器温度效应研究综述

可用作结构形变表征的天线电磁参数，如相位、谐振频率、散射功率等都会受到环境温度的影响。妥善处理环境温度对天线传感器信号的影响，对提高天线传感器工作性能有较大的意义。

Huang 等^[53]对传统整体式贴片天线温度的效应进行了一系列研究，从理论上

分析了温度效应对贴片天线谐振频率的影响机理,通过同时测量横向一阶和纵向一阶谐振频率,得到了一种温度自补偿的贴片天线传感器。温度主要通过两种手段影响贴片天线谐振频率:通过热膨胀影响贴片天线上部辐射贴片尺寸;通过材料热效应影响贴片天线基板的介电常数。因此,实际上采用两个变量测量即可对温度效应进行自补偿。

Li 等^[59]从新材料的角度出发,通过将贴片天线基板材料更换为介电常数对温度不敏感的材料,设计了一种温度不敏感的整体式贴片天线传感器,如图 1.14 所示。该传感器忽略贴片天线上辐射贴片热膨胀的影响,采用介电常数随温度变化较为稳定的基板材料 RT6202 代替介电常数随温度变化较大的常用基板材料 FR4 和 RT5880,使得最终在环境温度 0℃至 40℃时,得到的贴片天线传感器的谐振频率几乎不随温度变化而变化。还有其他学者也对天线传感器的温度效应进行了研究^[4,54]。

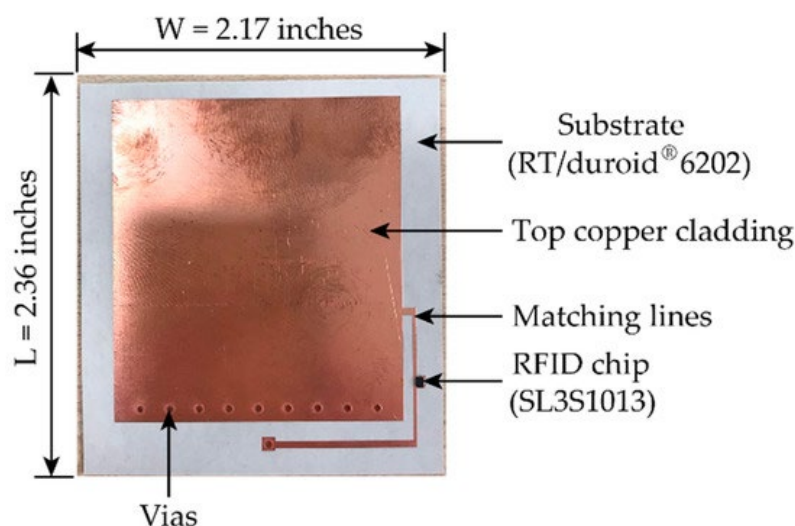


图 1.14 温度不敏感贴片天线传感器^[59]

目前,整体式天线传感器的温度效应理论模型已经较为完善,同时也有一定的工作对温度效应进行标定和补偿。但是,对于带附加单元的贴片天线传感器,其温度效应的机理和量级仍旧没有明确,同时也没有相应的标定或补偿措施,需要进行进一步的研究。

1.5 天线访问技术国内外研究综述

基于天线的传感器需要通过特定方案对其信号进行访问,并通过后处理得到待测天线传感器的电磁参数。目前,对天线传感器的传感节点设计较多,而访问技术的设计较少。在既往工作中,使用最为广泛的仍旧是基于矢量网络分析仪进

行的有线环境天线性能测试，因此首先介绍；采用超宽带天线配合矢量网络分析仪或射频无线识别 (radio frequency identification devices-RFID) 阅读器进行访问是目前无线访问的主流趋势；基于 FMCW 雷达信号的收发，能够对天线信号进行高频访问，但是系统复杂，目前研究较少。

1.5.1 基于矢量网络分析仪和超宽带天线的电磁参数访问

矢量网络分析仪可以对天线将电流信号转化为电磁波信号的能力进行表征。在工作时，矢量网络分析仪向天线发射固定功率的电流信号，并接收天线同时反射回的电流信号，通过反射信号的功率和原信号的比值（即回波损耗）对天线的信号转化能力进行评估。

基于矢量网络分析仪，有两种主流的对天线信号进行访问的方案。

第一种方案是在天线传感器上设计馈电单元，通过同轴线连接天线的馈电单元和矢量网络分析仪，以有线的形式对天线进行访问，如图 1.15 所示。这种访问方式比较准确，不用而外设计天线的访问机制就可以对天线传感器的工作能力进行初步的测试，并得到较为可信的结果。但是，由于采用矢量网络分析仪进行有线测试时，需要设计额外的匹配单元和馈电单元，使得信号得以传输且天线与矢量网络分析仪的访问信号匹配，一方面，增添了额外的工作量，另一方面，额外的匹配单元和馈电单元在有线设计阶段可以辅助信号读取，但是，在无线访问阶段，这些额外的单元会反射额外的电磁波，使得天线传感器的信号干扰增大。因此，基于矢量网络分析仪的有线访问方式只能作为天线传感器性能的预实验，为后续设计提供参考，不能作为真实工作状况的表征。

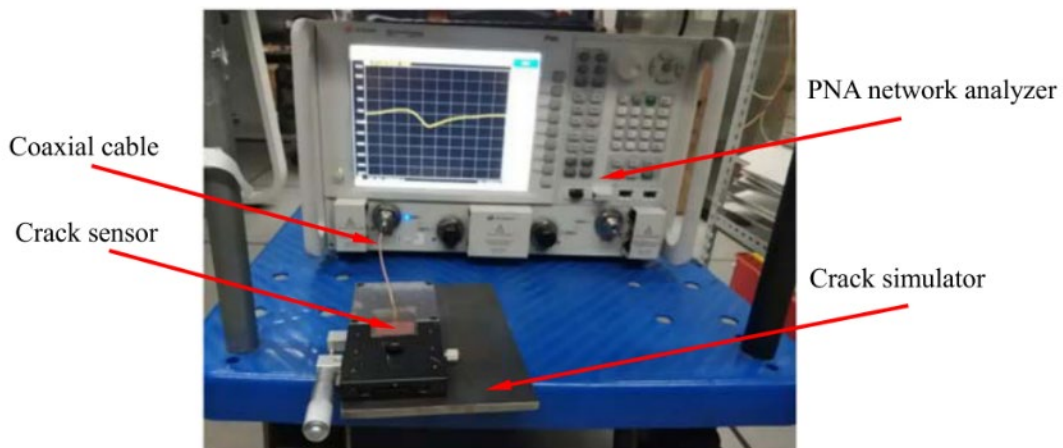


图 1.15 基于矢量网络分析仪的有线访问^[25]

在有线测试的基础上，学者通过使用超宽带天线作为信号的发射和接收单元，

采用矢量网络分析仪作为信号源和接收信号后处理单元,构造了一个简易的单站雷达收发系统^[60],实现了低频状态下天线传感器的无源访问,如图 1.16 所示。这种访问机制可以在不增加额外的辐射单元情况下,无源无线的得到天线的功率信息和天线的谐振频率信息。但是,由于采用了矢量网络分析仪作为信号源和接收信号后处理单元,一方面,天线访问系统的发射信号功率较低,很难经过长距离的空气衰减后仍旧保持访问所需要的功率,使得访问距离往往较短,且噪声抵抗能力不强;另一方面,天线访问系统的采样频率受到矢量网络分析仪刷新率的影响,往往只能局限在 1Hz-5Hz 左右,无法实现对振动测试的访问。因此,该系统适合作为天线传感器功能测试,很难使用到实际工程中。

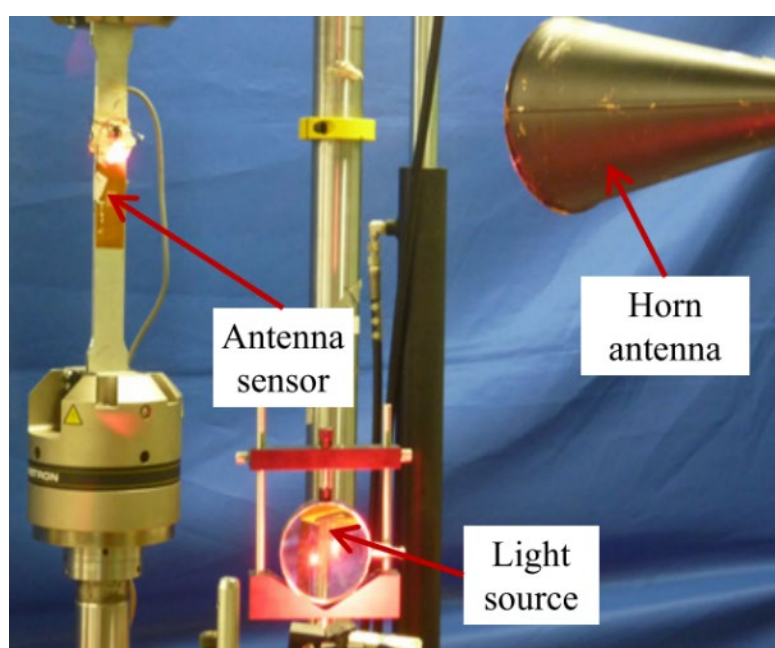


图 1.16 基于矢量网络分析仪和超宽带天线的无线访问

1.5.2 基于 RFID 阅读系统的电磁参数访问

通过在天线上添加芯片,RFID 阅读系统可以高效、准确的对天线信息进行访问。一般而言,RFID 阅读系统由阅读器、芯片和天线负载组成。实际工作时,阅读器发射访问波,在谐振频率附近时激活芯片,芯片在激活后对天线负载进行功能并发射经过调制的背向散射信号,阅读器接收背向散射信号,通过解调和数据后处理得到天线负载此时的谐振频率。一个典型的 RFID 阅读系统如图 1.17 所示。

目前,RFID 阅读系统已经用于无源无线天线传感器的阅读访问过程中。但是,由于 RFID 系统需要次序对频段内的所有信号进行遍历,其访问速度较慢,不适用于高频访问;同时,RFID 阅读系统的设计频段较窄,随着天线传感器的

进一步发展，很难满足后续传感器的设计需要。

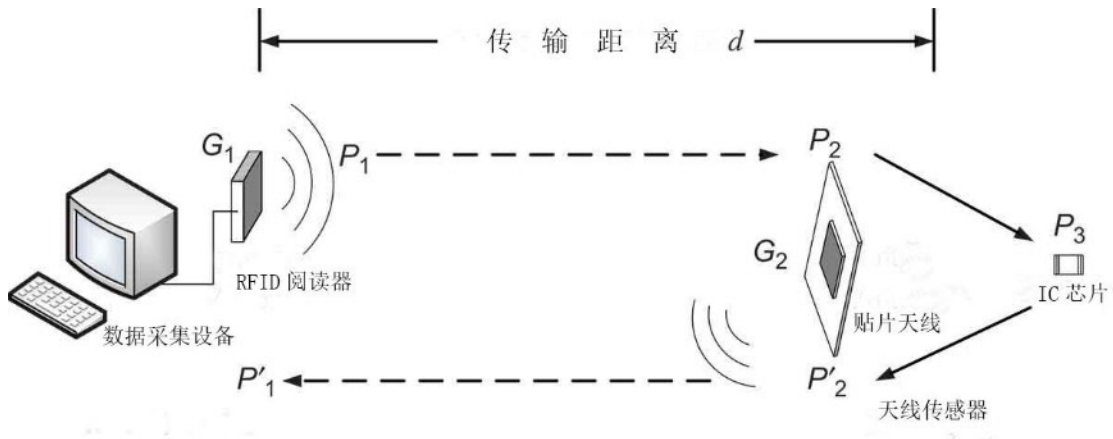


图 1.17 基于 RFID 阅读系统的无线访问^[61]

1.5.3 基于 FMCW 雷达的电磁参数访问

为实现对天线背向散射信号进行高频访问，学者提出了基于 FMCW 雷达的天线电磁参数访问手段^[19,21,54,62]。一个典型的 FMCW 波如图 1.18 所示。FMCW 信号是一种调制波，它的频率在每个周期内与时间呈线性关系，且随时间延长不断重复。其中，每个周期内的起始频率和结束频率称为 FMCW 波的下行频率和上行频率，单个线性扫频波（chirp 波）随时间重复的频率称之为 FMCW 波的调制频率。在图 1.18 例中，FMCW 的调制频率为 50Hz。

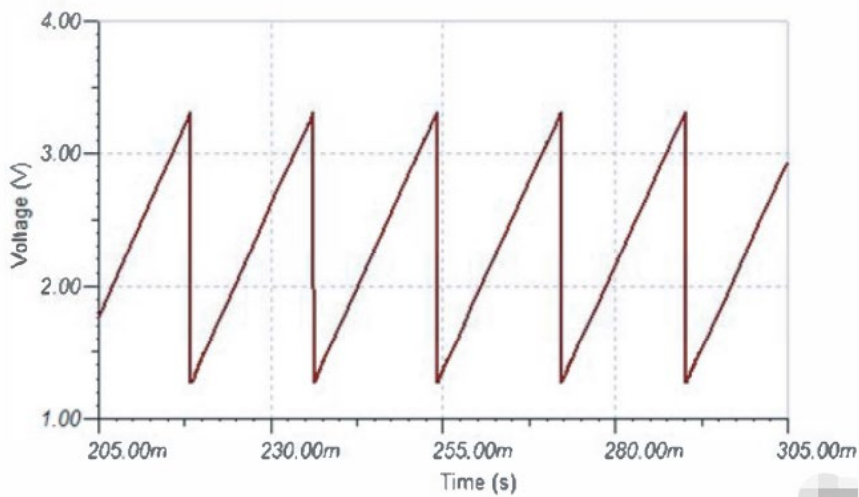


图 1.18 一种典型的 FMCW 波

天线吸收不同频率的电磁波的能力是不同的，越靠近天线谐振频率的电磁波，天线吸收能力越强，天线自身激发出的背向散射信号功率越高。因此，可以通过

测量 FMCW 波经由天线吸收后的损耗，或者直接截获天线的背向散射信号，对天线的电磁参数如谐振频率进行访问。以谐振频率为例，系统访问范围为 FMCW 波的下行频率至上行频率，系统访问频率为 FMCW 波的调制频率。一个基于 FMCW 雷达的天线访问系统的工作状态如图 1.19 所示。

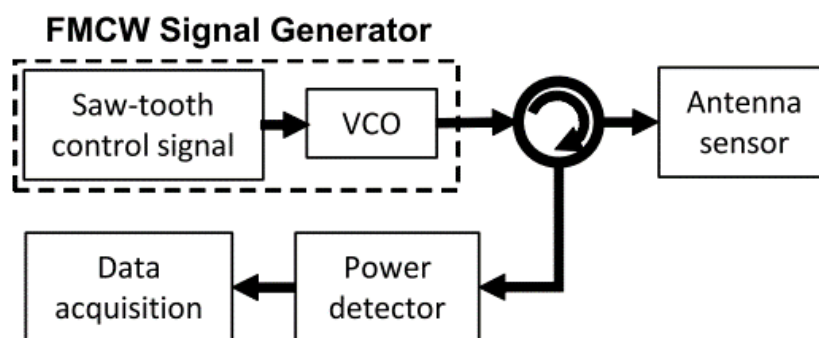


图 1.19 一种基于 FMCW 雷达的天线访问系统示意图^[21]

由于 FMCW 波本身可以实现千赫兹级别的调制频率，理论上，基于 FMCW 雷达的天线访问系统可以对天线传感器实现千赫兹级别的高频访问。Yao 等^[21]对基于 FMCW 雷达的天线访问系统进行了设计和优化，提出了如图 1.20 所示的 FMCW 访问平台，实现了 320Hz 级别的天线谐振频率访问，误差低于 2%。

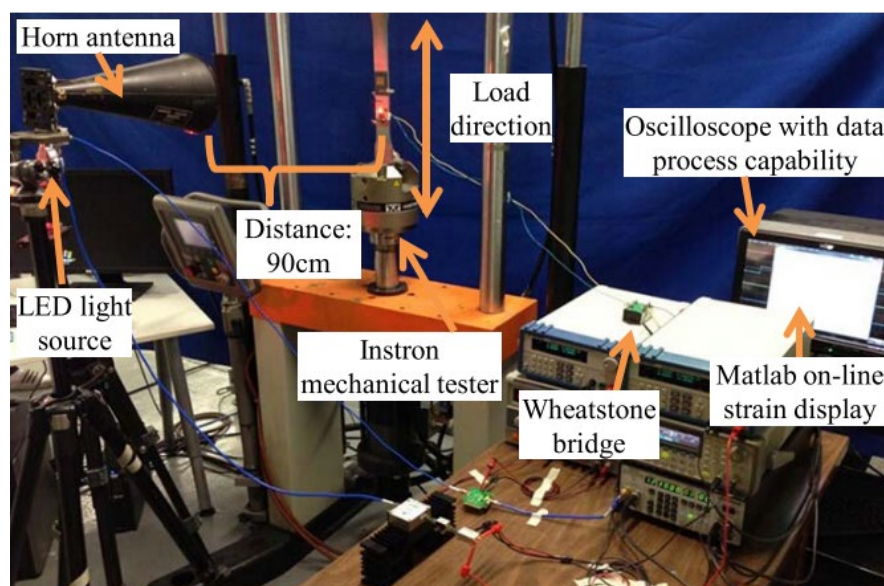


图 1.20 一种基于 FMCW 雷达的天线访问系统实体搭建图^[21]

目前，基于 FMCW 雷达的天线访问系统已经可以在实验室中对准静态变量进行高频访问，展现出了良好的应用前景。但是，目前访问的变量局限于谐振频率，没有对天线的其他电磁参数进行访问机制的研究；同时，用作被访问的天线仍是整体式的设计，目前仍旧没有对带附加单元的天线进行访问设计的工作，也

没有对高频访问中的噪声进行系统的分析、研究对应的滤除机制，需要在未来的研究中引起注意。

1.6 本文研究目的、意义和内容

1.6.1 研究目的及意义

传统有线形变传感器可以满足土木工程结构健康监测的基本需要，但是，繁杂的布线给传感器安装和后期检修都带来了麻烦。基于整体式天线的形变传感器可以实现无源无线传感，但是由于天线本体受力，测试结果会因为基板粘结强度和剪力滞后效应而偏移，影响结果准确性；基于带附加单元的天线传感器可以较好的解决这个问题，但是，目前对带附加单元的天线传感器的访问仍旧停留在通过矢量网络分析仪进行有线访问上，在天线上存在多余的馈电结构设计；对于带附加单元的天线传感器的温度效应没有工作进行研究；同时，带附加单元的天线传感器目前仍旧只用来对准静态参数，如位移、裂缝宽度等进行低频访问。因此，对带附加单元的天线传感器的访问机制和温度效应进行进一步的研究，有利于结构健康监测种无源无线传感体系的完善。

由于具有低剖面、高增益、谐振单元设计简单的特点，贴片天线目前在传感器设计中成为了应用最为广泛的天线形式之一。因此，本文主要着眼于贴片天线，对带附加单元的无源无线贴片天线传感器和对应的检测系统进行了进一步的完善。如前所示，贴片天线的谐振频率会受到耦合单元的影响，基于此，本文首先提出了两种带附加单元的贴片天线传感器，并将其设计用于结构形变传感中。类型 1 主要通过将附加单元与谐振单元短接，直接改变天线谐振单元的长度，从而影响天线的谐振频率；类型 2 主要通过将附加单元作为贴片辐射单元的耦合单元，通过改变耦合单元与辐射单元的耦合程度，进而改变贴片天线的谐振频率。随后，以其类型 1 为例对传感器温度效应进行了研究，并基于 FMCW 雷达系统，提出了一种高频访问机制，采用该机制对提出的贴片天线传感器进行了无线监测。最后，基于提出的高频访问机制，本文设计了一种加速度天线传感器，并在不同访问频率情况下对传感器分别进行了测试。

1.6.2 先行研究及技术路线

对于带附加单元的天线传感器，项目组已经进行了部分研究工作。

Guan 等^[22,63]将倒 F 天线的馈电线从天线本体分离作为其耦合单元，提出了

一种带附加单元的不受力天线传感器，用作结构相对位移的监测，如图 1.22 所示。其中，随着馈电线与倒 F 天线的距离增大，两者间的耦合效应减弱，进而导致谐振频率发生偏移。在实际使用中，将馈电线和倒 F 天线分别固接结构待测区域的两端，当待测区域两端发生位移时，馈电线和倒 F 天线随之发生相对错动，实现将结构相对位移与馈电线和倒 F 天线的相对位移相关联。工作指出，该天线传感器的理论、数值模拟和试验结果之间较为吻合，天线谐振频率与结构位移呈正相关关系，线性度良好。类似的，通过将贴片天线的馈电线从天线本体分离作为耦合单元，Xue 等^[25]也提出了一种裂缝传感器，如图 1.23 所示。

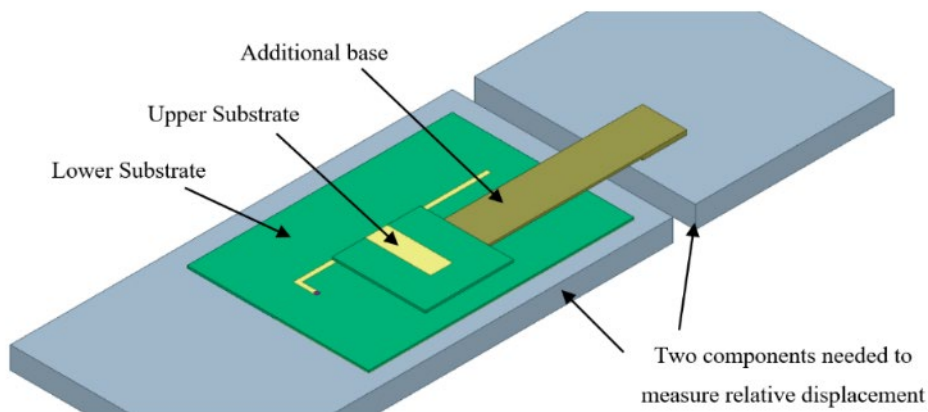


图 1.22 带有附加馈电线的位移传感器示意图（基于倒 F 天线）^[63]

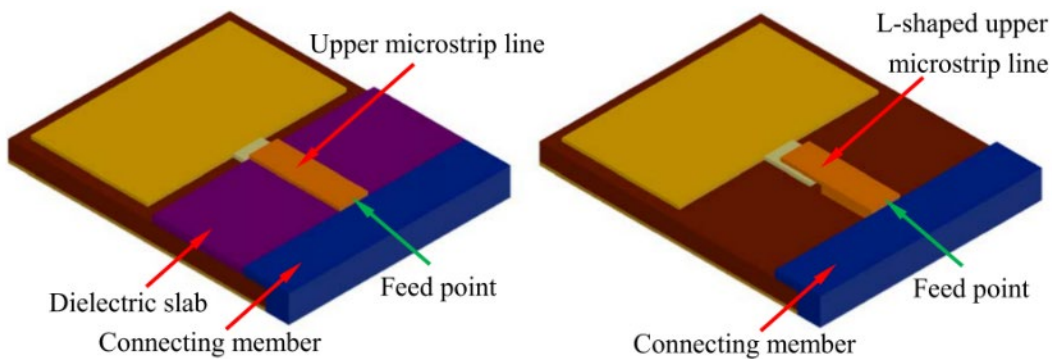


图 1.23 带有附加馈电线的裂缝传感器示意图（基于贴片天线）^[25]

空间法向模螺旋天线的谐振频率与其内部介质块的位置有关，基于此，xue 等^[64]将法向模螺旋天线内的质量块作为附加单元，提出了一种带附加单元的不受力位移传感器，如图 1.24 所示。在该传感器中，天线内部的介质块会随结构的形变而上下移动，从而改变天线的谐振频率。理论模型、仿真和试验结果证明，传感器内部介质块沿天线轴线的移动距离与天线谐振频率呈近似线性关系。

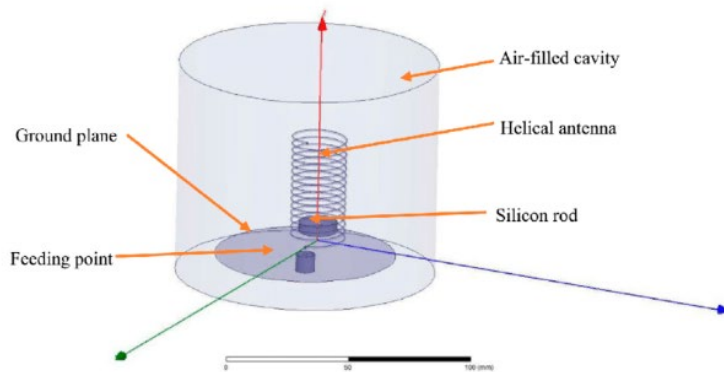


图 1.24 基于法相模螺旋天线的位移传感器示意图^[64]

这些工作采用基于矢量网络分析仪的有线访问手段，设计了数款带附加组件的天线传感器，实现了在传感器自身不受力的情况下对其结构形变进行测试，给后续对天线传感器的型号设计、温度标定和无线高频访问打下了基础。

基于带附加组件贴片天线的无源传感器设计与开发的研究技术路线为：

(1) 去除匹配和馈电单元，设计数种带附加组件的贴片天线传感器，基于 HFSS 电磁仿真软件对其性能进行测试和优化；委托厂商对其进行小样试制，采用矢量网络分析仪和超宽带天线制作的对传感器进行访问，测试传感器的实际工作性能；

(2) 确定提出传感器的温度效应影响机理和补偿方案，在 COMSOL 多物理场模拟软件中对温度效应进行模拟，初步提出温度补偿方案；将传感器放入温箱中进行温度梯度测试，确定方案的有效性；

(3) 基于 FMCW 雷达原理，提出传感器高频访问机制，在 matlab 中采用该机制对提出的天线传感器进行模拟的高频访问；搭建 FMCW 硬件测试平台，对试制的天线进行准静态变量如位移的高频访问，以此验证其有效应；

(4) 设计基于带附加组件的贴片天线传感器设计思路，设计一种振动传感器，在 HFSS 中对其进行性能模拟和尺寸优化；随后，委托厂商对其进行小样试制，并采用提出的 FMCW 高频访问硬件测试平台对其进行性能测试。

1.6.3 主要研究内容

本文的主要研究内容及章节安排如下：

第一章为绪论。主要对天线传感器的现状进行了介绍，表明了研究带附加组建的天线传感器和对应的温度补偿手段、高频访问机制的必要性。

第二章为对贴片天线基本理论的介绍。本章从麦克斯韦方程组出发，对贴片天线的理论、电磁参数影响因素和计算方法进行了说明。

第三章为基于带短接组件的贴片天线形变传感器的设计、模拟和试验。本章主要对该传感器的理论依据、参数设计和优化、无源无线测试访问三个部分进行了阐述。

第四章为基于带耦合组件的贴片天线形变传感器的设计、模拟和试验。本章主要对该传感器的理论依据、参数设计和优化、无源无线测试访问三个部分进行了阐述，并对应设计了通过多参数测量提高测试准确性的机制。

第五章为对第二章提出的形变传感器进行温度补偿的设计、模拟和试验。本章主要对温度效应对带短接组件的贴片天线传感器的影响机制进行了研究，并通过模拟和试验对其进行了量化，提出了温度补偿的建议手段。

第六章为基于 FMCW 雷达的高频访问平台搭建的设计、模拟和试验。本章主要研究了高频访问平台的工作机理和硬件实现，并通过测试前文提出的贴片天线传感器的工作性能，在实际试验中检测了平台的性能。

第七章为结论与展望。本章主要对之前的成果进行了归纳总结，并对未来课题的下一步方向进行了展望。

第2章 贴片天线的电磁参数和工作原理

天线传感器使用自身的电磁参数对结构的待测量进行表征。在目前的设计中,学者更希望天线的电磁参数与结构待测量之间的函数关系足够简单明确,以此降低天线传感器的后续使用成本。要对天线的电磁参数和结构待测量间的函数关系进行简化,需要对天线电磁参数进行基本的研究。

由于本文主要使用的参数为谐振频率,本章主要基于麦克斯韦方程和腔模理论,对贴片天线的谐振频率的理论公式进行了推导,并基于理论公式对其影响因素进行了研究。

在 2.1 节中,对电磁场和天线基本理论进行了介绍,对天线转换电流和电磁波的能力进行了叙述。

在 2.2 节中,基于腔模理论,对贴片天线的谐振频率理论公式进行了推导。

在 2.3 节中,系统总结了贴片天线谐振频率的影响因素和影响量级,对后续设计进行了指导。

2.1 电磁场和天线基本理论

天线本质是将空间电磁波信号和电路中的电流信号互相转换的导体,基本功能是辐射和接收电磁波^[42]。因此,在对天线性质研究之前,需要先对电磁波有一定了解。在本节,首先介绍了电磁波理论的基础麦克斯韦方程,随后,基于麦克斯韦方程,对天线收发电磁波的能力进行了分析和推导^[65-67]。

2.1.1 麦克斯韦方程组

麦克斯韦方程组是描述电磁波的性质和行为的偏微分方程,由四个方程组成,两两成对,其微分形式分别如下所示:

A. 法拉第电磁感应定律

法拉第电磁感应定律最初是用来描述法拉第磁生电试验现象而得出的试验规律,后来被证明并常被写作偏微分形式,如式 2.1 所示。

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

其中, \mathbf{E} 是电场强度, \mathbf{B} 是产生电场的磁场的磁场强度, t 是时间。该方程表示,随时间变化的磁场可以产生随时间变化的对应的电场,并进一步证明产生的电场

强度旋度与在该时间点的磁场强度变化率的负值相等。

B. 全电流定律

与法拉第电磁感应定律相似，全电流定律是麦克斯韦从安培环路定理推广得到的描述交变电磁场中量的关系的一个函数关系，其偏微分方程形式如式 2.2 所示。

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

其中， H 是磁场强度， D 是该磁场所代表的电磁波的电通密度， J 是电流密度， t 是时间。该方程表示，磁场可以被位移电流或传导电流生成，并进一步阐明磁场强度旋度矢量值与此刻电流的密度相等。

C. 高斯定律

高斯定律是描述在闭合曲面内，电荷产生的电场与电荷电荷量和分布之间的关系，其偏微分方程形式如式 2.3 所示。

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

其中， D 是电通密度， ρ 是该电场的电荷密度。该方程表示，穿过任意封闭曲面的电通量只与该该封闭曲面内的电荷数目有关。进一步的，该电通量矢量和与该曲面内的电荷总电荷量与真空介电常数的商相等。由该定律可知，穿过不内含电荷的封闭曲面的电通量矢量和为 0。

D. 高斯磁定律

与高斯定律相对，高斯磁定律被用来描述在闭合曲面内的磁场分布状态，其偏微分方程形式如式 2.4 所示。

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

其中， B 是磁感应强度， ρ_m 是该磁场的磁荷密度。该方程表示，穿过任意封闭曲面的磁通量与该封闭曲面内的磁荷密度有关。由于目前尚未发现磁单极子，因此，可推知穿过任意封闭曲面的磁通量矢量和为 0。

2.1.2 天线收发电磁波能力

通过麦克斯韦方程，可以直观的感受电与磁之间的关系。电与磁之间可以凭借天线作为载体进行相互转化，且具有一定的规律。当天线中接通电流时，根据全电流定律，变化的电流会产生变化的电磁场，并对外辐射；当天线附近存在变化的电磁场时，根据法拉第电磁感应定律，该变化的电磁场会在电磁场区域内的导体（即天线）内部感应出感生电流。因此，导体天线可以作为电流信号和电磁

场感生信号之间的转换器。

对于具体的收发能力评价，以简单的双导线天线为例，假定存在两根理想介质（不存在电传输损耗）的导体，其中接入了横向模的电磁波，如图 2.1 所示。

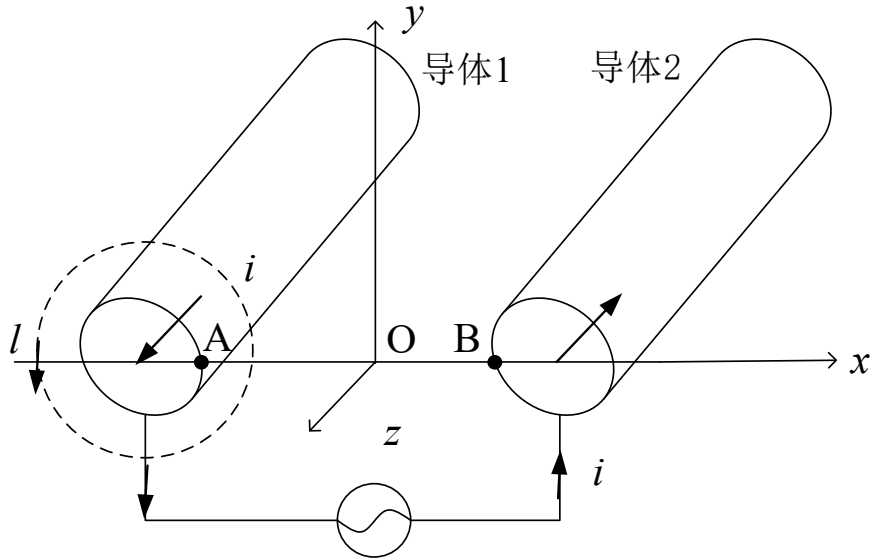


图 2.1 双导线天线示意图

在两根导线间取一路径 A-B，并对其电场积分，得到两点 U 。选择 A 点到 B 点的路径进行积分，得到两导线间的电压 U ：

$$U = U_{AB} = \int_A^B \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \int_A^B E_x dx \quad (2.5)$$

将电压对路径的法向求偏导，使用法拉第电磁感应定律分析可得：

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \int_A^B \left(-\frac{\partial B_y}{\partial t}\right) dx = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A^B B_y dx = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (2.6)$$

其中， $\int_A^B B_y dx$ 为路径 AB 的磁通量。进一步简化式 2.6，得到式 2.7：

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} Li = -L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.7)$$

其中， L 为双导线天线单位长度上的电感分布， i 为路径的瞬时电流。该式表征了产生电场的瞬时电压与电磁场的瞬时电流间的关系。

由于在麦克斯韦方程组中，法拉第电磁感应定律与全电流定律互相对应，因此，类似的，适用全电流定律，对围绕导线的环路 l 进行计算，可得到式 2.8 和式 2.9：

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_l (H_x dx + H_y dy) = i + \int_s \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial i}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} (CU) = -C \frac{\partial U}{\partial t} \quad (2.9)$$

式中, C 为该双导线天线中, 单位长度的天线电容。该式同样表征了产生电场的瞬时电压与电磁场的瞬时电流间的关系。由于天线电容和电感对于固定的天线形式都是已知的, 联立式 2.7 和 2.9, 便可以对该电场电压进行求解。此时, 双导线天线的周围产生的电场便可采用双导线天线内的电磁波导行波进行表示。

但是, 由于基于天线的传感器应用时需要知道谐振频率信息, 在理论运用中希望对其谐振频率进行计算。但是, 需要明确的是, 天线实际工作频率不能通过麦克斯韦方程进行直观计算, 需要通过各种假定方案或者有限元方案, 如传输线假定、谐振腔模假定、矩量法等对天线实体进行计算。其中, 传输线假定在计算初阶谐振频率的时候有较好效果, 但是, 对于高阶谐振频率, 计算时误差较大, 且较为繁琐; 矩量法是有限元方法, 计算时需要的算力过大; 相比这两种方案, 谐振腔模假定的计算精度和耗费算力都相对较小, 因此, 在 2.2 节采用谐振腔假定对贴片天线的谐振频率进行了分析。

2.2 基于谐振腔假定的矩形贴片天线模态分析和谐振频率计算

谐振腔通常是一个金属的封闭或者半封闭空腔, 用于使电磁波在腔内在工作频率 (谐振频率) 来回震荡。在本节中, 首先对谐振腔本身的电磁性质进行了推导, 随后应用谐振腔假定, 对矩形贴片天线进行了模态分析和谐振频率计算。

2.2.1 谐振腔基本理论

考虑一个基本的封闭矩形谐振腔, 其长、宽、高分别为 a , b , d , 如图 2.2 所示。

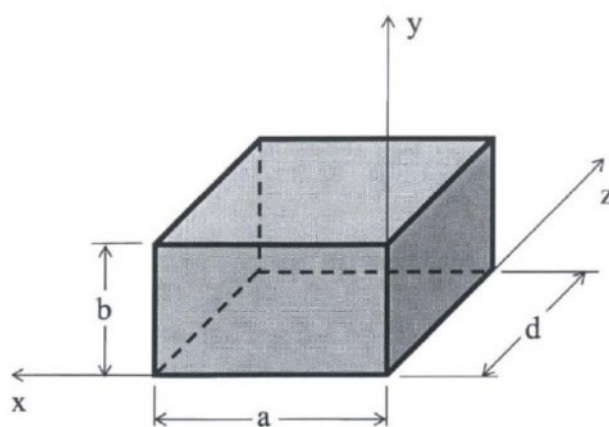


图 2.2 典型谐振腔示意图

该谐振腔具有对内部振荡的电磁波的基础筛选功能, 筛选的到的电磁波具有

特定的频率，这些频率被称为该谐振腔的谐振频率。下面分别对其电磁波传播方向的电场分量和谐振频率进行分析。

为简化计算，将高度 d 的方向选为电磁波的传播方向。假定谐振腔边界为理想磁壁，则形如图 2.2 中谐振腔在选择的传播方向上，考虑谐振腔与波导的相似性，其电场分布 $E_h(x, y, h)$ 可以直接写出如式 2.10 所示。

$$E_z(x, y, z) = \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)(C_1e^{-jk_zz} + C_2e^{+jk_zz}) \quad (2.10)$$

其中， m 、 n 分别为电磁波在长度方向和宽度方向的谐振阶数，为整数； C_1 、 C_2 为前向行波和反向行波的任意振幅。 k_z 为 m 、 n 谐振状态对应电磁波传播方向的传播常数，其可以用式 2.11 计算。

$$k_z = \frac{p\pi}{d} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.11)$$

其中， p 为电磁波在高度方向的谐振阶数，为整数。 k 可以采用下式计算：

$$k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (2.12)$$

其中， ω 是该电磁波圆频率， μ 、 ε 为谐振腔内部介质的磁导率和介电常数。由于该谐振腔为封闭谐振腔，在传播方向上下两个平面的边界条件可用式 2.13 和 2.14 确定。

$$E_z(x, y, 0) = E_y(x, y, 0) = 0 \quad (2.13)$$

$$E_z(x, y, d) = E_y(x, y, d) = 0 \quad (2.14)$$

将 2.13 与 2.14 中的边界条件代入式 2.10，可得：

$$-C_1 + C_2 = 0 \quad (2.15)$$

$$-C_1e^{-jk_zd} + C_2e^{+jk_zd} = 0 \quad (2.16)$$

联立 2.15 与 2.16，可得：

$$C_2 = C_1 \quad (2.17)$$

$$2jC_1 \sin(k_zd) = 0 \quad (2.18)$$

将式 2.17、式 2.18 带回式 2.10，得到封闭矩形谐振腔在电磁波传播方向的电场分量：

$$E_z(x, y, z) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\cos\left(\frac{p\pi}{d}z\right) \quad (2.19)$$

其中， E_0 为常数，其值等于 $2C_1$ 。由式 2.19 可知， m 、 n 不能为 0，不然谐振腔

的电场分量将成为无意义的 0 值；因此，当电磁波沿高度方向传播时，主模在长度方向和宽度方向的谐振阶数不能为 0，而在高度方向上可以。

考虑谐振腔的谐振频率 f 与圆频率 ω 的关系：

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad (2.20)$$

联立式 2.11, 2.12, 2.20, 得到谐振腔谐振频率的计算公式 2.21：

$$f = \frac{k}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (2.21)$$

考虑电磁波速度定义如式 2.22, 公式 2.21 还可以进一步简化为式 2.23：

$$c = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\omega\varepsilon}} \quad (2.22)$$

$$f = \frac{k}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (2.23)$$

其中， ε_r 为谐振腔内部介质的相对介电常数。

2.2.2 基于谐振腔假定的贴片天线谐振频率计算

一个典型的矩形贴片天线如图 2.3 所示。将其与图 2.2 所示的矩形谐振腔进行对比，如果将贴片天线的上辐射贴片和接地平面视作谐振腔的上壁和下壁，可以发现，矩形贴片天线可以近似等效为一个四周开路的谐振腔。因此，只要证明谐振腔的四个侧壁边界条件可以近似等效为理想磁壁，就可以对矩形贴片天线的谐振频率适用矩形谐振腔的谐振频率计算公式。

当给贴片天线通过传输线接入电压时，电荷通过电压作用分布于上辐射贴片和接地平面的上下表面。此时，同种电荷间的斥力使得上辐射贴片和接地平面中正负电荷在其内部互斥，分布趋近于贴片的上表面和下表面；异种电荷间的斥力使得上辐射贴片和接地平面上相对的那面的电荷互相吸引。这些力的作用使得电荷几乎仅仅分布在贴片的表面，且具有从中心向边缘运动的趋势，这些电荷运动的趋势使得电荷在上辐射贴片和接地平面上分别感应出感生电流，并同时产生切向磁场。当贴片天线高度降低或宽度增大时，相同外加电压下，运动的电荷密度减小且距离缩短，感生电流大小降低。因此，当贴片天线的宽高比足够小时，可以近似认为感生电流忽略不计，此时在贴片天线的边缘不存在切向磁场，可以视作理想磁壁，因而可以适用式 2.24 进行谐振频率计算，如式 2.24 所示。

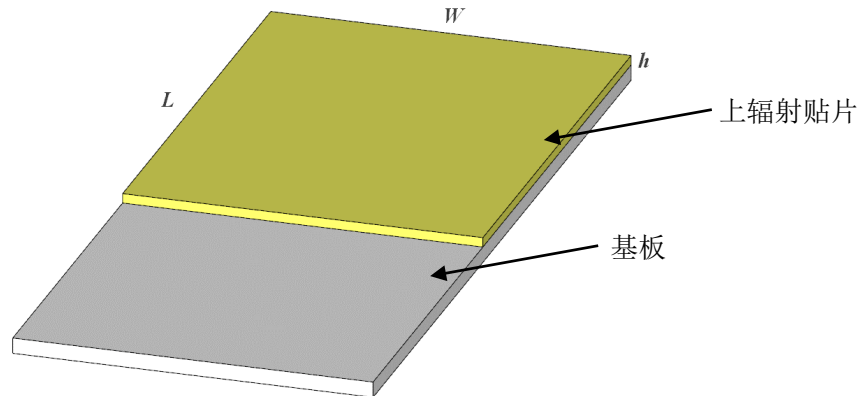


图 2.3 典型矩形贴片天线示意图

$$f = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2} \quad (2.24)$$

其中， L 、 W 、 h 分别为贴片天线上辐射贴片的长度、宽度和与接地平面的距离， m 、 n 、 p 为在长度、宽度和高度三个方向的谐振阶数， ϵ_r 为贴片天线基板的相对介电常数。由于贴片天线的高远小于贴片天线的长和宽，高度方向谐振极其微弱，略去不计，此时，矩形贴片天线的谐振频率采用式 2.25 进行计算：

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad (2.25)$$

其中， f_{mn} 表示对应于贴片天线 TM_{mn} 阶谐振模态的谐振频率。需要注意的是，由于将天线四个侧壁边界等效为磁壁，该式存在一定的近似。据 Balanis 的研究，在满足式 2.26 时，该公式的计算结果可以视作足够精确。

$$10h < \min(L, W) \quad (2.25)$$

2.3 贴片天线谐振频率的影响因素

在进行天线设计时，如何将待监测结构变量与贴片天线的电磁参数，如谐振频率相关联，是重中之重。因此，在实际设计之前，需要对选定的天线电磁参数的影响因素进行分析。

在本节，通过影响机理分类，将贴片天线的谐振频率的影响因素归结于影响介质介电常数和影响天线辐射贴片长度两点，并以此为基础，定性分析了数种贴片天线谐振频率的影响因素。

2.3.1 基板相对介电常数

如式 2.25，贴片天线的谐振频率与其基板的相对介电常数有关。介电常数越大，贴片天线的谐振频率越小，因此，可以通过影响贴片天线的基板的有效介电常数，可以进一步影响天线的谐振频率。下面是贴片天线基板有效介电常数的几个影响因素。

A. 环境温度

绝大部分贴片天线的介质材料，如 Fr4，RT5880，RT5870 等，介质材料都会随环境温度的变化而产生细微的改变，当天线的设计谐振频率达到 GHz 数量级时，这种细微的改变就会达到可观测量级、导致不可忽视的变化。

B. 天线近场的电介质环境

环境电介质指环境中不导电的介质，包括水（湿度）、封装塑料、机器外壳等。天线基板的相对介电常数并不会受到天线近场的电介质环境影响，但是，天线谐振频率受电介质环境影响的度量可以通过在基板相对介电常数中引入一个修正系数来进行量化，因此，也在此处一并说明。

贴片天线内部的电感线分布主要是从上辐射贴片下方直接入射到下接地平面上方，但是，也存在从上辐射贴片上部出发，经过周围环境到天线接地平面下方的磁感线。这些磁感线所带来的电效应可以通过修正基板介电常数而修正，如图 2.4 所示。当天线近场处存在电介质时，磁感线经过介质会产生偏移，该偏移会影响到修正基板介电常数的修正系数值，从而影响贴片天线的谐振频率。

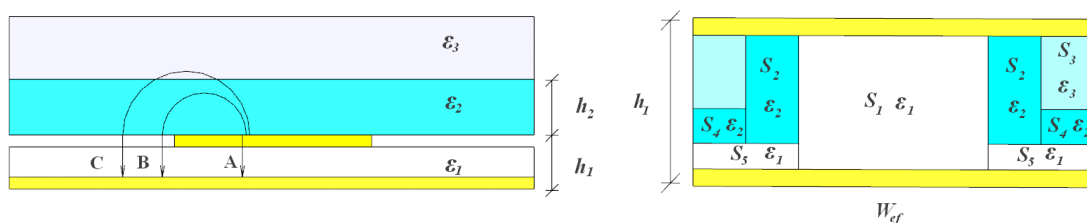


图 2.4 近场电介质分布对谐振频率的影响示意图

该修正方法已经有许多学者研究，目前趋于成熟^[68-72]。一般而言，等效后的基板相对介电常数值介于基板原介电常数和电介质介电常数之间。

2.3.2 贴片天线上辐射贴片谐振方向长度

如式 2.25，贴片天线与上辐射贴片谐振方向上的长度有关。当贴片天线谐振方向长度变化较小时，其与谐振频率近似成线性关系。由于关系简单，易于设计，该方案常见于各类传感器设计中。以下是贴片天线上辐射贴片谐振方向长度的几

个常见的影响因素。

A. 环境温度

环境温度带来的热膨胀会使得上辐射贴片尺寸改变,从而影响贴片天线的谐振频率。因此,在贴片天线传感器的实际应用中,需要对环境温度造成的影响进行一定的修正。由于贴片天线会同时基于辐射贴片长度和基板介电常数对谐振频率造成影响,在实际的修正过程中,为求精确,需要至少两个测量量对温度效应进行解耦。

B. 天线尺寸

通过拉伸或压缩贴片天线,可以直观的改变贴片天线上辐射贴片的尺寸,从而改变天线的谐振频率。因此,直接将贴片天线贴置于结构表面作为传感器是较为方便的设计方案。

C. 天线短接单元位置

将金属板与天线上辐射贴片进行短接,可以延长上辐射贴片的有效长度,从而改变天线的谐振频率。值得注意的是,短接金属板只能增大天线上辐射贴片的有效长度,据公式 2.25,仅能降低天线的谐振频率。

D. 天线耦合单元位置

在贴片天线近场的非短接金属物体会与贴片天线发生耦合,从而造成贴片天线的谐振频率偏移。严格来说,耦合单元位置对谐振频率的影响并不是通过改变上辐射贴片长度而进行的,但是,由于其可以采用引入等效系数对上辐射贴片长度进行修正,所以在此一并叙述。

当在贴片天线近场存在耦合单元时,耦合单元的影响可以视作在天线中引入了一个容性负载或感性负载。由于贴片天线的电容或电感均与上辐射贴片尺寸有关,当引入容性或感性负载时,可以直接将负载单元合并至贴片天线上辐射贴片中,借此对其影响进行量化。

在实际的设计过程中,天线谐振频率往往会同时受多个影响参数的影响,如设计进行贴置式应变检测的整体式贴片天线传感器,主要影响因素是由应变导致的天线上辐射贴片长度变化,次要影响因素是环境温度、湿度、周围电介质环境等。此时,需要对天线进行修正设计,或采用多参数对多个影响因素进行解耦,以此确保天线传感器测量的准确性。

2.4 本章小结

本章主要对贴片天线的部分基础理论进行了介绍,包络:

- (1) 介绍了作为电磁学分析基础的麦克斯韦方程,并基于麦克斯韦方程对

传输线基本方程进行了推导，说明了天线工作时的功能转化关系。

(2) 对谐振腔模型进行了介绍，并应用谐振腔假定对矩形贴片天线谐振频率进行了推导。

(3) 对贴片天线谐振频率的影响因素进行了分类和说明从而对天线选型和传感器设计进行指导。

第3章 基于带短接单元贴片天线的形变传感器

贴片天线的上辐射贴片有效长度可以通过引入短接单元来改变,进而改变其谐振频率。基于该性质,可以设计一种带短接贴片的贴片天线传感器,用于结构的形变监测。

本章提出了一种基于带短接单元的贴片天线形变传感器。

在 3.1 节中,给出了带短接单元的贴片天线基础模型,推导了天线的谐振频率理论计算公式,并基于理论计算公式计算了贴片天线和短接单元的基本尺寸。

在 3.2 节中,采用 HFSS 仿真软件对带短接单元的贴片天线进行了模拟。由于在理论推导中,并未考虑短接单元的压平板部分,会对实际的设计性能造成误差,因此,需要通过模拟软件对理论设计进行校正。首先,基于平面波馈电,建立了带短接单元的贴片天线的基本模型,并对其基本尺寸进行了优化,以达到最佳的工作性能。随后,仿真了天线短接单元在谐振方向线性移动时,贴片天线谐振频率的变化情况,以此对提出的传感器的工作性能进行了初步评估。

在 3.3 节中,基于 3.2 节的天线尺寸,在实验室对该天线和其短接单元进行了试制,采用矢量网络分析仪和超宽带天线对该天线进行了访问,测试了短接单元在谐振方向移动时,贴片天线的实际工作性能,并将最终结果与仿真结果进行了对比。

3.1 带短接单元的贴片天线基础模型

带短接单元的贴片天线可以看作是上辐射贴片长度可以进行延长的贴片天线,忽略客观上的短接不密、压平板介质影响等因素,带短接单元的贴片天线可以适用矩形贴片天线的基本理论进行分析。

在本节中,先对带短接单元的矩形贴片天线进行了模型设计,随后,推导了该贴片天线的谐振频率计算公式。由于 2.4GHz 频段是目前使用最广的无线通信频段,贴片天线传感器的工作起始谐振频率被定为 2.4GHz,以期在未来与其他工作元件的通信频带适配。

3.1.1 带短接单元的贴片天线设计图

带短接单元的贴片天线由一块矩形贴片天线和一块短接单元构成,短接单元

由短接贴片和压平板构成，如图 3.1 所示。

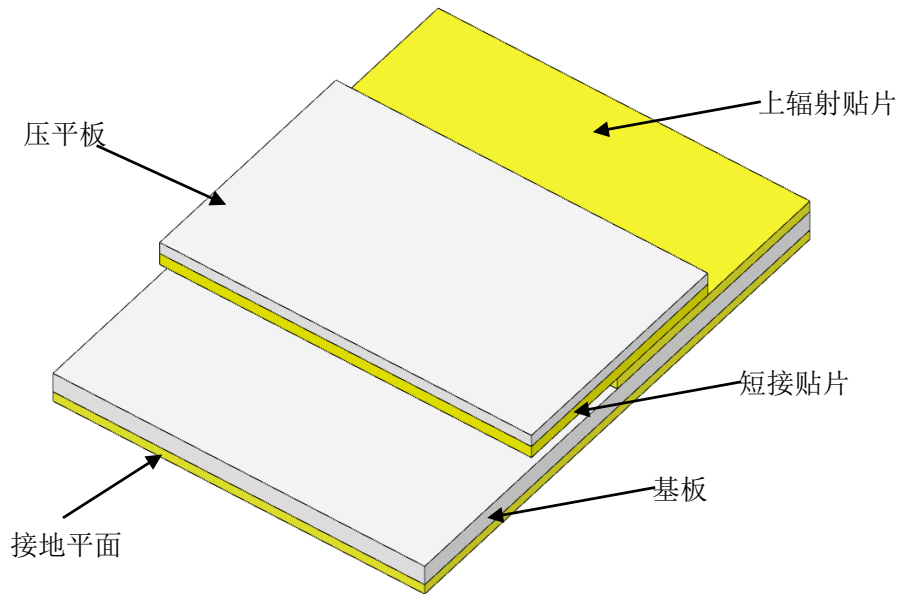
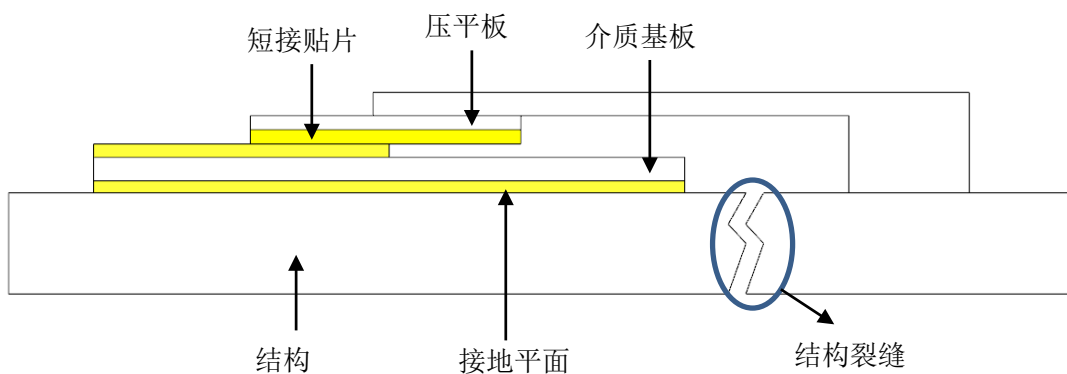
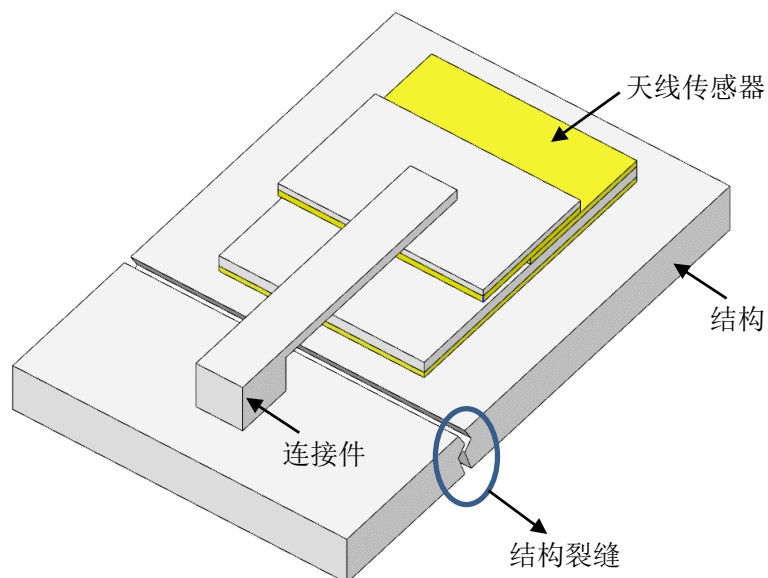


图 3.1 带短接单元的贴片天线示意图

图中，贴片天线的上辐射贴片、下接地平面和短接单元的短接贴片都采用铜质，贴片天线基板和短接单元的压平板均采用 RT5880 材质。短接贴片与上辐射贴片一起构成等效辐射贴片，压平板则尽可能将天线与短接单元之间的空气缝隙去除，使得短接贴片能与上辐射贴片充分接触、完美短接。在具体的使用中，该天线可以安装在结构上，达到在天线本体不受力的情况下，测量结构变形的效果。其安装状态如图 3.2 所示。



(a) 天线传感器安装侧视图



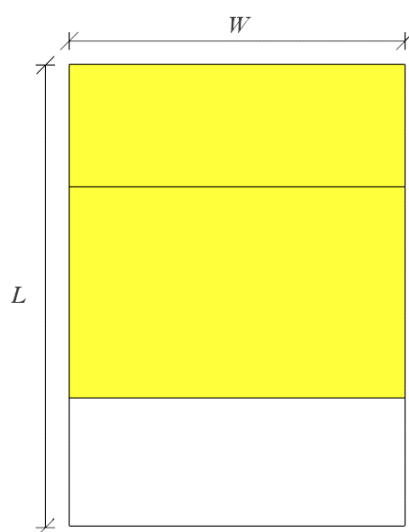
(b)天线传感器安装效果图

图 3.2 天线传感器安装图

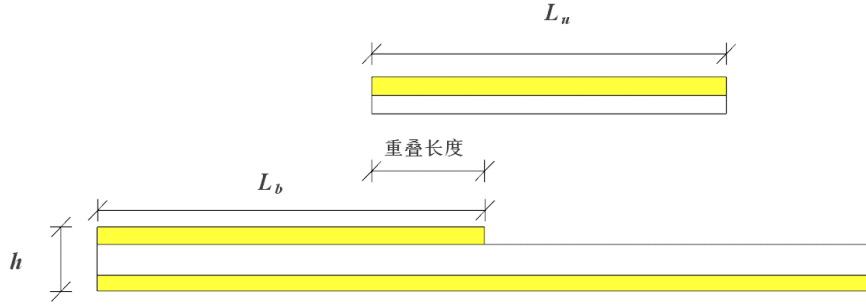
在具体安装时，贴片天线和短接单元分别连接在待测段两侧，当结构产生变形时，两单元在结构上的连接点会产生相对位移，从而造成短接单元和贴片天线的相对错动，引起谐振频率的变化。通过测量谐振频率的改变量，可以对结构的变形进行表征。

3.1.2 理论设计

带短接单元的贴片天线重要尺寸如图 3.3 所示。



(a) 俯视图



(b)侧视图

图 3.3 带短接单元的贴片天线尺寸图

其谐振频率主要与其等效上辐射贴片谐振方向长度有关。忽略压平板带来的近场电介质效应，假设短接单元与贴片天线上辐射单元短接良好，谐振方向假定为贴片天线长度方向，则等效上辐射贴片谐振方向长度可用式 3.1 表示。

$$L_t = L_1 + L_s - L_o \quad (3.1)$$

式中， L_t 是天线谐振方向上组合辐射贴片的长度， L_1 是贴片天线上辐射贴片长度， L_s 是短接贴片长度， L_o 是短接贴片与上辐射贴片重叠的长度，后称短接长度。

因此，适用谐振腔假定，将式 3.1 代入式 2.25，可得带短接单元的贴片天线谐振频率 f 计算公式 3.2：

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{2(L_1 + L_s - L_o)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

其中， ϵ_r 是贴片天线基板和短接单元的材料相对介电常数。

考虑贴片天线整体谐振频率工作约在 2.4GHz，贴片天线谐振方向上组合辐射贴片的长度 L_t 的设计长度如式 3.3 所示：

$$L_t = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.4 \times 10^9 \sqrt{2.2}} = 0.00421(\text{m}) \quad (3.3)$$

考虑到短接单元过长会影响到天线整体匹配，从而影响天线性能，短接贴片的长度 L_s 设计为小于贴片天线上辐射贴片长度 L_1 ，如式 3.4 和 3.5 所示；同时，为保证匹配，贴片天线宽度 W 依照式 3.6 设计^[42]；由于作为辐射贴片和短接贴片的铜片具有一定的厚度，若初始状态下短接长度为 0，则很难进行后续错动，另外，过短的短接长度也会影响整体的短接性能，因此，短接长度 L_o 设计为从 1mm 开始变化。为保证错动对齐方便准确，短接单元宽度与贴片天线宽度设计相等。

$$L_t \leq L_s + L_1 \quad (3.4)$$

$$L_o \leq L_s \leq L_1 \quad (3.5)$$

$$W \leq \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (3.6)$$

联立式 3.3、3.4、3.5、3.6，可以得到贴片天线的基本尺寸，如表 3.1 所示。

表 3.1 带短接单元的贴片天线传感器参数表

天线参数	L_t	L_o	L_s	L_1	W
数值	42.1	1-10	13-18	18-22	35

注：表格中尺寸单位为 mm，该参数为初始设定参数。

3.2 基于带短接单元贴片天线的形变传感器模拟

第 3.1 节中，对带短接单元的贴片天线传感器谐振频率进行了理论计算，并基于理论计算结果进行了参数设计。但是，由于在理论设计过程中，忽略了压平板的电介质影响，最终的结果会产生一定的偏差；另外，天线的阻抗匹配设计很难通过理论进行优化。因此，需要通过模拟软件对提出的天线传感器进行进一步分析。

在本节中，首先对带短接单元的贴片天线的初始状态进行了仿真模拟，在保证天线阻抗匹配情况下，确定了天线传感器的基本参数。随后，改变天线传感器中短接单元和贴片天线之间的重叠长度 L_o ，对天线谐振频率与相对位移之间的关系进行了模拟。

3.2.1 HFSS 建模

在 HFSS 高频仿真软件中建立了带短接单元贴片天线的电磁仿真模型，如图 3.4 所示。天线的尺寸如表 3.1 所示，贴片天线基板和附加单元压平板的材料采用 RT5880 高频压合板，介电常数设为 2.2，并设计为温度无关常量；天线采用平面波馈电，以此模拟无线访问时的实际状况。贴片天线的上辐射贴片和附加单元的短接贴片采用无厚度平面，通过将平面边界设置为完美电壁（Perfect E）来对金属表面工作状况进行模拟。边界外设计为完美匹配层（the Perfect Match Layer, PML）吸收边界，用以模拟无限远处的天线散射效应，从而降低天线计算的算力需求。在实际的模拟中，贴片天线的上辐射贴片和附加单元的短接贴片间无空气间隙，完美紧密贴合。

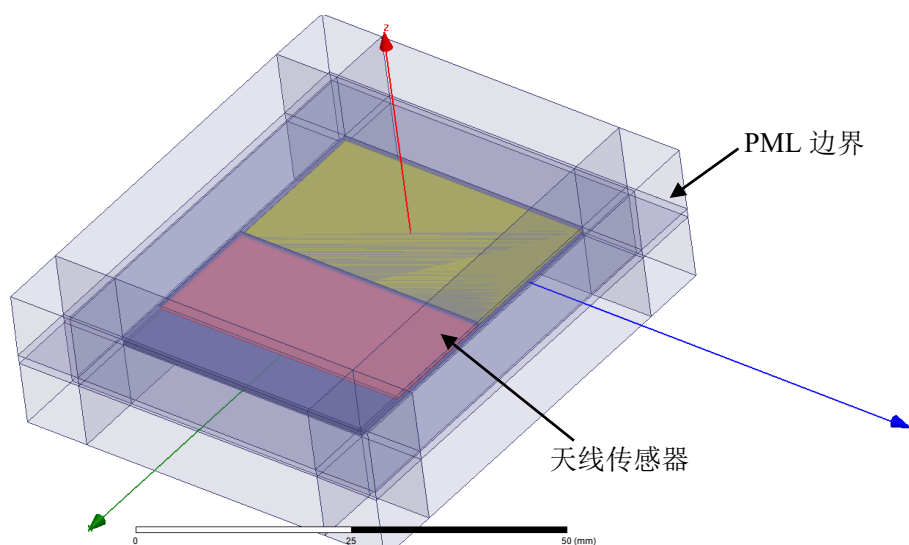


图 3.4 HFSS 中的天线模型图

在仿真中，假定贴片天线与短接单元间不存在空气缝隙，以保证仿真的顺利进行。随后，基于表 3.1 的参数范围，对各个参数以 0.1mm 为步长，进行了遍历和优化，得到最终使用参数，如表 3.2 所示。

表 3.2 带短接单元的贴片天线传感器优化后参数表

天线参数	L_t	L_o	L_s	L_1	W
数值	43.4	1-10	16	20.6	35

注：表格中尺寸单位为 mm，该参数为优化后参数。

此时，在重叠长度为 1mm 的初始状况下，贴片天线整体的雷达截面面积（Radar Cross Section）曲线如图 3.5 所示。

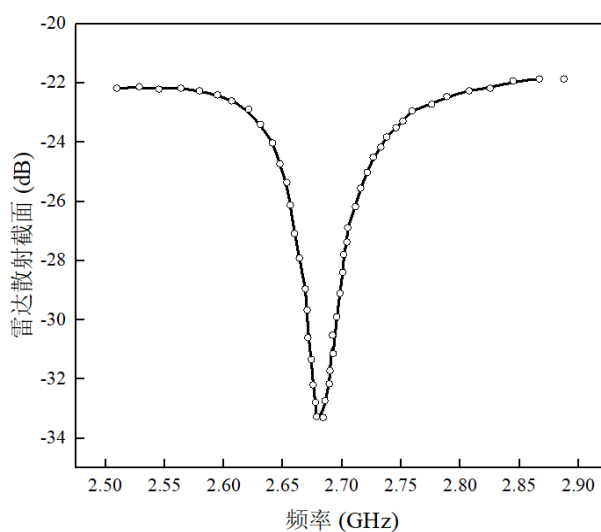


图 3.5 贴片天线初始状态下 RCS 曲线图

由图，贴片天线的工作频率约为 2.5GHz，在该工作频率下，天线的 RCS 从

xx 下降至 xx，证明天线在工作频段的阻抗匹配程度良好。在该工作频率导出天线此时谐振单元（组合辐射贴片）的电流分布图，如图 3.6 所示。

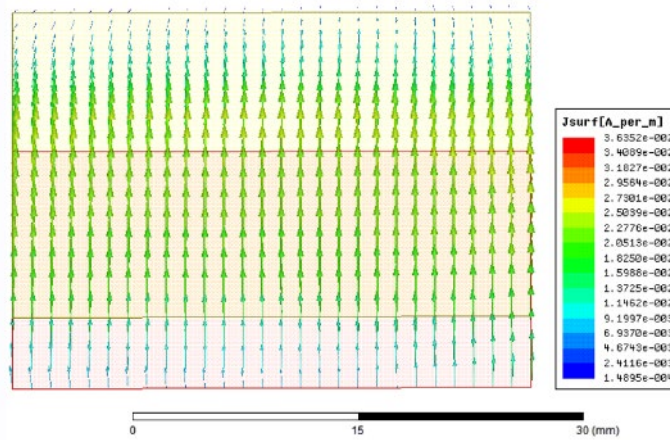


图 3.5 贴片天线初始状态下谐振频率处电流分布图

由图可知，电流在短接贴片和上辐射贴片间流动，并形成一阶驻波，即，天线中短接贴片和上辐射贴片一同构成了该天线的谐振单元，该现象符合 3.1 节中的理论模型预测，因此，可以以此为模型，进行下一步的模拟。

3.2.2 模拟结果

在 3.2.1 节优化参数的基础上，改变附加单元和贴片天线之间的重叠长度，对天线的雷达截面面积变化进行了仿真，得到了雷达截面面积随重叠长度的变化关系，如图 3.6 所示。

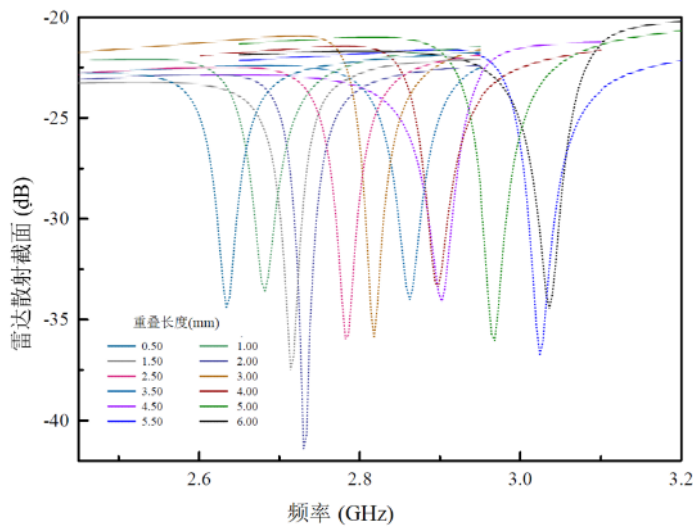


图 3.6 雷达截面面积曲线随天线重叠长度变化图

有图 3.6 可知，随着天线重叠长度变大，由于等效辐射贴片谐振方向长度降低，RCS 曲线逐渐右移，天线谐振频率逐渐升高。进一步从雷达截面面积曲线的最低点得到天线的谐振频率，绘制天线谐振频率与天线重叠长度的关系图，如图 3.7 所示。

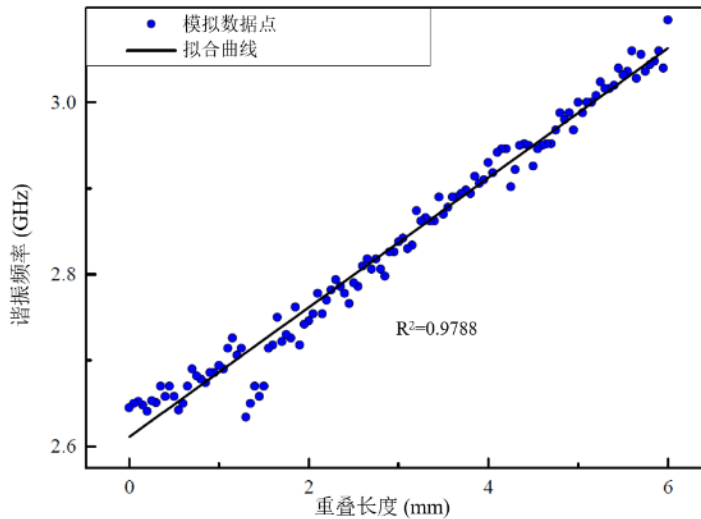


图 3.7 天线谐振频率随天线重叠长度变化图

由图 3.7 可知，该天线的谐振频率与天线重叠长度之间近似呈线性关系，因此，该关系适合用于传感器设计。但是，在实际使用中，由于天线传感器使用环境存在噪声干扰，同时压平板无法完全压平短接单元使其与贴片天线完美短接，天线工作状态与模拟状态仍旧存在一定区别，需要通过实际试验对其进行补正。

3.3 试验研究

在实际测试中，需要对天线传感器基于模拟数据进行试制，并设计封装，以对天线传感器的重叠长度进行精确的变量控制。本节中，首先对天线传感器进行了试制，初步测定了天线传感器的性能；随后，采用螺旋测微器控制重叠长度递增步长为 0.1mm，对天线进行测试，并与理论预测和仿真模拟结果进行对比，综合评估天线传感器的工作性能。

3.3.1 天线试制

在实验室中对天线传感器进行了试制，包括一片贴片天线和一片短接单元，试制的流程如图 3.8 所示。

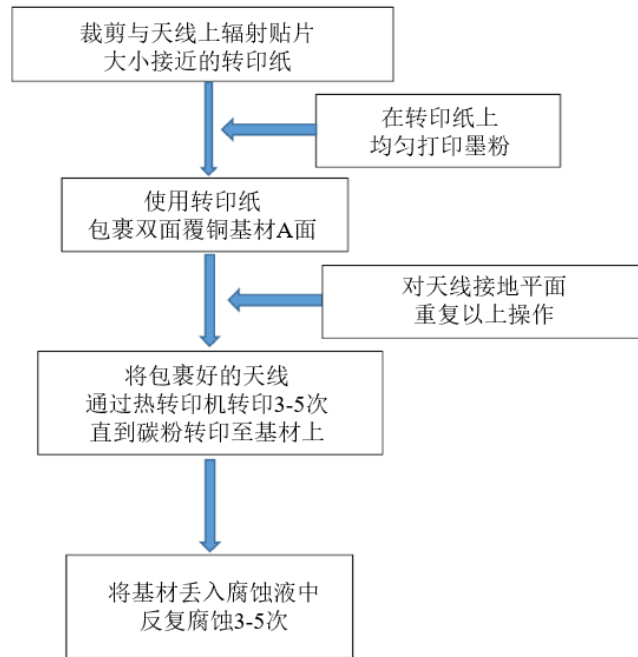


图 3.8 试制天线流程图

首先，在转印纸上使用墨粉打印出天线蚀刻的形状，随后，使用转印纸包裹住一块双面镀铜天线基板材料，送入热转印机中，反复转印 3-5 次，直到墨粉从转印纸上转印至天线基板材料上为止。将转印好的天线基板材料浸泡至腐蚀液中，上覆有墨粉的铜片不会被腐蚀液腐蚀，无墨粉覆盖的铜片则会被完全腐蚀。浸泡 3-5 分钟后，取出天线基板材料，拭净腐蚀液，阴干后，修剪天线边缘即可得到可供使用的天线。在制作天线过程中使用的热转印机（左图）和腐蚀液（右图）如图 3.9 所示。

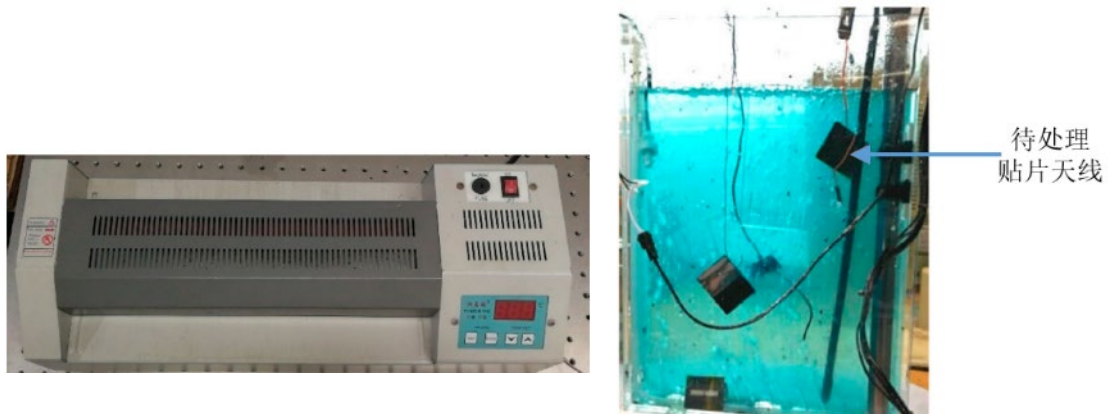


图 3.9 试制天线使用仪器图



图 3.10 试制天线成品图

最终的成品如图 3.10 所示。试制传感器的边缘切割较为粗糙，表面存在部分碳粉残留，可能会对具体性能造成一定影响，需要在后续工作中予以测试。

3.3.2 试验测试

对 3.3.1 节中试制的传感器进行安装和测试。安装台为一个由螺旋测微计改造而成的裂缝发生器，由固定平面、移动平面和测微杆组成，如图 3.11 所示。当转动螺旋测微杆时，测微杆会产生一个微小的位移，推动移动平面远离固定平面，从而产生微裂缝。其中，通过螺旋测微计控制，转动测微杆引起的位移可以精确到 0.1mm。



图 3.11 裂缝发生器示意图

实际使用时，将贴片天线贴置于固定平面，短接单元置于贴片天线上方，通过胶粘手段与移动平面相连。当测微杆转动时，短接单元和贴片天线相错动，使得重叠长度增加，从而增加贴片天线的谐振频率。

将天线置于裂缝发生器后，采用超宽带天线和矢量网络分析仪对天线的雷达散射截面进行测试，如图 3.12 所示。由于超宽带天线的增益和矢量网络分析仪的发射信号功率较低，超宽带天线发出的访问波的功率有限，极大的限制了超宽带天线的访问距离。在本次试验中，为保证信号可以被精确测得，确保试验测量的准确性，超宽带天线与待测天线传感器之间的距离限制在天线近场边缘，约 3cm 左右。

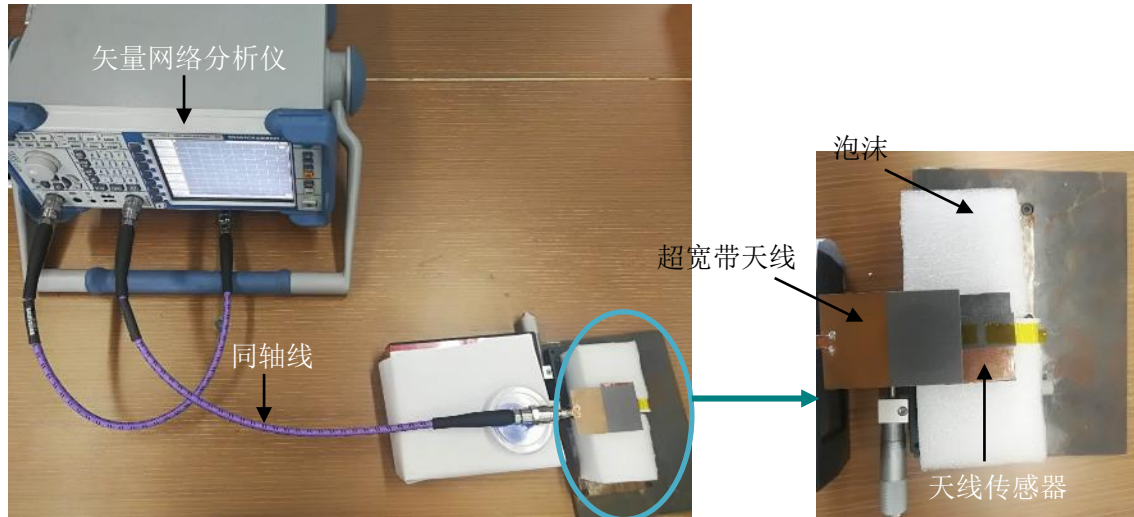


图 3.12 裂缝发生器示意图

图 3.13 给出了测试的 RCS 曲线，与模拟结果趋势一致，随着重叠长度的增大，天线的 RCS 曲线有右移的趋势。

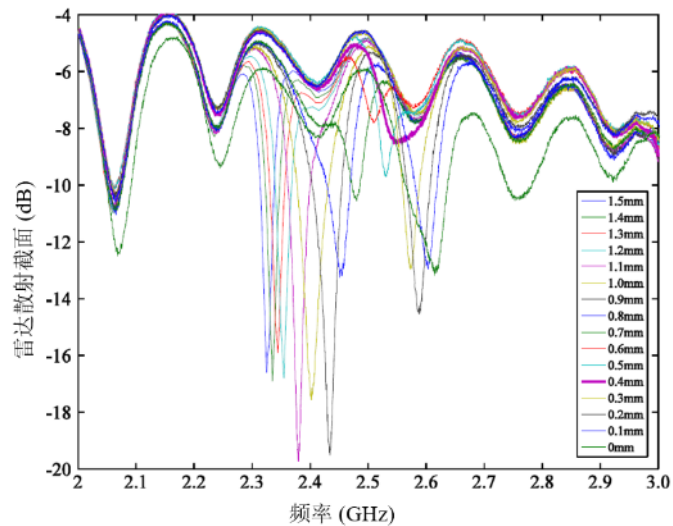


图 3.13 天线传感器 RCS 曲线实测图

提取每条 RCS 曲线的最低点作为谐振点，得到谐振频率与重叠长度关系的

散点图。对散点进行拟合，并与理论推导和模拟仿真得到的数据进行对比，如图 3.14 所示。

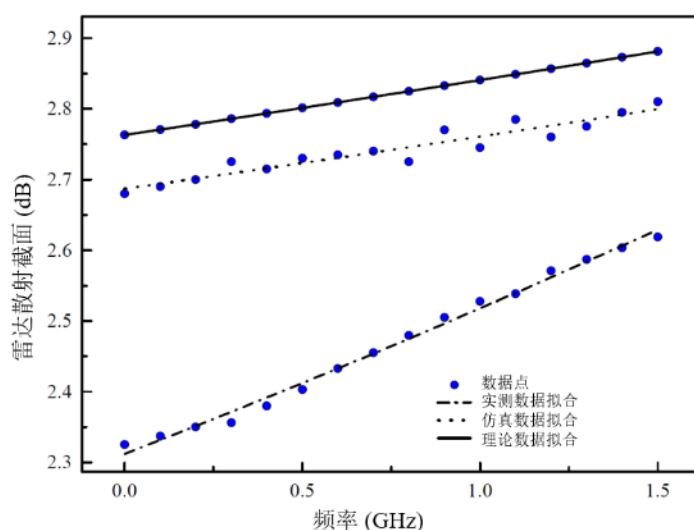


图 3.14 天线传感器谐振频率-重叠长度关系图

对理论、模拟仿真和实际试验的结果进行整理，将其各自的谐振频率变化范围、灵敏度和线性拟合系数列于表 3.3 中。

表 3.3 理论推导、模拟仿真和实际试验的结果对比

数据组别	理论推导	模拟仿真	实际试验
灵敏度(MHz/mm)	78.72	86.67	195.33
谐振频率变化范围(GHz)	2.793-2.881	2.680-2.810	2.326-2.619
线性拟合系数(1)	0.9999	0.9048	0.9919

由表 3.3，可得到以下两点结论：

(1) 理论推导、模拟仿真和实际试验得到的线性拟合系数都大于 0.9，其中，理论推导和实际试验的线性拟合系数都大于 0.99，表明天线传感器的工作性能良好，该方案适合作为传感器应用于结构形变监测中。

(2) 该方案的各类参数，包括传感器工作频段和灵敏度，可以参照传感器的需求进行修改，从而贴合各类监测工程的实际需求。

(3) 理论推导和模拟仿真的数据较为契合，但都与实际试验相差较大，这可能是由于忽略了贴片天线与附加贴片之间的空气隙所造成的，需要在后续设计中予以补正和考虑。

3.4 本章小结

本章介绍了基于带短接单元贴片天线的形变传感器的理论设计、模拟仿真和

实际试验，总结如下：

(1) 设计了带短接单元的贴片天线传感器的基本模块和工作方式，根据谐振腔假定，对该天线传感器进行了理论设计和谐振频率公式推导，并基于该公式对天线传感器的关键尺寸进行了初步设计。

(2) 根据理论设计中得到的传感器关键尺寸范围，在 HFSS 高频仿真软件中进行了模型搭建和模拟仿真，确定了传感器的具体尺寸。模拟结果表明，该传感器的匹配良好，同时，谐振频率与重叠长度成线性关系，线性拟合系数为 0.9048，可以作为设计原型进行试制和进一步实际试验。

(3) 对提出的天线传感器在试验室进行了加工，并对加工得到的天线传感器进行了测试。测试结果显示，该天线传感器的谐振频率与重叠长度之间的线性拟合系数为 0.9919，适合作为形变传感器表征结构变形。同时，理论和模拟仿真与实际试验结果在起始频率和灵敏度上存在一定差异，推断是由于短接单元和贴片天线间的空气隙所带来的影响，需要在后续设计中进行考虑和补正。

第4章 基于带耦合单元贴片天线的形变传感器

第三章提出了一种带短接单元的贴片天线形变传感器,并论证了该设计的有效性。该设计通过引入短接单元,采用短接单元和贴片天线的相对位移代替天线的整体形变作为传感变量,达到在天线本体不受力时,对结构形变进行表征的效果。但是,该设计仍然存在一定缺点:由于该设计需要短接单元和贴片单元之间完美短接,在实际应用中对封装的要求较高,会造成较大的误差;同时,由于仅使用了一阶谐振频率作为传感变量,该传感器测试指标较为单一,抗干扰能力较差。

基于带短接单元的贴片天线传感器的缺点,本章提出了一种带耦合单元的贴片天线形变传感器。在本章中,对该天线传感器进行了天线设计、理论推导、模拟仿真和实际试验,最终结果证明,该传感器在实现天线本体不受力传感的同时,采用两个一阶频率进行传感,提高了传感器的精度和抗干扰能力。

4.1 带耦合单元贴片天线的基础模型

带耦合单元的贴片天线可以看作是两个在辐射近场互相耦合的贴片天线。当两片贴片天线的一阶谐振频率不同时,由于耦合效应的影响,两片天线的谐振频率会存在互相靠拢的趋势,这种趋势会随着耦合效应的减弱而减弱。由于耦合效应与两片天线之间的距离有关,因此,可以使用两片贴片天线的一阶谐振频率对两片天线的相对位置进行表征。

当把两片贴片天线分离进行分析,对任意一片天线,另一片贴片天线的存在相当于给天线引入了一个可变容性负载,因此,可以基于谐振腔的扰动理论,对天线的谐振频率变化进行分析。在本节中,首先对带耦合单元的贴片天线进行了模型设计,随后,基于谐振腔的扰动理论推导了该贴片天线的两个一阶谐振频率的计算公式,最后,并对天线传感器的参数基于理论进行了初步设计。

4.1.1 带耦合单元的贴片天线设计图

带耦合单元的贴片天线由一块矩形贴片天线和一块在近场与其进行耦合的耦合单元构成,耦合单元由耦合基板和耦合贴片构成。耦合单元整体置于贴片天线上方,耦合贴片与贴片天线的上辐射贴片间采用耦合基板对其进行隔离,如图4.1所示。

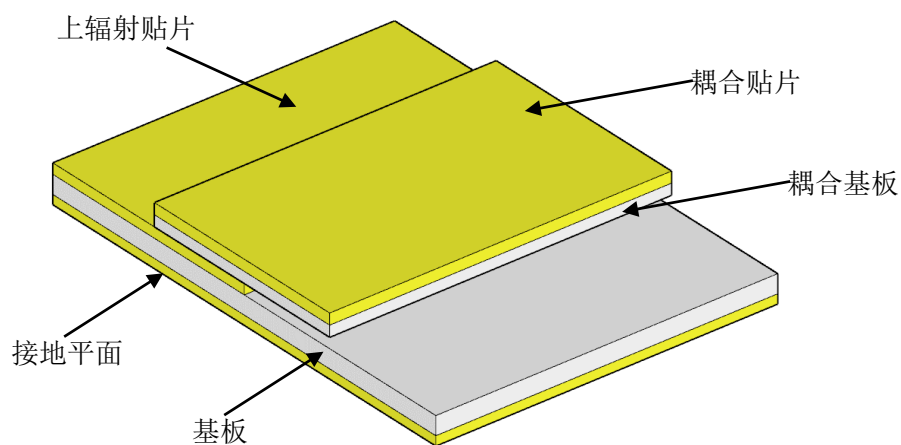
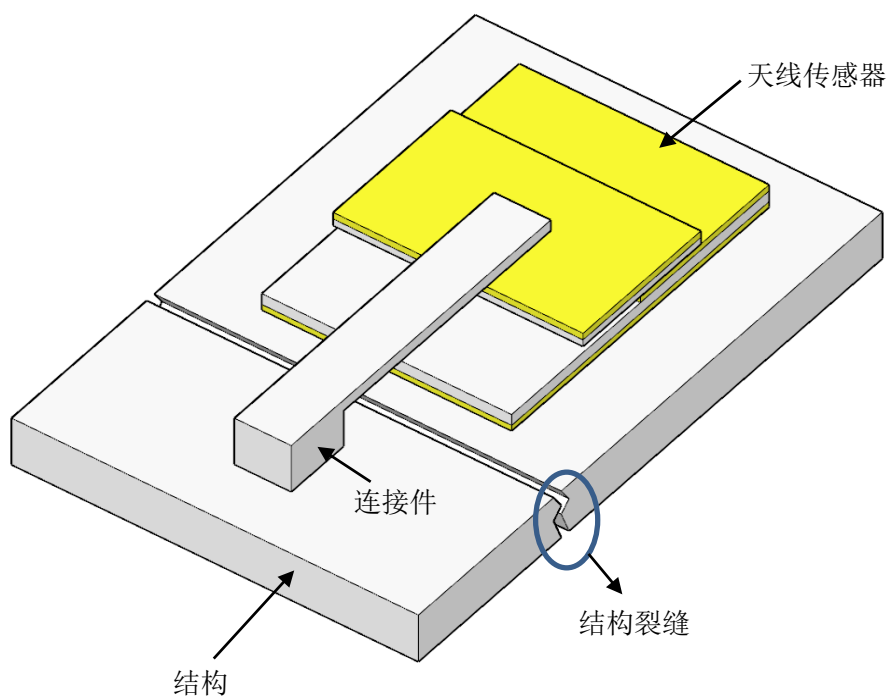
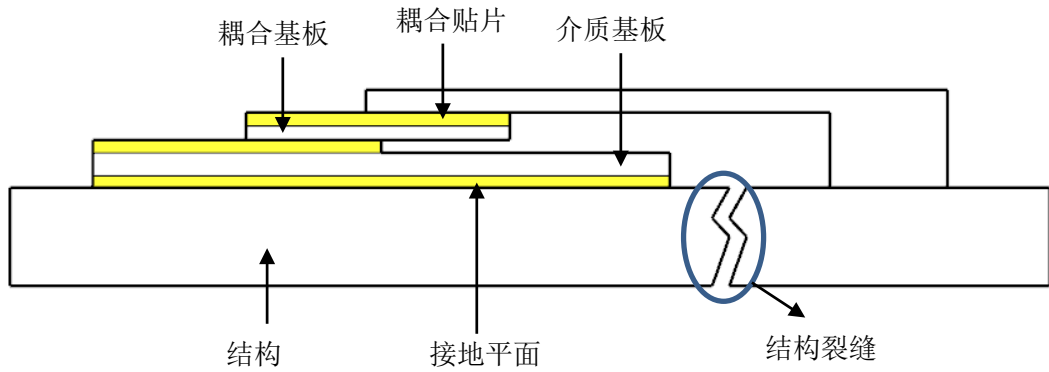


图 4.1 带耦合单元的贴片天线示意图

图中，贴片天线的上辐射贴片、下接地平面和耦合单元的耦合贴片都采用铜质，贴片天线基板、耦合单元基板和压平板均采用 RT5880 材质。该天线的安装方案与带短接贴片的贴片天线传感器类似，在实际使用中，耦合贴片和贴片天线被分别固接于目标形变测试区的两侧，如图 4.2 所示。当结构目标形变测试区产生形变时，两单元之间产生相对位移，从而改变谐振频率。通过测定谐振频率的变化量，可以对结构形变进行表征。



(a) 天线传感器安装效果图



(b) 天线传感器安装侧视图

图 4.2 天线传感器安装图

4.1.2 理论设计

带耦合单元的贴片天线的重要尺寸如图 4.3 所示。

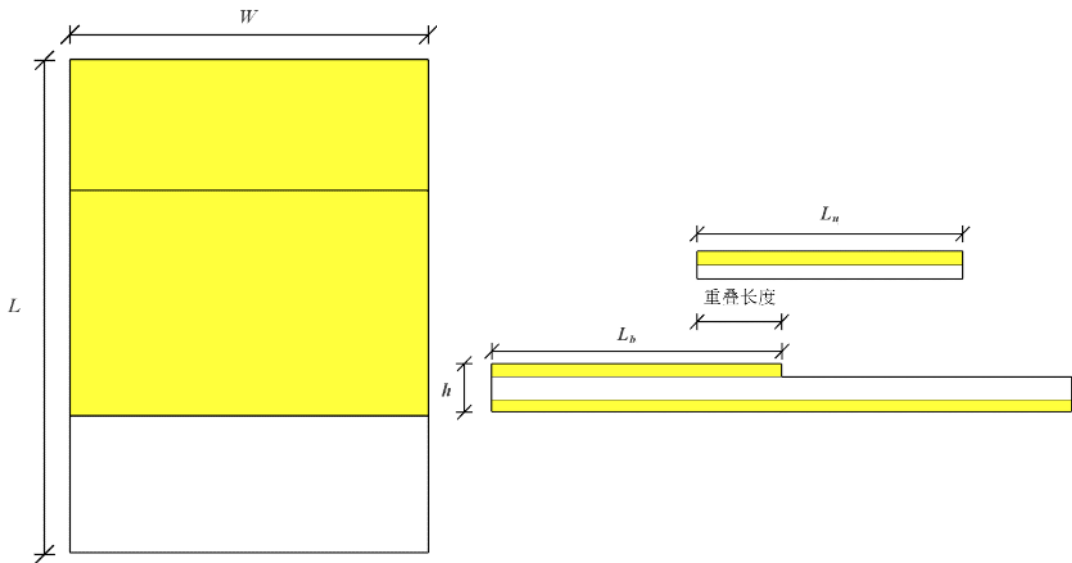


图 4.3 带耦合单元的贴片天线的重要尺寸图

在忽略耦合效应的情况下，两块贴片天线分别可以激发出各自的谐振频率，适用式 2.25，耦合贴片的谐振频率 f_u 和贴片天线谐振频率 f_b 的一阶谐振频率如式 4.1 和式 4.2 所示。

$$f_b = \frac{c}{2L_b\sqrt{\epsilon_b}} \quad (4.1)$$

$$f_u = \frac{c}{2L_u \sqrt{\varepsilon_u}} \quad (4.2)$$

其中, L_b 是贴片天线的上辐射贴片谐振方向长度, ε_b 是贴片天线基板相对介电常数, L_u 是耦合贴片谐振方向长度, ε_u 是耦合单元中耦合基板的相对介电常数。

取贴片天线进行分析, 将耦合单元作为引入容性负载, 可以将带耦合单元的贴片天线等效为电路, 如图 4.4 所示。

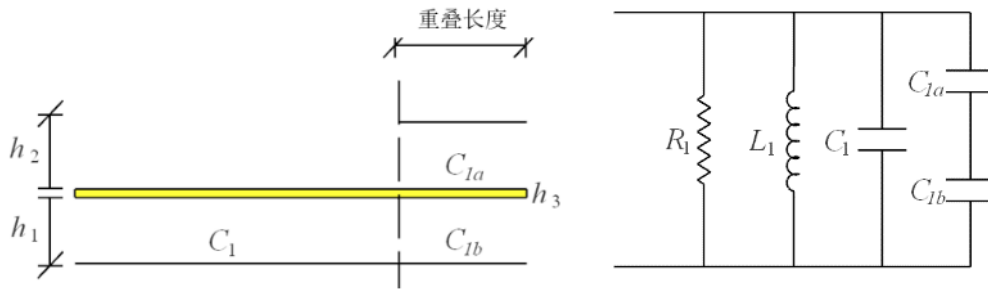


图 4.4 天线传感器贴片天线等效电路图

如图 4.4 所示, 考虑耦合贴片与上辐射贴片间重叠的部分, 将其视作一个等效电容 C_{1a} , 原贴片天线未重叠部分视作等效电容 C_1 , 重叠部分视作等效电容 C_{1b} , 则各分布电容和总等效电容 C_b 可用式 4.3 至式 4.6 表示。为简化计算, 各基板的介电常数视作相等, 用 ε 表示。

$$C_1 = \frac{W(L_b - L_o)\varepsilon}{h_1} \quad (4.3)$$

$$C_{1a} = \frac{WL_o\varepsilon}{h_2} \quad (4.4)$$

$$C_{1b} = \frac{WL_o\varepsilon}{h_1} \quad (4.5)$$

$$C_b = C_1 + \frac{C_{1a}C_{1b}}{C_{1a} + C_{1b}} = \frac{W(L_b - L_o)\varepsilon}{h_1} + \frac{WL_o\varepsilon}{h_1 + h_2} \quad (4.6)$$

其中, W 是贴片天线的宽度, L_b 是贴片天线的上辐射贴片辐射方向的长度, L_o 是重叠面积, h_1 是贴片天线基板厚度, h_2 是耦合单元基板的厚度。由于引入的是容性阻抗, 因此, 可以假定贴片天线的电感保持不变, 其可用式 4.7 表示。

$$L_1 = \frac{\mu h_1 L_b}{W} \quad (4.7)$$

式中, μ 为贴片的磁导率。因此, 贴片天线修正后的谐振频率如式 4.8 所示。

$$f_b = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_b}} = \frac{c}{2\sqrt{\left(\frac{L_b - L_o}{h_1} \varepsilon + \frac{L_o \varepsilon}{h_1 + h_2}\right) h_1 L_b}} \quad (4.8)$$

整理式 4.8，对其进行近似，得到式 4.9：

$$f_b = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon[L_b - (1-k)L_o]L_b}} \approx \frac{c\sqrt{L_b + (1-k)L_o}}{2L_b\sqrt{\varepsilon L_b}} \quad (4.9)$$

其中， k 为常量，由式 4.10 进行定义：

$$k = \frac{h_1}{h_1 + h_2} \quad (4.10)$$

由式 4.9 可知，贴片天线的谐振频率与重叠长度近似呈线性关系。

对耦合单元重复进行上述分析，耦合贴片与接地平面视作天线，而插入的上辐射贴片视作引入电容，其等效电路示意图如图 4.5 所示。

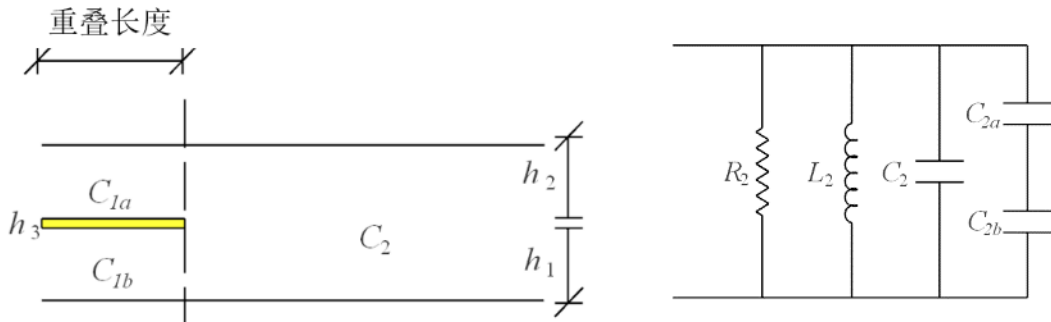


图 4.5 天线传感器耦合单元等效电路图

对等效电路的电感和电容进行计算后，耦合单元的修正谐振频率可以用式 4.11 表示：

$$f_u = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon(L_u + gL_o)L_u}} = \frac{c\sqrt{L_u - gL_o}}{2\sqrt{\varepsilon(L_u^2 - g^2L_o^2)L_u}} \approx \frac{c\sqrt{L_u - gL_o}}{2\sqrt{\varepsilon L_u^3}} \quad (4.11)$$

其中， L_u 是耦合单元中耦合贴片的长度， g 为常量，由式 4.12 定义：

$$g = \frac{h_3}{h_1 + h_2} \quad (4.12)$$

式 4.9 和 4.11 成立的先决条件是耦合效应为天线谐振频率变化的主要影响因素，当贴片天线和耦合单元各自的谐振频率接近时，模态激发较为混乱，耦合效应不再成为天线谐振频率变化的控制因素，因此，在尺寸初步设计中，两个一阶谐振频率的差值设计大于 1GHz；另外，为方便测量，两个一阶谐振频率的较低值被控制设计在 3GHz 至 4GHz。将控制条件代入式 4.9 和式 4.11，假定初始重

叠长度为 1mm，天线的设计参数可以计算得到，如表 4.1 所示。

表 4.1 带耦合单元的贴片天线传感器初始参数表

天线参数	L_b	L_u	h_1	h_2	h_3	W
数值	18-22	13-18	0.508	0.508	0.035	<35

注：表格中尺寸单位为 mm。

4.1.3 谐振频率处理方案

在 4.1.2 节中，推导得到的两个一阶谐振频率都可以用来进行相对位移表征，其中，实测值 f_{bt} 、 f_{ut} 和精确值 f_b 、 f_u 如式 4.13 和 4.14 所示。

$$f_{bt} = f_b + err_b \quad (4.13)$$

$$f_{ut} = f_u + err_u \quad (4.14)$$

其中，测试误差为 err_b 和 err_u 。

如式 4.15，通过将两阶谐振频率相减得到谐振频率差值 f_{con} ，其误差 $|err_c|$ 可用式 4.16 表示。

$$f_{con} = \frac{|f_b - f_u|}{2} \quad (4.15)$$

$$|err_c| = \frac{|err_u - err_b|}{2} < \max(|err_u|, |err_b|) \quad (4.16)$$

此时，谐振频率差值的误差小于两者的最大误差。由于实际测试时，最大误差出现在哪一个谐振频率的哪一个测点是不确定的，因此，通过这种方法处理得到的谐振频率差值，其准确性要大于原来的两个一阶谐振频率，适合作为传感参数进行考虑。

4.2 基于带耦合单元贴片天线的形变传感器模拟

在 4.1 节中，对带耦合单元的贴片天线进行了理论设计，得到了设计的初始参数。由于在理论设计中，未对压平板和基板的电介质效应进行讨论，没有对无线访问的空气损耗进行考虑，也没有对阻抗匹配进行理论设计，因此，通过仿真软件对该模型进行进一步分析，是确有必要的。

在本节中，在 HFSS 高频仿真软件中对带耦合单元的贴片天线传感器进行了建模，对阻抗匹配进行了初始设计，确定了最优化基本参数；随后，改变天线中

耦合单元的位置，对天线谐振频率与耦合单元相对位移的关系进行了模拟，初步确定了天线传感器的工作性能。

4.2.1 HFSS 建模

在 HFSS 高频仿真软件中建立了带耦合单元贴片天线传感器的电磁仿真模型，如图 4.6 所示。在设计中，于耦合单元中添加了压平板，以保证实际工作中的耦合贴片平整度。在该模型中，初始尺寸使用表 4.1 中数据，贴片天线基板、耦合单元基板和压平板材料使用 RT5880 高频压合板，介电常数设计为 2.2 且与温度无关；天线整体采用平面波馈电，边界设置为 PML 辐射吸收边界，用以模拟无限远处的天线辐射效应，降低算力需求；由于金属作为良导体，平面波的趋肤深度很低，天线中上辐射贴片、耦合贴片和接地平面采用无厚度平面，并将边界设置为完美电壁（Perfect E）来对良导体平面进行模拟。

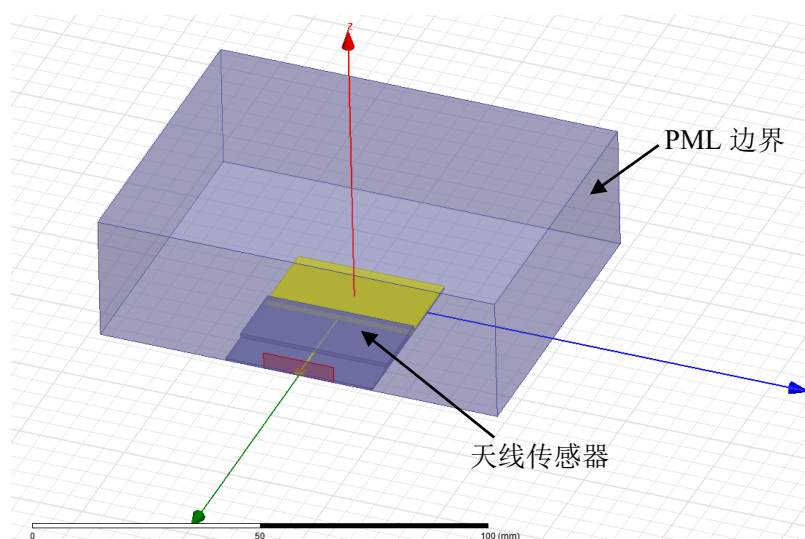


图 4.6 HFSS 中天线模型图

基于表 4.1 的参数范围，以 0.1mm 为步长，对可能的组合进行了遍历和优化，得到最终设计参数，如表 4.2 所示。

表 4.2 带耦合单元的贴片天线传感器优化参数表

天线参数	L_b	L_u	h_1	h_2	h_3	W
数值	21	16	0.508	0.508	0.035	35

注：表格中尺寸单位为 mm。

此时，在重叠长度 L_o 为 11.5mm 的初始状态下，贴片天线的雷达截面面积曲线如图 4.7 所示。由图，在初始状态中，贴片天线的工作频率约为 4.1GHz，耦合贴片的工作频率约为 6.3GHz，与设计要求较为相符；另外，在各自的谐振频

率处，天线的 RCS 各自下降了 20dB 和 4dB 左右，较好的区分了谐振段和非谐振段，基本满足设计要求。

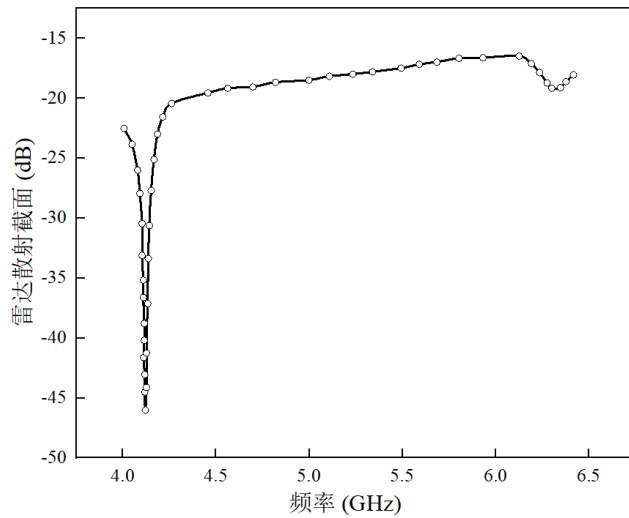
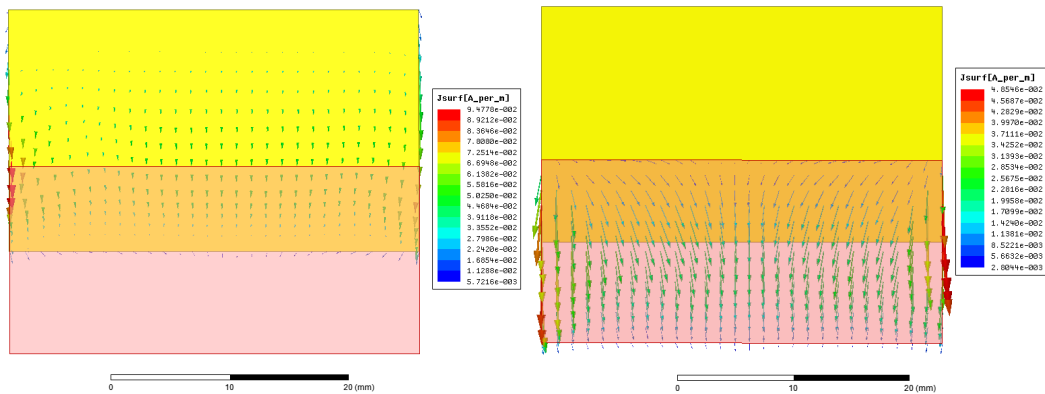


图 4.7 带耦合单元的贴片天线初始状态 RCS 曲线图

在各自的工作频率导出天线此时的电流分布图，如图 4.8 所示。



(a) 上辐射贴片电流

(b) 耦合贴片电流

图 4.8 带耦合单元的贴片天线初始状态电流分布图

由图可知，初始状态下，电流在 4.1GHz 访问频段下主要分布在贴片天线上辐射贴片中，而在 6.3GHz 下主要分布在谐振贴片中，符合 3.1 节中的理论模型预测，可以以此为模型进行下一步的模拟仿真。

4.2.2 模拟结果

在 4.2.1 节中优化参数的基础上，改变耦合单元与贴片天线之间的重叠长度，

对天线的 RCS 变化进行了仿真，得到了两个一阶谐振频率与重叠长度之间的变化关系，如图 4.9 所示。

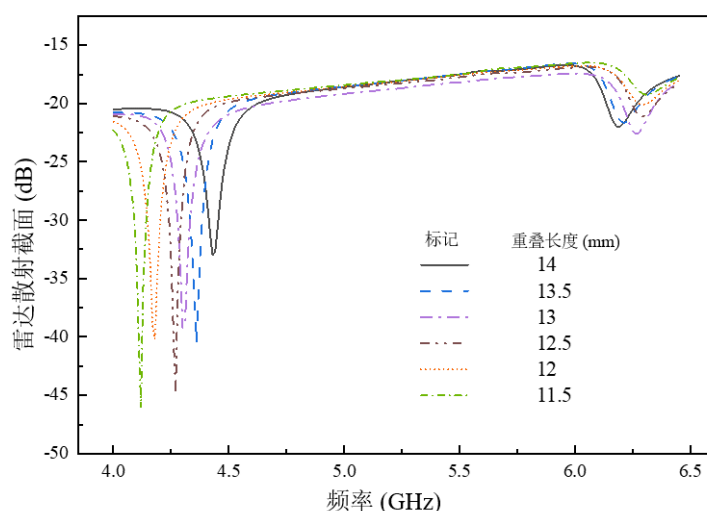
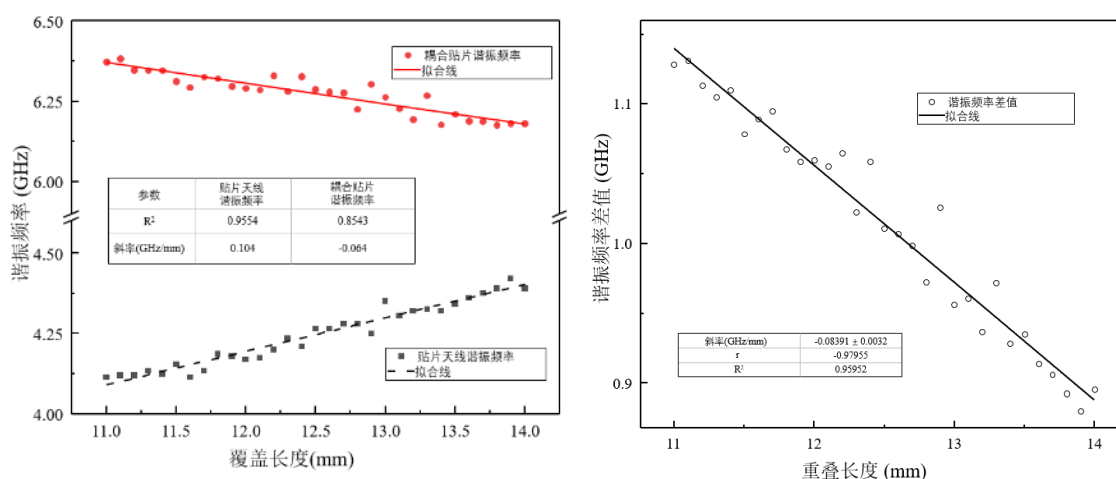


图 4.9 带耦合单元的贴片天线 RCS 曲线图

由图 4.9 可知，随着天线重叠长度的增大，由于耦合效应逐渐明显，天线的两个一阶谐振频率有逐渐靠拢的趋势。通过取各自的最低点得到天线的两个一阶谐振频率，绘制天线谐振频率和天线谐振频率差值与重叠长度关系图，如图 4.10 所示。



(a) 两个一阶谐振频率

(b) 谐振频率差值

图 4.10 带耦合单元的贴片天线谐振频率-重叠长度关系图

由图 4.10 可知，天线两个一阶谐振频率和谐振频率差值各自与重叠长度都近似呈线性关系，且谐振频率差值的线性拟合系数要好于任意一阶谐振频率。这表明天线测试的精确度可以通过测量谐振频率差值得到提升，与理论推导相符，

可以进行后续实际试验。

4.3 试验研究

在实际测试中，需要基于模拟得到的最优化尺寸，对传感器进行试制、设计封装和试验访问。通过委托加工，试制了天线传感器，如图 4.11 所示。该天线镀铜工艺为沉金，表面较为光滑，适合作为天线传感器使用。

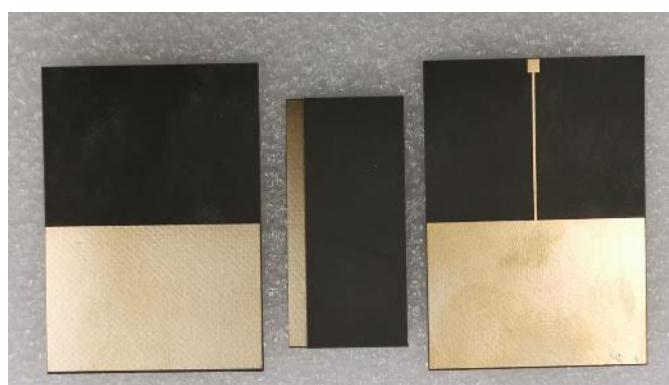


图 4.11 委托加工天线传感器图

由于该天线传感器与提出的带短接单元的贴片天线传感器外形相似，工作封装也通过如前所述的裂缝发生器完成。天线访问机制与第三章中所述访问机制相同，都采用超宽带天线和矢量网络分析仪协同访问，访问距离为 3cm。最终的天线安装如图 4.12 所示。

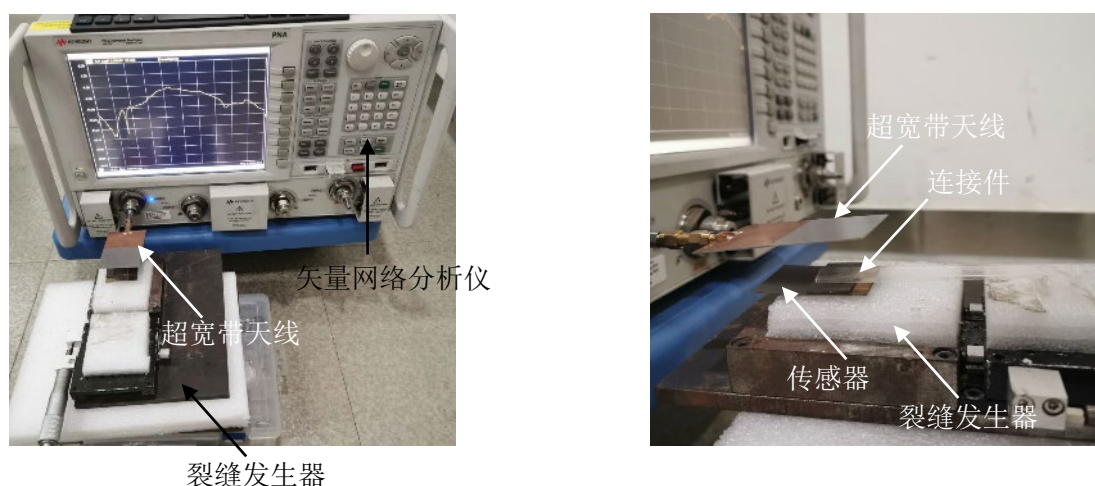


图 4.12 实际测试图

图 4.13 给出了测试得到的天线 RCS 曲线，与模拟结果趋势相似，随着重叠长度的增大，天线 RCS 曲线中，象征谐振的两个峰值逐渐靠近彼此。

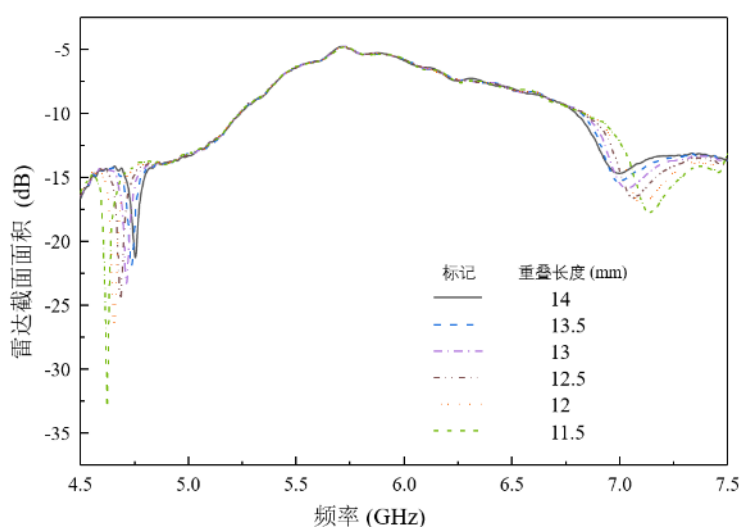


图 4.13 天线 RCS 实测图

提取每条 RCS 曲线中各自频段的最低点作为谐振点，得到重叠长度和两个一阶谐振频率的关系，并进一步得到谐振频率差值与重叠长度的关系，如图 4.14 所示。

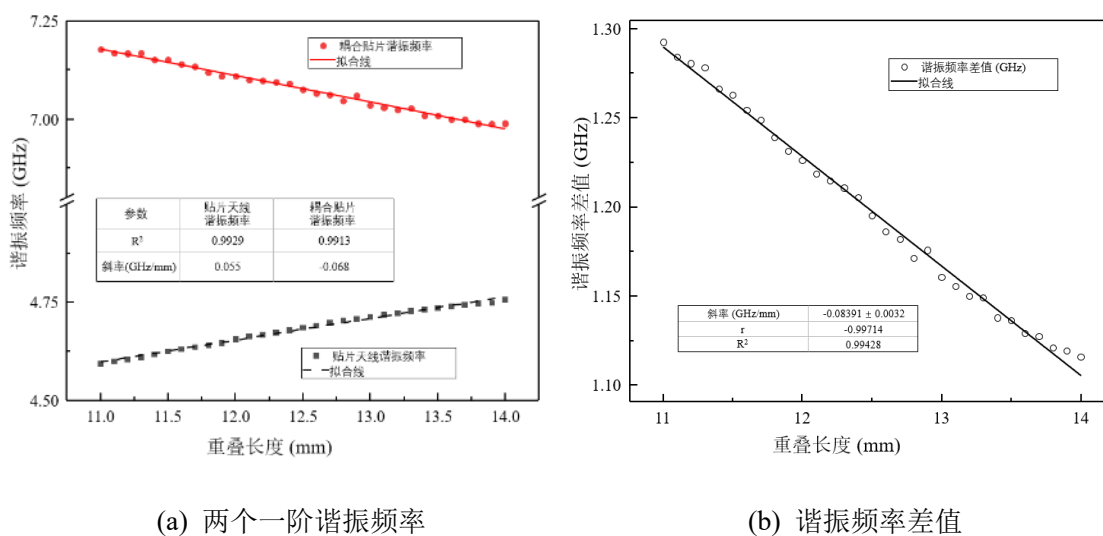


图 4.14 天线传感器谐振频率-重叠长度关系图

对模拟和试验得到的结果进行整理，将其各自的谐振频率变化范围、灵敏度和线性拟合系数列于表 4.3 中。

表 4.3 理论推导、模拟仿真和实际试验的结果对比

数据组别		灵敏度(MHz/mm)	变化范围(GHz)	线性拟合系数(1)
模拟仿真	贴片天线	104	4.12-4.38	0.9554
	耦合单元	64	6.22-6.37	0.8543
	频率差值	84	0.88-1.14	0.9595

实际试验	贴片天线	55	4.59-4.74	0.9913
	耦合单元	68	7.01-7.18	0.9929
	频率差值	61	1.12-1.29	0.9943

由表 4.3，可得到以下三点结论：

(1) 除去模拟中耦合单元，模拟仿真和实际试验得到的线性拟合系数都大于 0.95，表明该天线传感器的工作性能良好，该方案适合作为传感器应用在结构形变监测中。

(2) 通过计算频率差值，得到的数据线性拟合系数均好于原来的两个一阶谐振频率的线性拟合系数，因此，通过采用计算谐振频率差值的方式，可以提高天线传感器测试的精确度。

(3) 模拟仿真和实际试验的结果相差较大，可能是由于除了耦合作用外，仍旧存在其余影响参数，如天线极化匹配、天线边缘效应对天线谐振频率造成影响。在实际设计和使用中，需要提前对同一批次的天线传感器进行标定。

4.4 本章小结

本章介绍了基于带短接单元贴片天线的形变传感器的理论设计、模拟仿真和实际试验，总结如下：

(1) 设计了带耦合单元的贴片天线传感器的基本模块和工作方式，根据谐振腔假定，对该天线传感器的两个一阶谐振频率进行了公式理论推导，基于此对天线的关键尺寸进行了初步设计，并推导了谐振频率差值，说明了通过计算谐振频率差值提高天线传感器测量准确性的原理。

(2) 根据初步设计的关键尺寸，对天线传感器进行了基于 HFSS 高频仿真软件的模拟仿真，确定了传感器的最优化尺寸。模拟结果表明，传感器的两个一阶谐振频率均和覆盖长度成线性关系。另外，通过计算谐振频率差值，线性拟合系数从 0.8543 和 0.9554 提高到了 0.9595，符合理论推导，可以作为设计原型进行试制和进一步试验。

(3) 对提出的天线传感器进行了加工，并对加工得到的天线传感器进行了测试。测试结果表明，该天线的两个一阶谐振频率偏移量值和偏移方向与模拟结果接近。同时，通过计算谐振频率差值，可以将线性拟合系数从 0.9913 和 0.9929 提高到 0.9943，符合理论推导和模拟仿真结果。同时，在起始频率上，试验结果和仿真模拟存在一定区别，需要在实际生产和应用中予以补正。

第5章 贴片天线传感器温度效应和补偿手段研究

温度会通过影响贴片天线基板介电常数和辐射单元长度,对贴片天线谐振频率造成影响。因此,在贴片天线实际应用的过程中,需要对温度效应进行研究,探究对温度带来的谐振频率漂移进行补偿的手段。

目前,对于带附加单元的贴片天线传感器,还没有研究对其温度效应进行标定和补偿。基于基本的天线理论,以带短接单元的贴片天线传感器为例,本章对天线的温度效应进行了理论推导、模拟仿真和实际试验。最终结果表明,在常温下,直接通过线性插值法对温度效应进行补偿即可拥有较好的精度。

5.1 温度效应影响谐振频率基本模型

贴片天线传感器最常用的测量参数是谐振频率,因此,本节主要就温度效应对谐振频率的影响进行研究。据式 3.2,贴片天线谐振频率的温度效应主要通过影响基板等效介电常数和谐振单元长度来进行,因此,在本节中,分别对这两种效应的影响进行了理论分析。

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon}} = \frac{c}{2(L_1 + L_s - L_o)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

5.1.1 热膨胀效应

温度通过热膨胀对谐振单元长度进行影响。当温度变化时,由于天线各层的热膨胀系数不同,天线的变形实际上需要考虑超静定结构进行求解,如图 5.1 所示。



图 5.1 热膨胀示意图

其中,上辐射贴片和介质基板、介质基板和接地平面、上覆介质板和短接贴片视为固接,短接贴片和上辐射贴片之间无连接且视作绝对光滑。假定除上述连

接之外天线无其他约束，则天线的热膨胀可用式 5.1 至式 5.4 进行描述。

$$\frac{F_1}{E_1 A_1} + \Delta T e_1 = -\frac{F_1 + F_2}{E_2 A_2} + \Delta T e_2 \quad (5.1)$$

$$\frac{F_2}{E_3 A_3} + \Delta T e_3 = -\frac{F_1 + F_2}{E_2 A_2} + \Delta T e_2 \quad (5.2)$$

$$\frac{F_3}{E_4 A_4} + \Delta T e_4 = -\frac{F_3}{E_5 A_5} + \Delta T e_5 \quad (5.3)$$

$$\Delta L = \frac{\left(\frac{F_1}{E_1 A_1} + \Delta T e_1\right) L_1 + \left(\frac{F_3}{E_4 A_4} + \Delta T e_4\right) L_o}{2} \quad (5.4)$$

式中， F_1 、 F_2 、 F_3 分别是上辐射贴片与介质基板间的内力、介质基板与接地平面间的内力、短接贴片和上覆介质板间的内力， E_1 、 E_2 、 E_3 、 E_4 、 E_5 和 e_1 、 e_2 、 e_3 、 e_4 、 e_5 分别是上辐射贴片、介质基板、接地平面、短接贴片、上覆介质板的弹性模量和谐振方向上的线膨胀系数， ΔT 是温度差， ΔL 是组合辐射贴片的净长度变化。针对本文使用的基板材料 RT5880 多层压合板，其具体参数如表 5.1 所示。

表 5.1 材料基本力学参数

参数	值
$E_1 E_3 E_4$ (N/mm ²)	1070
$E_2 E_5$ (N/mm)	5.5
k (ppm/°C)	-207
$e_1 e_3 e_4$ (ppm/°C)	31
$e_2 e_5$ (ppm/°C)	16.7
$E_1 E_3 E_4$ (N/mm ²)	1070

5.1.2 介电常数受热变化

介质的相对介电常数指在电场击穿介质时，介质所能容纳的最大电荷能力的度量。介质板的介电常数并非一成不变。实际上，随着温度的变化，材料的介电常数在不断变化，该效应可以用式 5.5 进行描述。

$$\Delta \varepsilon_r = k \varepsilon_r \Delta T \quad (5.5)$$

其中， $\Delta \varepsilon_r$ 为天线介电常数受温度影响的改变量， k 为所用基板材料的介电常数温度漂移系数。

一般而言，在不大的温度变化下，介电常数温度漂移系数可以视作恒定不变。表 5.2 给出了常见的介质基板材料的介电常数温度漂移系数（数值来源为相关论

文测试、自测和官方网站测试数据集)：

表 5.2 常用介质基板的介电常数温度漂移系数

材料名称	介电常数温度漂移系数(ppm/°C)
FR4	50-70
氰酸盐脂玻璃	50-60
BT 环氧树脂玻璃	55-65
Rogers RT/duroid 5870	-115
Rogers RT/duroid 5880	-207

综合两种影响因素,带短接单元的贴片天线温度效应影响下的谐振频率可以用式 5.6 进行描述:

$$f_t = \frac{c}{2(L_1 + L_s - L_o + \Delta L)\sqrt{\epsilon_r + k\epsilon_r\Delta T}} \quad (5.6)$$

式 5.6 即为温度效应的设计公式。由于理论计算较为复杂,且基板的变形是不均匀的,需要通过模拟仿真进一步对温度效应进行测试。

5.2 基于 COMSOL 的温度效应模拟仿真

COMSOL 是一种可以仿真多个物理场对目标的影响的软件。在理论分析了温度效应后,为明确温度效应量级,在 COMSOL 多物理场仿真软件中对温度效应进行了模拟。为方便设计,天线的基本参数与第三章中的最优化参数相同。

在本节中,首先,对建模步骤进行了说明,随后,分析了热膨胀效应、介电常数热变效应和整体效应对目标天线谐振频率的影响量级,并进行了数值上的对比。

5.2.1 模型建模

在 COMSOL 中,传统的贴片天线仿真方式是将天线视作边界为完美电壁的无厚平面。这种设计忽略了天线的铜箔拉伸强度对天线热膨胀的影响,对准确分析天线的温度效应是不利的。为准确模拟天线的温度效应,所有结构被设计为实体单元。天线的各个组成部分尺寸与第三章最优化尺寸相同,材料的材性与表 5.1 和表 5.2 中相同。模型整体被一空心球形的真空腔匹配层包裹,其直径为所仿真的天线的最大尺寸的两倍,用以模拟无限远处的回波对天线电磁参数计算的贡献。在天线的端部采用集总端口进行有线馈电。模型本体进行自适应网格剖分,外匹配层通过连带划分进行网格剖分。在网格密集处,对其进行了网格的大小调整。最终的模型及网格剖分如图 5.2 所示。

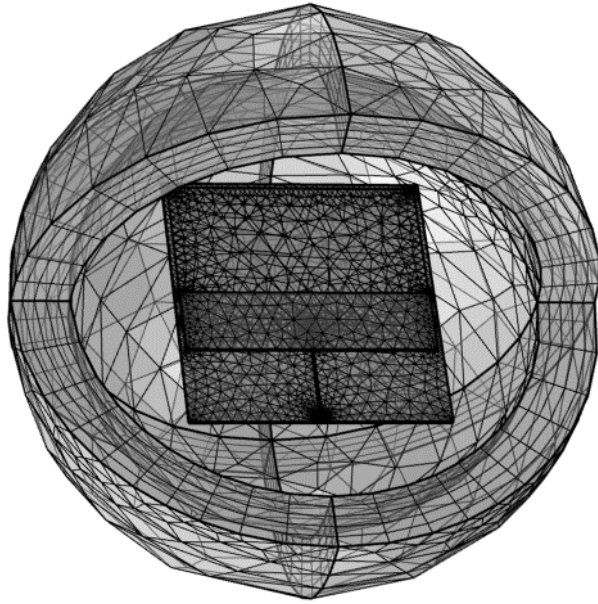


图 5.2 COMSOL 内模型示意图

为简化计算，热膨胀和求解谐振频率使用同一套网格。在实际的计算中，先进行热膨胀计算，根据热膨胀计算的结果进行网格位移并更新网格，根据新网格进行回波损耗参数计算，并根据回波损耗参数得到天线的谐振频率。

5.2.2 仿真结果

在模拟中，对温度变化范围为 -10°C 至 60°C 的天线回波损耗进行了仿真。首先，分别对天线受到的热膨胀效应和介电常数受热变化效应进行了模拟，确定了主要影响因素，随后，对两个效应协同影响下的天线进行了模拟，得到了整体的变化量级。

A. 热膨胀影响

在该仿真部分中，天线基板的介电常数被设定为常数，温度漂移系数被设定为 0。图 5.3 是天线在不同温度状况下的回波损耗曲线。随着温度逐渐上升，天线的回波损耗曲线逐渐左移。与第三章模拟结果不同的是，此时，天线的阻抗匹配一直保持稳定低值。这是由于采用了实体单元，损耗计算过度造成的，由于本节只关注谐振频率变化信息，故不考虑此时的阻抗匹配状态。

提取回波损耗曲线的最低点作为谐振点，则温度与谐振频率的关系如图 5.4 所示。由图可知，随着温度逐渐上升，天线的谐振频率逐渐下降，在 70°C 的变化范围内，谐振频率约下降 3MHz。

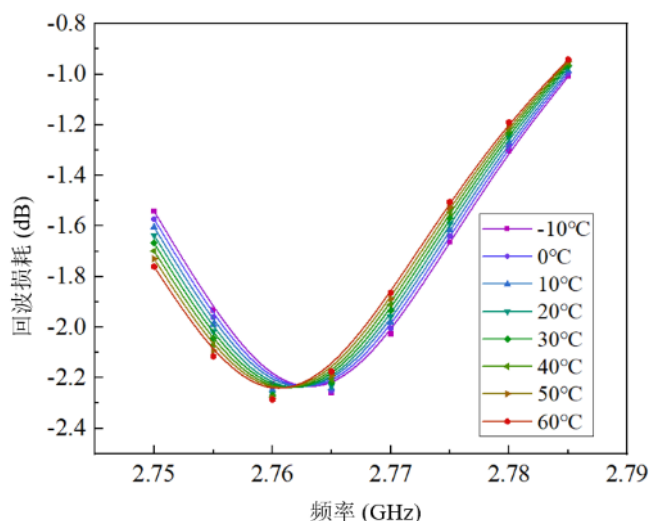


图 5.3 不同温度热膨胀下的回波损耗曲线

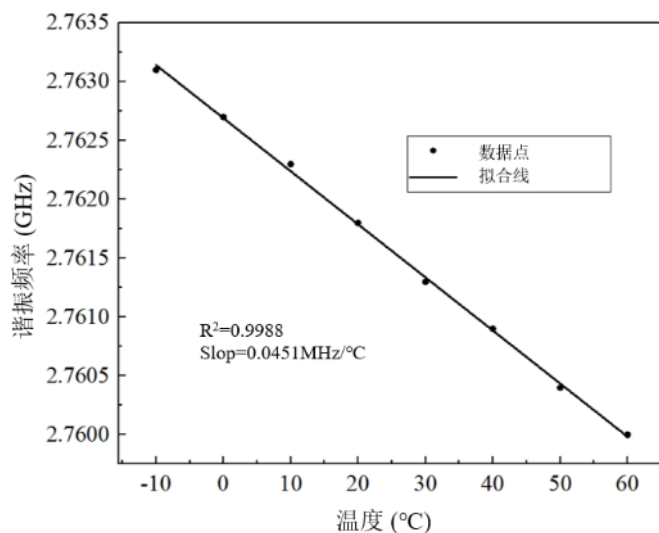


图 5.4 不同温度热膨胀下的温度-谐振频率曲线

B. 介电常数热变效应影响

将模型中所有实体构件的热膨胀系数全部设定为 0，将介电常数温度漂移系数数据表 5.2 设定为 $-207\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，进行仿真，得到不同温度下的天线回波损耗曲线，如图 5.5 所示。与热膨胀效应相反，随着温度逐渐上升，天线的回波损耗曲线逐渐右移。

提取每条回波损耗曲线的最低点，得到天线的谐振频率随温度变化的关系，如图 5.6 所示。由图可知，随着温度逐渐上升，天线的谐振频率逐渐上升，在 70°C 的变化范围内，谐振频率约上升 21MHz ，是热膨胀影响的 7 倍。因此，在实际温度效应中，介电常数热变效应占主导因素。

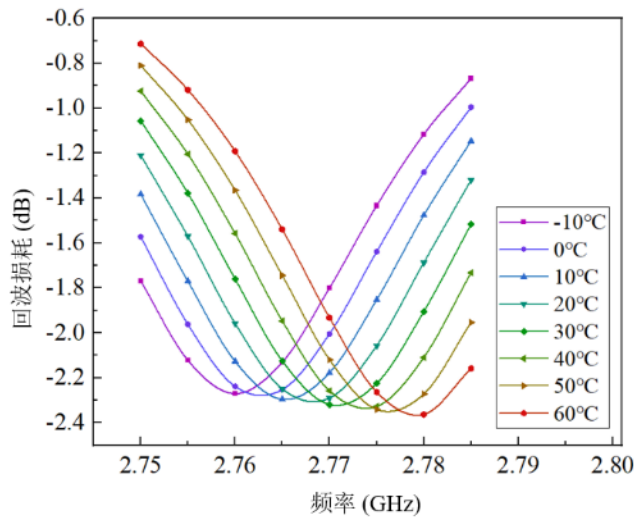


图 5.5 不同温度介电常数变化下的回波损耗曲线

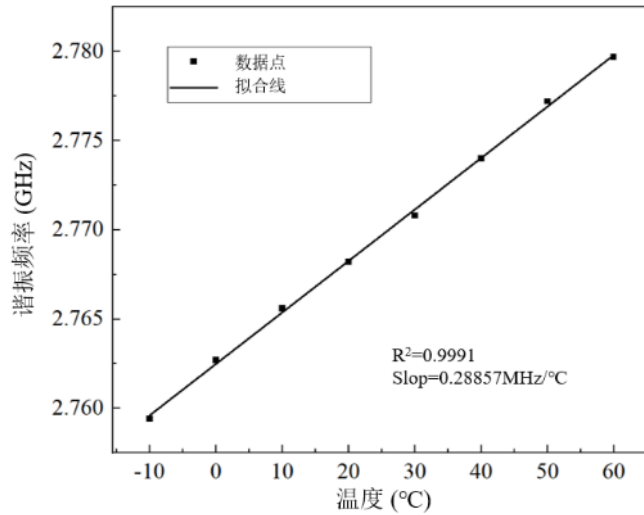


图 5.1 不同温度介电常数变化下的温度-谐振频率曲线

C. 复合影响

将模型中的实体单元热膨胀系数和介质基板的介电常数温度漂移系数都设定为正常值，进行参数仿真，得到不同温度下的回波损耗曲线，如图 5.7 所示。

提取每条回波损耗曲线的最低点，得到天线的谐振频率随温度变化的关系，如图 5.8 所示。

综合三者的仿真结果，可见不论是哪种因素影响，谐振频率都近似与温度呈线性关系。其中，介电常数热变效应占主导。因此，在实际的温度效应处理中，存在两种处理方案：

- (1) 寻找和更换介电常数温度不敏感的基板材料。
- (2) 提前对温度效应进行标定，采用线性插值法进行补偿。

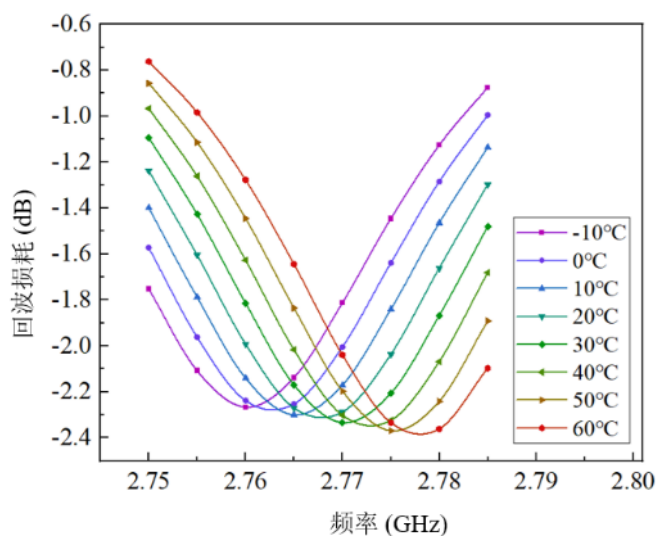


图 5.7 不同温度下的回波损耗曲线

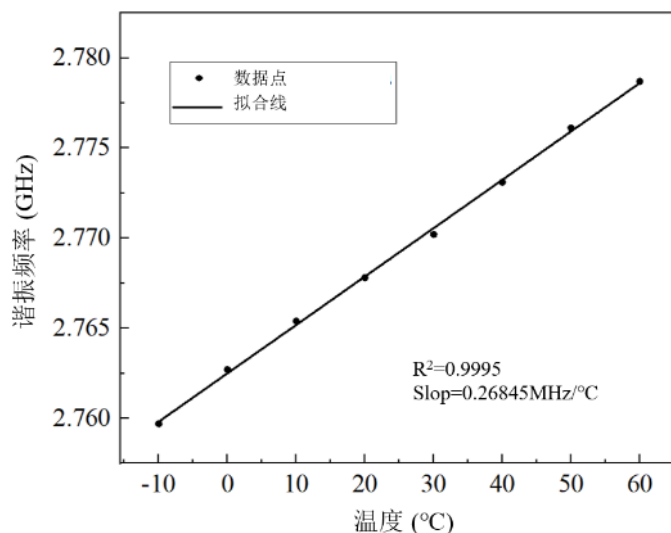
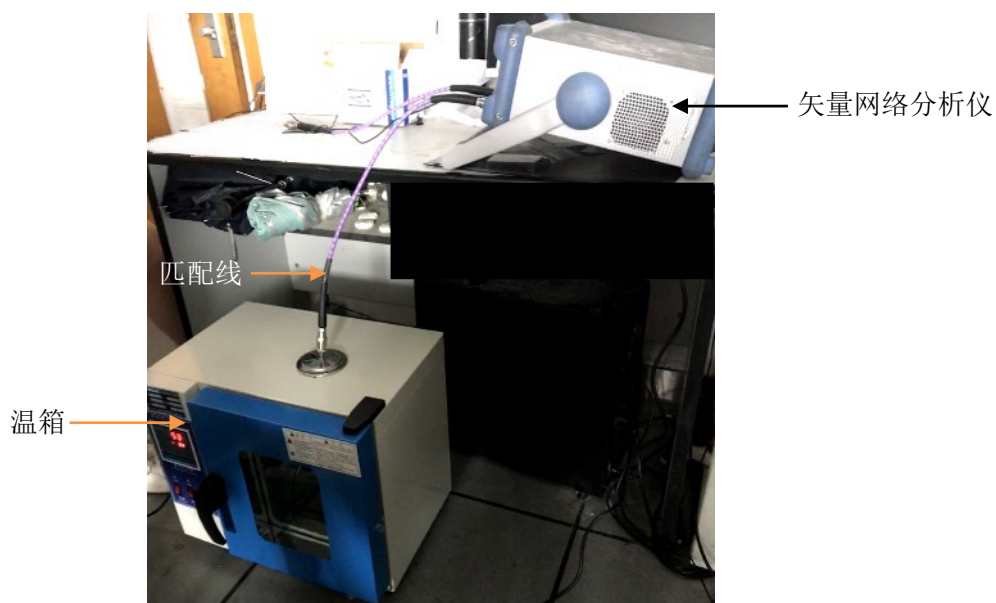


图 5.8 不同温度下的温度-谐振频率曲线

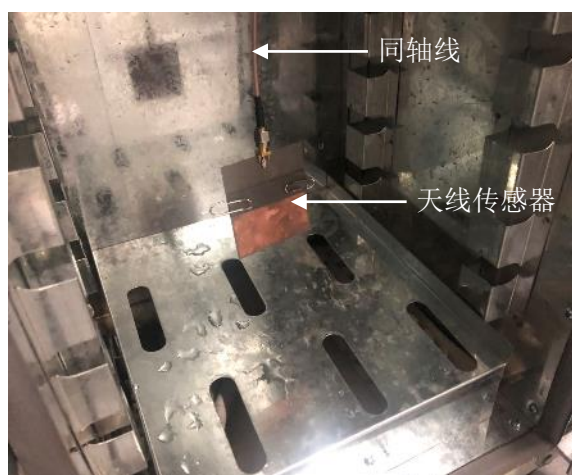
仿真中实际将各类参数都固定为常量进行讨论，容易出现误差。因此，仍旧需要实际试验对温度效应进行进一步的标定。

5.3 温度效应试验

采用温箱控制天线的环境温度，对提出的贴片天线传感器进行了温度效应的实际测试。其中，天线采用第三章中提出的尺寸添加匹配线进行有线馈电，通过矢量网络分析仪和同轴线进行访问，如图 5.9 所示。



(a) 外部搭建



(a) 温箱内部空间

图 5.9 试验台搭建图

由于采用温箱仅能从室温开始升温，测试的温度梯度定为室温至室温以上 30°C ，以此对天线传感器的温度效应进行初步的研究。在实际的测试过程中，在温箱上部的连接孔中通过一根同轴线，采用该同轴线连接温箱内部的带短接单元的贴片天线和外部的测试用矢量网络分析仪。通过温箱控制贴片天线工作温度从室温 (30°C) 均匀提升至 60°C ，通过矢量网络分析仪得到回波损耗曲线，如图 5.10 所示。

由于天线在温箱内自由悬挂，因此可以视作不受力，其所有的谐振频率改变均来自于环境温度的变化。由图 5.10 可知，随着温度升高，回波损耗曲线有逐渐右移的趋势。

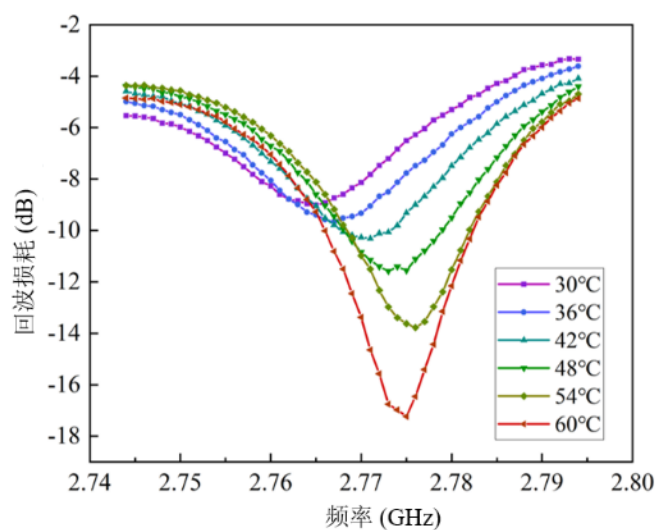


图 5.10 实验测定回波损耗曲线图

提取曲线的最低点作为谐振频率，并将数据与模拟结果进行对比，如图 5.11 所示。

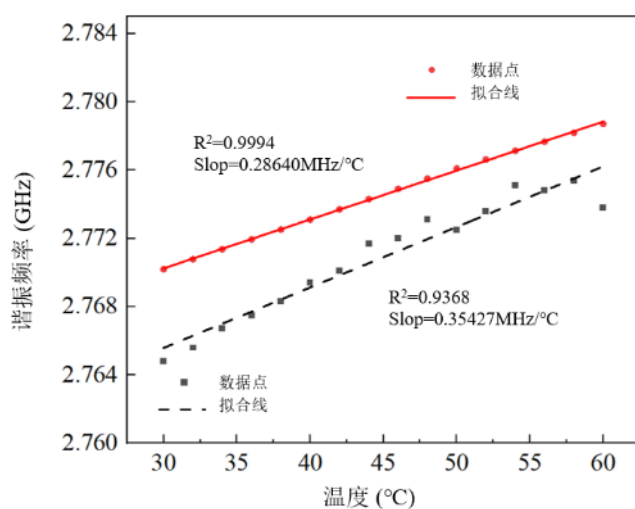


图 5.11 模拟-试验谐振频率-温度变化曲线对比图

由图可知，模拟结果和试验结果吻合良好。将其起始频率、灵敏度和线性拟合系数进行对比，如表 5.3 所示。

表 5.3 模拟仿真和实际试验的结果对比

数据组别	灵敏度(MHz/mm)	起始频率(GHz)	线性拟合系数(1)
模拟仿真	0.9994	2.7702	0.286
实际试验	0.9368	2.7648	0.354

由表可知，试验结论与模拟结果都显示温度变化与谐振频率变化之间存在较好的线性关系，因此，可以采用预制表线性内插补偿值的方式对温度效应进行补

偿。其中，模拟组的平均增量是试验组的 80%，与试验组较为接近，证明可以通过模拟手段，对实际的温度影响进行预测和补偿。在实际使用时，有条件的话，可以在模拟的基础上，通过预实验对补偿值进行标定，以得到更为精确的补偿结果。

5.4 本章小结

本章对提出的带短接单元的贴片天线传感器的温度效应进行了理论设计、模拟仿真和实际试验，总结如下：

（1）对温度效应的影响因素进行了理论推导，得出了温度和天线谐振频率之间的函数关系。

（2）使用 COMSOL 多物理场仿真软件对温度效应进行了模拟仿真。仿真结果显示，温度效应中，起控制作用的是基板介电常数的热变效应，其影响幅值约为天线热膨胀的十倍左右。

（3）利用温箱改变天线环境温度，进行了天线谐振频率随温度变化的实测数据。数据表明，天线谐振频率随温度变化趋势大体相同，呈线性关系，变化幅度略大于模拟仿真。因此，可以考虑通过模拟仿真和实际试验对天线的温度效应进行标定，并利用线性插值法对后续天线传感器的温度效应进行补偿。

第6章 基于 FMCW 雷达的高频访问机制及测试平台

目前，访问贴片天线获取电磁参数，主要通过矢量网络分析仪或 RFID 阅读器进行，访问频率一般低于 10Hz，在实际使用时，只能对准静态变量进行监测，无法得到结构的动态变量信息。通过采用 FMCW 雷达对天线传感器对象进行访问，可以对结构信息进行高频测试，如图 6.1 所示。

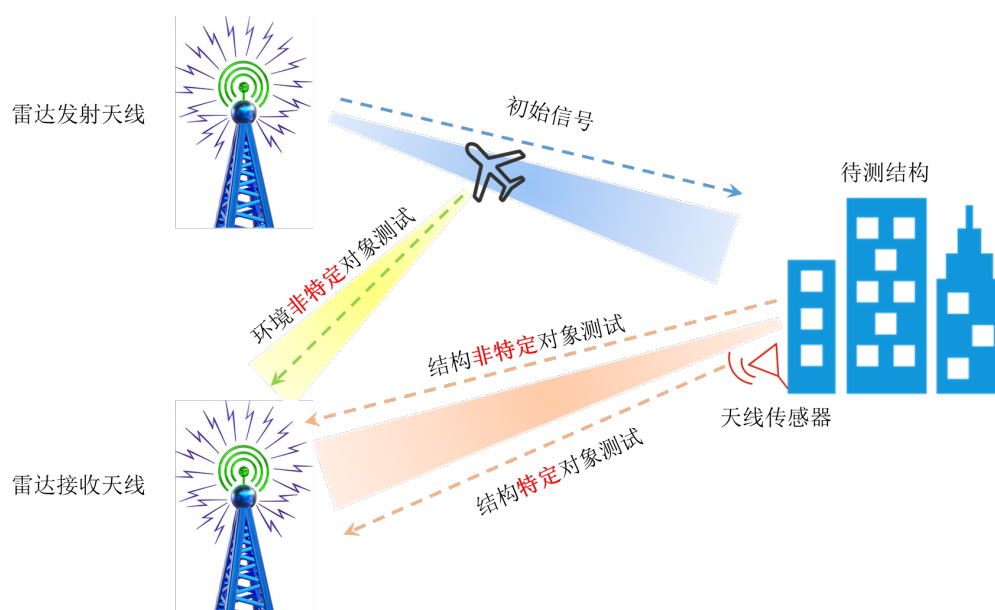


图 6.1 雷达测试示意图

基于 FMCW 雷达原理，本章搭建了一个 FMCW 双站测试平台，并用其对提出的天线传感器进行了准静态访问测试和动态访问测试，其中，最高访问频率为 500Hz。在本章中，首先对 FMCW 雷达进行了理论介绍，研究了 FMCW 访问天线传感器的基本原理，理论上得到了 FMCW 雷达系统的构架方案；随后，并对 FMCW 雷达进行了平台设计和硬件实现，并对平台进行了基础校准；最后，采用提出的平台对第三章和第四章提出的传感器进行了准静态测试、标定和动态测试，在实际的测试中对性能进行了检验。

6.1 工作原理与系统组成

双站测试平台指不共用一个超宽带天线进行发射和接收，发射端和接收端分离的雷达测试平台。一个典型的 FMCW 雷达双站测试平台由信号源、发射天线、接收天线和数据后处理平台构成。在实际工作过程中，信号源发生周期性的高频

震荡电压信号，经由发射天线转化为空间扫频电磁波信号对待测天线进行访问；接收天线随后对访问的回波进行接收和分析，得到最终的回波信息，送入数据处理平台进行后处理。

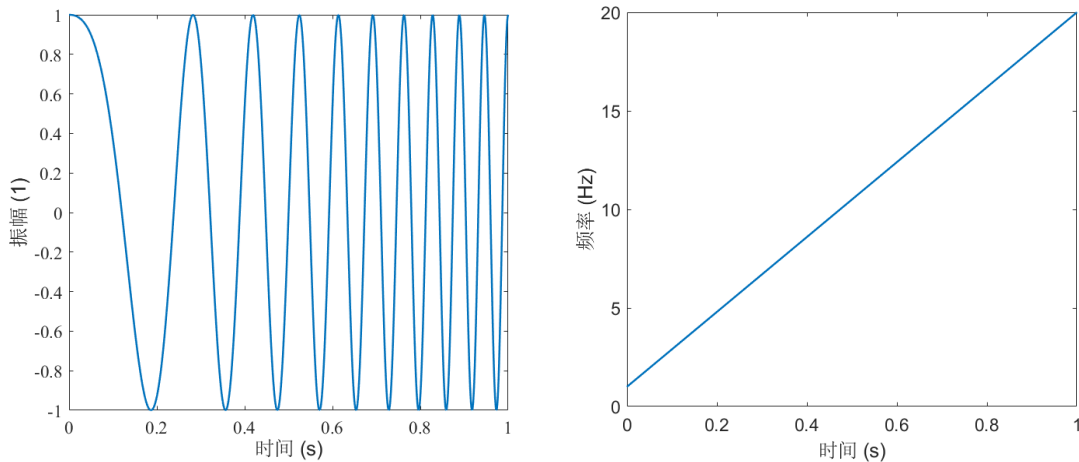
在本节中，首先，对基于 FMCW 雷达双站测试平台的天线访问系统的原理进行介绍，随后，基于天线双站测试平台原理，设计了测试平台的工作部件。

6.1.1 工作原理

6.1.1.1 基于线性调频 (chirp) 信号的天线访问

在电磁学中，一个典型的 chirp 波如图 6.2 所示。理想状态下，chirp 波的功率在时域上保持不变，而频率随时间线性变化。基于 chirp 波的特性，其常常在频域分析中，作为扫频波被使用；另外，在实际使用中，可以根据 chirp 波的接收时的频率来对其时域上的位置进行定位。

在实际使用 chirp 波进行访问时，为保证输出功率一致，一般采用多级衰减器-放大器电路对其功率进行调制；同时，由于不同波长的电磁波在空气中的损耗速度是不同的，在实际使用中，需要对输出功率进行环境调零和补偿。



(a) 信号时域图

(b) 信号频率与时间的关系

图 6.2 线性调频波(chirp)访问信号

采用 chirp 波进行天线信号访问时，天线可以将空气中的电磁波信号吸收并将其转化为电信号。当该 chirp 波被用于访问天线传感器时，假定 chirp 波经过了良好功率调制，各频段的入射功率近似相等，则该信号的入射功率 P_m 对于各个状态的天线是相对恒定的。随后，该功率部分损耗 (P_l)，部分成为天线的负载电路中的电信号功率 P_e ，部分转化为背向散射功率 P_b 并通过天线对外辐射。其功率关系如式 6.1 所示。

$$P_{in} = P_b + P_e + P_l \quad (6.1)$$

在天线的散射场信号中，背向散射分为结构项散射和模式项散射，其中，模式项散射起控制作用。天线的模式项散射与电磁波信号频率有关，当天线谐振频率与入射电磁波频率达成匹配，入射电磁波功率最大化转化为天线负载的工作功率，天线模式项散射功率最大。因此，访问天线后的电磁波被接收天线接收时，在不同的频段会产生不同的功率损耗，其中，在天线的谐振频率处，由于大部分 chirp 信号被天线吸收转化为负载电路中的电信号功率 P_e ，chirp 残余的信号功率极低，因此，通过接收 chirp 信号经过待访问天线后的残余回波，分析频段功率的最小值点，则可以得到待测天线的谐振频率信息。另外，由于回波功率的大小与天线的阻抗匹配有关，回波信号中实际上同时反映了天线在该频段的阻抗匹配信息，可以通过分离回波信号的极值功率进行判断。

值得注意的是，在处理天线的阻抗匹配信息时，需要同时得到天线的出射功率，不然，单一的回波信号中的极值功率只能反映待测天线的阻抗匹配的变化趋势。

6.1.1.2 基于 FMCW 信号的天线访问

通过 chirp 信号可以实现对待测天线谐振频率信息的访问，但是，一段 chirp 信号仅能对天线访问一次，因此，学者们基于 FMCW 信号，提出了对天线的高频访问机制。一般而言，FMCW 雷达采用 FMCW 信号进行天线访问。FMCW 信号可以视作在时域上不断重复的 chirp 扫频信号。一个典型的 FMCW 信号如图 6.3 所示。

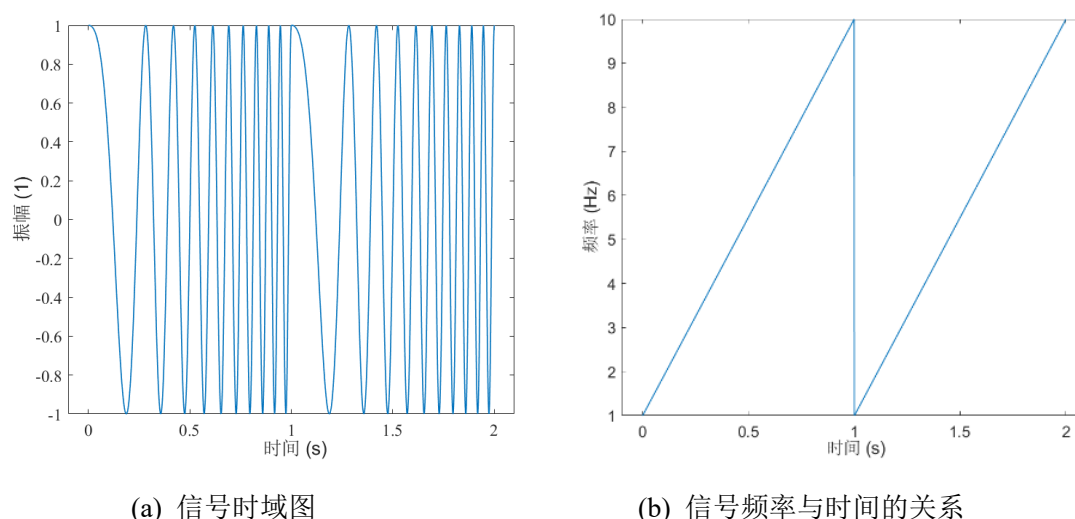


图 6.3 调频连续波(FMCW)访问信号

在每个周期中，FMCW 信号的频率都从扫频下界线性的变化到扫频上界。在上例中，FMCW 信号的扫频上界是 10Hz，扫频下界是 1Hz，每个周期时间为

1s, 访问频率为 1Hz。

此时, 在每一个周期内, FMCW 信号都可以视作为一个相同的 chirp 信号, 其回波则可视为 chirp 信号对天线的访问余波。此时, 通过提取接收天线接收到的回波信息, 按照每个周期进行截断和提取信号最低点, 可以在 FMCW 信号变化的每个周期内, 得到待测天线的谐振频率信息和阻抗匹配相对变化信息, 并且, 通过提高 FMCW 信号的信号频率, 可以提高访问系统对于待测天线的访问频率。

在实际应用中, 一个基于 FMCW 雷达的天线访问平台最大访问频率为 FMCW 信号的信号频率 f_{se} , 访问范围为 FMCW 下行频率 f_{lo} 至上行频率 f_{up} 。

6.1.1.3 基于本振的测试和基于天线回波的测试

在 FMCW 波对天线进行访问后, 天线的谐振频率信息同时包含在天线的背向散射信号中和发射天线本振信号损耗中。因此, 可以通过研究天线背向散射信号或者发射天线的本振信号, 对待访问天线的谐振频率进行测试。

如式 6.1 所示, 天线的背向散射信号是天线经过 FMCW 波访问后, 将 FMCW 波入射功率转化为天线内部电路功率, 在谐振频率附近激发得到的再散射信号。在访问天线的谐振频率附近, 天线的入射阻抗与访问 FMCW 波达到最佳匹配, 入射功率转化效率最高, 天线的再散射信号功率最大。此时, 谐振频率出现于接收得到的天线再散射信号的最高点。由于通过极化隔离设计, 再散射信号可与本振及环境其他结构的本振二次散射区分, 后期处理较为方便; 但是, 由于经过天线进行二次转化, 入射功率转化为再散射功率时损耗较大, 对天线的设计要求较高, 限制了天线的读取距离。

基于本振的测试则是通过测试天线信号经过空间传播后, 相对原信号的损耗来确定天线的谐振频率。天线对 FMCW 波的吸收能力在天线谐振频率处最佳, 因此, FMCW 信号本振在待测天线谐振频率处衰减最大。通过测试本振信号的衰减最大值, 可以得到天线的谐振频率。由于直接对本振进行接收, 省去了对天线的极化隔离步骤, 设计较为方便; 另外, 本振信号无需经过天线再散射, 信号功率损耗较低, 读取距离相对较长。但是, 除却待测天线, 本振信号同时还要经过环境中其他介质, 因此, 损耗的原因是多元化的, 需要对应设计天线谐振频率的提取设计。

6.1.1.4 单站雷达系统与双站雷达系统

单站雷达系统指使用同一片超宽带天线同时作为发射天线和接收天线, 进行雷达测试的系统, 如图 6.4 所示。于同时使用同一片超宽带天线进行收发, 雷达系统构成得到简化的同时, 杜绝了本振泄露和本振干扰的问题。但是, 由于同一时间宽带天线仅能用来发射或接收, 采用单站雷达进行测试时, 需要在时域上将发射信号和天线回波进行隔离。由于 FMCW 信号在时域上是连续的, 因此, 通

过单站雷达系统搭建 FMCW 访问平台时，需要人工将 FMCW 信号截断，增加了系统搭建的难度。另外，单站雷达系统无法接收天线本振，因此，也无法通过测试 FMCW 信号本振损耗来确定待测天线的谐振频率。

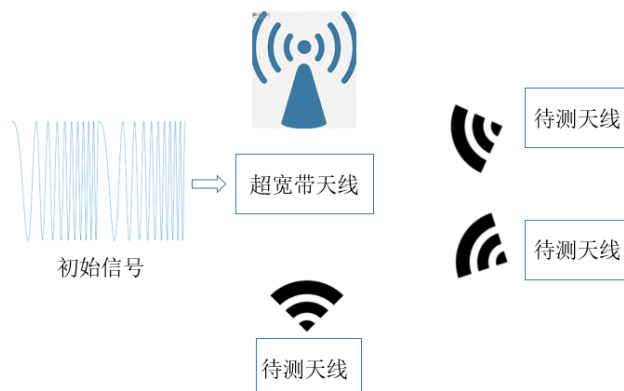


图 6.4 单站雷达系统

在单站雷达系统的基础上，双站雷达测试系统使用额外的超宽带天线作为接收天线，实现了对信号的连续监测，如图 6.5 所示。但是，由于双站雷达可以接收得到 FMCW 信号本振，因此，双站雷达系统可以通过本振损失，也可以通过测试天线的再散射信号得到天线的谐振频率。由于双站测试系统需要增加接收天线，整体系统较单站系统更为复杂，当需要在较远距离进行监测时，需要对发射天线-接收天线的匹配、安装位置和外封装做详细设计。

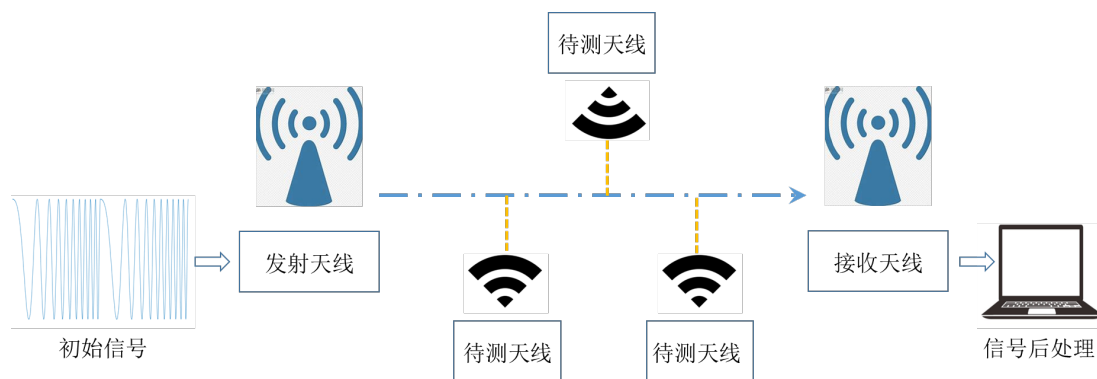


图 6.5 双站雷达系统

当在试验室进行理论表征试验，不要求过长的无线访问距离时，双站雷达系统相比单站雷达系统而言，不需要对信号进行截断处理，也不需要对应进行极化隔离设计和天线发射功率设计，更加简洁、方便。因此，在本文后续研究中，采用 FMCW 双站雷达系统作为研究对象，进行天线谐振频率的高频访问设计。

6.1.2 系统组成

一个 FMCW 双站雷达系统由信号发生部分、信号发射部分和信号接收部分组成。其中，信号发生部分负责 FMCW 信号的调制，信号发射和接收部分则负责对信号发生部分产生的信号进行收发。

6.1.2.1 信号发生部分

FMCW 信号的信号发生部分一般由信号发生模块、信号调频模块和信号调幅模块三个模块构成。其中，信号发生模块和信号调频模块共同产生 FMCW 信号，信号调幅模块对发生信号的功率进行调制，使得输出信号的功率振幅在输出频带上近似维持定值。

一般而言，信号发生模块采用振荡器，通过内部电路对供电直流电压进行调制，发生交变电压信号。如果振荡器的频率足够高，可以跳过信号调频模块，直接发生 GHz 级的初始射频信号，并将射频信号进行调幅。

当振荡器的可发生频率较低时，一般采用压控振荡器对发生的低频交变电压信号进行再次调频。压控振荡器为输出射频信号频率由输入交变电压信号频率控制的振荡电路。输入一个低频电压时，压控振荡器会对应输出一个高频的射频信号。目前常用的压控振荡器种类有晶体压控振荡器和 L-C 压控振荡器。其中，前者通过在晶体谐振器中插入串联的变容二极管构成。当外部加入的电压变化时，二极管的容量会对应发生变化，从而使得输出频率发生变化；后者通过在振荡回路中插入压控可变电抗元件构成。当输入电压变化时，对应的组件电容被压控可变电抗元件改变，从而改变整体谐振器的输出信号频率。

由于通过压控振荡器输出的射频信号功率不稳定，需要对信号进行再次调幅。在实际操作过程中，可以通过硬件和软件的方案对信号进行调幅。通过软件的方案指，不对信号本身进行处理，而通过原始信号，直接对接收到的回波信号进行对应的补偿。这种方案不需要新的组件，较为简洁方便，但是不够准确；通过硬件的方式指，外接调幅硬件，如信号衰减器、功率放大器等，对信号进行直接处理。这种处理方式较为繁琐，但较为准确。实际处理时，往往同时采用硬件和软件的方式对信号进行协同处理。

6.1.2.2 信号发射和接收部分

一般而言，通过与射频信号频带相匹配的超宽带天线对信号进行发射和接收。在实际操作过程中，信号发射和接收有两类模式：极化隔离处理和非极化隔离处理。

在极化隔离处理的信号收发设计中，发射天线和接收天线进行了对应的计划隔离设计。因此，接收天线无法直接接收到发射天线的回波，只能接收到待测天

线受发射天线发射的 FMCW 波激发出的背向散射信号。此时，发射天线接收的信号功率仅与待测天线的背向散射功率有关，关系较为明确，得到的信息较为准确。但是，由于天线的背向散射功率在没有经过多级放大的情况下，往往较低，在经过了空气损耗之后，很难与环境噪声相隔离，在使用该方案对收发系统设计时，需要对应设计滤波模块和信号低噪态下的放大模块。

在非极化隔离处理的信号收发设计中，发射天线与接收天线之间不存在极化隔离，接收天线可以直接接收到发射天线发射的 FMCW 访问信号。在通过设计使得待测天线和发射天线的信号相隔离后，接收天线仅接收到发射天线发出的经过空间损耗后的初始访问信号。此时，由于初始访问信号经过了待测天线的吸收，待测天线对 FMCW 信号的吸收能力与天线的谐振频率有关，被接收天线接收到的信号也可以推导得到天线的谐振频率。由于此时，FMCW 信号不需要经过天线的全方面衰减和再发射，接收信号的功率往往较高，测量较为方便，但是，由于在访问过程中，FMCW 初始访问信号同时需要经过环境中的介质和导体，其信号的功率信息不仅仅和待测天线有关，需要通过后续去噪手段和频率筛选手段对信号进行再处理。

6.2 平台实现

上一节对 FMCW 双站雷达访问系统进行了简单介绍。实际使用过程中，可以采用硬件和软件两种方式对 FMCW 双站雷达访问系统进行实现。通过软件的实现方法主要是通过模拟信号平台，如通用软件无线电外设平台（universal Software Radio Peripheral- USRP），直接发生访问信号，并进行后续处理。这种方案可以实现功能和频段的有机定制，可编程性强，常用于低频的 FMCW 双站访问平台实现中。但是，由于本文天线的工作频段为 GHz，使用软件进行实现时，需要至少 GHz 级的采样率进行支撑，对模拟示波器的采样率提出了巨大的要求的同时，过大的数据集也会令工作难以进行。

通过硬件的实现平台主要是通过搭载各级硬件单元，对信号进行发生、访问、和收集。其中，除信号后处理外，其他环节全部由硬件或设备完成。通过硬件的实现方式需要针对特定频段定制特定硬件设备，得到的硬件设备仅对固定频段适用。若需要更换频带，则需要更换对应的硬件，因此，使用较为繁琐。同时，由于信号调制、采集、滤波、信号二级放大等流程都由硬件进行，平台的数据可处理性较低。但是，相对的，硬件平台处理的速度和准确性较高，对电脑算力的要求较低。因此，本节中采用基于硬件的 FMCW 双站雷达访问系统。

在本节中，先对平台的硬件实现流程进行了描述，随后，采用示波器测试了

搭建的硬件平台的信号发生效果。

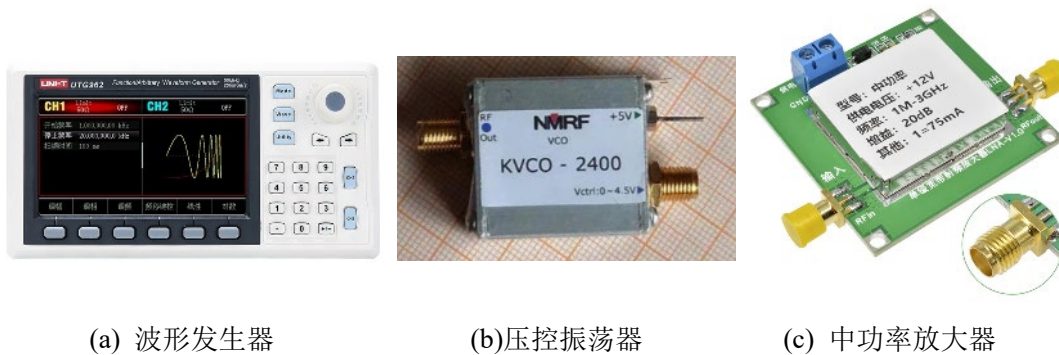
6.2.1 硬件实现流程

如前所述，FMCW 双站雷达访问系统的三个基础组成部分为信号发生部分、信号发射部分和信号接收部分。其中，为简化系统，信号发射和信号接收部分都采用第三章、第四章测试使用的超宽带天线，如图 6.6 所示。



图 6.6 发射天线和接收天线

信号的发生部分采用波形发生器进行震荡电压信号的发生，随后，通过压控振荡器对每个电压信号分别调制出对应的输出信号频率，得到 FMCW 初始信号。由于通过压控振荡器得到的信号功率经过了一轮损失，最后需要通过功率放大器对信号的输出功率进行一轮放大。本节中使用的波形发生器为优利德 UTG932，压控振荡器和功率放大器均由厂家定制，如图 6.7 所示。



(a) 波形发生器

(b) 压控振荡器

(c) 中功率放大器

图 6.7 FMCW 信号发生模块各单元图

由于目标访问天线为本文第三章、第四章提出的贴片天线传感器，压控振荡器的信号供电电压为 5V/50mA，调制电压幅值输入为 4.5V，输出高频信号的调制范围为 2.3GHz 至 2.7GHz，对应调制电压如表 6.1 所示。功率放大器供电电压为 12V/75mA，额定工作频段为 10MHz 至 3GHz，在全工作频段内，功率放大器

的放大倍数为 20dB，极限输出功率实测为 10dBm。

表 6.1 压控振荡器电压-调制频率厂家数据表

调谐电压信号/V	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
输出信号频率 /GHz	2.32	2.37	2.44	2.50	2.57	2.62	2.65	2.68

在接收信号时，由于环境中存在大量杂波，需要通过带通滤波器进行一轮滤波后，接低噪声信号放大器进行信号放大。本节中使用的带通滤波器和低噪声信号放大器均为厂家定制，如图 6.8 所示。

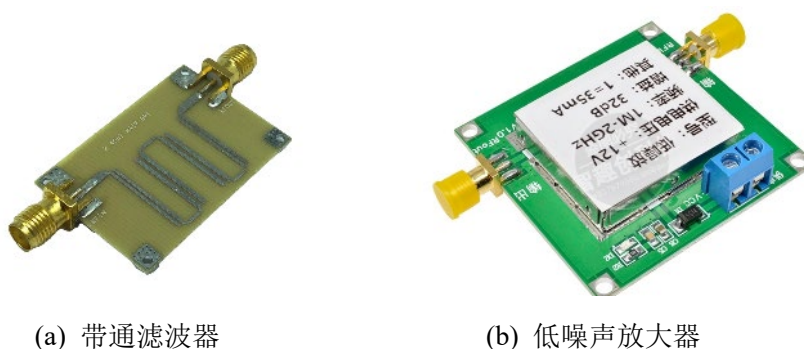


图 6.8 带通滤波器和低噪声放大器

带通滤波器为无源模块，设计通过频带为 2.3GHz 至 2.7GHz；低噪声放大器供电电压为 12V/75mA，工作频带为 10MHz 至 3GHz，在工作频带，放大倍率为 20dB，极限输出功率为 5dBm。实际使用时，各模块按图 6.9 所示流程进行搭接。

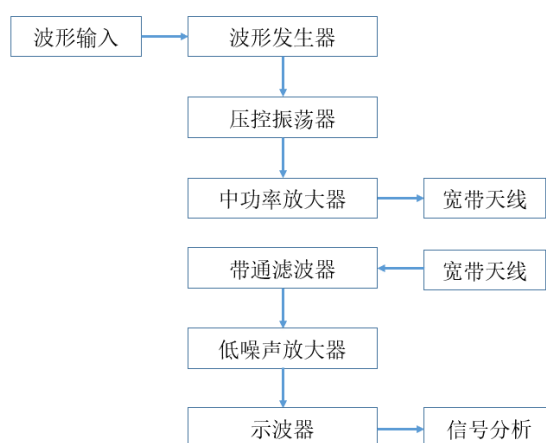


图 6.9 基于硬件的 FMCW 双站雷达访问系统搭建示意图

6.2.2 硬件平台测试

通过频谱分析仪和示波器，对提出的硬件平台进行了测试。整体硬件平台搭建如图 6.10 所示。

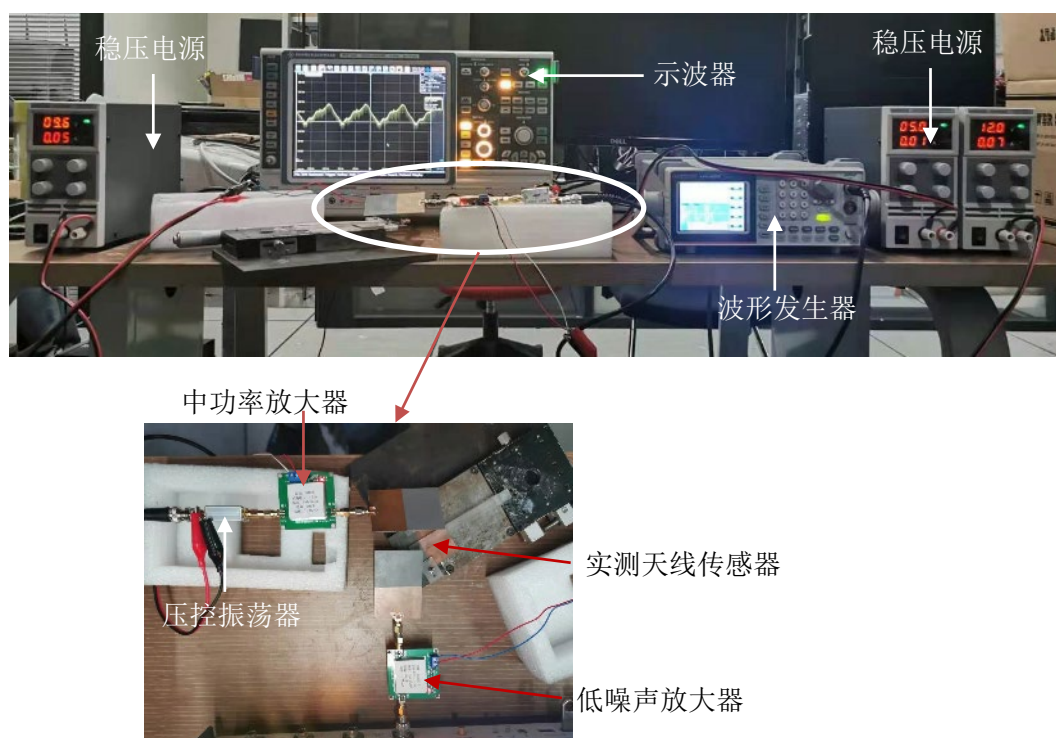


图 6.10 基于硬件的 FMCW 双站雷达访问系统搭建实际试验图

图中所示为对天线测试时采用接收天线直接接收发射天线发射的 FMCW 波，并将接收得到的 FMCW 访问波输入至示波器内。其中，波形发生器的信号发生频率为 10Hz。对示波器采集得到的信号进行分析，如图 6.11 所示。

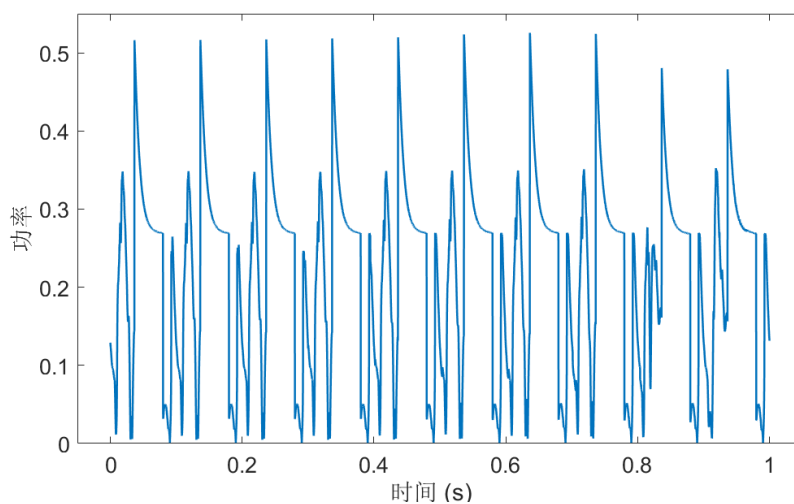


图 6.11 采样得到的 FMCW 访问图

由图，可以明显看出，FMCW 信号每 100ms 重复一次，即信号的访问频率为 100Hz，符合信号发射假定。将信号接入频谱分析仪，将波形发生器发射的射频信号频率设为常值，且从 1V 至 4.5V 逐渐上升，频谱分析仪得到的 FMCW 信

号功率如表 6.2 所示。

表 6.2 压控振荡器电压-调制频率自测表

调谐电压信号/V	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5
输出信号频率/GHz	2.312	2.367	2.442	2.503	2.571	2.622	2.652	2.691	2.733

绘制电压幅值-输出信号频率图，如图 6.12 所示。

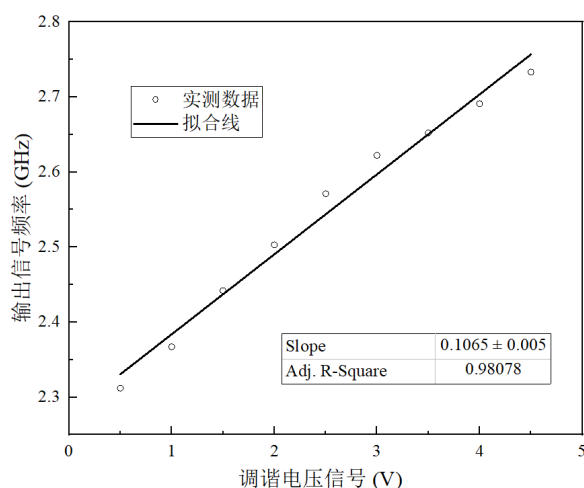


图 6.12 压控振荡器电压输入值-输出信号频率值关系图

如图 6.12，压控振荡器输出信号频率与输入信号电压值呈近似线性关系。综上所述，硬件平台工作性能较好，可以进行下一步试验。

6.3 试验测试

在本节中，采用提出的 FMCW 双站雷达访问系统，对第三章和第四章提出的传感器进行了测试。首先，对第三章提出的带短接单元的贴片天线传感器进行了准静态测试；随后，对第四章提出的带耦合单元的贴片天线传感器进行了再设计，并对其进行了动态测试。

6.3.1 准静态高频访问试验测试

试验平台搭建与图 6.10 类似，如图 6.13 所示，访问频率通过波形发生器设定为 10Hz。试验时，缓慢推动螺旋测微杆，带动短接贴片产生相对位移，从而改变天线的谐振频率。天线步长为 0.1mm，对每个状态，通过示波器进行一次读取。

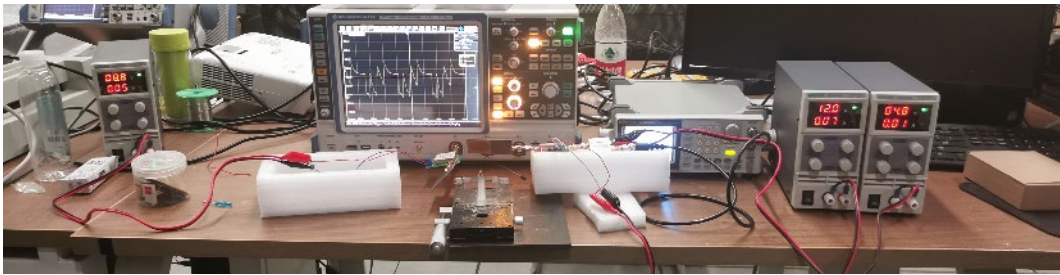


图 6.13 带短接单元的贴片天线谐振频率测试图

通过接收天线接收访问贴片天线的背向散射信号。测试得到的原始回波信号波形如图 6.14 所示。

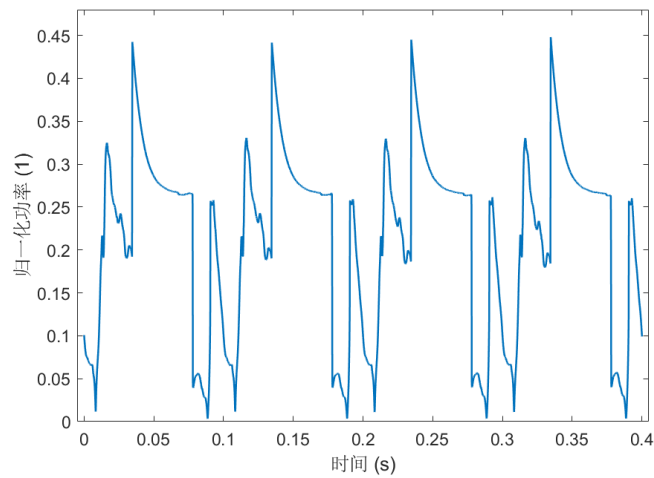


图 6.14 实测回波信号图

对每个回波信号在时域上进行截断和叠加，得到各个信号 g_1 、 g_2 ... g_9 ；将 g_1 视作底波，余下各信号 g_n 对 g_1 取差值，得到表征值 k_n ，如式 6.2 所示。

$$k_n = g_n - g_1 \quad (6.2)$$

同时，按照天线信号频段对各回波进行坐标轴横轴归一化。由于时间与输入控制电压成近似线性关系，输入电压与时间成线性关系，故时间与频率也称线性关系。将时间坐标直接转化为频率坐标后，将各个回波信号合并表示于一张图中，得到回波信号和重叠长度间的关系，如图 6.15 所示。

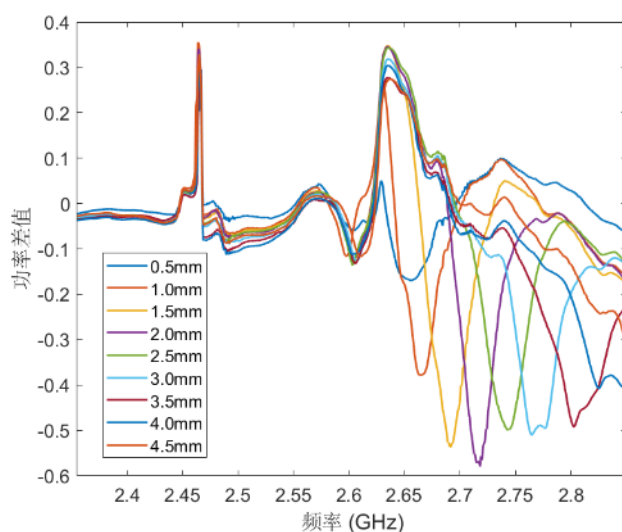


图 6.15 回波信号-重叠长度关系图

提取回波信号变化区的最低点作为谐振点，得到谐振频率-重叠长度图，如图 6.16 所示。

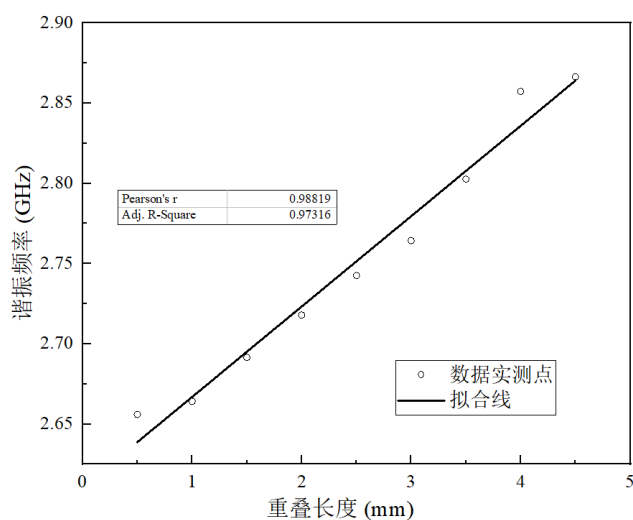


图 6.16 谐振频率-重叠长度关系图

由图 6.16，天线的谐振频率与重叠长度呈线性关系，随重叠长度变大，天线谐振频率逐渐升高，与第三章中通过矢量网络分析仪测定结论相同，因此，在准静态测试的情况下，该系统的工作性能良好。

6.3.2 动态高频访问测试

在准静态测试的基础上，基于平台进行了动态测试试验。动态测试的试验台搭建如图 6.17 所示。



图 6.17 动态访问试验台搭建图

其中，采用进行访问的天线为第四章提出的带耦合单元的贴片天线传感器的变种。耦合单元的一端通过连接件与下部贴片天线固接，另外一端悬空。当天线端部发生振动时，耦合单元与下部贴片天线之间的距离迅速周期性变化，从而导致耦合单元与贴片天线之间的耦合效应发生周期性变化，使得天线谐振频率发生快速周期性变化。

为对天线测量结果进行标定，首先基于矢量网络分析仪进行了有线测试，试验台搭建如图 6.18 所示。

在实际测试中，采用介质板将耦合单元上挑或下压，并对应记录此时天线的回波损耗曲线。每次上挑或下压的步长为 1mm，通过在天线一侧树立的直尺进行步长标定。

在试验进行前，在耦合贴片和贴片天线之间放置一块介质板，静置约 10 分钟，保证耦合贴片与下部贴片天线近似平行。对每次的测试，通过矢量网络分析仪记录三次数据，最终通过对三次数据求取平均值，得到每次的最终数据。在实际测试过程中，每一个状态的三次数据中间采样时间至少间隔 5s，以保证其中包含偶然误差，而非对同一个误差连续采样三次。

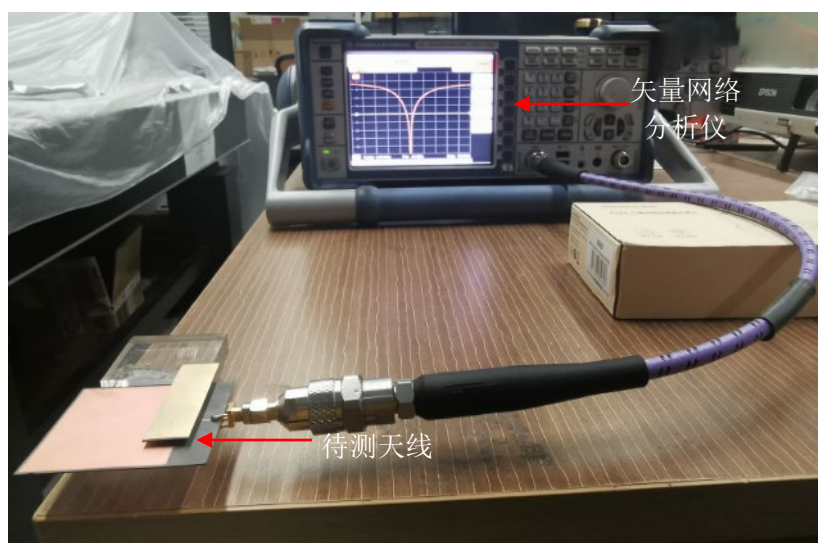


图 6.18 矢量网络分析仪有线测试图

测试得到的天线静态下上贴片位移和谐振频率的关系如图 6.19 所示。由图可见,随着耦合单元扰动距离的增大,天线的回波损耗曲线逐渐向右移动;同时,随着天线的耦合单元偏离正中,天线的回波损耗值都呈上升趋势,阻抗匹配程度明显下降。因此,阻抗匹配适合作为变量表征耦合单元偏移中心的程度。

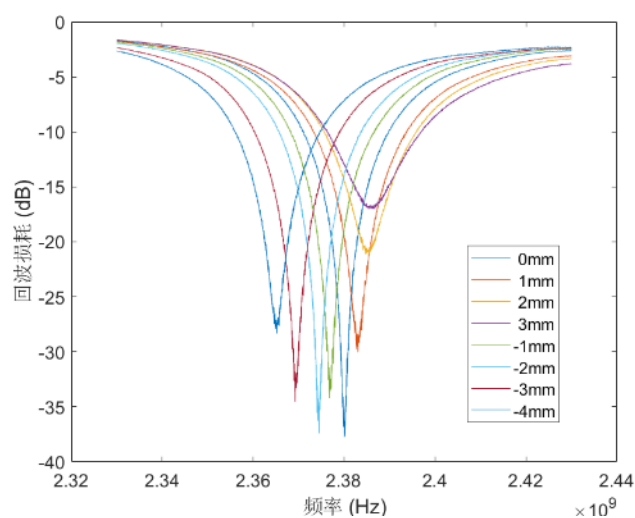


图 6.19 矢量网络分析仪有线测试图

提取图像最低点作为谐振点,得到贴片天线谐振频率与扰动距离的关系,如图 6.20 所示。

由图 6.20 可见,随着天线的耦合单元逐渐远离下方的贴片天线,天线的谐振频率逐渐上升,且线性度较好;当天线的扰动距离大于 3mm 时,天线的谐振频率增大到了极限,变化趋势开始趋于平缓。因此,天线在扰动范围正负 3mm 时,天线的谐振频率适合作为天线扰动距离的表征变量。

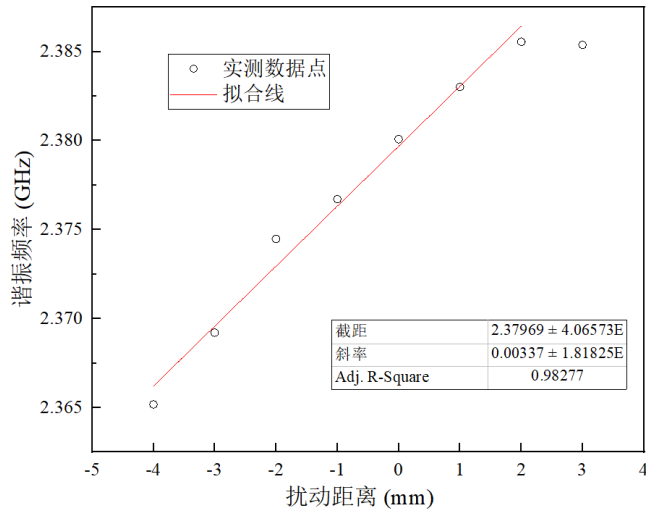


图 6.20 矢量网络分析仪有线测试图

其中，取前七个点进行线性拟合，得到谐振频率 f 与扰动距离 x 的关系如式 6.3 所示。

$$f = 0.00337x + 2.37969 \quad (6.3)$$

随后，在固定天线整体的情况下，通过拨尺拨动天线的耦合单元，使其自由振动，如图 6.21 所示。



图 6.21 天线单元测试图

随后，假定贴片天线的耦合单元为自由振动。由于天线时间零点时耦合单元处在位移最大的位置，其初相位设定为 0，其振动方程如式 6.4 所示。

$$x(t) = x_m \cos \omega_d t e^{-\zeta \omega_0 t} \quad (6.4)$$

其中， $x(t)$ 是最大位移，在此例中为拨动幅值，等于 3mm； ω_d 是天线耦合单元有阻尼固有频率， ζ 是阻尼比， t 是时间， ω_0 是天线耦合单元无阻尼固有频率。

为简化计算，假定有阻尼和无阻尼状态下固有频率相等。

通过 32 倍慢镜头摄像，得到结构在 8 秒内振动了 17 次，且在第四个周期时近似幅值衰减至最大振幅的一半，则有式 6.5、6.6 成立：

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{8}{32 \times 17} = 0.0147(\text{s}) \quad (6.5)$$

$$e^{-4T\xi\frac{2\pi}{T}} = 0.5 \quad (6.6)$$

求解式 6.6，得到阻尼比 ξ 值为 0.0252。此时，上部耦合单元扰动距离和时间的变化关系如图 6.22 所示。

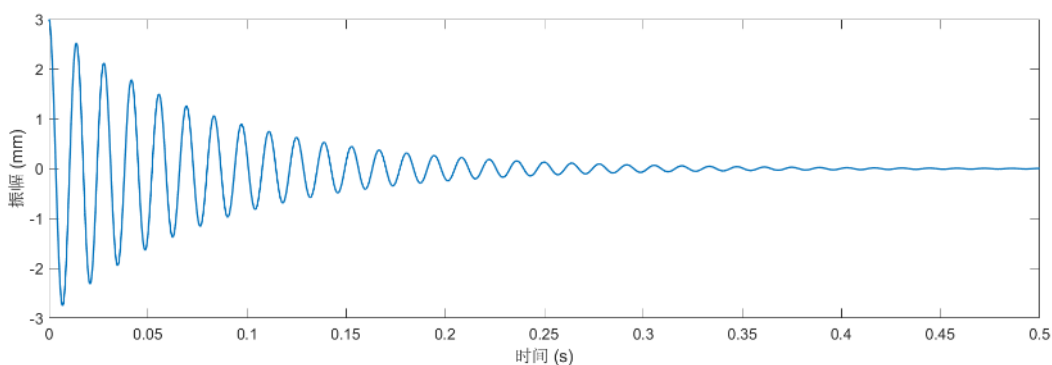


图 6.22 耦合单元扰动距离和时间的变化关系图

通过如图 6.16 所示的 FMCW 访问平台对天线进行测试，得到回波信息图，部分如图 6.23 所示。其中，FMCW 平台的访问频率为 200Hz 和 500Hz，采样时长为 1s。

对回波信息进行处理，可见在频段为 2.37GHz 至 2.42GHz 间，功率最高值在不断变化，曲线形状也在随之变化；在该频段外，不同时刻的回波信息曲线几乎重合，与 2.37GHz 至 2.42GHz 频段内对比，回波曲线形状和功率都几乎保持恒定。因此，在后续处理中，重点关注频段为 2.37GHz 至 2.42GHz 间的频段信息，从其中提取谐振频率信息和阻抗匹配信息，对天线的耦合单元的振动进行表征。其中，阻抗匹配信息表征为天线在该频段的功率最低值，谐振频率信息为右侧 2.4GHz 附近的曲线形状。

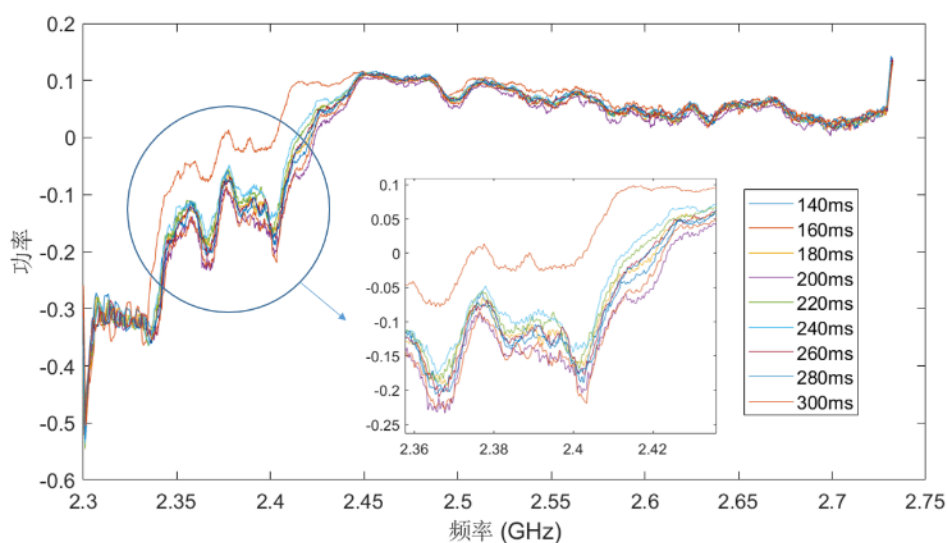


图 6.23 采样频率 500Hz 时回波信息图

首先，对天线该频段的功率最低值进行了求解，如图 6.24 所示。

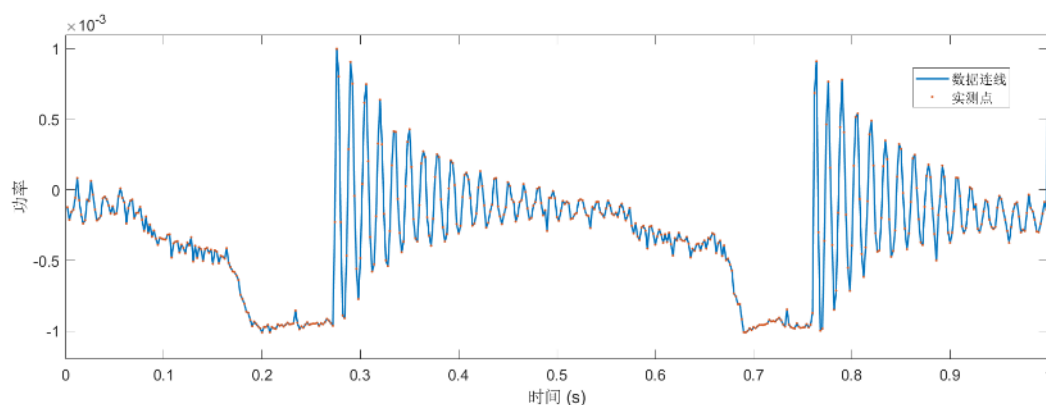


图 6.24 基于阻抗匹配和功率幅值的天线功率和时间的变化关系图

取完整单元，即 0.28s 至 0.68s 间信息，进行归一化后，与理论计算结论进行对比，如图 6.25 所示。

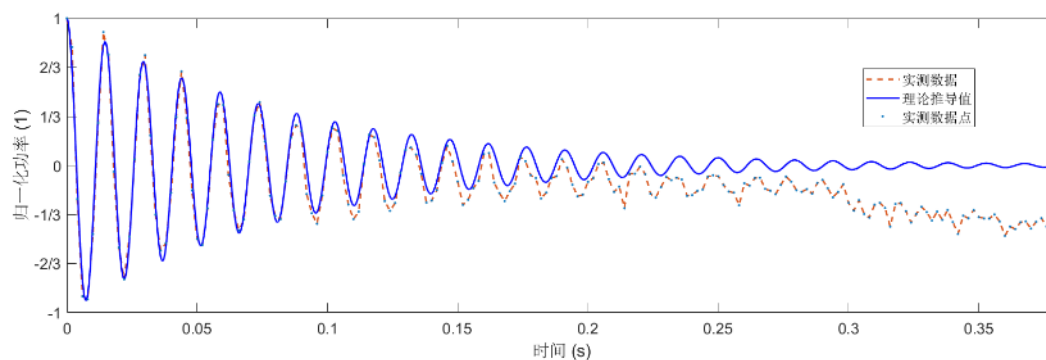


图 6.25 基于阻抗匹配和功率幅值的高频测试-理论对比图

由图可知，在第八个周期之前，实测数据和理论推导数据都吻合良好；第八个周期之后，开始出现较大偏差，这可能是由于理论假定过于理想化，在可接受范围内。

随后，对该曲线附近谐振频率进行求解，求解结果如图 6.26 所示。该曲线符合实际的试验情况。在试验中，最开始添加的初始位移为采用标尺向上相对缓慢拨动耦合单元至约 3mm，故在图像中，谐振频率先缓慢上升并最终取得最大值；随后，标尺移开，耦合单元开始近似自由振动，故在图像中，谐振频率达到最高值后开始来回震荡。震荡的起始时间约为 0.28s，终止时间约为 0.68s，与功率测试相似。

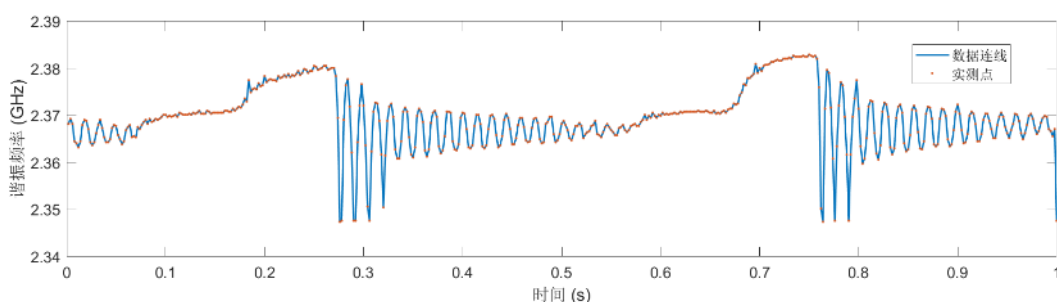


图 6.26 基于谐振频率测试的耦合单元谐振频率和时间的变化关系图

通过式 6.7 将谐振频率信息转化为扰动距离信息，其中，中心截距根据实测数据调整为 2.366GHz。得到扰动距离-时间关系图，如图 6.27 所示。

$$f = 0.00337x + 2.366 \quad (6.7)$$

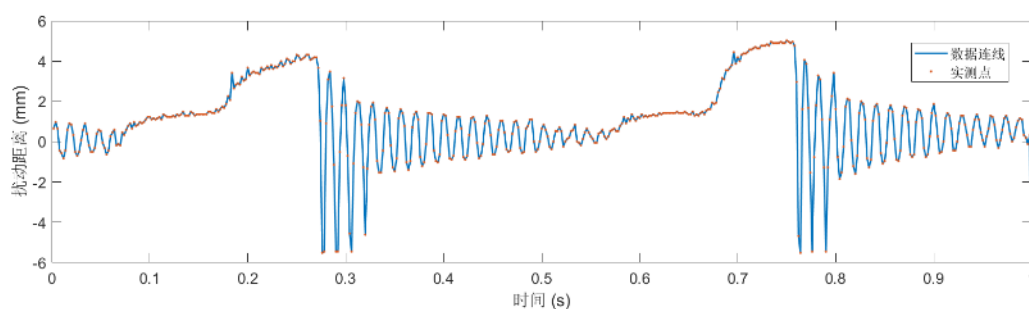


图 6.27 基于谐振频率测试的耦合单元扰动距离和时间的变化关系图

取完整单元，即 0.28s 至 0.68s 间信息，直接与前文理论数据进行对比，如图 6.28 所示。由图可见，扰动距离测定基本符合假设。其中，前三个周期普遍偏大，可能是由于初始值控制不精确造成的。前四个周期的最低值普遍偏大，可能是由于谐振频率求取时产生了较大的误差。

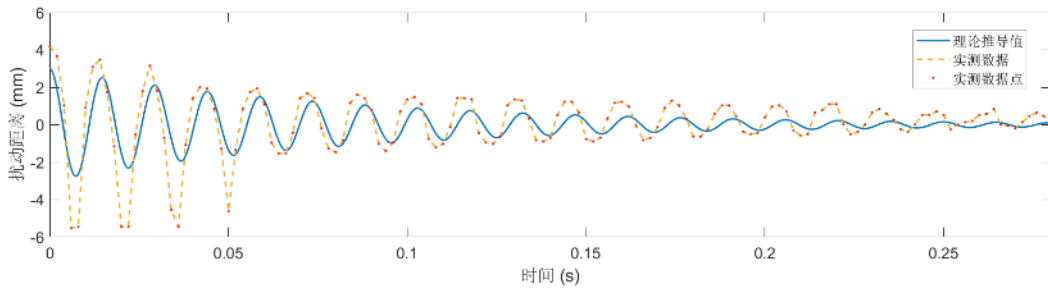


图 6.28 基于谐振频率的高频测试-理论对比图

对理论推导值和实测数据以起始最高值分别归一化，得到归一化数据对比，如图 6.29 所示。

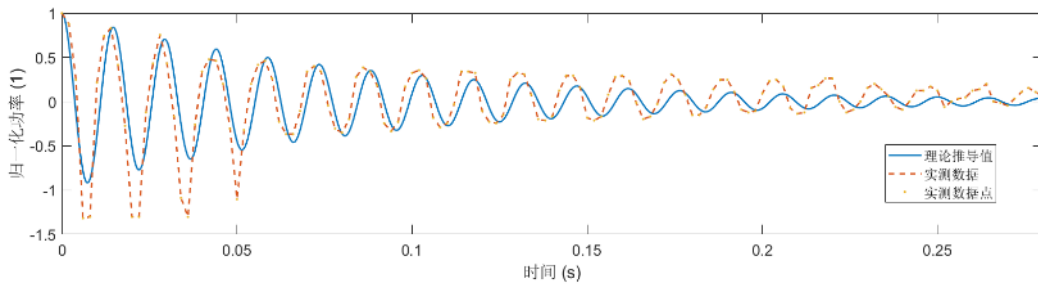


图 6.29 基于谐振频率的高频测试-理论对比图

由图 6.29 所示，除前四个周期的下部数据出现较大偏差外，其余地方吻合良好。在实际使用中，可以采用功率信息和谐振频率信息，同时对耦合单元的扰动距离进行预测。

当该贴片天线整体贴置于振动结构上时，耦合单元的振动与结构的振动加速度有关，因此，下一步工作可以采用该贴片天线对结构的加速度进行预测。

6.4 本章小结

本章进行了基于 FMCW 雷达的高频访问平台搭建，主要完成了以下工作：

(1) 介绍了 FMCW 双站雷达访问系统，理论上证明了使用 FMCW 双站雷达访问系统进行天线谐振频率高频访问的可行性。

(2) 通过硬件手段，搭建了 FMCW 双站雷达访问系统，并利用示波器和频谱分析仪对系统的工作性能进行了测试。测试结果显示，该访问系统可以发射 FMCW 访问波，访问波的访问频率、上行频率和下行频率均与设计相符，可以进行使用。但是，发射波的功率在频带上存在较大差异，需要在使用前进行校正。

(3) 使用搭建的 FMCW 双站雷达访问系统对第三章提出的带短接单元的贴

片天线传感器进行了准静态高频访问。访问结果与第三章采用矢量网络分析仪得到的结果趋势吻合较好。随后,改良了第四章提出的带耦合单元的贴片天线传感器,使用该系统对其进行了动态高频访问。访问结果表明,该天线的谐振频率信息和功率信息都可以作为其耦合单元扰动距离的表征参量。

第7章 结论与展望

7.1 结论

天线的谐振频率受到天线近场内的附加单元的影响。当近场存在耦合单元或短接单元时，天线的谐振频率将对应发生变化，且该变化的量值与附加单元的位置相关。通过采用附加单元位置作为传感变量，并将其位置与结构相关联，可以在天线本体不受力的情况下，对结构的形变量进行传感。天线的谐振频率信息包含在电磁波访问过后的背向散射信号中。通过采用 FMCW 双站雷达进行访问波收发，可以对天线的谐振频率信息进行高频访问。

在实际设计中，天线的谐振频率需要经过优化设计，使得其与附加单元位置的关系作为传感器足够简单。同时，FMCW 双站雷达需要对应测试天线频段设计、定制和调试硬件单元。本文首先研究了带耦合贴片和带短接贴片的两种天线传感器的传感原理，设计了两种结构形变传感器，进行了模拟优化和实际试验；随后，以带短接贴片为例，研究了带附加单元的贴片天线传感器的热效应和温度补偿方案。最后，提出了一种基于 FMCW 雷达的高频访问方案。

本文的主要研究工作及结论如下：

(1) 介绍了贴片天线理论分析的基本模型——谐振腔假定，基于谐振腔假定分析了普通矩形贴片天线的谐振频率计算公式和影响因素，为带附加贴片的贴片天线传感器奠定了理论基础。

(2) 提出了一种带短接单元的天线传感器，基于谐振腔假定得到了其谐振频率计算公式，基于计算公式初步设定了参数，并基于 HFSS 高频仿真软件对参数进行了遍历优化，得到阻抗匹配最优化数据。随后，在实验室对传感器进行了试制和测试，并将测试结果与理论计算和仿真数据进行了对比。对比结果表明，理论计算、数值仿真和实际测试中，传感器的谐振频率都与短接贴片和上辐射贴片的重叠长度呈线性关系，该设计适合作为传感器使用。

(3) 提出了一种带耦合单元的天线传感器，基于谐振腔假定和等效电路得到了其两个一阶谐振频率的计算公式，基于计算公式提出了一种基于求取谐振频率差值对结果进行优化的数据处理方案，初步确定了天线参数，并基于 HFSS 高频仿真软件对参数进行了遍历优化，得到阻抗匹配最优化数据。随后，在实验室对传感器进行了试制和测试，并将测试结果与仿真数据进行了对比。对比结果一致表明，两个一阶谐振频率和得到的谐振频率差值都与耦合单元和上辐射贴片的

重叠长度线性相关，且谐振频率差值的线性拟合系数最高。

(4) 对带短接单元的贴片天线传感器进行了温度效应的理论分析，确定温度效应主要通过影响天线谐振单元长度（热膨胀）和基板介电常数（介电常数热变效应）来影响天线传感器谐振频率。随后，进行了基于 COMSOL 的模拟仿真，仿真结果显示，介电常数热变效应影响值是热膨胀影响值的约七倍，在天线温度效应中占主导作用。最后，采用温箱对天线温度效应进行了试验测试，结果与模拟仿真吻合度良好，其中，在 30℃ 至 60℃ 的温度区间中，天线的谐振频率与温度近似呈线性关系，可以采用线性插值法进行温度补偿。

(5) 基于 FMCW 双站雷达，提出了一种对天线传感器谐振频率进行高频访问的机制。首先，对 FMCW 双站雷达的工作原理进行了介绍，并基于本文提出的传感器工作频段进行了参数设计和硬件实现。随后，采用得到的 FMCW 双站雷达系统对带短接单元的贴片天线传感器进行了准静态访问，对待耦合单元的贴片天线传感器进行了访问频率 500Hz 的动态访问。最终测试结果与理论数据符合较好，证明 FMCW 双站雷达可以实现对天线信息的动态访问。

基于上述工作，可总结以下几点：

(1) 带附加单元的贴片天线谐振频率与附加单元的位置有关，通过优化设计使得两者近似成线性之后，可以采用天线谐振频率对附加单元位置进行表征，并进一步得到天线安装结构的形变信息。

(2) 带短接单元的贴片天线传感器在无其他影响的情况下，谐振频率与温度近似成线性，可以使用线性插值法对天线的测试数据进行温度补偿。

(3) FMCW 双站雷达系统可以对天线的谐振频率信息进行高频访问，访问频率最高可达 500Hz，访问结果与理论推导较为吻合。

7.2 展望

基于带附加单元的贴片天线传感器应用前景广阔。在对传感器进行传感器节点设计、温度补偿机制设计和高频访问系统硬件设计后，有望将天线传感器应用至实际的结构健康监测工程中。囿于自身水平和实际试验条件，对于本文提出的工作，仍有以下数点可以进一步完善：

(1) 在对带附加单元的贴片天线传感器研究中，采用矢量网络分析仪和宽带天线仅能达到约 3cm 访问距离的无源无线访问。通过增设多级信号放大器对访问信号和接收信号进行功率放大，可以进一步提升访问距离。

(2) 在实际测试中，需要对带附加单元的贴片天线传感器的封装进行设计，使得附加单元的移动与结构的形变相关联的同时，不会受力产生形变。

(3) 对于贴片天线温度效应, 本文仅仅基于带同轴线的有线测试方案, 在 30℃至 60℃的温度区间中进行了测试。在后续研究中, 可以采用性能更好的温箱, 对传感器的温度效应进行细致的标定。

(4) 在基于 FMCW 双站雷达的高频访问系统设计中, 为尽可能减小环境干扰, 同时考虑到访问信号的功率, 访问距离仅有 3cm 左右。在后续研究中, 可以针对性的提出噪声补偿手段, 通过多级放大器对访问信号进行放大, 以增大访问系统的访问距离。

致谢

同济的樱花开了又谢，已经在四平小小的地方过了七个春秋。所幸研究生的日子过的比预计的要紧的多，倒是赶在住腻歪之前顺利的到了毕业这一步，想想竟然有些幸运。

在研究生的学习过程中，有惊喜，有焦虑，有消极怠工的时候，也有只想着卷的日夜。在过程中，最值得纪念的肯定还是曾经给予援手的师长亲朋，在此一一致谢。

感谢我的导师薛松涛老师。薛老师知识渊博，具有极强的大局观，是我的目标和榜样，也是我科研路上的指路明灯。

感谢教研室的谢老师。谢老师思维敏捷，治学严谨，兢兢业业，在我的研究路上，给予了许多有用的指导和帮助，在我迷茫的时候，总能迅速找到问题的症结，给出解决的方案。可以说，如果我现在可以算能有一丝成果的话，大部分都是薛老师和谢老师的功劳。

感谢教研室的唐老师。唐老师乐于助人，学富五车，有敏锐的洞察力，是我学习的榜样。

感谢电信学院的万老师。万老师平易近人，乐观向上，每次开组会的时候都能给予我们很多有用的意见，每次的联合组会也成为了我们查漏补缺的重要手段之一。可能是学科视角的不同，万老师总能在我们学生无法考虑到的地方提出针对性的意见，我因此受益良多。

感谢我的师兄徐康乾和管帅。康乾师兄和帅师兄是带我入门的两位师兄。我如果能算得上有一丝能力的话，大部分可能来自于老师和师兄们的言传身教。犹记得三年前师兄们跟一问三不知的我讲述天线基本原理，送给我三百兆相关文献资料的时候。希望师兄们在各自的道路上都能万事顺遂。

感谢我的师兄蒋灿。灿灿师兄是我们天线组的开山大师兄。每次用软件仿真的时候，都会对打下牢固基础的师兄们心怀感恩。

感谢同组的师兄李宪之，师弟郑志泉、姜康和夏子涵（笔画数目排名，不分先后），师兄师弟们帮我完成了很多试验，提出的很多意见和问题总能帮我有效的查漏补缺，在我精神压力超标的时候，也往往有赖于师兄师弟们的帮助。天线组的氛围是我一直所深深自豪和感激的。到子涵这里，天线组已经是第六代了。理论上说，天线是收发的纽带，希望一直传承下去，心里有火，眼里有光。

感谢我的同门陈豪、濮昱、康建飞、曾璟琳、吴雅琴、冉凌霄。同门之情不敢或忘，三言两语岂可尽叙？真心希望大家都能有光明的未来。

感谢教研室的师兄李大伟、张睿和陈实，三位师兄是我进教研室最早接触的师兄了，带领我了解了教研室的架构，替我规划了科研的道路，我很感激。

感谢教研室的师兄陈衫衫，衫衫师兄在我本科的时候指导了我不成器的创新

项目，一直没找到感谢的机会。希望杉杉师兄能在自己想要的路上前进。

感谢教研室的师姐班鑫磊和郭雪媛。两位师姐可以说是教研室的擎天白玉柱架海紫金梁，重要性不言而喻。在我成长路上，教会了我很多学术的习惯和生活的方法，感恩。

感谢教研室的师兄赵涛涛和陈子旻。涛涛师兄我室友，该说的都说了，我就省点字数。子旻师兄是个率性的人，不拘于一时得失，我所深羨。待到此间事了，找师兄们喝酒。

感谢大师兄杨朋超，大师兄终归是大师兄，祝大师兄能得偿所愿。

感谢教研室的师兄师姐，王云骞、薛智奇、陈依珂。希望师兄师姐生活一切都好。

感谢我可爱的菜狗子，科研路上为数不多的动力。

感谢我的好友小杨、某飞、萌萌、剑鸿、老罗（排名不分先后，笔画排序），成为我学术路上的绊脚石（划掉）和有力锚定。希望年前能再约上一把。

感谢人形自走翻译机大熊，虽然菜了点，但英语还凑合，以后也要好好加油。

感谢至交林溯铭先生，一直以来，受益良多。

感谢我的父母和亲人，是我最有力的支持。

前行路仍旧漫长，吾将上下而求索。

易卓然

2021年3月

参考文献

- [1]. Weihnacht B, Lieske U, Gaul T, et al. Structural Health Monitoring[M]. Wiley, 2010.
- [2]. Cawley P. Structural health monitoring: Closing the gap between research and industrial deployment[J]. Structural Health Monitoring, 2018, 17(5): 1225–1244.
- [3]. Lee M, Kim M, SHO K, et al. A wireless vibrating wire sensor node for continuous structural health monitoring[J]. Smart Materials and Structures, 2010, 19(5).
- [4]. Li T, Tan Y, Han X, et al. Diaphragm based fiber bragg grating acceleration sensor with temperature compensation[J]. Sensors , 2017, 17(1).
- [5]. Zhou S, Deng F, Yu L, et al. A novel passive wireless sensor for concrete humidity monitoring[J]. Sensors , 2016, 16(9).
- [6]. Bernhard T, Tousignant J. Resonant frequencies of rectangular microstrip antennas with flush and spaced dielectric superstrates[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, 47(2): 302–308.
- [7]. Shams Z, Ali M. Wireless power transmission to a buried sensor in concrete[J]. IEEE Sensors Journal, 2007, 7(12): 1573–1577.
- [8]. Forouzandeh M, Karmakar C. Chipless RFID tags and sensors: A review on time-domain techniques[J]. Wireless Power Transfer, 2015, 2(Special Issue 2): 62–77.
- [9]. Mchee K, Anandarajah P, Collins D. A review of Chipless remote sensing solutions based on RFID technology[J]. Sensors , 2019, 19(22).
- [10]. Diaz M, Reynolds P. Acceleration feedback control of human-induced floor vibrations[J]. Engineering Structures, 2010, 32(1): 163–173.
- [11]. Roach D. Real time crack detection using mountable Comparative Vacuum monitoring sensors[J]. Smart Structures and Systems, 2009, 5(4): 317–328.
- [12]. Xia Y, Zhang P, Ni Y, et al. Deformation monitoring of a super-tall structure using real-time strain data[J]. Engineering Structures, 2014, 67: 29–38.
- [13]. Yang J, Lei Y, Lin S, et al. Identification of Natural Frequencies and Dampings of In Situ Tall Buildings Using Ambient Wind Vibration Data[J]. Journal of Engineering Mechanics, 2004, 130(5): 570–577.
- [14]. Yu Y, Li H, Ou J. Design and development of wireless acceleration sensor applied to civil engineering structure monitoring[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2004, 17(3).
- [15]. Farhangdoust S, Mehrabi A. Health monitoring of closure joints in accelerated bridge construction: A review of non-destructive testing application[J]. Journal of Advanced

- Concrete Technology, 2019, 17(7): 381–404.
- [16]. Sinitsin V, Shestakov A. Wireless acceleration sensor of moving elements for condition monitoring of mechanisms[J]. Measurement Science and Technology, 2017, 28(9).
- [17]. 段金栋. 英国的 RF 涡轮转速传感器[J]. 车用发动机, 2006(2): 63.
- [18]. Yan S, Ma H, Li P, et al. Development and application of a structural health monitoring system based on wireless smart aggregates[J]. Sensors, 2017, 17(7).
- [19]. Huang H, Yao J, Skilskyj J. A compact, low-cost, real-time interrogation system for dynamic interrogation of microstrip patch antenna sensor[C]. Proc. SPIE 10598, Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical, and Aerospace Systems 2018, 105980Y, 2018(March 2018): 32.
- [20]. Yao J, Tjuatja S, Huang H. A compact FMCW interrogator of microstrip antenna for foot pressure sensing[C]. 2016 Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2016 - Proceedings, 2016(December 2017): 2101–2105.
- [21]. 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.
- [22]. Guan S, Xie L, Xue S, et al. Displacement Sensor Based on Separated Inverted-F Antenna[C]. 2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics, ICCEM 2019 - Proceedings, 2019: 2–4.
- [23]. Yi Z, Xue S, Xie L. Design and Numerical Simulation of Displacement Sensor Based on Helix Antenna[C], IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, The 5th International Conference on Civil Engineering. Nanchang, China; 2018.
- [24]. Zhou S, Deng F, Yu L, et al. A Novel Passive Wireless Sensor for Concrete Humidity Monitoring[J], Sensors, 2017, 16(1535).
- [25]. Xue S, Xu K, Xie L, et al. Crack sensor based on patch antenna fed by capacitive microstrip lines[J]. Smart Materials and Structures, 2019, 28(8).
- [26]. Xue S, Yi Z, Xie L, et al. A displacement sensor based on a normal mode helical antenna[J]. Sensors, 2019, 19(17).
- [27]. 薛松涛、徐康乾、谢丽宇、薛科、万国春. 无源无线应变传感器的模拟与测试[J]. 结构工程师, 2020, v.36(05): 117–125.
- [28]. Huang H. Flexible wireless antenna sensor: A review[J]. IEEE Sensors Journal, 2013, 13(10): 3865–3872.
- [29]. Wan G, Kang W, Wang C, et al. Separating strain sensor based on dual-resonant circular patch antenna with chipless RFID tag[J]. Smart Materials and Structures, 2021, 30(1): 15007.
- [30]. Oliveira, Pinto, Neto S, et al. CSRR-Based Microwave Sensor for Dielectric Materials

- Characterization Applied to Soil Water Content Determination[J]. *Sensors*, 2020, 20(1): 255.
- [31]. Azhar N, Aripin N, Hock G, et al. A t-shaped partial ground microstrip patch antenna based UHF sensor for partial discharge detection[J]. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, 20(2): 704.
- [32]. Song G, Zhang B, Lyu Y, et al. Strain omnidirectional detection based on circular patch antenna[J]. *Sensors and Actuators A Physical*, 2020, 315: 112275.
- [33]. Miesen R, Kirsch F, Vossiem M. Holographic localization of passive UHF RFID transponders[C]. 2011 IEEE International Conference on RFID, Orlando, FL, USA, 2011: 32–37.
- [34]. 代天骄. 基于 RFID 反向散射的标签定位实验平台[J]. *实验技术与管理*, 2019, 36(10).
- [35]. Zhou C, Griffin J. Phased-based composite ranging for backscatter RF Tags: System analysis and measurements[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(8): 4202–4212.
- [36]. Wang J, Adib F, Knepper R, et al. RF-compass: Robot object manipulation using RFIDS[C]. *Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MOBICOM*, 2013: 3–14.
- [37]. 刘金凯. 基于 RFID 信号的移动轨迹分析[D]. 电子科技大学, 2020.
- [38]. 雷天丰, 黄勇, 赵亚东等. 基于 RFID 分时发送的铁塔形变监测设计[J]. *传感器与微系统*, 2019, 038(001): 101–103.
- [39]. 赵亚东. 基于 RFID 标签分频发射的铁塔形变监测与实现[D]. 西华大学, 2018.
- [40]. 赵亚东, 黄勇, 雷天丰等. 基于 RFID 标签分频发射的铁塔形变监测设计[J]. *电测与仪表*, 2018, 55(22).
- [41]. 王嘉琛, 刘根友, 郭爱智等. 相对定位双差模型中的天线相位缠绕误差分析[J]. *武汉大学学报(信息科学版)*, 2020, 45(1): 38–45.
- [42]. Balanis C A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition[M]. Harper & Row, 1982.
- [43]. Occhiuzzi C, Paggi C, Marrocco G. Passive RFID Strain-Sensor Based on Meander-Line Antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 2011, 59(12): p.4836-4840.
- [44]. Bai L. RFID sensor-driven structural condition monitoring in integrated building information modeling environment[D]. University of Maryland, 2013.
- [45]. 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.
- [46]. Wang L, Chung K, Zong W, et al. A Highly Sensitive Microwave Patch Sensor for Multidirectional Strain Sensing Based on Near Orthogonal Modes[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 24669–24681.

- [47].Bogosanovich M. Microstrip patch sensor for measurement of the permittivity of homogeneous dielectric materials[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2000, 49(5): 1144–1148.
- [48].Jang S, Kim J. Passive wireless structural health monitoring sensor made with a flexible planar dipole antenna[J]. Smart Materials and Structures, 2012, 21(2).
- [49].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 and Structures, 2013, 22(8).
- [50].Mohanmmad I, Huang H. Monitoring fatigue crack growth and opening using antenna sensors[J]. Smart Materials and Structures, 2010, 19(5): 55023.
- [51].Mohanmmad I, Gowda V, Zhai H, et al. Detecting crack orientation using patch antenna sensors[J]. Measurement Science and Technology, 2012, 23(1).
- [52].Mohanmmad I, Huang H. An antenna sensor for crack detection and monitoring[J]. Advances in Structural Engineering, 2011, 14(1): 47–53.
- [53].Mbanya Tchafa F, Huang H. Microstrip patch antenna for simultaneous strain and temperature sensing[J]. Smart Materials & Structures, 2018.
- [54].Yao J, Tchafa F M, Jain A, et al. Far-field interrogation of microstrip patch antenna for temperature sensing without electronics[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(19): 7053–7060.
- [55].Marinda A, Tian G. Multiresonance Chipless RFID Sensor Tag for Metal Defect Characterization Using Principal Component Analysis[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(18): 8037–8046.
- [56].Bhattacharyya R, Floerkemeier C, Sarma S. Towards tag antenna based sensing-An RFID displacement sensor[C]. 2009 IEEE International Conference on RFID. IEEE, 2009 Orlando, FL, USA: 95–102.
- [57].Caizzzone 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.
- [58].Caizzzone, Stefano, Digiampaolo, et al. Wireless Passive RFID Crack Width Sensor for Structural Health Monitoring[J]. IEEE Sensors Journal, 2015.
- [59].Li D, Wang Y. Thermally Stable Wireless Patch Antenna Sensor for Strain and Crack Sensing[J]. Sensors, 2020, 20(14): 3835.
- [60].Xu X, Huang H. Battery-less wireless interrogation of microstrip patch antenna for strain sensing[J]. Smart Materials & Structures, 2012, 21(12): 125007.
- [61].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.
- [62]. Yao J, Tjuatja S, Huang H, et al. A compact FMCW interrogator of microstrip antenna for foot pressure sensing[C]. *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*. Shanghai, China, 2016.8.
- [63]. Xue S, Zheng Z, Guan S, et al. A Capacitively-Fed Inverted-F Antenna for Displacement Detection in Structural Health Monitoring[J]. *Sensors*, 2020, 20(18): 5310.
- [64]. Xue S, Yi Z, Xie L, et al. A displacement sensor based on a normal mode helical antenna[J]. *Sensors*, 2019, 19(17): 1–18.
- [65]. 何厅厅. 麦克斯韦电路在天线及微带电路中的初步应用[D]. 东南大学, 2011.
- [66]. 吴孟齐, 吴纬, 魏玉兰. 高等电磁学基础[M]. 学林出版社, 2009.
- [67]. 高建平. 电磁波工程基础:电磁理论基础·微波技术·天线基础[M]. 西北工业大学出版社, 2008.
- [68]. Rajo-Iglesias E, Villaseca G, Martin-Pascual C. Input impedance behavior in offset stacked patches[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2002, 1: 28–30.
- [69]. Rajo-Iglesias E, Vazquez J, Inclan-Sanchez L, et al. Offset stacked patches behavior in an array[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2004, 40(3): 262–265.
- [70]. Pandey V, Vishvakarma B. Theoretical analysis of linear array antenna of stacked patches[J]. *Indian Journal of Radio and Space Physics*, 2005, 34(2): 125–130.
- [71]. Hassani H, Mirshekar D. Study of electromagnetically coupled stacked rectangular patch antennas[J]. *IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation*, 1995, 142(1): 7–13.
- [72]. Chung K, Mohan A. The effect of offset patch on the broadband characteristics of an electromagnetically coupled patch antenna[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2003, 38(5): 345–348.

个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

易卓然, 男, 1997 年 5 月生。

2018 年 7 月毕业于同济大学土木工程学院, 获学士学位。

2018 年 9 月入同济大学土木工程学院攻读硕士学位。

发表论文:

- [1]. Songtao Xue, **Zhuoran Yi**, Liyu Xie*, Guochun Wan, Tao Ding. A Passive Wireless Crack Sensor Based on Patch Antenna with Overlapping Sub-Patch[J]. Sensors 2019, 19, 4327.
- [2]. Songtao Xue, **Zhuoran Yi**, Liyu Xie*, Guochun Wan, Tao Ding. A Displacement Sensor Based on a Normal Mode Helical Antenna[J]. Sensors 2019, 17, 3767.
- [3]. Songtao Xue, **Zhuoran Yi**, Liyu Xie*, Guochun Wan. Double-Frequency Passive Deformation Sensor Based on Two-Layer Patch Antenna[J], Smart Structures and Systems 2020, Accept.
- [4]. 薛松涛, **易卓然**, 谢丽宇*, 万国春. 无应力组合贴片天线传感器温度性能模拟与测试 [J], 哈尔滨工程大学学报, 2020, 接收.
- [5]. **易卓然**, 肖建庄*, 薛松涛, 韩女. 不合格新拌混凝土回收利用基本试验研究[J]. 建筑材料学报 2020, 接收.
- [6]. 肖建庄*, 朱冀栋, 朱敏涛, **易卓然**. 废弃新拌混凝土水化休眠与唤醒后再生利用[J]. 建筑科学与工程学报 2020, 接收.
- [7]. **Zhuoran Yi**, Songtao Xue, Liyu Xie*, Guochun Wan. Design and Numerical Simulation of Displacement Sensor Based on Liquid Antenna[C]. 2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM). Shanghai, China; 2019.
- [8]. **Zhuoran Yi**, Songtao Xue, Liyu Xie*, Guochun Wan. Design and Numerical Simulation of Displacement Sensor Based on Helix Antenna[C]. The 5th International Conference on Civil Engineering. Nanchang, China; 2018.
- [9]. Liyu Xie, **Zhuoran Yi**, Songtao Xue. Unstressed Passive Wireless Sensors for Structure Health Monitoring[C]. The 9th Asia-Pacific Young Researchers and Graduates Symposium. Shanghai, China; 2019.

发表专利:

- [1]. 谢丽宇, 易卓然, 薛松涛. 基于短接式贴片天线的无源无线裂缝传感器及传感系统 [P]. CN210321595U, 2020-04-14.

- [2]. 谢丽宇, 易卓然, 薛松涛. 基于螺旋天线的无源无线位移传感器及位移传感系统[P]. CN110017760A, 2019-07-16.