

# 博士学位论文

## (学术学位)

# 雷达-天线传感系统的动态感知机制 及问询增距研究

(国家自然科学基金面上项目 No. 52178298、

52378311)

- 姓 名:姜康
- 学 号: 2110044
- 学 院: 土木工程学院
- 学科门类:工学
- 一级学科: 土木工程
- 二级学科: 结构工程
- 研究方向: 结构健康监测
- 指导教师: 薛松涛 教授

副指导教师: 谢丽宇 研究员

二〇二四年十一月



A dissertation submitted to

Tongji University in partial fulfillment of the requirements for

the degree of Doctor of Engineering

# Research on dynamic sensing mechanism and reading distance improvement of radarantenna sensing system

(Supported by Natural Science Foundation of China No. 52178298、52378311)

Candidate: Jiang Kang

Student Number: 2110044

School/Department: College of Civil Engineering

Categories: Engineering

First-level Discipline: Civil engineering

Second-level Discipline's Field: Structural Engineering

Research Fields: Structural Health Monitoring

Supervisor: Prof. Xue Songtao

Associate Supervisor: Prof. Xie Liyu

November 2024

雷达 | 天线传感系统的动态感知机制及问询增距研究 姜 康 同济大学

#### 摘要

在土木工程结构的长期服役过程中,由于受到外界持续性地荷载作用或者极端环境影响,结构不可避免地会产生变形甚至开裂,这些损伤都会降低结构的性能,影响其正常使用甚至导致灾难性的事故。因此,对结构健康状态实施长期的和实时的监测和评估具有重要意义。

近些年来,新兴起的天线传感器由于具有无源无线、结构简单、安装便利和 低成本的优势,已经被广泛应用于结构健康监测中。天线传感器将天线本身作为 感知单元来监测结构形变和环境变量,同时也利用天线作为通信单元来收发信号。 但是,当前天线传感器在无线问询中面临着信号自干扰的难题,限制了天线传感 器的无线问询距离。另外,天线传感器通常采用矢量网络分析仪或射频识别阅读 器进行测量,只能实现对天线传感器准静态的问询,较难实现对动态物理量的监 测,如动位移、加速度等,限制了天线传感器的应用场景。一方面,为提高天线 传感器的读取距离,本文研究了交叉极化天线传感器、去极化天线传感器以及吸 波超表面天线传感器三种方案;另一方面,为了实现对天线传感器的动态问询, 本文基于调频连续波雷达,研究了调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制, 提出了一种天线传感器的动态阅读器。本文的主要研究内容如下:

(1)为了避免天线传感器在无线问询中的环境反射信号干扰,开发设计了 一种基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器。该传感器集成有两个线极化的超 宽带天线分别接收问询信号和散射编码有裂缝宽度信息的宽带信号,将超宽带天 线的极化方向设置为正交状态来避免环境反射信号。同时,该传感器利用 U 形 谐振器和其短接子贴片之间的相对位移来表征裂缝宽度,避免了单片式天线传感 器过度受力发生断裂等问题,且 U 形谐振器可以将裂缝宽度分别编码在信号的 幅度和相位,提高了传感器无线问询时的精确性。在研究中建立了无线问询的信 道模型来探究交叉极化读取技术抗信号自干扰的机制,通过理论分析和仿真模拟 来探究了传感器感知裂缝宽度的原理。此外,将传感器分别安装在木材表面和金 属表面进行了一系列无线问询实验来验证所提出传感器的可行性。实验结果表明, 该传感器可以实现 6 cm 的无线读取距离,灵敏度为 83 MHz/mm。

(2)为了扩大天线传感器的应用场景,使得天线传感器能够监测结构状态的动态信息,开发设计了一种基于调频连续波雷达的动态阅读器。基于电磁波传播理论和天线理论,建立了基于调频连续波雷达-天线传感器的信号传播全过程模型,同时开发了基于 Hilbert 变换的信号幅度和相位的动态提取算法,以实现

I

从阅读平台所采集的低频信号的瞬时幅度最低点和瞬时相位波动点中读取得到 天线传感器的谐振频率。结合所提出的基于U形谐振器的交叉极化天线传感器, 通过仿真模拟和一系列无线问询实验来验证了基于调频连续波雷达-天线传感器 的传感系统用来监测动态裂缝宽度的可行性。实验结果表明,该阅读器可以了100 ms内对天线传感器所监测裂缝宽度的单次读取,且误差限制在1%以内。

(3)为了增强交叉极化天线传感器的结构紧凑性,使得天线传感器更易于 安装在结构的表面,提高天线传感器的雷达散射截面积,使得天线传感器的无线 读取距离更远,开发设计了一种基于L形谐振器的去极化天线传感器。该传感器 无需集成两个线极化的超宽带天线,其利用传感器的辐射元件自身发生谐振来向 外散射与问询信号极化方向正交的窄带信号,且该传感器所监测的裂缝宽度信息 被编码在散射信号频谱的峰值中。基于电磁超表面的极化转换机理探究了传感器 去极化信号的产生机制,通过理论分析和仿真模拟探究了去极化天线传感器感知 裂缝宽度的原理及其无线问询的机理。此外,将去极化天线传感器安装在金属表 面进行了一系列无线问询实验来验证该传感器的可行性和优势。实验结果表明, 该传感器可以实现 15 cm 的无线读取距离,灵敏度为 26.2 MHz/mm。

(4)为了在提高天线传感器结构紧凑性的同时还能与基于调频连续波雷达的动态阅读器结合来实现对天线传感器监测信息的动态读取,开发设计了一种基于方形环的吸波超表面天线传感器。该传感器无需通过转换散射信号的极化方向来避免信号自干扰,而是利用自身吸波特性对金属反射信号进行幅度调制,将监测的裂缝宽度信息编码在金属反射信号频谱的陷波中,且该反射信号与交叉极化天线传感器的散射信号相似,都是宽带信号,可以被基于调频连续波雷达的动态阅读器所读取。基于电磁超表面的吸波机理探究了传感器的吸波机制,通过理论分析和仿真模拟探究了吸波超表面天线传感器利用吸波机制来避免环境反射信号干扰的机理及其感知裂缝宽度的原理。此外,将传感器安装在金属表面进行了一系列无线问询实验来验证其用于金属表面裂缝宽度监测的可行性,并且探究了传感器不同单元阵列数目对其无线读取距离的影响。实验结果表明,该传感器可以实现 40 cm 的无线读取距离,灵敏度为 54 MHz/mm。

关键词:结构健康监测,天线传感器,无源无线,调频连续波雷达,射频 识别

Π

### ABSTRACT

In the long-term operational lifespan of civil engineering structures, due to the continuous external load or extreme environmental impact, the structure will inevitably deform and even crack, which will reduce the structural performance, affect its normal functionality, and even lead to catastrophic accidents. Therefore, the implementation of long-term and real-time monitoring and evaluation of structural health status is of great significance.

In recent years, the emerging antenna sensors have been widely used in structural health monitoring due to their advantages of passive wireless operation, simple structure, convenient installation and low cost. The antenna sensor employs the antenna itself as both a sensing unit for monitoring structural deformation and environmental variables, and as a communication unit for transmitting and receiving signals. However, the antenna sensor is faced with the problem of signal self-interference in the wireless interrogation, which restricts the wireless reading distance. In addition, antenna sensors are usually read using a Vector Network Analyzer (VNA) or Radio Frequency Identification (RFID) reader, which can only achieve quasi-static interrogation of the antenna sensor. This limitation hinders the monitoring of dynamic physical quantities, such as dynamic displacement and acceleration, thereby limiting the application scenarios of antenna sensors. To improve the reading distance of the antenna sensor, three schemes are studied in this paper: cross-polarized antenna sensor, depolarizing antenna sensor and absorber metasurface antenna sensor. To realize the dynamic interrogation of the antenna sensor, based on Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar, this paper studies the dynamic interrogation mechanism of the FMCW radar-antenna sensor, and proposes a dynamic reader for antenna sensors. The main research contents of this paper are as follows:

(1) To avoid the interference of ambient reflection signal of antenna sensor in wireless interrogation, a cross-polarized antenna sensor based on U-shaped resonator is developed. The sensor integrates two ultra-wideband (UWB) antennas with linear polarization to receive the interrogation signal and scatter the wideband signal with crack width information, respectively. The polarization direction of the UWB antennas is set to the orthogonal state to avoid the environmental reflection signal. Meanwhile,

the sensor uses the relative displacement between the U-shaped resonator and its shorted sub-patch to characterize the crack width, avoiding the problems such as excessive force fracture of the antenna sensor based on the monolithic patch. Moreover, the U-shaped resonator can encode the crack width in the amplitude and phase of the signal respectively, improving the accuracy of the sensor in wireless interrogation. The channel model of the wireless interrogation is established to explore the mechanism of anti-signal self-interference of the cross-polarization reading technology. The principle of crack width sensing is explored through theoretical analysis and simulation. Furthermore, a series of wireless interrogation experiments are conducted to verify the feasibility of the proposed sensor by installing the sensor on wood surfaces and metal surfaces respectively. The experimental results show that the sensor can achieve a wireless reading distance of 6 cm and a sensitivity of 83 MHz/mm.

(2) To expand the application scenario of antenna sensor and enable it monitor the dynamic structural information, a dynamic reader based on FMCW radar is developed. Based on electromagnetic wave propagation theory and antenna theory, the whole signal propagation process model based on FMCW radar-antenna sensor is established. Meanwhile, the dynamic extraction algorithm for signal amplitude and phase based on Hilbert variation is developed. The antenna sensor's resonant frequency can be obtained from the lowest instantaneous amplitude and the instantaneous phase fluctuation of the low-frequency signal collected by the reading platform. Combined with the proposed cross-polarized antenna sensor based on U-shaped resonator, the feasibility of the sensing system based on FMCW radar-antenna sensor to monitor the dynamic crack width is verified through simulation and a series of wireless interrogation experiments. The experimental results show that the reader can read the crack width monitored by the antenna sensor within 100 ms, and the error is limited to less than 1%.

(3) To improve the compactness of the cross-polarized antenna sensor, facilitating its installation on structural surfaces, and enhance the radar cross section of the antenna sensor, increasing the reading distance, a depolarizing antenna sensor based on L-shaped resonator is developed. The sensor eliminates the need for integrating two linearly polarized UWB antennas. Instead, the sensor employs the resonance of the sensor's radiation element to scatter narrowband signals that are orthogonal to the polarization direction of the interrogation signal. The monitored crack width information is encoded in the peak of the scattered signal spectrum. Based on the polarization conversion mechanism of electromagnetic metasurfaces, the generation

mechanism of sensor's depolarizing signal is explored. The principle of sensing crack width and wireless interrogation mechanism of depolarizing antenna sensor are explored through theoretical analysis and simulation. Furthermore, a series of wireless interrogation experiments are conducted to verify the feasibility and advantages of the depolarizing antenna sensor installed on the metal surface. The experimental results show that the sensor can achieve a wireless reading distance of 15 cm and a sensitivity of 26.2 MHz/mm.

(4) To improve the compact structure of the antenna sensor and combine with the dynamic reader based on FMCW radar to realize the dynamic interrogation of the monitoring information, an antenna sensor based on the square ring absorbing metasurfaces is developed. The sensor eliminates the need to convert the polarization direction of the scattered signal to avoid the self-interference, but employs its own absorption characteristic to modulate the amplitude of the metal reflected signal, encoding the monitored crack width information in the notch of the reflected signal spectrum. The reflected signal resembles the scattered signal of the cross-polarized antenna sensor, both of which are broadband signals and can be read by the dynamic reader based on FMCW radar. Based on the absorbing mechanism of electromagnetic metasurfaces, the mechanism of sensor is explored. The mechanism of antenna sensor based on absorbing metasurfaces to avoid the interference of environmental reflection signal and the principle of sensing crack width are investigated. Furthermore, the sensor is installed on the metal surface and a series of wireless interrogation experiments were carried out to verify its feasibility for monitoring the crack width of the metal surface. The influence of varying the number of sensor's unit arrays on the wireless reading distance is explored. The experimental results show that the sensor can achieve a wireless reading distance of 40 cm and a sensitivity of 54 MHz/mm.

**Key Words:** structural health monitoring, antenna sensor, passive and wireless, FMCW radar, Radio Frequency Identification

第1章 绪论1
1.1 引言1
1.2 研究现状2
1.2.1 无线传感器研究现状和射频识别技术的发展3
1.2.2 基于单片式天线的传感器4
1.2.3 基于无应力组合式天线的传感器7
1.2.4 信号自干扰问题及抗干扰措施9
1.2.5 天线传感器的无线问询方案11
1.3 本文研究目的及意义13
1.4 研究基础14
1.5 本文主要研究内容17
第2章 天线传感器的传感原理和动态问询机制 19
2.1 电磁场基本理论19
2.1.1 麦克斯韦方程组19
2.1.2 天线的电磁特征参数20
2.1.3 天线的分析理论21
2.2 天线传感器的工作原理25
2.2.1 基于反向散射模式的天线传感器25
2.2.2 基于重新传输模式的天线传感器26
2.3 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统
2.3.1 调频连续波雷达基本框架及其测距原理
2.3.2 调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制31
2.3.3 调频连续波雷达-天线传感器的噪声分析31
2.3.4 调频连续波雷达-天线传感器的读取距离分析32
2.4本章小结
第3章 抗信号自干扰的交叉极化天线传感器34
3.1 引言
3.2 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的传感原理35
3.2.1 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的设计35
3.2.2 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的理论分析38
3.2.3 交叉极化读取技术抗信号自干扰的机制分析40
3.3 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的仿真模拟41
3.3.1 CST 中感知单元的仿真模拟 41
3.3.2 HFSS 中宽带天线的仿真模拟 46

3.4 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的无线问询实验	48
3.4.1 传感器安装在木材表面的无线问询实验	49
3.4.2 传感器安装在金属表面的无线问询实验	52
3.5 结果讨论	54
3.6 本章小结	55
第4章 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制	57
4.1 引言	57
4.2 调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制	57
4.2.1 调频连续波雷达-天线传感器的信号传播分析	57
4.2.2 基于 Hilbert 变换的传感器谐振频率提取算法	61
4.3 调频连续波雷达-天线传感器的仿真模拟	62
4.3.1 ADS 中动态传感系统信号传播过程的模拟	63
4.3.2 MATLAB 中对传感器谐振频率的提取	64
4.4 调频连续波雷达-天线传感器的无线问询实验	66
4.4.1 调频连续波雷达-天线传感器的动态无线问询实验	66
4.4.2 信号强度分析	69
4.4.3 基于调频连续波雷达的动态阅读器与 VNA 实验测试结果对比.	71
4.5 本章小结	72
第5章 提高雷达散射截面积的去极化天线传感器	73
5.1 引言	73
5.2 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感原理	74
5.2.1 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的设计	74
5.2.2 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感理论	77
5.2.3 传感器去极化信号的产生机制分析	79
5.3 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的仿真模拟	80
5.4 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的无线问询实验	85
5.5 本章小结	88
第6章 对金属反射信号幅度调制的吸波超表面天线传感器 8	39
6.1 引言	89
6.2 基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感原理	90
6.2.1 基于方形环的吸波超表面天线传感器的设计	90
6.2.2 基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感理论	93
6.2.3 传感器吸波机制分析	95
6.3 基于方形环的吸波超表面天线传感器的仿真模拟	98
6.4 基于方形环的吸波超表面天线传感器的无线问询实验1	01
6.4.1 传感器安装在金属表面的无线问询实验1	01
6.4.2 传感器信号强度分析1	05
6.5 本章小节10	06

第7章 结论与展望	108
7.1 结论	108
7.2 进一步工作的方向	109
参考文献	111
致谢	120
个人简历、在读期间发表的学术成果	121

## 第1章 绪论

#### 1.1 引言

在土木工程结构的服役年限内,由于受到持续性地荷载作用或者极端环境影响,如地震、强风和洪水等,结构不可避免地会产生变形和开裂,这些损伤都会降低结构的性能,影响其正常使用甚至造成灾难性的事故<sup>[1,2]</sup>。因此,对结构的状态进行长期的实时的健康监测具有重要意义<sup>[3-5]</sup>。在结构健康监测(SHM, Structural Health Monitoring)系统中,通常通过在结构的各个关键节点部署大量传感器来监测和评估结构的整体性能<sup>[6]</sup>,如光纤传感器<sup>[7]</sup>、电阻式传感器<sup>[8]</sup>、压电式传感器<sup>[9]</sup>等。然而,当前主流的传感器都需要通过电缆来供电保证其正常工作及传输监测信息。电缆的铺设增加了监测系统的成本和复杂性,不利于大规模的传感器部署和后期维护,同时电缆在灾害来临时存在断连的可能性,引起监测系统的失效。

为了避免电缆的使用,通过在传统的传感器节点中集成供电模块和无线通讯 模块,可以实现对传感器监测信息的无线读取<sup>100</sup>。这些无线传感器往往是基于 WI-FI, Zigbee, Bluetooth 等通讯协议来与阅读终端进行信息的无线交换,其仍然 需要电源供应来保证正常工作<sup>[11]</sup>。然而,无线通讯模块对电池的依赖带来了传感 器成本的增加、尺寸和重量的增大、寿命的限制、工作温度范围的限制以及维护 费用的增加。

近年来,射频识别技术(RFID, Radio Frequency Identification),一种新兴起的无源无线识别技术,为实现结构状态的无源无线监测提供了一种可行的并具有巨大应用前景的方案<sup>[12-14]</sup>。一个典型的射频识别系统包括一个阅读器和一个标签<sup>[15]</sup>。阅读器负责向标签发射问询信号并接收来自标签的编码信号,而标签则是捕获来自阅读器的问询信号并向外辐射携带其身份编码信息的信号。射频识别系统利用非视距(NLoS, Non-Line-of-Sight)射频(RF, Radio-Frequency)信号来激活和读取标签,具有成本效益高、全天候读取和便携的优点<sup>[16,17]</sup>。随着技术的发展,射频识别技术已经从识别应用扩展到传感应用<sup>[18]</sup>。RFID 传感器可以分为无芯片RFID 传感器和带芯片 RFID 传感器两大类。带芯片 RFID 传感器使用集成电路芯片进行传感,而无芯片 RFID 传感器依靠辐射元件的电磁(EM, electromagnetism)散射响应进行传感<sup>[19]</sup>。在实际应用中,无芯片 RFID 传感器比有芯片 RFID 传感器更具成本效益,且使用寿命更长,更适合结构健康监测的应用<sup>[20]</sup>。

天线传感器是无芯片 RFID 传感器中最具有代表性的一类,其采用天线自身 作为传感单元和无线通信单元,具有结构简单、安装便利和低成本的优势<sup>[21]</sup>。当 天线传感器安装在结构中时,结构的变形会引起传感器尺寸的变化,而传感器所 部署环境的温度和湿度的变化则会影响传感器基板的介电常数<sup>[22]</sup>。这些变化都会 引起传感器散射信号的电磁特性发生。通过建立信号电磁特性与监测信息的关联 模型,可以实现对结构状态的实时监测。然而,当前大多数天线传感器是基于单 片式天线,其依靠天线本身尺寸的变化来感知变形,这使得天线在大变形情况下 存在断裂和破坏的风险,影响了监测性能和使用寿命,同时也会存在剪力滞后效 应、应变传递效率低以及天线-结构粘结脱落的问题。

此外,天线传感器的无线问询也面临着一些挑战。当传感器安装在结构上时, 阅读器接收到的信号主要由传感器的散射信号和结构的反射信号两部分组成。结 构反射信号的强度往往远大于传感器的散射信号强度,导致有用信号被无用信号 淹没,降低了传感器的无线读取距离,这被称之为信号的"自干扰"<sup>[21,23]</sup>。另一 方面,天线传感器目前通常采用矢量网络分析仪(VNA, Vector Network Analyzer) 或 RFID 阅读器进行测量。这两种问询方法都需要调节问询信号的频率遍历扫频 频段,存在阅读时间长和带宽有限的缺陷,只能应用于准静态检测。然而,土木 工程结构在地震或者强风的作用下会发生振动,为了解结构的真实振动状态,给 结构的安全性能评估提供更多的监测信息,需要对结构的形变进行动态实时监测, 如动应变、动位移、振动加速度等。调频连续波(FMCW, Frequency Modulated Continuous Wave)雷达由于问询信号周期短和频段带宽广的优势,可以用来实现 对天线传感器的动态问询,进而得到结构的动态信息<sup>[24]</sup>。然而,当前采用调频连 续波雷达来问询天线传感器的研究处于起步阶段,为准确得到天线传感器的监测 信息,传感器内部需要集成调制电路来避免信号的自干扰,仍无法避免电源的供 应,这限制了其在实际工程的应用<sup>[25]</sup>。

本研究针对天线传感器无线问询过程中面临的自干扰难题,提出了交叉极 化技术、去极化技术和吸波超表面技术三种不同的无源解决方案,提高了天线传 感器的无线问询距离,同时将调频连续波雷达系统与无源无线天线传感器共同组 成结构形变动态传感系统,研究调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制, 提出了一种基于 Hilbert 变换的天线传感器谐振频率提取算法,实现对结构形变 的动态感知。接下来将对天线传感器在结构健康监测领域的研究现状和存在的挑 战进行介绍。

#### 1.2 研究现状

传感器是结构健康监测中的关键一环,其负责监测结构状态和环境信息并将 相关数据传输至终端平台。为实现结构多部位的灵活监测、降低传感器系统的安 装和维护成本以及提高传感系统的可靠性,无线传感器是未来结构健康监测必然 趋势<sup>[26-28]</sup>。因此,首先对无线传感器进行简要介绍并对无源无线射频识别技术的 发展进行概述。天线传感器作为射频识别技术发展至射频识别传感技术的重要标 志,其结构形式从基于单片式天线逐步扩展至基于无应力组合式天线,由于具有 结构简单、成本低廉和易于安装的优势已经得到了广泛发展,下文也将对天线传 感器的研究现状进行介绍。然而,天线传感器在无线问询过程中面临着不小的挑 战,如信号的自干扰、天线传感器的无线问询频率低,这些都限制了天线传感器 的实际应用,因此也将对天线传感器面临的挑战进行介绍。

#### 1.2.1 无线传感器研究现状和射频识别技术的发展

为克服传统有线传感器需要铺设电缆来提供所需能量和传输数据的缺陷,各 种类型的无线传感器被提出来并应用到结构健康监测<sup>[26,29-34]</sup>。无线传感器主要由 四部分组成:供电模块、无线通信模块、数据处理模块和感知模块<sup>[26]</sup>。供电模块 给整个传感器节点提供能量来保证正常工作,感知模块中集成各种类型的传感器 来监测相关物理参量,数据处理模块则是保存、处理和接收来自感知模块的监测 数据,无线通信模块则是与基站进行无线信息交换。Mascarenas 等人在阻抗传感 器内集成了一个芯片负责记录监测数据以及一个无线模块负责将监测数据输出 给基站<sup>[35]</sup>。Lawal 等人提出了一种无线应变和加速度传感器,其内部集成了感知 单元和 Xnode 无线平台<sup>[36]</sup>。Komarizadehasl 等人提出了一种基于 Arduino 技术的 低成本三轴加速度计<sup>[37]</sup>,传感器内部集成有一个基于 Linux 的微型计算机可以将 监测数据上传至互联网。

尽管无线传感器在结构健康监测领域展现了出色的性能,但是其结构复杂, 也仍然避免不了对电源的依赖。传感器电源的定期更换和维护需要花费大量的时 间、人力和金钱成本,不利于大规模的传感器部署场景,且电池会限制传感器的 工作温度范围。因此,无源无线传感系统受到了越来越多的关注,以期待实现对 结构不依赖电池的、连续的和实时的结构健康监测。幸运的是,射频识别(RFID) 技术为无源无线传感提供了一个新的思路。射频识别技术是一种利用电磁波在阅 读器和标签之间无线交换信息的非接触式识别技术,其组成原理如图1.1所示<sup>[38]</sup>。 阅读器向无源标签发射问询信号,标签捕获来自阅读器的问询信号并散射携带标 签信息的电磁波,随后该散射信号被阅读器所接收进而识别标签的身份。被动式 RFID 标签具有无源、无线和低成本的优势,适合广泛部署<sup>[39]</sup>。



图 1.1 射频识别系统的组成示意图[38]

随着技术的发展,射频识别已经从识别应用扩展到传感应用,为结构健康监测提供了一个很有前景的无源无线传感方案<sup>[40]</sup>。与 RFID 标签类似, RFID 传感器主要分为无芯片传感器和带芯片传感器两大类<sup>[41,42]</sup>。带芯片传感器通过使用集成电路芯片对信号幅度和相位调制来实现传感,而无芯片传感器依靠辐射元件的电磁散射响应进行传感。当带芯片传感器接收的问询信号功率超过芯片阈值功率时,芯片会激活并改变天线的阻抗匹配状态,实现对信号的幅度和相位调制<sup>[43]</sup>。

无芯片传感器根据监测数据的编码方式可以分为基于时域编码的传感器和 基于频域编码的传感器,前者基于时域反射原理,后者则是基于谐振器的散射原 理<sup>[44,45]</sup>。声表面波传感器是一种典型的基于时域编码的传感器,其利用压电效应 将射频信号转化为声表面波并在基板表面传播<sup>[46-48]</sup>。而声表面波在基板的传播速 度受到温度<sup>[49]</sup>、压力<sup>[50]</sup>、应变<sup>[51]</sup>等物理参量的影响,因此可以从回波信号的传播 延迟时间来提取相应的监测物理量。然而,声表面波传感器面临着尺寸较大、结 构相对复杂以及非平面结构的缺陷<sup>[19,41]</sup>。基于频域编码的传感器则是利用了谐振 器的谐振频率随其尺寸变形和基板介电常数变化而变化的特点<sup>[52-54]</sup>。当传感器捕 获问询信号时,自身吸收能量发生谐振,将监测信息编码在频谱中,随后向自由 空间反向散射该编码信号<sup>[12]</sup>。

在实际应用中,无芯片传感器比带芯片传感器更具成本效益,使用寿命更长, 更适合在土木工程结构中大规模的部署<sup>[55]</sup>。而在无芯片传感器中,天线传感器相 对其他类型的传感器具有结构简单、厚度薄、整体平整性强以及易与结构表面贴 合的优势,因此得到了更多的关注。

#### 1.2.2 基于单片式天线的传感器

天线传感器是将天线自身同时作为感知单元和通信单元来实现对物理量的 无源无线监测,其基本原理在于天线在接收到来自阅读器的问询信号时会吸收部 分信号进而自身发生谐振,随后向外散射信号,该散射信号的电磁特性参数,如 谐振频率、相位、信号功率、带宽等,都与天线本身的尺寸参数以及基板的介电 常数有关<sup>[21,56-59]</sup>。因此,当天线本身的尺寸与结构的形变、基板的介电常数与环 境的温度和湿度建立联系,通过测定天线散射信号的电磁特性参数即可实现对结 构形变、环境温湿度的监测<sup>[60-65]</sup>。图 1.2 展示了部分具有代表性的天线传感器, 包括圆形贴片天线传感器<sup>[22,66]</sup>、矩形贴片天线传感器<sup>[67,68]</sup>、偶极子天线传感器<sup>[69]</sup> 等。



圆形贴片天线

矩形贴片天线

偶极子天线

图 1.2 各种类型的天线传感器

天线传感器最早的应用可以追溯到 1995 年,Gagnadre 等人提出了基于圆形 贴片天线的传感器并将其应用于材料的含水率检测,其基本原理是材料的含水率 变化会改变圆形贴片天线的有效介电常数,进而改变圆形贴片天线的谐振频率<sup>[70]</sup>。 随后,Mohammad 等人提出了一种基于矩形贴片天线的裂缝传感器,当传感器基 板下方的接地平面出现横向裂缝时,基板上表面的矩形贴片天线的表面竖向电流 路径会发生扰动,造成矩形贴片天线的电长度增加,进而降低其谐振频率<sup>[67, 71]</sup>。 基于相同的原理,Lopato 等人利用圆形贴片天线来感知应变<sup>[66]</sup>。此外,Tchafa 等 人研究了矩形贴片天线传感器的偏心馈电方式<sup>[72]</sup>,偏心馈电可以激发矩形贴片天 线的双模谐振,实现对温度与应变的同时感知。Yi 等人提出了一种基于矩形贴片 天线的传感器,用来检测水泥净浆凝结时间和水分含量<sup>[73]</sup>。当矩形天线嵌入在水 泥时,水泥含水率增加会引起矩形天线周围水泥的介电常数会减小,从而改变矩 形天线的回波损耗、带宽和谐振频率。

近年来,天线传感器得到了越来越多的关注,也随之发展出更多的结构形式, 呈现出更丰富的应用场景<sup>[74-83]</sup>。Requena 等人提出了一种基于环形谐振器的温度 传感器<sup>[84]</sup>,如图 1.3 所示。当环境温度改变时,环形谐振器的尺寸由于金属的热 膨胀效应会发生变化,同时基板的介电常数也会发生改变,进而引起传感器的谐 振频率偏移。进一步,Requena 等人提出了一种基于两个环形谐振器的天线传感 器<sup>[85]</sup>,可实现温度和湿度的同步检测。温度会同时改变环形谐振器的尺寸和基板 的介电常数,而湿度仅改变基板的介电常数,因此可以从传感器的两个不同谐振 频率解耦得到温度和湿度。



图 1.3 基于环形谐振器的传感器[84,85]

Wan 等人对天线传感器的多维物理参数感知能力进行了研究,提出了一系列 集成应变、湿度感知以及身份编码为一体的传感器<sup>[86-88]</sup>,如图 1.4 所示。这类传 感器的内部都集成有多个不同尺寸和形状的谐振器,负责监测不同物理量和编码, 而且通过尺寸参数优化将各个谐振器的工作频段分隔开,避免了频段之间的串扰。



图 1.4 可实现多维物理参数感知的传感器[86-88]

Jang 等人提出了一种基于偶极子天线的应变传感器,应变会改变偶极子天线的阻抗匹配和长度,进而改变其散射信号的强度<sup>[89]</sup>。Vena 等人提出了一种基于两个正交放置的分裂环谐振器的应变传感器<sup>[90]</sup>,传感器内部的两个分裂环分别负责感知不同方向的应变,实现对双向应变的监测。Javed 等人提出了一个裂缝和温度同步感知的天线传感器,该传感器内集成了圆形贴片、U 形谐振器和 L 形谐振器<sup>[91]</sup>。

然而,当前大多数的天线传感器都是基于单片式贴片天线来实现传感功能, 在监测结构变形时面临一些粘接的不利影响,如应变传递比不足和粘结强度不足 <sup>[92]</sup>。此外,基于单片式贴片天线的传感器利用自身辐射贴片的尺寸变化来检测变 形,在经历长期大变形时存在贴片天线发生断裂失效的风险,进而影响贴片天线 的信号辐射能力、监测性能和使用寿命。

#### 1.2.3 基于无应力组合式天线的传感器

为了避免基于单片式贴片天线的传感器应用在结构形变监测时的缺陷,基于 无应力组合式天线的传感器得到了许多学者的关注。基于无应力组合式天线的传 感器由辐射贴片和可移动附加贴片组成,通过适当的安装方式将附加贴片与结构 形变建立联系,结构形变会带动附加贴片相对辐射贴片发生移动,改变附加贴片 和辐射贴片之间的电磁场耦合情况,进而引起传感器散射信号的电磁特性改变。 无应力的设计可以避免辐射贴片自身受力,提高天线传感器的使用寿命。此外, 附加贴片的引入使得传感器的最大量程可根据实际场景自由调节,无需考虑辐射 贴片在大变形下的断裂风险。

Caizzone 等人提出了一种基于互耦偶极子天线的裂缝传感器,如图 1.5 所示 <sup>[93]</sup>。传感器的两个偶极子天线分别粘贴在裂缝的两侧,当裂缝扩展时,两个偶极 子之间的距离增加进而改变两者的耦合情况,引起天线的散射场相位变化。







图 1.6 基于可移动圆形贴片天线的裂缝传感器[94]

Zhang 等人提出了一种基于可移动圆形贴片天线的裂缝传感器,如图 1.6 所示<sup>[94]</sup>。圆形贴片天线可以在金属地平面上方移动,而金属地平面不同位置处的裂缝深度不一样,随着地平面裂缝深度的增加,圆形贴片天线的有效电长度增加, 从而导致谐振频率降低。

Jha 等人设计了一种用于检测旋转和接近的角度传感器,如图 1.7 所示<sup>[95]</sup>。 该传感器利用在共面波导背面互补开裂环谐振器的相对旋转和垂直运动来改变 传感器的谐振频率。



图 1.7 基于互补开裂环谐振器的角度传感器[95]

Xue 等人也对基于无应力组合式天线的传感器进行大量的研究并将其应用 到了裂缝宽度监测<sup>[96,97]</sup>、位移监测<sup>[98]</sup>、螺栓松动监测<sup>[99,100]</sup>、加速度监测<sup>[101]</sup>以及 温度监测<sup>[102]</sup>。该类型传感器根据附加贴片与辐射贴片之间的内在联系可以分为 短接式和耦合式,如图 1.8 所示<sup>[96,97]</sup>。在短接式天线传感器中,其附加贴片与辐 射贴片是短路连接的,电流在两者之间流通,形变会带动附加贴片在辐射贴片上 方移动,改变其有效电长度,进而谐振频率发生偏移。在耦合式天线传感器中, 其附加贴片与辐射贴片之间存在耦合电容,形变会改变两者之间的正对面积,改 变其耦合电容有效值,进而改变传感器的谐振频率。进一步,Li等人研究了选用 高介电常数的基板 Rogers RO3010 对短接式矩形贴片天线传感器性能的影响,实 现了传感器的小型化和高灵敏度<sup>[103]</sup>。



图 1.8 短接式和耦合式的无应力组合天线传感器[96,97]

当前,基于无应力组合式天线的传感器的研究仍处于起步阶段,该类传感器

往往是在实验室通过同轴线与矢量网络分析仪连接来进行可行性分析,且通常只 采用单一电磁特征参数来表征监测变量,这在无线问询中易受到环境噪声等干扰, 影响测量的准确性,其监测数据的传感方式和无线问询方案仍需进一步的研究。

#### 1.2.4 信号自干扰问题及抗干扰措施

尽管天线传感器在结构健康监测领域展现出了极大的潜力,但是其在无线问 询中仍然面临着一些难题,比如信号的自干扰、环境的噪声等都会影响传感器的 无线读取距离和精度<sup>[104]</sup>。在天线传感器的问询过程中,由阅读器向传感器发射 问询信号时,天线传感器会接收并吸收与其谐振频率一致的电磁波,当天线传感 器的终端未接匹配负载时,该部分信号将由天线传感器重新向外反向散射,这被 称之为天线模式的反向散射信号<sup>[105,106]</sup>。同时,传感器部署的环境以及传感器自 身也会反射问询信号,且反射信号的频谱与问询信号保持一致,这被称之为结构 模式的反射信号<sup>[107]</sup>。通常,由于传感器部署环境的尺寸远大于传感器自身的尺 寸,因此结构模式的反射信号的能量强度是天线模式的反向散射信号强度的好几 个数量级,这使得阅读器从接收信号中提取天线模式的反向散射信号极为困难, 这种现象被称之为"信号的自干扰"<sup>[21]</sup>。此外,由于自由空间中存在有 WI-FI、 蓝牙等信号,当这些信号频段与传感器的工作频段重叠时,也会对传感器的问询 产生一定干扰<sup>[108]</sup>。

最常见的避免信号自干扰的方法是背景减除法,该方法需要阅读器对传感器 未安装时的状态和传感器已安装时的状态分别进行两次问询<sup>[109-114]</sup>,前者作为校 准测量,只包含有环境反射信号,后者则是正常测量,包含有环境反射信号和传 感器的反向散射信号。在数据后处理阶段,将两次测量信号相减可以得到传感器 的反向散射信号。然而,当传感器的部署环境发生变化时,校准测量需要重新进 行,极为不便,同时也只适用于静态环境的测量<sup>[105]</sup>。

除此之外,对传感器的反向散射信号进行调制也可以避免环境反射信号<sup>[115-117]</sup>。Deshmukh 等人通过在天线传感器的终端与匹配负载之间加入一个开关来实现对天线传感器反向散射信号的幅度调制<sup>[118]</sup>,如图 1.9 所示。



图 1.9 天线传感器的阻抗调制原理示意图[118]

阻抗开关的打开和闭合两种状态下天线传感器反向散射信号会存在 180 度 的相位差,而环境反射信号是保持一致的,因此将在开关两种状态下阅读器的接 收信号相减可以抵消掉环境反射信号。

Cho 等人提出了一种倍频技术来隔离环境反射信号和天线传感器的反向散射信号<sup>[119]</sup>,倍频技术需要在传感器的接收天线和发射天线之间集成一个肖特基二极管,如图 1.10 所示。由于二极管的非线性响应,其可以放大所接收到的问询信号谐波分量的强度,随后通过发射天线向外辐射<sup>[120]</sup>。而环境反射的信号与问询信号的频率保持一致,因而在阅读器的接收信号中可以在频域上分离出环境的反射信号和传感器的反向散射信号<sup>[121,122]</sup>。



图 1.10 天线传感器的倍频技术原理示意图[119]

然而,幅度调制和倍频技术都需要在传感器内部集成电子器件,这不仅增加 了传感器结构的复杂度,也限制了传感器的工作温度。为了克服这些缺陷,时间 门问询技术无需集成电子器件,其通过合理的设计将传感器反向散射信号与环境 反射信号在时域上分离<sup>[123]</sup>。Yao 等人研究了矩形贴片天线作为感知单元来感知 温度变化,同时矩形贴片天线通过一段延迟线与超宽带天线连接,超宽带天线负 责接收和发射信号<sup>[124]</sup>,如图 1.11 所示。



图 1.11 基于时间门问询技术的天线传感器[124]

当超宽带天线接收到问询信号时,信号会通过延迟线流向矩形贴片天线随后 再返回超宽带天线并向外散射。而传感器周围的环境一旦接收到问询信号会立即 反射,因此传感器的反向散射信号相对环境反射信号存在时间延迟,在阅读器的 接收信号中可以从时域上分离出二者。

另一种更为有效的手段则是交叉极化读取技术<sup>[125-130]</sup>,其利用了电磁波自身 的固有特性,无需其他电子元器件的辅助。电磁波的磁场振动平面和电场振动平 面总是保持着正交的状态,且电场的振动平面被定义为电磁波的极化方向,而极 化方向保持正交的电磁波在传播过程是互不干扰的。基于电磁波的极化特性, Chen 等人在传感器设计中集成了两个线极化的超宽带天线分别负责接受问询信 号和重传编码信号<sup>[87]</sup>,如图 1.12 所示,环境反射信号与问询信号的极化方向都 为竖直极化,而传感器散射信号则是水平极化,与此同时,阅读器的接收天线仅 能接收到水平极化的电磁波,在这种设计下可以避免竖直极化的环境反射信号干 扰。



图 1.12 基于交叉极化技术的天线传感器[124]

目前,对基于单片式天线的传感器抗干扰措施的研究已经较为完善,但是对 基于无应力组合式天线的传感器的抗干扰研究仍处于起步阶段,对接收信号的噪 声组成仍没有明确,也没有相应的解决措施,仍需进一步研究。

#### 1.2.5 天线传感器的无线问询方案

除了信号干扰,当前天线传感器的无线问询手段也较为单一,通常是通过矢量网络分析仪或者 RFID 阅读器进行问询。矢量网络分析仪由于价格昂贵、尺寸过大,往往是用在实验室对天线传感器作可行性测试,其测试方案可分为有线测试和无线测试两类。在有线测试中,矢量网络分析仪通过同轴线与天线传感器的馈电口相连<sup>[131]</sup>,矢量网络分析仪负责提供激励信号并接收来自天线传感器的响应信号,根据响应信号和激励信号的比值可以得到天线传感器的性能参数。在无

线测试中,矢量网络分析仪通过同轴线与超宽带天线相连,超宽带天线负责将矢量网络分析仪的问询信号由电流信号转换电磁波并发射给天线传感器,同时接收来自天线传感器的散射信号并转换为电流信号,随后传送至矢量网络分析仪<sup>[132]</sup>。

然而,多数矢量网络分析仪的最大输出功率是0dBm,由于电磁波在自由空间的传播存在路径损耗,这极大的限制了天线传感器的无线问询距离。此外,矢量网络分析仪的数据采集刷新率低于5Hz,只能用于准静态的读取天线传感器,缺乏对动态信息的监测能力<sup>[24]</sup>。RFID 阅读器的测试机制与矢量网络分析仪的无线测试方案类似,也面临着动态监测难以实现的难题。此外,天线传感器还需要集成芯片来配合 RFID 阅读器的读取,增加了传感器的成本。

为了实现对天线传感器的实时问询,Yao等人提出了一种基于调频连续波雷达的阅读器<sup>[25,133]</sup>,实现了对基于矩形贴片天线的应变传感器的动态应变问询,如图 1.13 所示。所提出的阅读器可以发射线性扫频的问询信号,该信号的频率随时间呈线性变化,天线传感器内集成了匹配振荡电路来实现其散射信号的幅度调制,阅读器的数据处理平台可以从接收信号中解调得到天线传感器的谐振频率,该方案在实验室中实现了对天线传感器 320Hz 的问询频率。但是天线传感器内部的匹配振荡电路需要电源的持续供应来保证正常工作,并没有实现无源无线监测。



图 1.13 基于调频连续波雷达的阅读器[25]

进一步,Yi 等人基于调频连续波雷达和天线传感器建立首个无源无线的加速度传感系统<sup>[101]</sup>,如图1.14 所示。加速度传感器由矩形贴片天线和其上方的耦合悬臂贴片组成,结构振动会带动悬臂贴片在矩形贴片上方振动,改变两者之间的耦合电容,进而改变谐振频率。基于调频连续波雷达的阅读器则是可以接收到回波信号进而从回波信号的包络中提取出传感器的谐振频率,实现对振动的监测。

第1章 绪论



图 1.14 基于调频连续波雷达的阅读器[101]

目前,基于调频连续波雷达的阅读器可以实现对天线传感器谐振频率的动态 问询,进而监测结构动态应变和振动加速度,展示出了极大的应用潜景。但是, 当前问询的天线传感器需要通过在内部集成匹配振荡电路来实现反向散射信号 的幅度调制,其仍然需要电池的供应;同时基于调频连续波雷达的阅读器是通过 示波器采集回波信号的包络来进行相应的数据后处理,示波器的引入增加了阅读 器的成本和占地面积,不便于实际应用,且对阅读系统的噪声没有系统、完整的 分析及研究相对应的抗干扰机制,这些都需要在未来的研究中进一步拓展。

#### 1.3 本文研究目的及意义

基于天线的传感器为土木工程结构的无源无线监测提供了新思路,其将天线 同时作为感知单元和通信单元,天线通过捕获来自阅读器的问询信号来维持其正 常工作状态,避免了电源的使用,更适合于大规模传感器的部署场景。但是当前 天线传感器在形变监测时往往直接将天线本身粘贴于结构表面来保证两者协同 变形,这会不可避免地存在天线与结构表面粘结强度不足、应变传递比低的问题, 同时天线自身在大变形和循环荷载作用下可能发生断裂破坏,影响其监测性能和 通信性能。此外,天线传感器在无线问询过程中面临着信号的自干扰,这限制了 传感器的无线读取距离,且天线传感器在通过矢量网络分析仪问询时存在问询频 率低的特征,这使得天线传感器只能实现对结构状态的准静态监测。

为了避免天线传感器在无线问询中面临的信号自干扰问题,提高天线传感器 的读取距离,本文研究了天线传感器交叉极化读取技术,提出了两种天线传感器 散射信号与问询信号极化交叉的方案,并且研究了基于吸波超表面的天线传感器, 其通过将监测信息调制在金属反射信号幅度中来避免反射信号干扰。同时,为了 提高天线传感器的实际应用性能,扩大天线传感器的应用场景,使得天线传感器 能够监测结构状态的动态信息,本文将调频连续波雷达(FMCW, Frequency Modulated Continuous Wave)系统与天线传感器共同组成结构形变的动态监测系 统,研究天线传感器的动态无线问询机制,研究天线传感器散射信号的无源调制 方案,提出天线传感器多维电磁参数(幅度和相位)的动态提取算法,以实现对 结构形变的动态感知。基于调频连续波雷达-天线传感器的动态监测系统为结构 健康监测提供了一个具有潜力的新方案,有望在未来给大规模、高密度、低成本 及长久性的结构安全监测与智能评估提供技术支撑,具有重要的现实意义。

#### 1.4 研究基础

对于基于无应力组合式贴片天线的传感器,本课题组已经进行了部分研究并 将其应用到实际工程结构监测中。同时,本课题组也对基于调频连续波雷达的阅 读器进行了初步研究并提出了两种无源无线的加速度传感器。具体内容包括:

Xue 和 Xu 等人提出了基于组合式微带线馈电的天线传感器,如图 1.15 所示 <sup>[92]</sup>。该传感器的馈电微带线由下微带线和可移动的附加微带线组合,两者之间由 于重合距离的存在而形成电容,且电容与重合距离有关。在实际应用时,传感器 主体固定在裂缝一端,而可移动附加微带线与裂缝另一端相连,裂缝的扩展会带 动可移动附加微带线相对下微带线移动,改变两者之间的重合距离,进而改变微 带线之间的电容,引起传感器谐振频率的偏移。传感器利用两个组件的相对移动 来避免了矩形贴片受力的问题。



图 1.15 基于组合式微带线馈电的天线传感器[92]

Xue 和 Guan 等人提出了一种基于电容馈电的倒 F 形天线传感器,其可以实现对结构位移的监测,如图 1.16 所示<sup>[134]</sup>。该传感器由一个通孔接地的 L 形谐振器和可移动的上覆矩形贴片组成,L 形谐振器固定在结构的表面,而矩形贴片则位于 L 形谐振器上表面且通过连接件与另一个构件相连。结构的位移会带动矩

形贴片在 L 形谐振器上表面移动,改变传感器的有效电长度,进而引起传感器谐振频率的偏移。进一步,Xue 和 Li 等人提出了一种基于组合式矩形贴片的螺栓松动传感器<sup>[135]</sup>。该传感器由辐射矩形贴片天线和附加子贴片组成,在实际应用时,螺栓的螺杆中心需要打孔,附加子贴片通过连接棒与螺杆孔洞相连。当螺栓松动时,螺杆长度会发生改变,带动子贴片在矩形贴片上方移动,引起两者之间的重叠长度变化,进而改变传感器的谐振频率。



图 1.16 基于电容馈电的倒 F 形天线传感器<sup>[134]</sup>

此外,为了解决天线传感器在无线读取过程中问询频率低、只适用于准静态 监测的缺点,以及弥补国内外无源无线加速度传感器这一研究方向的空白,Xue 和 Yi 等人提出了首个无源无线加速度传感系统,其由基于悬臂梁的天线加速度 传感器和基于调频连续波雷达的动态问询平台组成,如图 1.17 所示<sup>[101]</sup>。悬臂贴 片的振动会改变悬臂贴片和辐射贴片之间的耦合情况,进而改变传感器的谐振频 率,而基于调频连续波雷达的动态问询平台可以从回波信号每个周期的包络中提 取得到传感器的谐振频率。该传感系统在实验室中实现了 500 Hz 的问询频率, 加速度监测的平均误差在 4.5 %以内。



图 1.17 基于调频连续波雷达-天线传感器的加速度传感系统[101]

进一步,为克服悬臂梁在长期振动后的疲劳损伤、材料退化的问题,Xue和 Wu等人提出了一种基于质量块的天线加速度传感器,如图 1.18 所示<sup>[24]</sup>。该传感 器由辐射贴片、位于质量块下方的短接贴片和弹簧组成,在振动发生时,由惯性 力引起的质量块发生来回振动,从而改变短接贴片和辐射贴片之间的相位位置, 引起传感器的谐振频率偏移,该频率变化可以由基于调频连续波雷达的动态问询 平台监测得到。



图 1.18 基于质量块的天线加速度传感器[24]

本项目组前期的工作集中在对基于无应力组合式天线传感器的形式和应用 场景匹配的研究,也对基于调频连续波雷达-天线传感器的加速度传感系统进行 了初步的实验验证,给后续天线传感器的动态问询机制、抗干扰措施研究打下了 基础。本文确定的雷达-天线传感系统的动态感知机制及问询增距研究的技术路 线为:

(1)首先,基于电磁波传播理论建立天线传感器部署在实际结构中无线问 询时的信道模型,探究交叉极化读取技术抗信号自干扰的工作机制,设计可用于 具有强电磁反射能力金属表面裂缝宽度感知的交叉极化天线传感器,同时研究传 感器散射信号中多维电磁特征参数传感方案,以提高天线传感器无线读取的精确 度。

(2)然后,研究调频连续波雷达-天线传感器的信号传播过程并建立信号传播全过程模型,探究调频连续波雷达接收信号降频方案,降低阅读器的成本,使其更适合实际应用;开发基于 Hilbert 变换的信号幅度和相位提取算法以实现从低频信号中动态提取天线传感器的谐振频率。

(3)进一步,探究交叉极化天线传感器结构紧凑方案,基于电磁超表面的极化转换机理提出了去极化天线传感器,其无需集成宽带天线来接收问询信号和散射编码信号,降低了天线传感器结构的复杂度,且天线传感器散射信号强度随着阵列单元数目的增加而增大,可以进一步提高读取距离;探究天线传感器去极化信号散射机制,实现在缩小传感器尺寸的同时提高无线读取距离。

(4)最后,探究天线传感器远距离动态读取方案和传感器低成本方案,基于电磁超表面的吸波机理提出了吸波超表面天线传感器,其利用传感器的电磁谐振来吸收特定频率信号且不影响其余频段信号的正常反射,将监测信息调制在金属反射信号的幅度中,同时探究传感器单元阵列数目对回波信号中幅度调制能力

和读取距离的影响。

#### 1.5 本文主要研究内容

根据本文研究目标及项目组的前期研究基础,本文以无源无线天线传感器为研究对象,针对天线传感器在无线问询中面临的环境反射信号干扰难题以及只能应用于准静态监测的缺陷,通过在阅读端和传感端的双重设计,来实现对天线传感器的动态问询和远距离读取,进而实现对结构状态的动态无线监测,如图1.19所示。



图 1.19 本文主要研究内容框架

本文的主要研究内容及章节安排如下:

第一章为绪论部分,介绍了天线传感器的研究现状和现阶段面临的难题,提出了基于调频连续波雷达-天线传感器的动态监测系统,并介绍了本文对天线传 感器问询增距的研究方案。

第二章为天线传感器工作原理和动态问询机制的介绍,基于麦克斯韦方程组 和电磁学的基本理论,对天线传感器的传感机理、调频连续波雷达-天线传感器 的动态传感系统的工作机制、传感系统的噪声组成及读取距离进行了分析。

第三章为基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的设计、理论分析、仿真 模拟和无线实验。首先设计了基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器,研究散 射信号中多维电磁特征参数编码方案,并建立了天线传感器在无线问询中信道模 型,分析了交叉极化读取抗信号自干扰的工作机制,最后通过传感器安装在木材 与金属表面的一系列无线问询实验来验证传感器的可行性。 第四章为基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统研究,研究接收 信号的降频方案,通过建立信号传播全过程模型来明确天线传感器在调频连续波 雷达接收信号和混频后的低频信号中的编码机制,开发了于 Hilbert 变换的信号 幅度和相位提取算法以实现从低频信号中提取天线传感器的谐振频率,并结合第 三章所提出的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器,通过一系列仿真和实验 来验证基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的可行性。

第五章为基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的设计、理论分析、仿真模拟 和无线实验。在第三章所提出的交叉极化读取技术基础上,通过避免掉宽带天线 的使用来提高传感器结构的紧凑程度,并基于吸波超表面的极化转换原理分析了 L 形谐振器去极化信号的产生机制,基于有效电长度理论建立了传感器谐振频率 与裂缝宽度的理论公式,建立了数值模型并探究了传感器散射信号强度与阵列单 元数目之间的关系,最后通过传感器安装在金属表面的一系列无线问询实验来验 证传感器的实际性能。

第六章为基于方形环的吸波超表面天线传感器的设计、理论分析、仿真模拟 和无线实验,其无需调控散射信号的极化方向也可以避免环境反射信号的干扰, 将监测信息调制在金属反射信号的幅度中,且得益于回波信号的宽带特征可以与 调频连续波雷达结合来实现动态监测。同时基于吸波超表面的吸波原理分析了传 感器的吸波机制,基于有效电长度理论建立了传感器谐振频率与裂缝宽度的理论 公式,将传感器安装在金属表面进行了一系列无线问询实验来探究传感器的实际 性能及其单元阵列数目对回波信号强度和幅度调制能力的影响。

第七章为结论与展望,对本文的主要研究成果进行了归纳总结,并展望了未 来的研究方向。

## 第2章 天线传感器的传感原理和动态问询机制

基于天线传感器的结构健康监测系统是将无源无线的天线传感器部署在结构表面来进行形变和环境温湿度等物理量的监测,同时利用阅读器来无线读取天 线传感器的监测信息。为了确保监测系统的可靠性和稳定性,实现对天线传感器 所监测信息的动态读取,对天线传感器的工作原理和基于调频连续波雷达问询平 台的动态问询机制进行研究是必要的。

在 2.1 节中,对电磁场的基本理论进行了简要的介绍,并对天线的电磁特征 参数和几种常见的分析理论进行了叙述。

在 2.2 节中,分别对基于反向散射模式和重新传输模式的天线传感器的工作 机制进行了介绍。

在 2.3 节中,对传统调频连续波雷达的工作原理进行了介绍,进一步研究了 调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制,建立了整个传感系统的电磁波传 播模型,并对传感系统的噪声和读取距离进行了分析。

#### 2.1 电磁场基本理论

天线的本质是一种变换器,其可以将自由空间的电磁波与表面的电流信号互 相转换,往往被用来发射和接收电磁波。因此,首先基于麦克斯韦方程组对电磁 波的特性和传播行为进行简要的介绍,随后介绍天线的电磁特征参数以及常见的 几种分析理论。

#### 2.1.1 麦克斯韦方程组

麦克斯韦方程组是一组描述电场、磁场、电荷及电流之间内在联系的偏微分 方程,其由四个方程组成,表达如下<sup>[136,137]</sup>:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \tag{2.1}$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \tag{2.2}$$

$$\nabla \times D = \rho \tag{2.3}$$

$$\nabla \cdot B = 0 \tag{2.4}$$

其中,公式2.1 表示的是法拉第电磁感应定律, E 是电场强度, B 是磁感应强度,

*t* 是时间,该方程描述了随时间变化的磁场可以产生感应的电场;公式 2.2 表示的是安培定律,*H* 是磁场强度,*J* 是电流密度,*D* 是电通密度,该方程描述了位移电流和传导电流可以产生磁场;公式 2.3 表示的是高斯定律,ρ 是电荷密度,该方程描述了穿过任意封闭曲面的电通量只和该封闭曲面内的电荷密度有关;公式 2.4 表示的是高斯磁定律,其描述了穿过任意封闭曲面的磁通量为 0。

麦克斯韦方程组给电磁学的求解提供了理论基础,但是要求解出空间中任一 点的电场和磁场,还需要引入介质的本构关系,其表达式如下:

$$D = \varepsilon E \tag{2.5}$$

$$B = \mu H \tag{2.6}$$

其中, $\mu$ 和  $\varepsilon$ 分别是介质的磁导率和介电常数。

除了可以用于求解任一点的电磁场,麦克斯韦方程组还可以用来推导在真空 中的电场和磁场的传播方程:

$$\nabla^2 E = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \tag{2.7}$$

$$\nabla^2 B = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} \tag{2.8}$$

其中, μ0和 ε0分别是真空中的磁导率和介电常数。

#### 2.1.2 天线的电磁特征参数

基于麦克斯韦方程组,可以发现电与磁之间可以相互转换。天线则是转换的 载体,当天线表面的电流发生变化时,其会向外辐射电磁场;当天线周围的电磁 场发生变化时,天线表面也会随之产生感应电流。天线的收发性能受到多种参数 的影响,且将天线作为传感器时也可以采用多个电磁特征参数来表征监测物理量, 以下选取了几个具有代表性的参数来进行介绍<sup>[138,139]</sup>。

天线的谐振频率是天线能以最大功率辐射或者接收电磁波信号的频率,在谐 振频率处天线的信号传输能力最强,通常可以用天线回波损耗曲线最低点所对应 的频率来表示。天线的谐振频率是固有电磁特征,其与天线自身的尺寸、介质基 板的介电常数和环境温湿度有关,因此在传感应用时可以用谐振频率来表征尺寸、 介电常数和环境温湿度等物理量。

天线的回波损耗是当天线通过同轴线有线馈电时,反射信号功率与入射信号 功率的比值,其往往由比值取对数来表示,以分贝(dB)为单位,是负数。回波 损耗是衡量天线与终端阻抗匹配程度的指标,绝对值大表示天线的匹配程度好, 天线能更高效率的传输信号。

天线的阻抗是在天线的馈电点处所呈现的阻抗值,其与天线的尺寸、结构、

频率周围的环境都有关。在无线电应用中,天线的馈线往往是采用 50 Ω 的标准 阻抗,因此天线在设计过程中会尽量将阻抗优化到 50 Ω 以实现匹配。

天线的带宽是天线能有效辐射或者接收信号的频率范围,通常是回波损耗小于-10 dB的频率区间。带宽可以分为绝对带宽、相对带宽和倍频带宽。绝对带宽 由满足回波损耗要求的最高频率和最低频率之差,相对带宽是绝对带宽与中心频 率的比值,倍频带宽是满足回波损耗要求的最高频率和最低频率的比值。当天线 的相对带宽位于 1%至 25%,该天线可以被认定为宽带天线;当天线的相对带宽 大于 25%,该天线可以被认定为超宽带天线。

天线的极化是天线能辐射或者接收的电磁波的极化方向。电磁波的电场和磁 场总是保持垂直状态,其极化方向定义为电磁波电场的振荡平面。当天线的极化 方向与其所接收的电磁波极化方向相同时,天线所接受到的电磁波能量最大,这 种状态称之为极化匹配。一般地,天线的极化可以分为线极化、圆极化和椭圆极 化,传感系统中收发天线的极化匹配才能实现信号的最大效率传输。

天线的方向图是描述天线在球坐标系下辐射特性的函数,按照所描述的电磁 参数,可以分为:场强方向图、功率方向图和相位方向图。天线的方向性系数则 定义为远区辐射场内某一点的辐射功率与平均辐射功率的比值,其可以用来表征 天线在某个特定方向辐射信号的能力。天线的增益被定义为在相同输入功率情况 下,该天线在最大辐射强度方向的功率密度与理想辐射单元在该方向所辐射的功 率密度之比,其可以用来表征天线将输入功率转化为电磁波并向特定方向辐射的 能力。

显然,天线的电磁特征参数往往会随着天线自身的尺寸、介质基板的介电常数和环境温湿度的变化而变化。在实际传感应用中,通过选择特定或者多个电磁特征参数能表征监测物理量,可以提高监测的效率和准确度。

#### 2.1.3 天线的分析理论

尽管麦克斯韦方程组可以求解出空间任一点的电磁场,但是其并不能直观计 算得到天线的谐振频率等信息。为此,有几种分析方法被提出来简化和分析天线 的谐振频率,如谐振腔模型、传输线模型、有限元分析法等。接下来以最常见的 矩形贴片天线为研究对象,分别采用谐振腔模型和传输线模型对其进行分析<sup>[56]</sup>。

传输线模型的基本假设是:矩形贴片天线可以等效为一条长度为L,宽度为 W,厚度为h的微带传输线,且沿长度方向的两端被假设为空气缝隙。其示意图 如图 2.1 所示。



图 2.1 矩形贴片天线的传输线模型示意图[140]

当矩形贴片天线受到馈电激励时,矩形贴片与基板下方的地平面之间会产生 电磁场,且通过贴片两端的缝隙向外辐射。由于空气和基板的介电常数不一样, 且电磁波部分在空气中传输,另一部分在介质板中都传播,边缘处辐射的电场线 会存在弯曲现象,这种现象被称之为"边缘效应"。因此,考虑到介质分布的不 均匀,需要对基板的介电常数进行修正,其有效介电常数的经验公式为:

$$\varepsilon_{e} = \frac{\varepsilon_{r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2} [1 + 12\frac{h}{w}]^{-1/2}$$
(2.9)

同时,由于空气间隙的存在,矩形贴片的有限电长度是矩形贴片的长度 *L* 和 空气间隙的长度 *ΔL* 之和,可以表示为:

$$L_e = L + 2 \times \Delta L = L + 2 \times 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3)(W / h + 0.264)}{(\varepsilon_e - 0.258)(W / h + 0.8)}$$
(2.10)

而对于矩形贴片等效的微带传输线,其有效电长度为所辐射电磁波的半波长。因此,矩形贴片天线的谐振频率可以表示为:

$$f = \frac{c}{2L_e\sqrt{\varepsilon_e}} \tag{2.11}$$

其中, c 是真空中的光速。显然,改变矩形贴片的长度或者改变基板的介电常数都会引起其谐振频率的偏移,这对结构形变和环境状态的监测提供了一个新思路。

谐振腔模型的基本假设是:矩形贴片天线可以等效为一个腔体模型,上下两 面是理想电壁,仅存在法向电场分量,四周侧面则是理想磁壁,仅存在法向磁场 分量,中间填充有介电材料(基板),如图 2.2 所示。由于矩形贴片天线具有低剖 面的特点,即其厚度远小于所辐射电磁波的波长,因此可以忽略贴片四周电磁场 边缘效应的影响,假设介质内部仅存在垂直分布的电场且沿厚度方向保持不变, 同时没有磁场分布。

引入矢量 Az 来表示谐振腔内部的电磁场分布, Az 需要满足均匀波动方程:

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0 \tag{2.12}$$

$$k^2 = \mu \omega^2 \varepsilon \tag{2.13}$$

其中, $\mu$ 是介质内的磁导率, $\omega$ 是角频率, $\varepsilon$ 是介质内的介电常数。



图 2.2 矩形贴片天线的腔体模型示意图

采用分离变量法,将矢量 A2转化成一般形式:

 $A_{z} = [A_{1}\cos(k_{x}x) + B_{1}\sin(k_{x}x)] \cdot [A_{2}\cos(k_{y}y) + B_{2}\sin(k_{y}y)] \cdot [A_{3}\cos(k_{z}z) + B_{3}\sin(k_{z}z)] \quad (2.14)$ 

其中,  $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z$ 分别是 x, y, z 方向的波数,  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $A_3$ ,  $B_3$ 是相应的系数。进一步,可将谐振腔内的电场分量和磁场分量表示为:

$$E_x = -j \frac{1}{\mu \omega \varepsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial z \partial x}$$
(2.15)

$$E_{y} = -j \frac{1}{\mu \omega \varepsilon} \frac{\partial^{2} A_{z}}{\partial z \partial y}$$
(2.16)

$$E_z = -j\frac{1}{\mu\omega\varepsilon}(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2})A_z$$
(2.17)

$$H_x = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \tag{2.18}$$

$$H_{y} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_{z}}{\partial x}$$
(2.19)

$$H_{z} = 0$$
 (2.20)

以上电磁场的各方向分量需要满足如下边界条件:

$$E_{y}(0 \le x \le L, 0 \le y \le W, z = 0) = E_{y}(0 \le x \le L, 0 \le y \le W, z = h) = 0$$
(2.21)

$$H_x(0 \le x \le L, y = 0, 0 \le z \le h) = H_x(0 \le x \le L, y = W, 0 \le z \le h) = 0$$
(2.22)

$$H_{y}(x=0, 0 \le y \le W, 0 \le z \le h) = H_{y}(x=0, 0 \le y \le W, 0 \le z \le h) = 0$$
(2.23)

将边界条件 2.21-2.23 代入公式 2.25-2.20, 可以得到:

$$B_1 = B_2 = B_3 = 0 \tag{2.24}$$

$$k_x = \frac{m\pi}{L}, m = 0, 1, 2, \cdots$$
 (2.25)

$$k_y = \frac{n\pi}{W}, n = 0, 1, 2, \cdots$$
 (2.26)

$$k_z = \frac{p\pi}{h}, p = 0, 1, 2, \cdots$$
 (2.27)

其中, *m*, *n*, *p* 分别是电磁场分量在不同方向上的半周期数; *k*<sub>x</sub>, *k*<sub>y</sub>, *k*<sub>z</sub> 表示波数, 且满足以下方程:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2 = \omega^2 \mu \varepsilon$$
(2.28)

腔体的谐振频率可以表示为:

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$
(2.29)

而电磁波速度的表达式如下:

$$c = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\omega\varepsilon}}$$
(2.30)

因此,腔体的谐振频率可以简化为:

$$f_{nnp} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2}$$
(2.31)

其中, *ε*, 是介质内的介电常数。图 2.3 和图 2。4 分别展示了长度和宽度方向一阶 谐振模式下矩形贴片天线的电场示意图。



图 2.3 长度方向一阶谐振模式下矩形贴片天线的电场示意图



图 2.4 宽度方向一阶谐振模式下矩形贴片天线的电场示意图

对于矩形贴天天线, 其厚度往往远小于宽度和长度, 因此在高度方向的谐振极其

轻微,可以忽略不计。其谐振频率可以进一步简化为:

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2}$$
(2.32)

根据公式 2.32, 矩形贴片天线长度方向一阶谐振频率可以表示为:

$$f_{10} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2.33)

矩形贴片天线宽度方向一阶谐振频率可以表示为:

$$f_{01} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{W}\right)^2} = \frac{c}{2W\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2.34)

#### 2.2 天线传感器的工作原理

当天线传感器接受到问询信号时,自身会发生谐振并产生表面电流,随后向 外辐射携带监测信息的电磁波。根据信号辐射方式的不同,天线传感器可以分为 两类:基于反向散射模式和基于重新传输模式。接下来对这两种模式分别进行介 绍。

#### 2.2.1 基于反向散射模式的天线传感器

基于反向散射模式的天线传感器结构相对简单,其通常由辐射贴片、介质基 板和地平面组成,利用辐射贴片自身来感知监测物理量和向外散射信号。当进行 有线测试时,传感器辐射贴片的边缘需要外接一根馈电线作为信号的输入端口, 传感器接受到馈电激励会产生一个辐射的电磁场,如图 2.5 所示。传感器所辐射 的电磁场会携带传感器的电磁特征参数,可以在该辐射场远场区域增设一个接收 天线来获取其电磁特征参数。在实际应用中,往往采用矢量网络分析仪通过同轴 线连接传感器的馈电线,由矢量网络分析仪向天线馈电,同时接收天线反射回来 的信号,进而获得天线传感器的网络参数。

当进行无线问询时,传感器无需集成馈电线,辐射贴片可以接收来自阅读器的宽带问询信号,随后吸收特定频率的信号发生自谐振,当传感器未接匹配负载时,该电流并会外散射携带监测信息的信号,且该散射信号在频谱中呈现出尖峰,阅读器可以从散射信号的频谱中提取得到传感器的谐振频率信息,如图 2.6 所示<sup>[141]</sup>。


图 2.5 矩形贴片天线有线馈电示意图



散射信号

图 2.6 基于反向散射模式的天线传感器的传感原理图

从上节的分析可知, 传感器的谐振频率与自身尺寸和基板的介电常数有关。 当传感器应用在形变监测时, 往往直接将传感器粘贴于被监测结构的表面, 使得 传感器自身的变形与结构表面的变形一致。因此, 结构的变形会引起传感器自身 尺寸的变化, 进而改变其谐振频率。显然, 结构经历拉伸变形时, 传感器沿变形 方向的尺寸增加, 传感器在该方向上的谐振频率降低; 结构经历压缩变形时, 传 感器沿变形方向的尺寸增加, 传感器在该方向上的谐振频率降低。当传感器应用 在环境温湿度监测时, 温湿度的变化会引起基板的介电常数偏移, 进而改变传感 器的谐振频率。此外, 也可以通过在基板上覆温度敏感和湿度敏感的介电材料来 实现温湿度传感, 其原理是存在有磁感线从辐射贴片出发经过上覆介电材料和自 由空间回到地平面, 上覆介电材料的变化会影响磁感线带来的电效应, 从而影响 传感器的谐振频率。因此, 通过监测传感器谐振频率的偏移, 可以实现对物理量 的监测。

#### 2.2.2 基于重新传输模式的天线传感器

基于重新传输模式的天线传感器的感知机理与基于反向散射模式的天线传

感器一致,都是将监测信息编码在回波的频谱中,二者的区别在于回波的产生机制,前者需要通过集成宽带天线来接收和发射信号,后者则是靠辐射贴片自身谐振来吸收和散射信号<sup>[142-144]</sup>。

基于重新传输模式的天线传感器往往由三部分组成:接收宽带天线、发射宽 带天线和传感元件,如图 2.7 所示。传感元件由传输信号的微带线和耦合在微带 线附近的谐振贴片组成,谐振贴片具有感知结构形变及环境变化的能力,其可以 将监测信息编码在频谱的陷波中。在理论分析中,微带线和谐振贴片都会被等效 为 *RLC* 串联电路,且由于处于同一平面二者之间会存在电容耦合和电感耦合, 其等效电路模型如图 2.8 所示。此外,传感元件两端分别连接宽带天线来负责接 收问询信号和发射编码有监测信息的信号。



图 2.7 基于重新传输模式的天线传感器的传感原理图



图 2.8 传感元件等效电路模型[145]

在无线问询中,阅读器发射宽频带的问询信号,传感器的接收宽带天线接收 来自阅读器的问询信号,发生谐振并产生表面电流,随后该电流通过微带线流向 发射宽带天线,而耦合在微带线附近的谐振贴片会吸收处于其谐振频率的电信号, 随后其余频率的电信号通过发射宽带天线转化为电磁波并向外辐射,因此传感器 的散射信号中会呈现出部分频率信号的幅度衰减现象。

在基于重新传输模式的天线传感器中,微带线起到了信号传输的作用,其由 介质基板、基板上方的导体带和地平面所组成,如图 2.9 所示。由于微带线的电 场和磁场是非均匀的分布在介质基板和空气中,其传输模式是准 TEM 模,往往 采用准静态方法对微带线进行分析<sup>[146,147]</sup>。



图 2.9 微带线示意图

在准静态分析方法中,需要引入有效介电常数的概念,当 w/h≤1 时,微带线的有效介电常数和特性阻抗可以表示为:

$$\varepsilon_{e} = \frac{\varepsilon_{r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2} \left\{ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^{2} \right\}$$

$$Z_{0} = \frac{\eta}{2\pi \sqrt{\varepsilon_{e}}} \ln(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h})$$
(2.35)

当 w/h>1 时, 微带线的有效介电常数和特性阻抗可以表示为:

$$\varepsilon_{e} = \frac{\varepsilon_{r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5}$$

$$Z_{0} = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{e}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln(\frac{w}{h} + 1.444) \right\}^{-1}$$
(2.36)

其中,w是微带线的宽度,h是介质基板的厚度。在传感器的设计中,为了实现 更远距离的读取,需要考虑微带线中信号传输的损耗和天线组件间的匹配损耗, 因此往往将微带线的阻抗优化为 50 Ω。

## 2.3 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统

上一节中介绍了两种典型信号辐射模式的天线传感器,本节将基于调频连续 波雷达问询信号的频谱特征,研究调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制, 同时分析传感系统的噪声组成,并提出相应的解决方案。

#### 2.3.1 调频连续波雷达基本框架及其测距原理

调频连续波雷达通常由信号发生器、压控振荡器、功率分配器、功率放大器、

发射天线、接收天线、低噪声放大器、混频器、滤波器和数模转换器组成,其基本框架如图 2.10 所示<sup>[148, 149]</sup>。



图 2.10 调频连续波雷达的基本框架

信号发生器和压控振荡器合成线性调频连续波,该信号的频率在单个周期内随时间呈线性变化,如图 2.11 所示。而在理想情况下,线性调频连续波的信号功率在时域上保持不变,如图 2.12 所示。



图 2.11 chirp 波的时间-频率关系图





随后,线性调频连续波经功率分配器产生两路信号,一部分由功率放大器提

高信号强度后通过发射天线向自由空间发射,另一部分则是作为本振信号与接收 信号来混频。当发射信号碰到目标物,一部分被吸收,一部分被反射,而反射信 号则会作为回波信号被调频连续波雷达的接收天线所捕获。回波信号经过低噪声 放大器后作为射频输入信号与本振信号混频,输出中频信号,中频信号经过滤波 器后由模数转换器采集转化为数字信号,用来提取目标物的速度和距离等信息。

调频连续波雷达的发射信号可以表示为:

$$S_{TX}(t) = A\cos[2\pi(f_0 t + K t^2/2) + \phi_0]$$
(2.37)

其中, fo是信号的起始频率, K 是斜率, 等于信号带宽与信号周期持续时间的比值, t 是时间, øo是信号的初始相位, A 是信号的幅度。

而经过自由空间的传播、目标物的反射,调频连续波雷达的接收信号可以表示为:

$$S_{RX}(t) = A_R \cos[2\pi (f_0(t-\tau) + K^{(t-\tau)^2}/2) + \phi(t-\tau)]$$
(2.38)

其中,  $A_R$ 是回波信号的幅度,  $\tau$ 是时间延迟, 其与电磁波传播的路径距离 2R有关,  $\tau=2R/c$ , c是光速。

将接收信号与本振信号混频,可以得到上变频信号和下变频信号,即接收信号与本振信号的频率和与频率差。中频信号往往是指接收信号与本振信号的频率 差,可以表示为:

$$S_{IF}(t) = \frac{1}{2} A A_R \cos[2\pi K \tau t + 2\pi f_0 \tau - \pi K \tau^2 + \phi_0 - \phi(t - \tau)]$$
(2.39)

其中, πKτ<sup>2</sup> 接近于 0, φ<sub>0</sub>-φ(t-τ) 没有包含目标信息。图 2.13 展示了发射信号和 接收信号的频率-时间关系。



图 2.13 调频连续波雷达的发射信号和接收信号的频率-时间图

显然,中频信号的频率会存在一个恒定值,可以表示为:

$$f_{IF} = K\tau = K\frac{2R}{c} \tag{2.40}$$

因此,目标物和雷达之间的距离可以得到:

$$R = \frac{f_{IF}c}{2K} \tag{2.41}$$

#### 2.3.2 调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制

当调频连续波雷达用来问询天线传感器时,其问询信号是一个宽带线性扫频 信号,通过调制可以覆盖天线传感器的工作频段,同时问询信号在各频率点的功 率近似相等。假设天线传感器外接匹配负载,当天线传感器接受到问询信号时, 天线传感器会捕获电磁波信号并将其转化为表面电流随后由匹配负载耗散掉,残 余信号则会反射并被雷达接收天线所接收<sup>[101]</sup>。此外,问询信号在自由空间的传 播不可避免地会存在路径损耗和衰减。当不考虑环境噪声等干扰因素时,整个传 感系统的功率关系可以表示为:

$$P_{TX} = P_l + P_s + P_r \tag{2.42}$$

其中, *P*<sub>TX</sub> 是调频连续波雷达发射的问询信号功率, *P*<sub>l</sub> 是信号传播过程的路径损耗和衰减功率, *P*<sub>s</sub> 是天线传感器所吸收的信号功率, *P*<sub>r</sub> 是调频连续波雷达接收的回波信号功率。

而天线传感器对与其谐振频率相匹配的电磁波吸收功率最大,假设各频段信号的衰减近似一致,那么在回波信号中会在特定频率(天线传感器的谐振频率)信号处出现功率最小值。因此,在单个信号周期内,通过提取回波信号功率的最小值所对应的信号频率即可得到天线传感器的谐振频率。而调频连续波雷达问询信号的周期短至几毫米甚至几纳秒,在单个信号周期内读取一次天线传感器,近似可以实现动态实时的问询。

#### 2.3.3 调频连续波雷达-天线传感器的噪声分析

在基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统中,由于应用场景的复杂性,噪声干扰是不可避免的。接收信号中的干扰信号源由三部分组成:1. 调频连续波雷达的发射天线与接收天线之间存在耦合效应,接收天线会接收到从发射天线泄漏的耦合信号;2.传感器的安装环境会同步反射问询信号,如混凝土、金属和人,且回波信号中的环境反射信号占比往往较大,严重影响传感器信号的提取;3.来自同一频段相邻无线电设备的射频干扰信号,如WI-FI信号<sup>[150,151]</sup>。因此,接收机接收到的总信号可表示为:

$$S_{receiver} = S_{sensor} + S_{coupling} + S_{reflected} + S_{radio}$$
(2.43)

其中, *S<sub>sensor</sub>* 是传感器散射信号, *S<sub>coupling</sub>* 是发射天线和接收天线间的耦合信号, 其与两个天线之间的相对距离、角度和隔离度有关, *S<sub>reflected</sub>* 是传感器周围的环境 反射信号, *S<sub>radio</sub>* 是来自其他无线电发射器的位于问询信号频带内的射频干扰信 号。

因此, 传感系统的噪声和信噪比可以分别表示为:

$$S_{NT} = S_{coupling} + S_{reflected} + S_{radio}$$
(2.44)

$$SNR = \frac{S_{sensor}}{(S_{coupling} + S_{reflected} + S_{radio})}$$
(2.45)

耦合信号和环境反射信号可以认为是自干扰信号,与发射信号具有相同的频 谱,但由于发射天线与接收天线之间的耦合、自由空间传播的延时及信号传播衰 减的影响,其相对发射信号会存在幅度衰减和时间延迟。耦合信号和环境反射信 号可以分别表示为:

$$S_{c}(t) = C_{a} \cdot A\cos[2\pi(f_{0}(t-\tau_{c})+K^{(t-\tau_{c})^{2}}/2)+\phi(t-\tau_{c})]$$
(2.46)

$$S_{reflected}(t) = \sum_{i=1}^{n} L_i A \cos[2\pi (f_0(t-\tau_i) + K^{(t-\tau_i)^2}/2) + \phi(t-\tau_i)]$$
(2.47)

其中,*C*<sub>a</sub>是阅读器收发天线之间的耦合系数,τ<sub>c</sub>是阅读器收发天线耦合效应造成的延时,*L*<sub>i</sub>是发射信号遇到第i个物体并反射回阅读器接收天线时的信号衰减幅度,τ<sub>i</sub>是发射信号遇到第i个物体并反射回阅读器接收天线时所经历的延时。

常规物体和环境的反射信号与发射信号的极化保持一致,当阅读器的收发天 线之间采用交叉极化读取时可以避免掉环境反射信号的干扰。而收发天线之间的 耦合系数与天线之间的角度、距离、方向性、极化特性等有关,通过选择合适的 天线类型及优化的距离和角度,可以最大化避免耦合效应的影响。对于其他处于 同频段的无线电干扰信号,比如 WI-FI 信号,其通过子载波传输数据,实际上是 一个单频率的连续波信号。尽管连续波信号会对接收信号的幅度和相位产生干扰, 但是当连续波信号与发射信号混频后,只会产生一个高频分量,该高频分量可以 通过低通滤波器去除,因此在分析中频信号时可以忽略周围无线电信号的干扰。 此外,可以通过设计阵列天线、采用反射器设计以及优化天线的辐射单元结构等 手段来提高接收天线的定向性,只接收来自传感器方向的电磁波,最大限度地避 免周围无线电信号的接收。

#### 2.3.4 调频连续波雷达-天线传感器的读取距离分析

当雷达用来探测目标时,假设雷达的发射天线和接收天线位于同一位置,雷达能读取到目标信息的最远距离可以用雷达方程来表示<sup>[152]</sup>:

$$R = \sqrt[4]{\frac{G_T G_R \lambda^2 P_T}{(4\pi)^3 P_{\min}} \sigma}$$
(2.48)

其中,  $G_T$  和  $G_R$  代表着雷达发射天线和接收天线的增益,  $\lambda$  是波长,  $P_T$  是雷达的发射功率,  $P_{min}$  是雷达接收机的灵敏度,  $\sigma$  是目标的雷达散射截面积(RCS, Radar Cross Section)。雷达散射截面积是一个表征目标在雷达波照射下的回波信号强度的物理量,其往往与目标的尺寸、形状、结构和材料等有关系。当雷达的接收天线和发射天线性能保持不变时,通过增加发射信号的功率、提高目标的雷达散射截面积以及提高接收机的灵敏度,可以增加雷达对目标的最远读取距离。

然而,当天线传感器部署在结构表面时,结构也会反射问询信号,雷达接收 信号中往往包含有结构反射信号和天线传感器散射信号,且结构反射信号的强度 往往远高于天线传感器散射信号。因此,只有通过利用电磁波的极化特性、时间 门等技术将天线传感器散射信号从结构反射信号中隔离出来时,才能采用式 2.48 来计算天线传感器的最远读取距离<sup>[153]</sup>。

### 2.4 本章小结

本章主要对天线传感器和调频连续波雷达的基础理论进行了介绍,并对调频 连续波雷达-天线传感器的动态问询机制进行了推导以及分析了传感系统的噪声 成分。具体包括:

(1)介绍了电磁学的基础理论麦克斯韦方程组,对天线常用的两种分析理 论进行了介绍并推导了天线的谐振频率。

(2)介绍了天线的基本电磁特征参数,对天线传感器两种信号辐射机理进行了说明,并描述了电磁特征参数与天线尺寸和周围环境的关系,为后续传感器设计提供了指导。

(3)介绍了调频连续波雷达的基本框架和测距原理,推导了调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制,为后续传感系统的实现提供了理论基础,同时分析了系统的噪声组成及相应的抗干扰措施,进一步研究了提高天线传感器读取距离的方案。

# 第3章 抗信号自干扰的交叉极化天线传感器

#### 3.1 引言

基于调频连续波雷达-天线传感器的动态监测系统的研究对象有两部分:具备感知能力的无源无线天线传感器和基于调频连续波雷达的天线传感器动态问 询平台。本章基于无应力组合式 U 形谐振器和电磁波的极化特性,设计了一种 可避免信号自干扰的天线传感器。

当前天线传感器往往采用基于单片式的辐射单元来对结构形变进行感知,其 面临着结构表面和辐射单元之间形变传递不完整、粘结强度不足等问题,且在地 震、强风等极端荷载情况下,结构会发生大变形,这给辐射单元带来断裂风险, 影响天线传感器的通信性能和使用寿命。尽管无应力组合式天线传感器可以规避 这些问题,但是当前无应力组合式天线传感器的研究主要集中在对传感器进行感 知性能的有线测试,缺乏对其无线通信性能的研究。而在传感器的无线问询中, 传感器所部署的结构和周围环境都会反射来自阅读器的问询信号,且信号强度远 大于传感器散射信号,这造成传感器散射信号淹没在了环境反射信号中,导致监 测信息的提取极为困难。此外,现有的天线传感器通常通过信号幅度这单一电磁 特征参数来计算传感器的谐振频率,进而与监测物理量建立联系,单一电磁特征 参数传感在无线问询中也容易受到环境干扰而影响传感器的精确度。因此,为了 提高天线传感器的实际应用性能和测量精确度,需要研究避免环境反射信号干扰 的措施和多维电磁特征参数传感方案。

本章提出了一种基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器,可用于具有强电磁反射能力的金属表面的裂缝宽度监测,且传感器采用信号幅度和相位这两个电磁特征参数来传感。传感器内部集成有两个线极化的超宽带天线分别接收问询信号和散射编码有裂缝宽度信息的信号,将超宽带天线的极化方向设置为正交状态来避免环境反射信号。传感器利用 U 形谐振器和其短接贴片之间的相对位移来表征裂缝宽度,避免了基于单片式辐射单元的天线传感器所存在的过度受力发生断裂等问题,且 U 形谐振器可以将裂缝宽度分别编码在信号的幅度和相位,提高了天线传感器无线问询时的精确性。

在 3.2 节中, 对基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的传感原理和安装场 景进行了介绍, 建立了传感器的有效电路模型、推导了传感器谐振频率与裂缝宽 度的理论关系, 并建立了传感系统的信道模型, 阐述了交叉极化读取技术抗信号 自干扰的机制。

34

在 3.3 节中,采用 CST 仿真软件对传感器的感知性能进行了模拟,采用 HFSS 仿真软件对宽带天线的通信性能进行了模拟,并基于仿真结果对其性能进行了讨论。

在 3.4 节和 3.5 节中,将传感器分别安装于木材和金属表面进行了一系列的 无线测试,并与仿真结果、理论结果进行了对比分析。

## 3.2 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的传感原理

#### 3.2.1 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的设计

用于金属表面裂缝宽度感知的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器概念 图如图 3.1 所示。该传感器由三部分组成:负责接收来自阅读器问询信号的接收 天线、负责感知裂缝宽度并将宽度编码在回波信号频谱中的感知元件以及负责将 编码裂缝宽度的信号重新传输给阅读器的发射天线。其中,接收天线和发射天线 都是线性极化的圆盘宽带天线,接收天线将来自阅读器的问询信号转换为电信号, 发射天线则是将编码有裂缝宽度的电信号转换为电磁波向外散射,在传感器的结 构中接收天线和发射天线的安装位置保持垂直,以保证二者的极化方向呈正交状 态,实现对传感器交叉极化的无线读取;感知元件则是包含有用于传输来自接收 天线电信号的折角微带线、耦合在微带线折角处的 U 形谐振器、位于 U 形谐振 器上方的可移动短接单元以及带有接地平面的介质基板。



图 3.1 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器概念图

可移动短接单元下表面覆有短接子贴片,当可移动短接单元在 U 形谐振器 上方移动时,短接子贴片与 U 形谐振器之间的重叠长度会发生改变。当二者存 在重叠长度时,电流可以在子贴片与 U 形谐振器之间相互流通,进而二者共同 组成一个组合谐振器发生谐振。当微带线有电信号经过时,该组合谐振器会自谐 振并吸收处于其谐振频率的信号,其行为类似于"带阻滤波器",对处于其谐振 频率的信号造成幅度衰减和相位波动<sup>[154]</sup>。

得益于交叉极化读取的优势, 传感器即使安装在具有强电磁反射特性的金属 表面也可以实现信号的无线读取, 其安装示意图如图 3.2 所示。传感器安装在结 构表面裂缝的一侧, 其短接单元通过连接杆连接到裂缝的另一侧, 且短接单元置 于 U 形谐振器上方, 使得短接单元下方的子贴片与 U 形谐振器紧密贴合、完美 短接。



(b)

图 3.2 (a)基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器安装示意图和(b)安装侧视图

在初始状态,U形谐振器的右侧边缘与子贴片的左侧边缘对齐,但不存在重叠长度。裂缝扩展会通过连接杆带动短接单元相对U形谐振器向左移动,引起U形谐振器与子贴片之间的重叠长度增加,其示意图如图 3.3 所示。相应的,由所U形谐振器与子贴片所组成的组合谐振器的电长度减小,导致组合谐振器的谐振频率增加。



图 3.3 裂纹扩展下 U 形谐振器与子贴片发生重叠的示意图

为了实现对天线传感器的无线问询,需要在矢量网络分析仪(VNA)的两个端 口上分别连接发射天线和接收天线,如图 3.4 所示。VNA 通过发射天线向传感器 发射问询信号,当传感器的接收天线接收到信号时,接收天线会吸收电磁波并谐 振产生表面电流。随后,电流通过感知元件流向传感器的发射天线,而感知元件 内部的组合谐振器(由 U 形谐振器和短接子贴片共同组成)会在电流中编码裂 缝宽度信息,即吸收处于其谐振频率的电信号。而当传感器的发射天线受到来自 感知元件的电流激励时,会谐振并向外辐射电磁波信号,该信号中包含有编码的 裂缝宽度信息。采集 VNA 读取的插入损耗和传输相位曲线,可以分别从信号幅 度的最低点和相位的波动点提取出组合谐振器的谐振频率,进而计算出裂缝宽度。



图 3.4 传感器无线问询示意图

#### 3.2.2 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的理论分析

为了直观地揭示传感器的传感原理,建立了传感器的等效电路模型,如图 3.5 所示。



图 3.5 传感器的等效电路模型

当接收到问询信号时, 传感器的接收天线会将射频信号转化为电信号并向微 带线传输, 因此可以将其等效为一个信号激励源和荷载的串联。而发射天线则是 负责将电信号转化为射频信号并向散射, 可以等效为一个荷载来吸收耗散掉所有 的电信号。感知元件内的折角微带线和组合谐振器可以分别等效为一个串联的 *RLC*电路, 同时由于微带线中波的传播处于准 TEM 模式, 且组合谐振器耦合在 微带线转角处, 因此微带线与组合谐振器之间存在磁壁和电壁, 在两者之间引入 电感耦合 *L<sub>m</sub>*和电容耦合 *C<sub>m</sub>*。

根据等效电路模型,组合谐振器的谐振频率可表示为:

$$f_{\rm c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_c}} \tag{3.1}$$

其中, *L*<sub>c</sub> 是组合谐振器的等效电感, *C*<sub>c</sub> 是组合谐振器的等效电容, *R*<sub>c</sub> 是组合谐振器的等效电阻。组合谐振器的等效电路参数可以由以下公式计算:

$$C_c = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0^2 - \omega_c^2)}$$
(3.2)

$$L_c = \frac{\omega_c}{4\pi^2 f_0^2 C_c} \tag{3.3}$$

$$R = \frac{2Z_0}{\sqrt{\frac{1}{\left(S_{11}(\omega_0)\right)^2} - \left(2Z_0(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L_C})\right)^2 - 1}}$$
(3.4)

其中, $\omega_0$ 是组合谐振器的角频率, $\omega_c$ 是组合谐振器的 3-dB 截止角频率, $Z_0$ 是微带线的特征阻抗。

除了公式 3.1 外,可以利用谐振器的等效电长度来更为简便地计算其谐振频率:

$$f_c = \frac{c}{2L_e} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$
(3.5)

其中, *c* 是真空中的光速, *c*, 是介质基板的相对介电常数, *L*, 是组合谐振器的等效电长度。而等效电长度可以近似等效于谐振器的物理长度,因此通过改变组合谐振器的物理长度可以改变其谐振频率。



传感元件的重要尺寸如图 3.6 所示。

图 3.6 传感元件的尺寸图

W和 L 是介质基板的宽度和长度,  $W_1$  是折角微带线竖直方向的长度,  $L_1$  是 折角微带线水平方向的长度, g 是微带线和 U 形谐振器之间的间隔距离,  $L_2$  是 U 形谐振器水平方向的长度,  $W_2$  是 U 形谐振器竖直方向的长度, s 是 U 形谐振器 的宽度,  $L_3$  是短接子贴片水平方向的长度,  $\Delta L$  是 U 形谐振器和短接子贴片之间 的重叠长度。

组合谐振器的等效电长度可以近似表示为:

$$L_{a} = 2 \cdot L_{2} + W_{2} + 2 \cdot L_{3} - 2 \cdot \Delta L \tag{3.6}$$

显然,当传感器固定安装在结构表面时,裂缝的扩展会通过连接杆带动可移动短接单元沿着 U 形谐振器水平臂长方向移动,改变 U 形谐振器与短接子贴片之间的重叠长度,从而影响组合谐振器的谐振频率。

当短接单元相对于 U 形谐振器的移动很小,即组合谐振器的有效电长度 Le 的变化足够小时,其谐振频率的偏移量与有效电长度的变化量近似呈线性关系,如下式所示:

$$\Delta f_c = -\frac{c}{2L_e^2} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \Delta L \tag{3.7}$$

### 3.2.3 交叉极化读取技术抗信号自干扰的机制分析

为了揭示交叉极化读取技术抗信号自干扰的工作机制,建立了基于无源无线 天线传感器在无线问询时的信道模型,如图 3.7 所示。传感系统由阅读器、天线 传感器和传感器部署环境的物体组成。此外,由于阅读器的发射天线和接收天线 之间的距离很接近,不可避免地会存在耦合效应<sup>[155]</sup>。



图 3.7 基于交叉极化读取技术传感系统的信道模型

显然,阅读器接收到的信号由天线传感器的响应、周围物体的响应和耦合效 应三部分组成,可以表示为:

 $M = T \cdot C \cdot R + T \cdot S \cdot R + T \cdot O \cdot R = I + T \cdot S \cdot R + T \cdot O \cdot R$  (3.8) 其中, *M* 是阅读器的接收信号, *T* 是发射路径, *R* 是接收路径, *C* 是阅读器发射 天线和接收天线之间的耦合效应, *S* 是天线传感器的响应, *O* 是传感器周围物体 的响应。由于耦合效应始终存在,与传感器和其他物体无关,因此可以用常数矩阵 *I* 来表示。

考虑到电磁波的极化特性,式 3.8 中的每个块可以表示为 2×2 的散射矩阵。 在散射矩阵中,对角线上的两项表示共极化传递函数,另外两项表示交叉极化传 递函数。式 3.8 可以表示为:

$$\begin{bmatrix} M_{\nu\nu} & M_{\nu h} \\ M_{h\nu} & M_{hh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\nu\nu} & I_{\nu h} \\ I_{h\nu} & I_{hh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{\nu\nu} & T_{\nu h} \\ T_{h\nu} & T_{hh} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{\nu\nu} & S_{\nu h} \\ S_{h\nu} & S_{hh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} O_{\nu\nu} & O_{\nu h} \\ O_{h\nu} & O_{hh} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_{\nu\nu} & R_{\nu h} \\ R_{h\nu} & R_{hh} \end{bmatrix}$$
(3.9)

在采用交叉极化读取技术的传感系统中,阅读器的发射天线和接收天线之间 往往存在高度隔离,这意味着 *T<sub>vh</sub>*, *T<sub>hv</sub>*, *R<sub>vh</sub>*, 和 *R<sub>vh</sub>* 足够小,可以忽略不计。此外, 常规物体不具备反射交叉极化信号的能力,其反射信号的极化方向往往与问询信 号保持一致,这意味着 *O<sub>vh</sub>* 和 *O<sub>hv</sub>* 也很低,可以忽略不计。因此,阅读器接收到 的共极化信号可以表示为:

$$M_{vv} \approx I_{vv} + T_{vv} \cdot (S_{vv} + O_{vv}) \cdot R_{vv}$$
(3.10)

显然,提高问询信号的强度会同时提高阅读器接收信号中的传感器响应强度 和周围物体响应强度。因此,在接收信号中,传感器响应的占比并没有发生变化, 且物体响应强度往往远大于传感器响应强度,这意味着有用的传感器信号仍然被 隐藏在无用的环境物体反射信号中,造成传感器信号的读取困难。

阅读器接收到的交叉极化信号可以表示为:

$$M_{\nu h} \approx I_{\nu h} + T_{\nu \nu} \cdot S_{\nu h} \cdot R_{hh}$$
(3.11)

与共极化信号相比,交叉极化信号的表达式中缺少了物体响应这一项的干扰。 通过增加问询信号的强度可以显著提高传感器的交叉极化响应强度,有益于有用 信号的读取,从而避免了信号自干扰。

### 3.3 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的仿真模拟

### 3.3.1 CST 中感知单元的仿真模拟

为了验证基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的裂缝宽度监测性能,在 CST Microwave Studio 电磁场仿真软件中对传感器的感知元件部分进行了仿真, 如图 3.8 所示。该模型使用两个波端口分别来问询感知单元和接收编码裂缝宽度的信号,省略了对阅读器和传感器接收天线和发射天线的仿真,在不影响感知性能验证的情况下简化了仿真过程。介质基板的材料被设置为 Rogers RO3003,微带线、基板下方的接地平面、U 形谐振器和短接子贴片均被设置为完美电导体。



图 3.8 CST 中传感器的感知单元模型

所仿真的感知单元的尺寸参数详见表 3.1。在模型中,U 形谐振器和子贴片 位于同一平面上,两者之间没有空气间隙,以确保电流的流通。为了模拟裂缝的 扩展,将U 形谐振器与子贴片之间的重叠长度设置为一个变量,变化范围为 0-2 mm,模拟的步长为 0.2 mm。整个仿真空间由图 3.7 中的立方体盒确定,其内 部充满了空气,传感器位于立方体盒的中心。传感器由波端口 1 馈电,电信号流 经折角微带线时会被耦合在其折角处的组合谐振器吸收特定频率的信号,而剩余 信号则由波端口 2 接收,通过比较波端口 2 的接收信号和波端口 1 的问询信号, 可以得到感知单元的插入损耗曲线和传输相位曲线。

参数	数值	参数	数值
W/mm	55	$L_2 / \mathrm{mm}$	13
$W_l / mm$	40.8	$L_3$ / mm	2
$W_2 / \mathrm{mm}$	14	s / mm	1.2
L / mm	55	<i>g</i> / mm	0.3
$L_l / mm$	40	$\Delta L / mm$	0~2

表 3.1 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的感知单元参数表

在初始状态时,U形谐振器的右侧边缘与子贴片的左侧边缘紧密贴合但不重叠。随后,裂缝的扩展将带动子贴片沿着U形谐振器的水平臂长方向向左移动,导致子贴片与U形谐振器的重叠长度增加。重叠长度的增加会引起组合谐振器

的有效电长度减少,进而导致组合谐振器的谐振频率增加。在模拟中,将重叠长度从 0 mm 变化为 2 mm,单次变化的步长为 0.2 mm,以模拟裂缝扩展导致的子贴片移动。图 3.9 展示了不同重叠长度下感知单元的插入损耗曲线和传输相位曲线。



图 3.9 不同重叠长度下感知单元的(a)插入损耗曲线和(b)传输相位曲线

显然,随着重叠长度的增加,插入损耗曲线的陷波位置和传输相位曲线的波动位置是向高频段偏移的。通过 3.2 节中的理论分析可知,耦合在微带线折角处的组合谐振器的工作行为类似于"带阻滤波器",对处于其谐振频率的信号造成幅度衰减和相位波动。因此,插入损耗曲线的陷波位置和传输相位曲线的波动位置所对应的频率点都代表着组合谐振器的谐振频率,分别从插入损耗曲线和传输相位曲线中提取出组合谐振器的谐振频率,建立谐振频率和重叠长度的变化曲线,

如图 3.10 所示。



图 3.10 由(a)插入损耗曲线和(b)传输相位曲线提取得到谐振频率与重叠长度的关系

由上图可知,随着裂缝的扩展,U形谐振器与子贴片逐渐重叠,进而引起组 合谐振器的谐振频率相应地增大。采用插入损耗和传输相位计算谐振频率的结果 对比如表 3.2 所示。虽然通过插入损耗曲线和传输相位曲线提取得到的谐振频率 略有差异,但在实际应用中可以定义一个特定的频率范围来表示不同状态的裂纹 宽度。两种方法计算的谐振频率与重叠长度之间存在明显的线性关系,且拟合因 子均超过 0.99。同时,这两种方法计算得到的灵敏度都约为 129 MHz/mm,表明 该传感器对裂缝宽度监测具有较高的灵敏度。

为了进一步验证感知单元的工作机理,图 3.11 展示了当裂缝宽度扩展到 1mm 时,感知单元在 2.6 GHz 问询信号下的表面电流分布。显然,电流主要集中

在U形谐振器和子贴片上。

提取依据	插入损耗最低点	相位波动初始点
起始频率 (GHz)	2.4802	2.4736
终止频率 (GHz)	2.7382	2.7322
拟合因子	0.9984	0.9984
灵敏度 (MHz/mm)	129	129.3

表 3.2 从插入损耗曲线和传输相位曲线提取谐振频率的结果对比



图 3.11 感知单元的电流分图

图 3.12 和图 3.13 分别为裂缝宽度扩展到 1mm 时,感知单元在 2.6 GHz 时的 电场分布和磁场分布。此时,电场和磁场在组合谐振器附近最强,表明组合谐振 器正在发生谐振并吸收该频率的信号,这一观察结果与前一节提出的理论分析一 致。



图 3.12 感知单元的电场分布图



图 3.13 感知单元的磁场分布图

# 3.3.2 HFSS 中宽带天线的仿真模拟

除了用来监测和编码裂缝宽度的感知元件外,基于 U 形谐振器的交叉极化 天线传感器还需要在感知元件的两端集成两个宽带天线来接收问询信号和散射 编码信号。为满足感知元件工作频带的要求,在高频电磁仿真软件 Ansys HFSS 中设计并仿真了圆盘宽带天线,圆盘宽带天线是典型的线极化天线,通过将圆盘 宽带天线的位置设置为正交状态可以实现交叉极化信号的读取。圆盘宽带天线参 数和尺寸如图 3.14 和表 3.3 所示。介质基板的材料为 FR-4,基板厚度为 1.6 mm。



图 3.14 圆盘宽带天线的 (a) 俯视图和 (b) 仰视图

参数	数值	参数	数值
$W_3$ / mm	30	$L_4$ / mm	55
$W_4$ / mm	3	$L_5 / \mathrm{mm}$	0.3
<i>W</i> <sub>5</sub> / mm	13.5	$L_6 / \mathrm{mm}$	5
$W_6$ / mm	0.7	$L_7 / \mathrm{mm}$	10
$W_7 / \mathrm{mm}$	3.6	$L_8$ / mm	16
$R_I / \mathrm{mm}$	13	<i>L</i> <sub>9</sub> / mm	0.9

表 3.3 圆盘宽带天线的参数表

在 HFSS 中模拟得到的圆盘天线回波损耗曲线和辐射方向图分别如图 3.15 和图 3.16 所示。模拟结果显示圆盘宽带天线在 1.64 GHz ~ 5.38 GHz 的频段内回 波损耗都低于-10 dB,其覆盖了感知单元的工作频段。图 3.17 显示了该天线的 模拟增益。受基板材料和贴片天线尺寸的限制,该天线在 2 GHz - 3GHz 频段的 最大增益仅为 1.30 dB。



图 3.15 圆盘宽带天线的回波损耗曲线



图 3.16 圆盘宽带天线的辐射方向图



图 3.17 圆盘宽带天线的增益-频率图

# 3.4 基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的无线问询实验

在前两节中,对基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器的感知性能进行了 理论分析和模拟验证,本节将通过一系列无线测试来验证传感器的实际工作性能。 传感器加工的实物图如图 3.18 所示,其介质基板的材料和具体尺寸参数与 3.3.1 节中的仿真模型保持一致。在无线问询实验中,传感器和矢量网络分析仪(VNA) 的收发天线都采用圆盘宽带天线,其具体尺寸参数和介质基板的基板材料与 3.3.2 节中的仿真模型也保持一致。



图 3.18 传感器实物图

圆盘宽带天线的实测回波损耗曲线如图 3.19 所示,其低于-10 dB 的带宽为 1.70-5.31 GHz,满足传感器内部感知元件的频段要求。图 3.20 展示了在传感器

未安装时, VNA 外接两个圆盘宽带天线在 2.3 GHz – 2.7 GHz 频段内测量的插入 损耗曲线, 该测量结果仅包含有环境和收发天线耦合效应的影响。显然, 在频段 内信号强度低于–35 dB, 这表明 VNA 收发天线之间的隔离度和交叉极化读取性 能很好, 且环境反射的影响可以忽略不计。



图 3.19 实测的圆盘天线回波损耗曲线



图 3.20 未安装传感器时的插入损耗曲线

# 3.4.1 传感器安装在木材表面的无线问询实验

首先,在室温下,将传感器安装在木材表面,通过 VNA 连接两个圆盘宽带 天线来对传感器进行无线问询,并由电脑采集相应的监测数据,如图 3.21 所示。 VNA 的两个端口通过同轴线与宽带天线相连,其中一个端口负责发射问询信号, 另一个端口负责接收编码信号。同时, 传感器内部的发射天线和接收天线部署为 交叉极化的状态, 以避免不必要的环境反射信号。在本次实验中, VNA 发射信 号功率被设置为 0 dBm, 所采用的宽带天线模拟增益为 1.3 dB。受到 VNA 发射 功率以及宽带天线增益和方向性的限制, 当传感器安装在木材表面时, 能实现对 监测信息准确读取的最远无线距离是 7 cm。



图 3.21 传感器安装在木材表面的实验测试图

在实验中,可移动短接单元通过透明亚克力传动杆连接到可移动平台上,螺 旋测微计可以精确控制可移动平台的位移,进而通过传动杆带动短接单元在U形 谐振器上方移动,以此来模拟裂缝的扩展,如图 3.18 所示。

在初始状态,U形谐振器的右侧边缘与子贴片的左侧边缘对齐但不存在重叠。随后,通过操纵螺旋测微计,控制可移动短接单元沿着 U 形谐振器的水平臂长 方向向左移动,引起子贴片与U形谐振器的重叠长度增加。裂缝的宽度由0mm 增加到2mm,步长为0.2mm。





图 3.22 不同裂缝宽度下的(a)插入损耗曲线和(b)传输相位曲线

图 3.22 展示了不同裂缝宽度对应的传感器的插入损耗曲线和传输相位曲线。 显然,随着裂缝宽度的增加,插入损耗曲线的最低点和传输相位曲线的波动点都 向高频段移动。从每根插入损耗曲线的幅度最低点和传输相位曲线的相位波动点 提取得到传感器的谐振频率,建立谐振频率与裂缝宽度的关系,如图 3.23 所示。

实验结果表明,裂缝宽度的扩展会改变短接子贴片与 U 形谐振器之间的相 对位置,改变组合谐振器的等效电长度,进而引起传感器谐振频率的偏移。当裂 缝扩展时,传感器谐振频率与裂缝宽度呈现近似线性关系。当裂缝宽度扩展 1 mm, 从插入损耗和传输相位中计算的谐振频率的偏移量都是 85.5 MHz。





图 3.23 由(a)插入损耗和(b)传输相位计算的谐振频率-裂缝宽度关系图

# 3.4.2 传感器安装在金属表面的无线问询实验

为了验证传感器抗信号自干扰的能力,将传感器安装在具有强电磁反射性的 金属表面进行无线问询,如图 3.24 所示。在本次实验中,VNA 发射信号功率被 设置为 0 dBm,所采用的宽带天线模拟增益为 1.3 dB。受到 VNA 发射信号功率 以及宽带天线增益和方向性的限制,当传感器安装在金属表面时,能实现对监测 信息准确读取的最远无线距离是 6 cm。



金属平面

图 3.24 传感器安装在金属表面的实验测试图

实验步骤与 3.4.2 节一致,通过操纵螺旋测微计,控制可移动短接单元沿着

U 形谐振器的水平臂长方向向左移动,引起短接子贴片与 U 形谐振器的重叠长度增加。裂缝的宽度由 0 mm 增加到 2 mm,步长为 0.2 mm。图 3.25 展示了传感器安装在金属表面时不同裂缝宽度对应的插入损耗曲线和传输相位曲线。



图 3.25 不同裂缝宽度下的(a)插入损耗曲线和(b)传输相位曲线

显然,随着裂缝宽度的增加,插入损耗曲线的最低点和传输相位曲线的波动 点都向高频段移动。从每根插入损耗曲线的幅度最低点和传输相位曲线的相位波 动点提取得到传感器的谐振频率,建立谐振频率与裂缝宽度的关系,如图 3.26 所 示。

实验结果表明,即使安装在具有高电磁反射性的金属表面,传感器的监测信息也是可以被准确读取的,其采用的交叉极化读取技术有效地避免了环境反射信号。当裂缝扩展时,读取得到的传感器谐振频率与裂缝宽度呈现近似线性关系。

当裂缝宽度扩展 1 mm,从插入损耗计算的谐振频率的偏移量是 83 MHz,从传输相位计算的谐振频率的偏移量是 81.5 MHz。



图 3.26 由(a)插入损耗和(b)传输相位计算的谐振频率-裂缝宽度关系图

# 3.5 结果讨论

表 3.4 给出了在不同裂缝宽度下传感器谐振频率的理论计算、仿真结果和 VNA 实验结果的对比。模拟和实验的拟合相关系数均大于 0.99,这展示了传感 器在裂缝宽度监测时的应用潜力。虽然从振幅和相位计算的谐振频率略有不同, 但在实际应用中可以定义一定的频率范围来表征裂缝不同的扩展状态。

	理论计算	CST 模拟		VNA 实验(安装于		VNA 实验(安装于金	
				木材表面)		属表面)	
计算基础	等效电长	幅度	相位	幅度	相位	幅度	相位
	度						
频段范围	2.411-	2.480-	2.473-	2.395-	2.388-	2.412-	2.408-
(GHz)	2.652	2.738	2.732	2.566	2.559	2.578	2.571
拟合因子	-	0.9984	0.9984	0.9999	0.9999	0.9981	0.9986
灵敏度	120.5	129	129.5	85.5	85.5	83	81.5
(MHz/mm)							

表 3.4 理论计算、仿真结果和 VNA 实验结果的对比

实验结果与模拟结果存在一定差异的主要原因是:

1.实验中U形谐振器与子贴片之间会不可避免地存在空气间隙,而在有限元 模型中则是将二者设置为同一平面,没有考虑空气间隙的存在;

2.天线传感器在制造过程中可能出现固有的尺寸误差;

3.在人为地控制子贴片移动时,可能会出现偏离预期位移方向的轻微平移或 旋转,从而影响天线传感器的电磁特性。

在实际应用中,通过事先标定和传感器封装设计可以提高对裂缝宽度监测的 稳定性。同时,提高 VNA 的发射信号功率以及选用高增益和强方向性的宽带天 线可以进一步提高无线问询的距离。

参考文献	监测场景	无线读取方式	传感变量	受力状态	灵敏度
[63]	应变	共极化	幅度	受力	32.77
					MHz/%ε
[97]	裂缝	共极化	幅度	无应力	68 MHz/mm
[102]	裂缝	共极化	幅度	无应力	43.9
					MHz/mm
[87]	应变	交叉极化	幅度	受力	1.90909
					KHz/με
[55]	裂缝	共极化	幅度	无应力	66.7
					MHz/mm
本章	裂缝	交叉极化	幅度和相位	无应力	85.5
					MHz/mm

表 3.5 相似研究传感器的性能对比

表 3.5 展示了相同类型的无源无线传感器与本章所提出传感器的性能对比。 显然,所提出的传感器的读取技术更为优秀、传感变量更多、读取更稳定、无应 力的设计也使得服役寿命更长,更适合实际应用。

### 3.6 本章小结

本章提出了一种可以用于结构裂缝宽度感知的基于 U 形谐振器的交叉极化 天线传感器,对传感器进行了理论分析、仿真模拟和无线问询实验来探究其可行 性,同时对交叉极化读取机制的信道进行建模,分析其抗信号自干扰的机制。具 体包括:

(1) 介绍了基于U形谐振器的交叉极化天线传感器的传感机理,包括传感器的设计、信号的幅度和相位编码裂缝宽度的机理、信号传输原理及传感器谐振频率与裂缝宽度的理论关系推导。

(2) 建立了传感系统的信道模型,推导了阅读器接收到的共极化和交叉极化 信号的表达式,揭示了交叉极化读取技术抗信号自干扰的机制。

(3) 在 CST 中对传感器的感知元件进行了建模和仿真模拟,探究了 U 形谐 振器和短接子贴片之间的重叠长度与传感器谐振频率的关系,进一步验证了传感 器用于裂缝宽度感知的可行性。同时,在 HFSS 中对传感器所采用的圆盘宽带天 线进行了模拟,优化其性能以满足传感器的工作频段需求。

(4) 加工了所提出的传感器,并将其分别安装于木材和金属表面进行无线问 询实验。实验结果表明,该传感器在具有强电磁反射性的金属表面也可以正常工 作,最远读取距离为6cm。此外,可以分别从信号的幅度和相位提取传感器的谐 振频率,且谐振频率与裂缝宽度具有明显的线性关系,拟合系数都超过0.99,灵 敏度为83 MHz/mm,适合作为形变传感器来表征结构裂缝宽度。

综上,本章提出的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器可以实现对金属 表面裂缝的无源无线监测,避免了环境反射信号的干扰,更适用于土木工程结构 的实际监测。同时,该传感器采用信号幅度和相位两个电磁特征参数来编码裂缝 宽度,提高了传感器无线问询的稳定性和精确度,为实现结构动态响应监测提供 了一种可靠的传感器方案。

56

# 第4章 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制

#### 4.1 引言

在第三章中,介绍了一种抗信号自干扰的天线传感器,其可以实现对金属表面裂缝宽度的无源无线监测,展示了天线传感器在实际结构中的应用潜力。但是,所提出的传感器仍然采用 VNA 连接超宽带天线来对监测信息进行无线问询, VNA 面临着问询频率低的缺陷,这使得天线传感器只能实现对结构状态的准静态监测,无法获得结构状态的动态信息。

为了扩大天线传感器的应用场景,使得天线传感器能够监测结构状态的动态 信息,如实时位移、动应变、振动加速度和实时温湿度等,本章主要研究基于调 频连续波雷达的阅读平台,探究天线传感器的动态无线问询机制,研究回波信号 降频方案,开发天线传感器信号幅度和相位的动态提取算法,以实现对天线传感 器监测信息的动态问询。与第三章所提出的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传 感器相结合,最终形成了基于调频连续波雷达-天线传感器的结构形变动态传感 系统,从而实现了对结构裂缝扩展的动态感知。

在 4.2 节中,对调频连续波雷达-天线传感器的信号传播过程进行了分析并 建立了信号传播全过程模型。同时,开发了基于 Hilbert 变换的信号幅度和相位 提取算法以实现对天线传感器谐振频率的动态问询。

在 4.3 节中,在微波仿真软件 Agilent ADS 2020 中对基于调频连续波雷达-天 线传感器的动态传感系统的信号传播全过程进行了仿真模拟并采集相应的低频 信号,进一步将采集信号导入商业数学软件 MATLAB 中采用 Hilbert 变换提取天 线传感器的谐振频率,以模拟对裂缝宽度的动态监测。

在 4.4 节中,搭建了基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统并进行了一系列实验测试,验证了该传感系统的可行性,并将测试结果与 VNA 问询结果相对比验证其准确性。

### 4.2 调频连续波雷达-天线传感器的动态问询机制

#### 4.2.1 调频连续波雷达-天线传感器的信号传播分析

基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的概念图如图 4.1 所示。 该传感系统由两部分组成:基于调频连续波雷达的动态阅读器和无源无线的天线 传感器。阅读器负责发射问询信号和接收传感器散射信号,天线传感器则是负责 将监测信息编码在信号中并将编码信号散射至阅读器。本章传感系统中所研究的 天线传感器都是上一章所提出的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器,其将 裂缝宽度同时编码在宽带的散射信号的幅度和相位中,并采用交叉极化读取技术 来避免环境反射信号的干扰。调频连续波雷达会将接收到的回波信号与本振信号 (由问询信号通过功分器传送至接收机)混频后滤除掉高频成分,仅输出低频信 号,随后低频信号将被采集并从中提取出传感器的谐振频率。



图 4.1 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的概念图

图 4.2 展示了基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的信号分析。 问询信号是一个线性调频连续波,其频率与时间呈线性关系,且各频率信号的幅 度归一化;传感器对于问询信号的响应行为类似于带阻滤波器,吸收对应于其谐 振频率的信号,并将剩余信号重新传输给阅读器;由于传感器的响应,在阅读器 接收信号的频域中会出现明显的频率陷波,同时,由于接收信号的频率与时间也 是呈线性关系的,在接收信号的时域某一时刻也会出现信号强度的最小值。此外, 由于电磁波在自由空间和传感器内部的传播,接收信号与问询信号会存在一定的 延迟时间,且接收信号与问询信号的频率带宽是一致的。通过识别接收信号在单 个信号周期内信号强度最小值的时间位置,并考虑到问询信号的频率随时间呈线 性变化的特征,可以进一步根据信号强度最小值的时间位置确定陷波对应的频率 值,即传感器所吸收信号的频率。

根据第三章的研究可知,传感器所吸收信号的频率即是传感器的谐振频率, 而谐振频率可以用来表征传感器所监测的裂缝宽度,因此在单个问询信号周期内 可以实现一次裂缝宽度的监测。通过缩短问询信号的周期至毫米甚至纳秒,可以 实现对裂缝扩展的动态监测。



图 4.2 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的信号分析

图 4.3 展示了基于调频连续波雷达阅读器的基本框架。该阅读器的输入波形为锯齿波信号,其电压在信号周期内随时间呈线性增加。随后,该锯齿波信号作为调谐电压提供给压控振荡器(VCO, Voltage Controlled Oscillator),控制 VCO 生成一个高频的线性调频连续波以覆盖传感器的工作频段。该线性调频连续波的频率会随时间呈线性增加,其时-频特性图和时域波形图如图 4.4 所示。来自 VCO 的输出信号通过功率分配器(PD, Power Divider)后,一部分信号经过功率放大器 (PA, Power Amplifier)来提高信号强度,随后由发射天线作为问询信号发射给传感器,另一部分信号则被传输至接收机的混频器,作为本振信号与阅读器的接收信号来混频。



图 4.3 基于调频连续波雷达阅读器的基本框架



图 4.4 线性调频连续波的(a)时-频特性图和(b)时域波形图

由于问询信号的频率随时间呈线性变化,传感器散射信号的频率也会随时间 呈线性变化,但在其谐振频率处的信号会存在由于感知元件引起的幅度衰减和相 位波动。因此,阅读器接收天线所接收到的回波信号频率将达到 GHz。而为了保 留原始信号的信息,采样频率需要大于信号中最高频率的两倍。显然,直接采集 回波信号的时域波形来提取传感器谐振频率是不切实际的,其需要使用昂贵的模 拟数字转换器(ADC, Analog-Digital Converter)。为了降低对采样设备的需求,将 回波信号与本振信号混频后只采集输出的低频信号,从低频信号中提取传感器的 谐振频率是一种可行的解决方案。接下来将对调频连续波雷达-天线传感器的信 号传播全过程建立传播模型来分析低频信号中具体成分。

首先,基于调频连续波雷达的动态阅读器向天线传感器发射问询信号,其表达式为:

$$S_{TX}(t) = A\cos[2\pi(f_0 t + Kt^2/2)]$$
(4.1)

其中, $f_0$ 是信号的起始频率,K是斜率,等于信号带宽与信号周期持续时间的比值,t是时间, $\phi_0$ 是信号的初始相位,A是信号的幅度。

天线传感器内部的感知元件会引起处于其谐振频率的信号幅度衰减和相位 波动,同时信号在自由空间传播过程中存在传播路径损耗。此外,所问询的天线 传感器采用交叉极化读取技术,根据第三章的分析可知,阅读器的接收天线可以 利用极化特性来滤除掉环境反射信号,只接收来自传感器的散射信号。因此,阅 读器的接收信号可以表示为:

$$S_{RX}(t) = LAA(f_{sensor})\cos[2\pi(f_0(t-\tau) + K^{(t-\tau)^2/2}) + \phi(f_{sensor})]$$
(4.2)

其中, L是由于信号在自由空间传播所引起的功率损耗, A(fsensor)是由于天线传感

器所引起的特定频率信号的功率损耗, *ф(fsensor*)是由于天线传感器所引起的特定频率信号的相位波动。

在阅读器的接收机,将接收信号与本振信号进行混频,混频后的中频信号可 表示为:

$$S_{IF}(t) = S_{TX}(t) \cdot S_{RX}(t) = A \cos[2\pi (f_0 t + K t^2/2)]$$

$$\cdot LAA(f_{sensor}) \cos[2\pi (f_0 (t - \tau) + K (t - \tau)^2/2) + \phi(f_{sensor})]$$
(4.3)

式 4.3 可以简化为:

$$S_{IF}(t) = \frac{1}{2} LA^2 A(f_{sensor}) \{ \cos(\theta_1 + \theta_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2) \}$$
(4.4)

$$\theta_1 = 2\pi (f_0 t + K t^2/2)$$
(4.5)

$$\theta_2 = 2\pi (f_0(t-\tau) + K^{(t-\tau)^2/2}) + \phi(f_{sensor})$$
(4.6)

当中频信号经过低通滤波器后,只剩下低频成分,可以表示为:

$$S_{sensor}(t) = \frac{1}{2} LA^2 A(f_{sensor}) \cos[2\pi K\tau t + 2\pi f_0 \tau - \pi K\tau^2 + \varphi(f_{sensor})]$$
(4.7)

显然,传感器对特定频率信号的幅度响应和相位响应都包含在低频信号的幅 值变化和相位变化中。在低频信号中,其瞬时幅度最低点和瞬时相位波动点所对 应的时间位置即是传感器的谐振频率在问询信号周期内的时间位置。因此,通过 提取低频信号的瞬时幅度和瞬时相位可以实现对传感器谐振频率的读取。

#### 4.2.2 基于 Hilbert 变换的传感器谐振频率提取算法

Hilbert 变换通过将信号的实部和虚部联系起来,可以从信号的时域信息推导 出信号的瞬时幅度和瞬时相位。

在时域中,信号 s(t)对应的希尔伯特变换定义为:

$$\hat{s}(t) = H[s(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \frac{1}{t-\tau} d\tau$$
 (4.8)

信号 s(t)的希尔伯特变换的傅里叶变换可以表示为:

$$F\left\{ \left( \hat{s} \right) \right\} = -j \operatorname{sgn} fF\left\{ s(t) \right\}$$
(4.9)

其中,当f > 0时, sgn f是+1;当f = 0时, sgn f是 0;当f < 0时, sgn f是-1。 显然,在频域中,希尔伯特变换为输入信号提供了±90°的相移。

对于信号 s(t),其解析信号定义为:

$$Z(t) = s(t) + iH[s(t)] = s(t) + s(t)$$
(4.10)

^

解析信号的幅度谱表示原始信号 s(t)的包络信息。因此, 信号 s(t)的包络线
(瞬时幅度)表示为:

$$|Z(t)| = \sqrt{s^2(t) + s^2(t)}$$
(4.11)

信号 s(t)的瞬时相位表示为:

$$\phi(t) = \arctan(\frac{\hat{s}(t)}{s(t)}) \tag{4.12}$$

因此,对阅读器采集的低频信号进行 90°相移,低频信号对应的解析信号 可表示为:

$$Z_{sensor}(t) = y_{sensor}(t) + iH[y_{sensor}(t)]$$

$$= \frac{1}{2}LA^{2}A(f_{sensor}) \begin{cases} \cos[2\pi K\tau t + 2\pi f_{0}\tau] \\ -\pi K\tau^{2} + \varphi(f_{sensor})] + \\ i\sin[2\pi K\tau t + 2\pi f_{0}\tau] \\ -\pi K\tau^{2} + \varphi(f_{sensor})] \end{cases}$$

$$= \frac{1}{2}LA^{2}A(f_{sensor})e^{i[2\pi K\tau t + 2\pi f_{0}\tau - \pi K\tau^{2} + \varphi(f_{sensor})]}$$
(4.13)

结合式 4.11, 低频信号的包络线表示为:

$$\begin{aligned} \left| Z_{sensor}(t) \right| &= \left| \frac{1}{2} L A^2 A(f_{sensor}) e^{i [2\pi K \tau t + 2\pi f_0 \tau - \pi K \tau^2 + \varphi(f_{sensor})]} \right| \\ &= \frac{1}{2} L A^2 A(f_{sensor}) \end{aligned}$$
(4.14)

由于 LA<sup>2</sup> 是一个恒定项,因此包络线是传感器谐振频率的函数。由于传感器的感知元件对处于其谐振频率信号造成幅度衰减,因此,包络线最低点所对应的问询信号的瞬时频率就是传感器的谐振频率。

结合式 4.12, 低频信号的瞬时相位表示为:

$$\arg[Z_{sensor}(t)] = \arg\left[\frac{1/2}{2}LA^2A(f_{sensor})e^{\pi K\tau^2 + \varphi(f_{sensor})]}\right]$$

$$= 2\pi K\tau t + 2\pi f_0\tau - \pi K\tau^2 + \varphi(f_{sensor})$$
(4.15)

由于传感器的感知元件对处于其谐振频率信号也会造成相位波动,因此,相 位波动点所对应的问询信号的瞬时频率就是传感器的谐振频率。

显然,传感器的谐振频率可以在问询信号的每个周期内通过识别低频信号的 瞬时幅度最低点和瞬时相位波动点得到。而调频连续波雷达的优点是问询信号的 周期持续时间非常短,可到毫秒级甚至纳秒级。因此,基于调频连续波雷达的阅 读器可以实现对天线传感器的近似动态无线问询。

# 4.3 调频连续波雷达-天线传感器的仿真模拟

#### 4.3.1 ADS 中动态传感系统信号传播过程的模拟

为了验证动态传感系统的可行性,在微波仿真软件 Agilent ADS 2020 对调频 连续波雷达-天线传感器的信号传播过程进行了仿真模拟并采集相应的低频信号。

图 4.5 展示了在 ADS 中动态传感系统的理想仿真模型,其由基于调频连续 波雷达的动态阅读器和基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器组成。在阅读器 中,问询信号由 7 V – 10 V 的锯齿波电压控制调谐灵敏度为 300 MHz/V 的压控 振荡器生成,所生成信号的工作频段位于 2.1 GHz – 3.0 GHz,持续时间为 500 ns。 压控振荡器后接一个 10 dB 的耦合器,一部分信号作为本振信号定向送入接收机 的混频器,其余信号则是经过功率放大器作为问询信号由发射天线传输至天线传 感器。在发射天线前端连接有一个 20 dB 增益的功率放大器来提高问询信号强 度,在接收天线后端有连接一个 20 dB 增益的低噪声放大器来提高问询信号强 度。发射天线和接收天线的增益均为 20 dB,中心频率都是 2.7 GHz,工作带宽 为 2 GHz。在接收机中,混频器后接一个截止频率为 20 MHz 的低通滤波器,其 负责滤除掉混频器输出信号中的高频成分。



图 4.5 动态传感系统在 ADS 中的仿真模型

为了模拟基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器,将传感器在 CST 中仿真 得到的 S 参数以 s2p 文件的形式导入到 ADS 中。图 4.6 展示了传感器在 1 mm 裂 缝宽度时的响应。此外,在 ADS 中的传感器节点有一根理想的时间延迟线(3 ns), 其模拟了电磁波在传播过程中的时间延迟。时间延迟使得接收信号与本振信号之 间存在相位差,当两者混频后可以输出中频信号。

图 4.7 展示了传感器监测的裂缝宽度达到 1 mm 时阅读器模拟采集的低频信

号。显然,采集的低频信号为单频正弦波信号,信号的幅值在 280 ns 附近波动较大,这是由于天线传感器引起的。



图 4.6 在 CST 中模拟的传感器(a)插入损耗和(b)传输相位



图 4.7 在 ADS 中模拟采集的低频信号

# 4.3.2 MATLAB 中对传感器谐振频率的提取

在上一节中,对基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的信号传播过程进行了仿真模拟并采集了相应的低频信号。在本节,将该低频信号导入 MATLAB中,采用基于 Hilbert 变换的算法,分别得到了该信号在时域的瞬时幅 度变化和瞬时相位变化,如图 4.8 和图 4.9 所示。此外,由于问询信号的频率随 时间呈线性变化,因此可以将时间轴映射到频率轴,如图 4.8 和图 4.9 的顶部水 平轴所示。

基于 4.2 节的分析可知, 传感器节点中的感知元件将对处于其谐振频率的信 号造成幅度衰减和相位波动。因此, 首先确定低频信号的振幅最低点和相位波动 起始点所对应的时间轴位置,进一步将时间轴位置映射到频率轴,可以提取得到 传感器的谐振频率。



图 4.8 低频信号的瞬时幅度与时间/频率的关系图



图 4.9 低频信号的瞬时相位与时间/频率的关系图

图 4.8 中瞬时幅度右边的最低点是由于仿真过程中滤波器等因素的影响,可以忽略。显然,可以在问询信号的单个周期内可以获得传感器的谐振频率,进一步可以转化为结构的裂缝宽度信息,而由于其信号周期持续时间很短,近似于实现了对结构裂缝宽度的动态监测。

表 4.1 给出了当裂缝宽度达到 1mm 时, 传感器在 CST 和 ADS-MATLAB 中的模拟结果对比。传感器的谐振频率分别从幅值最低点和相位波动起始点计算。 从表 4.1 可知, CST 和 ADS-MATLAB 中的仿真结果非常吻合,验证了基于调频 连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的可行性。

表 4.1 CST 和 ADS-MATLAB 的仿真结果比较

计算依据	幅值	相位
CST 中的模拟结果(GHz)	2.5968	2.6028
ADS-MATLAB 中的模拟结果(GHz)	2.5877	2.5957

### 4.4 调频连续波雷达-天线传感器的无线问询实验

为验证传感系统的实际工作性能,在实验室搭建了基于调频连续波雷达-天 线传感器的动态传感系统,进行了监测裂缝扩展过程中天线传感器的无线问询实 验,并将基于调频连续波雷达的阅读器的读取结果与 VNA 的读取结果进行对比 分析。

### 4.4.1 调频连续波雷达-天线传感器的动态无线问询实验

图 4.10 展示了基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统。实验中所 采用的天线传感器为第三章中所提出的基于U形谐振器的交叉极化天线传感器, 其可以实现对裂缝宽度的无源无线感知;所采用的基于调频连续波雷达的动态阅 读器的基本架构与 4.2.1 节中的一致,但是在信号发生器后多接有一个功率分配 器,其将锯齿波信号一分为二,一部分作为调谐电压来馈入压控振荡器,另一部 分则是作为信号源由模数转换器采集其瞬时电压,以确定问询信号的瞬时频率。



图 4.10 基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统

表 4.2 中展示了基于调频连续波雷达的动态阅读器中所采用的部分商用组件。

信号发生器生成 0 V - 4.5 V 的锯齿波电压信号,其控制压控振荡器产生 2.3 GHz -2.7 GHz 的射频信号,该射频信号可以覆盖掉天线传感器的工作频段。在实验中,为了保证信号的稳定性,锯齿波电压信号的周期为 100 ms。压控振荡器的输出端口连接到功率分配器,一部分射频信号将被功率放大后通过发射天线传输到天线传感器,另一部分则是作为本振信号与接收信号混频。最后,利用模数转化器采集混频器输出的低频信号并保存至电脑中。

	产品编号	特定参数
信号发生器	AFG 2225	锯齿波电压 0 V - 4.5 V
压控振荡器	KVCO-2400	工作带宽 2.3 GHz -2.7 GHz
模数转换器	USB2ADC7606	采样频率 1e4 Hz

表 4.2 基于调频连续波雷达的动态阅读器中所采用的部分商用组件

在实验中,可移动短接单元通过透明亚克力传动杆连接到可移动平台上,螺 旋测微计可以精确控制可移动平台的位移,进而通过传动杆带动短接单元在U形 谐振器上方移动,以此来模拟裂缝的扩展。在初始状态,U形谐振器的右侧边缘 与子贴片的左侧边缘对齐但不存在重叠。随后,通过操纵螺旋测微计,控制可移 动短接单元沿着U形谐振器的水平臂长方向向左移动,引起子贴片与U形谐振 器的重叠长度增加。裂缝的宽度由0mm增加到2mm,步长为0.2mm。



图 4.11 实验采集的传感系统在不同裂缝宽度下的低频信号

图 4.11 展示了模数转换器采集的传感系统在不同裂缝宽度下的低频信号, 该信号是截取了对应裂缝宽度下低频信号中连续三段 100 ms 的数据并计算取平 均值得到的。显然,低频信号在问询信号的周期内会表现出明显的波动,且该波 动现象所对应的时间位置随着裂缝宽度的增加而向右移动。 受到问询信号的功率限制以及阅读器和天线传感器收发天线的性能限制,阅 读器的发射天线与传感器的接收天线、阅读器的接收天线与传感器的发射天线之 间的距离被限制在 4 cm 以内。在实际应用中,通过增强问询信号的功率以及提 高收发天线的性能,可以很容易地扩大无线读取范围。

随后,将低频信号导入 MATLAB,应用 Hilbert 变换分别在时域中提取信号的瞬时幅值和瞬时相位,如图 4.12 和图 4.13 所示。此外,由于问询信号的瞬时频率随时间呈线性变化,因此可以将时间轴映射到频率轴上,如图 4.12 和图 4.13 的顶部水平轴所示。



图 4.12 实验采集的低频信号的瞬时幅值与时间/频率的关系图



图 4.13 实验采集的低频信号的瞬时相位与时间/频率的关系图

与第三章提取方法类似,分别从瞬时幅度的最低点和瞬时相位波动的起始点

提取得到传感器的谐振频率。图 4.14 和图 4.15 分别展示了在调频连续波雷达-天 线传感器的动态问询实验中从采集信号的幅值和相位提取出的传感器谐振频率 与裂缝宽度的关系。



图 4.14 从采集信号幅值提取出的谐振频率与裂缝宽度的关系



图 4.15 从采集信号相位提取出的谐振频率与裂缝宽度的关系

实验结果展示了调频连续波雷达-天线传感器动态传感系统的可行性,其实现了在 100 ms 内对天线传感器所监测裂缝宽度信息的单次读取,近似实现了对裂缝宽度的动态监测。

#### 4.4.2 信号强度分析

受限于实验中使用的超宽带天线的增益和方向性,基于调频连续波雷达的动态阅读器能够准确读取天线传感器谐振频率的最大距离为 4 cm。为了评估环境

的影响,将读取距离从1cm增加到4cm,步长为1cm。分别测量阅读器在未部署传感器时所采集的本底噪声信号和部署传感器时所采集的接收信号,如图4.16和图4.17所示。



图 4.16 不同读取距离下的本底噪声信号强度图



图 4.17 不同读取距离下的接收信号强度图

显然,随着读取距离的增加,部署传感器时阅读器的接收信号强度在逐渐降低,这是由于信号的传播损耗造成的,而未部署传感器时阅读器的本底噪声信号的强度基本保持不变,始终低于-35 dBm,表明阅读器的发射和接收天线之间的隔离度高,使得环境影响和收发天线间的耦合效应影响可以忽略不计。当读取距离超过 4 cm 时,接收信号的强度将低于本底噪声信号的强度,使传感器的信号无法被读取。在实际应用中,提高阅读器的发射功率,采用高增益定向天线作为阅读器的发射和接收天线,可以提高接收信号的强度,增加读取距离。

#### 4.4.3 基于调频连续波雷达的动态阅读器与 VNA 实验测试结果对比

图 4.18、图 4.19 和表 4.3 中展示了基于调频连续波雷达的动态阅读器与 VNA 对天线传感器无线问询的测试结果比较,其中误差值是由阅读器和 VNA 所测得的谐振频率的差值除以阅读器所测得的谐振频率值来计算得到。



图 4.18 调频连续波雷达和 VNA 实验中基于信号幅值提取出的监测结果比较



图 4.19 调频连续波雷达和 VNA 实验中基于信号相位提取出的监测结果比较

由图 4.19 可知,所提出的阅读器和 VNA 对天线传感器的工作频率测量范围和灵敏度都基本符合,误差在 1%以内。与 VNA 相比,所提出的阅读器可以实

现对传感器的快速读取,本次实验中的动态读取频率为10Hz,其动态读取频率 与问询信号的周期相关,通过缩短问询信号的周期可以提高阅读器的动态读取频 率,进一步可以将阅读器应用于结构动态形变和振动加速度监测中。尽管基于幅 值和相位计算得到的天线传感器谐振频率可能存在细微差异,但在实际应用中, 可以指定一个特定的频率范围来表示裂纹扩展状态的各种状态。

	VNA 实验结果		调频连续波雷达实验结果	
计算依据	幅度	相位	幅度	相位
测量范围(GHz)	2.395-2.566	2.388-2.559	2.404-2.566	2.396-2.559
拟合因子	0.9999	0.9999	0.9973	0.9962
灵敏度(MHz/mm)	85.5	85.5	81	81.5

表 4.3 基于调频连续波雷达的动态阅读器和 VNA 实验结果比较

#### 4.5 本章小结

本章提出了一种基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统,建立了 传感系统的信号传播全过程模型,开发了天线传感器谐振频率的动态提取算法, 并进行了一系列仿真模拟和无线实验来验证该传感系统的可靠性和可行性。具体 包括:

(1)介绍了基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的基本框架和 传感原理,结合第三章所提出的天线传感器的信号编码机理,建立传感系统信号 传播全过程模型,并基于时域和频域信息对问询信号和接收信号进行了对比分析。

(2) 开发了一种基于 Hilbert 变换的天线传感器谐振频率的动态提取算法,其 可以提取出阅读器所采集低频信号的瞬时幅度和瞬时相位,进而从信号瞬时幅度 最低点和瞬时相位波动点提取出传感器谐振频率在问询信号周期内所对应的时 间位置,利用问询信号频率与时间呈线性变化的特征来计算得到传感器谐振频率。

(3) 在 ADS-MATLAB 中对该传感系统进行了一系列信号传播的仿真和监测 信息的提取计算,验证了该传感系统用于天线传感器监测信息动态读取的可行性。

(4) 通过一系列实验来验证所提出动态传感系统的可行性,实现了 100 ms 内 对天线传感器所监测裂缝宽度的单次读取,近似实现了对裂缝宽度的动态监测, 且该传感系统测试的实验结果与 VNA 的实验结果高度吻合,误差限制在 1%以 内。

72

# 第5章 提高雷达散射截面积的去极化天线传感器

# 5.1 引言

在前面的章节中,已经介绍了天线传感器利用交叉极化读取技术来避免环境 反射信号干扰的机制,但是所设计的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器需 要集成两个宽带天线来分别负责接收和散射极化方向正交的问询信号和编码信 号,这增加了传感器节点结构的复杂性和安装的不便性,限制了传感器大规模的 应用。此外,该类型传感器的无线问询距离也高度依赖于其内部集成的宽带天线 性能,这增加了传感器的成本。

为了提高天线传感器的结构紧凑性,使得天线传感器更易于安装在结构的表面,同时提高天线传感器的雷达散射截面积(RCS,Radar Cross Section),进一步增加天线传感器的最远读取距离,使得传感器更适合于大规模的部署,本章基于电磁超表面的极化转换机理,研究了天线传感器更适合于大规模的部署,本章基于电磁超表面的极化转换机理,研究了天线传感器的"去极化"机制,即传感器的辐射元件自身谐振向外散射与问询信号极化方向正交的编码信号,并与无应力组合式天线的结构相结合,最终提出了一种可用于金属表面裂缝宽度感知的基于L形谐振器的去极化天线传感器。所提出的传感器无需集成两个线性极化的宽带天线,当传感器接收到水平极化的问询信号时,其会发生自谐振并向外散射编码有裂缝宽度信息的窄带射频信号,而由于传感器辐射元件不对称的平面结构设计,传感器会同时散射水平极化和竖直极化的信号。因此,在阅读器的接收端口采用竖直极化的接收天线可以轻易地隔离掉环境反射信号。相比于水平极化方向的问询信号,传感器的散射信号中存在有竖直极化方向的信号,实现了对问询信号去极化的效果。该传感器利用辐射元件自身来产生不同于问询信号极化方向的信号, 避免了宽带天线的使用,从而具有更强的实用性。

在 5.2 节中, 对基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感原理和安装场景进行了介绍, 推导了传感器谐振频率与裂缝宽度的理论关系, 同时分析了传感器 去极化信号的产生机制。

在 5.3 节中,采用 CST 仿真软件对传感器的感知性能进行了仿真模拟,同时 研究了传感器阵列单元数目对散射信号强度的影响,并基于仿真结果对其感知性 能和通信性能进行了讨论分析。

在 5.4 节中,将传感器安装于金属表面,采用矢量网络分析仪外接双极化喇叭天线来对传感器进行一系列的无线测试,以验证传感器的实际工作性能和无线 读取性能。

73

# 5.2 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感原理

### 5.2.1 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的设计

可用于金属表面裂缝宽度感知的基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的概 念图如图 5.1 所示。该传感器由两部分组成:基于 L 形谐振器阵列的辐射元件和 基于短接子贴片阵列的可移动元件。其中,L 形谐振器阵列、短接子贴片阵列和 辐射元件的介质基板下表面都采用铜质,而辐射元件和可移动元件的介质基板都 采用 Rogers RO3010。在图 5.1 中,所展示的辐射元件和可移动元件的阵列单元 数目都为 2×2,阵列天线的散射场可以近似等于每个天线散射场的叠加。因此, 在实际应用中,可根据实际情况和所需的无线读取距离来适当增加阵列单元数目 以提高天线传感器的雷达散射截面积。



(b)

图 5.1 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的概念图: (a)辐射元件和(b)可移动元件

在实际安装中,辐射元件固定在结构表面,可移动元件覆盖在辐射元件上方, 呈上下堆叠状态,且可移动元件通过刚性连接杆与裂缝另一侧的结构表面相连, 裂缝的扩展会带动可移动元件在辐射元件上方发生移动,如图 5.2 所示。由于辐 射元件和可移动元件保持上下堆叠状态,L形谐振器和短接子贴片之间会紧密贴 合,当二者之间存在重叠长度时,电流可以相互流通,进而二者共同组成一个组 合式L形谐振器发生自谐振并向外散射信号。当裂缝发生扩展时,会引起可移动 元件与辐射元件的相对移动,改变L形谐振器和短接子贴片之间的重叠长度,进 而改变组合式L形谐振器的等效电长度,引起传感器散射信号谐振频率的偏移, 如图 5.3 所示。



(a)



(b)

图 5.2 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的(a)安装示意图和(b)侧视图



图 5.3 裂纹扩展下 L 形谐振器与子贴片发生重叠的示意图

图 5.4 展示了基于 L 形谐振器的去极化天线传感器对裂缝宽度的传感原理。 在无线读取中,矢量网络分析仪(VNA)向天线传感器发送水平极化的宽带信号, 且信号的功率在整个频段上保持一致。传感器接收到问询信号后,会吸收处于其 谐振频率的信号并发生自谐振,随后同时向外散射水平极化和竖直极化的窄带信 号,该信号携带有传感器所监测的裂缝宽度信息。与此同时,传感器所部署的结 构表面也会反射问询信号,而常规物体对电磁波的反射信号与入射信号的极化方 向保持一致,因此环境反射信号是水平极化的。为了避免环境反射信号的干扰, VNA 的接收天线被设置为竖直极化状态,只能接收到传感器竖直极化方向的散 射信号,因此可以在回波信号中利用接收天线的极化特性来隔离环境反射信号。



图 5.4 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感原理

与第三章所提出的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器不同,去极化天 线传感器无需集成宽带天线来收发信号,其靠辐射元件自身来吸收问询信号并自 谐振向外散射窄带信号,该窄带信号会在组合式 L 形谐振器的谐振频率处呈现 出尖峰,如图 5.4 中的散射信号所示。而交叉极化天线传感器由于宽带天线的存 在,其散射信号的频段与问询信号的一致,均为宽带信号。当问询信号转化为电 信号流经组合式 U 形谐振器时,组合式 U 形谐振器发生谐振吸收处于谐振频率 的信号,而残余信号随后通过宽带天线转化为电磁波并向外散射,因此,交叉极 化天线传感器所散射的宽带信号会在组合式 U 形谐振器的谐振频率处呈现出陷 波。

当去极化天线传感器部署在结构表面,结构裂缝的扩展引发传感器的辐射元件和可移动元件之间产生相对位移,改变了组合式L形谐振器的等效电长度,进而导致传感器散射信号中尖峰的频率位置发生偏移。此外,传感器散射信号的强度与传感器表面组合式L形谐振器的数目有关,可以通过增加传感器阵列单元数目来提高散射信号强度,进而提高传感器的无线问询距离。

### 5.2.2 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感理论



基于 L 形谐振器的去极化传感器的重要尺寸如图 5.5 所示。

图 5.5 极化传感器的重要尺寸图:(a)辐射元件和(b)可移动元件

该传感器的辐射元件是由基于 L 形谐振器的单元组成的阵列叠加,而可移动元件是由基于短接子贴片的单元组成的阵列叠加。其中, L 是单元格的长度, W 是单元格的宽度, L<sub>1</sub> 是 L 形谐振器的水平臂长, W<sub>1</sub> 是 L 形谐振器的竖直臂长, S 是 L 形谐振器和短接子贴片的宽度, W<sub>2</sub> 是短接子贴片的竖直臂长。

在基于 L 形谐振器的去极化传感器中,采用组合式 L 形谐振器的偶模谐振频率作为传感变量。组合式 L 形谐振器的偶模谐振频率可表示为:

$$f = \frac{c}{L_e} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$
(5.1)

其中, c 是光速, & 是介质基板的相对介电常数, Le 是组合式 L 形谐振器的有效 电长度。

组合式 L 形谐振器的有效电长度可以表示为:

$$L_e = L_1 + W_1 + W_2 - \Delta L$$
 (5.2)

其中, ΔL 是 L 形谐振器和短接子贴片之间的重叠长度,在传感器的设计中其与 所监测的裂缝宽度保持一致。

结合式 5.1 和式 5.2 可以发现,随着裂缝的扩展,L 形谐振器和短接子贴片 之间的重叠长度增加,引起组合式L 形谐振器的有效电长度减小,进而导致传感 器谐振频率增加。

在去极化传感器的无线问询中,跟第三章类似,阅读器也需要采用交叉极化 的读取技术。结合 3.2.3 节中所推导的阅读器接收到的交叉极化信号的表达式,即

$$M_{vh} \approx I_{vh} + T_{vv} \cdot S_{vh} \cdot R_{hh}$$
(5.3)

其中, *L*<sub>h</sub> 是阅读器收发天线之间的耦合效应,其可以被视为一个常数,*T*<sub>w</sub> 是发射路径的传输函数,*R*<sub>h</sub>h 是接收路径的传输函数,信道的传输函数主要与电磁波的路径损耗和衰落有关,当天线传感器的部署位置和阅读器的安装位置保持不变时,发射路径和接收路径的传输函数也将保持不变,可以被视为常数。因此,阅读器接收到的交叉极化信号只与传感器的交叉极化响应有关。通过增加传感器响应强度,可以增加阅读器接收信号的强度,从而增加传感器的无线读取距离。

雷达方程是一个用来描述雷达接收功率与目标物雷达散射截面之间关系的 表达式,其可以将雷达的最大无线问询距离、收发天线的性能、发射机和接收机 的性能以及目标的响应特性相结合。因此,当利用交叉极化读取技术将天线传感 器散射信号从结构反射信号中隔离出来后,可以采用雷达方程来计算去极化天线 传感器的最远无线读取距离:

$$R = \sqrt[4]{\frac{G_T G_R \lambda^2 P_T}{(4\pi)^3 P_{\min}} \sigma}$$
(5.4)

其中,  $G_T$ 和  $G_R$ 代表着阅读器发射天线和接收天线的增益,  $\lambda$  是波长,  $P_T$ 是阅读器的发射功率,  $P_{min}$ 是阅读器接收机的灵敏度,  $\sigma$ 是去极化天线传感器的雷达

散射截面积。雷达散射截面积是用来表征目标在雷达波照射下的回波信号强度的 物理量,通过提高去极化天线传感器的雷达散射截面幅值,可以增大传感器的读 取距离。

#### 5.2.3 传感器去极化信号的产生机制分析

由于天线传感器的部署环境,如金属结构和混凝土结构,往往会反射问询信 号,且反射信号强度远大于传感器散射信号强度,这增加了阅读器从回波信号中 提取传感器散射信号的难度,限制了传感器的无线读取距离。为了避免环境反射 信号的干扰,基于电磁超表面的极化转换机理,提出了去极化天线传感器,该传 感器会自谐振来散射与环境反射信号极化方向正交的信号,利用阅读器接收天线 的极化特性可以从回波信号中隔离出环境反射信号,单独接收传感器散射信号, 进而实现传感器部署在金属表面时的正常读取。

电磁超表面是一种由二维阵列结构组成的人工电磁材料,其表面的每个单元 结构都具有特定的电磁响应,通过对单元的排列布置、几何形状和结构尺寸进行 优化可以实现对入射电磁波的幅值、相位和极化特性等的精准调控<sup>[156]</sup>。极化转 换超表面则是具备实现对入射电磁波极化方向转换的功能,例如两个正交线极化 之间的转化、线极化和圆极化之间的转化<sup>[157-159]</sup>。

为了进一步阐明传感器产生去极化信号的工作原理,对传感器的散射场进行 了分析。所提出的去极化天线传感器本质上是L形谐振器的阵列布置,其散射场 可以近似等于每个L形谐振器散射场的叠加。因此,本节对单个L形谐振器散 射场的去极化行为进行分析,图 5.6 展示了L形谐振器的平面示意图。其中, *u* 和 *v* 是两个相对垂直的轴,各自相对于*y*轴成±45°。



图 5.6 L 形谐振器的平面示意图

对于沿*y*轴方向入射的线极化电磁波,可以分解为沿*u*方向和*v*方向的两个分量,分别激发L形谐振器的两个固有模态。入射场可表示为:

$$\vec{E_{inc}} = \vec{E_{y}} = E_0 \cos 45^{\circ} \vec{e_{y}} + E_0 \cos 45^{\circ} \vec{e_{u}}$$
(5.5)

其中, $E_0$  表示入射信号的初始振幅, $\vec{e_v}$  代表沿v方向的单位矢量, $\vec{e_u}$  代表沿u方向的单位矢量。

L形谐振器在 u 方向和 v 方向对应的散射场可表示为:

$$\vec{E}_{out} = \vec{E}_v + \vec{E}_u = S_v \cos 45^\circ \vec{e}_v + S_u \cos 45^\circ \vec{e}_u$$
(5.6)

其中, Su 和 Sv 分别表示 L 形谐振器两个固有模态的复散射幅值,可以通过理论 分析或仿真计算得到。

同时, x-y 坐标系与 u-v 坐标系的关系可表示为:

$$\vec{e}_x = (\vec{e}_v - \vec{e}_u) / \sqrt{2}$$
(5.7)

$$\vec{e_v} = (\vec{e_v} + \vec{e_u}) / \sqrt{2}$$
(5.8)

其中,  $\vec{e_x}$  代表沿 x 方向的单位矢量,  $\vec{e_y}$  代表沿 y 方向的单位矢量。

进一步,将式 5.4 的散射场转换到 x-y 坐标系,表示为:

$$\vec{E}_{out} = \vec{E}_x + \vec{E}_y = \frac{1}{2}(S_v - S_u)\vec{e}_x + \frac{1}{2}(S_v + S_u)\vec{e}_y$$
(5.9)

将式 5.7 和式 5.3 比较,不难发现,散射场中分别存在沿 x 方向和 y 方向的 线极化散射电磁波,相对于单一沿 y 方向的入射电磁波,L 形谐振器的散射场实 现了对入射场的去极化。

# 5.3 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的仿真模拟

为了验证基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感性能,在 CST Microwave Studio 电磁场仿真软件中建立了传感器的仿真模型,如图 5.7 所示。 传感器辐射元件和可移动元件的基板材料都选用 Rogers RO 3010,其介电常数是 10.2,厚度都是 1.27 mm。辐射元件上表面的 L 形谐振器阵列和下表面的接地平 面以及可移动元件下表面的短接子贴片阵列均被设置为完美电导体。

在模型中,辐射元件和可移动元件上下堆叠,保证L形谐振器及其所对应的 短接子贴片位于同一平面上,以实现两者之间的电流流通。在仿真中,该传感器 采用水平极化的平面波馈电,传感器的散射信号则是由设置在距离传感器 10 cm 处的竖直极化和水平极化的探头采集,以模拟传感器无线问询时的实际状况。在 仿真模拟中,平面波激励的扫频范围被设置为 2.6 GHz-3.5GHz,其扫频点数被 设置为1001个。



图 5.7 CST 中去极化天线传感器单个单元的模型图

所仿真的传感器模型的尺寸参数详见表 5.1。

	表 5	.1	基千	L形谐振器的去极化传感器的参数	表
--	-----	----	----	-----------------	---

参数	值	参数	值
W/mm	30	<i>L</i> / mm	30
$W_l$ / mm	10	$L_I$ / mm	24
$W_2$ / mm	4	s / mm	4

图 5.8 展示了基于 L 形谐振器的去极化天线传感器在水平极化的平面波馈电时仿真得到共极化响应和交叉极化响应,即水平极化的散射信号和竖直极化的散射信号。



图 5.8 去极化天线传感器的共极化响应和交叉极化响应

在共极化响应中出现有一个小小的陷波,因为 L 形谐振器会吸收处于其谐

振频率的信号,而基板等结构会反射与问询信号极化方向一致的信号;而交叉极 化响应则是出现一个明显的峰值,因为 L 形谐振器吸收信号以后会自谐振并向 外散射与问询信号极化方向呈正交的信号。显然,陷波的深度太小,当周围环境 出现干扰时将很难被识别,且在模拟中仅考虑了传感器基板的反射,在实际监测 中传感器部署的结构也会同样反射信号,使得陷波的识别更难;相反地,交叉极 化响应中峰值信号相对其余信号则是非常明显,使得其频率位置的识别很简单, 且由于传感器所部署结构的反射信号与传感器散射信号的极化方向保持正交,因 此所部署结构对传感器的实际读取不会造成任何干扰。

考虑到所提出的传感器是基于 L 形谐振器阵列及其对应短接子贴片阵列, 为了验证阵列单元数目对传感器散射信号强度的影响。首先分别对基于 1×1、2 ×2 和 3×3 单元阵列的传感器进行了仿真,并比较了它们交叉极化响应的雷达 散射截面值(RCS, Radar Cross Section),如图 5.9 所示。



图 5.9 基于不同阵列单元数目的传感器 RCS 曲线图

由图 5.9 可知,随着阵列单元数目的增加,传感器交叉极化响应的雷达散射 截面幅值得到显著提升,这意味着传感器散射信号强度随着阵列单元数目的增加 而提高。然而,阵列单元数目的增加也将同步导致传感器整体尺寸的增大。因此, 需要根据无线读取距离和实际应用场景的需求,在设计中灵活选定传感器阵列单 元的数目。

考虑到传感器结构的紧凑性,在 CST 模型中建立了 2×2 单元阵列的基于 L 形谐振器的去极化天线传感器,如图 5.10 所示。

在初始阶段,L形谐振器的竖直臂顶端与短接子贴片的竖直臂底端对齐,确 保两者的边缘紧密贴合但不重叠。随后,可移动元件逐渐向下移动以模拟裂缝的 扩展,从而带动短接子贴片相对于L形谐振器向下移动,导致短接子贴片与L形 谐振器的重叠长度增加。重叠长度的增加会引起组合式 L 形谐振器的有效电长 度减少,进而导致组合式 L 形谐振器的谐振频率增加。在模拟中,将重叠长度从 0 mm 变化为 4 mm,单次变化的步长为 0.5 mm。



图 5.10 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器模型

图 5.11 展示了基于 2×2 单元阵列的 L 形谐振器的去极化天线传感器在不同 重叠长度下的交叉极化响应 RCS。



图 5.11 不同重叠长度下去极化天线传感器的交叉极化响应 RCS

由图 5.11 可知,去极化天线传感器的交叉极化散射信号为窄带信号,且峰 值位置随着重叠长度的增加向高频移动,其峰值位置所对应的频率即为传感器的 谐振频率,这与 5.2 节中的分析一致。从每根 RCS 曲线中提取得到短接子贴片与 L 形谐振器不同重叠长度时的传感器谐振频率,并建立谐振频率与重叠长度的变 化曲线,如图 5.12 所示。



图 5.12 传感器谐振频率与重叠长度的关系图

由图 5.12 可知,基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的谐振频率随着短接 子贴片与 L 形谐振器的重叠长度的增加而增加,且二者近似成线性关系,拟合因 子超过 0.99。当重叠长度变化 1 mm 时,传感器的谐振频率近似增加 115.4 MHz。

为了进一步揭示传感器的去极化行为机制,图 5.13 展示了当短接子贴片与 L 形谐振器的重叠长度增加到 2 mm 时,传感器在其谐振频率 2.88 GHz 处的电 流分布图。由图可知,组合式 L 形谐振器表面会同时存在水平方向的电流和竖直 方向的电流,而电流整体方向与散射信号的极化方向相同,因此 L 形谐振器分别 产生水平极化和竖直极化的反向散射信号,从而实现了对问询信号的去极化效果。



图 5.13 传感器在其谐振频率处的电流分布图

# 5.4 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的无线问询实验

在前两节中,对基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感性能进行了理 论分析和模拟验证,本节将通过一系列无线测试来验证传感器的实际工作性能。 传感器加工的实物图如图 5.14 所示,传感器是基于 2×2 单元阵列,其介质基板 的材料和具体尺寸参数与 5.3 节中的仿真模型保持一致。传感器辐射元件和可移 动元件的尺寸均为 60 mm × 60 mm × 1.27 mm。



图 5.14 基于 L 形谐振器的去极化天线传感器实物图

图 5.15 展示了去极化天线传感器安装在金属表面的实验装置图。矢量网络分析仪通过同轴线与双极化喇叭天线(LB-SJ-10100)相连,对天线传感器进行无线问询,信号发射功率被设为0dBm。LB-SJ-10100双极化喇叭天线的工作频段是1.0GHz-10.0GHz,典型增益是10dB,其能同时发射和接收正交的线极化信号。 在实验中,去极化天线传感器能被无线读取到的最大距离是15 cm。



金属表面 螺旋测微器

(a)

85



<sup>(</sup>b)

图 5.15 去极化天线传感器安装在金属表面的实验(a)整体图和(b)细节图

在实验中,去极化天线传感器安装在金属表面,通过结构形变模拟装置来模 拟裂缝的扩展过程。结构形变模拟装置包含有可移动平台、固定平台及螺旋测微 器,其中螺旋测微器可以精确地控制可移动平台相对固定平台的位移。传感器的 辐射元件通过胶水固定在金属表面,可移动元件则是堆叠放置在辐射元件上方, 并通过透明亚克力传动杆连接到结构形变模拟装置的可移动平台上,实现可移动 元件与在可移动平台的同步运动,如图 5.15(b)所示。

在初始状态,L形谐振器的竖直臂顶端与短接子贴片的竖直臂底端对齐贴合 但不存在重叠长度。随后,通过操纵螺旋测微器,可移动元件逐渐相对辐射元件 移动以模拟裂缝的扩展,从而带动短接子贴片相对于L形谐振器向下移动,导致 短接子贴片与L形谐振器的重叠长度增加。在实验中,模拟裂缝的宽度由0mm 增加到4mm,步长为0.5mm。矢量网络分析仪的扫频范围被设置为2.6GHz-3.5GHz,其端口1通过双极化喇叭天线的一端口发射问询信号,而端口2则是 通过双极化喇叭天线的另一端口来接收传感器的去极化散射信号。

图 5.16 展示了矢量网络分析仪测得的不同裂缝宽度对应的传感器的插入损耗曲线。最右侧位于 3.5 GHz 附近的尖峰是矢量网络分析在边缘频率段出现的仪器固有噪声,因此其基本保持不变,可以被忽略。传感器散射信号的峰值位于 3.3 GHz – 3.4 GHz 频段范围内,且尖峰点所对应信号的强度远高于其余频率信号的强度,这使得传感器的谐振频率很容易被读取到。随着短接子贴片与 L 形谐振器之间重叠长度的增加,传感器散射信号的峰值往高频段出现明显的偏移。

从每根插入损耗曲线峰值位置所对应的频率点(忽略掉 3.5 GHz 附近的仪器

固有噪声)提取得到传感器的谐振频率,建立谐振频率与裂缝宽度的关系,如图 5.17 所示。



图 5.16 不同裂缝宽度下去极化天线传感器的插入损耗曲线



图 5.17 去极化天线传感器谐振频率-裂缝宽度关系图

由图 5.17 可知,基于 L 形谐振器的去极化天线传感器谐振频率与裂缝宽度 呈现近似线性关系,拟合因子为 0.9873。当裂缝宽度扩展 1 mm,传感器谐振频 率的偏移量近似为 26.2 MHz。

本次实验中,基于L形谐振器的去极化天线传感器的整体尺寸为60mm × 60mm × 2.54mm,远小于基于U形谐振器的交叉极化天线传感器,其整体尺寸约为110mm × 110mm × 3.2mm。去极化天线传感器无线读取的最大距离

约为交叉极化天线传感器的两倍,其紧凑的结构和更远的读取距离更适合于工程 实际的应用。

### 5.5 本章小结

本章提出了一种可灵活调控雷达散射截面积的基于 L 形谐振器的去极化天 线传感器,对传感器的传感机制进行了理论分析、仿真模拟和无线问询实验来探 究其可行性,同时分析了传感器去极化信号的产生机制。具体包括:

(1) 介绍了基于 L 形谐振器的去极化天线传感器的传感机理,包括传感器的 设计、传感器去极化信号产生机制、裂缝宽度编码机理及传感器谐振频率与裂缝 宽度的理论关系推导。

(2) 在 CST 中对传感器的辐射元件和可移动元件进行了建模和仿真模拟,探 究了传感器共极化响应和交叉极化响应的差异及阵列单元数目对传感器散射信 号强度(雷达散射截面积)的影响。此外,研究了L形谐振器和短接子贴片之间 的重叠长度与传感器谐振频率的关系,进一步验证了传感器用于裂缝宽度感知的 可行性。

(3) 将基于 L 形谐振器的去极化天线传感器安装于金属表面,模拟实际工作 场景进行了一系列无线问询实验来验证其可行性。实验结果表明,该传感器在具 有强反射性的金属表面也可以正常工作,且谐振频率与裂缝宽度具有明显的线性 关系,拟合系数为 0.9873,灵敏度为 26.2 MHz/mm,适合作为形变传感器来表征 结构裂缝宽度。此外,本章实验中去极化传感器的最远读取距离为 15 cm,其在 相同尺寸下具有比交叉极化传感器更远的读取距离,更适合于工程结构中的实际 监测应用。

综上所述,本章提出的基于 L 形谐振器的去极化天线传感器可以实现对具 有高电磁反射性金属表面裂缝宽度的无源无线感知,其无需集成宽带天线来收发 信号,利用自身谐振向外散射去极化信号,相比交叉极化天线传感器具有更紧凑 的结构,更易于安装。此外,该去极化天线传感器的无线读取距离可以通过增加 阵列单元数目来灵活调控,可以满足更多的实际需求。

88

# 第6章 对金属反射信号幅度调制的吸波超表面天线传感器

# 6.1 引言

在前面的章节中,已经介绍了两种基于交叉极化读取技术的天线传感器:交 叉极化天线传感器和去极化天线传感器。交叉极化天线传感器利用两个保持正交 极化状态的宽带天线来接收问询信号和散射编码信号,去极化天线传感器则是利 用辐射贴片自身来接收问询信号和散射编码信号,二者的相同之处在于其散射信 号与问询信号的极化方向都保持正交状态,以此来避免天线传感器在无线问询过 程中的环境反射信号干扰。

然而,在实际应用中,交叉极化天线传感器和去极化天线传感器都分别面临 着一些问题:交叉极化天线传感器需要集成两个宽带天线,这增加了传感器结构 的复杂度和安装的不便性;去极化天线传感器的结构相对更加紧凑,但是其散射 信号是窄带单频信号,而该散射信号的频段较高,往往高于 GHz,对散射信号的 直接采集需要昂贵的模数转换器,且窄带单频信号不能由第四章所介绍的基于调 频连续波雷达的动态阅读器所读取,原因在于基于调频连续波雷达的动态阅读器 需要接收到宽带的回波信号来与本振信号进行混频,进而从混频输出的低频信号 中提取得到天线传感器的谐振频率,而单频信号与本振信号混频输出的信号仍然 是高频的宽带信号,无法从中提取得到天线传感器的谐振频率。此外,交叉极化 天线传感器和去极化天线传感器都需要采用低介质损耗的基板材料来尽量避免 介质损耗对散射信号强度的影响,其成本相对较高。

为了在提高天线传感器无线问询距离和结构紧凑性的同时还能实现对天线 传感器监测信息的动态读取,进一步降低天线传感器的制作成本,本章基于电磁 超表面的吸波机理,研究了阵列天线传感器的"吸波"机制,即传感器表面的周 期性金属结构自身谐振吸收处于其谐振频率的信号,而剩余信号则被传感器的接 地平面和传感器所部署的结构来反射回阅读器,实现对金属反射信号的幅度调制, 同时将"吸波"机制与无应力组合式天线的结构相结合,最终提出了一种可用于 金属表面裂缝宽度感知的基于方形环的吸波超表面天线传感器。所提出的传感器 会吸收处于其谐振频率的信号随后反射剩余信号,该反射信号的频段带宽与问询 信号保持一致,均为宽带信号。尽管传感器所部署的结构表面也同样会反射问询 信号,但通过灵活优化传感器的吸波效率仍然可以在阅读器的回波信号中观察到 陷波现象,在一定程度上减轻信号自干扰带来的不利影响。该传感器无需对电磁 波的极化方向进行调控,利用自身吸波特性将监测信息调制在金属反射信号的幅 度中,通过观察金属反射信号频谱中的幅度最低点可以提取得到天线传感器的谐振频率。此外,该传感器能与基于调频连续波雷达的动态阅读器结合来实现对监测信息的读取,具有更强的实用性。

在 6.2 节中, 对基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感原理和安装场景进行了介绍, 推导了传感器谐振频率与裂缝宽度的理论关系, 同时分析了传感器的吸波机制。

在 6.3 节中,采用 CST 仿真软件对传感器的感知性能进行了仿真模拟,同时 研究了传感器的吸波效率,并基于仿真结果对其感知性能和通信性能进行了讨论 分析。

在 6.4 节中,将传感器安装于金属表面,采用矢量网络分析仪外接两个喇叭 天线来对传感器进行一系列的无线测试,以验证传感器的实际工作性能和无线读 取性能。

### 6.2 基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感原理

#### 6.2.1 基于方形环的吸波超表面天线传感器的设计

可用于金属表面裂缝宽度感知的基于方形环的吸波超表面天线传感器的概 念图如图 6.1 所示。该传感器由两部分组成:基于 U 形环阵列的固定元件和基于 短接 U 形环阵列的可移动元件。其中,U 形环阵列、短接 U 形环阵列和固定元 件的接地平面都采用铜质,而固定元件和可移动元件的介质基板都采用 FR-4。



图 6.1 基于方形环的吸波超表面天线传感器的概念图: (a)固定元件和(b)可移动元件

在图 6.1 中,所展示的固定元件和可移动元件的阵列单元数目都为 3×3,在 实际应用中,可根据所部署结构对传感器尺寸的要求和传感器所需的无线读取距 离来适当增加阵列单元数目,进一步提高传感器对特定频率信号的吸收能力,相 应地提高传感器对金属反射信号幅度调制的能力,使得反射信号中特定频率信号 的幅度衰减更为明显。

在实际安装中,固定元件通过胶水固定在结构表面,可移动元件覆盖在固定 元件上方,呈上下堆叠状态,且可移动元件通过刚性连接杆与裂缝另一侧的结构 表面相连,裂缝的扩展会带动可移动元件在固定元件上方发生移动,如图 6.2 所 示。由于固定元件和可移动元件保持上下堆叠状态,U形环和相对应的短接U形 环之间会紧密贴合,当二者之间存在重叠长度时,电流可以相互流通,进而二者 共同组成一个方形环。当接收到匹配方形环谐振频率的问询信号时,方形环会产 生电磁谐振进而吸收耗散这部分信号的能量;而对于频率不匹配的问询信号,方 形环不会产生谐振行为,这部分信号将被固定元件的接地平面重新反射回阅读器。



(b)

图 6.2 基于方形环的吸波超表面天线传感器的(a)安装示意图和(b)侧视图

当裂缝发生扩展时,连动杆会带动可移动元件与裂缝同步移动,引起可移动 元件与固定元件之间的相对位移,改变传感器阵列各单元中 U 形环和相对应的 短接 U 形环之间的重叠长度,进而改变由 U 形环组合所形成的方形环的等效电 长度,最终引起传感器谐振频率的偏移,如图 6.3 所示。



图 6.3 裂纹扩展下 U 形环和相对应的短接 U 形环发生重叠的示意图



图 6.4 展示了基于方形环的吸波超表面天线传感器对裂缝宽度的传感原理。

图 6.4 基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感原理

在无线读取中,矢量网络分析仪向天线传感器发送任意极化的宽带信号,且 信号的功率在整个频段上保持一致。传感器接收到问询信号后,会产生电磁谐振 进而吸收处于其谐振频率的信号,剩余频率的问询信号则由传感器的接地平面反 射回阅读器。因此,传感器反射信号与问询信号的频段一致,也是宽带信号,但 在频段内会缺失处于其谐振频率的信号,在频域上呈现出陷波现象,且传感器反 射信号与问询信号的极化方向保持一致。与此同时,传感器所部署的结构表面也 会反射问询信号,而常规物体对电磁波的反射信号与入射信号的极化方向保持一 致,且常规物体会对所有频段的信号进行反射,不具备吸收电磁波的能力,因此 环境反射信号与问询信号的频段保持一致,也是宽带信号。阅读器所接收的回波 信号是传感器反射信号和结构反射信号的叠加,其频段与问询信号保持一致,为 宽带信号。当传感器吸收信号的强度足够大时,即使在回波信号中叠加有结构反 射信号仍然可以观察到陷波的存在,实现了对结构反射信号的幅度调制功能。在 接收到的回波信号中,陷波所对应的频率位置即为传感器的谐振频率,该频率携 带有传感器所监测的裂缝宽度信息。

与第三章所提出的基于 U 形谐振器的交叉极化天线传感器和第四章所提出 的基于 L 形谐振器的去极化天线传感器不同,基于方形环的吸波超表面天线传 感器无需调控电磁波的极化特性来避免信号自干扰,其依靠传感器表面的吸波阵 列发生电磁谐振来吸收特定频率的信号,对结构反射信号实现幅度调制功能,因 此可以在阅读器的接收信号中观察到明显的陷波,且接收信号为宽带信号,可以 由基于调频连续波雷达的动态阅读器所读取并从中提取出传感器的谐振频率。很 显然,基于吸波超表面的天线传感器集成了交叉极化天线传感器和去极化天线传 感器的优势,具备结构紧凑、安装便利、远距离问询和动态实时问询的优势,更 具有实用性。此外,吸波超表面天线传感器往往需要采用高介质损耗的基板材料 来使得传感器吸收信号的强度最大化,而交叉极化天线传感器和去极化天线传感 器需要采用低介质损耗的基板材料来尽量避免介质损耗对散射信号强度的影响。 相对低介质损耗的基板材料,高介质损耗的基板材料往往价格更低廉。因此,基 于吸波超表面的天线传感器更适合大规模的多节点的传感器部署方案。

#### 6.2.2 基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感理论

基于方形环的吸波超表面天线传感器的重要尺寸如图 6.5 所示。基于方形环 的吸波超表面天线传感器的固定元件是由基于 U 形环的单元组成的阵列叠加, 可移动元件是由基于短接 U 形环的单元组成的阵列叠加。其中,*L* 是单元格的 长度,*W* 是单元格的宽度,*L*<sub>1</sub> 是 U 形环和短接 U 形环的水平臂长,*W*<sub>1</sub> 是 U 形 环和短接 U 形环的竖直臂长,*S* 是 U 形环和短接 U 形环的宽度。

基于方形环的吸波超表面天线传感器采用由 U 形环和短接 U 形环所组成的 方形环的谐振频率来表征裂缝宽度。假设裂缝初始状态时 U 形环的右侧和短接 U 形环的左侧紧密贴合但不存在重叠长度,随着裂缝宽度的扩展,短接 U 形环 相对 U 形环水平向左移动,二者之间逐渐发生重叠,且重叠长度与裂缝宽度保



图 6.5 基于方形环的吸波超表面天线传感器的重要尺寸图:(a)固定元件和(b)可移动元件

当方形环接受到电磁波信号时,其表面会产生电容、电感和电阻的分布参数 效应,因此可以将方形环等效为电路模型,基于电路的基本理论来计方形环的电 磁响应。图 6.6 展示了典型方形环的示意图,图 6.7 展示了典型方形环的等效电 路模型。*p* 是周期,*d* 是方形环的长度,*s* 是方形环的宽度,*θ* 是入射波的角度, *g* 是方形环之间的间隙,*Z*<sub>0</sub>是自由空间的特性阻抗。



图 6.6 典型方形环的示意图



图 6.7 典型方形环的等效电路模型

方形环的等效电感和等效电容可以根据以下公式计算[160,161]:

$$\frac{X_L}{Z_0} = \omega L = \frac{d}{p} \cos \theta F(p, 2s, \lambda, \theta)$$
(6.1)

$$\frac{B_C}{Y_0} = \omega C = 4 \frac{d}{p} \sec \theta F(p, g, \lambda, \theta) \varepsilon_{eff}$$
(6.2)

$$F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{p}{\lambda} [\ln(\csc\frac{\pi w}{2p}) + G(p, w, \lambda, \theta)]$$
(6.3)

$$G(p, w, \lambda, \theta) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - \beta^2)^2 [(1 - \frac{\beta^2}{4})(A_+ + A_-) + 4\beta^2 A_+ A_-]}{(1 - \beta^2) + \beta^2 (1 + \beta^2 - \frac{\beta^4}{8})(A_+ + A_-) + 2\beta^6 A_+ A_-}$$
(6.4)

$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 \pm \frac{2p\sin\theta}{\lambda} - \left(\frac{p\cos\theta}{\lambda}\right)^2\right]}} - 1$$
(6.5)

$$\beta = \sin(\frac{\pi\omega}{2p}) \tag{6.6}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \tag{6.7}$$

进一步,方形环的谐振频率可以被得到:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{6.8}$$

除了可以采用等效电路模型来计算方形环的谐振频率外,也可以采用方形环 的等效电长度来计算其谐振频率:

$$f_s = \frac{c}{2L_e} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \tag{6.9}$$

其中, c 是光速, & 是介质基板的相对介电常数, Le 是方形环的有效电长度。 在传感器的设计中, 方形环的有效电长度可以表示为:

$$L_e = W_1 + 2 \cdot L_1 - \Delta L \tag{6.10}$$

其中, *AL* 是 U 形环和短接 U 形环之间的重叠长度,在传感器的设计中其与所监测的裂缝宽度保持一致。

结合式 6.9 和式 6.10 可以发现,随着裂缝的扩展,U形环和短接 U形环之间的重叠长度增加,引起方形环的有效电长度减小,进而导致传感器谐振频率增加。

#### 6.2.3 传感器吸波机制分析

与之前章节所介绍的交叉极化天线传感器和去极化天线传感器不同,吸波超

表面天线传感器不具备转换问询信号极化方向的功能,其通过电磁谐振吸收处于 其谐振频率的信号来最大限度地调制反射信号的幅度。

为了进一步阐明传感器吸收电磁波的工作原理,首先对电磁超表面的吸波机 理进行分析<sup>[162-165]</sup>。图 6.8 展示了一个最典型的吸波超表面。图 6.9 展示了吸波 超表面在无线问询中的信号传播示意图。



图 6.9 吸波超表面在无线问询中的信号传播示意图

与第四章的去极化天线传感器类似,吸波超表面天线传感器也是将单元结构 成阵列形式布置,其往往由三部分组成:介质基板、覆于基板上方的周期性金属 结构和覆于基板下方的接地平面。由于超表面的接地平面是连续的金属表面,因 此入射的电磁波信号不能穿过超表面向后传输,只能沿入射方向反射回阅读器。 通过优化周期性金属结构的尺寸和形状,可以在其谐振频率处实现超表面阻抗与 自由空间阻抗相匹配。因此,在反射信号中会呈现陷波现象,位于周期性金属结 构谐振频率处的信号反射系数最小,被超表面所吸收,而其余频率信号则由于阻 抗不匹配会反射回阅读器。

为了更清楚的了解超表面的吸波原理,往往采用等效电路模型来分析,图 6.10 展示了典型吸波超表面的等效电路模型。



图 6.10 典型吸波超表面的等效电路模型

在等效电路模型中,周期性金属结构被等效为一个 RLC 串联电路,其等效 阻抗可以表示为:

$$Z_a = R_a + j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_a}$$
(6.11)

其中, R<sub>a</sub>, L<sub>a</sub>和 C<sub>a</sub>分别代表着周期性金属结构的等效电阻、等效电感和等效电容。

对于下覆接地平面的介质基板,其等效阻抗可以表示为:

$$Z_d = j Z_0 \sqrt{\mu_r} / \varepsilon_r \tan(\omega h \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \mu_r \varepsilon_r})$$
(6.12)

其中, Z<sub>0</sub>表示自由空间的阻抗,其值为 377 欧姆, ε<sub>v</sub>表示介质基板的相对介电常数,μ<sub>v</sub>表示介质基板的相对磁导率,ε<sub>0</sub>表示真空中的相对介电常数,μ<sub>0</sub>表示真空中的相对磁导率,ω表示入射信号的角频率,t表示介质基板的厚度。

由于周期性金属结构和介质基板是并联连接的,吸波超表面的输入阻抗可以 表示为:

$$Z_{in} = \frac{Z_a Z_d}{(Z_a + Z_d)} \tag{6.13}$$

当入射信号传输到吸波超表面时,吸波超表面的反射系数可以表示为:

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{6.14}$$

显然,当吸波超表面阻抗与自由空间阻抗相匹配时,即周期性金属结构谐振时,吸波超表面呈现出电阻特性,此时吸波超表面对入射信号的反射系数最小,吸波超表面对入射信号实现了完美吸收。同时,吸波超表面的输入阻抗与周期性金属结构的等效电路参数和介质基板的性能指标及厚度有关,这些进一步影响吸波超表面所能吸收信号的频率和吸收能力。

对于吸波超表面,往往采用吸波率 A(ω)来表征其性能;
$$A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega) \tag{6.15}$$

其中, *R*(ω)表示吸波超表面的反射率, *T*(ω)表示吸波超表面的透射率。进一步, *R*(ω)和 *T*(ω)可以采用天线的散射参数来表示:

$$T(\omega) = |S_{21}|^2$$
(6.16)

$$R(\omega) = |S_{11}|^2 \tag{6.17}$$

其中,S<sub>11</sub>表示反射信号功率与入射信号功率之比,S<sub>21</sub>表示透射信号功率与入射 信号功率之比。对于覆有接地平面的吸波超表面,其电磁波透射率为 0。因此, 超表面的吸波率可以进一步简化为:

$$A(\omega) = 1 - R(\omega) = 1 - |S_{11}|^2$$
(6.18)

### 6.3 基于方形环的吸波超表面天线传感器的仿真模拟

为了验证基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感性能,在 CST Microwave Studio 电磁场仿真软件中建立了传感器的仿真模型,如图 6.11 所示。 传感器单元的四侧边设置为晶胞边界,用来模拟求解周期性结构,且传感器的顶 部采用 Floquet 端口激励,用来模拟问询信号垂直入射至无限大周期结构表面的 响应,传感器的底部被设置为完美电导体,用来模拟接地平面。



图 6.11 CST 中基于方形环的吸波超表面天线传感器的模型图

传感器固定元件和可移动元件的基板材料都选用 FR-4,介电常数是 4.3,损 耗角正切 tanδ=0.025,基板的厚度都是 1.6 mm。固定元件上表面的 U 形环阵列 和下表面的接地平面以及可移动元件下表面的短接 U 形环阵列均被设置为完美 电导体。所仿真的传感器模型的尺寸参数详见表 6.1。

参数	值	参数	值
W/mm	25	<i>L</i> / mm	25
$W_l$ / mm	20	$L_I$ / mm	10
<i>S</i> / mm	3		

表 6.1 基于方形环的吸波超表面天线传感器的参数表

在模型中,固定元件和可移动元件上下堆叠,保证 U 形环及其所对应的短接 U 形环位于同一平面上,实现两者之间的电流流通,以共同组成一个方形环来发生电磁谐振。在仿真模拟中,扫频范围被设置为 1.7 GHz – 2.7 GHz。

在裂缝感知的初始阶段,U形环的右侧和其相对应短接U形环的左侧对齐,确保两者的边缘紧密贴合但不重叠,二者共同组成一个方形环。随后,可移动元件逐渐向左移动以模拟裂缝的扩展,从而带动短接U形环相对于U形环向左移动,导致短接U形环与U形环的重叠长度增加。重叠长度的增加会引起方形环的有效电长度减少,进而导致方形环的谐振频率增加。在模拟中,将重叠长度从0mm变化为4mm,单次变化的步长为0.5mm。图6.11展示了基于方形环的吸波超表面天线传感器在不同重叠长度下的反射损耗S11曲线。



图 6.12 基于方形环的吸波超表面天线传感器在不同重叠长度下的反射损耗 S11 曲线

进一步,结合式 6.18 可以将反射损耗 S<sub>11</sub> 曲线转化为吸波率曲线,如图 6.13 所示。



图 6.13 基于方形环的吸波超表面天线传感器在不同重叠长度下的吸波率曲线

由图 6.12 和图 6.13 可知,随着重叠长度的增加,反射损耗 S<sub>11</sub> 曲线的陷波位 置和吸波率曲线的波峰位置都是向高频段偏移的。而反射损耗 S<sub>11</sub> 曲线的陷波位 置和吸波率曲线的波峰位置所对应的频率点都是传感器的谐振频率,因此,从每 根曲线中提取得到短接 U 形环与 U 形环不同重叠长度时的传感器谐振频率,并 建立谐振频率与重叠长度的变化曲线,如图 6.14 所示。



图 6.14 基于方形环的吸波超表面天线传感器谐振频率与重叠长度的关系图

由图 6.14 可知,基于方形环的吸波超表面天线传感器谐振频率随着短接 U 形环与 U 形环的重叠长度的增加而增加,且二者近似成线性关系,拟合因子超 过 0.99。当重叠长度变化 1 mm 时,传感器的谐振频率近似增加 78 MHz。

为了进一步揭示传感器的吸波机制,图 6.15 展示了当 U 形环及其所对应的 短接 U 形环的重叠长度增加到 2 mm 时,传感器在其谐振频率 2.426 GHz 处的电

流分布图。

由图 6.15 可以发现,电流主要集中在方形环表面,此时方形环与入射信号 发生耦合产生谐振,金属结构发生电磁谐振来吸收电磁波的能量。此外,入射信 号在方形环表面和接地平面产生相反方向的电流,上下表面电流会产生磁耦合, 使得入射信号的能量在固定元件的介质基板中被损耗。因此,方形环的电磁谐振 损耗和基板的介质损耗共同实现了对入射信号的吸收。



(a)



(b)

图 6.15 传感器的电流分布图: (a)方形环表面电流和(b)固定元件下表面电流

## 6.4 基于方形环的吸波超表面天线传感器的无线问询实验

## 6.4.1 传感器安装在金属表面的无线问询实验

在前两节中,对基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感性能进行了理论 分析和模拟验证,本节将通过一系列无线测试来验证传感器的实际工作性能。传 感器加工的实物图如图 6.16 所示。



图 6.16 传感器实物图:(a)基于 4×4 单元阵列和(b)基于 2×2 单元阵列

为了验证单元阵列数目对传感器吸波性能的影响,加工了两组不同尺寸的传感器,分别是基于 2×2 单元阵列和基于 4×4 单元阵列,其介质基板的材料和具体尺寸参数与 6.3 节中的仿真模型保持一致。基于 2×2 单元阵列的传感器固定 元件和可移动元件的尺寸均为 50 mm × 50 mm × 1.6 mm,基于 4×4 单元阵列的传感器固定元件和可移动元件的尺寸均为 100 mm × 100 mm × 1.6 mm。

图 6.17 展示了基于方形环的吸波超表面天线传感器安装在金属表面的实验 装置图。



(a) 102



图 6.17 传感器安装在金属表面实验的(a)整体图和(b)细节图

在实验中,矢量网络分析仪(VNA)的发射信号功率被设置为 15 dBm,其两端口通过同轴线分别与两个喇叭天线相连,对天线传感器进行无线问询并记录不同裂缝宽度下传感器的反射损耗曲线。其中,位于左侧的喇叭天线负责发射问询信号,型号为TT0208SJLB,其工作频段为2-18 GHz,增益为10 dB,位于右侧的喇叭天线负责接收反射信号,型号为LB-2080-SF,其工作频段为2-8 GHz,增益为12 dBi。在实验中,采用基于4×4方形环单元阵列吸波超表面的传感器来监测裂缝宽度,其能被无线读取到的最大距离是40 cm。

在实验中,基于方形环的吸波超表面天线传感器安装在金属表面,通过结构 形变模拟装置来模拟裂缝的扩展过程。结构形变模拟装置包含有可移动平台、固 定平台及螺旋测微器,其中螺旋测微器可以精确地控制可移动平台相对固定平台 的位移。传感器的固定元件通过胶水固定在金属表面,可移动元件则是堆叠放置 在固定元件上方,并通过透明亚克力传动杆连接到结构形变模拟装置的可移动平 台上,实现可移动元件与在可移动平台的同步运动,如图 6.17(b)所示。

在初始状态,U 形环的右侧与短接 U 形环的左侧对齐贴合但不存在重叠。 随后,通过操纵螺旋测微器,可移动元件逐渐相对固定元件向左移动以模拟裂缝 的扩展,从而带动短接 U 形环相对于 U 形环向左移动,引起短接 U 形环和 U 形 环之间的重叠长度增加,最终导致由短接 U 形环和 U 形环所组成的方形环的电 长度减小。在实验中,模拟裂缝的宽度由 0 mm 增加到 4 mm,步长为 0.5 mm。 矢量网络分析仪的扫频范围被设置为 2.2 GHz - 3.0 GHz。

图 6.18 展示了矢量网络分析仪测得的不同裂缝宽度对应的传感器的反射损 耗曲线。



图 6.18 不同裂缝宽度下传感器的反射损耗曲线



图 6.19 展示了由反射损耗曲线计算得到的吸波率曲线。

图 6.19 不同裂缝宽度下传感器的吸波率曲线

与模拟结果类似,随着裂缝宽度的扩展,反射损耗曲线的陷波位置和吸波率 曲线的波峰位置都是向高频偏移的。但是在吸波率曲线中,各频段信号的吸波率 与模拟值有所出入,原因在于电磁波在自由空间中传播会存在损耗,任意频段回 波信号的强度都会比问询信号的强度低,可以通过增加对金属板在相同距离下无 线读取的回波信号来校准并消除电磁波的传播损耗。幸运的是,所提出的传感器 是将其谐振频率作为监测变量,而传感器的谐振频率是吸波率曲线波峰位置所对 应的频率点,其无需校准也可以被精准识别。从反射损耗曲线和吸波率曲线中提 取出传感器的谐振频率,建立谐振频率与裂缝宽度的关系,如图 6.20 所示。



图 6.20 基于方形环的吸波超表面天线传感器谐振频率-裂缝宽度关系图

由图 6.20 可知,基于方形环的吸波超表面天线传感器谐振频率与裂缝宽度 呈现近似线性关系,拟合因子为 0.9995。当裂缝宽度扩展 1 mm,传感器谐振频 率的偏移量近似为 54 MHz。

### 6.4.2 传感器信号强度分析

为了评估传感器的无线读取距离,选用基于 4×4 方形环单元阵列的吸波超 表面天线传感器,将其读取距离从 20 cm 增加到 40 cm,步长为 5 cm。图 6.21 展 示了阅读器所采集的不同读取距离下的接收信号强度。



图 6.21 传感器不同读取距离下的接收信号强度图

显然,随着读取距离的增加,接收信号强度整体下降,这是由电磁波在自由 空间的传播损耗所引起的。当读取距离增加到 40 cm 时,尽管能从接收信号中识 别到陷波位置,但陷波周围的杂峰会影响传感器谐振频率读取的准确性。

为了验证传感器单元阵列数目对无线读取距离和幅度调制能力的影响,分别 记录了基于 4×4 和 2×2 方形环单元阵列的吸波超表面天线传感器在 25 cm 读 取距离下阅读器的接收信号强度,如图 6.22 所示。显然,单元阵列数目的增加会 提高传感器调制反射信号幅度的能力,使得陷波更容易被识别,相应地提高了传 感器的最大读取距离。



图 6.22 不同尺寸传感器在相同读取距离下的接收信号强度图

表 6.2 交叉极化天线传感、	去极化天线传感器和吸波超表面天线传感器对比
-----------------	-----------------------

	基于 U 形谐振 器的交叉极化天 线传感器	基于 L 形谐振器 的去极化天线传 感器	基于 4×4 方形 环单元阵列的吸 波超表面天线传 感器	基于 2×2 方形 环单元阵列的吸 波超表面天线传 感器
抗信号自干扰机 制	集成交叉极化的 宽带天线来接收 和散射信号	利用传感器辐射 元件自身谐振来 散射去极化信号	利用传感器的吸波机制来对金属反 射信号幅度调制	
尺寸参数	110 mm × 110 mm × 3.2 mm	$60 \text{ mm} \times 60$ mm $\times 2.54 \text{ mm}$	$100 \text{ mm} \times 100$ mm $\times 3.2 \text{ mm}$	$50 \text{ mm} \times 50$ mm $\times 3.2 \text{ mm}$
最远无线问询距 离	6 cm	15 cm	40 cm	30 cm
对结构形变的动 态传感	能	否	能	能

表 6.2 展示了所提出的交叉极化天线传感、去极化天线传感器和吸波超表面

天线传感器的传感性能对比。结果表明,去极化天线传感器相对交叉极化天线传 感器的结构更紧凑,但其不能与第三章所提出的阅读器相结合来实现对结构形变 的动态监测;吸波超表面天线传感器在相同尺寸下具有比交叉极化传感器、去极 化传感器更远的读取距离,且得益于传感器反射信号的宽频带特性,其能与基于 调频连续波雷达的动态阅读器结合实现对结构形变的动态监测,更适合于工程结 构中的实际监测应用。

## 6.5 本章小节

本章提出了一种用于结构表面裂缝宽度感知的基于方形环的吸波超表面天 线传感器,对传感器的传感机制进行了理论分析、仿真模拟和无线问询实验来探 究其可行性,同时分析了传感器的吸波机制。具体包括:

(1)介绍了基于方形环的吸波超表面天线传感器的传感机理,包括传感器的设计、裂缝宽度编码机理及传感器谐振频率与裂缝宽度的理论关系推导。此外,建立了基于吸波超表面的天线传感器的等效电路模型,分析传感器的吸波机制和 其对反射信号的幅度调制机理。

(2) 在 CST 中对传感器的固定元件和可移动元件进行了建模和仿真模拟,探 究了传感器的表面电流分布,结果表明传感器吸波能力主要来自方形环的电磁谐 振损耗和基板的介质损耗。此外,研究了 U 形环和短接 U 形环之间的重叠长度 与传感器谐振频率的关系,进一步验证了传感器用于裂缝宽度感知的可行性。

(3) 将基于方形环的吸波超表面天线传感器安装于金属表面,模拟实际工作场景进行了一系列无线问询实验来验证其可行性。实验结果表明,该传感器在具有强电磁反射性的金属表面也可以正常工作,且谐振频率与裂缝宽度具有明显的线性关系,拟合系数为 0.9995,灵敏度为 54 MHz/mm,适合作为形变传感器来表征结构裂缝宽度。

(4) 对传感器的无线问询距离进行了探究,结果表明基于 4×4 方形环单元 阵列的传感器最大读取距离为 40 cm,且传感器的最大读取距离和幅度调制能力 随着单元阵列数目的增加而增大。

107

## 第7章 结论与展望

### 7.1 结论

本文基于无源无线的天线传感器,研究传感器无线读取距离提高的方案,分 别设计了可用于金属表面监测的交叉极化天线传感器、去极化天线传感器和吸波 超表面天线传感器,且与调频连续波雷达相结合,研究天线传感器的动态问询机 制,提出了一种基于调频连续波雷达-天线传感器的结构形变动态感知系统。本 文的主要研究成果及结论如下:

(1)提出了一种基于U形谐振器的交叉极化天线传感器,可以用于金属表 面裂缝宽度监测,其整体尺寸约为110mm×110mm×3.2mm。建立了天线传感 器在无线问询中的信道模型,推导了阅读器接收到的共极化和交叉极化信号的表 达式,揭示了交叉极化读取技术抗信号自干扰的机制;建立了传感器的等效电路 模型,明确了散射信号幅度和相位同步传感裂缝宽度的机制;基于有效电长度理 论推导了传感器谐振频率与裂缝宽度的理论表达式。进一步,对传感器进行了仿 真模拟,证实了可以从信号幅度和相位中提取得到传感器谐振频率。随后,将传 感器分别安装在木材表面和金属表面进行了无线问询实验,传感器安装在木材表 面的实验结果和金属表面的实验结果基本吻合,证实了交叉极化天线传感器在具 有强反射性的金属表面也可以正常工作,且传感器的谐振频率与裂缝宽度具有明 显的线性关系,拟合系数超过 0.99,灵敏度约为 83 MHz/mm。受限于宽带天线 的性能,所提出的传感器安装于金属表面监测时的最远无线问询距离为6 cm。

(2)基于调频连续波雷达的阅读平台,探究了天线传感器的动态无线问询 机制,建立信号传播全过程模型,并结合交叉极化天线传感器推导了阅读平台所 采集的低频信号的表达式,明确了低频信号的瞬时幅度最低点和瞬时相位波动点 所对应的时间位置即是天线传感器的谐振频率在问询信号周期内的时间位置,开 发了基于 Hilbert 变换的低频信号幅度和相位提取算法以实现对天线传感器谐振 频率的动态问询。进一步,对基于调频连续波雷达-天线传感器的动态传感系统 的信号传播全过程和传感器谐振频率提取算法进行了仿真模拟,验证了基于调频 连续波雷达-天线传感器的动态传感系统的可行性。随后,搭建了基于调频连续 波雷达的阅读平台,并用来对监测裂缝宽度扩展的交叉极化天线传感器来进行无 线问询,基于调频连续波雷达的阅读平台测试结果与第三章所得到的网络分析仪 的测试结果高度吻合,误差限制在 1%以内,且实现了在 100 ms 内对天线传感器 所监测裂缝宽度信息的单次读取,近似实现了对裂缝宽度的实时监测。 (3)提出了一种基于 L 形谐振器的去极化天线传感器,其无需集成两个线 性极化的宽带天线也可以散射与问询信号极化方向交叉的信号,且传感器雷达散 射截面积随着单元阵列数目的增加而增加,可以用于金属表面裂缝宽度监测,其 整体尺寸约为 60 mm × 60 mm × 2.54 mm。基于有效电长度理论推导了传感 器谐振频率与裂缝宽度的理论关系,基于电磁超表面的极化转换机理分析了传感 器去极化信号的产生机制。进一步,对传感器进行了仿真模拟,探究了去极化天 线传感器共极化响应和交叉极化响应的差异性,明确了从交叉极化响应中峰值来 读取传感器谐振频率的优势,研究了传感器阵列单元数目对散射信号强度的影响。 随后,将传感器分别安装在金属表面进行了无线问询实验,结果表明传感器的谐 振频率与裂缝宽度具有明显的线性关系,拟合系数接近 0.99,灵敏度约为 26.2 MHz/mm。所提出的去极化传感器安装于金属表面监测时的最远无线问询距离为 15 cm,相比于交叉极化天线传感器,去极化天线传感器的结构更紧凑且无线读 取距离更远。

(4) 提出了一种可以安装于金属表面来监测裂缝宽度的基于方形环的吸波 超表面天线传感器,其无需利用交叉极化读取技术来避免信号自干扰,而是利用 自身吸波特性将监测信息调制在金属反射信号的幅度中,其整体尺寸约为100 mm×100mm×3.2mm。基于有效电长度理论推导了传感器谐振频率与裂缝宽度 的理论关系, 基于电磁超表面的吸波机理建立了传感器的等效电路模型, 根据阻 抗匹配机制分析了传感器吸波原理。进一步,对传感器进行了仿真模拟,验证了 吸波传感器监测裂缝宽度的可行性,且传感器的表面电流分布表明了方形环的电 磁谐振损耗和基板的介质损耗会共同实现对入射信号的吸收。随后,将传感器分 别安装在金属表面进行了无线问询实验,结果表明传感器的谐振频率与裂缝宽度 具有明显的线性关系, 拟合系数超过 0.99, 灵敏度约为 54 MHz/mm。同时测试 了在相同读取距离下基于 4×4 和 2×2 方形环单元阵列的吸波超表面天线传感 器的回波信号强度,结果表明,单元阵列数目的增加会提高传感器吸收信号的能 力和幅度调制的能力,使得回波信号中的陷波更容易被识别,进而相应地提高了 传感器的最远读取距离。所提出的基于 4×4 方形环单元阵列的吸波超表面天线 传感器的最远无线问询距离为 40 cm, 且传感器反射信号为宽带信号, 能与基于 调频连续波雷达的动态阅读器结合实现对结构形变的动态传感。

## 7.2 进一步工作的方向

本文基于无源无线天线传感器和调频连续波雷达为土木工程结构形变的动态感知提供了新的思路,并且为提高天线传感器无线问询距离提供了三种可行的

技术方案,进一步扩大了无源无线天线传感器在结构健康监测中的应用场景。尽 管本文的研究工作取得了一定的进展,但囿于作者自身水平和实际实验条件,仍 然有诸多值得改进和进一步深入的研究工作:

(1)天线传感器的多重增敏机制有待进一步研究。本文所提出的天线传感器的灵敏度都低于 100 MHz/mm,尽管不影响传感器对裂缝宽度的测量,但是当监测更微小变形时,传感器信号容易受到环境干扰而产生轻微波动,影响监测结果的精确度。在未来,可以通过增设变形放大机制、优化天线结构等手段来提高天线传感器的灵敏度。

(2) 天线传感器的小型化有待进一步研究。尽管本文所提出的传感器的平面尺寸都约为10 cm × 10 cm,但是在实际应用时,为了获得更远的无线读取距离,需要增加传感器单元阵列数目,这不可避免会引起传感器整体尺寸的增加。在未来,可以通过在传感器内部集成电容电感等元件、对贴片开槽增加电长度等手段来缩小传感器单元的尺寸。

(3)天线传感器的封装方案和长期稳定性有待研究。本文对天线传感器的 测试都是在传感器组件上下堆叠的状态下进行的,通过对天线传感器设计合适的 封装方案,可以提高天线传感器的耐久性和可靠性。

110

# 参考文献

- [1] 欧进萍. 重大工程结构智能传感网络与健康监测系统的研究与应用[J]. 中国科学基金, 2005, 19(001): 8-12.
- [2] Torres M.A., Ruiz S.E. Structural reliability evaluation considering capacity degradation over time[J]. Engineering Structures, 2007, 29(9): 2183-2192.
- [3] 朱宏平,余璟,张俊兵.结构损伤动力检测与健康监测研究现状与展望[J].工程力学, 2011,28(2):1-11.
- [4] 李惠, 鲍跃全, 李顺龙. 结构健康监测数据科学与工程[J]. 工程力学, 2015, 32(8): 1-7.
- [5] 李宏男, 高东伟, 伊廷华. 土木工程结构健康监测系统的研究状况与进展[J]. 力学进展, 2008, 38(2): 151-166.
- [6] Sofi A., Regita J.J., Rane B., et al. Structural health monitoring using wireless smart sensor network–An overview[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2022, 163: 108113.
- [7] 朱鸿鹄, 殷建华, 靳伟, et al. 基于光纤光栅传感技术的地基基础健康监测研究[J]. 土木 工程学报, 2010, 43(6): 109-115.
- [8] Qian W., Qian C. Long-Range Detection of a Wirelessly Powered Resistive Transducer[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-9.
- [9] Qing X., Li W., Wang Y., et al. Piezoelectric transducer-based structural health monitoring for aircraft applications[J]. Sensors, 2019, 19(3): 545.
- [10] Noel A.B., Abdaoui A., Elfouly T., et al. Structural health monitoring using wireless sensor networks: A comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(3): 1403-1423.
- [11] Gao M., Wang P., Wang Y., et al. Self-powered ZigBee wireless sensor nodes for railway condition monitoring[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2017, 19(3): 900-909.
- [12] Behera S.K. Chipless RFID sensors for wearable applications: A review[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 22(2): 1105-1120.
- [13] Zhang J., Tian G.Y., Marindra A.M., et al. A review of passive RFID tag antenna-based sensors and systems for structural health monitoring applications[J]. Sensors, 2017, 17(2): 265.
- [14] Liu G., Wang Q.-A., Jiao G., et al. Review of wireless RFID strain sensing technology in structural health monitoring[J]. Sensors, 2023, 23(15): 6925.
- [15] Zhu X., Mukhopadhyay S.K., Kurata H. A review of RFID technology and its managerial applications in different industries[J]. Journal of Engineering and Technology Management, 2012, 29(1): 152-167.
- [16] Dey S., Bhattacharyya R., Sarma S.E., et al. A Novel "Smart Skin" Sensor for Chipless RFID-Based Structural Health Monitoring Applications[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 8(5): 3955-3971.
- [17] Jiang K., Xie L., Xue S., et al. Capacitively-coupled dual ring antennas for bolt loosening detection[J]. Measurement, 2022, 200: 111605.
- [18] Mc Gee K., Anandarajah P., Collins D. A review of chipless remote sensing solutions based on

RFID technology[J]. Sensors, 2019, 19(22): 4829.

- [19] Dey S., Saha J.K., Karmakar N.C. Smart sensing: Chipless RFID solutions for the Internet of Everything[J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16(10): 26-39.
- [20] Ahmadihaji A., Izquierdo R., Shih A. From chip-based to chipless rfid sensors: a review[J]. IEEE Sensors Journal, 2023. 23(11): 11356-11373.
- [21] Huang H. Flexible wireless antenna sensor: A review[J]. IEEE Sensors Journal, 2013, 13(10): 3865-3872.
- [22] Daliri A., Galehdar A., Rowe W.S., et al. Utilising microstrip patch antenna strain sensors for structural health monitoring[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2012, 23(2): 169-182.
- [23] Aliasgari J., Forouzandeh M., Karmakar N. Chipless RFID readers for frequency-coded tags: Time-domain or frequency-domain? [J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2020, 4(2): 146-158.
- [24] Xie L., Wu T., Yi Z., et al. Passive Accelerometer Using Unstressed Patch Antenna Interrogated by FMCW Radar[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(15): 16672-16682.
- [25] 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.
- [26] Abdulkarem M., Samsudin K., Rokhani F.Z., et al. Wireless sensor network for structural health monitoring: A contemporary review of technologies, challenges, and future direction[J]. Structural Health Monitoring, 2020, 19(3): 693-735.
- [27] Bhuiyan M.Z.A., Wang G., Wu J., et al. Dependable structural health monitoring using wireless sensor networks[J]. IEEE Transactions on Dependable and Secure Computing, 2015, 14(4): 363-376.
- [28] Zhang M., Liu Z., Shen C., et al. A review of radio frequency identification sensing systems for structural health monitoring[J]. Materials, 2022, 15(21): 7851.
- [29] Buckley T., Ghosh B., Pakrashi V. Edge structural health monitoring (E-SHM) using lowpower wireless sensing[J]. Sensors, 2021, 21(20): 6760.
- [30] Park J., Lee J.-R. Strain measurements of an aircraft wing using embedded CNT fiber sensor and wireless SHM sensor node[J]. Functional Composites and Structures, 2022, 4(3): 035004.
- [31] Yang Y., Xu W., Gao Z., et al. Research progress of SHM system for super high-rise buildings based on wireless sensor network and cloud platform[J]. Remote Sensing, 2023, 15(6): 1473.
- [32] Liu Y. WSN-Based SHM Optimisation Algorithm for Civil Engineering Structures[J]. Processes, 2022, 10(10): 2113.
- [33] Yu X., Fu Y., Li J., et al. Recent advances in wireless sensor networks for structural health monitoring of civil infrastructure[J]. Journal of Infrastructure Intelligence and Resilience, 2023: 3(1):100066.
- [34] Veluthedath Shajihan S.A., Chow R., Mechitov K., et al. Development of synchronized highsensitivity wireless accelerometer for structural health monitoring[J]. Sensors, 2020, 20(15): 4169.
- [35] Mascarenas D.L., Todd M.D., Park G., et al. Development of an impedance-based wireless sensor node for structural health monitoring[J]. Smart Materials and Structures, 2007, 16(6): 2137.
- [36] Lawal O., Najafi A., Hoang T., et al. Development and validation of a framework for smart

wireless strain and acceleration sensing[J]. Sensors, 2022, 22(5): 1998.

- [37] Komarizadehasl S., Lozano F., Lozano-Galant J.A., et al. Low-cost wireless structural health monitoring of bridges[J]. Sensors, 2022, 22(15): 5725.
- [38] Cui L., Zhang Z., Gao N., et al. Radio frequency identification and sensing techniques and their applications—A review of the state-of-the-art[J]. Sensors, 2019, 19(18): 4012.
- [39] Costa F., Genovesi S., Borgese M., et al. A review of RFID sensors, the new frontier of internet of things[J]. Sensors, 2021, 21(9): 3138.
- [40] Subrahmannian A., Behera S.K. Chipless RFID sensors for IoT-based healthcare applications: A review of state of the art[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-20.
- [41] Patre S.R. Passive chipless RFID sensors: Concept to applications—A review[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2021, 6: 64-76.
- [42] Raju R., Bridges G.E., Bhadra S. Wireless passive sensors for food quality monitoring: Improving the safety of food products[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2020, 62(5): 76-89.
- [43] Cook B.S., Vyas R., Kim S., et al. RFID-based sensors for zero-power autonomous wireless sensor networks[J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(8): 2419-2431.
- [44] Mishra D.P., Behera S.K. Resonator based chipless RFID: A frequency domain comprehensive review[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 72: 1-16.
- [45] Sethy P., Behera S.K. Chipless RFID Sensors for Bioimplants: A Comprehensive Review[J]. IEEE Microwave Magazine, 2023, 24(7): 41-60.
- [46] Plessky V.P., Reindl L.M. Review on SAW RFID tags[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2010, 57(3): 654-668.
- [47] Weng H., Duan F.L., Xie Z., et al. LiNbO 3-based SAW sensors capable to measure up to 1100° C high temperature[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(21): 12679-12683.
- [48] Zhou X., Tan Q., Liang X., et al. Novel multilayer SAW temperature sensor for ultra-high temperature environments[J]. Micromachines, 2021, 12(6): 643.
- [49] Gao X., Cheng L., Xue X., et al. Development of wireless and passive SAW temperature sensor with very high accuracy[J]. Applied Sciences, 2021, 11(16): 7422.
- [50] Pan S., Memon M.M., Wan J., et al. The influence of pressure on the TCF of AlN-based SAW pressure sensor[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(4): 3097-3104.
- [51] Wang W., Xue X., Fan S., et al. Development of a wireless and passive temperaturecompensated SAW strain sensor[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2020, 308: 112015.
- [52] Marindra A.M.J., Tian G.Y. Chipless RFID sensor for corrosion characterization based on frequency selective surface and feature fusion[J]. Smart Materials and Structures, 2020, 29(12): 125010.
- [53] Yeo J., Lee J.-I., Kwon Y. Humidity-sensing chipless RFID tag with enhanced sensitivity using an interdigital capacitor structure[J]. Sensors, 2021, 21(19): 6550.
- [54] 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, 2020, 30(1): 015007.
- [55] Marindra A.M.J., Tian G.Y. Chipless RFID sensor tag for metal crack detection and characterization[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(5): 2452-2462.

- [56] Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design[M]. John wiley & sons, 2016.
- [57] Wang L., Chung K.L., 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.
- [58] Kozak R., Khorsand K., Zarifi T., et al. Patch antenna sensor for wireless ice and frost detection[J]. Scientific Reports, 2021, 11(1): 13707.
- [59] Wang W., Xuan X.-W., Zhao W.-Y., et al. An implantable antenna sensor for medical applications[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(13): 14035-14042.
- [60] Tao B., Feng L., Miao F., et al. High sensitivity chipless RFID humidity sensor tags are based on SnO2/G nanomaterials[J]. Vacuum, 2022, 202: 111126.
- [61] Xue Y., Hou B., Wang S., et al. A highly sensitive paper-based chipless RFID humidity sensor based on graphene oxide[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2023, 358: 114457.
- [62] Marchi G., Mulloni V., Hammad Ali O., et al. Improving the sensitivity of chipless RFID sensors: The case of a low-humidity sensor[J]. Electronics, 2021, 10(22): 2861.
- [63] Mc Gee K., Anandarajah P., Collins D. Proof of concept novel configurable chipless RFID strain sensor[J]. Sensors, 2021, 21(18): 6224.
- [64] Mc Gee K., Anandarajah P., Collins D. Use of chipless RFID as a passive, printable sensor technology for aerospace strain and temperature monitoring[J]. Sensors, 2022, 22(22): 8681.
- [65] Rodini S., Genovesi S., Manara G., et al. Chipless Wireless Strain Sensor Based on Stretchable Piezoresistive Materials[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(13): 28912- 28922.
- [66] Lopato P., Herbko M. A circular microstrip antenna sensor for direction sensitive strain evaluation[J]. Sensors, 2018, 18(1): 310.
- [67] Mohammad I., Huang H. Monitoring fatigue crack growth and opening using antenna sensors[J]. Smart Materials and Structures, 2010, 19(5): 055023.
- [68] Sanders J.W., Yao J., Huang H. Microstrip Patch Antenna Temperature Sensor[J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(9): 5312-5319.
- [69] Leng T., Huang X., Chang K., et al. Graphene nanoflakes printed flexible meandered-line dipole antenna on paper substrate for low-cost RFID and sensing applications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 1565-1568.
- [70] Gagnadre I., Gagnadre C., Fenelon J. Circular patch antenna sensor for moisture content measurement on dielectric material[J]. Electronics Letters, 1995, 31(14): 1167-1168.
- [71] Mohammad I., Huang H.Y. An Antenna Sensor for Crack Detection and Monitoring[J]. Advances in Structural Engineering, 2011, 14(1): 47-53.
- [72] Tchafa F.M., Huang H. Microstrip patch antenna for simultaneous temperature sensing and superstrate characterization[J]. Smart Materials and Structures, 2019, 28(10): 105009.
- [73] Yi Z., Xue S., Xie L., et al. Detection of Setting Time During Cement Hydration Using Multi-Electromagnetic Parameters of Patch Antenna Sensor[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 8005909.
- [74] Mulloni V., Gaiardo A., Marchi G., et al. Sub-ppm NO2 detection through chipless RFID sensor functionalized with reduced SnO2[J]. Chemosensors, 2023, 11(7): 408.
- [75] Bui C.D., Quinn A., Iacopino D., et al. Compact Chipless RFID Sensor for Frozen Food Monitoring[J]. IEEE Sensors Journal, 2024, 24(9): 14205-14212.
- [76] Dey S., Amin E.M., Karmakar N.C. Paper based chipless RFID leaf wetness detector for plant

health monitoring[J]. IEEE Access, 2020, 8: 191986-191996.

- [77] Brinker K.R., Zoughi R. Tunable chipless RFID pressure sensor utilizing additive manufacturing—Model, simulation, and measurement[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 1-13.
- [78] Svanda M., Machac J., Polivka M., et al. Chipless RFID tag with enhanced RCS used as a phthalocyanine-based solvent vapors sensor[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(9): 1556-1560.
- [79] Mulloni V., Marchi G., Gaiardo A., et al. Applications of Chipless RFID Humidity Sensors to Smart Packaging Solutions[J]. Sensors, 2024, 24(9): 2879.
- [80] Unnikrishnan R., Rance O., Barbot N., et al. Chipless RFID label with identification and touchsensing capabilities[J]. Sensors, 2021, 21(14): 4862.
- [81] Paredes F., Herrojo C., Martín F. 3D-printed quasi-absolute electromagnetic encoders for chipless-RFID and motion control applications[J]. Electronics, 2021, 10(10): 1154.
- [82] Miao F., Zhang X., Tao B., et al. Wireless chipless RFID temperature and humidity sensor based on Fe2O3-Co3O4/SnO2/rGO composites[J]. Materials Science and Engineering: B, 2024, 307: 117549.
- [83] Valderas D., Villa-González F., Bhattacharyya R., et al. Time-temperature excursion monitoring using chipless RFID tags and organic oils[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(17): 19028-19036.
- [84] Requena F., Gilch M., Barbot N., et al. Thermal modeling of resonant scatterers and reflectometry approach for remote temperature sensing[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(11): 4720-4734.
- [85] Requena F., Barbot N., Kaddour D., et al. Combined temperature and humidity chipless RFID sensor[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(16): 16098-16110.
- [86] Wan G., Jiang Z., Xie L. A Multi-parameter Integration Method and Characterization Study of Chipless RFID Sensors with Spiral Shape[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 9511911.
- [87] Chen L., Liu L., Kang L., et al. A multibranch U-shaped tunable encoding chipless RFID strain sensor for IoT sensing system[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 10(6): 5304-5320.
- [88] Kang L., Chen L., Liu L., et al. Characteristics Analysis of RFID Multiparameter Sensor Tags Based on Various Substrate Materials[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 23(3): 1875-1884.
- [89] Jang S.-D., Kim J. Passive wireless structural health monitoring sensor made with a flexible planar dipole antenna[J]. Smart Materials and Structures, 2012, 21(2): 027001.
- [90] Vena A., Koski K., Moradi E., et al. An embroidered two-dimensional chipless strain sensor for wireless structural deformation monitoring[J]. IEEE Sensors Journal, 2013, Vol 13(12): 4627-4637.
- [91] Javed N., Azam M., Amin Y. Chipless RFID multisensor for temperature sensing and crack monitoring in an IoT environment[J]. IEEE Sensors Letters, 2021, 5(6): 1-4.
- [92] Xue S.T., Xu K.Q., Xie L.Y., et al. Crack sensor based on patch antenna fed by capacitive microstrip lines[J]. Smart Materials and Structures, 2019, 28(8): 085012.
- [93] Caizzone S., Digiampaolo E., Marrocco G. Wireless crack monitoring by stationary phase measurements from coupled RFID tags[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(12): 6412-6419.

- [94] Zhang J., Huang B., Zhang G., et al. Wireless passive ultra high frequency RFID antenna sensor for surface crack monitoring and quantitative analysis[J]. Sensors, 2018, 18(7): 2130.
- [95] Jha A.K., Lamecki A., Mrozowski M., et al. A microwave sensor with operating band selection to detect rotation and proximity in the rapid prototyping industry[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(1): 683-693.
- [96] Xue S., Yi Z., Xie L., et al. A Passive Wireless Crack Sensor Based on Patch Antenna with Overlapping Sub-Patch[J]. Sensors, 2019, 19(19): 4327.
- [97] Xue S.T., Yi Z.R., Xie L.Y., et al. Double-frequency passive deformation sensor based on twolayer patch antenna[J]. Smart Struct System, 2021, 27(6): 969-982.
- [98] Xue S.T., Yi Z.R., Xie L.Y., et al. A Displacement Sensor Based on a Normal Mode Helical Antenna[J]. Sensors, 2019, 19(17):3767.
- [99] Xue S., Wang H., Xie L., et al. Bolt loosening detection method based on double-layer slotted circular patch antenna[J]. Structural Health Monitoring, 2024: 14759217241227992.
- [100] Wan C., Zheng Z., Xue S., et al. An angle sensor based on a sector ring patch antenna for bolt loosening detection[J]. Smart Materials and Structures, 2022, 31(4): 045009.
- [101] Yi Z., Xie L., Xue S., et al. A Passive Wireless Acceleration Sensing System Based on Patch Antenna and FMCW Radar[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(12): 10662-10674.
- [102] Li X., Xue S., Xie L., et al. An off-center fed patch antenna with overlapping sub-patch for simultaneous crack and temperature sensing[J]. Smart Materials and Structures, 2022, 31(9): 095036.
- [103] Li X., Xue S., Xie L., et al. A miniaturized passive wireless patch antenna sensor for structural crack sensing[J]. Structural Health Monitoring, 2024, 23(5): 14759217241227797.
- [104] Shen X., Shi G., Cheng L., et al. Chipless RFID-inspired Sensing for Smart Agriculture: A Review[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2023, 363: 114725.
- [105] Subrahmannian A., Behera S.K. Chipless RFID: A unique technology for mankind[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2022, 6: 151-163.
- [106] Aliasgari J., Karmakar N.C. Mathematical model of chipless RFID tags for detection improvement[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(10): 4103-4115.
- [107] Karmakar N.C. Chipless RFID tag localization[J]. IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(11): 4008-4017.
- [108] Jiang K., Xue S., Xie L., et al. A Low-Cost FMCW Reader for High-Speed Interrogation of Chipless RFID Sensor[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(17): 29049-29061.
- [109] Babaeian F., Karmakar N.C. Time and frequency domains analysis of chipless RFID backscattered tag reflection[J]. IoT, 2020, 1(1): 109-127.
- [110] Rezaiesarlak R., Manteghi M. A space-time-frequency anticollision algorithm for identifying chipless RFID tags[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 62(3): 1425-1432.
- [111] Lazaro A., Villarino R., Costa F., et al. Chipless dielectric constant sensor for structural health testing[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(13): 5576-5585.
- [112] Lazaro A., Ramos A., Girbau D., et al. Signal processing techniques for chipless UWB RFID thermal threshold detector detection[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 15: 618-621.

- [113] Bibile M.A., Karmakar N.C. Moving chipless RFID tag detection using adaptive waveletbased detection algorithm[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(6): 2752-2760.
- [114] Sokoudjou J.J.F., Villa-González F., García-Cardarelli P., et al. Chipless RFID tag implementation and machine-learning workflow for robust identification[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, 71(12): 5147-5159.
- [115] Barbot N., Perret E. Linear time-variant chipless RFID sensor[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2021, 6: 104-111.
- [116] Donelli M., Viani F. Graphene-based antenna for the design of modulated scattering technique (MST) wireless sensors[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 1561-1564.
- [117] Yao J., Hew Y.-Y.M., Mears A., et al. Strain Gauge-Enable Wireless Vibration Sensor Remotely Powered by Light[J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(9): 5185-5192.
- [118] Deshmukh S., Huang H. Wireless interrogation of passive antenna sensors[J]. Measurement Science and Technology, 2010, 21(3): 035201.
- [119] 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.
- [120] Mondal S., Kumar D., Chahal P. Recent advances and applications of passive harmonic RFID systems: A review[J]. Micromachines, 2021, 12(4): 420.
- [121] Kumar D., Mondal S., Karuppuswami S., et al. Harmonic RFID communication using conventional UHF system[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2019, 3(4): 227-235.
- [122] Hussein H.M., Rinaldi M., Onabajo M., et al. A chip-less and battery-less subharmonic tag for wireless sensing with parametrically enhanced sensitivity and dynamic range[J]. Scientific Reports, 2021, 11(1): 3782.
- [123] Lin J.-A., Jhang J.-Y., Lai F.-P., et al. Analysis of calibration-free detection techniques for frequency-coded chipless RFID[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 69(3): 1681-1691.
- [124] 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.
- [125] Liu L.Y., Poddar A.K., Rohde U.L., et al. A Novel Flexible Chipless RFID Tag Sensor for Monitoring Environmental Humidity[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(24): 31237-31249.
- [126] Fathi P., Bhattacharya S., Karmakar N.C. Dual-polarized keratin-based UWB chipless RFID relative humidity sensor[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 22(3): 1924-1932.
- [127] Babaeian F., Karmakar N.C. Development of cross-polar orientation-insensitive chipless RFID tags[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(7): 5159-5170.
- [128] Wang R., Akhter Z., Li W., et al. Fully printed dual-layer depolarizing chipless RFID tag for wearable applications[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2023, 7: 74-82.
- [129] Ramos A., Ali Z., Vena A., et al. Single-layer, flexible, and depolarizing chipless RFID tags[J]. IEEE Access, 2020, 8: 72929-72941.
- [130] Ali Z., Rance O., Barbot N., et al. Depolarizing chipless RFID tag made orientation insensitive by using ground plane interaction[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(7): 5235-5245.

- [131] El Gharbi M., Fernández-García R., Gil I. Embroidered wearable Antenna-based sensor for Real-Time breath monitoring[J]. Measurement, 2022, 195: 111080.
- [132] Yang M., Zhang W., Li L., et al. A resistance-type sensor based on chipless RFID[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(7): 3319-3325.
- [133] Yao J., Tjuatja S., Huang H. A compact FMCW interrogator of microstrip antenna for foot pressure sensing[c]. proceedings of the 2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), 2016: 2101-2105.
- [134] 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.
- [135] Xue S., Li X., Xie L., et al. A bolt loosening detection method based on patch antenna with overlapping sub-patch[J]. Structural Health Monitoring, 2022, 21(5): 2231-2243.
- [136] 李宗谦. 微波工程基础[M]. 北京: 清华大学出版社有限公司, 2004.
- [137] 朱建清. 电磁波原理与微波工程基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.
- [138] 孙绪保, 郭银景, 姜琳. 微波技术与天线[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [139] 康行健. 天线原理与设计[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [140] 王玲玲. 简并正交模贴片天线应变传感器及其应变监测技术研究:[D]. 青岛: 青岛理工 大学, 2021.
- [141] Behera S.K., Karmakar N.C. Wearable chipless radio-frequency identification tags for biomedical applications: A review [Antenna Applications Corner][J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2020, 62(3): 94-104.
- [142] Hashmi M.S., Sharma V. Design, analysis, and realisation of chipless RFID tag for orientation independent configurations[J]. The Journal of Engineering, 2020, 5: 189-196.
- [143] Martín F., Herrojo C., Mata-Contreras J., et al. Time-Domain Signature Barcodes for Chipless-RFID and Sensing Applications[M]. Springer, 2020.
- [144] Mohonta S.C., Lasantha L., Majumder M., et al. Chipless RFID strain sensors: A review and performance analysis[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2024, 376: 115647.
- [145] Jiang K., Xue S., Xie L., et al. A cross-polarized antenna sensor based on U-shaped resonator for crack sensing[J]. Measurement, 2024, 371: 114592.
- [146] 赵克玉, 许福永. 微波原理与技术 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [147] 张胜. 微型平面微波滤波器的结构与性能研究[D]. 上海: 上海大学, 2008.
- [148] Jankiraman M. FMCW radar design[M]. Artech House, 2018.
- [149] 马月红. MIMO-FMCW 雷达系统设计与信号处理[M]. 沈阳: 东北大学出版社, 2022.
- [150] Boaventura A., Santos J., Oliveira A., et al. Perfect isolation: Dealing with self-jamming in passive RFID systems[J]. IEEE Microwave Magazine, 2016, 17(11): 20-39.
- [151] Forouzandeh M., Karmakar N. Self-interference cancelation in frequency-domain chipless RFID readers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(5): 1994-2009.
- [152] Barton D.K. Radar equations for modern radar[M]. Artech House, 2013.
- [153] Barbot N., Rance O., Perret E. Classical RFID versus chipless RFID read range: Is linearity a friend or a foe? [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(9): 4199-4208.
- [154] 姜康, 薛松涛, 谢丽宇, 万国春.基于 U 形谐振器的无源裂缝传感器.哈尔滨工程大学学 报[J], 2024, 45(8): 1421-1426.

- [155] Vena A., Perret E., Tedjni S. A depolarizing chipless RFID tag for robust detection and its FCC compliant UWB reading system[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(8): 2982-2994.
- [156] Bao Y., Weng Q., Li B. Conversion between arbitrary amplitude, phase, and polarization with minimal degrees of freedom of metasurface[J]. Laser & Photonics Reviews, 2022, 16(2): 2100280.
- [157] Wang W., Guo Z., Li R., et al. L-shaped metasurface for both the linear and circular polarization conversions[J]. Journal of Optics, 2015, 17(6): 065103.
- [158] Blanchard R., Aoust G., Genevet P., et al. Modeling nanoscale V-shaped antennas for the design of optical phased arrays[J]. Physical Review B, 2012, 85(15): 155457.
- [159] Yu N., Aieta F., Genevet P., et al. A broadband, background-free quarter-wave plate based on plasmonic metasurfaces[J]. Nano Letters, 2012, 12(12): 6328-6333.
- [160] Ferreira D., Caldeirinha R.F., Cuinas I., et al. Square loop and slot frequency selective surfaces study for equivalent circuit model optimization[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(9): 3947-3955.
- [161] Langley R.J., Parker E.A. Equivalent circuit model for arrays of square loops[J]. Electronics Letters, 1982, 18: 294-296.
- [162] Li W., Xu M., Xu H.X., et al. Metamaterial absorbers: from tunable surface to structural transformation[J]. Advanced Materials, 2022, 34(38): 2202509.
- [163] Costa F., Genovesi S., Monorchio A., et al. A circuit-based model for the interpretation of perfect metamaterial absorbers[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 61(3): 1201-1209.
- [164] Jeong H., Le D.H., Lim D., et al. Reconfigurable metasurfaces for frequency selective absorption[J]. Advanced Optical Materials, 2020, 8(13): 1902182.
- [165] Zahra S., Ma L., Wang W., et al. Electromagnetic metasurfaces and reconfigurable metasurfaces: a review[J]. Frontiers in Physics, 2021, 8: 593411.

## 致谢

五年半的读博生涯接近尾声,回首在同济的生活,有烦恼也有开心,但更多 的是一份感激之情。

感谢导师薛松涛教授。在同济求学期间,有幸成为了薛老师的学生。薛老师 学识渊博,平易近人,严谨的学术态度令我们钦佩。在工作生活中,薛老师也给 予了我们诸多关心和帮助,薛老师从日本带回来的小零食总是让教研室内充满了 欢声笑语,给大家带来了快乐,薛老师也为每位学生的成长发展尽心尽力,让我 们受益终身。在此向薛老师致以深深的感谢!

感谢副导师谢丽宇老师,在我博士课题的各个阶段谢老师引导着我前行,给 我提出了许多珍贵的意见。在生活中,谢老师平易近人,为教研室组织了很多丰 富多彩的团建活动,让大家凝聚成一个快乐的大家庭,您健康乐观的生活态度值 得我们学习。非常感谢谢老师对我的指导和帮助!

感谢教研室的唐和生老师,唐老师为人随和,对学术的热情、对科研孜孜不 倦的探索精神使我深受感染。感谢电信学院的万国春老师和王小毅老师,感谢两 位老师在交叉课题上给予的指导和帮助。

感谢教研室的同门们,感谢易卓然师兄、李宪之师兄、徐康乾师兄、管帅师 兄带我走进了天线的大门,感谢郑志泉、夏子涵、吴通海、李泽宇、瞿炜、刘福 田在嘉定做实验的陪伴,感谢曹跃辉、郭泰昆、龚玲、黎思维、杨虎、杨朋超、 谢雅娟、张力、廖洋洋、仝运佳、班鑫磊、郭雪媛、陈子旸、薛智奇、康建飞、 吴雅琴、曾璟琳、濮昱、何展朋、王泽宇、车兴儒、王郝丽、张正钊、庞琳、范 永瑞琛、陈千禧、陈雪岩、李度、宋梦贤、杨梓健、张嘉慧、季节等师兄师姐师 弟师妹们,愿和泉教研室的大家未来前程似锦,健康快乐。

最后,要感谢我的父母和岳父岳母,感谢你们在我求学路上的陪伴和鼓励, 感谢我的妻子薯条炸弹张清华同学,2015 年相识以来,在一起的日子里总是充 满着嘎嘎嘎的鹅笑声,感谢你的陪伴。

2024年11月

120

# 个人简历、在读期间发表的学术成果

#### 个人简历:

2019年6月毕业于中南大学 土木工程专业 获学士学位。 2019年9月入同济大学攻读硕士研究生,2021年3月攻读博士学位。

#### 已发表论文:

- [1] Jiang Kang, Xue Songtao, Xie Liyu, Wan Guochun. A Low-Cost FMCW Reader for High-Speed Interrogation of Chipless RFID Sensor[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(17): 29049-29061.
- [2] Jiang Kang, Xue Songtao, Xie Liyu, Wan Guochun. A cross-polarized antenna sensor based on U-shaped resonator for crack sensing[J]. Measurement, 2024, 231: 114592.
- [3] **Jiang Kang**, Xue Songtao, Xie Liyu, Wan Guochun, Yi Zhuoran, Li Zeyu. A wireless passive sensor based on U-shaped resonators for bidirectional deformation sensing[J]. IEEE Sensors Journal, 2024. (己接收)
- [4] Jiang Kang, Xue Songtao, Xie Liyu, Wan Guochun. Capacitively-coupled dual ring antennas for bolt loosening detection[J]. Measurement, 2022, 200: 111605
- [5] Xue Songtao, Jiang Kang, Guan Shuai, Xie Liyu, Wan Guochun, Wan Chunfeng. Long-range displacement meters based on chipped circular patch antenna[J]. Sensors, 2020, 20(17): 4884.
- [6] **姜康**, 薛松涛, 谢丽宇, 万国春. 基于 U 形谐振器的无源裂缝传感器[J]. 哈尔滨工程大 学学报, 2024, 45(8): 1421-1426.

#### 在投论文:

- [1] Jiang Kang, Xue Songtao, Xie Liyu, Wan Guochun, Yi Zhuoran. A depolarizing chipless RFID crack sensor based on L-shaped resonator[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, Under Review.
- [2] Jiang Kang, Xue Songtao, Xie Liyu, Wan Guochun, Yi Zhuoran. An unstressed chipless RFID crack sensor based on metamaterial absorbers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Under Review.
- [3] Li Xianzhi, Hou Dongshuai, Jiang Kang\*, Yi Zhuoran, Xu Kangqian, Xie Liyu, Xue Songtao. A structural crack sensing method based on integrated meander microstrip transmission line[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Under Review.
- [4] Yi Zhuoran, Xue Songtao, Xie Liyu, Monical Jonathan, Jiang Kang\*, Li Xianzhi, Xu Kangqian. Effect and Identification of Damaged Waterproofing Layer for the Patch Antenna Sensor Embedded in Cement[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Under Review.

#### 授权专利:

[1] 谢丽宇(副导师), **姜康**, 薛松涛. 基于双弧形贴片天线的螺栓松动传感器及松动监测 系统(发明专利,已授权,专利号: 202011379444.2) 个人简历、在读期间发表的学术成果

[2] 谢丽宇(副导师), **姜康**, 薛松涛. 基于双开口谐振环贴片天线检测的螺栓监测系统(发明 专利,已授权,专利号: 202011379540.7)