



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

硕士学位论文

(专业学位)

基于贴片天线的 无源无线位移计

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

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

中央高校基本科研业务费——学科交叉类项目

姓 名： 管帅

学 号： 1732600

所在院系： 土木工程学院

学科门类： 工 程

学科专业： 建筑与土木工程

指导教师： 薛松涛 教授

副指导教师： 谢丽宇 副教授

二〇二〇年六月



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

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

**Passive Wireless Sensors for Long-range
Deformation Measurement Based on Patch
Antenna**

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

Candidate: Guan Shuai

Student Number: 1732600

School/Department: School of Civil Engineering

Discipline: Engineering

Major: Architectural and Civil Engineering

Supervisor: Xue Songtao

Deputy Supervisor: Xie Liyu

June, 2020

基于贴片天线的无源无线位移计

管帅

同济大学

学位论文版权使用授权书

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

学位论文作者签名：

年 月 日

同济大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名：

年 月 日

摘要

在结构健康监测中，应变传感器、位移传感器、裂缝传感器等被广泛应用以采集结构的受力及变形状态，用以评估结构的健康状况。传统的结构健康监测传感器需要电源线及数据线进行供电及数据传输，若对传感器进行大规模布设，则将加大传感器线缆安装工作量、增加监测成本。且当电源线或数据线损坏时，则将引起传感器的失效。为解决传统传感器存在导线带来的弊端，本文提出了两种新的传感器形式，即基于圆形贴片天线的位移传感器和基于分离式倒 F 型天线的位移传感器，以实现结构健康监测中位移的无源无线监测。本文的研究内容如下：

(1) 天线的电长度与天线的谐振频率呈负相关。本文根据圆形贴片天线的谐振频率计算公式，将天线贴片设计为开有斜槽的铝板，设计了基于圆形贴片天线的位移传感器。当两构件发生相对位移时，将带动上贴片及基板沿斜槽长度方向移动，使天线的电长度发生变化，从而使天线谐振频率发生变化。并根据设计尺寸，在 HFSS 中建立模型以计算相对位移与谐振频率的线性度、灵敏度系数等参数以验证理论的准确性。

(2) 根据优化后的传感器尺寸，加工铝板斜槽斜率尺寸不同的三片天线传感器并使用矢量网络分析仪测量出天线的谐振频率与相对位移的变化关系。试验结果表明，天线谐振频率的偏移与相对位移的变化呈相对线性关系，并且铝板斜槽斜率之比等于天线传感器灵敏度系数之比；天线传感器量程可达 280mm 及以上，且可根据需求定制，与理论及模拟结果相符。

(3) 若两天线之间距离较近，将产生电磁耦合作用。当两天线间相对位移发生变化时，其电磁场及谐振频率也将发生变化。本文引用分离式天线的概念，以消除当发生变形后一体式天线传感器受力较大从而发生损坏的缺点。本文设计了基于分离式倒 F 型天线的位移传感器，采用耦合馈电的方法对上贴片进行馈电，并监测相对位移的发展。当发生相对位移时，分离式倒 F 型天线的馈线将沿上贴片的长度方向发生变化，引起耦合馈电的位置及耦合电磁场发生变化，从而引起上贴片的谐振频率发生变化。根据矩形贴片天线的设计公式对天线传感器尺寸进行初步设计，并在 HFSS 软件中建立模型，以计算相对位移与谐振频率间关系。

(4) 根据分离式倒 F 型天线设计图加工天线传感器，并使用网络分析仪测量相对位移与天线谐振频率变化之间的关系。试验结果表明，在量程范围内，基板材质为 FR4 及基板材质为 RT5880 的天线的谐振频率变化均与相对位移呈相对线性关系。

关键词：圆形贴片天线、分离式倒 F 型天线、谐振频率、位移传感器

ABSTRACT

In the structural health monitoring, strain sensor, displacement sensor and crack sensor are widely used to collect the stress and deformation state of the structure and to evaluate the health status of the structure. Traditional structural health monitoring sensors require power supply and data transmission by power cord and data cable. If the sensors are deployed on a large scale, the workload of sensor cable installation and monitoring cost will be increased. And when the power line or data line damage, the sensor will fail. Therefore, in order to solve the drawbacks of wire in traditional sensors, this paper proposes two new antenna forms: the displacement sensor based on the circular patch antenna and the displacement sensor based on the separated inverted F antenna, so as to realize passive wireless displacement monitoring in structural health monitoring. The research contents of this paper are as follows:

(1) The electrical length of the antenna is negatively correlated with the resonance frequency of the antenna. In this paper, a displacement sensor based on the circular patch antenna is designed based on the formula of resonant frequency calculation and the antenna bottom patch is designed as an aluminum plate with chute. When relative displacement occurs, the upper patch and substrate will be driven to change along the chute length, so that the electrical length of the antenna will change, and the antenna resonance frequency will change. According to the design size, the model is built in HFSS to calculate the linearity and sensitivity coefficient of relative displacement and resonant frequency to verify the accuracy of the theory.

(2) According to the optimized sensor size, three antenna sensors with different slope sizes of chute were processed and the relationship between resonant frequency and relative displacement of the antenna was measured by using vector network analyzer. The experimental results show that the deviation of antenna resonant frequency and the change of relative displacement are linear, and the ratio of slope of aluminum chute is equal to the ratio of sensitivity coefficient of antenna sensor, and the range of antenna sensor is large and adjustable, which is consistent with the theoretical and simulation results.

(3) If the distance between the two antennas is close, the electromagnetic coupling effect will be generated. When the relative displacement between two antennas changes, the electromagnetic field and resonant frequency will also change.

In this paper, the concept of separate type is introduced to eliminate the defect that the integrated antenna sensor is damaged due to the large force when deformation occurs. In this paper, a displacement sensor based on a separated inverted F antenna is designed. When relative displacement occurs, the feeder of the separated inverted F antenna will change along the length of the upper patch, causing the coupling feeding position and the coupling electromagnetic field of the antenna to change, thus causing the resonant frequency of the upper patch to change. According to the design formula of rectangular patch antenna, the size of antenna sensor is preliminarily designed, and the model is built in HFSS software to calculate the relative relation between relative displacement and resonant frequency.

(4) The antenna sensor was processed according to the design drawing of the separated inverted F antenna, and the relationship between relative displacement and the change of antenna resonance frequency was measured by using the network analyzer. The experimental results show that, in the range of measurement, the resonant frequency of the substrate with FR4 and RT5880 shows a relative linear change with the relative displacement.

Key Word: circular patch antenna, separated inverted F antenna, resonant frequency, displacement sensor

目录

摘要	I
ABSTRACT	III
目录	V
第 1 章 绪论	7
1.1 引言	7
1.2 基于天线电磁参数变化的形变传感器研究现状	10
1.2.1 辐射元件的形变	11
1.2.2 辐射元件两部分产生的相对位移	15
1.2.3 辐射元件间的电磁耦合	16
1.2.4 现存的天线位移传感器的不足	18
1.3 本文研究目的、意义和内容	19
1.3.1 研究目的及意义	19
1.3.2 先行研究及技术路线	20
1.3.3 主要研究内容	22
第 2 章 基于贴片天线的传感器的原理	24
2.1 电磁场基本理论	24
2.1.1 麦克斯韦方程组	24
2.1.2 传输线模型	25
2.2 圆形贴片天线理论	29
2.2.1 简单的腔体模型	30
2.2.2 圆形贴片天线的输入阻抗	31
2.2.3 天线电长度	33
2.3 平面倒 F 型天线的理论	35
2.3.1 平面倒 F 型天线的演变	35
2.3.2 平面倒 F 型天线的电磁特性	37
2.3.3 天线的谐振频率计算公式	38
2.4 本章小结	38
第 3 章 基于圆形贴片天线位移传感器的设计与模拟	39
3.1 基于圆形贴片天线的位移传感器设计	39
3.1.1 圆形贴片天线设计图	40
3.1.2 圆形贴片天线传感理论	42
3.2 基于圆形贴片天线的位移传感器模拟	44
3.2.1 圆形贴片天线的 HFSS 建模	45
3.2.2 一阶频率的电流图	46

3.2.3 圆形贴片天线的模拟结果.....	48
3.3 本章小结.....	51
第 4 章 基于圆形贴片天线位移传感器的试验.....	53
4.1 试验设计.....	53
4.1.1 试验步骤.....	53
4.1.2 不同量程传感器的试验.....	56
4.2 试验结果.....	57
4.3 误差分析.....	60
4.4 本章小结.....	61
第 5 章 基于倒 F 型天线的位移传感器的设计与模拟.....	63
5.1 分离式倒 F 型天线设计.....	63
5.1.1 分离式倒 F 型天线设计图.....	63
5.1.2 分离式倒 F 型天线传感理论.....	64
5.2 分离式倒 F 型天线模拟.....	68
5.2.1 倒 F 型天线模态分析.....	68
5.2.2 基板材质为 RT5880 的分离式倒 F 型天线模拟.....	71
5.2.3 基板材质为 FR4 的分离式倒 F 型天线模拟.....	73
5.3 本章小结.....	76
第 6 章 基于倒 F 型天线的位移传感器的试验.....	77
6.1 倒 F 型天线的位移传感器试验.....	77
6.1.1 试验步骤.....	77
6.1.2 不同材质及量程传感器的试验.....	80
6.2 试验结果分析.....	82
6.3 试验误差分析.....	83
6.4 本章小结.....	84
第 7 章 结论与展望.....	85
7.1 结论.....	85
7.2 展望.....	86
致谢.....	88
参考文献.....	89
个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果.....	92

第1章 绪论

1.1 引言

建筑物受到地震、洪水或者飓风等自然灾害后,会发生一定的变形。当建筑物关键性构件发生塑性变形,或者耗能构件出现损坏时,将对结构产生不利影响。例如在日本 311 地震发生后,日本东北工业大学钢结构行政大楼的油阻尼器发生破坏^[1],若不对其进行修复,结构的安全将得不到有效保障。因此需要对遇到灾害后受损的结构或构件进行性能评估,以决定构件是否需要更换。因此在结构或构件的健康监测中,需要利用各种类型传感器,例如应变传感器、位移传感器、裂缝传感器、加速度传感器等。

位移传感器作为结构健康监测系统中重要的组成部分,可对地震发生后楼层的层间位移、BRB 的最大变形进行测量,以对结构或构件的损坏情况判断提供数据支撑。传统位移传感器类型主要有电容式位移传感器、电感式位移传感器、霍尔式位移传感器和光栅光纤位移传感器等。电容式位移传感器^[2]的主要工作原理为:物体的相对移动使传感器内电容器两极板间相对介电常数发生变化,随之电容发生变化,使与电容器相连的电路状态随之发生改变,由此可推断出相对位移的大小。电感式传感器^[3]也称涡流式传感器,由振荡器、开关电路及放大输出电路构成,其工作原理为:导体接近振荡器时将产生交变磁场,金属物质内产生的涡流将使震荡衰减甚至产生停振,这一变化被放大电路处理并将其转换为开关信号,触发驱动控制器件,由此可监测出导体的位移。霍尔式位移传感器^[4]的工作原理为:利用霍尔效应,当磁性材料接近霍尔开关时,开关检测面上的霍尔元件将产生霍尔效应,从而使开关内部的电路状态产生变化,以控制开关的通断,由此可测量出位移的变化。

传统位移传感器因能量和数据信息需要电源线及数据传输线进行传输,因此存在诸多弊端:

(1) 当地震或灾害发生时,如果电源线和数据线损坏,维护费用较高,且无法有效获取传感器数据。

(2) 传统传感器的单价相对较高,当传感器大量布设时,需要较高的成本。例如,位于香港的青马悬索大桥上安装有超过 350 个传感通道,造价 800 余万美元^[5]。

(3) 传统位移传感器内部结构复杂,所需工作空间大,功耗高,在狭小空

间中不方便使用。例如，余雷提出了基于嵌入式以太网技术的小型化桥梁结构监测系统方案，该方案可减小监测系统的尺寸、降低系统功耗^[6]，以解决桥梁中所使用的结构健康监测系统耗电大、尺寸大等问题。为了解决传统的传感器需要数据传输线的问题，无线传感器网络应用在结构健康监测领域以减少传感器的安装成本^[7]，提高经济性，所以多个无线传感器可以方便地安装在结构上以获得更多的与结构健康状态相关的数据。为了减少对电源线的需求，能量采集技术被应用于传感器，其利用环境振动能量、太阳能等为传感器供电。一种基于多个压电片能量采集(SWSSEH)的无线应变传感方法被提出^[8]以实现自供电式的结构健康监测(SHM)。但是无线位移传感器又将带来新的问题，例如，传感器仍然需要电池进行供电、当电池发生损坏或者电池电量不足时传感器将无法工作、传感器的传感单元仍然采用传统传感器的形式等，因此会保留传统传感器的不足。无线传感器网络不能从根本上解决传感器供电问题。

为克服上述传统传感器存在的弊端，无源无线传感器应运而生。现阶段典型的无源无线传感器主要有声表面波传感器、LC 谐振式传感器、电磁波反射式传感器^[9]。其工作原理分别如下：

(1) 无源无线声表面波传感器

无源无线声表面波传感器由天线、匹配网络和声表面波谐振器组成。声表面波(surface acoustic wave)一般指产生于弹性体自由表面、并沿表面或界面传播的各种形式的波。传感器天线接收到收发机的查询信号后，将经匹配网络作用于声表面波谐振器的端口。谐振器的叉指换能器将信号转变为声表面波。声表面波传感器表面覆盖一层敏感薄膜，当外界环境(压力、温度等)发生改变时，其化学浓度会发生变化，使声阻抗、声表面波波速等发生变化。叉指换能器将声表面波的变化转变为电磁信号，即为被检测调制信号。此信号被传感器的天线传输给收发机，从而实现无源无线传感的目的。工作原理图如下图 1.1 所示。

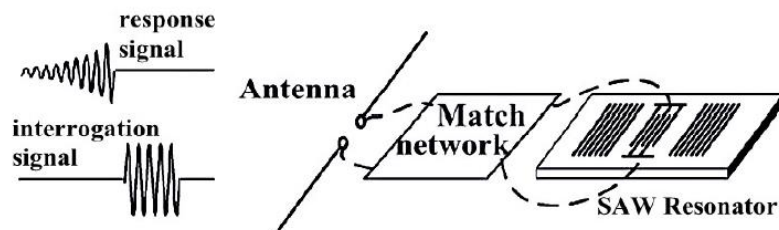


图 1.1 无源无线 SAW 传感器原理图^[10]

(2) LC 谐振式传感器

典型的 LC 谐振式传感器是由一个电感和一个电容组成，以 LC 谐振电路和电感耦合为基础，实现无源无线传输传感参数的目的^[11]。RLC 谐振电路的谐振

频率计算公式为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

通过上式可知, 谐振频率变化量与电感值 L 和电容值 C 有关。当外界环境发生变化时, 谐振电路的敏感材料磁性参数发生变化, 引起电感值或电容值发生变化, 从而使 RLC 谐振电路的谐振频率发生改变。

(3) 电磁波反射式传感器

RFID 阅读器将调制的电磁信号以不同的频率传输给射频识别标签。当 RFID 标签接收到的信号功率达到阈值时, RFID 标签中的芯片可以被激活, 并产生感应电流。激活标签所需的阅读器最小发射功率与阅读器发出信号的频率有关, 当阅读器以标签的谐振频率发出信号时, 激活标签所需的最小发射功率为阈值发射功率。射频识别标签中天线的谐振频率可以通过寻找使发射功率达到最小值的发射频率来确定。采用 IC 芯片对此信号进行调制并反向散射, 反射信号将会被接收并将信息反馈到阅读器天线终端。当外界环境发生变化时, 引起传感器材料本身的性能或传感器的阻抗、增益等参数发生变化, 从而引起反向散射的信号发生变化, 阅读器可以无源无线的感受出传感器的电磁参数变化, 以实现无源无线的对传感信息进行传输的目的。

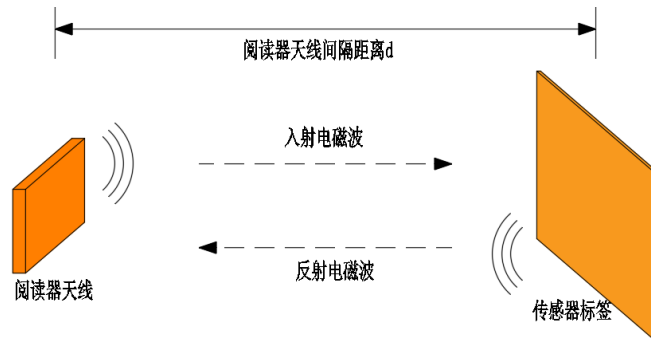


图 1.2 RFID 无源无线传感器示意图

激活标签的阈值功率^[12]可以表示为:

$$P_R = \left(\frac{4\pi d}{\lambda_0}\right)^2 \frac{P_{th}}{G_R(\Theta, \Phi)G_T(\theta, \varphi)[\Psi]\tau[\Psi]\eta_\rho} \quad (1.2)$$

其中, d 为传感器天线与可发射电磁波的阅读器天线之间的距离; P_{th} 为可激活传感器天线的最小阈值功率; λ_0 为自由空间波长; $G_R(\Theta, \Phi)$ 为阅读器天线的增益; $G_T(\theta, \varphi)$ 为传感器天线的增益; η_ρ 为阅读器天线与传感器天线之间的极化失配。功率传递系数 $\tau[\Psi]$ 与传感器芯片 ($Z_c = R_c + jX_c$) 和传感器天线 ($Z_a[\Psi] = R_a[\Psi] + jX_a[\Psi]$) 的阻抗失配有关, 可表示为:

$$\tau[\Psi] = 1 - |S_{11}[\Psi]|^2 = 1 - \left| \frac{Z_c - Z_a^*[\Psi]}{Z_c + Z_a[\Psi]} \right|^2 = \frac{4R_c R_a[\Psi]}{|Z_c + Z_a[\Psi]|^2} \quad (1.3)$$

上述方案均可实现对传感参数的无源无线传输，且各有利弊。声表面波器件本身具有贮能功能，为无源无线信息传输提供条件，且体积小、设计灵活，灵敏度高，具有较高应用价值，但是声表面波传感器结构由天线、匹配网络、SAW谐振器组成，传感体系较为复杂；LC谐振式传感器结构简单、易于加工、可靠性强，可应用于恶劣环境，能够实现多参数的测量，但是当磁场靠近金属物体时，会被吸收形成涡流，影响信号传输的准确度和传输距离。基于贴片天线的电磁波反射式传感器存在天线结构简单、传输距离远、价格便宜等优点：

(1) 构造简单。贴片天线的例如谐振频率等电磁参数与天线的形状尺寸变化有关，电磁波反射式传感器中的天线既可起到传感作用，也可起到无线通信的作用，不再需要添加额外的传感或无线通信单元，构造简单，可靠性强。

(2) 传输距离远。天线传感器的无线传输距离可达 10m，可满足较多使用需求。

(3) 价格便宜。天线传感器的制造成本便宜，例如部分产品生产成本低可低至 1 美元^[13]。

(4) 平面性与柔性强。贴片天线由于其在厚度上较小，占用空间小，且若采用薄的介质板时，传感器可较好的与各被测构件表面接触。

(5) 可扩展性强。当天线与相应的芯片匹配时，其与阅读器可形成 RFID 传感测量系统，芯片可存储测点的位置等信息。且可通过增加标签的数量以形成传感器阵列，实现测量多点传感参数的目的。

因此，可通过射频识别技术，使用贴片天线作为传感单元和信号收发单元，设计出基于贴片天线的位移传感器，以实现位移进行无源无线监测的目的。

而基于贴片天线的 RFID 位移传感器也存在电磁信号易受周边电磁场干扰、传感器周围金属材料易对信号产生干扰、天线的谐振频率受现有芯片工作频率限制等缺点，需要在无源无线贴片天线传感器设计中引起关注。

1.2 基于天线电磁参数变化的形变传感器研究现状

结构健康监测包括变形监测、震动监测、温度监测等。在结构变形监测方面，构件除了在正常工作情况下产生微小应变、微小裂缝外，还有可能在地震等自然灾害下产生较大变形。例如建筑受到地震作用后，结构会产生残余层间变形、BRB 及隔震橡胶支座等可能产生残余变形。且在灾害发生后，为了尽快恢复建

筑的使用功能，结构最大层间变形、BRB 及隔震橡胶支座等的最大变形行程需要被记录以评估结构的损伤状态。上述情况发生的位移通常从几毫米到几厘米、甚至十几厘米之间，因此需要大量程位移传感器对其进行监测。而部分裂缝传感器可视为位移传感器的小量程形式，因此对裂缝传感器理论及形式的研究现状进行了解也可对大量程位移传感器的研制提供思路。因此一定程度上，可将裂缝监测和大位移监测统称为位移监测。

在目前的研究中，在天线或者标签的变形形式上，利用射频识别(RFID)技术监测建筑或机械结构位移扩展的研究可分为三大类^[14]，即辐射元件自身形状变化引起的电磁特性的改变、辐射元件两部分的相对位移引起的电磁特性变化、两辐射元件的电磁耦合改变引起的电磁特性变化。

1.2.1 辐射元件的形变

两构件发生相对位移可引起粘贴于两构件间的辐射元件因受力产生变形，或者发生损坏。阅读器可无源无线的阅读出辐射元件因受力发生变形或损坏引起的电磁特性变化，进而推算出辐射元件发生的相对位移。Yi 等^[15]提出了使用折叠贴片天线作为无线智能皮肤传感器用来监测金属结构的应变和裂纹，并采用射频识别(RFID)芯片进行信号调制。当天线发生变形时，其谐振频率也随之变化，这种变化可以通过无线传输的方式被天线阅读器查询和记录。该无线天线传感器可以检测到小于 20 微应变的变化，且线性度较好。而在裂纹或位移测试中，由于天线传感器为整体式，故其量程受到限制，因此只能检测到亚毫米级别的裂纹扩展。而贴片天线在发生较大变形时容易发生开裂，使电流分布发生变化，而每次发生开裂的位置均不相同，因此每一次谐振频率随裂缝宽度变化的灵敏度系数均需重新进行标定，对传感器的使用带来了不便。

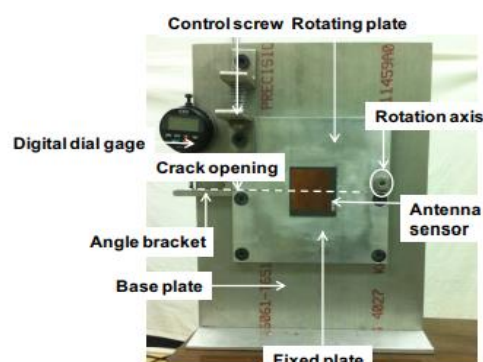


图 1.3 使用折叠贴片天线测量裂缝试验照片

同样的，薛松涛等^[16]研制出基于矩形贴片天线的应变传感器。当天线受拉

变形后，天线谐振频率会随应变的发展产生相对线性的偏移。

Milica 等^[17]提出了一种无线异构集成位移传感器，其灵敏度高达 $16.2\text{kHz}/\mu\text{m}$ ，且具有良好的线性度。而由于传感器构造及材料变形的限制，量程只能达到 $500\mu\text{m}$ 。此传感器由印制电路板(PCB)电感器、垫片和柔性聚酰亚胺膜上的上电极组成，且其与平面螺旋天线线圈电感共同构成 LC 电路。电感和电容的大小共同决定 LC 电路的谐振频率。当发生的相对位移使上电极向 PCB 电感器弯曲时，由上电极、空腔及 PCB 电感器组成的电容器的电容增加，使天线的谐振频率发生变化，从而可以无源无线的监测出位移的变化。

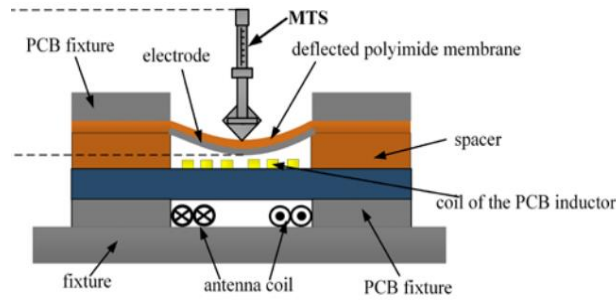


图 1.4 LC 电路位移传感器结构图

Xu 等^[18]设计了疲劳裂纹扩展监测传感器。作者将两个天线之间的距离定为 8mm 以忽略电磁元件耦合带来的影响。加工后的 MSD 样品用 220、400、600 和 1500 粒砂纸进行打磨以获得平整光滑的表面。当疲劳裂纹长度增加时，天线的下贴片产生裂纹，此裂纹的扩展增加了天线的电长度，从而使天线的谐振频率降低。阅读器向辐射元件发生电磁波，通过辐射元件的反向散射作用计算出天线的谐振频率，从而推算贴片天线的下贴片的裂纹长度扩展。试验结果表明，使用天线传感器可以很容易地检测到亚毫米级裂纹长度，且灵敏度随裂纹长度的增加而增加。当重叠裂纹长度小于 3mm 时，裂纹每增加 1mm ，频移 0.5% 。当重叠裂纹长度大于 3mm 时，传感器频移提高到 $2.5\%/mm$ 。

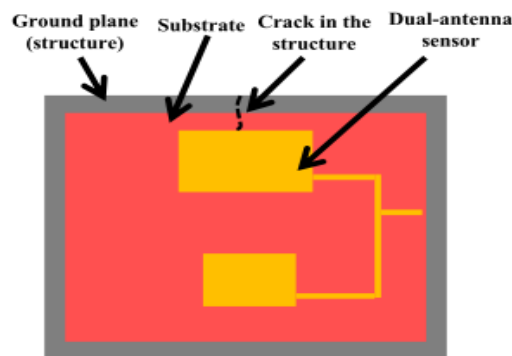


图 1.5 疲劳试样裂纹扩展监测传感器

Morita 等^[19]将导电涂料涂在产生裂纹的构件上,并使用铜线将构件上的导电涂料和 RFID 标签连接形成整体。当出现裂纹时,涂料发生损坏,使体系中的电流的电阻值增加,且阻值会随着裂纹宽度的变化而发生变化。通过 RFID 阅读器与标签的反向散射,裂纹宽度可以被无线的测量。通过混凝土试件的弯曲试验,作者研究了裂缝宽度与材料导电性之间的关系。结果表明,试样所经历的裂缝宽度的大小与涂层或印件的导电能力有关,测量出的裂缝扩展的精确度较差。此方法被证明也可用于钢结构表面裂缝监测。

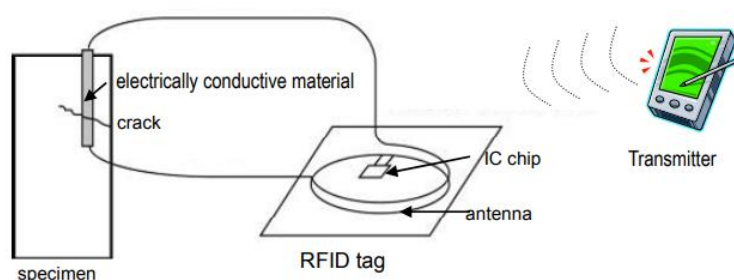


图 1.6 采用导电涂料的位移传感器

在裂缝深度监测中,张军等^[12]提出了一种上贴片开有矩形窗的圆形贴片天线来监测金属构件裂缝深度的发展。位移传感器由芯片、上贴片、基板和待测金属共同组成。该方法采用相对电长度的增加使谐振频率降低的原理,当裂缝深度增大时,天线的有效电长度增大,天线的谐振频率减小。但由于金属构件中裂缝的位置、长度、深度和形状无法准确预测,因此此种对裂缝的形成或发展进行监测的方法的精度较差。

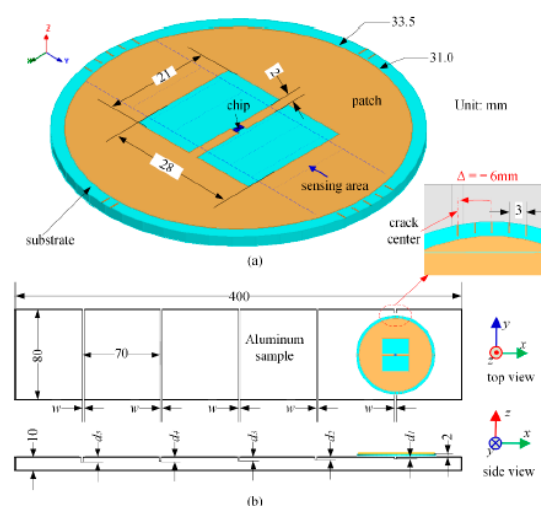


图 1.7 使用圆形贴片天线监测金属构件裂缝深度

Marindra 等^[20]为了解决传感器标签中需要使用芯片等缺陷,提出了一种使用

无芯片射频识别技术进行金属裂纹检测和表征的新方法。该传感器使用四个偶极子谐振器作为 ID 编码器，以一个圆形微带贴片天线(CMPA)谐振器作为裂纹感测器。圆形上贴片与下部金属基板共同组成圆形微带贴片天线，当下部金属产生裂缝时，天线的电磁参数发生变化，引起天线谐振频率的偏移。试验证明，谐振频率偏移的大小与裂纹的宽度成正比，且该传感器标签能够检测到亚毫米裂纹。

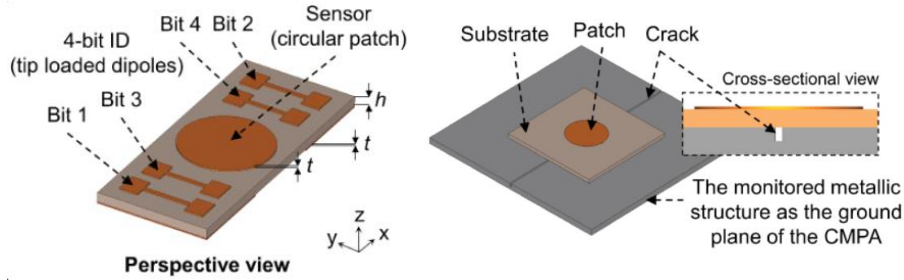


图 1.8 无芯片射频识别技术进行金属裂纹检测

Kalansuriya 等^[21]将裂纹长度和方向与裂缝传感器的反向散射信号相关联，提出了表面裂纹检测的无芯片 RFID 传感器。天线传感器与一条长传输线相连接，如果裂纹的出现和发展破坏了传输线的某个位置，后向散射波会出现一定规律的信号延迟。研究结果表明，其可实现特定位置处的裂缝位置及宽度扩展的监测。

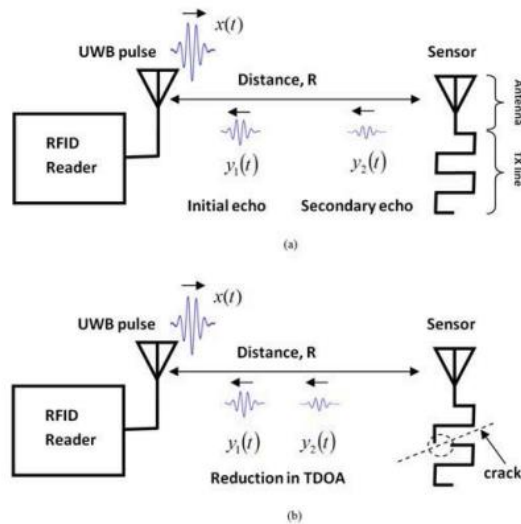


图1.9 表面裂纹检测的无芯片 RFID 传感器

当构件表面或两构件之间产生缝隙并不断沿长度或者宽度方向扩展时，将带动天线传感器产生压缩、拉伸、或者开裂等变形。不难看出，第一类基于天线的 RFID 无源无线裂缝传感器由于在监测小应变或者小宽度裂缝时会产生相对较小的变形，因此 RFID 传感器辐射元件可以设计为一体式。由于材料变形限制，天

线传感器无法产生较大的变形，因此裂缝传感器的量程受限。故使用拉压的形式无法将传感器设计为大量程位移计。且当天线采用自身开裂的方式监测裂纹的扩展时，由于辐射元件基本无法修复，故采用开裂的方法测量裂缝或者位移的成本较高、传感器无法重复利用。

1.2.2 辐射元件两部分产生的相对位移

为了消除第一类方法测量位移的弊端，即避免辐射元件的受力或者发生破坏，传感器的设计可采用第二种方法，即采用分离式天线的概念。分离式辐射元件，即将辐射元件分为可以相对移动的两部分，将辐射元件的两部分分别粘贴在产生相对位移的两构件或者裂缝的两侧，当相对位移或者裂缝发生扩展时，将带动天线传感器的两个部分产生相对移动，从而使辐射元件的电磁特性发生变化。当阅读器向辐射元件发射电磁波时，电磁元件接收到电磁波并将调制后的电磁波传输给阅读器，从而无源无线的监测出电磁元件的电磁特性变化，以达到无源无线监测位移或者裂缝扩展的目的。

Mario 等^[22]利用激活标签工作的阈值功率作为传感参数，并将“分离式”的概念运用于位移天线传感器中。作者将芯片回路与天线分离，并将其距离视为“ d ”。如下图 1.10 所示，阅读器阅读天线以固定的距离“ D ”向传感器发射电磁波，并记录可以激活天线传感器的阈值功率“ P_t ”。当“ d ”发生变化时，天线的阈值功率也会相应发生有规律的偏移。通过阅读器测量出的阈值功率的大小变化，可无源无线的检测出芯片与天线的相对位移。

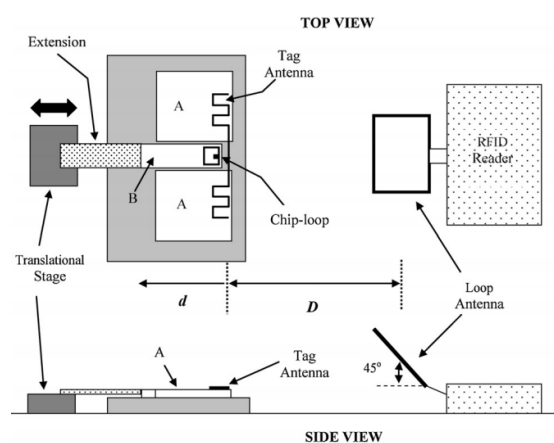


图 1.10 以阈值功率为传感参数的天线传感器示意图

Yagi 等^[23]使用环形线圈建立了检测与测定导电材料表面裂纹深度的方法。线圈通电产生的电磁场在导电材料表面产生交流电，若表面产生裂纹，则电流会

通过裂纹沿裂纹壁流动，其产生的电流 I_i 变化对线圈内的磁场产生影响。网络分析仪可测量出沿天线环路的电位降 $U(t)$ 与提供的正弦电势 $U_s(t)$ 的振幅比率值的变化，从而检测出距导线 3mm ~ 15mm 范围内的导电材料表面裂纹。

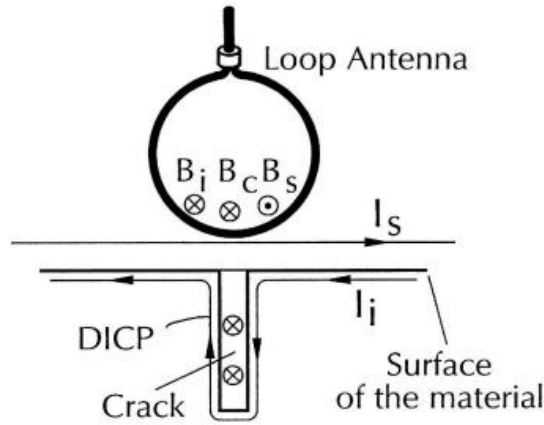


图 1.11 环形线圈表面裂纹深度检测传感器

Paggi 等^[24]基于无线射频识别将天线转化为一维位移传感器。传感器由两个滑动部件组成，随着裂纹的增大，一个部件沿规定的方向滑过另一个部件，从而导致天线的失谐。通过在混凝土砖上的试验，表明该方法可获得小于 0.1 毫米的分辨率。

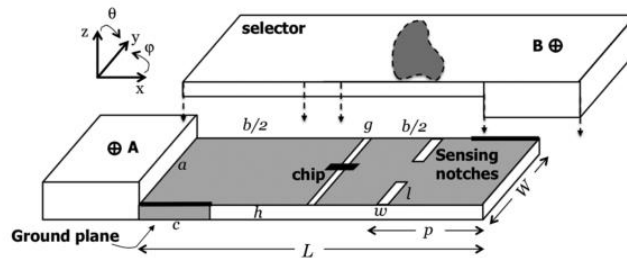


图 1.12 分离式 RFID 位移传感器示意图

此外，在通过辐射元件两部分产生相对移动以进行位移或裂缝监测方面，薛松涛等^{[25][26]}也对此有部分研究。

1.2.3 辐射元件间的电磁耦合

在第二类方案中，由于辐射元件的形状及尺寸随着相对位移的改变而发生变化，因此天线的阻抗匹配可能会失调，天线的增益等电磁特性会降低，辐射元件的通信性能会随之降低。辐射元件与天线间的传输距离会缩短，将影响位移传感

器的使用。

为了克服此缺点,利用辐射元件间的电磁耦合以改变辐射元件的电磁特性的方法被提出,使通信性能降低到最小。

Stefano 等^[14]运用反向散射信号的相位作为传感信息的载体,运用两个标签的电磁耦合的现象监测位移的发展。其将两个无源射频识别(RFID)天线以一定的距离“ d ”放置在裂纹两侧,由于两个标签靠得很近,因此它们对阅读器的电磁响应对其相互位置 AB 的变化很敏感。由于位移传感器与阅读器天线间的距离远大于标签间的距离,因此,响应在不同时间的变化可以认为只与未知相对位移有关。当裂纹发展时,两耦合天线的距离发生变化,使天线间的耦合作用发生变化,进而改变反向散射场的相位,从而推算出裂缝宽度的变化。试验结果表明,此耦合作用标签测得的位移分辨率低至 0.3mm ,且最大位移高达 6mm 。同样的, Caizzone 等^[27]使用标签天线耦合作用的原理,设计了亚毫米级别分辨率的位移传感器。且通过在混凝土、金属等不同材料上进行的测试,验证了其在不同被监测对象上的可再现性,证明传感器的良好的实用价值和在恶劣环境中监测裂纹扩展的适用性。

Vittorio 等^[28]通过电磁(EM)干涉测量和射频识别(RFID)技术设计无源无线位移传感器。该传感器由一个二元天线阵列组成,在微波或毫米波频率下工作。当两标签被激活时,二者一起辐射具有相同频率和相位的电磁场,由于距离较近,从而他们间的电磁场相互干扰。试验证明,该传感器的灵敏度随工作频率的增加而增加。

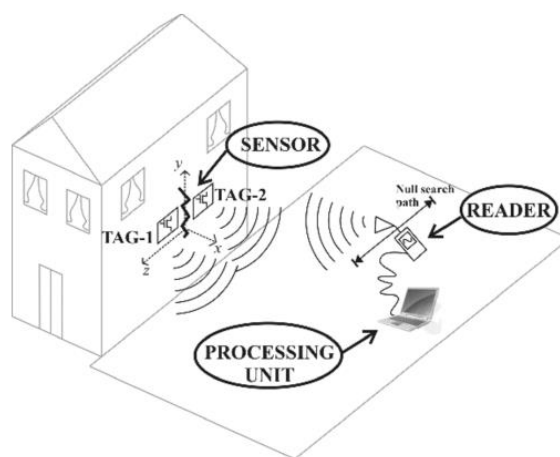


图 1.13 电磁(EM)干涉测量位移传感器

在矩形贴片天线方面,微带天线的两个主要缺点是带宽窄和增益低。通过在底部辐射贴片的上部放置顶部寄生元件组成双层电磁耦合贴片(EMCP)天线,可

以显著提高其增益。Lee 等^[29]利用双层电磁耦合矩形贴片天线的特性，研究了两层间距 s 对 3db 波束宽度、谐振频率和阻抗带宽等的影响。该研究表明，随着两层基板距离的增加，天线的谐振频率呈增加的趋势。

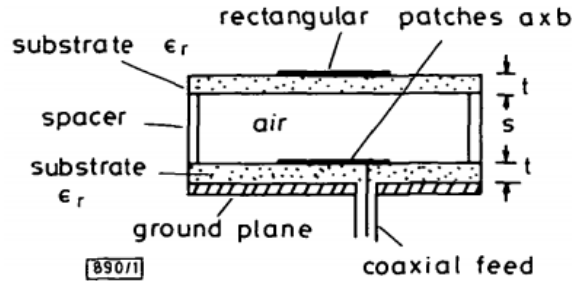


图 1.14 双层电磁耦合贴片天线

为了解决微带天线窄带的特性，Liu 等^[30]提出了一种简单实用的天线设计方法——双层微带天线，使天线的带宽可达 25.7%。作者给出了考虑两层天线电磁耦合后的双层矩形贴片天线中谐振频率计算方法，并指出此种设计方法同样适用于其它类型的多层平面天线的设计。

此外，在通过改变辐射元件间电磁耦合以监测裂缝或位移发展方面，管帅等^[31]也对此有部分研究。

1.2.4 现存的天线位移传感器的不足

对于上述天线位移传感器性能来说，仍有部分缺陷：第一类传感器易受到损伤而无法重复利用；位移监测或裂缝扩展宽度监测的量程从亚毫米级到厘米级之间，无法满足大量程的无源无线位移监测；传感器大量程与高精度二者无法兼得；传感电磁参量易受到环境干扰等。鉴于此，在天线位移传感器设计中，研制出可重复利用、大量程、高精度、传感参量受外界环境干扰小的位移传感器是一项非常有意义的工作。

天线形式选择对传感器电磁特性、传感器量程、传感器精度、传感器的传感距离等特性起到关键性作用，因此选择辐射特性好、尺寸适合的天线形式有利于克服上述传感器量程、尺寸等问题。微带贴片天线由于结构简单、尺寸小等优点备受关注。微带天线的种类及性能将决定传感器的传输距离、灵敏度、精度等参数。

圆形贴片天线的谐振频率的变化与电长度变化呈负相关，故根据此特性，将其设计为分离式位移传感器的可行性较高。且圆形贴片天线相较其他种类的天线有一定优越性，其阻抗、辐射方向图及谐振频率等电磁参数较容易通过天线尺寸

的调整而进行优化^[32]；有关圆形微带天线的分析方法丰富，其中从简单到复杂，包括简单的腔体模型、有馈源的腔体模型、模式展开模型、导线网模型、格林函数法等，有着丰富的理论支撑；圆形微带天线的电磁特性好，增益高，方向性强^[33]，若将其设计为传感器，则传输距离可得到较好保障。

两天线间的电磁耦合发生变化可引起天线谐振频率等电磁特性发生变化，故基于此特性，将倒 F 型天线进行改良并设计为位移传感器的可行性较高。倒 F 型天线由于尺寸小巧紧凑^[34]、谐振频率及阻抗较易调节等优点，大量应用于蓝牙^[35]、手机^[34]等无线通讯设备中。平面倒 F 型天线也可视为矩形贴片天线的变种^[36]，而矩形贴片天线结构简单，且有传输线模型、模式展开模型、腔体模型、导线网模型等计算模型，发展较为成熟。倒 F 型天线紧凑的尺寸也为传感器的小型化提供了可能。

1.3 本文研究目的、意义和内容

1.3.1 研究目的及意义

在结构健康监测中，传统的传感器布设需要安装有电源线和数据传输线，若传感器在实际工程中大量使用，则传感器布线较为复杂，且人力物力成本耗费较高。因此，基于天线的无源无线 RFID 传感器由于不需要传输线进行信息及能量传输、安装成本低、结构简单、体积小、质量轻、低剖面、制造简单、易集成等特点^[33]，近年来得到了关注，具有较大科研价值。基于天线的传感器不仅自身可作为信号接收端，也可作为传感器信号发射传输端，且天线传感器自带芯片，可记录传感器位置、编号等内容。位移是结构健康监测中的重要参数之一，因此，研制出基于天线的无源无线位移传感器有利于无源无线的结构健康监测传感体系的完善。

如上节所述，一体式天线由于承受较大的变形后可能会发生损坏，故不便于将其运用于大量程位移传感器。故本文采用分离式天线及辐射元件互相耦合的方法以避免天线位移传感器破坏等问题。

天线的谐振频率作为天线的重要电磁参数，与天线的尺寸有关。当确定天线的尺寸后，天线的谐振频率也将确定，故大量学者采用谐振频率作为天线传感器的传感参量。天线的电长度大小与天线的谐振频率相关。当天线的电长度减小时，天线的谐振频率增加。天线的种类及性能将决定传感器的传输距离、灵敏度、精度等使用效果，因此天线种类的选择至关重要。因此，本文创新性地将“分离式”圆形天线应用于位移传感器设计中，使用圆形贴片天线作为信号接收及发射载体，

创新性的将天线贴片以可导电的、刻有斜槽的铝板替代，将上贴片及铝板沿相对位移方向移动，以验证是否可通过改变天线的电长度以使得天线谐振频率发生变化以测量出天线的形状变化，进而推算出相对位移的变化。

辐射元件间的电磁耦合可使天线的反向散射功率相位、阈值功率等电磁特性发生变化。因此可利用此特性进行无源无线位移传感器的设计。因此本文创新性地将倒 F 形天线的馈线与上辐射贴片分离以形成分离式倒 F 型天线，以探究两矩形贴片天线间的电磁耦合作用对天线谐振频率的影响，进而通过谐振频率的偏移以推测出相对位移的变化。

1.3.2 先行研究及技术路线

对于不同变形形式的天线传感器的，项目组前期进行了一系列研究工作。

在辐射元件自身形状变化引起的电磁特性的改变方面，薛松涛等^[37]使用一体式四分之一波长的 2.4GHz 矩形贴片天线作为传感单元，利用天线受拉变形后其谐振频率会发生变化的原理进行天线传感器的研究。作者将矩形贴片天线分别横向和纵向的粘贴于铝板上并用拉伸机进行受拉试验，并使用网络分析仪测量出天线的谐振频率。试验结果表明，当天线沿长度方向受拉时，其谐振频率与天线的伸长呈相对线性关系，而宽度方向受拉对谐振频率的变化影响较小。

在辐射元件两部分的相对位移引起的电磁特性变化方面，为了防止贴片天线在受拉变形后发生开裂、传感器粘接不牢固引起脱落等问题，薛松涛等^[25]提出了电容微带线裂缝传感器。作者将辐射元件分为上部微带线和辐射贴片两部分，使上部微带线和下部微带线间形成电容以形成传感单元。试验结果得知，当电容器上下表面的正对面积发生改变时，天线的谐振频率呈相对线性的变化。作者并对天线传感器的灵敏度、线性度、精度等进行分析。

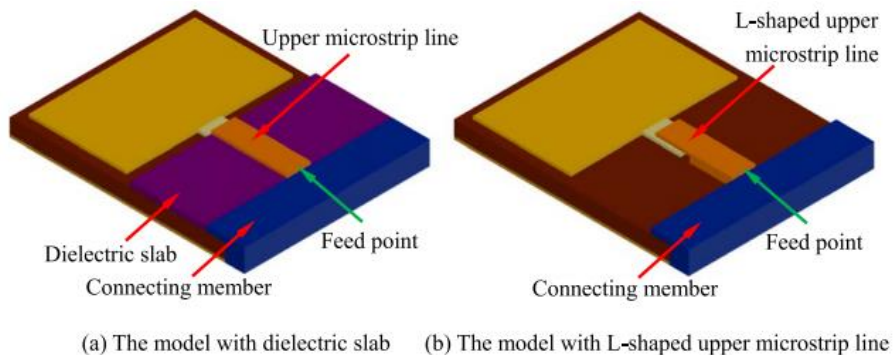


图 1.15 电容微带线裂缝传感器

同样的，为了解决一体式贴片天线的传递效率差、易产生脱落、开裂等问题，

薛松涛等^[26]提出了组合式辐射贴片天线的概念。组合型矩形贴片天线的电长度随基板的相对位置的变化而发生变化，使得谐振频率发生相对线性的偏移。

关于螺旋形天线，薛松涛等^[16]提出了一种基于螺旋天线的位移传感器。传感器由外部螺旋形天线和插入的绝缘棒组成。当螺旋形天线和绝缘棒发生一定方向的相对位移时，传感器的共振频率发生偏移。试验结果证明，谐振频率的偏移与施加的位移呈相对线性关系。

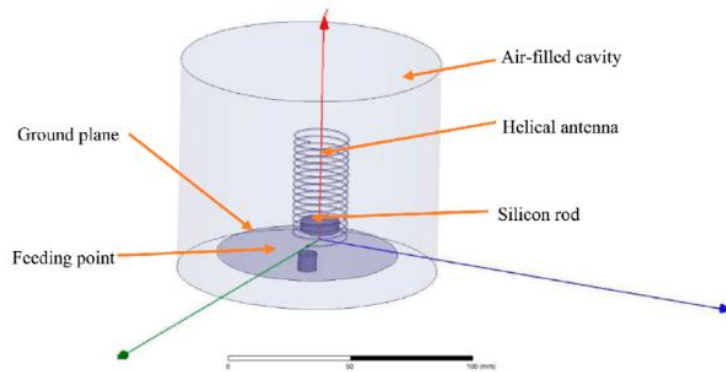


图 1.16 螺旋天线传感器示意图

在两辐射元件的电磁耦合改变引起的电磁特性变化方面，管帅等^[31]提出了基于分离式倒F型天线的位移传感器的概念。在倒F型天线上，作者将倒F型天线的馈线与倒F型天线的辐射贴片分离，中间填充介质以形成分离的且相互耦合的两个小天线，两小天线间形成负载电容。当馈线沿辐射贴片长度方向移动时，负载电容的位置发生变化，使两小天线的相对位置发生变化，引起两小天线的耦合场发生变化。通过 HFSS 模拟仿真，从数值模拟方面验证了将倒F型天线转变为位移传感器的可行性。

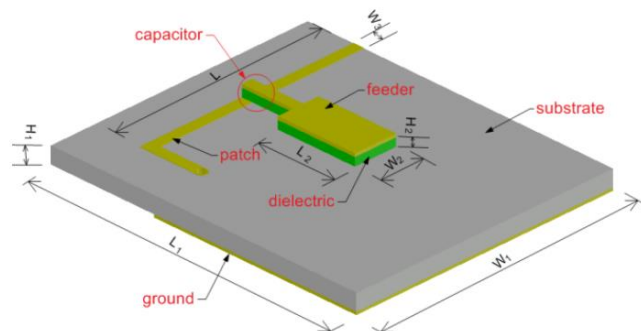


图 1.17 分离式倒F型天线传感器

谐振频率作为天线的固有电磁属性，理论上不随测试方法的变化而发生改变。

在基于天线的位移传感器设计中,因使用阅读器无源无线的对谐振频率进行测量存在受外界环境干扰等可能,本着循序渐进的原则,所以可先对辐射元件进行有线的测试。若谐振频率等电磁特性随相对位移的变化呈有规律的变化,则可将传感器进行无源无线的测试。

基于贴片天线的位移传感器的研究技术路线为:

(1) 根据各天线的电磁特性进行天线种类的选择,然后掌握将其设计为位移传感器的理论。

(2) 确定贴片天线的具体种类,并根据天线的电磁理论及尺寸设计公式对天线的尺寸进行初步设计。然后根据天线的初步设计尺寸在 HFSS 软件中进行建模并进行有限元分析,并对选定的电磁特性参数进行随天线尺寸变化的模拟,以进行尺寸的微调,以达到良好的阻抗匹配效果,以及较好的电磁参数随位移变化的关系。根据 HFSS 模拟结果确定天线传感器的最终尺寸。

(3) 根据调整后的天线传感器尺寸,绘制天线传感器加工图并委托加工厂商对天线进行加工。并对加工后的天线利用网络分析仪进行电磁参数测定,探究其与相对位移变化之间的关系,并对天线传感器的线性度、灵敏度系数等传感器参数进行研究。

1.3.3 主要研究内容

本文的主要研究内容及章节安排如下:

第一章为绪论。主要阐述了基于天线的无源无线传感器的研究背景,并对国内外的研究进展进行简要介绍,最后对研究的目的及意义、先行工作及技术路线进行介绍。

第二章为电磁学及天线的基本理论。主要阐述了电磁场的理论,并对传输线模型、天线的电长度、圆形贴片天线的尺寸及谐振频率计算公式、倒 F 型天线的演变等进行介绍。

第三章为基于圆形贴片天线的位移传感器设计及模拟。主要阐述了圆形贴片天线的传感理论及设计图,给出具体的圆形贴片天线传感器的设计尺寸,并在 HFSS 计算分析软件中建立模型,以研究谐振频率随相对位移的变化关系,并从电流分布层面解释了天线电长度增加的机理。

第四章为基于圆形贴片天线的位移传感器试验。主要阐述了圆形贴片天线的试验步骤,即使用网络分析仪测量天线的谐振频率变化,并通过三组试验结果对比,验证天线铝板斜槽斜率及长度变化对天线传感器的灵敏度及量程等的影响。

第五章为基于分离式倒 F 型天线的位移传感器设计及模拟。主要阐述了基于

平面倒 F 型天线改装成的分离式倒 F 型天线的设计图，并经过 HFSS 建模优化，给出具体的基板材质为 FR4 和 RT5880 的基板的传感器设计尺寸图。并对分离式倒 F 型天线传感器的模态进行分析，以验证使用一阶谐振频率作为传感参数的科学性。

第六章为基于分离式倒 F 型天线的位移传感器试验。主要阐述了分离式倒 F 型天线传感器的试验步骤，得出试验数据并进行线性拟合等数据分析。将两组不同基板材质的传感器试验结果进行对比，以验证不同基板材质对传感器的影响。

第七章为结论与展望。主要阐述了前文的研究成果，并对圆形贴片天线传感器、分离式倒 F 型天线传感器的理论、设计、模拟及试验进行归纳总结并进行比较，以及评估了两种传感器的可行性，并对未来研究的内容进行阐述。

第2章 基于贴片天线的传感器的原理

利用贴片天线作为无源无线位移传感器的传感单元对相对位移进行监测时，关键在于建立贴片天线的形变与天线电磁特性间的关系。因此，需要以电磁学理论为基础，探究天线的性能。

在 2.1 节中，介绍电磁场基本理论，首先介绍麦克斯韦方程组，并以此理论为基础，推导矩形贴片天线中所实用的传输线模型，并对传输线模型中常用的一些参数进行分析。

在 2.2 节中，介绍圆形贴片天线的理论模型——简单的腔体模型，并给出圆形贴片天线的谐振频率与尺寸间关系式，并对天线输入阻抗等电磁特性进行分析；给出天线电长度变化与谐振频率变化关系式，为基于圆形贴片天线的位移传感器设计提供支撑。

在 2.3 节中，介绍倒 F 型天线的演变过程，及倒 F 型天线的电磁特性，并给出倒 F 型天线的谐振频率计算公式。

2.1 电磁场基本理论^[38-42]

当天线传感器发生形变时，其电磁特性会发生变化，且基于贴片天线的无源无线传感器的信号传输均以电磁波为载体，因此对天线传感器的研究需以电磁场基本理论为支撑。麦克斯韦方程组用数学方程严格的阐述了电磁场遵循的规律，并且矩形贴片天线的传输线模型、圆形贴片天线的简单的腔体模型等均以麦克斯韦方程为基础，故本节首先对麦克斯韦方程组进行阐述，进而推导出矩形贴片天线的传输线模型，以计算出天线的常用电磁参数。

2.1.1 麦克斯韦方程组

麦克斯韦方程是由英国物理学家于 1864 年提出的描述场源与电场、磁场之间关系的偏微分方程，其揭示了时变电磁场的特性。麦克斯韦方程组可表达为如下形式：

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

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

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.4)$$

其中, $\mathbf{J}, \mathbf{M}, \rho, \rho_m$ 分别代表电流密度、磁流密度、电荷密度及磁荷密度; 而 $\mathbf{E}, \mathbf{H}, \mathbf{D}, \mathbf{B}$ 则分别代表上述源所产生的电场强度、磁场强度、电通密度及磁感应强度。其关系可表示为:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.6)$$

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

其中, μ 、 ε 分别代表介质的磁导率和复介电常数。在自由空间中, 介电常数 $\varepsilon = \varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$, 磁导率 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。

式(2.1)为法拉第电磁感应定律, 表示电场强度的旋度等于该点负的磁场强度变化率; 式(2.2)为全电流定律, 表示磁场强度的旋度等于该点传导电流的密度和位移电流的密度的矢量和; 式(2.3)为高斯定律, 表示电位移的散度等效于该点不受束缚电荷的体密度; 式(2.4)为磁通量连续定理, 表示磁感应强度的散度均为零。

2.1.2 传输线模型

在天线实际谐振频率、阻抗等电磁参数计算过程中, 采用麦克斯韦方程进行实际理论计算需要处理边界等问题, 应用起来十分困难, 因而将贴片天线简化为等效的模型。基于目前的成熟的理论分析, 可将贴片天线等效模型理论分为三种, 即传输线模型、空腔模型及全波分析法。在矩形贴片天线设计中, 通常将其简化为传输线模型进行求解计算, 下面将简要介绍传输线模型。

在电磁学领域中, 当传输线的物理长度大于传输导波波长的十分之一时被称为长线, 反之, 被称为短线。例如, 传统家庭用电的频率为 50Hz, 导线物理长度为 6km。根据公式可求得导波波长为 6000km, 为导线物理长度的 1000 倍, 因此被称为短线; 而假设传输线内部导波频率为 3GHz, 传输线物理长度为 1m 时, 则可计算出导波波长为 0.1m, 为传输线物理长度的一千分之一, 因此其为长线。

$$\lambda = c / f \quad (2.8)$$

其中, c 为真空中的光速, λ 为波长, f 为导波的频率值。

在短线中, 由于波导内部的导波频率较小, 因此电阻、电容、电感引起的效应极小, 导线的电压、电流等参数只随时间发生变化, 而与空间的距离无关, 因

此短线只起连接作用；在长线中，由于波导内部导波频率较大，因此电阻、电容、电感产生较大影响，并且沿波导产生的电流、电阻等参数不仅与时间有关，而且与空间的距离有关，因此波导将产生电磁场。

对于在两端接入波源的均匀无耗双波导，如下图 2.1 所示。当其内传输横电磁模的电磁波，传输方向为 z 向，假定模型满足以下两条件：

(1) 双导线的间距及导线的直径相较导波波长小很多，因此不考虑高次模的导波。

(2) 双导体均为理想电导体，且两导体中填充介质为理想介质，因此不考虑损耗。

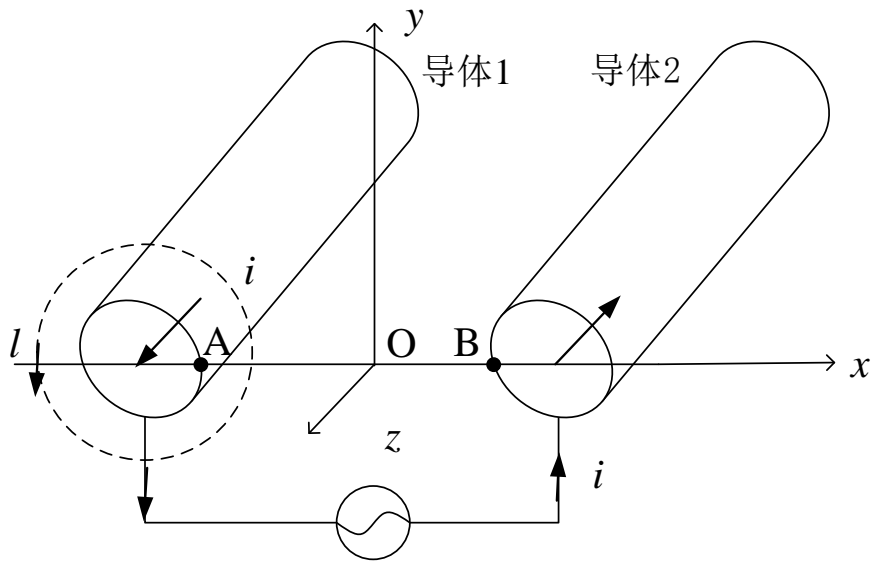


图 2.1 双导线模型图

导体 1 和导体 2 间任取一路径进行电场积分可得两端点间的瞬时电压 U 。选择 A 点到 B 点的路径进行积分，得：

$$U = U_{AB} = \int_A^B \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \int_A^B E_x dx \quad (2.9)$$

将式(2.9)对 z 求偏导，并将其带入式(2.1)可得：

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \int_A^B \left(-\frac{\partial B_y}{\partial t}\right) dx = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A^B B_y dx = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (2.10)$$

其中， $\int_A^B B_y dx$ 代表 z 向上单位长度通过路径 AB 的磁通量。磁通量定义为：

$$\Phi = Li \quad (2.11)$$

其中， L 为单位长度上的电感分布， i 为路径的瞬时电流。将式(2.11)代入式(2.10)，可得：

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} Li = -L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.12)$$

同理，另一传输线方程可由安培环路定理推出，在 xoy 面上做一个围绕导线 1 的曲线 l ，则有：

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_l (H_x dx + H_y dy) = i + \int_s \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.13)$$

式(2.13)求偏导，并代入式(2.2)可得：

$$\frac{\partial i}{\partial t} = \oint_l \left(\frac{\partial D_y}{\partial t} dx - \frac{\partial D_x}{\partial t} dy \right) = -\frac{\partial}{\partial t} \oint_l (D_x dy - D_y dx) \quad (2.14)$$

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

$$q = CU \quad (2.15)$$

式中， C 为导线上单位长度的电容。因此将式(2.15)代入式(2.14)中，并化简得：

$$\frac{\partial i}{\partial z} = -\frac{\partial}{\partial t} (CU) = -C \frac{\partial U}{\partial t} \quad (2.16)$$

通过上述推导可知，双导线周边的电磁场可通过导线上瞬时电压和瞬时电流表示。需要注意的是，由于双导线材质并非理想导体，因此需要考虑导体上的电阻效应，即分布电阻效应；由于介质并非理想绝缘介质，而是有一定的导电性，因此需要考虑并联附加电导的影响，即分布电导效应。

因此在分析高频率双导线的电磁特性时，需要考虑电导 G 、电容 C 、电阻 R 、电感 L 的影响。因此在平行双导线截取线元 Δz ，用上述参数进行分析，可得如下 Γ 形网络：

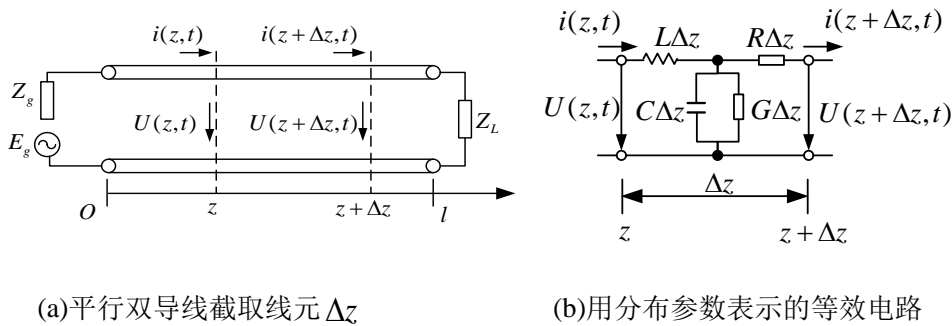


图 2.2 平行双导线的等效电路模型图

在图 2.2(a)模型中，左侧 E_g 和 Z_g 分别为瞬时电动势及瞬时阻抗，在双导线 z 处瞬时电流和瞬时电压分别为 $i(z,t)$ 和 $U(z,t)$ ， $z+\Delta z$ 处瞬时电流和瞬时电压分别为 $i(z+\Delta z,t)$ 和 $U(z+\Delta z,t)$ 。根据基尔霍夫定理：

$$\frac{\partial U(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (2.17)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -GU(z,t) - C \frac{\partial U(z,t)}{\partial t} \quad (2.18)$$

即可将通过麦克斯韦方程求解 \mathbf{E} 、 \mathbf{H} 、 \mathbf{D} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{J}_T 和 ρ_T 的电磁场的问题变为利用式(2.17)和式(2.18)求解 R 、 G 、 C 、 L 、 $U(z,t)$ 和 $i(z,t)$ 的电路的问题。

假设传输线中的电流和电压以角频率 ω 作正弦变化, 则瞬时电流和瞬时电压可分别表示为:

$$U(z,t) = \text{Re}[U(z)e^{j\omega t}] \quad (2.19)$$

$$i(z,t) = \text{Re}[i(z)e^{j\omega t}] \quad (2.20)$$

将式(2.19)和式(2.20)代入式(2.18)中, 可得:

$$\frac{dU(z)}{dz} = -(R + j\omega L)i(z) \quad (2.21)$$

$$\frac{di(z)}{dz} = -(G + j\omega C)U(z) \quad (2.22)$$

定义 $\gamma^2 = ZY = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$, 带入式(2.21)和式(2.22), 得

$$\frac{d^2U(z)}{dz^2} - \gamma^2 U(z) = 0 \quad (2.23)$$

$$\frac{d^2i(z)}{dz^2} - \gamma^2 i(z) = 0 \quad (2.24)$$

求解上式, 可得:

$$U(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{\gamma z} \quad (2.25)$$

$$i(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{\gamma z}) \quad (2.26)$$

式中, 传输线的特性阻抗 $Z_0 = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$, 传输线的传播常数 $\gamma = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2} = \alpha + j\beta$, 其中 α 为衰减常数, β 为相移常数; U^+ 和 U^- 分别为入射波电压和反射波电压, 值与传输线的边界条件有关:

(1) 当始端电压 U_I 和电流 i_I 已知时,

$$U^+ = \frac{1}{2}(U_I + i_I Z_0) \quad (2.27)$$

$$U^- = \frac{1}{2}(U_I - i_I Z_0) \quad (2.28)$$

可由式(2.25)求解出:

$$U(z) = U_I \cosh \gamma z - i_I Z_0 \sinh \gamma z \quad (2.29)$$

$$i(z) = i_l \cosh \gamma z - \frac{U_l}{Z_0} \sinh \gamma z \quad (2.30)$$

(2) 当终端电压 U_L 和电流 I_L 已知时,

$$U_L = U^+ e^{-\gamma l} + U^- e^{\gamma l} \quad (2.31)$$

$$i_L = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma l} + U^- e^{\gamma l}) \quad (2.32)$$

可得:

$$U(z) = \frac{i_L}{2} [(Z_L + Z_0) e^{\gamma(l-z)} + (Z_L - Z_0) e^{-\gamma(l-z)}] \quad (2.33)$$

$$i(z) = \frac{i_L}{2Z_0} [(Z_L + Z_0) e^{\gamma(l-z)} - (Z_L - Z_0) e^{-\gamma(l-z)}] \quad (2.34)$$

(3) 当波源电动势 E_g 、内阻抗 Z_g 及负载阻抗 Z_L 已知时,

$$U(z) = \frac{E_g Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-\gamma l} [e^{\gamma(l-z)} + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma(l-z)}]}{(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l})} \quad (2.35)$$

$$i(z) = \frac{E_g}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-\gamma l} [e^{\gamma(l-z)} - \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma(l-z)}]}{(1 - \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l})} \quad (2.36)$$

在传输线模型中, 可将矩形贴片天线视为二分之一波长的传输线, 电磁辐射主要由两端的边缘场产生。

2.2 圆形贴片天线理论^[32, 43]

圆形贴片天线形式简单、增益高、方向性强, 阻抗、谐振频率等电磁参数较易优化, 且理论清晰, 为将其设计为天线传感器提供了条件。明确圆形贴片天线的分析模型及电磁参数将为传感器的设计提供理论支撑。计算圆形贴片天线的电磁场及输入阻抗的分析方法从简单到复杂主要有简单的腔体模型、有馈源的腔体模型、模式展开模型、导线网模型及格林函数法等。下面将以简单的腔体模型对圆形贴片天线结构进行分析, 并对天线的输入阻抗等电磁参数进行计算。

将天线设计为传感器的重要环节之一就是天线的某项或多项电磁参数变

化与位移、裂缝等待测量建立联系。经研究发现，天线的电长度变化可引起天线的谐振频率发生有规律的变化，此特性为天线传感器的设计提供了条件。因此本节以传输线为例，阐述电长度与谐振频率间的关系。

2.2.1 简单的腔体模型

圆形贴片天线由上贴片、基板和下贴片构成。在基板内部，电场方向基本只有 z 向，因而磁场分量基本只有 x 向和 y 向。因为 h 远小于 λ_0 ，所以电场沿 z 向大小不变。而在圆形贴片天线上贴片中，边缘处法向方向电流大小接近于零，因此边缘处切向方向上的磁场接近于零。综上所述，可将圆形贴片天线假定为一个圆柱腔体，其上下表面为电壁，侧面为磁壁。因此，可将解圆形贴片天线的问题转变为解腔体的问题。

在谐振腔内无源区域，波动方程为：

$$(\nabla^2 + k^2)E=0 \quad (2.37)$$

其中，

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.38)$$

由圆柱腔体假定：

$$E = \hat{z} E_z(x, y) \quad (2.39)$$

其中， \hat{z} 为 z 方向的单位矢量。

根据上式得：

$$\left. \frac{\partial E}{\partial \rho} \right|_{\rho=a} = 0 \quad (2.40)$$

因此，在圆柱坐标中波动方程的解为：

$$E_z = E_0 J_n(k\rho) \cos n\phi \quad (2.41)$$

式中， $J_n(k\rho)$ 为 n 阶贝塞尔函数。由于 E 只有 z 分量，因此磁场分量为：

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = -\frac{jn}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin n\phi \quad (2.42)$$

$$H_\phi = \frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J_n'(k\rho) \cos n\phi \quad (2.43)$$

其他场的分量均为零：

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0 \quad (2.44)$$

对于上贴片边缘，面电流法线方向分量为0，即：

$$K_\rho(\rho=a) = H_\phi(\rho=a) = 0 \quad (2.45)$$

将上式代入 H_ϕ 中，得：

$$J_n'(ka) = 0 \quad (2.46)$$

对于每一种模式，都可以找到一个产生谐振的圆形贴片天线的半径对应于贝塞尔函数的零点。几个低次模的解按 ka 值增大的顺序列在下中。

表 2.1 低次模的解

模 (m, n)	(0,1)	(1,1)	(2,1)	(0,2)	(3,1)
根 ka	0	1.84118	3.05424	3.83171	4.20119

对于给定的频率，在 $n=m=1$ 时，模半径最小，因此该模即为主模。主模的场分量和面电流可由上述公式求出：

$$E_z = E_0 J_1(k\rho) \cos \phi \quad (2.47)$$

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = -\frac{j}{\omega\mu\rho} E_0 J_1(k\rho) \sin \phi \quad (2.48)$$

$$H_\phi = \frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J_1'(k\rho) \cos \phi \quad (2.49)$$

圆形贴片天线 TM_{nm} 模的谐振频率可由下式计算：

$$f_r = \frac{K_{nm} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.50)$$

其中， $K_{nm}(=ka)$ 为 n 阶贝塞尔函数的导数的第 m 个零点， c 为光速。

a_e 为考虑天线边缘场影响的等效半径，计算公式为：

$$a_e = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.51)$$

2.2.2 圆形贴片天线的输入阻抗

谐振时，天线的输入阻抗为实数，其输入电阻 R 可用腔体中总损耗功率 P_T 进行计算，即：

$$R = \frac{V^2}{2P_T} \quad (2.52)$$

其中，总损耗功率 P_T 包辐射功率 P_r 、由于圆形贴片的导电性有限引起的功率损失 P_c 、介质基片为非理想材质引起的功率损失 P_d ，即：

$$P_T = P_r + P_c + P_d \quad (2.53)$$

圆形贴片天线总辐射功率可通过波印廷定理计算，即：

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{Re} \iint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{s} \right\} \quad (2.54)$$

因天线只向上半空间辐射，故式前乘以 $\frac{1}{2}$ ； S 为总球面积。上式可化简为：

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{4} \operatorname{Re} \iint_S (E_\theta H_\varphi - E_\varphi H_\theta) ds \\ &= \frac{1}{4} \frac{1}{\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi \end{aligned} \quad (2.55)$$

其中， η_0 为自由空间波阻抗，其值为 120Ω 。

将 E_φ, E_θ 带入上式，得：

$$P_r = \frac{(hE_0 J_n(ka) a k_0)^2}{1920} I_1 \quad (2.56)$$

式中，

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\begin{aligned} &\{J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n-1}(k_0 a \sin \theta)\}^2 \\ &+ \cos^2 \theta \{J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n-1}(k_0 a \sin \theta)\}^2 \end{aligned} \right] \sin \theta d\theta \quad (2.57)$$

如果在圆形贴片天线上的任意一点 $(\rho_0, 0)$ 处馈电，则谐振时的电阻为：

$$R_r = \frac{V^2}{2P_r} = \frac{960}{(ak_0)^2 I_1} \quad (2.58)$$

当导体的面电阻率为 R_ζ 时，在上贴片及地中的损耗为：

$$\begin{aligned} P_c &= 2 \frac{R_\zeta}{2} \int_0^a \int_0^{2\pi} (K_\varphi^2 + K_\rho^2) \rho d\varphi d\rho \\ &= -\frac{\pi R_\zeta E_0^2}{(\omega\mu)^2} \int_0^a \left[\frac{n^2}{\rho^2} J_n^2(k\rho) + k^2 J_n'^2(k\rho) \right] \rho d\rho \end{aligned} \quad (2.59)$$

当用铜导体并工作在主模 $ka = 1.8412$ 时，上式变为：

$$P_c = 1.68 \times 10^{-10} f^{-3/2} E_0^2 \quad (2.60)$$

可见，导体损耗与 $f^{-3/2}$ 及 E_0^2 成正比，而与基板的厚度无关。

介质损耗可由腔体内的电场对体积 V 积分求得：

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan \delta}{2} \iiint_V E \cdot E dv \quad (2.61)$$

其中 $\tan \delta$ 为基板材料的损耗角正切。

上式可转化为：

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan \delta E_0^2}{2} \pi h \int_0^a J_n^2(k\rho) \rho d\rho \quad (2.62)$$

对主模 ($ka = 1.8412$)，当发生谐振时，上式可简化为：

$$P_d = \frac{0.805 \times 10^{-4} h \tan \delta E_0^2}{f} \quad (2.63)$$

可见，介质损耗与 h 及 $\tan \delta$ 成正比，与频率 f 成反比。通过辐射功率、导体损耗功率和介质损耗功率相加，即可得源在任意位置上的输入阻抗。

2.2.3 天线电长度^[44]

随着天线的形状变化，天线的某些电磁特性随之发生改变。例如，天线的电长度变化与谐振频率变化呈负相关，即随着天线的电长度增加，谐振频率降低，此特性为将天线设计为传感器提供了条件。在传输线中，通常可用电长度来衡量传输线的电气特性。以电缆为例，电缆因制造工艺等原因，相同批次的电缆的电器特性均存在差异。当两电缆的物理长度相同且电气特性相同时，电缆表现的电长度相同；而当两电缆的物理长度相同而电气特性不同时，两电缆的电长度不同。因此可用电长度的概念来反映电缆的电气特性。

电长度的定义为：传输线的物理长度乘以电信号或电磁信号在介质一定长度内的传输时间与该信号在自由空间中通过相同长度时所需要的时间的比。即：

$$L_e = L \times \frac{a}{b} \quad (2.64)$$

式中， L_e 为传输线的电长度， L 为传输线物理长度， a 为电信号或电磁信号在介质一定长度内的传输时间， b 为该信号在自由空间中通过相同长度时所需要的时间。其中，

$$\begin{aligned} a &= \frac{L}{v_p} \\ b &= \frac{L}{c} \end{aligned} \quad (2.65)$$

式中， $v_p = c / \sqrt{\varepsilon_{eff}}$ 为电信号或电磁信号在介质中的传播速度， ε_{eff} 为有效介电常

数。

经化简，得：

$$L_e = L \times \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad (2.66)$$

通过上式可见，电长度为传输媒介的固有属性，只与媒介的物理长度和有效介电常数有关，而与所传输波的频率无关。对于一物理媒介而言，其电长度总是大于其的物理长度，例如在同轴线中，由于有电阻、电容、电感的存在，阻碍了内部信号的传输。

根据同轴线的电磁场分布，单位长度上的电容可以表示为：

$$C = \varepsilon_r / 18 \ln(D/d) \quad (2.67)$$

其中， D 为同轴线外部导体内径； d 为内部导体外径；

与频率无关的同轴线阻抗分量为：

$$Z_\infty = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (2.68)$$

上式可得：

$$\sqrt{\varepsilon_r} = \frac{3}{10} Z_\infty C_e \quad (2.69)$$

从而传输线的电长度和物理长度分别为：

$$L_e = \frac{3}{10} Z_\infty CL = \frac{3}{10} Z_\infty C_e \quad (2.70)$$

$$L = \frac{3}{10} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} Z_\infty CL = \frac{3}{10\sqrt{\varepsilon_r}} Z_\infty C_e \quad (2.71)$$

其中， $C_e = CL$ 为同轴线的传输电容。

若用式(2.68)求得精确的阻抗，由于两不确定因素 D/d 和 ε_r 的不确定性存在，因此是不可行的。在实际测量中， Z_∞ 可用下式求出：

$$Z_{CR} = Z_\infty + A/\sqrt{f} \quad (2.72)$$

其中， A 为同轴线本身的参数； Z_{CR} 为同轴线阻抗的实部，可用谐振法测得。其公式为：

$$Z_{CR} = n/4C_e f \quad (2.73)$$

其中， n 为谐振序号， f 为与 n 对应的谐振频率。

根据式(2.71)，有如下关系：

$$\frac{\Delta L}{L} = -\frac{\Delta\sqrt{\varepsilon_r}}{\sqrt{\varepsilon_r}} + \frac{\Delta Z_\infty}{Z_\infty} + \frac{\Delta C_e}{C_e} \quad (2.74)$$

根据式(2.72)和式(2.73), 有如下关系:

$$\frac{\Delta Z_\infty}{Z_\infty} = -\frac{Z_{CR}}{Z_\infty} \frac{\Delta C_e}{C_e} - \frac{Z_{CR} - A/2\sqrt{f}}{Z_\infty} \frac{\Delta f}{f} \quad (2.75)$$

由于 A 为同轴线本身的性能参数, 因此, 上式可简化为:

$$\frac{\Delta Z_\infty}{Z_\infty} \approx -\frac{\Delta C_e}{C_e} - \frac{\Delta f}{f} \quad (2.76)$$

带入上式(2.74), 得:

$$\frac{\Delta L}{L} \approx -\frac{\Delta\sqrt{\varepsilon_r}}{\sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{\Delta f}{f} \quad (2.77)$$

对于电长度, 得:

$$\frac{\Delta L_e}{L_e} \approx -\frac{\Delta f}{f} \quad (2.78)$$

上式表明, 电长度与谐振频率变化呈相对线性关系, 且随着电长度的增加, 谐振频率减小。同轴线的电磁特性规律在一定程度上与天线相似, 故此式也为利用天线设计位移传感器提供理论支撑。

2.3 平面倒 F 型天线的理论

平面倒 F 型天线(Planar Inverted F Antenna)简称 PIFA 天线, 具有自重轻、结构简单、辐射效率高、可在多频段进行工作等特点, 大量运用于手机、蓝牙等电子器件中。通过本节对平面倒 F 型天线的电磁特性分析, 表明天线的某些电磁特性与天线的尺寸变化呈一定的变化关系, 为将平面倒 F 型天线改装成天线传感器提供了可能。

通过平面倒 F 型天线的演变过程, 得知其可视为矩形贴片天线的改良, 因此可利用矩形贴片天线的谐振频率与尺寸关系式, 对基于倒 F 型天线的传感器尺寸进行初步设计。

2.3.1 平面倒 F 型天线的演变

平面倒 F 型天线的演变过程既可看作为从单极子天线演变而来, 又可以看作

为对微带贴片天线的改良。

(1) 从单极子天线到平面倒 F 型天线的演变

对半波偶极子天线来说，若利用镜像法，可将其长度减半，变为四分之一波长单极子天线。单极子天线的结构简单，但其在长度方向上尺寸较长，因此将其阵子折叠成类似 L 型而成为“倒 L 型天线”。“倒 L 型天线”相较单极子天线来说，其尺寸变小，而阵子与地面的距离也将减小，负载电容将增加，导致输入阻抗减小，使其不易匹配 50Ω 的输入阻抗。因此为了调整输入阻抗，将横向阵子接地，增加电流长度，以补偿电感使其更方便地进行阻抗匹配。因其外形类似“F”，因此将其称为“线状倒 F 型天线”。从单极子天线到线状倒 F 型天线的演变示意图如下图 2.3 所示。

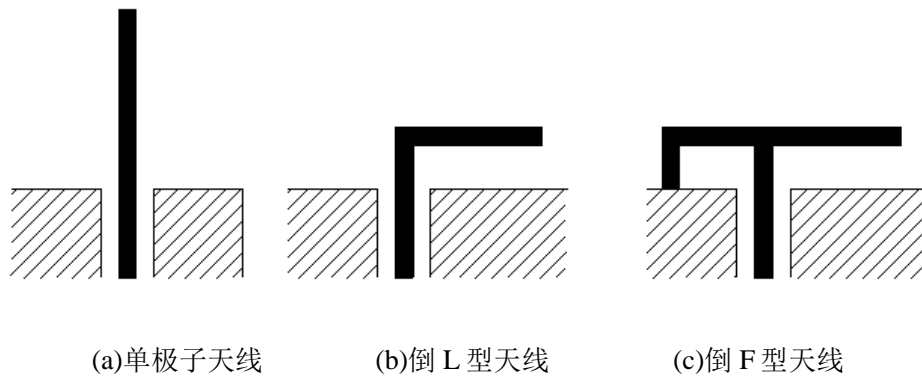


图 2.3 倒 F 型天线演变过程

线状倒 F 型天线的结构形式较小，但其辐射特性较差，因此将其线性辐射体转变为平面金属辐射体，形成“平面倒 F 型天线”，即 PIFA。PIFA 天线如下图 2.4 所示。

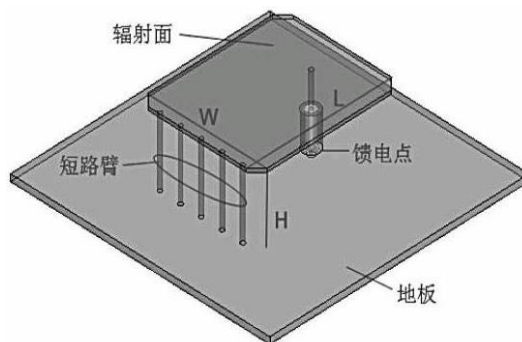


图 2.4 PIFA 天线示意图

(2) 对微带贴片天线的改良

普通的矩形微带贴片天线为二分之一波长天线，在分析时，可将矩形贴片天

线视为四周为磁壁，矩形贴片天线和地板为电壁的空腔，空腔内电场呈正弦分布形式。在天线中间部分有一个波节点，此处的天线电场为零。若在波节点处将天线上贴片与地板短路，即可取得使天线尺寸减半的效果。

2.3.2 平面倒 F 型天线的电磁特性

整体式平面倒 F 型天线示意图如下图 2.5 所示：

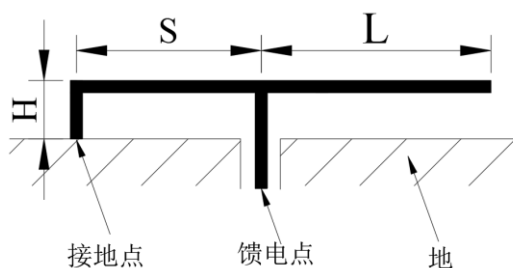


图 2.5 整体式平面倒 F 型天线示意图

平面倒 F 型天线由长为 S 的末端短路传输线和长为 L 的末端开路传输线并联组成。其中末端开路传输线可等效为电阻和电容的串联，末端短路的传输线可视为等效电阻和电感的串联。在天线设计中，天线的谐振长度 L 、天线的高度 H 和天线的馈电线与天线的接地线间距离 S 决定了天线的谐振频率、天线输入阻抗和天线的带宽等电磁参数。

通过大量的模拟试验得知， L 对天线的性能影响最为直接。当天线的谐振长度 L 增加时，天线的谐振频率 f 降低，天线输入阻抗减小，呈感性；反之，当天线的谐振长度 L 减小时，天线的谐振频率 f 升高，天线输入阻抗增大，呈容性。结构参数 L 、 H 和 S 对平面倒 F 形天线的谐振频率、输入电阻、输入电抗的影响如下表 2.2 所示：

表 2.2 平面倒 F 形天线结构参数对电磁特性影响表

结构参数	变化趋势	谐振频率	输入电阻	输入电抗
L	变大	降低	降低	感性
	变小	升高	升高	容性
H	变大	降低	升高	感性
	变小	升高	降低	容性
S	变大	升高	降低	容性
	变小	降低	升高	感性

值得注意的是，当 L 减小和当 S 变大时，天线谐振频率均增大，为基于倒 F 型天线的位移传感器设计提供思路。因此，在位移传感器设计中，当馈线沿上贴

片的长度方向向接地孔移动时, 天线的谐振长度 L 和馈电线与天线的接地线间距离 S 分别增大和减小, 均引起谐振频率的降低。

在天线实际工程设计中, 可通过如下经验公式给出初始值:

$$L + H \approx \frac{\lambda_0}{4\sqrt{(1 + \varepsilon_r)/2}} \quad (2.79)$$

其中, λ_0 为自由空间波长, ε_r 为基板的介电常数。

2.3.3 天线的谐振频率计算公式

基于 2.3.2 节对平面倒 F 型天线的演变过程分析, 可将矩形贴片天线的谐振频率及尺寸计算公式应用于平面倒 F 型天线计算中。其一阶谐振频率计算公式为:

$$f = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (2.80)$$

其中, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$, ΔL 为等效辐射缝隙长度, ε_e 为有效介电常数, 其公式分别为:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_r + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\varepsilon_r - 0.258)(w/h + 0.8)} \quad (2.81)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.82)$$

其中, h 为矩形贴片天线高度, w 为天线宽度, ε_r 为基板的相对介电长度。

2.4 本章小结

本章介绍了贴片天线的部分理论及圆形贴片天线及矩形贴片天线的分析方法, 主要完成了以下部分的工作:

(1) 简要介绍了电磁学中的麦克斯韦方程组, 阐述贴片天线的理论基础; 并介绍了分析矩形贴片天线的传输线模型。

(2) 阐述圆形贴片天线的简单腔体模型理论, 得出圆形贴片天线的尺寸计算公式, 并对圆形贴片天线的输入阻抗、电长度等电磁参数进行分析, 为基于圆形天线的位移传感器提供理论支撑。

(3) 阐述平面倒 F 型天线的演变过程, 并应用传输线模型得出平面倒 F 型天线的谐振频率与尺寸计算公式, 为基于平面倒 F 型天线的位移传感器提供理论支撑。

第3章 基于圆形贴片天线位移传感器的设计与模拟

根据第二章中天线的基本理论及式(2.78)可知,当天线的电长度增加时,天线谐振频率降低。此性质可在天线小型化设计中得到运用,通常方法为在天线的上贴片或下贴片上刻蚀垂直于特定谐振频率下的电流方向的缝隙,以达到增加天线电长度的目的。此天线特性也可应用于天线位移传感器的设计中。

$$\frac{\Delta L_e}{L_e} \approx -\frac{\Delta f}{f} \quad (2.78)$$

在 3.1 节中,根据圆形贴片天线的尺寸设计公式,初步设计了基于圆形贴片天线的位移传感器尺寸。为确保贴片天线的阻抗匹配可以更好的与传输线进行匹配,以减小回波损耗,因此将天线的尺寸在电磁仿真软件 HFSS 中建立基于圆形贴片天线的传感器模型,通过调节圆形贴片天线的半径等尺寸,以完成位移传感器的设计。

在 3.2 节中,主要利用 HFSS 软件对圆形贴片天线传感器的电磁特性进行仿真模拟。圆形贴片天线的理论表明,当天线的电长度增大时,天线的谐振频率减小。基于此,建立圆形贴片天线 HFSS 有限元模型,并将天线的一阶谐振频率对应的天线电流图进行仿真,以探究铝板上的斜槽对天线铝板中电流的影响。计算出圆形贴片天线在不同位移状态下天线的谐振频率值,并进行线性拟合,探究天线尺寸变化与天线谐振频率的关系,为试验提供数值模拟支撑。

在本章中用到了有限元电磁仿真软件 HFSS(High Frequency Structure Simulator),即高频结构模拟器,它是由 Ansoft 公司研发,可对任意三维天线的电磁特性参数进行分析。在圆形贴片天线设计中,使用 FR4 材料作为天线的基板。FR4 即环氧玻璃布层压板,为一种常见的有机材料,其价格相对便宜。

3.1 基于圆形贴片天线的位移传感器设计

相较裂缝传感器、应变传感器测量的裂缝、应变等而言,位移的变形量可超过 10cm 以上,属于大量程范围,因此位移传感器需要承受较大变形以实现其功能。由于整体式圆形贴片天线等整体结构不能承受较大的变形,故用其进行大量程的位移测量较为困难。根据第二章可知,圆形贴片天线电长度的增加会使天线的谐振频率降低。因此,基于此理论,提出分离式圆形贴片天线,并应用于位移传感器的设计。

由于阅读器可通过无线问询的方式获得天线的谐振频率变化从而推测出天线变形,因此克服了传统有源有线传感器的需要信号传输线及电线进行数据及电能传输的缺点。将天线与网络分析仪用同轴线连接,采用有线测试的方法也可对天线谐振频率的偏移进行检测。有线测试的结果受外界环境影响小,且考虑试验的简便易操作性,本着循序渐进的原则,本文采用有线的方式进行测试。

本文采用矢量网络分析仪测量圆形贴片天线无负载情况下的谐振频率。测量天线谐振频率时,将天线的馈电点与连接在网络分析仪上的同轴线连接,网络分析仪以频率 f 通过同轴线向天线输送功率为 $P_{in}(f)$ 的电磁波,随后部分电磁波将从天线通过同轴线返回到网络分析仪中,其功率为 $P_{ref}(f)$ 。天线的回波反射系数 $S_{11}(f)$ 与发射功率 $P_{in}(f)$ 和反射功率 $P_{ref}(f)$ 有关,计算公式为:

$$S_{11}(f) = 10 \lg \left[\frac{P_{ref}(f)}{P_{in}(f)} \right] \quad (3.1)$$

网络分析仪可以在特定频率范围内的任意频率测量天线的回波反射系数,并将该频率范围内的回波损耗系数连成线,即为天线在特定频率范围内的回波反射系数曲线。天线在其谐振频率点时其回波损耗系数最小,即回波反射系数曲线最低值对应的频率点即为天线的谐振频率点。当基板与铝板发生相对位移时,天线的回波反射曲线会发生变化,随之谐振频率点发生偏移,具体如下图 3.1 所示。

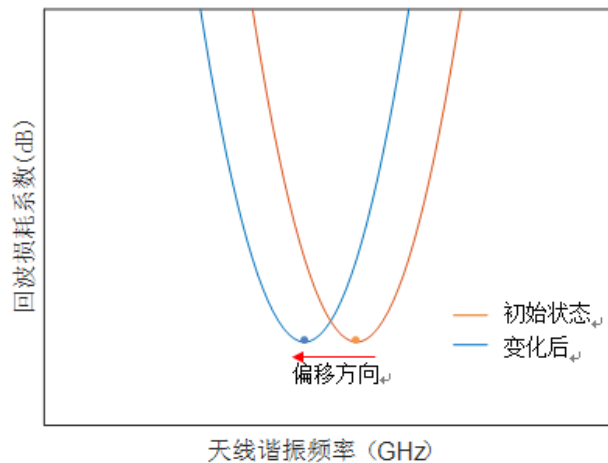


图 3.1 回波反射曲线和谐振频率点偏移

3.1.1 圆形贴片天线设计图

基于圆形贴片天线的位移传感器由上辐射贴片、基板和地(也称下贴片)组成,如图 3.2 所示。

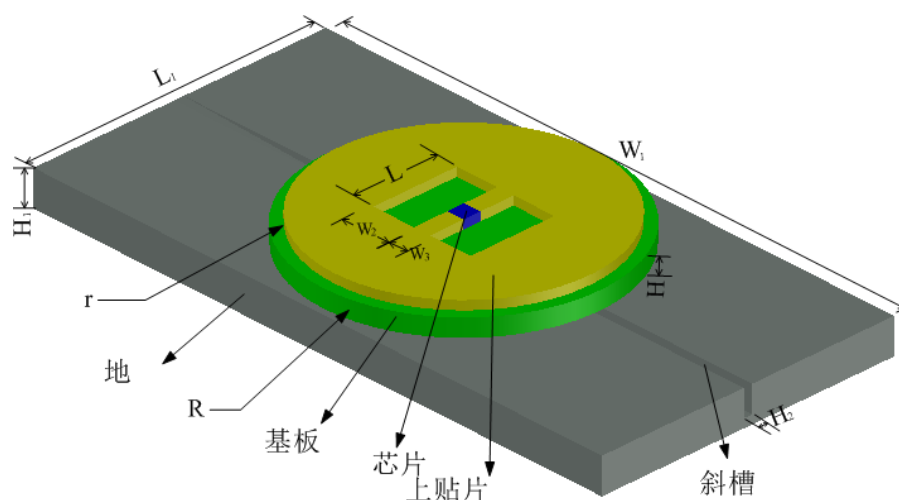
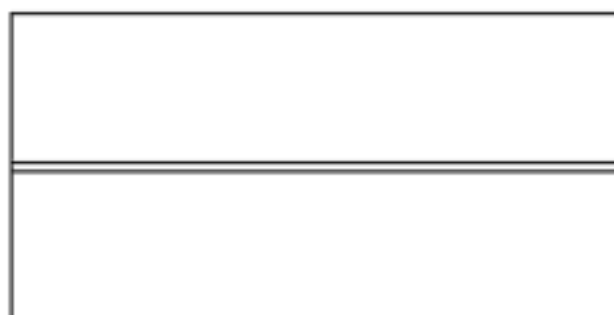


图 3.2 圆形贴片天线传感器图

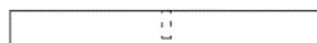
图中，上贴片为镀铜层，基板材质为 FR4-epoxy，天线的地为带有斜槽的铝板，其形状如图 3.3 所示。



(a) 铝板俯视图



(b) 铝板主视图



(c) 铝板左视图

图 3.3 铝板设计图

天线的上辐射贴片被镀在基板上，基板与铝片无粘结紧密接触。在圆形贴片天线的上贴片刻蚀出两个矩形窗口的目的是让更多的电流通过两个矩形窗口之间的铜片，以增加位移传感器的灵敏度。

3.1.2 圆形贴片天线传感理论

在圆形贴片天线传感器设计中,天线的基板下表面和下部铝板的上表面无缝隙贴紧,并将圆形贴片的基板外缘与铝板斜槽深度为 0mm 的短边相切规定为相对位移为 0mm 的位置,即初始位置。初始位置示意图如下图 3.4 所示。

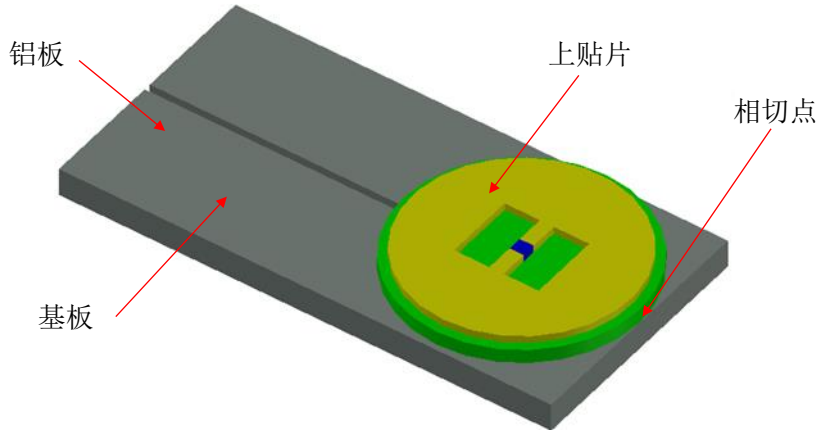
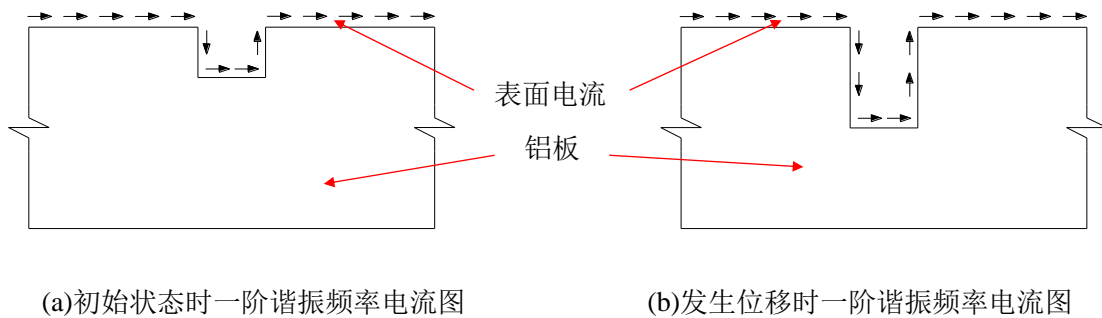


图 3.4 初始位置时铝板与基板位置关系示意图

将圆形贴片天线的基板和铝板分别粘贴于两个待测构件。在初始位置时,网络分析仪通过同轴线对圆形贴片天线输入电磁波,在电磁波的激励下,天线的上贴片及铝板的上表面会产生一定方向和大小的感应电流。在初始一阶谐振频率 f_0 时,圆形贴片天线的感应电流的方向为垂直于斜槽方向,即电流从斜槽的一端经过斜槽流向天线的另一端,如图 3.5 (a)所示。



(a)初始状态时一阶谐振频率电流图

(b)发生位移时一阶谐振频率电流图

图 3.5 铝板上表面斜槽电流图

假设斜槽的斜率为 $1:n$, 即若斜槽高度差为 1, 则斜槽的长度为 n 。当两待测构件沿斜槽长度方向发生相对位移 Δx 时, 将带动铝板和基板也沿斜槽方向产生大小为 Δx 的相对运动, 从而使上辐射贴片对应的下部的铝板的斜槽平均深度变大。斜槽平均深度增量 Δh 计算公式为:

$$\Delta h = \frac{\Delta x}{n} \quad (3.2)$$

可见，斜槽平均深度增量与相对位移 Δx 呈正比例关系。发生相对位移 Δx 后的一阶频率下的电流图方向与初始位置相同，仍为从斜槽的一端经过斜槽流向天线的另一端，如图 3.5(b)所示。

发生相对位移 Δx 后天线一阶谐振频率下的电流路径较初始状态下天线一阶谐振频率长，增加了 $2\Delta h$ ，进而使天线的电长度 L_e 发生变化，即

$$\Delta L_e = 2\Delta h = 2 \frac{\Delta x}{n} \quad (3.3)$$

假设初始状态下天线电长度为 L_e ，则根据天线谐振频率与电长度关系式(2.78)，计算出天线谐振频率变化量 Δf_0 计算公式为：

$$\Delta f_0 \approx -\frac{\Delta L_e f_0}{L_e} = -2 \frac{f_0}{nL_e} \Delta x \quad (3.4)$$

其中，初始一阶谐振频率 f_0 、初始天线电长度 L_e 、 n 均为固定值，则通过上式可看出相对位移的变化量 Δx 与天线一阶谐振频率呈线性关系，即随着相对位移变化量 Δx 的增加，一阶谐振频率降低。系数 $-2f_0/nL_e$ 表征谐振频率变化量 Δf_0 随相对位移的变化量 Δx 的变化的速度，即天线的灵敏度系数 k ：

$$k = -2 \frac{f_0}{nL_e} \quad (3.5)$$

带有斜槽的铝板由委托工厂进行机床加工，且斜率 $1:n$ 的铝板可进行定制。而根据式(3.4)，天线灵敏度系数与铝板斜槽斜率 $1:n$ 有关。即 n 越大，灵敏度系数越小，相同的相对位移变化量 Δx 时天线谐振频率变化量 Δf_0 越小。

在传感器设计中，传感器的量程和灵敏度系数等参数较为重要。通过式(3.4)看出：

(1)在量程方面，若保持传感器中带有斜槽的铝板斜率 $1:n$ 不变，可通过增加铝板斜槽的长度以增加斜槽的深度，即增加天线的电长度变化范围以增加传感器的量程；

(2)在灵敏度系数方面，若保持铝板长度不变，可通过加大铝板斜槽斜率 $1:n$ ，即减小 n 以增加系数 $-2f_0/nL_e$ 的绝对值，即增加铝板斜槽斜率以加大传感器的灵敏度系数。

在使用阅读器对天线传感器进行无源无线的电磁参数测量过程中，阅读器的天线向圆形贴片天线发射电磁波，圆形贴片天线接收到阅读器的电磁波并向阅读器反射电磁波。阅读器可检测出天线的谐振频率变化，进而计算出天线的变形，由此可推断出相对位移的大小。

3.2 基于圆形贴片天线的位移传感器模拟

第 3.1 节中提到, 可通过改变铝板斜槽的长度和斜率以实现对天线传感器量程和灵敏度系数的改变, 从而实现传感器根据使用要求的不同, 对天线进行定制。为了验证此性能, 将基板和上贴片的尺寸和材料不变, 通过改变铝板及斜槽的尺寸, 模拟了三种不同尺寸的天线:

(1) CPA1 天线位移传感器, 铝板斜槽斜率为 3:70, 斜槽长度为 140mm。基板半径 33.5mm, 即直径为 67mm, 则传感器量程 $L=140\text{mm}-67\text{mm}=73\text{mm}$ 。在 HFSS 有限元软件中建立模型进行模拟仿真过程中, 以 5mm 为一步, 所以将传感器量程计为 70mm。此种天线的铝板斜槽长度较小, 可通过 HFSS 软件计算出的谐振频率与相对位移变化关系图, 以验证谐振频率随相对位移变化呈相对线性关系。

(2) CPA2 天线位移传感器, 铝板斜槽斜率为 2:70, 斜槽长度为 210mm。基板半径 33.5mm, 即直径为 67mm, 则传感器量程 $L=210\text{mm}-67\text{mm}=143\text{mm}$ 。在 HFSS 有限元软件中建立模型进行模拟仿真过程中, 以 5mm 为一步, 所以将传感器量程计为 140mm。此种天线的铝板斜槽长度与 CPA1 天线斜率不同, 可通过 CPA2 天线位移传感器的数据以验证:

a) 由于铝板斜槽的斜率较 CPA1 天线位移传感器小, 由灵敏度系数公式(3.5) 得, 传感器的灵敏度系数绝对值会降低。所以需将 CPA2 位移传感器量程设置为 70mm 的情况下, 对 CPA2 天线的灵敏度系数与 CPA1 天线的灵敏度系数进行比较以验证斜槽斜率的变化对灵敏度系数的影响。

b) CPA2 天线位移传感器的斜槽长度比 CPA1 传感器的斜槽长度长, 且量程为 CPA1 天线传感器的二倍。且根据相对位移与谐振频率变化关系式(3.4), 天线量程随铝板斜槽长度增大而增大。所以对 CPA2 传感器相对位移为 0~140mm 的范围进行模拟仿真, 并计算天线位移传感器的相对位移谐振频率关系曲线, 以验证天线传感器的量程可定制。

(3) CPA3 天线位移传感器, 铝板斜槽斜率为 1:70, 斜槽长度为 350mm。基板半径 33.5mm, 即直径为 67mm, 则传感器量程 $L=350\text{mm}-67\text{mm}=283\text{mm}$ 。在 HFSS 有限元软件中建立模型进行模拟仿真过程中, 以 5mm 为一步, 所以将传感器量程计为 280mm。CPA3 传感器同 CPA2 传感器一样, 与 CPA2 天线传感器起相同作用。

CPA1~CPA3 天线位移传感器的各项参数设置如下表所示。

表 3.1 CPA1~CPA3 天线位移传感器参数表

天线编号	CPA1	CPA2	CPA3
铝板斜槽斜率	3:70	2:70	1:70
斜槽长度	140	210	350
基板半径	33.5	33.5	33.5
传感器量程	70	140	280

注：表格中尺寸单位为 mm。

在建立 HFSS 有限元模型中，为了模型的简便易操作，将铝板的外围尺寸固定不变，统一设定为 $70\text{mm} \times 70\text{mm} \times 8\text{mm}$ ，而以斜槽的深度为变量，而非以基板与铝板之间的相对位置为变量。即通过改变铝板斜槽的深度使天线电长度发生变化，从而使天线传感器的谐振频率发生变化。因此，在后续的数据处理中，需要将铝板斜槽深度的变化转变为铝板与基板之间的相对位移。

3.2.1 圆形贴片天线的 HFSS 建模

根据第二章圆形贴片天线的理论，天线谐振频率计算公式为：

$$f_r = \frac{K_{nm}c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.6)$$

根据公式得知，可通过改变天线传感器等效半径 a_e 以调节谐振频率大小。在天线传感器频率选择时，由于本试验无 IC 芯片，故对天线谐振频率大小无特定要求。因此，在传感器设计中，可通过减小贴片天线的等效半径 a_e 的方法实现传感器的小型化。而圆形贴片天线等效半径 a_e 越小，天线的谐振频率越大，对基板材料性能提出了更高的要求。出于基板成本考虑，本次试验选用基板材质为 FR4。故本模拟计算中，初步设计圆形贴片天线一阶谐振频率为 1.25GHz 左右。

根据公式(2.51)可知，等效半径 a_e 与基板高度 h 、上贴片半径 a 和相对介电常数 ϵ_r 有关。在基于圆形贴片天线的位移传感器设计中，铝板斜槽深度的增大可引起天线电长度的增加，此过程也使斜槽中空气腔的深度发生变化，使铝板斜槽底面与上贴片间的距离增加，使基板与空气结合形成的复合基板的等效介电常数发生变化，从而引起等效半径 a_e 的变化。

HFSS 中建立的位移传感器模型如图 3.6 所示。基材选用 FR4-epoxy，上辐射贴片选用 Perfect-E，位移传感器置于真空中。

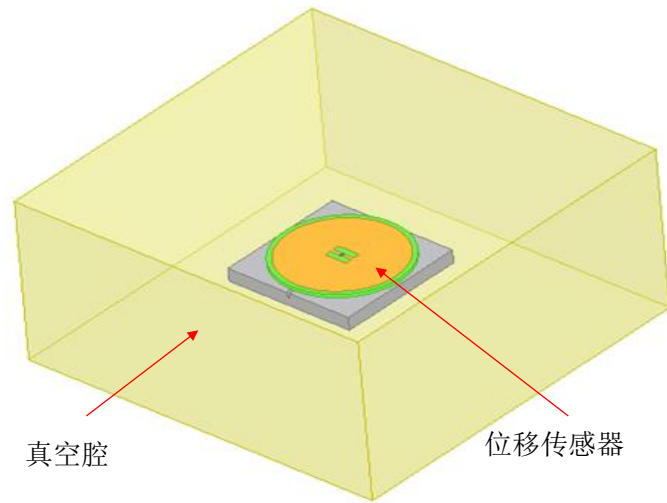


图 3.6 HFSS 中建立的模型图

真空腔尺寸为 $200\text{mm} \times 200\text{mm} \times 100\text{mm}$ ，可以保证位移传感器与真空箱体表面的距离大于位移传感器基本谐振频率对应的四分之一波长，激励方式设置为集总端口激励。上贴片与基板、基板与铝板之间无缝隙紧密接触。

在 HFSS 电磁仿真软件建立模型并进行数值模拟，并通过调整辐射贴片的直径和矩形窗口的尺寸，可以找到满足阻抗匹配要求的合适的圆形贴片天线尺寸。可通过调节矩形框的尺寸，即通过调节两馈线长度与宽度的方法来调节阻抗匹配的程度。根据模拟结果得知，在传感器位相对位移量程范围内，天线馈线宽度越小，天线的阻抗匹配程度越佳。考虑试验中馈线与同轴线间焊接的可靠性，取馈线宽度为 2mm 。

传感器具体尺寸数据如表 3.2 所示。

表 3.2 传感器模型的尺寸

参数	L_1	H_1	R_1	r	H_2
数值	70.0	8.0	33.5	31.0	2.0
参数	L	W_2	W_3	H	
数值	12.0	3.5	2.0	2.0	

注：表格中尺寸单位为 mm 。

3.2.2 一阶频率的电流图

当圆形贴片天线接收到阅读器发射的电磁波时，天线表面会形成感应电流。一般情况下，斜槽的存在会干扰上贴片和铝板表面的电流分布以及基板中的场分布。这种干扰会影响天线的辐射特性和储存在天线中的能量，从而影响天线的阻抗。当天线基板与铝板发生沿裂缝长度方向的相对位移使基板底部倾斜槽的深度

变深时，辐射贴片与铝板的电流图也会发生变化，这种变化有助于增加金属表面电流的有效电长度。

在 HFSS 电磁仿真软件中建立模型，并进行电流分析，可得天线上下贴片的电流大小及方向分布图。CPA1 天线在相对位移为 0mm 时一阶谐振频率的上贴片及铝板的电流图如下图 3.7 所示：

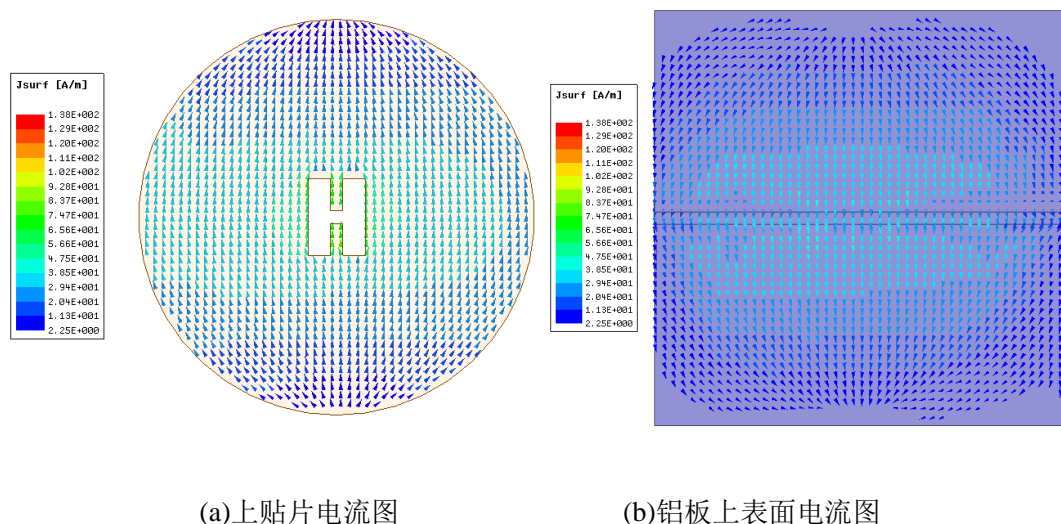


图 3.7 一阶频率的电流图

对于上贴片电流来说：

(1) 在方向上，天线上贴片感应电流整体以最下端为散发点，以最上端为聚集点，自下向上进行流动。在天线的左右两侧电流沿上贴片切线方向流动。而在矩形框附近，由于电流流动受阻，则电流绕开矩形框，以“就近原则”从矩形框周边及馈线流向天线上部。

(2) 在大小上，天线上贴片感应电流整体呈中间大，四周小的分布，即馈线处电流密度大，上贴片周边电流密度小。且由于铝板上的沟槽为斜槽，深度不均，因而对上贴片的电流大小产生影响。以天线上贴片的最上端与最下端的连线为对称轴，可以看出，斜槽较深的左侧的电流密度较大，斜槽较浅的右侧的电流密度较小。

对于铝板电流来说，受到上贴片的耦合效应，与上贴片相似：

(1) 在方向上，天线铝板感应电流整体以最上端为散发点，以最下端为聚集点，自上向下进行流动，与上贴片电流方向基本相反。并且在铝板左右两侧，电流方向与上贴片类似，也存在相同方向上的偏移情况。

(2) 在大小上，天线铝板感应电流整体呈中间大，四周小的分布，即馈线和矩形框附近对应的铝板表面电流较大，四周较小。以天线的最上端与最下端的

连线为对称轴，可以看出，斜槽较深的左侧的电流密度较大，斜槽较浅的右侧的电流密度较小。以天线上贴片的最上端与最下端的连线为对称轴，可以看出，同上贴片一样，斜槽较深的左侧的电流密度较大，斜槽较浅的右侧的电流密度较小。

通过模拟结果可以看出，铝板外围电流相较铝板中间部分的电流密度较小，可见铝板周围的电流对天线的电磁特性影响较小，从而验证了在 HFSS 建模中，将天线基板与铝板间相对位移的变化等效为铝板斜槽深度变化，从而将铝板长度缩小产生的误差忽略不计。

通过对电流方向和大小的分析，得知一阶谐振频率下铝板斜槽处的电流方向相同，均与斜槽长度方向垂直，无反向的情况。且考虑天线在高阶谐振频率工作时对基板的电磁特性要求高，故宜提取一阶谐振频率作为传感器的传感变量。

3.2.3 圆形贴片天线的模拟结果

在 HFSS 中建立模型，一步取 5mm，测量出 CPA1 天线传感器在量程范围内的每一步中回波损耗曲线的计算结果如下图 3.8 所示。

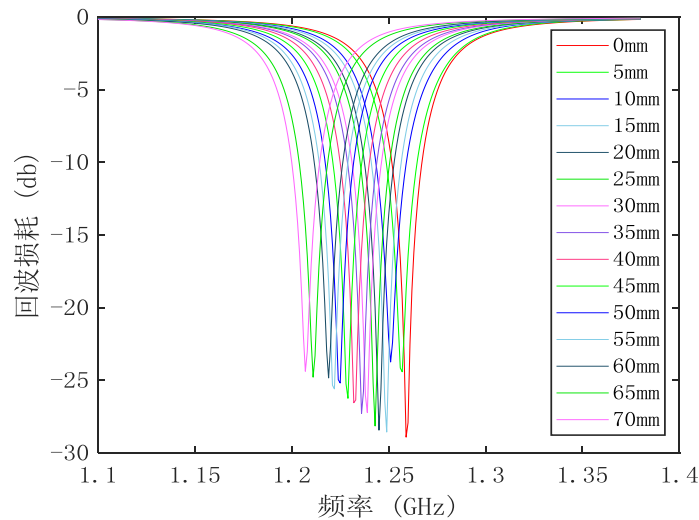
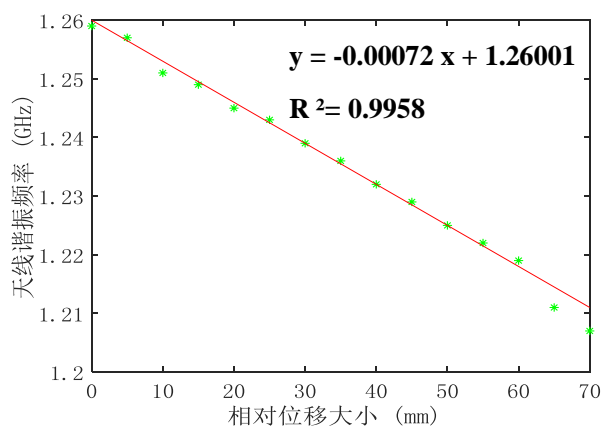


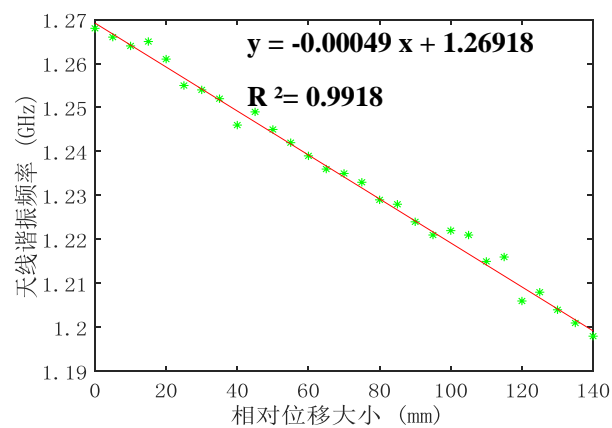
图 3.8 位移传感器量程为 70mm 时的回波损耗曲线

从图中可以看出，在天线传感器量程范围的 15 步中，天线传感器谐振频率点所对应的回波损耗值均小于 -20db，说明传感器的阻抗匹配效果较好。同样的，CPA2 和 CPA3 传感器的回波损耗值也均小于 -20db。

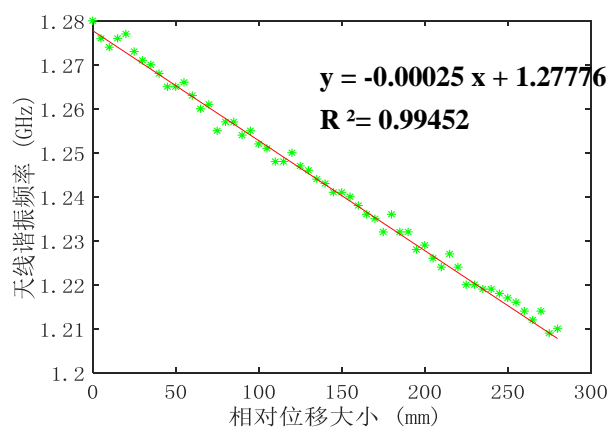
将 CPA1~CPA3 位移传感器的每一步的回波损耗最小值对应的谐振频率提取并绘制成点状图，如下图 3.9 所示。



(a) CPA1 传感器谐振频率与相对位移的关系



(b) CPA2 传感器谐振频率与相对位移的关系



(c) CPA3 传感器谐振频率与相对位移的关系

图 3.9 谐振频率和相对位移的关系

可见，在传感器量程范围内，CPA1 位移传感器的谐振频率与相对位移变化关系线性拟合系数为 0.9958，呈相对线性关系；CPA2 位移传感器和 CPA3 位移传感器的谐振频率与相对位移变化关系和 CPA1 位移传感器相同，均呈相对线性关系，线性拟合系数分别为 0.9919 和 0.9945，与理论符合较好。且 CPA1~ CPA3 天线传感器的灵敏度系数之比为 0.00072:0.00049:0.00025=3:2.04:1.04，接近理论值之比 3:2:1。

CPA1~CPA3 天线传感器在 0~70mm 量程范围内的谐振频率与相对位移关系图如下图 3.10 所示。

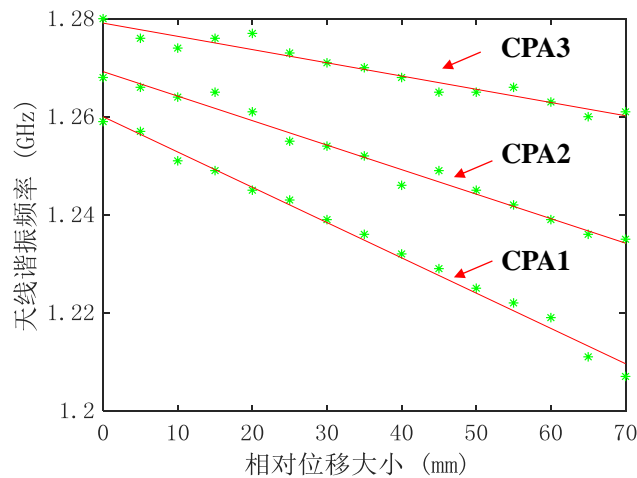


图 3.10 0~70mm 量程处 CPA1~CPA3 天线谐振频率与相对位移关系模拟图

CPA1~ CPA3 天线传感器的在 0~70mm 量程内的拟合曲线公式、线性拟合系数、灵敏度系数、初始谐振频率参数如下表 3.3 所示。

表 3.3 在 0~70mm 量程下天线传感器参数表

天线编号	拟合曲线公式	线性拟合系数 R^2	灵敏度系数 (GHz/mm)	初始谐振频率 (GHz)
CPA1	$y=-0.00072x+1.2600$	-0.9958	-0.00072	1.259
CPA2	$y=-0.00050x+1.2692$	-0.9897	-0.00050	1.268
CPA3	$y=-0.00027x+1.2791$	-0.9699	-0.00027	1.280

总体来说，三个天线传感器在 0~70mm 量程范围内谐振频率与相对位移呈线性关系，CPA1~CPA3 天线传感器的线性拟合系数 R^2 的绝对值分别为 0.9958、0.9897、0.9699。

在初始谐振频率方面，CPA1~CPA3 天线传感器的初始谐振频率依次增大，分别为 1.259GHz、1.268GHz、1.280GHz，原因为 CPA1~CPA3 天线的铝板斜槽斜率依次减小，使得初始状态下的天线电长度减小。根据式(2.78)，电长度与谐

振频率呈负相关,故谐振频率增大,即仿真结果与理论分析的谐振频率变化趋势相同。

在灵敏度系数方面,CPA1~CPA3 天线传感器的铝板斜槽斜率分别为 3:2:1。根据上一节,天线铝板斜槽斜率表示方式为 $1:n$,故 CPA1~CPA3 天线传感器铝板斜槽斜率的倒数为:

$$n_1 : n_2 : n_3 = 2 : 3 : 6 \quad (3.7)$$

根据传感器灵敏度系数计算式(3.5),得 CPA1~CPA3 天线传感器的灵敏度系数之比为:

$$k_1 : k_2 : k_3 = 3 : 2 : 1 \quad (3.8)$$

而在模拟结果中,CPA1~CPA3 天线传感器的灵敏度系数之比为 3:2.08:1.125,与理论符合较好。

在量程方面,CPA2 天线传感器的量程为 140mm,为 CPA1 天线传感器的二倍。CPA2 天线传感器在 70mm 位移量程范围内,传感器的线性拟合系数绝对值为 0.9897,在 140mm 位移量程范围内,传感器的线性拟合系数绝对值为 0.9919,线性拟合系数的绝对值均接近于 1。CPA3 天线位移传感器同理。因此,验证了在铝板斜槽斜率不变的情况下,可通过增加铝板的长度以增加天线位移传感器的量程。

3.3 本章小结

本章介绍了基于圆形贴片天线的位移传感器的设计和模拟仿真,总结如下:

(1) 根据圆形贴片天线的理论设计公式,并使用 HFSS 电磁仿真软件建立模型图进行模拟优化,得出 1.25GHz 频率范围下的贴片天线尺寸。

(2) 根据圆形贴片天线的具体尺寸建立圆形贴片天线的 HFSS 模型。圆形贴片天线的电流仿真图表明,一阶谐振频率的天线电流方向与斜槽方向垂直,当斜槽深度变大时,天线铝板上的电流路径变大,谐振频率减小,与天线理论相符。

(3) 将 CPA1~CPA3 天线传感器的铝板斜槽斜率比设置为 3:2:1,并将天线铝板斜槽最深及最浅处统一设定为 6mm 和 0mm,以实现传感器灵敏度及量程的研究。使用电磁仿真软件计算出 CPA1~CPA3 天线传感器的量程内各点的谐振频率大小,并进行线性拟合分析。模拟结果表明,在谐振频率变化与相对位移变化趋势方面,当斜槽深度增加使天线电长度增加时,天线谐振频率减小,与天线理论相符;在传感器灵敏度方面,CPA1~CPA3 天线传感器在量程范围为 0~70mm 时的灵敏度系之比为 3:2.08:1.125,与理论值 3:2:1 较为吻合;在传感器精度方面,

通过一阶谐振频率与相对位移间的线性拟合，得知 CPA1~CPA3 天线传感器的线性回归系数 R^2 分别为 0.9917、0.9919 和 0.9945，拟合效果较好。

第4章 基于圆形贴片天线位移传感器的试验

通过第三章的数值模拟得知,分离式圆形贴片天线的谐振频率变化与相对位移的变化呈相对线性关系,模拟效果较好。为了验证上述数值模拟的准确性和可实施性,设计并加工了基于圆形贴片天线的位移传感器,并进行了试验。

4.1 试验设计

4.1.1 试验步骤

在试验设计时,首先根据第三章的设计尺寸进行绘图及委托加工,然后对委托加工的试件进行同轴线焊接,进而用同轴线将天线与网络分析仪连接以测量出各天线在量程范围内特定频率范围的曲线,然后提取每一曲线的谐振频率。将同一天线的各谐振频率进行线性拟合,分析曲线的斜率、线性拟合系数等参数,以表征传感器的灵敏度、线性度等参数。

本试验的设计思路如下图 4.1 所示:

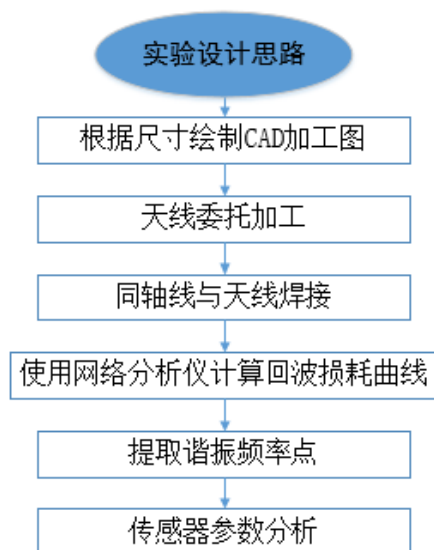


图 4.1 试验设计思路图

首先,委托工厂对试验用基板和上贴片及铝板进行加工。委托加工的天线成品如下图 4.2 所示。其中基板材质为 FR4,下贴片材质为铝,上贴片材质为镀铜。

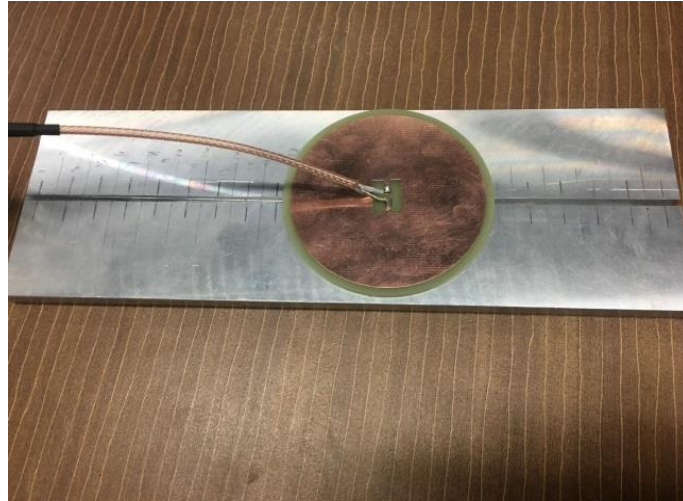


图 4.2 天线委托加工成品图

其次，对矢量网络分析仪进行调试。本试验采用矢量网络分析仪测量圆形贴片天线的谐振频率，网络分析仪型号为 Rohde & Schwarz ZNLE，扫频最小频率 1MHz，最大频率 3GHz。在试验中，出于试验的精确度考虑，首先需将网络分析仪(简称 VNA)进行调零处理。由于基于圆形贴片天线的位移传感器的一阶谐振频率设计为 1.25GHz 左右，因此在 S_{11} 曲线扫频测量过程中，出于可覆盖三组试验的各相对位移点的 S_{11} 曲线的谐振频率考虑，试验时将矢量网络分析仪的扫描起始频率设置为 1GHz、终止频率设置为 2GHz，且将扫频步长设定为 0.001GHz，以完成矢量网络分析仪的调节。

再次，标注铝板刻度线及进行同轴线焊接。在天线与网络分析仪进行连接前，将三片铝板表面以斜槽深度为 0mm 为起始位置，沿长度方向用铅笔标出 5mm 间隔的刻度线，以方便在试验过程中进行基板与铝板间相对位移的记录。然后利用同轴线将位移传感器与网络分析仪连接。本试验采用的同轴线从内到外由内芯、绝缘层、外导体、保护层构成，结构图如图 4.3 所示。

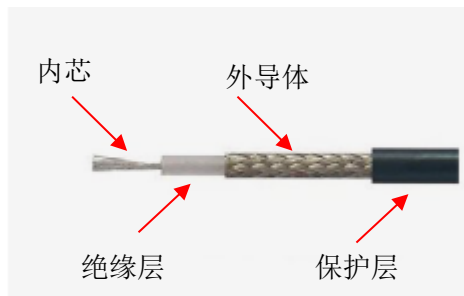


图 4.3 同轴线示意图

内芯的作用为传输高电平；绝缘层一般为空气或者高频介质；外导体具有双重作用，其一，可传输低电平，其二，可起到屏蔽作用；保护层起到保护作用。

同轴线作为常见的信号传输线，内部主要以 TEM 模为主要工作方式，即 $E_z = H_z = 0$ ，并且考虑传输线的边界条件，可得出电场方向只有径向，而磁场方向只有环向。为保证同轴线内部只传输 TEM 模，则需要抑制 TE 波和 TM 波，即控制同轴线的外导体和内芯半径之比。

本试验选择同轴线的特性阻抗为 50Ω 。将同轴线的内芯和外导体分别用焊锡焊接在圆形贴片天线的两馈电点处，如图4.4所示。为保证试验结果的准确性，焊点以小巧、饱满、圆润、无棱角、牢固为宜。

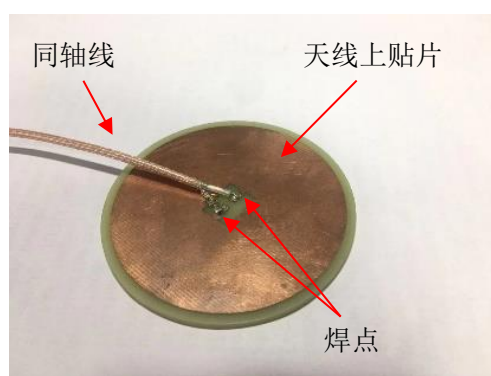


图 4.4 同轴线与贴片天线焊接图

最后，测量 S_{11} 曲线并记录。按照3.1节中规定的初始位置将基板放置于刻有斜槽的铝板上，阅读并记录矢量网络分析仪 S_{11} 曲线的最低点对应的谐振频率，即初始谐振频率。三片天线传感器的位移步长统一设定为 5mm 。将上贴片沿铝板斜槽长度方向以 5mm 的步长移动，并按照相同的方法阅读并记录该相对位移下的谐振频率。重复上述操作，直到结束传感器量程。

现场试验设备如图4.5所示。

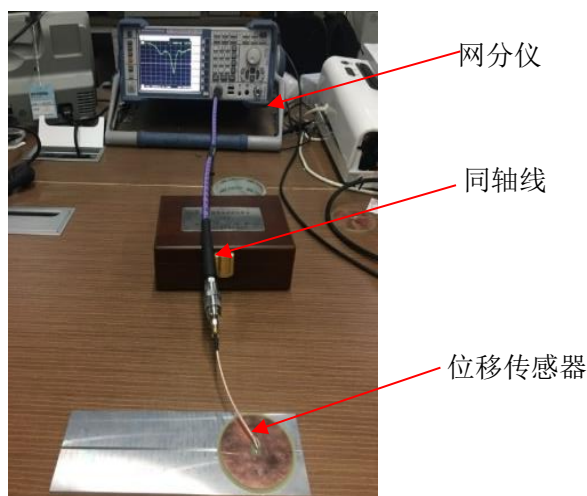


图 4.5 位移传感器试验设备图

4.1.2 不同量程传感器的试验

为了验证基于圆形贴片天线的位移传感器的量程可定制的特性，试验中加工了不同长度的铝板，共进行三组试验：

(1) CPAE1 天线，天线铝板长度为 140mm，铝板斜槽的斜率为 3:70，传感器量程为 70mm。

(2) CPAE2 天线，天线铝板长度为 210mm，铝板斜槽的斜率为 2:70，传感器量程为 140mm。

(3) CPAE3 天线，天线铝板长度为 350mm，铝板斜槽的斜率为 1:70，传感器量程为 280mm。

CPAE1~CPAE3 天线铝板的斜槽最浅处及最深处深度均分别为 0mm 和 6mm。在试验中，将基板沿斜槽浅处向深处移动的方向规定为相对位移增加的方向。当基板的外侧边缘与铝板的短边相切时，基板和铝板的相对位移为 0mm。传感器测量步长设置为 5mm，共设计三组试验。天线传感器的尺寸数据如下表所示。

表 4.1 铝板加工尺寸数据表

传感器编号	CPAE1	CPAE2	CPAE3
铝板长度	140	210	350
斜槽斜率	3:70	2:70	1:70
传感器量程	70	140	280
斜槽最浅处深度	0	0	0
斜槽最深处深度	6	6	6

注：表格中尺寸单位为 mm。

加工出的天线铝板成品如下图 4.6 所示。

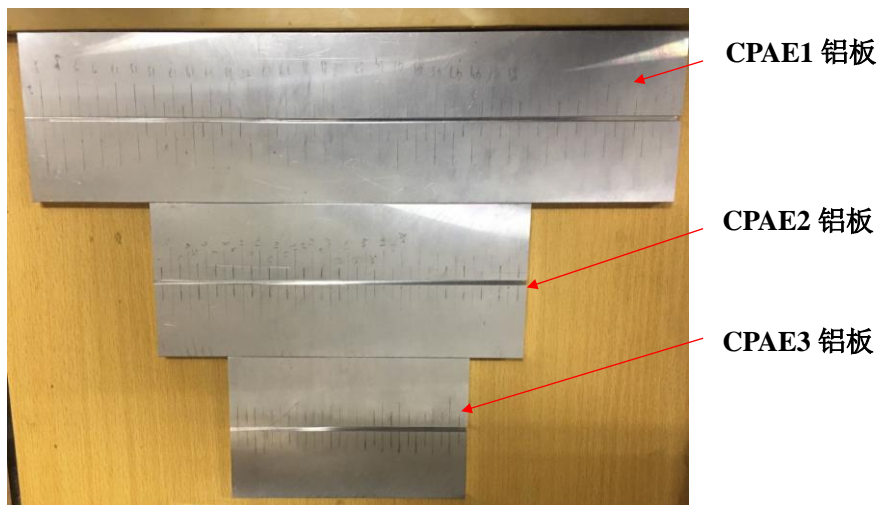


图 4.6 CPAE1~CPAE3 天线的铝板加工图

在试验时，先将基板移动到基板与铝板的相对位移为 0mm 的位置处，然后使用网络分析仪计算出天线在 1.0GHz~2.0GHz 频率范围内的回波损耗曲线，然后提取曲线最低点对应的频率，即为圆形贴片天线的谐振频率点。依次进行编号为 CPAE1 ~CPAE3 天线的试验，可得出谐振频率与相对位移关系变化图。

4.2 试验结果

测量 CPAE1 天线的 S_{11} 曲线，提取并绘制天线的谐振频率变化散点图，如图 4.7 所示。其中红色直线为线性拟合线。

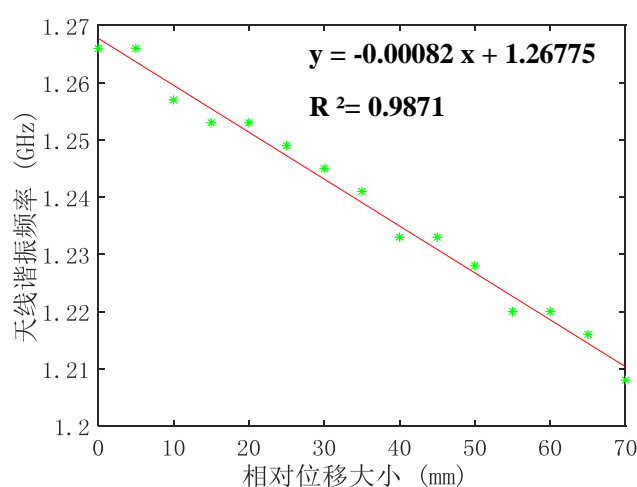
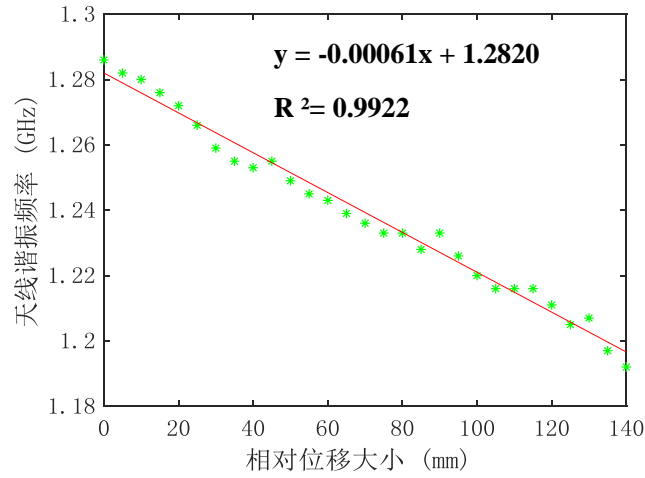


图 4.7 量程为 70mm 位移计谐振频率与相对位移关系图

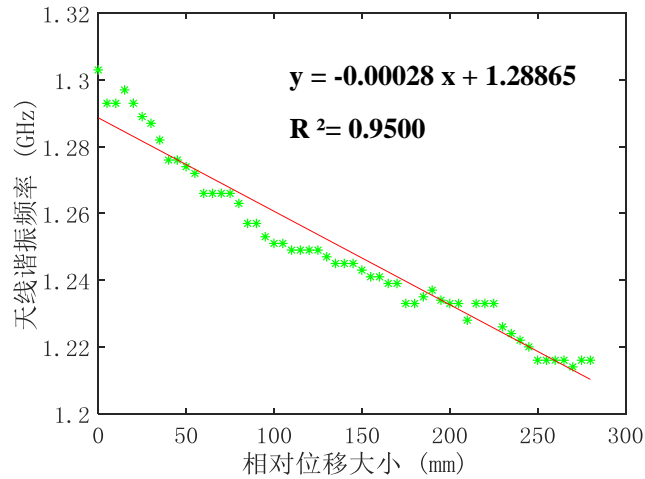
从上图中可以看出，CPAE1 天线位移传感器在位移量程范围内，谐振频率随相对位移的增大呈减小的趋势，且线性相关系数为 0.9871，线性度较好。且与仿真计算中线性相关系数 0.9958 相比，相差不大。

为了验证天线灵敏度系数随天线铝板斜槽斜率的增加而变大的特性，及保持铝板斜槽斜率不变、增加铝板长度使位移量程增加的特性，测量 CPAE2~CPAE3 天线位移传感器的 S_{11} 曲线，提取并绘制天线的谐振频率变化散点图如下图 4.8 所示。

从图中可以看出，CPAE2~CPAE3 天线传感器中，当相对位移增大时，天线的谐振频率减小，变化规律与数值模拟相同，且相对位移与谐振频率之间存在着相对线性的关系，线性相关系数分别为 0.9922、0.9500。



(a)量程为 140mm 位移计谐振频率与相对位移关系图



(b)量程为 280mm 位移计谐振频率与相对位移关系图

图 4.8 CPAE2~CPAE3 天线传感器谐振频率与相对位移之间关系

在天线灵敏度方面，为了验证在相同量程内，不同铝板斜槽斜率对天线传感器灵敏度系数的影响，绘出 CPAE1~CPAE3 天线传感器在量程为 0~70mm 范围内的谐振频率与相对位移间点状图，如下图 4.9 所示。

CPAE1~CPAE3 天线传感器在 0~70mm 量程内及总量程范围内的拟合曲线公式、线性拟合系数、灵敏度系数、初始谐振频率参数列表如下表 4.2 所示。

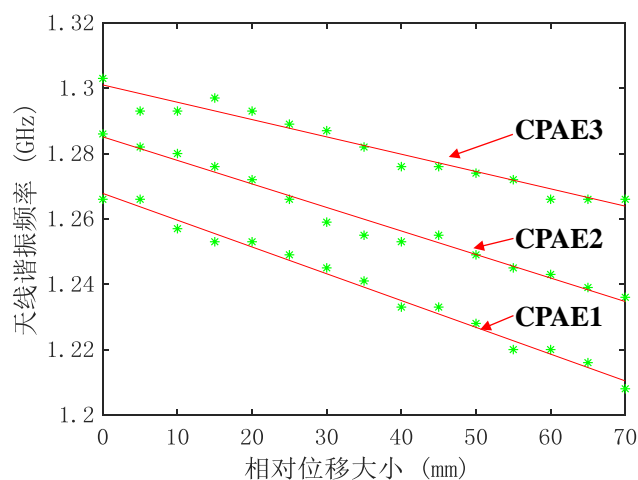


图 4.9 0~70mm 量程 CPAE1~CPAE3 天线谐振频率与相对位移关系试验图

表 4.2 0~70mm 量程及总量程内天线传感器参数表

天线编号	量程	拟合曲线公式	线性拟合系数	灵敏度系数 (GHz/mm)	初始谐振频率 (GHz)
CPAE1	0~70mm	$y=-0.00082x+1.2678$	-0.9971	-0.00082	1.266
CPAE2	0~70mm	$y=-0.00072x+1.2851$	-0.9900	-0.00072	1.286
	0~140mm	$y=-0.00061x+1.2820$	-0.9922	-0.00061	1.286
CPAE3	0~70mm	$y=-0.00053x+1.3010$	-0.9766	-0.00053	1.303
	0~280mm	$y=-0.00028x+1.2886$	-0.9500	-0.00028	1.303

从上图可以看出，总体来说，在量程为 0~70mm 范围内，CPAE1~ CPAE3 天线的一阶谐振频率随相对位移的增加而减小，且线性拟合系数分别为 0.9971、0.9900 和 0.9766，呈线性关系。

灵敏度系数方面，CPAE1~ CPAE3 天线铝板斜槽斜率之比为 3:2:1。在模拟仿真中，计算出灵敏度系数之比同天线斜槽斜率之比，即也为 3:2:1。而在试验中，在 0~70mm 范围内，天线传感器的灵敏度系数之比为 0.0082:0.0072:0.0053 = 3:2.63:1.93，与理论有一定差距。而在全量程范围内的 CPAE2~CPAE3 天线灵敏度系数数值与在 0~70mm 范围内存在差异，其灵敏度系数之比为 0.00072:0.00061:0.00028 = 3:2.54:1.17，与理论值 3:2:1 也存在差异，但更接近理论值。

在量程方面，CPAE2 天线传感器的量程为 140mm，为 CPAE1 天线传感器的二倍。CPAE2 天线传感器在 70mm 位移量程范围内，传感器的线性拟合系数绝对值为 0.9900，在 140mm 位移量程范围内，传感器的线性拟合系数绝对值为 0.9922，线性拟合系数的绝对值均接近于 1。CPAE3 天线位移传感器同理。因此，通过试验验证了在铝板斜槽斜率不变的情况下，可通过增加铝板的长度以增加天线位移传感器的量程。

对于 CPAE1~ CPAE3 天线传感器量程，并非可通过无限增加天线铝板斜槽深度而使传感器量程无限增大，而是存在一定的限制。在本天线传感器设计中，对于铝板斜槽深度及宽度存在以下要求：

(1) 斜槽底面需为一个无弧度的平面，且斜槽的宽度需保持不变，以使铝板上电流路径长度随基板与铝板的相对位移变化呈线性变化；

(2) 铝板斜槽深度需限制在一定范围。当斜槽深度增加时，铝板斜槽与基板下表面间的空气层厚度随之增加。若斜槽深度增加到一定程度，空气层的体积将对天线上贴片与铝板表面间基板的介电常数产生较大干扰；且斜槽两侧壁的电
流方向相反，两相反电流相互间的干扰也会对天线的谐振频率等电磁特性产生影响，从而引起杂波的产生，对天线传感器的灵敏度及精度等参数产生不利影响。

将三种不同尺寸斜槽的位移传感器的模拟仿真和试验结果汇总如下表 4.3 所示。

表 4.3 传感器仿真及试验结果表

传感器编号	CPAE1		CPAE2		CPAE3	
	试验值	模拟值	试验值	模拟值	试验值	模拟值
传感器量程(mm)	70	70	140	140	280	280
斜槽斜率	3: 70	3: 70	2: 70	2: 70	1: 70	1: 70
灵敏度(GHz/mm)	0.00082	0.00072	0.00061	0.00049	0.00028	0.00025
灵敏度误差(%)	12.20		19.67		10.71	
初始谐振频率(GHz)	1.266	1.259	1.286	1.268	1.303	1.280
初始谐振频率差(%)	0.55		1.40		1.77	

从上表可以看出，倾斜槽的斜率越大，天线的灵敏度越高，原因为当铝板中斜槽斜率增大时，天线发生相同的相对位移引起的天线相对电长度的变化会增大，使得天线的谐振频率变化增大。因此可得知，可通过改变天线铝板的斜槽斜率以及斜槽深度差对传感器的量程进行改变。

在实际的谐振频率测量中，由于噪声等原因， S_{11} 曲线在基频附近不是抛物线，而是伴随着部分噪声。造成此现象的原因一部分由环境因素引起的，例如标签附近的金属等材料对局部介电常数有很大的影响，而另外可能是由多重反射引起的。

4.3 误差分析

试验结果与仿真结果存在一定的差异，特别是灵敏度的差异。可能存在以下原因：

(1) 天线尺寸加工的误差。由于圆形贴片天线加工为非成批量加工，存在一

定的精确度误差。在圆形贴片天线传感器设计中，馈线的宽度仅有 2mm 宽，若加工精度为 0.05mm，则精度差为 2.5%。且加工后的铝板未用砂纸进行打磨以获得光滑的表面，而是有细微不平整^[45]。

(2) 同轴线与天线之间焊接接头质量误差。在使用 HFSS 软件对天线建立模型进行仿真计算时，没有考虑锡焊焊点对天线产生的影响。而在试验中，需要使用焊锡对同轴线和天线进行连接，同轴线与天线之间焊接接头的焊点位置、焊锡大小和表面光滑程度均对天线阻抗有部分影响。

(3) 基板产生垂直于斜槽方向的位移、基板产生细微转动。在天线传感器的仿真中，基板沿斜槽长度方向进行平动，而在圆形贴片天线位移传感器的试验中，由于手工操作误差，基板会不可避免的产生非平行于斜槽方向的平移及转动，将对天线的电磁特性产生影响。

(4) 外界环境影响。由于试验环境内存在干扰电磁波，天线周围存在部分设备，而在 HFSS 模型中对天线进行模拟时，周边环境为真空环境，故圆形贴片天线试验环境会对天线的电磁特性产生干扰；且实验室温度变化也会对天线的电磁特性产生不利影响。

(5) 天线基板与铝板上表面间存在微小缝隙。在天线传感器的仿真中，天线的基板与天线铝板斜槽的上表面为紧密接触，而在天线传感器的试验中，由于基板和铝板并非理想的光滑平整面，而是存在细微的不平整，故两者之间存在细微缝隙，导致介质板的介电常数发生变化，对天线的电磁特性和谐振频率产生不利影响。

4.4 本章小结

本章介绍了基于圆形贴片天线的位移传感器的试验设计及试验结果，总结如下：

(1) 委托商家对量程分别为 70mm、140mm 和 280mm 的 CPAE1~ CPAE3 天线传感器进行加工，使用网络分析仪测量出传感器在不同相对位移时的 S_{11} 曲线，并提取 S_{11} 曲线的谐振频率。试验结果表明，在天线灵敏度系数方面，CPAE1~ CPAE3 天线传感器在量程范围内的灵敏度系数之比为 3:2.54:1.17，与理论值之比 3:2:1 及仿真值之比 3:2.04:1.04 存在一定误差；在谐振频率与相对位移变化拟合度方面，CPAE1~ CPAE3 天线传感器在量程范围内的线性拟合系数分别为 0.9871、0.9922 和 0.9500，线性相关度较高。并且通过三组试验结果，验证天线传感器可实现较大量程的位移测量，且传感器量程可根据需求进行定制。

(2) 对天线传感器的试验结果与模拟值、理论值间存在的误差进行分析，

表明传感器加工误差、焊接接头质量、试验手工操作误差、外界环境等均可对试验结果造成影响。

第5章 基于倒 F 型天线的位移传感器的设计与模拟

根据第二章平面倒 F 型天线的理论得知,平面倒 F 型天线可视为矩形贴片天线的特殊形式。矩形贴片天线经过适当改良,可运用于应变及裂缝的检测。而当矩形贴片天线的馈电点位置发生变化时,其电磁特性也会随之发生变化,为将倒 F 型天线改装为位移传感器提供了可能。本章阐述了基于平面倒 F 型天线的位移传感器的设计思路与方法,列举如下:

(1) 在 5.1 节中,由于平面倒 F 型天线不能产生较大变形,因此将平面倒 F 型天线转变为分离式倒 F 型天线,以实现测量两构件间较大位移的目的;

(2) 在 5.2 节中,使用矩形贴片天线的谐振频率及尺寸计算公式,得出在特定频率上的分离式倒 F 型天线初始尺寸。并在 HFSS 中建立模型进行优化,确定最终的天线的尺寸,位移传感器以尺寸小巧、回波损耗低、量程大为佳。出于天线传感器价格考虑,由于不同基板材质价格相差较大,因此分别以 RT5880 和 FR4 为基板材料设计了两款天线。根据最终的天线尺寸,在 HFSS 中建立天线模型进行回波损耗计算,并且提取出天线的一阶谐振频率。并且利用 HFSS 软件计算出天线一阶、二阶、三阶谐振频率的电流图并进行分析,以证明以一阶谐振频率作为天线的传感频率可获得较大传感器量程。

5.1 分离式倒 F 型天线设计

根据第二章倒 F 型天线的理论,对于传统的平面倒 F 型天线,当发生形变时,天线的电长度和天线阻抗等特性会发生变化,因此可以通过测量谐振频率的线性偏移来检测变形。一般来说,相较裂缝和应变等小变形而言,位移的变形量较大,属于“大变形”范围,因此位移传感器需要承受较大变形以实现其功能。由于整体式平面倒 F 型天线和矩形微带天线等整体结构不能承受较大的变形,故用其进行大量程的位移测量较为困难。因此,一种新型的天线形式被提出——分离式倒 F 型天线(Separated Inverted F Antenna, 即 SIFA)。

5.1.1 分离式倒 F 型天线设计图

分离式倒 F 型天线由两部分组成,其中第一部分由上基板和馈线组成,第二部分由 L 型上贴片、下基板、下贴片和地孔组成。在使用过程中,第一部分应无缝隙紧贴放置在第二部分上,并沿上贴片的长度方向移动。分离式倒 F 型天线

的组装图如图 5.1 所示。

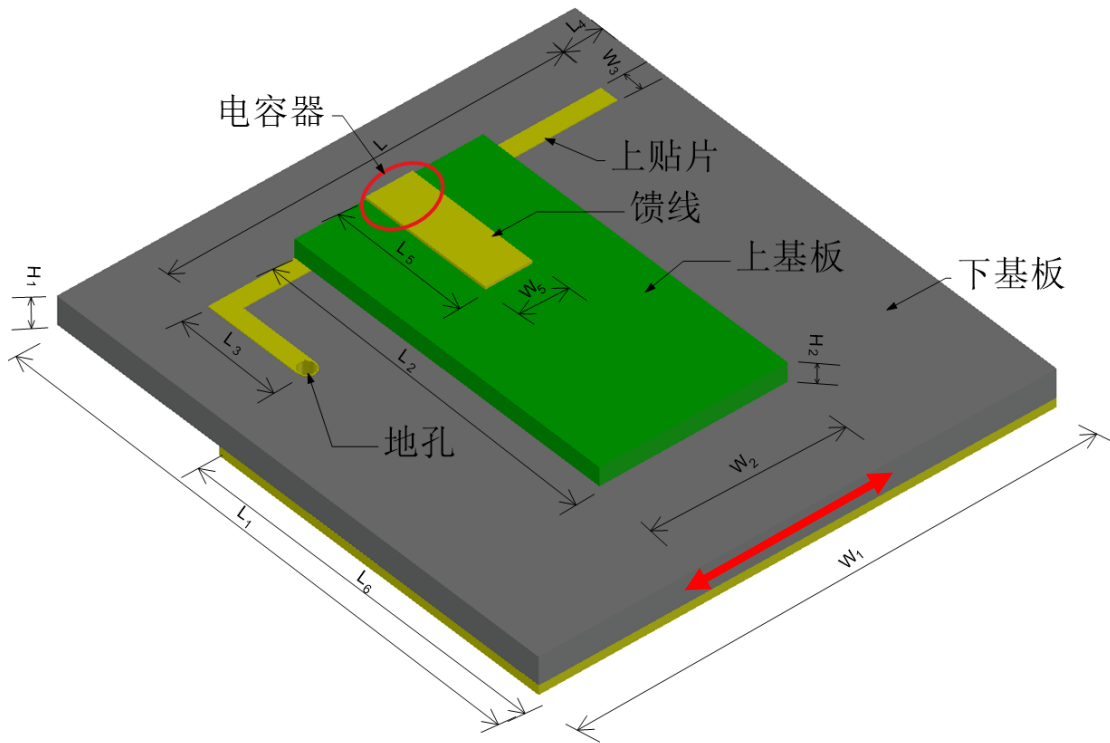


图 5.1 分离式倒 F 型天线图

对于上贴片而言, 天线采用耦合馈电的方式利用馈线通过电容器对上贴片进行馈电。由馈线、L 型上贴片和电介质组成的附加电容器如图 5.1 的红色圆圈所示。其电容大小与两个铜片之间的距离和相对面积以及电容器的介电常数有关。当电容器中的馈线被激活工作时, 通过耦合馈电的作用, 将能量传输到上贴片。

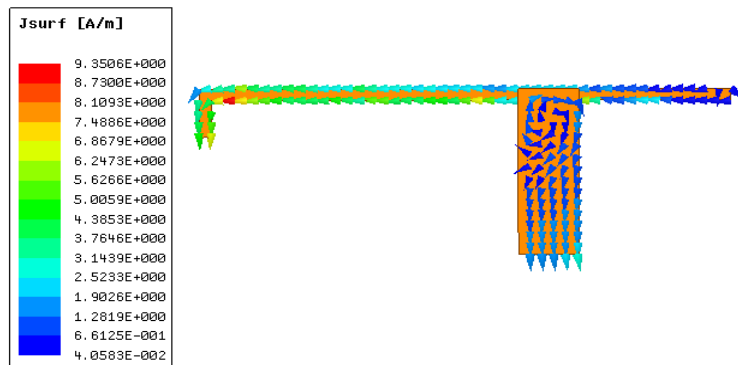
5.1.2 分离式倒 F 型天线传感理论

在使用分离式平面倒 F 型天线测量两物体的相对位移时, 可将天线的第一部分和第二部分分别粘贴在两物体上, 并且相对位移方向需与图 5.1 中红色箭头方向相同。当两物体发生相对位移时, 将带动天线的第一部分沿红色箭头方向紧贴第二部分移动, 使得馈线对天线上贴片的馈电点发生变化, 从而使天线的谐振频率等电磁特性发生变化。在一定相对位移变化范围内, 天线的一阶谐振频率与相对位移呈一一对应的关系。在测量中, 阅读器的阅读天线向分离式倒 F 型天线发射电磁波, 分离式倒 F 型天线接收到阅读器的电磁波并向阅读器反射电磁波, 阅读器阅读出天线的谐振频率变化, 进而计算出天线的变形, 由此推断出相对位移的大小。

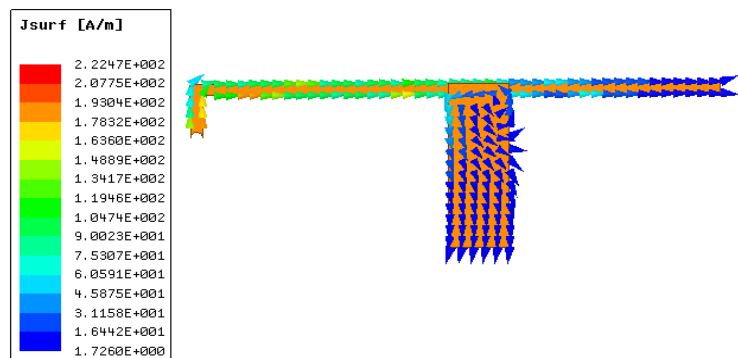
根据第二章可知,倒 F 型天线可视为矩形贴片天线的变种。对于单层矩形贴片天线,可使用传输线模型等计算模型对其进行分析。而对于分离式倒 F 型天线,可视为两矩形贴片天线的层叠,即馈线为上层贴片,上贴片为下层贴片。上贴片可视为负载,当上层矩形贴片天线工作时,可通过上下层贴片天线间的电容对下层贴片天线进行馈电。两贴片天线有着密切的电磁耦合,当上层贴片及上基板沿下层贴片的长度方向发生变化时,上下贴片的电流发生变化,使得天线谐振频率及电磁场发生变化。

由于传输线模型可分析常规矩形贴片天线,而分离式倒 F 型天线的尺寸及辐射场较为复杂,且电磁耦合也对天线的电磁特性产生影响,因此在理论上可采用全波分析法对其进行分析。利用全波分析法对倒 F 型天线进行分析可取得较为精确的解,但是其方法较为复杂、编程困难,不便于利用。而采用 HFSS 软件对天线的电流、电磁场等进行分析,也可对分离式倒 F 型天线的传感理论进行说明。

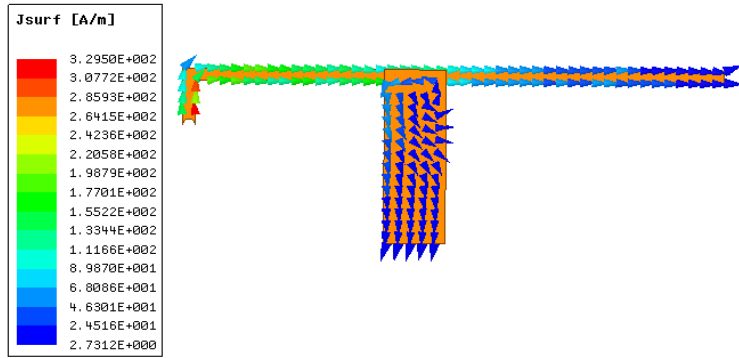
当贴片天线工作时,贴片天线的导体表面会产生电流,而电流的大小、方向等分布规律可反映天线的电磁特性。在一阶谐振频率状态下,相对位移为 5mm、10mm、15mm 时的天线馈线及上贴片的电流图如下图 5.2 所示。



(a)相对位移为 5mm 电流图



(b)相对位移为 10mm 电流图



(c)相对位移为 15mm 电流图

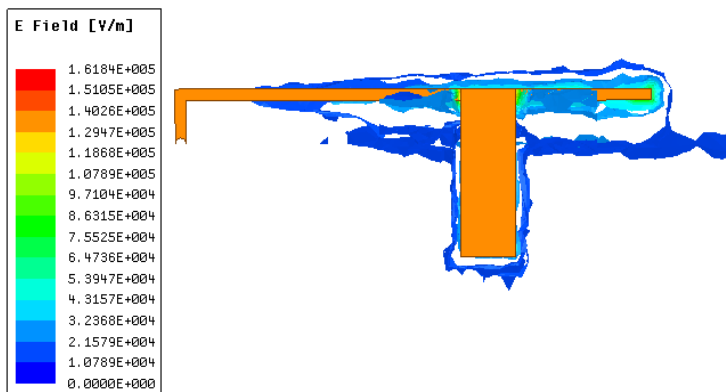
图 5.2 相对位移为 5mm、10mm、15mm 电流图

通过上述图中可以看出：

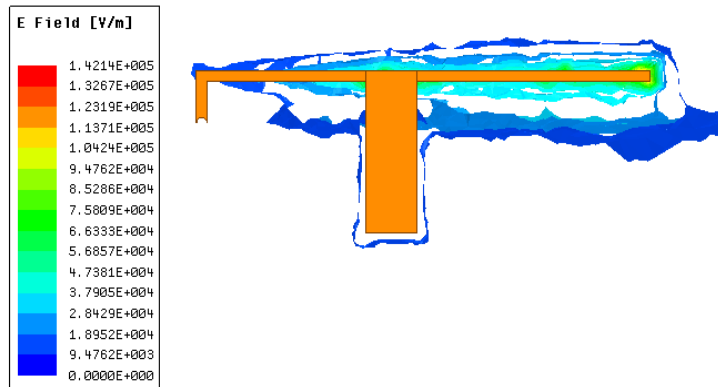
(1) 在电流大小分布上，对于上贴片，谐振状态下的天线电流大小从接地端到辐射端呈减小的趋势。由于分离式倒 F 型天线有接地孔，则可将其视为四分之一波长的矩形贴片天线，且其电流图大小分布情况与四分之一波长矩形贴片天线的电流分布规律相同，即接地孔处电流大，辐射边处电流小。

(2) 当馈线沿上贴片长度方向移动时，馈线与上贴片的相对位置发生变化，使上贴片电流较大位置处的长度大小发生变化。从上图中可以看出，上贴片电流较大位置主要集中于馈线与接地孔之间，而随着相对位移的增加，上贴片电流较大位置的长度减小。天线的电磁特性与天线电流大小分布有关，上贴片电流较大位置的长度减小将引起天线的电长度减小，因此天线的谐振频率将增大。

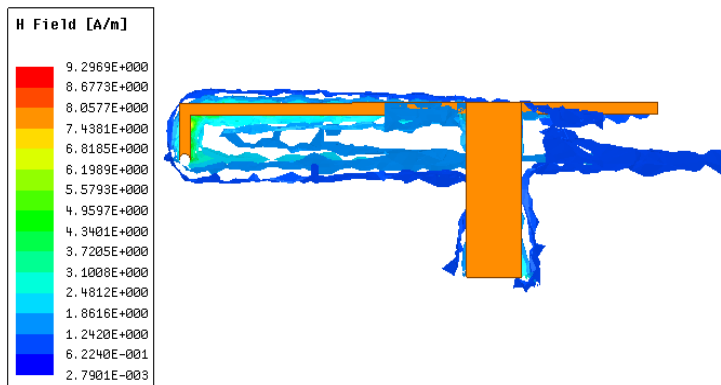
分离式倒 F 型天线的基板电场及磁场分布图如下图 5.3 所示：



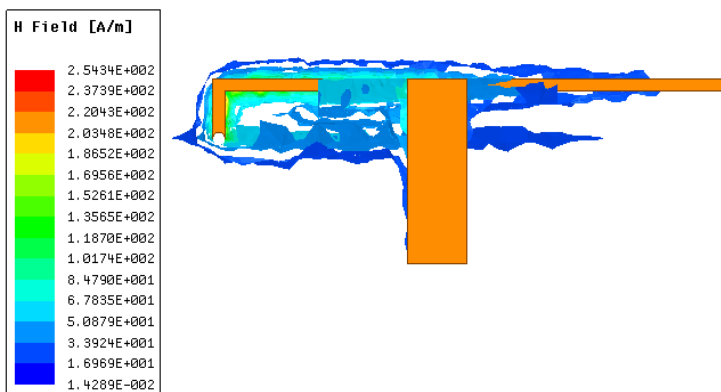
(a)相对位移为 5mm 时基板电场



(b)相对位移为 15mm 时基板电场



(c)相对位移为 5mm 时基板磁场



(d)相对位移为 15mm 时基板磁场

图 5.3 相对位移为 5mm 及 15mm 时基板电磁场分布图

通过上图可以看出，对于电场，在辐射边附近的下基板电场强度较大，而在接地点处的电场强度较小，与矩形贴片天线电场分布图相似；对于磁场，在接地

点附近的下基板电场强度较大，而在辐射边附近的磁场强度较小。并且通过对比可以看出，当馈线与上贴片的相对位置发生变化时，两贴片之间的耦合发生变化，从而使天线的电场、磁场及谐振频率发生变化。

5.2 分离式倒 F 型天线模拟

在天线工作过程中，由于 RT5880 板材的天线品质因数高，天线内部损耗小，因此在天线设计及加工中，更倾向于使用 RT5880 基板。但其存在价格偏高的缺点，因而若采用此基板进行传感器批量生产，将会使制造成本大大提高，不利于传感器的大批量使用。因此若将基板材质替换成 FR4-epoxy 等便宜材质，则将降低天线制造成本，利于天线传感器的推广。FR4-epoxy 材质价格便宜，且在市场中大量作为电路板基材使用。故在位移传感器的设计中，将分离式倒 F 型天线的模拟根据基板材料的不同，分为基板材质为 RT5880 的模拟与基板材质为 FR4 的模拟。

5.2.1 倒 F 型天线模态分析

根据倒 F 型天线的演变过程，可将其视为矩形贴片天线的改进形式，倒 F 型天线的上贴片可视为矩形贴片天线的上辐射贴片。故根据矩形贴片天线的空腔模型， TM_{mn} 模的谐振频率计算公式为：

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_e}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_e}\right)^2} \quad (5.1)$$

其中，空腔的尺寸和为计入边缘延伸后的等效尺寸，比物理尺寸稍大，其计算公式为：

$$a_e = a + 2\Delta l \quad (5.2)$$

$$b_e = b + 2\Delta l \quad (5.3)$$

当 $m=0$ 时，式(5.1)可变为：

$$f_{0n} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e}} \frac{n}{b_e} \quad (5.4)$$

其中， n 为谐振频率的阶数。可见，其二阶和三阶谐振频率分别为一阶谐振频率的 2 倍和 3 倍。

当天线基板材质为 RT5880、相对位移为 25mm 时，在 HFSS 软件中建立模

型，并计算出天线从 0.5GHz~7GHz 的回波损耗曲线图如下图 5.4 所示。

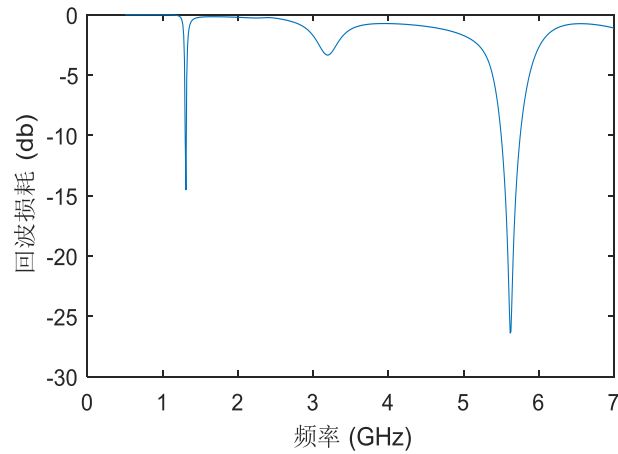
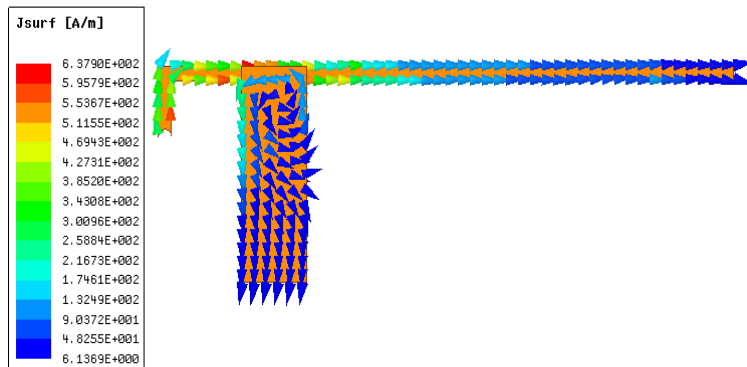
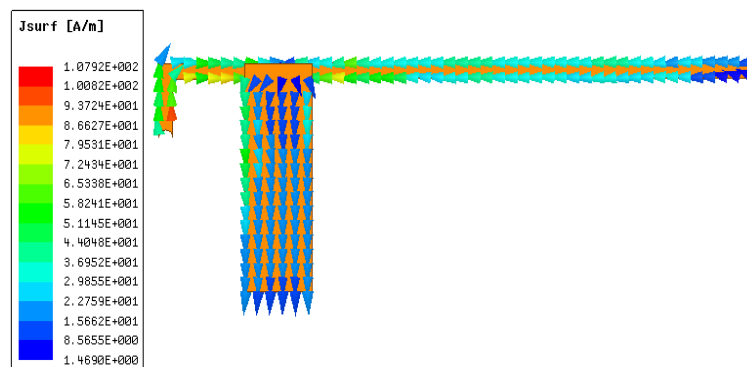


图 5.4 倒 F 型天线回波损耗图

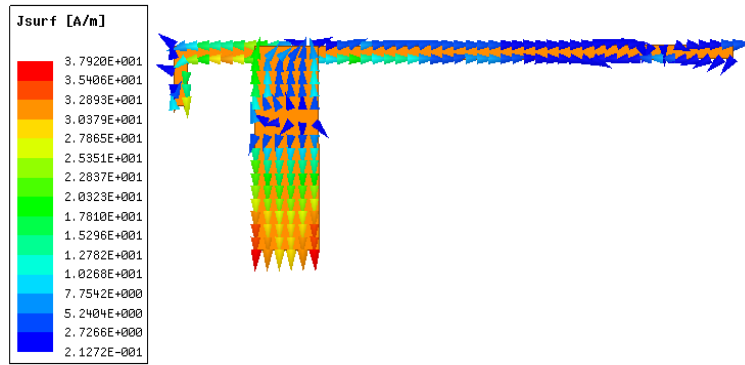
通过上图可以看出，在谐振频率为 0.5GHz~7GHz 频率范围内，分别在频率为 1.31GHz、3.19GHz 和 5.62GHz 处出现回波损耗极小值，即为天线的三个谐振频率点。分别求解 1.31GHz、3.19GHz 和 5.62GHz 处谐振频率处上贴片及馈线的电流图如下图所示。



(a)一阶谐振频率电流图



(b)二阶谐振频率电流图



(c)三阶谐振频率电流图

图 5.5 天线回波损耗及一~三阶电流图

通过上图可见，在不同的模式下，上贴片及馈线的感应电流呈不同的分布和流向，并存在一定的规律：

(1) 在 1.31GHz 频率，即一阶谐振频率处，上辐射贴片的感应电流自接地孔向右流动，无电流“方向拐点”，且在接地孔附近的电流较大，为矩形贴片天线中上辐射贴片的基础模态。在矩形贴片天线设计中，接地孔可视为将天线将其在接地孔位置的折叠，因此该电流模态与传统四分之一波长的矩形贴片天线的设计相符。因此，一阶模态下的谐振频率宜将其用于位移传感器的设计，且位移传感器的量程于理论上可为天线上贴片的横向部分的总长度。

(2) 在 3.19GHz 频率，即二阶谐振频率处，上辐射贴片的感应电流在馈线位置附近存在一个电流“方向拐点”，即上辐射贴片的电流可分为两部分，其中一部分电流流向为从接地孔向“方向拐点”处流动，另一部分电流流向为从上贴片最右端向“方向拐点”处流动。因此，若使用二阶模态下的谐振频率作为传感器的传感频率，将“电流拐点”左右两部分作为传感器的传感段，则在理论上相较一阶谐振频率量程小。

(3) 在 5.62GHz 频率，即三阶谐振频率处，上辐射贴片的感应电流存在两个“方向拐点”，即上辐射贴片的电流可分为三部分，第一部分电流流向为从“左侧拐点”到接地孔，第二部电流流向为从“左侧拐点”到“右侧拐点”，第三部分电流流向为从上辐射贴片最右端到“右侧拐点”。因此，若使用三阶模态下的谐振频率作为传感器的传感频率，则在理论上相较一阶和二阶谐振频率量程更小。

上述传感器量程的推算基于馈线的宽度为无穷小进行的，而在实际模拟及试验中，由于分离式倒 F 型天线的馈线存在一定宽度(本模拟及试验设置为 5mm)，在天线的馈线落在“方向拐点”附近时，馈线的宽度会影响谐振频率的偏移。因此，在选择谐振频率时，出于传感器量程考虑，应选择拐点数少的模态下的谐振频率作为传感频率。并且在进一步的模拟过程中，二阶谐振频率和三阶谐振频率在

一定范围内相距较近, 易产生相互干扰, 因此选取一阶谐振频率作为位移传感器的传感频率。

5.2.2 基板材质为 RT5880 的分离式倒 F 型天线模拟

将基板材质为 RT5880 的分离式倒 F 型天线编号为 SIFA1。上基板和下基板材质为 RT5880 的分离式倒 F 型天线的 HFSS 模型图如下图 5.6 所示。

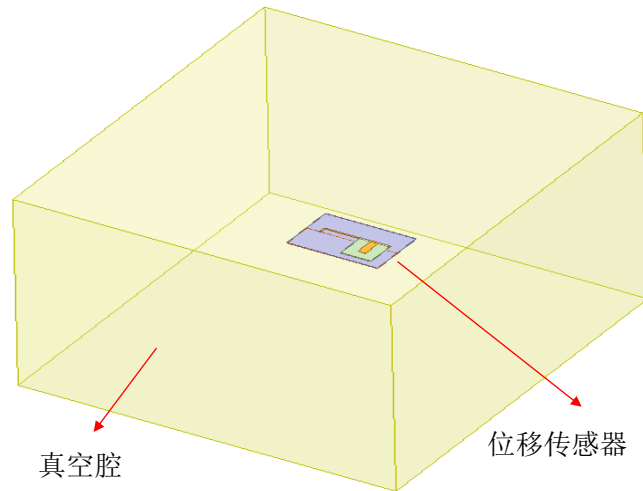


图 5.6 SIFA1 天线 HFSS 模型图

图中浅黄色部分为真空腔, 中间位置为倒 F 型天线位移传感器。天线传感器模拟采用集总端口激励方式, 上贴片、馈线及地面采用 perfect-E, 上下基板采用 RT5880, 接地孔材质为铜。由于本次试验中使用的分离式倒 F 型天线没有采用 IC 芯片, 因此对天线的谐振频率数值无具体限制。出于易加工及试验的可操作性考虑, 将天线的谐振频率初步设定为 1GHz。并根据式(2.79)计算出初始尺寸, 并在 HFSS 软件中建立计算模型进行优化。在倒 F 型天线的设计中, 由于设置过孔, 因此倒 F 型天线的上贴片可视为四分之一波长天线。位移传感器的具体参数如下表所示(单位: mm)。

表 5.1 SIFA1 天线尺寸表

参数	L_1	W_1	H_1	L_2	W_2	H_2	W_5
数值	41.1	60	0.508	21.1	20	0.508	5
参数	L_3	W_3	L_4	L_5	L_6	L	
数值	4.8	1.0	7.4	14.8	21.1	43.8	

注: 表格中尺寸单位为 mm。

在天线仿真过程中, 以上基板右端与上贴片右端平齐为初始状态, 即相对位移为 0mm。基板沿上贴片长度方向向接地孔方向均匀移动, 一步取 0.1mm, 相

对位移最大值取 30mm。其回波损耗曲线及天线谐振频率随相对位移大小变化的仿真结果如下图 5.7 所示。

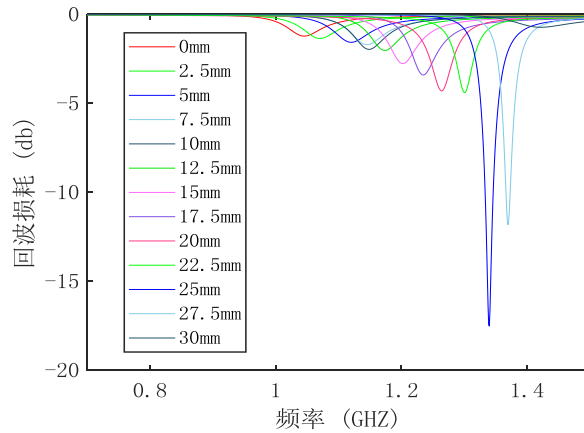


图 5.7 回波损耗随相对位移变化图

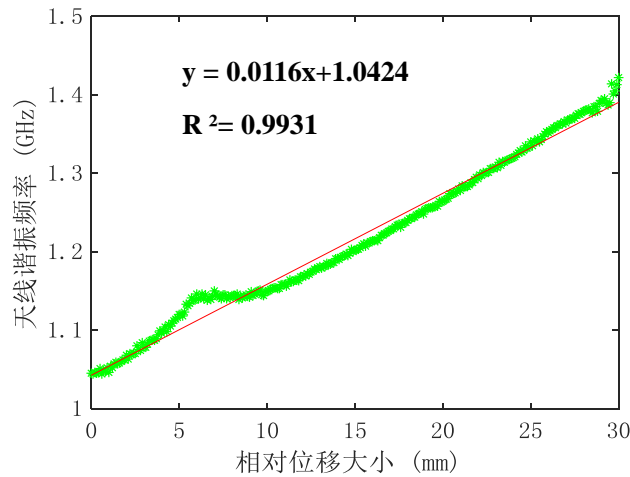


图 5.8 天线谐振频率随相对位移变化图

在仿真过程中，以 0.1mm 为步长，共进行 301 次仿真计算。而在回波损耗曲线绘制中，若以 0.1mm 为步长进行绘制，则过于密集，因此以 2.5mm 为步长进行回波损耗曲线绘制。从图 5.7 看出，在相对位移值为 25mm 周围，天线的回波损耗值在-17db 以下，阻抗匹配较好；而在相对位移为 0~12.5mm 范围内，天线的回波损耗值在-3db 以上，回波损耗较大，阻抗匹配不良。图 5.8 中可以看出，当天线相对位移值从 0mm 增大到 30mm 时，天线一阶谐振频率增大，呈相对线性的关系，线性相关系数为 0.9931。

为了提高无源无线天线传感器的测量精度，可采取减小天线位移测量范围的方式，即截取线性度好的一段作为传感段。其中，在 0~10mm 范围内，线性相关

度较差,存在“凸起”现象,这种现象可能原因为在 0~10mm 相对位移范围内,两电磁耦合天线的电磁特性随相对位移变化产生突变。这种相关性不利于利用谐振频率与相对位移间的关系将天线设计为位移传感器。而在 10mm~30mm 范围内,线性相关度较好。为了提高传感器量程范围内的位移变化与谐振频率变化的线性度,且出于天线的阻抗匹配考虑,故舍弃 0mm~10mm 的凸起段,选择截取从 10mm~30mm 之间的谐振频率与位移值间的关系作为传感段。其谐振频率与相对位移间变化如下图 5.9 所示。

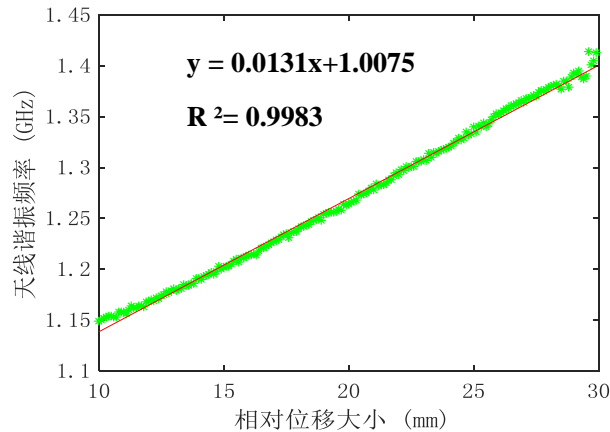


图 5.9 SIFA1 天线谐振频率随位移变化图

可见,在相对位移为 10mm~30mm 范围内,两组件的相对位移变化与天线的谐振频率变化呈相对线性的关系,线性拟合度为 0.9983,接近于 1,拟合较好。

5.2.3 基板材质为 FR4 的分离式倒 F 型天线模拟

将基板材质替换为 FR4-epoxy 材质,并出于基板板材模数、天线加工的便利性、试验易操作性考虑,基板材质为 FR4-epoxy 的传感器模拟适当调整了倒 F 型天线的尺寸。将基板材质为 FR4-epoxy 的分离式倒 F 型天线编号为 SIFA2,在 HFSS 软件中建立模型如下图 5.10 所示:

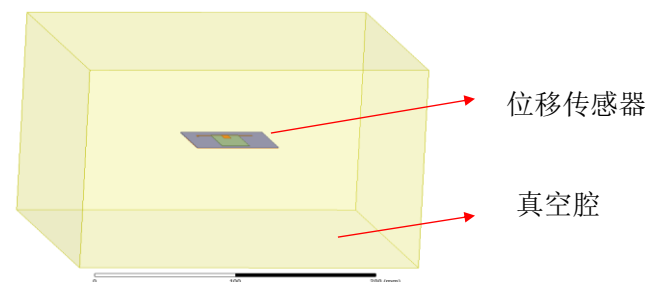


图 5.10 SIFA2 天线 HFSS 模型图

其中，浅黄色部分为真空腔，中间放置位移传感器。天线传感器模拟采用集总端口激励方式，上贴片、馈线及地面采用 perfect-E，上下基板采用 FR4-epoxy 材质，接地孔周边敷铜。位移传感器的具体参数如下表所示：

表 5.2 SIFA2 天线尺寸表

参数	L_1	W_1	H_1	L_2	W_2	H_2	W_5
数值	70.0	60	0.8	50.0	20	0.4	5
参数	L_3	W_3	L_4	L_5	L_6	L	
数值	4.8	1.0	10.0	14.8	50.0	41.2	

注：表格中尺寸单位为 mm。

与 SIFA1 天线传感器相同，在天线仿真过程中，以上基板右端与上贴片右端平齐为初始状态，即相对位移为 0mm。基板沿上贴片长度方向向接地孔均匀移动，一步取 0.1mm，相对位移最大值取 30mm。其回波损耗曲线的仿真结果如下图所示 5.11 所示。

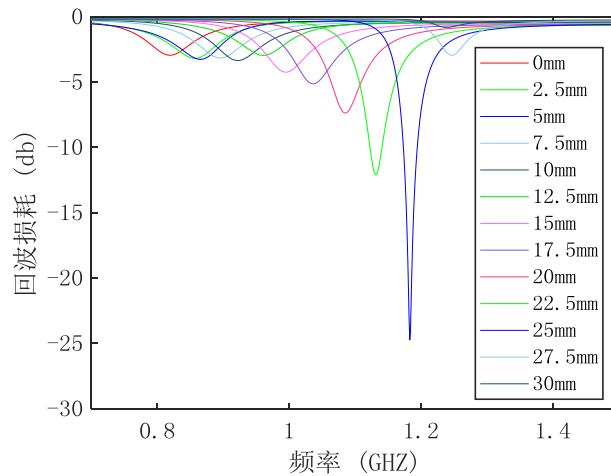


图 5.11 回波损耗随位移变化图

SIFA2 天线的回波损耗曲线同 SIFA1 天线，仍以 2.5mm 为步长进行绘制。从图 5.11 看出，在相对位移值为 25mm 时，天线的回波损耗值在 -24db 以下，阻抗匹配较好；在相对位移值为 0~12.5mm 范围内，天线的回波损耗值在 -3db 以下，较好于 SIFA1 天线；而在相对位移值为 30mm 时，天线的回波损耗值为 -1db，阻抗匹配较差。将每一步所对应的谐振频率提取并绘制谐振频率随相对位移变化散点图如下图所示 5.12 所示。

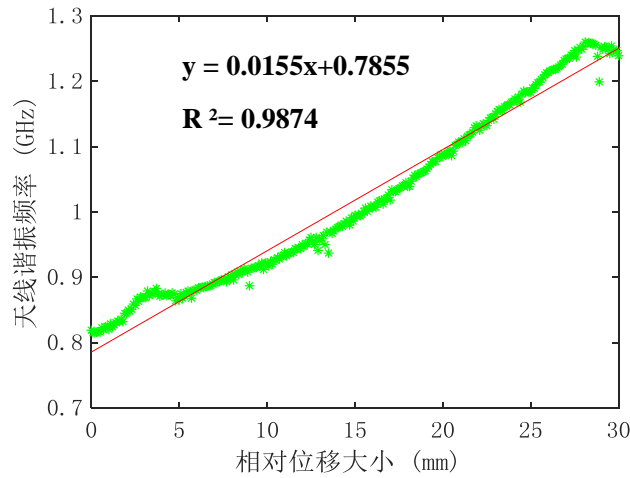


图 5.12 SIFA2 天线谐振频率随位移变化图

从图 5.12 中看出，当天线位移值从 0mm 增大到 30mm 时，天线一阶谐振频率整体呈增大趋势，且呈相对线性的关系，线性相关系数为 0.9874。为了提高无源无线天线传感器的测量精度，可采取减小天线位移测量范围的方式，即截取线性度好的一段作为传感部分。其中，在 0~5mm 范围内，线性相关度较差，存在“凸起”现象，产生这种现象的原因与基板材质为 FR4 的天线位移传感器相同。该“凸起”不利于利用谐振频率与相对位移间的关系将天线设计为位移传感器。在相对位移在 28mm~30mm 时，相对位移的增加使天线一阶谐振频率呈下降的趋势，与相对位移为 5mm~28mm 时的变化趋势相反。而在 10mm~28mm 范围内，线性相关度较好。结合图 5.11 中不同相对位移天线的回波损耗值，出于阻抗匹配考虑，截取相对位移从 10mm~28mm 作为天线传感器的传感段。其谐振频率与位移值间的关系如下图 5.13 所示。

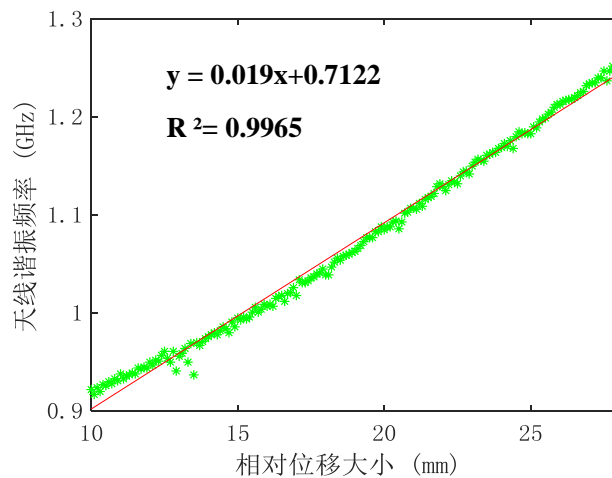


图 5.13 SIFA2 天线谐振频率随位移变化图

从图 5.13 SIFA2 中看出,随着相对位移的增加,天线的谐振频率呈增加的趋势。线性度较好,线性拟合系数为 0.9965,接近于 1,精确度较高。

5.3 本章小结

本章介绍了基于分离式平面倒 F 型天线的位移传感器的设计及仿真,具体如下:

(1) 提出基于分离式倒 F 型天线的位移传感器设计图。根据第二章倒 F 型天线的理论,将整体式平面倒 F 型天线转变为分离式平面倒 F 型天线,并将分离式倒 F 型天线的馈线、上基板、上贴片视为馈电电容,采用耦合馈电的方式对上贴片进行馈电。

(2) 根据矩形贴片天线的谐振频率计算公式,得出初步倒 F 型天线尺寸,并建立 HFSS 模型对尺寸进行优化,分别建立基板材质为 RT5880 和 FR4 的分离式倒 F 型天线模型。利用 HFSS 计算出倒 F 型天线一阶~三阶谐振频率电流图,并绘出谐振频率从 0.5~6GHz 的回波损耗曲线。一阶谐振频率时,上辐射贴片的感应电流自接地孔向右流动,无电流“方向拐点”,故出于传感器量程考虑,且为避免第二和第三阶谐振频率的干扰,选择第一阶谐振频率作为天线传感器的传感电磁参数。

(3) 使用 HFSS 软件进行回波损耗曲线计算,并提取谐振频率。仿真结果表明,在传感器灵敏度系数方面,SIFA1 和 SIFA2 天线传感器在量程范围内的灵敏度系数分别为 0.0131 和 0.0190;在谐振频率与相对位移变化拟合度方面,SIFA1 和 SIFA2 天线传感器的线性拟合系数 R^2 分别为 0.9983 和 0.9965,拟合较好。

第6章 基于倒 F 型天线的位移传感器的试验

通过上述天线位移传感器模拟及设计,说明将分离式倒 F 型天线设计成为无源无线位移传感器的方案可行性较高。在一定位移范围内,天线第一部分和第二部分之间的相对位移大小与其一阶谐振频率呈相对线性关系。为了检验设计的可行性,委托天线设计厂家进行天线加工,并将天线固定于位移模拟装置对其进行试验。

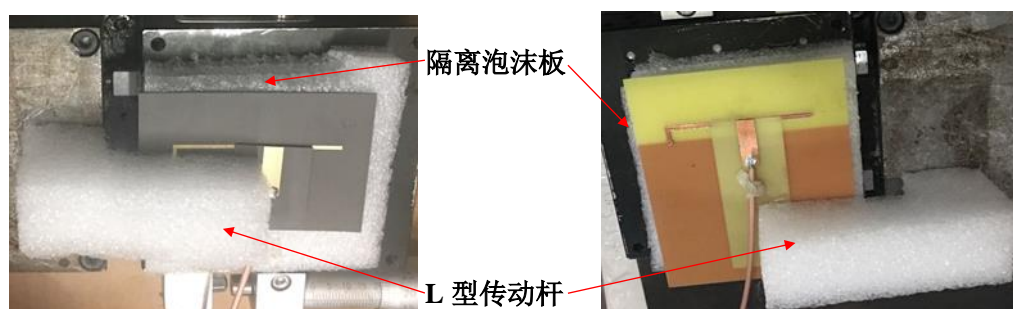
在无源无线的天线理论及设计中,采用阅读器对天线的电磁特性进行测试并分析以得出天线的回波损耗曲线,以提取出天线的谐振频率。每个谐振频率均有其对应的相对位移点,以达到无源无线传感相对位移的目的。在试验中,为了试验的方便性,本试验与圆形贴片天线传感器试验类似,也使用网络分析仪对 S 参数进行测量。

6.1 倒 F 型天线的位移传感器试验

6.1.1 试验步骤

试验步骤分为天线加工、L 型传动杆加工并安装天线传感器、使用同轴线连接网分仪、 S_{11} 曲线测量等步骤。

首先,进行天线加工。需根据第五章的传感器参数,委托商家对分离式倒 F 型天线传感器进行加工。加工出的两类天线成品如下图 6.1 所示。



(a)基板材质为 RT5880 的天线传感器 (b)基板材质为 FR4 的天线传感器

图 6.1 委托加工天线图

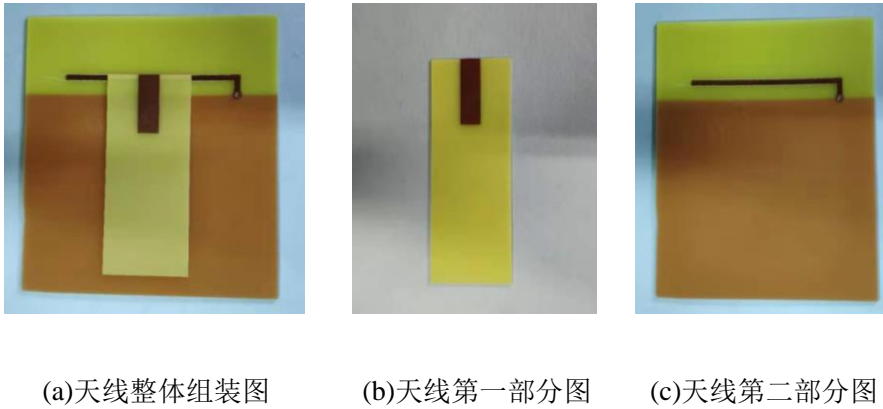


图 6.2 基板材质为 FR4 的天线传感器图

其次，进行 L 型传动杆加工并安装天线传感器。在试验中，为了模拟相对位移并准确的测量，本试验采用位移模拟装置如下图 6.3 所示。位移模拟装置由固定底座、固定台架、移动台架及螺旋测微杆组成。当旋转螺旋测微杆时，移动台架将产生相对于固定台架的移动。位移模拟装置的最小精度为 0.01mm，满足试验要求。

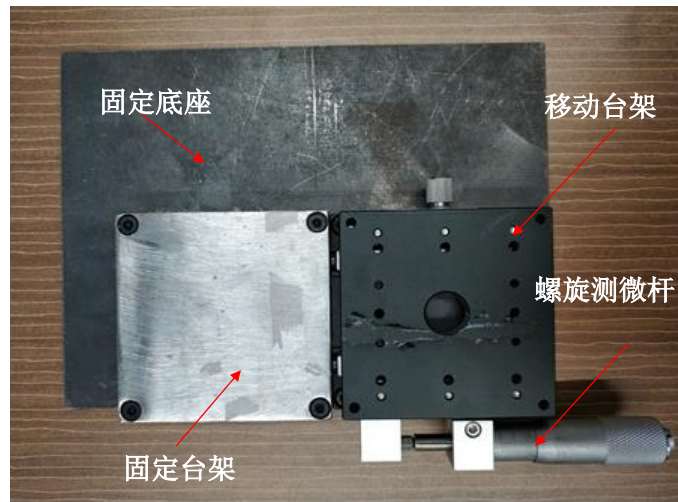


图 6.3 位移模拟装置

为了使位移模拟装置中固定台架与移动台架产生的相对位移有效的传递给天线位移传感器，且为了减弱外界环境对天线的电磁特性产生的影响，本试验选用与空气的介电常数相近的塑料泡沫板，加工出 L 型塑料泡沫传动件如图 6.1 所示。为了尽量减小金属质材料的位移模拟装置对天线的谐振频率等电磁特性的影响，本试验在移动台架上方粘贴一块隔离泡沫板，如上图 6.1 所示。将天线的第二部分粘贴于固定在移动台架的隔离泡沫板上，然后将传感器的第一部分按照第 5.2 节中规定的初始位置放置于天线第二部分上，将位移模拟装置调为初始位置，

并用 L 型塑料泡沫传动作件将天线第一部分与固定台架连接，完成天线传感器的安装工作。

然后，将网络分析仪调零，并使用同轴线将位移传感器与网络分析仪连接。本试验采用 Keysight N5227A 型号网络分析仪，扫频最小频率 10MHz，最大频率 67GHz。由于基于分离式倒 F 型天线的位移传感器的一阶谐振频率设计为 1GHz 左右，因此在 S_{11} 曲线扫频测量过程中，出于可覆盖两组试验的各相对位移点的 S_{11} 曲线的谐振频率考虑，试验将矢量网络分析仪的扫描起始频率设置为 0.5GHz、终止频率设置为 2GHz，且将扫频步长设定为 0.001GHz，以完成矢量网络分析仪的调节。然后使用同轴线将网络分析仪与天线传感器进行连接。同轴线的构造、焊接要点及电磁特性同第四章中圆形贴片天线传感器。同轴线与天线的馈线用锡焊连接，焊点应饱满、圆润、无棱角，以减小焊点对谐振频率的干扰。

最后进行天线传感器 S_{11} 曲线及谐振频率测量工作。阅读并记录传感器初始状态下的矢量网络分析仪 S_{11} 曲线的最低点对应的谐振频率，即为初始谐振频率。转动螺旋测微杆，使天线移动台架产生远离固定台架方向的移动，固定台架的移动将使传感器第二部分与天线第一部分产生相对位移。将天线传感器的第二部分以 0.1mm 的位移步长产生相对于天线的第一部分的相对位移，并按照相同的方法阅读并记录该相对位移下的谐振频率。重复上述操作，直到达到传感器量程为止。

在天线传感器的实际应用过程中，可将传感器的第一部分和第二部分分别粘贴在两个产生相对位移的构件上，当两构件产生相对位移时，带动传感器产生变形。

具体试验如下图 6.4 所示。

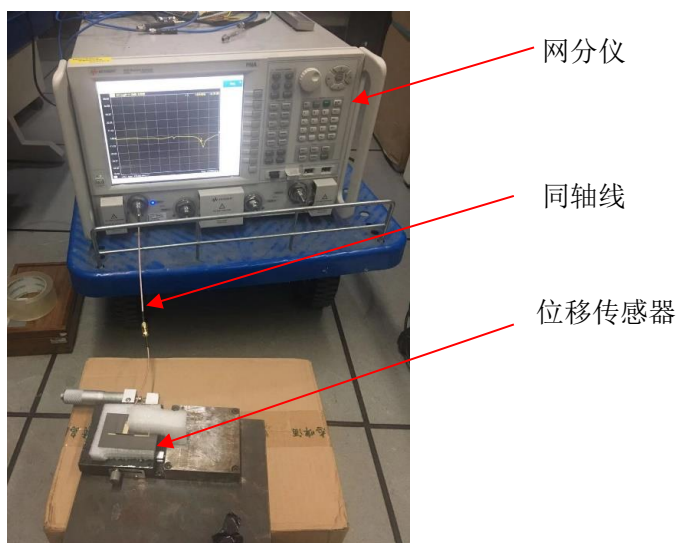


图 6.4 网络分析仪测量天线谐振频率

6.1.2 不同材质及量程传感器的试验

本次共设计三组试验：

(1) SIFAE1 传感器，天线基板材质为 RT5880。步长为 0.1mm，以相对位移为 10mm 开始，以相对位移为 30mm 结束，量程 20mm，共采集 201 步，以验证天线组件一和组件二的相对变形与谐振频率变化的关系。

(2) SIFAE2 传感器，天线基板材质为 RT5880。步长为 0.1mm，以相对位移为 10mm 开始，以相对位移为 30mm 结束，量程 20mm，共采集 201 步，与第一组试验进行对比，探究同一批次天线、相同试验方法的试验结果差异。

(3) SIFAE3 传感器，天线基板材质为 FR4。步长为 0.1mm，以相对位移为 10mm 开始，以相对位移为 28mm 结束，量程 18mm，共采集 181 步，与第一组和第二组进行对比，探究相同的天线形式中不同基板材质的试验结果差异。

三组试验的试验参数如下表 6.1 所示。

表 6.1 SIFA 位移传感器试验参数表

传感器编号	SIFAE1	SIFAE2	SIFAE3
基板材质	RT5880	RT5880	FR4
位移步长	0.1	0.1	0.1
起始相对位移	10	10	10
终止相对位移	30	30	28
量程	20	20	18
采集步数	201	201	181

注：表格中尺寸单位为 mm。

在试验过程中，需要注意以下几点：

(1) 各组试验天线的第一部分与同轴线之间的焊点应尽量统一，以减轻焊点不一带来的试验误差；

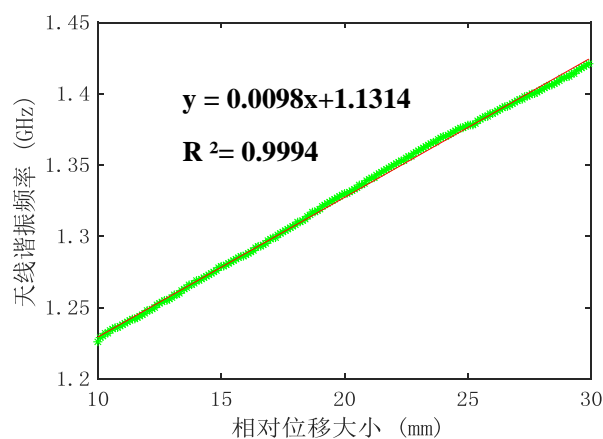
(2) 因 RT5880 材质较软，故在天线试验中，天线应尽量保持平整；

(3) 天线的第一部分和第二部分之间应尽量保持贴紧状态，以减小第一部分和第二部分之间的空气缝隙，减轻试验与模拟模型之间的差异带来的影响；

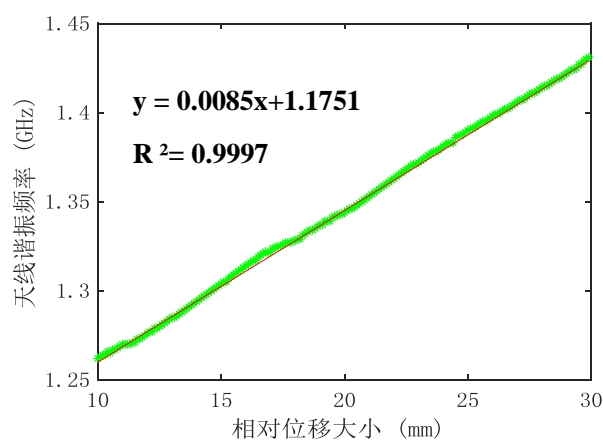
(4) 在进行天线第一部分和第二部分的安装及移动时，应注意避免天线馈线产生垂直于移动方向的偏移。

因外界环境对天线产生的影响、焊点对天线产生的影响等，使网络分析仪计算出的回波损耗曲线会有杂波产生。因此在数据处理中，将相对位移为 0mm 的回波损耗曲线视为初始回波损耗曲线，将发生相对位移后的回波损耗曲线减去初始回波损耗曲线并求最小值，该最小值所对应的频率即为所求的谐振频率。

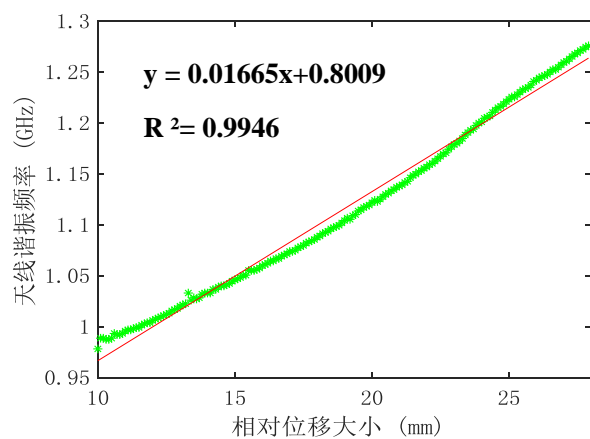
利用网络分析仪测量出一阶谐振频率与相对位移关系结果如下图 6.5 所示。



(a) SIFAE1 天线相对位移与谐振频率关系图



(b) SIFAE2 天线相对位移与谐振频率关系图



(c) SIFAE3 天线相对位移与谐振频率关系图

图 6.5 相对位移与天线谐振频率关系图

6.2 试验结果分析

对于 SIFAE1 天线传感器,在试验中使用网分仪测得初始谐振频率 1.226GHz,而 HFSS 建模模拟计算得出初始谐振频率为 1.149GHz,初始谐振频率误差为 6.28%,相符较好;试验测得线性相关系数为 0.9994,而仿真计算得线性相关系数为 0.9983,在量程范围内,天线的相对位移变化与实测一阶谐振频率呈相对线性变化,且比仿真计算结果好;试验测得灵敏度系数为 0.0098 GHz/mm,即 1mm 的相对位移变化可引起天线初始谐振频率 0.0098GHz 的变化,而仿真灵敏度系数为 0.0131 GHz/mm,误差相差-33.67%。

对于 SIFAE2 天线传感器实测初始谐振频率来说,其值为 1.262GHz,相较于 SIFAE1 天线的 1.226GHz,增加了 2.85%,变化不大;对于实测线性相关系数来说,其值为 0.9997,相较于 SIFAE1 天线的 0.9994,增加了 0.03%,变化不大;对于实测灵敏度系数来说,其值为 0.0085,相较于 SIFAE1 天线的 0.0098,降低了 15.29%,变化不大。SIFAE2 天线的实测初始谐振频率、实测线性相关系数、实测灵敏度均于 SIFAE1 天线相差不大,说明试验的可重构性强。

对于 SIFAE3 天线传感器,在试验中使用网分仪测得初始谐振频率 0.978GHz,而 HFSS 模拟计算得出初始谐振频率为 0.922GHz,初始谐振频率误差为 5.73%,相符较好,且与基板材质为 RT5880 的天线传感器来说,初始谐振频率误差相差不大;试验测得线性相关系数为 0.9946,而仿真计算得线性相关系数误差为 0.9965,线性相关系数误差为-0.19%,在量程范围内,天线的相对位移变化与实测一阶谐振频率呈相对线性变化,与仿真计算相差不大,且与基板材质为 RT5880 的天线传感器而言,线性相关系数相差不大;对于实测灵敏度系数来说,其值为 0.0167GHz/mm,仿真灵敏度系数为 0.0190GHz/mm,相差-13.77%,在合理范围内,且相较于基板材质为 RT5880 的天线而言,灵敏度误差较小。通过 N0.3 天线传感器的试验数据可以看出,基板材质为 FR4 的天线传感器的性能与基板材质为 RT5880 的天线传感器相当。

试验结果经过整理,如下表 6.2 所示。总的来说,编号为 SIFAE1~SIFAE3 的三个天线的谐振频率随相对位移的变化呈相对线性的关系,实测线性相关系数分别为 0.9994、0.9997 和 0.9946,线性相关性较好;线性相关系数误差分别为 11.00%、14.00%和-19.10%,在正负 20%范围之内,可见,实测线性相关系数和仿真线性相关系数误差在合理范围内。在灵敏度方面,编号为 SIFAE1~SIFAE3 的天线灵敏度误差分别为-33.67%和-54.12%,高于基板材质为 FR4 的 SIFAE3 天线的-13.77%。在初始谐振频率方面,编号为 SIFAE1~SIFAE3 的天线的实测初始谐振频率误差分别为 6.28%、8.95%和 5.73%,误差在 10%范围内。

表 6.2 SIFAE1~SIFAE3 天线试验结果表

天线编号	SIFAE1		SIFAE2		SIFAE3	
	实测	仿真	实测	仿真	实测	仿真
基板材质	RT5880		RT5880		FR4	
量程(mm)	20		20		18	
线性相关系数	0.9994	0.9983	0.9997	0.9983	0.9946	0.9965
线性相关系数误差(%)	0.11		0.14		-0.19	
灵敏度(GHz/mm)	0.0098	0.0131	0.0085	0.0131	0.0167	0.0190
灵敏度误差(%)	-33.67		-54.12		-13.77	
初始谐振频率(GHz)	1.226	1.149	1.262	1.149	0.978	0.922
初始谐振频率误差(%)	6.28		8.95		5.73	

6.3 试验误差分析

通过上述试验结果分析可见,利用网络分析仪计算出的 S_{11} 曲线提取的谐振频率进行拟合后较模拟仿真有一定的误差,可能存在以下几条原因:

(1) 天线尺寸加工的误差。由于天线加工为非成批量加工,且 RT5880、FR4 基板等材料不平整,存在一定的加工精确度误差。在倒 F 型天线传感器设计中,上贴片的尺寸仅有 1mm 宽,若加工精度为 0.05mm,则精度差为 5%。

(2) 同轴线与天线间使用焊锡连接产生的误差。在使用 HFSS 软件对天线建立模型进行仿真计算时,没有考虑锡焊焊点对天线产生的影响。而在试验中,需要使用焊锡对同轴线和天线进行连接,焊锡焊点位置、焊锡大小和表面光滑程度均会对天线的阻抗匹配和谐振频率等产生不利影响。

(3) 外界环境影响。试验环境内存在一定电磁波,天线周围存在部分设备,且使用双面胶、塑料泡沫等固定天线,而在 HFSS 模型中,天线被放置于真空环境中。且实验室温度变化也会在天线的电磁特性产生一定干扰。

(4) 天线的馈线产生非相对位移方向上的平动和转动。在天线传感器的仿真中,馈线产生沿上贴片长度方向上的平动。而在倒 F 型天线传感器的试验中,由于手工操作,不可避免的产生微小偏移或者微小转动,将对天线的电磁特性产生影响。

(5) 天线上基板与天线上贴片间存在微小缝隙。在天线传感器的仿真中,天线第一部分的上基板与天线第二部分的上贴片间为紧密接触,而在天线传感器的试验中,由于上基板和上贴片并非理想的光滑平整面,而是存在细微的不平整,故两者之间存在细微缝隙。即天线的馈线与天线的上贴片间并非均匀介质,而是掺杂着气体,导致中间介质的相对介电常数发生变化,对天线的电磁特性和谐振频率产生不利影响。

6.4 本章小结

本章进行了基于分离式倒 F 型天线的位移传感器试验,主要完成了以下工作:

(1) 根据第五章的设计原理及尺寸,分别对基板材质为 RT5880 及基板材质为 FR4 的天线传感器进行加工。

(2) 使用网络分析仪对量程分别为 20mm、20mm 和 18mm 的 SIFAE1~SIFAE3 天线传感器进行回波损耗曲线的测量,根据回波损耗曲线提取天线传感器的谐振频率,并对天线传感器的初始谐振频率、灵敏度系数、线性相关系数等参数进行分析。试验结果表明,在天线传感器灵敏度系数方面,SIFAE1~SIFAE3 天线传感器的灵敏度系数分别为 0.0098、0.0085 和 0.0167,证明天线传感器的试验可重复性较高,且基板材质为 FR4 的天线传感器的灵敏度系数高于基板材质为 FR4 的天线传感器;在传感器谐振频率与相对位移变化拟合度方面,SIFAE1~SIFAE3 天线传感器的线性相关系数 R^2 分别为 0.9994、0.9997 和 0.9946,证明在传感器量程范围内,天线谐振频率变化与相对位移的变化呈相对线性关系,且基板的材质对线性拟合度影响不大。

(3) 对天线传感器的试验结果与模拟结果产生的误差进行分析,表明天线传感器的加工误差、试验手工误差、外界环境等均可对天线传感器的试验结果产生影响。

第7章 结论与展望

7.1 结论

天线的尺寸与天线谐振频率存在一定的关系。当发生相对位移时,将带动天线使其尺寸发生变化,从而使谐振频率发生偏移。根据此特性,在位移测量中,天线不仅可作为通信单元,且可作为传感单元,因此基于天线的位移传感器可达到无源无线传感的目的。天线作为位移传感器的传感单元,需要在一定位移量程范围内的谐振频率与相对位移呈相对线性变化,故对天线的特性提出要求。

因此本文通过研究圆形贴片天线及倒 F 型天线的电磁特性,提出了基于圆形贴片天线的位移传感器和基于分离式倒 F 型天线的位移传感器,用以测量相对位移变化。本文首先研究了两天线传感器的传感原理,设计并模拟了两种位移传感器,对传感器进行加工并完成试验,并对试验结果进行分析。

本文的主要研究工作及结论如下:

(1) 对矩形贴片天线的基本分析模型——传输线模型进行介绍,阐述了倒 F 型天线的演变,并对平面倒 F 型天线的电磁特性进行分析,为分离式倒 F 型天线传感器的设计及传感性能分析奠定了理论基础。

(2) 对圆形贴片天线的分析模型——简单的腔体模型进行介绍,对圆形贴片天线的电磁特性进行分析,并阐述电长度与谐振频率间关系,为圆形贴片天线传感器的设计及传感性能分析奠定了理论基础。

(3) 根据圆形贴片天线的电磁理论及传感原理,设计了基于圆形贴片天线的位移传感器,并提出铝板斜槽的斜率与传感器灵敏度成正比。通过 HFSS 计算出上贴片及铝板的电流图,以从电流层面阐述天线传感器的传感原理。通过建立带有斜槽斜率为 3:2:1 铝板的圆形天线传感器 HFSS 模型并进行计算,以数值模拟的方法验证了铝板斜槽的斜率与传感器灵敏度成正比的理论。模拟结果表明,仿真值之比为 3:2.04:1.04,与斜槽斜率之比相近。

(4) 设计试验并使用网络分析仪进行 CPAE1~CPAE3 天线传感器的回波损耗曲线测量,试验结果证明,天线传感器的谐振频率偏移与相对位移变化呈相对线性关系,线性相关系数分别为 0.9871、0.9922 和 0.9500,线性度较好;CPAE1~CPAE3 天线传感器的灵敏度之比与天线铝板斜槽的斜率之比近似相等,从试验上证明天线传感器灵敏度计算公式的可靠性。

(5) 使用矩形贴片天线的谐振频率与尺寸计算公式初步计算出天线位移传

传感器的尺寸,并给出分离式倒 F 型天线位移传感器设计图。使用 HFSS 软件计算出天线上贴片及馈线的电流,证明馈线与上贴片之间相对位移的增加使上贴片电流较大位置变小,从而使天线谐振频率降低的理论;绘出发生相对位移时电磁场的变化图,结果显示,馈线位置的变化可引起耦合电磁场的改变,从而使谐振频率发生偏移。出于传感器成本考虑,使用不同材质基板进行天线传感器的模拟,模拟结果表明,SIFA1 和 SIFA2 天线传感器的灵敏度系数分别为 0.013GHz/mm 和 0.019GHz/mm,线性相关系数分别为 0.9983 和 0.9965,结果基本相近,故使用基板材质为 FR4 材质的天线传感器仍可取得较好的效果。

(6) 加工不同材质基板的的天线并使用网络分析仪进行测试,并编号 SIFAE1~SIFAE3。试验结果表明,在一定量程范围内,天线谐振频率偏移与相对位移变化呈相对线性变化,SIFAE1~SIFAE3 天线传感器线性相关系数分别为 0.9994、0.9997 和 0.9946,线性度较好;灵敏度系数分别为 0.0098、0.0085 和 0.0167。且通过 SIFAE1、SIFAE2 和 SIFAE3 天线传感器线性相关系数及灵敏度系数的试验结果的对比,表明基板材质为 FR4 的天线传感器的线性度和灵敏度达到一定要求,故可通过使用 FR4 基板以降低传感器成本。

根据上述工作与结论,可总结出以下几点:

(1) 天线电长度的增加可使谐振频率减小。应用此规律设计的基于圆形贴片天线的位移传感器的谐振频率偏移与相对位移呈相对线性关系,且线性度较好;通过调节铝板斜槽斜率,可改变天线传感器的灵敏度系数,且斜槽斜率越大,灵敏度系数越高;在斜率不变的情况下,在一定范围内,可通过增加斜槽深度的变化范围,实现加大位移传感器量程的目的。

(2) 当两天线距离较近时,两者会产生耦合作用,且相对位移发生变化时,天线间的电流分布、耦合电磁场及电磁特性发生变化,使得天线谐振频率发生变化。应用此规律设计的基于分离式倒 F 型天线的位移传感器的谐振频率偏移与相对位移变化呈相对线性关系,线性度较好;基板材质为 FR4 及 RT5880 的天线位移传感器的谐振频率与相对位移间关系差别较小,表明可将 FR4 材料替换 RT5880 材料以降低成本。

7.2 展望

基于天线的位移传感器有着广阔的应用前景。将天线与合适的芯片及阅读器结合,可组成无源无线 RFID 结构健康监测系统,以达到系统简单、成本低、易于维护的无源无线传感系统。对与本文研究的位移传感器,有以下几方面内容有待今后完善。

(1) 本文研究了基于天线的无源无线位移传感系统，且使用同轴线用焊锡将网络分析仪与天线传感器进行连接对其进行有线的回波损耗曲线测量。对于圆形贴片天线位移传感器，安装芯片的位置为上贴片中心位置；而对于分离式倒F型天线位移传感器，在模拟及试验中需要加装匹配线以使天线与芯片的阻抗相匹配。在后续试验中，可将天线位移传感器增设芯片、并使用阅读器对其进行无源无线的测量，以探究其无线传输的距离、环境干扰等问题。

(2) 在第四章中，圆形贴片天线的上贴片及上基板沿铝板斜槽长度方向移动。而在传感器试验中，将不可避免的产生微小转动、偏移等误差，将使天线的谐振频率等电磁特性发生变化，对天线传感器的精度产生影响。因此，可在今后研究中，探究上贴片及基板轻微偏移、转动对天线传感器产生的精度误差。

(3) 在第六章中，同上，在试验中也存在馈线的微小转动、偏移对天线传感器性能的影响。因此在今后研究中，需要探究馈线微小转动、偏移对天线传感器精度产生的影响。

(4) 在天线传感器的试验中，需要考虑天线传感器被外界物质及电磁波干扰产生的误差。

致谢

感谢我的导师薛松涛老师及副导师谢丽宇老师。薛老师学富五车、治学严谨，谢老师学识渊博、认真负责，在我完成毕业论文的过程中，给予我很大帮助，并在科研之路遇到困难产生迷茫时，也给了我很多指导，付出了很多心血。通过老师们的言传身教，我才得以较为顺利的完成我的科研工作。感谢研究室唐和生老师，对我的科研及生活也提供了很多帮助。感谢电信学院万国春老师，本课题是与电信学院合作的学科交叉课题，在我完成论文工作中也提供了不少指导。

感谢课题组的徐康乾师兄，尤其是在我刚进入课题组中，传授了我很多专业相关的知识，并且在 HFSS 软件使用中给我提供了我很多帮助；感谢易卓然师弟和李宪之师兄，当我的课题陷入困境时，和他们的讨论总能让我看到黑暗路中新的光明；感谢姜康师弟和郑志泉师弟，是他们陪我一起在漫漫理论探索之路中共同遨游。感谢电信学院的汪超和李蒙蒙师弟，不仅为我的课题带来灵感，当多次去电信学院实验室做试验时，总能在不厌其烦的为我提供人力及物力上的帮助。

感谢我的师兄师姐及同门：李大伟、赵金海、杨朋超、凌塑奇、郑学胜、陈杉杉、张昕宇、陈实、林庄慧、张睿、郭雪媛、班鑫磊、陈依珂、薛智奇、陈子畅、王云骞、赵涛涛、康建飞、濮昱、陈豪，吴雅琴、曾璟琳、冉凌霄、谢雅娟、张力、郭泰坤、曹跃辉、黎思维、杨虎，有了你们，我的科研之路才会更加平坦。

感谢我的父母的养育之恩，家永远是我温馨的港湾。感谢同学朋友的陪伴，你们为我在两年多学术研究中增添了许多欢乐和鼓励。

最后，感谢我的女朋友袁玥在精神上对我的鼓励和陪伴，感谢你的支持。

管帅

2020 年 5 月

参考文献

- [1] 谢丽宇, 唐和生, 薛松涛. 首例油阻尼器破坏对结构设计的经验教训——日本3·11地震的启示[J]. 结构工程师, 2015,31(02):2-9.
- [2] 师树恒, 王斌, 朱健强. 高精度电容式位移传感器关键技术的研究[J]. 仪表技术与传感器, 2007(07):1-2.
- [3] 宋黎明, 杨前明, 谢计业, 等. 电感式位移传感器输出特性仿真分析[J]. 机电工程, 2012,29(07):795-798.
- [4] 张劲松, 冯国华, 方军庆. 霍尔式位移传感器的研究[J]. 仪表技术与传感器, 1997(03):7-9.
- [5] Lynch J P. A summary review of wireless sensors and sensor networks for structural health monitoring[J]. The Shock and Vibration Digest, 2006,38(2):91-128.
- [6] 余雷. 结构状态监测的通用型小型化系统研制与开发[D]. 重庆大学, 2008.
- [7] Xu L D, He W, Li S. Internet of things in industries: a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014,10(4):2233-2243.
- [8] Aghakhani A, Basdogan I. Multiple piezo-patch energy harvesters on a thin plate with respective AC-DC conversion: SPIE Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring, 2018[C]. Proceedings of SPIE, 2018.
- [9] 闫丹. 无线无源贴片反射式高温温度传感器研究[D]. 中北大学, 2018.
- [10] 郭珂君. 声表面波无线温度传感器测试的研究[D]. 电子科技大学电子与通信工程, 2014.
- [11] Huang Q, Dong L, Wang L. LC passive wireless sensors toward a wireless sensing platform: status, prospects, and challenges[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2016,25(5):822-841.
- [12] 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(21307).
- [13] Zhang J, Tian G Y, Marindra A M J, et al. A review of passive RFID tag antenna-based sensors and systems for structural health monitoring Applications[J]. Sensors, 2017,17(2652).
- [14] 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.
- [15] Yi X, Cho C, Fang C, et al. Wireless strain and crack sensing using a folded patch antenna, 2012[C]. IEEE, 2012.
- [16] Xue S, Yi Z, Xie L, et al. A displacement sensor based on a normal mode helical antenna[J]. Sensors, 2019,19(17).
- [17] Kisic M G, Blaz N V, Zivanov L D, et al. Heterogeneous integrated wireless displacement sensor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017,53(11):1-4.
- [18] Xu X, Huang H. Multiplexing passive wireless antenna sensors for multi-site crack detection and monitoring[J]. Smart Materials and Structures, 2012,21(0150041).

- [19] Morita K, Noguchi K. Crack detection methods for concrete and steel using radio frequency identification and electrically conductive materials and its applications[M]/TOMIZUKA M. Proceedings of SPIE. 2008.
- [20] 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.
- [21] Kalansuriya P, Bhattacharyya R, Sarma S, et al. Towards chipless RFID-based sensing for pervasive surface crack detection, 2012[C]. IEEE, 2012.
- [22] Cazeca M J, Mead J, Chen J, et al. Passive wireless displacement sensor based on RFID technology[J]. Sensors and Actuators A-physical, 2013,190:197-202.
- [23] Yagi K, Sato N, Sato Y, et al. Detection and evaluation of the depth of surface cracks in conductive materials by using a loop antenna[J]. Applied Physics A, 2003,77(3-4):461-468.
- [24] Paggi C, Occhiuzzi C, Marrocco G. Sub-millimeter displacement sensing by passive UHF RFID antennas[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014,62(2):905-912.
- [25] Xue S, Xu K, Xie L, et al. Crack sensor based on patch antenna fed by capacitive microstrip lines[J]. Smart Materials and Structures, 2019,28(8):85012.
- [26] 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(432719).
- [27] Caizzzone S, DiGiampaolo E. Wireless passive RFID crack width sensor for structural health monitoring[J]. IEEE Sensors Journal, 2015,15(12):6767-6774.
- [28] Rizzoli V, Costanzo A, Montanari E, et al. A new wireless displacement sensor based on reverse design of microwave and millimeter-wave antenna array[J]. IEEE Sensors Journal, 2009,9(11):1557-1566.
- [29] Lee R Q, Lee K F. Experimental study of the two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1990,38(8):1298-1302.
- [30] Liu Z, Kooi P, Li L, et al. A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999,47(9):1416-1420.
- [31] Guan S, Xie L, Xue S, et al. Displacement sensor based on separated inverted-F antenna: The IEEE International Conference on Computational Electromagnetics 2019, 2019[C]. IEEE, 2019.
- [32] Ball I. J., Buhatia P. 微带天线[M]. 电子工业出版社, 1984.
- [33] 陈健, 张辉, 陈磊, 等. 单频圆形微带贴片天线设计[J]. 现代电子技术, 2015,38(01):48-50.
- [34] 朱敏, 郑宏兴. 一种平面倒F型三频手机天线设计[J]. 天津工程师范学院学报, 2010,20(03):9-13.
- [35] 刘永安, 周伦, 胡小峰. 蓝牙倒F型天线的设计与测量[J]. 电子元器件应用, 2009,11(09):28-29.
- [36] 丁伟. 基于宽带小型化的多频PIFA天线研究[D]. 安徽建筑大学, 2018.
- [37] 薛松涛, 蒋灿, 谢丽宇, 等. 基于矩形贴片天线的应变传感器模拟与测试[J]. 振动、测试与诊断, 2018,38(1):136-142.
- [38] 康行健. 天线原理与设计[M]. 北京理工大学出版社, 1993.

- [39] 江贤祚. 天线原理[M]. 北京航空航天大学出版社, 1993.
- [40] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka. 天线(第三版)[M]. 电子工业出版社, 2006.
- [41] 李延平, 王新稳, 李萍. 微波技术与天线(第二版)[M]. 电子工业出版社, 2006.
- [42] F White Joseph. 射频与微波工程实践导论[M]. 电子工业出版社, 2008.
- [43] 张钧, 刘克诚, 张贤铎, 等. 微带天线理论与工程[M]. 国防工业出版社, 1988.
- [44] 刘丽, 李新伟. 电长度测量方法探究[J]. 计测技术, 2009,29(01):33-37.
- [45] Xu X, Huang H. Multiplexing passive wireless antenna sensors for multi-site crack detection and monitoring[J]. Smart Materials and Structures, 2011.

个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

管帅, 男, 1995 年 1 月生。

2017 年 6 月毕业于中国海洋大学工程学院, 获学士学位。

2017 年 9 月入同济大学土木工程学院攻读硕士学位。

发表论文:

- [1] Guan S, Xie L, Xue S, et al. Displacement sensor based on separated inverted-F antenna: The IEEE International Conference on Computational Electromagnetics 2019, 2019[C]. IEEE, 2019.

发表专利:

- [1] 谢丽宇, 管帅, 薛松涛. 采用圆形贴片天线的无源无线 RFID 位移传感器 [P]. CN209764001U, 2019-12-10.
- [2] 谢丽宇, 管帅, 薛松涛. 基于倒 F 天线的无源无线 RFID 位移传感器 [P]. CN209690965U, 2019-11-26.
- [3] 谢丽宇, 管帅, 薛松涛. 采用圆形贴片天线的无源无线位移传感器及位移传感系统 [P]. CN110030917A, 2019-07-19.
- [4] 谢丽宇, 管帅, 薛松涛. 基于倒 F 天线的无源无线 RFID 位移传感器及传感系统 [P]. CN110110834A, 2019-08-09.