

单位代码: 10293 密 级:           

南京邮电大学  
硕 士 学 位 论 文



论文题目: 新型平面多元振子天线的设计

学	号	<u>1017020806</u>
姓	名	<u>谭小媛</u>
导	师	<u>黄晓东副教授</u>
学	科	<u>电磁场与微波技术</u>
研	究	<u>移动通信与射频技术</u>
学	位	<u>工学硕士</u>
论	文	<u>2020 年 5 月</u>

# **Design of novel planar multi-element antennas**

Thesis Submitted to Nanjing University of Posts and  
Telecommunications for the Degree of  
Master of Engineering



By

Xiaoyuan Tan

Supervisor: Prof. Xiaodong Huang

May 2020



## 摘要

电振子和磁振子作为现有的多元振子天线的两类基本单元，具有相似的辐射性能，通过对振子的组合以及结构的灵活设计可以实现性能多样的天线。基于两种磁电振子的摆放位置以及源相位的不同可以实现多种极化以及其他不同性能的天线；而通过对单一电振子或者磁振子的排列形成准频率无关结构，也可以实现宽带的性能，如对数周期振子类天线。在具有优良且多样的辐射性能的基础上，天线的结构也在朝着平面化、集成化的方向发展。为了实现低剖面印制工艺的加工，磁振子可以通过金属地板开缝实现，电振子可采用印制偶极子以及平面单极子结构。

本文通过对平面单极子和槽天线单元进行平面上的组合，实现了磁电互补结构的双极化天线；通过对平面单极子进行对数周期排列，不仅可以实现宽带端射性能，还能大大降低天线的高度。研究内容如下：

1) 设计了两种印制磁电互补型双极化天线。第一种是平面单极子和缝隙结构，平面单极子和缝隙天线单元具有相互正交的极化方向，通过正交的电流激励，天线可以辐射出方向正交的两个极化波。利用互补屏原理，第二种结构一半槽和平面单极子也可以获得与第一种结构相似的性能，同时进一步减小天线的体积。上述两种双极化天线结构简单，具有剖面低、重量轻的特性，易于加工制作，同时具有较好的极化纯度和设计灵活度。

2) 设计了一种后向辐射平面对数周期单极子天线。将平面单极子作为阵元按照对数周期规律排列，可以实现低剖面的对数周期振子天线结构。结合传统的对数周期偶极子天线从短振子端馈电的馈电结构以及平面对数周期单极子天线的辐射结构，进一步对平面对数周期单极子天线的带宽进行扩展，实现了超过三个倍频程的带宽，并且提供了多元振子类天线提高仿真效率的设计方法。

**关键词：** 平面单极子天线，平面槽天线，双极化，对数周期振子天线

# Abstract

As two kinds of basic elements of multi-element antenna, the electric and the magnetic element have similar radiation performance. Through combination of the elements and flexible design of the structure, antennas with various performance can be realized. According to the different relative position of electric and magnetic elements and the various source phase among them, the antenna can achieve diverse radiation performance such as multi-polarization. While the same electric element or magnetic element can be arranged regularly to form a quasi-frequency independent structure which can also achieve broadband performance. In addition to the excellent and diverse radiation performance, the antenna structure is also developing towards planarization and integration. The magnetic element can be constructed by the metal floor slotting and the electric element can adopt printed dipole or planar monopole structure in order to realize low profile printing process.

In this paper, planar monopole and slot antenna elements are combined on the same plane to realize the dual polarization with magnetoelectric complementary structure. Through the logarithmic periodic arrangement of the planar monopole elements, not only wideband end-fire performance can be achieved but also the height of antenna can be greatly reduced. The research contents are as follows:

1) Two kinds of printed magnetoelectric complementary dual polarization antennas are designed. The first structure is planar monopole combined with closed slot which have orthogonal polarization directions. By means of orthogonal current excitation, the antenna can radiate two orthogonally polarized waves. Based on the complementary screen principle, the second structure- half-slot and planar monopole, can also achieve similar performance to the first structure, while further reducing the size of the antenna. These two dual-polarization antennas have simple structure, low profile, light weight which are easy to be processed. Both of them can achieve high polarization purity and design flexibility.

2) A planar log-periodic monopole antenna with backward firing is designed. Low profile log-periodic element antenna can be constructed by adopting planar monopole as array elements arranged according to the log-periodic rule. Combined the feeding structure of exciting from the end of short element of traditional log-periodic dipole antenna and the radiation structure of the planar log-periodic monopole antenna, the bandwidth can be further expanded to more than three octaves. What's more, the method to improve efficiency of simulating multi-element antennas is provided during the design process.

**Key words:** Planar monopole antenna, planar slot antenna, dual polarization, log-periodic element antenna

# 目录

第一章 绪论 .....	1
1.1 研究背景和意义 .....	1
1.2 国内外研究现状 .....	2
1.2.1 基于磁电振子结构的双极化天线 .....	2
1.2.2 基于电振子的宽带端射天线 .....	4
1.3 论文的主要工作和章节安排 .....	6
第二章 天线设计理论分析 .....	7
2.1 电磁基本振子理论分析 .....	7
2.1.1 电基本振子 .....	7
2.1.2 磁基本振子 .....	10
2.2 磁电混合双极化天线设计理论与方法 .....	12
2.2.1 天线极化理论分析 .....	12
2.2.2 磁电混合结构互补天线关键技术 .....	14
2.3 振子类频率无关天线理论分析 .....	15
2.3.1 频率无关天线 .....	15
2.3.2 对数周期振子类天线 .....	16
2.4 本章小结 .....	18
第三章 磁电互补结构平面双极化天线设计 .....	19
3.1 平面单极子和全槽结构的双极化天线 .....	19
3.1.1 天线的基本结构 .....	19
3.1.2 重要参数及双端口阻抗分析 .....	21
3.1.3 端口二阶阻抗变换 .....	25
3.1.4 双面平行带线物理反相宽带混合环设计 .....	26
3.1.5 天线的加工测量 .....	28
3.2 平面单极子和半槽结构的双极化天线 .....	31
3.2.1 天线的基本结构 .....	31
3.2.2 重要参数及双端口阻抗分析 .....	32
3.2.3 馈电设计及加工测量 .....	36
3.3 本章小结 .....	39
第四章 平面对数周期单极子天线设计 .....	41
4.1 对数周期偶极子天线的设计 .....	41
4.1.1 设计原理与方法 .....	41
4.1.2 仿真设计结果 .....	43
4.2 后向辐射平面对数周期单极子天线的设计 .....	45
4.2.1 经典对数周期单极子天线 .....	45
4.2.2 天线辐射结构设计 .....	45
4.2.3 馈线部分实现反相的馈电网络设计 .....	47
4.2.4 振子上实现反相的馈电网络设计 .....	50
4.3 本章小结 .....	54
第五章 总结与展望 .....	55
5.1 工作内容总结 .....	55
5.2 后续工作展望 .....	56
参考文献 .....	57
附录 1 对数周期振子天线 Matlab-HFSS API 程序 .....	60

附录 2 攻读硕士学位期间撰写的论文 ..... 63

附录 3 攻读硕士学位期间申请的专利 ..... 64

致谢 ..... 65



# 第一章 绪论

## 1.1 研究背景和意义

随着无线通信技术迅速发展,天线的性能对通信的质量起到至关重要的作用,天线是将自由空间波转化为导行波(接收天线),或者是将导行波转化为自由空间波(发射天线)的装置<sup>[1]</sup>。在移动通信以及军事领域的发展过程中也伴随着天线的不断发展,在基站、移动设备等场景中,随着通信系统朝着小型化,高系统容量等方向发展,逐渐出现了结构紧凑、多极化的天线;在军事领域,天线应用在导弹、雷达以及卫星通讯等场景中,随着军事装备技术的发展,低剖面,宽带化等天线性能也在不断演变。

极化是天线的重要性能之一,是空间电磁波随时间变化运动的矢量轨迹,可以分为线极化、圆极化和椭圆极化,而线极化和圆极化可以看作是椭圆极化的特殊形式<sup>[2]</sup>。多极化天线可以辐射或者接收不同极化方向上的电磁波,同时还能实现收发同工。双极化天线不仅能够通过极化分集的方式实现频率复用,提高信道容量,还能减小多径衰落的影响,提高了通信的质量,因此在无线终端设备上得到了非常广泛的应用。由于正交极化天线具有高交叉极化电平的性能,在双极化天线领域应用最为普遍<sup>[3-5]</sup>。

2019年至今,5G通信技术已经成熟落地并逐渐推广开来,相比4G技术,5G拥有更高的数据速率,更低的延时<sup>[6-8]</sup>。而有限的频谱资源随着通信技术不断的更新迭代也日益紧张,能够合理利用频谱资源并且拥有宽频带性能的天线具有更多的优势。而在宽带天线中,一些应用场景要求其具有高定向性的性能。例如航海、军事等领域,搜寻捕获跟踪目标等应用要求天线具有高定向性,例如而军事战争中的高科技装备反辐射导弹,能够捕获跟踪电磁辐射信号,其中导引头的宽带端射天线的性能就十分重要<sup>[9]</sup>。因此,宽带端射天线在未来仍然具有重要的研究意义。

在具有优良的辐射性能的基础上,天线的结构也在朝着平面化、集成化的方向发展。由于平面印制加工工艺具有剖面低,造价低以及易于集成的优点,目前在双极化天线以及阵列型天线领域得到了广泛的应用。

此次研究的磁电互补结构的双极化天线和平面对数周期单极子天线均是平面振子型结构。基于平面单极子和全槽或者半槽结构的平面双极化天线具有较好的设计灵活度和良好的正交极化性能,而平面对数周期单极子天线具有后向端射的性能,具有超过三个倍频程的带宽。设计的两款多元振子类天线在无线通信领域和军事装备领域都有广阔的应用场景。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 基于磁电振子结构的双极化天线

双极化天线可以实现同一频带上的两个工作信道，由于极化正交的特性，两个信道可以在互不干扰的条件下同时工作<sup>[10]</sup>，这样的频率复用在现在这个频带资源日益紧张的时代尤为重要。双极化天线理论上是由两个极化方向正交的线极化构成的，因此双极化天线的经典结构是通过两个垂直放置的电振子来实现<sup>[11-13]</sup>。如图 1.1(a)所示，两个相同的通过共面波导馈电 (CPW)的平面单极子垂直正交放置，通过采用半圆形的单极子振子结构实现了超过 100%的相对带宽，频带内两端口隔离度达到 22dB<sup>[11]</sup>。在此基础上还有将两个垂直放置的平面单极子振子进行弯折设计，并采用公共金属地，进一步减小了尺寸<sup>[12]</sup>。如图 1.1(b)所示，两个印制偶极子垂直正交放置，通过在偶极子两臂上开环形槽来增加带宽，端口隔离度达到 26dB<sup>[13]</sup>。

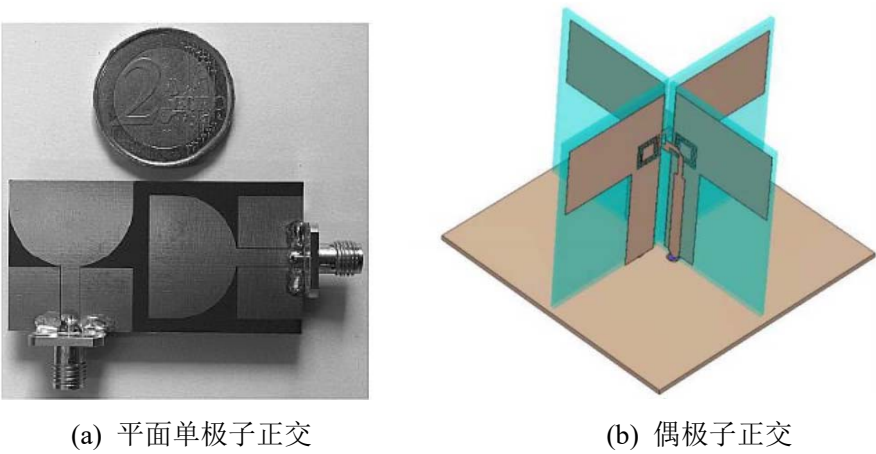


图 1.1 基于电振子的双极化天线

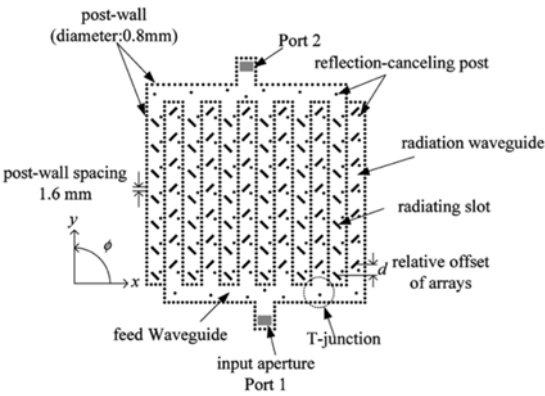


图 1.2 波导缝隙双极化天线

由于电振子和磁振子互补的辐射特性，通过电磁振子的正交放置可以实现双极化性能。如图 1.2 所示，两个具有正交 45° 线极化的波导缝隙阵列，并且采用单层介质基板实现两种

极化，虽然天线的带宽较窄，但是由于阵列以及短路针构成的电壁结构使得天线具有 22dBi 的增益和 33dB 的隔离度<sup>[14]</sup>。

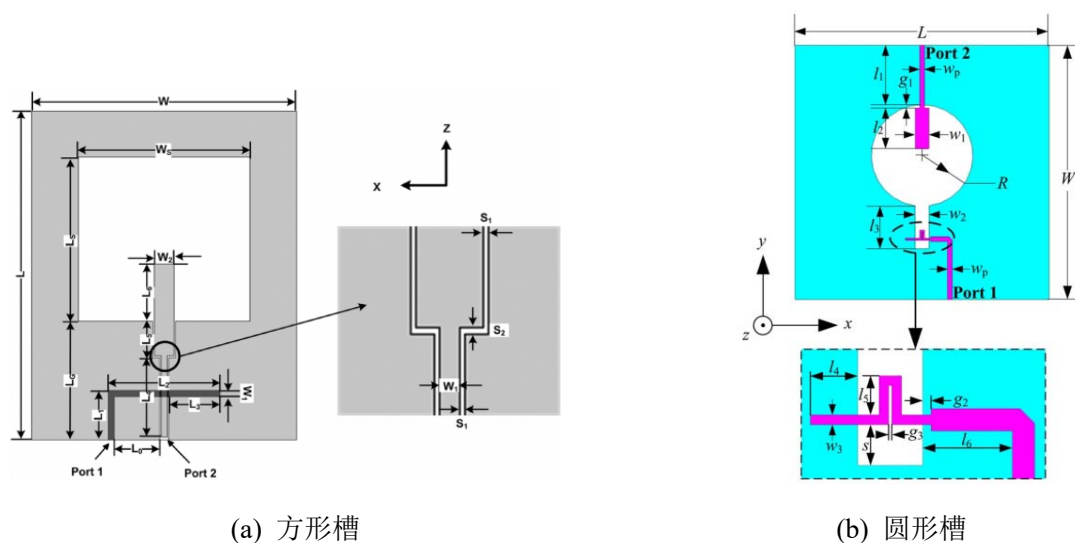


图 1.3 双极化槽天线

除了直接采用两个相同的电或磁振子垂直放置来实现双极化，还可以利用对称的槽或贴片的两种正交的模式来实现双极化，如图 1.3(a)所示，对方槽采用 CPW 馈电，端口一通过微带馈电实现水平方向上的激励电流，端口 2 通过直接对 CPW 进行馈电实现垂直方向上的激励电流，从而实现双极化，同时端口隔离度超过 32dB<sup>[15]</sup>。如图 1.3(b)所示，水平极化是由一个弯曲线耦合槽激发的，垂直极化是由一个阶梯式单极子激发的，两种激励方式下圆槽的电流方向正交，端口隔离度超过 33dB<sup>[16]</sup>。同样的，通过不同馈电方式激励起槽天线单元两个垂直正交模式的结构还有很多，槽的形状可以在方形圆形基础上作出一些改变<sup>[17-18]</sup>。

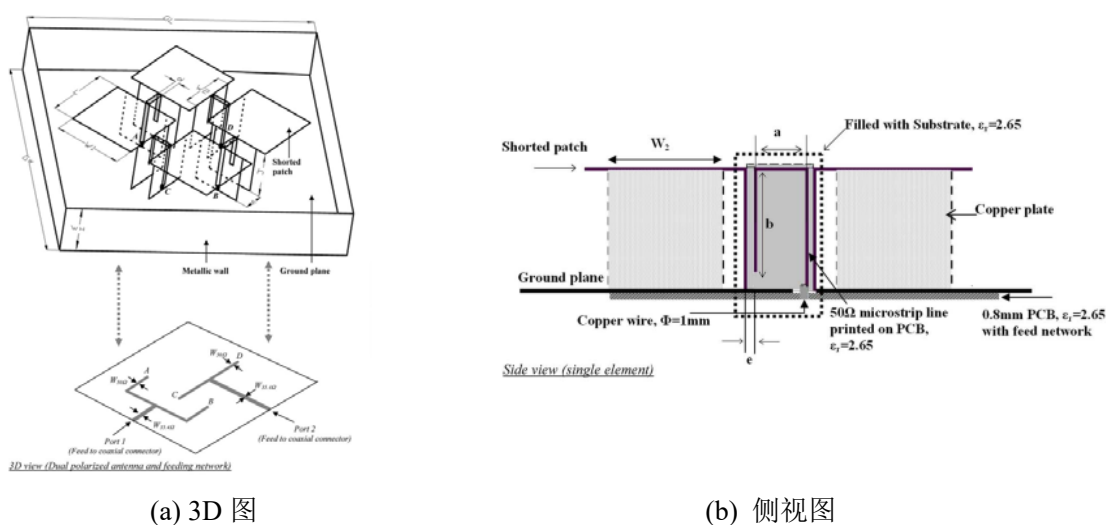


图 1.4 文献[19]中的磁电结构双极化天线

除了单一使用电振子或者磁振子，还出现了将电偶极子与磁偶极子同时作为辐射单元实现双极化的设计。2009 年，L. Siu 等人设计了一款磁-电偶极子双极化天线<sup>[19]</sup>，结构如图 1.4

所示,该天线主要由两对短路贴片组成,通过4个 $\Gamma$ 型探针馈电,端口隔离度为29dB。B. Q. Wu在馈电结构上将4个探针简化为两个 $\Gamma$ 型馈线<sup>[20]</sup>,将端口隔离度提高至36 dB。2013年,Q. Xue等人提出了一种差分激励的磁-电偶极子双极化天线<sup>[21]</sup>,在保证端口隔离度36 dB的基础上,进一步将交叉极化降低到-23dB。之后类似结构的磁电偶极子双极化天线得到了进一步的研究,可以应用于合成口径雷达以及微蜂窝基站诸多场景<sup>[22,23]</sup>。

### 1.2.2 基于电振子的宽带端射天线

宽带端射天线因其良好的辐射特性,目前在无人机、卫星及导弹各个领域都有应用。现在常见的结构有渐变槽线天线,八木-宇田(Yagi-Uda)天线以及对数周期天线。渐变槽线天线最早是由Lewis于1977年提出<sup>[24]</sup>,作为一种行波天线,带宽可以达到25:1,增益可以达到10-17 dBi,具有非常优异的宽带端射性能,自提出以来国内外学者就得到了广泛的研究和应用<sup>[25-29]</sup>。八木-宇田天线是一种经典的窄带高定向性端射天线,于1926年由H.Yagi和S.Uda提出,结构上由一个反射阵子、一个有源阵子以及一系列引向振子平行排列构成。随着印制加工工艺的出现,John Huang于1991年提出了微带Quasi-Yagi结构<sup>[31]</sup>。之后国内外学者在保留其端射性能的基础上进一步拓展带宽的方向上展开了诸多研究。在拓展Quasi-Yagi天线频带的技术上主要有三种,第一种是通过宽带巴伦馈电拓宽天线的频带<sup>[32]</sup>;第二种是改变振子的结构,采用宽带性能的天线振子使得Quasi-Yagi天线具有宽带的性能<sup>[33]</sup>;第三种是增加振子的数目,各振子对应的频带不同,增加谐振频率使得整个天线获得较宽的带宽或者多频带的性能<sup>[34]</sup>。

对数周期振子型天线是一种性能稳定的宽带端射天线。作为本文的设计方向之一,下面重点对对数周期振子天线进行了研究。1957年,DuHamel与Isbell提出了宽带对数周期天线结构<sup>[35]</sup>,之后在此基础上,Isbell提出了对数周期偶极子天线(LPDA)<sup>[36]</sup>,关于工作原理与设计方法在70年代得到了进一步的研究<sup>[37]</sup>。作为一种准频率无关天线,LPDA在宽频带上具有稳定的辐射方向图和输入阻抗。随着印制工艺的发展,1977年,Cambell设计出了平面印制LPDA<sup>[38]</sup>,相比柱状偶极子形式的LPDA,印刷结构不仅具有宽带端射的性能,还具有重量轻,易于加工的特点。这种印刷LPDA采用了双面平行带线结构,各偶极子单元两臂的金属片交替连接在双面平行带线上下金属条带上,以实现柱状结构LPDA交叉集合线的馈电性能。随着光刻工艺的发展,关于单层结构的平面对数周期偶极子(PLPDA)也展开了诸多研究<sup>[39,40]</sup>,这种对数周期偶极天线和平面对数周期偶极天线通常需要宽带巴伦以获得平衡馈电或者需要诸如交叉馈电的馈电结构<sup>[41]</sup>。为了避免引入巴伦,一些基于基片集成波导的馈电结构被提出

来<sup>[42]</sup>。关于从长边馈电的对数周期偶极阵列也有许多研究<sup>[43,44]</sup>，这种馈电形式可以实现朝着短振子一侧相位滞后，从而实现前向辐射。

LPDA 的尺寸受限于偶极子的工作长度，为了进行小型化设计，国内外对辐射单元结构进行了研究。Dimitris E. Anagnostou 等人首次 in LPDA 设计中引入了 Koch 分形结构<sup>[45]</sup>，在性能影响不大的前提下减小天线 12% 的尺寸。在此基础上，可以进行第二代第三代甚至更高次迭代。但是考虑到加工精度和成本，更多的迭代是没有意义的。除了这种分形结构，还有基于三角形均值偶极子结构的印制 LPDA，尺寸可以减小 40%<sup>[46]</sup>；C 型树桩加载型印制 LPDA，尺寸可以减小 60%<sup>[47]</sup>；以及最新出现的各偶极子末端呈指数轮廓分布等结构的小型化 LPDA<sup>[48]</sup>。

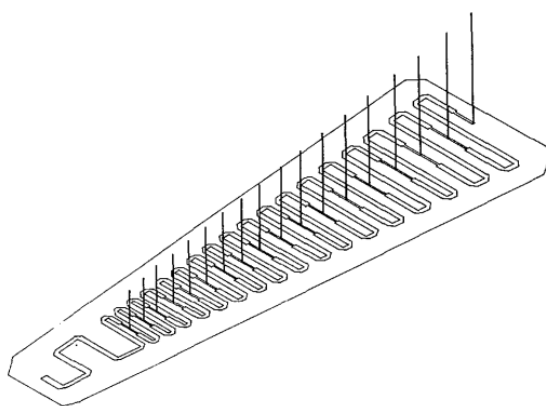


图 1.5 文献[49]中的对数周期单极子天线结构

由于单极子具有与偶极子相似的辐射性能，为了进一步降低天线的高度，P. B. Green 和 P. E. Mayes 于 1974 年首次提出了对数周期单极子阵列(LPMA)<sup>[49]</sup>。如图所示，阵列的单极子振子垂直于地板，LPMA 除了具有 LPDA 的宽带端射等优点之外，天线的高度约为 LPDA 高度的一半。这种垂直结构的 LPMA 由于其结构的特殊性，无法实现同 LPDA 一样交叉集合线形式的馈电结构，天线的馈电网络需要通过引入振子间额外的一段较长的馈线，实现相邻单极子振子间反相的功能。上述 LPMA 的辐射结构和馈电网络如图 1.5 所示。

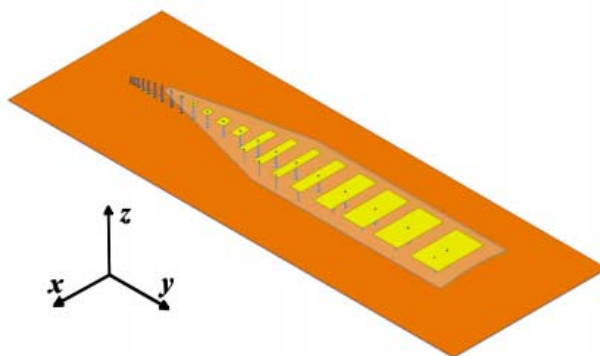


图 1.6 文献[51]中的低剖面对数周期单极子天线

之后,国内外研究学者关于垂直结构的对数周期单极子天线及其馈电结构进行了诸多研究<sup>[50]</sup>。由于这种结构的单极子对数周期天线剖面高,接着又有一些研究分别以差分馈电和弯折线馈电的等不同馈电形式对该垂直结构对数周期单极子天线进行了低剖面化设计<sup>[51,52]</sup>,结构如图 1.6 所示,通过对不同频段的单极子振子进行不同结构的加载等设计来降低振子的物理高度。这样的低剖面结构同时具有良好的气动性,可以应用于导弹等军事武器装备上。

### 1.3 论文的主要工作和章节安排

通过文献调研我们发现通过对电振子或磁振子的组合可以实现双极化天线或者宽带端射天线,而缝隙结构和平面单极子结构是现在印制工艺中振子类天线常用的基本单元。本文将基于平面单极子和金属开缝结构进行低剖面多元振子类天线的设计,通过不同的组合方式实现双极化或者宽带端射的性能。

本文的具体工作内容安排如下:

第一章绪论首先介绍了论文的研究背景和意义,对国内外研究现状进行了综述,分别对基于磁电振子结构的双极化天线和基于电振子的宽带端射天线进行了梳理。

第二章对天线设计进行了理论分析,首先对构成多元振子类天线的基本单元点基本振子和磁基本振子的性能进行了理论分析,从而得出常用的半波电磁偶极子的辐射性能;接着对磁电互补结构的双极化天线的极化理论和关键技术进行了阐述;最后对由振子类频率无关天线的结构和工作原理进行了总结。为接下来的天线实物设计提供理论基础。

第三章设计了两种磁电互补型的双极化天线,第一种是平面单极子和半波全槽结构,通过奇偶模双端口馈电实现两个单元的工作,分别辐射出水平极化波和垂直极化波,同时,为了对辐射性能进行测量,设计了一款提供正交激励的物理反相宽带混合环。第二种是平面单极子和半槽结构,通过将水平极化单元换为半槽结构进一步减小了天线的尺寸。

第四章设计了后向辐射平面对数周期单极子天线,通过全波仿真和电路仿真结合的方式验证了从高频振子端馈电的可行性,实现了超过三个倍频程的带宽,同时具有端射的性能。

第五章对论文的工作进行了梳理和总结,同时对下一步的工作安排进行了展望。

## 第二章 天线设计理论分析

天线作为将导行波与自由空间波进行转化的装置，其性能对电磁波的传输起着重要的作用，作为收发器件是无线通信系统中的重要组成部分，也决定着整个系统性能的优劣。随着现代无线通信技术的发展，天线设计的要求朝着宽带化，多极化等方向发展，同时要求天线具有结构简单，易于加工等设计方面的优势。

本章将从振子类天线的基本单元入手，首先对电基本振子和磁基本振子的辐射性能进行理论分析，然后对极化理论以及基于电磁振子的双极化天线进行分析讨论，最后总结了频率无关天线以及由电基本振子构成的对数周期振子类天线的工作原理。

### 2.1 电磁基本振子理论分析

#### 2.1.1 电基本振子

偶极子是一种经典的天线单元，而常用的  $\lambda/n$  的偶极子天线可以通过等效为多个无限小带电直导体微元即电基本振子进行分析<sup>[53]</sup>。这样的微元可以看作电量相等，符号相反，距离相近的两个电荷组成的电偶极子系统，经常作为线天线的基本分析单元。

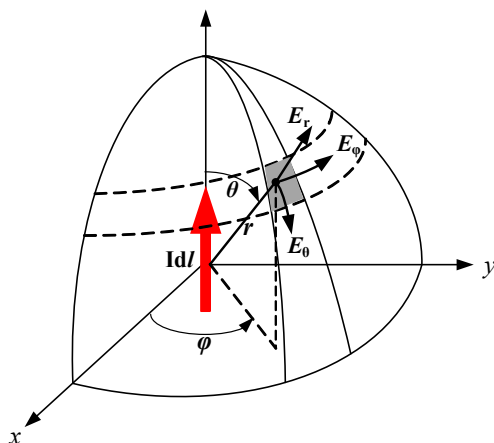


图 2.1 电基本振子分析模型

如图 2.1，一个长度为  $l$  ( $l \ll \lambda$ ) 的电偶极子单元放置在图示的坐标系中，电流方向与  $z$  轴一致。由麦克斯韦方程组，通过矢量磁位  $\mathbf{A}$  和矢量电位  $\mathbf{F}$  可以推得磁场  $\mathbf{H}$  和电场  $\mathbf{E}$  的分布，而要想求得  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{F}$ ，必须知道天线上的电流分布  $\mathbf{J}$  和磁流分布  $\mathbf{M}$ 。假设源点坐标为  $(x', y', z')$ ，上述电偶极子模型只含有电流，电流分布为：



$$\mathbf{I}(z') = \vec{a}_z I_0 \quad (2-1)$$

距离源点距离为  $r$  的任意观察点  $(x, y, z)$  的矢量磁位为:

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_c \mathbf{I}_e(x', y', z') e^{-jkr} dl' \quad (2-2)$$

将(2-1)代入 (2-2)可以得出:

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \vec{a}_z \frac{\mu I_0 l}{4\pi} e^{-jkr} \quad (2-3)$$

由直角坐标系和球坐标系转换公式可以得出上式对应球坐标系各分量:

$$A_r = A_z \cos \theta = \frac{\mu I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \quad (2-4a)$$

$$A_\theta = -A_z \sin \theta = -\frac{\mu I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2-4b)$$

$$A_\phi = 0 \quad (2-4c)$$

由矢量磁位  $\mathbf{A}$  与磁场强度  $\mathbf{H}$  的关系式:

$$\mathbf{H} = \vec{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right] \quad (2-5)$$

可以推出磁场强度球坐标系各分量:

$$H_r = H_\theta = 0 \quad (2-6a)$$

$$H_\phi = j \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2-6b)$$

由电场强度与磁场强度的关系  $\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega \epsilon} \nabla \times \mathbf{H}$  可得电场强度各分量:

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2-7a)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2-7b)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2-7c)$$

上述(2-7)式中电场的表达式较为复杂且与  $kr$  有关, 分别对近场区  $kr \ll 1$  和远场区  $kr \gg 1$  对上述公式进行简化分析。

$kr \ll 1$  天线辐射场为近场区, (2-6)与(2-7)中的电磁场一般表达式可以简化为:

$$E_r \approx -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{2\pi kr^3} \cos \theta \quad (2-8a)$$



$$E_{\theta} \approx -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi kr^3} \sin \theta \quad (2-8b)$$

$$E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2-8c)$$

$$H_{\phi} \approx \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r^2} \sin \theta \quad (2-8d)$$

从(2-8)中可以看出电场的两个分量时间相位相同，但是电场与磁场的相位正交，可以推出平均功率密度  $W_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = 0$ ，电磁能量相互振荡，无法辐射。

$kr \gg 1$  对应天线辐射远场区，经过简化后的电磁场表达式为：

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2-9a)$$

$$E_r \approx E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2-9b)$$

$$H_{\phi} \approx j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2-9c)$$

此时，电场与磁场的时间相位相同，且空间上正交，根据坡印亭定理<sup>[54]</sup>，天线的辐射方向指向  $r$ ，说明在远场区磁偶极子可以辐射出横电磁(TEM)波。因此电偶极子可以对远场区的观察点产生辐射，而一般天线的使用场景都是利用远场区辐射。

根据所得的远场区电场与磁场分布，可以推导出远场区某一球面的功率密度和辐射强度，进而可以绘制出电偶极子的辐射方向图，如图 2.2 所示，辐射方向图类似饼圈型， $z$  方向的辐射为 0，天线的最大辐射方向位于与电偶极子单元垂直的方向， $xoy$  面上呈现全向辐射。

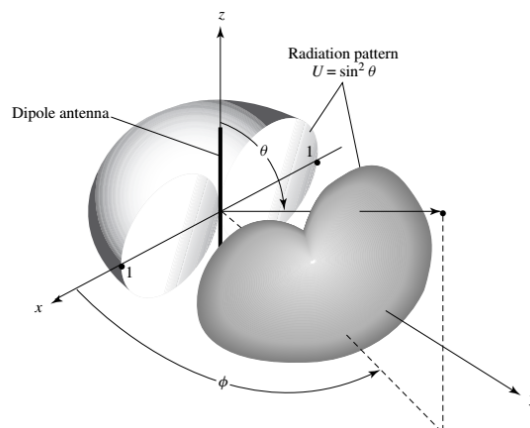


图 2.2 电偶极子辐射方向图

通过上述分析得到电偶极子微元的电磁场分布后，不难对常用的  $\lambda/n$  的偶极子天线进行分析， $n \leq 1$  时天线的辐射方向图呈现出相似的饼圈型，二维方向图如图 2.3 所示，天线的 E 面

方向图呈现“ $\infty$ ”形，H面方向图呈现“O”形。上述范围内，随着 $n$ 的变大，天线的3dB波束宽度逐渐减小，定向性逐渐增大，当 $n=1/2$ 时，天线的3dB波束宽度为 $78^\circ$ ，是最常用的半波偶极子天线。而当 $n \geq 1$ 时，辐射方向图会出现副瓣，并且随着 $n$ 的增大，副瓣的数量也会逐渐增加。

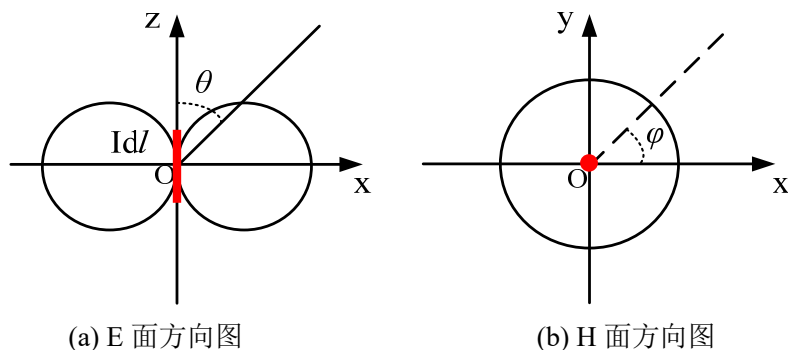


图 2.3  $\lambda/n$  ( $n \leq 1$ ) 偶极子天线二维辐射方向图

### 2.1.2 磁基本振子

磁基本振子分析方法与电基本振子单元类似，与电基本振子互补，磁基本振子微元上电流  $I_e$  为 0，存在磁流分布  $I_m$ 。但是由于现实生活中并不存在真正的磁单极子，因此常将一个半径为  $a$  载有电流大小为  $I_0$  的电流环来等效磁流源。如图 2.4 所示，该电流环圆心位于坐标系原点，电流环位于  $xoy$  平面，采用右手螺旋定理，四指转向与电流转向一致，大拇指方向即为磁流方向，通过放置上述的电流环等效为将长度同样为  $l$  的磁偶极子单元放置在如图所示的坐标系中。

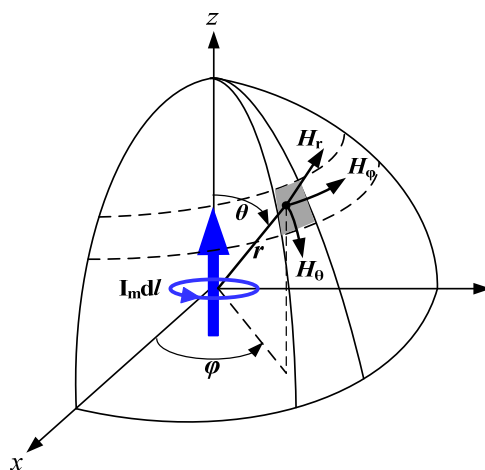


图 2.4 磁基本振子分析模型

同样的可以采取相同的方法分析出磁偶极子的电磁场分布图，为了简化分析，直接采用二重性<sup>[54]</sup>定理，可以快速得出磁偶极子电场和磁场分布：

$$E_r = E_\theta = H_\phi = 0 \quad (2-10a)$$

$$E_\phi = -j \frac{k I_m l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2-10b)$$

$$H_r = \frac{I_m l \cos \theta}{2\pi \eta r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2-10c)$$

$$H_\theta = j \frac{k I_m l \sin \theta}{4\pi \eta r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2-10d)$$

其中，磁偶极子的理想磁矩  $I_m l$  与电流环上电流分布关系如下：

$$P_m = I_m l = jS\omega\mu I_0 = j\pi a^2 \cdot k\eta \cdot I_0 \quad (2-11)$$

将上述理想磁矩的表达式代入式(2-10)中，可以推出：

$$E_r = E_\theta = H_\phi = 0 \quad (2-12a)$$

$$E_\phi = \eta \frac{(ka)^2 I_0 \sin \theta}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2-12b)$$

$$H_r = j \frac{ka^2 I_0 \cos \theta}{2r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2-12c)$$

$$H_\theta = -\frac{(ka)^2 I_0 \sin \theta}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2-12d)$$

同样地，上述(2-12)式中电场的表达式较为复杂且与  $kr$  有关，由于根据  $kr$  的大小可以进行场区的划分，下面分别就近场区  $kr \ll 1$  和远场区  $kr \gg 1$  对上述公式进行简化分析。首先对于  $kr \ll 1$  近场区进行分析，经过简化后的电磁场分布为：

$$E_r = E_\theta = H_\phi = 0 \quad (2-13a)$$

$$E_\phi \approx -j \frac{a^2 k I_0 e^{-jkr}}{4r^2} \sin \theta \quad (2-13b)$$

$$H_r \approx \frac{a^2 I_0 e^{-jkr}}{2r^3} \cos \theta \quad (2-13c)$$

$$H_\theta \approx \frac{a^2 I_0 e^{-jkr}}{4r^3} \sin \theta \quad (2-13d)$$

由上式可以看出电场与磁场的时间相位正交，平均功率密度  $W_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = 0$ ，故在

近场区电磁能量相互振荡，无法辐射。

对于远场区  $kr \gg 1$ ，简化后的表达式为：

$$E_{\phi} \approx \eta \frac{(ka)^2 I_0 e^{-jkr}}{4r} \sin \theta \quad (2-14a)$$

$$H_{\theta} \approx -\frac{(ka)^2 I_0 e^{-jkr}}{4r} \sin \theta \quad (2-14b)$$

$$H_r \approx H_{\theta} = E_r = E_{\theta} = 0 \quad (2-14c)$$

此时电场和磁场空间相位相同，同时时间相位也相同，根据坡印亭定理，天线的辐射方向指向  $r$ ，说明在远场区磁基本振子可以辐射出横电磁(TEM)波。同时对比在远场区磁基本振子和电基本振子的电磁场分布，具有十分相似的形式。

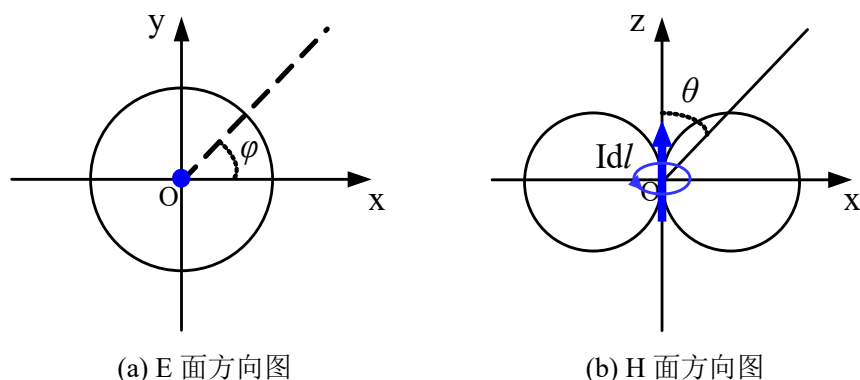


图 2.5 磁偶极子二维辐射方向图

通过磁基本振子电磁场分布进一步推算出磁偶极子的辐射方向图，其二维形式如图 2.5 所示。天线 E 面方向图呈现“O”形，H 面方向图呈现“∞”形，与电偶极子恰好相反。但是在三维坐标系中辐射方向图与电偶极子相同，同样呈现饼圈型， $z$  方向的辐射为 0，天线的最大辐射方向位于与电偶极子单元垂直的方向， $xoy$  面上呈现全向辐射。由于两种振子空间上辐射方向图形状一致，方向函数相同，在此基础上衍生出了众多电磁互补结构的天线。

## 2.2 磁电混合双极化天线设计理论与方法

### 2.2.1 天线极化理论分析

极化作为天线的重要指标之一，其定义是在最大辐射方向上电磁波电场矢量末端随时间变化的轨迹。当发射天线与接收天线极化方向一致才能实现信号之间良好的传输(极化匹配)，否则即为极化失配。假设天线最大辐射方向为  $z$ ，图 2.6 给出了电磁波电场矢量运动轨迹在与最大辐射方向垂直的平面  $xoy$  面上的投影的四种形式，即四种不同的极化方式。

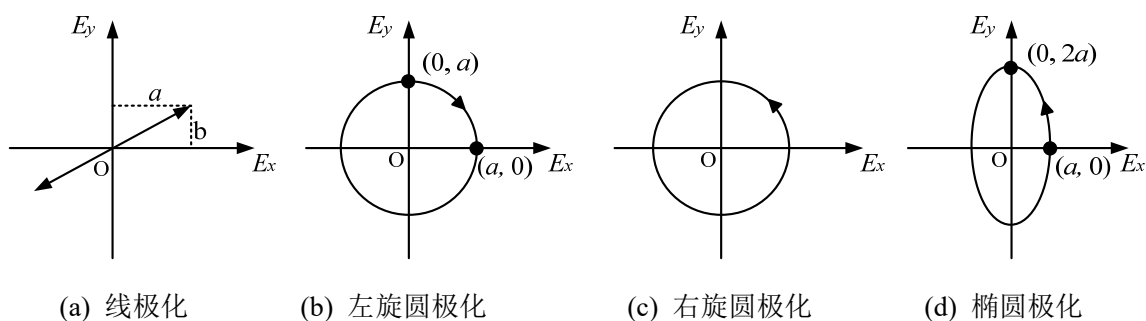


图 2.6 电磁波电场矢量运动轨迹

线极化是指电场矢量末端在固定的最大传播方向  $z$  上某一点随时间变化的轨迹为一条线，如图(a)所示的运动轨迹是一条直线，因此极化方式为线极化，电场表达式为：

$$\vec{E} = (\vec{e}_x a + \vec{e}_y b) \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-15)$$

根据线极化方向的不同，还可以分为垂直极化和水平极化，当图中的直线轨迹平行地面时即为水平极化波，垂直地面时即为垂直极化波，电场表达式分别为：

$$\vec{E} = \vec{e}_x E_1 \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-16)$$

$$E = \vec{e}_y E_2 \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-17)$$

图(b)和(c)分别对应两种方向不同的圆极化波，此时电场矢量末端运动轨迹为一个圆，当四指转动方向与电场矢量末端轨迹运动方向一致时，左手大拇指的方向与天线最大辐射方向  $(+z)$  一致，此时为左旋圆极化，如图(b)所示；反之当右手大拇指与最大辐射方向一致时为右旋圆极化波，如图(c)所示。

如图(d)所示，电场矢量末端随时间运动变化轨迹为椭圆形，此时为椭圆极化波。在任意时刻  $t$ ，电场矢量可以分解为  $x$  和  $y$  方向上的两个线极化的分量，幅度分别对应  $E_1$  和  $E_2$ ，相位差为  $\delta$ ，则两个分量表示式为：

$$E_x = E_1 \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-18)$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta) \quad (2-19)$$

由上述分量可得总的电场矢量为：

$$\vec{E} = \vec{e}_x E_1 \sin(\omega t - \beta z) + \vec{e}_y E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta) \quad (2-20)$$

简化表达取  $z=0$  时(2-18)，(2-19)，(2-20)变为：

$$E_x = E_1 \sin(\omega t) \quad (2-21)$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t + \delta) \quad (2-22)$$

$$\vec{E} = \vec{e}_x E_1 \sin(\omega t) + \vec{e}_y E_2 \sin(\omega t + \delta) \quad (2-23)$$

由(2-21)可得:

$$\sin(\omega t) = \frac{E_x}{E_1} \quad (2-24)$$

$$\cos(\omega t) = \sqrt{1 - \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2} \quad (2-25)$$

将(2-24), (2-25)代入(2-23)中, 得到椭圆极化电场表达式

$$aE_x^2 - bE_xE_y + cE_y^2 = 1 \quad (2-26)$$

其中参数 a, b, c 分别为

$$a = \frac{1}{E_1^2 \sin^2 \delta}, \quad b = \frac{2 \cos \delta}{E_1 E_2 \sin^2 \delta}, \quad c = \frac{1}{E_2^2 \sin^2 \delta} \quad (2-27)$$

由式椭圆极化表达式(2-11)可以看出, 当 x 和 y 方向上的幅度  $E_1$  和  $E_2$  有一项为 0 时, 此时为线极化波; 但  $E_1=E_2$  且相位差  $\delta=\pm 90^\circ$  时, 为圆极化波。因此上述的线极化和圆极化都是椭圆极化的特殊表现形式。

从上述对天线极化方向的分析中, 通过辐射电场分布可以判断天线的极化, 而电场由电流产生, 因此通过观察天线的表面电流矢量分布可以判断天线的极化方向。天线的极化纯度为主极化与交叉极化之比, 是判断多极化天线极化性能的重要指标, 例如对于线极化来说, 当天线主极化是垂直极化时, 水平极化就是天线的交叉极化, 交叉极化越低对天线辐射性能的影响越小, 天线的抗干扰能力越强。

## 2.2.2 磁电混合结构互补天线关键技术

由于电偶极子和磁偶极子的三维辐射方向图形状一致, E 面和 H 面辐射方向图互换, 出现了许多基于上述两种基本单元的磁电互补结构天线。根据两种磁电振子类天线的摆放位置以及源相位的不同可以实现不同性能的天线。第一种是电偶极子和磁偶极子正交放置, 此时两种天线单元之间相互解耦, 总的远场区电场分布可以通过两个单元独立存在时的电场分布叠加获得<sup>[55]</sup>。此时不同的源相位可以得到不同的辐射性能。当两者之间相位差  $\delta$  为  $180^\circ$  时, 总的辐射方向图呈现定向辐射的心形辐射方向图; 当  $\delta$  逐渐从  $180^\circ$  变化到  $90^\circ$  时, 天线的辐射方向图的后向辐射逐渐增大; 当  $\delta=90^\circ$  时, 辐射方向图呈现出准各向同性, 同时在电磁

偶极子平面上呈现出 3dB 的不圆度。

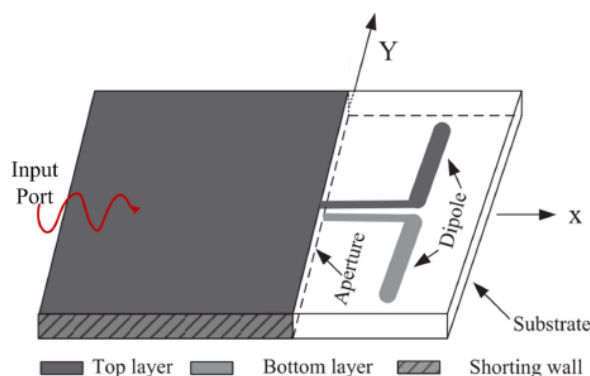


图 2.7 文献[56]中的低剖面端射圆极化天线模型

第二种是两种单元重合放置，最常见的是基于磁电混合结构的圆极化天线。根据上述极化理论分析，两个幅度相同，相位相差  $90^\circ$ ，方向垂直的线极化电场分量可以形成圆极化波，而当电场幅度相同的电偶极子和磁偶极子重合放置时，由于远场区电场空间相位正交，两者时间相位差为  $90^\circ$  时，就可以形成圆极化波。国内将这种技术巧妙地应用在了 RFID 上<sup>[56]</sup>，结构如图 2.7 所示，实现了端射圆极化波。将基片集成波导组成的缝隙天线单元作为定向辐射磁振子，印制偶极子作为电振子，两者之间通过连接电长度为  $90^\circ$  的双面平行带线传输线，实现  $90^\circ$  的相位差，实现了低剖面定向辐射圆极化的性能。

进一步地，根据电磁偶极子的电场分布可以分析出，当两种单元重合放置且相位差为 0 时，可以形成两个方向上的线极化波。因此当两种单元垂直地面相互平行摆放时，电偶极子辐射出垂直极化波，磁偶极子辐射出水平极化波，可以通过两个不同的激励端口实现水平极化和垂直的双极化性能。现实中的磁振子天线有电流环，波导缝隙，微带缝隙等形式，现实中的电振子有偶极子，单极子等形式，利用磁天线等效的磁振子与电振子平行同向放置，对两种天线单元结构进行合理设计，通过正交的激励电流分别对两种单元馈电就可以实现极化正交的双极化天线。同时，结构紧凑，高隔离度与高极化纯度是设计磁电互补型双极化天线的方向，因此如何巧妙地对结构进行设计是需要考虑的问题。

## 2.3 振子类频率无关天线理论分析

### 2.3.1 频率无关天线

实现超宽带天线的方法有多种，其中非频变天线因结构具有周期性，在频带内天线的阻抗特性和辐射性能显示出一定的频率无关特性，因此常用于实现超过多个倍频程的带宽。

Rumsey 和 Elliot 就频率无关天线的结构性分析进行了总结和归纳<sup>[57,58]</sup>。放置在球坐标系中且终端位于原点的天线表面（体天线）或者边界（面天线）可以用下式表示：

$$r = F(\theta, \phi) \quad (2-28)$$

假设工作频率缩小为原来的  $K$  倍，则天线的增大为原来的  $K$  倍，经过推导得出，缩放后的新的天线的表达式为：

$$r' = KF(\theta, \phi) \quad (2-29)$$

缩放后的新的天线若要和原天线的表达式一致，则可以视为原天线在  $\phi$  方向旋转了一定角度  $C$ ，而  $\theta$  方向保持不变，经过上述两个天线表达式的推导最终可得频率无关天线的结构表达式为：

$$r = e^{a\phi} f(\theta) \quad (2-30)$$

其中

$$a = \frac{1}{K} \frac{dK}{dC} \quad (2-31)$$

从上式可以发现频率无关天线的结构只与某个角度  $C$  有关。符合上述表达式的结构有平面等角螺旋，圆锥螺旋和无限长双锥天线等，因此这些结构的天线也是经典的频率无关天线。

### 2.3.2 对数周期振子类天线

相较无限长双锥天线等结构连续的非频变天线，结构离散的对数周期振子类天线是一种应用广泛的准非频变天线。其中最经典的结构为对数周期偶极子天线，如图 2.8 所示，结构上由一系列相邻的符合对数周期规律变化的偶极子振子构成，各振子单元对应工作频带内的一系列离散的谐振频率，在振子的 E 面上按照对数周期规律排列。虽然天线结构还与振子间的比例系数有关，但当偶极子振子排列无限密时可以看作是连续的非频变天线，仅由天线结构的张角  $\alpha$  决定，是准频率无关天线<sup>[54]</sup>。

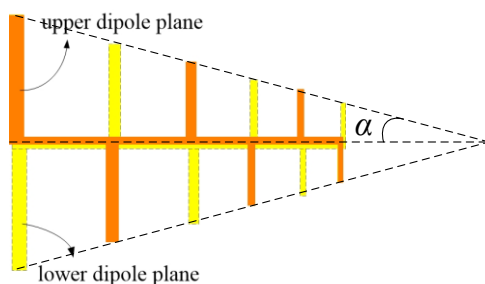


图 2.8 平面对数周期偶极子天线



### (1) 宽带性能

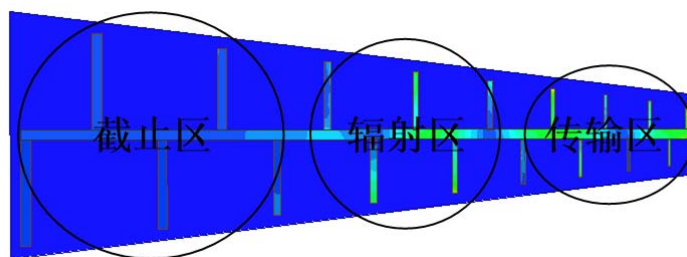


图 2.9 平面对数周期偶极子天线不同区域电流分布

根据天线工作时不同区域的状态可以将对数周期偶极子天线的结构分为三个区域，辐射区，截止区和传输区。随着工作频率的增大，即随着工作波长减小，天线的工作区从长振子往短振子方向移动。参与辐射的振子即工作区振子，其谐振频率接近半波长，偶极子的阻抗呈现纯电阻的状态，此时振子的电流最大，辐射能力最强，这一部分称为有效辐射区。谐振频率比辐射区域工作频率更高的振子区域，由于振子长度小于二分之一工作波长，因此偶极子单元呈现容抗，此时振子的电流较小，参与辐射较小，只起到能量传输的作用，这一部分区域称为传输区。而对于谐振频率比辐射区域工作频率更低的振子区域，这一部分的振子长度大于二分之一工作波长，此时偶极子振子呈现感抗，偶极子单元的电流很小，同时能量大部分在有效辐射区辐射出去，这一部分区域的振子能量十分微弱，故这一部分区域称为截止区。

### (2) 端射性能

对数周期天线辐射区内若干偶振子的工作形式类似八木引向天线，故除了上述的超宽带性能之外，天线还呈现出良好的端射性能。由于对数周期天线在对应工作频率处的参与辐射的振子数只占总数的一部分，故天线的增益小于同等振子数的八木天线，处于中等增益水平。从端射阵列的角度考虑，工作区域的偶极子振子单元符合一定的相位分布条件，才可以实现天线的端射性能。以各向同性二元阵为例，当两个阵元的相位相差  $180^\circ$  时，天线的辐射方向呈现出端射性能，最大辐射方向朝着相位滞后的阵元方向。因此为了实现天线的端射性能，需要在相邻振子间引入反相。基于 2.2 节中关于电偶极子的分析可知，电偶极子天线的辐射方向图在 E 面呈现具有一定的方向性，而 H 面不具有方向性，所以基于电偶极子振子的对数周期天线 E 面的波束宽度比 H 面要窄。

除了半波长偶极子作基本振子外，还可以采用别的形式的基本振子或磁基本振子，对结构进行合理设计，振子间变化同样符合对数周期规律，也可以获得类似的宽带性能和端射性能。

## 2.4 本章小结

本章从基本电磁振子单元的工作原理开始分析，通过天线极化理论的分析，对电磁互补型天线多极化的关键技术进行了总结，然后对频率无关天线的结构进行了分析，对多个电基本振子构成的对数周期振子类天线的理论进行了总结，为下一步新型电磁互补型双极化天线和后向辐射平面对数周期单极子天线的设计提供了理论基础。

### 第三章 磁电互补结构平面双极化天线设计

在无线通信系统中双极化天线得到了广泛的应用，双极化天线能够实现有效的分集，从而可以对抗由于多径衰落引起的通信质量的下降，提高信道容量，可在 MIMO 系统中作为发射天线或接收天线。本章设计了两种结构的磁电互补型双极化天线，第一种是平面单极子和全槽(二分之一波长封闭缝隙)结构的双极化天线，平面单极子和全槽天线单元具有相互正交的极化方向，通过不同的激励方式，天线可以辐射出不同方向上的极化波，偶模馈电单极子单元工作时天线的阻抗带宽为 1.98-2.79 GHz，奇模馈电全槽单元工作时天线的阻抗带宽为 2.21-2.84 GHz。同时利用互补屏原理，平面单极子和半槽（四分之一波长半开放槽）结构的 天线也可以获得相似的性能，同时可以进一步减小天线的体积，第二种结构下偶模馈电时天线的阻抗带宽为 1.41-3.46 GHz，奇模馈电半槽单元工作时阻抗带宽为 1.80-2.91 GHz。上述两种双极化天线结构简单，具有剖面低、重量轻的特性，易于加工制作，同时具有较高的设计灵活性。

#### 3.1 平面单极子和全槽结构的双极化天线

##### 3.1.1 天线的基本结构

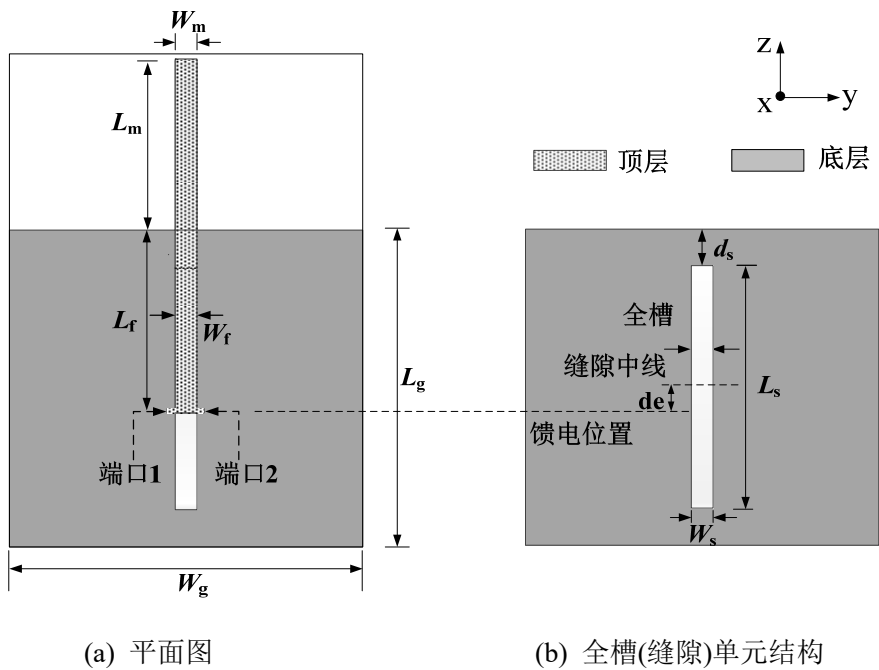


图 3.1 天线基本结构

结合平面单极子垂直极化和缝隙天线水平极化的极化特性，通过在介质基板的上下表面

分别设置单极子辐射振子和金属地板共同形成平面单极子天线单元，通过在平面单极子的金属地板上开设缝隙形成缝隙天线单元。利用这两种天线单元极化正交的特性，通过不同的馈电模式，实现同一频段上的两种不同方向的线极化波。当馈电路径通过两个馈电端口进行偶模馈电时，平面单极子天线单元工作并辐射出垂直极化波，当馈电路径通过两个馈电端口进行奇模馈电时，缝隙天线单元工作并辐射出水平极化波。平面单极子天线单元和缝隙天线单元都具有剖面低，重量轻，易于加工的特点，因此，由上述两种天线单元构成的双极化天线也具有结构简单、体积小巧、易于加工制作的优点。

天线的设计流程如图 3.2 所示，首先是天线的基本辐射结构设计，从缝隙单元的长度入手，通过工作频率来确定缝隙单元的谐振长度，由于金属地板的长度取决于单元缝隙的长度，接着确定金属地板的长度保证缝隙正常工作，平面单极子单元结构由金属地板和单极子振子组成，通过对振子的尺寸进行调整使得单极子单元工作在所需的频率，考虑到金属地板带来的边界效应，为了减小单极子工作时的交叉极化，金属地板上缘两端距离振子中心大约为四分之一波长，最终确定天线的基本辐射结构。要想实现两种天线单元的正常工作的，需要通过二端口馈电，保证两种模式下端口输入阻抗一致，首先确定单极子单元的输入阻抗，接着通过偏馈调整缝隙单元输入阻抗，最后通过调整连接两个单元输入端口的传输线的尺寸，实现实际的馈电二端口在两种模式下阻抗一致。

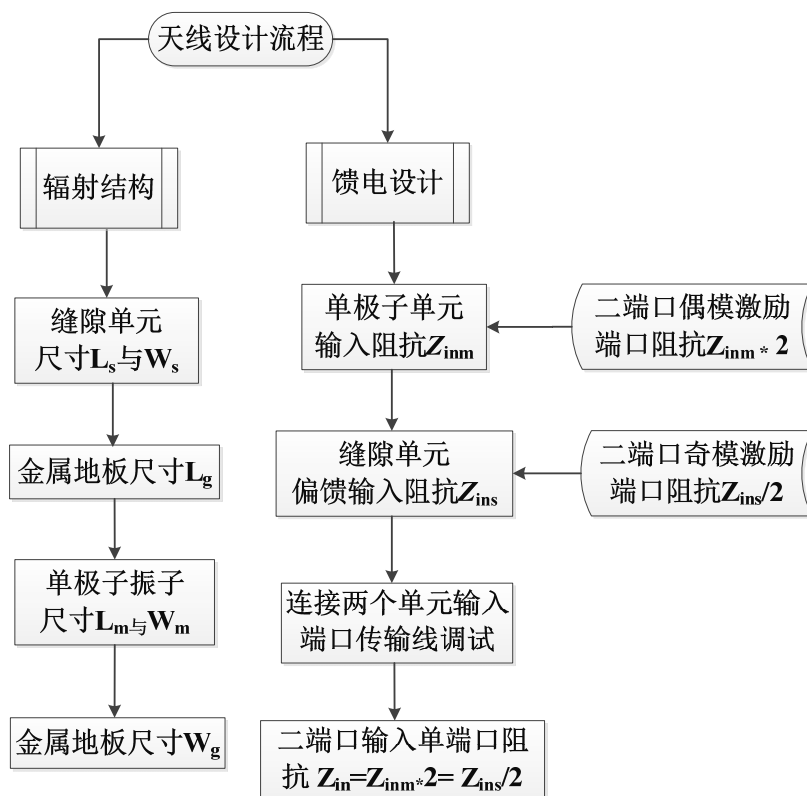


图 3.2 天线设计流程

### 3.1.2 重要参数及双端口阻抗分析

#### (1) 缝隙单元尺寸

本文设计的双极化天线采用介电常数  $\epsilon_r$  为 4.4 的 FR4 介质基板, 损耗角正切为 0.02, 高度为 1mm。介质基板下层的金属地板上所开缝隙为半个波导波长( $\lambda_g$ ), 波导波长与自由空间波长的关系如下<sup>[2]</sup>:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3-1)$$

$$\epsilon_{re} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (3-2)$$

本次设计的双极化天线工作在 2.4GHz, 根据上述公式得出缝隙长度约为 40mm。缝隙两端距离金属地板边缘的距离为  $d_s$ , 金属地板长度  $L_g = L_s + 2d_s$ , 考虑到缝隙的正常工作, 缝隙的末端距离金属地板边缘不能过近, 这里取  $d_s = 4\text{mm}$ 。缝隙天线的阻抗特性随缝隙长度的变化如图 3.3 所示, 随着缝隙长度的增大, 天线的谐振点 ( $\text{im}=0$  对应的频点) 逐渐往低频移动, 同时对对应谐振点的输入阻抗逐渐增大。根据仿真调试, 实际取缝隙长度为  $L_s = 42\text{mm}$ , 则有  $L_g = 50\text{mm}$ , 此时缝隙天线单元的谐振点在 2.4GHz, 中心馈电时输入阻抗为  $300\Omega$ 。

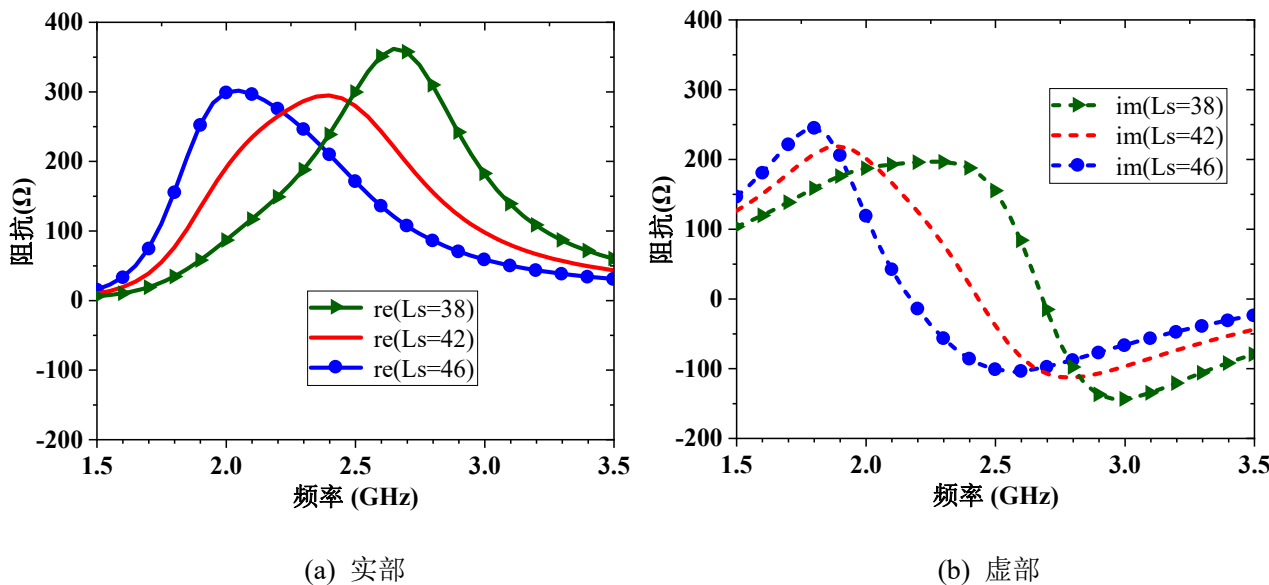


图 3.3 缝隙天线单元阻抗特性

#### (2) 平面单极子振子尺寸

确定了金属地板的结构后, 对单极子天线的结构进行仿真, 平面单极子的工作频率受到振子长度的影响, 与振子垂直地板结构的单极子有着相似的变化趋势。振子的对应长度约为工作波长的四分之一, 由于受到介质基板和金属地板的影响, 需要对振子的长度进行调试。

如图 3.4 所示,随着振子长度在一定范围内增大,谐振点( $im=0$  对应的频点)逐渐往低频移动,即平面单极子的工作频率随着振子的缩短而升高,对应的输入阻抗逐渐降低。天线工作频率为 2.4GHz,经过仿真调试,确定振子的长度  $L_m=27\text{mm}$ ,此时单极子天线单元的输入阻抗为  $50\Omega$ 。考虑到金属地板带来的边界效应,为了减小交叉极化,金属地板上缘两端距离振子中心大约为四分之一波长,由于平面单极子的长度也约为四分之一波长,故金属地板的长度取值为 54mm。

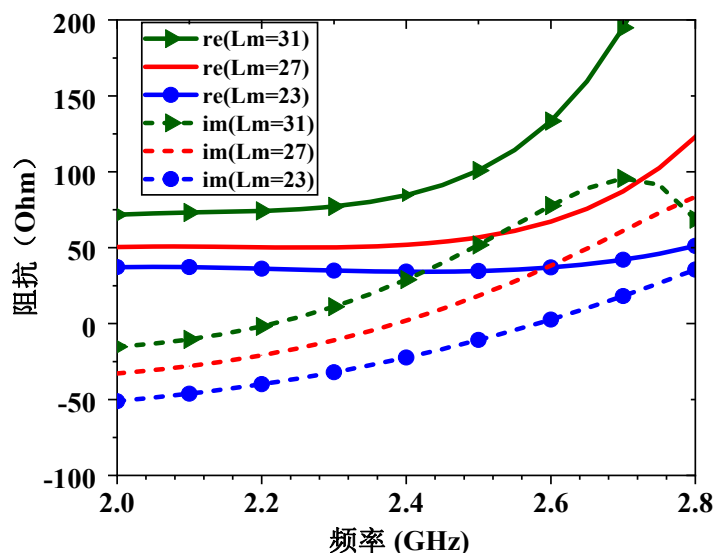


图 3.4 平面单极子阻抗特性

### (3) 馈电位置

缝隙天线的阻抗与馈电点位置有关,考虑到缝隙天线的奇模馈电,两个馈电端口需要跨接在缝隙的两端。而单极子单元的输入阻抗较为固定,通过振子末端与馈电端口之间加载阻抗变换段馈线进行阻抗匹配,从而实现两种天线单元工作时相同的输入阻抗。假设单极子天线单元的输入阻抗为  $Z_{inm}$ ,缝隙天线单元的输入阻抗为  $Z_{ins}$ 。由于平面单极子通过偶模激励,根据磁壁等效原理,双端口馈电时每个端口的输入阻抗为  $Z_{inm} * 2$ ;而缝隙天线单元通过奇模激励,根据电壁等效原理,缝隙天线单元的双端口下每个端口的输入阻抗为  $Z_{ins}/2$ 。为了在公用两个馈电端口的情况下保证两种天线单元的正常工作,需要对两个天线单元的输入阻抗进行调整,使得馈电端口看过去的输入阻抗一致,即  $Z_{inm} * 2 = Z_{ins}/2$ 。后期再通过匹配网络将每个端口匹配至  $50\Omega$ 。

由平面单极子阻抗特性的仿真分析,已经确定本设计中单极子单元的输入阻抗为  $50\Omega$ 。缝隙天线的阻抗特性不仅与缝隙的长度有关,还与馈电点的位置有关。如图 3.5 所示,  $d_e$  为馈电点距离缝隙中心点的距离,当  $d_e=0\text{mm}$  时,馈电点位于缝隙的中心位置,在 2.4GHz 工作频率输入天线的阻抗最大,为  $300\Omega$ 。随着馈电位置从缝隙的中心位置往两边移动时,天线的

输入阻抗逐渐变小，故采用偏馈的方式以减小缝隙的输入阻抗。天线的谐振频率几乎不受馈电点位置的影响，如图所示谐振点在 2.4GHz 附近只有细微的偏移，因此缝隙天线单元的谐振频点主要受长度的影响，输入阻抗受到馈电点位置的影响。

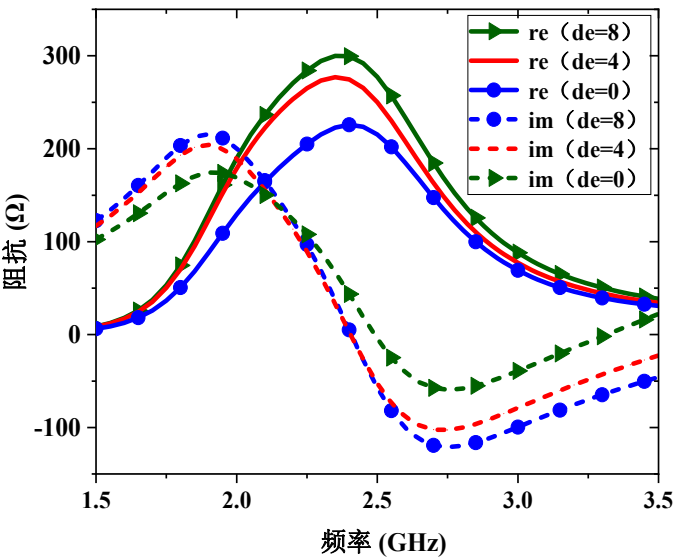


图 3.5 馈电位置对缝隙输入阻抗的影响

(4) 传输线尺寸

由上述对平面单极子和缝隙天线单元阻抗特性的分析可知，偶模馈电时每个端口的输入阻抗为  $Z_{imm} \cdot 2 = 100\Omega$ ，奇模馈电时每个端口的输入阻抗为  $Z_{ins}/2$  为  $100\Omega$  量级。通过在单极子的振子与地板连接处和缝隙单元偏馈的馈电点之间加载一段传输线，实现两个模式下端口输入阻抗的一致性。由于金属地板开缝，导致这条具有一定阻抗变换功能的传输线并不是理想的微带传输线，需要对传输线的长度和宽度进行调试。同时传输线的长度决定了馈电点的位置，通过仿真对传输线的宽度和长度进行微调，最终确定天线的基本结构。传输线的长度  $L_f$  为 21mm，宽度  $W_f$  为 2mm，此时两种模式下两个馈电端口的输入阻抗均为  $130\Omega$ 。经过调试上述结构天线尺寸参数如表 3.1 所示。

表 3.1 天线基本结构尺寸参数

参数	数值(mm)	参数	数值(mm)
$L_s$	42	$L_m$	27
$W_s$	2.5	$W_m$	2
$L_g$	50	$L_f$	21
$W_g$	54	$W_f$	2
$d_s$	4	de	4



### (5) 驻波及表面电流仿真结果

最终仿真的回波损耗如图 3.6 所示, 偶模馈电模式下, 天线的中心频率为 2.4 GHz, 在端口阻抗为  $130\Omega$  的条件下, 天线的-10dB 阻抗带宽为 30% (2.0 GHz-2.75 GHz); 奇模馈电模式下, 天线的-10dB 阻抗带宽为 22% (2.21GHz-2.75 GHz)。

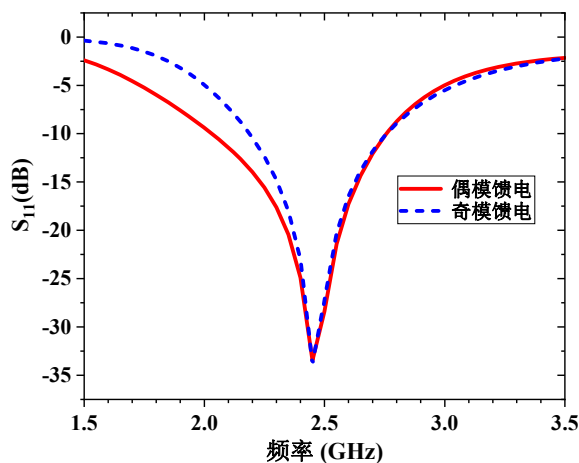


图 3.6 两种模式下天线的回波损耗

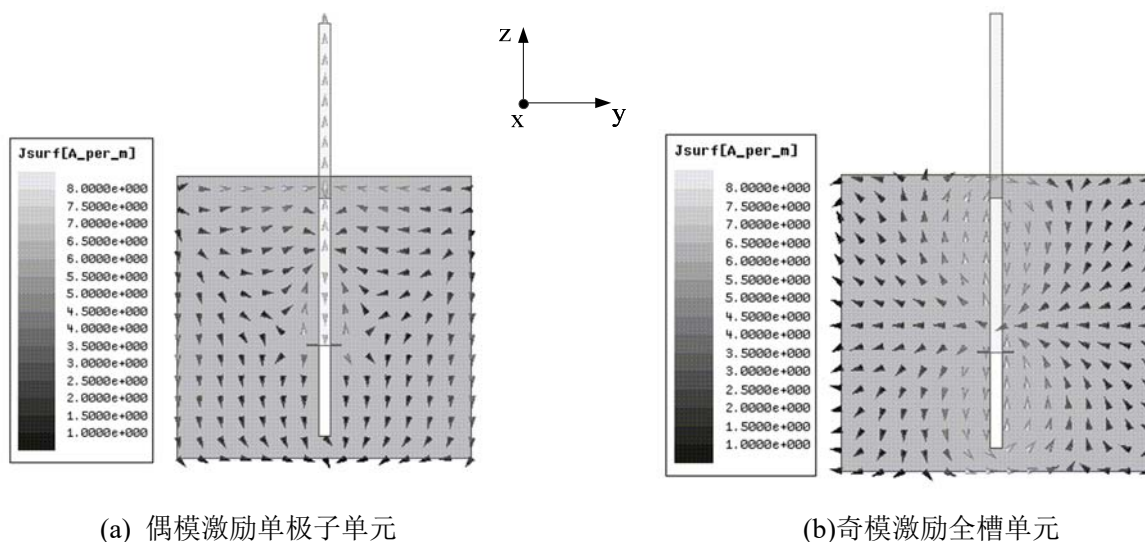


图 3.7 两种模式下的电流分布

天线辐射的极化方向与天线的表面电流一致, 图 3.7 是双端口分别给出了 2.4GHz 下同相馈电和反相馈电时的天线表面电流矢量分布, 从图中可以在偶模激励条件下, 天线的表面电流分布左右对称且同相, 此时单极子振子的电流较大, 缝隙周围电流较小, 此时单极子正常工作, 可以辐射出垂直极化波; 在奇模激励条件下, 天线的电流分布左右呈现反相的趋势, 此时缝隙周围电流较大, 单极子振子上电流较小, 此时全槽正常工作, 可以辐射出水平极化波。同时由于缝隙两端距离地板上下边缘的距离较小, 故地板上下缘靠近槽两端的电流分布较大。



### 3.1.3 端口二阶阻抗变换

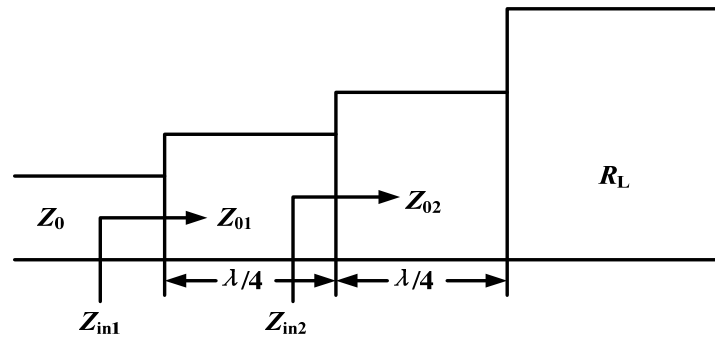


图 3.8 二阶四分之一波长阻抗变换器

通过调整连接单极子馈电点到缝隙馈电点的传输线，实现两个馈电端口的输入阻抗均为  $130\Omega$ ，为了实现  $50\Omega$  的阻抗匹配，需要通过四分之一波长微带传输线实现阻抗变换。一阶四分之一波长阻抗变换器的带宽约为 20%，上述实现的单极子和缝隙结构的双极化天线两种模式下的带宽均超过 20%，为了保证阻抗匹配不影响天线的阻抗特性，采用两阶的阻抗变换器。负载阻抗至输入阻抗呈阶梯性变化，阻抗变换网络如图 3.8 所示。各节阻抗的关系如下：

$$Z_{in1} = \frac{Z_{01}^2}{Z_{in2}} = Z_0 \quad (3-3)$$

$$Z_{in2} = \frac{Z_{02}^2}{R_L} \quad (3-4)$$

$$Z_{01}^2 \sqrt{R_L} = Z_{02} \sqrt{R_L} \quad (3-5)$$

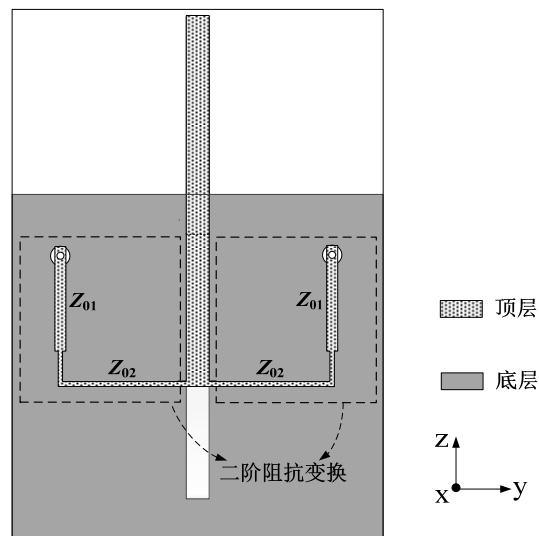


图 3.9 添加匹配段的天线结构

已知  $R_L=130\Omega$ ， $Z_0=50\Omega$ ，由上述计算出二阶阻抗变换器的阻抗分别为  $Z_{01}=69\Omega$ ， $Z_{02}=95\Omega$ 。

添加二阶阻抗变换段的天线结构如图 3.9 所示。由于金属地板对天线尤其是单极子单元有一定的影响,故馈电端口采用如图所示的同轴背馈式设计,利用地板隔绝金属 SMA 接头的影响。阻抗变换前后的天线回波损耗仿真结果如图 3.10 所示,阻抗变换后,在端口阻抗均为  $50\Omega$  的条件下,偶模馈电时天线的-10dB 阻抗带宽为 30% (2.08 GHz-2.80 GHz);奇模馈电模式时天线的-10dB 阻抗带宽为 25% (2.18GHz-2.80 GHz)。从图中可以看出阻抗变换前后天线的-10dB 阻抗带宽具有较好的一致性。阻抗匹配技术不破坏谐振器本身的辐射结构,因此在添加了额外的匹配网络之后,不会使天线的辐射方向图产生明显的变化<sup>[59]</sup>。

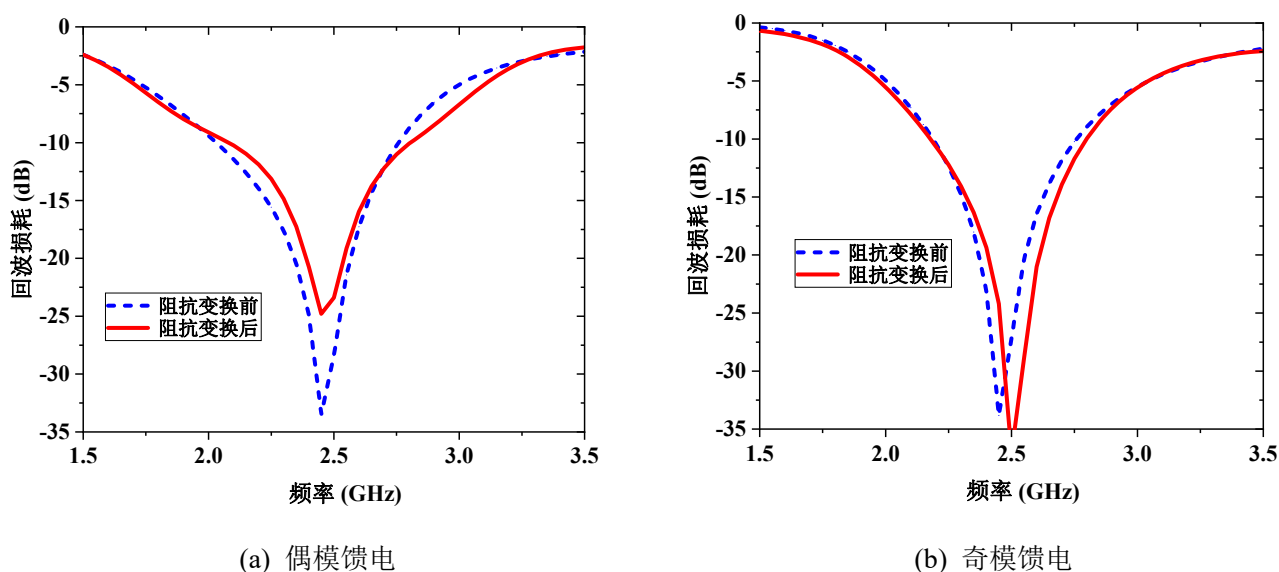


图 3.10 阻抗变换前后天线两种模式下的回波损耗

### 3.1.4 双面平行带线物理反相宽带混合环设计

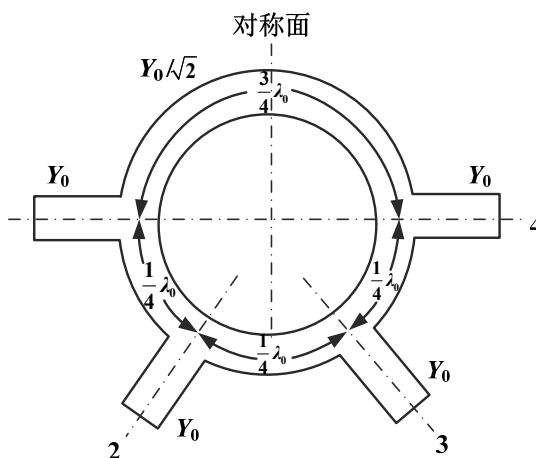


图 3.11 经典环形耦合器

为了实现天线在两种激励模式下的正常工作,测试天线在两种模式下的辐射性能,需要

通过对两个馈电端口进行同相和反相馈电。传统的环形耦合器可以实现一定带宽的奇偶模馈电，结构如图 3.11 所示。1 端口和 3 端口为输入端口，2 端口和 4 端口为输出端口，当馈电信号从 1 端口输入时，经过相同的四分之一波长路径从 2 和 4 端口输出，为同相输出，端口平分输入功率。当馈电信号从 2 端口输入时，经过四分之三波长路径从 2 端口输出，经过四分之一波长从 4 端口输出，此时两个输出端口相差  $180^\circ$ ，反相输出。因此经典的  $180^\circ$  环形耦合器可以实现单一频点或窄带范围内的差模和共模信号输出。

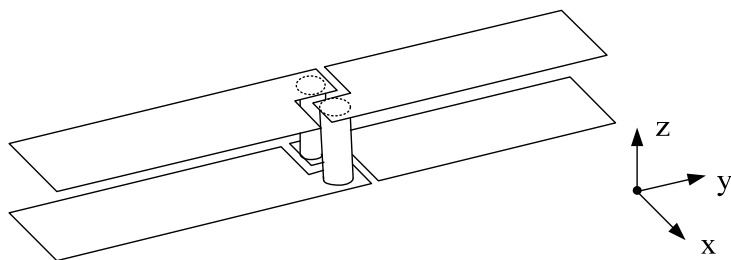
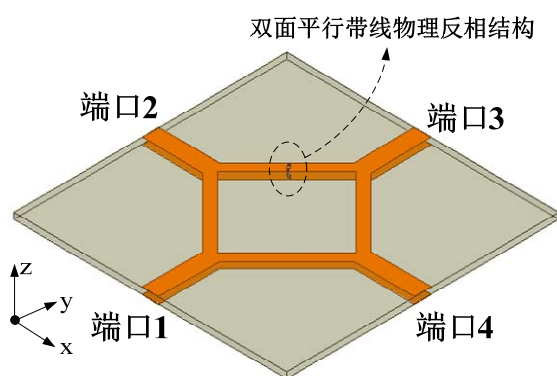
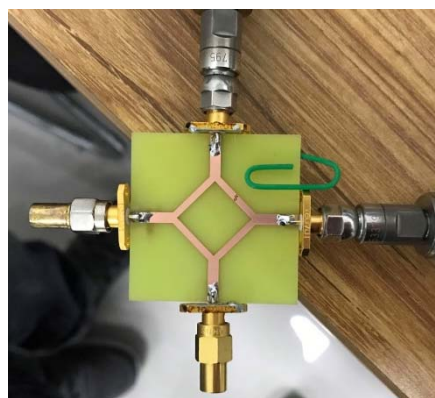


图 3.12 双面平行带线物理反相“拧结”结构

上述结构 2 端口至 3 端口的  $270^\circ$  的传输路径限制了耦合器的带宽，目前已经有人提出了基于该结构的宽带环形耦合器。在文献[60]中，作者设计了一款宽带滤波器，采用了基于双面平行带线(DSPSL)的物理反相结构，如图 3.12 所示。同样对于经典混合环结构，通过采用 DSPSL 的传输线结构，将四分之三波长的传输线设计为四分之一波长传输线加上物理反相结构。将原有的  $180^\circ$  相移通过半波长传输线实现改为由物理反相结构实现，该结构不受频率的限制，可以实现宽频带上的反相作用，从而实现宽频带性能的环形耦合器。



(a)结构示意图



(b)实物图

图 3.13 宽带环形耦合器

参考这样的思路，设计了一款宽带的环形耦合器用于对平面单极子和全槽结构的双极化天线进行奇偶模馈电，如图 3.13 所示。通过矢量网络分析仪进行了四端口 S 参数测试，测试

结果如图 3.14 所示, 在 1.5-3.5 GHz 内两输入端口具有较好的回波损耗, 同时两个输入端口的隔离低于-20dB, 1 端口输入时, 在输出端口 2 和 4 具有良好的幅度平衡。但是由于信号从端口 3 输入时, 经过端口 2 和 4 输出, 由于端口 3 和 2 之间与端口 3 和 4 之间的传输线结构不严格对称, 端口 3 的物理反相结构带来一定的不连续性影响, 导致端口 3 输入时的二端口输出在频带内存在一定的幅度不平衡。

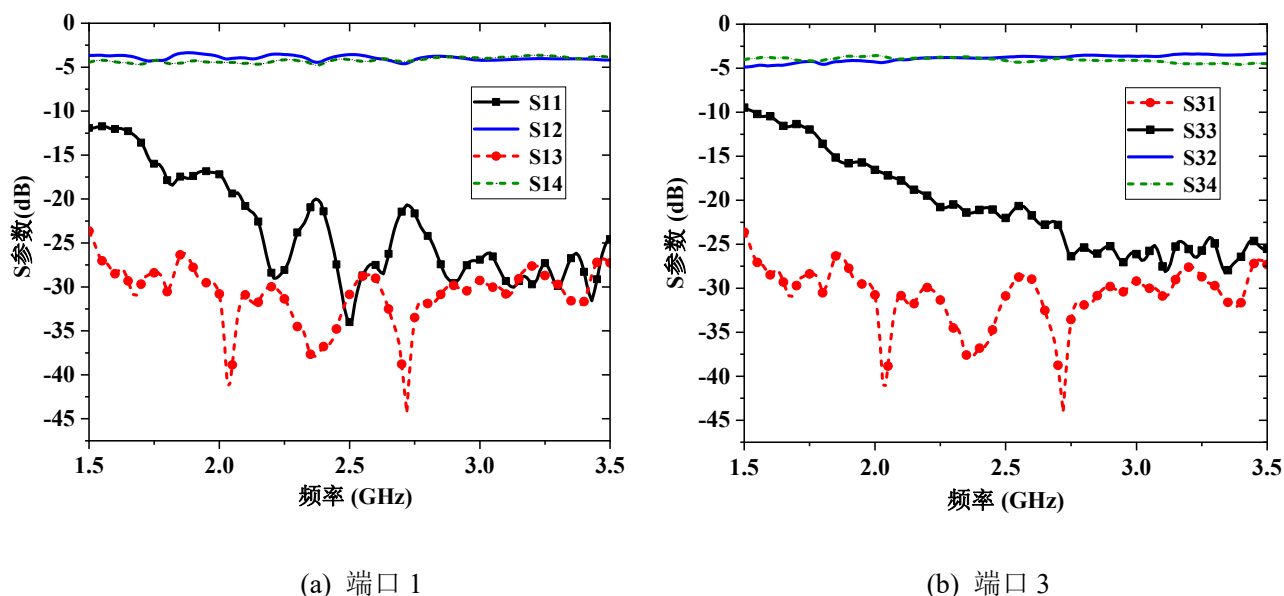


图 3.14 宽带环形耦合器 S 参数测试结果

### 3.1.5 天线的加工测量

#### (1) 驻波测量

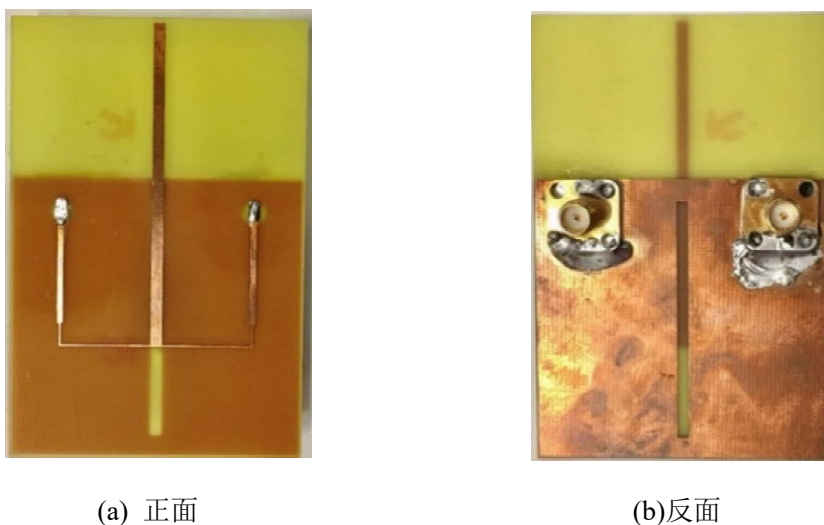


图 3.15 天线实物图

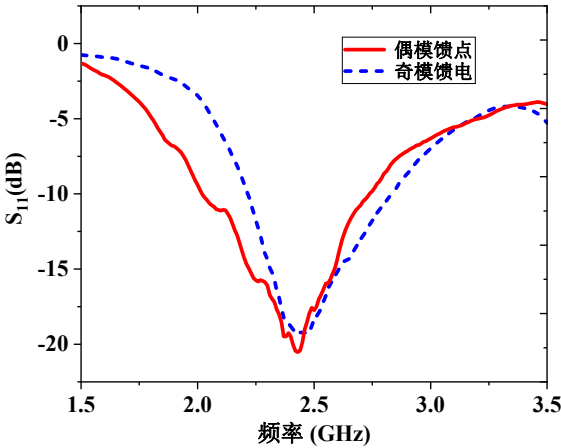


图 3.16 天线回波损耗测量结果

天线的实物加工如图 3.15 所示，在金属地板后方设计的馈电端口处焊接 SMA 转接头，通过在网络分析仪进行二端口 S 参数测量，得到两种模式下虚拟单端口的回波损耗，测量结果如图 3.16 所示。偶模馈电单极子单元工作时天线的阻抗带宽为 1.98-2.79 GHz，相对带宽为 34%；奇模馈电缝隙单元工作时天线的阻抗带宽为 2.21-2.84 GHz，相对带宽为 25%。天线二阶阻抗变换匹配至 50Ω 前后的仿真结果及加工测量如表 3.2 所示，天线的阻抗带宽测量结果与仿真结果较为一致。

表 3.2 天线阻抗带宽仿真与测量结果

	偶模-10dB 阻抗带宽 (GHz)	奇模-10dB 阻抗带宽 (GHz)
仿真（阻抗变换前）	2.00-2.75	2.21-2.75
仿真（阻抗变换后）	2.08 -2.80	2.18-2.80
测量（阻抗变换后）	1.98-2.79	2.21-2.84

(2) 辐射性能测试

最后通过 3.1.4 节设计的宽带环形耦合器对上述二端口双极化天线进行馈电，在微波暗室里测量天线的辐射方向图，测量和仿真结果如图 3.17 所示。其中仿真是没有通过混合环直接对天线二端口进行同相或差相激励，以实现两种不同的工作模式。

偶模馈电单极子单元工作时，天线辐射方向图在 xoy 面为垂直极化全向辐射，xoz 面和 yoz 面辐射方向图呈现饼圈型，与理想偶极子类似。但是由于金属地板的长度大于二分之一波长，最大辐射方向向 z 轴负半轴及金属地板下边缘方向偏移，方向图关于 xoy 面不完全对称。奇模馈电缝隙单元工作时，xoy 上由于金属地板的边界效应，辐射主要朝着 x 方向（垂直地板平面方向），在 y 方向辐射为 0，呈现水平极化单向辐射。在 xoz 面呈现出准全向辐射性能，这是由于全槽单元两侧长度均为四分之一波长的金属地板上缘也参与了辐射。

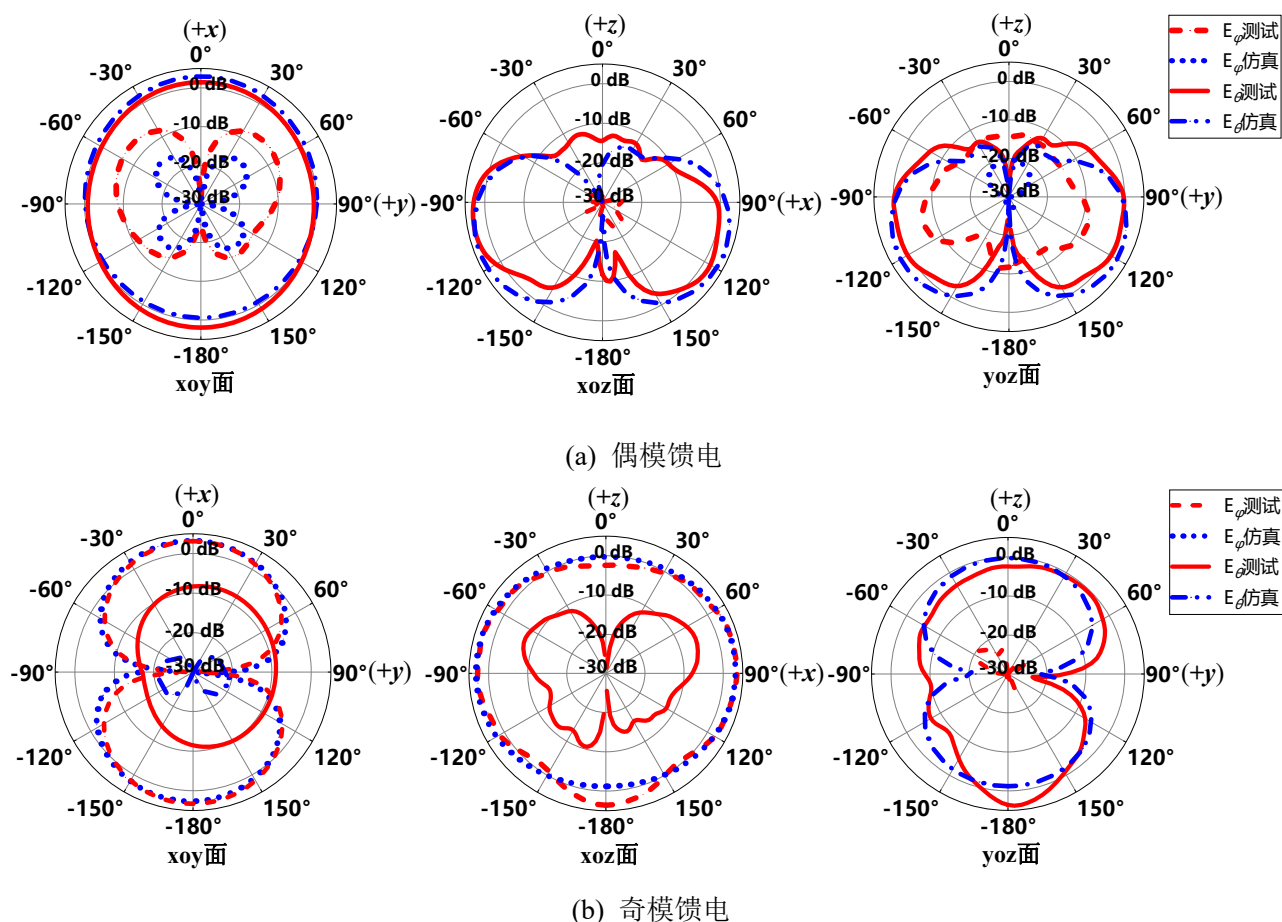


图 3.17 辐射方向图仿真与测试结果

两种模式馈电条件下的 xoy 面, xoz 面, yoz 面的主极化的测试结果与仿真结果较为吻合, 仍然保证了偶模馈电垂直极化全向辐射和奇模馈电水平极化准全向辐射的基本性能, 但交叉极化实测较仿真结果均有不同程度的抬升。在测试过程中由于通过柔性同轴线继续外接一级环形耦合器, 引入了部分交叉极化, 同时环形耦合器奇模状态下的两输出端口的幅度不平衡导致了一定的方向图轻微不对称, 测试采用的 Satimo 系统, 在摆放天线位置时, 天线的 yoz 面与测试交叉振子组成的平面不严格重合也可能导致轻微的方向图不对称现象。

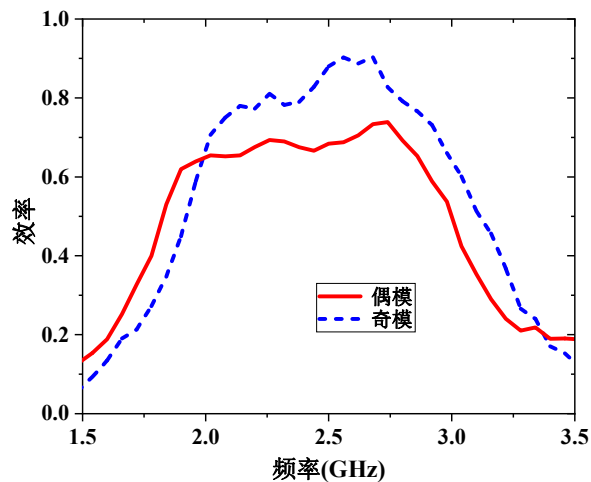


图 3.18 天线实测辐射效率



天线两种模式下的辐射效率测试结果如图 3.18 所示, 偶模馈电条件下在对应的阻抗带宽 1.98-2.79 GHz 范围内, 平均辐射效率为 68%, 奇模馈电条件下在对应的阻抗带宽 2.21-2.84 GHz 范围内, 平均辐射效率为 82%。作为平面振子结构的天线具有较高的辐射效率水平。由于偶模馈电时受到金属地板长度过长的影响, 平面单极子不能达到最佳的工作状态; 而大于半波长的金属地板保证了半波长缝隙较为标准的工作状态, 导致了偶模馈电时天线的辐射效率低于奇模馈电。

## 3.2 平面单极子和半槽结构的双极化天线

### 3.2.1 天线的基本结构

由于封闭结构缝隙天线和偶极子天线是互补结构, 而平面单极子和偶极子具有相似的辐射性能, 设计了上一节的基于平面单极子和缝隙结构的双极化天线。对于平面单极子天线, 由于金属地板的存在, 故从结构上来看, 在地板边缘开缝, 谐振长度为四分之一波长的半槽天线是振子长度为四分之一波长的平面单极子天线的互补结构, 根据菲涅尔定理, 两种单元可以获得类似的极化正交的性能, 由平面单极子单元辐射出垂直极化波, 半槽单元辐射出水平极化波, 在此基础上设计一款双极化天线。由于半槽的长度只有全槽天线谐振长度的一半, 故在其上开缝的金属地板的长度可以大大缩短, 进一步减小了天线的体积。

国内已经有研究学者提出了基于平面单极子和半槽结构的双极化天线<sup>[61]</sup>, 结构如图 3.19 所示, 巧妙地使用共面波导馈电结构和微带馈电结构分别对单极子和缝隙单元进行奇偶模馈电, 利用 CPW 的缝隙作为半槽天线单元, 结构紧凑, 性能上可以做到 23.5%的阻抗带宽和 23dB 的端口隔离度。

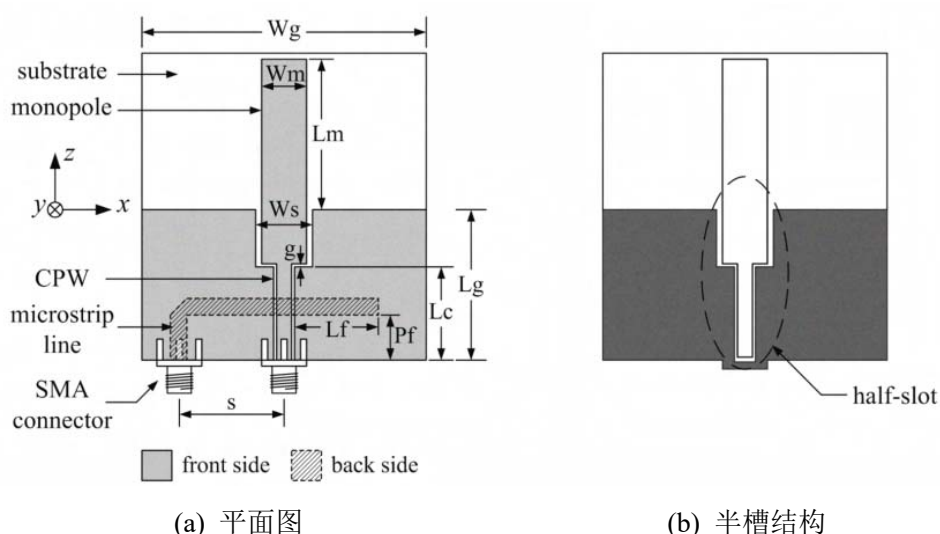


图 3.19 文献[60]中的平面单极子和半槽结构的双极化天线

本节设计的双极化天线采用类似单极子和半槽的辐射结构，沿用上一节单极子和缝隙结构的馈电方法，比图 3.19 所示的现有结构复杂，但是半槽的结构不受限于 CPW 的馈电结构，可以将辐射结构与馈电结构独立开来，增加了设计的自由度，也为后续的宽带化设计，阵列设计提供了可能，基本结构如图 3.20 所示。同样采用介电常数为 4.4 的 FR4 介质基板，损耗角正切为 0.02，板厚 1mm。平面单极子振子位于介质基板的上层，上边缘开缝的金属地板位于介质基板下层。通过调节连接在单极子振子末端（靠近地板一侧）和半槽偏馈点的传输线，使得双端口在两种馈电模式下的输入阻抗一致，保证两种单元的正常工作的。在上一节缝隙与单极子结构的基础上，对半槽和单极子结构的双极化天线的带宽进行了拓展。

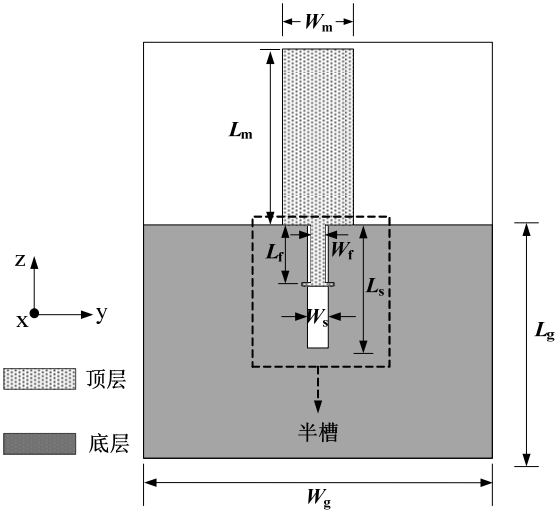


图 3.20 平面单极子和半槽结构的双极化天线

3.2.2 重要参数及双端口阻抗分析

(1) 半槽单元尺寸及馈电位置

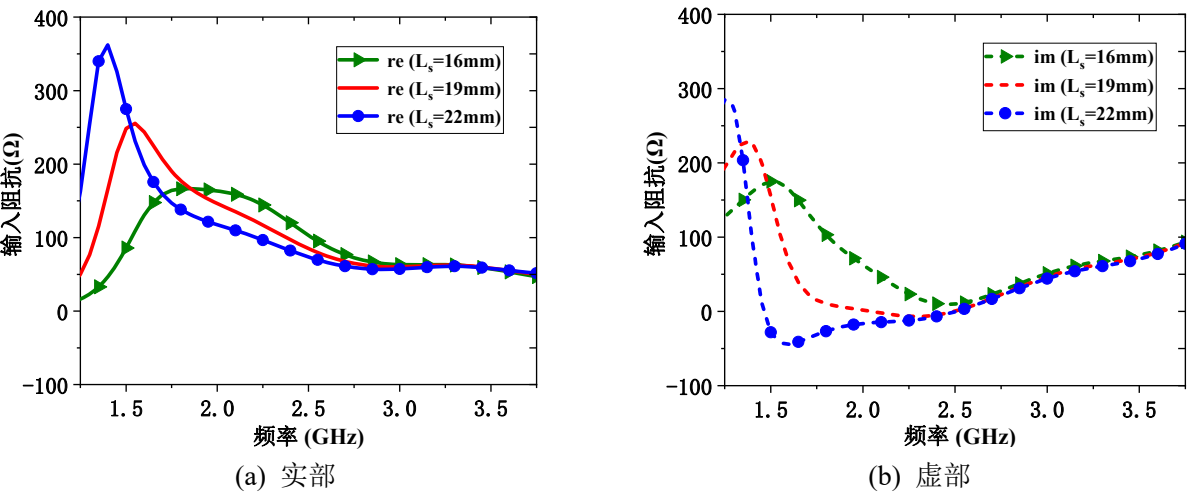


图 3.21 半槽天线长度对阻抗的影响



首先对半槽单元进行分析设计,下面对半槽的长度、宽度以及馈电点位置对阻抗特性的影响进行分析。如图 3.21 所示,半槽单元的阻抗特性受到半槽长度的影响,随着半槽长度的增加,天线输入阻抗的实部和虚部在一定带宽范围内都呈现出逐渐减小的趋势,在 2.7GHz 之后随着  $L_s$  的增大,半槽的输入阻抗在高频部分变化不明显,低频部分变化较大,随着半槽长度的增加,  $\text{im} \approx 0$  所覆盖的频带往低频拓展的越多,因此可以通过对半槽长度的增加对低频带宽进行展宽。但是随着  $L_s$  继续增大,  $L_s=22\text{mm}$  时实部在低频部分迅速增加,增加了输入阻抗往  $50\Omega$  匹配的难度,因此选取  $L_s=19\text{mm}$ ,此时半槽单元在 2.4GHz 附近的输入阻抗约为  $100\Omega$ 。

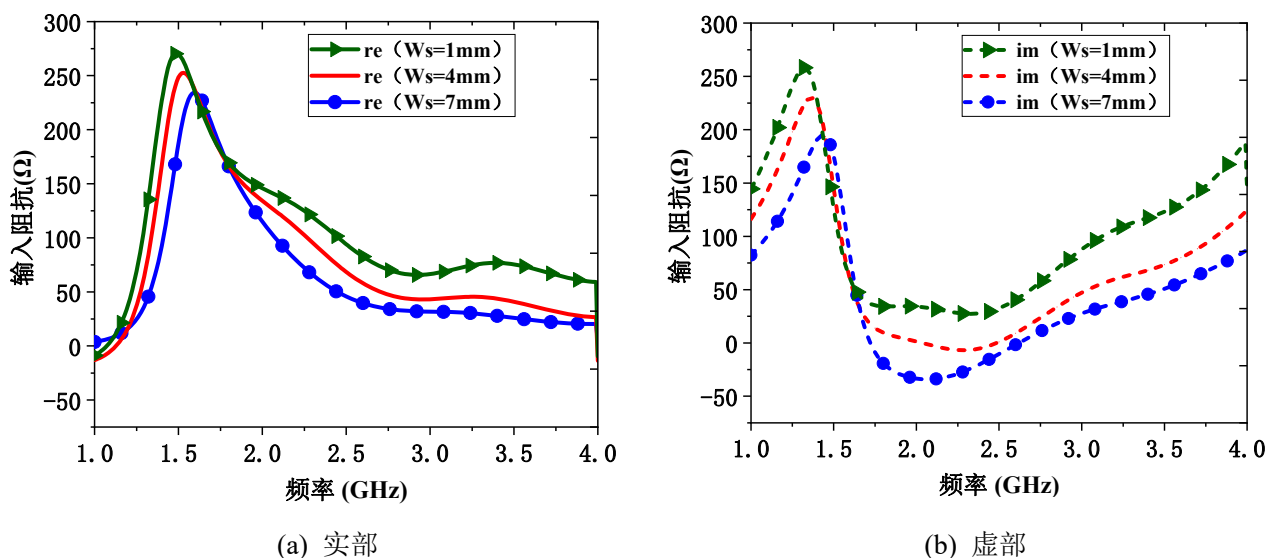


图 3.22 半槽宽度对阻抗特性的影响

在半槽长度  $L_s$  一定的情况下,半槽宽度  $W_s$  对阻抗特性的影响如图 3.22 所示,随着宽度的增加,虚部电抗部分随振子宽度变大逐渐减小。但是随着半槽宽度的增加,实部对应的阻值逐渐增大。当  $W_s=4\text{mm}$  时,在 2.4GHz 附近  $\text{im} \approx 0$ , 且虚部电抗部分随频率变化较平坦,可以在 2.4GHz 附近获得较宽的带宽,天线能够正常工作。

与全槽缝隙天线相似的,半槽天线的输入阻抗也可以通过馈电点位置进行调节。如图 3.23 所示,  $L_f$  为馈电点位置距离金属地板上边缘的距离,从仿真结果可以发现当半槽的长度一定时,馈电点位置距离半槽开口(金属地板上边缘)越近,输入阻抗的实部越大,同时馈电点的位置对天线的虚部也有着较大的影响,离开口越近,虚部越小。为了保证天线的工作,需要对馈电的位置进行调试,使得天线输入阻抗的虚部在工作频点附近接近于 0,如图所示,当馈电点位置  $L_f=10.8\text{mm}$  时,  $\text{im} \approx 0$ 。

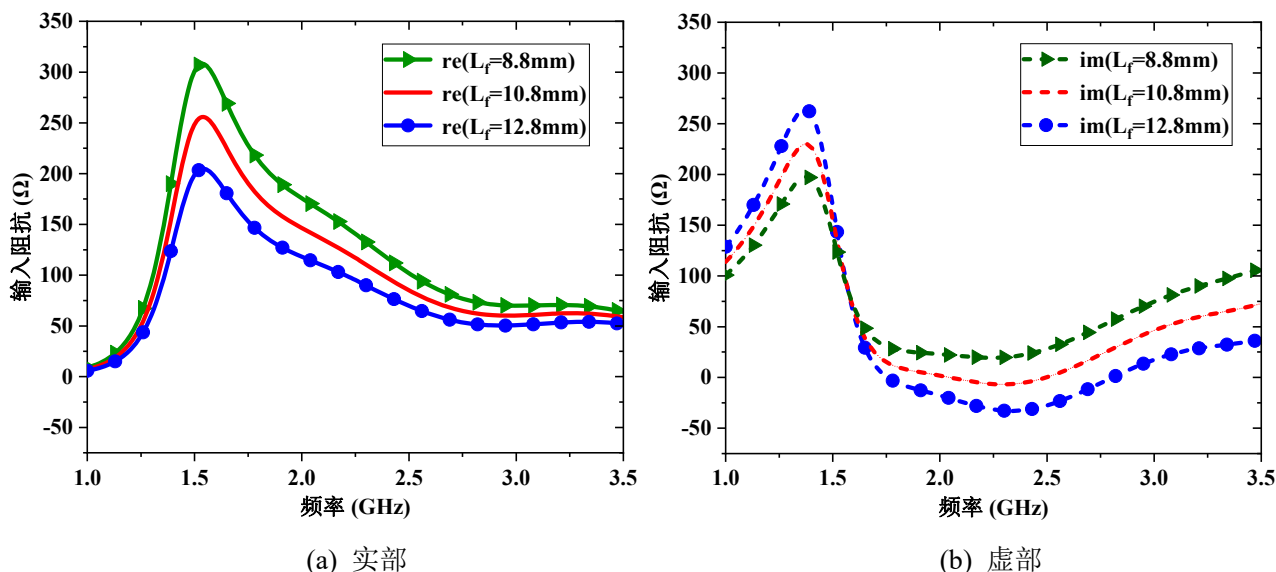


图 3.23 半槽馈电点位置对输入阻抗的影响

总结图 3.21-3.23 所示的半槽长度, 半槽宽度以及馈电位置对半槽单元对阻抗特性影响的趋势如下, 降低实部阻抗可以通过增加半槽长度, 增大半槽宽度和馈电点下移来调整; 降低虚部阻抗可以通过增加半槽长度, 增大半槽宽度和馈电点上移来调整。低频段带宽拓展可以通过增加半槽长度, 高频段带宽扩展可以通过增加半槽宽度和馈电点位置上移来调整。结合上述三个参数的影响, 进行综合调试, 最终确定上述三个结构参数为  $L_s=19\text{mm}$ ,  $W_s=4\text{mm}$ ,  $L_f=10.8\text{mm}$ 。

## (2) 平面单极子单元及馈线尺寸

平面单极子的振子长度对阻抗特性的影响在上一节全槽结构的双极化天线中已经分析过, 为了保证天线在 2.4GHz 附近的正常工作, 这里同样取振子长度  $L_m=27\text{mm}$ 。在半槽和平面单极子天线的结构中希望进一步对带宽进行拓展, 如图 3.24 所示, 平面单极子的输入阻抗与单极子的宽度有关, 随着单极子振子宽度的增加, 平面单极子单元输入阻抗的实部阻值部分逐渐减小, 同时阻值随频率变化更加平坦; 虚部电抗部分随振子宽度变大逐渐增大, 由小于 0 逐渐变为大于 0, 随频率变化也呈现出更加平坦的趋势。输入阻抗随频率变化的平坦度影响着带宽, 当  $im \approx 0$  的频率所覆盖的带宽越宽, 同时实部在上述带宽范围内也有稳定的阻值  $re$ , 那么当输入阻抗为  $re$  时, 天线的阻抗带宽就越宽。从图中可以得出当  $W_m=11\text{mm}$  时, 平面单极子单元的输入阻抗的虚部在中心频率为 2.4GHz 的宽带范围内接近于 0, 虚部较平缓, 同时实部输入阻值约为 37 $\Omega$ 。对比 3.22 和 3.24 两幅图, 随着上述两种振子单元宽度  $W_m$  和  $W_s$  增加, 阻抗随频率变化的平坦度均有一定改善, 但半槽的阻抗平坦度的改善不如平面单极子振子, 因此平面单极子单元的阻抗带宽要大于半槽单元。

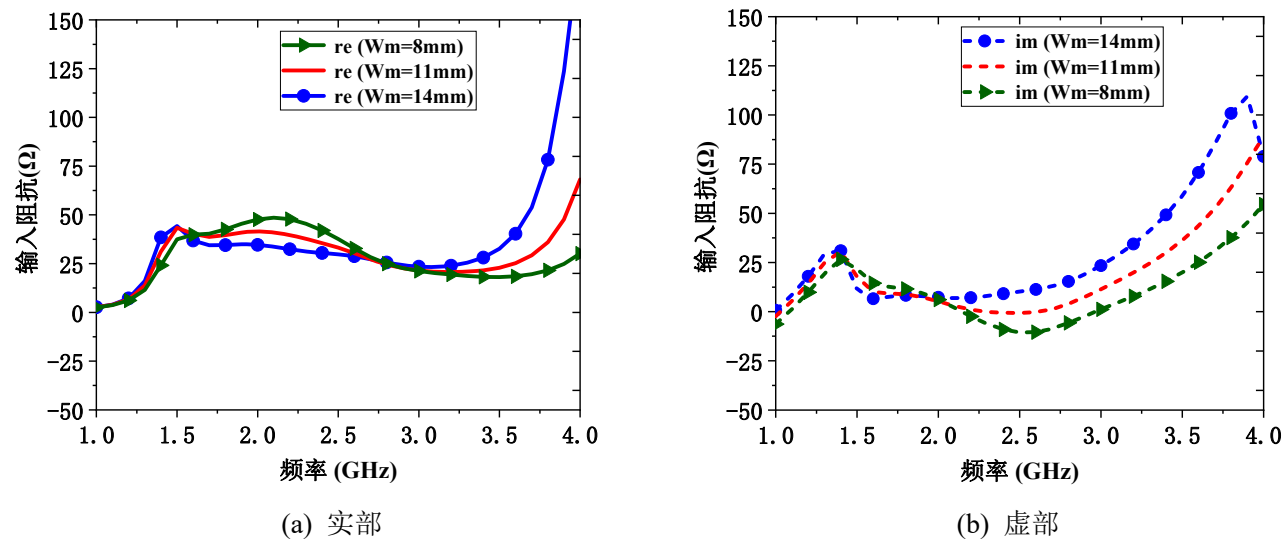


图 3.24 平面单极子宽度对阻抗带宽的影响

在确定了半槽和单极子天线单元的基本结构后，下面需要对两个单元的输入阻抗调节一致，使得双端口馈电时每个端口的阻抗为  $Z_{in} = Z_{inm} * 2 = Z_{ins} / 2$ ，由上述参数分析最终确定  $Z_{inm} * 2 = 74\Omega$ ， $Z_{ins} = 50\Omega$ ，通过连接两个单元的馈电端口的传输线的宽度  $W_f$ ，进行阻抗调节，使得最终天线的输入阻抗一致，最终当为  $W_f=2.5mm$  时，天线的双端口的输入阻抗均为  $65\Omega$ 。最终天线基本结构的尺寸参数如表 3.3 所示。

表 3.3 天线基本结构尺寸参数

参数	数值(mm)	参数	数值(mm)
$L_s$	19	$L_m$	27
$W_s$	4	$W_m$	11
$L_g$	34	$L_f$	10.8
$W_g$	54	$W_f$	2.5

### (3) 驻波及表面电流仿真结果

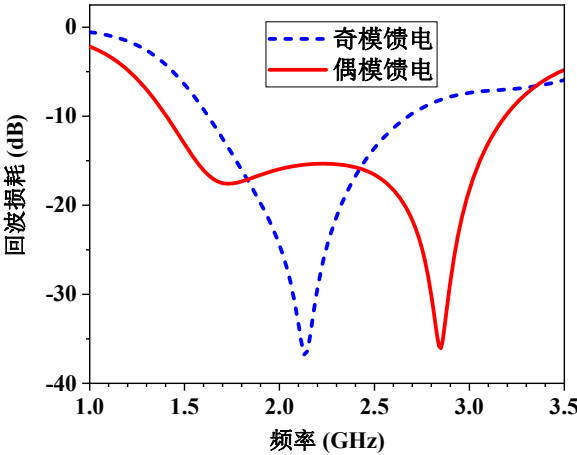


图 3.25 天线回波损耗仿真结果

最终双端口馈电下，分别对天线进行偶模激励和奇模激励，对应单极子和半槽单元的工作情况，阻抗带宽仿真结果如图 3.25 所示。偶模馈电模式下，天线的中心频率为 2.4 GHz，天线的-10dB 阻抗带宽为 73 % (1.46-3.14GHz)；奇模馈电模式下，天线的-10dB 阻抗带宽为 50% (1.62-2.70 GHz)。

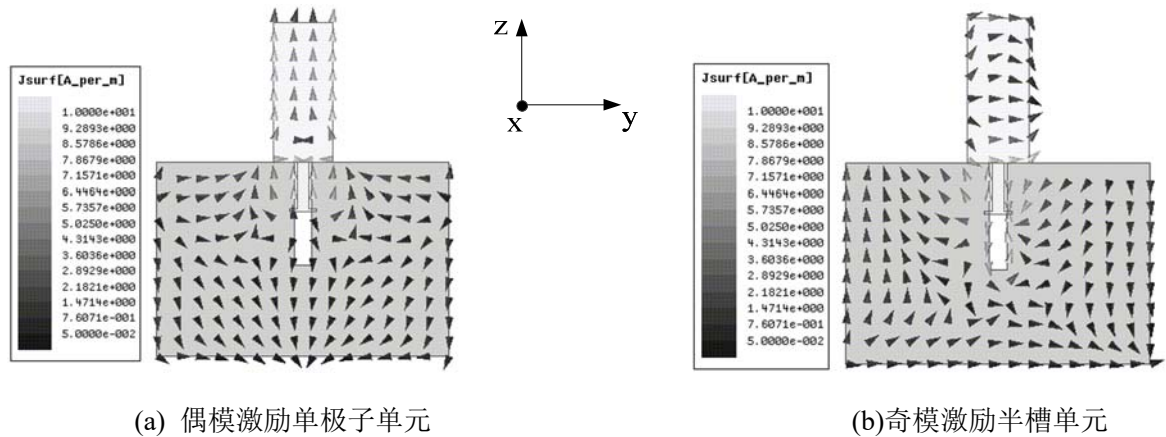


图 3.26 两种模式下的电流分布

天线的阻抗特性确定后，天线辐射的极化方向与天线的表面电流一致，图 3.26 分别给出了 2.4GHz 下同相馈电和反相馈电时的天线表面电流矢量分布，从图中可以在偶模激励条件下，天线的表面电流分布左右对称且同相，单极子振子的电流较大，半槽周围电流较小，此时单极子正常工作，可以辐射出垂直极化波；在奇模激励条件下，天线的电流分布左右呈现反相的趋势，此时半槽周围电流较大，单极子振子上电流较小，此时半槽正常工作，可以辐射出水平极化波。

3. 2. 3 馈电设计及加工测量

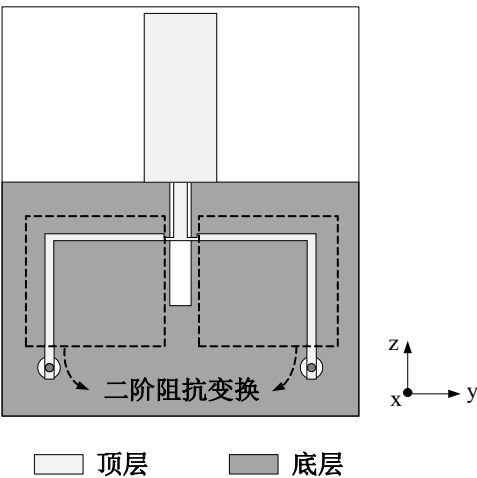


图 3.27 添加匹配段的天线结构

同样的，由于上述两个天线单元的阻抗带宽均超过 25%，经过对馈电点位置及两个天线单元之间的传输线的调节，天线两个馈电端口的阻抗均为  $65\Omega$ ，为了实现宽带的匹配性能，同样采用二阶阻抗变换，从原双端口看出去，第一节四分之一波长传输线的阻抗为  $60.5\Omega$ ，第二节四分之一波长传输线的阻抗为  $54.5\Omega$ ，最终将两个端口匹配至  $50\Omega$ ，匹配后的天线结构如图 3.27 所示。

### (1) 驻波测量

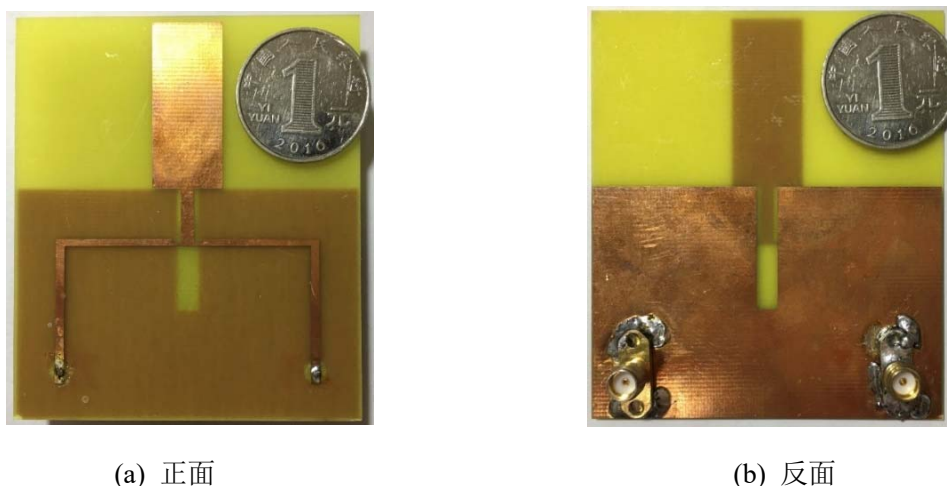


图 3.28 天线加工实物图

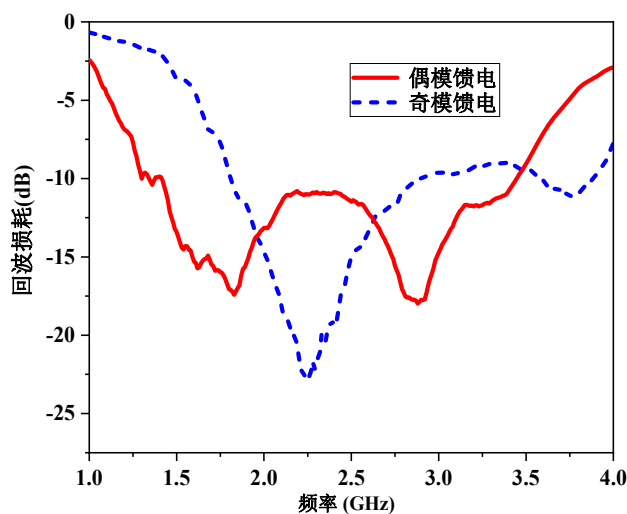


图 3.29 天线回波损耗测量结果

天线的实物加工如图 3.28 所示，在金属地板后方设计的馈电端口处焊接 SMA 转接头，采用同轴背馈的方式隔绝金属转接头的影响。通过在网络分析仪进行二端口 S 参数测量，得到两种模式下虚拟单端口的回波损耗，测量结果如图 3.29 所示。偶模馈电单极子单元工作时天线的阻抗带宽为 1.41-3.46 GHz，相对带宽为 84.2%；奇模馈电缝隙单元工作时天线的阻抗带宽为 1.80-2.91 GHz，相对带宽为 47.1%。天线二阶阻抗变换匹配至  $50\Omega$  前后的仿真结果及加工测量如表 3.4 所示，天线的阻抗带宽测量结果与仿真结果较为一致。



表 3.4 天线阻抗带宽仿真与测量结果对比

	偶模-10dB 阻抗带宽 (GHz)	奇模-10dB 阻抗带宽 (GHz)
仿真（二阶阻抗变换前）	1.46-3.14	1.62-2.70
测量（二阶阻抗变换后）	1.41-3.46	1.80-2.91

(2) 辐射性能测试

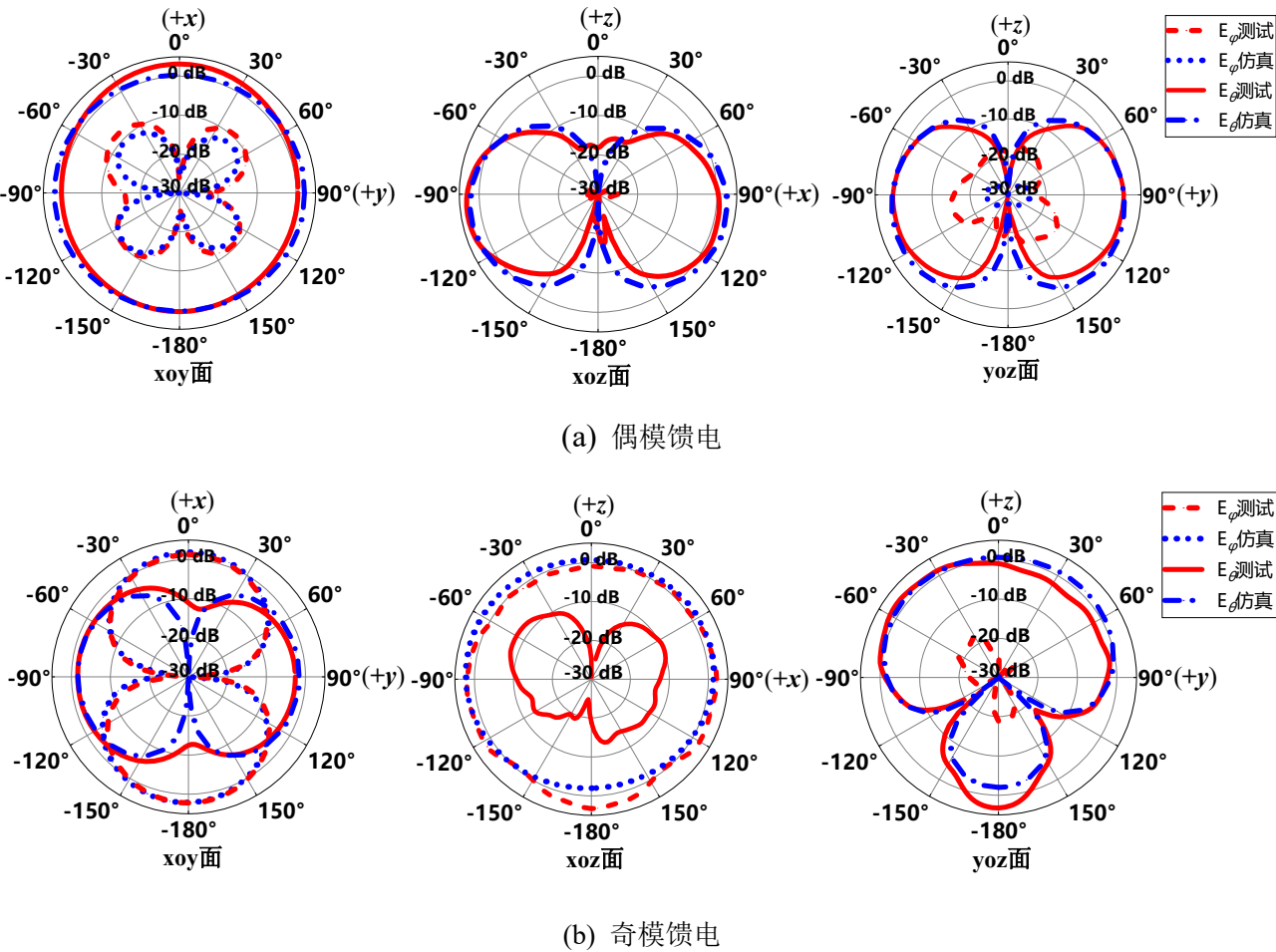


图 3.30 辐射方向图仿真与测试结果

2.4GHz 时两种模式馈电条件下的 xoy 面, xoz 面, yoz 面的主极化和交叉极化的辐射方向图如图 3.30 所示。偶模馈电单极子单元工作时, 天线辐射方向图在 xoy 面为垂直极化全向辐射, 由于金属地板的长度相比全槽结构小, xoz 面和 yoz 面的最大辐射方向没有出现大幅向 -z 方向偏移的情况, 最大辐射方向基本保持在 xoy 面上。同样的, 奇模馈电半槽单元工作时, xoy 上同样由于金属地板的边界效应, 在 xoy 面上辐射主要朝着 x 方向(垂直地板平面方向), 在 y 方向辐射为 0, 同时具有一定的交叉极化, 呈现水平极化准双向辐射的性能, 在 yoz 面上, 由于半槽单元结构关于 xoy 面不对称, 下半部分金属地板边界效应导致在 -z 方向的辐射较小。

天线辐射方向图测试结果与仿真结果较一致, 但实测结果中两种馈电模式下三个面的交

叉极化较仿真结果均有所抬高,在偶模馈电下仍然呈现出垂直极化全向辐射的性能,奇模馈电下呈现出水平极化双向辐射的性能。

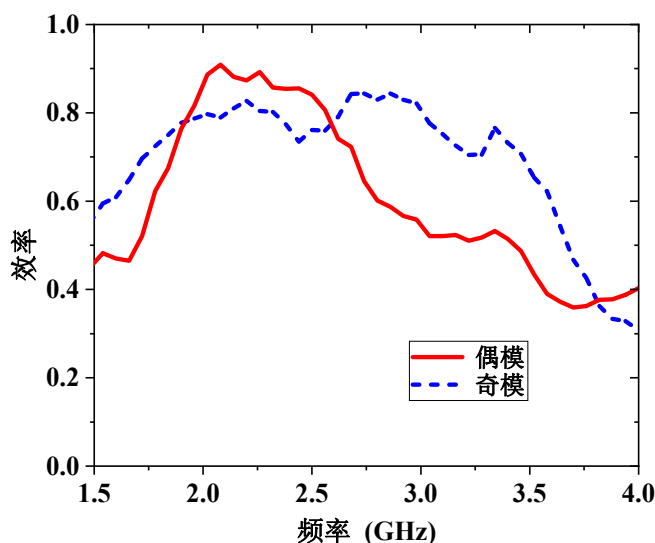


图 3.30 天线实测辐射效率

天线两种模式下的辐射效率测试结果如图 3.30 所示,偶模馈电条件下在对应的阻抗带宽 1.41-3.46GHz 范围内,平均辐射效率为 75%,奇模馈电条件下在对应的阻抗带宽 1.80-2.91 GHz 范围内,平均辐射效率为 77%。作为平面振子结构的天线具有较高的辐射效率水平。由于金属地板相对于 3.2 节的全槽结构由二分之一波长减小为四分之一波长,偶模馈电平面单极子工作时的工作状态较为理想,因此在对应的阻抗带宽内辐射效率由 68%上升至 75%。

### 3.3 本章小结

本章设计了两种磁电混合结构的双极化天线,分别由平面单极子和缝隙结构以及平面单极子和半槽结构组成。两种结构上的区别在于水平极化单元的结构不同,第一种结构中由于缝隙结构封闭,性能稳定,是偶极子单元理想的互补结构,半波长的缝隙全槽结构具有更加理想的极化抑制比,但是缝隙较长的谐振长度导致了较长的平面单极子金属地板的长度,使得平面单极子单元的辐射方向图偏向-z 方向。第二种结构中半槽结构谐振波长约为四分之一,加载其结构的金属地板的长度得到缩短,解决了第一种双极化天线在偶模馈电单极子工作时辐射方向图关于 xoy 面不对称的问题,辐射方向图更接近理想半波偶极子,半槽从结构上与平面单极子互补,但半槽开口处两侧均为四分之一波长的金属地板上缘引入了一部分交叉极化, xoy 面上呈现双向的辐射方向图。

两种结构均在偶模馈电时平面单极子单元工作辐射出垂直极化波,奇模馈电时缝隙或半槽单元辐射出水平极化波,具有双极化天线的性能。缝隙和平面单极子结构偶模馈电单极子

单元工作时天线的阻抗带宽为 1.98-2.79 GHz，相对带宽为 34%；奇模馈电缝隙单元工作时天线的阻抗带宽为 2.21-2.84 GHz，相对带宽为 25%。半槽与平面单极子结构对阻抗带宽进行了进一步拓展，偶模馈电下天线的阻抗带宽为 1.41-3.46 GHz，相对带宽为 84.2%；奇模馈电缝隙单元工作时天线的阻抗带宽为 1.80-2.91 GHz，相对带宽为 47.1%。



# 第四章 平面对数周期单极子天线设计

对数周期阵列天线具有良好的非频变和端射性能。由于具有重量轻和易于加工的特点，对数周期偶极子天线在测量、电子对抗以及无线通信领域得到了广泛的应用，除此之外，还常被用于抛物面天线及透镜天线的宽带馈源等。基于传统单极子的性能和结构，对数周期单极子天线除了具备对数周期偶极子天线的优异性能外，进一步减小了天线的高度，而采用平面单极子作为振子单元的可以降低对数周期单极子天线的剖面 and 加工成本。本章将结合传统的对数周期天线从短振子端馈电的馈电结构以及平面对数周期单极子天线的辐射结构，进一步对平面对数周期单极子天线的带宽进行扩展，实现了 1.8-5.8GHz 的工作带宽，最高增益可达 7.9dBi。

## 4.1 对数周期偶极子天线的设计

### 4.1.1 设计原理与方法

#### (1) 天线辐射结构

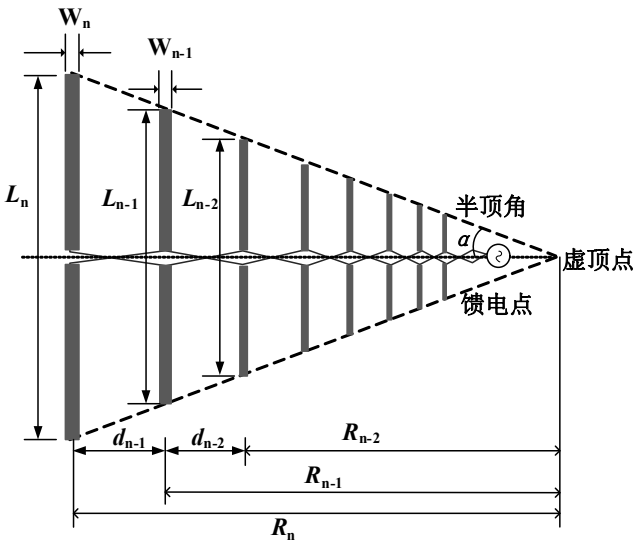


图 4.1 对数周期偶极子天线

天线的辐射结构是由一系列尺寸按照对数周期规律变化的半波偶极子振子构成，结构如图 4.1 所示。各个振子对应着不同的谐振频率，其谐振频率变化也符合对数周期规律。假设 N 个半波偶极子振子的长度分别为  $L_1, L_2 \dots L_n$  ( $L_1 < L_2 < \dots < L_n$ )，宽度分别为  $w_1, w_2 \dots w_n$ ，对应

工作波长  $\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_n$ ，对应工作频率  $f_1, f_2 \dots f_n$ ，从第一个振子到第  $n$  个振子之间的间距分别为  $d_1, d_2 \dots d_{n-1}$ ，设几何比例系数为  $\tau$ 。当对数周期偶极子阵列符合以下规律时，通过选取恰当结构比例及馈电方式，就可以实现天线从  $f_n$  到  $f_1$  频带内的工作：

$$L_1 = \tau L_2 = \dots = \tau^{n-1} L_n \quad (4-1a)$$

$$W_1 = \tau W_2 = \dots = \tau^{n-1} W_n \quad (4-1b)$$

$$d_1 = \tau d_2 = \dots = \tau^{n-2} d_{n-1} \quad (4-1c)$$

$$\lambda_1 = \tau \lambda_2 = \dots = \tau^{n-1} \lambda_n \quad (4-1d)$$

$$f_1 = \frac{1}{\tau} f_2 = \dots = \frac{1}{\tau^{n-1}} f_n \quad (4-1e)$$

其中，天线的工作频带上下限首尾由两个振子  $L_1$  和  $L_n$  确定，最短振子决定了频率的上限，最长振子决定了频率的下限，但是考虑天线的带宽指标，需使得最短振子对应的谐振波长略低于所需工作波长下限  $\lambda_{\min}$ ，最长振子对应的谐振波长约等于所需工作波长上限  $\lambda_{\max}$ ，即首尾振子长度取值分别为：

$$L_n \approx \lambda_{\max} / 2 \quad (4-2a)$$

$$L_1 \approx \frac{3}{8} \lambda_{\min} \quad (4-2b)$$

从上述公式和天线结构图可以发现，天线的结构呈现自相似的规律，这符合非频变天线的典型特征。整个天线的尺寸除了与几何比例系数  $\tau$  有关，还与间距比例系数  $\sigma$  有关，定义为：

$$\sigma = \frac{d_{n-1}}{2L_n} \quad (4-3)$$

确定天线振子单元的情况下，间距比例系数  $\sigma$  越大，则各振子之间的间距越大，整个对数周期偶极子阵列天线沿振子排列方向的尺寸越大。因此，上述两个比例系数决定了天线的结构，固定比例系数  $\sigma$  的情况下，比例系数  $\tau$  影响振子个数， $\tau$  在越大，相同工作频带内天线振子的个数越多，天线的尺寸越大；固定比例系数  $\tau$  情况下，相同工作频带内， $\sigma$  越大，同样天线沿振子排列方向的尺寸越大。同时上述两个参数对天线的方向性有着重要的影响，关于这两个结构参数对方向性的影响，天线工程手册作了总结<sup>[1]</sup>，如图 4.2 所示，当  $\sigma$  确定时， $\tau$  越大，天线的方向性  $D$  越大，但是考虑到天线的尺寸，综合增益的要求，一般选取  $\tau = 0.8 \sim 0.95$ 。当  $\tau$  确定时，增益随  $\sigma$  的变化有最优值。

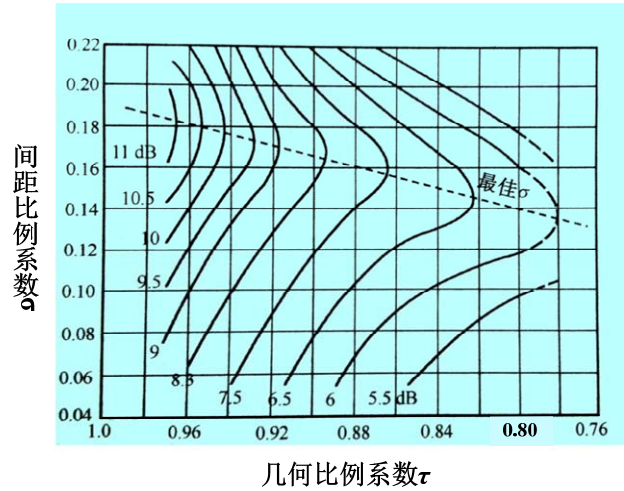


图 4.2 比例系数  $\tau$  和  $\sigma$  对增益的影响

同时，由于各个振子的间距也按照对数周期律变化，所以各偶极子振子的末端连线对应一个固定的角度  $\alpha$ 。定义各振子到该角度顶点的距离为  $R_n$ ，则有关系式：

$$\alpha=2 \tan ^{-1} \frac{L_n}{2 R_n} \tag{4-4}$$

上述三个系数  $\tau, \sigma, \alpha$ ，确定任意两个就可以确定整个天线的结构。

(2) 天线馈电结构

考虑到天线的辐射效率以及避免低频天线高次模对带宽的影响，对数周期偶极子天线通常从最短振子一端馈电，电流从短振子区域向长振子区域流动，此时为了实现端射的性能，相邻振子之间需要通过交叉馈电实现反相。最早实现这种交叉馈电的方式使交叉集合线的形式，对于印制的平面对数周期天线来说，采用双面平行带线结构馈电，相邻的偶极子振子交叉连接在双面平行带线的上下金属条带上，从而实现相邻振子之间反相。与此同时在一些实际设计中为了降低电磁波在集合线终端的反射效应，拓展低频的带宽，可以在终端加载吸收负载或者短路枝节等结构。双面平行带线的阻抗计算方法常通过微带线转换近似得到，高度为  $h$ ，宽度为  $W$  的双面平行带线的阻抗可以近似为高度为  $h/2$ ，宽度为  $W$  的微带线的阻抗的两倍。

4. 1. 2 仿真设计结果

基于上述对数周期偶极子天线的设计方法，下面设计一款工作在 1.8-5.8 GHz 的印刷对数周期偶极子天线。由于对数周期天线是一种准频率无关天线，是由结构重复的振子构成，而 Matlab 编程实现天线的结构对重复性高的或者处理复杂的天线非常有用，为了提高仿真时结

构调试的效率，下面采用 Matlab-HFSS API 工具来实现天线的仿真结构，通过在 Matlab 里运行对数周期偶极子天线的结构程序，生成 vbs 脚本文件，接着通过 HFSS 运行脚本即可得到天线的仿真结构。Matlab 对数周期偶极子天线的结构程序详见附录 1。

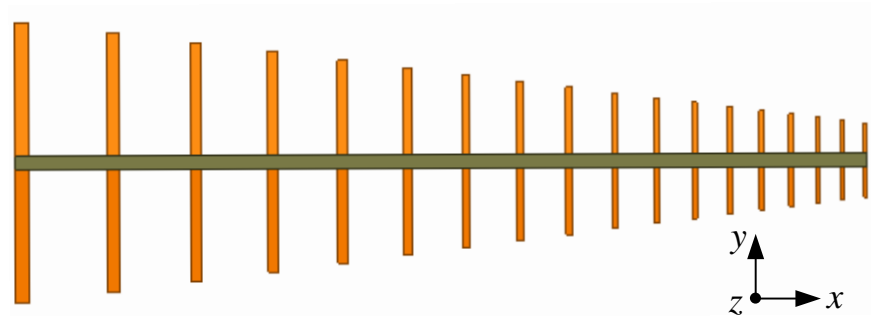


图 4.3 1.8-5.8 GHz 平面对数周期偶极子天线

表 4.1 天线结构尺寸

参数	数值	参数	数值
$\tau$	0.917	$W_N$	3.0mm
$\sigma$	0.169	$L_N$	75.0mm
$N$	18	$d_{N-1}$	25.3mm

基于上述方法生成了一款 1.8-5.8 GHz 对数周期偶极子天线的结构，如图 4.3 所示，比例系数和振子尺寸如表 4.1 所。采用常见的双面平行带线馈电，从最短振子端进行馈电，剖面高度为 1.6mm。通过 HFSS 软件对上述结构进行仿真，得到天线阻抗和辐射性能。全波仿真结果如图 4.4 所示，天线阻抗带宽(VSWR<2)为 1.7-5.8 GHz，带宽内最大辐射方向上(+x)的增益从 8.7dBi 到 10.4dBi 稳定变化。

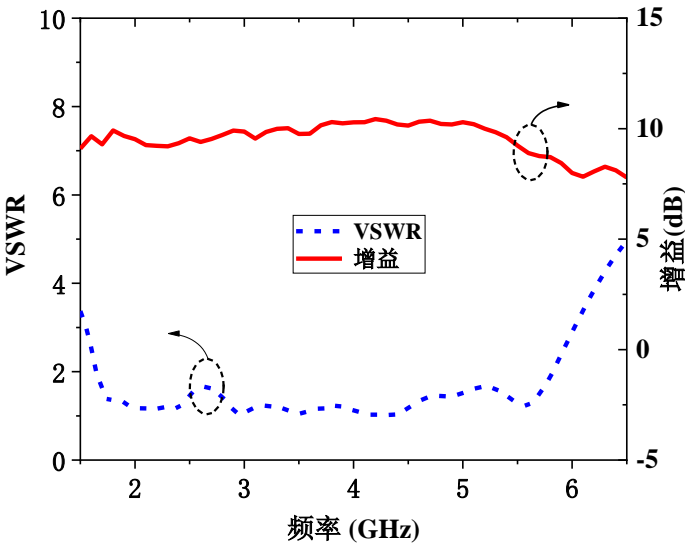


图 4.4 VSWR 与最大辐射方向增益随频率的变化

## 4.2 后向辐射平面对数周期单极子天线

### 4.2.1 经典对数周期单极子天线

在第一章的基于电振子的宽带端射天线的文献综述中详细阐述了对数周期单极子天线的发展历程，基于偶极子与振子垂直金属地板结构的单极子具有相似的辐射性能，出现了对数周期单极子天线，天线高度可以降低一半，并且具有良好的宽带端射性能，从最短振子端馈电时需要通过添加额外的相移段等方式来实现相邻振子间的反相。

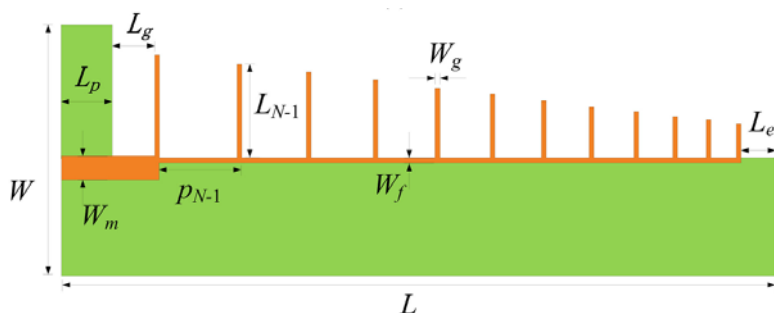


图 4.5 文献[62]中的平面对数周期单极子天线

为了进一步降低天线的高度，国内最新提出了一种前向辐射的平面印制对数周期单极子天线<sup>[62]</sup>，如图 4.5 所示，天线的振子结构与金属地板平行，可以采用印制工艺加工，对比振子垂直地板结构的对数周期单极子天线其加工成本大大降低。天线采用微带线馈电，由于从低频振子端馈电，各振子工作的相位天然地朝着短振子一侧依次滞后，相邻振子之间无需添加额外的相移段馈线，馈电结构简单，同时可以保持良好的端射性能，易于加工且无需额外的巴伦结构。天线工作带宽(VSWR<2)为 8.4 to 14.6 GHz，增益变化范围为 6.5-9.5dBi，具有良好的宽带端射性能。

但是由于低频的长振子的高次模对高频振子工作模式的影响，从最长振子一端馈电时无法做到多个倍频程的带宽和持续稳定的增益。同时，从低频振子一端馈电，由于馈入的能量会很大程度上从低频振子上辐射出去，会导致天线效率的降低<sup>[63]</sup>。下面将即基于以上对数周期单极子阵列的研究，设计一种后向辐射的平面对数周期单极子天线，使得平面对数周期单极子天线可以具备超过三个倍频程的带宽和持续稳定的增益。

### 4.2.2 辐射结构设计

基于 4.2 节中设计的对数周期偶极子天线的辐射结构，下面设计一款从高频振子端馈电的平面对数周期单极子天线，如图 4.6 所示，天线结构由长度为四分之一波长，数目  $N$  为 18

的一系列振子和平行于振子的金属地板构成。天线振子的比例系数与上文设计的偶极子一致。为了保证每一个单极子振子都能正常工作，从而实现对数周期振子天线的性能，金属地板的宽度  $W_g$  略大于第  $N$  个振子的长度  $L_n$ ，地板的长度两端保证超出最长振子中心四分之一工作波长，超出最短振子中心四分之一工作波长。相邻两个振子之间通过一定结构的馈电网络来连接，以实现天线的宽带和端射性能。天线的辐射结构的尺寸如表 4.2 所示。

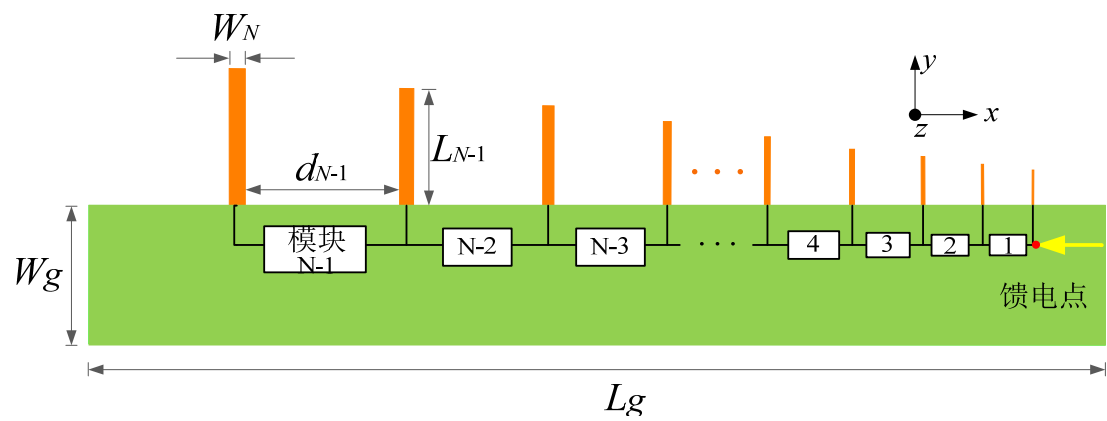


图 4.6 后向辐射平面对数周期单极子天线

表 4.2 天线结构尺寸

参数	数值	参数	数值
$\tau$	0.917	$L_g$	290mm
$\sigma$	0.169	$W_N$	3.0mm
$N$	18	$L_N$	37.5mm
$W_g$	40mm	$d_{N-1}$	25.3mm

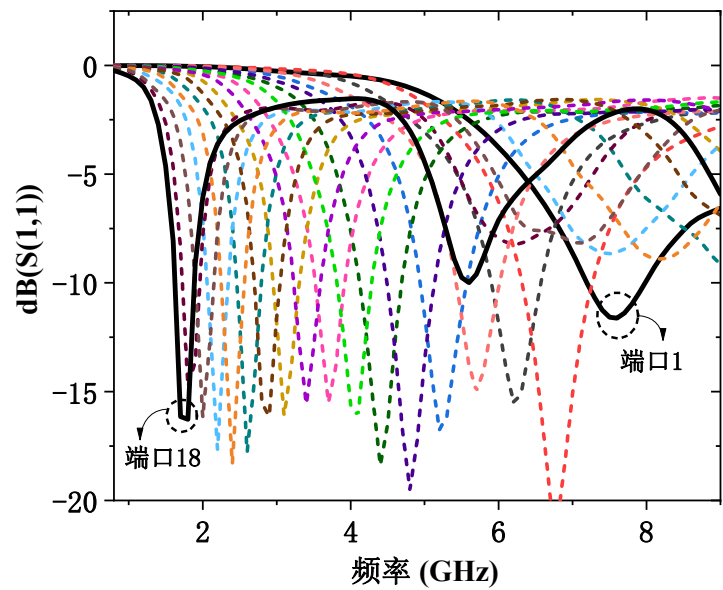


图 4.7 辐射结构 18 端口 S 参数

天线辐射结构经过全波仿真后的 S 参数如图 4.7 所示，从低频往高频移动的 18 个谐振点

分别对应 18 个单极子振子的工作频率，范围从 1.9GHz 覆盖至 7.6GHz。与对数周期偶极子阵列的振子类似，工作频率符合预设的对数周期规律。

同样的，从图中可以看出低频振子在高频段会产生高次模，例如图中的 18 端口对应的主模频率为 1.9GHz 的振子在 5.7GHz 会产生高次模，所以当天线从低频振子（最长振子）端馈电时，就会干扰主模工作频率为 5.7GHz 的高频振子的正常工作，从而对数周期天线的工作频带造成限制，故从短边馈电的对数周期天线的带宽通常不能超过三个倍频程。而对数周期阵列天线的馈电端口位于高频振子端时，部分能量先从高频振子辐射出去，剩余的能量再沿馈线依次传输到低频振子，再从低频振子上辐射出去，从而可以避免低频振子高次模对高频振子主模的影响。

#### 4.2.3 馈线部分实现反相的馈电网络设计

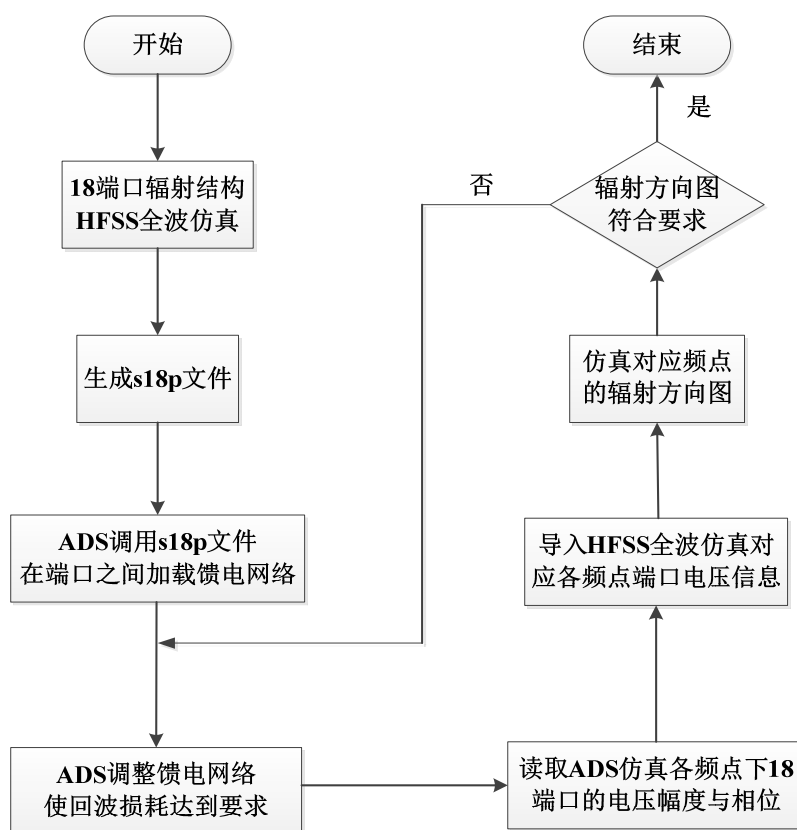


图 4.8 馈电网络设计流程

由于天线本身具有较多元的振子，同时馈电网络的设计具有一定的复杂度，本设计的仿真方法是通过 Ansys HFSS 对天线的辐射多端口模型进行仿真，将  $n$  个端口全波仿真的结果生成 snp 文件。本设计有 18 个振子，对应馈电网络设计的 18 个端口，故生成得到 s18p 文件。在 ADS 中调用该 s18p 文件，通过在端口与端口之间加入馈电网络，实现对 S 参数的调试，再将 ADS 中仿真得到的端口幅度相位等信息导入全波仿真软件的端口模型，获得各个离散频

点响应的辐射性能，以此来提高天线馈电网络设计的效率。设计流程如图 4.8 所示。

基于上述对对数周期偶极子天线的端射性能的研究，为了实现后向辐射平面对数周期单极子天线的端射性能，各振子单元的相位必须满足依次向高频振子滞后的条件。区别于长振子端馈电的结构，后向辐射的对数周期单极子天线需从短振子端馈电，同时需要天线的辐射方向朝着短振子一侧，故各振子之间需要引入反相的机制。除了影响天线的辐射方向图，馈电网络还对天线的阻抗带宽起着决定性作用，由于对数周期单极子天线具有阻带效应，为了减小这种阻带效应，两振子之间的馈线还需要引入阻抗匹配段。参考 P.B. Green<sup>[49]</sup>提出单极对数周期天线阵结构以及文献[52]中的馈电网络细节设计，首先设计的一种馈电网络拓扑如图 4.10(a)所示，两振子之间的馈线包括三段，两个振子直接相连的两段阻抗匹配馈线和阻抗匹配段之间的一段相移馈线。两段匹配段传输线的阻抗  $Z_{c1}$  一致，电角度  $\theta_1$  一致，由于两段馈线对应的工作频率随各自相连的不同振子符合对数周期律变化，因此实际物理长度也随对数周期律变化。中间相移段馈线的电角度为  $\theta_2$ ，特性阻抗为  $Z_{c2}$ 。

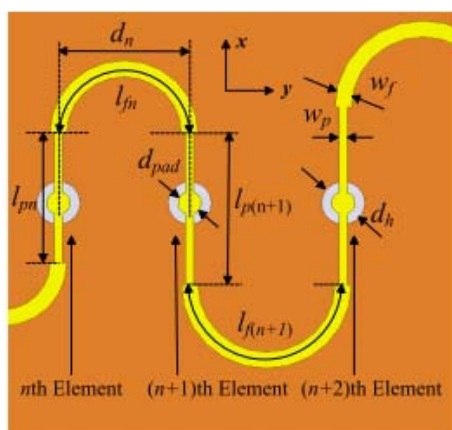


图 4.9 文献[52]中的馈线结构细节图

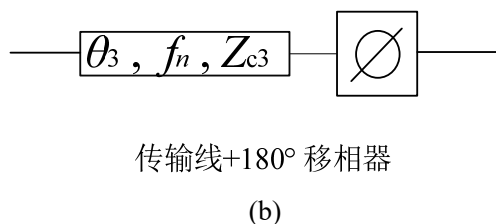
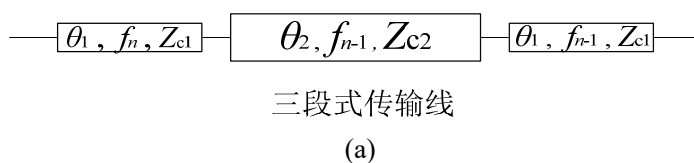


图 4.10 相移馈电网络拓扑

目标工作带宽为 1.8GHz-5.8GHz，根据对数周期偶极子的设计规则，最低频的振子的工作频率为 1.8GHz，故设置  $f_n$  为 1.8GHz，其余对应传输线段的频率可由  $\tau$  推出。根绝垂直结构



的对数周期天线的馈电网络设计及优化方法, 下面只需对各组馈线的电角度  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  以及集合线的特性阻抗  $Z_{c1}$  和  $Z_{c2}$  进行调试, 就可消除对数周期单极子天线的阻带效应, 进而对天线的阻抗带宽进行优化和拓展。

但是设计的辐射结构是基于平面单极子振子单元, 振子的性能受到金属地板的影响, 相邻两个振子之间的大电长度的传输线会引入额外的谐振模式, 导致整个对数周期天线阻抗特性的恶化。为了消除上述相移段传输线的影响, 将馈电网络进行优化, 如图 4.10(b)所示, 将上述三段式传输线的相移段和下一振子对应的匹配段替换改为  $180^\circ$  移相器, 通过调整唯一一段传输线的阻抗  $Z_{c3}$  和电长度  $\theta_3$ , 对数周期单极子天线的阻抗特性可以得到改善, VSWR 在频带内均小于 2, ADS 调试结构如图 4.11 所示。

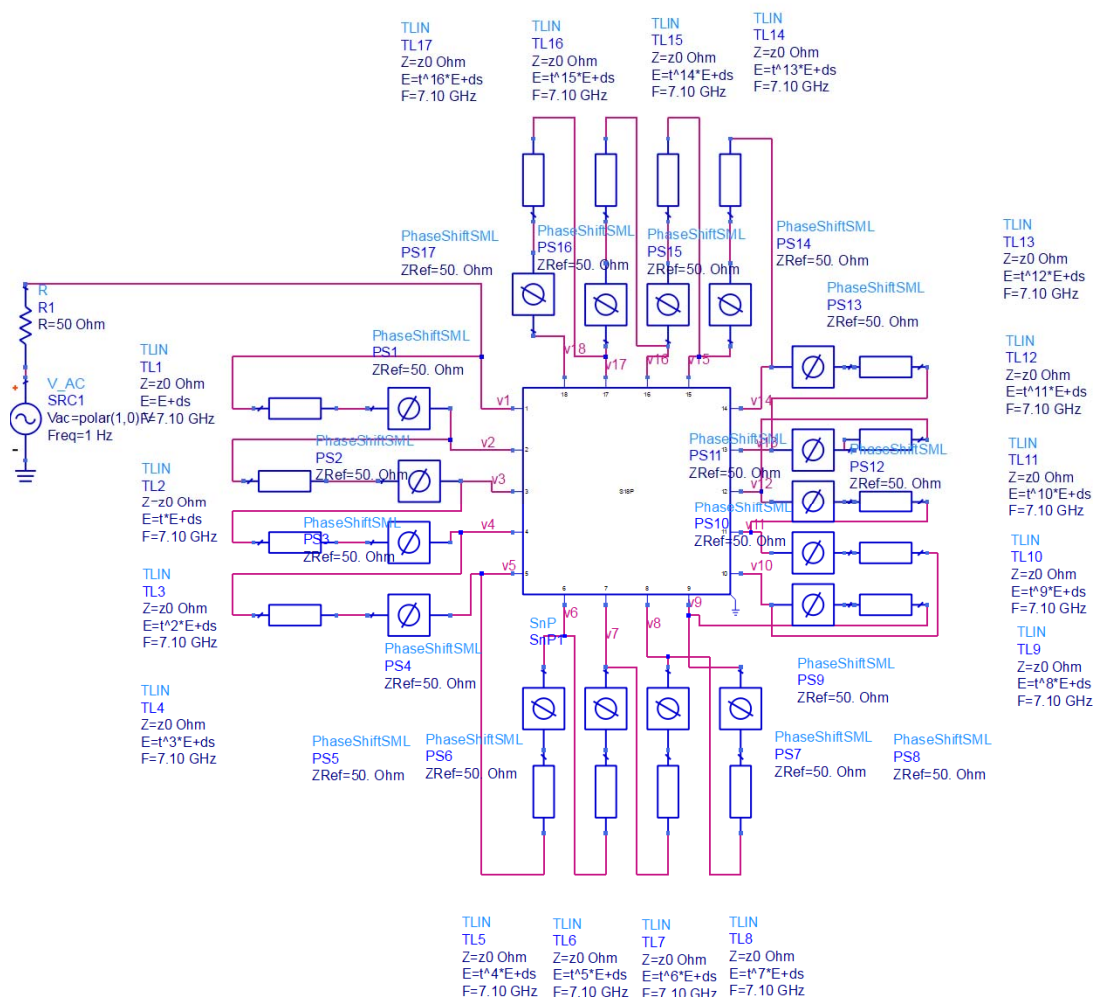


图 4.11 ADS 馈电网络调试（一段传输线加反相器）

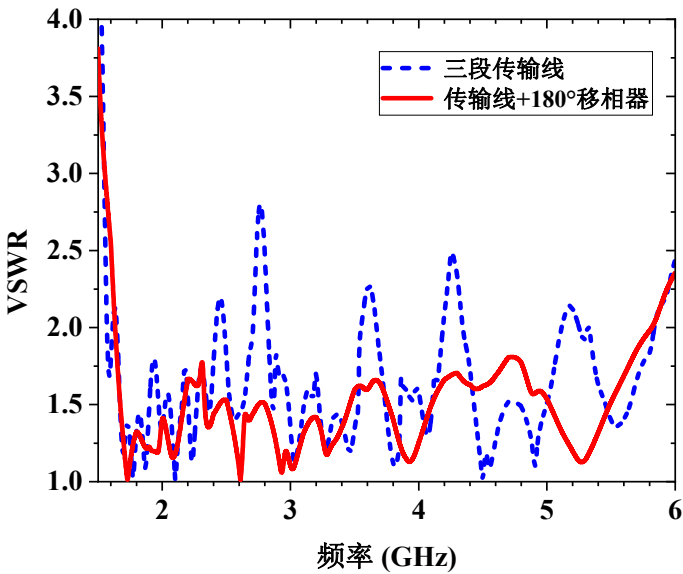


图 4.12 两种馈电结构下的天线 VSWR

表 4.3 馈电结构参数

参数	数值	参数	数值
$\theta_1$	$61.78^\circ$	$Z_{c2}$	$40\ \Omega$
$Z_{c1}$	$47\ \Omega$	$\theta_3$	$91^\circ$
$\theta_2$	$180^\circ$	$Z_{c3}$	$34.5\ \Omega$

上述两类馈电网络对应的阻抗特性如图 4.12 所示，通过调整相邻振子之间的馈电结构，将相移功能的实现方式从大电长度传输线转变为移相器，消除相移传输线非宽带特性对整个天线阻抗特性带来的影响。如图所示，两振子之间单段传输线加反相器形式的馈电结构对应的 VSWR 优于三段传输线结构，在 1.7 至 5.8GHz 频段内  $VSWR < 2$ 。表 4.3 给出了两种结构优化后的馈电结构参数。

4.2.4 振子上实现反相的馈电网络设计

上述的馈电结构可以实现天线具有良好的阻抗特性，对于  $N$  个单极子振子的对数周期天线来说，这样的馈电网络需要  $N-1$  个移相器，本设计的 18 元阵子天线的结构就需要 17 个移相器，设计复杂度高。同时为了实现整个天线在宽带内的正常工作，需要每个移相器的带宽都达到整个对数周期天线工作的带宽，而宽带移相器的设计成本又比较高，因此在馈电结构实现相邻振子的反相有诸多困难。

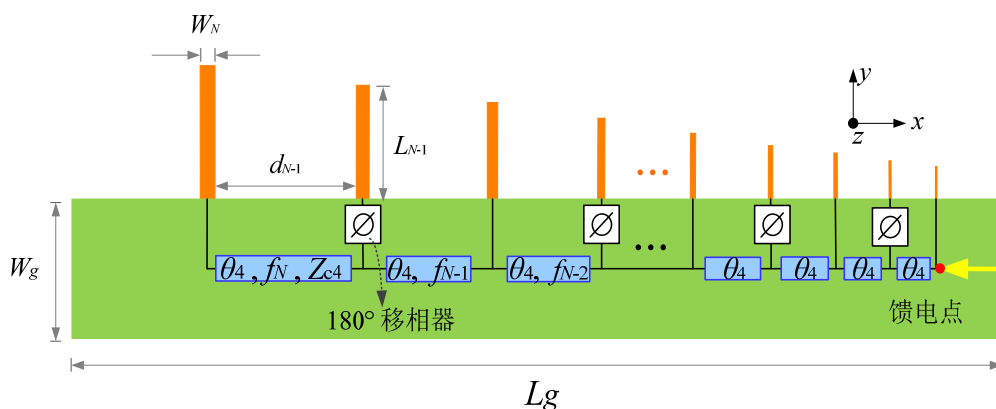


图 4.13 振子上实现反相的天线结构

为了进一步简化天线的设计，同时又能保证天线在工作带宽内的正常工作，通过改善天线结构，在振子间实现反相，进一步降低天线设计的复杂度。如图 4.13 所示，天线的辐射结构保持不变，在振子末端与集合传输线之间间隔放置反相器。通过这种方式既能实现相邻振子的方向，保证天线的端射性能，又能减少一半的移相器的数量，同时由于反相器不参与整个天线的能量传输，故移相器的带宽无需达到整个天线的阻抗带宽，只需达到与之相连的单极子振子带宽即可。移相器的带宽要求和数量大大降低，设计成本也随之降低。

ADS 的优化结构如图 4.14 所示，通过调整传输线的电长度  $\theta_4$  和  $Z_{c3}$ ，进而对天线的阻抗带宽进行优化和拓展。ADS 优化结果为  $\theta_4=60.8^\circ$ ， $Z_{c4}=50\Omega$ 。如图 4.15 所示，在 1.7 至 5.8GHz 范围内，除 3.9GHz 附近，带宽内 VSWR 大部分小于 2。

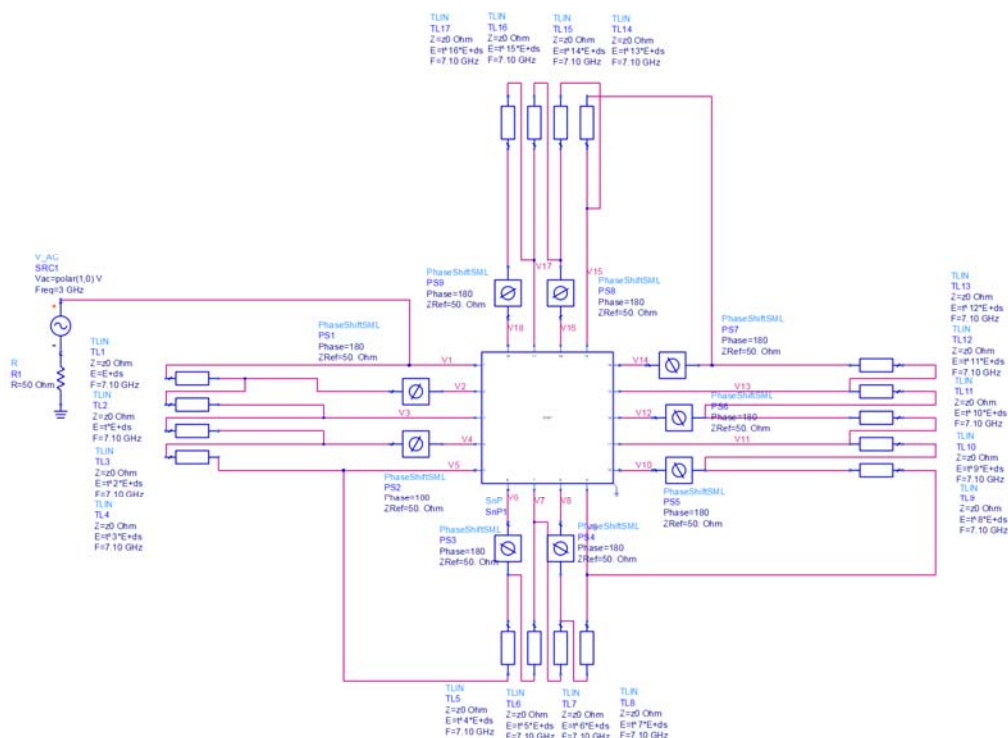


图 4.14 ADS 馈电网络调试（振子间隔配置反相器）

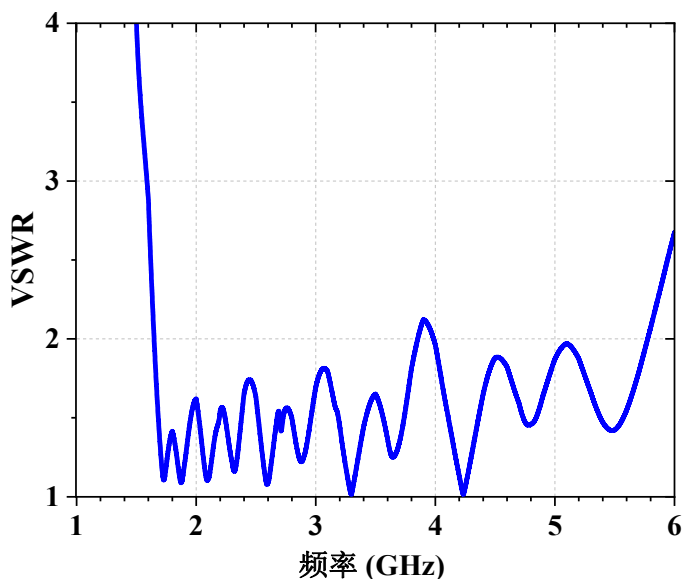


图 4.15 天线驻波比

基于上述的天线辐射结构及馈电结构的调整,将 ADS 中仿真得到各个频点的端口幅度相位等信息导入全波仿真软件 HFSS 的端口模型,对天线进全波仿真,最终得到天线的增益情况。如图 4.16 所示,天线的最大增益可以达到 7.9dBi,在端射方向上天线的最大增益为 7.4 dBi。天线在主波束方向和端射方向上的 3dB 增益带宽分别为 1.7 – 5.8 GHz 和 1.8 – 5.8 GHz。

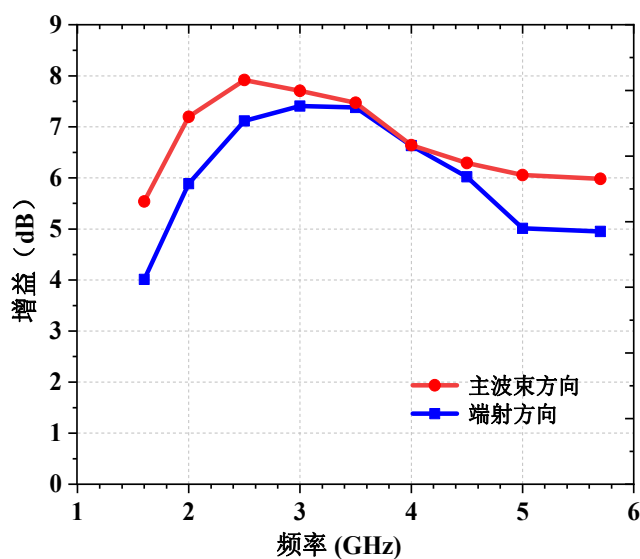
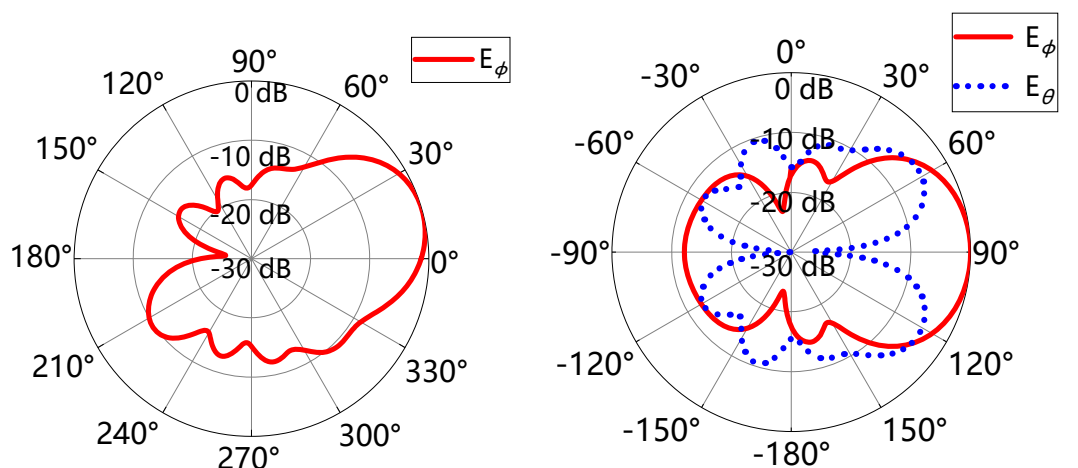


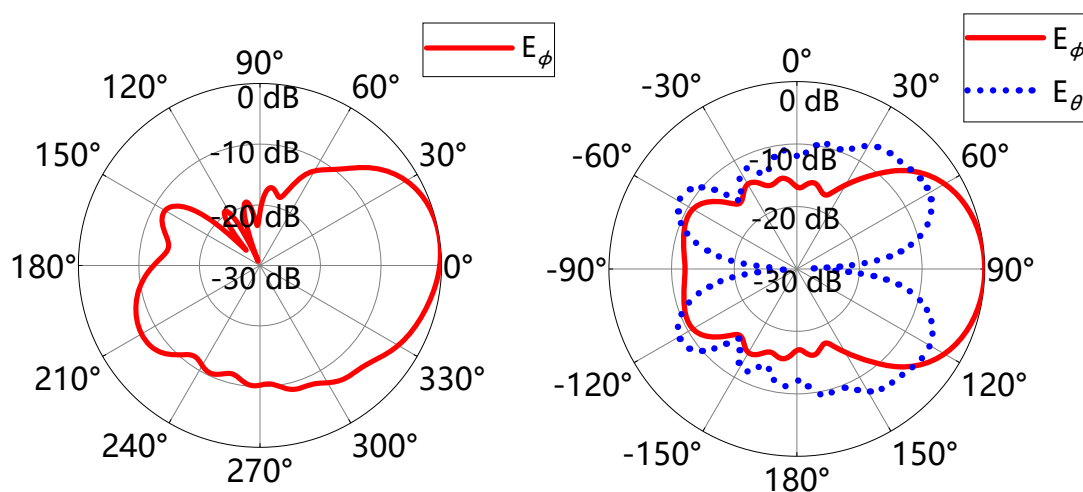
图 4.16 增益随频率变化

由于平面对数周期单极子天线的非对称性以及有限大金属地带来的衍射效应,天线的最大辐射方向与端射方向并不一致,随着频率的变化天线的最大辐射方向也在一定角度范围内变化。图 4.17 给出了 2GHz, 3GHz, 4GHz 的分别在 xoy 面和 xoz 面的辐射方向图,在 2GHz 和 3GHz,天线的最大辐射方向分别偏离端射方向  $14^\circ$  和  $7^\circ$ 。从图中可以看出,天线的前后比大于 10dB。由于在设计时没有设置介质基板,天线 xoy 面的交叉极化低于 -40dB,尽管在

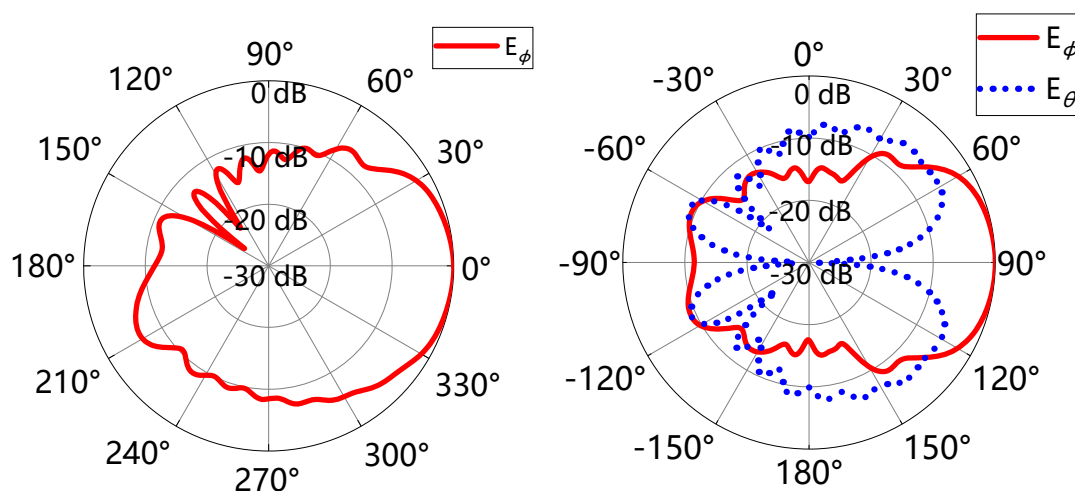
xoz 面天线的交叉极化要高出很多，但是在最大辐射方向上天线的交叉极化低于-30dB，可以保证天线的正常工作。



(a) 2GHz



(b) 3GHz



(c) 4GHz

图 4.17 xoy 面与 xoz 面辐射方向图

对比现有的低频振子端馈电的平面对数周期单极子天线，尽管本设计的增益最大只有 7.9dBi，但是阻抗带宽超过三个倍频程。并且根据对数周期偶极子天线提高增益的设计方法，本设计可以对增益和带宽进一步提高和拓展。

### 4.3 本章小结

本章从传统对数周期偶极子天线入手，结合短边馈电对数周期单极子天线的馈电方式以及对数周期单极子天线的辐射结构，设计了一款后向辐射平面对数周期单极子天线，天线振子部分的设计参照对数周期偶极子的设计方法，既可以实现超过三个倍频程的带宽，又可以实现对数周期单极子天线结构的低剖面化。天线的工作带宽为 1.8-5.8GHz，最大增益可达 7.9dBi。

本章设计的平面对数单极子周期天线距离实际加工还需要添加介质基板及反相器设计，没有进行实物加工，但从理论上并通过仿真设计对后向辐射对数周期天线的可行性进行了分析，同时由于单极子对数周期天线馈电网络调试的复杂性，本章采用电路仿真与全波仿真结合的方法，大大提高了仿真设计的效率，为类似的复杂馈电网络阵列天线提供了可以借鉴的设计流程。

## 第五章 总结与展望

### 5.1 工作内容总结

随着无线通信的飞速发展, 频谱资源愈发紧张, 移动设备和军事装备越来越多样化, 天线作为通信系统中的收发器件, 天线的性能和结构也要顺应通信系统的发展和演变。因此, 天线在平面化、集成化的基础上实现多样的高性能具有重要的研究意义。而电磁振子作为现有的多元振子类天线的基本单元, 通过对振子的组合以及结构的灵活设计可以实现低剖面、宽带、多极化以及端射等性能多样的天线。为了实现低剖面的印制工艺, 可以对平面单极子和槽天线单元进行平面上的组合, 实现双极化的性能; 通过对平面单极子进行对数周期排列, 实现基于对数周期单极子天线结构的宽带端射性能。

设计之初首先对磁电振子结构的双极化天线研究现状进行了调研, 最早的双极化天线是采用两个形同的电振子单元垂直正交放置来实现两个方向正交的极化, 比如偶极子正交, 平面单极子正交以及波导上的缝隙正交。接着就是对结构对称的槽或者贴片天线激励起正交的两模式实现双极化。而对于振子类宽带端射天线来说, 对数周期偶极子天线作为准频率无关天线设计简单且在多个倍频程内具有良好的端射性能, 之后国内外学者还在天线的小型化方向开展了诸多研究。为了进一步降低对数周期振子天线的高度出现了对数周期单极子天线, 除了能够降低天线一半的高度还可以实现良好的宽带端射性能, 并为了进一步降低天线高度可以对低频振子进行加载设计。

第二章首先对振子类天线的最小单元电基本振子和磁基本振子进行了理论分析, 在此基础上对磁电互补型的双极化天线的极化理论和关键技术进行了总结, 之后对振子类频率无关天线的结构和工作原理进行了分析。

第三章在前面的调研和理论分析的基础上设计了两种磁电混合型双极化天线。第一种是缝隙和平面单极子结构, 通过奇模激励使得缝隙单元工作, 从而辐射出水平极化波, 偶模激励使得单极子单元工作, 从而辐射出垂直极化波, 奇模馈电时天线的阻抗带宽为 2.21-2.84 GHz, 偶模馈电时天线的阻抗带宽为 1.98-2.79 GHz。第二种是半槽与平面单极子结构, 水平极化由半槽单元提供, 结构上比缝隙更加紧凑, 同时通过对振子加宽对阻抗带宽进行了进一步拓展, 奇模馈电半槽单元工作时天线的阻抗带宽为 1.80-2.91 GHz, 偶模馈电单极子单元工作时的阻抗带宽为 1.41-3.46 GHz。

第四章从传统对数周期偶极子天线入手, 结合短边馈电对数周期单极子天线的馈电方式

以及对数周期单极子天线的辐射结构,设计了一款后向辐射平面对数周期单极子天线,天线振子部分的设计参照对数周期偶极子的设计方法,既可以实现超过三个倍频程的带宽,又可以实现对数周期单极子天线结构的低剖面化。天线的工作带宽为 1.8-5.8GHz,最大增益可达 7.9dBi。

综上所述,本文基于电磁基本振子设计了两款磁电互补型双极化天线和一款平面对数周期单极子天线,结构紧凑,充分发挥了印制工艺多振子天线实现形式灵活的特点。鉴于目前天线平面化集成化的发展趋势,天线在印制工艺基础上实现多样的辐射性能具有重要的研究意义,未来也会有更多的科研工作进行更深入的研究。

## 5.2 后续工作展望

本文通过对平面化振子结构的灵活组合设计,实现了三款具有双极化或宽带端射性能的天线,并且为设计此类多元振子类天线提供了经验方法。由于时间精力有限,本文的工作仍然存在一些不足和需要改进的地方,并且在现有工作基础上可以开展进一步的研究:

1) 在磁电混合结构的双极化天线的设计过程中,通过对振子简单加宽来实现阻抗带宽的增宽。目前对振子类天线的阻抗带宽拓展的研究已经有许多成果,在结构形状上如半圆形平面单极子,领结形磁电偶极子等,都可以使得振子单元具有良好的宽带特性,这些结构也可以应用在本文的两种双极化天线中进一步改善天线的宽带性能。

2) 在磁电混合结构的双极化天线的设计过程中,通过将全槽半波长缝隙天线单元演变为半槽天线进一步减小了金属地板的尺寸。通过对全槽天线纵向尺寸缩短也可以使得金属地板的结构得到小型化,比如对全槽采用一些弯折设计。

3) 磁电混合结构通过奇偶模馈电可以实现双极化,由于两个单元分别提供两个正交的先极化波,通过对两个单元同时馈电且提供  $90^\circ$  的相位差,可以进一步实现圆极化波。从而将双极化天线进一步演进为多极化天线。

4) 在设计后向辐射平面对数周期单极子天线过程中,仿真设计采用了理想反相器,没有进行实物设计,下一步的工作应是如何将反相器实际结构配置在对应单极子振子上。

5) 设计的后向辐射平面对数周期单极子天线的定向性后续可以通过改进得到提高,比如采用金属地板反射结构,振子单元增强定向性等方式。

6) 由于磁电混合结构的双极化天线和对数周期单极子天线具有相同的平面单极子结构,在此基础上将双极化天线的振子结构均按照对数周期规律排列,可以设计出宽带的双极化端射天线,作为下一步的研究方向具有重要的研究意义。



## 参考文献

- [1] 林昌禄, 聂在平等. 天线工程手册[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [2] Kraus J D. Antennas [M]. 1988.
- [3] 温标荣. 浅析移动通信的分集技术[J]. 中国无线电管理, 2002.04: 30-33.
- [4] 赵爱民, 张淑芳. 分集技术在联通移动网中的应用[J]. 电信科学, 1999.11: 51-52.
- [5] Lee H, Lee B. Compact Broadband Dual-Polarized Antenna for Indoor MIMO Wireless Communication Systems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(2): 766-770.
- [6] 电信移动联通获 5G 试验频率使用许可[N]. 黑龙江晨报, 2018.12.11.
- [7] Li S, Xu L D, Zhao S. 5G Internet of Things: A survey[J]. Journal of Industrial Information Integration, 2018.
- [8] Niu Y, Li Y, Jin D, et al. A Survey of Millimeter Wave (mmWave) Communications for 5G: Opportunities and Challenges [J]. Wireless Networks, 2015, 21(8):1-20.
- [9] 陈伯孝, 吴铁平, 张伟. 高速反辐射导弹探测方法研究[J]. 西安电子科技大学学报, 2003, 30(6):5
- [10] Winters J H, Salz J, Gitlin R D. The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication-Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(2-4): 1740-1751.
- [11] Koohestani M, Moreira A A, Skrivervik A K. A Novel Compact CPW-Fed Polarization Diversity Ultrawideband Antenna[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2014, 13:563-566.
- [12] Raman S, Mohanan P, Timmons N, et al. Microstrip-Fed Pattern- and Polarization-Reconfigurable Compact Truncated Monopole Antenna[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2013, 12:710-713.
- [13] Ren Y H, Ding J, Guo C J, et al. A Wideband Dual-Polarized Printed Antenna Based on Complementary Split-Ring Resonators[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2015, 14: 410-413.
- [14] Park S H, Okajima Y, Hirokawa J, et al. A slotted post-wall waveguide array with interdigital structure for 45/spl deg/linear and dual polarization[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(9): 2865-2871.
- [15] Li Y, Zhang Z, Chen W, et al. A Dual-Polarization Slot Antenna Using a Compact CPW Feeding Structure[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2010, 9:191-194.
- [16] Jiang X, Zhang Z, Li Y, et al. A Wideband Dual-Polarized Slot Antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12:1010-1013.
- [17] Lu Y C, Lin Y C. A compact dual-polarized UWB antenna with high port isolation[C]. 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, 2010.
- [18] Peng B, Li S, Zhu J, et al. A Compact Wideband Dual-Polarised Slot Antenna With Five Resonances[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017:1-1.
- [19] Siu L, Wong H, Luk K M. A Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole with Dielectric Loading[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(3): 616-623.
- [20] Wu B Q, Luk K M. A Broadband Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna with Simple Feeds[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2009, 8: 60-63.
- [21] Xue Q, Liao S W, Xu J H. A Differentially-Driven Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(1): 425-430.
- [22] Sun Z, Zhong S S, Kong L B, et al. Design of Broadband Dual-Band Dual-Polarized Share-Aperture SAR Antenna[J]. Dianzi Xuebao (Acta Electronica Sinica), 2012, 40(3): 542-547.
- [23] Li J X, Yang S W, Li B, et al. A Low Profile Dual-Band Dual-Polarized Patch Antenna Array with Integrated Feeding Network for Pico -Base Station Applications[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2014, 56(7): 1594-1600.
- [24] Lewis L R, Fasset M, Hunt J. A broadband stripline array element[C]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1974, 12: 335-337.

- [25] Mirshekar S D, Odosu W K. Analysis of open-end slotline for examining radiation mechanisms of constant width and tapered slot antennas[C]. 23rd European Microwave Conference on Fields, Waves & Electromagnetics, 1993, 201-203.
- [26] Prasad S N, Mahapatra S. A novel MIC slot-line antenna[C]. 9th European Microwave Conference on Fields, Waves & Electromagnetics, 1979, 120-12.
- [27] Schaubert D, Kollberg E, et al. Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1985, 33(12): 1392-1400.
- [28] Jing S, Zhi X, Ting Z. Design and mutual coupling analysis on wideband wide-angle scan step constant tapered slot antenna array[C]. IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), 2010, 2: 1-4
- [29] 张闯. 宽带平面渐变槽线天线研究[D]:[硕士学位论文]. 南京邮电大学, 2018.
- [30] Yagi H, Uda S. Projector of the sharpest beam of electric waves[J]. Proceedings of the Imperial Academy, 1926, 2(2): 49-52
- [31] Huang J, Densmore A C. Microstrip Yagi array antenna for mobile satellite vehicle application[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, 39(7): 1024-1030.
- [32] Ma T G, Wang C W, Hua R C. A modified Quasi-Yagi antenna with a new compact microstrip-to-coplanar strip transition using artificial transmission lines[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(8): 2469-2474.
- [33] Sun Y H, Zhang H B, Wen G J. Research progress in Yagi antennas[C]. 2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE), 2012, 29: 2116-2121.
- [34] Ding Y, Jiao Y C, Fei P, et al. Design of a multiband Quasi-Yagi-type antenna with CPW-to-CPS transition[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2013, 10: 1120-1123.
- [35] Duhamel R, Isbell D. Broadband logarithmically periodic antenna structures[C]. IRE International Convention Record, 1957, 5: 119-128.
- [36] Isbell D. Log periodic dipole arrays[J]. IRE Trans Antennas Propagation, 1960, 8(3): 260-267.
- [37] Carrel R. The Design of log-periodic dipole antennas[C]. IRE International Convention Record, 1961, 9: 61-75.
- [38] Campbell C K, Traboulay I, Suthers M S, et al. Design of a stripline log-periodic dipole antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1977, 25(5): 718-721.
- [39] Casula G, Maxia P, Montisci G, et al. A printed LPDA fed by a coplanar waveguide for broadband applications[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 1232-1235.
- [40] Bozdag G, Kustepeli A. Subsectional tapered fed printed LPDA antenna with a feeding point patch[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 437-440.
- [41] Wheeler H A. Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1965, MTT-13(2): 172-185.
- [42] Zhai G H, Hong W, Wu K, et al. Wideband substrate integrated printed log-periodic dipole array antenna[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2010, 4(7): 899-905.
- [43] Ma T, Ai J, Shen M, et al. Design of Novel Broadband End-fire Dipole Array Antennas[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2017, 99: 1-1.
- [44] Shailendra S, Pawar, Madhu Shandilya. PSO Optimized Wideband LPDA Antenna with Non-Cross Feed Structure[J]. Progress In Electromagnetics Research C, 2018, 86: 83-96.
- [45] Anagnostou D E, Papapolymerou J, Tentzeris M M, et al. A Printed Log-Periodic Koch-Dipole Array (LPKDA)[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, 7: 456-460.
- [46] Lee J M, Ham H J, Ryu H K, et al. Miniaturization of log-periodic dipole array antenna using triangular meander structure[C]. 2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), Maui, HI, 2012: 1-4.
- [47] Sun Q, Wang J, Cui J, et al. A compact printed log-periodic antenna with loaded stub[C]. Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, 2014: 593-595.

- [48] 胡阳生. 新型印刷对数周期天线研究[D]:[硕士学位论文]. 南京邮电大学, 2018.
- [49] Green P B, Mayes P E. 50 $\Omega$  log-periodic monopole array with modulated-impedance microstrip feeder[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1974, AP-22(2): 332-334.
- [50] 孙元华. 宽带端射天线关键技术研究[D]:[博士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2015.
- [51] Hu Z, Shen Z, Wu W, Lu J. Low-profile log-periodic monopole array [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(12): 5484 – 5491.
- [52] Chen Q, Hu Z, Shen Z, et al. 2-18 GHz conformal low-profile log-periodic array on a cylindrical conductor[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(2): 729 – 736.
- [53] 谢处方, 饶克谨. 电磁场与电磁波[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [54] Balanis C A. Antenna Theory: Analysis and Design[M]. 3rd edition. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005.
- [55] Pan Y M, Leung K W, Lu K. Compact quasi-isotropic dielectric resonator antenna with small ground plane[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(2): 577-585.
- [56] Zhang W H, Lu W J, Tam K W. A planar end-fire circularly polarized complementary antenna with beam in parallel with its plane[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(3): 1146-1152.
- [57] Rumsey V H. Frequency Independent Antennas[C]. 1957 IRE National Convention Record, 1957, 1: 114–118.
- [58] Elliott R S. A View of Frequency Independent Antennas[J]. Microwave J, 1962: 61–68.
- [59] 黄晓东. 小型平面天线宽带化技术的研究[D]:[博士学位论文]. 南京邮电大学, 2010:24-28.
- [60] Wong K W, Chiu L, Xue Q. Wideband parallel-strip bandpass filter using phase inverter. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, 18(8): 503-505.
- [61] Wang X, Chen W, Feng Z, et al. Compact dual-polarized antenna combining printed monopole and half-slot antenna for MIMO applications[C]. Antennas and Propagation Society International Symposium, Charleston, SC, 2009: 1- 4.
- [62] Wei X S, Liu J H, Long Y L. Printed log-periodic monopole array antenna with a simple feeding structure[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 17(1): 58-61.
- [63] Kang C Y, Lin S, Zhao Z H, et al. The simulation and experiment of a non-cross-feeding printed log-periodic antenna[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2015, 2015: 1-8.

## 附录 1 对数周期振子天线 Matlab-HFSS API 程序

```

%对数周期天线 mm 制
clear all;
false=0;
true=1;

%输入参数
Units='mm';
h=1;          %介质基板厚度
er=4.4;       %介质基板相对介电常数
t=0.917;     %比例常数
a=0.169;     %间距常数
fmax=5.8e9;  %上限频率
fmin=1.8e9;  %下限频率

%核心代码
L1=0.5*(3e11)/fmin;      %最低频振子长度
LN=0.375*(3e11)/fmax;    %最高频振子长度
Bs=L1/LN;               %结构带宽
n= ceil (1+log (Bs)/log (1/t)); %阵元数目
core=zeros(4,n);        % 核心数组存储 l,w,d,s(起始位置),e(结束位置)
up=zeros(4,n);          % 上层绘图关键点
down=zeros(4,n);        % 下层绘图关键点
core(1,1)=k1*wavelength/2; %第一个单元(最长振子)振子长度的一半
core(2,1)=k1*wavelength/16; %第一个单元振子宽度 w
core(3,1)=2*a*k1*wavelength; %第一个单元与下一个单元的间隔 d1
core(4,1)=0;             %第一个单元起始位置 x
for i=2: n
    core(1,i)=core(1,1)*t^(i-1); %第 i 个单元核心参数
    core(2,i)=core(2,1) *t^(i-1);
    core(3,i)= 2*a*2*core(1,i);
    core(4,i)=core(4,i-1)+ core(3,i-1);
end
for i=1: n                %第 n 个单元绘图参数
    up(1,i)=core(4,i);    %x
    up(2,i)=h;            %z
    up(3,i)=core(2,i);    %deltax
    up(4,i)=core(1,i)*(-1)^(i-1); %deltay
    down(1,i)=core(4,i);
    down(2,i)=0;
    down(3,i)=core(2,i);
    down(4,i)=core(1,i)*(-1)^i;
end

```

```
use=[up down];
fedl=core(4,n)+core(2,n); %主轴微带馈线长度和馈电位置,第 n 个偶极子的起始 x 位置+宽度
fedw=7.475*h/exp(50/87*(er+1.41)^(1/2)); %粗略估算线宽

%实现 matlab-HFSS-API

%调用 hfssapi
addpath(' ');%../3dmodeler/
addpath(' ');%../general/
addpath(' ');%../analysis/
addpath(' ');%../boundary/

% 临时文件路径
tmpPrjFile = '.hfss';
tmpScriptFile = '.vbs';

% HFSS 执行路径
hfssExePath = " ";
fid = fopen(tmpScriptFile, 'wt'); % 'wt'表示以文本模式打开文件, 可写, 覆盖原有内容

%创建一个新的工程并插入一个新的设计
hfssNewProject(fid);
hfssInsertDesign(fid, 'duishu');

%绘图
%画馈线
hfssRectangle(fid, 'fedline', 'z', [0,-fedw/2,h], fedl, fedw, Units);
hfssRectangle(fid, 'fedline2', 'z', [0,-fedw/2,0], fedl, fedw, Units);

%画端口
hfssRectangle(fid, 'port', 'x', [ fedl,-fedw/2,0], fedw,h, Units);

%画对数周期天线
for i=1:length(use)
hfssRectangle(fid, ['rect',int2str(i)], 'z', [use(1,i),0,use(2,i)], use(3,i), use(4,i), Units);
end

%画介质基板
hfssBox(fid, 'Substrate', [0, -core(1,1)-1, 0], [fedl, 2*core(1,1)+2, h], 'mm');
hfssAssignMaterial(fid, 'Substrate', 'FR4_epoxy');

%保存文件
hfssSaveProject(fid, tmpPrjFile, true);

%结束指令
fclose(fid);
```

`disp(tmpScriptFile)`

`disp('Sctrip Completed')`

## 附录 2 攻读硕士学位期间撰写的论文

- [1] Tan X Y, Chen S L, Jin X H, et al. Planar log-periodic monopole array antennas with reverse Firing[C]. 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Guangzhou, China, 2019: 1-3. (EI, DOI: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992332, Accession Number: 20201008254408)

### 附录 3 攻读硕士学位期间申请的专利

- [1] 谭小媛, 黄晓东, 金秀华, 一种平面单极子和缝隙结构的双极化天线, 201910083077.2, 2019.01.29, 已受理;
- [2] 黄晓东, 谭小媛, 金秀华, 一种平面单极子和半槽结构的双极化天线, 201910083076.8, 2019.01.29, 已受理。



## 致谢

转眼已经是在南京邮电大学攻读硕士研究生的第三年了，这三年来是我成长最快，收获最多的一段求学经历，在这里我学习研究了专业知识，有幸认识一群认真严谨的师长，结交了许多积极向上的同学，是我人生中非常重要的一段时光。

首先要衷心感谢对我的研究生求学生涯影响最大的人，我的研究生导师黄晓东老师。在科研方面，黄老师十分关心大家的课题进展，不仅定期为大家答疑解惑，更鼓励大家敢于提出问题，经常以一种平等的方式与大家探讨科研问题，激发大家的创新思维。在做论文阅读的交流时，黄老师告诉我们“他山之石，可以攻玉”，充足的文献阅读可以让我们积累更多的前人经验和理论储备，我一直谨记并践行。在学习生活方面，黄老师也给予了我们非常多的关心，对于大家面对的学习科研压力总是像朋友一样帮助我们疏导，在人生态度上更是时常教育我们要诚实做人，踏实做事。能够成为黄老师的学生我感到非常荣幸，我将秉承师门的优良传统，在未来的工作中继续以认真负责的态度对待每一件事。

其次我要感谢我的同窗好友陈赛利和曹瑾茹，在学习和生活上给予我很多帮助，三年来一路并肩，留下了许多珍贵美好的回忆。感谢我的同门师兄师姐张闯，胡阳生，王斐和樊志凡，作为前辈在科研上毫无保留地给予我指导，让我很快地适应研究生阶段的学习生活。还要感谢我的同门王翔宇，周玉婷，杨若松，高鹏程，在我的科研生活中给予了我很多帮助。另外还有同专业的同学们魏鑫，姚琳，张万平，谢锦明，吴梓境等，在实践或是理论学习中不厌其烦地为我答疑解惑；还有我的舍友霍延，李冰蕊，朱珍雪，在这三年的研究生生活中我们一起创造了许多欢乐的时光。祝还在求学的伙伴们学业有成，步入工作的朋友们前程似锦。

感谢我的父母和家人，一直以来在背后默默地支持我，无微不至地关心我，你们是最爱我的人，让我在遇到任何困难时都有坚强的后盾。未来我会继续努力，不辜负你们的培养。从小到大你们一直为我遮风挡雨，从现在起我会努力成为你们最坚实的依靠。

最后感谢各位评审和答辩老师，百忙之中对我的论文进行审阅，你们提出的宝贵的建议都是我在科研道路上不断进步的动力！

千言万语汇成一句感谢！在此论文得以完成之际，谨向所有支持和帮助我的人表示最诚挚的谢意。