



沈阳航空航天大学

工程硕士学位论文

论文题目 飞机舱内无线通信系统天线布局及
电磁兼容技术研究

研究生 辛江浩

工程领域 电子信息

研究方向 无线与移动通信技术

指导教师(企业) 孙红鹏 研究员

指导教师(学校) 屈乐乐 教授

二零二三年六月

分类号_____

密级_____公开_____

UDC _____

学 位 论 文

飞机舱内无线通信系统天线布局 及电磁兼容技术研究

研 究 生 姓 名 ： 辛江浩

工程领域名称 ： 电子信息

研 究 方 向 ： 无线与移动通信技术

论 文 类 型 ： 综合研究

申请学位类别 ： 电 子 信 息

指导教师(企业) ： 孙红鹏 研究员 沈阳飞机设计研究所

指导教师(学校) ： 屈乐乐 教授 沈阳航空航天大学

论文提交日期 ： 2023 年 6 月 8 日

论文答辩日期 ： 2023 年 6 月 11 日

沈 阳 航 空 航 天 大 学

2023 年 6 月

SHENYANG AEROSPACE UNIVERSITY

THESIS FOR MASTER'S DEGREE

**RESEARCH ON ANTENNA LAYOUT AND
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY
TECHNOLOGY OF WIRELESS
COMMUNICATION SYSTEM
IN AIRCRAFT CABINS**

Candidate: Jianghao Xin

Supervisor: Hongpeng Sun

Specialty: Electronic information

Date: June, 2023

摘 要

随着科技的进步,无线通信的应用领域越来越广,特别是未来的军事领域,对飞机的信息系统有了很高的要求,同时飞机无线通信系统的好坏也将影响整体作战效果。以往的机载线缆通信,很难满足未来以马赛克战为代表的跨域协同作战。而毫米波无线通信的出现,极大地推动了舱内无线通信的实现,为未来大规模协同作战提供了技术支持。因为毫米波通信大宽带,高可靠,低时延的优点,可以很好应对设备舱内密闭复杂的电磁环境。

在此背景下,本文设计了一款性能优异的 48GHz 微带阵列天线;并根据战斗机前设备舱结构,进行天线布局的仿真研究分析;最后对安装毫米波无线通信系统的设备舱内进行电磁兼容技术研究。具体的研究内容如下:

通过分析毫米波频段传输特性,确定所要设计的毫米波微带阵列天线频段。根据微带天线原理设计出符合要求的阵元天线,并采用串并联结合的馈电方式,设计出一款 4×8 的微带阵列天线,同时采用泰勒综合法对阵元进行不等幅馈电,实现低旁瓣特性。最终通过电磁软件仿真优化,得到一款全新频段且增益、半功率波束宽度,副瓣抑制都具有显著优势的 32 阵元毫米波微带阵列天线,并进行实物制作。

借助电磁仿真软件中的弹跳射线法这一电磁数值分析方法,研究天线安装在设备舱后的信号覆盖情况。将天线分别安装在设备舱前中后三个位置,研究在不同射线数量下,射线在舱内的覆盖情况,根据不同安装位置射线覆盖情况,选出最优的安装位置以及数量。最后仿真分析天线进行最优安装后,整个设备舱内的电场强度分布,进一步确定信号的覆盖情况。

针对增加毫米波干扰的复杂电磁环境,分别从滤波、屏蔽、接地三个方面,对设备舱内设备进行电磁兼容性研究。设计了一款用于射频接收机,接收天线后的平行耦合带通滤波器;对带有孔缝的设备屏蔽壳体进行仿真分析,研究在毫米波频段干扰下屏蔽壳体上不同形状、尺寸、数目的孔缝对屏蔽效能的影响,得到了屏蔽壳体优化策略;针对现有的设备接地方法,给出安装毫米波无线通信系统后,接地线以及接地方式的改进策略。

关键词: 无线通信; 毫米波; 阵列天线; 天线分布; 电磁兼容

Abstract

With the advancement of technology, the application field of wireless communication is becoming wider and wider, especially in the future military field. High requirements have been placed on the information system of aircraft, and the quality of the aircraft's wireless communication system will also affect the overall combat effectiveness. The previous airborne cable communication is difficult to meet the cross-domain coordinated operations represented by mosaic warfare in the future. The emergence of millimeter-wave wireless communication has greatly promoted the realization of cabin wireless communication and provided technical support for large-scale coordinated operations in the future. Because millimeter-wave communication has large bandwidth, high reliability, and low latency, it can well cope with the complex electromagnetic environment in the equipment cabin and enclosed space.

In this context, this thesis designs a high-performance 48GHz microstrip array antenna; conducts simulation research and analysis on antenna layout according to the structure of the front equipment cabin of the fighter; and finally conducts electromagnetic compatibility technology research on the equipment in the equipment cabin equipped with a millimeter-wave wireless communication system. The specific research content is as follows:

By analyzing the transmission characteristics of the millimeter-wave frequency band, we determine the frequency band of the millimeter-wave microstrip array antenna that we want to design. According to the principle of microstrip antenna, we design an array element antenna that meets the requirements and use a combination of series and parallel feeding methods to design a microstrip array antenna. At the same time, we use the Taylor synthesis method to feed the array elements with unequal amplitudes to achieve low sidelobe characteristics. Finally, through electromagnetic software simulation optimization, we obtain a brand new frequency band microstrip array antenna that is superior to the existing 32-element millimeter-wave microstrip antenna in terms of gain, half-power beam width and sidelobe suppression, and make physical objects.

Using the electromagnetic numerical analysis method of the bouncing ray method in electromagnetic simulation software, we study the signal coverage after the antenna is installed in the equipment cabin. After installing the antenna in the front, middle and rear positions of the equipment cabin, we study the coverage of the rays in the cabin under different numbers of rays. According to the coverage of the rays at different installation positions, we select the best installation position and quantity. Finally, we simulate and analyze the electric field strength distribution in the entire equipment cabin after the antenna is installed in the optimal position to further determine the signal coverage.

In view of the complex electromagnetic environment in which the millimeter-wave

frequency band interference is increased after the millimeter-wave wireless communication system is installed in the equipment cabin, electromagnetic compatibility research is conducted from three aspects: filtering, shielding, and grounding. A parallel-coupled bandpass filter for RF receivers and receiving antennas is designed. The equipment shielding shell with hole seams is simulated and analyzed. The shielding efficiency of the shielding shell when opening different shapes, sizes, and numbers of hole seams to cope with millimeter-wave frequency band interference is studied, and an optimization strategy for the shielding shell is obtained. For the existing equipment grounding methods, an improvement strategy for grounding wires and grounding methods after installing a millimeter-wave wireless communication system is given.

Keywords: wireless communication; millimeter wave; array antenna; antenna distribution; electromagnetic compatibility

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 国内外相关研究进展.....	2
1.2.1 机载无线通信发展现状.....	2
1.2.2 毫米波微带天线研究现状.....	3
1.2.3 低副瓣阵列研究现状.....	5
1.3 本文主要研究思路.....	6
第 2 章 舱内 5G 无线通信天线技术研究	8
2.1 5G 无线通信技术研究.....	8
2.1.1 5G 无线通信体制.....	8
2.1.2 毫米波通信频段信道特点.....	9
2.2 微带线分析方法.....	10
2.2.1 传输线模型法.....	10
2.2.2 腔模分析法.....	13
2.2.3 其他分析方法.....	15
2.3 微带阵列天线的基本理论	16
2.3.1 方向图乘积定理.....	17
2.3.2 阵因子特性.....	19
2.3.3 副瓣抑制方法.....	20
2.4 本章小结.....	23
第 3 章 毫米波微带阵列天线设计	24
3.1 矩形微带贴片天线阵元设计	24
3.1.1 矩形贴片尺寸计算.....	24
3.1.2 阵元仿真优化.....	25
3.2 阵列天线设计方案.....	27
3.2.1 阵元间距设计.....	28
3.2.2 阵元个数设计.....	28
3.2.3 面阵结构设计.....	30
3.3 阵列天线设计实现.....	30
3.3.1 线阵设计.....	30
3.3.2 面阵设计优化.....	35
3.4 本章小结.....	42
第 4 章 飞机舱内天线布局研究	43
4.1 电磁数值分析方法.....	43

4.2 弹跳射线法原理.....	44
4.3 天线布局仿真分析.....	46
4.3.1 天线布局分析载体平台建模.....	46
4.3.2 天线布局仿真研究.....	47
4.4 舱内电场分布研究.....	51
4.5 本章小结.....	53
第5章 舱内电磁兼容性研究	54
5.1 电磁干扰原理.....	54
5.2 电磁兼容滤波设计.....	55
5.2.1 滤波器选型及指标.....	56
5.2.2 平行耦合带通滤波器设计.....	57
5.3 电磁兼容屏蔽研究.....	62
5.3.1 屏蔽体模型.....	62
5.3.2 连接处缝隙对屏蔽性能的影响.....	63
5.3.3 散热孔对屏蔽体性能影响.....	65
5.4 电磁兼容接地处理.....	69
5.4.1 接地方法.....	69
5.4.2 设备舱设备接地处理.....	70
5.5 本章小结.....	71
结论.....	73
参考文献.....	75

第1章 绪 论

1.1 研究背景与意义

随着无线通信系统的日新月异，在为人们提供服务的同时，也在各种问题中不断完善自己，发展创新。尤其是在军事方面随着 5G 时代的到来，其在国家军事博弈之间起着重要的作用，对 5G 军事应用的研究有着重要意义，特别是军事航空领域，更是重中之重。

2G, 3G, 4G 时代大多数使用低频段，载波频率都在 6GHz 以下，能够使用的频谱资源非常有限，很多时候无法满足人们生活需求，对保密性要求特别严格的军事领域更捉襟见肘。随着 5G 技术的不断突破，现如今无线通信技术实现了多种融合，无线通信网络在多个层面实现了升级。在人们日常使用中，技术提升也特别大，主要体现在四个方面，分别是：宽带化、低时延、可靠性高、通信设备大规模化，技术的提升使其应用范围更广。特别是未来的军事领域，以马赛克战为代表的跨域协同作战样式，对于飞机的信息系统有了更高更严格的要求，同时飞机无线通信的好坏将直接影响整个作战体系的效果。未来的机载无线通信系统可以借鉴民用 5G 应用的核心技术，进行发展，从多角度去分析和实现机载无线通信的设计。

当今，民用和军用飞机内部通信系统还是以线缆为主，通过总线对设备之间进行连接，这种方式有很多弊端，如：通信容量小、设备之间连接固定、容易发生耦合故障、自我修复能力差、无法灵活搭配、通信升级困难^[1]，同时舱内过多的线缆带来负重多大，线束分布复杂，设计难度较高，维护性低等问题，所以现在需要研究新的无线通信系统，实现舱内无线化，来满足新一代机载通信的需求。5G 具有网络速率极高、时延超低、设备接入能力大规模化、稳定性好的优点，备航空应用前景。相比较于 5G 在民用方面较为广泛使用的 Sub-6 频段，毫米波频段的高频通信更加适合机载无线通信系统。同时毫米波频段与飞机其他设备的使用频段相互隔离，可以在飞机舱内复杂密闭的环境下进行良好的信息传输，同时毫米波大衰减特性，确保通信内容的保密性。在整个机载无线通信系统中，最重要的就是射频系统前端的天线部分，天线性能的好坏决定着整个机载无线通信系统的性能。

针对飞机舱内复杂电磁环境，一般的毫米波天线单元，无法满足设计所需的高增益，低旁瓣，方向性强的性能要求。所以需要将天线单元按照一定规则进行排列组合形成阵列。同时阵列天线可以通过控制单元数量及排列组合形式来确定其方向图的波束宽度及增益情况，以满足特定的工作需求。飞机设备舱内的环境要求阵列天线要有较好的旁瓣抑制，而阵列天线的综合法就可以很好地解决这个问题。在种类众多的天线

中，因为微带阵列天线的理论基础完整，加工简易，造价低，可批量生产，且易于共型而被广泛应用。

针对飞机舱内的无线通信的需求，对用于无线通信的微带阵列天线进行性能指标确定，并设计出符合指标要求的微带阵列天线设计；通过电磁仿真软件研究此微带阵列天线的安装位置以及数量，并验证天线安装后舱内的电场分布；根据设备舱内电场强度分布情况，从滤波、屏蔽、接地三方面入手，对舱内设备进行电磁兼容技术研究。为航空机载舱内复杂环境的无线通信系统奠定基础。

1.2 国内外相关研究进展

1.2.1 机载无线通信发展现状

当下机载无线通信系统，主要用于民用客机无线上网。此项技术最先在美国开始研究，由波音公司最先研发出来，此机载无线网络系统名字为 **Connexion**，在日德两国的两家航空公司最先使用，应用在民用客机的客舱内。虽然此系统运行工作时，系统稳定性特别好，而且耗电量很低，但是其有两个缺点，一个是此系统因为技术原因，只适合应用在夜间飞行的时段，另外最重要的是因为价格极其昂贵，高达百万美元，所以此系统并没有被推广使用。后来 **Gogo** 公司推出了只需要十万美元的新型无线网络设备。

Gogo 公司推出的无线网络系统在美国广受欢迎，并且大多用在民用客机，公司在整个地区内安装大量的基站，为机载无线网络提供通信服务。但是此项技术的弊端也很明显。基站安装在地面上，飞机通过外部机载通信天线，与基站实现地空通信，只能在地面基站的覆盖范围内进行通信，超出范围此系统就无法使用。

针对 **Gogo** 公司机载无线通信系统的缺点，**Row 44** 和松下旗下的航电公司共同研制出了一款卫星机载无线通信的系统。此系统通过 **Ku** 波段卫星进行通信，将数据通过飞机传输给卫星，然后再通过微信将数据传输到地面，实现飞机与地面之间的通信。

后来 **ViaSat** 公司设计出了网络更好，带宽更大的新型机载无线网络系统。此系统同样通过卫星实现地空通信，不同的是，此系统以 **ka** 波段为基础。此项系统成为后来飞机无线网络的主流，**Gogo** 公司也 2016 年开始使用此波段的卫星通信为飞机客舱提供无线网络服务^[2]。

现如今，虽然我国三大航空公司已经将机载无线通信系统开始投入使用，但各自的技术都不相同。其中第一家启用机载无线通信系统的是中国国际航空公司，机载通信系统的地空通信是通过地面蜂窝基站对机载天线进行电磁通信的，但是此技术有很多限制。后续东航和南航也安装了机载无线通信系统，使用的是 **Ku** 波段卫星技术，这种技术很大程度上弥补了国航使用技术的空白。而下一代 **Ka** 波段技术的逐渐成熟，使其和大可能成为未来主流。

不管使用哪种技术，在信息传输到飞机时，都是通过天线等装置给用户提供上网服务的，这都可以给军用的无线通信系统提供技术参考。而且作为航空大国的我们不仅要在民用领域同时也要在军用领域研究实现各种技术的国有化，而飞机舱内无线通信系统也是必经之路，因此希望通过本课题对后续的民用和军用无线通信系统设计起到一定参考作用。

1.2.2 毫米波微带天线研究现状

最先对毫米波微带阵列天线进行设计研究的是 M. A. Weiss，其在 1976 年采用并联馈电的方式使用 0.25mm 厚的 RT/Duroid5880 设计了一款工作在 35GHz 的 4×4 的面阵，同时又用 0.125mm 厚的 RT/Duroid5880 设计了一款工作在 60GHz 的 16×16 的面阵，高频的阵列天线只进行了仿真验证，而 35GHz 的阵列不仅仿真验证还进行了实物的制作和测试。通过测试得到该阵列的频带范围内的最大增益为 17dBi，主瓣半功率波束宽度宽度为 20° ，天线辐射效率在 75%~85% 之间，并通过实物测试验证了仿真的有效性。

在 1977 年，M. A. Weiss 又与 R. B. Cassell 两个人合作，使用 0.127mm 的 RT/Duroid5880 作为介质板材料设计了一款工作在 38GHz 左右的 32×32 的阵列天线^[3]。这款阵列天线很好的实现了较低的副瓣电平，在频段范围内该阵列天线的 E 面和 H 面的副瓣电平都可以保证在 -20dB 到 -25dB 之间。同时测得，基片材料上的不等幅电流带来的损耗为 4dB。

次年，J. Williams 采用光刻技术对阵列单元进行制作，使用 0.79mm 的聚乙烯介质作为天线的介质基板，将原来的 9GHz 的阵列天线展宽到工作在 36GHz， 16×16 开路状态的微带阵列天线^[4]。天线的尺寸为 $6.8\text{cm} \times 6.8\text{cm}$ ，并且通过仿真得到的天线增益为 25dBi，副瓣抑制优于 -20dB， 8×8 和 24×24 的阵列增益分别是 16dBi 和 26dBi。同年，P. Hall 等人设计了一款行波天线^[5]，这款天线结构是八个梳齿状的微带枝节，并且各枝节是开路状态，各枝节采用的介质基板和厚度都各不相同，使其谐振频点分别在 17GHz、36GHz 和 70GHz，并完成了仿真与实物的测试，结果显示介质基板薄的性能优于厚的。

在 1989 年，J. Huang 和 D. Rascoe 两人，改进了原有 X 波段的相控阵，设计出了拥有 25 个阵元的，工作在 35GHz 的新型相控阵，其性能更好，拥有更宽的工作带宽和更高的天线增益^[6]。第二年，又由 D. Rascoe 带领几位科研人员研究了一款工作在 32GHz 附近的，性能更好的，拥有 21 个阵列单元的阵列天线^[7]。

David Sanchez-Hernandez 等人在 1996 年，设计了一款双频微带阵列天线，此阵列天线在 35.65GHz 上拥有 1.25GHz 的带宽的同时在 38.9GHz 上拥有 650MHz，而且阵列天线两个频段的交叉抑制全部在 15dB 以上，同时此阵列天线采用 GaAs (砷化镓) 半导体的

分层技术对天线进行设计^[8]。M. Stotz 在同年,设计出了一款工作在 77.6GHz 的 3×1 微带阵列天线,其半功率波束宽度为 22° ,交叉极化抑制大于 30dB,旁瓣电平为 14dB,同时此天线同样以 GaAs 作为介质基板,并使用了 SiNx 膜技术,馈电方式为口径耦合馈电^[9]。

G.P.Gauthier 团队在 1999 年,采用双层硅基片的结构,顶层的基片作为天线的形式进行设计,并使用加工手段将天线辐射性能改良,馈电方式为在底部基片上通过 CPW 馈线以及开槽进行耦合完成,最终设计出了一款在 94GHz 上发生谐振,并且回波损耗为 -18dB,工作带宽为 10% 的微带阵列天线^[10],此天线的加工方式采用微机械进行加工。天线方向性为,前后方向图比为 -10dB, E 面反向图与 H 面方向图耦合低于 20dB。

随着微带阵列天线的研究与发展,毫米波天线的波束扫描以及天线多波束化越来越让人重视。在 Mingyi Li 的带领下,于 2002 年设计出了工作频段为 Ka 波段,阵列天线的回波损耗低于 -15dB 的可以通过改变工作频率实现双波束扫描的毫米波微带阵列天线^[11]。此天线的波束扫描的原理主要是通过频率改变引起阵元之间相位的变化,从而实现方向图主瓣指向性的改变。设计并加工了 12 个阵列单元的贴片,分别通过单端口和双端口的馈电结构形成两个波束,并可以通过频率进行控制。通过实验发现,两种结构都有良好的性能,当频率从 28.5GHz 变化为 32.5GHz 时,两波束扫描分别扫描 31 度和 31.5 度。R.B.Waterhouse 也在同一年研究出了一款适用于汽车防撞雷达或者无线通信基站的阵列天线,此天线采用了探针馈电和分层贴片的技术,工作带宽达到了 25%,同时拥有良好的波束扫描角度,可以对 $\pm 45^\circ$ 进行扫描^[12]。

Abbas Abbaspour-Tamijani, 于 2003 年设计了一款平面相控阵,此相控阵采用新型的串并联馈电网络和阵元布局在保证阵列天线性能的同时尽可能地简化了阵列结构^[13]。通过设计验证此阵列天线,副瓣电平低,波束可控性好,结构紧凑,是一种拥有三种状态的相控阵,可以在这三种状态间进行切换。此相控阵由 80 个微带阵元设计而成,最大增益可达 20dBi,副瓣电平小于 -19dB,10dB 工作带宽不小于 6.3%,波束扫描角度为 $\pm 10^\circ$ 。同时此天线在 X 波段的工作效率保持在 33% ~ 36%。

2017 年, Muludi Z 和 Aswoyo B 通过对贴片进行三角形切角,研究了一款工作在 S 波段(2.4GHz)的 2×2 微带阵列天线^[14]。2019 年 Chen S J 等人设计了一款由 5 个圆形贴片与馈线之间近临耦合的微带阵列天线,并通过不同端口馈电改变极化方式的^[15]。

而我国是在 1990 年以后开始对微带天线进行研究的,最先开始的是刘克成等人在 1991 年,使用 RT/Duroid 5880 作为介质基板材料采用 106mm 直径,0.5mm 厚度和 100mm 直径,0.25mm 厚度分别设计了两款性能良好的微带阵列天线阵元数量分别是 248 个和 208 个,增益都在 25dBi 以上, E 面副瓣电平分别为 -22dB 和 -14dB, H 面副瓣电平分别为 -18dB 和 -20dB,工作带宽分别为 8% 和 4%^[16]。紧接着方大纲教授采用 0.254mm 厚的 Duroid5880 作为介质基板材料研制了一款 64 阵元的阵列天线,天线工作带宽为 2GHz,

带宽内增益均大于 19.5dBi ^[17]。北京理工大学的刘瑞祥和丁世昌在 1995 年对阵元数量分别为 4、8、272 的阵列天线以及单个单元做出对比分析和研究，最终设计 272 单元的阵列天线实现工作频率为 $33\sim 35\text{GHz}$ ， $1.5\sim 2\text{GHz}$ 的工作带宽，以及 28.5dBi 的增益^[18]。

1.2.3 低副瓣阵列研究现状

低副瓣性能，不仅是用于无线通信的毫米波天线所必需的，更是飞机舱内实现无线通信，不可或缺的重要指标，只有对副瓣电平的抑制足够好才能使得主瓣保证不受干扰，同时可以使得主瓣特性更好。特别是在飞机舱内电磁环境复杂，所以阵列天线的低副瓣研究也尤为重要。

阵列天线的低副瓣研究是从 20 世纪 50 年代以后开始的，同时对于阵列天线低副瓣的处理方法有很多种，最主要的就是通过泰勒分布函数和切比雪夫分布函数进行函数加权的处理。R.I.Wolfson 和 C.F.Cho 两人在 1980 年，使用同轴馈电的方法，通过子阵正交极化的组合方式研究了一款副瓣电平达到 -40dB ，工作带宽 15% 的性能良好的阵列天线^[19]。J.Wong 和 H.King 又在三年后设计出了一款在拥有较宽的工作带宽同时，又保证了极地副瓣电平的阵列天线，此阵列采用喇叭天线和棒状天线进行组合，在阵列天线的方向图的 E 面和 H 面的旁瓣电平均小于 -27dB ，但是这种设计方法的弊端就是天线的尺寸比较大^[20]。

在 P.Loghmannia 带领下，于 2013 年通过切比雪夫综合法设计出了一款 64 阵元的微带阵列天线，并实现低副瓣的性能，该阵列天线采用的馈电方式是并联馈电和缝隙耦合馈电两种形式，最大增益为 22.5dBi ，同时工作频带较宽，可以达到 12%，并且阵列天线的 E 面和 H 面方向图的副瓣电平均低于 -23dB ^[21]。A.Wahid 在 2015 年使用并联馈电的方式，尝试使用新的副瓣抑制方法，研究出了极低副瓣的阵列天线，其采用的方法是互补开口谐振环(Complementary Split Ring Resonators, CSRRs)结构，此结构的实现方式是在接地面设计缝隙，形成谐振环结构^[22]。最终通过仿真得到该阵列天线在保证增益不受开口谐振环的影响下，副瓣电平低于 -20dB 。2019 年 Chen W 等人，设计了两款 144 个阵元的微带阵列天线，极化方式分别为线极化和圆极化，并通过泰勒综合法对激励幅度进行调整实现副瓣抑制^[23]。

关于阵列天线低副瓣电平的研究，我国相对起步较晚，最先出现的是，方能航和张贤种在 1984 年面对但是国内外的已有的低副瓣电平处理方法，以及当时的研究现状进行总结，并在论文发表介绍^[24]。后来，由黄经于 1994 年针对当时国内对阵列天线低副瓣电平处理方法的现状，采用波导缝隙天线设计阵列，实现了在方向图 E 面和 H 面副瓣电平分别为 -38.7dB 和 -40dB 的超低电平，此设计在当时实现的低副瓣天线研究中名列前茅^{[25][25]}。在步入 21 世纪后，才逐渐的加大对低副瓣电平的微带阵列天线进行研究。2006 年，由电子科技大学的余胜团研制出了一种采用微带馈电的且具有较低旁瓣的阵

列天线, 该阵列天线, 通过 1 分 7 的功率分配器实现功率的不等分配, 并对天线进行馈电, 同时每个阵元是由两个单元组合而成, 在进行馈电的, 最终设计为 12×14 的微带阵列天线, 使用的低副瓣电平方法为切比雪夫分布, 通过仿真最后得到的天线的副瓣电平为 -20dB ^[26]。2019 年袁钻兴设计了工作于 77GHz 的 16×1 、 16×2 、 16×4 三款阵列天线, 通过单元激励幅度锥削的方法实现副瓣抑制^[27]。同年谢家豪设计了一款由 8 个子阵结合的串联串馈的微带阵列天线, 工作带宽为 $76\text{--}77\text{GHz}$, 通过改变单元贴片宽度进行锥削, 实现副瓣抑制^[28]。

从上述发展历程来看, 微带天线虽然有损耗大, 增益低的不足, 但是因为其低剖面易于安装, 造价低等优势, 所以采用微带馈电的低副瓣阵列天线同样有着重要的价值。而且从 20 世纪以来, 对于使用微带馈电的低副瓣阵列天线的设计不断地发展, 已经在雷达和无线通信领域有了不错的应用前景。其中对于毫米波通信系统而言, 主要的应用前景有卫星通信、飞机无线通信、飞机警报系统以及空地通信等。

1.3 本文主要研究思路

综上所述, 本文要设计一款工作在 48GHz 频段范围的毫米波微带阵列天线。首先介绍了适合飞机设备舱的 5G 无线通信方式, 微带天线和阵列天线的基础理论, 及阵列天线性能指标的实现方法; 然后基于上述理论方法对天线进行单元, 及阵列的设计, 分析综合方法选出适合的低副瓣电平的实现方法并实现, 得到满足设计需求的平面微带阵列天线。最终通过电磁仿真软件研究此阵列天线安装设备舱后, 如何布局才能得到最好的信号覆盖, 并根据舱内电磁环境对如何应对电磁干扰做出电磁兼容性的研究。

本文设计的毫米波频段阵元及阵列天线指标如下:

- (1) 设计工作在 48GHz 的定向毫米波微带天线单元, 使得天线有不低于 1.5GHz 的带宽。
- (2) 设计工作中心频率为 48GHz 的毫米波阵列天线, 同时保证阵列天线的增益大于 20dB , 带宽不小于 1GHz ;
- (3) 设计的微带阵列天线保证方向图 E 面的半功率波束宽度低于 20° , H 面的半功率波束宽度低于 15° ;
- (4) 设计锥削分布使得毫米波微带阵列天线的方向图的 E 面副瓣抑制优于 -15dB , H 面副瓣抑制优于 -20dB 。

根据上述设计指标的要求, 本文设计了一款工作在 48GHz 的 4×8 的平面微带阵列天线, 并对通过仿真软件对天线在飞机设备舱内数量位置进行研究分析, 选出了最合适安装位置。本文一共分为六章, 各部分内容如下:

第一章, 介绍了本文的设计研究背景, 以及国内外研究现状, 说明了机载无线通信系统及毫米波平面天线研究情况, 明确了本文的研究方向, 确定了技术指标;

第二章，简要介绍了适合机载的 5G 无线通信系统基础理论；对微带阵列天线的基础理论和分析方法进行研究，主要介绍了微带线的主流分析方法，以及分析过程；研究阵列天线的理论知识，对比研究主要的副瓣抑制方法，探究几种实现方法的优缺点，并选择适合本文的方法。

第三章，对微带阵列天线所需的单元贴片进行计算设计，得到符合阵列设计要求的阵列单元。通过分析计算得到微带阵列天线的单元间距、单元数量以及排列方式。使用选定的副瓣抑制方法分析幅度比例，设计微带线阵，验证馈电网络是否达标，并对线阵进行仿真分析看是否达标。线阵达标后通过主馈线设计整个面阵，并通过仿真分析，得到符合设计指标的平面微带阵列天线。

第四章，分析现有常用电磁仿真工具的优缺点，选择适合本研究的仿真工具及电磁计算方法，研究天线安装在设备舱内的数量和位置，通过仿真软件验证不同方案下舱内信号的覆盖情况，在尽可能减少成本的前提下，保证舱内信号的覆盖性最好，并验证在最优安装方案时舱内电场分布情况。

第五章，根据电磁干扰的原理及抑制方法，从滤波，屏蔽，接地三方面，分别对舱内已有设备，以及新添加的无线通信设备，进行电磁兼容性研究。设计无线通信接收机射频前端接收天线后的滤波器，并根据第四章舱内电场分布情况，研究屏蔽壳体设计方案，并根据电磁兼容接地处理方法给出在安装无线通信系统后，设备接地处理的改进方法。

第六章，对本文所设计的毫米波微带阵列天线进行总结分析，分析天线布局及电磁兼容性研究的成果及不足，并对后续研究进行展望。

第2章 舱内5G无线通信天线技术研究

2.1 5G无线通信技术研究

从2019年开始,我国成为世界上第五个拥有5G服务的国家,这标志着我国从4G时代进入了5G时代。进入5G时代后,我国相关研究专家为了构建属于自己的5G无线通信系统,从多元化出发,在完成各项应用服务升级过程中,还保证了无线通信信息传输的效率,但是也碰到了很多困难,比如,虽然频谱增加但是依旧比较紧张,频谱的利用率同样很低。而且,随着5G的到来,整个无线网络更加复杂化,这就使得本来紧张的频谱以及资源利用率更加困难重重。为了应对这些问题,相关技术人员做了很多研究,从无线通信的天线入手,给出了很多意见。

2.1.1 5G无线通信体制

在现如今无线通信用户数量巨大的前提下,5G技术必须拥有在各种通信应用中都优于之前的性能,分别表现在:更快的传输速率,更低的传输时延,更好的传输可靠性等。为了保证这些优点的实现,就必须在使用新的技术手段提升频谱利用率的前提下,拓展新的频谱资源。而这两种技术的实现离不开天线的发展和改变,5G天线不再是传统天线的样子,而是有了新的技术,新的体制,能在现如今大环境下更好地服务人类。

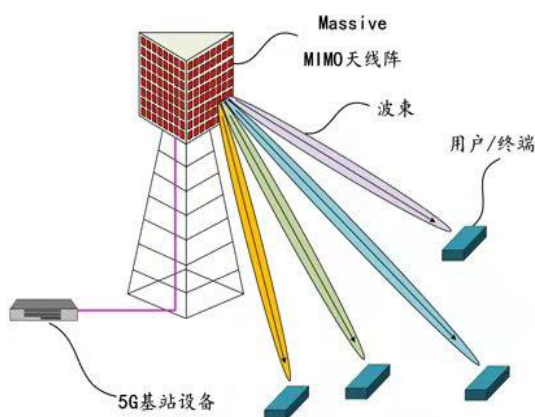


图 2.1 Massive MIMO 数据传输

在这种现状下,可以很容易地发现未来移动通信在应对频谱利用率上主要的技术手段就是大规模多输入多输出(Massive MIMO)^[29]。普通的多输入多输出手段可以很好地让无线通信系统,收发两系统,建立起很多的信息传输通道,可以在增加信息传输速率的同时增加信息传输带宽,使传输效率更好。而这种大规模的多输入多输出,更

是能够在同一时间和频谱内，让大量的天线单元服务大量的设备，就如图 2.1 所示的天线工作状况，让设备间数据传输效率更高。

除了上述技术手段外，高频段(毫米波)的信息传输也是当下 5G 应用中一个重要的技术手段。本文主要从这两方面入手，研究机载无线通信系统中，无线通信系统天线应该如何去设计与应用。虽然毫米波因为其波长较短的原因，使得毫米波通信存在传输距离短、穿透和绕射能力差、容易受气候环境影响等缺点。但是随着技术的进步，拥有更高增益，更优的波束状态的天线阵列，很好减弱了这些缺点，而相关的技术研究也就成为，毫米波天线中的关键所在。

2.1.2 毫米波通信频段信道特点

毫米波相对于微波具有明显的固有属性，拥有独特的信道特征以及波束赋形。其中对于毫米波频段信道的特点，通过电磁波理论知道：当电磁信号在自由空间中进行传播时，强度会随着传播距离的加大而衰弱，下列公式(2.1)所示的自由空间中路径损耗的表达式就描述了这一现象。其中 r 表示信号的传播距离， f 表示信号传输频率的大小， K 为常数。

$$Q(f, r) = K \times f^2 r^2 \quad (2.1)$$

根据上述公式可知，在电磁信号传输的距离相同的情况下，信号强度的衰减与信号频率的二次方成正比，例如，相同传播距离下，60GHz 的电磁信号在传播过程中的损耗要比 2.4GHz 的电磁信号传输损耗多 30dB^[30]。这个差距就意味着使用毫米波频段进行无线通信时，信号发射设备所提供的发射功率要更高才能满足接收设备受到足够的信号强度，同时这也意味着毫米波通信系统，要相对缩短传播距离才能保证高频信号的覆盖范围。

同时除了损耗相比于微波信号来说更大以外，更容易受传播路径上的遮挡物的影响。这也是信号的波长越短绕射能力就越弱的原因，表现为当信号经过遮挡物时，电磁信号强度会出现不同程度的衰减。而毫米波因其波长短小的天然特性，在很多的传播环境中都会受到不可忽视的衰减特性。就比如在大气环境，建筑物之间以及自然动植物系统之间进行通信时都会影响其高频信号的传播。

当毫米波信号在传播过程中，因为本振频率接近的原因，与这些元素气体发生频率共振，毫米波信号上携带的能量会被大气中的物质给吸收，能量的减小就使得信号发生衰减。特别是在 60GHz 和 180GHz 时当毫米波信号工作在这个频段时，传播过程中大气吸收会达到顶峰，所以毫米波频段 30GHz~300GHz 之间，在大气中使用时要尽量避免这些衰减峰值的频率，但是这些频段是可以在室内使用的^[31]。特别是当毫米波信号处在降雨环境的大气中时，会发生很严重的雨衰效应，造成不可忽视影响，因为此时的

毫米波电磁信号会在传播过程中与雨滴发生一定作用,使得信号的能量损失加大,造成更严重的衰减,这是因为雨珠的大小正好毫米波波长在尺度上相当,特别是强降雨过程中对于毫米波信号的传输造成的影响更为严重。同时,虽然飞机舱内的无线通信不在大气中,但是还是应该尽量避免 60GHz 和 180GHz 这两个频段。同时对于适合毫米波点对点通信的频段也尽量避让,因为本次研究的飞机舱内无线通信是等同于 Wifi 的信息传输模式,可以独立于现在相对热门的毫米波频段以外,避免后续相关频段天线在飞机上安装后造成的电磁干扰。现如今研究发现,毫米波通信的衰减较小的频段称为“大气窗口”,分别是 35GHz、45GHz、94GHz、140GHz、220GHz^[31]。同时当飞机设备舱内实现无线通信时,可以实现舱内无线化,再通过设备接收天线安装位置调整,可以保证传输路径上没有物体遮挡。

最终选择的工作频段为 48GHz 附近,不仅远离两个大气衰减峰,同时避免了与几个大气窗口内的频段重合,并且与其中 45GHz 的大气窗口相近,可以为后面如果对该频段的机载天线安装提供参考,当需要与此频段进行信息传输时,也可以通过一定的扩频手段进行实现。

2.2 微带线分析方法

虽然微带天线的研究有很多,但是很难用一个统一的数学模型来进行分析,因为微带天线的辐射原理比较复杂。为了能更准确地分析辐射特性,对微带天线的原理进行模拟,研究出多种物理模型。虽然现在微带天线的分析方法众多,但是其原理基本相差不大,只是通过不同方法去求解在特定边界下的麦克斯韦方程组而已^[32]。主要分为两类,分别是:通过分析贴片天线辐射贴片周围的等效磁场,来推导分析微带天线的磁流法;通过分析贴片天线辐射贴片与地板上电流的分布情况,对全波理论积分方程进行数值求解,来推导分析微带天线的电流法。其中传输线模型法、腔模分析法等属于磁流法,矩量法、有限元法、时域有限差分法等属于电流分析法下面将对传输线法和腔模分析法进行详细阐述,并概括其他几种方法。

2.2.1 传输线模型法

通过上节可知,可以将微带贴片天线看做是在终端为开路状态的微带线,并且将开路状态的微带线的两端看做是两个缝隙,并且缝隙起到磁流激励的作用^[33]。可以把两个缝隙看作为两个相同的偶极子辐射场,并且两个辐射场有相同的磁流特性,然后通过麦克斯韦方程对其缝隙上的磁流密度进行求解。然后将缝隙等效的辐射场得到整个天线的场分布情况,最后再利用等效传输线的计算方法计算出输入阻抗即可。

传输线模型法第一步需要对等效的缝隙进行辐射场以及方向性进行分析,如图 2.2,假设等效缝隙间的电压强度为 U ,则相切方向上的电场为 $E_x = U/h$ 。根据接地面

的镜像作用，等效缝隙上的磁流密度可以表示为：

$$J_M = \hat{Z} \frac{2U}{h} \quad (2.2)$$

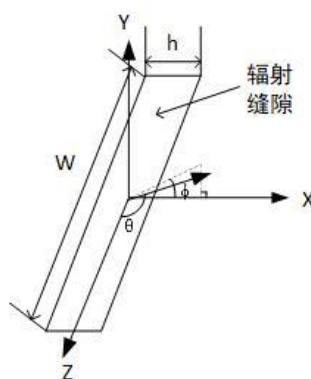


图 2.2 传输线分析法等效缝隙

设在 X 方向以及 Z 方向上的磁流分布是均匀的，利用远场辐射单元的计算公式，推得此等效缝隙上的场分布为：

$$E = jk \frac{2UW}{4\pi r} e^{-jkr} (\hat{\theta} \cos \phi + \hat{\phi} \cos \theta \sin \phi) \quad (2.3)$$

方向系数为：

$$F_0(\theta, \phi) = (\hat{\theta} \cos \phi + \hat{\phi} \cos \theta \sin \phi) \quad (2.4)$$

方向性函数为：

$$F(\theta, \phi) = F_0(\theta, \phi) \left\{ \frac{kL \sin \theta \cos \phi}{2} \right\} \quad (2.5)$$

通过上式可以求出两个缝隙的辐射场为：

$$E_\theta = -j \frac{U e^{-jk_0 r'}}{\lambda r'} \cos \phi \int_0^h \int_0^W e^{jk_0(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} dx dy \cdot (1 + e^{jk_0 L \sin \theta \cos \phi}) \quad (2.6)$$

$$E_\theta = A \cos \phi \cos \left(\frac{K_0 L}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \times F_1(\theta, \phi) \times F_2(\theta, \phi) \quad (2.7)$$

其中 $A = j \frac{2UW}{\lambda r_l} e^{-jk_0 r_l}$ ， $F_1(\theta, \phi)$ 和 $F_2(\theta, \phi)$ 分别为：

$$F_1(\theta, \phi) = \frac{\sin \left(\frac{K_0 W}{2} \sin \theta \sin \phi \right)}{\frac{K_0 W}{2} \sin \theta \sin \phi}, F_2(\theta, \phi) = \frac{\sin \left(\frac{K_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \right)}{\frac{K_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi} \quad (2.8)$$

其中 r_1 是辐射贴片到辐射场中心的距离，因为 h 远小于 λ ，所以 $F_2(\theta, \phi) \approx 1$ 。同理可求得：

$$E_\phi = A \cos \theta \sin \phi \cos \left(\frac{K_0 L}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cdot F_1(\theta, \phi) \cdot F_2(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

通过公式(2.7)和(2.9)可以推出，在 $\varphi = 0$ 的平面上， $E_\varphi = 0$ ， $E_\theta \neq 0$ ，该平面为 E 面。当 $\varphi = 90^\circ$ 时，在平面上 $E_\varphi \neq 0$ ， $E_\theta = 0$ ，平面为 H 面。所以可以通过对波的方向进行调整就可以得到目标的极化状态。

其次，通过等效传输线对到导纳进行分析，当 h 远小于 λ_0 时，辐射电阻 R_Σ ，可以通过辐射功率 P_Σ 获得，而辐射功率又可以通过坡印廷矢量的实部对半空间积分得到。分别如下。

$$R_\Sigma = \frac{U^2}{2P_\Sigma} = \frac{120\pi^2}{\int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{kW}{2} \cos \theta \right) \text{tg}^2 \theta \sin \theta d\theta} \quad (2.10)$$

$$P_\Sigma = \frac{U^2 \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{kW}{2} \cos \theta \right) \text{tg}^2 \theta \sin \theta d\theta}{240\pi^2} \quad (2.11)$$

假设单个缝隙时的等效导纳为 $Y = G + jB$ ，其中 $G = 1/R_\Sigma$ ， $B = k \cdot \Delta l \sqrt{\epsilon_e} / Z_0$ 。其中上述公式中的 Δl 是指相比较实际截面等效开路所延伸的长度， Z_0 表示为等效为开路微带线后所表示的阻抗大小， ϵ_e 表示为有效介电常数。

矩形微带天线的等效电路如图 2.3 所示，因为等效缝隙边上属于开路端，会储存一定电荷，所以需要等效为一个电容，另外结合贴片以及缝隙辐射考虑，将天线等效为电导和电纳并联的状态。

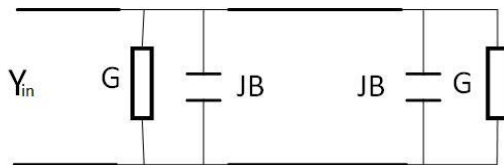


图 2.3 微带贴片天线的等效电路

微带贴片天线的输入导纳可以通过图 2.3 得出，公式如下：

$$Y_{in} = (G + jB) + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \text{tg} \alpha L)}{Y_0 + j(G + jB) \text{tg} \alpha L} \quad (2.12)$$

上述公式中， Y_0 是将微带贴片天线看做传输线时的特性导纳， $\alpha = 2\pi\sqrt{\epsilon_e}/\lambda_0$ 表示为媒质的相位常数。当等效缝隙宽度特别小时，缝隙的导纳值为 $G = W/120\lambda$ 。

2.2.2 腔模分析法

腔模分析方法的依据是，将微带天线的厚度设为 h ，同时 $h \ll \lambda_0$ ，此时将微带天线的辐射贴片等效为一个金属腔模，同时将腔模的上下的腔壁看做是电壁，其余的腔壁看做是磁壁^[34]。同时看作是一个可以从内部借助磁壁作为辐射缝隙向外辐射能量的天线。其中天线输入阻抗的大小可以通过腔模内部场强以及激励馈源的边界条件进行计算，而又可以通过天线边缘的等效电流对辐射场进行计算^[35]。

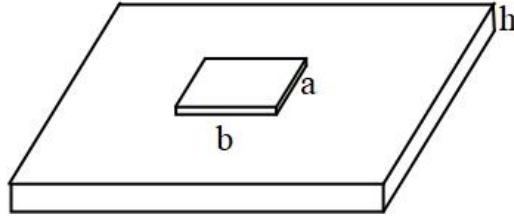


图 2.4 矩形微带天线空腔模型

微带贴片的空腔模型如图 2.5 所示，又因为 $h \ll \lambda_0$ ，假设：在整个空腔内部，电场只存在 Z 方向上的分量，并且分量上的场分布均匀，在 X 和 Y 方向上也只有磁场的分量，分别表示为 E_z 、 H_x 和 H_y ，并且通过微调来对辐射贴片上的边缘效应进行处理。

首先对空腔内的场的波动方程为：

$$(\nabla^2 + k^2)E_z = j\omega\mu_0 J_z \quad (2.13)$$

对上式求解，分别求得各本征模的解，再通过叠加定理对本征模的解做处理，求出波动方程的解，在对齐次方程无源区域部分进行求解，得出所需的本征函数如下所示。

$$\nabla^2 \psi_{mn} + k_{mn}^2 \psi_{mn} = 0 \quad (2.14)$$

$$\psi_{mn} = C_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$$

通过分离变量得出：

$$k_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.15)$$

公式(2.15)中的 k_{mn} 表示本征模的截至波束，通过公式(2.15)可以得到解为：

$$E_z = \sum_m \sum_n A_{mn} \psi_{mn} \quad (2.16)$$

公式(2.16)中的 A_{mn} 为展开系数，可以通过激励条件得到：

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\int_s J_z \psi_{mn}^* ds}{\int_s \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \quad (2.17)$$

$$E_z = jk_0\eta_0 \sum_{m,n} \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\int_s J_z \psi_{mn}^* ds}{\int_s \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.18)$$

其中，可以通过工作频率得到 $k = k_0 \sqrt{\varepsilon_r (1 - j\tan\delta)}$ ，再将公式(2.17)带入到(2.16)中可得出公式(2.18)。

上述 K 为工作频率，当与 k_{mn} 十分接近时， $k^2 - k_{mn}^2$ 会特别小，所以 TM_{mn} 模对于 E_z 的值有决定性作用，而天线在这种情况下就会工作在 TM_{mn} 模状态。

当使用同轴线馈电时，设此时贴片中心馈点在 (x_0, y_0) ，宽度为 d_0 ，此时的馈电电流为 I_0 ，则有下列公式：

$$J_z = \begin{cases} \frac{I_0}{d_0}, & x_0 - \frac{d_0}{2} < x < x_0 + \frac{d_0}{2}, y=y_0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2.19)$$

将公式(2.19)带入(2.18)可以求得：

$$E_z = jk_0\eta_0 I_0 \sum_{m,n} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} \sin c\left(\frac{m\pi d_0}{2a}\right) \quad (2.20)$$

通过公式(2.20)可得，当馈点 (x_0, y_0) 位置发生变化时，谐振腔内的电场分布 E_z 也会发生变化，所以天线的阻抗匹配是通过改变馈点位置进行的，当天线工作在 TM_{mn} 模时，天线的谐振频率和输入阻抗为：

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_e}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.21)$$

$$Z_{in} = \frac{V_0}{I_0} = \frac{-hE_{z0}}{I_0} = jk_0\eta_0 h \sum_{m,n} \frac{\psi_{mn}^2(x_0, y_0) \sin^2\left(\frac{m\pi d_0}{2a}\right)}{k_{mn}^2 - k^2} \quad (2.22)$$

公式(2.22)中, E_z 馈源宽度的平均值就可以用 E_{z0} 表示。因为上述公式中的 K 是在仅对损耗正切角考虑时的损耗, 其他类型的损耗不做考虑。但是在空腔模型中品质因数 $Q = 1/\tan \alpha$ 还有谐振特性都只是在理想空腔下才成立的, 但是微带贴片天线并不是理想的谐振腔, 不仅要考虑损耗正切角还要考虑其他损耗带来的影响, 所以对品质因数以及公式(2.22)进行修改, 最终得到天线输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{1}{G_{mn} + j\left(\omega C_{mn} - \frac{1}{\omega L_{mn}}\right)} + j\omega L' \quad (2.23)$$

其中各项参数表示为:

$$\begin{cases} G_{mn} = \omega \tan \delta_{eff} / \alpha_{mn} \\ L' = \sum_{(m',n') \neq (m,n)} \frac{\alpha_{m'n'}}{\omega_{m'n'}^2 - \omega_{mn}^2} \\ C_{mn} = \frac{1}{\alpha_{mn}} \\ L_{mn} = \frac{\alpha_{mn}}{\omega_{mn}^2} \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\text{其中 } \alpha_{mn} = \frac{h}{\epsilon_0 \epsilon_r} \psi_{mn}^2(x_0, y_0) \text{sinc} \frac{m\pi d_0}{2a}$$

根据上述分析, 微带贴片天线的空腔模型等效电路如图 2.5 所示, 其中图中的等效电感 L' 一般情况下很小, 同时电路中 RLC 并联结构的谐振电路。当 $\omega = \omega_{mn}$ 时, 并联电路为谐振状态, 输入阻抗为纯电阻, 达到最大值。

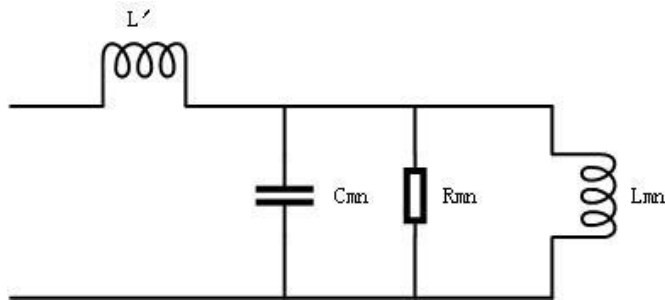


图 2.5 微带贴片天线空腔模型的等效电路

2.2.3 其他分析方法

通过对传输线法和空腔模型法的理论研究, 这两种分析方法的共同特点是都默认了场分量沿着介质板厚度 H 方向没有变化。这是因为在介质基板的厚度 $h \ll \lambda_0$ 的情况

下, 误差很小, 基本可以忽略, 但是当 h 相比于 λ_0 并不会太小的情况下, 两种分析方法就会造成较大的误差。所以目前除了上述两种方法, 还有其他多种对于微带天线的分析方法, 例如积分方程法、矩量法、有限元法和时域有限差分法等等, 下面将进行简单的介绍。

积分方程法与上述两种方法相比并不需要辐射贴片必须是矩形的, 可以利用数值方法进行天线问题的求解。积分方程法对于天线场分布的分析是以格林函数作为基础进行求解的, 同时也认为是因为贴片天线辐射单元的电流源影响这天线辐射场的分布情况, 并且格林函数的得出是以贴片的边界条件为基础, 同时利用积分法对场的分布进行计算^{[36][36]}。

同时, 积分方程法还经常使用矩量法进行求解, 并且选择多样, 灵活多变。因为对基函数和权函数的选择上相对灵活, 所以在使用格林函数时, 既可以做到精确计算, 也可以做到近似计算。

有限元分析方法和积分方程法一样, 可以任何形状的天线进行分析, 但是不同的是, 它是全波分析方法的一类。有限元法也因为分析范围很广, 而受到广泛应用, 特别是其还应用了变分原理^[37]。但其求解过程的场景, 表达式以及基函数都与之有所不同。有限元分析方法是将所需要分析的空间进行划分, 对划分出的每一个单元进行基函数的求解, 并且, 辐射场的数值可以通过由各单元分析中的分域基函数所组成的矩阵方程求解得到。同时因为只有小单元才存在基函数, 加算量减小, 对于计算的速度有很好的提升。也正因如此, 现如今已经在 HFSS 等多种仿真软件中得到应用, 并且效果极好。

而时域有限差分法是将微分替换为中心差分的方式, 将麦克斯韦方程组里的微分转化为差分的形式, 如此得出电磁波传播的时域响应^[38]。这种求解方式不仅节约了运行及存储的空间, 还能进行并行运算, 提高运算速度也已被许多电子软件使用。而将电磁计算与运动电荷的仿真结合起来的时域有限积分法, 也已经在 cst 中得到应用。

而随着技术的发展与进步, 微带天线的理论分析方法层出不穷, 不断地出现新的分析方法。但是每种理论方法都各有利弊, 所以在以后的微带天线的研究中, 还是应该不断地依靠实验进行摸索。

2.3 微带阵列天线的基本理论

因为一般微带天线, 单元的增益不会超过 8dB, 同时单个天线的方向图波束宽度相对较宽, 副瓣电平影响较大。对于在飞机设备舱这种复杂的环境下, 不仅需要天线具有一定的覆盖范围, 更重要的是天线要有良好方向性和较强的增益。而由多个相同的微带天线按照一定规则组合排列而成的阵列天线就能很好地解决这个问题。而且阵列天线可以根据场景和工作需求的差异, 可以选择不同的单元数量及排列方式。所以,

对天线进行组阵，然后对阵列天线阵元数量、排列方式、通过馈电网络对各阵元幅度相位进行优化，获得所需的增益、角度、旁瓣抑制等功能。同时，微带阵列天线具有完善涉及理论体系，使其得到广泛的应用，而且大多情况下一一般采用等间距面阵。

2.3.1 方向图乘积定理

本文所要研究的阵列天线，就是以线阵为基础，而线阵又是阵列天线最简单的形式，特别是均匀线阵，因为其阵元间距相等，就更容易分析。为了更加直观的分析整个线阵的电磁场总的辐射规律，可以将线阵看做是一些离散化的天线单元，并分别对其进行激励，然后再通过电磁波干涉以及叠加定理对其进行分析，得到整个线阵的性能。而这种分析方法也是阵列天线的设计基础，被称为方向图乘积定理^[37]。单一天线的方向函数为：

$$F_1(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \sin\theta \cos\left(\frac{k d \cos\phi \sin\theta}{2}\right) \quad (2.25)$$

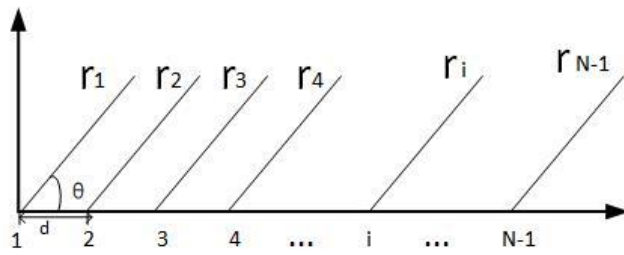


图 2.6 均匀线阵单元分布

设由 N 个相同阵元等间距组成的均匀直线阵如图 2.6 所示。 N 个阵元的电流激励幅度相等，同时为保证每个相邻阵元相位相同，阵元间距全部为 d ，每两个相邻阵元的相位差为 ξ 。在不考虑每个阵列单元之间互耦的原则下，阵因子可以表示为下式。

$$f_a(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(k d \cos\theta + \xi)} \quad (2.26)$$

因为每两个相邻阵元间距都为 d ，所以有 $\xi = 0$ ，上式可以简化为：

$$f_a(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)k d \cos\theta} = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} k d \cos\theta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} k d \cos\theta\right)} \quad (2.27)$$

天线单元之间的间距 d 一般取波长的整数倍，设 $d = \lambda$ ，上式可以进一步简化为：

$$f_a(\theta, \phi) = \frac{\sin(N\pi \cos \theta)}{\sin(\pi \cos \theta)} \quad (2.28)$$

由于方向图乘积定理，可以使用公式（下面这个）计算出 N 元均匀分布的直线阵的归一化方向性函数为：

$$F(\theta, \phi) = F_1(\theta, \phi) f_a(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \sin \theta \cos\left(\frac{k d \cos \phi \sin \theta}{2}\right) \frac{\sin(N\pi \cos \theta)}{N \sin(\pi \cos \theta)} \quad (2.29)$$

通过公式(2.29)可以看出，阵因子不仅决定了此均匀直线阵的归一化方向图，同时阵因子的最大值地表示了线阵方向图的主瓣，极大值决定了线阵方向图的旁瓣。

所以平面阵在分析的时候可以参照线阵的分析方法，假设整个面阵的阵元组成为 $M \times N$ ，同时在 X 轴方向各相邻阵元之间的间距设为 d_x ， Y 轴方向各相邻阵元之间的间距设为 d_y ，得出此阵列天线在远场区任一点 P 的电场为：

$$E(\theta, \phi) = E_1 F_1(\theta, \phi) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \frac{V_{mn}}{V_{11}} e^{j[(m-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + (n-1)k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \psi_{mn}]} \quad (2.30)$$

其中 ψ_{mn} 是第 mn 个阵元的相位， V_{mn} 是激励电压。与线阵类似的，在 P 点的方向图函数为：

$$F(\theta, \phi) = F_1(\theta, \phi) F_a(\theta, \phi) \quad (2.31)$$

其中阵因子方向图 $F_a(\theta, \phi)$ 可以表示为：

$$F_a(\theta, \phi) = \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \frac{V_{mn}}{V_{11}} e^{j[(m-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + (n-1)k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \psi_{mn}]} \right| \quad (2.32)$$

由于阵列是均匀分布的，阵元之间具有相等的振幅，设 X 轴和 Y 轴方向上的相邻阵元之间的相移为 $-\beta_x dx$ 和 $-\beta_y dy$ ，可以得到阵因子的归一化方向图。

$$\begin{cases} u'_x = (k_0 \sin \theta \cos \phi - \beta_x) dx \\ u'_y = (k_0 \sin \theta \sin \phi - \beta_y) dy \end{cases} \quad (2.33)$$

$$f_a(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{M u'_x}{2}\right) \sin\left(\frac{N u'_y}{2}\right)}{M \sin\left(\frac{u'_x}{2}\right) \sin\left(\frac{u'_y}{2}\right)} = f_{ax}(\theta, \phi) f_{ay}(\theta, \phi) \quad (2.34)$$

2.3.2 阵因子特性

设上图 2.6 中线阵的单元间距为 d ，单元电流的幅度为 I_n ，相位为 α_n ，阵元的电流大小可表示为：

$$I_n = I_n e^{j\alpha_n} \quad (2.35)$$

$$\text{其阵因子为: } S(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jkz_n \cos \theta} = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j(nkd \cos \theta + \alpha_n)} \quad (2.36)$$

当阵元之间的电流激励等幅同相式， $I_n = 1$ ， $\alpha_n = 0$ ，此时阵因子为：

$$S(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jnkd \cos \theta} \quad (2.37)$$

因为对复平面上 N 个相量进行叠加就可以得出阵因子，所以，阵因子的最大值是在 $\theta = \pi/2$ 时，此时 $\cos \theta = 0$ ，相量全部在实轴上。当角度 θ 发生变化时，比如从 $\theta = \pi/2$ 往 π 或者 0 度发生变化时，各阵元相量开始分散，此时各相量与实轴存在夹角，角度为 $nkd \cos \theta (n = 0, \dots, N-1)$ 。

$$\text{当 } L = Nd \text{ 时: } kd \cos \theta = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{L}{N} \cos \theta \quad (2.38)$$

在 $L \ll \lambda$ 时，因为此时各相量距离很近，相量在叠加后无法得到零值。

$$kd \cos \theta = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{L}{N} \cos \theta = \pm \frac{2\pi}{N} \quad (2.39)$$

当处于式(2.39)情况时，因为此时各相量时等角分布的，此时 180 度的角域已经被完全覆盖，此时相量的叠加为 0 。假设此时相量的与实轴之间夹角为 θ_{NP1} ，则：

$$\cos \theta_{NP1} = \pm \frac{\lambda}{N} \quad (2.40)$$

$$\text{推的: } \theta_{NP1} = \arccos\left(\pm \frac{\lambda}{L}\right) \quad (2.41)$$

如果 $L = \lambda$ ，则这时有 $\theta_{NP1} = 0$ 或 $\theta_{NP1} = \pi$ 。

$$\text{当 } L \ll \lambda \text{ 时, 有: } \theta_{NP1} = \arccos\left(\pm \frac{\lambda}{L}\right) \approx \frac{\pi}{2} \pm \frac{\lambda}{L} \quad (2.42)$$

$$\text{当角度 } \theta \text{ 达到: } \theta_{NP2} = \arccos\left(\pm \frac{2\lambda}{L}\right) \approx \frac{\pi}{2} \pm \frac{2\lambda}{L} \quad (2.43)$$

此时会因为相量的叠加出现多一个零点。在角度 θ 变化的过程中, 极大值 θ_{SLi} 和零点 θ_{NP3} 会一直交替出现, 当角度 θ 变化到 0 或者 180 度时才会停止。

$$\theta_{NP_n} = \arccos\left(\pm \frac{n\lambda}{L}\right) \approx \frac{\pi}{2} \pm \frac{n\lambda}{L}, n=1, 2, \dots, \frac{(N-1)d}{\lambda} \quad (2.44)$$

以上情况是在各阵元等幅激励的情况下的规律, 当激励不等幅时, 各阵元所表示的相量大小不一样, 此时就会因为相量叠加的复杂性, 使得计算过程变得不同; 但是如果激励幅度相同, 相位不同, 则相比较于上面的情况, 只存在角度的偏移, 整个分析过程可与基本相同^[38]。

2.3.3 副瓣抑制方法

阵列天线的增益, 波束宽度等, 通过上文的方法都可以实现, 而更重要的低副瓣电平, 要想实现就要通过对阵列天线进行幅度加权处理。幅度加权处理下, 各阵元的激励幅度不再是等幅的, 而是乘以各自的权重, 同时幅值的分布是有特定函数的, 只有按照分布函数进行分布才能得到较小的副瓣电平。幅度加权的处理方式, 除了最简单的二项式分布, 就是在知道方向图主瓣宽度, 副瓣电平等要求下, 对阵列天线进行综合。最主要的综合方法有道尔-切比雪夫综合法, 泰勒综合法等。

(1) 二项式分布

项式分布是指各阵元电流的相对激励幅度正好等于二项式的系数。假设阵列为 N 元阵, 对应的阵因子为:

$$S(\omega) = (1 + \omega)^{N-1} \quad (2.45)$$

展开式为:
$$S(w) = 1 + (N-1)w + \frac{(N-1)(N-2)}{2!}w^2 + \dots \quad (2.46)$$

表 2.1 二项分布阵元激励幅度

阵元数量	幅度比值					
N=1	1					
N=1	1	1				
N=1	1	2	1			
N=1	1	3	3	1		
N=1	1	4	6	4	1	
N=1	1	5	10	10	5	1

对于不同的 N 值，公式(2.46)中的各单元的系数，即是单元电流幅度的比值，如表格 2.1 所示。

二项分布计算简单，同时可以做到很好的副瓣抑制，但是他的缺点就是半功率波束宽度较宽，同时因为单元之间电流幅度变化太大，特别是当阵元数量比较多时，中心阵元与边缘阵元幅度比值较大，口径利用率极低，使得增益也较低；而且单元之间电流幅度变化过大，馈电网络很难设计，甚至无法设计。正因如此，这种方法应用较少。

(2) 切比雪夫综合法

道尔夫-切比雪夫综合法是在实际工程中应用比较广泛的一种，其主要使用目的就是控制副瓣电平。具体的切比雪夫分布公式如下。

$$\text{切比雪夫的方程为: } (1-x^2)\frac{d^2T_m}{dx^2} - x\frac{dT_m}{dx} + m^2T_m = 0 \quad (2.47)$$

$$\text{求解的到: } \begin{aligned} T_m(x) &= \cos(mu), & |x| \leq 1 \\ T_m(x) &= \sin(mu), & |x| > 1 \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\text{令 } x = \cos \mu, \text{ 得到: } T_{m+1}(x) = 2xT_m(x) - T_{m-1}(x) \quad (2.49)$$

$$\text{当 } |x| \geq 1 \text{ 时, 解得: } T_m(x) = \begin{cases} \cosh(m \operatorname{sech} x), & x > 1 \\ (-1)^m \cosh[m \operatorname{sech}(-x)], & x < -1 \end{cases} \quad (2.50)$$

结合公式(2.48)和(2.50)，切比雪夫方程的解为：

$$T_m(x) = \begin{cases} \cos(m \cos^{-1} x), & |x| \leq 1 \\ \cosh(m \cosh^{-1} x), & x > 1 \\ (-1)^m \cosh[m \cosh^{-1}(-x)], & x < -1 \end{cases} \quad (2.51)$$

通过公式分析可得，利用切比雪夫综合法设计的阵列天线，方向图是等副瓣的，他的原理就是将副瓣电平均匀分配，降低副瓣对主瓣的影响，而且利用切比雪夫设计的阵列天线，方向图主瓣宽度最窄，称为最佳阵列。阵列天线理论证明，阵列天线低副瓣的实现是以展宽主瓣为代价的，所以，切比雪夫综合法是在给定低副瓣电平下获得最窄波瓣，或在给定主瓣宽度下所得副瓣电平最低的最佳综合法^[39]。

但是，随着阵元数量的增加，天线对副瓣电平的要求也不断提升，而当阵元数量较大时，使用切比雪夫综合法进行加权处理的阵列天线，会使得阵列最末端的单元激励幅度变化很大，使得激励幅度比相邻的要大很多，这不仅加大了设计难度，还会使副瓣电平恶化。而且，对于阵列天线来说，对主瓣影响最大是第一副瓣，而切比雪夫分布法是将旁瓣电平平分，这就使得这些相等的副瓣电平均较高，对主瓣会产生一定

影响。同时大量较高的副瓣电平，会损耗较大部分功率，使得天线最大增益降低。

所以，为了克服切比雪夫综合法所表现的弊端，还要满足低副瓣的设计要求，在一些阵元数量较多的天线中较多地采用下面要介绍的泰勒综合法的分布方式。

(3) 泰勒综合法

泰勒综合法结合了等幅馈电与切比雪夫综合法激励馈电的优缺点选择一种折中的激励线阵方法，在使得波瓣图副瓣电平尽量低的前提下保证了较好的天线增益，使得天线的方向性更好。泰勒分布激励是把最靠近主瓣的几个有较大影响作用的副瓣电平降低至所需电平值，并将它们拉开，而对远离主瓣的副瓣，则令它们的电平按递减规律变化；旁瓣电平由近及远锥削式的分布更有利于提高天线的方向性^[40]。下面是对泰勒综合法，函数分析：

$$\text{设主副瓣抑制比为:} \quad R_0 = 10^{\frac{SLL(dB)}{20}} \quad (2.52)$$

$$\text{同时设展开因子为:} \quad \sigma = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 + (\bar{n} - 1/2)^2}} \quad (2.53)$$

$$A = \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} R_0 = \frac{1}{\pi} \ln \left(R_0 + \sqrt{R_0^2 - 1} \right) \quad (2.54)$$

$$S_n(m) = \begin{cases} 1, & m=0 \\ \frac{[(\bar{n}-1)!]^2}{(\bar{n}+m-1)!(\bar{n}-m-1)!} \prod_{n=1}^{n-1} \left\{ 1 - \frac{m^2}{\sigma^2 \left[A^2 + \left(n - \frac{1}{2} \right)^2 \right]} \right\}, & 1 \leq m \leq \bar{n} \\ 0, & m \geq \bar{n} \end{cases} \quad (2.55)$$

其中 A 就是泰勒分布优于切比雪夫的原因之一， A 是一个专门与旁瓣电平相关的参数，而且 \bar{n} 也是加入的一个等旁瓣电平参数，其中 $\bar{n} \geq 2A^2 + 1/2$ ，当 $1 \leq i \leq \bar{n}$ 时，旁瓣电平如切比雪夫方法类似为等幅状态；当 $\bar{n} \leq i \leq n$ 时，旁瓣电平如等幅均匀馈电类似的递减状态。正因为有了可变参数，使得在天线设计过程中更加灵活多变。

A 的展开式为公式(2.54)，所以泰勒分布阵列的方向函数表示为(2.55)，最终得到由泰勒离散线源后的激励幅度表达式为(2.56)，式中 $p = \frac{2\pi}{N} \left(n - \frac{N+1}{2} \right)$ 。

$$I_n(p) = 1 + 2 \sum_{m=1}^{n-1} S_n(m) \cos(mp) \quad (2.56)$$

通过上述公式看出泰勒综合法本身是一种针对连续线源的设计方法，但可以根据抽样定理将其离散化，即能用单元数足够多的离散阵列幅度分布来逼近连续线源的泰勒分布。具体方法是，首先求得泰勒连续线源天线上的电流分布，然后对其电流分布进行离散抽样，即可得泰勒离散直线阵列中各单元的馈电幅度分布^{[41][41]}。而且当阵元间距变大时，天线方向图主瓣的宽度会变窄，副瓣变多，在阵元间距为一个波长时，方向图会出现栅瓣，所以第二章分析的直线阵列的栅瓣抑制在泰勒分布阵列中同样适用。

2.4 本章小结

本章首先通过对 5G 无线通信天线的体制进行阐述，针对现如今 5G 天线阵列和毫米波技术的应用，以及毫米波频段的信道特性，选出适合本研究使用的毫米波频段为 48GHz。然后，介绍了微带天线的几种分析方法，包括传输线模型法、空腔模型分析法、积分方程法、有限元法等，并对前两种进行了详细的介绍。对微带阵列天线阵元天线进行介绍又对微带阵列天线的基础进行了研究。对微带阵列天线方向图乘积定理、阵因子特性以及馈电网络进行阐述，研究了根据阵元数量，间距以及幅度不同时带来的影响，并通过分析二项式综合法、泰勒综合法、切比雪夫综合法的优点及缺点，最终确定了本文所要设计的毫米波微带阵列天线副瓣抑制方法为泰勒综合法。

第3章 毫米波微带阵列天线设计

本章以微带贴片天线为基础，设计了一款工作在毫米波波段，用于设备终端通信的 4×8 毫米波微带天线阵。此阵列天线采用泰勒综合法，使阵列所对应的馈电网络达到同相不等幅的电流分配，从而在保证增益需求的同时有效地抑制旁瓣电平。同时采用串并联混合馈电网络，减少馈线长度，使体积也相对较小。综合以上方法，设计出一款阵列中心频率在 48GHz 的高增益、低旁瓣的阵列天线。

3.1 矩形微带贴片天线阵元设计

通过上文介绍已知，阵列天线的阵元性能以及馈电网络是否合格，是整个阵列天线性能好坏的关键所在。所以微带贴片单元对阵列天线的性能有重要影响，而阵列天线研究的首要任务就是设计出符合设计需求的微带贴片单元，只有阵元性能合格后才能进行接下来的阵列设计。

3.1.1 矩形贴片尺寸计算

使用传输线模型理论，对矩形贴片单元的初始尺寸进行计算，得到初始尺寸后，再通过仿真软件对贴片单元的长宽等参数进行优化设计^[42]，最终得到符合设计指标要求的微带阵列天线阵元结构。

通过 2.2 节知，微带贴片的辐射可以看作两条缝隙辐射，假设缝隙宽度为 ΔL ，微带矩形贴片的宽度 W 可以由介质基板的厚度 h 、相对介电常数 ε_r 以及微带贴片的中心频率 f_0 计算得出，公式如下：

$$W = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

$$\text{长度 } L \text{ 为: } L = L_0 - 2\Delta L = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_0} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta L \quad (3.2)$$

$$L_0 = \frac{\lambda_g}{2}, \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}}, \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_e - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.4)$$

L_0 为矩形贴片天线的有效长度, λ_g 为导播波长, λ_0 表示自由空间波长, ε_e 为有效介电常数, ΔL 为等效辐射缝隙的宽度。

因为微带天线的有效带宽很窄, 所以在计算贴片长度时要精准, 由上述多个公式可将贴片尺寸初步确定。

因为本文设计的天线, 馈电方式采用嵌入式馈电, 要通过在贴片上开槽来进行阻抗匹配, 所以还要对开槽长度和宽度进行设计^[43]。天线输入阻抗实部随开槽长度的变化较小, 虚部变化较明显; 但是当馈线插入过深, 开槽长度大于 $L/2$ 时, 天线是不会谐振的, 由传输线法可知, 这是因为场分布在贴片中心处几乎为零, 在长度 L 的两开路端最大。所以根据工程经验可得, 开槽长度一般为 $L/3$ 左右^[44]。开槽宽度对天线输入阻抗影响较小, 须通过仿真软件进行优化。

通过上述理论计算得到的所有尺寸全部为理论值, 要在此基础上通过仿真建模进行优化, 以得到更准确地设计参数。

3.1.2 阵元仿真优化

介质基板选择用 Rogers5880 的, 因为 Rogers5880 相比较于现在使用较多的 Rogers4350 虽然价格上相对贵一些, 但是应用在飞机设备舱, 所需天线数量并不多, 所以价格可以接受。同时因为 Rogers5880 比 Rogers4350 更加适合高频设计, 主要用于点对点数字无线电天线、微带线和带状线电路、毫米波应用、导弹制导系统、军用雷达系统、商用航空电话的高频线路板等设计, 同时在设计 48GHz 频段上介电常数稳定性相对良好。

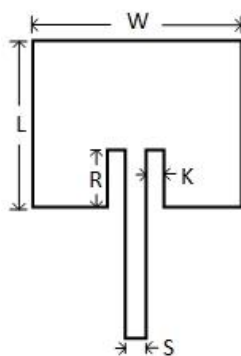


图 3.1 贴片单元结构图

Rogers5880 介质基板的介电常数 $\varepsilon_r=2.2$, 损耗正切角 $\tan \delta=0.0009$, 厚度 $h=0.254\text{mm}$, 根据要设计的天线频率 $f_0=48\text{GHz}$ 及介质基板的参数, 得到辐射单元初始长度 $W=2.47\text{mm}$, $L=1.95\text{mm}$, 开槽进行嵌入馈电的深度 $R=0.6\text{mm}$, 缝隙宽度为

$K=0.22\text{mm}$ 。同时因为一般的贴片辐射边的输入阻抗约在 $100\Omega \sim 300\Omega$ ，而且馈线越窄，对天线辐射性能的影响^[37]。所以结合加工难度综合考虑，选择特性阻抗为 100Ω 的微带线进行阻抗匹配，根据微带线计算馈线宽度 $S=0.2\text{mm}$ ，同时这项参数在不需要参与参数优化，是固定不能更改的。结构如图 3.1，通过在 HFSS 中建立仿真模型并优化得到满足设计要求的单元贴片。表 3.1 是单元贴片的初始参数及优化后的参数对比。

表 3.1 辐射贴片参数优化前后对比(单位: mm)

参数	贴片宽度 (W)	贴片长度 (L)	开槽宽度 (K)	开槽长度 (R)
优化前	2.47	1.95	0.64	0.6
优化后	2.36	1.94	0.64	0.5

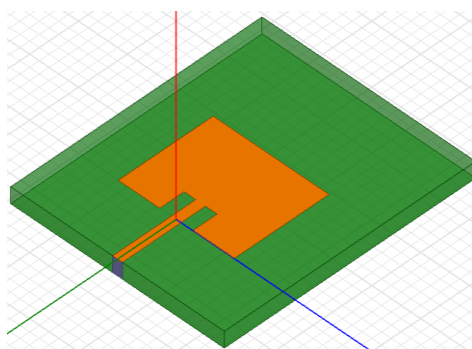


图 3.2 贴片天线仿真建模

通过 HFSS 仿真软件建模如图 3.2，得到该贴片反射系数如图 3.3 所示中心谐振频率为 48GHz ， S_{11} 为 -36.85dB ， -10dB 带宽为 2GHz ，工作频率在 $47\text{GHz} \sim 49\text{GHz}$ 。

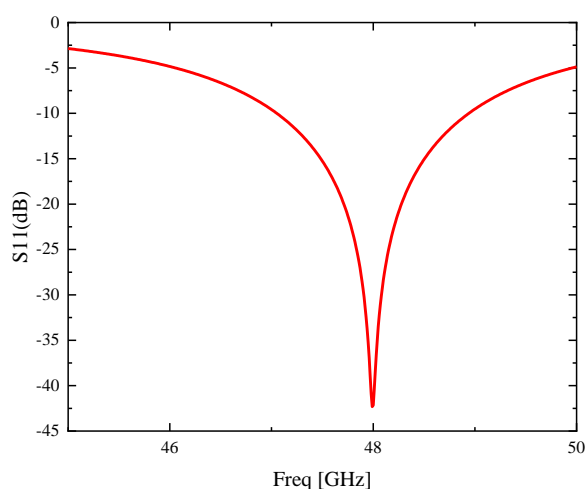


图 3.3 天线单元回波损耗

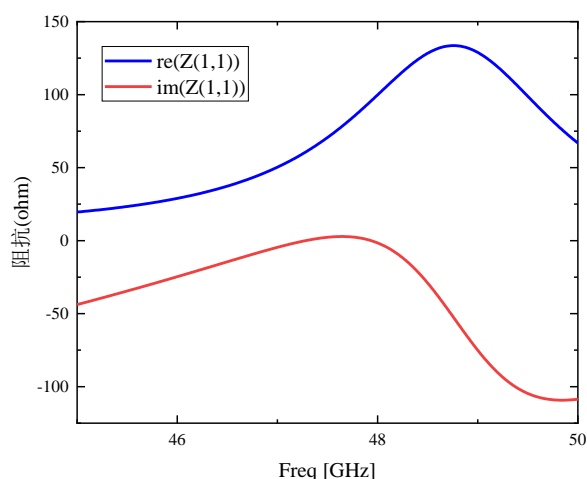


图 3.4 天线的输入阻抗

由图 3.4 可知在谐振频率处的天线的输入阻抗 $Z_{in} = 99 - j2.66\Omega$ ，虚部比较小，实部接近 100Ω ，基本能够实现馈线与辐射贴片之间的阻抗匹配。输入阻抗定为 100Ω 的原因主要有两个：其一是上文提到的贴片辐射边缘阻抗大小为 $100\Omega \sim 300\Omega$ ；另一个原因是，微带天线线阵和面阵的不等功率分配是通过 $1/4$ 阻抗变换段实现，常用的 50Ω 馈线会造成匹配网络线段加宽，影响贴片辐射性能。

在中心频率 48GHz 处，贴片天线的辐射方向图如图 3.5 所示，最大辐射方向垂直辐射贴片，最大的增益为 7.96GHz 。一般的微带贴片天线的最大增益在 $6 \sim 8\text{dB}$ ，本文设计的阵列单元已经有很好的增益，完全符合阵列天线阵元设计的要求。

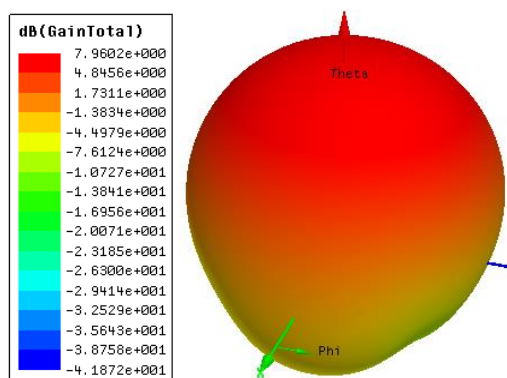


图 3.5 天线的 3d 辐射图

3.2 阵列天线设计方案

微带阵列天线主要需要分析的指标有频率，带宽，增益，波束宽度，副瓣抑制等。频率是工作需要已经确定，由贴片尺寸和介质基板决定实现；带宽在天线形式固定

的情况下，圆极化的天线带宽会略宽，加上馈电网络后也会加宽整体系统带宽，另外介质基板的介电常数和厚度也会影响；阵列天线的增益，一般情况下阵元越多，增益越高，阵元数量增加一倍时，增益增加 3dB，因为阵元增益为 7.96dB，所以要得到大于 20dB 的增益，阵元数需要 32 个以上；波束宽度根据方向图合成定理，结合馈电幅度相位以及阵元的间距，当需要小于 15° 时至少要是 1×8 的线阵；而副瓣抑制可以通过锥削分布，采用不等幅馈电，减小副瓣，具体的方法有二项式综合法，切比雪夫综合法，泰勒综合法等，而这三种也是最常用三种^[45]。这只是一些经验或基础设想，具体的设计方案研究下面会从阵元间距，阵元数量，副瓣抑制方法进行详细说明。

3.2.1 阵元间距设计

因为指标没有特殊要求实现波束扫描或者波束倾斜，为了简便设计，选择侧射阵来设计。根据栅瓣抑制条件，在阵列天线中，单元间距增大时，将阵列单元之间的距离增大， $d \geq \lambda_0$ 时，阵列天线的方向图会出现与主瓣相当的幅值栅瓣，这会影响天线的辐射效率^[46]，所以阵列天线单元的间距要满足：

$$d \leq \frac{\lambda_0}{1 + |\cos \alpha|} \quad (3.5)$$

当天线为侧射阵，也就是最大辐射方向与平面阵连线的夹角 $\alpha = 90^\circ$ 时，阵元之间的距离要满足 $d_x \leq \lambda_0$ ， $d_y \leq \lambda_0$ 的条件。又因为侧射阵的最大辐射方向要想垂直于面阵，还要满足：

$$\begin{cases} kd \cos \beta + \psi = 0 \\ \beta = 90 \end{cases} \quad (3.6)$$

要实现上述公式，要让阵列单元之间的相位差 $\psi = 0$ ，而在采用串联馈电的阵列天线，要实现同相馈电，单元间距 d 应该是 λ_g 的倍数。

结合上述两个条件，又因为 $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \leq \lambda_0 (\epsilon_r > 1)$ ，所以要想满足栅瓣抑制条件阵列 E 面方向和 H 面方向单元距离 $d_1 = d_2 = \lambda_g$ 。

3.2.2 阵元个数设计

阵元个数虽然通过增益的经验大约知道需要 32 个，但是还要还要结合方向图，间距等进行公式验证。现在设 E 方位面阵元个数为 m ，H 方位面阵元个数为 n 。

当在两方向都为切比雪夫分布平面阵时，因为对阵列方向图的综合会降低副瓣电平，而波束宽度和副瓣电平是两个相互制约的参数，副瓣电平的降低必然意味着波束宽度的展宽^[47]。

$$\text{两面的主瓣宽度为:} \quad \begin{cases} (BW)_{xoz} = 51 \frac{\lambda}{md_1} (\circ) \\ (BW)_{yoz} = 51 \frac{\lambda}{nd_2} (\circ) \end{cases} \quad (3.7)$$

所以要在公式 3.5 的基础上分别乘上各自的波束展开因子, 展开因子公式如下:

$$f_{x,y} = 1 + 0.636 \left\{ \frac{2}{R_{0x,y}} \cosh \left[\sqrt{(\cosh^{-1} R_{0x,y})^2 - \pi^2} \right] \right\}^2 \quad (3.8)$$

$$\text{主瓣波束宽度分别为:} \quad \begin{cases} (BW)_{xoz} = 51 \frac{\lambda}{md_1 \sin \alpha} f_x (\circ) \\ (BW)_{yoz} = 51 \frac{\lambda}{nd_2 \sin \alpha} f_y (\circ) \end{cases} \quad (3.9)$$

其中, α 是波束最大辐射方向与平面阵连线的夹角, 当阵列是侧线阵时 $\sin \alpha = 1$, 但是泰勒分布的平面阵, 因为在相同长度的阵列, 泰勒分布的直线阵的半功率波瓣宽度是切比雪夫分布的直线阵的 σ 倍, 所以泰勒分布直线阵的半功率波半宽度可以由切比雪夫直线阵的半功率波瓣宽度乘上 σ 得到, 其中泰勒综合法中 σ 为:

$$\sigma = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2} \right)^2}} \quad (3.10)$$

$A = 1 / [\pi \times \cos(R/h)]$, $\bar{n} \geq 2A^2 + 1/2$, R 为主副瓣电平之比, 所以两平面的主瓣波束宽度为:

$$\begin{cases} (BW)_{xoz} = 51 \frac{\lambda}{md_1 \sin \alpha} f_x \sigma_x (\circ) \\ (BW)_{yoz} = 51 \frac{\lambda}{nd_2 \sin \alpha} f_y \sigma_y (\circ) \end{cases} \quad (3.11)$$

平面阵在阵元数量过多时, 各个副瓣电平一定, 与阵元数量 m 和 n 无关。所以在分析平面阵副瓣电平时可根据线阵的理论进行分析。

本章设计的天线的设计指标要求为在 E 面的半功率波束宽度小于 20° , H 面的半功率波束宽度小于 15° , 天线增益大于 20dB ; 根据公式 3.10 可计算出天线单元数目, 因为不论切比雪夫综合法还是泰勒综合法, 在阵元数目较大时波瓣展宽因子都可以近似, $f_{xy} \approx 1$, $\sigma \approx 1$, 所以可计算的 E 面的单元数为 3.78, H 面的单元数为 5.04。为了方

馈电网络设计，单元数位双数，另外实际结果肯定比计算值差，要留出一定余量，最终决定 E 面的单元数为 $m=3.78$ ，H 面的单元数为 $n=5.04$ ，及天线为 4×8 的微带阵列天线。单元总数量为 32，与之前预估的相等，同时也保证了增益大于 20dB 的需求。

3.2.3 面阵结构设计

通过上述研究，要想实现阵列天线对增益，波束宽度，副瓣电平，带宽等指标要求，要设计一个 H 面为 8 个阵元的串联线阵，并从中心馈电，从 E 面看为四个线阵并联的一个 4×8 的微带阵列天线，并且阵列中心采用同轴线转微带的方式馈电。

设计的阵列天线对副瓣的抑制主要针对第一副瓣，而泰勒综合法比切比雪夫更适合的设计需求，最终采用泰勒分布对阵元激励进行锥削，实现对副瓣的抑制^[48]。同时，在微带阵列天线的 H 面 8 元线阵中，要进行激励电流幅度的不等控制，常用的两种控制方法有：一是通过四分之一阻抗变换段法，通过在八个阵元总馈电上，每个阵元前端添加一段四分之一阻抗变换段，通过调整阻抗变换段的线宽实现主传输线与分支的阻抗匹配以及电流的锥削；二是贴片尺寸加权法，是指通过调整辐射贴片的尺寸，改变各阵元的辐射导纳，进而实现对电流幅度的锥削分布^[49]。采用的是第一种方式，因为这种方式对于激励幅度控制较为方便。

3.3 阵列天线设计实现

前面已经对微带阵列天线的矩形微带贴片阵元进行了设计。但是，通过上文的介绍了解到，应用于毫米波无线通信的天线，尤其是在飞机设备舱这种电磁环境复杂，设备众多的地方，要求天线要有高增益，低旁瓣，波束宽度窄等性能要求^[50]。上一节对性能实现做了出研究说明，本节将以确定的研究方法为基础，对阵列天线进行的设计，并仿真优化得到符合性能指标的微带阵列天线。

3.3.1 线阵设计

通过前文已知要设计一个 4×8 的微带阵列天线，本节要完成由 8 阵元组成的线阵设计，此线阵主要目的是满足微带阵列天线在 H 面方向图上的指标要求，通过上文已知此线阵的指标要求为，半功率波束宽度小于 15 度，副瓣抑制优于 -15dB。

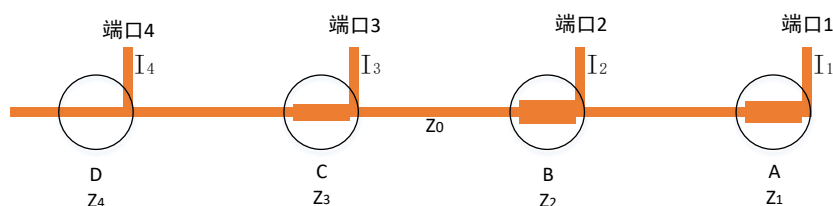


图 3.6 四单元馈线结构

在辐射贴片确定时，下一步要对线阵的馈电网络进行设计。馈电网络采用串并联混合馈电形式，并在中间通过一个 T 型功分器进行馈电，整个线阵称左右对称结构，两边是采用串联谐振馈电的形式，并且每个阵元同相位不等幅馈电，馈电幅度遵循泰勒分布。想要让各阵元相位相同，阵元之间的距离 $d = \lambda_g$ ；同时为了实现不等幅馈电，要在每一个阵元前加一段四分之一阻抗变换段，在实现阻抗匹配的同时，也对电流幅度起到符合泰勒分布的作用，如图 3.6 所示就是馈电右侧的四单元馈线结构，同时因为此线阵是对称的，所以设计出一边，另一边对称复制就可以。

线阵的等效微波电路形式如图 3.7^[51]，假设每个阵元的等效并联导纳为 Y_0 ，从中心开始第 i 个阵元的电流为 I_i 。同时为了保证相位相同，每个阵元之间的间距为 λ_g ，其中有 $\lambda_g/4$ 波长的阻抗变换段，设第 i 个阵元前的阻抗变换段的特性阻抗为 Z_{ci} ，另外的 $3\lambda_g/4$ 为主传输线，特性阻抗为 Z_{c0} 。

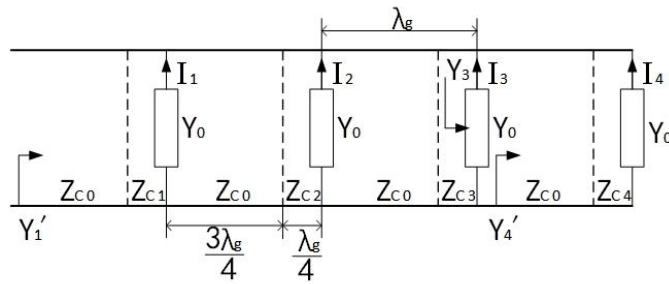


图 3.7 线阵等效电路

假设当从第 i 个端口向末端看去，输入导纳为 Y_i' ，经过并联的第 $i-1$ 个阵元导纳后，输入导纳为 Y_{i-1} 。对于该等效电路有公式：

$$Y_i = Y_A + Y_i' \quad (3.12)$$

其中：

$$Y_i' = \left(\frac{Y_{c2}}{Y_{c1}} \right)^2 Y_{i+1} = n_i^2 Y_{i+1} \quad (3.13)$$

公式(3.13)中的 n_i 所表示的是线阵中主馈线上的特性导纳与各个阵元前的四分之一阻抗变换段的特性导纳的比值，也就是阵元前的四分之一阻抗变换段的特性阻抗与主馈线的特性阻抗的比值^[42]。

$$n_i = \frac{Y_{c2}}{Y_{c1}} = \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \quad (3.14)$$

将公式(3.13)带入得：

$$Y_i = Y_0 + n_i^2 Y_{i+1} \quad (3.15)$$

对于馈电右端的输入导纳有公式：

$$Y_{in} = Y_0 (1 + n_1^2 + n_1^2 n_2^2 + \dots + n_1^2 n_2^2 \dots n_{n-1}^2) \quad (3.16)$$

右侧线阵的输入阻抗：

$$Z_{in} = \frac{Z_A}{1 + n_1^2 + (n_1 n_2)^2 + \dots + (n_1 n_2 n_3 \dots n_i)^2} \quad (3.17)$$

由上述公式可得， n_i 决定第 i 个贴片的激励电流幅度，当假设从中间向右端第一个贴片的电流为 $I_1 = 1A$ ，那么各单元电流为^[52]：

$$\begin{cases} I_1 = Y_0 V = 1 \\ I_2 = n_2 Y_0 V = n_2 \\ I_3 = n_3 n_2 Y_0 V = n_3 n_2 \\ \dots \\ I_i = n_i n_{i-1} n_{i-2} \dots n_2 Y_0 V = n_i n_{i-1} n_{i-2} \dots n_2 \end{cases} \quad (3.18)$$

对于本文设计的 8 元线阵，由公式(3.18)可得各阵元前的阻抗变换段的阻抗与各阵元贴片的输入电流幅度的关系如下^{[53][53]}：

$$\begin{cases} \frac{I_2}{I_1} = n_2 = \frac{Z_{c2}}{Z_{c0}} \\ \frac{I_3}{I_2} = n_3 = \frac{Z_{c3}}{Z_{c0}} \\ \frac{I_4}{I_3} = n_4 = \frac{Z_{c4}}{Z_{c0}} \end{cases} \quad (3.19)$$

通过上述公式可以看出，当各阵元的电流分布为 $I_1 : I_2 : \dots : I_n$ 得到后，可以由公式(3.19)求出每个阻抗变换段与主馈线的阻抗之比为 $n_1 : n_2 : \dots : n_n$ ，因为本次设计的是 1×8 的线阵，8 个阵元中心对称，所以只考虑一边就行，另一边对称获得。通过泰勒分布公式的到电流比为：

$$I_1 : I_2 : I_3 : I_4 = 1 : 0.7985 : 0.5287 : 0.366 \quad (3.20)$$

根据公式 3.19 可以算出：

$$n_1 : n_2 : n_3 : n_4 = 1 : 0.7985 : 0.6614 : 0.6931 \quad (3.21)$$

当主馈线的阻抗 Z_{c0} 确定时，根据公式(3.21)可知各阻抗变换段的阻抗值 Z_{ci} ，就可通过微带线计算工具算出各阻抗变换段的线宽。本文设计中为了减小设计难度，主馈

线的特性阻抗取值为 $Z_{c0}=100\Omega$ ，所以从中间向两端各四分之一阻抗变换段的阻抗值分别为 100Ω 、 80Ω 、 66.4Ω 、 69.3Ω ，再通过微带线计算工具就可算出各阻抗变换段的微带线宽度，但是这些计算值需要通过仿真软件进行仿真优化。

要设计线阵首先要通过仿真确定微带线设计的各阵元之间的相位要相等，幅度与泰勒锥削分布的比值相同。先通过 HFSS 仿真工具对微带馈线进行仿真如图 3.8，与线阵的差别就是将辐射贴片替换为激励端口。

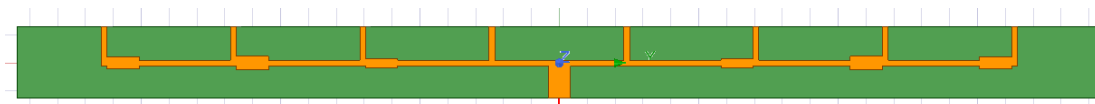


图 3.8 线阵仿真模型

通过仿真优化得到各端口相位差如图 3.9 所示，又因为各端口的激励理论上应该相位相同的。根据阻抗变换的理论知识可以知道，电流在经过阻抗变换段时，变化幅度越大，理论相位变化就与仿真差距越大。通过上文可知，端口二前的阻抗变换段发生的阻抗变换最大，所以在谐振频率 48GHz 时，端口 2 与端口 3 的相位差误差最大。端口 3 和端口 4 的相位误差最小基本上为零。所以需要通过仿真对各阻抗变换段长度进行调整保证相邻端口相位差为 0。通过阻抗变换段的调整后，通过仿真得到各阵元幅度如图 3.10，可以算的各阵元激励幅度比值为：

$$I_1:I_2:I_3:I_4=1:0.792:0.49:0.37 \quad (3.22)$$

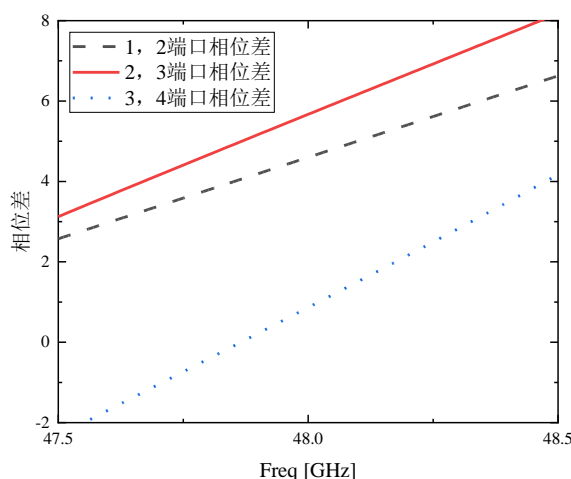


图 3.9 各端口相位差

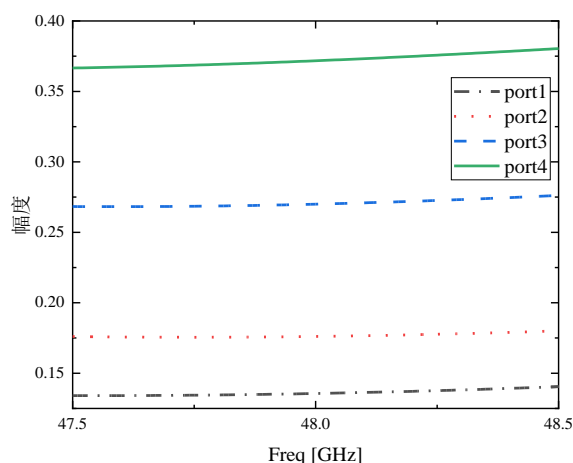


图 3.10 各端口激励幅度

与之前理论计算的比值(3.20)基本相同, 所以此线阵的微带馈线网络设计合格, 可用于线阵及后续 4×8 微带阵列天线的设计。

在完成辐射贴片和馈电网络的设计, 将两者结合起来, 在设计理论的基础上, 进行仿真设计如图 3.11, 阵列大小为 1×8 的线阵, 输入阻抗为 120Ω , 经过一段 77.5Ω 的四分之一阻抗变换段后, 得到阻抗 50Ω , 然后等分为两路, 左右纵向分路分别为 100Ω , 正好与主馈线上的阻抗相等。同时通过继续优化单元间距以及阻抗变换段可以继续改善线阵的 H 面的方向图的主瓣波束宽度以及副瓣电平抑制, 但在 E 面不会发生太大变换, E 面需要后续面阵形成时进行优化设计。仿真发现计算的各种结构尺寸基本符合设计需求, 只需微调即可, 所以也证实上述理论可以很好的应用于此阵列天线。

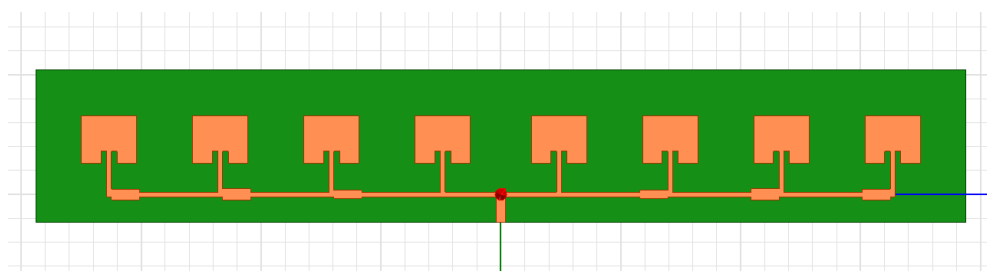


图 3.11 线阵仿真结构

通过对线阵各项参数的仿真优化, 得到 1×8 线阵的仿真优化结果, 如图 3.12 所示为 1×8 线阵回波损耗, 从图中可以看出此线阵的谐振频率为 48GHz, 在谐振频点处的回波损耗为-15.5dB, 线阵的-10dB 带宽为 1.36GHz, 工作频段为 47.25GHz-48.61GHz。

图 3.13 是线阵的 H 面的归一化平面方向图, 从图中可以看出本节设计的线阵在 H 面的半功率波束宽度为 10.2 度, 满足设计要求的半功率波束宽度低于 15 度。副瓣抑制为-22dB, 完全符合设计指标优于-20dB 的设计要求, 同时因为此线阵只对 H 面进行锥

削处理，所以并不需要对 E 面进行仿真分析。

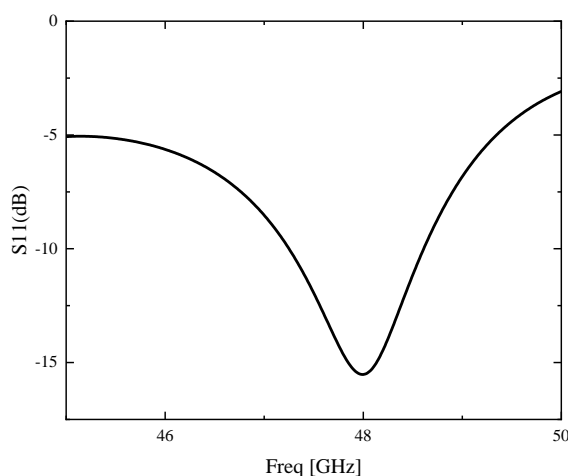


图 3.12 线阵的回波损耗图

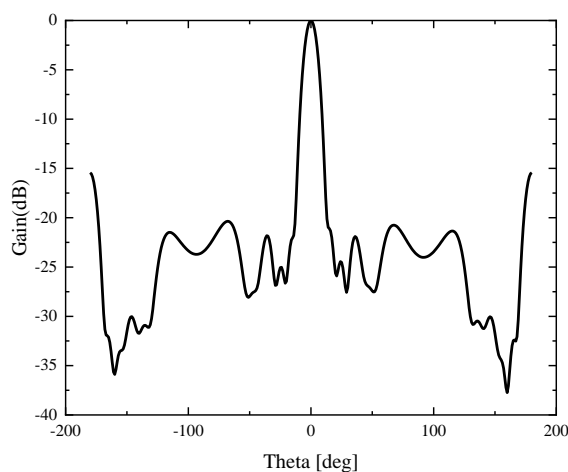


图 3.13 线阵的 H 面归一化平面方向图

通过上述仿真及回波损耗和方向图的分析表明，本节所设计的线阵满足本课题的阵列天线在 H 面的方向图设计要求，同时证明阵元辐射贴片设计，馈线网络设计都是合格的，可用于后续面阵的设计的。

3.3.2 面阵设计优化

在线阵设计完成之后，想要行程面阵，需要设计多排阵列之间的并联馈电网络。可以将这段馈电网络看做整个阵列天线的主馈线，这个主馈线的设计过程同线阵相似，只需要将每排线阵看作一个“阵元”即可。因为通过 3.2 节可知，需要设计四排线阵，这四排线阵看作一个从中间馈电，上下各两个阵元，也看成相互串联，同样利用泰勒分布通过四分之一阻抗变换段进行阻抗匹配和锥削分布，具体结构如图 3.14 所

示。



图 3.14 主馈线结构示意图

下面只需要将设计好的线阵连接到主馈线上即可，并完成对中心的同轴线转微带馈电进行设计，整个 4×8 的微带阵列天线初始模型就设计好了。又因为当阵列天线组合在一起时因为阵元之间，微带线之间等一系列耦合影响，会让整个天线性能变差，偏离设计指标要求。通过仿真研究，找出众多参数中对阵列天线影响较大的参数，并进行仿真优化，最终得到符合设计指标的微带阵列天线。如图 3.15 所示，是 4×8 微带阵列天线的仿真结构。

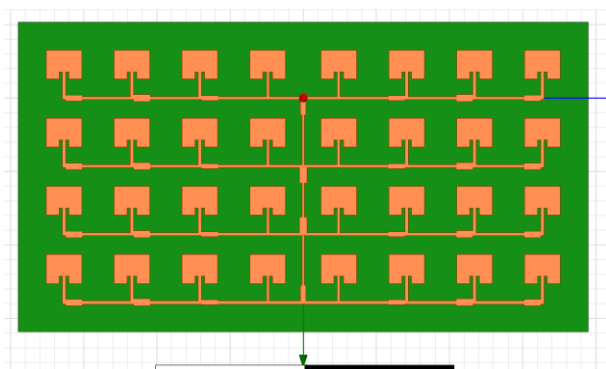


图 3.15 4×8 微带阵列天线仿真图

利用 HFSS 仿真软件针对性能指标对阵列天线各项参数进行优化分析，主要优化的变量是：天线单元之间的距离 d ； $1/4$ 阻抗变换器 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 对应的走线宽度 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 ；以及主馈线的宽度两端阻抗变换段 W_{z1} 、 W_{z2} ；辐射贴片的长度 L 。

因为在设计单排线阵时仿真结果已经比较理想，所以只需要验证单元间距与四分之一阻抗变换段线宽是否已经是较为理想的即可。主要对主馈线的阻抗变换段宽度以及辐射贴片长度进行优化设计。

首先是单元之间的间距 d ，通过阵列天线基础理论可知天线单元间距 d 对阵列天线各单元相位有直接关系。并且通过改变阵列天线中的单元间距进行调整优化可以很好地改善天线辐射特性。

图 3.16 为阵列天线回波损耗随阵元间距变化而产生的变化，3.17 为阵列天线 H 面归一化平面方向图，对其分析发现，当单元间距为 4.72mm 时虽然天线反射系数更好，但是从方向图可以看出副瓣明显增大切谐振频点发生偏移，所以综合考虑当 $d=4.64\text{mm}$

时天线阻抗匹配及天线性能要求达到最佳。同时仿真最优的单元间距，与第二章理论计算值是有所不同的，设计理论值为 $\lambda_g = 4.22\text{mm}$ ，但是因为阵元及阻抗变换段的影响，使得阵元间距 $d = 0.74\lambda$ 为最优单元间距，阵列天线设计单元间距的经验长度一般为 0.7λ ，与优化后的长度比例相似。这也更加证实，对其进行仿真优化的必要性。

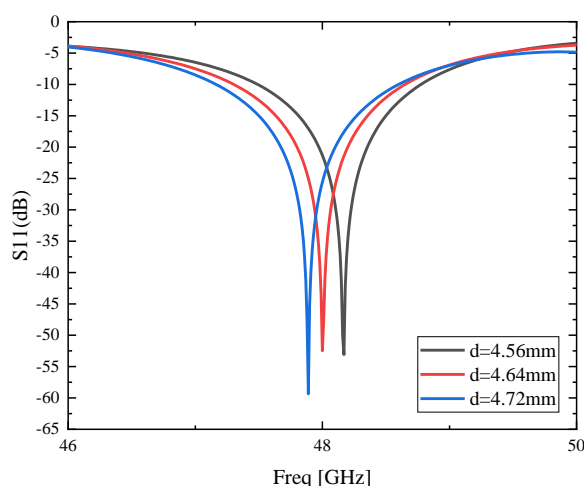


图 3.16 d 对 S_{11} 的影响

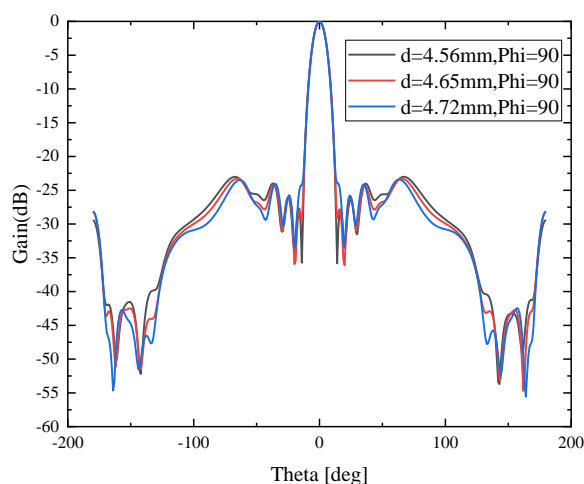


图 3.17 d 对天线辐射方向图的影响

天线单元长度 L 对阵列天线的谐振频点影响很大由图 3.18,3.19 给出的参数扫描可知，当天线辐射贴片长度为 1.975mm 时天线的回波损耗明显优于其他数值，同时从辐射方向图可以看出辐射贴片 L 的长度变化对副瓣影响较小， L 为 1.975mm 和 1.985mm 基本相等，但结合 S_{11} 的情况综合考虑，辐射贴片长度 L 的最佳长度为 1.975 。

其他参数仿真优化过程不再一一展示，通过对各参数的仿真优化，最终得到所需天线功能的谐振频率，工作带宽，天线增益，波束宽度，副瓣抑制都符合设计需求，下

面是对各方面的性能分析。

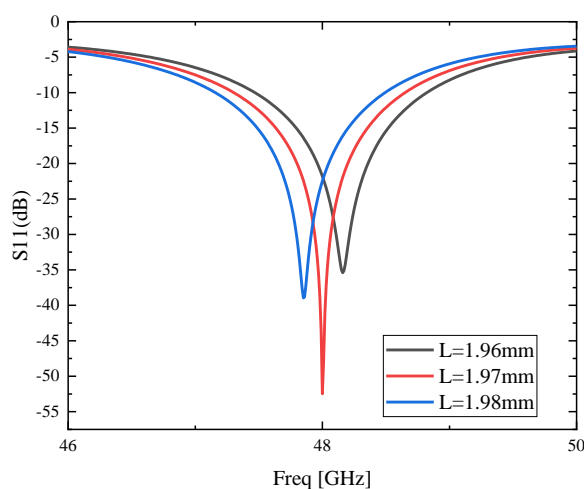


图 3.18 L 对 S11 的影响

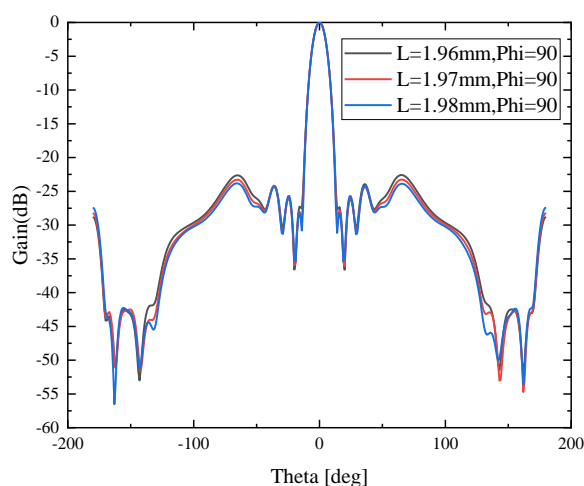


图 3.19 L 对天线辐射方向图的影响

经过对各项参数的优化设计，得到阵列天线最终的回波损耗结果如图 3.20，由图可知该阵列天线的谐振频率为 48GHz，谐振频点处的回波损耗为 -52.5dB，天线的 -10dB 带宽为 1.4GHz，工作频段为 47.3GHz~48.7GHz。仿真性能完全符合设计要求，虽然实物制作中 SMA 接头在焊接后会产生损耗，使得实物与仿真结果有影响，但是仿真性能很好，可以包含实物误差范围。

如图 3.21 所示是微带阵列天线的方向图仿真结果。图中实线部分是微带阵列天线的 H 面方向图，虚线部分是微带阵列天线的 E 面方向图。可以看出阵列天线增益达到 22.3dB，符合设计要求的大于 20dB，波束指向较好。

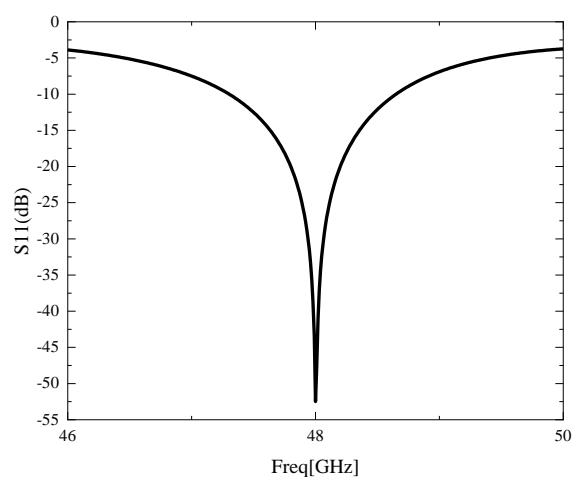


图 3.20 阵列天线回波损耗仿真结果

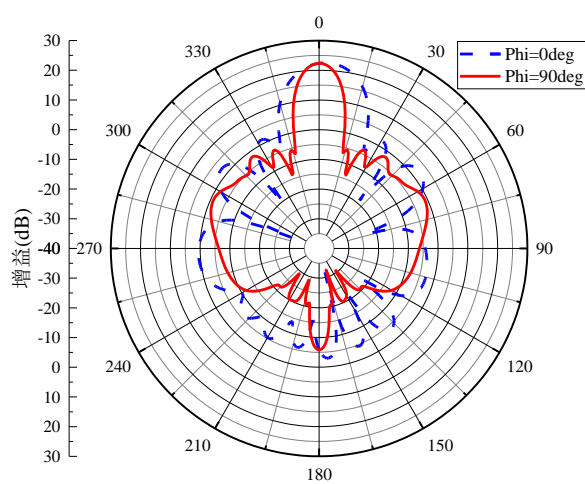
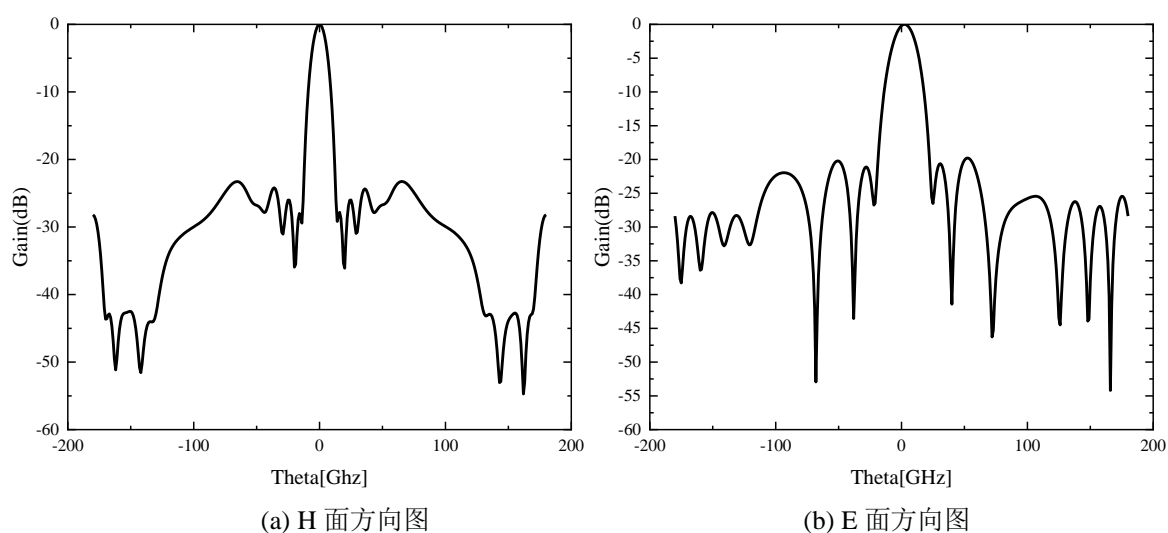


图 3.21 微带阵列天线的方向图



(a) H 面方向图

(b) E 面方向图

图 3.22 微带阵列天线归一化方向图

图 3.22 是微带阵列天线的归一化平面方向图，从图中可以看出微带阵列天线的 H 面主瓣的半功率波束宽度为 11 度，符合设计指标的小于 15 度；副瓣抑制为-28dB，明显优于设计指标的-20dB；E 面的半功率波束宽度为 17 度，符合设计指标的小于 20 度，副瓣抑制为-21.1dB，完全符合在 E 面上旁瓣抑制优于-15dB 的设计要求。从这图中看出天线方向性好，抗干扰能力强，能够满足实际应用需求。

又因为天线的工作频段为 47.3GHz~48.7GHz 所以在整个工作带宽内，阵列天线的方向性应该都符合方向性指标要求，所以还需要对工作带宽内其他频段的方向图的波束宽度以及副瓣抑制进行验证。研究阵列天线是否在整个工作频段内都有符合设计指标的波束宽度和副瓣抑制。

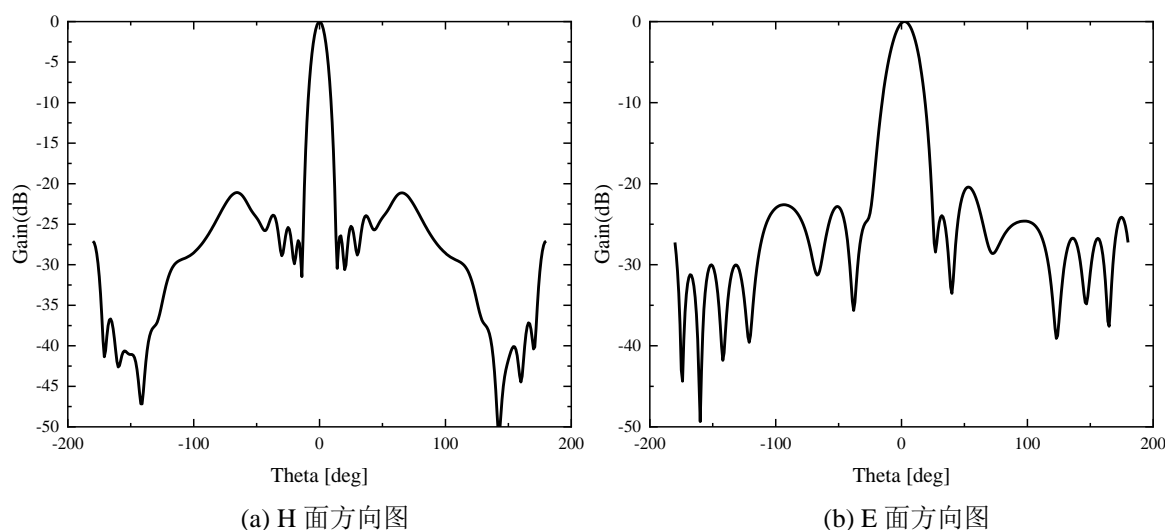


图 3.23 天线 47.3GHz 时归一化方向图

如图 3.23 是该微带阵列天线工作在 47.3GHz 时天线 H 面和 E 面的归一化方向图，从图中可以看出阵列天线工作在 47.3GHz 时天线 H 面的半功率波束宽度小于 11 度，副瓣抑制优于-25dB；E 面的半功率波束宽度小于 19.5 度，副瓣抑制优于-20dB。

如图 3.24 是该微带阵列天线工作在 48.7GHz 时天线 H 面和 E 面的归一化方向图，从图中可以看出阵列天线工作在 48.7GHz 时天线 H 面的半功率波束宽度小于 10 度，副瓣抑制优于-25dB；E 面的半功率波束宽度小于 17 度，副瓣抑制优于-16dB。

阵列天线方向图性能指标要求为：H 面的半功率波束宽度低于 15° ，瓣抑制优于-20dB；方向图 E 面的半功率波束宽度低于 20° ，副瓣抑制优于-15dB。

通过对 47.3GHz 和 48.7GHz 两个频点上的 H 面和 E 面的归一化方向图分析，可以推断出，此阵列天线在整个工作频段内，H 面和 E 面的半功率波束宽度和副瓣抑制都符合设计指标要求，性能良好。

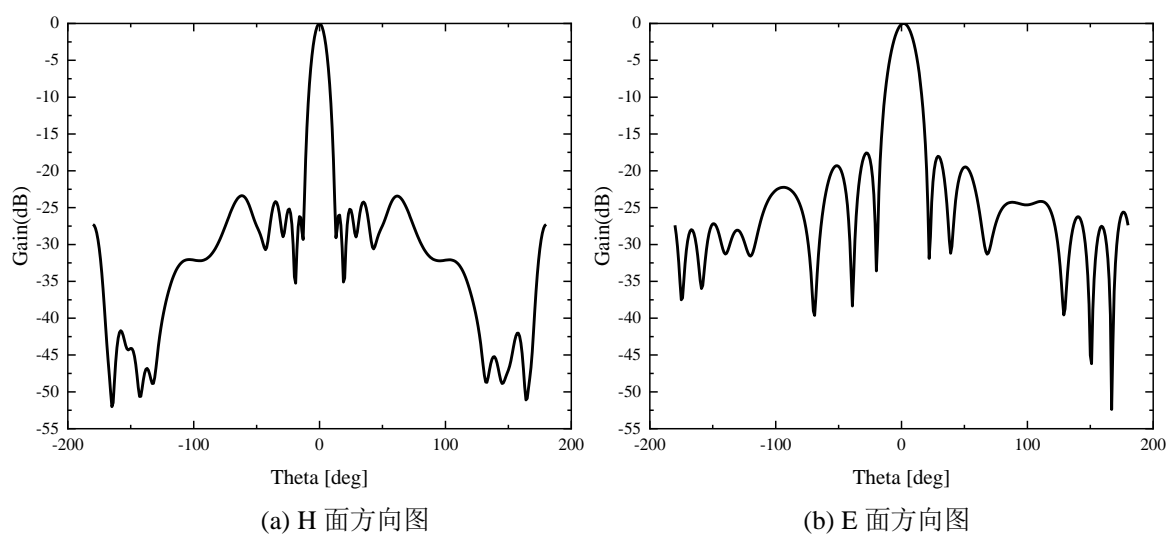


图 3.24 天线 48.7GHz 时归一化方向图

本文设计的毫米波微带阵列天线，采用全新频段 48GHz 进行设计，通过内嵌式馈电进行阻抗匹配，并采用串并联合结合的馈电网络，以及泰勒综合法进行阵元间的不等幅馈电，最终通过仿真优化得到符合设计需求的毫米波微带阵列天线。并通过验证此天线在全工作频段内方向性良好，整体性能优于已有的相同阵元的毫米波微带天线。可以作为后续天线分布以及电磁兼容技术研究的天线辐射源使用。

最后对阵列天线进行实物打板制作，此微带阵列天线结构以及大小如图 3.25 所示，天线的尺寸很小符合安装在密闭拥挤的电子设备舱的环境内。同时虽然天线厚度采用为 0.254mm 的 Rogers5880 材质，但是硬度足够，可以安装在射频发射机的前端作为发射天线使用。同时射频接收系统前端的接收天线，可以由 1×8 的线阵天线或者 2×8 的面阵天线承担。线阵在本章已经设计各项性能指标良好，完全可以作为接收天线使用。

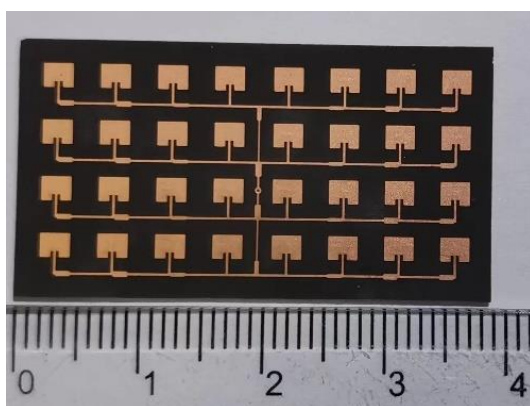


图 3.25 微带阵列天线实物图

3.4 本章小结

本章通过对应用于飞机设备舱无线通信终端的天线性能要求进行分析,提出了满足使用要求的微带阵列天线的性能指标。根据提出的天线性能指标,首先分析设计了单个贴片阵元,并对其进行建模及仿真优化,分析了贴片天线的馈电方式及嵌入式馈电开槽长度宽度对贴片天线的性能影响,最终得到了合格的贴片阵元。

阵元设计完成后,对阵列天线性能指标进行分析,根据阵列天线理论,分析其阵列阵元间距,阵元数量,得到可以实现带宽、增益、波束宽度、旁瓣抑制等指标的可行方法。阵元间距、阵元数量以及锥削方法确定之后,因为泰勒分布的微带阵列天线阻抗匹配部分设计较为复杂,所以先要进行泰勒分布的线阵设计。在进行线阵的设计时,馈电方式是串并联混合馈电,从线阵中心位置对线阵的左右两侧进行并联馈电,左右两侧的馈电方式都是谐振式串联馈电。通过线阵的等效电路及泰勒分布公式结合天线性能指标,算出各阵元的激励电流幅度比,然后再将其转化为每个阵元前的四分之一阻抗变换段的微带线宽度,最终实现泰勒锥削分布的等相位不等幅馈电。

线阵的馈电网络设计出来之后,通过仿真建模验证,研究 1×8 线阵的馈电网络各阵元的电流激励是否是同相位,以及幅度是否与计算的泰勒分布比值相近。通过仿真验证发现,通过四段 $1/4$ 阻抗变换段实现的锥削分布,达到预期效果,可以用于后续线阵以及面阵的仿真设计。然后在仿真优化好的线阵馈电网络上添加辐射贴片,形成了完整线阵。通过线阵的仿真优化,得到满足天线性能指标要求的最佳线阵结构,对回波损耗及方向图分析发现,采用的泰勒分布的锥削方法,完全能够实现对 H 面的半功率波束宽度及旁瓣抑制的要求。

在完成泰勒分布的线阵设计之后,在以串并联混合馈电的方式,在线阵的基础上进行面阵的设计。面阵的馈电方式是在面阵的中心,通过同轴线转换成两段并联的微带的方式对上下各两个线阵的整个面阵进行馈电,而上下四个线阵之间的馈电方式也是谐振式串联馈电。同时,面阵主馈线的设计方法同线阵的馈电结构的计算方法相似,只需要将各线阵看作一个个的阵元即可。然后根据线阵的计算方法,计算出各线阵之间的距离,电流分布以及各线阵之前的四分之一阻抗变换段的阻抗值,再换算为微带线的宽度即可。当面阵的结构计算出来之后,需要通过用仿真软件进行建模,仿真,优化等设计,研究各参数对阵列天线的影响程度。对最终优化后的微带阵列天线的研究发现,该微带阵列天线的回波损耗, E 面和 H 面的半功率波瓣宽度和副瓣抑制,以及阵列天线的增益,工作带宽等都满足之前提出的天线性能指标。

最终,通过本章的设计研究得到了应用在飞机设备舱设备间无线通信的毫米波微带阵列天线,接下来要对天线在飞机设备舱的安装进行布局分析,得到需要的天线数量及布局情况。

第4章 飞机舱内天线布局研究

为了给飞机设备舱提供可靠稳定的无线通信服务,需要对飞机设备舱内天线的数量以及安装位置进行确定。又因为飞机设备舱内环境的特殊性,实际的物理测量成本太大,加上条件限制,只能通过仿真软件进行研究。随着计算机技术的飞速发展,计算机的物理建模能力和电磁仿真水平得到极大提高,特别是在实际工程中,过于复杂的边界问题,以及因为不确定的因素带来的计算量过于庞大的问题,都可以通过使用不同的电磁数值算法的仿真软件进行设计分析。现如今大部分的设计和分析已经被电磁仿真软件所代替,这不仅节约了研究成本,也简化设计步骤,加快研究速度。

4.1 电磁数值分析方法

目前常用的电磁数值算法一般可以分为全波算法和高频渐进算法^[54]。全波算法主要包括有限元法(FEM)、时域有限差分法(FDTD)、矩量法(MOM)、有限积分法(FIT)等,高频渐进算法主要包括几何光学法(GO)、物理光学法(PO)、几何绕射理论(GTD)等^[55]。其中常用的三款电磁仿真分析软件分别是 HFSS, FEKO, CST。

FEKO 采用矩量法,将有限元法和多层快速多极子方法混合进行求解,使其在电大尺寸方面的仿真计算更具优势。但是矩量法需要对大量的细节操作进行预先处理,尤其是在处理三维物体的散射时,当处理不同材质结构的物体时,需要使用的经验及方法不同,处理公式较为复杂,普适度较低,所以使在用 FEKO 进行电磁分析时,对仿真设备的性能要求及使用者的技术经验都有较高要求。

CST 工作室套装在同一用户界面内集成了用于不同仿真方向的八个工作室,功能强大且易于操作,基本能满足相关从业人员的差异化需求^[56]。其电磁仿真问题的处理,瞬态时域求解器为有限积分法,能够通过一次计算获得仿真模型的整个宽带时域解,能描述出电磁场散射的整个过程,适用于电大尺寸目标问题,但是其计算精度较低。

HFSS 是一款 3D 电磁仿真工具,用于设计各种高频产品。HFSS 是基于有限元法分析微波工程问题,对随意的一个三维模型都可进行全波分析求解,尤其是对结构复杂的模型更为适合,能够精确好标准地对结构进行仿真分析。HFSS 将模型结构划分为四面体的形式,所有的四面体构成有限元网格。采用自适应网格划分技术求解电磁场,使得软件操作更加简便,虽然低版本因为其求解速度及求解当时不适应电大尺寸结构的电磁仿真分析,但是后来新版本的引入了弹跳射线法让其能够很好地完成天线在电大载体上的天线布局及电磁耦合特性分析,下面针对弹跳射线法进行介绍。

4.2 弹跳射线法原理

弹跳射线法(Shooting and Bouncing Rays, SBR)利用几何光学法(GO)和物理光学法(PO)的分析特性,并将其进行结合。弹跳射线法的原理是首先将入射进的电磁波进行离散化处理,就是将其模拟成一些各自独立但又密集在一起的射线管,然后利用几何光学法对射线在物体表面的反射路径进行追踪,并计算场强大小,再利用物理光学法,散射场在远区的大小,最终通过叠加所有射线管在出射面上的场强,就可以得到总的散射场强^[57]。

在对于射线经过物体反射后的路径追踪,以及在反射路径上场强大小的变化方面,弹跳射线法能够很好地用物理概念进行表述,同时相关的计算也比较简单,对于电大尺寸且结构复杂的目标散射问题,以及天线分布问题都尤为适合。

射线路径追踪、射线强度追踪、远场散射积分,就是在使用弹跳射线法进行相关分析的三大步骤。

(1) 射线路径追踪

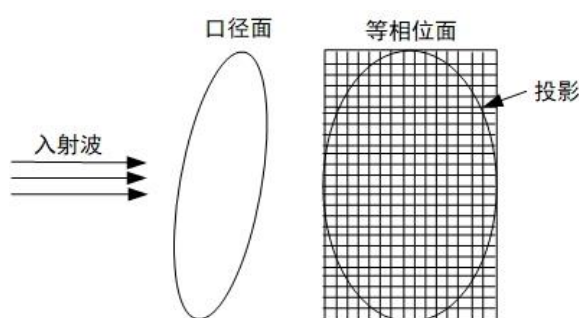


图 4.1 等相位面上射线管的划分

弹跳射线法原理是将入射平面波使用射线管束来代替。首先将入射波的口径面使用投影技术,投影到与电磁波入射方向所垂直的一个等位面上,并且将其规定在一个矩形空间内部,而此矩形位面窗口可以看做是入射线的发射窗口。将发射窗口划分为间距为 $l = \lambda/10$ 的单元网格,如图 4.1 所示,同时需要注意的是,在进行网格划分时,划分网格的形状可以是三角形,也可以是四边形,不管划分的形状如何,都不会对计算结果产生影响。唯一的区别就是,划分形状为三角形时,三角形的三个点和三个边确定射线管,划分为四边形时,四边形的四个角和四个边确定射线管。

设入射波束线的起点坐标为 $\mathbf{r}_0(x_0, y_0, z_0)$,入射方向为 $\mathbf{k}_i(k_x, k_y, k_z)$,其参数方程为:

$$\mathbf{r}(x, y, z) = \mathbf{r}_0(x_0, y_0, z_0) + \mathbf{k}_i(k_x, k_y, k_z)t \quad (4.1)$$

当入射线进入到相应物体内部进行传播时，为了保证射线交点处边界的反射反向保持唯一性，射线在弹跳过程中必须遵循两个原理，分别是：一、入射线和反射线以及反射点处垂直于反射面的法线必须处在同一平面；二、入射线与法线的夹角等于反射线与法线的夹角，也就是入射角等于反射角^[58]。而这个原理就是 Snell 定律，所有依据几何光学原理的分析都必须遵循这个定律，就比如弹跳射线法，因为其在物体内部传播过程中，会因为内壁的不规则而不断相交并反射，整体的传播方向又受到射线管各条边界的约束。

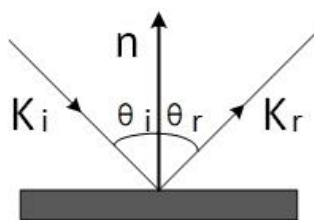


图 4.2 Snell 定律

当射线入射点切平面的法向量为矢量 n 时，根据 Snell 定律可以得到反射方向为：

$$k_r = k_i - 2n(k_i \times n) \quad (4.2)$$

入射管束的入射线可以通过上述公式计算得到，对于一些表面较为复杂的物体，入射线会经过多次反射，而可以将每次反射后的反射线，作为下一次反射的入射线进行计算，通过这种形式反复计算，一直到射线完成所有反射离开物体，这就是得到每次反射方向的方法，并实现了对射线路径的追踪。

(2) 射线强度追踪

弹跳射线法不仅能够对入射管束在经过每次反射后的方向路径进行追踪外，还能对每次经过反射后的反射管束的场强进行计算。入射管束在整个物体空间内，进行反射时，管束的相位以及所代表的波束强度是一直随着反射尽兴变化的。一般在计算时，可以将入射管束看做其场强的投影面上，所有的四边形以及三角形射线管束都是均匀的，这样就可以将射线管束的中间位置上的场强大小来表示整个射线管束上的场强。

假设射线管束的规定形状为四边形，当射线管束与物体表面相交后进行反射，其四边形中心轴上每次入射线与物体表面的相交点为：

$$r_i(x_i, y_i, z_i), i = 1, 2, \dots, n \quad (4.3)$$

而任意连续两次的反射的电场强度和相位的关系，都可以通过 Snell 来确定，公式如下：

$$E(\mathbf{r}_{i+1}) = (DF)_i(\Gamma)_i E(\mathbf{r}_i) e^{-j\beta} \quad (4.4)$$

其中如公式(4.4)所示, 为散度因子在点 \mathbf{r}_i 处表示为 $(DF)_i$; 反射系数矩阵在点 \mathbf{r}_i 处可表示为 $(\Gamma)_i$; 而任意连续两次射点相位变化可以表示为:

$$\beta = k_0 |\mathbf{r}_{i+1} - \mathbf{r}_i| \quad (4.5)$$

(3) 远场散射积分

通过射线的路径追踪, 将最后一次反射的所有射线管与目标物体表面的交点连接到一起所构成的面称为出射面。散射场的大小可以通过物理光学近似法, 对已知的出射面上的场强做远场积分运算求的。通常情况下, 虽然入射线在同一时刻进去的, 但是由于其在目标物体内部是各自传播的, 反射次数以及路径都不相同, 射线最终射出时无法做到同一时间到达空间网格进行计算, 远场积分时比较困难。但是当出射面确定后, 就可以对出射面上的入射场以及出射场各自的强度进行积分, 这样就能很容易得到远场的散射积分^[59]。

4.3 天线布局仿真分析

因为不同机型的电子设备舱内结构会因机身大小等问题而有所不同, 在综合考虑下选用的是战斗机驾驶舱前端的设备舱进行设计。因为战斗机设备舱空间更加密闭拥挤, 当满足战斗机型设备舱的使用条件时, 在其他机型上也可放心使用。因为设备舱属于密闭环境, 通过天线安装后的方向图无法研究天线布局的情况, 因为相对狭小的密闭空间内进行天线布局的电磁仿真得到的方向图如图 4.1 所示, 所以要想研究天线在机舱内部的分布情况, 可以通过弹跳射线法的射线追踪, 根据射线的分布情况, 观察天线在机舱内部的辐射情况, 同时也可以根据天线在机舱内的信号覆盖情况, 对天线的布局进行研究。

4.3.1 天线布局分析载体平台建模

战斗机主体结构模型如图 4.2 所示, 图中框选出来的位置就是战斗机的前设备舱, 本章将以此设备舱为载体平台进行天线布局的研究。



图 4.3 飞机主体结构

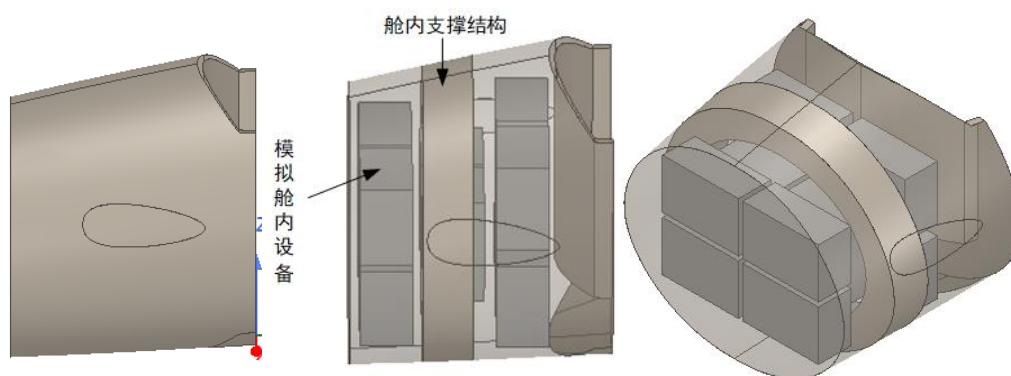


图 4.4 设备舱内外部结构

因为设备舱内部会有大量电子设备，空间占有率将近 80%，甚至更高，所以建模时要对舱内设备进行设计，同时作为飞机机身的一段主体结构，会有一段支撑框架，整体内外结构如图 4.4 所示。同时天线安装的位置如图 4.5 所示，将会分为三种方案进行研究，三个方案分别是安装在设备舱前端 A 位置；设备舱支撑结构顶部 B 位置，设备舱后端 C 位置。同时，分别对这三种方案，研究预测无线通信的传播路径和涵盖范围，同时也可以研究天线辐射空间的范围内强弱分布情况。

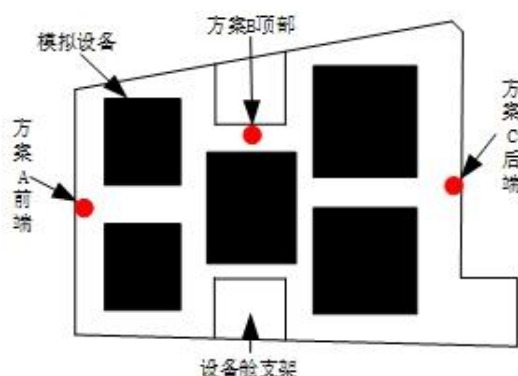


图 4.5 天线安装位置示意图

4.3.2 天线布局仿真研究

弹跳射线法可以模拟信号射线在空间内的传播和反射情况，又因为信号每反射一次就会产生一定的衰弱，所以要选出，通过最少反射次数就完成空域全覆盖的天线安装位置及数量。

首先是天线安装在设备舱的前端，如图 4.5 所示的位置 A，通过仿真得到天线辐射的传播路径以及射线覆盖情况。如图 4.6 所示是在天线安装在设备舱前端时，射线只折射一次时，分别从设备舱的斜前方、侧面、上方三个方向观察射线的传播路径和空域覆盖情况，根据射线覆盖情况，研究天线不同布局时得引号覆盖情况。图中红色线和黄

色线分别是射线发出和折射一次后的射线路径。

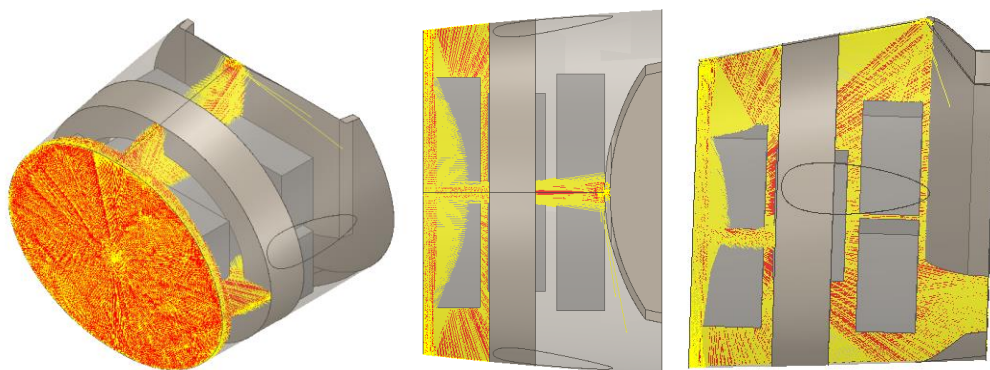


图 4.6 安装在前端反射一次信号涵盖范围

从图中可以看出，此时射线主要集中在设备舱前端，后端只有主波束覆盖范围下的空域位置有射线存在。同时因为缝隙较窄，在射线传播到后端后，反射角度不大，射线无法大范围扩散，使得后端射线覆盖情况不好。这也就代表在电磁波反射一次的情况下，整个舱内信号空域覆盖情况，达不到 50%。

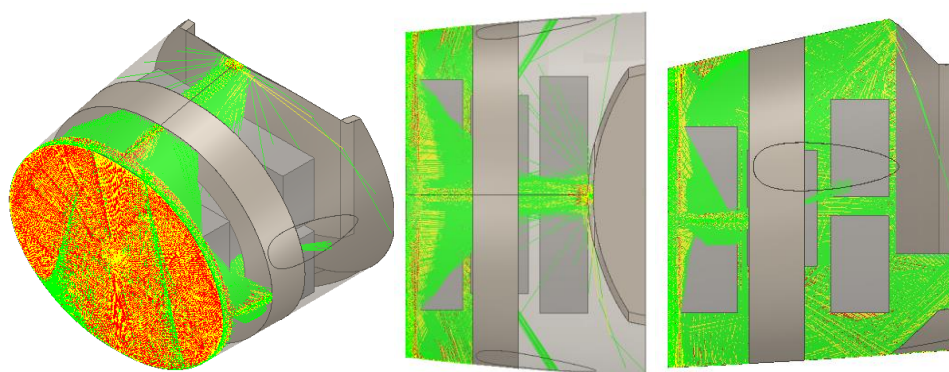


图 4.7 安装在前端反射两次信号涵盖情况

当射线反射次数增加，比如反射次数为两次时，射线在舱内的覆盖情况如图 4.7 所示，第二次反射后的射线颜色由绿色表示。通过仿真发现，在射线反射两次的时候，设备舱前端的射线覆盖范围虽然比一次好了一些，但还是无法实现前端全覆盖。同时设备舱后端射线覆盖情况，基本没有太大改善，只有一小部分，在经过第二次折射后，反射光线向后端两边扩散，整体射线覆盖情况还是不够好。

因为射线两次反射后空域覆盖依旧不好，所以直接观察射线四次反射时，整个舱内信号的覆盖情况。通过仿真得到射线四次反射后，舱内射线覆盖情况，如图 4.8 所示，从图中可以看出，当射线经过四次反射后，还是无法实现舱内空域全覆盖，特别

是设备舱边缘位置，基本上没有射线覆盖。下面先对其他安装位置四次反射以内射线覆盖情况进行仿真分析，如果都无法实现空域全覆盖，再进行天线数量以及增加反射次数的方法研究。

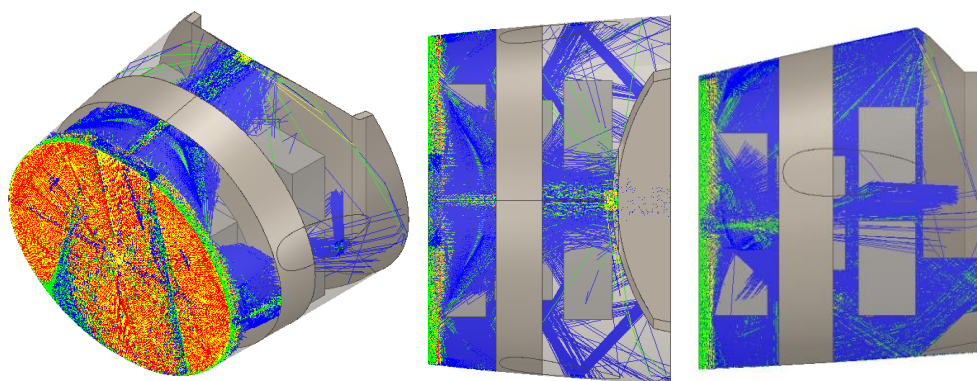


图 4.8 安装在前端反射四次信号涵盖情况

接下来是将天线安装在设备舱支撑结构的顶端，如图 4.5 所示的位置 B，通过仿真得到天线辐射的传播路径以及射线覆盖范围如图 4.9 所示。从图中可以看出，在射线只折射一次时，整个舱内射线的覆盖情况已经很好。设备舱的中间部分，因为在主波束覆盖范围内，加上部分一次反射后的效果，使得这部分的射线空域覆盖情况很好。而设备舱前端以及后端的位置，因为天线安装在中间顶部位置，在射线发出后，有部分射线在第一次反射时，反射点就已经落在设备舱前端或者后端，所以在经过一次反射后，覆盖率保持在 70% 以上。

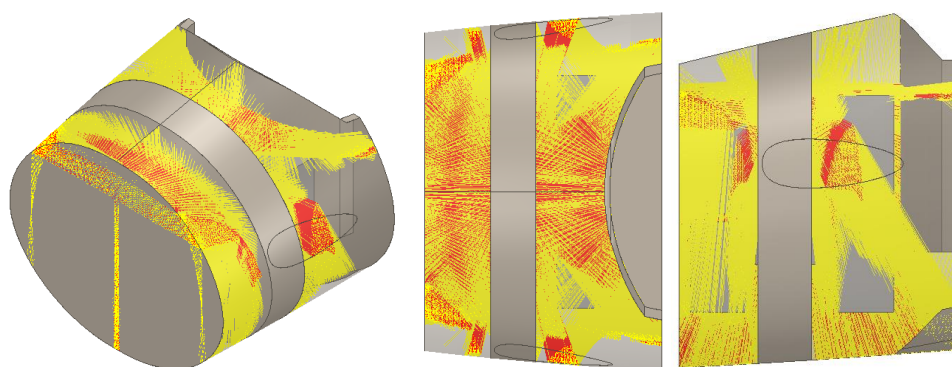


图 4.9 安装在顶部反射一次信号涵盖情况

再验证当射线反射两次时，射线在舱内的覆盖情况，通过仿真得到两次反射舱内覆盖情况如图 4.10 所示。从图中可以看出，在经过两次反射后，射线基本上已实现舱内的空域覆盖，只有少部分边缘位置还未覆盖。

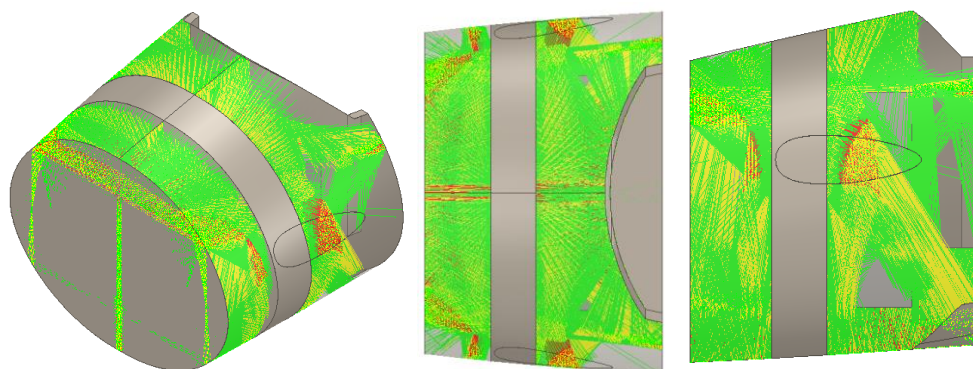


图 4.10 安装在顶部反射两次信号涵盖情况

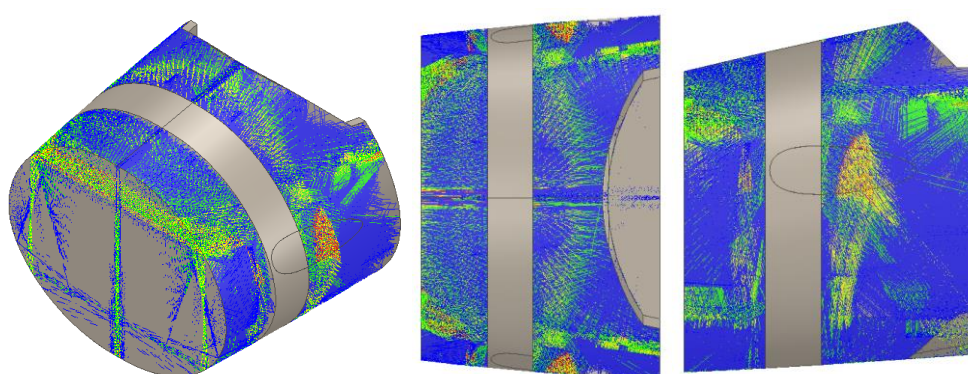


图 4.11 安装在顶部反射四次信号涵盖情况

因为天线安装在中间顶部位置，射线两次反射的时候，舱内还是有部分空间没有被射线覆盖，所以为了方便与第一种安装比较，直接观察射线反射四次时的射线覆盖情况。通过仿真得到射线反射四次时舱内射线覆盖情况如图 4.11 所示，从图中可以看出四次反射已经实现信号在舱内的空域全覆盖。

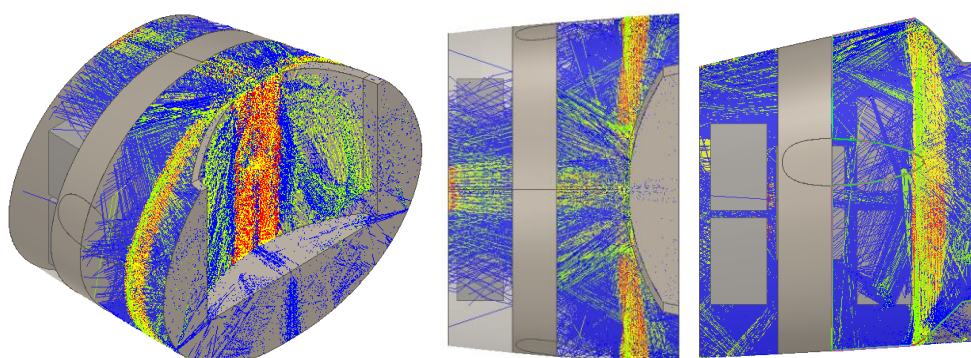


图 4.12 安装在后端反射四次信号涵盖情况

最后验证将天线安装在设备舱后端，如图 4.5 所示的位置 C 时，信号的空域覆盖情

况，通过将天线安装在设备舱前端时，舱内信号空域覆盖情况的研究经验。对于天线安装在设备舱后端时的研究，只验证射线四次反射时，舱内的覆盖情况，并与第二种安装方案比较即可，通过仿真得到，在射线经过四次反射后，整个舱内的射线覆盖情况如图 4.12 所示。从图中可以看出，天线安装在设备舱后端时的射线分布情况明显不如安装在中间顶部位置时好。

最终通过仿真研究对比，选出的天线布局位置为设备舱中间顶部位置，同时因为一副天线，就可以完成信号的空域全覆盖，所以为保证成本，只需安装一副天线即可。

4.4 舱内电场分布研究

通过上面三种方案射线路径模拟的信号涵盖情况，最终选择天线安装在设备舱支撑结构顶部位置。下面进行天线安装后，设备舱空间内电场强度的分布情况得研究。因为模型较大，设备舱整体空间电场分布仿真对设备要求太高，所以采用 HFSS 软件空间近场分析功能，通过观察设备舱内部几个选取面上的电场情况，进而分析天线安装后整个设备舱内部的电场分布情况。

如图 4.13 是选取了三排设备中，后两排中间位置的一个面，通过仿真得到设备舱内选取面的电场分布情况，从图中可以看出在此面上电场强度靠近天线位置的电场最大将近 93V/m ，设备安装的位置基本上电场强度小于 70V/m ，中间位置因为在天线主辐射波束以及电磁波相位叠加的原因，电场强度明显大于边缘位置，同时顶部电场强度因为靠近天线的原因为大于底部电场强度，但底部靠近中间位置的也大于 20V/m 。

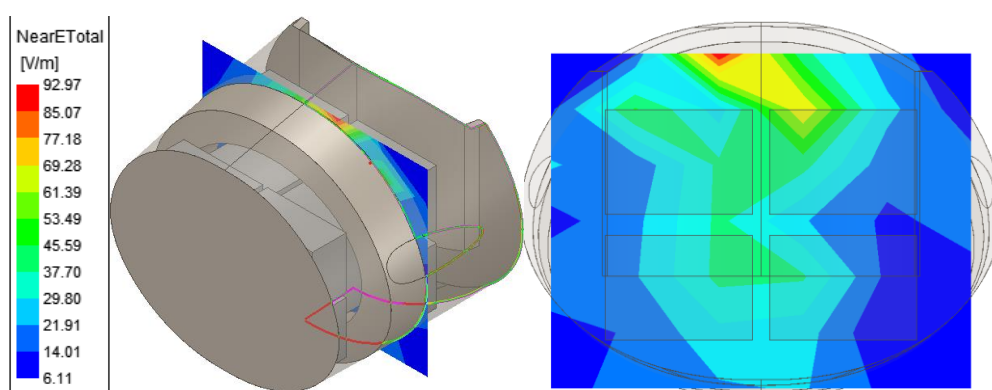


图 4.13 设备舱后方的电场分布

图 4.14 是选取了三排设备中，前两排中间位置作为观察面，可以看出电子设备舱前端的电场强度最大为 67.71V/m ，基本上电场强度都大于 15V/m ，可以保证信号的强度，保证信息传输。

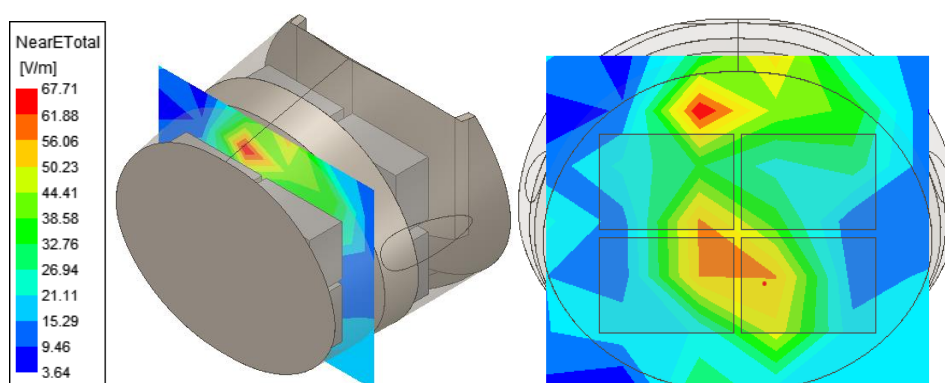


图 4.14 设备舱前部的电场分布

如图 4.15, 是选取的观察面为设备舱中间电场强度分布情况。从图中可以看出, 因为靠近天线, 此面上电场强度中心位置最大为 68V/m 左右, 同时中间电场强度明显大于边缘位置, 并且整个空间内大部分位置电场强度大于 10V/m 。

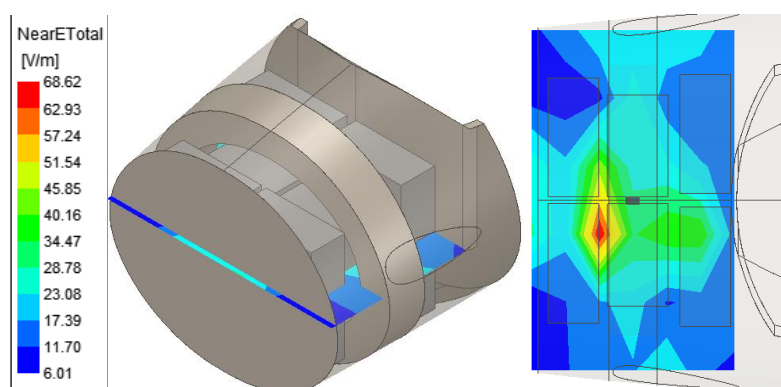


图 4.15 中间选取截面电场分布

如图 4.16, 选取的观察面为设备舱前后的顶部位置, 从电场分布情况可以看出, 在选取面上最大电场强度为 76.11V/m , 因为靠近天线安装位置, 整体电场都不低于 17V/m , 可以保证信号强度。

如图 4.17, 是选取的设备舱前后底部位置作为观察面仿真得到的电场强度分布, 从图中可以看出虽然选取面是设备舱底部, 距离天线较远, 但是中间位置因为在天线辐射的主波束覆盖下, 以及电磁波反射叠加的原因, 电场可达到 64.8V/m , 同时整个观察面上大部分区域电场强度虽然小于 30V/m , 但是基本上电场强度保证 10V/m 以上, 只有设备舱后端底部两边有部分位置因为辐射较远低于 10V/m , 但是同样在 6V/m 左右, 也可以保证信号的强度。

通过对多个选取面的电场分布进行仿真后发现, 整个设备舱内在靠近天线位置很近的位置电场强度能够达到 70V/m 左右, 设备舱内绝大多数空间的电场强度在 $10\sim 40\text{V/m}$

之间，特殊的边角处电场强度也在 5V/m 以上，基本可以保证信号辐射的强度。

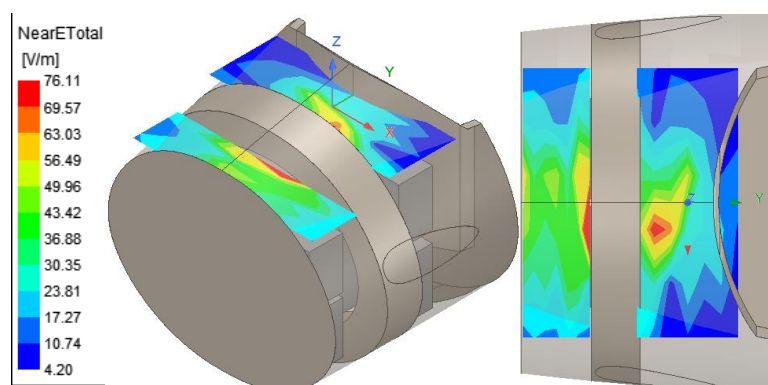


图 4.16 顶部选取截面电场分布

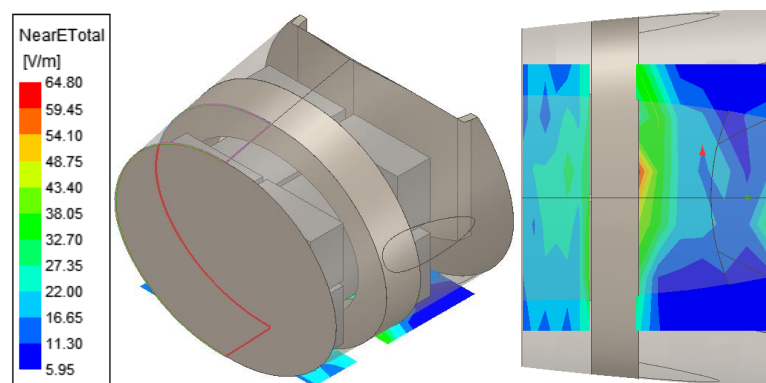


图 4.17 底部选取截面电场分布

较高的电场强度虽然保证了信号的传输稳定，但是也加大了舱内电磁环境的复杂程度，所以下一章将以此为基础，对设备舱内更加复杂的电磁环境下的电磁兼容性设计，做出分析研究。

4.5 本章小结

本章使用仿真软件 HFSS 新添加的弹跳射线法这一功能，通过电磁仿真模拟天线在狭小复杂环境中信号射线的覆盖情况。进行了不同折射次数下射线覆盖情况来模拟信号的空域覆盖，通过仿真研究，以及不同安装位置的对比，最终决定将天线安装在设备舱中间顶部位置。同时又通过对舱内空间进行观察面的选取，查看所选取观察面上的电场强度的大小推断出整个空间内的电场分布情况。推断出天线安装在设备舱中间顶部时，不仅可以保证整个舱内信号的全覆盖，同时也对信号强度的大小有一定保证。

第5章 舱内电磁兼容性研究

电磁兼容性研究的发展基础就是研究电路、设备和系统的抗干扰性，对研究后期发现的不兼容现象进行改进或防护措施。这种不兼容的发现往往在研发后期，非常被动，且进行电磁兼容对原来的设计进行更改，成本相对较高，设计难度很大。所以在设计初期就要对电磁兼容性进行预测、分析、设计，对涉及的相关设备等进行方案规划。特别是飞机设备舱内，因为其密闭且复杂的电磁环境，同时又安装了天线，这就使得电磁兼容性研究显得尤为重要。

5.1 电磁干扰原理

无线通信设备的工作方式是向空间发射携带有用信息的一定频率的电磁波信号，经过空间传播后再由可接收相应频率的接收设备进行接收。对于目标接受设备而言，该频率下的电磁波信号是有用的且可识别的，但是对于其他的无线通信接收设备，该频率的电磁波信号就是无用的，如果被接收就会对该设备造成电磁干扰。

对于电磁干扰问题，整体组成可以概括为三部分，称为三要素，分别是：电磁干扰源，干扰传播途径（耦合路径），敏感接收设备，如图 5.1 所示。所以在研究电磁兼容性问题时，必须围绕着电磁干扰的源头、耦合途径、敏感收取信息的设备这三个重要因素逐步展开^[60]。

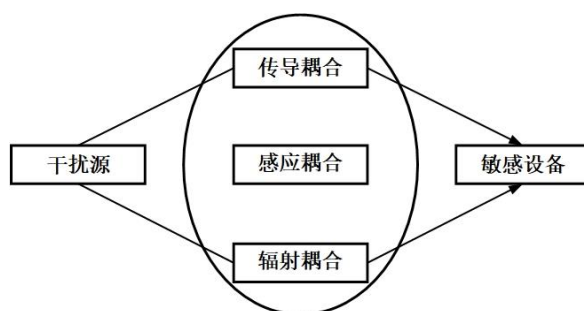


图 5.1 电磁干扰三要素

根据上述三要素可以得出，在加强各种电子设备电磁兼容性的能力上必须以这三要素为基础，通常的措施分为三种，分别为：从干扰源方面入手，抑制无用的干扰源的电磁能量；从传播途径入手，加强设备之间隔离度；从敏感设备入手，增强敏感设备的抗干扰性。

在进行电磁兼容性研究过程中，不管从三要素的哪方面入手，都无法脱离另外两个因素进行单独研究。比如干扰源辐射强度的控制要与敏感设备的隔离度动态平衡，从而

减少电磁兼容设计的难度。在项目设计过程中,电磁兼容方面需要从这三方面一起入手,综合、科学地进行分析和制定措施,实现电磁干扰的抑制。

一般的电磁兼容性设计,采用的方法主要有两方面,一种是时域-频域二维控制;另一种是对传播途径进行抑制^[61]。

时域-频域二维控制的方法,顾名思义,就是将两个设备或者系统进行分时控制,让其工作时间不存在相交,让工作信号在干扰信号停止发射的时间段内进行传输。通过设备分时工作,虽然能够很好地解决电子设备之间的电磁干扰,但是这种方法使得两个设备的工作时间受到限制,工作效率低,并且如果有一个设备是全天工作的,将无法采用这种方法。为了解决这个问题,又引入频域控制,就是让两个设备的工作频段分开,降低相互之间的影响。

通过时域-频域二维控制,虽然解决了一部分设备间的电磁兼容性问题,但是在大多情况下,电磁干扰信号的干扰频带相对较宽,特别是在电子设备舱内,电磁环境特别复杂,干扰频段相对较多,在这种宽带干扰的环境内,只靠时域-频域二维控制无法达到设计所要求,而此时就要引入另外一种常用电磁兼容方法。这种被工程师广泛使用的方法就是:抑制电磁干扰的传播途径^[62]。通过上文电磁干扰三要素可知,耦合途径是电磁干扰产生的必要条件,在实际的工程中,提升电磁兼容性能最有效的方法之一。而抑制电磁干扰传播途径的方法主要有:滤波、屏蔽、接地、搭线和布线。而在电子设备舱内进行的电磁兼容性研究,主要要从滤波,屏蔽两方面入手,进行提升电磁兼容性的防护设计。

5.2 电磁兼容滤波设计

在电路或者设备传导过程中,为了提升抗干扰度,抑制电子设备传导过程中的干扰,设计过程中主要采用滤波的方法^[63]。滤波的原理就是将无用的信号剔除,留下有用的信号。而现在设备中常用滤波器称为EMI(电磁干扰)滤波器,随着科技的发展,现在机载设备所配备的这种滤波器件已经非常之多,在对于其他设备在对传播路径进行滤波防护时,只需要选择相应的器件即可。

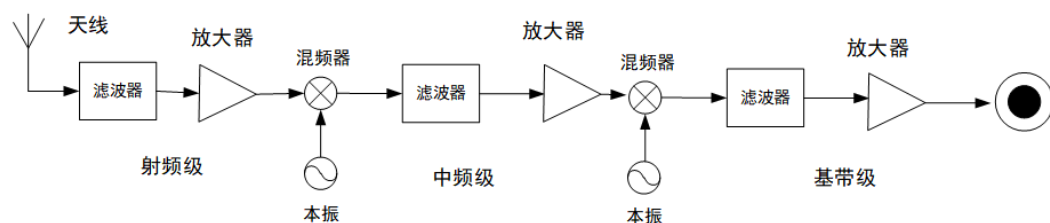


图 5.2 射频接收电路

但是对于在设备舱内添加无线通信后,发射设备可以暂时不做这上面的考虑。但是

接收设备，因为工作频率是 48GHz，射频电路前端如图 5.2 所示，在天线接受到有用信号的同时也会接收到其他频段的无用信号，所以此时就要在接收天线后端安装滤波器，将无用的信号过滤掉。同时因为在毫米波段，此时采用一般的电容电感设计的 LC 滤波器会产生特别大的损耗，同时器件选型也很困难，所以一般在毫米波段采用的大多数是微带滤波器。

5.2.1 滤波器选型及指标

根据滤波方式的不同，可以分为：高通滤波器、低通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器，其工作状态如图 5.3 所示。而根据滤波器设计形式的不同，可以分为：波导滤波器、同轴线滤波器、带状线滤波器、微带线滤波器、LC 滤波器等。根据滤波器的通带频率响应，常见的有：最大平坦型(巴特沃思型)滤波器、等波纹型(切比雪夫型)滤波器、线性相移型(贝塞尔型)滤波器等，而设计中最常用的就是前两种。

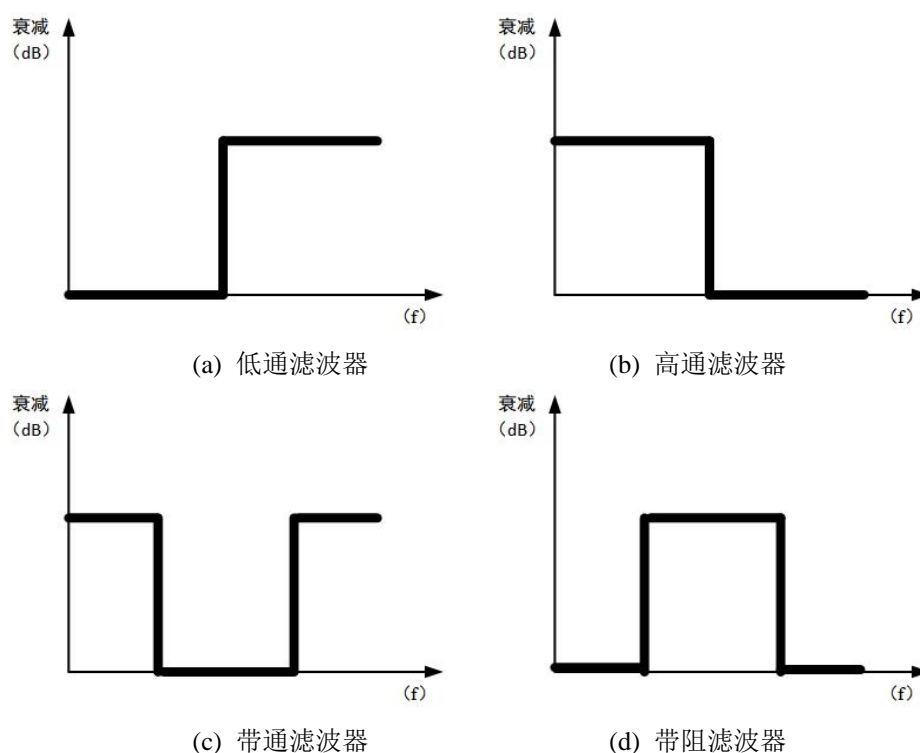


图 5.3 滤波器的分类

而根据所需工段频段，选择的微带线带通滤波器，其实现滤波的结构也有很多种，常见的有梳状线带通滤波器、交指带通滤波器、平行耦合带通滤波器和发夹式带通滤波器。其具体结构如图 5.4 所示。

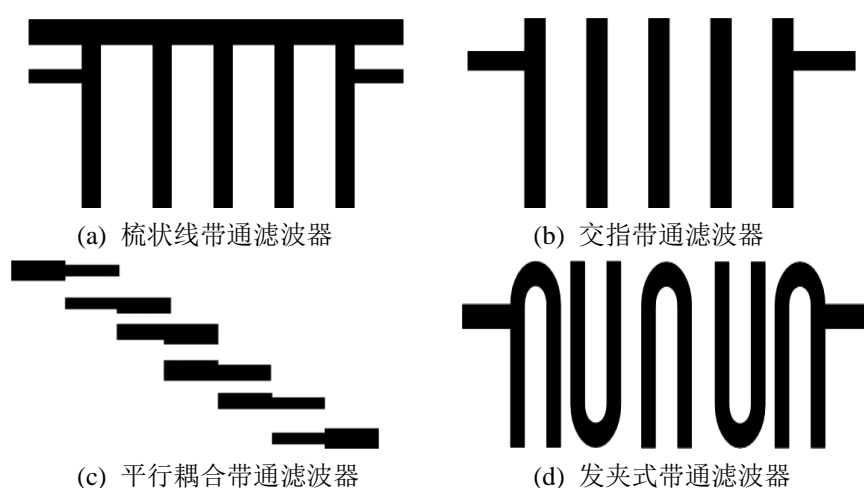


图 5.4 微带带通滤波器结构

对于无线传输频段及系统要求，将选择平行耦合带通滤波器进行设计，这种滤波器也是在毫米波电路中广泛应用。因为天线的工作频段为 $47.3\text{GHz} \sim 48.7\text{GHz}$ 所以设计指标可以定为：

- (1) 频段：48GHz；
- (2) 带宽：3GHz；
- (3) 插入损耗：小于 5dB；
- (4) 驻波比：小于 1.5；
- (5) 带外抑制：中心频率 $\pm 3\text{GHz}$ 外大于 30dB。

5.2.2 平行耦合带通滤波器设计

平行耦合带通滤波器如图 5.4 中的图(c)就是由多组平行微带线组合而成，所以，在设计此类滤波器时的技术难点就在于每段平行耦合微带线的参数设计。耦合单元结构以及等效电路如图 5.5 所示，其中等效电路包含倒置转换器。

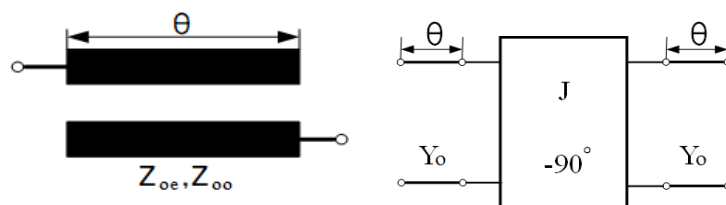


图 5.5 平行耦合带通滤波器单元和等效电路

在中心频率附近， $\theta \approx \pi/2$ ，此耦合微带线的奇模 Z_{oe} 和偶模 Z_{oo} 的特性阻抗公式为：

$$\begin{cases} Z_{oe} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J}{Y_0} + \left(\frac{J}{Y_0} \right)^2 \right] \\ Z_{oo} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J}{Y_0} + \left(\frac{J}{Y_0} \right)^2 \right] \end{cases} \quad (5.1)$$

多级耦合微带线组合而成的滤波器，第 i 个耦合单元的奇模 $(Z_{oe})_{k,k+1}$ 和偶模 $(Z_{oo})_{k,k+1}$ 的计算可通过公式(5.2)计算，其中 $Z_o = 1/Y_o$ ，其中 $K=1,2,\dots,n-1$ 。

$$\begin{cases} (Z_{oe})_{k,k+1} = Z_o \times \left[1 + Z_o \times J_{k,k+1} + (Z_o \times J_{k,k+1})^2 \right] \\ (Z_{oo})_{k,k+1} = Z_o \times \left[1 - Z_o \times J_{k,k+1} + (Z_o \times J_{k,k+1})^2 \right] \end{cases} \quad (5.2)$$

其中 $J_{k,k+1}$ 为：

$$\begin{cases} J_{01} = Y_o \times \sqrt{\frac{\pi FBW}{2g_0g_1}} \\ J_{k,k+1} = Y_o \times \frac{\pi FBW}{2\sqrt{g_kg_{k+1}}}, (k=1,2,\dots,n-1) \\ J_{n,n+1} = Y_o \times \sqrt{\frac{\pi FBW}{2g_ng_{n+1}}} \end{cases} \quad (5.3)$$

FBW 求解公式为：

$$FBW = \frac{BW}{f_0} \quad (5.4)$$

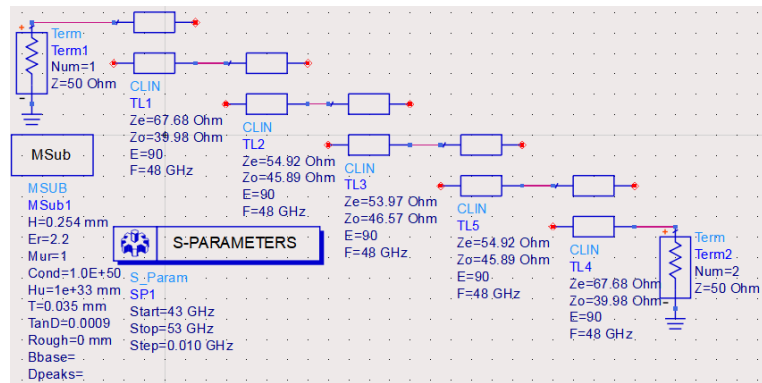


图 5.6 5 阶平行耦合带通滤波器原理图

其中 BW 为通带带宽， f_0 为中心频率，通过 FBW 以及设计指标要求查表得到滤波器的阶数需要 5 阶以上。根据查表得到归一化阻抗值为： $g_1 = g_5 = 1.7058$ ， $g_2 = g_4 = 1.2296$ ， $g_3 = 2.5408$ ，通过公式(5.3)和(5.4)，求得各段奇模 $(Z_{oe})_{k,k+1}$ 和偶模

$(Z_{oo})_{k,k+1}$, 分别时第一、五段为 64.48ohm, 40.88ohm; 第二、四段为 53.62ohm, 46.84ohm, 第三段为 53ohm, 47.38ohm。因为根据设计经验公式计算的设计后通带相对窄一些, 所以此时的计算带宽采用的是 4GHz, 首先通过 ADS 软件验证此滤波器的可行性, ADS 原理图设计如图 5.6 所示。

通过仿真得到此滤波器的 S_{11} 和 S_{12} 如图 5.7 所示。通过仿真验证此滤波器不论是带宽还是带外抑制都符合设计预期, 说明计算得到的各段奇模和偶模参数正确, 可进行下一步转换为微带线的仿真, 虽然带宽超出, 但在转微带线设计中, 带宽会减小。

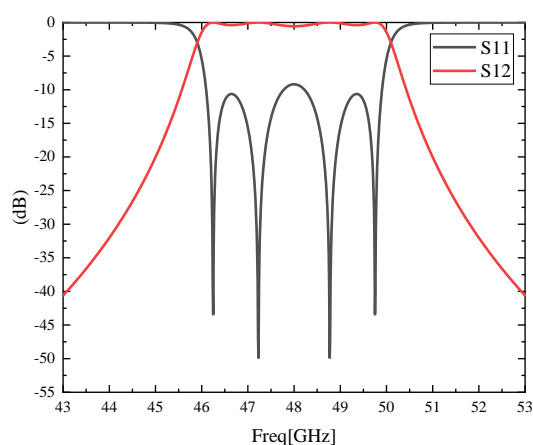


图 5.7 原理图仿真结果

利用 ADS 微带线计算工具, 根据各段的奇模和偶模阻抗参数以及相位, 转换为各耦合单元的长度, 线宽, 间距, 然后继续使用 ADS 进行验证以及初步调整。转换为耦合微带线后的 ADS 原理图如图 5.8 所示。

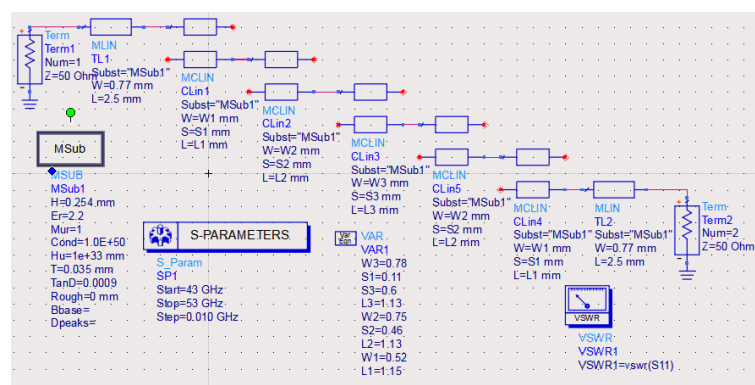


图 5.8 5 阶平行耦合带通滤波器转微带线原理图

通过仿真得到转化为耦合微带线后的滤波器性能, 比较差, 需要优化调整, 分别对各段耦合微带线的线宽, 间距进行优化, 最终得到此滤波器的 S_{11} 和 S_{12} 如图 5.9(a)所示。

在通带频段内回波损耗都在-20dB 以下。同时插入损耗都小于 0.6dB，但在 45GHz 和 51GHz 的带外抑制小于 30dB，没有达到设计要求，低频部分要小于 44.5GHz，高频部分要大于 52.1GHz，才能达到设计要求的带外抑制大于 30dB。

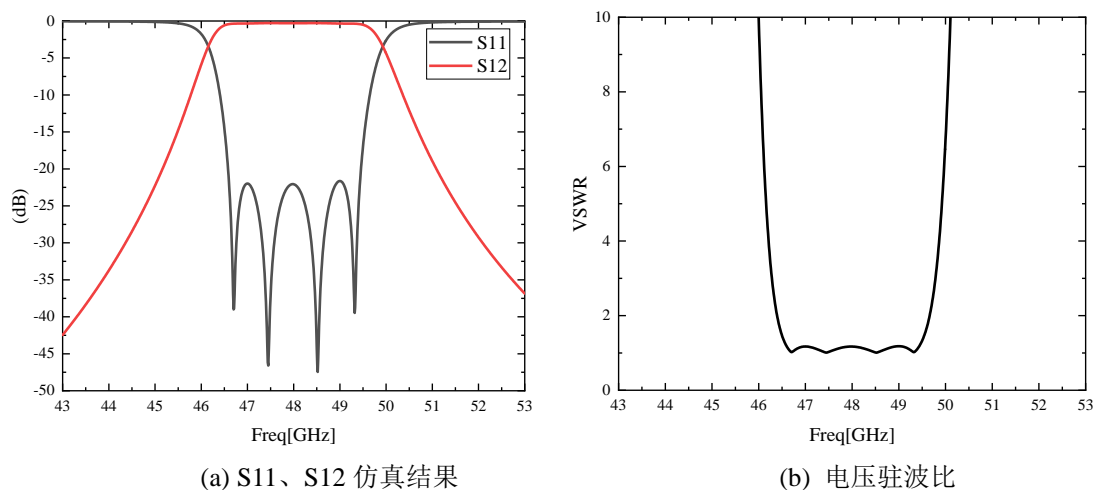


图 5.9 转微带线仿真结果图

图 5.9(b)为此平行耦合滤波器驻波比的仿真结果，从图中可以看出，此滤波器驻波比性能良好，在 46.5GHz-49.5GHz 的电压驻波比均小于 1.2，但是因为带外抑制是滤波器不可忽视的一项性能指标，所以需要增加平行耦合滤波器的阶数，同时因为高频部分带外抑制较差，所以直接采用七阶平行耦合滤波器。

跟 5 阶平行耦合滤波器计算方法相同，首先计算出各段奇模和偶模，分别是第一、七段为 67.49ohm, 40ohm；第二、六段为 54.81ohm, 45.97ohm，第三、五段为 53.85ohm, 46.67ohm，第四段为 53.72ohm, 46.77ohm。ADS 原理图设计如图 5.10。

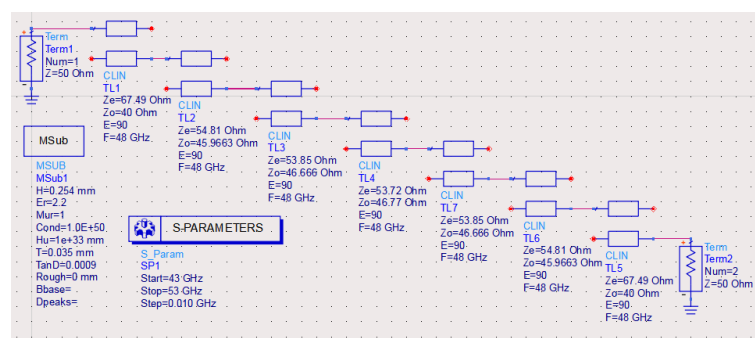


图 5.10 七阶平行耦合滤波器原理图

通过仿真得到此滤波器的 S_{11} 和 S_{12} 如图 5.11 所示。通过仿真验证此滤波器也符合设计预期，说明计算得到的各段奇模和偶模参数正确，可进行下一步转换为微带线的仿真。

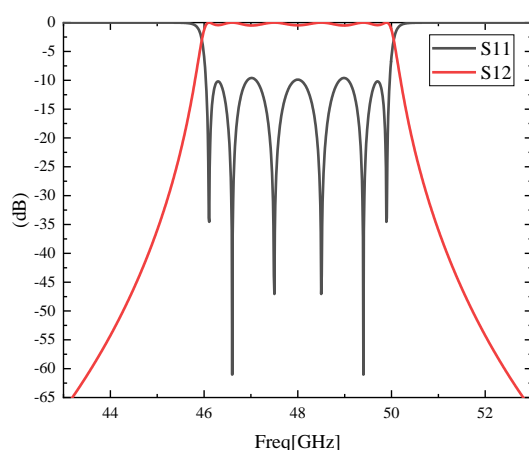


图 5.11 原理图仿真结果

同样利用 ADS 微带线计算工具，计算出平行耦合单元的长度，线宽，距离。进行设计得到转换为耦合微带线的原理图如图 5.12 所示。

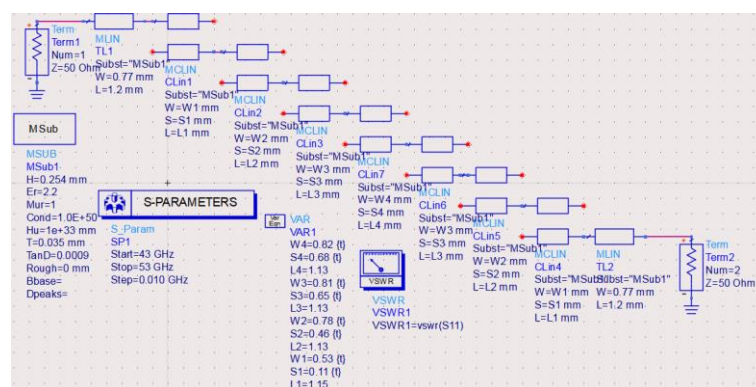
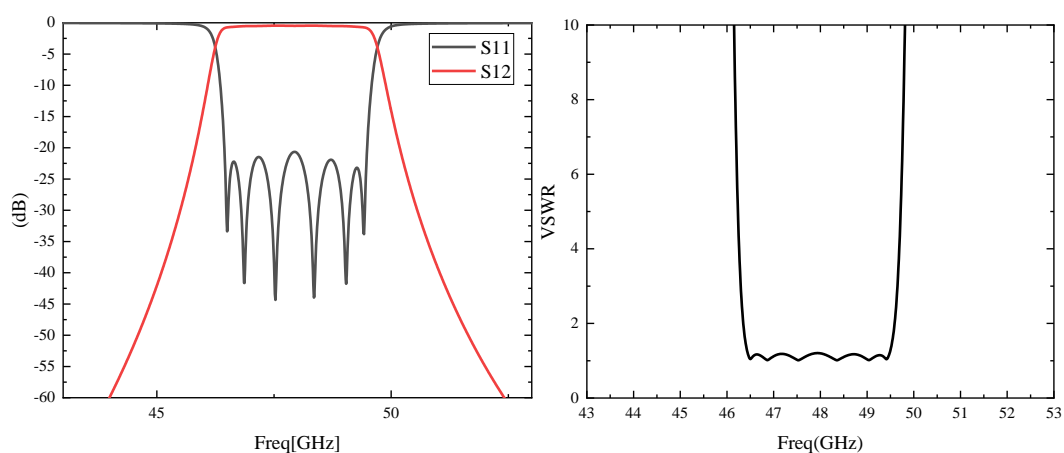


图 5.12 7 阶平行耦合带通滤波器转微带线原理图



(a) S11、S12 仿真结果

(b) 电压驻波比

图 5.13 7 阶滤波器转微带后仿真结果图

同样初始转化为微带线,仿真后滤波器性能特别差,但是通过对参数优化后得到符合设计指标的平行耦合带通滤波器。

7阶平行耦合带通滤波器的 S_{11} 和 S_{12} 如图5.13(a)所示,从图中可以看出,此滤波器在频带46.5GHz~49.5GHz的回波损耗均小于-20dB,符合设计指标的带宽要求,同时在带宽内性能良好;同时带宽内插损小于1dB,同样符合设计要求;同时小于45GHz和大于51GHz时带外抑制大于40dB,完全符合中心频率 ± 3 GHz外大于30dB的设计要求。图5.13(b)是此滤波器的电压驻波比,从图中可以看出,在通带内电压驻波比均小于1.2,同样符合设计要求。

电子设备舱内其他现有设备都已经有了较为合适的滤波装置,所以不需要进行设计研究。而在设备舱安装无线通信系统后,接受设备前端的射频系统,因为复杂的电磁环境,容易接收到其他频段的信号,所以本小节设计了一款,适合在毫米波波段的平行耦合带通滤波器,通过七阶平行耦合微带线,实现了所需的滤波性能要求,后期只需要通过版图优化,打板测试即可,本节只是对其电磁兼容性滤波方面进行研究,给出设计意见,不再继续进行实现。但是本节设计的滤波器,性能完全达标,可以应用在接收系统射频前端,并安装在射频电路天线后即可。

5.3 电磁兼容屏蔽研究

为了防止电磁干扰,现在设备外部都会添加一个封闭的金属外壳,或者将部分设备放在封闭外壳内部,这种防护方式称为电磁屏蔽,主要是为了将这些容易被干扰的敏感设备或者敏感部分,与外部电磁干扰环境进行隔离处理。

电磁屏蔽也是通过抑制干扰耦合路径的一种重要方式,同时在工程中为了定义屏蔽体对电磁干扰屏蔽能力的好坏,可以使用屏蔽效能(SE)这个指标^[64]。而SE通常是指电磁环境下某处屏蔽前后,电场或者磁场的比值,单位一般为dB。表达公式如下:

$$\begin{cases} SE_e = 20\lg\left(\frac{E_0}{E_c}\right) \\ SE_h = 20\lg\left(\frac{H_0}{H_c}\right) \end{cases} \quad (5.5)$$

公式中 E_c , H_c 分别表示经过屏蔽后的电场和磁场的场强。

5.3.1 屏蔽体模型

最理想的屏蔽壳体应该是完整、连续,不会存在任何孔缝的,但是这种屏蔽壳体不仅不现实的,而且如果屏蔽体完全封闭就没有使用的价值了。所以一般屏蔽体上会有很多的孔缝,分别用于连接外部线缆,以及操作开关、显示屏幕,或者起到散热作用的结构,这些结构都会产生电磁泄露。

上一章已经通过仿真得到了设备舱安装阵列天线后，舱内的电场分布情况，本节将通过对屏蔽体进行简单建模，并模拟现实屏蔽体，在模型上进行孔缝设计，对屏蔽体在毫米波电磁环境下，屏蔽性能进行仿真预测。其中对于孔缝的设计，主要研究不同形式、数量的开孔，不同长宽的缝隙，屏蔽体性能的变化。并提出屏蔽体应对毫米波电磁环境下，设计的意见。

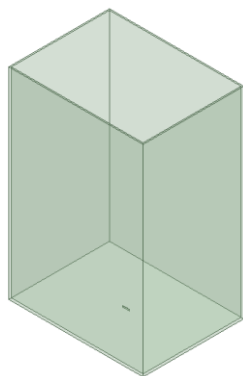


图 5.14 屏蔽体结构模型

屏蔽体设计尺寸为 $300 \times 200 \times 150 \text{mm}^3$ ，壳体厚度为 2mm ，屏蔽体的材质设置为铝，同时在底部进行孔缝设计，激励方式采用平面波激励，场强大小参照上一章电场分布研究得出的大小进行分析，因为主要是看阵列天线产生的电场对屏蔽体内部耦合产生的影响，所以计算范围为 $46 \sim 50 \text{GHz}$ ，通过分析屏蔽体中心的电场强度，研究此频段内屏蔽体性能，屏蔽体三维建模结构如图 5.14 所示。同时，通过上一章对飞机设备舱安装阵列天线后整个设备舱内电场分布特点，可以得出，除了紧邻阵列天线位置外，电场强度基本都小于 70V/m ，所以在后面验证各种情况下，设备屏蔽外壳屏蔽效能时添加的平面波激励为 70V/m 。

5.3.2 连接处缝隙对屏蔽性能的影响

首先确定连接处的结构，因为一般情况下连接处的缝隙都是非常窄的，所以将缝隙宽度定为 0.2mm ，同时观察 10mm 和 20mm 长度的缝隙下屏蔽体内部的中心位置的电场强度以及在不同长度缝隙下的屏蔽效能。

如图 5.15 时屏蔽体存在 $0.2 \text{mm} \times 10 \text{mm}$ 或者 $0.2 \text{mm} \times 20 \text{mm}$ 的缝隙时屏蔽体耦合进入内部的电场分布情况，从图中可以看出缝隙长度越大，内部耦合进入的电场强度越大，屏蔽性能越差。并且通过对其电场强度大小以及屏蔽效能好坏进行验证，屏蔽效能通过公式 5.5 得到。

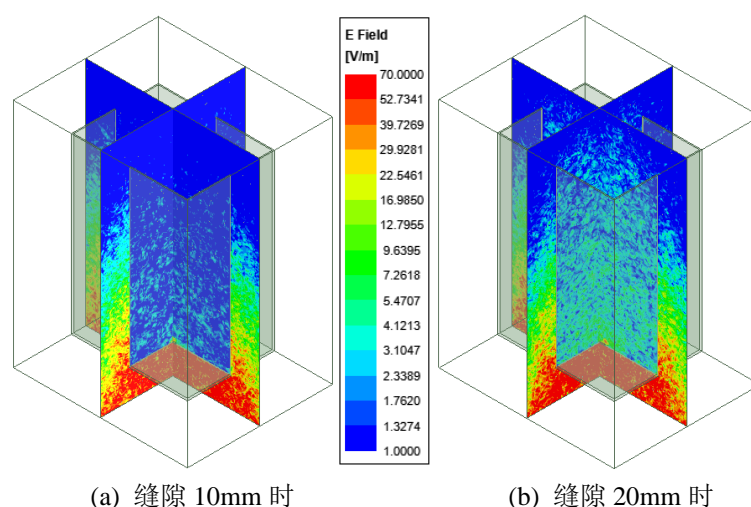


图 5.15 屏蔽体不同缝隙长度内部电场情况

如图 5.16(a)是缝隙长度为 10mm 时,屏蔽体中心点场强度随频率的变化,图 5.16(b)是,屏蔽体屏蔽效能随频率的变化。如图 5.17(a)是缝隙长度为 20mm 时,屏蔽体中心点场强度随频率的变化,图 5.17(b)是,此时屏蔽体屏蔽效能随频率的变化。通过比较可以看出,整体看确实是缝隙越短中心电场强度越小,屏蔽效能越好。但是从图 5.16(a)可以看出在 50GHz 时明显电场强度升高,说明在此频率发生缝隙耦合,进入内部的电场强度升高。比图 5.17(a)中,缝隙 20mm 时在 50GHz 的电场强度都高。

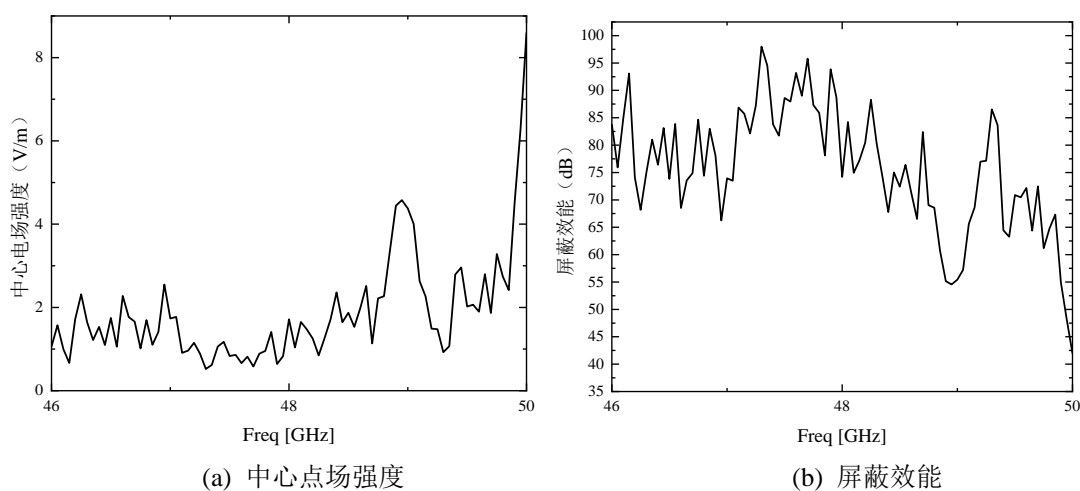


图 5.16 缝隙 10mm 时壳体屏蔽性能

所以在屏蔽体进行焊接组装时,对于无法避免的缝隙,与要保证缝隙尽量短,但是在组装好后需要进行验证,保证在干扰频段内缝隙不会发生过好的耦合,防止因为耦合使得屏蔽效应下降。

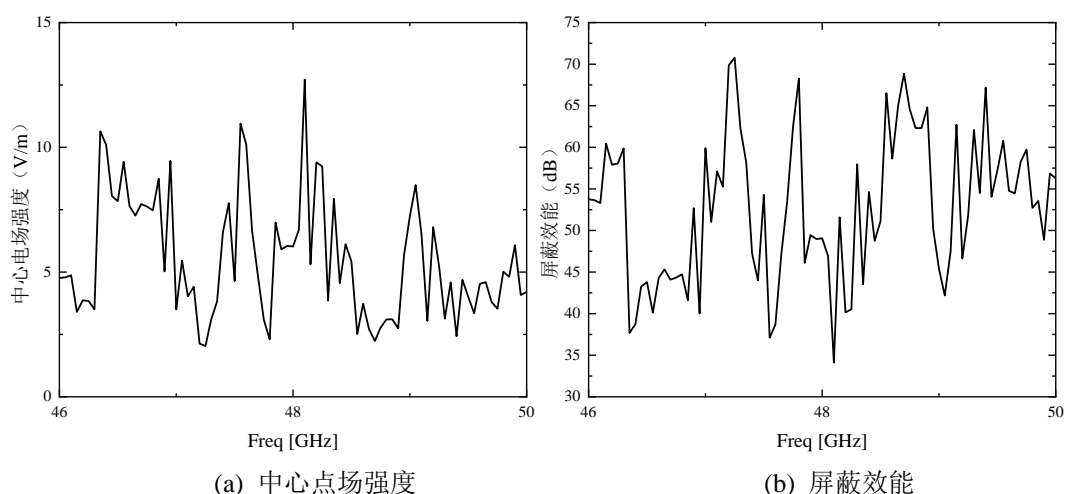


图 5.17 缝隙 20mm 时壳体屏蔽性能

5.3.3 散热孔对屏蔽体性能影响

因为所有的电子设备工作时都会产生热量，使温度升高，温度升高会影响电子设备的使用性能，所以设备外部的屏蔽体，做散热处理是必不可少的。本节将研究在毫米波频段辐射影响下，散热孔对屏蔽的影响。首先确认散热孔的总面积为 $16\text{mm} \times 32\text{mm}$ ，开孔位置为在模型底部中心位置。

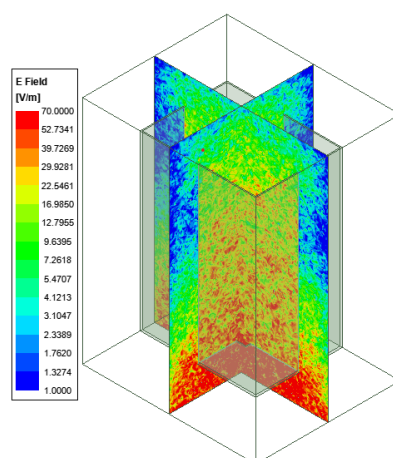


图 5.18 屏蔽体内部电场图

同样通过添加 70V/m 的平面波仿真得到，屏蔽体内部的电场分布情况如图 5.18 所示，从图中可以看出在直接用平面波照射到散热孔上，电场依旧较强，屏蔽效果较差。

通过场计算器得到随着频率变化，屏蔽体内部中心位置电场变化如图 5.19(a)所示，内部电场基本大于 17V/m，最小时也大于 10V/m，在一些频段内屏蔽效果很差，特别是在一些频段上会发生谐振，内部电场可以达到将近 40V/m。设备壳体屏蔽效能仿真结果

如图 5.19(b), 虽然屏蔽效果还存在, 但是效果都比较差, 屏蔽效能都低于 35dB, 要想屏蔽效果好, 屏蔽效能不应低于 50dB, 所以通过大孔散热明显不符合要求。

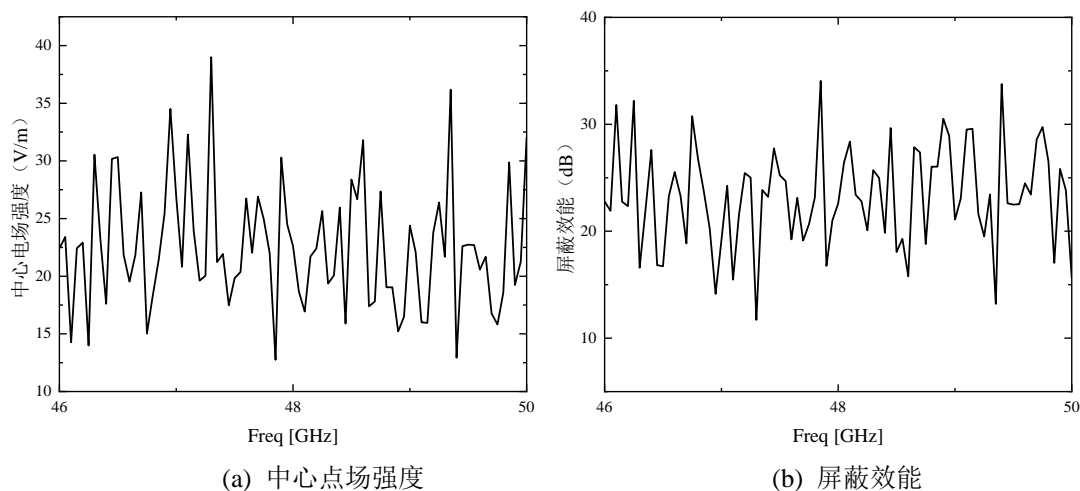


图 5.19 单孔散热时壳体屏蔽性能

从上述分析可以看出如果采用一个大孔散热屏蔽效能很差, 所以实际工程中采用较多的小孔来实现散热, 只需要保证总的开孔面积一样就可以保证散热相同。下面验证采用四组 4×8 的两毫米小孔进行散热, 这种情况下的屏蔽效果。具体的开孔布局如图 5.20 所示。

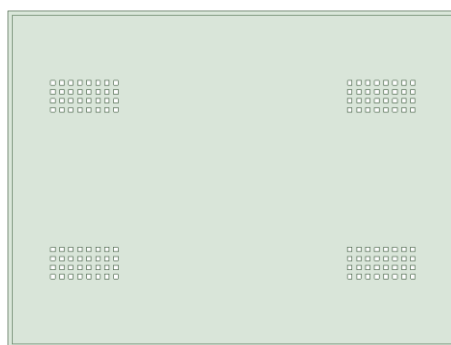


图 5.20 多小孔散热结构

依旧添加 70V/m 的平面波仿真得到, 屏蔽体内部的电场分布情况如图 5.21 所示, 从图中可以看出在直接用平面波照射到散热孔上, 因为减小了孔缝的单个面积, 所以内部耦合进入的电场强度明显减小, 屏蔽性能明显优于单个的大孔的情况。

通过利用场计算器得到随着频率变化, 屏蔽体内部中心位置电场变化如图 5.22(a) 所示, 因为散热孔改良所以屏蔽效果变好, 内部电场基本小于 3V/m, 比单个大孔辐射进内部的电场小很多, 虽然是孔径变小耦合的频点变多, 但耦合频点上的内部电场强度

依然小于 4.5V/m 。屏蔽体屏蔽效能的变化如图 5.22(b)所示, 在整个毫米波微带阵列天线工作频段内屏蔽体的屏蔽效能都全部大于 55dB 。

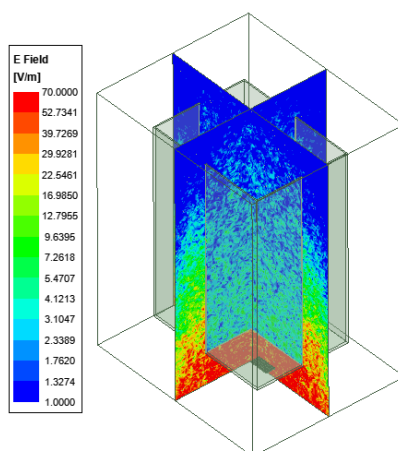


图 5.21 屏蔽体内部电场

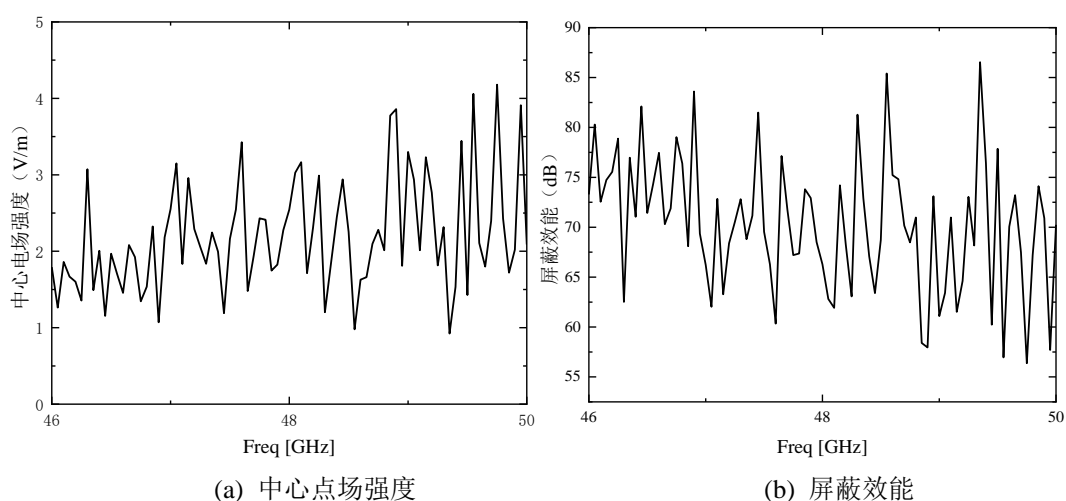


图 5.22 多方孔散热时壳体屏蔽性能

一般情况下设备屏蔽壳体在对低频干扰进行屏蔽时, 相同散热面积的情况下, 圆形散热孔比方形散热孔对屏蔽体屏蔽效能的影响小。但是在安装毫米波无线通信系统后, 屏蔽壳体也需要对高频干扰信号进行屏蔽, 为了验证圆孔与方孔对屏蔽效能的影响, 在保证散热面积, 不变的情况下, 将图 5.20 中的方孔, 改为圆孔, 并通过仿真验证其屏蔽性能的变化。

修改后的屏蔽体结构如图 5.23 所示, 在添加 70V/m 的平面波后, 通过仿真得到屏蔽体整体电场分布情况如图 5.24 所示, 与图 5.21 比较发现, 屏蔽体内部电场强度明显变大, 屏蔽体屏蔽效果变差。

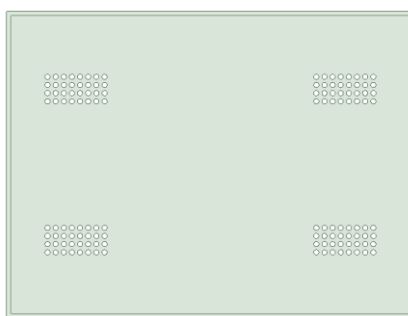


图 5.23 多圆孔散热结构

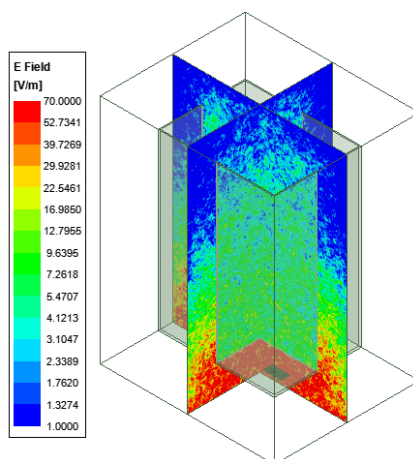


图 5.24 多圆孔散热屏蔽体内部电场

通过仿真得到屏蔽体中心电场强度随频率变化情况如图 5.25(a)所示整体电场强度比采取多方孔时大, 在一些谐振频点上电场强度达到 9V/m 以上。屏蔽效果随频率变化如图 5.25(b)所示, 从图中看出, 采用多圆孔散热时屏蔽体的屏蔽效能确实比方孔时差很多, 出现这种情况, 说明圆形结构更适合高频电磁干扰与散热孔进行孔缝耦合, 加大了内部电场强度, 使屏蔽效能降低。

通过对不同散热孔形式下, 屏蔽体屏蔽效能的仿真研究, 可以初步得出, 对于安装毫米波无线通信系统的电子设备舱内的复杂电磁环境, 电子设备屏蔽壳体散热孔的设计应该注意以下几点: 在保证散热良好的情况下, 尽量使用多组小孔进行散热孔的设计, 同时在添加毫米波无线通信后, 不能盲目将方孔替换成圆孔, 需要针对频率的不同, 设计出屏蔽效能最好的散热孔结构。本文安装 48GHz 无线通信系统后, 就要避免使用圆形散热孔, 采用多组方孔的形式散热, 屏蔽效能更加。

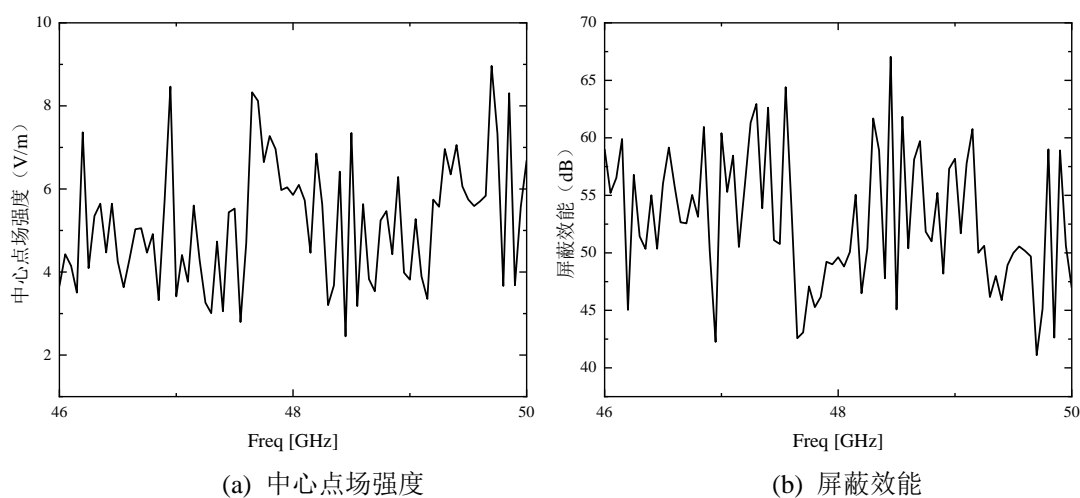


图 5.25 多圆孔散热时壳体屏蔽性能

5.4 电磁兼容接地处理

接地就是将电子设备或元件与地连接建立起导电通路，而接地可以通过搭接进行实现，例如将机载设备的金属外壳与接地的金属框架连接起来，让两者电位相同，将需要连接的两点连接起来，完成搭接，实现设备外壳接地。

接地在日常生活中经常见，是家用电器防止触电的重要措施，而这种处理也是电子设备使用中必不可少的，其可以减弱电磁噪声，避免电磁干扰的影响。接地的原理是找一个零阻抗的等位面，但是现实中理想的零阻抗无法实现，任何导体的阻抗都不可能为零，会让导体在电流经过时产生不同的电位点。所以在电磁兼容设计中接地处理会根据应用环境等有不同处理方案，使干扰信号通过低阻抗通道流走，保护设备受到干扰。常用接地方式有单点接地，多点接地，混合接地等，工程中要根据实际情况选择合适的接地方式，更好的保护设备^[65]。

5.4.1 接地方法

单点接地是指在整个系统中，各子单元的与接地回路是单点相连的，此方法的优点是各子单元的接地可以互不干扰，防止产生共阻抗耦合^[66]。

图 5.26 是单点接地的系统结构，其中图(a)为单点串联接地系统，图(b)为单点并联接地系统。串联法接地线路上前面系统的信号会加载后面接地系统上，会在两个系统连接点产生共阻抗耦合；并联法，虽然各子系统接地线路独立，但这种结构往往会造成连接线过长，使得接地线阻抗过大，容易系统之间产生耦合效应，形成辐射问题。所以，单点接地，适应性不好，使用较少，一般用在 KHz 频率范围的子系统中。

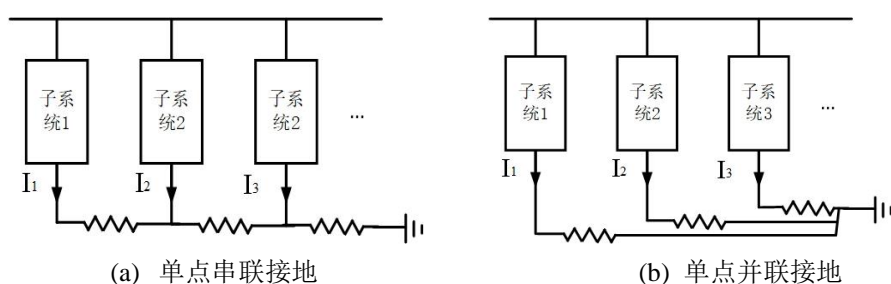


图 5.26 单点接地

多点接地是改进了单点接地并联结构接地线过长的一种方法，此方法接地线长度最短化，同时各子系统直接与最近距离的地平面相连接。子系统分别与接地连接体在不同点相连^[67]。多点接地因为线路短，阻抗减小，比较适合用于工作频率较高的子系统中。

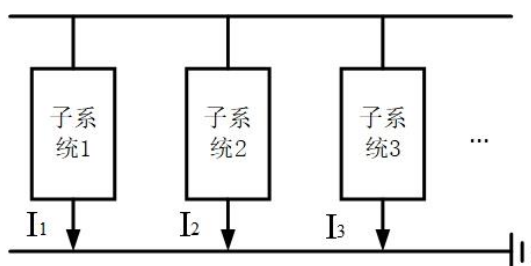


图 5.27 多点接地

混合接地就是将低频的单点接地，与高频的多点接地结合起来，如图所示，电容实现了低频干扰信号通过串联单点接地流走，高频干扰信号通过多点接地线路流走。混合接地，包含了单点接地和多点接地的优点，适合在宽频带的接地电路中使用^[68]。

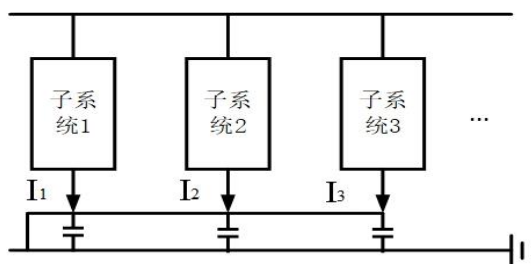


图 5.28 混合接地

5.4.2 设备舱设备接地处理

因为在电子设备舱内，设备都是放置安装在设备架上，对于这些设备的接地处理，可以通过连接器，连接到飞机的机体上。

其中在设计接地线时要保证：

- (1) 用相同金属材料的连接线;
- (2) 连接线路截面直流电阻小于 100 微欧;
- (3) 必须采用合理的防腐处理;
- (4) 对于连接线表面的要在保证三防要求下, 尽可能清理, 保证光洁度, 防止电路流通不通畅;
- (5) 对于接合处要用合适材料进行密封保护。

同时接地处理, 会因为随着干扰信号频率的不同, 接地电路阻抗的不同, 为了更好地提高电子设备或系统的电磁兼容性, 要选用合适的接地方式, 现在大部分设备都提供接地柱, 以方便设备进行接地处理^[68]。

根据设备不同, 接地处理应保证以下原则:

- (1) 接地线尽量保证短且粗, 不使用绞线形式, 保证阻抗值尽可能低;
- (2) 对于信号、信号屏蔽、电源系统等回路或者屏蔽壳体等接地保证接地系统各自独立;
- (3) 对于低频系统, 一般采用单点接地, 同时因为设备舱内设备本身接地系统已经完善, 只需要测试天线安装后, 是否会因为天线产生高频电磁干扰, 如果会对其有影响, 可以将单点接地改为混合接地, 如果没有影响, 不需要改动, 保持原有接地设计即可;
- (4) 对于高频干扰, 如果采用单点接地, 可能会因为引线电感和分布电容形成多个接地通路, 使接地效果不理想, 所以一般采用多点接地, 同时在电子设备舱安装无线通信系统后, 因为发出频率很高, 所以针对高频干扰信号的接地线路保持原有接地设计即可;
- (5) 同时无线通信系统的接收系统, 在进行电磁兼容性的接地设计时, 尽量采用混合设计, 因为本身接收频率为毫米波频率很高, 容易产生的干扰信号存在高频, 同时经过混频处理后到达基带级时低频电路中基带信号属于低频, 容易受低频影响, 所以采用混合接地的方式比较合理。

5.5 本章小结

本章通过研究电磁干扰的原理及电磁干扰抑制方法, 从滤波, 屏蔽, 接地, 三方面做出研究。针对现有机载设备的电磁兼容防护以及天线安装后新加的无线接收设备, 做出电磁防护改进及设计应用方案。

滤波方面因为其他设备应用的滤波器件已经较为完善, 所以本章设计了一款应用于舱内无线通信系统接收天线后的滤波器。因为工作频段为毫米波, 所以采用微带平行耦合滤波器的形式, 保证了滤波器对工作频带的需求的同时, 拥有很好的带外衰减和较低的插入损耗, 保证了滤波效果。

对于电磁兼容屏蔽壳体的研究, 主要研究可在毫米波频段下, 壳体缝隙以及散热孔

的设计所需要注意的问题，给出在天线安装后屏蔽壳体设计所需注意的问题，以及屏蔽壳体设计建议。

本章最后又简单介绍了电磁兼容接地处理中常用的三种接地方法，对设备舱安装毫米波无线通信天线后，接地线以及接地处理两方面给出设计建议。

结 论

随着科技的进步,无线通信的应用领域越来越广,特别是未来的军事领域,对飞机的信息系统有了很高的要求,同时飞机无线通信系统的好坏也将影响整体作战效果。以往的机载线缆通信,很难满足未来以马赛克战为代表的跨域协同作战。而毫米波无线通信的出现,极大地推动了舱内无线通信的实现,为未来大规模协同作战提供了技术支持。因为毫米波通信的大宽带,高可靠,低时延都可以很好的应对设备舱内,密闭复杂电磁环境。所以在此背景下,本文根据现在飞速发展的 5G 无线通信技术,参照飞机客舱 WiFi 设计的技术手段。从 5G 的毫米波多输入多输出入手,设计了一款工作在 48GHz 且性能良好的微带阵列天线,并且研究其在设备舱内安装的数量以及位置,同时对于安装后所可能带来的电磁干扰,做出电磁兼容性研究。主要的工作如下。

(1) 通过分析现在 5G 天线的体制特点,以及毫米波频段的传输特性,选择出一个符合设计要求又没有被广泛使用毫米波频段(48GHz)。工作频段确定后,首先对天线单元的结构尺寸进行计算以及仿真优化,得到符合要求的阵列单元。

再根据阵列天线的性能指标,通过理论计算,得到初步的阵列单元数量,以及单元之间的距离。并通过对比二项式综合法、切比雪夫综合法、泰勒综合法,最终选择泰勒综合法作为实现低副瓣电平的幅度锥削方法。在上述工作完成后,首先设计一条 1×8 的线阵,来验证阵列天线 H 面上的方向图是否符合线阵设计要求。线阵上各单元的激励幅度的,通过每个单元前的四分之一阻抗变换段进行控制。通过仿真优化验证设计的线阵在 H 面上方向图符合设计要求。

在线阵确定以后,再通过同样的微带线阻抗变换形式,对四条相同线阵进行不等功分连接。得到最后所需的微带阵列天线的初始模型,通过对贴片长度,阵元间距等参数的仿真优化,最终得到的微带阵列天线,中心频率为 48GHz;在 47.3GHz~48.7GHz 之间回波损耗小于 -10dB,工作带宽 1.4GHz;H 面上的半功率波束宽度小于 11 度,副瓣抑制为 -28dB;E 面上的半功率波束宽度小于 17 度,副瓣抑制优于 -21dB,完全符合最初的设计要求,综合性能优于现有大多数 32 阵元的毫米波微带阵列天线,并完成了实物制作。

(2) 通过对比现有的几个电磁仿真软件,以及电磁数值分析方法,选择出适合的软件以及分析方法。通过 HFSS 软件新增的弹跳射线法,对天线安装在设备舱顶部、前端、后端三个位置的信号覆盖情况进行仿真分析。通过分析三个位置安装天线后,不同射线数量下的空域覆盖情况,最终选出了信号覆盖最好的位置是安装在设备舱顶部中

间。同时因为选择的是战斗机的设备舱，相对客机小很多，所以一副天线就可完成舱内全覆盖。又对天线安装在设备舱中间顶部位置后，舱内整体电场强度进行了仿真分析，进一步验证其信号覆盖强度，并为后续电磁兼容分析做基础。

(3) 通过分析电磁干扰要素的组成以及抑制方法，从滤波，屏蔽，接地三方面，对天线安装后的设备舱进行了电磁兼容的仿真分析。滤波方面，通过对安装毫米波无线通信系统后舱内的电磁环境状况，设计一款适合安装在无线通信系统接收天线后端的滤波器，滤波器采用平行耦合微带线的形式，通带响应为切比雪夫型，最终设计出了一款符合设计指标的七阶平行耦合带通滤波器；屏蔽方面，以第四章舱内电场分布情况为基础，根据设备屏蔽壳体的结构特点，通过仿真建模，研究其缝隙，散热等结构对屏蔽效能的影响，根据在不同结构形式下，屏蔽体内部电场大小以及屏蔽效能的变化，提出在安装毫米波无线通信系统后，设备舱内屏蔽壳体的设计以及改进意见。接地方面针对现有的接地线以及接地方法进行分析，给出可以应对新的电磁环境的解决方法。

因为设备条件的原因，阵列天线虽然已经制作出实物，但是无法进行 48GHz 微带阵列天线的测试，但是本文设计的天线仿真性能优于很多已实物测试的毫米波天线，所以从对比上看，仿真结果是可信的。同时对于天线布局以及电磁兼容的研究，都是通过仿真软件进行的，没有经过实际环境的测试验证，后续若有机会希望可以对此进行天线实物安装以及现实际境下的测试。

参考文献

- [1] 刘海宁, 张少卿, 鄂思宇. 基于 5G 技术的航空机载平台无线通信应用研究[J]. 航空学报, 2022, 43(12):9.
- [2] 范翔. 民航飞机客舱无线网络规划与设计[D]. 上海:上海交通大学, 2015.
- [3] Weiss M A, Cassell R B. Microstrip Millimeter Wave Antenna Study[R]. BALL BROS RESEARCH CORP BOULDER COLO AEROSPACE DIV, 1979.
- [4] Williams J C. A 36 GHz printed planar array[J]. Electronics Letters, 1978, 5(14):136-137.
- [5] Hall P S, Garrett C, James J R. Feasibility of designing millimeter microstrip planar antenna arrays[C]. Proceedings AGARD Conference on Millimetre and Submillimetre Wave Propagation and Circuits. Paris, France, 1978, 20(3):350-358.
- [6] Huang J, Rascoe D, Riley A L, et al. A Ka-band MMIC phased array antenna[C]. IEEE Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium. Tokyo, Japan, 1989:1212-1215.
- [7] Rascoe D, Crist R, Riley A L, et al. Ka-band MMIC beam steered planar array feed[C]. IEEE International Digest on Microwave Symposium. Honolulu, Hawaii, USA, 1990:809-812.
- [8] Sanchez-Hernandez D, Wang Q H, Rezazadeh A A, et al. Millimeter-wave dual-band microstrip patch antennas using multilayer GaAs technology[J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 1996, 44(9):1590-1593.
- [9] Stotz M, Gottwald G, Haspeklo H, et al. Planar millimeter-wave antennas using SiN/sub x/-m membranes on GaAs[J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 1996, 44(9):1593-1595.
- [10] Gauthier G P, Raskin J P, Katehi L P B, et al. A 94-GHz aperture-coupled micromachined microstrip antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, 47(12):1761-1766.
- [11] Li M, Rodenbeck C T, Chang K. Millimeter-wave dual-beam scanning microstrip patch antenna arrays fed by dielectric image lines[C]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. San Francisco, USA, 2002, 2:196-199.
- [12] Waterhouse R B. Design and scan performance of large, probe-fed stacked microstrip patch arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, 50(6):893-895.
- [13] Abbaspour-Tamijani A, Sarabandi K. An affordable millimeter-wave beam-steerable antenna using interleaved planar subarrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2003, 51(9):2193-2202.
- [14] Muludi Z, Aswoyo B. Truncated microstrip square patch array antenna 2×2 elements with circular polarization for S-band microwave frequency[C]. 2017 International Electronics Symposium on Engineering Technology and Applications. Jakarta, Indonesia, 2017:87-92.
- [15] Chen S J, Withayachumnankul W, Monnai Y, et al. Linear series-fed patch array with dual circular polarization or arbitrary linear polarization[C]. IEEE 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications. Prague, 2019:0365-0369.
- [16] 刘克成, 宋学诚, 尹家贤等. 用于小型精确制导武器的 8mm 微带平面天线阵[J]. 电波科学学报, 1991, 6(1):84-87.
- [17] 方大纲, 陶玉明, 龙毅等. 8mm 边馈式微带天线阵研究[J]. 电波科学学报, 1995, 10(1):47-52.
- [18] 刘瑞祥, 丁世昌. 毫米波微带天线的研究[J]. 电子工程, 1995(3):89-96.
- [19] Wolfson R I, Cho C F. A wideband, low-sidelobe, polarization-agile array antenna[C]. International Radar Conference. Washington, D.C., USA, 1980:284-287.
- [20] Wong J, King H. A wideband low-sidelobe disc-on-cone antenna[J]. Antennas & Propagation IEEE Transactions on, 1983, 31(1):183-184.
- [21] Lohmann P, Kamyab M, Nikkhah M R, et al. Analysis and design of a low sidelobe level and wide-band aperture coupled microstrip antenna array using fdtd[C]. 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Mashhad, Iran, 2013:1-4.
- [22] Wahid A, Sreenivasan M, Rao P H. CSRR loaded microstrip array antenna with low sidelobe level[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 14:1169-1171.

- [23] Chen W, Yao Y, Yu J, et al. Ultra-low sidelobe and high gain millimeter wave microstrip array antenna[C]. 2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). Guangzhou, China, 2017:1-3.
- [24] 方能航, 章贤钟. 低副瓣和极低副瓣天线综述[J]. 现代雷达, 1984(01):72-95+102.
- [25] 黄经. 超低副瓣波导窄边裂缝阵列天线[J]. 现代雷达, 1994(01):101-104.
- [26] 余胜团. 毫米波单脉冲天线阵和低副瓣天线阵的研究[D]. 成都:电子科技大学, 2006.
- [27] 袁钻兴. 77GHz 车载雷达的研究与设计[D]. 西安:西安电子科技大学, 2019.
- [28] 谢家豪. 毫米波车载雷达天线阵列研究[D]. 南京:东南大学, 2019.
- [29] Lu L, Li G Y, Swindlehurst A L, et al. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges[J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2014, 8(5):742-758.
- [30] 杨孙昆. 5G 系统中毫米波通信性能的分析与研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2021.
- [31] 戴宇航. 基于 60GHz 毫米波的 ROF 视频传送与组网[D]. 北京:北京邮电大学, 2012.
- [32] Constantine A B. Antenna theory: analysis and design[M]. Hoboken:Wiley-Interscience, 2005.
- [33] Richards W, Lo Y, Harrison D. An improved theory for microstrip antennas and applications [J]. IEEE Transactions on antennas and propagation, 1981, 29(1):38-46.
- [34] Pozar D M. Microstrip antennas[J]. Proceedings of the IEEE, 1992, 80(1):79-91.
- [35] Krowne C. Cylindrical-rectangular microstrip antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1983, 31(1):194-199.
- [36] 董玥. 高性能毫米波天线的研究与设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2019.
- [37] 郭婧. K 波段微带阵列天线技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2015.
- [38] 杨光. Ku 波段平面阵列天线的馈电网络设计[D]. 上海:上海交通大学, 2009.
- [39] 魏文元. 天线原理[M]. 北京:国防工业出版社, 1985:61-108.
- [40] 谢处方, 邱文杰. 天线原理与设计[M]. 西安:西北电讯工程学院出版社, 1985:200-280.
- [41] 吕善伟. 天线阵综合[M]. 北京:北京航空学院出版社, 1988:56-88.
- [42] Mohammadi Shirkolaei M. Wideband linear microstrip array antenna with high efficiency and low side lobe level[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2020, 30(11):e22412.
- [43] 王朴中, 石长生. 天线原理[M]. 北京:清华大学出版社, 1993:170-250.
- [44] 段雷. 77GHz 微带阵列天线的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2016.
- [45] 谢处方. 近代天线理论[M]. 成都:成都电讯工程学院出版社, 1987:103-108.
- [46] 谭青权, 范奎奎, 罗国清. 应用于 79 GHz 车载雷达系统的低副瓣微带平面天线阵列的设计[C]. 中国电子学会.2021 年全国天线年会论文集. 西安:西安交通大学出版社, 2021:2603-2606.
- [47] Yang X, Liu X. Design of a wide-beam microstrip array antenna for automotive radar application[J]. IEEE Access, 2021, 9:142340-142347.
- [48] Murshed A H, Hossain M A, Rahman M A, et al. Designing of a both-sided MIC starfish microstrip array antenna for k-band application[C]. 2021 IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP). Dhaka, Bangladesh, 2021:1-6.
- [49] Lai T F, Mahadi W N L, Soin N. Circular patch microstrip array antenna for ku-band[J]. World Academy of Science, Engineering and Technology, 2008, 48:298-302.
- [50] Satrusallya S, Mohanty M N. Design of optimized microstrip array antenna for wireless communication[C]. 2019 International Conference on Applied Machine Learning (ICAML). Jakarta, Indonesia, 2019:273-276.
- [51] Bondili K B, Immadi G. Design and analysis of high gain linear rectangular microstrip array antenna at 20.2 GHz of Ka band[J]. Wireless Personal Communications, 2020, 111:1563-1573.
- [52] Alwareth H, Abu M, Ibrahim I M. Design of a broadband microstrip array antenna for 5G application[J]. Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC), 2020, 12(1):39-43.
- [53] Borel T T S, Yadav A R, Shah U. Design of rectangular patch array antenna for satellite communication[C]. 2019 3rd International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC). Nimrana, Rajasthan, India, 2019:759-764.
- [54] 朱婷婷. 车载系统电磁屏蔽与兼容分析[D]. 南京:南京师范大学,2021.

- [55] 王伟. 车载多天线耦合效应及天线布局研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2019.
- [56] Ling H, Chou R C, Lee S W. Shooting and bouncing rays: Calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity[J]. IEEE Transactions on Antennas and propagation, 1989, 37(2): 194-205.
- [57] Lee S W, Ling H, Chou R. Ray - tube integration in shooting and bouncing ray method[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 1988, 1(8): 286-289
- [58] Brem R, Eibert T F. A shooting and bouncing ray (SBR) modeling framework involving dielectrics and perfect conductors[J]. IEEE Transactions on antennas and propagation, 2015, 63(8): 3599-3609.
- [59] 李厚喜. 舰船目标电磁散射的 SBR 算法研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2015.
- [60] 张鹏. 机载设备的电磁干扰及电磁兼容实验分析[J]. 科技创新与应用, 2022, 12(12):94-97.
- [61] Nalbantoglu C, Kiehl T, God R, et al. Electromagnetic compatibility (EMC) for integration and use of near field communication (NFC) in aircraft[C]. 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC). Amsterdam, Netherlands, 2016:1-6.
- [62] Leuchter J, Stekly V, Blasch E. Investigation of avionics power switch loading versus aircraft electromagnetic compatibility[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2015, 30(9):24-34.
- [63] 鲁亮. 航空发动机电子控制器机箱电磁兼容设计技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2012.
- [64] 马振洋, 左晶, 史春蕾等. 机载电子设备屏蔽效能测试与优化[J]. 航空学报, 2020, 41(07):226-233..
- [65] 袁洪涛. 机载设备高强度辐射场试验方法与防护研究[D]. 合肥:合肥工业大学, 2020.
- [66] 许子健, 李勇军, 丁兆宇等. 飞机机载设备改装的屏蔽接地技术研究[J]. 军民两用技术与产品, 2020 (09):60-62.
- [67] 韩敏, 高栋. 机载计算机电源接地设计[J]. 信息技术与信息化, 2019 (03):68-69.
- [68] Weston D. Electromagnetic Compatibility: Principles and Applications, Revised and Expanded [M]. Boca Raton:CRC Press, 2017