

班 级 2202061

学 号 22009102157

西安电子科技大学

本科毕业设计论文



题 目 一种基于多模谐振器的

滤波定向耦合器设计

学 院 电子工程学院

专 业 电磁场与无线技术

学生姓名 薛宇辰

导师姓名 魏峰

摘 要

随着 5G、雷达和卫星通信向高频、宽带和小型化发展,射频前端对无源器件的集成度和性能提出了更高要求。传统滤波器与定向耦合器分立设计虽便于调试,但占用面积较大且引入额外损耗。本文面向 S 波段 4 GHz 附近应用,设计了一种基于多模谐振器的滤波定向耦合器,在同一平面微带结构中实现带通滤波与定向耦合功能集成。

本文分析了分支线型定向耦合器、带通滤波器和多模谐振器的工作原理,并确定耦合度、隔离度、方向性、回波损耗和相对带宽等关键指标。设计采用 FR4 基板,建立 3 dB 分支线耦合器和 T 型短枝节加载多模谐振滤波器模型,并利用 HFSS 进行仿真。奇偶模分析表明,中心枝节主要影响偶模谐振频率,是调节双谐振响应和通带形态的重要参数。为提升低频侧带外抑制,进一步引入寄生元件构造传输零点。

随后,本文将多模滤波结构与分支线耦合器级联,形成滤波定向耦合器,并针对直角弯折、阻抗不连续和寄生耦合等问题优化版图。仿真结果显示,优化结构在 3.60 GHz 和 4.26 GHz 附近形成稳定谐振点,相对工作带宽约为 19.3%,通带内功率分配较均衡,方向性大于 10 dB,满足设计指标。参数分析进一步验证了中心枝节长度、寄生元件和耦合间隙对谐振频率、带宽及带外抑制的影响。

为验证设计可行性,本文对改进的滤波耦合器结构进行加工测试,并将实测 S 参数与仿真结果对比。结果表明,实测与仿真趋势基本一致,但存在频率偏移和损耗增大,主要与 FR4 介电参数离散性、材料损耗、加工误差、SMA 焊接及端口过渡不连续有关。针对上述问题,本文进一步完成第三版结构优化,以减少馈线和寄生影响,改善匹配与传输性能。

总体而言,本文所设计的多模谐振器滤波定向耦合器实现了滤波与定向耦合的一体化,验证了该结构用于滤波耦合器设计的可行性,并为 S 波段小型化射频前端无源器件设计提供了参考。

关键词: 多模谐振器; 滤波定向耦合器; 分支线耦合器; T 型短枝节加载谐振器; 传输零点; S 波段

ABSTRACT

With the development of 5G mobile communication, radar detection, and satellite communication systems toward higher frequencies, wider bandwidths, and miniaturization, higher requirements have been placed on the integration and performance of passive devices in RF front ends. Although conventional separate designs of filters and directional couplers are easy to debug, they occupy a large circuit area and introduce additional loss. For S-band applications around 4 GHz, this thesis designs a filtering directional coupler based on a multimode resonator, integrating bandpass filtering and directional coupling functions in a single planar microstrip structure.

The operating principles of branch-line directional couplers, bandpass filters, and multimode resonators are analyzed, and key performance indicators such as coupling, isolation, directivity, return loss, and fractional bandwidth are determined. An FR4 substrate is adopted, and models of a 3 dB branch-line coupler and a T-shaped short-stub-loaded multimode resonator filter are established and simulated using HFSS. Odd- and even-mode analysis shows that the central stub mainly affects the even-mode resonant frequency and serves as an important parameter for tuning the dual-resonance response and passband characteristics. To improve the lower stopband suppression, parasitic elements are introduced to generate transmission zeros.

The multimode filtering structure is then cascaded with the branch-line coupler to form the filtering directional coupler. The layout is optimized to address right-angle bends, impedance discontinuities, and parasitic coupling. Simulation results show that the optimized structure produces two stable resonant points near 3.60 GHz and 4.26 GHz, with a fractional bandwidth of about 19.3%. Within the passband, the power distribution between the through and coupled ports is relatively balanced, and the directivity exceeds 10 dB, meeting the design requirements. Parametric analysis further verifies the effects of the central stub length, parasitic elements, and coupling gap on the resonant frequency, bandwidth, and out-of-band suppression.

To verify the feasibility of the design, the second version of the structure is fabricated and measured, and the measured S-parameters are compared with the simulated

results. The results show that the measured and simulated curves are generally consistent, although frequency shifts and increased losses are observed. These differences are mainly attributed to the dielectric-parameter variation and loss of the FR4 substrate, fabrication errors, SMA soldering conditions, and discontinuities in port transitions. Based on these issues, a third optimized version is further simulated to reduce unnecessary feed lines and parasitic effects, thereby improving matching and transmission performance.

Overall, the proposed filtering directional coupler based on a multimode resonator realizes the integration of filtering and directional coupling functions. The results verify the feasibility of using a multimode resonator structure in filtering coupler design and provide a reference for the development of miniaturized passive RF front-end devices in the S band.

Keywords:Multimode resonator(MMR); filtering directional coupler; branch-line coupler; T-shaped stub-loaded resonator; transmission zero; S-band

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景与意义	1
1.1.1 研究背景	1
1.1.2 研究意义	2
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 多模谐振器的研究现状	2
1.2.2 滤波耦合器的研究现状	4
1.3 主要研究内容与工作指标	8
1.3.1 主要研究内容	8
1.3.2 目标工作指标	9
第二章 理论基础	11
2.1 定向耦合器	11
2.1.1 定向耦合器的基本原理及技术指标	11
2.1.2 分支线型耦合器	12
2.2 滤波器与多模谐振	13
2.2.1 滤波器的工作指标	13
2.2.2 滤波器的基本原理	14
2.2.3 多模谐振的基本原理	15
2.2.4 多模谐振的常见实现方式	15
第三章 耦合器与滤波器独立设计与仿真	19
3.1 定向耦合器设计与仿真	19
3.1.1 定向耦合器设计	19
3.1.2 耦合器建模及仿真	19
3.2 T型短枝节加载滤波器设计与仿真	21
3.2.1 滤波器结构设计	21
3.2.2 短枝节加载谐振器奇偶模分析	22
3.2.3 短枝节加载谐振器建模与仿真	23
3.2.4 寄生元件设计	24

3.2.5 寄生元件建模及仿真	25
3.3 谐振器尺寸的参数研究	26
3.3.1 关于中心枝节的参数研究	26
3.3.2 关于有无寄生元件的参数研究	28
3.3.3 关于耦合间隙 s 的参数研究	29
第四章 滤波耦合器设计	31
4.1 初始的滤波耦合器设计与仿真	31
4.1.1 设计与仿真	31
4.1.2 存在问题	32
4.2 改进的滤波耦合器设计与仿真	32
4.2.1 设计与仿真	32
4.2.2 加工、测试与分析	33
4.3 最终的滤波耦合器设计与仿真	36
第五章 总结、不足与展望	39
5.1 总结	39
5.2 不足与展望	40
致谢	43
参考文献	45

第一章 绪论

1.1 研究背景与意义

1.1.1 研究背景

随着第五代（5G）移动通信技术的不断演进，以及雷达与卫星通信系统的持续发展，现代无线通信系统对射频前端模块的性能提出了更高层次的要求。在实际工程应用中，射频前端不仅需要支持更高频段和更宽带宽的信号处理能力，还必须在有限的物理空间内实现小型化、轻量化与高集成度的设计目标。这种需求的提升，使得传统分立器件的设计方法逐渐面临挑战。尤其是在约 4 GHz 附近的 S 波段，该频段覆盖了 5G、Sub-6 GHz 的关键通信频率，同时也广泛应用于雷达与卫星通信领域，因而成为当前无线系统中极具战略意义的频谱资源。在此背景下，针对该频段开展高性能微波无源器件的研究，具有重要的工程应用价值和现实意义。

从系统结构角度来看，滤波器（Filter）与定向耦合器（Directional Coupler）是射频前端中两类基础且关键的无源器件。滤波器主要承担频谱选择的功能，通过抑制带外信号来提升系统的信噪比，从而保证通信链路的稳定性；而定向耦合器则广泛应用于功率分配、信号合成以及特定相位差（如 90° 或 180° ）信号的产生，在功率放大网络、天线馈电系统等模块中发挥着不可替代的作用。二者在功能上各有侧重，但在实际系统中往往需要协同工作。

然而，在传统射频前端架构中，滤波器与耦合器通常作为独立模块进行设计与实现，其之间还需要额外的阻抗匹配网络进行连接。这种分立式设计虽然在分析与调试上较为直观，但在实际应用中却带来了一系列问题。一方面，多级器件的串联不可避免地占用较大的 PCB 面积，与当前系统小型化的发展趋势存在一定矛盾；另一方面，额外的连接与匹配网络会引入附加损耗，使整体插入损耗增加，从而降低射频链路的传输效率。与此同时，传统耦合器本身并不具备频率选择能力，其对带外信号缺乏抑制机制，这意味着谐波或干扰信号可能通过耦合路径进入后级电路，进而影响系统性能。

在这样的背景下，一个自然的问题便随之出现：是否可以通过结构优化，使滤波与耦合功能在同一器件中协同实现？围绕这一问题，微波器件的融合设计技术逐渐受到关注。通过将滤波器的频率选择特性与耦合器的功率分配特性进行有

机结合,形成所谓的滤波耦合器 (Filtering Coupler),不仅能够在功能上实现集成,还可以在在一定程度上减少器件数量与连接损耗,从而提升整体系统性能。

近年来,基于多模谐振、耦合线以及加载支节等多种结构形式的滤波耦合器设计方法不断被提出。这类结构通常通过引入额外谐振路径或传输零点,在保持耦合特性的同时增强带外抑制能力,从而实现更优的频率响应。因此,针对 S 波段应用场景,开展滤波耦合器的设计与优化研究,不仅有助于提升射频前端模块的集成度与性能,也为未来高性能无线通信系统的发展提供了重要的技术支撑。

1.1.2 研究意义

基于上述背景,本文提出并设计了一款工作在 4 GHz (S 波段) 附近的一种基于多模谐振器的滤波耦合器,其设计拓扑巧妙地将 T 型加载多模谐振器与传统的分支线 3 dB 耦合器相结合。本课题的研究不仅具有一定的理论探索价值,更具备工程实用意义,具体体现在以下两个方面:

(1) 实现多功能集成与尺寸缩减本文的设计打破了传统器件功能单一的局限。通过将具有滤波特性的 T 型加载谐振器直接融合进分支线耦合器的四个端口或匹配臂中,使得该器件在实现信号均分 (3 dB) 和 90° 相位差的同时,具备了优秀的带通滤波特性,大幅节省了 PCB 布局面积,迎合了射频前端高度集成化的发展需求。

(2) 改善带外抑制性能,提升信号质量传统分支线耦合器由于缺乏滤波响应,容易传输杂散信号。本文引入了多模谐振器 (Multi-mode Resonator) 结构。多模谐振器能够在通带内产生多个传输极点,从而拓宽工作带宽并改善带内平坦度;同时引入了额外的寄生元件来添加传输零点 (Transmission Zeros),实现通带边缘的陡峭滚降,有效抑制带外谐波,极大地提升了 4 GHz 频段通信系统的抗干扰能力。

综上所述,本文面向 4 GHz 频段设计的基于多模谐振器的滤波耦合器,不仅是对微波协同设计的有益探索,也有望为现代 5 G / 微波通信射频前端系统的小型化和高性能化提供一种可行的硬件解决方案。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 多模谐振器的研究现状

无线通信应用的部署促使消费者对高速传输的现代通信提出了需求^[1]。如今,无线通信的发展已推动移动通信技术进入第五代 (5G)^[2]。为实现极高的数据传输速率,研究人员还建议将毫米波 (mmWaves) 作为可完全用于 5G 应用的空白频

谱。然而,为了与已有的 4G 设备兼容,沿频率波段 (2 – 8 GHz) 扩展的频谱被划分为若干子频段,以构成 5G、Sub-6 GHz (中频段) 通信。美国使用的 6 GHz 子频段为 (3.1 – 3.55 GHz) 和 (3.7 – 4.2 GHz) 频段。由于 Sub-6 GHz 频段与拥挤的无线频谱相互交叉,因此必须插入具有改善通带和阻带特性的微波滤波器,以避免对相邻无线应用造成干扰^[3]。

许多研究者提出将多模谐振器 (MMR) 作为设计紧凑型微波带通滤波器 (BPF) 的基础。多模谐振器常被用于产生多频带带通滤波响应^[4],其槽线版本则被用来设计差模带通滤波器^[5]。多模谐振器与四分之一波长谐振器相连,以提供电耦合和磁耦合,从而生成多个通带^[6];而利用变容二极管对滤波器通带的位置进行调谐^[7]。方形环谐振器也被建议作为多模谐振器,并给出了所提出设计的数学模型,以准确预测多模谐振器的谐振频率^[8]。腔体谐振器被用作多模谐振器来控制带通滤波器的传输零点^[9]。多个多模谐振器的组合被用于设计七频段带通滤波器^[10]。多模谐振器被连接到天线上,以提供阻带天线辐射^[11]或锐利的带通辐射^[12]。

文献^[13]采用短截线加载四模谐振器技术设计了一种基于四模谐振器的双频带带通滤波器。每两个可灵活调节的工作模式用于设计一个通带,从而具有高度的自由度来控制 S 参数特性。采用源-负载耦合技术和钩形传输线来增强滤波器性能。此外,文献^[14]提出了一种具有短截线间耦合结构的微带带通滤波器,用于分离两个相同的奇模。作为其中一部分,这两个耦合短截线向内折叠以产生额外的传输零点,从而将四个模式分成两部分,分别对应两个通带。第一个通带由偶模分析引入,第二个通带由奇模激励产生。通过设定耦合系数和传输线结构来调节每个通带的工作频率和阻抗带宽。

文献^[15]提出了一种闭环矩形带通滤波器 (BPF) 的设计,用于 L1 和 L2 全球定位系统 (GPS) 应用。该设计由耦合线环形谐振器、一对开路短截线和两条 0° 平行耦合传输线构成。所提出的环形谐振器具有对称结构,因此采用奇偶模分析来研究并推导其等效电路。该滤波器在介电常数为 3.5、厚度为 1.5 mm 的 FR4 介质材料上实现。该设计中获得了两个回波损耗为 -10 dB 的通带。低频通带位于 1.3 GHz,可用于 L2 GPS 系统;高频通带中心频率为 1.6 GHz,用于 L1 GPS 系统,插入损耗大于 20 dB。

文献^[16]提出了一种具有改进带通和带阻特性的紧凑型多频带带通滤波器及四交叉短截线阶梯阻抗谐振器 (QC-SSIR)。采用交叉开路短截线谐振器结构和 ABCD

矩阵对所提出的滤波器进行了分析和讨论。该微带设计采用 $\varepsilon_r = 4.4$ 、厚度 $h = 1.6 \text{ mm}$ 、损耗正切为 0.0265 的 FR4 基板实现。此外，采用折叠阶梯阻抗谐振器技术，与其他设计相比，滤波器尺寸减小了高达 46%。采用新结构的滤波器在 0.81 GHz、1.71 GHz 和 2.58 GHz 处分别实现了 0.60 dB / 49.3%、1.49 dB / 18.7% 和 1.93 dB / 13.9% 的传输系数 / 相对带宽。

其他技术，如低温共烧陶瓷 (LTCC)、高温共烧陶瓷 (HTCC)、高温超导 (HTS)、集成无源器件 (IPD) 以及可重构/可调谐和声学结构，也可用于 5G 系统。其中一些技术旨在减小带通滤波器组件的整体尺寸并获得良好的滤波性能^[17]。虽然系统尺寸可以减小，但通过这些工艺设计的滤波器仍存在滚降特性差和插入损耗较高的问题。相比之下，基于硅、砷化镓 (GaAs) 和玻璃等衬底的 IPD 技术可为当前及未来 5G 通信系统中的微波器件提供更高性能^[18]。

另一方面，平面集总元件滤波器可设计为微波集成电路 (MICs)、单片微波集成电路 (MMICs)、低温共烧陶瓷 (LTCC) 以及高温超导体 (HTS) 形式。通常，与体积较大的集总元件结构相比，平面集总元件滤波器设计受限于较低品质因数和较低的功率处理能力^[17]。基于 LTCC 的器件具有机械强度高、密封性好、化学惰性、尺寸稳定以及介电特性非常稳定的陶瓷结构^[19]。虽然与采用 FR4 印制电路板实现的电路相比，LTCC 材料成本相当高，但其价格预计在不久的将来会基本持平。在文献^[17]中，基于 S-L 耦合设计了一种 LTCC 带通滤波器结构，实现了高选择性和宽阻带，使得该滤波器适用于系统级封装 (SiP) 平台。

而本文主要提出一种用于 5G、Sub-6 GHz 频段 (3.5 – 4.5 GHz) 的低成本微波带通滤波器，具有改进的滤波特性。为降低成本，选用 FR4 介质材料作为所提出滤波器的介质基板。滤波器结构由短截线加载多模谐振器 (SL-MMR) 构成，通过平行线耦合技术与馈线耦合。借助滤波器的传输线模型，推导出两个表达式来估计奇模谐振频率和偶模谐振频率的位置。通过调整谐振频率位置，获得近乎平坦的通带响应，同时覆盖上述目标频段。此外，通过附加一对寄生单元，在低阻带处产生额外的传输零点，可改善阻带抑制。

1.2.2 滤波耦合器的研究现状

在高频射频系统中，定向耦合器常被用于功率检测和驻波监测等场景，因此器件的小型化、高方向性以及适应高功率环境的能力显得尤为重要。针对传统微带平行耦合线在弱耦合条件下容易出现方向性下降的问题，有研究基于平行耦

合结构提出了一种紧凑型高方向性反向定向耦合器^[20]。该设计从环形四端口网络出发，将部分传输线替换为平行耦合线，并结合分布式开路枝节进行补偿，以减小奇偶模相速度不一致带来的影响。值得注意的是，该结构采用 60° 电长度耦合线，在缩小尺寸的同时避免了细窄枝节和集总元件等不利于高功率工作的薄弱结构。实测结果显示，耦合器在 12.8 – 14.8 GHz 范围内方向性优于 20 dB，峰值方向性约 45 dB，耦合度约 20 dB，有效面积仅为 $4 \text{ mm} \times 5.5 \text{ mm}$ ，说明其在 Ku 波段卫星上行链路等高频功率检测系统中具有一定应用价值。如图 1.1(a) 所示是该定向耦合器的物理拓扑，如图 1.1(b) 所示是仿真与测量的 S 参数曲线。

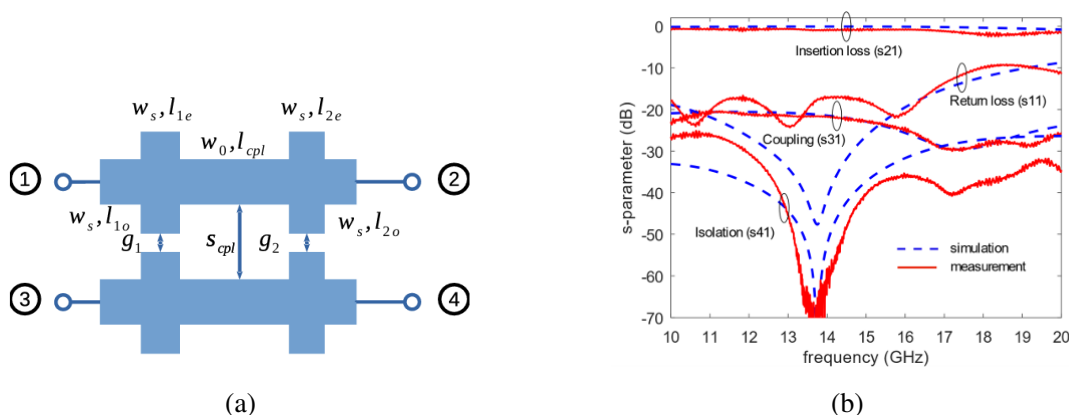
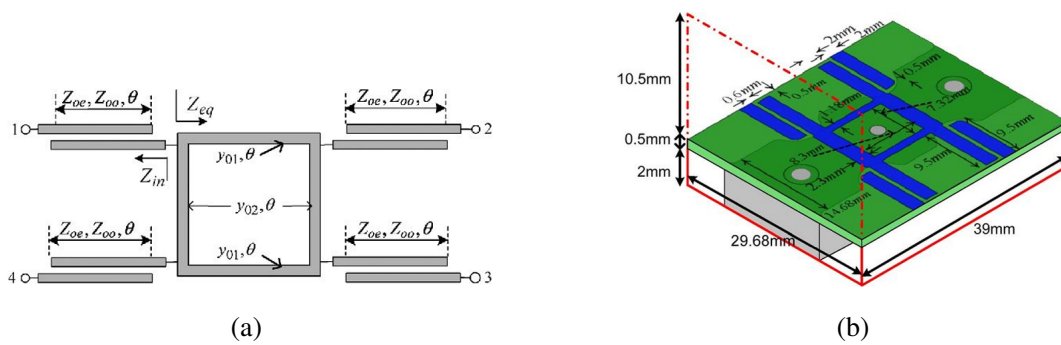


图 1.1 文献^[20]耦合器拓扑示意图与仿真曲线图

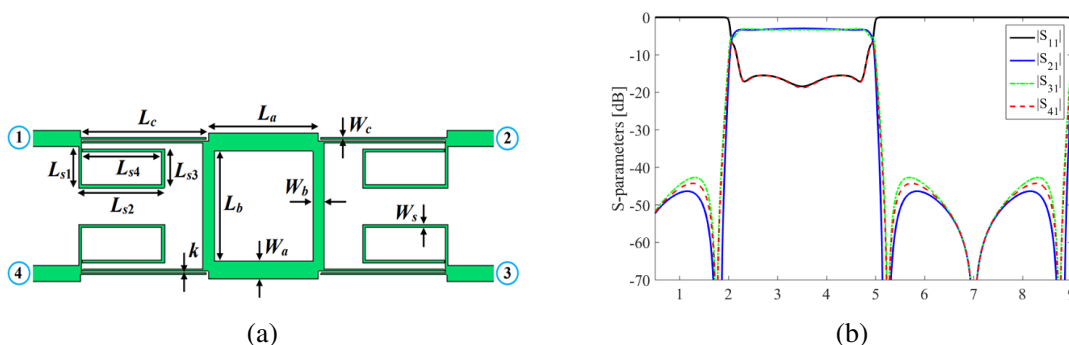
(a) 拓扑示意图；(b) S 参数曲线图

在宽带耦合器设计方面，如何在保持良好匹配和隔离性能的同时拓展工作带宽，是分支线耦合器研究中的一个重要问题。文献^[21]提出了一种基于开路耦合线的宽带 3 dB 分支线耦合器，其主要思路是在传统分支线耦合器的各个端口引入 $\lambda/4$ 开路耦合线，从而形成多个匹配频点。作者从等效阻抗和耦合线输入阻抗角度推导了宽带匹配条件，并采用悬浮微带与普通微带相结合的结构完成实物设计，如图 1.2(a) 所示是该耦合器的电气的等效模型，如图 1.2(b) 所示是该耦合器的物理结构与拓扑参数。测试结果表明，该耦合器可在约 49% 的相对带宽内工作，插入损耗优于 3.6 dB，回波损耗和隔离度均优于 20 dB，同时还具有较好的功率分配均衡性和直流隔离能力。这一结果表明，开路耦合线不仅可以改善传统分支线耦合器的带宽限制，也为宽带耦合与滤波功能的一体化设计提供了参考。

图 1.2 文献^[21]耦合器示意图

(a) 耦合器等效电气模型示意图; (b) 耦合器物理结构示意图

随着射频前端系统对小型化和功能集成的要求不断提高, 单纯的功率分配功能已经难以满足实际需求, 具有滤波特性的耦合器逐渐受到关注。文献^[22]提出了一种宽带高选择性带通滤波型分支线耦合器。该结构在传统单节分支线耦合器的每个端口加载由耦合微带线和开路枝节组成的附加传输线单元, 使器件同时具备宽带功分、 90° 相位差和带通滤波功能。由于该设计能够产生 4 个传输零点, 因此在通带两侧具有较强的带外抑制能力。如图 1.3(a) 所示是滤波耦合器的拓扑示意图, 如图 1.3(b) 所示是测得滤波耦合器的 S 参数曲线图。实测结果表明, 该耦合器在 2.25 – 4.74 GHz 范围内实现了超过 71% 的相对带宽, 幅度不平衡小于 0.5 dB, 回波损耗和隔离度均优于 15 dB, 相位差保持在 $90^\circ \pm 5^\circ$ 范围内, 说明其在 WiMAX、5G 以及小型化射频前端系统中具有较好的应用潜力。

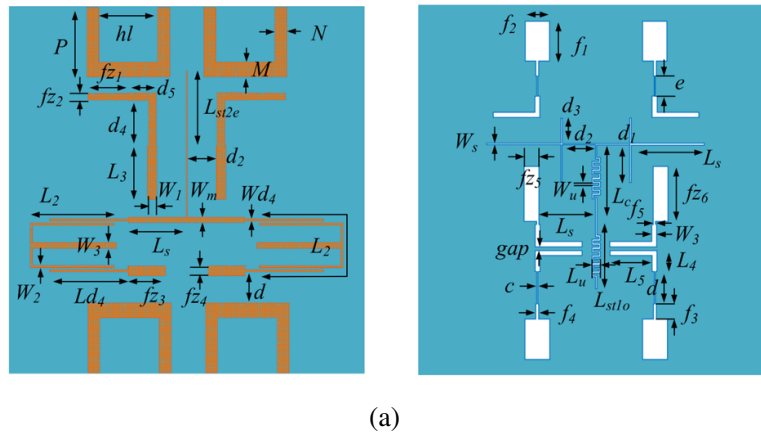
图 1.3 文献^[22]滤波耦合器拓扑示意图和 S 参数曲线图

(a) 拓扑示意图; (b) S 参数曲线图

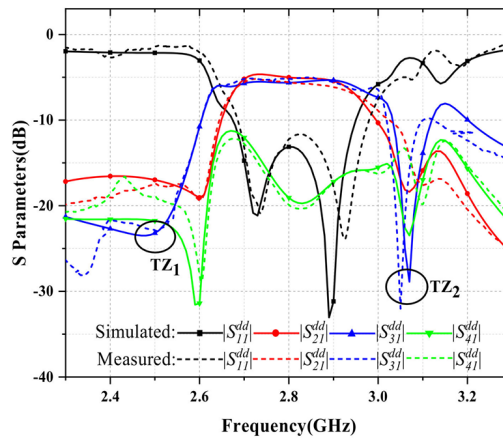
对于多频段通信系统而言, 仅实现单一通带已经不能完全满足多制式、多业务工作的需求。围绕这一问题, 文献^[23]提出了一种紧凑型单/多频段耦合多线滤波单元, 并将其用于射频双工器、带通/带阻滤波器以及滤波耦合器等多种器件设计

中。该滤波单元由 $N + 1$ 段相互耦合的四分之一波长传输线构成，在传输模式下能够产生 N 个一阶通带和 $N + 1$ 个传输零点，从而增强多通带之间的隔离和带外抑制能力。基于这一单元，作者进一步设计并验证了准椭圆型双工器、输入无反射三频带带通/带阻滤波器，以及具有输入准无反射特性的 180° 带通滤波耦合器。相关实验结果说明，耦合多线结构在实现多频段、小型化和多功能射频器件集成方面具有较好的灵活性。

在平衡式射频系统中，共模信号会影响系统稳定性和抗干扰能力，因此差模传输性能与共模抑制能力需要同时考虑。文献^[24]提出了一种基于槽线结构的平衡式滤波定向耦合器。通过微带与槽线之间的模式转换，该结构能够将差模响应和共模响应有效分离；同时，枝节加载谐振器引入的传输零点进一步提高了通带选择性。如图1.4(a)所示是该滤波耦合器的拓扑俯视图与仰视图，如图所示1.4(b)是滤波耦合器仿真与实测的 S 参数曲线图。



(a)



(b)

图 1.4 文献^[24]滤波耦合器拓扑示意图与 S 参数曲线图(a) 拓扑示意图；(b) S 参数曲线图

实测结果显示,该耦合器的差模工作频带为 2.65 – 3.00 GHz,相对带宽为 12.4%,插入损耗约 4.6 dB,回波损耗约 20 dB,隔离度优于 15 dB,共模抑制超过 55 dB。由此可见,该设计较适合用于 S 波段平衡无线通信系统中的滤波耦合应用。

除固定频率和固定功能的结构外,可重构器件也是当前射频前端小型化研究中的重要方向。文献^[25]提出了一种可重构多功能滤波耦合器,能够在同一四端口结构中实现滤波环形耦合器、滤波分支线耦合器以及二 / 三 / 四阶单端带通滤波器等多种工作模式。该结构由四个对称排列的变容二极管加载阶跃阻抗谐振器构成,通过调节谐振器之间的电耦合和磁耦合类型,可实现不同滤波耦合模式之间的切换,并进一步控制中心频率、带宽和功率分配比。测试结果表明,滤波环形耦合器和滤波分支线耦合器的工作范围分别为 1.21 – 1.67 GHz 和 1.20 – 1.61 GHz,且均可实现带宽调节以及 3 / 6 dB 功率分配比控制;当其工作在两端口滤波器模式时,还可以实现二至四阶带通滤波响应。综合来看,该方法提高了单个射频器件的功能复用能力,也为可重构射频前端设计提供了有益思路。

1.3 主要研究内容与工作指标

1.3.1 主要研究内容

围绕射频前端系统中器件趋近集成的需求,本文以工作在 4 GHz 附近的滤波定向耦合器为研究对象,尝试将传统分立设计思路转向功能融合,通过引入多模谐振结构,实现滤波与耦合功能的协同设计。在这一思路的引导下,整个研究工作逐步展开,其核心内容可以概括为以下几个方面。

在理论层面,首先对定向耦合器与滤波器的基本工作机理进行了梳理,并结合多模谐振理论分析了谐振模式对频率响应的影响。通过对奇偶模分析方法的理解与应用,明确了多模谐振器能够在单一结构中产生多个谐振频点的物理机制。这一分析为后续结构设计提供了依据,也为解释仿真结果中的多谐振现象奠定了基础。

在结构设计方面,基于分支线型 3 dB 定向耦合器的经典拓扑,对其关键参数进行了计算与建模,并结合 FR4 基板参数完成了初始尺寸设计。在此基础上,引入 T 型短枝节加载多模谐振器结构,将其以耦合方式嵌入传输线中,使得原本仅具备功率分配能力的耦合器同时具备带通滤波特性。该结构的提出,本质上是在不显著增加电路复杂度的前提下,实现功能叠加。

随着设计的深入,可以发现仅依靠基本谐振结构难以兼顾通带平坦性与带外

抑制性能。因此，在原有结构中进一步引入寄生元件，通过构造额外的传输零点，对下截止带的抑制能力进行优化。仿真结果表明，该方法能够有效改善带外滚降特性，使滤波响应更加接近工程应用需求。

在系统集成阶段，将优化后的多模滤波器结构与分支线耦合器进行级联，形成完整的滤波定向耦合器。初始方案中，由于存在直角连接与结构间距过小等问题，产生了额外寄生效应，导致阻抗匹配和定向性表现不理想。针对这一现象，通过调整整体布局，将耦合器旋转并优化连接路径，使电磁耦合更加合理，同时改善阻抗连续性。

经过多轮参数调整与仿真优化，最终设计得到的滤波定向耦合器在 3.60 GHz 与 4.26 GHz 附近形成稳定谐振，通带范围覆盖目标频段，相对工作带宽 19.3%，回波损耗控制在较低水平，同时直通端与耦合端功率分配趋于均衡。进一步计算表明，其方向性达到约 26.9 dB，明显优于设计初期结果，说明结构优化在抑制不必要耦合方面取得了实际效果。

本文的工作并非简单叠加已有结构，而是在分析问题的过程中不断修正设计思路，使滤波特性与耦合性能逐步趋于协调，这也构成了本课题的主要研究脉络。

1.3.2 目标工作指标

本研究围绕微波系统中对频率选择性与功率分配功能一体化的需求，开展基于多模谐振机理的滤波定向耦合器设计。随着无线通信系统不断向多频段和高集成度方向发展，传统“滤波器 + 耦合器”分立设计方式在尺寸和性能上逐渐难以满足实际需求，因此，将滤波特性与定向耦合功能进行协同融合，已成为近年来微波器件设计中的一个重要研究方向。在这一背景下，引入多模谐振结构，不仅能够提供额外的谐振路径，还可以通过模式耦合实现更灵活的频率响应调控，从而在保证耦合特性的同时改善滤波性能。

结合具体应用场景，本设计将工作频率选定在 S 波段附近。该频段广泛应用于雷达、卫星通信及部分无线通信系统中，对器件的频率稳定性和抗干扰能力均有较高要求。因此，在设计过程中需要重点关注谐振频率的可控性以及带外抑制能力，以确保器件在实际复杂电磁环境中的可靠运行。

在性能指标方面，方向性是评价定向耦合器的重要参数之一。本研究期望耦合器方向性不低于 10 dB，这意味着主传输路径与耦合路径之间需要具备良好的隔离能力，从而减少反向信号对系统的影响。实现这一指标通常依赖于结构的对称

性以及各传输路径之间严格的相位关系控制，而多模谐振结构的引入在一定程度上增加了设计的自由度，但同时也对参数优化提出了更高要求。

此外，为了满足实际系统对宽带特性的需求，设计目标中还规定相对工作带宽需大于 10%。相较于单一谐振结构，多模谐振机制可以通过多个谐振点之间的耦合作用形成较为平坦的通带响应，从而有效拓展带宽范围。然而，在带宽扩展的同时，如何兼顾通带内的传输平坦性以及带外抑制能力，是设计过程中需要重点权衡的问题。

综上所述，本研究以多模谐振结构为核心，通过合理设计谐振单元及其耦合方式，在 S 波段范围内实现具有一定带宽和方向性的滤波定向耦合器，为相关微波集成器件的设计提供一定的理论与工程参考。

第二章 理论基础

2.1 定向耦合器

2.1.1 定向耦合器的基本原理及技术指标

定向耦合器是射频与微波系统中常见的无源器件，通常用于在主传输通道和耦合通道之间按照一定比例分配电磁能量。由于其能够在不明显影响主路信号传输的情况下提取部分功率，因而在功率检测、信号监测、驻波测量以及微波电路调试等场景中具有较高的应用价值。同时，在衰减器、功率放大器和射频前端等电路结构中，定向耦合器也常作为实现功率取样与信号反馈的重要组成部分^[26]。

为了评价定向耦合器的实际性能，通常需要从工作频率、插入损耗、耦合度、隔离度和方向性等参数进行分析。其中，工作频率决定了器件能够稳定工作的频段范围；插入损耗表示主路输出端与主路输入端之间的功率传输关系，记为 T ，该指标反映了信号在主传输路径中的能量损耗情况；耦合度表示耦合输出端相对于主路输入端的功率比例，记为 C ，其大小直接影响耦合端所能提取的信号强度；隔离度表示主路输入端与隔离端之间的功率抑制能力，记为 I ，通常用于衡量反向信号泄漏的程度。方向性则进一步体现了定向耦合器区分正向传播信号与反向传播信号的能力，记为 D 。在工程分析中，方向性、隔离度和耦合度之间并不是相互独立的，它们满足关系： $D(\text{dB}) = I(\text{dB}) - C(\text{dB})$ 。

由此可见，当耦合度一定时，隔离度越高，器件对信号传播方向的判别能力越强，方向性也越好。因此，在定向耦合器的设计与测试过程中，不能只关注单一参数，而应结合多个指标综合判断其是否满足具体射频系统的应用需求。



图 2.1 定向耦合器方框图

定向耦合器为四端口网络结构，如图2.1。信号输入端 1 的功率为 P_1 ，信号传输端 2 的功率为 P_2 ，信号耦合段 3 的功率为 P_3 ，信号隔离端 4 的功率为 P_4 ，则定

向耦合器四大参数的定义为：

$$T(\text{dB}) = -10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{1}{|S_{21}|^2} \quad (2-1)$$

$$C(\text{dB}) = -10 \lg \frac{P_3}{P_1} = 10 \lg \frac{1}{|S_{31}|^2} \quad (2-2)$$

$$I(\text{dB}) = -10 \lg \frac{P_4}{P_1} = 10 \lg \frac{1}{|S_{41}|^2} \quad (2-3)$$

$$D(\text{dB}) = -10 \lg \frac{P_3}{P_4} = 10 \lg \frac{1}{|S_{41}|^2} - 10 \lg \frac{1}{|S_{31}|^2} \quad (2-4)$$

2.1.2 分支线型耦合器

分支线型耦合器是微波集成电路中较为典型的一类定向耦合结构，在传统射频网络设计中应用十分广泛。以功率等分的 3 dB 分支线耦合器为例，其电路拓扑清晰，主要由若干段特性阻抗不同的四分之一波长传输线构成，因此具有结构简单、加工方便和易于平面集成等优点。与此同时，该类耦合器的两个输出端口通常布置在同一侧，这使其在与功率放大器、移相网络、滤波器等微波器件级联时具有较好的连接便利性。需要注意的是，分支线耦合器的输出功率分配可以根据支路阻抗进行调整，但其两个输出端口之间始终保持 90° 的相位差，这一特性也是其在平衡放大器、正交调制器以及相控阵馈电网络中得到应用的重要原因。

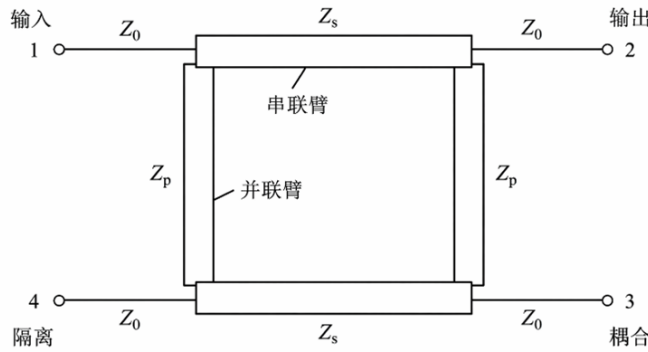


图 2.2 分支线耦合器示意图

图2.2给出了分支线耦合器的基本结构。从传输线理论来看，各分支线在中心工作频率处通常设计为四分之一波导波长，以保证信号在不同路径上传输后能够形成所需的幅度分配与相位关系。对于微带线结构而言，波导波长不仅与工作频率有关，还会受到特性阻抗、介质基板参数以及线宽尺寸的影响。一般情况下，特性阻抗越大，对应的微带线宽越窄，有效介电常数随之变化，从而使波导波长发生改变，最终影响耦合器的实际拓扑尺寸。因此，在分支线耦合器的设计过程中，不能仅依据理想传输线模型确定长度参数，还需要结合基板材料和版图约束进行

修正，以提高电路在实际加工后的性能一致性。

2.2 滤波器与多模谐振

2.2.1 滤波器的工作指标

在射频系统中，滤波器主要用于对信号频谱进行选择 and 分离，使目标频段内的信号能够有效传输，而不需要的频率成分则受到抑制。作为微波电路中的经典元件，滤波器的基本功能相对明确，但其具体结构和加工工艺会随着应用场景的变化而不断演进。例如，在小型化射频前端中，滤波器往往需要兼顾低损耗和紧凑尺寸；而在高功率或高选择性系统中，设计重点则可能转向功率容量、带外抑制能力以及频率稳定性。因此，滤波器的设计不仅是对电路原型的简单实现，更需要结合系统指标、加工条件和实际应用环境进行综合权衡。

从电路原理上看，滤波器通常以谐振电路为基础，通过不同谐振单元之间的耦合关系形成特定的频率响应。按照频率选择特性的不同，常见滤波器原型可分为低通、高通、带通和带阻四类。为了判断滤波器是否满足射频系统的使用要求，通常需要从以下几个方面对其性能进行评价。

(1) 工作频率：工作频率用于描述滤波器允许信号通过的频率范围，也就是通常所说的通带范围。该指标需要与系统的工作频段相匹配，否则会造成目标信号衰减或干扰信号泄漏。

(2) 插入损耗：插入损耗表示滤波器接入系统后在通带内引入的额外损耗。对于接收机前端或低噪声系统而言，过大的插入损耗会降低信号幅度并影响系统灵敏度，因此该指标在实际设计中十分关键。

(3) 带内纹波：带内纹波反映通带范围内插入损耗的波动情况，与滤波器通带平坦度密切相关。纹波越小，说明不同频率信号在通带内的传输幅度越一致，有利于保持信号幅度特性。

(4) 带外抑制：带外抑制用于衡量滤波器对非工作频段信号的阻断能力。通过合理设置传输零点，可以在特定频率处形成较强抑制，从而改善滤波器的矩形度。工程中也常用带外滚降速度来描述滤波器由通带过渡到阻带的陡峭程度。

(5) 品质因数：品质因数反映滤波器的频率选择性，通常可表示为

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (2-5)$$

其中， f_0 为中心频率， BW 为带宽。一般来说， Q 值越高，滤波器对频率的

选择能力越强，通带也越窄。然而在实际设计中，高 Q 结构往往对加工精度、材料损耗和调试过程提出更高要求，同时也可能带来插入损耗增大的问题。

(6) 回波损耗：回波损耗用于表征滤波器输入端或输出端的阻抗匹配情况。良好的阻抗匹配可以减少信号反射，提高能量传输效率，并降低滤波器与前后级电路级联时产生的性能偏差。

(7) 群时延：群时延表示不同频率分量通过滤波器时产生的时间延迟差异。对于宽带通信、调制信号传输等应用而言，群时延的平坦性会直接影响信号完整性。若群时延起伏过大，可能导致波形畸变，进而影响系统的解调性能。

除上述指标外，滤波器在工程应用中还需要考虑功率容量、尺寸、温度稳定性、加工一致性以及与其他射频模块的集成方式等因素。由此可见，滤波器设计并不是单一性能指标的优化过程，而是在频率选择性、损耗、体积和可靠性之间寻找平衡的过程。

2.2.2 滤波器的基本原理

从频域特性来看，滤波器本质上可以看作一种频率选择网络。它并不是简单地“通过”或“阻断”信号，而是根据频率的不同，对各个频率分量施加不同程度的幅度衰减和相位变化。为了定量描述这种衰减特性，工程中常采用工作衰减作为评价指标，其定义为

$$L_A = 10 \lg \frac{P_{in}}{P_L} \text{ dB} \quad (2-6)$$

式中， P_{in} 表示滤波器输出端接匹配负载时的输入功率， P_L 表示负载实际吸收的功率。由该式可以看出，工作衰减反映的是信号通过滤波器后能量传输的损失程度。当滤波器工作在通带内时，通常希望 L_A 尽可能小，以减少对有用信号的影响；而在阻带范围内，则希望工作衰减足够大，从而有效抑制干扰信号或无用频率成分。

若从系统建模的角度分析，滤波器可以等效为一个线性时不变系统。在这一条件下，输入信号与输出信号之间的关系可通过传递函数 $H(\omega)$ 进行描述，即

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (2-7)$$

其中， $X(\omega)$ 和 $Y(\omega)$ 分别表示输入信号与输出信号的频谱。传递函数能够较完整地反映滤波器对信号频谱的作用过程。对于实际射频系统而言，滤波器的设计目标并不仅限于获得合适的通带和阻带，还需要保证通带内幅度响应平坦、相

位变化可控，并尽量减小群时延畸变。滤波器通过对不同频率分量进行有选择的幅度调节和相位调整，最终实现信号频谱的重构，从而满足系统对频率选择性和信号完整性的要求。

2.2.3 多模谐振的基本原理

多模谐振（Multimode Resonance）是指在同一谐振结构中能够同时激励出多个谐振模式的现象。不同模式通常对应着不同的电磁场分布形式，其谐振频率也不完全相同。与单一谐振模式相比，多模谐振能够在有限的物理尺寸内引入更多可利用的谐振频点，因此在小型化、高选择性滤波器设计中具有较高的研究价值。

在传统滤波器设计中，常见做法是采用单模谐振器构成多阶网络，即每个谐振器主要提供一个谐振频率。虽然这种结构分析直观、设计方法成熟，但随着射频前端对小型化和高集成度要求的提高，单纯增加谐振器数量往往会带来电路面积增大、级间耦合复杂以及损耗上升等问题。相比之下，多模谐振器可以在一个物理结构中产生多个谐振频点，从而以较少的谐振单元实现较高阶的滤波响应。这种设计思路不仅有助于减小滤波器整体尺寸，也为改善通带选择性和优化传输零点提供了更多自由度。

多模谐振形成的关键在于谐振结构对多个本征模式的激励能力。对于实际微带结构而言，结构的不对称性、多路径传输效应以及不同区域之间的电磁耦合，都会改变电流和电场的分布状态，使原本单一的谐振模式发生分裂或产生新的高阶模式。不同本征模对应不同的本征解，因而表现为不同的谐振频率。从电磁场理论角度看，这一过程可用本征值问题进行描述：

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} \quad (2-8)$$

式中， $\mathbf{E}$ 为电场强度， ω 为角频率， μ 和 ε 分别表示介质的磁导率和介电常数。该式表明，在给定边界条件和材料参数的情况下，谐振结构会存在一系列满足条件的本征频率及其对应的场分布。滤波器设计中所关注的，正是如何通过结构参数调节这些本征模的位置和耦合强度，使其共同形成满足指标要求的频率响应。

2.2.4 多模谐振的常见实现方式

多模谐振并不依赖某一种固定结构，而是可以通过多种微波谐振单元实现。不同实现方式在尺寸、损耗、设计灵活性以及加工难度方面各有特点，因此需要结合具体的工作频段和滤波器性能指标进行选择。

(1) 阶梯阻抗谐振器 (SIR, Stepped Impedance Resonator)

阶梯阻抗谐振器由不同特性阻抗的传输线段组合而成。由于各阻抗段中的电流和电压分布不同,谐振器的谐振频率会同时受到阻抗比和电长度比的影响。通过调节这些结构参数,可以在一定范围内改变基模和高阶模之间的频率间隔,从而实现谐振频点的灵活控制。SIR 结构通常较为简单,易于微带加工,在实现频率压缩和滤波器小型化方面具有较好的适用性。

(2) 多模谐振器 (MMR, Multimode Resonator)

多模谐振器通常由均匀或非均匀传输线构成,通过合理设计传输路径和馈电位置,使基模及多个高阶模同时参与滤波响应。与单模谐振器相比,MMR 能够在同一结构内提供多个谐振点,因此常用于宽带和超宽带 (UWB) 滤波器设计。本文所采用的设计方法也属于这一类。通过对多模谐振器的尺寸、阻抗分布及耦合方式进行优化,可以使多个谐振模式在目标频段内形成连续且平坦的通带响应。

(3) 缺陷地结构 (DGS, Defected Ground Structure)

缺陷地结构是在微带电路的接地平面上引入开槽、蚀刻图案或周期性缺陷,从而改变地电流的分布路径。由于电流路径被扰动,结构中会产生附加的等效电感和电容,进而形成新的谐振模式。DGS 具有平面集成度高、结构形式灵活等特点,在改善带外抑制、引入传输零点以及减小电路尺寸方面具有一定优势。不过,在实际设计时 also 需要注意其对电路屏蔽性能和加工一致性的影响。

(4) 谐振腔

在金属腔体或介质腔体结构中,多个电磁模式可以在同一空间内共存,例如常见的 TE 模和 TM 模。通过选择合适的腔体尺寸、馈电位置以及耦合窗口形式,可以使不同模式同时参与滤波器响应,从而实现多模滤波特性。谐振腔结构通常具有较高的品质因数和较低的损耗,适用于对选择性、功率容量和稳定性要求较高的场景。但其体积相对较大,加工和调试过程也比平面微带结构更复杂。

(5) 环形与开环谐振器 (Ring / Open-loop Resonator)

环形和开环谐振器可以通过对称或非对称结构设计激励偶模和奇模。当结构对称性被适当破坏时,不同模式之间的频率间隔和耦合强度会发生变化,从而形成可控的多模谐振响应。这类结构具有布局紧凑、易于与微带馈线耦合等优点,在小型化带通滤波器设计中较为常见。

综合来看,多模谐振滤波器的设计重点并不只是获得多个谐振频点,更重要

的是使这些谐振模式在目标频段内形成合理的幅频响应和相位特性。实际设计中, 需要根据通带带宽、带外抑制、插入损耗、尺寸限制以及加工条件等因素, 选择合适的多模谐振实现方式, 并通过参数优化协调各模式之间的耦合关系。只有这样, 才能充分发挥多模谐振结构在小型化和高性能滤波器设计中的优势。

第三章 耦合器与滤波器独立设计与仿真

3.1 定向耦合器设计与仿真

3.1.1 定向耦合器设计

按照我们的设计指标, 则耦合系数 $C = 0.5$, 各端口特性阻抗 $Z_0 = 50 \Omega$, 中心频率 $f_c = 4 \text{ GHz}$, 基板选用 FR4 板材 ($\varepsilon_r = 4.3$, $h = 1 \text{ mm}$)。利用如下公式可计算出支线和主线的归一化导纳 a 和 b :

$$\begin{cases} C = 20 \lg \frac{\sqrt{b^2 - 1}}{b} \\ 1 + a^2 = b^2 \end{cases} \quad (3-1)$$

故 $b = \sqrt{2}$, $a = 1$ 。从而得到特性阻抗分别为:

$$\begin{cases} Z_p = \frac{1}{aY_0} = 50 \Omega \\ Z_s = \frac{1}{bY_0} \approx 35.35 \Omega \end{cases} \quad (3-2)$$

其中 Z_p 为并联臂 (高阻抗) 的阻抗, Z_s 为串联臂 (低阻抗) 的阻抗。进一步求得低阻抗线与高阻抗线的线长与线宽, 由中心频率可得波导波长, 具体经验公式如下:

$$\begin{cases} l = \frac{\lambda_g}{4} \\ \lambda_g = \frac{c}{f_c \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \\ \varepsilon_{eff} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \end{cases} \quad (3-3)$$

其中 λ_g 为波导波长, ε_{eff} 为有效介电常数, W 为对应阻抗线的线宽。由 Keysight ADS LineCalc 工具计算可得串联臂与并联臂的具体线长与线宽为:

$$W_p \approx 2 \text{ mm}, W_s \approx 3.6 \text{ mm}, l \approx 10.3 \text{ mm}$$

3.1.2 耦合器建模及仿真

通过 Ansys HFSS 建模得到 3 dB 分支线耦合器, 如图3.1所示:

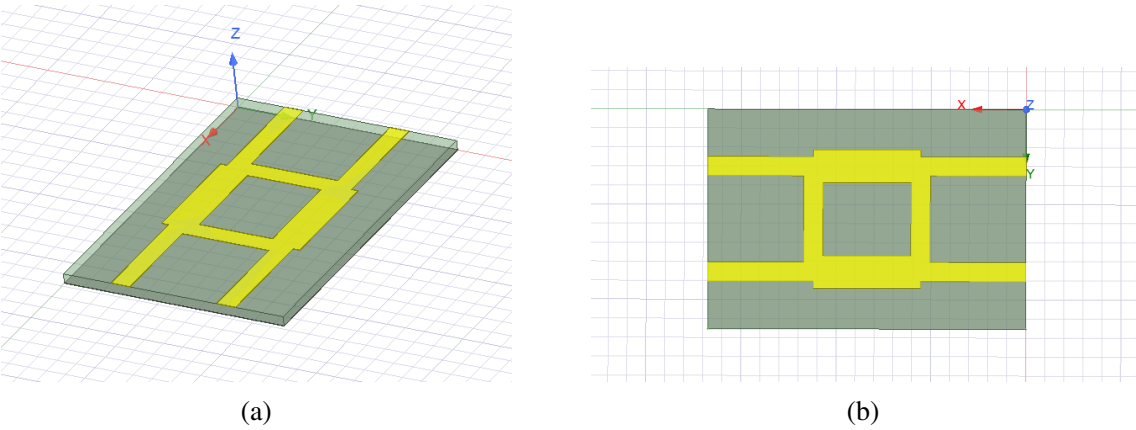


图 3.1 定向耦合器
(a) 3D 模型；(b) 俯视图

经过参数优化后得到 3 dB 分支线耦合器的拓扑参数见表3.1，仿真得到的 S 参数图像见图3.2。由 S_{11} 曲线与 S_{41} 曲线可得该耦合器在 4 GHz 附近（3.9 GHz）的回波损耗小且隔离度良好，而 S_{21} 与 S_{31} 曲线体现了 3.9 GHz 之后的紧耦合，但由于 FR4 板材的损耗较大，故在 4.5 dB 左右，未严格实现功率平分。

表 3.1 耦合器拓扑参数

符号	尺寸 (mm)	物理含义
W_p	2.0	并联臂阻抗线宽
W_s	3.6	串联臂阻抗线宽
l_p	11.1	并联臂阻抗线长
l_s	11.3	串联臂阻抗线长

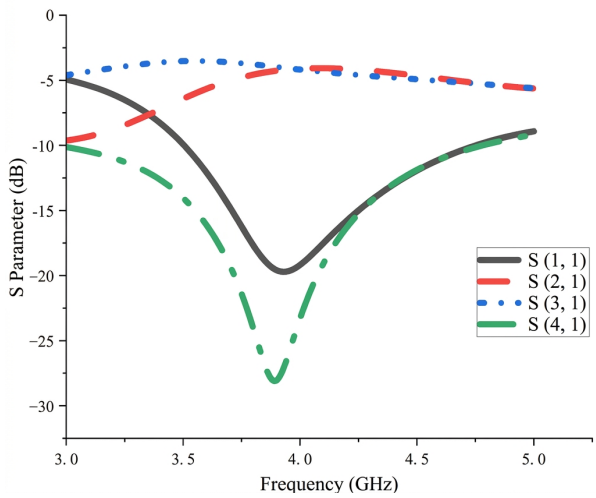


图 3.2 分支线耦合器仿真 S 参数曲线

3.2 T 型短枝节加载滤波器设计与仿真

3.2.1 滤波器结构设计

本文提出了一种短枝节加载型多模谐振器 (Stub-Loaded Multimode Resonator, SL-MMR) 滤波器结构。该谐振器在几何拓扑上呈 T 型, 并与一对寄生元件共同构成多模带通滤波器。与普通单模谐振结构相比, 短枝节加载不仅能够引入额外的谐振模式, 还可以通过调节枝节尺寸改善通带内多个谐振点之间的分布关系, 从而获得较为平坦的通带响应。为了实现外部信号的有效馈入与输出, 通过平行耦合方式嵌入两条 50Ω 馈线之间, 使馈线与谐振器之间形成可控的电磁耦合。

在基板选型方面, 本文仍采用低成本 FR4 板材, 其相对介电常数为 $\varepsilon_r = 4.3$, 损耗角正切为 0.025, 基板厚度为 1 mm。FR4 材料价格低、加工方便, 适合本科毕业设计阶段的样品制作与实验验证。不过, 由于该材料在微波频段存在一定介质损耗, 设计过程中需要合理控制传输线长度和耦合区域尺寸, 以避免通带插入损耗过大。介质基板背面完全覆盖金属接地平面, 从而构成典型微带结构, 也便于后续进行版图加工和测试。

图 3.3 给出了所设计滤波器的拓扑示意图。除图中已标注的主要尺寸外, 馈线与谐振器之间的耦合间隙同样会对滤波器性能产生明显影响。其中, 水平耦合间隙设为 $gap = 0.5\text{ mm}$, 竖直耦合间隙设为 $s = 0.2\text{ mm}$ 。这两个参数共同决定了馈线与谐振器之间的耦合强弱: 间隙减小时, 电磁耦合增强, 通带带宽通常会随之增大; 间隙增大时, 耦合减弱, 滤波器的外部品质因数也会发生变化。因此, 在实际设计中, 需要结合目标带宽、插入损耗和回波损耗等指标, 对耦合间隙进行综合优化, 而不能仅从版图紧凑性的角度确定其取值。

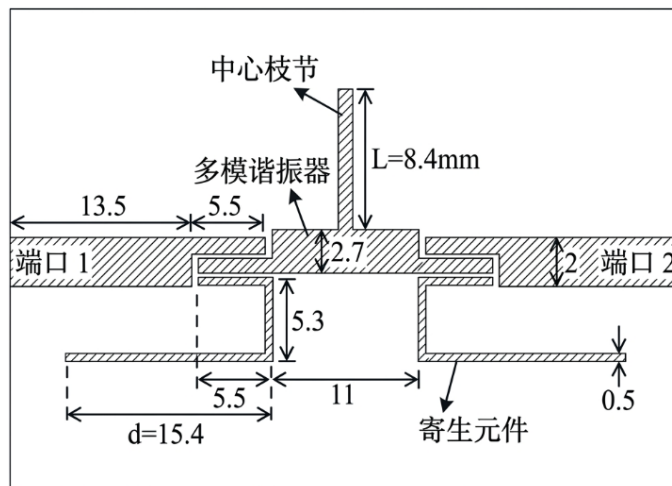


图 3.3 多模滤波器拓扑示意图 (单位 mm)

3.2.2 短枝节加载谐振器奇偶模分析

在研究短枝节加载谐振滤波器的传输线模型之前，我们由式 (3-2) 可知特征阻抗 Z_0 与有效介电常数 ε_{eff} 可由经验公式评估。基于微带线的准 TEM 特征，相位常数 β 可通过以下公式与传输线谐振频率联系起来：

$$\beta = 2\pi f_r \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \quad (3-4)$$

其中 f_r 为谐振频率， c 为真空中的光速。以式 (3-3)、式 (3-4) 为基础，我们便可以开展对谐振器的奇偶模分析。事实上，本文提出的 T 型短枝节加载谐振器具有对称结构，因此奇偶模分析是估算谐振频率的最佳方法。

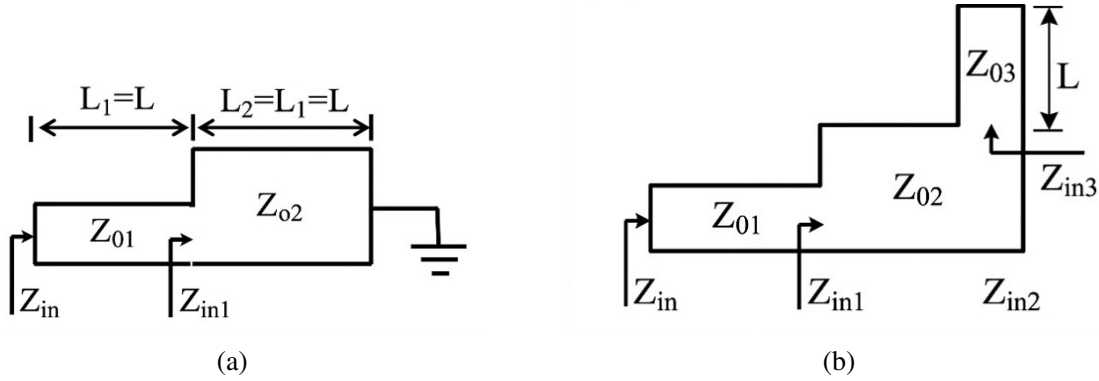


图 3.4 奇偶模传输线模型示意图

(a) 奇模；(b) 偶模

(1) 奇模谐振

奇模是通过两个端口输送等幅反相的信号得到的，在这种情况下，对称轴上的电压信号振幅相等但相位相差 180° ，而电流信号则振幅相等但无相位偏移。因此，在谐振频率下，对称轴的电压等于 0，而电流信号处于最大值，这与短路情形类似，故中央枝节的影响则被抵消，如图 3.4(a) 所示。考虑 Z_{o1} 与 Z_{o2} 分别表示奇模短枝节加载谐振器第一部分与第二部分的特征阻抗， Z_{in} 与 Z_{in1} 分别表示从两部分看入的输入阻抗， L_1 与 L_2 分别表示谐振器两部分的阻抗线长。为简化起见，设 $L_1 = L_2 = L'$ 。在 $Z_L = 0$ 的情况下，输入阻抗为：

$$\begin{cases} Z_{in1} = jZ_{o2} \tan(\beta L') \\ Z_{in} = Z_{o1} \frac{Z_{in1} + jZ_{o1} \tan(\beta L')}{Z_{o1} + jZ_{in1} \tan(\beta L')} \end{cases} \quad (3-5)$$

由于谐振的条件是输入阻抗在谐振频率处应等于无穷大 ($Z_{in} = \infty$)，故：

$$Z_{o1} + jZ_{in1} \tan(\beta L') = 0 \quad (3-6)$$

由式 (3-4)、式 (3-5)、式 (3-6) 计算可得奇模谐振频率 f_{ro} :

$$f_{ro} = \frac{c}{2\pi L' \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{Z_{o1}}{Z_{o2}}} \right) \quad (3-7)$$

(2) 偶模谐振

偶模通过两个相同的信号 (幅度和相位都相同) 激励滤波器的端口来实现, 则在对称轴上, 电压信号的幅度与相位角相等, 而电流信号则等幅反相。

因此, 在中心轴处出现最大电压值, 在谐振频率处出现零电流, 这与开路类似。在这种情况下, 如图3.4(b)所示, 对称轴将中心枝节截断成两部分。设 Z_{o3} 为中心枝节一半的特征阻抗, Z_{in2} 为其一半的输入阻抗。由于中心枝节终端为开路 ($Z_l = \infty$), 则 Z_{in2} 的值可表示为:

$$Z_{in2} = -jZ_{o3} \cot(\beta L) \quad (3-8)$$

其中 L 是中心枝节的长度。类似地:

$$\begin{cases} Z_{in1} = Z_{o2} \frac{Z_{in2} + jZ_{o2} \tan(\beta L')}{Z_{o2} + jZ_{in2} \tan(\beta L')} \\ Z_{in} = Z_{o1} \frac{Z_{in1} + jZ_{o1} \tan(\beta L')}{Z_{o1} + jZ_{in1} \tan(\beta L')} \end{cases} \quad (3-9)$$

如前所述, 在谐振频率下, 输入阻抗等于无穷大 ($Z_{in} = \infty$), 故:

$$Z_{o1} + jZ_{in1} \tan(\beta L') = 0 \quad (3-10)$$

将式 (3-8)、式 (3-9) 代入式 (3-10) 后, 谐振公式可改为:

$$\cot(\beta L) = \frac{Z_{o2}}{Z_{o3}(Z_{o1} + Z_{o2})} [Z_{o2} \tan(\beta L') - Z_{o1} \cot(\beta L')] \quad (3-11)$$

与式 (3-4) 结合便可得到偶模谐振频率 f_{re} 。

3.2.3 短枝节加载谐振器建模与仿真

在 HFSS 里建立 T 型短枝节加载谐振滤波器, 如图3.5所示; 图3.6为仿真得到的 S 参数曲线, 可以从 S_{11} 曲线清晰地看到两个谐振峰, 谐振频率分别为 3.68 GHz、4.38 GHz; 从 S_{21} 曲线可以看到清晰平坦的通带, 带内纹波较小, 但是下截止带的抑制性不强。

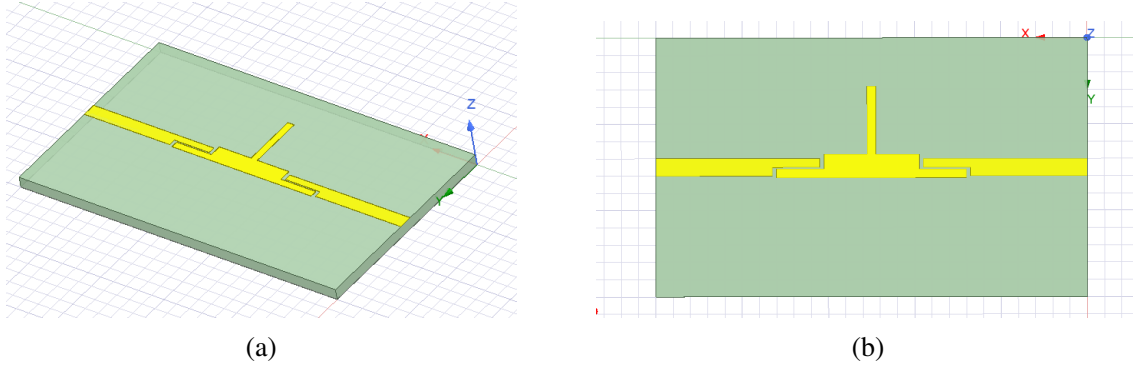


图 3.5 T 型枝节加载滤波器模型图

(a) 3D 模型; (b) 俯视图

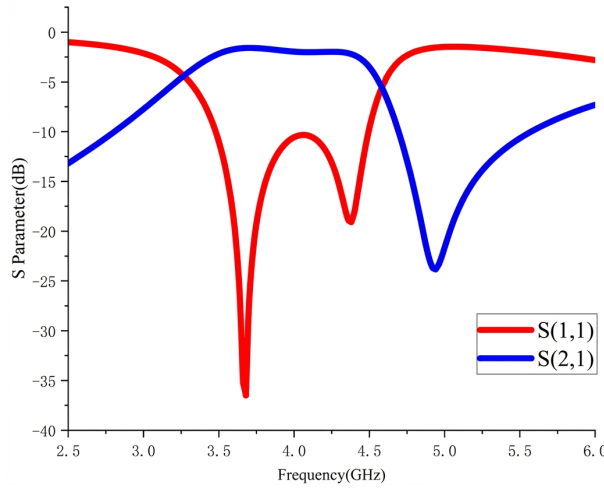


图 3.6 T 型枝节加载谐振滤波器仿真 S 参数曲线图

3.2.4 寄生元件设计

平行耦合线结构在带通滤波器中引入了传输零点，使阻带内特定频率处的信号能够被更强地抑制，从而在一定程度上改善了滤波器的带外选择性。仿真结果表明，该传输零点对上截止带附近的抑制效果较为明显，但下截止带的衰减仍存在不足。当滤波器应用于实际射频前端时，下截止带抑制不足可能导致低频干扰信号进入后级电路，进而影响系统的动态范围和接收性能。因此，有必要在原有结构的基础上进一步引入额外的抑制机制。

针对这一问题，本文考虑在滤波器结构中增加一对寄生元件。寄生元件与主传输路径之间形成电磁耦合后，可以在下截止带附近产生新的传输零点，从而增强该频段的带外抑制能力。为了便于分析，每个寄生元件可等效为一段终端开路的微带传输线。设该传输线的特性阻抗为 Z_o ，则其输入阻抗可表示为

$$Z_{in} = -jZ_o \cot(\beta L_t) \quad (3-12)$$

其中, L_t 为寄生元件的总长度, β 为相位常数。由上式可以看出, 当寄生支节满足特定电长度条件时, 其输入阻抗会发生明显变化, 并在滤波器传输响应中形成强抑制点。为了使寄生结构在目标频率处产生谐振, 需要满足 $\cot(\beta L_t) = \infty$ 的条件。将相位常数与有效介电常数之间的关系代入后, 可得到半波长谐振频率为

$$f_r = \frac{c}{2L_t\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3-13)$$

该公式表明, 传输零点的位置主要受寄生元件总长度 L_t 和有效介电常数 ε_{eff} 的影响。在实际设计中, 理论计算只能给出初始尺寸, 因为寄生元件与周围传输线之间还存在边缘场耦合和版图寄生效应。为此, 需要结合电磁仿真对寄生元件长度及其与主结构之间的间距进行优化。经过参数扫描与综合调整后, 本文将新增传输零点控制在 3.08 GHz 附近, 使下截止带的信号抑制能力得到明显增强, 也进一步提高了带通滤波器的频率选择性。

3.2.5 寄生元件建模及仿真

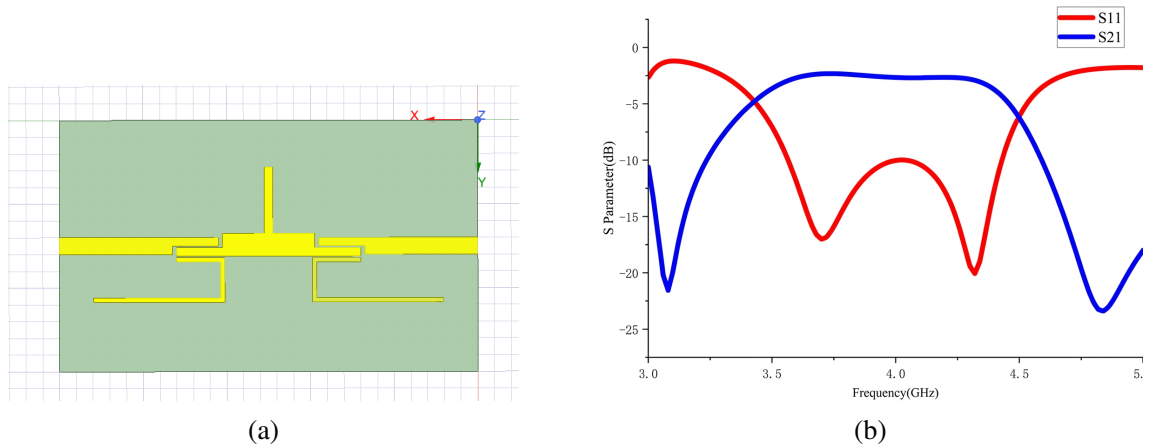


图 3.7 滤波器(改进)的模型图与仿真图

(a) 模型俯视图; (b) 仿真 S 参数曲线

添加寄生元件后的模型俯视图如图3.7所示, 两个谐振频率几乎不变, 两个传输零点出现在 3.08 GHz、4.84 GHz。经过优化后的短枝节加载谐振滤波器通带平坦, 谐振峰清晰且工作频率处于目标频带, 相对工作带宽 21.8%, 带外抑制良好, 总体该带通滤波器性能良好。

3.3 谐振器尺寸的参数研究

3.3.1 关于中心枝节的参数研究

(1) 关于有无中心枝节

将原本的 T 型多模谐振器去掉中心枝节，以探究中心枝节对滤波单元谐振的影响。如图3.8所示。

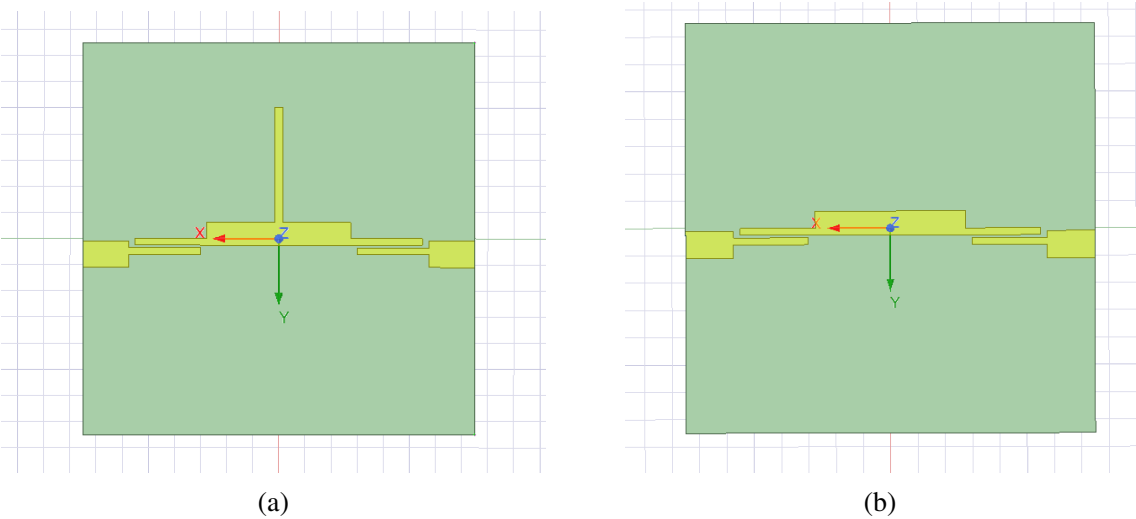


图 3.8 谐振器有无中心枝节示意图
(a) 有中心枝节；(b) 无中心枝节

通过 HFSS 仿真后得到的 S_{11} 参数对比如图所示。从所给两组对比结果可以看出，引入中心枝节前后，谐振器的电磁响应发生了较为显著的变化。谐振峰从 2 个变为 1 个，充分证明中心枝节在多模谐振过程中的关键作用。

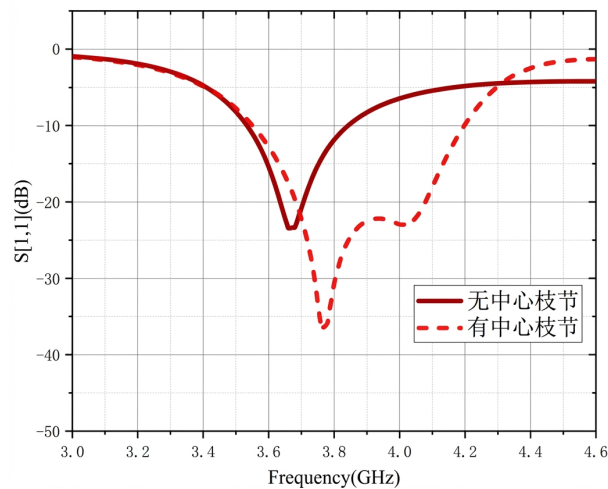


图 3.9 有无中心枝节的仿真 S 参数曲线对比图

在未加载中心枝节的情况下，谐振器主要依赖横向主传输线两侧的开路结构

形成谐振。从对应的 S_{11} 曲线可以观察到，在约 3.7 GHz 附近存在一个较深的反射零点，然而这一匹配点较为孤立，其两侧频率范围内 S_{11} 回升较快，尤其是在 4 GHz 以上区域，反射系数逐渐接近 -5 dB，表明结构的有效工作带宽较为有限，整体更接近一种单谐振、低选择性的响应特征。

当引入中心枝节之后，曲线形态发生了明显变化。 S_{11} 曲线由单一深凹点演变为双谐振结构：除了原有的约 3.7 GHz 谐振点之外，在约 4.0–4.1 GHz 附近出现了第二个明显的反射极小值，且其深度同样达到 -30 dB 量级。这一结果表明，中心枝节引入了新的谐振路径，使得系统由原来的单模谐振转变为多模耦合谐振。中心枝节不仅改变了原有电流分布，还提供了额外的储能机制，从而在频率响应上表现为多个谐振点的叠加，有效提升了通带带宽与通带平坦度。不仅如此，这种结构实现的反射系数比无中心枝节时更小。因此，之前的奇偶模分析得以验证。

(2) 关于中心枝节长度

如图3.10所示是中心枝节取不同长度时 S_{11} 参数曲线。从不同中心枝节长度对应的 S_{11} 曲线对比可以看出，该结构对几何参数变化具有较高的敏感性，而这种敏感性主要体现在谐振频率的位置迁移以及多模耦合关系的变化上。

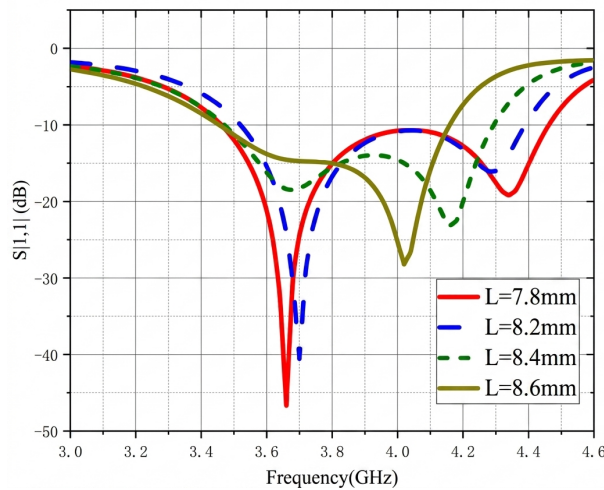


图 3.10 中心枝节不同长度的仿真 S 参数对比图

当中心枝节长度由 7.8 mm 增加至 8.6 mm 时，可以明显观察到低频侧主谐振点由约 3.65 GHz 逐渐向低频方向移动。由图3.10可以明显地看到偶模谐振频率随着中心枝节长度变化的变化较大，而奇模谐振频率则变化很小，与此前的奇偶模分析相吻合，中心枝节只会影响偶模谐振。选择合适的枝节长度以达到最佳的匹配性能，成为最恰当的选择。

不同长度对应的最佳匹配点分布在不同频率位置,并且匹配深度存在差异。例如 $L = 7.8 \text{ mm}$ 时,低频谐振点具有最深的反射谷,说明该参数下系统在该频点匹配最优;而当长度增加后,虽然新的谐振点逐渐形成,但匹配深度普遍略有下降。这也意味着在实际应用中我们可以根据实际场景改变枝节长度以适应需求。附加短中心枝节(或无中心枝节)利用实现双窄带模式,该设计利用 5G 频段中的特定应用,具有更高的品质因数。而如果为了提升宽带和通带平坦,则可适当增加中心枝节长度来达到目的。

3.3.2 关于有无寄生元件的参数研究

同样地,对于寄生元件引入前后带外抑制特性的变化,也可以采用类似的分析方法加以研究,其结果如图 3.11 所示。结合前文对结构机理的认识可以发现,原始谐振器依赖平行耦合结构,在高频侧能够自然形成一个传输零点,从而对上截止带具有较好的抑制效果。然而,如果将注意力转向低频一侧,可以发现该区域的带外抑制能力相对有限,曲线下降较为缓慢,这意味着在实际应用中仍可能受到邻近频段信号的影响。

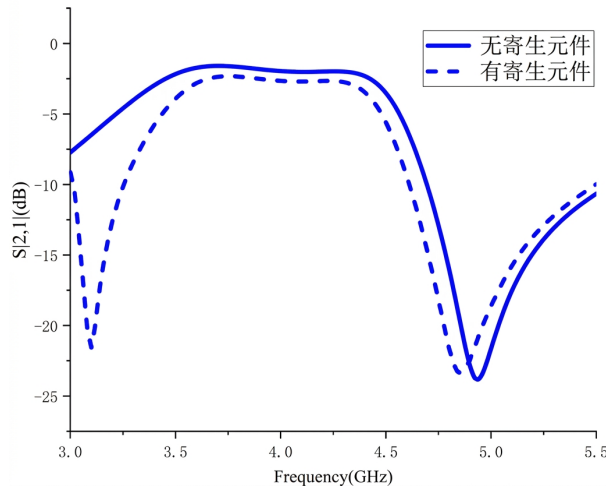


图 3.11 有无寄生元件仿真 S 参数曲线对比图

在引入寄生元件之后,曲线形态发生了明显变化,其中最值得关注的是在约 3 GHz 以上出现了新的传输零点。该零点的形成可以理解为寄生结构参与了谐振过程,使得原本单一的传输路径被重新分配,从而在特定频率下产生更强的反射或能量抑制效果。

从性能角度来看,这一变化带来的意义并不仅局限于曲线局部的改善。随着通信系统向高频化和多频段方向发展,频谱资源变得愈发紧张,邻道干扰问题也

随之加剧。在这种背景下，仅依赖单一截止带的抑制往往难以满足实际需求，而通过引入额外传输零点来提升带外抑制能力，则成为提高滤波器选择性的一种有效手段。因此，可以认为寄生元件的合理引入，在一定程度上弥补了原始结构在低频侧抑制不足的问题，使得滤波器在复杂电磁环境中具有更强的抗干扰能力。

3.3.3 关于耦合间隙 s 的参数研究

在平行耦合结构中，耦合间隙 s 的变化对电路的反射特性和传输特性都会产生较为显著的影响，这一点在滤波器设计过程中尤为关键。为更直观地分析这一参数的作用，可以通过对比不同间隙条件下的 S_{11} 与 S_{21} 曲线，如图 3.12 所示。

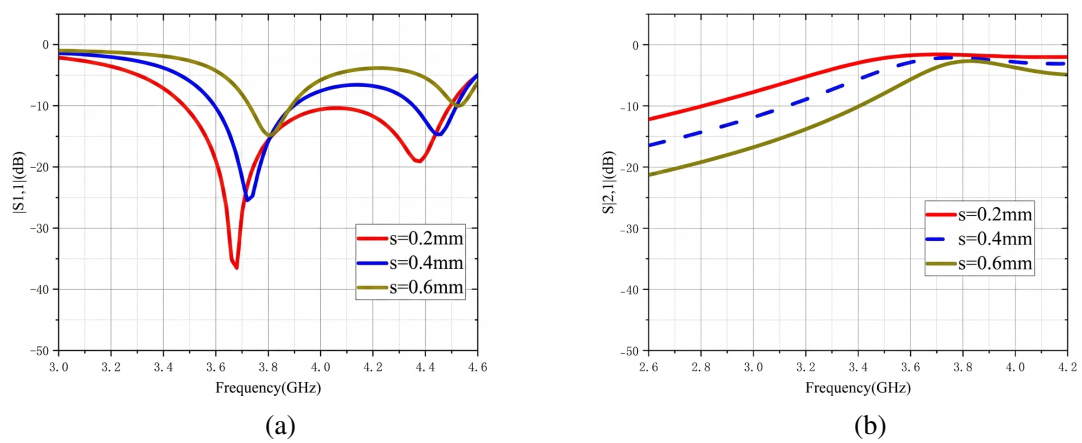


图 3.12 不同耦合间隙仿真 S 参数曲线对比图

(a) 反射系数；(b) 传输系数

结合曲线变化可以发现，随着耦合间隙逐渐减小，平行微带线之间的电磁耦合增强，能量在相邻导体之间的交换更加充分，这种增强的耦合效应直接体现在带通响应上，即通带宽度明显拓展。换句话说，当耦合较弱时，滤波器更倾向于表现为窄带响应，传输曲线较为陡峭；而当耦合增强后，多个谐振模式之间的相互作用更加明显，使得通带范围被“拉宽”，从而更容易覆盖设计所需的频率区间。

从图中结果可以看出，当间隙取 $s = 0.2\text{mm}$ 时，滤波器在 $3.7 - 4.2\text{GHz}$ 的目标频段内能够形成较为连续且平滑的通带响应，此时 S_{21} 曲线起伏较小，整体传输较为稳定，同时 S_{11} 也匹配良好。这一参数取值不仅保证了通带宽度满足设计需求，同时也兼顾了通带内的传输性能与匹配特性，使滤波器在实际应用中具备更好的稳定性。

第四章 滤波耦合器设计

4.1 初始的滤波耦合器设计与仿真

4.1.1 设计与仿真

通过 50Ω 传输线, 以两个四分之一圆弧加一段直微带线的曲折走线方式将滤波器分别级联在耦合器的四端口, 如图4.1为 HFSS 的建模俯视图。

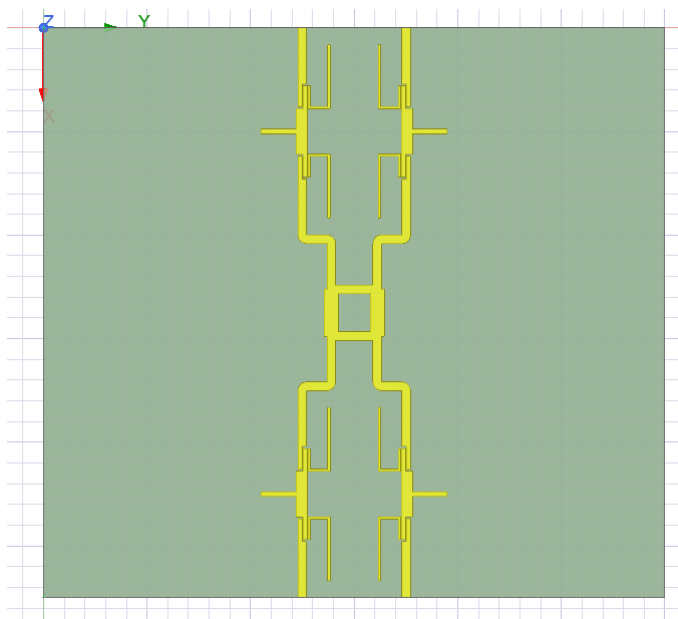


图 4.1 滤波耦合器（初始）俯视图

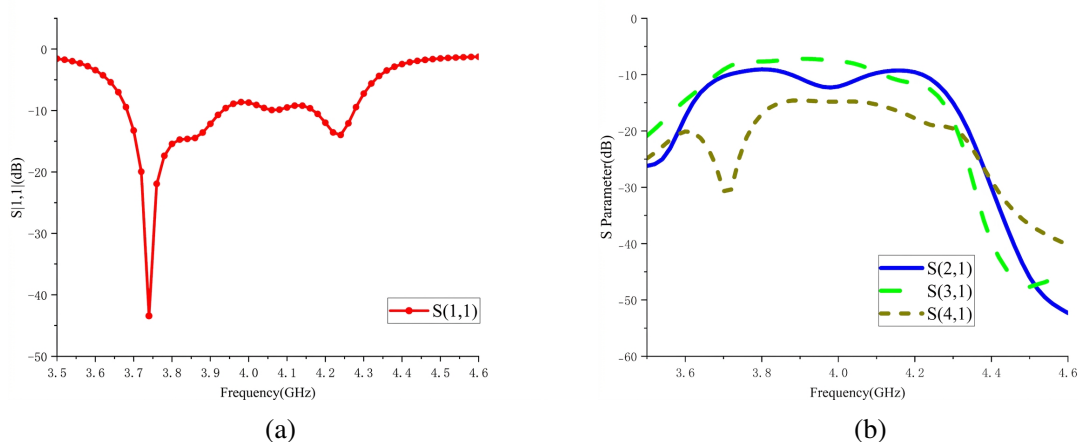


图 4.2 滤波耦合器（初始）仿真 S 参数曲线

如图4.2(a)中 S_{11} 曲线可得到两谐振峰在 3.74 GHz、4.24 GHz 处, 位于目标频段, 但较高频率处的回波损耗较大; 如图4.2(b)所示, 由 S_{21} 与 S_{31} 可看出, 直通端与耦合段波动差异较明显; 由 S_{31} 与 S_{41} 曲线可看出, 该滤波耦合器较高谐振频

率的方向性欠佳。

4.1.2 存在问题

从结构设计角度来看,该模型仍然存在一定不足。较为明显的问题出现在级联连接位置,由于该处采用了 90° 弯角结构,信号在传输过程中容易受到不连续性影响,从而引入寄生电容、寄生电感等附加效应。这类寄生参数会改变局部等效阻抗,使端口匹配性能下降,也可能导致通带内响应出现波动。

另一个需要注意的问题是,同一侧的两个 T 型滤波器之间距离较近。对于微带结构而言,当相邻枝节或谐振单元间隔过小时,电场和磁场可能发生额外耦合,进而影响原本独立设计的滤波响应。这种非预期耦合会使谐振频率发生偏移,也可能改变传输零点的位置,最终影响滤波定向耦合器的带宽、隔离度和带外抑制性能。

因此,后续优化时可以重点从版图连续性和单元间隔两个方面改进:一方面尽量减少直角弯折,或采用圆角、斜切角等方式降低传输不连续带来的寄生效应;另一方面适当增大 T 型滤波器之间的间距,减弱相邻寄生元件之间的耦合影响,从而进一步改善阻抗匹配和整体频率响应。

4.2 改进的滤波耦合器设计与仿真

4.2.1 设计与仿真

在初始方案的基础上,将分支线耦合器按几何中心旋转 90° ,并通过四分之一圆弧分别与 T 型枝节加载滤波器部分级联,这样可以有效改善元器件之间不必要的耦合部分影响,其次利于阻抗匹配。改进后的滤波定向耦合器 HFSS 模型如图4.3所示。

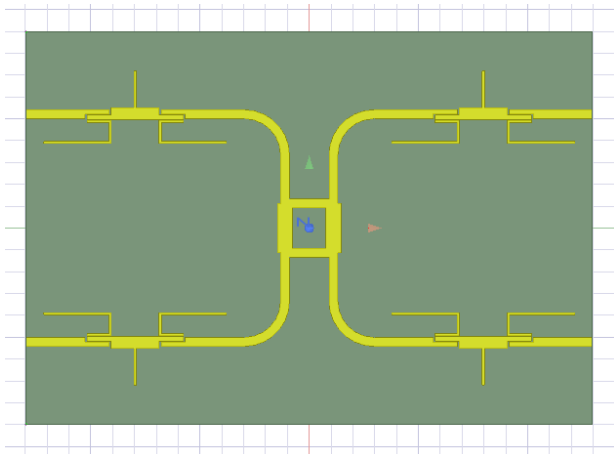


图 4.3 滤波耦合器(改进)俯视图

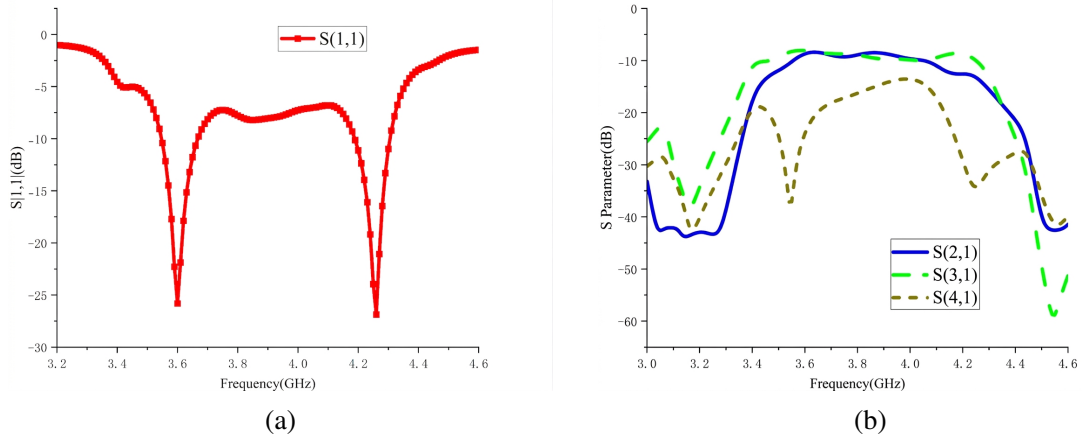


图 4.4 滤波耦合器（改进）仿真 S 参数曲线

由图4.4(a)可以看出，优化后的 S_{11} 曲线在 3.60 GHz 和 4.26 GHz 附近出现了两个较为明显的谐振点，这两个频点分布在目标工作频段两侧，使通带范围得到一定扩展。同时，在主要通带内， S_{11} 基本保持在 -10 dB 以下，说明输入端口具有较好的阻抗匹配特性，信号反射得到了有效抑制。

从传输特性来看，图4.4(b)中的 S_{21} 和 S_{31} 曲线相比优化前更加接近，直通端与耦合端的幅度差有所减小，表明该结构在通带内的功率分配更加均衡，已经接近等功率输出的设计目标。与此同时， S_{31} 与 S_{41} 曲线之间的差距也更加明显，隔离端泄漏信号得到进一步抑制，这对提高定向耦合器的方向性具有重要作用。

综合优化后的仿真结果可知，该滤波定向耦合器在 3.60 GHz 和 4.26 GHz 处形成了两个清晰的谐振峰，使其能够覆盖 4 GHz 附近的目标频段，相对工作带宽约为 19.3%。在该频段内，通带整体较为平坦，带内纹波较小，直通端和耦合端基本实现了功率等分。除此之外，结构中引入的传输零点进一步增强了带外抑制效果，使该耦合器不仅能够完成定向耦合功能，还具备一定的带通滤波特性。

4.2.2 加工、测试与分析

基于 $\varepsilon_r = 4.3$ 、 $h = 1$ mm 的 FR4 基板，对改进的滤波耦合器进行了加工，微带线表面走铜上使用了喷锡工艺，故呈银白色。并且使用 SMA 接头对四端口分别进行了焊接，加工实物如图4.5所示。

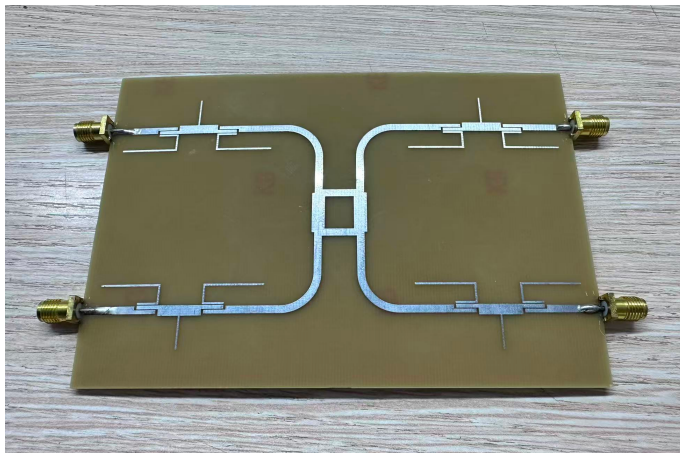
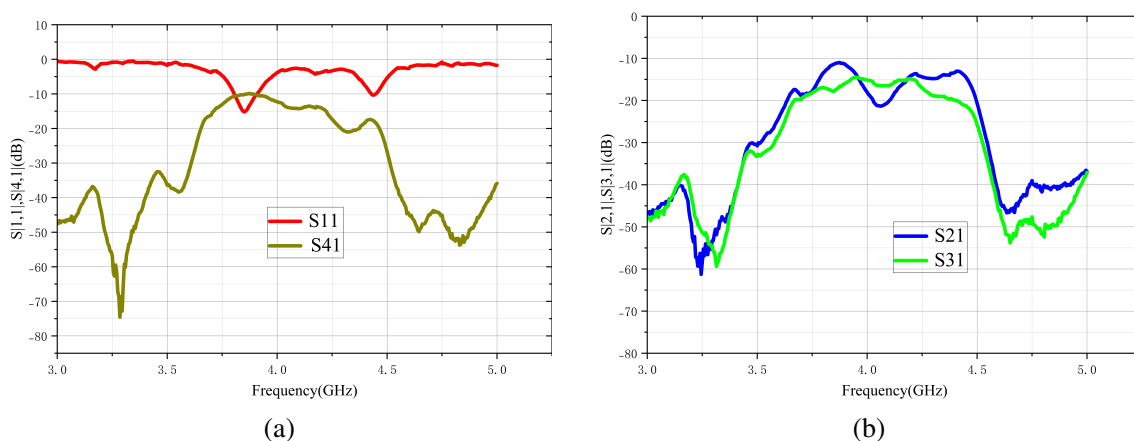


图 4.5 滤波耦合器（改进）加工实物图

将加工的滤波耦合器接入矢量网络分析仪（VNA）后，测量得到的 S 参数如图4.6所示。

图 4.6 滤波耦合器（改进）测量 S 参数曲线

将仿真结果与矢量网络分析仪的实测结果进行对比，可以较为直观地发现，该滤波耦合器在实际应用中的性能与理论预测之间存在一定差距。这种误差并非由某一个单一因素引起，而更像是材料特性、结构实现方式以及测试条件等多种因素共同作用的结果。

从中心频率的变化入手，可以观察到实测曲线整体相较于仿真结果向低频方向偏移。这种现象在基于微带结构的射频电路中并不少见，其背后往往与基板参数的不确定性密切相关。在仿真阶段，通常将基板介电常数视为一个固定值（本设计中取 $\epsilon_r = 4.3$ ），然而实际使用的 FR4 材料却存在较大的离散性。一方面，不同批次材料的介电常数本身就存在波动；另一方面，在 S 波段附近的工作频段下，介电常数还会随频率发生变化，即所谓的频散效应。综合这些因素，实际等效介

电常数往往略高于设计值，从而使微带线的电气长度被“拉长”。这样一来，原本按四分之一波长设计的传输线在实际中不再对应理想的 90° 电长度，谐振条件随之改变，滤波器与分支线耦合器的工作点整体向低频移动，这也就解释了实测中心频率偏移的原因。

而关于匹配特性，如图4.6(a)所示， S_{11} 曲线所反映的问题同样值得关注。与仿真结果相比，实测的输入反射明显增大，说明端口匹配性能有所下降。这里需要注意的是，仿真中通常假设端口为理想的 $50\ \Omega$ 匹配，而实际测试则必须依赖 SMA 接头与同轴线缆进行连接，这一过渡过程不可避免地引入寄生电感与寄生电容。与此同时，SMA 接头的焊接不良也会造成匹配下降。多种因素叠加之后，便会表现为 S_{11} 曲线整体抬高。

再来看传输特性，如图4.6(b)， S_{21} 与 S_{31} 在实测中均表现出比仿真更大的插入损耗，并且两路输出之间存在一定不平衡。产生这一现象的原因，可以从材料损耗与结构实现两个角度来理解。FR4 材料在微波频段具有相对较大的损耗角正切，这意味着信号在传播过程中会有较为明显的能量衰减。在仿真过程中，将 FR4 板材的介电常数设为了固定的 4.3，然而实际加工中 FR4 的介电常数具有不稳定性，通常在 3.9 – 4.8 范围内波动，这将为测量带来误差。此外，分支线耦合器内部由多段四分之一波长传输线构成，信号在结构中的传播路径较长，损耗效应会被进一步放大。再考虑到加工过程中线宽和间距存在不可避免的偏差，这些误差会改变耦合系数，使原本对称的功率分配关系被打破，从而导致 S_{21} 与 S_{31} 出现幅度差异。

由图4.6(a)，隔离端口 S_{41} 的变化则从另一个侧面反映了结构对称性的重要性。分支线耦合器能够实现良好隔离，依赖于各支路之间精确的相位关系以及整体结构的高度对称。一旦这些条件受到破坏，隔离性能就会明显下降。在实际加工中，诸如微带线宽度偏差、拐角处蚀刻不均以及铜箔边缘粗糙等因素，都会引入额外电抗，使得原本设计好的相位关系发生偏移。与此同时，滤波器与耦合器之间紧凑的布局还可能引入非预期的寄生耦合路径，使部分能量通过“捷径”耦合到隔离端口，从而进一步削弱隔离效果。

综合以上分析，可以认为实测结果与仿真结果之间的差异主要来源于几个方面的共同作用：FR4 基板介电常数的不确定性导致电气长度偏差，材料损耗引起插入损耗增加，SMA 接口及其过渡结构带来的阻抗不连续，以及阻抗线未单独设

立变量扫参优化造成阻抗匹配不良。

4.3 最终的滤波耦合器设计与仿真

基于上述认识，在后续设计优化中，对级联馈线段的线长与线宽重新扫参优化并缩减不必要的走线。由于减少额外的插入损耗，以及考虑到器件小型化的出发点，这个版本去掉了不必要的馈线，改为耦合连接；去除了寄生元件，并且更改了耦合线的朝向。HFSS 仿真模型如图4.7。

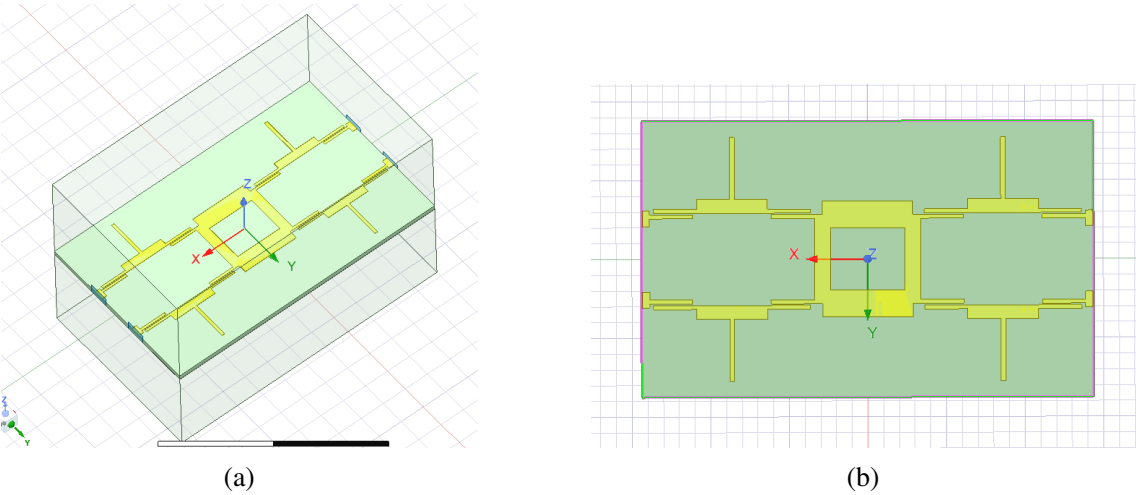


图 4.7 滤波耦合器（最终）示意图
(a) 3D 模型；(b) 拓扑俯视图

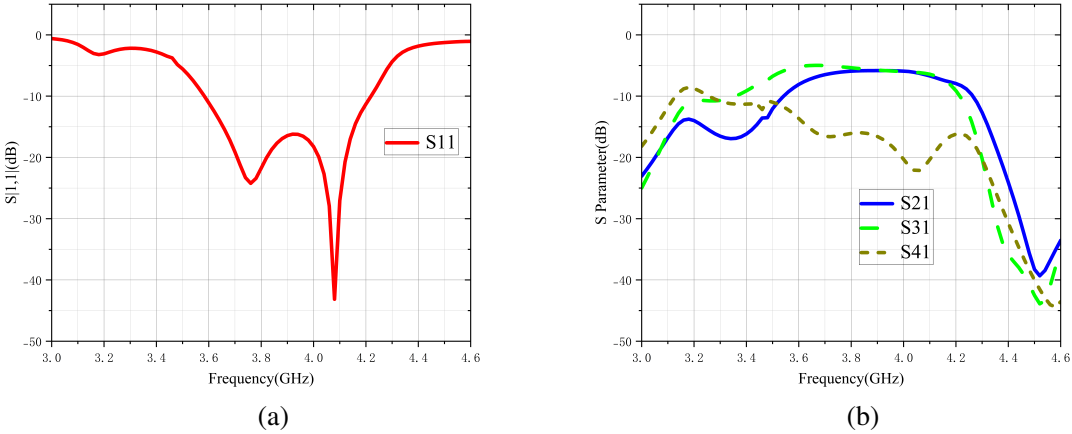


图 4.8 滤波耦合器（最终）仿真 S 参数曲线

仿真得到的 S 参数曲线如图 4.8 所示。从整体变化趋势来看，优化后的结构在阻抗匹配、功率分配以及端口隔离等方面均表现出较为明显的改善。结合 S_{11} 曲线可以发现，在设计通带范围内，输入端反射系数基本保持在 -10 dB 以下，说明端口匹配效果较好，输入信号能够较为有效地进入电路结构中，反射损耗得到了一

定抑制。

对于功率分配特性而言, S_{21} 和 S_{31} 曲线在通带内的幅度较为接近, 表明直通端与耦合端之间已经具有较好的等分效果。理想情况下, 两路输出应接近 -3 dB , 但在本次仿真中, 由于 FR4 介质本身存在一定损耗, 同时滤波结构也会引入额外插入损耗, 因此两路输出幅度未能完全达到理想的 3 dB 等分状态。这一结果与实际微波电路设计中的损耗特性基本一致。

此外, 从 S_{41} 曲线可以看出, 隔离端在通带范围内保持了相对较低的传输幅度, 说明该结构能够较好地抑制非期望端口的信号泄漏。较好的隔离度与直通端、耦合端的传输特性共同作用, 使器件在工作频段内具有较为理想的定向性。综合来看, 该版本结构的 S 参数性能相比前期设计更加稳定, 能够较好地满足定向耦合器在指定频段内的基本设计要求。

第五章 总结、不足与展望

5.1 总结

本文面向射频前端小型化和多功能集成的发展需求,围绕 4 GHz 附近 S 波段应用场景,开展了一种基于多模谐振器的滤波定向耦合器设计研究。该设计将具有频率选择特性的 T 型短枝节加载多模谐振器与传统 3 dB 分支线定向耦合器相结合,使器件在实现功率分配和正交相位关系的同时,具备带通滤波和带外抑制能力,从而在一定程度上减少了传统“滤波器+耦合器”级联结构所带来的面积占用和附加损耗问题。

在理论分析方面,本文首先对定向耦合器、带通滤波器和多模谐振器的基本原理进行了梳理,明确了回波损耗、插入损耗、耦合度、隔离度、方向性和相对带宽等关键指标。针对所采用的 T 型短枝节加载多模谐振器,本文进一步利用奇偶模分析方法建立了等效传输线模型,并推导了奇模和偶模谐振条件。分析结果表明,中心枝节主要影响偶模谐振频率,而对奇模谐振频率影响较小,这为后续通过调节中心枝节长度控制通带响应提供了理论依据。

在结构设计与仿真方面,本文首先分别完成了 3 dB 分支线耦合器和 T 型短枝节加载滤波器的独立设计。耦合器部分基于四分之一波长分支线结构实现功率分配;滤波器部分通过多模谐振机制在目标频段内形成两个谐振点,使通带响应更加平坦。针对原始滤波器低频侧带外抑制不足的问题,本文引入一对寄生元件,在低频阻带附近构造额外传输零点,从而改善了通带边缘滚降特性和带外抑制能力。

在整体集成设计方面,本文先后完成了多个版本的滤波定向耦合器结构优化。初始级联方案虽然能够实现一定的滤波和耦合功能,但由于存在直角弯折、走线较长以及滤波单元间距较近等问题,导致阻抗匹配和方向性表现不够理想。经过版图调整后,通过旋转耦合器结构、优化级联路径和改善端口连接连续性,有效减弱了非预期寄生耦合,提高了整体性能。对改进的滤波耦合器的结构进行加工测试后,测试结果与仿真结果在整体趋势上具有一定一致性,但也存在中心频率偏移、插入损耗增大和端口匹配下降等现象。通过分析可知,这些差异主要来源于 FR4 基板介电常数与损耗角正切的不确定性、加工误差、SMA 接头焊接误差以及端口过渡结构带来的寄生效应。因此第三版针对测试结果进行了进一步优化。仿

真结果显示,优化后的滤波定向耦合器在 3.60 GHz 和 4.26 GHz 附近形成两个明显谐振点,相对工作带宽约为 19.3%,通带内直通端和耦合端功率分配较为均衡,方向性在通带范围内近似大于 10 dB,达到了设计初期提出的方向性大于 10 dB、相对带宽大于 10% 的指标要求。

此外,本文还对中心枝节长度、寄生元件以及耦合间隙等关键参数进行了研究。结果表明,中心枝节的引入能够使单谐振响应转变为双谐振响应,从而拓展通带;中心枝节长度主要调节偶模谐振频率,可用于控制通带位置和平坦度;寄生元件能够在低频侧引入传输零点,提高带外抑制;耦合间隙则直接影响馈线与谐振器之间的耦合强度,进而影响通带带宽和匹配性能。这些参数研究进一步验证了本文结构的可调性和设计合理性。

总体来看,本文所提出的滤波定向耦合器结构能够在较低成本 FR4 基板上实现滤波与耦合功能集成,具有一定工程参考价值。

5.2 不足与展望

尽管本文完成了基于多模谐振器的滤波定向耦合器设计,并进行了仿真、加工和测试验证,但从整个研究过程来看,仍有一些问题没有得到充分解决。这些不足既与材料和加工条件有关,也与本人在建模精度、参数优化和测试分析方面的经验有限有关。因此,在后续研究中仍需要进一步改进。

从实物测试结果来看,仿真曲线与实测曲线之间存在一定偏差,其中较明显的问题是中心频率发生偏移,通带插入损耗也有所增大。造成这一现象的重要原因之一是本文采用的 FR4 基板。FR4 材料价格低、加工方便,适合本科阶段进行样品制作和验证,但在 S 波段微波频率下,其介质损耗相对较大,介电常数也会受到材料批次和工作频率的影响。也就是说,仿真中设定的介电常数并不能完全代表实际板材的等效参数,这会使微带线的电长度发生变化,进而影响谐振频率和匹配效果。如果后续条件允许,可以选用 Rogers、Taconic 等低损耗高频板材进行对比设计,这样不仅有利于降低插入损耗,也能提高仿真结果与实测结果的一致性。

除了材料本身的影响,仿真模型与实际测试环境之间也存在差别。本文在 HFSS 建模时主要关注微带结构本身,端口多采用理想 $50\ \Omega$ 激励,而实际测试时,信号需要经过 SMA 接头、焊盘、焊锡以及同轴线缆才能进入电路。这些看似很小的连接结构,在 4 GHz 附近已经可能引入不可忽略的寄生电感和寄生电容,从

而影响端口匹配、隔离度和方向性。实测中 S_{11} 曲线抬高、隔离性能下降等现象,可能就与这些非理想因素有关。后续若继续开展相关研究,可以在电磁仿真中加入 SMA 接头、焊盘过渡、实际铜厚和表面粗糙度等因素,使模型更接近加工后的真实结构。

在参数研究方面,本文主要分析了中心枝节长度、寄生元件以及耦合间隙对滤波性能的影响。通过这些对比可以看出,中心枝节会影响偶模谐振频率,寄生元件能够改善低频侧带外抑制,耦合间隙则会改变馈线与谐振器之间的耦合强度。不过,这些分析大多采用单个参数变化、其他参数保持不变的方式进行,虽然便于观察规律,但还不能完全反映多个结构参数同时变化时的综合影响。实际上,滤波定向耦合器的性能并不是由某一个尺寸单独决定的,通带带宽、回波损耗、隔离度、方向性、幅度平衡和电路尺寸之间往往会相互制约。后续可以尝试采用多目标优化方法,对多个尺寸参数进行联合优化,从而在不同性能指标之间取得更合理的折中。

从功能拓展角度看,本文设计仍属于固定频率、固定功率分配比的滤波定向耦合器。对于当前多频段无线通信系统而言,单一工作频段的器件在适应性方面仍然有限。如果后续继续深入,可以在现有结构中引入变容二极管、PIN 二极管或射频 MEMS 开关,实现中心频率、带宽或功率分配比的调节;也可以进一步研究双频段、多频段或平衡式滤波定向耦合器,使其更适合复杂射频前端系统的应用需求。

总体来看,本文设计的基于多模谐振器的滤波定向耦合器验证了滤波功能与定向耦合功能集成的可行性,但在材料选择、仿真建模、参数优化、相位分析和测试验证等方面仍有继续完善的空间。若后续能够结合低损耗高频基板、更接近实物的仿真模型以及更加系统的优化方法,该类滤波定向耦合器有望在小型化 5G 射频前端、雷达收发模块和卫星通信系统中获得更好的应用效果。

致 谢

当论文逐渐接近尾声，回看整个毕业设计的过程，许多原本零散的学习片段与实践经历，在这一阶段被重新串联起来。从最初对课题理解尚不深入，到能够独立完成结构设计与仿真分析，这一过程不仅是知识积累的结果，也离不开多方面的支持与帮助。

在整个课题研究过程中，魏峰导师的指导起到了至关重要的作用，感谢魏峰老师。从选题阶段对研究方向的把握，到后续设计过程中对关键问题的分析，导师始终能够在关键时刻给予清晰而具体的建议。尤其是在滤波器结构优化以及级联方案的选择中，一些看似难以定位的问题，往往在讨论之后逐渐理清思路，这种循序渐进的指导方式，使我对微波电路设计有了更加系统的认识。

在仿真与建模阶段，也逐渐体会到理论与实际之间的差异。例如，在初始方案中出现的阻抗不匹配与寄生耦合问题，并非单纯依靠公式推导即可避免，而需要通过反复调整结构、对比结果来逐步逼近合理设计。这一过程虽然耗时，但也正是在不断尝试与修正中，对电磁仿真的理解变得更加具体，而不再停留在抽象层面。

此外，同学之间的交流同样提供了重要支持。在遇到软件使用、模型收敛或参数设置等问题时，通过相互讨论往往能够更快找到解决思路。不同的思考方式在交流中不断碰撞，也在一定程度上拓宽了自己的视角，使得问题的分析不再局限于单一角度。

几个月后，我将前往新加坡南洋理工大学完成硕士阶段的学习，我会牢记初心，努力学习射频电路与无线通信的相关知识，此后希望在信号完整性与电源完整性行业有所建树，让自己不在 AI 的洪流下随波逐流。

最后，感谢在学习与生活中给予支持的家人。他们始终提供稳定的后盾，使我能够专注于课题研究并顺利完成论文撰写。

至此，谨向所有给予帮助与支持的老师和同学致以诚挚的感谢。

参考文献

- [1] MAHON S. The 5G Effect on RF Filter Technologies[J]. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 2017, 30: 494-499.
- [2] SHIN K R, EILERT K. Compact low cost 5G NR n78 band pass filter with silicon IPD technology[C]//Proceedings of the 2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON). Sand Key, FL, USA, 2018: 1-3.
- [3] AL-YASIR Y I A, TU Y, PARCHIN N O, et al. New Multi-standard Dual-Wideband and Quad-Wideband Asymmetric Step Impedance Resonator Filters with Wide Stop Band Restriction[J]. International Journal of Microwave and Computer-Aided Engineering, 2019, 29: e21802.
- [4] XU J, WU W, WEI G. Compact Multi-Band Bandpass Filters with Mixed Electric and Magnetic Coupling Using Multiple-Mode Resonator[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63: 3909-3919.
- [5] CHEN D, BU H, ZHU L, et al. A Differential-Mode Wideband Bandpass Filter on Slotline Multi-Mode Resonator With Controllable Bandwidth[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25: 28-30.
- [6] AI J, ZHANG Y, XU K, et al. Miniaturized Quint-Band Bandpass Filter Based on Multi-Mode Resonator and $\lambda/4$ Resonators with Mixed Electric and Magnetic Coupling[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26: 343-345.
- [7] ZHANG S, CHEN Z, CHU Q. Compact Tunable Balanced Bandpass Filter with Novel Multi-Mode Resonator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27: 43-45.
- [8] ZHANG J, HE M, CHEN H, et al. Bandpass Filters Using Multi-Mode Square Ring Resonators [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2018, 12: 1656-1665.
- [9] PSYCHOGIOU D, GOMEZ-GARCIA R. Multi-Mode-Cavity-Resonator-Based Bandpass Filters With Multiple Levels of Transfer Function Adaptivity[J]. IEEE Access, 2019, 7: 24759-24765.
- [10] BI X, WANG L, MA Q, et al. A Compact Sept-Band Bandpass Filter Utilising a Single Multi-Mode Resonator[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2019, 13: 2013-2019.
- [11] ALNAHWI F, ABDULHAMEED A, SWADI H, et al. A Compact Wide-Slot UWB Antenna with Reconfigurable and Sharp Dual-Band Notches for Underlay Cognitive Radio Applications [J]. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 2019, 27: 94-105.
- [12] LIU N, CHEN X, ZHU L, et al. Low-Profile Triple-Band Microstrip Antenna Via Sharing a Single Multi-Mode Patch Resonator[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2019, 13: 1580-1585.
- [13] LI G, XIU Y Z. High-Selectivity Dual-Band Bandpass Filter Using a Quad-Mode Resonator

- with Source-Load Coupling[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23: 474-476.
- [14] SHOU-JIA S, TAO S, KUN D, et al. Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filter Using a Novel Stub-Loaded Quad-Mode Resonator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23: 465-467.
- [15] ISSA H, WEHBI M. Tunable Bandpass Filter Using Series Connected Varactor Diodes[J]. IETE Journal of Research, 2019: 1-7.
- [16] WIBISONO G, FIRMANSYAH T, HERUDIN H, et al. Multiwideband Bandpass Filter Based on Folded Quad Cross-Stub Stepped Impedance Resonator[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2020.
- [17] DAI X, ZHANG X, KAO H L, et al. LTCC Bandpass Filter With Wide Stopband Based on Electric and Magnetic Coupling Cancellation[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2014, 4: 1705-1713.
- [18] LI X, SONG J, WANG D, et al. A Highly Selective and Compact 5G n77 Band Pass Filter Based on HRS IPD Technology[C]//Proceedings of the 2020 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). Suzhou, China, 2020: 1-3.
- [19] ZHU Y Y, YANG Y J, CHEN J X. High-Performance Bandpass Filter Using HTCC Stepped-Impedance Resonators[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2018, 12: 56-62.
- [20] CHANG W I, CHUNG M J, PARK C S. Compact High-Directivity Contra-Directional Coupler [J]. Electronics, 2022, 11(24): 4115.
- [21] ARRIOLA W A, LEE J Y, KIM I S. Wideband 3 dB Branch Line Coupler Based on Open-Circuited Coupled Lines[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(9): 486-488.
- [22] BARIK R K, KOZIEL S, SZCZEPANSKI S. Wideband Highly-Selective Bandpass Filtering Branch-Line Coupler[J]. IEEE Access, 2022, 10: 20832-20838.
- [23] GOMEZ-GARCIA R, YANG L, MUNOZ-FERRERAS J M, et al. Single/Multi-Band Coupled-Multi-Line Filtering Section and Its Application to RF Diplexers, Bandpass/Bandstop Filters, and Filtering Couplers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019.
- [24] QIAO L, LI R, HAN Y, et al. A Balanced Filtering Directional Coupler with Wide Common-Mode Suppression Based on Slotline Structure[J]. Electronics, 2021, 10(18): 2254.
- [25] ZHU X, YANG T, CHI P L, et al. Novel Reconfigurable Filtering Rat-Race Coupler, Branch-Line Coupler, and Multiorder Bandpass Filter With Frequency, Bandwidth, and Power Division Ratio Control[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(4): 1496-1509.

-
- [26] 雷振亚, 王青, 刘家洲, 等. 射频/微波电路导论[M]. 第二版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2017: 79-87.