



摘 要

基于低温共烧陶瓷技术的毫米波收发机可有效解决频带拥挤、尺寸大等问题,实现便携式、高性能的收发机。本文采用两次变频超外差结构设计 T/R 系统架构,并进行链路预算和系统分析。采用低温共烧陶瓷(LTCC)工艺设计实现毫米波收发机组件,包括低噪声放大器、单刀双掷开关。

本文依据 LTCC 工艺参数,设计 LTCC 直流偏置网络,分别采用 3 阶低通滤波器直流偏置线网络、6 阶椭圆低通直流偏置线网络、扇形直流偏置线网络实现毫米波支路与直流支路之间的隔离。仿真分析表明,其插入损耗较小,接近无损耗传输,隔离度均大于 20dB,满足性能指标要求。选用 PIN 梁式引线二极管,针对单刀双掷开关串联型、并联型、串并联型三种不同结构分别在 HFSS 中建模分析。仿真分析表明,在 28GHz 至 32GHz 频段范围内,通路的插入损耗小于 2dB,各开路支路之间的隔离度大于 20dB,直流支路与毫米波信号支路之间的隔离度均大于 15dB。选用 Hittite 公司的 HMC263 有源芯片,采用平衡放大器结构在 HFSS 中建立低噪声放大器模型。仿真分析表明,在中心频率 30GHz 处的增益为 21.5dB,具有最大增益,29GHz 至 31GHz 频段内,低噪声放大器的增益在 20dB 附近,增益平坦度小于 1.5dB。

关键词: 毫米波 低温共烧陶瓷 直流偏置 单刀双掷开关 低噪声放大器

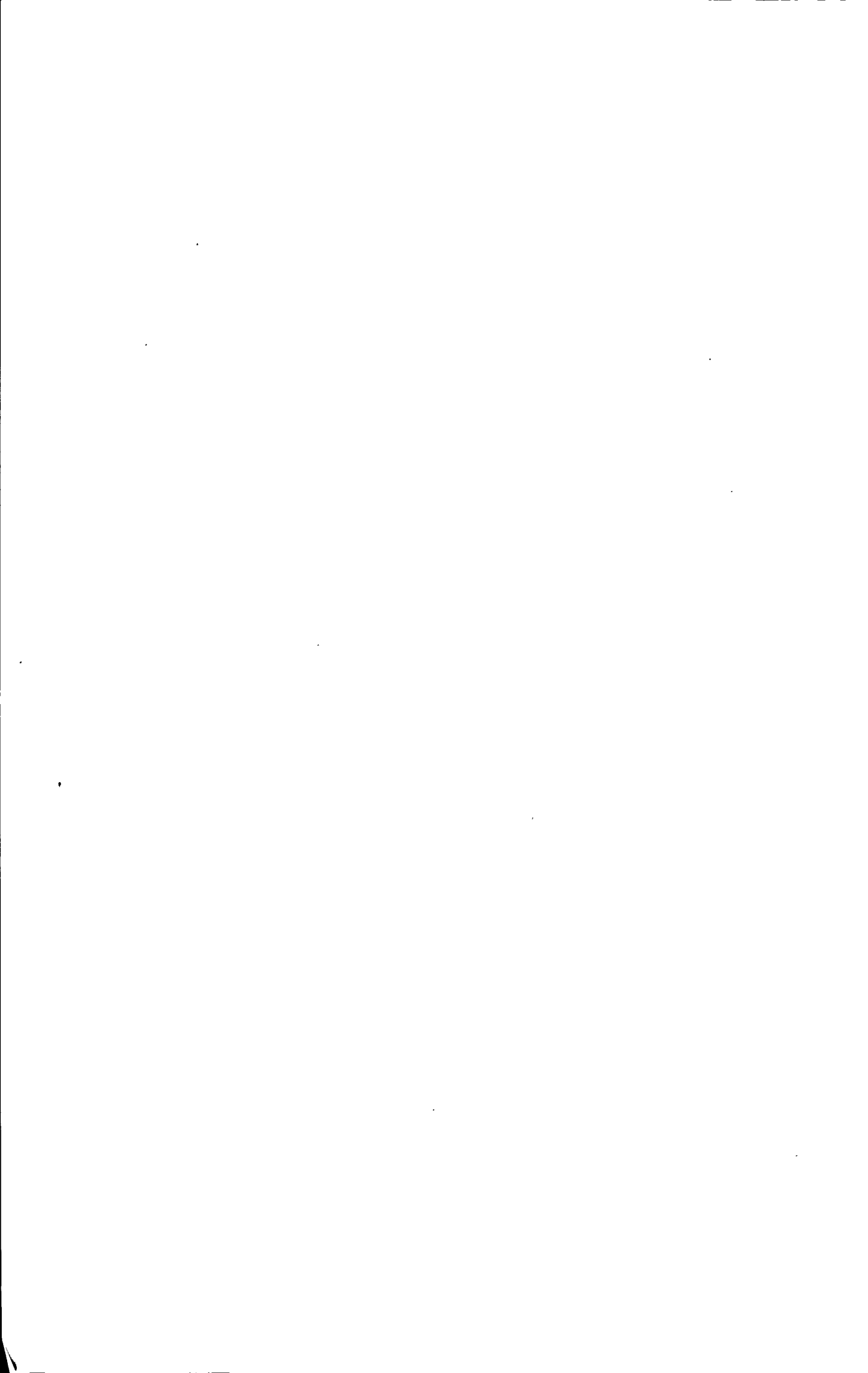
1911

Abstract

The millimeter wave transceiver by Low Temperature Co-fired Ceramic (LTCC) technology can solve some problems effectively like congested band, large dimension etc., and can achieve the function as high performance and portability. This paper designs T/R systematic frame based on the structure of double-conversion super heterodyne, and analyses the link budget and system. The millimeter wave T/R module is realized based on LTCC technology including LNA, SPDT.

Based on LTCC processing parameter, the LTCC DC bias network is designed in this paper, the isolation between millimeter wave channel and DC channel is realized by the DC bias network consisting of third order LPF network and sixth order elliptic LPF network and fan-shaped network respectively. The simulation results show that the insertion loss is relatively less closed to lossless transmitting and the isolation is more than 20dB which can meet the demand. The mesa beam PIN diodes are select to design the SPDT switch including series switch and shunt switch as well as series-shunt switch respectively by HFSS. The simulation results show that from 28 to 32 GHz, the inserting loss is less than 2dB, and the isolation among every open branch is more than 20dB, and the isolation between DC channel and millimeter wave channel is more than 15dB. The HMC263 chip is chose to design low noise balanced amplifier by HFSS. The simulation results show that the LNA achieves a gain of 21.5dB @ 30GHz, from 29 to 31GHz the gain is about 20dB while the gain flatness is less than 1.5dB.

Keywords: Millimeter wave LTCC DC bias SPDT LNA



目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 本文的工作背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.3 本文的主要研究工作.....	5
第二章 接收机系统方案及设计.....	7
2.1 无线发射机结构.....	7
2.1.1 直接上变频结构.....	7
2.1.2 超外差结构.....	8
2.1.3 带有两个偏置本振的直接上变频发射机.....	8
2.1.4 带偏移频率合成器的发射机.....	9
2.2 无线接收机结构.....	9
2.3 基于 LTCC 的 T/R 系统设计.....	9
2.3.1 T/R 系统架构.....	9
2.3.2 T/R 系统整体指标及芯片选取.....	10
2.3.3 T/R 系统链路仿真.....	12
2.4 本章小结.....	15
第三章 LTCC 直流偏置网络设计.....	17
3.1 有源偏置网络.....	17
3.2 无源偏置网络.....	18
3.3 偏置线网络.....	18
3.4 偏置线网络的设计.....	19
3.4.1 低通滤波器直流偏置网络.....	19
3.4.2 椭圆低通滤波器直流偏置网络.....	21
3.4.3 扇形偏置网络.....	24
3.5 本章小结.....	25
第四章 毫米波 LTCC 收发组件的仿真设计.....	27
4.1 PIN 单刀双掷开关的设计.....	27
4.1.1 毫米波开关的主要技术指标.....	27
4.1.2 毫米波开关器件选择.....	28
4.1.3 PIN 开关的工作原理及等效电路.....	29
4.1.4 SPDT 开关电路设计.....	30
4.1.5 SPDT 开关 HFSS 模型的建立与仿真.....	32

4.2 低噪声放大器的设计.....	35
4.2.1 低噪声放大器的主要技术指标.....	35
4.2.2 低噪声放大器的器件选取.....	35
4.2.3 HMC263 低噪声放大器的设计.....	36
4.3 本章小结.....	44
第五章 结论.....	45
致 谢.....	47
参考文献.....	49
研究成果.....	51

第一章 绪论

1873年,麦克斯韦提出了电磁理论。第二次世界大战期间雷达的出现,促使工程师和科学家开始不断拓展电磁频谱的应用。随着微波技术及无线通信的发展,微波频段日益拥挤,再加上精确制导武器系统的需求,微波技术正向毫米波、亚毫米波的频段发展。毫米波作为一种正在被开发利用的新的电磁频谱资源,由于其具有波长短、频带宽、良好的传输性能以及与大气的相互作用等特点,广泛应用于精确制导、通信,雷达和辐射计。另一方面,微波通信和便携式终端设备的快速发展,迫切要求通信系统和收发机 T/R 组件小型化、片式化、高可靠性和低成本。而 LTCC 技术具有成本低、印制精度高、功能强的优点,因此采用 LTCC 工艺可以实现射频微波电路的高度集成,实现毫米波系统多层结构的高密度封装。基于 LTCC 技术实现的收发机 T/R 组件具有轻量化、高可靠性、高集成度以及成本低的特点。

1.1 本文的工作背景及意义

本课题来源于国家 863 项目多模多频无线通信射频前端 SOC 芯片,隶属于其子课题毫米波收发组件。

毫米波即波长介于 $1\text{mm}\sim 10\text{mm}$ 的一段电磁频谱,它所对应的频率范围为 $300\text{GHz}\sim 30\text{GHz}$ 。图 1.1 给出了毫米波在电磁频谱中的位置,从图中的频谱分布可以看出,毫米波低端挨着微波,而高端则与红外相连。相对微波而言,毫米波波长短,因而毫米波设备可以实现体积小、便携化、轻量化,而这些特点大大的促进了精确制导武器和各种航天器、飞行器的发展。相对红外和光波而言,毫米波可以弥补红外和光系统的局限性,特别是在穿透云雾、烟尘等恶劣环境和夜间工作的时候。

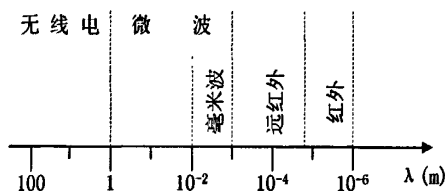


图 1.1 毫米波在电磁频谱中的位置

毫米波具有良好的传输特性,可实现特殊用途的通信,适用于空间与空间之间的通信。例如:毫米波段的 60GHz 频段大气衰减大,外界窃取的可能性小,适用于近距离的保密通信; 60GHz 的航天器与航天器之间的通信,这一毫米波频率

受地球的干扰、堵塞和窃听的可能性很小,具有大的带宽并有高增益的小型天线^[1]; 90GHz 频段的电波在大气中的衰减很小,适用于地空和远距离通信^[2]。

毫米波的宽带特性也是毫米波无线电链路通信系统的重要特征。无线电链路通信系统即信号在空间传播的系统且要传输信号频带的频率都远远低于毫米波载波频率。表 1.1 为典型的通信信道带宽,可以看出,利用调制和复用技术一条毫米波链路可以传送大量的信号^[3]。例如:一个标准的 30GHz 毫米波载波带宽约为 10%,则可以传送 512 条电视信道或上万条电话信道。由此可见,毫米波通信系统可以传送更多的信息,大大拓宽了现已十分拥挤的通信频道,为更多用户提供互不干扰的通道,而且宽带特性也能够为各种毫米波系统提供高质量的电磁兼容。

表 1.1 典型的通信信道带宽

类型	带宽
话音	4KHz
电视	6MHz
数字话音(PCM)	64KHz
数据	80KHz ~ 1.5MHz

毫米波通信系统的主要优点是波束窄、保密和抗干扰能力强,能在烟尘及战场等恶劣环境下工作;可用频带宽,容量大,可解决通信频段的拥挤问题;系统体积小,质量轻,便于集成^[4]。但毫米波通信系统的研制受限于技术难度,而采用 LTCC 技术可以提高系统可靠性,降低成本。

LTCC 技术是一种多层陶瓷技术,它可以将无源元件内埋置在基板内部,同时将有源元件贴装在基板表面,在设计上具有很大的灵活性,真正实现了传统聚合物和陶瓷材料无法获得的三维结构^[5-6]。LTCC 技术主要用于多芯片组装(MCM)或单芯片封装,以及高速、高频系统,具有功能强、价格低等显著优点^[7-8]。LTCC 技术具有高密度的导体布线能力,可实现集成一体化互连封装,可在 LTCC 基板内实现无源元件的集成,各种无源元件可以埋置在基板内部,并通过基板内部的互连线和通孔连接起来,减小了表面贴装无源元件的数量,做成的 MCM 模块可以把互连基板和封装壳一体化,提高了封装密度,减小了体积,增强了可靠性^[9-11]。

LTCC 多层基板电路设计可以实现射频、微波、毫米波电路和数字逻辑电路以及高频模拟电路的高度集成,并利用中间接地层获得不同信号之间的良好隔离,为立体毫米波通信系统的设计提供了一种可靠的互连载体、保证毫米波通信系统的可靠工作^[12]。

毫米波稳定快速的发展,无线通信的飞跃,LTCC 技术的工艺革新必然推进毫米波通信系统的技术革新。

T/R 组件是毫米波通信系统的关键技术,其性能的好坏决定了通信系统能否可靠正常的工作。目前,国内关于毫米波 LTCC 收发机前端的研究相对比较少,实

用化模块的报道更加少,研究这一领域,解决这一关键技术将具有重要的意义。为此本文将基于 LTCC 技术研究毫米波通信系统收发机的前端技术。

1.2 国内外研究现状

20 世纪 90 年代初,国外就已经开始了对 LTCC 微波组件展开研究,并且在毫米波 LTCC 通信系统取得了突出的进展。到目前为止,关于毫米波 LTCC 通信系统的产品不断的推陈出新,广泛应用于卫星、雷达、精确制导武器、电子对抗、移动通信和互联网设备等。由于 LTCC 产品的可靠性,LTCC 已经进入了产业化阶段,日美欧等各家公司纷纷推出了各种性能的 LTCC 产品。美国是国际上最早开展这一技术研究的国家,特别在军事领域方面。德国的 Infineon 公司、法国的 ALCA TEL 公司、英国的 Marconi 公司、日本的村田(Mitsubishi Electric)和日立公司等都是这一技术的领头者^[13]。例如:村田(Mitsubishi Electric)、TDK、HITACHI、EPCOS 等开发的手机无线开关组件, MURATA、NEC 等开发的蓝牙模块都是利用 LTCC 技术制作而成。日本的 TDK、京瓷、NEC,韩国的三星和台湾的华信科技以及美欧的 AVX、Epcos、爱立信等厂家已经生产相关的射频 LTCC 器件数年,批量供应通信市场。

2002 年日本 NEC 公司采用 LTCC 技术研制出 60GHz 收发模块。在 60GHz 时,发射机的峰值输出功率为 9.6dBm。收发模块总尺寸为 82mm×53mm×7mm。2003 年其研制出 72GHz 中频自差式 LTCC 收发组件^[14]。输出信号由波导耦合至天线,为了减弱本振相位噪声的影响,接收模块采用自差式混频器,收发模块总面积为 89mm×83mm。

2003 年德国 Johann Heyen 等人提出一种毫米波 LTCC 收发组件,该组件采用新型封装结构,以 flip-chip 方式将封装后的 MMIC 直接置于基板上表面,避免了金丝跳线,并将无源元件及偏置电路埋置于基板中间,从而减小了寄生参量,提高了封装密度^[15]。

2004 年瑞典爱立信公司基于 LTCC 技术制作了一个多通道宽带接收机模块,频带范围为 6.6GHz~18GHz,中心频率增益为 25dB,增益平坦度为 2dB。该模块共有 11 层,上面 8 层用于微波电路,其余层用于电源电路和信号走线。接收机模块总面积为 87mm×71mm。

2005 年加拿大的 D.Drolet, A.panther 等制作了两个 Ka 波段的直接调制发射模块,发射模块具有预失真功能,其中采用 LTCC 技术的模块比采用 MIC 技术的体积少 57%^[16]。

2007 年德国 IMST 基于 LTCC 工艺设计出一款缓冲放大器,如图 1.2 所示。缓冲放大器采用单层结构实现,表层贴有单 GaAs 晶体管芯片,并包含带通滤波器、

匹配网络和直流供电电路,毫米波信号采用共面波导输出,工作频率可达 $40\text{GHz}^{[17]}$ 。

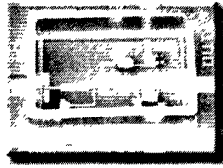


图 1.2 缓冲放大器

2010年8月德国 BMBF/DLR 工程采用 LTCC 工艺开发出的第二代发射模块如图 1.3 所示。该发射机中心频率为 60GHz , 带宽 8GHz , 主要用于飞机和船舶娱乐系统。该模块采用两片相互独立的射频芯片和中频芯片, 放置在 LTCC 基板表层。天线放置在 LTCC 基板的背面板, 中心频率为 60GHz , 频宽 8GHz , 增益为 8dBi 。第三代发射模块如图 1.4 所示, 该发射机采用单芯片, 集成巴伦、振荡器、同轴电缆接口、天线、屏蔽壳, 具有高集成密度。此工程项目有着广阔的未来发展前景, 可应用于无线遥测系统、传感器控制网络等^[18]。

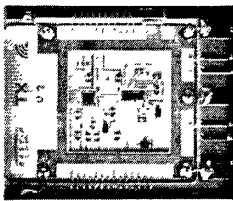


图 1.3 第二代发射机产品

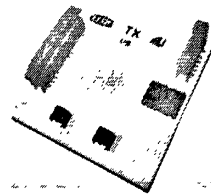


图 1.4 第三代发射机产品

国内 LTCC 毫米波通信系统的研制仍处于起步阶段, 受工艺、材料、技术的限制, 关于 LTCC 毫米波 T/R 组件的实例报道还相对比较少, 落后于国外发达国家。目前, 国内还无法生产专用的 LTCC 工艺设备。深圳南玻公司、嘉兴正原电气公司成套引进了日本的设备和技术, 专业化批量生产 LTCC 片式集成器件。华东光电集成器件研究所 LTCC 工艺线在最近三年内, 按照美国 Midcom 公司的设计, 代工了多种多批次的 LTCC 片式变压器, 协助香港中文大学, 渐渐研制了世界上尺寸最小、包含有射频平面天线的蓝牙模块 LTCC 基板。深圳顺络等已走在市场的前列。

2000年南京信息产业部电子 14 所采用 LTCC 技术多层互连基板技术研制出 X 波段机载 T/R 组件样品。其将 T/R 组件的微波电路部分(三级功率放大器、低噪声放大器、衰减器、移相器、T/R 开关等)以及低频控制和驱动电路部分制作在一块 13 层的 LTCC 多层基板上, 采用共晶焊接技术将 9 块 MMIC 和 4 块 ASIC 芯片焊接到 LTCC 基板上, 构成完整的 T/R 组件, 其输出功率达到 5W , 噪声系数 $\text{NF} \leq 7\text{dB}$, 接收增益 $G \geq 20\text{dB}$, 输入驻波 $\text{VSWR} \leq 1.4$, 外形尺寸为 $18\text{mm} \times 10\text{mm} \times 70\text{mm}^{[19]}$ 。

2007年中国电子科技集团公司第三十八研究所研制的 X 波段小型化 T/R 组件样机发射输出功率大于 6W, 发射移相精度小于 5.0 度(RMS); 接收增益 $G > 25\text{dB}$, 噪声系数 $NF < 4\text{dB}$, 接收通道移相精度小于 5.0(RMS); 衰减精度小于 0.5dB(RMS), 单只 T/R 组件体积为 $75\text{mm} \times 22\text{mm} \times 10\text{mm}$, 重量仅为 37g。

2009 年电子科技大学设计出一款 Ka 波段窄带 T/R 组件, 如图 1.5 所示。该 T/R 组件工作频率为 35GHz, 带宽为 200MHz, 接收支路噪声系数 $NF = 5.7\text{dB}$, 增益 $G = 32\text{dB}$, 发射功率为 37dBm, 相移精度为 5.6° , 整个模块重 31 克, 体积为 $55\text{mm} \times 13\text{mm} \times 10\text{mm}$ ^[20]。

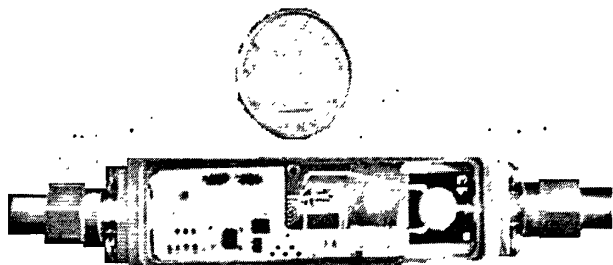


图 1.5 装配后的 T/R 模块

综上所述, 国内 LTCC 毫米波收发组件的开发比国外发达国家落后很多, 拥有自主知识产权的材料体系和器件几乎是空白, 国内 LTCC 毫米波收发组件的研究主要集中在研究所和高校, 处于试验阶段, 无法大规模生产, 国外 LTCC 毫米波组件已经在企业中实现大批量生产, 且性能好价格也较低。随着终端产品产能过剩, 价格和成本竞争日趋激烈, 元器件的国产化必将提上议事日程, 为此必须加紧展开对毫米波 LTCC 收发机组件关键技术的研究^[21]。

1.3 本文的主要研究工作

本文以毫米波 T/R 组件的设计为核心, 详细介绍了 T/R 组件的基础知识和设计过程。全文分五章, 第一章绪论主要介绍毫米波 LTCC 收发机组件国内外发展情况, 指出国内外技术之间的差距, 由此引出本文的研究意义: 加快国内 LTCC 产业的发展, 努力缩小与国际间的差距。第二章简要介绍了 T/R 系统架构, 依据 LTCC 工艺参数, 选定系统基板介质材料, 根据系统指标分析确立了 T/R 系统结构, 选定各种放大器、混频器等有源器件, 并在此基础上对 T/R 系统进行链路预算, 增益, 噪声系数的计算, 1dB 压缩点、三阶截断点等非线性效应的计算, 动态范围的计算。第三章详细介绍了有源电路的直流偏置网络, 并在设计中采用偏置线网络形式实现直流通道与微波通道之间的隔离。第四章具体介绍单刀双掷开关和低噪声放大器的设计, 并依据 LTCC 工艺参数在 HFSS 中建立其仿真模型。第五章对本文的工作内容进行了总结并进行反思。

第二章 接收机系统方案及设计

收发机是通信系统必不可少的组成部分，收发机性能的好坏决定了通信系统能否正常运行，而收发机的结构将直接影响到整个系统的集成度、性能和成本，同时涉及到各级模块设计，包括各级模块的复杂度、工作频率、损耗、噪声系数、功耗等指标，因此选择一个合理可行的收发机结构系统是系统成败的关键。目前，无线接收机结构主要包括：超外差接收机、直接变频接收机(零中频接收机)、二次变频接收机和镜像宽频接收机。无线发射机结构主要包括：超外差发射机、直接变频发射机、带偏移频率合成器的发射机、直接数字调制发射机。

2.1 无线发射机结构

2.1.1 直接上变频结构

直接上变频发射机结构如图 2.1 所示，它采用一次变频将基带信号直接变为射频信号，被发送的载波频率和本振频率相等。由于基带信号是在发射机中产生，信号足够强，使得混频器中的噪声比接收机小，射频带通滤波器具有频带选择、滤除谐波、抑制杂散的作用，功率放大器将基带信号进行放大，最后由天线发射出去。

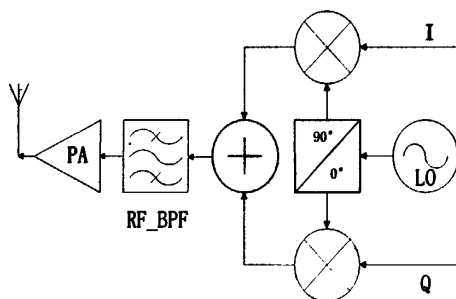


图 2.1 直接上变频发射机结构

直接上变频结构比较简单，采用一次变频将基带信号变为射频信号，减少了滤波的要求，压缩了体积，降低成本，极大提高了系统集成度。但是，由于二者在同一频率，功率放大器的反馈会扰动本振，称为本振牵引。发射信号是以本振频率为中心的通带信号，经功率放大、发射后的强信号会泄露或反射回来影响本振，牵引本振频率。功率放大器的含噪输出会破坏本振频率的频谱，特别是为了节省能源，频繁接通断开功率发射器时，会产生更大的干扰，且当本振频率不稳定时，会直接影响发射机的各项性能指标^[22]。

2.1.2 超外差结构

超外差发射机结构如图 2.2 所示,它采用两次变频结构,将信号从调制的低频信号逐步变换到射频信号,将调制和上变频分开,先采用第一级混频器将基带信号调制到较低的中频,接着采用第二级混频器将已调制的信号上变频到发射的载频上。

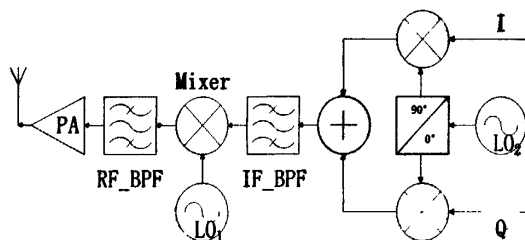


图 2.2 超外差发射机结构

1917 年 Armstrong 发明超外差结构,该结构具有很高的性能,目前仍被广泛应用在收发机结构中。超外差结构发射的频率和本振频率相差较远,功率放大器与本振之间具有良好的隔离度,不易发生强信号对本振频率的牵引,而且正交调制是在较低的中频进行, I 和 Q 的匹配很好,可以达到较高的调制质量,两个比特流之间的串扰很少。与直接上变频结构相比,复杂度较高,集成度较低。为了达到良好的发射机性能指标,第二级上变频必须采用高质量滤波器(带外抑制 50dB 至 60dB)滤除另一个不要的边带,一般是价格相对昂贵的片外无源元件,很难集成在电路中^[23]。超外差结构的实现必须在镜像干扰,灵敏度与选择性等之间进行折中考虑,依靠适当选择中频频率,高品质射频滤波器以及中频滤波器,可以获得高灵敏度和高选择性的超外差发射机。

2.1.3 带有两个偏置本振的直接上变频发射机

如果功率放大器的输出频谱与本振频率相差较远,则本振的上拉问题可以被解决。图 2.3 为带有两个偏置本振的直接上变频发射机结构,这种发射机的本振频率和调制的载频(即发射频率)不同,两个较低的本振频率 f_1 和 f_2 合成为较高的频率 $f_1 + f_2$, 并以此频率 $f_1 + f_2$ 作为载频,使得发射频率和本振频率相差较远,避免了本振牵引^[24]。

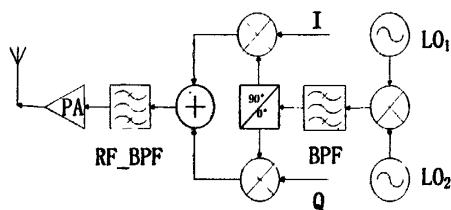


图 2.3 带有两个偏置本振的直接上变频发射机结构

2.1.4 带偏移频率合成器的发射机

若用一个偏差合成器直接取代射频载波频率的本振，则本振因功放的上拉作用可以被大幅度减弱。图 2.4 为带偏移频率合成器的发射机结构，其中输出载波的频率和调制载波的频率 f_2 不同，减弱了上拉问题，且任何对输入的调制都直接转换到载波，不经过任何缩放^[25]。

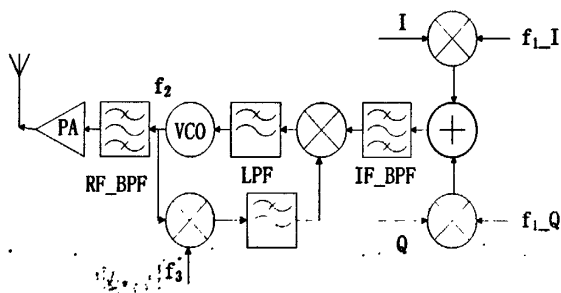


图 2.4 带偏移频率合成器发射机结构

2.2 无线接收机结构

无线接收机结构在很多论文、图书都有详细介绍，且发射机结构通常是相应的接收机结构的逆转，二者拓扑结构相类似，只需将各种发射机结构逆向，再加以些改动，即可实现相应的接收机结构。

2.3 基于 LTCC 的 T/R 系统设计

T/R 系统一般可分为本振链路、接收链路和发射链路，主要包括功率放大器、低噪声放大器、驱动放大器、混频器、限幅器、开关等有源电路以及功分器、滤波器等无源电路。LTCC 技术采用多层陶瓷介质，可将 MMIC 裸芯片直接封装，以金、银、铜等良导体作为传输线，可有效的解决信号之间的串扰，改善毫米波 T/R 系统本振、接收、发射各通道之间的隔离度。LTCC 技术内部可植入电阻、电容、电感以及滤波器、电桥等无源组件，表层可贴装 IC 芯片以及有源器件，极大提高了封装密度。LTCC 良好的微波特性以及高密度封装特性可有效提高 T/R 系统小型化、高可靠性、多功能等各种性能。

2.3.1 T/R 系统架构

为实现 T/R 系统整机小型化，天线尺寸必须小型化，故天线增益不高，采用无源分布电路实现；接收支路和发射支路共用一根天线，且频率段一样，因此系统选用时分系统，采用单刀双掷开关实现。

接收支路中由天线接收到的信号相当微弱，信号强度约为 $-120 \sim -100\text{dBm}$ ，而

基带解调信号的输入功率应大于 -20dBm ，这就要求接收支路应提供大约 100dB 的放大能力。为使放大器稳定工作，应避免一个频带内的增益超过 50dB ，故应将 100dB 增益分配到高频、中频、基带等频段，因此系统应选用多次变频结构，采用超外差结构实现。发射支路与接收支路相对应，由于发射频率达到毫米波频段，在自由空间的路径衰减很大，因此发射功率应较大。天线接收发射的频率为毫米波(中心频率 30GHz)，频率较高，一次变频将频谱搬到中频($1\sim 6\text{GHz}$)，电路相对简单，但会产生很多非线性效应，系统抗干扰能力较差，且发射功率较大，一次变频放大倍数将过高，应将放大倍数分配到多个频段，因此系统选用二次变频超外差结构，提高收发系统可靠性。

本振支路与收发支路应具有较高的隔离度，为避免相互之间的干扰，可使本振频率和收发频率相距较远，可通过倍频电路实现。本振支路采用同一本振频率，可减少本振个数，同时也简化系统复杂度。

综上，T/R 系统前端结构选用图 2.5 的超外差结构，基于 LTCC 技术的优良特性以及良好的微波传输特性，将 LTCC 作为 T/R 系统的基板材料。

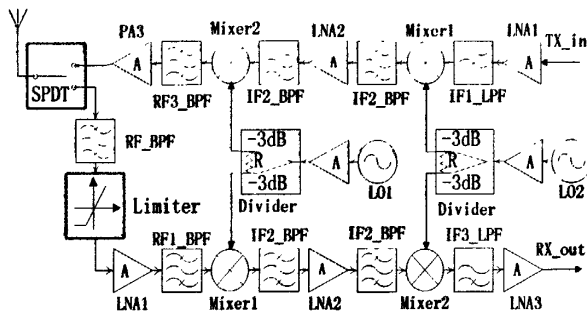


图 2.5 T/R 系统前端结构

图 2.5 T/R 系统框图中主要包含滤波器、放大器、混频器、本地振荡器等功能模块。本振经驱动放大器再由功分器平分成分两路信号输出至混频器，也可由 90° 耦合器平分成分两路正交信号。

2.3.2 T/R 系统整体指标及芯片选取

天线收发频率为 30GHz ，增益为 5dBi ，由单刀双掷开关实现收发切换。

发射支路要求发射功率达到 $30\text{dBm}(1\text{W})$ 。如图 2.5 所示，由右至左，系统第一级频率在 3GHz 附近，放大器 LNA1 选用 Hittite 公司的低噪声放大器 HMC609，混频器 Mixer1 选用 HMC554；第二级频率在 16.5GHz 附近，放大器 LNA2 选用低噪声放大器 HMC490，混频器 Mixer2 选用 HMC560；第三级频率在 30GHz 附近，放大器 PA 选用高功率放大器 HMC906。

接收支路要求噪声系数 NF 小于 2dB ；如图 2.5 所示，由左至右，系统第一级

放大器 LNA1 选用 Hittite 公司的低噪声放大器 HMC263; 第二级, 第三级芯片选取情况与发射支路一样。

本振支路要求本振通道、射频通道、中频通道之间具有较高的隔离度, 应大于 20dB。如图 2.5 所示, 本振频率均设在 13.5GHz 附近, 放大器 A 均选用驱动放大器 HMC441。表 2.1 为 LTCC 工艺参数。Hittite 公司混频器有源芯片、放大器有源芯片的主要性能参数分别由表 2.2、2.3 给出。

表 2.1 LTCC 工艺参数

相对介电常数(er)	损耗正切(tand)	介质层厚度	金属厚度	最小线宽	最小线间距
5.9	0.002	84.5um	12um	100um	100um

表 2.2 Hittite 公司混频器芯片主要性能参数

Mixer 芯片型号	工作频率 f(GHz)		噪声 系数 NF(dB)	输入 1dB 压缩点 IP1dB(dBm)	三阶 截断点 IIP3(dBm)	变频 损耗 IL(dB)
	RF&LO	IF				
HMC560	24 - 40	DC - 18	8	13	19	8
HMC554	12 - 20	DC - 6	8	11	18	8
Mixer 芯片型号	隔离度 (dB)			最大输入功率 MaxPin(dBm)		芯片尺寸 (mm ³)
	LO to RF	LO to IF	RF to IF	RF&IF	LO	
HMC560	35	30	20	25	23	1.14×0.59×0.1
HMC554	44	40	25	25	25	0.83×1.12×0.1

表 2.3 Hittite 公司放大器芯片主要性能参数

芯片类型	LNA			Driver	PA
芯片型号	HMC263	HMC490	HMC609	HMC441	HMC906
工作频率 f(GHz)	24 - 36	12 - 17	2 - 4	6 - 18	27.3 - 33.5
增益 G(dB)	22	27	20.5	15.5	23
噪声系数 NF(dB)	2	2	3	4.5	8
输出 1dB 压缩点 OP1dB(dBm)	5	26	21	20	33
三阶截断点 OIP3(dBm)	13	35	36	32	43
饱和输出功率 Psat(dBm)	7	28	22	22	34
最大输入功率 MaxPin(dBm)	-5	10	15	20	20
芯片尺寸(mm ³)	1.33×2.48 ×0.1	1.5×2.8 ×0.1	2.11×1.32 ×0.1	0.94×0.94 ×0.1	3.18×2.68 ×0.1

2.3.3 T/R 系统链路仿真

1) Friis 无线链路公式

自由空间的无线系统链路如图 2.6 所示, 传送到匹配负载上的接收功率 P_r 由式(2-1)给出, 其中 λ 为载波波长, 单位 m ; 发射和接收天线相距 R , 单位 m 。

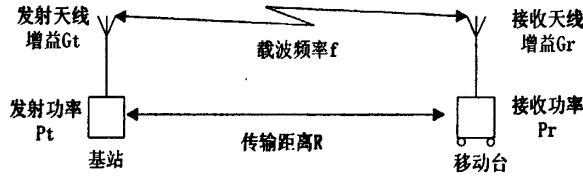


图 2.6 基本的无线系统

$$P_r = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} P_t \quad (2-1)$$

对数形式为

$$\begin{aligned} P_{r,dBm} &= 10 \log P_t + 10 \log(G_t G_r) + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi R} \\ &= P_{t,dBm} + 10 \log(G_t G_r) + 20 \log \lambda - 20 \log R - 20 \log(4\pi) \end{aligned} \quad (2-2)$$

路径衰减为

$$PL_{dB} = P_{t,dBm} - P_{r,dBm} = 20 \log R + 20 \log(4\pi) - 10 \log(G_t G_r) - 20 \log \lambda \quad (2-3)$$

可见, 在自由空间中, 传输距离增加一倍, 路径衰减增加 4 倍, 即 $20 \log 2 = 6 \text{dB}$ 。系统工作频率 $f_0 = 30 \text{GHz}$, 收发天线最远距离 $R = 10 \text{km}$, 发射天线增益 $G_t = 20 \text{dBi}$, 接收天线增益 $G_r = 5 \text{dBi}$, 发射功率 $P_t = 30 \text{dBm} (1 \text{W})$, 则, 路径损耗 $PL_{dB} = 116.98 \text{dB}$, 接收天线接收到的功率 $P_r = -86.98 \text{dBm}$ 。

2) 增益(G)

收发机的增益应进行合理分配, 每级低噪声放大器应具有一定的增益以减弱混频器和后级放大器的噪声对 T/R 系统的影响, 提高接收机灵敏度, 但增益也不宜超过 25dB , 避免进入混频器的信号过大, 产生非线性失真。

接收机增益为

$$G_r = G_1 + G_2 + \dots + G_n = 22 - 1 - 8 - 1 + 27 - 1 - 8 - 1 + 20.5 = 49.5 \text{dB} \quad (2-4)$$

发射机增益为

$$G_t = G_1 + G_2 + \dots + G_n = 20.5 - 1 - 8 - 1 + 27 - 1 - 8 - 1 + 23 = 50.5 \text{dB} \quad (2-5)$$

3) 噪声系数(F)

噪声系数定义为

$F = \text{总的输出噪声功率} / \text{信号源产生的输出噪声功率}$

也可定义为

$F = \text{系统输入信噪比} / \text{输出信噪比}$

N 级系统的噪声系数主要取决于第一级的噪声系数，一般计算只需计算其前三级的噪声系数，因此系统的第一级应有较低的噪声系数。

N 级系统的噪声系数计算公式为

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 * G_2} + \dots \quad (2-6)$$

图 2.5 T/R 系统接收支路的第一级噪声系数 $F_1 = 2\text{dB}$ (忽略低噪声放大器之前的天线，开关、滤波器、限幅器)，前三级的噪声系数 F_2

$$F_2 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 * G_2} = 2\text{dB} + \frac{1\text{dB} - 1}{22\text{dB}} + \frac{8\text{dB} - 1}{22\text{dB} * 1\text{dB}} = 2.12\text{dB} \quad (2-7)$$

接收支路(九级)的噪声系数，采用 APPCAD 计算得 $F_{total} = 2.26\text{dB}$ 。可见第一级的噪声性能是最重要的，前三级的噪声系数基本就是整个系统的噪声系数。

发射支路的噪声系数，采用 APPCAD 计算得 $F_{total} = 3.3\text{dB}$ 。

4) 等效噪声温度(T_e)

等效噪声温度即将网络内部产生的噪声在输入端等效成一个具有一定温度 T_e 的热噪声通过无噪的网络。

噪声系数可由等效噪声温度表示

$$T_e = (F_{total} - 1) \times T_0 \quad (2-8)$$

接收支路的等效噪声温度 $T_e = (2.26\text{dB} - 1) \times 290\text{K} = 197.48\text{K}$ 。

发射支路的等效噪声温度 $T_e = (3.3\text{dB} - 1) \times 290\text{K} = 330.21\text{K}$ 。

5) 1dB 压缩点($P_{1\text{dB}}$)

1dB 压缩点定义为：输出功率从理想的线性特性曲线下下降 1dB 时对应的功率电平点，如图 2.7 所示。理想的放大器成线性响应，斜率为 1，但一般的非线性放大器的输出功率随着输入功率的增大而偏离线性关系，增益有所下降，趋向饱和，该效应称为增益压缩或饱和。输出 1dB 压缩点($OP_{1\text{dB}}$)即以输出作为参考，输入 1dB 压缩点($IP_{1\text{dB}}$)是以输入为参考，放大器通常以输出为参考，混频器通常以输入为参考。

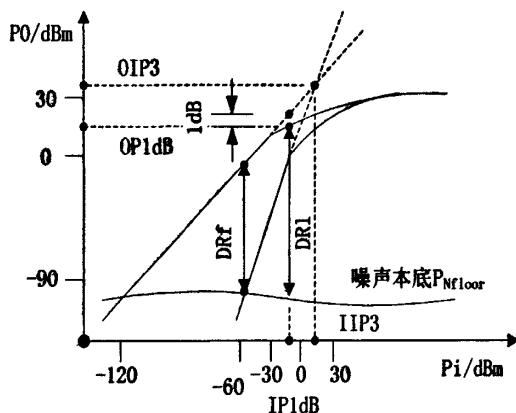


图 2.7 1dB 压缩点、3 阶截断点、线性动态范围以及无寄生动态范围

1dB 压缩点与三阶截断点具有线性关系，故 N 级系统的 1dB 压缩点与三阶截断点的计算公式相似。N 级系统输出输入 1dB 压缩点的计算公式为

$$OP1dB_{total} = \left(\frac{1}{G_2 * \dots * G_n * OP1dB_1} + \frac{1}{G_3 * \dots * G_n * OP1dB_2} + \dots + \frac{1}{OP1dB_n} \right)^{-1} \quad (2-9)$$

$$IP1dB_{total} = \left(\frac{1}{IP1dB_1} + \frac{G_1}{IP1dB_2} + \dots + \frac{G_1 * \dots * G_{n-1}}{IP1dB_n} \right)^{-1} = OP1dB_{dBm} - Gain_{dB} + 1dB \quad (2-10)$$

可见，后级放大器对总输入输出 1dB 压缩点的影响更大。

接收支路的输出 1dB 压缩点，经 ADS 仿真可得 $OP_{1dB}=20.06dBm$ ，输入 1dB 压缩点 $IP_{1dB}=-28.44dBm$ 。

发射支路的输出 1dB 压缩点，经 ADS 仿真可得 $OP_{1dB}=29.4dBm$ ，输入 1dB 压缩点 $IP_{1dB}=-20.1dBm$ 。

6) 三阶截断点(IP3)

三阶截断点定义为：理想线性元件的 3 阶产物即 3 次方响应(斜率为 3)，与一阶产物的交点(即功率相等)，如图 2.7 所示。对于小的输入功率三阶交调产物很小，但当输入功率较大时，三阶交调产物迅速增大，将超过 1 阶产物。三阶截断点(IP3)一般在 1dB 压缩点的上方，比 1dB 压缩点大 10 至 15dB，射频低端约高 15dB，高频段约高 10dB。输出三阶截断点(OIP3)即以输出作为参考，输入三阶截断点(IIP3)是以输入为参考，放大器通常以输出为参考，混频器通常以输入为参考。

N 级系统等效输出输入三阶截断点的计算公式为

$$OIP3_{total} = \left(\frac{1}{G_2 * \dots * G_n * OIP3_1} + \frac{1}{G_3 * \dots * G_n * OIP3_2} + \dots + \frac{1}{OIP3_n} \right)^{-1} \quad (2-11)$$

$$IIP3_{total} = \left(\frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_1}{IIP3_2} + \dots + \frac{G_1 * \dots * G_{n-1}}{IIP3_n} \right)^{-1} = OIP3_{dBm} - Gain_{dB} \quad (2-12)$$

可见, 后级放大器对总输入输出三阶截断点的影响更大。

接收支路的输出三阶截断点, 经 APPCAD 计算可得 $OIP3=28.22\text{dBm}$, 输入三阶截断点 $IIP3=-21.28\text{dBm}$ 。

发射支路的输出三阶截断点, 经 APPCAD 计算可得 $OIP3=32.37\text{dBm}$, 输入三阶截断点 $IIP3=-18.13\text{dBm}$ 。

7) 动态范围

线性动态范围(DRI)定义为输出 1dB 压缩点减去噪声功率, 如图 2.7 所示。噪声本底功率约为 $-60 \sim 100\text{dBm}$, 取 -90dBm 。线性动态范围的计算公式为

$$DRI = OP1\text{dB} - P_{No} \quad (2-13)$$

接收支路的线性动态范围为 110.06dB 。

发射支路的线性动态范围为 119.4dB 。

无寄生动态范围(DRf)定义为 3 阶交调产物的功率与最大输出噪声功率相等时, 线性响应输出功率减去最大输出噪声功率, 如图 2.7 所示。无寄生动态范围的计算公式为

$$DRf = 2/3 \times (OIP3 - P_{No}) \text{ dB} \quad (2-14)$$

或者

$$DRf = 2/3 \times (OIP3 - SNR - P_{No}) \text{ dB} \quad (2-15)$$

接收支路的无寄生动态范围, 采用式(2-14)计算为 78.8dB 。

发射支路的无寄生动态范围, 采用式(2-14)计算为 81.58dB 。

2.4 本章小结

本章主要介绍了各种发射机的结构, 包括直接上变频结构、超外差结构和带有两个偏置本振的直接上变频发射机以及带偏移频率合成器的发射机。依据 LTCC 工艺参数, 选定系统基板介质材料。根据系统指标分析确立了 T/R 系统结构, 选定各种放大器、混频器等有源器件。并在此基础上对 T/R 系统进行链路预算, 增益, 噪声系数的计算, 1dB 压缩点、三阶截断点等非线性效应的计算, 动态范围的计算。

第三章 LTCC 直流偏置网络设计

直流偏置网络在有源电路的设计中是必不可少的。毫米波有源电路中增益、噪声系数每增加一分贝的代价都是很高的，因此良好的直流偏置网络对电路的性能起着重要的作用。直流偏置网络关系到毫米波有源电路的增益、噪声系数、工作带宽等，与毫米波支路应具有良好的隔离，避免对毫米波支路产生干扰。良好的直流偏置网络应满足反射小、引入噪声小、附加损耗小、高频能量泄露小等原则。直流偏置网络主要包括有源偏置网络、无源偏置网络以及采用传输线分布电路形式的偏置线网络。

3.1 有源偏置网络

有源偏置网络电路较为复杂，通常采用低频有源器件为毫米波有源电路提供稳定合适的工作点。低频条件下，源极(射极)的串联反馈电阻可以使静态工作点更加稳定，旁路电容使串联反馈电阻在高频下短路到地。但当频率达到微波、毫米波时，旁路电容可能会产生振荡，引起输入端在某些频率点不稳定，串联反馈电阻会降低增益和噪声性能^[26]。因此，毫米波电路中的晶体管源极(射极)引脚通常直接接地，电路形式较为简单。图 3.1 为场效应管的有源偏置电路。

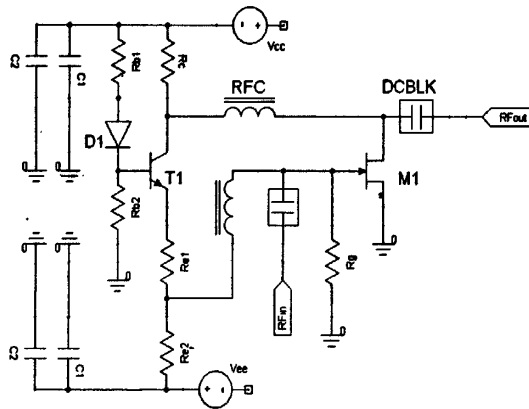


图 3.1 场效应管的有源偏置电路

图 3.1 中，大电容 C_1 ，主要作用是滤除电源的低频杂波，小电容 C_2 ，主要作用是滤除电源的高频杂波，二者共同减小电源纹波系数，提高直流加载的带宽。电源 V_{cc} 经电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 以及二极管 D_1 提供三极管 T_1 的基极偏置电压， R_{e1} 、 R_{e2} 起到串联负反馈的作用，使输出电压更稳定。场效应管 M_1 的栅极和漏极电压都由三极管 T_1 调控，提高电路的稳定性，电感扼流圈 RFC 和直流阻断模块 $DCBLK$ 实现直流偏置网络与毫米波支路之间的隔离^[27]。

3.2 无源偏置网络

无源偏置网络电路结构简洁,通常采用电阻网络、电容、电感为有源电路提供合适的工作点。其优点是电路简洁、成本低,在要求不高的电路中得到广泛应用,缺点是其工作点随电源电压等外界条件变化较大,对晶体管参数变化敏感,温漂效应较大。图 3.2 为晶体管的无源直流偏置电路。

图 3.2(a)为最简单的偏置电路,偏置电压经电感扼流圈和直流阻断模块直接与电源连接。其上电顺序为先加负电源 V_{gg} ,再加正电源 V_{dd} ,具有低噪声、高增益、高效率、大功率的特性,性能最好。图 3.2(b)采用电阻网络为三极管 T1 提供合适的静态工作点。直流偏置网络与毫米波支路之间的隔离采用电感扼流圈和直流阻断模块实现。

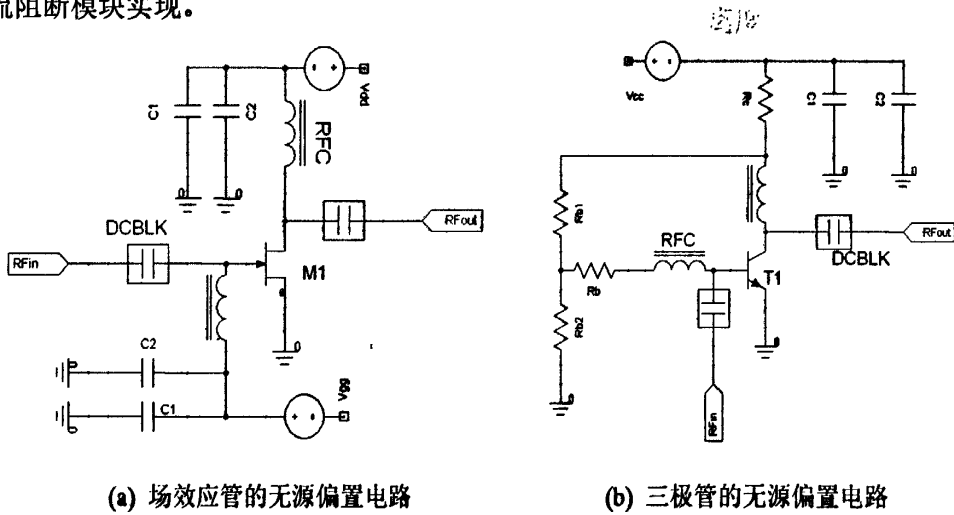


图 3.2 晶体管的无源偏置电路

图 3.1 和 3.2 中,选择电源滤波电容和电源扼流圈时应使滤波电容和扼流圈的自谐振频率尽量等于或接近电路的工作频率,这样滤波电容在工作频率上近似短路,可以起到良好的滤波效果,电源扼流圈在工作频率近似开路,可以很好的抑制交流信号进入电源端^[28]。

3.3 偏置线网络

当频率达到微波、毫米波时,采用集总电容电感的形式实现直流通路和毫米波通道的隔离是不可行,会引入很多高频效应,应采用偏置线网络,即采用分布形式的传输线替代电源扼流圈和直流阻断模块。

微波电路中的直流偏置线应对微波信号通路有良好的隔离,简便的方法是采用高低阻抗 $1/4$ 波长开路线或短路线。高阻抗线 Z_{oh} 其特征是宽度窄,阻抗大,长

度为 $1/4$ 波长, 对中心频率点的毫米波信号呈现开路, 相当于高频扼流圈 RFC。低阻抗线 Z_{o1} 其特征是宽度很宽, 阻抗小, 长度也为 $1/4$ 波长, 对中心频率点的毫米波信号呈现短路, 相当于旁路电容 C, 如图 3.3 所示。

图 3.3 中, 电源电压从高低阻抗线的交接点处接入, 电源中的微波信号经 $1/4$ 波长低阻抗线短路到地, 即高频零电位点, 直流信号经 $1/4$ 波长高阻抗线直接馈电。微波通道与直流通道的隔离由 $1/4$ 波长高阻抗线实现。实际电路中高频零电位点并不理想, 会引起附加电容, 引入附加参量, 且系统的频带窄。

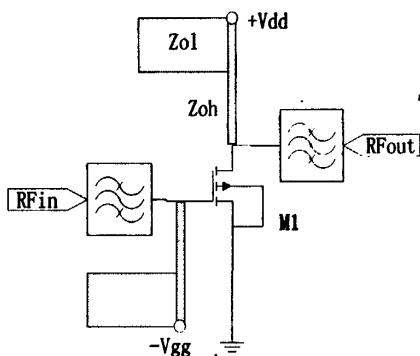


图 3.3 高低阻抗线 $1/4$ 波长偏置电路

为拓宽频带, 可采用扇形偏置线或者低通滤波器、带阻滤波器, 替代 $1/4$ 波长高低阻抗线。带阻滤波器用于频率成分较高的电路中, 效果良好。偏置线的形式多样, 使用时应考虑电路的整体布局, 选择合适的偏置网络。

3.4 偏置线网络的设计

理想的直流偏置网络在直流馈入点等效为射频开路或短路, 但一般只能在中心频率点实现, 典型的 $1/4$ 波长高低阻抗线频带窄, 会激起高次模, 为此本文采用低通滤波器、扇形偏置线网络实现宽带性能, 实现直流通道与中心频率为 30GHz 的毫米波通道之间的良好隔离。

3.4.1 低通滤波器直流偏置网络

3 阶低通滤波器直流偏置线网络电路图及 HFSS 仿真模型如图 3.4 所示, 模型采用低温共烧陶瓷工艺, 按照表 2.1 工艺要求进行设计, 微带线形式实现, 其中金属采用银, 基板层数为 3 层, 即微带线距地高度为 $277.5\mu\text{m}$, 端口采用标准 50Ω 输出, 经 APPCAD 计算得线宽为 $420\mu\text{m}$, 高阻抗线采用工艺所能达到的最小线宽 $100\mu\text{m}$, 其阻抗值约为 90Ω , 低阻抗线宽设置为 1mm , 其阻抗值约为 30Ω , 可得高低阻抗比 (Z_{0h}/Z_{0l}) 值为 3, 设计中应让高低阻抗线的比值尽量大。

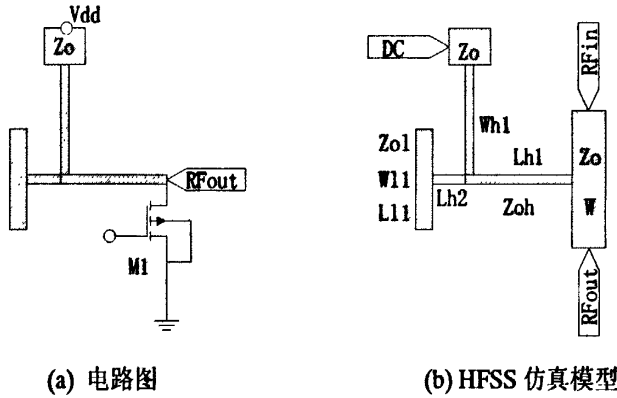


图 3.4 3 阶低通滤波器直流偏置线网络

当短传输线段阻抗或者导纳很高，且电长度 $\theta \ll 90^\circ$ ，或者 $\theta < 45^\circ$ 时(值得注意的是此时同一频率处高低阻抗线的波长会有差别， λ 应分别对应应高低阻抗线的波长)，则可近似等效为电感或者电容^[29]，如图 3.5 所示。

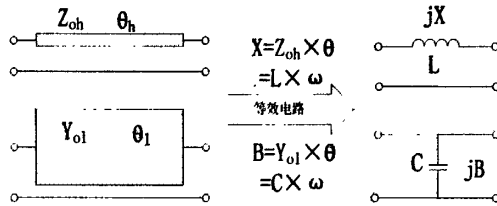


图 3.5 短传输线段的近似等效电路

其中电感的电长度为

$$\theta h = 2 \times \arctan\left(\frac{X}{2 \times Z_{oh}}\right) \tag{3-1}$$

电容的电长度为

$$\theta l = \arcsin(B \times Z_{ol}) \tag{3-2}$$

图 3.4 可等效为集总电感电容电路形式，如图 3.6 所示。

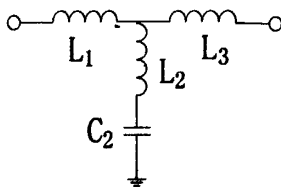


图 3.6 集总等效电路形式

由于模型相对比较简单，并未进行电路分析，采用直接估算，之后在 HFSS 中进行仿真调节，使得 L_2 和 C_2 串联谐振频率为 30GHz，HFSS 仿真设置时可将 sweep 框中的 extrapolate to DC 勾中，即将扫描频点外推至直流。仿真调节后高阻抗线的长度 $L_{h1}=1.325\text{mm}$ ， $L_{h2}=0.34\text{mm}$ ，低阻抗线的长度 $L_{l1}=0.15\text{mm}$ ，仿真结果如图 3.7 所示。

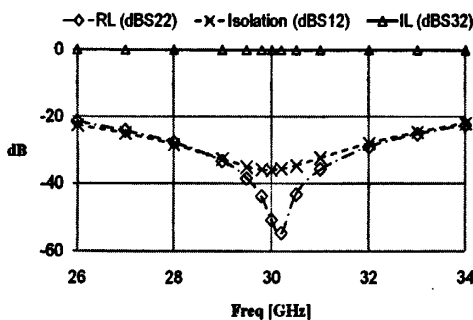


图 3.7 3 阶低通滤波器直流偏置网络仿真结果

图 3.7 中，1 端口为直流端口，2 端口与 3 端口对称，为毫米波端口。结果表明在 26~34GHz 频率范围内，毫米波支路的插入损耗小于 0.5dB，回波损耗大于 20dB；直流支路与毫米波支路的隔离度在 20dB 以上；带宽超过 25%；在中心频率 30GHz 附近，毫米波支路的回波损耗超过 40dB，插入损耗几乎为 0，接近无损耗传输。

3.4.2 椭圆低通滤波器直流偏置网络

切比雪夫滤波器和巴特沃斯滤波器其低通原型的无限衰减极点都在 $f=\infty$ ，而椭圆函数滤波器在有限频率处具有无限衰减极点，具有锐截止性。采用 Ansoft Designer 自动生成 7 阶切比雪夫、巴特沃斯、椭圆函数低通滤波器的电路原理图和 S 参数图，对比可发现，椭圆函数滤波器具有良好的频率选择性，带外抑制更加陡峭。

6 阶椭圆低通滤波器直流偏置网络可使频带更宽，但会增加面积，其电路原理图如图 3.8 所示，其中，在 $f=\infty$ 处，电感 L_1 、 L_3 、 L_5 具有无限大阻抗，阻断信号的传输，电容 C_6 阻抗接近为零，将信号短路至地，两个串联谐振支路并不起作用，但串联支路 L_2 、 C_2 以及 L_4 、 C_4 分别提供一个有限衰减极点，谐振频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}} \quad (3-3)$$

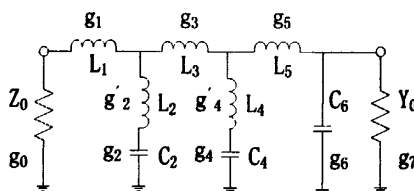


图 3.8 6 阶椭圆函数低通滤波器原型

查阅相关表可知， $n=6$ ，通带纹波系数 $Lar=0.18\text{dB}$ ，相对于归一化截止频率 $f_c=1$ 时，在阻带的带边频率 $f_s=1.194$ 处具有阻带最小衰减 $Las=38.1\text{dB}$ (即当 $f>f_s$ 时， $La>Las$)，归一化元件值为

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 & g_{L3} &= g_3 = 1.1880 & g_{C6} &= g_6 = 1.1360 \\
 g_{L1} &= g_1 = 0.8214 & g_{L4} &= g_4' = 0.7413 & g_7 &= 1 \\
 g_{L2} &= g_2' = 0.3892 & g_{C4} &= g_4 = 0.9077 & & \\
 g_{C2} &= g_2 = 1.0840 & g_{L5} &= g_5 = 1.1170 & &
 \end{aligned}$$

直流滤波,理论上其截止频率越小越好,但考虑采用分布传输线形式,截止频率越小,其波长就越长,面积将大大增加,且传输线近似理论必须在电长 $\theta \ll 90^\circ$ 时才成立,截止频率太小,毫米波频段的电长度将不满足这一条件,为此设计时使截止频率 $f_c=20\text{GHz}$,即当阻带频率大于 $f_s=23.88\text{GHz}$ 时,阻带衰减均大于 38.1dB ,端口输出阻抗采用标准输出阻抗 $Z_0=50\ \Omega$,即电导 $Y_0=0.02\text{S}$ 。则,实际电感、电容元件值为

$$\begin{aligned}
 L_i &= \frac{g_{Li}}{2\pi f_c} Z_0 \\
 C_i &= \frac{g_{Ci}}{2\pi f_c} Y_0
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

计算结果为

$$\begin{aligned}
 L_1 &= 0.3268\ \text{nH} & L_3 &= 0.4727\ \text{nH} & L_5 &= 0.4440\ \text{nH} \\
 L_2 &= 0.1549\ \text{nH} & L_4 &= 0.2950\ \text{nH} & C_6 &= 0.1808\ \text{pF} \\
 C_2 &= 0.1725\ \text{pF} & C_4 &= 0.1445\ \text{pF} & &
 \end{aligned}$$

根据式(3-3)计算得,两个无限衰减极点频率分别为 $f_{p1}=24.38\text{GHz}$,由串联支路 L_4 、 C_4 串联谐振形成, $f_{p2}=30.80\text{GHz}$,由串联支路 L_2 、 C_2 串联谐振形成。由于 f_{p2} 与毫米波支路中心频率 $f=30\text{GHz}$ 很接近,因此直流通道与毫米波通道之间隔离度很高。

根据短传输线的近似等效理论,图 3.8 的电路的等效分布线形式如图 3.9 所示。

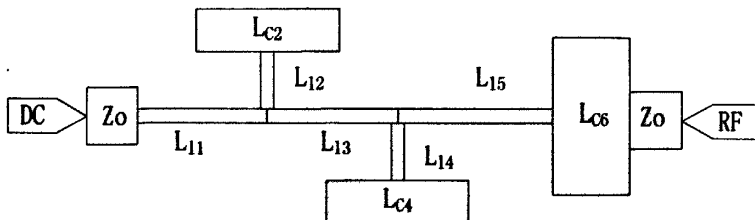


图 3.9 6阶椭圆函数低通滤波器分布线形式

依据图 3.9,在 HFSS 中建立其仿真模型,采用低温共烧陶瓷工艺,按照表 2.1 工艺要求进行设计,微带线形式实现,金属采用银,基板层数为 3 层,即微带线

距地高度为 $277.5\mu\text{m}$, 端口采用标准 50Ω 输出, 微带线相关设计参数如表 3.1 所示。根据式(3-1)和(3-2)计算得, 电长度为

$$\begin{aligned} \theta_{l1} &= 25.70^\circ & \theta_{l3} &= 36.53^\circ & \theta_{l5} &= 34.44^\circ \\ \theta_{l2} &= 12.34^\circ & \theta_{l4} &= 23.27^\circ & \theta_{c6} &= 42.97^\circ \\ \theta_{c2} &= 40.56^\circ & \theta_{c4} &= 33.01^\circ & & \end{aligned}$$

表 3.1 微带线设计参数

特征阻抗(Ω)	30	50	90
微带线宽(mm)	1	0.42	0.1
$f_c = 20\text{GHz}$ 处有效波长(mm)	6.851	7.213	7.689
$f_{p1} = 24.38\text{GHz}$ 处有效波长(mm)	5.591	/	6.290
$f_{p2} = 30.80\text{GHz}$ 处有效波长(mm)	4.392		4.956

上面的计算值只是近似值, 为了得到更确切的设计参数, 应对微带电路中的不连续效应进行补偿, 更详细的设计公式见参考文献^[30]。

HFSS 仿真设置时可将 sweep 框中的 extrapolate to DC 勾中, 即将扫描频点外推至直流。为了简化仿真参数调节, 设计中使 L_2 与 L_4 相同, C_2 与 C_4 相同, 当然其设计值将与计算得到的数值会产生较大偏差, 经仿真调节得:

$$\begin{aligned} L_{l1} &= 1.00 \text{ mm} & L_{l3} &= 1.05 \text{ mm} & L_{l5} &= 1.21 \text{ mm} \\ L_{l2} &= 0.37 \text{ mm} & L_{l4} &= 0.37 \text{ mm} & L_{c6} &= 0.33 \text{ mm} \\ L_{c2} &= 0.28 \text{ mm} & L_{c4} &= 0.28 \text{ mm} & & \end{aligned}$$

仿真结果如图 3.10 所示。

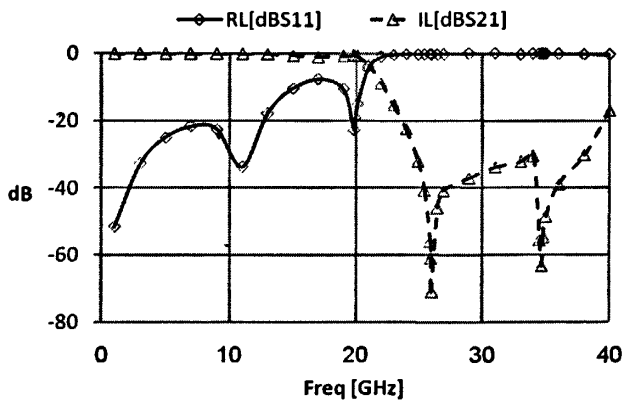


图 3.10 6 阶椭圆低通滤波器直流偏置网络仿真结果

图 3.10 中, 1 端口为直流端口, 2 端口为毫米波端口。由图可见低频直流支路加载接近无损传输, 直流支路与毫米波支路隔离度相当好, 对比图 3.7, 其频带更宽, 但此电路形式所占面积较大, 可采用折叠形式, 减小面积, 增大高低阻抗线的比值可获得更好的性能。

3.4.3 扇形偏置网络

混合电路一般采用复合接地，其数字地与模拟地分开，同样射频地与直流地也分开，最后将各接地点汇接在一处后接地，这样可以降低射频信号与直流信号之间的干扰，若射频信号与直流信号采用同一地平面，则电路中应保持良好的隔离，避免相互干扰。

单扇形偏置网络具有宽带特性，反射系数幅度、相位随频率变化小。扇形传输线阻抗较小，可增大高低阻抗比，但其阻抗值的计算比较困难，可将其等效成谐振电路，计算其阻抗值，详细计算公式参考文献^[31]。单扇形直流偏置线网络电路图及 HFSS 仿真模型如 3.11 所示。

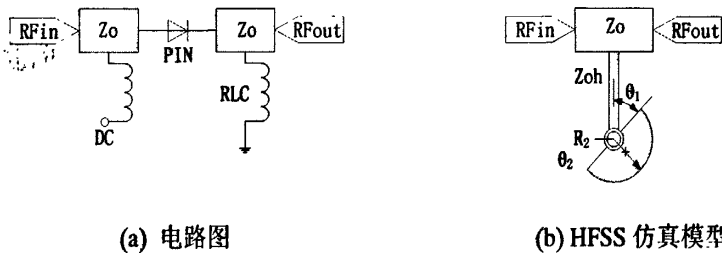


图 3.11 单扇形直流偏置线网络

模型采用低温共烧陶瓷工艺，按照表 2.1 工艺要求进行设计，微带线形式实现，金属采用银，基板层数为 3 层，端口采用标准 50Ω 输出，高阻抗线 Z_{oh} 放置在最顶层，采用工艺最小线宽 $100\mu\text{m}$ ，扇形偏置线放置在第二层，即距地高度为 $181\mu\text{m}$ ，经托盘、通孔连接到地，通孔半径为 $85\mu\text{m}$ ，托盘半径为 $125\mu\text{m}$ 。仿真调节后，高阻抗线 Z_{oh} 长度为 1.56mm ，扇形传输线半径 $R_2=0.8\text{mm}$ ，角度 $\theta_2=180^\circ$ ，倾角 $\theta_1=45^\circ$ ，仿真结果如图 3.12 所示。

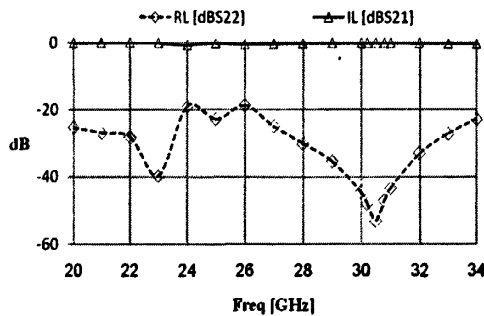


图 3.12 单扇形直流偏置线网络仿真结果

图 3.12 中，1 端口和 2 端口为毫米波端口，对称设计。结果表明在 20~34GHz 范围内，插入损耗小于 0.5dB ，回波损耗基本都大于 20dB ；在中心频率 30GHz 附近的回波损耗超过 40dB ，插入损耗接近为 0 ；单扇形直流偏置具有宽频带特性，可以实现毫米波信号与直流信号之间的良好隔离。

为满足窄带特性，设计可采用多个扇形传输线，减小扇形传输线的角度，双扇形直流偏置线网络 HFSS 仿真模型如图 3.13 所示。模型采用低温共烧陶瓷工艺，按照表 2.1 工艺要求进行设计，微带线形式实现；金属采用银，基板层数为 3 层；端口采用标准 50Ω 输出；高阻抗线 Z_{0h} 采用工艺最小线宽 $100\mu\text{m}$ ，其中高阻抗线 L_1 放置在最顶层， L_2 放置在第二层， L_3 放置在最顶层并经托盘、通孔连接到底层地；扇形偏置线放置在第二层，即距地高度为 $181\mu\text{m}$ ，经托盘、通孔连接至高阻抗线；通孔半径为 $85\mu\text{m}$ ，托盘半径为 $125\mu\text{m}$ ，采用 Z 字形走线，减少面积。仿真调节后，高阻抗线 $L_1=0.8\text{mm}$ 、 $L_2=1.2\text{mm}$ 、 $L_3=0.8\text{mm}$ ，扇形传输线半径 $R_2=1.4\text{mm}$ ，扇形角度 $\theta_2=45^\circ$ ，倾角 $\theta_1=22.5^\circ$ ，仿真结果如图 3.14 所示。

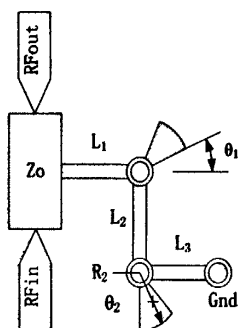


图 3.13 双扇形直流偏置线网络模型图

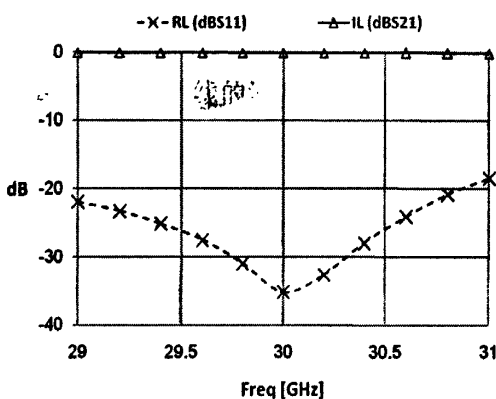


图 3.14 双扇形直流偏置线网络仿真结果

图 3.14 中，1 端口和 2 端口为毫米波端口，对称设计。由图可见在毫米波中心频率 30GHz ，带宽 1GHz 频带范围内，具有良好的隔离度，毫米波信号近似无损耗传输，具有窄带特性。

经理论分析与仿真验证可知，高阻抗线阻抗越大越好，但最小线宽受加工工艺以及所能承载的最大电流密度限制；单扇形传输线角度越大，频带越宽；单扇形传输线面积越大，最大衰减点处的频率越低。

3.5 本章小结

任何有源电路都需加直流偏置才能正常工作，特别是毫米波 T/R 组件有源电路中，直流支路与毫米波支路之间的隔离是不可或缺的。本章主要介绍了直流偏置网络包括有源无源偏置网络和偏置线网络，详细介绍了偏置线网络的设计包括低通滤波器偏置线网络和扇形偏置线网络并依据 LTCC 工艺参数在 HFSS 中建立其仿真模型。

第四章 毫米波 LTCC 收发组件的仿真设计

毫米波收发组件可分为无源组件和有源组件, 主要包括天线、双工器、滤波器 and 单刀双掷开关、低噪声放大器、功率放大器、混频器等。任何一个组件的性能都关系到收发机系统的整体性能, 为此对收发机组件的研究是很有必要的。毫米波 T/R 组件所采用的基板材料也直接影响到组件的性能, LTCC 技术在毫米波表现出的优异性能, 使得其广泛应用于毫米波高密度集成电路, 特别是 T/R 组件的设计。

4.1 PIN 单刀双掷开关的设计

毫米波开关广泛应用于雷达、通信、电子对抗, 在毫米波设备与通信系统中起着重要的作用。无线通信系统中, 接收机和发射机通常是共享一个天线, 这就需要采用单刀双掷(SPDT)开关来回切换, 形成交替工作的微波通道。在毫米波频段, PIN 二极管正反向偏置时对毫米波信号近似短路、开路, 损耗小, 可由小的直流功率控制较大功率的毫米波信号, 且具有控制速度快、功率容量大、线性度好等优点, 因此经常应用于毫米波控制电路。SPDT 开关性能的好坏, 直接影响着系统的可靠性和稳定性; 其损耗的大小, 关系到收发机系统的噪声性能; 其隔离度的大小, 直接影响了收发机信道之间的相互隔离。

4.1.1 毫米波开关的主要技术指标

1) 插入损耗(IL)和隔离度(I)

插入损耗的定义为信号源产生的最大资用功率 P_A 与开关导通时负载获得的实际功率 P_{LD} 之比, 即

$$IL = 10 \times \log(P_A / P_{LD}) \text{ dB} \quad (4-1)$$

当开关关断时负载上获得的实际功率为 P_{LD} , 则上式表示开关的隔离度, 即

$$I = 10 \times \log(P_A / P_{LD}) \text{ dB} \quad (4-2)$$

理想的 TX/RX 开关, 导通时, 插入损耗为零, 使得接收机噪声指数最小并使发射机向天线传输的功率最大; 在关断时, 隔离度尽量大, 使得在非选择传输路径上有高的关断隔离度, 降低各支路的相互影响及潜在的功率泄露, 避免高功率发射机对敏感接收机的损害。在实际的电路中由于各方面的影响, 不可能实现理想的 TX/RX 开关, 一般要求插入损耗和隔离度的比值在工作频率段尽量大, 满足电路性能。

2) 功率容量

功率能量是指开关所能承受的最大功率, 主要受限于 PIN 管的最大耗散功耗 P_{DM} 、反向击穿电压 V_B 以及大功率的非线性效应。一般来说, 随着工作频率的增加, PIN 管的功率容量下降, 在毫米波频段只能达到瓦级, 且与 PIN 管结构, 开关电路类型(串联或并联), 工作状态(脉冲或连续波)以及电路的散热性能有关。表 4.1 列出 PIN 二极管三种不同安装结构的功率容量, 实际应用中应取 P_{AM1} 、 P_{AM2} 最小值作为开关的功率容量^[32]。

表 4.1 三种安装结构 PIN 开关的功率容量

功率容量 P_{AM}	并联结构(1 个)	串联结构(1 个)	串并联结构(2 个)
P_{AM1} (由 P_{DM} 决定)	$\frac{(2R_f + Z_0)^2}{4R_f Z_0} P_{DM}$	$\frac{(2R_f + Z_0)^2}{4R_f Z_0} P_{DM}$	$\frac{(2R_f + Z_0)^2}{4R_f Z_0} P_{DM}$
P_{AM1} (由 V_B 决定)	$\frac{V_B^2}{2Z_0}$	$\frac{V_B^2}{8Z_0}$	$\frac{V_B^2}{8Z_0}$

当然除了上述的三个基本指标外, 通常还要求开关有足够大的带宽满足工作要求; 开关时间短, 具有高的开关速率; 功耗小, 回波损耗(RL)小, 使能量反射尽可能少。

4.1.2 毫米波开关器件选择

PIN 二极管的选择必须结合开关的性能指标, 一般可从二极管的开关特性和封装形式两方面来选择。

1) 开关特性的选择

PIN 二极管的开关特性主要与正向电阻 R_f 、结电容 C_j 和体击穿电压 V_{BB} 有关。正向电阻 R_f 越小, 则导通时, PIN 管自身消耗的功率减小; 导通功率容量增大, 但开关速率下降; 结电容 C_j 越小, 则电路的带宽越大, 但对二极管的要求也越高; 体击穿电压 V_{BB} 高, 对大功率开关十分有利, 但会使开关时间变长, 且高的体击穿电压 V_{BB} 一般要求大的偏置电流和高的偏置电压。

2) 封装形式的选择

PIN 二极管封装的形式主要包括台式结构、管芯型、梁式引线型等, 它们结构不同, 封装参数也不同。普通的台式结构虽然串联电阻较小、散射良好、结电容大小适中, 可以获得小于 1ns 的开关时间, 但寄生参数太大, 在毫米波频段几乎不可用; 直接采用管芯, 虽然管芯的分布参数几乎没有, 可以最大限度的发挥器件本身性能, 提高开关速度, 但使用起来很不方便; 梁式引线型结电容小, 寄生电感小, 可大大提高工作频率, 可工作在毫米波频段, 但其功率容量受到限制^[33]。

因此, 当频率较低时, 开关速度是主要的, 应选择台式结构; 频率较高时,

射频性能是主要的,应采用梁式引线结构;当频率达到微波频段时,采用管芯结构,可以提高开关速度,但是实际上,采用梁式引线结构更方便。

综上所述,本文选用 Alpha 公司生产的梁式引线二极管(Planar Beam Lead Diodes)DSG6474-000,其外形结构和尺寸分别如图 4.1 和图 4.2 所示,其器件参数已在表 4.2 列出。

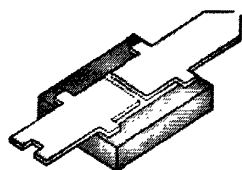


图 4.1 DSG6474-000 外形结构

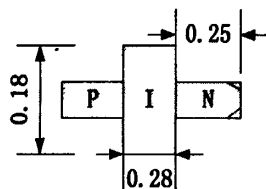


图 4.2 DSG6474-000 平面尺寸(mm)

表 4.2 DSG6474-000 器件参数

击穿电压 @10mA (V)	串联电阻 Rf (Os)	结电容 Cj (pF)	RF 开关时间 Ts (ns)	少数载流子 渡越时间 (ns)
Min	Max	Max	25	Typ
200	4.0	0.02		250

4.1.3 PIN 开关的工作原理及等效电路

PIN 二极管作为开关使用时,其工作状态主要是正向偏置和反向偏置,故其等效电路也可简单分为正向等效电路和反向等效电路两种。当微波信号和直流偏置同时叠加在 PIN 二极管时,二极管的工作状态主要取决于直流偏置状态。例如:PIN 二极管处于直流正向偏置时,正向电流使 I 层存储电荷,因此在整个周期内不管毫米波信号变化如何,都可以保证二极管处于正向导通状态;若 PIN 二极管处于直流反向偏置时,即使毫米波信号幅度大到进入正向区,但是由于短暂时间内正向注入到 I 区载流子很少,且载流子在 I 区渡越尚未来得及构成复合电流,毫米波信号又变成反向并吸出电荷,故二极管仍处于截止状态^[34]。因此在开关控制电路中,可采用正反偏等效电路来模拟二极管特性。完整的 PIN 二极管等效电路如图 4.3 所示^[35]。

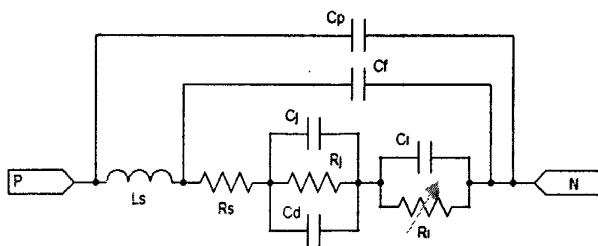


图 4.3 PIN 二极管完整等效电路

图中各参数的定义为:

- | | |
|-------------------------|------------------------------------|
| Ls: 引线电感 | Ri: 未耗尽 I 区电阻 |
| Rs: 体半导体区电阻及接触电阻 | Ci: 未耗尽 I 区电容 |
| Rj: 结电阻 | Cf: 二极管 P 级至 n 级接触安装结构的边缘电容 |
| Cj: 结电容 | Cp: 管壳和安装结构电容 |
| Cd: 扩散电容 | |

若采用上图的等效电路, 无疑大大增加电路分析的复杂性, 为此应将等效电路做一定的简化。在近似条件下引线电感 L_s 和边缘电容 C_f 可忽略不计, 且由于本文采用梁式引线二极管 DSG6474-000 器件的引线电感很小, 几乎没有分布参数, 故可将引线电感 L_s 和边缘电容 C_f 以及管壳电容 C_p 忽略。正向偏置及高频工作条件下, 扩散电容 C_d 变大, 结电阻 R_j 非常小, 将结参数短路; 电荷载流子将注入 I 区, 因此, R_i-C_i 网络可以仅由 R_i 表示; 用正向电阻 R_f 表示正偏条件下的总串联电阻, 则正向偏置条件下 PIN 二极管的等效电路如图 4.4(a)所示。反向偏置条件下, I 区被完全耗尽, R_i-C_i 网络将消失; 且扩散电容 C_d 消失, 结电阻 R_j 变得很大, 可忽略; 用反偏电阻 R_r 表示反偏条件下的总串联电阻, 又因为反偏条件下结电容 C_j 的阻抗远远大于反偏电阻, 故可将反偏电阻忽略, 则反偏条件下的 PIN 二极管的等效电路可由图 4.4(b)表示。



图 4.4 PIN 二极管正、反偏等效简化电路

4.1.4 SPDT 开关电路设计

SPDT 开关的电路形式根据二极管的安装结构可分为串联型、并联型、串并联型等, 图 4.5 为 SPDT 开关电路并联结构。

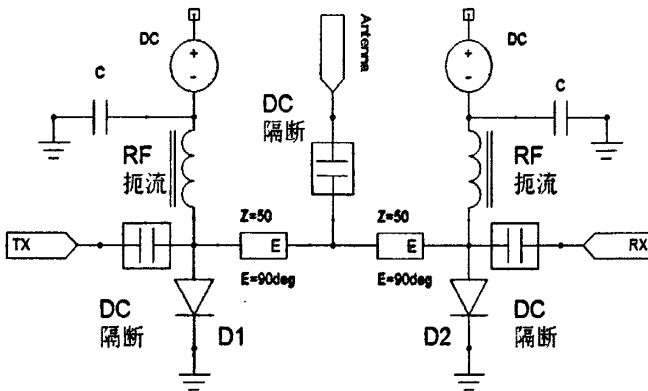


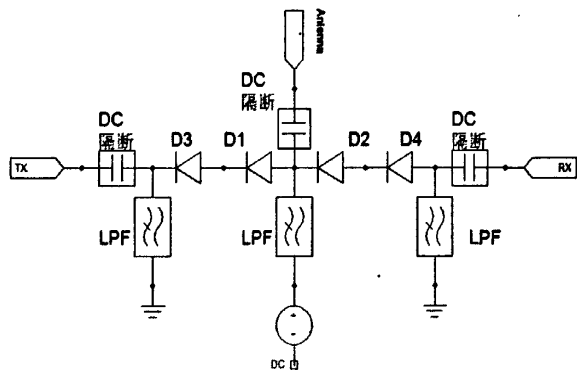
图 4.5 SPDT 开关电路并联形式

以图 4.5 为例, 在中心分支点两侧 $\lambda_g/4$ 处各接入 PIN 二极管, 对于理想开关, 当 D1 反偏截止, D2 正偏导通时, 则信号直接从 TX 支路到达天线端, 并通过天线辐射出去; 而 RX 支路短路, 且由于 D2 在距中心分支点的 $\lambda_g/4$ 处, $\lambda_g/4$ 短路线呈现高阻抗, 因此信号无法从天线传送到接收端, 并且接收支路对发射支路没有影响。表 4.3 列出了采用 MA47899 芯片 PIN 二极管在 6.37GHz 处三种不同安装结构的插入损耗和隔离度, 可见串并联开关由于降低了反射损耗, 从而改善了插入损耗^[36]。

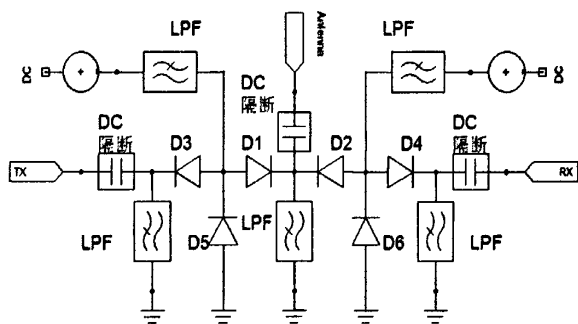
表 4.3 三种安装结构 PIN 开关的比较

性能	并联结构(1个)	串联结构(1个)	串并联机构(2个)
插入损耗(dB)	0.063	0.147	0.108
隔离度(dB)	7.52	8.29	20.17

综合考虑表 4.1 和表 4.3, 本文选择两管串联结构和三管串并联结构以提高开关的隔离度和功率容量, 采用对称结构, 简化电路设计, 如图 4.6 所示。显然相对于单管串联结构和多管并联结构, 理论上功率容量可提高一倍, 隔离度可提高约 6dB。图 4.6 采用低通滤波器取代 RF 扼流圈, 省去外接器件, 从而避免压焊带来的分布参数, 节省了面积, 且保证了直流信号和毫米波信号的隔离。图 4.6(a)中将毫米波信号地和直流信号地分开, 增加了直流信号和毫米波信号的隔离度。



(a) PIN 二极管两管串联结构



(b) PIN 二极管三管串并联结构

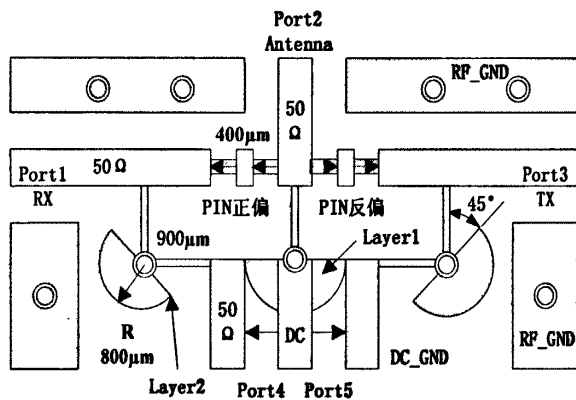
图 4.6 SPDT 开关设计电路形式

4.1.5 SPDT 开关 HFSS 模型的建立与仿真

1) SPDT 开关两管串联结构 HFSS 模型建立与仿真

根据图 4.6(a)的电路形式, 并采用镜像对称模型, 在 HFSS 软件建立了如图 4.7 的 SPDT 开关模型, 其中图 4.7(a)并未包含微带地。模型采用低温共烧陶瓷工艺, 相对介电常数为 5.9, 介质损耗角正切值为 0.002, 每层层厚 $96.5\mu\text{m}$; 金属选用银, 导体厚度为 $12\mu\text{m}$; 通孔半径为 $85\mu\text{m}$, 托盘半径为 $125\mu\text{m}$ 。

由于在 HFSS 软件中没有二极管的模型, 为此根据图 4.4 PIN 二极管正反偏的等效阻抗以及表 4.2, 在 HFSS 软件中将其设置为 Lumped RLC 边界, 面积为 $180\mu\text{m}\times 300\mu\text{m}$, 如图 4.7(a), 中心分支点的一端设置为正偏阻抗, 另一端设置为反偏阻抗。毫米波信号集总端口直接加载在金属与底层微带板之间, 直流信号集总端口加载在图中 DC 和 DC_GND 之间。



(a) 俯视图



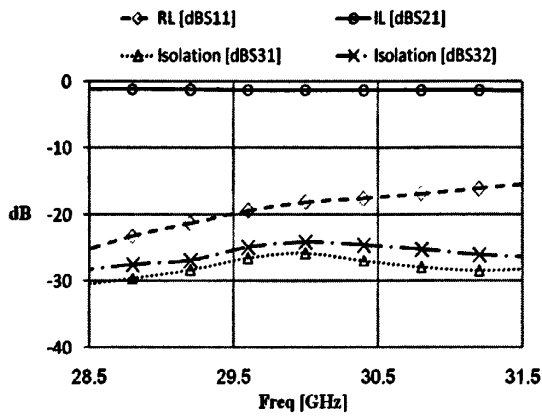
(b) 侧视图

图 4.7 SPDT 开关两管串联 HFSS 模型

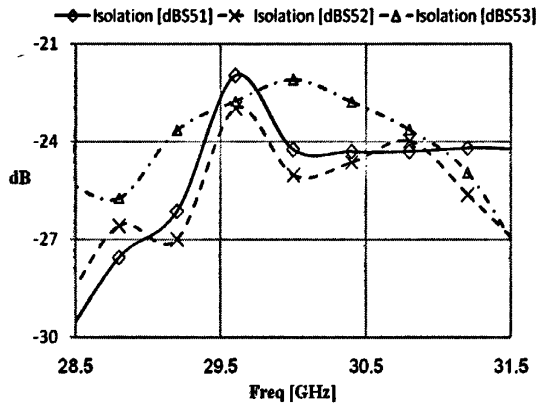
模型总共 3 层, 采用微带线形式实现, 顶层微带线距地高度为 $277.5\mu\text{m}$; 端口采用共面波导输入输出形式, 特征阻抗为 50Ω , 由此可得微带线宽度 $W_1=420\mu\text{m}$, 共面波导缝隙宽度 $S_1=500\mu\text{m}$ 。理论上电长度 $L_1=0$, 但因为 PIN 二极管并不是理想的二极管, 且必须综合考虑插入损耗和隔离度, 故需通过仿真分析得出合理的电长度 L_1 值, 仿真得电长度 $L_1=400\mu\text{m}$ 。

直流偏置模块采用低通滤波器和 $1/4\lambda_g$ 高低阻抗线共同实现, 为了减小金属之间的边缘耦合效应, 将中心节点处的扇形金属埋置于第一层, 两端支路的扇形埋置于第二层。根据本文第三章的设计及仿真结构, 结合 SPDT 开关模型, 仿真可得扇形金属角度为 180° , 倾角为 45° , 半径 $R=800\mu\text{m}$; 高阻抗微带线宽度

W2 采取工艺所能达到的最小值 $100\mu\text{m}$ ，仿真可得电长度 $L_2=900\mu\text{m}$ 。整个模型尺寸为 $8420\mu\text{m} \times 4320\mu\text{m} \times 301.5\mu\text{m}$ 。仿真结果如图 4.8 所示。



(a) 毫米波支路仿真结果



(b) 直流支路与毫米波支路之间的隔离度

图 4.8 SPDT 开关两管串联仿真曲线

其中端口 1 为接收端口(RX)，端口 2 为天线端口(Antenna)，端口 3 为发射端口(TX)，端口 4 和 5 均为直流端口(DC1、DC2)。

结果表明在 28.5~31.5GHz 频率范围内，接收端与天线端的插入损耗小于 1.5dB；接收端的回波损耗大于 15dB，且随着频率的升高，回波损耗越来越小；发射端与接收端、天线端的隔离度均大于 20dB。直流端与发射端、天线端、接收端的隔离度均大于 20dB。接收支路关断，发射支路导通时的仿真结果与图 4.8 相似。

2) SPDT 开关两管串并联结构 HFSS 模型建立与仿真

根据图 4.6(b)的电路形式，并采用镜像对称模型，在 HFSS 软件建立了图 4.9 的 SPDT 开关模型。模型结构大部分同上，其中 T 型接头电长度为 $600\mu\text{m}$ ，PIN 开关并联处的电长度为 $700\mu\text{m}$ 。

直流偏置模块采用椭圆低通滤波器、高阻抗线和扇形馈地相结合。仿真可得高阻抗线电长度分别为 $1000\mu\text{m}$ 、 $340\mu\text{m}$ ，低阻抗线宽度为 $1000\mu\text{m}$ ，电长度为

150 μm 。整个模型尺寸为 9200 μm ×5420 μm ×301.5 μm ，仿真结果如图 4.10 所示。

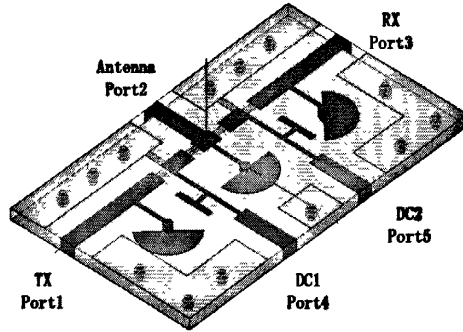
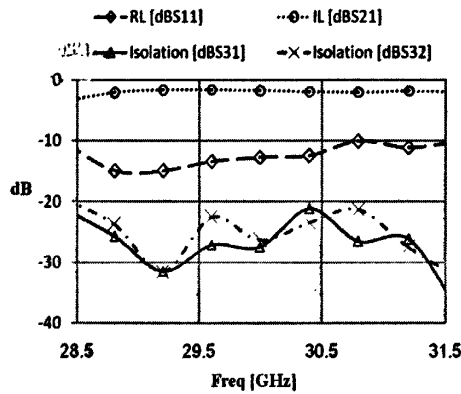
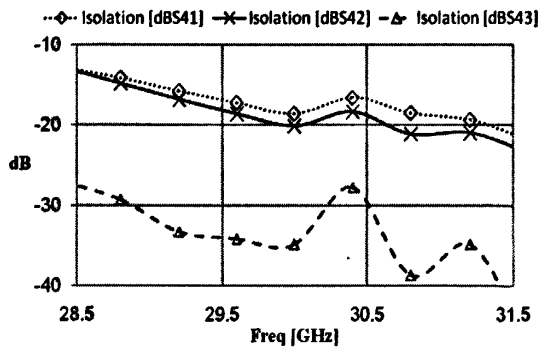


图 4.9 SPDT 开关串并联结构 HFSS 模型



(a) 毫米波支路仿真结果



(b) 直流支路与毫米波支路之间的隔离度

图 4.10 SPDT 开关两管串联仿真曲线

其中端口 1 为发射端口(TX)，端口 2 为天线端口(Antenna)，端口 3 为接收端口(RX)，端口 4 和 5 均为直流端口(DC1、DC2)。

结果表明在 28.5~31.5GHz 频率范围内，发射端与天线端的插入损耗小于 2dB；发射端的回波损耗大于 10dB；接收端与发射端、天线端的隔离度均大于 20dB；直流端与发射端、天线端、接收端的隔离度均大于 15dB。发射支路关断，接收支路导通时的仿真结果与图 4.10 相似。

综合比较两种 SPDT 开关, 串并联结构由于引入了通孔, 使得开关的性能较差, 在毫米波频段, 通孔会引入寄生电感效应, 对电路的影响很大, 因此一般不采用通孔, 当然通孔的这一效应可作为电感使用; 由于电路的复杂性增加, 使得模型面积增大。结合理论分析, 相信通过合理的调整串并联模型结构, 串并联开关的性能还可以得到改善。

4.2 低噪声放大器的设计

T/R 系统的噪声系数主要取决于前级的噪声系数, 而低噪声放大器位于典型无线接收机的前端, 其主要功能是接收天线的微弱信号, 并提供适当的增益, 保证有足够的信噪比, 以减弱后级电路的噪声对 T/R 系统的影响, 提高接收机灵敏度。因此低噪声放大器应具有较低的噪声系数、适当的增益, 避免后级混频器产生非线性失真, 以保证系统可靠工作。

4.2.1 低噪声放大器的主要技术指标

LNA 的主要技术指标包括噪声系数、增益(S21)、隔离度(S12)、输入输出匹配(S11、S22)、工作频率、带宽、动态范围、增益平坦度、稳定性。反向隔离度增大, 则反向传输减少, 从而抑制本振信号经混频器泄露到天线端, 提高放大器的稳定性; 输入输出匹配包括最小噪声匹配、最大功率传输匹配(即共轭匹配)、最小反射匹配, 低噪声放大器输入级一般采用噪声匹配; 稳定性可分为绝对稳定和潜在不稳定, 可采用稳定性判别圆或者 S 参数解析式判别。低噪声放大器在其工作频段内应满足稳定性, 即保证输入输出阻抗的实部在其工作频段内均大于零, 可在晶体管输入输出端串联或并联电阻, 也可采用外加负反馈, 也可在源级串联短路短截线。低噪声放大器的各种指标之间是相互影响的, 有些指标是互相矛盾的, 设计过程中应采取折中原则, 兼顾各项指标, 获得较低的噪声系数, 适当的增益以及良好的稳定性。

4.2.2 低噪声放大器的器件选取

毫米波低噪声放大器电路中选用的晶体管一般采用异质结型晶体管(HBT)和高电子迁移率晶体管(HEMT)。GaAs HBT 具有良好的线性度, 低噪声系数以及高增益, 特征频率 f_T 可达 100GHz, 广泛应用于低噪声放大器、功率放大器、微波振荡器中。相比 HBT, HEMT 具有更低的噪声系数、出色的功率性能, 是毫米波电路的首选器件。赝晶 HEMT(PHEMT)为改进后的新型 HEMT 器件, 其具有稳定的低温特性、极低的噪声系数、高的增益以及高特征频率 f_T 和高单位功率增益频率 f_{max} , 特别适用于接收系统。

本文选用 Hittite 公司的单片微波集成芯片 HMC263。HMC263 是一款 GaAs MMIC 低噪声放大器,体积小,可以很方便的集成到多芯片组件(MCM)中。HMC263 采用 GaAs PHEMT 工艺技术,使其具有较低的噪声系数以及较高的增益,具体的性能参数以及 S 参数可参见芯片资料手册,适用于毫米波点对点通信、本地多点分配业务 LMDS、甚小孔径终端 VSAT、卫星通信 SATCOM。根据芯片资料手册和 LTCC 工艺参数,在 HFSS 中建立其模型,如图 4.11 所示。

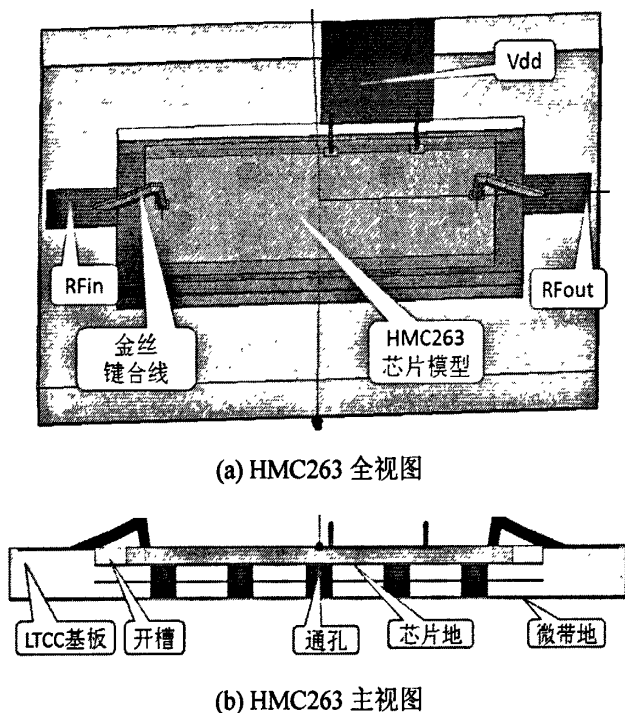


图 4.11 HMC263 模型

HMC263 芯片采用背面金属地,并经由通孔连接至微带地。芯片放置在陶瓷介质空腔内,依据 LTCC 加工规范,空腔壁与芯片的最小间距为 $200\mu\text{m}$,采用开槽方法,可使键合线的长度缩短,减小键合线的电感效应,同时也可使芯片地更好的接触微带地。射频输入输出端口与电源端口经键合线连接到顶层微带线。电源端键合线采用直径为 $1\text{mil}(25.4\mu\text{m})$ 的金丝引线,射频输入输出端键合线采用直径为 3mil 的金丝引线。

4.2.3 HMC263 低噪声放大器的设计

低噪声放大器的结构一般可分为输入输出匹配电路、级间匹配电路、晶体管放大电路,如图 4.12 所示。输入输出匹配一般有最小噪声匹配、最大功率传输匹配即共轭匹配、最小反射匹配,在低噪声放大器的设计中为了获得最佳噪声系数,输入匹配电路常采用噪声匹配。

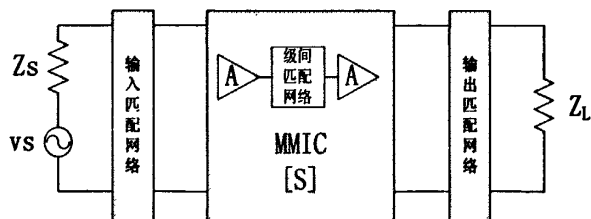


图 4.12 晶体管放大电路

理想的低噪声放大器要求频带内的增益平坦度较好、噪声系数最优、输入输出驻波比良好。最小噪声匹配网络以牺牲输入输出驻波比，降低增益为代价，从而获得增益平坦度和最小噪声系数。平衡放大器可以获得宽带的平坦增益，最佳噪声系数，同时获得良好的输入输出驻波比^[37]。采用 HMC263 芯片和 Wilkinson 功分器实现的低噪声平衡放大器如图 4.13 所示。因为电路对称且两个单独的放大器 HMC263 一模一样，所以理想情况下，此平衡放大器的增益和单个放大器的增益一样，噪声系数也和单个放大器的噪声系数相等，最重要的是反射系数为零。

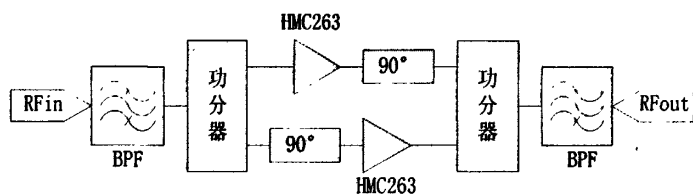


图 4.13 平衡分布放大器

平衡放大器其单独的放大器设计可不涉及输入和输出匹配，允许两个并行的放大器存在输入和输出失配，只要两个并行的放大器完全相同，组合后的平衡放大器其输入输出端可实现完全匹配。根据 HMC263 芯片资料，可知其输入输出阻抗已经匹配至 50Ω ，电源电压为 $V_{dd}=+3V$ ，外界温度 $T=+25^{\circ}C$ 时，30GHz 处的 S 参数如表 4.4 所示。

表 4.4 HMC263 芯片 S 参数

Freq GHz	S11		S12		S21		S22	
	Mag	/°	Mag	/°	Mag	/°	Mag	/°
30	0.277	-80.054	2.673E-3	120.650	12.997	-171.526	0.143	-95.016

根据芯片 S 参数，采用 Smith 稳定性圆判别可知，放大器在 10GHz 至 40GHz 整个频段内均为无条件稳定。根据表 4.4 可得，在输入输出匹配条件下，30GHz 处，输入反射系数 $r_{in}=S11$ ，输出反射系数 $r_{out}=S22$ ，则输入阻抗 $Z_{in}=47.1+j-27.8$ ，输出阻抗 $Z_{out}=49.9+j0.2$ 。为此，可采用平衡放大器形式实现低噪声放大器。

1) 功率分配器

功率分配器和定向耦合器属于射频微波无源组件；主要应用于功率分配和功率合成。常用的功率分配器和定向耦合器包括 T 型结功分器、电阻性功分器、

Wilkinson 功分器和正交分支线混合网络、环形混合网络以及耦合线耦合器、Lange 耦合器^[38]。

Wilkinson 功分器具有无耗特性，在输入输出端口匹配条件下，只耗散反射功率，在应用上具有较宽的带宽。Wilkinson 功分器将输入信号等分或者不等分的分配到各个输出端口，常采用等分 3dB 且保持同相位输出形式，如图 4.14 所示，其中输入输出端口特征阻抗为 Z_0 ，两路分支传输线特征阻抗为 $Z_0\sqrt{2}$ ，且电长度为 $1/4\lambda$ ，在两输出端口之间串联电阻，阻值为 $2Z_0$ 。

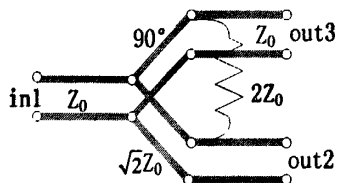


图 4.14 等 3dB 功分器传输线形式

功分器的主要技术指标包括驻波比、回波损耗、插入损耗、隔离度和功分比、相位平衡度。在 HFSS 建立其仿真模型，中心频率 $f_0=30\text{GHz}$ ，如图 4.15 所示。模型采用低温共烧陶瓷工艺，按照表 2.1 工艺要求进行设计，微带线形式实现，其中金属采用银，基板层数为 3 层，即微带线距地高度为 $277.5\mu\text{m}$ ，端口采用标准 50 Ω 输出，线宽约为 0.42mm，两路 $1/4\lambda$ 分支线阻抗值为 70.7 Ω ，线宽约为 0.2mm。电阻采用等效面实现，面积与贴片电阻真实面积相同为 $0.8\text{mm}\times 0.2\text{mm}$ ，即 $L_1=0.4\text{mm}$ ，并将平面设置成 Lumped RLC 边界，电阻值 100 Ω ，积分线放置在中间。为实现具有 90° 相移的功分器，在其中一路输出端口加电长度为 90° ，特征阻抗为 50 Ω 的一段传输线。仿真调节后， $L_2=0.92\text{mm}$ ， $L_3=1.06\text{mm}$ ，仿真结果如图 4.16 所示。

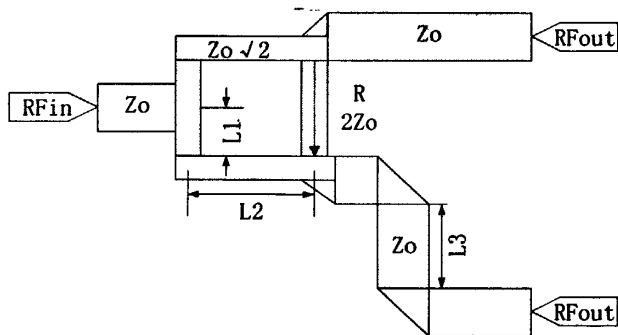
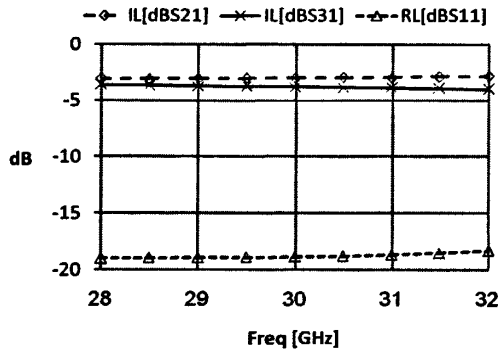
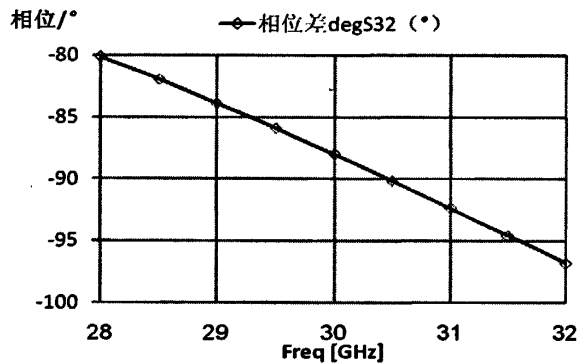


图 4.15 具有 90° 相移的等 3dB 功分器 HFSS 模型



(a) 插入损耗和回波损耗



(b) 支路 2、3 之间的相位差

图 4.16 功分器仿真结果

图 4.16 中, 1 端口为输入端口, 2、3 端口为输出端口, 3 端口滞后 2 端口 90° 。在中心频率 $f_0=30\text{GHz}$ 处, 1 端口和 2 端口之间的插入损耗约为 3dB, 1 端口和 3 端口之间的插入损耗约为 4dB, 1 端口回波损耗为 19dB, 相位差约为 88° ; 频宽 28GHz 至 32GHz 范围内, 1 端口和 2 端口之间的插入损耗波动约为 $\pm 0.2\text{dB}$, 1 端口和 3 端口之间的插入损耗均小于 4dB, 1 端口回波损耗均大于 18dB, 相位差波动约为 $\pm 20^\circ$ 。

2) 带通滤波器

滤波器广泛应用于无线通信系统中, 特别是带通滤波器, 在图 2.5 的超外差结构中, 带通滤波器普遍存在于输入输出各级之间, 起到信道和频带选择、抑制杂散以及滤除干扰谐波的作用。带通滤波器的主要参数包括通带插入损耗、阻带抑制度、纹波系数、带宽、带内驻波比、矩形系数、品质因数、延时等。低的插入损耗和高的抑制度可提高接收机的灵敏度和减少发射机的杂散辐射功率, 避免干扰其它无线通信系统以及减小本振泄露、消除混频器的互调干扰等。

射频微波和毫米波通信系统中滤波器一般采用无源分布参数电路实现, 因为传统集总元件和有源器件其寄生参数不可忽略, 且频率越高其辐射损耗越大。毫米波段其辐射损耗一般较大, 环形谐振器可克服这一缺点, 其具有较小的辐射损

耗,且由于其采用全波长结构,物理尺寸相对更宽松,易于制造,更适合毫米波单芯片集成电路。全波长阶跃阻抗环形谐振器结构如图 4.17 所示,在中心频率 f_0 处,环形谐振器周长为一个波长,输入端口 A 与输出端口 B 空间相距 90° ,不连续点或者扰动点 C 与输入输出端口均相距 135° 。不连续点一般可由阶跃阻抗段、凹凸端产生,实际应用中常采用阶跃阻抗形式,因其设计更具高灵活度,可通过改变阻抗比 R_z 、电长度 θ 获得较好的性能,且其不连续结构引起的中心偏移较小,可以忽略^[39]。采用行波理论分析图 4.17 可知:端口 1 的入射波经电容 C_0 耦合至 A,产生顺时针和逆时针两路行波,顺时针行波传播至 C 时,由于阻抗突变,一部分波成为反射波逆时针传播至 B(A->C->A->B),相位变化为 $360^\circ(135^\circ+135^\circ+90^\circ)$ 即同相传播,此时反射波的电场强度获得最大值,并经输出端 B 耦合电容 C_0 输出;另一部分入射波继续向前传播至 B(A->C->B),相位变化为 $-90^\circ(135^\circ+135^\circ)$,与逆时针行波反向相消,使其电场强度减弱。可见,阻抗比越大,其反射波电场强度越大,从而输入输出耦合越大。

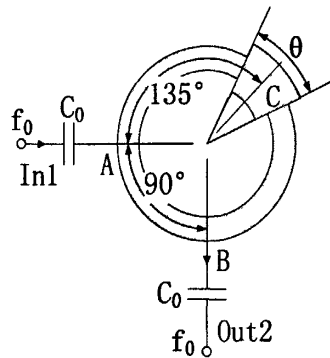


图 4.17 全波长 SIR 环形谐振器

根据图 4.17,在 HFSS 中建立其仿真模型,中心频率 $f_0=30\text{GHz}$,如图 4.18 所示,模型采用低温共烧陶瓷工艺,按照表 2.1 工艺要求进行设计,微带线形式实现,其中金属采用银,基板层数为 3 层,即微带线距地高度为 $277.5\mu\text{m}$,端口采用标准 50Ω 输出,线宽约为 0.42mm ,高阻抗线采用工艺最小线宽 0.1mm 。环形谐振器放置在中间层,即距地高度为 $181\mu\text{m}$,输入输出端经电容 C_0 耦合输入输出,并放置在顶层。仿真调节后, $r_1=0.6\text{mm}$, $r_2=0.7\text{mm}$, $r_3=0.485\text{mm}$, $r_4=0.815\text{mm}$, $L=0.85\text{mm}$,其中高阻抗线 Z_{oh} 约为 77.47Ω ,低阻抗线 Z_{ol} 约为 44.26Ω ,可得阻抗比 $R_z=Z_{oh}/Z_{ol}\approx 1.75$,阶跃阻抗段的电长度约为 65° ,仿真结果如图 4.19 所示。

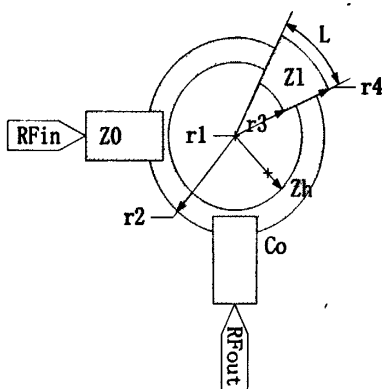


图 4.18 全波长 SIR 环形谐振器 HFSS 模型

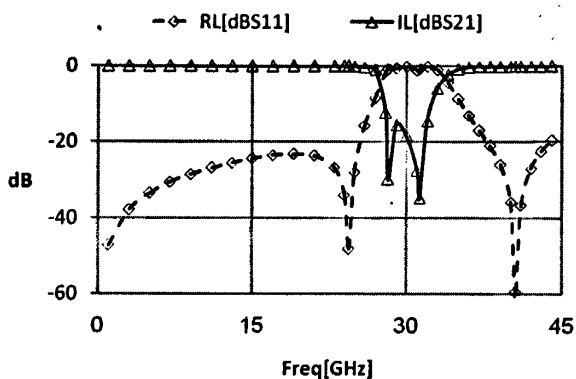


图 4.19 全波长 SIR 环形谐振器仿真结果

图 4.19 中，在通带两侧各产生一衰减极点，通带内插入损耗相对较小，绝对值在 0.5dB 之下，经仿真分析可知：均匀阻抗谐振器(UIR)即 $R_z=1$ ，输入输出没有耦合，按行波理论分析也可得出这一结果； $R_z=Z_{0h}/Z_{0l}<1$ 时，在通带两侧将不产生衰减极点； $R_z>1$ 时， R_z 越大，衰减极点距离中心频率 f_0 越远，耦合系数越大，即耦合越强；阶跃阻抗段的电长度 θ 越大，通带频带越宽；耦合电容 C_0 越大，其频带也越宽，耦合电容 C_0 应使其谐振频率靠近中心频率 f_0 ，使得中心频率 f_0 处耦合最强。

3) 带通滤波器、功分器联合分析

带通滤波器与功分器级联可实现选频功能，并将所需信号的输入功率等 3dB 分配到两路输出信号。根据图 4.15、图 4.18，在 HFSS 中将其拼接一起，建立带通滤波器与功分器的联合仿真模型，如图 4.20 所示。模型参数设置仍与前面一样，仿真微调后， $L_0=0.6\text{mm}$ ， $L_2=0.81\text{mm}$ ， $L_3=1.15\text{mm}$ ， $r_1=0.59\text{mm}$ ， $r_2=0.69\text{mm}$ ， $r_3=0.475\text{mm}$ ， $r_4=0.805\text{mm}$ ， $L=0.84\text{mm}$ 。仿真结果如图 4.21 所示。

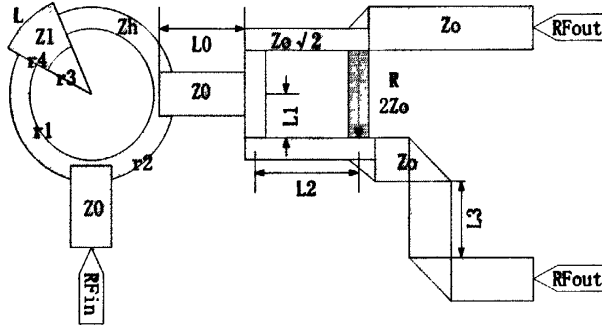
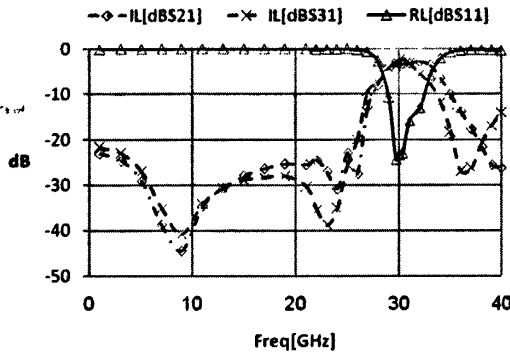
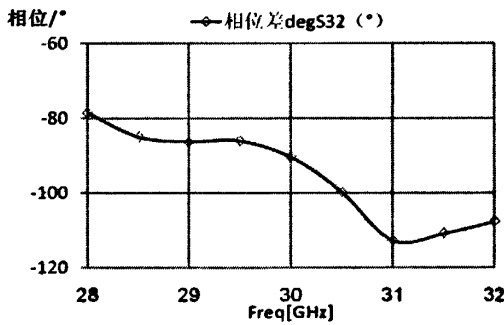


图 4.20 带通滤波器与功分器级联 HFSS 模型



(a)插入损耗和回波损耗



(b)支路 2、3 之间的相位差

图 4.21 带通滤波器与功分器级联仿真结果

图 4.21 中，1 端口为输入端口，2、3 端口为输出端口，3 端口滞后 2 端口 90° 。在中心频率 $f_0=30\text{GHz}$ 处，1 端口和 2 端口之间的插入损耗约为 3dB，1 端口和 3 端口之间的插入损耗约为 3.5dB，1 端口回波损耗为 23dB，相位差约为 90° ；级联后通带频宽变窄，大约 2GHz，带内 1 端口和 2 端口之间的插入损耗波动约为 $\pm 0.5\text{dB}$ ，1 端口和 3 端口之间的插入损耗波动为 $\pm 0.5\text{dB}$ ，相位差波动约为 $\pm 20^\circ$ 。

4) 直流偏置

直流支路与毫米波支路的隔离已经在第三章专门讲述，详细内容可参阅第三

章。根据芯片资料，电源 Vdd 输入端应接旁路电容，电容值 $C=100\text{pF}$ 。旁路电容与芯片的距离尽量接近，应不少于 0.762mm 。在 HMC263 低噪声放大器的设计过程中，将 100pF 旁路电容放置在距离芯片 0.5mm 处。

5) HMC263 低噪声放大器整体单元

HMC263 低噪声放大器的整体单元结构如图 4.22 所示。将带通滤波器与具有 90° 相移的功分器联合仿真的 S 参数以及 HMC263 芯片的 S 参数导入 Ansoft designer，并进行联合仿真，仿真结果如图 4.23 所示。

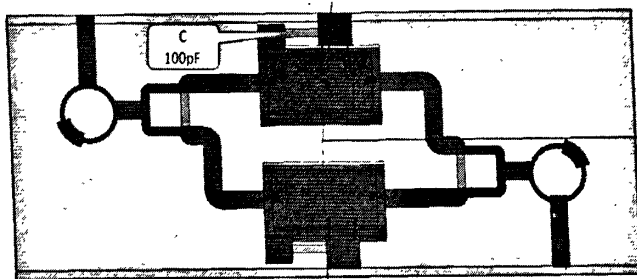


图 4.22 HMC263 低噪声放大器

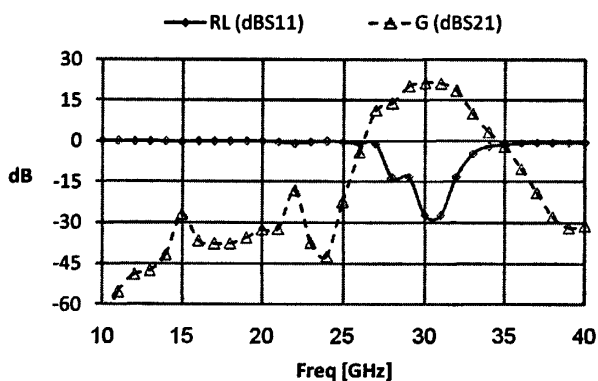


图 4.23 HMC263 低噪声放大器仿真结果

图 4.23 中，中心频率 30GHz 处的增益为 21.5dB ，具有最大增益。 29GHz 至 31GHz 频段内，低噪声放大器的增益在 20dB 附近，增益平坦度小于 1.5dB ； 27GHz 至 33GHz 增益大于 10dB ；在 26GHz 以下频段和 35GHz 以上频段增益小于零。

平衡放大器的带宽主要受限于 Wilkinson 功分器的带宽，而 Wilkinson 功分器的带宽主要受 $1/4$ 波长线限制。平衡放大器具有较高的稳定性，输入输出匹配较好，容易级联，但由图 4.23 可发现，平衡放大器尺寸较大，需要两个单独的放大器并且直流功耗翻倍。

4.3 本章小结

本章主要介绍了单刀双掷开关和低噪声放大器的设计，并依据 LTCC 工艺参数在 HFSS 中建立其仿真模型。单刀双掷开关主要应用于收发通道的切换，应具有较小的插入损耗和较大的隔离度，本章对单刀双掷开关的串联、并联、串并联结构进行建模仿真分析，并综合比较其性能；低噪声放大器一般放置在 T/R 系统的前端，应具有较小的噪声系数和适当的增益，本章采用平衡放大器结构建立低噪声放大器模型并进行仿真分析。

第五章 结论

社会在飞速发展,越来越多的信息需要及时快速的传递和反馈,对通信设备的要求也越苛刻,要求其小型化、便携式,高可靠性,高性能。无线通信技术正处于这种浪潮中,面临着频带拥挤,尺寸大等问题,因此必须往高端频率发展。毫米波具有频带宽的特性,可承载更多的信息,有效解决无线通信频带拥挤的问题;毫米波同时具有波长短的特性,可进一步缩小通信设备的体积。LTCC 作为新兴电子材料,具有优良的高频特性,广泛应用于毫米波电路设计,具有高可靠性、高性能等优点;LTCC 其多层结构可实现 T/R 组件小型化,便携式。基于 LTCC 技术的毫米波 T/R 组件充分结合了 LTCC 技术和毫米波技术的优点,有望实现 T/R 模块小型化,便携式、高可靠性、高性能,最终实现无线通信技术新的革新。本文正是基于这一研究意义,在以下几方面做了详细工作。

1)介绍毫米波 LTCC 收发机组件国内外发展情况,国内 LTCC 毫米波收发组件的研究主要集中在研究所和高校,处于试验阶段,无法大规模生产,国外 LTCC 毫米波组件已经在企业中实现大批量生产,且性能好价格也低。国内与国外技术之间存在着较大差距,自主知识产权少之又少,远远落后于国外发达国家,为此应加快毫米波 LTCC 收发机组件技术的研究。

2)设计 T/R 系统架构,选取两次变频超外差结构;依据 LTCC 工艺参数,选定系统基板介质材料;根据系统指标,分析选定各种放大器、混频器等有源器件;在此基础上计算 T/R 系统的增益,噪声系数、1dB 压缩点、三阶截断点、动态范围。其中,接收支路增益为 49.5dB,噪声系数为 2.26dB,输出 1dB 压缩点为 20.06dBm,输出三阶截断点为 28.22dBm;发射支路增益为 50.5dB,噪声系数为 3.3dB,输出 1dB 压缩点为 29.4dBm,输出三阶截断点为 32.37dBm。

3)设计 LTCC 直流偏置网络,依据 LTCC 工艺参数和设计指标,确立直流支路与毫米波支路隔离的电路模型,并在 HFSS 中建立其三维结构。分别采用 3 阶低通滤波器直流偏置线网络、6 阶椭圆低通直流偏置线网络、扇形直流偏置线网络实现毫米波支路与直流支路之间的隔离。仿真结果表明,其插入损耗较小,接近无损耗传输,隔离度均大于 20dB,满足性能指标要求。

4)设计单刀双掷开关和低噪声放大器。依据 LTCC 工艺参数,综合比较分析,选用 PIN 梁式引线二极管,在设计过程中采用其正反偏等效电路,并在 HFSS 中建立串联型、并联型、串并联型三种不同结构的单刀双掷开关。仿真分析表明,三种结构中,串联结构性能较好,因为串联结构避免了通孔效应。依据 LTCC 工艺参数,选用 Hittite 公司的 HMC263 有源芯片,采用平衡放大器结构在 HFSS 中

建立低噪声放大器模型。在设计过程中起初分别单独设计带通滤波器, Wilkinson 功分器, 接着分析带通滤波器、Wilkinson 功分器的整体结构, 最后联合分析低噪声放大器。仿真分析表明, 平衡放大器具有较高的稳定性, 输入输出匹配较好, 容易级联, 但尺寸较大, 需要两个单独的放大器, 直流功耗翻倍, 带宽主要受 $1/4$ 波长线限制。

本文基于 LTCC 工艺, 针对毫米波 T/R 组件进行一系列仿真建模, 但由于种种原因未能进行加工, 模型没有得到实际验证, 这也是下一步的工作计划。LTCC 工艺的优势主要体现在其多层结构, 层数越多, 内部埋置的无源元件的数量也增加, 集成度就越高, 本文采用的层数不多, 设计过程只采用单芯片, 未能充分发挥 LTCC 的优势, 集成密度较低, 今后的研究方向将向多芯片集成发展, 将多个高密度集成的芯片封装在一起, 大大缩小体积, 提高集成密度。本文没有涉及多芯片封装, 但在研究期间已涉及这一方面, 采用 20 层, 建立多芯片封装模型, 并考虑金丝键合线的匹配设计, 顶部 6 层用于放置 T/R 有源芯片, 中间 9 层用于设计无源元件, 底下 5 层用于 T/R 组件引线引出。这将是今后的重点研究方向。

致 谢

列车西北而行，带着新的憧憬，我背着行囊来到了校园。晃眼之间，春夏秋冬已交替两回，窗外的景色由新鲜转为平常，周围的人事物由陌生转为熟悉。

列车东南返行，如今到了拖着行李离开校园的时候。窗外的景色将化成留恋留在脑海里，周围的人事物将化成不舍刻在心里。离别的时候总是有太多的话想对他们说却又不知道该怎么表达，唯有用真心向他们表示感谢。

谢谢我的导师李跃进教授，老师：吴镇宇、丁瑞雪、柴长春教授、杨银堂副校长、吴玉广教授。李老师为人谦虚、待人和蔼，在科研上经常询问我们的进展，督促我抓紧时间，帮助修改评阅论文，可以说论文的完成渗透着李老师的辛劳；李老师还在生活上关心我，帮助我；李老师的严谨治学、待人友善是我今后学习的榜样，指引我今后的人生道路。老师们的辛勤教学，倾囊解授，使我得以掌握专业知识，加深了我对行业动态的了解。谢谢他们，他们都是我的长辈，都是令人尊敬的老师，都永远值得我学习。

谢谢我的师兄邢孟江、温鹏华、李伟、钱明、杨海峰，师姐李小珍、任少娜、林芳，实验室的伙伴：白冰、付强、李冰冰、朱邓、苏汉章、李旭东、赵颖博，师弟李春宇、尧帅、卢启军、赵海忠。师兄邢孟江在项目上给予的指导使我得以完成这篇论文；师兄师姐的耐心回答，使我少绕弯路；实验室伙伴的互相探讨使我进步更快；师弟们的学习气氛使我深受感染，专心科研。谢谢他们，和他们一起在实验室互相探讨，偶尔玩玩游戏，充实了我的大学生活。

谢谢我的同学，身边的朋友，谢谢我的学长邸志雄、学弟林修焮、陈达荣，谢谢我的友人周东红、刘娜珍、黄小丹，谢谢他们，他们给予我很多的帮助，我将永远铭记在心。

谢谢我的舍友：彭增欣、赵颖博、马振洋、章磊。彭增欣孜孜不倦的学习精神是我学习的推力，在他刻苦努力氛围的感染下，我才可以安然坐定在自习室里补充知识；赵颖博正如其名聪颖博学，见识丰富，我经常问他一些事，他都可以很详细的告知，拓宽了我的知识面；还有他父母的真诚热忱也是值得我学习，至今仍记得去他家时，叔叔阿姨的热情款待以及和蔼的脸庞，走时还亲自送我们，直到我们上车时才离开；马振洋山东人的豪爽乐观，带给了我很多快乐，第一次在雪地里堆雪人、扔雪球便是和他以及他漂亮的女朋友汪晓一起渡过，还留下了美好的照片，作为永恒的留念；章磊，我的新舍友，专业知识扎实，其钻研精神促使松懈的我加快前行的步伐。谢谢他们，他们带给我的帮助和快乐无法用言语说清，只能在心里表达我的祝福，祝福他们和他们的家人、亲戚、朋友幸福快乐，

平安一生。

衷心感谢我的父母、姐姐、亲戚、女朋友，他们一直默默的关心着我，不求回报，他们一直是我的动力，不管风雨一直都陪伴着我，我仅能以自己的力量来报答他们。我爱你们！

风吹叶落，校园里漂浮着欢声笑语，悲伤哀愁，充满了太多太多的不舍。大学时光已悄然接近终点，在这温馨的校园生活里，我有幸结识许多关心我、帮助我的老师、舍友、同学、朋友、师兄师姐、师弟师妹，真的很幸运。

风吹叶落，落下的叶子仍眷恋着泥土，留下的根则深深地扎在泥土里，就像我对你们的思念永远深深扎在西电的校园气息里！

起航，扬帆！我们崭新的未来！

参考文献

- [1] 彭沛夫. 微波技术与实验. 北京: 清华大学出版社,2007,P1-14
- [2] 张瑜, 郝文辉, 高金辉. 微波技术与应用. 西安: 西安电子科技大学出版社,2006,P1-7
- [3] 张瑜, 郝文辉, 高金辉. 微波技术与应用. 西安: 西安电子科技大学出版社,2006,P180-188
- [4] 薛良金. 毫米波工程基础. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社,2004,P517-530
- [5] R.Kulke, G.Mollenbeck, C.Gunner. LTCC Multi-Chip Modules for Ka-Band Multimedia Satellite Technology. German Microwave Conference, March 2008
- [6] T.Baras, A.F.Jacob. Manufacturing Reliability of LTCC Millimeter Wave Passive Components, IEEE Trans.Microw.Theory Tech.,Vo1.56,No.11,Nov.2008
- [7] T.Baras, J.Muller, A.F.Jacob. K-Band LTCC Star Mixer with Broadband IF Output Network. IEEE International Microwave Symposium, June 2007
- [8] J.F.Trabert, M.Hein, J.Muller. High Functional Density LTCC Modules for Satellite Communications, 35th European Microwave Conference, Vol.1, October 2005
- [9] T.Baras, A.F.Jacob. Integration of Wideband LTCC Image Rejection Mixers at K-Band, GeMiC 2010, ITG Special Session, March 2010
- [10] T.Baras, A.F.Jacob. Temperature Drift Compensation Technique for a Hybrid LTCC Oscillator at 20GHz. European Microwave Week, September 2009
- [11] Glenn Oliver. Design of LTCC RF Modules for Communication System. Ansoft Corporation Presents. 2002
- [12] 张琦, 苏东林, 张德智. 基于 LTCC 多层基板的 X 波段 T/R 组件小型化设计. 现代电子技术, 2007 年第 1 期
- [13] 韩国兵. 基于 LTCC 的微波天线和集总元件研究. 南京理工大学, 2004
- [14] 杨非. 毫米波 T/R 组件的研究与设计. 电子科技大学, 2006
- [15] 夏雷. 微波毫米波 LTCC 关键技术研究. 电子科技大学, 2008
- [16] 张凯. 毫米波 LTCC 收发组件研究. 电子科技大学, 2007
- [17] http://www.ltcc.de/en/rd_ker.php
- [18] <http://www.ltcc.de/en/>
- [19] 陈达宏, 王玉霞. 锡铅合金电镀. 电子工艺技术, 2000 年第 2 期

- [20] Qian Kewei. Research of LTCC Millimeter Wave T/R Module. ICMMT 2010 Proceedings
- [21] 中国 LTCC 器件市场竞争研究报告,2009
- [22] Behzad Razavi. RF Microelectronics. N.J.: Prentice Hall,1997,P118-165
- [23] 李志群, 王志功. 射频集成电路与系统. 北京: 科学出版社,2008,P128-152
- [24] 陈邦媛. 射频通信电路(第2版). 北京: 科学出版社,2006,P153-154
- [25] Thomas H.Lee. The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits,2nd ed. UK: Cambridge University Press,2004,P694-763
- [26] Guillermo Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design,2nd ed. N.J.: Prentice Hall,1997,P273-283
- [27] 刘长军, 黄卡玛, 闫丽萍. 射频通信电路设计. 北京: 电子工业出版社,2005,P241-254
- [28] 李志群, 王志功. 射频集成电路与系统. 北京: 科学出版社,2008,P59-83
- [29] David M.Pozar. Microwave Engineering,3rd ed. N.Y.: Wiley,2003,P412-416
- [30] JiashengHong, M.J.Lancaster. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. N.Y.: Wiley,2001,P116-121
- [31] 姚波, 张永慧. 一种宽带微波放大器偏置电路的设计. 电脑与电信,2009 年第 7 期
- [32] 阳明. SPDT & SP3T 大功率 PIN 开关. 电子对抗技术,1998 年第 13 卷第 2 期
- [33] 梁亮. Ka 波段单刀三掷开关的研制. 电子科技大学,2006
- [34] 翟琰. 毫米波 PIN 管单刀双掷开关的研究. 合肥工业大学,2003
- [35] Inder Bahl, Prakash Bhartia. Microwave Solid State Circuit Design,2nd ed. N.Y.: Wiley,2003,P418-424
- [36] Inder Bahl, Prakash Bhartia. Microwave Solid State Circuit Design,2nd ed. N.Y.: Wiley,2003,P632-652
- [37] Rowan Gilmore, Les Besser. Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Volume2: Active Circuits and systems. MA.: Artech House,2003,P:107-121
- [38] 徐兴福. ADS2008 射频电路设计与仿真实例. 北京: 电子工业出版社,2009,P297-314
- [39] M.Makimoto, S.Yamashita. Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication. Berlin: Springer,2000,P112-125

研究成果

作者在硕士期间参加的科研课题：

- [1] 国家863项目“多模式多频段宽带无线通信射频前端SoC芯片开发”。
- [2] 国家研究项目“微波MCM/SIM设计环境与元件建模技术”。

