



摘要

随着当代无线技术的迅猛发展,无线技术已经深入生活和工作的每个角落。微波功率放大器作为无线通信系统中的关键组成部分,其性能的好坏将影响整个通信系统的性能。微波功率放大器在雷达和电子对抗中的应用越来越广泛,但是在国内微波功率放大器放的设计研究还处于起步阶段。

本文重点研究 c 波段微波功率放大器。对微波放大器的关键技术进行了讨论分析,如匹配技术,功率合成技术,直流偏置技术。采用理论分析与微波电路仿真软件相结合的方法,设计出一款基于 GaAs HEMT 的 c 波段三级微波功率放大器,包括使用 ADS 完成 Wilkinson 功分器/合成器和偏置电路设计,使用 Autocad 软件完成模具的设计,并将设计结果付诸实践。

论文从三方面对放大器的设计进行讨论:首先介绍了设计放大器需要的各领域的基础理论,然后讨论了本项目适合的设计方法,最后展示了放大器的实现过程。基于功率要求设计出了合适的电路结构,选择适当元器件搭建电路,并采两路功率合成来提高放大器的输出功率。采用先进的微波电路设计软件 ADS 对电路进行了优化和仿真,得到了大量的实验数据。设计的三级 GaAs 微波功率放大器在 5.5~6GHz 频率范围内输出功率达到 46dBm,增益达到 38dB。

关键词: C 波段大功率 直流偏置 威尔金森功分器

Abstract

In modern wireless communication, high power microwave amplifier is necessary and playing a critical role. Even the whole communication system will be affected by its performance. High power microwave power amplifiers are increasingly and extensively applied in radar and Electron Countermeasure while power amplifier design is still in initial stage in China.

We place emphasis on C-band high power microwave power amplifiers design and realization in the thesis. We have studied some key issues such as power combining and DC biasing techniques to realize C-band high power microwave power amplifiers. Through theoretical analysis and simulation, we have designed a GaAs high power amplifier. There are some experience for the high power amplifier design: the use of ADS software for Wilkinson power divider/combiner and Autocad for the fix instrument.

The paper discusses how to design an amplifier in theory, introduce the basic points necessary in this field, choose the proper method and proper devices, fabricate the circuit in a right way and use two-way combiner/divider to achieve a high output power. The amplifier was developed with the Pout of 46dBm (max) and the gain of 38 dB over the 5.5~6GHz range.

Keywords: c band high power DC biasing Wilkinson divider/combiner

摘 要.....	i
Abstract.....	iii
第一章 绪 论.....	1
1.1 微波功率放大器研究的目的及意义.....	1
1.2 微波功率放大器的研究动态.....	2
1.3 本课题来源和研究意义.....	3
1.4 本课题主要工作和内容安排.....	3
第二章 微波功率放大器的基础理论.....	5
2.1 二端口网络 S 参数	5
2.2 性能参数指标.....	6
2.3 功率放大器的分类及特点.....	8
2.4 阻抗匹配网络设计.....	10
2.4.1 输入输出匹配电路.....	11
2.4.2 级间匹配电路.....	12
2.4.3 完全共轭匹配.....	12
2.4.4 匹配网络实现.....	13
2.5 微波功率放大器的设计要点.....	14
第三章 微波功率放大器的设计.....	17
3.1 微波功率放大器的电路结构.....	17
3.1.1 元器件的选择.....	17
3.1.2 有耗匹配放大器.....	18
3.1.3 平衡式放大器.....	18
3.1.4 负反馈式放大器.....	19
3.1.5 有源匹配式放大器.....	20
3.1.6 单级和多级结构.....	21
3.2 功率合成技术简述.....	21
3.2.1 芯片级合成.....	22
3.2.2 电路合成.....	22
3.2.3 空间合成和准光合成.....	24
3.2.4 混合合成/多级合成.....	24
3.2.5 其他合成方式.....	24
3.3 微带线的设计.....	24
3.4 直流偏置电路.....	26
3.5 腔体设计.....	27
第四章 GaAs 微波功率放大器的设计和实现.....	29
4.1 微波功率放大器的指标要求和设计方案.....	29
4.1.1 设计指标.....	29
4.1.2 电路构成和主要器件.....	29
4.2 Wilkinson 功分/合成器设计	32

4.3 直流偏置电路设计.....	37
4.4 功率放大器的测试.....	41
第五章 总结.....	43
致 谢.....	45
参考文献.....	47

第一章 绪 论

1.1 微波功率放大器研究的目的及意义

微波功率放大器广泛应用在卫星通信、移动通信、导航、电子对抗、雷达系统以及各种电子装备中, 在一些测试测量系统中也不可或缺。它具有低的工作电压、低噪声、高的效率和线性度以及小尺寸等特点。随着微波通信和军事领域新标准新技术的发展, 日益要求提高微波功率放大器的性能, 具有更高的输出功率、效率和可靠性^[1]。

微波功率放大器在军用和民用设备中起着心脏部件的作用。例如, 在电子战中, 微波功率放大器可制成有源诱饵, 避免飞机被导弹攻击。在电子对抗中为了干扰到敌人的 GPS(Global Position System 全球定位系统), 大功率的 GPS 干扰机中的微波功率放大器直接决定着战争的胜败。对于不断提高要求的数字电视发射机来说, 微波功率放大器的性能的高低直接影响着数字信号发射的质量。在雷达系统的大功率发射中, 微波功率放大器更为重要。微波功率放大器广泛应用于小功率或低数据速率终端; 在相控阵雷达中, 微波功率放大器也扮演着重要的角色。有源相控阵雷达的重要组成部分是 T/R 组件, T/R 组件是系统成本高低的决定性因素之一, 其性能的好坏将影响相控阵雷达系统的发现能力、作用距离等技战术指标。在 T/R 组件的设计中一方面要求有高功率, 另一方面还要求体积小、重量轻、可靠性高、成本低等。微波功率放大器作为 T/R 组件的核心部分, 直接决定上述参数。

微波功率放大器在现代的无线通信中同样发挥着重要的作用。由于无线通信的飞速发展, 满足不同需求的通信系统应运而生, 不同通信标准、不同工作模式的多种系统并存, 给人类生活带来极大的方便。对通信的质量和业务范围的要求也越来越高。人们希望不仅能在不同地方进行通话, 而且要求开展数据、传真等非话业务的服务。随着半导体工艺的快速发展, 电路集成度的迅速提高, 人们对微波组件性能的期望值越来越大。特别是对微波功率放大器, 人们总是希望其频带越来越宽, 功率越来越大, 通用性越来越强。微波功率放大器作为通信技术中的重要部件和关键环节, 它的发展水平将极大的影响通信技术的整体发展。市场要求促使移动通信技术高速发展, 通信的频率不断提高, 通信的带宽逐渐增加, 使用的设备快速更新换代, 对于核心部件的微波功率放大器的要求自然也越来越高^[2-4]。

由于微波功率放大器在所有微波系统中的心脏作用, 使放大器成为制约系统

性能和技术水平的关键部件，其性能的优劣将直接影响到整个系统的质量。

综合上述现象，微波功率放大器的应用价值和重要性已经体现的非常清楚，其性能的好坏成了制约通信、电子对抗、雷达和数字电视发射机系统发展的瓶颈。而且随着国有相关产品的更新换代，对微波功率放大器具有较大的需求。因此，微波功率放大器的研究和设计是非常紧迫而极具现实意义的。

1.2 微波功率放大器的研究动态

由于微波功率放大器在各类微波系统中的重要作用，国内外研究者做了大量的研究工作，从器件制作到设计水平，微波功率放大器的性能在近几十年有了很大的提高，为无线系统的发展奠定了基础。

研究人员也在微波技术方面不断创新，各种新的微波技术应运而生，积极促进了微波功率放大器的性能改善。由于 DSP（数字信号处理）技术和微处理控制技术的出现和发展，让人们能够广泛的使用各种微波功率放大器线性技术，例如使用反馈技术和预失真技术来提高微波功率放大器的效率和线性度；功率合成技术的发展，让人们可以采用微波器件在特定的频段输出极高的功率；宽带技术的出现使人们可以利用微波器件对带宽达十几个 GHz 的信号进行放大；同时，效率增强技术为我们提高微波功率放大器的效率做出了贡献。如今，通过采用新型的微波器件和新颖的微波技术，人们已经开发出各种微波功率放大器来满足通信及军事上的需求，无线技术得到了飞速发展。

微波功率放大器的核心是半导体器件，它的性能提高离不开高性能半导体器件的研制。在微波技术不断改善的同时，微波器件以蓬勃的姿态高速发展，成为各研究机构热衷的课题。在无线电通信的早期，还没有微波器件的概念，微波功率通过电火花、电弧和交流电产生；随着 1907 年 Deforest 三极管的应用，热离子真空管提供了一种产生、控制微波信号的方式；二十世纪二十年代到七十年代是真空管功放的时代；固态分布微波功率设备是在二十世纪六十年代末随着 2N6093 这样的硅双极晶体管引入而出现的；随着砷化镓单晶及其外延技术获得突破，砷化镓肖特基势垒栅场效应晶体管研制成功。由于砷化镓材料载流子迁移率高、禁带宽度大，从而使微波固态功率放大器具有高频率、低噪声；进入 80 年代，由于分子束外延技术和有机金属化学沉积技术的进展，超薄外延层的厚度及杂质浓度得以精确控制，使异质结器件迅速发展，由 InP/InGaAs 组成的异质结双极晶体管相继研制成功，采用这些器件设计微波功率放大晶体管，使微波固态功率放大器的工作频率达到毫米波频段；到 90 年代，涌现了多种新型固态器件，例如 HEMT、HFET 和 HBT 等等，采用 InP、SiC 和 GaN 等新材料，这些新的宽禁带半导体器件在工作频率和带宽方面都比以前的硅器件有了很大的提高。

上个世纪九十年代中期,美国 Cornell 大学承接、立项研究多倍频程、高功率、高效率的放大器,其目的是为他们提出的高级多功能射频系统中的相控阵雷达提供功率源,在目前公开的报告中已成功研制了三代 GaN 功率放大器^[5-8]。Wisconsin-Madison 大学的研究人员采用 SiGe HBT 管芯研制的宽带功率放大器,带宽 0.1~14GHz,输出功率 190mW。在国内,南京电子器件研究所研制出了 2~6GHz 宽带单片功率放大器^[9],带宽 2~6GHz,输出功率 4.5W,功率附加效率 25%,增益平坦度 $\pm 1\text{dB}$,输入输出驻波比小于 2。中国电子科技集团第十三研究所设计的宽带 GaAs MMIC 功率放大器。其带宽为 3~6GHz,输出功率为 3W,功率增益为 23dB,输入输出驻波比小于 2.5。

1.3 本课题来源和研究意义

本课题来源某装备预先研究项目。由于很多测试系统对于特定频段的输入功率有要求,功率放大器的研究成为一个非常必要的课题。本课题要求通过对微波功率放大器设计的关键技术及实现手段的研究设计出一款工作在某一微波频段的微波功率放大器。达到设计指标的微波功率放大器将用于提供 load-pull(负载牵引)系统在某一微波频段的输入功率。

由于微波功率放大器广泛应用在无线通信、电子对抗和雷达等系统中,我们所研制的微波功率放大器如果最终技术成熟,将可以进行批量生产转化为技术产品,投入到实际的应用中去。同时,我们所研制的微波功率放大器对于军用产品更为重要,因为对于作为相控阵雷达功率发射模块核心部分的功率放大器来说,我们当然希望有能够满足要求的自主知识产权的产品,而不是依赖国外的进口产品。

目前国内从事功率放大器设计的研究单位还不多,我们用到的功率放大器大多数从国外购买。为解决这种状况,最好的办法就是加大研究力度,研制出我们自己的功率放大器。希望本课题能够为国内功率放大器的发展做出自己的贡献。

1.4 本课题主要工作和内容安排

本文的主要工作涉及微波领域的相关理论基础,结合理论分析和仿真手段的设计部分,成果实现和结果测试。整篇论文呈金字塔结构,首先铺陈基础理论,之后介绍入门技术,然后有针对性的选择设计方法,最后实现具体结构。

内容包括:

第一章 绪论。对微波功率放大器的应用、国内外研究动态、分类和课题的来源及意义做了综合评述。

第二章 微波功率放大器基础理论。介绍了微波射频领域的一些基础理论。

S 参数是微波领域中用以描述基本性能的工具,在介绍 S 参数的基础上,又对微波功率放大器设计中具有普遍意义的几个性能参数进行了简单说明;继而介绍了微波功率放大器的分类及特点;另外简单阐述了设计功放的若干入门理论,如阻抗匹配网络设计等。

第三章 大功率微波放大器设计方法。具体介绍了功放的一般设计方法,尤其是本项目需要用到的若干技术,包括电路结构的设计、单级电路和多级电路的使用、微带线电路的设计以及必要的直流偏置电路设计等。

第四章 GaAs 微波功率放大器的设计和实现。基于项目需求,对大功率微波功率放大器的实现进行了探究。然后采用理论分析和 ADS 软件仿真的方法,设计出多级功率放大器。选择适当的微波功率器件,设计 pcb 电路板和微波测试夹具,按照设计蓝图组装,最后对功率放大器进行性能测试和分析。

第五章 对整篇论文进行总结。

第二章 微波功率放大器的基础理论

2.1 二端口网络 S 参数

微波系统中很多最基本、最常用的元件都属于互易二端口网络，在大多数情况下，用二端口网络来描述有源与无源器件的电性能^[10]。例如设计功率放大器时，描述有源器件、双极或场效应管非线性特性等。在微波频段，对二端口的描述有 S 参数、Z 参数、Y 参数、H 参数或者 ABCD 参数，但对于交流信号的短路和开路很难在微波宽带范围内实现，导致 Z 参数、Y 参数、H 参数或者 ABCD 参数的测量非常困难。另外一个原因是，一个有源的二端口网络在短路或者开路状态下可能会产生振荡。因此，最恰当的表述方法就只有下面所介绍的散射矩阵 S 参数。

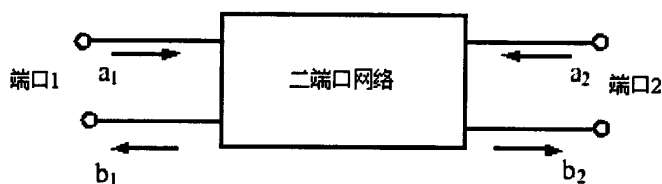


图 2.1 二端口网络入射波和反射波

在微波线性二端口网络中引入归一化入射波 $a(x)$ 、归一化反射波 $b(x)$ 和反射系数 $\Gamma(x)$ 之后，对于如图 2.1 所示的二端口网络，入射波和反射波之间可以表示为线性关系。在图 2.1 中，在端口 1 以 $a_1(l_1)$ 表示入射波（定位于 $x_1=l_1$ ），以 $b_1(l_1)$ 表示反射波，在端口 2 以 $a_2(l_2)$ 表示入射波（定位于 $x_2=l_2$ ），以 $b_2(l_2)$ 表示反射波，我们可以根据

$$b(x) = \Gamma(x)a(x) \quad (2-1)$$

可以得到：

$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2) \quad (2-2)$$

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2) \quad (2-3)$$

将其表示为矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

显然 $a_1(l_1)$ 、 $b_1(l_1)$ 、 $a_2(l_2)$ 和 $b_2(l_2)$ 分别为图 2.1 中端口 1 和端口 2 的入射波和反射波的数值。参数 S_{11} 、 S_{22} 和 S_{12} 、 S_{21} 代表反射系数和传输系数，称之为二端口网络

的散射参数 (S 参数), 可由端口 1 和端口 2 处测得。将参数矩阵

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

称之为散射矩阵。 $S_{11}a_1(l_1)$ 表示在端口 1 处入射波 $a_1(l_1)$ 对反射波 $b_1(l_1)$ 的贡献。同理, $S_{12}a_2(l_2)$ 表示在端口 2 处入射波 $a_2(l_2)$ 对反射波 $b_1(l_1)$ 的贡献。

由式(2-5), S 参数在特定位置的测量值如图 2.1 所示的端口 1 和端口 2, 定义为

$$S_{11} = \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \Big|_{a_2(l_2)=0} \quad \text{端口 2 匹配时, 端口 1 的反射系数} \quad (2-6)$$

$$S_{21} = \frac{b_2(l_1)}{a_1(l_1)} \Big|_{a_2(l_2)=0} \quad \text{端口 2 匹配时, 端口 1 到端口 2 的传输系数} \quad (2-7)$$

$$S_{22} = \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)} \Big|_{a_1(l_1)=0} \quad \text{端口 1 匹配时, 端口 2 的反射系数} \quad (2-8)$$

$$S_{12} = \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)} \Big|_{a_1(l_1)=0} \quad \text{端口 1 匹配时, 端口 2 到端口 1 的传输系数} \quad (2-9)$$

2.2 性能参数指标

(1) 工作频率范围 (F): 指放大器满足各级指标的工作频率范围。放大器实际的工作频率范围可能会大于定义的工作频率范围。

(2) 输出功率 (Output Power, P_o): 放大器的输出功率有两种表示方式: 饱和功率和 1dB 压缩点输出功率。

饱和功率指的是输出的最大功率。1 分贝压缩点输出功率 (P_{1dB}): 放大器有一个线性动态范围, 在这个范围内, 放大器的输出功率随输入功率线性增加。这种放大器称之为线性放大器, 这两个功率之比就是功率增益 G 。随着输入功率的继续增大, 放大器进入非线性区, 其输出功率不再随输入功率的增加而线性增加, 也就是说, 其输出功率低于小信号增益所预计的值。通常把增益下降到比线性增益低 1dB 时的输出功率值定义为输出功率的 1dB 压缩点, 用 P_{1dB} 表示。典型情况下, 当功率超过 P_{1dB} 时, 增益将迅速下降并达到一个最大的或完全饱和的输出功率, 其值比 P_{1dB} 大 3-4dB。

(3) 功率增益 (G): 指放大器输出功率和输入功率的比值, 单位常用“dB”。微波放大器功率增益有多种定义, 比如转换功率增益、工作功率增益、可用功率增益等。通常用放大器输出端口的功率与输入端口功率的比值来表示增益。实际测量时, 常用插入法, 即用功率计先测信号源能给出的功率 P_1 ; 再把放大器接到信号源上, 用同一功率计测放大器输出功率 P_2 , 则功率增益就是:

$$G = \frac{P_2}{P_1} \quad (2-10)$$

(4) 增益平坦度(ΔG): 指在一定温度下, 在整个工作频率范围内, 放大器增益变化的范围。增益平坦度由下式表示: $\Delta G = \pm (G_{\max} - G_{\min}) / 2\text{dB}$

ΔG : 增益平坦度

$G_{\max}$: 增益——频率扫频曲线的幅度最大值

$G_{\min}$: 增益——频率扫频曲线的幅度最小值

(5) 效率和功率附加效率(Power Added Efficiency, PAE)

功率效率: 功率放大器的放大原理主要是将电源的直流功率转化成交流信号功率输出。但是在这个放大过程中只有一部分直流功率被转化成为有用的信号功率并为负载所获得, 另一部分被放大器本身以及电路中的寄生元件所消耗。衡量这种转化效率有两种定义, 一种称为效率 η , 其定义是输出功率 P_{out} 与直流电源供给功率 P_{dc} 之比, 即:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc}}} \quad (2-11)$$

显然这种定义并没有考虑晶体管的放大能力, 即相同功率效率的两个晶体管的功率增益可以相差很大。通常设计者希望使用功率增益高的晶体管。功率附加效率 PAE 的定义包含了功率增益的因素, 当功率放大器有比较大的功率增益时, $P_{\text{out}} \gg P_{\text{in}}$, 此时有 $\eta \approx \text{PAE}$ 。效率越高, 功率损耗越小。于是给出另一种定义, 即功率附加效率 PAE, 它的定义如下:

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{dc}}} \quad (2-12)$$

(6) 输入/输出驻波比 (VSWR): 微波放大器通常设计或用于 50Ω 阻抗的微波系统中, 输入/输出驻波表示放大器输入端阻抗和输出端阻抗与系统要求阻抗 (50Ω) 的匹配程度。用下式表示:

$$\text{VSWR} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|) \quad (2-13)$$

$$\text{其中 } \Gamma = (Z - Z_0) / (Z + Z_0) \quad (2-14)$$

VSWR: 输入输出电压驻波比

Γ : 反射系数

Z : 放大器输入或输出端的实际阻抗

Z_0 : 需要的系统阻抗

(7) 三阶截点 (IP_3): 测量放大器的非线性特性, 最简单的方法是测量 1dB 压缩点功率电平 $P_{1\text{dB}}$ 。另一个颇为流行的方法是利用两个相距 5 到 10MHz 的邻近信号, 当频率为 f_1 和 f_2 的这两个信号加到一个放大器时, 该放大器的输出不仅包含了这两个信号, 而且也包含了频率为 $mf_1 + nf_2$ 的互调分量 (IM), 这里, 称

$m+n$ 为互调分量的阶数。在中等饱和电平时, 通常起支配作用的是最接近基音频率的三阶分量。因为三阶项直到畸变十分严重的点都起着支配作用, 所以常用三阶截点 (IP3) 来表征互调畸变。三阶截点是描述放大器线性程度的一个重要指标。三阶截点功率的典型值比 P_{1dB} 高 10-12dB。

(8) 噪声系数(NF): 噪声系数是指输入端信噪比与放大器输出端信噪比的比值, 单位常用“dB”。噪声系数由下式表示: $NF=10\lg(\text{输入端信噪比}/\text{输出端信噪比})$ 在放大器的噪声系数比较低 (例如 $NF<1$) 的情况下, 通常放大器的噪声系数用噪声温度 (T) 来表示。噪声系数与噪声温度的关系为: $T=(NF-1)T_0$ 或 $NF=T/T_0+1$ T_0 -绝对温度 (290K)。

2.3 功率放大器的分类及特点

衡量一个射频放大器性能的主要参数有最大输出功率、效率、线性度和增益等, 在不同的应用环境对各项指标的侧重不尽相同。例如对 AM 调制的射频信号, 重要的指标是功放的线性度; 而对于调频调相信号, 效率则是一个重要的指标。对于各种不同的要求, 设计师们开发出来各种不同类别的功放。总体可以分为模拟放大器和开关放大器。前者包括 A 类、AB 类、B 类和 C 类等, 后者包括 D 类、E 类和 F 类等。下面分别介绍各类放大器的特点。

1.A 类射频功率放大器

A 类 (Class A): 又称为甲类功率放大器, 功率管导通角为 360° , 即不论有没有信号都处于常开状态, 完全的线性方式工作, 保证比较真实再现信号波形, 广泛应用于各种要求不失真输出的射频放大。在 A 类状态, 功放管静态偏置电压 V_Q 等于输出峰值 V_{peak} 的一半 ($V_Q=V_{peak}/2$)。即便没有信号输入的时候, 功率管仍然开通, 同样存在直流损耗, 大量的功率消耗为热量, 因此效率比较低。当输出正弦信号的峰峰值 V_{p-p} 等于电源电压的时候, A 类功放的效率达到最大值 25%^[11]。输出信号的减小, 效率随之降低。

2.B 类射频功率放大器

B 类 (Class B): 又称为乙类功率放大器, 功率管的导通角 180° , 功放管正好偏置于截止状态。虽然也被称为线性放大器, 但是工作原理与纯甲类功率放大器完全不同。B 类功放在工作时, 若没有信号输入是处于关闭状态的。有信号输入时, 可以看做有两个通道: 正通道和负通道。当输入是正相信号时, 只有正通道工作, 负通道关闭; 反之, 正通道关闭而负通道导通。两个通道不会同时工作, 因此没有信号输入的时候没有功率损失。但是在正负通道开启关闭的时候, 常常会产生交越失真。所以 B 类功放虽然提高了效率, 但是只能输出半波信号, 信号严重失真。理论上推挽电路结构可以解决失真问题, 但由于 BJT 三极管需要 0.6V

以上的直流偏置, 导致推挽电路中出现过零失真的现象。理论上 B 类功放的效率可以达到 78.5%, 但实际效率只有 50%~60%^[11]。

3. AB 类 (Class AB): 又称为甲乙类功率放大器, 是兼容 A 类和 B 类功放优点的一种设计。介于 A 类和 B 类之间, 导通角介于 180° 和 360° 之间。当没有信号或者信号非常小时, 晶体管的正负通道都常开, 功率有所损耗, 但是没有 A 类功放严重。当信号是正相时, 负相通道在信号变强前还是常开的, 但信号转强则通道关闭。反之亦然。在推挽放大电路里, 给功放对管分别加上适当的偏置, 使两只功放管都处于弱导通状态, 避免出现 B 类推挽的交越失真, 但仍然会存在一点交越失真。因此 AB 类在失真度指标上优于 B 类, 而在效率指标上显然也优于 A 类。实际效率可以达到 30%~35%^[11]。

4. C 类射频功率放大器

C 类 (Class C): C 类功放管偏置于截止区, 导通角小于 180° 。当输入信号较弱时, 功放管处于关闭状态; 当驱动信号足够强, 功放管进入饱和导通状态。输入输出信号同频率, 晶体管以一种准开关的方式工作, 以信号频率对电源进行导通和关闭, 输出信号存在严重的失真。理论上 C 类功放管只有在导通状态下才消耗功率, 但是由于存在电荷存储效应, 在功放管导通和截止的过度区也会消耗功率, 致使功放效率降低。C 类功放的效率可达到 60%~80%^[12]。

5. D 类射频功率放大器

D 类 (Class D): 一种开关工作模式放大器。减小了导通和截止之间过渡损耗。D 类功放比较器的输出与功率放大电路相连, 用金属氧化物场效应管 MOSFET 代替双极型晶体管 BJT, 因为前者有更快的响应时间, 适用于高频工作模式。通常为推挽电路形式, 需要两只场效应管, 在非常短的短时间内可完全工作在导通或者截止状态下。当一只 MOSFET 完全导通时, 其管压降很低; 而当 MOSFET 完全截止时, 通过管子的电流为零。两只 MOSFET 交替工作在导通和截止状态的开关速度非常快, 因而效率极高效率比 C 类放大器有所提高, 可达到 90%^[13]。显然, D 类放大器也需要滤波器提取所需的频率成分。以下几种类型功放均为 D 类功放的改良和变形。

6. E 类射频功率放大器

E 类 (Class E): 若开关功放管在导通期间电压为零, 效率可以在 D 类基础上进一步提高。E 类放大器通过在开关功放管和负载间插入一个调谐于输入信号频率的谐振电路来达到高效率, 可以高于 90%^[13]。

7. F 类射频功率放大器

F 类 (Class F): F 类放大器大概是最早出现的高效率放大器。它的工作原理是在功放管和输出负载之间串联一个三次谐波并联谐振电路, 增加功放管输出电压中的三次谐波成分, 使得波形较为平坦, 输出波形中含有更多的基波成分。在

输出功率相同时, 功放管工作电压较低^[14]。

8. G 类和 H 类射频功率放大器

G 类 (Class G): 给 B 类放大器供上一高一低两组电源。当输入小信号时, 供给低压电源; 输入大信号时, 供给高压电源, 可以达到改善效率的目的^[14]。

H 类 (Class H): 该类放大器使用可变电源电压, 电源电压由逻辑电路控制。电源电压的大小随输入信号变化, 刚好能满足输入信号对电源电压的要求, 达到提高效率的目的^[14]。

从元件集成度看, 微波功率放大器可分为单片集成放大器和晶体管分离元件放大器。单片集成放大器是将放大管管芯、输入输出匹配网络、直流偏置电路等都集成在一块很小的芯片上面, 优点在于体积小、重量轻、可靠性高、成本低, 同时可以免去使用者再设计的工作, 节省了设计时间。一般设计好的单片集成功放的输入输出阻抗都匹配到界内标准 50Ω , 便于与前后级电路连接。匹配网络中电容、电阻由金丝、金箔构成, 承受功率的能力相对较小, 而且由于体积小, 但是直流功耗较大, 管芯到元件表面的热阻大, 因此单片集成功率放大器不适合大功率输出, 它一般多用于大功率发射机的前级或末前级, 或者是作为行波管的中小功率发射机末级或者末前级。晶体管分立元件放大器是把加了封装的管芯和匹配网络、偏置电路分开单独制作, 封装壳内不包含其他电路。它可以用于较大功率输出, 但通常体积较大, 而且后继设计工作量较多, 使用者需要自行设置静态工作点和设计匹配网络。介于它的功率输出能力, 晶体管分立元件放大器一般多用于地面基站的大功率发射机的前级和末前级。

2.4 阻抗匹配网络设计

阻抗匹配的概念是射频电路设计中最为基本的概念之一。阻抗匹配网络设计是成功地设计微波功率放大器的关键所在。阻抗匹配的意义在于传递给负载最大的射频功率, 即实现最大的功率传输。事实上, 许多实际的阻抗匹配网络并不仅仅是为了减小功率损耗而设计的, 还具有其它功能, 如减小噪声干扰、提高功率容量和提高频率响应的线性度等。在微波功率放大器设计中, 错误的阻抗匹配将使电路不稳定, 电路效率降低和非线性失真加大。在设计匹配电路时, 必须同时考虑匹配、带宽、驻波比及实际尺寸限制等多项要求。对于单级功率放大器而言, 主要是设计输入匹配电路和输出匹配电路, 而设计多级功率放大器则还需要设计级间匹配电路。在功率放大器设计中, 输入和输出匹配电路基于特定的匹配功能而遵循不同的设计原则。

2.4.1 输入输出匹配电路

由于微波功率放大器的源和负载都是 50 欧姆，因此输入匹配电路和输出匹配电路主要是对一端为 50 欧姆，另一端是实数部分较小的复数阻抗进行匹配。

在微波功率放大器设计中，输入匹配电路的作用是在信号源和放大器分别呈现不同复数阻抗的阻抗情况下，它把放大器呈现的阻抗变换至为与信号源共轭匹配，以获得最大功率增益匹配，输入匹配电路主要解决稳定性、增益、增益平坦度、输入驻波等问题。当大功率管的输入阻抗为容性、低阻值时，通常可以采用下图所示几种输入匹配电路，它们都是由集中参数元件构成。

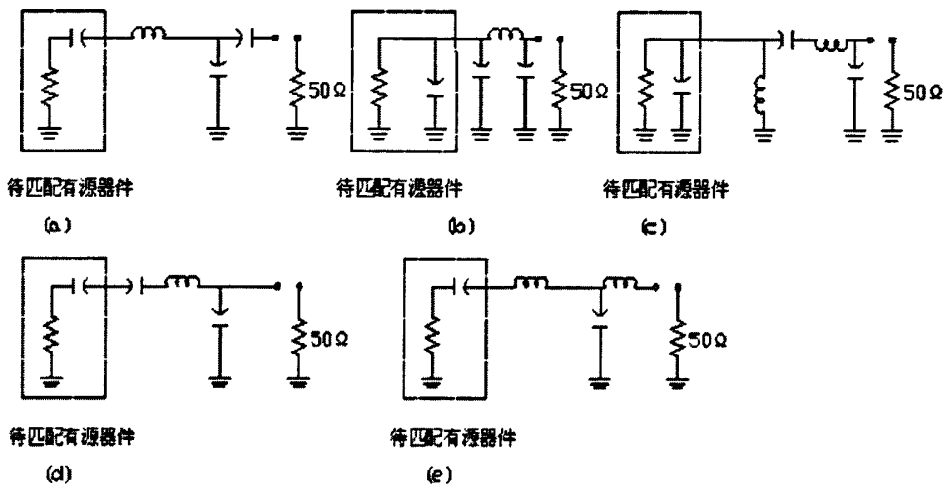


图 2.2 匹配电路模式

电路 A 称为 T 型网络。当输入部分的电阻接近 50 欧姆时，T 型网络的并联电容容抗值将无限大，因此只适用于输入阻抗实部小于 50 欧姆的情况。大部分功放的输入匹配电路都可以采用这种匹配电路。

电路 B 称为 π 型低通网络。当待匹配阻抗的实部小于 50 欧姆时，匹配电路中的电感值非常小，并联电容又非常的大，使该匹配电路无法实现。如果一定要匹配低阻抗器件，可用两级 π 型匹配电路。

电路 C 是 π 型网络，串联部分是电感和电容的串联电路，两端分别并联电感和电容。该匹配电路特别适合匹配等效输入阻抗实部小于 50 欧姆的情况。

电路 D 是 Γ 型网络，串联部分是电容和电感的串联电路，负载端并联一个电容。该匹配电路用来匹配等效输入阻抗实部小于 50 欧姆的情况。

电路 E 是 T 型低通网络。这种匹配电路可以用来匹配等效输入阻抗实部小于或大于 50 欧姆的情况。

输出匹配电路用来完成放大器的输出端口与负载之间的匹配，其主要作用是提高输出功率、改善输出驻波比和抑制谐波。

功率放大器输出匹配电路的主要作用就是保证晶体管的最大输出功率。因此,增益及其平坦度的问题主要放在输入端来解决,补偿微波晶体管的自身增益滚降。

功率放大器的输入输出阻抗都很小,大概只有几欧姆的量级。其中输入阻抗更小,而且虚部随频率变化较大。因此功率放大器的输入阻抗变换比较大,匹配电路较难设计。在保证增益及其平坦度的同时很难获得较小的输入驻波比。通常,采用平衡放大器技术或铁氧体隔离器来解决输入驻波比问题,抑制自激振荡的产生。

在大功率放大器中,由于输出功率较大,输出电路有一点损耗就会有较大功率损失,并且,在输出电路板上转成热耗,从而使电路的可靠性变差。因此,在设计大功率放大器时,应该尽可能减小输出匹配电路的损耗。

2.4.2 级间匹配电路

级间匹配电路除了与输入匹配电路一起实现平坦增益特性外,还应具备级间隔直流功能。

微波功率放大器工作时处于非线性状态,放大过程中会产生大量的谐波分量,因此,输入、输出匹配网络除起到阻抗变换作用外,还应有滤波作用。匹配网络可根据动态输入、输出阻抗设计,同时要考虑到功率及带宽的要求。通常可以采用四分之一波长线加电抗线段匹配、八分之一波长线匹配和传输线直接串接匹配等。还有采用多级并联导纳匹配, T 型、 π 型网络匹配等。

2.4.3 完全共轭匹配

稳定的二端口网络可以在二端口同时共轭匹配的条件下,使得传输功率增益最大。输入输出同时共轭匹配的情况一般适用于驱动放大器,为了得到最大的增益;对于低噪声放大器来说,为了降低输入端口引入的噪声谐波,不会使用完全共轭匹配;对于功率放大器来说,主要目的是让负载得到最大的功率输出,在输出端的匹配将放置在使之获得最大功率的阻抗点。

完全共轭匹配的条件是:

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* \quad (2-10)$$

和

$$\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* \quad (2-11)$$

如图 2.2 所示,被称为同时共轭匹配条件^[11]。在这种情况下,可以推出输入端口和输出端口的驻波系数相等。

结合二端口网络的反射系数的表达式:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2-12)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2-13)$$

可以得到

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2-14)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2-15)$$

当 $\Gamma_{IN}^* = \Gamma_S$ 和 $\Gamma_{OUT}^* = \Gamma_L$ 时, 满足同时共轭匹配。在同时共轭的条件下, 可以得到最大传输功率增益为:

$$G_{T,\max} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2-16)$$

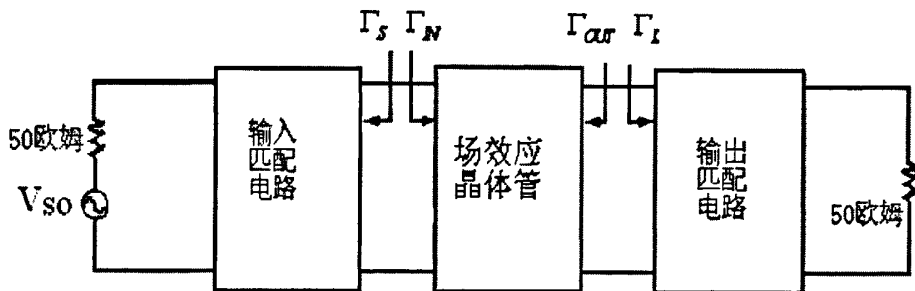


图 2.3 共轭匹配

2.4.4 匹配网络实现

微波功率放大器的匹配网络的实现有集总元件法和分布参数法。分布参数法主要有以下三种：①1/4 波长阶梯阻抗变换器；②微带渐变线阻抗变换器；③微带低通阻抗滤波阻抗变换器。1/4 波长阶梯阻抗变换器通常要求阻抗变化比小于 5，且频率范围不宜太宽。微带渐变线和微带低通滤波阻抗变换器都是基于微带线的结构。匹配带宽比较宽，体积小，结构紧凑。

微带线的结构，如图 2.4 所示。自下而上分别是接地金属板、介质基片（衬底）和导体条。

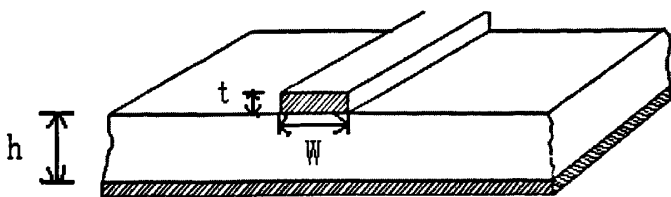


图 2.4 微带线结构

2.5 微波功率放大器的设计要点

微波功率放大器以功率为首要目的，应该实现较大的输出功率和功率附加效率，同时满足一定工作带宽、线性度、增益等要求。对于多级功率放大器来说，其增益由多个工作单元串联实现，通过合理的增益分配，将其级联起来，则总体增益和效率，乃至各个工作单元之间的级间匹配，频率响应特性和稳定性都需要考虑，因此多级功放的设计比单级功放要更加复杂。应该重点关注以下几个方面：

合理选择微波功放管。首先要考虑管子的功率、使用频段、稳定性、耐压、 P_1 、 IP_3 和使用频率等。放大器的频率应在管子的工作频带内，管子最大额定输出功率应大于要求的输出功率，为了保护管子，防止出现损伤，还应留有足够的余量。另外还要考虑最大容许工作电流、最大耗散功率、管子的抗疲劳、抗冲击等特性。

匹配电路是放大器设计中关键一环。输入匹配网络要实现较大的功率增益及带宽；输出匹配网络要实现最大的功率输出及工作效率。匹配网络应具有以下功能：①阻抗匹配。将晶体管阻抗变换至与负载阻抗，源阻抗相匹配。②能够实现增益补偿，以保证在较宽带宽中保持有平稳的增益水平，并实现一定增益，满足带宽要求。③保持电路稳定。微波功率放大器的电路设计应尽可能采用典型可靠的电路、合理分配增益，以便降低故障率。当然，对于采用内匹配器件的微波电路来说，匹配电路的工作就相对简单了。

直流偏置电路为功率放大器提供稳定的直流偏置，需要具有稳压、滤波、可调、温度补偿等作用。稳定可靠的直流偏置很重要，严重影响着功率放大器增益、线性度等指标。偏执电路设计中，首先应保证功放工作在需要的状态，其次是频率响应、稳定性、功率容量、定序偏置及温度补偿等。

在后面的章节中将会结合具体放大器的设计过程对以上几点进行详细阐述。

第三章 微波功率放大器的设计

3.1 微波功率放大器的电路结构

3.1.1 元器件的选择

作为微波功率放大器的心脏部件,选择合适的元器件,是一个非常关键的环节。在选择过程中,应该根据放大器的整体技术指标和元器件的性能参数等进行折中考虑。

合理选择微波功放管。首先要考虑管子的功率、使用频段、稳定性、耐压、 P_1 、 IP_3 和使用频率等。放大器的频率应在管子的工作频带内,管子最大额定输出功率应大于要求的输出功率,为了保护管子,防止出现损伤,还应留有足够的余量。另外,对最大容许工作电流、最大耗散功率、最高允许结温度,和各级耐压等均应留有余量。同时还应考虑到管子的抗疲劳、抗冲击等特性。

目前使用较多的是砷化镓场效应管(GaAs MESFET)。它的工作频率比硅双极型晶体管要高,目前在市场上可以买到频率高达Ku波段的、A类线性、功率达瓦级的GaAs MESFET器件。GaAs MESFET器件还有噪声低、输入阻抗高、增益高、频带宽等优点,被广泛应用于微波功率放大器制作。由于其成本低、可靠性高、寄生杂波小等优点,随着功率合成技术的发展,它已开始逐步取代行波管放大器。

GaAs MESFET可以为了达到最大输出功率或最大功率附加效率的目的设计功放管,但是很难同时达到这两个条件。例如,在X波段,可以得到微波功率超过6W且效率超过40%的器件,但要10W的输出功率,效率就会降低到20%左右。大的微波功率通常只有在较窄的带宽内才可能得到。

功率GaAs MESFET的输出功率是负载阻抗的函数。它是在某一频率下,在负载阻抗平面上画出一组等输出功率曲线。经典的负载牵引测量技术精度不高,原因是调谐器经常断开和连接,接头和调谐器的驻波比和损耗都比较大,导致测量结果不稳定。

在设计GaAs MESFET功率放大器时,首先应该了解GaAs MESFET的最大额定参数。为了防止损坏功率GaAs MESFET,保证功率放大器稳定可靠的工作,功率GaAs MESFET必须在额定参数范围内工作。

通常,手册给出的参数有:最大额定漏源电压、最大额定栅源电压、最大额定功耗和允许储存温度范围和沟道温度。值得注意的是最大额定参数一般是在固定温度条件下得到,若环境温度比规定温度高就应进行参数修正。

3.1.2 有耗匹配放大器

有耗匹配放大器的在输入、输出端使用短路线串联电阻。其工作原理是^[13]：在高频段短路线呈高电抗，电阻对增益影响很小；在低频段短路线呈低电抗，电阻消耗了部分增益。因而在较宽频带获得平坦增益。

有耗匹配放大器电路示于图 3.1。

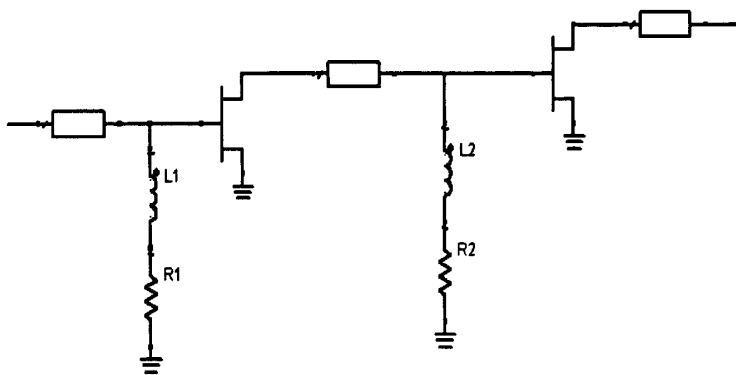


图 3.1 有耗匹配放大器

3.1.3 平衡式放大器

平衡式宽带放大器用两只微波管和两个 90° 三分贝耦合器组成，图 3.2 为平衡放大器的结构图，省略了每只管的内部匹配网络。采用了 3dB 的混合耦合器，输入部分的耦合器也叫做 3dB 功率分配器，称之为 3dB 功率合成器^[15]。一般平衡放大器中输入和输出部分的耦合器是相同而对称的结构。左端端口 A 的输入功率被等分，一半的功率分别由端口 B 和 C 送出，端口 D 被隔离。输送到端口 B 和端口 C 的信号是有 90° 的相移的等幅功率波。功率波被送至输出耦合器也就是功率合成器，同理，从耦合器的对称性，将会在 b 端口出现幅值相等相位相反的功率波的叠加，互相抵消，表现为无输出；而 c 端口是幅值相等相位相同的功率波的叠加，表现为有输出。一级平衡放大器中的增益与单支微波管增益相等。

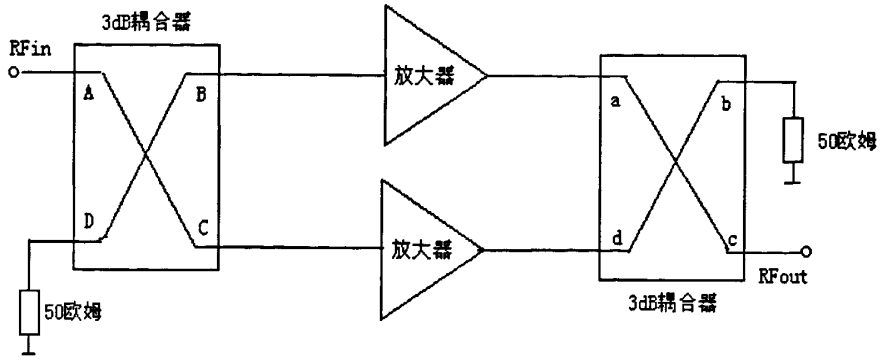


图 3.2 平衡式放大器

平衡式放大器的输入、输出驻波比好，工作频带大约是倍频程左右，输出功率比单管放大器强 3dB（大一倍）；缺点是多用一只晶体管，总尺寸也较大。

最大优点在于驻波比的改善。如果两支微波管的反射系数相等，功率 P 由端口 A 输入，等分成两部分。一部分由 A 端口至，第二部分由 A 至 C。B 端口的反射功率回到 A 端口的总相移为 -180° 。C 端口反射功率回到 A，总相移为 -360° 。两部分反射功率大小相等，相位相反，相互抵消后的结果是 A 端口没有反射功率。两功率管在 D 端口叠加的反射功率，用 D 端口的匹配负载吸收掉。

平衡式放大器的稳定性很好。放大器的不稳定性是由于信号源和负载的反射引起的。即使单只功率管潜在不稳定，只要匹配电路设计良好，平衡式放大器的 A 和 c 端口之间就是绝对稳定的。因为在平衡放大器中，A 输入端口和 C 输出端口是无反射的。

平衡式放大器的可靠性高^[17-19]。如果一只微波管损坏，放大器仍有功率输出，只是总增益降低了 6dB。而单管放大器中，任何一只微波管损坏都会导致放大器失效。

平衡放大电路容易实现级联工作，并且具有两倍于单个放大电路的功率输出。因为平衡式放大器电路输入和输出驻波系数主要取决于耦合器的性能和两支放大电路的一致性。所以只要一致性好，平衡放大电路的总驻波比就会好，不会受支路驻波比太大的影响。所以在设计多级功率放大器时多采用平衡电路结构。

3.1.4 负反馈式放大器

负反馈电路的目的主要是补偿微波管增益随频率的下降，使低频端增益压低，平坦度增高^[21]。有反馈的优点有提高增益稳定性，扩展通频带宽，减少非线性失真，抑制干扰和噪声，也使放大器的输入驻波比和输出驻波比获得改善，但是降低了电路的增益。负反馈电路可以分为漏极并联负反馈和源极串联负反馈两大类。

(1) 并联负反馈电路

并联负反馈电路如图 3.3 所示。电容用于隔直流，同时调整反馈强度和相位。电阻的阻值取决于管子增益^[19]。电感的作用是阻止高频段反馈，以维持高频段增益。FET 的漏极和栅极要引出一段微带线焊接片式电阻和电容。所以实际的反馈电路组成包括 5 个元件：电容、电阻、电感和两段微带传输线。

(2) 串联负反馈电路

串联负反馈电路如图 3.4 所示。电阻和电容取决于微波管静态工作电流。电容在高频段要呈短路状态，避免负反馈。电阻和电容尽量紧贴微波管脚根部，防止传输线效应。

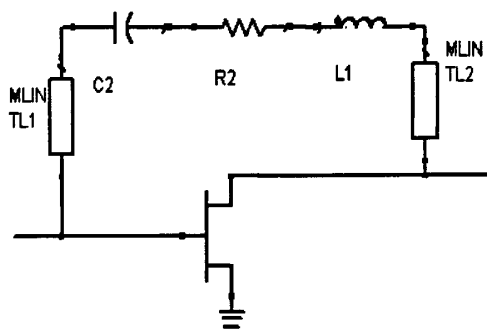
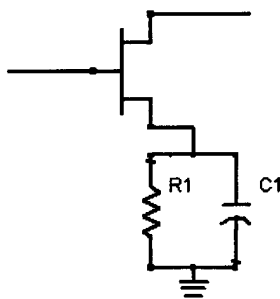


图 3.3 并联负反馈图



3.4 串联负反馈

3.1.5 有源匹配式放大器

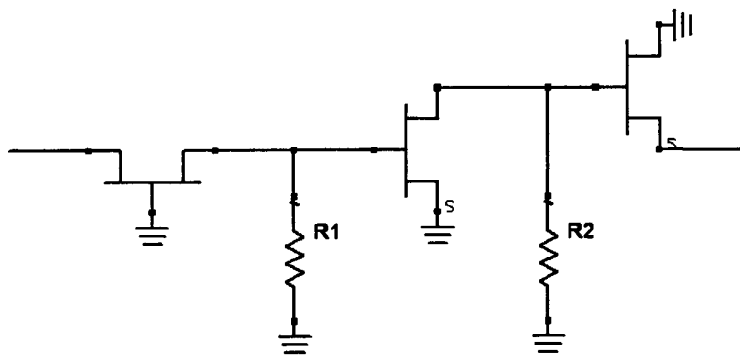


图3.5 有源匹配式放大器

有源匹配式放大电路是用 FET 作为匹配电路元件。原理电路如图 3.5 所示。图中包含 3 只 FET，第一只是共栅极电路，用作输入匹配；第二只是共源极电路，用于获得高增益；第三只是共漏极电路，用作输出匹配。这种有源匹配放大器可以达到几个倍频程，匹配性能好，封装体积很小。缺点是功率损耗较大，效率比较低，而且对电路工艺的要求较高。

3.1.6 单级和多级结构

按照微波功率放大器的级联个数的不同可以分为：单级功率放大器和多级功率放大器。单级功放就是放大电路中只有一个功率管；多级功放中有两个或两个以上单级功放串接在一起，它们的级间进行适当的连接。优点是在器件的性能允许范围内可以达到更高的功率输出，同时可以提高增益平坦度，缺点是其结构随级数的增加变的复杂。在功率管的有效工作范围内，级数越多，输出功率越大，但在很多情况下需要将较小功率组合成更大输出功率的方法，不是使用单端级联，而是使用功率合成技术。考虑到输出功率要求和器件的有效工作范围，本项目采用了多级结构和功率合成技术。

3.2 功率合成技术简述

自上世纪六十年代起，功率合成技术就引起了国际上的广泛关注。经过长期发展，大致可分四类：芯片级合成，电路合成，空间合成以及混合/多级合成的方法^[20]。如图 3.6 所示。

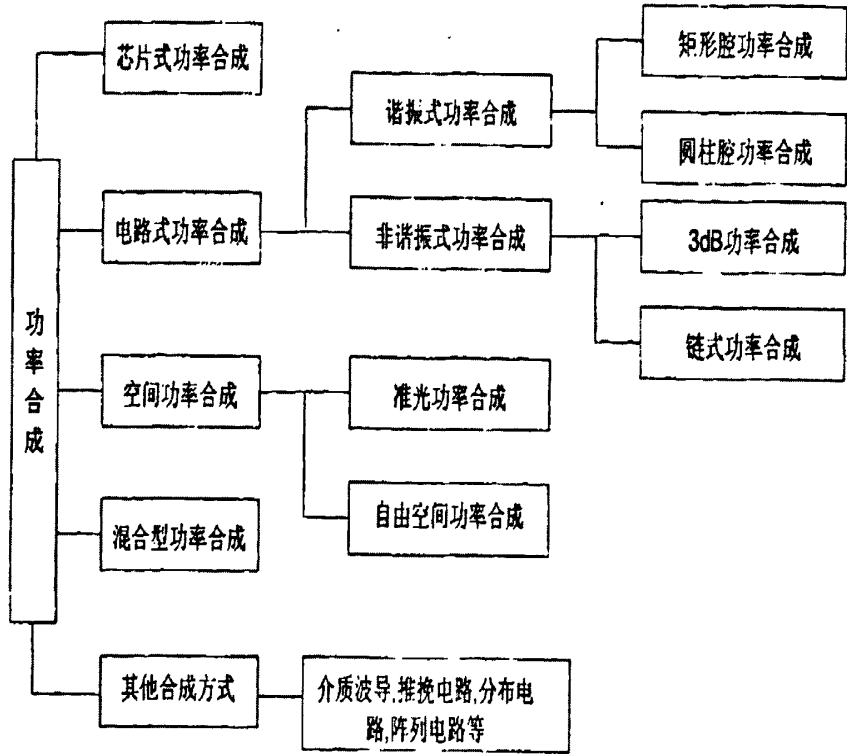


图 3.6

3.2.1 芯片级合成

芯片级合成又称器件级合成。在一个固态器件内,将多个独立的有源芯片连接起来,构成多芯片结构。用这种方式在稳定的震荡或放大过程中获取更高的输出功率。芯片级功率合成电路有很多优点:结构紧凑,性能稳定,频带宽,效率高,体积小等。芯片之间的连接方式有三种:串联、并联和串并联。最先提出芯片级功率合成的是 josephans^[21],他将三个 PMPATT 二极管芯安装在一块金刚石基上,使它们在电性能上串联,热传输路径上并联。这种连接方式提高了输入阻抗,降低了热阻。

然而,在同一个芯片上将多个管芯直接并联或串联时,若合成数量增多,阻抗匹配的难度将增大。随着频率提高,芯片的横向尺寸变得很小,器件相互之间的热作用变得很强,每个芯片实际散热面积很小。如果合成芯片数目过多,加大了器件的散热难度。而且芯片大部分面积用于无源匹配和合成传输线,传输损耗较高,合成效率也将受到影响。随着频率增高,信号到达每个管芯时的电磁场环境开始变化,也会降低合成效率。在微波频段尤其严重。总之,仅靠芯片合成提高输出功率十分有限。所以输出功率低是芯片级合成的主要缺点。

3.2.2 电路合成

想对于芯片级功率合成的局限,尤其是在功率方面的局限,电路合成是一种更加有效的功率合成方式。电路合成在微波功率中的应用相当广泛,并且形式多样,是目前发展较为迅速的一类。电路合成是通过功率合成网络将两个或更多功率放大单元组合在一起,从而提供更大的输出功率^[22]。主要有谐振腔式和非谐振腔式功率合成两种方式。

谐振式功率合成是将多个单独固态器件的输出功率通过耦合的方式耦合到合成腔体以提高电路的功率输出。这种方式在二极管器件上的应用已经比较成熟了。它的主要优点有:工作频率相对高,可用于 300GHz 的多管功率合成;合成效率高,因为器件功率直接耦合到谐振腔内合成后输出,基本没有路径损耗;尺寸紧缩,可做多级混合功率合成的基础组件。主要缺点有:工作带宽窄,合成电路 Q 值高;受到腔体模式问题限制,可用于合成的器件数目不能太多,因为随着合成器件增多,腔尺寸越大,谐振模式越多,严重影响到合成器工作的稳定性、合成效率和最终输出功率。

非谐振式功率合成技术是上世纪六十年代发展起来的一种微波功率合成方法。它利用一些多端口无源器件,如定向耦合器、双 T、魔 T 等组成的分配/合成

网络进行功率合成。它的主要特点：工作带宽大于谐振式合成，由功率分配/合成网络决定；功率分/合网络为各合成单元间提供一定隔离，从而基本消除了由单元间相互作用引起的不稳定；合成效率主要由各单元输出信号间的相位，幅度平衡性以及合成电路本身的损耗决定。非谐振式功率合成主要有三类：

1. 3dB 电桥合成：应用最广泛的有 Wilkinson 电桥和 3dB 环形电桥等。

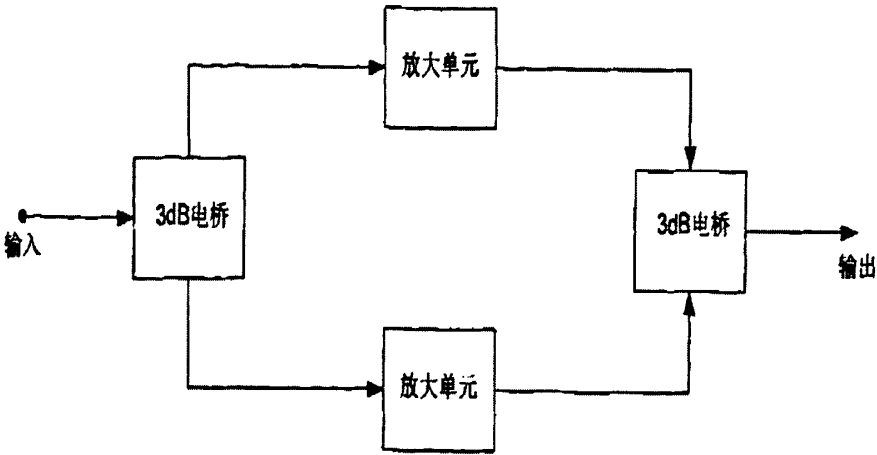


图 3.7

2. 链式合成：链式合成的基本原理如图 3.8 所示。理想情况下，第 N 级合成对输出功率 P 的贡献为 $1/N$ ，即耦合度为 $10\lg(dB)$ 。耦合器本身的损耗会影响合成效率，级数越多耦合越弱。

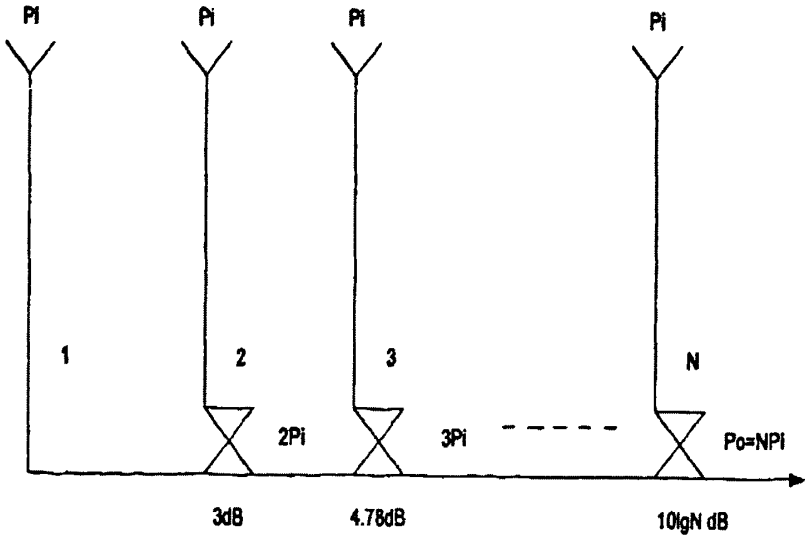


图 3.8

3. 多路合成：采用多路电桥，径向线，波导等电路结构。采用阻性材料提高各合成单元之间的隔离度，并抑制了高次模的激励。但是工作频率很难达到 60GHz 以上。

3.2.3 空间合成和准光合成

空间功率合成^[23]利用多个功率辐射单元,通过正确的相位关系在空间实现功率叠加。电路合成的功率由有源器件直接通过合成电路耦合至平面传输线,而空间和准光合成中,功率由有源器件耦合成大直径的波束,再聚焦到空间功率需求点或转换为波导模式输出。大直径波束横截面积允许采用更多的合成单元数,从而提供更大的输出功率。这使空间与准光合成在合成单元数目多时具有很明显的优势,从而满足高功率的需要。能量的分配和合成是通过低损耗波导或 Gaussian 波束完成的,合成损耗主要通过有源器件耦合输出为传播波束和传播波束耦合到功率接收端口是引起的,这类损耗可以通过优化设计做的很小。

3.2.1 混合合成/多级合成

由前面举例可以看出,实际功率合成基本上都采用多级合成。根据具体情况,利用以上几种合成方法各自的特点,做到性能互补,达到最经济最高效的效率合成。一般,芯片级合成为第一级,电路合成为第二级,若有必要的话,最后一级可以采用空间合成。

3.2.5 其他合成方式

除了以上几种合成方式外,还有介质波导,推挽电路,阵列合成等合成方式。

3.3 微带线的设计

微带线^[24]是一种准 TEM 波传输线,结构简单,计算复杂。由于各种设计公式都有一定的近似条件,很难得到一个理想的设计结果,但都能够得到比较满意的工程效果。经过实验修正,便于器件的安装和电路调试,产品化程度高,使得微带线成为微波电路中首选的电路结构。

在微带线中,电磁能量主要是集中在介质基片中传播的,介质基片有比较高的介电常数。微带线的基本设计参数有:基板介电常数 ϵ_r 、基板介质损耗角正切 $\tan \delta$ 、基板高度 h 和导线厚度 t 、微带线宽度 W 、长度 L 和单位长度衰减量 A_{dB} 、特性阻抗 Z_0 、工作频率 f_0 、工作波长 λ_0 、波导波长 λ_g 和电长度(角度) θ 。

对于微带线的特征阻抗和有效介电常数计算公式如下^[15]: ($t < h$, $t < W/2$):
当 $W/h \leq 1/2\pi$ 时,

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right) \quad (2-17)$$

当 $W/h \geq 1/2\pi$ 时,

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) \quad (2-18)$$

微带线电路的设计通常是给定 Z_0 和 ϵ_r , 要求计算出导体带宽度 W , 计算公式如下:

当 $W/h \leq 2$ 时,

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2-19)$$

当 $W/h \geq 2$ 时,

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (2-20)$$

其中:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (2-21)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-22)$$

在设计微带线时应同时注意两个问题: 减小耦合和节省面积。前者, 为了减小线间耦合, 微带线间距离不能小于基片厚度的两倍。后者, 应该尽量减小微带线电路的电长度, 或者采用把直线型的微带线折弯的方法。图 2.4 是一些常用的微带传输线电路元件。

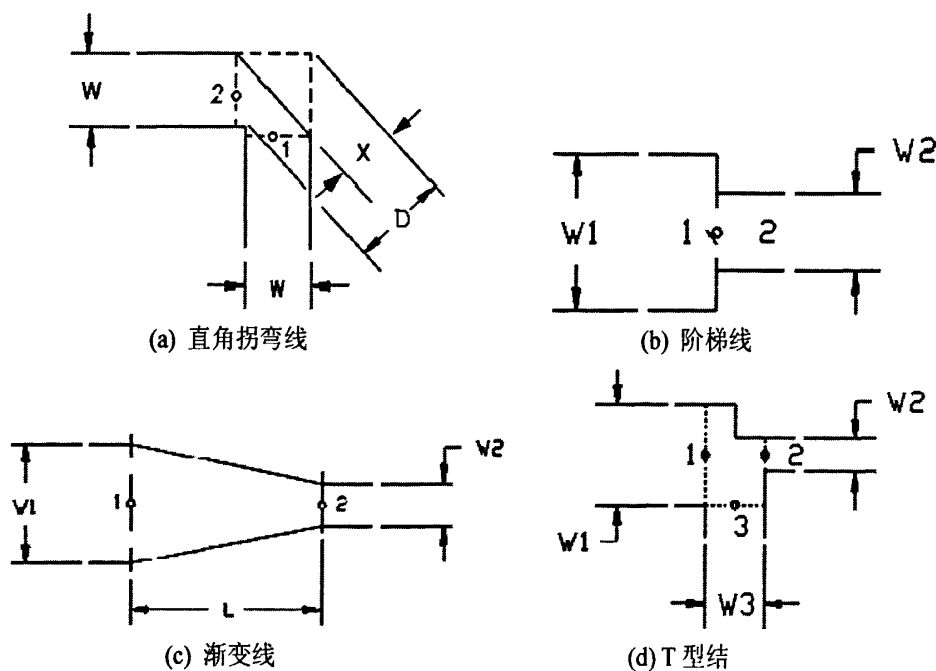


图 2.5 微带传输线电路元件

微带线目前是混合微带集成电路和单片微波集成电路中使用最多的一种平面传输线,用光刻工艺制作,且容易与其他无源微波电路和有源微波器件连接,实现微波电子系统的集成化。

构成微带的基板材料、微带线尺寸与微带线的电性能参数之间存在严格的对应关系,微带线的设计就是确定满足一定电性能参数的微带物理结构。由于计算公式极为复杂,现在多用软件来计算微带电路,如 Mathcad 等。本项目使用 ADS 自带的微带计算系统。

微波板的结构设计不应该追求过高的精度,因为非金属材料的尺寸变形倾向比较大,不能以经书零件的加工精度来要求微波板。外形的高精度要求,在很大程度上可能是因为顾及到了在微带线与外形相接的情况下,外形偏差会影响微带线长度,从而影响微波性能。实际上,参照国外的规范设计,微带线端距半边应留 0.2mm 的空隙,这样即可避免外形加工偏差的影响。本项目的微波板使用 ADS 软件自主设计,由二零六所加工完成,加工精度为 0.5mm。

3.4 直流偏置电路

直流偏置电路为功率放大器提供稳定的直流偏置,需要具有稳压、滤波、可调、温度补偿等作用。稳定可靠的直流偏置很重要,严重影响着功率放大器增益、线性度等指标。偏执电路设计中,首先应保证功放工作在需要的状态,其次是频率响应、稳定性、功率容量、定序偏置及温度补偿等。图 3.9 所示为常用的几种偏置电路结构。

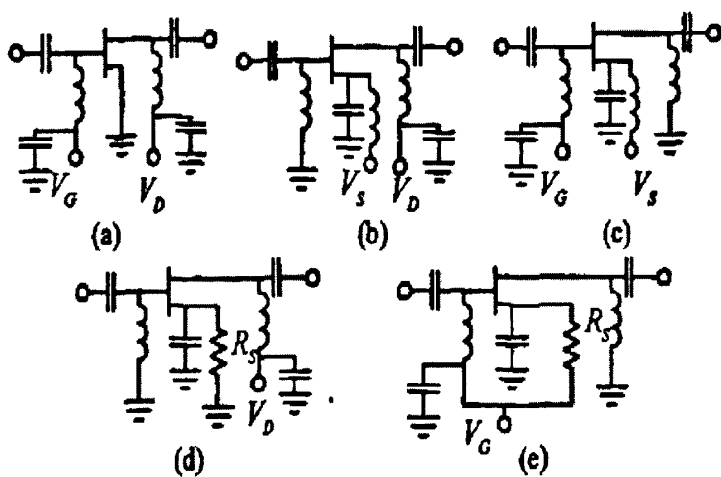


图 3.9

- (1) 频率响应。在工作频带内,偏置电路对微波信号相当于开路,从而微波信号对于直流偏置电路不产生干扰,功放处于稳定偏置状态。但

在宽带功放或频率较高时, 偏置电路对电路影响较大, 此时应被视为匹配电路的一部分。

- (2) 稳定性。微波功放的设计中常会带有带外自激, 使放大器不稳定。合理的设计偏置电路可以改善放大器的稳定性, 例如在栅极和漏极偏置电路上并联若干个旁路电容, 从而提高放大器的低频稳定性。
- (3) 功率容量。功率放大器的偏置电路必须考虑功率容量, 当漏极电流较大时, 过细的漏极偏置引线可能被烧毁, 破坏功率放大器的正常工作, 严重时甚至损坏功率管。
- (4) 定序偏置。对于 GaAs FET 功率管而言, 偏置电路必须满足定序偏置, 接通偏置电压时, 先加栅压再加漏压; 断开偏置时, 先断开漏压, 再断开栅压。时序错乱时很容易损坏功率管。
- (5) 温度补偿。功率管的漏极电流会随着温度变化而变化, 从而对功率放大器的线性度、增益等性能产生影响。因此需要设计温度补偿电路, 保证功率管的静态电流保持恒定。

3.5 腔体设计

由于功率放大器的工作条件特殊, 频率高、输出功率大, 对于腔体的形式和散热甚至固定电路板的螺钉数目及松紧都有要求, 需要合理设计。

微波功率放大器通常安装在一个腔体内, 腔体宽带 A 需要满足:

$$A < \lambda_H / 2 \quad (3-5)$$

式中 λ_H 是工作频段高端频率波长。如果不满足此条件, 腔体内就可能发生波导型传播。电路中微带线的开路端、跳变、分支结等不均匀处都会产生微波辐射, 电磁场以波导模式在腔体空间内传播, 若反馈过强的话就会引起自激振荡。因此, 电路板在设计时, 在接地点处需要加大金属面积, 各级放大器之间要有隔离器减小级间耦合。另外, 腔体相当于一个密闭的谐振腔, 具有谐振效应, 当电路工作在谐振频率附近的频率时, 部分能量被吸收, 产生衰减尖峰。设计时经常需要修改腔体尺寸, 避免谐振频率在微带电路的工作频带内。此外, 微波电路与直流电路需要有好的隔离, 可以用隔板将两部分隔开, 馈电线在隔板开孔或由穿心电容引入。

将功率管安装到腔体中时, 处于散热考虑, 通常将其接地面涂上导热硅脂, 拧紧固定功率管的螺钉, 保证其与腔体接触良好, 热阻较小, 达到良好散热。同时腔体底面需要安装散热片来增强散热效果。若有需要, 在运行时可以加上强迫风冷或液体冷却进一步加强散热。

第四章 GaAs 微波功率放大器的设计和实现

4.1 微波功率放大器的指标要求和设计方案

4.1.1 设计指标

本文所要设计的功率放大器，其具体指标如下：

- ①工作带宽：5.5~6GHz
- ②输出功率： $P_{out} \geq 46\text{dBm}$
- ③功率增益：38dB
- ④增益平坦度： $\Delta G \leq 3\text{dB}$
- ⑤输入驻波： $VSWR_1 \leq 2$
- ⑥输出驻波： $VSWR_2 \leq 2$

4.1.2 电路构成和主要器件

功率放大器包括驱动级和放大级。由于指标功率较高，需要采用功率合成技术。本项目使用平衡放大结构，使用了一个功率放大模块，三个功率管。模块构成如下图所示。

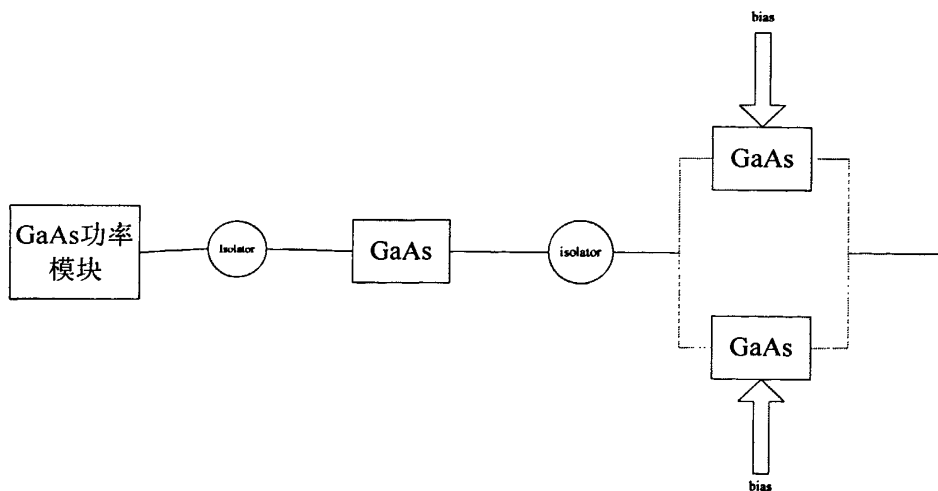


图 4.1 电路结构

其中用到的主要器件有 WFB055060-P36 型功率放大模块，wc055060-P44 型砷化镓内匹配功率管，GD790320 型带线隔离器以及自己设计的 3/4 波长 Wilkinson 功分器。以下将对各器件进行具体介绍。

1.功率放大模块

WFB055060-P36 型功率放大模块是一款性能良好的 2 级功率放大器，使用 0.25um 栅长的砷化镓 PHEMT 工艺。工作电压 10V，可在 5.5~6GHz 范围内提供 36dBm 输出功率，功率增益 23dB，功率附加效率 30%。可以很好的满足本项目对于驱动级的要求。功放模块如图 4.2 所示。



图 4.2

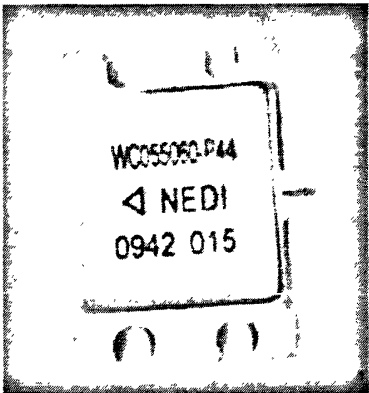


图 4.3

WFB055060-P36 型功率放大模块的主要性能参数如下表所示。

表 4.1 主要性能参数 (TA=25℃)

符号	参数	数值	单位
V	电压	11	V
Pd	直流功耗	16	W
Pin	输入信号功率	23	dBm
Te	工作温度	-40~85	℃
Tch	沟道工作温度	150	℃
Tstg	存储温度	-55~125	℃

表 4.2 电特性参数 (TA=25℃)

符号	参数	测试条件	数值			单位
			最小值	典型值	最大值	
G	小信号增益	V=10V F: 5.5~6GHz		30		
Gp	功率增益			23		
Pout	饱和输出功率			36		
PAE	功率附加效率			30		

2.功率管 wc055060-P44 型砷化镓内匹配功率管，采用 0.5um 栅长 HFET 工艺制作的管芯合成。采用双电源工作，Vds=10V，可在 5.5~6GHz 内提供 44dBm 的输出功率，功率增益 9dB，功率附加效率 45%。功率管如图 4.3 所示。

wc055060-P44 型砷化镓内匹配功率管的基本参数如下表所示。

表 4.3 基本参数 (TA=25℃)

符号	参数	数值	备注
Vd	漏电压	12V	25℃
Vg	栅电压	-4V	
Pd	直流功耗	60W	
Pin	输入信号功率	39dBm	连续波
Tch	沟道工作温度	175℃	
Tm	烧结温度	300℃	1min, N ₂ 保护
Tstg	存储温度	-55~175℃	

表 4.4 电特性参数 (TA=25℃)

符号	参数	测试条件	数值			单位
			最小值	典型值	最大值	
Po	输出功率	Vd=10V, Vg=-1.0V F: 5.5~6GHz Pin=35dBm		44		dBm
Gp	功率增益			9		dB
η add	功率附加效率			45		%

3.隔离器 采用 GD790320 型带线隔离器，插损 0.3dB，回波损耗 21dB。隔离器如图 4.4 所示。

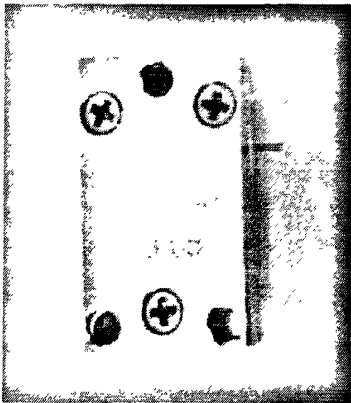


图 4.4



图 4.5

GD790320 型带线隔离器的主要电性能如下表所示：

表 4.5

	参数
频率 (MHz)	5500~6000
插损 (dB) max	0.3
隔离度 (dB) min	20
驻波比 max	1.2
功率 (W)	5
输入输出接口	50 欧姆带状线

4.转接头 SMA-KFD22 型转接头，用来连接输入端口与电路。如图 4.5 所示。

5.功率分配(合成)器 使用 $3/4$ 波长 Wilkinson 功分器,将在下一节进行比较详细的介绍。

4.2 Wilkinson 功分/合成器设计

功率分配器是构成微波集成电路的基本电路,它是将输入信号功率分成相等或不相等的几路功率输出的一种多端口微波网络^[25]。广泛的应用于多路中继通信机等微波设备中。在小功率场合下多使用微带电路来实现功率分配器,它具有体积小、重量轻、性能优良等特点,因而得到广泛的应用。功率分配器又可以作为功率合成器使用,因此又称为功分合成器。

一般来说,对功率分配器的要求有:

- (1)插损较小,各路幅度和相位一致性好,保证较高的分配与合成效率。
- (2)两支路之间的隔离度好。这样在一路出现故障时不至于影响另一路的正常工作或影响很小。
- (3)频带宽,即在较宽的频带内达到所要求的性能。
- (4)电路形式简单,容易调整,体积要尽量小。
- (5)有足够的功率容量,可以满足大功率分配合成的需要。

功率分配器/合成器的工作频率较低时,其理论分析与实际研制都能达到较好的效果,但随着频率升高,特别是微波频段,会带来许多的问题,如:微带线的损耗增加;波长变短使分配器/合成器的体积减小,微带间的耦合增大;加工精度要求更高;微带不连续段模型不够精确等等。

在平面型微波集成电路中,直接分成多路输出的用简单的功率分配器实现,其加工工艺简单,且可直接做成多路输出,但工作频带较窄,输出端不匹配,各路输出之间隔离很小。混合型功率分配器要对称地安置隔离电阻,结构较复杂,一般只做两路功率分配器。但它改善了输出端的匹配,又增大了各输出端口之间的隔离。多路分配器通常是用数个两路功率分配器级联而成,功率只能被平分为2的偶数次方。相比较而言, Wilkinson 功分合成器电路结构简单,隔离端口无接地要求,而且微带线制作容易,因此选择 Wilkinson 功分合成器。

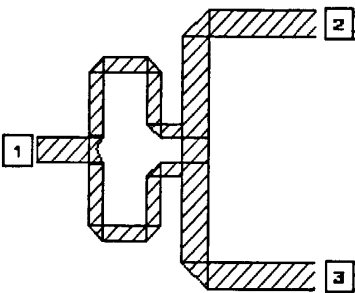


图 4.6 单节 Wilkinson 功分器电路结构

Wilkinson 功率分配器是这样一种网络：当输出端口都匹配时，它具有无耗的优良特性，它只是耗散了反射功率。Wilkinson 功分器通常制成微带线形式。基于实际需要，我们只考虑等分（3dB）单节 Wilkinson 功分器。单节 Wilkinson 功分合成器电路结构如图 4.6 所示。Wilkinson 功分合成器的每个输出端口具有宽频带和等相位的特征。输出端口的隔离是通过在输出端口串联端接电阻得到的。每个四分之一波长线的特性阻抗为 $\sqrt{2}Z_0$ ，输出端用一个 $Z_0\Omega$ 的电阻相连， Z_0 是系统阻抗。

利用奇-偶模分析可以方便我们了解这种功分器的工作原理。首先将这个电路简化为两个简单电路，在输出端口分别用对称的反向电源驱动。

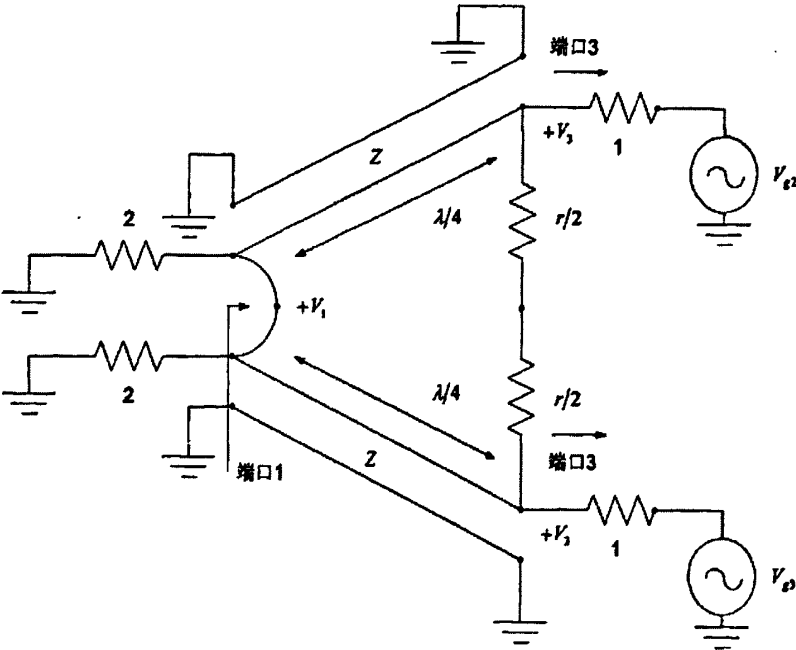


图 4.7 归一对称的 Wilkinson 功分器电路

如图 4.7 所示，这个网络在形式上与横向中心平面对称，两个归一化源电阻值为 2，并联为 1。四分之一波长线归一化特征阻抗为 Z ，并联电阻归一化值为 r 。

定义图 4.7 的电路激励的两个分离模式：偶模， $V_{g2}=V_{g3}=2V_0$ ；奇模，

$V_{g2} = -V_{g3} = 2V_0$ 。这两个模叠加，有效激励是 $V_{g2} = 4V_0$ ， $V_{g3} = 0$ ，由此可求出网络的 S 参量。现在分别处理这两个模式。

偶模： $V_{g2} = V_{g3} = 2V_0$ 。因此 $V_2^e = V_3^e$ ，没有电流经过 $r/2$ 电阻，端口 1 两个传输线输入之间短路。把图 4.7 电路转化为如图 4.8 (a) 所示的电路。传输线的作用类似于四分之一波长变换器，可以得到从端口 2 向里看阻抗为

$$Z_{in}^e = Z^2 / 2 \quad (4-1)$$

$Z = \sqrt{2}$ ，则对于偶模激励端口 2 匹配，因为 $Z_{in}^e = 1$ ，所以 $V_2^e = V_0$ 。这样的话，因为 $r/2$ 电阻的一端开路，所以是无用的。下一步，从传输线方程求 V_1^e 。若令端口 1 处 $x=0$ ，则端口 2 处 $x = -\lambda/4$ ，在传输线上的电压为

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

$$V_2^e = V(\lambda/4) = jV(1 - \Gamma) = V_0$$

$$V_1^e = V(0) = V^+(1 + \Gamma) = jV_0 \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \quad (4-2)$$

在端口 1，向着归一化值为 2 的电阻看，反射系数 Γ 是

$$\Gamma = (2 - \sqrt{2}) / (2 + \sqrt{2}) \text{ 和}$$

$$V_1^e = -jV_0\sqrt{2} \quad (4-3)$$

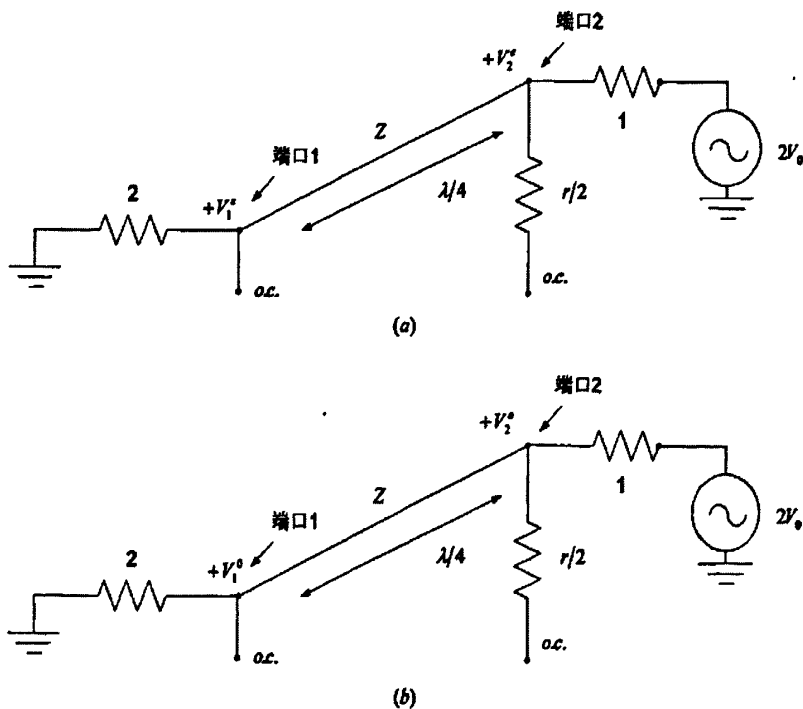


图 4.8 (a) 偶模激励 (b) 奇模激励

奇模： $V_{g2} = -V_{g3} = 2V_0$ ，因此 $V_2^o = -V_3^o$ ，沿着图 4.7 电路的中线是电压零点，能把中心平面上的两个点接地，将电路剖分为两部分，得到图 4.8 (b) 所示的网络。

从端口 2 向里看, 看到阻抗 $r/2$, 这是因为并联传输线的长度是 $\lambda/4$ 。且在端口 1 处短路, 因此在端口 2 看是开路。若选择 $r=2$, 则对于奇模激励端口 2 是匹配的。则 $V_2^o = V_0$ 和 $V_1^o = 0$; 对于这种激励模式, 全部功率都传送到 $r/2$ 电阻上, 没有功率进入端口 1。

最后, 必须求出当端口 2 和端口 3 终端接匹配负载时, 在 Wilkinson 分配器的端口 1 处的输入阻抗。求解电路如图 4.9 (a) 所示, 可以看出它与偶模激励类似, 因为 $V_2=V_3$, 所以没有电流流过归一化值为 2 的电阻, 因此可以将它移走, 留下 4.9 (b) 所示电路。

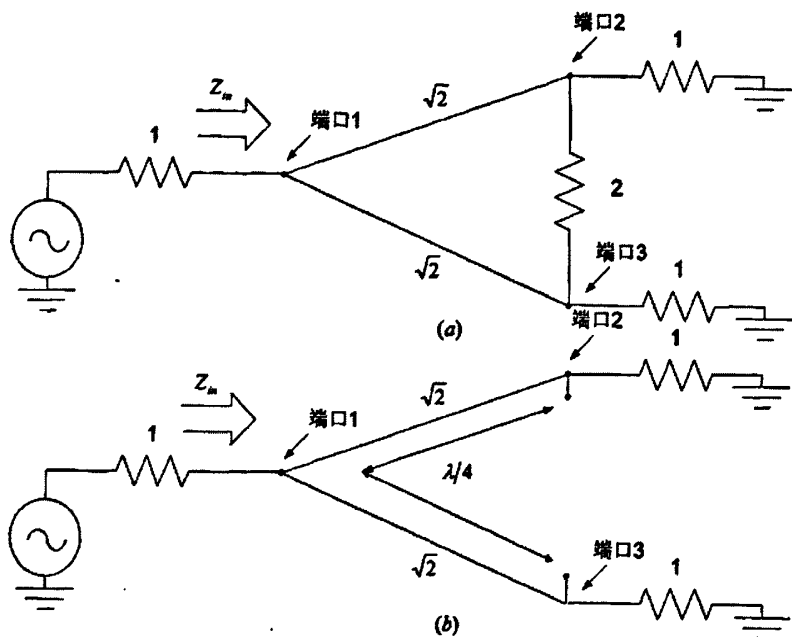


图 4.9 (a) 有终端的 Wilkinson 功分器 (b) 电路剖分

现在有两个端接有归一化值为 1 的负载电阻的四分之一波长变换器并联。则输入阻抗是

$$Z_{in} = \frac{1}{2}(\sqrt{2})^2 = 1 \quad (4.4)$$

对于 Wilkinson 功分器, 可以确立以下 S 参量:

$$S_{11} = 0 \quad (\text{在端口 1, } Z_{in} = 1)$$

$$S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{在端口 2 和端口 3 匹配, 对于偶模和奇模})$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = -j/\sqrt{2} \quad (\text{对称, 由于互易性})$$

$$S_{13} = S_{31} = -j/\sqrt{2} \quad (\text{端口 2 和端口 3 对称})$$

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad (\text{由于剖分后的短路获开路})$$

前面的 S_{12} 方程成立，因为终端接匹配负载时，所有端口都匹配。值得注意的是，当功分器在端口 1 驱动并输出匹配时，没有功率消耗在电阻上，所以输出匹配时，功分器是无耗的；只有从端口 2 和端口 3 反射的功率消耗。因为 $S_{23}=S_{32}=0$ ，所以端口 2 和端口 3 隔离。

在本项目中，采用四分之三波长功分器代替传统的四分之一波长功分器^[26]。这是因为在高频段，为了焊接表面电阻，两个 90° 输出臂间距必然很近，会引起较大的耦合。而四分之三波长功分器大大增加了两臂之间的距离，因而可以很好的解决这个问题。

Wilkinson 功分合成器的关键指标有 3 个：端口 1 的回波损耗，端口 1 和端口 2 之间的耦合度，端口 2 和端口 3 之间的隔离度。根据本课题的指标要求设计出了一个 Wilkinson 功分器，微带电路使用美国 RT/duroid，介电常数为 2.94，厚度为 0.78mm，使用 ADS 软件进行仿真优化。其原理图如图 4.10 所示，经过优化的仿真结果如图 4.11。

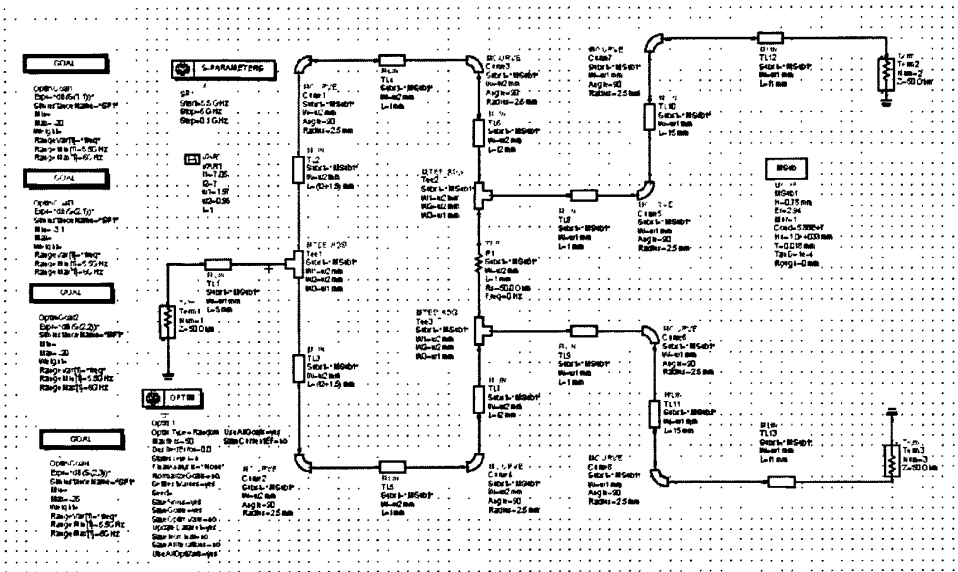


图 4.10 wilkinson 功分器原理图

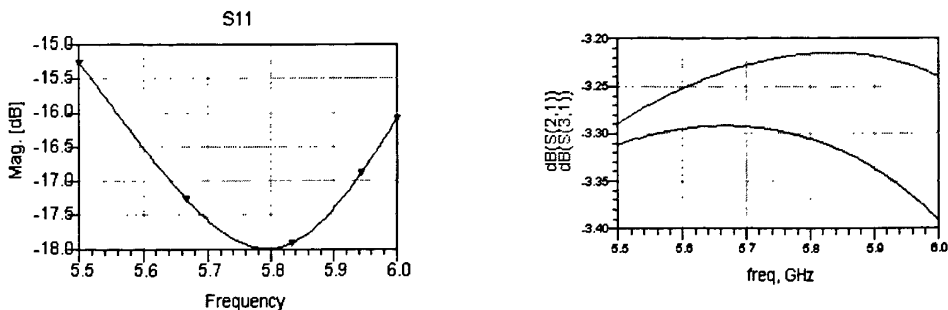


图 4.11 wilkinson 功分器仿真结果

其中, 端口 1 和端口 2 之间的耦合度非常接近 3dB, 端口 1 的回波损耗小于 -15dB。

4.3 直流偏置电路设计

偏置电路为放大器提供正确的工作状态, 它设计的好坏直接影响微波有源器件的性能。一般情况下, 希望偏置电路的加入不影响原匹配网络的性能, 这就要求偏置电路对微波信号相当于开路。在某一频点上这个要求是很容易达到的。

目前窄带放大器电路设计中最常用的是使用四分之一波长高阻抗微带线作为偏压引入线, 在终端使用扇形线或电容短路。在这里使用扇形微带线代替电容^[27], 可以提供精确的短路点, 经过 1/4 微带线后对信号开路。图 4.12 为 ADS 设计扇形电路的仿真结果。

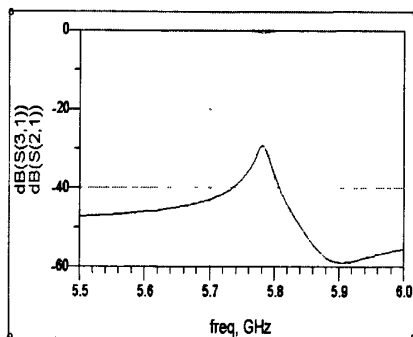


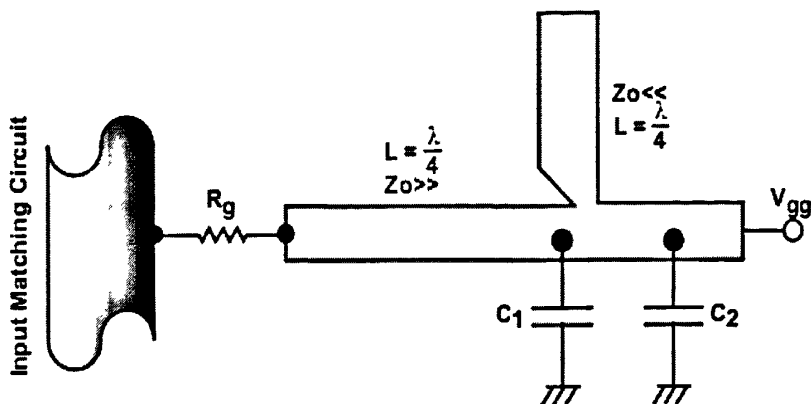
图 4.12 扇形电路仿真结果

功率管放大器的直流偏置电路有栅极偏置和漏极偏置两部分。下面对两部分分别进行分析和设计。

栅极偏置电路的主要功能:

1. 提供稳定的栅源电压 V_{gs} ;
2. 提供正反向栅极电流 I_{gs} ;
3. 限制 I_{gs} , 防止器件击穿 (漏极到栅极或者栅极到源极), 并在栅源正向偏置时 (由于操作失误、过激励、系统问题等引起) 起保护作用;
4. 使功率管工作在稳定的工作状态;
5. 在不影响输入匹配电路的情况下, 起去耦滤波作用;
6. 阻止漏极信号耦合到栅极。

图 4.13 为栅极偏置电路的一般形式^[27]。



R_g : Gate Resistor

C_1 : Chip capacitor with a series resonant frequency at the amplifier fundamental frequency.

C_2 : 100pf, 1, 10, 100nF, 1 and 10 μ F with low parasitic inductances and resistances.

图 4.13 栅极偏置电路

由于使用内匹配功率管，输入输出已经匹配至 50Ω ，因此输入网络可视为 50Ω 传输线。栅极电阻的作用应该尽可能靠近栅极，进行 ESDs 保护和防止自激震荡。偏置电路不参与匹配，栅极电阻 R_g 接在 $1/4$ 波长的高阻线和主传输通道之间。电容器 C_2 由三个并联电容组成，分别对高频、中频、低频起滤波作用。电容器 C_1 起高频接地作用，自振频率在基频，容值很小，保证 $1/4$ 波长线高频接地，偏置电路和输入电路并联。在基频上偏置电路的阻抗无穷大，对输入电路相当于开路。考虑到扇形微带线的很多优良特性，用扇形微带线代替图中四分之一波长开路并联合短截线。对各部分进行优化和改进后的栅极偏置电路原理图和仿真曲线如下图所示：

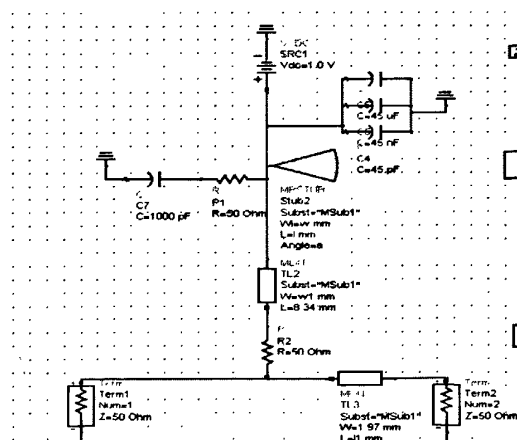


图 4.14 栅极偏置电路

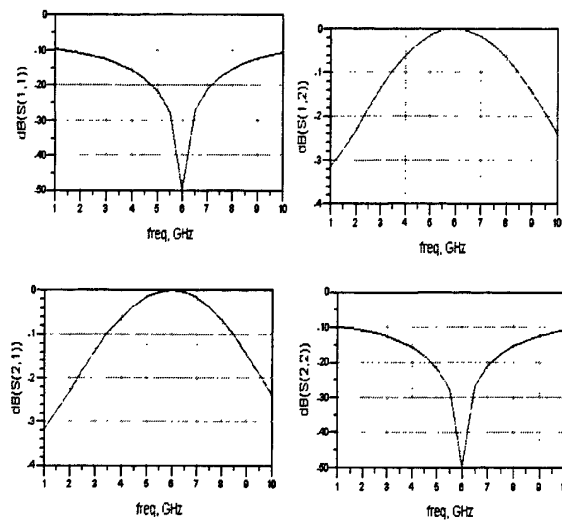
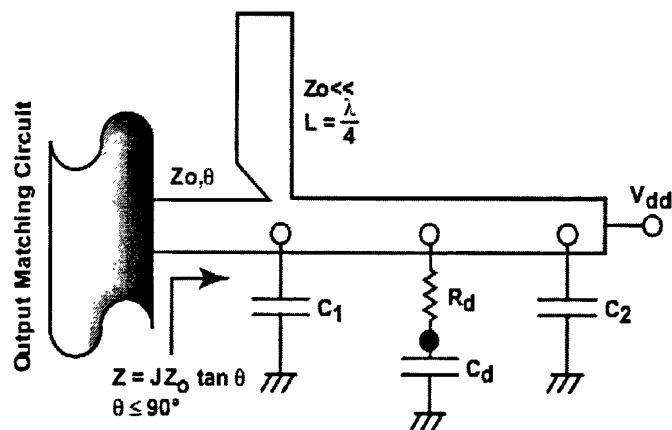


图 4.15 栅极偏置电路仿真结果

漏极偏置电路的主要功能:

1. 提供稳定的漏源电压;
2. 为漏极提供不低于 I_{ds} 最大值的电流;
3. 在工作频段以外, 使器件工作在稳定状态;
4. 滤波, 滤除由功率管产生的各种高低频信号和谐波;
5. 隔离输出信号, 防止其进入栅极。

一般的漏极偏置电路如下图所示^[27]:



- C₁:** Capacitor with a series resonant frequency at the amplifier fundamental frequency. That includes the inductance due to the ground via holes
- C₂:** 100pf, 1, 10, 100nF, 1 and 10μF with low parasitic inductances and resistances.
- R_d:** about 50Ω
- C_d:** about 1.0nF

图 4.16 一般形式的漏极偏置电路

在第一节微带线的末端和地之间, 并联去耦电容和一个 RC 串联电路。这个 RC 串联电路的作用是改善放大器的稳定性。该节微带线必须能通过较大的漏极电流,

对于大功率晶体管,有可能超过 20A。这就意味着该节微带线的最小宽度是有限制的,另外它的特性阻抗也不能很高。为了减小偏置电路的直流压降,该节微带线的宽度应尽可能的宽。

对各部分进行优化和改进后的漏极偏置电路原理图和仿真曲线如下所示:

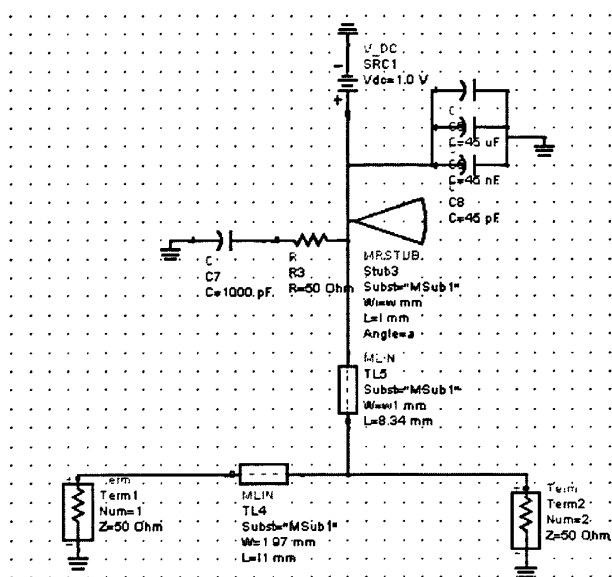


图 4.17 漏极偏置电路

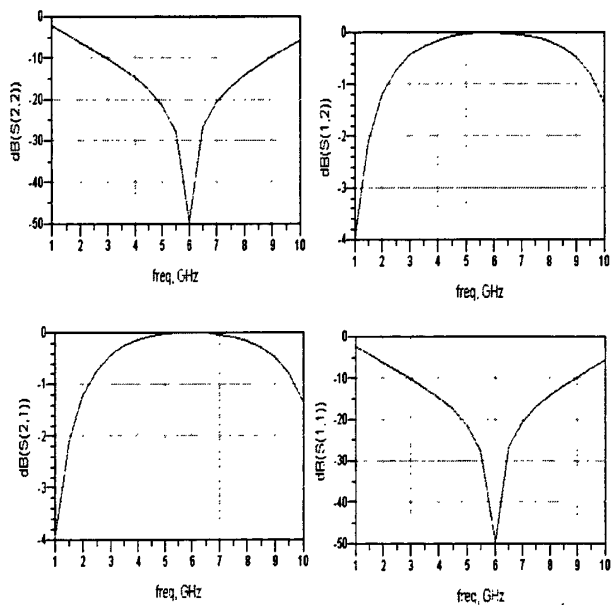


图 4.18 漏极偏置电路仿真结果

4.4 功率放大器的测试

放大器的夹具设计图及制作完毕的实物如图 4.19 所示。

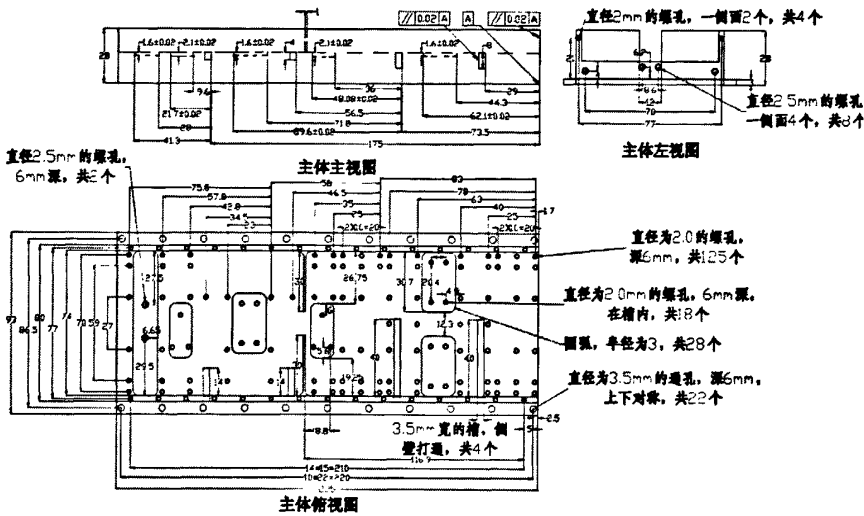


图 4.19 (a) 微波放大器夹具设计图

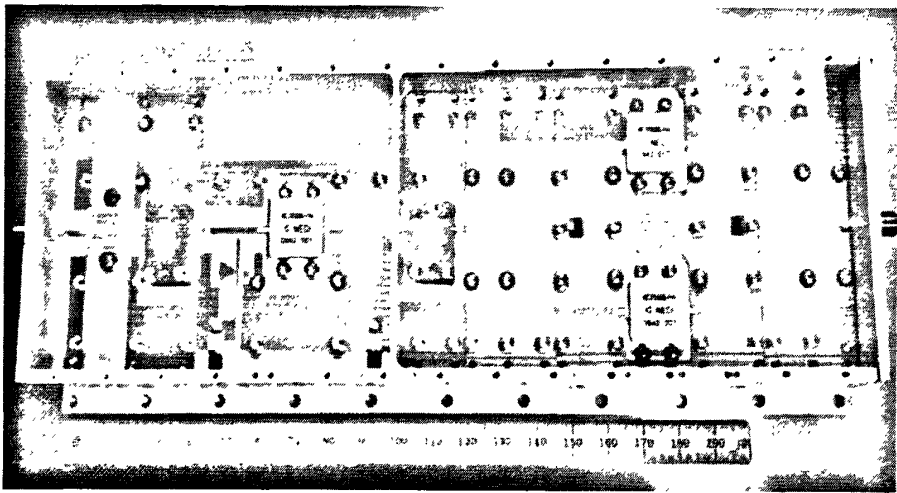


图 4.19 (b) 大功率微波放大器

图 4.19 (b) 中外围为铝制腔体，两端为固定转接头用夹板。输入信号由左端转接头接入，依次通过砷化镓 2 级功率放大模块 (WFB055060-P36)、隔离器、砷化镓内匹配功率管 (wc055060-P44)、隔离器、威尔金森功率分配器、砷化镓内匹配功率管、威尔金森功率合成器，由右端转接头输出。其中各器件已经由上文详细介绍，四分之三波长的威尔金森功率分配器和威尔金森功率合成器相互对称，使用相同的电路版图制作。各模块之间的连接使用微带线电路，性能稳定且节省面积。

微波功率放大器的测量结果如下图所示。

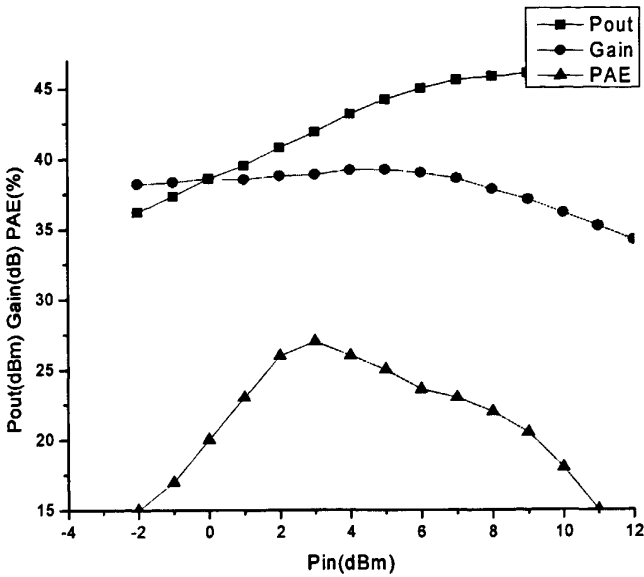


图 4.20 测量结果：Pout，Gain 和 PAE

如图所示，这款功率放大器的最大输出功率在 46dB 左右（40W），此时输入 9dB 左右；典型增益不小于 38dB，在输入超过 5dBm 之后，放大器进入非线性区，出现了增益压缩现象。最大的功率附加效率可达到 27%，此时输入功率为 3dB 左右，输出不小于 41dB，增益不小于 38dB。

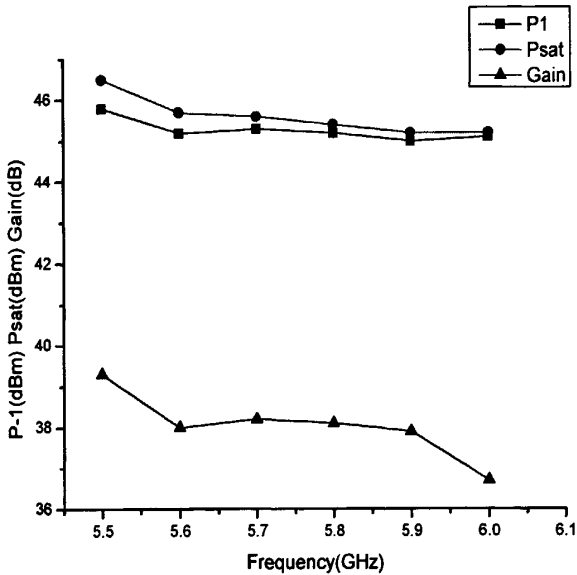


图 4.21 测量结果：Psat，P-1 和 Gain

如图所示，这款功率放大器功率特性在 5.5GHz 达到最好，随着频率的增加，功率特性有所下滑。这样的特性主要是因为由波长的改变致使夹具尺寸不再合适。

第五章 总结

功率放大器的研究对于现代雷达、通讯系统有着重要的意义。目前,随着国有相关产品的更新换代,对功率放大器具有较大的需求,而在我国功放的设计还处于起步阶段。鉴于如上的情况,本课题针对微波功率放大器进行了研究,取得主要结果如下:

1、对微波功率放大器设计中具有普遍意义的几个关键部分的相关理论进行了分析,如阻抗匹配网络设计、直流偏置技术、功率分配合成技术等等。并对宽带功率放大器的几种电路结构及原理进行分析,给出了采用的平衡放大器结构的合理性,并重点对功率分配/合成器和直流偏置电路进行了设计。

2、采用电路仿真软件 ADS,设计出一款基于 GaAs 功率管的 C 波段三级大功率微波放大器,包括 Wilkinson 功分合成器设计,微带通路的设计和偏置电路的设计。其中, Wilkinson 功分器采用了改进的四分之三波长结构代替了传统的四分之一波长结构,改善了高频段耦合的问题。

3、设计的三级 GaAs 微波功率放大器在 5.5~6GHz 频率范围内性能基本达到要求,输出功率大于 46dBm,增益大于 38dB。

鉴于这款 C 波段功率放大器的功率放大能力,可以在提供 5.5~6GHz 频率范围内,提供 35~46dBm 输出功率,满足相应测试系统的功率要求。

这个项目到现在历时十六个月左右,从最初的阅读文献到最后的论文编写,过程中出现了很多意想不到的问题。与大部分项目不同,需要大量的时间和精力来学习和攻克工程操作。一度因为没有合适的器件而苦恼,每天努力搜集可能购买的元器件信息;用了两个月左右的时间来摸索测试,而模具的设计和反复修改更是花费了两个多月的时间。这个过程充分证明,哪怕在最细微的结果背后,都可能藏着大量不为人知的努力;科研工作是不辛苦的,工程工作有无数琐碎而漫长的细节问题。这个项目的结果仍然存在着问题,有可改进的空间。而要达到更好的结果,需要更多的投入。

致 谢

在论文完成之际,我首先要感谢我的导师郝跃教授。郝老师是一位非常博学的老师,对微电子领域的各种研究都有极其广博和深入的见解。严谨的治学态度、深厚的理论功底、平易近人的工作作风使我在求学过程中深深折服。他站在国家和社会需要的高度,用一代栋梁的期望来要求和鞭策学生,为我们的人生打开了一个高远而宽阔的视角。他对于一代年轻学子未来方向的忧虑和深思,更让我们在思考人生道路的时候多了几分长远考虑和责任感,在面对问题考验的时候多了几分勇气。在此谨向导师表示衷心的感谢和诚挚的敬意。每次课题汇报讨论时,郝老师对学科发展方向的敏锐眼光、对当前学术潮流的把握以及对问题新颖的见解,给予了我极大的启迪和引导。郝老师给我提供的课题无一不体现着科学性与创新性的最好结合,使我们在新技术领域获得一个高的起点。郝老师渊博的知识、严格的要求、实事求是的治学态度影响着我、教育着我,使我受益匪浅,必将终生受用,再次向他致以衷心的感谢。

感谢课题组的马晓华老师、张进城老师、杨林安老师、王冲老师、王东老师、毛维老师等各位老师,定期检查项目进度,帮助我把握方向,发现问题,解决难题。让我从一无所知到完成一项工作,悉心教导,大量提供真知灼见,谢谢他们的潜在支持。

感谢教过我基础理论的所有老师,这些是我完成学业和本项目的前提。

特别感谢课题组的陈炽师兄,师兄深厚的专业知识,丰富的工程实践经验,严谨的科研作风,诚挚的待人、待事态度,以及认真负责、关心后辈的崇高的助人理念,在我心中留下深深的烙印,将在我以后的为人和科研中起到积极而深远的影响。在生活上,前辈们给予我们极大的关心和帮助,使我们能安心于学业,为我们提供了良好的生活和学习环境。再次对各位老师致以深深的谢意。

感谢我的师兄:许晟瑞、薛军帅、曹艳荣等,以及同学章磊、邢晓领,他们教给我许多应用方面的知识和技能,毫不吝惜的分享他们的经验,使我在完成课题的过程中少走了很多弯路,避免了很多错误。

感谢焦莎莎、安爱女、田圆、周洲、杨传凯、叶川等在生活上的关心照顾和学业上的帮助。

感谢二零六所及模具加工厂的工作人员,协助完成了电路实体,包括 pcb 板和电路测试夹具。

感谢教研室的所有师弟师妹们对我的帮助和有益探讨。我们一起所营造的浓厚的学习氛围,是我完成课题的必要保证。

感谢父母的养育、教诲，感谢父母多年来对我学习和生活的鼎力支持，对我无私关爱和热情鼓励，让我能在求学的道路上始终保持着乐观、自信和坚定的步伐。

最后，对所有关爱、支持我的亲人、师长和朋友致以诚挚的谢意！

参考文献

- [1] H. G. Kosmahl, "A wide-band width high-gain small-size distributed amplifier with field-emission triodes (FETRODE'S) for the 10 to 300 GHz frequency range," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 36, pp. 2728-2737
- [2] J. Gipprich, L. Dickens, and J. Faulkner "A Power Amplifier yields 10 Watts over 8-14 Ghz using GaAs MMIC's in a LTCC serial combiner/divider network." 1993 MTT-S International Microwave Symposium Digest Vol. 3 pp 1369-1372
- [3] T.Apel, R.Bhatia, B.Lauterwasser, "High Performance Wide-Band & Medium-Band Power Amplifier MMICs. IEEE GaAs IC Symposium.October 10-13, 1993, San Jose, CA, pp 359-362.
- [4] H. Le, et al. An X-Band High-Efficiency Ion-Implanted MMIC Power Amplifier. IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. June 10-11, 1991, Boston, MA, pp 89-91.
- [5] L.F.Eastman, High Power, Linear, Broadband Solid State Amplifiers[J], ONRMURI program 1997 annual report
- [6] Xu,J.J; Yi-Feng Wu; Keller, S."1-8 GHz GaN-based power amplifier using flip-chip bonding[J]",IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.9, (no.7), IEEE, July 1999.pp.277-279.
- [7] Xu,J.J.; Keller, S.; Parish, G; Heikman, S.; Mishra, U.K.; York, R.A."3-10 GHz LCR-matched Power Amplifier using Flip-Chip Mounted GaN/AlGaN HEMTs[J]",2000 IEEE MTT symposium, MA, June, 2000.
- [8] Xu, J.J.; Keller, S.; Parish, G; Heikman, S.; Mishra, U.K."GaN-based 8W 1-6 GHz Flip-chip Integrated Modified Traveling Wave Power Amplifier",IEEE optical Workshop on Power Amplifiers for Wireless Communications, SanDiego, Sep, 2000.
- [9] 朱轩昂, 林金庭等. 2~6GHz 单片功率放大器. 固体电子学研究进展.2001,Vol21,NO.2.
- [10] 李宗谦, 余京兆, 高葆新.微波工程基础[M].北京: 清华大学出版社,2004.173-187
- [11] 刘光祐.模拟电路基础.成都: 电子科技大学出版社, 2001,92-122
- [12] 刘玉兴.射频模拟电路.北京: 电子工业出版社, 2002,68-99
- [13] 胡长阳.D类和E类开关模式功率放大器.北京: 电子工业出版社, 1985,49-84

- [14] Peter B. Kenington, High • linearity RF Amplifier Design. USA: Axtex House, Inc, 2
89. 126
- [15] F. Ali, A. Gupta, M. Salib, B. W. Veasel, and D.E. Dawson "A 2 Watt, 8-14 Ghz HBT Power MMIC with 20 dB Gain and >40% Power-Added Efficiency" IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MIT-42 No. 12 pp 2635-2641 Dec. 1994
- [16] W.Kennan and N. K.Osbrink, "Distributed amplifiers: Their time comes again," Microwaves & RF, pt. I, pp. 119-127, Nov. 1984; pt. 11, pp. 126-132, Dec. 1984.
- [17] J. Gipprich, et al. "A Compact LTCC Multilayer Multiport Stripline Coupler Network for Low Loss Power Combining/Splitting" IEEE 3rd Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Nov. 2-4, 1994, 167-169
- [18] J. Gipprich, L. Dickens, R. Hayes and F. Sacks "A Compact 8.0 to 14.0 GHz LTCC Stripline Coupler Network for High Efficiency Power Combining with Better Than 82% Combining Efficiency" 1995 IEEE MIT-s International Microwave Symposium Digest.
- [19] F. Ali, R. Ramachandran, and A. Podell, "Monolithic AlGaAs-GaAs HBT Single- and Dual- Stage Ultra-Broadband Amplifiers", IEEE Microwave and Guide Wave Lett., vol. 1, no.5, pp. 107-109. May 1991.
- [20] Kai C, Cheng S. Millimeter-wave power-combining techniques. IEEE MTT, 1983, 31: 91-107P.
- [21] Josenhans JG. Diamond as insulating heat sink for a series combination of IMPATT diodes. Proc IEEE, 1983, 156: 762-763P.
- [22] 《中国集成电路大全》编委会. 微波集成电路. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004: 450-451 页.
- [23] 葛俊祥. 毫米波空间功率合成技术及其发展. 电子学报. 1995(10): 152-155 页.
- [24] 雷振亚. 射频/微波电路导论. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005: 23-27 页.
- [25] 白义广. 径向功率分配/合成器的设计[J]. 微波学报, 1995, 15(2), pp. 189-192.
- [26] Chen Chi. An X-band GaN combined solid-state power amplifier. Journal of Semiconductors, Vol. 30, No. 9, September 2009.
- [27] Raymond Basset. High-Power GaAs FET Device Bias Considerations. Fujitsu Compound Semiconductor, Inc. 2355 Zanker Rd., San Jose, CA 95131(408) 232-9600
- [28] W. K. Chen, Explicit Formulas for the Synthesis of Optimum Broad-Band

- Impedance-Matching Networks, IEEE Trans. On Circuits and Systems, 1977, vol.24, No.4, pp.157~169
- [29] CAVERS James K. "Adaptation behavior of a feed-foward amplifier linearizer [J]". IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44(1), pp.31-40
- [30] 白义广. 径向功率分配/合成器的设计[J]. 微波学报, 1995, 15(2), pp.189-192.
- [31] MAAPGM0038-DIE . C/Ku-Band Power Amplifier. MACOM
- [32] Q.Z.Zha and W. K. Chen, Synthesis of an n-Port Matching Network, IEEE International Symposium on Circuits and Systems v2, 1991, pp.1259~1262
- [33] Kajfez, D., Z. Paunovic, and S. Paulin. Simplified Design of Lange Coupler [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Oct, 1978, 26:806-808.
- [34] FLX207MH-12 X-Band Medium&High Power GaAs FET[Z] .FUJITSU, 1998
- [35] W. K. Chen and T. Chasirekeo, Explicit Formulas for the Synthesis of Optimum Bandpass Butterworth and Chebyshev Impedance-Matching Networks, IEEE Trans. On Circuits and Systems, Oct.1980, vol.27, pp.928~942
- [36] Lange, J., Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Dec, 1969, 17:1150-1151.
- [37] B. J. Bennett, Broad-Band Impedance Matching of Ladder Loads, IEEE Trans. On Circuits and Systems, Dec.1985, vol.32, pp.1201~1208
- [38] 池保勇等. CMOS 射频集成电路分析与设计. 清华大学出版社. 2006. 295-306
- [39] P. W. vanderwolt, On Optimum Chebyshev Broad-Band Impedance-Matching Networks, IEEE Trans. On Circuits and Systems, Oct.1986, vol.33, pp.1010~1012
- [40] 陈邦媛. 射频通信电路[M]. 北京: 科学出版社. 2002.68-87
- [41] Andrei Grebennikov 著, 张玉兴, 赵宏飞译. 射频与微波功率放大器设计[M]. 北京: 电子工业出版社. 2006.290-312
- [42] Jaehyok Yi, Youngoo Yang. "Analog Predistortion Linearizer for High-Power RF Amplifiers [J]", IEEE Transaction On Microwave Theory And Techniques, 2000, 48(12).2709-2719
- [43] T. Arthanayake, and H.B.Wood. "Linear Amplification Using Envelop Feedback". Electron. Lett. 7(7), 1971, pp.145-146
- [44] NICKP. "Feedforward Linear Power Amplifiers [M]", USA: Artech House microwave library, 1999.
- [45] 黄香馥. 宽带匹配网络. 西北电讯工程学院出版社. 1986
- [46] 宋丽川. 网络综合与宽带匹配. 国防工业出版社. 1981

