

学号 2016301200122
密级 _____

武汉大学本科生毕业论文

射频 F 类功率放大器仿真设计

院（系）名 称：电子信息学院

专 业 名 称 ：通信工程

学 生 姓 名 ：刘骄阳

指 导 教 师 ：陈章友

二〇二〇年六月

郑 重 声 明

本人呈交的学位论文，是在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果，所有数据、图片资料真实可靠。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确的方式标明。本学位论文的知识产权归属于培养单位。

本人签名：_____

日期：_____

摘要

近年来,随着移动通信技术不断更新换代,人们愈加看重多种方式下实时信息的获取、交流与传递。在射频前级电路中,无线发射机至关重要,而射频功率放大器(RF PA)是发射机的核心部分,也具有举足轻重的功能。在未来的功率放大器设计中,关键是在更宽的带宽上实现高效率无线通信。F类功放作为开关功放,由其输入的信号驱动晶体管工作于开或关的状态,通过调制电路使其漏极电压和电流在整个工作周期内不发生任何交叠,故而具有100%的理论漏极效率,极具发展前景。

本文综合考量射频功放的未来发展趋势及要求,借鉴吸纳先进的功放设计技术并加以创新,致力于开发出适合现代无线移动通信系统,兼顾功率、带宽与效率的射频F类功率放大器。

论文首先基于功放研究的背景,详细阐述了F类功率放大器的国内外研究现状,介绍了射频器件及射频技术的发展历程。

其次,通过查询文献资料,总结了射频放大电路的基本设计理论。从射频放大器的工作状态分类,到系统设计的技术指标;从广泛应用的效率增强技术到不可或缺的线性化增强技术,全面而精炼。

再者,介绍了F类功率放大器的设计理论和技术基础。从漏极电流电压波形出发,理论推导F类功放的高效缘由,点明选择功率匹配的优势,说明谐波控制理论及负载牵引技术,为后续F类功放的实际设计奠定了理论基础。

最后,基于Cree公司提供的GaN HEMT CGH40010F晶体管模型,在ADS中仿真设计了工作于1-1.5GHz的F类功率放大器。测试结果表明,本文所设计的系统在整个工作频带内,漏极功率附加效率高于75%,增益超过12dB,输出功率也大于40dBm,性能良好,满足设计指标。在此基础上,生成了所设计电路的版图。

关键词: F类功率放大器; ADS 仿真; 谐波控制; 高功率附加效率; 增益

ABSTRACT

In recent years, with the continuous updating of mobile communication technologies, people have increasingly valued the acquisition, communication, and delivery of real-time information in multiple ways. Radio frequency power amplifier (RF PA) as the core component of the radio transmitter in the radio frequency pre-stage circuit has become significantly important. In the design of future power amplifiers, the key is to achieve high-efficiency wireless communication over a wider bandwidth. Class F power amplifier acts as a switching power amplifier. The input signal drives the transistor to work in the on or off state. The drain voltage and current do not overlap in the entire working cycle, so it has a theoretical leakage of 100%, which is extremely efficient and promising.

This article comprehensively considers the future development trends and requirements of RF PA, draws on advanced power amplifier design technologies and innovates, and is committed to developing an RF class F power amplifier that is suitable for modern wireless mobile communication systems, taking into account power, bandwidth, and efficiency.

Based on the background of power amplifier research, the thesis first elaborates the current research status of Class F power amplifiers at home and abroad. Apart from that, It introduces the development process of RF devices and RF technologies.

Secondly, by querying the literature, the basic design theory of the RF amplifier circuit is summarized. It involves the classification of the working state of the RF amplifier, the technical indicators of system design, the widely used efficiency enhancement technology and the indispensable linearization enhancement technology, comprehensive and refined.

Furthermore, the design theory and technical basis of Class F power amplifier are introduced. Starting from the waveform of the drain current voltage, theoretically derives the reason of high-efficiency of Class F power amplifiers. After that, the advantages of selecting power matching are pointed out, and the harmonic control theory and load traction technology are explained, which lay a theoretical foundation for the subsequent actual design of Class F power amplifiers.

Finally, based on the GaN HEMT CGH40010F transistor model provided by Cree, a Class F power amplifier working at 1-1.5 GHz was simulated and designed in ADS. The test results indicate that the system designed in this paper has an additional drain power efficiency of more than 75%, a gain of more than 12dB, and an output power of more than 40dBm in the entire operating band. The performance is good and meets the design specifications. On this basis, the layout of the designed circuit is generated.

Keywords: Class F power amplifier; ADS simulation; harmonic control; high power additional efficiency; gain

目 录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	II
1 绪论.....	1
1.1 课题研究背景.....	1
1.2 国内外研究现状.....	1
1.2.1 F 类 PA 的发展演进.....	2
1.2.2 射频器件的发展.....	4
1.2.2 射频技术的发展.....	4
1.3 研究内容和结构安排.....	5
2 射频放大电路的基本理论.....	7
2.1 RF PA 基本构成.....	7
2.2 射频功率放大器的工作方式分类.....	7
2.2.1 A 类射频功率放大器.....	7
2.2.2 B 类射频功率放大器.....	8
2.2.3 AB 类射频功率放大器.....	8
2.2.4 C 类射频功率放大器.....	9
2.2.5 D 类射频功率放大器.....	9
2.2.6 E 类射频功率放大器.....	9
2.2.7 F 类射频功率放大器.....	10
2.3 主要技术指标.....	11
2.4 效率增强技术.....	13
2.4.1 Doherty.....	11
2.4.2 包络消除与复原技术.....	11
2.5 线性化增强技术.....	14
2.5.1 预失真技术.....	14
2.5.2 前馈技术.....	14
2.5.3 负反馈技术.....	15
2.6 本章小结.....	16
3 F 类功率放大器设计理论基础.....	17

3.1 F 类功率放大器概述.....	17
3.2 最大平坦化波形.....	19
3.2.1 电压波形.....	19
3.2.2 电流波形.....	20
3.3 谐波控制理论.....	21
3.3.1 集总参数谐波控制电路.....	21
3.3.2 分布参数谐波控制电路.....	21
3.4 功率匹配与共轭匹配.....	22
3.5 负载牵引与源牵引.....	23
3.6 本章小结.....	24
4 F 类功率放大器设计.....	25
4.1 设计指标.....	25
4.2 器件选择.....	25
4.3 直流特性扫描.....	26
4.3.1 安装 Design Kit.....	26
4.3.2 直流扫描.....	26
4.4 稳定性分析.....	27
4.5 源牵引与负载牵引.....	29
4.5.1 源牵引.....	29
4.5.2 负载牵引.....	30
4.6 匹配电路设计.....	31
4.6.1 谐波控制电路设计.....	31
4.6.2 基波匹配电路设计.....	34
4.7 谐波仿真.....	39
4.8 版图 Layout.....	45
4.9 本章小结.....	46
5 总结与展望.....	47
5.1 全文总结.....	47
5.2 未来展望.....	47
5.2.1 本文未来工作展望.....	47

5.2.2 射频研究领域展望.....	47
参考文献.....	49
致谢.....	53

1 绪论

1.1 课题研究背景

近代以来,随着互联网与物联网、云计算与大数据、计算机 PC 技术和机器人、现代物流信息服务等的发展和出现极大地丰富和改变了当今人类的日常生产、生活和工作方式。如今,人们愈加地看重多种方式下实时信息的获取、交流与传递。随时随地、迅速可靠地进行多种方式的信息获取与交流成为了人们持之以恒追求的目标。无线通信作为一种传统通信技术和模式的全新进展,从目前全世界各个区域范围内的数据来看,其注册用户的规模一直在持续大幅度地增长,技术热点不断,研究技术应用越来越活跃,已经平稳地迈入了规模化的关键阶段。如今,无线通信已经发展成为了信息技术产业中一颗珠光熠熠的明星,推动着人类社会不断进步,经济科技持续健康增长。

随着数字发射机和无线通信系统技术的不断研究发展,在射频前级电路中,无线发射机至关重要,而射频功率放大器(RF PA)是发射机的核心部分,也具有举足轻重的功能,在例如雷达,导航,模式识别,无线应用等方面都起着关键作用。调制振荡电路所产生的射频信号功率较为微弱,需要经过一系列放大电路,以达到系统所需的输出信号功率,继而有效地将信号馈送到发射机的天线上并辐射出去。为了使系统能够获得足够大的射频功率,放大器必不可缺,它对于有效地提高系统发射信号的功率和强度、减小发射系统的体积和重量、延长系统的寿命和使用时间、降低对电源的损耗等都起着非常关键性的控制作用。然而,RF PA 本身也就具有很大的功耗,在某种程度上,其产生的功耗对于整个发射机系统来说甚至占到了总功耗的 60%以上。因此,设计高效率和高线性度的 RF PA 已经成为目前射频功放系统设计的主要发展趋势。

RF PA 的技术研究可以分为两个主要研究方向:一个是以提高和改善电路线性度为主要目的的线性 RF PA;另一个是重点关注高效率性能需求的非线性 RF PA 的研究。F 类开关功放作为后者,即射频开关功放的一种,由其输入的信号驱动晶体管工作于开或关的状态,通过调制电路使其漏极电压和电流在整个工作周期内不发生任何功率交叠,故而理论上拥有近似 100%的漏极电路工作效率。它几乎不被匹配电路的工作频率所影响,具有功率补偿能力高等一系列的优点^[1]。然而由于

受开关功放电路中存在漏极引脚寄生参数,高次谐波不可避免等因素的影响,F类开关功放难以正常工作于理想的开关工作状态,造成了其工作效率大幅度的降低。当其工作频率上升到 GHz 以上,漏极电压和电流波形的畸变严重。此外,在射频开关电路的实现方面,由于集总参数元件自身存在寄生效应与谐振问题^[1],在电路设计中受到约束,射频开关功放多采用微带线等分布参数元件进行实现,系统结构繁复冗杂,版图耗占面积巨大,难以实现晶体管寄生参数的补偿问题^[1]。因此,设计出不仅可以保证良好开关特性,且具有漏极电压电流理想输出的 F 类功率放大器至关重要。

1.2 国内外研究现状

作为无线移动通信数据传输系统中电流源发射机的一个关键部件,RF PA 的应用引发了科学界与通信工程界的极大重视与关注,获得了飞速发展。其中包括广泛适用于无线移动通信数据基站传输系统中的宽带高电压非线性 RF PA 以及在广泛应用于智能手机中炙手可热的宽带低电压高效率 RF PA 等。目前,国内外对于 RF PA 的技术研究主要可以分为两个研究方向:一个是以 E、F 类放大器为主要代表,以提升输出效率为目标的开关类 RF PA,另一个是 AB、B、C 类等电流源模式,以增加线性度为追求的跨导 RF PA 的研究。也就是说,两者之间的权衡是线性度和效率。

近五十年来射频功率器件,射频电路优化技术以及射频 CAD 应用技术的不断进步,推动着各类射频电路以及功率放大器的不断发展。而拥有高功率密度,低器件制造成本的射频功率器件为今后的射频电路以及功率放大器的设计和发展奠定了坚实的硬件基础,各类射频电路优化技术的应用为相关研究的成功开展提供了前进的引擎和技术推动力。此外,在先进的 CAD(HFSS, ADS 等)应用软件的支持和帮助下,减少了射频电路设计和调试的时间,提高了技术研究的效率,使相关课题的研究更加便捷。

1.2.1 F 类 PA 的发展演进

1920 年,随着半导体的进一步成熟和发展,人们开始着手研究 PA,设计研制出了传统的跨导功率放大器:A 类、B 类、AB 类及 C 类。1958 年, Tyler 等人第一次提出了高效 F 类 PA 的一般性技术阐述^[2],它具有出色的高频放大性能、简单的结构框架,因而被广泛应用于移动设备和无线传输系统等通信技术领域中。2000

年, Grebennikov 重新分析设计了 F 类 PA^[3],并重新研制出了三次谐波尖峰化的负载偏置网络,解决了传统 F 类 PA 效率较低的一般化问题,逆 F 类 PA 随之应运而生。2014 年, Mohsen Hayati, Akram Sheikhi 等人,为了更好地匹配基波、二次谐波和三次谐波的阻抗,开发设计一款新型的谐波平衡控制网络^[4]。此外,还提出了利用改进型的谐波平衡控制参数分析法对谐波平衡控制电路设计中的谐波参数进行了分析和优化。实际测试的结果表明,单级的 PHEMT 晶体管在 2.4GHz 频点处,输出的功率可达 23.6dBm 左右,功率附加效率(PAE)大约为 80%。2016 年, Mengsu Yang, Jing Xia 等人研制出连续型逆 f 类功率放大器的一种扩展设计方法,它基于经过改良的椭圆滤波匹配网络(LPF-MN),性能优越^[5]。2017 年, Hang Huang, Bo Zhang 等人提出了适合多个波段共同使用且具有普遍意义的功率放大器设计方法,它以连续 F 类功放的典型扩展形式为基础,牺牲一定高效性能,展宽了工作频带^{[6][7]}。该理论允许电阻性二次谐波阻抗的存在,并牺牲部分效率来获得超过一个多倍频程的带宽。2017 年, Ekta Aggrawal 等人成功解决了二次谐波阻抗在 Smith Chart 上绘制逆时针轨迹的约束问题,他们采取非线性嵌入传递函数探索了连续型 F 类 PA 适宜的负载阻抗的设计范围^{[8][9]}。2019 年, H 邹浩等人提出了一种可以有效改善寄生问题的新式输出匹配网络,这种结构针对 F 类和逆 F 类功率放大器在设计时被其晶体管自身存在的寄生参数限制的问题,大大降低了匹配结构的复杂程度和布局安排的难度,提高了功放效率^{[1][10]}。2020 年, Tao Wang, Zhiqun Cheng, Guohua Liu, Sudong Li 等人提出了一种多级二次谐波控制输出匹配网络。通过目标频带中多个频率上的基波和谐波阻抗匹配,可以提高连续功率放大器的基波和谐波阻抗的精度,从而提高了效率。使用 CGH40010F GaN HEMT 封装器件设计和制造了基于这种结构的高效宽带连续反向 F 类功率放大器。测量结果表明,在 1.35 至 2.35 GHz 范围内,增益超过 10 dB 时,可实现 71%至 82%的漏极效率和 40.1 至 41.5 dBm 的输出功率^[11]。

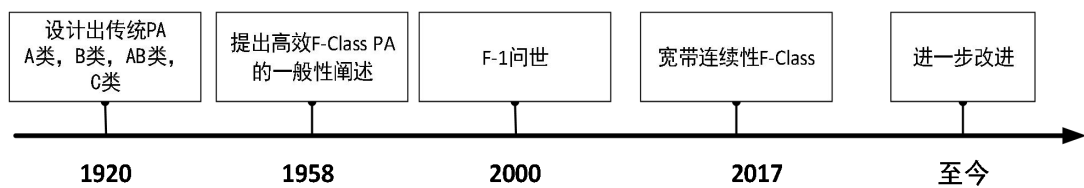


图 1.1 F-Class PA 的发展

1.2.2 射频器件的发展

射频器件的发展如图 1.2 所示。

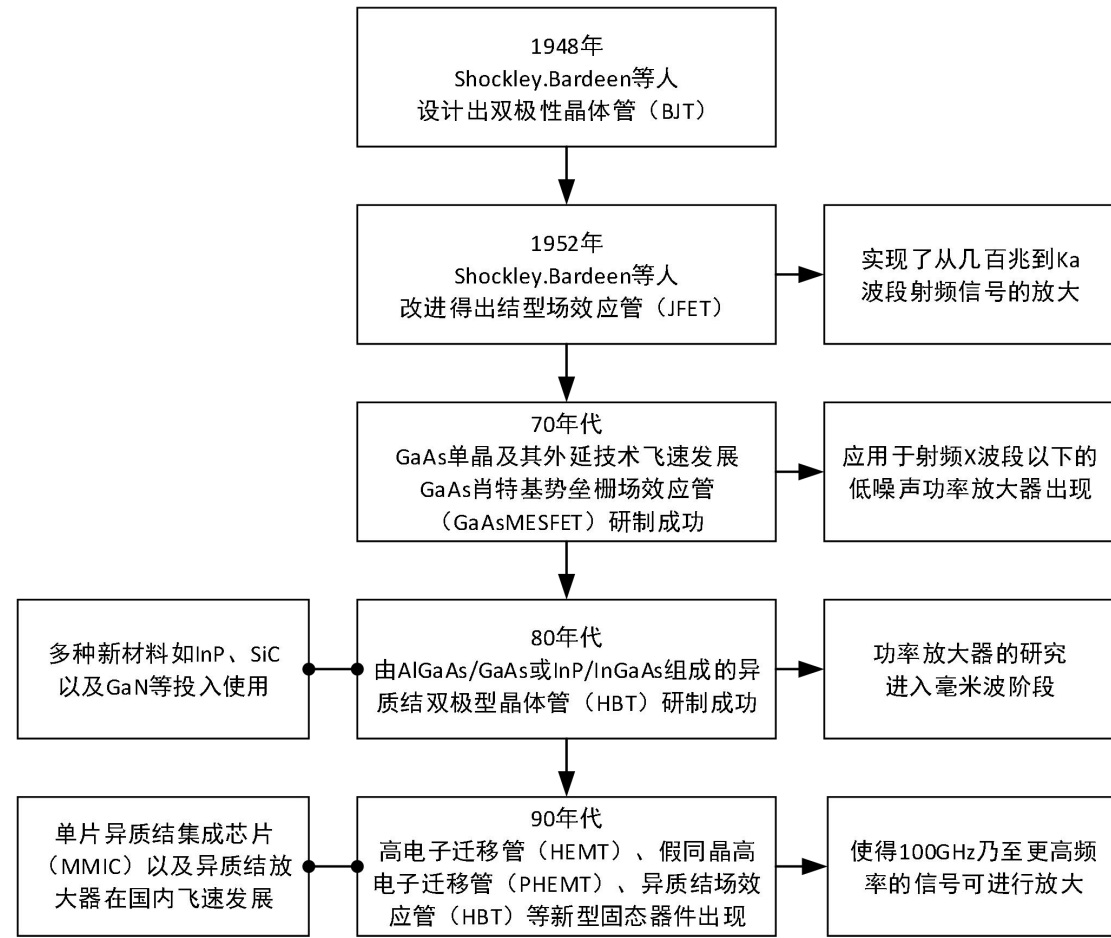


图 1.2 射频器件的发展

1.2.2 射频技术的发展

以数字信号处理（DSP）技术为基础的各类线性化技术对于改善和提高功率放大器的线性度做出了杰出的贡献。1936 年，Doherty 等人为了了解决 AB 类功率放大器回退、效率低的问题，提出了一种可以提高 RF PA 效率的解决方案（DPA）^[12]。1980 年，数字预失真(DPD)技术在国际范围内被首次提出，它通过一个预失真元件来和另一个功放元件的级联进而有效破解了传统的 PA 线性化失真在应用中的技术性难题，随之，DPD 预失真技术受到了研究重视。

此外，宽带功率阻抗匹配调频控制技术的出现和发展使得功率放大器的输出带宽可以增至 10GHz 以上；RF PA 的效率增强技术(Doherty、包络消除与复原技术，自适应偏置技术等)的应用和发展则为控制和提高 RF PA 输出的效率提供了极大的便利。

射频电路的设计往往需要从大局方面综合考虑、折衷调和，这对设计者提出了

高难度的要求。因此,借助于计算机射频模拟技术进行仿真被认为是当仁不让的解决方法。在 CAD 仿真软件(HFSS, Advanced Design System (ADS) 等)的支持下,射频电路和功率放大器的设计者甚至感兴趣的用户都可以在自己的计算机上直接进行各种射频放大电路测试与分析,可以灵活的依据射频仿真测试的结果对射频电路的结构与元器件的参数进行调整,改善输出电路的性能。它减少了射频电路设计和射频系统调试所花费的时间。与此同时,半导体产品的制造商们可以提供半导体器件模型,使模拟设计精度越来越高,设计者们的模拟成果可以无限贴近实际电路工作情况,提高了产品的性能。

如今,随着各种新型的射频功率器件和先进的射频信号处理技术的不断发展,人们已经可以开发、设计和制造出各种各样的 RF PA 来满足包括个人网络通信、医疗通信及国际军事通信在内的不同行业和领域人们的射频通信需求。RF PA 的卓越性能已经使其逐渐完全取代了电真空器件,成为中小型微功率通信领域甚至高功率射频通信领域的主要核心器件。我们相信在不久的将来,随着新电子技术的不断出现和应用,其在信息时代能发挥更大的作用^[13]。

1.3 研究内容和结构安排

本文着眼于 F 类功率放大器的理论问题与技术仿真,寻找实现功放在保持理想输出功率的前提下,提高功率附加效率的方法。首先,阐述了射频放大电路相关的原理,归纳了功率放大器效率增强的最常用技术,介绍了 F 类功率放大器的基本设计原理和谐波匹配问题。奠定了理论基石后,借助 Cree 公司免费发布于官网上的晶体管模型 CGH40010F,在安捷伦公司研发的电磁仿真软件 ADS2017 中开展相应 F 类功率放大器的谐波设计仿真和版图设计优化。

论文主要的研究内容安排如下:

第 1 章,在详细介绍无线移动通讯技术发展状况的基础上,论述了具有高效性能的 F 类功率放大器在未来通信产业中占据的重要地位。通过阅读相关期刊资料,总结归纳了国内外 F 类功率放大器的发展演进,汇总了射频器件以及射频技术的更新换代。

第 2 章,总结了射频放大电路的基本设计理论,介绍了 RF PA 的工作状态分类,同时点明了一些用于衡量功率放大器设计性能的重要指标。此外,介绍覆盖从广泛应用的效率增强技术到不可或缺的线性化增强技术的各个方向,全面而精炼。

第 3 章,详细介绍了 F 类功率放大器的设计理论和技术基础。首先,分析了从

B 类 PA 至 F 类 PA 的演变，同时从漏极电流电压波形出发，从理论上推导并解释了 F 类功放为何具有接近 100%的效率的缘由。接着，从集总和分布两方面介绍了谐波控制电路的典型结构，指出 F 类 PA 是通过调整谐波信号决定放大器工作状态，实现高效性。最后，从原理角度说明了设计功率放大器时选择功率匹配的原因，并进一步阐述了获得功率匹配时阻抗的方法。

第 4 章，本文重点章节，展示了具有优异性能的 F 类功率放大器的详尽设计步骤。首先确定设计技术指标，进行直流特性分析，稳定性设计，阻抗牵引，匹配电路设计，一步步有条不紊地确定出完整电路，通过 ADS 进行了仿真验证。在此基础上，生成了所设计电路的版图。

第 5 章，进行总结和对未来射频放大器领域科学展望。深入剖析了本文的研究过程，总结了研究成果，指出了有待改进之处，同时展望了未来此领域的研究和发展。

2 射频放大电路的基本理论

2.1 RF PA 基本构成

如图 2.1 所示,射频电路中的功率放大器主要由晶体管,偏置控制电路和与输入输出匹配控制电路三个大部分共同组成^[14]。其中最重要的部分是晶体管,起到了信号放大的功能,选取符合设计指标的晶体管对功放设计至关重要。偏置电路为晶体管提供所需的偏置直流电压,使其工作于静态工作点,为功率放大器提供持续稳定的直流输入功率,保证了输入向输出的转换。输入输出匹配网络实现了能量的有效传输,合理设计该网络可以有效提高功放性能。

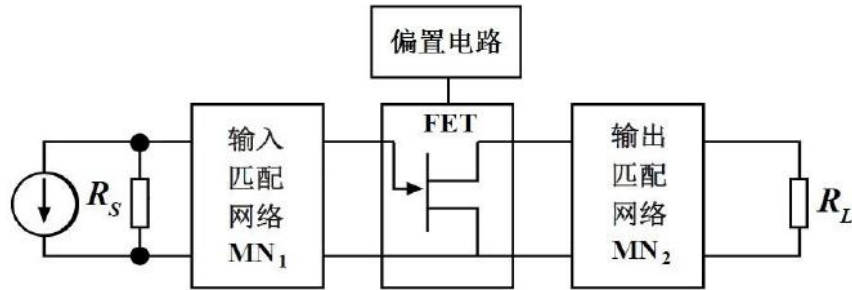


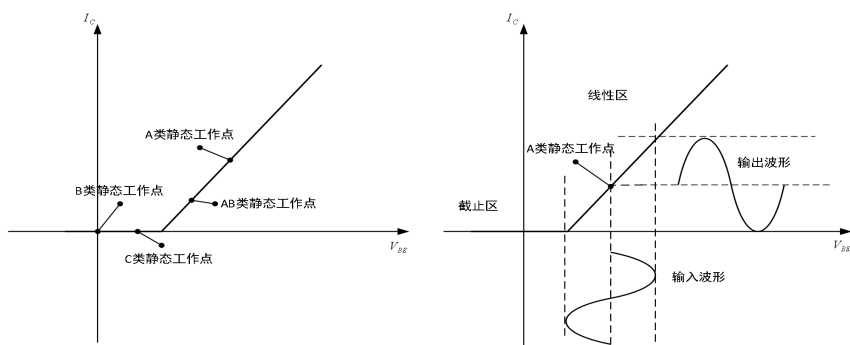
图 2.1 RF PA 基本构成

2.2 射频功率放大器的工作方式分类

通常,功率放大器可分为两类,传统跨导功率放大器和非线性开关功率放大器^[15]。跨导功率放大器包括 A 类, B 类, AB 类和 C 类。放大器类别由直流偏置条件和导通角定义。开关模式功率放大器包括 D 类, E 类和 F 类,它们按功率放大器拓扑结构进行了分类。A 类功率放大器是线性度最高的功率放大器,但其最大理论效率仅为 50%。开关模式功率放大器是强非线性放大器时,其理论效率最高可达 100%。各类功率放大器静态工作点如图 2-2 (a) 所示。下面简单介绍常用的放大器工作方式。

2.2.1 A 类射频功率放大器

A 类 PA 的静态工作点及其输入输出波形如图 2.2 (b) 所示。选取适当的偏置电压,使放大管工作于线性区。当晶体管输入信号的幅度限定在一定范围内时,输出信号得以按照一定比例线性放大。导通角 $\theta = 360^\circ$, 适合放大幅度调制 (AM), 单边带调制 (SSB) 等包络非恒定的已调波。为使输出功率最大化,需将电路的直流工作点选在 I-V 负载线的中点。当 $I_{LM} = I_{CQ}$ 时, $\eta_{\max} = 50\%$ 。



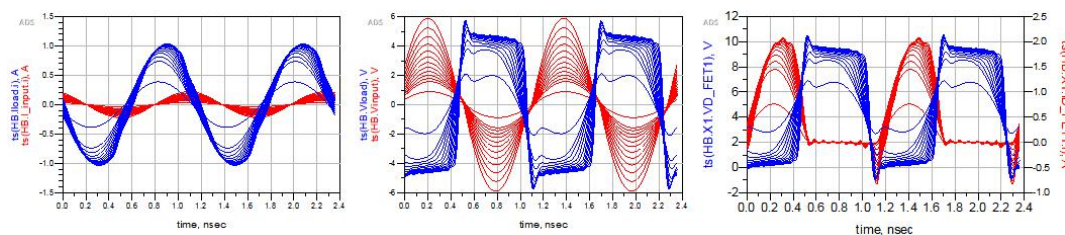
(a) 各类功率放大器静态工作点

(b) A 类放大器输入输出电压波形

图 2.2 A 类功率放大器

2.2.2 B 类射频功率放大器

B 类 PA 一般做成推挽结构，每个晶体管只工作半个周期。选直流工作点于放大器电流的关断点，使得在一个周期内，一个晶体管导通并工作于输入信号的正半周，另一个晶体管则作用于信号的负半周，两晶体管各自输出的两个半正弦波，在放大器的负载处汇聚成一个完整正弦波。导通角 $\theta = 180^\circ$ ， $\eta_{Cmax} = 78.5\%$ 。



(a) 输入输出电流

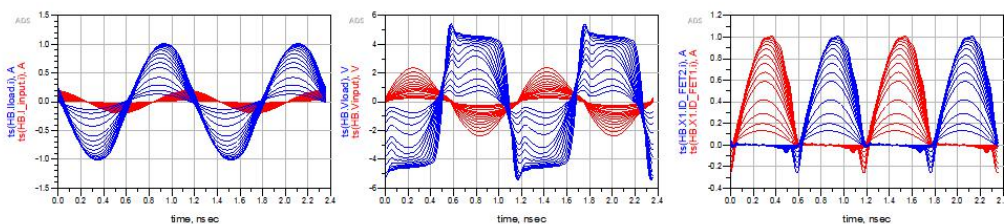
(b) 输入输出电压

(c) 漏极输出电流电压

图 2.3 B 类功率放大器

2.2.3 AB 类射频功率放大器

在推挽结构的电路中，分别在每个放大管两端都加一个微弱的偏置电压，使两只功放管无截至状态，一直同时处于轻微的导通状态，避免因输入电压较低，出现 B 类 RF PA 中晶体管截止造成的交越失真。导通角为 $\pi < \theta < 2\pi$ ，实际效率范围 $50\% < \eta < 78.5\%$ 。该类放大器可以兼备线性度和高效率，因此获得广泛应用。



(a) 输入输出电流

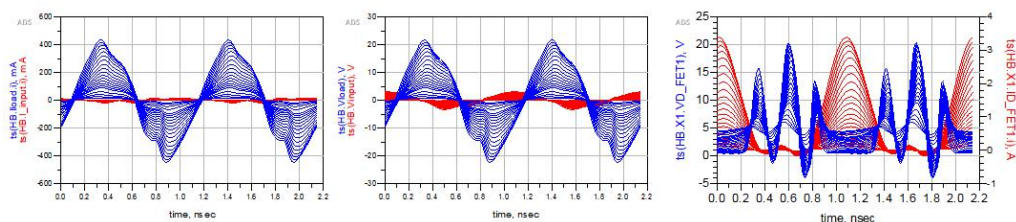
(b) 输入输出电压

(c) 两漏极输出电流

图 2.4 AB 类功率放大器

2.2.4 C 类射频功率放大器

C 类 RF PA 的晶体管工作于截止区，其导通角 $0 < \theta \leq \pi$ 。只有输入正弦信号正半周的一小部分符合该类放大器的驱动条件，功放管会在此时进入饱和导通状态。输出信号失真严重，必须加入滤波网络，补偿一部分线性度。理想状态下，C 类功放的功率损耗仅发生在导通状况下，然而电荷储存效应的存在使晶体管过渡区与截止区也会产生一定的功率耗散，大大降低了 C 类功放的实际效率。



(a)输入输出电流

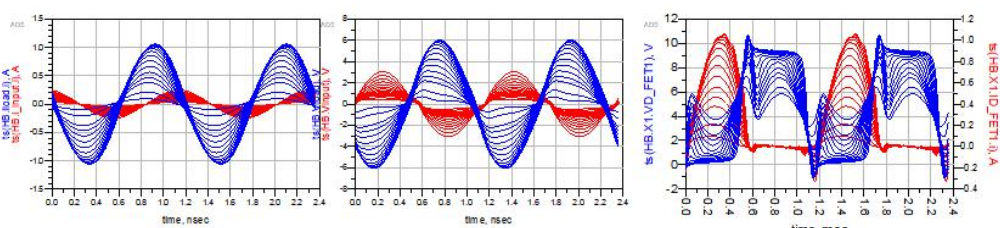
(b)输入输出电压

(c)漏极输出电流电压

图 2.5 C 类功率放大器

2.2.5 D 类射频功率放大器

D 类功率放大器由晶体管和一个调谐于基波频率的谐振电路共同组成，晶体管的行为类似于具有“on”和“off”状态的开关。在“开”状态下，高电流以及理论上零电压出现在晶体管的漏极输出处。另一方面，当开关处于“关闭”状态时，会出现零电流和高电压。在低频情况下，晶体管可以等效为理想开关，不产生损耗。进入高频段时，由于开关速度，漏极电容损耗等原因，晶体管损耗增加，高效特性递减。因此，D 类功率放大器不适合应用在高频情况，但在低频领域如声音的处理等则在性能上具有很大优势。



(a)输入输出电流

(b)输入输出电压

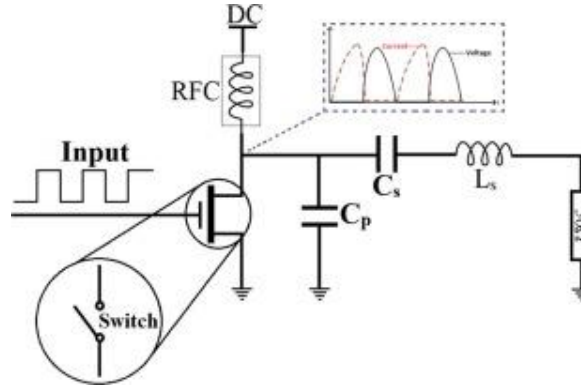
(c)漏极输出电流电压

图 2.6 D 类功率放大器

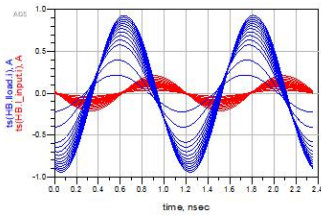
2.2.6 E 类射频功率放大器

E 类功放近年来获得了广泛研究，逐步使它进入社会公众的关注视线。由于 E 类功率放大器中电压和电流波形之间的零重叠，理论上可实现的效率 100%。传统的 E 类 PA 已在图 2.7(a)中显示。在这种配置中，晶体管用作理想开关，输出网络

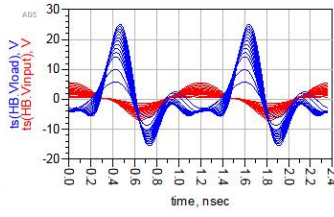
用于变换和匹配负载阻抗，从而可以在基频和其他不良谐波频率上获得更好的性能。RF Chock（RFC）用于在漏极中产生稳定的偏置电流。根据图中电压和电流的内置波形，当开关导通时，VD 等于 0，但是当开关断开时，该电压可以等于 $2.5 \times V_{DD}$ 。串联网络（Cs 和 Ls）将负载阻抗（ 50Ω ）转换为晶体管的漏极阻抗，从而实现最佳的功率输出^[16]。但晶体管需承受高电压，有击穿风险，不能完全理想的状态。



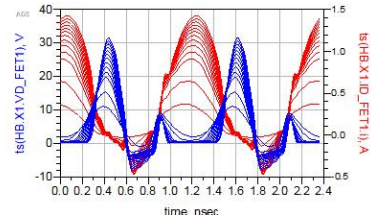
(a) 传统 E 类 PA 结构



(b) 输入输出电流



(c) 输入输出电压



(d) 漏极输出电流电压

图 2.7 E 类功率放大器

2.2.7 F 类射频功率放大器

针对 E 类功放的局限性，F 类功放被研究者提出。F 类通过谐波控制网络以及基波控制网络来匹配基波与各次谐波的阻抗，提高效率，获得更大的输出功率。F 类功率放大器的漏极电压波形仅由基波信号和各个奇次谐波组成，无限接近于方波，而电流包含众多偶次波，近似半正弦波。因此，应将奇次谐波的负载阻抗调整为开路（ $Z \rightarrow \infty$ ）。偶数谐波时的负载阻抗应调整为短路（ $Z = 0$ ）。输出效率可以达到较高的水准，至 90% 左右，最有可能实现高效工作模式。其阻抗条件为：

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 = \frac{8V_{CC}}{\pi I_{CM}} \\ Z_n = 0, n \text{ 为偶数} \\ Z_n = \infty, n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2.1)$$

2.3 主要技术指标

2.3.1 工作带宽

工作带宽指满足放大器所有性能指标的连续频带范围，通常使用相对带宽来区分宽带和窄带。

$$B = f_H - f_L, B_f = \frac{f_H - f_L}{f_0} \quad (2.2)$$

2.3.2 输出功率与功率增益

输入的功率一部分转化为基波功率，另一部分则耗散于各次谐波及其他无用分量上，其中前者表征功率放大器的输出功率，又称有效功率。

放大器漏极输出端口的信号功率 P_o 与输入端口信号功率 P_i 的比值被定义为放大器的功率增益，单位一般为 dB 或 dBm，它可以反映一个特定功率放大器放大信号的能力。增益表达式为：

$$G = \frac{P_o}{P_i} = 10 \log\left(\frac{P_o}{P_i}\right) \text{dB} \quad (2.3)$$

2.3.3 1dB 功率压缩点与饱和功率点

输出功率与输入功率在输入信号较小时呈现一定有规律的倍数关系，随着输入功率的递增，至达到一个临界阈值之后，输出功率与输入功率的比值即功率增益由于非线性而不断减小，直到输出功率达到饱和。

当放大器的增益恰好比小信号驱动下的理想线性增益低 1dB 时，所对应的点就称为“1dB 功率压缩点 G_{1dB} ”。它们之间的关系可表示为式 2.4，其中 G_0 为放大器的线性理想增益， $P_{in,1dB}$ 为 1dB 压缩点输入功率， $P_{out,1dB}$ 为 1dB 压缩点输出功率。随着输入功率增加，输出功率最终将增至一个特定值并保持不变，此时的输出功率即为饱和输出功率，该点则对应为饱和功率点，又称为 6dB 压缩点。

$$P_{out,1dB}(\text{dBm}) = G_{1dB}(\text{dB}) + P_{in,1dB}(\text{dBm}) = G_0(\text{dB}) - 1\text{dB} + P_{in,1dB}(\text{dBm}) \quad (2.4)$$

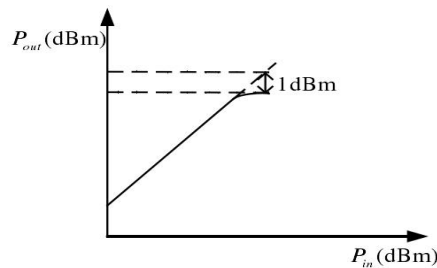


图 2.8 放大器 1dB 压缩点

2.3.4 漏极效率与功率附加效率

将直流电源所提供的能量尽可能转化为输出的交流能量是功率放大器放大信号的本质过程，在该放大过程中，一部分能量会耗散在晶体管及寄生电路中。功率放大器的输出功率 P_{out} 与直流电源提供的功率 P_{DC} 之比称为效率，用于表征一个功率放大器对能量进行转换的能力，是衡量和评价放大器性能水平高低的一个不可轻视的参数。通常，定义功率放大器漏极效率 η 的公式为为：

$$\eta_{DE} = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} \times 100\% \quad (2.5)$$

输出、输入的功率之差与信号源提供给晶体管的直流能量之比定义为放大器的功率附加效率（PAE），由于它将输入晶体管的信号也计入考虑，因此能更直接恰当地反映出能量利用率。计算公式如下：

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} \quad (2.6)$$

2.3.5 谐波失真与互调失真

向 RF PA 输入单频信号时，基波信号及其产生的各次谐波均在功率放大电路中的得到增强，并同时传送到输出端。由于非线性的影响，功放会在谐波处产生较大的失真，即谐波失真。窄带放大器可通过滤波器滤除失真成分，但宽带放大器却不然，需要复杂的谐波抑制网络。

当放大器输入端输入两个频率为 $f_c + f_n$ 、 $f_c - f_n$ 的信号时（ $f_c \gg f_n$ ），放大器除了发生谐波失真外，还会出现输入信号对应频率间互相求和作差所生成的附加信号，这些信号即为互调失真信号。它们与基波频率十分相近，极难消除。值得注意的是，电路的线性度性能可通过三阶和五阶互调失真指标来反映和表征，如图 2.9 所示。

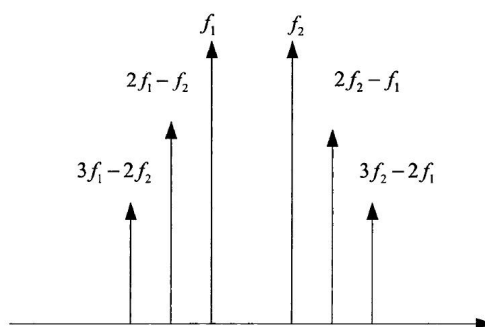


图 2.9 三阶与五阶互调失真

2.4 效率增强技术

2.4.1 Doherty

典型的 DPA 的结构如图 2.10 所示，该结构由 Wilkinson 功率分配器，两相移相器和两个功率放大器分别作为主功率放大器和辅助功率放大器组成。此外，该结构还包含一个输出匹配网络，被认为是提高效率最具有广泛应用前景的一种结构^[17]。Doherty 结构的工作状态由输入信号决定，当其低于阈值时，放大器工作于低功率状态，仅仅只有载波放大器导通起作用。继续增大输入信号至超过阈值，主功放与辅助功放均开始工作，放大器进入线性化增长的中功率区域。当输入信号增大至一定程度，载波放大器与峰值放大器为输出提供相同的功率，此时，两者都可以在其输出端得到最佳负载，即进入了峰值功率区域^[18]。

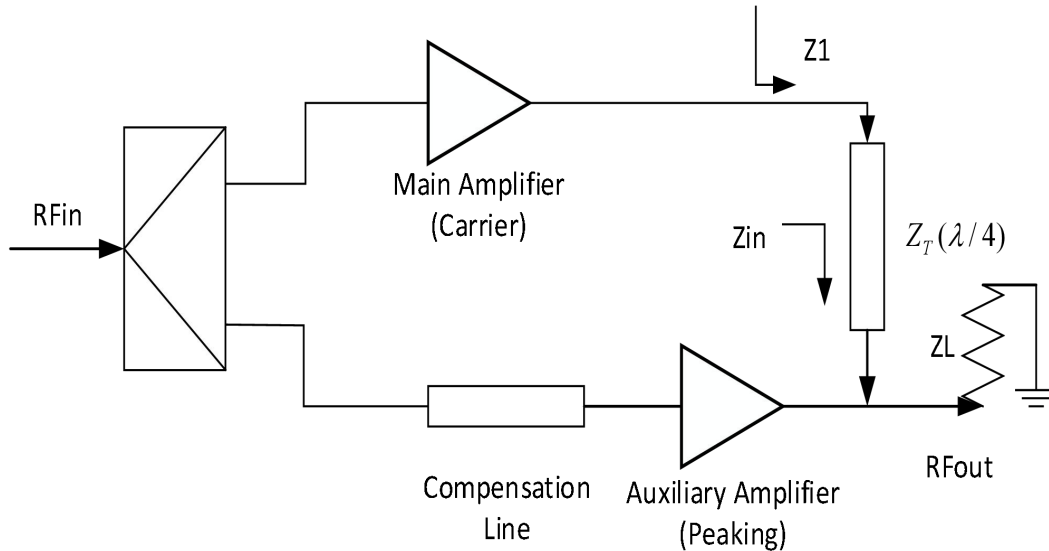


图 2.10 Doherty 结构

2.4.2 包络消除与复原技术

包络消除与复原技术早在 1952 年就由 L.Kahn 提出，开创了将幅度和相位信息分开处理的先河^[19]。该技术在较低输出功率及峰值输出功率时都可以保持较高的工作效率^[20]。如图 2.11 所示，输入信号通过功分器分流进入两条不同功能的支路，其中一路经过包络检波器提取出幅度信息再进行包络调制放大，一路直接通过限幅器保留住相位信息，两者再通过幅度调制器调制后恢复为输入信号经过放大的形式。该技术将幅度和相位分开处理，可以保证非恒定包络信号放大的高效率及线性度^[21]。

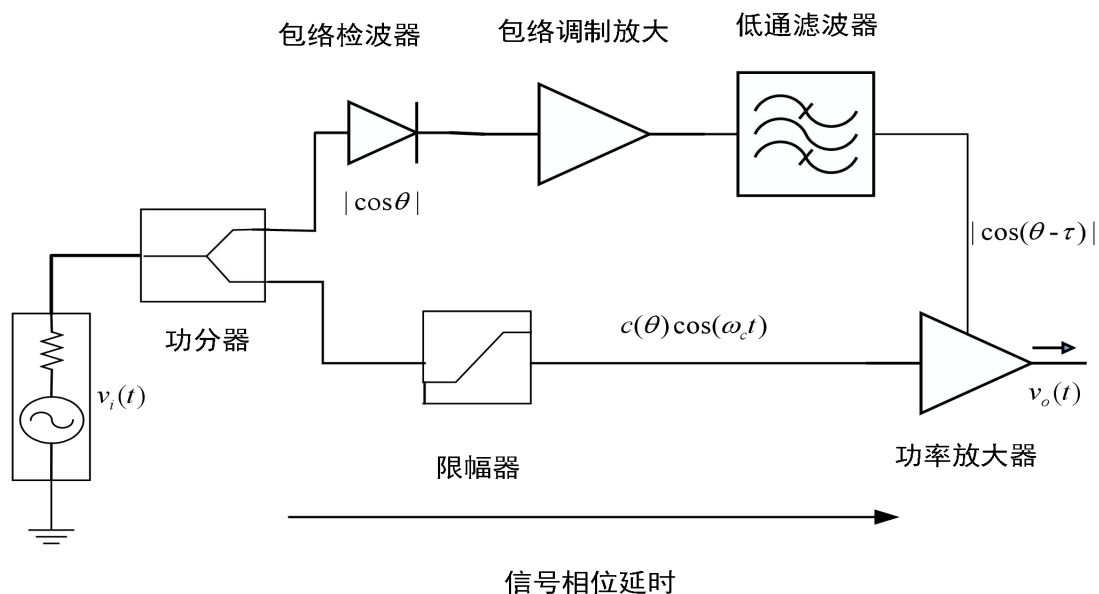


图 2.11 EER 技术

2.5 线性化增强技术

伴随着移动通信系统的更新换代与近代信息传输技术的日新月异，人们对射频功率放大器的性能已经有了愈加严苛的技术要求。其线性度和精度的影响可以说覆盖了射频通讯系统的各方各面，影响着信息传输的准确。若调制完成的信号通过末级电路放大时不符合线性度指标，使得信号出现失真，则会前功尽弃^[10]。近年来，线性化技术获得了极大发展及广泛应用。下面对几种线性化技术进行简单介绍。

2.5.1 预失真技术

预失真技术通过在功率放大器之前增加一个预失真器件，改变总系统传递函数，使组合传递特性线性化^[22]。该技术稳定性高，频带宽，自适应强，但精度不高^[23]。其原理图如图 2.12 所示。

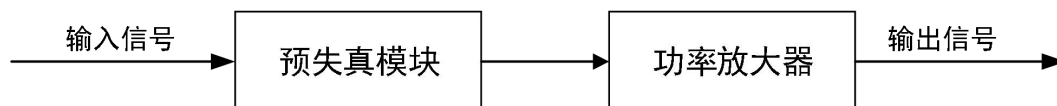


图 2.12 预失真技术

2.5.2 前馈技术

前馈线性化技术通过计算输出信号中误差信号的大小，并对其进行处理与消除，来提高和补偿 RF PA 的线性度，是一种优秀的开环技术^[24]。其基本原理如下图所示 2.13 所示。前馈法拥有两条器件完全相同但连接顺序相反的支路，都由放大器

和延时器组成。一路输入信号进入主放大器，得到放大的信号，该信号包含失真分量，两者一起通过衰减器，与另一路通过延时的信号相遇，提取出误差信号。此外，主放大器输出信号经过特定延时后与得到放大的误差信号相遇，两者通过适当运算，消除失真成分，得到期望结果^[25]。

它一方面在保证功放器件增益指标和连续性的基础上，显著改良其线性性能；另一方面由于其开环性，可以保持良好的稳定性。但是，它对电路的匹配精确度要求极高，稍有不慎就会导致严重的相位失真^[26]。

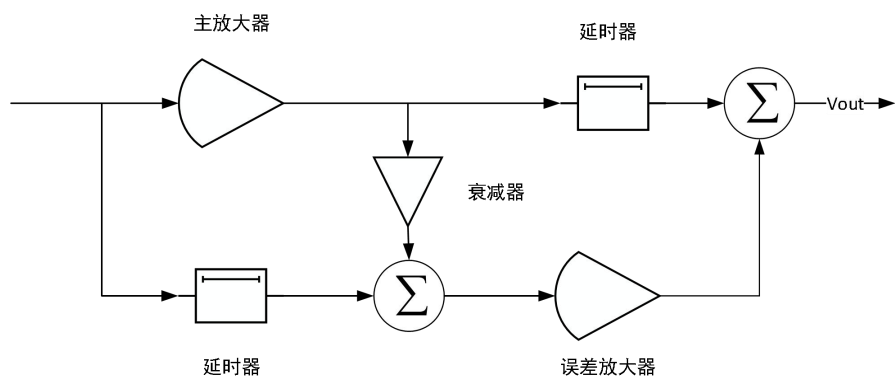


图 2.13 前馈技术

2.5.3 负反馈技术

负反馈技术适用于低频段，属于闭环技术，通过牺牲增益提高线性度，目前处于应用中的主要有正交反馈与极坐标反馈两种负反馈技术。正交反馈技术将输出信号通过变频解调器转换成两路基带信号，与输入信号对比得出误差信号，并将所得的误差信号反馈至输入端。极坐标反馈技术则是通过一定手段分离输入信号的幅度与相位信息，进行分头跟踪得到各自误差并反馈^[27]。

如图 2.14 所示，可以清楚看出放大器失真得以抑制与改善的量恰好等于系统的反馈量，也等同于整个电路系统增益减小的量，因此放大器需要提供足够高的增益，这就要求电路系统要对高增益有足够的包容度。一系列实验证明，效果最好的负反馈技术当属笛卡尔结构，得到了广泛的研究应用。

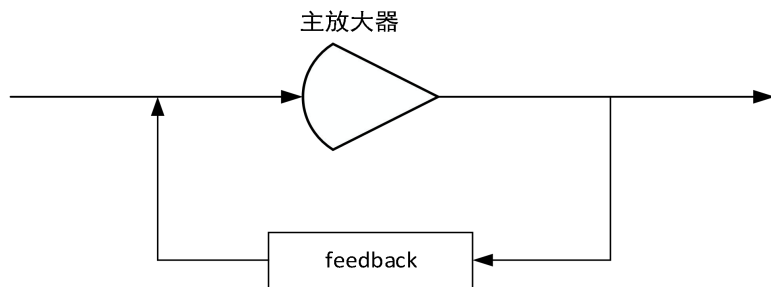


图 2.14 负反馈技术

2.6 本章小结

本章对 RF PA 的基本理论进行了总结。首先，列举了一些对功放设计有重要影响的指标参数；其次，介绍了两种常用的效率增强技术：Doherty、包络消除与复原技术，三种广泛应用的线性化增强技术：预失真技术、前馈技术、负反馈技术。为后续功率放大器的仿真设计奠定了理论基础。

3 F 类功率放大器设计理论基础

3.1 F 类功率放大器概述

随着功率放大器的不断开发与延展,受控电流源式的功放难以满足现代信息传递的要求,继而逐渐发展出开关型 E 类功放。为了进一步提高工作效率,克服 E 类 PA 中存在的寄生效应,继而发展出现了以谐波控制为中心工作的 F 类功率放大器。F 类功放通过控制谐波阻抗,使得漏极电压波形仅包含基波信号和奇次谐波,无限接近于方波,而电流包含众多偶次波,近似半正弦波。因此谐波不带有任何能量,也就是说晶体管输入的 P_{DC} 可以全部在输出端转化为基波信号功率,极大地提高了开关式功放的工作效率^[28]。

F 类起源于 B 类功放,因此,对 B 类功放的过激励输入情况进行深入分析对充分理解 F 类功率放大器至关重要^[29]。如图 3.1 所示,当输入的电压或者电流信号处于过激励状态时,输出的电压电流被截断,截断后的信号峰值与正常激励状态时输出的信号的峰值相同。与此同时,输出电压电流幅值随着输入电压电流激励的变化而不断变化。

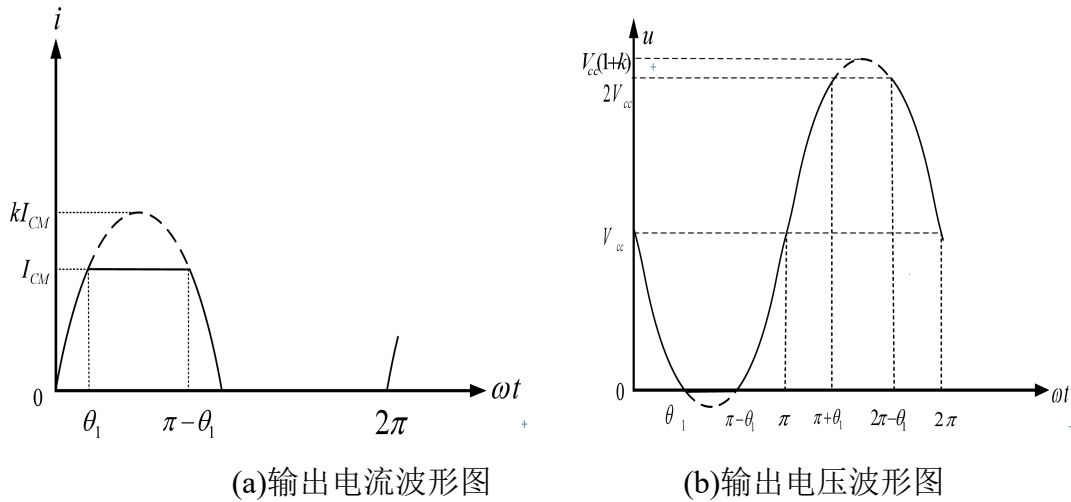


图 3.1 B 类功放过激励输入状态时漏极输出信号波形图

漏极输出电压直流分量为: $V_0 = V_{cc}$

漏极电压基频分量为:

$$V_1 = \frac{2V_{cc}}{\pi} \left(\frac{\theta_1}{\sin \theta_1} + \cos \theta_1 \right) \quad (3.1)$$

漏极电压奇次分量为:

$$V_m = \frac{2V_{cc}}{\pi} \left[\frac{\sin(\theta_1 - m\theta_1)}{(1-m)\sin\theta_1} - \frac{\sin(\theta_1 + m\theta_1)}{(1+m)\sin\theta_1} + \frac{2\cos m\theta_1}{m} \right] \quad (3.2)$$

输出电流直流分量为：

$$I_0 = \frac{I_{CM}}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 + \tan \frac{\theta_1}{2} \right) \quad (3.3)$$

输出电流基波分量为：

$$I_1 = \frac{I_{CM}}{\pi} \left(\frac{\theta_1}{\sin\theta_1} + \cos\theta_1 \right) \quad (3.4)$$

可得输出端直流功耗为：

$$P_0 = V_0 I_0 = \frac{V_{CC} I_{CM}}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 + \tan \frac{\theta_1}{2} \right) \quad (3.5)$$

基频功率为：

$$P_1 = \frac{1}{2} V_1 I_1 = \frac{V_0 I_{CM}}{\pi^2} \left(\frac{\theta_1}{\sin\theta_1} + \cos\theta_1 \right)^2 \quad (3.6)$$

谐波阻抗为：

$$Z_m = \frac{2V_{CC}}{I_{CM}} = R_L, m \in \{1, 3, 5, \dots (2m+1)\}; Z_m = 0, m \in \{2, 4, 6, \dots (2m)\} \quad (3.7)$$

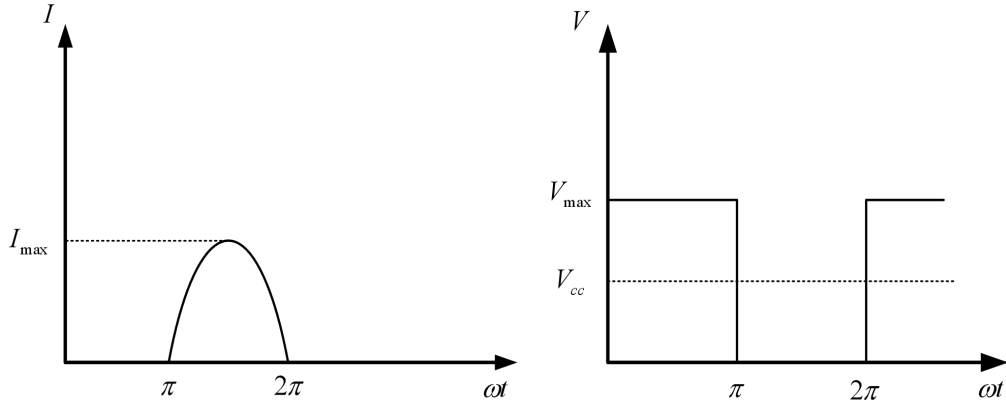
在输出端除基波会产生功率输出外，奇次谐波也会造成能量消耗。由上述公式推导可得输出端效率为：

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\left(\frac{\theta_1}{\sin\theta_1} + \cos\theta_1 \right)^2}{\pi \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 + \tan \frac{\theta_1}{2} \right)} \quad (3.8)$$

当电压输出方波即 $\theta_1 = 0$ 时，效率可近似为：

$$\eta_0 = \frac{8}{\pi^2} \approx 81\% \quad (3.9)$$

传统 B 类 RF PA 的理想工作效率为 78.3%，低于上述 81%。当输出信号的谐波次数会随着 θ_1 增加而增加，B 类功率放大器的性能就会逐步接近 F 类功率放大器。



(a)理想电流波形图

(b)理想电压波形图

图 3.2 理想状态 F 类功放漏极输出波形图

理想无损耗的 F 类功放需要对无限高次谐波进行有效控制,使得工作效率接近 100%, 实现该理想效率需使得阻抗满足条件^[30]:

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 = \frac{8 V_{CC}}{\pi I_{CM}} \\ Z_n = 0, n \text{ 为偶数} \\ Z_n = \infty, n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3.10)$$

这是一个较为困难的过程,晶体管要在一瞬间完成“打开”与“关断”的互相切换,电流和电压不共存于一个周期内,如图 3.2 所示,则此时功率管不产生任何损耗。

3.2 最大平坦化波形

3.2.1 电压波形

理论上, F 类功放的电压波形函数为^[31]:

$$v(\theta) = V_{CC} + V_1 \sin \theta + \sum_{m=3,5,7,\dots}^{\infty} V_m \sin m\theta \quad (3.11)$$

对上述公式进行二次求导可得:

$$\frac{d^2 v}{d\theta^2} = -V_1 \sin \theta - 9V_3 \sin 3\theta - 25V_5 \sin 5\theta \quad (3.12)$$

进行四次求导可得:

$$\frac{d^4v}{d\theta^4} = V_1 \sin \theta + 81V_3 \sin 3\theta + 625V_5 \sin 5\theta \quad (3.13)$$

将极大值点 $\theta = \pi/2$ 与极小值点 $\theta = 3\pi/2$ 依次带入式 3-12 与 3-13，可推导得出 V_1, V_3, V_5 之间的关系：

$$\begin{aligned} V_3 &= 1/6V_1 \\ V_5 &= 1/50V_1 \end{aligned} \quad (3.14)$$

当考虑到输出电压的五次谐波时，结合以上推导可得：

$$v_{C\max} = V_{CC} + V_1 - V_3 + V_5 = 2V_{CC} \quad (3.15)$$

由于输出电压波形中包含了各次谐波信号，根据傅里叶变换可得，电压的最大平坦化波形实际上是方波，并且有：

$$V_1 = (4/\pi)V_{CC} \quad (3.16)$$

有趣的是，使得电压波形最大平坦化的系数不是一成不变的，而是随所考虑的谐波次数的变化而变化。

3.2.2 电流波形

理论上，F 类功放的电流波形函数为^{[32],[33]}：

$$i(\theta) = I_{DC} - I_1 \sin \theta - \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} I_m \cos m\theta \quad (3.17)$$

对上述公式进行二次求导可得：

$$\frac{d^2i}{d\theta^2} = I_1 \sin \theta + 4I_2 \cos 2\theta + 16I_4 \cos 4\theta \quad (3.18)$$

进行四次求导可得：

$$\frac{d^4i}{d\theta^4} = -I_1 \sin \theta - 16I_2 \cos 2\theta - 256I_4 \cos 4\theta \quad (3.19)$$

将极大值点 $\theta = \pi/2$ 与极小值点 $\theta = 3\pi/2$ 依次带入式 3.17 与 3.18，在只考虑二次谐波的情况下，可推导得出 I_1, I_2, I_{DC} 之间的关系：

$$I_1 = 4/3I_{DC}, I_2 = 1/3I_{DC} \quad (3.20)$$

结合以上推导可得漏极输出端电流最大值：

$$i_{C\max} = 8/3I_{DC} \quad (3.21)$$

当考虑输出电流的四次谐波时，重复上述推导，可得

$$i_{C\max} = 128/45I_{DC} \quad (3.22)$$

由于输出电流波形中包含了各次谐波信号，根据傅里叶变换可得，电流最大平坦化波形为半正弦波， $I_1 = (\pi/2)I_{DC}$ 。使得电流波形最大平坦化的系数不是一成不变的，而是随所考虑的谐波次数的变化而变化。

3.3 谐波控制理论

F 类功放需要通过谐波控制实现漏极电压输出为方波，电流为半正弦波，实际上，我们是通过控制，使得偶次谐波阻抗无限趋于 0，奇次谐波阻抗无限逼近正无穷，即可完成对输出电压电流的波形调整变形^[34]。因此，该网络的核心思想是滤波器的设计，无损通过有用信号，全力抑制无用信号，使得理想漏极功率损耗为 0。不同电压和电流谐波分量相组合后得到的输出效率如表 3.1 所示^[35]：

表 3.1 电流电压谐波分量组合得到的漏极效率

		电流谐波成分				
		1	1, 2	1, 2, 4	1, 2, 4, 6	1, 2, 4, 6, ...
电压 谐波 成分	1	0.5	0.667	0.711	0.731	0.785
	1, 3	0.563	0.75	0.8	0.823	0.884
	1, 3, 5	0.586	0.781	0.833	0.857	0.92
	1, 3, 5, 7	0.598	0.798	0.851	0.875	0.94
	1, 3, 5, 7, ...	0.673	0.849	0.905	0.931	1

3.3.1 集总参数谐波控制电路

在低频段，可以采用分立元件设计谐波控制电路，此时往往通过 LC 谐振电路对谐波阻抗进行就合理控制^[36]。一般情况下，只对二次、三次谐波进行匹配，也有少量文献选择匹配至更高的五次谐波处，更高次谐波的匹配和处理不仅会大大增加电路的复杂程度和 layout 面积，引入额外的功耗，对电路效率的提升也少之又少，甚至适得其反。典型的集总参数谐波控制电路结构如下图 3.3 所示^[37]：

3.3.2 分布参数谐波控制电路

采用 LC 分立元件进行谐波网络设计时，一方面由于高阶谐波峰化的电路较为复杂，难以实现，且 layout 占用面积非常大，另一方面其自身存在寄生效应与谐振问题，并不适用于工作在较高频段的网络。因此，高频段广为应用的是分布参

数元件^[38]。

其传统网络拓扑如图 3.4 所示。四分之一波长微带线 TL3 可被看作两个八分之一波长微带线串联所得，相当于先后对二次谐波进行了两次阻抗变换，实现了短路效果。TL1 使三次谐波在 A 点短路，进而通过 TL2 使其在 B 点开路。

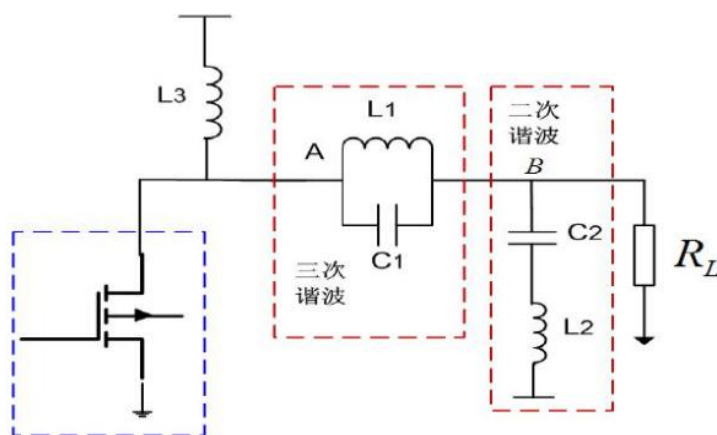


图 3.3 集总参数谐波控制电路

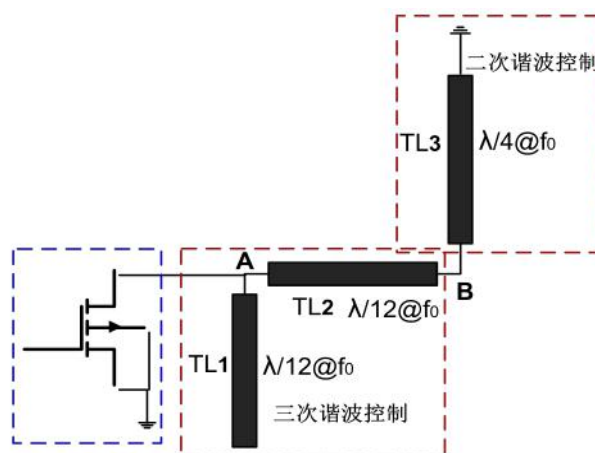


图 3.4 分布参数谐波控制电路

3.4 功率匹配与共轭匹配

在设计射频功率放大电路时，首先应当搞清楚功率匹配与共轭匹配的异同，并做出正确选择。共轭匹配是指当一个信号源的内阻与其外部相关负载电路组成的整体系统的负载互为共轭值时，从信号源传递到负载的信号功率达到最大值^[39]。需要注意的是，该匹配需要一个理想前提条件即要具备可以将晶体管等效为理想电流源的实验条件，保证其仅工作在不受最大电流与最大电压的限制的范围内。功率匹配也就是负载线匹配，是指通过不断递减晶体管负载线的斜率，使晶体管漏极电压与电流在增加时可以同时达到最大值，实现最大功率传输的匹配方法。

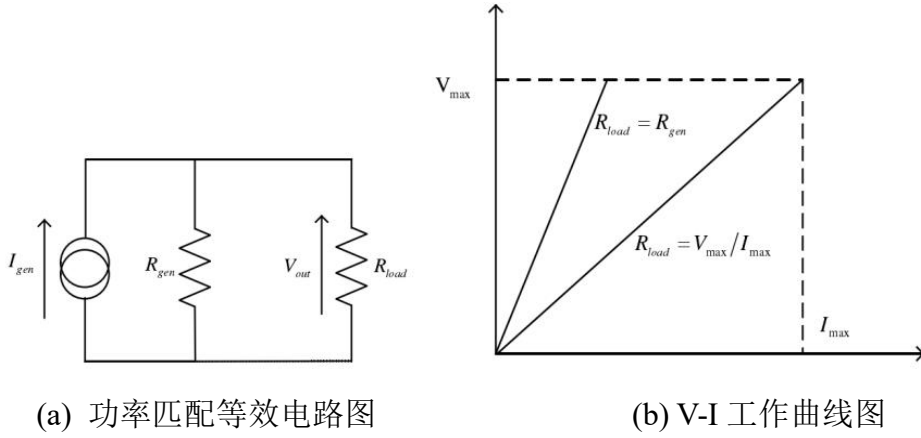


图 3.5 功率匹配与负载匹配

在功率放大器设计中，晶体管工作时受到最大电流与最大电压的客观条件的限制，若选择按照共轭匹配的原则进行设计，漏极电压将率先增大达到最大值，而此时漏极电流仍较小，且不能继续增大，因此无法得到最大输出功率，如图 3.6 所示^[40]。反观功率匹配，其 V-I 曲线斜率通过减小使得当漏极电压达到最大值是，漏极电流也正好为最大值，获得更好的功率输出。此时，从电流源看到的负载值为：

$$R = \frac{V_{\max}}{I_{\max}} \quad (3.23)$$

从整体来看，该阻抗值为晶体管内部负载 R_{gen} 与外部负载 R_{load} 的并联等效阻抗，根据式 3.24 反推便可得实现功率匹配的最佳负载阻抗 $R_{\text{optimization}}$ 。

$$\frac{R_{\text{optimization}} \bullet R_{\text{gen}}}{R_{\text{optimization}} + R_{\text{gen}}} = R \quad (3.24)$$

3.5 负载牵引与源牵引

一般而言，在进行功率放大器的设计时，为了使得输出功率最大化，通常置功放管于其饱和区周围的区域内，此时，S 参数会由于输入信号处于较大状态而随其改变，其中需要着重关注的是，S21 会随输入信号增加而减小。为使得输出端满足上述分析抉择的功率匹配，达到最大功率输出，关键在于匹配网络的设计^[41]。

负载牵引原理是寻找放大器最大功率输出时对应负载阻抗的最有效普适的方法。通过设计，它可以模拟大信号输入时功率管的实际工作状态，得出其工作性能如特定点输出功率，功率附加效率，双音交调信号等。负载阻抗牵引技术通过针对给定的输入功率值，在一定范围的负载阻抗值上进行等间距扫描，并在 Smith 圆图上绘制相应的输出功率曲线，获得最大输出功率时的最优负载阻抗。

3.6 本章小结

本章对 F 类功率放大器的设计理论进行了简单介绍。从 B 类功放的过激输入开始，推导了 F 类功放的由来，以傅里叶变换为基础推导出漏极输出端电压最大平坦化波形为方波，电流最大平坦化波形为半正弦波。此外，还从集总参数和分布参数两方面介绍了谐波控制电路。从原理角度说明了设计功率放大器时选择功率匹配的原因，并进一步阐述了获得功率匹配时阻抗的方法。

4 F 类功率放大器设计

4.1 设计指标

为了获得 F 类 PA 操作条件，优化中设定了以下四个目标：

- (1) 工作频带范围：1-1.5GHz
- (2) 漏极输出功率： $\geq 40\text{dBm}$
- (3) 漏极输出功率附加效率： $\geq 75\%$
- (4) 功率放大器大信号增益： $\geq 10\text{dB}$

4.2 器件选择

通过实际考量与论文资料查阅，选取 Cree 公司提供的 GaN 大功率晶体管 CGH40010F^[42]，如图 4.1 所示。其基本性能特征如表 4.1 所示^[43]。

表 4.1 GCGH40010F 性能特征

最高工作频率	6GHz
小信号增益	2GHz, 16dB 4GHz, 14dB
典型饱和输出功率	13W
饱和输出功率效率	65%
工作电压	28V

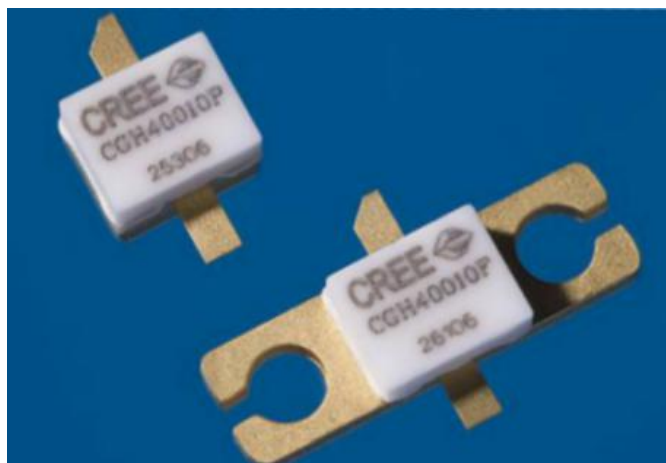


图 4.1 Cree CGH40010F 晶体管

构成输入输出匹配电路的微带线采用罗杰斯 R04350 的板材，其各个参数如下表 4.2 所示。

表 4.2 罗杰斯 R04350 参数

介电常数 Er	3.66
基板高度 H	0.762mm
相对磁导率 Mur	1
电导率 Cond	1.0E+50
金属盒高度 Hu	1.0e+033mm
微带线厚度 T	0.035mm
正切损耗角	0.02

4.3 直流特性扫描

4.3.1 安装 Design Kit

新建工程，将 Cree 官网下载的 CGH40_r6 系列晶体管模型导入 ADS 中，并选择 Cree CGH40010F 器件加入原理图。

4.3.2 直流扫描

合适的静态工作点对功放的设计至关重要，它直接影响着放大器的 P_{out} ，线性度，PAE 等一系列重要指标。通过 ADS 直流仿真控件，如图 4.2 所示，对晶体管进行大信号直流特性扫描，仿真可得晶体管 $I_{DS} - V_{DS}$, $I_{DS} - V_{GS}$ 特性曲线，如图 4.3 所示。为兼顾晶体管输出功率以及功率附加效率等各个方面的综合设计要求，本次设计将晶体管的典型静态工作点设置在 AB 类，设置：

$$V_{DS} = 28V, V_{GS} = -2.6V \quad (4.1)$$

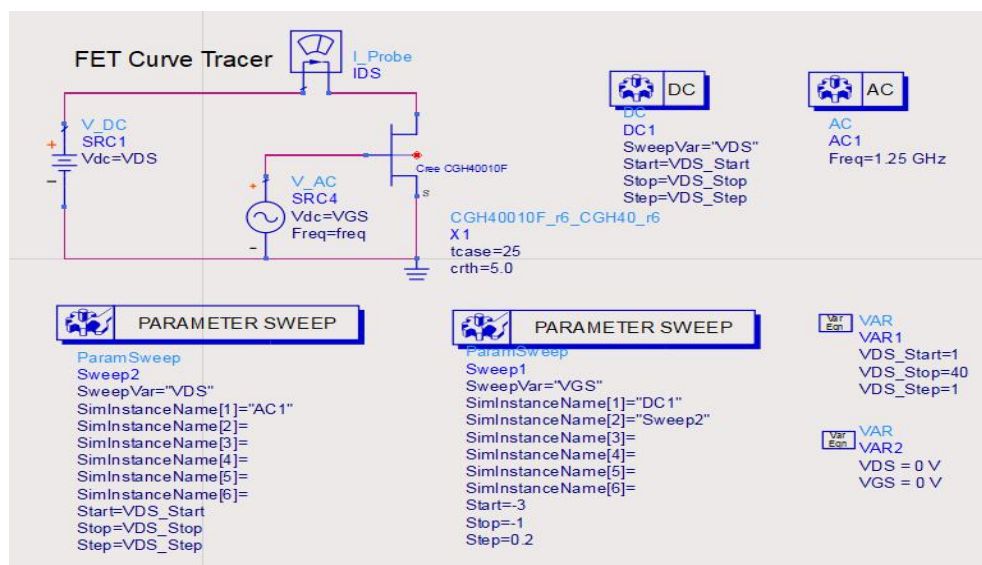


图 4.2 FET 直流扫描原理图

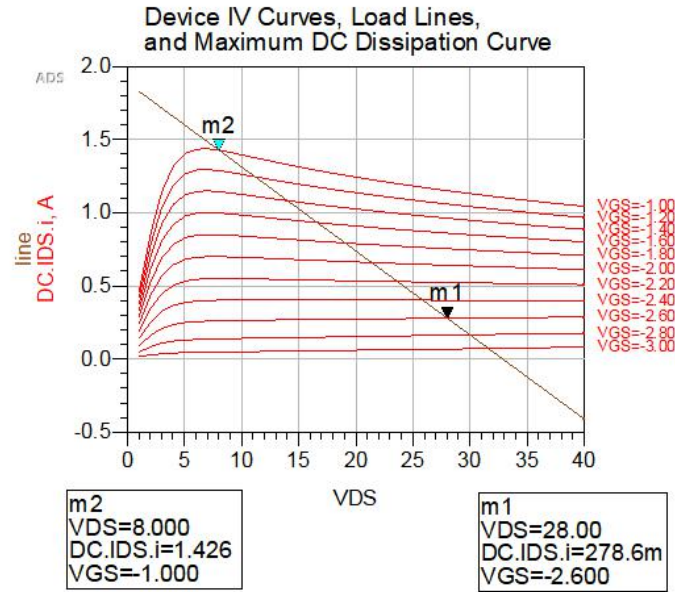


图 4.3 晶体管漏极输出 I-V 特性曲线

4.4 稳定性分析

在进行放大器设计前，要确保晶体管在预先设定的工作频带内处于绝对稳定状态，其充要条件为：

$$\begin{cases} B_1 = stab_meas(S) = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}|^2 > 0 \\ K = stab_fact(S) = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}|^2}{2 * |S_{12} * S_{21}|} > 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

在 ADS 中建立原理图如图 4.4 所示，对晶体管进行稳定性仿真，结果如图 4.5 所示。观察可得，在选定工作频率范围 1-1.5GHz 内， $K=0.261 \sim 0.400$ ，不是绝对稳定状态，因此需要设计稳定性网络。

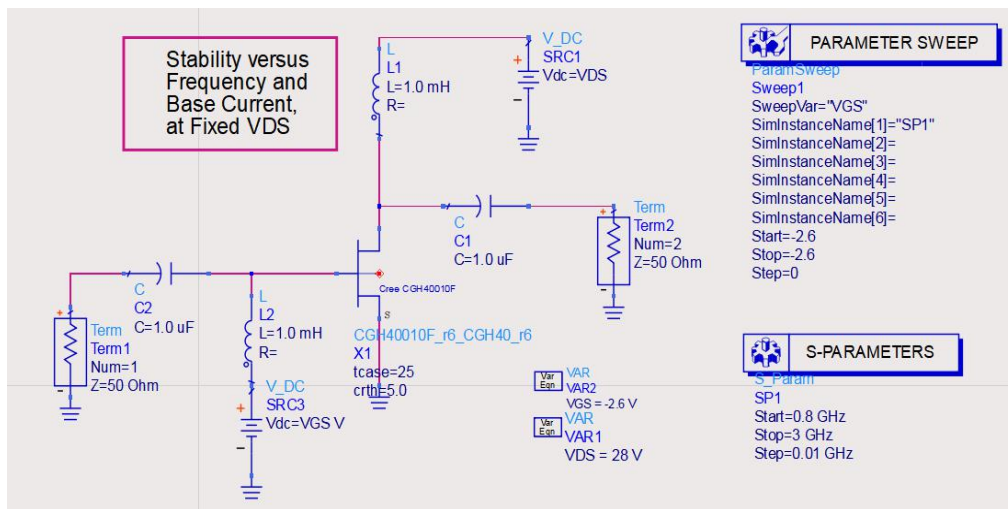
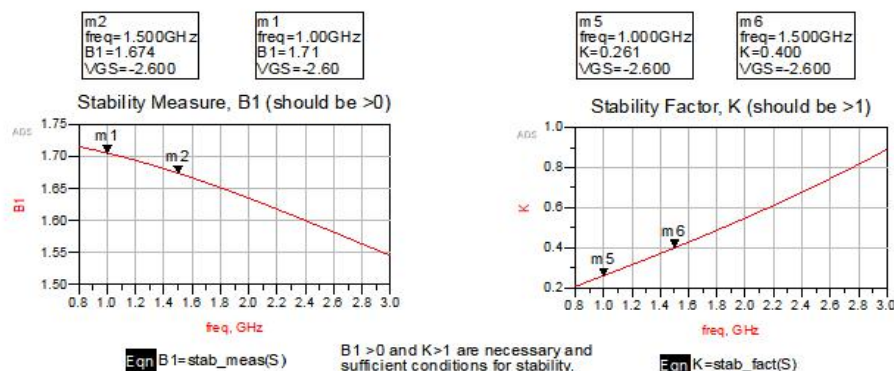


图 4.4 稳定性仿真原理图



(a) 稳定参数 B1 扫描图

(b) 稳定参数 K 扫描图

图 4.5 晶体管稳定性曲线

在原理图中加入设计好的稳定性网络，如图 4.6 所示，是一个简单的 RC 并联网络，仿真结果图如图 4.7 所示，K 值在 1~1.5GHz 范围内为 1.79~2.687，大于 1，满足绝对稳定条件。因此，稳定性网络设计完成。

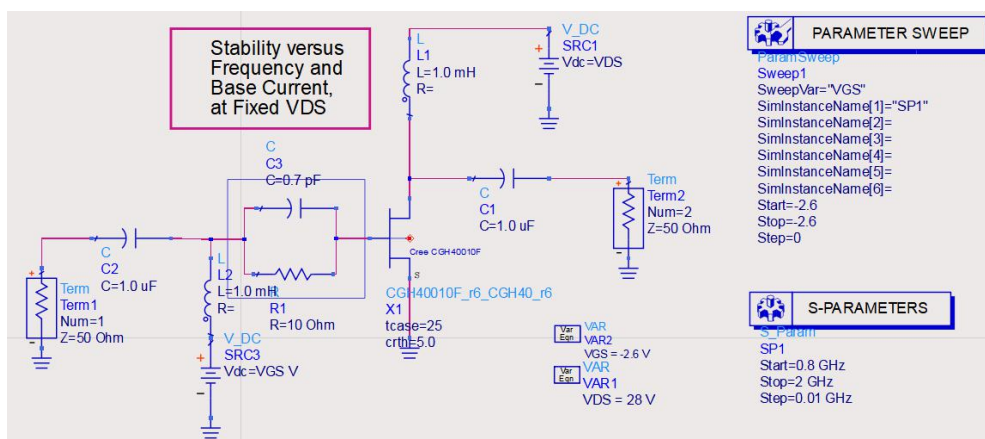
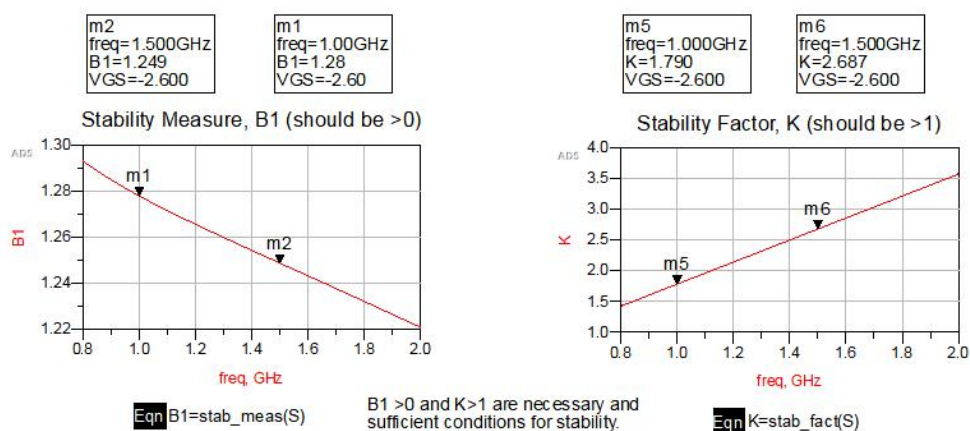


图 4.6 加入稳定网络后的稳定性仿真原理图



(a) 稳定参数 B1 扫描图

(b) 稳定参数 K 扫描图

图 4.7 加入稳定电路后的晶体管稳定性曲线

4.5 源牵引与负载牵引

4.5.1 源牵引

对晶体管进行源牵引，原理图如图 4.8 所示，仿真结果如图 4.9 所示由仿真结果图可得，在源阻抗为 $41.076-j*9.02\Omega$ 时，具有最大功率附加效率 81.82%，此时输出功率为 40.14dBm；在源阻抗为 $9.312-j*6.387\Omega$ 时，具有最大输出功率 41.37dBm，此时功率附加效率为 78.58%。经过反复迭代，综合考虑，选取源阻抗为 $35.294-j*7.092\Omega$ ，此时，输出功率为 41.12dBm，功率附加效率为 81.76%。

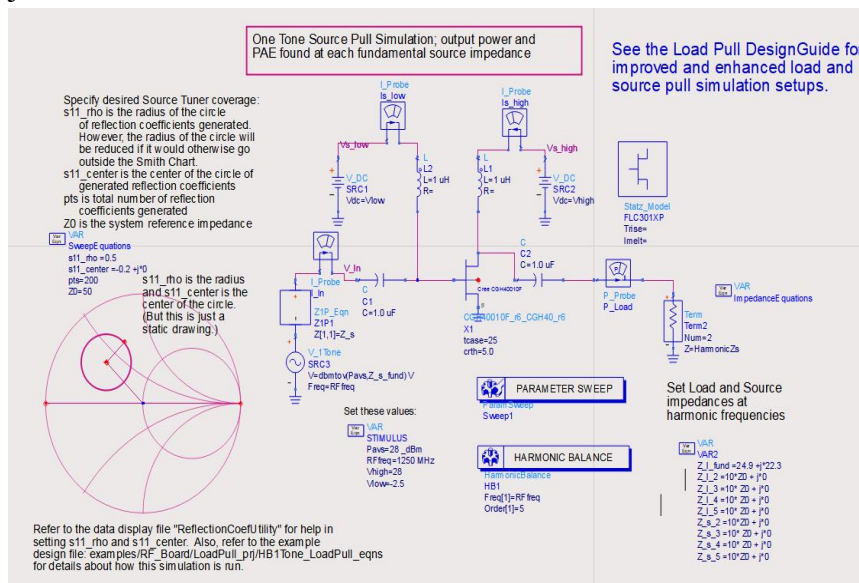


图 4.8 源牵引原理图

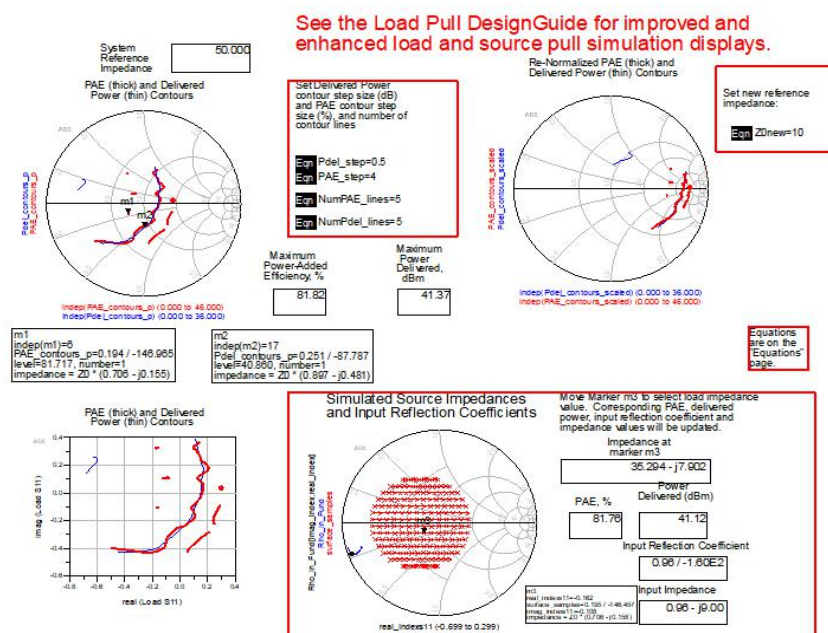


图 4.9 源牵引仿真结果图

4.5.2 负载牵引

将牵引所得源阻抗带入负载牵引原理图中，对晶体管进行负载牵引，原理图如图 4.10 所示，仿真结果如图 4.11 所示。在源阻抗为 $24.974+j*23.359\Omega$ 时，具有最大功率附加效率 81.86%，此时输出功率为 40.97dBm；在源阻抗为 $20.492+j*3.775\Omega$ 时，具有最大输出功率 42.78dBm，此时功率附加效率为 69.53%。经过多次迭代，审慎考虑，选取负载阻抗为 $24.922+j*23.251\Omega$ ，此时，输出功率为 41.64dBm，功率附加效率为 81.81%。

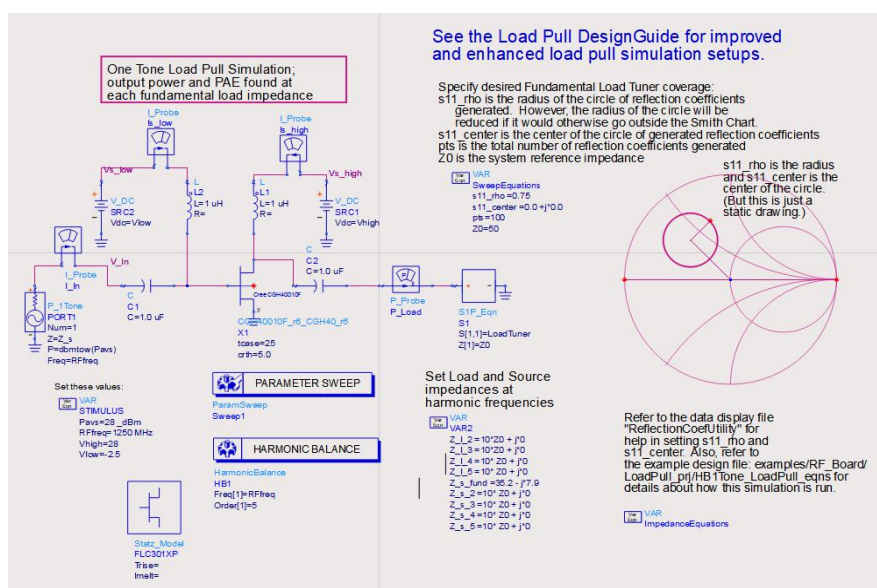


图 4.10 负载牵引原理图

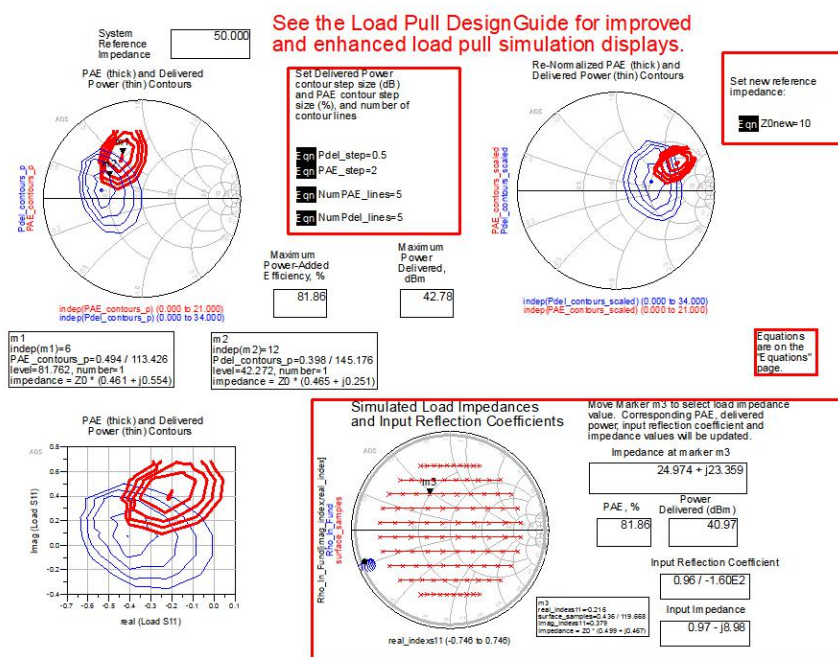


图 4.11 负载牵引仿真结果图

4.6 匹配电路设计

4.6.1 谐波控制电路设计

F 类功放能够实现高效率的核心就是谐波控制电路的设计。按照之前所述的 F 类功放理论，需要将偶次谐波匹配至短路点，奇次谐波匹配至开路点，进而对功放管漏极输出的电压电流波形进行重塑，使两者的波形在时域上的重叠最小化，减少功率消耗，实现高效率。

4.6.1.1 输出端谐波控制网络设计

(1) 偶次谐波短路

本部分控制网络主要由三段微带线构成：TL9，TL10，以及扇形线。扇形开路线的性能相当于开路短截线，它可以有效展开带宽，也就是在宽频带内保持特定的阻抗特性，因此，此处使用扇形线代替开路线。固定扇形线半径，对 TL9，TL10 的长度进行优化，使三者之和对 f_0 来说近似于 $\lambda/4$ ，则对 $2f_0$ 来说是 $\lambda/2$ ，即：

$$\begin{aligned} TL9 + TL10 + L_{\text{扇形半径}} @ f_0 &\approx \lambda/4 \\ TL9 + TL10 + L_{\text{扇形半径}} @ 2f_0 &\approx \lambda/2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

此时输入阻抗相当于 0，也就是偶次谐波短路。优化的另一个目的是使从输入端即直流馈入端看过去，阻抗的模足够大。

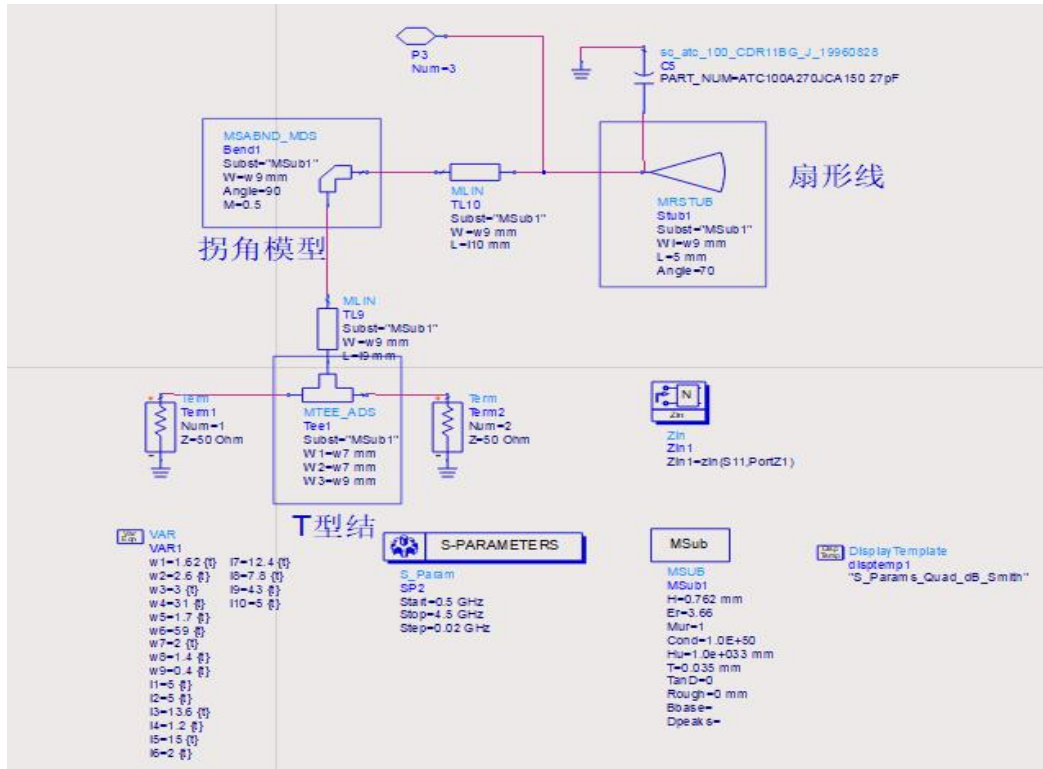
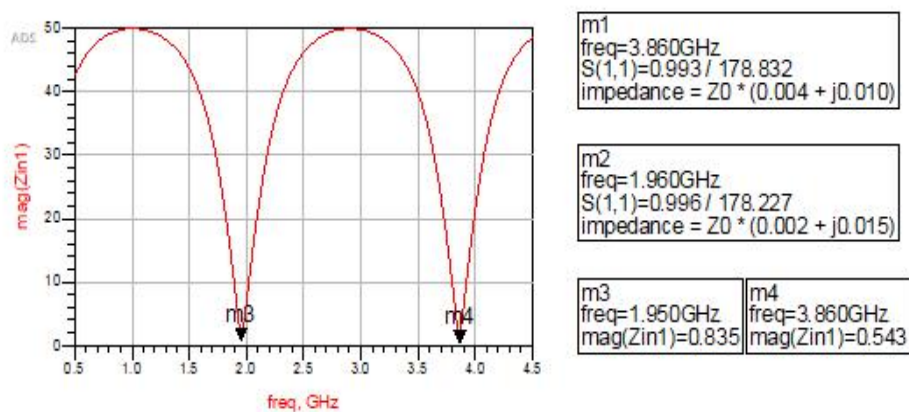
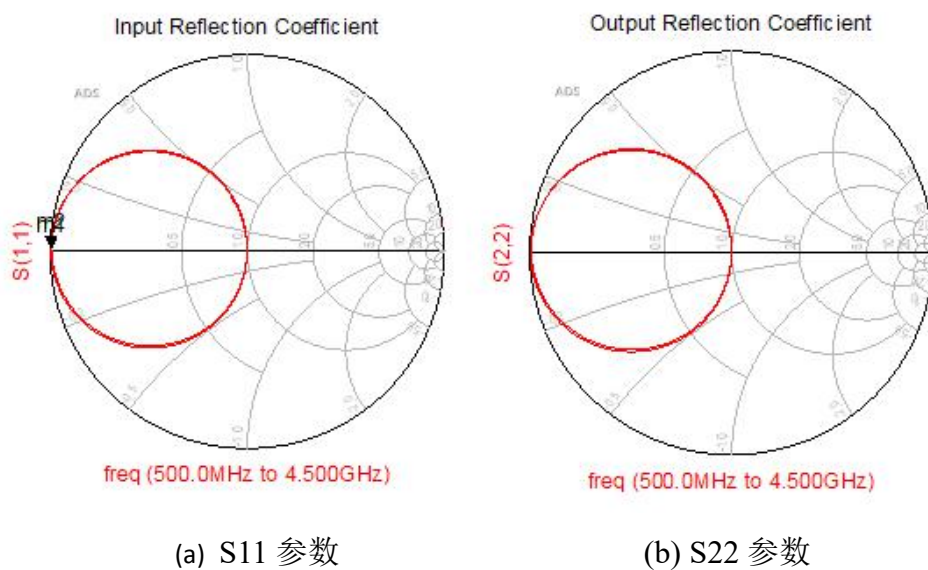


图 4.12 输出端偶次谐波控制电路



(b) 等效阻抗值

图 4.13 输出端偶次谐波控制电路仿真结果

仿真结果如图 4.13 所示。由(a), (b)可以看出偶次谐波阻抗被匹配至短路点附近，由(c)可以看出等效阻抗值接近于 0。此电路实现了偶次谐波短路，性能良好。

(2) 奇次谐波开路

此部分网络主要有 TL1, TL2, TL3 和 TL4 组成。与偶次谐波控制电路类似，通过优化，使得：

$$\begin{aligned} TL1 + TL2 + TL3 + TL4 @ f_0 &\approx \lambda/6 \\ TL1 + TL2 + TL3 + TL4 @ 3f_0 &\approx \lambda/2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

也就是四者之和对于 f_0 的电长度为 $\lambda/6$ ，则对于 $3f_0$ 为 $\lambda/2$ ，此时输入阻抗相当于无穷大，也就是对三次谐波开路。其原理图如图 4.14 所示。

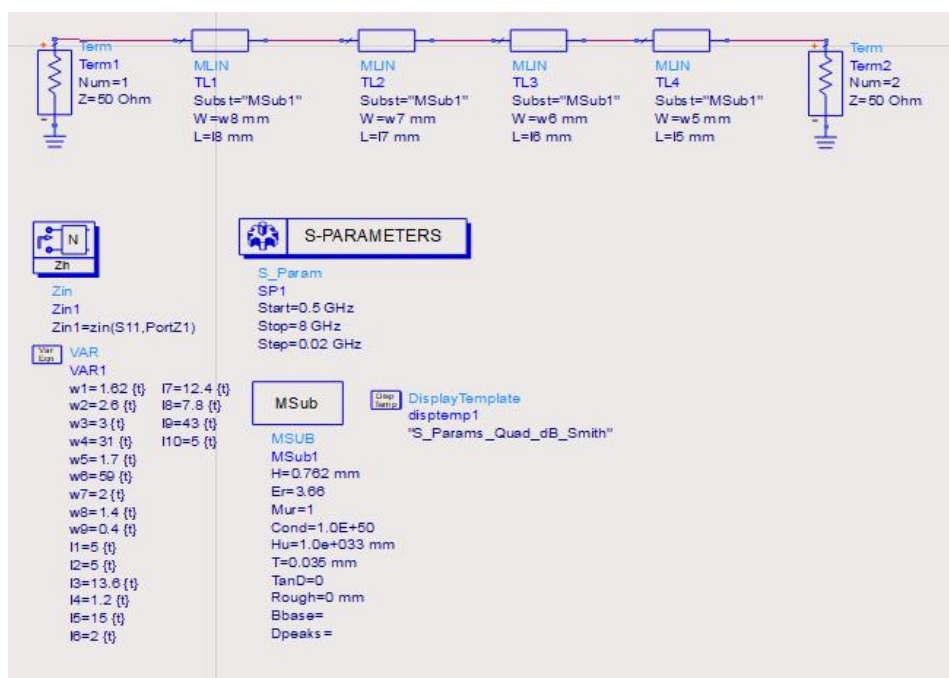
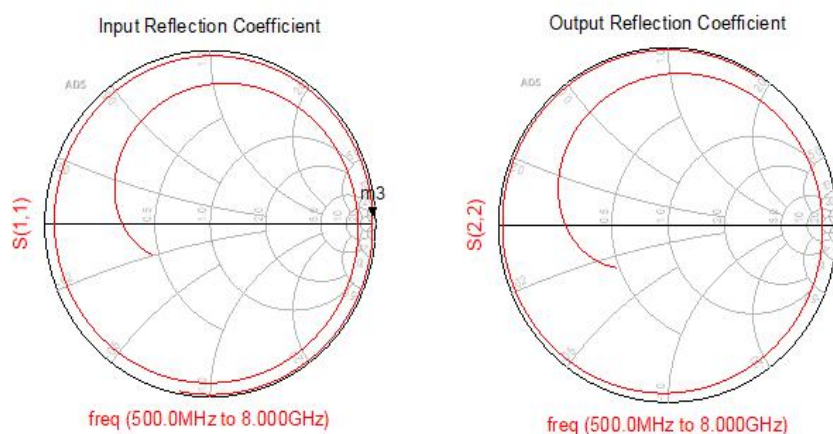


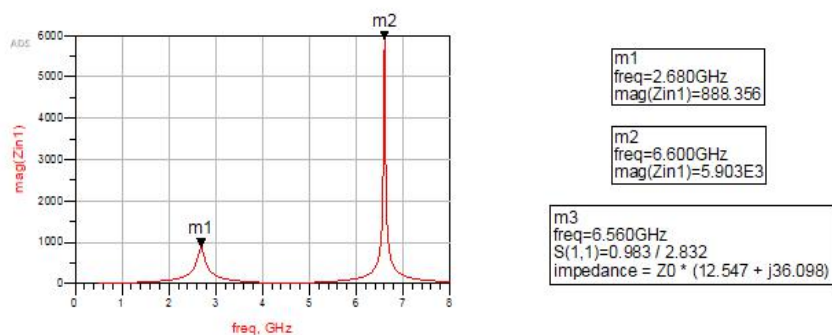
图 4.14 输出端奇次谐波控制电路仿真原理图

由仿真结果可以看出，该控制电路实现了奇次谐波开路。



(a) S11 参数

(b) S22 参数



(b) 等效阻抗值

图 4.15 输出端奇次谐波控制电路仿真结果

4.6.1.2 输入谐波控制网络设计

输入端谐波控制网络设计与输出端类似，如图 4.16 所示。由于功放工作时能量传输不可能是单向的，会有输出的信号返回至输入端，因此加入谐波控制网络对效率和输出功率有一定的促进作用，但所起的抑制作用较为微小，在此不做赘述。

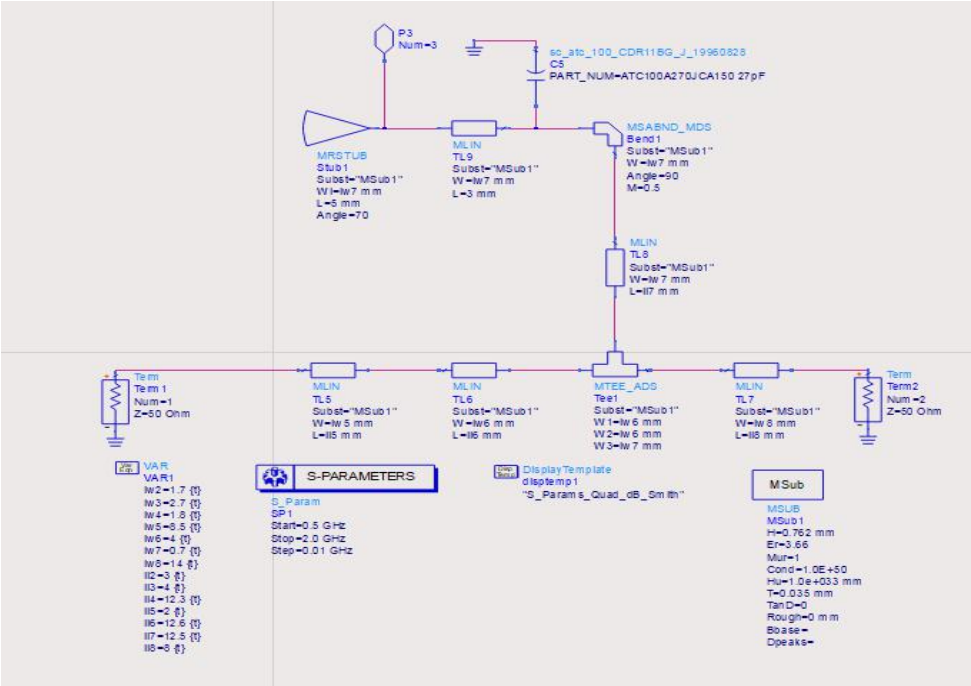
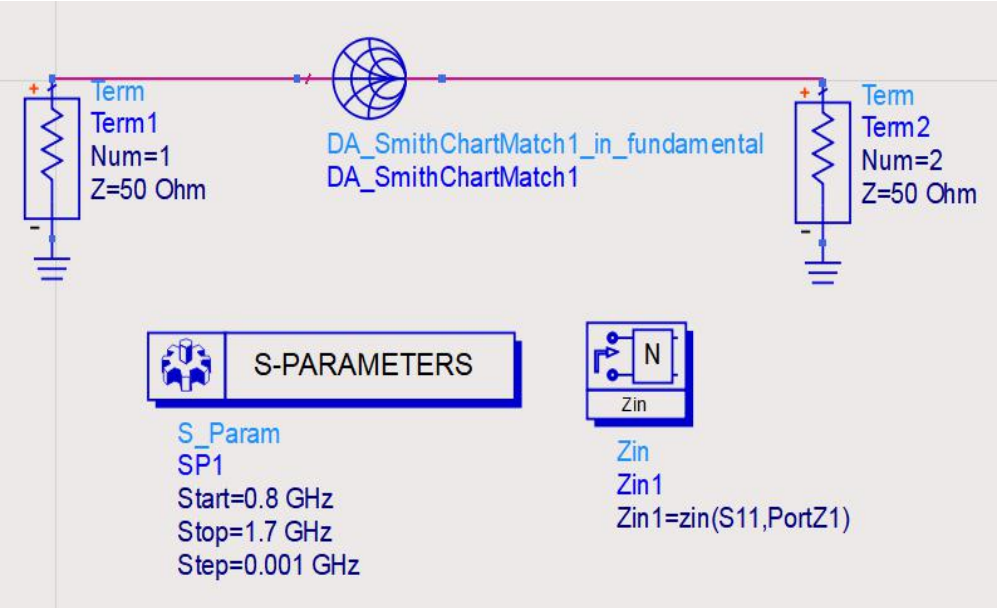


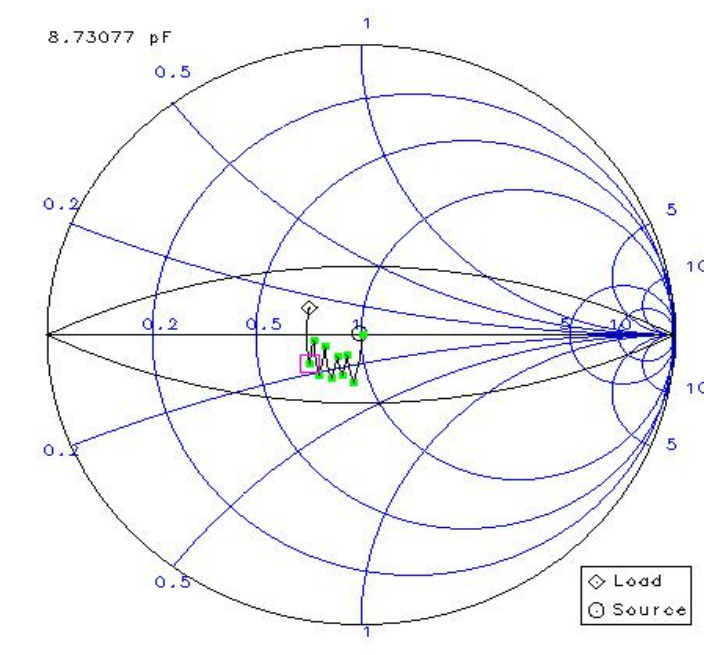
图 4.16 输入端谐波控制网络

4.6.2 基波匹配电路设计

4.6.2.1 输入匹配网络设计



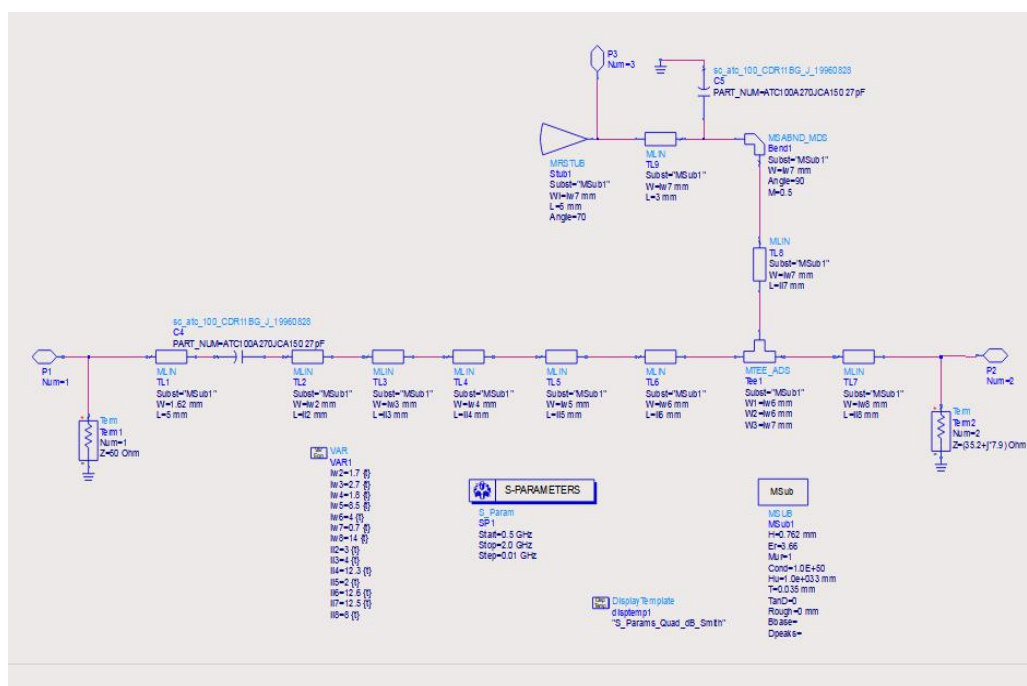
(a) 史密斯圆图匹配原理图



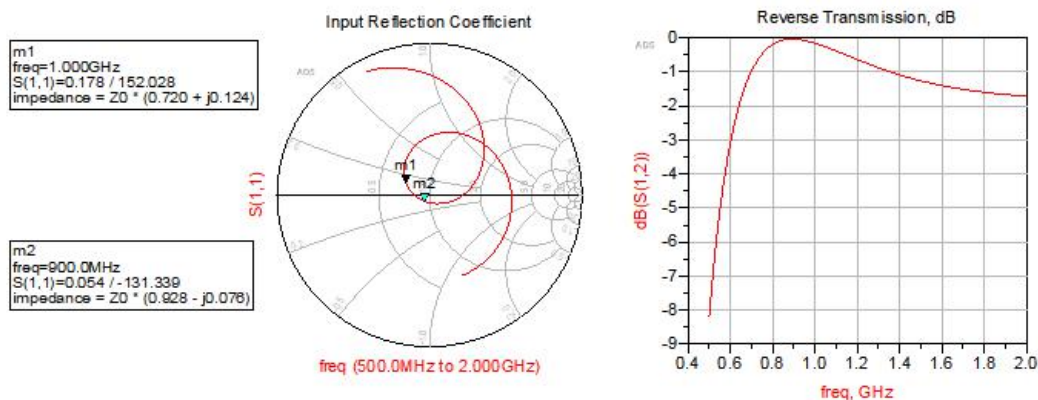
(b) 史密斯圆图

图 4.17 基波输入端匹配原理图

为了实现阻抗匹配,将标准 50Ω 匹配至最佳源阻抗的共轭 $Z_s=35.294+j*7.092\Omega$,进行输入端匹配电路设计,首先使用史密斯圆图从负载端开始匹配,在史密斯圆图中画出等 Q 线,即电抗与电阻等比值线,整个匹配过程保证在 $Q=0.5$ 的圆内完成,保持电路稳定性。完成后将理想传输线通过 LineCalc 计算转化为微带线,如图 4.18 所示。

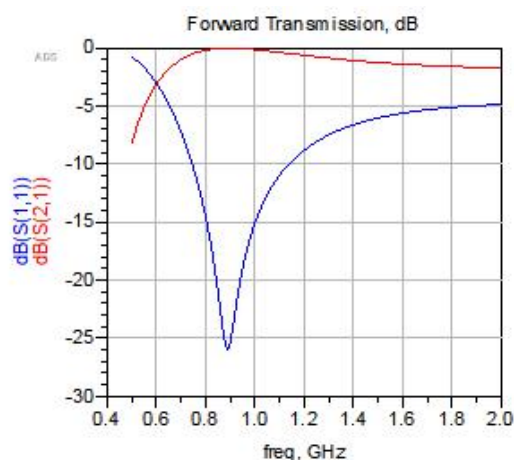


4.17 基波输入端微带线匹配网络原理图

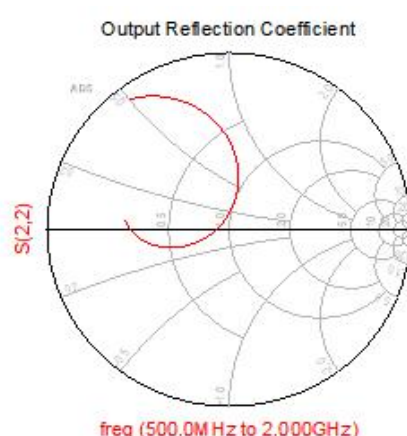


(a) 输入反射系数 S(1,1)

(b) 反向传输系数 S(1,2)



(c) 正向传输系数 S(2,1)



(d) 输出反射系数 S(2,2)

4.18 输入匹配网络仿真结果图

仿真结果如图 4.18 所示。可以看出在选定范围 1-1.5GHz 内输入匹配网络都有相对不错的表现。输入匹配电路到此基本完成，网络中部分微带线的长与宽采用步进式优化微调的方法，以获得更优结果。各个微带线的参数如下表 4.3 所示。

表 4.3 输入网络微带线参数

微带线名称	W/mm	L/mm
TL1	1.62	5
TL2	1.7	3
TL3	2.7	4
TL4	1.8	12.3
TL5	8.5	2
TL6	4	12.6
TL7	14	8
TL8	0.7	12.5
TL9	0.7	3

其余电路部分与连接线参数为：

1. 微带线 T 型结 Tee1: $W1=4\text{mm}$, $W2=4\text{mm}$, $W3=0.7\text{mm}$
2. 拐角模型 Bend1: $W=4\text{mm}$, $\text{Angle}=90^\circ$, $M=0.5\text{mm}$
3. 扇形线 Stub1: $W_i=4\text{mm}$, $\text{Angle}=70^\circ$, $L=5\text{mm}$
4. ATC100A 系列电容 270JCA150: $C4=27\text{pF}$
5. ATC100A 系列电容 270JCA150: $C5=27\text{pF}$

此后，生成 symbol 模型如图 4.19 所示。

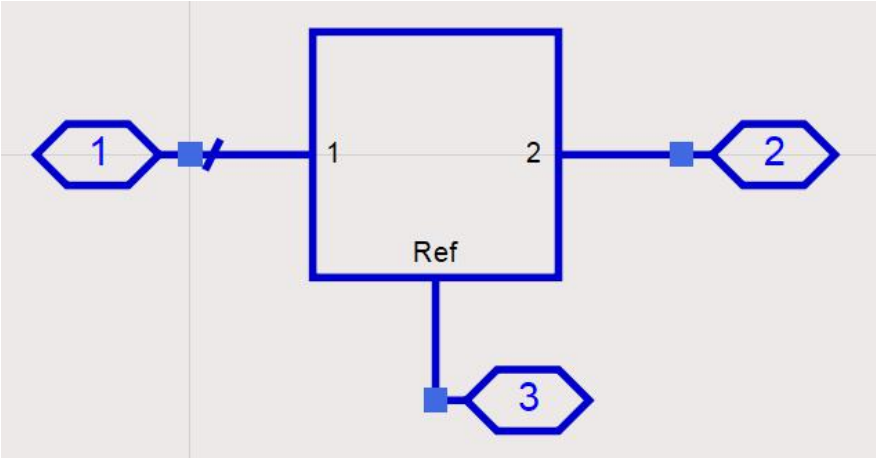
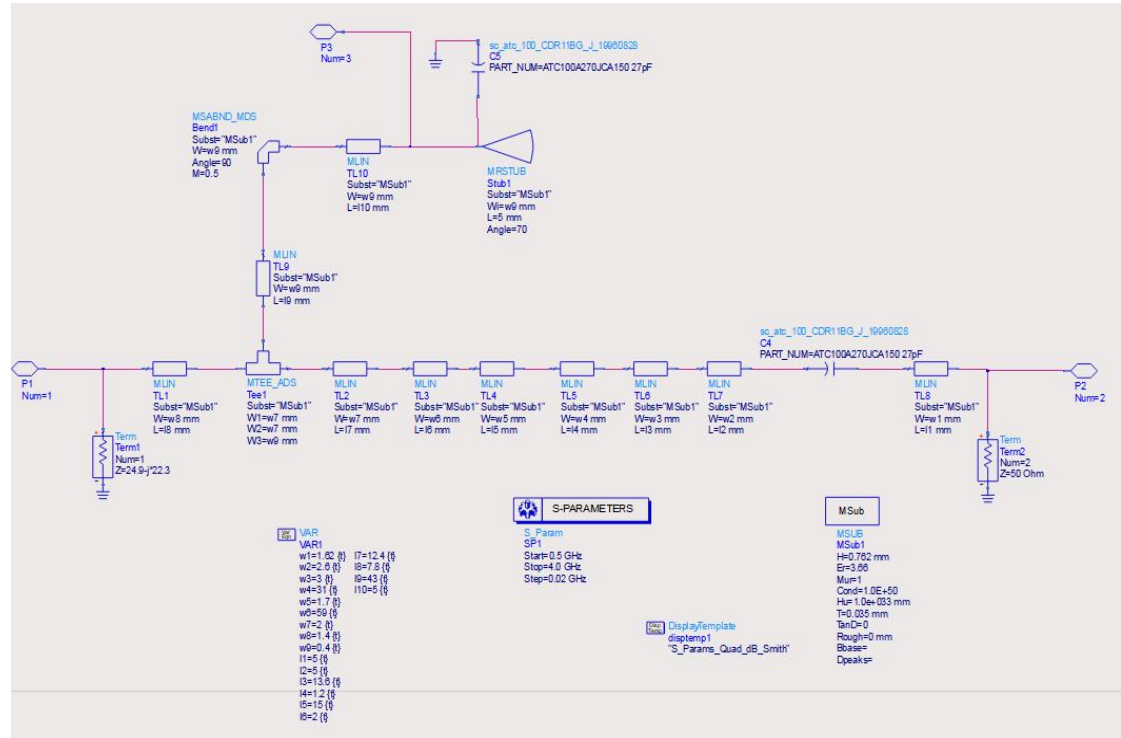


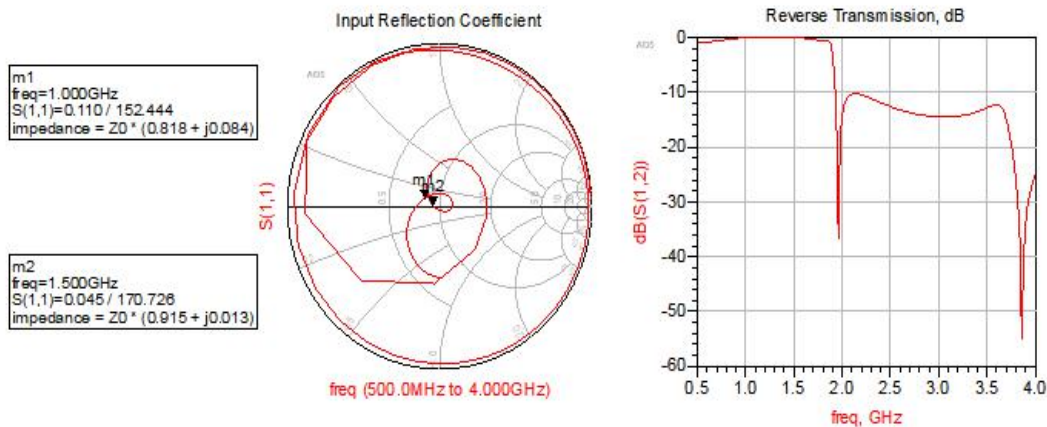
图 4.19 输入网络 symbol 模型

4.6.2.2 输出匹配网络设计



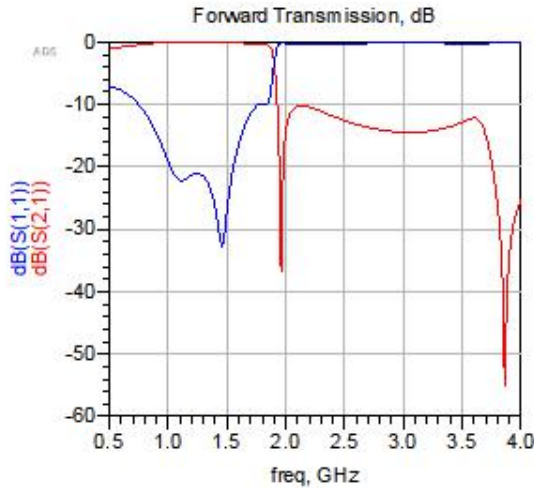
4.20 基波输出端为微带线匹配网络原理图

与输入端类似，为了实现阻抗匹配，将负载阻抗 $Z_L=24.974+j*23.359\Omega$ 匹配至标准 50Ω ，进行输出端匹配电路设计，同样地，首先使用史密斯圆图从负载端开始匹配，在史密斯圆图中划定等 Q 线，匹配过程力争在 $Q=0.5$ 的圆内完成，保证电路的宽带性与稳定性。完成后将理想传输线通过 LineCalc 计算转化为微带线，如图 4.20 所示。



(a) 输入反射系数 $S(1,1)$

(b) 反向传输系数 $S(1,2)$



(c) 正向传输系数 $S(2,1)$

(d) 输出反射系数 $S(2,2)$

4.21 输出匹配网络仿真结果图

仿真结果如图 4.21 所示。可以看出在选定范围 1-1.5GHz 内输出匹配网络都有相对不错的表现，基本都匹配至史密斯圆图圆心附近。输出匹配电路到此基本完成，网络中部分微带线的长与宽采用步进式优化微调的方法，以获得更优结果。各个微带线的参数如下表 4.4 所示。

表 4.4 输出网络微带线参数

微带线名称	W/mm	L/mm
TL1	1.4	7.8
TL2	2	12.4
TL3	59	2
TL4	1.7	15
TL5	31	1.2
TL6	3	13.6
TL7	2.6	5
TL8	1.62	5
TL9	0.4	43
TL10	0.4	5

其余电路部分与连接线参数为：

6. 微带线 T 型结 Tee1: $W_1=2\text{mm}$, $W_2=2\text{mm}$, $W_3=0.4\text{mm}$

7. 拐角模型 Bend1: $W=0.4\text{mm}$, $\text{Angle}=90^\circ$, $M=0.5\text{mm}$

8. 扇形线 Stub1: $W_i=0.4\text{mm}$, $\text{Angle}=70^\circ$, $L=5\text{mm}$

9. ATC100A 系列电容 270JCA150: $C_4=27\text{pF}$

10. ATC100A 系列电容 270JCA150: $C_5=27\text{pF}$

此后，生成 symbol 模型如图 4.22 所示。

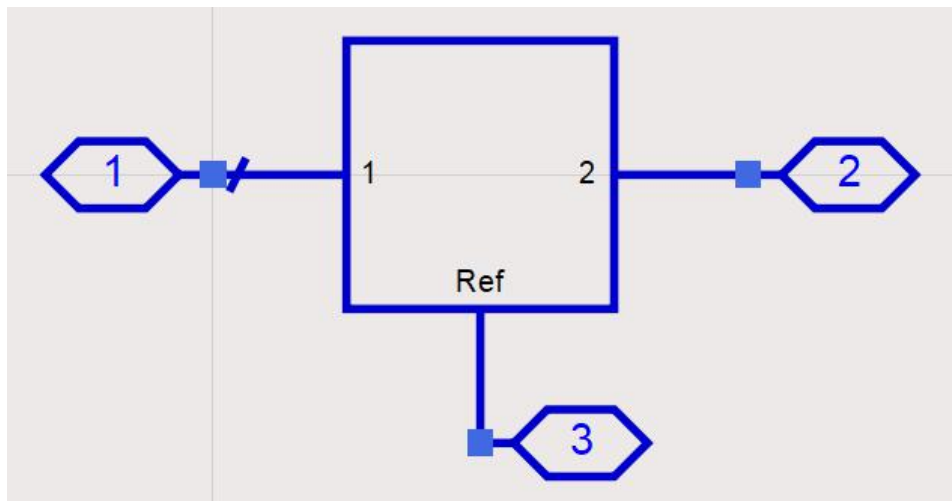


图 4.22 输出网络 symbol 模型

4.7 谐波仿真

将输入输出匹配网络都进行封装，加入射频功率发生器，相应电流电压测量装置以及谐波平衡仿真控件，组成如下图 4.23 所示的谐波平衡仿真原理图。

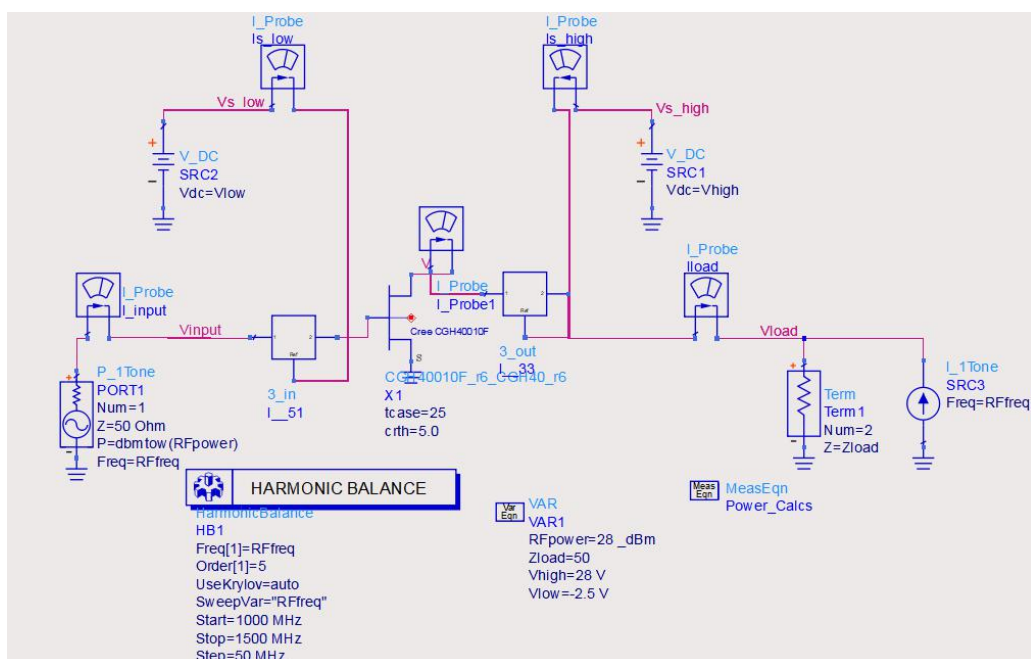
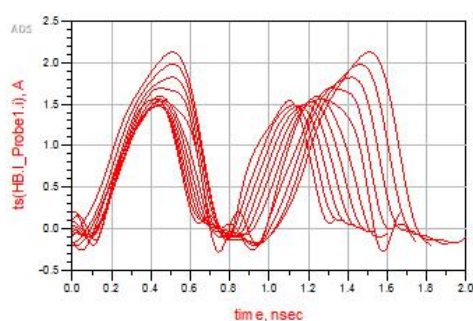
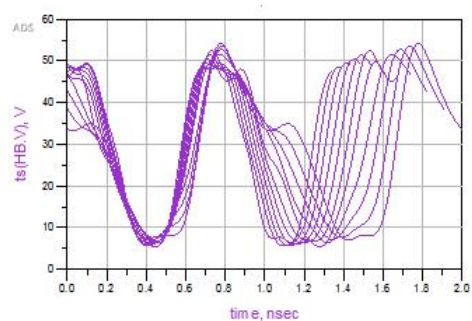


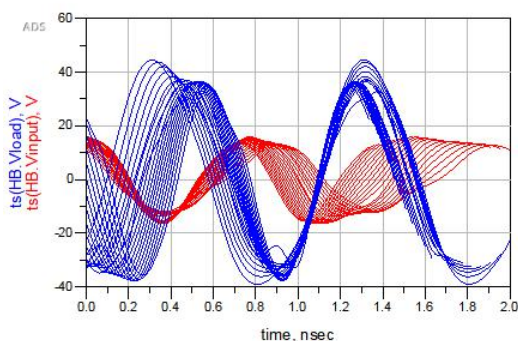
图 4.23 谐波平衡仿真原理图



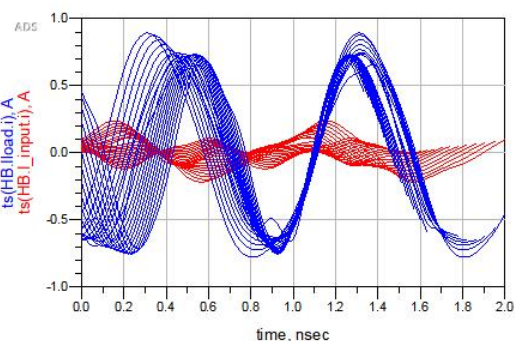
(a) 漏极电流波形图



(b) 漏极电压波形图



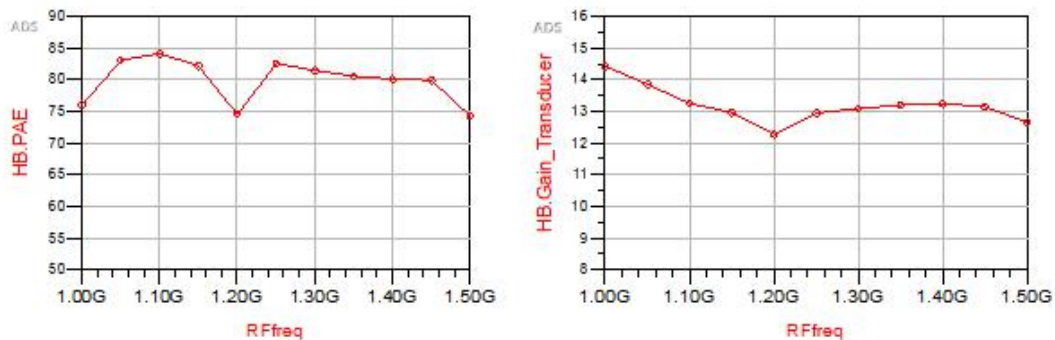
(c) 输入输出电压波形图



(d) 输入输出电流波形图

图 4.24 仿真结果波形图

功率放大器漏极电压电流以及输入输出电流如图 4.24 所示，可以看出漏极端电压电流互不交叠。



(a) 功率附加效率图

(b) 功率增益图



(c) 漏极输出功率图

图 4.25 谐波平衡仿真结果图

仿真结果如图 4.25 所示，可以看出本文所涉及的 F 类 RF PA 在选定工作频率 1-1.5GHz 内功率附加效率(PAE)都大于 75%，大部分大于 80%，增益均超过 12dB，大部分超过 13dB，输出功率也都大于 40dBm，完全满足设计指标，性能良好。

在原理图中添加四个端口，失能所有仿真控件、Term 端口以及直流电源，将其转化为 symbol，如下图 4.26 所示。

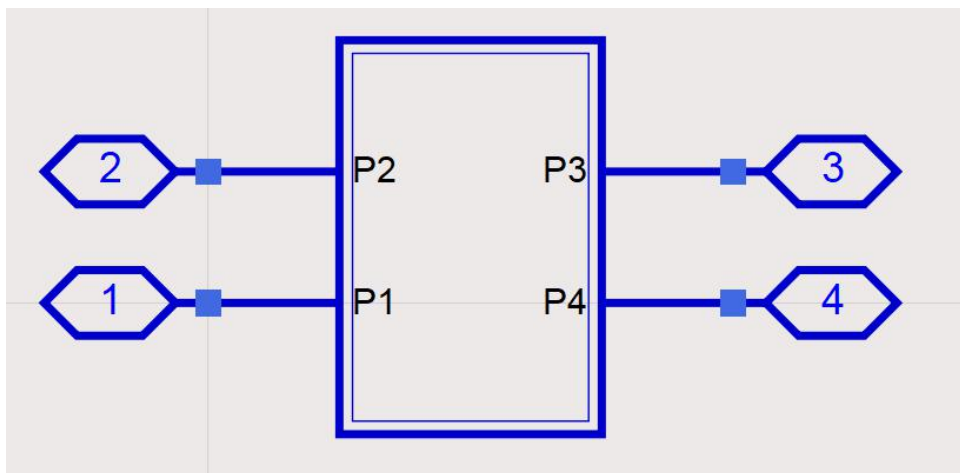


图 4.26 整体电路 symbol

在中心频率 $f=1250\text{MHz}$ 下，新建特定频率点谐波仿真原理图，如图 4.27 所示：

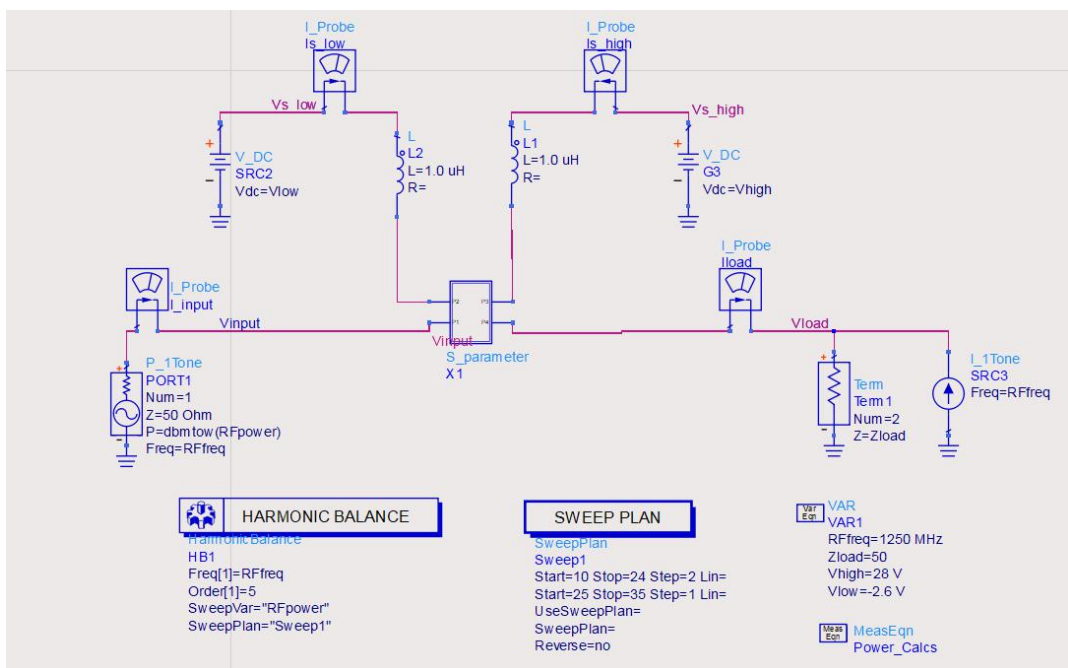
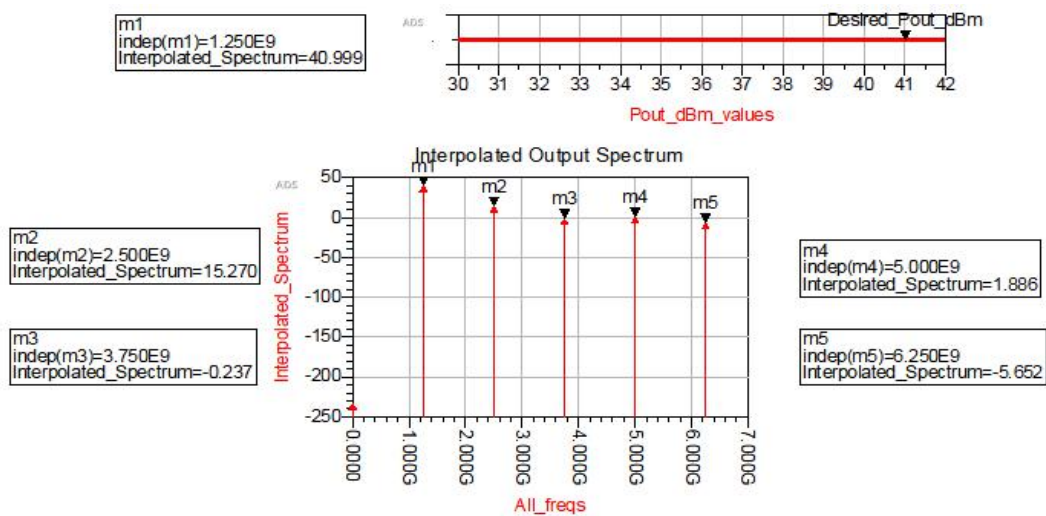


图 4.27 中心频率点谐波仿真原理图

仿真结果如图 4.28 所示，在基波输出功率为 41dBm 左右时，放大器各个性能指标如下图所示。可以看到，此时功率输出效率为 83.669%，输出增益为 12.026dB，二、三、四、五次输出谐波功率（dBc）分别为-25.728、-41.236、-39.112、-46.651，得到了有效抑制。

Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Gain Comp. (dB)	Power- Added Efficiency, %	DC Power Consumpt. Watts	High Supply Current	Thermal Dissipation Watts	Interpolated 2nd, 3rd, 4th, and 5th harmonics (dBc)			
40.976	12.026	8.447	83.699	14.779	0.529	2.342	-25.728	-41.236	-39.112	-46.651

(a) 放大器性能指标



(b) 输出频谱图

图 4.28 中心频率点处性能指标与输出频谱图

为了更清楚体现对谐波的抑制效果，将不同输入功率下，基波输出功率与三次谐波输出功率画在同一幅曲线图中，如图 4.29 所示。

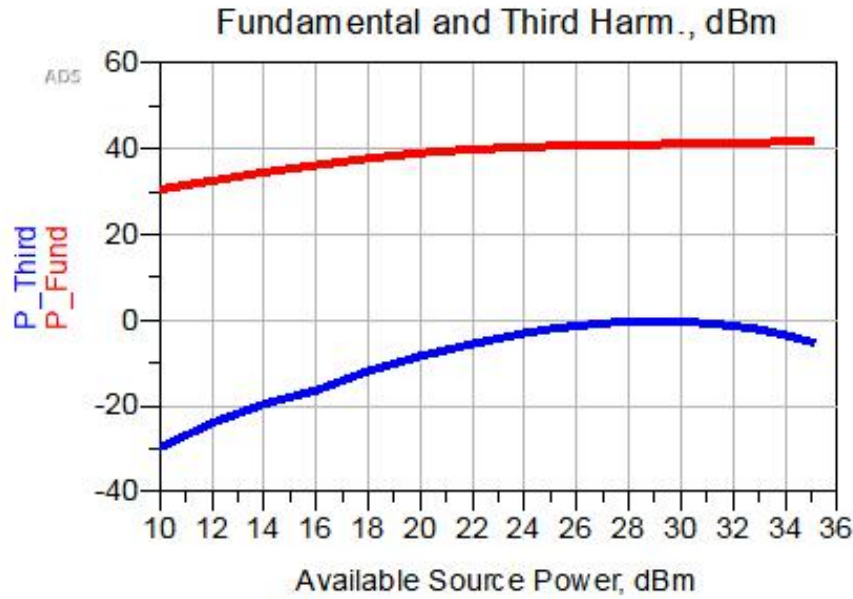


图 4.29 中心频率点处基波与三次谐波输出功率

从图中可以明显看到本文所设计放大器的优良线性性能。

接着，进行三阶与五阶互调特性分析，建立如下所示原理图 4.30。该原理图同时向电路输入两个具有不同频率的信号，这两个频率以一个中心频率为基准，分别加减 0.05GHz，中心频率在 1.2GHz 到 1.3GHz 之间以 10MHz 为步进值进行扫描。

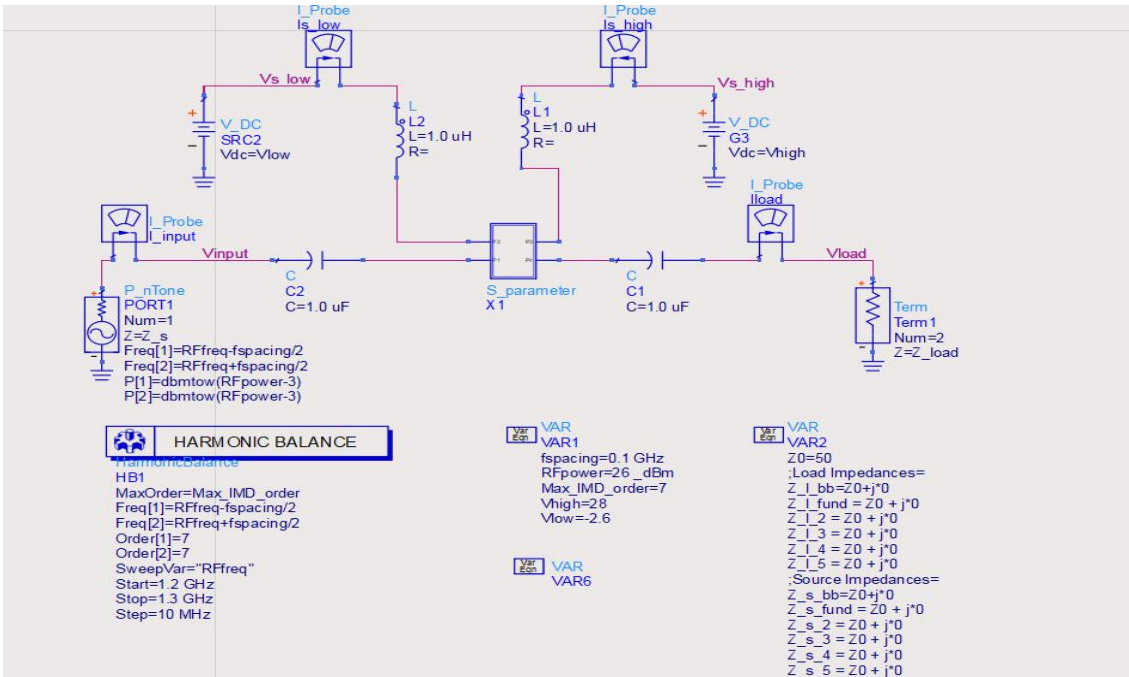


图 4.30 三阶与五阶交调特性仿真图

输出频谱图如下图 4.31 所示。

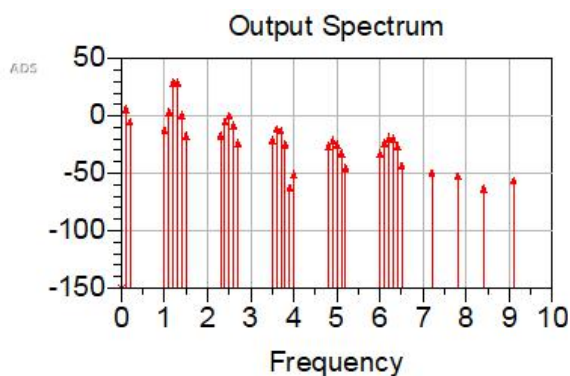


图 4.31 输出频谱图

取中心频率为 1.25GHz 时，输出频谱图如下图 4.32 所示。此时输入的两个信号频率值分别为 $f_1=1.2\text{GHz}$ ， $f_2=1.3\text{GHz}$ ，分别观察频率 f_1 ， f_2 ， $2f_1-f_2=1.1\text{GHz}$ ， $2f_2-f_1=1.4\text{GHz}$ ， $3f_1-2f_2=1\text{GHz}$ ， $3f_2-2f_1=1.5\text{GHz}$ 处的信号分贝值。通过计算可得，三阶互调失真参数为：

$$\text{IMD3} = P(1.1 \text{ 或 } 1.4\text{GHz}) - P(1.2 \text{ 或 } 1.3\text{GHz}) = 3.331 - 31.921 = -28.59\text{dBm} \quad (4.5)$$

五阶交调失真参数为：

$$\text{IMD5} = P(1 \text{ 或 } 1.5\text{GHz}) - P(1.2 \text{ 或 } 1.3 \text{ GHz}) = -14.655 - 31.921 = -46.576 \text{ dBm} \quad (4.6)$$

可以看出，该放大器对谐波有良好的抑制作用。

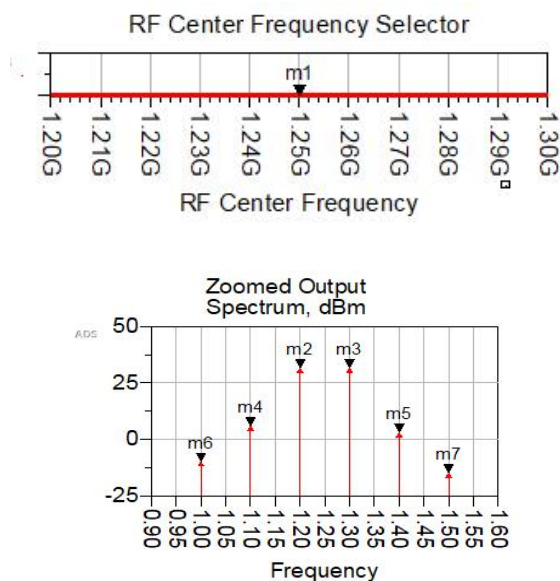
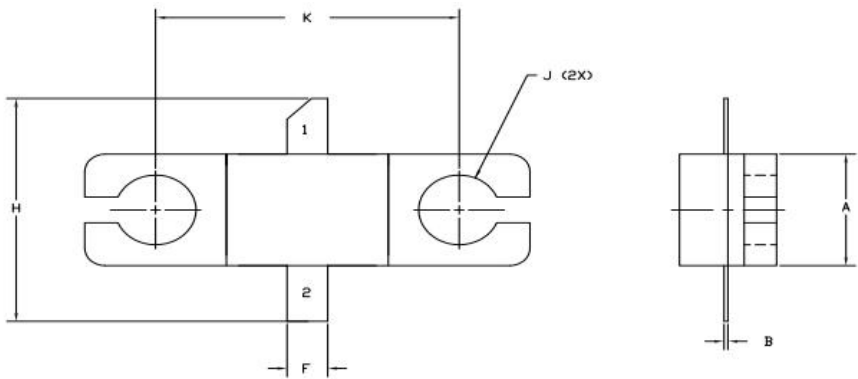


图 4.32 中心频率为 1.25GHz 时输出频谱图

4.8 版图 Layout

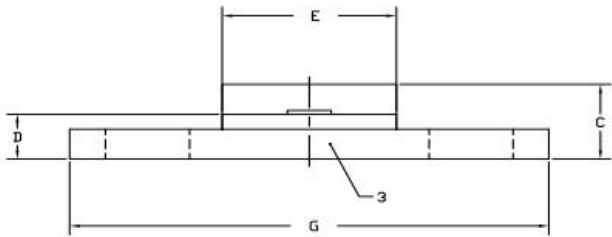
新建原理图，将所设计的放大器原理图复制到其中，开路所有的电容，端口以及仿真控件，经过一些列操作，生成输入输出匹配网络的版图。查询 CGH40010F 的 Datasheet，确定晶体管的版图长与宽：

$$\begin{cases} H = 14\text{mm} = 551.18\text{mil} \\ W = 7.5\text{mm} = 295.26\text{mil} \end{cases} \quad (4.7)$$



(a) 俯视图

(b) 侧视图



(c) 正视图

图 4.33 CGH40010 结构图

最终生成版图如下图 4.34 所示：

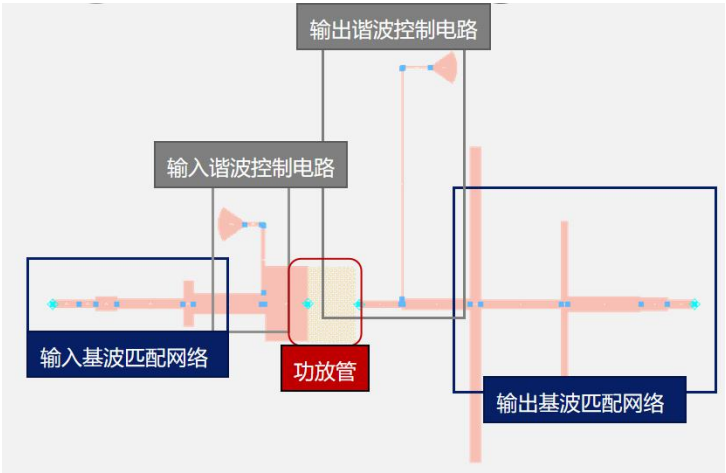


图 4.34 Layout

4.9 本章小结

本章主要进行 F 类功率放大器的实际仿真设计。首先，确定设计指标与晶体管器件；接着，进行直流特性分析，确定静态工作点，在此基础上进行稳定性扫描，设计稳定网络，使晶体管在选定工作频率范围内绝对稳定；然后，进行输出端谐波控制网络设计，基波输入输出匹配电路设计；最后，将电路联合起来进行谐波仿真，得出结果。由实验数据可得，所设计电路完全满足设计指标。在此基础上，生成了所设计电路的版图，可直接用 Auto CAD 打开。

5 总结与展望

5.1 全文总结

射频 F 类功率放大器作为最有潜力的高线性度功率放大器,具有光明的研究未来和不可小觑的应用前景。本文围绕 F 类 PA 的 ADS 仿真设计展开探索研究,主要进行了以下工作:

(1) 细数了放大器设计需要考量的各类指标,对以其工作状态做出的分类进行了列举和反思。

(2) 研究了一些功率放大器中提高性限度和增益的热门方法,通过查阅大量资料,大致了解了其工作原理和优缺点。

(3) 综述了 F 类放大器的发展、推理和由来,对其各个部分设计原理和方法进行仔细推敲与分析。

(4) 着手设计自己的 F 类 PA,提出一种兼顾输出功率和效率,具有良好带宽的功放结构。实现了在 1-1.5GHz 频带内,保证漏极增益大于 12dB,功率附加效率超过 75%,漏极输出功率超过 40dBm 的 ADS 微带线放大器仿真模型。

5.2 未来展望

5.2.1 本文未来工作展望

本文虽然针对 F 类 RF PA 进行了一定程度的探索推敲,实现了较为不错的结果与成绩,但仍然存在较多局限与不足,经过反思,本人认为在未来工作中可以进行以下方面的精进完善:

(1) 在设计谐波匹配网络的同时,进行高次谐波的牵引,双重保障以获得更好的结果。

(2) 向 F 类结构中引入 Doherty 结构,进一步提高线性度等性能。

(3) 本文实现了 0.5GHz 左右的带宽,未来可考虑设计连续性放大器,进一步拓展带宽。

由于本人才疏学浅以及疫情在家设备、图书资源等的缺失,使得设计难免存在疏漏与欠缺,诚望所有有识之士批评指正。

5.2.2 射频研究领域展望

通过科学分析及资料查阅,本人认为未来射频领域中,功放研究热点将集中在以下几个方面:

(1) 高效率,宽频带的功放研究仍将占据主导地位,以 E、F 类功率放大器为

代表的开关类 PA 仍将是研究热点与发展方向。

（2）提高效率的技术如 Doherty 结构，拓宽频带的连续型放大器研究也依旧是重点。

（3）GaN 类功放将后来居上，成为核心研究趋势和高功率 PA 设计的潜力股。各个公司对所生产的晶体管进行建模并提供 ADS 仿真模型，将受到更多重视。

参考文献

- [1] 邹浩. S 波段高效 F 类/逆 F 类 GaN HEMT 功率放大器设计[N]. 电波科学学报, 2019.12.06 (优先出版) .
- [2] V. J. Tyler, Marconi Rev. A new high-efficiency high power amplifier[J]. 1958, 2(130): 96-109.
- [3] A. V. Grebennikov. Circuit design technique for high efficiency class-F amplifiers [J]. IEEE Int. Microw. Symp. Dig, 2000, 2 :771-774.
- [4] Hayati M, Sheikhi A, Grebennikov A. Class F power amplifier with high power added efficiency using bowtie-shaped harmonic control circuit[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(2):133-135.
- [5] Mengsu Yang, Jing Xia, Yan Guo, and Anding Zhu. Highly Efficient Broadband Continuous Inverse Class-F Power Amplifier Design Using Modified Elliptic Low-Pass Filtering Matching Network[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(5): 1515-1525.
- [6] Hang Huang, Bo Zhang, Cuiping Yu, et al. Design of Multioctave Bandwidth Power Amplifier Based on Resistive Second-Harmonic Impedance Continuous Class-F[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(9):830-832.
- [7] 郑晓玲, F 类功率放大器研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2019.3.
- [8] Ekta Aggrawal et al. Investigating Continuous Class-F Power Amplifier Using Nonlinear Embedding Model[J]. IEEE Microwave And Wireless Components Letters. JUNE 2017, VOL.27, NO.6 .
- [9] 田健廷, 面向 5G 通信的高性能 F 类 Doherty 功放研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2019.03.01.
- [10] ZOU H. Design of S band high efficiency class F/class-F1 GaN HEMT power amplifiers. Chinese journal of radio science.(in Chinese), 2019,011-901. DOI: 10.13443/j.cjors.
- [11] Tao Wang, Zhiqun Cheng, Guohua Liu, Sudong Li, Zhiwei Zhang. Highly efficient broadband continuous inverse Class-F power amplifier using multistage second harmonic control output matching network[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2020, 30(5).

- [12] W. H. Doherty. A new high efficiency power amplifier for modulated waves[J]. Proc. Inst. Radio Eng, 1936, 24(9): 1163-1182.
- [13] 刘勇, 张斌, 徐峰, 宽带功率放大器技术性能研究[N]. 无线通信技术 3, 2002, 42-42.
- [14] 孟海成, 基于 ADS 的 1900MHz 射频功率放大器设计[D]. 郑州: 郑州大学, 2010.5.
- [15] 闫博, 基于 ADS 的射频功率放大器设计与仿真[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2010.4.
- [16] Farzad, ahanirad, Broadband class-E power amplifier design using tunable output matching network. International Journal of Electronics and Communications, 2020.5, ISSN:153142.
- [17] 彭瑞敏, 高效率双带 Doherty 射频集成电路设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006: 378-413.
- [18] 张玉柱, 张元见, 基于 DPD 和 Doherty 技术的功放设计[J]. 移动通信, 2011, 35 (14) : 64-66.
- [19] L.Kahn. Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration[J]. Proc.IRE, 1952:803-806.
- [20] 崔庆虎, 基于 ADS 的基站射频功率放大器的设计与仿真[D]. 郑州: 郑州大学, 2012.5.
- [21] 支传德, 杨华中, 射频包络消除与恢复功率放大器性能分析[N]. 半导体学报, 2017.4.
- [22] 黄胜龙, 射频 AB 类线性功率放大器的设计与仿真[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.1.7.
- [23] 曲昀, 南敬昌, 毛陆虹等, 射频功放数字预失真新方法研究[J], 微电子学, 43(3)2013: 55-56.
- [24] Kenney.J.s.,et al. Predistortion Linearization Using RF Feedback and Feedforward Techniques [J], IEEE, Intl.Microwave Symp, 2004, Fort Worth, TX2004.
- [25] Potheary N. Feedforward Linear Power Amplifiers[J]. 1999, Norwood, MA: Artech House.

- [26] Kenington P.B. High Linearity RF Power Amplifiers[J]. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [27] 程书田. 攻防线性化技术分析及前馈技术改进设计[J]. 移动通信, 37(2)2013: 10-11.
- [28] Michael Faulkner, Amplifier Linearization Using RF Feedback and Feedforward Techniques[J]. IEEE Trans Vehicular Tech, Feb 1998, vol47 .
- [29] Lin J, Zhang Z, Yu K, et al. A Linearity enhanced broadband Class-F power amplifier with high harmonic suppressed matching circuits for S-band applications[A]. Microwave and Millimeter Wave Technology(ICMMT), 2016 IEEE International Conference on IEEE, 2016, 1:270-273.
- [30] 范凯凯. F 类 Doherty 功率放大器及毫米波天线研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2017.
- [31] 倪春. 高效率 F 类射频功率放大器的研究与设计[A]. 2009 年全国微波毫米波会议论文集[C], 2009.
- [32] 李艳丽, 董丽凤. 基于 FPGA 的 FSK 调制解调器的设计[J]. 中国新通信, 2008 (17):79-82.
- [33] 应亚萍, 许建凤, 陈婉君. 2FSK 调制解调系统的 FPGA 设计与实现[J]. 浙江工业大学学报, 2010(3):282-285.
- [34] 郑争兵. 基于 FPGA 的 FSK 调制解调系统设计[J]. 电子技术, 2010(11): 73-75.
- [35] Filipek T A. Design and optimization of high efficiency GaN HEMT class-E power amplifiers[A]. TENCON 2015-2015IEEE Region 10 Conference on IEEE[C], 2015:1-4.
- [36] 王程,于洪喜. 高效率 F 类功率放大器设计[A].现代电子技术[C], 2014.5.1: TN 722-34.
- [37] Camaichia V, Fang J, Rubio J M,et al. 7GHz MMIC GaN Doherty power amplifier with 47% efficiency at 7dB output back-off[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(1):34-36.
- [38] Nikandish G, Babakrpur E, Medi A. A harmonic termination technique for single and multiband high-efficiency class-F MMIC power amplifiers[J]. Ieee Transcations on Microwave Theroy and Techniques, 2014, 62(5):1212-1220.

- [39] Saxena S, Rawat K, Roblin P. Class-F GaN power amplifier design using model-based nonlinear embedding[A]. Applied Electromagnetics Conference(AEMC) [C], 2015, 2015:1-2.
- [40] 张玉兴, 陈会, 文继国. 射频与微波晶体管放大器工程[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- [41] 蔡炜波. F 类高效率功率放大器的研究与设计[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2016.11.
- [42] 徐兴福. ADS2011 射频电路设计与仿真实例[M]. 北京, 电子工业出版社, 2014.5: 194-276.
- [43] 轩雪飞, GaN HEMT 高性能功率放大器研究[D], 杭州: 杭州电子科技大学, 2018.3.

致谢

行文至此，我的本科毕业论文即将结束，这也意味着可爱的本科生活将迎来收尾。回首四年来的如烟风雨，如晦岁月，不禁百感交集，五味陈杂。我记得每一个挑灯奋战的夜晚，每一缕温暖图书馆的晨光，每一份失败带来的苦涩，每一个成果奉献的甘甜，千百种滋味氤氲，万千样感怀漫散。在此诚挚感谢四年来对我耳提面命，殷切期盼的老师们，毫无保留，真诚灿烂的朋友们。因为你们，求学之路不再艰辛，人生之路不再孤单。

首先感谢的是毕业设计导师陈章友老师。陈老师学识渊博，胸怀宽广，严谨的治学态度及前瞻的科研把握，潜移默化的改变了我的科研理想和态度。每周一次的例会，从不缺席的科研计划，都深深地温暖着我，激励我不忘初心，牢记使命。从基础课程射频电路的教导，毕业设计命题的确定实施，到论文的撰写，陈老师提出的宝贵意见指引着我不断前行。

其次，我要感谢班主任易建新老师。易老师认真负责，平易近人，与其交谈总感觉如沐春风，获益匪浅。四年以来，易老师对班级中每一个人都关怀备至，从学业上的指导，生活中的关心到毕业后的规划，都提出了许许多多宝贵的建议，令人在犹豫纠结之中感到醍醐灌顶。

我还要感谢我的科研同伴刘芸铭和莫宇灵同学。我们一起努力学习，努力科研，互帮互助，共同进步。感谢她们为我解答疑惑，指点迷津，在我想要放弃时鼓励我坚持，在我想要懈怠时，督促我刻苦。这段一起尝尽酸甜苦辣的时光值得我铭记终身。

最后，我要感谢我的父母和家人。二十年漫漫求学路，是他们默默无言的支持，毫无保留的付出，给予我无忧无虑的学习环境以及实现梦想的前进动力。他们温暖而伟大，不求回报，我将永远铭记，报答他们的付出。