



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

2. 45GHz GaN 射频功率放大器设计

作者姓名: 林传发

指导教师: 李志强 研究员

中国科学院微电子研究所

学位类别: 工程硕士

学科专业: 电子与通信工程

培养单位: 中国科学院大学微电子学院

2020 年 6 月

Design of 2.45GHz GaN RF Power Amplifier

**A thesis submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Master of Engineering
in electronics and communication engineering**

By

Lin Chuanfa

Supervisor: Li Zhiqiang

Institute of microelectronics, University of Chinese

Academy of Sciences

June 2020

中国科学院大学
研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：林传发
日期：2020年5月18日

中国科学院大学
学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究的公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名：林传发	导师签名：李志强
日期：2020年5月18日	日期：2020年05月18日

摘 要

固态射频能量功率放大器由于体积小、重量轻、寿命长和能量控制力强等优点将逐渐取代在工业、科学、医疗和白色家电中应用的磁控管。现在工业界主流的固态射频能量源有 LDMOS 和 GaN HEMT 两种, 相比之下, 基于 GaN HEMT 设计的固态射频能量功率放大器在功率密度、散热能力和效率以及宽频特性上更具有优势, 是未来最具前景的射频能量功率放大器。但是国内对基于 GaN 设计的射频能量功率放大器的研究比较少, 为了能够实现国内器件的自主可控, 本论文采用国内自产 GaN HEMT 器件设计了一款 2.45GHz GaN 射频功率放大器。研究工作如下:

首先对功率放大器设计中所涉及到的基础理论进行了综述, 介绍了功率放大器的主要性能指标、工作类型以及设计中的阻抗匹配理论。通过分析选择了 AB 类作为本设计功率放大器的工作类型, 以及在功率放大器阻抗匹配设计过程中, 采用输入端共轭匹配和输出端最佳负载阻抗匹配的设计方案。

其次研究了基于 S 参数测试数据和 DC 测试数据设计功率放大器的方法, 从器件工艺和尺寸的选择、输入端二次谐波、封装设计和输入输出阻抗匹配调试等整套设计流程进行了研究。

最后采用基于 S 参数测试数据和 DC 测试数据设计功率放大器的方法, 选择 12mm 0.45 μ m 工艺的 GaN 器件进行功率放大器设计。在 PCB 评估板上, 利用微带线的电容电感特性对功率放大器的输入输出进行阻抗匹配设计, 实现了在 2.4~2.5GHz 的频率范围内, 输出功率(P_{out})大于 100W, 漏极效率(η)大于 72%, 饱和增益(Gain)大于 14dB, 输入端电压驻波比(VSWR)小于 2 的射频功率放大器设计。

关键词: GaN HEMT, 射频能量, 阻抗匹配, 微带线, Smith 圆图

Abstract

The solid-state RF power amplifier will gradually replace the magnetron used in industry, science, medical and white household appliances because of its small size, light weight, long life and strong energy control. At present, there are two mainstream solid-state RF energy sources in the industry, LDMOS and GaN HEMT. In contrast, the solid-state RF energy power amplifier designed based on GaN HEMT has more advantages in power density, heat dissipation capacity, efficiency and broadband characteristics, and is the most promising RF energy power amplifier in the future. However, there are few researches on the RF energy power amplifier based on GaN design in China. In order to realize the self-control of domestic devices, a 2.45GHz GaN RF energy power amplifier is designed in this paper by using the GaN HEMT device produced in China. The research work is as follows:

Firstly, the basic theories involved in the design of power amplifier are summarized. The main performance indexes, working types and impedance matching theory in the design of power amplifier are introduced. Through the analysis, class AB is selected as the working type of the power amplifier, and in the process of the impedance matching design of the power amplifier, the input conjugate matching and the output load impedance matching are adopted.

Secondly, the design method of power amplifier based on S-parameter test data and DC test data is studied, including the selection of device technology and size, the second harmonic of input control, package design and input-output impedance matching debugging.

At last, the design method of power amplifier based on S parameter test data and DC test data was used, and the GaN device of 12mm 0.45um process is selected to achieve the power amplifier design. Through the impedance matching design of the input and output of the power amplifier is carried out by the microstrip line on the PCB evaluation board to complete power amplifier design with output power

(pout) > 100W, drain efficiency(η) > 72%, saturation gain (gain) > 14dB and input voltage standing wave ratio(VSWR) < 2 in the frequency range of 2.4-2.5GHz.

Key words: GaN HEMT, RF Energy, Impedance Matching, Microstrip, Smith Chart

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 GAN 射频能量功率放大器的优势.....	1
1.2 国内外射频功率放大器工艺和设计的发展现状.....	2
1.2.1 LDMOS 和 GaN 工艺发展现状.....	2
1.2.2 GaN 固态功率放大器设计发展现状.....	3
1.3 本课题研究的意义和主要内容.....	4
第 2 章 功率放大器设计基础理论.....	7
2.1 二端口网络.....	7
2.2 功率放大器的基本参数指标.....	8
2.2.1 输出功率 (Pout)	8
2.2.2 增益和增益平坦度.....	10
2.2.3 效率.....	12
2.2.4 线性度.....	12
2.2.5 电压驻波比 (VSWR)	14
2.3 功率放大器的分类.....	15
2.3.1 A 类、B 类、AB 类和 C 类功率放大器.....	15
2.3.2 开关型功率放大器.....	18
2.4 本章小结.....	20
第 3 章 功率放大器阻抗匹配设计理论.....	21
3.1 阻抗匹配理论.....	21
3.1.1 功率传输.....	21
3.1.2 功率匹配.....	22
3.1.3 射频功率放大器的设计.....	24
3.2 微带线理论.....	25
3.2.1 微带线.....	25
3.2.2 阻抗变换.....	26
3.2.3 微带线的电容电感特性.....	27
3.3 SMITH 圆图.....	28
3.3.1 反射系数.....	28

3.3.2 Smith 圆图.....	28
3.4 通用的阻抗匹配结构.....	31
3.4.1 L 型阻抗匹配.....	31
3.4.2 T 型和 π 型.....	33
3.5 本章小结.....	33
第 4 章 GAN 射频功率放大器设计.....	35
4.1 功率放大器设计流程.....	35
4.2 器件选择.....	36
4.3 输入端预匹配设计和封装.....	38
4.3.1 GaN HEMT 器件输入阻抗提取.....	38
4.3.2 输入端预匹配设计.....	39
4.3.3 封装设计.....	41
4.4 PCB 板设计.....	41
4.4.1 基板材料的选择.....	41
4.4.2 偏置电路设计.....	42
4.4.3 输入输出 PCB 图设计.....	44
4.5 功率放大器设计测试结果.....	44
4.5.1 射频阻抗匹配评估板组装.....	44
4.5.2 输入阻端阻抗匹配.....	45
4.5.3 射频性能调试与测试.....	47
4.6 LAYOUT 提取与 EM 仿真验证.....	51
4.7 本章小结.....	54
第 5 章 结论与后续工作.....	57
参考文献.....	59
致 谢.....	61
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果.....	63

图目录

图 2.1 二端口网络.....	7
图 2.2 功放的工作简图.....	9
图 2.3 功率放大器输入输出关系曲线图.....	10
图 2.4 功率传输和反射系数.....	10
图 2.5 双音输入时的输出频谱图.....	13
图 2.6 功率放大器 IP3 示意图.....	13
图 2.7 邻信道与主信道功率示意图.....	14
图 2.8 器件直流特性曲线.....	15
图 2.9 A 类功率放大器波形变换图.....	16
图 2.10 B 类功率放大器波形变换图.....	16
图 2.11 AB 类功率放大器波形变换图.....	17
图 2.12 C 类功放波形变换图.....	17
图 2.13 D 类功率放大器.....	18
图 2.14 E 类功率放大器.....	19
图 2.15 F 类功放的典型匹配结构图.....	19
图 2.16 F 类功放输出波形图.....	20
图 3.1 简单功率传输网络.....	21
图 3.2 输出端等效电路与阻抗匹配图.....	23
图 3.3 输出端匹配时的电流电压曲线图.....	23
图 3.4 射频能源阻抗匹配设计结构框图.....	24
图 3.5 微带线结构图.....	25
图 3.6 阻抗变换图.....	27
图 3.7 阻抗图的组成结构.....	29
图 3.8 导纳图的组成结构.....	30
图 3.9 SMITH 圆图.....	30
图 3.10 电容和电感匹配的阻抗变换.....	31
图 3.11 L 型结构的阻抗匹配形式.....	32
图 3.12 升阻型匹配阻抗变化图.....	32

图 3.13 降阻型匹配阻抗变化图.....	33
图 3.14 Π 型和 T 型阻抗匹配结构.....	33
图 4.1 功率放大器设计流程图.....	35
图 4.2 0.45UM GAN 的频率特性曲线.....	36
图 4.3 输出特性曲线.....	37
图 4.4 转移特性曲线.....	37
图 4.5 GAN HEMT 输入阻抗等效模型.....	38
图 4.6 归一化后的 CGS 曲线.....	38
图 4.7 归一化的 R 曲线.....	39
图 4.8 输入预匹配设计原理图.....	39
图 4.9 TERM1 反射下的反射系数.....	40
图 4.10 TERM3 端二次谐波阻抗.....	40
图 4.11 封装布局.....	41
图 4.12 封装实物图.....	41
图 4.13 基板结构.....	42
图 4.14 偏置电路结构.....	42
图 4.15 输入偏置电路 LAYOUT 和 EM 仿真曲线.....	43
图 4.16 输出偏置电路 LAYOUT 和 EM 仿真曲线.....	43
图 4.17 功率放大器阻抗匹配 PCB 板.....	44
图 4.18 功率放大器阻抗匹配调试 DEMO.....	45
图 4.19 输入端阻抗匹配系统.....	45
图 4.20 输入端阻抗匹配流程图.....	46
图 4.21 S 参数曲线图.....	47
图 4.22 源牵引和负载牵引射频性能测试系统.....	47
图 4.23 射频测试系统框图.....	48
图 4.24 最佳输出功率阻抗匹配调试流程图.....	49
图 4.25 最佳效率阻抗匹配流程图.....	50
图 4.26 功率放大器实物图.....	50
图 4.27 功率放大器大信号测试结果.....	51
图 4.28 输入阻抗匹配 LAYOUT.....	51
图 4.29 输出阻抗匹配 LAYOUT.....	52

图 4.30 输入端 LAYOUT 和预匹配联合测试电路图.....	52
图 4.31 输入端 LAYOUT 和预匹配联合测试的 S11 曲线.....	52
图 4.32 归一化漏源电容 CDS.....	53
图 4.33 输出端 PCB S 参数测试电路图.....	53
图 4.34 输出端 PCB 阻抗测试结果.....	54

表目录

表 1.1 半导体材料的物理特性参数表.....	1
表 1.2 国外 GAN 射频能量器件性能参数.....	4

第 1 章 绪论

射频能量在上个世纪中叶被美国工程师珀西·斯本塞发现。它的发现从根本上改变物质的加热方式,对工业、科学和医疗(ISM)等领域也有着深远的影响。电磁波在信息传递的时候伴随着能量的传输,射频能量即是将电磁波看作能量源,选择性的利用电磁波传递能量的特性,用电磁波进行食物烹饪、药材干燥、微创手术、照明、等离子点火等^{[1][2][3][4]}。经过几十年的发展,射频能量源被广泛应用于在工业、科学和医疗(ISM)以及白色家电领域。当前的射频能量一般是由磁控管提供,这主要得益于早期固态功率放大器无法提供满足要求的功率,随着 Si 基横向扩散工艺技术和 GaN 异质结工艺技术的成熟,磁控管对固态功率放大器已经没有了功率优势,相反固态功率放大器在体积、寿命、频率和能量控制方面的优势变得日益突出。随着固态射频能量功率放大器的进一步发展,功率成本的进一步降低,磁控管将被淘汰出 ISM 和白色家电微波炉的应用市场。

1.1 GaN 射频能量功率放大器的优势

器件的电特性由材料的物理性质和结构决定。经过多年不间断的研究,材料技术突破了一个又一个难关,到现在已经发展了三代半导体材料。它们的代表性材料的物理特性参数如表 1.1 所示^{[5][6][7]}。

表 1.1 半导体材料的物理特性参数表

Table 1.1 Comparison table of physical properties of semiconductor materials					
半导体材料	Si	GaAs	InP	SiC	GaN
禁带宽度 $E_g(\text{eV})$	1.12	1.43	1.35	3.26	3.39
电子饱和漂移速率 $V_{\text{sat}}(10^5 \text{m/s})$	1.0	1.0	2.3	2.0	2.5
击穿电场 (MV/cm)	0.3	0.4	0.5	3.0	3.3
电子迁移率(cm/s)	1350	8500	5400	700	2000
热导率 $K(\text{W/cmK})$	1.3	0.54	0.7	4.5	1.3

从上表中可以看出，Si 材料虽然发展时间早、生产技术成熟，却采用横向扩散技术制造的 LDMOS 器件有较高的击穿电压和截止频率，使得 LDMOS 在射频能量领域有一定的应用空间。但是 LDMOS 器件还是与 GaN 在射频应用上有巨大的差距，在射频应用方面，GaN 有五大优势：

1) 功率密度大：击穿电压高使得 GaN 器件能够在更高的偏置电压下工作，使得在器件尺寸相同的条件下，GaN 可以输出更高的功率。

2) 工作频率高：GaN 的电子饱和漂移速度快，在相同的工艺技术下，GaN 的截止频率更高，满足高频率的功率放大器设计要求。

3) 可靠性好：GaN 可以外延在 SiC 上，利用 SiC 良好的散热能力对 GaN 进行散热，使得 GaN 可以有更高的工作结温，并且 GaN 大的禁带宽度大使其抗辐射能力强。

4) 宽带设计：GaN 高的功率密度可以提供更宽的带宽，实现宽带功率放大器设计。

5) 效率高：GaN 的有丰富的谐波特性，通过谐波控制，可以实现高效率输出。

因此，GaN 器件是比 LDMOS 更加理想的射频功率器件。5G 通讯技术推动了 GaN 器件制造工艺的快速发展和成熟，使得 GaN 的成本快速降低，这为 GaN 射频能量功率放大器的应用扫清了最后一块阻碍。

1.2 国内外射频功率放大器工艺和设计的发展现状

1.2.1 LDMOS 和 GaN 工艺发展现状

射频能量固态器件主要有 LDMOS 和 GaN 两种。其中 LDMOS 发展比较早，在 1969 年，LDMOS 结构就被 Y. Taury 提出来的^[8]；在 1979 年，J. A. Appels 对 LDMOS 结构进行了改进^[9]；1999 年，Ericsson 和荷兰的飞利浦（Philips）公司相继推出了高新能的 LDMOS 器件标志着国外 LDMOS 实现了市场化。国内的 LDMOS 研究比较国外晚，而且还受到制造工艺的限制，研发难度较大，只有中电 13 所和 55 所在国家的支持下为了国防需求而研究，在 2003 年中电 13 所研制出了国内首款 LDMOS 器件。

射频能量功率放大器的另一种有源器件 GaN, 由于技术难度较大, 虽然 GaN 材料物理特性比较好, 但是前期的研究都只能用于做发光材料。直到 1993 年, Khan^[10]在蓝宝石衬底上实现 GaN 异质结结构, 才掀起了对 GaN 功率器件的研究热潮。1996 年, Y. F. Wu^[11]利用蓝宝石上外延的 AlGaIn/GaN 结构实现了微波功率器件制造。1997 年, S. C. Binari^[12]等等人实现了在 SiC 上外延生长了 AlGaIn/GaN HEMT 结构。国内是从 2000 年开始在蓝宝石上外延 AlGaIn/GaN 的异质结^[13], 与国外在工艺上的研究时间差距不是很大。

从 LDMOS 和 GaN 的发展的时间节点可以看出, 国内在 LDMOS 的研发与国外有着较大的差距, 同时民用市场几乎被国外占据, 民营企业很难进入 LDMOS 市场, LDMOS 的研发全靠国家支持, 制造工艺与国外也有着一定的差距。而 GaN 由于研发时间和国外相差不大, 且 GaN 采用不同于 Si 的工艺, 在制造工艺开发难度上国内外基本相同。目前, 国内有中电 55 所、13 所、三安集成电路有限公司和能讯等在从事 GaN HEMT 器件工艺研发。国内在 GaN 器件工艺研发上与国外的差距很小。从上面介绍的 GaN 和 LDMOS 的工艺现状可以看出, 采用 GaN 设计射频能量功率放大器, 可以避免被国外的工艺限制。

1.2.2 GaN 固态功率放大器设计发展现状

2014 年, 欧荣德^[14]等人设计了一款宽带内匹配功率放大器, 在 2.7~3.5GHz 频带内输出功率大于 47dB, 功率附加效率大于 70%。

2015 年, 陆宇^[15]等人基于 Cree 公司的 CGH40010 器件设计了 0.03~2.6GHz 的超宽带功率放大器, 在栅极电压 $V_g = -2.62V$, $V_d = 28V$ 的偏置电压下, 饱和输出功率大于 39.1dBm, 效率大于 28%。

2016 年, Takaaki Yoshioka^[16]等人设计了一款 2.4~3.6GHz 的宽带高功率放大器, 脉冲测试得到输出功率为 200W, 功率附加效率为 54.4%。

2017 年, K. Oh^[17]等人设计了一款 2.8~3.3GHz 的功率放大器, 在 32V 偏置电压和脉冲测试下, 带内输出功率大于 120W, 饱和增益大于 9.8dB, 功率附加效率大于 57.8%。同年, 斛彦生^[18]等人设计了一款 3~3.5GHz 宽带功率放大器, 在 36V 偏置电压下, 输出功率大于 320W, 功率增益大于 14dB, 效率大于 62%。

2018 年, 朱涤非^[19]等人设计了一款 3.1~3.4GHz 的内匹配高效功率放大器,

在 48V 偏置电压和脉冲测试下，输出功率大于 48.3W，增益大于 10dB，漏极效率大于 63.8%。同年，F. Li 和 S. Zhong^[20]设计了一款 2.6~3.7GHz 的宽带高功率放大器，在 32V 偏置电压和脉冲测试下，输出功率大于 120W，输出效率大于 62%。

2020 年，钟世昌^[21]等人设计了一款 1.2~1.4GHz 的高效大功率放大器，在漏压 48V 的偏置和脉冲测试下，输出功率大于 400W，增益大于 15dB，功率附加效率达到 81.3%。

基于 GaN 器件的功率放大器的设计在国内外都有研究，但是具体到民用的特定频段设计上，国外的设计研究比较均衡。截止到现在，国内还未发现针对 2.4~2.5GHz 的民用射频能量器件设计，而国外在民用射频能量器件的研发上已经有了市场化的产品。表 1.2 是 RFHIC 和 NXP 公司研发设计的在 2.4~2.5GHz 的 GaN 射频能量功率放大器^{[22][23]}。

表 1.2 国外 GaN 射频能量器件性能参数

Table 1.2 Foreign GaN RF energy devices and performance

器件	Fmin	Fmax	Pout	Vds	效率 η	Gp
	(MHz)	(MHz)	(W)	(V)	(%)	(dB)
RYP24200-20S	2400	2500	200	50	68	28
RCP25400-20L	2400	2500	400	50	63	13.8
MRF24G300HS	2400	2500	300	48	70	14.9

1.3 本课题研究的意义和主要内容

本论文研究的射频能量功率放大器主要用于工业、科学、医疗和白色家电等领域，主要利用射频能量进行干燥、杀菌、微创手术、照明和微波加热等。目前国内在白色家电—微波炉的发展上处于国际领先的位置，美的和格兰仕占据着全球大部分的市场份额，而为微波炉提供射频能量的还是磁控管，这给固态功率放大器提供了广阔的市场前景。GaN 功率放大器独特的优势使其成为了未来主要的射频能源，为了弥补国内在 2.4~2.5GHz 射频能量功率放大器设计上的空白，同时满足未来白色家电对射频能量功率放大器的需求。本论文采用

国内自产的 GaN HEMT 器件，设计一款射频能量功率放大器。研究工作从四个方面展开：

在第一章中对课题背景进行了研究，通过半导体材料物理特性的对比以及对国内外射频能量功率放大器在工艺和设计上发展现状的介绍，明确课题研究的背景和意义。

在第二章中，通过介绍二端口网络和功率放大器性能指标参数，为功率放大器射频性能评估提供了量化标准。通过功率放大器不同工作类型的介绍，对比各种工作模式下的性能指标差异，最终选择了深 AB 类作为本课题功率放大器设计的工作类型。

在第三章中，通过对功率放大器阻抗匹配原理的介绍，确定了功率放大器输入输出端选用的阻抗匹配方式。通过常用的阻抗匹配工具 Smith 圆图和通用匹配结构以及微带线理论的介绍，为阻抗匹配提供了理论基础。

在第四章中，从器件选择、封装和 PCB 绘画，最后通过阻抗匹配调试设计了满足设计指标的射频能量功率放大器。

第 2 章 功率放大器设计基础理论

不同用途的功率放大器，有不同的设计性能指标，也会采用不同工作类型的设计方法，以此来达到设计的预期。如何提取功放的射频性能以及如何选择功率放大器的工作类型，这些都是功放设计必备的知识。在本章节将对功率放大器射频性能评价的指标参数和各种工作模式的功法进行介绍。

2.1 二端口网络

为了研究有源、无源器件组成系统的电学特性，Guillemin 和 Feldkellerz 提出了网络模型。网络模型的提出使得在分析复杂电路系统时，将不需要关注内部电学特性的电路用网络模型等效，运用网络模型对外的电学特性表示该电路对外的电学特性，对于网络模型的输入输出参数是通过实测电路系统的电学特性来确定。采用这种等效方法就避开了分析复杂电路系统中单个器件的特性，直接分析整个电路系统的功能，避免求解复杂的 Maxwell 方程组^[24]。

图 2.1 是一个简单的二端口模型。



图 2.1 二端口网络

Figure 2.1 Two-port network

二端口网络对外的电学特性是使用端口参数矩阵来进行描述的，常用的参数矩阵有阻抗 (Z)、导纳 (Y)、混合 (H) 和散射 (S) 等矩阵。其中 Z 参数、 Y 参数和 H 参数矩阵仅能描述信号经过网络时，信号在幅度上的变化，不能描述信号在相位上的变化，是标量参数矩阵。而 S 参数矩阵即可以描述信号幅度上的变化，也可以描述相位的变化，是矢量参数矩阵。射频信号经过分立元件网络，是以波的方式传播，信号不仅在幅度上有变化，相位上也有变化，为了

完整的描述信号经过分立元件时的变化量，必须用 S 矩阵描述二端口网络。

S 参数矩阵如下：

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} * a_1 + S_{12} * a_2 \\ b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2 \end{cases} \quad (2-1)$$

上式中各个 S 参数的表示如下：

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \\ S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \\ S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \\ S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \end{cases} \quad (2-2)$$

其中，S₁₁ 和 S₂₁ 分别表示当输出端接匹配负载时，输入端口的反射系数和二端口网络的正向传输系数，S₂₂ 和 S₁₂ 分别表示当输入接匹配负载时，输出端口的反射系数和二端口网络的反向传输系数。S 参数的提取采用的设备是矢量网络分析仪（VNA）。通过测试大信号输入下功率放大器输入端和输出端的 S 参数可以得到功率放大器的射频性能参数，实现对功率放大器射频性能的评估。

2.2 功率放大器的基本参数指标

功率放大器射频性能主要是通过其自身的射频性能参数指标来量化。理解并掌握功率放大器基本参数的物理意义、计算方法以及它们之间相互的制约关系对功率放大器设计非常重要。下面将对功率放大器基本参数指标进行介绍。

2.2.1 输出功率（P_{out}）

输出功率反映了在特定频率或频率范围，输出端接负载（通常是 50 Ω）时，负载上所获得的功率，其可用负载上的电压和电流表示，关系式如下：

$$P_{out}(f) = 0.5 * \text{Re}(V_{out} * I_{out}^*) \quad (2-3)$$

从上式中可以看出，提高负载上的输出功率最直接也是最有效的方法就是增大输出端的电压和电流。由于输出电压受到制造晶体管的材料和结构的限制，提高电流就成为了提高输出功率最佳的方式。由于负载上的功率受到输入功率

的影响, 输出功率的变化范围很大, 上可达到千瓦级, 下可低至毫瓦级。为了在同一个坐标系中表示出输出功率的变化, 通常使用 dBm 作为输出功率单位。毫瓦 (mW) 和瓦 (W) 与毫分贝 (dBm) 的转换关系如下:

$$P(\text{dBm}) = 10 * \log\left(\frac{P(\text{mW})}{1(\text{mW})}\right) \quad (2-4)$$

$$P(\text{dBm}) = 10 * \log\left(\frac{P(\text{W})}{1(\text{mW})}\right) + 30 \quad (2-5)$$

在射频微波频率范围内, 由于晶体管寄生参数的影响使得功率放大器对外呈现出非线性特性。功率放大器简称功放, 其工作简图如图 2.2 所示, 当输入单音信号 V_{in} 时, 由于功放中晶体管的非线性特性, 使得功率放大器的输出信号 V_{out} 中不仅含有直流和基波分量, 还含有各阶高次谐波分量。

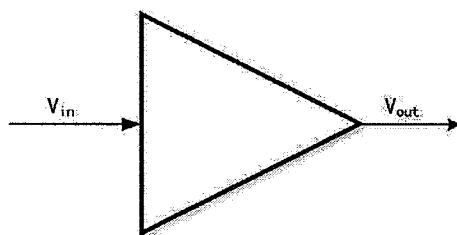


图 2.2 功放的工作简图

Figure 2.2 The working diagram of the power amplifier

单音输入信号 $V_{in}=A\cos(\omega t)$ 输出 V_{out} 为^[25]:

$$\begin{aligned} V_{out} = & K_0 + 0.5 * K_2 A^2 \\ & + (k_1 A + 0.75 * K_3 A^3) \cos(\omega t) \\ & + 0.5 * K_2 A^2 \cos(3\omega t) + 0.25 * K_3 A^3 \cos(3\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (2-6)$$

上式中, $K_0 + 0.5 * K_2 A^2$ 表示是直流分量, $(k_1 A + 0.75 * K_3 A^3) \cos(\omega t)$ 表示基波分量, $G = k_1 A + 0.75 * K_3 A^3$ 表示增益。 K_3 一般情况下是一个与 K_1 符号相反的变量。对于一个功放, 其输出功率随着输入功率变化曲线图如图 2.3 所示, 当输入一个小幅值信号的时候 (即是幅度 A 是一个很小数), $0.75 K_3 A^3$ 相对于 $K_1 A$ 而言是一个小量可以忽略, 因此增益 $G = k_1 A$ 是定值的, 此时功率放大器的输出功率随着输入功率线性变化。随着输入信号幅度的增加, A 值不断变大, 相比于 $k_1 A$ 而言, $0.75 K_3 A^3$ 不可以忽略, 导致增益 G 变小, 对外表现为增益出现压缩。

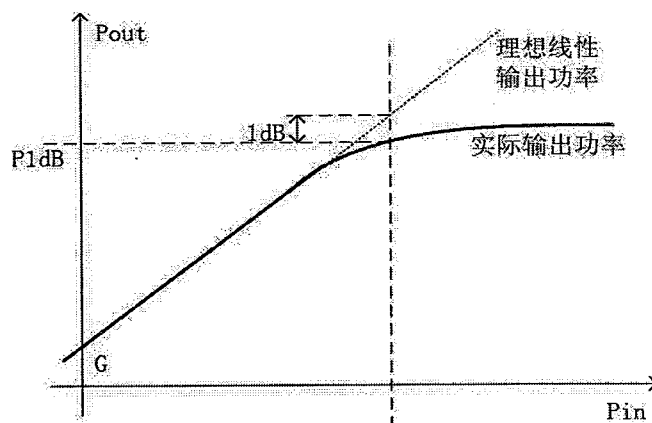


图 2.3 功率放大器输入输出关系曲线图

Figure 2.3 The relationship curve of power amplifier input and output

在不同的应用环境中，放大器有着不同的工作要求，在考虑输出功率是也会有所变化。为了应对这种需求，输出功率分为线性输出功率（ P_{1dB} ）和饱和输出功率（ P_{sat} ）。其中， P_{1dB} 描述的是实际输出功率与理想线性输出功率相差 1dB 时的输出功率，如上图 2.3 所示，其是评估线性度的重要指标； P_{sat} 表示当输出功率不再随输入功率增加而变化时的输出功率。工业界一般将输入增加 1dB，输出功率增加小于 0.2dB 时的输出功率称为饱和输出功率。

2.2.2 增益和增益平坦度

对于不同的功率放大器，由于设计指标的要求不同，匹配也就不同，增益的定义也不同。为了满足这些不同的要求，根据功率放大器上功率传输的状态定义了转换功率增益 G_T 、资用功率增益 G_A 、功率增益 G 。图 2.4 是为功率放大器中功率传输和反射系数^[26]。

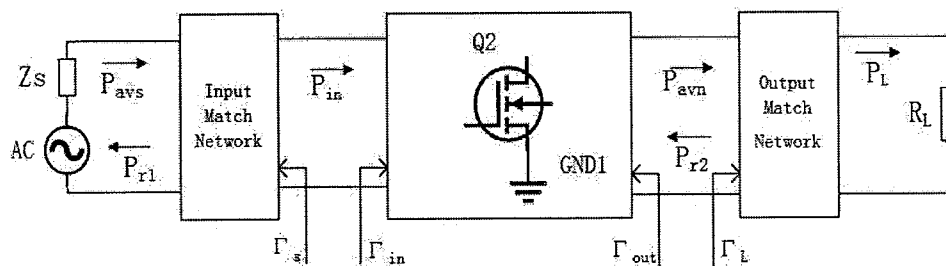


图 2.4 功率传输和反射系数

Figure 2.4 Power transmission and reflection coefficient

1) 转换功率增益

转换功率增益 (G_T) 描述的是信号源输出的有效功率与负载功率之间的关系。

$$G_T = \frac{\text{负载吸收的功率}}{\text{信号源的资用功率}} = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2-7)$$

用 S 参数和反射系数表示如下:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) * |S_{21}|^2 * (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11} * \Gamma_s) * (1 - S_{22} * \Gamma_L) - S_{12} * S_{21} * \Gamma_L * \Gamma_s|^2} \quad (2-8)$$

2) 资用功率增益 (G_A)

资用功率增益 (G_A) 描述的是晶体管输出功率与来信号源资用功率之间的关系, 是输出共轭匹配 ($\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$) 后的转换功率增益 (G_T)^[24]。

$$G_A = \frac{\text{放大器的资用功率}}{\text{信号源的资用功率}} = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \quad (2-9)$$

用 S 参数和反射系数表示如下:

$$G_A = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) * |S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{out}|^2) * |1 - S_{11} * \Gamma_s|^2} \quad (2-10)$$

3) 功率增益 (G)

功率增益 (G) 描述的是负载上得到的功率与晶体管输入功率之间的关系, 即是输入共轭匹配 ($\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$) 后的转换功率增益 (G_T)。

$$G = \frac{\text{负载吸收的功率}}{\text{放大器输入的功率}} = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (2-11)$$

用 S 参数和反射系数表示如下:

$$G = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) * |S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) * |1 - S_{22} * \Gamma_L|^2} \quad (2-12)$$

增益平坦度描述的是工作频带内最大增益和最小增益的差值, 反映出工作频带内的增益稳定程度, 用 $\Delta G(\text{dB})$ 表示增益平坦度, 有:

$$\Delta G(\text{dB}) = G_{\max} - G_{\min} \quad (2-13)$$

2.2.3 效率

功率放大器的工作原理就是通过栅极信号对晶体管的工作状态进行控制，将输出偏置电路中直流源提供的直流功率转换成射频功率输出。直流功率转换成射频输出功率的能力大小是通过效率这一参量进行量化描述的。

1) 漏极效率 (η)

漏极效率表示为:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_c} \quad (2-14)$$

其中, P_{out} 是输出功率, P_{DC} 是输出偏置电路直流源提供的功率。

P_c 是耗散功率, 其表达式如下:

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_d * i_d) d(\omega t) \quad (2-15)$$

从公式可以看出, 提高输出漏极效率 η 的方法有减小功率放大器的导通时间和减小瞬时功率两种。

2) 功率附加效率 (PAE)

漏极效率只反应了输出端直流到交流的转换能力, 并没有反映晶体管对转换效率的影响, 为了在效率中体现晶体管作用, 采用功率附加效率 (PAE) 来表示效率。

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = (1 - \frac{1}{G})\eta \quad (2-16)$$

上式中, η 表示是漏极效率, G 表示晶体管的增益。

2.2.4 线性度

当大信号输入时, 由于晶体管寄生参数引起的非线性特性, 使得输出信号波形出现失真。为了描述波形失真的程度, 可以用线性输出功率、三阶交调点的输出功率 (OIP3) 和邻近信道功率比 ACPR 等指标线性度量化。

1) 线性输出功率 P1dB 前面已经介绍, 且是输入单音信号, 这里不再赘述。三阶交调截取点 (IP3) 用于描述输入双音信号时, 输出三阶交调量对基频的影响。

对于双音信号, 输出存在高次谐波和各种交调信号^[25]。

如果 $V_{in} = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t)$

输出 V_{out} 为:

$$\begin{aligned}
 V_{out} = & (K_0 + K_2 A^2) + (K_1 A + 0.75 K_3 A^3) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\
 & + 0.5 K_2 A^2 [\cos(2\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t)] + 0.25 K_2 A^2 (\cos(3\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t)) \\
 & + 0.5 K_2 A^2 [\cos(\omega_2 - \omega_1)t + \cos(\omega_2 + \omega_1)t] + 0.75 K_3 A^3 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\
 & + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] + \dots
 \end{aligned} \quad (2-17)$$

图 2.5 是双音输入时的输出频谱图。

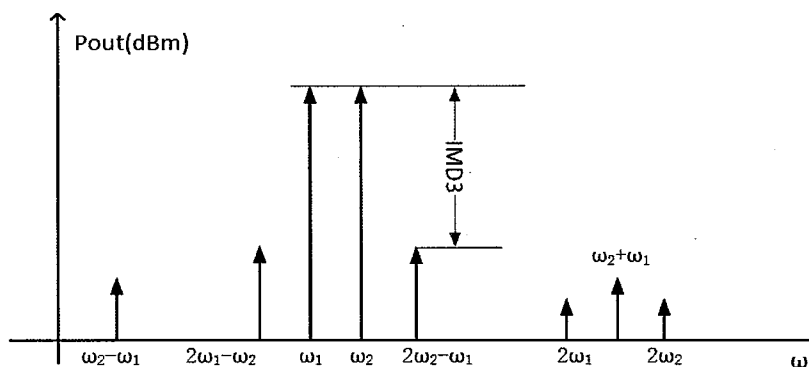


图 2.5 双音输入时的输出频谱图

Figure 2.5 The output spectrum when two-tone input

从频谱图中可以看出，交调频率 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 与基波频率 ω_1 或 ω_2 很接近，很难用滤波器滤掉而易出现在信道内，对基波分量影响很大，使得基波功率下降。IP3 定义为基波功率延长线和三阶交调分量输出功率的延长线的交点，如图 2.6 所示

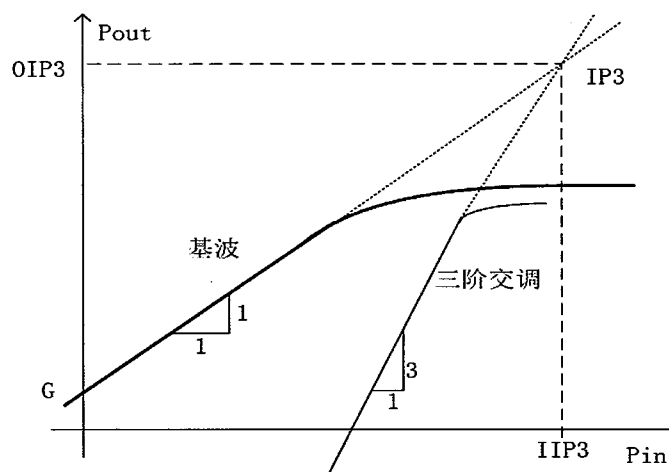


图 2.6 功率放大器 IP3 示意图

Figure 2.6 Schematic diagram of power amplifier IP3

2) 邻近信道功率比 (ACPR)

邻近信道功率比用于衡量信号经过放大后，因频谱扩散造成对相邻信道的干扰情况，定义为工作频带内的功率谱密度与偏移工作频带一定频率的邻信道中的功率谱密度之比。图 2.7 是邻信道与主信道功率示意图

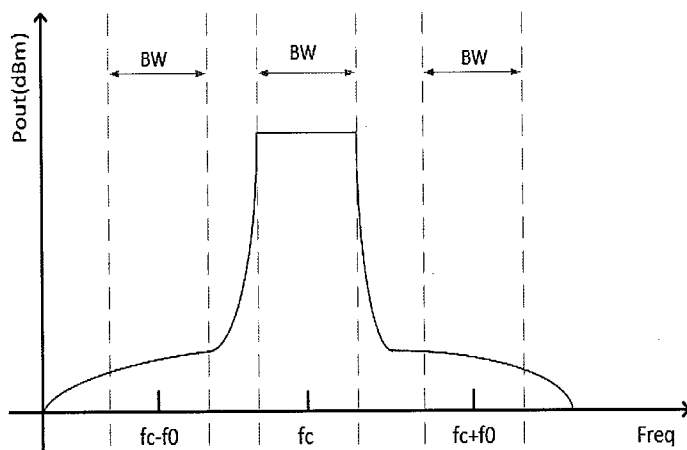


图 2.7 邻信道与主信道功率示意图

Figure 2.7 Power schematic diagram of adjacent channel and main channel

$$ACPR = \frac{\text{主信道中的功率谱密度}}{\text{偏移信道中的功率谱密度}} \quad (2-18)$$

2.2.5 电压驻波比 (VSWR)

在功率放大器设计过程中，常用电压驻波比来量化阻抗匹配的失配程度。工业界一般要求 VSWR 小于 2。

电压驻波比用反射系数表示为^[24]：

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-19)$$

其中，反射系数 Γ 表示为：

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2-20)$$

上式中，对于功率放大器 Z_L 可以是晶体管的输入阻抗 Z_{in} ，也可以是输出阻抗 Z_{out} ，特性阻抗 Z_0 (50Ω)。

2.3 功率放大器的分类^{[27][28][29][30][31][32]}

为了满足设计过程中对线性度和效率的要求，经过多年的理论研究和实际的设计实践，研究形成多种功率放大器设计类型，例如线性度高的 A 类、B 类、AB 类；效率高的 C 类、D 类、E 类和 F 类。

2.3.1 A 类、B 类、AB 类和 C 类功率放大器

基于静态工作点在转移特性曲线或者输出特性曲线上的位置进行分类的功率放大器有 A 类、B 类、AB 类和 C 类，如图 2.8 所示器件直流特性曲线。

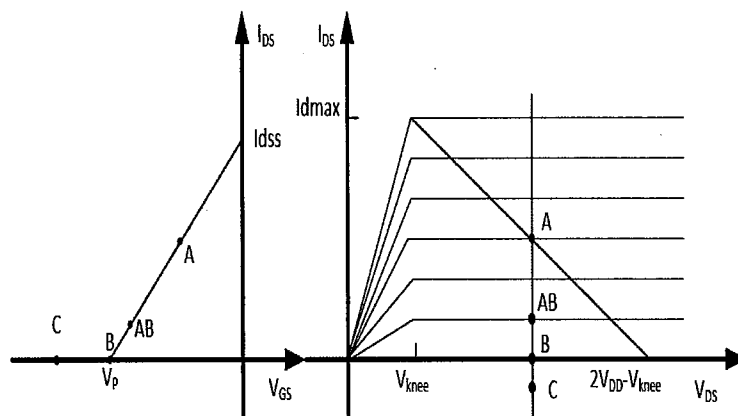


图 2.8 器件直流特性曲线

Figure 2.8 Device DC characteristic curve

在上图中按照功率放大器中晶体管的静态工作点的位置，对功率放大器分类。静态工作点在 A 点， $I_{Ds} \approx 0.5 \cdot I_{Dmax}$ 的是 A 类功放的；静态工作点在 B 点的是 B 类功放；静态工作点在 A 和 B 点之间的是 AB 类功放；静态工作点在 C 点的是 C 类功放。

1) A 类功率放大器

A 类功放的静态输出电流 $I_{Ds} \approx 0.5 \cdot I_{Dmax}$ ，晶体管能够对输入信号的正负半周都放大，输出能够得到完整的波形，因此其是所有工作类型中的线性度最好的。在输入信号的整个周期内，晶体管都处于导通状态，直流损耗较大整个周期都存在，效率很低，理想效率为 50%。对线性度要求高小信号电压和电流放大，设计成 A 类功率放大器。图 2.9 中所示为 A 类功率放大器波形变换图。

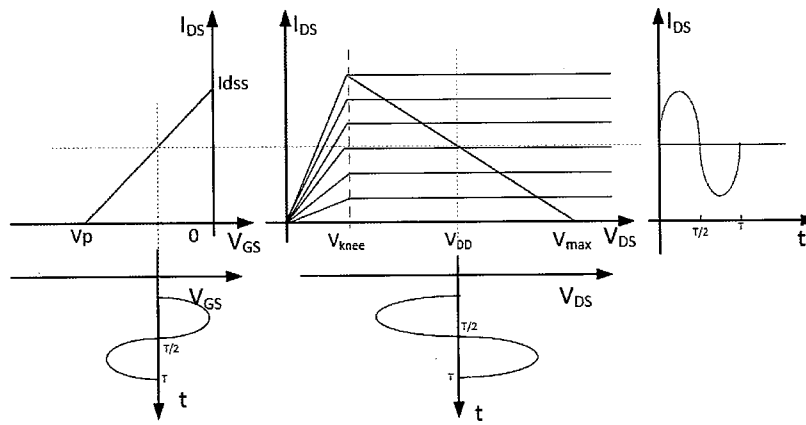


图 2.9 A 类功率放大器波形变换图

Figure 2.9 The waveform transformation diagram of class A power amplifier

2) B 类功率放大器

B 类功放的晶体管静态偏置电压是阈值电压 (V_{th} 或 V_p)，没有静态功率损耗，理论效率为 78.5%。B 类功放仅能在半周期内工作，造成输出波形严重失真，仅存在半个波形。为了输出失真的问题，采用了两只分别在输入信号正负半周交替工作的晶体管构成推挽结构，实现负载上正弦波输出。对线性度要求不高的功率放大器设计可以采用 B 类功率放大器。图 2.10 是 B 类功率放大器波形变换图。

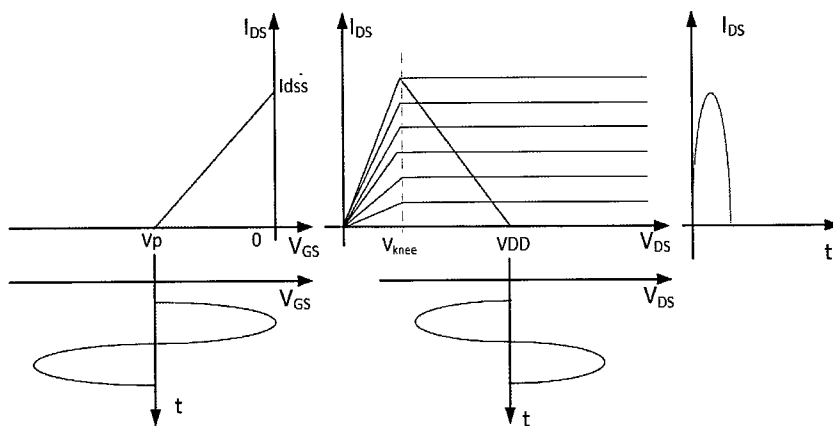


图 2.10 B 类功率放大器波形变换图

Figure 2.10 The waveform transformation diagram of class B power amplifier

3) AB 类功率放大器

AB 类功放是为了改善 A 类功放的低的输出效率和改善 B 类功放低的线性

度，而折中设计的了类型，输出理想效率在 50%~78.5%，线性度也位于两者之间，常用于音频放大器中。图 2.11 是 AB 类功率放大器波形变换图。

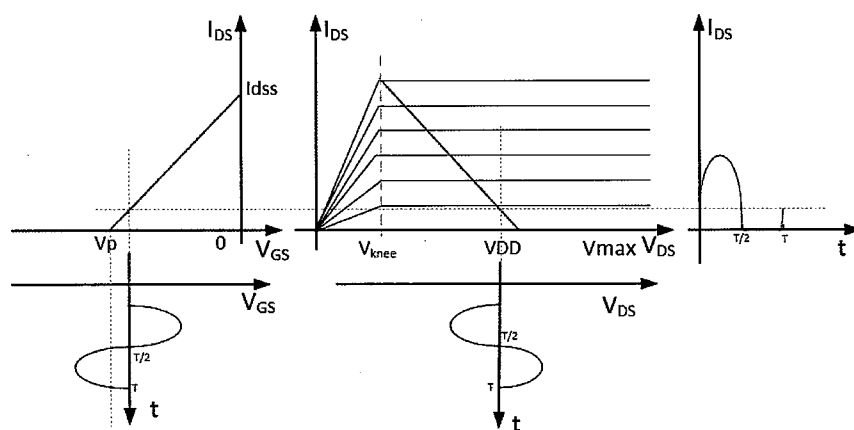


图 2.11 AB 类功率放大器波形变换图

Figure 2.11 The waveform transformation diagram of class AB power amplifier

4) C 类功率放大器

C 类功放的静态偏置电压低于晶体管的阈值电压，即是 V_{GS} 小于 $V_{th}(V_p)$ ，功放仅能在输入的部分正半周工作，造成输出的波形失真严重，由于晶体管的导通时间减小，静态损耗减小，理想效率可以达到 100%。由于 C 类功率放大器输出波形为余弦脉冲波，且还有谐波分量，输出需要接选频网络来实现选频和滤波，最终得到正弦波，主要用于通信发射机中。图 2.12 是 C 类功放波形变换图。

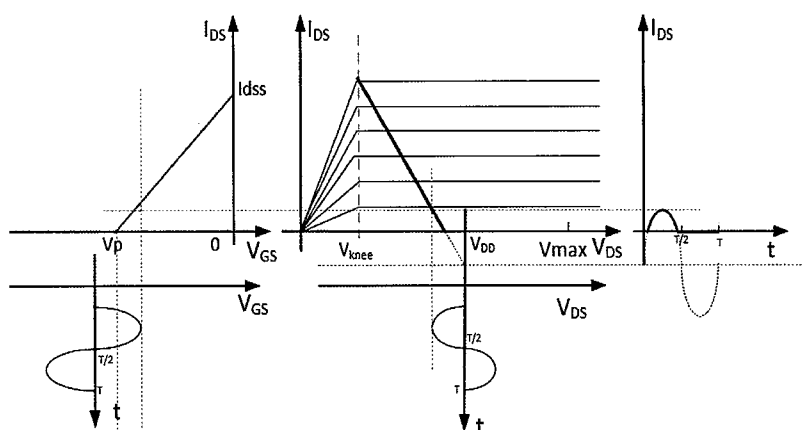


图 2.12 C 类功放波形变换图

Figure 2.12 The waveform transformation diagram of class C power amplifier

2.3.2 开关型功率放大器

开关型功率放大器是通过设计实现输出端电压和电流在时域上的分离，此时的功率放大器类似开关的工作状态，导通时，电压为 0；关断时，导通阻抗无穷大，电流为 0。在开关工作状态下，电流和电压交叠区域为 0，损耗为 0，理想效率达到 100%。但是，在实际的开关功率放大器中，输出电压和电流在时域上的交叠区域并不为 0，输出效率无法达到理想效率。开关型功放有 D 类，E 类和 F 类。

1) D 类功率放大器

D 类功放的结构图如下图 2.13 所示。图中两只晶体管组成推挽结构，和 B 类不同，两只晶体管被当做开关使用，在不同输入时，两只晶体管交调工作，实现输出端电压和电流波形在时域上的分离，无交叠区域，效率 100%。D 类功率两只晶体管交替工作需要一定的切换建立时间，在低频和高频时，两只晶体管能够独立的交替工作，在射频时，建立时间过长会影响两只晶体管的独立交替工作，限制了 D 类功放在高频的应用。

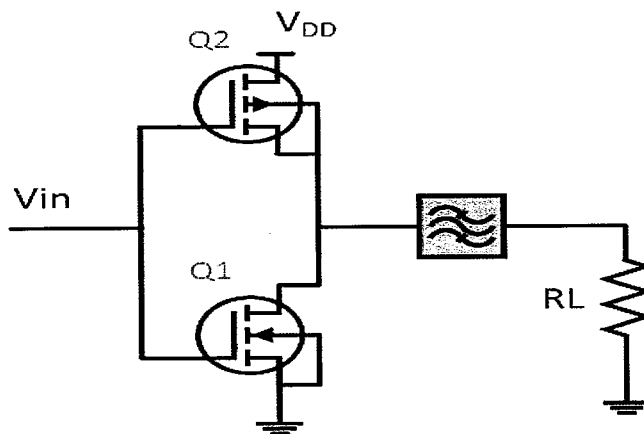


图 2.13 D 类功率放大器

Figure 2.13 Class D power amplifier

2) E 类功率放大器

E 类功放的结构图如下图 2.14 所示。采用单个晶体管工作在开关状态，利用晶体管寄生输出电容的充放电，实现输出电压和电流波形在时域上分离，理论效率可达到 100%。其避免了 D 类功放晶体管交替工作的延迟时间，可以应用在比 D 类更高的频率，但是还是存在建立时间，影响射频使用。

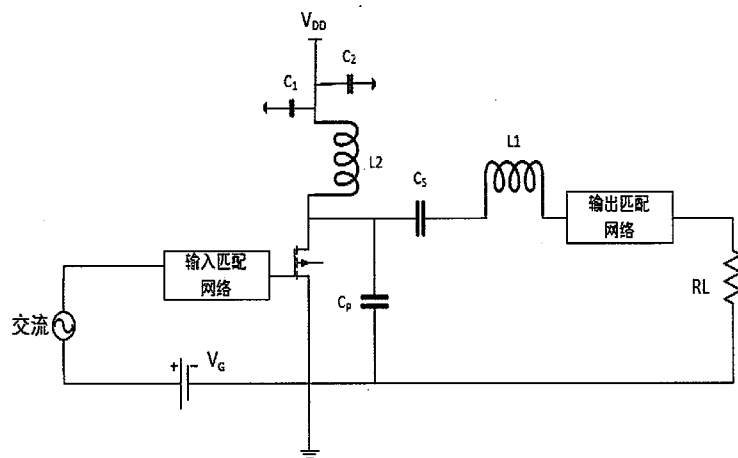


图 2.14 E 类功率放大器

Figure 2.14 Class E power amplifier

3) F 类功率放大器

F 类功放与 D、E 类不同，晶体管不是工作在开关状态，其是通过在输出端进行谐波控制实现输出电压和电流在时域上分离。理想情况下，输出端的电压和电流在时域上无交叠区域，即是没有损耗，理想效率为 100%就，经 F 类功放的典型匹配结构图如图 2.15 所示。在微波理论中，短路和开路都会使得波发生全发射，短路时的反射系数 $\Gamma = -1$ ，开路是 $\Gamma = 1$ 。为了实现 F 类功放设计，输出端合理的利用了 $1/4$ 波长开路短截线，实现在输出端面 C 处向负载方向看去的，偶次时，输入阻抗为 0，奇次时，输入阻抗为无穷大。

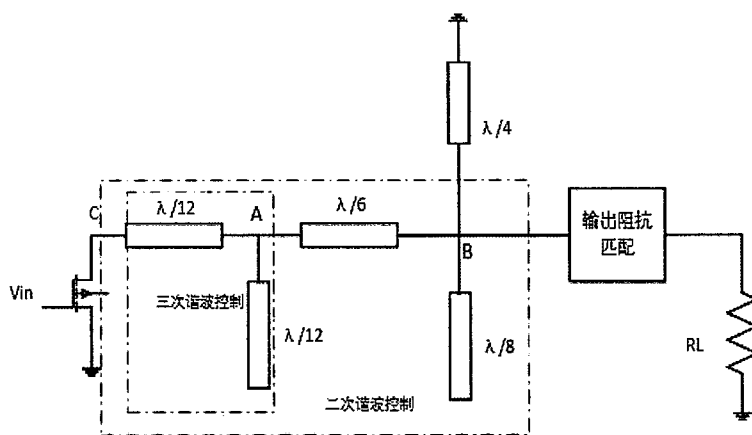


图 2.15 F 类功放的典型匹配结构图

Figure 2.15 Typical matching structure diagram of class F power amplifier

在上图可以看到, F 类功放的典型匹配结构图中, 先通过 A 点分支实现三次谐波的 $\lambda/4$ 开路短截线, 实现在 A 点向输出看去的阻抗为 0, 然后再通过三次谐波的 $\lambda/4$ 微带线实现 0 阻抗到无穷大阻抗 C 点之间的阻抗匹配, 此时在 C 点看向负载端的三次谐波阻抗为无穷大, 反射系数为 1, 反射波和基波叠加, 进行波形整形。在对输出端的二次谐波进行了短路控制设计时, 在 B 点采用二次谐波的 $\lambda/4$ 开路短截线实现 B 点看向负载的二次谐波阻抗为 0, 然后采用二次谐波的 $\lambda/2$ 波长微带线, 实现 0 阻抗到 0 阻抗的匹配, 从 C 点看向负载端面的二次谐波阻抗为 0, 由于反射系数为 -1, 反射波和入射波叠加为 0。最后对基波进行阻抗匹配。通过偶次谐波短路, 输出电压波中的奇次谐波反射回输出端和基波在上图中的 C 点叠加, 使得输出电压波形成半方波; 通过奇次谐波开路, 输出电流波中的偶次谐波反射回输出端和基波在图中 C 点处叠加, 得到输出电流波形为半正弦波。在器件输出端的 C 点输出波形如图 2.16。

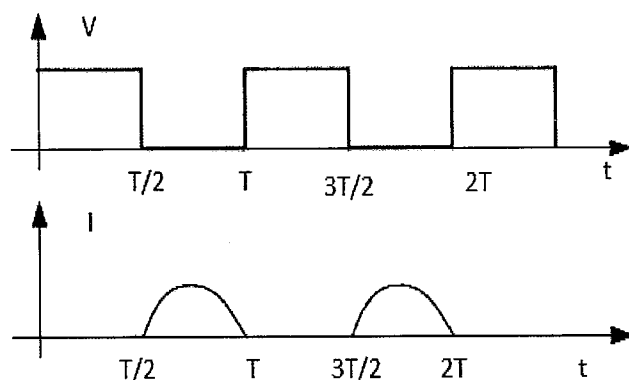


图 2.16 F 类功放输出波形图

Figure 2.16 Class F amplifier output waveform

2.4 本章小结

本章节中, 通过对二端口网络和 S 参数矩阵的介绍, 为功率放大器电特性分析和功率放大器性能评估提供了技术支持。通过矢量测网络分析仪测试功率放大器的 S 参数, 可以提取并计算出射频性能, 量化了功率放大器性能的评估。在本章节中还介绍了功率放大器的各种设计类型, 通过对各种工作类型的了解, 确定了本课题设计的功率放大器的类型是 AB 类。

第3章功率放大器阻抗匹配设计理论

根据微波理论和实际的工程应用，信号源的端口阻抗和负载阻抗一般都是 $50\ \Omega$ ，而晶体管的输入输出阻抗由工艺决定，一般情况下，两者之间存在阻抗失配。为了实现信号的有效传输和输出端得到最大的输出功率，电路设计时需要对输入和输出都进行阻抗匹配。

3.1 阻抗匹配理论^[24]

3.1.1 功率传输

图 3.1 是简单的单端口功率传输网络，其由包含内阻 Z_s 的理想信号源 V_s 和负载 Z_L 组成。

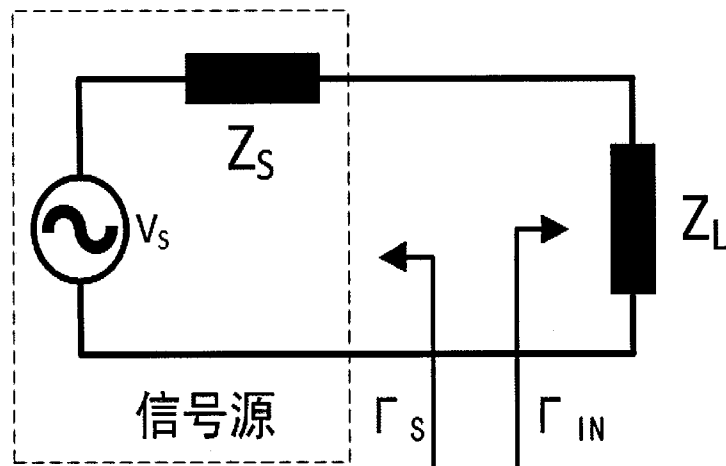


图 3.1 简单功率传输网络

Figure 3.1 Simple power transmission network

负载 Z_L 上获得的功率 P_{out} 由 (2-6) 式计算，网络中串联电路阻抗分压，负载上的电压 V ：

$$V = \frac{Z_L}{Z_L + Z_s} V_s \quad (3-1)$$

网络中电路电流的共轭值 I^* 为：

$$I^* = \frac{V_s^*}{(Z_L + Z_s)^*} \quad (3-2)$$

将 (3-1) 和 (3-2) 代入 (2-6) 中化简:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\frac{V_s^* Z_L}{Z_L + Z_s} * \frac{V_s^*}{(Z_L + Z_s)^*} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Z_L + Z_s} \right)^2 \operatorname{Re}(Z_L) \quad (3-3)$$

假设信号源内阻 $Z_s = R_s + jX_s$ 以及负载阻抗 $Z_L = R_L + jX_L$:

$$P_{out} = \frac{|V_s|^2}{2} * \frac{R_L}{(R_L + R_s)^2 + (X_L + X_s)^2} \quad (3-4)$$

为了得使负载上得到最大功率, 令:

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial R_L} = 0 \quad (3-5)$$

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial X_L} = 0 \quad (3-6)$$

式 (3-5) 和 (3-6) 化简得到:

$$R_L = R_s \quad (3-7)$$

$$X_L = -X_s \quad (3-8)$$

当 $Z_L = Z_s^*$ 时, 负载 Z_L 上获得最大功率 P_{out}

$$P_{out} = \frac{|V_s|^2}{8R_s} \quad (3-9)$$

在电路中, 将 (3-7) 和 (3-8) 所表示的负载阻抗和源阻抗的状态称为共轭匹配。在阻抗 $Z_L = Z_s^*$ 时, 有 $\Gamma_L = \Gamma_s^*$, 因此也用 $\Gamma_L = \Gamma_s^*$ 表征电路实现共轭匹配。根据上面的计算可知, 当电路实现阻抗共轭匹配时, 负载将获得最大功率。

3.1.2 功率匹配

晶体管的偏置电压受到的材料和器件结构的限制, 造成了基于晶体管设计的功率放大器也受到晶体管自身的物理限制。功率放大器输出电压时, 电流不一定达到最大, 这与理想的信号源不同。输出端等效电路与阻抗匹配图如图 3.2 所示。输出端匹配时的电流电压曲线图如图 3.3 所示^[33]。

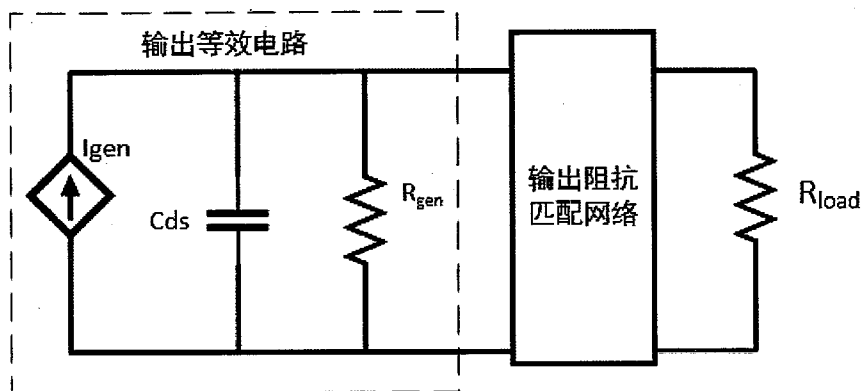


图 3.2 输出端等效电路与阻抗匹配图

Figure 3.2 Equivalent circuit and impedance matching diagram at the output

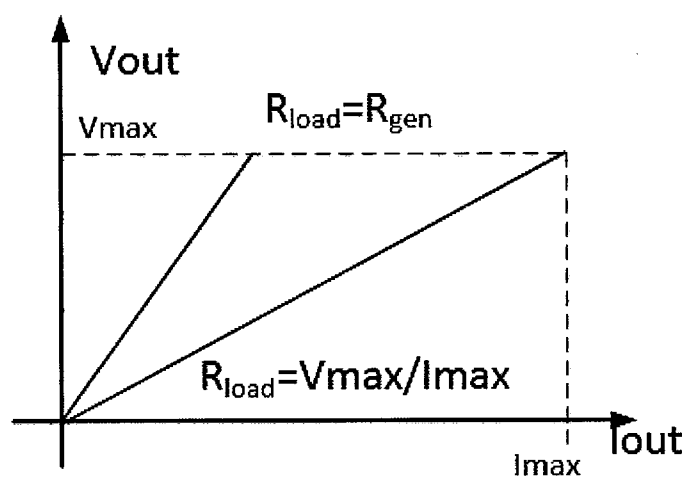


图 3.3 输出端匹配时的电流电压曲线图

Figure 3.3 Current and voltage curve when the output terminal is matched

由于负载端的阻抗是纯电阻，阻抗匹配的过程是通过有源元件将阻抗的虚部给匹配掉，同时实现电阻的变换。如果功率放大器最大功率输出时电阻为 R ，此时 R 可以用输出最大电压和电流之比来表示，公式如下：

$$R = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (3-10)$$

此时的 R 为 R_{gen} 和 R_{opt} 并联，有：

$$\frac{R_{opt} * R_{gen}}{R_{opt} + R_{gen}} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (3-11)$$

因此，在对功率放大器输出端进行阻抗匹配时，不再采用共轭匹配，而采用最佳功率匹配，将输出阻抗匹配到 R_{opt} 。输出端获得最大输出功率是的匹配

阻抗 R_{opt} 可以通过如下式计算得到:

$$R_{opt} = \frac{V_{dd}^2}{2 * P_{out}} \quad (3-12)$$

3.1.3 射频功率放大器的设计

射频功率放大器要实现放大功能, 要求输入功率能够传递到有源器件的输入端, 同时有源器件的输出功率能够传输到负载上, 因此阻抗匹配设计分为了输入和输出两个部分。射频能源阻抗匹配设计结构框图如图 3.4 所示^[24]。

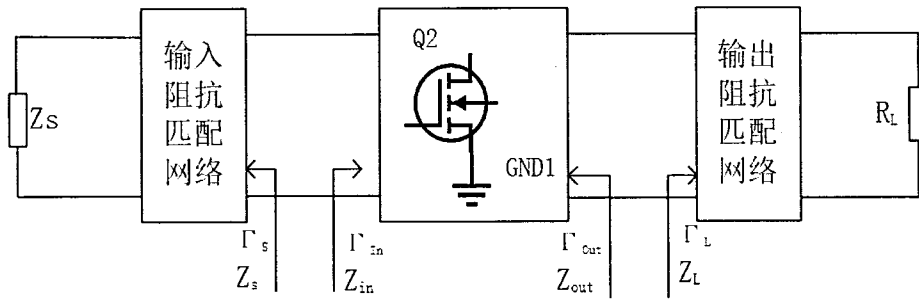


图 3.4 射频能源阻抗匹配设计结构框图

Figure 3.4 RF energy impedance matching design structure block diagram

针对不同设计指标功率放大器设计, 阻抗的匹配的方式也就不同。

对于射频能量功率放大器, 高的输出功率和高的输出效率是设计过程要完成的。在功率放大器输入匹配设计过程中, 为了将信号源功率传递到功率放大器中晶体管输入端, 输入端必须实现共轭匹配, 即是 $Z_s = Z_{in}^*$; 在对输出端进行阻抗匹配设计时, 由于晶体的最大输出功率和最大漏极效率所对应的输出阻抗一般不是不同的, 不能简答的采用最大功率匹配, 二是要在设计过程中, 需要对输出功率和效率进行折中处理, 一般是先进实现最大输出功率, 即是在输出端采用最大输出功率匹配, 在满足输出功率设计指标的情况下, 对输出进行阻抗匹配, 通过压缩输出功率实现输出效率的提高。

对于高增益的功率放大器设计, 增益是其最主要的射频性能指标, 为了实现最大的增益, 设计过程中, 对输入输出都进行共轭阻抗匹配设计实现功率的最大传输, 即是 $Z_s = Z_{in}^*$ 且 $Z_L = Z_{out}^*$;

3.2 微带线理论

3.2.1 微带线^[24]

射频的频率范围是 300MHz~3000GHz，其波长从 1m~0.1mm，由于波长很短。在射频电路设计中，由于分立元件的尺寸已经和波长相差不大，这使得信号在这些元件中传播不再是空间不变量，而是以波的形式传播。因此分立元件必须用分布参数表示，例如电阻 R、电容 C、电感 L 和电导 G。传输线主要有微带传输线、同轴传输线和共面波导传输线三种类型。由于微带线受频率影响小、重量轻、体积小、承受功率高且成本低等特点，使得微带线成为了射频电路设计最佳的传输线。

微带传输线的截面示意图如图 3.5 所示。从图中可以看出，微带传输线由制造在介质材料上的覆铜线、介质材料和介质基板背面的接地金属层组成。

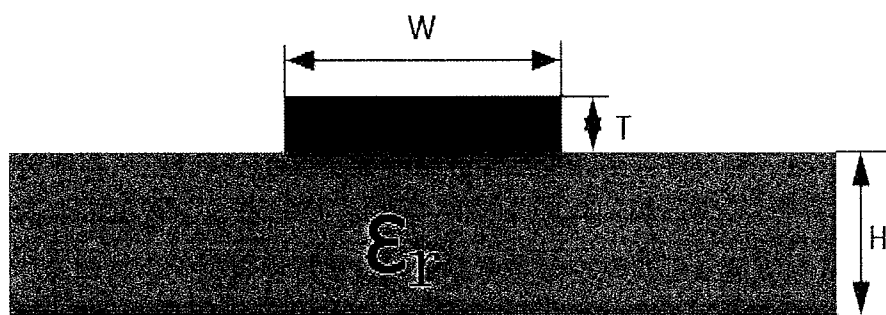


图 3.5 微带线结构图

Figure 3.5 Microstrip line structure diagram

其中，W 和 T 分别是介质基板上传导信号的覆铜线的宽度和厚度，基板厚度用 H 表示，相对介电常数 ϵ_r 。在覆铜线厚度 T 远小于介质基板厚度 H 时，即是 $T/H < 0.005$ ，特性阻抗 Z_0 表示为：

1) 当 $W/H < 1$ 时，

$$Z_0 = \frac{Z_f}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H}\right) \quad (3-13)$$

其中， Z_f 是自由真空中的波阻抗，表达式为：

$$Z_f = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376.8\Omega \quad (3-14)$$

ε_{eff} 是将基板和上方空气等效的有效介电常数，表达式为：

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12H}{W}}} + 0.04 * \left(1 - \frac{W}{H} \right)^2 \right) \quad (3-15)$$

2) 当 $W/H > 1$ 时，

$$Z_0 = \frac{Z_f}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}} \left(1.393 + \frac{W}{H} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{H} + 1.444 \right) \right)}} \quad (3-16)$$

其中，

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3-17)$$

根据横电磁模 (TEM) 在介质中传播的相速度

$$V_p = \frac{C_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (3-18)$$

根据微带线特性阻抗公式可以看出，基板介电常数 ε_r 和厚度 H 、金属覆铜线的厚度 T 和宽度 W 都对特性阻抗有影响，但是特性阻抗大小与频率。根据式 (3-13) 和 (3-16) 分析得出，当 W/H 越小，特性阻抗 Z_0 越大，在其上的热损耗也越大，同时根据 (3-18) 式可知有效介电常数越小，波相速度 V_p 越大。在高频时，需要兼顾微带损耗和波速， W/H 需要取值适中。介质基板材料的相对介电常数 ε_r 越大，由公式 (3-15) 和 (3-17) 可知，有效介电常数 ε_{eff} 也会越大，使得波相速度 V_p 减小，不适用于对传输速度要求高的设计中；介电常数 ε_r 越小，价格越高，兼顾波相速度和成本，需折中选择介质基板材料。

3.2.2 阻抗变换

阻抗匹配过程就是将输入或者输出阻抗变换到端口阻抗（一般为 50Ω ）的过程。阻抗的核心就是阻抗变换，阻抗匹配过程可以看出是一次或多次的阻抗变换级联后的综合效果。图 3.6 所示是利用微带线实现阻抗变换的结构图。

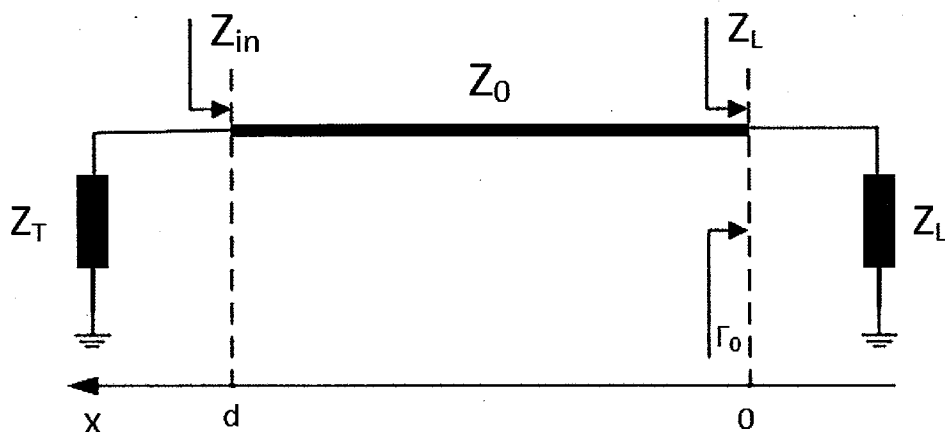


图 3.6 阻抗变换图

Figure 3.6 Impedance transformation diagram

沿着 X 方向，微带线长为 d，的输入阻抗 Z_{in} 为：

$$Z_{in}(d) = \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} Z_0 \quad (3-19)$$

上式中， Z_0 是特性阻抗， β 是波在空间中的传播常数（ $\beta = 2\pi/\lambda$ ），是一个与波长有关的物理量， d 是微带线相对于负载端有效长度。通过微带传输线，可以实现阻抗简单变换。

3.2.3 微带线的电容电感特性

微带线的阻抗不仅和微带线的长度有关还与负载有关，对于负载阻抗为 0 的短路微带传输线，称为短路短截线，其阻抗由式子（3-19）计算得到：

$$Z_{in}(d) = jZ_0 \tan(\beta d) \quad (3-20)$$

有效长度 d 小于 $\lambda/4$ 的短路短截线可等效为电感；有效长度 d 等于 $\lambda/4$ 的短路短截线阻抗为无穷大，可认为是开路，微带线实现了 0 阻抗到无穷大阻抗的匹配转换；有效长度 d 大于 $\lambda/4$ 并小于 $d < \lambda/2$ 的短路短截线可等效为电容。

对于负载阻抗为无穷大的开路微带传输线，也称为开路短截线，其阻抗由式子（3-7）计算得到：

$$Z_{in}(d) = \frac{-jZ_0}{\tan(\beta d)} \quad (3-21)$$

有效长度 d 小于 $\lambda/4$ 的开路短截线可等效为电容；有效长度 d 等于 $\lambda/4$ 的开路短截线阻抗为 0，微带线实现了无穷大阻抗到 0 阻抗的匹配转换，在 F 类功率放大器中有广泛用于二次谐波和三次谐波的控制；有效长度 d 大于 $\lambda/4$ 但 d 小于 $\lambda/2$ 的开路短截线可等效为电感。

随着微带线长度的增加，当 d 大于 $\lambda/2$ 时，微带线的阻抗会出现周期性变化。利用微带线的电容电感特性可以实现射频范围内的阻抗匹配调试设计。

3.3 Smith 圆图^[24]

3.3.1 反射系数

在射频电路中，传输线上的信号是以电压波和电流波的形式向外传播，传输线上没有能量损耗，仅仅作为波传输的载体或媒介。由波的传播特性可知，反射波和入射波在微带线上的任意一点都同时存在。反射系数描述了传输线任意一点存在的入射波和反射波之间的关系，在图 3.2 中的传输线中，沿着 x 方向，在 d 处的反射系数表示为：

$$\Gamma(d) = \frac{Z_L + Z_0}{Z_L - Z_0} e^{-j2\beta d} = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (3-22)$$

在 $d=0$ 时，

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L + Z_0}{Z_L - Z_0} = |\Gamma_0| e^{j\theta_0} \quad (3-23)$$

从上式可以看到反射系数 $|\Gamma| \leq 1$ ，当 $|\Gamma|=1$ ，表示全反射，入射波为 0；当 $|\Gamma|=0$ ，表示无反射，反射波为 0，阻抗共轭匹配。

3.3.2 Smith 圆图

Smith 圆图基于反射系数的极坐标形式画出的圆。在反射圆图中，利用传输线理论中阻抗和导纳与反射系数对应关系，将阻抗和导纳映射到反射系数的极坐标圆中。根据阻抗与反射系数的关系有：

$$Z_m(d) = Z_0 * \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r) - j\Gamma_i} \quad (\Gamma_r \neq 1) \quad (3-24)$$

归一化处理

$$Z_m(d)/Z_0 = r + jx = \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r) - j\Gamma_i} \quad (3-25)$$

化简后得到:

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (3-26)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (3-27)$$

以阻抗的实部和虚部为变量表示反射系数的实部和虚部, 计算得到:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (\Gamma_r \neq 1) \quad (3-28)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (\Gamma_r \neq 1) \quad (3-29)$$

式 (3-28) 是阻抗实部与反射系数的实部之间的映射关系, 而式 (3-29) 是阻抗的虚部与反射系数的虚部之间的映射关系, 通过这两个映射关系, 可以将阻抗映射到反射系数圆中, 形成阻抗图, 包括等电抗弧线和等电阻圆图两个表示阻抗实部和虚部的曲线图, 如图 3.7 示表示了阻抗图的组成结构。

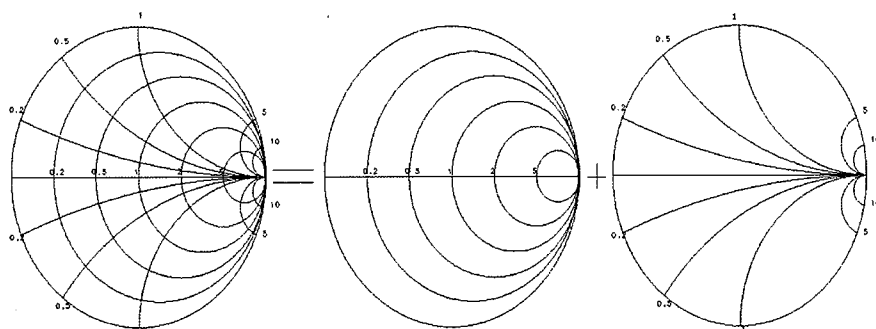


图 3.7 阻抗图的组成结构

Figure 3.7 The structure of the impedance graph

在等电阻圆图中, 任意一个圆上的任意一点的电阻相等, 即是阻抗的实部相等; 在等电抗圆弧上, 任意一条圆弧上的任意一点的电抗相等, 即是阻抗的虚部相等。

导纳是阻抗的倒数, 阻抗与反射系数之间的关系, 导纳也存在这样的关系。Smith 圆图中的导纳图包含等电导圆和等电纳弧线这两个表示导纳实部和虚部

的曲线，如图 3.8 所示导纳图的组成结构。

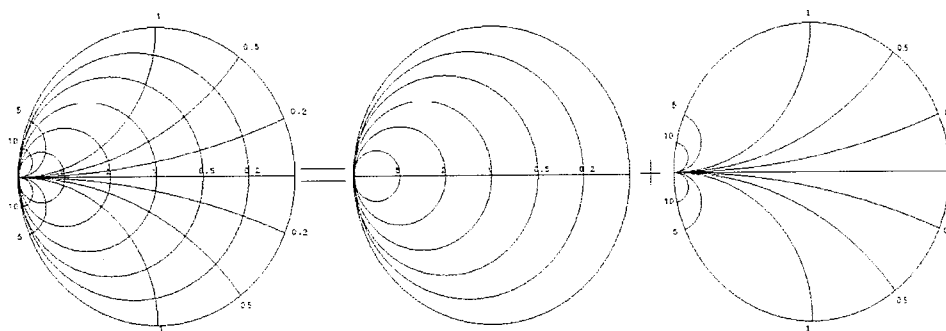


图 3.8 导纳图的组成结构

Figure 3.8 The composition of the admittance chart

在等电导圆图中，任意一个圆上任意一点的电导相等，即是导纳的实部相等；在等电纳圆弧上，任意一条圆弧上任意一点的电纳相等，即是导纳的虚部相等。

图 3.9 所示为 smith 圆图，在图中除开路和短路点外的任意一点都可以用阻抗图和导纳图交点定位，也就是所在任意一点都可以用导纳和阻抗表示，且 Smith 天然的实现了阻抗和导纳的转换。使用 Smith 圆图进行阻抗匹配实现可视化了的阻抗匹配过程。

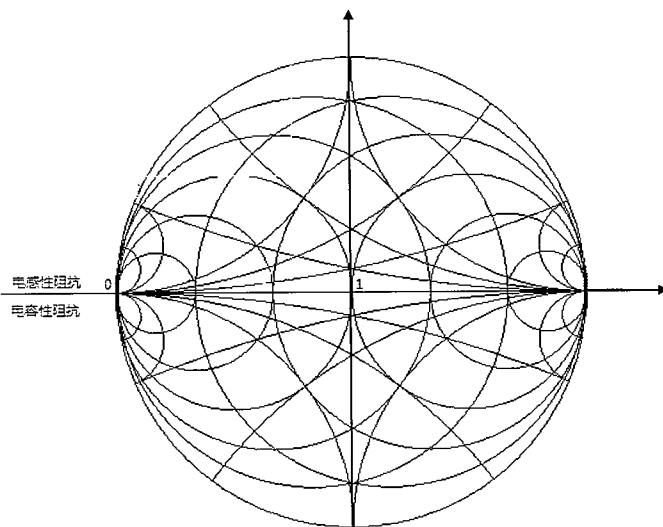


图 3.9 Smith 圆图

Figure 3.9 Smith chart

在 Smith 圆图中，最外圈的圆表示是全反射；反射系数实轴 Γ_r 最左边的点是短路点，阻抗为 0，反射系数为 -1；反射系数实轴 Γ_r 最右边的点是开路点，

阻抗为无穷大，反射系数为 1。

在射频电路设计过程中，为了避免线路损耗，阻抗匹配都采用电感和电容这类有源元件或者是采用微带线。用电感和电容在 Smith 圆中进行阻抗匹配时，在串联电容电感时，阻抗绕等电阻圆移动，在并联电感电容时，阻抗绕等电导圆。电容和电感串并联的 Smith 的移动轨迹如下如图 3.10 所示。

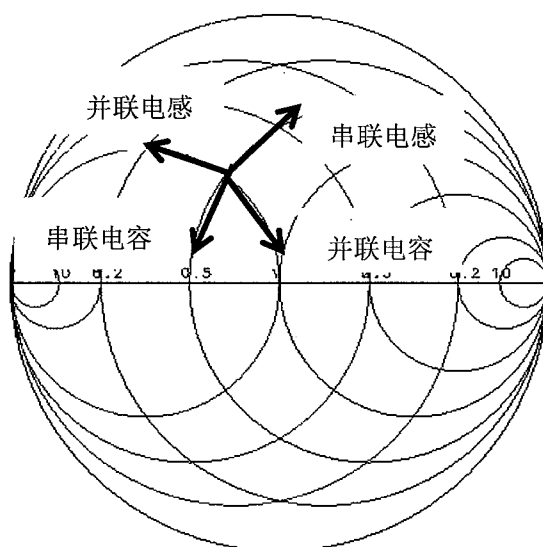


图 3.10 电容和电感匹配的阻抗变换

Figure 3.10 Impedance transformation of matching capacitance and inductance

3.4 通用的阻抗匹配结构

L、T 和 π 型是阻抗匹配设计中最长用的匹配形式。在阻抗匹配设计过程中，需要考虑匹配设计后的带宽、损耗和驻波比，即考虑他们的表征参数如品质因数 Q 、阻抗实部和反射系数，综合考虑设计的指标选择合适的匹配方式。

3.4.1 L 型阻抗匹配

阻抗匹配按照负载阻抗和终端阻抗的大小，可以分为从低阻抗匹配到高阻抗的升阻型和从高阻抗匹配到低阻抗的降阻型。用 L 型结构实现降阻型或者升阻型阻抗匹配的匹配结构图如图 3.11 所示。

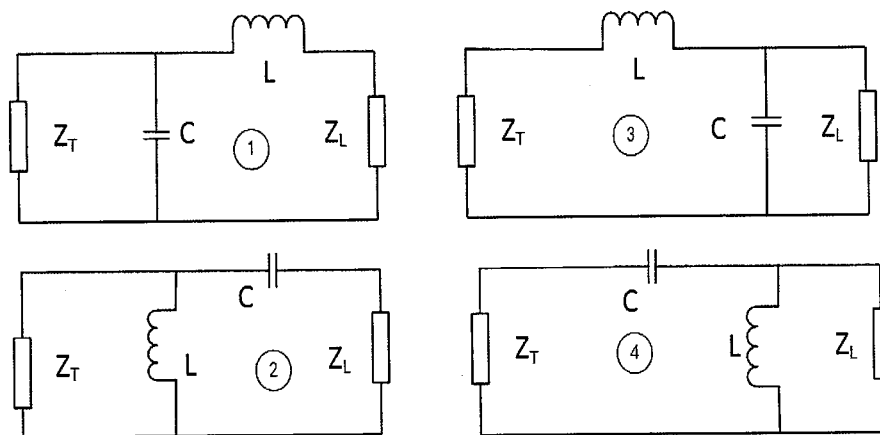


图 3.11 L 型结构的阻抗匹配形式

Figure 3.11 Impedance matching form of L-shaped structure

从低阻抗匹配到高阻抗时有两种匹配方式，第一种是先串联电感然后并联电容，如图 3.11 中的①，在 Smith 中的变换如图 3.12 中的①，第二种是先串联电容然后并联电感，如图 3.11 中的②，在 Smith 中的变换过程如图 3.12 中的②；

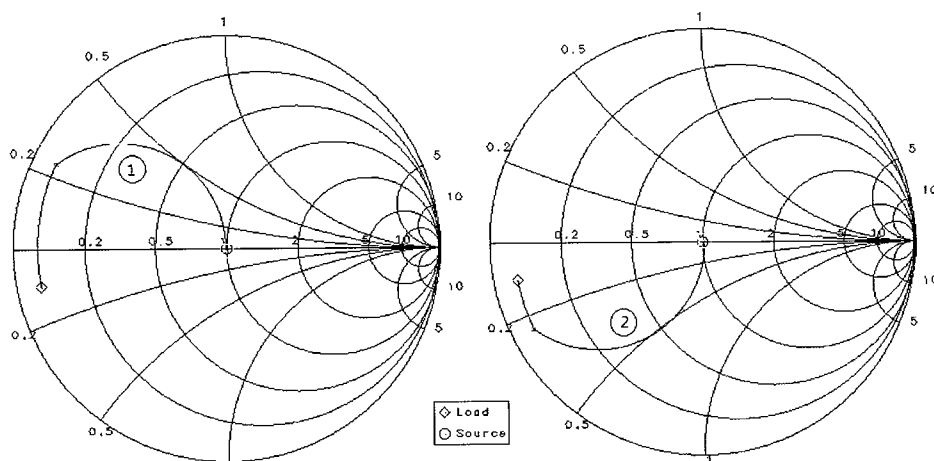


图 3.12 升阻型匹配阻抗变化图

Figure 3.12 Impedance increased matching impedance change diagram

从高阻抗匹配到低阻抗也有两种匹配方式，第一种是先并联电容，然后串联电感，如图 3.11 中的③，在 Smith 中的变换过程如图 3.13 中的③，第二种是先并联电感，然后串联电容，如图 3.11 中的④，在 Smith 中的变换过程如图 3.13 中的④。

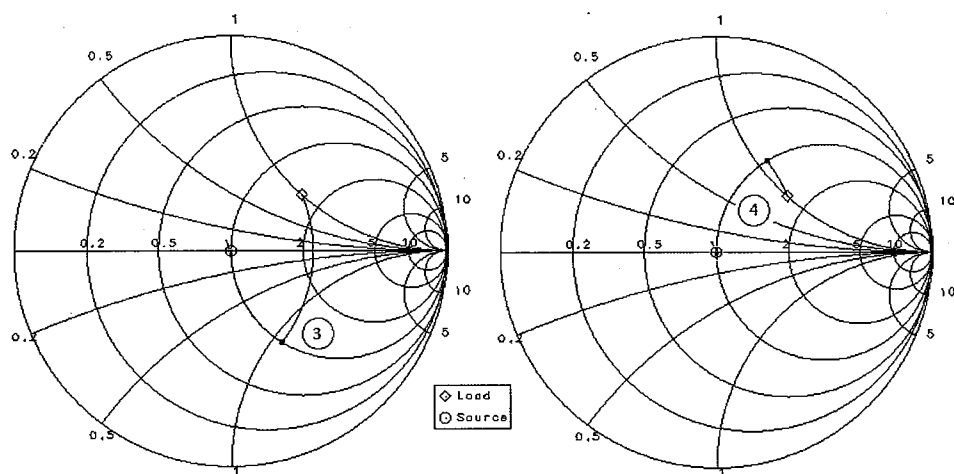
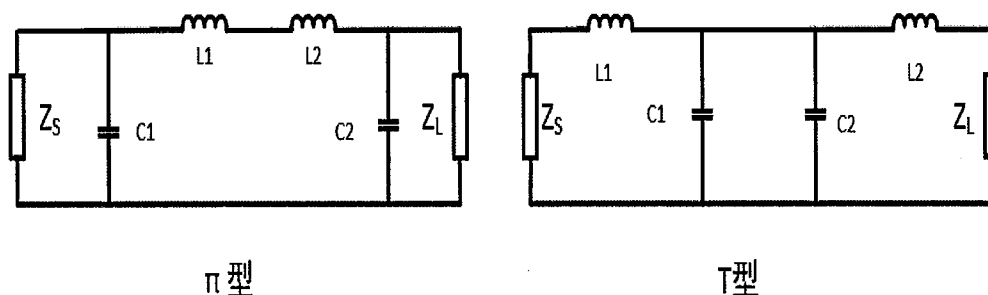


图 3.13 降阻型匹配阻抗变化图

Figure 3.13 Impedance reduced impedance matching diagram

3.4.2 T型和 π 型

L型阻抗匹配虽然具有结构简单、成本低和损耗小等优点，但是由于仅用两个元件进行匹配，品质因数 Q 是定值，不可调，不利于宽带设计。为了实现宽带设计功率放大器设计，采用T型或者 π 型结构，如图3.14所示。T型和 π 型增加了中间的过渡阻抗，提高了匹配的自由度，可以通过调整中间过渡的阻抗，实现品质因数 Q 的调节，增大带宽。

图 3.14 π 型和T型阻抗匹配结构Figure 3.14 π -type and T-type impedance matching structure

3.5 本章小结

本章节通过阻抗匹配的分析，确定了本课题所采用的输入输出阻抗匹配方式，即是输入采用最大功率传输的共轭匹配，为了实现高效率和大功率的输出，

输出阻抗匹配，先采用最佳输出功率匹配，然后在输出功率满足要求的条件下，通过输出功率压缩提高效率的方法，实现高效率输出。通过对微带线、Smith 圆图以及通用的阻抗匹配结构的介绍，为利用微带线实现阻抗匹配提供理论和方法。

第4章 GaN 射频功率放大器设计

功率放大器设计有三种设计模式，第一种是基于器件大信号模型，利用 ADS 进行（负载牵引）loadpull 和（源牵引）Sourcepull 仿真，提取并计算出满足设计指标的管芯尺寸和输入输出阻抗，然后进行阻抗匹配设计、EM 仿真、联合仿真和投板验证等实现功率放大器设计；第二种是基于大信号测试系统，对器件进行源和负载牵引测试，实测器件在最大输出功率或者最大输出效率时所对应的输入输出阻抗，并计算出器件尺寸以及满足设计指标的输入输出阻抗，然后进行阻抗匹配设计、EM 仿真、联合仿真和投板验证等设计步骤实现功率放大器设计；第三种是基于器件的 S 参数和 DC 测试结果，从管芯选择、封装设计和阻抗匹配调试实现功率放大器设计。本论文采用了第三种设计方法，实现射频能量功率放大器设计。

4.1 功率放大器设计流程

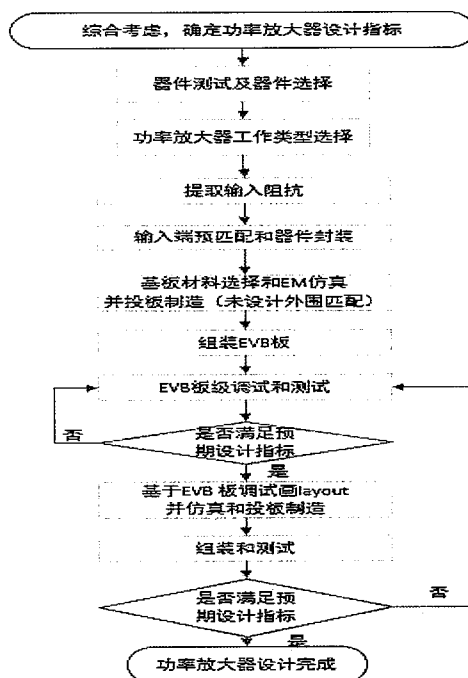


图 4.1 功率放大器设计流程图

Figure 4.1 Power amplifier design flow chart

综合考虑工业界市场产品的 data sheet 和文献中射频能量功率放大器的设计指标，确定了课题设计指标：

工作频率频带：2.4~2.5GHz

饱和输出功率： $P_{out} > 100W$ (50dBm)

输出效率： $\eta > 72\%$

增益： $Gain > 14dB$

输入端电压驻波比： $VSWR < 2$

本论文采用 S 参数和 DC 测试数据实现功率放大器设计，流程如图 4.1 所示。

4.2 器件选择

器件的选择是功率放大器设计的关键之一，决定着设计的成功与否。在选择器件时，需要根据设计的指标参数对器件的频率范围、功率密度、效率、增益、击穿电压和价格等进行综合评估。本设计中，射频能量功率放大器采用 GaN 工艺，通过对 0.45um GaN 工艺器件进行小信号测试分析，其频率特性曲线如图 4.2 所示。从图中可以看出，0.45um GaN 的截止频率 $f_T \approx 9GHz$ 左右，满足 2.4~2.5GHz 功率放大器的频带设计要求。

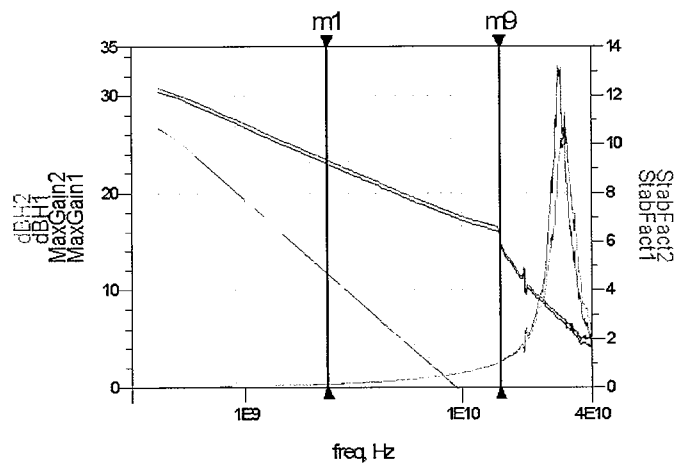


图 4.2 0.45um GaN 的频率特性曲线

Figure 4.2 Frequency characteristic curve of 0.45um GaN

在没有源和负载牵引测试结果的情况下，为了准确的设计出输出功率大于 100W 的功率放大器，可以通过测试器件的输出特性曲线，然后计算出功率放大

$$P_{out} = \frac{(2V_{dd} - V_{knee}) * I_{d\max}}{8} \quad (4-1)$$

器的输出功率密度，根据设计的功率指标，选择合适尺寸的管芯。

通过 PIV 测试系统实测了小器件的 DC 特性，输出特性归一化曲线如图 4.3 所示和转移特性归一化曲线如图 4.4 所示。

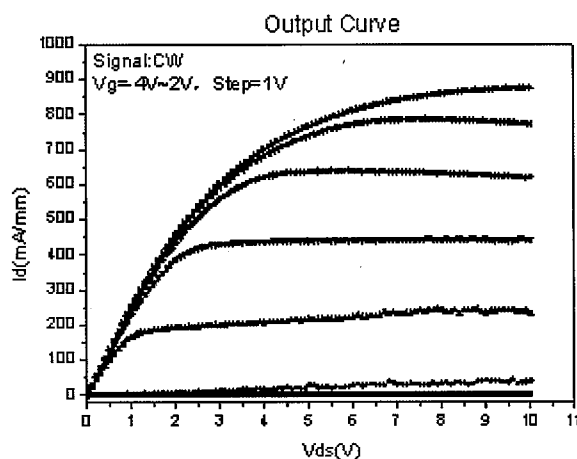


图 4.3 输出特性曲线

Figure 4.3 Output characteristic curve

通过输出功率计算公式（4-1）计算得到该工艺的器件的功率密度为 10.58W/mm，考虑 PCB 上阻抗匹配和微带线上的损耗以及高效率时对功率的压缩，选择了该工艺下 12mm 的管芯器件用于功率放大器设计。

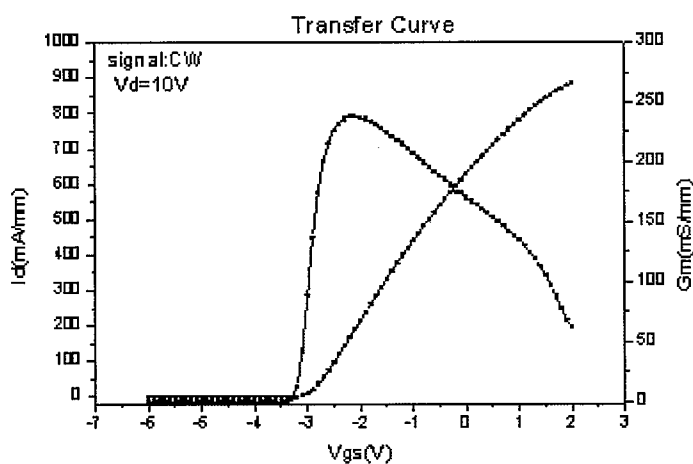


图 4.4 转移特性曲线

Figure 4.4 Transfer characteristic curve

从上图转移特性曲线上，可以得到 $I_d = 1\text{mA/mm}$ 时， $V_p = 3.25\text{V}$ 。

4.3 输入端预匹配设计和封装

4.3.1 GaN HEMT 器件输入阻抗提取

GaN 器件的开态输入端阻抗等效为 R 和 C_{gs} 的串联到地的结构，如图 4.5 所示。

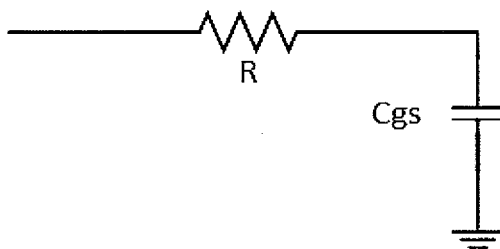


图 4.5 GaN HEMT 输入阻抗等效模型

Figure 4.5 Equivalent model of GaN HEMT input impedance

其中电阻 R 是一个与栅极电阻、沟道电阻和源极欧姆电阻有关的量，电容是器件的栅源电容 C_{gs} 。为了准确测试功率放大器的输入阻抗，在静态工作漏端电流 $I_{ds}=20\text{mA/mm}$ 的条件下，测试 GaN HEMT 的 S 参数来提取输入阻抗。

对于大尺寸器件，直接提取输入阻抗比较困难，通常测试同种工艺且单指栅宽相同的小器件，然后折算出大器件的本征参数。测试小器件在开态下的 S 参数，利用 ADS 中 S 参数与 Z 参数的转换公式，提取得到归一化 C_{gs} 特性曲线和归一化电阻 R 曲线分别如图 4.6 和图 4.7 所示。

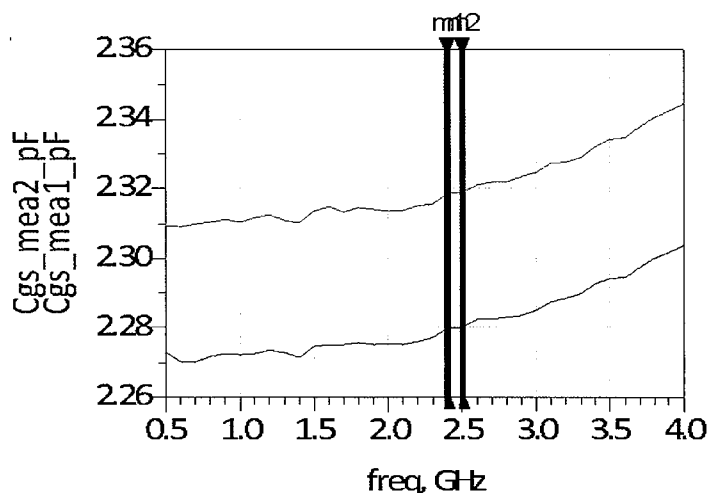


图 4.6 归一化后的 C_{gs} 曲线

Figure 4.6 Normalized C_{gs} curve

从图中可以得到 $C_{gs}=2.3\text{pF}$ ， $R_g=3.9\Omega$ 。对于 12mm 的 GaN HEMT 管芯，

$C_{gs}=27.6\text{pF}$ ，考虑到器件输入电阻不会随着器件管芯栅宽增加无限减小，且输入电阻 R 对输入端二次谐波控制不敏感，设置输入电阻 $R=0.5\ \Omega$ 。

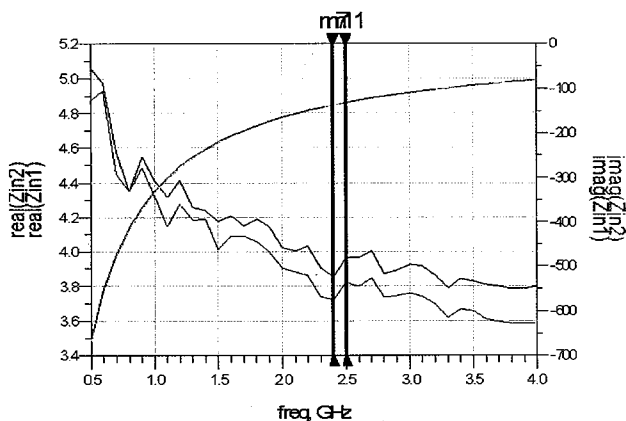


图 4.7 归一化的 R 曲线

Figure 4.7 Normalized R curve

4.3.2 输入端预匹配设计

GaN 器件有着丰富的谐波，为了提高输出效率，采用输入端控二次谐波的方法，短路管芯端面的二次谐波阻抗，使得输入到管芯输入端的信号为纯净的正弦波，以此减小输出电压波和电流波在时域上的交叠区域的面积，提高输出效率[35][36]。输入端预匹配设计由四个部分组成，分别是管芯输入阻抗，输入端二次谐波控制网络、封装管壳寄生参数和终端电阻，如图 4.8 所示[37][38]。

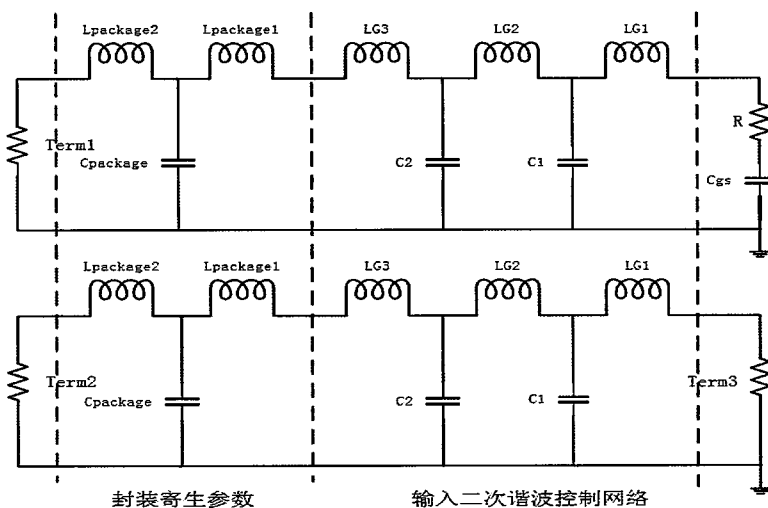


图 4.8 输入预匹配设计原理图

Figure 4.8 Input pre-match design schematic

为了实现输入端二次谐波控制同时保证输入端谐振点在设计频率 $2.4\sim$

2.5GHz 范围内, 输入端谐波控制电路由两级 LC 网络组成, 分别实现对基波和谐波的控制。管壳中内腔和管脚之间有绝缘层, 用 LCL 结构等效封装管壳的寄生参数能够有效模拟管壳的频率特性, 综合考虑封装管壳寄生电容和电感带来的频率特性以及管芯尺寸, 本设计中选择了 400 封装管壳。

在预匹配设计中, 输入端二次谐波控制仿真, 为了避免封装过程中由于加工误差使得谐振频率低于设计频率不利于外围电路匹配, 要求 Term1 的基波谐振点比在设计频带大 100MHz~200MHz。同时, 设计 Term3 的二次谐波阻抗为 0, 以此实现波形整形, 将输入端的波形变成纯净的正弦波; 在设计的过程中, 要求基波谐振点比设计频带大 100MHz~200MHz 的目的是。仿真后的结果如图 4.9 和图 4.10 所示。此时的元件参数是 $LG1=80\text{pH}$, $LG2=130\text{pH}$, $LG3=700\text{pH}$, $L_{\text{package}1}=40\text{pH}$, $L_{\text{package}2}=40\text{pH}$, $C1=25\text{pF}$, $C2=35\text{pF}$, $C_{\text{package}}=4.1\text{pF}$ 。

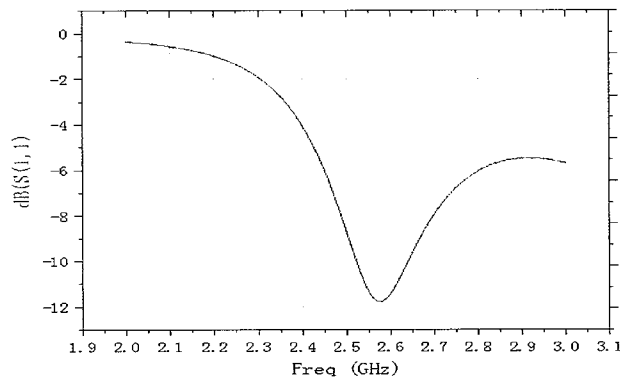


图 4.9 Term1 反射下的反射系数

Figure 4.9 Reflection coefficient under Term1 reflection

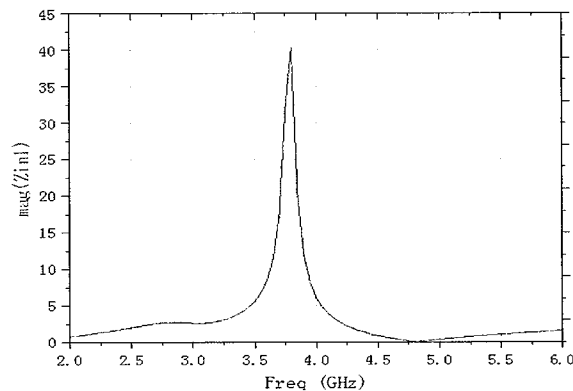


图 4.10 Term3 端二次谐波阻抗

Figure 4.10 Term3 second harmonic impedance

4.3.3 封装设计

输入端预匹配设计仿真完成后, 为了将预匹配电路封装在管壳内, 综合考虑管芯输入端 pad 的大小和数目、陶瓷芯片电容尺寸以及封装管壳管内部尺寸, 对金线进行 Wire Bond 仿真优化, 得到合适的键合金线尺寸、各个器件间金线的数目。通过 CAD 画出封装图纸, 如图 4.11 所示。封装完成后的实物图如图 4.12 所示。

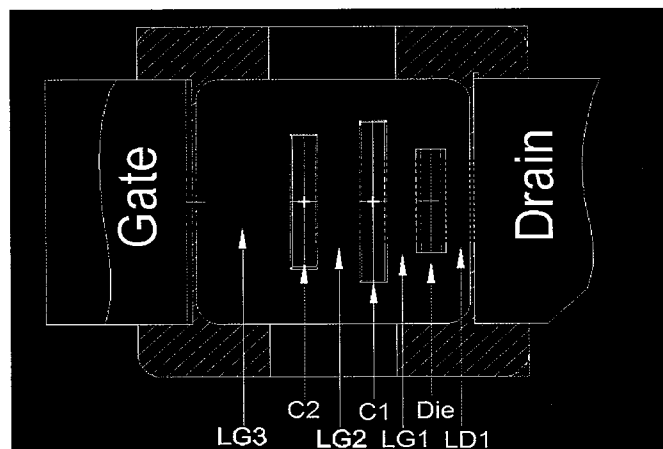


图 4.11 封装布局

Figure 4.11 Package layout

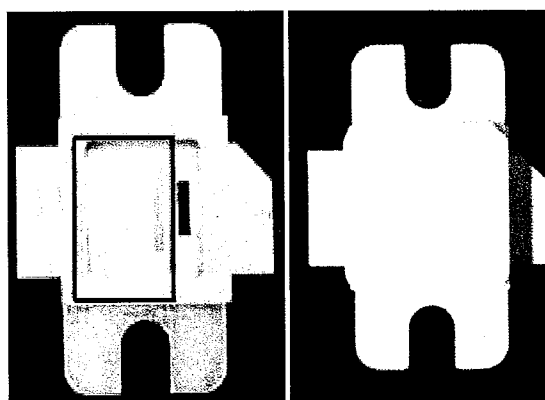


图 4.12 封装实物图

Figure 4.12 Package physical picture

4.4 PCB 板设计

4.4.1 基板材料的选择

通过上一章中微带线的介绍可知, 介电常数与特性阻抗和相速度成反比,

与微带线上覆铜线的宽度成正比。在相同的特性阻抗下，介电常数越大，微带宽度越宽，可以实现更高的功率传输和承受更大的电流，但是相速度变小，影响信号的传播速度。在选择介质基板材料的时候，需要综合考虑输出功率、损耗、传播速度和成本。在本设计中选择了介电常数 $\epsilon_r=3.66$ 的 rogers4350B 作为 PCB 基板材料，其正切损耗角 $\tan \Delta s=0.0031$ 。覆金线的厚度设置为 $T=35\mu\text{m}$ ，基板介质厚度设置为 $H=20\text{mil}$ ，基板结构图如图 4.13 所示。

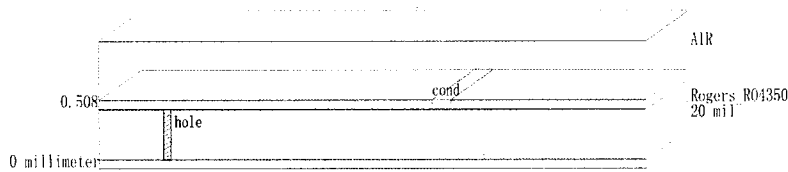


图 4.13 基板结构

Figure 4.13 Substrate structure

在大功率器件工作时，微带线会产生热量，会影响到微带线的阻抗和阻抗匹配，使得器件的性能下降。为了避免大功率输出对阻抗匹配的影响，设计了一个散热热沉，为了实现良好的散热，采用了镀银的紫铜作为热沉材料。

4.4.2 偏置电路设计

偏置电路主要功能就是给功率放大器中晶体管提供合适的偏置电压，由射频线圈和偏离电容组成一个射频阻塞网络，实现通直流阻射频。在设计输入输出偏置电路的时候，利用微带线的短路短截线效应，即是采用了长度为 $\lambda/4$ 的微带线和电容串联到地实现对射频的隔离，避免射频信号流入偏置电路。同时直流源提供的信号是调制信号，不可避免的存在一些低频干扰信号，通过并联一些电容实现低频滤波，保证偏置电路为功率放大器提供的是 DC 信号。偏置电路结构如图 4.14 所示。

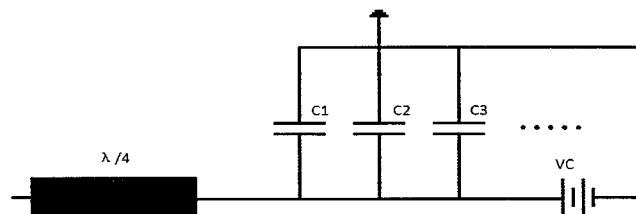


图 4.14 偏置电路结构

Figure 4.14 Bias circuit structure

在选择射频旁路电容时, 需要考虑电容的损耗和频率特性。电容的损耗用品质因数 Q 表征。

$$Q = \frac{WL}{R} = \frac{1}{WRC} \quad (4-2)$$

为了降低电容的损耗选择品质因数 Q 高的电容, 同时为了保证电容在 2.4GHz~2.5GHz 频率范围是容性的, 需要选择谐振频率略大于设计频率上限 2.5GHz 的电容。根据厂商给出的各种大小电容的频率特性, 对于 0805 的电容, 谐振点略大于 2.5GHz 时的电容值为 24pF; 在选择滤波电容时, 为了达到滤波效果, 采用梯度一定梯度的多个电容对低频进行滤波。

输入偏置电路仿真仿真时, 由于 GaN HEMT 器件栅极电流是微安量级且为了更好的隔离射频效果, 采用了 0.5mm 宽度的微带线。在输入偏置电路中串联了一个 10Ω 的电阻稳定功率放大器, 抑制振荡, 输入偏置电路 layout 和 EM 仿真优化结果如图 4.15 所示。

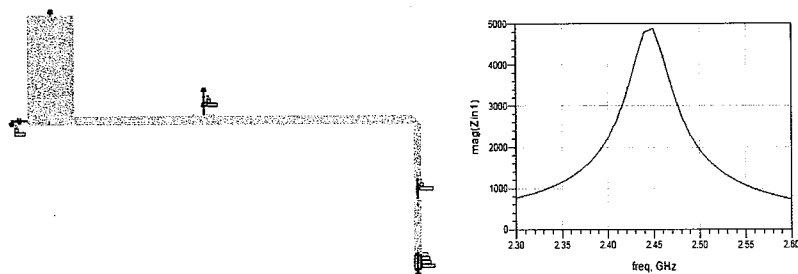


图 4.15 输入偏置电路 layout 和 EM 仿真曲线

Figure 4.15 Input bias circuit layout and EM simulation curve

输出偏置电路设计时, 由于输出偏置电路有大电流流过, 采用了 1.07mm 宽度的微带线, 输出偏置电路 layout 和 EM 仿真曲线如图 4.16 所示。

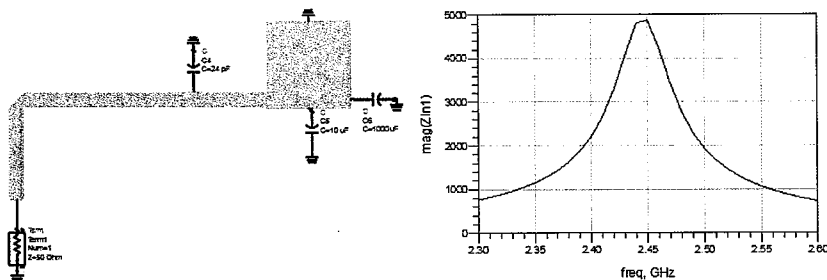


图 4.16 输出偏置电路 layout 和 EM 仿真曲线

Figure 4.16 Output bias circuit layout and EM simulation curve

4.4.3 输入输出 PCB 图设计

由于没有条件对封装器件进行负载牵引和源牵引测试，无法直接得到器件在最大效率点的阻抗，因此就没办法直接进行阻抗匹配。为了实现阻抗匹配，就设计一个输入输出阻抗匹配调试的 demo 板，输入输出连接的微带线的宽度为 1mil 的 $50\ \Omega$ 阻抗线，便于阻抗匹配调试，以及匹配末端的阻抗转换。

400 封装管壳 lead 的宽度是 7.1mm，在画 PCB 中 shape 宽度应大于 7.1mm。阻抗匹配的终端阻抗一般为 $50\ \Omega$ ，采用 $50\ \Omega$ 微带线作为 PCB 末端与 BNC 或者 SMA 连接，输入输出 PCB 如图 4.17 所示。

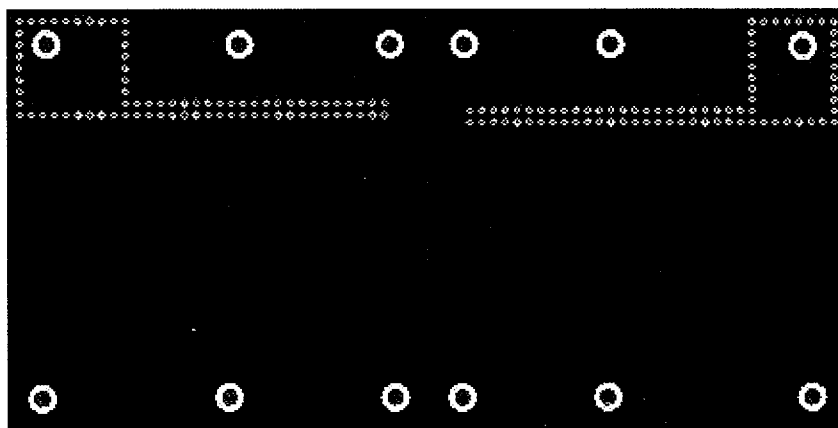


图 4.17 功率放大器阻抗匹配 PCB 板

Figure 4.17 Power amplifier impedance matching PCB board

4.5 功率放大器设计测试结果

4.5.1 射频阻抗匹配评估板组装

将热沉、封装好的管子、评估板的 PCB 组装成射频阻抗匹配调试的评估板，如图 4.18 所示。其中 PCB 板和封装器件采用焊接的方式装在热沉上，形成良好接触，便于散热。同时将分立电容焊接在 PCB 上形成滤波和隔离电路。用 SMA 和 BNC 转接头将功率放大器输入输出引出，便于通过同轴线与外部设备连接，同时将偏置电路用导线引出。

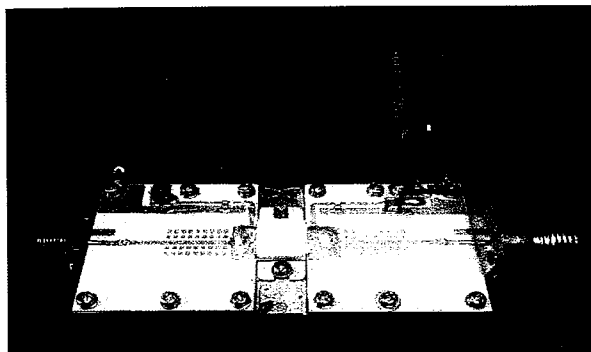


图 4.18 功率放大器阻抗匹配调试 demo

Figure 4.18 Power amplifier impedance matching debugging demo

4.5.2 输入阻端阻抗匹配

功率放大器输入端阻抗匹配调试分为三个步骤：

1) 矢量网络分析仪校准：使用网络分析仪测试器件的 S 参数之前，必须使用 open、short 和 thru 三种校准件对矢量网络分析仪进行校准。在采用 open 和 short 校准件校准时，输入端全反射，可以观察到反射系数为 S_{11} 为 -40dB 。在采用直通 (thru) 校准件时，可以观察到 S_{21} 接近 0dB 。

2) 搭建输入端阻抗匹配调试系统并检查器件的稳定性：将功率放大器评估板、矢量网络分析仪、衰减器、隔离器和直流源连接起来组成如图 4.19 所示测试系统。通过直流源给功率放大器加偏置电压，观察一定范围栅极偏置电压下输出电流的变化情况，检查功率放大器的稳定性。如果观察到输出电流发生了跳变，说明功率放大器不稳定，需要检查功率放大器组装是否有漏焊或虚焊，甚至给评估板加上稳定电路的 RC 串联到地的结构。如果输出电流是连续变化的，说明电路稳定。

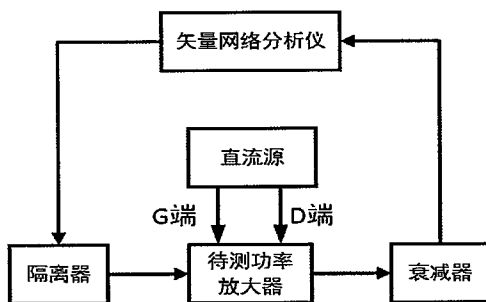


图 4.19 输入端阻抗匹配系统

Figure 4.19 Input impedance matching system

3) S 参数调试: 将网络分析仪的射频信号打开, 测试器件的 S 参数, 并通过调试铜皮进行阻抗匹配, 具体的调试流程图如图 4.20 所示。

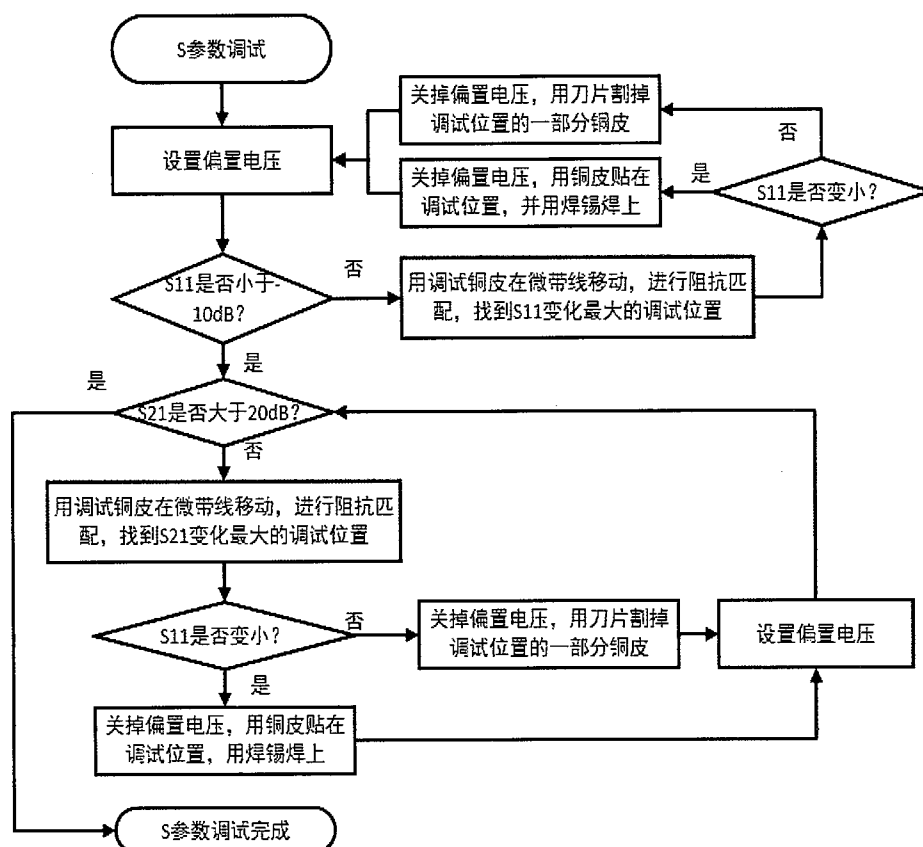


图 4.20 输入端阻抗匹配流程图

Figure 4.20 Input terminal impedance matching flowchart

在 S 参数调试流程图中, 有两点需要注意:

1、设置偏置电路时, 先加栅极偏置电压使得器件关断, 然后加漏极电压, 最后通过调栅极偏置电压使得 GaN 开启。S 参数调试时的状态是 $V_d=50V$, $I_d=240mA$ 。

2、关断偏置电压的顺序是要先关断漏极电压 V_d , 然后才能关断栅极偏置电压 V_g , 避免因先关掉栅极电压使得输出电流瞬时增大引起的过冲, 使得器件烧毁。

S 参数调试测量结果如图 4.21 所示。从图中可知, 在 $2.4\sim 2.5GHz$, $S_{11}<-10dB$, 达到输入电压驻波比 $(VSWR)<2:1$ 的设计要求, S_{21} 在 $2.4\sim 2.5GHz$ 都是在 $20dB$ 左右。

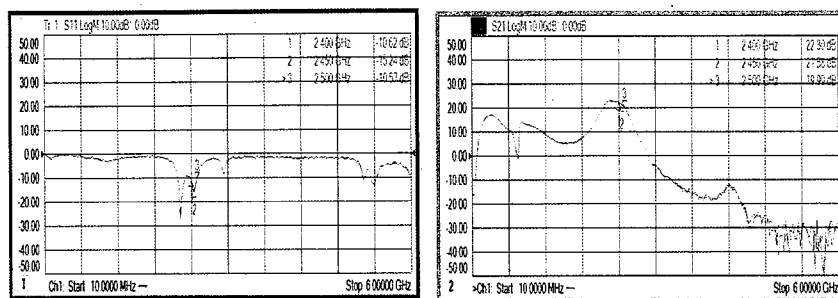


图 4.21 S 参数曲线图

Figure 4.21 S-parameter curve

4.5.3 射频性能调试与测试

射频性能调试也分为三个部分：

1) 搭建射频测试系统：功率放大器射频性能测试系统有两种方法，一是自动化设备对器件进行源牵引和负载牵引测试射频性能，另一个是大信号射频测试系统，通过人调试的方式进行阻抗匹配，测试功率放大器的射频性能。源牵引和负载牵引射频性能测试系统框图如图 4.22 所示。从图中可以看出，负载牵引系统由网络分析仪、驱动放大器、隔离器、输入输出 tuner、输入输出耦合器、衰减器和直流信号源组成。其中网络分析仪的作用就为系统提供射频信号并且通过耦合器测试待测器件的 S 参数等；调谐器 Tuner 是源牵引和负载牵引系统的核心，计算机利用 tuner 调谐器可以自动的调整自身的阻抗的特点，通过 tuner 遍历一定范围的阻抗点，进行输入输出阻抗匹配，测试器件的输出功率、漏极效率和 PAE、增益；

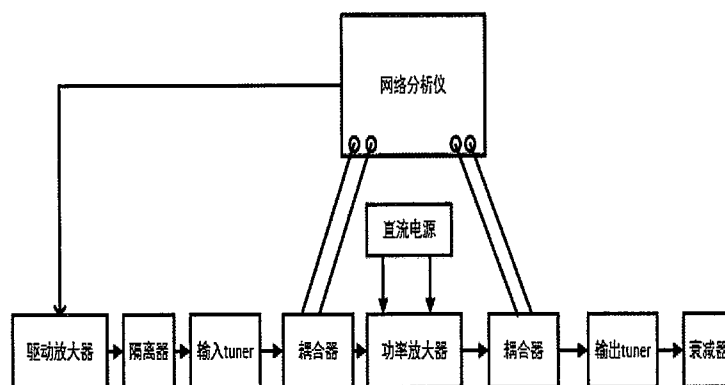


图 4.22 源牵引和负载牵引射频性能测试系统

Figure 4.22 Source-pull and load-pull RF performance test system

负载牵引系统最大缺点就是设备太贵，不利于大规模使用。射频测试系统是常用的测试功率放大器射频性能的系统，如图 4.23 所示。

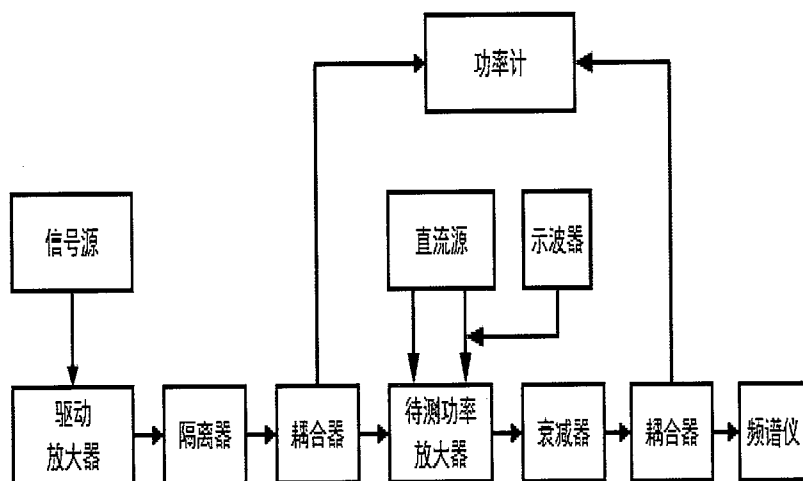


图 4.23 射频测试系统框图

Figure 4.23 RF test system block diagram

其中各个部分的作用如下，信号源为系统提供 RF 信号；驱动放大器将信号源提供的 RF 信号线性放大，并输出到隔离器的输入端；隔离器有单向传输的特点，可以吸收掉功率放大器反射波，避免反射信号流入到驱动放大器和信号源中，保护了驱动放大器和信号源；功率计的作用就测量功率放大器的输入输出功率；示波器被用于测试功率放大器中封装管子的输出端的电流波形，便于读取输出端的电流，用于计算功率放大器的输出效率；衰减器可以将功率放大器输出功率衰减到功率计探头可以承受的量程范围，避免输出功率超过量程使功率计烧毁；频谱仪显示输出功率的频谱特性，可以直观看出基波和谐波的输出功率，以便于进行谐波抑制，提高输出功率；耦合器的作用是便于功率计的探头测试。

2) 系统校准：为了能够准确测出功率放大器真实的输入输出功率，需要对射频测试系统进行校准。通过功率计自身校准和通过网络分析仪测试衰减器和耦合器的功率衰减量，用功率补偿的方式校准到功率计中，实现功率计探头的测试端面延伸到功率放大器的输入输出端。

3) 最大功率阻抗匹配调试：通过输出端阻抗匹配调试将输出的阻抗 R_{opt} ，由 (3-12) 计算得到输出阻抗 $R_{opt}=12.5\ \Omega$ 。

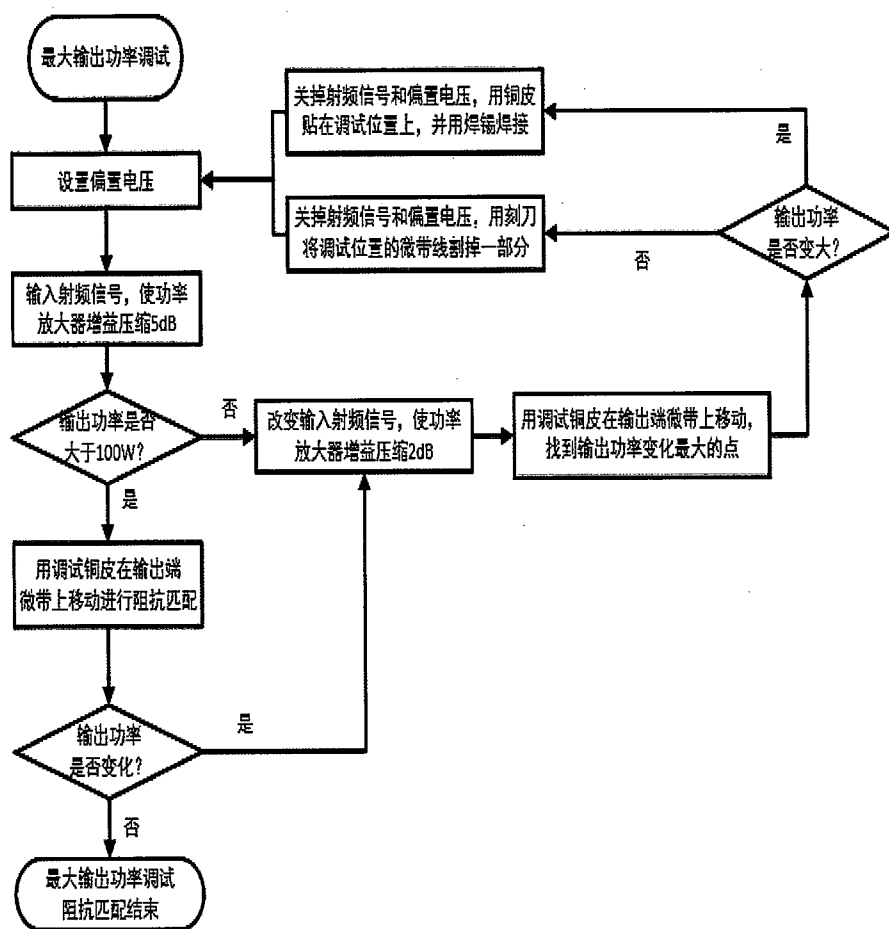


图 4.24 最佳输出功率阻抗匹配调试流程图

Figure 4.24 Optimal output power impedance matching debugging flowchart

具体的输出阻抗匹配调试流程图如图 4.24 所示。在输出阻抗匹配调试过程中, 需要注意调试过程中的开关电顺序。调试前后的上电顺序是先加栅极偏置电压至关态, 然后加漏极电压再对输入偏置进行调制, 使得器件的静态工作在 20mA/mm, 最后加入射频信号。在找到阻抗匹配的调试点后, 关电顺序是先关掉射频信号, 然后关掉漏极电压, 最后关掉栅极电压。

4) 输出效率阻抗匹配调试: 为了实现带内输出效率大于 72%, 在保证输出功率满足预期设计指标的情况下, 有两种方式可以提高输出效率, 第一种就是以牺牲一定程度的输出功率来提高效率, 第二种就是适当降低偏置条件下漏极电流, 减小导通角来提高漏极效率。最佳效率调试流程图如图 4.25 所示。

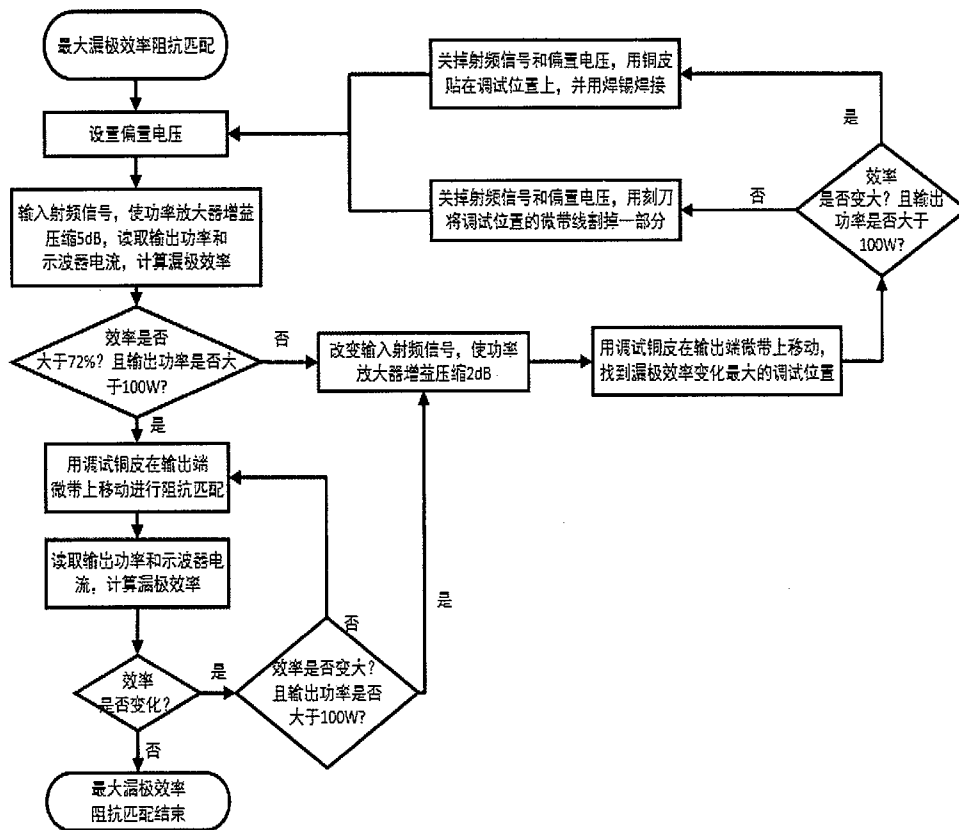


图 4.25 最佳效率阻抗匹配流程图

Figure 4.25 Optimal efficiency impedance matching flowchart

在最大输出功率阻抗匹配和最大漏极效率阻抗匹配调试过程中, 调试时, 要尽量从封装管脚往外进行阻抗匹配调试, 且调试的铜皮不易过大, 避免阻抗失配较大使得器件损坏。

功率放大器阻抗匹配调试设计的实物图如图 4.26 所示, 在静态工作电流 $I_{ds}=24\text{mA}$ 的深 AB 类偏置下, 在占空比为 10%、脉冲为 50us 的脉冲测试下, 射频测试结果如图 4.27 所示。

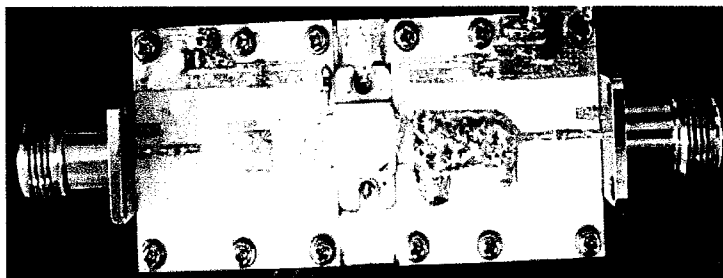


图 4.26 功率放大器实物图

Figure 4.26 Physical picture of power amplifier

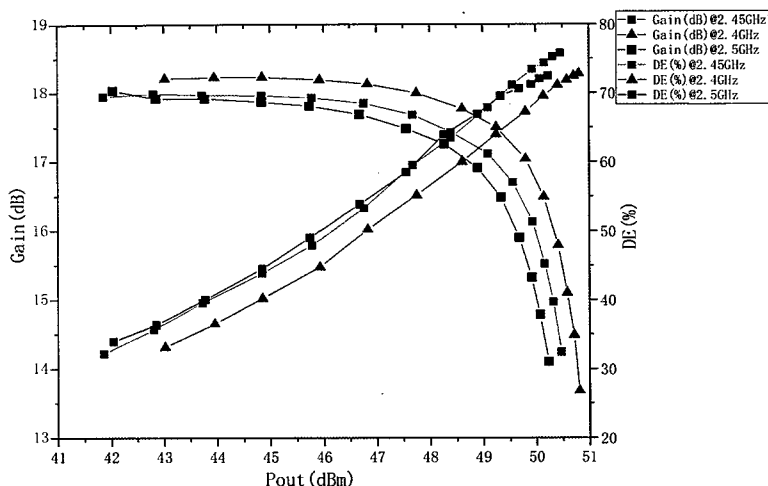


图 4.27 功率放大器大信号测试结果

Figure 4.27 Power amplifier large signal test results

从实测结果图中，通过对器件输入输出端进行阻抗匹配调试，最终达到了预期设计指标，在 2.4~2.5GHz，漏极效率大于 72%，饱和输出功率大于 50dBm（100W），带内饱和增益大于 14dB，带内输入端电压驻波比小于 2。

4.6 layout 提取与 EM 仿真验证

由于阻抗匹配调试的功率放大器没有通用性和大规模生产的能力。为了实现阻抗匹配调试的结果向 PCB 过渡，在调试达到设计预期指标后，通过测量实物图上匹配微带的尺寸，在 ADS 中画出对应的 layout。输入端阻抗匹配 layout 结构图如图 4.28 所示，输出端阻抗匹配 layout 结构图如图 4.29 所示。

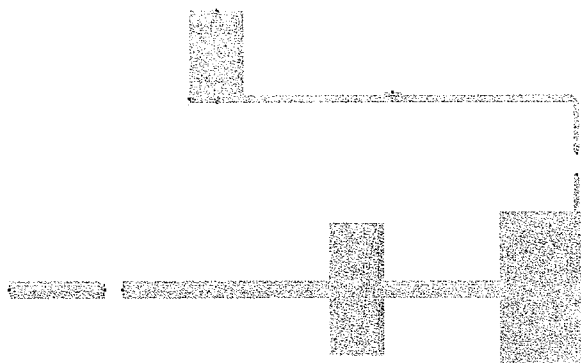


图 4.28 输入阻抗匹配 layout

Figure 4.28 Input impedance matching layout

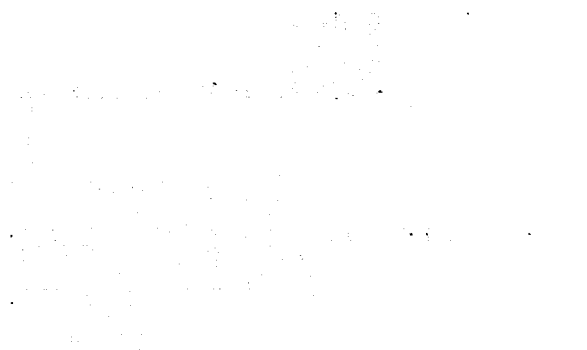


图 4.29 输出阻抗匹配 layout

Figure 4.29 Output impedance matching layout

通过输入输出 layout 的 S 参数对阻抗匹配调试结果进行验证。在对输入阻抗匹配 layout 进行验证时,采用与输入预匹配电路联合仿真,通过测试输入端 S 的反射系数表征。输入端 layout 和预匹配联合测试电路如图 4.30 所示,输入端 layout 和预匹配联合测试的 S11 曲线如图 4.31 所示。

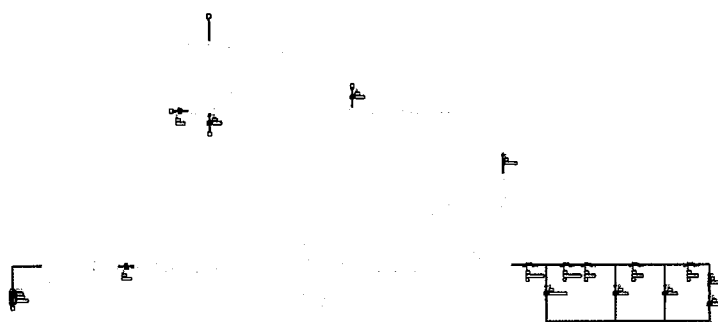


图 4.30 输入端 layout 和预匹配联合测试电路图

Figure 4.30 Input terminal layout and pre-matching test circuit diagram

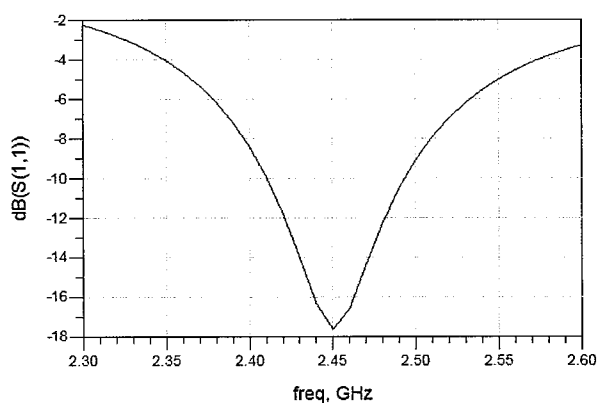


图 4.31 输入端 layout 和预匹配联合测试的 S11 曲线

Figure 4.31 S11 curve of the joint test of input layout and prematch

从仿真结果可以看出, 输入端的阻抗匹配调试和预匹配仿真的比较准确, 和实测图 4.21 中的有一定的误差, 这个误差的来源可能是封装过程中的偏差造成的。由于误差比较小, 是可以接受的。

输出阻抗匹配 layout 验证, 主要通过测试输出阻抗来表征, 根据 (3-12) 计算输出最大功率时的最佳阻抗 $R_{opt}=12.5\Omega$ 。最佳阻抗 R_{opt} 是管芯输出最大功率时的输出电阻, 考虑到 C_{ds} 和封装寄生参数的影响, 结合 EM 仿真的 layout, 通过 S 参数测试管芯的输出阻抗。 C_{ds} 测试归一化曲线图图 4.32 所示。对于 12mm 器件, $C_{ds}=4.68\text{pF}$, 键合金线电感为 140.1pH , 封装管壳的寄生电感和电容分别是 $L=40\text{pH}$ 和 $C=4.2\text{pF}$, 测试原理图如图 4.33 所示, 将测量的 S 参数转换成 Z 参数, 得到 PCB 的输入阻抗如图 4.34 所示。

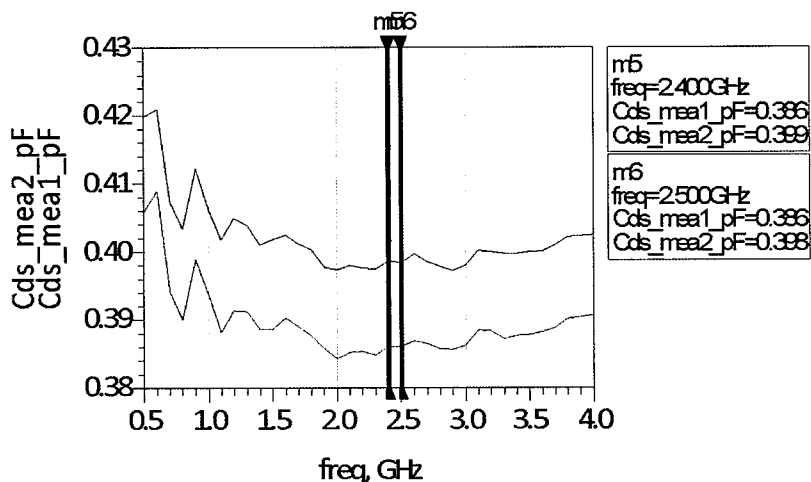


图 4.32 归一化漏源电容 C_{ds}

Figure 4.32 Normalized drain-source capacitance C_{ds}

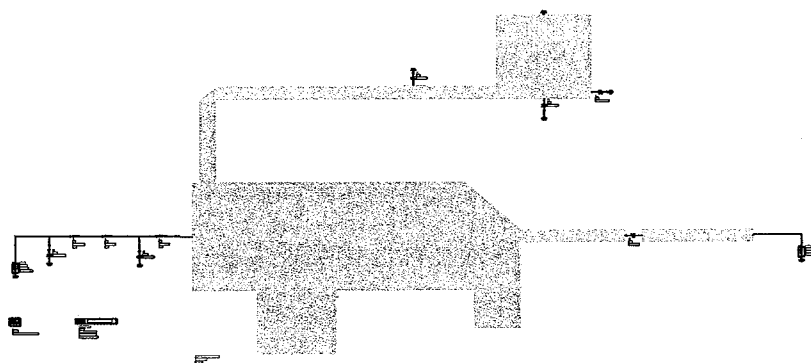


图 4.33 输出端 PCB S 参数测试电路图

Figure 4.33 PCB S-parameter test circuit diagram of output terminal

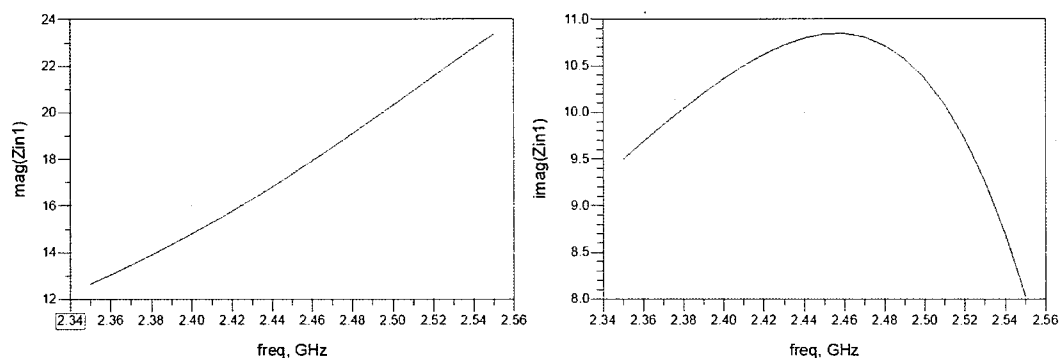


图 4.34 输出端 PCB 阻抗测试结果

Figure 4.34 Output impedance test result of PCB

由于在输出阻抗匹配过程中, 为了实现高效率输出, 采用了压缩输出功率提高效率的方法, 最终输出匹配阻抗大于 R_{opt} 是合理的。从射频测试结果图 4.27 中可以看出输出功率与频率成负相关, 根据式 (3-12) 计算可知输出阻抗与频率成正相关, 阻抗实部的变化和曲线也有较好的匹配度。从阻抗匹配的实物图验证也论证了匹配的合理性和准确性。但是本论文还有一些不足之处需要后期的完善, 一个就是仿真验证中输出阻抗的虚部不为 0, 这个可能是由于阻抗匹配调试的实物图的图形不是很规则而画的 layout 是规则的图形, 造成的输出端阻抗的变化, 这个需要对输出阻抗匹配调试进行优化; 另一个就是该设计的功率放大器是实际手动调试的结果, 不具有批量化和重复性, 需要后期将上文中从实物图中复刻下来的 layout 投板进行验证。

4.7 本章小结

本章节采用 12mm 的 0.45um GaN 工艺管芯器件, 在预匹配设计过程中利用封装管壳寄生参数、芯片电容和键合金线实现输入端二次谐波短路, 以此提高输出效率。然后设计板级调试的 PCB 并组装成评估板, 运用第三章中的阻抗匹配理论知识, 分别实现输入端共轭阻抗匹配调试和输出端最佳功率的阻抗匹配调试, 然后对输出阻抗匹配网络进行优化实现了在 2.4~2.5GHz 频率范围内输入端电压驻波比 VSWR 小于 2, 带内输出功率大于 100W, 漏极效率大于 72%, 饱和增益大于 14dB。最后, 用 ADS 仿真软件将输入输出阻抗匹配实物图画成 layout, 并且运用 EM 仿真验证 layout 的准确性, 验证表明该匹配是准确的, 设

计是准确、可信的。由于时间的原因，课题研究过程中的一些设计问题和市场化的问题还有待解决。

第 5 章 结论与后续工作

至 1945 年发现射频的能量效应以来, 射频能量功率放大器历经 70 多年的发展, 现在在工业、科学、医疗和白色家电领域方面得到广泛应用, 例如微波加热、射频消融、射频识别上和射频照明等。现有的射频能量器件主要是磁控管, 磁控管的体积较大且比较重, 设备不利于小型化和集成化。随着半导体器件的输出功率可以比拟磁控管, 未来的磁控管的地位将逐渐被半导体器件所替代。相比于 LDMOS, GaN HEMT 高的功率密度和高的效率以及良好的可靠性使得 GaN 成为未来在工业、科学和医疗 (ISM) 领域最具前景的器件。

本论文从功率放大器设计的基础出发, 在第二章中介绍了功率放大器射频性能评估的基本参数指标和提取手段-S 参数, 还通过对功率放大器的各种设计类型了解, 确定了 AB 类作为本课题设计的工作类型。在第三章中通过对阻抗匹配理论的分析, 确定了本课题所采用的输入输出阻抗匹配方式, 即是输入采用最大功率传输的共轭匹配, 为了实现高效率和大功率的输出, 输出阻抗匹配, 先采用最佳输出功率匹配, 然后在输出功率满足要求的条件下, 通过输出功率压缩提高效率的方法, 实现高效率输出。通过对微带线、Smith 圆图以及通用的阻抗匹配结构的介绍, 为利用微带线实现阻抗匹配提供理论和方法。在第四章中运用前几章节的理论, 采用国内 GaN 0.45um 工艺的 12mm 器件, 设计了一个工作在深 AB 类的功率放大器。为了提高效率, 采用输入端二次谐波控制的预匹配设计, 合理的利用键合金线、芯片电容和封装寄生参数实现输入端二次谐波短路, 使得管芯处的二次谐波反射系数为-1 且有反射波和入射波叠加后为 0, 避免了二次谐波与基波在管芯端面处发生波形整形, 纯净了基波。在纯净的基波作用下, 输出电压波形和电流波形在时域上的交叉区域面积变小, 即是减小了导通损耗, 提高输出效率。由于条件的限制, 无法测得器件的输入输出阻抗, 只能采用板级调试的方式进行阻抗匹配实现满足设计指标的功率放大器。实现了在偏置电压 $V_g = -3.226V$, $V_d = 50V$ 的脉冲下, 在 2.4~2.5GHz 的频率范围内, 饱和输出功率大于 100W, 饱和增益大于 14dB, 漏极效率大于 72%, 输入端电压驻波比小于 2 的射频能量功率放大器设计。

本设计从课题研究开始，经过市场研究确定课题和课题设计指标。从功率放大器管芯选择出发，通过 S 参数测试提取输入阻抗，在考虑封装管壳寄生参数的情况下，进行输入端二次谐波短路设计，提高漏极效率。在没有封装管子负载牵引测试的输入输出阻抗的条件下，通过阻抗匹配调试，实现满足预期指标的功率放大器的设计。本课题呈现了一种不同于标准功率放大器设计流程的功率放大器设计方案，对功率放大器设计有建设性的指导意义。

由于时间的问题，本课题还有些设计内容有待完成，后续的工作如下：

1) 按照在功率放大器流程图所示，由于 layout 验证过程中遇到的困难，需要对阻抗匹配图形进行调整，使得阻抗匹配的图形比较规整，易于通过 ADS 画出和阻抗匹配一致的 layout，便于并进行 EM 仿真验证。

2) 将 layout 转换成 PCB 并投板，再次组装测试，进行阻抗匹配优化，得到更准确的 Layout 和 PCB。

3) 重复 2) 中的操作，将 PCB 和封装管子组装起来，在不进行阻抗匹配调试时，直接测试射频性能达到设计指标为止，此时实现了功率放大器设计中的批量化和重复性。