

密级: 公开



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

博士学位论文

GaN 基毫米波器件及 MMIC 功率放大器研究

作者姓名: 张一川

指导教师: 刘新宇 (研究员) 中国科学院微电子研究所

学位类别: 工学博士

学科专业: 微电子学与固体电子学

研究所: 中国科学院微电子研究所

2020 年 7 月

Gallium Nitride based millimeter-wave devices and
MMIC power amplifier

A Dissertation Submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
In partial fulfillment of the requirement
For the degree of
Doctor of Philosophy
In Microelectronics and Solid State Electronics
By
Zhang Yichuan

Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences
JULY 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：张一川
日期：2020.7

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：张一川
日期：2020.7

导师签名：刘新宇
日期：2020.7

摘 要

GaN HEMTs 在毫米波射频领域具备高效率,高功率,以及更大带宽的优势,从而成为了国内外的研究热点。本论文在国家科技重大专项等项目支持下,开展了毫米 GaN HEMTs 器件及电路的研究,重点优化了 AlGaN/GaN 器件的关键工艺,开展了 GaN 毫米波新材料和新型器件探索,并在此基础之上固化了毫米波 GaN HEMTs 工艺流程,开展了 MMIC 功率放大器的设计工作,取得了以下研究成果:

1.为了进一步提高毫米波 GaN HEMTs 的频率特性,开发了基于高密度等离子体的 recess 势垒层刻蚀技术,通过优化合金结构及合金条件,实现了超低欧姆接触,接触电阻和比接触电阻率分别达到 $0.148\ \Omega\cdot\text{mm}$ 和 $4.46\times 10^{-7}\ \Omega\cdot\text{cm}^2$; 通过 UVIII/PMGI/ZEP520A 三层胶结构,采用窄线条大剂量的电子束曝光方式,成功研发出低寄生的 40nm T 型栅,满足了 W 波段器件的研制需要;

创新性开展了 GaN 原子层低损伤栅槽刻蚀技术的研究,通过表面氯气吸附和生成物去除,实现了原子层级的刻蚀精度, GaN HEMTs 器件的关态漏电和肖特基反向漏电达到了 $10^{-7}\ \text{A/mm}$ 数量级。采用原子层刻蚀的 GaN HEMTs, 栅长为 $0.15\ \mu\text{m}$ 时,截止频率达到 104GHz,最大振荡频率为 205GHz。同时,在 40GHz 连续波负载牵引最大效率匹配测试时,功率附加效率从常规刻蚀 GaN HEMTs 器件的 30.8%提高到 43.6%。

2.为了改善毫米波 GaN HEMTs 横纵比,抑制短沟道效应,开发了凹栅槽高温刻蚀工艺,与常温刻蚀对比中, GaN HEMTs 器件的关态漏电和肖特基反向漏电减小了两个数量级以上,源漏电压 $V_{\text{DS}}=6\text{V}$ 时跨导从 $331\ \text{mS/mm}$ 增加到 $422\ \text{mS/mm}$ 。同时,高温刻蚀器件的最大饱和输出电流 I_{DMAX} 从 $1.0\ \text{A/mm}$ 增加到 $1.2\ \text{A/mm}$ 。 $0.2\ \mu\text{m}$ 栅长的器件,采用高温刻蚀截止频率达到 81GHz,最大振荡频率为 194GHz; 在 35GHz 连续波功率测试最大效率匹配时,高温刻蚀器件输出功率密度为 $5.1\ \text{W/mm}$,功率附加效率从常温刻蚀 GaN HEMTs 器件的 29.6%提高到 42.8%。

3 开展了 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件研究,利用 MOCVD 1000°C 高温生长

的 SiN_x 技术, 解决了帽层结构同时实现了原位钝化; 研究并解决了薄势垒原位 SiN_x 材料的欧姆接触难题, 欧姆接触电阻达到了 $0.242 \Omega \cdot \text{mm}$; 采用变温四探针 TLM 测试技术, 结合金半接触理论与实际拟合, 发现局部形成低阻 TiSi_x 的直接接触与高密度二维电子气隧穿相结合是实现薄势垒外延材料良好欧姆接触的主要原因; $0.15 \mu\text{m}$ 栅长 AlN/GaN MIS-HEMTs 截止频率达到 91GHz , 最大振荡频率为 198GHz , 39GHz 连续波功率最大功率匹配测试时, 输出功率密度 5.1 W/mm , 功率附加效率达到 42.7% , 线性增益达到了 10.2dB 。

4. 针对 GaN 毫米波器件存在功率线性度差以及短沟道效应等问题, 开展了沟道电阻调制技术的研究, 开发了两种结构的 fin-FET GaN HEMT 器件; 创新地提出了注入型 fin-FET HEMTs, 通过图形化沟道控制技术, 改善了器件的 R_s , 获得了更好的频率特性和高压特性。

5. 基于自主开发的毫米波 GaN HEMTs 流程, 完成了 MMIC 功率放大器的设计。整个电路采用 1 推 2 推 8 的结构, 每级管芯的单胞均采用 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 管芯。最终通过仿真, 实现了工作频带内电路增益大于 10dB , 输入回波损耗小于 -7 dB , 输出反射系数小于 -11.4dB , 在工作范围内实现了较好的带内平坦度。

关键词: 毫米波, 氮化镓高电子迁移率晶体管, 微波单片集成电路, 栅槽刻蚀, 鳍栅结构 (fin)

Abstract

Due to its advantages of high efficiency, high power and wider bandwidth in millimeter-wave RF field, GaN HEMTs has become a research hotspot of scientific research at home and abroad. Under the support of national science and technology major projects, the paper carries out the research on millimeter-wave GaN HEMTs and circuits, focuses on optimizing the key process of AlGaIn / GaN devices, and lays out GaN new materials and new device structures. On this basis, the millimeter-wave GaN HEMTs technology is improved, and the exploratory work of MMIC power amplifier is carried out. The main research results are as follows:

1. In order to further improve the frequency characteristics of millimeter-wave GaN HEMTs, based on high-density plasma recess the barrier layer etching technology was developed. By optimizing the alloy conditions, the minimum contact resistance and specific contact resistance are obtained at the annealing temperature of 790 °C, reaching $0.148 \Omega \cdot \text{mm}$ and $4.46 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$, respectively. With UVIII/PMGI/ZEP520A three-layer photoresist structure and narrow line high-dose electron beam exposing, a 40nm low parasitic T-gate is successfully developed, which meets the requirements of W-band devices;

The low damage atomic layer etching (ALE) gate recess is innovatively developed. Through surface adsorption and product removal, the etching accuracy at atomic level is achieved. The off-state leakage and Schottky reverse leakage of the device reach the order of magnitude of $10^{-7} \text{A} / \text{mm}$. Using 0.15 μm gate length device, the cut-off frequency reaches 104 GHz and the maximum oscillation frequency is 205GHz. In the 40GHz CW loadpull measurement, the output power density is 5.1 w / mm, and the power added efficiency is increased by 12.8% to 43.6%.

2. In order to increase the transverse to longitudinal ratio of millimeter-wave GaN HEMTs and suppress short channel effect, high-temperature gate recess

technique is adopted for fabrication of millimeter-wave HEMTs. The off-state drain current leakage and Schottky reverse leakage are reduced by at least two orders of magnitude. The transconductance increases from 331 mS / mm to 422 mS / mm when the source drain voltage V_{DS} is 6V. At the same time, the maximum saturation output current $I_{D_{MAX}}$ increases from 1.0 A / mm to 1.2 A / mm. Using 0.2 μ m gate length device, the cut-off frequency reaches 81 GHz and the maximum oscillation frequency is 194 GHz. In the loadpull measurement at 35 GHz in continuous-wave mode, the output power density is 5.1 W / mm, and the power added efficiency is increased by 13.2% to 42.8%.

3. AlN / GaN MIS-HEMTs devices are studied. In situ SiNx grown over 1000 °C by MOCVD can combine the functional characteristics of GaN cap layer and gate dielectric at the same time. First of all, the ohmic condition is optimized to achieve 0.242 $\Omega \cdot$ mm ohmic results. By introducing the variable temperature four probe TLM test, through the gold half contact theory and the actual fitting, it is found that the local formation of low resistance TiSi_x direct contact and the combination of high density two-dimensional electron gas tunneling are the fundamental factors to achieve good ohmic contact. Then, with 0.15 μ m gate length, the cut-off frequency of AlN / GaN MIS-HEMTs reaches 91 GHz and the maximum oscillation frequency is 198 GHz. In the 39 GHz CW loadpull test, the output power density is 5.1 w / mm, the power additional efficiency is 42.7%, and the linear gain is 10.2 dB.

4. In order to suppress the influence of power nonlinearity and short channel effect in the process of scale-down, the exploration of channel resistance modulation technology is carried out by two kinds of structure fin GaN HEMTs. And an injection type MNC-HEMTs is innovatively proposed. Through the graphical channel control technology, the R_s of the device was improved, and better frequency and high voltage characteristics were obtained.

5. Based on the independently developed millimeter wave GaM HEMTs process, the design of MMIC power amplifier is completed. The whole circuit adopts the

structure of 1 push 2 push 8. The cell of each stage of die adopts the $6 \times 75 \mu\text{m}$ transistor core of ASB structure. Finally, the simulation results show that the circuit gain is more than 10 dB, the input return loss is less than -7 dB, and the output reflection coefficient is less than -11.4 dB

Key words: millimeter-wave, GaN high electron mobility transistor, microwave monolithic integrated circuit, gate recess, fin gate structure (fin)

目 录

第一章 绪论	1
1.1 前言	1
1.2 GaN HEMT 毫米波器件及 MMIC 国内外发展历史及研究现状.....	3
1.3 GaN HEMT 毫米波器件及 MMIC 功率放大器的应用.....	6
1.4 GaN HEMT 毫米波器件及 MMIC 功率放大器仍存在的问题.....	8
第二章 毫米波 GaN HEMT 器件及工艺基础研究	11
2.1 AlGaIn/GaN HEMT 器件材料结构.....	11
2.2 AlGaIn/GaN HEMT 器件外延材料.....	13
2.2.1 常规 AlGaIn/GaN 外延结构.....	14
2.2.2 薄势垒 InAlN/GaN 和 AlN/GaN 外延结构.....	15
2.3 AlGaIn/GaN HEMT 器件基础.....	18
2.3.1 AlGaIn/GaN HEMT 的工作原理.....	18
2.3.2 AlGaIn/GaN HEMT 器件参数与特性.....	21
2.4 本章小结.....	22
第三章 GaN HEMT 毫米波器件关键工艺研究.....	25
3.1 W 金属转移电子束标记.....	25
3.2 欧姆接触.....	27
3.3 低损伤栅槽刻蚀工艺.....	32
3.3.1 高温低损伤栅槽刻蚀.....	34
3.3.2 原子层低损伤栅槽刻蚀.....	45
3.4 40 nm T 型栅工艺.....	55
3.4.1 40 nm 栅栅脚优化.....	56
3.4.2 40 nm T 型栅工艺.....	61
3.5 钝化工艺.....	63

3.6 本章小结.....	67
第四章 GaN 新材料及新结构探索.....	69
4.1 InAlN/GaN HEMTs 器件研制.....	70
4.2 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件研制.....	74
4.3 毫米波 fin-HEMTs 结构器件研制.....	87
4.3.1 刻蚀型毫米波 fin-HEMTs 结构器件研制.....	88
4.3.2 注入型毫米波 fin-HEMTs 结构器件研制.....	95
4.4 本章小结.....	105
第五章 毫米波 GaN MMIC 电路研究.....	107
5.1 电路设计方法.....	107
5.2 电路设计流程.....	108
5.2.1 GaN HEMTs 器件选择.....	109
5.2.2 MMIC 电路拓扑选择.....	113
5.2.3 稳定性分析.....	115
5.2.4 电路匹配设计.....	115
5.3 本章小结.....	123
第六章 总结与展望.....	125
6.1 主要成果.....	125
6.2 展望.....	126
参考文献.....	129
致谢.....	143
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果.....	145

插图索引

图 1.1 HRL 报道的按比例缩小的 GaN 晶体管三代产品路线 ^[16]	4
图 1.2 Micovic 等研发的 W 波段三级 GaN MMIC 电路	5
图 1.3 55 所吴少兵等设计出 W 波段三级 GaN MMIC 芯片照片	6
图 1.4 GaN 毫米波 HEMT 在军事领域的应用 (a) 导弹制导 (b) 雷达通信	7
图 1.5 GaN 毫米波 HEMTs 在民用领域的应用 (a) 汽车雷达 (b) 5G 通信	8
图 2.1 (a) GaN 材料的纤锌矿结构 (b) AlGa _N /Ga _N 异质结结构	11
图 2.2 常规 AlGa _N /Ga _N 异质结外延示意图	14
图 2.3 氮化物之间禁带宽度和 a 轴晶格常数的关系	16
图 2.4 InAlN/GaN 异质结不同势垒层厚度下的能带结构仿真结果	17
图 2.5 AlN/GaN 异质结不同势垒层厚度下的能带结构仿真结果	18
图 2.6 GaN HEMT 器件的工作原理	19
图 2.7 AlGa _N /Ga _N HEMTs 器件等效拓扑结构	21
图 2.8 AlGa _N /Ga _N HEMT 小信号等效电路模型 ^[49]	21
图 3.1 毫米波 AlGa _N /Ga _N HEMTs 完整工艺流程	25
图 3.2 W 金属标记流程	27
图 3.3 传输线模型测量欧姆原理	28
图 3.4 四探针测 TLM 方法	29
图 3.5 820°C 温度下合金结果 (a) TLM 线性拟合 (b) SEM 下欧姆的表面形 貌	30
图 3.6 不同合金温度下的测试结果 (a) 接触电阻 (b) 接触电阻率	30
图 3.7 790°C 温度下合金结果 (a) TLM 线性拟合 (b) SEM 下欧姆的表面形 貌	31
图 3.8 不同合金温度下的测试结果 (a) 接触电阻 (b) 接触电阻率	32

图 3.9 高温栅槽刻蚀器件结构 (a) 器件外延结构 (b) $0.2\mu\text{m}$ 栅长的 T 型栅	34
图 3.10 高温栅槽刻蚀器件的制备流程	35
图 3.12 腔体温度对 ICP 刻蚀 AlGaIn/GaN 的影响 (a) 20°C 常温刻蚀 (b) 160°C 高温刻蚀	36
图 3.13 AlGaIn/GaN HEMTs 经过 20°C 和 160°C ICP 刻蚀后直流特性对比结果 (a) 输出特性 (b) $V_{\text{DS}} = 6\text{ V}$ 下转移特性	37
图 3.14 AlGaIn/GaN HEMTs 经过 20°C 和 160°C ICP 刻蚀后直流特性对比结果 (a) 肖特基漏电 (b) $V_{\text{DS}} = -5\text{ V}$ 时击穿特性	38
图 3.15 AlGaIn/GaN HEMTs 经过 20°C 和 160°C ICP 刻蚀后 $V_{\text{DS}} = 6\text{ V}$ 下五点法转移特性对比结果	39
图 3.16 直流 I-V 测试和脉冲 I-V 测试的原理图	39
图 3.17 脉冲 I-V 的测试电路与测试脉冲信号波形示意图[75]	40
图 3.18 AlGaIn/GaN HEMTs $V_{\text{GS}} = 3\text{ V}$ 下脉冲测试输出特性对比 (a) 20°C (b) 160°C	41
图 3.19 AlGaIn/GaN HEMTs $V_{\text{DS}} = 10\text{ V}$ 下脉冲测试转移特性对比 (a) 20°C (b) 160°C	42
图 3.20 S 参数测试原理图	42
图 3.21 $V_{\text{DS}} = 10\text{ V}$, $V_{\text{GS}} = -0.8\text{ V}$ 偏置下小信号结果对比 (a) 20°C (b) 160°C	43
图 3.22 AlGaIn/GaN HEMTs $V_{\text{DS}} = 10\text{ V}$ 下脉冲转移特性对比 (a) 20°C (b) 160°C	43
图 3.23 大信号负载牵引 (Loadpull) 测试系统	44
图 3.24 AlGaIn/GaN HEMTs 在 35GHz 频率下连续波功率测试结果对比 (a) 20°C (b) 160°C	45
图 3.25 原子层刻蚀实验外延和器件结构示意图	47
图 3.26 原子层刻蚀实验器件的制备流程	47
图 3.27 原子层刻蚀一个周期的四个步骤 ^[80]	48

图 3.28 刻蚀损伤层 TEM 结果 (a) 常规刻蚀 (b) 原子层刻蚀	49
图 3.29 栅槽刻蚀后的 AlGaIn/GaN 表面粗糙度 (a) 未刻蚀表面 (b) 原子层刻蚀 后表面 (c) 常规等离子体刻蚀后表面	50
图 3.30 AlGaIn/GaN HEMTs 原子层刻蚀和常规等离子体刻蚀直流特性对比 (a) $V_{DS} = 6\text{ V}$ 下转移特性 (b) 输出特性	50
图 3.31 AlGaIn/GaN HEMTs 原子层刻蚀和常规等离子体刻蚀直流特性对比 (a) 肖特基特性 (b) $V_{GS} = -6\text{ V}$ 下的击穿特性	51
图 3.32 AlGaIn/GaN HEMTs 脉冲测试转移特性对比 (a) 常规等离子体刻蚀 (b) 原子层刻蚀	53
图 3.33 AlGaIn/GaN HEMTs 在 $V_{DS} = 10\text{ V}$, $V_{GS} = -0.5\text{ V}$ 偏置下小信号结果对 比 (a) 常规等离子体刻蚀 (b) 原子层刻蚀	53
图 3.34 AlGaIn/GaN HEMTs 在 40GHz 频率下连续波功率测试结果对比 (a) 常规等离子体刻蚀 (b) 原子层刻蚀	55
图 3.35 采用原子层刻蚀 AlGaIn/GaN HEMTs 与相关文献报道结果对比 ^[86-96]	55
图 3.36 U 型栅电子束曝光显影后光刻胶形貌	59
图 3.37 显微镜下曝光剂量为 $300\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 的一组栅线条	59
图 3.38 40nm U 型栅脚线条形貌	60
图 3.39 U 型栅脚和 T 型栅脚峰值电场强度	60
图 3.40 T 型栅线条形貌	62
图 3.41 钝化前表面处理优化流程	64
图 3.42 N_2 处理和未处理 AlGaIn/GaN HEMTs 的肖特基漏电对比	65
图 3.43 N_2 处理和未处理 AlGaIn/GaN HEMTs 的输出特性对比	66
图 3.44 N_2 处理和未处理 AlGaIn/GaN HEMTs 的转移特性对比	66
图 4.1 InAlN/GaN HEMTs 器件的制备流程	70
图 4.2 InAlN/GaN HEMTs 器件直流转移特性	71
图 4.3 InAlN/GaN HEMTs 器件直流输出特性	72

图 4.4 InAlN/GaN HEMTs 器件直流肖特基特性	72
图 4.5 InAlN/GaN HEMTs 器件小信号结果	73
图 4.6 原位 SiN _x /AlN/GaN 能带图	75
图 4.7 790°C 温度下合金结果 (a) TLM 线性拟合 (b) SEM 下欧姆的表面形貌.....	77
图 4.8 不同合金温度下欧姆欧姆测试结果.....	77
图 4.9 金属-半导体接触三种电流传输机制(a)热电子发射模型 (b) 热电子-场发射模型 (c) 场发射模型	78
图 4.10 不同测试温度下方块电阻 R_{sh} 变化结果	80
图 4.11 金半接触数据拟合结果(a)场发射模型 (b)热电子发射模型 (c)热电子-场发射模型	81
图 4.12 (a) AlN/GaN MIS-HEMTs 外延结构 (b) 150nm T 型栅 SEM 图	82
图 4.13 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的完整制备流程	82
图 4.14 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的直流测试结果 (a) $V_{DS}=6V$ 时转移特性 (b) 输出特性.....	83
图 4.15 AlN/GaN MIS-HEMTs 脉冲测试结果 (a) 输出特性 (b) 转移特性	83
图 4.16 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件变温下肖特基直流测试结果	84
图 4.17 GaN 器件中绝缘栅介质的漏电机理	85
图 4.18 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的小信号测试结果	86
图 4.19 AlN/GaN MIS-HEMTs 在 39GHz 频率下连续波功率测试结果.....	87
图 4.20 典型 FINFET 器件图片 ^[139]	89
图 4.21 fin-HEMTs 器件的制备流程	89
图 4.22 (a) 刻蚀型 fin-HEMTs SEM 照片 (b) 常规 HEMTs SEM 照片	90
图 4.23 器件的直流转移特性对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs	91
图 4.24 器件的直流输出特性对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs	92
图 4.25 器件的直流肖特基特性对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs	

.....	93
图 4.26 器件 35GHz 频率下连续波功率测试对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs	95
图 4.27 MNC-HEMTs 外延结构.....	96
图 4.28 MNC-HEMTs 器件的完整制备流程.....	96
图 4.29 MNC-HEMTs 器件 SEM 照片 (a) 注入区域位置 (b) 注入区域尺寸 (c) 0.2 μ m 栅长的 T 型栅	97
图 4.30 MNC-HEMTs 和常规结构器件直流转移特性对比.....	98
图 4.31 直流输出特性对比 (a) 常规结构器件 (b) MNC-HEMTs.....	98
图 4.32 MNC-HEMTs 和常规结构器件直流肖特基特性对比.....	99
图 4.33 MNC-HEMTs 和常规结构器件关态下击穿特性对比.....	100
图 4.34 MNC-HEMTs 高斯定理分析 ^[140]	100
图 4.35 (a) 源端有源区电场与不同栅压关系的仿真 (b) 三种不同的电子输运模型仿真结果 ^[134]	101
图 4.36 仿真得到的跨导与实际跨导对比 ^[134]	102
图 4.37 GaN HEMTs 在电流饱和工作状态下的剖面图	102
图 4.38 (a) 栅电流注入测量 R_s 的原理图 (b) R_s 随输出电流变化结果	103
图 4.39 器件截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 结果对比, (a) (c) 为常规结构器件, (b) (d) 为 MNC-HEMTs.....	104
图 4.40 器件 30GHz 频率下连续波功率测试结果对比(a)为常规结构器件(b)为 MNC-HEMTs.....	105
图 5.1 原理图和电磁场仿真衬底设置.....	109
图 5.2 6 $\times$ 75 μ m GaN HEMT 在 37GHz, 38.5GHz 和 40GHz 频率下的功率测试结果.....	110
图 5.3 ASB 和 DB 器件结构 6 $\times$ 75 μ m 的 GaN HEMTs 在漏压 V_{DS} =20V 偏置下 f_T 和 f_{max} 结果	111
图 5.4 ASB 和 DB 器件结构 6 $\times$ 75 μ m 的 GaN HEMTs 在漏压 V_{DS} =25V 偏置下	

f_T 和 f_{max} 结果	111
图 5.5 ASB 和 DB 器件结构 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在漏压 $V_{DS}=30\text{V}$ 偏置下 f_T 和 f_{max} 结果	112
图 5.6 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 器件结构 SEM 照片 (a) ASB 结构 (b) DB 结构.....	113
图 5.7 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在 $V_{DS}=20\text{V}$ 偏置下的小信号 f_{max} 结果.....	113
图 5.8 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在 $V_{DS}=25\text{V}$ 偏置下的小信号 f_{max} 结果.....	114
图 5.9 电路拓扑结构.....	114
图 5.10 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 增加稳定网络前 (左) 和后 (右) 稳定因子结 果.....	115
图 5.11 输出匹配拓扑结构.....	116
图 5.12 输出匹配 Smith 圆图	116
图 5.13 输出匹配阻抗.....	117
图 5.14 输出端匹配电路的电磁场仿真结果.....	117
图 5.15 级间匹配 (ISMN2 匹配) 拓扑结构.....	118
图 5.16 级间匹配 (ISMN2 匹配) G_{max} 和 S_{21} 版图仿真结果	118
图 5.17 级间匹配 (ISMN2 匹配) 和输出匹配小信号 S_{21} 版图仿真结果	119
图 5.18 (a) ISMN1 级间匹配 1 拓扑结构 (b) 输入级匹配拓扑结构.....	119
图 5.19 ISMN1 级间匹配仿真结果.....	120
图 5.20 输入级匹配仿真结果.....	120
图 5.21 MMIC 整体电路最终版图	121
图 5.22 MMIC 整体电路小信号 S 参数仿真结果	121
图 5.23 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 采用 asb 结构漏压 V_{DS} 为 20V 和 25V 仿真结果	122
图 5.24 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 采用 DB 结构漏压 V_{DS} 为 20V 和 25V 仿真结果	122

表格索引

表 1.1 半导体材料参数比较 ^[4]	2
表 2.1 III-V 族氮化物材料的基本材料参数 ^[45-47]	16
表 3.1 不同剂量以及不同设计宽度曝光后的光刻胶线条尺寸结果.....	57
表 4.1 InAlN/GaN HEMTs 直流转移特性	71
表 4.2 InAlN/GaN HEMTs 小信号结果	73
表 4.3 fin-HEMTs 与常规结构器件的阈值电压，跨导以及亚阈值摆幅（SS） 结果.....	91
表 4.4 fin-HEMTs 与常规结构 HEMTs 器件小信号 RF 特性结果.....	93
表 5.1 漏压 $V_{DS}=20V$ 偏置下 GaN HEMTs 器件的 S11 和 S22 阻抗点：	112
表 5.2 漏压 $V_{DS}=25V$ 偏置下 GaN HEMTs 器件的 S11 和 S22 阻抗点：	112

第一章 绪论

1.1 前言

毫米波是指频率在 30~300GHz（波长为 1~10mm）的电磁波，其工作频率介于微波与远红外波之间，因此兼有两种波谱的特点，既保证了全天候通信，又具备了高分辨的能力^[1]。

目前射频功放市场主要有三种工艺：基于 Si 的横向扩散金属氧化物半导体（LDMOS），GaAs 工艺，以及 GaN 工艺。基于 LDMOS 工艺的功放，工作带宽会随着频率的增加而大幅减少，其最高有效频率小于 3GHz，无法在毫米波领域应用。而 GaAs 器件的缺点是器件功率较低，通常小于 100W，对比之下 GaN 由于其高击穿电压的优异特性，更能满足更高的功率要求，同时热导率方面的优势使得 GaN 能够进一步降低散热的成本，提高了功放工作的可靠性^[2]。

氮化镓（GaN）是宽禁带半导体材料的第三代代表，其具备禁带宽度大、电子迁移率高以及击穿场强高等一系列突出优点，同时，相比于 Si、GaAs 等半导体材料功率密度，GaN 的器件功率密度可以达到其 10 倍有余。氮化硅（GaN）的这些优异的频率、功率、效率特性，以及其耐高温、抗辐射等优点，使得 GaN 在微波毫米波频段的高端军事战略装备和民用通讯基站等领域独树一帜，因此，在全球高端前沿固态微波功率器件和材料研究中引发了研究热潮，发展前景极其光明^[3]。

半导体氮化镓材料具有禁带宽度大、抗辐射性能强、击穿场强高、热导率高、化学性质稳定、电子饱和漂移速率高等特点，成为高温、高频、大功率微波器件的首选材料之一。表 1.1 给出了典型半导体材料的物理参数。

根据表中参数，可以得到 GaN 的禁带宽度是所列材料之中最大，是 Si 的 3 倍，GaN 的击穿场强也要比后者高出一个数量级，这两个长处使得 GaN 非常适用于制造高功率器件；尽管 GaN 的电子迁移率相较于 Si 而言相对较低，但其拥有所列半导体中最高的电子饱和漂移速度，同样要比所列半导体材料中具备最低

电子饱和漂移速度的 Si 材料快接近 3 倍。即使在高场条件下 GaN 的电子迁移率仍然可以维持在较高水准，从而提供高电流密度，实现等功率器件尺寸的减少，同时保证了 GaN 在高频率场景下的应用。除热导率这一物理特性外，GaN 的各类物理指标相较于与其均属第三代宽禁带化合物半导体的 SiC 差别不大。但是 GaN 相比于 SiC 有着得天独厚优势，即 GaN 利用自身强自发极化和压电极化的材料特性结合异质结的形成，自发产生高浓度的二维电子气（2DEG）沟道。本论文引入 Baliga 高频品质因数 BHFOM 来综合评定五种材料在高频的工作能力，以 Si 材料因数为 1 进行归一化，不难得出 GaN 独有的材料特性，使得 GaN 在高频领域非常具有竞争力^[5]。

表 1.1 半导体材料参数比较^[4]

材料特性	Si	GaAs	InP	4H-SiC	GaN
禁带宽度(eV)	1.1	1.4	1.35	3.2	3.4
电子迁移率 ((cm ² /V·s))	1400	8500	5400	700	800
电场强度(MV/cm)	0.3	0.4	0.5	2.0	3.3
电子饱和速度(10 ⁷ cm/s)	1.0	2.1	2.3	2.0	2.7
热传导率(W/cm·K)	1.5	0.5	0.7	4.5	1.3
熔点(°C)	1690	1510	>1300	>2100	>1700
相对介电常数	11.8	12.8	12.5	10	9
工作温度(°C)	300	300	>500	>500	>700
BHFOM μE_c^2	1	11	11	22	69

综上所述，GaN HEMT 在毫米波射频领域方面优势在于 1.更高的效率：由于在功耗方面所拥有的优势，使其能在减少电能消耗的同时，使散热的花费得到削减。2.更广的工作带宽：提升数据携带量，实现多频率覆盖。3.高功率密度：增加传输距离，减小了产品体积和质量^[6-8]。

1.2 GaN HEMT 毫米波器件及 MMIC 国内外发展历史及研究现状

GaN HEMT 功率放大器成为近年来国内外研究的一项热点, 包括研究所和商业公司在内的广大研发团队正致力于 GaN 基功率器件及 MMIC 放大器的研发。

最近的十多年来, 伴随着衬底材料的完整性、外延层、工艺稳定性、器件可靠性以及成本控制的不断提升, 器件制造技术取得了长足的进步, 并呈现出高效率、大功率、超高频、高稳定性和高可靠性的发展趋势, 在较低的工作频段(如 S、C、X、Ku 波段) GaN HEMT 器件及 MMIC 已展开了雷达、基站等相关的应用推广, 在毫米波频段(Ka、Q、V、W 波段)也取得了关键技术上的突破。下面对 GaN 毫米波 HEMT 器件的发展简要概述, 并说明分析具有参考意义的国内外各单位研究成果及技术上的新突破。

2010 年, MIT 的 W. Chung 等科研人员通过利用欧姆 recessed 技术, 采用缩小 HEMT 的各项尺寸的手段, 第一次实现了功率增益截止频率(power gain cutoff frequency, $f_{\max}$)超过 300GHz 的 AlGaIn/GaN HEMT, 其栅长为 60 纳米^[9]。同年, 美国 HRL 实验室的 K. Shinohara 等人采用欧姆再生技术实现了 GaN 双异质结 HEMT, 栅长仅为 40 nm, 电流增益截止频率(current gain cutoff frequency, f_T)为 220 GHz, $f_{\max}$ 为 400 GHz^[10]。2011 年, 麻省理工学院的 Dong Seup Lee 引入 InAlN 势垒层和 InGaIn 背势垒结构, 采用 70 nm 栅长, HEMT 器件 f_T 实现了 300 GHz^[11]。2012 年, K. Shinohara 等科研人员通过融合多项先进工艺手段, 包括自对准栅工艺、n 型重掺杂 GaN 欧姆接触等, 率先实现了栅长度为 20 纳米的 E-Mode GaN HEMT, 其电流增益截止频率达到 342 GHz, 功率增益截止频率达到 518 GHz^[12]。2012 年, 美国诺特丹大学的 Yuanzheng Yue 利用再生欧姆技术, 成功研制出 30 nm 栅长的 InAlN/GaN HEMT, 器件 f_T 达到了 370 GHz^[13]。2013 年, 美国 TriQuint 公司的 Paul Saunier, 利用 n+ GaN 欧姆再生和 Al₂O₃ 超薄钝化, 实现了低电压工作的 InAlN/GaN HEMT, 在 30GHz 频率下, 漏极偏置 8V 时可实现 14.4dB 增益, 功率密度 2.6W/mm, 功率附加效率(PAE)为 39.6%^[14]。2015 年, 美国 HRL 实验室 Yan Tang 采用 AlN 势垒层和 n 型重掺杂 GaN 欧姆再生, 实现了电流密度 3A/mm, 通过 20nm 栅长, GaN HEMT f_T 达到 454 GHz, $f_{\max}$ 高达 444 GHz^[15]。2016 年美国 HRL 实验室 M. Micovic 通过 n+ GaN re-growth 和自对准工

艺相结合, 采用非对称结构, $f_T > 400$ GHz, $f_{max} > 550$ GHz, 栅长 20nm 源漏间距 100nm 下击穿电压 > 15 V, HRL 实验室的三代产品路线如图 1.1 所示。

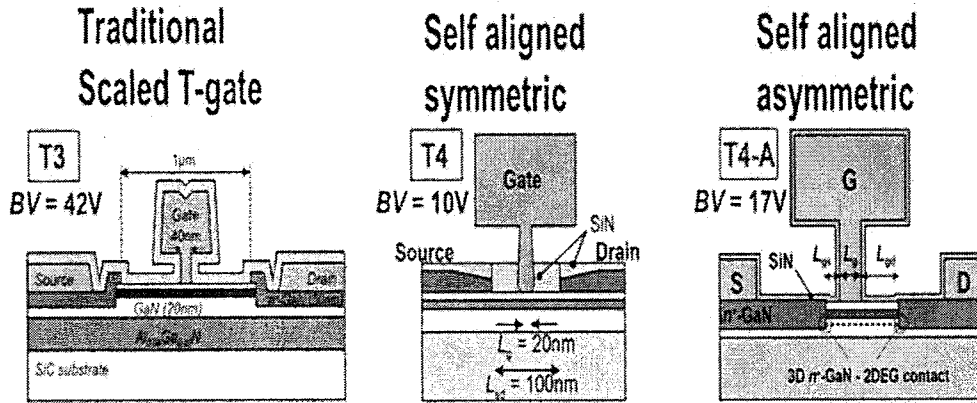


图 1.1 HRL 报道的按比例缩小的 GaN 晶体管三代产品路线^[16]

伴随半导体器件工艺制造的不断发展, 以 AlGaIn/GaN HEMT 为基础的毫米波单片微波集成电路也在不断的进步。从应用角度来看, 通过 GaN HEMT 所具备的高功率特性, GaN 单片微波集成电路在 Ka 波段取得了不俗的成绩, 其单片的功率输出能力已然超越了 GaAs 单片微波集成电路。2005 年, D. C. Streit 提及一款 34 GHz 下 11 W 输出的 GaN MMIC^[17]。2006 年, A.M. Darwish 等人通过两级电路拓扑架构, 在 35GHz 频率条件下实现了电路整体 PAE 达 23%同时连续波输出 5W 功率的 GaN 单片微波集成电路^[18]。2013 年, Campbell 报导的 Ka 波段 GaN MMIC 采用三级架构, 30 GHz 下输出功率达到 11 W, PAE 为 30%^[19]。2014 年, 美国 TriQuint 公司 Kris (Keon-Shik) Kong 等人, 通过 150nm GaN 工艺, 采用三级级联方式, 在 29 GHz-34.5 GHz 宽带范围内增益大于 24dB, 输出功率超过 34.5dBm, 单片功率密度 1184mW/mm², 比采用 GaAs 工艺的 MMIC 功率密度高 2-3 倍^[20]。2006 年, 美国 HRL 实验室的 Micovic 等人第一次实现了在 W 波段能够输出 316mW 饱和输出功率的 GaN MMIC。该 MMIC 中使用的 AlGaIn/GaN HEMT 的栅长为 0.1 μm, 栅宽 4×37.5 μm, 器件 f_T 为 90 GHz, f_{max} 为 200 GHz^[21]。2010 年, Micovic 等研发的三级 W 波段 GaN MMIC, 在 88 GHz 下连续波输出功率可达 842 mW, 版图照片如下图所示, 电路 PAE 为 14.7%, 功率增益 9.3 dB, 比采用 InP HEMT 工艺的 W 波段固态功放的最高输出功率还要高出将近一倍^[22]。

2012 年, Micovic 等再次刷新记录, 通过利用欧姆再生长工艺, 采用三级结构, 在 93.5GHz 下实现了功率增益 16dB, 输出功率 2.14W, 电路 PAE 为 19%^[23]。2016 年日本富士康公司的 K. Makiyama 通过应用 80nm 栅长的 InAlGa_N/Ga_N HEMTs, 采用两级 cascade 形式, 在 86GHz 下连续波输出最大功率可达 1.15W, 功率密度为 3.6W/mm, 最大 PAE 为 12.3%^[24]。

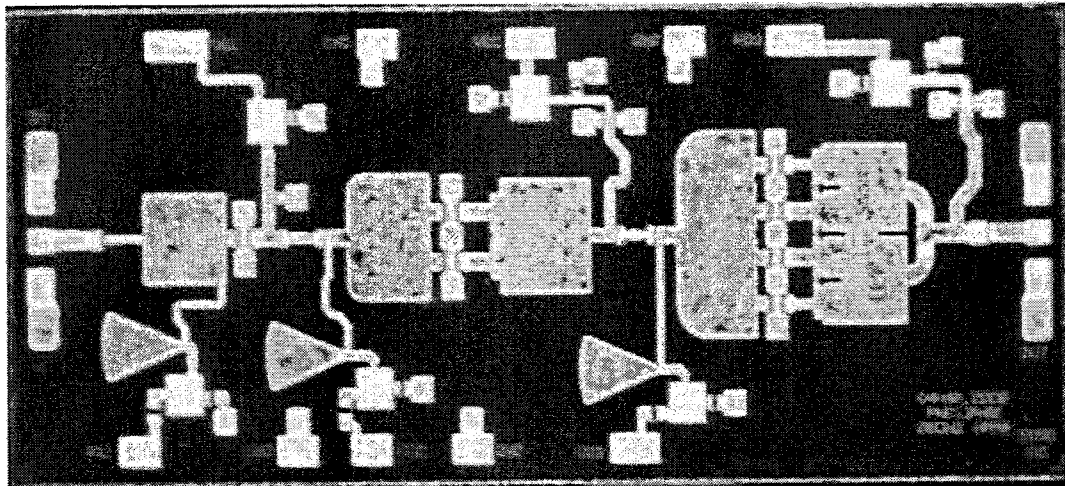


图 1.2 Micovic 等研发的 W 波段三级 GaN MMIC 电路

尽管我国科研单位、院校及各企业在 GaN 研究领域入场相较于国外机构较晚, 但近些年在 GaN 研究领域的发展也在逐步的追逐国际的脚步。中国科学院微电子研究所、苏州纳米所和半导体所等科研机构, 以及清华大学、复旦大学、中山大学等国内知名院校, 都展开了针对 GaN 材料与器件的研究以及基于 GaN HEMT 的 MMIC 设计工作。在产业界, 如 GaN 衬底供应商: 纳维科技, 东莞中镓, GaN 外延供应商苏州晶湛、世纪金光, GaN 射频器件供应商英诺赛科、三安集成、江苏华功, 苏州能讯、苏州捷芯威、大连芯冠, GaN 功率器件供应商杭州士兰微、华润微电子, 以及形成较完整产业链的中国电子科技集团 13 所和 55 所都开展了 GaN 的相关专题攻关工作, 整体上取得了一定突破, 但在毫米波领域仍处于研究阶段, 相关报道较少, 急需重点突破。

2016 年中国电子科技集团公司 55 所 Xinxin Yu 采用 0.1 μ m Y 型栅, 结合 BCB-low k 钝化工艺和 AlGa_N 背势垒, 使得 HEMT 器件的 f_T 和 f_{max} 达到 90 和 170GHz, 在此基础上, 采用三级放大 MMIC 电路, 在 92GHz 下功率增益 8.7dB, 输出功率密度 1.55 W/mm, PAE 达到 14%^[25]。2016 年中国电子科技集团公司 55

所吴少兵采用 100nm 的“T”型栅结构，设计出 W 波段 GaN MMIC，在 DC 测试中，器件的 $I_{\max}$ 为 1.3A/mm， $G_{m,\max}$ 为 430mS/mm；通过对小信号测试结果外推得出其 f_T 和 $f_{\max}$ 分别为 90GHz 及 210GHz。采用该器件设计了三级放大电路，在 75~110GHz 频段内，最大的小信号 Gain 为 21dB。该 MMIC 在 90GHz 处的 $P_{\text{out},\max}$ 可达 1.117W，PAE 为 13%，功率增益为 11dB，输出功率密度为 2.33 W/mm [26]。

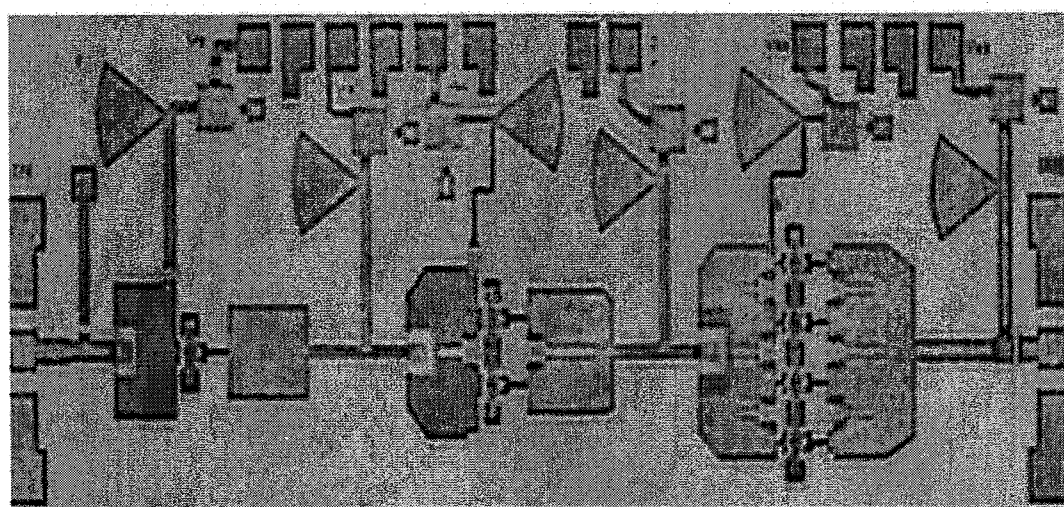


图 1.3 55 所吴少兵等设计出 W 波段三级 GaN MMIC 芯片照片

2017 年，西安电子科技大学 Minhan Mi 利用 N_2O 等离子体对 HEMT 有源区表面进行处理，形成了薄的氧化层，减小了栅漏电，抑制了电流崩塌，从而在 30GHz 负载牵引 (loadpull) 功率测试中 HEMT 实现了功率密度 6W/mm，PAE 46.8%，增益为 6.8dB^[27]。2018 年中国电子科技集团公司 13 所 Xing-Chang Fu 通过 n^+ GaN re-growth 与 5nm InAlN 结合，源漏间距 600nm 时， $f_{\max}$ 达到 405GHz^[28]。2020 年中国电子科技集团公司 55 所 Weibo Wang 采用高 Al 组分的势垒层和 100nm 的“T”型栅外延器件结构，结合分布式共源 GaN HEMT 和威尔金斯朗格电路结构设计出 W 波段 MMIC，在 95GHz 下，输出功率 6W，为现有在该频率下已报道 PA 输出功率的 1.9 倍，PAE 达到 18%^[29]。

1.3 GaN HEMT 毫米波器件及 MMIC 功率放大器的应用

军事上的需要是推动毫米波 GaN HEMT 及 MMIC 发展的重要因素。目前，

GaN HEMT 有接近三分之二应用于军事领域, GaN 毫米波 HEMT 及 MMIC 更是在雷达、战略通信和制导等方面得到了广泛应用, 如图 1.4 所示。毫米波雷达的主要优点在于相同天线尺寸下毫米波的波束要比微波的波束窄得多, 从而对于目标监有更高的低仰角跟踪能力和分辨力。毫米波战略通信则利用了大气中氧、水汽对毫米波的吸收衰减, 点对点的通信距离很短, 增加了窃听难度。同时毫米波的副瓣低, 减小了被截获的概率。在毫米波制导方面, 同厘米波导引头相比, 毫米波导引头体积更小、质量轻。与红外、激光导引头相比, 毫米波导引头穿透烟雾、灰尘、降雨的能力强, 具有全天时全天候的通信能力^[30-31]。

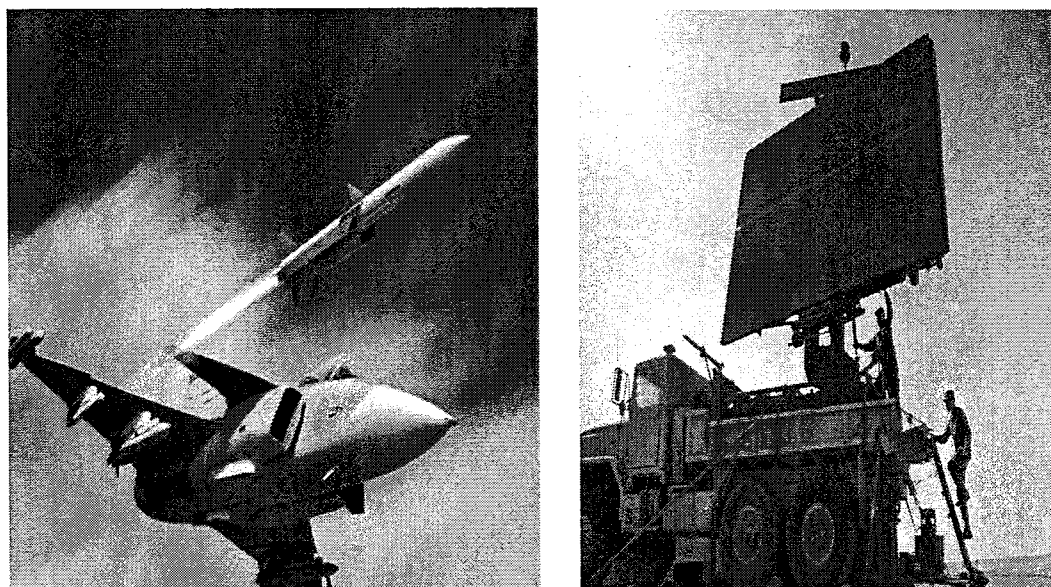


图 1.4 GaN 毫米波 HEMT 在军事领域的应用 (a) 导弹制导 (b) 雷达通信

如图 1.5 所示, 在商业民用应用领域, 随着通信技术和通信设施的完善发展, 无线通讯的数据流量与日俱增, 在万物互联的趋势下, 移动通信已逐步进入 5G 时代。无线收发器对多功能性同时处理的需求日益增长, 为了满足数据高传输速率要求, 基站应用在传输信号峰均比不断增大的情况下, 其对器件的峰值功率、带宽以及工作频率提出了更高的要求, 现有的 GaAs 和 LDMOS 技术已经无法满足需求, 这些因素都促成了基站接受氮化镓器件, 推进 GaN MMIC 研究进入商用 5G 领域。与此同时, GaN 毫米波汽车雷达与毫米波成像也成为 GaN 毫米波 HEMT 及 MMIC 功放新的机遇与挑战^[32-33]。

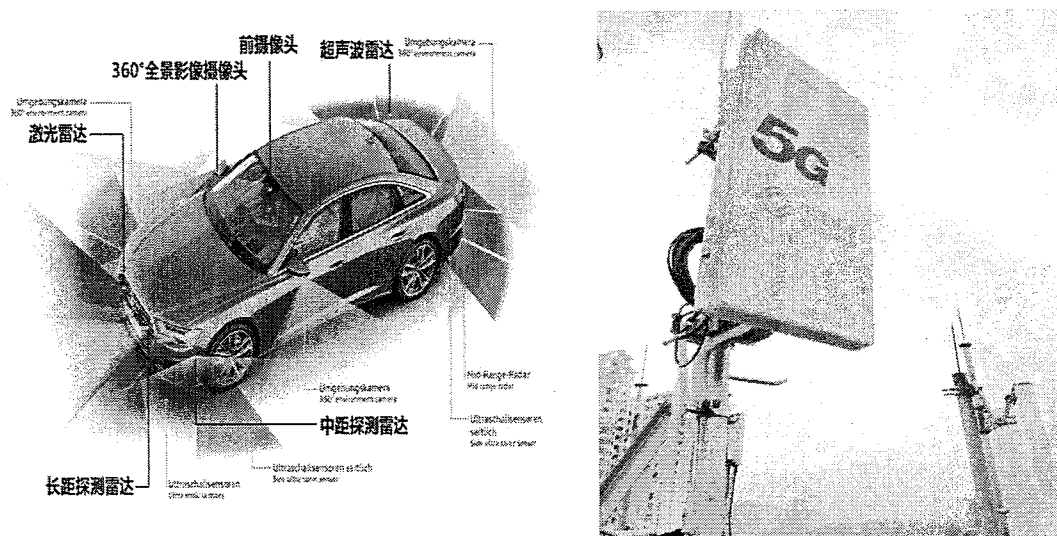


图 1.5 GaN 毫米波 HEMTs 在民用领域的应用 (a) 汽车雷达 (b) 5G 通信

1.4 GaN HEMT 毫米波器件及 MMIC 功率放大器仍存在的问题

近年来, GaN 在科研和企业团队的重金打造之下取得了重大的进展, 衬底尺寸由 2 英寸到现在的 4 英寸且进军 6-8 英寸, 外延设计和生长不断优化, 缺陷密度进一步降低, 器件工艺也趋向于稳定成熟。然而 GaN HEMT 毫米波器件性能与理论值依然相差甚远, GaN 基 MMIC 功率放大器受限于器件的性能也发展受阻, GaN HEMT 毫米波器件主要面临以下主要问题:

1. GaN HEMT 在毫米波波段应用领域中, 功率密度不高, 大多数报道集中在 2-5W/mm, 远低于理论值。主要由于在器件等比例缩小的过程中, 内部场强不断提高, 沟道电子会在该电场下作用下不断加速, 并通过碰撞交换获得更大的能量, 从而可以摆脱沟势阱的束缚, 隧穿到钝化层与帽层之间的界面, 这些电子在界面积累, 造成严重的电流崩塌从而耗尽二维电子气的浓度, 降低输出电流密度。同时, 高电场降低了器件的击穿电压, 成为另一个限制功率的制约因素。

2. GaN HEMT 毫米波器件效率不高。主要因为在追求器件更高工作频率的过程中, 依靠不断缩短栅长来减小栅区的渡越时间, 随着器件物理尺寸的缩小, 寄生参量对于器件的频率性能有严重的制约, 同样, 强电场下沟道二维电子气的迁移率并不是恒定的, 会随着电场强度提高而降低, 导致器件栅电极对 2DEG 的调控能力逐步减弱致使金半接触中势垒高度降低, 肖特基漏电增大, 此外部分电

子在沟道获得能量进入到缓冲层，造成关态时缓冲层漏电增加，共同影响器件的工作效率。

3. GaN HEMT 器件在毫米波频段增益不高。主要是因为当栅长缩短到一定程度时，等比例的缩小过程中并未减小器件的 R_s 、 R_D 和外围结构等寄生，上述所提的参数将会一跃成为主要影响因素，那么单单通过控制栅长也就没有办法达到不断提高器件频率表现的要求，所以降低器件寄生效应对提升器件的频率性能具有重大意义。由于强电场的存在，GaN 毫米波器件的电流崩塌依然是制约器件增益的一个重要因素；

近年来，在国家科技专项的支持下，我国在 GaN 毫米波器件与电路领域取得了突破，但是与国际先进水平相比，在 GaN 外延衬底、外延材料设计与生长、器件工艺以及电路与封装的整体技术水平仍然落后。在 GaN 核心领域缺少自主创新，仍需逐步提升国内技术水平。

目前 GaN HEMT 毫米波器件主要应用在军事领域、4G/5G 通讯基站等，国外对高性能 GaN HEMT 毫米波器件实行禁运，并且不断设置新的技术壁垒。因此，发展自主 GaN HEMT 射频功放产业迫在眉睫，只有实现自主可控和技术上的突破才能有助于打破国外垄断。这更需要科研工作者们同心协力，深入贯彻产学研合一的理念，完成对整体产业链的创新和改革，使得我国自己的 GaN 事业上实现长足的发展，挣脱被动的锁链，打破僵局。

本论文的研究工作在国家重大专项的支持下开展，论文第一章介绍了 GaN 毫米波器件及 MMIC 功率放大器的发展历史和其在民用、军事上的应用场景，最后分析 GaN 毫米波器件及 MMIC 功率放大器的发展瓶颈，针对现有存在问题，展开本论文的工作。

第二章介绍了 GaN 材料结构，对 GaN 外延结构设计进行了分析，最后研究了 GaN HEMTs 器件的工作原理和器件的参数特性，为器件的研制打下基础。

第三章在常规 AlGaIn/GaN 异质结外延基础之上，开展毫米波 HEMT 器件关键工艺技术研究，介绍了低寄生欧姆接触、低损伤栅槽刻蚀、40 nm T 型栅和低界面态钝化介质等重点工艺研发，在此基础上，形成了完整的 GaN 毫米波器件流程。

第四章为了解决常规 AlGa_N/Ga_N 异质结材料结合凹栅槽技术,在栅长缩短势垒层减薄的过程中,带来压电效应降低以及隧穿电流增加等问题,介绍了 InAlN/GaN HEMTs 以及 AlN/GaN HEMTs 强极化外延结构。此外,针对毫米波器件 Ga_N 的电子输运特性,在高场下二维电子气迁移率降低导致的非线性问题和器件栅长缩短带来的短沟道效应问题,从器件结构角度,展开了两种 fin 结构 Ga_N 的研究,为进一步提升毫米波 Ga_N 器件性能进行了新结构的探索。

第五章介绍 Ga_N 基毫米波 MMIC 功率放大器的研制工作,完成 MMIC 功率放大器基本设计,与此同时更好的实现对器件优化的反馈。

第二章 毫米波 GaN HEMT 器件及工艺基础研究

氮化镓 (Gallium Nitride) 与 AlGaN、InGaN、AlN 材料等形成异质结构, 其界面靠近 GaN 一侧由于存在压电效应产生的高密度二维电子气 (2DEG), 由于不需要掺杂, 界面的载流子散射较小, 利用异质结这一特性可制作高电子迁移率的场效应晶体管 (high electron mobility transistor, 简称 HEMT)。本章主要介绍 GaN 材料结构以及 AlGaN/GaN HEMT 器件的基本工作原理, 对 GaN 外延结构设计进行了分析, 为器件的研制打下基础。

2.1 AlGaN/GaN HEMT 器件材料结构

GaN 作为一种 III-V 族氮化物材料, 和氮化铟 (InN)、氮化铝 (AlN) 等 III-V 族氮化物材料以及它们形成的多元化合物相同, 在大气压力下呈现出稳定的纤锌矿结构, 在异质外延生长过程中, GaN 也会出现亚稳态状态的闪锌矿结构。GaN 的分子结构同纤锌矿相同, 其结构为六方对称性, 堆垛排列方向为 c 轴[0001], 如图 2-1 所示^[34]。

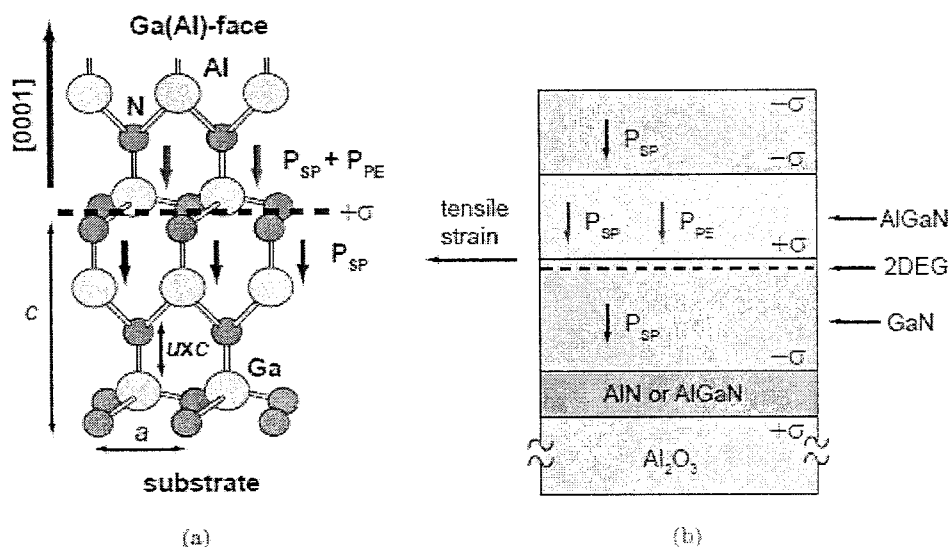


图 2.1 (a) GaN 材料的纤锌矿结构 (b) AlGaN/GaN 异质结结构

该纤锌矿结构中, 一个 GaN 晶胞分别由 6 个氮原子和 6 个镓原子组成,

通过两个六方体结构平移 $5c/8$ 以套构的方式组成，方向为 c 轴 $[0001]$ （一般规定 Ga 到 N 为 $[0001]$ 方向，反之为 $[000\bar{1}]$ 方向）。因为 GaN 纤锌矿结构没有中心对称性，仅仅具备单一的对称轴结构，造成 GaN 结构的正电荷和负电荷的中心并没有重合。Ga、N 原子所组成的共价键中，N 原子对共价键电子对的吸引力更强，导致化学键发生极性，从而产生了由 N 原子方向指向 Ga 原子方向的极性电场。每一个原子被四个另外一种原子所包围从而构成四面体架构，即：在平行于 c 轴方向的竖直方向形成一个 Ga-N 共价键，斜向方向形成三个 Ga-N 共价键。因此从横切面来看，这个沿 c 轴方向形成的内建电场，直接造成了 GaN 材料的自发极化（spontaneous polarization）现象。综上所述，应用最广的 Ga 面 GaN，其自发极化的方向为 $[000\bar{1}]$ ^[35]。

在 III-V 族材料体系中，不同半导体材料意味着不同的晶格常数，因此异质结结构的形成需要将两种晶格常数不同的材料进行依次、分层生长。由于两种材料往往晶格常数不匹配，从而产生晶格失配，使得上层材料在生长时会受到下层材料晶格生长状况的影响，从而带来材料所受应力方向的变化。晶格在应力的作用下，就形成了另一极化效应，称之为压电极化（piezoelectric polarization）。其形成的原理示意图如图 2.1 所示。在晶格处于完全独立状态，其晶胞结构的完美对称，使得原胞结构内的各个极化电场分量相加为 0，即 $P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0$ 。但是，当晶格受到来自其他不同晶格常数晶格的影响从而产生晶格失配时，这种晶格失配会对晶格所受应力产生影响，从而对斜向化学键 $P_2P_3P_4$ 之间的夹角 θ 产生影响，最终造成晶格内部原本处于平衡状态的极化电场向不平衡态转化，也就是 $P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = P_{BE}$ （ P_{BE} 也就是压电极化效应（piezoelectric polarization）的量化）^[36]。

高浓度和高电子迁移率的二维电子气（2DEG）沟道的形成是 GaN 异质结的特有优势。得益于 GaN 异质结中的自发极化效应和压电极化效应，在异质结 GaN 材料靠近界面处，存在高浓度的电子被束缚在量子阱中，往往将这些电子定义为二维电子气（Two-dimensional electron gas 2DEG）。用 AlGaIn/GaN 异质结为例，

当 AlGaIn 在 GaN 材料上外延生长时, 由于 AlGaIn 晶格系数小于 GaN 的晶格系数, 所以 AlGaIn 会受到来自于横向的伸张应力, 和来自于纵向的挤压应力, 从而在 [0001] 方向产生对应的压电极化现象。那么为了对消这两种极化现象, 其上下表面电荷分立分别会产生对立束缚电荷 (即负正电荷)。而且, 在衬底材料和衬底上层生长材料的自发极化与正电荷的共同作用影响下, 也就产生了二维电子气, 形成 2DEG 沟道^[37]。

由于材料本身具备的自发极化和压电极化效应强度很高, GaN 与 AlGaIn 形成异质结时, 即使没有任何掺杂的情况时, 也会在异质结界面自发感应出高浓度的电子 (达到 $\sim 10^{13} \text{ cm}^{-2}$), 与传统 GaAs 异质结器件的 2DEG 浓度相比可以高出一个数量级; 同时因为禁带的不连续会使得 GaN 导带低于费米能级, 形成一个电子势阱, 2DEG 只能在一个方向上移动, 受到外界杂质的散射作用很小, 使得载流子迁移率得到很大提高 ($1000\sim 2000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$), 因此 AlGaIn/GaN 异质结构适合用于大功率高频器件的研制^[38]。

2.2 AlGaIn/GaN HEMT 器件外延材料

Si 晶体已经基本具有“零”缺陷质量, GaAs 材料的缺陷最多也不超过 10^4 cm^{-2} , 但是 GaN 因为其禁带宽度更大缺陷密度达到了 10^{10} cm^{-2} 左右。目前缺陷密度最小的 GaN 材料都可以达到 10^6 cm^{-2} 数量级。GaN HEMT 毫米波器件的发展一定是建立在低缺陷密度、高质量的外延材料之上, 因此外延技术的发展成熟, 成为 GaN HEMT 器件研发的先行因素。同时, 如何提高二维电子气的迁移率和浓度成为 GaN HEMT 能否应用在毫米波波段的重要因素^[39]。

GaN 晶体常温常压下不会融化, 当温度大于 2300°C , 且平衡 N_2 气压 6GPa 以上时才能融化。而温度在 900°C 时, GaN 分解作用下生成 Ga 和 N_2 , 所以, Si 单晶的制作方法布里奇曼法和直拉法不能用来制备 GaN 单晶。因此目前 GaN 材料主要通过卤化物汽相外延 (HVPE), 分子束外延 (MBE) 和金属有机物化学汽相淀积 (MOCVD) 三种方式外延生长^[40]。其中 HVPE 利用 NH_3 为氮源, Ga 为镓源反应生成 GaN, 此方法的优点是生长速率快, 位错密度低, 但是反应物腐蚀设备且生长时组份难控制, 无法生长准确三四元氮化物半导体材料和异质结

结构。MBE 利用加热后的 Ga 金属蒸发形成分子束，在表面进行扩散，生长速度很慢，厚度可以控制到原子层级别从而精确地控制膜厚。同时，MBE 生长温度通常小于 700°C 远小于其他方法，所以能避免热扩散问题，很好地防止膜组份起伏，生长出高精度组分三四元氮化物。然而缺点就是生长速率慢，效率低，不能满足大规模生产的需求^[41]。对比之下，MOCVD 在汽相外延生长技术基础之上延伸而来，利用三甲基镓或者三乙基镓与 NH_3 高温反应生产 GaN。生长速率适中，可以较准确地控制厚度，生长纯度高，外延层均匀性良好，可以进行大规模生产，而且非常适合生长异质结结构，因此成为 GaN HEMT 外延层生长的主要技术。

2.2.1 常规 AlGaIn/GaN 外延结构

在 GaN 外延生长中，AlGaIn/GaN 异质结的发展最早，生长技术最成熟，从而应用也最广泛。但是在依靠栅长减小，追求频率特性的过程中，AlGaIn 18-25nm 的势垒层厚度成为发展的瓶颈，栅长与栅到沟道距离比值（横纵比）的减小，将会诱发严重的短沟道效应，在高场高频下性能退化。因此本论文初始基于 AlGaIn/GaN 异质结外延，从器件结构入手，采用凹栅槽的结构，通过引入低损伤 ICP 刻蚀的新工艺，来实现 AlGaIn/GaN 毫米波 HEMTs。AlGaIn/GaN 异质结外延的示意图如下图所示。由下至上依次为：1.SiC、蓝宝石或硅衬底，2.AIN 成核层，3.GaN 缓冲层，4.AIN 插入层，5.AlGaIn 势垒层。

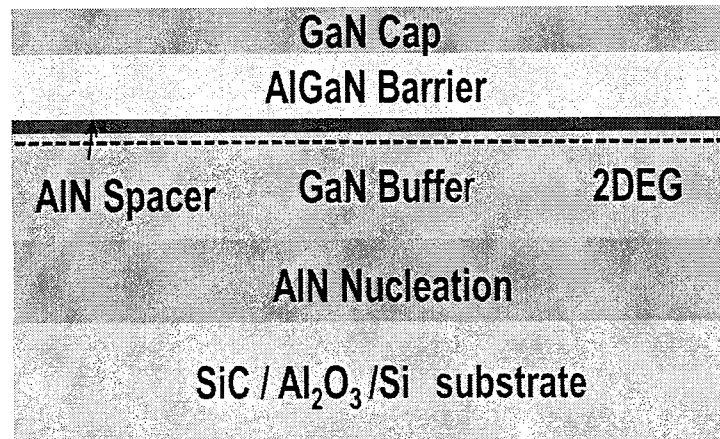


图 2.2 常规 AlGaIn/GaN 异质结外延示意图

首先，衬底的质量和种类是外延材料的先决条件。衬底的选用需要相近的热膨胀系数，越小越好的失配度，以及微波介质性质更优的半绝缘性和可接受的大

尺寸衬底价格。GaN 外延材料中主要的衬底材料有 SiC、蓝宝石(Al_2O_3)和高阻 Si 三种。其中,蓝宝石价格便宜,可以稳定的实现大尺寸生产,但是其晶格常数为 $4.758\text{\AA}$,与 GaN 晶格常数 $5.517\text{\AA}$ 晶格失配度达到 14%,同时蓝宝石的热导率较差大约为 $0.5\text{ W/cm}\cdot\text{K}$,制作射频功率器件时散热不好,增加了晶格振动从而降低沟道电子迁移率,降低输出电流直接影响器件的功率密度。虽然高阻 Si 衬底由于自身成本低廉和异质集成上的优势,吸引了众多科研团队的目光,成为未来主流的发展趋势,但是 Si 与 GaN 之间 17%晶格失配度,给外延材料带来了严重的曲翘,降低了工艺的均匀性,从而减小了器件的良率。而 SiC 晶格常数 3.080 与 GaN 3.185 之间晶格失配度仅为 3%,材料之间晶格匹配,而且 SiC 的热导率为 $4.5\text{ W/cm}\cdot\text{K}$,很好的解决了散热问题,尽管价格昂贵,但依然成为 GaN 射频功率领域的主流外延衬底,因此本论文中采用的衬底材料多为 SiC 衬底^[42]。

为了降低晶格失配和热失配的影响,通常在生长过程中都会在外延材料和衬底材料之间加入很薄的 AlN 成核层,用于释放晶格失配和热失配产生的晶格应力来提高外延层的质量,并且提高二维电子气的迁移率,降低背景载流子浓度。

高阻 GaN 缓冲层主要是为了减小器件的漏电,避免高场下器件高漏电带来的效率的降低,从而提高每个器件之间的隔离性能。

AlN 插入层改善 AlGaIn/GaN 异质结的界面粗糙度,提高了异质结导带的不连续性 ΔE_c ,增强 GaN 沟道层的压应变效应,使得形成二维电子气的势阱更深,增强了对自由电子的限制作用,从而提高二维电子气密度。同时,减小了三元化合物 AlGaIn 对沟道电子的合金散射,提高了电子迁移率^[43]。

GaN 帽层则提高了 AlGaIn 势垒层和栅金属之间的势垒高度,使得势垒层的导带能级提升,有利于抑制沟道热电子向势垒层发射。同时, GaN 帽层在势垒层上面产生压应力,产生由极化引起的负电荷,强化了 AlGaIn 势垒层上表面的正电荷从而可以屏蔽 AlGaIn 表面态对沟道电子的影响,有利于抑制电流崩塌效应^[44]。

2.2.2 薄势垒 InAlN/GaN 和 AlN/GaN 外延结构

随着 GaN 外延的发展,那么常规 AlGaIn/GaN 异质结材料外延由于较低的

电荷面密度和电子传输特性等因素，从而限制了 AlGaIn/GaN 异质结在毫米波频段的发展和提高。因此，随着外延技术的发展，InAlN/GaN 异质结和 AlN/GaN 异质结结构的超薄势垒层 GaN HEMTs 器件应运而生。本小结将通过 ATLAS 仿真软件对 InAlN/GaN 异质结和 AlN/GaN 异质结结构的能带结构进行仿真和分析。

首先从材料特性入手，对 InAlN/GaN 异质结进行分析，已知 III-V 族氮化物材料的基本材料如下表所示：

表 2.1 III-V 族氮化物材料的基本材料参数^[45-47]

III-V 族 氮化物	E_g (eV)	晶格常数(Å)		键能 (eV)	自发极 化强度 (C/m ²)	压电常数 (C/m ²)	
		a	c			e_{33}	e_{31}
InN	0.7	3.548	5.76	1.98	-0.032	0.97	-0.57
AlN	6.2	3.112	4.892	2.88	-0.081	1.46	-0.6
GaN	3.42	3.1876	5.1846	2.2	-0.029	0.73	-0.49

由基本参数可以得到氮化物之间禁带宽度和 a 轴晶格常数的相互关系，如下图所示：

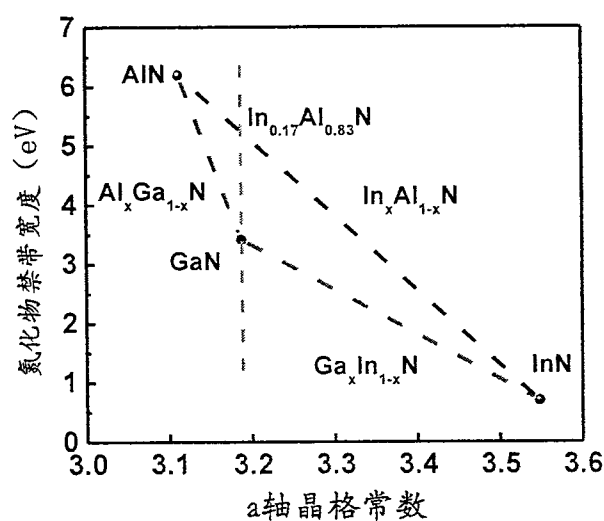


图 2.3 氮化物之间禁带宽度和 a 轴晶格常数的关系

通过 In 组分的改变， $\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{N}$ 三元合金材料的禁带宽度可以实现 0.7~6.2 eV 范围之间，并且当 In 组分为 17 % 时， $\text{In}_{0.17}\text{Al}_{0.83}\text{N}$ 与 GaN 之间在 c 面内形

成 a 轴晶格常数的匹配,从而可以在弛豫的 GaN 材料上无应力生长 $\text{In}_{0.17}\text{Al}_{0.83}\text{N}$, 形成近晶格匹配的 InAlN/GaN 异质结构, 可以有效的消除应变相关的逆压电效应, 提高 HEMT 器件的可靠性。通过 ATLAS 仿真软件对 InAlN/GaN 异质结不同势垒层厚度下的能带结构进行仿真和分析。

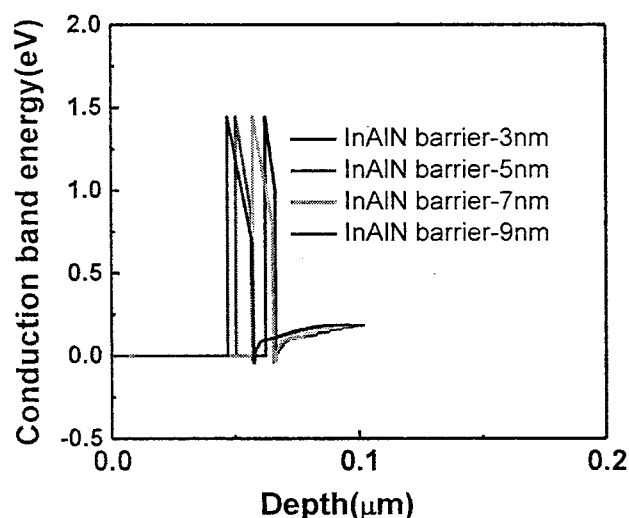


图 2.4 InAlN/GaN 异质结不同势垒层厚度下的能带结构仿真结果

由上图所示, InAlN 势垒层厚度为 3nm 时, 并未形成势阱结构, 势垒层厚度从 5nm 增加到 7nm 过程中, 势阱深度增加, 二维电子气浓度升高, 且当势垒层达到 7nm 时, 势阱深度不再增加, 沟道电子浓度趋于饱和。该仿真结果为后续 InAlN/GaN 外延材料的设计提供了有力的支撑和依据。

而 AlN/GaN 的异质结则与近晶格匹配的 InAlN/GaN 异质结结构本质不同, 得益于较大的晶格失配, 形成极强的压电极化效应和自发极化电场, 从而产生高密度的二维电子气浓度, 使得 AlN/GaN 异质结成为另外一种薄势垒层外延材料的可能。下面通过 ATLAS 仿真软件对 AlN/GaN 异质结不同势垒层厚度下的能带结构进行仿真和分析。

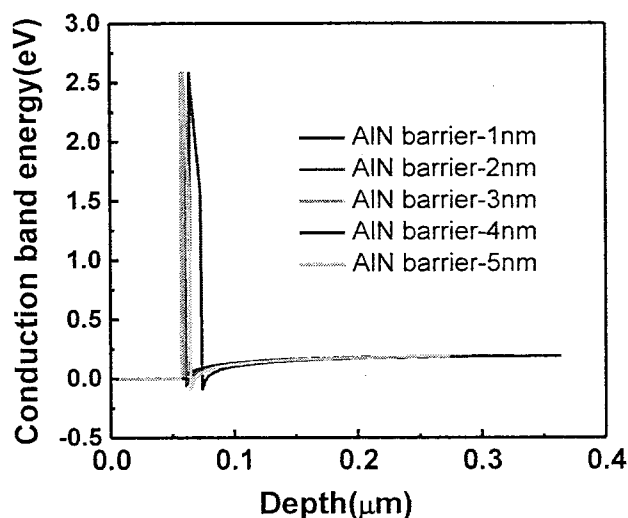


图 2.5 AlN/GaN 异质结不同势垒层厚度下的能带结构仿真结果

由上图所示, AlN 势垒层厚度为 1nm 时, 同样没有形成势阱结构, 势垒层厚度从 2nm 增加到 4nm 过程中, 势阱深度增加, 而当势垒层达到 4nm 时, 势阱深度不再增加, 沟道电子浓度趋于饱和。因此, 在本论文后续 AlN/GaN 外延材料的设计中, 考虑到击穿电压以及实际器件的纵横比, 将 AlN 势垒层的厚度确定为 5nm。

2.3 AlGaIn/GaN HEMT 器件基础

GaN 材料除了本身优异的特性外, 一个独特的优势在于可以与 III-N 族材料异质外延形成异质结, 从而形成高浓度、高迁移率的二维电子气, 对应的器件结构称为高电子迁移率晶体管, 也叫场效应晶体管。相对于其他半导体材料来说工作频段更高, 功率密度更大。下面主要介绍 GaN HEMT 器件的工作原理。

2.3.1 AlGaIn/GaN HEMT 的工作原理

GaN HEMT 器件的工作原理如下图所示, 对于耗尽型器件, 由于在不加栅压时 2DEG 已经存在, 即沟道已经形成, 所以栅极处于负压偏置, 漏极处于正压偏压, 通过控制栅压, 以电荷耦合作用来改变沟道电子的浓度从而实现器件的开关和工作状态的变换, 在射频放大状态下, 输入信号也通过栅极输入, 漏极作为输出级实现功率的输出或者工作状态的输出。在 AlGaIn/GaN HEMTs 中, 准确的

载流子输运模型通常要求解薛定谔方程和泊松方程，并且还要引入相当耗时的蒙特卡罗仿真。然而，大量的计算建模和仿真有时会模糊 HEMT 背后的重要物理概念意义。因此通常采用相对简单的分析模型：线性电荷控制模型、渐变沟道近似模型和两段式线性电子速率-场模型^[48]。

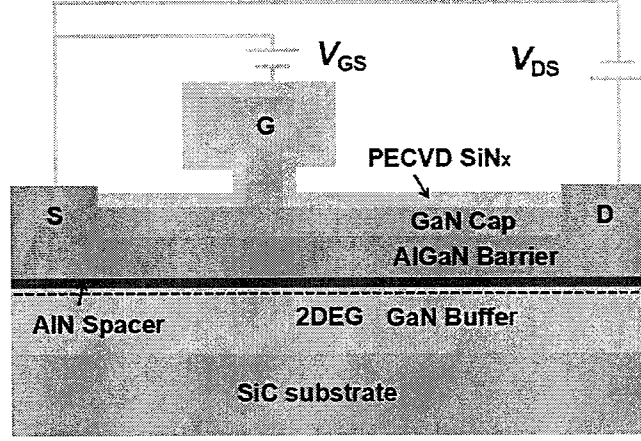


图 2.6 GaN HEMT 器件的工作原理

一维电荷控制模型描述了垂直于异质结界面方向上的电荷与栅极电压的关系，通过线性电荷控制近似，2DEG 密度可以近似为，

$$qn_s = C_{gs}(V_{gs} - V_{th}) \quad (2.1)$$

其中 q 为电荷， C_{gs} 表示栅下单位电容， V_{th} 为器件的阈值电压。假设 2DEG 表现为一个完美的二维空间，其面心距 AlGaIn/GaN 异质结界面的距离为 d_i 。 d_i 的物理起源是 2DEG 波函数， C_{gs} 可以表示为，

$$C_{gs} = \frac{\epsilon}{d_{AlGaIn} + d_i} \quad (2.2)$$

V_{th} 为阈值电压，即二维电子气完全耗尽时的栅压，表示如下：

$$V_{th}(x) = \phi_b(x) - \frac{\sigma(x)}{\epsilon(x)}(d_d + d_i) - \frac{qN_d d_d^2}{2\epsilon(x)} - \frac{1}{q}(\Delta E_c - E_f) \quad (2.3)$$

其中 ϕ_b 为肖特基势垒高度， σ 为极化所产生的面电荷密度， ΔE_c 为导带边不连续值。

在一维电荷控制模型基础上，需要加入漏压对载流子分布的描述，只考虑 2DEG 导电的话，二维电子气的面电荷密度可以看做近似等效为栅和平行异质结 x 方向的沟道电压的一次函数，即：

$$qn_s = C_{gs}(V_{gs} - V_{th} - V(x)) \quad (2.4)$$

那么距离源端为 x 处的二维电子气形成的沟道电流可以表示为:

$$I = qn_s v(x) \quad (2.5)$$

其中 $v(x)$ 是电子速度。

在此基础之上, 根据沟道电子速率与电场的实际关系, 引入了近似的两段式线性电子速率-电场模型

$$v = \begin{cases} \mu E(x) & E(x) < E_{sat} \\ v_{sat} & E(x) > E_{sat} \end{cases} \quad (2.6)$$

其中 μ 为低场下迁移率, $E(x)$ 为沟道电场, v_{sat} 为 2DEG 饱和速率, E_{sat} 为临界电场。综合以上三种模型, 可以得到:

(1) 线性区: 在栅压 $V_{gs} > V_{th}$ 的条件下, 假设低电场下的电子迁移率 μ 为常数, 如果满足 $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$, 即漏电压小于临界电场时, 电流随 V_{ds} 近似线性增大, 器件工作线性区, 此时代入公式 2.4-2.6 可得

$$I = C_{gs}(V_{gs} - V_{th} - V(x))\mu \frac{dV(x)}{dx} \quad (2.7)$$

根据电流连续性原理对该式作积分可得, 线性区漏极电流为

$$I_{ds,lin} = \frac{\mu C}{l_{ds}} \left[(V_{gs} - V_{th})V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] \quad (2.8)$$

(2) 饱和区: 在栅压 $V_{gs} > V_{th}$ 的条件下, 当 $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ 时电子速度达到饱和且为固定值, 即 $v(x) = v_{sat}$, 器件工作在饱和区, 同理可得此时饱和区漏极电流为

$$I_{ds,sat} = v_{sat} C_{gs} \left[\sqrt{(V_{gs} - V_{th})^2 + (l_c E_{sat})^2} - l_c E_{sat} \right] \quad (2.9)$$

l_c 代表沟道内 $E(x) = E_{sat}$ 的位置距源金属端的距离。

从上面公式可以看出, 饱和区器件输出电流只与栅电压有关系, 漏电压关联性不高。此时将输出电流对 V_{gs} 求导, 得到此时的跨导值为:

$$g_{m,sat} = v_{sat} C_{gs} \frac{V_{gs} - V_{th}}{\sqrt{(V_{gs} - V_{th})^2 + (l_c E_{sat})^2}} \quad (2.10)$$

不难发现, 饱和区的跨导值与饱和漂移速率线性相关。

(3) 截止区: 当栅压 $V_{gs} < V_{th}$ 的条件下, 耗尽层不断向衬底方向延伸, 同一

时间，费米能级也受到影响开始不断地向能级势阱的底部下移，导致沟道内二维电子气浓度不断的减小，至 $n_s=0$ 时没有电流输出，此时，源漏之间电流仅存在缓冲层的漏电以及肖特基反向漏电流，器件截止。

2.3.2 AlGaIn/GaN HEMT 器件参数与特性

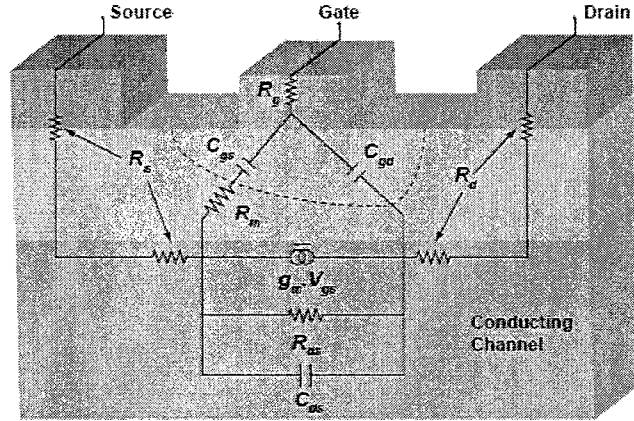


图 2.7 AlGaIn/GaN HEMTs 器件等效拓扑结构

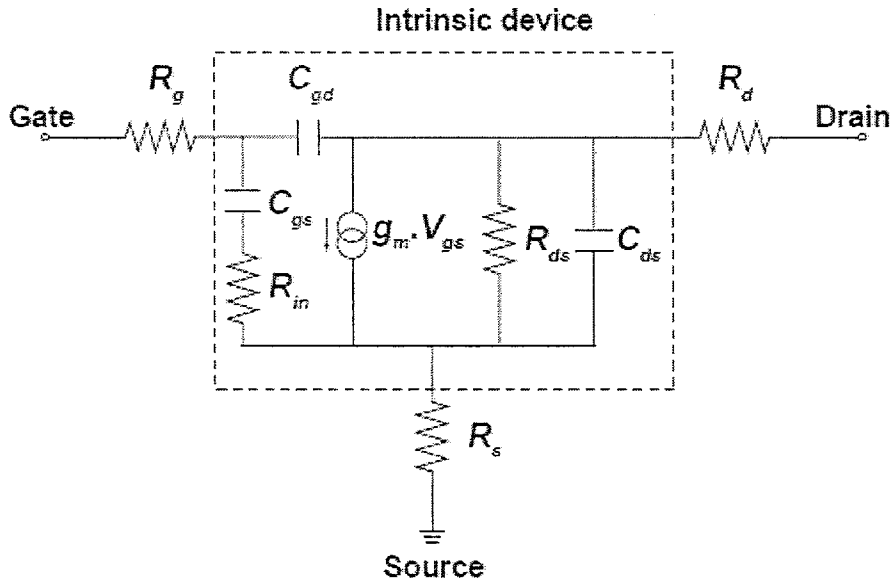


图 2.8 AlGaIn/GaN HEMT 小信号等效电路模型^[49]

HEMT 等效电路的物理基础如图 2.7 所示，小信号模型如图 2.8 所示^[49]。其中，本征参数输入（通道）电阻 R_{in} 、栅源电容 C_{gs} 、栅漏反馈电容 C_{gd} 、漏源电阻 R_{ds} 、跨导 g_m 、载流子在沟道中传输而引起的相位延迟 τ 和漏源电容 C_{ds} ，非本征参数 R_d 漏端沟道电阻包括接触电阻， R_s 源端沟道电阻包括接触电阻， R_g 栅金属电阻。此外，由外围 PAD 影响的寄生电感 L_d 、 L_s 和 L_g 可以与 R_d 、 R_s ， R_g

在等效电路串联在一起。根据定义， f_T 指的是电流增益 h_{21} 为 0 dB 时的频率，而 $f_{\max}$ 是单端功率增益 U 为 0 dB 时的频率。由等效小信号模型可以得到，

$$|h_{21}| = \left| \frac{i_2}{i_1} \right| = \left| \frac{(1 + j\omega R_{gd} C_{gd}) g_m e^{-j\omega\tau}}{j\omega(C_{gs} + C_{gd}) - \omega^2 C_{gs} C_{gd} (R_i + R_{gd})} \right| \cong \frac{g_m}{2\pi f (C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.11)$$

考虑到通常情况下， $\omega R_{gd} C_{gd} \ll 1$ ，且 $\omega(C_{gs} + C_{gd}) \gg \omega^2 C_{gs} C_{gd} (R_i + R_{gd})$ ，因此令 $|h_{21}| = 1$ 可得，

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.12)$$

考虑到 R_d 、 R_s 等源漏电阻的寄生，通过更严格推导得到非本征 f_T 的近似表达式为

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})(1 + (R_s + R_d)R_{ds}) + g_m C_{gd}(R_s + R_d)} \quad (2.13)$$

同理可得， $f_{\max}$ 需要把电流增益和电压增益同时相乘，考虑外部寄生参数后，得到的表达式为

$$f_{\max} \cong \frac{f_T}{2\sqrt{(R_{in} + R_s + R_g)R_{ds} + (2\pi f_T)R_g C_{gd}}} \quad (2.14)$$

可以近似为

$$f_{\max} = \frac{f_T}{2\sqrt{(R_{in} + R_g)R_{ds}}} \quad (2.15)$$

2.4 本章小结

本章节首先对 GaN 材料结构进行了研究，其晶胞四面体的纤锌矿结构导致了正负电荷中心不重合，再加上 N 原子与 Ga 相比对电子的吸引更强，是导致 GaN 材料产生自发极化的原因。同时，从异质结的晶格失配现象着手研究，分析得到压电极化效应的产生。从而归纳总结得到 AlGaIn/GaN 异质结中二维电子气的形成机理。

其次，详细对比了 GaN 外延材料的三种生长方法优劣性，得到 MOCVD 为

现有外延生长中最成熟技术。从材料外延角度, 针对毫米波 GaN HEMTs 提出了两种解决方案: 1. 常规 AlGaIn/GaN 异质结结合凹栅槽器件结构, 探究了每一层外延材料重要作用。2. 薄势垒 InAlN/GaN 和 AlN/GaN 结合 T 型栅结构, 充分利用材料特性, 并通过仿真软件对能带结构进行了仿真分析, 为薄势垒材料的设计提供了支撑。第三、四章工作, 将围绕这两种解决方案展开相关的研制工作。

最后, 介绍了 GaN HEMTs 的工作原理, 引入了器件的小信号等效电路模型, 为后续器件参数的提取和对比提供了理论支撑。

第三章 GaN HEMT 毫米波器件关键工艺研究

本章开展毫米波 HEMT 器件关键工艺技术研究，包括降低毫米波器件寄生效应、降低器件漏电，提高击穿电压等三个方面的研究工作，目标是实现 AlGaIn/GaN HEMT 高效率、高功率和高频的性能指标。

在关键工艺上，针对低寄生欧姆接触、低损伤栅槽刻蚀、40 nm T 型栅和低界面态介质钝化进行了重点研发，在此基础上，形成了完整的 GaN 毫米波器件流程，如下图所示，包括电子束标记，欧姆接触，隔离，电子束曝光，栅槽刻蚀，T 型栅，布线，介质钝化，T 型栅，金属布线，介质钝化，介质开孔，空气桥以及背面工艺的完整工艺流程。

整个章节，在 GaN 材料特性和常规 AlGaIn/GaN 异质结外延理论基础之上，所有工艺开发基于蓝宝石衬底的 3nm GaN 帽层，21nm AlGaIn 势垒层的外延片，其沟道方阻为 $440 \Omega/\text{sqr}$ ，以及 SiC 衬底外延生长的 3nm GaN 帽层和 21nm AlGaIn 势垒层外延片，其二维电子气面密度为 $n_s=1.1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ ，沟道迁移率为 $1980 \text{ cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$ ，沟道方阻为 $310 \Omega/\text{sqr}$ 。

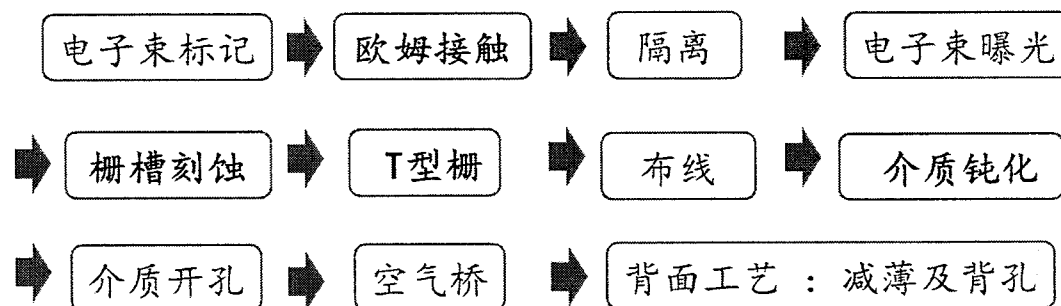


图 3.1 毫米波 AlGaIn/GaN HEMTs 完整工艺流程

3.1 W 金属转移电子束标记

AlGaIn/GaN HEMT 器件工艺中涉及多步套刻工艺，因此在器件制作第一步就是对准标记的制作，从而保证层与层的对应关系，保证每项工艺步骤之间精确的套刻。利用钨金属具有高熔点、高稳定性等特点，采用溅射 120nm 厚度的 W 金属作为对准标记，同时优化工艺流程。溅射的原理为金属两端通过加电极从而

使得气体电离之后撞击金属靶，然后形成金属粒子，再通过磁场控制粒子方向使得目标金属附着在衬底表面，这一过程由于攻击靶表面，产生带能量的粒子，所以对靶和衬底表面都有损伤。W 金属的熔点达到了 3000°C 以上，在高温合金过程中仍可以保持稳定，同时由于可以进行干发刻蚀，易于形成高精度的电子束对半标记。

电子束光刻之前的两步工艺即标记与源漏金属都是由 MA6 光学光刻得到。该光学光刻采用的是接触式对准光刻机光刻，通过光学显微系统和机械结构配合进行人工对准来实现，不可避免会引入套刻的偏差，同时可能会造成套刻偏差的累积。在毫米波 GaN 基器件中，通常采用栅长和源漏间距的等比例缩小来减小寄生效应，采用偏栅的器件结构来提高工作频率，源端与栅之间的距离进一步缩小，为了避免栅图形与源漏图形的间距与版图上的理想间距不一致而导致栅与源端金属短路的现象发生，对电子束对准标记提出了严苛的要求。因此需要将电子束曝光所需的十字对准标记图形与源漏金属图形制作在同一层掩模版上，以保证最大的套刻精度，这样对准标记金属需要与源漏金属保持一致。而在欧姆接触的制作过程中需要经过 800°C 以上的高温快速退火，导致采用源漏金属 Ti/Al/Ni/Au 制作的对准标记经历高温合金之后表面粗糙，边缘不平整，增加了电子束扫描时候的信号噪声，影响套刻的对准精度，严重时将导致因无法辨认对准标记而不能实现自动检测、补偿的方式来准确的定位、对准从而进行正常的电子束曝光。

针对上述问题，在工艺中增加了标记转移的工艺步骤，解决了高温退火后对准标记金属形貌产生形变这一问题，最终得到表面平坦、边缘平整的对准标记。完整的电子束标记形成过程如图所示：

(1) 采用正胶光刻曝光显影后形成标记窗口，然后溅射 $\sim 100\text{nm}$ 厚度的 W 金属，采用 lift-off 金属剥离工艺，形成源漏金属套刻用的 W 标记；

(2) 采用负胶 AZ5214 光刻出对准标记图形以及器件源漏图形，蒸发总厚度 $\sim 270\text{nm}$ 的源漏金属 Ti/Al/Ni/Au，剥离金属；

(3) 将欧姆形成对准标记做套刻，此时转移的标记被光刻胶保护。以光刻胶为掩膜，通过 SF_6 气体干法刻蚀对准标记图形之外的钨金属。最后进行去胶工艺。

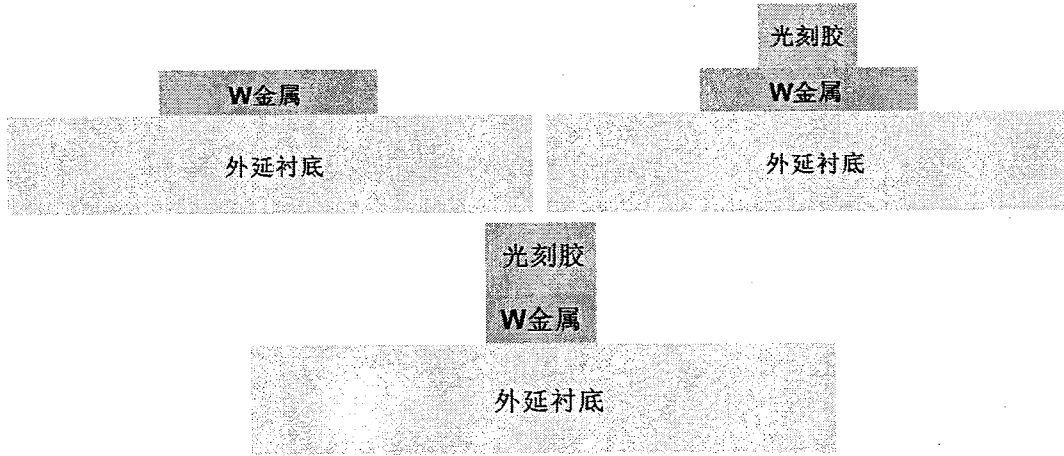


图 3.2 W 金属标记流程

3.2 欧姆接触

由公式 2.12 可知，当栅长缩短到一定程度时，频率指标 f_T 和 f_{max} 单靠 C_{gd} 、 C_{gs} 的减小已无法继续实现对器件频率性能提升以及满足器件在毫米波段工作时增益的性能需求。而栅长和源漏间距等比例的缩小过程中并未减小器件的欧姆损耗 R_s 和 R_D ，恰恰这些本征的寄生参数将在~150nm 栅长 GaN HEMT 器件中占据主要因素，因此降低器件的欧姆接触电阻对提升器件频率特性就显得十分重要。同时表面平滑的低阻热稳定欧姆接触还可以提高漏极电流的最大值 I_{DSmax} ，降低导通电阻，减小高电流密度下由于欧姆接触带来的功率损耗，以及对于跨导 G_m 最大值的提高。

由于 AlGaN 材料中禁带宽度较大，电子直接隧穿效率低，增加了欧姆形成的难度，通常需要采用高温快速热退火 (RTA) 合金来实现，其形成低阻欧姆接触金属体系的主要有 Ti/Al/Ni/Au^[50]、Ti/Al/Pt/Au^[51]、Ti/Al/Ti/Au^[52]、Ti/Al/Mo/Au^[53] 等复合金属体系。近年来国际上对于 GaN HEMT 欧姆的研究取得了一定的突破，非金属合金的方法涌现出来，如硅离子注入^[54]和重掺杂 GaN regrown 二次生长技术^[55]，接触电阻可以达到 $0.10 \Omega \cdot \text{mm}$ 以下水平，然而前者受限于较高的激活温度，后者则局限在二次外延对工艺复杂度的增加，以及对于腔体的污染，因此并非大规模应用在产业当中。综上所述，为了简化工艺流程，结合工艺线的实验条

件仍采取高温合金的方式形成欧姆接触，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系，基于 3 英寸蓝宝石衬底常规势垒层外延片。通过 evatec BAK 501 蒸发台实现对金属厚度的精确控制，实现 $1\text{\AA}/\text{s}$ 的蒸发速率。在整个高温合金的过程中，金属厚度、Ti/Al 金属厚度比、合金的温度以及合金的时间都会对欧姆接触结果产生巨大的影响，基于课题组的之前实验结果，优化后的金属比例和厚度为：Ti/Al/Ni/Au 厚度依次为 $200/1500/550/450\text{ \AA}$ 。而本实验所有合金时间为 50s 氮气氛围下完成，侧重于对于合金温度的优化。整个实验在蓝宝石衬底的外延片之上，沟道方阻为 $440\text{ }\Omega/\text{sqr}$ 。

为了对比合金温度的影响，下面引入准确评估欧姆的方法。与沟道电阻相比较，欧姆接触的阻值很小无法采用直接的方法来测量，通常采用传输线模型(TLM)来得到，通过测量不同欧姆金属间距的电流-电压特性得到每一个间距值下对应的总电阻，然后通过线性拟合总电阻与间距的变化规律^[57-57]，最终得到接触电阻 R_c 和方块电阻 R_{sh} ，测试原理如图所示：

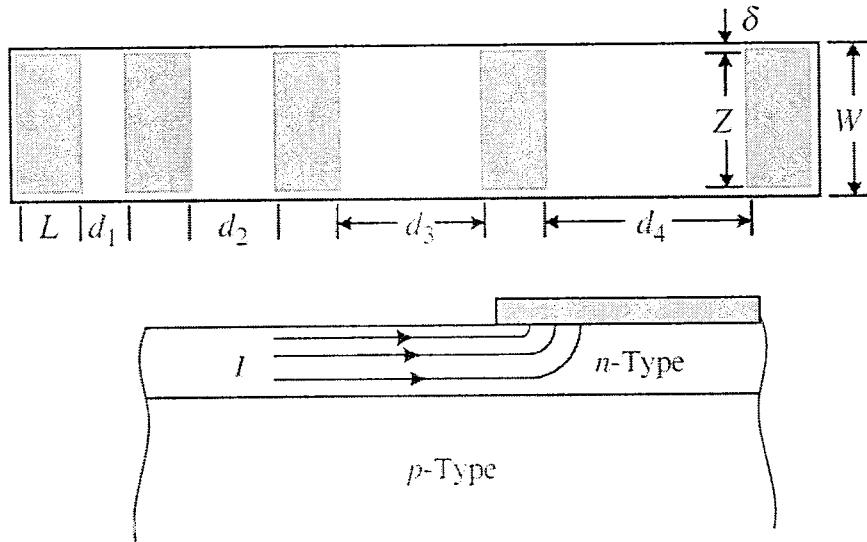


图 3.3 传输线模型测量欧姆原理

图中黄色方块对应欧姆金属，白色区域为衬底材料，由于金属电极的阻值很小，与半导体材料相比可以忽略不计，当金属探针扎在两个相邻的欧姆金属 Pad 上时它们之间的电阻可由以下公式给出，

$$R_T = \frac{R_{sh} \cdot l}{W_c} + 2R_c = \frac{R_{sh}}{W_c} (l + 2L_T) \quad (3-1)$$

式中 R_c 为欧姆的接触电阻，单位为 $\Omega \cdot \text{mm}$ ， l 为两个欧姆金属 Pad 之间的间距， R_{sh} 是 GaN 沟道的方块电阻，其单位为 Ω/sqr ， L_T 为特征长度。由于电流集边效应的存在，半导体中的绝大部分电流沿着半导体表面流动，在接触边缘 $x=0$ 处，电压值最大，随着传输长度的增加，呈指数型下降，当减小到电压最大值的 $1/e$ 时对应的距离称为传输线特征长度 L_T ，定义为

$$L_T = \sqrt{\rho_c / R_{sh}} \quad (3-2)$$

对应的物理意义是大部分电流从半导体流过金属或从金属流过半导体的长度。绘制电阻随间距的变化散点图，如图 3.10 所示，通过线性拟合与 R_T 轴交于 $2R_c$ ，与 l 轴交于 $2L_T$ ，图中直线的斜率为 R_{sh}/W_c ，由此可以得到比接触电阻率，

$$\rho_c = R_c \cdot L_T \cdot W_c \quad (3-3)$$

通常两探针测量 TLM 时，通过施加偏置电压监控电流来拟合计算得到的电阻需要扣除针尖后才是接触电阻，所以两探针的测试方法并不准确。而采用四探针法测电阻时，两根扎在 Pad1 上，其余两根探针扎在 Pad2 上，Pad1 和 Pad2 上的探针分别有一根加电压，而另一根加电流，如下图所示，这样就可以排除掉探针的电阻，所以在下面测试中均采用四探针测 TLM 方法。

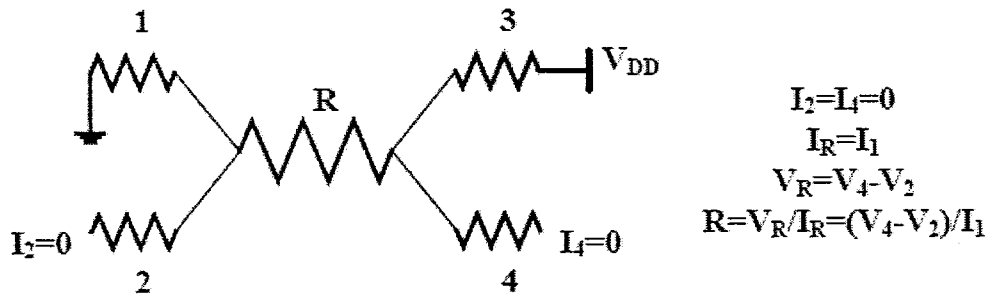


图 3.4 四探针测 TLM 方法

按照四探针 TLM 的测试方法，实验数据（典型数据氮气氛围中 820°C 温度下 50s 的退火时间）经线性拟合得到接触电阻和方阻后，如下图（a）所示，图（b）为扫描电镜下 820°C 温度退火条件得到欧姆的表面形貌：

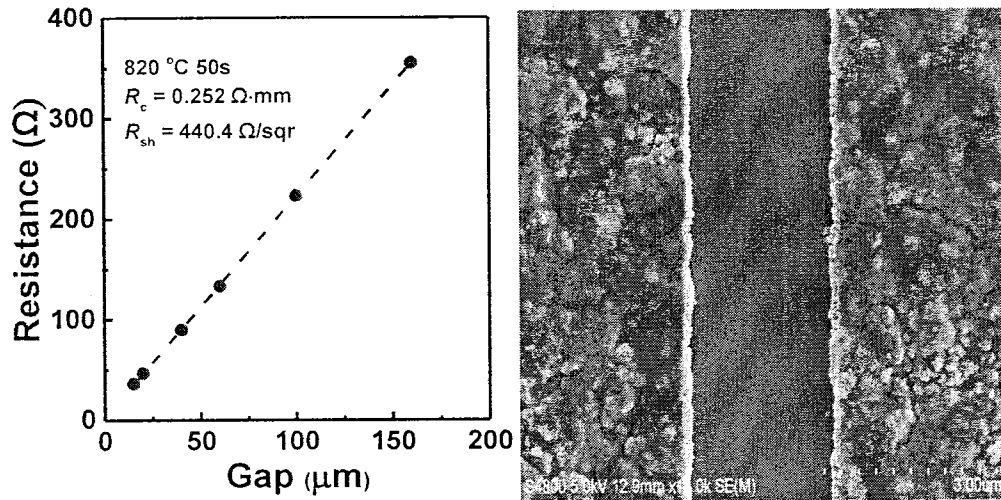


图 3.5 820℃温度下合金结果 (a) TLM 线性拟合 (b) SEM 下欧姆的表面形貌

按照上述方法,不同温度下的实验数据经线性拟合后的实验结果汇总后如下图所示,从两图中可以看出,统一在 50s 的退火时间氮气氛围中,820℃的退火温度下得到的接触电阻和比接触电阻率最小,分别达到 $0.252 \Omega \cdot \text{mm}$ 和 $1.44 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$,且欧姆金属的表面均匀,欧姆金属边缘整齐。

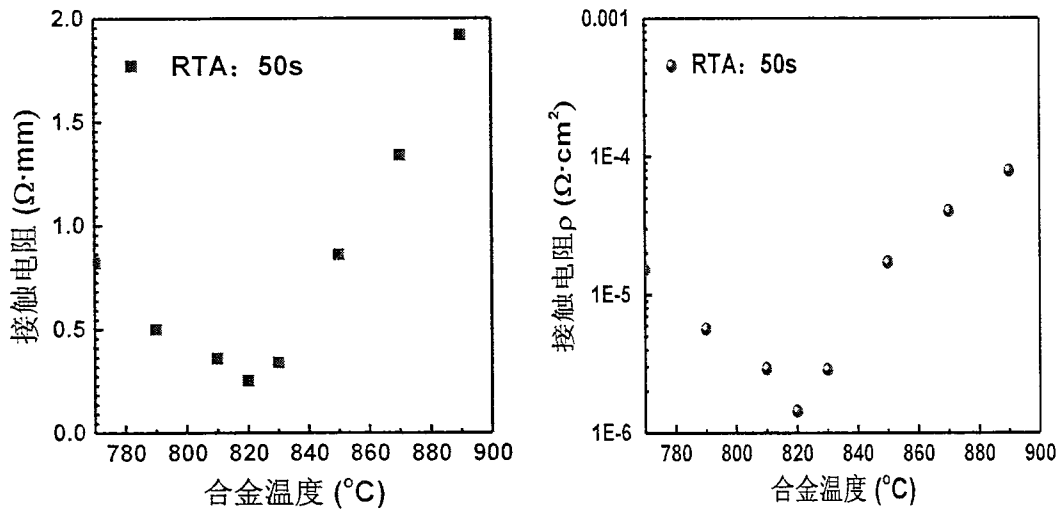


图 3.6 不同合金温度下的测试结果 (a) 接触电阻 (b) 接触电阻率

其反应的主要机理是,Ti 抽取 GaN 和 AlGaN 中的 N 反应生产金属功函数更低的 TiN,降低势垒高度从而帮助接触的形成。同时产生 N 空位,使得 AlGaN 势垒层变为 n 型掺杂,减小了隧穿距离提高了隧穿几率,帮助二维电子气跃迁。Al 的主要作用是与 Ti 反应生成低阻 TiAl_3 ,阻止 Ga 的外扩,保持 GaN 组分的稳

定。Ni 作为阻挡层防止 Al 的析出和金的内扩，是欧姆表面形貌的重要决定因素。最后 Au 用来阻止高温合金过程中 Ti 和 Al 的氧化，并且提高欧姆接触的导电性 [59-61]。

在此基础之上开发了基于 ICP 的 recess 势垒层刻蚀结合 Ti/Al/Ni/Au 工艺，Ti/Al/Ni/Au 厚度依次为 200/1500/550/450 Å，重点优化了合金时间。其中 ICP 的刻蚀菜单为采用比例为 1: 3 的 Cl_2 与 BCl_3 ，RF 的功率为 10W，压强为 2Pa，ICP 功率为 150W，刻蚀时间 10s 深度为 4-5nm 之间。

按照四探针 TLM 的测试方法，实验数据（典型数据刻蚀势垒层后在氮气氛围中 790℃ 温度下 50s 的退火时间）经线性拟合得到接触电阻和方阻后，如下图（a）所示，图（b）为扫描电镜下 790℃ 温度退火条件得到欧姆的表面形貌：

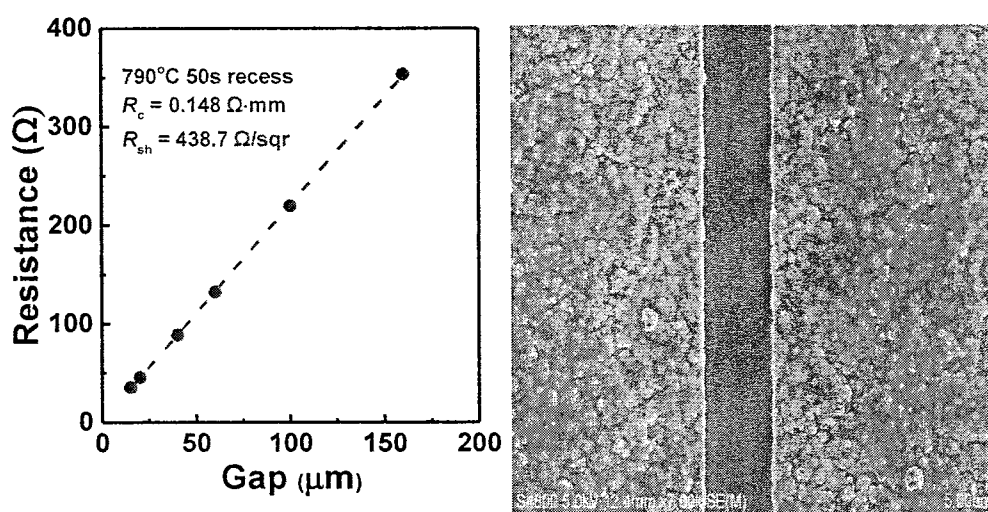


图 3.7 790℃ 温度下合金结果 (a) TLM 线性拟合 (b) SEM 下欧姆的表面形貌

实验数据经拟合的实验结果汇总后如所下图所示，从两图中可以看出，统一在 50s 的退火时间氮气氛围中，790℃ 的退火温度下得到的接触电阻和比接触电阻率最小，分别达到 $0.148 \Omega \cdot \text{mm}$ 和 $4.46 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$ ，相比与 Ti/Al/Ni/Au 直接合金的方法，实现了更优的欧姆接触。

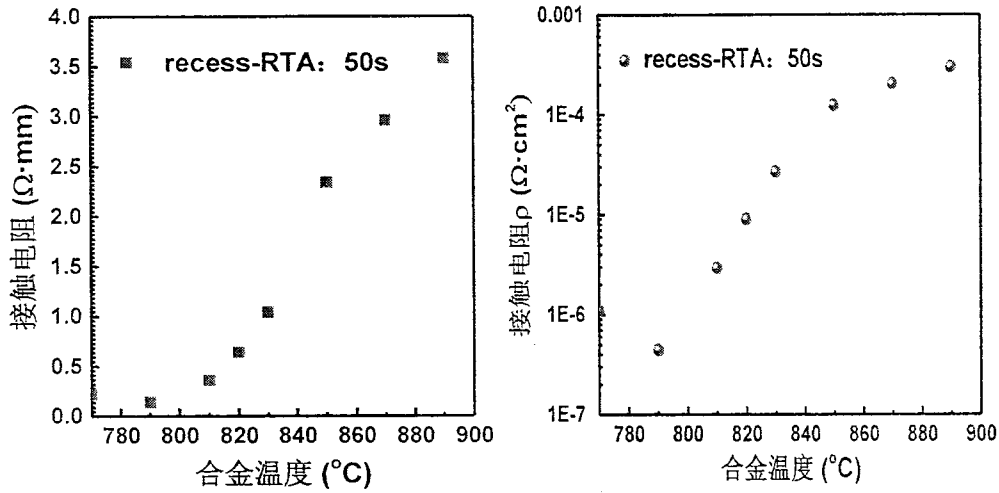


图 3.8 不同合金温度下的测试结果 (a) 接触电阻 (b) 接触电阻率

分析原因主要是由于通过刻蚀去除了 GaN 表面的 GaO 氧化物, 从而使得 Ti 和 Al 更容易与势垒层和帽层的 N 汲取反应, 形成氮空位。势垒层的减薄也有利于沟道电子的隧穿。同时刻蚀增加了表面粗糙度, 增大了欧姆接触与 2DEG 的接触面积。在 ICP 刻蚀过程中不可避免的带来了损伤, 引入了缺陷, 此缺陷能级可以进一步降低了势垒高度^[62]。

通过比较 AlGaIn/GaN 异质结构的欧姆接触的形成三种主要机理: 势垒模型、隧穿模型和类金属接触。recess 势垒层刻蚀+Ti/Al/Ni/Au 的合金工艺更符合欧姆接触的隧穿模型, 一方面势垒层厚度的减薄, 增加了电子隧穿的几率; 另一方面, 刻蚀中缺陷的引入, 增加了半导体一侧的掺杂浓度, 综合两种效果借助隧穿效应形成了良好的欧姆接触。

3.3 低损伤栅槽刻蚀工艺

在追求器件更高工作频率的过程中, 依靠不断缩短栅长来减小栅电容, 导致器件栅电极对 2DEG 的调控能力逐步减弱短沟道效应明显, 致使金半接触中势垒高度降低, 肖特基漏电增大, 此外部分电子在沟道获得能量进入到缓冲层, 造成关态时缓冲层漏电增加, 降低器件工作时的效率。因此对于毫米波器件来说, 通过栅槽区域 GaN 帽层和 AlGaIn 势垒层的刻蚀, 成为一项关键技术, 从而控制栅长 L_g 与栅到沟道的距离 t_{br} 比值即 $L_g/t_{br} > 15$ 来消除短沟道效应^[63-64]。

栅槽刻蚀可以分为两大类，干法刻蚀和湿法腐蚀。而湿法腐蚀利用特定溶液与被腐蚀材料之间的化学反应，一般采用激光辅助的湿法腐蚀和热氧化湿法腐蚀。由于 GaN 热稳定性好，化学性质不活泼，导致没有合适的腐蚀液可用。在湿法腐蚀的研究中，最早通过 NaOH 溶液进行阳极腐蚀^[65]，接着发展出 HeCd 激光辅助照射下用 KOH 和 HCl 腐蚀技术，但是腐蚀速率依然很低^[66]，然后出现了 KOH 和 AZ400K 光刻胶显影液配合光化学腐蚀的技术，刻蚀表面有所好转^[67]。有研究提出采用 F2 和 KrF 混合激光可以用于 GaN 的加工，但设备结构复杂，技术上仍存在诸多问题^[68]。近年来，通过高温氧等离子处理后用 HCl 腐蚀，或者高温热氧化用 KOH 溶液腐蚀成为湿法腐蚀主流技术^[69]，但终究因为工艺复杂生产效率低，很难应用到产业当中。

因此在毫米波 GaN HEMT 的制作过程中干法刻蚀成为主流技术，并得到产业和科研院所研究的关注。干法刻蚀技术则是通过将反应气体离化成反应活性较高的离子和电子，高活性的等离子体对刻蚀材料产生物理轰击和化学反应。主要包括电子回旋共振等离子体刻蚀（ECR）、反应离子刻蚀（RIE）和感应耦合等离子体刻蚀（ICP）。其中，ICP 相比与另外两种刻蚀来说，其拥有两个独立的射频源，拥有更好的可控性，等离子体密度高可以实现高速率和低损伤刻蚀，同时工作气压低，利于控制形貌和各向异性，因此 ICP 是如今被广泛采用的 AlGaIn/GaN HEMT 栅槽刻蚀技术方法^[70]。

对于 ICP 干法刻蚀来说，刻蚀是通过自由电子在射频电场的加速作用下与反应气体碰撞电离出离子，同时离子与电子的复合同步进行，最终达到了复合与电离平衡，从而形成了辉光放电，产生激发态分子、原子、原子团等自由基，然后与被刻蚀材料发生化学反应，最终由离子轰击刻蚀材料促进了生成物的挥发^[71]。而 GaN 材料由于稳定的化学性质，刻蚀条件需要有更高的偏压、RF 功率以及等离子体密度，在刻蚀过程中对刻蚀区域的势垒层造成损伤很难避免，将会引入缺陷和杂质。当缺陷、杂质俘获肖特基热电子时，会产生额外的载流子库伦散射效应，导致二维电子气迁移率的降低，最终导致器件直流和射频性能的退化以及可靠性的进一步恶化^[72-73]。故降低栅槽刻蚀引入的缺陷损伤，成为了制约 GaN HEMT 毫米波器件的重要因素，为此本论文开发了基于 ICP 的高温低损伤栅槽

刻蚀和原子层低损伤栅槽刻蚀。

3.3.1 高温低损伤栅槽刻蚀

ICP 对于 GaN 和 AlGaIn 的刻蚀目前以 Cl 基气体为主,对于单纯的氯气来说, Cl^+ 是主要的阳离子, Cl 是主要的中性基团, GaN 的刻蚀主要跟 Cl^+ 的离子轰击和 Cl 的化学反应有关。由于常温下 GaCl_3 的挥发性问题, 纯氯气的刻蚀速率并不理想。通常需要引入气体 BCl_3 后, 由于真空度的降低以及离子辅助吸附的加强, 刻蚀速率进一步提高。同时, 常规低损伤刻蚀一般采用的都是低功率, 材料表面温度低, 刻蚀的主要生成物中 GaCl_x ($x \sim 1-3$) 的汽化点在 200°C 左右, 往往造成生成物残留, 这个对器件的肖特基造成较大的影响; 当提高刻蚀过程 ICP 腔体的温度时, 加速了生成物挥发提高了刻蚀速率^[74-75]。下面将探究高温刻蚀对器件性能的影响。

对照实验器件的制备如下

实验基于 3 英寸 SiC 衬底, 外延结构如图所示, 主要有 3nm GaN 帽层, 21nm $\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{N}$ 势垒层, 和 1nm AlN 插入层。外延片二维电子气面密度为 $n_s=1.1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ 沟道迁移率为 $1980 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, 沟道方阻为 $310 \Omega/\text{sqr}$ 。器件外延结构示意图和 $0.2\mu\text{m}$ 栅长的 T 型栅如下图所示:

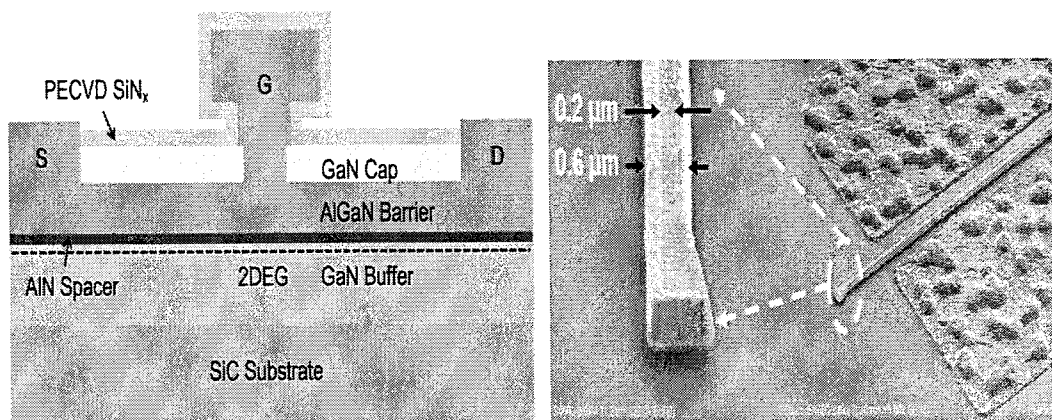


图 3.9 高温栅槽刻蚀器件结构 (a) 器件外延结构 (b) $0.2\mu\text{m}$ 栅长的 T 型栅

器件的制备流程如下所示:

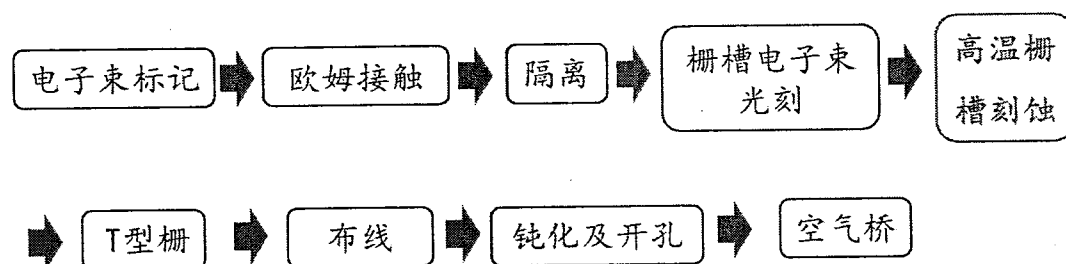


图 3.10 高温栅槽刻蚀器件的制备流程

下面对整个制备流程的关键工艺步骤进行阐述：

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离，以及欧姆的制备，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系在 870℃，N₂ 氛围，50s 的合金条件下实现 0.2 Ω·mm 的接触电阻。

2. 利用三层胶 PMMA/SF5/9920 光刻定义有源区，通过氮离子二次能量注入实现器件间的隔离，注入条件为 30keV 1E14，50keV 5E15。

3. 通过 2500r/min 转速匀 460nm 厚的 ZEP520A 电子束光刻胶，电子束曝光实现 0.18μm 的栅槽刻蚀窗口，刻蚀前在 180℃ 热板上烘 3min。

4. 利用 Cl₂/BCl₃ 在 corial 200IL 刻蚀机刻蚀栅槽，刻蚀条件为 1: 3 的 Cl₂ 与 BCl₃，RF 的功率为 5W，压强为 2Pa，ICP 功率为 150W，刻蚀时间为 60s。其中一片的下电极温度设置为常温，另一片刻蚀时下电极温度设置为 160℃。常温和高温刻蚀的速率分别为 11.2nm/min 和 13.3nm/min，刻蚀深度为 11nm 和 14nm。对于 160℃ 温度的选取，主要取决于光刻胶掩膜的应用条件以及主要生成物的气化点。

5. 利用 PMMA/Al/UVIII 三层胶电子束曝光显影，然后蒸发厚度为 40/500nm 的 Ni/Au 金属栅实现 0.2μm 栅长的 T 型栅。

6. 通过 PECVD 完成厚度为 120nm 低应力 SiN_x 介质的钝化。

器件的性能测试如下所示，本章节引入了原子力显微镜（Atoms force microscope, AFM）测试，X 射线光电子能谱分析仪（X-ray photoelectron spectroscopy, XPS），直流 I-V 相关测试，脉冲 I-V 相关测试，S 参数测试以及 loadpull 负载牵引测试。

首先栅槽刻蚀后的界面粗糙度是衡量刻蚀技术的直接指标，通过刻蚀腔体温度增加到 160℃ 以后，可以获得更高平整度的刻蚀表面，对刻蚀完的样品表面做

原子力显微镜测试分析,刻蚀以后,表面的粗糙度由原始 0.42nm 减小到 0.33nm,刻蚀之后的表面平整度更高。

ICP 的刻蚀过程中, $\text{Cl}_2 + \text{BCl}_3$ 等离子体刻蚀 GaN/AlGaIn 的主要反应生成物有 GaCl_x ($x \sim 1-3$), NCl_3 和 AlCl_3 。 GaCl_x 的汽化点 210°C , 由于栅槽刻蚀的功率较小, 很容易导致表面生成的残留; 通过采用 X 射线光电子能谱分析仪分析手段对刚完成常温和高温表面刻蚀的 AlGaIn/GaN 外延片进行电子光谱探测, 通过监测刻蚀表面 Cl 元素的含量, 来反应生成物的残留量, 最后得到高温刻蚀后反应生成物加速挥发。

粗糙的 GaN/AlGaIn 刻蚀表面很大程度上是因为表面有残留或不均匀的反应生成物导致。因此, 根据常温和高温 ICP 刻蚀的 AFM 和 XPS 测试对照和研究, 提出了相关模型来阐述刻蚀温度的提高对 AlGaIn/GaN ICP 刻蚀的影响。如图 3.12 所示, $\text{Cl}_2 + \text{BCl}_3$ 等离子体对 AlGaIn 的刻蚀受到以 GaCl_3 为主的反应生成物的干扰, 导致生成物下方的刻蚀速率降低。在 160°C 腔体温度的刻蚀反应下, 加速了 AlGaIn/GaN ICP 刻蚀的反应生成物的挥发, 使得有效地减少了刻蚀区域反应生成物的残留, 从而对后续刻蚀的影响降低。综上所述, 刻蚀时 ICP 下电极温度的提高加速了生成物的挥发, 能够有效提高刻蚀速率, 同时能够改善刻蚀表面粗糙度, 提高刻蚀的均匀性。

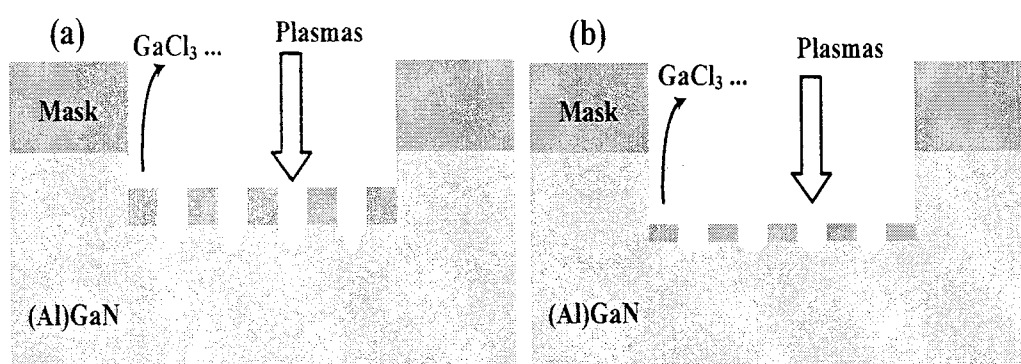


图 3.11 腔体温度对 ICP 刻蚀 AlGaIn/GaN 的影响 (a) 20°C 常温刻蚀 (b) 160°C 高温刻蚀

下面从器件的电学性能出发, 利用 HP4200 半导体参数分析仪进行直流测试, 综合评估刻蚀温度对器件的影响。测试直流转移特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 -4V - 3V , 步长为 0.1V , 漏压 V_{DS} 固定为 6V , 源端金属接地。如图所示, 直流转移特性的对比可以发现, 采取凹栅槽刻蚀结构的两种器件在关态栅压下, 关态漏电都没有

随着栅压变化而变化,说明两种器件都有效的抑制了短沟道效应,而刻蚀温度从室温升高到 160°C 后,器件的关态漏电减小了至少两个数量级,从 $1.6 \times 10^{-4} \text{ A/mm}$ 减小到 $3.5 \times 10^{-7} \text{ A/mm}$,同时跨导得到显著提高,源漏电压 $V_{\text{DS}}=6\text{V}$ 下跨导从 331 mS/mm 增加到 422 mS/mm 。测试输出特性时,栅压 V_{GS} 设置为 $-3\text{V}-3\text{V}$,步长为 1V ,漏压 V_{DS} 设置为 $0\sim 10\text{V}$,步长为 0.1V ,源端金属接地。 $V_{\text{GS}}=3\text{V}$ 时,器件的最大饱和输出电流 I_{DMAX} 从 1.0 A/mm 增加到 1.2 A/mm 。

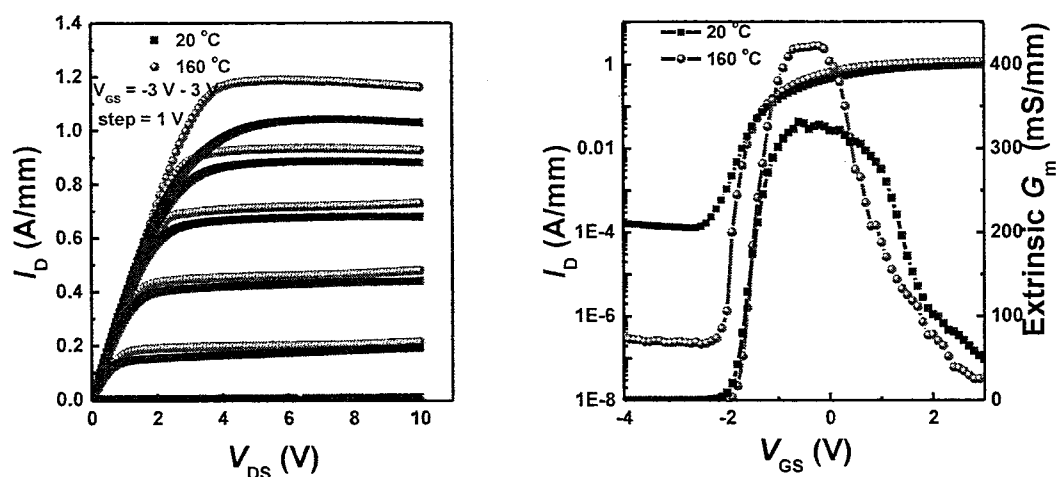


图 3.12 AlGaIn/GaN HEMTs 经过 20°C 和 160°C ICP 刻蚀后直流特性对比结果 (a) 输出特性
(b) $V_{\text{DS}} = 6\text{V}$ 下转移特性

肖特基漏电是评估栅区域刻蚀损伤的直接表征方式,在测试器件的肖特基漏电时,栅压设置为 $-60\text{V}-3\text{V}$,步长为 0.1V ,此时漏端接地而源端金属不连接。如图所示,高温刻蚀下肖特基漏电从 $2.2 \times 10^{-2} \text{ A/mm}$ 减小到 $1.6 \times 10^{-6} \text{ A/mm}$,漏电减小了至少 3 个数量级。根据肖特基漏电机理,常温刻蚀在栅区域引入了更多的缺陷,在高电场下沟道电子被刻蚀区域的缺陷俘获,势垒高度从 AlGaIn 与 GaN 之间的导带带阶降为陷阱的能级深度,被俘获的电子仍可以通过隧穿或热激发从陷阱中释放并跃迁至栅极,形成泄露电流,因此漏电增加。击穿电压的测试结果如图所示,测试时栅压 V_{GS} 固定为 -5V ,漏压 V_{DS} 设置为 $0-150\text{V}$ 步长为 0.1V ,源端金属接地,当器件发生硬击穿(电流限制在 0.01A/mm)时测试停止。可以发现高温刻蚀 HEMT 器件在关态工作下漏压从 0V 增加到 134V 时,关态漏电平缓

增加基本保持不变,直到 134.1V 时漏电陡然上升,达到了器件的硬击穿电压。击穿电压由常温刻蚀 HEMT 器件的 75.7V 增加到了 134.1V。击穿电压主要由促进碰撞电离的电流浓度决定,常温刻蚀由于缺陷带来了更高的栅漏电,因此增加了电子碰撞电离的几率,导致碰撞电离的电子数增多,击穿电压降低^[76]。

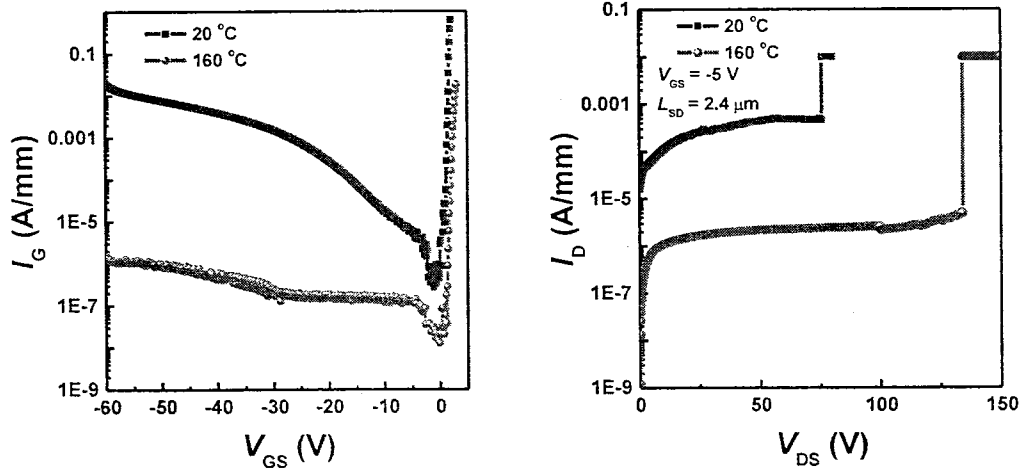


图 3.13 AlGaN/GaN HEMTs 经过 20 和 160 °C ICP 刻蚀后直流特性对比结果 (a) 肖特基漏
电 (b) $V_{DS} = -5$ V 时击穿特性

本章节通过引入理想因子 n 来评估肖特基特性,根据肖特基正向特性低电压 $V_{GS}=1.2V-1.6V$ 线性的区域进行拟合,公式为,

$$n = \left(\frac{q}{kT} \right) \frac{\partial V}{\partial (\ln I)} \quad (3.4)$$

其中, $kT/q \sim 0.026V$ 。

本章节可以得到高温刻蚀的理想因子相比于常温刻蚀来说,由 4.03 降到了 3.30,虽然高温刻蚀的理想因子也未达到接近 1 的纯理想状态,这主要可能是因为势垒层的减薄增加了肖特基的隧穿电流。

本章节通过对三寸片上、中、下、左、右五点法测试直流转移特性,栅压 V_{GS} 设置为 -4V-3V,步长为 0.1V,漏压 V_{DS} 固定为 6V,源端金属接地。不难得出高温刻蚀拥有更好的刻蚀均匀性,器件的电学性能基本一致。

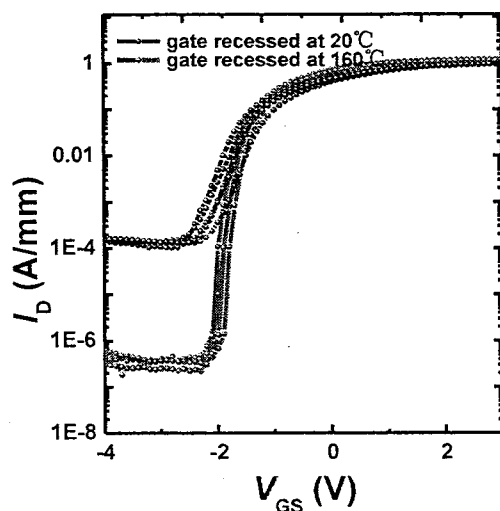


图 3.14 AlGaIn/GaN HEMTs 经过 20 和 160°C ICP 刻蚀后 $V_{DS} = 6\text{ V}$ 下五点法转移特性对比结果

为了更直接评估刻蚀对于栅区域的损伤，引入脉冲 $I-V$ 测试方法对缺陷进行定量的分析表征。相对于器件的静态直流电学测试，器件的动态电学测试可以较为直观的反映缺陷陷阱对于 HEMT 器件性能的影响。

脉冲 $I-V$ 测试是一种较为典型的动态电学测试方法，其特点主要是测试时外加的信号是周期性变化的脉冲信号，而不是线性变化的直流信号，因此可以实现在实际应用工作环境下对器件开关状态的模拟。静态直流 $I-V$ 和动态脉冲 $I-V$ 的测量原理分析对比如图 3.16 所示：

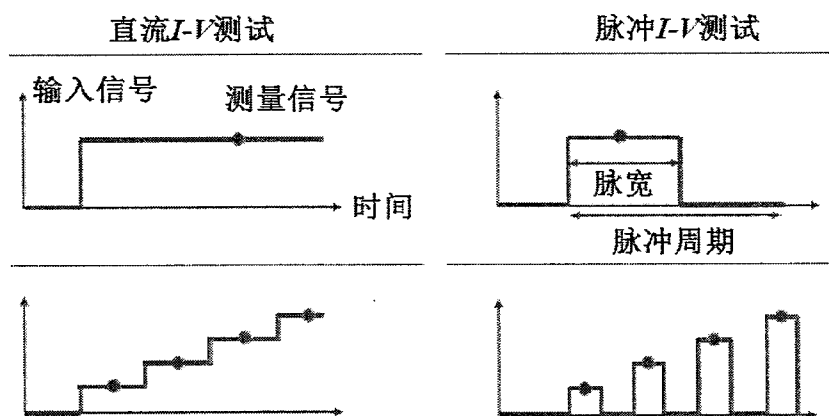


图 3.15 直流 $I-V$ 测试和脉冲 $I-V$ 测试的原理图

在直流 $I-V$ 测量过程中，采样信号是呈线性变化的，相邻采样点之间的信号

变化大小通过步距 (step) 进行设置, 该变化一直在持续进行。而在脉冲 $I-V$ 的测量过程中, 脉冲周期时间的设置要求低于缺陷释放被俘获电荷的时间常数, 单个脉冲周期中为了反映 HEMT 器件在毫米波波段的工作状态, 测量信号的脉冲时间通常在纳秒量级, 受限于脉冲源的精度控制, 脉冲宽度设置在微秒范围以内, 其余绝大部分时间会返回至提前设置的静态偏置点。电信号的监测区域位于脉宽范围内。通过对不同的静态偏置点设置, 能够实现表征 HEMT 器件不同的工作状态, 反映缺陷陷阱在不同区域的分布^[75]。

脉冲 $I-V$ 的测试电路如图 3.17 所示。本论文中的脉冲 $I-V$ 测试将脉冲周期时间设置为 $10\ \mu\text{s}$, 其中脉冲信号宽度为 $200\ \text{ns}$, 占空比为 2%。HEMT 器件实际工作的漏压以及器件的阈值电压对静态电压偏置点的选取起关键作用。

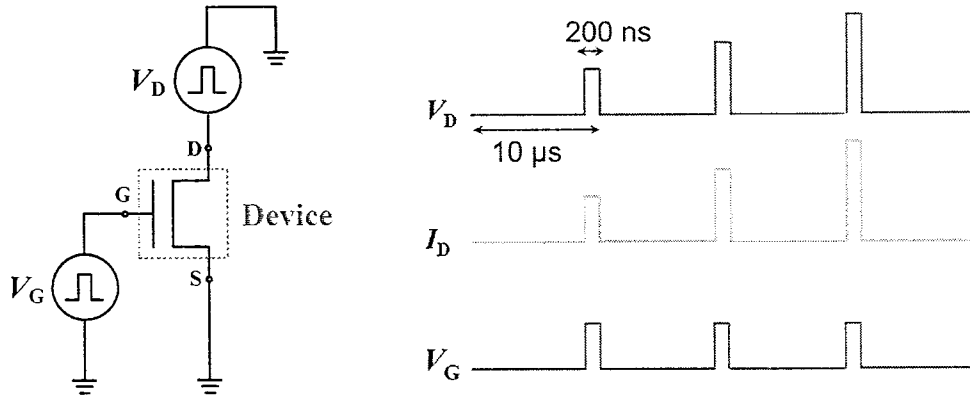


图 3.16 脉冲 $I-V$ 的测试电路与测试脉冲信号波形示意图^[75]

如图所示, 为常温和高温刻蚀 HEMT 器件在的脉冲测试下的输出曲线对比, 相应的静态偏置点设置为 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (0\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 、 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (-6\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 和 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (-6\ \text{V}, 20\ \text{V})$ 时。其中 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (0\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 静态偏置点是在测试监测电流电压以外非脉冲区域器件, 重新回到初始不加电信号状态, 类比于器件常规的直流测试, 但是去除了直流测试中器件的自热效应。 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (-6\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 静态偏置点是在非脉冲区域, 器件的偏置设定为 $(-6\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 只对栅区域增加电应力, 对比 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (0\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 静态偏置点反映了栅延迟 (gate-lag) 其定义了栅区域陷阱对器件频散效应的影响。相应的 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (-6\ \text{V}, 20\ \text{V})$ 为对比 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (0\ \text{V}, 0\ \text{V})$ 静态偏置点反映了漏延迟 (drain-lag) 其定义了栅漏区域陷阱以及缓冲层陷阱对频散效应的影响^[78]。测

试器件的栅宽 $2 \times 50 \mu\text{m}$ ，栅压 V_{GS} 设置为 3V，漏压 V_{DS} 设置为 0~10V，步长为 0.1V。常温刻蚀器件结果中，三种偏置点下最大饱和输出电流依次为 1.24A/mm，1.12 A/mm 和 1.00 A/mm。相应的 gate-lag 为 9.1%，drain-lag 为 14.1%。高温刻蚀器件结果中，三种偏置点下最大饱和输出电流依次为 1.37A/mm，1.30 A/mm 和 1.27 A/mm。相应的 gate-lag 为 2.7%，drain-lag 为 5.5%。对比可以得出，两种器件的主要差异为栅延迟，漏延迟在相应栅延迟的基础上差异不大。

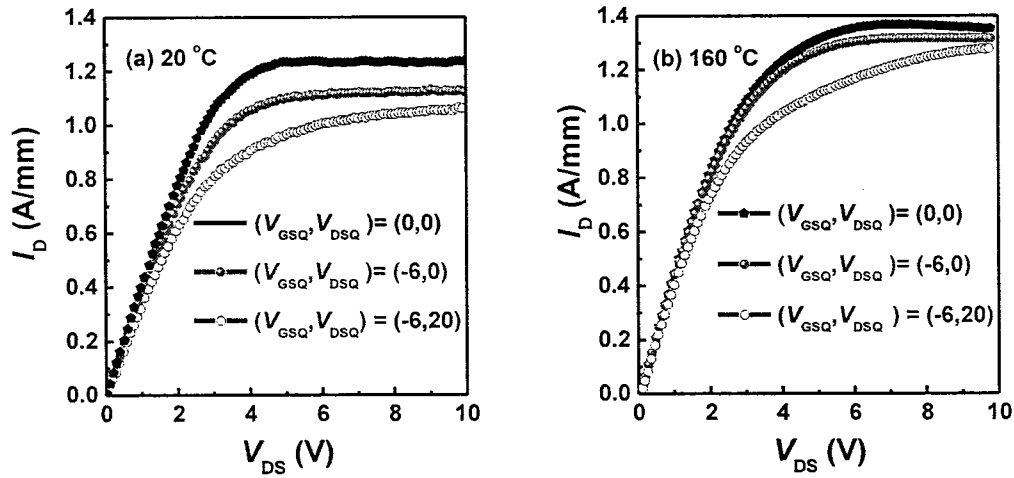


图 3.17 AlGaIn/GaN HEMTs $V_{\text{GS}} = 3 \text{ V}$ 下脉冲测试输出特性对比 (a) 20 °C (b) 160 °C

为了进一步探究刻蚀温度对于造成电流崩塌差异的主要原因，本章节引入了脉冲下的转移特性曲线测试。测试器件的栅宽 $2 \times 50 \mu\text{m}$ ，栅压 V_{GS} 设置为 -4~3V，步长为 0.1V，漏压 V_{DS} 固定为 10V，源端金属接地。如图所示，常温刻蚀 HEMT 器件中，栅延迟测试对比下阈值电压正向漂移了 0.5V，而 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (-6 \text{ V}, 0 \text{ V})$ 和 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (-6 \text{ V}, 20 \text{ V})$ 两种偏置并未引起阈值的相应变化，这是由于常温刻蚀在刻蚀区域的下方和旁边区域引入了缺陷，脉冲测试条件中脉冲周期短，当电子被缺陷俘获后深能级电子释放时间较长，陷阱得不到及时释放，从而形成带负电荷的中心，耗尽沟道的二维电子气，使得阈值电压正向漂移。而高温刻蚀加速了生成物的挥发，减少了表面记忆效应，在栅延迟和漏延迟的测试中，阈值电压正向漂移小于 $0.1 \text{ V}^{[79]}$ 。

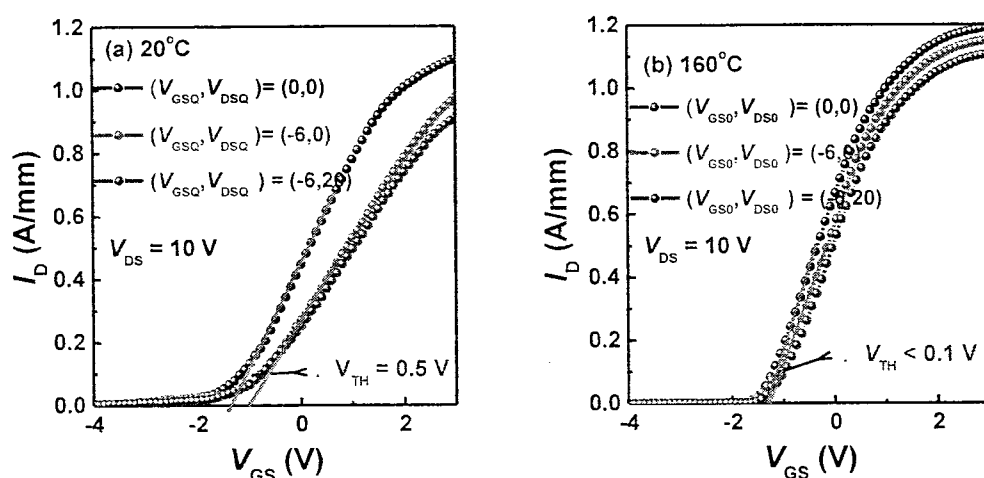


图 3.18 AlGaIn/GaN HEMTs $V_{DS} = 10\text{ V}$ 下脉冲测试转移特性对比 (a) 20°C (b) 160°C

本章节通过对常温和高温刻蚀 HEMT 器件的 S 参数测试来进一步表征相应器件的频率特性。其中, S 参数测试系统由 PC, Agilent E8363B 矢量网络分析仪, HP4142B 模块化直流源, SUSS PA200 微波自动探针台, Agilent IC-CAP 提参建模软件以及 SUSS Z probe 等组成, 可以测量器件或电路在片或夹具的 S 参数。频率的扫描范围 10M-40GHz, 最大承受电压 40V, 最大承受电流 500mA。为了减小外围布线对于器件本身的效应, 测试器件的栅宽为 $4 \times 50\text{ }\mu\text{m}$, 漏压的设置 $V_{DS}=10\text{V}$, 栅压的设置 $V_{GS}=-0.8\text{V}$ 。

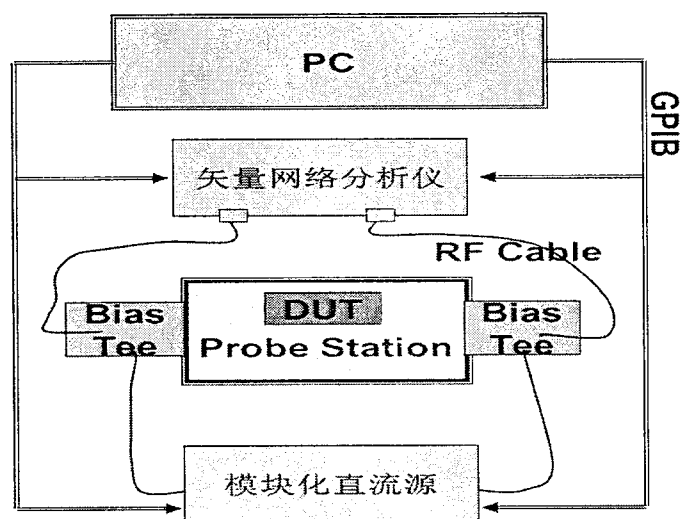


图 3.19 S 参数测试原理图

常温和高温刻蚀 HEMT 器件小信号 RF 特性测量结果如图所示, 因为频率扫描范围只能到 40GHz, 所以截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 通过由 -20dB/10 倍

频程公式外推得到，常温刻蚀器件截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 分别为 56 GHz 和 138 GHz，与之对比的是采用高温刻蚀的 HEMT 截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 达到了 81 GHz 和 194 GHz。

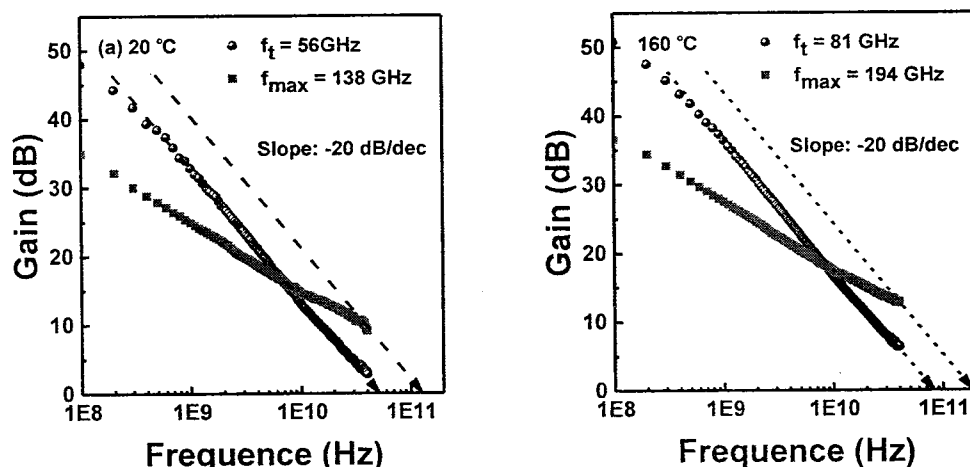


图 3.20 $V_{DS} = 10$ V, $V_{GS} = -0.8$ V 偏置下小信号结果对比(a) 20 °C (b) 160 °C

由图所示，高温刻蚀带来了更好的小信号频率特性，这主要是由于高温刻蚀抑制了 RF 下跨导 G_m 的降低，最大跨导减小的比例仅为 7%。与之对应的是常温刻蚀最大跨导减小的比例为 20%，栅区域陷阱的引入带来了额外的载流子库伦散射效应，降低二维电子气迁移率。

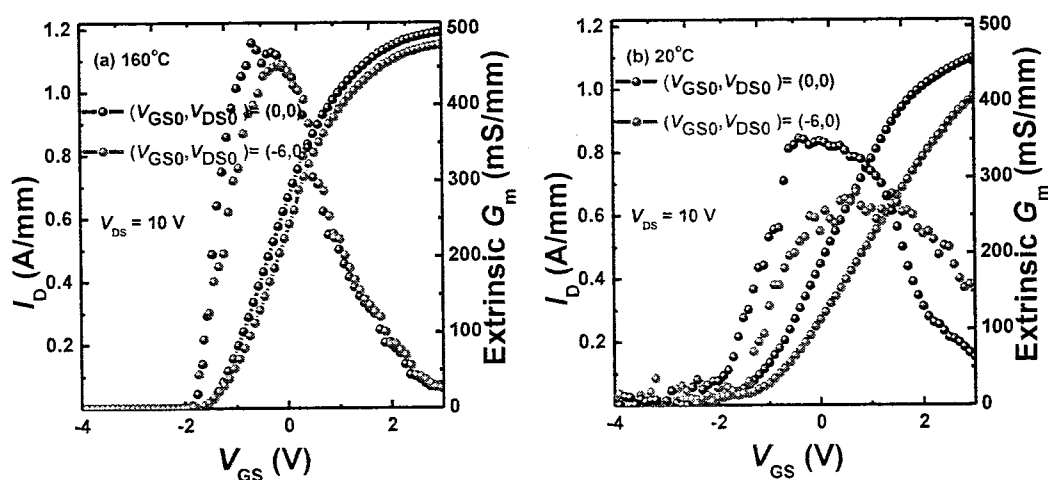


图 3.21 AlGaIn/GaN HEMTs $V_{DS} = 10$ V 下脉冲转移特性对比 (a) 20 °C (b) 160 °C

最终，器件的性能综合反映在器件在片的大信号负载牵引（Loadpull）测试结果当中。如下图所示，该系统基于实验室自主搭建由非线性矢量网络分析仪，

功率放大器，输入调谐器，输出调谐器，偏置网络，耦合器，衰减器，功率计，直流\脉冲源等组成，整套系统使用的是 Maury ATS 测试软件，可以测量器件的最佳输入和输出阻抗匹配点。同时，该测试系统还可以与噪声源和噪声分析仪配套使用，可以测量器件或电路的噪声参数，即最小噪声系数 $F_{\min}$ 、等效噪声电阻 R_n 及最佳源匹配反射系数 Γ_{opt} (包括幅度和相位)。频率范围 0.8-50GHz，最大推动功率 35W，最大 RF 功率 50W，最大承受电压 50V，最大承受电流 2A。

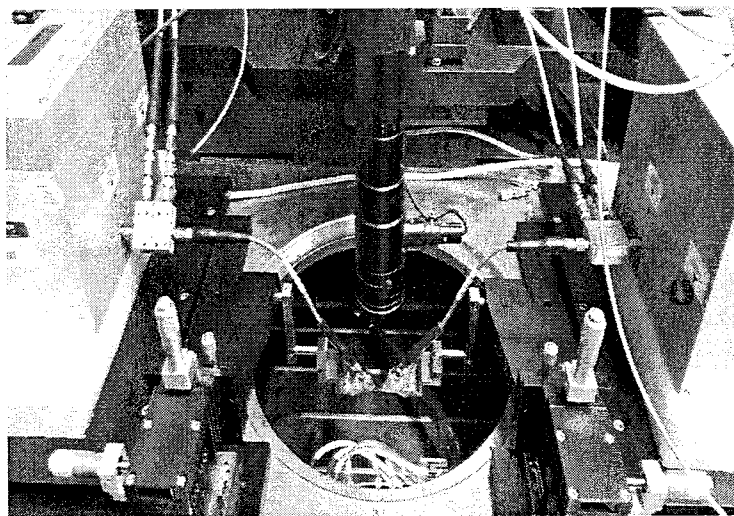


图 3.22 大信号负载牵引 (Loadpull) 测试系统

基于以上测试系统，分别对常温刻蚀工艺的 HEMT 和高温刻蚀工艺的 HEMT 栅宽为双指 $2 \times 50\mu\text{m}$ 器件进行 35GHz 下连续波测试信号的大信号功率测试，所测试器件均针对最大效率输出条件下进行输入阻抗点和输出阻抗点的负载牵引匹配。直流偏置为深 AB 条件下 (V_{GS} 为 -2.5V)，漏压 V_{DS} 设置为 25V。最终在各自最佳输入阻抗点和输出阻抗点匹配下测试得到器件的功率曲线。由图 3.8 可以看到，采取常温刻蚀工艺的 $2 \times 50\mu\text{m}$ HEMT 器件在 35GHz 下的输出功率为 26.4 dBm (输出功率密度为 4.7 W/mm)，功率附加效率 (PAE) 为 29.6%，对应的线性增益 5.3dB；而采取高温刻蚀工艺的 $2 \times 50\mu\text{m}$ HEMT 器件在 35GHz 下的输出功率 27.1dBm (输出功率密度为 5.1 W/mm)，功率附加效率为 42.8%，对应的线性增益 5.3dB。输出功率密度和线性增益都有所上升，功率附加效率更是增加了 13.2%。

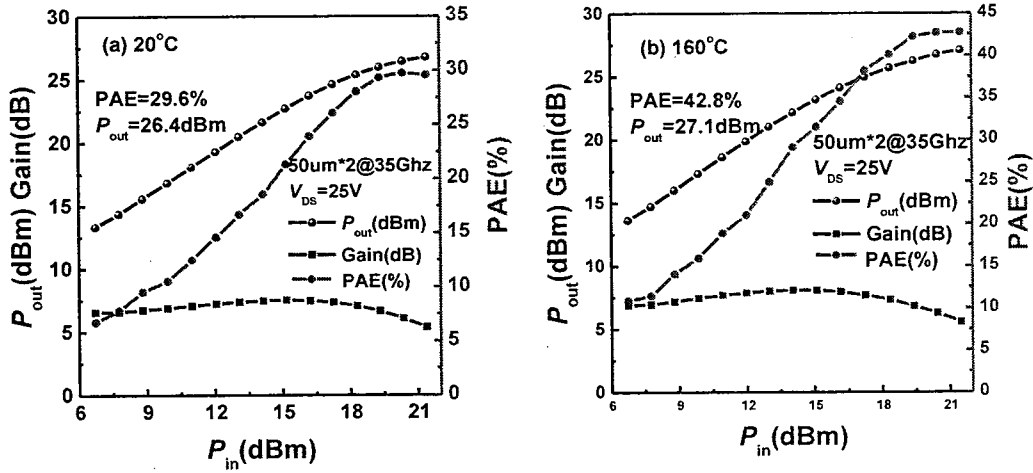


图 3.23 AlGaIn/GaN HEMTs 在 35GHz 频率下连续波功率测试结果对比 (a) 20°C (b) 160°C

根据功率附加效率 (PAE) 的公式,

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{in}}{V_{DS} \times I_{DS} + V_{GS} \times I_{GS}} \quad (3.5)$$

关态漏电和肖特基漏电的减小, 以及对电流崩塌的抑制和对高迁移率的维持, 成为高温刻蚀工艺 PAE 增加的主要原因。

3.3.2 原子层低损伤栅槽刻蚀

原子层刻蚀 (atomic layer etching, ALE) 最早是针对 CMOS 工艺基于 45nm 以下工艺节点开发的刻蚀技术, 随着介质的减薄以及三维 finfet 的开发, 在等比例缩小的过程当中刻蚀需要精准的选择性, 因此需要在刻蚀中实现原子层的分辨率。通常来说等离子体辅助刻蚀通常依赖高能离子轰击, 来实现刻蚀的各向异性特征。尽管高能离子轰击提供了高蚀刻速率和各向异性, 但也为材料间的刻蚀选择性带来了难度。而原子层刻蚀技术通过增强化学作用, 强化了化学过程使得被刻蚀材料表面钝化, 降低了刻蚀离子轰击时所需的激活能^[80]。

在上一小节当中, 本论文开发了基于 ICP 高温刻蚀栅槽的毫米波 GaN HEMT 新工艺, 通过高温刻蚀加速了 GaCl_3 与 NCl_3 等生成物的挥发, 减小了生成物的残留, 从而实现了低损伤栅槽刻蚀, 提升了 GaN HEMT 的性能。然而, 栅槽刻蚀的过程中仍面临三个主要挑战, 如控制剩余 AlGaIn 势垒层的厚度、表面粗糙度和等离子体引起的损伤。第一, 剩余 AlGaIn 势垒层厚度直接影响初始栅极阈

值电压 (V_{th})。GaN HEMT 由于压电极化和自发极化效应,自发形成了高浓度的二维电子气,所以常规的 GaN HEMT 为常开耗尽型器件,为保证电路的安全性在电路的设计中增加了难度。现有技术当中 p-GaN 和 F 注入为增强型 GaN HEMT 提供了可能性,同时对势垒层的完全刻蚀去除同样提供了增强型 GaN HEMT 另一种方案,为 E/D GaN HEMT 的集成增加了技术路径,为了保证迁移率和阈值电压,这就需要刻蚀深度的精确控制^[81]。同时,随着 5G 概念的兴起与发展,GaN 的相关研究取得一定的突破,对于毫米波 GaN HEMT 器件应用场景逐渐从 Ka 波段发展到 V 波段以及 W 波段,栅长已不满足于 150-200nm 的技术大关,逐渐降到 100nm 并成为发展的主流趋势。为了抑制短沟道效应,毫米波 GaN HEMT 器件的纵横比尤其关键。因此,剩余势垒层厚度同样需要非常精确的控制。从制造的角度来看,对于大尺寸晶圆来说,片上刻蚀深度的可控性,均匀性和重复性成为主要的困难。而高温栅槽刻蚀虽然实现了低损伤的刻蚀能力,但是由于刻蚀速率高存在一定的先天弊端,以及批次之间刻蚀条件匹配和控制的不可控性,从而为刻蚀深度精确控制和不同批次的重复性增加了难度。第二,粗糙的刻蚀表面,增加了界面态密度,增加了散射效应,降低了电子迁移率。第三,等离子体引起的表面损伤,例如晶格缺陷、放电气体相关残留物,以及化学计量失配的表面,都会降低器件电学性能。最近一些研究发现,刻蚀损伤可以通过刻蚀后的高温退火工艺来修复。退火过程中温度越高对于损伤恢复的程度越高;然而高温退火很难完全修复损伤。因此,最有希望解决这三个问题的方法之一就是原子层刻蚀^[82-83]。

本章节通过下面的实验,来探究原子层刻蚀对器件性能的改善。

一.对照实验器件的制备如下所示:

实验基于 3 英寸 SiC 衬底,主要有 3nm GaN 帽层,21nm $Al_{0.25}Ga_{0.75}N$ 势垒层,和 1nm AlN 插入层。外延片二维电子气面密度为 $n_s=1.2 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ 沟道迁移率为 $1900 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$,沟道方阻为 $310 \Omega/\text{sqr}$ 。整个器件源漏间距,栅源间距,栅漏间距以及外延结构示意图如下图所示:

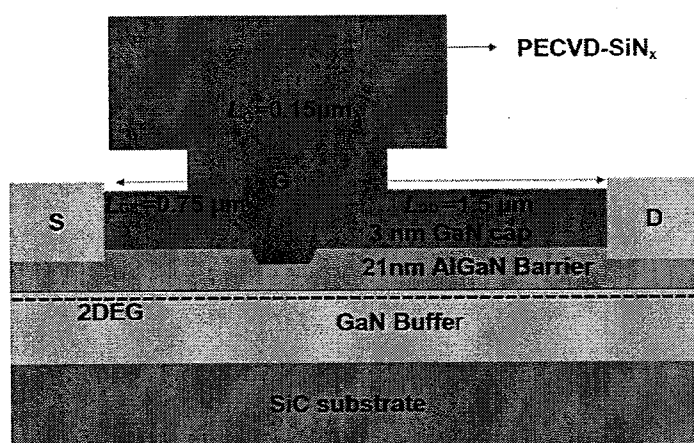


图 3.24 原子层刻蚀实验外延和器件结构示意图

器件的制备流程如下图所示：

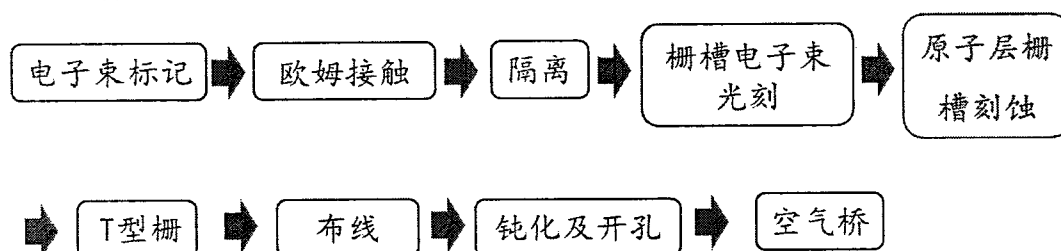


图 3.25 原子层刻蚀实验器件的制备流程

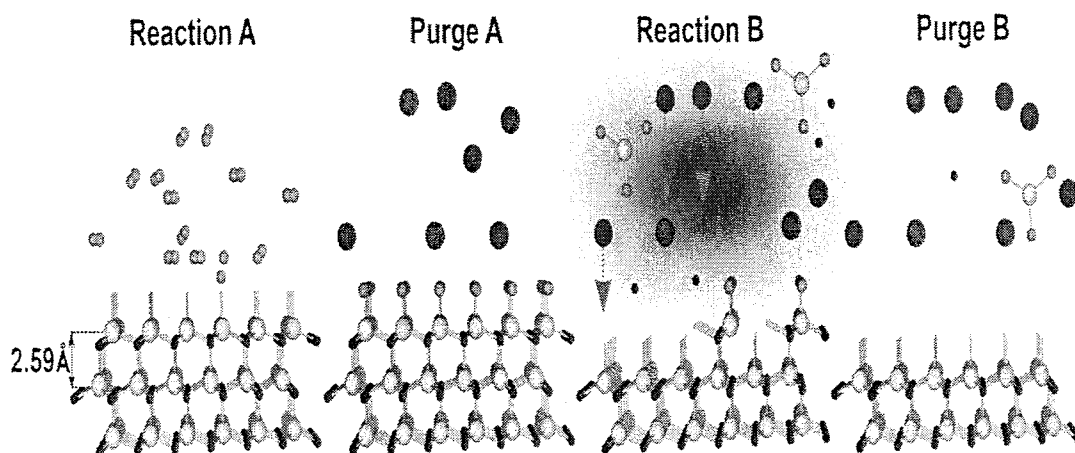
下面对整个制备流程的关键工艺步骤进行阐述：

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离，以及欧姆的制备，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系在 870℃，N₂ 氛围，50s 的合金条件下实现 0.3 Ω·mm 的接触电阻。

2. 使用三层胶 PMMA /SF5/9920 光刻定义有源区，利用氮离子二次能量注入实现器件间的隔离，注入条件为 30keV 1E14，50keV 5E15。

3. 通过 2500r/min 转速匀 460nm 厚的 ZEP520A 电子束光刻胶，电子束曝光实现 0.10 μm 的栅槽刻蚀窗口，刻蚀前在 180℃ 热板上烘 3min。

4. 其中一片对照组常规的 ICP 刻蚀：利用 Cl₂/BCl₃ 在 corial 200IL 刻蚀机刻蚀栅槽，刻蚀条件为 1: 3 的 Cl₂ 与 BCl₃，RF 的功率为 5W，压强为 2 Pa，ICP 功率为 150W，刻蚀时间为 60s，刻蚀时下电极温度设置为常温，刻蚀深度为~13nm。另一片采用原子层刻蚀技术，刻蚀深度为~13nm。刻蚀的一个周期主要分为如下图所示的四个步骤：

图 3.26 原子层刻蚀一个周期的四个步骤^[80]

第一步：在腔体常温下通入 Cl_2 压强为 2 Pa，时间为 20s，从而使得 GaN 的表面钝化以此增强化学作用，降低所需刻蚀的激活能；第二步：通入 Ar 作为载气实现对腔体的清洗，压强为 2 Pa，时间为 40s；第三步：通过 Ar 等离子体完成对钝化表面的刻蚀，RF 的功率仅为 4W，因此监测到的 self-bias 很小几乎为 0V。该功率下 Ar 等离子体获得的能量仅能满足大于对表面已经钝化的刻蚀所需能量，但是小于对没有钝化表面刻蚀的能量。此时压强为 2 Pa，ICP 的功率为 120W，刻蚀的时间为 20s；第四步：通入 Ar 作为载气实现对腔体的清洗，压强为 2 Pa，时间为 40s。然后以此为周期进行重复。原子层刻蚀对 GaN HEMT 器件栅槽刻蚀过程中，表面钝化和去除是功能分离的，避免了反应生成物之间的相互干扰，这使得过程控制更精确，离子损伤更小，可以实现高选择性和更好的晶圆均匀性。另外，再加上由于表面的钝化过程等离子体能量较小，只发生在材料最外层原子层，因此每个刻蚀周期都可以实现自截至。通过 25 个周期的循环，得到凹槽的刻蚀深度为 13 nm，即刻蚀速率为 $\sim 0.5 \text{ nm/ALE}$ 刻蚀周期。

5.通过 PECVD 完成厚度为 80nm 低应力 SiN_x 介质的钝化。

从刻蚀损伤层的厚度来分析，TEM 测试的结果如下图所示，常规低损伤刻蚀表面的无定型 GaN 厚度大约 3.5nm，这与文献报道的 4nm 结果相近，而采用原子层刻蚀的 GaN 表面损伤层厚度大约 1.5nm，明显低于常规低损伤刻蚀的结果。

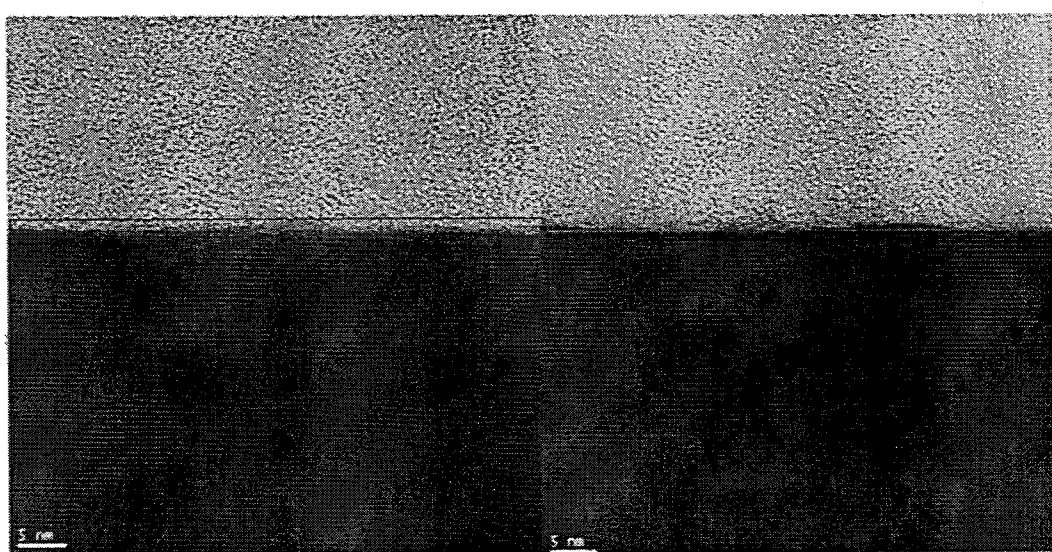


图 3.27 刻蚀损伤层 TEM 结果 (a) 常规刻蚀 (b) 原子层刻蚀

二.器件的性能测试如下所示:

本章节引入了原子力显微镜 (Atoms force microscope, AFM) 测试, 直流 I-V 相关测试, 脉冲 I-V 相关测试, S 参数测试以及 loadpull 负载牵引测试。

首先栅槽刻蚀后的界面粗糙度是衡量刻蚀技术的直接指标, 粗糙的刻蚀表面, 增加界面态密度, 增加了散射效应, 降低了电子迁移率。采用原子层刻蚀 GaN, 可以获得更高平整度的刻蚀表面, 对刻蚀完的样品表面做原子力显微镜测试分析, 测试图形面积为 $5 \times 5 \mu\text{m}^2$, 相比与传统的 ICP 栅槽刻蚀, 表面的粗糙度由原始 0.813nm 减小到 0.274nm, 刻蚀之后的表面平整度更高。同时, 对比未刻蚀的表面, 未刻蚀样品经历了高温合金以及置于空气中的自然氧化, 表面的粗糙度变大, 而采用原子层刻蚀后的样品获得了更新鲜的表面。

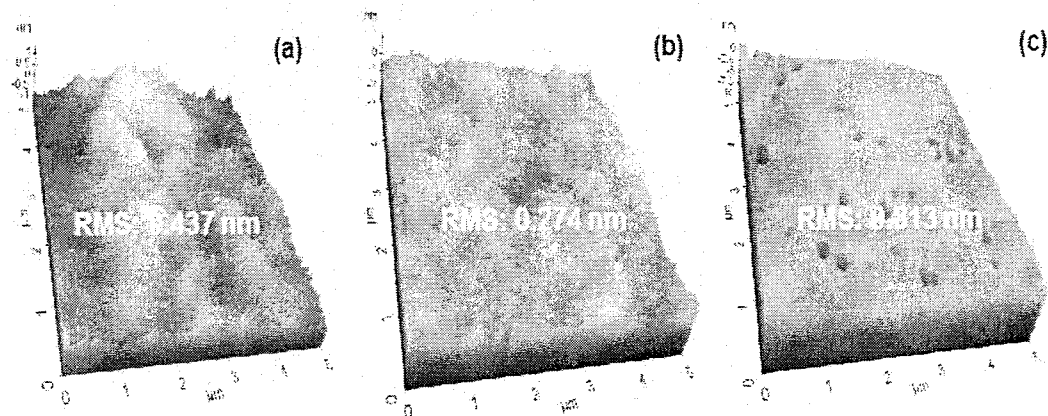


图 3.28 栅槽刻蚀后的 AlGaIn/GaN 表面粗糙度 (a)未刻蚀表面 (b)原子层刻蚀后表面 (c)常规等离子体刻蚀后表面

下面从器件的电学性能出发, 综合评估两种刻蚀方法对器件的影响。测试直流转移特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 -6V-3V, 步长为 0.1V, 漏压 V_{DS} 固定为 6V, 源端金属接地。

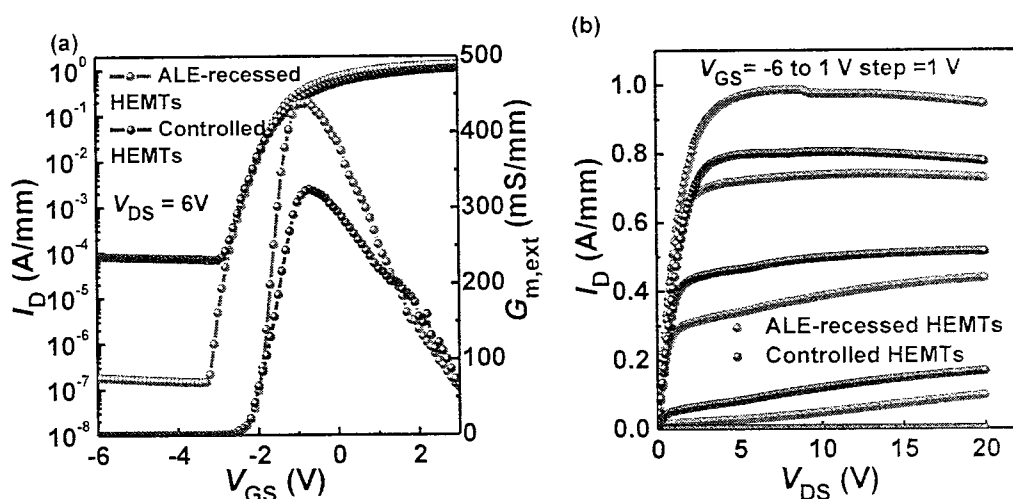


图 3.29 AlGaIn/GaN HEMTs 原子层刻蚀和常规等离子体刻蚀直流特性对比 (a) $V_{DS} = 6\text{ V}$ 下转移特性 (b) 输出特性

如上图所示, 直流转移特性的对比可以发现, 采取凹栅槽刻蚀结构的两种不同刻蚀工艺在关态栅压下, 关态漏电都没有随着栅压变化而变化表明两种器件都有效的抑制了短沟道效应, 而采用原子层刻蚀方法后, 器件的关态漏电减小了至少两个数量级, 从 $8.2 \times 10^{-5}\text{ A/mm}$ 减小到 $1.8 \times 10^{-7}\text{ A/mm}$, 同时跨导得到显著

提高, 源漏电压 $V_{DS}=6V$ 下跨导从 324 mS/mm 增加到 439 mS/mm 。测试输出特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 $-6V \sim 1V$, 步长为 $1V$, 漏压 V_{DS} 设置为 $0 \sim 20V$, 步长为 $0.1V$, 源端金属接地。 $V_{GS}=1V$ 时, 器件的最大饱和输出电流 $I_{D\text{MAX}}$ 从 0.8 A/mm 增加到 1.0 A/mm 。

肖特基漏电是评估栅区域刻蚀损伤的直接表征方式, 在测试器件的肖特基漏电时, 栅压设置为 $-60V \sim 3V$, 步长为 $0.1V$, 此时漏端接地而源端金属不连接。如图所示, 采用原子层栅槽刻蚀后肖特基漏电从 $1.2 \times 10^{-3} \text{ A/mm}$ 减小到 $2.8 \times 10^{-7} \text{ A/mm}$, 漏电减小了至少 3 个数量级。击穿电压的测试结果如图所示, 测试时栅压 V_{GS} 固定为 $-6V$, 漏压 V_{DS} 设置为 $0 \sim 150V$ 步长为 $1V$, 源端金属接地, 当器件发生硬击穿 (电流限制在 1 mA/mm) 时测试停止。可以发现原子层刻蚀 HEMT 器件在关态工作下漏压从 $0V$ 增加到 $127V$ 时, 关态漏电平缓增加基本保持, 直到 $127V$ 时漏电陡然上升, 达到了器件的硬击穿电压。击穿电压由传统 ICP 刻蚀 HEMT 器件的 $90V$ 增加到了 $127V$ 。击穿电压主要是由碰撞电离的电流浓度决定, 常规刻蚀由于缺陷带了更高的栅漏电, 因此增加了电子碰撞电离的几率, 导致碰撞电离的电子数增多, 击穿电压降低。

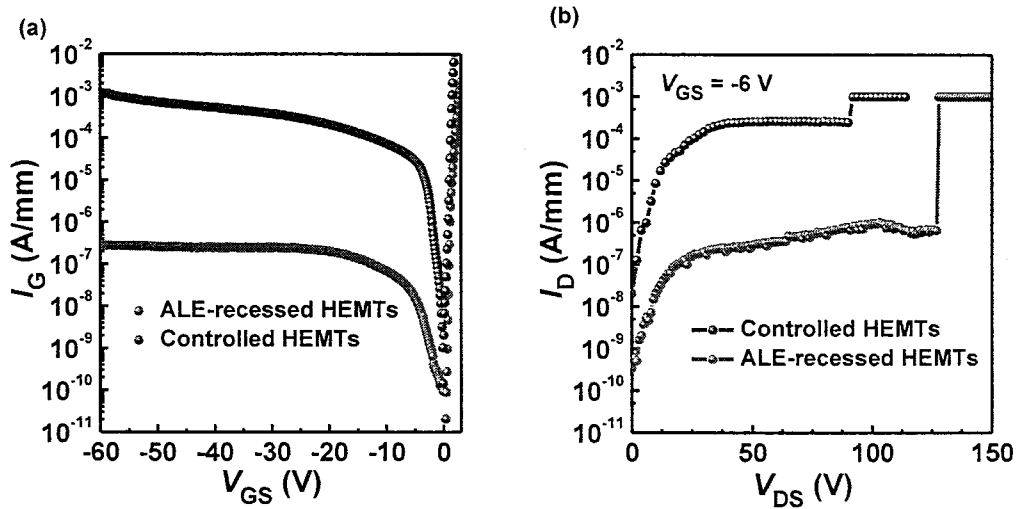


图 3.30 AlGaIn/GaN HEMTs 原子层刻蚀和常规等离子体刻蚀直流特性对比 (a) 肖特基特性

(b) $V_{GS} = -6 \text{ V}$ 下的击穿特性

为了分析肖特基漏电减小的原因, 本论文引入分子动力学来探究原子层刻蚀的机理模型。原子层刻蚀对于 GaN/AlGaIn 的刻蚀机制异常复杂。将纤锌矿 GaN

(0001) 表面暴露于氯气气体中, 氯优先与镓原子反应, 在表面形成不同组分的氯化镓。已知镓的氯化物沸点低且更容易被氩离子移除。利用分子动力学对氯化纤维矿 GaN 表面进行氩离子轰击进行模拟, 结果表明, 氯化后的 GaN 表面, 氯化镓的溅射产物远高于氮化镓表面上的氯化氮。而没有经过氯气对表面进行钝化的 GaN, 有实验证据表明高能 (1keV) 氩离子优先溅射氮原子而非镓原子。对于氮原子来说模拟溅射能量阈值 100 eV, 而镓为 250 - 400 eV。从 GaN 的晶体结构不难得出, 这主要是因为氮原子只有一个共价键但表面的镓原子有三个共价键。而且镓的相对原子质量为 69.7 远大于氮的相对原子质量 14^[84-85]。综上所述, 原子层刻蚀 GaN 的刻蚀机制是离子辅助去除表面的氯化镓和通过氩离子溅射表面的单化合键氮原子, 以此实现了低能量等离子体的刻蚀。而在传统的 $\text{Cl}_2 + \text{BCl}_3$ 的 ICP 刻蚀过程中, N 的产物更容易释放, 所以传统 ICP 刻蚀过程中容易造成 Ga、N 比失衡, 即 N 与 Ga 的比例降低, 从而形成 N 空位和不饱和键。同时, 传统 ICP 刻蚀中 BCl_3 的相对原子质量较大, 等离子体刻蚀中能量更高, 带来的刻蚀损伤也更大。根据肖特基漏电机理, 传统 ICP 刻蚀引入了更多的缺陷以及更高的界面态密度, 增加了沟道的二维电子气跃迁的几率, 形成泄露电流, 因此漏电增加。

利用上一小节介绍的脉冲 I-V 测试, 对栅区域的陷阱进行相对定量评估。如图所示, 传统 ICP 刻蚀和原子层刻蚀 GaN HEMT 器件在的脉冲测试下的转移曲线对比如下, 相应的静态偏置点设置为 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (0 \text{ V}, 0 \text{ V})$ 、 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (-6 \text{ V}, 0 \text{ V})$ 和 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (-6 \text{ V}, 20 \text{ V})$ 时。测试器件的栅宽 $2 \times 50 \mu\text{m}$, 栅压 V_{GS} 设置为 $-6 \sim 3 \text{ V}$, 步长为 0.1V, 漏压 V_{DS} 固定为 10V, 源端金属接地。传统 ICP 刻蚀器件结果中, 三种偏置点下 V_{GS} 最大饱和输出电流依次为 1.24A/mm, 1.12 A/mm 和 1.00 A/mm。相应的 gate-lag 为 8.4%, drain-lag 为 16.1%。原子层刻蚀器件结果中, 三种偏置点下最大饱和输出电流依次为 1.37A/mm, 1.30 A/mm 和 1.27 A/mm。相应的 gate-lag 为 2.9%, drain-lag 为 7.5%。对比可以得出, 两种器件的主要差异为栅延迟, 漏延迟在相应栅延迟的基础上差异不大。传统 ICP 刻蚀 HEMT 器件中, 栅延迟测试对比下阈值电压正向漂移了 0.3V, 而 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (-6 \text{ V}, 0 \text{ V})$ 和 $(V_{\text{GSQ}}, V_{\text{DSQ}}) = (-6 \text{ V}, 20 \text{ V})$ 两种偏置并未引起阈值的相应

变化,这是由于常规刻蚀中在刻蚀区域的下方和旁边区域引入了缺陷,脉冲测试条件中脉冲周期短,当电子被缺陷俘获后深能级电子释放时间较长,陷阱得不到及时释放,从而形成带负电荷的中心耗尽沟道的二维电子气,使得阈值电压正向漂移。而 ALE 刻蚀减少了缺陷的引入,在栅延迟和漏延迟的测试中,阈值电压基本保持不变。

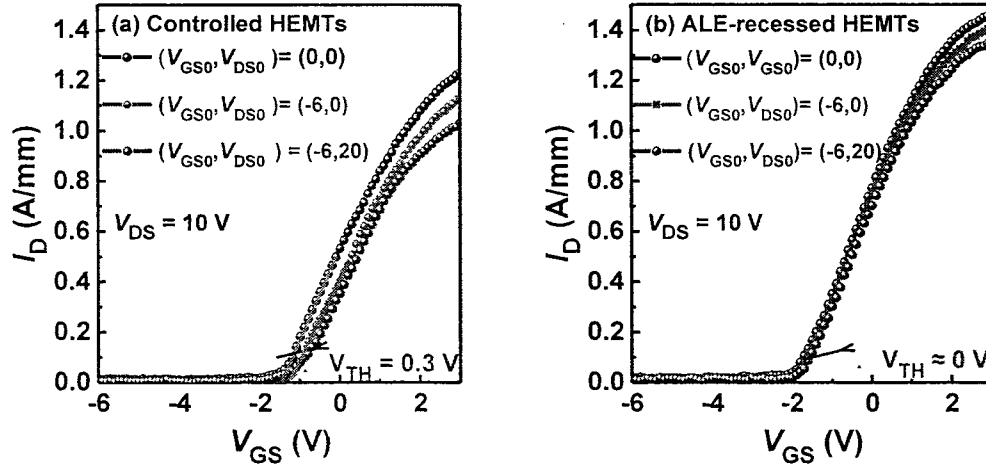


图 3.31 AlGaIn/GaN HEMTs 脉冲测试转移特性对比 (a) 常规等离子体刻蚀 (b) 原子层刻蚀

本章节通过对常规 ICP 和 ALE 刻蚀 HEMT 器件的 S 参数测试来进一步表征相应器件的频率特性。为了减小外围布线对于器件本身的影响,测试器件的栅宽为 $4 \times 50 \mu\text{m}$,漏压的设置 $V_{DS}=10\text{V}$,栅压的设置 $V_{GS}=-0.5\text{V}$ 。

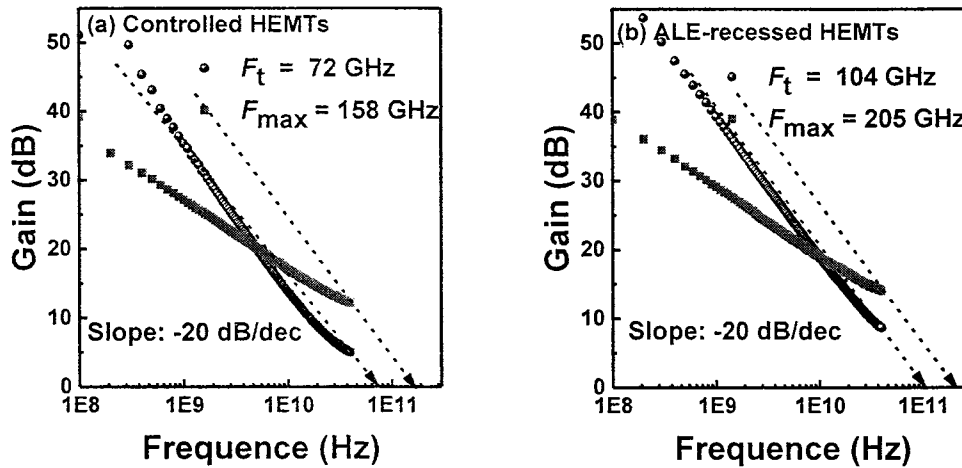


图 3.32 AlGaIn/GaN HEMTs 在 $V_{DS} = 10\text{V}$, $V_{GS} = -0.5\text{V}$ 偏置下小信号结果对比 (a) 常规等

离子体刻蚀 (b) 原子层刻蚀

传统 ICP 和 ALE 刻蚀 HEMT 器件小信号 RF 特性测量结果如上图所示, 因为频率扫描范围只能到 40GHz, 所以截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 通过由 -20dB/10 倍频程公式外推得到, 常规刻蚀器件截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 分别为 72 GHz 和 158 GHz, 与之对比的是采用 ALE 刻蚀的 HEMT 截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 达到了 104 GHz 和 205 GHz。

器件的性能综合反映在器件在片的大信号负载牵引 (Loadpull) 测试结果当中。频率范围 0.8-50GHz, 最大推动功率 35W, 最大 RF 功率 50W, 最大承受电压 50V, 最大承受电流 2A。基于该测试系统, 分别对传统 ICP 刻蚀工艺的 HEMT 和 ALE 刻蚀工艺的 HEMT 器件进行 40GHz 下连续波测试信号的大信号功率测试, 所测试器件均针对最大效率输出条件下进行输入阻抗点和输出阻抗点的负载牵引匹配, 栅宽为四指 $4 \times 50\mu\text{m}$ 。直流偏置为 AB 类条件下 (V_{GS} 为 -2V), 漏压 V_{DS} 设置为 25V。最终在各自最佳输入阻抗点和输出阻抗点匹配下测试得到器件的功率曲线。由下图可以看到, 采取传统 ICP 刻蚀的 $4 \times 50\mu\text{m}$ HEMT 器件在 35GHz 下的输出功率为 29.5 dBm (输出功率密度为 4.5 W/mm), 功率附加效率 (PAE) 为 30.8%, 对应的线性增益 7.0dB; 而采取 ALE 刻蚀的 $4 \times 50\mu\text{m}$ HEMT 器件在 40GHz 下的输出功率 30.1dBm (输出功率密度为 5.1 W/mm), 功率附加效率为 43.6%, 对应的线性增益 8.3dB。输出功率密度和线性增益都有所上升, 功率附加效率更是增加了 12.8%。

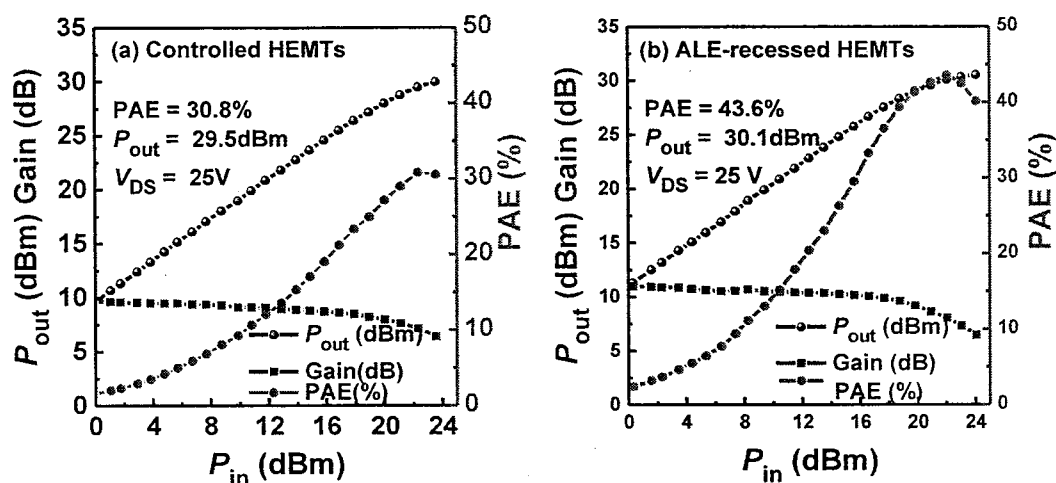


图 3.33 AlGaIn/GaN HEMTs 在 40GHz 频率下连续波功率测试结果对比 (a) 常规等离子体刻蚀 (b) 原子层刻蚀

在 Ka 波段 AlGaIn/GaN HEMTs 相关文献报道中, 输出功率和 PAE 处于中上的水平, 对比图如下所示:

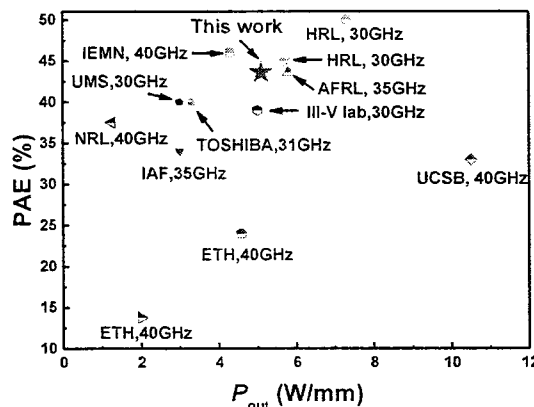


图 3.34 采用原子层刻蚀 AlGaIn/GaN HEMTs 与相关文献报道结果对比^[86-96]

3.4 40nm T 型栅工艺

由公式 2.11 可得, 当只考虑 HEMT 器件本征的渡越时间时, 器件特征频率主要由栅长的尺寸决定, 即:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_i} = \frac{v_s}{2\pi L_g} \quad (3.6)$$

其中 τ_t 为电子在栅下的渡越时间, v_s 为电子饱和漂移速度。对于毫米波 AlGaIn/GaN HEMT 功率器件工作频率为 30-300GHz, 为保证器件的功率性能, 特征频率通常为工作频率的 3 倍, 即器件的特征频率至少要达到 90GHz。通常电子饱和漂移速度为 $1.1 \times 10^7 \text{cm/s}$, 依据公式 3.6, 器件的栅长应该小于 150nm。此外, 栅长 L_g 的选择还要综合考虑最高振荡频率、栅电阻 R_g 、饱和输出电流、MAG 以及跨导等参数。针对未来 AlGaIn/GaN HEMT 在 W 波段的广泛应用, 同时考虑到寄生等非本征因素的影响, 急需开发 40-50nm 栅长工艺。

3.4.1 40nm 栅栅脚优化

当 AlGaIn/GaN HEMTs 工作在毫米波频段时, 通过缩短栅长来减小器件本征的栅源栅漏电容, 成为提高器件增益最直接方法。同时, 栅脚形貌的优化对于栅脚电场的分散有着重要作用。由于光刻技术的精度取决于光子波长尺度上散射的影响, 采用的光波长越短, 光刻能够实现的精度越高。传统的光刻, 由于光子波长较长, 光学曝光技术已接近极限, 无法满足实验需求, 如: i 线光源 (367nm) 可用于制作 $0.35 \mu\text{m}$ 器件; 准分子激光光源 (248nm/193nm) 可用于制作 $0.25 \mu\text{m}$ / $0.18 \mu\text{m}$ 器件。而根据德布罗意的物质波理论, 电子是一种波长极短的波, 因此电子束曝光的精度能够达到纳米量级, 从而为成功制作亚 50nm 金属栅提供了有利的帮助。电子束光刻的基本原理是通过高速的电子打在光刻胶表面, 从而改变光刻胶的化学性质。本实验室采用直写式电子束的曝光, 其原理是将聚焦的电子束斑直接打在光刻胶的光刻区域, 通过磁场直接控制电子束斑按照设定的轨迹在光刻胶表面直写, 与投影式曝光相比, 加工中不需要造价昂贵的掩模版以及贵重的投影光学系统。直写式电子束曝光加工方式也更为灵活, 适合小批量器件的光刻, 在实际中应用更为广泛^[97-98]。

电子束胶采用高性能电子束光刻正胶 ZEP520A, 它的优点在于高的分辨率和高灵敏度, 以及具备抗等离子体干法刻蚀的能力, 缺点则为去胶困难以及成本相对昂贵。根据 ZEP520A 的用户技术报告, 匀胶机转速在 6000rpm 时, 胶的厚度仍在 $3000 \text{\AA}$ 以上。但是在电子束光刻过程中, 一个很严重的问题就是因邻近效应引起的图形畸变。这是由于在电子束对光刻胶曝光的过程中, 会在光刻胶膜

内发生电子散射，散射电子会使得邻近的不需要曝光的区域曝光，而光刻胶厚度越大，散射效应更明显，对于 40-50nm 金属栅的制作难度更大。因此采用 ZEPA 对 ZEP520A 进行比例 1: 1 稀释，将 ZEPA 滴在 ZEP520A 胶瓶中静置扩散。采用旋涂法，将光刻胶滴在三寸衬底中心处，使衬底高速旋转，光刻胶在离心力的作用下均匀铺满整个衬底。得到稀释后电子束胶在匀胶机 2500rpm 转速下，台阶仪测得胶厚为 1500Å。然后在 130° 热板上前烘 4min，使得光刻胶中的溶剂挥发，使其与外延衬底之间的结合力更强，避免胶膜出现缺陷，显影时存在浮胶等现象。通过设置 20nm, 30 nm, 40 nm, 50 nm, 60 nm, 70 nm, 80 nm, 90 nm, 100 nm, 150 nm, 200 nm 11 根栅线条，探究电子束曝光剂量对于栅线条宽度的影响，曝光的剂量为 6 组，依次为 $200\mu\text{C}/\text{cm}^2$, $300\mu\text{C}/\text{cm}^2$, $350\mu\text{C}/\text{cm}^2$, $400\mu\text{C}/\text{cm}^2$, $450\mu\text{C}/\text{cm}^2$, $500\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 。完成电子束曝光后，采用显影液 N50 显影 40s，定影液 ZMD 定影 15s 后，通过电镜可以测量得到不同剂量以及不同设计宽度曝光后的光刻胶线条尺寸，汇总结果如下表，其中曝光剂量为 $200\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 没有出现栅线条

表 3.1 不同剂量以及不同设计宽度曝光后的光刻胶线条尺寸结果

设计长度(nm)	200	150	100	90	80	70	60	50	40	30	20
剂量	$300\mu\text{C}/\text{cm}^2$										
栅脚底(nm)	168	141	124	110	103	92.3	80.9	69.5	61	51.6	39.7
栅脚顶(nm)	262	241	218	210	215	193	183	185	157	157	144
栅脚底(nm)	166	141	118	108	108	93.3	84.8	71.4	57.5	47.6	39.7
栅脚顶(nm)	259	223	216	208	209	191	186	173	164	142	137
剂量	$350\mu\text{C}/\text{cm}^2$										
栅脚底	171	145	120	112	105	80.4	80.9	69.9	56.	46.1	43.7

(nm)									1		
栅脚顶 (nm)	285	252	217	220	207	204	199	182	159	144	139
剂量	400 $\mu\text{C}/\text{cm}^2$										
栅脚底 (nm)	185	138	130	118	113	97.2	88.8	75.9	73. 4	56.1	42.7
栅脚顶 (nm)	278	241	230	231	211	194	190	180	169	156	149
剂量	450 $\mu\text{C}/\text{cm}^2$										
栅脚底 (nm)	188	148	137	128	115	103	96.7	80.9	72. 4	59	46.6
栅脚顶 (nm)	303	270	233	226	221	210	199	191	159	164	151
剂量	500 $\mu\text{C}/\text{cm}^2$										
栅脚底 (nm)	186	164	135	127	118	107	89.8	88.3	76. 9	65.5	56.1
栅脚顶 (nm)	306	268	255	241	229	221	215	185	178	167	158

典型光刻胶形貌如下图所示：

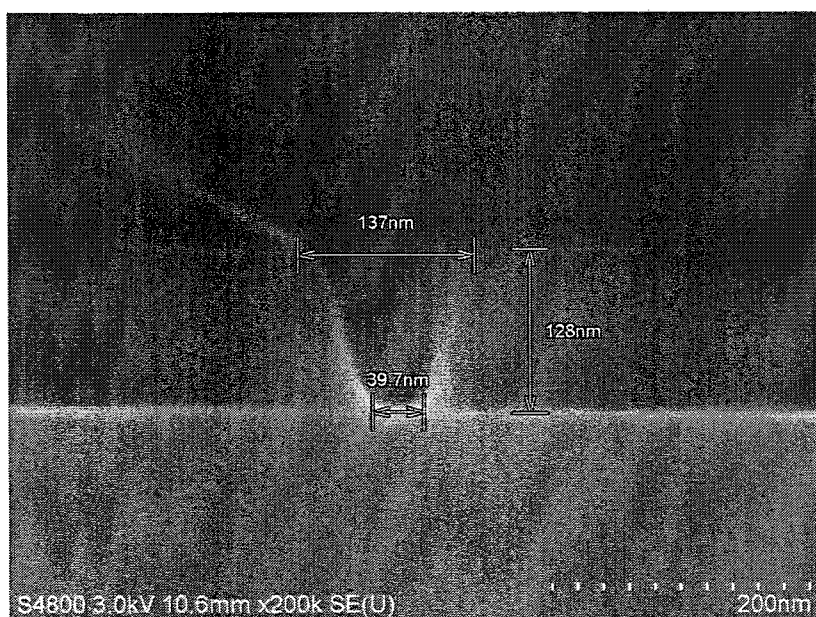


图 3.35 U 型栅电子束曝光显影后光刻胶形貌

光刻胶上宽下窄的形貌表明，显影的时间较长，存在过显影现象，呈现出 U 型结构，虽然金属栅不够陡直带来额外的栅电容，但是避免了栅脚处电场的群集一定程度上提高了器件的击穿电压，增强了器件的可靠性，同时保证了电子束曝光和显影的可重复性。最后打底层后，使用 BAK501 蒸发台蒸发金属厚度为 500 Å 的栅金属 Ni，经 lift-off 剥离工艺得到栅线条，显微镜下曝光剂量为 $300\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 的一组栅线条如下图所示，显示出金属栅线条的完整性以及高的成品率。

图 3.36 显微镜下曝光剂量为 $300\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 的一组栅线条

进一步通过 SEM 测量曝光剂量为 $300\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 的一组栅线条，如下图所示，

可以量得设计图形为 20nm 的曝光尺寸，蒸发金属得到如下图所示 40.0nm 栅线条。

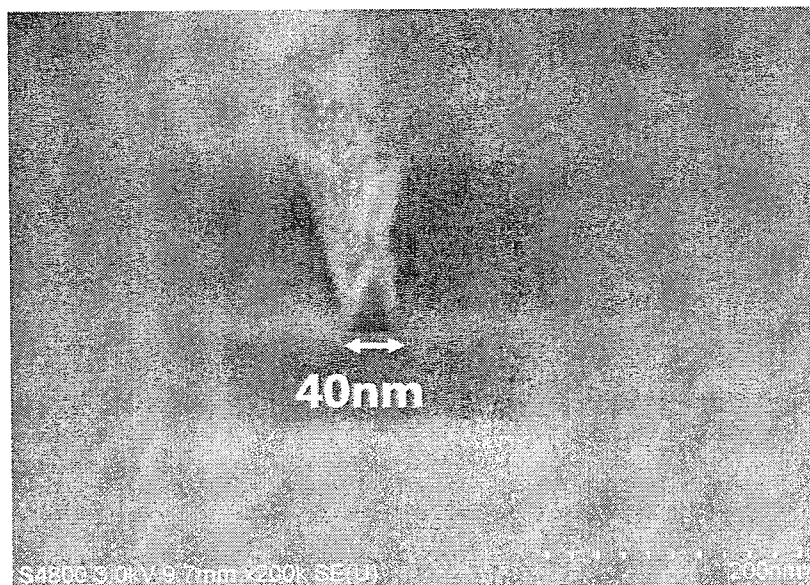


图 3.37 40nm U 型栅脚线条形貌

不难发现，电子束曝光时，由于电子在光刻胶中的散射现象，造成展宽效应，所以需要缩小需要曝光图形的线宽，该过程采取大剂量小线宽来实现，使得栅脚呈现出 U 型结构，渐变栅脚侧壁避免了栅脚处电场的群集，避免了高场强下器件性能的退化，实现了栅脚的优化^[99]。

下面基于 TCAD 仿真软件，对栅脚优化后的具体性能改善进行分析。不同栅脚形状在相同偏置下 ($V_{DS}=100V$, $V_{GS}=-8V$ 源漏间距 $2.4\mu m$)。仿真结果如下图所示：

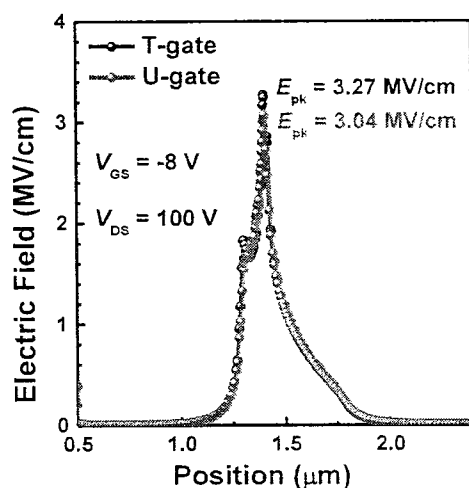


图 3.38 U 型栅脚和 T 型栅脚峰值电场强度

仿真结果中，常规栅脚的峰值电场强度为 3.27MV/cm，而 U 型栅脚峰值电场强度则降到了 3.04 MV/cm，得到了明显的改善，电场强度降低了 7.6%。根据仿真结果，栅脚剖面形状对电场的分布有着直接影响，避免直角栅脚，可以降低栅脚在高漏压的电场峰值，减少纵向电子向 buffer 层的跃迁几率，从而提高击穿电压。

3.4.2 40nm T 型栅工艺

栅长的缩小可以提高器件的高频性能，但同时也带来了栅电阻的增加。根据如下最小噪声系数($F_{\min}$)公式，

$$F_{\min} = 10 \log(1 + kfC_{gs} \sqrt{\frac{R_g + R_s}{g_m}}) \quad (3.7)$$

以及由公式 2.13 可得到最大振荡频率($f_{\max}$)的决定因素，栅电阻的提高将导致器件噪声的增大以及最大振荡频率的降低等一系列对器件性能的负面影响。因此，为了减小栅电阻，进一步增加频率性能，在栅脚优化的基础之上，研发 T 型栅，降低 C_{gs} 栅电容的同时降低 R_g 栅电阻。

首先，在 T 型栅设计方面，需要对金属栅的纵向尺寸设计方面进行考虑，即衡量栅金属的厚度值的选取^[100]。

按照如下的趋肤深度的计算公式：

$$\delta = (\pi f \mu \sigma_{\text{cond}})^{-1/2} \quad (3.8)$$

其中，当栅金属采用 Ni/Au 结构时，Au 的电导率 $4.1 \times 10^7 \text{S} \cdot \text{m}^{-1}$ ，磁导率 $4\pi \times 10^{-7} \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$ ，计算得到，当工作频率为 30 GHz 时，Au 的趋肤深度为 4539Å。在趋肤深度以内，栅金属的厚度越大，栅的电阻值就越小。因此，本论文将栅金属 Ni/Au 组分金属的厚度定为 400/4000Å，考虑到 T 型栅栅帽的曝光不能影响到底层栅脚的电子束胶特性，在 T 型栅的制作过程中，实验中引入了电子束光刻胶 UVIII，与电子束胶 ZEP520A 相比，UVIII 胶的灵敏度更高，实验中，仅需要 $50\text{-}60 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ ，虽然 UVIII 的分辨率不如 ZEP520A 胶，不适合制作小尺寸线条，但是这一特性契合设计尺寸为 $0.8 \mu\text{m}$ 的栅帽图形，况且 UVIII 电子束胶胶厚较大，减小了蒸发金属后剥离工艺的困难。同时为了避免 UVIII 和稀释后

ZEP520A 两种胶之间的互溶，在复合胶体系加入 PMGI 胶做为 ZEP520A 胶与 UVIII 胶的阻隔层，PMGI 胶的厚度仅为 400Å。同时，由于 PMGI 胶很容易被碱性显影液所显影，实验中，可以与 UVIII 胶同时被 CD26 这一液碱性显影液显影，不需要再单独采用曝光工艺和显影工艺处理阻挡层，简化了整个栅工艺的复杂性。

- 1、匀胶 稀释的 ZEP520A 1500Å, 130℃热板后烘 4min;
- 2、匀胶 PMGI 400Å, 180℃烘箱烘胶 15 分钟;
- 3、匀胶 UVIII 6000Å, 130℃热板烘胶 1 分钟;
- 4、电子束曝光 UVIII 胶，曝光剂量 $50\mu\text{C}/\text{cm}^2$ ，设计宽度 0.6μm;
- 5、CD26 显影液显影 40s，除去 UVIII 胶部分和 PMGI 阻挡层;
- 6、电子束曝光稀释的 ZEP520A 曝光剂量 $50\mu\text{C}/\text{cm}^2$ ，设计宽度 20nm ;
- 7、显影液 N50 显影 40s，定影液 ZMD 定影 15s;
- 8、tymax 打底胶 15s;
- 9、蒸发栅金属 Ni/Au，金属厚度为 400 Å /4000 Å。然后在加热丙酮中进行剥离。

通过 SEM 测试，T 型栅栅线条如下所示：

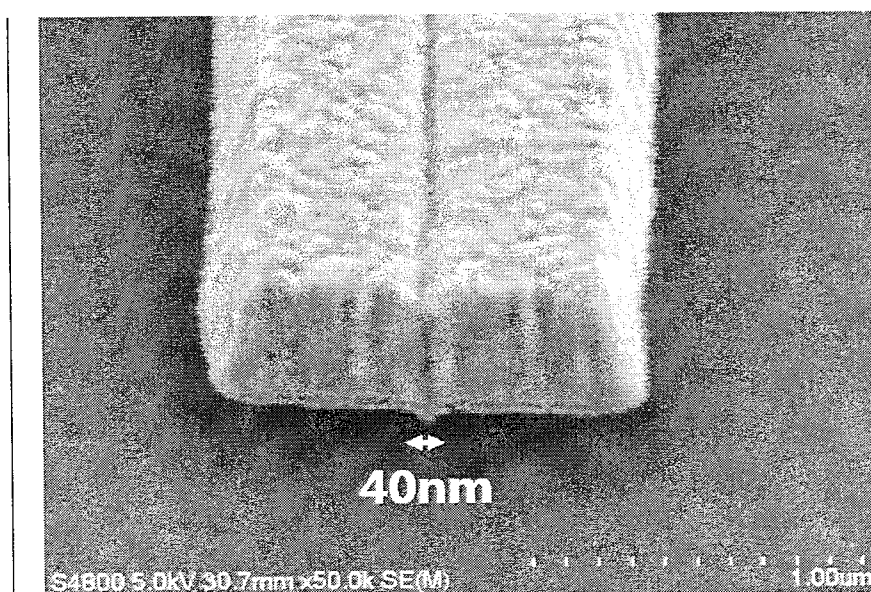


图 3.39 T 型栅线条形貌

由图所示，采用 UVIII/PMGI/ZEP520A 三层胶结构实现了 40nm T 型栅结构，且栅脚呈现出 U 型结构，达到了减小寄生电容与电场场强的分布。

3.5 钝化工艺

在 AlGaIn /GaN 异质结外延的表面, 由于帽层 GaN 晶格的周期性结构突然截止, 表面 Ga 原子出现悬挂键并且发生重构现象, 导致大量的氮空位等缺陷, 成为材料表面态的主要来源, 在器件工作中影响器件性能。当给器件加偏置电压时, 由于陷阱能级的存在, 沟道内的二维电子气会被缺陷陷阱俘获, 从而耗尽沟道造成器件饱和输出电流的降低, 出现电流崩塌的现象。这一情况在 AlGaIn /GaN HEMTs 实际工作当中更为严重, 器件栅极输入射频信号时, 当栅压表现为夹断电压, 栅下沟道电子完全被耗尽, 而栅漏近栅区域由于高场强的存在, 使得沟道电子隧穿被表面态俘获形成虚栅, 此时虚栅下的沟道区域也被完全耗尽; 当栅压变为开启状态时, 栅金属下的耗尽区迅速变小, 但是表面态通常为深能级陷阱时间常数较大, 特别是在高频工作下其释放速度远不如金属栅下电荷耦合快, 使得沟道电子被俘获后不能及时释放, 导致器件在射频工作模式下性能大大降低。而通常采用表面钝化的方法可以阻止虚栅的形成, 其主要原理是钝化使表面施主态远离沟道电子, 阻止电子被俘获, 同时钝化过程中 H 等元素进入 AlGaIn 势垒层成为浅施主, 代替了表面施主态, 从而能够阻止虚栅的形成, 减小电流崩塌效应, 增加了 2DEG 浓度^[101-103]。

最常用的钝化介质是离子体增强化学的气相沉积法 (PECVD) 生长方法淀积的 Si_3N_4 , 其生长速率较快, 工艺成本较低, 钝化效果良好, 同时能够兼容 MMIC 单片集成电路的流片工艺。虽然钝化技术不断改进和优化, 但是 GaN 表面存在的初始氧化层, 和欧姆高温合金过程中引发的表面氧化层以及 GaN 和钝化介质之间界面层的固有缺陷始终没有得到有效的改善。钝化的过程中增加了 SiN 和 GaN 表面的漏电通道, 降低了器件的击穿电压, 增加了器件的肖特基漏电, 而对于毫米波 GaN HEMT 来说由于栅长、源漏间距的等比例缩小, 栅漏区域电场急剧增加, 漏电不可避免, 如何提高效率成为研究重点。因此需要通过优化钝化前的表面处理条件, 有效的减小钝化后肖特基的反向漏电^[104-105]。

本次试验所选择的外延材料通过金属有机化学气相沉淀外延技术生长在 3 寸蓝宝石衬底上。GaN 缓冲层采用背势垒结构, 厚度约为 $1\mu\text{m}$ 。AlGaIn 势垒层采用 Al 组分为 0.26 的 AlGaIn 材料, 厚度 22nm。在 GaN 沟道层和势垒层中插入

了 1nm 的 AlN。最后生长 3nm 的 GaN 帽层来改善 AlGaIn 表面形貌。器件的制备流程如下图所示：

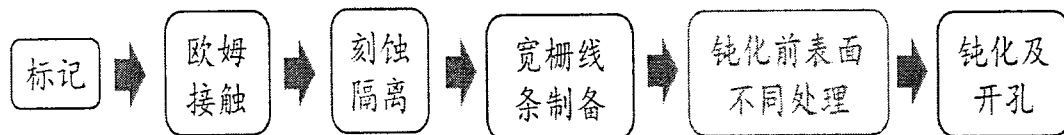


图 3.40 钝化前表面处理优化流程

下面对整个制备流程的关键工艺步骤进行阐述：

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离，以及欧姆的制备，源漏间距设计为 $4\mu\text{m}$ ，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系在 850°C ， N_2 氛围，50s 的合金条件下实现 $0.4\Omega\cdot\text{mm}$ 的接触电阻。

2. 通过 ICP 干法刻蚀实现器件之间的隔离。

3. 为了降低栅源和栅漏寄生电容，提高频率，采取先栅后钝化工艺，通过 BAK501 完成 400Å Ni/ 4000Å Au 栅金属的蒸发剥离，为了节省时间和成本，栅线条采用光学曝光宽度为 $0.6\mu\text{m}$ 。

4. 为了消除残留光刻胶，去除 C 原子深能级影响，所有条件钝化前第一步处理统一为 UV 照射 5min。

5. 由于表面的 Ga-O 键，使得 GaN 表面形成深能级陷阱，促进电子从二维电子气沟道到栅极的跃迁^[106]，从 Ga-O 键角度出发，钝化前通过酸有效的处理可以去除 Ga-O 键。为避免酸浓度过高，影响合金后欧姆金属性能，采用 1: 10 的 HCl 处理 20s。

6. 然后将 3 寸外延片分成两部分，一半利用 ICP 进行 N_2 处理，处理的条件 N_2 : 40sccm，源功率 120W，偏压功率 2W，处理时间 40s。另一半通过 Si 片进行遮挡，作为对准部分。

7. 最后统一通过 790+ PECVD 生长 2000Å SiN，生长条件为 SiH_4 : 500 Sccm， NH_3 : 40 Sccm，He: 400 Sccm， N_2 : 600 Sccm，生长功率为 100W，腔体温度设定为 300°C 。

根据实验变量，肖特基漏电是评估有源区域界面态的直接表征方式，在测试器件的肖特基漏电时，利用 HP4200 半导体参数分析仪进行直流测试，栅压设置

为-30V-3V，步长为 0.1V，此时漏端接地而源端金属不连接。 N_2 处理和未处理的 GaN HEMTs 肖特基漏电如下图所示：

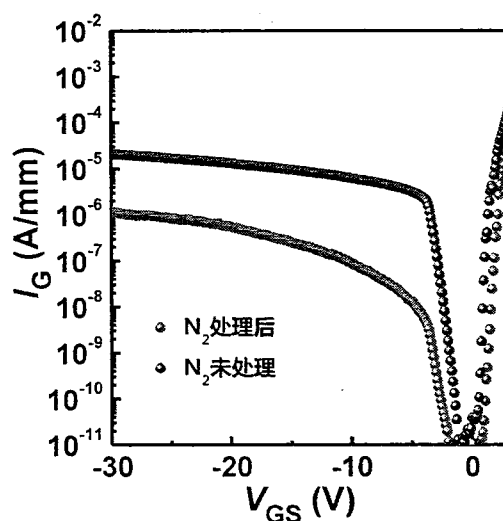


图 3.41 N_2 处理和未处理 AlGaIn/GaN HEMTs 的肖特基漏电对比

N_2 处理处理后有效的提高了肖特基正向的开启电压，通过消除界面的固定电荷提高了势垒的高度，从而减小了肖特基反向漏电， $V_{GS}=-30V$ 时漏电达到 $\mu A/mm$ 量级，相比与未处理器件减小了一个数量级。

测试输出特性时，栅压 V_{GS} 设置为-3V-3V，步长为 1V，漏压 V_{DS} 设置为 0~10V，步长为 0.1V，源端金属接地。 N_2 处理和未处理的输出特性对比如下图所示， $V_{GS}=3V$ 时，器件的最大饱和输出电流 $I_{D_{MAX}}$ 增加了 0.13A/mm。

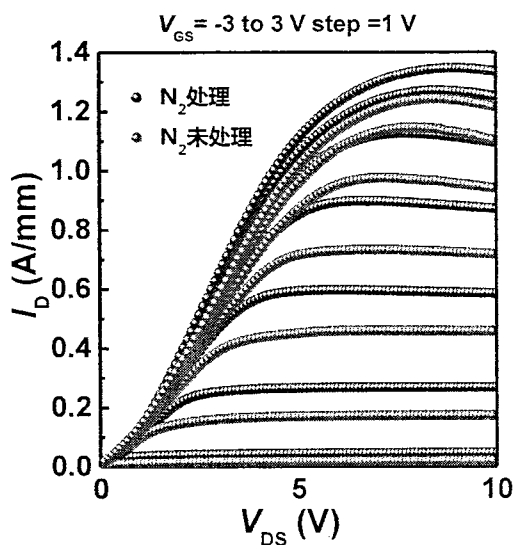


图 3.42 N_2 处理和未处理 AlGaIn/GaN HEMTs 的输出特性对比

测试直流转移特性时，栅压 V_{GS} 设置为 -6V-3V，步长为 0.1V，漏压 V_{DS} 固定为 10V，源端金属接地。

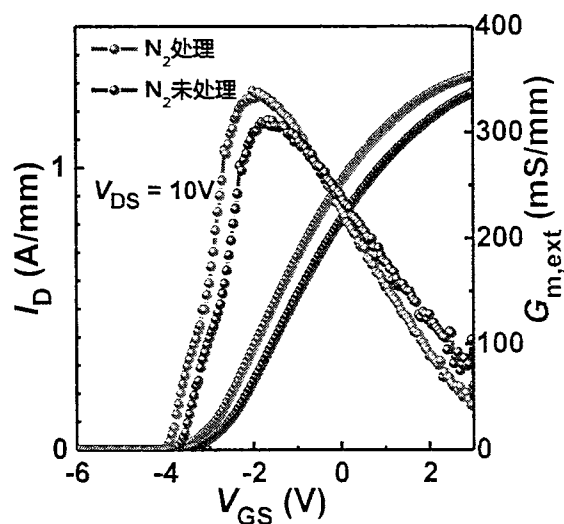


图 3.43 N_2 处理和未处理 AlGaIn/GaN HEMTs 的转移特性对比

N_2 处理和未处理的转移特性对比如上图所示，由图可知， N_2 处理后的器件跨导增加，主要是处理后对氮空位进行了补充，从而减小了缺陷能级对沟道电子的散射作用，提高了二维电子气的迁移率^[107]。而未处理器件的阈值电压正向漂移，主要是在高温合金等工艺中 GaN 表面 N-H 键和 N-O 的产生，形成高浓度氮空位从而完成 n 型掺杂，耗尽沟道。

综上所述，通过 N_2 处理对外延材料表面的氮空位进行了补充，减少了界面

态，从而减小了缺陷能级对沟道电子的散射作用，提高了二维电子气的迁移率。同时， N_2 处理后有效的提高了肖特基正向的开启电压，通过消除界面的固定电荷提高了势垒的高度，从而减小了 GaN HEMTs 肖特基反向漏电。

3.6 本章小结

本章针对常规 AlGaIn/GaN 异质结外延，对标记转移，低寄生欧姆接触、低损伤栅槽刻蚀、40 nm T 型栅和低界面态钝化介质进行了重点研发，完善了毫米波 GaN HEMTs 的工艺流程。

首先，在毫米波工艺当中需要多次电子束套刻，为了增加套刻精度，开发出标记转移工艺，通过 W 金属干法刻蚀，提高了对准精度。

为了减小欧姆寄生的影响，引入了四探针 TLM 测试，优化了常规 Ti/Al/Ni/Au 的合金条件。在此基础延伸开发出 recess+Ti/Al/Ni/Au 欧姆体系，790℃的退火温度下得到 $0.148 \Omega \cdot \text{mm}$ 接触电阻和 $4.46 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$ 比接触电阻率。

针对毫米波 GaN HEMTs 低损伤刻蚀，提出了两种刻蚀新工艺，其一：通过提高刻蚀时下电极的温度，增加生成物的挥发，减少了 GaN 刻蚀生成物的残留，实现了良好的均匀性。其二，通过增加刻蚀时的化学作用，降低离子轰击，达到了原子层栅槽刻蚀，实现了低速率、低损伤的刻蚀。

然后在优化栅脚结构的基础之上，降低 C_{gs} 栅电容的同时降低 R_g 栅电阻，通过 UVIII/PMGI/ZEP520A 三层胶结构，采用窄线条大剂量的电子束曝光方式，成功研发出亚 50nm T 型栅，栅脚宽度可实现 40nm。

最后，优化钝化前的表面处理条件，对外延材料表面氮空位进行了补充，减少了界面态，有效的减小钝化后 GaN HEMTs 肖特基的反向漏电。

第四章 GaN 新材料及新结构探索

随着小基站和 5G 解决方案向毫米波领域逐渐延伸，器件的栅长不断减小，现阶段 GaN 工艺尺寸正在从 0.25 微米至 0.5 微米向 0.1 微米至 0.15 微米转换，并且想要实现响应频率更快的 AlGaIn/GaN HEMTs，势垒层厚度也必须减小。

目前常规 AlGaIn/GaN 异质结材料结合凹栅槽技术，能够一定程度上满足毫米波器件与电路的研制需要，但是势垒层无法持续减薄，否则势垒层太薄，压电极化效应难以维系。当势垒层的厚度小于 15 nm 时，表面的耗尽会使得电荷面密度大大降低，从而引起方阻增加、器件电流密度减小等问题；对于异质外延来讲，势垒层太薄，外延层的质量难以得到保证，同时势垒层减薄以后，隧穿电流增大，热电子发射电流也会增加，这两个方面的原因决定势垒层必须保证一定的厚度。常规的凹栅槽技术虽然可以提高器件频率，但也会导致刻蚀损伤等问题，这对器件和电路的长期可靠性带来不利影响^[108]。

因此，从材料角度需要研究极化效应更强的外延结构，以满足 GaN 毫米波器件研制要求。目前 InAlN/GaN 异质结 HEMTs 以及 AlN/GaN 异质结 HEMTs 由于自身在薄势垒层上突出的优势应运而生，本章节将从外延材料角度着手，对 InAlN/GaN HEMTs 以及 AlN/GaN HEMTs 进行研究与探索。

对一般场效应管来说

$$f_t = \frac{g_m d}{2\pi W L E} = \frac{g_m}{2\pi W} \frac{L}{d} \quad (4-1)$$

上式中 L 为栅长，d 为栅到二维电子气的距离。以上的公式可以看出，对于场效应管来说，其 L/d 的比例对于器件的频率性能影响巨大。当 GaN HEMTs 器件正常工作时，保持栅长和势垒层厚度的比值（纵横比）大于 π 是 GaN HEMTs 工作在毫米波频段的一个关键参量。

此外，根据毫米波 GaN 器件中电子的输运特性，针对高场下二维电子气迁

移率降低所导致的非线性问题, 以及器件栅长缩短带来的短沟道效应问题, 从器件结构的角度入手, 展开了两种 fin 结构 GaN 的研究, 为进一步提升毫米波 GaN 器件性能进行了新结构的探索。

4.1 InAlN/GaN HEMTs 器件研制

与提高势垒层 Al 组分增强压电效应, 从而在维持二维电子气高浓度前提下实现势垒层减薄的方式不同, InAlN/GaN 异质结完全摆脱了压电极化的束缚, 可以在无应变状态下依靠自身很强的自发极化强度得到高密度二维电子气。

虽然 InAlN/GaN 异质结中不存在 AlGaIn/GaN 材料体系中的压电极化效应, 但是由于 $\text{In}_{0.17}\text{Al}_{0.83}\text{N}$ 材料自身的高自发极化强度 (远大于 AlGaIn/GaN 材料体系的自发极化差值), 其理论结果计算得到, 二维电子气面密度可以达到 $2.7 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ ($\text{Al}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{N}/\text{GaN}$ 异质结面密度为 $1.0 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$), 同时, $\text{In}_{0.17}\text{Al}_{0.83}\text{N}$ 势垒层与 GaN 沟道层之间的异质结界面导带带阶达到了 0.68eV ($\text{Al}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{N}/\text{GaN}$ 异质结界面导带带阶为 0.30eV), 实现了对二维电子气更好的限域性^[108-109]。

本文所采用的外延材料通过金属有机化学气相沉淀外延生长在 3 寸 SiC 衬底上, 势垒层采用 7nm In 组分为 0.17 的 InAlN 材料, 帽层为厚度 3nm 的 GaN, 引入 1nm 厚的 AlN 插入层来提升沟道 2DEG 迁移率。最终, 外延片二维电子气面密度为 $n_s = 1.59 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ 沟道迁移率为 $1465 \text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, 沟道方阻为 $267 \Omega/\text{sqr}$ 。器件的制备流程如下图所示:

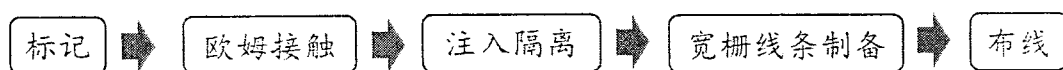


图 4.1 InAlN/GaN HEMTs 器件的制备流程

下面对整个制备流程的关键工艺步骤进行阐述:

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离, 以及欧姆的制备, 源漏间距设计为 $2.4 \mu\text{m}$, 采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系考虑到外延片势垒层薄、二维电子气面密度高, 使得电子隧穿几率提高, 所以将欧姆合金温度降低, 合金条件为 750 摄氏度 50s, 实现了 $0.3 \Omega \cdot \text{mm}$ 的欧姆接触电阻。

2. 利用三层胶 PMMA/SF5/9920 光刻定义有源区, 通过氮注入实现器件间的隔离, 注入条件为 30keV $1 \times 10^{14} \text{cm}^{-2}$, 110keV $5 \times 10^{15} \text{cm}^{-2}$ 。

3.通过 BAK501 完成 $400\text{ \AA}$ Ni/ $4000\text{ \AA}$ Au 栅金属的蒸发剥离,在此次流片中为了初步对外延片质量进行评估,验证外延设计的可行性,栅线条采用光学曝光,宽度设计为 $0.6\mu\text{m}$ 。

下面从器件的电学性能出发,综合评估 InAlN/GaN HEMTs 器件的性能,所测试性能均为 HEMTs 器件钝化前数据。器件的直流转移特性如下图所示:

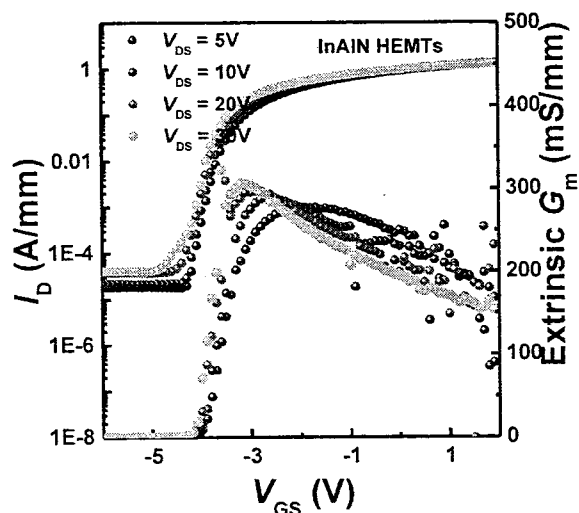


图 4.2 InAlN/GaN HEMTs 器件直流转移特性

直流转移特性时,栅压 V_{GS} 设置为 -6V -3V ,步长为 0.1V ,漏压 V_{DS} 固定为 5V 、 10V 、 20V 和 30V ,源端金属接地。提取上图数据,亚阈值随漏压变化如下表所示:

表 4.1 InAlN/GaN HEMTs 直流转移特性

V_{DS} (V)	G_m mS/mm	V_{th} (V)	I_{sub} A/mm
5	278	-3.4	1.8×10^{-5}
10	290	-3.4	2.2×10^{-5}
20	297	-3.5	3.8×10^{-5}
30	306	-3.6	4.1×10^{-5}

由表可得,随着漏压在 5V -30V 增加,关态漏电始终保持在 10^{-5} A/mm 量级,

阈值电压基本不随着漏极电压增大而变化, 表明 InAlN/GaN HEMTs 有效的抑制了短沟道效应, 跨导基本都在 300 mS/mm。

器件的输出特性如下图所示:

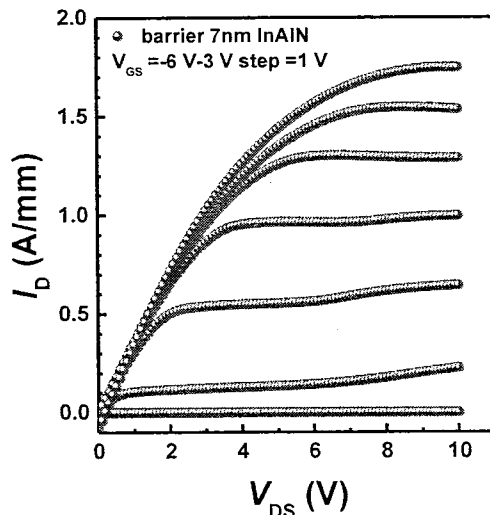


图 4.3 InAlN/GaN HEMTs 器件直流输出特性

测试输出特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 -6V~3V, 步长为 1V, 漏压 V_{DS} 设置为 0~10V, 步长为 0.1V, 源端金属接地。 $V_{GS}=3V$ 时, InAlN/GaN HEMTs 器件的最大饱和输出电流 $I_{D\text{MAX}}$ 达到了 1.75 A/mm。但是, 不难发现一个问题当 V_{GS} 在 1~3V 之间时, 起始点的输出电流为负, 此现象为肖特基正向栅漏电过大所导致, 因此如下图所示对 InAlN/GaN HEMTs 栅漏电进行评估。

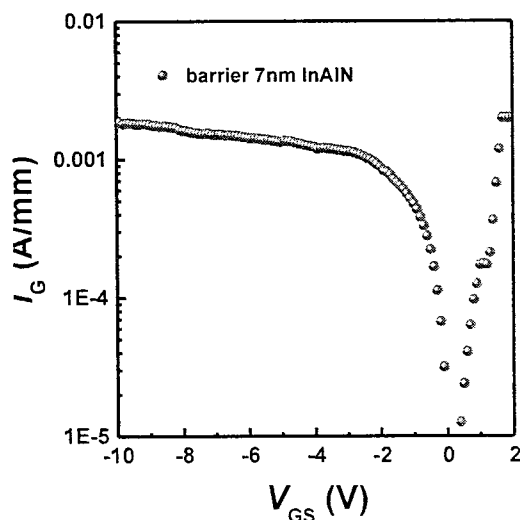


图 4.4 InAlN/GaN HEMTs 器件直流肖特基特性

在测试器件的肖特基漏电时，栅压 V_{GS} 设置为 -10V-2V，步长为 0.1V，此时漏端接地而源端金属不连接。 $V_{GS}=-10V$ 时，InAlN/GaN HEMTs 肖特基反向漏电达到 $1.86 \times 10^{-3} A/mm$ ，而正向漏电在 $V_{GS}=1.6V$ 时，达到 $2 \times 10^{-3} A/mm$ 的限流，严重影响器件的性能。

本章节通过 InAlN/GaN HEMTs 器件的 S 参数测试来进一步表征相应器件的频率特性。频率的扫描范围 10M-40GHz，最大承受电压 40V，最大承受电流 500mA。结果汇总如下表所示：

表 4.2 InAlN/GaN HEMTs 小信号结果

7nm In _{0.17} Al _{0.83} N 势垒层					
栅压 V_{GS} (V)	-2	-1	0	1	2
F_T (GHz)	26.4	22.6	18.5	10.6	4.6
F_{max} (GHz)	32.5	29.5	26.2	18.3	9.3

典型的小信号数据 ($V_{GS}=-2V$ 和 $V_{GS}=2V$) 如下图所示：

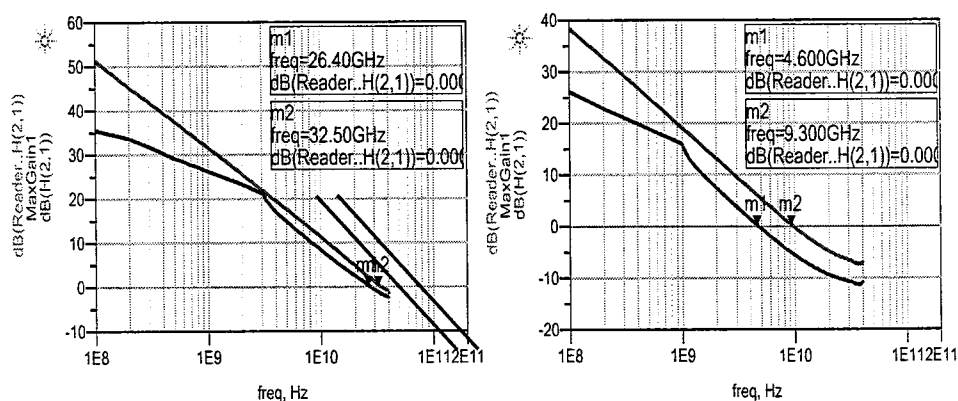


图 4.5 InAlN/GaN HEMTs 器件小信号结果

由小信号结果图可以看到，当器件栅压 $V_{GS} > 0V$ 以后，频率特性迅速下降，主要是输入信号随着栅漏电泄漏出去，淹没在 InAlN/GaN HEMTs 肖特基漏电中，没有起到放大的作用。

分析根本原因则是生长高质量 InAlN 三元合金材料本身难度较大，首先是组成 InAlN 三元材料 AlN 和 InN 在材料特性上差异较大。在 a 轴和 c 轴，InN 和 AlN 的晶格常数失配分别达到了 12.5 % 和 13.5 %，造成了较大的内部应变。根据第一性原理，InAlN 是不易相互混溶的材料，因此具有相不混溶的间

隙,一般伴随着分布不一致、组分波动以及相分离等现象。同时,组分分布不一致还受到 In-N (1.98 eV) 和 Al-N (2.88 eV) 化学键能以及其较大电离度差异的影响。另外,AlN 和 InN 生长的最优工艺条件相互制约。高质量的 InN 材料生长温度较低,通常温度在 600℃,同时需要较大的反应腔内压强和较高的氨气流量。而高质量 AlN 材料的生长则需要超过 1050℃ 的高温以及低氨气分压和低反应室压强。所以,不同的外延生长条件,使得势垒层中的 In 组分不容易在 InAlN 三元合金材料有效的结合,外延生长条件没达到平衡和兼顾时遇到欧姆高温合金使得 In 扩散,形成漏电通道^[110-112]。因此 InAlN/GaN 体系虽然有潜在应用的价值,但仍需要反复流片来优化外延生长,对比之下不含 In 的 AlN/GaN 异质结外延成为了毫米波 GaN HEMTs 的另一种可能方案。

4.2 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件研制

AlN 禁带宽度为 6.2eV,与 GaN 的异质结中存在极强的压电极化效应和自发极化电场,由此产生的电荷面密度是传统 AlGaIn/GaN 的四倍多,使得 AlN/GaN 异质结能以较薄的势垒层产生高密度的 2DEG,可以提高 HEMTs 器件的电流驱动能力和输出功率密度。同时,薄的势垒层还能有效抑制 HEMTs 器件横向尺寸缩小引起的短沟道效应,避免槽栅干法刻蚀工艺对 2DEG 沟道造成的损伤,降低 HEMTs 器件制备工艺的复杂性和难度,进而提高工艺的一致性和重复性,增强器件的可靠性。此外,由于 AlN 的材料生长温度需要 1050℃ 以上,所以 AlN/GaN HEMT 有极高的化学稳定性和热稳定性,可以在 1000℃ 的高温环境下工作而没有明显的性能退化。AlN/GaN 异质结材料体系为大功率、高频应用提供了一个非常具有吸引力的选择^[113-114]。

AlN 与 GaN 晶格失配达到了 2.4%,当应力过大时会降低异质结界面的粗糙度甚至导致应变弛豫,从而降低 AlN 的晶体质量,严重时会在 AlN 势垒层中产生裂纹。因此,将 AlN 势垒的厚度控制在 5nm,小于 AlN 生长的临界厚度。考虑到 AlN 势垒层较薄,容易受到表面氧化、水汽吸附、碳杂质吸附等影响,需要利用 GaN 帽层增强对表面态的屏蔽作用,并结合 ALD 生长 Al₂O₃ 或 MBE 生长 SiN_x 等栅介质进一步减小薄势垒引发的 HEMTs 器件肖特基漏电增加。为了避

免界面陷阱对 2DEG 的影响，栅介质与 GaN 界面的处理尤为关键，增加了工艺的不确定性和不可重复性。利用 MOCVD 原位生长的 SiN_x 可以同时结合 GaN 帽层与栅介质的功能特点，可以防止应变松弛，同时增强了表面的稳定性，减小了电子的俘获效应，可以承受更高的电场和温度。而且 SiN_x 作为帽层避免了 GaN 帽层与 AlN 势垒层晶格失配较大带来额外的界面散射，可以抑制对二维电子气面密度的减小和电子迁移率的降低^[115]。

本次试验所采用的外延材料通过金属有机化学气相沉淀外延生长在 3 寸 SiC 衬底上，势垒层采用 5nm AlN 材料，帽层为 MOCVD 原位生长的厚度为 3nm 的 SiN_x 。最终，外延片二维电子气面密度为 $n_s=1.91 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ ，沟道迁移率为 $867 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ，沟道方阻为 $376 \Omega/\text{sqr}$ 。

原位 $\text{SiN}_x/\text{AlN}/\text{GaN}$ 能带图如下图所示：

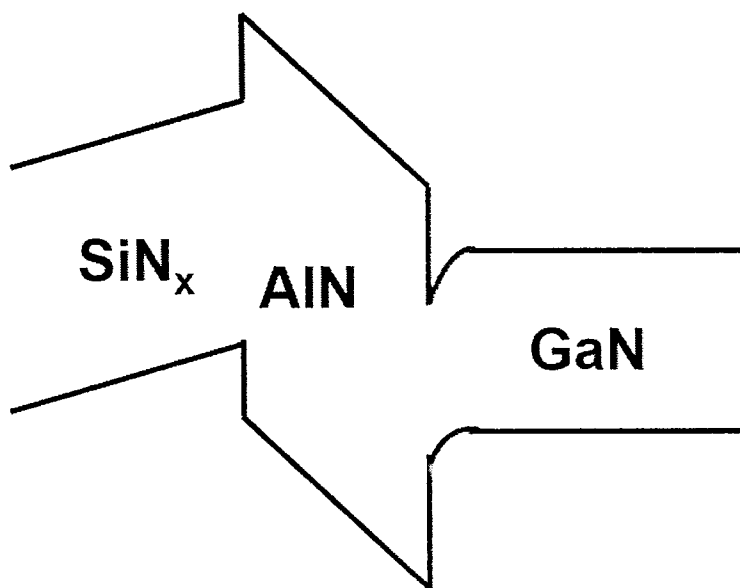


图 4.6 原位 $\text{SiN}_x/\text{AlN}/\text{GaN}$ 能带图

由图，AlN 薄势垒层提高了二维电子气的限阈特性，原位 SiN_x 提高了肖特基的势垒高度，减小了 AlN MIS-HEMTs 器件的肖特基漏电。

4.2.1 欧姆接触

由于 AlN 势垒层的禁带宽度较宽达到了 6.2eV，再加上原位生长的 3nm 绝缘栅介质 SiN_x ，该外延片实现低电阻欧姆接触非常困难，在毫米波应用频段内，

欧姆接触电阻值将严重影响器件性能,所以器件的制备首先从对欧姆接触的重点优化展开。在对 SiN_x 湿法腐蚀时,由于漂酸过程中 H^+ 的残留问题,在不同合金温度下都出现了金属溢出现象,当源漏间距缩小后,容易导致短路的现象发生。此外 SiN_x 的腐蚀通常需要热磷酸,而磷离子的引入将会引入深能级陷阱诱发可靠性问题,所以在后续的合金当中不进行漂酸的工艺步骤。而不能进行干法刻蚀的主要原因是由于 SiN_x 干法刻蚀需要 F 基原子团,在这一过程中会引发 F-注入现象,导致了氟基残余物 AlF_x 和 GaF_x 的积累,其中 F-具有极强的电负性从而导致在 AlN 势垒层表面产生负电荷,对沟道电子产生排斥作用,切断了欧姆金属与二维电子气之间的电流路径,使得电流只能通过体 GaN 传输,增大了方块电阻^[116]。

实验采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系,基于 3 英寸 SiC 衬底,将外延片切成 2x2cm 的小片。欧姆版光刻显影后,直接使用 evatec BAK 501 蒸发 Ti/Al/Ni/Au,厚度依次为 200/1500/550/450 Å。本实验所有合金时间为 50s 氮气氛围下完成,合金的温度分别为 740°C, 750°C, 760°C, 770°C, 780°C, 790°C, 800°C, 810°C, 850°C 和 870°C。最后利用三层胶 PMMA /SF5/9920 光刻定义有源区,通过氮离子二次能量注入实现器件间的隔离,注入条件为 30keV $1\text{E}14$, 110keV $5\text{E}15$ 。器件隔离后,对传输线进行测试。其中 740°C 和 750°C 合金条件下,欧姆结果存在势垒,并未形成良好的欧姆接触。

按照四探针 TLM 的测试方法,实验数据(典型数据氮气氛围中 770°C 温度下 50s 的退火时间)经线性拟合得到接触电阻和方阻后,如下图(a)所示,图(b)为扫描电镜下 770°C 温度退火条件得到欧姆的表面形貌:

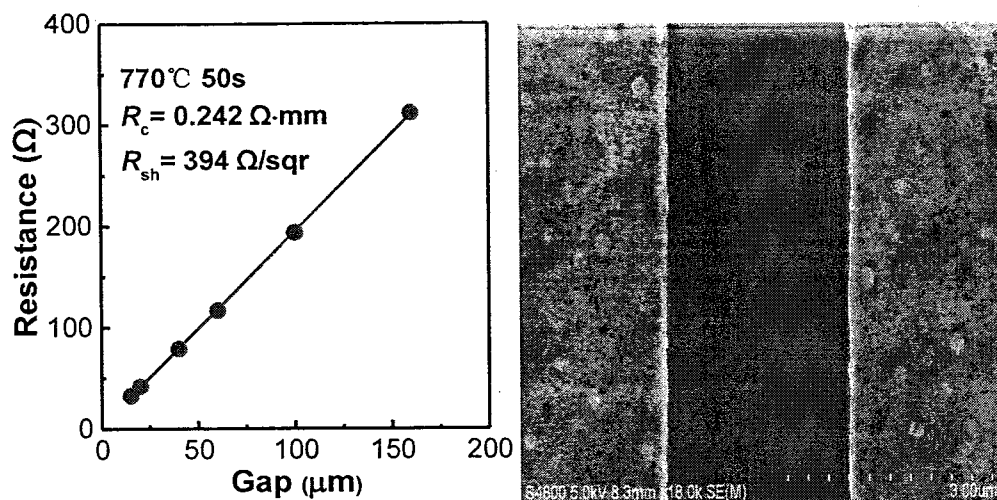


图 4.7 790℃温度下合金结果 (a) TLM 线性拟合 (b) SEM 下欧姆的表面形貌

按照上述方法, 不同温度下的实验数据经线性拟合后的实验结果汇总后如下图所示:

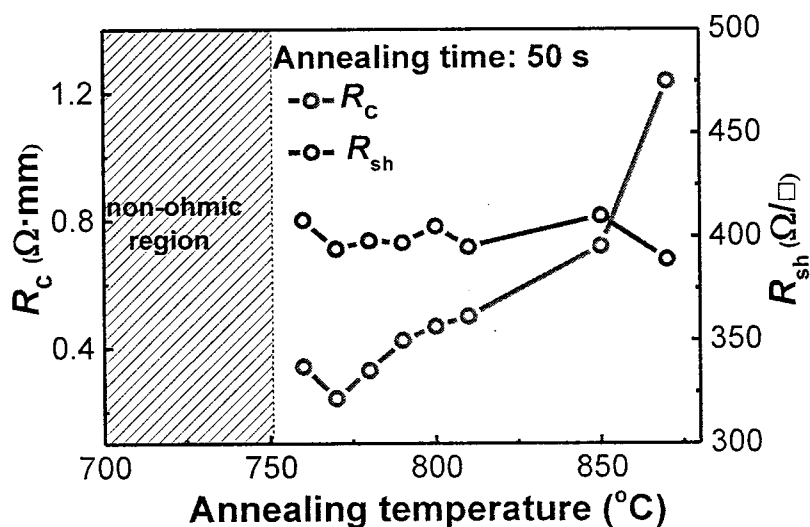


图 4.8 不同合金温度下欧姆欧姆测试结果

从图中可以看出, 统一在 50s 的退火时间氮气氛围中, 770℃的退火温度下得到的接触电阻最小, 最小数值为 $0.242 \Omega \cdot \text{mm}$ 。而沟道电阻基本不随合金的温度而改变, 统一在 $395 \Omega/\text{sqr}$ - $410 \Omega/\text{sqr}$ 随机分布, 且欧姆金属的表面均匀, 欧姆金属边缘整齐, 没有出现金属溢出的现象。可以发现即使合金过程中不去除 3nm SiN_x 绝缘层, 仍然可以得到良好的欧姆接触, 且性能甚至要好于去除 SiN_x 的结果, 为了分析造成这一现象的根本原因, 本章节通过对金属与半导体接触时电流

传输的三种机制展开研究。

首先，从物理机制上对比接触电阻率 ρ_c 进行定义：

$$\rho_c = \left(\frac{\partial J}{\partial V} \right)^{-1}_{V=0} \quad (4-2)$$

其中 J 表示流经接触界面的电流密度， V 表示接触两端的偏置电压。

对于金属与半导体接触， ρ_c 与半导体掺杂浓度、器件温度以及金半接触界面的势垒高度密切相关。以 n 型半导体为例，势垒高度 ϕ_B 定义为：

$$q\phi_B = q\phi_m - \chi_s \quad (4-3)$$

式中 ϕ_m 为金属功函数， χ_s 为半导体的电子亲和能。

根据衬底掺杂浓度 N_D 的差异，金属-半导体接触存在三种主要电流传输机制：场发射模型，热电子-场发射模型以及热电子发射模型，这三种情况的原理如下图所示：

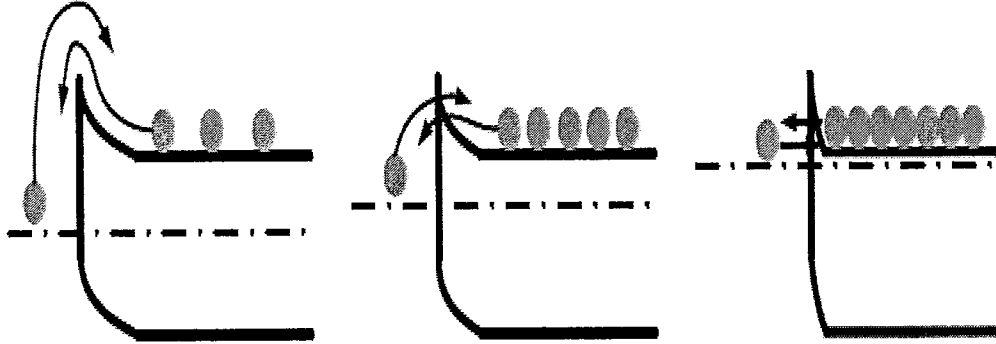


图 4.9 金属-半导体接触三种电流传输机制(a)热电子发射模型 (b) 热电子-场发射模型 (c)

场发射模型

对于轻掺杂的半导体($N_D < 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 时)，电流输运符合热电子发射模型，电子可以通过热激发直接越过势垒，此时的 ρ_c 表达式为：

$$\rho_c = \frac{k_F}{kTA^*} \cdot \exp\left(\frac{q\phi_B}{k_B T}\right) \quad (4-4)$$

式中 A^* 表示理查德森常数， q 为电子， T 为温度， k_B 为玻尔兹曼常数。在热发射机制下，比接触电阻率 ρ_c 与掺杂浓度无关，而是仅由温度 T 和势垒高度

ϕ_B 决定^[117-118]。

当半导体的掺杂浓度处于中等范围时 ($1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3} < N_D < 1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)，热电子发射类似于隧穿过程，此时电流主要是由带有热激发能量的电子在一定几率下，隧穿通过势垒的中间区域而产生，此时热电子-场发射模型占主导作用， ρ_C 受到掺杂浓度 N_D 的影响^[119]，表达式为：

$$\rho_C \propto \exp \frac{\phi_B}{E_{00} \cdot \coth(\frac{E_{00}}{k_B T})} \quad (4-5)$$

式中 E_{00} 为特征电场，其表达式为：

$$E_{00} = \frac{qh}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{N_D}{\epsilon_0 \epsilon_s m^*}} \quad (4-6)$$

式中 m^* 为电子有效质量， ϵ_0 和 ϵ_s 分别为真空介电常数和半导体材料介电常数。

最后，当半导体浓度掺杂很高时 ($N_D > 1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)，此时近导带底部势垒非常窄以至于电子可以直接隧穿通过界面，这种电流输运机制以场发射模型占据主导^[120]。此时 ρ_C 的表达式为：

$$\rho_C = \frac{k_B}{\pi A^* T^2} \cdot \sin(\pi c_1 k_B T) \cdot \exp(\frac{\phi_B}{E_{00}}) \quad (4-7)$$

$$c_1 = \frac{1}{E_{00}} \cdot \ln(\frac{4\phi_B}{V_n}) \quad (4-8)$$

$$V_n = \frac{k_B T}{q} \cdot \ln(\frac{N_C}{N_D}) \quad (4-9)$$

其中 V_n 表示半导体导带与费米能级的电势差， N_C 表示半导体导带的有效态密度。比接触电阻率 ρ_C 在场发射机制下会随温度升高而减小，并且受到掺杂浓度 N_D 和势垒高度 ϕ_B 的影响。

经过上述对金半接触三种主要电流传输机制的分析，为了探究 SiN_x 存在对欧姆合金的促进作用的根本机理，本论文对 770°C 退火温度 50s 退火时间的样品进行变温测试，整个测试在 B1500 基台中进行，通过改变测试时腔体内温度，在 -150K 到 420K 的温度范围之间对样品进行变温的四探针传输线测试，方块电阻 R_{sh} 测试结果如下图所示：

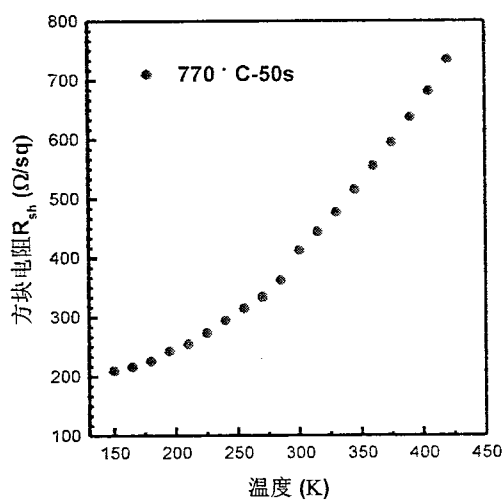
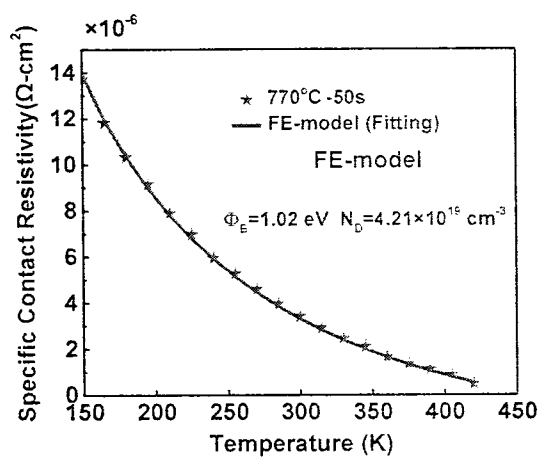


图 4.10 不同测试温度下方块电阻 R_{sh} 变化结果

由图可得，该样品的方块电阻 R_{sh} 会随着温度的上升而增加，这主要是当温度升高后会引光学声子散射效应加剧，从而导致二维电子气的迁移率下降。

比接触电阻率 ρ_c 随温度变化的曲线如下图所示，结合金半接触的电流传输理论，本论文通过拟合分析实验数据，并将实验数据与理论计算结果拟合对比，从而提取出关键数据。



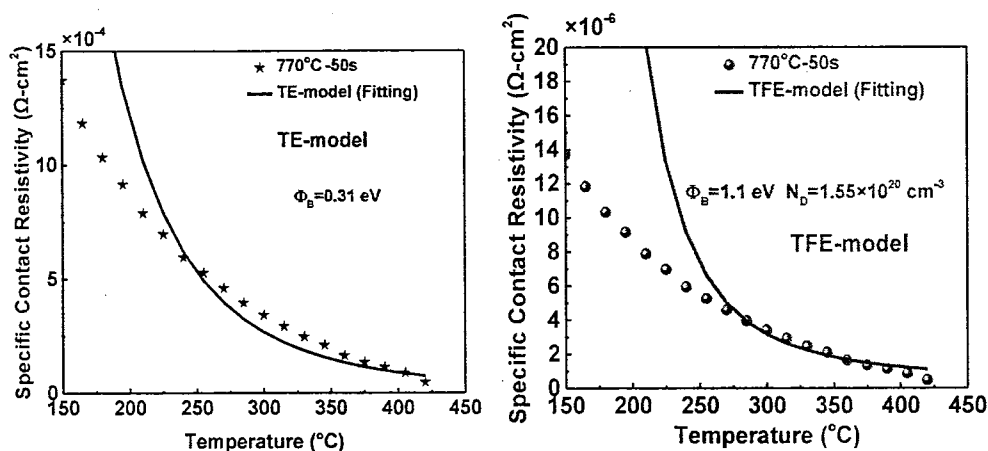


图 4.11 金半接触数据拟合结果(a)场发射模型 (b)热电子发射模型 (c)热电子-场发射模型

由图可知,场发射模型对 770 $^{\circ}\text{C}$ 退火温度 50s 退火样品的拟合情况更为准确,此时掺杂浓度 N_D 的拟合数值为 $4.21 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, 势垒高度 ϕ_B 的拟合数值为 1.02eV, 满足场发射模型重掺杂的基本条件。由于提取的势垒高度较大,而实际欧姆合金并未形成势垒,在 CMOS 的相关研究中已知, Ti 的硅化物本身的电阻较小是低阻接触的重要选择之一。因此可能的原因是 Ti/SiN_x 在高温合金过程中形成 TiSi_x, 该晶扎结构浸入沟道直接与沟道的二维电子气直接接触,同时 SiN_x 的存在避免了 Ti 与 AlN 势垒层直接反应,从而维持了较高的二维电子气密度。最终在局部形成低阻 TiSi_x 的直接接触并与高密度二维电子气隧穿相结合的欧姆接触。

4.2.2 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件研制

基于优化后的欧姆合金结果基础之上,完成了对 AlN/GaN MIS-HEMTs 的完整流片,整个器件源漏间距,栅源间距,栅漏间距以及 150nm 栅长示意图如下图所示:

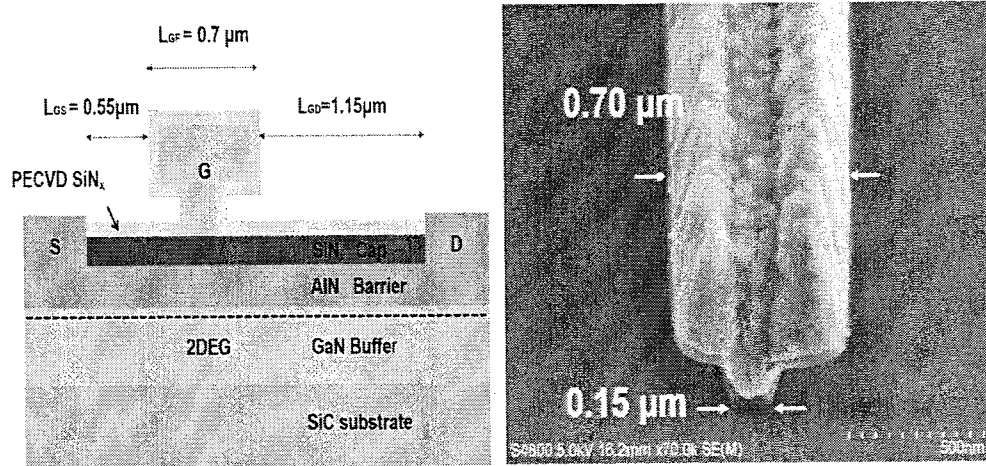


图 4.12 (a) AlN/GaN MIS-HEMTs 外延结构 (b) 150nm T 型栅 SEM 图

器件的完整制备流程描述如下图所示：

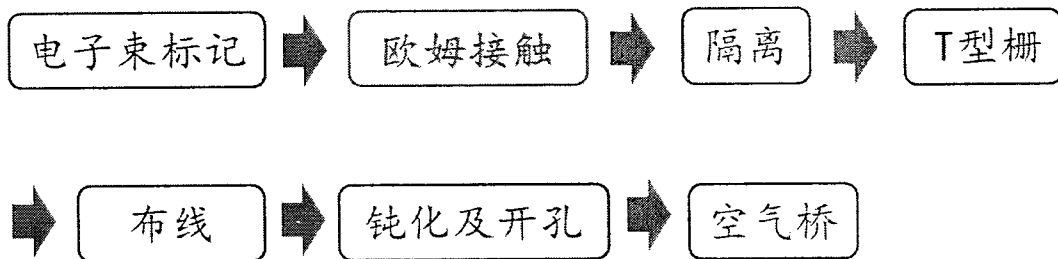


图 4.13 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的完整制备流程

下面是器件制备的关键工艺步骤：

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离，以及欧姆的制备，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系在 770℃，N₂ 氛围，50s 的合金条件下实现 0.3 Ω·mm 的接触电阻。
2. 利用三层胶 PMMA/SF5/9920 光刻定义有源区，通过氮离子二次能量注入实现器件间的隔离，注入条件为 30keV 1E14 cm⁻²，110keV 5E15 cm⁻²。
3. 利用 PMMA/Al/UVIII 三层胶电子束曝光显影，然后蒸发厚度为 40/500nm 的 Ni/Au 金属栅，实现了 0.15μm 栅长的 T 型栅。
4. 采用低应力 SiN_x 介质的进行器件的钝化。

下面从器件的电学性能出发，利用 HP4200 半导体参数分析仪进行直流测试，测试直流转移特性时，栅压 V_{GS} 设置为 -12V-0V，步长为 0.1V，漏压 V_{DS} 固定为 6V，源端金属接地。当栅压小于阈值电压后，AlN MIS-HEMTs 关态漏电并没有随着栅压变化而变化，有效的抑制了短沟道效应，同时关态漏电仅为 7.3×10⁻⁷

A/mm, 相比于常规势垒层器件, AlN MIS-HEMTs 跨导得到显著提高达到了 509 mS/mm。测试器件输出电流特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 -8V-0V, 步长为 1V, 漏压 V_{DS} 设置为 0~10V, 步长为 0.1V, 源端金属接地。 $V_{GS}=0V$ 时, AlN MIS-HEMTs 器件的最大饱和输出电流 $I_{D\text{MAX}}$ 达到了 2.0 A/mm。

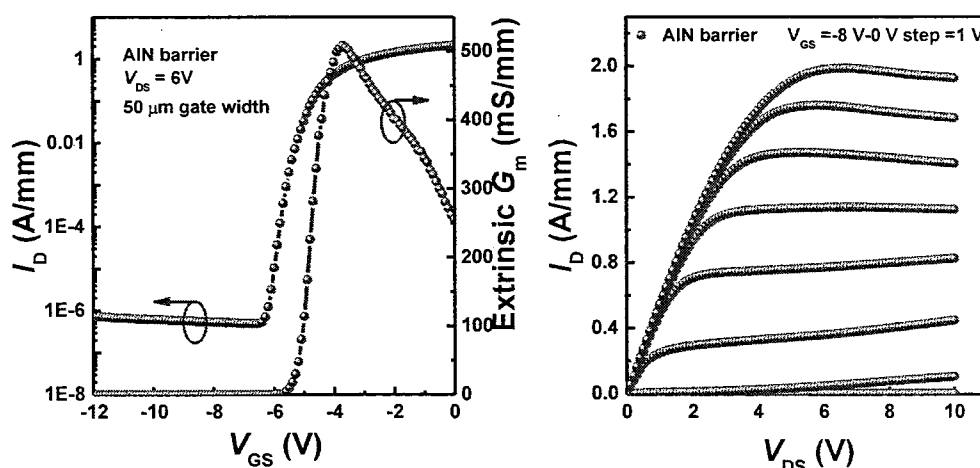


图 4.14 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的直流测试结果 (a) $V_{DS}=6V$ 时转移特性 (b) 输出特性

利用上一章节介绍的脉冲 I-V 测试, 对栅区域的陷阱以及钝化界面陷阱进行相对定量评估。测试的条件为脉冲周期 10 μs , 占空比为 200 ns。相应的静态偏置点设置为 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (0V, 0V)$ 、 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (-10V, 0V)$ 和 $(V_{GSQ}, V_{DSQ}) = (-10V, 20V)$ 。AlN/GaN MIS-HEMTs 器件在的脉冲测试下的输出曲线和转移曲线如下图所示:

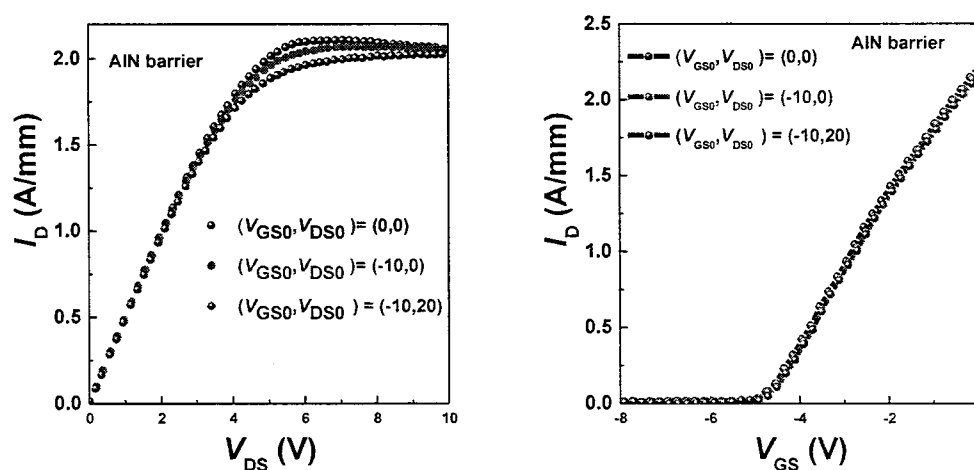


图 4.15 AlN/GaN MIS-HEMTs 脉冲测试结果 (a) 输出特性 (b) 转移特性

由图 (a) 可知, 偏置点(V_{GSQ} , V_{DSQ})= (-10 V, 20 V)与 (V_{GSQ} , V_{DSQ}) = (0 V, 0 V) 相对比, 得到 AlN MIS-HEMTs 饱和区漏延迟仅为 1.5%。由于原位 SiN_x 保护层的存在, 避免了钝化过程 PECVD 起辉时物理轰击对 GaN 表面的损伤, 从而避免了界面陷阱的引入, 实现了更好的钝化效果。

由图 (b) 可知, 脉冲测试下的转移曲线更多的用来表征栅下陷阱, 偏置点 (V_{GSQ} , V_{DSQ})= (-10 V, 20 V)与 (V_{GSQ} , V_{DSQ}) = (0 V, 0 V) 对比, 并没有带来阈值电压的漂移。主要是 AlN/GaN MIS-HEMTs 栅介质 SiN_x 原位生长时与 GaN 外延连续生长避免了界面杂质的引入, 而且 MOCVD 生长 SiN_x 的温度达到了 1000℃ 以上, 使得 SiN_x 具有更好的热稳定性以及更致密的外延生长特性。

为了进一步评估原位 SiN_x 绝缘层作为栅介质的可行性以及热稳定性, 本章节引入了变温 I-V 测试。整个测试在 B1500 基台中进行, 通过改变测试时腔体内温度, 在 -50℃ 到 150℃ 温度范围内, 间距为 25℃ 条件下, 对 AlN/GaN MIS-HEMTs 肖特基反向漏电进行测试。

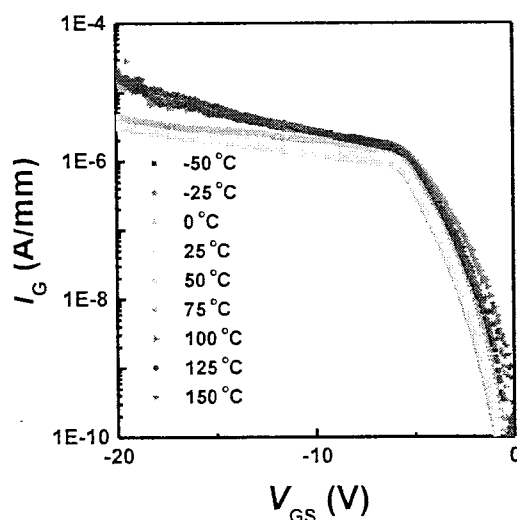


图 4.16 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件变温下肖特基直流测试结果

由图可知, 当测试温度小于 100℃ 时, 器件的反向漏电基本不随温度变化而改变, 反向漏电保持在 4×10^{-6} A/mm 以下, 当温度升到 100℃ 后, 器件反向漏电开始逐步增加, 但是增幅不明显, 始终保持在 2×10^{-5} A/mm 以下。下面对相关漏电机理进行分析。

根据 GaN 基 MIS-HEMT 肖特基漏电机理, 其相关漏电机制主要归纳为电子

隧穿、热电子发射和陷阱相关的隧穿效应三类，如下图所示：

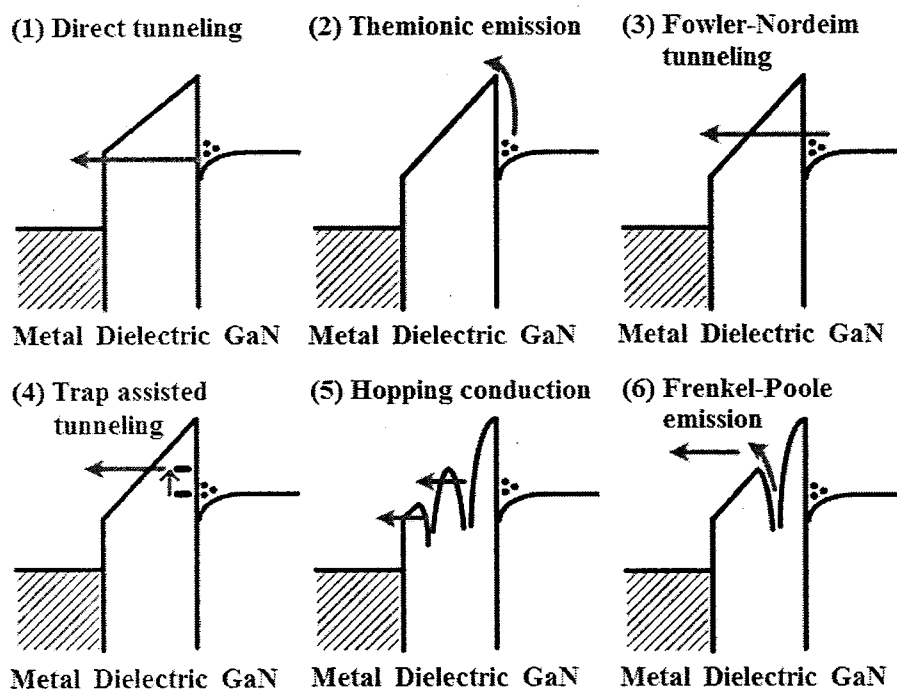


图 4.17 GaN 器件中绝缘栅介质的漏电机理

以下对机理进行简要概述：

1. 电子隧穿：主要由电子直接通过隧穿穿过绝缘介质，或者在高场下因肖特基势垒宽度降低而造成隧穿几率提升的 Fowler-Nordeim(FN)隧穿，此时电子隧穿概率随电场强度增加而提高^[121]；

2. 热电子发射：电子获得很高的能量后，直接跨过肖特基势垒形成漏电，该机制主要在高温下发挥作用，并且随温度升高而有所增强，低温时由于电子获得能量不足，很难跨越较高的势垒^[122]；

3. 与陷阱相关的隧穿效应，主要包括陷阱辅助隧穿，跃迁效应和 Frenkel-Poole(FP)发射三种，皆与缺陷陷阱相关，因为缺陷能级降低势垒高度造成了泄漏电流的增加^[123-125]。

根据变温结果，当测试温度小于 100℃时由于栅介质较薄，肖特基漏电主要以电子直接隧穿为主，且在低温区同温度几乎没有相关性，排除了缺陷能级，以此侧面证明了栅区域的稳定性。当温度进一步升高后，热电子发射效应增加，电

子获得足够能量的几率增加,从而增加了漏电。以上分析,证明了原位 SiN_x 绝缘层作为栅介质的可行性和热稳定性,以及 AlN/GaN MIS-HEMTs 在高温工作下的优势。

本章节通过对 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的 S 参数测试来进一步表征相应器件的频率特性。测试器件的栅宽为 $4 \times 50 \mu\text{m}$,漏压的设置 $V_{\text{DS}}=15\text{V}$,栅压的设置为 $V_{\text{GS}}=-2.5\text{V}$ 。小信号 RF 特性测量结果如图所示:

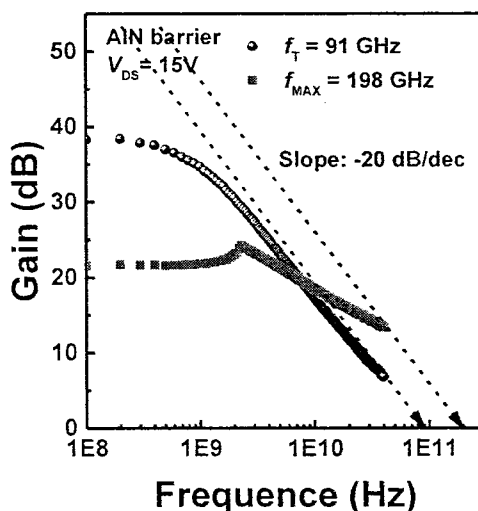


图 4.18 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件的小信号测试结果

因为频率扫描范围只能到 40GHz,所以截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 通过 $-20\text{dB}/10$ 倍频程公式,外推得到 AlN/GaN MIS-HEMTs 的 f_T 和 f_{MAX} 分别为 91 GHz 和 198 GHz。

器件在片的大信号负载牵引 (Loadpull) 测试,频率范围 0.8-50GHz,最大推动功率 35W,最大 RF 功率 50W,最大承受电压 50V,最大承受电流 2A。基于该测试系统,对 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件进行 39GHz 下连续波测试信号的大信号功率测试。所测试器件针对最大输出功率条件下进行输入阻抗点和输出阻抗点的负载牵引匹配,栅宽为四指 $4 \times 50 \mu\text{m}$ 。直流偏置为 AB 条件下 (V_{GS} 为 -5V),漏压 V_{DS} 设置为 20V。

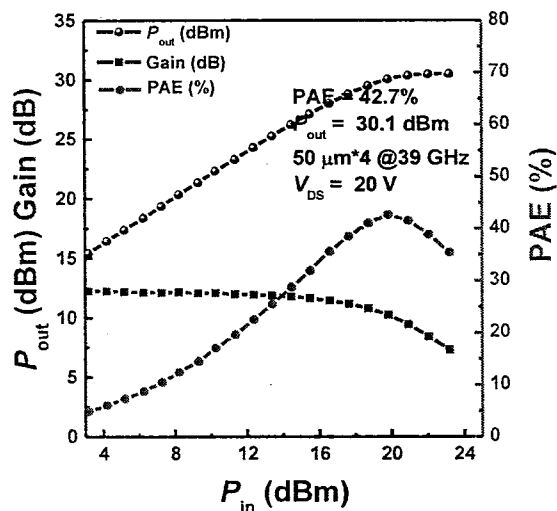


图 4.19 AlN/GaN MIS-HEMTs 在 39GHz 频率下连续波功率测试结果

由图 4.19 可以看到, AlN/GaN MIS-HEMTs 在 39GHz 连续波下的输出功率为 30.1 dBm (输出功率密度为 5.1 W/mm), 功率附加效率 (PAE) 为 42.7%, 对应的线性增益 10.2dB, 达到了与传统 AlGaIn/GaN HEMT 同样优秀的性能, 同时避免了栅区域刻蚀的处理, 减少了工艺步骤, 提高了器件的可靠性。综上, AlN/GaN MIS-HEMTs 发挥了在毫米波特有的优势。

4.3 毫米波 fin-HEMTs 结构器件研制

在大功率射频应用中, 保持栅极在高偏压偏置工作条件下的高频性能表现和在漏极高偏压下同样重要, 因为栅极高偏压意味着器件可以承受较大的输入信号动态范围。要做到这一点, 关键是要在较大的栅压范围内保持跨导 (G_m)。根据理想晶体管的基本器件物理, G_m 应随着栅极电压的增加而增大, 然后在达到最大值后保持基本不变。同样, 电流增益截止频率也应该遵循 G_m 这一趋势, 所以理想情况下应该是 f_T 达到最大值后保持相对稳定。然而, 在之前的流片结果中可以得到, 当非本征跨导达到最大值后迅速降低, 可以总结为传统的 GaN HEMTs 的非本征跨导面临着非线性的问题, 并且随着栅长的等比例缩短, 这种非线性效应变得更加严重。因此如何解决毫米波 GaN HEMTs 高电流下的非线性问题成为限制器件在毫米波波段发展的一个重要因素。

针对跨导在高漏电流 (或者说高栅压偏置下) 工作时下降的原因, 最常见的

有以下几种理论来解释。第一是借鉴 Si MOSFETs 的相关理论研究, 跨导的下降是由于在栅极高偏压下纵向电场增加, 从而促进了沟道中的二维电子气向 GaN 沟道层和 AlGaIn 势垒层界面的隧穿, 最终增加了界面散射, 降低了电子有效速度^[126-127]。但是 AlGaIn/GaN 异质结由于原位生长, 具有较高质量的界面, 而且通过有着更好界面特性的 MBE 异质结外延并没有改善跨导下降的情况, 所以这一理论是否可以应用在 GaN HEMTs 中值得深入研究^[128-129]。第二种理论认为, 在高漏电流工作时, 跨导的下降主要是由于自热效应, 工作的温度的提高增加了晶格振动的散射, 导致迁移率的降低^[130-131]。但是在相关文献调研中, Si 基衬底, 蓝宝石衬底以及导热性最好的 SiC 衬底并没有发现本质上对跨导下降这一问题的改善^[132-133]。此外, 还有两种更有根据的理论, 其一是源端有源区电阻随着漏极电流的增加是跨导下降的主要原因, 该效应在 InGaAs HFET 中首次报道并预测它可能是禁带宽度更大 HFETs 的重要限制因素^[134-137]。另外一种理论则是高漏极电流下, 光学声子的发射导致跨导值下降。也就是说, 随着栅极偏压的增加, 沟道中有足够能量发射光学声子的电子数目增加, 从而增加了声子散射, 降低二维电子气速率平均值^[138]。根据这个解释, 跨导下降并非是非本征影响因素, 而是 GaN 的本征特性。针对以上理论, 本章节旨在设计器件的新结构, 通过测试手段, 分析推导出跨导下降的原因。

此外, 在毫米波段, GaN HEMTs 依靠不断缩短栅长减小栅电容, 来提高频率特性, 这一过程导致器件栅电极对 2DEG 的调控能力逐步减弱, 短沟道效应增强, 器件高场下的关态漏电增加, 工作效率降低。如何在缩短栅长的同时, 增强栅对沟道的控制力成为另外一个值得关注的研究点。

综上, 为了解决毫米波 GaN HEMTs 非线性和短沟道效应两个问题, 通过优化栅结构, 借鉴 Si MOSFET 器件中鱼鳍栅结构 (Fin-FET) 的技术, 开展了毫米波 GaN fin-HEMTs 结构器件的研制。

4.3.1 刻蚀型毫米波 fin-HEMTs 结构器件研制

首先研制的思路同 Si MOSFET 器件中 Fin-FET 技术, 将栅的平面结构变成三维结构, 从而实现对二维电子气的立体控制, 增强栅控能力。典型 Fin-FET 器

件图片如下图所示：

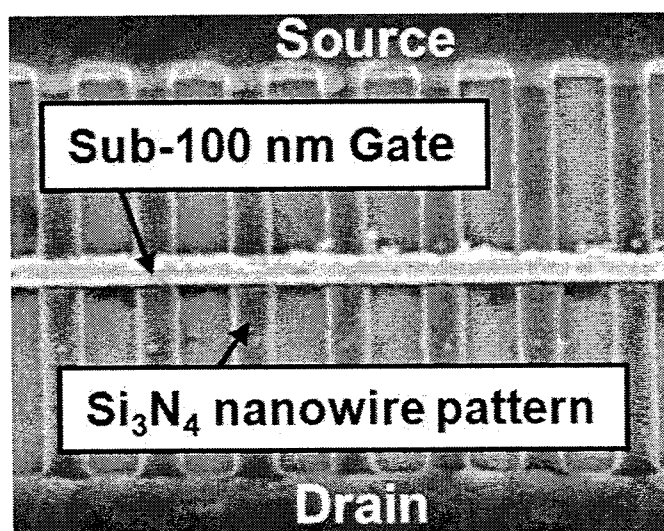


图 4.20 典型 FINFET 器件图片^[139]

参考上图，在 GaN fin-HEMTs 器件制备过程中，利用低损伤刻蚀技术完成与栅垂直方向的刻蚀实现侧壁，以此达到三维立体栅结构，从而增强器件栅控能力，抑制器件的短沟道效应，同时改善器件线性。

实验基于 3 英寸 SiC 衬底，外延通过 MOCVD 生长，结构主要有 3nm GaN 帽层，21nm $\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{N}$ 势垒层，和 1nm AlN 插入层。外延片二维电子气面密度为 $n_s = 1.1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ 沟道迁移率为 $1980 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ，沟道方阻为 $310 \Omega/\text{sqr}$ 。器件的制备流程如下图所示：

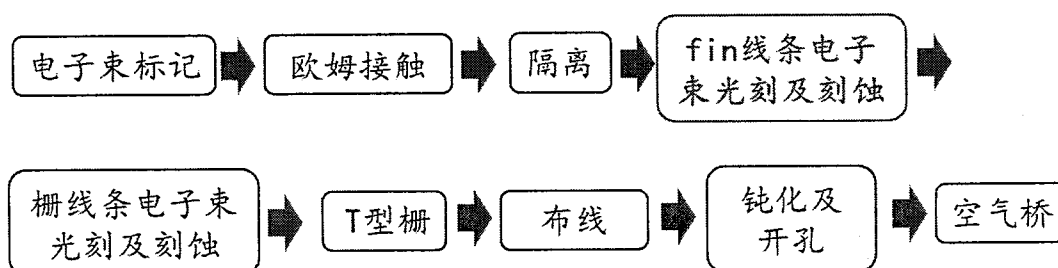


图 4.21 fin-HEMTs 器件的制备流程

下面对整个制备流程的关键工艺步骤行阐述：

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离，以及欧姆的制备，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系在 870°C ， N_2 氛围，50s 的合金条件下实现 $0.3 \Omega \cdot \text{mm}$ 的接触电阻。

2. 利用三层胶 PMMA/SF5/9920 光刻定义有源区，通过氮离子二次能量注入实现器件间的隔离，注入条件为 30keV $1\text{E}14$ ，50keV $5\text{E}15$ 。

3.通过 2500r/min 转速匀 460nm 厚的 ZEP520A 电子束光刻胶, 电子束曝光实现 $600\text{nm} \times 200\text{nm}$ 的一组栅槽刻蚀窗口, 垂直于栅线条方向。每个矩形窗口的间距为 200nm。刻蚀前在 180°C 热板上烘 3min。利用 Cl_2/BCl_3 在 corial 200IL 刻蚀机刻蚀栅槽, 刻蚀条件为 1: 3 的 Cl_2 与 BCl_3 , RF 的功率为 5W, 压强为 2Pa, ICP 功率为 150W, 刻蚀时间为 80s, 刻蚀深度为 13nm, 完成侧壁的刻蚀。(常规对比结构省略此步骤)

4. 通过 2500r/min 转速匀 460nm 厚的 ZEP520A 电子束光刻胶, 电子束曝光 $0.3\mu\text{m}$ 栅槽窗口。正常完成栅槽的刻蚀, 刻蚀深度大约为 8nm。

5.利用 PMMA/Al/UVIII 三层胶电子束曝光显影, 然后蒸发厚度为 40/500nm 的 Ni/Au 金属栅实现 $0.15\mu\text{m}$ 栅长的 T 型栅。

最终实现的刻蚀型 fin-HEMTs 和常规 HEMTs SEM 照片如下图所示:

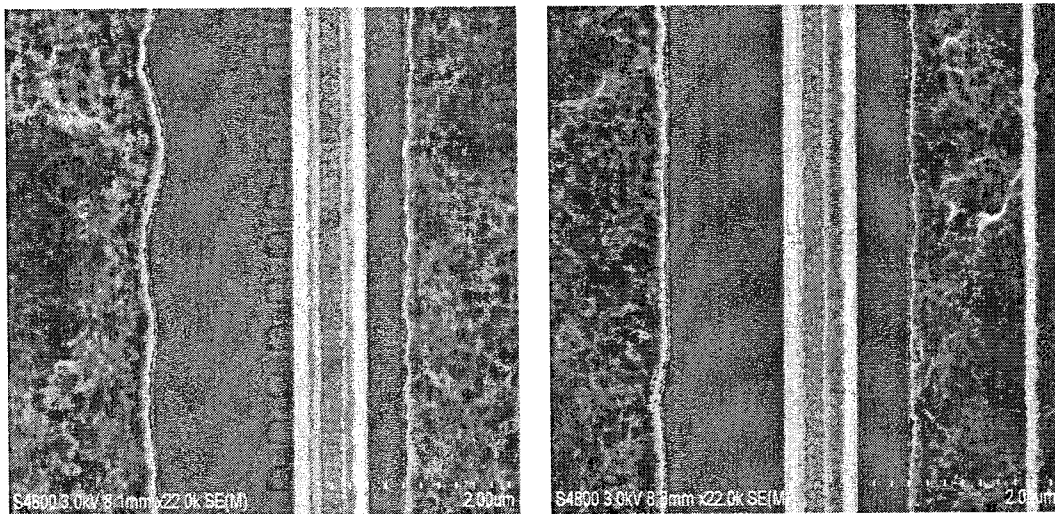


图 4.22 (a) 刻蚀型 fin-HEMTs SEM 照片 (b) 常规 HEMTs SEM 照片

下面对器件的电学性能进行测试, 利用 HP4200 半导体参数分析仪进行直流测试, 测试直流转移特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 -5V-3V, 步长为 0.1V, 漏压 V_{DS} 固定为 6V、10V、20 V、30 V、40 V, 源端金属接地。下图为 GaN 常规结构器件和 fin 结构器件的转移曲线对比:

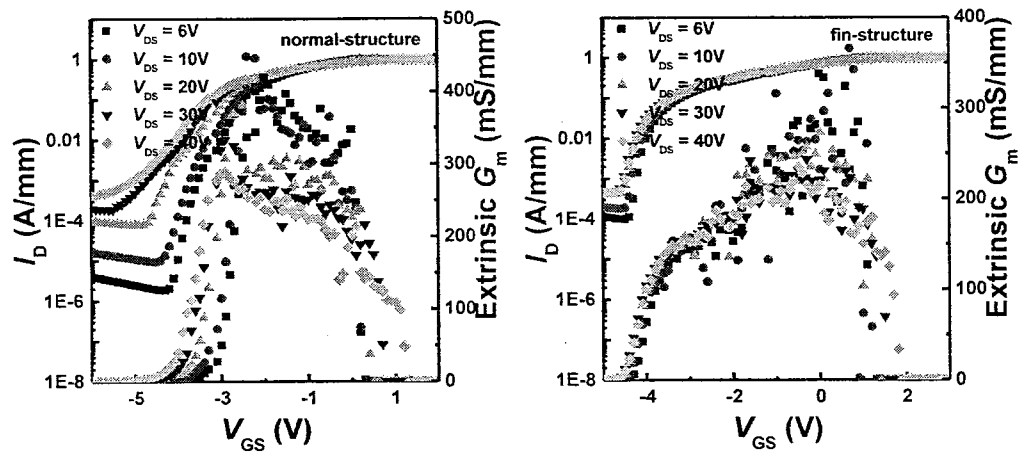


图 4.23 器件的直流转移特性对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs

由上图可得, GaN fin-HEMTs 的关态漏电在 V_{DS} 为 6-20V 时, 漏电大于常规 HEMTs 器件, 主要原因是侧壁增加了新的漏电通道所致, 当 $V_{DS} > 20V$ 时即在高场强下由于对沟道更好的控制, fin-HEMTs 漏电反而小于常规器件。同时, fin-HEMTs 的跨导相当与常规器件的跨导来说更加平坦, 实现了更好的线性。常规结构器件阈值电压随着漏压的增大, 阈值电压负向漂移比较严重, 而 fin-HEMTs 则实现了阈值电压更好的稳定性, 有效的抑制了短沟道效应。为了更形成直观的数字对比, 将 fin-HEMTs 与常规结构器件的阈值电压, 跨导以及亚阈值摆幅 (SS) 总结如下:

表 4.3 fin-HEMTs 与常规结构器件的阈值电压, 跨导以及亚阈值摆幅 (SS) 结果

V_{DS} (V)	器件结构	G_m (ms/mm)	ΔG_m (ms/mm)	V_{th} (V)	ΔV_{th} (V)	SW (mV/decade)
6	Fin-HEMTs	300	0	-4.41	0	168
	Normal	400	0	-3.18	0	172
10	Fin-HEMTs	280	-20	-4.53	-0.12	180
	Normal	380	-20	-3.4	-0.22	250
20	Fin-HEMTs	250	-50	-4.58	-0.17	220
	Normal	342	-58	-3.75	-0.57	490

30	Fin-HEMTs	230	-70	-4.65	-0.24	230
	Normal	330	-70	-4.48	-1.3	800
40	Fin-HEMTs	220	-80	-4.73	-0.32	280
	Normal	300	-100	-4.98	-1.80	1008

从上表可以看出, 随著 V_{DS} 的变化, 两种结构器件的 G_m , V_{th} 、 SW 显示出不一样的变化趋势, 常规结构的器件阈值 V_{th} 变化幅度达到 1.80V, 而 fin-HEMTs V_{DS} 从 0 增加到 40V 时 V_{th} 仅改变了 0.32V, 实现了阈值电压更好的稳定性。

下面对两种器件输出电流特性进行测试, 结果如下图所示。栅压 V_{GS} 设置为 -6V-3V, 步长为 1V, 漏压 V_{DS} 设置为 0~40V, 步长为 0.4V, 源端金属接地。 $V_{GS}=1V$ 时, 由于漏压设置较大达到了 40V, 受到测试设备功率的限制, 两种器件均达到了限流的 1.0 A/mm。而在 $V_{GS}=0V$ 时, fin-HEMTs 电流密度为 0.9 A/mm, 常规结构器件电流密度达到了 0.7 A/mm。且 fin-HEMTs 由于侧壁的散热特点, 从而实现了高漏压下电流的相对平坦。

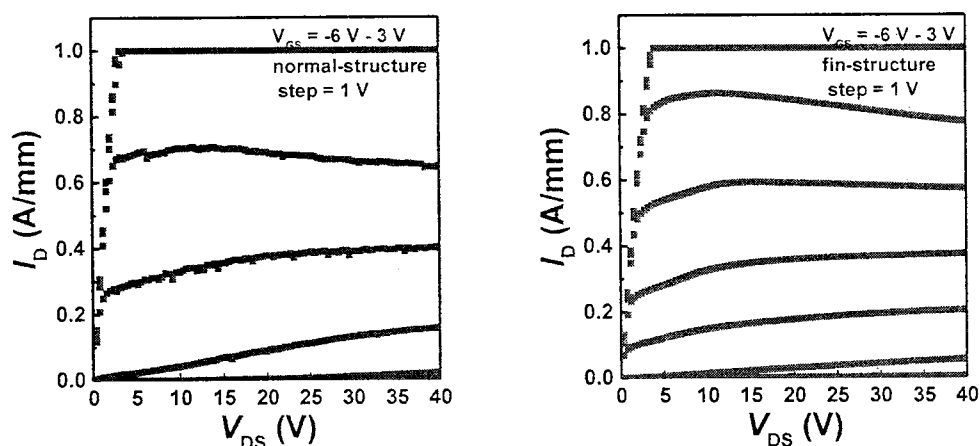


图 4.24 器件的直流输出特性对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs

在测试器件的肖特基漏电时, 栅压 V_{GS} 设置为 -40V-3V, 步长为 0.1V, 此时漏端接地而源端金属不连接。如下图所示, 当 $V_{GS}=-40V$ 时, fin-HEMTs 和常规结构 HEMTs 器件肖特基反向漏电基本相同在 1×10^{-3} A/mm 量级, 正向的肖特基漏电在 0-3V 范围内也基本重合。而在 $V_{GS}=-30V-0V$ 范围内, fin-HEMTs 肖特基反向漏电大于常规结构器件, 主要是侧壁的漏电通道存在。高栅压下, 由于

fin-HEMTs 对电场的分散作用,使得峰值电场降低,从而相比于常规结构器件来说,fin-HEMTs 肖特基漏电减小。这也解释了两种器件转移特性的区别。

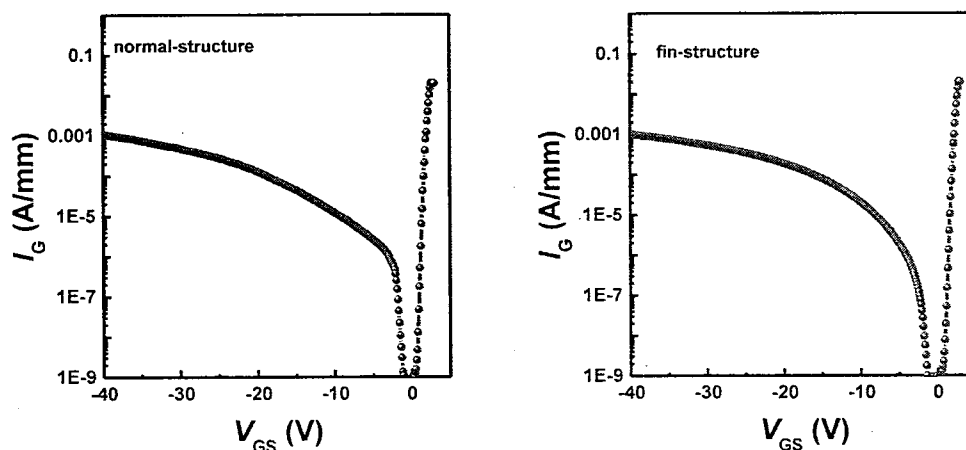


图 4.25 器件的直流肖特基特性对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs

本章节通过 fin-HEMTs 和常规结构 HEMTs 器件的 S 参数测试来进一步表征相应器件的频率特性。频率的扫描范围 10M-40GHz, 最大承受电压 40V, 最大承受电流 500mA。测试器件的栅宽为 50 μm 、100 μm 、 $2 \times 25 \mu\text{m}$ 和 $2 \times 50 \mu\text{m}$, 漏压的设置 $V_{\text{DS}}=6\text{V}$ 、10V、15V、20V、25V、30V。因为频率扫描范围只能到 40GHz, 所以截止频率 f_{T} 和最大振荡频率 f_{MAX} 通过由 -20dB/10 倍频程公式外推得到。两种器件小信号 RF 特性测量结果的对比汇总如下表所示:

表 4.4 fin-HEMTs 与常规结构 HEMTs 器件小信号 RF 特性结果

器件	V_{DS} (V)	$f_{\text{T-n}}$ (GHz)	$f_{\text{T-fin}}$ (GHz)	$f_{\text{max-n}}$ (GHz)	$f_{\text{max-fin}}$ (GHz)
50 μm	6	60.4	43.4	96.7	79.3
	10	58.9	41.6	108.8	85.0
	15	55.9	38.2	118.7	96.4
	20	49.6	35.5	115.4	99.3
	25	47.3	34	118.7	104.3
	30	41.8	32.4	116.7	106.8
100 μm	6	64.6	44.1	103.5	74.6

	10	63.2	43.5	107.4	81.6
	15	59.5	42.8	109.8	89.3
	20	55.5	40.7	114.2	91.3
	25	49.9	37.5	114.2	92.6
	30	42.3	34.5	109	95.9
25 μm^*2	6	47.6	35.8	117.9	93.2
	10	46.1	36	128.4	102.2
	15	42.4	34.7	132.9	118.4
	20	38.5	33.7	140	126.9
	25	36.2	32.5	129.5	128.2
	30	33.6	30.7	132.4	129.1
50 μm^*2	6	73.3	57.2	140.3	87.5
	10	70.5	57.6	140.3	101.7
	15	67.2	57.1	142.8	115.8
	20	62.8	54.6	151.4	121.1
	25	58.2	49.5	144.5	126.2
	30	53.5	45.9	141.2	130.9

由表可得，由于侧壁栅电容的寄生使得 fin-HEMTs 的 f_T 和 $f_{\max}$ 在低漏压下数值较低，但随着漏压的增高 f_T 和 $f_{\max}$ 呈上升趋势，并在大漏压下体现出优势。

大信号负载牵引 (Loadpull) 测试时，频率范围 0.8-50GHz，最大推动功率 35W，最大 RF 功率 50W，最大承受电压 50V，最大承受电流 2A。基于该测试系统，对 fin-HEMTs 和常规结构器件进行 35GHz 下连续波测试信号的大信号功率测试，所测试器件均针对最大输出功率条件下进行输入阻抗点和输出阻抗点的负载牵引匹配，栅宽为二指 $2 \times 50\mu\text{m}$ 。直流偏置为 AB 条件下 (V_{GS} 为 -3V)，漏压 V_{DS} 设置为 25V。由下图可以看到，fin-HEMTs 在 35GHz 连续波下的输出功率为 23.0 dBm (输出功率密度为 2.0 W/mm)，功率附加效率 (PAE) 为 23.9%，对应的线性增益 8.2dB。常规结构器件输出功率为 24.3 dBm (输出功率密度为 2.7 W/mm)，功率附加效率 (PAE) 为 21.5%，对应的线性增益 10.0dB。由于推动源

功率限制，使得两种结构器件的测试都没有测到 PAE 最大值，但整体趋势可以看到 fin-HEMTs 相比于常规结构器件起始增益较低，但是因为 fin-HEMTs 拥有更好的线性，因此在漏电流更大时器件的增益下降幅度降低，并最终反映在器件上有更好的效率性能。

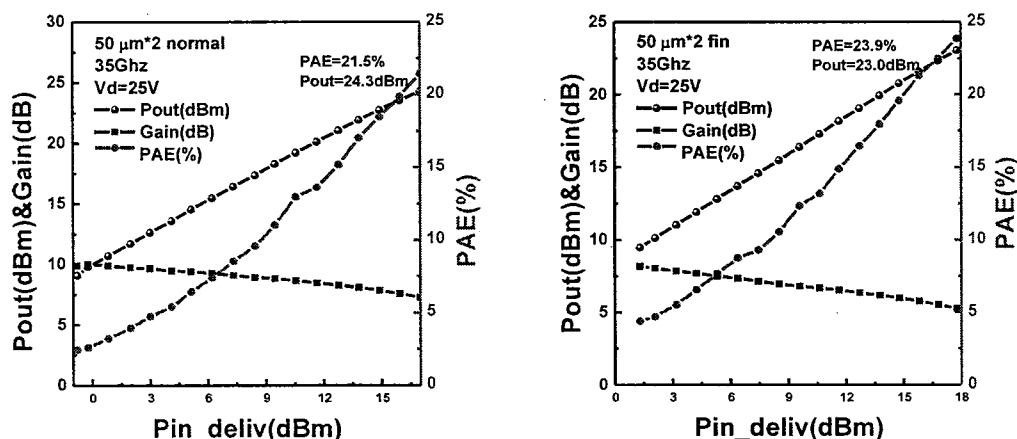


图 4.26 器件 35GHz 频率下连续波功率测试对比 (a) 常规 HEMTs (b) 刻蚀型 fin-HEMTs

4.3.2 注入型毫米波 fin-HEMTs 结构器件研制

由上一小节可知，传统的 GaN fin-HEMTs 栅结构，需要通过对 Al(In, Ga)N 势垒层刻蚀，不可避免的带来了侧壁的刻蚀损伤，而且，刻蚀的高度差影响电子束的曝光，限制了毫米波器件细栅线条的实现。由于侧壁栅的影响，增加了 GaN fin-HEMTs 肖特基漏电通道，器件的工作效率降低。此外栅侧壁与沟道电子的耦合，会造成边缘栅电容的寄生，使得器件截止频率下降。为此，本论文提出了新型的 fin-HEMTs 结构，通过 Ar 离子注入，破坏势垒层的晶格结构，从而实现非刻蚀的平面注入型 fin-FET HEMT 结构 (MNC-HEMTs)。

本次试验所采用的外延材料通过金属有机化学气相沉淀外延生长在 3 寸 SiC 衬底上，势垒层采用 5nm AlN 材料，帽层为 MOCVD 原位生长的厚度为 5nm 的 SiN_x。最终，外延片二维电子气面密度为 $n_s = 1.54 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ ，沟道迁移率为 $824 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ，沟道方阻为 $295 \Omega/\text{sqr}$ 。整个器件源漏间距，栅源间距，栅漏间距以及外延结构示意图如下图所示：

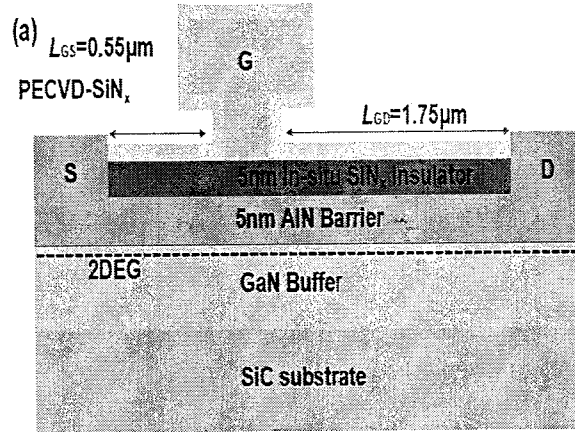


图 4.27 MNC-HEMTs 外延结构

器件的完整制备流程如下图所示：

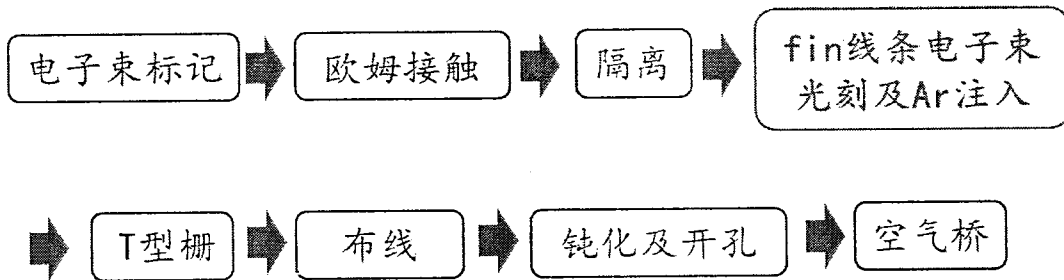


图 4.28 MNC-HEMTs 器件的完整制备流程

下面对整个制备流程的关键工艺步骤行阐述：

1. 150nm 金属 W 标记溅射剥离，以及欧姆的制备，采用 Ti/Al/Ni/Au 金属体系在 770℃，N₂ 氛围，50s 的合金条件下实现 0.2 Ω·mm 的接触电阻。

2. 通过三层胶 PMMA/SF5/9920 光刻定义有源区，利用氮离子二次能量注入实现器件间的隔离，注入条件为 30keV 1E14 cm⁻²，110keV 5E15 cm⁻²。

3. 通过 2500r/min 转速匀 460nm 厚的 ZEP520A 电子束光刻胶，电子束曝光实现一组对角线长度为 150nm 的正方形栅槽注入窗口，注入前在 180℃ 热板上烘 3min。利用 Ar 离子二次能量注入，实现栅下部分区域晶格的破坏，注入条件为 40keV 1E14 cm⁻²，50keV 5E15 cm⁻²。注入后的 SEM 结果如下图 (a) 和图 (b) 所示。

4. 利用 PMMA/Al/UVIII 三层胶电子束曝光显影，然后蒸发厚度为 40/500nm 的 Ni/Au 金属栅实现 0.2 μm 栅长的 T 型栅，覆盖在注入区域上方。栅长 SEM 结果如下图 (c) 所示。

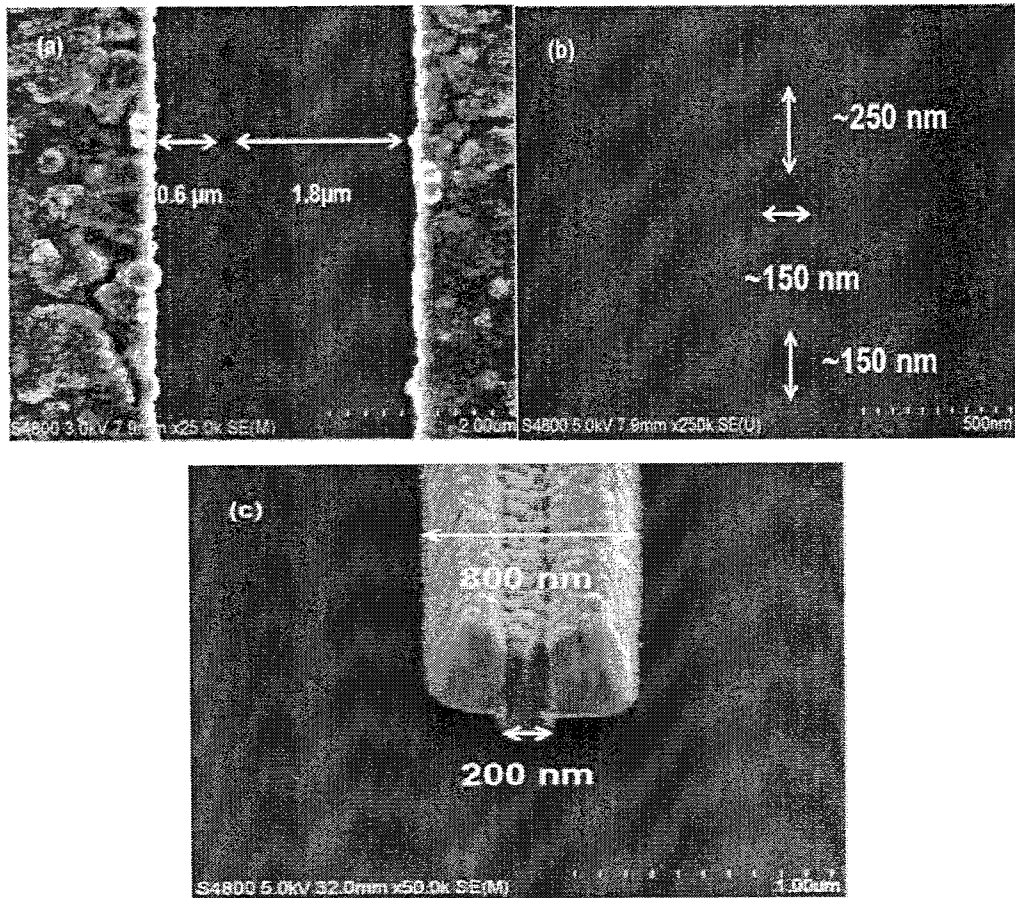
5. 采用低应力 SiN_x 介质进行钝化。

图 4.29 MNC-HEMTs 器件 SEM 照片 (a) 注入区域位置 (b) 注入区域尺寸 (c) $0.2\mu\text{m}$ 栅长的 T 型栅

下面从器件的电学性能出发, 利用 HP4200 半导体参数分析仪进行直流测试, 所有 MNC-HEMTs 器件结构都是按照器件的实际总栅宽来归一化, 而非是按照注入后的实际栅宽。测试直流转移特性时, 栅压 V_{GS} 设置为 -11V -3V , 步长为 0.1V , 漏压 V_{DS} 固定为 25V , 源端金属接地。由图 4.30, 当栅压小于阈值电压后, MNC-HEMTs 和常规结构器件关态漏电并没有随着栅压变化而变化, 有效的抑制了短沟道效应。MNC-HEMTs 的亚阈值摆幅相比常规结构器件从 163 mV/dec 降到了 113 mV/dec 。MNC-HEMTs 的关态漏电为 $3.9 \times 10^{-8}\text{ A/mm}$, 而常规结构器件的关态漏电增加了一个数量级, 达到了 $6.2 \times 10^{-7}\text{ A/mm}$, 主要得益于大场强的分散作用, 降低了峰值电场, 后面将对此原因进行详细研究。对于跨导来说, 由于 MNC-HEMTs 的归一化并未按照实际注入后器件尺寸, 所以跨导为 258 mS/mm

小于常规结构器件的 353 mS/mm。图中还可以观察到, MNC-HEMTs 的阈值电压相比常规结构器件阈值电压正向移动了 2V。

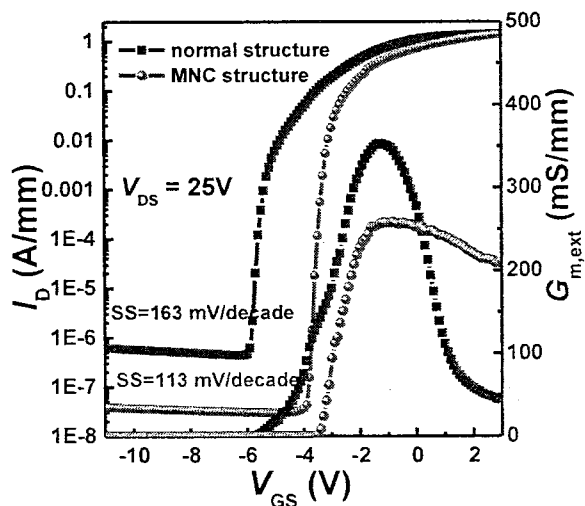


图 4.30 MNC-HEMTs 和常规结构器件直流转移特性对比

下面对两种器件输出电流特性进行测试, 结果如下图所示。

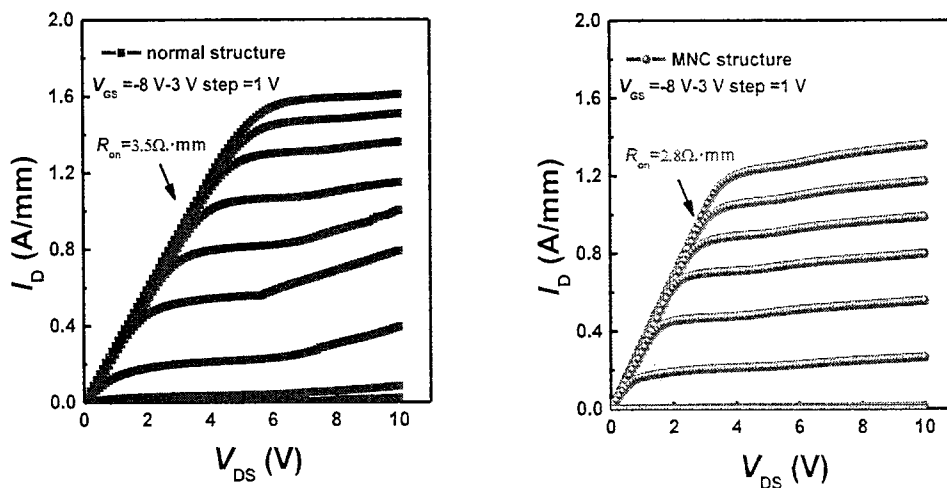


图 4.31 直流输出特性对比 (a) 常规结构器件 (b) MNC-HEMTs

栅压 V_{GS} 设置为 -8V~3V, 步长为 1V, 漏压 V_{DS} 设置为 0~10V, 步长为 0.1V, 源端金属接地。 $V_{GS}=3V$ 时, MNC-HEMTs 电流密度为 1.36A/mm, 此时常规结构器件电流密度达到了 1.61A/mm。MNC-HEMTs 的开态电阻 (R_{on}) 由常规结构器件的 $3.5 \Omega \cdot \text{mm}$ 降到了 $2.8 \Omega \cdot \text{mm}$ 且膝点电压 (V_{knee} : 90% 的最大饱和电流对应的电压) 从 5.3V 降到了 4.3V。MNC-HEMTs 虽然牺牲了 60% 的面积, 但是饱和

电流下降不多，依然换取了更好的开态特性和器件的线性，输出电流特性曲线更加平坦化。

在测试器件的肖特基漏电时，栅压设置为-30V-0V，步长为 0.1V，此时漏端接地而源端金属不连接。如图所示， $V_{GS}=-30V$ 时 MNC-HEMTs 的肖特基反向漏电相比于常规 HEMTs 结构从 $1.9 \times 10^{-7} \text{ A/mm}$ 减小到 $1.7 \times 10^{-8} \text{ A/mm}$ ，漏电减小了 1 个数量级。MNC-HEMTs 跟传统 fin-HEMTs 比较，主要优势就是注入因为能量较小只造成了 2-3nm 台阶，不会形成侧壁通道，因此肖特基漏电即使在低电压下也得到减小。

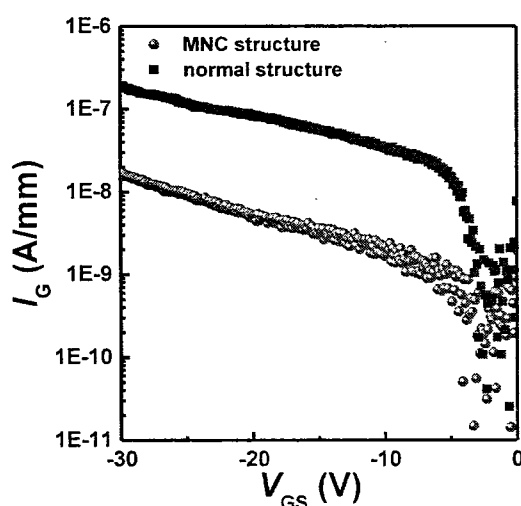


图 4.32 MNC-HEMTs 和常规结构器件直流肖特基特性对比

击穿电压的测试结果如图所示，测试时栅压 V_{GS} 固定为-8V，漏压 V_{DS} 设置为 0-100V 步长为 0.5V，源端金属接地，当器件发生硬击穿（电流限制在 0.1 mA/mm）时测试停止。本章节可以发现由于外延材料采用的是薄势垒层，而且栅介质的厚度仅为 5nm，所以常规结构器件的击穿电压为 68.5V，而采用 MNC 结构的 HEMTs 击穿电压增加，达到了 94.0V。

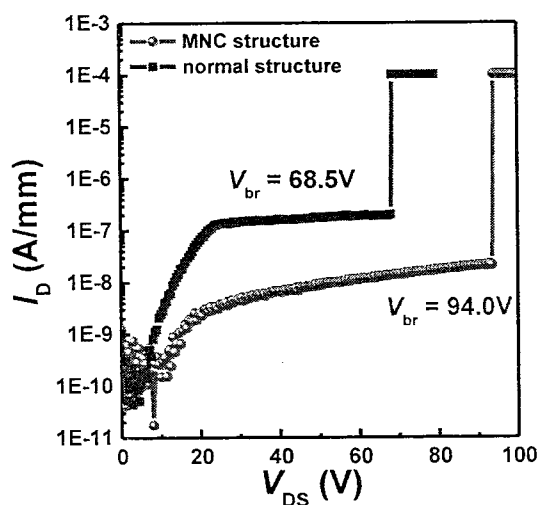


图 4.33 MNC-HEMTs 和常规结构器件关态下击穿特性对比

为了进一步分析 MNC-HEMTs 在强电场下性能提升的原因, 本论文引入了高斯定理, 如下图所示, 根据高斯定理, 闭合曲面内的电荷数之和等于产生的电场在该闭合曲面上的电通量的积分, 因此可以得到 MNC 结构的引入, 在栅漏近栅区域由于平行于栅极电场线的出现, 有效的分散了栅漏区域的峰值电场, 从而使得高场下 MNC-HEMTs 的性能得到提升。

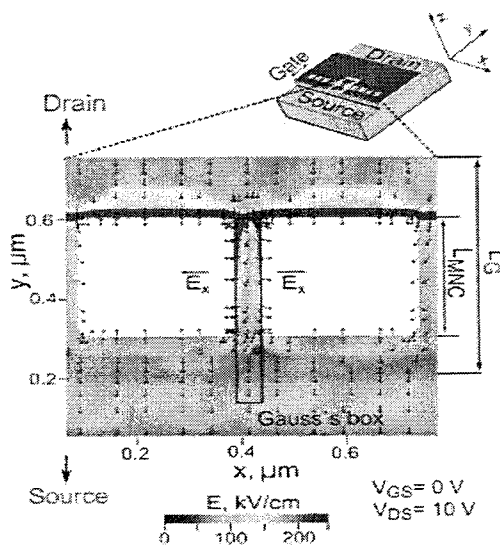


图 4.34 MNC-HEMTs 高斯定理分析^[140]

在上述的测试当中, 可以得到采用 MNC 结构后, 器件的线性得到提高。为了探究此根源, 对源端有源区的电场与不同栅压的关系进行了 siva 仿真如图(a)

所示。同时利用 Silvaco 的 2-D 器件模拟器 ATLAS 对三种不同的电子输运模型进行仿真,如图(b)所示。将 AlGaIn 半导体基本参数引入到氮化物器件的模拟当中。第一种模型是用蒙特卡罗模拟计算电场分布与电子速度的关系。第二种模型则是利用了脉冲 I-V 实际测试数据然后提取出电场与电子速率关系。最后一种则是使用 ATLAS 中自带的 GaAs 电子速度模型并将 AlGaIn/GaN 的峰值电子速度和电子迁移率代入进去。

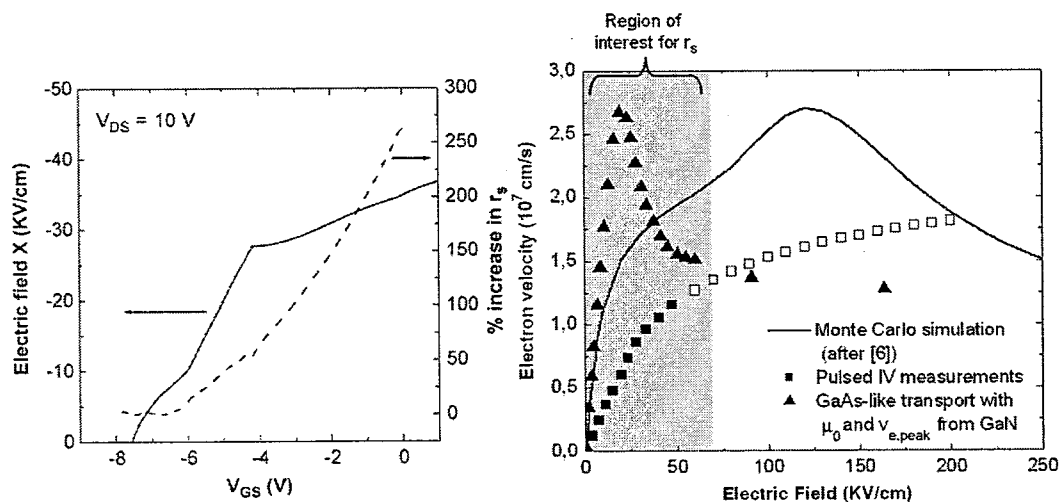
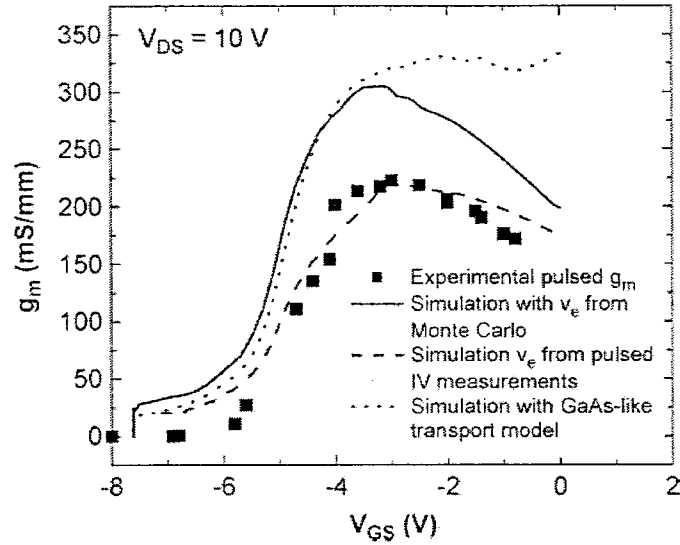


图 4.35 (a) 源端有源区电场与不同栅压关系的仿真 (b) 三种不同的电子输运模型仿真结果^[134]

由图(a)可知,当栅压高于-6V后,场强大于15 kV/cm,图(b)可得此时电子速率进入准饱和区域。而在氮化物结构中这种准饱和状态在场强大于10 kV/cm就已经发生,从而造成电子迁移率的下降(解释为有源区电阻的微分变小, r_s 自然升高)。因此 AlGaIn/GaN HEMTs 中电子速度曲线,特别是其早期准饱和状态,在理解 I-V 的形状方面起着重要作用。为了验证三种输运模型的准确性,利用三种模型推导出跨导与实际跨导进行比较,结果如下图所示:三种模型中根据脉冲 I-V 实际测试,其仿真基本与实际结果一致;蒙特卡洛计算模型仿真出了跨导的曲线轮廓,但是 GaAs 模型则与实际出入较大。而蒙特卡洛计算模型并没有将热声子散射机制囊括,却依然可以看到跨导下降的趋势,证明声子散射并非跨导下降的决定性因素。

图 4.36 仿真得到的跨导与实际跨导对比^[134]

下图所示为 GaN HEMT 在电流饱和和工作状态下的剖面图。

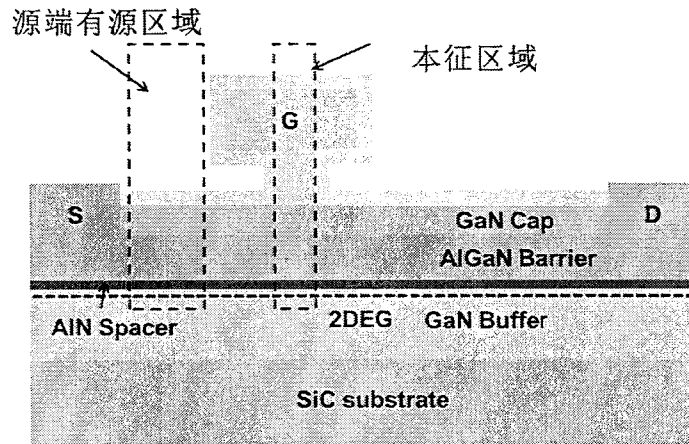


图 4.37 GaN HEMTs 在电流饱和和工作状态下的剖面图

在高栅压偏置下，本征器件的最大电流驱动能力可大致估计为：

$$I_{\max, \text{int}} = q \times n_s \times v_{\text{sat}} \approx 4 - 6 \text{ A/mm} \quad (4-10)$$

其中， q 为电子电荷（数值为 $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ）， n_s 为二维电子气面电荷密度（典型值为 $1.5 \sim 2.0 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ ）， v_{sat} 为饱和电子速率（典型值为 $1.5 \sim 2.0 \times 10^7 \text{ cm/s}$ ），而在器件实际工作中远远达不到此饱和电流水平。在公式中使用 v_{sat} 主要是本征区域电场足够大使得电子速率饱和 ($E \gg 100 \text{ kV/cm}$)。然而在源端有源区域，电场较小，如图所示，仅在“准饱和”区域 ($10 \text{ kV/cm} < E < 100 \text{ kV/cm}$)。在 GaN

HEMTs 中, 准饱和条件下电场与电子速度的非线性关系限制了向本征器件提供足够的电流, 并随着电流的增加增大了源端的接入电阻。

为了验证仿真的正确性与否, 本论文引入了栅电流注入的方法如下图 (a) 所示, 当栅极加入小电流时通过漏压的改变得到栅压, 从而微分得到源端有源区电阻。通过此方法实际测量 R_s 随着漏极电流的变化情况。

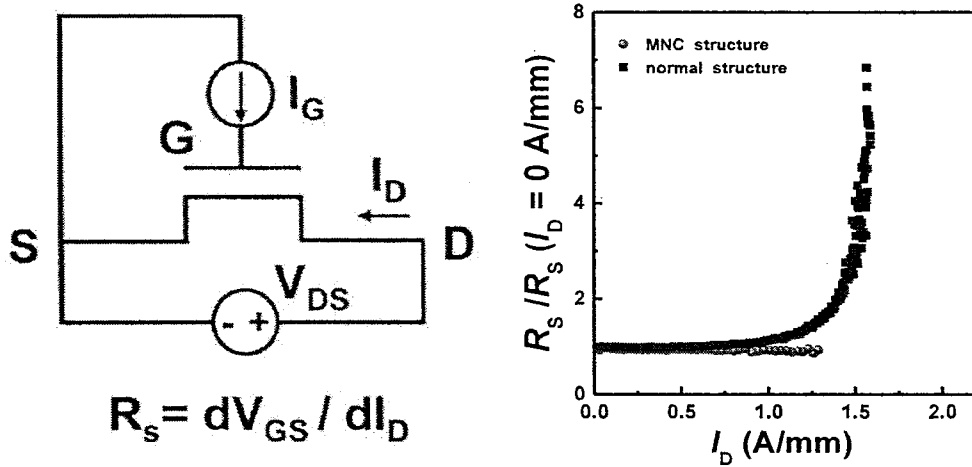


图 4.38 (a) 栅电流注入测量 R_s 的原理图 (b) R_s 随输出电流变化结果

如图所示, 常规结构器件在高电流下 R_s 随着漏极电流的增加而增加, 最终证明了 R_s 的升高是导致跨导随着栅压增加反而降低的重要因素。而 MNC-HEMTs 由于源端有源区域可以提供更多的电子, 即使在高场下, 通过电子的供给来维持源端有源区电阻保持不变, 从而提高了器件的线性。

本章节通过 MNC-HEMTs 和常规结构器件的 S 参数测试来进一步表征相应器件的频率特性。频率的扫描范围 10M-40GHz, 最大承受电压 40V, 最大承受电流 500mA。测试器件的栅宽为 $2 \times 50 \mu\text{m}$, 漏压的设置 $V_{DS}=5\text{V}$ 、 10V 、 15V 、 20V 、 25V 。常规结构器件栅压 V_{GS} 设置为 -4V - 0V , MNC-HEMTs 栅压设置为 -2V - 2V 。因为频率扫描范围只能到 40GHz, 所以截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 通过由 -20dB/10 倍频程公式外推得到。测试的 f_T 和 f_{MAX} 结果如下图所示:

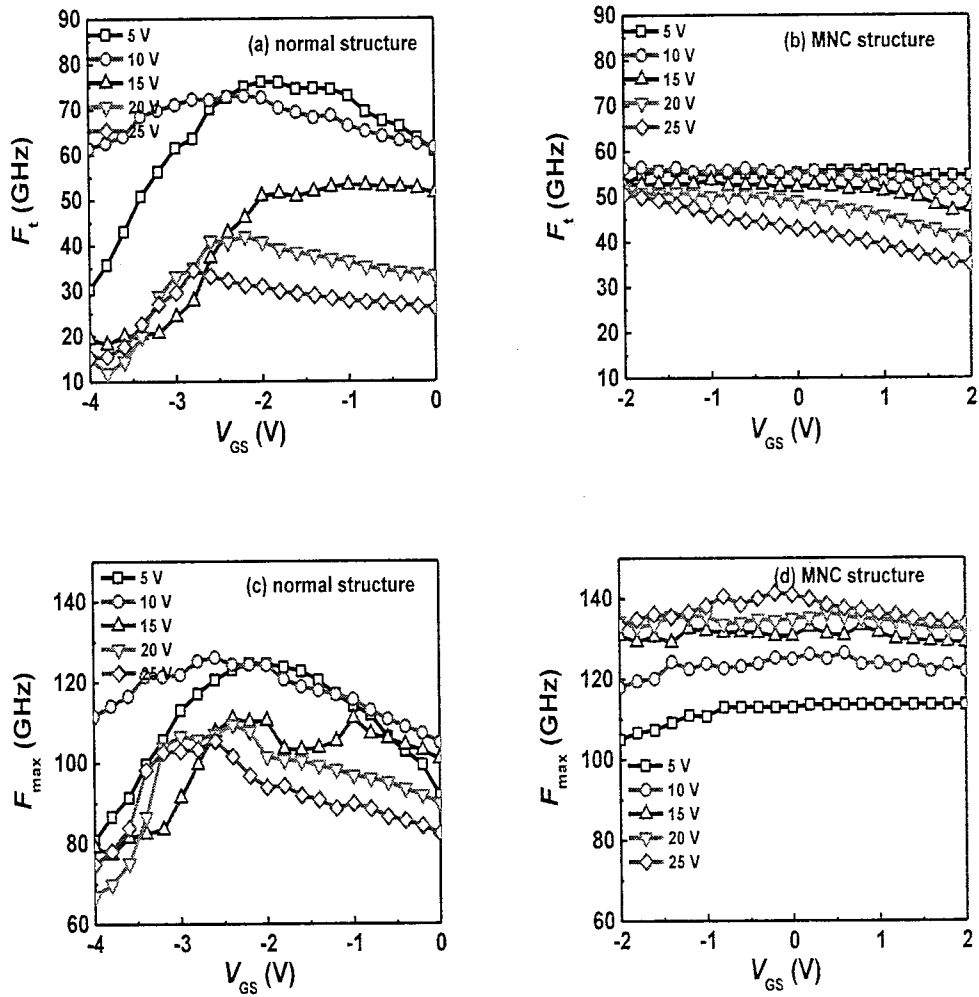


图 4.39 器件截止频率 f_T 和最大振荡频率 f_{MAX} 结果对比, (a)(c) 为常规结构器件, (b)(d) 为 MNC-HEMTs

由图中可得, 常规结构器件 f_T 和 f_{MAX} 整体随着 V_{GS} 的增加, 变化趋势同跨导基本一致, 达到最大值后随着栅压的增加而降低。且随着 V_{DS} 的增加, 逐渐降低。而 MNC-HEMTs 的 f_T 和 f_{MAX} 整体受栅电压 V_{GS} 影响不大, 跟随 V_{DS} 的增加 f_T 减小, f_{MAX} 呈现上升趋势, 并最终在高栅压高漏压情况下展现出频率上的优势。

对器件进行在片的负载牵引 (Loadpull) 测试, 频率范围 0.8-50GHz, 最大推动功率 35W, 最大 RF 功率 50W, 最大承受电压 50V, 最大承受电流 2A。基于该测试系统, 对 MNC-HEMTs 和常规结构器件进行 30GHz 下连续波测试信号的大信号功率测试, 所测试器件均针对最大输出功率条件下进行输入阻抗点和输出阻抗点的负载牵引匹配, 栅宽为二指 $2 \times 75\mu\text{m}$ 。直流偏置为 AB 条件下

(MNC-HEMTs V_{GS} 设置为-2.5V, 而常规结构 HEMTs 器件 V_{GS} 设置为-4V), 漏压 V_{DS} 设置为 25V。由下图可以看到, MNC-HEMTs 在 30GHz 连续波下的输出功率为 28.1 dBm (输出功率密度为 4.3 W/mm), 功率附加效率 (PAE) 为 43.1%, 对应的线性增益 11.4dB。常规结构器件输出功率为 28.5 dBm (输出功率密度为 4.7 W/mm), 功率附加效率 (PAE) 为 30.7%, 对应的线性增益 7.9dB。可以得到 MNC-HEMTs 有电场的分散作用使得峰值电场降低, 漏电减小从而使 PAE 提高了 12.4%。同时, MNC-HEMTs 更好的线性, 在漏压 V_{DS} 为 25V 展现出很好的增益特性, 使得增益增加了 3.5 dB。综上, MNC-HEMTs 虽然器件的功率密度有所降低, 但是在增益和增益平坦度上有了很大的提升。

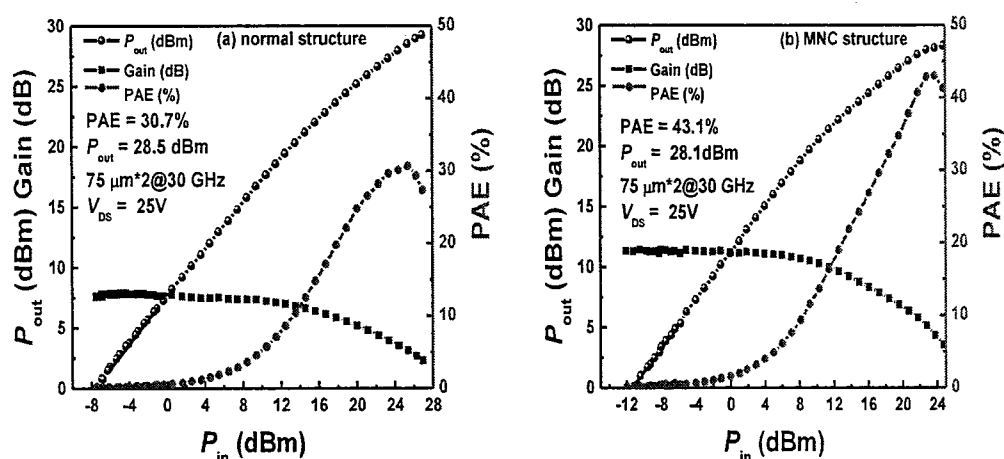


图 4.40 器件 30GHz 频率下连续波功率测试结果对比 (a) 为常规结构器件 (b) 为 MNC-HEMTs

4.4 本章小结

首先, 在新材料方面, 完成了 InAlN/GaN 异质结外延的流片, 流片结果中 InAlN/GaN HEMTs 肖特基漏电达到了 1.86×10^{-3} A/mm。进而发现, In 在势垒层中不容易在 InAlN 三元合金材料有效的结合, 外延生长条件没达到平衡和兼顾时, 遇到欧姆高温合金使得 In 扩散, 形成漏电通道。

然后开展了 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件研究, 利用 MOCVD 1000℃ 高温原

位生长的 SiN_x 可以同时结合 GaN 帽层与栅介质的功能特点。优化欧姆条件实现了 $0.242 \Omega \cdot \text{mm}$ 的欧姆结果, 引入变温四探针 TLM 测试探究了欧姆接触的机理。最终完成了 AlN/GaN MIS-HEMTs 的流片, 采用 $0.15 \mu\text{m}$ 栅长, AlN/GaN MIS-HEMTs 截止频率达到 91GHz, 最大振荡频率为 198GHz。在 39GHz 连续波 loadpull 测试当中, 输出功率密度为 5.1 W/mm, 功率附加效率达到 42.7%, 线性增益达到了 10.2dB。

最后拓展了毫米波器件新结构的研究, 为了抑制等比例缩小过程中非线性和短沟道效应的影响, 开展了毫米波 GaN fin-HEMTs 器件的探索。传统的刻蚀型 fin-HEMTs 虽然增强了栅控能力, 但由于侧壁效应, 带来了额外的栅电容寄生和漏电通道。因此提出了平面型 MNC-HEMTs, 通过源端区域提供更多的电子和对场强分布的分散, 抑制了非线性, 虽然牺牲了一定的功率密度, 但换取了更好的频率特性和高压特性。

第五章 毫米波 GaN MMIC 电路研究

在毫米波频段，有着较高的工作频率，这导致其外部寄生效应增加了所带来的影响，放大电路通过封装好的有源器件再做外部电路匹配的方式很难实现，因此 GaN HEMT 在毫米波频段的应用将会以单片集成电路的形式出现。同时，为了节省集成面积缩小尺寸，降低成本，MMIC 逐渐成为应用的趋势。本章节基于前期的毫米波 GaN HEMTs 器件结果，初步展开对 GaN 基毫米波 MMIC 功率放大器的研制工作，走通 MMIC 功率放大器设计路线，而且更好的反馈，实现器件的优化。根据项目指标要求以及对 MMIC 设计的初步调研，主要性能指标规定了 MMIC 功率放大器带宽为 37-43.5GHz，输出功率 $P_{out} > 10W$ 。

5.1 电路设计方法

在电路仿真的过程中，利用大信号非线性模型，通过非线性拟合的方法，能够更准确直观的完成电路仿真。然而，目前毫米波 GaN HEMTs 在大信号建模方面存在诸多问题，如：1. AlGaIn/GaN 异质结外延中，自身的缺陷特点所带来的频散效应，主要表现为栅延迟，漏延迟和阈值电压在脉冲测试下的漂移现象，限制了毫米波 GaN HEMTs 模型的精度。2. GaN HEMTs 作为大功率器件，其自热效应明显，实际工作模式下导致二维电子气迁移率的下降，给器件工作带来了不稳定性，同时也制约了毫米波 GaN HEMTs 模型的精度。3. 在毫米波 GaN HEMTs 等比例缩小的过程中，不可避免的带来了短沟道效应以及寄生效应，无疑为毫米波 GaN HEMTs 的建模带来了新的挑战。

此外，如果采用 loadpull 的测试方法，需要基于毫米波 loadpull 测试机台，利用实验室 Maury ATS 测试软件，调节输入输出端口阻抗，测量得到对应阻抗下的增益和输出功率，最终利用 ADS 在 Smith 圆图上作出等增益圆、等输出功率圆和等 PAE 圆。然而由于毫米波频段频率高，使得 tuner 的调节范围有限，不能够完整的形成输入输出阻抗组合。因此，最终电路设计结合 loadpull 和 GaN

HEMTs 的小信号结果进行仿真。

5.2 电路设计流程

毫米波 GaN MMIC 功率放大器设计具体可分为以下几个步骤：

(1) 首先，评估毫米波 GaN HEMTs 的 loadpull 性能得到器件的输出功率密度，根据项目指标及设计目标确定 MMIC 的输出功率，从而确定输出级 GaN HEMTs 总栅宽，进而确定单胞 GaN HEMTs 的尺寸；

(2) 根据项目指标对功率放大器增益的要求以及毫米波 GaN HEMTs 的小信号结果，选定放大器的拓扑结构；

(3) 根据对线性度以及效率的指标规定，选定 GaN HEMTs 工作模式从而确定晶体管的偏置电压；

(4) 为了避免电路发生振荡，根据选定工作状态的偏置电压，确定单胞 GaN HEMTs 的稳定性，从而选择合适的稳定网络；

(5) 根据选定尺寸 GaN HEMTs 单胞的 loadpull 结果，得到特定工作状态下 GaN HEMTs 的最佳输入负载阻抗，以此设计偏置网络和匹配网络，匹配网络的设计一般从输出端到输入端进行设计；

(6) 完成基本的电路设计后，对整体电路进行仿真、优化，从而得到所设计电路的稳定性等相关指标，然后根据指标要求进行微调和优化；

(7) 最后将整体的原理图转换成版图并进行电磁场仿真，并根据结果进行优化。

整个设计过程基于 SiC 衬底 AlGaIn/GaN 外延制作的 HEMTs，采用常规刻蚀的凹栅槽结构。电路原理图仿真及电磁场仿真用到的衬底设置如下图所示：

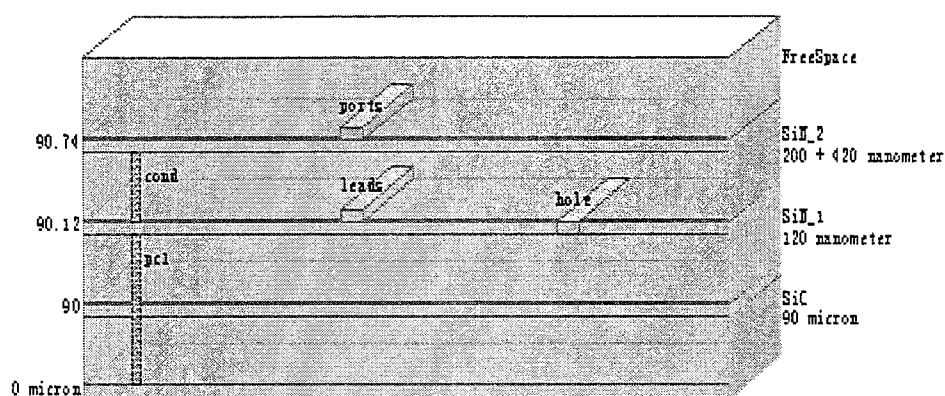


图 5.1 原理图和电磁场仿真衬底设置

其中具体性能参数参考借鉴了稳懋设计库：

SiC 性能参数：Msub：厚度 $H=90\mu\text{m}$ ；相对介电常数 $\text{Er}=9.7$ ； $\text{Mur}=1$ ；电导率 $\text{Cond}=4.1\text{e}+7$ ； $\text{Hu}=1.0\text{e}+033\text{mil}$ ； $\text{T}=3\mu\text{m}$ ； $\text{TanD}=0.003$ ； $\text{Rough}=0$ ；

SiN 性能参数：相对介电常数 $\text{Er}=6.5$ 。

5.2.1 GaN HEMTs 器件选择

根据项目要求，电路设计需要输出功率 P_{out} 大于 10W，而最终的输出功率主要由输出级管芯的尺寸和管芯输出功率密度所决定。

此外在 loadpull 测试当中，毫米波 GaN HEMTs 器件的输出功率与器件的偏置点的选择密不可分，所以首先进行器件偏置点选择的讨论。因为毫米波功放通常需要具备较高线性度和增益，所以通常采用 A 类和 AB 类功率放大器。

其中，A 类工作模式的优点是良好的线性度、失真较小，能够获得较高的增益，但是该模式实现功放的效率并不理想，理想情况漏极也只能够到 50% 的效率，PAE（功率附加效率）通常只能到 20%。AB 类功率放大器介于 A 类和 B 类间，取得了 A 类和 B 类工作模式下性能的较好折中，导通角在 $\pi \sim 2\pi$ 之间，PAE 也介于 50%~78.5%，表现出较好的线性度，同时具有较高的效率，可获得较高的输出功率。而毫米波 GaN HEMTs 器件本身受限于效率不高的问题，所以选择 AB 类偏置。

使用 loadpull 对管芯进行功率测试，测试的最大尺寸管芯为 $6 \times 75\mu\text{m}$ （单胞 $450\mu\text{m}$ ），栅压 $V_{\text{GS}}=-2\text{V}$ ($V_{\text{th}}+0.5\text{V}$)，漏压 $V_{\text{DS}}=25\text{V}$ 测试数据如下图所示：

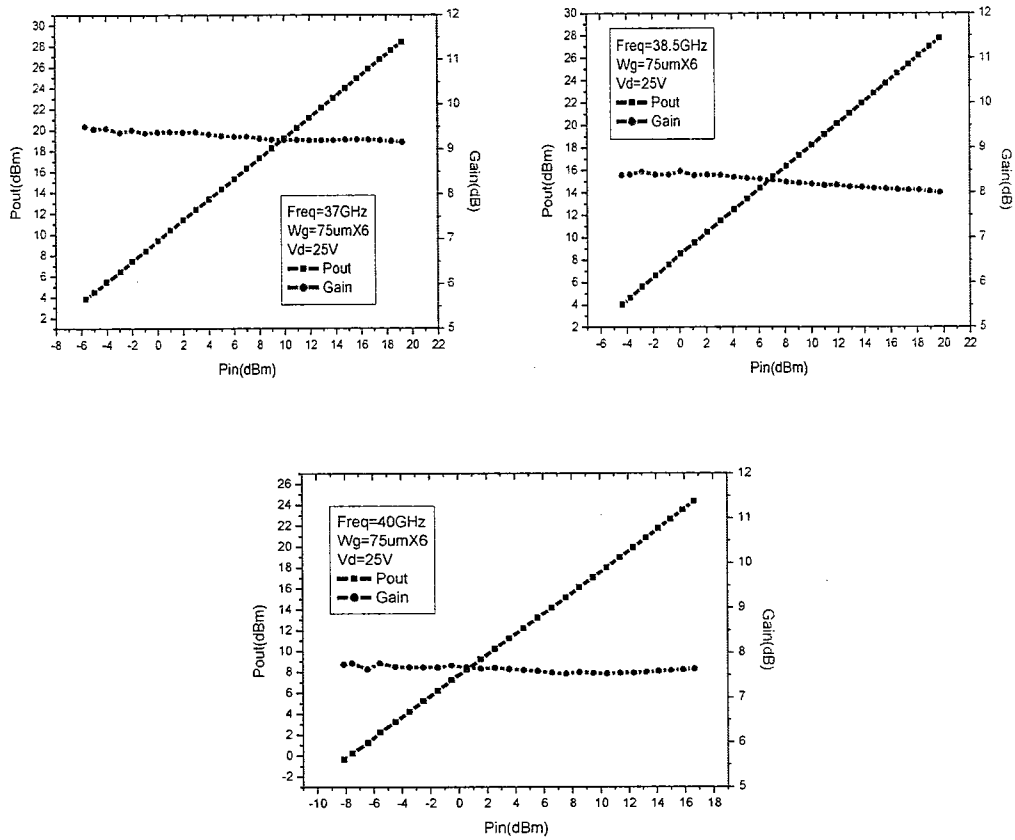


图 5.2 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMT 在 37GHz, 38.5GHz 和 40GHz 频率下的功率测试结果

由图分别在 37GHz, 38.5GHz 和 40GHz 下进行了脉冲条件下管芯的 loadpull 测试, 从测试结果可以看出, 在 P_{in} 的测试范围内, 管芯仍都处于线性区, 输出功率没有达到 1dB 压缩点, 这是因为 loadpull 测试基台受到 Bias Tee 功率的限制, 外接功率放大器不能推动到饱和输出功率, 同时由于毫米波频率较高, 线缆损耗大, 实际传输到被测 GaN HEMTs 器件的输入功率较小。此外, tuner 的调节范围有限, sourcepull 无法达到最优匹配, 使得 s_{11} 反射系数较大。

不同频率下的共轭阻抗点和线性增益为:

37G 测试: $Z_{\text{load}}: 15.56 + j \cdot 17.44$; $\text{Gain_Linear} = 9.4\text{dB}$;

38.5G 测试: $Z_{\text{load}}: 18.68 + j \cdot 17.37$; $\text{Gain_Linear} = 8.4\text{dB}$;

40G 测试: $Z_{\text{load}}: 17.37 + j \cdot 13.82$; $\text{Gain_Linear} = 7.6\text{dB}$;

根据以往的测试经验, 毫米波 GaN HEMTs 器件的输出功率密度小于 5W/mm , 同时考虑到输出电流匹配时带来的损耗问题, 最终电路设计采用的就是 $6 \times 75 \mu\text{m}$

的管芯。如下图所示，对不同结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的管芯（有源区空气桥 ASB 结构和漏极空气桥 DB 结构）进行了小信号测试：

其中栅压 $V_{GS} = -2\text{V}$ ($V_{th} + 0.5\text{V}$)，漏压 $V_{DS} = 20\text{V}$ 偏置下， f_T 和 f_{max} 结果如下图所示：（红色为 ASB 结构，蓝色为 DB 结构管芯 1，粉色为 DB 结构管芯 2）

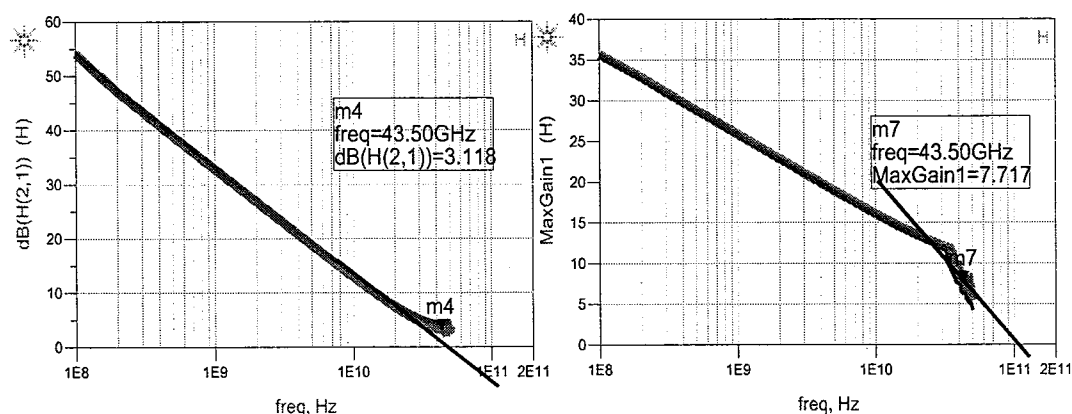


图 5.3 ASB 和 DB 器件结构 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在漏压 $V_{DS} = 20\text{V}$ 偏置下 f_T 和 f_{max} 结果

其中栅压 $V_{GS} = -2\text{V}$ ($V_{th} + 0.5\text{V}$)，漏压 $V_{DS} = 25\text{V}$ 偏置下， f_T 和 f_{max} 结果如下图所示：（红色为 ASB 结构，蓝色为 DB 结构管芯 1，粉色为 DB 结构管芯 2）

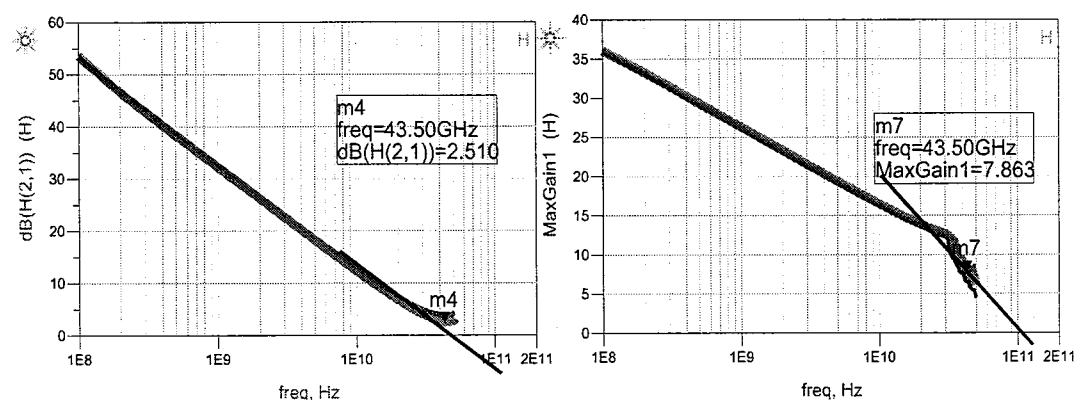


图 5.4 ASB 和 DB 器件结构 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在漏压 $V_{DS} = 25\text{V}$ 偏置下 f_T 和 f_{max} 结果

其中栅压 $V_{GS} = -2\text{V}$ ($V_{th} + 0.5\text{V}$)，漏压 $V_{DS} = 30\text{V}$ 偏置下， f_T 和 f_{max} 结果如下图所示：（蓝色为 DB 结构管芯 1，粉色为 DB 结构管芯 2）

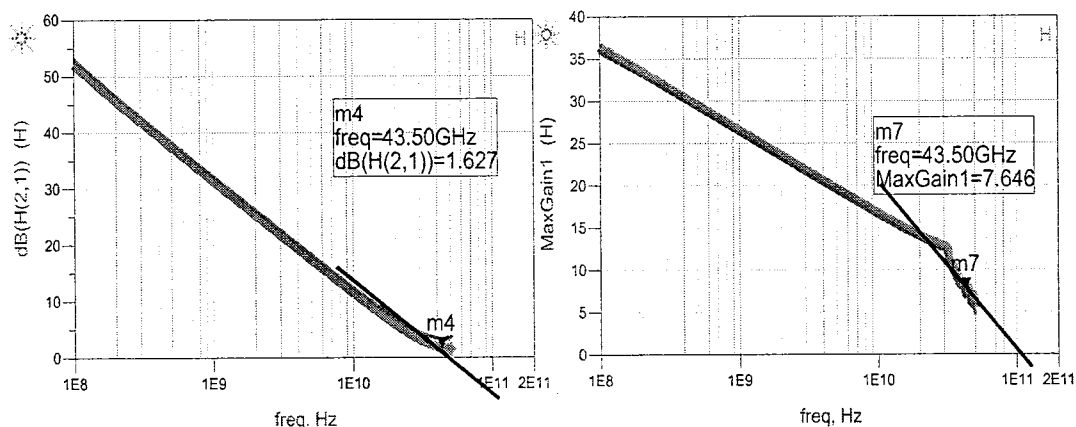


图 5.5 ASB 和 DB 器件结构 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在漏压 $V_{\text{DS}}=30\text{V}$ 偏置下 f_{T} 和 f_{max} 结果

由以上图可知, ASB 结构和 DB 结构两种器件的小信号特性差别不大, 不同漏压偏置下, 在 37GHz 和 43.5GHz 频率下, 器件的 S11 和 S22 阻抗点如下表所示:

表 5.1 漏压 $V_{\text{DS}}=20\text{V}$ 偏置下 GaN HEMTs 器件的 S11 和 S22 阻抗点:

管芯	S11@ 37GHz	S11@43.5 GHz	S22@37 GHz	S22@43.5 GHz
ASB	$4.356+j*3.139$	$4.266+j*5.588$	$19.015-j*14.735$	$15.936-j*12.249$
DB_1	$5.893+j*6.654$	$6.581+j*9.695$	$20.183-j*13.909$	$16.969-j*11.594$
DB_2	$5.767+j*4.748$	$6.235+j*8.312$	$26.177-j*25.722$	$21.708-j*22.8$

表 5.2 漏压 $V_{\text{DS}}=25\text{V}$ 偏置下 GaN HEMTs 器件的 S11 和 S22 阻抗点:

管芯	S11@ 37 GHz	S11@ 43.5GHz	S22@ 37GHz	S22@ 43.5GHz
ASB	$4.329+j*2.868$	$4.24+j*5.377$	$18.983-j*18.464$	$15.505-j*15.457$
DB_1	$5.788+j*6.652$	$6.482+j*9.735$	$20.637-j*17.781$	$16.667-j*14.928$
DB_2	$5.701+j*4.977$	$6.19+j*8.565$	$26.099-j*30.878$	$21.033-j*27.187$

结合小信号和大信号的测试结果, 同时考虑到 ASB 结构中源的空气桥是在有源区直接跨漏, 整体管芯尺寸和寄生都会偏小, 最终采用了 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的管芯, ASB 和 DB 器件结构如下图所示:

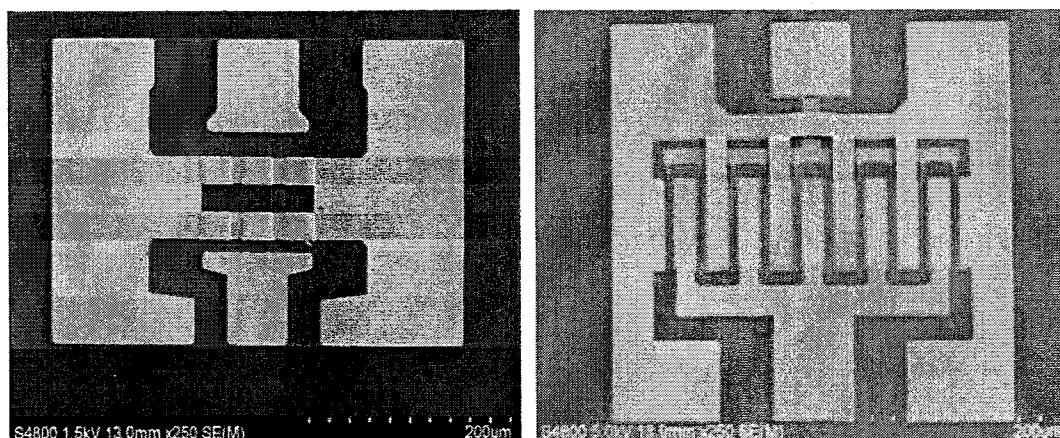


图 5.6 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 器件结构 SEM 照片 (a) ASB 结构 (b) DB 结构

5.2.2 MMIC 电路拓扑选择

根据小信号测试结果，对毫米波 GaN HEMTs 器件 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的管芯在不同漏压 V_{DS} 偏置下整理如下。

ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的管芯在 $V_{\text{DS}}=20\text{V}$ 偏置下的小信号 f_{max} 结果如下图所示：

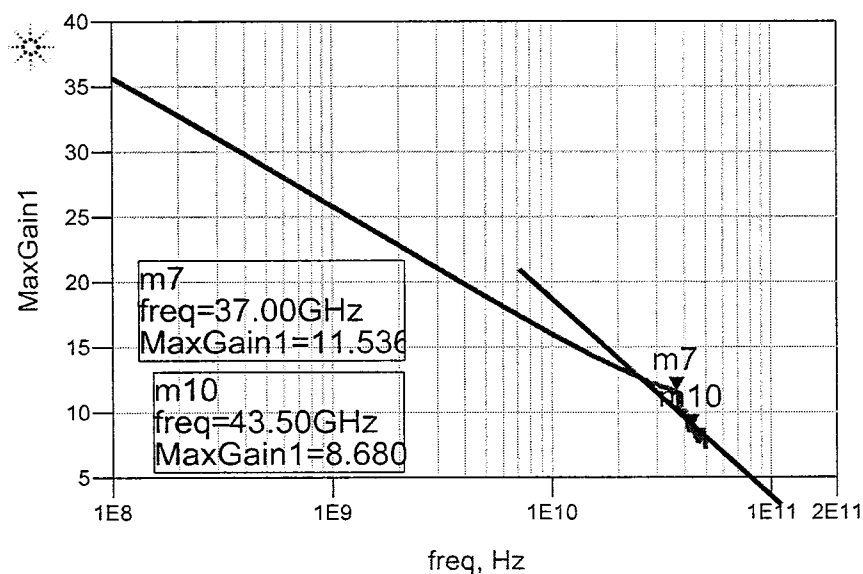


图 5.7 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在 $V_{\text{DS}}=20\text{V}$ 偏置下的小信号 f_{max} 结果

ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的管芯在 $V_{\text{DS}}=25\text{V}$ 偏置下的小信号 f_{max} 结果如下图所示：

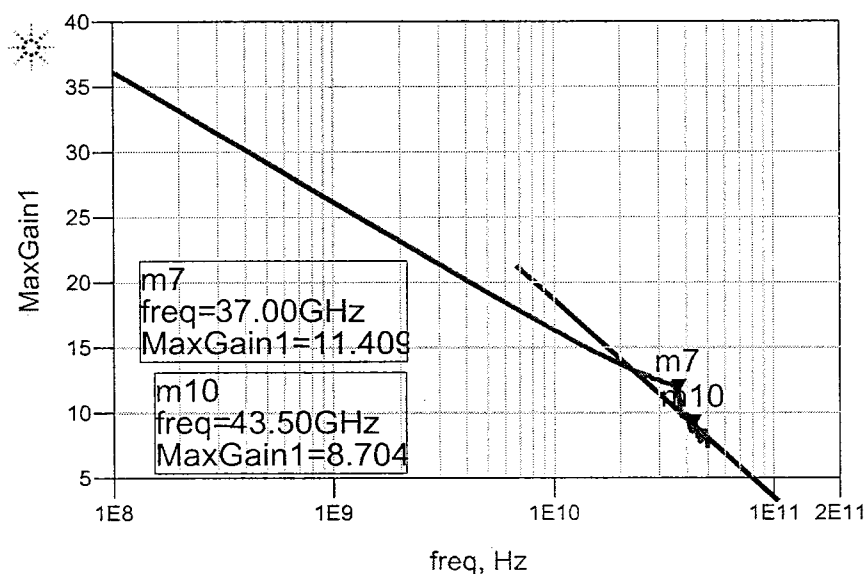


图 5.8 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 的 GaN HEMTs 在 $V_{DS}=25\text{V}$ 偏置下的小信号 f_{max} 结果

可以看出, 在 37-43.5GHz 频率范围内, 尤其是在高频段, 器件的增益不高, 再加上高频段无源器件的损耗也会急剧增大, 因此, 为了保证整个电路的增益与效率, 电路拓扑拟采用三级放大, 如下图所示:

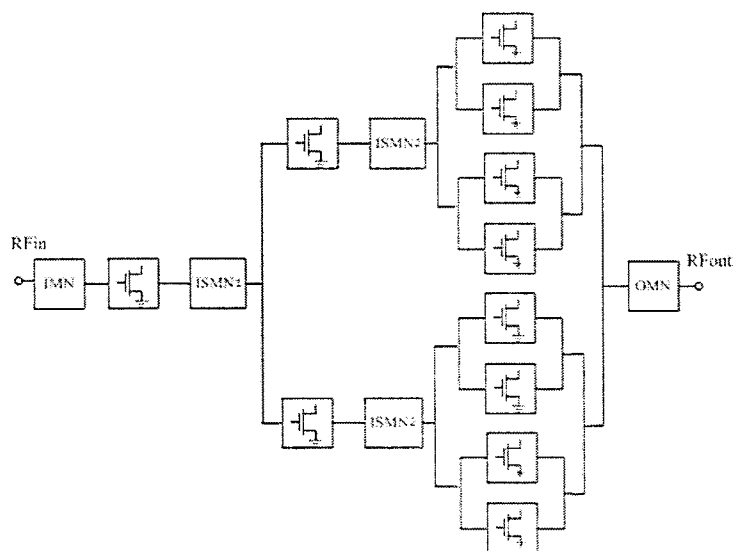


图 5.9 电路拓扑结构

整个电路采用 1 推 2 推 8 的结构, 每级管芯的单胞均采用 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 管芯, 输出匹配、级间匹配和输入匹配均采用 LC+CL 的低通+高通相结合的匹配方式。为了提高 MMIC 电路整体的增益和功率特性, 第一级进行最大增益共轭匹配, 第二级最大增益匹配共轭设计, 第三级的输入、输出端进行最大功

率匹配的设计。

5.2.3 稳定性分析

射频电路常常容易自动耦合从而形成反馈回路，而当正反馈回路形成后容易导致振荡，所以保证工作频段内的稳定性对于射频电路是非常重要的。

在确定每一级管芯的尺寸后，同时毫米波 GaN HEMTs 器件本身受限于效率不高的问题，所以选择 AB 类偏置下工作。利用 ADS 对 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu$ 管芯的稳定性进行分析。如下图所示， $6 \times 75 \mu$ GaN HEMTs 器件在栅压 $V_{GS} = -2V$ ($V_{th} + 0.5V$)，漏压 $V_{DS} = 25V$ 偏置下稳定性因子与工作频率的变化关系。

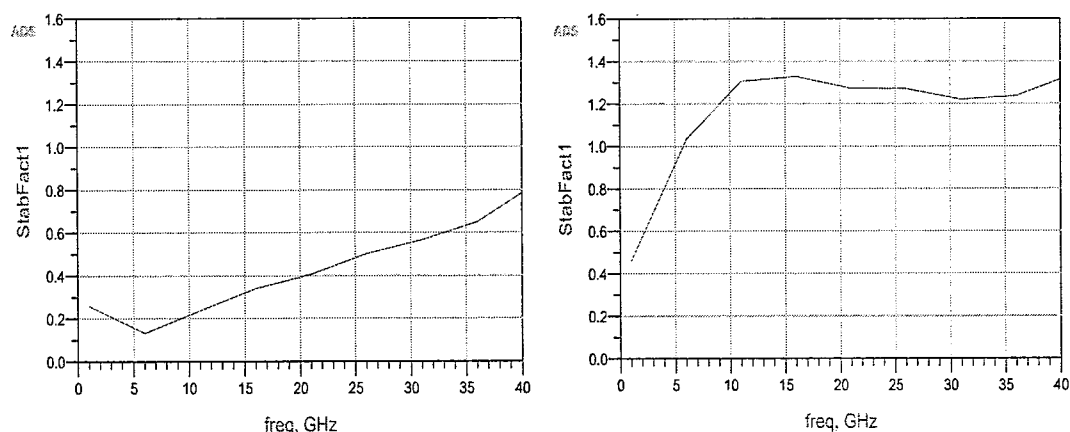


图 5.10 $6 \times 75 \mu$ GaN HEMTs 增加稳定网络前（左）和后（右）稳定因子结果

由图可得， $6 \times 75 \mu$ GaN HEMTs 在 0-43.5GHz 频率范围内稳定性因子都小于 1，所以需要对每一级的 HEMTs 器件增加稳定网络的设计。通过在各级栅偏置输入端加入 RCR 网络，同时在信号输入端串联加入 RC 并联网络，增大电阻，消除负阻抗进一步增加电路的稳定性。最终使得 HEMTs 器件在整个工作频段在史密斯圆图上有足够的源和负载稳定区，从而当将单胞的器件连入电路后，电路不发生振荡。

5.2.4 电路匹配设计

一、输出匹配设计

功放阻抗匹配网络设计中，首先，进行输出级功率匹配网络的设计，将输出最大功率阻抗值的共轭 Z_{load}^* 匹配到 50 欧姆。输出端采用功率匹配，为了保证输出功率，漏压选取 25V。结合小信号和大信号测试结果，考虑整个频段，输出

阻抗选择 $16-j*15$ ，输入阻抗选择 $5+j*6$ 。

匹配拓扑选择低通 LC+高通 CL 的带通网络，拓扑结构如下图所示：

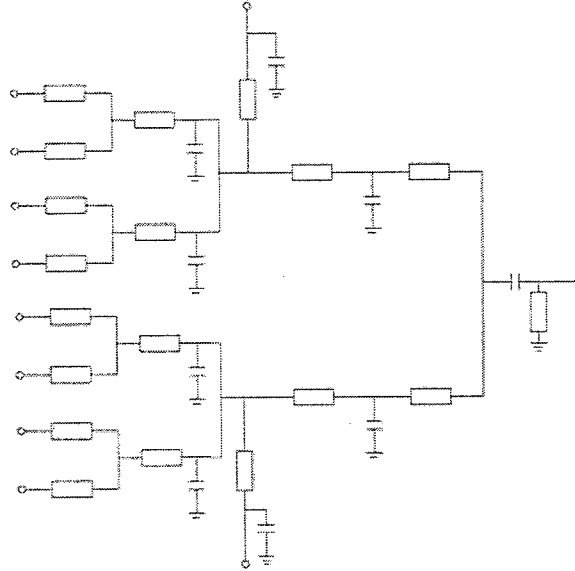


图 5.11 输出匹配拓扑结构

设置工作频率为 43.5GHz， $Q=2$ 时，根据拓扑结构 Smith 圆图如下图所示：

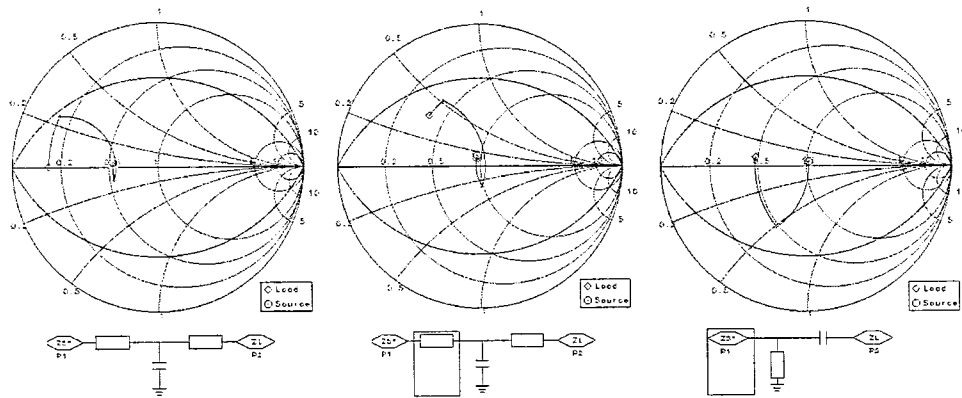


图 5.12 输出匹配 Smith 圆图

根据原理图进行输出端电路的电磁场仿真，阻抗如下图所示：

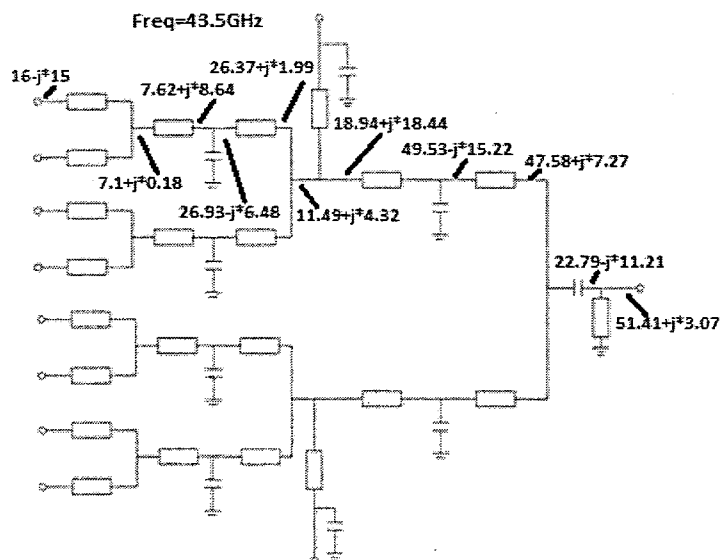


图 5.13 输出匹配阻抗

最终得到输出端匹配电路的电磁场的仿真结果如下图所示：

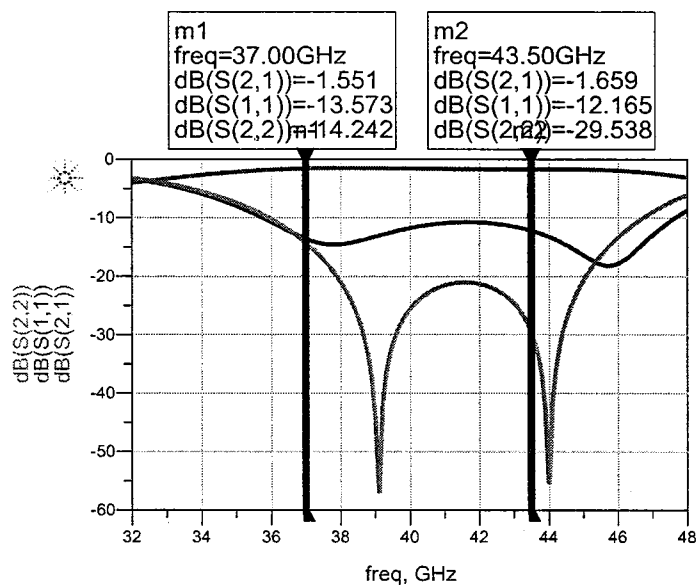


图 5.14 输出端匹配电路的电磁场仿真结果

由图可得，在 37 GHz 时传输损耗为-1.5 dB，反射系数小于-13 dB；在 43.5GHz 时传输损耗为-1.6 dB，反射系数小于-12 dB，在通带内仍保持了较低的插入损耗和实现了良好的带内平坦度。

二、第二级与第三级级间匹配设计

第二级与第三级级间匹配（ISMN2 匹配）采用最大增益共轭匹配，拓扑也选择低通 LC+高通 CL 的带通网络，如下图所示：

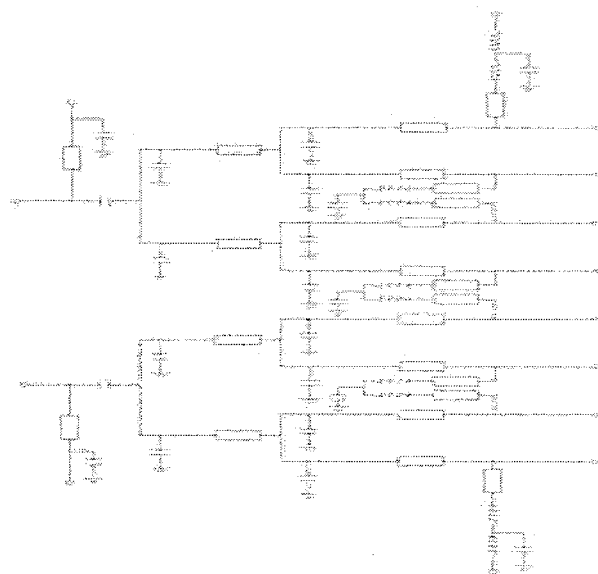
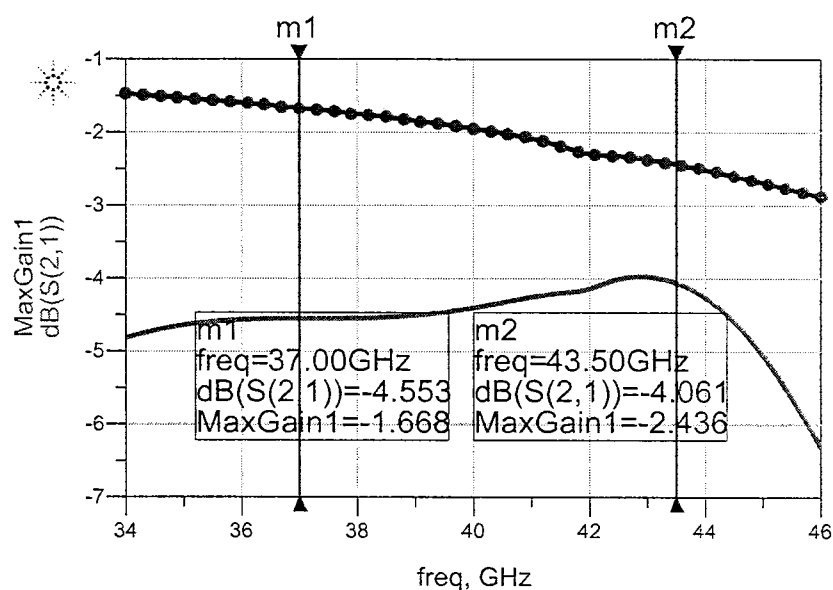


图 5.15 级间匹配 (ISMN2 匹配) 拓扑结构

ISMN 中无源参数的选择原则是高频端的增益和输出功率尽可能高，最终级间匹配 (ISMN2 匹配) $G_{\max}$ 和 S_{21} 版图仿真结果如下图所示：

图 5.16 级间匹配 (ISMN2 匹配) $G_{\max}$ 和 S_{21} 版图仿真结果

在 37 GHz 时插入损耗为 -4.5 dB，在 43.5 GHz 时插入损耗为 -4.2 dB，工作频率范围内相对平坦。

联合输出匹配小信号 S_{21} 版图仿真结果如下图所示：

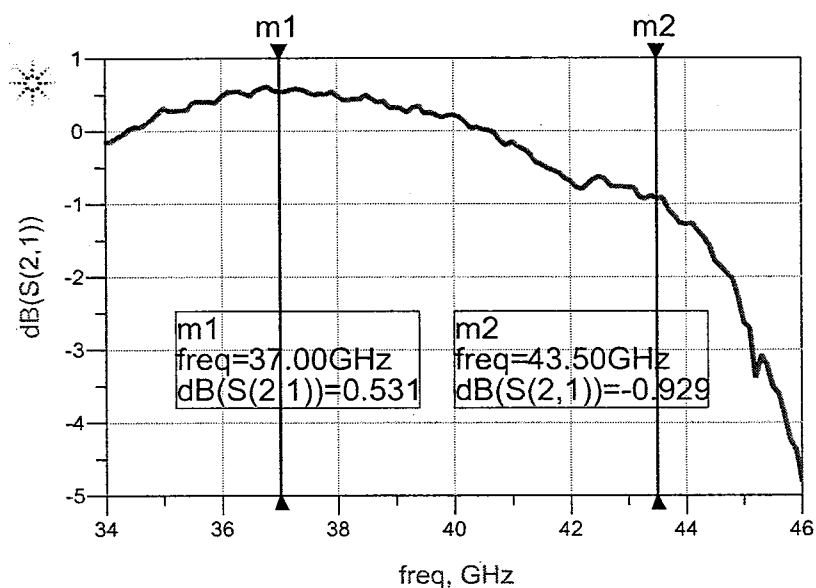


图 5.17 级间匹配 (ISMN2 匹配) 和输出匹配小信号 S_{21} 版图仿真结果

因为最后一级主要采用的是最大功率匹配, 所以工作频率范围内增益并不高, 在 37 GHz 时增益有 0.5dB, 在 43.5GHz 高频下反而有 0.9 dB 的损耗。

三、第一二级级间匹配和输入匹配设计

三级级联电路中, 输入级和第一二级级间匹配 (ISMN1) 的主要功能就是保证整个电路的增益平坦度和驻波, 因此这两部分放在一起仿真模拟优化:

拓扑选择: 第一二级级间匹配和输入匹配拓扑也都选择低通 LC+高通 CL 的带通网络, 如下图所示:

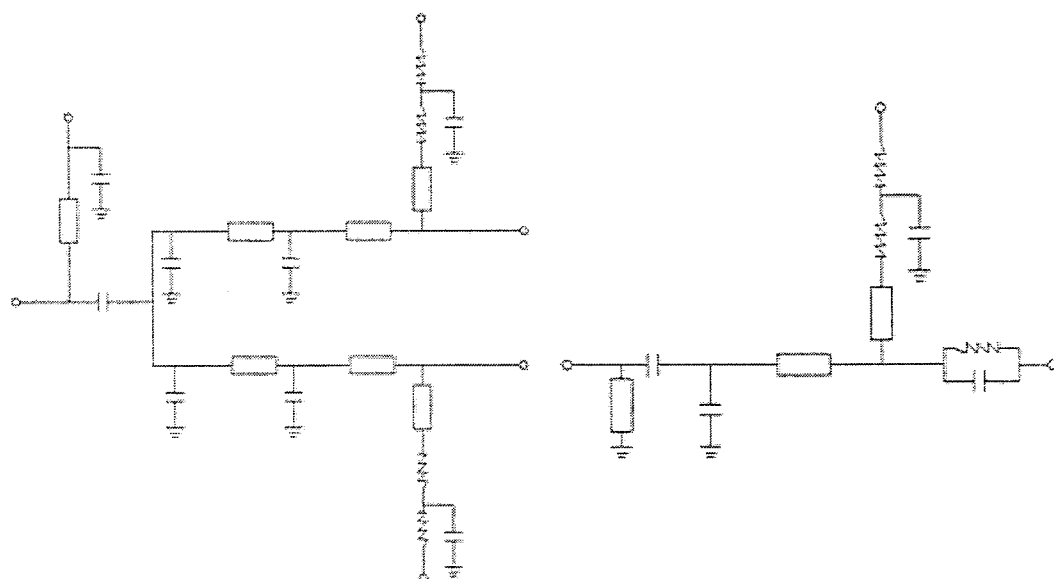


图 5.18 (a) ISMN1 级间匹配 1 拓扑结构 (b) 输入级匹配拓扑结构

ISMN 中无源参数的选择原则是调节整个电路的小信号增益及其平坦度，保证输出功率及功率增益，最终通过版图仿真得到输入级和第一级第二级级间匹配的 $G_{\max}$ 和 S_{21} 结果。

第一级第二级级间匹配结果如下图所示：

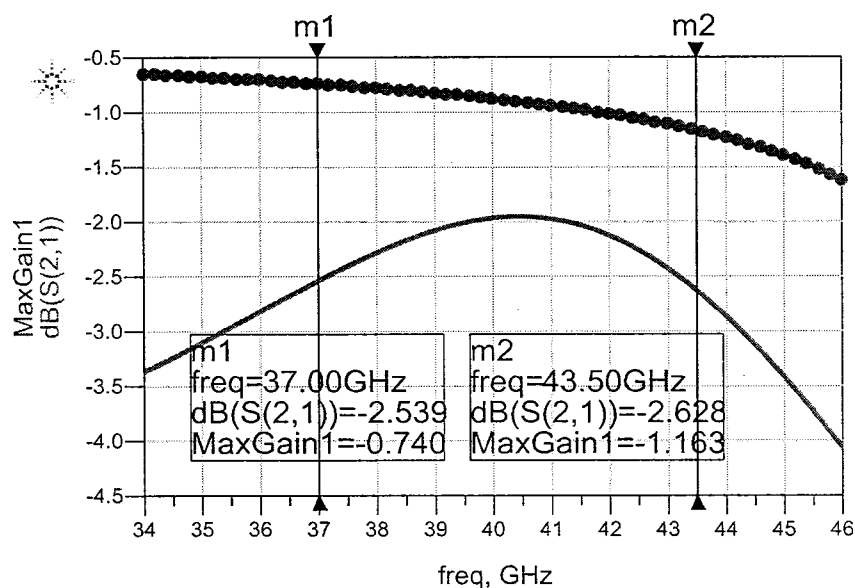


图 5.19 ISMN1 级间匹配仿真结果

按照第一级最大增益匹配后，在 37 GHz 时插入损耗为 -2.5 dB，在 43.5 GHz 时插入损耗为 -2.6 dB，工作频率范围内相对平坦。

输入级匹配结果如下图所示：

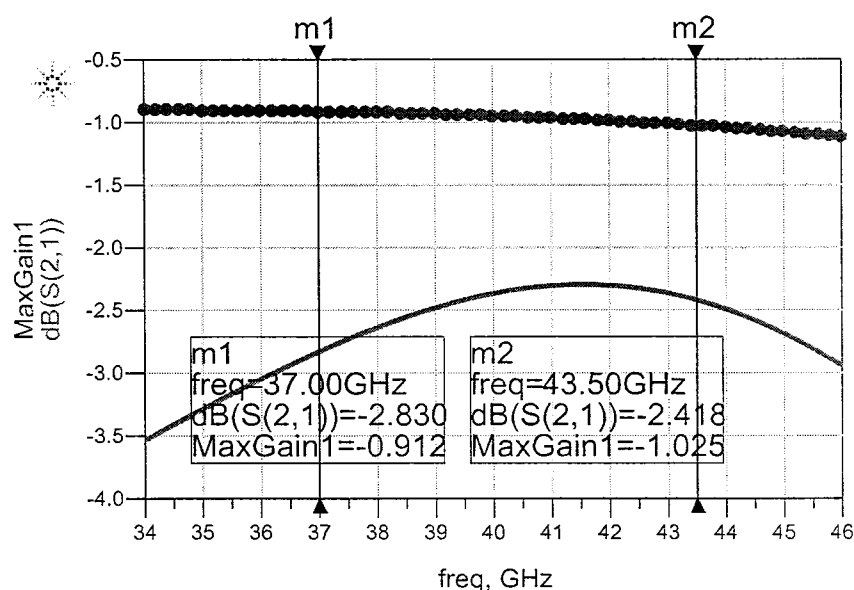


图 5.20 输入级匹配仿真结果

在 37 GHz 时插入损耗为-2.8 dB，在 43.5GHz 时插入损耗为-2.4 dB，工作频率范围内相对平坦。

四、整体版图仿真

最终版图为如下所示：

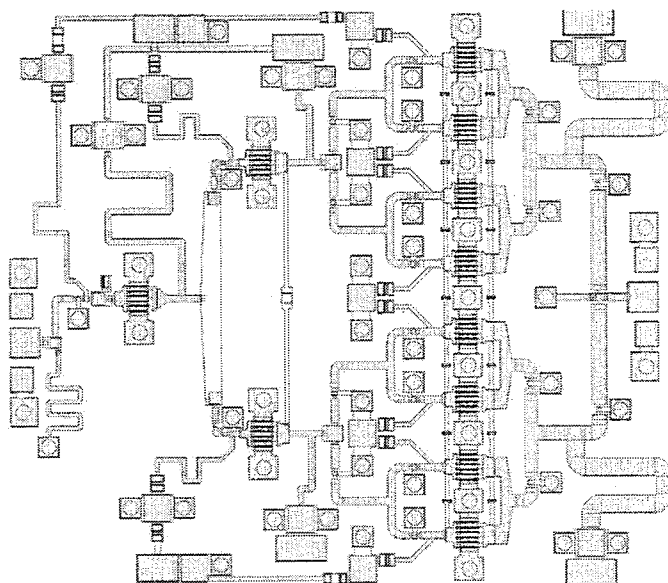


图 5.21 MMIC 整体电路最终版图

对整个电路进行小信号 S 参数仿真，仿真结果如下图所示：

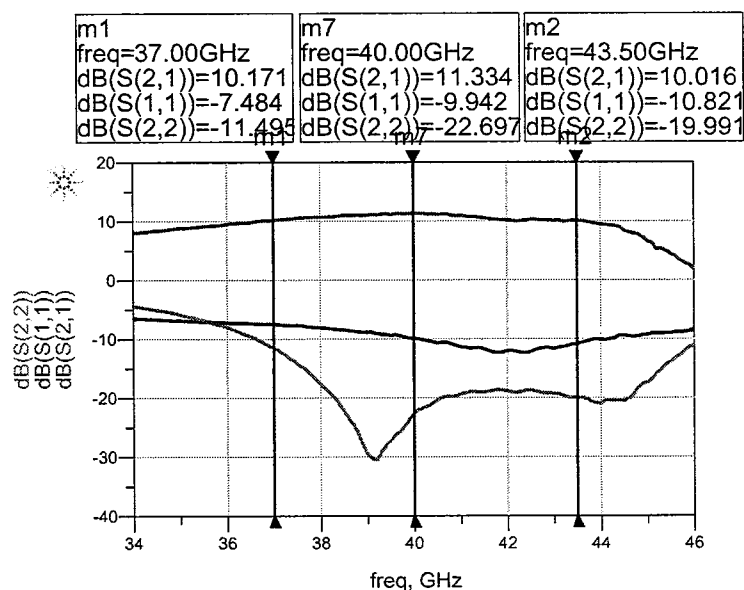


图 5.22 MMIC 整体电路小信号 S 参数仿真结果

由图可得，在 37 GHz 时电路增益为 10.2dB，输入回波损耗小于-7 dB，输出反射系数小于-11.4dB；在 40 GHz 时电路增益为 11.3dB，输入回波损耗小于 9.9 dB，

输出反射系数小于 22.6dB; 在 43GHz 时电路增益为 10.0dB, 输入回波损耗小于 -10.8 dB, 输出反射系数小于 19.9dB; 在工作范围内实现了较好的带内平坦度。

下面对 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 管芯采用不同结构, 比较不同偏压下 S 参数代入电路仿真结果。

$6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 采用 asb 结构漏压 V_{DS} 为 20V (红) 和 25V (蓝) S 参数仿真后结果如下图所示:

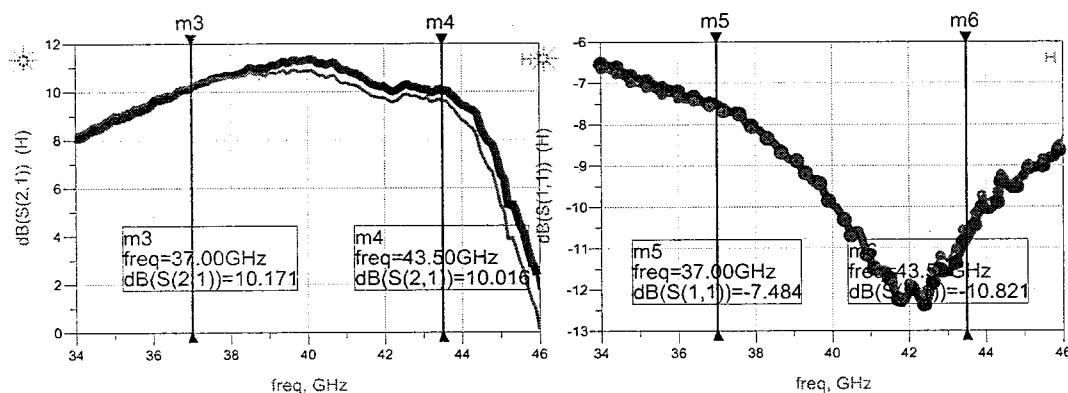


图 5.23 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 采用 asb 结构漏压 V_{DS} 为 20V 和 25V 仿真结果

$6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 采用 DB 结构漏压 V_{DS} 为 20V (红)、25V (蓝) 和 30V (粉) S 参数仿真后结果如下图所示:

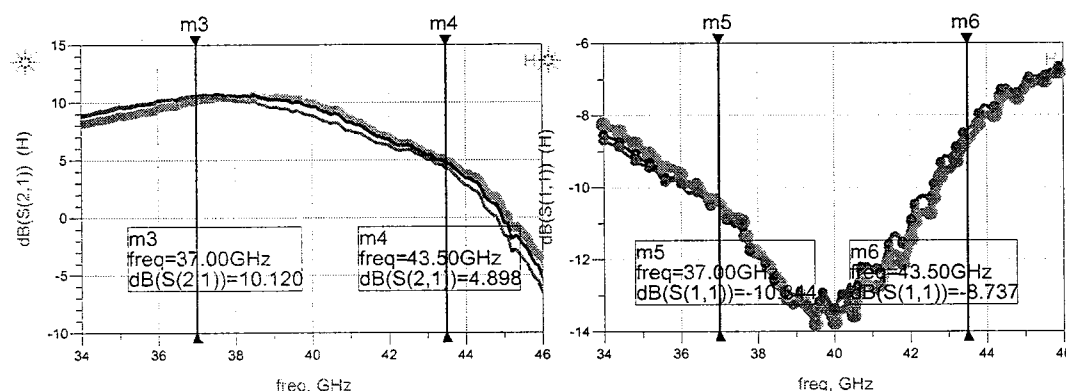


图 5.24 $6 \times 75 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 采用 DB 结构漏压 V_{DS} 为 20V 和 25V 仿真结果

可以看出, 不同器件的 S 参数起伏很大, 对电路的性能影响也很大。下一步需要针对 Ka 工艺进行更完整详尽的 GaN HEMTs 器件流片, 确定工艺细节, 保证在片的均匀性和可控性。在器件的基础之上, 建立毫米波 GaN HEMTs 的小信号和大信号模型。同时, 仿真中发现电路中用到的无源器件包括微带线、电容和电阻, 在 Ka 波段会用到容值很小的电容, 小于 0.1pF, 电容面积小, 根据流片

的经验，电容过小会造成仿真结果偏差较大，因此，下一步着重针对 Ka 波段开发合适的无源工艺。

5.3 本章小结

基于自主的工艺流程，采用小信号结合 loadpull 的方法，完成了对 MMIC 功率放大器设计与仿真流程。针对 GaN HEMTs 高频下增益不够高的特点，整个电路采用 1 推 2 推 8 的结构，每级管芯的单胞均采用 ASB 结构的 $6 \times 75 \mu\text{m}$ 管芯。由于毫米波 GaN HEMTs 本身效率不高的制约同时为了增加线性度，所以器件都工作在 AB 类偏置下。为了提高 MMIC 电路整体的增益和功率特性，每一级管芯均输出匹配、级间匹配和输入匹配均采用 LC+CL 的低通+高通相结合的匹配方式。第一级进行最大增益共轭匹配，第二级最大增益匹配共轭设计，第三级的输入、输出端进行最大功率匹配的设计。最终通过仿真，实现了工作频带内电路增益大于 10dB，输入回波损耗小于 -7 dB，输出反射系数小于 -11.4dB，在工作范围内实现了较好的带内平坦度。

第六章 总结与展望

6.1 主要成果

本论文在国家重大专项、重点研发计划等项目的支持下,针对 GaN 毫米波器件的短沟道效应,开展了器件结构的优化研究,开展了常规 AlGaIn/GaN 异质结结合凹栅槽器件结构,重点对关键工艺进行了优化;充分利用材料特性和外延技术的发展,探索了 InAlIn/GaN 和 AlIn/GaN 新型薄势垒结合 T 型栅两种结构器件;针对毫米波频段 HEMTs 的非线性等问题,创新性提出并实现了 MNC-HEMTs 器件;开展了 MMIC 功率放大器的探索性工作,取得了以下研究成果:

1. 基于 AlGaIn/GaN 异质结外延,为了进一步提高毫米波 GaN HEMTs 的频率特性,从器件的本征寄生入手,减小器件的欧姆损耗 R_s 和 R_D ,开发了基于 ICP 的 recess 势垒层刻蚀+Ti/Al/Ni/Au 工艺,通过优化合金条件,在 790℃ 的合金下得到接触电阻和比接触电阻率最小,分别达到 $0.148 \Omega \cdot \text{mm}$ 和 $4.46 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$ 。

2. 在低损伤的凹栅槽刻蚀过程中,研究了 GaN 高温刻蚀工艺。将刻蚀温度从室温升高到 160℃ 后,增加了生成物的挥发,减少了残留,实现了高性能的肖特基接触;相比于常温刻蚀器件性能,高温刻蚀 GaN HEMTs 器件的关态漏电流和肖特基反向漏电流减小了至少两个数量级,源漏电压 $V_{DS}=6\text{V}$ 时跨导从常温刻蚀器件的 331 mS/mm 增加到 422 mS/mm。同时,器件的最大饱和输出电流 $I_{D\text{MAX}}$ 从 1.0 A/mm 增加到 1.2 A/mm。采用 0.2μm 栅长的器件,高温刻蚀 GaN HEMTs 截止频率达到 81GHz,最大振荡频率为 194GHz。在 35GHz 连续波 loadpull 测试最佳效率匹配时,高温刻蚀 GaN HEMTs 输出功率密度为 5.1 W/mm,相比常温刻蚀,高温刻蚀器件功率附加效率从 29.6% 提高到 42.8%。

3. 基于 AlGaIn/GaN 异质结外延,研究了 GaN 原子层刻蚀技术,通过增强刻蚀时的化学作用,实现了低速率、低损伤的原子层级的刻蚀并用于器件研制;器件的关态漏电流和肖特基反向漏电流达到了 10^{-7}A/mm 数量级,关态的击穿电压从常规刻蚀 GaN HEMTs 的 90V 增加到 127V。0.15μm 栅长的器件,采用原子层刻

蚀的 GaN HEMTs 器件截止频率达到 104GHz, 最大振荡频率为 205GHz。在 40GHz 连续波 loadpull 测试最佳效率匹配时, 输出功率密度为 5.1 W/mm, 相比于常规刻蚀器件, 采用 ALE 刻蚀后功率附加效率从 30.8% 提高到 43.6%;

4. 在优化栅脚侧壁形状的基础上, 研发了 40-50nm T 型栅技术。降低 C_{gs} 栅电容的同时降低 R_g 栅电阻。通过 UVIII/PMGI/ZEP520A 三层胶结构, 采用窄线条大剂量的电子束曝光方式, 成功研发出亚 50nm T 型栅, 栅脚宽度可达到 40nm。

5. 开展了 AlN/GaN MIS-HEMTs 器件研究, 利用 MOCVD 1000℃ 高温原位生长的 SiN_x 技术同时结合 GaN 帽层与栅介质的功能特点。首先优化欧姆接触技术, 接触电阻达到 $0.242 \Omega \cdot mm$ 的欧姆结果, 采用变温四探针 TLM 测试, 通过金半接触理论与实际拟合, 发现局部形成低阻 $TiSi_x$ 的直接接触并与高密度二维电子气隧穿相结合的是实现良好欧姆接触的主要原因。在优化器件工艺的基础上采用 $0.15\mu m$ 栅长, AlN/GaN MIS-HEMTs 截止频率达到 91GHz, 最大振荡频率为 198GHz。在 39GHz 连续波功率测试最大功率匹配时, AlN/GaN MIS-HEMTs 器件输出功率密度为 5.1 W/mm, 功率附加效率达到 42.7%, 线性增益达到了 10.2dB。

6. 开展了毫米波器件新结构的研究, 为了抑制等比例缩小的过程中非线性和短沟道效应的影响, 开展了毫米波 GaN fin-HEMTs 器件的探索。传统的刻蚀型 fin-HEMTs 虽然增强了栅控能力, 但由于侧壁效应, 带来了额外的栅电容寄生和漏电通道。创新性提出并实现了注入型 MNC-HEMTs, 通过源端区域提供更多的电子和对场强分布的分散, 改善了毫米器件线性, 提高了频率特性和高压特性。

7. 基于自主的 GaN 毫米波完整流程, 开展了毫米波 MMIC 设计, 整个电路采用 1 推 2 推 8 的结构, 每级管芯的单胞均采用 ASB 结构的 $6 \times 75\mu m$ 管芯。最终通过仿真, 实现了工作频带内电路增益大于 10dB, 输入回波损耗小于 -7 dB, 输出反射系数小于 11.4dB, 在工作范围内实现了较好的带内平坦度。

6.2 展望

1. 对于常规 AlGaIn/GaN 异质结结合凹栅槽结构的器件, 加快对于背面工艺的优化, 建立适用的毫米波频段器件的大小信号模型, 同时开发合适的无源工艺, 建立无源器件工艺库;

2. 对于 InAlN/GaN 和 AlN/GaN 新型薄势垒结构器件, 与外延厂商建立密切的沟通合作关系, 开展器件可靠性的分析与表征。

3. 对于 fin-HEMTs 和 MNC-HEMTs, 进一步开展理论的研究, 结合模型的提取, 为进一步优化器件结构提供理论指导。