

# 紧凑型 K 波段单级反馈式 MMIC 中功率放大器\*

王 闯† 钱 蓉 孙晓玮

(中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050)

摘要: 给出了一种基于功率 PHEMT 工艺技术设计加工完成的紧凑型 K 波段单级反馈式 MMIC 宽带功率放大器. 在 21~28GHz 的工作频段内, 当漏极电压为 6V, 栅电压为 -0.25V, 电流为 82mA 时, 1dB 压缩点输出功率大于 21dBm, 小信号增益为 7dB 左右, 输入驻波比小于 3, 输出驻波比均小于 2. 芯片尺寸为 1mm×1.2mm×0.1mm. 同时, 给出了一种芯片级电磁场仿真验证方法, 用该方法仿真的结果和测试结果非常一致, 保证了电路设计的准确性.

关键词: 功率 PHEMT; MMIC 功率放大器; 全芯片级电磁场仿真

PACC: 7340J EEACC: 2560F; 2560H; 2560R

中图分类号: TN385 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2006)06-1094-04

## 1 引言

随着微电子技术的日趋成熟, 微波单片集成电路(MMIC)由于体积小、可靠性高、一致性好等优势得到了广泛应用. 近年来, 随着无线通信的发展, 由于低频段频率的拥挤, 电路向频段高端发展. 例如, 在 K 波段(18~27GHz), 随着本地多点通信系统(LMDS)和防撞雷达等的发展, 对毫米波单片电路的需求越来越大. 本文设计的 MMIC 驱动放大器电路, 具有极小的芯片面积, 并且, 在 21~28GHz 的工作频段内, 具有较高的压缩点输出功率, 可与输出功率较高的 PHEMT VCO(7dBm 左右)级联, 应用在防撞雷达收发前端上, 达到实际应用的目的.

## 2 电路设计

图 1 给出了放大器实际电路拓扑结构, 为了获得较小的面积和较高的压缩点输出功率, 采用单级栅宽较长的管子, 管子栅长为  $0.25\mu\text{m}$ , 栅宽为  $6 \times 60\mu\text{m}$ . 电路采用反馈式放大, 满足了放大器带宽的要求, 并增加带内稳定; 源极和漏极采用电阻电容网络来降低低频增益, 消除低频振荡.

放大器设计的基本步骤是: (1) 首先对管子直流特性曲线扫描, 选取适当的静态工作点, 使管子工作在最大增益电流点. 设计中, 选取的管子偏置为:  $I_{ds} = 88\text{mA}$ ,  $V_{ds} = 6.0\text{V}$ ,  $V_{gs} = -0.25\text{V}$ . 对电路进行

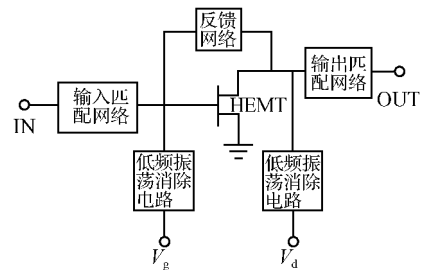


图 1 放大器的拓扑结构图

Fig.1 Schematic of the amplifier

了直流仿真, 仿真工作点和选取的工作点一致. (2) 对管子进行 S 参数扫描, 进行匹配电路的设计. 输入级匹配考虑增益和输入驻波的要求, 输出级匹配要兼顾增益和输出功率的要求, 使放大器获得较好的输出驻波和较大的饱和输出功率. (3) 对电路进行整体调整和优化, 使电路在工作频段内有较低的驻波和较高的增益. 以上步骤用小信号分析完成. 小信号分析完成后, 采用谐波大信号分析 (large signal analyzer, LSSP) 方法仿真放大器的增益、驻波和输出功率特性, 调整有关参数以使最后仿真结果符合设计指标要求. 因功率放大器主要工作在大信号状态, 所以, 电路仿真性能要以大信号为主, 图 2 给出了 PHEMT 管大信号等效电路模型. 最后, 利用工艺线提供的模型和工艺容差, 进行了 MONTECARLO 和 YIELD 分析, 使电路在有工艺误差的情况下能达到设计要求, 并保持工作在稳定状态, 保证了电路设计和制作的成品率.

\* 上海市科委基金(批准号:045115021)和上海市新泰基金资助项目

† 通信作者. Email: wangchuang13@mail.sim.ac.cn

2005-10-28 收到, 2005-12-11 定稿

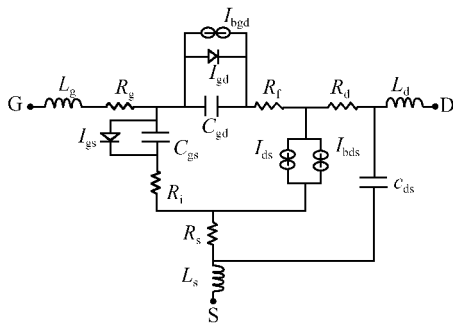


图 2 PHEFT 管大信号等效电路模型

Fig.2 Large signal PHEMT equivalent circuit model

### 3 制造加工

采用  $0.25\mu\text{m}$  T 形铝栅功率 PHEMT 工艺加工完成,管子典型的电流增益截至频率  $f_T = 65\text{GHz}$ . 在常规的 PHEMT 工艺基础上采用选择性双重退火工艺,以获得较高的击穿电压,  $V_{bds} > 12\text{V}$ ; 采用有源层伪双边淀积通道结构,以获得较高的线性度,  $I_{ds,max} = 600\text{mA}/\text{mm}$ , 功率 PHEMT 管有较高的功率密度:  $P_{out,1dB} = 700\text{mW}/\text{mm}$ ;  $P_{out,3dB} = 800\text{mW}/\text{mm}$ , 放大器芯片采用薄膜电阻、螺旋电感、空气桥和  $250\text{pF}/\text{mm}^2$   $\text{Si}_3\text{N}_4$  MIM 电容等元件, 电路芯片采用通孔接地和  $100\mu\text{m}$  减薄工艺. 单管测试结果如表 1 所示.

表 1 单个功率 PHEMT 测试参数

Table 1 Test parameters of PHEMT cell

参数	单位	平均值	偏差	标准值
IDSS(FET)	mA/mm	274.2	37.75	250~400
Gm1(FET)	mS/mm	423.7	44.27	>370
Vg100(FET)	V	-0.794	0.061	-0.7~-1.2
Vbds(FET)	V	14.35	1.208	>12
R_carr_ZA	$\Omega/\square$	93.36	0.414	85~105
C_capa(0V)	pF/mm <sup>2</sup>	257.1	3.24	220~280
R_Meta(10 $\square$ )	$\Omega/\square$	31.1	0.493	26~34

### 4 实验结果和分析

利用 ADS 软件进行了电路及版图设计, 并进行了版图设计规则检查. 实际加工出的 MMIC 芯片如图 3 所示, 芯片尺寸为  $1\text{mm} \times 1.2\text{mm} \times 0.1\text{mm}$ .

测试时, 将驱动放大器芯片粘到载体板上并外接偏置电容, 置于 Cascade™ 12000 探针台上测试. 小信号测试时, 用 HP8722D 矢量网络分析仪进行测试; 大信号测试时, 输入信号由 Agilent E8247C 扫频信号源提供, 通过 Anritsu MS2468C 频谱分析仪观察输出信号功率.

在小信号输入功率  $P_{in} = -10\text{dBm}$ , 偏置为  $V_g = -0.25\text{V}$ ,  $V_d = 6\text{V}$ ,  $I_{ds} = 82\text{mA}$  的条件下, 小信号

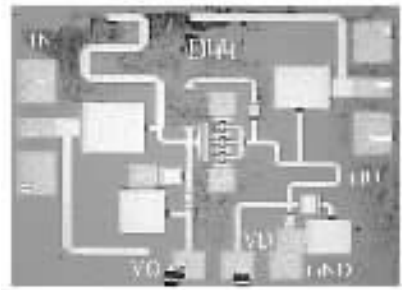


图 3 K 波段功率放大器的芯片照片

Fig.3 Chip photograph of K band power amplifier

测量结果如图 4 所示. 从图中可以看出, 放大器在工作频率  $21\sim 26\text{GHz}$  范围内, 有  $6\sim 7\text{dB}$  的小信号增益, 输入驻波小于 3, 输出驻波小于 2, 电路结果较仿真结果有一定的误差, 小信号增益降低  $2\sim 3\text{dB}$ , 输入驻波比从小于 2 恶化到 3 左右, 输出驻波比稍有改善. 这是由于电路采用紧凑型结构, 互耦效应导致性能变差. 此外, 由于工艺误差, 在相同的偏置下, 测试时的漏源电流为  $82\text{mA}$ , 较仿真时的漏源电流  $88\text{mA}$  较小, 这也导致了测试的增益偏低.

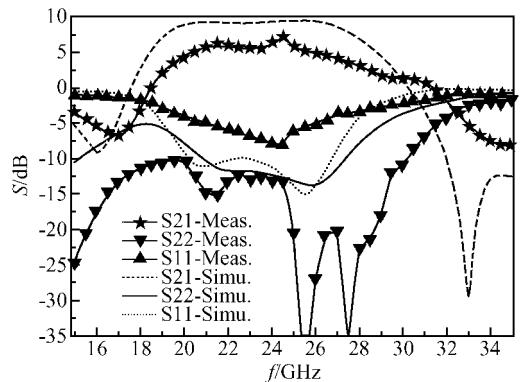


图 4 小信号 S 参数仿真和测试图

Fig.4 Simulation and test result of S parameter

图 5 和图 6 给出了放大器在偏置为  $V_g = 0.3\text{V}$ ,  $V_d = 5\text{V}$ ,  $I_{ds} = 75\text{mA}$  条件下大信号增益和输出功率随频率的变化, 从图中可以看出, 放大器输入功率为  $15\text{dBm}$  时, 在  $22$  和  $26\text{GHz}$  频率达到  $1\text{dB}$  压缩点, 此时大信号增益大于  $6.2\text{dB}$ , 压缩点输出功率大于  $21\text{dBm}$ ; 而在  $24\text{GHz}$ , 放大器仍处于线性工作区, 因此具有更高的压缩点输出功率. 作为对照, 我们选取放大器的偏置点为  $V_g = 0.25\text{V}$ ,  $V_d = 6\text{V}$ ,  $I_{ds} = 82\text{mA}$ , 测出放大器的增益和输出功率随输入功率的变化如图 7 所示. 可以看出由于管子漏源电流的增加, 放大器的动态范围增大. 在  $22\text{GHz}$ , 当输入功率为  $16\text{dBm}$  时放大器才达到  $1\text{dB}$  压缩点, 压缩点增益较低到  $5.8\text{dB}$ , 压缩点输出功率提高到  $22\text{dBm}$ ; 在  $24$  和  $26\text{GHz}$  功率放大器有更高的压缩

点输出功率.

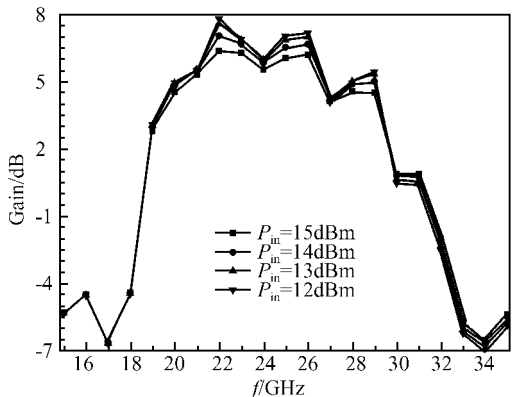


图 5 增益随频率的变化

Fig.5 Gain as a function of frequency

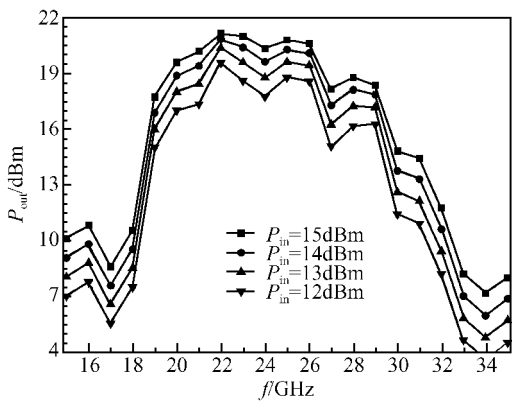


图 6 输出功率随频率的变化

Fig.6 Output power as a function of frequency

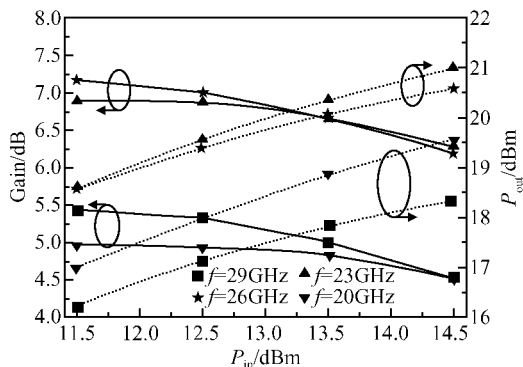


图 7 增益和输出功率随输入功率的变化

Fig.7 Gain and output-power as functions of input power

### 5 芯片级电磁仿真验证

放大器小信号测试结果和电路仿真结果差别较大,这是因为在放大器设计时采用紧凑型结构,各元

件间相互耦合效应较大,而电路仿真时没有考虑这些效应.因此,为了准确预测电路的性能,要求对电路进行电磁场仿真验证.一般设计中,只限于对分布参数元件(例如微带线)进行电磁场仿真.本设计中,根据放大器的工艺制作条件,通过合理设定各层次序,进行了集总参数的电磁场仿真.对 MIM 电容、TaN 金属电阻和 GaAs 体电阻,以及接地通孔进行电磁仿真的结果和电路仿真的结果非常一致.然后我们把放大器版图中去掉管子后的部分进行芯片级电磁场仿真,结果保存为 S 参数的版图模型,管子给定的偏置条件下也进行仿真得出 S 参数的版图模型,再一同带入电路中进行仿真.放大器的工艺制作次序如下:

外延层 → 欧姆接触层 (CO) → 硼注入隔离 (ZAL) → 栅金属化 (GR) → Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> 开孔 (OUV) → 金属化电阻 (RM) → 电容底层 (N1) → Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> 电容介质层 (DPC) → 空气桥层 (PEL) → 金属层 (EL) → 孔层 (TR) → 划片道层 (DCFA)

电磁场仿真时,芯片各层设置图 8 所示.按照此方法得到的仿真结果和测试结果比较见图 9,可以看出电磁场仿真结果和小信号测试结果吻合得较好.

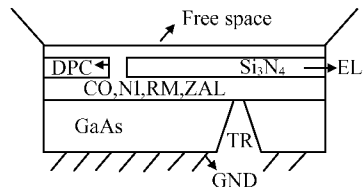


图 8 芯片各层分布示意图

Fig.8 Figure of layers of the chip

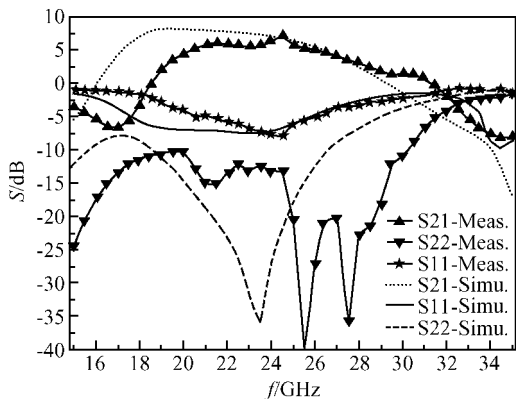


图 9 S 参数电磁仿真和测试结果

Fig.9 EM simulation and test results of S parameter

### 6 结论

采用 0.25μm 功率 PHEMT 工艺技术进行设

计、制作的 K 波段反馈式 MMIC 宽带功率放大器, 芯片达到较好的指标, 且芯片面积小, 成品率高, 可靠性好, 因此可广泛使用在微波通信和雷达系统中。

## 参考文献

- [1] Robertson I D. RFIC and MMIC design and technology. London, the Institution of Electrical Engineers, 2001
- [2] Chou H S, Liu C C, Chen T H. Ka-band monolithic GaAs PHEMT low noise and drive amplifiers. Proceedings of APMC2001, 2001: 139
- [3] Sasaki Y, Kurusu H, Hoshi H, et al. 20~30GHz broadband MMIC power amplifiers with compact flat gain PHEMT cells. IEEE MTT-S Digest, 2001: 1067
- [4] Simon K, Wohler R, Wendler J, et al. K Through Ka-band driver and power amplifiers. IEEE Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuits Symposium, 1996: 29
- [5] Satoh T, Shimura T, Ichikawa S, et al. A compact PA MMIC module for K-band high-speed wireless systems. IEEE MTT-S Digest, 2000: 1333
- [6] Editorial Committee of the Completed Works of China Integrated Circuits. Microwave integrated circuits. Beijing: National

- Defence Industry Press, 2000 (in Chinese) [中国集成电路大全编委会. 微波集成电路. 北京: 国防工业出版社, 2000]
- [7] Bai Dafu, Liu Xunchun, Yuan Zhipeng, et al. ISM band medium power amplifier. Chinese Journal of Semiconductors, 2004, 25(6): 626 (in Chinese) [白大夫, 刘训春, 袁志鹏, 等. ISM 频段中功率功率放大器. 半导体学报, 2004, 25(6): 626]
- [8] Qian Yongxue, Liu Xunchun. The design of InGaP/GaAs HBT microwave power amplifier. Chinese Journal of Semiconductors, 2003, 24(7): 753 (in Chinese) [钱永学, 刘训春. InGaP/GaAs HBT 微波功率放大器的设计. 半导体学报, 2003, 24(7): 753]
- [9] Jia Hongyong, Liu Zhinong, Li Gaoqing, et al. SiGe HBT class AB power amplifier for wireless communications. Chinese Journal of Semiconductors, 2002, 23(9): 921 (in Chinese) [贾宏勇, 刘志农, 李高庆, 等. 用于无线通信的 SiGe 异质结双极型晶体管 AB 类功率放大器. 半导体学报, 2002, 23(9): 921]
- [10] Qian Yongxue, Liu Xunchun, Wang Runmei, et al. Self-aligned GaInP/GaAs HBT device. Chinese Journal of Semiconductors, 2002, 23(5): 513 (in Chinese) [钱永学, 刘训春, 王润梅, 等. 自对准 GaInP/GaAs HBT 器件. 半导体学报, 2002, 23(5): 513]

# A K-Band MMIC Medium Power Amplifier for Automotive Radars\*

Wang Chuang<sup>†</sup>, Qian Rong, and Sun Xiaowei

(Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy Sciences, Shanghai 200050, China)

**Abstract:** This paper describes a compact K-band single stage MMIC broad-band power amplifier (PA). The PA is fabricated in an advanced 0.25 $\mu\text{m}$  power PHEMT process. At 21~28GHz, the PA has a 21dBm  $P_{1\text{dB}}$  (1dB gain compression point) output power when  $V_d = 6\text{V}$ ,  $V_g = -0.25\text{V}$ , and  $I_{ds} = 82\text{mA}$ . It also has a small signal gain of 7dB. VSWRs are below 3 and 2, respectively, for the input and output ports. The chip dimensions are 1mm $\times$ 1.2mm $\times$ 0.1mm. In addition, we give a full layout EM simulation solution, which agrees well with the measurement.

**Key words:** power PHEMT; MMIC power amplifier; full layout EM simulation

**PACC:** 7340J      **EEACC:** 2560F; 2560H; 2560R

**Article ID:** 0253-4177(2006)06-1094-04

\* Project supported by the Fund of the Science Committee of Shanghai(No.045115021) and the XINTAI Fund of Shanghai

<sup>†</sup> Corresponding author. Email: wangchuang13@mail.sim.ac.cn

Received 28 October 2005, revised manuscript received 11 December 2005

©2006 Chinese Institute of Electronics