

高增益 K 波段 MMIC 低噪声放大器 *

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: 基于 0.25μm PHEMT 工艺, 给出了两个高增益 K 波段低噪声放大器. 放大器设计中采用了三级级联增加栅宽的电路结构, 通过前级源极反馈电感的恰当选取获得较高的增益和较低的噪声; 采用直流偏置上加阻容网络, 用来消除低频增益和振荡; 三级电路通过电阻共用一组正负电源, 使用方便, 且电路性能较好. 输入输出驻波比小于 2.0; 功率增益达 24dB; 噪声系数小于 3.5dB. 两个放大器都有较高的动态范围和较小的面积, 放大器 1dB 压缩点输出功率大于 15dBm; 芯片尺寸为 1mm × 2mm × 0.1mm. 该放大器可以应用在 24GHz 汽车雷达前端和 26.5GHz 本地多点通信系统中.

关键词: PHEMT; K 波段; MMIC; 高增益; 低噪声放大器; 芯片级电磁场仿真

PACC: 7340J EEACC: 1220

中图分类号: TN722.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2006)07-1285-05

1 引言

近年来, 微波单片集成电路 (MMIC) 由于面积小、可靠性高、一致性好等优点得到了广泛应用, 在无线通信领域, 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), LMDS (本地多点分布系统) 和 24GHz 汽车防撞雷达等的发展, 使得对毫米波单片电路的需求越来越大.

K 波段低噪声放大器作为毫米波集成接收前端的核器件, 其增益和噪声性能指标的高低直接影响到组件的噪声性能. 本文设计的 MMIC 低噪声放大器电路, 在 24 ~ 29GHz 的工作频段内, 当漏极电压为 3V、栅电压为 -0.55V、电流为 58mA 时, 放大器噪声系数小于 3.7dB、功率增益大于 24dB. 该放大器还具有输入输出驻波比低、增益平坦等优异性能. 因此, 该电路能广泛应用在 24GHz 汽车雷达前端和 LMDS 通信系统中.

2 电路理论和结构设计

在低噪声放大器的设计过程中, 要求兼顾噪声和增益. 放大器的噪声系数定义为:

$$F = F_{min} + \frac{4R_n |s - s_{opt}|^2}{(1 - |s|^2) |1 + s_{opt}|^2} \quad (1)$$

其中 F_{min} 为最佳噪声系数; s 为任意源反射系数; s_{opt} 为最佳噪声源反射系数; R_n 为器件的等效噪声电阻. 一般情况下, 最佳噪声点和阻抗匹配点差别较

大, 电路设计往往只能对噪声和输入驻波特性进行折中考虑, 这样往往会影响到电路的整体性能. 实际设计中可以适当选取源极反馈电感, 使得两者共轭匹配, 从而在具有较小的输入驻波比的同时, 获得较好的噪声性能, 同时增加了管子的稳定性因子, 使电路易于匹配. 图 1 (a) 和 (b) 给出了两个放大器实际采用的电路拓扑结构图. LNA1 第一级和 LNA2 第

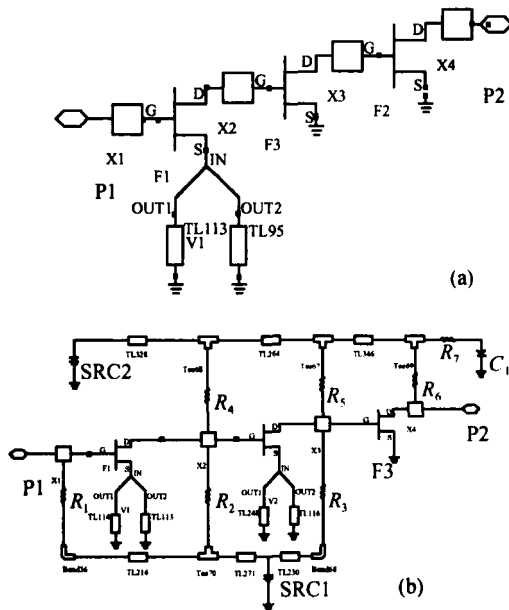


图 1 (a) LNA1 的拓扑结构图; (b) LNA2 的拓扑结构图
Fig. 1 (a) Schematic of LNA1; (b) Schematic of LNA2

* 上海市科委基金资助项目 (批准号: 045115021)

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

2005-11-14 收到, 2006-01-07 定稿

一、二级管子都采用源极加短路微带线结构,前级管子按照最小噪声点和共轭匹配点进行匹配,中间级管子兼顾噪声和增益匹配,末级管子按最大增益匹配,级间匹配采用宽带共轭匹配。

在 LNA1 电路中,三级管子采用三对正电源和负电源 PAD,测试时三对 PAD 分别压金丝到 MIM 电容后再通过一组正负电源供电。由于金丝长度的影响,电路性能较仿真结果有一定程度的恶化。在 LNA2 中,三个栅压通过高电阻率的 GaAs 沟道电阻相连,同时减少级间耦合;漏压则通过 TaN 小电阻分压相连,电源电压为 +4V,通过电阻值的适当选取,使三级管子的漏源电压均为 +3V。

3 电路工作点的选取和管子模型提取

三级 PHEMT 采用栅长为 0.25 μm 的低噪声管子,首先根据 PHEMT 管子的功率容量确定每级管子的栅宽,以获得较大的动态范围。图 2 给出了噪声系数和增益随电流变化情况,设计时必须要在最小噪声电流和最大增益电流之间进行折中。考虑到电路使用的方便,三级栅压和三级漏压都采用相同的值。设计低噪声放大器时,我们选取最小噪声电流 80mA/mm,对三级管子非线性模型进行直流特性曲线扫描,以获得管子的静态工作点,如表 1 所示。LNA2 第二级选取栅宽 6 \times 40 μm 是因为在相同的总栅宽情况下,栅指增加,噪声性能变好。在设定的工作点下对管子线性模型进行 S 参数扫描,并进行噪声和增益匹配。图 3(a)和(b)分别给出了设计中采用的小信号非线性模型和线性噪声模型。基于 60GHz 范围内的在片 S 参数测量结果,图 3(a)给出了共源配置的小信号非线性等效电路模型;图 3(b)则给出了在一定偏置条件下的线性噪声模型,其中 R_i 和 R_{ds} 是无噪声的元件。电路设计用线性噪声模型进行噪声、增益的设计,非线性模型则用来进行直流偏置的仿真和 1dB 压缩点输出功率的仿真。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,保证了电路设计和制作的成品率,在工艺误差范围内都能较好地满足实际指标要求。

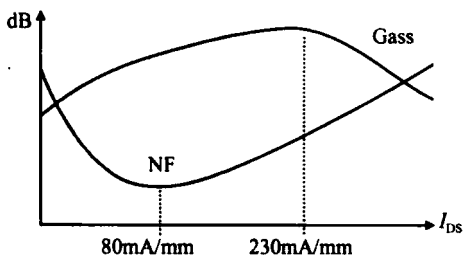


图 2 噪声系数和增益随电流变化曲线

Fig. 2 NF and gain as functions of the current

表 1 三级 PHEMT 管的偏置点

Table 1 Bias points of three stage PHEMT devices

分级 PHEMT 管	FET1	FET2		FET3
		LNA1	LNA2	
栅指 \times 栅宽	4 \times 30 μm	4 \times 60 μm	6 \times 40 μm	6 \times 60 μm
I_{DS}/mA	9.75	19.5	19.5	29.3
V_{DS}/V	3	3	3	3
V_{GS}/V	-0.55	-0.55	-0.55	-0.55

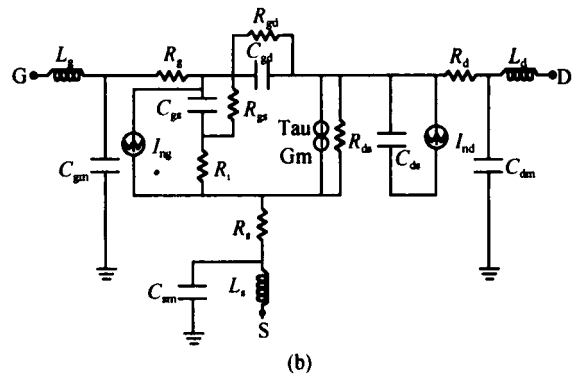
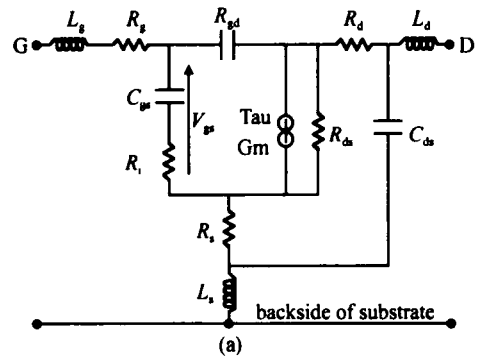


图 3 (a) PHEMT 管非线性等效电路;(b) PHEMT 管线性等效电路

Fig. 3 (a) PHEMT non-linear equivalent circuit; (b) PHEMT linear equivalent circuit

4 制造加工

LNA1 和 LNA2 电路是在标准的 0.25 μm 低噪声 PHEMT 工艺线上加工完成的。单管测试结果如

表 2 单 PHEMT 测试参数

Table 2 Test parameters of PHEMT cell

参数	单位	平均值		标准偏差		标准值
		LNA1	LNA2	LNA1	LNA2	
I_{DSS} (FET)	mA/mm	300.71	373.57	27.34	15.33	200 ~ 460
G_{m1} (FET)	mS/mm	619.37	568.32	18.76	9.36	>400
V_{g100} (FET)	V	-0.636	-0.790	0.043	0.023	-0.5 ~ -1
V_{BDS} (FET)	V	7.345	6.683	0.254	0.366	>6
$R_{ML1K}(1)$	/	966.4	990.0	9.3	16.1	800 ~ 1200
$R_{carr-ZA}$	/	114.1	117.37	0.69	0.55	100 ~ 140
$C_{cana}(0V)$	pF/mm ²	333.1	311.79	8.77	6.28	290 ~ 370
$R_{Meta}(10)$	/	30.51	29.30	0.509	0.36	26 ~ 34

表 2 所示, LNA2 相对于 LNA1, 工艺制作有较大的漏源电流但是跨导较低, 整个圆片上有源器件的性能达到了工艺加工标准. 采用 $0.25\mu\text{m}$ T 形铝栅工艺, 管子的典型的电流增益截止频率 $f_T = 65\text{GHz}$, 管子的击穿电压 $V_{BDS} > 6\text{V}$. 放大器芯片采用薄膜电阻、螺旋电感、空气桥和 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. 电路的可靠性和一致性非常好.

5 实验结果

利用 ADS 软件进行了电路及版图设计, 并在

ADS 和 Cadence 环境下进行了版图设计规则检查. 实际加工出的两片 LNA 芯片如图 4(a) 和 (b) 所示, 芯片尺寸均为 $1\text{mm} \times 2\text{mm} \times 0.1\text{mm}$. 从放大器版图中可以看出: LNA1 和 LNA2 电路都在直流偏置上加电阻-电容网络, 用来降低低频增益、消除低频振荡; 漏极消振网络采用偏置微带线上并联小电容接地, 进行带内去耦, 并联大电容加电阻接地, 降低低频增益; 栅极采用偏置微带线并联小电容接地, 串联电阻, 再并联大电容接地网络, 用来降低低频增益, 达到消除低频振荡的目的. 通过三级低频增益消除网络后, 放大器低频增益从 $+25\text{dB}$ 降到 -20dB 左右.

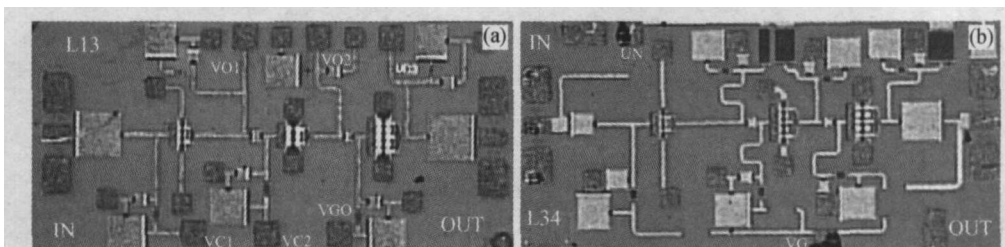


图 4 (a) LNA1 的芯片照片; (b) LNA2 的芯片照片
Fig. 4 (a) Photograph of the chip LNA1; (b) Photograph of the chip LNA2

放大器电路是在 Cascade Microtech 的微探针台上进行测试, 利用 Agilent 8722D 矢量网络分析仪对电路 LNA1 和 LNA2 分别进行了增益和输入、输出驻波测量, 电路测试和仿真结果比较如图 5(a) 和 (b) 所示. 从图 5(a) 中看出: LNA1 的 S 参数测试结果不是很好, 这是由于设计时采用三级分开的栅压和漏压, 没有考虑压金丝后各级电路的耦合以及直流耦合的影响, 在直流去耦不好的情况下, 电

路还易振荡. 在 LNA2 的设计中我们充分考虑到了这些影响. 三级电路通过电阻共用一组正、负电源, 使用方便, 且电路性能较好: 工作频率在 $24 \sim 29\text{GHz}$ 范围内; 输入与输出驻波比小于 2; 增益为 $23 \pm 1.5\text{dB}$. 此外, 我们还用 E8247C 扫频信号源和 E4407B 功率计进行 1dB 压缩点输出功率的测量, LNA1 和 LNA2 都有较大的动态范围, 1dB 压缩点输出功率均大于 15dBm .

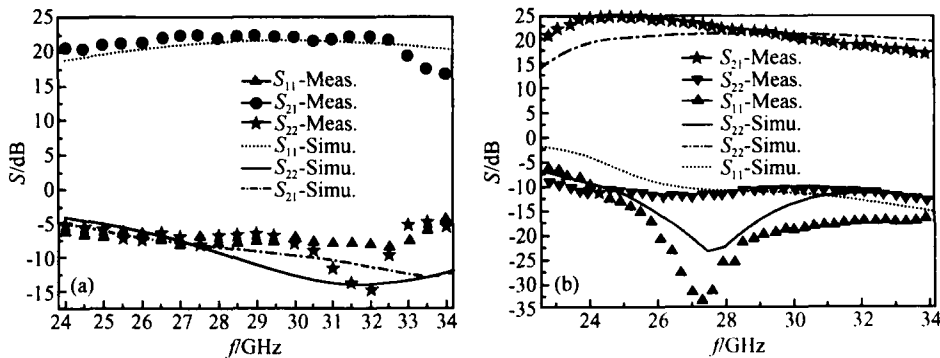


图 5 (a) LNA1 的 S 参数仿真和测试对照图; (b) LNA2 的 S 参数仿真和测试对照图
Fig. 5 (a) Test result of S parameters for LNA1; (b) Test result of S parameters for LNA2

用 HP8975A 自动噪声测试仪测量 LNA1 和 LNA2 的噪声系数, 两者的对照图如图 6 所示.

LNA2 较 LNA1 有更好的噪声性能, 在 $25 \sim 26.5\text{GHz}$ 频率范围, 噪声系数小于 3dB .

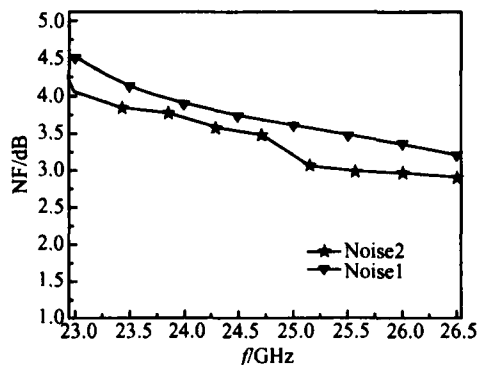


图 6 LNA1 和 LNA2 噪声系数对照
Fig. 6 Noise figures for LNA1 and LNA2

6 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.常规的电磁仿真方法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,提出了一种基于集总参数的电磁仿真方法.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,证明了该方法的可行性.然后我们将放大器版图中去除管子后的部分进行全波电磁场仿真,结果保存为 S 参数模型,并代入电路中进行仿真.按照此方法对 LNA2 电路进行验证,得到的仿真结果和测试结果的比较见图 7.仿真结果准确地预测了电路的性能.

7 结论

采用先进的 $0.25\mu\text{m}$ PHEMT 工艺技术进行设

计加工、测试的高增益 K 波段 MMIC LNA 芯片,具有优异的噪声增益和驻波特性,可广泛使用在各种雷达通信接收系统中.

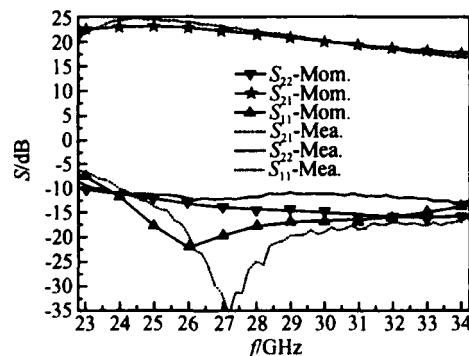


图 7 S 参数电磁仿真和测试结果
Fig. 7 EM simulation and test results of S parameter

参考文献

- [1] Robertson I D. RFIC and MMIC design and technology. London:the Press of 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 APMC,2001:139
- [3] Wang Chuang,Qian Rong,Sun Xiaowei,et al. S-band monolithic low noise amplifier with high gain. Chinese Journal of Semiconductors,2005,26(4):786(in Chinese)[王闯,钱蓉,孙晓玮,等.高增益自偏 S 波段 MMIC 低噪声放大器.半导体学报,2005,26(4):786]
- [4] Lehman R E,Heston D D,Kazuhiko N,et al. X-band monolithic series feed back LAN. IEEE Trans Microw Theory Tech,1985:1560
- [5] Uchida H,Takatsu S,Nakahara K,et al. Ka-band multistage MMIC low-noise amplifier using source inductors with different values for each stage. IEEE Trans Microw Guided Wave Lett,1999,9(2):71
- [6] Editorial Board of the Collect 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]

K-Band Monolithic Low Noise Amplifier with High Gain *

Wang Chuang[†], Qian Rong, and Sun Xiaowei

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

Abstract : Two high gain K band MMIC LNAs (low noise amplifiers) on an advanced 0.25 μ m PHEMT process are reported. A structure with three cascaded circuits is used for increasing the gate width without limit. Source feed inductors appropriate for obtaining a good noise figure (NF) and high gain are adopted. A new resistor and capacitor network attached to the sources and drains is applied to suppress low frequency oscillations. For convenience, the same set of negative and positive voltage sources is provided through the resistance in the chip to the three-cascade circuit, which performs very well. The values of VSW_{in} and VSW_{out} of LNA2 are less than 2. The small signal gain from 24GHz to 26.5GHz reaches to 24dB and the noise figure (NF) is less than 3.5dB. Both LNAs have wide dynamic ranges and their chip areas are small, with dimensions of 1mm \times 2mm \times 0.1mm. The output power of the LNAs is greater than 15dBm at the 1dB compressed point. These LNAs can be employed in front of a 24GHz radar and a 26.5GHz local distribution system (LMDS).

Key words : PHEMT; K band; MMIC; high gain; low noise amplifier; layout EM simulation

PACC : 7340J **EEACC :** 1220

Article ID : 0253-4177(2006)07-1285-05

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

[†] Corresponding author. Email: wangchuang13@mail.sim.ac.cn

Received 14 November 2005, revised manuscript received 7 January 2006