



20~26 GHz 硅基氮化镓可变增益低噪声放大器

摘要

基于 100 nm 硅基氮化镓 (GaN) 工艺,本文设计并实现了一款工作频段为 20~26 GHz 且增益平坦的可变增益低噪声放大器 (VGLNA)。该放大器采用三级共源级级联来实现高增益,并通过调节第二、第三级的栅极偏置实现增益控制。测试结果表明,该放大器在工作频段内实现了超过 20 dB 的增益可变范围和 ± 1.5 dB 的增益平坦度,在增益可变范围内功耗为 126 mW 至 413 mW。在最大增益状态下,该放大器在整个频段内可实现大于 20 dB 的小信号增益且噪声系数 (NF) 为 2.95 dB 至 3.5 dB,平均输出 1 dB 压缩点 (OP1dB) 约为 14.5 dBm。该芯片的面积为 2 mm²。

关键词

GaN HEMT;微波单片集成电路;低噪声放大器;可变增益放大器

中图分类号 TN43

文献标志码 A

收稿日期 2021-07-03

资助项目 国家重点研发计划 (2018YFB18020 02);广东省“珠江人才计划”引进创新创业团队项目 (2017ZT07X032)

作者简介

江兰兰,女,硕士生,主要从事 III-V 族毫米波单片微波集成电路的研究。eejll@mail.scut.edu.cn

朱浩慎(通信作者),男,博士,副教授,主要研究方向为微波毫米波器件与集成电路。zhuhs@scut.edu.cn

- 1 华南理工大学 电子与信息学院/广东省毫米波与太赫兹重点实验室,广州,510641
- 2 琶洲实验室智能感知与无线传输中心,广州,510330
- 3 南京理工大学 电子工程与光电技术学院,南京,210094

0 引言

移动通信进入 5G 时代,对于高速通信的需求进一步提升。3GPP 协议中约定了 5G 频段主要可分为 Sub-6 GHz 和毫米波频段。当前,在国内部署的 5G 系统主要工作在 Sub-6 GHz,其频谱资源较为紧张,难以满足 Gb/s 量级通信速率的要求。因此,发展毫米波频段射频收发系统势在必行^[1-3]。低噪声放大器 (Low-Noise Amplifier, LNA) 作为射频系统接收端的第一级放大电路,其增益及噪声系数等指标直接影响整个收发机的灵敏度,进而影响整个通信系统的性能。同时,收发机前端接收到的信号幅度变化较大,为了输出稳定的信号,需要低噪声放大器能够有一定的动态范围。因此,开发具有大增益可变范围的毫米波低噪声放大器对于实现高性能的毫米波收发机具有重要的研究意义。

与硅基(如 CMOS)工艺相比,基于 III-V 族工艺(如 GaAs)的电路在毫米波频段具有较低的噪声以及较好的线性度,有利于设计高性能的低噪声毫米波放大器。2015 年, Nikandish 等^[4]报道了一款工作在 11~39 GHz 的 GaAs 宽带低噪声放大器,采用了宽带变压器反馈结构,利用晶体管的漏极偏置线之间的耦合实现带宽拓展,测试结果表明小信号增益 23 dB,噪声为 2.1~3.0 dB。近年来,随着宽禁带半导体技术的发展,具有更高功率耐受能力和线性度的 GaN 高电子迁移率晶体管 (HEMT) 器件被用于实现低噪声放大器,从而避免使用传统的 GaAs LNA 接收端的限幅器,提升大动态范围下接收机的噪声性能^[5-7]。2019 年, Tong 等^[6]设计了一种频率为 22~30 GHz、噪声低于 1.1 dB 的低噪声放大器,增益大于 20 dB。同年, Tong 等^[5]又设计了一种 23~30 GHz 氮化镓低噪声放大器,增益为 14~17 dB,噪声系数达到 0.8~1.7 dB,电路结构基于两级共源级负反馈结构。此外,还测试了 1 W 的连续波 (CW) 的输入下,低噪声放大器对其噪声性能的影响,结果表明随着连续波输入,氮化铝 (AlN) 势垒中会产生 V_{Al-H_4} ,导致噪声系数增加^[5]。2018 年, Tong 等^[7]采用三级源极负反馈结构设计了一个频率为 18~31 GHz、0.8 dB 最小噪声系数和 21 ± 0.5 dB 增益的 LNA,该 LNA 可以在持续施加(超过 1 h) 28~30 dBm 的大功率输入后仍能正常工作,验证了工艺的鲁棒性和稳定性。上述报道的 GaN 低噪声放大器均为固定增益设计,而以往报道的可变增益低噪声放大器往往基于 CMOS、GaAs HBT 或 HEMT 等工艺,尚未有采用 GaN 工艺实现的毫米波可变增益低噪声放大器的相关报道。

针对毫米波收发系统中对低噪声、高线性度以及增益可变 LNA 的需求,本文开发了一款可用于射频前端的毫米波可变增益低噪声放大器(VGLNA),该放大器采用源极负反馈和并联反馈结合的拓扑结构,通过调节第二、第三级的栅极偏置实现放大器的增益控制.测试结果表明,该放大器在工作频段内实现了超过 20 dB 的增益可变范围和 ± 1.5 dB 的增益平坦度,整个频段内可实现大于 20 dB 的小信号增益且噪声系数(NF,其量值记为 F_N)为 2.95~3.5 dB,平均 OP1dB 约为 14.5 dBm.芯片的面积为 2 mm².

1 宽带放大电路设计

低噪声放大器设计中常使用反馈技术来拓展电路带宽.Ⅲ-V族低噪声放大器反馈常使用共源级负反馈和并联负反馈等结构(如图1所示).源极负反馈是 LNA 常用的一种电路结构,其优点是可更好地实现输入匹配.如式(1)所示, L_C, L_S 分别表示栅极电感和源极电感, C_{CS} 表示栅源间寄生电容, g_m 表示晶体管的跨导.增加源极电感 L_S ,可以增大共源放大器输入阻抗 Z_{in} 的实部.此外,通过噪声分析可以得到噪声系数如式(2)所示.源极电感 L_S 将增加电路的噪声,因此应该选择合适的 L_C, L_S 以及晶体管的尺寸,以达到兼顾最小噪声系数匹配与输入匹配的目的^[5].

$$Z_{in} = s(L_C + L_S) + \frac{1}{sC_{CS}} + g_m \frac{L_S}{C_{CS}}, \quad (1)$$

$$F_N = 10 \log \left(1 + \gamma \frac{4(g_m L_S)^2}{R_s g_m} \frac{1}{C_{CS}(L_C + L_S)} \right). \quad (2)$$

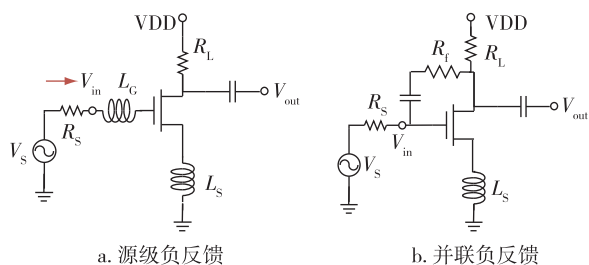


图1 负反馈电路结构

Fig. 1 The negative feedback topologies, source degeneration (a) and parallel negative feedback (b)

并联反馈也是经典的宽带放大器电路结构之一,可以实现宽带输入输出匹配.式(3)为并联反馈的S参数传输矩阵,理想情况下,当 $S_{11}=S_{22}=0$,可实

现输入输出匹配.由此可得,当 $R_f = (Z_0^2 / (Z_s + 1/g_m))$,并联反馈结构可同时实现输入输出匹配.图2仿真了不同反馈电阻下的增益,由图2可知,选择合适的反馈电阻,可实现宽带匹配同时将增益平坦化.并联反馈常用于宽带的低噪声放大器电路中,在一定程度上牺牲了电路的噪声、增益和输出功率,因此适合用在多级级联的低噪声放大器的后级电路中.

$$[s] = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \frac{R_f}{Z_0} - \frac{g_m Z_0}{1 + g_m Z_s} & 2 \\ 2 \left(1 - \frac{g_m R_f}{1 + g_m Z_s} \right) & \frac{R_f}{Z_0} - \frac{g_m Z_0}{1 + g_m Z_s} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

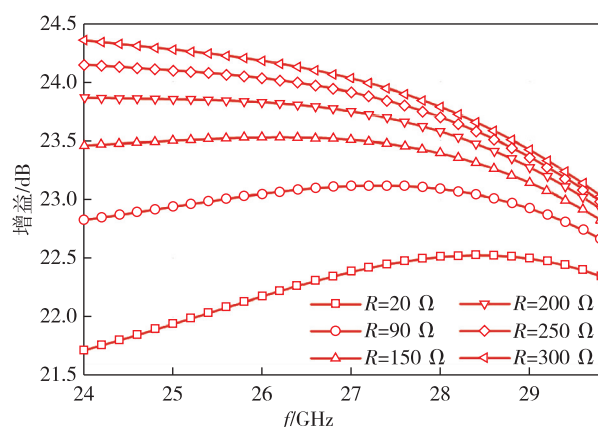


图2 不同反馈电阻的增益曲线

Fig. 2 Gain comparison with various resistors

基于上述分析,如图3所示,LNA拓扑结构选择源极负反馈和并联反馈来实现宽带.电路共有三级级联,前两级基于源极负反馈结构,采用短接微带线来实现源极电感.为实现低噪声系数和高增益性能,选择栅宽为 $4 \times 25 \mu\text{m}$ (4为栅指数,25 μm 表示栅极宽度,下同)的HEMT.通过仿真得到,当HEMT的偏置电压为 $V_{GS} = -0.8$ V和 $V_{DS} = 3.5$ V,跨导达到峰值.此外,第三级采用并联反馈结构可以实现增加电路带宽、提高增益平坦度的目的.

2 增益可调宽带电路设计

2.1 噪声分析

HEMT器件的噪声模型分析简化等效模型如图4所示.忽略 R_i 与 R_{ds} 等其他寄生参数的影响,电路的最佳噪声阻抗 Z_{opt} 如下:

$$Z_{opt} = \frac{\sqrt{g_m(R_s + R_g) + \frac{PR(1 - C^2)}{P + R - 2C\sqrt{PR}}}}{P + R - 2C\sqrt{PR}} \frac{1}{C_{gs}\omega} +$$

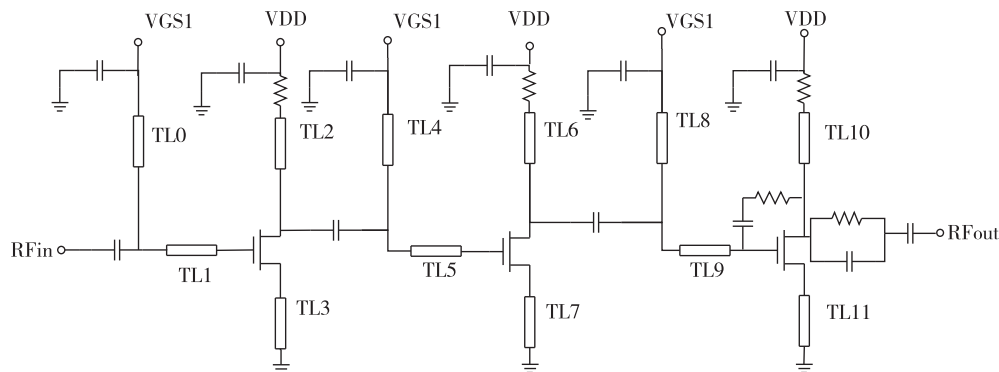


图3 低噪声放大器原理图

Fig. 3 Schematic of the proposed LNA

$$\frac{1}{jC_{gs}\omega} \left(\frac{P - C\sqrt{PR}}{P + R - 2C\sqrt{PR}} \right), \quad (4)$$

其中, P 与 R 是由器件内外部因素共同决定的因子, C 表示 i_{dn} 与 i_{gn} 的噪声相关系数^[8]. 随着栅极宽度增加, 晶体管 C_{gs} 增大, Z_{opt} 减小. 利用 ADS 对 GaN HEMT 单管噪声进行仿真, 在 28 GHz 处和相同偏置下, 不同栅宽器件对应的最小噪声系数与 Z_{opt} 具体如表 1 所示.

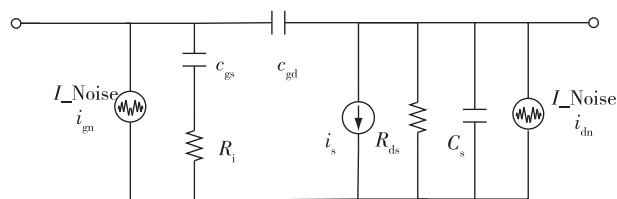


图4 HEMT 器件本征部分噪声等效电路

Fig. 4 Noise equivalent circuit of intrinsic part of the HEMT device

由级联噪声系数公式可知, 电路第一级的噪声和增益很大程度上决定了整体的噪声, 因此其设计优化尤为重要. 利用式 (4) 与仿真结果分析, 当栅宽逐渐增大时, 最低噪声系数 ($F_{N,min}$) 略有上升, Z_{opt} 实部逐渐减小并接近 50Ω , 更容易做到输入噪声匹配. 然而, 随着栅宽增大, 在同样的偏置电流下获得的增益减小, 稳定性增高, 因此选择第一级的管子尺寸需要综合考虑增益、噪声匹配以及稳定性的影响.

在本次设计中第一级选择总栅宽 $4 \times 25 \mu\text{m}$, 稳定性较低, 因此电路的稳定性主要依靠电路偏置线上的旁路电容与稳定电阻来保证. 在其电压输入端并联了多个去耦电容, 大电容消除潜在的低频振荡, 小电容提高平衡带内的稳定性. 与旁路电容相同, 在后级电路的栅、漏极偏置线上添加几十欧姆的小电阻以保障稳定性. 在仿真电路稳定性时, 本次设计严格按照了单级稳定性满足全频段 ($0 \sim 100 \text{ GHz}$) 对稳定性的要求, 不同栅极偏置状态下的稳定性系数 K 都达到 1.1 以上, 来确保在放大器设计过程中整体的稳定性.

2.2 增益调节方法

收发机前端接收到的信号幅度变化较大, 考虑到 GaN LNA 的线性度较好, 为了使后级电路 (如混频器) 的接收端不至于饱和, 希望低噪声放大器可以进行动态增益调节, 从而增大整个接收机的动态范围. 在可变增益放大器中, 通常采用开关控制^[9-10]、反馈控制^[11]、改变偏置等方式实现增益可控, 各种方式的优缺点^[12]如下:

1) 开关控制给予电路高增益与低增益两种状态, 可实现宽带范围的调节, 低增益方式主要依靠使后级电路处于截至状态, 不会恶化匹配, 但缺点是不能实现连续控制.

2) 反馈控制通过改变反馈电阻的大小, 改变反

表 1 仿真所得不同栅宽下的最小噪声系数与 Z_{opt}

Table 1 Simulated minimum noise figure and Z_{opt} at various gate widths

参数	总栅宽					
	4×20 μm	4×25 μm	4×30 μm	4×40 μm	4×50 μm	4×60 μm
$F_{N,min}/\text{dB}$	0.151	0.151	0.153	0.161	0.172	0.187
Z_{opt}/Ω	109+j103	94.8+85.25	85.9+j73	72.48+j56	65.2+46	60.5+j39

馈的状态,从而实现增益的调节.这种方式能够实现连续控制,但是会恶化宽带内的增益平坦度,并且调节范围有限制,不适用于宽带电路.

3)改变偏置的方法实质上是控制输入管跨导,或者是控制放大管的跨导,这种方法容易实现,增益变化时增益平坦度不会恶化,适合在本次设计中使用,但噪声性能会随着增益的减小而恶化.电路第一级的噪声和增益决定了整体的噪声,第二、第三级作为后级放大器,为电路提供增益与大的输出功率,因此在改变偏置时,通过控制后面两级的电路,在噪声不恶化太多情况下实现增益可控.

3 测试结果

采用 OMMIC 公司的 100 nm 硅基 GaN 工艺对所提出的宽带低噪声放大器进行了设计与加工,电路版图如图 5a 所示,芯片照片如 5b 所示.测试平台的搭建示意图如图 6 所示:S 参数测试采用罗德施

瓦茨 (R&S) 矢量网络分析仪 (ZVA67), 噪声系数测试系统由 Noisecom 噪声源 NC346V (0.1~50 GHz) 和 R&S 频谱分析仪 (FSW67) 组成, 芯片置于 MPI 探针台 (TS150-THz) 上进行片上测试. 电源偏置漏极均采用 3.5 V 供电, 栅极第一级电压为 -1.1 V, 并单独供电, 第二、第三级的栅极供电合在一起, 偏置范围为 -1.1~-1.65 V, 用以实现增益控制. 芯片的尺寸 (含 Pad) 为 2 mm², 最大静态功耗为 413 mW.

图 7a 展示了 S 参数小信号测试结果. 在漏极电压 V_{dd} 为 3.5 V, 栅极电压 V_{gs} 为 -1.1 V 的偏置下, 电路在 20~26 GHz 范围内的增益大于 20 dB, 增益在 23 GHz 处达到 22 dB 的峰值, 3 dB 带宽为 17~27.5 GHz. 电路在 20~26 GHz 的频率范围内 S_{11} 小于 -6 dB, 20~30 GHz 的频率范围内 S_{22} 小于 -10 dB. 测试结果与版图后仿真的 S 参数对比, 低频增益基本吻合, 高频增益有所降低, 输入匹配在高频段出现恶化. 图 7b 显示了 LNA 噪声系数测试结果. 在最高增

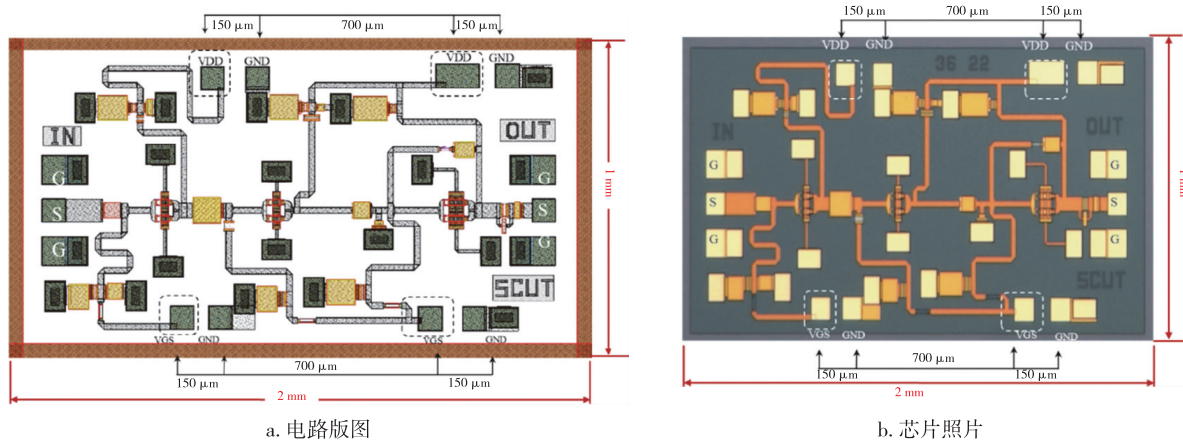


图 5 VGLNA 的设计版图(a)与芯片照片(b)
Fig. 5 The designed layout (a) and the micrograph (b) of the VGLNA chip

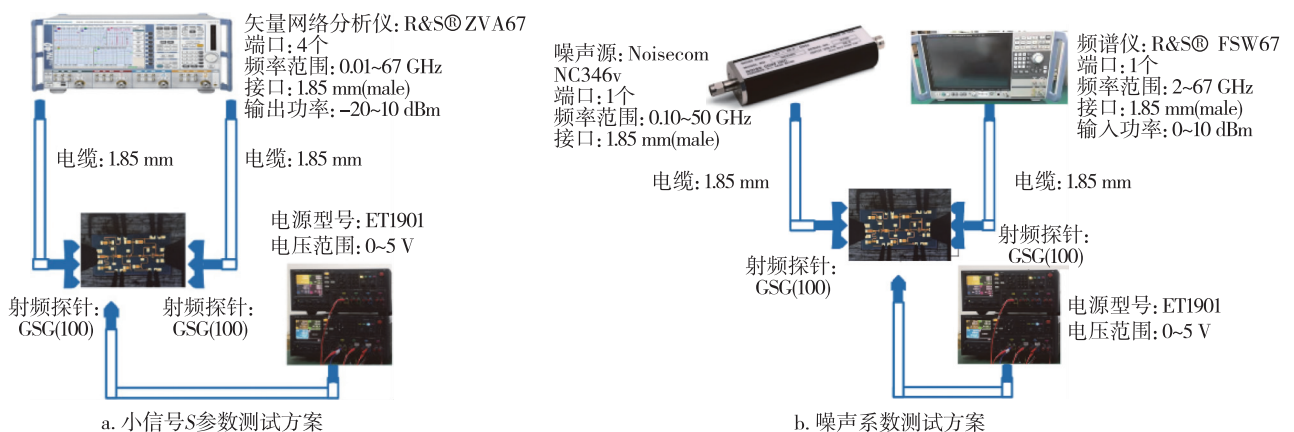


图 6 VGLNA 的小信号 S 参数测试方案(a)与噪声系数测试方案(b)
Fig. 6 Measurement setup of the VGLNA for small-signal S-parameters (a) and NF (b)

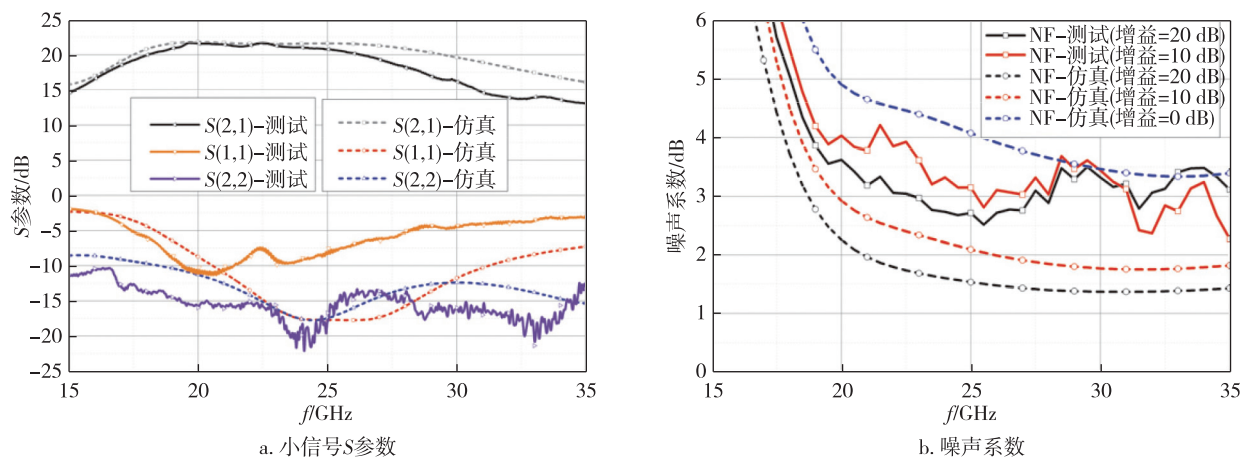


图7 VGLNA 小信号 S 参数(a)和噪声系数(b)测试结果
Fig. 7 Measured results of the VG LNA for small-signal S-parameters (a) and NF (b)

益状态时,电路在 20~30 GHz 频带内噪声系数为 2.95~4 dB.不同增益下的噪声测试结果显示,增益为 20 dB 与 10 dB 的噪声系数低频最大相差 1 dB, 20~30 GHz 频带,增益为 10 dB 的噪声范围是 2.4~3.8 dB.当增益降低到 0 dB 时,由于增益过低所测得结果不确定性增加,噪声抖动明显,其曲线无太大参考价值未在图中给出.值得说明的是,通常 0 dB 增益时输入信号较大,信噪比已足够高,即使噪声系数较高也并不会影响接收机性能.

图 8 为 LNA 增益可调的测试结果,在同样的偏置下测试了多颗芯片,芯片之间差别不大.测试结果显示,20~26 GHz 频段增益调节范围为 0 dB~20 dB,降低栅级偏置电压 V_{gs} ,频带内的平坦度变差,当增益最低为 0 dB 时,增益波动性小于 ± 1.5 dB.表 2 记录了偏置变化下的小信号测试结果,数据显示栅压 V_{gs} 在 $-1.1 \sim -1.3$ V 范围内小信号增益变化较

小,电流变化较大,电压继续降低则增益出现较大变化,10 dB、0 dB 增益的偏置电压差约为 0.1 V.

芯片线性度的测试与 S 参数相似,采用功率校准后的网络分析仪对放大器进行功率测试.图 9 是版图大信号仿真与测试结果对比,漏极电压 V_{dd} 为 3.5 V,栅极电压 V_{gs} 为 -1.1 V 的供电下,测试结果显示在 20~30 GHz 频段内输出 1 dB 压缩点 (OP1dB) 均值为 14.5 dBm,整体低于后仿结果大约 2 dBm.与表 3 中其他文献对比,之前所报道的 GaN LNA 大多没有增益控制性能,而本文所设计的 LNA 在 20~26 GHz 增益调节范围为 $-5 \sim 20$ dB,增益可调范围较大.

表 2 不同栅极偏置下 VGLNA 的小信号 S 参数测试结果
Table 2 Measured small-signal S-parameters of the VGLNA at various gate bias

V_{gs}/V	S_{11}/dB	S_{22}/dB	S_{21}/dB	S_{12}/dB
-1.10	<-7	<-10	19~21.5	<-40
-1.15	<-7	<-10	19~21.5	<-40
-1.20	<-7	<-10	19~21	<-40
-1.25	<-7	<-10	19~21	<-40
-1.30	<-7	<-10	19~20	<-40
-1.35	<-6	<-10	18~19	<-40
-1.40	<-6	<-10	16~17	<-40
-1.45	<-6	<-10	14~15	<-40
-1.50	<-6	<-9	10~11	<-40
-1.55	<-6	<-9	4~6	<-40
-1.60	<-5	<-9	-2~-1	<-40
-1.65	<-5	<-6	-12~-9	<-40

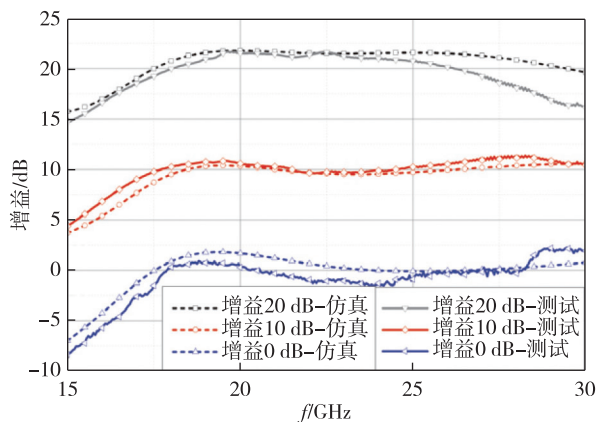


图 8 VGLNA 不同偏置下小信号测试结果
Fig. 8 Measured large signal results of the VGLNA at different gain levels

表 3 与已发表文献的性能对比

Table 3 Performance comparison with prior arts

文献	工艺	带宽/GHz	最高增益/dB	可调增益范围/dB	OP1dB/dBm	噪声系数/dB	P_{DC} /mW	增益平坦度/dB
[5]	100-nm GaN	22~30	19.5~22.5	0	20.8	0.4~1.1	210	3
[6]	100-nm GaN	23~30	14~17	0		0.87~1.51		3
[7]	100-nm GaN	18~31	22~25	0	17	1.43		3
[13]	150-nm GaAs	7.5~10.5	25	0	14	1.2(最小)		
本文	100-nm GaN	20~26	20~22	25	14.5	2.95~3.5 (增益>20 dB)	126~413	3

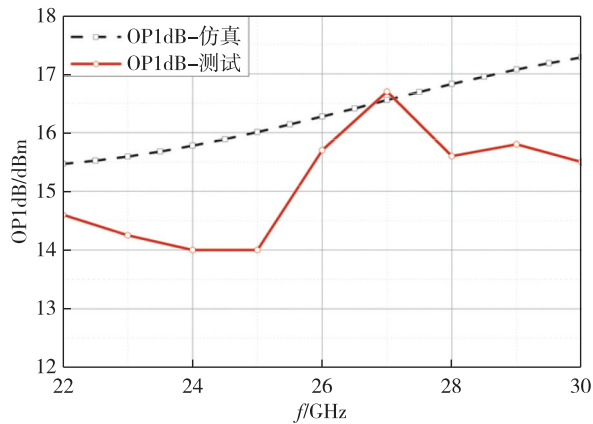


图 9 VGLNA 的 OP1dB 仿真与测试结果

Fig. 9 Simulated and measured OP1dB of the VGLNA

4 结束语

本文基于 100 nm 硅基 GaN HEMT 工艺实现了一种具有良好增益平坦度的可变增益低噪声放大器 (VGLNA)。测试结果表明,电路在工作频率范围 20~26 GHz 内实现了大于 20 dB 的小信号增益,噪声系数为 2.95~3.5 dB,平均 OP1dB 约为 14.5 dBm。本文所设计的 VGLNA 在 20~26 GHz 增益可调范围为 -5~20 dB,增益平坦度为 ± 1.5 dB,具有大的增益动态范围与高的增益平坦度,适合应用于高性能的 GaN 毫米波收发前端。

参考文献

References

- [1] 3GPP. User Equipment (UE) radio transmission and reception, part 2; range 2 standalone [R]. 2 Version 15.2.0 Release 15, 3GPP, 38.101, 5G, NR, 2018
- [2] Rappaport T S, Sun S, Mayzus R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work! [J]. IEEE Access, 2013, 1: 335-349
- [3] Cuadrado-Calle D, George D, Fuller G. A GaAs ka-band (26–36 GHz) LNA for radio astronomy [C] // 2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMARC). December 15–17, 2014, Bangalore, India. IEEE, 2014: 301-303
- [4] Nikandish G, Medi A. Transformer-feedback interstage bandwidth enhancement for MMIC multistage amplifiers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(2): 441-448
- [5] Tong X D, Zhang S Y, Zheng P H, et al. A 22–30-GHz GaN low-noise amplifier with 0.4–1.1-dB noise figure [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(2): 134-136
- [6] Tong X D, Wang R, Zhang S Y, et al. Degradation of ka-band GaN LNA under high-input power stress: experimental and theoretical insights [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2019, 66(12): 5091-5096
- [7] Tong X D, Zhang S Y, Zheng P H, et al. 18–31 GHz GaN MMIC LNA using a 0.1 μm T-gate HEMT process [C] // 2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON). May 14–17, 2018. Poznan, Poland. IEEE, 2018: 500-503
- [8] Rudolph M, Doerner R. Bias-dependent Pospieszalski noise model for GaN HEMT devices [C] // Microwave Conference, 2014: 1-4
- [9] Point R, Mendes M, Foley W. A differential 2.4 GHz switched-gain CMOS LNA for 802.11b and bluetooth [C] // 2002 IEEE Radio and Wireless Conference. August 11–14, 2002, Boston, MA, USA. IEEE, 2002: 221-224
- [10] Wu C C, Yen A, Cheng Y, et al. A switched gain low noise amplifier for ultrawideband wireless applications [C] // 2007 IEEE Radio and Wireless Symposium. January 9–11, 2007, Long Beach, CA, USA. IEEE, 2007: 193-196
- [11] Hwang Y S, Kim C J, Kim J H, et al. A controllable variable gain LNA for 2 GHz band [C] // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. December 4–7, 2005, Suzhou, China. IEEE, 2005. DOI: 10.1109/APMC.2005.1607089
- [12] 杨凯. 增益可调超宽带低噪声放大器 [D]. 长沙: 湖南大学, 2008
YANG Kai. Continuous variable gain UWB low noise amplifier [D]. Changsha: Hunan University, 2008
- [13] Pham B L, Nguyen D P, Pham A V, et al. High dynamic range X-band MMIC VGLNA for transmit/receive module [C] // 2016 IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (ICCE). July 27–29, 2016, Ha-Long, Vietnam. IEEE, 2016: 225-229

A 20–26 GHz variable-gain low-noise amplifier using GaN-on-Si technology

JIANG Lanlan¹ CHEN Hongchen^{1,2} ZHU Haoshen^{1,2} FENG Wenjie^{2,3} CHE Wenquan^{1,2} XUE Quan^{1,2}

1 School of Electronic and Information Engineering/Guangdong Provincial Key

Laboratory of Millimeter-Wave and Terahertz, South China University of Technology, Guangzhou 510641

2 Intelligent Sensing and Wireless Transmission Center, Pazhou Laboratory, Guangzhou 510330

3 School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094

Abstract Based on 100 nm GaN-on-Si MMIC technology, this paper presents the design of a 20–26 GHz Variable-Gain Low-Noise Amplifier (VGLNA). This LNA adopts a three-stage common source topology and realizes gain control by adjusting the gate bias of the second and third stages. The test results show that the amplifier achieves a >20 dB gain tuning range and a ± 1.5 dB gain flatness within the working frequency range, and dissipates power from 126 mW to 413 mW. When biased with a -1.1 V gate voltage and 3.5 V drain voltage, the amplifier achieves a small-signal gain of more than 20 dB in the whole band, a Noise Figure (NF) ranging from 2.95 dB to 3.5 dB, and an average output 1dB compression point(OP1dB) around 14.5 dBm. The chip area is 2 mm².

Key words GaN HEMT; monolithic microwave integrated circuit; low-noise amplifier (LNA); variable-gain amplifier