

0.6~18.0 GHz超宽带低噪声放大器 MMIC

郝翔^{1*} 王维波^{1,2} 闫俊达¹ 袁巍¹ 韩方彬¹ 陶洪琪^{1,2}(¹ 南京电子器件研究所, 南京, 210016) (² 固态微波器件与电路全国重点实验室, 南京, 210016)

2023-12-11 收稿, 2024-02-01 收改稿

摘要: 基于 0.15 μm GaAs E-pHEMT 工艺设计并制备了一款 0.6~18.0 GHz 的低噪声放大器单片微波集成电路。该放大器使用一级共源共栅结构, 通过负反馈实现宽带的匹配设计。同时在共栅晶体管栅极增加到地电容, 共源管和共栅管漏极增加峰化电感, 以提高高频增益, 扩展带宽, 改善噪声。常温在片测试结果表明, 在 3.3 V 单电源供电下, 0.6~18.0 GHz 频带内该款低噪声放大器噪声系数典型值 1.5 dB, 小信号增益约 15 dB, 增益平坦度小于 ± 0.9 dB, 输入、输出电压驻波比典型值分别为 1.7 和 1.8, 1 dB 压缩点输出功率典型值 14 dBm, 功耗 72.6 mW, 芯片面积 1.5 mm $\times$ 1.2 mm。

关键词: 超宽带; 低噪声放大器; 共源共栅; 单片微波集成电路; 砷化镓

中图分类号: TN722 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-3819(2024)02-0125-06

0.6-18.0 GHz Ultra-wideband Low Noise Amplifier MMIC

HAO Xiang¹ WANG Weibo^{1,2} YAN Junda¹ YUAN Wei¹ HAN Fangbin¹ TAO Hongqi^{1,2}(¹ Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing, 210016, CHN)(² National Key Laboratory of Solid-state Microwave Devices and Circuits, Nanjing, 210016, CHN)

Abstract: A 0.6-18.0 GHz low noise amplifier (LNA) monolithic microwave integrated circuit (MMIC) was designed and fabricated based on 0.15 μm GaAs E-pHEMT process. The amplifier used a single-stage common source common gate structure and achieved broadband matching design through negative feedback. At the same time, a ground capacitor was added to the gate of the common gate transistor and peak inductors were added to the drains of both of the common source transistor and the common gate transistor, to improve high-frequency gain, expand bandwidth, and improve noise factor. The on-wafer test results at room temperature show that under a 3.3 V single power supply, the typical noise figure of this LNA in the 0.6-18.0 GHz frequency band is 1.5 dB, the small signal gain is about 15 dB, the gain flatness is less than ± 0.9 dB, and the typical values of the input and output voltage standing wave ratios are 1.7 and 1.8, respectively. The typical value of the output power at 1 dB compression point is 14 dBm, the power consumption is 72.6 mW, and the chip area is 1.5 mm $\times$ 1.2 mm.

Key words: ultra-wideband; LNA; cascade; MMIC; GaAs

* 联系作者: E-mail: 1163170604@qq.com

引言

随着雷达系统的不断发展,为了适应不同频段的应用场景,雷达接收机系统对带宽提出了更高的要求。低噪声放大器(Low noise amplifier, LNA)位于接收机系统的前端,负责将天线接收到的微弱信号进行放大,同时要保持较好的噪声性能。宽带低噪声放大器可以在较宽的频带下工作,应用方便,使用场景广泛,其工作频带范围及性能很大程度上影响着整个接收机系统的性能。

目前宽带低噪声放大器常使用如负反馈^[1-2]、平衡式^[3]、分布式放大器^[4-6]等结构。其中分布式放大器可以实现较宽的带宽,具有增益平坦、驻波低等优点,但存在噪声差、功耗高、面积大等问题;平衡式具有较好的增益平坦度和驻波比,但电路复杂、尺寸大、耦合器带宽有限,且会引入额外的噪声;负反馈式可以提高稳定性、优化驻波比和扩展带宽等,使用广泛方便。低噪声放大器的发展不仅在于带宽的扩展,更在追求低功耗和高线性度等方面不断迈进。

0.6~18.0 GHz涵盖了L、S、C、X、Ku等多个频段,可以同时满足不同的应用场景和使用需求,是重点研究的频率范围。本文设计了一款工作频段为0.6~18.0 GHz的超宽带低噪声放大器,只使用一级共源共栅结构,利用负反馈扩展带宽、平衡增益,同时在共栅管的栅极增加到地电容提高高频增益,共源管和共栅管的漏极增加峰化电感改善宽带增益特性,减小噪声。此外通过优化匹配结构实现超宽带内的低噪声与高线性度。使用0.15 μm GaAs E-pHEMT工艺进行设计和制备,并给出芯片在0.6~18.0 GHz的测试结果。

1 电路分析与设计

设计的LNA电路如图1所示,为带负反馈的一级共源共栅结构。输入电感 L_1 负责进行输入匹配,平衡噪声与输入驻波。反馈支路中电阻 R_f 和电容 C_f 用来提高稳定性、扩展带宽、改善增益平坦度、调节输入和输出电压驻波比。共栅极的栅极到地电容 C_g 可以补偿高频增益,峰化电感 L_{D1} 、 L_{D2} 能够对增益特性进行调节,减小噪声。输出电感 L_2 负责进行

输出匹配。漏极采用3.3 V单电源供电,栅极使用电阻 R_4 、 R_5 和 R_6 分压后再经大电阻 R_1 、 R_2 供电,漏极供电支路中电感 L_4 、并联电感 L_3 和电阻 R_3 经由 C_d 形成到地支路参与匹配。并联的电感 L_3 与电阻 R_3 可以消除带内大电感引入的谐振,兼顾高低频匹配,改善增益平坦度。

由于该款LNA只使用一级共源共栅结构,因此管芯尺寸和偏置点的选择必须同时兼顾输入和输出端的各项性能。综合考虑噪声、增益以及输出功率等因素,选择共源管 M_1 以及共栅管 M_2 的尺寸分别为 $4 \times 60 \mu\text{m}$ 和 $4 \times 75 \mu\text{m}$ 。为实现低功耗设计,电源使用3.3 V供电,工作电流22 mA,直流功耗72.6 mW。

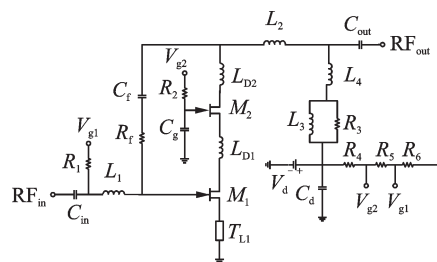


图1 低噪声放大器电路结构

Fig.1 Circuit topology of the LNA

1.1 宽带匹配设计

共源共栅结构具有高增益、高输出阻抗、良好的输入输出隔离度和较宽的频带特性等优点。共源管是主放大管,为主要的增益单元,电路的噪声系数和输入匹配基本取决于该管。共栅管作为电流缓冲器,可以提供较大的反向隔离度,并抑制共源管的密勒效应。

为了实现超宽带的增益设计,在共栅管 M_2 的栅极添加到地电容 C_g 以补偿高频增益^[7],并且在共源管 M_1 和共栅管 M_2 的漏极加入峰化电感 L_{D1} 和 L_{D2} 改善宽带增益特性、拓展带宽以及减小噪声^[8]。根据密勒定理可以得到整体电路的小信号等效模型如图2所示。将图1中的反馈回路 R_f 和 C_f 等效为反馈两端的到地阻抗 $m_1 Z_F$ 、 $m_2 Z_F$,其中反馈回路阻抗 $Z_F = R_f + 1/(sC_f)$;供电支路 L_4 、 L_3 、 R_3 与 C_d 等效为到地阻抗 Z_L ,以便对阻抗进行分析。

图2中 C_{gs} 为栅源寄生电容, C_{ds} 为漏源寄生电容, r_{ds} 是漏源寄生电阻, Z_L 为负载阻抗。 g_{m1} 和 g_{m2} 是晶体管 M_1 、 M_2 的跨导。 a_v 是反馈两端的电压增益,

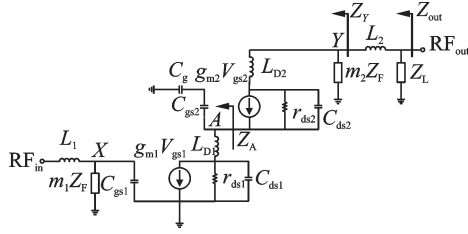


图2 基于密勒定理的小信号等效电路图

Fig.2 Small signal equivalent circuit diagram based on Miller theorem

密勒因子 $m_1 = 1/(1 - a_v)$, $m_2 = 1/(1 - a_v^{-1})$ 。令 G_m 为共源共栅级的等效跨导,则可得整体电压增益 (A_v) 及相关阻抗分别为:

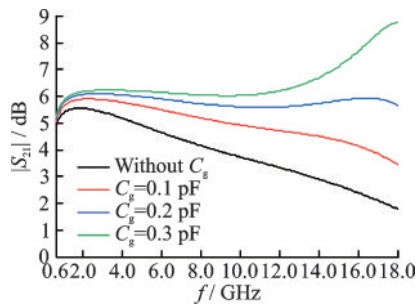
$$A_v = G_m \cdot Z_{out} \approx g_{m1} (Z_Y \parallel m_2 Z_F + sL_2) \parallel Z_L \quad (1)$$

$$Z_Y = sL_{D2} + r_{ds2} \parallel \left[\frac{1}{sC_{ds2}} + \left[1 + g_{m2} \left(r_{ds2} \parallel \frac{1}{sC_{ds2}} \right) \right] Z_A \right] \quad (2)$$

$$Z_A = \frac{1}{sC_1} \parallel \left(sL_{D1} + r_{ds1} \parallel \frac{1}{sC_{ds1}} \right) \quad (3)$$

$$C_1 = \frac{C_g C_{gs2}}{C_g + C_{gs2}} \quad (4)$$

其中 Z_{out} 是输出阻抗, Z_Y 和 Z_A 分别为 Y 点和 A 点向输入端看去的阻抗, s 为复数频率。由式(2)-(4)可知,当 C_g 增大时, C_1 增大,因而 Z_A 、 Z_Y 和 Z_{out} 均会变大,从而导致增益 A_v 增大,起到提高增益、扩展带宽的作用。为了验证上述分析结果,取不同的 C_g 值进行仿真,观察其对小信号增益的影响, $|S_{21}|$ 仿真结果如图3所示。

图3 C_g 变化时 $|S_{21}|$ 的仿真性能Fig.3 Simulation performance of $|S_{21}|$ when C_g changes

结果表明增大 C_g 确实可以提高增益,特别是高频时尤为明显。但与此同时稳定性也会恶化,此外 Z_{out} 的增大会导致宽带输出匹配困难,因此需要综合稳定性、增益和驻波等对 C_g 的值进行选取。

为了进一步简化分析,假设图2中晶体管源漏之间的电阻 r_{ds1} 、 r_{ds2} 为无穷大,同时由 $s = j\omega$ 代入式(2)和(3)中可得:

$$Z_A = \frac{1 + s^2 L_{D1} C_{ds1}}{s(C_1 + C_{ds1} - \omega^2 L_{D1} C_1 C_{ds1})} \quad (5)$$

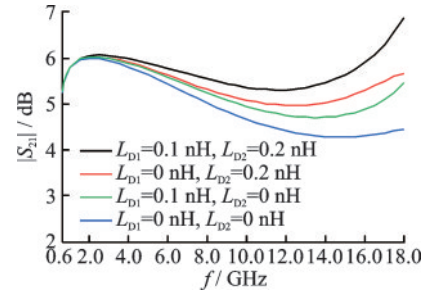
$$Z_Y = sL_{D2} + \frac{1}{sC_{ds2}} + \left(1 + \frac{g_{m2}}{sC_{ds2}} \right) Z_A \quad (6)$$

由(5)可知 Z_A 存在极点:

$$\omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_{ds1}}{L_{D1} C_1 C_{ds1}}} \quad (7)$$

则 L_{D1} 的引入将使 Z_A 的分母减小,阻抗增大,从而 Z_Y 、 A_v 也会增大。由式(6)可知,在没有 L_{D2} 时,由于 $1/(sC_{ds2})$ 项的存在, Z_Y 存在随频率升高而降低的趋势,而 L_{D2} 则可以很好地对其进行补偿,提高增益,实现宽带的增益设计。

在仿真中保持其余电路不变,对 L_{D1} 、 L_{D2} 的不同取值进行尝试,结果如图4所示。 L_{D1} 和 L_{D2} 的增大都会导致 $|S_{21}|$ 的增加,尤其是高频部分更为明显。这与前述的分析结果是相吻合的,说明 L_{D1} 、 L_{D2} 的加入均可以提高高频增益,扩展增益带宽,补偿高频处原本随频率升高而掉落的增益。综上所述,可以通过调节 C_g 、 L_{D1} 和 L_{D2} 值的大小来调整增益以及改善宽带增益平坦度,从而起到拓展带宽的目的。

图4 $|S_{21}|$ 随 L_{D1} 和 L_{D2} 变化的仿真结果Fig.4 Simulation results of $|S_{21}|$ variation with L_{D1} and L_{D2}

由此,在共源共栅结构的基础上,输入电感 L_1 用以平衡噪声与驻波,使用到地电容 C_g 和峰化电感 L_{D1} 、 L_{D2} 补偿高频增益,实现宽带匹配。负反馈结构可以提高稳定性、扩展带宽和改善增益平坦度。输出电感 L_2 进行输出匹配,平衡增益与驻波。大电感 L_3 与电阻 R_3 并联后再与 L_4 串联,给漏极供电的同时通过 C_d 形成到地支路参与匹配。最终使用一级共源共栅结构完成了超宽带低噪声放大器的设计。

1.2 噪声特性分析

同文献[9]中的噪声计算,可以得到典型共源共栅结构的噪声因子为:

$$F = 1 + \frac{\overline{v_{n1}^2} + \overline{i_{n1}^2} R_s^2}{4kTR_s} + 4R_s \gamma_2 g_{do2} \left(\frac{\omega_0}{\omega_{T1}} \right)^2 \left(\frac{\omega_0^2 C_x^2}{g_{m2}^2} \right) \quad (8)$$

其中: $\overline{v_{n1}^2}$ 和 $\overline{i_{n1}^2}$ 为输入参考噪声电压和电流; R_s 为信号源内阻; k 为玻尔兹曼常数; T 为热力学温度, 单位为 K; γ_2 为 M_2 偏置相关参数; g_{do2} 为 M_2 的零偏置漏极电导; g_{m1} 、 g_{m2} 分别为 M_1 、 M_2 的跨导; 令 M_1 栅源与漏源间的寄生电容为 C_{gs1} 和 C_{ds1} , 则 M_1 和 M_2 之间总的寄生电容 $C_x = C_1 + C_{ds1}$; ω_0 为输入谐振频率, M_1 的特征频率 $\omega_{T1} = g_{m1}/C_{gs1}$ 。

从式(8)中可以看到 C_x 构成了相当一部分噪声。一方面由式(4)知 C_1 是 C_g 与 C_{gs2} 的串联, C_g 的引入减小了 C_x ; 另一方面, L_{D1} 与 C_1 、 C_{ds1} 发生谐振, 谐振频率如式(7)所示。此时 C_x 的影响被 L_{D1} 所抵消了, 因此在宽带内选取合适的 L_{D1} 值, 可以最大程度减小寄生电容 C_x 对噪声的恶化, 实现宽带的低噪声设计。图5给出了带有寄生电容 C_1 、 C_{ds1} 和等效噪声源 $\overline{v_{n1}^2}$ 、 $\overline{v_{n2}^2}$ 和 $\overline{v_{nr}^2}$ 的简化小信号等效模型。

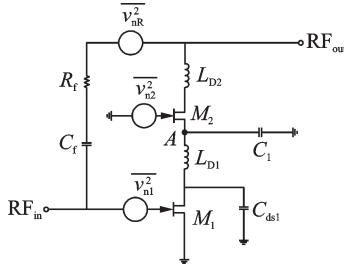


图5 小信号噪声等效模型

Fig.5 Small-signal-noise equivalent circuit model

观察共栅管 M_2 噪声对输出噪声的影响, 根据文献[10]中的噪声分析方法, $\overline{v_{n2}^2}$ 对输出噪声的贡献为:

$$\overline{v_{n2, out}^2} = \frac{-m_2 Z_F Z_L}{Z_L + sL_2 + m_2 Z_F} \cdot \frac{g_{m2}/(sC_{ds2})}{Z_Y + m_2 Z_F \parallel (sL_2 + Z_L)} \overline{v_{n2}^2} \quad (9)$$

根据上文的分析可知, L_{D1} 和 L_{D2} 的增大会增加 Z_Y 的值, 由式(9)可以看出此时 $\overline{v_{n2, out}^2}$ 也会减小, 也就是说 L_{D1} 、 L_{D2} 都能够减少 $\overline{v_{n2}^2}$ 对输出端噪声的贡献。综上, 针对不同的 C_g 、 L_{D1} 和 L_{D2} 取值进行仿真, 观察其对噪声系数的影响。由图6可以发现 L_{D1} 和 L_{D2} 的增大都可以在一定程度上减小噪声, 并且这种效果在高频时更加明显, 这与前述分析一致。但是实际设计时也不能只增大 C_g 、 L_{D1} 和 L_{D2} , 需要结合增益、驻波等其它性能对参数值进行综合考虑。

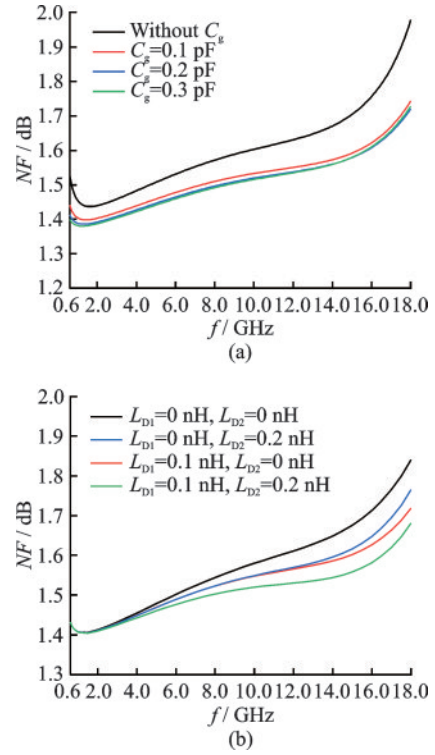


图6 噪声系数随(a) C_g 、(b) L_{D1} 和 L_{D2} 变化的仿真结果

Fig.6 Simulation results of NF variation with (a) C_g , (b) L_{D1} and L_{D2}

2 研制结果

芯片采用南京电子器件研究所 $0.15 \mu\text{m}$ GaAs E-pHEMT 工艺进行流片。单电源供电条件下, 相较于 D-pHEMT 管, E-pHEMT 设计免去了源极自偏电阻从而避免了其对噪声的恶化, 同时省去源极电容可以提升低频稳定性, 消除高频振荡, 减小芯片面积。低噪声放大器 MMIC 芯片实物照片如图7所示, 芯片尺寸为 $1.5 \text{ mm} \times 1.2 \text{ mm}$ 。使用探针台与矢量网络分析仪对芯片进行测试, 测试条件为工作电压 $V_D = 3.3 \text{ V}$, 电流 $I_D = 22 \text{ mA}$ 。常温下矢量网络分析仪的各项性能测试结果如图8-11所示。

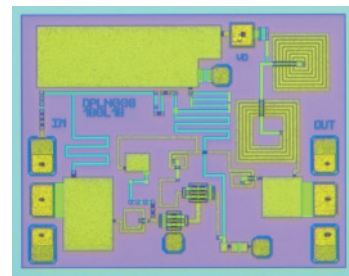


图7 低噪声放大器芯片实物照片

Fig.7 Photograph of the LNA

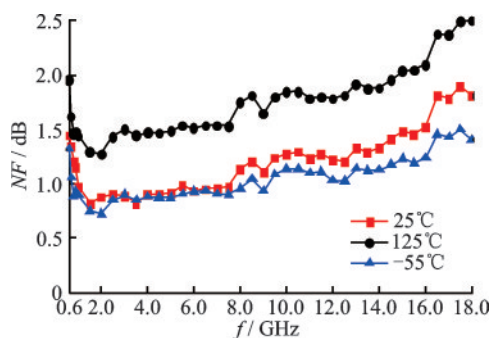


图8 三种温度下噪声系数的测试结果

Fig.8 Test results of NF at three temperatures

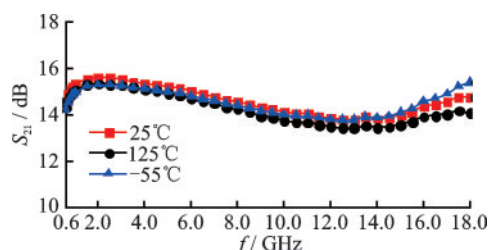
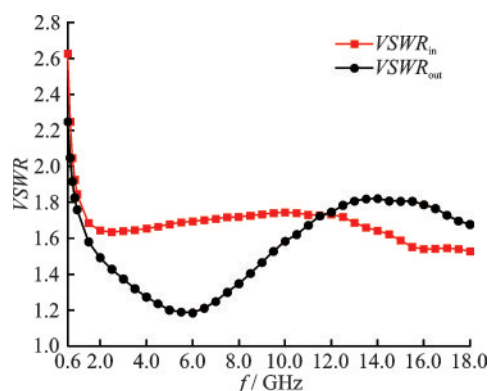
图9 三种温度下小信号增益 S_{21} 的测试结果Fig.9 Test results of S_{21} at three temperatures

图10 常温下输入输出驻波比测试结果

Fig.10 Test results of input and output VSWR at room temperature

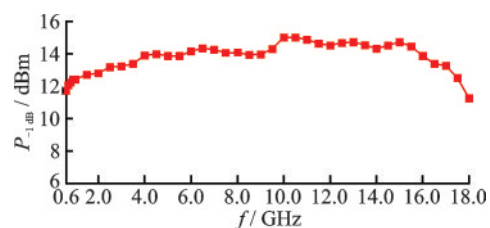


图11 常温下1 dB压缩点输出功率测试结果

Fig.11 Test results of output power 1 dB compression point at room temperature

测试结果表明,在0.6~18.0 GHz工作频带内,常温下噪声系数最大值1.9 dB,典型值1.5 dB;小信号增益约为15 dB,增益平坦度 ± 0.9 dB,高频增

益的下降直接导致了增益平坦度和高频噪声的恶化。输入和输出驻波比典型值分别为1.7和1.8;1 dB压缩点输出功率11.2~15.0 dBm,典型值14 dBm。

高低温(125、-55℃)状态下噪声和增益整体变化趋势保持不变,在一定范围内波动。高低温工作时电流发生了偏移,分别为26 mA和15 mA,导致产生了不同程度的失配,可以进一步使用有源偏置网络提高直流偏置和温度的稳定性。同时由于偏置电流的减小,本应升高的低温增益与常温保持相同水平,高温状态下同理。因此三温下的增益变化量较小。

整体上测试结果符合预期,增益在10~18 GHz处有明显的下降趋势,而低频增益则满足预期,说明仿真没有很好地模拟出高频处的损耗,高频处实际损耗更大导致了增益的下降。输出功率在高频两端均有所下降,这是由于漏极供电处使用大电感匹配,但会在带内引入谐振,并联的电阻 R_3 可以消去谐振、改善增益平坦度,可是这种结构的带宽是有限的,因此在边带处稍有恶化。同时高频增益的下降也导致对应输出功率的降低。提高增益可以有效改善1 dB压缩点的输出功率和增益平坦度。总体误差主要来源于器件模型、电磁场仿真的误差以及工艺的波动等。

图12为三温下稳定性系数(K)的测试结果,由图可知DC~40 GHz频率范围内,在三种测试温度下,稳定性系数均大于1,处于无条件稳定状态,电路保持稳定工作。

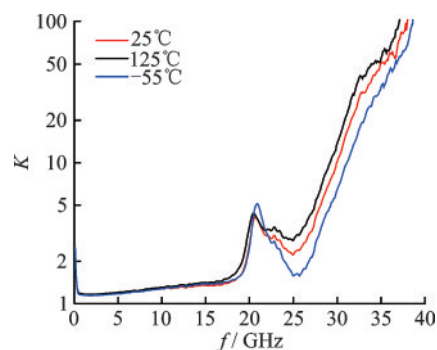


图12 三种温度下稳定性系数的测试结果

Fig.12 Test results of stability coefficient at three temperatures

表1是本文与近年其他相近频段低噪声放大器的性能比对。由表可见,本文研制的低噪声放大器在噪声、线性度、功耗和面积等方面均获得了较好的性能指标。

表1 本研究与其他文献电路性能对比

Tab.1 Comparison of circuit performance between this study and other literatures

Ref.	Tech.	f/GHz	NF/dB(typ.)	S_{21}/dB	$P_{-1\text{dB}}/\text{dBm}$ (typ.)	Power consumption/mW	Size /(mm×mm)
[1]	90 nm GaAs pHEMT	2.0-18.0	1.4	26.5	14.0	500.0	2.00×1.00
[2]	0.15 μm GaAs pHEMT	6.0-18.0	1.4	25.0	11.0	135.0	2.10×1.35
[4]	0.15μm GaAs pHEMT	2.0-20.0	2.0	15.3	10.5	240.0	3.10×1.50
[5]	0.15 μm GaAs pHEMT	0.1-18.0	2.5	18.0	12.0	300.0	2.40×1.00
[6]	0.15 μm GaAs pHEMT	0.5-18.0	2.5	18.0	18.0	—	2.60×1.40
This work	0.15 μm GaAs pHEMT	0.6-18.0	1.5	15.0	14.0	72.6	1.50×1.20

3 结 论

本文基于0.15 μm GaAs E-pHEMT工艺,设计并制作了一款0.6~18.0 GHz超宽带低噪声放大器MMIC,采用一级共源共栅结构,通过负反馈、共源管和共栅管漏极引入峰化电感和共栅管栅极处增加到地电容等方式扩展了带宽,获得了较好的宽带匹配效果和噪声特性。结果表明在0.6~18.0 GHz频带内,噪声系数典型值1.5 dB,1 dB压缩点输出功率典型值14 dBm,功耗72.6 mW,可以应用于不同需求的接收机系统中,具有较为广泛的应用前景。

参 考 文 献

[1] 李士卿,何庆国,戴剑. 2~18 GHz GaAs超宽带低噪声放大器MMIC[J]. 半导体技术, 2023, 48(3): 224-230.

[2] Han S, Wang B, Lu Z, et al. A sub-2 dB noise-figure 6-18 GHz LNA based on GaAs using current reuse technique[C]. 2022 IEEE 10th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). Xiamen: IEEE, 2022: 1-2.

[3] 付鲲,朱红雷,刘伟,等. 平衡式宽带低噪声放大器设计[J]. 电子科技,2017,30(8):138-141.

[4] 罗孝均,赵士勇,朱世贵,等. 基于GaAs pHEMT工艺的2-20 GHz超宽带低噪声放大器MMIC[C]. 2017年

全国微波毫米波会议论文集. 杭州: 中国电子学会, 2017: 386-389.

[5] 杨楠,杨琦,刘鹏. 0.1 GHz~18 GHz单电源宽带低噪声放大器[J]. 现代信息科技,2022,6(8):45-47, 52.

[6] 朱熔琦,徐锐敏. 0.5-18GHz超宽带低噪声放大器单片电路研制[J]. 微波学报, 2016,32(S1):220-222.

[7] Hu J, Ma K. Analysis and design of a broadband receiver front end for 0.1 to 40 GHz application[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(6): 2393-2403.

[8] 胡建全. 多倍频程超宽带接收机芯片关键技术研究[D]. 西安: 电子科技大学, 2020.

[9] Samavati H, Rategh H R, Lee T H. A 5 GHz CMOS wireless LAN receiver front end[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2000, 35(5): 765-772.

[10] Huang B J, Lin K Y, Wang H. Millimeter-wave low power and miniature CMOS multistage low-noise amplifiers with noise reduction topology[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(12): 3049-3059.



郝翔(HAO Xiang) 男,1998年生,江苏连云港人,2021年毕业于浙江大学电气工程及其自动化专业,获学士学位,现为南京电子器件研究所在读硕士研究生,主要从事化合物半导体MMIC研究。

启 事

本刊已加入《中国学术期刊(光盘版)》、《中国期刊网》、美国《化学文摘》、荷兰Scopus数据库、《万方数据知识服务平台》、维普网等。凡在本刊发表的文章,将统一由编辑部全文入编上述刊、网,作者著作权使用费与本刊稿酬一次性给付。如作者不同意将文章编入上述数据库,请在来稿时声明,本刊将作适当处理。