

DOI:10.13232/j.cnki.jnju.2020.06.012

1~9 GHz 超宽带温度补偿低噪声放大器的设计

周守利¹, 吴建敏¹, 张景乐¹, 陈伟^{2*}, 王志宇²

(1. 浙江工业大学信息工程学院, 杭州, 310023; 2. 浙江大学航空航天学院, 杭州, 310027)

摘要:超宽带低噪声放大器是可重构射频前端、宽带相控阵雷达必需的芯片,其性能直接影响系统的灵敏度。展示一款集成温度补偿有源偏置电路的超宽带低噪声放大器,该放大器采用新型温度补偿有源偏置电路,能有效地降低工作环境温度变化导致的增益波动;同时,通过带宽扩展技术提高晶体管高频增益,实现9倍频程的工作带宽。该款芯片基于0.15 μm GaAs pHEMT工艺设计制造,尺寸为2 mm \times 1.2 mm。测试结果表明,该低噪声放大器在5 V工作电压下,功耗为125 mW;工作频率为1~9 GHz,频带内噪声系数小于1 dB,增益大于25 dB,输入输出回波损耗小于-10 dB,输出1 dB压缩点大于10 dBm;在-55~125 $^{\circ}\text{C}$ 工作环境下,芯片增益波动小于1 dB。

关键词:超宽带,温度补偿,有源偏置,低噪声放大器,负反馈

中图分类号:TN722

文献标识码:A

A 1~9 GHz temperature compensated ultra-wideband low noise amplifier

Zhou Shouli¹, Wu Jianmin¹, Zhang Jingle¹, Chen Wei^{2*}, Wang Zhiyu²

(1. School of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, 310023, china;

2. School of Aeronautics and Astronautics, Zhejiang University, Hangzhou, 310027, china)

Abstract: Ultra-wideband low noise amplifier is essential for reconfigurable RF front-end and wideband phased array radar, and also is a dominating influence on sensitivity of the systems. This paper demonstrates an ultra-wideband low noise amplifier with integrated temperature compensation active bias circuit. The temperature compensation active bias applying in the LNA (Low Noise Amplifier) can effectively reduce the gain fluctuation caused by variation of ambient temperature. Meanwhile, the bandwidth expansion technology is utilized to improve the high frequency gain of transistor and realize the 9-octave operating bandwidth. The proposed LNA is fabricated by using 0.15 μm GaAs pHEMT technology with a dimension of 2 mm \times 1.2 mm. The measurement results show that the LNA has low power consumption of 125 mW with 5 V operating voltage. The operating bandwidth is 1~9 GHz with noise figure of less than 1 dB and gain of above 25 dB. The input and output return loss is less than -10 dB, and the output 1 dB compression point is above 10 dBm. Significantly, the gain fluctuation of the LNA is less than 1 dB in ambient environment of -55~125 $^{\circ}\text{C}$.

Key words: ultra-wideband, temperature compensation, active bias, low noise amplifier, negative feedback

兼容多种通信标准的宽带接收机是宽带可重构无线通信系统^[1]或相控阵雷达的重要组成部分,宽带低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)作为宽带接收机的核心芯片有重要的研究

意义。目前宽带LNA研究多集中在芯片带宽、噪声等射频性能优化方面,缺乏在高低温环境中的适应性研究。栅极偏置电路可改善LNA高低温适应能力,传统LNA采用栅极直接供电^[2-4],缺

基金项目:中国博士后科学基金(2013M540147),中央高校基本科研业务费专项资金(2019QN81003)

收稿日期:2020-03-31

* 通讯联系人, E-mail: cwydl@zju.edu.cn

乏温度补偿能力;当前部分研究提出温度补偿偏置电路,可实现温度补偿,但补偿温度范围仅为 $-30\sim 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ ^[5],且此类偏置工艺波动鲁棒性差,量产成品率低,应用成本高.本文提出一种改进温度补偿有源偏置电路,可以提升LNA对工艺波动的鲁棒性,同时可将LNA的工作温度范围拓宽至 $-55\sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$,在此温度范围内,LNA增益变化小于1 dB.宽带是实现多频段接收机的基础,栅漏并联负反馈作为常见拓宽带宽的手段^[6],可实现一定的带宽扩展,但会牺牲LNA的增益带宽.本文采用改进栅漏并联负反馈结构,在抑制LNA低频增益的同时提升高频增益,可以实现九倍频工作带宽.

本文基于 $0.15\text{ }\mu\text{m}$ GaAs pHEMT工艺,采用改进型负反馈结构及片内温度补偿有源偏置电路,设计一款超宽带低噪声放大器.该放大器的工作频段为1~9 GHz,噪声系数低于1 dB,增益大于25 dB,具有超宽带宽、低噪声、线性度好、集成度高、温度稳定性优良等特点.

1 电路设计

本文设计的LNA电路(图1)由两级放大电路、负反馈电路、电流复用及偏置电路组成.

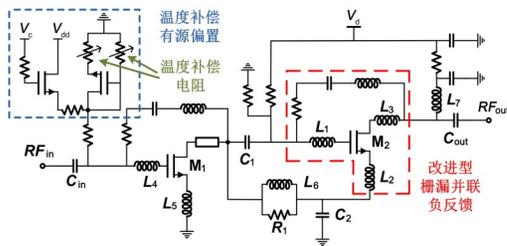


图1 低噪声放大器电路拓扑

Fig. 1 Low noise amplifier circuit topology

图1中, C_{in} , C_1 , C_{out} 分别为输入、级间及输出隔直电容,同时也参与输入、级间及输出匹配; L_2 与 L_5 为源极退化电感;放大器采用电流复用结构,通过第二级放大器源极与第一级放大器漏极相连,为第一级放大器提供漏压.其中 L_6 为电流复用支路扼射频电感,电阻 R_1 用于稳定第一级放大电路, C_2 为旁路电容,为第二级放大电路提供交流地;第一级放大器栅极电压由有源偏置提供,第二级放大器栅极电压通过分压电阻分压提供,

L_7 为晶体管 M_2 漏极馈电电感.

根据噪声级联公式,多级放大器噪声主要由第一级决定.由于晶体管的尺寸对增益、带宽、噪声及线性度等多种指标产生影响,根据本文主要设计指标选取晶体管尺寸为 $10\times 35\text{ }\mu\text{m}$ 与 $8\times 35\text{ }\mu\text{m}$.各级放大器主要指标分配如表1所示.

表1 超宽带低噪声放大器链路预算

Table 1 Ultra-wideband low noise amplifier link budget

低噪声放大器	NF (dB)	Gain (dB)
第一级	0.75	10
第二级	1.5	15
总体链路	0.9	25

1.1 温度补偿有源偏置 工作环境温度变化会对LNA性能产生影响,传统无源偏置通过温补电阻调节晶体管栅极电压,改善LNA在温度波动下的增益恶化;但LNA自身对工艺阈值电压 V_{th} 漂移敏感,传统电流镜^[7]有源偏置可以降低晶体管对 V_{th} 的敏感度,却难以改善温度波动下的增益恶化.针对以上问题,本文提出一种温度补偿有源偏置电路,电路拓扑如图2所示,该偏置由晶体管 M_1 与 M_2 、分压电阻与温度补偿电阻等组成.

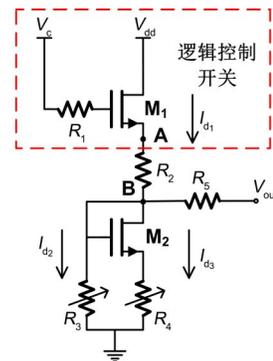


图2 温度补偿有源偏置电路

Fig. 2 Temperature compensated active bias circuit

图2中, M_1 为有源偏置控制开关,当 V_c 提供低电平时, M_1 不导通,有源偏置不工作;当 V_c 提供高电平时, M_1 导通,等效成一个二极管连接器件^[8]. M_2 栅漏极相连, R_2 为基准电压调节电阻,用于调节输出电压 V_{out} ; R_5 用于射频信号与直流信号间的隔离,并限制放大器栅极电流; R_3 与 R_4 为温度补偿电阻,具有正温度系数.

当 V_c 处于高电平时, M_1 导通电阻较小,A点

电压 V_A 与漏极电压 V_{dd} 近似相等, 有源偏置部分电压电流关系满足:

$$I_{d_1} = I_{d_2} + I_{d_3} \quad (1)$$

$$I_{d_1} = \frac{V_A - V_{out}}{R_2} \quad (2)$$

$$I_{d_2} = \frac{V_{out}}{R_3} \quad (3)$$

$$I_{d_3} = \mu_n \frac{\epsilon_H}{2d} \frac{W}{L} (V_{GS_2} - V_{th})^2 \quad (4)$$

$$V_{GS_2} = V_{out} - I_{d_3} R_4 \quad (5)$$

式(4)中, L 为沟道长度, d 为沟道厚度, W 为栅极的宽度, μ_n 为二维电子气体(Two-Dimensional Electron Gas, 2DEG)的电子迁移率, ϵ_H 为 AlGaAs 异质结构中介电常数, V_{GS_2} 为晶体管 M_2 栅源电压. 令:

$$k = \mu_n \frac{\epsilon_H}{2d} \frac{W}{L} \quad (6)$$

通过式(4)至式(6)即可将 I_{d_3} 用 V_{out} 表示:

$$I_{d_3} = \frac{V_{out} - V_{th}}{R_4} + \frac{1 - \sqrt{1 + 4kR_4(V_{out} - V_{th})}}{2kR_4^2} \quad (7)$$

结合式(1)至式(3)与式(7), 可得输出电压 V_{out} :

$$V_{out} = \frac{R_3 R_4 V_A + R_2 R_3 V_{th}}{\underbrace{R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_2 R_4}_{[I]}} + \frac{R_2 R_3 \sqrt{V_{out} - V_{th}}}{\underbrace{\sqrt{kR_4(R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_2 R_4)}}_{[II]}} \quad (8)$$

经过数值计算, 式(8)中 [II] 部分在数值上远小于 [I] 部分, 因此, 为了直观理解温补电阻有源偏置的作用, 可对式(8)简化得:

$$V_{out} \approx \frac{R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_2 R_4} V_A + \frac{R_2 R_3}{R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_2 R_4} V_{th} \quad (9)$$

由式(9)可知输出电压 V_{out} 与 V_{th} 成线性相关, 且 R_2, R_3 的乘积越大, V_{out} 与 V_{th} 变化斜率越接近, 工艺波动冗余度越高. 但因晶体管特性, V_{out} 会随着温度的升高而降低. 为了提升 V_{out} 在高温

下的电压值, 由式(9)可知, 高温下 R_3, R_4 的乘积提升, V_{out} 也会随之提升, 因此将 R_3, R_4 替换为具有正温度系数的温度补偿电阻(Temperature Compensated Resistor, TCR), 提高高温下 R_3, R_4 的乘积. 图3为 TCR 温度特性曲线, 测试温度为 $-55 \sim 85^\circ\text{C}$, 测试电压为 2 V.

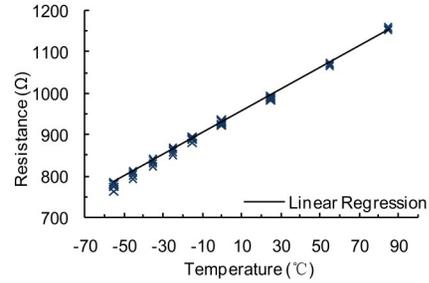


图3 温度补偿电阻温度特性曲线

Fig. 3 Temperature compensated resistance temperature characteristic curve

通过一阶线性回归拟合 TCR 温度特性曲线:

$$R_{TCR}(t) = 2.68 \times t + 925 \quad (10)$$

其中, t 表示为摄氏温度. 则经计算可知:

温补电阻的温度系数 =

$$\frac{R_2 - R_1}{R_1(T_2 - T_1)} = 0.0029^\circ\text{C}^{-1}$$

使用传统无源偏置与使用有源偏置的输出电压及输出电流 I_d 随 V_{th} 变化情况如图4所示, 输出基准电压为 0.5 V. 传统无源偏置在 V_{th} 变化下, V_{out} 基本保持在 0.5 V, 并未跟随 V_{th} 变化. 当 V_{th} 产生 ± 0.1 V 波动时, 晶体管电流从 13 mA 恶化到 3 mA. 采用有源偏置电路后, V_{out} 从 0.38 V 变化到 0.59 V, 与 V_{th} 变化斜率基本一致, 晶体管电流变化控制在 2 mA 左右.

图5表示不同偏置下晶体管增益 G_M 随 V_{th} 变

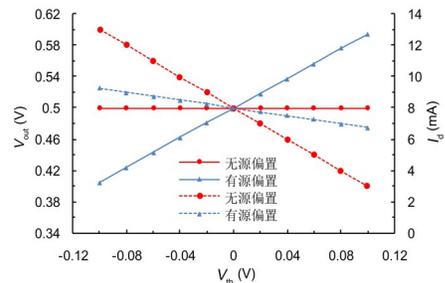


图4 V_{out} 及 I_d 随 V_{th} 变化的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of V_{out} and I_d versus V_{th}

化情况,传统无源偏置下晶体管增益随 V_{th} 变化约 5 dB,采用有源偏置后晶体管增益变化仅 1 dB,因此有源偏置可降低晶体管对 V_{th} 敏感度. 温度补偿有源偏置与传统有源偏置输出电压及晶体管电流对比结果如图 6 所示,输出基准电压为 0.5 V. 传统有源偏置下 V_{out} 随温度升高从 0.54 V 下降到 0.45 V,晶体管电流从 8.7 mA 降低至 6.2 mA. 采用温度补偿有源偏置后 V_{out} 从 0.48 V 提升到 0.52 V,晶体管电流从 4.5 mA 提升至 11.2 mA. 采用温度补偿电阻后有源偏置输出电压随温度变化呈正斜率,可提升高温下晶体管电流与跨导,提高晶体管增益. 传统有源偏置与温度补偿有源偏置下晶体管在不同温度的增益变化曲线如图 7 所示,传统偏置电路下晶体管增益从 15.5 dB 下降到 10 dB,采用温度补偿有源偏置后,晶体管增益在高温处有明显提升,晶体管增益在 $-55\sim 125^\circ\text{C}$ 的温度变化下,仅从 15.7 dB 下降到 14.5 dB.

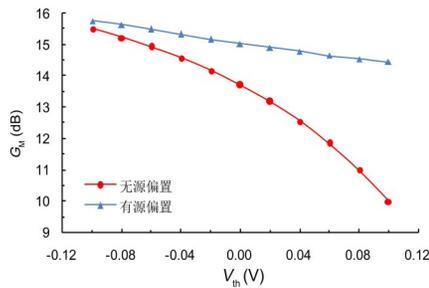


图 5 晶体管增益随 V_{th} 变化的仿真结果

Fig. 5 Simulation results of G_M versus V_{th}

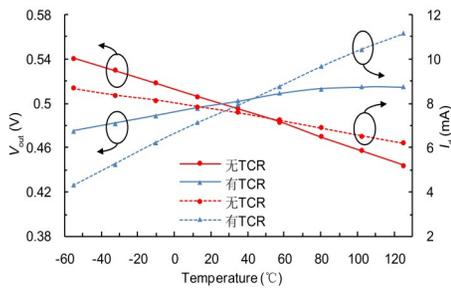


图 6 V_{out} 及 I_d 随温度变化仿真结果

Fig. 6 Simulation results of V_{out} and I_d versus temperature

综合上述分析,温度补偿有源偏置既令 V_{out} 跟随 V_{th} 变化,从而降低放大器对工艺波动的敏感度;又通过 TCR 调节 V_{out} 随温度变化的斜率,补偿 LNA 随温度变化产生的增益负斜率,进而改善不同温度下 LNA 增益波动.

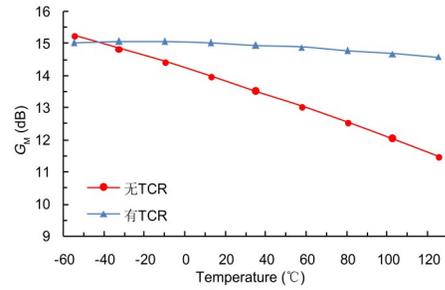


图 7 晶体管增益随温度变化仿真结果

Fig. 7 Simulation results of G_M versus temperature

1.2 改进型栅漏并联负反馈 RLC 栅漏并联负反馈作为传统带宽拓展技术可以有效降低低频增益. 但会不可避免地牺牲放大器的部分高频增益,因而限制了 LNA 的增益带宽^[9]. 通过引入栅漏端电感可在弱化低频增益的同时增强高频增益,拓宽高频带宽;电感的引入还可以调节放大器的输入输出阻抗,节约输入输出匹配元件,提高 LNA 的集成度.

传统栅漏并联负反馈电路如图 8 所示,其中 DCFEED 为扼流电感,用于隔离射频信号, C_f 为隔直电容,负反馈深度主要通过电阻 R_f 的取值进行调节. L_f 作为频响器件,在高频时可以弱化负反馈,减小因负反馈带来的高频增益损耗,同时 L_f 的引入,可以弱化栅漏寄生电容 C_{gd} 的寄生效应.

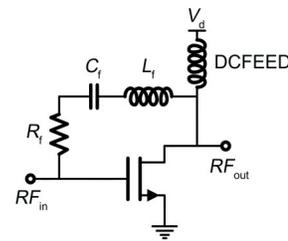


图 8 传统并联负反馈电路

Fig. 8 Traditional parallel negative feedback circuit

晶体管寄生电容是限制放大器带宽的主要因素^[10],传统的 RLC 栅漏并联负反馈并未考虑寄生电容 C_{gs} 及 C_{ds} 对带宽的影响. 为此本文提出一种改进型负反馈结构,在传统并联负反馈基础上增加 L_1, L_2, L_3 等器件,改进型负反馈拓扑结构如图 9a 所示. 图 9b 中, R_f, C_f, L_f 分别为反馈电阻、电容及电感, L_1 为输入端引入电感, L_3 为输出端引入电感, L_2 为源极反馈电感.

根据图 9b 利用 A 参数矩阵与 Y 参数矩阵可得带负反馈环路下放大器的 Y 参数矩阵:

$$[Y]_{\text{total}} = \begin{bmatrix} \frac{D}{B} + \frac{1}{Z_f} & -\left(\frac{AD-BC}{B} + \frac{1}{Z_f}\right) \\ -\left(\frac{1}{B} + \frac{1}{Z_f}\right) & \frac{A}{B} + \frac{1}{Z_f} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, Z_f 为反馈环路中 R_f, C_f, L_f 的阻抗, A, B, C, D 为去 Z_f 下放大器的 A 参数矩阵. 由于携带 C_{gd} 的 A 参数矩阵十分冗长, 且经过数值运算, C_{gd} 对去 Z_f 下放大器的 A 参数影响较小, 为了能更直观地进行分析, 得到省略 C_{gd} 后的 A 参数矩阵:

$$A = \frac{\omega^2(C_{gs}C_{ds}R_{gs} + L_1C_{gs}Y_{ds}) - Y_{ds}}{G_m} - j\omega \frac{C_{gs}R_{gs}Y_{ds} + C_{ds} - \omega^2L_1C_{gs}C_{ds}}{G_m} \quad (12)$$

$$B = \frac{-1}{G_m} + \frac{\omega^2(L_1C_{gs} + L_3C_{ds})}{G_m} + \frac{\omega^2L_3Y_{ds}C_{gs}R_{gs} - \omega^4L_1L_3C_{gs}C_{ds}}{G_m} + j\omega \frac{\omega^2(L_1C_{ds}C_{gs}R_{gs} + L_1L_3C_{gs}Y_{ds})}{G_m} - j\omega \frac{L_3Y_{ds} + C_{gs}R_{gs}}{G_m} \quad (13)$$

上述式中 Y_{ds} 为漏源电阻的导纳. 通过 Y 参数矩阵与 S 参数矩阵的转化公式^[11], 可推导出带负反馈环路的完整放大器功率增益 S_{21} :

$$S_{21} = \frac{2Z_0BZ_f(B + Z_f)}{B^2(Z_f^2 - Z_0^2) + Z_0Z_fB(Z_f(A + D) + 2B) + Z_0^2(DZ_f + B)(AZ_f + B) - Z_0^2Z_f((AD - BC)(Z_f + B) - B)} \quad (16)$$

利用辅助计算工具可得到式(16)中 B 项对功率增益的变化起主导作用, 电感 L_1 及 L_3 对 B 及 S_{21} 的影响如图 10a 和图 10b 所示.

图 10 中, 当固定 L_3 仅观察 L_1 时, 固定频率下 B 的模 $|B|$ 随着电感 L_1 的增大, 呈现二次函数特性, 存在最小值, 而此时功率增益 S_{21} 接近最大值. 同样, 当固定 L_1 来观察 L_3 时, 在固定频率下 $|B|$ 与 S_{21} 呈现出相同特性, 但 $|B|$ 对 L_3 的敏感程度弱于 L_1 . 综上, 通过引入电感 L_1 与 L_3 可与 B 项中的 C_{gs} 及 C_{ds} 作用, 从而降低 B 项的模值, 提高放大器在该频点功率增益. 图 11 为引入电感后放大器功率增益及稳定性因子变化情况. 为了提升放大器在 9 GHz 的功率增益, 根据选取管芯的 C_{gs} 及 C_{ds} , 通过式(13)和式(16), 令 $|B|$ 取得最小值, 推导出 L_1

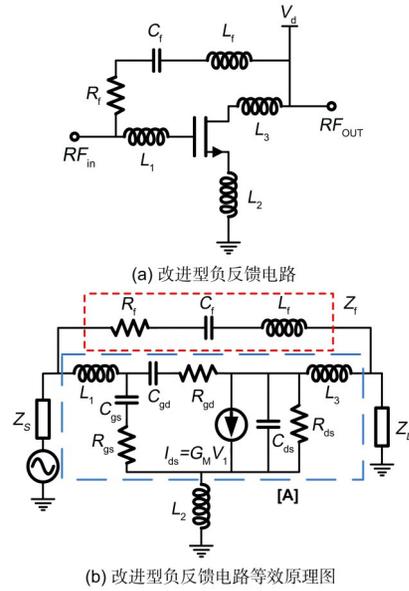


图 9 改进型负反馈电路及等效电路图
Fig.9 Enhanced negative feedback circuit and equivalent schematic

$$C = \frac{\omega^2C_{gs}C_{ds}}{G_m} - j\omega \frac{C_{gs}Y_{ds}}{G_m} \quad (14)$$

$$D = \frac{\omega^2L_3C_{gs}Y_{ds}}{G_m} + j\omega \frac{\omega^2L_3C_{gs}C_{ds} - C_{gs}}{G_m} \quad (15)$$

与 L_3 的初始值, 此时放大器功率增益接近最大值. 从图 11a 可知, 当引入 L_1 及 L_3 后高频增益从 11.5 dB 提高至 16.5 dB, 但因为电感的引入, 高频稳定性出现恶化, 稳定性因子降低到 1 以下. 为了保证高频稳定性, 加入源极反馈电感 L_2 , 通过电路仿真, 优化 L_1, L_2 及 L_3 最优解. 如图 11a 和图 11b 所示, 引入电感 L_2 后增益下降约 1.5 dB, 但放大器稳定因子 K 大于 1.

通过第二级放大器呈现正斜率的功率增益与第一级放大器的负斜率的功率增益相叠加, 即可在一定的带宽内得到平坦的功率增益曲线, 此时放大器的增益带宽将得到提升.

2 测试结果

本文设计的超宽带低噪声放大器芯片如图 12

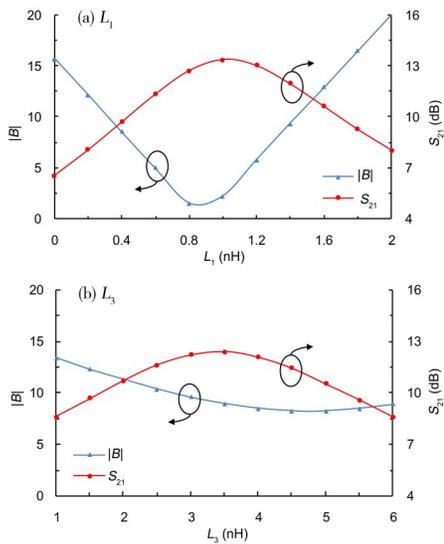


图10 固定频率下 B 及 S_{21} 随 L_1 和 L_3 变化曲线
Fig.10 B and S_{21} versus L_1 and L_3 at unvaried frequency

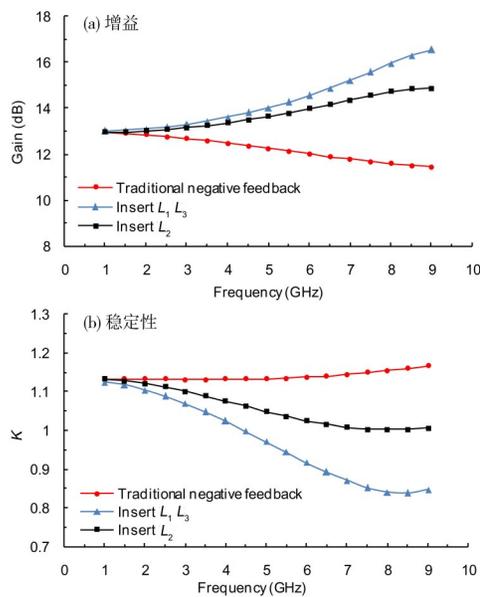


图11 不同反馈网络下放大器增益及稳定性曲线
Fig.11 Gain and stable factor characteristic of amplifier at various feedbacks

所示,尺寸为 $2.00\text{ mm} \times 1.20\text{ mm}$,芯片共晶烧结在覆金载片上进行测试.测试系统采用矢量网络分析仪Keysight PNA N5224A、噪声系数分析仪Keysight NFA N8976B和精密电源搭建.LNA芯片常温测试结果如图13所示.在 5 V 工作电压下 $1\sim 9\text{ GHz}$ 工作频段内低噪声放大器增益为 $24.8\sim 26.5\text{ dB}$,输入输出反射系数小于 -10 dB ,

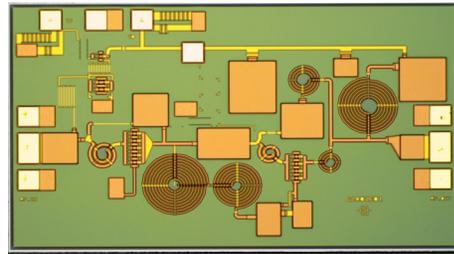


图12 低噪声放大器芯片的照片
Fig.12 Chip microphotograph of LNA

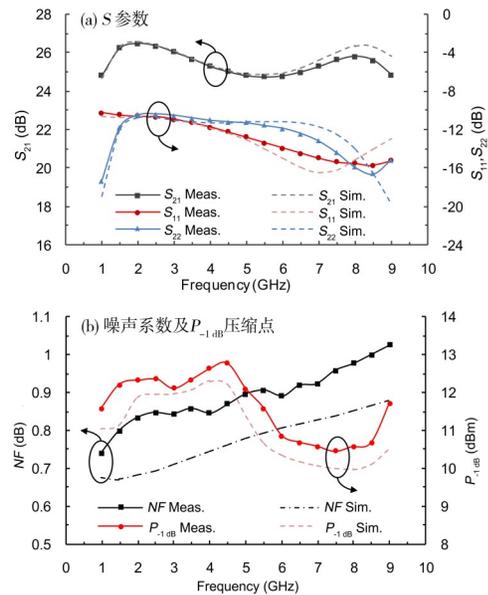


图13 超宽带LNA常温性能指标测试曲线
Fig.13 Measurement results of ultra-wideband LNA at room temperature

噪声系数随频率从 0.75 dB 恶化到 1.0 dB ,输出 1 dB 压缩点($P_{-1\text{dB}}$)大于 10 dBm .虽然因为高频寄生参数的影响,芯片在高频的吻合度存在一定偏差,但LNA仿真结果与实际测试结果整体匹配良好,表明改进型栅漏并联负反馈结构是有效的.

通过装配夹具对低噪声放大器芯片进行高低温测试,低噪声放大器夹具照片如图14所示.夹具内部芯片通过两段 $50\ \Omega$ 传输线与端口连接,因此装配夹具后LNA增益会因金丝和传输线损耗的引入产生一定程度恶化.图15a和图15b分别表示低噪声放大器在不同温度下增益和噪声曲线,测试温度点分别为: $-55, -25, 25, 85$ 以及 $125\text{ }^\circ\text{C}$.低噪声放大器在 $-55\sim 125\text{ }^\circ\text{C}$ 下增益波动

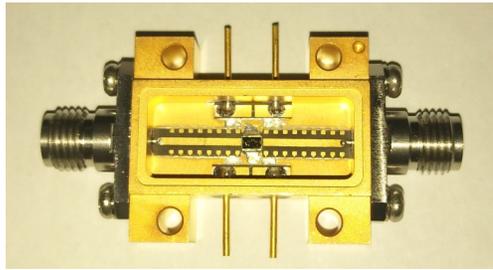


图 14 低噪声放大器芯片及夹具的照片

Fig. 14 Fixture photo of LNA

为±0.5 dB,噪声系数变化保持在±0.6 dB. 以上结果表明,本文提出的温度补偿有源偏置具有良好的温度补偿效果.

本文设计 LNA 与目前宽带 LNA 性能对比如表 2 所示. 相同 GaAs 工艺条件下,改进型栅漏并联负反馈使 LNA 相对带宽拓展至 160%, 优于传统 RLC 栅漏并联负反馈^[12]; 在实现超宽带的同时噪声系数为 0.7~1 dB, 可比肩传统 LNA^[13]; 改进型栅漏并联负反馈的阻抗优化及合理的布局使得 LNA 面积仅 2.4 mm², 集成度高于传统负反馈结构超宽带 LNA^[14]. 此外, 创新型温度补偿有源偏

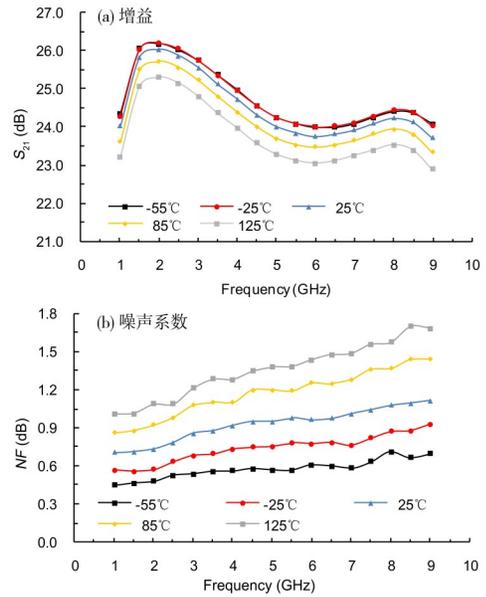


图 15 超宽带 LNA 增益及噪声性能随温度变化测试结果
Fig.15 Measured Gain and NF of ultra-wideband LNA at various temperatures

置使 LNA 在 -55~125 °C 下的增益变化小于 1 dB, 可有效拓宽芯片高低温环境适应温度^[15-16].

表 2 宽带 LNA 性能对比

Table 2 Performance of broadband LNA

	Frequency (GHz)	BW (%)	Gain (dB)	Temperature (°C)	NF (dB)	S ₁₁ , S ₂₂ (dB)	Area (mm ²)	P _{dc} (mW)	Technology
文献[12]	1.5~3.7	85	31.8	—	0.73	-6, -10	2.5×2	25	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[13]	2.8~5.2	58	27.5	—	0.88~1.1	-8, -10	2.0×1.0	52	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[14]	3.2~14.7	127	34.3	—	1.3~1.6	-5, -5	2.5×1.5	45	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[15]	9~12	28.5	17	-25~75	1.2	-10, -15	1.08×1.08	60	0.25 μm AlGaAs pHEMT
文献[16]	76~77	1.3	15	-30~100	3.5	-10, -15	1.88×1.2	38.4	0.19 μm AlGaAs pHEMT
本文	1~9	160	25	-55~125	0.75~1	-10, -10	2.0×1.2	125	0.15 μm GaAs pHEMT

注:“—”表示文献中未提及该参数

3 结 论

本文基于 GaAs pHEMT 工艺,设计了一款 1~9 GHz 超宽带低噪声放大器,通过创新温度补偿有源偏置技术,提升 LNA 高低温环境适应能力. 该有源偏置电路结构简单,集成度高,功耗低. 此外,本文采用改进型栅漏并联负反馈结构,在降低噪声系数的同时,优化输入输出阻抗,提升放大器高频增益,实现超宽带宽. 经测试,该低噪声放大器室温下噪声系数小于 1 dB,工作带宽

1~9 GHz,具有优良的噪声系数与带宽特性,在 -55~125 °C 下增益波动小于 1 dB,有效拓展芯片高低温工作环境. 该低噪声放大器具有噪声低、集成度高、稳定性好等特点,可广泛应用于小型化基站、可重构通信系统、相控阵雷达等领域.

参考文献

[1] 高峰,谢瑞云,王巍. 基于可重构技术的无线通信侦察系统研究. 通信技术, 2015, 48(8):974-978, doi: 10.3969/j.issn.1002-0802.2015.08.019. (Gao F, Xie

- R Y, Wang W. Wireless communication reconnaissance system based on reconfiguration technology. *Communications Technology*, 2015, 48(8): 974–978, doi:10.3969/j.issn.1002-0802.2015.08.019.)
- [2] Nikandish G, Yousefi A, Kalantari M. A broadband multistage LNA With bandwidth and linearity enhancement. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(10): 834–836, doi: 10.1109/LMWC.2016.2605446.
- [3] Hu J Q, Ma K X, Mou S X, et al. Analysis and design of a 0.1~23 GHz LNA MMIC using frequency - dependent feedback. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2019, 66(9): 1517–1521, doi:10.1109/TCSII.2019.2891262.
- [4] Aja B, Schuster K, Schafer F, et al. Cryogenic Low-Noise mHEMT -based MMIC amplifiers for 4~12 GHz Band. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2011, 21(11): 613–615, doi: 10.1109/LMWC.2011.2167502.
- [5] Tian Y, Wang G M, Yang J, et al. A Ka-band TDD front - end chip with 24.7% bandwidth and temperature compensation technology. *IEICE Electronics Express*, 2017, 14(9): 14, doi: 10.1587/ELEX.2014.20170350.
- [6] Chen Y C, Wang Y S, Chiong C C, et al. An ultra-broadband Low noise amplifier in GaAs 0.1 μm pHEMT process for radio astronomy application//2017 IEEE International Symposium on Radio - Frequency Integration Technology. Seoul, South Korea: IEEE, 2017: 80–82, doi: 10.1109/RFIT.2017.8048296.
- [7] 吴健,郑远,艾宣等. 0.5 dB噪声系数高线性有源偏置低噪声放大器. *固体电子学研究进展*, 2014, 34(3): 211–215. (Wu J, Zheng Y, Ai X, et al. Highly linear active bias LNA with 0.5 dB noise figure. *Research & Progress of SSE*, 2014, 34(3): 211–215.)
- [8] Razavi B. *模拟CMOS集成电路设计*. 陈贵灿,程军,张瑞智等译. 西安:西安交通大学出版社, 2016, 45.
- [9] 许石义,王潮儿,黄剑华等. 基于负反馈和有源偏置的宽带低噪放设计. *浙江大学学报(工学版)*, 2018, 52(6): 1081–1087. (Xu S Y, Wang C E, Huang J H, et al. Design of broadband LNA with active biasing using negative feedback technique. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2018, 52(6): 1081–1087.)
- [10] Nikandish G, Medi A. Transformer - Feedback interstage bandwidth enhancement for MMIC multistage amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(2): 441–448, doi:10.1109/TMTT.2014.2383400.
- [11] Ludwig R, Bogdanov G. *射频电路设计:理论与应用*. 第2版. 王子宇,王心悦译. 北京:电子工业出版社, 2013, 426.
- [12] Huang W C, Chiong C C, Wang H. A fully - integrated S-band differential LNA in 0.15 μm GaAs pHEMT for radio astronomical receiver//2018 IEEE International Symposium on Radio - Frequency Integration Technology. Melbourne, Australia: IEEE, 2018: 1–3.
- [13] Chou C F, Chang Y C, Wang H, et al. High gain fully on-chip LNAs with wideband input matching in 0.15 μm GaAs pHEMT for radio astronomical telescope//2015 European Microwave Conference. Paris, France: IEEE, 2015: 235–238, doi: 10.1109/EuMC.2015.7345743.
- [14] Wang Y S, Chiong C C, Nai J K, et al. A high gain broadband LNA in GaAs 0.15 μm pHEMT process using inductive feedback gain compensation for radio astronomy applications//2015 IEEE International Symposium on Radio - Frequency Integration Technology. Sendai, Japan: IEEE, 2015: 79–81.
- [15] Yamanaka K J, Yamauchi K, Mori K, et al. Ku-band low noise MMIC amplifier with bias circuit for compensation of temperature dependence and process variation//2002 IEEE MTT - S International Microwave Symposium Digest. Seattle, WA, USA: IEEE, 2002: 1472–1430, doi: 10.1109/MWSYM.2002.1012123.
- [16] Tanahashi N, Kanaya K, Matsuzuka T, et al. A W-band ultra low noise amplifier MMIC using GaAs pHEMT//2003 IEEE MTT - S International Microwave Symposium Digest, 2003. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2003: 2225–2228, doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210607.

(责任编辑 杨可盛)