

面向UWB应用的多模可重构LNA设计

刘启航¹, 雷倩倩^{1,2*}, 熊剑辉¹, 张旭东³

(1. 西安工程大学理学院, 陕西西安 710048; 2. 射线柔性防护技术陕西省高校工程研究中心, 陕西西安 710048;
3. 深圳市纽瑞芯科技有限公司, 广东深圳 518000)

摘要: 为了解决接收机射频前端单片多频段兼容性问题, 本文提出了一种新型的面向超宽带应用的带宽可重构低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)结构. 该LNA基于开关切换式可重构设计方法, 将开关可调设计嵌套在级联LNA电路的负载中, 通过对并联电阻反馈结构的负载电感进行可重构设计, 控制低频阻抗谐振点和对应增益极点的位置来实现不同UWB工作模式带内匹配和增益曲线的切换, 相较于在输入/输出匹配通路引入开关的设计方法, 将开关置于负载级, 在不影响阻抗匹配的前提下优化增益和噪声; 并对传统电感并联峰化技术中的电阻和电感进行可调设计兼顾不同工作带宽内的增益平坦度. 基于SMIC 28 nm CMOS工艺, 电磁建模提参后的仿真结果表明, LNA有3.1~10.6 GHz、6~10.6 GHz和3.1~5 GHz 3种工作模式, 可实现的带内电压增益(S_{21})均处于16.59 dB以上, 最小噪声系数小于3 dB; 在0.8 V的电源电压下, 3种模式的输入输出匹配(S_{11} 、 S_{22})均小于-10 dB, 静态功耗仅为9.03 mW; 引入MOS开关后, 3种带宽的LNA噪声系数恶化均小于0.2 dB.

关键词: 低噪声放大器; 超宽带; 带宽可调; 可重构; 开关切换; 电感峰化

基金项目: 国家重点研发计划(No.2018YFB2200500); 陕西省重点研发计划(No.2022GY-012); 深圳市“孔雀计划”团队项目(No.KQTD20190929172628244)

中图分类号: TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2025)02-0431-09

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20240241

Design of Multimode Reconfigurable Low Noise Amplifier for UWB Applications

LIU Qi-hang¹, LEI Qian-qian^{1,2*}, XIONG Jian-hui¹, ZHANG Xu-dong³

(1. School of Science, Xi'an Polytechnic University, Xi'an, Shaanxi 710048, China; 2. Engineering Research Center of Flexible Radiation Protection Technology of Universities of Shaanxi Province, Xi'an, Shaanxi 710048, China; 3. Shenzhen New Radio Technology Co., Ltd., Shenzhen, Guangdong 518000, China)

Abstract: To solve the compatibility problem of multi-band on a single chip in the RF front-end of the receiver, this paper proposes a new bandwidth-reconfigurable low noise amplifier (LNA) structure for UWB applications. This LNA is based on switchable reconfigurable design methods, embedding the switchable design in the load of the cascaded LNA circuit. The design achieves switching of in-band input impedance matching and gain curves for different UWB operating modes by controlling the position of low-frequency impedance resonance point and corresponding gain pole through the reconfigurable design of the load inductance of the resistive parallel negative feedback structure. Compared with the design methods of introducing switches in the input/output matching path, placing switches at the load optimizes gain and noise performance without affecting impedance matching. The resistors and inductors in the traditional inductive peaking technique are adjustable to consider gain flatness within different operating bandwidths. Based on SMIC 28 nm CMOS technology, the simulation results of electromagnetic modeling demonstrate that the LNA operates in three modes: 3.1~10.6 GHz, 6~10.6 GHz, and 3.1~5 GHz, with in-band voltage gain (S_{21}) above 16.59 dB and minimum noise figure below 3 dB. Under 0.8 V power supply voltage, all three modes exhibit input and output matching (S_{11} , S_{22}) below -10 dB, with a static power consumption of only 9.03 mW; after introducing MOS switches, the noise figure degradation of the LNA in all three bandwidths is less than 0.2 dB.

Key words: low noise amplifier; ultra wide band; adjustable bandwidth; reconfigurable; switching; inductive peaking

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program of China (No.2018YFB2200500); Key Research and Development Program of Shaanxi (No.2022GY-012); Shenzhen Science and Technology Program (No.KQTD20190929172628244)

1 引言

超宽带(Ultra Wide Band, UWB)技术是一种利用非正弦窄脉冲波进行数据传输的无线载波通信技术,因其具有低功耗、高速数据传输和抗干扰的特点被广泛应用于物联网、消费电子等领域。由于5~6 GHz频带内存在大量窄带干扰信号,将其覆盖的3.1~10.6 GHz全频段分为3.1~5 GHz的下边带和6~10.6 GHz的上边带。针对不同的应用场景,UWB系统会选择上边带或者下边带的某一个子频段,或同时在两个边带选择多个子频段来避免与其他系统的干扰,例如在特定的UWB定位系统中,需要同时在3.1~4.2 GHz和6.5~8.5 GHz两个频段内选择子频段来实现高精度的室内定位和跟踪,这就要求射频接收机能够兼容多频段工作应对日益多样化的通信标准。

低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)作为接收机的最前级有源模块,为了兼容多频段工作,需要LNA在不同频段间来回切换。根据带宽切换电路使LNA工作在不同的频带,常见的实现方法有3种:(1)将多个单频LNA形成阵列^[1-4],该方法需要占用较大的芯片面积,且每个子LNA具有独立的工作电流,难以实现低功耗;(2)通过开关切换输入或输出匹配网络的方式^[5-14],使其能同时放大不同频带的信号;(3)通过设置可调谐网络在一定带宽内连续或离散地进行调谐^[15-19],但可调谐网络会引入额外的功耗、噪声和面积。

开关切换式可重构设计具有低功耗、灵活性强的特点,且每个频带上的噪声和匹配效果良好,但处于输入端的切换开关会恶化LNA的增益和噪声。文献[6]同时在输入和输出匹配网络引入开关管实现可重构,LNA在2.4 GHz和5.2 GHz的最大增益仅为10.4 dB和11 dB;文献[10]采用单刀双掷开关实现8 GHz与26.5 GHz的频率切换,加入开关后增益和噪声系数(Noise Figure, NF)至少恶化了10 dB和0.7 dB。文献[13]采用宽带匹配的手段在输出匹配网络引入开关设计,LNA在24 GHz/28 GHz/39 GHz的增益小于15.5 dB, NF大于4 dB,功耗高达20.68 mW。上述已有设计实现的可重构LNA避免了为处理多个窄带信号而单独设计LNA的问题,降低了开发周期和设计成本,但集中于窄带跟窄带之间的频段切换。而UWB带内的LNA频宽在数GHz以上,其可重构设计需要在保证多个UWB频段内良好匹配性能的前提下,兼顾在带宽调整时每个工作频段内的增益稳定和最佳噪声性能,因此具有较大的设计难度。

本文基于并联电阻反馈结构,引入开关对其负载

电感进行可调设计,通过控制低频阻抗谐振点和对应增益极点的位置来实现不同UWB工作模式带内匹配和增益曲线的切换,并对传统的电感并联峰化技术中的电阻和电感进行可调设计兼顾不同工作带宽内的增益平坦度。相比于在输入输出匹配网络引入开关的设计方法,将开关置于负载级,可减小其插损对增益和噪声性能的恶化。

2 电路结构分析

2.1 LNA整体电路

所提出的可重构LNA采用级联结构,如图1所示。第一级采用并联电阻反馈结构实现宽带内的阻抗匹配;第二级采用电感并联峰化技术的共源共栅级,用来提高增益;第三级为源极跟随器用作输出缓冲级。其中, L_g 、 L_s 与 C_{gs1} 谐振实现高频的阻抗匹配,反馈电阻 R_f 与反馈电容 C_f 组成反馈回路,实现低频的阻抗匹配;开关 S_1 控制电感 L_2 的通断来调整低频阻抗谐振点和对应增益极点的位置实现匹配带宽和带内增益的可调;电感 L_3 与 M_2 的栅源电容谐振来扩展带内增益带宽;电容 C_2 接地用来过滤经 M_3 栅源电容耦合到其栅极的高频信号,优化电路的增益与噪声性能;由开关 S_2 ~ S_5 控制的电感 L_{12} 与可调电阻 R_{12} 组成并联峰化负载,保证不同带宽下的增益平坦度。

2.2 输入匹配可重构设计

LNA 3种模式的工作带宽均处于超宽带内。为了兼顾3种UWB模式的阻抗匹配,所设计的匹配网络如图1所示。在并联电阻反馈结构的基础上,对其负载电感 L_{L1} 引入开关进行可调设计,输入匹配级的小信号等效电路如图2所示。

由图2可知,该电路输入阻抗 Z_{in} 的表达式为

$$Z_{in} = sL_g + Z_f // Z_{in1} \quad (1)$$

其中,

$$Z_{in1} = sL_s + \frac{1}{sC_{gs1}} + \frac{g_{m1}L_s}{C_{gs1}} \quad (2)$$

$$Z_f \approx s \left(\frac{R_f C_{d1}}{g_{m1}} \right) + \frac{1}{s(g_{m1}L_{L1}/R_f)} + \frac{1}{g_{m1}} \quad (3)$$

Z_{in1} 为从 M_1 栅端看进去的等效阻抗, Z_f 为从电阻 R_f 看进去的等效阻抗, g_{m1} 、 V_{gs1} 分别为 M_1 的跨导和栅源电压, C_{d1} 为 M_1 管漏端的等效电容。

根据式(2)、式(3)可知,LNA电路低频和高频对应的阻抗谐振点 f_{o1} 和 f_{o2} 的表达式为式(4)和式(5)。可以看出, f_{o1} 与 L_{L1} 有关, f_{o2} 由 L_g 、 L_s 和 C_{gs1} 决定,在 f_{o2} 固定的情

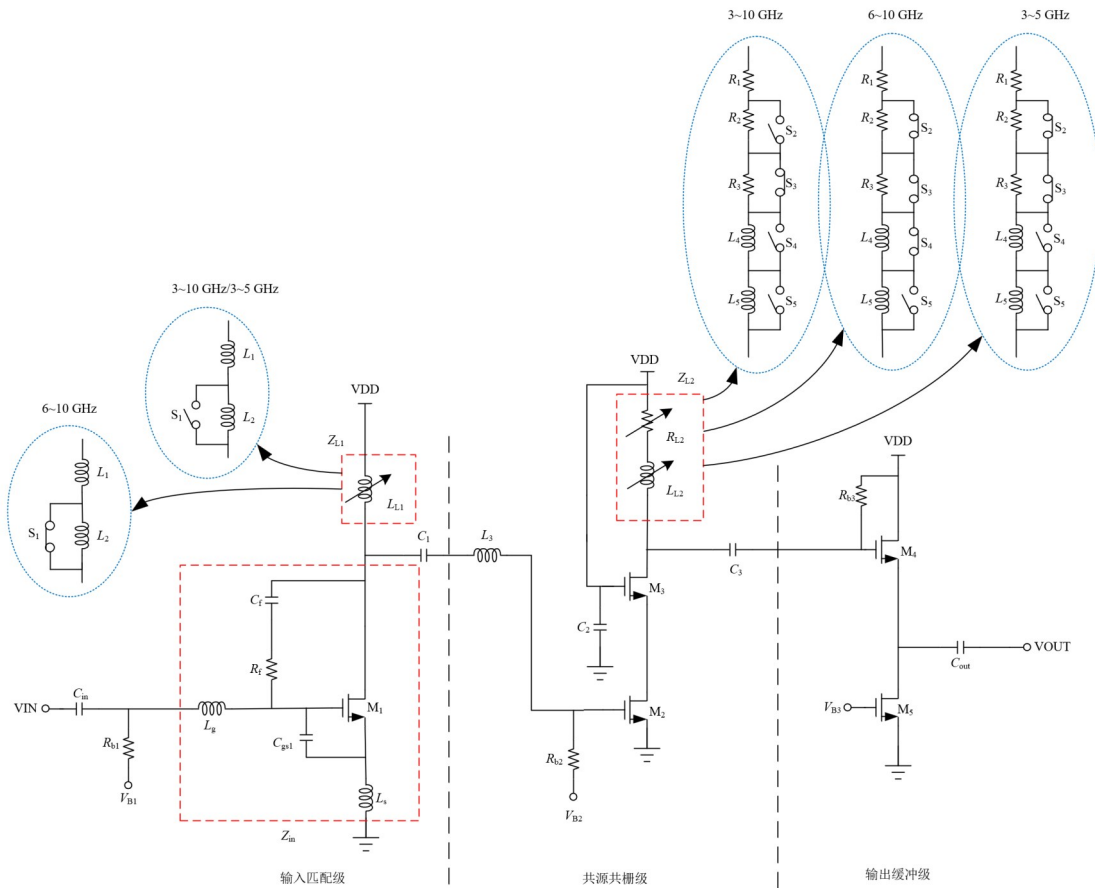


图 1 可重构 LNA 整体电路图

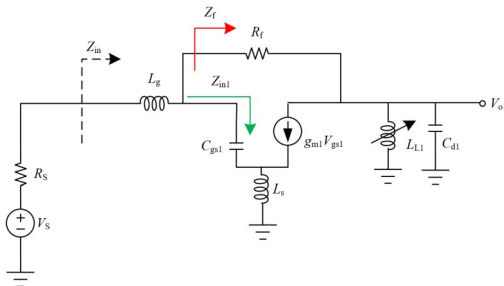


图 2 输入匹配级小信号电路图

况下,可通过调整 L_{L1} 的大小来改变 f_{o1} 的位置实现匹配网络的切换. 图 3 给出了 Z_{in} 中 Z_{in1} 和 Z_f 的匹配曲线,以及当 L_{L1} 的取值不同时所实现的匹配状态切换. 当 L_{L1} 为 5.5 nH 时, f_{o1} 靠近 4 GHz, 可兼顾全频带和下边带的阻抗匹配; L_{L1} 为 1 nH 时, f_{o1} 靠近 6.5 GHz, 则可切换为上边带匹配.

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{L1}C_{d1}}} \quad (4)$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_g + L_s)C_{gs1}}} \quad (5)$$

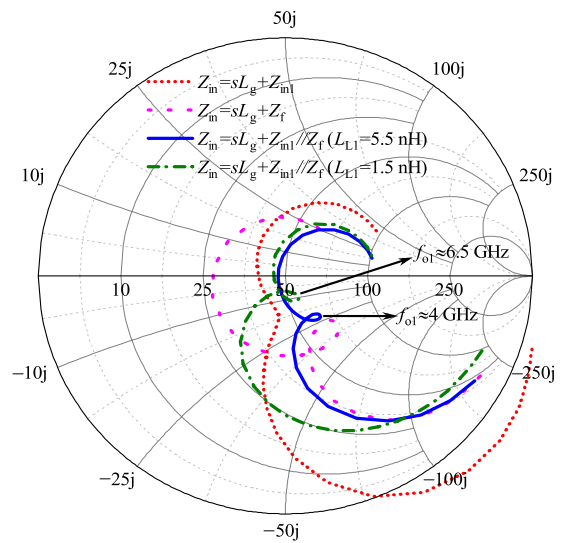


图 3 可调阻抗匹配网络

2.3 带内增益可重构设计

带宽可重构 LNA 共有 3 种工作模式,为了保证不同 UWB 频带内的增益性能,兼顾在带宽调整时的增益稳定,采用级联结构实现增益可重构设计. 式(6)为

LNA 的增益表达式,其中输入匹配级提供低频增益 A_{V1} , 共源共栅级提供高频增益 A_{V2} .

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} \quad (6)$$

根据图2所示的小信号等效电路,输入匹配级的增益表达式:

$$A_{V1} = \frac{V_{o1}}{V_s} \approx - \frac{g_{m1}}{s^2 C_{gs1} (L_g + L_s) + s g_{m1} L_s + 1} \cdot \frac{s/C_{d1}}{s^2 + s \frac{1}{R_f C_{d1}} + \frac{1}{L_{L1} C_{d1}}} \quad (7)$$

同理推得共源共栅级的增益表达式为

$$A_{V2} = -g_{m2} \cdot \left[(R_{L2} + sL_{L2}) // \frac{1}{C_{d3}} \right] \cdot \frac{1}{s^2 L_3 C_{gs2} + (1 + C_{gs2}/C_1)} \quad (8)$$

C_{d3} 为 M_3 漏端的等效电容. 根据式(7)、(8)可得每一级对应的增益极点 ω_{p1} 和 ω_{p2} 分别为

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\sqrt{L_{L1} C_{d1}}} \quad (9)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_{gs2}}} \quad (10)$$

可以看出, ω_{p1} 的大小与 L_{L1} 有关, 通过开关 S_1 控制电感 L_{L1} 调整 ω_{p1} 的位置实现带内增益曲线的切换, 如图4所示. 当 S_1 断开时, L_{L1} 为 5.5 nH, ω_{p1} 靠近 3 GHz, ω_{p2} 靠近 10 GHz, 可保证全频段和下边带的增益性能; S_1 导通时, L_{L1} 为 1 nH, ω_{p1}' 靠近 6 GHz, ω_{p1}' 与 ω_{p2} 位置较为靠近, 因此 LNA 上边带内增益性能表现略优于全频段模式.

为了兼顾不同模式的带内增益平坦度, 第二级共

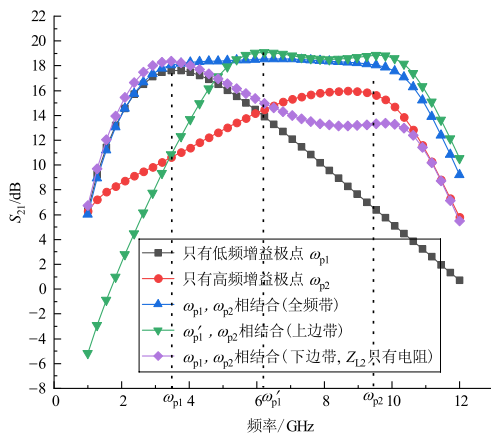


图4 可调带内增益曲线

源共栅级的负载网络采用电感并联峰化技术. 以全频段为例, 对不同感值和阻值对增益曲线的影响进行分析, 如图5所示. 由于 A_{V2} 与 Z_{L2} 正相关, 当 R_{L2} 、 L_{L2} 过小时, A_{V2} 也较低, 输入匹配级因反馈网络所提供的 A_{V1} 有限, 因此低频的增益性能较差; 当 R_{L2} 、 L_{L2} 过大时, 由于 C_{d3} 的存在, Z_{L2} 随频率的增加阻抗减小, A_{V2} 降低, 高频的增益也随之恶化, 最终折中选择 L_4 、 L_5 、 R_1 、 R_2 和 R_3 的值分别为 1.2 nH、2 nH、15 Ω 、30 Ω 和 23 Ω 来得到较好的带内增益平坦度.

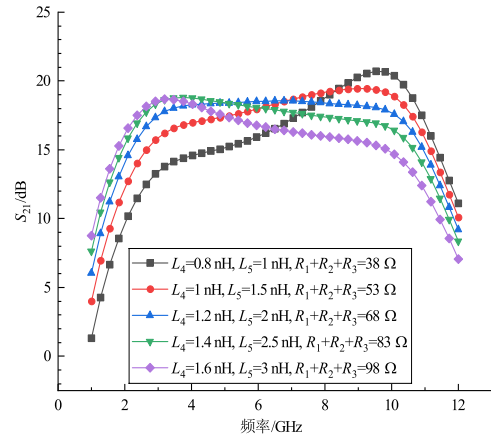


图5 第二级峰化负载网络对全频段增益曲线的影响

2.4 开关插损对LNA的影响

可重构LNA采用5个开关($S_1 \sim S_5$)切换: 全频段模式下, S_1 、 S_2 、 S_4 、 S_5 断开, S_3 导通; 上边带模式下, S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 导通, S_5 断开; 下边带模式下, S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 、 S_5 断开. 由于开关的位置处于负载端, NMOS管较PMOS管需要更高的开启电压, 因此选择PMOS管作开关使用. 当栅端接低电位时, 管子导通, 处于深线性区, 此时导通电阻 R_{on} , 寄生电容 C_{gs} 分别如式(11)、式(12)所示:

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (11)$$

$$C_{gs} \approx C_{gd} = WLC_{ox}/2 + WC_{ov} \quad (12)$$

其中, C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容, C_{ov} 为单位宽度的交叠电容. 栅端接高电位时, 管子截止, 此时管子源漏两端的等效阻抗大于 10 M Ω , C_{gs} 如式(13)所示:

$$C_{gs} = C_{gd} = WC_{ov} \quad (13)$$

由式(4)、式(9)可知, 开关 S_1 的通断对低频阻抗谐振点和低频增益极点的位置起决定性作用, 其 R_{on} 直接影响上边带的增益性能. 图6给出了 S_1 不同尺寸下的 R_{on} 和 S_{21} 的变化曲线. 为了保证上边带内的平坦带内增益, 最终选取 S_1 管的尺寸为 60 μm /0.03 μm .

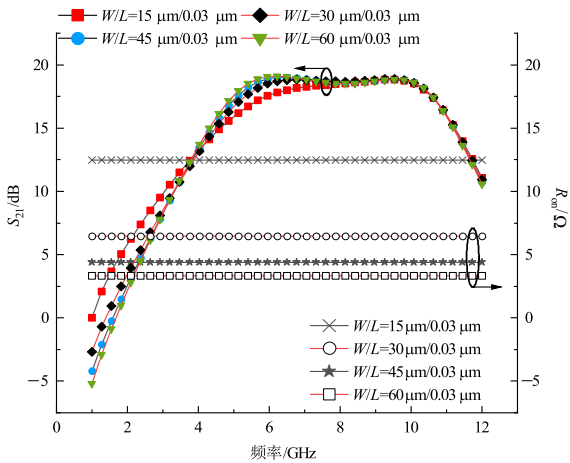


图 6 开关管 S_1 尺寸对导通电阻 R_{on} 和上边带增益的影响

开关 S_2 和 S_3 控制第二级负载电阻的阻值切换, 其 R_{on} 应远小于 R_2 和 R_3 ; S_4 和 S_5 控制负载感值切换. 当器件尺寸越大时, 寄生电容也越大, R_{on} 则越小, 因此开关管的尺寸设计需要在 R_{on} 与寄生电容间进行折中. 对开关管的尺寸不断迭代, 优化其插损对噪声性能的影响, 最终得到 3 种模式下的 LNA. 采用理想开关与实际 MOS 开关的噪声系数性能对比如图 7(a)~(c) 所示. 全频带、上边带和下边带工作模式下, 对应的带内 NF 分别恶化了 0.07 dB、0.17 dB 和 0.19 dB, 其中上边带工作模式下 2~4 GHz 内理想开关噪声差于实际开关, 这是因为实际开关导通后, 导通电阻与 L_1 串联后电感的 Q 值降低, 从而使得 2~4 GHz 内增益曲线的 -3 dB 带宽优于理想开关, 最终导致其对应频段内的噪声系数也优于理想开关.

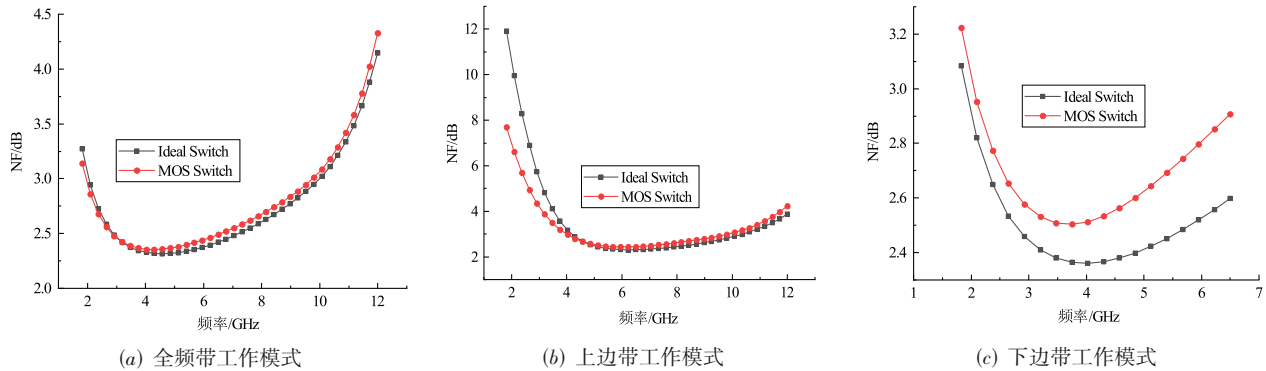


图 7 理想开关与实际开关对 NF 的影响

3 电磁建模仿真结果

基于 SMIC 28 nm CMOS 工艺, 可重构 LNA 版图如图 8 所示. 其尺寸为 $0.90 \text{ mm} \times 0.60 \text{ mm}$, 其中包括 VDD、VSS、VIN 和 VOUT 4 个焊盘. 考虑到每 $100 \mu\text{m}$ 的金属线产生的寄生电感为 0.1 nH , 参与阻抗匹配的电感 L_g 、 L_s 走线应尽可能地短, 保证受其影响的高频阻抗谐振点不会偏移. 利用 EMX 电磁仿真工具对 LNA 的电感版图走线进行电磁建模, 并对 LNA 的阻抗匹配、增益、带宽、NF 等参数进行性能验证.

可重构 LNA 前仿真与电感提参后的仿真结果如图 9 所示. 图 9(a) 的全频带模式, L_g 与 L_s 的走线寄生电感引起 f_{o2} 略有降低, ω_{p2} 对 L_3 的寄生较为敏感, 电磁建模后电路 Q 值变大, 带宽较前仿收缩, S_{21} 整体与前仿结果基本一致, 仅在 10 GHz 处衰减 2.1 dB , NF 随增益衰减恶化 1.7 dB ; 图 9(b) 的上边带模式, S_{11} 的匹配带宽较前仿整体向低频偏移, 原因是 L_g 与 L_s 的寄生使得 f_{o2} 降低, S_1 导通后, 因电感 L_1 走线变长带来的寄生电感使得 f_{o1} 降

低, 相应的 ω_{p1} 也较前仿向低频偏移 1 GHz , S_{21} 和 NF 在高频处较前仿分别恶化 2.6 dB 和 1.84 dB ; 图 9(c) 的下边带模式, S_{11} 变化较小, S_{21} 在 5 GHz 处衰减 1.85 dB , NF 恶化 0.38 dB , 但随着频率增加, 高频处增益性能变差, 噪声性能也随之恶化.

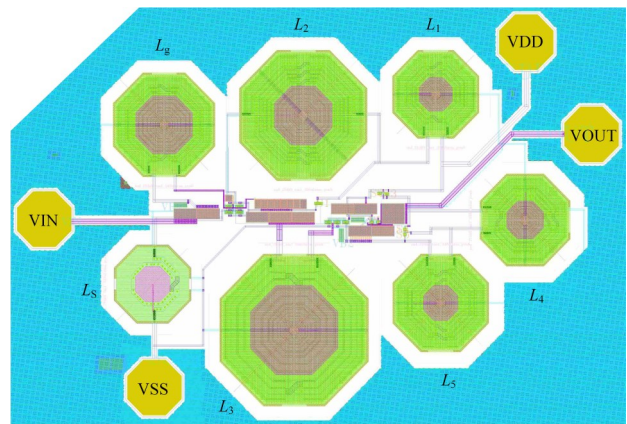
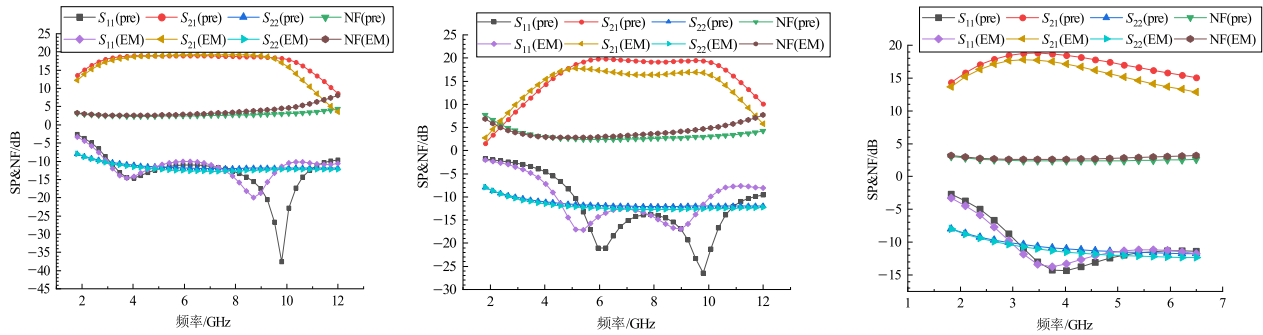


图 8 可重构 LNA 的版图设计

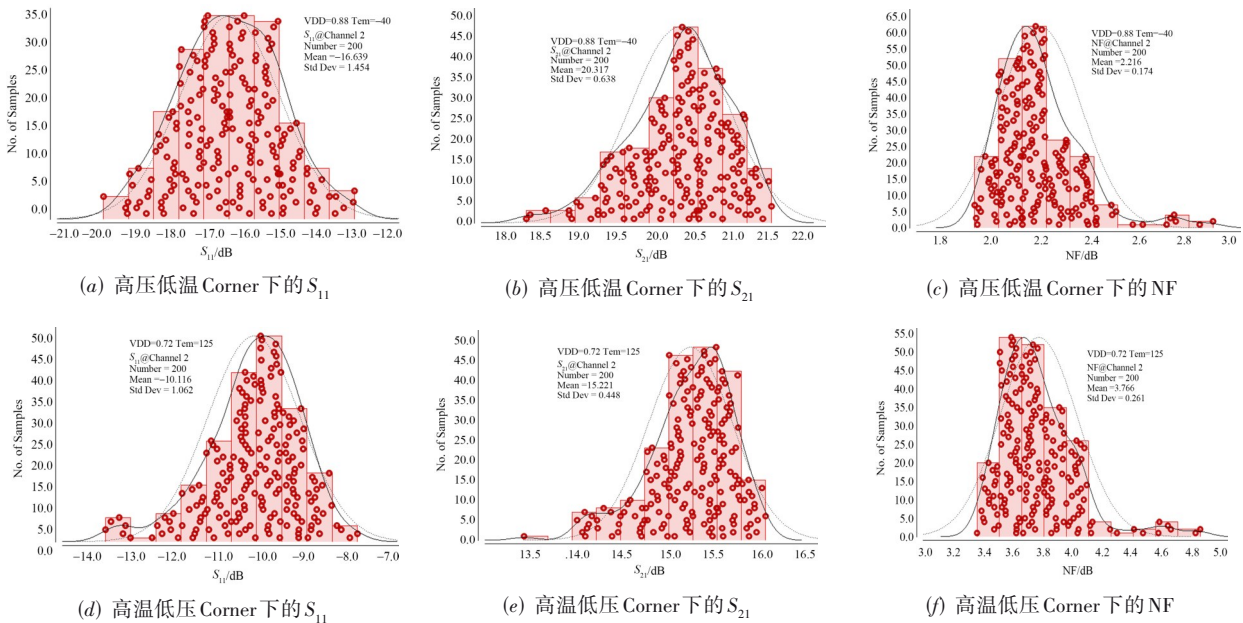


(a) 全频带工作带宽下的S参数和NF性能 (b) 上边带工作带宽下的S参数和NF性能 (c) 下边带工作带宽下的S参数和NF性能

图9 可重构LNA不同频带内的匹配、增益和噪声性能曲线

考虑到实际制造过程中不同工艺角、温度变化以及电源电压波动对电路性能的影响,对3种工作模式下的3个典型子频带(Channel 2: 3 743.6~4 243.6 MHz、Channel 5: 6 239.6~6 739.6 MHz和Channel 9: 7 737.2~8 237.2 MHz)内的S参数和噪声系数在两种极端Corner(高温、低压和高压、低温)下的工艺和失配(Process、Mismatch)进行蒙特卡洛采样,采样点数为200.仿真结果表明,下边带工作模式下Channel 2频带内高压低温下的 S_{11} 、 S_{21} 和NF明显优于高温低压,如图10(a)~(f)所示,高温低压下的匹配虽然有恶化,但均值仍保持在-10 dB以下, S_{21} 在高温低压Corner下随着管子的Mismatch和工艺偏差,带内增益大于15 dB,由于LNA的NF主要来源于热噪声,随着温度升高,噪声系数也随之恶化,波动范围在2.22~3.77 dB之间.而全频带工作模

式时,Channel 5频带内的高温低压下的 S_{11} 要优于高压低温,如图11(a)和图11(d)所示,这是由于温度变化和失配的影响,阻抗谐振点产生偏移,6 239.6~6 739.6 MHz内的 S_{11} 整体上移了大概1 dB,带内均值为-10.04 dB,增益和噪声随温度升高恶化较为明显,如图11(b)、图11(c)、图11(e)和图11(f)所示,高温低压下的 S_{21} 和NF均值分别为13.81 dB和4.46 dB.上边带工作模式下Channel 9频带内的蒙特卡洛采样结果如图12(a)~(f)所示,高压低温下带内的 S_{11} 仍有-12.44 dB,明显优于其他两种模式,增益和噪声随温度、电压和失配的变化现象与其他两种模式一致,随温度升高恶化较为明显,且由于Channel 9的工作频率较高,噪声系数要明显差于其他两种模式,最差已经达到5.11 dB.



(a) 高压低温Corner下的 S_{11}

(b) 高压低温Corner下的 S_{21}

(c) 高压低温Corner下的NF

(d) 高温低压Corner下的 S_{11}

(e) 高温低压Corner下的 S_{21}

(f) 高温低压Corner下的NF

图10 下边带Channel 2频带内的匹配、增益和噪声的蒙特卡洛仿真结果

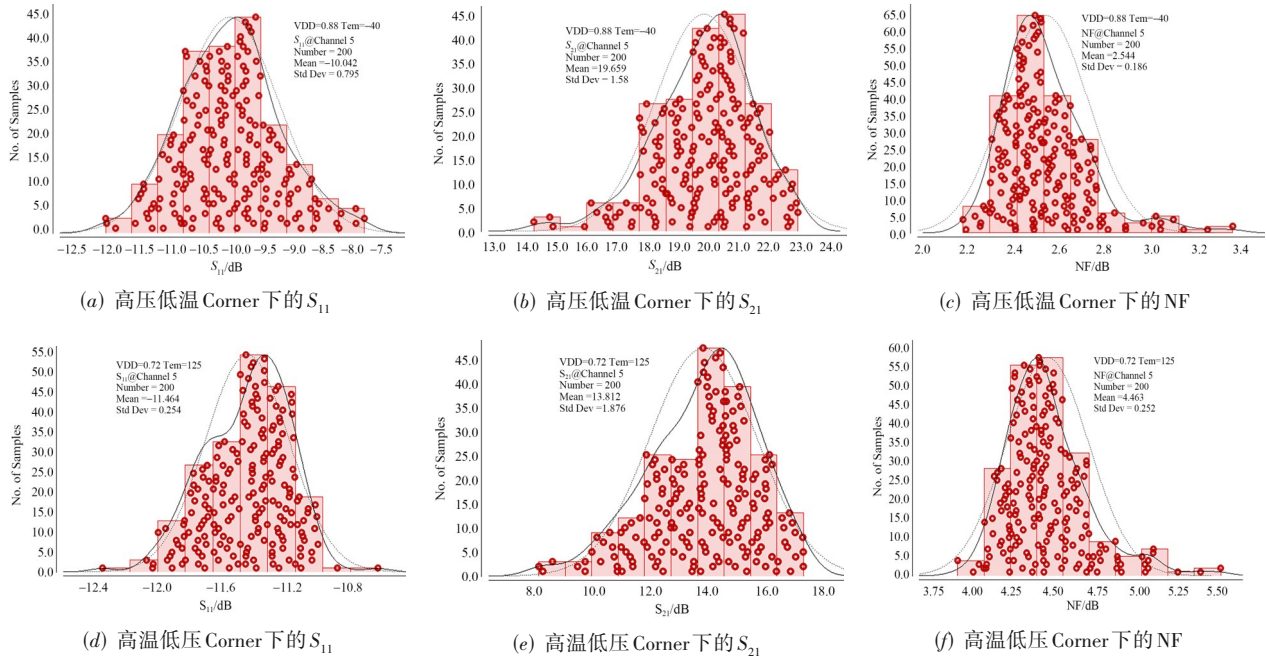


图 11 全频带 Channel 5 频带内的匹配、增益和噪声的蒙特卡洛仿真结果

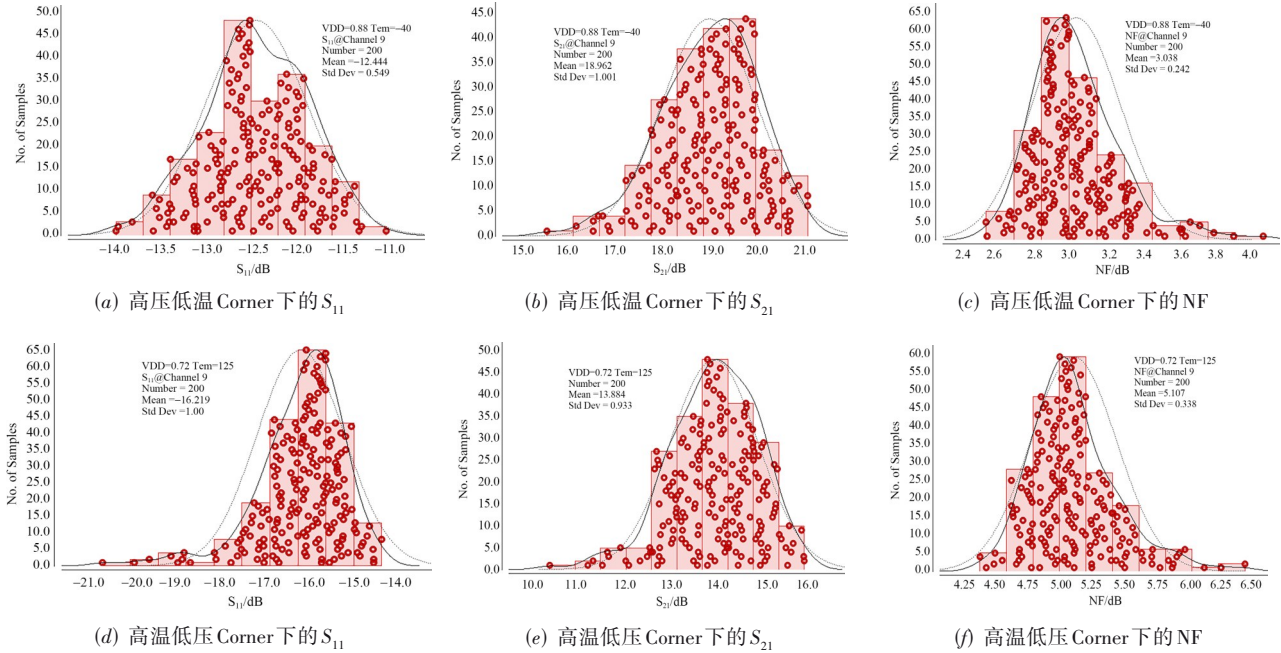


图 12 上边带 Channel 9 频带内的匹配、增益和噪声的蒙特卡洛仿真结果

表 1 给出了本设计与其他 LNA 文献的性能对比, 其中 FOM 综合了不同工艺下 LNA 的增益、带宽、功耗和噪声系数, 其表达式如式 (14) 所示:

$$FOM = \frac{N \cdot BW_{\max} \cdot S_{21}}{NF \cdot P_{dc} \cdot A} \quad (14)$$

相比于其他 LNA 设计, 本文中的带宽可重构 LNA 不仅具备了文献[20]、文献[21]全频带内的高增益和低噪声性能, 而且实现了不同子频带下应用带宽的灵活切换; 相比于文献[12]的窄带切换, 超宽带工作模式下的 LNA 随着频率的变化, 其阻抗匹配难度也变大. 而本文

中的 LNA 具备 3 种 UWB 工作模式,在保证了良好阻抗匹配的前提下(<-10 dB),以约 9 mW 的直流功耗实现每个

带内最低 3 dB 的 NF 和平均 16.59 dB 增益性能,同时 FOM 较文献[14]中的可重构设计更是提升了近 38.5 倍。

表 1 本文设计的可重构 LNA 与其他文献的性能参数对比

方法	工艺/nm	模式数	频率/GHz	S_{11} /dB	S_{21} /dB	NF/dB	P_{1dB} /dBm	功耗/mW	面积/mm ²	FOM
MWCL-2014 ^[20]	180	1	1~12.5	<-10	15.2 ^a	2.2~2.5 ^b	-0.2 ^e	18	0.39	5.48
MWCL-2017 ^[21]	130	1	3~12.3	<-11	15 ^a	4~4.6	-7 ^c	8.5 ^d	0.86	2.66
KUMAR-2019 ^[12]	180	4	2~5	<-10	14.5	8.6	-14.5	3.8	1.44	1.56
			1.8	-11	14.1	8.5	-9.2			
			2.1	-12	14.5	8.2	-11.6	2		
			2.4	-14	14.1	8.7	-14.6			
TCSI-2022 ^[14]	130	2	0.05~0.7	<-10	26.5 ^a	<4.25	-11.5@300 M ^c	33.6	0.84 ^e	0.37
			2.3~2.4		14.7 ^a	3.2	-4.5@2.3 G ^c	5.1		
本文	28	3	3.1~10.6	<-10	15.96~19.23	2.57~4.65	-29.04	9.03	0.54	14.25
			6~10.6		16.33~17.3	2.96~4.86	-26.69			
			3.1~5		15.38~17.8	2.61~2.77	-26.36			

注:^a Max Gain;^b 3~12 GHz 内的 NF;^c IIP_3 ; ^d 含 buffer; ^e LNA 核心部分面积。

4 结论

在现有关于 LNA 可重构设计的研究中,大多集中于窄带与窄带 LNA 的切换^[11],极少有 UWB 与 UWB 之间的可重构设计,主要原因在于宽带 LNA 的频宽较宽. 宽带内的阻抗匹配本就是一个设计难点,而对其进行可重构设计还需兼顾不同频段内的增益和噪声性能,使得超宽带 LNA 的可重构设计有较大的设计难度. 本文基于现有的级联超宽带设计方法,引入负载可调设计网络,巧妙地利用电阻反馈拓扑,在其负载端引入单个开关的同时实现对低频阻抗谐振点和增益极点位置的可调,进而实现不同 UWB 的模式切换;额外引入的开关使其处于负载端,避免了开关插损对电路性能的恶化;同时开关的导通电阻可以降低负载电感的 Q 值,保证了 UWB 带内的增益平坦度. 基于 SMIC 28 nm CMOS 工艺,对 LNA 进行了电磁建模. 仿真结果表明, LNA 有 3 种 UWB 工作模式,在保证 LNA 阻抗匹配的前提下,实现了每个 UWB 频带内 16.59 dB 以上的电压增益、3 dB 以下的最小噪声系数. 在 0.8 V 电源电压下的静态功耗仅为 9.03 mW. 本文所设计的可重构 LNA 可以针对只选择上下边带的其中一个子频带或者同时在上下边带中各自选择其中一个子频带的 UWB 接收机应用需求进行灵活切换,避免了接收机系统针对不同的工作频带而单独设计的问题,适用于具有不同 UWB 工作带宽的射频前端。

参考文献

[1] CATALA S, SCHMIDT A. A universal dual band LNA implementation in SiGe-technology for wireless applications[C]//Proceedings of the 26th European Solid-State Cir-

cuits Conference. Piscataway: IEEE, 2000: 69-72.

- [2] ZARGARI M, TERROVITIS M, JEN S H, et al. A single-chip dual-band tri-mode CMOS transceiver for IEEE 802.11a/b/g wireless LAN[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2004, 39(12): 2239-2249.
- [3] WU S, RAZAVI B. A 900-MHz/1.8-GHz CMOS receiver for dual-band applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, 33(12): 2178-2185.
- [4] XIE C S, YU Z J, TAN C. An X/ku dual-band switch-free reconfigurable GaAs LNA MMIC based on coupled line[J]. IEEE Access, 2020, 8: 160070-160077.
- [5] SLIMANE A, TEDJINI S A, TAIBI A, et al. A 0.6-V/1.2-V low power single ended CMOS LNA for multi-standard RF front-ends[C]//2014 26th International Conference on Microelectronics (ICM). Piscataway: IEEE, 2014: 68-71.
- [6] ESLAMIFAR O, SHIRAZI R S. Design a dual-band low-power CMOS low noise amplifier for use in WLAN applications[C]//2014 22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Piscataway: IEEE, 2014: 101-105.
- [7] SINGH R, SLOVIN G, XU M, et al. A reconfigurable dual-frequency narrowband CMOS LNA using phase-change RF switches[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(11): 4689-4702.
- [8] FU C T, KO C L, KUO C N. A 2.4 to 5.4 GHz low power CMOS reconfigurable LNA for multistandard wireless receiver[C]//2007 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium. Piscataway: IEEE, 2007: 65-68.
- [9] HEREDIA J, RIBÓ M, PRADELL L, et al. A 125-143-GHz frequency-reconfigurable BiCMOS compact LNA us-

- ing a single RF-MEMS switch[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(5): 339-341.
- [10] CANDRA P, XIA T. SiGe HBT X-band and Ka-band switchable dual-band low noise amplifier[C]//2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Piscataway: IEEE, 2016: 722-725.
- [11] ADOM-BAMFI G, ENTESARI K. A multiband low noise amplifier with a switchable Gm active shunt feedback for SDRs[C]//2016 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). Piscataway: IEEE, 2016: 179-182.
- [12] ARAVINTH KUMAR A R, DUTTA A, SAHOO B D. A low-power reconfigurable narrowband/wideband LNA for cognitive radio-wireless sensor network[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2020, 28(1): 212-223.
- [13] SHAHEEN R A, RAHKONEN T, PÄRSSINEN A. Millimeter-wave frequency reconfigurable low noise amplifiers for 5G[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(2): 642-646.
- [14] KIM D, IM D. A reconfigurable balun-LNA and tunable filter with frequency-optimized harmonic rejection for sub-GHz and 2.4 GHz IoT receivers[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2022, 69(8): 3164-3176.
- [15] KIA H B, A'AIN A K, GROUT I, et al. A reconfigurable low-noise amplifier using a tunable active inductor for multistandard receivers[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2013, 32(3): 979-992.
- [16] EL-NOZAH M, SANCHEZ-SINENCIO E, ENTESARI K. A CMOS low-noise amplifier with reconfigurable input matching network[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(5): 1054-1062.
- [17] CHEN Y C, KUO C N. A 6-10-GHz ultra-wideband tunable LNA[C]//2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Piscataway: IEEE, 2005: 5099-5102.
- [18] MANJULA J, KRISHNA P S, RUBEENA D. Design and performance analysis of active inductor based reconfigurable regulated cascode LNA for tunable RF front end[C]//2017 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP). Piscataway: IEEE, 2017: 222-227.
- [19] BROWN J L, NEIHART N M. An analytical study of a magnetically tuned matching network[C]//2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Piscataway: IEEE, 2012: 1979-1982.
- [20] LIN Y S, WANG C C, LEE G L, et al. High-performance wideband low-noise amplifier using enhanced π -match input network[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014, 24(3): 200-202.
- [21] LI N, FENG W W, LI X P. A CMOS 3-12-GHz ultrawideband low noise amplifier by dual-resonance network[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(4): 383-385.

作者简介



刘启航 男, 1999年11月出生于河南省南阳市. 现为西安工程大学物理学专业硕士研究生. 研究方向为射频集成电路.
E-mail: liuqihang09@163.com



熊剑辉 男, 2000年9月出生于湖南省常德市. 现为西安工程大学物理学专业硕士研究生. 研究方向为射频集成电路.
E-mail: xiongjhst@163.com



雷倩倩 女, 1984年10月出生于陕西省西安市. 现为西安工程大学理学院硕士生导师. 研究方向为模拟、数模混合集成电路设计.
E-mail: leiqianqian@163.com



张旭东 男, 1996年11月出生于河南省平顶山市. 现为深圳市纽瑞芯科技有限公司模拟集成电路工程师. 研究方向为模拟集成电路设计.
E-mail: 15202462872@163.com