

# 一种紧凑型超宽带低噪声放大器研究

雷博文<sup>1</sup>, 卢子焱<sup>1,2</sup>, 张坤<sup>1,2</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第二十九研究所, 成都 610036;

2. 四川省宽带微波电路高密度集成工程研究中心, 成都 610036)

**摘要:** 针对高性能射频前端接收部分小型化的应用需求, 基于  $0.25\ \mu\text{m}$  GaAs pHEMT 工艺, 设计了一款工作频率覆盖  $2\sim 18\ \text{GHz}$  的紧凑型超宽带低噪声放大器; 放大器采用了两级级联电路拓扑, 前级选用共源共栅结构配合源极串联电感负反馈, 后级选用共源极结构, 通过两级并联负反馈及紧凑型版图设计技术, 优化了芯片的增益平坦度与面积, 在噪声系数较小的同时拥有较大输出功率; 经实验测试, 芯片在  $2\sim 18\ \text{GHz}$  频带内实现了噪声系数  $\leq 2.8\ \text{dB}$ , 小信号增益  $22\sim 26\ \text{dB}$  且呈正斜率, 输入驻波比  $< 2.2$ , 输出驻波比  $< 2$ , 输出功率  $1\ \text{dB}$  压缩点  $> 14\ \text{dBm}$ ; 该器件尺寸仅为  $1\ \text{mm} \times 1.5\ \text{mm}$ , 满足了宽频带、低噪声及小型化的工程应用需求。

**关键词:** 超宽带; 低噪声放大器; 共源共栅放大器; 并联负反馈; 源极串联负反馈

## Research on a Compact Ultra-Wideband Low-Noise Amplifier

LEI Bowen<sup>1</sup>, LU Ziyang<sup>1,2</sup>, ZHANG Kun<sup>1,2</sup>

(1. The 29th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu 610036, China;

2. Sichuan Provincial Engineering Research Center for Broadband Microwave Circuit High Density Integration, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** To meet the application requirements for miniaturizing high-performance RF front-end receivers, based on a  $0.25\ \mu\text{m}$  GaAs pHEMT process, a compact ultra-wideband (UWB) low-noise amplifier (LNA) operating in a  $2\sim 18\ \text{GHz}$  frequency range is designed, which employs a two-stage cascaded circuit topology, where the first stage utilizes a cascode configuration combined with series inductive negative feedback, and the second stage employs a common-source amplifier, thereby saving chip area while delivering high maximum output power. Two-stage parallel negative feedback and compact layout techniques are used to optimize the chip's gain flatness and area, which has a small noise figure (NF) while possessing a large output power. Experimental results indicate that the chip achieves a noise coefficient of less than  $2.8\ \text{dB}$  in the  $2\sim 18\ \text{GHz}$  broadband, and the gain of small signals is  $22\sim 26\ \text{dB}$  with a positive slope. The output voltage standing wave ratio (VSWR) is below 2, with an input VSWR of below 2.2 and a  $1\ \text{dB}$  compression point (P1dB) of over  $14\ \text{dBm}$ . The chip size is only  $1\ \text{mm}$  by  $1.5\ \text{mm}$ , demonstrating the advantages of wide bandwidth, low noise, and miniaturization.

**Keywords:** UWB; LNA; low-noise amplifier; cascode amplifier; parallel negative feedback; source-series negative feedback

## 0 引言

低噪声放大器 (LNA, low noise amplifier) 是射频前端接收电路中最重要结构之一, 作为接收电路中的第一个放大器, 它决定了整个接收机的灵敏度和动态范围。在 LNA 的设计中, 高增益可以抑制后级电路的噪声, 低噪声可以提升整个接收链路的灵敏度, 而超宽带

(UWB, Ultra-wideband) 可以增强低噪声放大器的通用性, 有利于不同接收机或接收机内不同模块的复用<sup>[1]</sup>, 故宽频带、低噪声和高增益一直是 LNA 的研究重点。

放大器带宽扩展主要受到 3 个寄生电容的影响, 即: 晶体管的栅极到源极、栅极到漏极和漏极到源极的电容, 故带宽的扩展方法本质上可以归结为利用或者克服寄生电容的影响。其中较为常用的方法有使用共源共栅

收稿日期: 2025-12-30; 修回日期: 2026-02-10。

作者简介: 雷博文 (2000-), 男, 硕士研究生。

引用格式: 雷博文, 卢子焱, 张坤. 一种紧凑型超宽带低噪声放大器研究[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(3): 242-249, 273.

结构、电感峰化技术、分布式放大器结构等。

密勒效应会增大晶体管栅极寄生电容, 使得晶体管的截止频率变小, 文献 [2] 使用共源共栅结构, 降低了共源级晶体管的密勒效应, 提高了稳定性和高频性能, 实现了一款带宽为 33~48 GHz, 最高增益为 20.6 dB, 噪声系数不超过 4.2 dB 的低噪声放大器; 文献 [3] 在输出端使用了电感峰化技术, 通过并联或者串联电感在电路的输出端, 使得电感与漏源寄生电容构成谐振网络, 通过引入极点来延缓高频增益的下降, 实现了在 6~18 GHz 内增益为 20 dB; 文献 [4] 采用非均匀分布式的拓扑结构设计了一款 2~18 GHz 的放大器, 分布式放大器结构将栅极到源极、漏极到源极的寄生电容分别吸收进两根人工传输线, 利用寄生电容作为人工传输线的分布电容, 实现了宽带内 10 dB 增益的输出。

上述文献能够实现超宽带的低噪声放大器, 但也有着芯片面积较大, 增益和最大输出功率较低等问题待优化。本文第一级电路使用 Cascode 结构, 加入优化增益平坦度的并联电阻负反馈和改善高频增益的峰化电感, 从而实现较为平坦的正斜率增益; 源极串联电感负反馈和 Cascode 极间电感可优化最小噪声匹配与最大增益阻抗匹配的间距, 实现最佳噪声匹配同时兼顾增益; 此外第二级使用共源放大器, 在减小面积的同时实现较高的输出功率。

### 1 超宽带低噪声放大器的整体分析

$N$  级低噪声放大器的噪声系数公式为<sup>[5]</sup>:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (1)$$

其中:  $F_1, F_2, \dots, F_n$  代表放大器各级的噪声系数, 而  $G_1, G_2, \dots, G_{n-1}$  代表各级的增益。由式 (1) 可知,  $F$  的数值很大程度上由第一项  $F_1$  的大小决定, 并且在第二项之后的每项中, 分母中都含  $G_1$ , 故代表在多级放大器的设计中, 第一级的噪声系数和增益设计十分重要。第一级的噪声系数应尽量小, 而宽带增益尽量高<sup>[1]</sup>, 这时多级放大器的噪声系数将达到最低值, 本文多级低噪声放大器增益、插损的分布如图 1 所示。

由图 1 可知, LNA 第一级为 Cascode 放大器, 在共源和共栅晶体管之间引入串联电感, 通过电感和  $C_{cb}$  谐振引入极点来增强高频增益, 从而可以提供较高的宽带增益 (15~17 dB), 该结构不仅将输入端与输出端隔离, 避免输出端的信号前馈到输入端, 此外它降低了共源晶体管漏极电压增益, 从而降低了米勒效应对电路的影响, 提供了良好的反

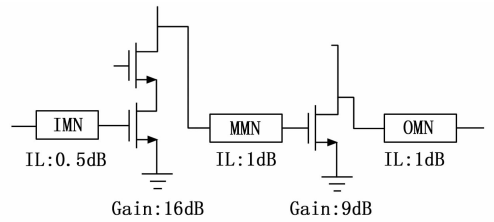


图 1 低噪声放大器增益、插损分布图

向传输隔离。而良好的隔离度不但增强了稳定型, 也简化了输入和输出匹配网络间的影响。通过对 Cascode 放大器的输入端进行最佳噪声源阻抗匹配, 从而同时实现低噪声和高增益, 此外第一级放大器通过并联电阻负反馈和峰化电感结构将增益调整为正斜率, 第二级放大器则将增益调至平坦, 从而使级联后的整体放大器呈正斜率。由于面积和最大输出功率的要求, 第二级放大器选择共源极放大器, 从而在节省面积的同时提供较高的最大输出功率。

### 2 电路分析与设计

#### 2.1 工艺选取

GaAs (砷化镓) 为一种三五族化合物半导体材料, 具有噪声系数低、高频特性优秀 (如截止频率较高) 以及电子迁移率高等优点<sup>[6]</sup>。且与 CMOS 硅基工艺相比, GaAs 工艺中的晶体管寄生参数较小,  $Q$  值较高, 并且该工艺可通过衬底上的接地孔来降低金线、焊盘等片外寄生参数的影响, 但该工艺也存在集成度不高等局限。

如图 2 所示, 该工艺的 GaAs 衬底厚度为 100  $\mu\text{m}$ , 共有 3 层金属层 MB-M2, 其中金属走线层主要是次顶层金属层 M1 (电流密度为 4 mA/ $\mu\text{m}$ ) 与顶层金属层 M2 (电流密度为 8 mA/ $\mu\text{m}$ )。为了减少损耗, 通常选择最顶层与次顶层金属来设计电感和信号走线。此外走线宽度需根据工作电流大小进行合理设计, 一般应使其载流能力高于实际工作电流, 避免因电流过载引起金属层损伤或失效, 设计中须进行严格的计算与验证。

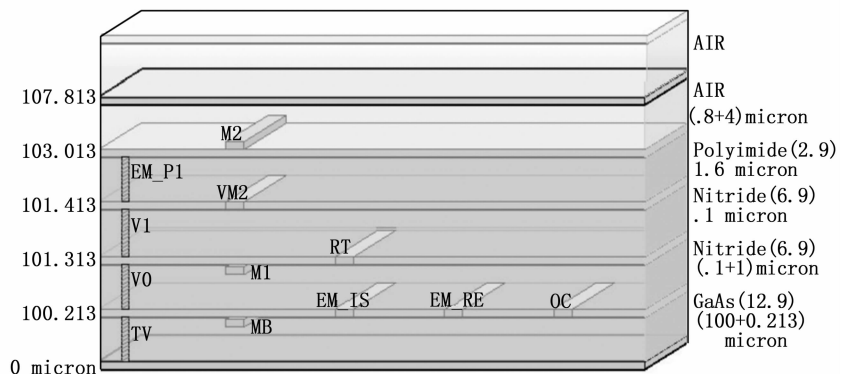


图 2 砷化镓衬底

## 2.2 匹配及偏置电路

在宽带低噪声放大器的设计中，最大的挑战之一就是在宽带内同时实现低噪声与高增益，这就要求不仅匹配电路要低插损高带宽，也要求在核心电路的设计中，适度降低电路输入阻抗的品质因数以方便宽带匹配，同时要使最小噪声匹配点与最大增益匹配点尽量靠近，以方便两者的同时实现。

匹配电路中最关键的是第一级放大器与源的匹配，由前文可知，第一级匹配对整个 LNA 的输入驻波和噪声系数有着决定性的影响，尤其是匹配电路中的电感，其损耗直接加到整体噪声中，因此应选择高 Q 值的电感，增大电感的宽度，并优化电感形状为圆形，从而减少其插损。

为了确保晶体管能够获得稳定的工作电压和电流，保持在合适的工作状态，需要采用偏置电路。偏置电路可以滤除直流电源的干扰，一定程度上也参与电路的匹配调节。

偏置电路有不同的分类方式，根据供电方式来区分，偏置电路可以分为单电源供电和多电源供电；多电源供电是指针对不同的有源器件，采用互相独立的电压源进行供电，即每个有源器件都有着独立的供电电路，这种供电方式可以有效避免各支路之间因为分压反馈而互相影响，但同时这种方式也引入了额外的扼流元件，增大了整个芯片的面积，且一般多电源供电对上电顺序由一定的要求。单电源供电则指只使用一个电源，通过分压来对不同的有源器件进行供电，常见的如漏极和栅极通过同一个电源分压供电。单电源供电简化了供电需求，但也存在反馈泄露和稳定性的问题，因此一般需要串联较大的电阻或者电感来防止信号通路中的射频信号进入偏置电路，对直流通路产生影响，本篇文章采用了单电源供电。

## 2.3 稳定性提升设计

在放大器设计伊始就需要保证电路的稳定性，由于半导体有源器件的增益遵循 6 dB/倍频滚降的特性，GaAs HEMT 器件在低频端的增益很高，容易产生振荡<sup>[7]</sup>。业内常采用栅极串联入 RC 并联结构或者并联入 RC 串联结构，在晶体管源极到漏极引入负反馈，来增强放大器电路的稳定性<sup>[8]</sup>，如图 3 所示。

(a) 和 (b) 中电阻的主要作用是抑制晶体管的负阻效应来实现稳定性的提升，电容则用以提供射频通路同时提升电路在高频时的响应，在并联到地电阻串联的电容目的是实现直流开路，通过调节电阻阻值与电容值可使晶体管稳定系数大于 1。

除此之外，在级间网络中插入适当的有耗元件能减小级间的反馈，提高电路在腔体中的稳定性，但会牺牲

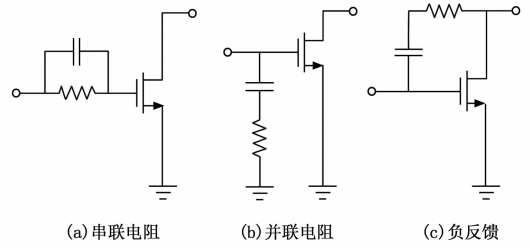


图 3 稳定性结构

一小部分增益，因此使用优先级靠后。

## 2.4 噪声优化方案

### 2.4.1 源极串联电感负反馈

通常，输入端的最佳噪声源反射系数  $\Gamma_{opt}$  与输入反射系数  $\Gamma_{in}$  的值存在差异，故最小噪声匹配和最大增益匹配很难同时实现，但通过在共源极电路中应用源极串联电感负反馈结构（即源极退化电感结构），可以在史密斯圆图上使得最小噪声点和最大增益点相互靠近，有助于同时实现最小噪声匹配与最大增益匹配。

如图 4，对带有源极退化电感的共源极放大器进行小信号模型分析，建立起输入阻抗和其放大倍数公式，并分析源极退化电感产生的影响。

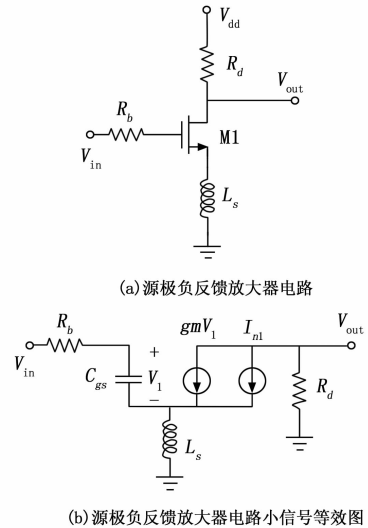


图 4 源极负反馈放大器电路图与小信号等效图

在共源极放大器下添加了源极负反馈电感  $L_s$ ，对其小信号模型进行分析，可得其漏极电流为：

$$I_D = g_m V_{GS} = \frac{g_m L_s}{C_{GS} s} \quad (2)$$

此时  $L_s$  上电压  $V_s$  以及输入电压  $V_{in}$  为：

$$V_s = \left( I_D + \frac{g_m I_D}{C_{GS} s} \right) L_s s \quad (3)$$

$$V_{in} = V_s + V_{GS} = \left( I_D + \frac{g_m I_D}{C_{GS} s} \right) L_s s + \frac{I_D}{C_{GS} s} \quad (4)$$

输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{g_m L_s}{C_{GS}} + \left( sL_s + \frac{1}{sG_{CS}} \right) \quad (5)$$

从公式 (5) 可以看出, 源极负反馈电感  $L_s$  的引入使得输入阻抗增加了一个正实部, 有助于向 50 欧匹配, 可以通过调节  $L_s$  的值来形成虚部调谐以改善输入匹配。

下面根据图 4 (b) 对带源极负反馈的共源放大器进行噪声分析, 其中 M1 的噪声用  $I_{n1}$  表示,  $L_G$  为栅极前电感, 假设输出电流为  $I_{out}$ :

$$I_{out} = g_{m1} V_1 + I_{n1} \quad (6)$$

$$V_m = I_{out} L_s s + \frac{[(L_s + L_G) C_{GS1} s^2 + 1 + R_s C_{GS1} s]}{g_m (I_{out} - I_{n1})} \quad (7)$$

假设输入网络在频率  $\omega_0$  处发生谐振, 即  $(L_s + L_G) C_{GS1} = \omega_0^{-2}$ , 同时假设输入已经匹配, 由公式 (5) 可知代表  $g_m L_s / C_{GS} = R_s$ , 结合公式 (7) 可得:

$$\left| \frac{I_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{\omega_T}{2\omega_0} \cdot \frac{1}{R_s} \quad (8)$$

令  $V_{in} = 0$ , 可得 M1 引起的输出噪声:

$$|I_{n,out}|_{M_1} = |I_{n1}| \frac{R_s C_{GS1}}{g_m L_s + R_s C_{GS1}} \quad (9)$$

$$|I_{n,out}|_{M_1} = \frac{|I_{n1}|}{2} \quad (10)$$

$$\overline{I_{n,out}^2}|_{M_1} = kT\gamma g_m \quad (11)$$

输出噪声电流除以电路的跨导和  $4kTR_s$ , 再加 1, 可得到电路的噪声系数:

$$NF = 1 + g_m R_s \gamma \left( \frac{\omega_0}{\omega_T} \right)^2 \quad (12)$$

已知若不使用源极负反馈电感, 使用  $R_p$  电阻进行输入端匹配时, 噪声系数为:

$$NF' = 1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{\gamma R_s}{g_m (R_s \parallel R_p)^2} + \frac{R_s}{g_m^2 (R_s \parallel R_p)^2 R_D} \quad (13)$$

在公式 (13) 中当  $R_s \approx R_p$  时,  $NF' > 2$ , 而对公式 (12) 分析可知, 源极负反馈可提供实部阻抗进行输入匹配, 以减少额外噪声的引入<sup>[10]</sup>。

### 2.4.2 Cascode 极间电感优化噪声

共源共栅极放大器由于两晶体管的寄生电容, 其噪声系数比共源极放大器更差。如图 5 所示, 寄生电容  $C_1$  和  $C_2$  会增大噪声系数。为了克服这一问题, Bo-Jr Huang 等<sup>[11]</sup> 提出在传统的 Cascode 结构中加入一个电感, 该电感不仅可以提高 Cascode 电路的稳定性, 也可以降低电路的高频噪声。

如图 5 所示,  $C_1$  和  $C_2$  为  $M_1$  漏极和  $M_2$  源极之间的寄生电容,  $L$  为添加的极间电感。

文献 [12] 中推导出带极间电感的 Cascode 放大器噪声系数表达式为:

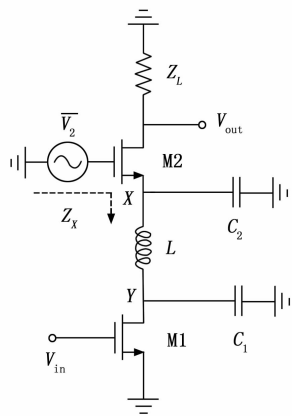


图 5 带极间电感的共源共栅结构

$$NF = 1 + \frac{v_1^2 + i_1^2 R_s^2}{4KTR_s} + 4R_s \gamma_2 g_{d2} \left( \frac{\omega_0}{\omega_T} \right)^2 \left( \frac{\omega_0 C_{total}}{g_{m2}} \right)^2 \quad (14)$$

式中,  $v_1^2$  和  $i_1^2$  为前级输入参考噪声电压及电流, 节点 X 处的总寄生电容  $C_{total}$  由 M1 和 M2 的寄生电容  $C_1$  和  $C_2$  构成。高频工作时,  $C_{total}$  不仅会削弱增益, 还将引入额外噪声。通过在 M1 和 M2 之间设置电感  $L$  与  $C_{total}$  在目标频率谐振, 可抵消  $C_{total}$  的影响。

此时, 节点 X 的输入阻抗为 (假设晶体管漏源电阻无穷大并且所加电感为理想电感):

$$Z_x = \frac{1}{sC_2} \parallel \left( sL + \frac{1}{sC_1} \right) = \frac{s^2 LC_1 + 1}{s(C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2)} \quad (15)$$

进一步分析表明,  $\overline{v_2}$  在输出端贡献的噪声满足:

$$\frac{\overline{v_{OUT}}}{\overline{v_2}} = - \frac{g_{m2} Z_L}{g_{m2} Z_x + 1} \quad (16)$$

当极间电感  $L$  与  $C_{total}$  满足谐振条件时:

$$C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2 = 0 \quad (17)$$

$$L = \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (18)$$

故当极间电感  $L$  满足式 (18) 时, 式 (15) 分子趋近于 0,  $Z_x$  呈现极高阻抗, 此时式 (16) 的分母趋近无穷大,  $(\overline{v_{OUT}} / \overline{v_2})$  趋近于 0, 即消除了  $\overline{v_2}$  在输出端产生的噪声, 使 Cascode 的噪声系数最小化。如图 6 所示, 分别仿真未加入极间电感、加入 0.05 nH 极间电感和加入 0.15 nH 极间电感的 Cascode 放大器的噪声系数, 可知加入电感后电路噪声系数得到了降低, 当加入 0.15 nH 的极间电感时, 噪声系数相比未加下降了约 0.2 dB。

此外, 由于谐振使得  $Z_x$  呈现极高阻抗, 使得寄生电容  $C_1$  和  $C_2$  对地的电流泄露被最小化, 从共源极到共栅极的电流传输效率达到最大化, 从而提升了整体电路的电压增益<sup>[11]</sup>。

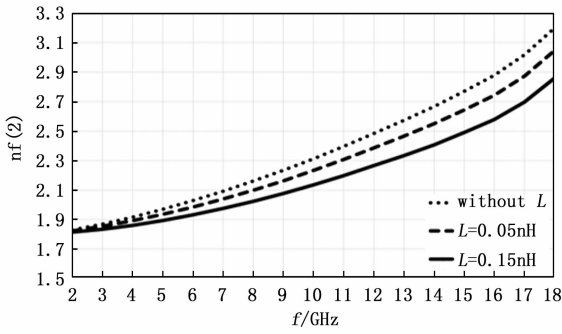


图 6 不同极间电感对 Cascode 放大器噪声系数的影响

### 2.5 并联电阻负反馈

并联电阻负反馈结构由 RLC 元件网络组成。该反馈网络中，各元件的参数选择直接影响电路的增益和带宽性能。如图 7 (a) 所示，反馈电阻  $R_f$  通过减小输入输出阻抗，改善了电路的输入输出驻波比，有助于提升增益平坦度；反馈电容  $C_f$  的主要作用是隔绝直流信号，避免其对信号通路的干扰；反馈电感  $L_f$  则用于减小反馈深度，改善反馈电阻引起的高频增益下降问题，提升电路的高频性能。

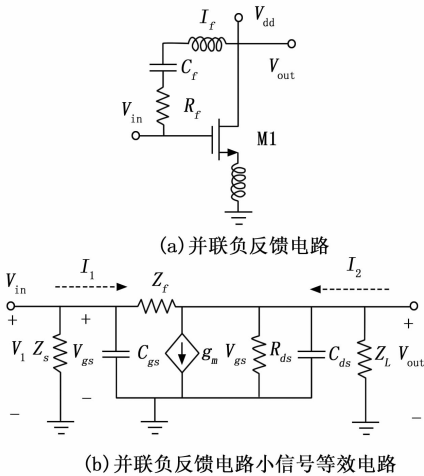


图 7 并联负反馈结构

通过分析共源放大器在加入 RC 负反馈后的输入输出阻抗变化，来分析输入输出匹配的变化。图 7 (b) 所示为简化的并联负反馈共源放大器的小信号等效电路，其中  $Z_L$  为负载阻抗， $Z_S$  为源阻抗， $Z_f$  为负反馈等效阻抗。基于该等效电路，推导输入阻抗的公式如下：

$$V_1 = (I_1 - V_1 \cdot sC_{gs})Z_f +$$

$$(I_1 - V_1 \cdot sC_{gs} - V_1 g_m) \left( Z_L // R_{ds} // \frac{1}{sC_{ds}} \right) \quad (19)$$

$$Z_f = R_f + sL_f + \frac{1}{sC_f} \quad (20)$$

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{sC_{gs}} // \frac{Z_f + \left[ Z_L // \left( R_{ds} // \frac{1}{sC_{ds}} \right) \right]}{1 + g_m \left[ Z_L // \left( R_{ds} // \frac{1}{sC_{ds}} \right) \right]} \quad (21)$$

计算输出阻抗时，将信号源短路，在输出端添加电源  $V_2$ ，可得：

$$I_2 = \frac{V_2}{R_{ds} // \frac{1}{sC_{ds}}} + g_m V_1 + \frac{V_2 - V_1}{Z_f} \quad (22)$$

$$\frac{V_2 - V_1}{Z_f} = -\frac{V_1}{Z_s} - g_m V_1 \quad (23)$$

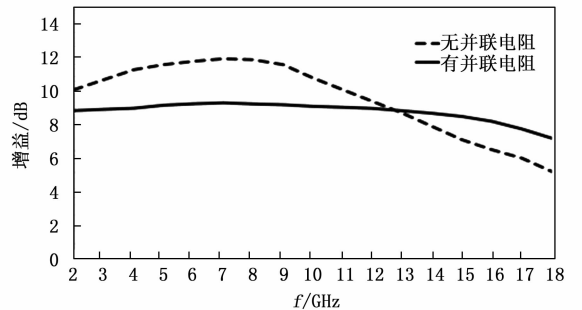
将上述公式结合消掉  $V_1$ ，得到输出阻抗：

$$Z_{out} = \left( R_{ds} // \frac{1}{sC_{ds}} \right) // \left[ \frac{Z_f + \left( Z_s // \frac{1}{sC_{gs}} \right)}{1 + g_m Z_s // \frac{1}{sC_{gs}}} \right] \quad (24)$$

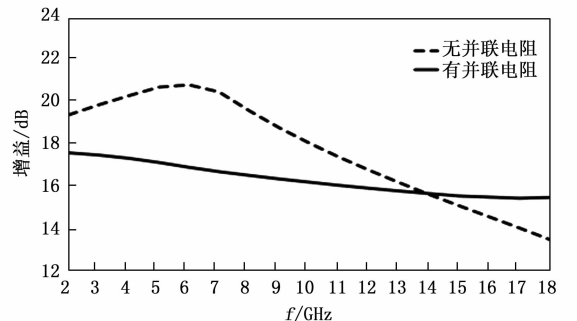
$$A_v = - \left( g_m - \frac{1}{Z_f} \right) \left( Z_L // Z_f // r_{ds} // \frac{1}{sC_{ds}} \right) \quad (25)$$

共源共栅结构的放大器通常具有较大的输入输出阻抗。根据公式 (25)，引入负反馈电阻后，输入输出阻抗会减小，降低了宽带范围内阻抗匹配的难度<sup>[13]</sup>。但也由于负反馈通路的存在，输入和输出间互相影响，导致了反向隔离度的降低，故在设计时要确保反馈电阻的值不能过小，以避免电路振荡。

如图 8 所示，对共源极放大器和 Cascode 放大器，分别在有并联电阻和无并联电阻情况下进行电压增益仿真，可以看出并联电阻负反馈显著改善了两种电路的增益平坦度。



(a) 共源放大器有/无并联电阻时的增益



(b) Cascode 放大器有/无并联电阻时的增益

图 8 并联电阻对放大器增益平坦度的影响

### 2.6 电感峰化技术

漏源寄生电容通过影响放大器的输出阻抗而限制电路的带宽, 由图 9 可知, 放大器增益为:

$$A_v = g_m Z_{out} \approx g_m \left( R_D // \frac{1}{j\omega C_{ds}} \right) \quad (26)$$

根据公式 (26) 可知, 随着频率的增加, 输出阻抗  $Z_{out}$  逐渐减小, 进而导致放大器的增益随着频率的升高而降低。因此输出端的寄生电容是影响增益带宽的关键因素之一。

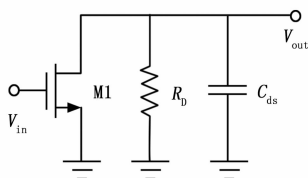


图 9 单级放大器输出端结构

输出端电感峰化技术是通过在晶体管的输出端并联或串联电感, 与节点电容形成谐振网络, 从而延缓高频增益的下降, 电路结构如图 10 所示。

对于单级共源放大器, 其传输函数表示为:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{-g_m R_D}{1 + sR_D C_{ds}} \quad (27)$$

而在输出端并联电感后, 其传输函数为:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{-g_m (R_D + sL)}{1 + sR_D C_{ds} + s^2 LC_{ds}} \quad (28)$$

对比式 (27) 和式 (28), 可以得出结论: 电感峰化技术通过引入一个额外的极点  $S = R_D/L$ , 有效地对系统带宽进行了补偿, 对比串联电感前后的传输函数也能得出相同的结论。由此可见, 电感峰化技术主要通过增加电路中的极点, 来改善电路的高频特性, 有利于实现增益正斜率。如图 11 所示为 LNA 整体电路增益, 以及其内部各级电路的增益。

为了使得整体电路的增益呈正斜率, 共源极放大器或 Cascode 放大器中至少有一个放大器的增益也需呈正斜率。如图 12 所示, 峰化电感在 Cascode 放大器中引入了一个极点, 延缓了原本高频增益的下降, 使得其增益整体呈正斜率。且由图 8 (a) 可知, 共源极放大器通过并联电阻负反馈获得了较为平坦的增益曲线。两级电路间匹配时, 利用 Cascode 较高的高频增益对共源极

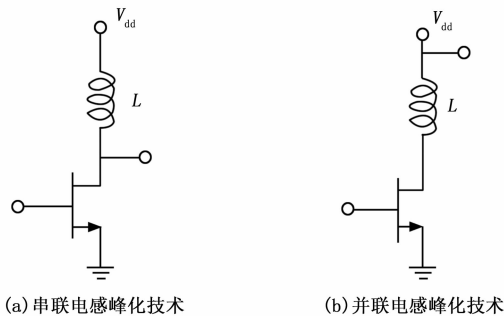


图 10 电感峰化技术

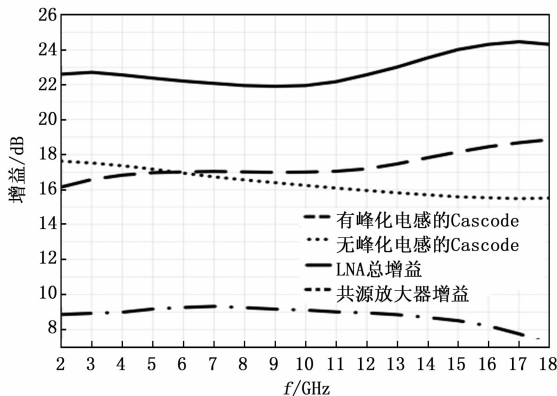


图 11 LNA 整体及各分极电路增益

放大器的高频增益进行补偿, 从而实现整体 LNA 电路增益的正斜率。

### 2.5 整体电路设计

整体电路设计如图 12 所示。

由图可知, 整体电路结构可以分为两级, 第一级放大器重点在于实现低噪声、高增益和增益曲线正斜率,

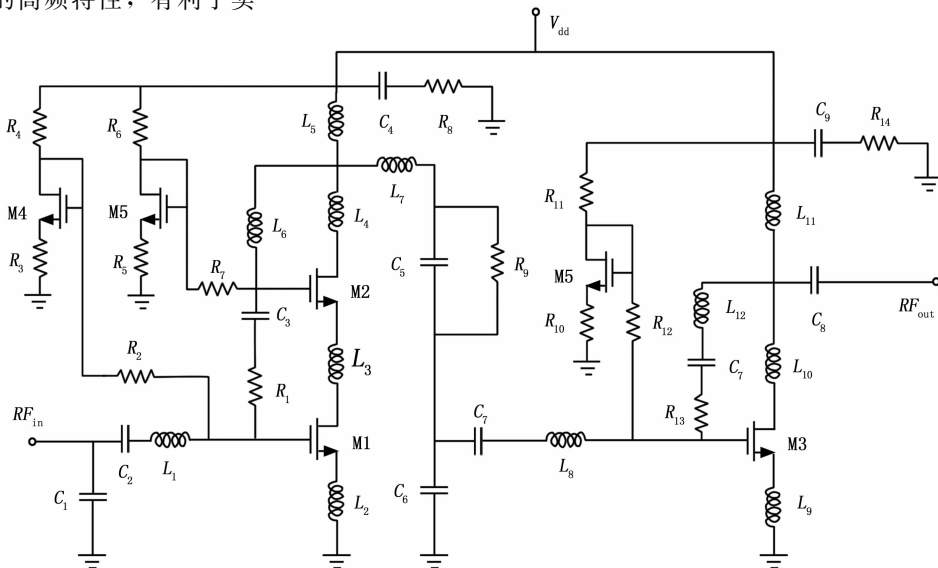


图 12 低噪声放大器的整体电路结构

第二级放大器重点在于实现高的最大输出功率，因此第一级放大器采用 Cascode 结构和第二级放大器采用共源极结构，电路也在稳定性提升、带宽扩展和噪声优化方面都有进行专门设计，此外电路在设计时较多使用了绕行结构，实现了面积的充分利用，从而减小了整个芯片的尺寸。

稳定性设计方面，首先要保证核心电路的稳定性，故在两级核心电路中均采用了并联负反馈结构和源极退化电感，在子电路中均实现稳定性系数大于 1，此外在匹配电路中也采用  $C_5$  和  $R_9$  并联结构来提升稳定性。

噪声优化方面，根据公式 (1) 可知，越靠近源端的电路对整体电路噪声的影响就越大，而第一级放大器对整体电路噪声系数和输入驻波有着决定性影响。因此首先使用源极退化电感，即源极串联电感  $L_2$  实现负反馈，通过调节  $L_2$  的值来使最小噪声和最大增益阻抗匹配点靠近，从而在源端与第一级放大器的匹配中同时实现最小噪声匹配和最大增益匹配，同时在匹配电路中尽可能使用 Q 值大的电感，并将电感加粗且做成圆形以降低匹配电路的插损；此外在 Cascode 电路中使用了级间优化电感  $L_3$ ，通过对  $L_3$  进行合适的取值可在一定频率范围内减小共源共栅结构的噪声，同时通过电感  $L_3$  和  $C_d$  谐振引入极点来增强高频增益。

带宽扩展方面，第一级 Cascode 放大器和第二级共源极放大器均采用了并联负反馈结构，该电路结构如图 14 所示： $R_1$  和  $R_{13}$  减小了输入输出阻抗，使得电路具有良好的输入输出驻波比和增益平坦度； $C_3$  和  $C_7$  则主要用于隔绝直流信号； $L_4$  和  $L_{12}$  作用是降低反馈深度，改善由于反馈电阻引起的高频增益下降问题。此外两级电路中也均采用了峰化电感  $L_4$  和  $L_{10}$ ，通过引入两个极点进而补偿了系统带宽，延缓了高频增益的下降。通过并联电阻负反馈和峰化电感技术，可以实现 LNA 电路增益的正斜率。

### 3 实验结果与分析

设计的 2~18 GHz 低噪放芯片采用 0.25  $\mu\text{m}$  GaAs pHEMT 国产工艺实现。

低噪声放大器芯片的面积为 1.0 mm $\times$ 1.5 mm，根据需要进行测试的数据，芯片采用 50  $\Omega$  特征阻抗测试系统，使用探针台、矢量网络分析仪和直流电源等仪器搭建在片测试平台<sup>[14]</sup>。实际测试在标准环境温度 (25 $^\circ\text{C}$ ) 下进行，首先使用校准片对系统进行校准，校准过程中要将转接头和线缆的损耗考虑在内。测试时，通过直流电源分析仪得到输入直流电压和电流值，将射频小信号从芯片输入端输入，通过矢量分析仪可得到芯片的各项参数、如：信号增益、输入输出驻波、噪声系数、输出功

率 1 dB 压缩点等。

如图 13 的 (a)、(b) 和 (c) 所示，LNA 增益和端

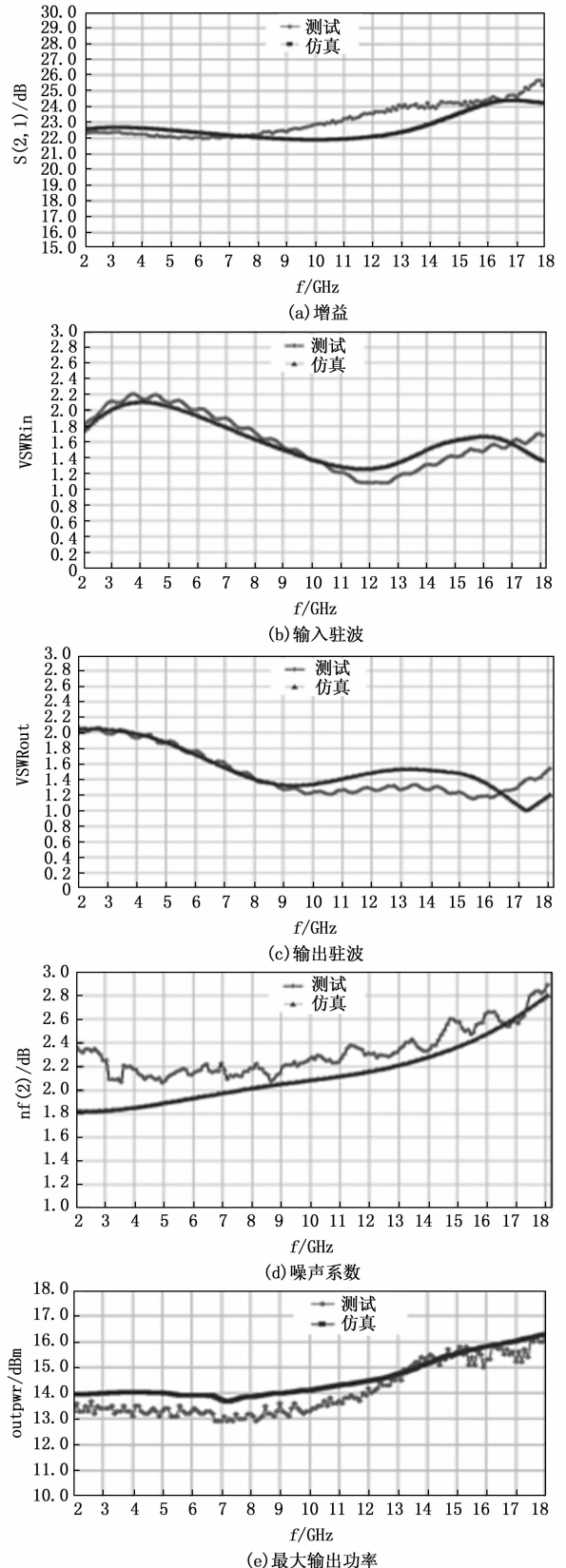


图 13 低噪声放大器仿真与实测数据对比

表1 GaAs工艺宽带低噪声放大器性能典型值对比

设计方法	带宽/GHz	增益/dB	噪声系数/dB	输入、输出驻波	输出 P1dB/dBm	直流功耗 Pdc/mW	尺寸	工艺
文献[15]	0.8~18	12.69~14	≤3.75	≤1.85	13.3~17.4	319	2.3 mm×1.05 mm	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[16]	0.1~20	28.6±1.2	≤5.8	≤2	7.8~12.7	505	1.7 mm×0.9 mm	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[17]	0.1~18	18±3	≤4.2	≤2	10.5~13	300	2.4 mm×1 mm	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[18]	2~18	15.8~18.5	≤3.5	≤1.7	14.4~15.1	—	2.7 mm <sup>2</sup>	0.15 μm GaAs pHEMT
文献[19](仿真)	2~18	22~25	≤3.9	≤1.8	—	—	—	0.25 μm GaAs pHEMT
文献[20]	2~18	16.5~18.5	≤2.8	≤2.6	16	—	3 mm×1.3 mm	0.25 μm GaAs pHEMT
本文	2~18	22~25.6	≤2.8	≤2	13.5~16	360	1.5 mm×1 mm	0.25 μm GaAs pHEMT

口驻波的仿真值与测试值之间的对比曲线, 从图中可知 S 参数的测试曲线和仿真曲线吻合良好。在 2~18 GHz 的范围内, 增益呈较为标准的正斜率曲线, 从 22 dB 上升到 26 dB; 同时从图 13 (b) 中可知, 输入驻波在低频时仿真值略大于测试值, 电压驻波比典型值小于 2。图 13 (d) 为 LNA 噪声系数的仿真值的曲线, 在 2~18 GHz 的范围内, 噪声系数随频率的升高而增大, 最大值为 2.8 dB; 最大输出功率如图 13 (e) 所示, 同样呈正斜率, 从 2 GHz 时的 13.5 dBm 上升到 18 GHz 时的 16 dBm。从测试数据可以看出, 设计时采用的极间电感等方法是有用的, 使得电路在 0.25 μm GaAs pHEMT 的工艺下仍有较好的噪声系数, 此外电路增益在增益值、宽带性能和正斜率上都要优于仿真结果。但同时最大输出功率却在 2~11 GHz 上比仿真值恶化了约 1 dB。

通过表 1 中基于 GaAs 工艺的不同宽带低噪声放大器性能对比, 可以看出本设计通过紧凑型设计, 电路面积明显小于其他电路。同时本设计基于 0.25 μm GaAs pHEMT 工艺实现了 2.8 的噪声系数和 2 的驻波, 整体性能优于同工艺下的低噪声放大器。

#### 4 结束语

为满足高性能射频前端多功能芯片的需求, 本文采用 0.25 μm GaAs pHEMT 工艺设计了一款覆盖 2~18 GHz 的超宽带低噪声放大器, 采用了紧凑型设计, 最终芯片的尺寸仅为 1.0×1.5 mm, 便于多功能芯片集成, 同时 LNA 增益呈正斜率, 有利于多功能芯片在宽频带内保持性能一致。

该芯片采用两级放大器级联, 第一级采用 Cascode 结构放大器, 从而实现宽频带和增益曲线正斜率, 第二级采用共源极放大器, 在节省面积的同时提供较大的输出功率。根据实测结果, 在 2~18 GHz 的工作带宽内, 放大器增益为 22~26 dB 且呈正斜率, 该设计的噪声系数保持在 2.8 dB 以内, 输入输出驻波典型值均小于 2, 1 dB 压缩点的输出功率约为 14 dBm, 具有宽频带、低噪声、低功耗和小面积等优异性能。

#### 参考文献:

- [1] 胡建全. 多倍频程超宽带接收机芯片关键技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [2] 张博, 文进才. 一款 33~48 GHz 的宽带低噪声放大器 [J]. 杭州电子科技大学学报 (自然科学版), 2022, 42 (1): 10-15.
- [3] 毛晨曦. 微波/毫米波收发芯片关键技术研究与设计 [D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
- [4] 林支慷. 氮化镓微波宽带多功能芯片研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
- [5] 李绪益. 微波技术与微波电路 [M]. 广州: 华南理工大学出版社, 2007.
- [6] 叶乔霞. 射频宽带低噪声放大器的设计 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2023.
- [7] 辛昭玉. 基于 GaAs 工艺的 L 波段混频放大多功能芯片研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
- [8] 杨蕊澜, 邬海峰, 林倩, 等. 基于 GaAs 工艺的 6~24 GHz 超宽带时延幅控双向放大多功能芯片设计 [J]. 计算机测量与控制, 2025, 33 (5): 220-229.
- [9] DEREK K S. A 1.5 V, 1.5 GHz CMOS low noise amplifier [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1997, 32 (5): 745-758.
- [10] 毕查德·拉扎维. 射频微电子学 [M]. 邹志革, 雷锺铭, 邹雪城, 等, 译. 2 版 (精编本). 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [11] 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.
- [12] SUN K J, TSAI Z M, LIN K Y, et al. A 10.8 GHz CMOS low-noise amplifier using parallel-resonant inductor [C] //IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2007: 1795-1798.
- [13] 叶乔霞, 陈奇超, 张超, 等. 基于 GaAs pHEMT 工艺的 0.1~8.0 GHz 低噪声放大器 [J]. 杭州电子科技大学学报 (自然科学版), 2023, 43 (5): 30-35.

(下转第 273 页)

## 参考文献:

- [1] 杨俊玲, 许 琪. 基于低秩因子最优估计的特征级数据融合 [J]. 计算机应用与软件, 2024, 41 (11): 279-287.
- [2] 郑乃榕, 杨子安, 施贤正, 等. 机载多维度 SAR 图像地物数据集构建及融合分类方法 [J]. 遥感学报, 2024, 28 (9): 2209-2222.
- [3] 罗诗琦, 陈瑞琼, 刘 娅. 基于抗差估计的多 GNSS 共视基准站数据融合 [J]. 电子测量技术, 2024, 47 (11): 169-175.
- [4] 杨秋菊. 基于模糊理论的多源异构传感器数据融合模型 [J]. 吉林大学学报 (工学版), 2024, 54 (10): 3058-3063.
- [5] 唐启涛, 戴小鹏, 罗莉霞. 卡尔曼滤波下多源传感器数据互补一加权迭代融合算法 [J]. 传感技术学报, 2024, 37 (8): 1460-1465.
- [6] 张少杰, 荣海军, 杨朝旭, 等. 存在证据冲突的临近空间飞行器遥测数据相关性评价与融合方法 [J]. 西安交通大学学报, 2023, 57 (11): 100-109.
- [7] LIU P, LI J, WANG L, et al. Remote sensing data fusion with generative adversarial networks: state-of-the-art methods and future research directions [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine, 2022, 10 (2): 295-328.
- [8] 李 鑫, 梁永玲. 基于模糊数学的多源异构数据融合模型 [J]. 吉林大学学报 (理学版), 2024, 62 (3): 691-696.
- [9] 郭松涛, 邢 帅, 张国平, 等. 异构卫星遥感数据融合的水深反演模型 [J]. 测绘通报, 2024, (5): 19-23.
- [10] 李桢煜, 宋宇晨, 彭喜元, 等. 基于对比序列重构的卫星遥测数据异常检测方法 [J]. 仪器仪表学报, 2024, 45 (4): 17-26.
- [11] 倪宪汉, 陈浙梁, 李 欢, 等. 基于联邦学习的水文遥测数据异常识别与修复 [J]. 浙江工业大学学报, 2023, 51 (6): 610-618.
- [12] 刘 切, 上官子卓, 李嘉玺. 基于迁移学习的航天器遥测数据异常检测技术 [J]. 空间控制技术与应用, 2023, 49 (4): 76-85.
- [13] 景映红, 沈焕锋, 李星华, 等. 数据融合视角下的遥感
- (上接第 249 页)
- [14] 俞利国, 虞书铭, 张 邓, 等. 基于虚拟仪器的微波芯片 MPW 测试系统设计 [J]. 计算机测量与控制, 2025, 33 (7): 130-138.
- [15] 陈满健. 宽带可重构低噪声放大器研究与设计 [D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
- [16] HU J Q, MA K X, XMOU S, et al. A seven-octave broadband LNA MMIC using bandwidth extension techniques and improved active load [J]. IEEE Transactions on Circuit and Systems-I: Regular papers, 2018, 65 (10): 3150-3161.
- [17] 杨 楠, 杨 琦, 刘 鹏. 0.1~18 GHz 单电源宽带低噪声放大器 [J]. 现代信息科技, 2022 (8): 45-47.
- [18] 黄旭涵, 张铁笛, 张 勇, 等. 基于 GaAs 工艺的 2~18 GHz 分布式低噪声放大器设计 [C] //中国电子学会. 2023 年全国微波毫米波会议论文汇编 (五), 2023: 43-45.
- [19] 金 胜. 2~18 GHz 超宽带低噪声放大器研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2020.
- [20] 刘雨鑫. 微波超宽带低噪声放大器的研究与设计 [D]. 辽宁: 辽宁工程技术大学, 2023.
- 参量空间降尺度 [J]. 武汉大学学报 (信息科学版), 2024, 49 (2): 175-189.
- [14] 张香燕, 李志强, 邱 瑞. 基于跃变量分析的航天器遥测数据可信度计算 [J]. 计算机仿真, 2023, 40 (6): 54-60.
- [15] 刘晓敏, 余梦君, 乔振壮, 等. 面向多源遥感数据分类的尺度自适应融合网络 [J]. 电子与信息学报, 2024, 46 (9): 3693-3702.
- [16] 戴莫凡, 徐 青, 邢 帅, 等. 采用独立分支网络的多源遥感数据自适应融合地物分类 [J]. 光学精密工程, 2023, 31 (5): 644-655.
- [17] 何家辉, 程志君, 郭 波. 联合字典学习与 OCSVM 的遥测数据异常检测方法 [J]. 航空学报, 2023, 44 (13): 207-219.
- [18] 胡楚阳, 柳先辉, 赵卫东. 基于规则链的网络协同制造数据融合方法研究 [J]. 计算机科学, 2022, 49 (S2): 219-225.
- [19] 唐艺灵. 改进型加权实时融合算法在提高遥测数据质量中的应用 [J]. 探测与控制学报, 2022, 44 (4): 81-86.
- [20] 张翼飞, 朱建华, 田 震, 等. 近岸水体异源遥感反射率产品的融合方法研究 [J]. 海洋通报, 2022, 41 (4): 361-370.
- [21] 蔡晓玮, 智 佳, 陈志敏, 等. 基于关联知识的航天器有效载荷遥测数据仿真方法 [J]. 计算机工程与设计, 2022, 43 (7): 2095-2101.
- [22] 张良培, 何 江, 杨倩倩, 等. 数据驱动的多源遥感信息融合研究进展 [J]. 测绘学报, 2022, 51 (7): 1317-1337.
- [23] 皮新宇, 王盼成, 曾永年, 等. 基于 GF-4PMS 的高时空分辨率遥感数据融合分析 [J]. 地理与地理信息科学, 2022, 38 (3): 23-30.
- [24] 杨 军, 王筱宇. GF-2 和 Sentinel-2 全色多光谱影像融合方法比较研究 [J]. 测绘科学, 2022, 47 (1): 112-120.
- [25] 崔榕峰, 李鸿岩, 王祥云, 等. 基于迁移学习的飞行器高低阶精度数据融合方法 [J]. 飞行力学, 2024, 42 (4): 7-12.