

文章编号:1007-5321(2015)02-0108-05

DOI:10.13190/j.jbupt.2015.02.020

一款用于超宽带接收系统的3 GHz-5 GHz 低噪声放大器

李秀萍, 曹佳云, 李南

(北京邮电大学 电子工程学院, 北京 100876)

摘要:设计了一种基于共源结构的两级级联超宽带低噪声放大器. 该低噪声放大器采用了源端电感和四分之一阻抗变换器,在不恶化电路噪声系数的情况下具有较好的输入匹配. 通过使用 GaAs 膜调制掺杂异质结场效应晶体管(pHEMT)器件,在PCB板上实现了低噪声放大器的加工,加工测试结果与原理图仿真结果基本符合. 测试结果表明,该低噪声放大器的增益达到 12 ± 1.5 dB,最小噪声系数为1.8 dB,输入输出匹配结果良好.

关键词:共源级联; 输入匹配; 低噪声放大器; 噪声系数

中图分类号: TN929.53

文献标志码: A

A 3 GHz-5 GHz Low Noise Amplifier for Ultra-Wideband Receiver System

LI Xiu-ping, CAO Jia-yun, LI Nan

(School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A 3 – 5 GHz ultra-wideband (UWB) low noise amplifier based on common source (CS) with inductive-source and quarter-wave impedance convertor was proposed. The quarter-wavelength impedance convertor provides wideband input matching without noise figure (NF) degradation. The proposed UWB low noise amplifier was verified and implemented with packaged GaAs PHEMT device for 3.1 – 5 GHz UWB system. The measurement demonstrates a 12 ± 1.5 dB in-band gain, a minimum NF of 1.8 dB. Good input and output matching are obtained.

Key words: common source; input matching; low noise amplifier; noise figure

由于超宽带技术具有较低发射功率,拥有高时间分辨率和宽频带的特性吸引了学术及行业的诸多兴趣. 文献[1-6]提出了基于超宽带技术的定位跟踪的应用. 文献[7]提出了基于超宽带技术的射频识别(RFID)系统.

低噪声放大器是接收系统位于天线之后的第一级有源电路,它直接影响接收系统的灵敏度和噪声特性,所以低噪声放大器的设计对于接收系统至关重要. 应用于宽带低噪声放大器的设计有几种常见方法,例如分布式低噪声放大器可以提供较宽的带

宽,但分布式低噪声放大器由于引入了较多电阻使得电路的噪声系数增大,不太适合于降低噪声系数的设计. 宽带匹配网络是一种常见的匹配方法,它采用多级电抗元件可以有效增大输入和输出匹配的带宽,然而对于电路设计,宽带匹配网络所用的元件数多,增加了电路的寄生效应的同时增大了电路的面积. 电阻并联反馈结构提供了良好的宽带匹配和增益平坦度,然而电路的噪声系数却有所恶化^[8].

本文提出了一种共源两级级联的宽带低噪声放大器,采用四分之一波长阻抗变换器实现宽带输入

收稿日期: 2014-07-01

基金项目: 国家自然科学基金项目(61372036); 中央高校基本科研业务费,毫米波国家重点实验室开放课题经费(k201511)资助项目

作者简介: 李秀萍(1974—),女,教授,博士生导师, E-mail: xpli@bupt.edu.cn.

匹配,中间电阻网络实现了增益平坦度,给出了电路的设计原理,最后给出仿真测试结果和分析。

1 宽带低噪声放大器电路设计

宽带低噪声放大器电路设计的原理图如图 1 所示,由两级共源型放大器组成。该电路设计总共包含 4 部分。

1) 由射频电感电容组成的直流供电电路,同时起射频隔离 (RFC, radio frequency choke) 作用。

2) 由匹配网络 C_{in} 、 L_{in} 、 $1/4$ 阻抗变换器 Z_c 及栅级电感 L_g 、源极电感 L_s 组成的宽带低噪声放大器输入匹配部分。

3) 中间级电路 C_1 、 C_2 、 R 、 L 组成了电路的增益平坦度优化电路。

4) 由 L_d 、 C_d 以及 L_{s2} 组成的输出匹配电路。

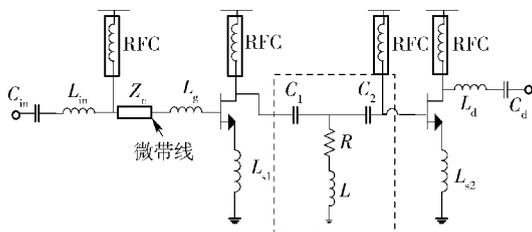


图 1 宽带低噪声放大器原理图

2 电路设计原理

2.1 宽带输入匹配

宽带低噪声放大器的输入匹配方法是基于传统的共源结构,通过在放大器的源极引入电感,以改变放大器输入电阻的实数部分。窄带低噪声放大器的输入匹配电路图及其等效电路图如图 2 所示。

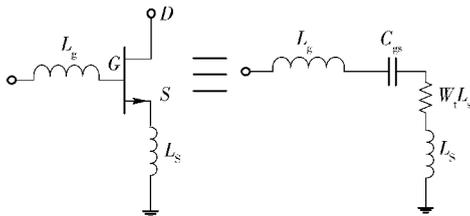


图 2 窄带低噪声放大器输入等效电路

为了简化计算分析,将场效应管等效为一个电容 C_{gs} ,电路的输入阻抗可表示为

$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} - j \frac{1}{\omega C_{gs}} + j\omega L_s \quad (1)$$

其中 g_m 为场效应管的跨导。从式(1)中可以看出,由于在场效应管的源极引入了 L_s ,输入阻抗发生了

变化,由实数部分和虚数部分组成。在选定场效应管尺寸的情况下,实数部分由 g_m 以及 L_s 的值决定,这样为输入阻抗匹配到实数 50Ω 提供了可参考调整的参数。通常对于传统的窄带匹配,调整直流偏置条件可以确定 g_m 的数值,再通过特定数值的 L_s ,就可在频段内实现实部的阻抗匹配同时将场效应管的电容部分抵消掉。因此该电路的品质因数可表示为

$$Q_{in} = \frac{1}{(R_s + \omega_T L_s) \omega_0 C_{gs}} \quad (2)$$

其中: ω_0 为谐振频率, ω_T 为场效应管的截止频率, R_s 为源阻抗。在窄带低噪声放大器设计中,电路的 Q 往往很高。对于串联 RLC 电路来说,电路的带宽与 Q 成反比。因此,此种方式不能用于宽带设计。

笔者在窄带匹配的设计基础上,通过增加 $1/4$ 波长阻抗变换器实现了宽带输入匹配。输入匹配电路如图 3 所示。

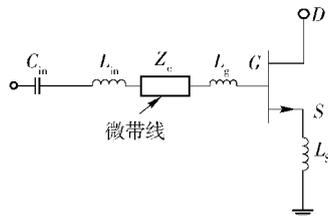


图 3 宽带低噪声放大器输入匹配电路

在场效应管的源端加入 L_s 是为了如式(1)所分析的起调节输入阻抗的实部。特性阻抗为 Z_c 的 $1/4$ 波长的微带线起阻抗变换器的作用以变换栅极的输入阻抗。 C_{in} 、 L_{in} 组成了一个串联谐振网络,同时 C_{in} 、 C_d 也是射频交流耦合电容。

宽带匹配电路的小信号等效电路如图 4 所示。输入阻抗的表达式可以从式(3)~(7)分析得出:

$$Z_{IN}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_{in}} + j\omega L_{in} + Z_{T}(\omega) \quad (3)$$

$$Z_{T}(\omega) = Z_c \frac{Z_{-g}(\omega) + jZ_c C}{Z_c + jZ_{-g}(\omega) C} \quad (4)$$

$$Z_{-g}(\omega) = R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega(L_s + L_g) \quad (5)$$

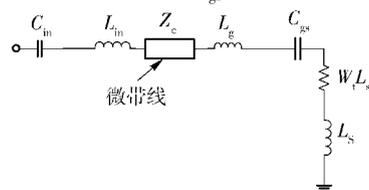


图 4 宽带低噪声放大器输入匹配电路等效电路

$$R_i = g_m L_s / C_{gs} \quad (6)$$

$$C = \tan \frac{2\pi f}{4f_0} \quad (7)$$

其中: Z_{in} 为经过特性阻抗为 Z_c 的 $1/4$ 波长阻抗变换器后的输入阻抗; Z_g 的表达式与源端串联电感的窄带低噪声放大器的栅极输入阻抗式(1)相似; f_0 为 $1/4$ 波长阻抗变换器的中心频率. 根据式(3)推导出输入阻抗的表达式为

$$Z_{IN} = \frac{Z_c^2 Z_g (1 + C^2)}{Z_c^2 + Z_g^2 C^2} + j \frac{C(Z_c - Z_g)}{Z_c^2 + Z_g^2 C^2} + j\omega L_{in} - j \frac{1}{\omega C_{in}} \quad (8)$$

如果选取适当的 L_s 、 L_g 以及 C_{gs} , 电路可以谐振在工作频带中心即 4 GHz. 同时 L_s 可以让电路在整个工作频带中都保持无条件稳定的状态. 所以, 电路工作在谐振点时的输入阻抗可表示为

$$Z_{IN} \approx \frac{Z_c^2}{R_i} + j\omega L_g - j \frac{1}{\omega C_g} \quad (9)$$

式(9)为电路设计提供了较为明确指导. 选取合适的 R_i 、 Z_c 、 L_g 及 C_g 输入阻抗可以仅为一个实数从而表现为一个电阻.

采用宽带匹配方法后电路输入阻抗的实部及虚部如图 5 所示. 从图 5 可以看出, 电路的实部并不是等于 R_s 即 50Ω , 而是在 3 ~ 5 GHz 的频带内有一定程度的失配, 同时电路的虚部在频带内存在 3 个零点, 且围绕 0 值波动. 这样输入阻抗在频带内为 50Ω 附近, 扩大了 S_{11} 小于 -10 dB 的带宽.

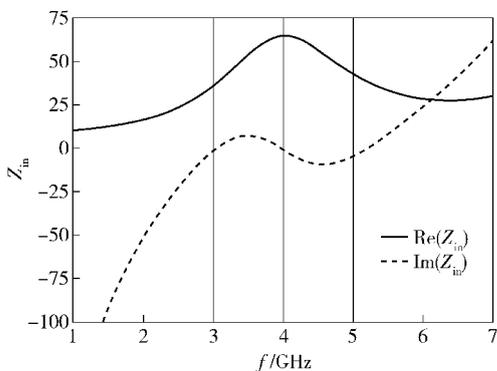


图 5 仿真的输入阻抗实部及虚部

图 6 示出了运用窄带匹配方法和宽带匹配方法 S_{11} 参数小于 -10 dB 的带宽, 可以看到, 宽带匹配展宽了电路的带宽, 这是因为输入阻抗经过了阻抗变换, 使得输入电路的品质因素 Q 变小.

2.2 电路增益平坦度

放大器采用两级级联可以保证电路的增益, 中

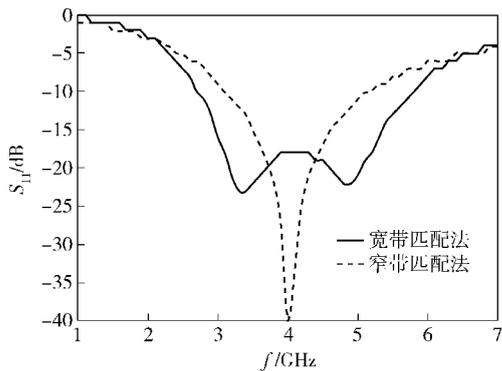


图 6 两种匹配方法低噪声放大器的 S_{11}

间级的有损网络起提高电路增益平坦度的作用. 图 1 的虚线部分是有损的中间网络, 中间网络的特性就像是一个高通滤波器, 在频带内的损耗并不相同, 随频率的变化而变化. 通常场效应管本身的增益随着频率的升高而降低 (约 6 dB). 所以有损网络在低频带衰减较大, 在高频带内的衰减较小, 从而能够起到带内增益的平坦.

图 1 虚线部分的中间级电路可以看成是一个 T 型的二端口网络. 根据 S 参数和转移矩阵的关系, 此 T 型网络的 S_{21} 可表示为

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (10)$$

网络的转移矩阵可表示为

$$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R + j\omega L)} \\ B &= \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{-\omega^2 C_1 C_2 (R + j\omega L)} \\ C &= \frac{1}{R + j\omega L} \\ D &= 1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R + j\omega L)} \\ L &= jZ_0 \tan \beta l \end{aligned} \quad (11)$$

在 PCB 板上实现时, 电感元件由一段短路传输线所替代的. 传输线的特性阻抗为 Z_0 , 将式(11)代入式(10)可以得到一个非常复杂的 S_{21} 表达式, S_{21} 是一个多项式表达式, 且影响 S_{21} 最主要的一项是 $\frac{1}{-\omega^2 C_1 C_2 (R + j\omega L)}$, 所以图 1 虚线部分所示的 T 型网络的二端口网络的 S_{21} 可以有关系如下:

$$|S_{21}| \propto (\omega^4 C_1^2 C_2^2 R^2 + \omega^6 C_1^2 C_2^2 L^2)^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

用式(12)计算网络在 3 GHz 和 5 GHz 的值可以得到 2 个频点的 S_{21} , 理论计算得出 5 GHz 比 3 GHz

大 6.6 dB, 仿真结果为 5 GHz 比 3 GHz 大 5.6 dB. 验证了理论分析的正确性.

图 7 显示了不同电路部分的 S_{21} . 短虚线曲线是第 1 级放大电路的 S_{21} , 长虚线部分是第 2 级放大电路的 S_{21} , 可以看到, 单独的两级放大器电路的电压增益随着频率而下降导致在频带内的增益不平坦. 从图 7 可以看到, T 型网络的 S_{21} 呈现高通性质, 对带内高频的增益进行补偿. 图中黑色曲线是两级电路和 T 型网络整体的 S_{21} , 可以看到 T 型网络的补偿起到了作用, 整个电路的增益在频带内变平坦了.

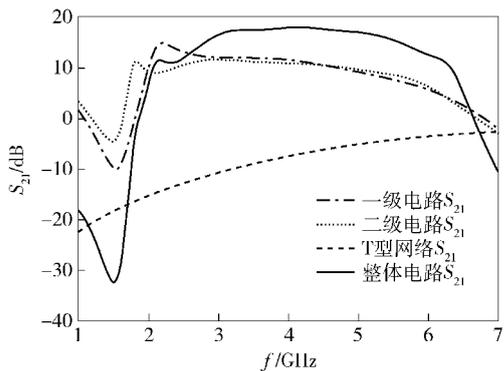


图 7 不同电路部分的 S_{21}

3 低噪声放大器电路的制作

电路采用爱华高 ATF-38143 型号 PHEMT 场效应管. 根据管子的参考手册中描述的噪声系数, 将电路的直流偏置在 $I_{ds} = 20$ mA. 所用的介质材料板为罗杰斯 RT/duroid 6010, 板材厚度为 0.635 mm. 低噪声放大器实物图如图 8 所示. 源端电感被一条微带线所代替, 匹配电路的电感同样也被一条微带线所替代. 射频阻隔电路由微带线和扇形微带电容组成, 阻隔中心频率为 4 GHz. 电路元件值及尺寸如表 1 所示. 整个电路包括直流供电部分的尺寸为 4.5 mm × 5 mm.

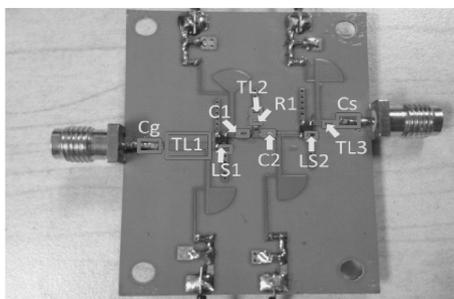


图 8 两级低噪声放大器电路实物图

表 1 低噪声放大器电路元件值及尺寸

元件参数	值
$C_g/\mu\text{F}$	10
TL1/mm	1.2/4.8 (W/L)
LS1/mm	0.9/0.7 (W/L)
$C_1/\mu\text{F}$	0.5
$C_2/\mu\text{F}$	10
R_1/Ω	20
TL2/mm	0.8/2.2 (W/L)
LS2/mm	0.9/0.6 (W/L)
TL3/mm	0.5/1.1 (W/L)
$C_s/\mu\text{F}$	3

4 测试结果

低噪声放大器电路的输入和输出回波损耗的仿真和测量结果如图 9 和图 10 所示. 图 9 表明, 测量结果的 S_{11} 在 3 ~ 4.4 GHz 均小于 -10 dB. 在高频段电路的 S_{11} 增高了 2 dB, 原因是与电路板连接的 SMA 接头对整个电路板在频带内的影响, 这在仿真过程中没有考虑. 电路增益和噪声系数的仿真和测量结果如图 11 所示. 测量结果表明, 电路的增益为 (12 ± 1.5) dB, 带内最小噪声为 1.8 dB.

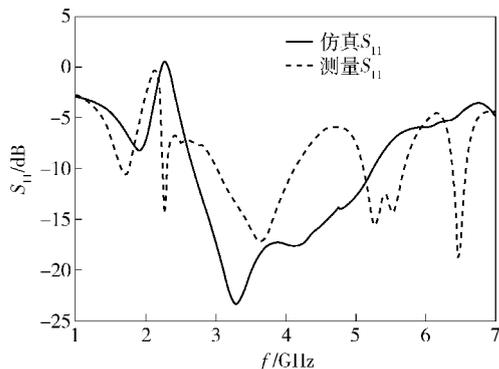


图 9 S_{11} 测量和仿真结果

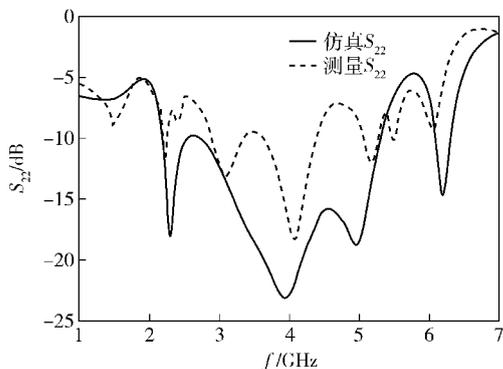


图 10 S_{22} 测量和仿真结果

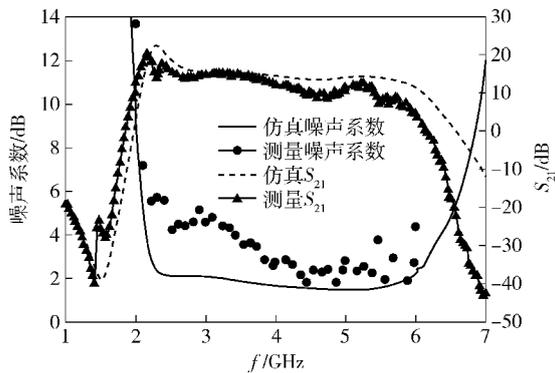


图 11 S_{21} 及噪声系数的测量和仿真结果

5 结束语

介绍了低成本 3 ~ 5 GHz 低噪声放大器的设计及制作. 采用宽带匹配方法以达到输入匹配, 有损中间网络的设计使得增益平坦度有所提高. 测量结果表明, 该低噪声放大器有较好的回波损耗和噪声系数.

参考文献:

[1] Sun Xiaobing, Ma Yugang, Zhang Jian, et al. A high accuracy mono-station UWB positioning system [C]//ICU-WB 2008. Hannover; IEEE, 2008: 201-204.

[2] Eric M, Vucic D. Method for direct position estimation in UWB system [J]. Electronic Letters, 2008, 44(11): 701-703.

[3] Cazzorla A, Angelis G De, Moschitta A, et al. A 5.6 GHz UWB position measurement system [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, 62(3): 675-683.

[4] Wyglinski A M, Labeau F, Kabal P. An efficient bit allocation algorithm for multicarrier modulation [C]//WCNC 2004. Atlanta; GA, 2004: 1194-1199.

[5] Ebel R, Waldmann B, Bauer G, et al. On the performance of pulsed frequency modulated UWB local positioning systems [C]//Microwave Symposium Digest. Baltimore; IEEE, 2011: 1-4.

[6] Ramos A, Lazaro A, Girbau D. Semi-passive time-domain UWB RFID system [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(4): 1700-1708.

[7] Xia Jingjing, Law C L, Zhou Yuan, et al. 3 - 5 GHz UWB impulse radio transmitter and receiver MMIC optimized for long range precision wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(12): 4040-4051.

[8] Nam S H, Shin O S, Lee K B. Transmit power allocation for a modified V-BLAST system [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 52(7): 1074-1079.