

S 波段低噪声放大器仿真设计

段成丽¹, 徐 江², 王 浩², 甘海波², 陈 勇³

(1 中国国防科技信息中心, 北京 100142; 2. 中国电子科技集团公司第 26 研究所, 重庆 400060;

3. 中国科学院 新疆天文台, 新疆 乌鲁木齐 830011)

摘 要:介绍了 S 波段低噪声放大器(LNA)的设计原理, 分析了影响放大器稳定性、噪声系数、功率传输的主要因素, 运用 Agilent 公司的 EDA 软件 ADS 仿真设计了两级级联结构的放大器。仿真结果表明放大器在 2 150~2 400 MHz 的频率范围内, 噪声系数<0.5 dB, 输入驻波比<1.4, 输出驻波比<1.14, 增益为(26.2±0.5)dB, 并且在全频带内无条件稳定。

关键词:低噪声放大器; S 波段; ADS

中图分类号:TN 722.3 **文献标识码:**A

Simulation Design for a Low Noise Amplifier in S-band

DUAN Chenli¹, XU Jiang², WANG Hao², GAN Haibo², CHEN Yong³

(1. China Defense Science and Technology Information Center, Beijing 100142, China;

2. 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

3. Xinjiang Observatory, National Astronomical Observatories, Chinese Academy of Sciences, Wulumuqi 830011, China)

Abstract: The design principle for a S-band low noise amplifier are presented. The key factors which affect the stability, noise figures, transmitted power of low noise amplifier(LNA) are analyzed. The EDA(Electronic Design Automation) software of advanced design system(ADS) is applied to design and simulate a 2-stage amplifier. The simulation results show that the LNA achieves a power gain of (26.2±0.5)dB as well as a maximum noise figure of less than 0.5 dB, input VSWR better than 1.4, output VSWR better than 1.14, being unconditionally stable at the frequency range from 2 150 MHz to 2 400 MHz.

Key words: low noise amplifier; S-band; ADS

0 引言

低噪声放大器是雷达、通信和电子对抗等系统的核心部件, 通常安装在接收机的前端, 设计具有极低噪声系数的低噪声放大器是提高接收机灵敏度的关键手段。

本文采用 Agilent 公司 ADS 软件设计的 S 波段低噪声放大器采用两级放大管级联结构, 频率范围为 2 150~2 400 MHz。基板选用相对介电常数为 3.44, 厚度 h 为 0.762 mm 的聚四氟乙烯双面覆铜板镀金板; 放大管选择了 FUJITSU 公司型号为 FHC40LG 的高电子迁移率场效应管 (HEMT), 该 HEMT 放大管具有噪声低, 但稳定性相对较差的特性。

1 稳定性分析

当放大器不稳定时会发生自激导致放大器不能

正常工作。放大器稳定性判断主要取决于 2 个稳定性参数 K 和 Δ , 则

$$\begin{cases} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \\ |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \end{cases} \quad (1)$$

式中: S_{11} 为输入端反射系数; S_{22} 为输出端反射系数; S_{12} 为输入端匹配时输出端到输入端传输系数; S_{21} 为输出端匹配时输入端到输出端传输系数。

若满足 $|\Delta| < 1$ 和 $K > 1$, 则放大器就处于无条件稳定状态^[1]。当放大器不稳定时可采用以下方法来改善其稳定性。

1) 在漏极串联或并联电阻以抵消引起自激振荡的负阻抗部分。

2) 在源极和地之间加电感或相当于电感的微带线构成源极负反馈电路, 适当选取源极负反馈可使放大器工作时保持稳定。

收稿日期: 2012-05-13

作者简介: 段成丽 (1971-), 女, 北京人, 工程师, 硕士, 主要从事电子技术及应用的研究。徐江 (1974-), 男, 重庆垫江人, 博士, 主要从事惯性控制、成像光谱与微波电子的研究。

3) 在偏置电路的适当位置添加电阻。

2 最小噪声系数和最大功率传输分析

噪声系数和功率传输是衡量低噪声放大器(LNA)性能的2个重要指标,设计LNA时一般按最小噪声系数设计,但同时也希望LNA能获得较大的功率传输即较小的输入反射损耗,因此设计LNA时需解决最小噪声系数和最大功率传输之间的矛盾。

LNA主要由输入匹配网络、晶体管二端口网络及输出匹配网络组成,如图1所示,图中, Γ_s 和 Γ_L 分别为信源与负载的反射系数; Z_s 、 Z_L 分别为信源与负载阻抗; Γ_{in} 、 Γ_{out} 分别为输入端与输出端的反射系数; Z_{in} 、 Z_{out} 分别为输入端与输出端阻抗。

单级放大器噪声系数为^[3]

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (2)$$

式中: r_n 为晶体管等效噪声阻抗归一化量; Γ_{opt} 为最佳源发射系数。

由式(2)可知,当 $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ 时,LNA的等效输入噪声系数最小,等于 F_{min} 。但为使LNA能获得最大功率传输即具有最小输入反射损耗,则要求 $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ 。

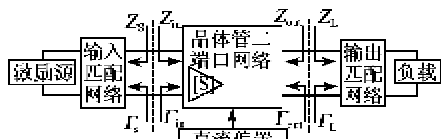


图1 LNA组成框图

通常获得最低噪声系数所需的 Γ_{opt} 和获得最大功率传输所需的 Γ_{in}^* 并不相等,但可通过一定的方法改变 Γ_{in}^* 使其靠近 Γ_{opt} ,从而满足同时实现最低噪声系数和最大功率传输的要求。

改变 Γ_{in}^* 常用的一种方法是源极负反馈,如图2^[3]所示,图中, R_i 为本征沟道电阻; R_{ds} 为本征漏源电阻; G_m 为跨导; I_i 为输入电流; C_{gs} 为近源端和近漏端沟道层非线性电容。 V_e 为 C_{gs} 两端的电压。

在HEMT放大管源极与地之间串联电感 L_s 就构成源极负反馈电路,通常 L_s 是用一段微带线来实现。一般取 $\omega L_s \ll R_{ds} + R_L$ (其中 R_L 为负载阻抗),因此低噪声放大器的输入阻抗可近似为

$$Z_{in} = R_i + \frac{G_m L_s R_{ds}}{C_{gs}(R_{ds} + R_L)} + \frac{(\omega L_s)^2}{R_d + R_L} - j\omega \left(\frac{1}{\omega^2 C_{gs}} - L_s \right) \quad (3)$$

由式(3)可知,串联一段 L_s 后, Z_{in} 实部会明显增加,但虚部变化不明显,通过调整 L_s 就可达到使 Γ_{in}^* 靠近 Γ_{opt} 的目的,从而使输入功率匹配靠近最佳噪声匹配。源极负反馈同时也是为满足放大器全频带无条件稳定所采用的一种方法,由于源极负反馈电感的阻抗随着频率的增加而增加,在带内的负反馈可能在带外成为正反馈,反而影响了放大器全频带的稳定性,因此 L_s 不能取得太大,通过ADS仿真软件可算出所需的最优电感值。

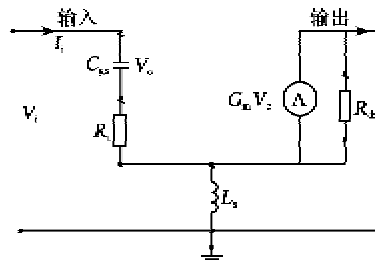


图2 简化HEMT等效电路(包含源极负反馈电感 L_s)

另外,负载反射系数也会影响到输入反射系数^[4],即

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (4)$$

因此,选择合适的负载也可使 Γ_{in}^* 靠近 Γ_{opt} 。但基于放大器全频段无条件稳定性的考虑,要求 $|\Gamma_L| < 1$,因此通过选择负载来同时实现最低噪声匹配和最小输入反射匹配会受限。

3 放大器设计

放大器主要由放大网络、偏置电路、输入匹配网络及输出匹配网络组成。

3.1 放大网络

本文设计的低噪声放大器采用两级放大管级联结构,放大网络包括第一、二级放大网络,此外还包括了一、二级级间匹配电路。通过调整放大网络的源极负反馈微带线的长度,不但可达到同时实现噪声匹配和输入端功率匹配的目的,还可达到使放大器全频带无条件稳定的目的。级间匹配电路既要考虑低噪声的要求,又要考虑到第一级的输入驻波,兼顾噪声匹配和功率匹配。图3为放大网络及仿真。由图3(a)可知,放大管的栅极和漏极分别连到传输线上,源极则通过一段短传输线和过孔接地构成源极负反馈。由图3(b)仿真结果可知,在设计的频带内, Z_{in}^* 和 Z_{opt} 较接近,使放大器同时实现噪声匹配和输入端功率匹配成为可能。

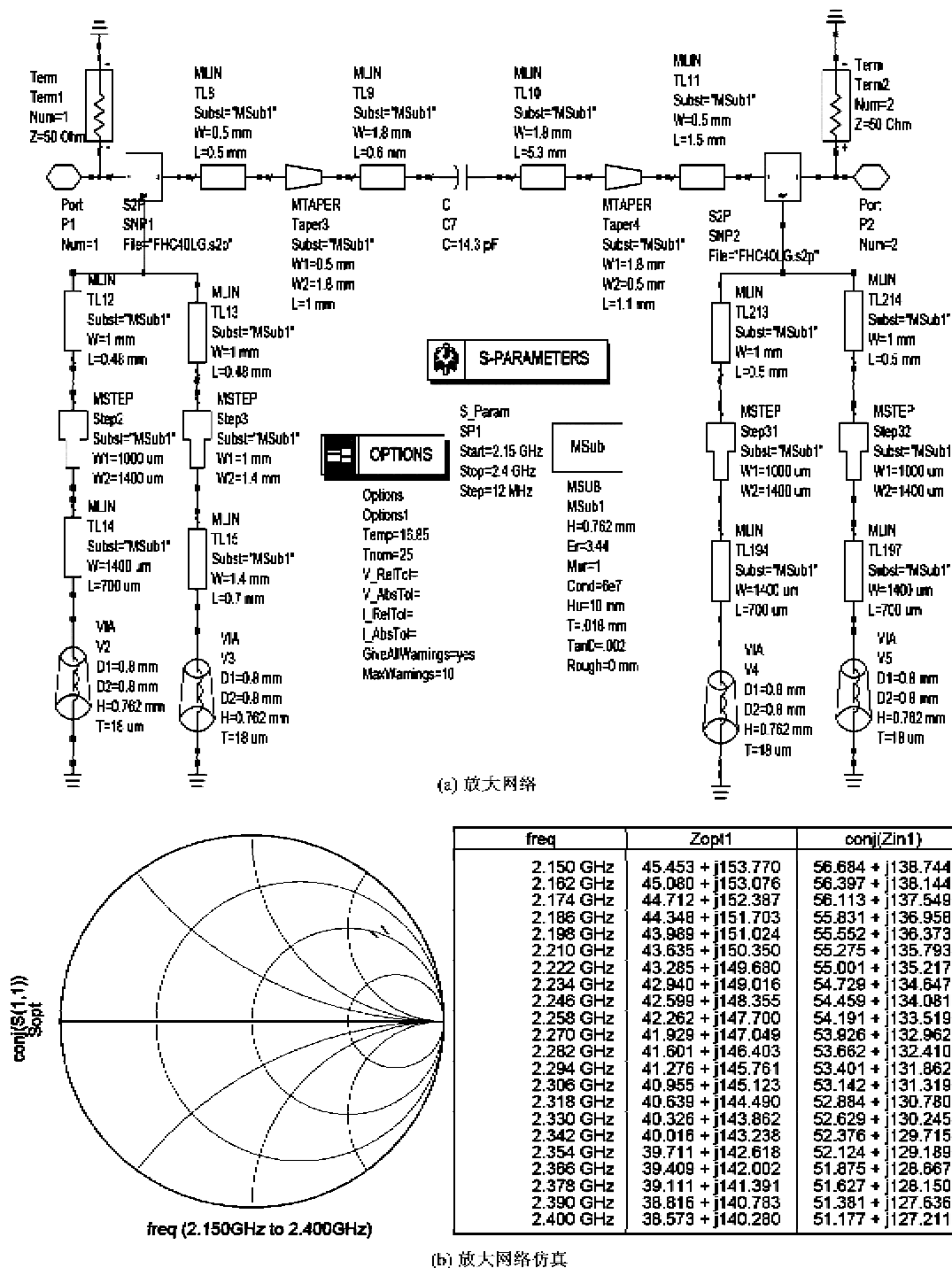


图3 放大网络及仿真图

3.2 输入匹配网络

放大器的匹配网络起阻抗变化的作用,通过匹配网络可把 $50\ \Omega$ 的特性阻抗变换到所需阻抗从而达到阻抗匹配的目的。输入匹配网络通常由阻抗变换线、短路支路线和隔直电容组成。由于噪声系数

主要由第一级放大网络决定,因此将低噪声放大器的输入匹配网络按最小噪声进行匹配,即将源阻抗 Γ_s 变换成放大管的最佳噪声阻抗 Γ_{opt} 。设计输入匹配网络时尽量不要使用太细的微带线,微带线也不能太长,因为微带线的损耗也会带来噪声。图4为设计的输入匹配网络结构图。

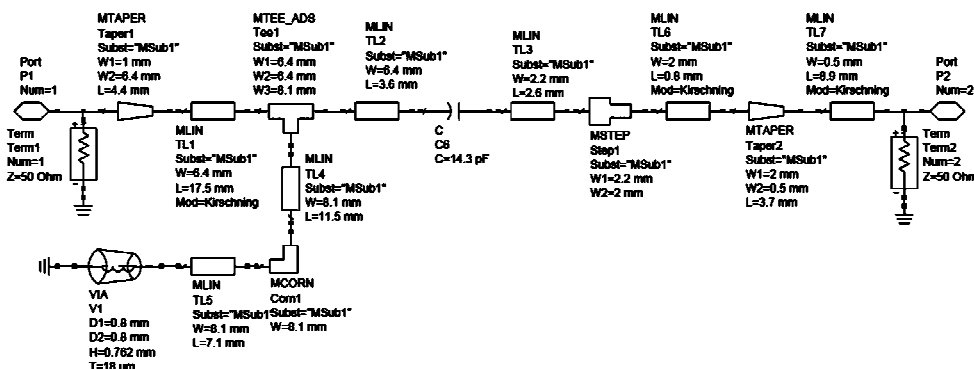


图4 输入匹配网络

3.3 输出匹配

放大器的输出匹配网络的设计则要兼顾放大器稳定性、输出驻波、增益及增益平坦度等指标,因此输出匹配网络采用最大功率匹配使低噪声放大器的

增益能达到最大。为使放大器在全频段无条件稳定,以降低放大器的增益。在输出端添加了一个3 dB的II型衰减网络。输出匹配网络如图5所示。

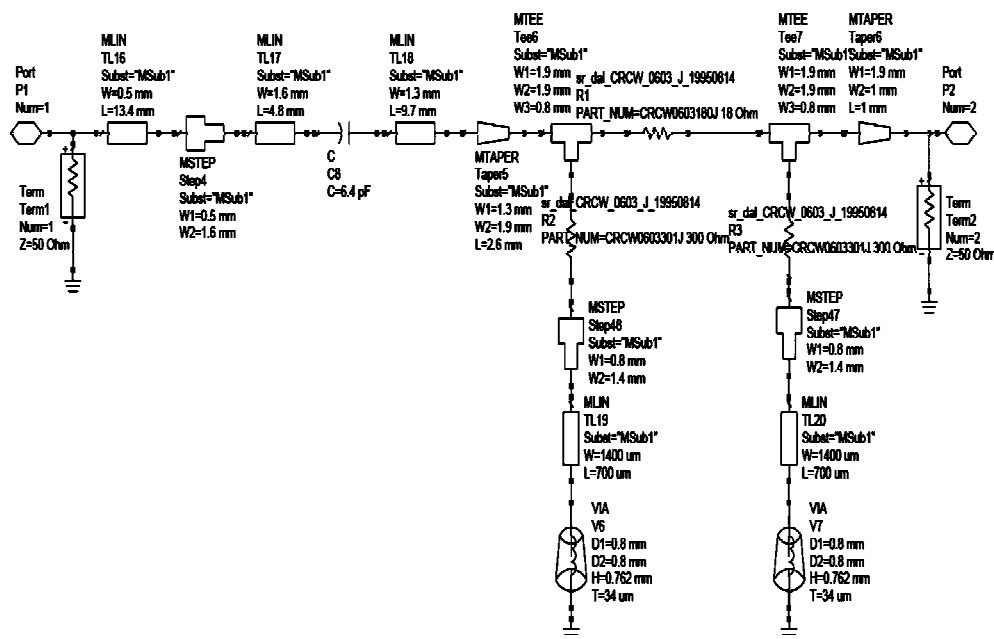


图5 输出匹配网络

3.4 直流偏置电路

直流偏置电路的作用是为放大管提供一定的直流电压和电流,本文设计的直流偏置电路采用双电源供电方式,即在漏极加正电压,在栅极加负电压以控制漏极电流,而源极则对直流通地,这样引入的源极反馈最小,放大器易稳定。

由于直流偏置电路是直接并联在LNA的传输线上,如果直流偏置电路设置不当,就会对LNA的性能产生影响,因此对偏置电路的设计要求是在带内直流电源与传输线是信号隔离的,即偏置电路对信号的等效并联阻抗要尽量大,这样电源及偏置电

路内有耗元件产生的噪声就不会给放大器带来太多额外噪声。

本文的放大器采用两级放大结构,需4个偏置电路。在设计中使用了一条1/4波长的微带线构成扼流网络来实现电源与信号通道的隔离,扼流网络对于主传输线上的带内信号相当于一个高阻,防止带内信号泄漏到偏置电路中;而对于直流电源则相当于短路,使直流电源可无损耗的加到放大管的栅极和漏极。但在带外,偏置电路对微波信号就不能很好的隔离,这时会有部分微波信号漏到偏置电路中,因此在偏置电路中选择适当的位置加入电阻可

以增强 LNA 在带外的稳定性。本设计在第一级的漏极偏置电路及第二级的栅极和漏极偏置电路的扼流网络与主微带线间串联了一个 $50\ \Omega$ 的贴片电阻, 由于此时微波信号已被放大, 因此电阻产生的热噪声对于放大器的影响很小, 但有助于实现放大器在全频段的稳定性。

4 仿真结果

根据前面的设计, 使用 ADS 对低噪声放大器进行了仿真, 表 1 为低噪声放大器噪声系数的仿真数据。由表可看出, 在 $2.15\sim 2.4\ \text{GHz}$ 的频率范围内噪声系数小于 $0.5\ \text{dB}$, 取得了满意的效果。图 6 为驻波比的仿真结果。由图可知, 输入端的驻波比小于 1.4 , 输出端的驻波比小于 1.14 , 在保证放大器得到极低噪声系数的条件下同时获得了极低的驻波比, 说明本文同时实现噪声匹配和输入端功率匹配的方法是有效的。图 7 为增益仿真结果, 增益约在 $26\ \text{dB}$, 且增益平坦度较好。图 8 为对放大器在 $1\sim 18\ \text{GHz}$ 频率范围内做稳定性分析。为分析方便, 对 K 取对数, 因此放大器稳定的条件是 $\log(K) > 0$ 和 $\Delta < 1$, 由图 8 可看出, 放大器在 $1\sim 18\ \text{GHz}$ 频率范围是无条件稳定的。

表 1 LNA 的噪声系数

频率/GHz	2.150	2.170	2.190	2.210	2.230
$n_f(2)$	0.472	0.468	0.467	0.467	0.468
频率/GHz	2.250	2.270	2.290	2.310	2.330
$n_f(2)$	0.470	0.472	0.475	0.478	0.482
频率/GHz	2.350	2.370	2.390	2.400	
$n_f(2)$	0.486	0.490	0.494	0.497	

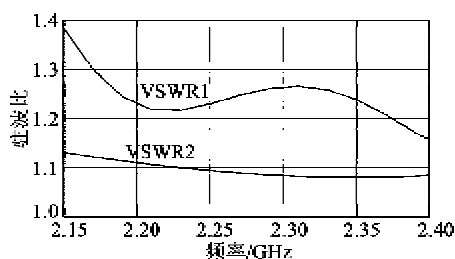


图 6 驻波比

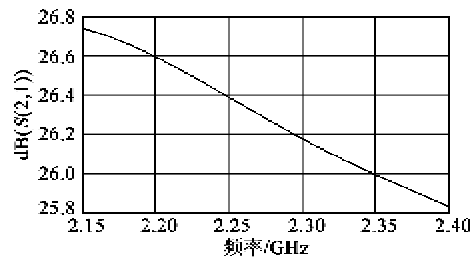


图 7 增益

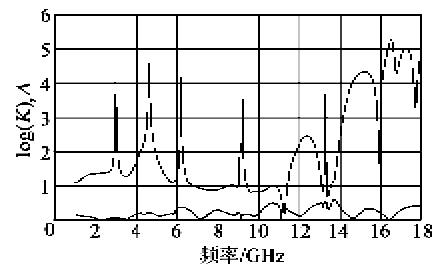


图 8 稳定性

5 结束语

本文使用源极负反馈和选择适当负载的方法达到了噪声匹配和最小输入反射匹配二者同时实现的目的; 通过在主传输线和偏置电路的恰当位置引入有耗电阻, 在对放大器的噪声系数影响很小并适当降低放大器增益的情况下, 满足了放大器全频段稳定的要求。设计的 S 波段低噪声放大器具有噪声低、全频带无条件稳定、增益平坦、驻波比小等特点。

参考文献:

- [1] DEEPAK B, ROY P. A 1.6/1.8/2.1/2.4-GHz multi-band CMOS low Noise amplifier[J]. IETE Journal of Research, 2008, 54(2): 97-104.
- [2] CARUSO G, SANNINO M. Computer-aided determination of microwave two-port noise parameters[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1978, MTT-26(5): 639-642.
- [3] XU Ren. A two-stage cryogenic coolable S-band amplifier[R]. NFRA Internal Technical Report, 1995.
- [4] GONZALEZ G. Microwave transistor amplifiers analysis and design[M]. 2nd edition. USA: Prentice Hall Inc, 1997.