

4~10 GHz 宽带单片集成低噪声放大器设计

陈莹^{1,2}, 李斌¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘要: 在单片微波集成电路领域, 放大器的设计往往不能兼顾噪声、增益和带宽, 通常为达到最佳噪声和增益会限制带宽, 或者为增大带宽而牺牲噪声和增益。本文采用稳懋公司 0.15 μm pHEMT 工艺, 综合各种因素, 设计了一款宽带低噪声放大器电路, 其频率范围 4~10 GHz, 增益约 25 dB, 噪声温度低于 100 K, 输入输出回波损耗大于 10 dB。

关键词: 宽带; 单片集成; 低噪声放大器; pHEMT 晶体管

中图分类号: TN929.11

1 引言

近年来, 随着射电天文观测设备的快速更新, 作为致冷接收机核心部件的低噪声放大器 LNA(Low Noise Amplifier) 的研制工作显得更为迫切。传统分立式放大电路开始逐渐被单片微波集成电路 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit) 取代。MMIC 具有体积小、工作频率高、带宽宽、一致性好、可大批量生产等特点。

目前国内外的研究正朝着毫米波和超宽带 2 个方向发展。对于超宽带放大器, 其增益和噪声很难控制, 如一款 4–16 GHz LNA^[1], 噪声温度为 300 K, 增益为 10 dB, 一款 3–10 GHz LNA^[2], 噪声系数为 6.7 dB, 增益为 12 dB。

本文采用稳懋公司 0.15 μm GaAs pHEMT 工艺, 设计 4–10 GHz 低噪声放大器电路, 分析电路元件对放大器性能的影响, 为以后超宽带放大器的研究做准备。

2 设计原理

设计低噪声放大电路时, 通常将其等效为二端口网络, 用端口参数描述其特性^[3]。

图 1 是带有常规源和负载阻抗的放大电路二端口网络, 它由输入输出匹配电路、放大电路、电源和负载构成。其中, Γ_{in} 、 Γ_{out} 分别是输入、输出端口反射系数, Γ_{s} 是源反射系数, Γ_{L} 是负载反射系数。

低噪声放大器的主要性能指标有工作频带、噪声系数(等效噪声温度)、输入输出匹配、增益及平坦度、稳定性、动态范围等^[3]。

A. 噪声系数 NF

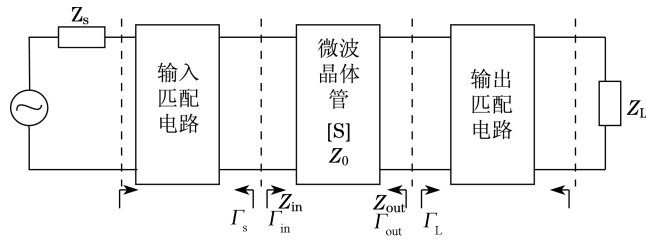


图1 带有常规源和负载阻抗的放大电路二端口网络

NF 衡量放大器本身的噪声水平, 定义为输入、输出信噪比的比值。

放大器的噪声系数较低时, 通常用噪声温度 T_e 表示^[4]。噪声系数与噪声温度的关系为:

$$T_e = (NF - 1) \times T_0 \quad \text{或} \quad NF = T_e/T_0 + 1 \quad (1)$$

其中, T_0 为室温, 等于 290 K, 约为 16.8 °C。

对于单级放大器, 其噪声系数为:

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

其中 F_{\min} 为晶体管最小噪声系数, 由放大器的管子本身所决定, Γ_{opt} 、 r_n 、和 Γ_s 分别是获得 F_{\min} 时的最佳源反射系数、晶体管等效噪声温度以及晶体管输入端的源反射系数。

实际的放大电路通常由多个放大器进行级联, 整个系统的噪声系数受各级放大电路的噪声系数和增益所影响, 由公式表示为:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{NF_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \quad (3)$$

式(3)中, n 表示放大器的级数, 第一级放大电路对整体噪声贡献最大, 随着级数的增加, 前级电路增益会对后级噪声产生抑制作用。因此, 在电路设计中, 对第一级电路要尽量减小噪声, 同时兼顾增益, 而对后级电路要尽量提高增益, 同时兼顾噪声。

B. 端口匹配

匹配情况可用端口电压驻波比 $VSWR$ 或者回波损耗 RL 表征, 二者有直接的换算关系。在设计低噪声放大器的匹配电路时, 输入匹配网络一般为获得最小噪声而设计, 接近最佳噪声匹配网络, 而不是最佳功率匹配网络; 输出匹配网络一般是为获得最大功率和最小驻波比而设计, 所以低噪声放大器的输入端总是存在某种失配。

C. 增益

低噪声放大器一般是按噪声系数最佳匹配进行设计, 这种情况下的增益称为相关增益, 一般比最大增益低 2~4 dB 左右。实际的放大器增益一般在信号源阻抗和负载都是 50 Ω 的情况下测得。

D. 稳定性

绝对稳定或无条件稳定: 任意信号源阻抗和负载的情况下, 放大器都能够稳定工作。

潜在不稳定或有条件稳定: 信号源阻抗和负载不能随意选取, 否则放大器会出现振荡, 不能稳定地工作。

稳定性的检验 (K - Δ 检验):

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (4)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (5)$$

其中, S_{11} 是输入端反射系数, S_{22} 是输出端反射系数, S_{12} 是输入端匹配时输出端到输入端传输系数, S_{21} 是输出端匹配时输入端到输出端传输系数。当 $K > 1$ 、 $|\Delta| < 1$ 时, 放大器稳定工作。

3 管芯选择

稳懋公司提供了多种 GaAs pHEMT 模型, 它们的性能参数对整体电路影响很大。为了设计的方便高效, 需要对其进行初步性能仿真, 以便选择最为合适的模型。

首先, 分析同一 pHEMT 在不同工作条件下的性能, 以 PL1510CPW4 × 75 为例, 见图 2。

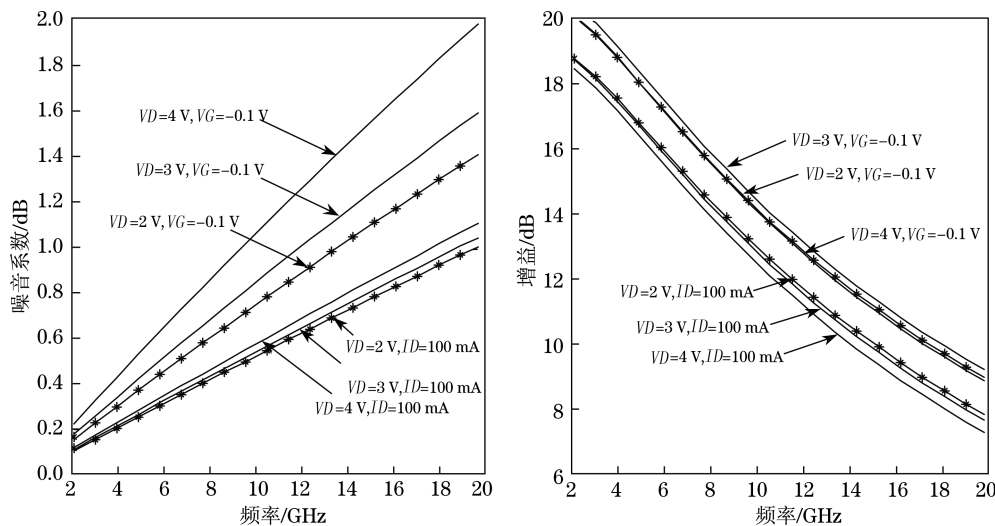


图 2 PL1510CPW4 × 75 的噪声系数及增益曲线

从图 2 可以看出曲线分成了 2 组, 组内增益差别并不明显, 但是其中加星号的 2 条曲线, 即 $VD = 2\text{ V}$ 、 $VG = -0.1\text{ V}$ 和 $VD = 2\text{ V}$ 、 $ID = 100\text{ mA}$ 的情况下, 晶体管的噪声系数在各自组中表现最佳。为了得到较高增益以抑制后级噪声, 本文选择增益较高的 $VD = 2\text{ V}$ 、 $VG = -0.1\text{ V}$ 的情况重点分析。

选定工作状态后, 继续比较不同栅长和栅指数的 pHEMT 性能, 见图 3。

所选器件应拥有较高的增益、较低的噪声系数和较小的反射系数。从图 3 可以看出, 在 4~10 GHz 工作范围内, 4 × 75 μm pHEMT 相比其他器件拥有较好的反射系数和增益, 而噪声系数也在可接受范围内, 为了简化设计, 两级放大电路均选取该器件进行设计。

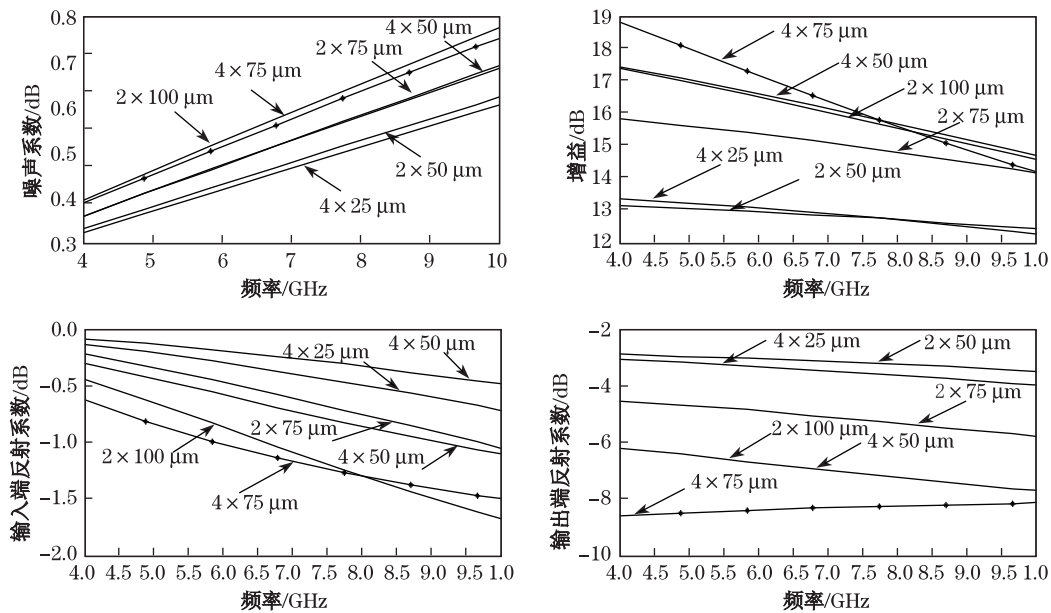


图3 不同型号 pHEMT 的性能比较

4 电路设计

A. 偏置电路

直流偏置电路的设计是影响低噪声性能的一个主要因素。pHEMT 的偏置有多种方式,比较常用的是双电源供电,即漏极加正电压、栅极加负电压以控制漏极电流。因为源极没有偏置电路,所以引入的源极反馈较小,对高频而言比较容易稳定。但是这种偏置电路相当于并联在 LNA 中的传输线上,对其性能会有影响。首先, LNA 接不同电源或电源受到干扰会影响偏置电路等效的并联阻抗,从而改变 LNA 的匹配;其次,对于第一级放大网络的栅极而言,偏置电路中有耗元件产生的噪声会直接加到 LNA 的输入端,这会显著提高 LNA 的噪声 [5]。

因此,如图 4 所示,在靠近电源端加入 RC 回路,靠近 pHEMT 栅极端加阻值较大的电阻,以达到滤除噪声的目的。这里漏极加正电压 2 V,栅极加负电压 0.1 V,而且为了简化电路,本文采用同一电源对各级放大电路进行供电。

B. 匹配电路

匹配电路的搭建是设计宽带低噪声放大器的关键,它通过源和负载之间的阻抗匹配实现较大的功率传输,并且可以降低电路噪声和回波损耗、提高整体线性度等 [6]。

图 5 所示是一种简化的匹配模型,调节各项参数值以期电路增益、噪声与回波损耗等达到最佳状态。

在输入端,因为要注意噪声影响,所以采用简化结构,通过电感 L_1 增强输入匹配,通过电容 C_1 和下拉电阻 R_1 滤除杂波和降低噪声。如图 6 所示,增加电感 L_1 ,输入端反射系数得到改善,而相应地,噪声性能变差。

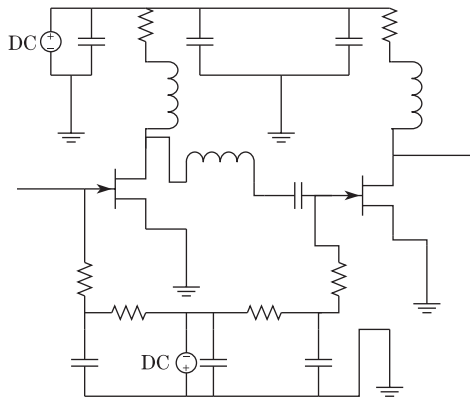


图 4 偏置电路示意图

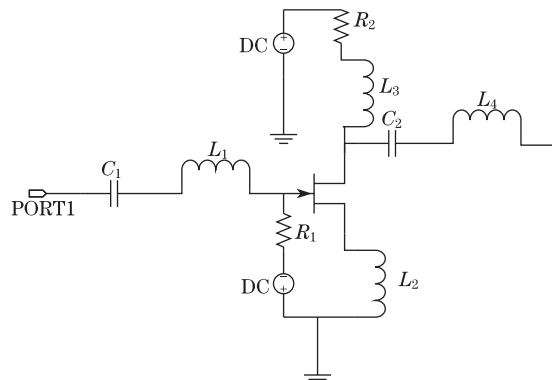


图 5 匹配调节模型

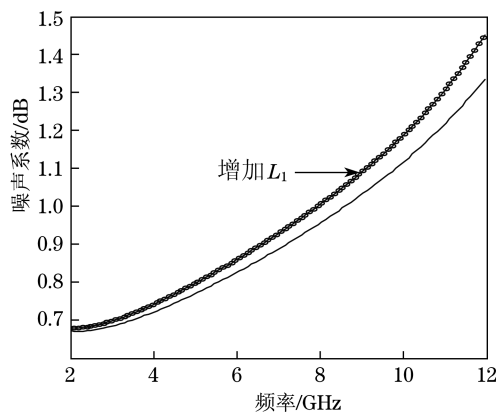
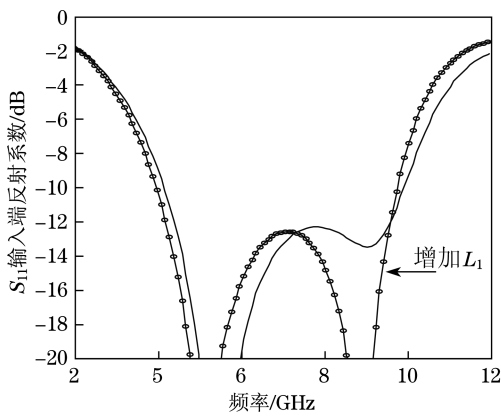


图 6 栅极电感对电路的影响

在漏极加电感 L_3 是为了提高增益。但是从输入端看去, 加入电感会形成负电阻, 使电路产生振荡, 降低其稳定性, 所以增加电感的同时, 要加入适当的电阻以消除这种负面效应。如图 7 所示, 未加电阻时, 输入端反射系数在频带低端大于零, 使电路产生振荡。

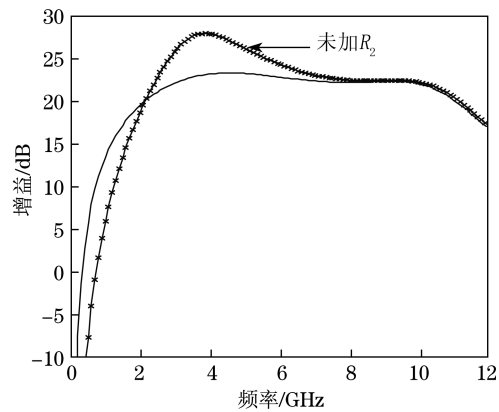
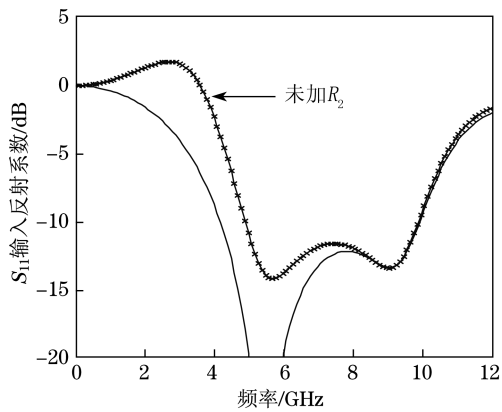


图 7 漏极电感对电路的影响

两级 pHEMT 之间采用由电感 L_4 和电容 C_2 组成的简化级联结构。通过调整电感 L_4 ，工作频带会变宽，电路功能将往高频延伸。通过调节电容 C_2 ，优化输入端反射系数 S_{11} 以及噪声系数。如图 8、图 9 所示，减小 L_4 ，增益下降的同时频带加宽，高频段噪声得到改善；减小 C_2 ， S_{11} 得到改善，而噪声系数有所回升。

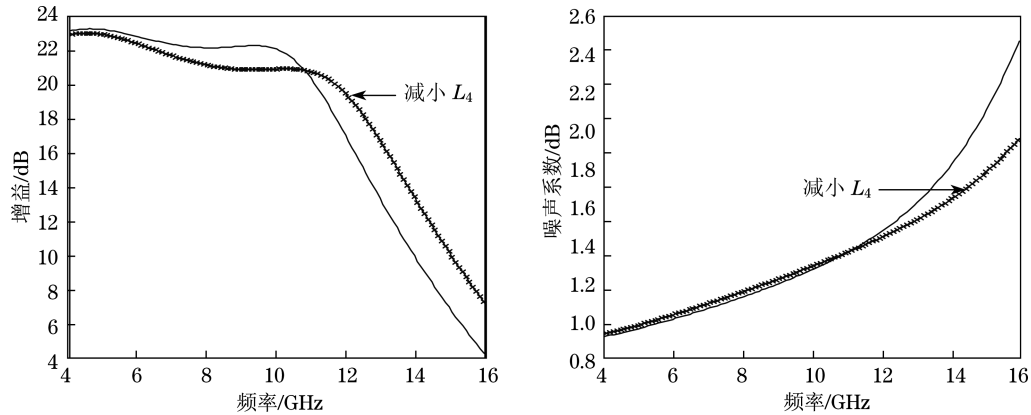


图 8 级间电感对电路的影响

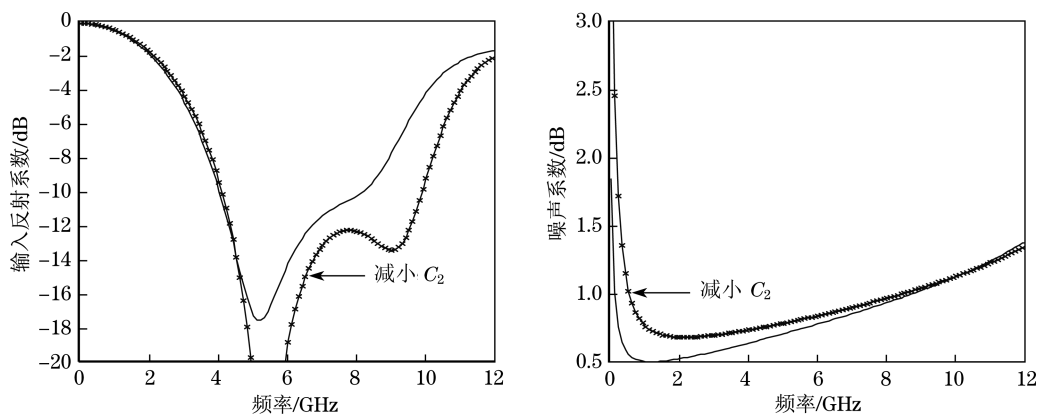


图 9 级间电容对电路的影响

在源极加电感 L_2 ，可调节 S_{11} ，扩大带宽，提高电路稳定性。另外，在栅极漏极电感之间加入适量互感，也可以使 S_{11} 向工作频带低端扩展。如图 10 所示，增加 L_2 ，改善 S_{11} 的同时噪声有所增大。

5 电路及仿真结果

本文电路设计采用两级放大，每级放大电路均选取稳懋 $4 \times 75 \mu\text{m}$ pHEMT，整体的拓扑结构如图 11 所示。

图 12、图 13 是优化结果。4–10 GHz 工作频带内，电路增益达到 25 dB，输入输出回波损耗大于 10 dB，噪声温度基本低于 100 K，并且稳定性系数大于 1。

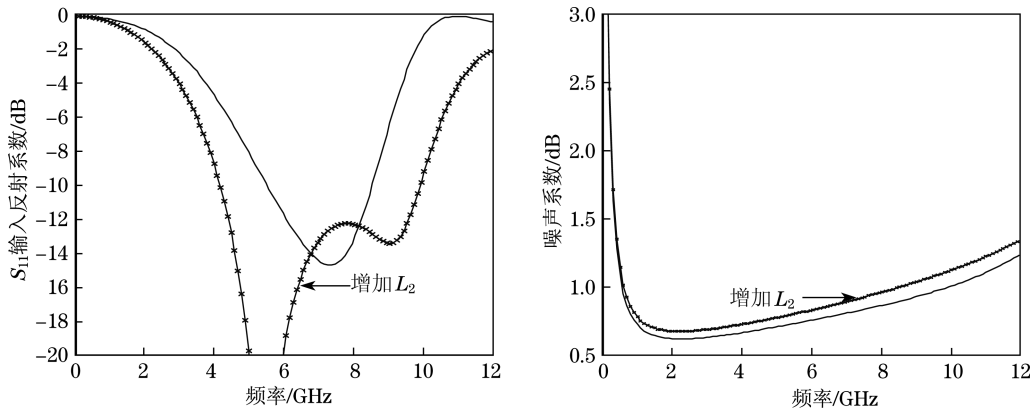


图 10 源极电感对电路的影响

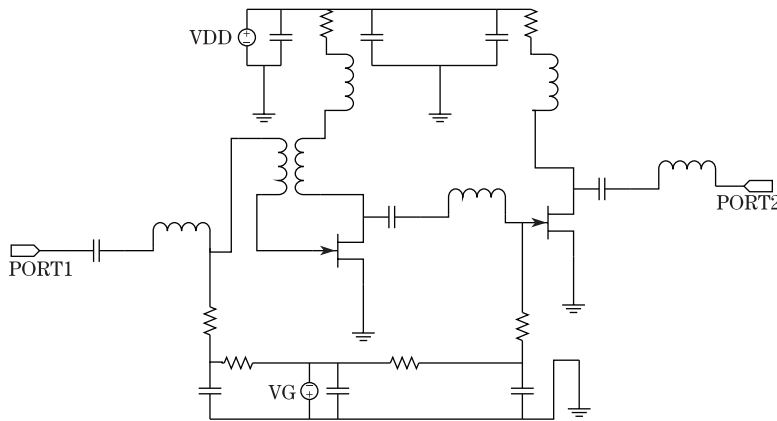


图 11 4~10 GHz LNA 电路拓扑结构

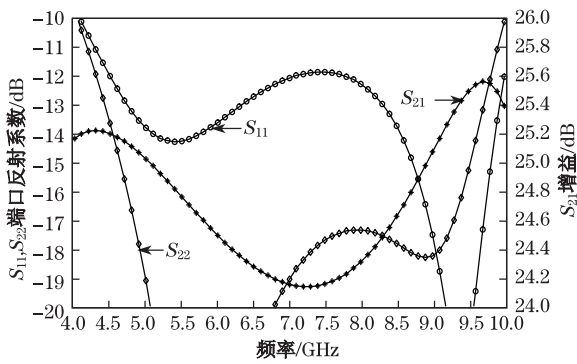


图 12 4~10 GHz LNA 的 S 参数

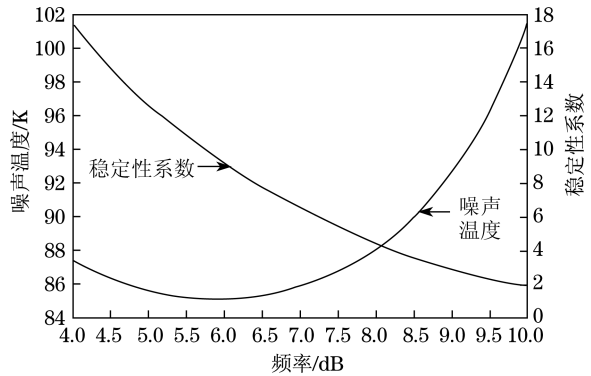


图 13 噪声温度与稳定性系数

6 小结

本文主要采用稳懋公司 0.15 μm pHEMT 工艺, 在仿真软件中进行了 4–10 GHz 宽带放大器电路的设计, 并给出了仿真结果。其增益满足 25 dB, 噪声温度低于 100 K, 输入输出回波损耗大于 10 dB。进一步的工作中将对其进行版图布局设计, 并在流片后测试其实际性能。

致谢: 作者在设计过程中有赖 Robert Hu 教授的悉心指导才得以顺利完成工作, 特此感谢。

参考文献:

- [1] Micovic M, Kurdoghlian A, Lee T et al. IEEE CSIC, 2007: 1
- [2] Wu Chia-Song, Chang Chien-Huang, Lin Tah-yeong et al. IEEE ICE, 2011 International Conference on, pp. 5667
- [3] Pozar David M. 微波工程 (第三版). 北京: 电子工业出版社. 2009
- [4] Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements, Agilent Technologies, AN5952-8255E, Oct. 2000
- [5] 张士化, 何子述. 现代电子技术. 2005, (209): 75
- [6] 陆科杰. 硕士论文. 浙江: 浙江大学. 2010

4~10 GHz Broad Band MMIC LNA Circuit Design

CHEN Ying^{1,2}, Li Bin¹

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030; 2. Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

Abstract: In this paper, an LNA circuit over 4~10 GHz is presented and investigated based on the process of WIN 0.15 μm pHEMT technology. The schematic simulation results indicates that total gain over 25 dB is obtained as well as the noise temperature below 100 K. Moreover, the input and output return losses are both more than 10 dB.

Key words: Broad Band; MMIC; LNA; pHEMT