

CDMA-800MHz 频段低温低驻波比放大电路设计

高 飞¹, 张晓平², 曹必松², 高葆新¹

(1. 清华大学深圳研究生院, 北京 100084; 2. 清华大学物理系, 北京 100084)

摘要: 为用 HEMT 晶体管设计 L 波段低驻波比放大电路, 本文用输入无源复反射系数在输出反射平面上的共轭匹配区表达式, 将驻波比约束转化为无源匹配区域的映射. 同时为了计算放大电路低温下噪声, 通过有损输入模型导出了噪声的温度关系式. 实测 CDMA-830MHz 高温超导前端放大器噪声温度小于 30K, 输入驻波比小于 1.3, 输出驻波比小于 1.8, 增益大于 17dB.

关键词: 低温放大电路; 电路设计; 噪声特性

中图分类号: TN722.3 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2005)09-1626-03

Design and Analysis of Cryocooled LNA Circuit with Low VSWR

GAO Fei¹, ZHANG Xiaoping², CAO Birsong², GAO Baoxin¹

(1. Tsinghua University Shenzhen Graduate School, Beijing 100084, China;

2. Tsinghua University Department of Physics, Beijing 100084, China)

Abstract: L band HEMT amplifiers applied immobile communications must have low input VSWR. In this paper a graphic method is proposed to map the conjugated matched Γ_L to Γ_s plane to find optimized matching network. To calculate cryocooled LNA's NF a lossy input network model is built and a temperature dependent NF formula is obtained and verified experimentally. The cryocooled LNA in HTS front end is measured with Noise Temperature < 30 K, VSWR_i < 1.3 and VSWR_o < 1.8, Gain > 17dB.

Key words: cryocooled LNA; MIC design; amplifier noise characteristics

1 引言

高温超导(HTS)指 YBCO 等氧化物在低温下出现直流电阻突变为零及完全抗磁性的物理现象, 高温超导与电路结合产生了目前迅速发展的高温超导通信技术, HTS 前端的灵敏度、带边陡峭度、带外抑制等较常规电路有数量级的提高, 在空间和军事等高端通信领域取得广泛应用^[1], 近来它们也被移动通信基站使用. HTS 前端由低噪声放大器(LNA)、HTS 滤波器、真空和制冷设备组成. 为了实现高灵敏度, 低噪声和低驻波比的 LNA 性能是关键, 普通微波 LNA 噪声系数在 1dB 左右, 而超导前端要求 LNA 为 0.3dB 以下^[2, 3].

本文引入入射系数和反射系数分别在对方的平面上形成的共轭匹配区的概念, 优化源和负载反射系数, 利用无源匹配图解设计 Γ_s 和 Γ_L , 达到驻波比指标, 在驻波比约束基础上优化噪声系数. 为常温噪声性能预测低温噪声, 进一步计算了一种参数较少的温度噪声模型. 实例表明源极负反馈不仅改善了电路的稳定度, 还能扩大对驻波设计很重要的共轭匹配区面积.

本文设计的低温放大器已应用于清华大学研制的 HTS 滤波器组成的系统中^[4].

2 电路驻波比与噪声的优化

CDMA 系统频段较低, 用 MIC 技术设计时放大电路驻波比较难满足, 尤其是需要同时兼顾噪声系数^[5, 9]. 本文则以驻波比为优先综合指标.

图 1 显示了放大器的匹配原理, 从图上可以看出, 实测输入输出驻波

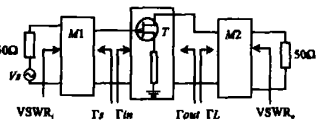


图 1 放大器匹配及 Γ_s 、 Γ_L 、 Γ_{in} 、 Γ_{out} 参考面

比 $VSWR_i = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|}$;

$$|\Gamma_{in}| = |\Gamma_{in} - \Gamma_s^*| / |1 - \Gamma_s^*|$$

$$|\Gamma_{out} - \Gamma_L^*|; VSWR_o = \frac{1 + |\Gamma_o|}{1 - |\Gamma_o|}; |\Gamma_o| = |\Gamma_{out} - \Gamma_L^*| / |1 - \Gamma_L^*|$$

最小驻波比要求 $VSWR_i$ 和 $VSWR_o$ 等于 1, 即:

$$\begin{cases} \Gamma_s = \left\{ S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} \right\}^* \\ \Gamma_L = \left\{ S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_s}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_s} \right\}^* \end{cases} \quad (1)$$

式(1)是耦合方程, 而且在 Γ_s 和 Γ_L 无源区域内一般无解, 这就是耦合困难. 为求次优解注意到无源输出匹配网络 $|\Gamma_L| < 1$, 设

输入共轭匹配: $\Gamma_L = \frac{\Gamma_s^* - S_{11}}{S_{12}S_{21} + S_{22}(\Gamma_s^* - S_{11})}$ (2)

即只有那些满足 $\left| \frac{\Gamma_s^* - S_{11}}{S_{12}S_{21} + S_{22}(\Gamma_s^* - S_{11})} \right| < 1$ 的 Γ_s 才可能是方程组(1)的解, 该区域的表达式为:

$$\begin{cases} C_{ms} = \frac{S_{11}^* + S_{12}^* S_{21}^* S_{22}}{1 - |S_{22}|^2} \\ r_{ms} = \sqrt{\frac{|S_{12}^* S_{21}|^2 + |S_{12}^* S_{21}^* S_{22}|^2}{1 - |S_{22}|^2 + (1 - |S_{22}|^2)^2}} \end{cases} \quad (3)$$

C_{ms} 为 Γ_s 平面上的圆心, r_{ms} 为半径. 上述公式的推导只用了完全匹配和无源条件, 因此对所有无源匹配放大电路设计都适用. 图 2 中的圆 C_s 为实例计算结果, 清楚表示部分 Γ_s 点不能被无源匹配, 优化中首先给予排除. 最终 Γ_s 结果产生于上述区域. 再由输出等驻波比圆

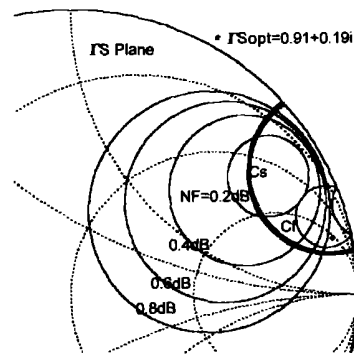


图 2 反射系数图解确定 Γ_s 过程

$$C_{nl} = \frac{\Gamma_{out}^* (1 - \Gamma_{2l})^2 + |\Gamma_{2l}| (1 - |\Gamma_{out}|^2)}{1 - |\Gamma_{2l} \Gamma_{out}|^2} e^{j\omega} \quad (4)$$

求得 Γ_L 是否满足 $VSWR_o$. Γ_2 由输出驻波比求取, 如 $VSWR_o = 1.5$ 对应 $\Gamma_2 = 0.2$, 满足驻波的 Γ_L 落在 C_{nl} 圆内. 因为以上优化是基于 Γ_s 和 Γ_L , 很容易计算出噪声和增益:

$$NT = NT_{min} + 4R_n Y_0 T_0 \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (5)$$

$$G = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{1 - |S_{11} \Gamma_s|^2} \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (6)$$

输出低驻波设计与上述相仿, Γ_L 平面上对应于式(3)的区域:

$$\begin{cases} C_{nl} = \frac{S_{22}^* + S_{12}^* S_{21}^* S_{11}}{1 - |S_{11}|^2} \\ r_{nl} = \sqrt{\frac{|S_{12}^* S_{21}|^2 + |S_{12}^* S_{21}^* S_{11}|^2}{1 - |S_{11}|^2 + (1 - |S_{11}|^2)^2}} \end{cases} \quad (7)$$

特别须指出的是式(3), (7) 确定的圆与输入输出稳定圆交于单位圆上.

设计中还遇到的问题是 PHEMT 管在 CDMA 移动通信使用的 L 频段表现不佳, $|S_{11}|$ 接近开路点, 难以匹配到 50 欧姆. 通常用负反馈降低 $|S_{11}|$, 从噪声和稳定性考虑可采用电流串联负反馈形式. 设源极串联微带线长度为 ρ , 它的双口阻抗矩阵 $Z = \tan(\beta\rho) \begin{bmatrix} j & \\ & j \end{bmatrix}$, β 是波数, 管子散射矩阵为 S . 令 $A = j \text{tg}(\beta\rho)$, 总体的散射矩阵

$$S' = \frac{A}{2-A} \left[\frac{A}{2-A} 1_{2,2} + S \right]^{-1} \left[\frac{2+A}{A} 1_{2,2} - S \right] \quad (8)$$

再由 $K(\rho)$ 确定 ρ , $K = \frac{1 - |S'_{11}|^2 - |S'_{22}|^2 + |\Delta'|^2}{2|S'_{12} S'_{21}|}$, $\Delta' = S'_{11}$

$$S'_{22} - S'_{12} S'_{21}$$

另一方面加强负反馈能改善匹配和稳定, 这点在图 2 中清楚可见, 式(3) 确定的圆 C_f 在反馈后变小, 但是稳定区域却增大了, 这从 Smith 图匹配上说明了负反馈对稳定性和匹配都有改善.

3 低驻波比 LNA 设计实例

3.1 电路综合

取片上微带线波长 135mm 的基片, 一种低驻波 LNA 的设计方法由以下步骤组成:

(1) 散射矩阵 $S = \begin{bmatrix} 0.99e^{-j14.9} & 0.013e^{j80.4} \\ 5.7e^{j163.8} & 0.5e^{-j11.0} \end{bmatrix}$, 本征 $K = 0.068$, $1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}^* S_{21}| < 0$, $|S_{11}| > 0.99$. 需要优化 K , 利用式(8) 计算出当 $l = 6 \text{ Qmm}$ 时 $K = 0.85$, $1 - |S_{mm}|^2 - |S_{12}^* S_{21}| > 0$, m 取 1 和 2.

(2) 为实现输入驻波比小于 1.5 且输出驻波比小于 1.8, 通过以下步骤确定 Γ_s 和 Γ_L :

(a) 根据式(3) 作出无源网络完全匹配的输入反射圆, 表示为图 2 中的区域 C_s 和 C_f , C_s 表示反馈前, C_f 圆表示加了反馈;

(b) 在 C_s 产生 Γ_s 点, 在输出单位圆内产生 Γ_L , 根据式(4) 计算驻波比, 满足驻波约束的的点集合记为 $M(\Gamma_s, \Gamma_L)$.

(c) 利用式(5), (6) 计算集合 $M(\Gamma_s, \Gamma_L)$ 中点对的噪声和增益, 得到最佳负载和源阻抗 Γ_{sopt} 和 Γ_{Lopt} .

作为对比, 计算最佳转换增益点的驻波比 $VSWR_i = 2.2$, $VSWR_o = 2.5$, 增益在不稳定区边缘达到最大, 并不意味着驻波最好.

(3) 当确定 Γ_s, Γ_L 后, 再代入电路中计算总体 K 值, 如果 $K > 1$ 且 $1 - |S_{mm}|^2 - |S_{12}^* S_{21}| > 0$ 则设计满足要求, 否则降低增益和驻波条件回到步骤(2);

最终设计结果: $\Gamma_s = 0.93e^{j12}$, $\Gamma_L = 0.34e^{j159}$, $K = 2.3$; Gain = 18dB; $VSWR_i = 1.3$; $VSWR_o = 1.4$;

3.2 噪声的温度特性

HEMT 管的最佳噪声系数随温度减小而减小^[7], 但同时小信号 S 参数也随温度

变化, 实际无法通过常温数据测定噪声的温度关系. 考虑输入电路的噪声和衰减, 本文建立了图 3 的噪声模型. 输入级等效为 $T1(f, T)$ 和衰减电路 $A(T)$ 级联, 传输增益 $A = 10^{-\alpha T/10}$, α 为损耗常数, 是温度每降低 1K 损耗下降的 dB 值, T 为热力学温标; HEMT 管用增益 $G(f, T)$ 的无噪网络表征, 其本

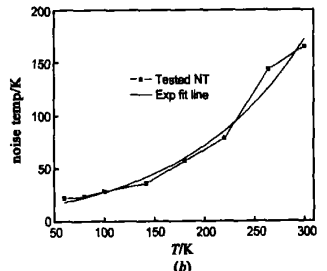
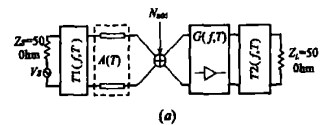


图 3 (a) 输入端加性噪声源的噪声模型 (b) 实测和拟合的噪声-温度关系

征噪声, 阻性元件和漏电流产生的噪声纳入输入级的加性电压噪声源 N_{add} 中, 计算电路整体噪声系数

$$NF = 1 + \frac{N_{add}}{N_{in}} 10^{\frac{\sigma}{10}} \quad (9)$$

写成噪声温度 $NT = Ce^{Ln10 \frac{\sigma}{10}}$, 常量 $C = T_e N_{add} / N_{in}$; $T_e = 290K$, $N_{in} = kTB$, T 为环境温度, k 为 Boltzman 常数, B 为系统带宽. 图 3 给出实际测量结果和实验的比较, 式(9) 准确的预测出了低温噪声.

4 测量结果及分析

用本文方法设计制作了中心频率 800MHz 带宽 60MHz CDMA 频段放大电路, 使用 Agilent 8720ES 型网络分析仪和 Agilent N8973A 型噪声分析仪进行测量, 噪声温度在常温下为 180K, 77K 温度下噪声温度下降到 30K 以下, 带内的输入和输出驻波比满足设计结果, 输入驻波比小于 1.3, 输出驻波比小于 1.8. 如图 4(a)、(b) 所示.

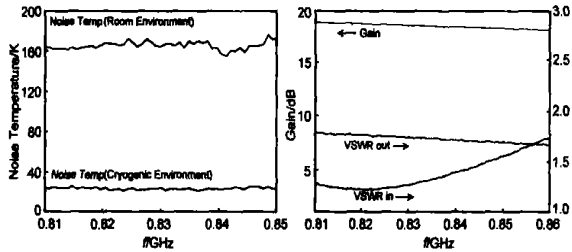


图 4 (a) 噪声温度 (常温及低温); (b) 增益和 VSWR 参数测量结果 (低温)

常温的驻波比测试结果与设计吻合很好. 但在低温下曲线偏向高频. 原因是温度降低造成晶体管 S 参数的相位变化, 且与管子 S 参数的高频方向变化一致, 表明降低温度和高端频偏的作用是互换的. 观察到的温度造成的频偏可以通过输入网络调谐或者偏置调节来解决.

5 结论

本文用电路综合和噪声分析的方法实现了低温下极低

噪声的低驻波比放大电路设计和优化. 首先寻找最优的 Γ_s 、 Γ_L 这一过程实际就是在单位圆内计算方程组(1) 的解集, 而在反射系数复平面上, 所有约束都能通过双线性变换映射, 这样存在解的区域可以通过逆映射得到, 并且以输入输出反射系数复变量为自变量还能同时写出驻波比, 噪声和增益的解析表达式, 实现输入输出多参数匹配. 这些方法能准确设计出高温超导前端中的放大电路, 实测结果证明它是准确的. 文中提出的无源匹配概念在其它 2 端口网络综合中也是适用的.

参考文献:

- [1] Mitschang G W. Space applications and implications of high temperature superconductivity [J]. Applied Superconductivity, IEEE Trans, 1995, 5(2): 69- 73.
- [2] Willemssen B A. HTS filter subsystems for wireless telecommunications [J]. Applied Superconductivity, IEEE Trans, 2001, 11(3): 60- 67.
- [3] Klauda M, Kasser T, Mayer B, et al. Superconductors and cryogenics for future communication systems [J]. MTT, IEEE Trans, 2000, 48(2): 1227- 1239.
- [4] 刘邦长, 曹必松, 朱美红, 等. GSM1800 移动通信用 20 级高温超导滤波器研究 [J]. 低温物理学报; 2002, 24(4): 310- 314. Liu Bangchang, Cao Bisong, Zhu Meihong, et al. 20-Pole HTS Filters for GSM1800 Mobile System [J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2002, 24(4): 310- 314. (Chinese Source)
- [5] 高葆新. 微波集成电路 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1995. Gao Baoxin. Microwave IC [M]. Beijing: State Defense Press, 1995. (Chinese Source)
- [6] Guillermo Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design [M]. (Second Edition). NJ, USA: Prentice Hall Inc, 1984.
- [7] M M Pospieszalski. Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence [J]. IEEE MIT, 1989; 37(9): 1340.

作者简介:

高 飞 男, 1978 年出生于江苏南京, 清华大学物理系凝聚态物理研究生在读, 目前兴趣为超导电子学和微波电路综合理论.