

射频电路开发培训



第七讲 射频晶体管设计理论

主讲：汪 朋

QQ: 3180564167

01

结型二极管分析

02

晶体管原理分析

03

晶体管S参数和Y参数

04

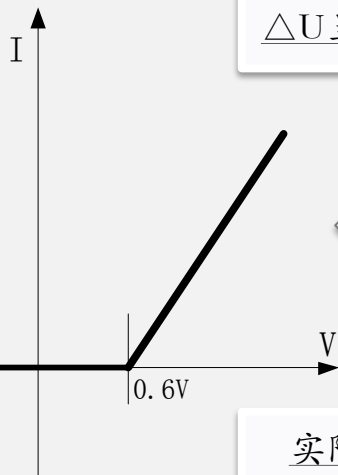
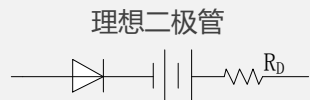
LNA设计理论

Part

1

结型二极管分析

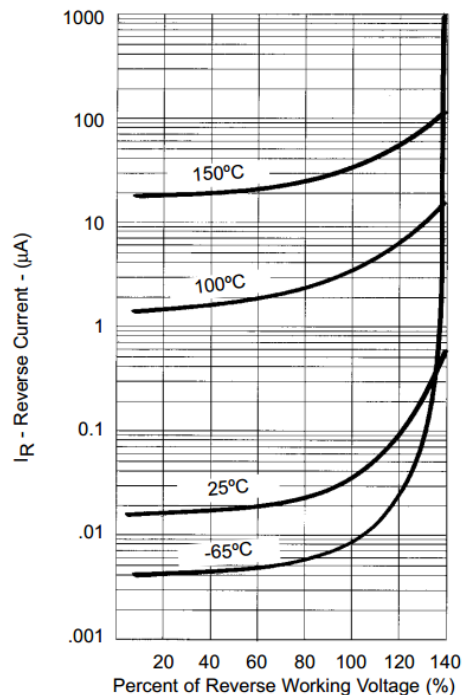
二极管本质



正向偏置下，当电压低于门限电压时，二极管能保持一个较小的稳定电流；
当电压达到门限电压以后，电流 ΔI 和 ΔU 呈线性关系。

实际应用下的二极管模型，其正向偏置下电流主要受饱和电流、二极管温度、输入端电压的影响，数学模型如下：

$$I = I_S (e^{qV/KT} - 1) \approx I_S e^{qV/KT}$$



LNA设计理论

小信号二极管模型

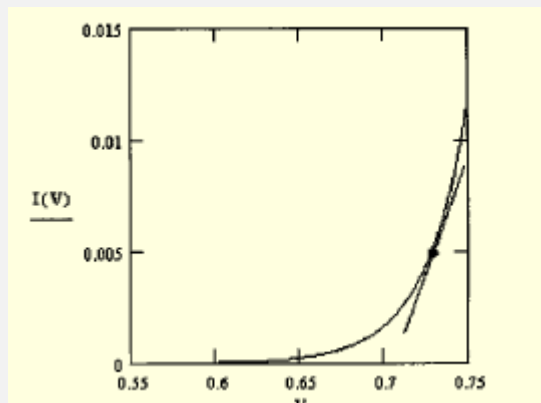
对于uV级的电压，如果直接加载到二极管，则二极管的电流近似为0，如果加载到已经在偏置条件下的二极管，则电流和电压成一定的数学关系，IV曲线上任意一点的斜率即为当前电阻值

$$R_{in} = \frac{26}{I(mA)}$$

注：26为半导体系数

$$\frac{kT}{q} \approx 0.026$$

对于工作在反向击穿区的二极管，其负极的电流值为正极的 β 倍



Part **2**

射频晶体管原理

LNA设计理论

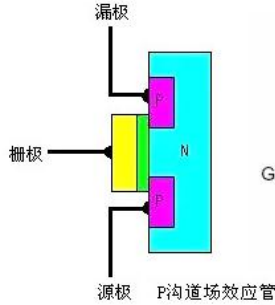
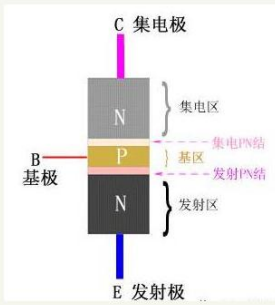
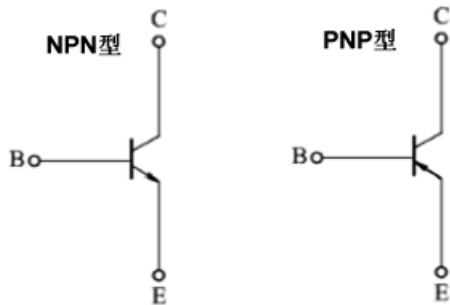
晶体管分类与区别

射频晶体管分类:

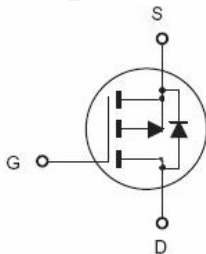
双极性晶体管(BJT)和场效应晶体管(FET);

FET属于电压控制型, 通过栅极充电产生电磁场来改变沟道特性, 使晶体管导通或者关闭。

BJT属于电流控制型, 通过电流流经晶体管来维持导通



MOSFET { 增强型 (EMOS) { N沟道 (NMOS)
P沟道 (PMOS)
耗尽型 (DMOS) { N沟道 (NMOS)
P沟道 (PMOS)



LNA设计理论

晶体管等效电路

R_{bb} : 基极电阻, 值为几十欧姆;

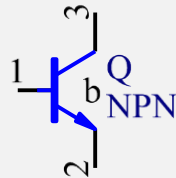
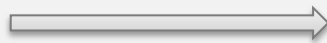
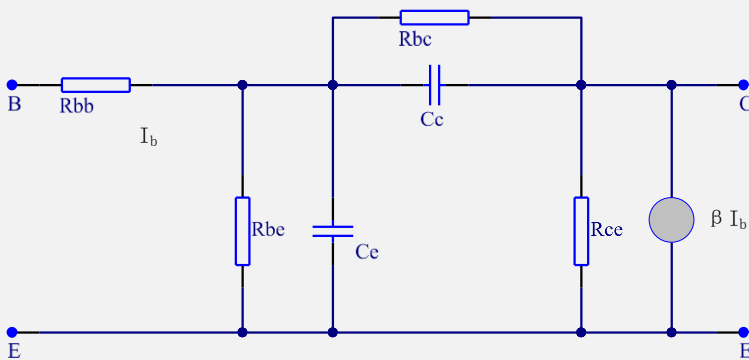
R_{be} : 输入电阻, 正向偏置下基极与发射极之间的结电阻, 约1000欧姆;

R_{bc} : 反馈电阻, 基极与集电极之间的结电阻, 约5M欧姆;

R_{ce} : 输出电阻, 由输出端回向集电极看的电阻, 约100欧姆;

C_e : 发射结扩散电容, 由晶体管本身的材料特性决定;

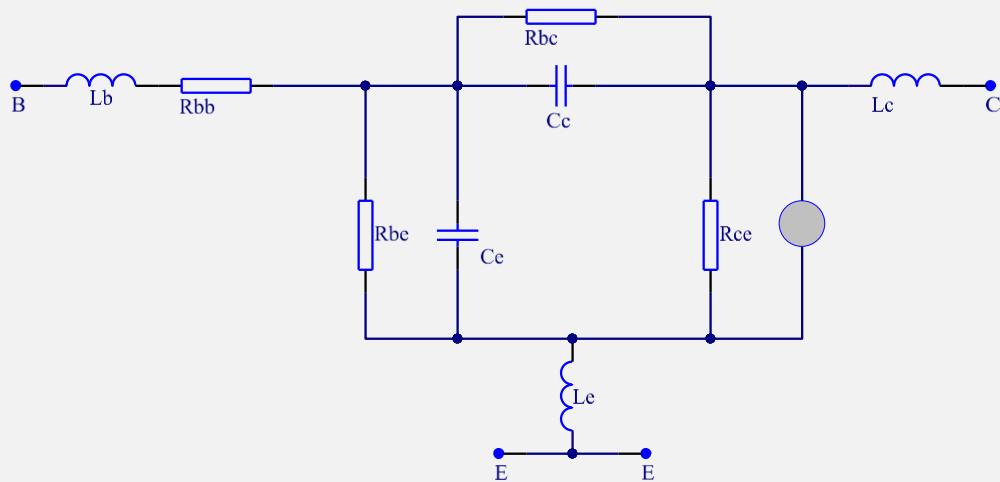
C_c : 反馈电容, 反向偏置下集电极与基极之间的结电容, 约3pF



LNA设计理论

晶体管等效电路

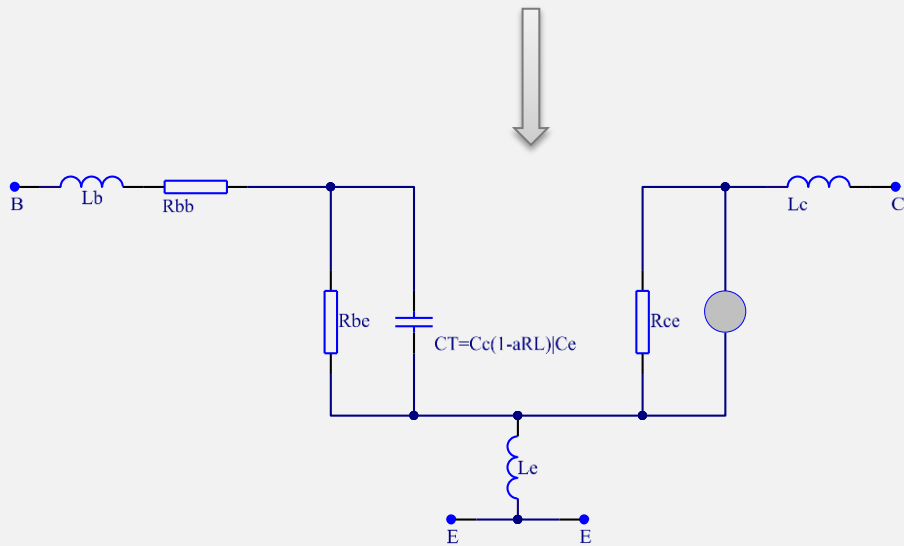
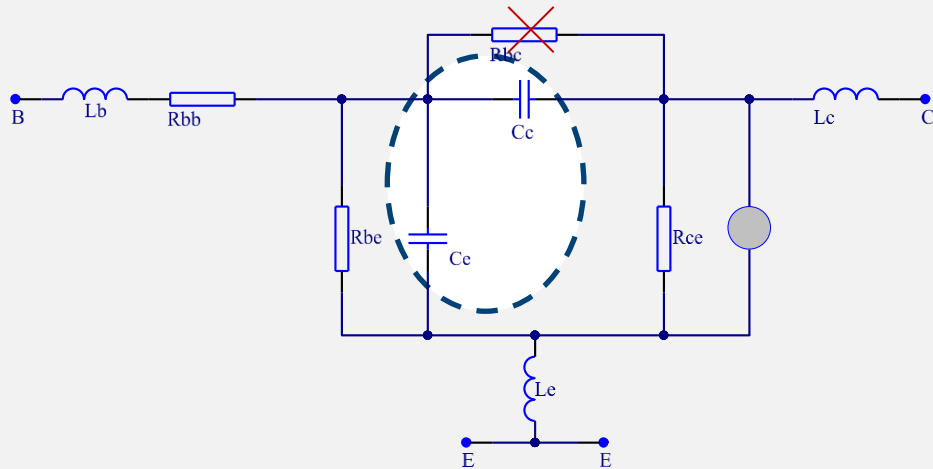
高频下需要考虑线路寄生电感等效模型



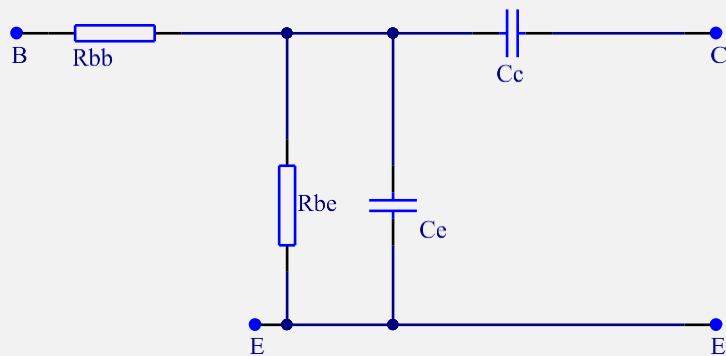
LNA设计理论

输入阻抗

$$Z_{in} = j\omega L_b + R_{bb} + \frac{\frac{1}{j\omega C_T} R_{be}}{j\omega C_T + R_{be}} + j\omega L_e$$



输出阻抗



LNA设计理论

晶体管放
大

Part

3

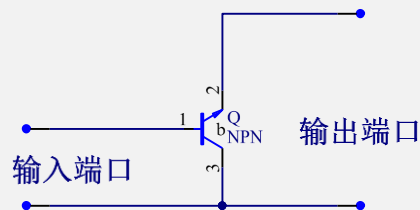
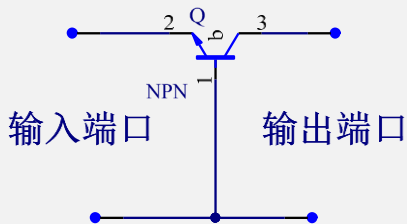
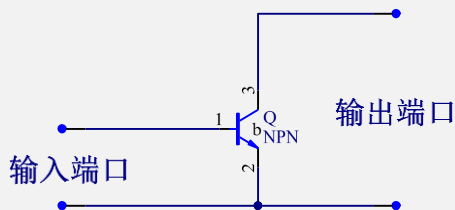
晶体管S参数和Y参数

晶体管Y参数

Y参数描述的是：一定频率和偏置条件下晶体管的特性，Y参数数学描述如下：

$$Y = G \pm jB$$

Y参数的意义：为设计者提供了一个可以直接利用的器件模型，可采用该模型完成相应器件的设计



二端口网络Y 参数

$$y_i = \frac{I_1}{V_1} \big| V_2 = 0$$

$$y_r = \frac{I_1}{V_2} \big| V_1 = 0$$

$$y_f = \frac{I_2}{V_1} \big| V_2 = 0$$

$$y_o = \frac{I_2}{V_2} \big| V_1 = 0$$



LNA设计理论

晶体管S参数

Y参数为：利用输入输出电压和电流表征二端口网络的工作特性；

S参数为：利用每个端口的归一化入射波和反射波描述二端口网络的工作特性

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

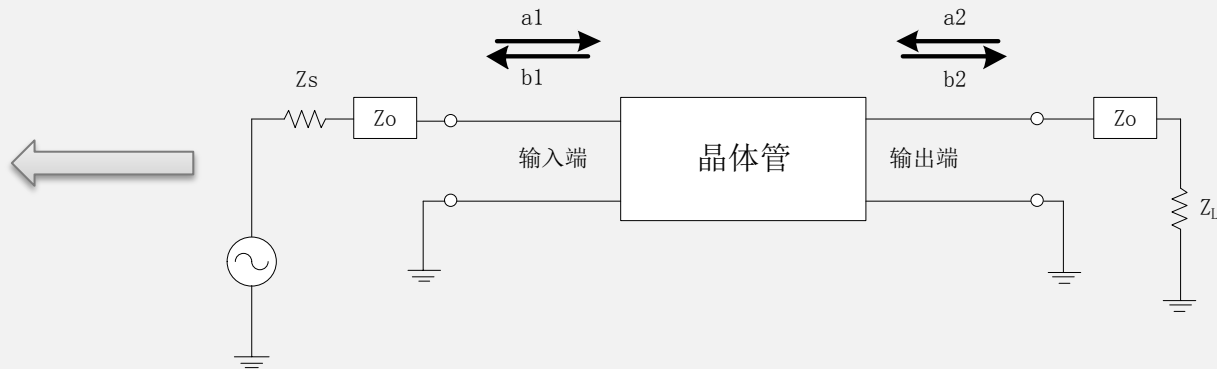
$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

$$\text{如果 } a_2 = 0: S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \bigg|_{a_2 = 0}$$

$$\text{如果 } a_1 = 0: S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \bigg|_{a_1 = 0}$$

$$\text{如果 } a_2 = 0: S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \bigg|_{a_2 = 0}$$

$$\text{如果 } a_1 = 0: S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \bigg|_{a_1 = 0}$$



Part 4 基于BJT的LNA设计理论

LNA设计理论

LNA设计理论

LNA主要性能指标:

中心频率:

通频带:

增益最大值下降3dB时对应的频率宽度;

噪声因子:

$$F = \frac{N_s + N_i}{N_s}$$

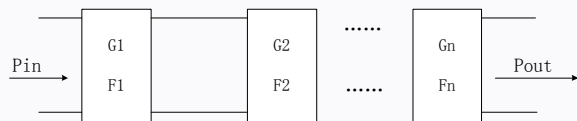
噪声系数:

$$NF(dB) = \frac{(SNR)_{in}}{(SNR)_{out}}$$

增益:

稳定性:

$$\begin{cases} k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} > 1 \\ 1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}| |S_{21}| \\ 1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}| |S_{21}| \end{cases}$$
$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$$



$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

LNA设计理论

LNA偏置电路设计

偏置电路设计目标(BE的正向导二极管工作在正向导通状态, BC的二极管工作在反向击穿状态):

- (1) 使晶体管工作在放大区;
- (2) 较高的温度稳定性, 即使 ΔV_{be} 和 $\Delta \beta$ 波动最小。

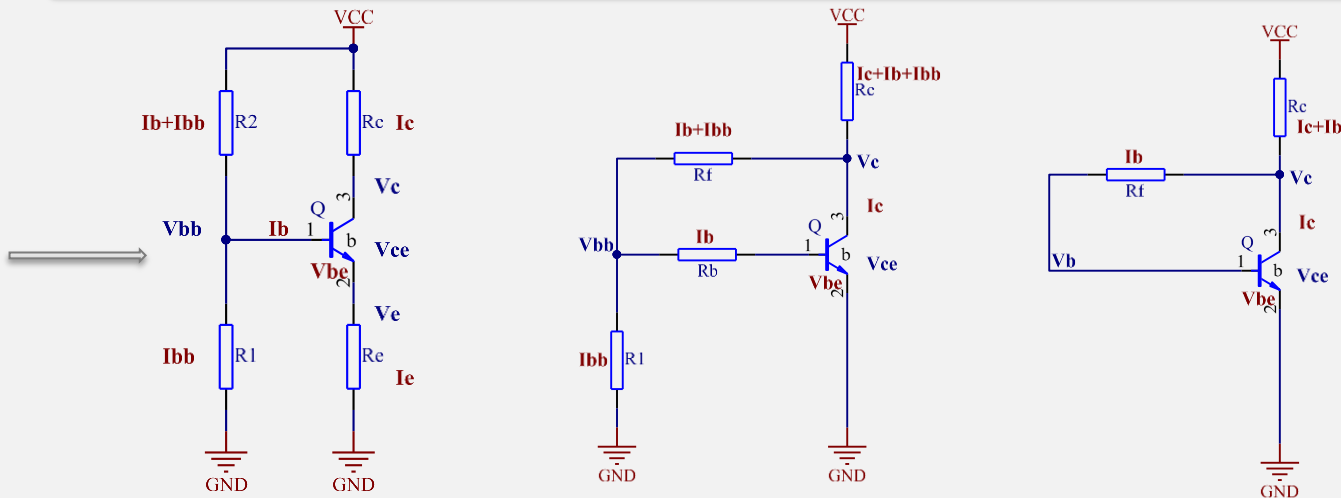
分析:

$$\Delta I_c \approx -\frac{\Delta V_{be} I_c}{V_e}$$

因此: 偏置电路的设计关键在于发射极电压 V_e 的设计

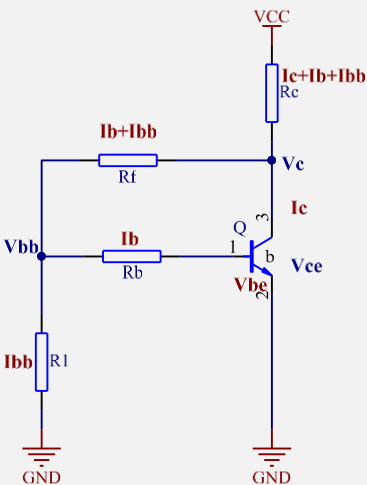
设计方法: 根据预期指标要求, 通过数据手册需找合适的 I_c 和 V_c

$$\Delta I_c = I_{C1} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta_1 \beta_2} \right) \left(1 + \frac{R_b}{R_e} \right)$$



LNA设计理论

LNA偏置电路设计



假设: $I_c = 10mA, V_C = 10V, V_{CC} = 20V, \beta = 50$

假定: $V_{bb} = 2.5V, I_{bb} = 1mA$

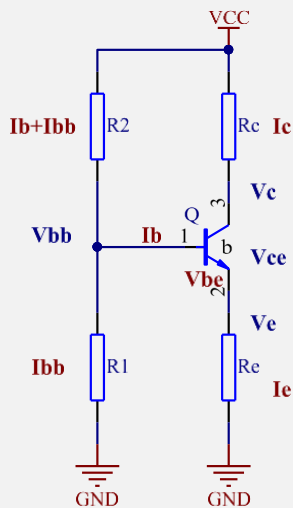
$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{10mA}{50} = 0.2mA$$

$$R_b = \frac{V_{bb} - V_{be}}{I_b} = \frac{2.5V - 0.7V}{0.2mA}$$

$$R_1 = \frac{V_{bb}}{I_{bb}} = \frac{2.5V}{1mA}$$

$$R_f = \frac{V_c - V_{bb}}{I_b + I_{bb}} = \frac{10V - 2.5V}{0.2mA + 1mA}$$

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_C}{I_c + I_{bb} + I_b} = \frac{20V - 10V}{10mA + 1mA + 0.2mA}$$



假设: $I_c = 10mA, V_C = 10V, V_{CC} = 20V, \beta = 50$

设定 $V_E = 2.5V$

设计求解:

$$I_e = I_b + I_c \Rightarrow I_e \approx I_c;$$

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{2.5V}{10mA} = 250\Omega$$

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{20V - 10V}{10mA} = 1000\Omega$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{10mA}{50} = 0.2mA$$

$$V_{BB} = V_e + V_{be} = 2.5V + 0.7V = 3.2V$$

设定 $I_{bb} = 15mA$

$$R_1 = \frac{V_{BB}}{I_{bb}} = \frac{3.2V}{15mA} = 213.3\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{I_b + I_{bb}} = \frac{20 - 3.2}{2mA + 15mA} = 9882\Omega$$

LNA设计理论

S参数进行LNA设计

S参数的作用:

- (1) 稳定性计算;
- (2) 最大资用增益计算;
- (3) 输入输出阻抗计算;
- (4) 最佳源阻抗和负载阻抗;
- (5) 转换增益计算;

对于分立元件放大器的设计，其输入和输出阻抗是由设计者根据增益、噪声系数、稳定性等指标自行选择和设定，即输入输出阻抗不是唯一的，不同的输入输出阻抗所对应的性能是完全不一样的

稳定性分析:

中间变量: $D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

稳定因子 $K: K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|}$

如果 $K > 1$ ，则器件对于任何源和负载的组合都是无条件稳定的；如果 $K < 1$ ，则潜在不稳定
 $K < 1$ 的改进方法:

- (1) 重新选择静态工作点;
- (2) 更换晶体管;
- (3) 优化电路设计。

LNA设计理论

S参数最大资 用增益分析

最大资用增益MAG概念：

共轭匹配条件下的晶体管所能获得的最大增益

S参数下最大增益的计算：

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2$$

$$MAG = 10 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10 \log |K \pm \sqrt{K^2 - 1}|$$

利用S参数进行双共轭匹配 ($K > 1$)

共轭匹配时的负载反射系数，需先计算中间变量：

$$C_2 = S_{22} - (D_s S_{11})^*$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_s S_{11}^*|^2$$

反射系数模：

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|}$$

源反射系数：

$$\Gamma_s = [S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \bullet S_{22})}]^*$$

LNA设计理论

S参数设计实例

某BJT晶体管工作于900MHz时，当静态工作点VCE=10V, IC=10mA时的S参数为

$$S_{11} = 0.4 \angle 162^\circ, S_{22} = 0.35 \angle -39^\circ,$$

$$S_{12} = 0.04 \angle 60^\circ, S_{21} = 5.2 \angle 63^\circ$$

放大器终端阻抗为50欧姆，设计晶体管获得最大增益时的输入输出匹配网络。



①代数形式:

$$F_1 F_2 = (a_1 + jb_1)(a_2 + jb_2) \\ = (a_1 a_2 - b_1 b_2) + j(a_1 b_2 + a_2 b_1)$$

②指数形式:

$$F_1 F_2 = |F_1| e^{j\theta_1} \cdot |F_2| e^{j\theta_2} \\ = |F_1| |F_2| e^{j(\theta_1 + \theta_2)}$$

③极坐标形式:

$$F_1 F_2 = |F_1| \angle \theta_1 \cdot |F_2| \angle \theta_2 \\ = |F_1| |F_2| \angle \theta_1 + \theta_2$$

①代数形式:

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{a_1 + jb_1}{a_2 + jb_2} = \frac{(a_1 + jb_1)(a_2 - jb_2)}{(a_2 + jb_2)(a_2 - jb_2)} \\ = \frac{a_1 a_2 + b_1 b_2}{(a_2)^2 + (b_2)^2} + j \frac{a_2 b_1 - a_1 b_2}{(a_2)^2 + (b_2)^2}$$

②指数形式:

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{|F_1| e^{j\theta_1}}{|F_2| e^{j\theta_2}} = \frac{|F_1|}{|F_2|} e^{j(\theta_1 - \theta_2)}$$

③极坐标形式:

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{|F_1| \angle \theta_1}{|F_2| \angle \theta_2} = \frac{|F_1|}{|F_2|} \angle \theta_1 - \theta_2$$

(1) 计算在该工作点上的稳定性

$$D_s = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = (0.4 \angle 162^\circ)(0.35 \angle -39^\circ) - (0.04 \angle 60^\circ)(5.2 \angle 63^\circ) \\ = 0.068 \angle -57^\circ$$

$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{21}| |S_{12}|} = \frac{1 + |0.068|^2 - |0.4|^2 - |0.35|^2}{2 |0.04| |5.2|} = 1.74 > 1$$

由于 $K > 1$, 因此绝对稳定

(2) 最大资用增益计算

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2 = 1 + 0.4^2 - 0.35^2 - 0.068^2 = 1.03$$

$$MAG = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| + 10 \log |K \pm \sqrt{K^2 - 1}| = 10 \log \left| \frac{5.2}{0.04} \right| + 10 \log |1.74 - \sqrt{1.74^2 - 1}| \\ = 16.1 \text{ dB}$$

(3) 计算最大资用增益时的反射系数

$$C_2 = S_{22} - (D_s S_{11})^* = (0.35 \angle -39^\circ) - (0.068 \angle -57^\circ)(0.4 \angle -162^\circ) = 0.377 \angle -39^\circ$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_s S_{11}|^2 = 1 + 0.35^2 - 0.4^2 - 0.068^2 = 0.96$$

$$\Rightarrow |\Gamma_L| = \frac{|B_2| \pm \sqrt{B_2^2 - 4 |C_2|^2}}{2 |C_2|} = \frac{0.96 \pm \sqrt{0.96^2 - 4 |0.377|^2}}{2 |0.377|} = 0.487$$

$$\Gamma_L = 0.487 \angle 39^\circ (\Gamma_L \text{ 相角与 } C_2 \text{ 为相反数})$$

$$\Gamma_S = [S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \bullet S_{22})}]^* = 0.522 \angle 162^\circ$$

$$\Rightarrow Z_S = 50 * (0.32 - j0.14) = 16 - j7 \Omega, Z_L = 50 * (1.6 + j1.28) = 80 + j64 \Omega$$

对于源:

要求50Ω源阻抗变换为16-j7Ω输入阻抗

S参数转换增益计算

转换增益是单级放大器在理想条件下的实际增益

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2}$$

意义:

在设计之前用于检查所选晶体管的增益是否能满足预期要求。

LNA设计理论

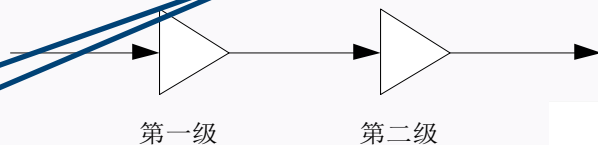
S参数等增益圆与固定增益设计

增益的大小由匹配电路决定

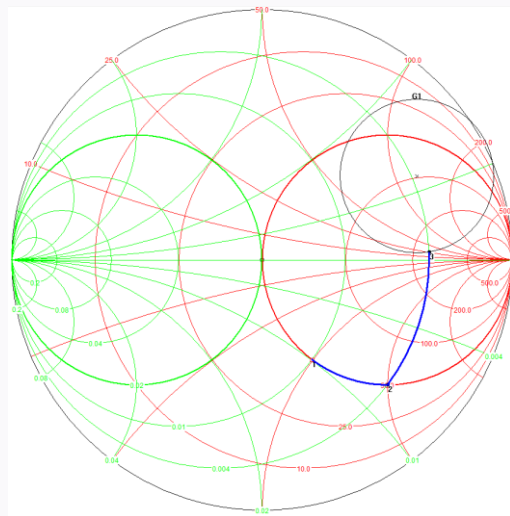
固定增益意义：对于级联LNA，要求第一级增益为固定值，避免后级出现负载过载，因此通常要求增益不能为最大增益，而双共轭匹配会使增益过大；

可控的固定增益实现方法：采用选择性失配的方式控制增益，通过等增益圆进行

等增益圆理论绘制：



- (1) 中间值 D_2 计算: $D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2$
- (2) 中间值 C_2 计算: $C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$
- (3) 计算 G : $G = \frac{\text{所需增益}(w)}{|S_{21}|^2}$
- (4) 增益圆圆心位置: $r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G}$
- (5) 计算半径: $p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G}$



LNA设计理论

S参数等增益圆与固定增益设计

晶体管工作于250MHz, $V_{CE}=5V$, $I_C=5mA$, 该条件下S参数为

$S_{11}=0.277\angle-59^\circ$, $S_{22}=0.848\angle-31^\circ$, $S_{12}=0.078\angle93^\circ$, $S_{21}=1.92\angle64^\circ$, 设计要求增益为9dB, 源阻抗为 $Z_s=35-j60\Omega$, 负载是 $Z_L=50-j50$, 稳定

$$DS = 0.324\angle-64.8^\circ$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 = 0.614$$

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* = 0.768\angle-33.9^\circ$$

先把9dB转换为增益真值, $10\lg(\text{增益}) = 9dB \Rightarrow \text{增益} = 7.94$

$$G = \frac{\text{所需增益}(w)}{|S_{21}|^2} = \frac{7.94}{1.92^2} = 2.15$$

$$\text{圆心位置: } r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} = 0.712\angle33.9^\circ$$

$$\text{计算半径: } p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} = 0.285$$

$$\Gamma_S = [S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \bullet S_{22})}]^* = 0.105\angle160^\circ$$

源端按照最优源反射系数进行匹配, 负载端按照9dB增益圆进行匹配

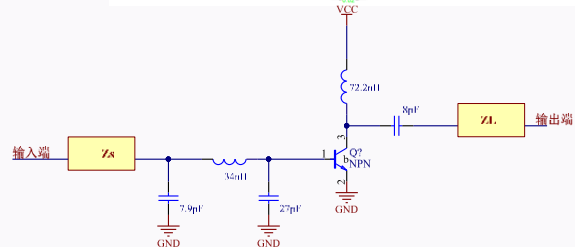
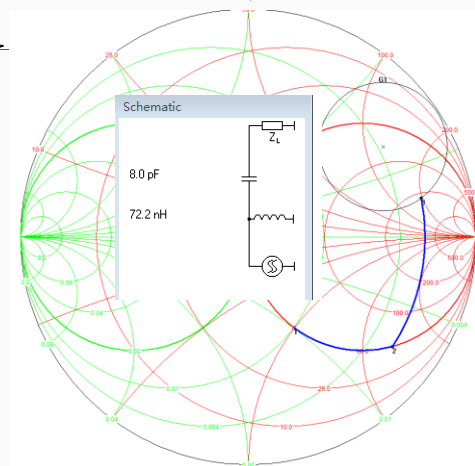
$$\Gamma_S = [S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \bullet S_{22})}]^*$$

负载端匹配:

$Z_L=50-j50$ 匹配到9dB等增益圆;

源匹配:

$Z_s=35-j60\Omega$ 匹配到 $0.105\angle160^\circ$

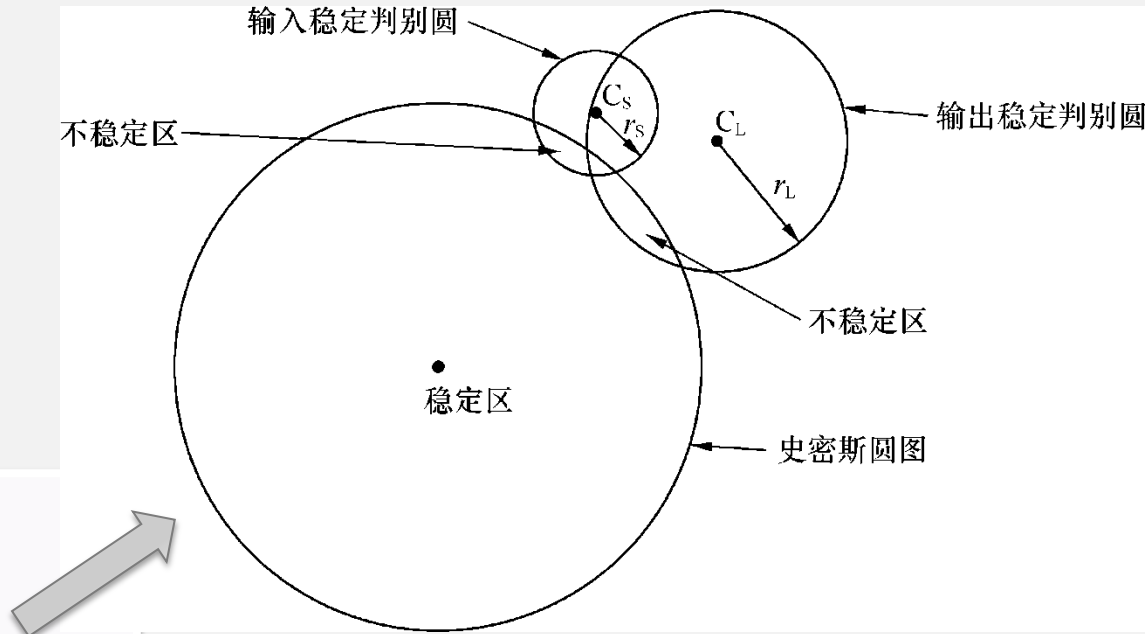


LNA设计理论

S参数稳定性设计

稳定圆绘制

- (1) 中间值 C_1 计算: $C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^*$
- (2) 中间值 C_2 计算: $C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$
- (3) 输入稳定圆圆心位置: $r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}$
- (4) 输入稳定圆半径: $p_o = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right|$
- (5) 输出稳定圆圆心位置: $r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}$
- (6) 输出稳定圆半径: $p_o = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right|$



LNA设计理论

S参数稳定性设计

若 $|S_{11}| < 1$ ，则史密斯圆图中心点 ($\Gamma_L=0$ 点) 在稳定区域内。分2种情况。

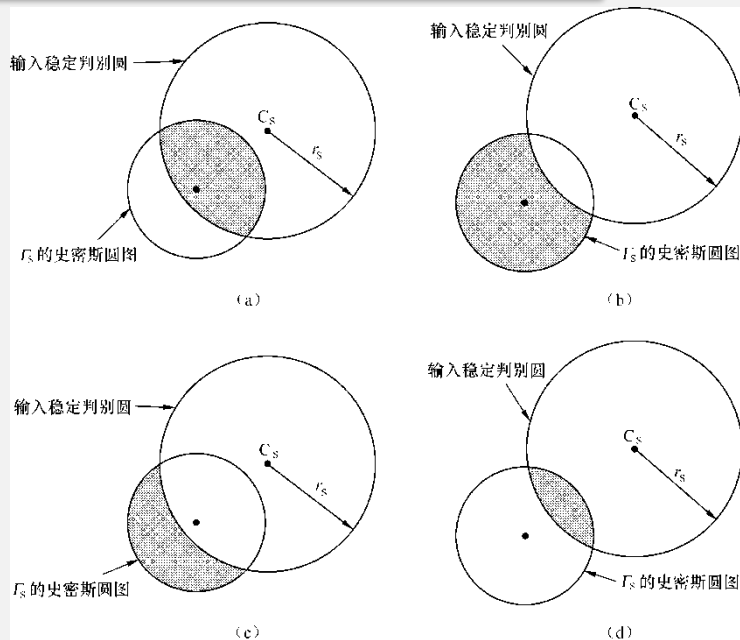
① 若输入稳定判别圆包含史密斯圆图中心点 (如图 (a) 所示)， Γ_L 的稳定区域在输出稳定判别圆内。 Γ_L 的稳定区域是史密斯圆图单位圆内输出稳定判别圆内的区域，是图 (a) 中的阴影区。

② 若输入稳定判别圆不包含史密斯圆图中心点 (如图 (b) 所示)， Γ_L 的稳定区域在输出稳定判别圆外。 Γ_L 的稳定区域是史密斯圆图单位圆内输出稳定判别圆外的区域，是图 (b) 中的阴影区。

若 $|S_{11}| > 1$ ，则史密斯圆图中心点 ($\Gamma_L=0$ 点) 在稳定区域外。分2种情况。

① 若输入稳定判别圆包含史密斯圆图中心点 (如图 (c) 所示)， Γ_L 的稳定区域在输出稳定判别圆外。 Γ_L 的稳定区域是史密斯圆图单位圆内输出稳定判别圆外的区域，是图 (c) 中的阴影区。

② 若输入稳定判别圆不包含史密斯圆图中心点 (如图 (d) 所示)， Γ_L 的稳定区域在输出稳定判别圆内。 Γ_L 的稳定区域是史密斯圆图单位圆内输出稳定判别圆内的区域，是图 (d) 中的阴影区。



LNA设计理论

S参数最佳噪声系数设计

□ 噪声来源: BJT 热噪声 $\overline{e_{nb}^2} = 4kT r_b \Delta f$

散粒噪声 $\overline{i_{ne}^2} = 2qI_e \Delta f$ (发射极)

$\overline{i_{nc}^2} = 2qI_c \Delta f$ (集电极)

$\overline{i_n^2} = 2qI_c \Delta f \cdot F(f)$ (分配)

闪烁(1/f)噪声

最小噪声系数 $NF_{\min} \approx 1 + h(1 + \sqrt{1 + 2/h}) \quad h = 0.04I_c r_b \left(\frac{f}{f_T}\right)^2$

FET 沟道热噪声 $\overline{i_{nd}^2} = 4kT \Delta f g_{m0} P$

栅感应噪声 $\overline{i_{ng}^2} = 4kT \Delta f (\omega^2 C_{gs}^2 / g_{m0}) R$

谷际散射与高场扩散噪声

闪烁噪声

最小噪声系数 $NF_{\min} \approx 1 + 2\sqrt{PR(1 - C^2)} \frac{f}{f_T}$

噪声系数在设计之初通过偏置点确定和源阻抗确定获得, 也可以在设计中通过噪声系数圆确定相应的阻抗点;

噪声系数的设计本质是通过合理选择阻抗和匹配电路确定

通过数据手册确定最佳源阻抗后, 可以计算输出端最佳共轭反射系数

$$\Gamma_L = [S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - (\Gamma_S \bullet S_{11})}]^*$$

LNA设计理论

S参数最佳噪声系数设计

噪声系数在 F_k 与源反射系数的关系：

$$|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2 = (1 - |\Gamma_s|^2) \cdot |1 + \Gamma_{opt}|^2 \cdot \left(\frac{F_k - F_{min}}{4R_n / Z_0} \right)$$

NF_{min} 最小噪声系数

R_n 等效噪声电阻

$\Gamma_{opt} = |\Gamma_{opt}| e^{j\theta_{opt}}$ 最佳的信源反射系数

进一步配方整理可得：

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{opt}}{1 + Q_k} \right|^2 = \frac{Q_k^2 + Q_k(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + Q_k)^2} \quad \text{式中, } Q_k = |1 + \Gamma_{opt}|^2 \cdot \left(\frac{F_k - F_{min}}{4R_n / Z_0} \right)$$

□ F_k 选定后, Q_k 为常数。

□ 将上述方程标在 Γ_s 的Smith圆图上：

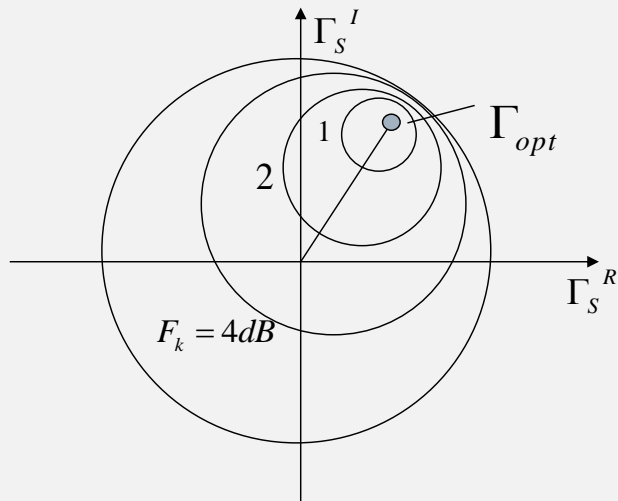
$$|\Gamma_s - d_{F_k}|^2 = (\Gamma_s^R - d_{F_k}^R)^2 + (\Gamma_s^I - d_{F_k}^I)^2 = r_{F_k}^2$$

圆心: $d_{F_k} = d_{F_k}^R + jd_{F_k}^I = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + Q_k}$ 半径: $r_{F_k} = \sqrt{\frac{Q_k^2 + Q_k(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + Q_k)^2}}$

S参数最佳噪声系数设计

□ 若给出一系列 F_k 值，在圆图上对应一系列等 F 圆：

- 当 $F_k=F_{min}$ 时，可得最小噪声系数。此时 $Q_k=0$ ，圆心坐标 $d_{Fk}=\Gamma_{opt}$ ，而且 $r_{Fk}=0$ 。
- 所有等噪声圆的圆心都落在原点与 Γ_{opt} 点的连线上。
- 噪声系数越大，则圆心距离原点越近而且圆半径越大。



$$\Gamma_{opt} = 0.89 \angle 55^\circ$$

$$R_n = 20.1\Omega$$

$$F_{min} = 0.6dB$$

LNA设计理论

S参数最佳噪声设计实例

某BJT晶体管工作于900MHz时，当静态工作点 $V_{CE}=10V, I_C=5mA$ 时的S参数为

$$S_{11} = 0.4 \angle 162^\circ, S_{22} = 0.35 \angle -39^\circ, S_{12} = 0.04 \angle 60^\circ, S_{21} = 5.2 \angle 63^\circ$$

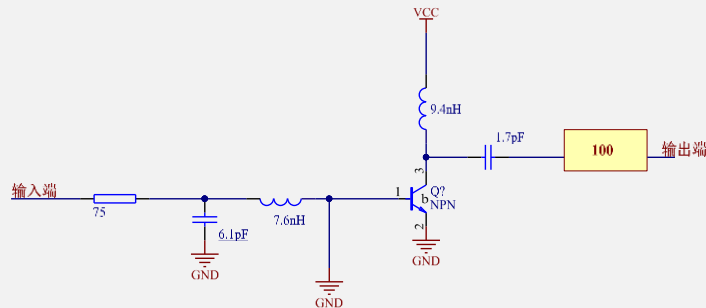
最佳源发射系数为： $\Gamma_S = 0.7 \angle 140^\circ$

设计一个工作在900MHz，源阻抗为75欧姆和负载阻抗为100欧姆的低噪声放大器，并求解放大器增益。

稳定因子判断 $K = 1.74 > 1$ ，因此绝对稳定

输入匹配网络设计：75欧姆匹配到 Γ_S

$$\Gamma_L = \left[S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - (\Gamma_S \bullet S_{11})} \right]^* = 0.04 \angle 60.7^\circ$$





THANK YOU !!