

第七章 低噪声放大器

特点:

- 1. 位于接收机的最前端
 - 噪声越小越好
 - 要求有适当的稳定的增益
- 2. 接收的信号很微弱且变化
 - 小信号线性放大器
 - 线性动态范围大
 - 增益自动控制
- 3. 通过传输线直接和天线或天线滤波器相连 —— 匹配
- 4. 应具有选频功能，抑制带外和镜象频率干扰 —— 频带放大器

本章内容：低噪声放大器的设计

7.1 晶体管高频等效电路

1. 物理模型——等效电路模型

特点：模型中的每个参数均对应一定的物理意义
适用的频率范围较宽

举例：混合 π 型模型

2. 网络模型

特点：把晶体管视为一个双端口黑盒子，分析其端口参数
适用于特定频率、线性参数

举例：S参数

注意：应用不同的模型，分析设计低噪放的方法不同

本章重点——用晶体管的混合 π 型模型分析、设计低噪放

7.1.1 双极型晶体管共射小信号等效电路

共射放大器原理图

基极偏置 V_{BEQ}

决定基极偏置电流 I_{BQ}

集电极电源 V_{CC}

负载电阻 R_L

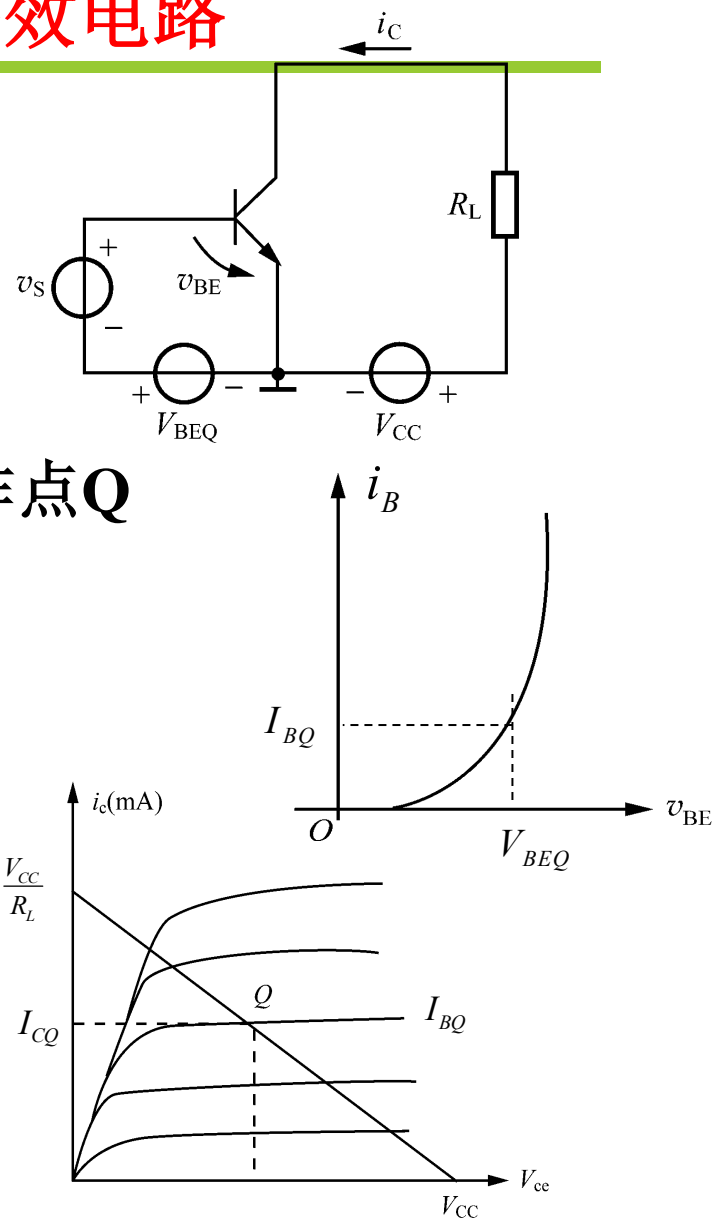
共同决定工作点 Q

输入信号为 v_s , $v_{BE} = V_{BEQ} + v_s$

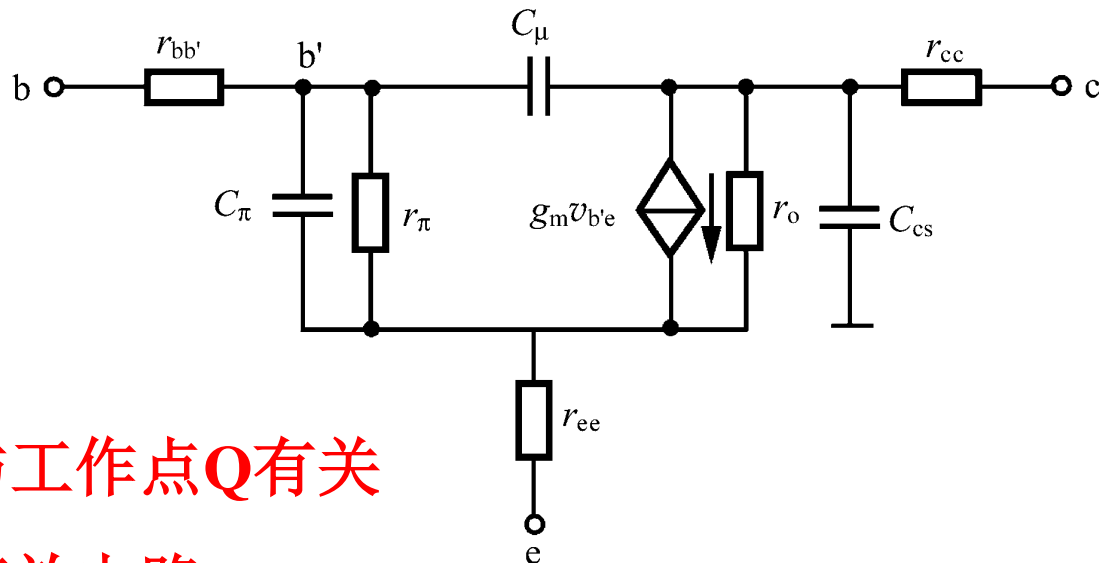
输出电流公式 $i_C = I_S e^{\frac{qv_{BE}}{kT}} = I_{CQ} e^{\frac{qv_s}{kT}}$

当 $V_{sm} \ll V_T$ ($V_T = \frac{kT}{q} \approx 26mV$) 时

晶体管可用其等效电路代替



混合 π 型等效电路



注意两点

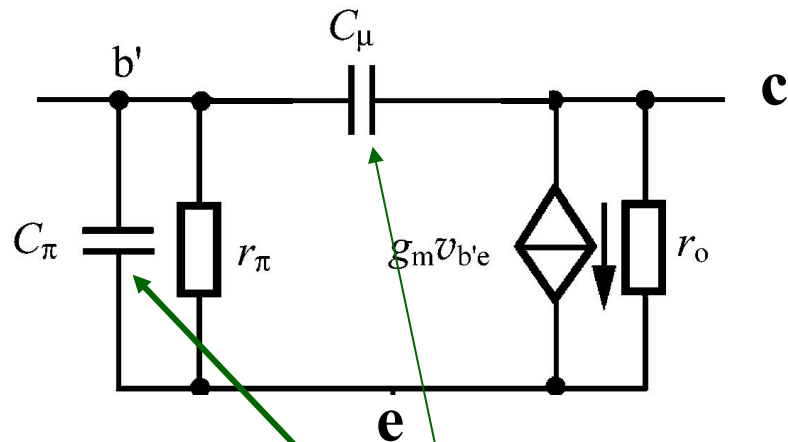
- ①电路中的所有参数均与工作点Q有关
- ②该电路是交流小信号等效电路

从两个层次上加强对等效电路的理解

- ①理解电路中各元件的物理意义
- ②理解晶体管作为放大器的本质

晶体管作为放大器的本质

- ★ 一个电压控制的电流源 $i_c = g_m v_{b'e}$ —— 正向传输
- ★ 放大器的输入阻抗，电阻和电容 $r_{b'e}$ $C_{b'e}$
- ★ 放大器输出电阻 r_o （很大）



- ★ 反向传输器件 C_μ —— 引起放大器不稳定
- ★ 极限工作频率 f_T —— 由等效电路中的电容引起

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_\pi}$$

（共射特征频率：晶体管共射级电流放大系数下降为1时所对应的频率）

7.1.2 场效应管小信号模型

✧ 场效应管工作的两个区——以 v_{DS} 大小划分

★ 可变电阻区特性（ v_{DS} 很小）

$$i_D = \beta_n [(v_{GS} - V_{GS(th)}) v_{DS}]$$

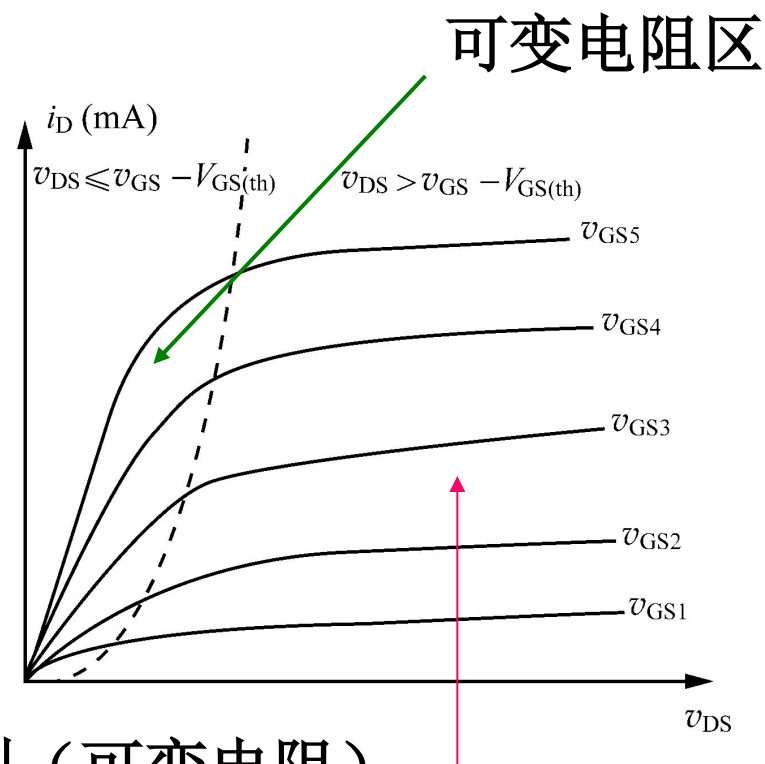
理解：

① i_D 和 v_{DS} 成线性关系

$$\text{电导值为 } g = \frac{i_D}{v_{DS}} = \beta_n (v_{GS} - V_{GS(th)})$$

② 此电阻受栅源电压 v_{GS} 的控制（可变电阻）

饱和区（恒流区）



★ 恒流区——场效应管等效为一个理想的电压控制电流源

恒流区特性

伏安特性为: $i_D = \frac{1}{2} \beta_n (v_{GS} - V_{GS(th)})^2$ $i_D \sim v_{GS}$ 成平方律关系

转移跨导 (v_{GS} 对 i_D 的控制能力)

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q = \beta_n (V_{GSQ} - V_{GS(th)}) = \sqrt{2\beta_n I_{DQ}}$$

小信号跨导与管子特性及工作点偏置有关

小信号等效电路

输入阻抗呈容性

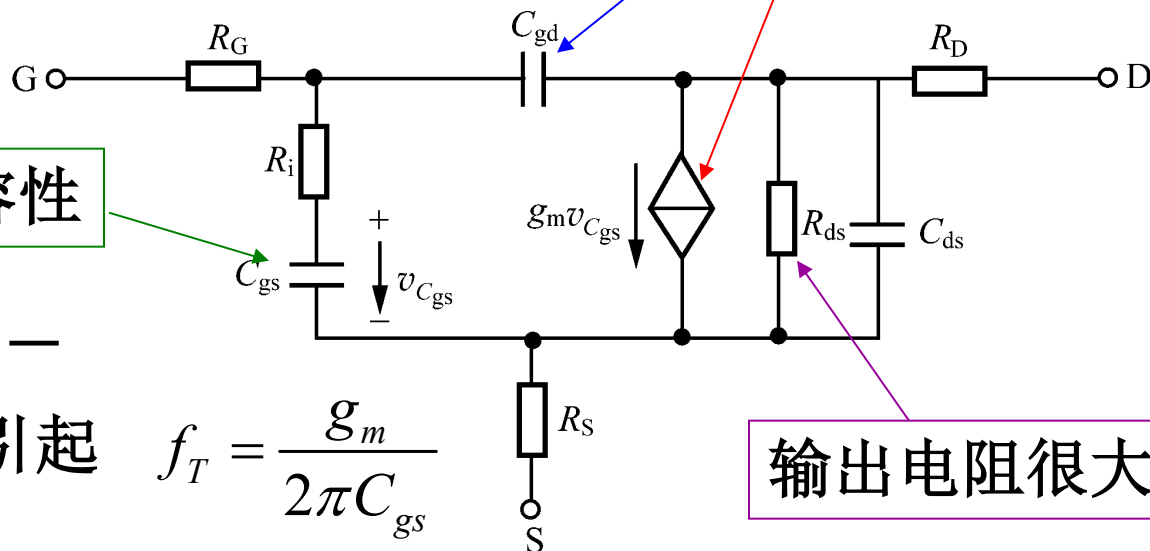
★ 极限工作频率 f_T ——
由等效电路中的电容引起

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

正向传输
电压控制电流源

反馈电容引起
不稳定

输出电阻很大



7.3 低噪声放大器指标

低噪放（LNA）——高频、小信号、线性、选频放大器

指标	0.5 μ m GaAs FET	0.8 μ m Si Bipolar	40nm CMOS
电 源 电 压	3.0V	1.9V	1.1V
电 源 电 流	4.0mA	2.0mA	15.0mA
频 率	1.9GHZ	1.9GHZ	1-18 GHZ
噪声系数NF	2.8dB	2.8dB	2dB
增益Gain	18.1dB	9.5dB	21dB
IIP ₃	−11.1dBm	−3dBm	−5dBm
Input VSWR	1.5	1.2	-
Output VSWR	3.1	1.4	-
隔 离	21dB	21dB	-

低噪放（LNA）指标分析

（1）低功耗——移动通信的必然要求

低电源电压

小的静态电流——跨导 g_m 小

（2）工作频率——取决于晶体管的特征频率 f_T

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(c_\pi + c_\mu)} \approx \frac{g_m}{2\pi C_\pi}$$

与工作点有关

取决于半导体工艺

(3) 噪声系数

线性网络:

$$F = 1 + \frac{\overline{(V_n + I_n R_s)^2}}{4KTBR_s}$$

双极晶体管

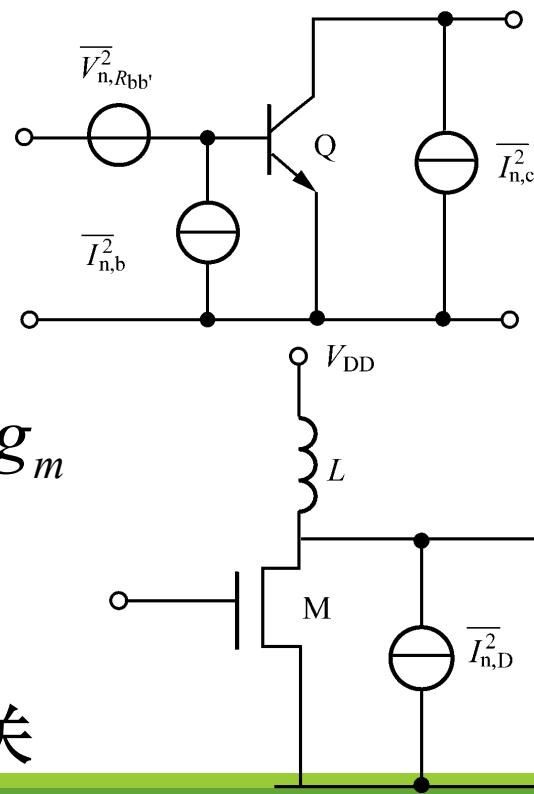
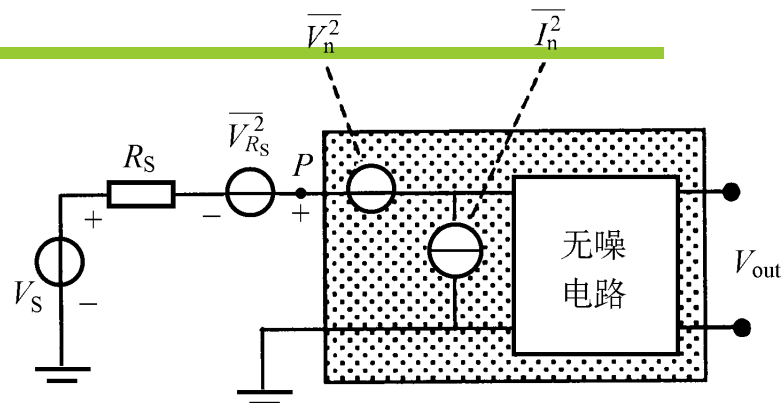
$$F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{1}{2g_m R_s} + \frac{g_m R_s}{2\beta} \approx 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{1}{2g_m R_s}$$

场效应管

$$F = 1 + \frac{r_g}{R_s} + \frac{\gamma}{g_m R_s}$$

分析:

- ①放大器的噪声与工作点有关—— g_m
- ②双极晶体管放大器的噪声
与基区体电阻 $r_{bb'}$ 有关
- ③ 放大器噪声系数与信号源内阻有关



(4) 增益

增益要适中 { 增益大——可降低后级对系统噪声系数的影响
增益大——后级易产生失真

增益取决于 { 跨导 g_m ——由工作点决定
负载

LNA的负载形式 { LC谐振回路——Q值、谐振阻抗
集中参数选频滤波器——注意阻抗匹配

(5) 自动增益控制

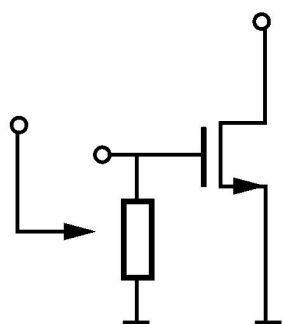
根据接收信号的强弱自动控制增益 { 信号弱，增益大
信号强，增益小，以防
后级非线性失真

(6) 输入阻抗匹配

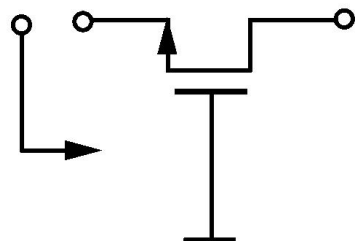
放大器与输入源的匹配

匹配方式

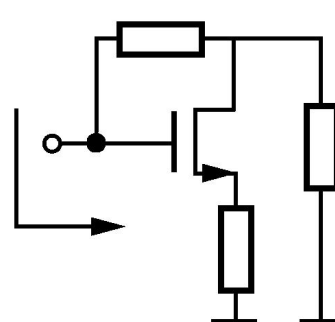
- 最大功率传输——共轭匹配
- 噪声系数最小——噪声匹配



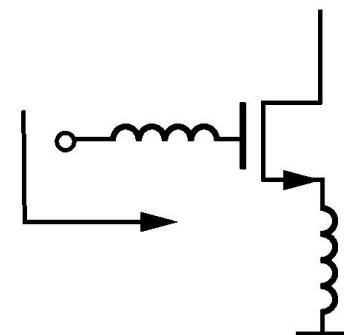
a. 共源组态
输入阻抗很大
并联电阻等于
信号源内阻



b. 共栅组态
输入阻抗 $\approx \frac{1}{g_m}$
改变 g_m 达
匹配



**c. 电阻
负反馈
改变输
入阻抗**



**d. 电感
负反馈
改变输
入阻抗**

(7) 线性范围

衡量指标：三阶互调截点 IIP_3 、增益1dB压缩点

(8) 隔离度和稳定性

正向传输——压控电流源 $g_m v_{b'e}$

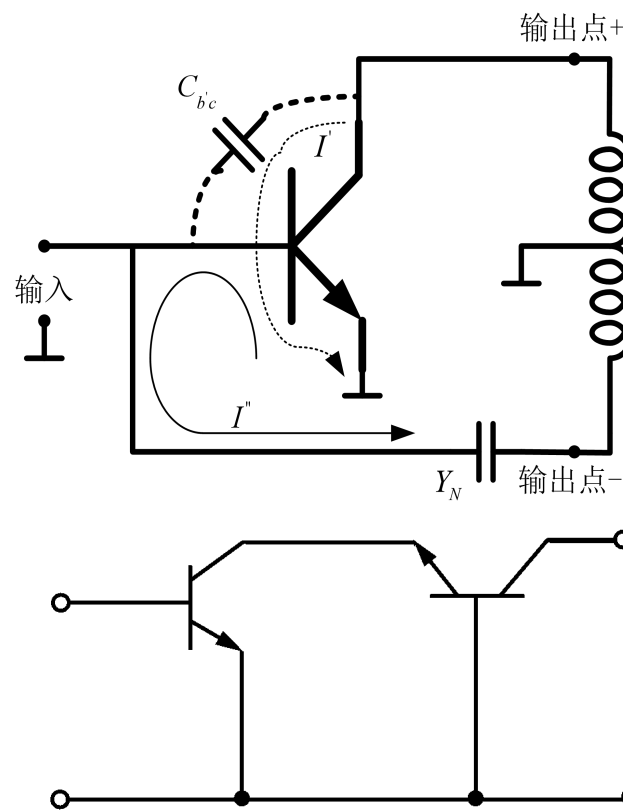
反向传输——极间电容 $C_\mu (C_{b'c})$

→ 不稳定的原因

改进措施

① 加反馈（中和电容），抵消
由 $C_\mu (C_{b'c})$ 引起的反向传输

② 采用共射共基（共源共栅）组合连接



7.4 低噪声放大器设计

采用晶体管的等效电路模型设计、分析低噪声放大器

电路组成：晶体管、偏置、输入匹配和负载四大部分

典型电路

晶体管 Q

偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_e

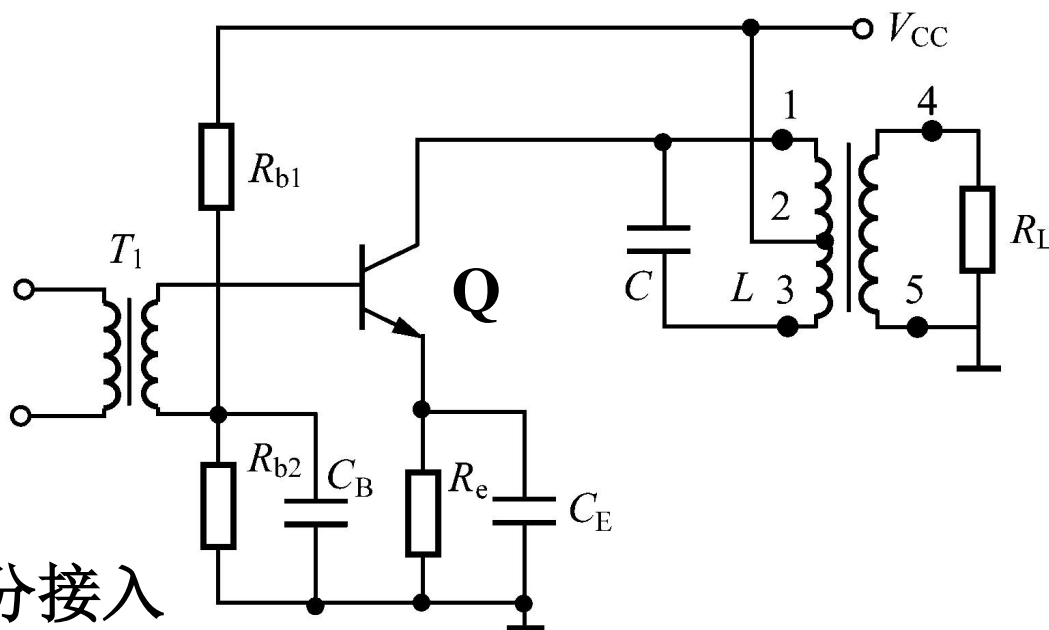
输入匹配网络 T_1

负载：选频回路 LC

负载电阻 R_L

晶体管、负载部分接入

交流旁路电容 C_B 、 C_E

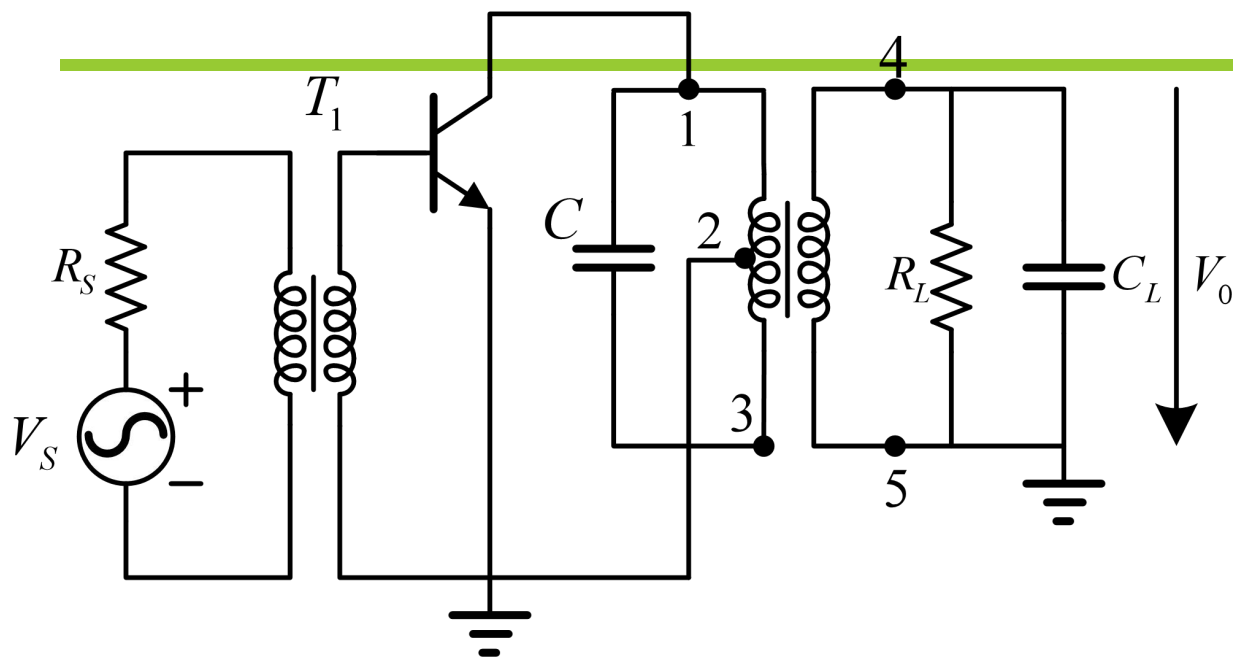


分析电路步骤

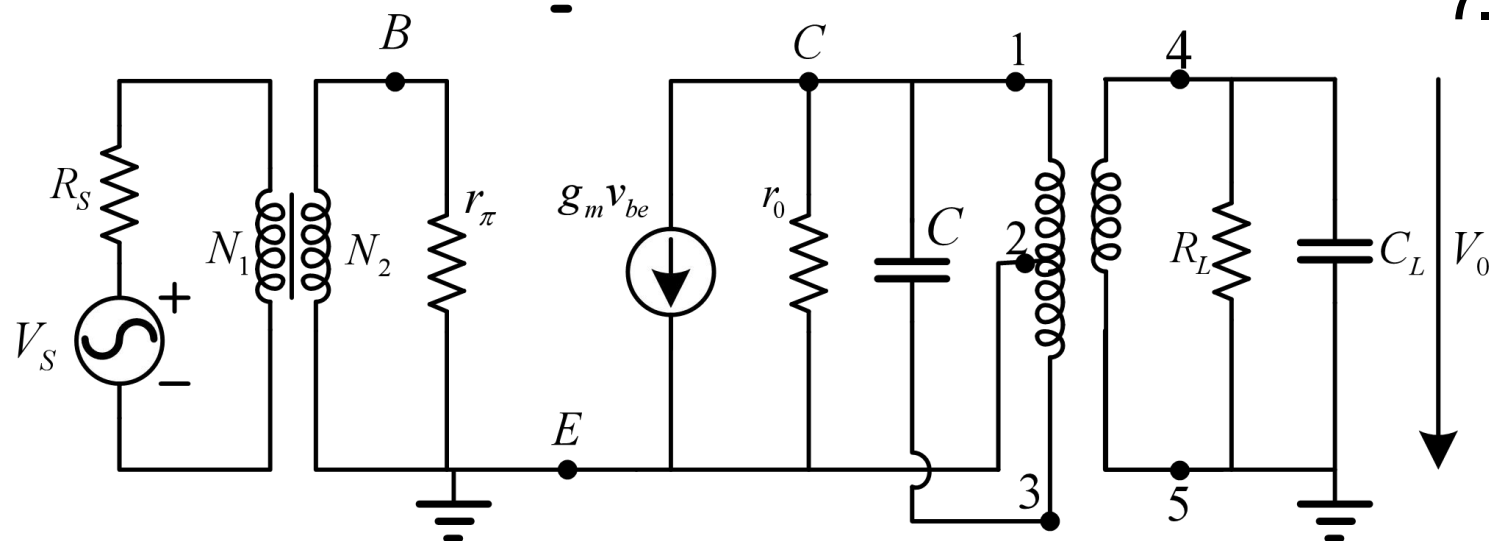
- (1) 分析直流偏置，决定直流工作点
- (2) 画出放大器的交流通路图
- (3) 代入晶体管的小信号等效电路，计算放大器的各项指标

画交流等效电路图的原则：

- ① 直流电源是交流地
- ② 大电容（交流旁路电容）短路
- ③ 大电感（扼流圈）开路
- ④ 仅做偏置用的直流电阻可去除

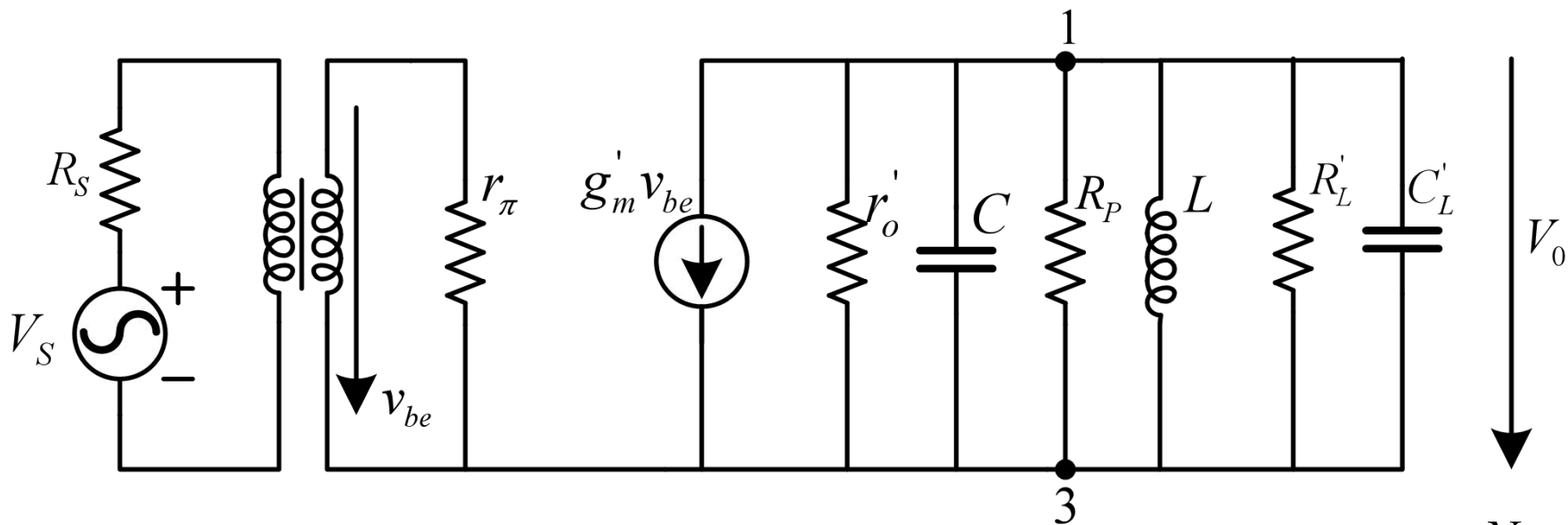


1. 完整电路
2. 画交流图
3. 大电容短路
4. 电源是交流地
5. 去掉偏置
6. 带入晶体管等效电路
7. 设晶体管为单向传输



计算增益

①线圈部分接入折合



电流源 $g'_m V_{be}$ 和 r'_o
接入系数

$$n_2 = \frac{N_{12}}{N_{13}} \left\{ \begin{array}{l} g'_m V_{be} = n_2 g_m V_{be} \\ r'_o = r_o / n_2^2 \end{array} \right.$$

负载接入系数

$$\begin{aligned} R'_L &= R_L / n_3^2 \\ C'_L &= n_3^2 C_L \end{aligned}$$

$$n_3 = \frac{N_{45}}{N_{13}}$$

$$n_1 = \frac{N_2}{N_1}$$

② 选择回路电抗:

回路谐振，低噪放工作频率为 ω_0

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

③ 回路谐振阻抗

设LC回路的空载Q为 Q_0

回路谐振阻抗 $R_\Sigma = R_p // r'_o // R'_L$ (其中 $R_p = \omega_0 L Q_0$)

④ 输出电压

$$V_{13} = -g'_m V_{be} R_\Sigma = -n_2 g_m V_{b'e} R_\Sigma \longrightarrow V_o = n_3 V_{13}$$

⑤ 电压增益

$$A = \frac{V_o}{V_{b'e}} = -n_3 n_2 g_m R_\Sigma$$

低噪放回路带宽 $BW = \frac{f_0}{Q_e}$ 其中($Q_e = \frac{R_\Sigma}{\omega_0 L}$)

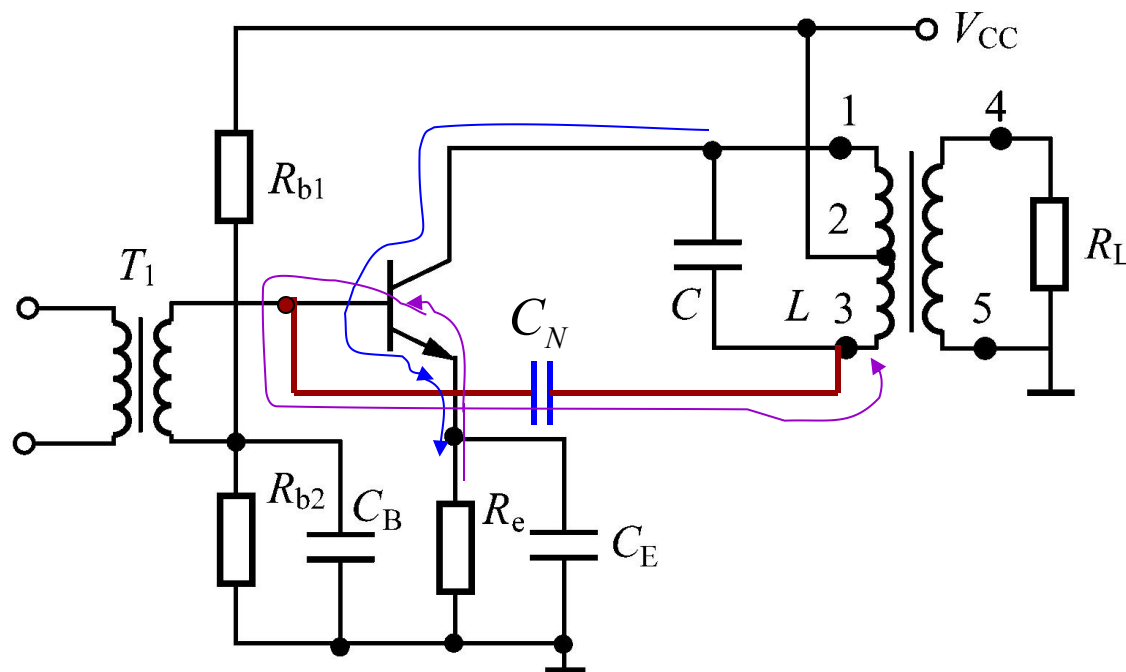
增加稳定性——抵消极间电容 $C_\mu (C_{b'c})$ 的影响

添加中和电容

注意反馈的极性

极间电容 $C_\mu (C_{b'c})$
的反馈通路

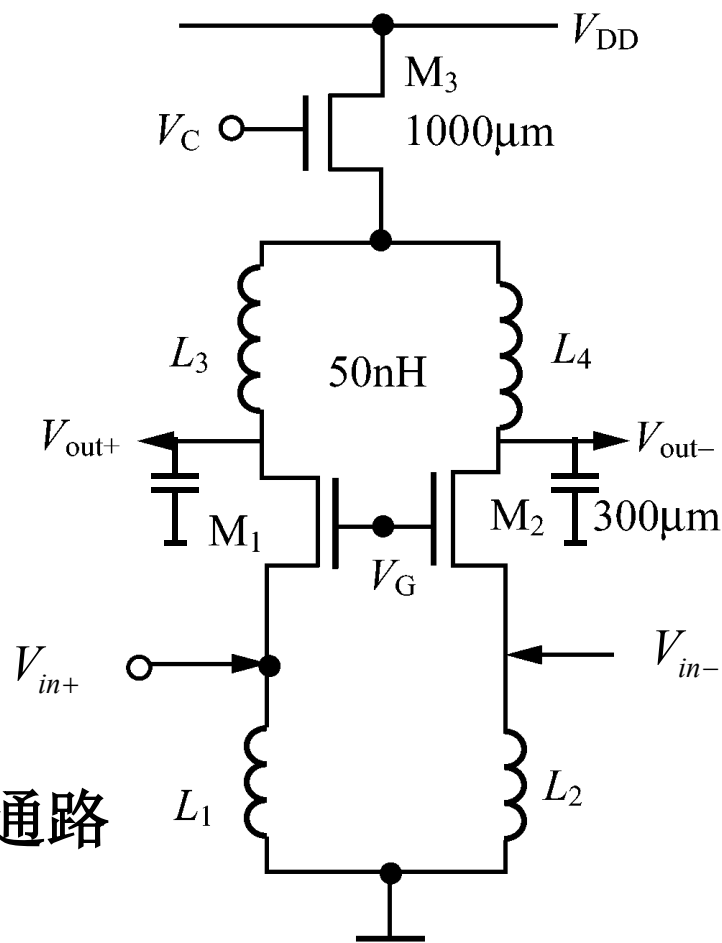
中和电容的反馈通路



例. 1GHZ CMOS 低噪声放大器

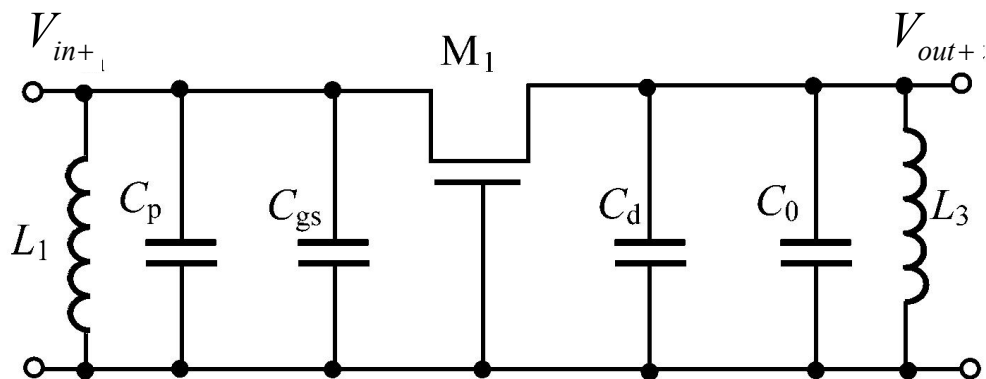
1. 电路结构:

- ①场效应管 M_1 和 M_2 、共栅组态
- ②接成双端输入双端输出差动放大器
- ③输入端采用电感 L_1 和 L_2 组成匹配网络
- ④输出端采用LC回路选频
电感 L_3 (L_4)，下级输入电容
- ⑤偏置为 V_G (偏置电路省略)，
电感 L_1 和 L_2 同时提供了各管子直流通路
- ⑥ M_3 交流短路 (作用见后分析)



电路分析

画交流通路图(以 M_1 为例)

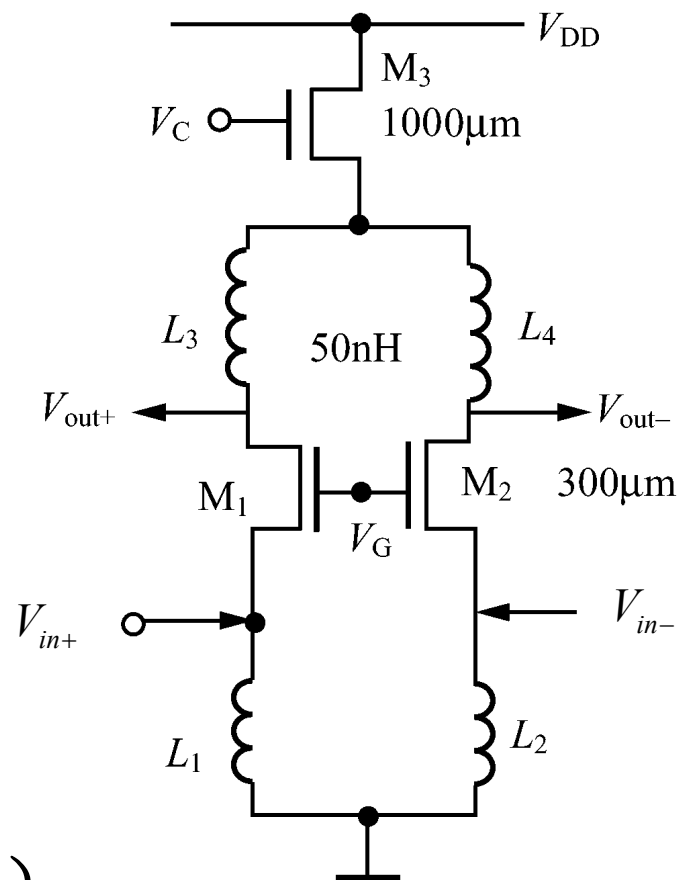


共栅、栅源电容 C_{gs}

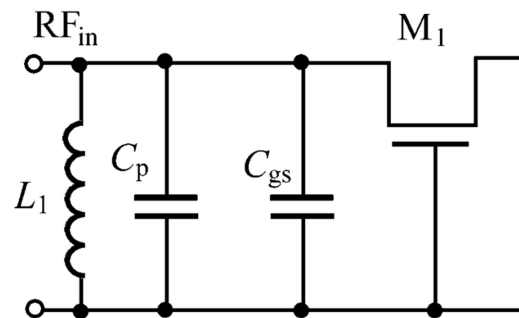
杂散及分布电容 C_p

漏极电容 C_d (包括栅漏电容 C_{gd})

杂散电容 C_0 (包括下级混频器的输入电容)



(1) 输入匹配网络



外接电感线圈 L_1

栅源电容 C_{gs}

杂散及分布电容 C_p

并联回路

谐振频率 = 工作频率 1GHz

回路谐振阻抗 $\rightarrow \infty$

共栅极输入阻抗为 $\frac{1}{g_m}$

调节匹配方法:

$$\omega_{RF} = \frac{1}{\sqrt{L_1(c_p + c_{gs})}}$$

调节 M_1 和 M_2 的偏置电压 V_G —— 改变 M_1 M_2 的跨导 g_m ,
使 $\frac{1}{g_m} = R_S$, 完成与源阻抗匹配。

(2) 输出回路

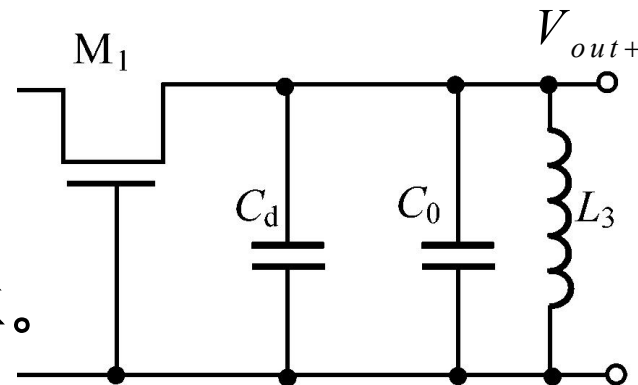
电感线圈 L_3

漏极电容 C_d

杂散电容 C_0

(包括下级输入电容)

并联谐振回路，
谐振于工作频率。



$$\omega_{RF} = \frac{1}{\sqrt{L_3(c_d + c_0)}}$$

已知管子电容 C_d 和 C_0 ，得：

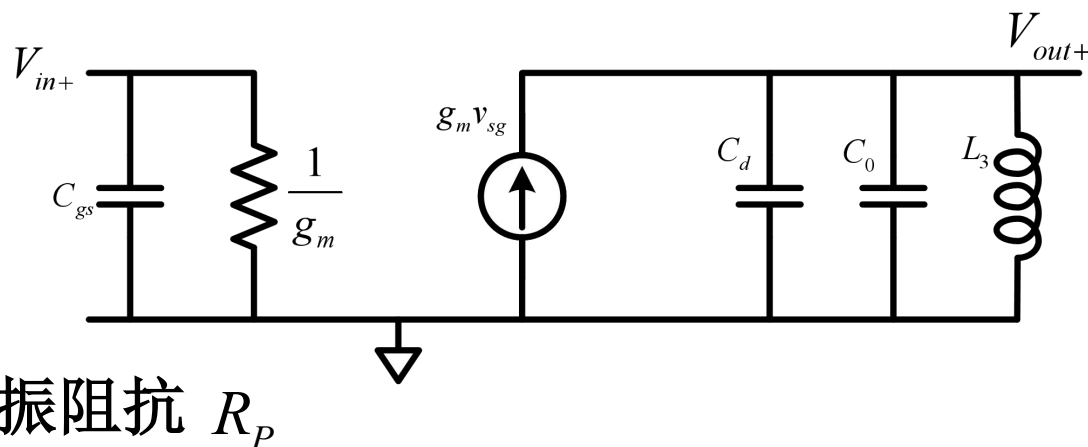
$$L_3 = \frac{1}{\omega_{RF}^2 (c_d + c_0)}$$

2. 性能指标

(1) 增益

代入MOS管共栅等效电路

增益 $\begin{cases} \text{管子跨导 } g_m \\ \text{负载 } \left\{ \begin{array}{l} r_{ds} \rightarrow \infty \\ \text{回路谐振阻抗 } R_p \end{array} \right. \end{cases}$



设线圈 L_3 的串联损耗电阻是 r $\rightarrow R_p = \rho Q = \omega_{RF} L_3 \times \frac{\omega_{RF} L_3}{r}$
 $Q = \frac{R_p}{\rho}$

单管增益: $A_v = \frac{V_{out+}}{V_{in+}} = g_m R_p = g_m \frac{(\omega_{RF} L_3)^2}{r} = \frac{L_3}{r} g_m \omega_{RF}^2 L_3$

比值 $\frac{L_3}{r}$ 取决于电感的制作方式 $\begin{cases} \text{外接电感} \\ \text{芯片内集成电感} \end{cases}$

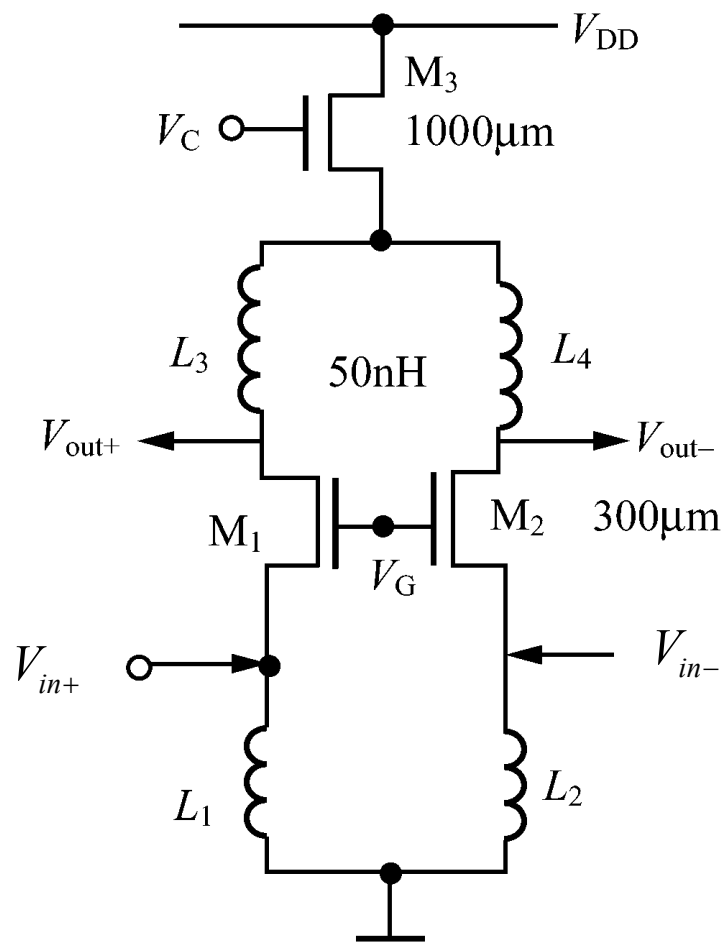
放大器总增益

总输入 $V_{in} = V_{in+} - V_{in-}$

总输出 $V_o = V_{out+} - V_{out-}$

$$A_{\Sigma} = \frac{V_{out+} - V_{out-}}{V_{in+} - V_{in-}} = \frac{2V_{out+}}{2V_{in+}} = \frac{V_{out+}}{V_{in+}}$$

差分放大器总增益与单管相同



(2) 3dB带宽

电路特点:

输入 } 选频
输出 } 阻抗变换
 } 并联回路

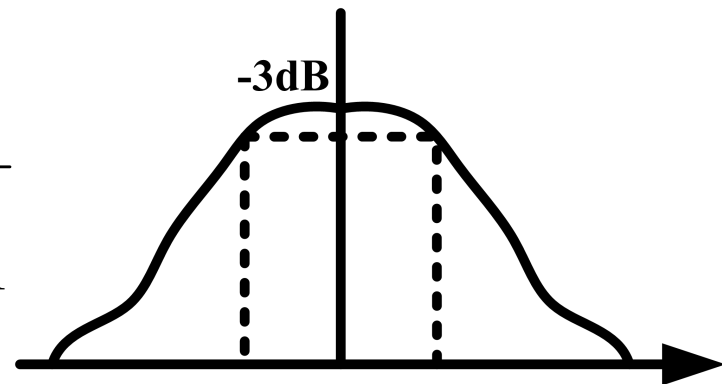
带宽? ——由两个回路共同决定

① 当两个回路Q值相同时

设每个回路带宽为 BW_1

$$BW_{\text{总}} = BW_1 \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}$$

称 $\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$ 为缩减因子。



② 当两回路 Q相差很大时

带宽取决于 高Q回路——输出回路Q值高

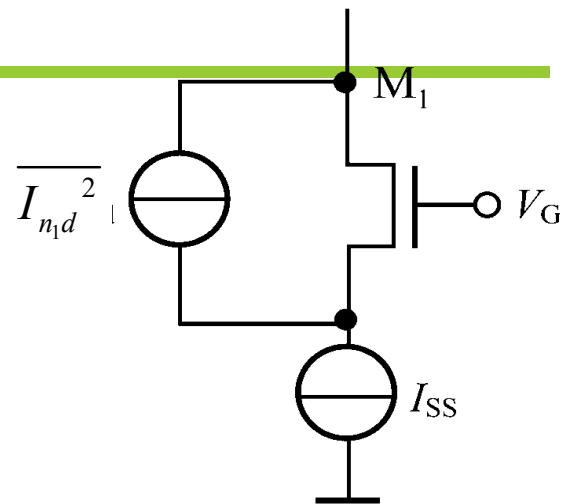
(3) 放大器噪声

放大器噪声源 $\overline{I_{n1d}^2} = 4KT\gamma g_m$

放大器噪声系数

$$F = 1 + \frac{V_{n,out}^2}{4KTBR_S A_V^2} = 1 + \frac{4KT B \gamma g_m \times R_L^2}{4KTBR_S \times (g_m \times R_L)^2} = 1 + \gamma$$

$$\gamma = \frac{2}{3} \quad F = 1.67 \quad NF = 2.2dB$$



低噪声的设计思路:

1. 采用单管单级放大, 以减少有源器件引入的噪声;
2. 匹配网络宜用电感负反馈, 而不宜用电阻反馈, 因为电阻有热噪声;
3. 当需要超低噪声时, 偏置电路采用电感形式, 而不采用电阻或有源器件;

(4) 线性

差动输入方式——

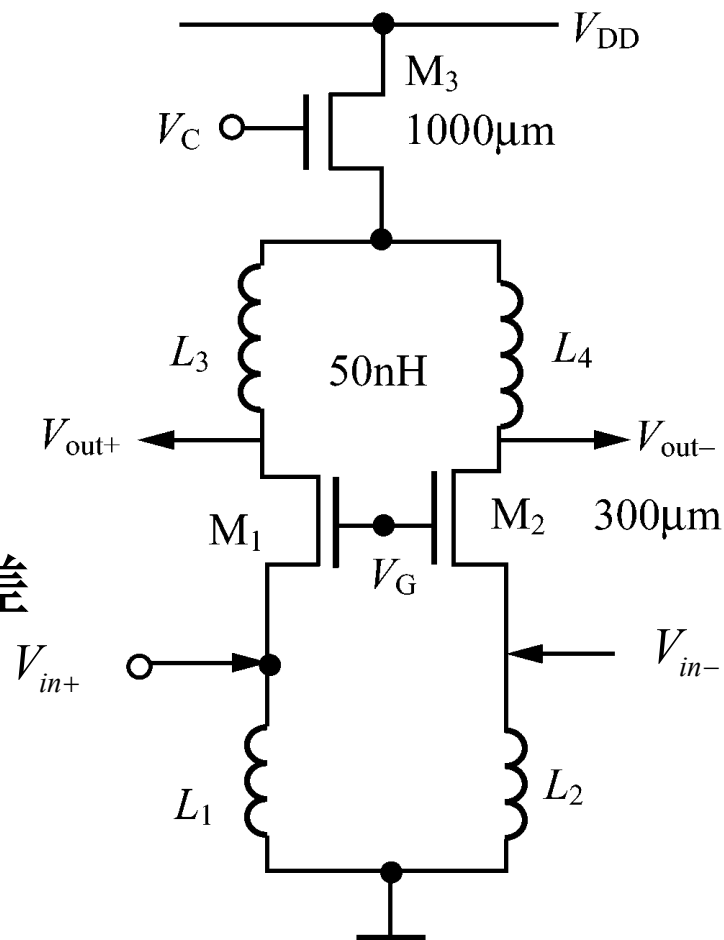
输入信号动态范围大于单管

差动输出方式——

输出电流是 M_1 和 M_2 的输出电流之差

抵消非线性失真的偶次谐波

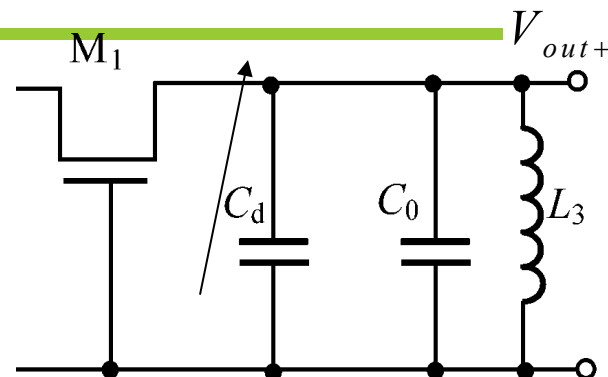
扩大了线性范围



(5) 隔离——增强稳定性

不稳定原因——极间电容 C_{gd}

共栅组态—— C_{gd} 没有反馈



(6) 输出电平调节

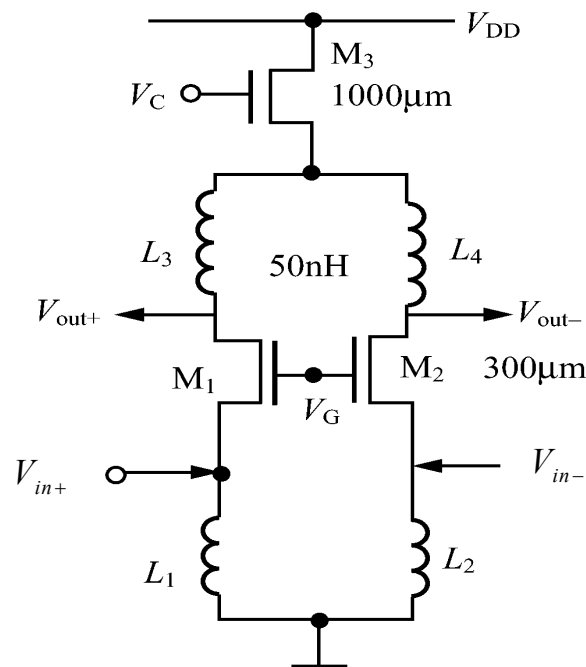
目的：与后级直流一致

M₃工作在线性电阻区

调节M₃ 的栅极偏压V_C

改变了 M_3 等效电阻

改变了输出直流电平



例. 1.9 GHz CMOS 低噪声放大器

电路特点

① 对称双端输入 双端输出差分形式

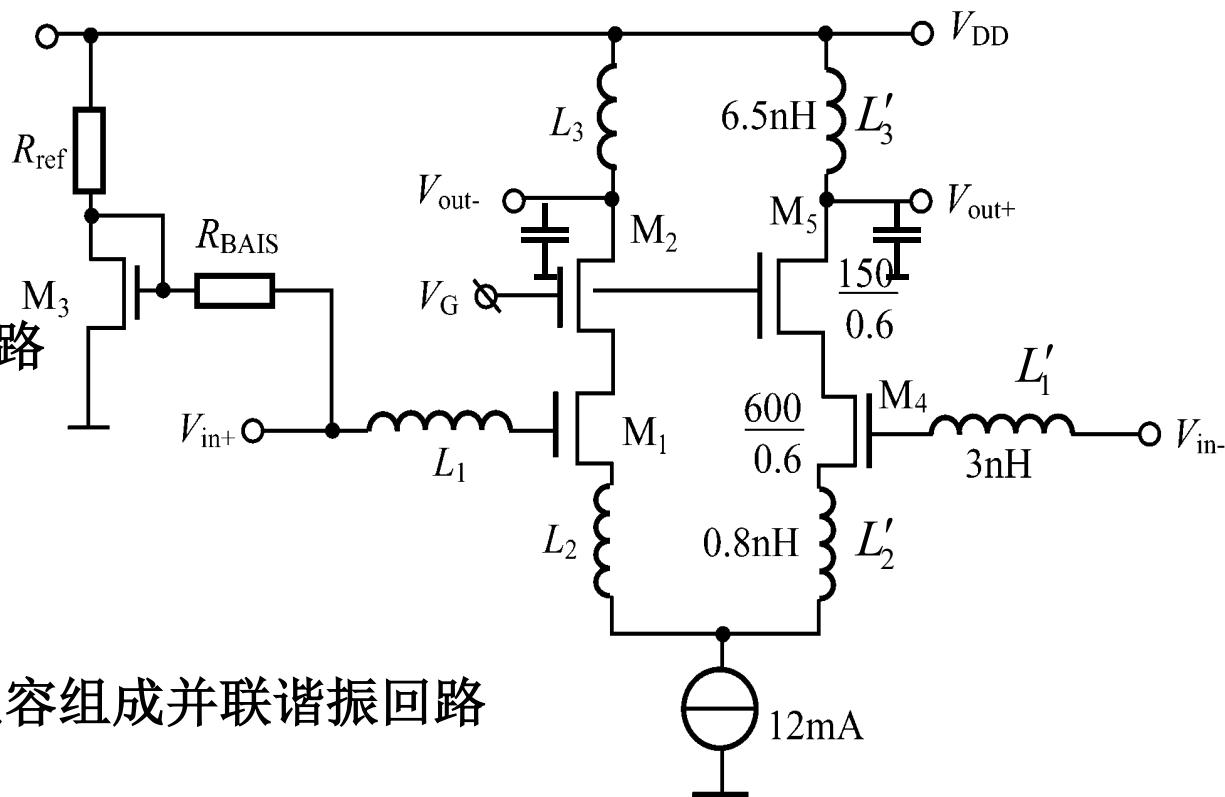
②共源共栅cascode级连电路

③输入回路串联电感

④源极电感 L_s 负反馈

⑤负载用 L_3 与下级输入电容组成并联谐振回路

⑥有源偏置



电路分析

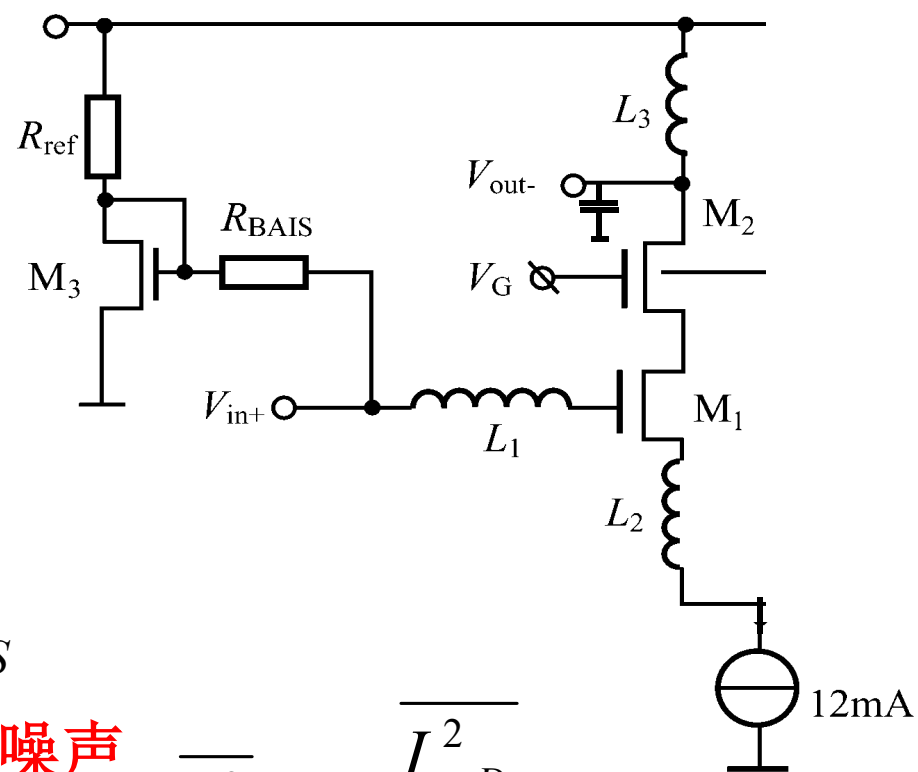
(1) 偏置电路

M_3 与 M_1 组成镜象电流源

M_3 的电流

- 电源电压
- 电阻 R_{ref}
- M_3 的偏压 V_{GS}

电阻 R_{BIAS} 尽可能大, 使得 M_3 的噪声折合到LNA输入端的等效噪声电流源可以忽略。



$$\overline{I_n^2} = \frac{\overline{I_{n,D}^2}}{g_m^2 |Z_i|^2}$$

(2) 输入阻抗匹配

输入回路方程

$$\dot{V}_{gs} = \dot{I} \times \frac{1}{j\omega C_{gs}}$$

$$\dot{V}_S = \dot{I}_i R_S + j\dot{I}_i \omega L_1 + \frac{\dot{I}_i}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_2 (\dot{I}_i + g_m \dot{V}_{gs})$$

输入阻抗

$$Z_{in} = j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_2$$

调谐输入回路串联谐振于工作频率

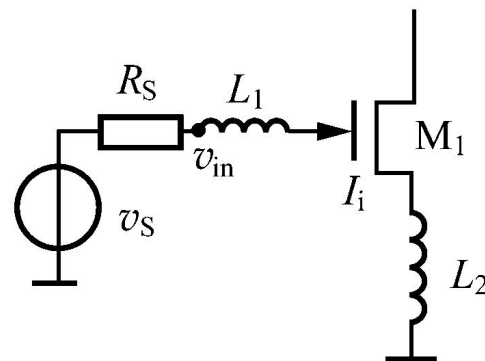
$$\omega_{RF} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C_{gs}}}$$

为与源阻抗匹配

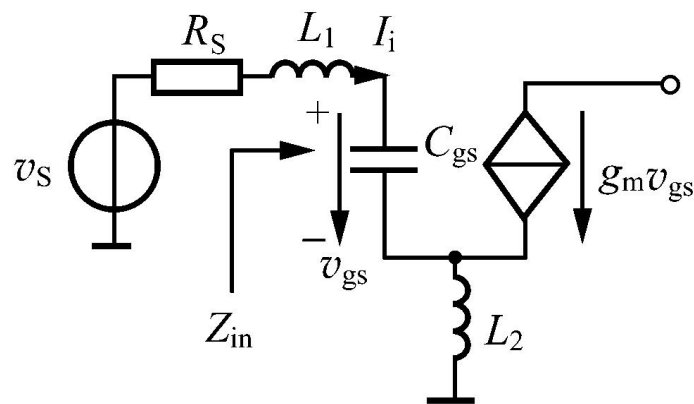
$$R_S = \frac{g_m}{C_{gs}} \cdot L_2$$

调节

与源阻抗共轭匹配



输入电路



代入场效应管小信号等效电路的输入级

输入回路的有载Q值

$$Q_{in,e} = \frac{Q_{in}}{2} = \frac{1}{2R_S\omega_{RF}C_{gs}}$$

前提： L_2 为芯片内的集成螺旋电感
输入回路不必外接元件，由串联谐振回路调节 L_2 和 g_m (即改变偏置)就可以达到输入端的共轭阻抗匹配

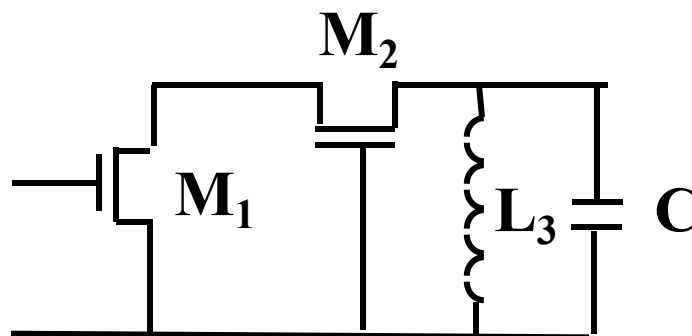
(3) 噪声

仅考虑由场效应管 M_1 的沟道电阻噪声 $F = 1 + \gamma \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{g_m} \frac{1}{4Q_{in,e}^2}$

$Q_{in,e}$ 为输入回路的有载Q

(4) 增益

共源共栅级连、负载LC回路



(5) 线性

双端输入和输出差分对结构
源极采用电感 L_2 负反馈阻抗

} 扩大线性范围

(6) 隔离

共源共栅接连组态，提供了最佳的输出输入间的隔离度，
减少了极间电容 C_{gd} 影响

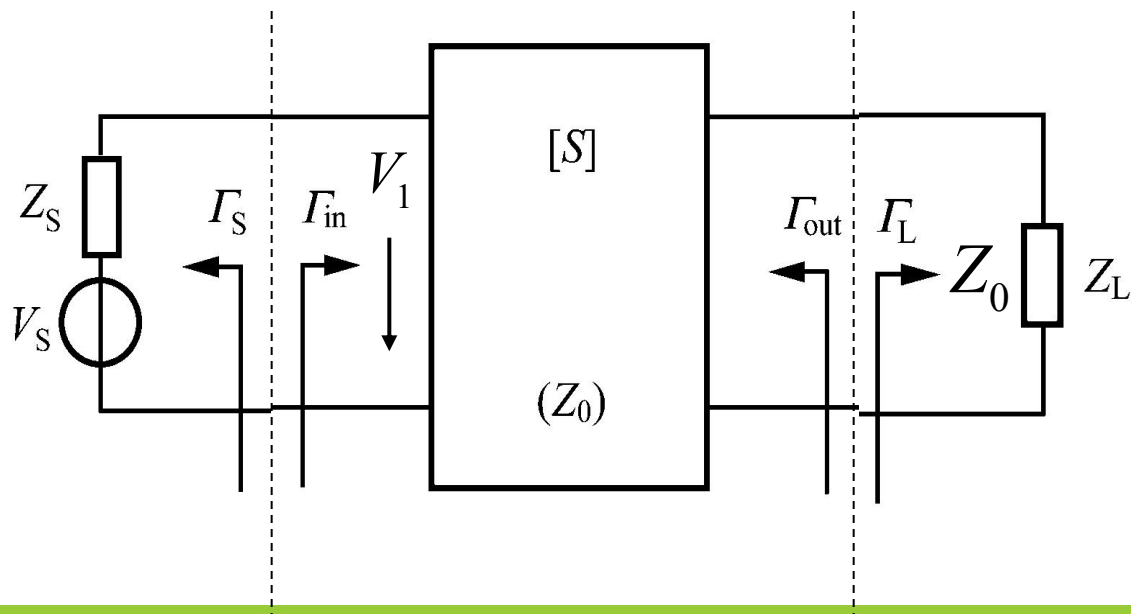
低噪放的性能模拟结果

参数	数值
增益	20.7dB
噪声系数	2.4 dB
输入阻抗 (S_{11})	-27 dB
IIP_3 (在1.894GHz)	-2 dBm
镜频抑制 (在1.5GHz)	-10.6 dB
功耗	19.8mW
电源	3.3V

7.5 放大器的S参数

S参数设计方法是将晶体管看作是一个黑匣子，只知道它的端口参数，而从系统或网络的角度出发来设计放大器。

S参数与功率传输（在图示的线性网络中，推导功率传输与**S**参数的关系）



以特性阻抗 Z_0 为参考，各端口的阻抗和反射系数可相互表示

信号源端
$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

网络输入输出端

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad \Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0}$$

输出负载端
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

假设信号源电动势的有效值为 V_S

网络输入功率为

$$P_{in} = \frac{|V_1|^2}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_0} |V_{1i}|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)$$

其中： V_1 网络输入端电压， Z_{in} 为输入阻抗

$$V_1 = V_{1i} + V_{1r} = V_{1i} (1 + \Gamma_{in}) \quad Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

$$V_1 = \frac{V_S}{Z_S + Z_{in}} Z_{in} = \frac{V_S}{1 + \frac{Z_S}{Z_{in}}} = \frac{V_S}{1 + \frac{Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S}}{Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}}} = V_{1i} (1 + \Gamma_{in})$$

$$V_{1i} = \frac{V_S}{2} \frac{1 - \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}}$$

将此式代入网络输入功率公式，得到

网络输入功率为

$$P_{in} = \frac{|V_s|^2}{4Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2)$$

同理，负载阻抗上得到的功率为

$$P_L = \frac{|V_s|^2}{4Z_0} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2}$$

根据线性网络输入、输出端阻抗匹配情况，定义 三种功率增益

1、功率增益（或工作功率增益， **operating power gain**）

定义：网络的输入输出端为任意阻抗值时，负载得到的实际功率与输入网络的实际功率之比

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)}$$

2、变换器功率增益（transducer power gain）

当放大器输入端与源阻抗共轭匹配： $Z_{in} = Z_S^*$ 或

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \text{ 时}$$

信号源输入放大器的功率最大（资用功率，available power）为

$$P_A = P_{in} \Big|_{\Gamma_{in} = \Gamma_S^*} = \frac{|V_S|^2}{4Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{1 - |\Gamma_S|^2}$$

负载所得功率与该资用功率之比即为**变换器功率增益**，为

$$G_T = \frac{P_L}{P_A} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2}$$

当网络的**反向传输为0或很小**，可以忽略时，即

$|S_{12}| \approx 0$ 时，网络为单向传输，此时 $\Gamma_{in} = S_{11}$

此时，网络的**单向变换器功率增益**为

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

3、资用功率增益 (available power gain)

当放大器输出端也达到共轭匹配: $Z_L = Z_{out}^*$ 时, 也即

$\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ 时, 负载得到最大功率, 为

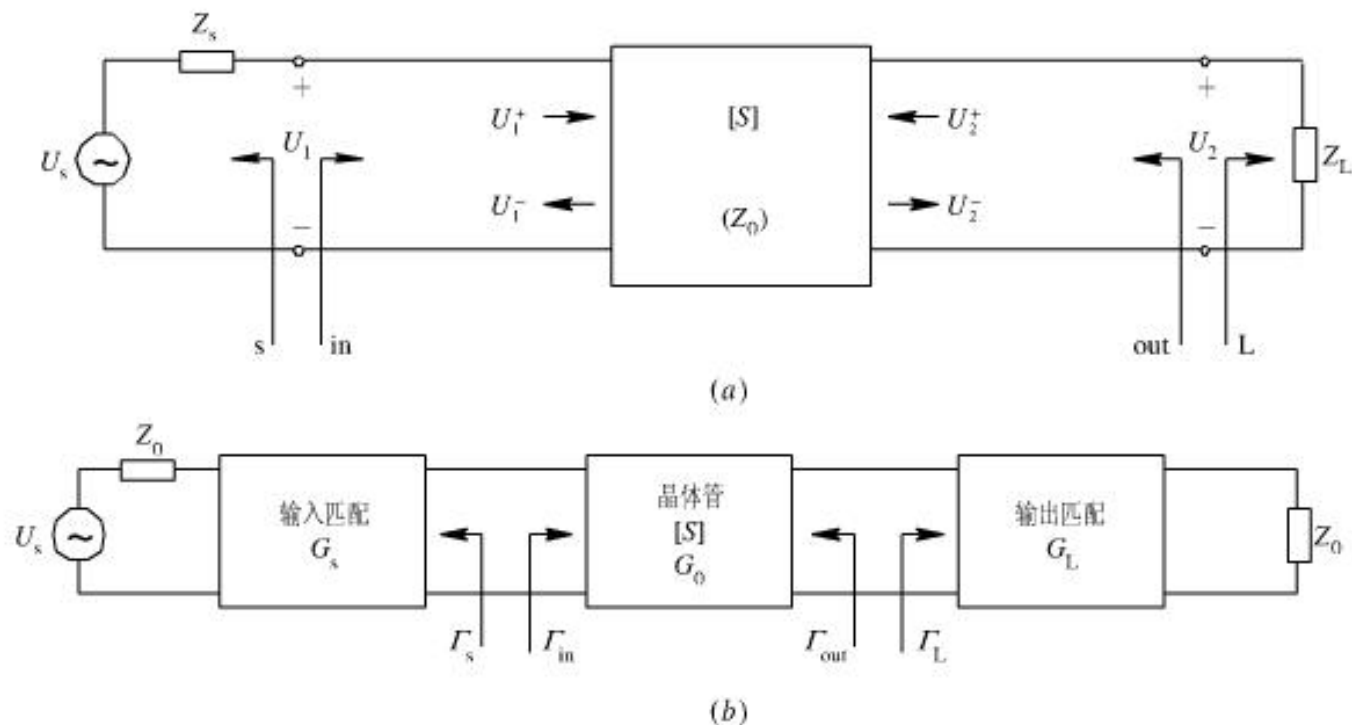
$$P_L|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{4Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_{out}^*| |1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2}$$

资用功率增益定义为: 网络输入、输出端均匹配时的增益, 其值为

$$G_A = \frac{P_L|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*}}{P_A} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)}$$

7.5.2 放大器的稳定性

典型放大器的结构划分为三大部分：



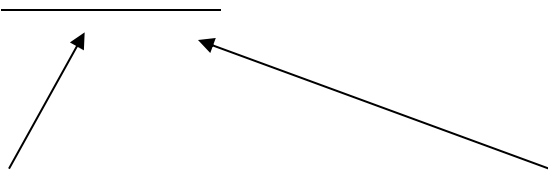
二端口网络和放大器的增益定义

输入网络----实现信号源与放大器(或线性模块)之间的
阻抗变换

晶体管(或线性模块)

输出网络----实现放大器与负载之间的阻抗变换

设计放大器，首先要保证其工作稳定，其次才是达到指标



高频放大器，增益固然是
其主要指标，但这只有在
放大器稳定工作时，才有
意义

调谐放大器中常采用降低放大器增益
的方法来提高稳定性----失配法

什么样的系统是稳定的？

从反射系数的角度，只有当反射系数的模小于1，即系统才是稳定的。 $|\Gamma| < 1$

对上图所示的放大器，共有4个反射系数，只有当这4个反射系数的模均小于1时，才是稳定的。

即须满足： $|\Gamma_S| < 1, \quad |\Gamma_L| < 1$

以及

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

可见，选定了晶体管，确定了工作频率和偏置后，晶体管的S参数值已定，影响放大器稳定性的因素就是输入网络的反射系数 Γ_S 和输出网络的反射系数 Γ_L

讨论放大器的稳定性，是在一定的工作频率和偏置条件下进行的，当这些条件变化了，稳定性也会变化。

放大器的稳定性有2种情况：

1. 无条件稳定

对于任何无源匹配网络，只要 $|\Gamma_S| < 1$, $|\Gamma_L| < 1$,
晶体管就一定有 $|\Gamma_{in}| < 1$ 和 $|\Gamma_{out}| < 1$

——无条件稳定放大器

2. 条件稳定

只能对某些条件下的 Γ_S 和 Γ_L ，放大器才是稳定的。

——条件稳定放大器

构成放大器的晶体管，当满足： $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$

以及 Rollett 因数 $k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1$

时，放大器是无条件稳定的。

对于单向传输晶体管，一定有 $k \rightarrow \infty$ ，则当 $|S_{11}| < 1, |S_{22}| < 1$ 时，又满足 $|\Delta| < 1$ 由此晶体管构成的放大器必定是无条件稳定的。

The End !