

第七章 低噪声放大器

- 概述
- LNA的功能和指标
- LNA的设计考虑
- LNA噪声系数
- LNA结构
- CMOS最小噪声系数
- 噪声优化方法

概述

- » 接收机第一级放大器
- » 应有很低的噪声
- » 提供足够增益，抑制后续电路噪声
- » 应有良好线性度
- » LNA的设计不只是对某一个指标的优化，而是要在多个指标中进行折中，包括增益、噪声系数、输入匹配、线性度和功耗等。

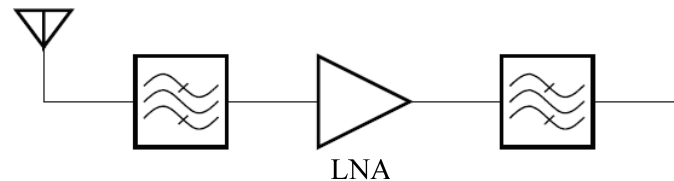
50 Ω 系统中信号幅度与功率的对应关系

电压幅度	功率(mW)	功率(dBm)
1 V	10	10
0.316 V	1	0
0.1 V	0.1	-10
10 μV	10^{-9}	-90
1 μV	10^{-11}	-110

LNA的功能和指标

► LNA的功能

- 放大输入端的微弱信号，是接收机中的第一级有源电路，位于接收机的前端，其噪声、非线性、匹配等性能对整个接收机至关重要。
- LNA的输入和输出端的滤波器作用：用来抑制带外干扰，在超外差接收机中它们应具有抑制镜像的功能。



LNA的功能和指标

► LNA的主要指标

1) 噪声系数(F)

取决于系统要求, 可以从**1dB**以下到几个**dB**, 噪声系数与放大器的工作频率、静态工作点及工艺有关, 是低噪声放大器最为关键的指标。

2) 增益(S_{21})

较大的增益有助于减小低噪声放大器后级电路噪声对接收机的影响, 但增益过大将会引起线性度的恶化。因此, 低噪声放大器的增益应适中, 一般在**25dB**以下。

3) 输入输出匹配(S_{11} , S_{22})

输入输出匹配决定输入输出端的射频滤波器的频响

4) 反向隔离(S_{12})

反映输出端与输入端的隔离度, 隔离度越大越好。

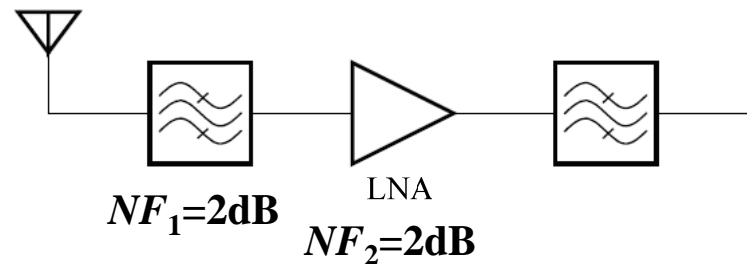
5) 线性度(IP_3 , P_{1dB})

线性度包括输入/输出三阶截点 (IIP_3/OIP_3) 和输入/输出 **1dB** 压缩点 (IP_{1dB}/OP_{1dB}) 等指标。

设计考虑

► 噪声系数与输入灵敏度

由于LNA是接收机第一级有源电路，其噪声系数将直接相加在系统的噪声系数上。



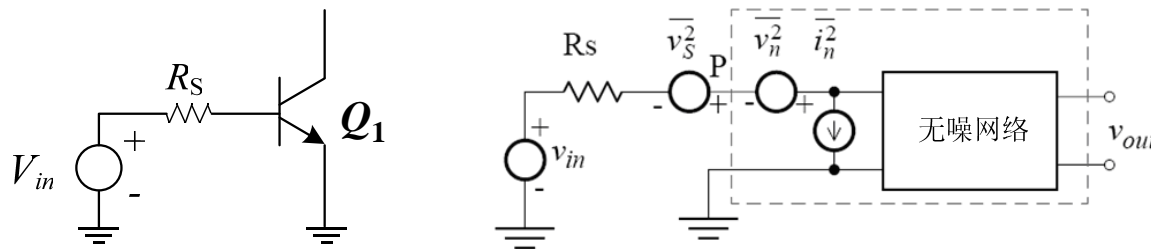
总噪声系数为 $NF_{\text{tot}}=NF_1+NF_2=4\text{dB}$

若在200kHz的带宽(B)下系统所需的信噪比(SNR)为8dB，则输入灵敏度为

$$\begin{aligned} P_{in}(\text{dBm}) &= -174 \text{ dBm/Hz} + F + 10 \lg B + \text{SNR} \\ &= -174 + 4 + 10 \lg(200 \times 10^3) + 8 \\ &\approx -109 \text{ dBm} \end{aligned}$$

设计考虑

» 假设LNA采用共发射极结构



等效输入噪声电压的均方值可以表示为

$$\overline{v_n^2} = 4kT(r_b + \frac{1}{2g_m})\Delta f = 4kT(r_b + \frac{V_T}{2I_C})\Delta f$$

若忽略放大器的等效输入噪声电流，则噪声系数表示为

$$F = 1 + \frac{\overline{(v_n + i_n R_S)^2}}{4kTR_S} \approx 1 + \frac{\overline{v_n^2}}{4kTR_S} = 1 + \frac{R_{eq}}{R_S} \quad \text{其中 } R_{eq} = r_b + \frac{V_T}{2I_C}$$

对于**50Ω**系统，为了保证**NF**不大于**2dB**，**Req**应不大于**29Ω**。为此，**Q₁**尺寸应足够大并偏置在较大的电流下。实际中**Req**的值应小于**29Ω**。

设计考虑

► 线性度与动态范围

若LNA的输入三阶节点 $IIP3 = -10\text{dBm}$ ，噪声系数 $F = 2\text{dB}$ ， $SNR_{\min} = 12\text{dB}$ ，计算无杂散动态范围 $SFDR$ 。

解：

$$SFDR = \frac{2}{3}(IIP_3 - N_{\text{floor}}) - SNR_{\min}$$

其中

$$\begin{aligned} N_{\text{floor}} &= -174 \text{ dBm} + F + 10 \lg B \\ &= -174 + 2 + 10 \lg(2 \times 10^5) \\ &\approx -119 \text{ dBm} \end{aligned}$$

得

$$\begin{aligned} SFDR &= \frac{2}{3}(IIP_3 - N_{\text{floor}}) - SNR_{\min} \\ &= \frac{2}{3}(-10 + 119) - 12 \\ &\approx 61 \text{ dB} \end{aligned}$$

设计考虑

► 增益

- » 超外差结构中的LNA增益选取与三个参数有关：镜像抑制滤波器的损耗、混频器的噪声系数和 $IIP3$ 。
- » 需要在噪声系数和线性度之间进行折中。

► LNA接口

- » 若将LNA当成电压放大器，则希望LNA的输入阻抗为无穷大，以便在LNA输入端获得最大电压。
- » 若从最小噪声角度来看，则需要在LNA输入端进行阻抗变换，以便获得最小噪声系数。
- » 若从最大功率传输角度看，则需要在天线与LNA之间进行共轭匹配，以便从天线获得最大信号功率。最大功率传输是当今系统中采用的主要方法，LNA的输入阻抗被设计为 50Ω 。

设计考虑

» 输入匹配的质量用回波损耗表示，定义为 $20\lg|\Gamma|$ ，其中 Γ 是相对于源阻抗 R_S 的反射系数：

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - R_S}{Z_{in} + R_S} = \frac{\Delta R}{2R_S + \Delta R} \quad \text{其中} \quad Z_{in} = R_S + \Delta R$$

若在 $50\ \Omega$ 系统中，要求回波损耗 $< -20\text{dB}$ ，则 $\Delta R < 11\Omega$ 。

» 在超外差结构中，LNA输出阻抗必须等于 $50\ \Omega$ 以驱动其后的镜像抑制滤波器，使它具有最小损耗和纹波。

► 反向隔离

- » LNA的反向隔离决定了本振信号由混频器泄漏到天线的大小。
- » 在超外差接收机中，若第一中频采用高中频，则镜像抑制滤波器和前端双工器可以有效的抑制本振泄漏。
- » 在零中频接收机结构中，泄漏的抑制主要由LNA的反向隔离特性决定。

设计考虑

► 稳定性

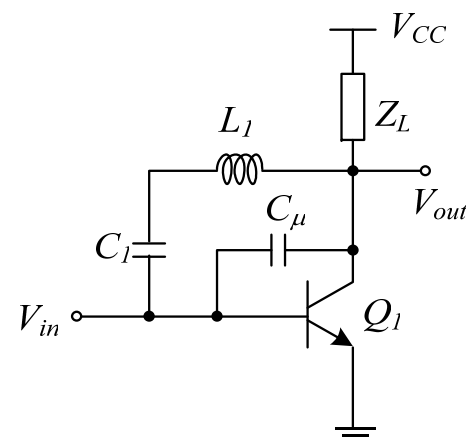
若LNA满足条件

$$K > 1$$

$$|\Delta| < 1$$

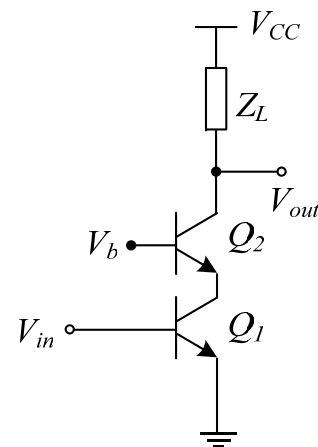
其中
$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{21}| |S_{12}|}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$



则放大器为无条件稳定。

- » 放大器的稳定性随着 S_{12} 的下降即反向隔离度的提高而提高。
- » 一种方法是通过抵消输入输出电容通路(称为中和)来提高放大器的反向隔离度。
- » 另一种方法是采用共射共基结构(称为cascode结构), 以抑制密勒电容引起的反馈, 提高隔离度。



LNA噪声系数

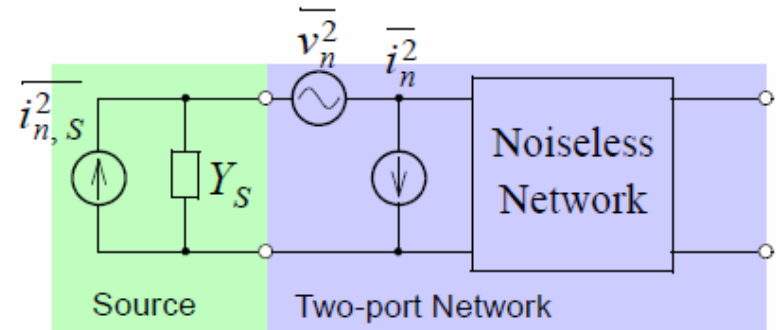
➤ 噪声参数

$$i_n = i_u + i_c, \quad i_c = Y_c v_n$$

$$F = \frac{\overline{i_{n,S}^2} + [\overline{i_n + v_n Y_S}]^2}{\overline{i_{n,S}^2}}$$

$$F = \frac{\overline{i_{n,S}^2} + [\overline{i_u + v_n(Y_S + Y_c)}]^2}{\overline{i_{n,S}^2}}$$

$$= 1 + \frac{\overline{i_u^2} + |Y_S + Y_c|^2 \overline{v_n^2}}{\overline{i_{n,S}^2}}$$



定义

$$Y_S = G_S + jB_S, \quad Y_c = G_c + jB_c, \quad R_n = \frac{\overline{v_n^2}}{4kT\Delta f}, \quad G_u = \frac{\overline{i_u^2}}{4kT\Delta f}, \quad G_S = \frac{\overline{i_{n,S}^2}}{4kT\Delta f}$$

则

$$F = 1 + \frac{G_u + |Y_S + Y_c|^2 R_n}{G_S} = 1 + \frac{G_u}{G_S} + \frac{(G_S + G_c)^2 + (B_S + B_c)^2}{G_S} R_n$$

LNA噪声系数

当 $B_S = -B_C$ 时，对给定 G_S ， F 最小，且 $F = 1 + \frac{G_u}{G_S} + \frac{R_n}{G_S}(G_S + G_C)^2$ ，为使 F 最小，令

$$\left. \frac{dF}{dG_S} \right|_{B_S = -B_C} = 0, \text{ 并求解 } G_S, \text{ 得 } G_S = G_{opt} = \sqrt{G_C^2 + \frac{G_u}{R_n}}, \text{ 因此}$$

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt} = \sqrt{G_C^2 + \frac{G_u}{R_n}} - jB_C, F_{min} = 1 + \frac{G_u}{G_{opt}} + \frac{R_n}{G_{opt}}(G_{opt} + G_C)^2$$

由 $G_u = R_n(G_{opt}^2 - G_C^2)$ ，得 $F_{min} = 1 + 2R_n(G_{opt} + G_C)$ ，代入 F 的表达式，得

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_S}[(G_S - G_{opt})^2 + (B_S - B_{opt})^2]$$

$$F = F_{min} + \frac{|Y_S - Y_{opt}|^2 R_n}{G_S}$$

当晶体管、偏置及工作频率确定后，噪声参数 F_{min} 、 Y_{opt} 和 R_n 也就可以确定。

LNA噪声系数

二端口网络噪声参数

R_n	$\overline{v_n^2} / (4kT\Delta f)$	网络等效输入电阻
Y_{opt}	$\sqrt{G_C^2 + G_u / R_n} - jB_C$	最佳信号源导纳
F_{min}	$1 + 2R_n(G_{opt} + G_C)$	最小噪声系数, 其中 $G_{opt} = \sqrt{G_C^2 + G_u / R_n}$

- » 不同信号源导纳下的放大器噪声系数可以计算得到。
- » 通过输入匹配网络的设计, 可以改变源导纳达到给定的噪声指标。
- » 改变 Y_S 或 Z_S 会同时影响放大器的其它性能, 如增益和稳定性等。

归一化后, F 的计算公式表示为

$$F = F_{min} + \frac{|y_S - y_{opt}|^2 r_n}{g_S}$$

$$\text{其中 } r_n = R_n / Z_o \quad y_S = \frac{Y_S}{Y_o} = \frac{G_S + jB_S}{Y_o} = g_S + jb_S \quad y_{opt} = \frac{Y_{opt}}{Y_o} = \frac{G_{opt} + jB_{opt}}{Y_o} = g_{opt} + jb_{opt}$$

LNA噪声系数

► 等噪声系数圆

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

F_{\min} 是器件工作电流和频率的函数，不同的 F_{\min} 对应不同的 Γ_{opt} 。

将 Γ_s 整理出来，有

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

对于某一给定的噪声系数 F_i ，等式右边为一常量，定义它为 N_i ，即

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2$$

可以证明，产生给定 F_i 的 Γ_s 位于一个圆周上，该圆的圆心和半径分别为

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i}$$

$$r_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{opt}|^2)}$$

LNA噪声系数

一般来说，最小噪声系数和最大增益所需要的 Γ_s 是不同的，右图给出了一个管子 Γ_s 平面上的噪声系数和 G_s 圆。

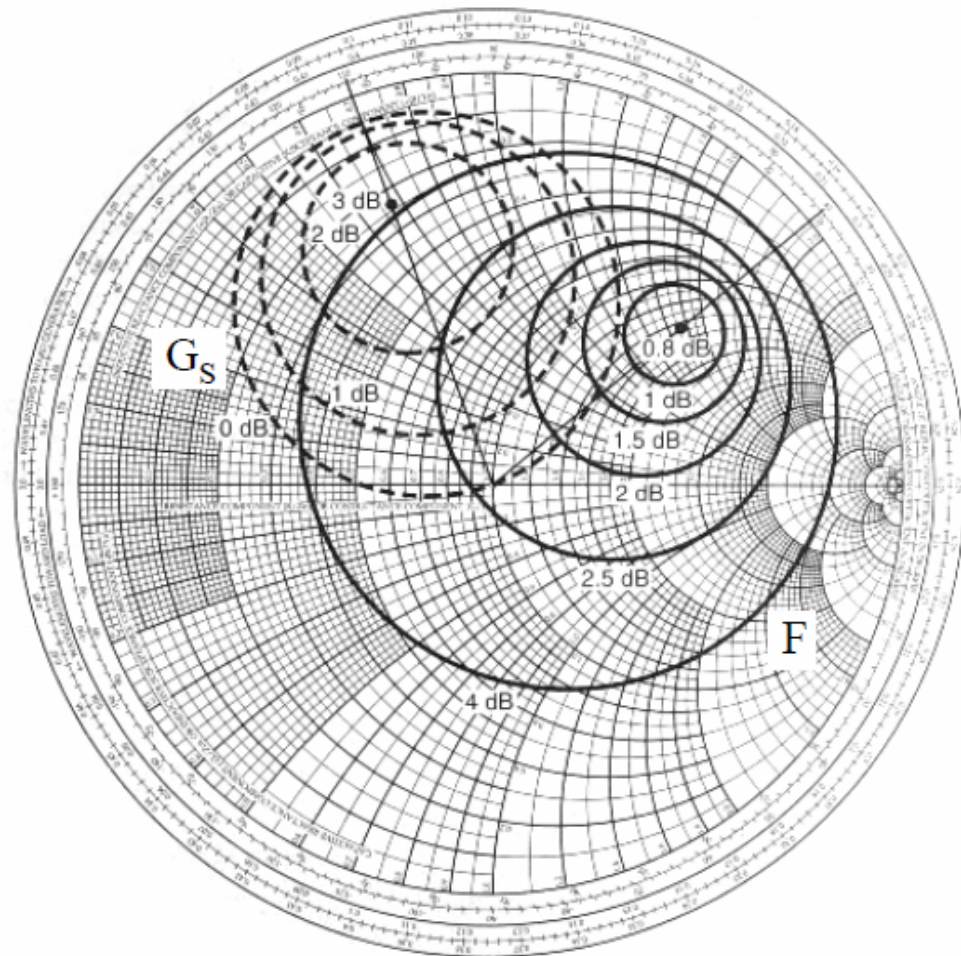
最大增益 $G_s = 3dB$ ，

$\Gamma_s = 0.7 \angle 110^\circ$ ，对应的

$F_i \approx 4dB$ ；

最小噪声系数 $F_{min} \approx 0.8dB$ ，

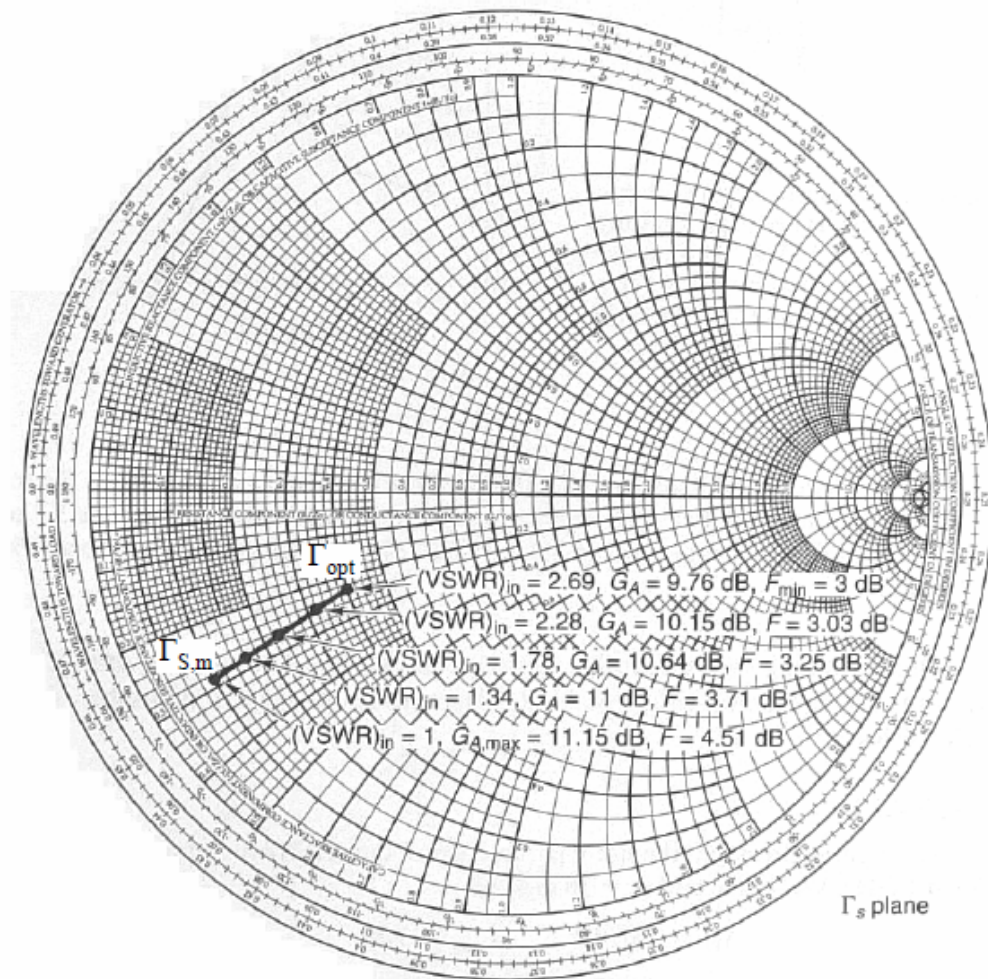
$\Gamma_s = 0.6 \angle 40^\circ$ ，对应的 $G_s \approx -1dB$



LNA噪声系数

这张图更清楚地说明了放大器设计中噪声、增益与匹配之间的折衷关系。

这是一个基于 G_A 的设计，对于当 Γ_S 从 $\Gamma_{S,m}$ 向 Γ_{opt} 变化时，噪声系数和功率增益减小，输入驻波比增大。



LNA结构

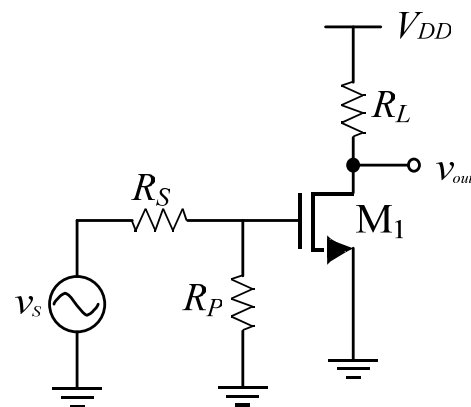
► 场效应管低噪声放大器(MOSFET LNA)

1) 输入端并联电阻的共源放大器

在共源放大器输入端并联一个电阻 $R_P(50\Omega)$ 到地，以实现宽带 50Ω 输入电阻。

- » 输入端的并联电阻将产生热噪声。
- » 并联电阻对输入信号进行了衰减，栅极上的信号电压为信号源电压的一半。
- » 这两种效应叠加在一起将产生很高的噪声系数，若仅考虑两个电阻的热噪声和晶体管漏极电流噪声，且 $R_S=R_P=R$ ，放大器在低频时的噪声系数满足关系式

$$F = 2 + \frac{4\gamma}{\alpha g_m R}$$



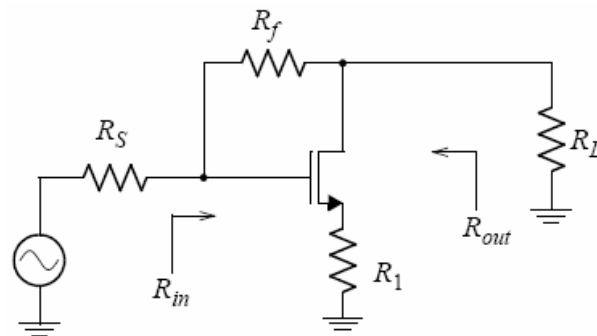
LNA结构

2) 电压并联负反馈共源放大器

» 该放大器与输入端并联电阻的共源放大器一样，可以提供宽带实数输入阻抗。

» 由于它在放大器之前没有含噪声的衰减器使信号减小，所以它的噪声系数比输入端并联电阻情况要小得多。

» 由于反馈网络有热噪声，并且不可能在所有频率下让MOS管栅极看到最佳阻抗 Z_{opt} 。因此整个放大器的噪声系数比 F_{min} 大，典型值是几个分贝。这一放大器具有宽带特性，可以用来实现宽带LNA，尽管其噪声系数不是最小值。



假设 C_{gs} 的电抗为无穷大，可得

$$R_{in} = \frac{(1 + g_m R_1)(R_L + R_f)}{1 + g_m R_1 + g_m R_L} \quad R_{out} = \frac{(1 + g_m R_1)(R_S + R_f)}{1 + g_m R_1 + g_m R_S}$$

如果 $R_S = R_L = R_0$ ，为了获得输入输出同时匹配，令 $R_{in} = R_{out} = R_0$ ，得

$$(1 + g_m R_1)R_f = g_m R_0^2$$

LNA结构

3) 共栅放大器

» 共栅放大器是实现电阻性输入阻抗的另一种结构。由于共栅放大器的输入阻抗为

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

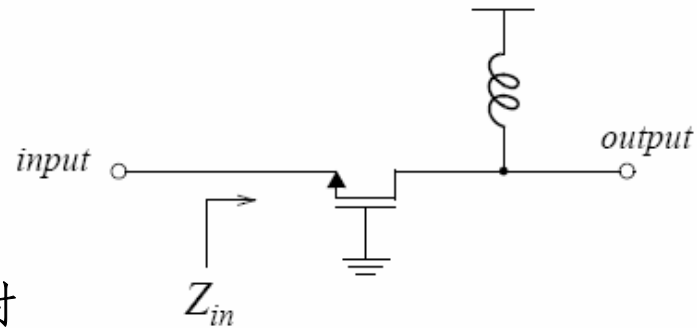
当 $\omega C_{gs} \ll g_m$ 即 $\omega \ll g_m / C_{gs} = \omega_T$ 时

$$Z_{in} = 1 / g_m$$

选择合适的器件尺寸和偏置电流就可以提供**50Ω**电阻，完成输入阻抗匹配。

» 在低频情况下，噪声系数可以表示为

$$F = 1 + \frac{\overline{i_{nd}^2} \left(\frac{1}{1 + g_m R_s} \right)^2}{\overline{e_{ns}^2} \left(\frac{g_m}{1 + g_m R_s} \right)^2} = 1 + \frac{\gamma g_{d0}}{R_s g_m^2}$$



LNA结构

如果此时输入匹配, 即 $R_s = 1/g_m$ 则有

$$F = 1 + \frac{\gamma g_{d0}}{g_m} = 1 + \frac{\gamma}{\alpha} = \begin{cases} \frac{5}{3} = 2.2 \text{ dB} & (\text{长沟道}) \\ \geq 3 = 4.8 \text{ dB} & (\text{短沟道}) \end{cases}$$

» 在高频和考虑栅噪声时, 噪声系数将明显变大, 并满足不等式

$$F \geq 1 + \frac{\gamma}{\alpha}$$

LNA结构

4) 具有源极电感负反馈的共源放大器

(1) 输入阻抗匹配

分析和实践显示，右图所示的放大器结构能够提供与信号源匹配的输入电阻，但完全的匹配只在一个频率点获得，因此它仅适于窄带工作。与反馈等匹配方式相比，它在噪声和功耗上的优点非常明显。

忽略 C_{gd} ，源极反馈电感 L_s 使输入阻抗变为

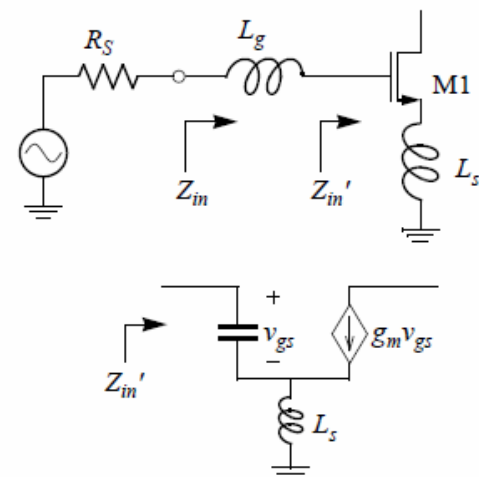
$$Z_{in}' = \frac{1}{sC_{gs}} + \left(1 + g_m \frac{1}{sC_{gs}}\right) sL_s = \frac{1}{sC_{gs}} + sL_s + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s$$

如果 C_{gs} 和 L_s 谐振在工作频率 ω_0 ，则

$$Z_{in}' = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \approx \omega_T L_s$$

因此只要使 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_{gs}}$ 和 $R_S = \omega_T L_s$ 成立，即可形成匹配，但这样固定了管子的尺寸，限制了对其它性能的控制。栅极电感 L_g 保证了 C_{gs} 可以不受阻抗匹配的限制而用于优化噪声系数，此时输入阻抗为

$$Z_{in}(s) = s(L_g + L_s) + \frac{1}{sC_{gs}} + \omega_T L_s$$



- L_s 提供匹配电阻。
- L_g 使输入回路谐振在工作频率。

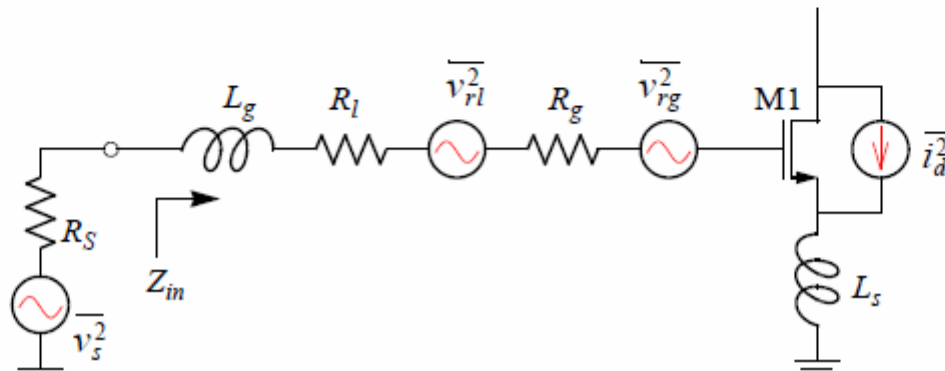
LNA结构

(2) 匹配条件下的噪声系数

上图所示共源放大器的主要噪声源分别为

- » MOS管沟道热噪声 $\overline{i_d^2} = 4kT\gamma g_{d0} \cdot \Delta f$
- » 电感 L_g 的串联寄生电阻 R_l 的热噪声 $\overline{v_{rl}^2} = 4kTR_l \cdot \Delta f$
- » MOS管栅极多晶硅电阻 R_g 的热噪声 $\overline{v_{rg}^2} = 4kTR_g \cdot \Delta f$

加上信号源内阻的热噪声 $\overline{v_s^2} = 4kTR_s \cdot \Delta f$ ，上图可改成



LNA结构

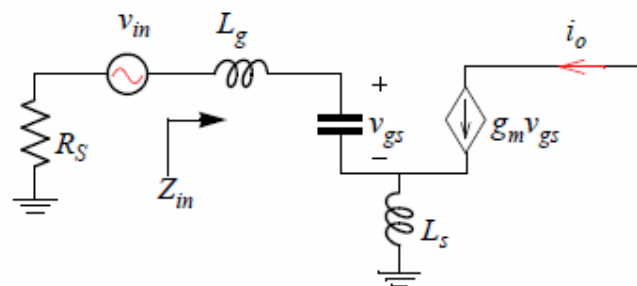
根据噪声系数的定义

$$F \equiv \frac{\text{总输出噪声功率}}{\text{信号源在输出端产生的噪声功率}}$$

这可以通过输出噪声电流来计算，也可以将所有噪声源等效为输入噪声电压，在输入端计算，我们这里使用第一种方法。

假设 $R_l + R_g \ll R_S$ ，那么输入端的一个电压源所产生的输出电流可以通过右图等效电路计算：

$$i_o = g_m v_{gs} = g_m \frac{1/(j\omega C_{gs})}{Z_{in} + R_S} v_{in}$$



该电路的等效跨导为

$$G_m(j\omega) = \frac{i_o}{v_{in}} = \frac{1/(j\omega C_{gs})}{Z_{in} + R_S} g_m = \frac{g_m}{j\omega C_{gs} \left[j\omega(L_g + L_s) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \omega_T L_s + R_S \right]}$$

LNA结构

当输入回路谐振在工作频率时 $Z_{in} \approx \omega_T L_s$ ，故

$$G_m(j\omega_0) \approx \frac{g_m}{j\omega_0 C_{gs}(\omega_T L_s + R_S)} \approx \frac{\omega_T}{j\omega_0(\omega_T L_s + R_S)}$$

由于 $\frac{1}{\omega_0 C_{gs}(\omega_T L_s + R_S)}$ 为输入谐振回路的等效 Q 值，将其定义为 Q_{in} 。

利用 G_m 和三个输入噪声电压的不相关性，它们所产生的总的输出噪声电流为

$$\overline{i_{o,1}^2} = (\overline{v_s^2} + \overline{v_{rl}^2} + \overline{v_{rg}^2}) |G_m|^2 = \frac{\omega_T^2 \cdot 4kT(R_S + R_g + R_l)\Delta f}{\omega_0^2(\omega_T L_s + R_S)^2}$$

其中由源电阻 R_S 所引起的部分为

$$\overline{i_{o,s}^2} = \frac{\omega_T^2 \cdot 4kTR_S\Delta f}{\omega_0^2(\omega_T L_s + R_S)^2}$$

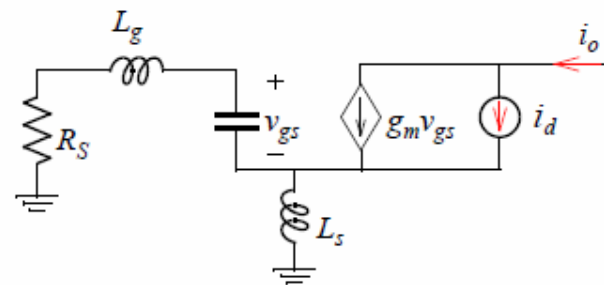
另一部分输出噪声电流由 MOS 管的沟道热噪声所引起，同样假设 $R_l + R_g \ll R_S$ ，根据右图的等效电路，有

LNA结构

$$i_{o,d} \cdot \frac{-L_S/C_{gs}}{R_S + j\omega(L_S + L_g) + 1/j\omega C_{gs}} \cdot g_m + i_d = i_{o,d}$$

$$i_{o,d} = \frac{R_S + j\omega(L_S + L_g) + 1/(j\omega C_{gs})}{R_S + j\omega(L_S + L_g) + 1/(j\omega C_{gs}) + (g_m L_S)/C_{gs}} i_d$$

在谐振频率 ω_0 处



$$i_{o,d} \approx \frac{R_S}{R_S + \omega_T L_S} i_d$$

$$\overline{i_{o,d}^2} = \frac{R_S^2}{(R_S + \omega_T L_S)^2} \overline{i_d^2} = \frac{R_S^2 \cdot 4kT\gamma g_{d0} \Delta f}{(R_S + \omega_T L_S)^2}$$

于是

$$F = \frac{\overline{i_{o,1}^2} + \overline{i_{o,d}^2}}{\overline{i_{o,s}^2}} = \frac{\frac{\omega_T^2 \cdot 4kT(R_S + R_g + R_l)\Delta f}{\omega_0^2(\omega_T L_S + R_S)^2} + \frac{R_S^2 \cdot 4kT\gamma g_{d0}\Delta f}{(R_S + \omega_T L_S)^2}}{\frac{\omega_T^2 \cdot 4kTR_S\Delta f}{\omega_0^2(\omega_T L_S + R_S)^2}} = 1 + \frac{R_g}{R_S} + \frac{R_l}{R_S} + \gamma g_{d0} R_S \left(\frac{\omega_0}{\omega_T} \right)^2$$

该表达式显示，在给定信号源内阻的条件下，必须尽量减小输入端的寄生电阻以及沟道噪声。

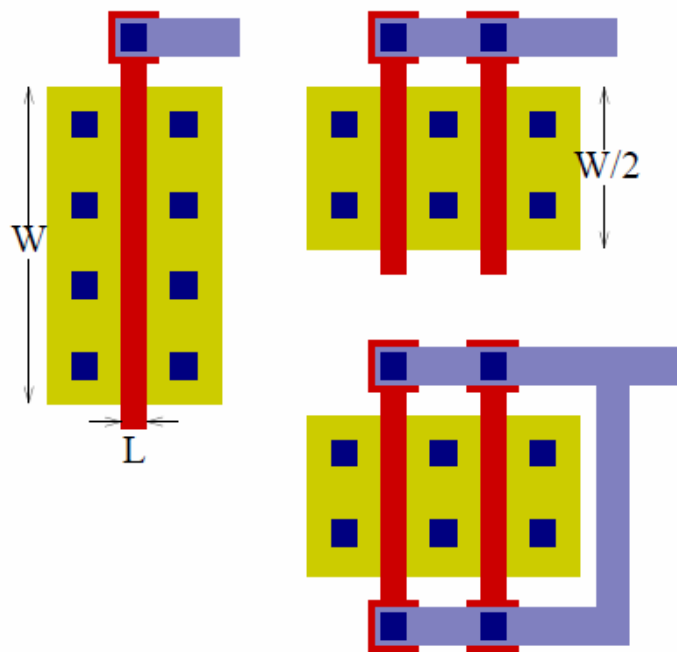
LNA结构

输入寄生电阻中, R_l 取决于电感 L_g 的品质因数, 而 R_g 则可通过多指结构的版图进行优化。 R_{sq} 为多晶硅栅极的方块电阻, 考虑分布效应并忽略接触孔电阻, 叉指数为 n 时单端连接的多指结构的等效栅电阻为

$$R_g = \frac{1}{3n^2} \frac{R_{sq} W}{L}$$

双端连接的多指结构的等效栅电阻为

$$R_g = \frac{1}{12n^2} \frac{R_{sq} W}{L}$$



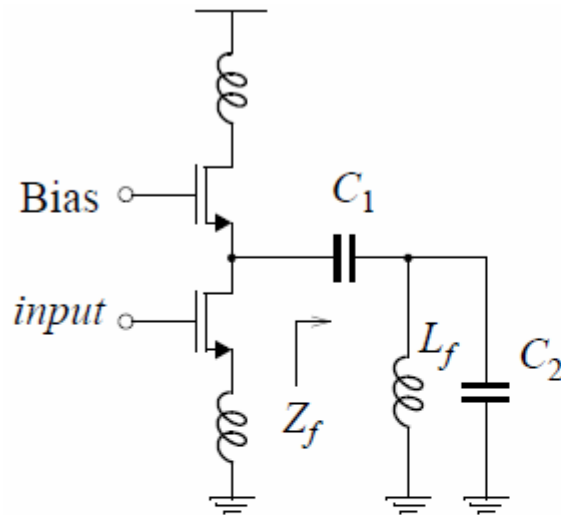
电阻的计算并没有考虑各栅极之间的连线电阻。

对噪声系数影响最大的噪声源为管子的沟道热噪声, 若 R_l 和 R_g 的影响可以忽略, 则噪声系数可以近似表示为

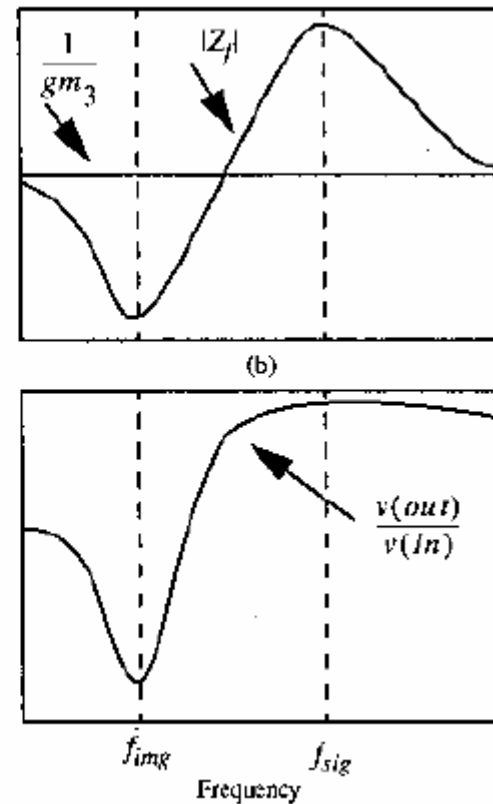
$$F \approx 1 + \gamma g_{d0} R_s \left(\frac{\omega_o}{\omega_T} \right)^2 \quad (\text{没有考虑栅极感应噪声电流!})$$

LNA结构

5) 镜像抑制LNA

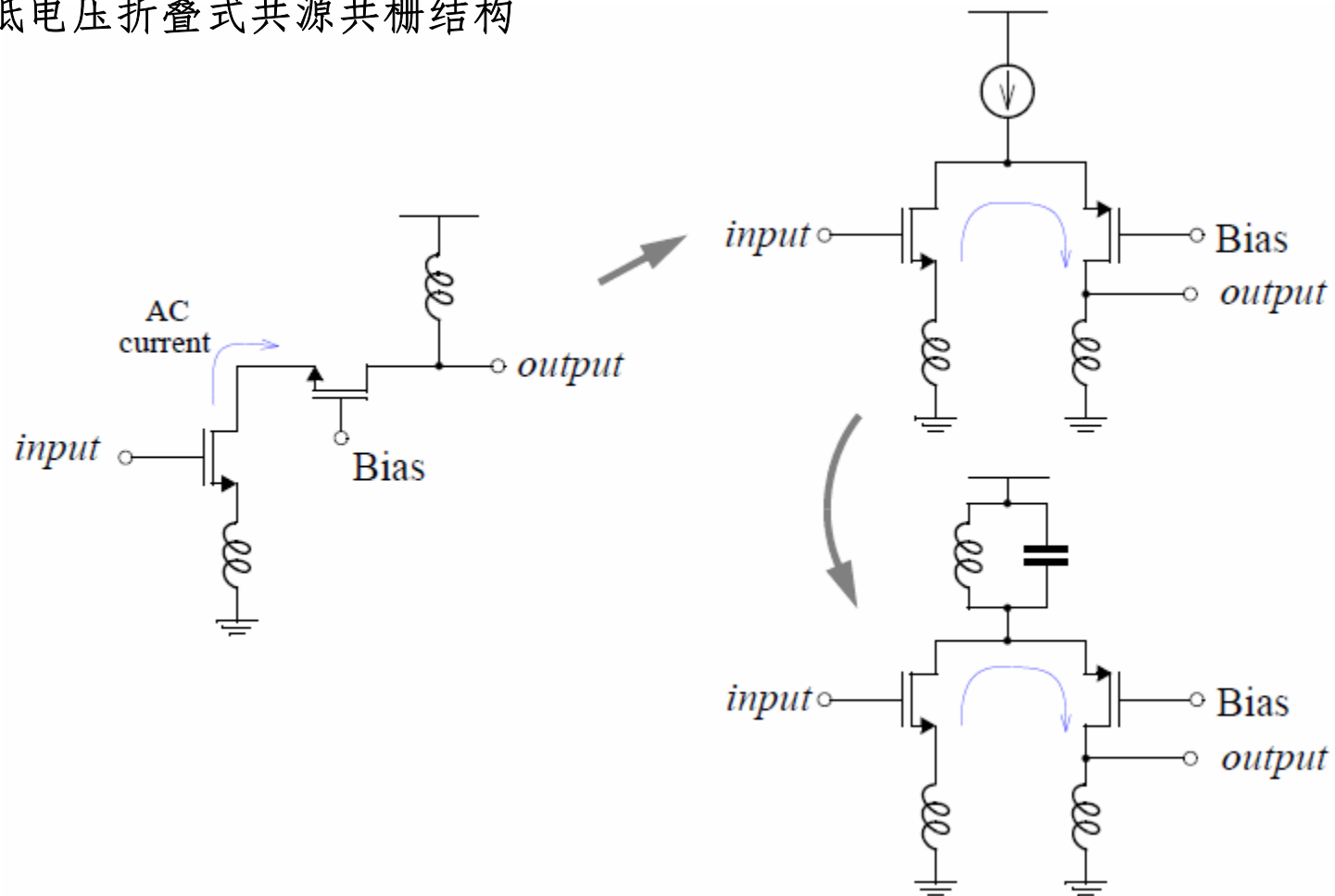


$$Z_f = \frac{L_f(C_1 + C_2)s^2 + 1}{C_1 C_2 L_f s^3 + C_1 s}$$



LNA结构

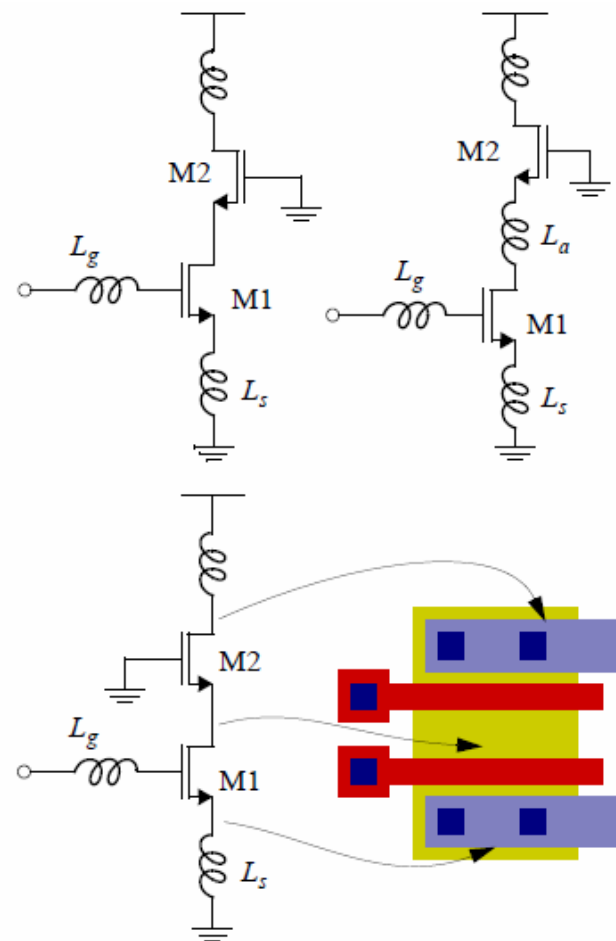
6) 低电压折叠式共源共栅结构



LNA结构

7) 共源共栅放大器性能改善

- 共源共栅极间匹配
设计思想是利用电感 L_a 在 M1 和 M2 之间形成共轭匹配, 但 L_a 引入了一个负的输入阻抗 (C_{gd} 的作用), 为保持阻抗匹配, 需要同时增大 L_s 和 L_g , 结果是噪声系数、隔离度等参数的恶化
- 双重栅极 MOS 管的共源共栅放大器
与极间匹配的努力相反, 将 M1 和 M2 之间的寄生阻抗减至最小获得了满意的结果



LNA结构

►双极型管低噪声放大器

1) 电路模型和等效输入噪声源

$$\overline{v_b^2} = 4kTr_b \cdot \Delta f$$

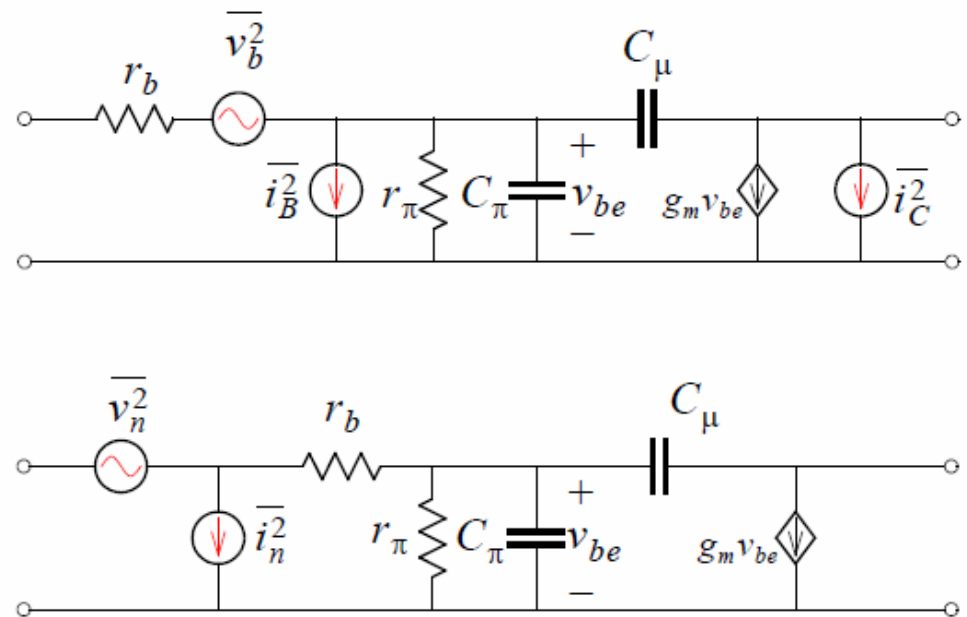
$$\overline{i_C^2} = 2qI_C \cdot \Delta f$$

$$\overline{i_B^2} = 2qI_B \cdot \Delta f$$

$$\overline{v_n^2} \approx \overline{v_b^2} + \frac{\overline{i_C^2}}{g_m^2} + \overline{i_B^2} r_b \approx \overline{v_b^2} + \frac{\overline{i_C^2}}{g_m^2}$$

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_B^2} + \frac{\overline{i_C^2}}{|\beta(j\omega)|^2}$$

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\beta_0(\omega/\omega_T)}$$



LNA结构

当信号源内阻为 R_S 时，电路的噪声系数

$$F = 1 + \frac{\overline{(v_n + i_n R_S)^2}}{4kTR_S \cdot \Delta f}$$

为了计算方便， v_n 和 i_n 之间的相关性通常被忽略，即

$$\begin{aligned}\overline{(v_n + i_n R_S)^2} &= \overline{v_n^2} + \overline{i_n^2 R_S^2} \\ &= \overline{v_b^2} + \frac{1}{g_m^2} \overline{i_C^2} + \overline{i_B^2} R_S^2 + \frac{R_S^2}{|\beta(j\omega)|^2} \overline{i_C^2} \\ &= \left[4kTr_b + 4kT \frac{1}{2g_m} + 2qI_C R_S^2 \left(\frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{|\beta(j\omega)|^2} \right) \right] \Delta f\end{aligned}$$

于是

$$F = 1 + \frac{r_b}{R_S} + \frac{1}{2g_m R_S} + \frac{g_m R_S}{2} \left[\frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{|\beta(j\omega)|^2} \right]$$

LNA结构

2) 设计举例

采用两级共发放大器级联结构，输入输出均匹配到 50Ω 。

若第一级放大器有足够的增益，则噪声系数主要由第一级放大器决定，主要参数为

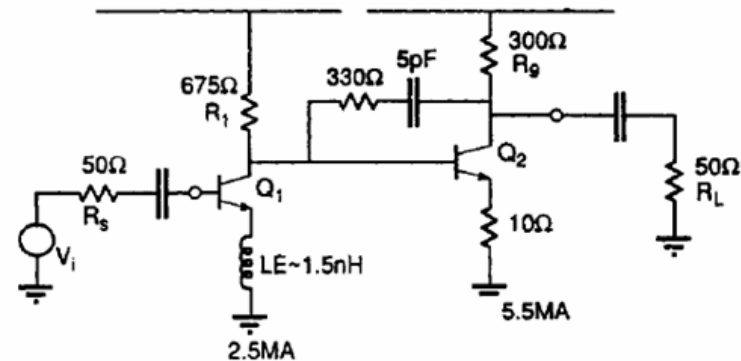
$$r_b = 11\Omega \quad g_m \approx 0.1 S \quad f_T = 5 GHz$$

$$\beta_0 = 80 \quad |\beta(j\omega)| = 5.5$$

因此，第一级放大器的噪声系数为

$$F = 1 + \frac{r_b}{R_s} + \frac{1}{2g_m R_s} + \frac{g_m R_s}{2} \left(\frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{|\beta(j\omega)|^2} \right)$$

$$= 1 + \frac{11}{50} + \frac{5}{50} + \frac{5}{160} + \frac{5}{60} \approx 1.6 dB$$



仿真结果显示，第二级电路使噪声系数 F 上升为 $1.95 dB$ ，即增加了 $0.35 dB$ 。

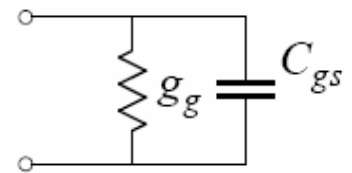
第一级的输入匹配通过发射极电感负反馈获得，输入阻抗为

$$Z_{in} = r_b + \frac{g_m L_E}{C_\pi} + j\omega L_E + \frac{1}{j\omega C_\pi}$$

MOS管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声

➤ 高频激励下的栅极阻抗

栅极所加激励信号频率 $\omega_0 \ll \omega_T$ 时，栅极的输入阻抗呈纯容性，即栅极的信号电流超前电压 90° 。当信号频率趋近于 ω_T ，沟道中载流子的响应速度开始跟不上信号的变化速度，信号电流与纯容性阻抗的情况相比出现滞后，在电路参数上表现为输入阻抗中出现实部，这可以用一个电导 g_g 来表示：



$$g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}}$$

这种现象是由器件的分布特性所引起的，对应的电路模型称为准静态模型，一个与此相关的现象是栅极噪声电流。

MOS管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声

► 栅极感应噪声电流(Drain induced gate noise)

沟道载流子的不规则运动也会在栅极引起感应噪声电流 $\overline{i_g^2}$ (注意这不是栅极漏电流的散弹噪声):

$$\overline{i_g^2} = 4kT\delta g_g \cdot \Delta f$$

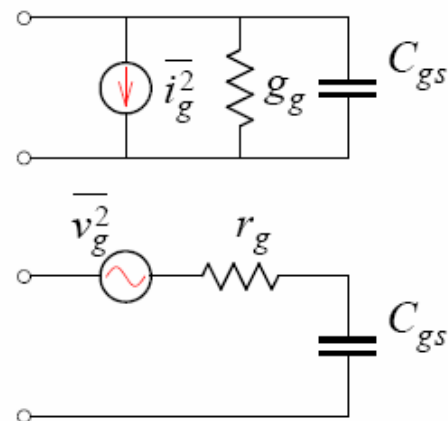
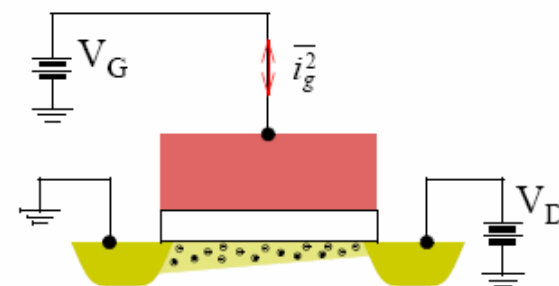
其中的 δ 称为栅噪声系数, 长沟道器件在饱和状态下 $\delta \approx 4/3$ 。

$\overline{i_g^2}$ 与 g_g 的并联可以等效成一个噪声电压源 $\overline{v_g^2}$ 与一个电阻 r_g 的串联:

$$\overline{v_g^2} = 4kT\delta r_g \cdot \Delta f$$

$$r_g = \frac{1}{5g_{d0}}$$

电导 g_g 或电阻 r_g 并不是物理电阻, 所以它们本身不产生噪声。



MOS管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声

► 栅噪声与沟道噪声的关系

栅噪声电流和沟道噪声电流都是沟道载流子的不规则运动引起的，因此它们具有相关性，长沟道条件下的相关系数为

$$c = \frac{\overline{i_g \cdot i_d^*}}{\sqrt{\overline{i_g^2} \cdot \overline{i_d^2}}} \approx j0.395$$

故 i_g 可表示为与沟道热噪声相关和不相关的部分 i_{gc} 和 i_{gu} ：

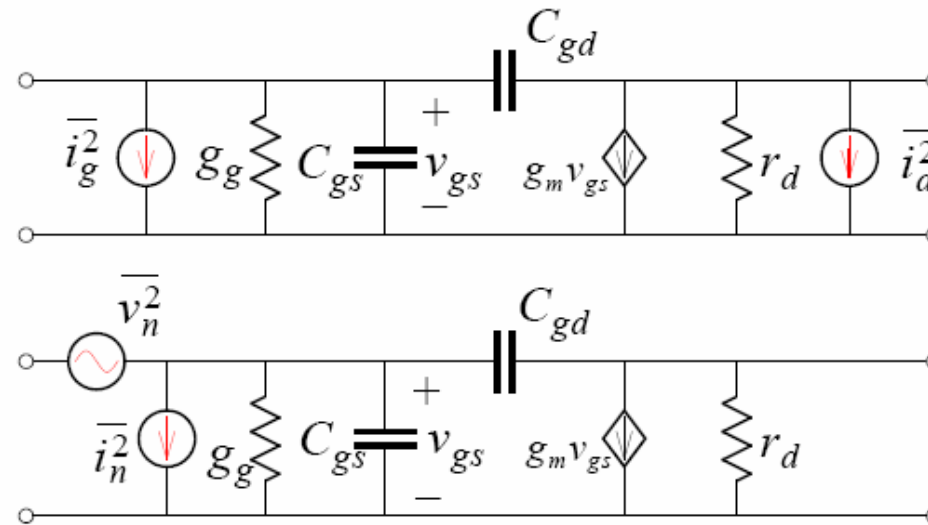
$$i_g = i_{gc} + i_{gu}$$
$$|c|^2 = \frac{(\overline{i_{gc} + i_{gu}}) \cdot \overline{i_d^*}^2}{\overline{i_g^2} \cdot \overline{i_d^2}} = \frac{[\overline{i_{gc} \cdot i_d^*} + \overline{i_{gu} \cdot i_d^*}]^2}{\overline{i_g^2} \cdot \overline{i_d^2}} = \frac{\overline{i_{gc} \cdot i_d^*}^2}{\overline{i_g^2} \cdot \overline{i_d^2}} = \frac{\overline{i_{gc}^2} \cdot \overline{i_d^2}}{\overline{i_g^2} \cdot \overline{i_d^2}} = \frac{\overline{i_{gc}^2}}{\overline{i_g^2}}$$

所以有

$$\overline{i_{gc}^2} = \overline{i_g^2} |c|^2$$
$$\overline{i_g^2} = \overline{(i_{gc} + i_{gu})^2} = 4kT\delta g_g |c|^2 \Delta f + 4kT\delta g_g (1 - |c|^2) \Delta f$$

MOS管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声

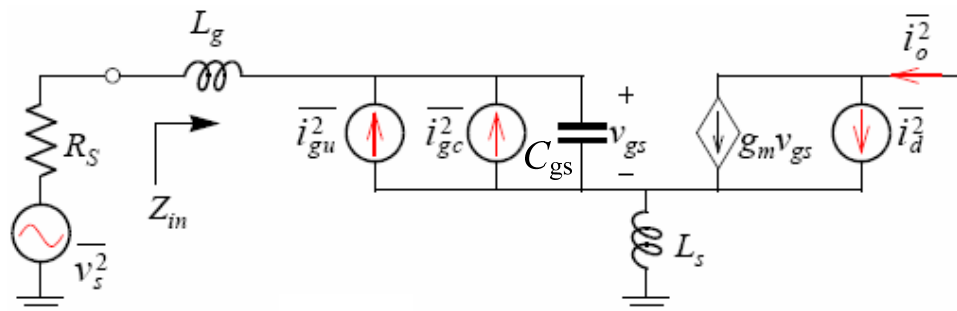
►短沟道MOS管的噪声模型



$$\overline{v_n^2} = \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2} + \overline{v_g^2} \approx \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2} \quad \overline{i_n^2} = \overline{\left(\frac{j\omega C_{gs}}{g_m} i_d + i_{gc} \right)^2} + 4kT\delta g_g (1 - |c|^2) \Delta f$$

MOS管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声

➤含有栅噪声的LNA噪声系数



引入了栅极噪声电流后，对前面的分析需要进行修正。当栅宽减小时，虽然 i_d 的影响在减小，但由于 C_{gs} 的阻抗增加了，栅极感应噪声电流的影响会增大，因此噪声系数不会趋向于1。

由于 i_g 与 i_d 之间的部分相关性，栅极噪声电流 i_{gu} 和 i_{gc} 所引起的输出噪声电流需要分别考虑，可以证明总的噪声系数为

$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{\chi}{Q_L} \frac{\omega_o}{\omega_T}$$

MOS管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声

其中

α : 定义为 g_m 和 g_{d0} 的比值, $\alpha < 1$, 即 $\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}}$

Q_L : 定义为 L_g 、 L_s 、 C_{gs} 和 R_s 所组成的串联谐振电路的Q值, 即

$$Q_L = \frac{\omega_o (L_g + L_s)}{R_s} = \frac{1}{\omega_o C_{gs} R_s}$$

χ : 定义为

$$\chi = 1 + 2|c|Q_L \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}} + \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} (1 + Q_L^2)$$

由于 χ 中包含了常数项和分别正比于 Q_L 和 Q_L^2 的项, 因此 F 的表达式中就包含了常数项以及分别正比于和反比于 Q_L 的项, 从而必定存在一个 Q_L (或某一个管子尺寸)使 F 达到最小值。

δ/γ : 由于 i_d 与 i_g 产生的源头相同, Thomas Lee在他的论述中假设了工艺的变化对它们具有相同的影响, 也就是

$$\frac{\delta}{\gamma} = \frac{\delta}{\gamma} \bigg|_{long\ channel} = 2$$

CMOS最小噪声系数

➤二端口网络的噪声参数

$$R_n = \frac{\overline{v_n^2}}{4kT\Delta f} = \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2} \frac{1}{4kT\Delta f} = \frac{4kT\gamma g_{d0}\Delta f}{g_m^2 4kT\Delta f} = \frac{\gamma g_{d0}}{g_m^2} = \frac{\gamma}{\alpha} \frac{1}{g_m}$$

$$G_u = \frac{4kT\delta g_g(1-|c|^2)\Delta f}{4kT\Delta f} = \delta g_g(1-|c|^2) = \frac{\delta\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}}(1-|c|^2)$$

$$Y_c = \frac{i_{gc} + (j\omega C_{gs}/g_m) \cdot i_d}{v_n} = \frac{i_{gc} + (j\omega C_{gs}/g_m) \cdot i_d}{i_d/g_m} = g_m \frac{i_{gc}}{i_d} + j\omega C_{gs}$$

而

$$\frac{i_{gc}}{i_d} = \frac{i_{gc}i_d^*}{i_d i_d^*} = \frac{\overline{i_{gc}i_d^*}}{\overline{i_d i_d^*}} = \frac{\overline{i_{gc}i_d^*}}{\overline{i_d^2}} = \frac{\overline{i_g i_d^*}}{\overline{i_d^2}} = \frac{\overline{i_g i_d^*}}{\sqrt{\overline{i_d^2}}\sqrt{\overline{i_d^2}}}\sqrt{\overline{i_g^2}} = \frac{\overline{i_g i_d^*}}{\sqrt{\overline{i_d^2}}\sqrt{\overline{i_g^2}}}\sqrt{\overline{i_d^2}} = c\sqrt{\frac{\overline{i_g^2}}{\overline{i_d^2}}}$$

CMOS最小噪声系数

$$\sqrt{\frac{i_g^2}{i_d^2}} = \sqrt{\frac{4kT\delta g_g \Delta f}{4kT\gamma g_{d0} \Delta f}} = \sqrt{\frac{\delta g_g}{\gamma g_{d0}}} = \sqrt{\frac{\delta(\omega^2 C_{gs}^2)/(5g_{d0})}{\gamma g_{d0}}} = \frac{\omega C_{gs}}{g_{d0}} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}}$$

所以有

$$\begin{aligned} Y_c &= G_c + jB_c = g_m \frac{i_{gc}}{i_d} + j\omega C_{gs} = \frac{g_m c}{g_{d0}} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \omega C_{gs} + j\omega C_{gs} \\ &\approx j\omega C_{gs} \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) \end{aligned}$$

最后得

$$G_c = 0$$

$$B_c = \omega C_{gs} \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)$$

CMOS最小噪声系数

由此可以求出获得最小噪声系数所需的最佳信号源导纳为

$$G_{opt} = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)}$$

$$B_{opt} = -B_c = -\omega C_{gs} \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)$$

最小噪声系数为

$$F_{min} = 1 + 2R_n (G_{opt} + G_c) \approx 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma \delta (1 - |c|^2)}$$

LNA噪声优化方法

➤ 传统结构的噪声优化

1) 优化方法及局限性

两种优化方法：

» 噪声和功率同时匹配

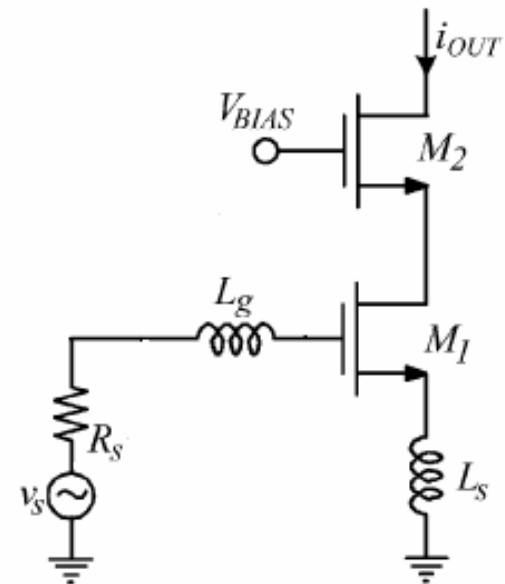
(Simultaneous Noise Input Matching)

问题：功耗确定，且很大

» 限定功耗的优化噪声

(Power Constraint Noise Optimization)

问题： $NF \neq NF_{min}$



LNA噪声优化方法

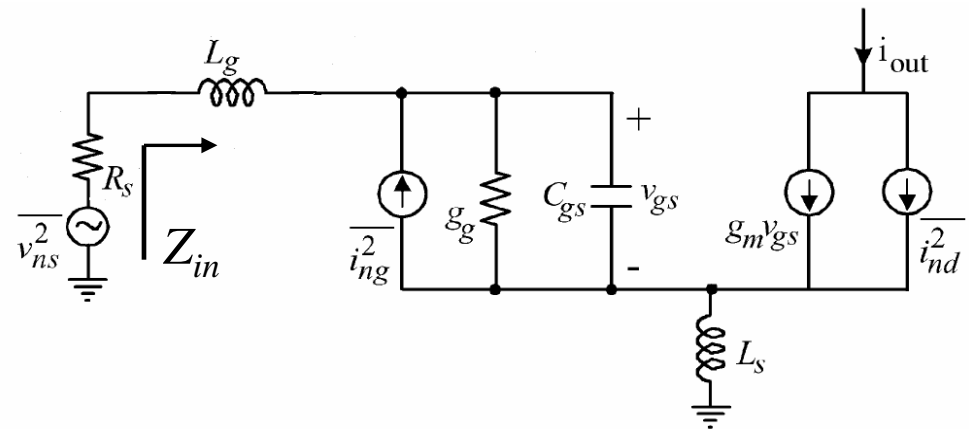
2) 传统结构的噪声分析

» 最佳源阻抗

$$Z_{opt} = \frac{\sqrt{\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma} (1 - |c|^2) + j \left(1 + a|c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma} (1 - |c|^2) + \left(1 + a|c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\} - s(L_s + L_g)}$$

» 输入阻抗

$$Z_{in} = s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_{gs}} + \frac{g_m L_s}{C_{gs}}$$



» 最小噪声系数

$$F_{min} = 1 + \frac{2\omega}{\sqrt{5}\omega_T} \sqrt{\delta\gamma (1 - |c|^2)}$$

LNA噪声优化方法

3) 传统结构的优化思路

$$Z_{opt} = Z_{in}^* \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} \operatorname{Re}[Z_{opt}] = f(C_{gs}) = 50 \\ \operatorname{Im}[Z_{opt}] = f(C_{gs}, L_s, L_g) = 0 \\ \operatorname{Re}[Z_{in}] = f(C_{gs}, L_s, I_D) = 50 \\ \operatorname{Im}[Z_{in}] = f(C_{gs}, L_s, L_g) = 0 \end{cases}$$

结论：

» 4个方程，4个未知数，只有一组解，即功率匹配和噪声匹配同时满足时，功耗(I_D)是确定的，不可以优化。

» 如果限定功耗，功率匹配和噪声匹配就不可能同时满足，只能在限定的功耗下优化噪声，使其最小，但永远不可能等于最小噪声系数 NF_{\min} 。

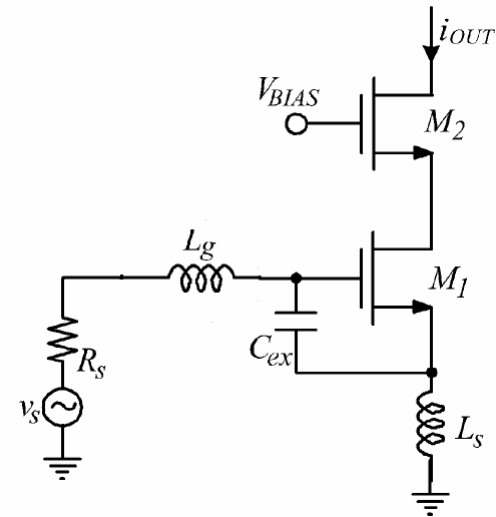
LNA噪声优化方法

➤ 改进结构的噪声优化

限定功耗的噪声和功率同时匹配 (Power Constraint Simultaneous Noise Input Matching, PCSNIM)

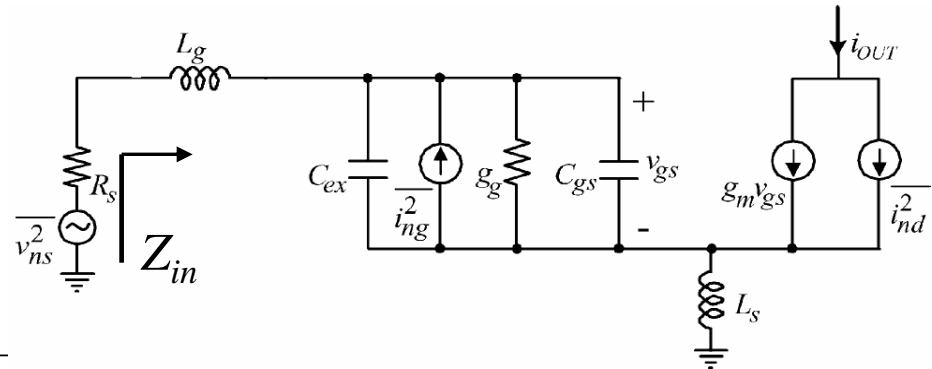
» 栅极和源极之间并接电容 C_{ex} 。

» 在不恶化 NF_{min} 的前提下，增加了可调参数，实现限定功耗下的功率和噪声同时匹配。



LNA噪声优化方法

1) PCSNIM结构噪声分析



$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{opt} = \frac{\sqrt{\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)} + j \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + a |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma} (1 - |c|^2) + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + a |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} \\ \quad - s(L_s + L_g) \\ Z_{in} = s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_t} + \frac{g_m L_s}{C_t} \\ C_t = C_{gs} + C_{ex} \end{array} \right.$$

$$F_{min} = 1 + \frac{2\omega}{\sqrt{5}\omega_T} \sqrt{\delta\gamma (1 - |c|^2)}$$

LNA噪声优化方法

2) PCSNIM结构优化思路

$$Z_{opt} = Z_{in}^* \quad \rightarrow \quad \begin{cases} \operatorname{Re}[Z_{opt}] = f(C_{gs}, C_{ex}) = 50 \\ \operatorname{Im}[Z_{opt}] = f(C_{gs}, C_{ex}, L_s, L_g) = 0 \\ \operatorname{Re}[Z_{in}] = f(C_{gs}, L_s, I_D) = 50 \\ \operatorname{Im}[Z_{in}] = f(C_{gs}, C_{ex}, L_s, L_g) = 0 \end{cases}$$

结论：

- » 4个方程，5个未知数。
- » 限定任何一个参数，再优化其他参数。
- » 通常选择限定功耗 I_D 。

LNA噪声优化方法

3) PCSNIM结构特点

- » 限定功耗时， C_{gs} 比传统结构小。
- » 通过加入电容 C_{ex} 后， C_t 通常大于传统结构中的 C_{gs} 。
- » 由右式看出PCSNIM结构的源极负反馈电感 L_s 得到了减小，故可以得到更好的噪声系数。

$$L_s \approx \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega\omega_T C_t}$$

PCSNIM结构

$$L_s \approx \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega\omega_T C_{gs}}$$

SNIM结构

LNA噪声优化方法

4) PCSNIM结构优化方法

- » 选择合适的 V_{GS} , 使 NF_{min} 最小。
- » 根据功耗的要求, 选择晶体管尺寸 W (取最小栅长)。
- » 选择 C_{ex} , 使满足 $Re[Z_{opt}] = R_s = 50$
- » 选择 L_s , 使满足 $Re[Z_{in}] = R_s = 50$
- » 选择 L_g , 使满足 $Im[Z_{in}] = 0$

LNA噪声优化方法 — 噪声抵消技术

➤ 采用噪声抵消技术的LNA设计

1) 噪声抵消原理 [Federico Bruccoleri, JSSC]

- » 噪声抵消原理是通过电路的方法，减小或抵消电路中的主要噪声源在输出端产生的噪声，从而减小电路的总噪声系数。
- » CMOS LNA的主要噪声源来自放大MOS管的沟道热噪声，因此电路设计思路是通过增加额外的通路，使沟道热噪声经过不同的通路到达输出后能够相互抵消。

LNA噪声优化方法 — 噪声抵消技术

输入阻抗为

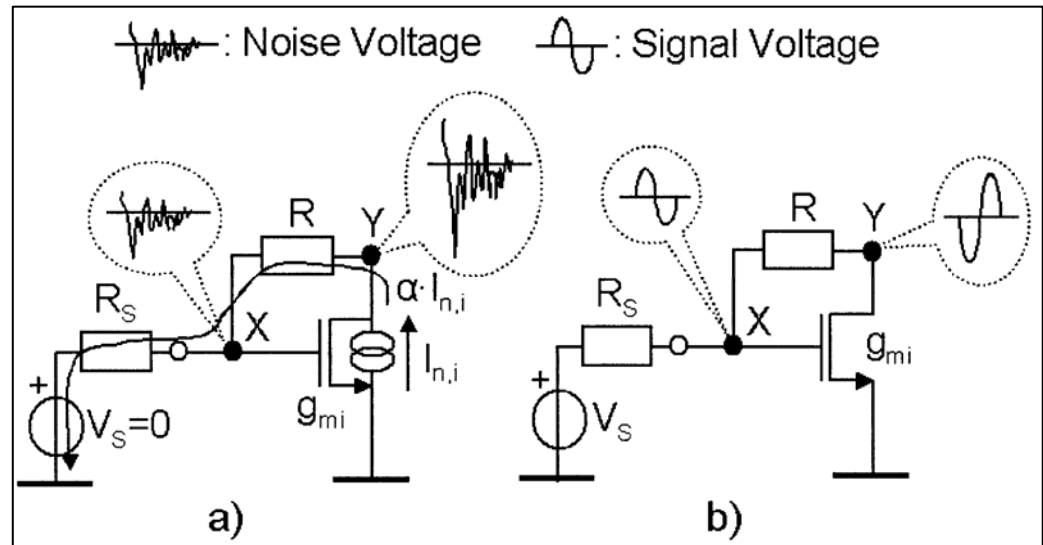
$$Z_{in} = 1 / g_{mi}$$

噪声增益为

$$A_{v1,n} = \frac{V_{Y,n}}{V_{X,n}} = 1 + \frac{R}{R_S}$$

信号增益为

$$A_{v1,s} = \frac{V_{Y,s}}{V_{X,s}} = 1 - g_{mi}R$$



a) 在节点Y和X的噪声电压

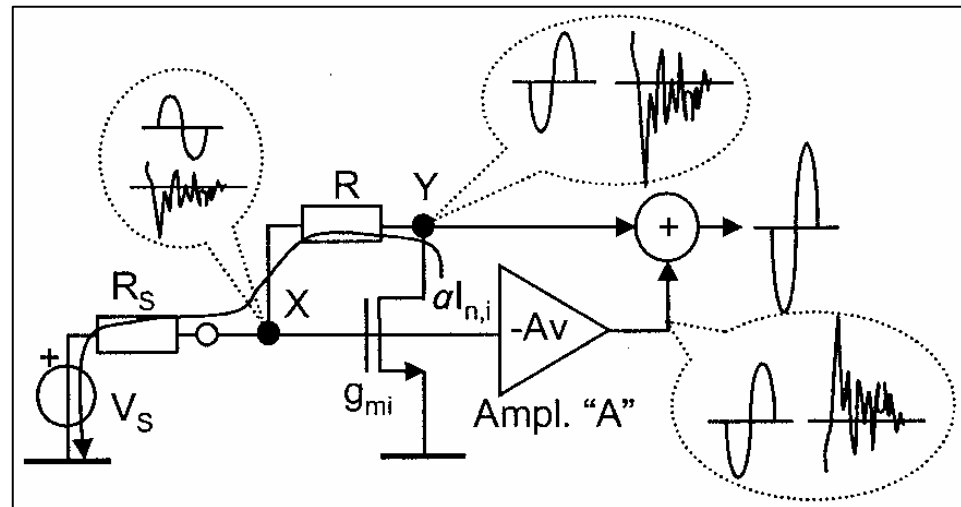
b) 在节点X和Y的信号电压

- 当输入阻抗匹配时 $Z_{in} = 1 / g_{mi} = R_S$ $A_{v1,s} = \frac{V_{Y,s}}{V_{X,s}} = 1 - \frac{R}{R_S}$
- 节点X和Y的信号反相 (当 $g_{mi}R > 1$ 时)
- 节点X和Y的噪声同相

LNA噪声优化方法 — 噪声抵消技术

对于噪声，X点的噪声电压经反向放大器A放大后，经加法器与Y点噪声电压相加，实现噪声抵消。令加法器输出端噪声电压为0，可求出 A_v 。此时有

$$V_{out, n} = V_{Y, n} + V_{X, n} \cdot (-A_v) = 0$$

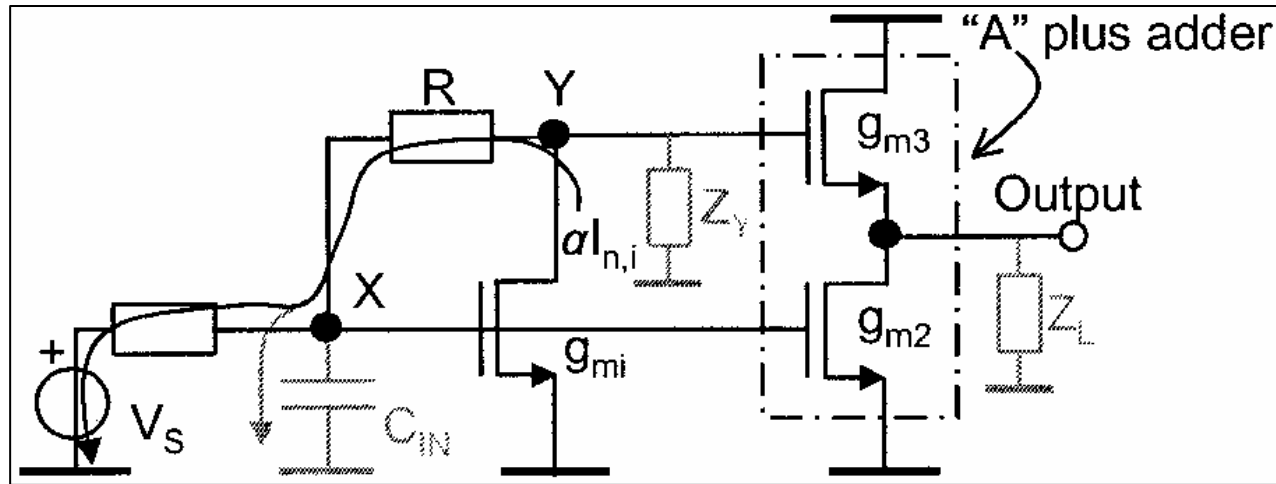


$$A_v = \frac{V_{Y, n}}{V_{X, n}} = 1 + \frac{R}{R_S}$$

对于信号，节点X与Y的电压反相（假定 $g_{mi}R > 1$ ）。同时，X点信号又经反相放大器A放大后，经加法器与Y点信号相加，提高了信号增益。此时有

$$A_{v, s} = \frac{V_{Y, s} - A_v V_{X, s}}{V_{X, s}} = \frac{V_{Y, s}}{V_{X, s}} - A_v = -2 \frac{R}{R_S}$$

LNA噪声优化方法 — 噪声抵消技术



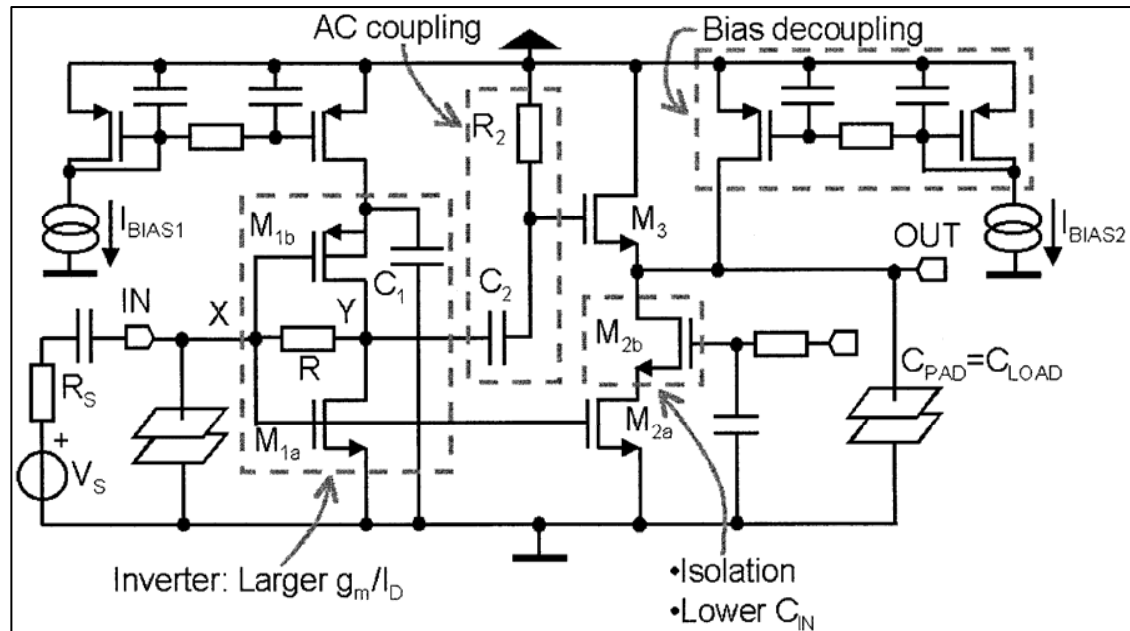
- » M_2 管实现反相放大器的作用
- » M_3 管实现电压跟随
- » 噪声经两条支路后在输出端相互抵消，而信号则得以增强。

LNA噪声优化方法 — 噪声抵消技术

2) 电路实现 [Federico Bruccoleri, JSSC]

- M1a和M1b管通过电流复用来构成输入匹配级

$$R_i = \frac{1}{g_{m1a} + g_{m1b}}$$



- M2b用于提高电路的反向隔离性能
- C1是M1b管的源极交流旁路电容
- R2、C2构成高通滤波器。

LNA噪声优化方法 — 噪声抵消技术

— 芯片性能指标 [Federico Bruccoleri, JSSC]

$A_{VF,TOT}= V_{OUT}/V_S $	13.7dB
-3dB Bandwidth	2-1600 MHz
$ S_{12} $	<-36dB in 10-1800 MHz
$ S_{11} $	<-8dB in 10-1800 MHz
$ S_{22} $	<-12dB in 10-1800 MHz
IIP3 (Input Ref.)	0dBm ($f_1=900\text{MHz}$ & $f_2=905\text{MHz}$)
IIP2 (Input Ref.)	12dBm ($f_1=300\text{MHz}$ & $f_2=200\text{MHz}$)
ICP1dB (Input Ref.)	-9dBm ($f_1=900\text{MHz}$)
$NF_{50\Omega}$	$\leq 2\text{dB}$ in 250-1100 MHz $\leq 2.4\text{dB}$ in 150-2000 MHz
$I_{DD}@V_{DD}$	14mA@2.5Volt
Area	0.3x0.25 mm ²
Technology	0.25 μm CMOS

参考文献

- [1] Paul R. Gray and Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 3rd ed. Chapter 11, Wiley, 1993.
- [2] Robert G. Meyer and William D. Mack, "A 1-GHz BiCMOS RF Front-End IC", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 350-355, March, 1994.
- [3] Derek K. Shaeffer and Thomas H. Lee, "A 1.5-V 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 745-759, May 1997.
- [4] Yannis E. Papananos, *Radio-Frequency Microelectronic Circuits for Telecommunication Applications*, Kluwer, 1999.
- [5] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, 1997, Prentice-Hall, Inc.
- [6] David M. Pozar, *Microwave Engineering*.
- [7] X. Li *et al*, "A Novel Design Approach for GHz CMOS Low Noise Amplifiers," 1999 *IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON)*, pp. 285-288.

参考文献

- [8] Ryuichi Fujimoto *et al*, “A 7-GHz 1.8-dB NF CMOS Low Noise Amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 852-856, July 2002.
- [9] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, 2002.6, Publishing House of Electronics Industry.
- [10] Federico Bruccoleri, Eric A. M. Klumperink, and Bram Nauta, “Wide-Band CMOS Low-Noise Amplifier Exploiting Thermal Noise Canceling,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, issue 2, pp. 275 – 282, Feb. 2004.
- [11] Federico Bruccoleri, Eric A. M. Klumperink, and Bram Nauta, *Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise Cancellation*. Springer, 2005. pp. 152.
- [12] Trung-Kien Nguyen, Chung-Hwan Kim, Gook-Ju Ihm, Moon-Su Yang, and Sang-Gug Lee, “CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Techniques,” *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 52, NO. 5, MAY 2004, pp. 1433-1442.