



通信电路原理

第三章 放大器

噪声分析



第三章 放大器

- 器件模型及其有源性
- 放大管基本组态
 - CE组态的Miller效应
- 最大功率传输匹配分析
- 调谐放大器
- 宽带放大器
- 自动增益控制：可调增益放大
- A类功率放大
- 放大器噪声



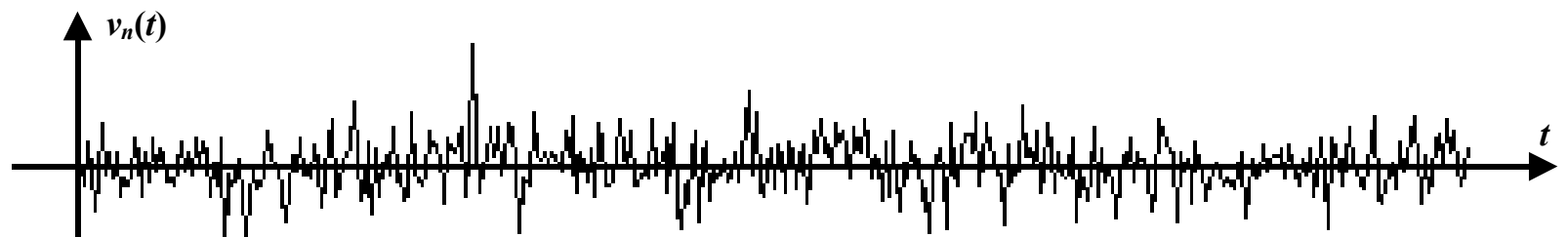
八、噪声

- 干扰和噪声
- 器件噪声
- 噪声系数
 - 定义
 - 二端口网络的噪声系数
 - 级联网络的噪声系数
 - 接收机灵敏度
 - 低噪声放大器



8.1 干扰与噪声

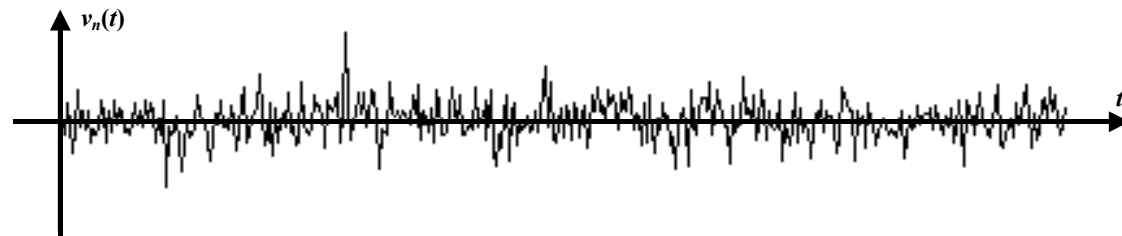
- 进入通信系统接收端的信号，除了有用信号外，还包含各种干扰和噪声
 - 一般称外部来的为干扰，内部产生的为噪声
 - 也有称有规律的无用信号为干扰，随机起伏的无用信号为噪声
 - 这些干扰与噪声对系统传输信号的能力，特别是处理弱信号的能力，将产生极为不利的影响
 - 干扰和噪声限制了一个电路能够处理的最小信号电平
- 干扰和噪声具有不同的表现形态
 - 冲激窄脉冲：雷电干扰，工业电火花
 - 连续电振荡：临近信道/设备干扰，自激振荡干扰
 - **随机噪声**：不规则电扰动，幅度不大，频率范围很宽
- 通信系统的随机噪声可以来自系统外部，也可以由设备本身产生
 - 宇宙噪声、大气噪声；**电阻热噪声，晶体管散粒噪声，...**



8.2 电阻热噪声

- 电阻热噪声是通信系统内部噪声的主要来源
 - 加性的，并出现在所有器件上
- 产生机理：自由电子的无规则热运动产生的
 - 自由电子与晶格碰撞，产生持续时间 $\tau = 10^{-13} - 10^{-14}$ s的电窄脉冲
 - 电阻热噪声是无数个电窄脉冲叠加的总效果
 - 连续的、随机起伏的噪声信号
 - 瞬态数值不可预测，但可通过长期观测，用统计模型来描述
 - 在相当长的观测时间内，噪声电压或电流的平均值趋于零
 - 显示出固定的平均功率
 - 可被视为是一个平稳随机过程
 - 热噪声电流在不同时刻的方向、幅度和持续时间都是随机分布的，其幅度呈现正态分布

噪声功率



- 在相当长的观测时间内，噪声电压或电流的平均值趋于零，而噪声功率则趋于一有限值

- 噪声功率可用噪声电压均方值表示

$$\overline{v_n} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_n(t) dt = 0$$

$$\overline{v_n^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_n^2(t) dt = \text{常数}$$

- 噪声电压功率谱密度为

$$\frac{d\overline{v_n^2}}{df} = W_v(f) = \frac{4kTR}{1 + \left(\frac{f}{\alpha}\right)^2}$$

玻尔兹曼常数： $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

T ：热力学温度 $K(^{\circ}\text{C} + 273)$

$$W_v(f) = \frac{4kTR}{1 + \left(\frac{f}{\alpha}\right)^2} \quad (V^2/Hz)$$

噪声电压功率谱密度

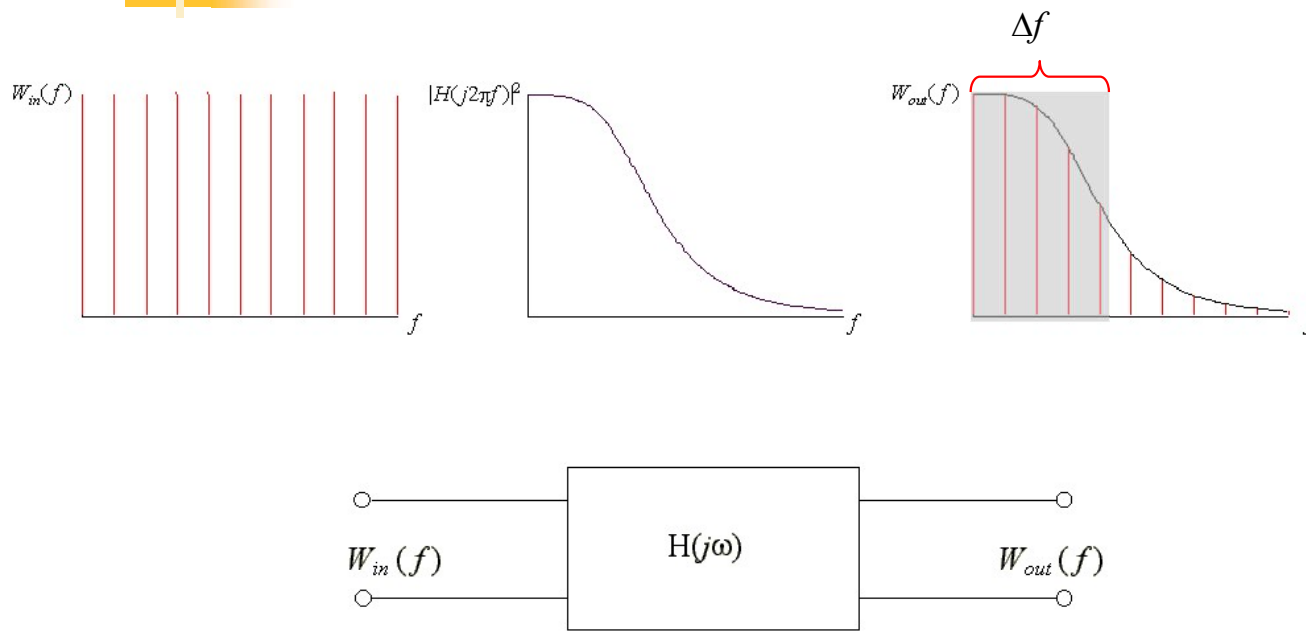
- 单位频带的噪声功率很小 $4kT = 1.6 \times 10^{-20} W/Hz$
- 电阻热噪声的频率覆盖范围很宽
 - $\alpha = 10^{13}-10^{14}$ 为自由电子每秒碰撞次数，一般来说， $f \ll \alpha$

$$W_v(f) = 4kTR$$

- 单位频带的噪声电压功率在很宽的频带内均可视为是一恒定值
 - 1000GHz以内都是成立的
 - 类比光学中的白色光功率谱在可见光频段内均匀分布的特点，命名电阻热噪声为白噪声

- 为了简化分析，可将系统视为是在等效噪声带宽内属白噪声分布

白色噪声和有色噪声



$$\begin{aligned}\overline{v_n^2} &= \int_0^\infty W_{out}(f) df \\ &= \int_0^\infty 4kTR |H(j2\pi f)|^2 df \\ &= 4kTR \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df \\ &= 4kTR_0 \Delta f\end{aligned}$$

$$R_0 = RH_0^2$$

$$W_{out}(f) = |H(j2\pi f)|^2 W_{in}(f) = 4kTR |H(j2\pi f)|^2$$

等效噪声带宽

$$BW_n = \Delta f = \frac{1}{H_0^2} \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df$$

$$d\overline{v_n^2} = W_v(f) df$$

噪声电压

$$\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f$$

- 噪声电压
- 噪声电压均方根值
 - 噪声电压有效值
 - 噪声功率折算电压

$$v_n$$

$$v_{n,rms} = \sqrt{\overline{v_n^2}} = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

- 例1:在常温 ($T=290K$) 下工作的 $1k\Omega$ 电阻, 与带宽 $BW=100kHz$ 的理想网络相连接, 求该电阻的噪声电压均方值与噪声电压均方根值

$$\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f$$

$$= 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 1 \times 10^3 \times 100 \times 10^3$$

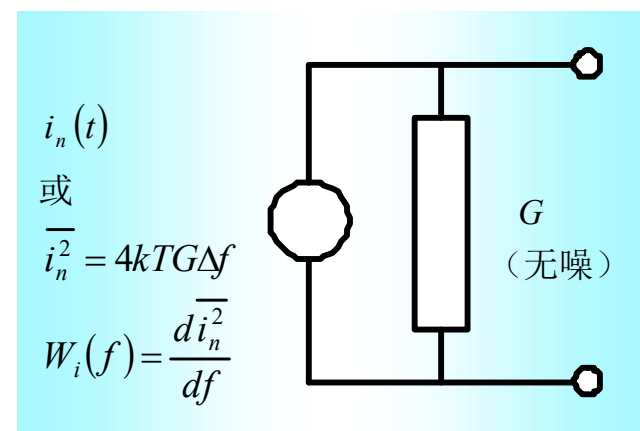
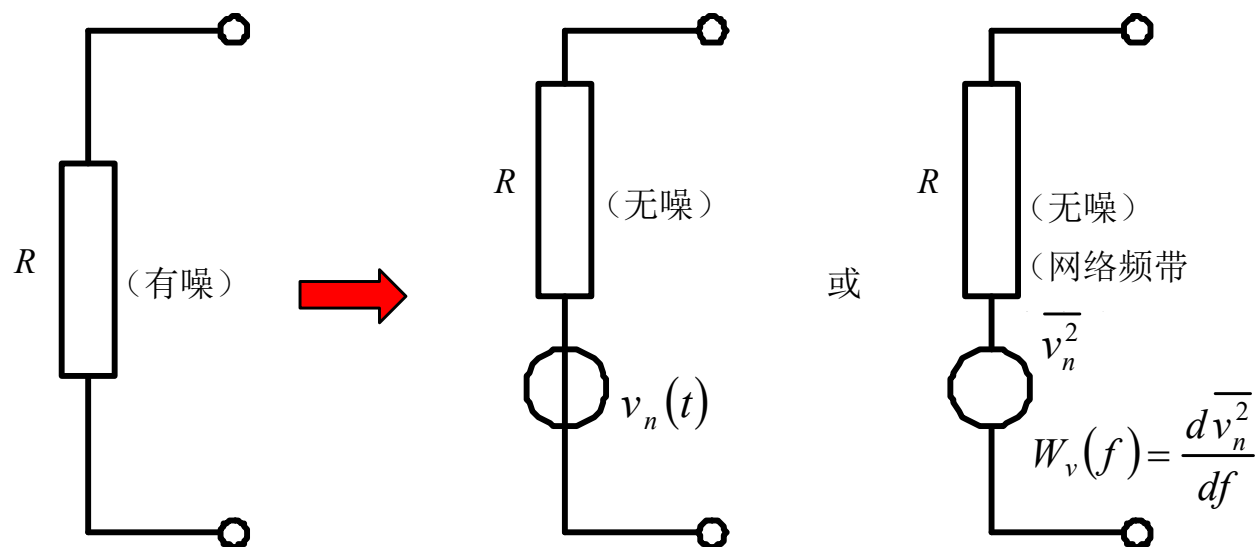
$$= 1.6 \times 10^{-12} (V^2)$$

$$v_{n,rms} = \sqrt{\overline{v_n^2}} = \sqrt{1.6 \times 10^{-12}} = 1.26 \times 10^{-6} (V) = 1.26 (\mu V)$$

电阻器的噪声描述

$$\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f$$

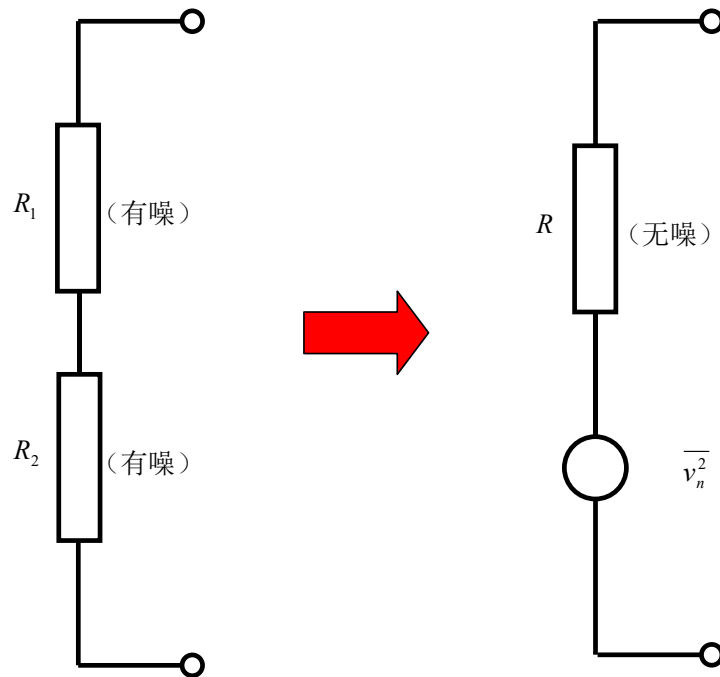
- 为了便于电路的噪声特性分析，实际电阻器一般被等效为一理想无噪声电阻与噪声电压源相串联的电路



$$v_n = v_{n1} + v_{n2}$$

$$\overline{v_n^2} = \overline{(v_{n1} + v_{n2})^2} = \overline{v_{n1}^2} + 2\overline{v_{n1}v_{n2}} + \overline{v_{n2}^2} = \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2}$$

例2：串联电阻的噪声等效电路



$$R = R_1 + R_2$$

$$\begin{aligned}\overline{v_n^2} &= \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2} \\ &= 4kT_1R_1\Delta f + 4kT_2R_2\Delta f \\ &= 4kTR\Delta f\end{aligned}$$

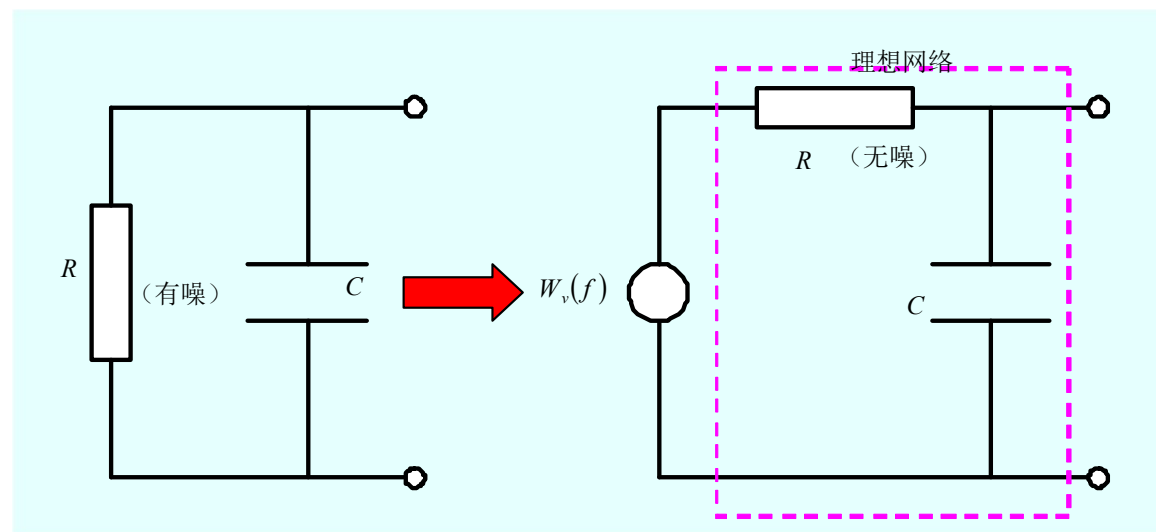
$$T = \frac{T_1R_1 + T_2R_2}{R_1 + R_2}$$

例3：RC并联电路的噪声

- 理想RC网络的传递函数

$$H(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$|H(j2\pi f)|^2 = \frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2}$$



- 等效噪声带宽

$$BW_n = \Delta f = \frac{1}{H_0^2} \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df = \int_0^\infty \frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2} df = \frac{1}{4RC}$$

- 噪声电压均方值

$$\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f = \frac{kT}{C}$$

$\Delta f = BW_n = \frac{\pi}{2} BW_{3dB} > BW_{3dB}$: 为了处理方便, 在噪声相关计算中,
如果没有特意给出噪声带宽, 或等效噪声带宽无法计算时,
则取噪声带宽 $\Delta f = BW_{3dB}$

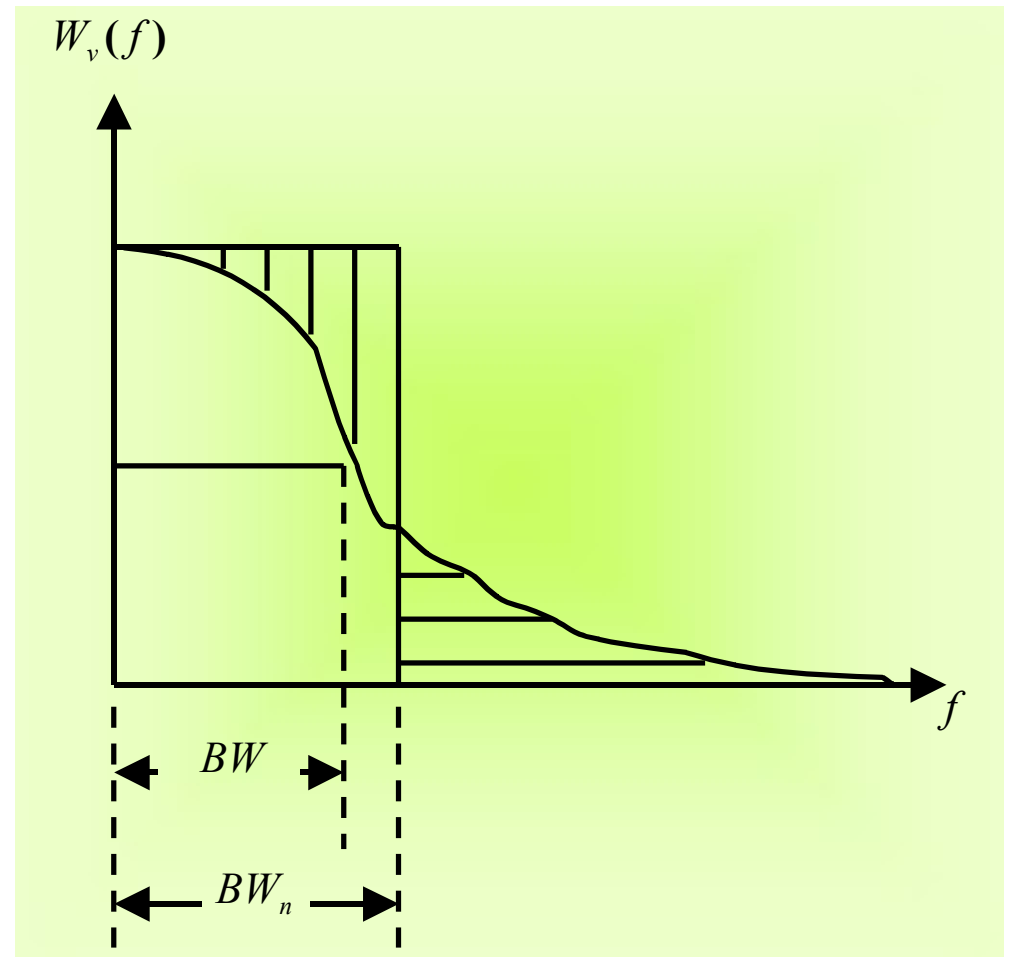
等效噪声带宽和半功率点通频带

■ 等效噪声带宽:

$$BW_n = \frac{1}{H_0^2} \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df$$
$$= \frac{1}{4RC}$$

■ 半功率点通频带:

$$BW_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$



- 理想电抗元件是无噪声元件
- 实际电感器和电容器是有损的，因而也是有噪的

$$\overline{v_n^2} = 4kTR_p\Delta f$$

$$R_p = H_0^2 R = Q^2 R$$

例4：LC谐振回路的等效噪声带宽

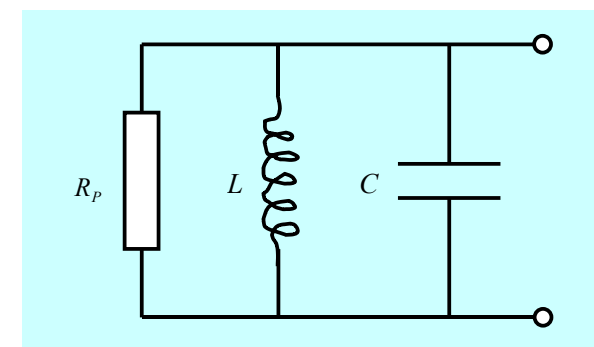
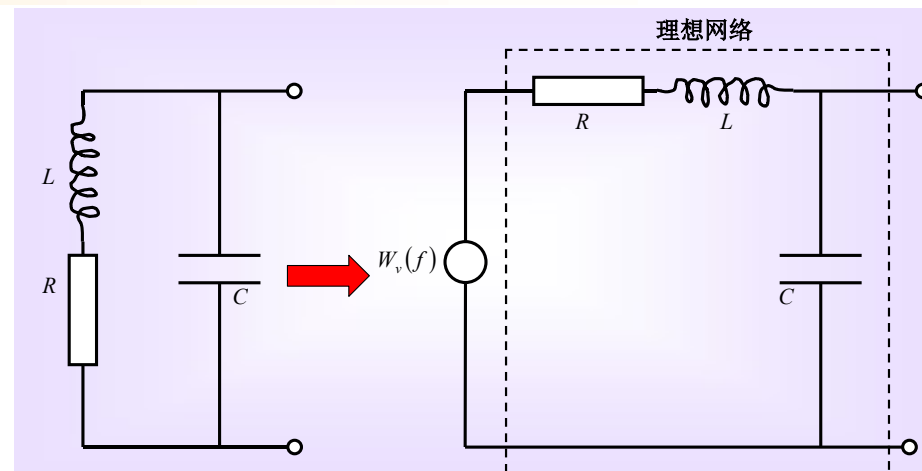
- 传递函数

$$H(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{R + j\omega L + 1/j\omega C}$$

- 等效噪声带宽

$$BW_n = \Delta f = \frac{\int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df}{|H(j2\pi f_0)|^2} = \int_0^\infty \frac{\frac{f_0^2}{f^2}}{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2} df$$

$$\stackrel{Q \text{ 很大}}{\approx} \int_0^\infty \frac{1}{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2} df \approx \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2} d\Delta f = \frac{\pi}{2} \frac{f_0}{Q} = \frac{\pi}{2} BW_{3dB}$$



$$RC: W_v(f) = \frac{4kTR}{1 + (\omega RC)^2}$$

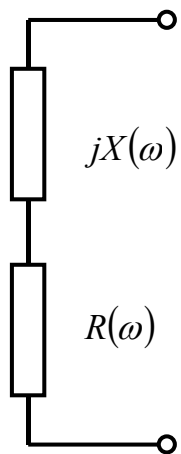
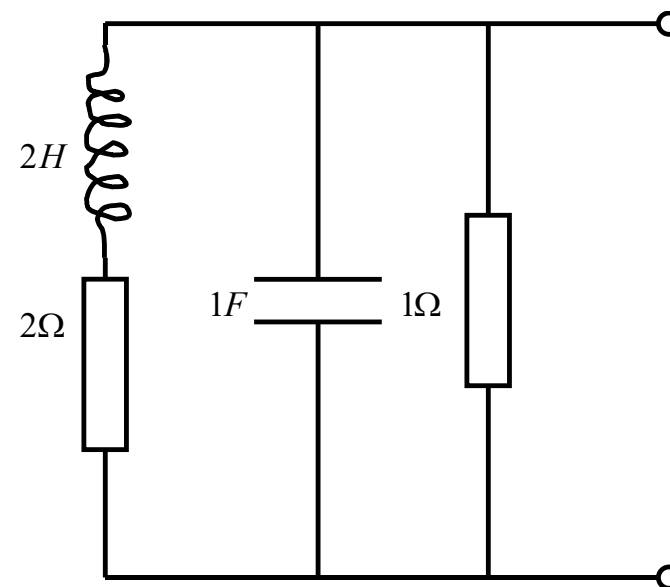
$$LC: W_v(f) = \frac{4kTR}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}$$

例5：噪声功率谱密度

- 求如图所示网络的噪声功率谱密度

$$Y_{ab}(\omega) = 1 + j\omega + \frac{1}{2 + j2\omega} = \frac{3 - 2\omega^2 + j4\omega}{2 + j2\omega}$$

$$\begin{aligned} Z_{ab}(\omega) &= \frac{1}{Y_{ab}(\omega)} = \frac{6 + 4\omega^2}{9 + 4\omega^2 + 4\omega^4} - j \frac{2\omega + 4\omega^3}{9 + 4\omega^2 + 4\omega^4} \\ &= R(\omega) + jX(\omega) \end{aligned}$$



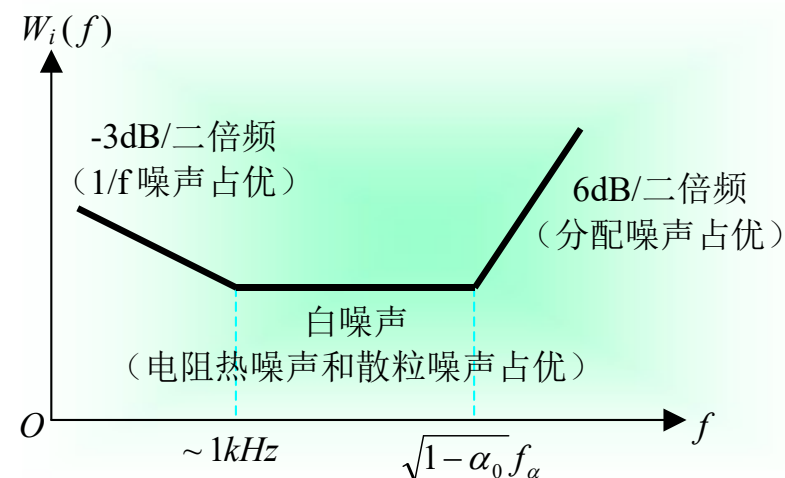
$$W_v(f) = 4kTR(f) = 4kT \frac{6 + 4\omega^2}{9 + 4\omega^2 + 4\omega^4}$$

其中, $\omega = 2\pi f$

$$\overline{v_n^2} = \int_0^\infty W_v(f) df$$

$$|\alpha|^2 = \frac{\alpha_0^2}{1 + (f/f_\alpha)^2}$$

晶体管的噪声



- 电阻热噪声：基极体电阻
- 散粒噪声：电流的不均匀性
 - 正向偏置的发射结
 - 反向偏置的集电结
- 分配噪声： $I_E = I_C + I_B$
- 1/f 噪声
 - 与半导体材料有关

$$\overline{v_{b'b}^2} = 4kTr_{b'b}\Delta f$$

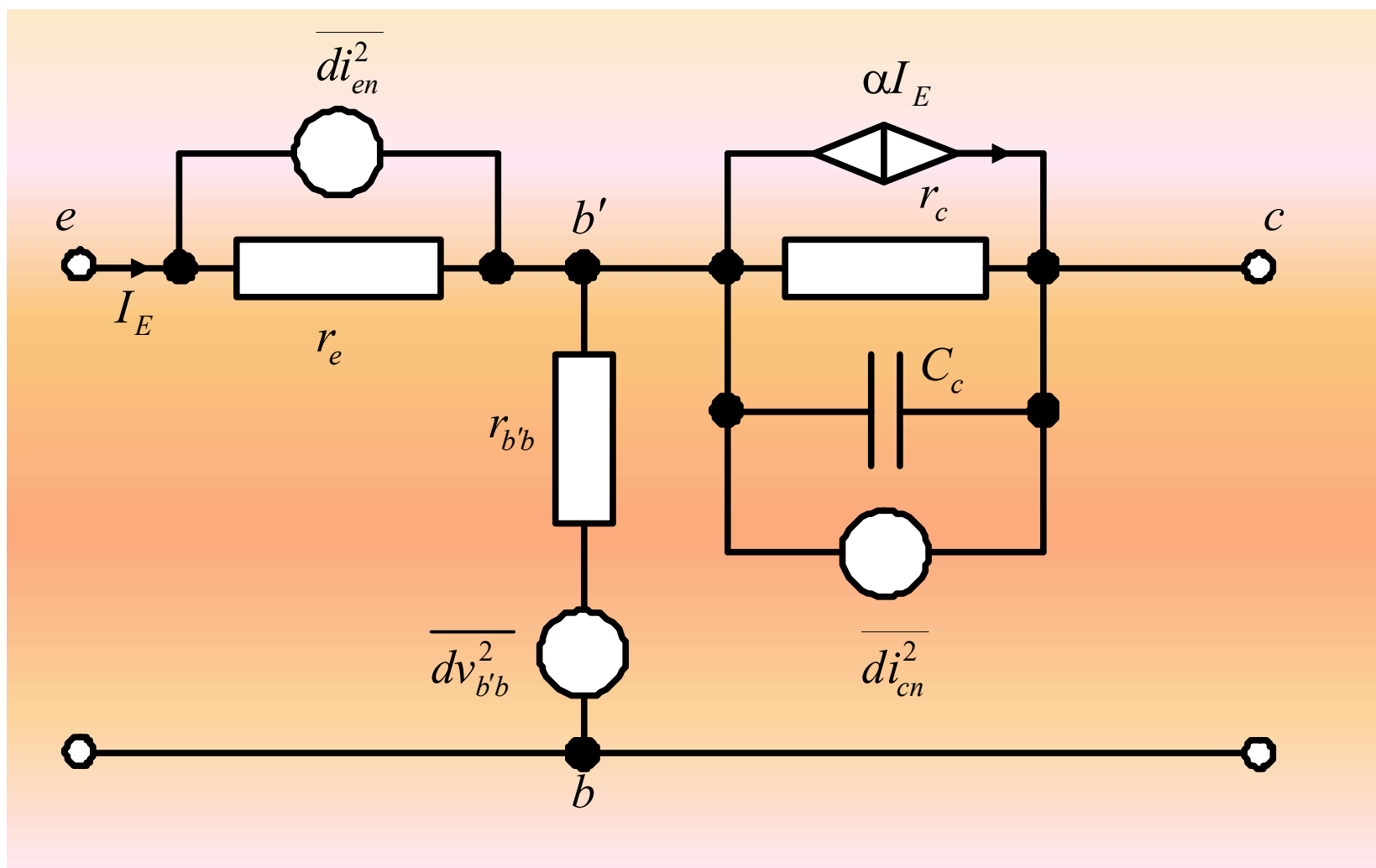
$$\bar{i}_{en}^2 = 2qI_E\Delta f$$

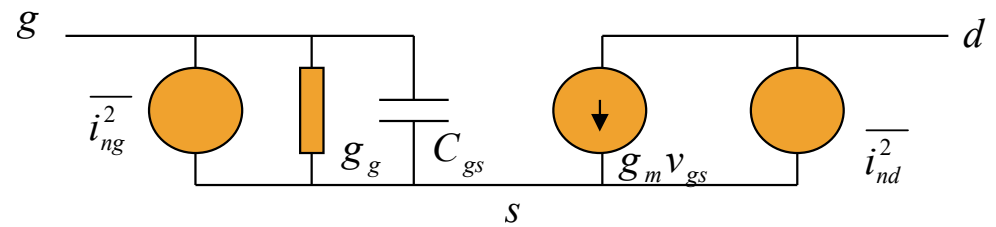
$$\bar{i}_{cn0}^2 = 2qI_{co}\Delta f$$

I_{co} 集电结反向饱和电流

$$d\bar{i}_{cn}^2 = 2qI_C \left(1 - \frac{|\alpha|^2}{\alpha_0}\right) df$$

共基极晶体管的噪声等效电路





MOSFET中的噪声

- 沟道热噪声：最大的噪声源于导电沟道

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kT\gamma g_{ds0}\Delta f$$

g_{ds0} 为 $V_{DS} = 0$ 时的漏源电导

- 栅极散粒噪声：栅极电荷不规则起伏

$$\overline{i_{nG}^2} = 2qI_G\Delta f$$

I_G 栅极泄漏电流

- 栅极感应噪声：沟道中的起伏噪声通过沟道与栅极之间的电容，在栅极上感应产生的噪声

$$d\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta g_g df$$

$g_g = \frac{(\omega C_{gs})^2}{5g_{ds0}}$ 输入电导

- 1/f 噪声

$$d\overline{v_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f} df$$

- 信噪比是衡量信号质量优劣的指标
 - 但一个网络的输出信噪比不能反映网络对信号质量是如何影响的，即输出信号信噪比不能表示网络本身噪声性能的优劣好坏
 - 引入‘噪声系数’来描述或评价一个网络本身的噪声性能

$$SNR = \frac{P_s}{P_n}$$

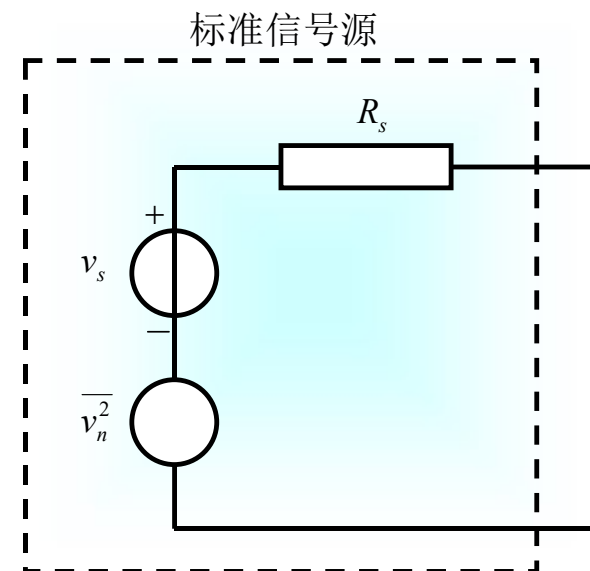
8.3 噪声系数

- 定义：在标准信号源激励下，网络输入信噪比与其输出信噪比的比值
 - $NF = 10 \log F_n$ (dB)
 - 理想网络 ($F_n = 1$, $NF = 0\text{dB}$)

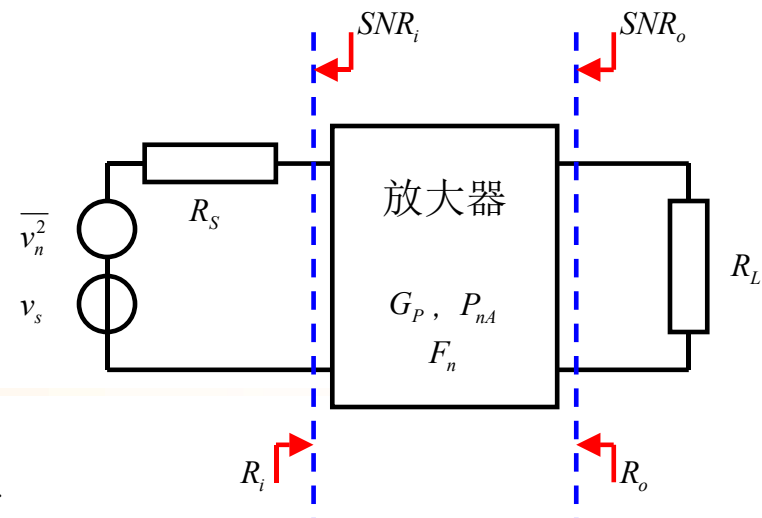
$$F_n = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{P_{si} / P_{ni}}{P_{so} / P_{no}}$$

- 标准信号源
 - 信号电压为 v_s
 - 内阻为 R_s
 - 仅含有由 R_s 产生的白噪声

$$\overline{v_n^2} = 4kTR_s\Delta f$$



如何理解噪声系数



- 1. 信噪比恶化程度 $F_n = \frac{SNR_i}{SNR_o}$
- 2. 网络输出噪声功率和输入噪声功率在输出端的比值

$$F_n = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{P_{no}}{(P_{so}/P_{si})P_{ni}} = \frac{P_{no}}{G_p P_{ni}}$$

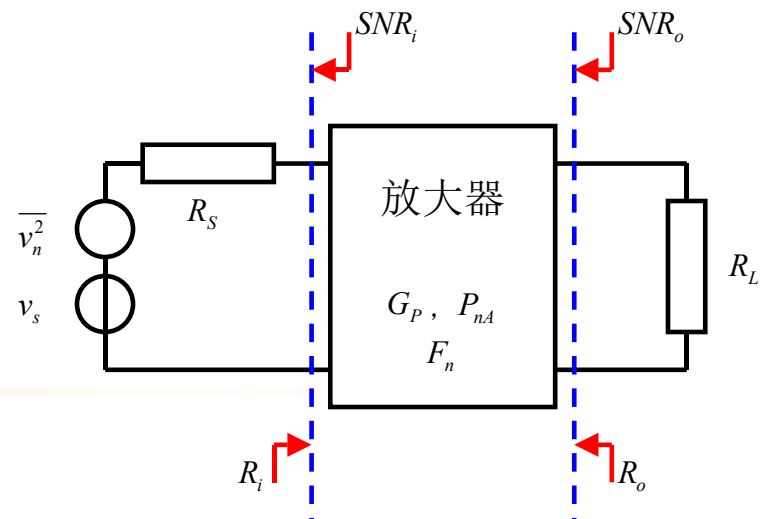
- 3. 任何实际网络的噪声系数，都是在理想网络噪声系数的基础上加上一个增量

$$F_n = \frac{P_{no}}{G_p P_{ni}} = \frac{G_p P_{ni} + P_{nA}}{G_p P_{ni}} = 1 + \frac{P_{nA}}{G_p P_{ni}}$$

$$F_n \geq 1$$

噪声系数的计算

---分别匹配



- 额定功率：信号源（包括噪声源）能够输出的最大功率

$$P_{sim} = \frac{v_s^2}{4R_s} \quad P_{nim} = \frac{\overline{v_n^2}}{4R_s} = \frac{4kTR_s\Delta f}{4R_s} = kT\Delta f$$

- 额定功率增益：放大器输入端和输出端分别匹配时的功率增益

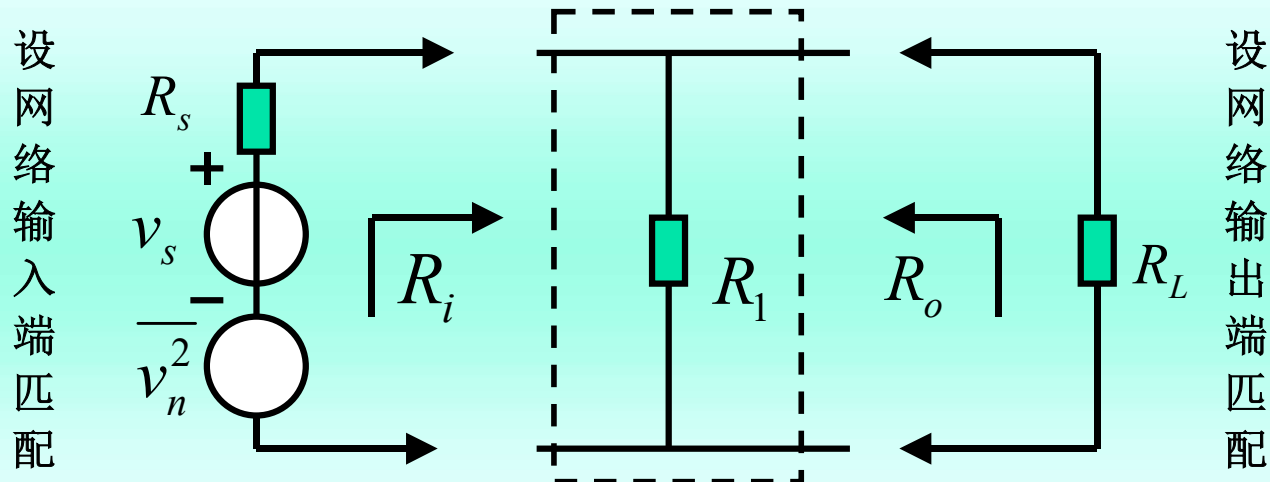
$$G_{pm} = \frac{P_{som}}{P_{sim}}$$

- 噪声系数

$$F_n = \frac{P_{nom}}{G_{pm} P_{nim}} = \frac{P_{nom}}{G_{pm} kT\Delta f}$$

- 无源网络的噪声系数等于其网络衰减系数
- 噪声系数除了由网络自身结构决定，还和信源内阻密切相关

例6：无源网络噪声系数的计算 (1)



$$F_n = \frac{P_{nom}}{G_{pm} k T \Delta f}$$

$$P_{nom} = k T \Delta f$$

$$F_n = \frac{1}{G_{pm}} = L$$

$$G_{pm} = \frac{P_{som}}{P_{sim}} = \frac{v_s'^2 / 4R_s'}{v_s^2 / 4R_s} = \frac{R_s}{R_s'} \frac{v_s'^2}{v_s^2}$$

$$v_s' = \frac{R_1}{R_s + R_1} v_s$$

$$R_s' = R_o = \frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s}$$

$$G_{pm} = \frac{R_s}{R_s'} \frac{v_s'^2}{v_s^2} = \frac{R_1}{R_1 + R_s}$$

$$F_n = L = \frac{1}{G_{pm}} = 1 + \frac{R_s}{R_1}$$

- 无源网络的噪声系数等于其网络衰减系数

例7：无源网络噪声系数的计算（2）

- 求长度为50m，衰减量为0.082dB/m的高频电缆的噪声系数

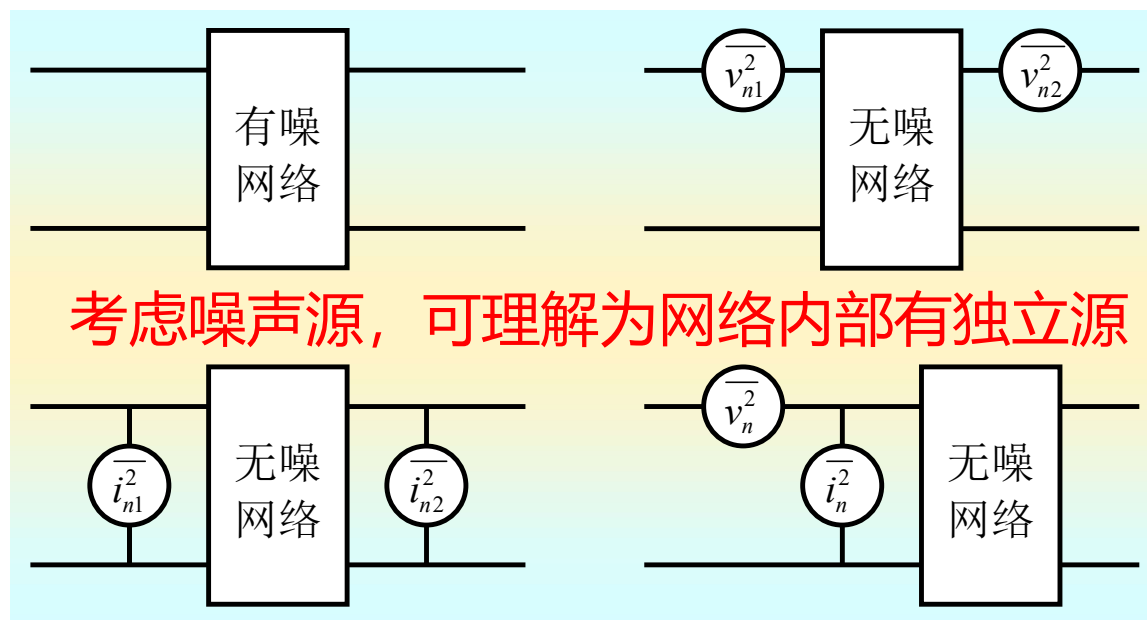
$$L = 50 \times 0.082 = 4.1 (dB)$$

$$NF = L = 4.1 dB$$

$$F_n = 10^{4.1/10} = 10^{0.41} = 2.57$$

二端口网络的噪声分析

- 任何一个有噪的二端口网络，均可等效为无噪二端口网络和外部噪声源的连接
 - 串接在输入输出端的两个噪声电压源
 - 并联在输入输出端的两个噪声电流源
 - 串接在输入端的噪声电压源和并联在输入端的噪声电流源



$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}v_1 + y_{12}v_2 + i_{n1} \\ i_2 &= y_{21}v_1 + y_{22}v_2 + i_{n2} \end{aligned}$$

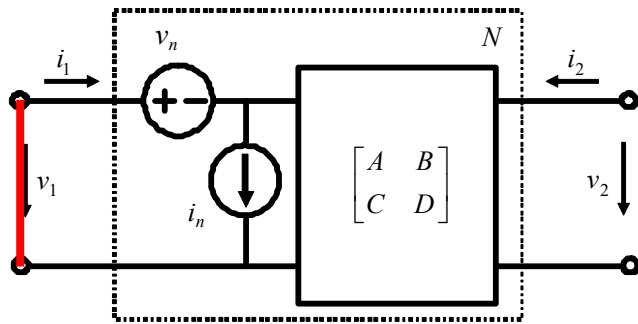
$$\begin{aligned} v_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2 + v_{n1} \\ v_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 + v_{n2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_1 &= Av_2 - Bi_2 + v_n \\ i_1 &= Cv_2 - Di_2 + i_n \end{aligned}$$

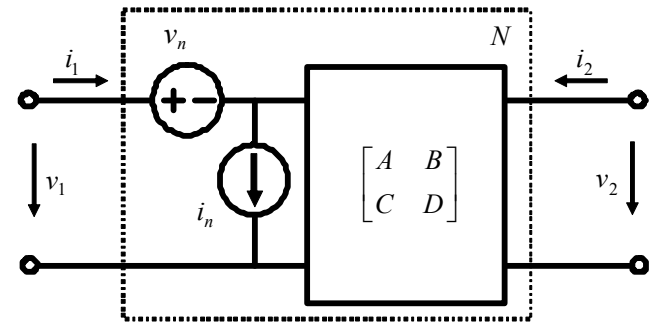
$$v_1 = Av_2 - Bi_2 + v_n$$

$$i_1 = Cv_2 - Di_2 + i_n$$

输入端折合噪声电压和噪声电流



输入端短路 $v_1=0$ ，输出开路 $i_2=0$

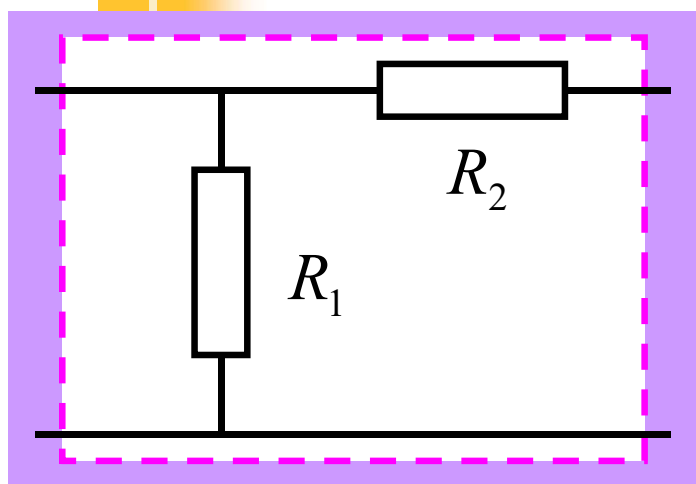
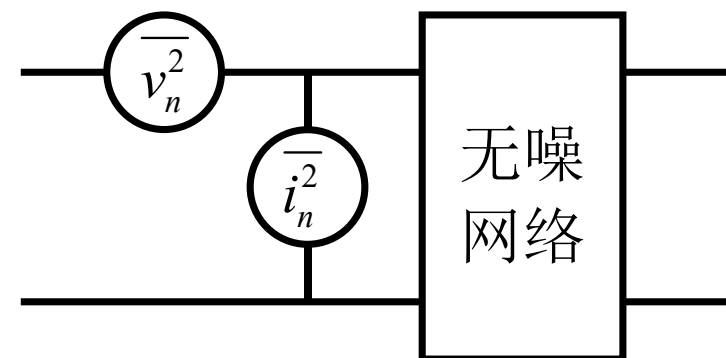


输入端开路 $i_1=0$ ，输出开路 $i_2=0$

$$v_n = -Av_2 \Big|_{v_1=0, i_2=0} = -\frac{v_2 \Big|_{v_1=0, i_2=0}}{g_{21}} = -\frac{v_2 \Big|_{v_1=0, i_2=0}}{A_{v0}}$$

$$i_n = -Cv_2 \Big|_{i_1=0, i_2=0} = -\frac{v_2 \Big|_{i_1=0, i_2=0}}{Z_{21}} = -\frac{v_2 \Big|_{i_1=0, i_2=0}}{R_{m0}}$$

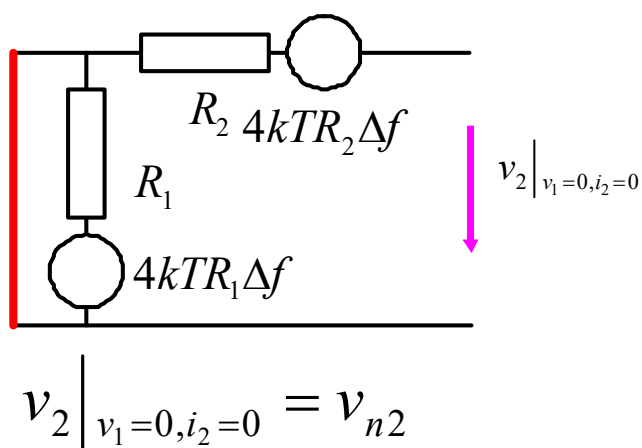
例8：二端口网络等效噪声源



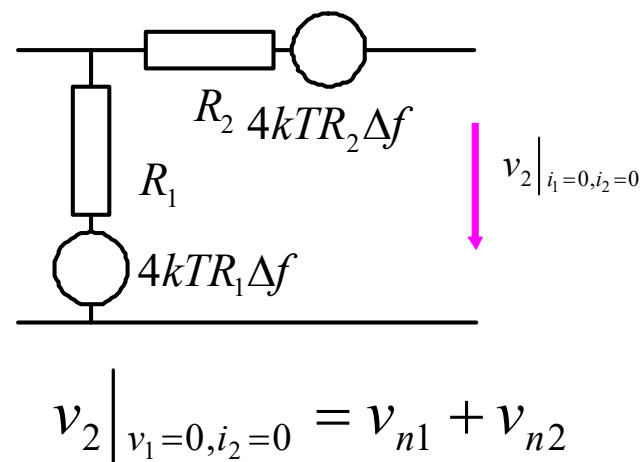
$$\overline{v_n^2} = \frac{\overline{(v_2|_{v_1=0, i_2=0})^2}}{A_{v0}^2} = \overline{v_{n2}^2} = 4kTR_2\Delta f$$

$$\overline{i_n^2} = \frac{\overline{(v_2|_{i_1=0, i_2=0})^2}}{R_{m0}^2} = \frac{\overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2}}{R_1^2} = 4kTG_1\Delta f + 4kTG_{21}\Delta f$$

$$G_{21} = R_2 / R_1^2$$



$$A_{v0} = 1$$



$$R_{m0} = R_1$$

$$\overline{v_n^2} = 4kTR_2\Delta f$$

$$\overline{i_n^2} = 4kT(G_1 + G_{21})\Delta f$$

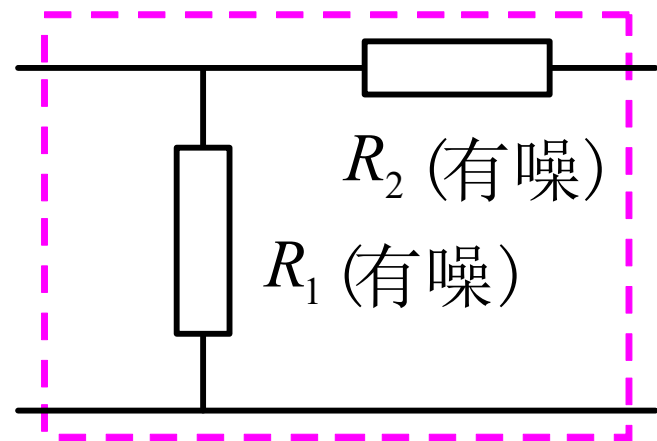
由等效噪声源获得噪声系数

$$F_n = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{\overline{i_s^2} / \overline{i_{ns}^2}}{\overline{i_s^2} / \overline{i_{nst}^2}} = \frac{\overline{i_{nst}^2}}{\overline{i_{ns}^2}}$$

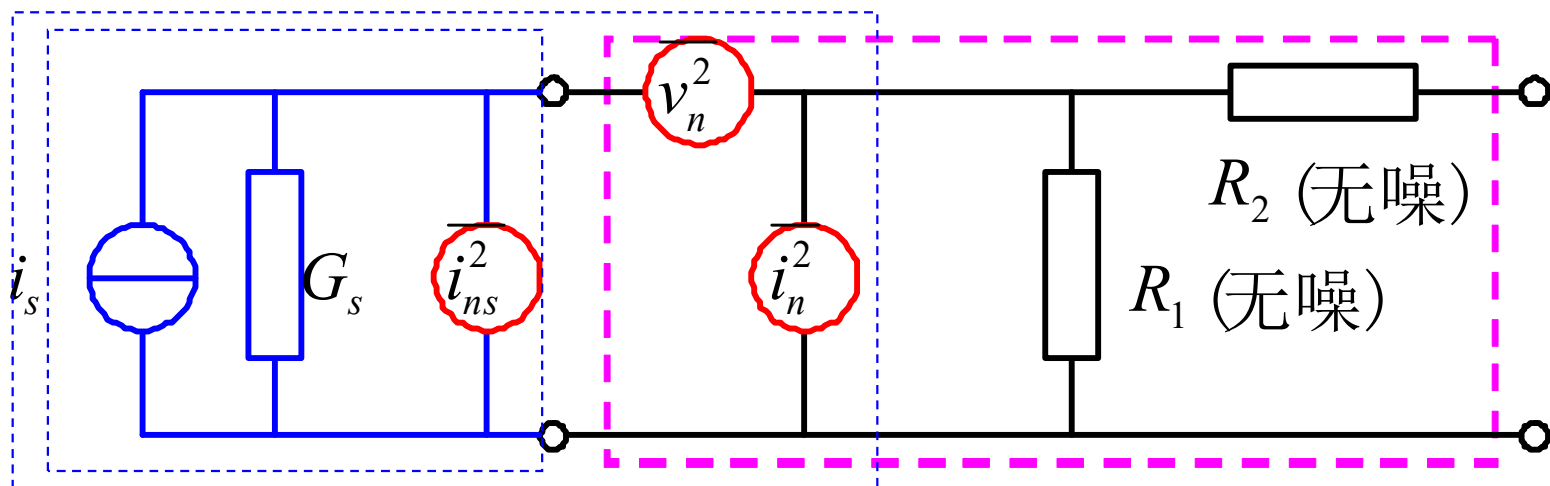
$$\overline{i_{ns}^2} = 4kTG_s\Delta f$$

$$\overline{i_{nst}^2} = ?$$

$$i_{nst} = i_{ns} + i_n + v_n G_s$$



$$\overline{i_{nst}^2} = \dots$$

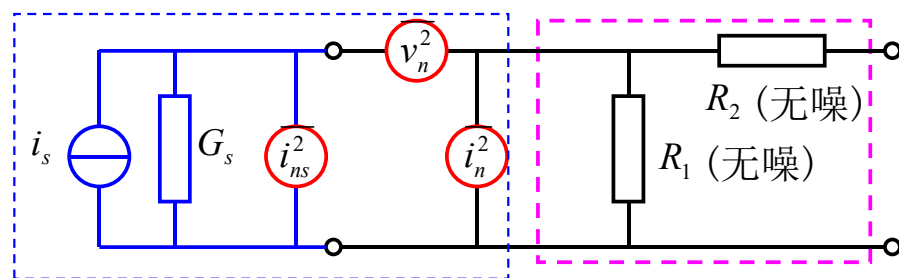


$$F_n = \frac{\overline{i_{nst}^2}}{\overline{i_{ns}^2}}$$

$$\overline{i_{ns}^2} = 4kTG_s\Delta f$$

$$\overline{i_{nst}^2} = ?$$

等效噪声源是相关的



$$\overline{v_n^2} = 4kTR_2\Delta f$$

$$\overline{i_n^2} = 4kT(G_1 + G_{21})\Delta f$$

$$G_{21} = R_2/R_1^2$$

$$i_{nst} = i_{ns} + i_n + v_n G_s$$

$$\overline{i_{nst}^2} = \overline{(i_{ns} + i_n + v_n G_s)^2} = \overline{i_{ns}^2} + \overline{2i_{ns}(i_n + v_n G_s)} + \overline{(i_n + v_n G_s)^2}$$

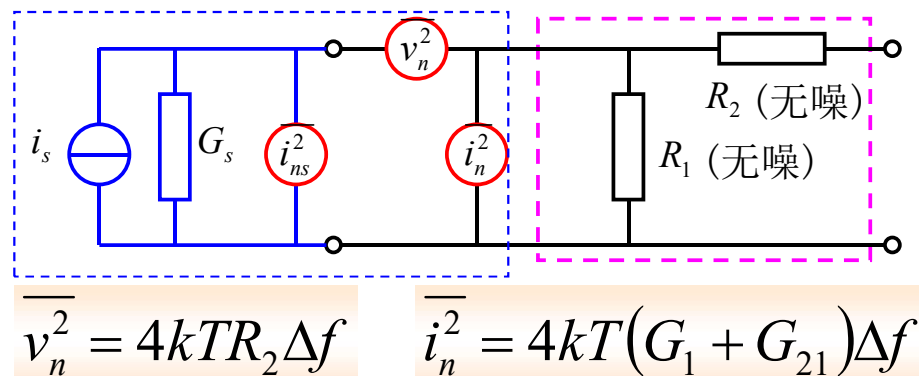
i_n 和 v_n 有一部分是相关的, 令 $i_n = i_{nu} + i_{nc} = i_{nu} + G_c v_n$

由 $\overline{i_n^2} = \overline{i_{nu}^2} + G_c^2 \overline{v_n^2} = 4kTG_1\Delta f + G_c^2 4kTR_2\Delta f$ 知相关电导 $G_c = \frac{1}{R_1} = G_1$

$$\overline{i_{nst}^2} = \overline{i_{ns}^2} + \overline{(i_n + v_n G_s)^2} = \overline{i_{ns}^2} + \overline{(i_{nu} + v_n (G_c + G_s))^2}$$

$$= \overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nu}^2} + \overline{v_n^2 (G_1 + G_s)^2} = 4kTG_s\Delta f + 4kTG_1\Delta f + 4kTR_2\Delta f (G_1 + G_s)^2$$

噪声系数



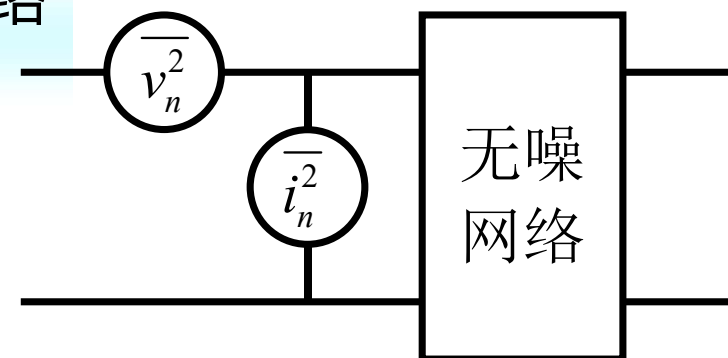
$$\begin{aligned}\overline{i_{nst}^2} &= \overline{i_{ns}^2} + \overline{(i_n + v_n G_s)^2} = \overline{i_{ns}^2} + \overline{(i_{nu} + v_n (G_c + G_s))^2} \\ &= \overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nu}^2} + \overline{v_n^2} (G_1 + G_s)^2 = 4kTG_s\Delta f + 4kTG_1\Delta f + 4kTR_2\Delta f (G_1 + G_s)^2\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}F_n &= \frac{\overline{i_{nst}^2}}{\overline{i_{ns}^2}} = \frac{4kTG_s\Delta f + 4kTG_1\Delta f + 4kTR_2\Delta f (G_1 + G_s)^2}{4kTG_s\Delta f} \\ &= \frac{G_s + G_1 + R_2(G_1 + G_s)^2}{G_s} = 1 + \frac{G_1}{G_s} + \frac{G_s}{G_2} + 2\frac{G_1}{G_2} + \frac{G_1^2}{G_2G_s}\end{aligned}$$

pp130, 例3.4.4

$$F_n = \frac{1}{G_{pm}} = 1 + \frac{R_s}{R_1} + \frac{R_2}{R_s} + \frac{2R_2}{R_1} + \frac{R_2R_s}{R_1^2}$$

- 选择适当的信号源内阻，可以使得二端口线性网络（如放大器、下变频器）具有最小的噪声系数
- 最小噪声系数单纯由网络自身决定



二端口网络的噪声系数

$$F_n = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s + G_c)^2 + (B_s + B_c)^2 \right]$$

$$R_n = \frac{\overline{v_n^2}}{4kT_0\Delta f}, \quad G_u = \frac{\overline{i_{nu}^2}}{4kT_0\Delta f}, \quad Y_c = G_c + jB_c = \frac{\overline{v_n^* i_n}}{\overline{v_n^2}}, \quad Y_s = G_s + jB_s$$

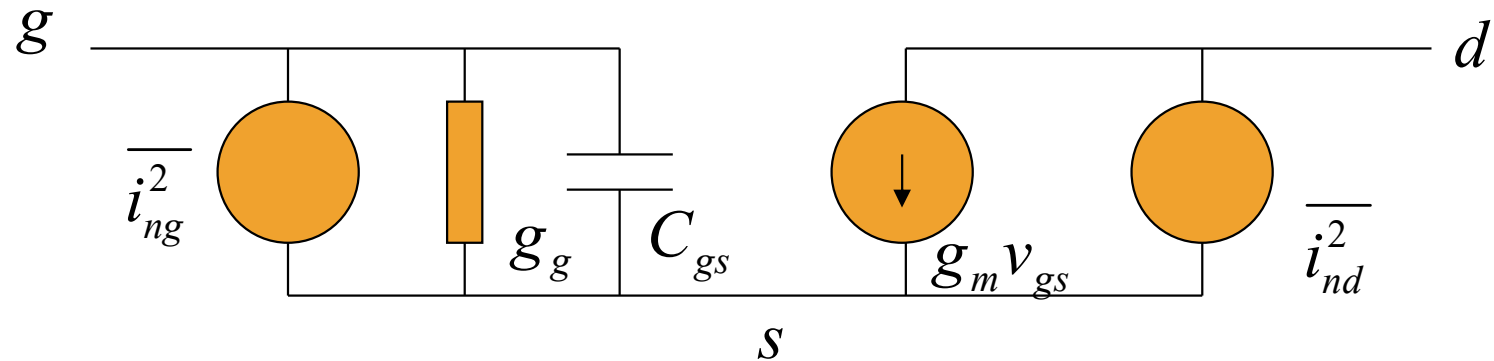
当 $B_s = B_{sopt} = -B_c, G_s = G_{sopt} = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}}$ 时, F_n 取最小值

$$F_{n\min} = 1 + \frac{G_u}{G_{sopt}} + \frac{R_n}{G_{sopt}} (G_{sopt} + G_c)^2 = 1 + 2R_n \left(\sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}} + G_c \right)$$

$$F_n = F_{n\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s - G_{sopt})^2 + (B_s - B_{sopt})^2 \right] = F_{n\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{sopt}|^2$$

$$F_n = F_{n\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s - G_{s\text{opt}})^2 + (B_s - B_{s\text{opt}})^2 \right]$$

MOSFET的噪声系数



$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta g_g \Delta f$$

$$g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{ds0}}$$

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kT\gamma g_{ds0} \Delta f$$

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

$$G_{s\text{opt}} = \omega C_{gs} \frac{g_m}{g_{ds0}} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}(1-|c|^2)}$$

$$B_{s\text{opt}} = -\omega C_{gs} \left(1 + \frac{g_m}{g_{ds0}} |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)$$

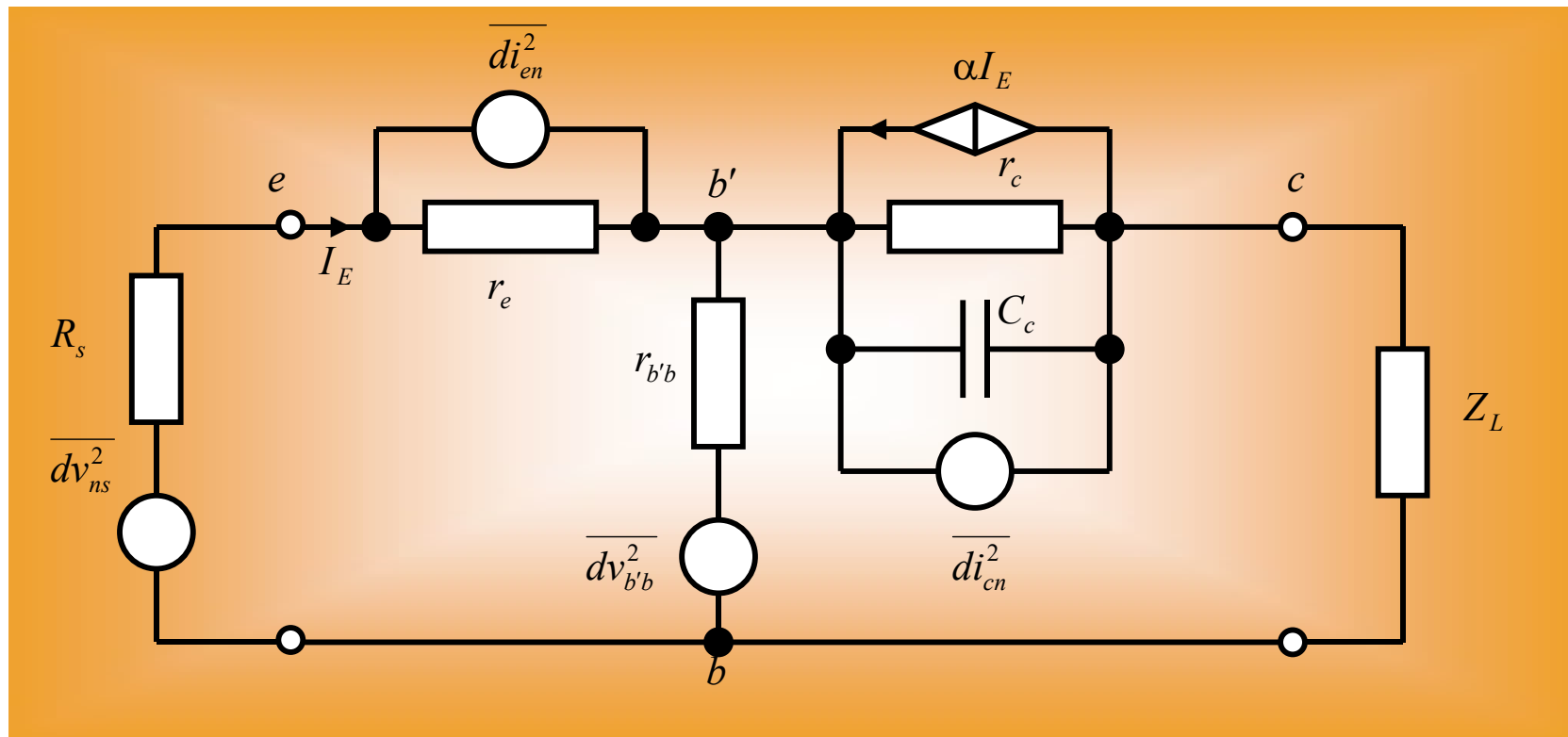
$$c = \frac{\overline{i_{ng}} \cdot \overline{i_{nd}^*}}{\sqrt{\overline{i_{ng}^2} \cdot \overline{i_{nd}^2}}} = j0.395$$

$$R_n = \frac{\gamma g_{ds0}}{g_m^2}$$

$$F_n = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s + G_c)^2 + (B_s + B_c)^2 \right]$$

$$F_n = 1 + \frac{R_u}{R_s} + \frac{G_n}{R_s} \left[(R_s + R_c)^2 + (X_s + X_c)^2 \right]$$

共基晶体管放大器的噪声系数



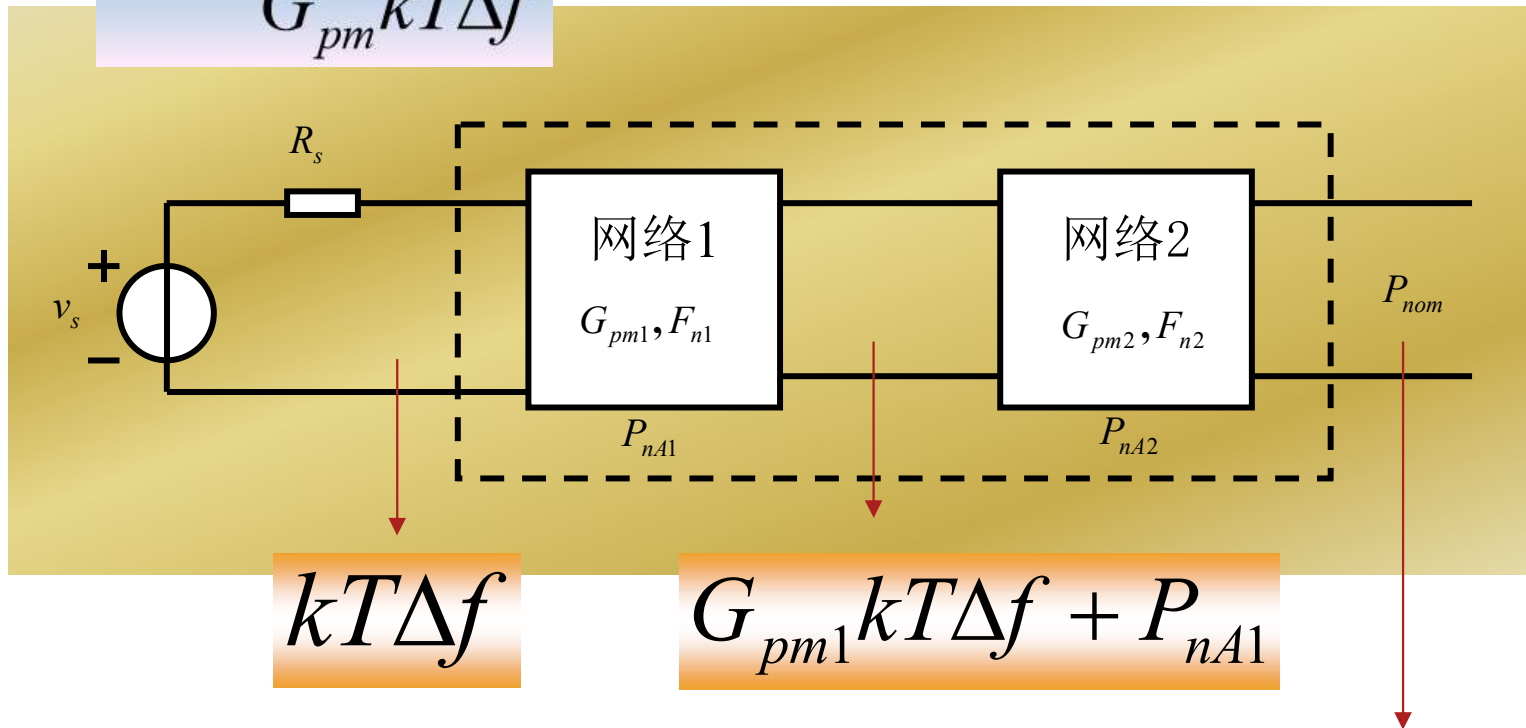
$$F_n(f) = 1 + \frac{r_{b'b}}{R_s} + \frac{r_e}{2R_s} + \frac{(R_s + r_e + r_{b'b})^2}{2\alpha_0 r_e R_s} \left[\frac{1}{\alpha_0} \frac{I_{co}}{I_E} + \frac{1}{\beta_0} + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2 \right]$$

级联网络的噪声系数

$$F_n = \frac{P_{nom}}{G_{pm} kT\Delta f}$$

$$G_{pm} = G_{pm1} \cdot G_{pm2}$$

$$P_{nom} = ?$$



$$P_{nom} = G_{pm2} (G_{pm1} kT\Delta f + P_{nA1}) + P_{nA2}$$

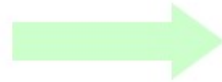
$$P_{nom} = G_{pm2} (G_{pm1} k T \Delta f + P_{nA1}) + P_{nA2}$$

$$G_{pm} = G_{pm1} G_{pm2}$$

级联网络的噪声系数

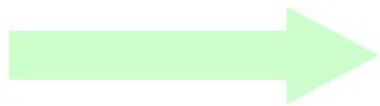
$$F_n = \frac{P_{nom}}{G_{pm} k T \Delta f}$$

$$F_n = 1 + \frac{P_{nA}}{G_P P_{ni}}$$



$$P_{nA1} = (F_{n1} - 1) G_{pm1} k T \Delta f$$

$$P_{nA2} = (F_{n2} - 1) G_{pm2} k T \Delta f$$



$$F_n = (1) + (F_{n1} - 1) + \left(\frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}} \right) = F_{n1} + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}}$$

$$F_n = F_{n1} + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}} + \frac{F_{n3} - 1}{G_{pm1} G_{pm2}} + \dots + \frac{F_{nN} - 1}{G_{pm1} \dots G_{pm(N-1)}}$$

- 级联网络的噪声系数，主要由网络前级确定：前级的噪声系数越小，功率增益越高，则级联网络的噪声系数就越小



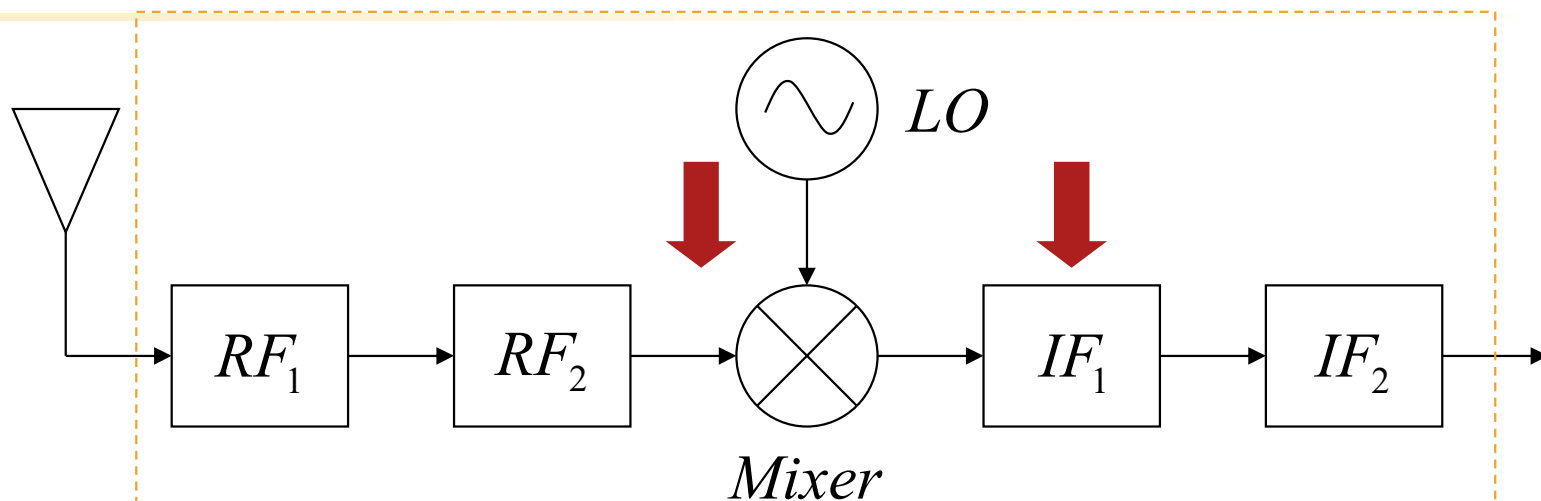
对噪声系数的讨论

- 噪声分析仅适用于线性电路
 - 噪声功率是以叠加为基础的
 - 对于非线性电路，即使电路本身不添加额外噪声，输出端信噪比和输入信噪比也是不一样的
 - 电路中的线性部分用噪声描述，非线性部分用失真（干扰分量）描述
- 一般取 $T=290K$
 - 290K是默认的标准温度
- 噪声系数是频率的函数
 - 窄带放大器，中心频率处的噪声系数
 - 宽带放大器，平均噪声系数，或者给出函数曲线图

$$kT = 0.4 \times 10^{-20} \text{ W/Hz}$$

- 已知超外差接收机五级级联模块的噪声系数分别为2,6,6,18,18dB, 增益分别为8,12,-6,20,20dB, 求接收机总的噪声系数
- 混频器的插入损耗和高噪声中频放大器对整个系统的噪声贡献很大: 如何办?

例9: 超外差接收机噪声系数计算



$$F_{n1} = 1.6, F_{n2} = 4.0, F_{n3} = 4.0, F_{n4} = 63.1, F_{n5} = 63.1$$

$$G_{pm1} = 6.3, G_{pm2} = 15.8, G_{pm3} = 0.25, G_{pm4} = 100, G_{pm5} = 100$$

$$F_n = 1.6 + \frac{4.0-1}{6.3} + \frac{4.0-1}{6.3 \times 15.8} + \frac{63.1-1}{6.3 \times 15.8 \times 0.25} + \frac{63.1-1}{6.3 \times 15.8 \times 0.25 \times 100}$$

$$= 1.6 + 0.48 + 0.03 + 2.5 + 0.025 = 4.7$$

$$NF = 10 \log 4.7 = 6.7 \text{ dB}$$

接收机的灵敏度与最小可检测电平

- **接收机的灵敏度**是指当接收端处于匹配时，为了保证一定的输出信噪比，接收端所要求的最小有用信号功率

$$F_n = \frac{P_{si} / P_{ni}}{P_{so} / P_{no}} \quad \longrightarrow \quad \frac{P_{si}}{P_{ni}} = F_n \left(\frac{P_{so}}{P_{no}} \right)$$

$$P_{si(\min)} = \left(\frac{P_{so}}{P_{no}} \right)_{\min} F_n K T \Delta f$$

- **最小可检测信号电压**，则是与此功率相对应的、输入端处于匹配时有用信号的幅度

$$V_{i(\min)} = 2\sqrt{R_i P_{si(\min)}}$$

R_i 为接收机的输入电阻

$$P_{si(\min)} = \left(\frac{P_{so}}{P_{no}} \right)_{\min} F_n K T \Delta f$$

例10：接收机灵敏度计算

- 一个输入电阻为 50Ω 的接收机，噪声系数为 6dB ，通频带为 1MHz 。当要求输出信噪比至少为 1 ，问接收机的灵敏度和最小有用信号电平各为多少？

$$NF = 6\text{dB}$$

$$F_n = 4$$

$$P_{si(\min)} = 1 \times 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 1 \times 10^6 = 1.60 \times 10^{-14} (\text{W})$$

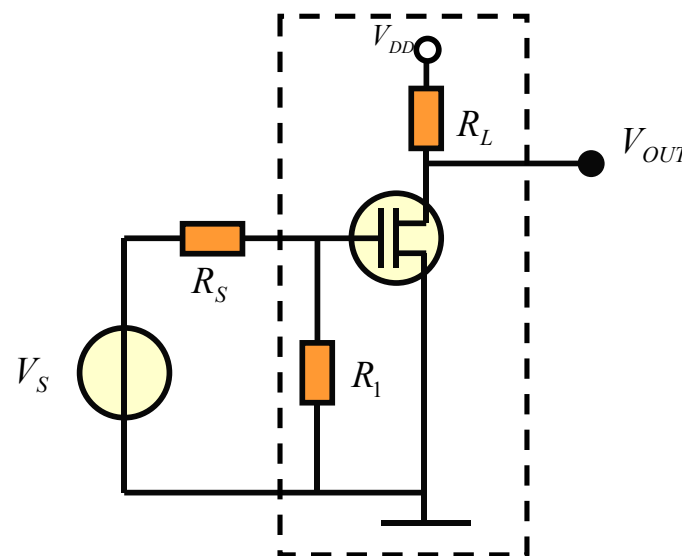
$$P_{si(\min)} = 10 \log \left(\frac{1.60 \times 10^{-11} \text{mW}}{1 \text{mW}} \right) = -108 (\text{dBm})$$

$$V_{i(\min)} = 2 \sqrt{50 \times 1.60 \times 10^{-14}} = 1.79 \times 10^{-6} (\text{V}) = 1.79 \mu\text{V}$$

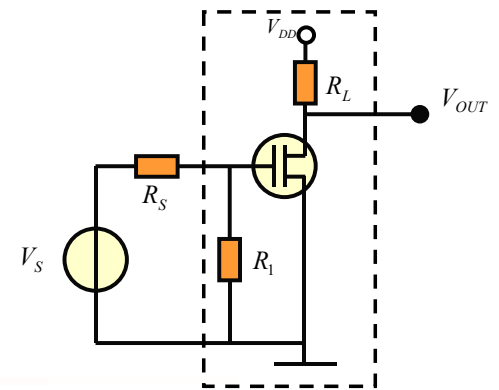
$$F_n = F_{n \min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{sopt}|^2$$

8.4 低噪声放大器的阻抗匹配问题

- 为了得到放大器的最小噪声系数，信源内阻有一个最佳值
 - 商用芯片Datasheet提供，自己设计的集成电路需仿真确认
 - 但是信源内阻为最佳值时，放大器的输入阻抗不一定恰好与信源共轭匹配，因而这时的功率增益不是最大。为兼顾两者，可以采用一些措施
- 对于MOSFET，图示是一种最简单的方法。令 $R_1 = R_s$ ，即可实现放大器的输入阻抗与信源阻抗匹配



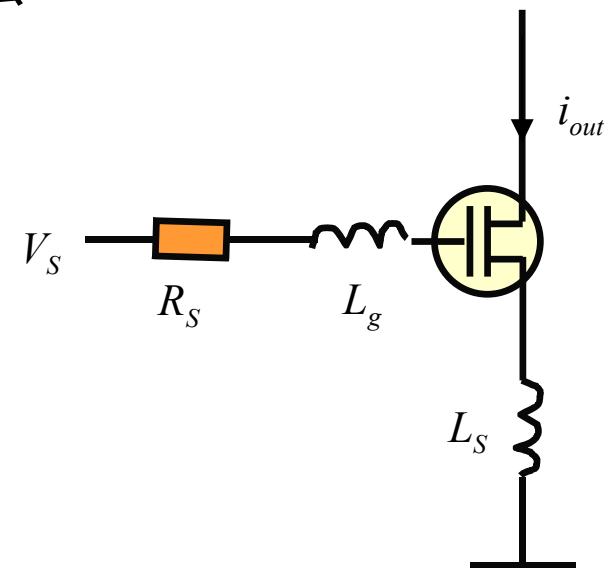
电感负反馈



- 但这种方法存在两个问题
 - 一是并联电阻是一个实际电阻，必然存在电阻热噪声，这就增加了放大器的噪声
 - 二是这个并联电阻会消耗功率，这就降低了放大器的功率增益
- 有效的解决办法是采用电感负反馈的方法
- 首先，这个等效电阻可以实现与信源的匹配；其次，这个等效电阻不是一个实际电阻，所以不会产生热噪声，也不会消耗功率

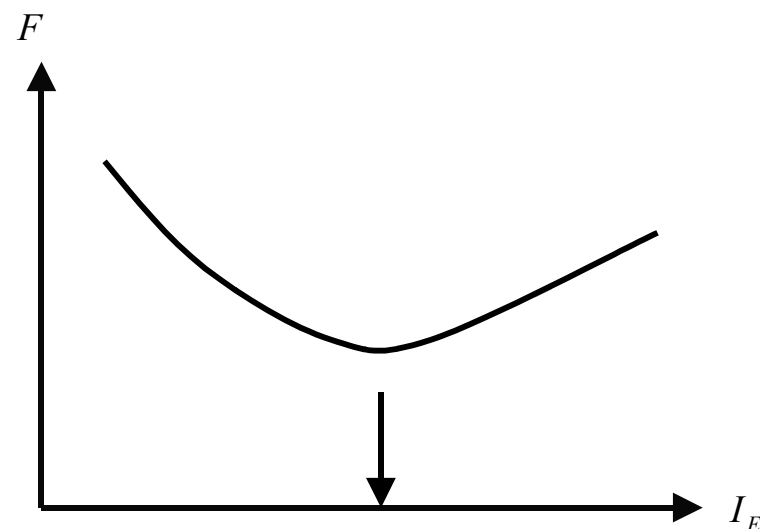
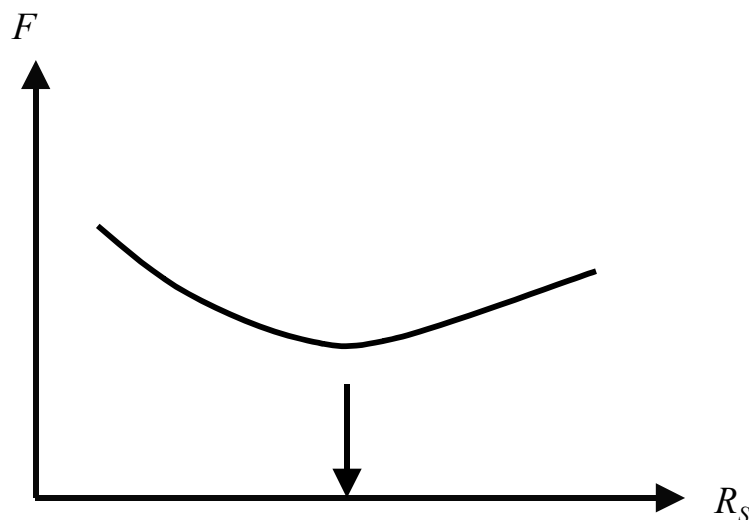
$$\omega_T L_S = R_S \quad \omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}}$$

$L_g + L_S$ 和 C_{gs} 在工作频率上串联谐振



8.5 总结：减小噪声系数的措施

- 选用低噪声器件
- 选用选择合适的信号源内阻：匹配电路
- 正确选择晶体管放大器的直流工作点
- 选用合适的放大电路





减小噪声系数的措施（续）

- 选择合适的工作带宽
 - 通频带尽量窄以减小噪声，通频带足够宽以保证信号的不失真
- 降低放大器工作温度
 - 热噪声是主要来源之一，所以降低接收机前端主要器件的工作温度，对减小噪声系数是有意义的。
 - 如卫星地面站接收机中的高放，设备被制冷到20K-80K
- 合适的级联
 - 包括室外单元
 - 天线后先接低噪声放大器，之后用电缆连到室内

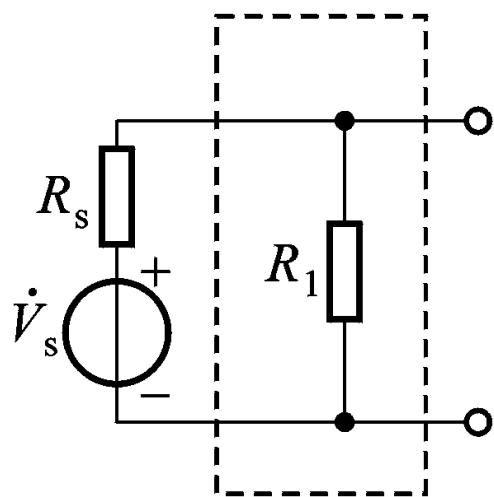


噪声、干扰

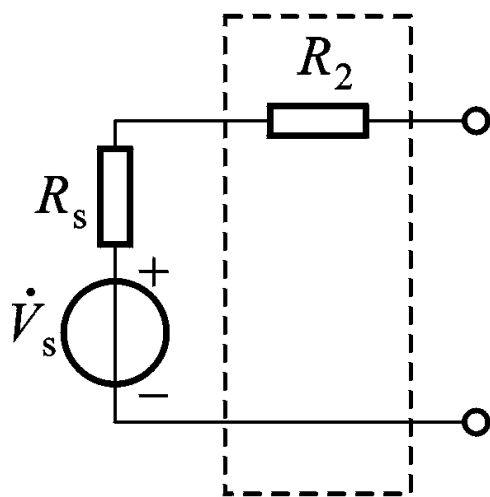
线性非线性

- 如果把噪声定义为落入信号通带中的任何**不需****要**的电能量，则噪声可分为两大类
 - 一类是和信号不相关的
 - 无论有无信号出现，不相关噪声总是存在
 - 外部噪声：大气噪声、宇宙噪声、工业噪声...
 - 还包括外部干扰，如其他信道产生的信号形成的干扰
 - 内部噪声：热噪声、散粒噪声、分配噪声、闪烁噪声
 - 一类是和信号相关的
 - 相关噪声仅在信号出现时存在
 - 非线性产生的非线性失真
 - 谐波失真：信号通过非线性器件后产生的**不想要**的谐波信号
 - 互调失真：两个或多个信号通过非线性器件后产生的**不想要**的组合频率

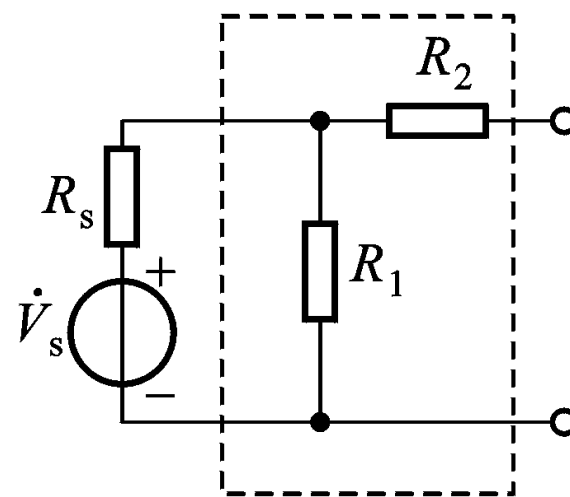
作业一：求噪声系数



(a)



(b)



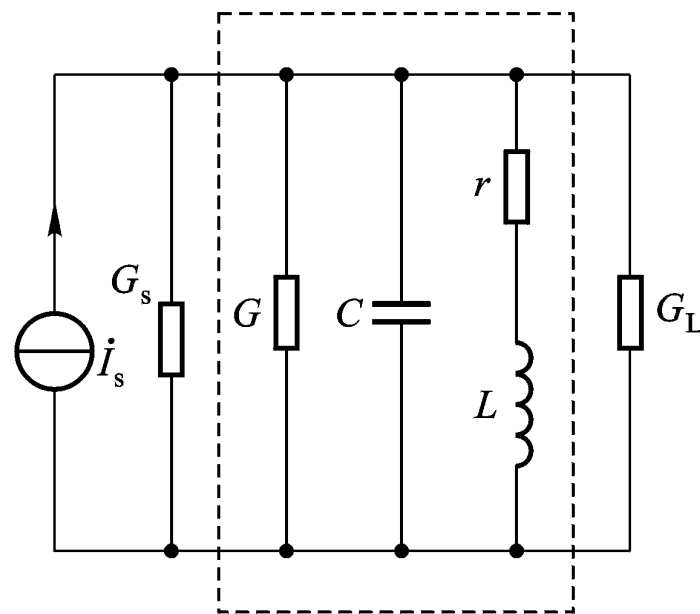
(c)

C: 三种解法

- (1) 无源网络，衰减系数为噪声系数
- (2) 级联公式
- (3) 噪声源等效

作业二：求谐振频点的噪声系数

- 如题图所示，虚线框内为一线性网络， G 为扩展通频带的电导，画出其噪声等效电路，并求其噪声系数。

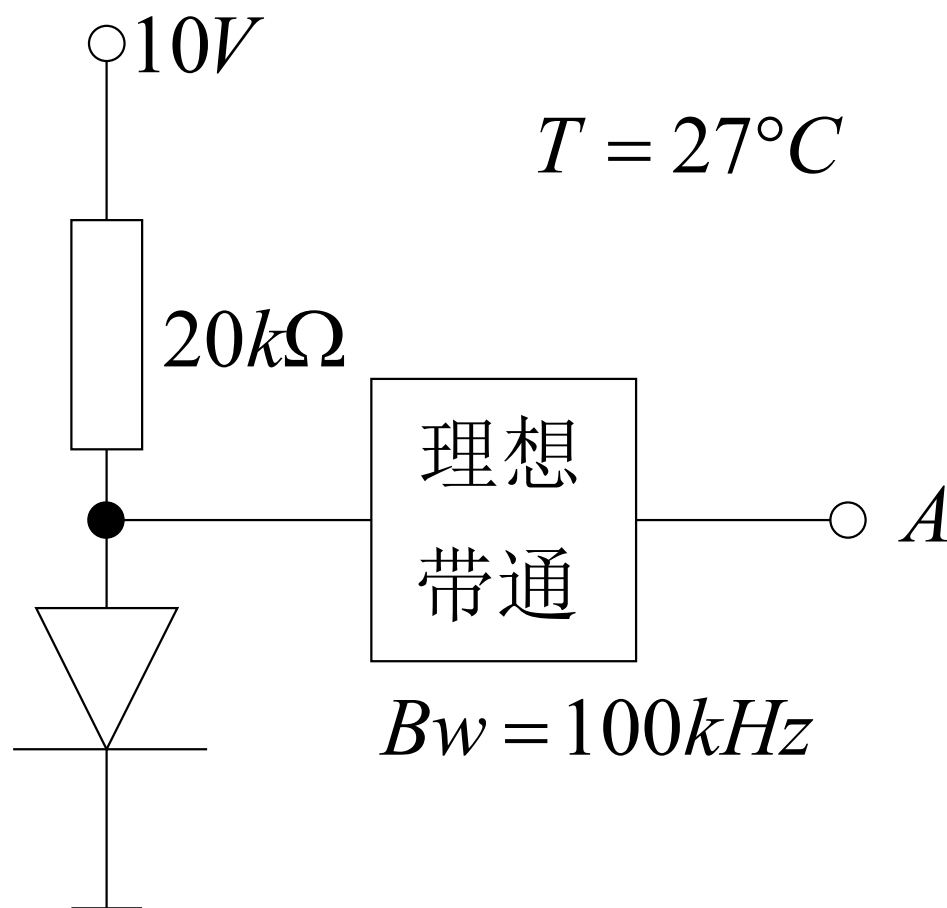


作业三：级联网络噪声系数

- 有A、B、C三个匹配放大器，它们的特性如表所示，现将此三个放大器级联，放大一低电平信号，问此三个放大器应如何连接，才能使总的噪声系数最小，最小值为多少？

放大器	功率增益 (dB)	噪声系数
A	6	1.7
B	12	2.0
C	20	4.0

作业四：二极管的散粒噪声



- 电路连接如图所示。如果在A点连接一个均方根电压计，请给出电压计读数为多少uV rms?



作业五：最佳噪声性能放大器

- 有两个放大器A和B，它们都具有 $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的输入噪声电压密度，放大器A具有 $50\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的输入噪声电流密度，而放大器B具有它两倍那么大
 - 每个放大器的最优信号源内阻是多少？（忽略两个噪声源之间的相关性）
 - 如果信号源的内阻为 $100\text{k}\Omega$ ，你应当采用哪个放大器？（假设我们可以利用一个理想的宽带无损变压器，变压比可任意调节）
 - 上述信号源配备A和B两个放大器，最佳的噪声系数分别为多大？



思考题

- 为什么AB级联网络的噪声系数不能表示为 $F_n = F_{nA} F_{nB}$? 在什么特殊情况下级联网络AB的噪声系数可以用 $F_n = F_{nA} F_{nB}$ 计算?
(或者简单地有 $NF = NF_A + NF_B$)
- 可否用一个参数M表示一个放大器噪声 F_n 和增益G的综合影响, 当 $M_A < M_B$ 时, AB级联网络的噪声系数一定低于BA级联?



CAD

- 在库中寻找一个晶体管，合适偏置后，进行噪声仿真
 - 信源内阻50欧姆，晶体管CE组态，发射极加电感，是否能够既实现共轭匹配，中心频点的噪声系数又增加不多
 - 找到最适当的信源内阻
 - 研究不同直流工作点对噪声系数的影响，说明低噪声设计工作点应选取在什么位置