



通信电路原理

第三章 放大器

晶体管模型



第二章 滤波器

- 传输与反射
- 匹配网络
- LC滤波器综合
 - 滤波的基本概念
 - 基于传输与反射的LC滤波网络综合
 - 其他滤波器
 - 有源滤波器



其他滤波器

- 有源滤波器
 - 有源器件（晶体管、运放等效受控源）参与实现的滤波器
 - 由于电感难以集成，集成电路滤波器设计中，一般没有电感
 - RC有源滤波器
 - 运算放大器，线性电阻、线性电容
 - Gm-C滤波器
 - 跨导放大器，电容
- 开关电容滤波器
- 声表面波滤波器



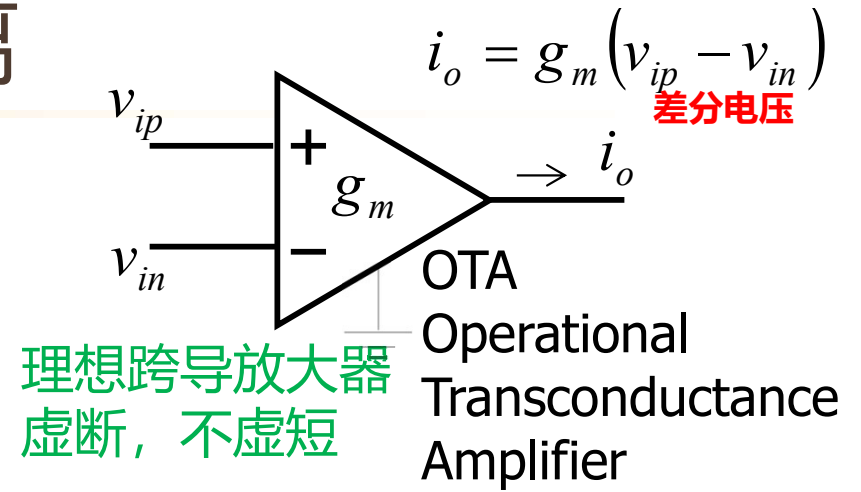
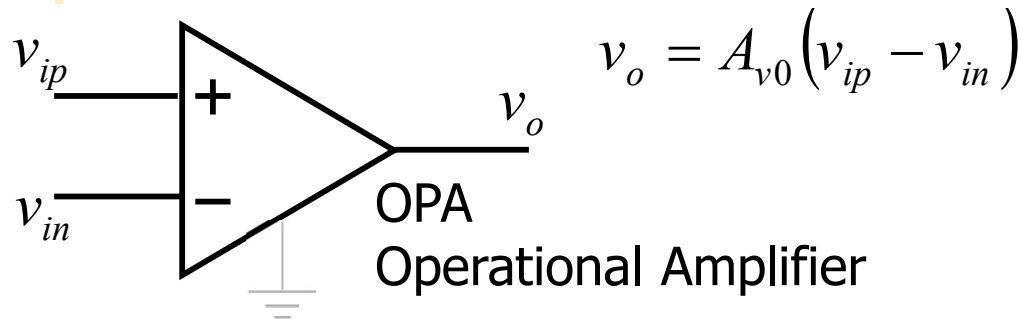
3.1 有源滤波器设计方法

- 电感替代法
 - 将电容回旋对偶变换为电感
- 运算仿真法
 - 直接从LC滤波器方程入手，设计有源滤波器
- 二阶节分解级联法

运放工作在闭环状态，为了稳定，需要补偿措施
跨导放大器工作在开环状态，无需补偿措施，功耗低

有源器件

理想受控源：单向隔离



线性区工作：电压放大器

理想压控压源
理想压控流源

理想运放线性区模型

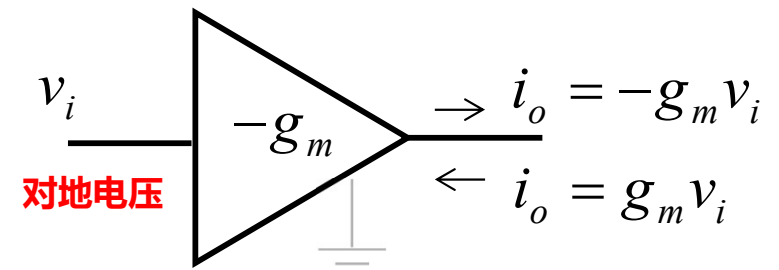
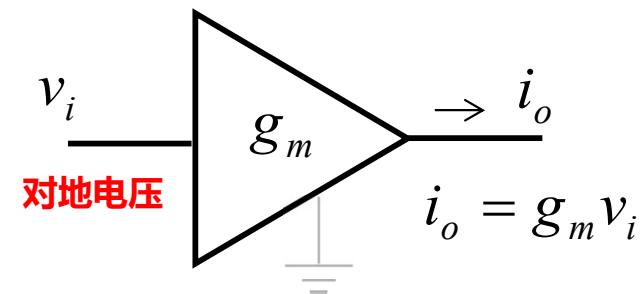
$$A_{v0} \rightarrow \infty \quad v_{ip} = v_{in}$$

虚短

$$A_{v0}R_{id} \rightarrow \infty \quad i_{ip} = i_{in} = 0$$

虚断

采用负反馈闭环结构使其工作在线性区

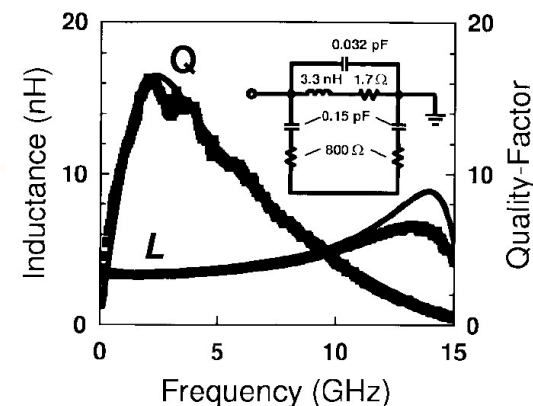


开环结构

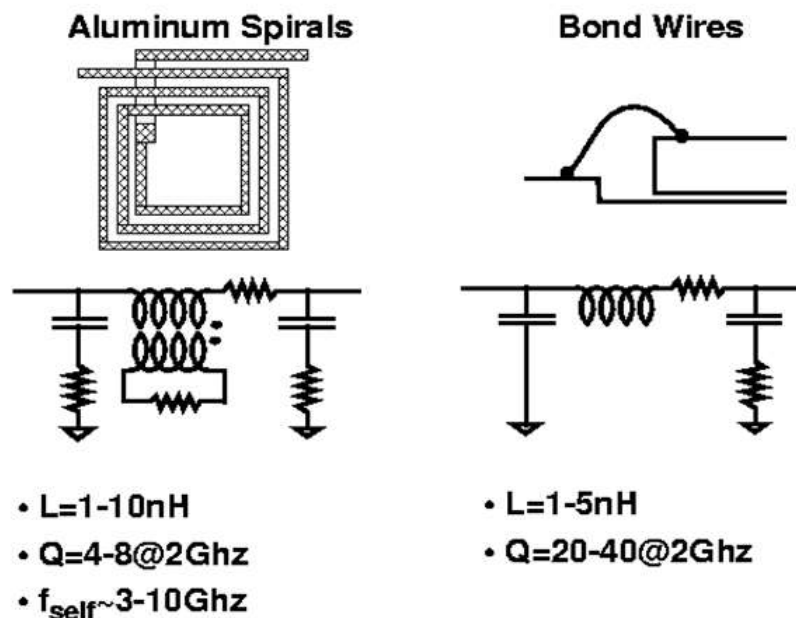
默认地未画，和输入输出端点构成输入输出端口

3.1.1 电感替代法

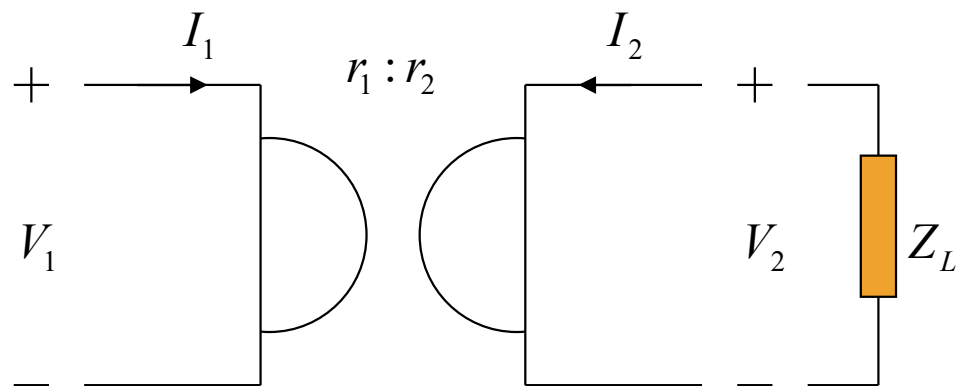
- 直接集成LC滤波器有困难，主要是由于电感的集成有难度
 - 线圈绕制电感不可能直接集成到硅片上
 - 芯片上制作得到的螺旋电感，其Q值低，面积大，寄生元件多，电感量小
 - 引线电感值难以控制



Inductors in Silicon ICs



回旋器变换原理



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -r_1 \\ r_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$r_2 = r_1 = r$: 理想回旋器

$$P = V_1 I_1 + V_2 I_2 = -r_1 I_2 I_1 + r_2 I_1 I_2 \stackrel{r_1=r_2}{=} 0$$

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{-r_1 I_2}{V_2 / r_2} = r_1 r_2 \frac{1}{-V_2 / I_2} = \frac{r_1 r_2}{Z_L}$$

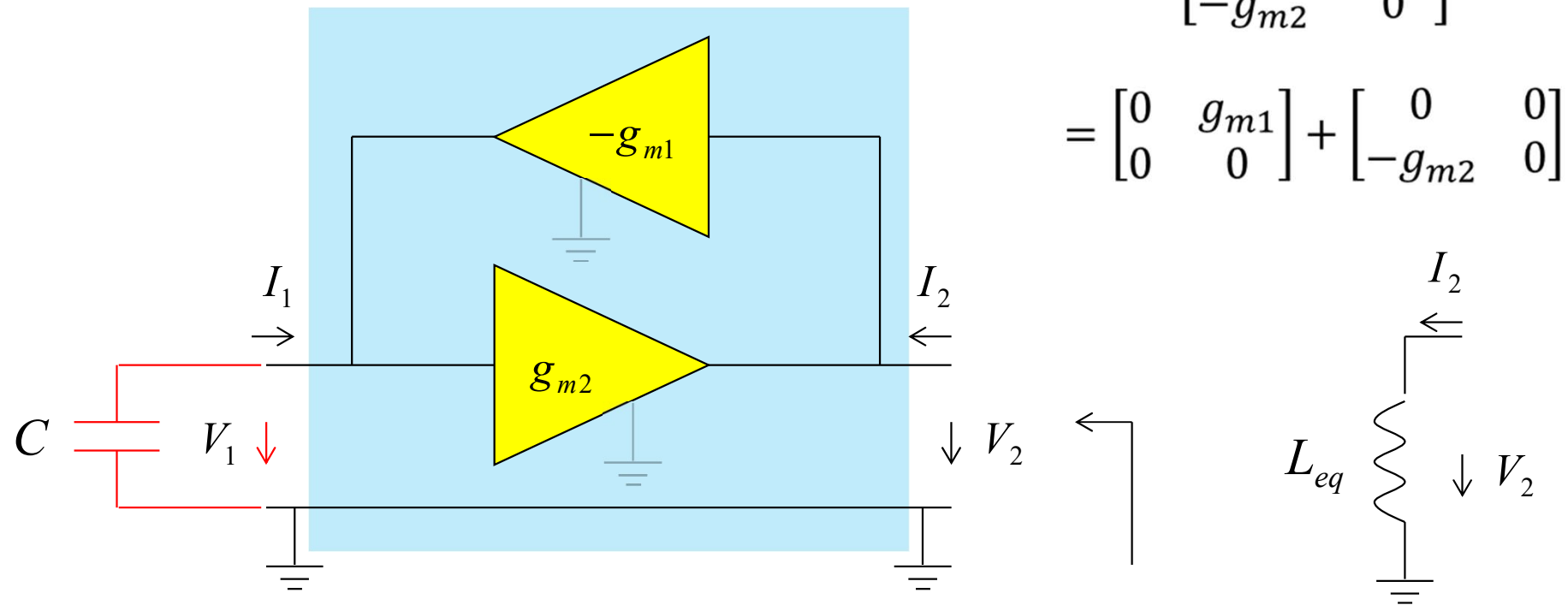
回旋器具有对偶变换功能

$$Z_L = \frac{1}{sC} \Rightarrow Z_{in} = s r_1 r_2 C = s L_{eq} \Rightarrow L_{eq} = r_1 r_2 C$$

$$L_{eq} = \frac{C}{g_1 g_2}$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g_{m1} \\ -g_{m2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

两个跨导放大器的并联可实现回旋器

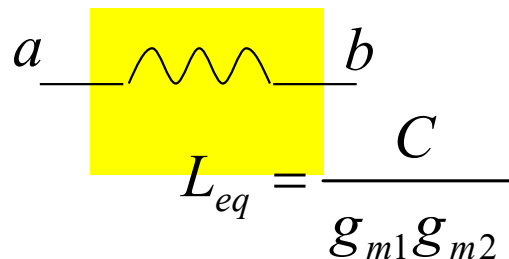
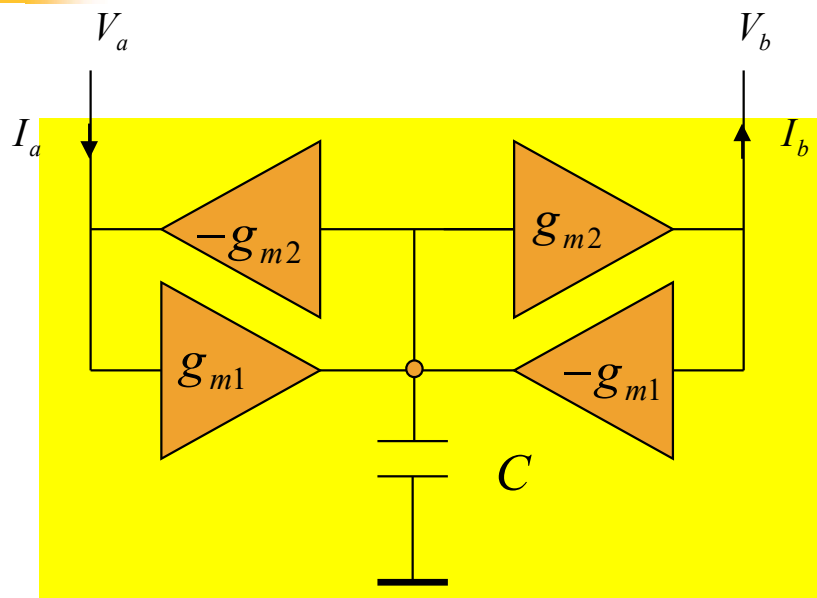


$$\begin{bmatrix} 0 & g_{m1} \\ -g_{m2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g_{m1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -g_{m2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$I_2 = -g_{m2}V_1 = -g_{m2}\left(-\frac{I_1}{sC}\right) = \frac{g_{m2}}{sC}g_{m1}V_2 = \frac{1}{s\frac{C}{g_{m1}g_{m2}}}V_2 = \frac{1}{sL_{eq}}V_2$$

$$L_{eq} = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}$$

浮地电感



$$I_a = g_{m2}V_C = I_b$$

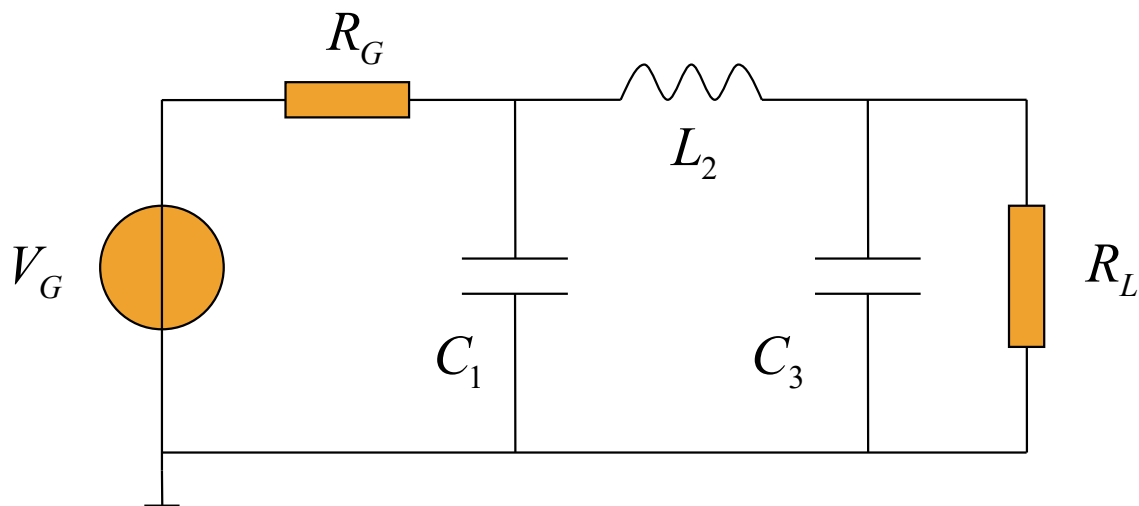
满足端口条件，形成单端口网络

$$I_c = sCV_C = g_{m1}V_a - g_{m1}V_b = g_{m1}(V_a - V_b)$$

$$V_{ab} = V_a - V_b = \frac{sC}{g_{m1}}V_C$$

$$Z_{ab} = \frac{V_{ab}}{I_a} = \frac{\frac{sC}{g_{m1}}V_C}{g_{m2}V_C} = s \frac{C}{g_{m1}g_{m2}} = sL_{eq}$$

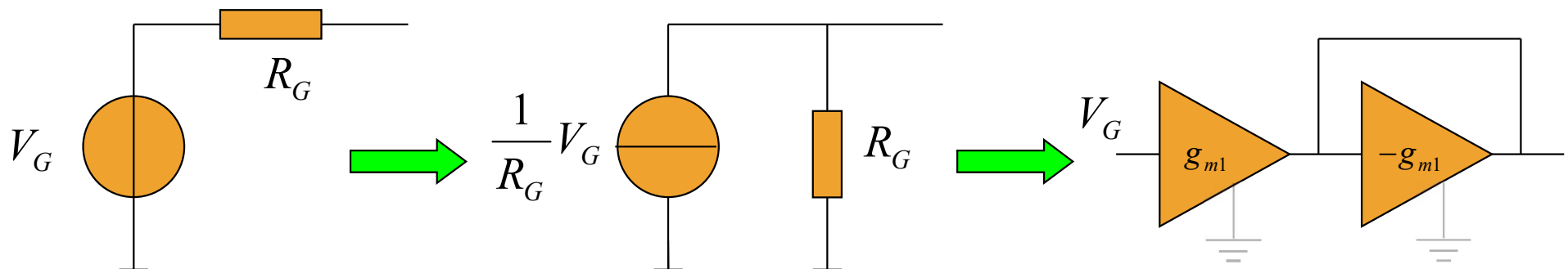
例：三阶低通滤波器的Gm-C实现



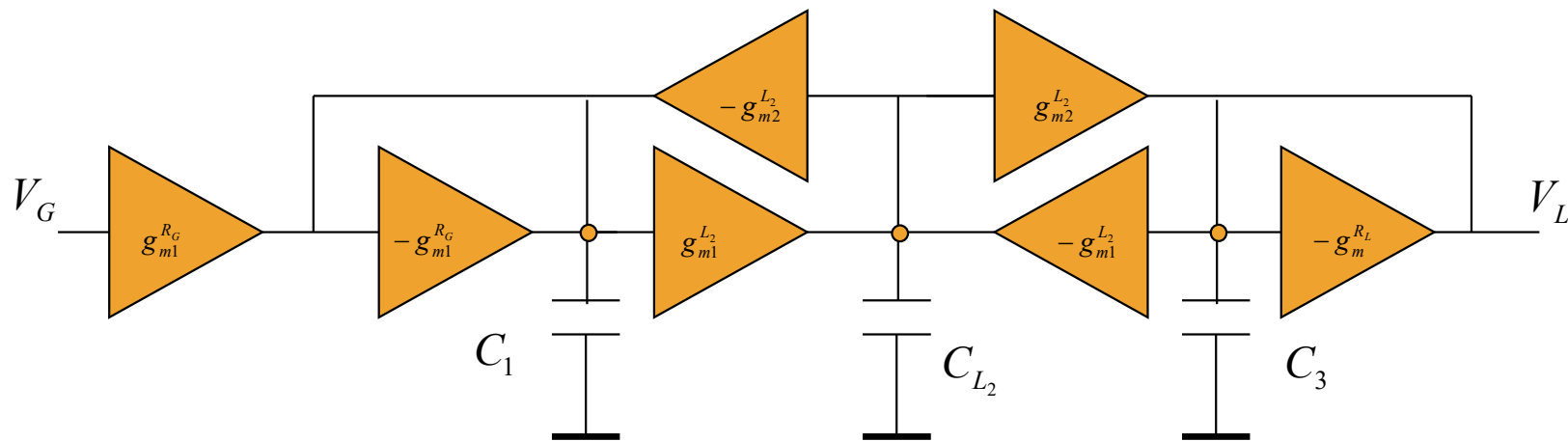
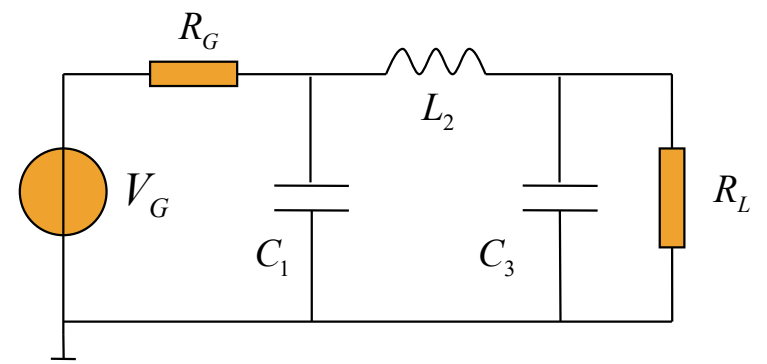
浮地电感 L_2 用四个OTA和一个接地电容实现

集成电路实现的器件精度较差，为了可控可调节，接地电阻 R_L 用一个OTA实现

信源内阻 R_G 同样用OTA实现



Gm-C电路实现



$$g_{m1}^{R_G} = 1/R_G$$

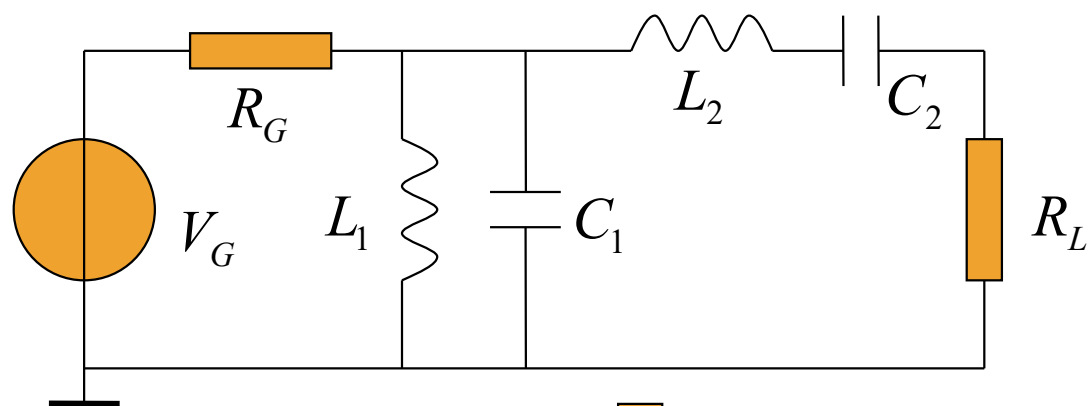
$$g_m^{R_L} = 1/R_L$$

$$g_{m1}^{L_2} = g_{m2}^{L_2} = 1/R$$

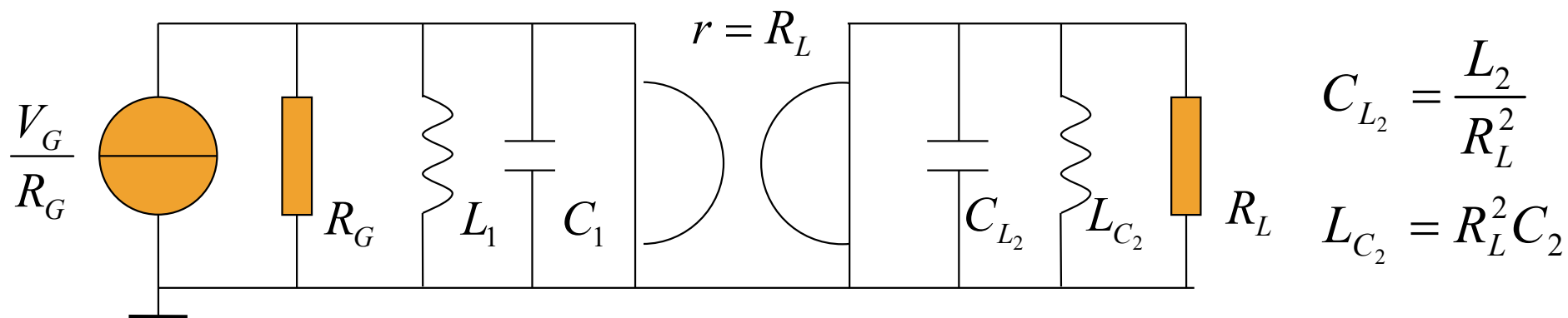
$$C_{L_2} = L_2/R^2$$

积分器实现

例：一个四阶带通滤波器的回旋器等效实现



一端接地，寄生效应小

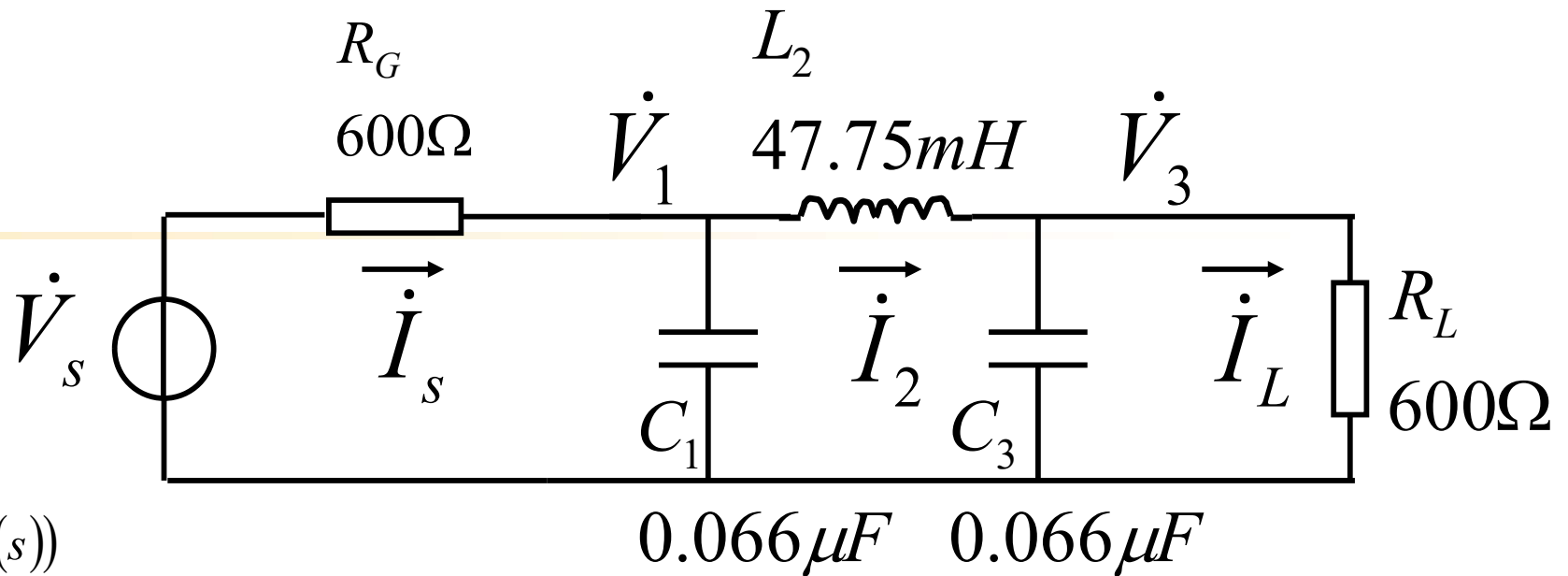




3.1.2 运算仿真法

- 首先综合出无源LC滤波器
- 其次列出无源LC滤波器结点电压方程和支路电流方程，将这些方程转化为单一的电压参量间（或电流参量间）的积分关系，再用有源积分器实现这些积分关系
 - 有源滤波器的实现问题转化为有源积分器的设计与实现问题

- 描述电路的结点与支路方程包含积分运算、加法运算和比例运算。为了简化电路，统一为对电压的运算。



$$I_s(s) = \frac{1}{R_G} (V_s(s) - V_1(s))$$

$$V_1(s) = \frac{1}{sC_1} (I_s(s) - I_2(s))$$

$$I_2(s) = \frac{1}{sL_2} (V_1(s) - V_3(s))$$

$$V_3(s) = \frac{1}{sC_3} (I_2(s) - I_L(s))$$

$$I_L(s) = \frac{1}{R_L} V_3(s)$$

$$V'_s(s) = I_s(s)R_G = V_s(s) - V_1(s)$$

$$V'_2(s) = I_2(s)R_G = \frac{R_G}{sL_2} (V_1(s) - V_3(s))$$

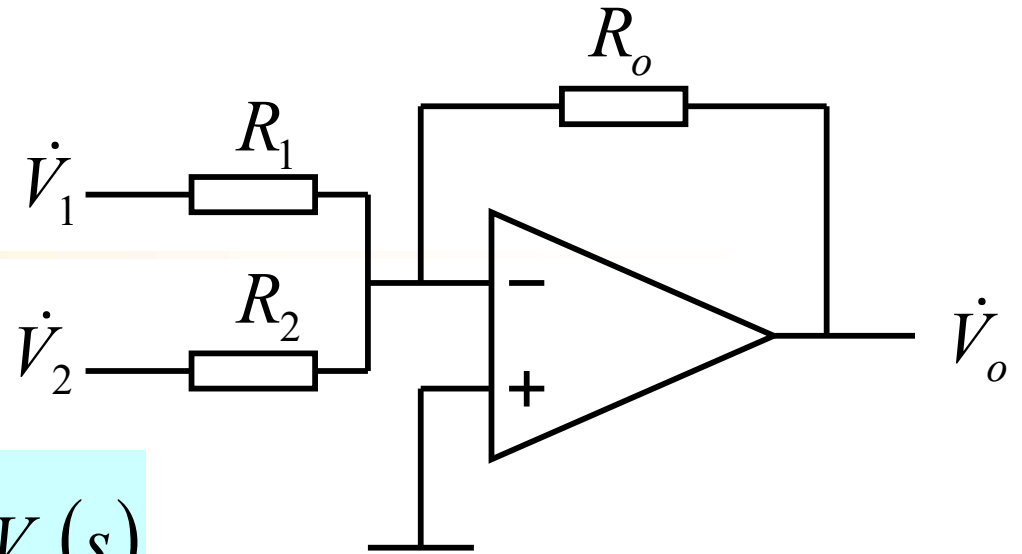
$$V'_L = I_L(s)R_G = V_3(s)$$

$$\begin{aligned} V_1(s) &= \frac{1}{sC_1R_G} (V'_s(s) - V'_2(s)) \\ &= \frac{1}{sC_1R_G} (V_s(s) - V_1(s) - V'_2(s)) \end{aligned}$$

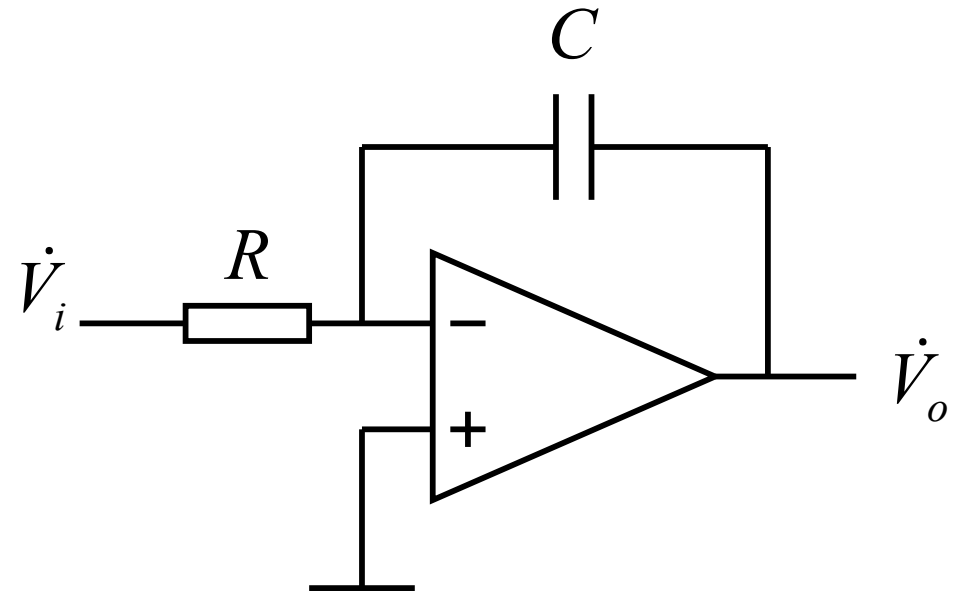
$$\begin{aligned} V_3(s) &= \frac{1}{sC_3R_G} (V'_2(s) - V'_L(s)) \\ &= \frac{1}{sC_3R_G} (V'_2(s) - V_3(s)) \end{aligned}$$

运放实现的 加法和积分

加法器:
$$\dot{V}_o(s) = -\frac{R_o}{R_1} \dot{V}_1(s) - \frac{R_o}{R_2} \dot{V}_2(s)$$



积分器:
$$\dot{V}_o(s) = -\frac{1}{sCR} \dot{V}_i(s)$$



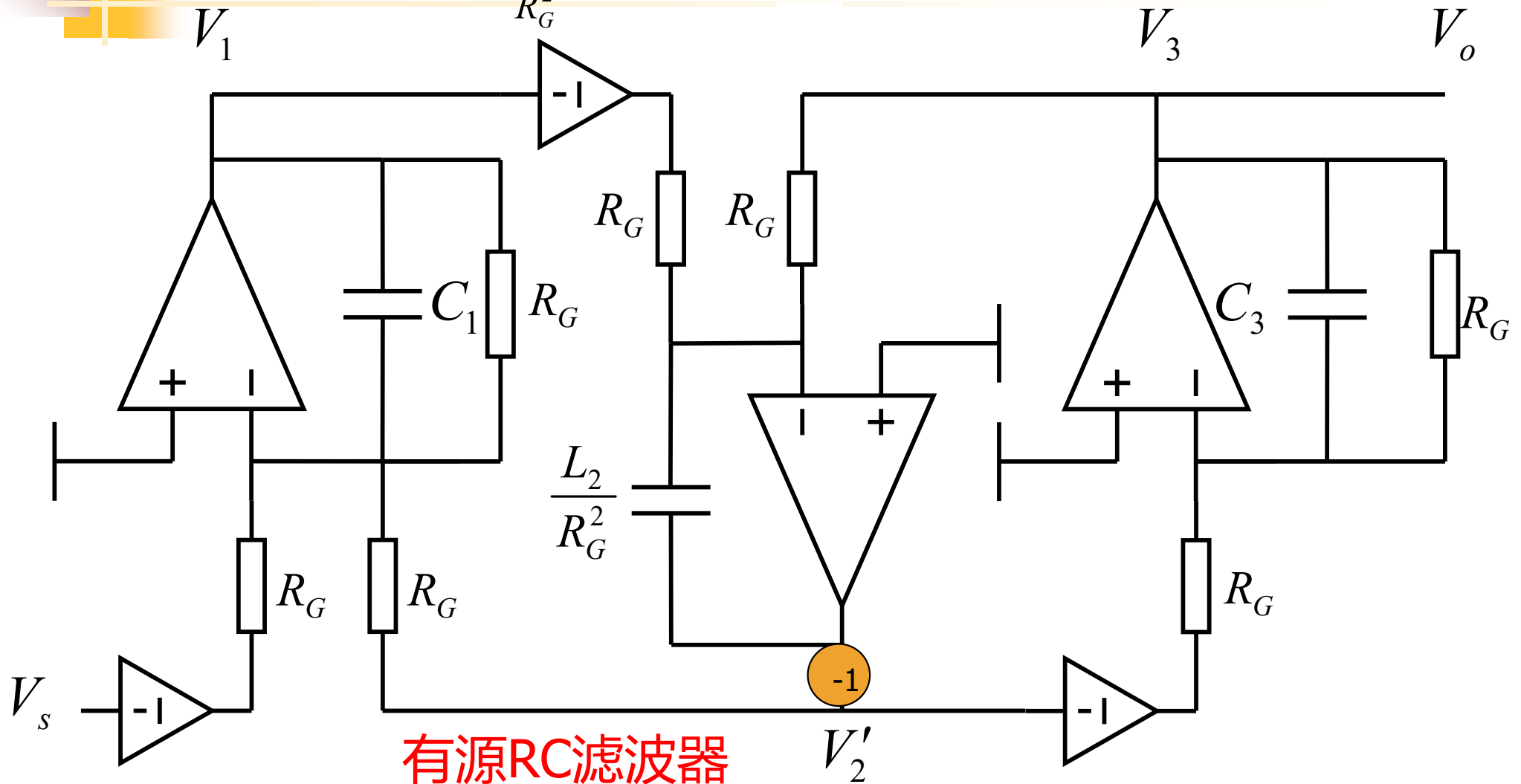
$$V_1(s) = \frac{1}{sC_1R_G}(V_s(s) - V_1(s) - V_2'(s))$$

$$V_2'(s) = \frac{1}{s\frac{L_2}{R_G^2}R_G}(V_1(s) - V_3(s))$$

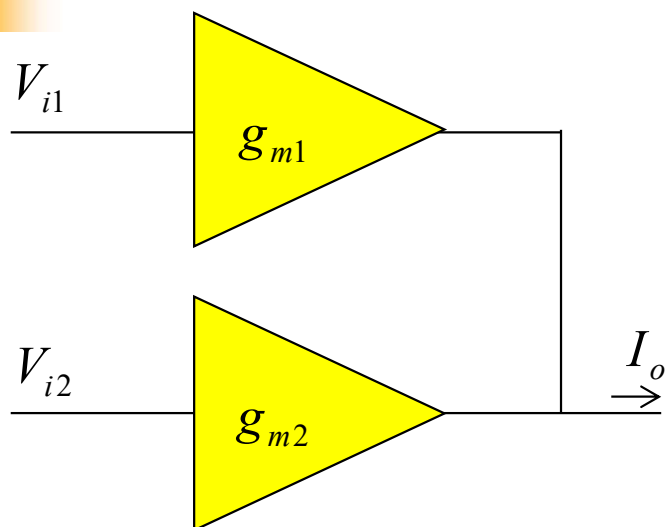
$$V_3(s) = \frac{1}{sC_3R_G}(V_2'(s) - V_3(s))$$

$$R_G = 600\Omega, C_1 = 0.066\mu F, L_2 = 47.75mH, C_3 = 0.066\mu F$$

$$C_2 = \frac{L_2}{R_G^2} = 0.133\mu F$$

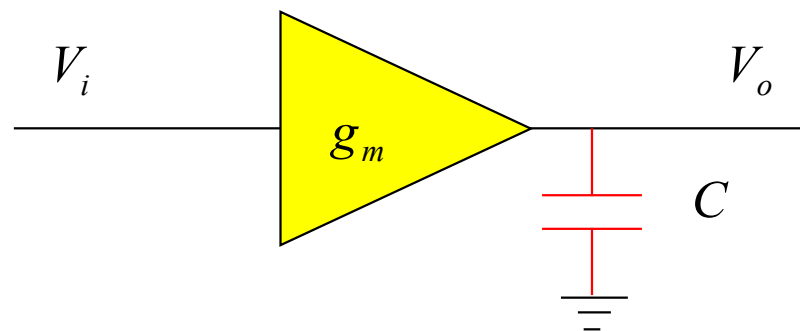


跨导放大器实现的加法和积分



$$I_o = g_{m1}V_{i1} + g_{m2}V_{i2}$$

点接（并联）电流自然相加
后接电阻负载形成输出电压：相加
后级电容负载形成输出电压：积分



$$V_o = I_o \frac{1}{sC} = g_m V_i \frac{1}{sC} = \frac{g_m}{sC} V_i$$

电流流过电容形成电压：积分

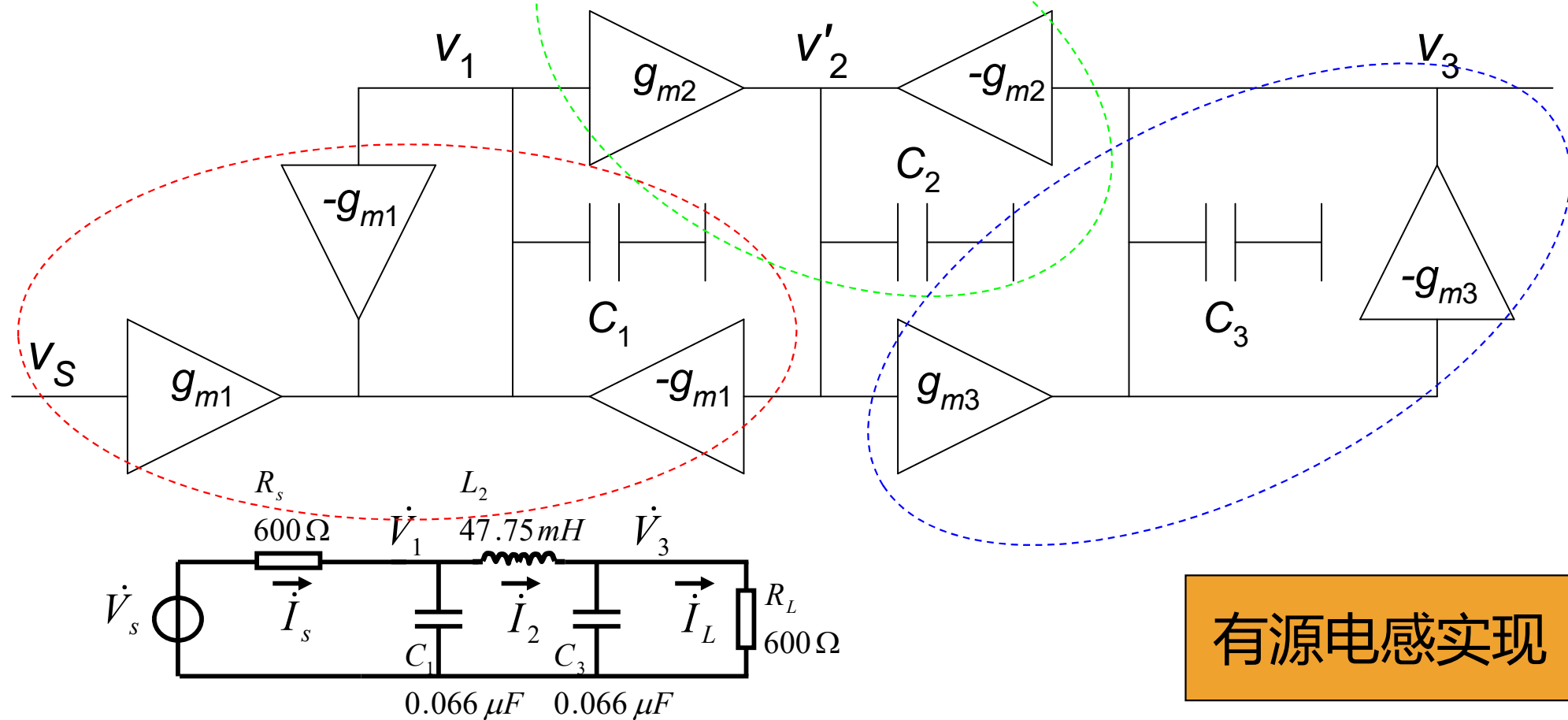
$$V_1(s) = \frac{G_m}{sC_1} (V_s(s) - V_1(s) - V'_2(s))$$

$$V'_2(s) = \frac{G_m}{s \left(\frac{L_2}{R_G^2} \right)} (V_1(s) - V_3(s))$$

$$V_3(s) = \frac{G_m}{sC_3} (V'_2(s) - V_3(s))$$

Gm-C滤波器

$$G_m = g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = \frac{1}{R_G}$$



有源电感实现



3.1.3 二阶节分解级联法

- 为了简化滤波器调试难度，集成滤波器还可以采用一阶滤波器与二阶滤波器的级联来实现
 - 设计简单明了，调试难度大大降低
 - 级联方法的优点是把高阶传递函数的实现简化为多个简单的一阶和二阶滤波器的级联设计/每个低阶滤波器都是独立的，其中一个滤波器的任何变化都不会影响到与其级联的其他滤波器节的调试
- 有源滤波器分节实现步骤
 - 函数逼近 ✓
 - 分节
 - 节滤波器实现

分节级联

$$H(s) = \frac{\beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0}{s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (m \leq n)$$

$$H(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} = \prod_{j=1}^{n/2} K_j \frac{(s - z_{j1})(s - z_{j2})}{(s - p_j)(s - p_j^*)} = \prod H_j(s)$$

$H_j(s)$ 的阶数为一阶或二阶

$$H_j(s) = \frac{\beta_{j1} s + \beta_{j0}}{s + \omega_{j0}}$$

$$\begin{aligned} (s - p_j)(s - p_j^*) &= s^2 - (p_j + p_j^*)s + p_j p_j^* \\ &= s^2 - 2 \operatorname{Re}(p_j)s + |p_j|^2 = s^2 + \frac{\omega_j}{Q_j}s + \omega_j^2 \end{aligned}$$

$$H_j(s) = \frac{\beta_{j2} s^2 + \beta_{j1} s + \beta_{j0}}{s^2 + \frac{\omega_{j0}}{Q_j}s + \omega_{j0}^2}$$

$$\left(Q_j = -\frac{|p_j|}{2 \operatorname{Re}(p_j)} > \frac{1}{2} \right)$$



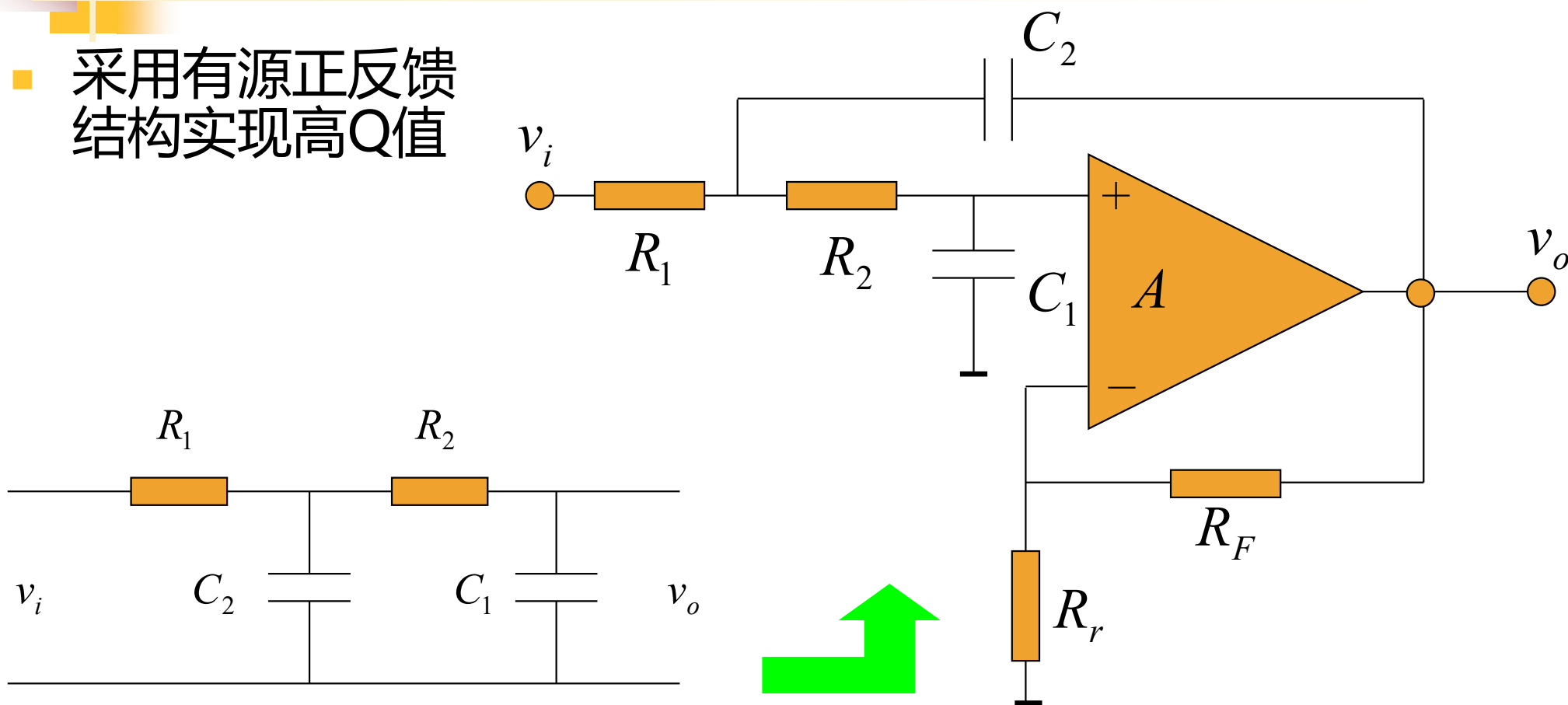
分节级联问题

- 零极点如何配对?
- 每节的增益系数如何确定?
- 级联顺序如何排定?

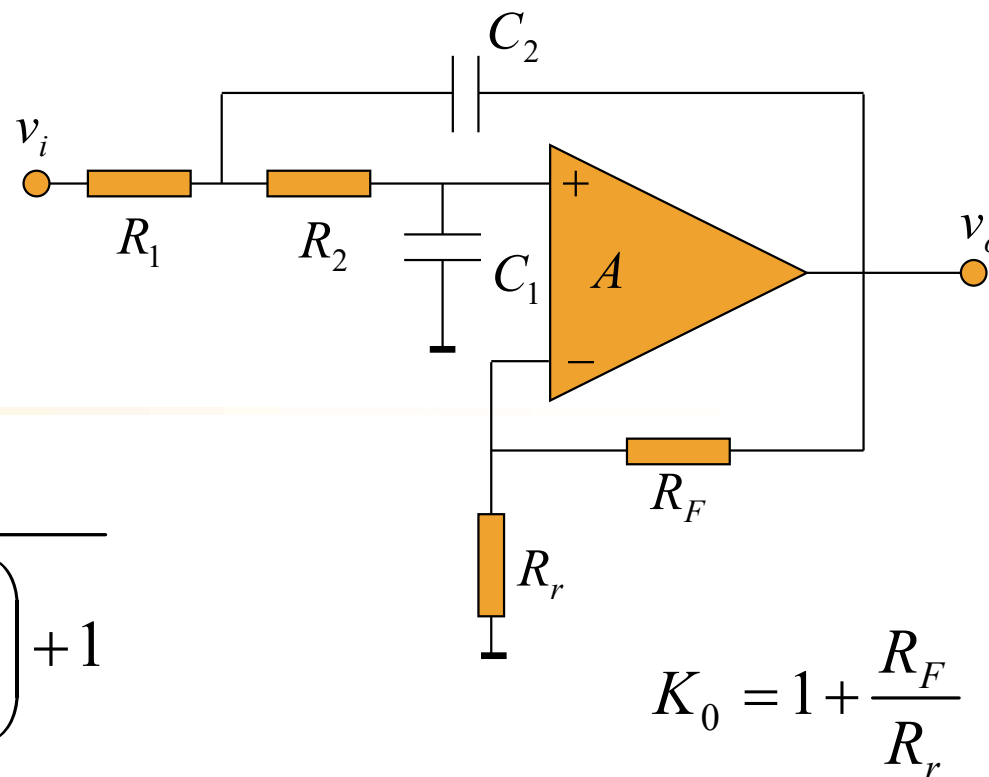
$$H(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} = \prod_{j=1}^{n/2} K_j \frac{(s - z_{j1})(s - z_{j2})}{(s - p_j)(s - p_j^*)}$$

低通二阶节例：Sallen-Key

- 采用有源正反馈结构实现高Q值



传递函数



$$H_{LP}(s) = \frac{v_o}{v_i} = K_0 \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

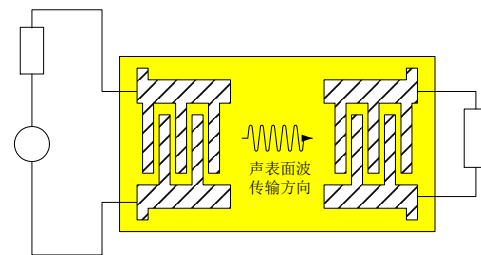
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} - \frac{R_F}{R_r} \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}}} < 0.5 \therefore \text{无源}$$

- 抽样数据电路, z 变换
- 可应用于音频, 和数模转换电路中, 不做具体要求, 具体内容参见教材2.6节

3.2 开关电容滤波器

- 解决音频模拟滤波器的小型化问题: LC滤波器不可取, RC有源滤波器虽然使得电路体积减小, 但在灵敏度、稳定性和精度方面不能令人满意
 - 单片集成, 硅片上制作电阻和电容器件时, 参数精度和温度稳定性都较低, 而且, 电阻可能占用较大的硅片面积
- MOS开关电容滤波器在面积不大的单块硅片上制作各种音频网络, 准确度和温度稳定性都很高
 - MOS开关电容滤波器由MOS电容、MOS模拟开关和MOS运算放大器构成
 - 由电容和开关等效电阻, 面积减小
 - 比例、积分电路的输出和输入信号之间的关系决定于控制开关的时钟频率和电容间的比值, 而不是绝对值, 从而有很高的准确度和稳定性



3.3 声表面波滤波器

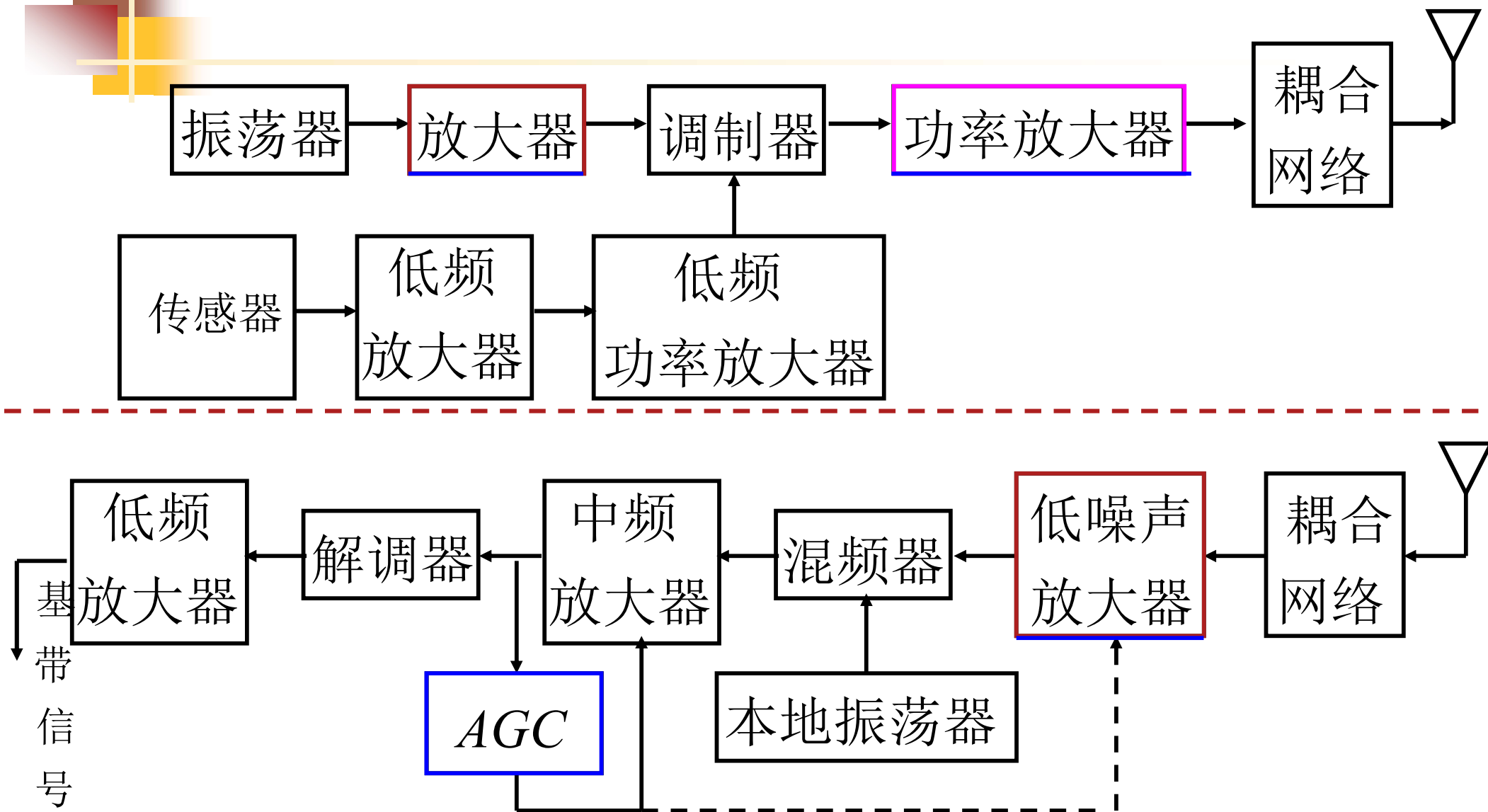
- 声表面波滤波器是一种以铌酸锂、石英等压电材料为基体构成的一种电声换能器件
 - 体积小，重量轻，选频特性好
 - 中心频率适于高频、超高频工作（MHz ~ GHz）
 - 平面加工工艺，制造简单、重复性好
 - 是当前彩色电视、雷达、和通信系统（中频）主要采用的一种选择性滤波器
 - 为了保证对信号的选择性要求，声表滤波器接入实际电路时，必须实现良好的匹配（教材2.4节）
 - 声表滤波器的插入损耗较大



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

发射机和接收机中的射频放大器





放大器分类

- 放大器可分为大信号放大器和小信号放大器两类
 - 射频大信号放大器一般位于发射机末级，用作功率放大
 - 大功率，高效率（本章：A类功率放大器；第四章：非线性功放）
 - 射频小信号放大器多用于接收机中的低噪声高频放大器和中频放大
 - 高增益、低噪声、高稳定性（本章内容：窄带、宽带、低噪、稳定性...）

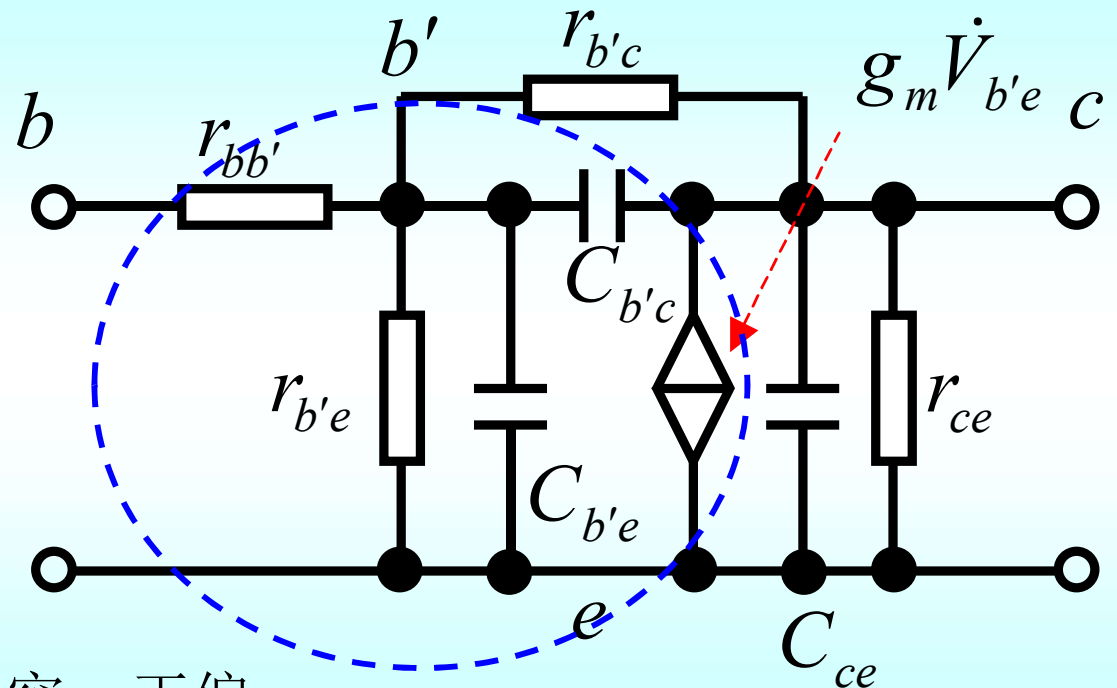
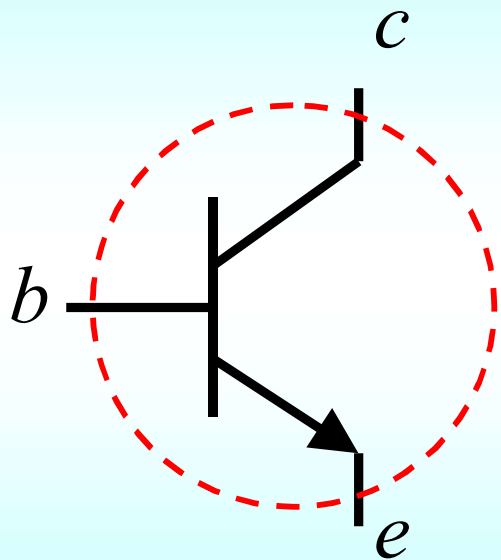
b' : 有效基区; b : 基极引线端 $r_{bb'}$: 基极体电阻: 共基电路中可引起高频负反馈

$r_{b'e}$: 发射结电阻: 放大状态, 发射结正偏: $r_{b'e} = \beta_0 v_T / I_{C0}$

$r_{b'c}$: 集电结电阻, 较大, 可忽略: 反偏

一、器件模型

■ 双极型晶体管混合 π 型等效电路



$C_{b'e}$: 发射结电容, 主要为扩散电容: 正偏

$C_{b'c}$: 集电结电容, 主要为势垒电容: 反偏

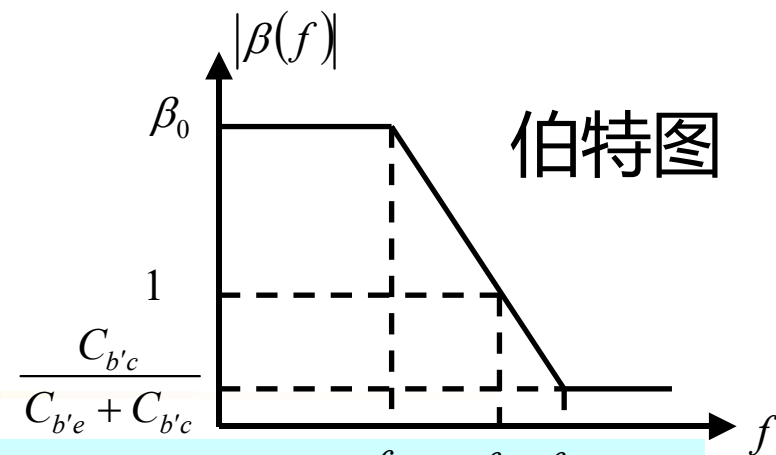
$C_{b'c}$ 跨接输入输出, 反馈, 稳定性恶化, 频带受限

g_m : 跨导: $g_m = I_{C0} / v_T$

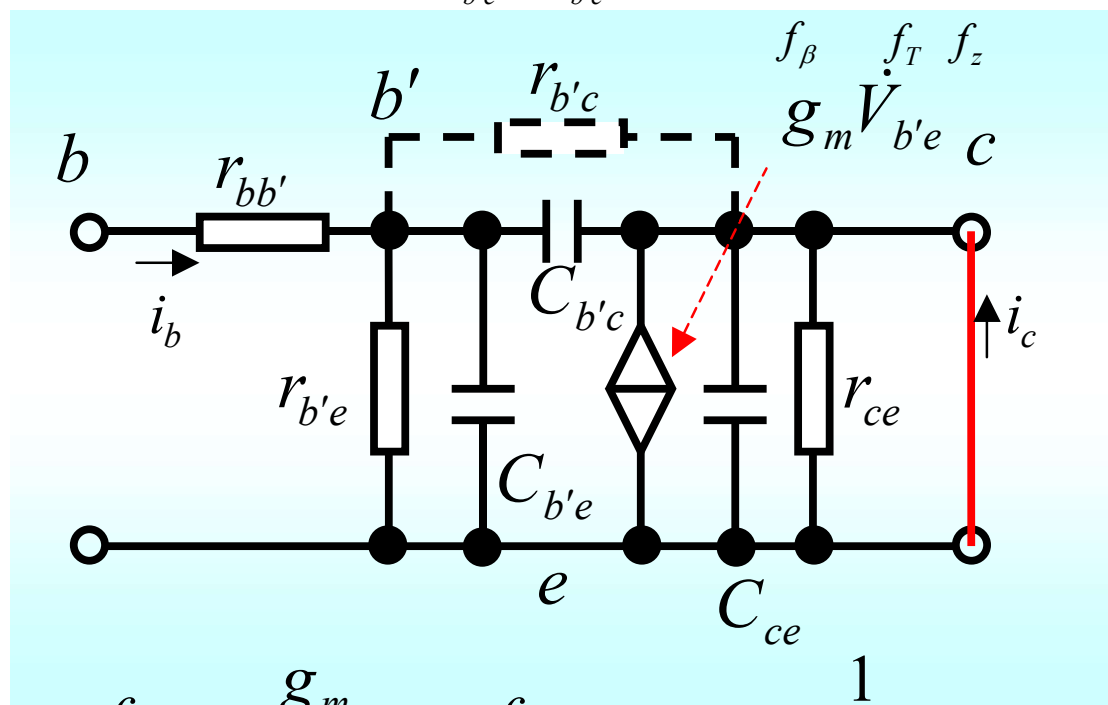
r_{ce} 一般较大

C_{ce} 一般较小

输出短路电流增益



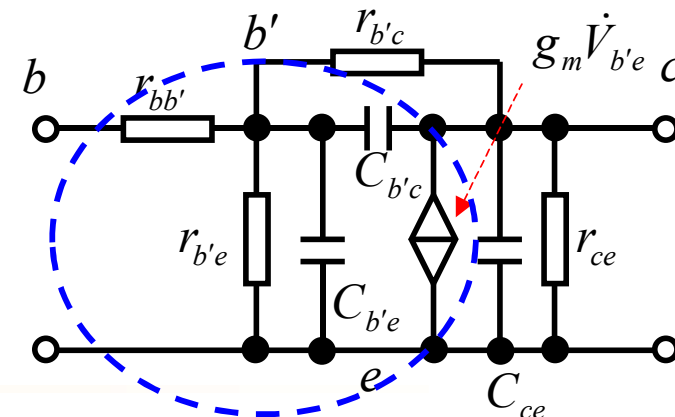
$$\begin{aligned}
 \beta(s) &= \frac{i_c}{i_b} \\
 &= \frac{g_m v_{b'e} - sC_{b'c} v_{b'e}}{Z_{in'}^{-1} v_{b'e} + sC_{b'c} v_{b'e}} \\
 &= g_m r_{b'e} \frac{1 - sC_{b'c} / g_m}{1 + s(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}} \\
 &= \beta_0 \frac{1 - s/\omega_z}{1 + s/\omega_\beta} \approx \beta_0 \frac{1}{1 + s/\omega_\beta}
 \end{aligned}$$



$$f_z = \frac{g_m}{2\pi C_{b'c}}, \quad f_\beta = \frac{1}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

高频特性参数



■ 截止频率 f_β

- β 为 β_0 的 0.7 倍时的频率

$$\beta(f) = \beta_0 \frac{1 - j \frac{f}{f_z}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

■ 零点频率 f_z

- 跨接电容导致的输出电流和跨导器电流相当时对应频率

$$f_z = \frac{g_m}{2\pi C_{b'c}}$$

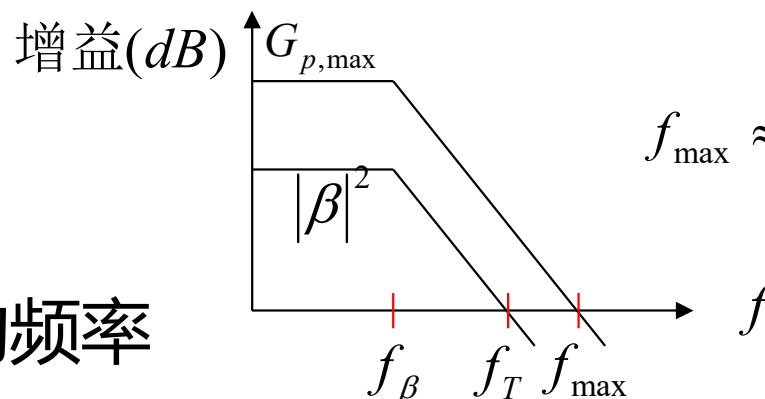
■ 特征频率 f_T

- β 为 1 时的频率

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta = \frac{g_m}{2\pi (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

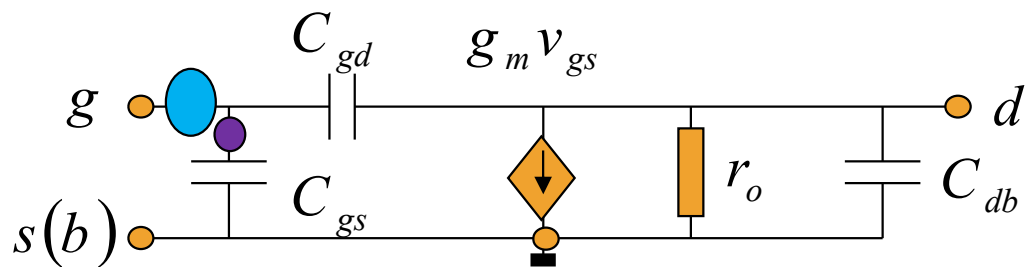
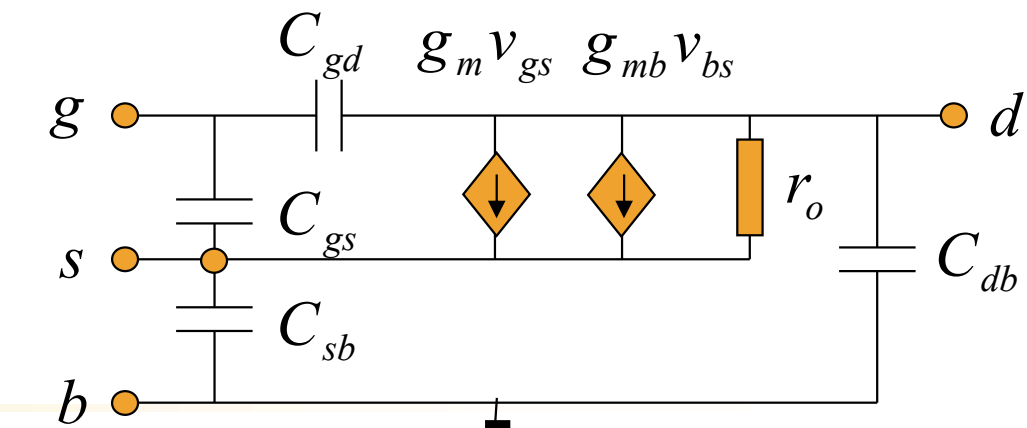
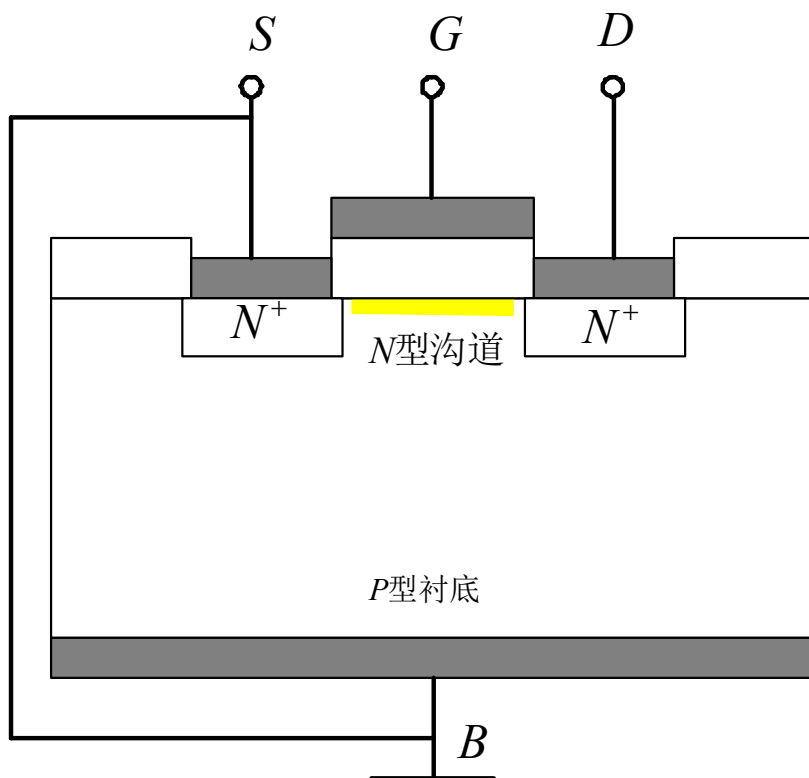
■ 最高振荡频率 f_{\max}

- 最大功率增益为 1 时的频率



$$f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_{bb'} C_{b'e} C_{b'c}}}$$

MOSFET



MOSFET小信号等效电路

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

$$f_z = \frac{g_m}{2\pi C_{gd}} \quad f_{\max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_g C_{gs} C_{gd}}}$$

$$f_{\max} = \frac{g_m}{4\pi C_{gs}} \sqrt{\frac{r_{ds}}{r_{gs}}}$$

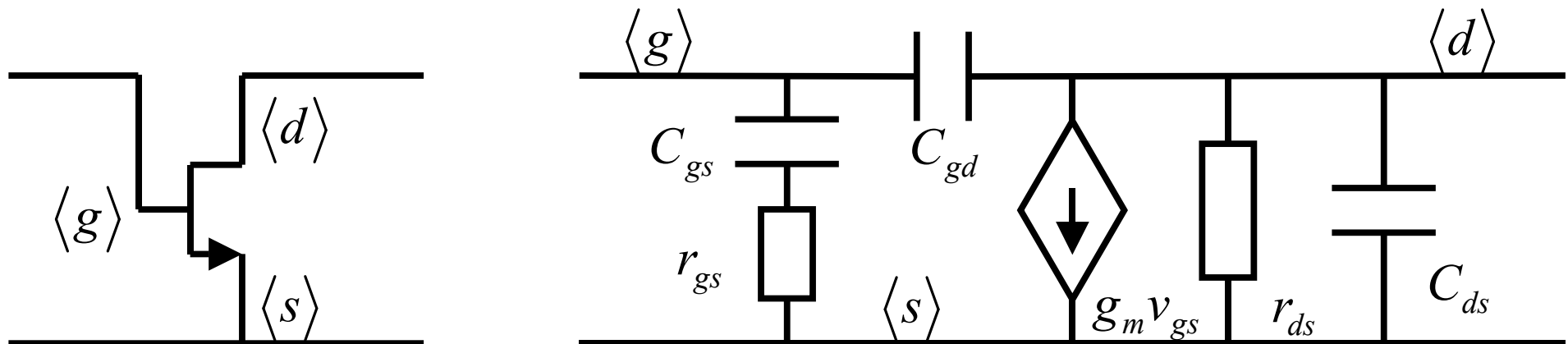
双极型结晶体管 (BJT, Bipolar Junction Transistor)

金属-氧化层-半导体场效应晶体管 (MOSFET, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor)

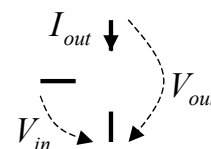
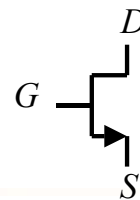
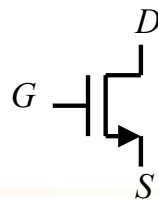
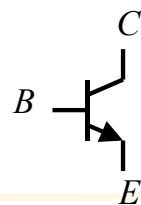
金属-半导体场效应晶体管 (MESFET, Metal-Semiconductor Field-Effect-Transistor)

MESFET

- MOSFET的栅极和沟道之间有一个氧化层隔离，而MESFET栅极金属直接和沟道相连，形成一个肖特基栅极，它对沟道的控制是通过改变耗尽层厚度来实现的。
- 由于MESFET沟道中的载流子迁移率大约是MOSFET的两倍以上，因而导致相同控制电场下有更大的电流，因而具有高的跨导和高的特征频率。
- 同时，目前商用的MESFET大多采用的是AsGa工艺，与硅基工艺相比，寄生电容效应小，广泛应用在很高频率的射频电路设计中



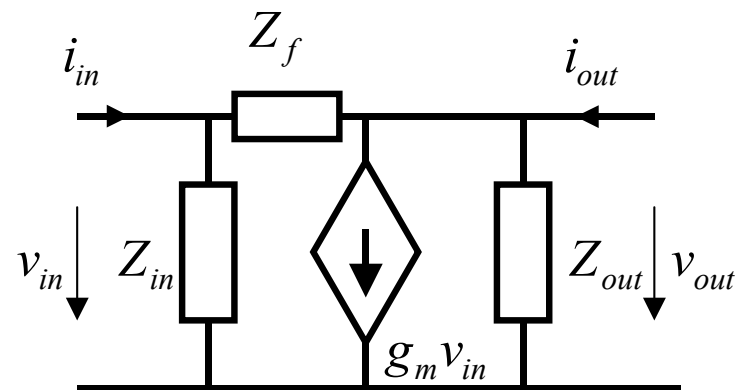
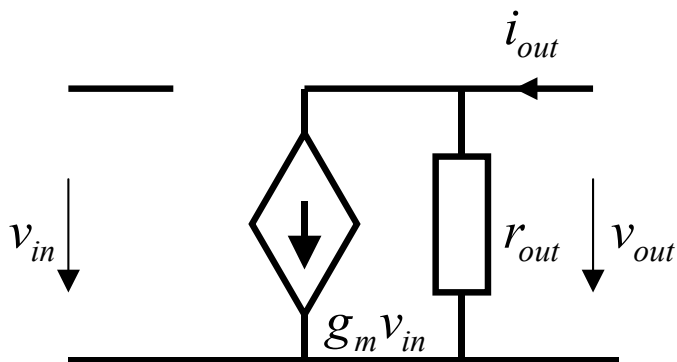
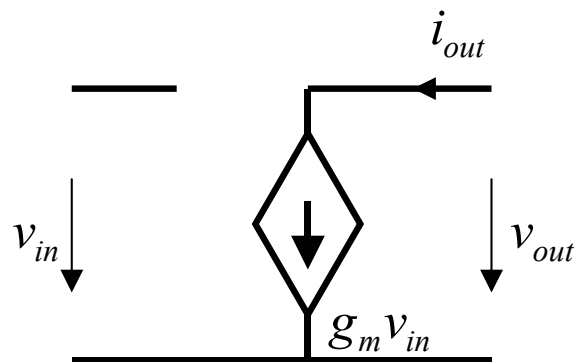
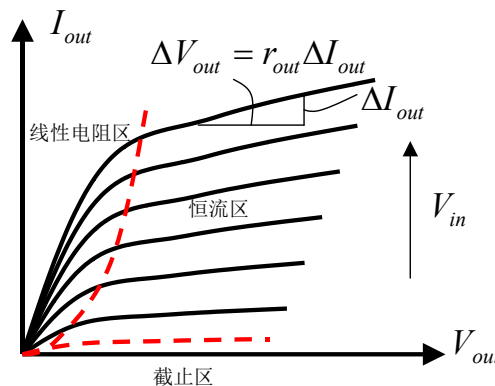
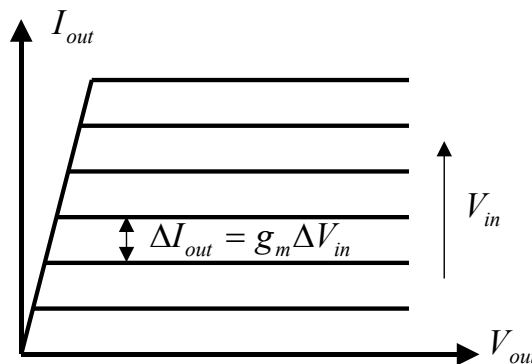
晶体管模型



基本模型

三端跨导放大器

电压控制的电流源



有源性

- 一般情况下，如果一个电路能够实现对信号功率的放大，或者能够产生振荡信号，则称之为是有源的
 - 具有向外界提供电能量（电功率）能力的网络为有源网络
- 严格的数学描述：以网络是否可以向外提供功率为依据

$$P_a = \operatorname{Re}(\dot{V}_1 \dot{I}_1^*) + \operatorname{Re}(\dot{V}_2 \dot{I}_2^*) = \frac{1}{2}(\dot{V}_1 \dot{I}_1^* + \dot{V}_1^* \dot{I}_1) + \frac{1}{2}(\dot{V}_2 \dot{I}_2^* + \dot{V}_2^* \dot{I}_2)$$



- 恒有 $P_a \geq 0$ ，表明电路网络是功率纯消耗性质的，不具向外提供功率的能力，不具有源性
 - $P_a > 0$ ：有损网络：纯消耗功率
 - $P_a = 0$ ：无损网络：不提供不消耗功率：纯电抗网络是无损网络
- 存在 $P_a < 0$ ，表明电路网络可以向端口外界提供功率，因而可以用于放大和振荡，具有有源性
 - $P_a < 0$ ：有源网络/增益网络

$$P_a = \frac{1}{2}(\dot{V}_1 \dot{I}_1^* + \dot{V}_1^* \dot{I}_1) + \frac{1}{2}(\dot{V}_2 \dot{I}_2^* + \dot{V}_2^* \dot{I}_2) < 0 \quad \text{存在这种可能性否?}$$

有源电路

$$[y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} + jb_{11} & g_{12} + jb_{12} \\ g_{21} + jb_{21} & g_{22} + jb_{22} \end{bmatrix}$$

$$g_{11} < 0$$

端口1呈现出负阻

$$g_{22} < 0$$

或者：端口2呈现出负阻

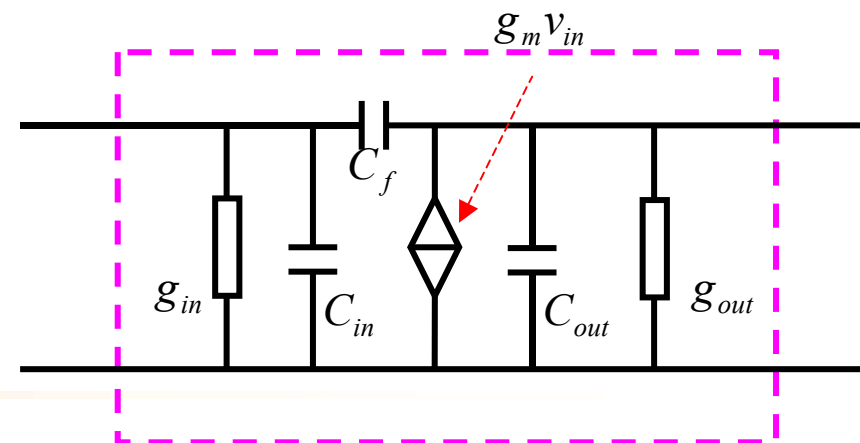
$$g_{11}g_{22} - \frac{1}{4}[(g_{12} + g_{21})^2 + (b_{12} - b_{21})^2] < 0$$

$$(g_{12} + g_{21})^2 + (b_{12} - b_{21})^2 > 4g_{11}g_{22}$$

或者：具有可以补偿电阻功率损耗的足够高的增益

三个条件满足其一，就是有源的；三个都不满足，则无源

例



- 晶体管核心等效电路如上图所示，给出该电路的有源性条件，已知等效电路元件 g_{in} 、 g_{out} 均为正电导

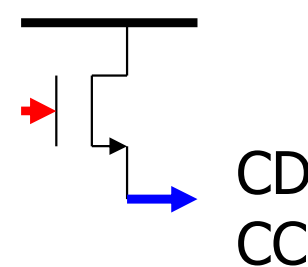
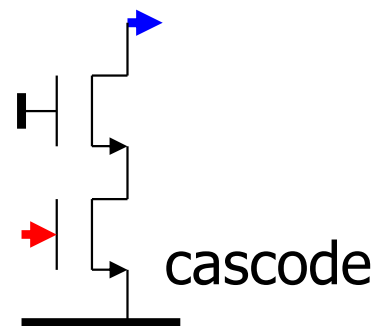
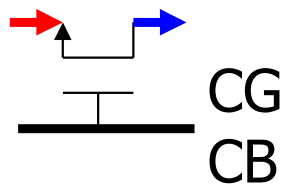
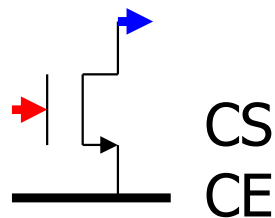
$$[y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{in} + s(C_{in} + C_f) & -sC_f \\ g_m - sC_f & g_{out} + s(C_{out} + C_f) \end{bmatrix}$$

$$(g_{12} + g_{21})^2 + (b_{12} - b_{21})^2 > 4g_{11}g_{22}$$

$$(g_m)^2 + (sC_f - sC_f)^2 > 4g_{in}g_{out}$$

$$g_m^2 > 4g_{in}g_{out}$$

对正常的晶体管而言，该条件自然满足

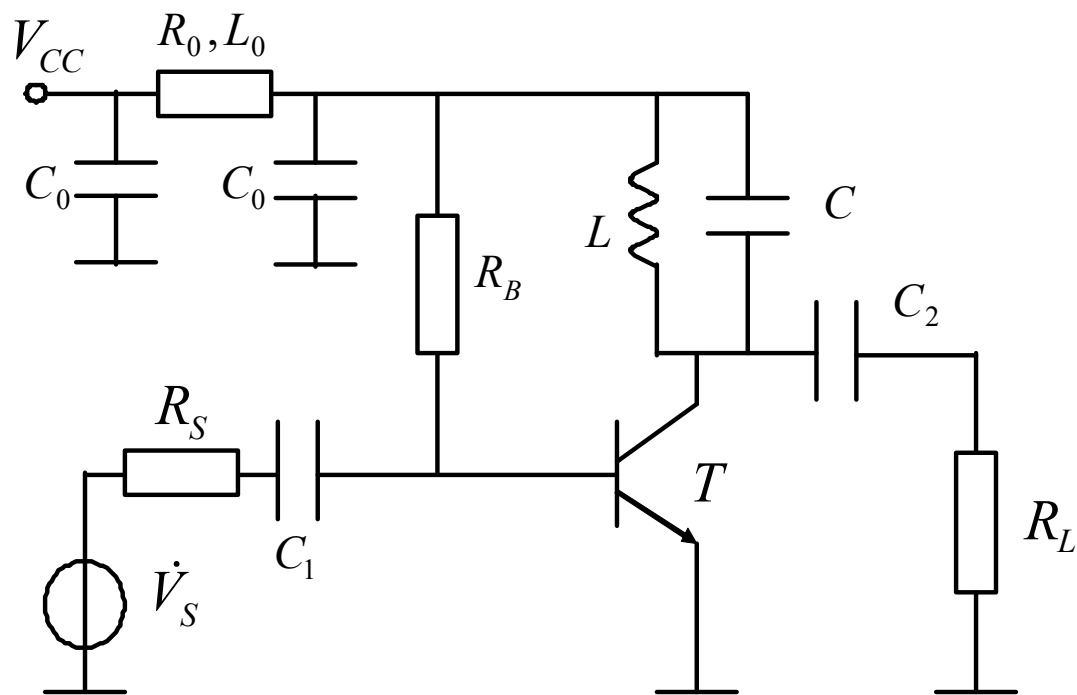


二、三种组态

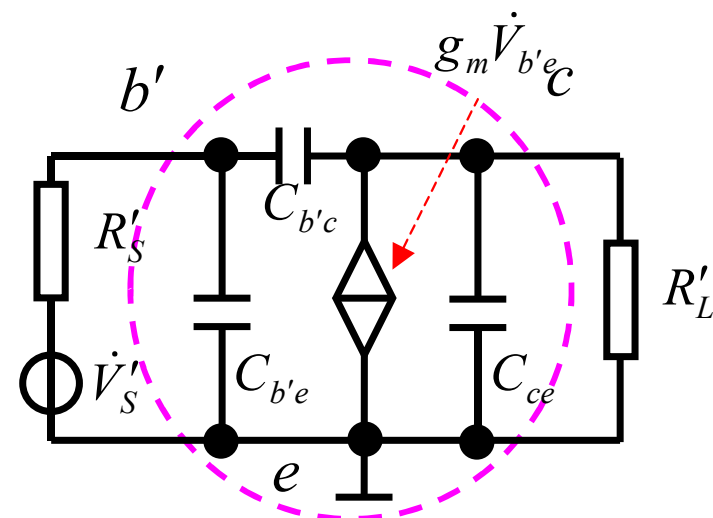
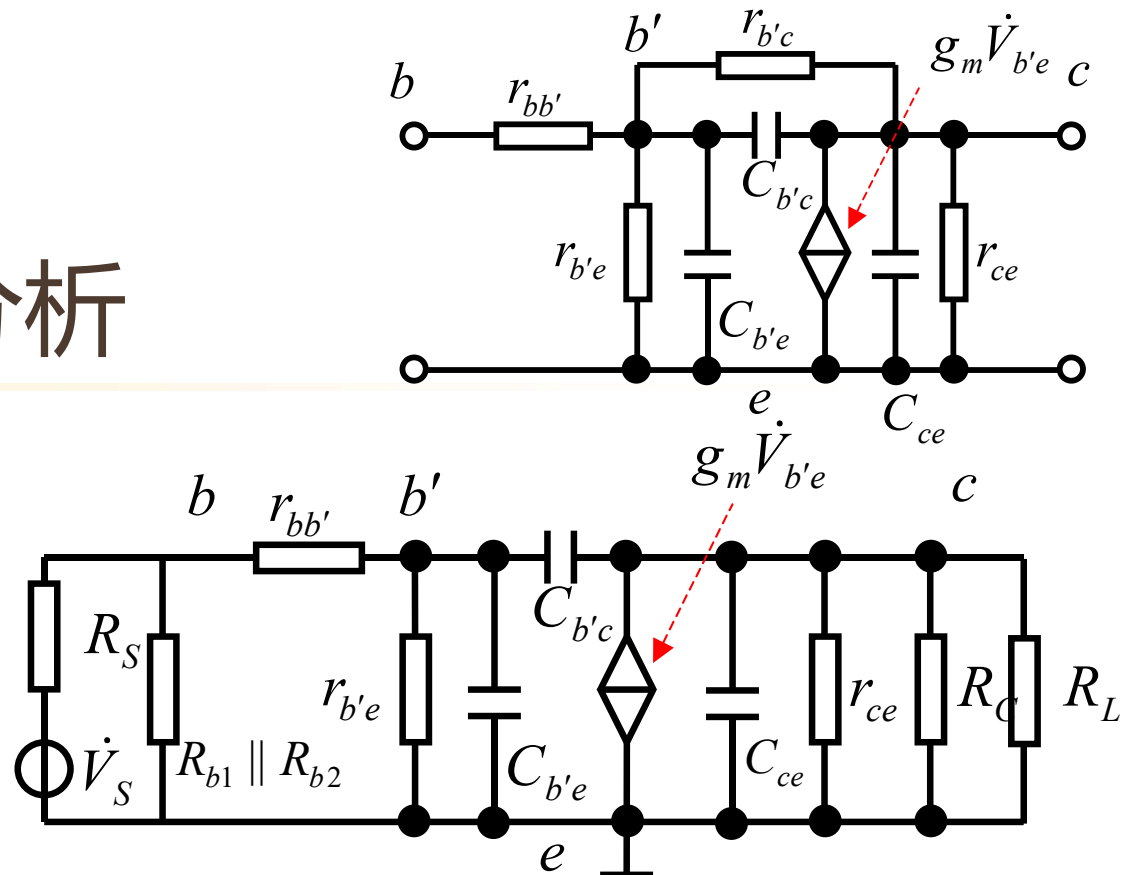
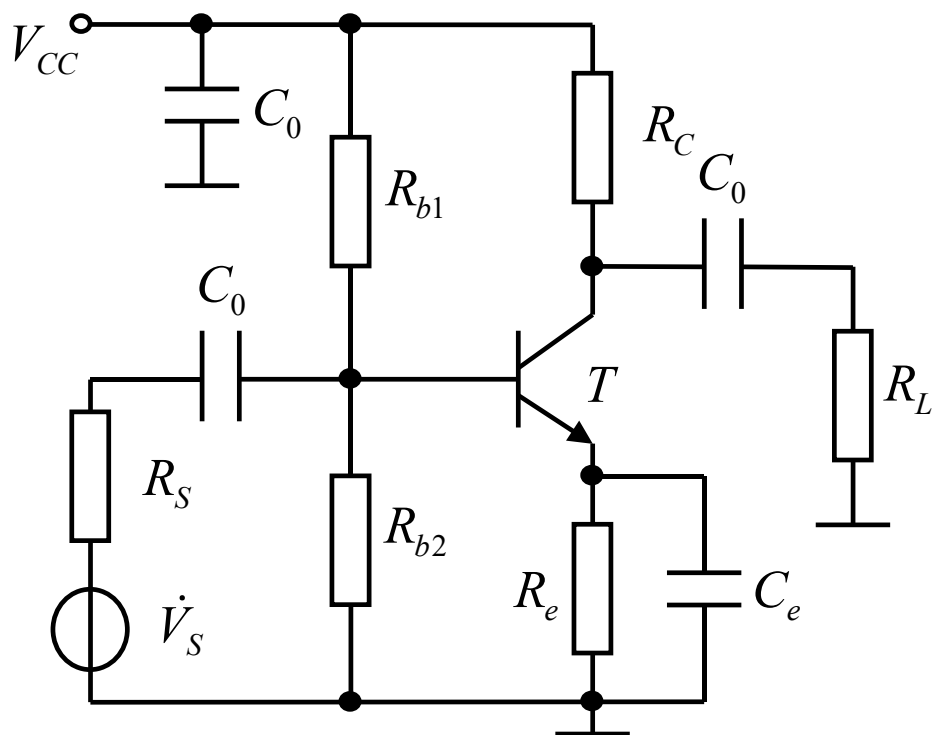
- 共射CE (共源CS) 组态
 - 射频放大器中最常用组态，具有高的电压增益和高的电流增益，以及高的功率增益：低噪声放大器、功率放大器、...
 - 密勒效应导致高频特性较差，跨接电容 $C_{b'c}$ (C_{gd})可能导致放大器出现不稳定
- 共基CB (共栅CG) 组态
 - 射频放大器次常见组态，具有高的电压增益，电流增益近似为1，多作为电流缓冲器使用：和共射（共源）组态可构成Cascode结构，具有较高的稳定性，是低噪声放大器的一种常见结构
 - 不存在密勒效应，因此高频特性较好，跨接电容 C_{ce} 导致放大器出现不稳定；对MOSFET, C_{db} 属寄生负载电容，没有跨接电容不良影响，稳定性高
- 共集CC (共漏CD) 组态
 - 射频放大器中一般不单独使用这种组态。该组态具有高的电流增益，电压增益近似为1，多作为后级电压缓冲器使用
 - 稳定性较差的一种组态，主要原因在于这种组态具有较大的跨接电容 C_{be} (C_{gs})，信号放大出现较大的振铃现象

共射组态

- 共射（共源）组态：最常见组态

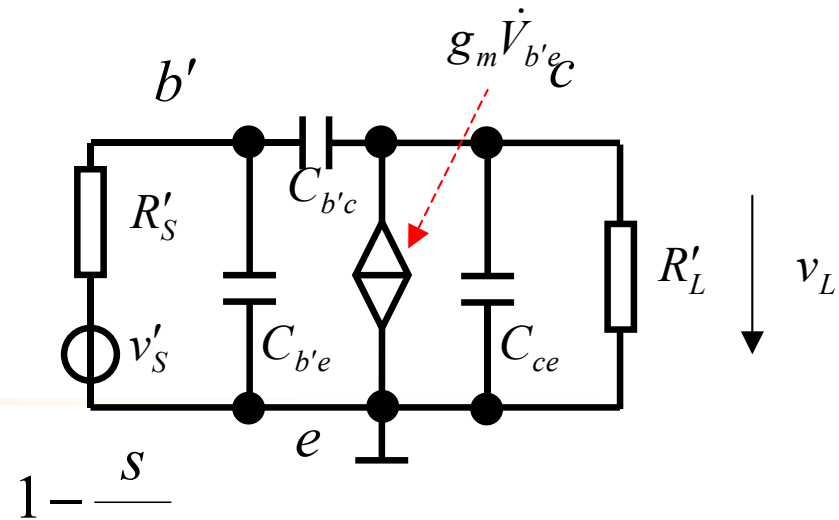


共射组态低频分析



此电路一般用于寄生电容尚未起作用的低频频带

电压传输函数



$$H(s) = \frac{v_L}{v'_S} = -g_m R'_L \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + s(C_{b'e} R'_S + C_{b'c}(R'_S + R'_L + g_m R'_S R'_L) + C_{ce} R'_L) + s^2 R'_S R'_L (C_{b'c} C_{b'e} + C_{b'e} C_{ce} + C_{ce} C_{b'c})}$$

$$\omega_z = \frac{g_m}{C_{b'c}}$$

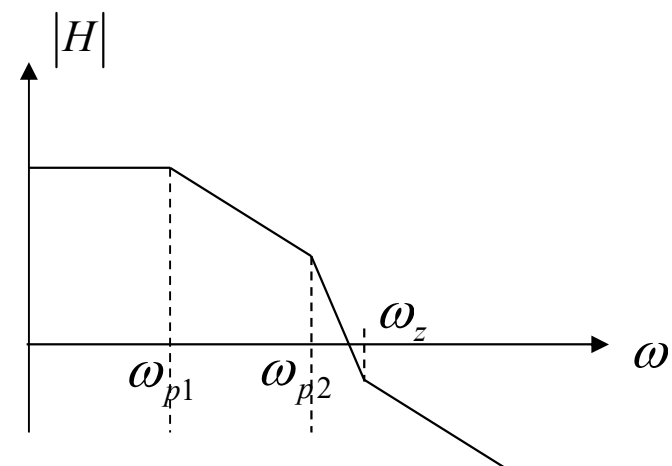
右半平面零点由跨接电容和跨导决定

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) = 1 + s \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} \right) + s^2 \frac{1}{\omega_{p1} \omega_{p2}}$$

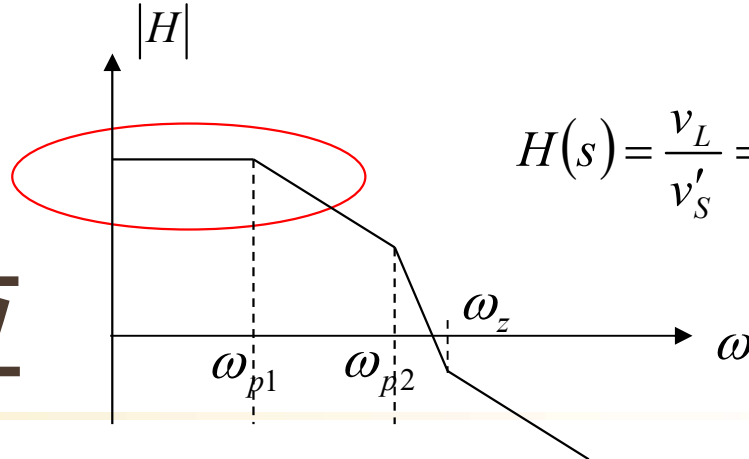
$$\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} \approx \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} = C_{b'e} R'_S + C_{b'c} (R'_S + R'_L + g_m R'_S R'_L) + C_{ce} R'_L$$

主极点由所有电容对应的时间常数之和确定



密勒效应



$$H(s) = \frac{v_L}{v'_S} = -g_m R'_L \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$\approx -g_m R'_L \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}}$$

$$\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$$

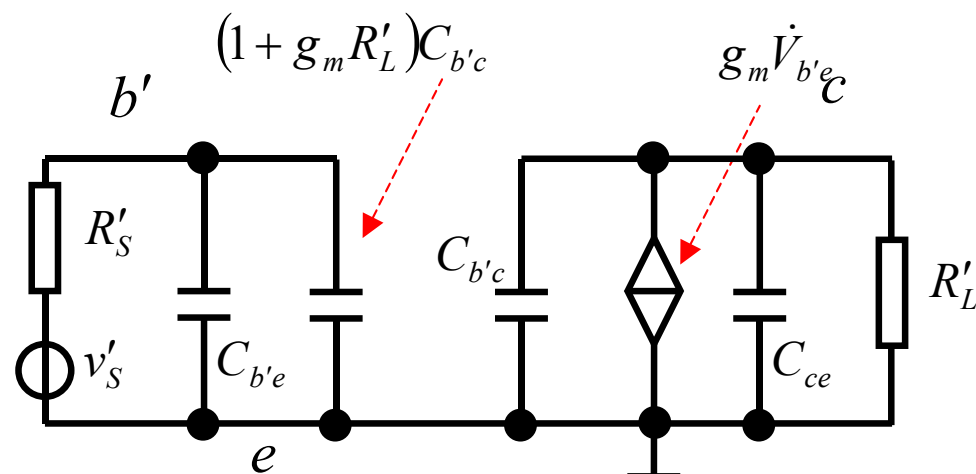
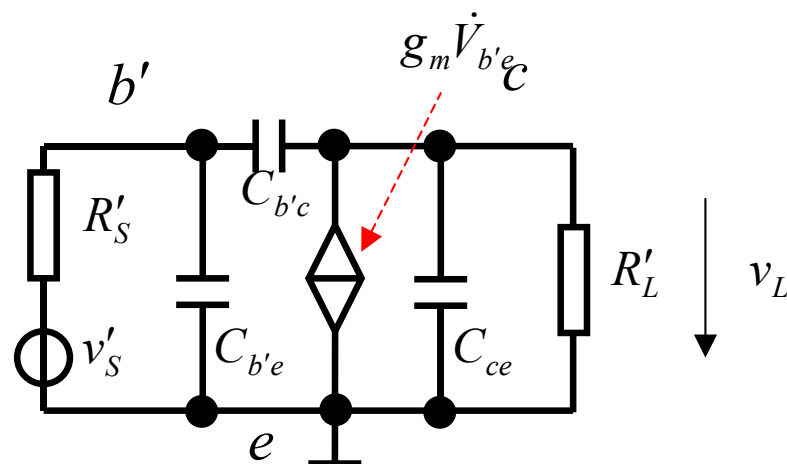
主极点限制高频增益特性，主极点由谁决定？

$$\frac{1}{\omega_{p1}} \approx \underline{\underline{C_{b'e} R'_S}} + C_{b'c} \left(\underline{\underline{R'_S}} + \overline{\overline{R'_L}} + \underline{\underline{g_m R'_S R'_L}} \right) + \overline{\overline{C_{ce} R'_L}}$$

依电容求时间常数总和

$$= R'_S (C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c}) + R'_L (C_{ce} + C_{b'c})$$

依电阻求时间常数总和



这种等效的依据何在？

密勒定理

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} \approx \frac{1}{j\omega C_{b'c} (1 + g_m R'_L)} \Rightarrow C'_{in} \approx C_{b'c} (1 + g_m R'_L)$$

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}} \approx \frac{1}{j\omega C_{b'c} (1 + (g_m R'_L)^{-1})} \Rightarrow C'_{out} \approx C_{b'c} (1 + (g_m R'_L)^{-1}) \approx C_{b'c}$$

从密勒定理推算：

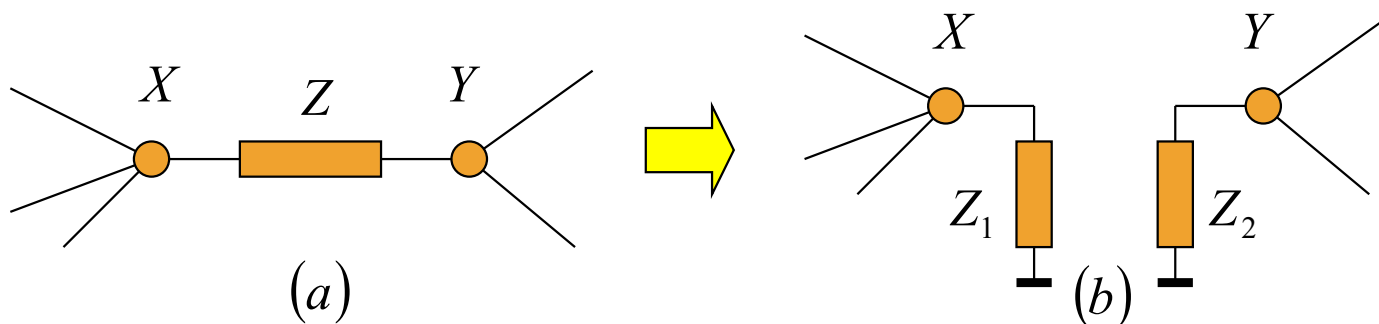
大的密勒等效电容仅仅出现在输入回路！

- 如果图a电路可以转换为图b电路，则有

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v}$$

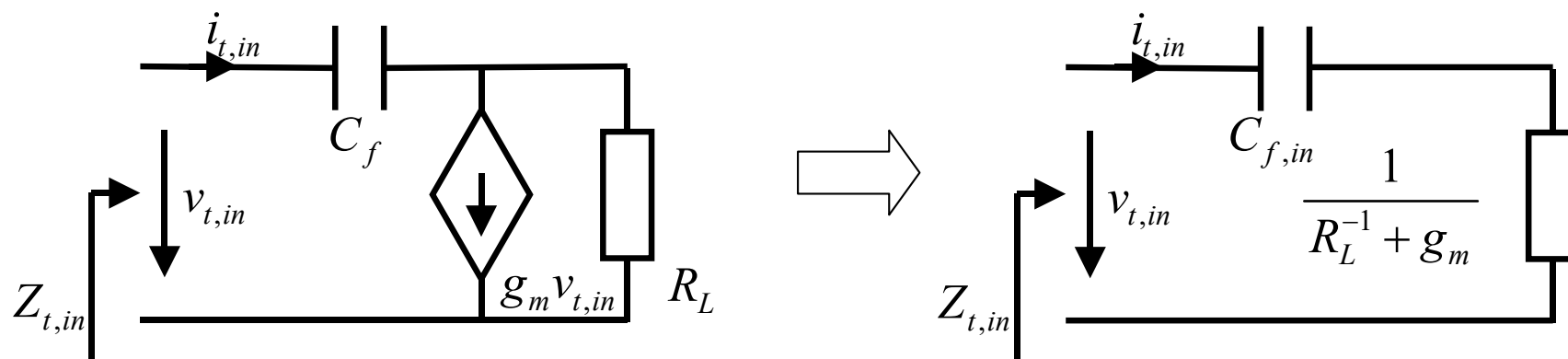
$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}}$$

$$A_v = \frac{V_Y}{V_X}$$



$$\frac{V_X - V_Y}{Z} = I_{X \rightarrow Y} = I_{X \rightarrow G} = \frac{V_X}{Z_1} \Rightarrow Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} = \frac{Z}{1 - A_v} \quad Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}} = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}}$$

从输入阻抗看密勒效应

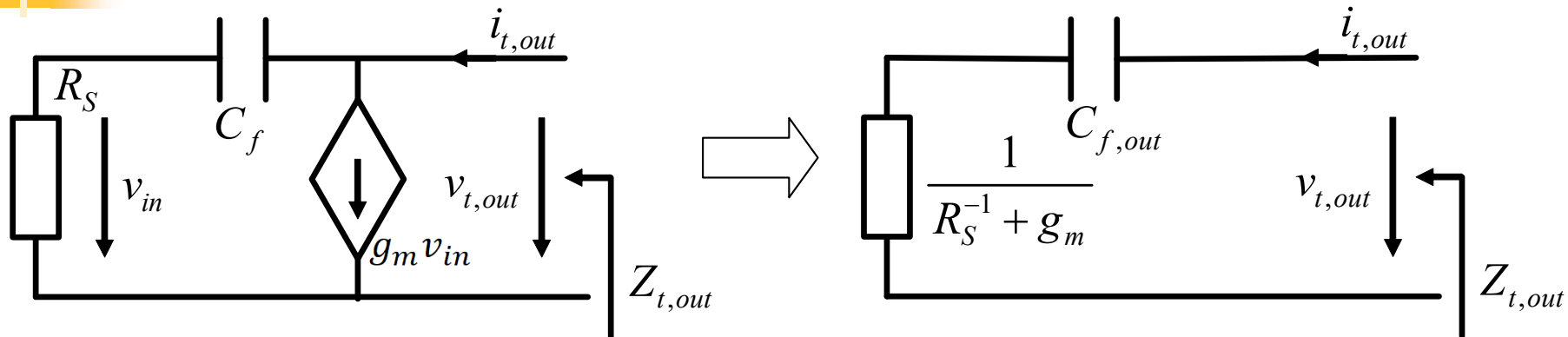


$$Z_{t,in} = \frac{v_{t,in}}{i_{t,in}} = \frac{1}{sC_f(1 + g_m R_L)} + \frac{1}{R_L^{-1} + g_m} \approx \frac{1}{sC_f(1 + g_m R_L)}$$

- 从输入阻抗看：本来很小的跨接电容，因为跨接在跨导放大器输入回路和输出回路之间，等效到输入端，其等效电容扩大了 $g_m R_L$ 倍，从而可以和原有的输入回路电容相比拟，甚至更大，这被称为**密勒效应**

$$Z_{t,out} = \frac{v_{t,out}}{i_{t,out}} = \frac{1}{sC_f(1 + g_m R_S)} + \frac{1}{R_S^{-1} + g_m} \approx \frac{1}{sC_f(1 + g_m R_S)}$$

输出回路同样存在密勒倍增效应！



- 输出阻抗和输入阻抗表达式完全对称，从输出阻抗看，**密勒效应**在输出回路同样存在
 - 用密勒定理（采用直流电压增益）进行等效让人误解输出回路没有密勒效应，但从输出阻抗看，密勒效应在输出回路同样存在，等效电容和信源内阻有关



CE组态射频放大器

- 射频放大器最大功率传输匹配设计时，必须确认：
- 密勒效应对跨导放大器（CE组态放大器）是双端的
 - 跨导放大器输出回路和输入回路上的跨接电容的密勒效应是双端的，等效到输入回路和输出回路的等效电容都很大
 - 若做共轭匹配，两端的匹配电感应和密勒等效电容（+ 原端口电容）谐振于工作频点

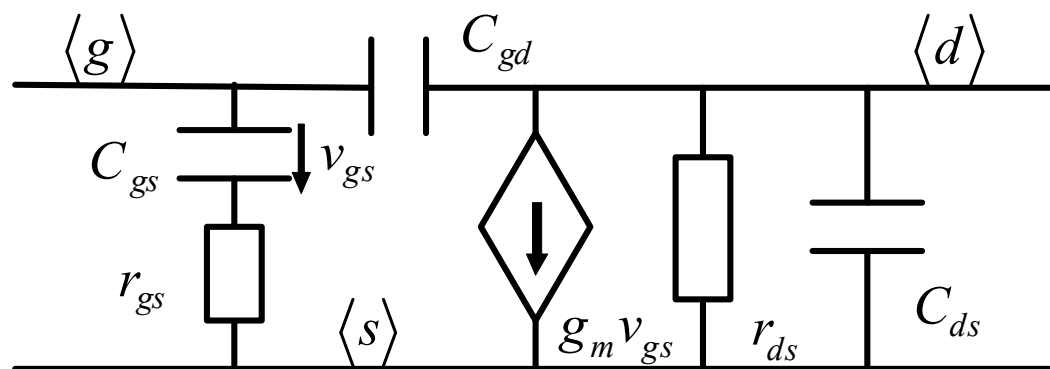


作业1：源极跟随器（CD组态）

- 源极跟随器在驱动电容负载时容易发生抖动甚至于振荡，请分析原因并给出解决方案。
 - 假设漏栅电容 C_{gd} 和栅电阻 r_g 为零，推导出从栅极看入的输入阻抗的表达式，看其实部是否可能为负阻？
 - 也可从源极看输出阻抗，是否等效为电感？从而可以理解为电感和负载电容 C_L 谐振？
 - 解决方案：设法令二阶系统的Q值降低？

作业2：最高振荡频率

- 求图示MOSFET电路模型的最高振荡频率

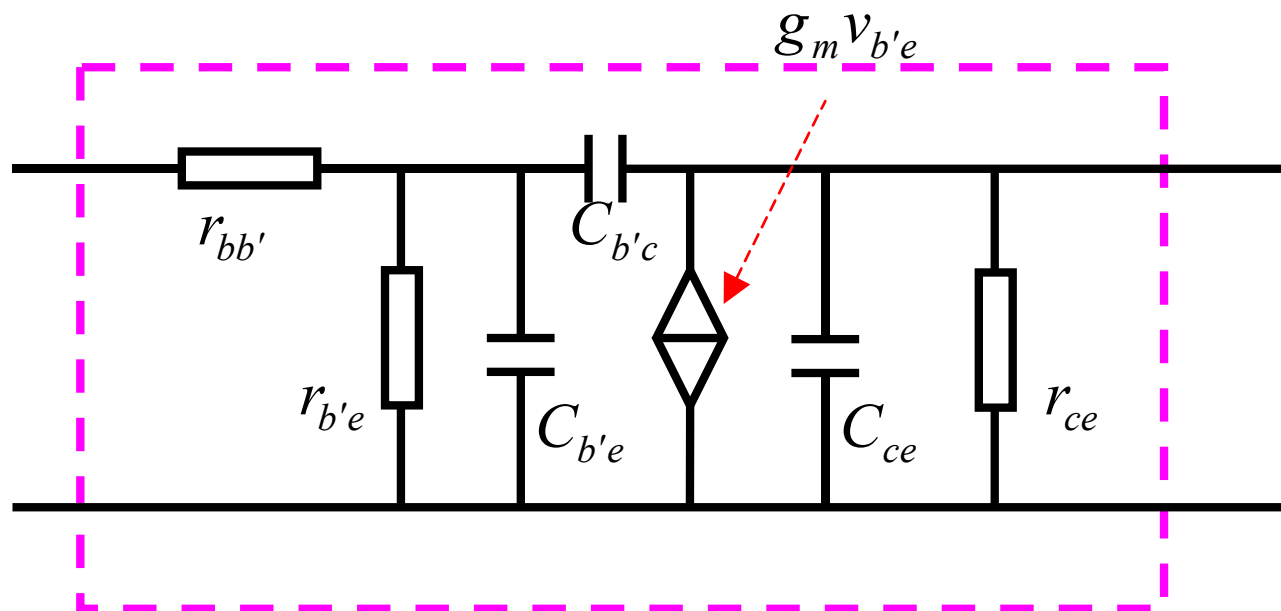


$$f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_{bb'}C_{b'e}C_{b'c}}}$$

作业3：最高振荡频率（选作）

- 证明图示BJT电路模型的最高振荡频率为

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{4}g_m^2 r_{be} r_{ce} - \left(1 + \frac{r_b}{r_{be}}\right)}{\left(g_m r_{be} r_{ce} C_{b'c} (C_{be} + C_{bc}) + r_{ce} C_{b'c}^2 + r_{be} (C_{be} + C_{b'c})^2\right) r_{bb'}}} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4C_{b'c} (C_{be} + C_{bc}) r_{bb'}}}$$



1、可从有源性条件入手，获得
 $f < f_{\max}$

2、从最大功率增益 $G_{p\max} = 1$ 入手

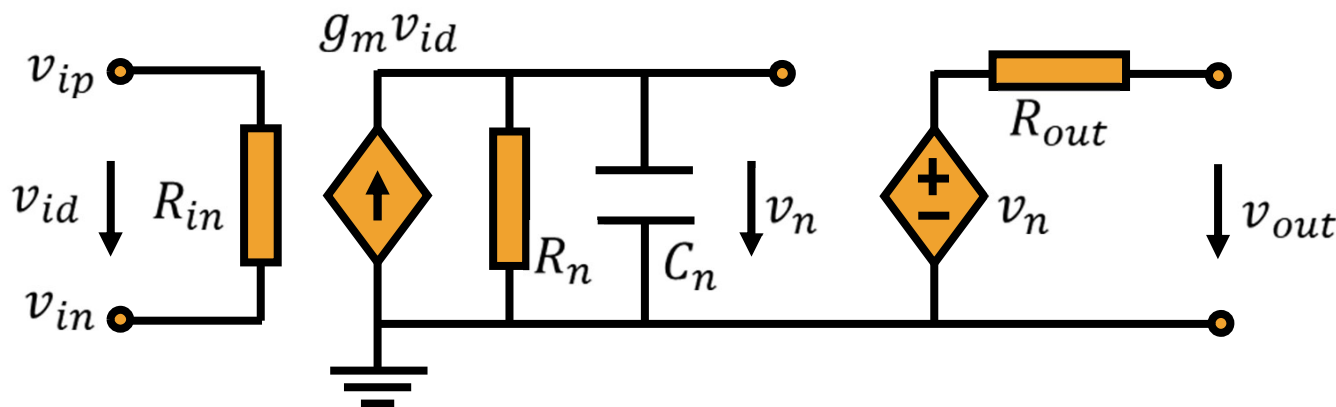
2 - 11: 请用巴特沃斯逼近方法设计一个低通滤波器, 要求在频率0-3kHz范围内衰减小于2dB, 频率高于30 kHz的范围衰减大于35 dB, 信源与负载阻抗为600Ω。

CAD作业1: 教材2 - 12

- 用有源RC电路实现习题2-11所得低通滤波器, 并用Spice(Cadence)程序分析其中所用运算放大器的参数对滤波器频率特性的影响, 这些参数包括:
 - 输入与输出电阻;
 - 增益;
 - 频率特性(只考虑单极点运算放大器)

请对分析结果作简单说明。

- {注} 运算放大器用宏模型表示, 参考宏模型示于题图2.5。





CAD作业2

- 教材：3-20, 3-21（共源、共漏、共栅、共源-共栅）
 - 自己选定晶体管参数，设定合适的直流工作点
 - **重点**是设置合适的直流工作点，方可实现放大功能