



通信电路原理

第三章 放大器

双共轭匹配、调谐放大
宽带放大、A类功率放大

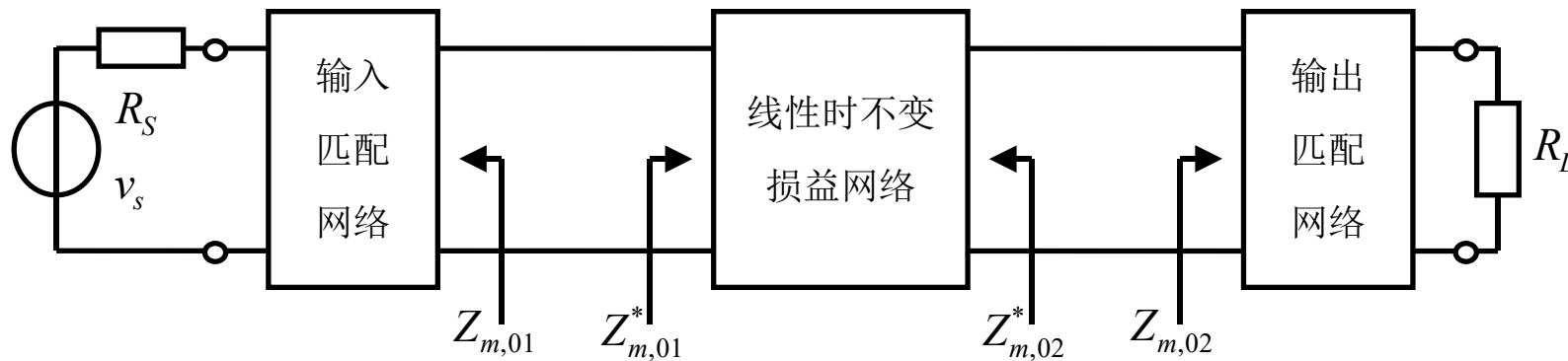


第三章 放大器

- 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

用特征阻抗匹配获得最大功率传输匹配，要求特征阻抗具有纯阻特性，这就要求二端口网络是电阻网络或纯电抗网络，否则极难保证特征阻抗的纯阻特性

三、最大功率传输匹配



$$Z_{m,01}^* = Z_{in} = \frac{AZ_{m,02} + B}{CZ_{m,02} + D}$$

$$Z_{m,02}^* = Z_{out} = \frac{DZ_{m,01} + B}{CZ_{m,01} + A}$$

$$Z_{m,01} = R_{m,01} + jX_{m,01}$$

$$R_{m,01} = \frac{\sqrt{\Delta}}{2a_1}$$

$$jX_{m,01} = \frac{b_1}{2a_1}$$

$$Z_{m,02} = R_{m,02} + jX_{m,02}$$

$$R_{m,02} = \frac{\sqrt{\Delta}}{2a_2}$$

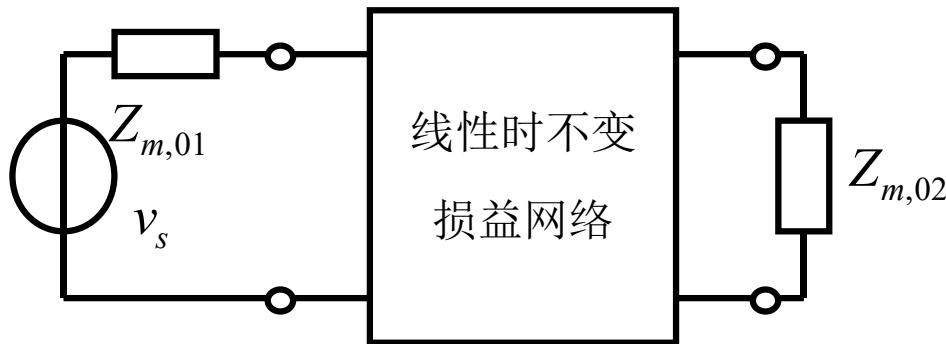
$$jX_{m,02} = \frac{b_2}{2a_2}$$

$$\Delta = \operatorname{Re}^2(A^*D + B^*C) - |AD - BC|^2 > 0$$

$$k = \frac{\operatorname{Re}(A^*D + B^*C)}{|AD - BC|} > 1$$

最大功率传输匹配

如果绝对稳定 $k > 1$
则可双共轭匹配



$$MAG = \frac{\frac{1}{2} |i_{m,02}|^2 R_{m,02}}{\frac{1}{8} \frac{|v_s|^2}{R_{m,01}}}$$

$$MAG = \frac{1}{|AD - BC|} \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right)$$

$$k > 1$$

Maximum Available Gain

实际功率增益最大可实现MAG：只要双共轭匹配即可

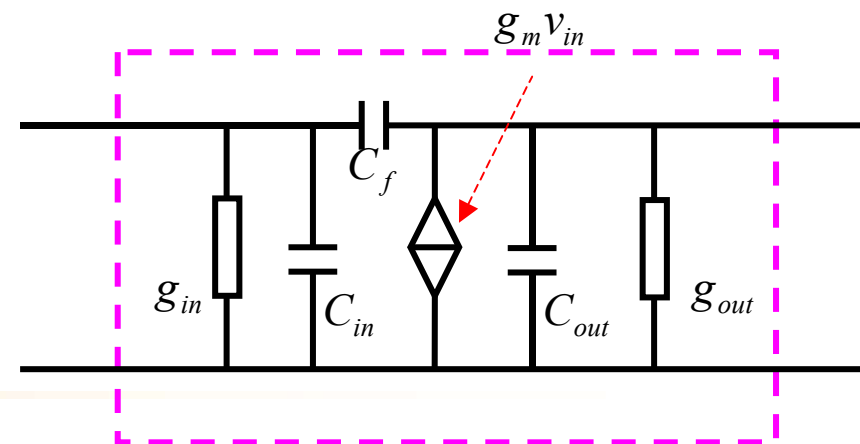
$$MSG = \frac{1}{|AD - BC|}$$

Maximum Stable Gain

$$-1 < k < 1$$

实际功率增益一定小于MSG：否则振荡

特例研究



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

有源性条件

$$A = \frac{sC_f + sC_{out} + g_{out}}{sC_f - g_m}$$

B, C, D, \dots

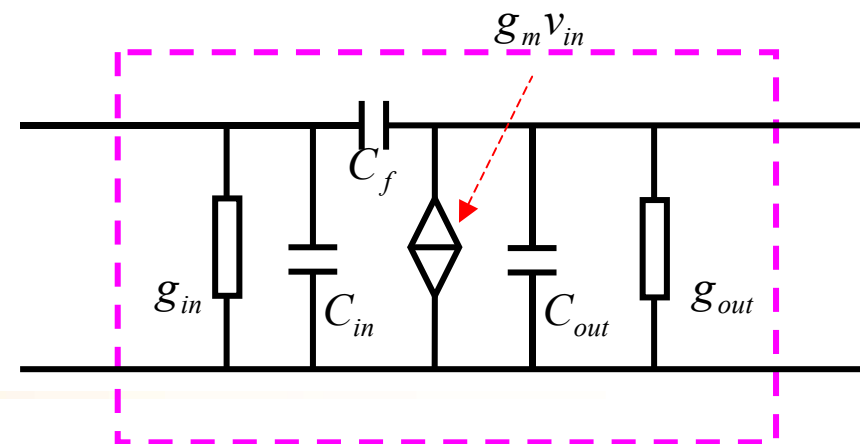
用y参量表述更简单

$$\begin{aligned} a_1 &= \text{Re}\{C^* D\} \\ &= \frac{1}{g_m^2 - s^2 C_f^2} \left\{ g_{in}^2 g_{out} - s^2 \left[(C_{in} + C_f)^2 g_{out} + C_f^2 g_{in} + C_f (C_{in} + C_f) g_m \right] \right\} \end{aligned}$$

b_1, a_2, b_2, \dots

$$\Delta = \text{Re}^2(A^* D + B^* C) - |AD - BC|^2 = \frac{4g_{in}^2 g_{out}^2}{(g_m^2 - s^2 C_f^2)^2} \left(1 + \frac{s^2}{\omega_{us}^2} \right) \quad \omega_{us}^2 = \frac{4g_{in}^2 g_{out}^2}{(g_m^2 - 4g_{in}g_{out})C_f^2}$$

绝对稳定放大区



$$\Delta = \frac{4g_{in}^2 g_{out}^2}{(g_m^2 - s^2 C_f^2)^2} \left(1 + \frac{s^2}{\omega_{us}^2} \right) > 0$$

$$\omega_{us}^2 = \frac{4g_{in}^2 g_{out}^2}{(g_m^2 - 4g_{in} g_{out}) C_f^2}$$

$$\Delta = \frac{4g_{in}^2 g_{out}^2}{(g_m^2 + \omega^2 C_f^2)^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{us}^2} \right) > 0$$

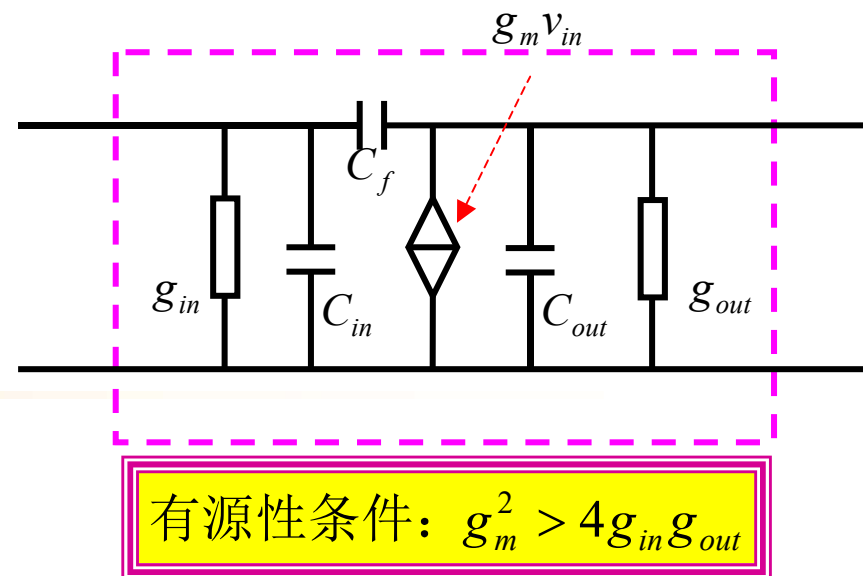
$$\omega_{us} = \frac{2g_{in} g_{out}}{\sqrt{g_m^2 - 4g_{in} g_{out}} C_f}$$

$$\omega < \omega_{us}$$

$$\text{有源性条件: } g_m^2 > 4g_{in} g_{out}$$

当不满足有源性条件时，一定是绝对稳定的， ...

绝对稳定放大区



$$f < f_{us}$$

$$f_{us} = \frac{2g_{in}g_{out}}{2\pi\sqrt{g_m^2 - 4g_{in}g_{out}}C_f}$$

- 如果不存在跨接电容, 则该网络全频带都是绝对稳定的, 可见跨接在输出回路和输入回路之间的跨接电容是晶体管放大器不稳定性的根源

- 跨接电容越大, 不稳定区域就越大

$$A_{V0} = \frac{g_m}{g_{out}} = g_m r_{ce}$$

- 增加绝对稳定放大区的方法

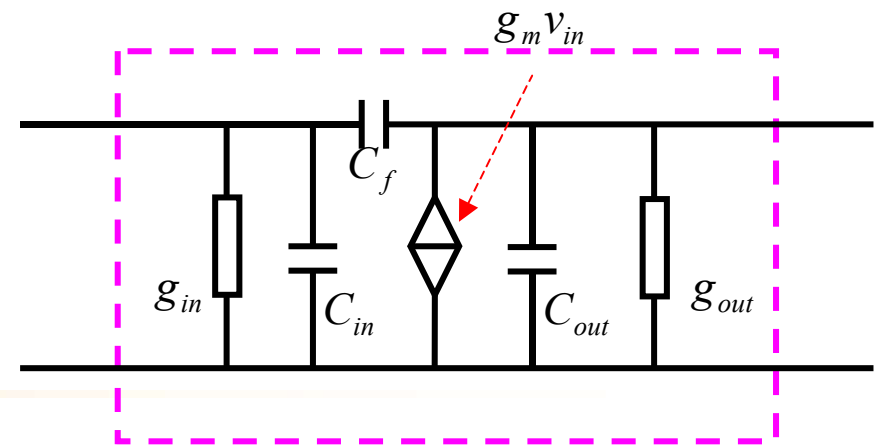
- 在不稳定区, 设法抵消 C_f 的影响: 例如中和法
 - 增加 g_{in} 、 g_{out} , 增加端口损耗, 用外接并联电阻 (有损匹配) 的方法实现稳定放大: 导致放大倍数降低

$$\beta_0 = \frac{g_m}{g_{in}} = g_m r_{b'e}$$

$$f_{us} \approx \frac{g_{in}g_{out}}{g_m\pi C_f} \quad (g_m^2 \gg 4g_{in}g_{out} \text{ 放大器一般设置情况})$$

$$\omega_0 < \omega_{us}$$

$$Z_{m,01} = \frac{\sqrt{\Delta}}{2a_1} + \frac{b_1}{2a_1} \quad Z_{m,02} = \frac{\sqrt{\Delta}}{2a_2} + \frac{b_2}{2a_2}$$



端口共轭匹配导纳

$$\omega_0 = 0$$

$$G_{m,01} = g_{in}$$

$$G_{m,02} = g_{out}$$

$$Y_{m,01} = Z_{m,01}^{-1} = g_{in} \sqrt{1 + \left(\frac{s}{\omega_{us}} \right)^2} - s \left(C_{in} + C_f \left(1 + \frac{g_m}{2g_{out}} \right) \right)$$

Miller效应在输入回路

$$C_f = 0 \dots\dots\dots$$

$$Y_{m,01} = g_{in} - sC_{in}$$

$$Y_{m,02} = g_{out} - sC_{out}$$

$$G_{m,01} = g_{in} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_{us}} \right)^2}$$

$$L_{pm,01} = \frac{1}{\omega_0^2 \{C_{in} + C_{f,in}\}}$$

$$Y_{m,02} = Z_{m,02}^{-1} = g_{out} \sqrt{1 + \left(\frac{s}{\omega_{us}} \right)^2} - s \left(C_{out} + C_f \left(1 + \frac{g_m}{2g_{in}} \right) \right)$$

Miller效应在输出回路

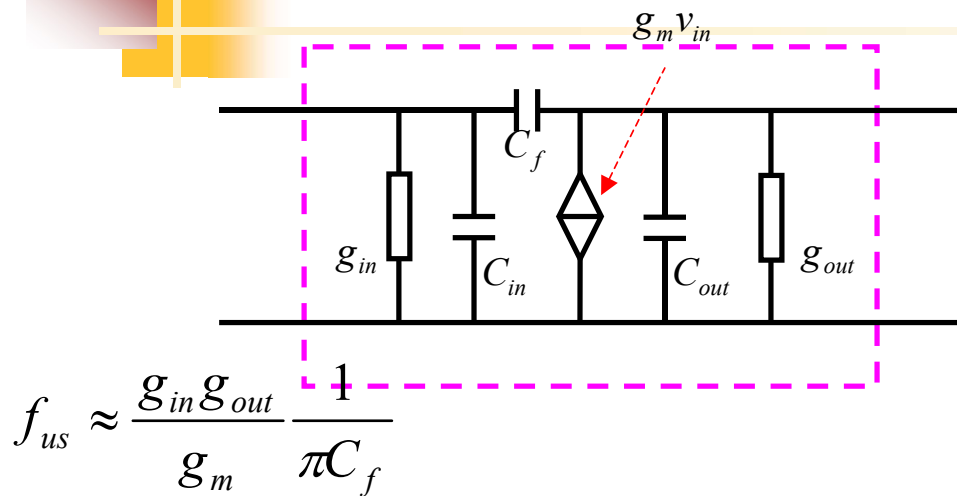
$$G_{m,02} = g_{out} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_{us}} \right)^2}$$

$$L_{pm,02} = \frac{1}{\omega_0^2 \{C_{out} + C_{f,out}\}}$$

$$G_{m,01} = g_{in} \sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f_{us}}\right)^2} \quad G_{m,02} = g_{out} \sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f_{us}}\right)^2}$$

$$y_{in} = g_{in} + j\omega_0 C_{in} + j\omega_0 C_f \frac{1 + g_m Z_L}{1 + j\omega_0 C_f Z_L}$$

负电导



$$f_{us} \approx \frac{g_{in} g_{out}}{g_m} \frac{1}{\pi C_f}$$

$$= g_{in} + j\omega_0 C_{in} + j\omega_0 C_f \left(1 + \frac{g_m - j\omega_0 C_f}{Y_L + j\omega_0 C_f} \right)$$

$$= g_{in} + j\omega_0 C_{in} + j\omega_0 C_f \left(1 + \frac{g_m - j\omega_0 C_f}{\frac{1}{j\omega_0 L_{pm,02}} + j\omega_0 C_{out} + g_{out} + j\omega_0 C_f} \right)$$

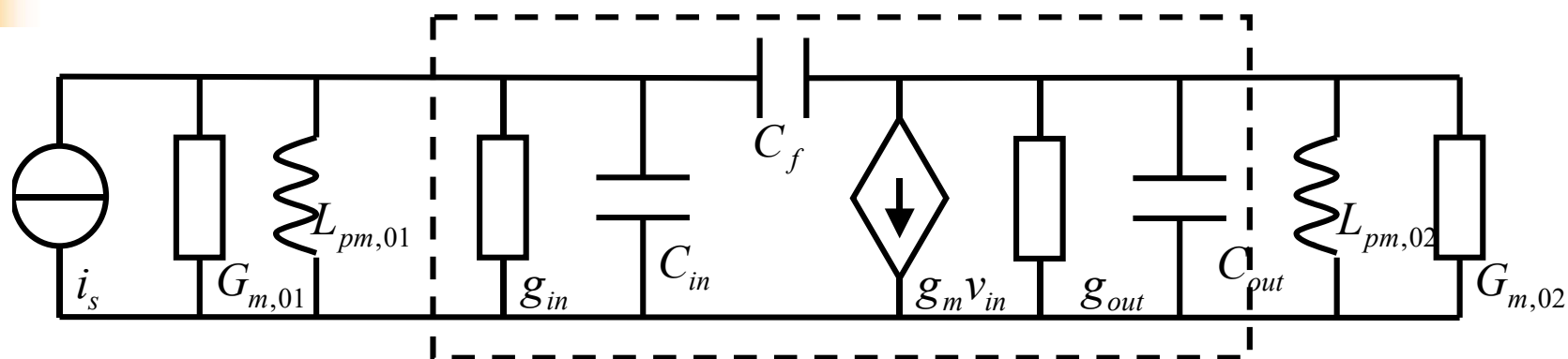
$$= \dots$$

$$= \frac{g_{in}}{1 + \omega_0^2 C_f^2 \frac{g_m^2}{4g_{in}^2 g_{out}^2}} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{us}^2} \right) + j\omega_0 \dots$$

- 由于跨接电容的存在，Miller效应使得输入回路和输出回路中出现负电导
 - 输入回路等效负电导由跨接电容和输出回路的匹配电感所导致，输出回路等效负电导由跨接电容和输入回路的匹配电感所导致
 - 当 $f_0 < f_{us}$ 时，等效负电导不足以抵消原有的正电导 g_{in} 、 g_{out} ，它仅仅导致输入导纳 G_{m01} 和输出导纳 G_{m02} 变小： $G_{m01} < g_{in}$ 、 $G_{m02} < g_{out}$
 - 当 $f_0 = f_{us}$ 时，等效负电导恰好抵消原有的正电导 g_{in} 、 g_{out} ，导致输入导纳 G_{m01} 和输出导纳 G_{m02} 为0
 - 当 $f_0 > f_{us}$ 时，等效负电导超过原有的正电导 g_{in} 、 g_{out} ，导致系统无需激励自动向外输出功率，出现自激振荡现象，系统不稳定：（哈特莱振荡器）

双端同时共轭匹配

$$\omega_0 < \omega_{us}$$



$$G_S = G_{m,01} = g_{in} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_{us}} \right)^2}$$

$$G_L = G_{m,02} = g_{out} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_{us}} \right)^2}$$

$$L_{pm,01} = \frac{1}{\omega_0^2 \{C_{in} + C_{f,in}\}}$$

$$L_{pm,02} = \frac{1}{\omega_0^2 \{C_{out} + C_{f,out}\}}$$

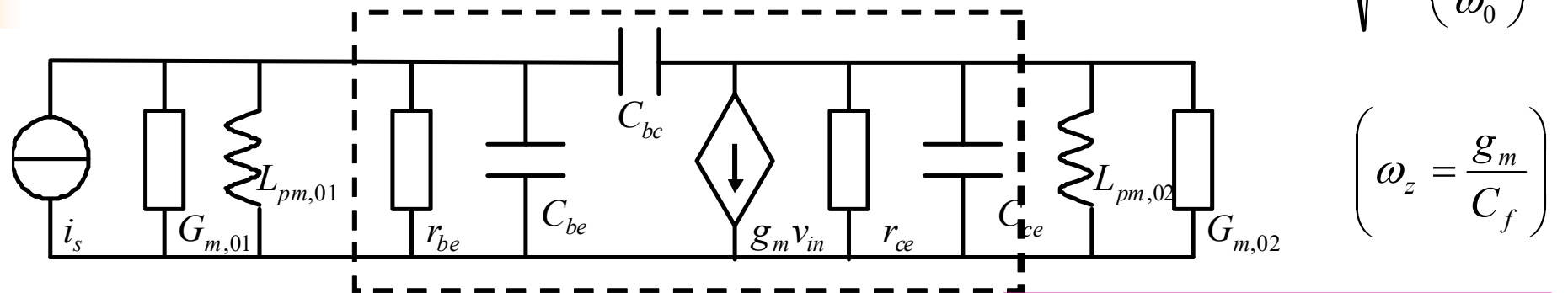
$$\begin{aligned} C_{f,in} &= (1 + 0.5g_m r_{ce})C_{b'c} \\ &= (1 + 0.5A_{V0})C_{b'c} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{f,out} &= (1 + 0.5g_m r_{b'e})C_{b'c} \\ &= (1 + 0.5\beta_0)C_{b'c} \end{aligned}$$

$$MAG(j\omega_0) = 1 + \frac{2}{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_{us}}\right)^2}} \left(\frac{g_m^2}{4g_{in}g_{out}} - 1 \right)$$

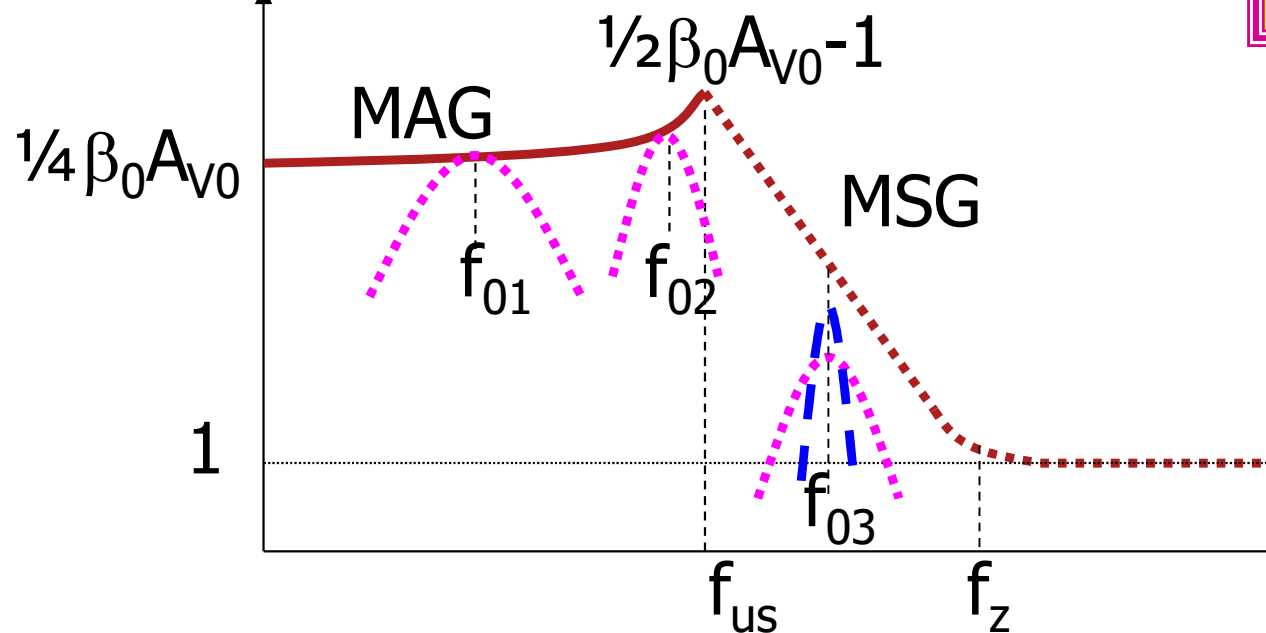
最大功率增益

$$MSG(j\omega_0) = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_z}{\omega_0}\right)^2}$$



$$\left(\omega_z = \frac{g_m}{C_f} \right)$$

MAG/MSG



有源性条件: $g_m^2 > 4g_{in}g_{out}$

在不使用反馈措施前提下, MAG/MSG是放大器功率增益(绝对稳定放大)的上界



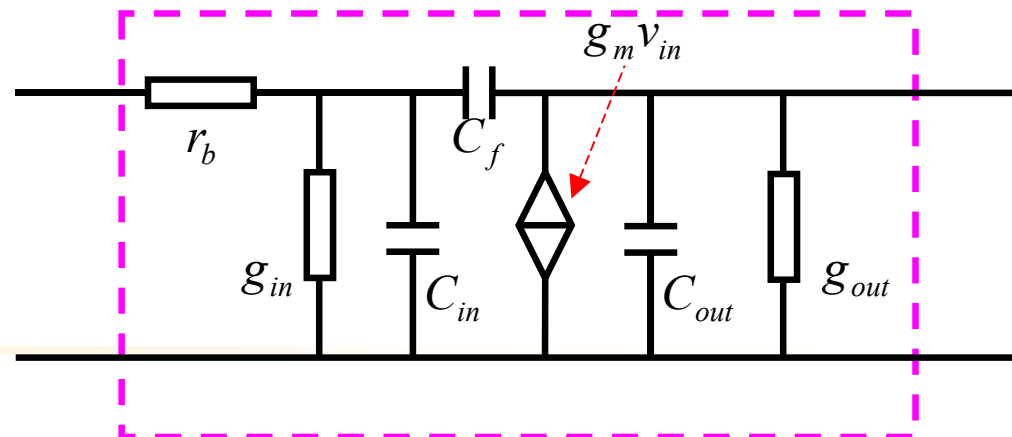
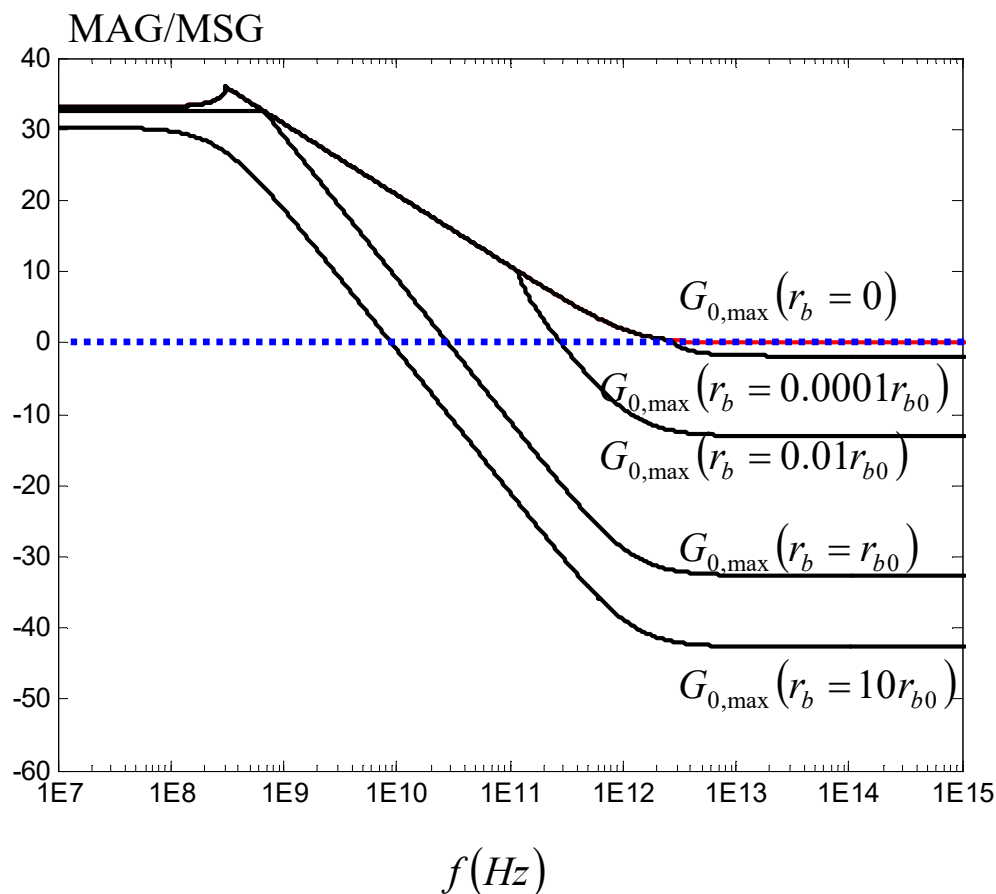
如何实现绝对稳定放大？

- 条件稳定：端接某些阻抗系统不稳定，端接某些阻抗系统是稳定的
 - 找到可实现稳定放大的端口阻抗，将 R_S 、 R_L 变换为可稳定放大的端口阻抗？
 - 仍然是不稳定的...实际负载很复杂，难以控制
- 最可靠的方法：用有损匹配实现绝对稳定放大
 - 添加电阻性的有损匹配网络，扩大绝对稳定放大区，使得工作频点位于绝对稳定放大区
 - 其实质就是用正阻抵消负阻，迫使系统进入稳定状态

r_b 的影响

扩大了稳定放大区：

$$k > 1 \Rightarrow f_0 < f_{us1} \text{ 或 } f_0 > f_{us2}$$



$$f_{us1} \approx f_{us}$$

$$f_{us2} \approx 2 \frac{f_{\max}^2}{f_z} \propto \frac{1}{r_b} \quad r_b \text{ 很大变化范围内}$$

$$f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_b C_{in} C_f}} \quad f_z \approx \frac{g_m}{2\pi C_f}$$

$$r_{b0} \sim \frac{g_m}{g_{in} g_{out}} \frac{C_f}{C_{in}} \frac{1}{20}$$

C_{bc} 越大，不稳定性越强，抵偿负阻效应所需的 r_{b0} 就越大



r_b 的影响

$$f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_b C_{in} C_f}}$$

- 增强了稳定性
 - r_b 较小时, 新产生一个稳定频率界点 f_{us2} , 使得绝对稳定放大区扩展为 $f < f_{us1}$ 和 $f > f_{us2}$
 - 随着 r_b 的增加, f_{us2} 减小, 直至等于 f_{us1} , 称此时的 r_b 为 r_{b0}
 - 当 $r_b > r_{b0}$, 晶体管CE组态在全频带都是绝对稳定的
- 代价
 - 功率增益降低, 高频部分的功率增益降低十分明显, 低频部分的功率增益仅在 $r_b > r_{b0}$ 后有明显的降低;
 - 噪声性能恶化
- 最高振荡频率 f_{\max}
 - 最高振荡频率 f_{\max} 和 $\sqrt{r_b}$ 成反比关系



端口串联电阻的影响

- r_b : 增加了稳定性, 降低了功率增益, 噪声性能恶化
- r_c : 对功率增益的影响和 r_b 类同, 增加稳定性, 降低功率增益, 噪声性能恶化较 r_b 小
- r_e : ...



提高不稳定放大器稳定性的有损匹配方法

- 晶体管的三个端口中的两个端口之间并联电阻
 - 这种方法对低频端增益影响较大，对高频端增益影响小
- 在晶体管的三个端口串联电阻
 - 这种方法将会同时降低低频增益和高频增益，高频端的增益下降远大于低频端的增益下降
- 对低噪声放大器，有损匹配电阻应置于输出端口
- 对功率放大器，有损匹配电阻应置于输入端口

绿线: Mason单向功率增益 U , 允许采用反馈方式实现单方向放大。由于三种组态具有相同的 U , 且 $U(f_{\max}) = 1$, 因此常用 U 表示晶体管的功率增益

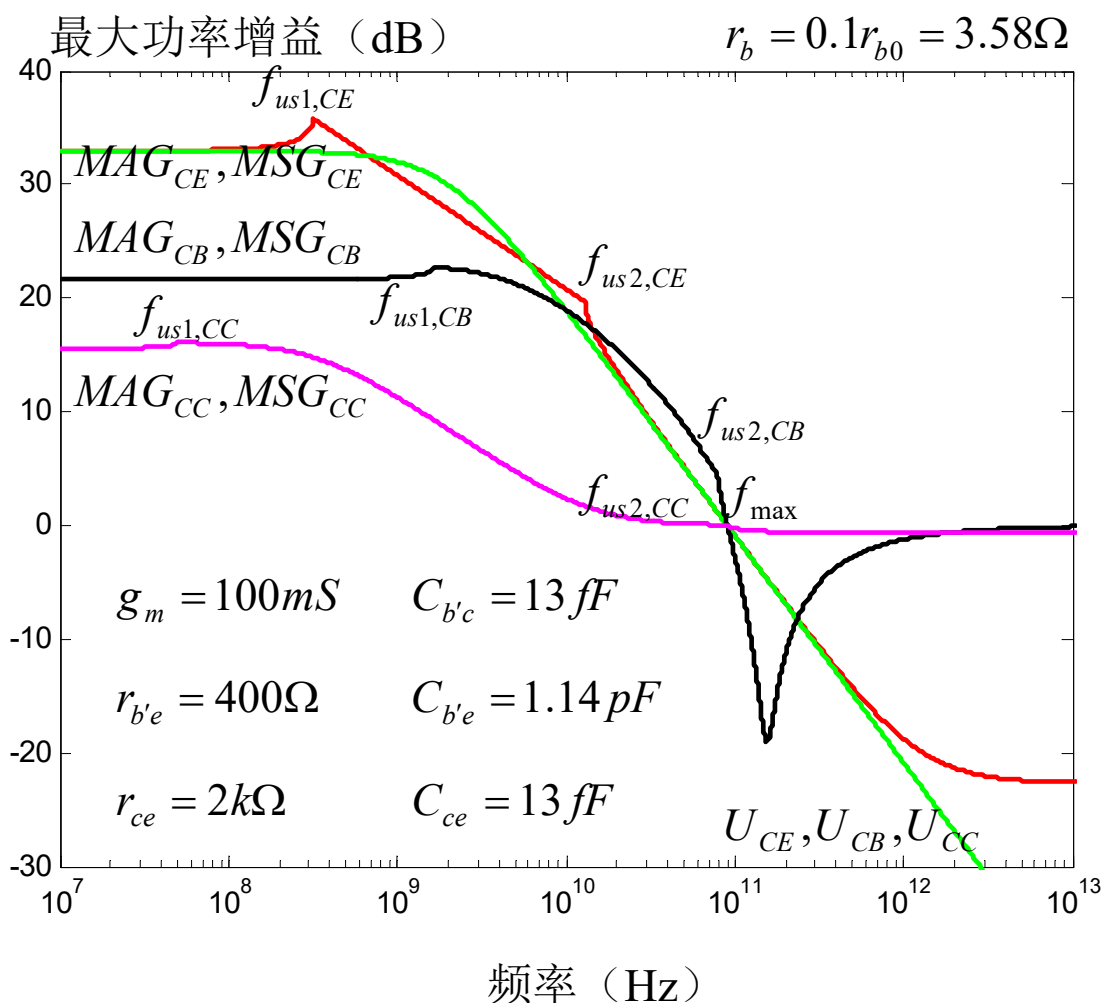
三种组态放大器总结

MAG(0)

CE $\sim 0.25A_{v0}\beta_0$
33dB

CB $\sim A_{v0}$
23dB

CC $\sim \beta_0$
16dB



- CE组态功率增益最高, 噪声性能好, 是射频放大器最常用组态
- CB组态高频下功率增益有可能高于CE组态; CB组态频率低端稳定性较高, 输入阻抗为 $1/g_m$, 易于实现阻抗匹配; 其噪声性能和CE组态相当; CB组态也是射频放大器常用组态
- 没有单独用CC组态做射频放大器的, CC组态可能会以缓冲器的形式出现
- 三种组态具有一致的 f_{\max}

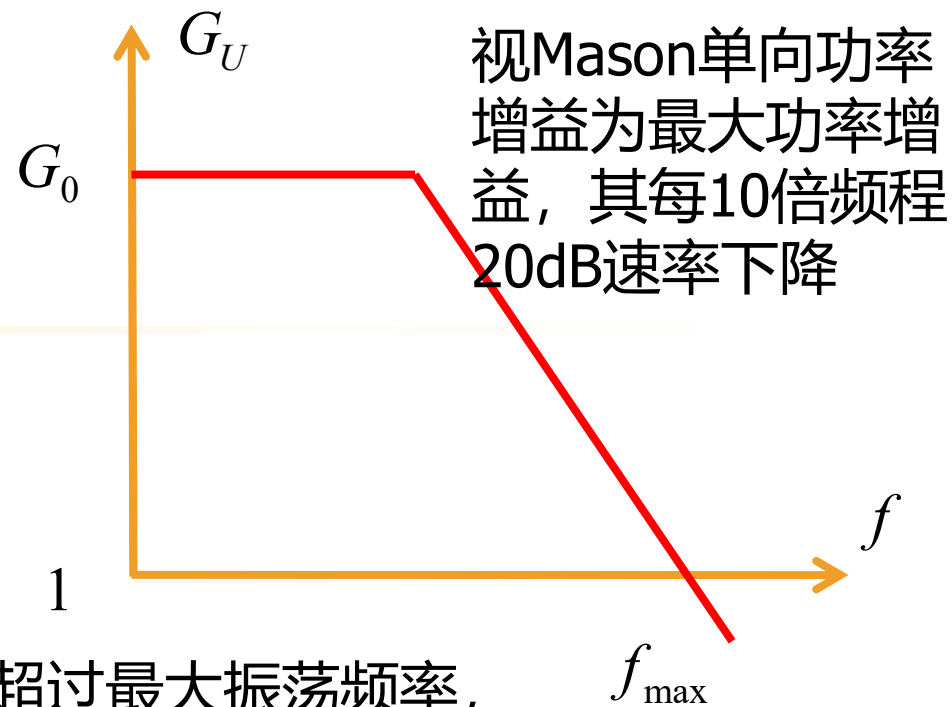
最大功率增益

- 晶体管的梅森单向功率增益大略可以用下式表述

$$G_U(f) \sim \frac{G_0}{1 + (G_0 - 1) \left(\frac{f}{f_{\max}} \right)^2}$$

$$G_{p,LF} \approx G_0 = \frac{1}{4} g_m^2 r_{be} r_{ce} \frac{1}{1 + \frac{r_b}{r_{be}}}$$

低频功率增益



$$G_{p,HF} \approx \left(\frac{f_{\max}}{f_0} \right)^2$$

高频功率增益最大值

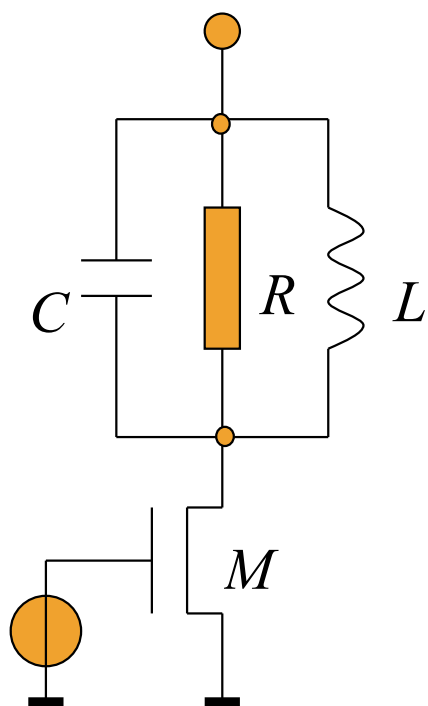
高频放大器设计需要考虑最大功率传输匹配



四、调谐放大器

- 调谐放大器：通过调谐电路实现的带通型窄带放大器
 - 调谐电路：并联谐振回路、双谐振回路等谐振型的电路，可用来实现调整谐振频率，一般这个谐振频率就是放大器的工作频率
 - 前述最大功率传输匹配放大器，具有最大功率增益，由于最大功率传输匹配网络本质上是谐振的，因而也是调谐放大器的一种
- 由于晶体管属跨导型器件，用其输出电流驱动LC并联谐振回路是最常见的调谐放大器类型

典型调谐放大器



■ 理想分析

- 把MOS管视为理想的跨导器
 - 在谐振频率点上分析

$$A_v = -g_m R$$

$$BW = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}R\sqrt{\frac{C}{L}}} = \frac{1}{2\pi RC}$$

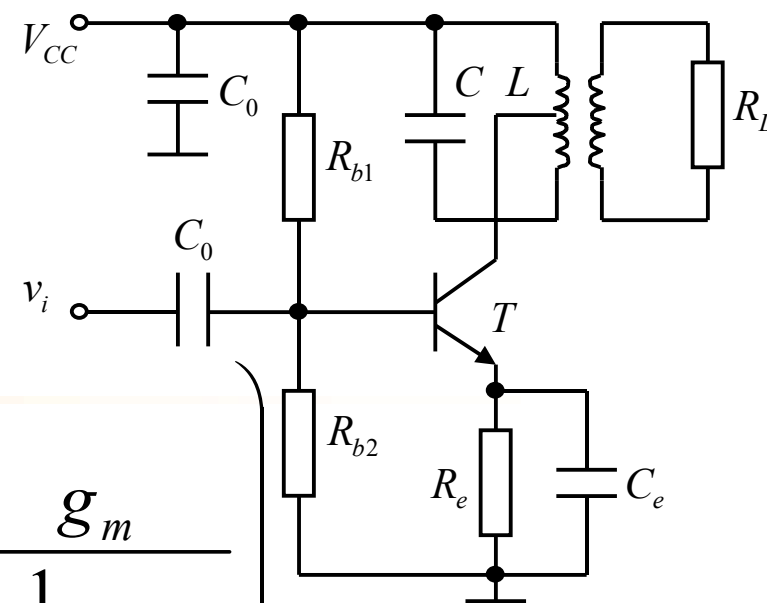
$$GBP = g_m R \frac{1}{2\pi RC} = \frac{g_m}{2\pi C}$$

- 和中心频率几乎无关的增益带宽积
 - 对于窄带，高增益易实现

$$GBP = g_m R \frac{1}{2\pi RC} = \frac{g_m}{2\pi C}$$

C_{gd} 的影响

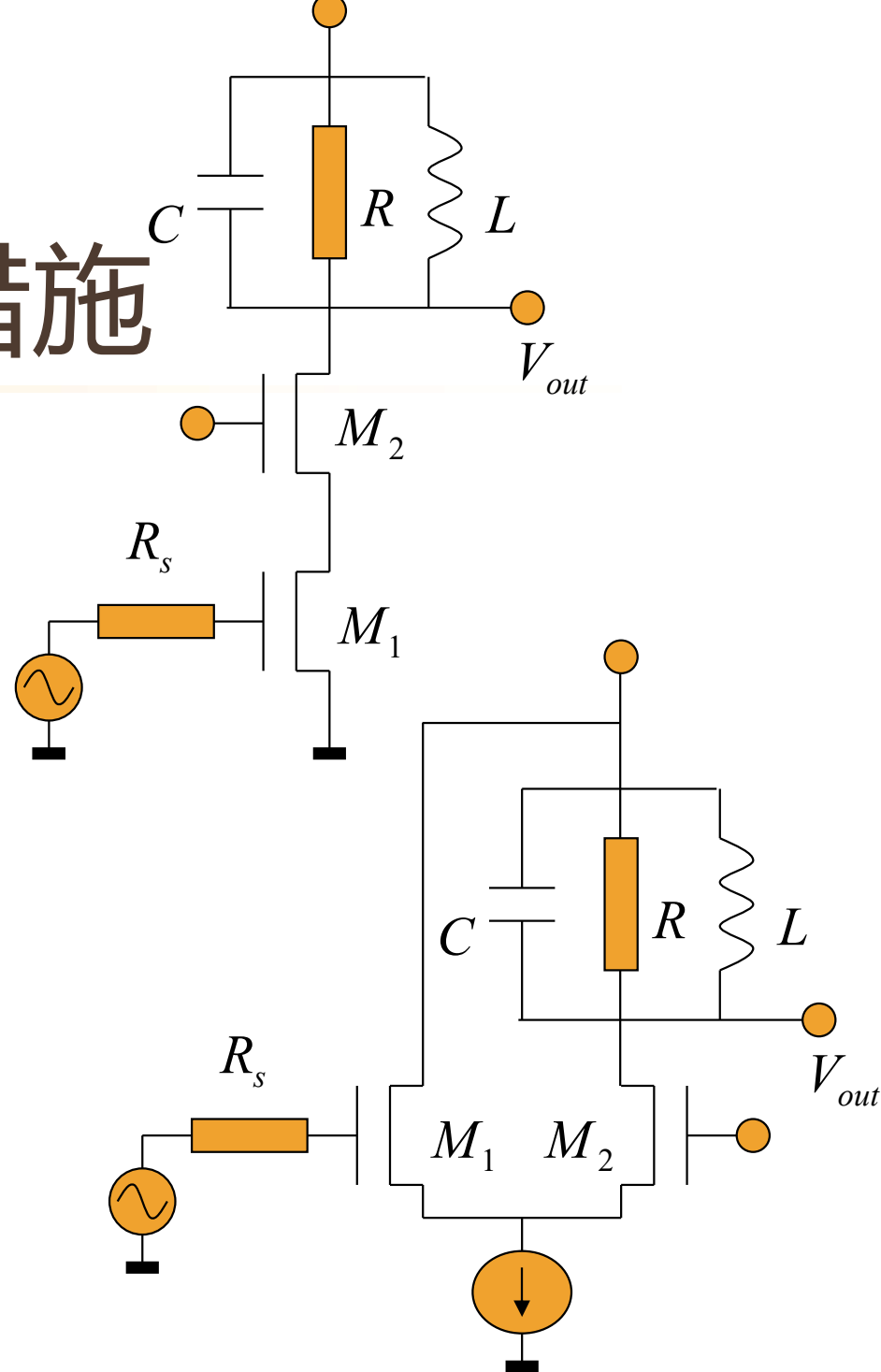
$$C_{eq} = C_{gd} (1 + g_m R_s) \quad y_{in} \approx j\omega C_{gd} \left(1 + \frac{g_m}{\frac{1}{j\omega L} + \dots} \right)$$



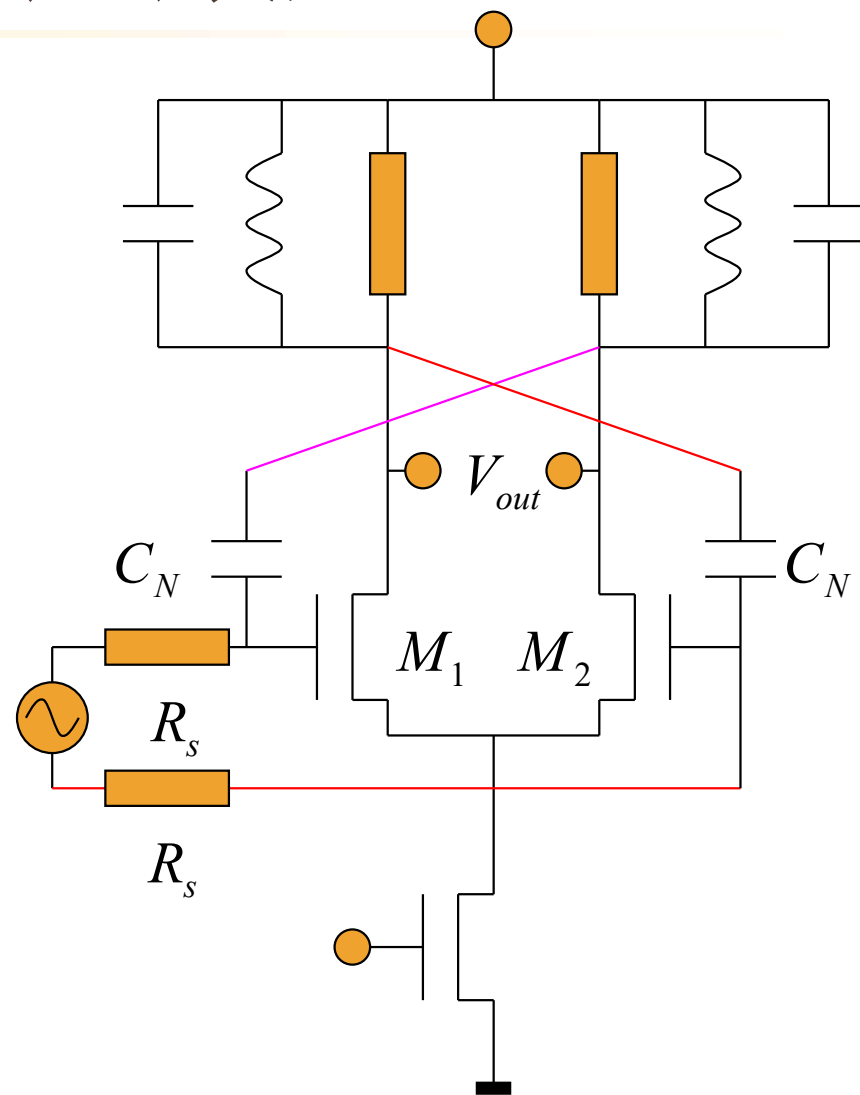
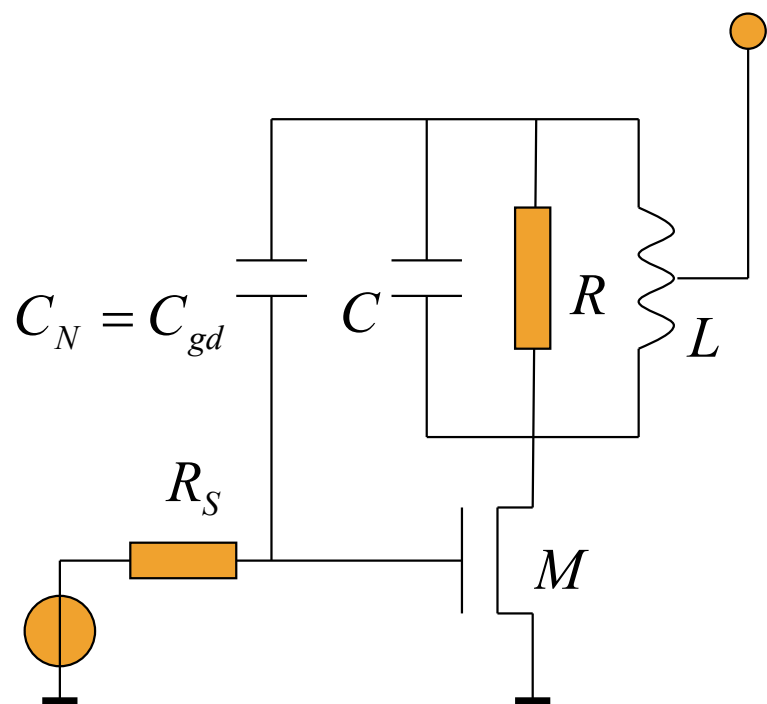
- 跨接电容在输出端的Miller等效电容可能很大
 - 在输出谐振回路上并联大电容降低器件电容影响
 - 带宽增益积降低，带宽不稳定
 - 部分接入的方法降低器件电容影响
- 当谐振回路为感性时，输入导纳中有等效负电导
 - 电路可能出现不稳定：出现自激振荡：和前一级级联，前一级也是谐振回路做负载：哈特莱振荡器

隔离器单向化措施

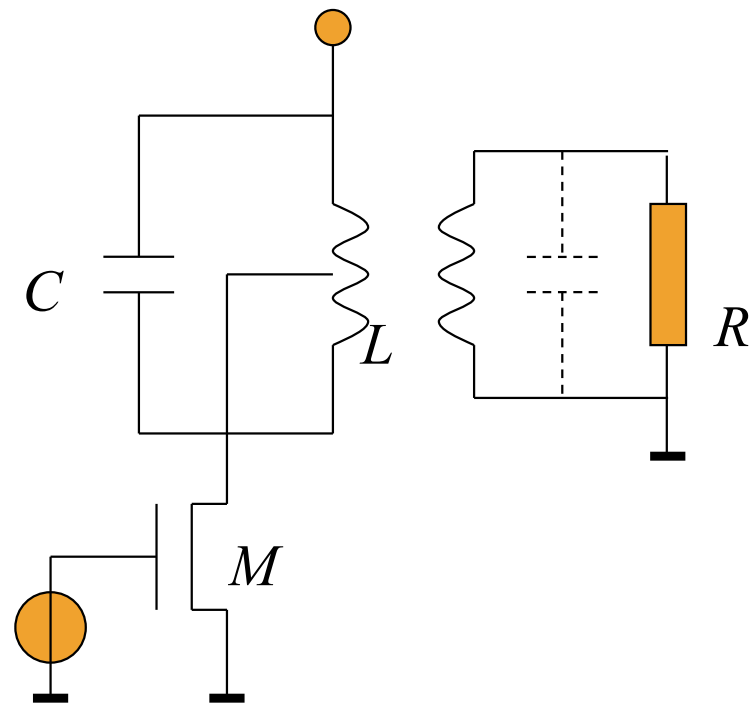
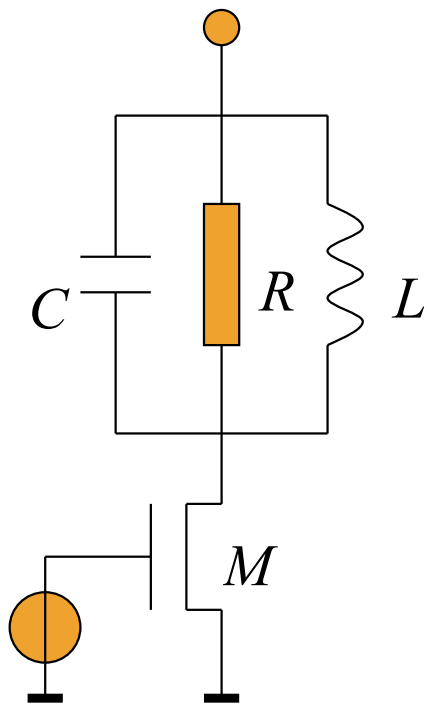
- 问题出在 C_{gd} 搭接在输入输出端口之间，如果把输入输出端口间的反馈去除，就可以有效地降低其不良影响
 - 共源共栅级联放大器可以有效隔离输入和输出，可以消除或大大抑制失谐及可能的不稳定
 - 源极耦合放大器（源极跟随器驱动一个共栅放大器），也可以隔离输出和输入端口



中和法实现稳定放大

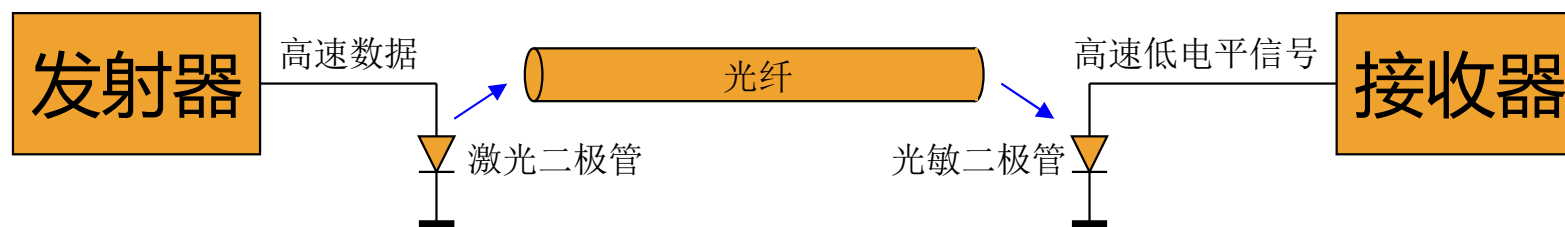


调谐放大器常见接入方法



五、宽带放大器设计

- 有时我们需要宽带高频低噪声放大器



- 宽带放大器的频率上限受放大器件特性、寄生电容、负载的影响
- 宽带技术
 - 减小时间常数 $\tau=RC$
 - 增加零点或复数极点
 - 负反馈
 - 其他

5.1 把主极点推离原点

宽带设计一般应避免带通型的谐振；假设只有RC，则总时间常数为所有电容开路时间常数之和

- 全极点低通型放大器频带展宽的措施
 - 减小时间常数

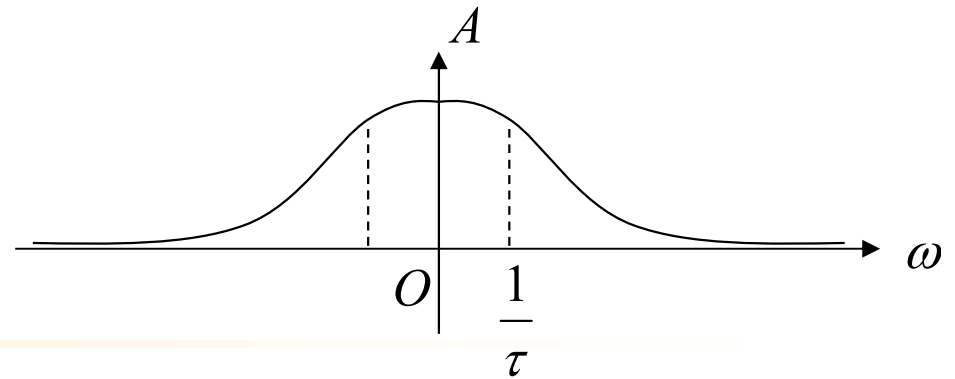
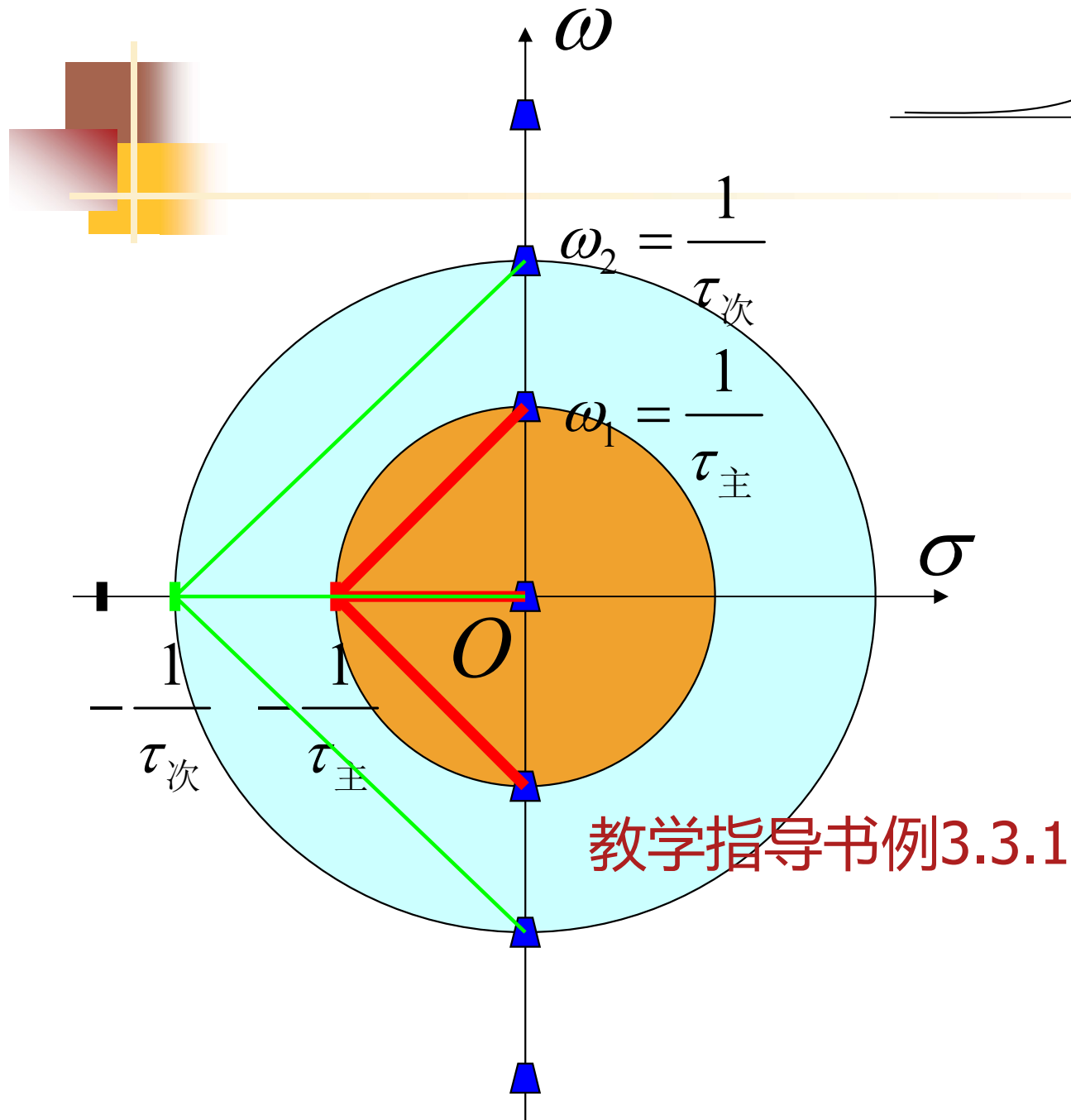
$$H(s) = \frac{A_0}{(s\tau_1 + 1)(s\tau_2 + 1) \dots (s\tau_n + 1)} = \frac{A_0}{1 + \left(\sum_{i=1}^n \tau_i\right)s + \dots + \left(\prod_{i=1}^n \tau_i\right)s^n}$$

- 放大器带宽一般是寄生电容行为导致，并非是为人为做的滤波器设计，因此可以做如下的合理近似：假定在-3dB频率处，一次项占据主要地位，因而3dB带宽近似为分母多项式一次项的倒数

$$H(s) \approx \frac{A_0}{1 + \left(\sum_{i=1}^n \tau_i\right)s}$$

$$f_{-3dB} \approx \frac{1}{2\pi \sum_{i=1}^n \tau_i}$$

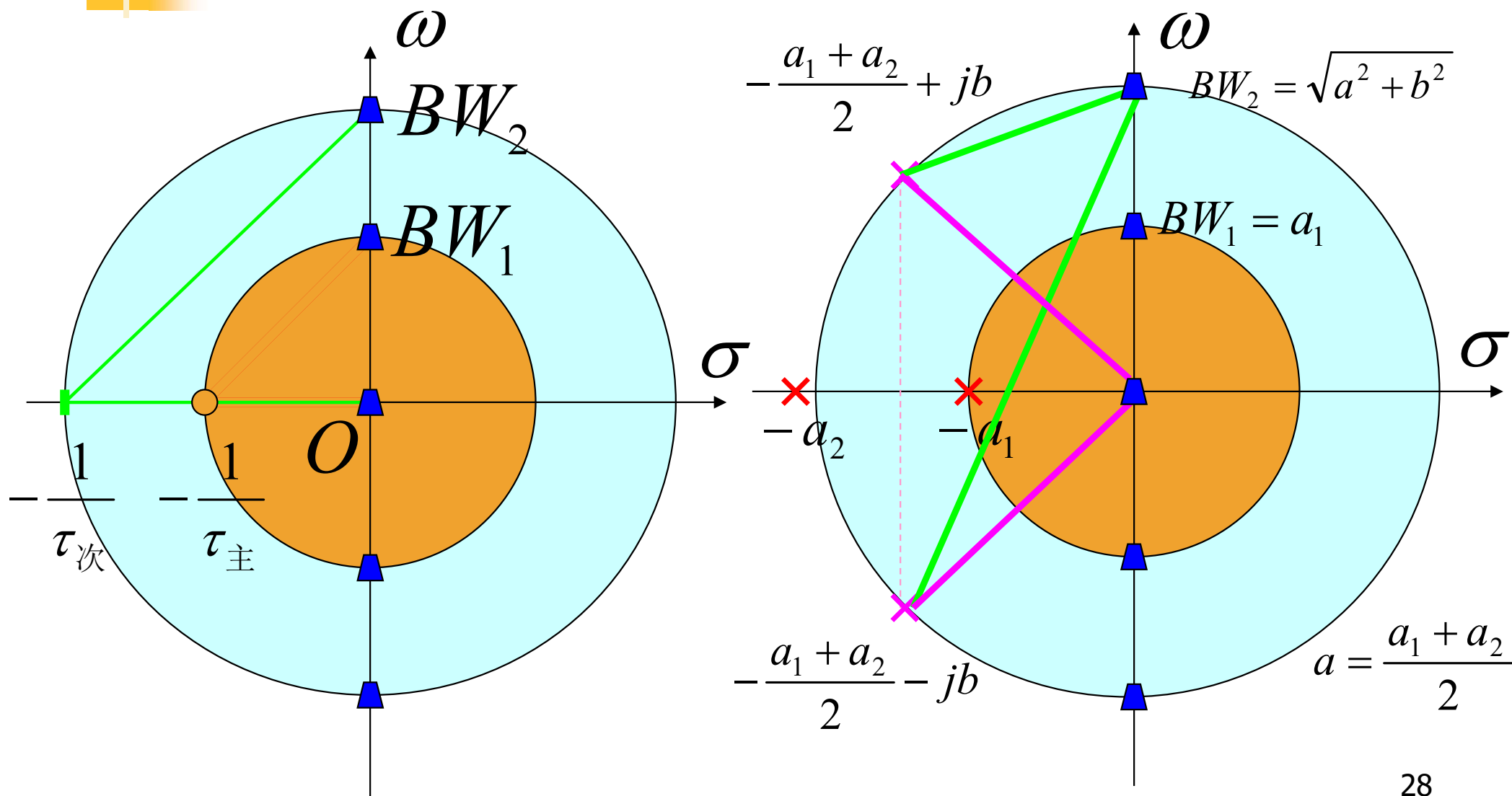
假设只有负实极点



抓住主要矛盾解决

- 最大的时间常数限制了频带, 那么首先设法减小这个常数, 把主极点推离原点, 可有效地提高放大器的带宽

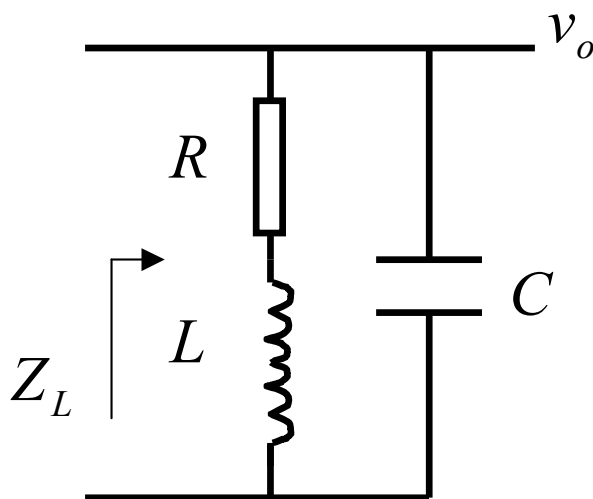
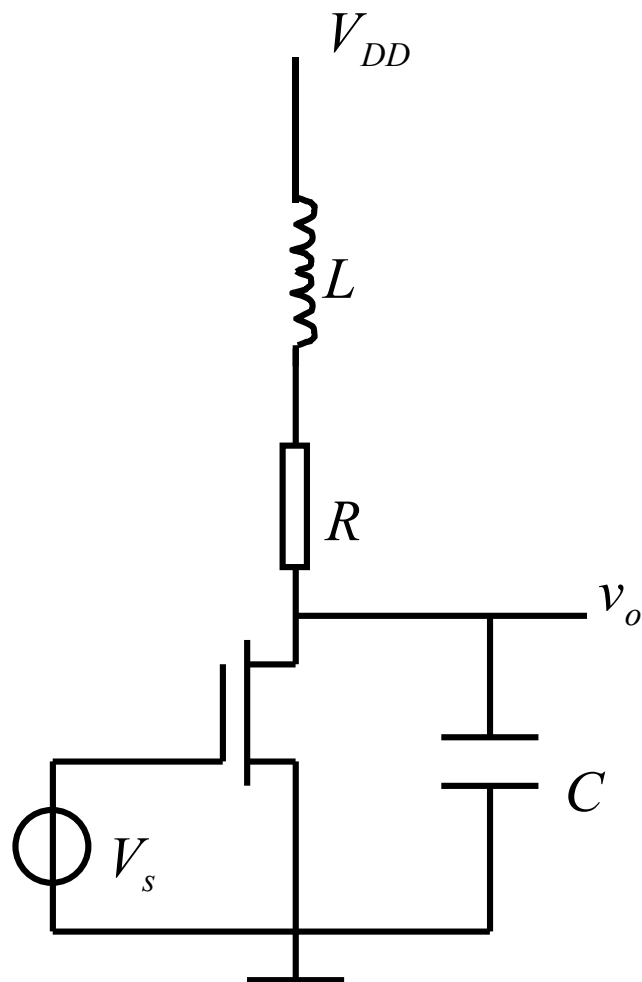
5.2 增加零点或采用复极点



- 增加零点：分子项随频率升高而升高，抵偿了极点导致的幅度随频率下降的趋势，具有展宽频带的作用
 - 展宽效果与不同电感值的选择相关

$$Z_{L0}(s) = \frac{R}{sRC + 1}$$

增加零点例：并联补偿法



$$Z_L(s) = (sL + R) \parallel \frac{1}{sC}$$

$$= \frac{sL + R}{s^2 LC + sRC + 1}$$

$$A(\omega) = g_m |Z_L(j\omega)|$$

$$= g_m R \sqrt{\frac{(\omega L/R)^2 + 1}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}$$

展宽效果

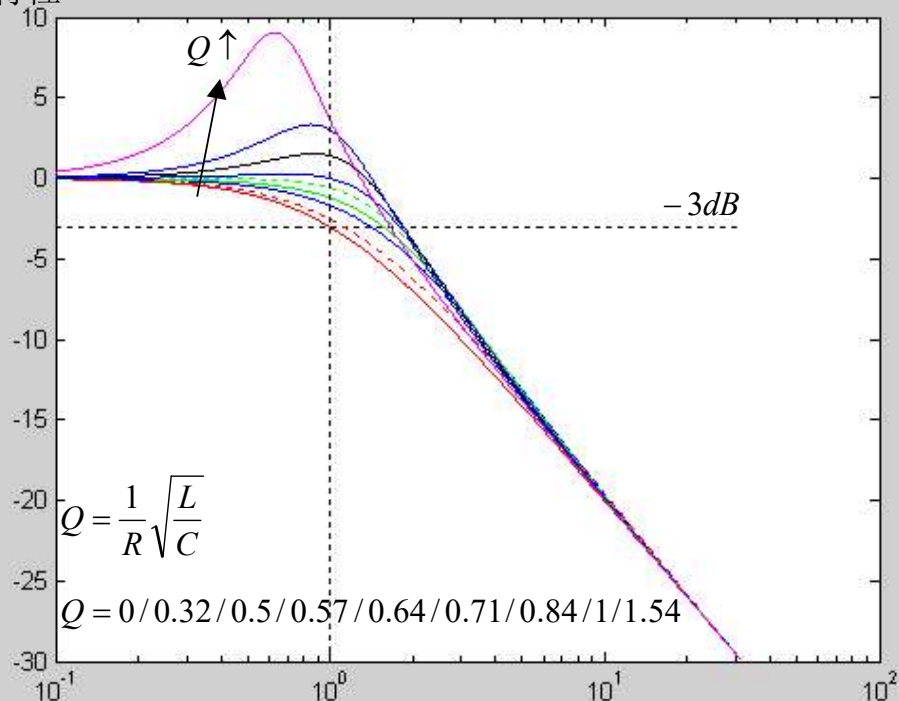
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

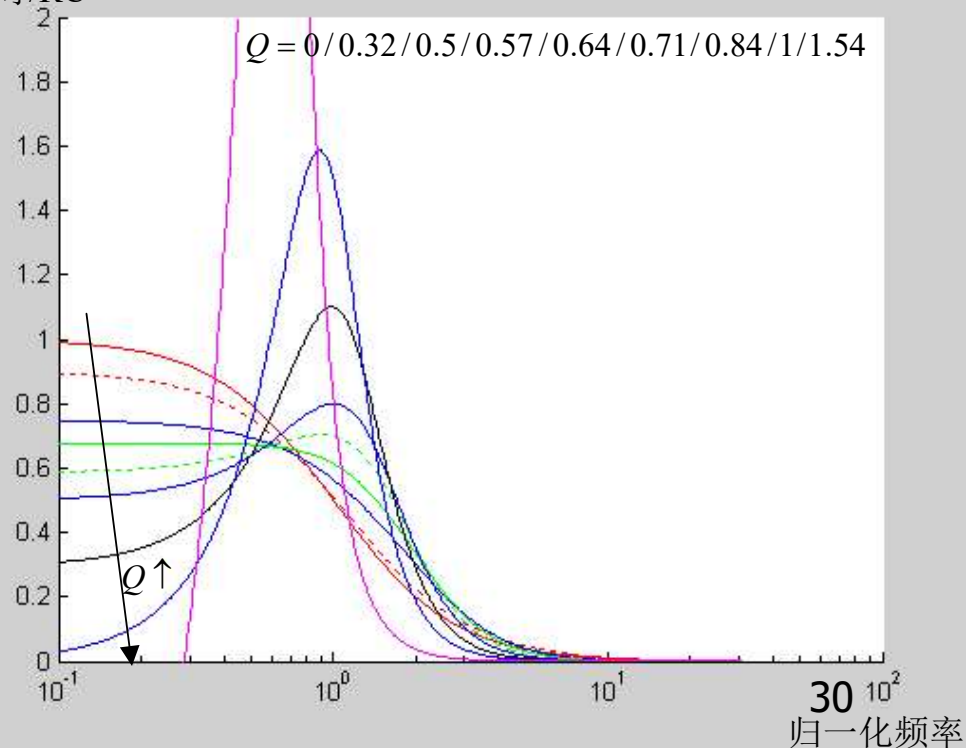
$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

补偿情况	无补偿	欠补偿	半补偿	群延时最大平坦补偿	幅度最大平坦补偿	$ Z =R$	最大带宽补偿	临界补偿	过补偿
		$\omega_0 \ll \omega_n$	$\omega_0 = 0.5\omega_n$					$\omega_0 = \omega_n$	$\omega_0 > \omega_n$
$Q = \omega_0/\omega_n$	0	0.32	0.5	0.57	0.64	0.71	0.84	1	1.54
BW/f ₀	1	1.12	1.41	1.57	1.72	1.80	1.85	1.82	1.65
过冲 (dB)	0	0	0	0	0	0.25	1.51	3.33	9.06
补偿效果	无补偿	带宽稍有增加	带宽增加了 41.4%	带宽增加 57.2% 具有最佳群延时特性	带宽增加 72.2% 具有最平坦幅度特性	带宽增加 79.9% 小量过冲	最大带宽, 中量过冲, 群延时特性较差	过冲超过 3dB, 群延时特性恶化	过冲量大, 群延时特性严重恶化

幅频特性



群延时/RC





例

$$R = 100\Omega, C = 2\text{pF}, B_w = 1\text{GHz}$$

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} = 796\text{MHz} < 1\text{GHz}$$

$$Q = 0.57, L = Q^2 R^2 C = 6.45\text{nH}$$

$$f_{3dB} = 1.573 \times 796\text{M} = 1.25\text{GHz}$$

- 小的电感可以采用CMOS集成电路工艺直接在芯片内实现，便于放大器的集成化

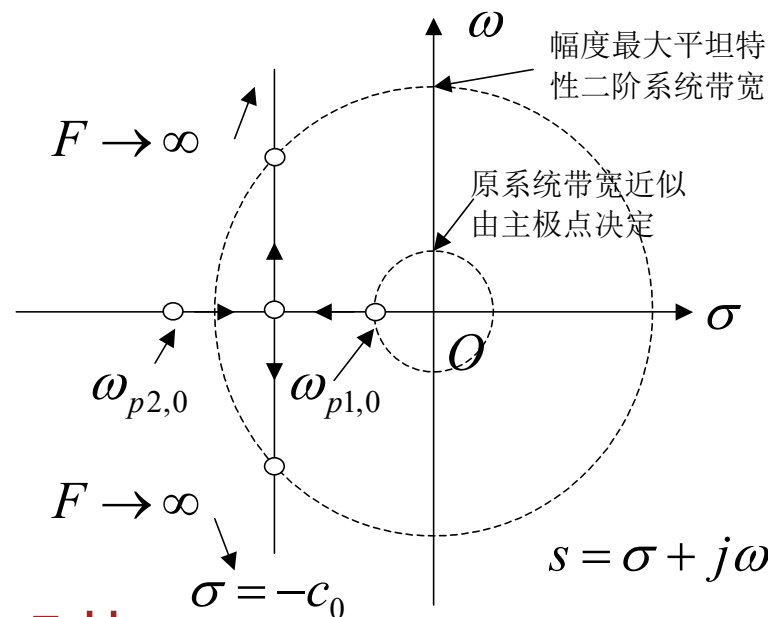
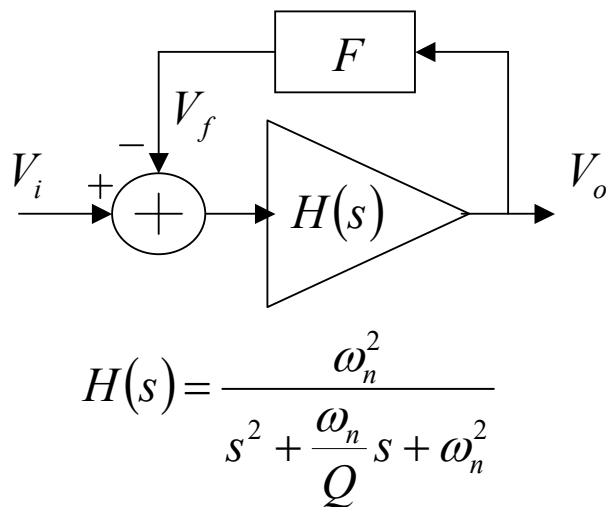
5.3 负反馈

提示: $H(s) = \frac{\omega_{nF}^2}{s^2 + \frac{\omega_{nF}}{Q_F} s + \omega_{nF}^2}$

- 负反馈提高带宽的实质是通过负反馈降低寄生元件对带宽的限制作用
- 二阶系统负反馈
 - 作业：自行推导反馈量多大时幅度最大平坦？何时群延时最大平坦？假设初始两个极点为相差较大的负实极点。

$Q_F = \frac{1}{\sqrt{2}}$: 幅度最大平坦

$Q_F = \frac{1}{\sqrt{3}}$: 群延时最大平坦



教学指导书3.2.5节



5.4 其他宽带化设计技术

- 采用放大器级联方法，在级联放大器之间加入均衡级间匹配网络，获得高带宽
 - 用功耗、增益换带宽
- 采用高频参数特性好的器件
- 分布式放大器
 - 带宽可接近于晶体管的特征频率
 - 用延时换增益，用功耗、增益换带宽
- ...

小练习：如果希望设计一个0-100MHz带宽的增益为20dB的宽带放大器，你觉得可以采用如下哪些措施？

A

选用高频晶体管，其 f_{\max} 至少GHz

B

需用高增益大带宽运放，采用负反馈

C

采用分布式放大器结构

D

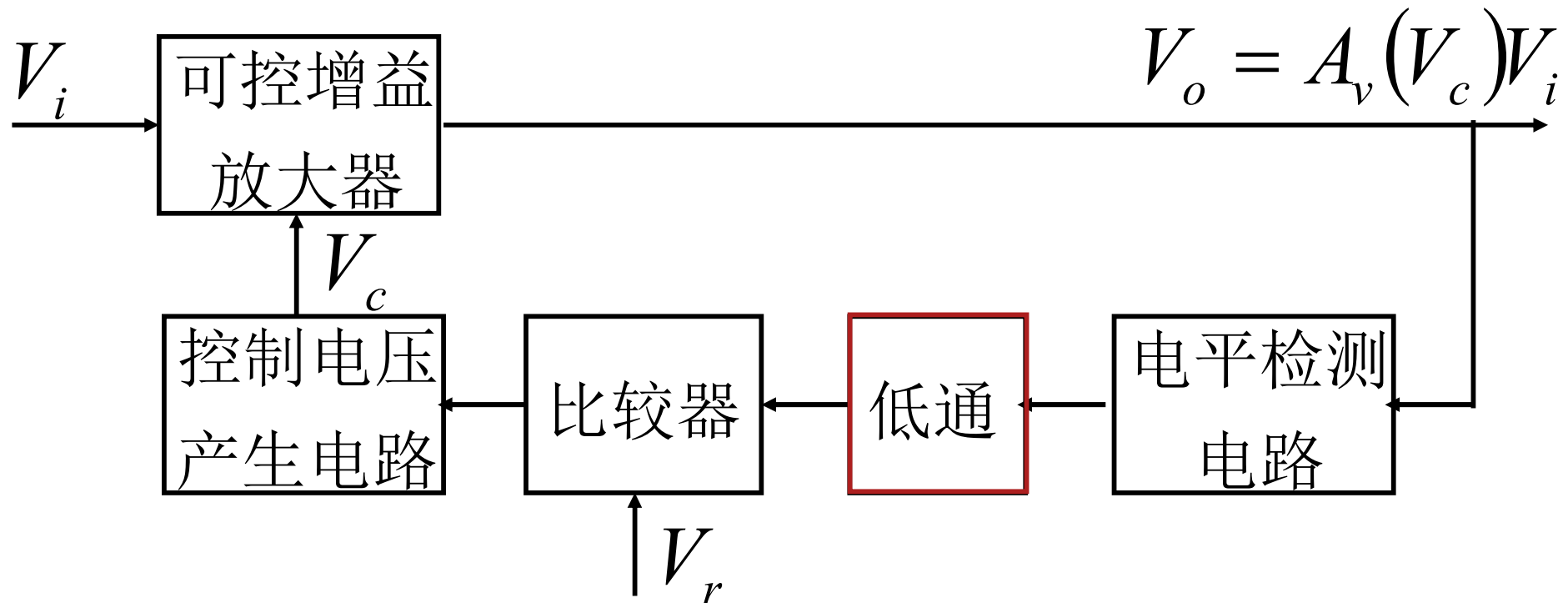
多级晶体管放大器级联，级间做增益均衡

提交

- 可控增益放大器的增益由控制电压决定，而控制电压由输出电平和基准电平相比较而产生，从而自动增益控制可由图示闭环环路实现：这是一个负反馈低频控制系统

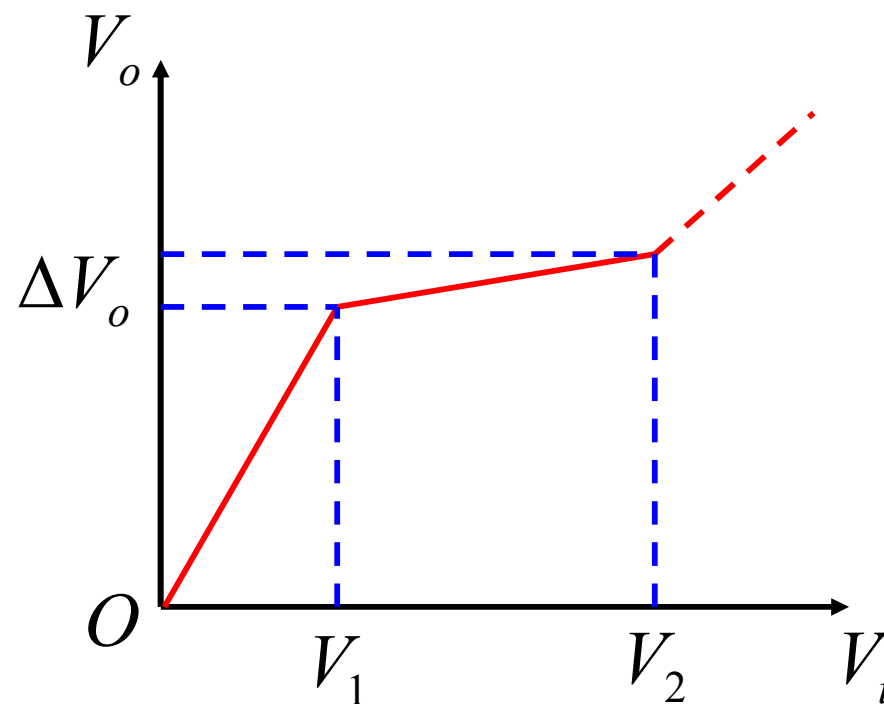
六、自动增益控制

- 自动增益控制电路是一种在输入信号幅度变化很大的情况下，使输出信号幅度在较小范围内变化的一种自动控制电路

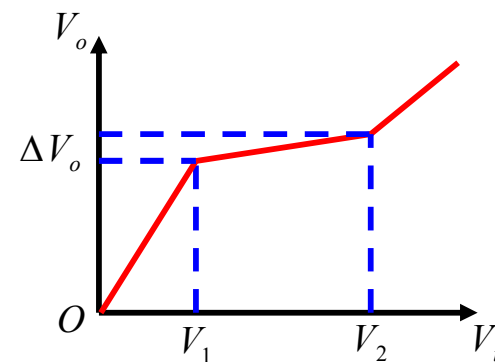


AGC控制特性

- 当输入信号小于门限电平 V_1 时，系统无控制作用
 - 输出电压随输入电压线性放大
- 当输入信号超过门限电平 V_1 时，AGC电路起控制作用
 - 输出电压随输入电压的增强，仅有极小的变化
 - 放大器输出电平几乎是固定的
- 当输入信号很大，超过AGC控制电路工作范围，AGC控制作用消失



对AGC控制特性的设计



- AGC的控制作用，一般均在接收机前端实现，例如对高频放大器（后级）的控制，主中放的第一中放或第二中放的控制
- 放大器受控级数，通常取决于系统要求

放大器输入信号动态范围： $m_i = \frac{V_{i \max}}{V_{i \min}}$

放大器输出电压容许变化范围： $m_o = \frac{V_{o \max}}{V_{o \min}}$

放大器受控级数为 n

每级的增益控制倍数为 G_{C1}

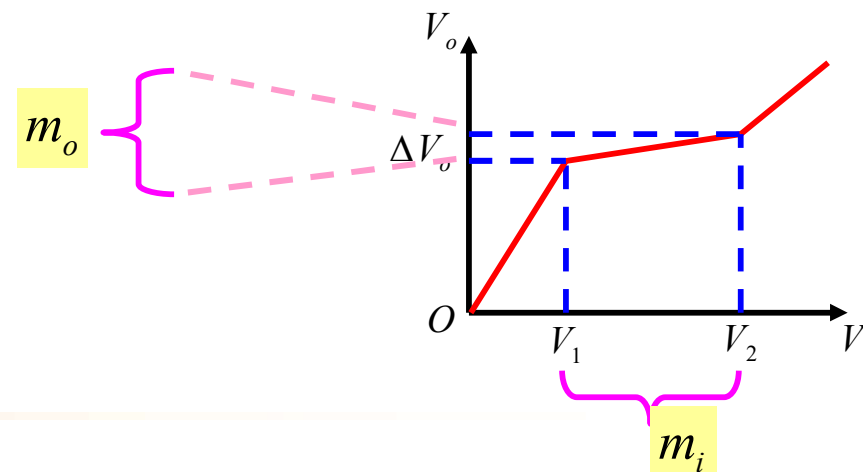
则有： $G_{C1}^n \geq G_C$ 或者 $n \geq \frac{G_C(dB)}{G_{C1}(dB)}$

放大器总增益控制倍数

$$G_C = \frac{A_{\max}}{A_{\min}} = \frac{\frac{V_{o \min}}{V_{i \min}}}{\frac{V_{o \max}}{V_{i \max}}} = \frac{V_{i \min}}{V_{i \max}} \cdot \frac{V_{i \max}}{V_{o \max}} = \frac{m_i}{m_o}$$

$$G_C(dB) = m_i(dB) - m_o(dB)$$

例



- 某接收机输入信号的动态范围为60dB，输出电压容许变化范围为20%，若单级放大器的增益控制倍数等于20dB，则需要多少级的控制放大器？

$$m_i = 60dB$$

$$m_o = 20 \log \frac{V_{o \max}}{V_{o \min}} = 20 \log(1 + 20\%) = 1.6dB$$

$$G_C = m_i - m_o = 60 - 1.6 = 58.4dB$$

$$G_{C1} = 20dB \quad n \geq \frac{G_C}{G_{C1}} = \frac{58.4}{20} = 2.92$$

∴ 采用三级控制

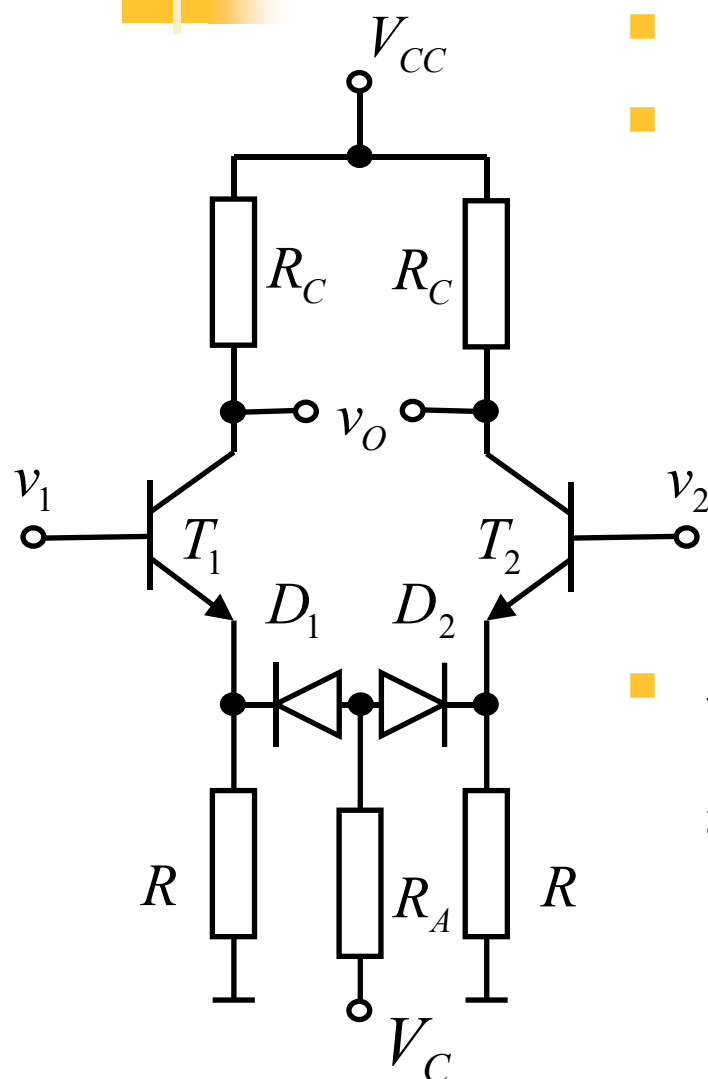
- 可采用多种不同形式的放大器控制电路

AGC电路实现

- 可采用跨导为静态工作点函数的变跨导晶体管构成的可控增益放大器电路
 - 这种放大器，当控制电压使其静态工作点移动时，放大器的增益也随之改变，达到增益可控的目的
- 改变放大器的负反馈，或改变放大器的交流负载，均可实现对放大器增益的控制
- 例
 - 差分放大器增益控制电路
 - 电衰减器增益控制电路

$$r_d = \frac{26}{I_D}$$

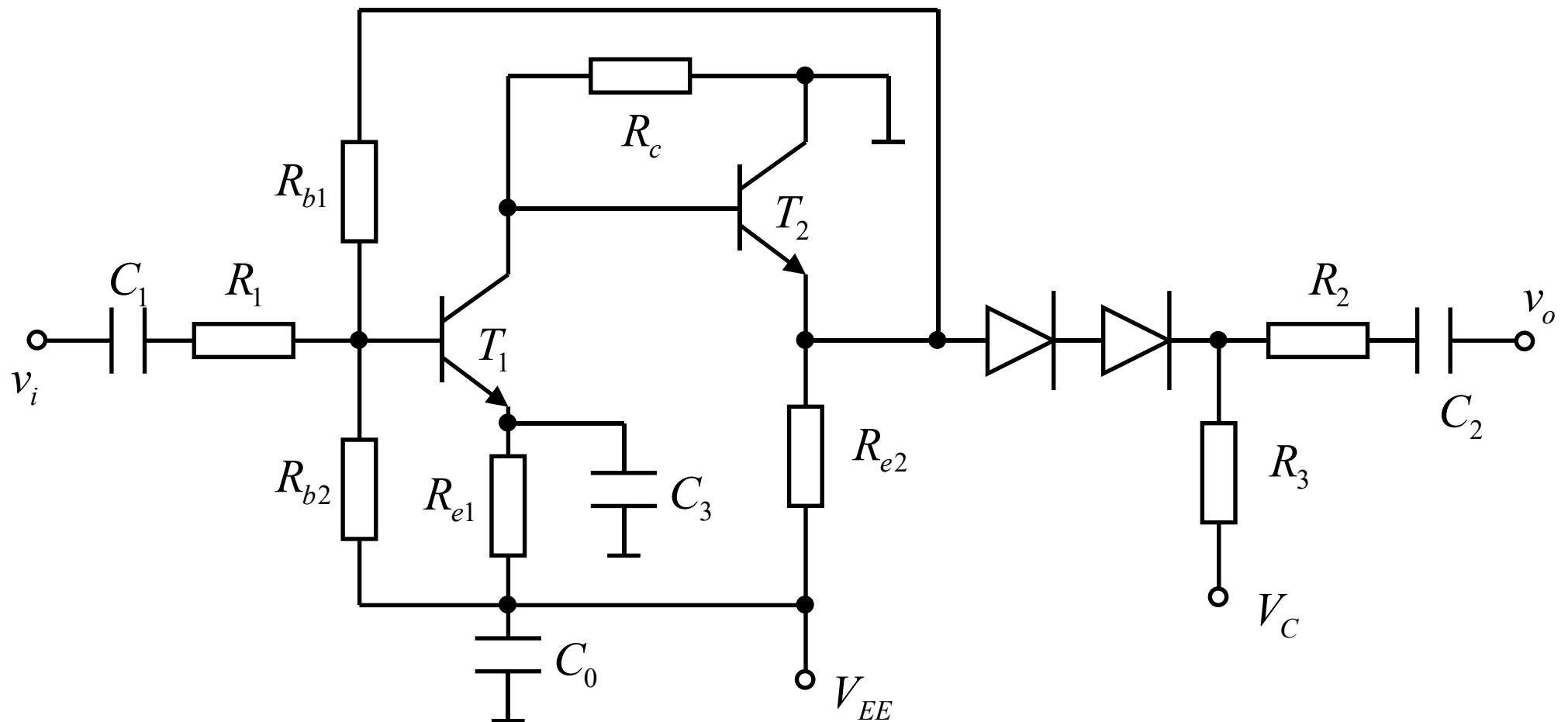
差分放大器增益控制电路



- T_1, T_2 构成差分放大器
- D_1, D_2 构成放大器的发射极负反馈电路
 - 当两只二极管的动态内阻 r_d 很大时, T_1, T_2 发射极彼此独立, 发射极电阻 R 产生较大的负反馈, 放大器增益较低
 - 当两只二极管的动态内阻很小时, 差分对管发射极相连通, 发射极电阻 $R_E = 0.5R$ 。当处于正常的差分放大情况下, R_E 中电流相互抵消, 放大器不存在负反馈, 放大器增益最大
- 差分放大器的增益受控于发射极负反馈电阻 R_E , 因此改变控制电压 V_C , 即可改变发射极等效电阻 R_E , 从而达到控制增益的目的
 - V_C 较大时, $r_d \approx 0$, 增益最大; V_C 减小, r_d 增大, 增益下降; 最终 $r_d \rightarrow \infty$, 增益最小

- 二极管动态电阻随控制电压改变而变化，衰减器的衰减随之改变
- 射频频段，PIN管为可变电阻，可形成衰减器

电控衰减器增益控制电路

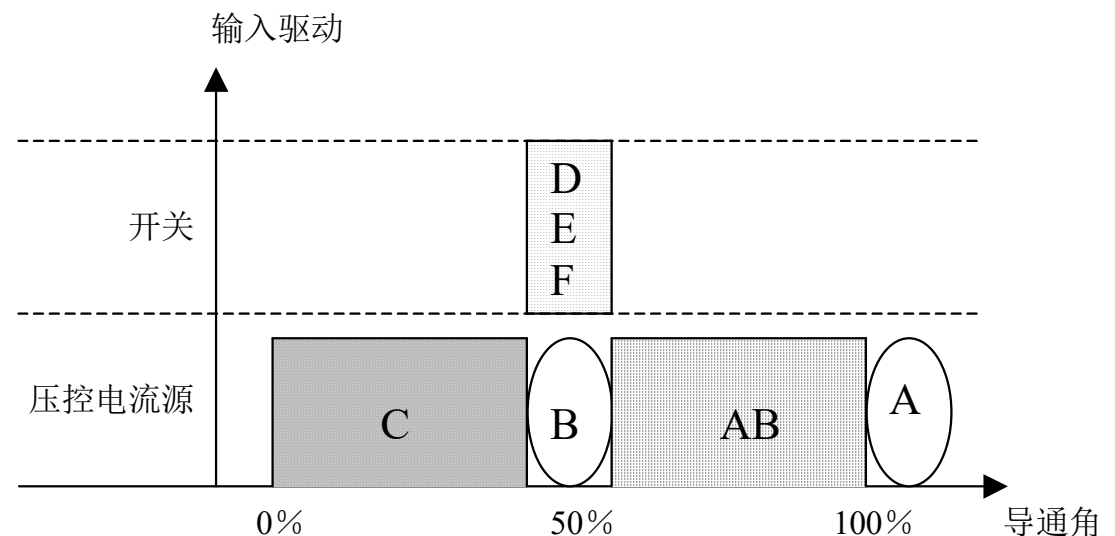


$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}}$$

七、A类功率放大器

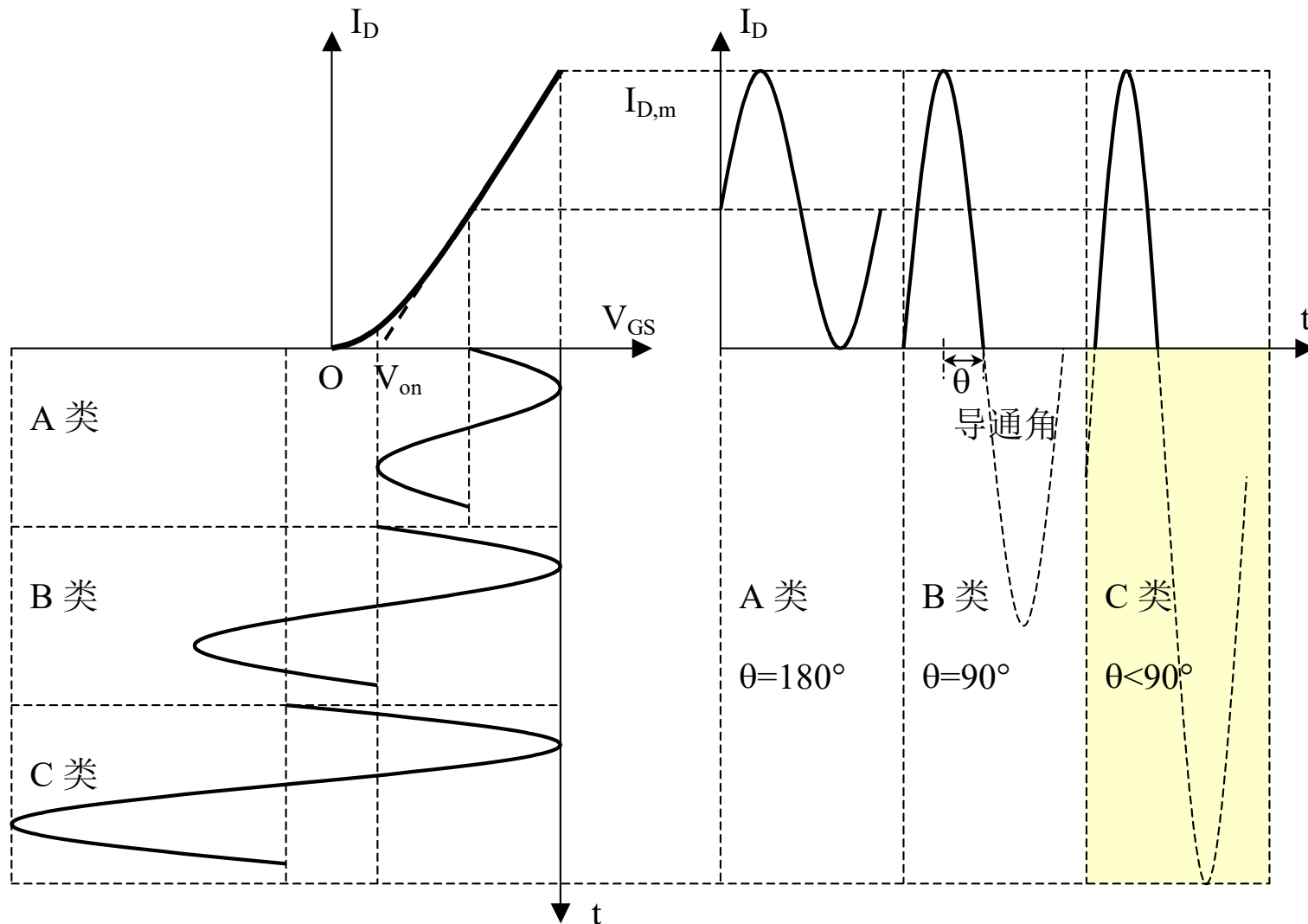
- 发射机需要把射频电磁能量通过天线耦合到空间中以传递出去，功率放大器做为发射机完成这一功能的最终执行者，是发射机中功率消耗最大的器件，因而功率放大器能否有效地把直流功率转换为射频功率，是评价功率放大器优劣的最重要指标，这个指标被称为效率

- A:35%;<50%
- B:60%;<78%
- C:80%;<100%
- D/E/F:<100%



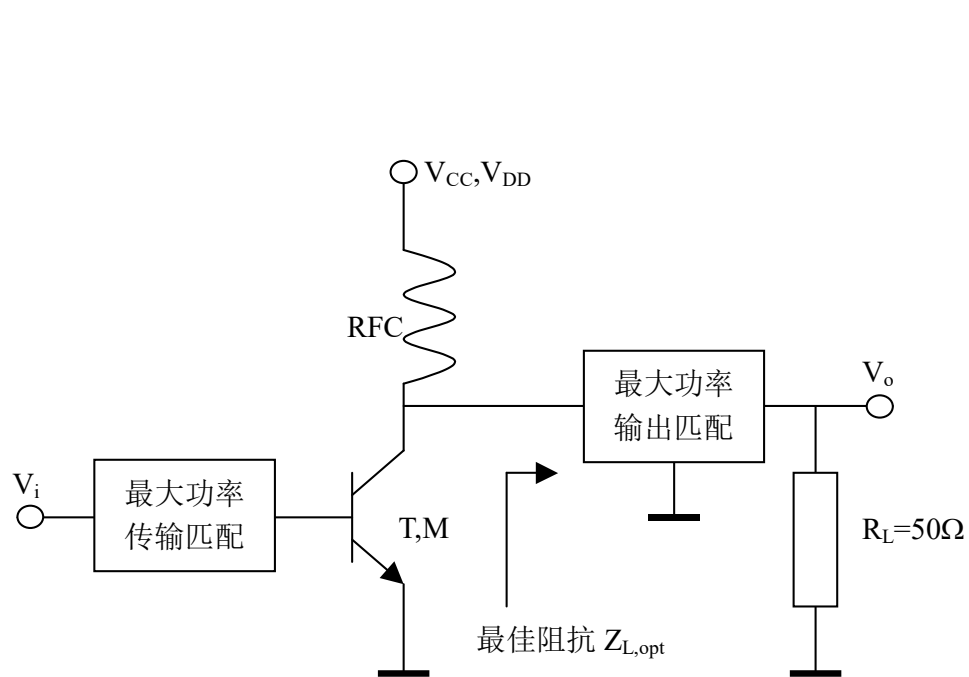
- A类放大器是线性放大器
- B类由于有推挽结构，也可视为是线性放大器
- C、D、E、F类均为非线性放大器

导通角

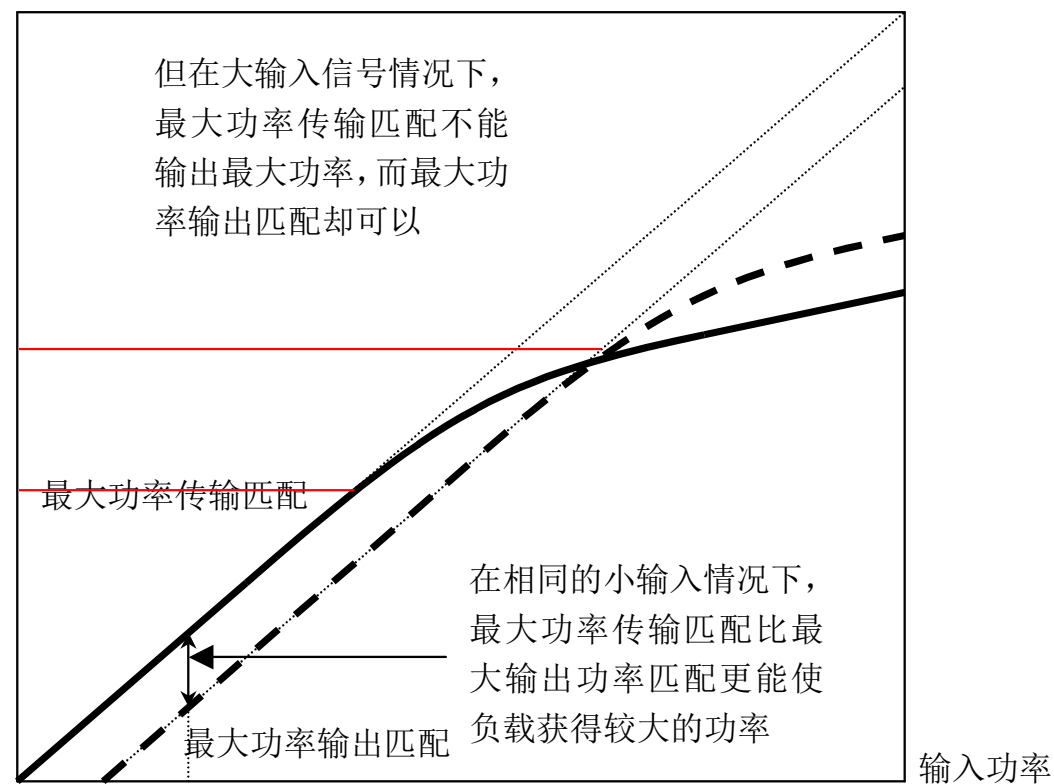


A类放大器的匹配关系

■ 输出需要最大功率输出匹配



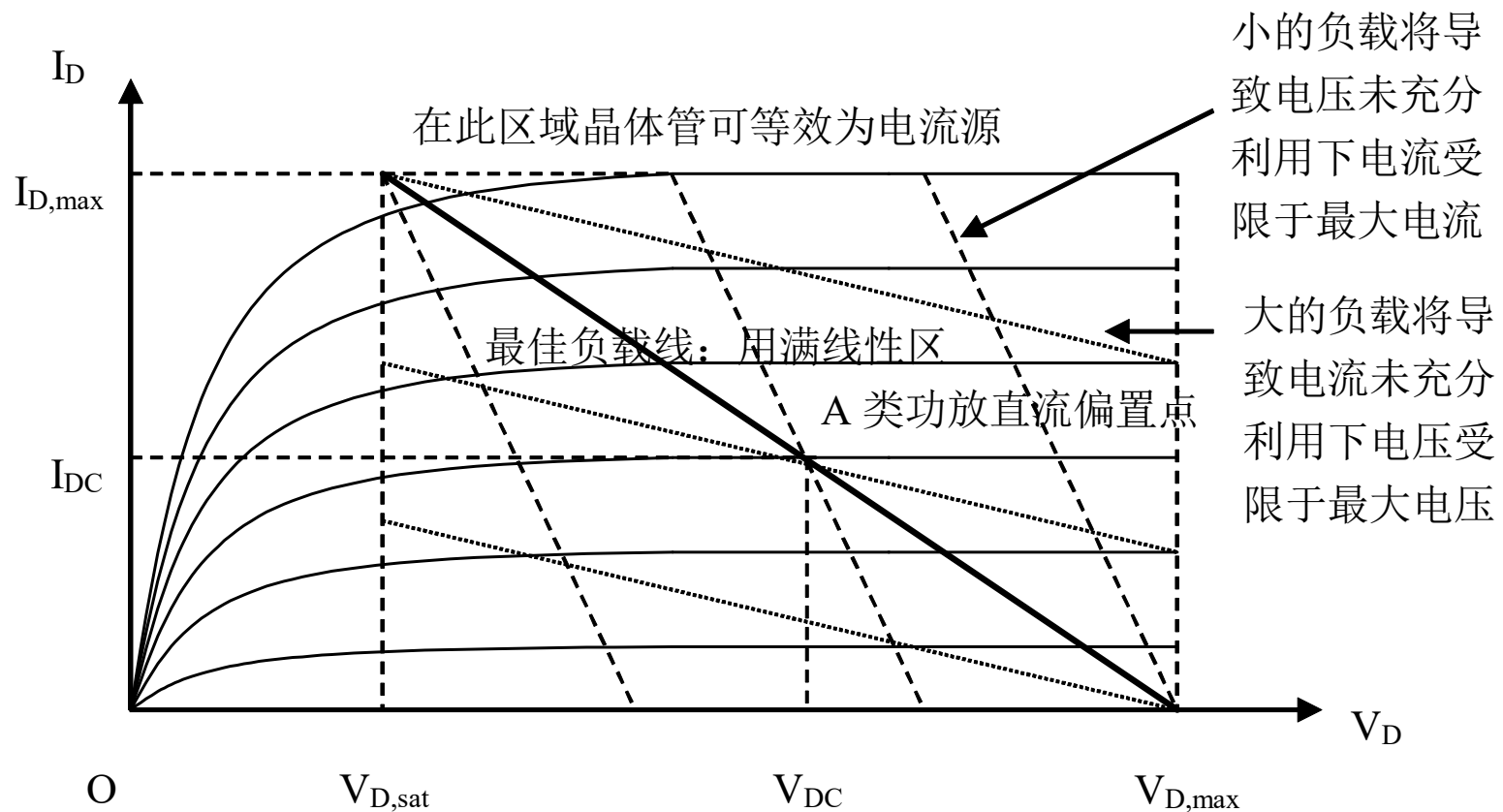
输出功率



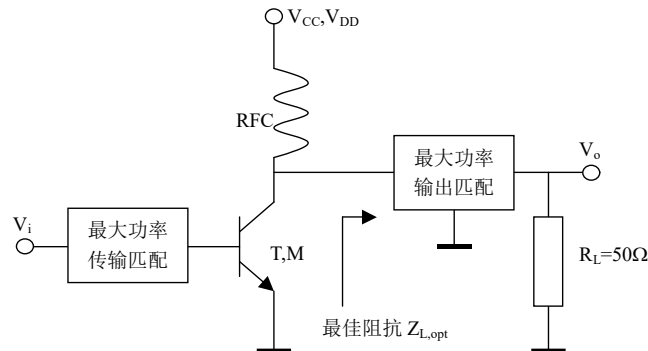
$$R_{L,opt} = \frac{V_{D,max} - V_{D,sat}}{I_{D,max}}$$

最佳负载线

- 只有最佳负载才能获得最大功率



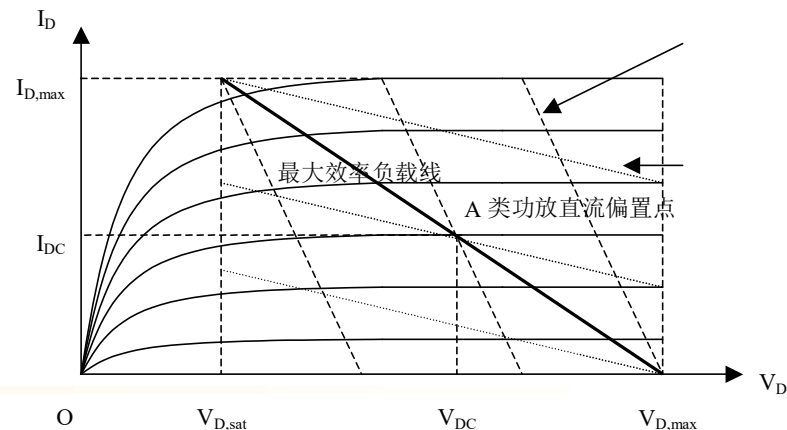
最佳负载



$$R_{L,opt} = \frac{V_{D,max} - V_{D,sat}}{I_{D,max}} \approx \frac{2V_{DD}}{I_{D,max}}$$

- 最大功率传输匹配不能得到最大功率输出的原因在于它没有考虑到功率晶体管实际的物理限制，而是认为信源（晶体管）可以提供无限的电压或电流，这在小信号情况下确实可以这样近似认为，但在大信号高功率输出情况下就不能这样假设了
 - 晶体管的电源电压并非不受限制， $V_{D,max}$ 将受限于MOSFET的漏衬雪崩击穿特性和漏源穿通击穿特性，而 $I_{D,max}$ 受限于栅极氧化层的击穿特性
- 实际管子尤其是集成状况下的晶体管不会让它工作在这些极限状态下，实际的电源电压一般比较低，因而 $V_{D,max}$ 将实际受限于电源电压，
 - 由于射频扼流圈RFC的存在， $V_{D,max} = 2V_{DD}$
 - $I_{D,max}$ 将同时受限于漏源电压（或电源电压）和管子尺寸，若希望晶体管可提供足够大的电流，晶体管尺寸必须足够的大

例：



- 设计一个中心频率850MHz的A类功率放大器，要求为50Ω负载提供1W的功率，电源电压设定为3.3V

$$P_{\max} = \frac{V_{DD}^2}{2Z_0} = \frac{3.3^2}{100} = 0.1W$$

50Ω负载不能获得大功率

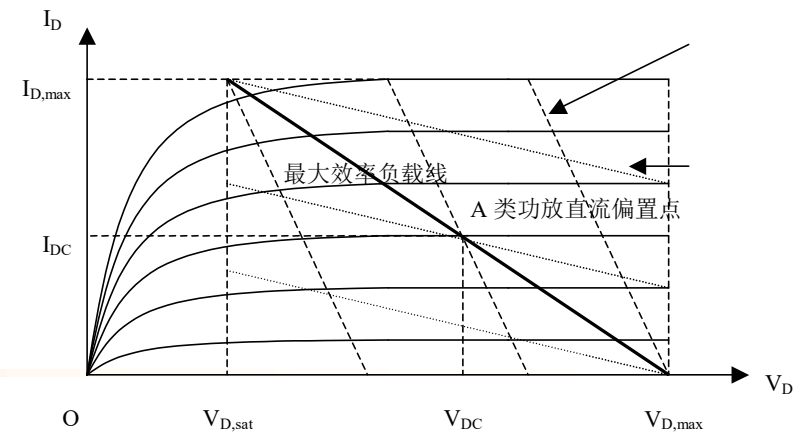
$$R_{\max} = \frac{V_{DD}^2}{2P_{\max}} = \frac{3.3^2}{2} = 5.45\Omega$$

要想获得大的功率，负载电阻必须进行变换

$$R_{L,opt} = \frac{(V_{DD} - V_{D,sat})^2}{2P_{\max}} = \frac{(3.3 - 0.5)^2}{2} = 3.92\Omega$$

考虑各种非理想因素，最佳负载不能太大

需要注意的问题



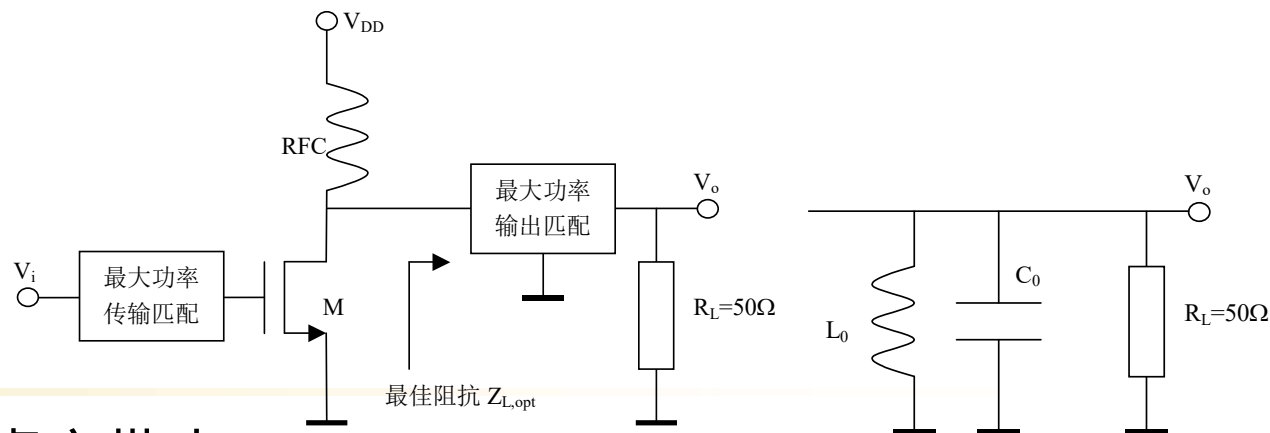
$$I_{DC} = \frac{2.8}{3.92} = 714mA$$

$$I_{D,max} = 2I_{DC} = 1.43A$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{1}{3.3 \times 0.714} = \frac{1}{2.36} = 42\%$$

- 晶体管在最小压降时必须能够提供1.43A的电流，这么大的电流对0.5um工艺而言，所要求的器件宽度可能有数毫米长
- 负载获得1W功率的同时，晶体管本身至少需要消耗1.36W的功率，因此封装时的散热问题必须予以充分考虑
 - 实际应用情况中有可能没有射频输入，此时将有2.36W的功率全部由管子自身承受
 - 如果负载全反射，2.36W的功率也需要晶体管自身来承受

输出滤波



为了简单起见，我们总是考虑窄带功放的设计问题，这里用50Ω负载上并联的LC并联谐振回路做为其输出滤波器，并假设该滤波器的通频带宽为80MHz

$$Q = f_0 / BW = 850\text{MHz} / 80\text{MHz} = 10.63$$

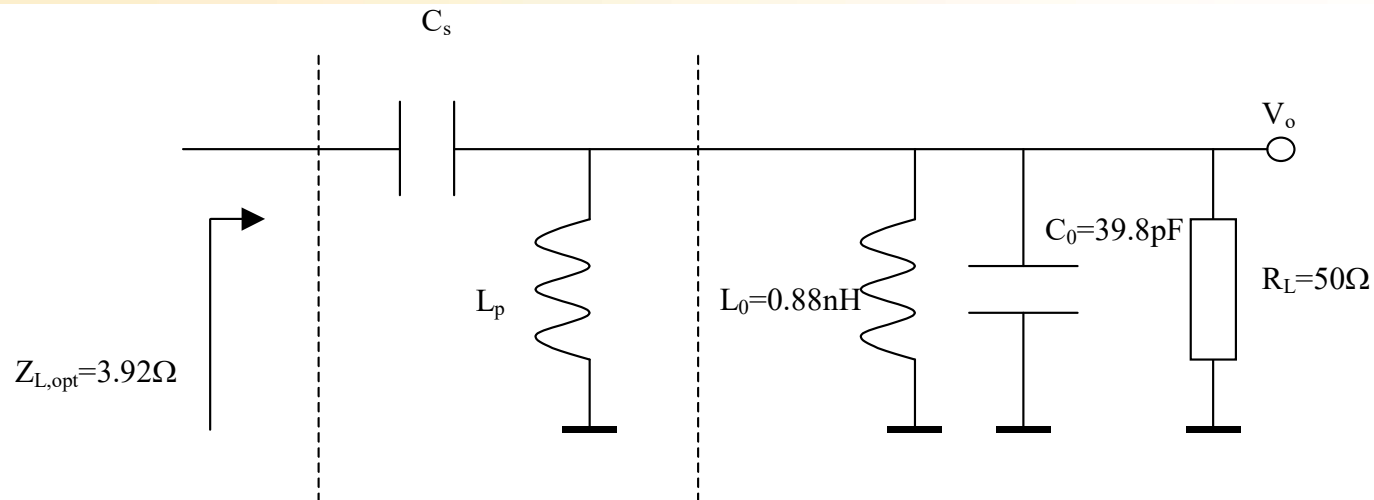
$$X_L = X_C = \frac{R_P}{Q} = \frac{50}{10.63} = 4.7\Omega$$

$$L_0 = \frac{X_L}{2\pi f_0} = \frac{4.7\Omega}{2 \times 3.14 \times 850\text{MHz}} = 0.88\text{nH}$$

$$C_0 = \frac{1}{X_C 2\pi f_0} = \frac{1}{4.7\Omega \times 2 \times 3.14 \times 850\text{MHz}} = 39.8\text{pF}$$

并联谐振回路中电抗元件中流过的射频电流是负载中电流的Q倍大小，50Ω负载获得1W功率时的电流为200mA，因而这两个电抗元件流过的电流峰值可达2.13A，这样大的电流通过电感引起的电阻压降在实际仿真中必须予以考虑，否则实际做出的功放可能无法达标，这里把这个问题忽略，继续下一步的估算

L型匹配网络



$$Q_p = \sqrt{\frac{50}{3.92}} - 1 = 3.43$$

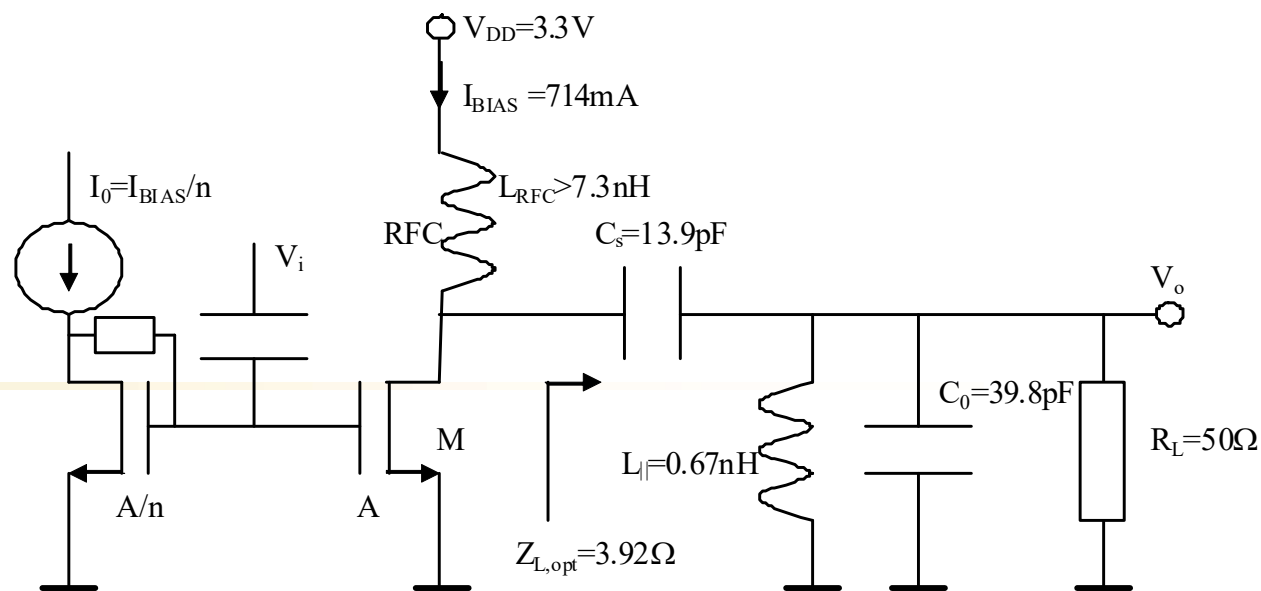
$$L_p = \frac{R_L}{\omega_0 Q_p} = \frac{50 \Omega}{2 \times 3.14 \times 850 \text{ MHz} \times 3.43} = 2.73 \text{ nH}$$

$$C_s = \frac{1}{Q \omega R_S} = \frac{1}{3.43 \times 2 \times 3.14 \times 850 \text{ MHz} \times 3.92 \Omega} = 13.9 \text{ pF}$$

偏置

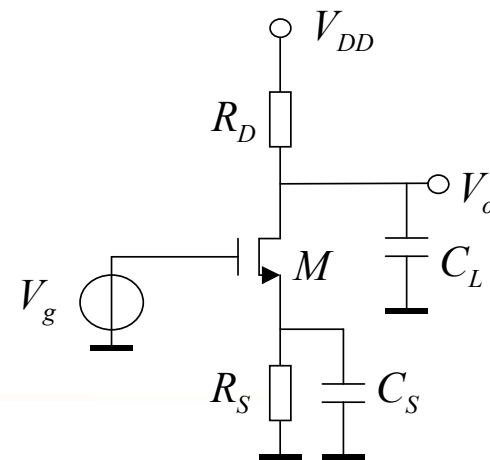
- 射频扼流圈：阻塞了流过它的射频电流，因而它可在射频下等效为大阻抗的恒流源，为了使其射频阻塞能力足够大，其射频阻抗值必须远大于电阻值，这里不妨以10倍为足够大，那么就要求其电抗最小为 39.2Ω ，因而

$$L_{RFC} \geq \frac{39.2}{\omega_0} = 7.3nH$$



- 考虑到输入匹配和前级输出密切相关，这里就忽略其设计，假设前级已经和它实现了共轭匹配，因而这里仅用一隔直电容表示其和前级匹配网络的耦合
- 直流偏置设置问题：可以用电流镜实现，选择足够大的n，使得偏置电路的电流足够小以减小偏置电路的功耗

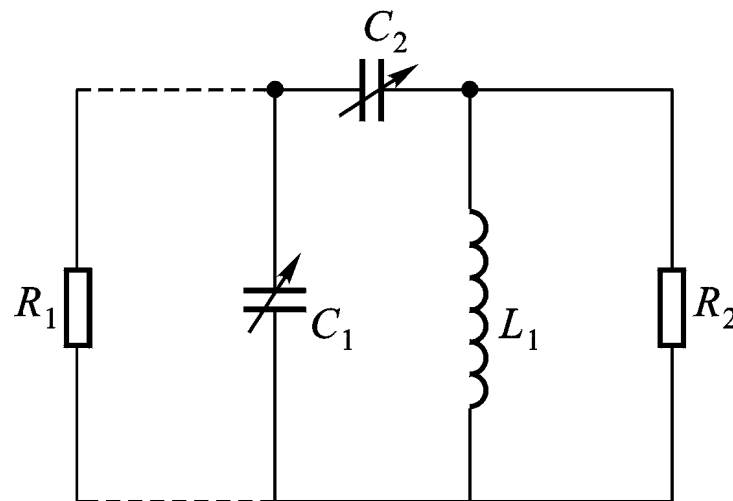
作业1：带宽扩展



- 题图所示电容 C_S 是一个补偿电容，它将引入零点以扩展放大器带宽。分析 C_S 取多大时，带宽是最优的？为了分析简便，假设MOSFET是一个理想跨导器，跨导为 g_m ，并假设 $g_m R_D = 9$ ，用 $\omega_0 = R_D C_L$ 表示未补偿放大器的带宽。
 - 零点补偿极点

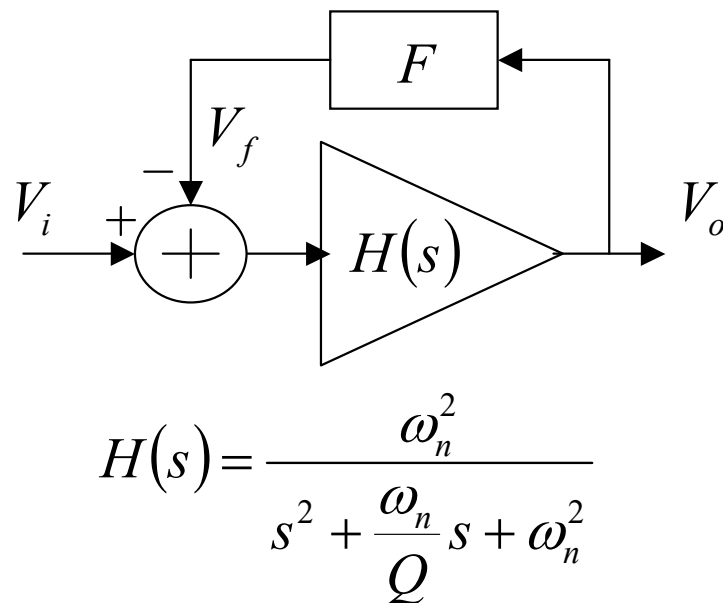
作业2：A类功放匹配网络

- 有一输出功率为2W的晶体管高频功率放大器，采用题图所示的 π 型匹配网络，负载电阻 $R_2=200\Omega$, $V_{CC}=24V$, $f=50\text{MHz}$, 设 $Q_L=10$, 试求 L_1, C_1, C_2 之值。
 - 首先求出功放的最佳负载阻抗 R_1 ，假设晶体管饱和压降为1V



作业3：二阶低通系统加负反馈

- 反馈量多大时幅度最大平坦？何时群延时最大平坦？假设初始两个极点为相差较大的负实极点



假设原始二阶系统的极点由寄生电容产生，两个极点频率相差甚大，Q值极低