

电子电路与系统基础II

习题课第十五讲 习题讲解

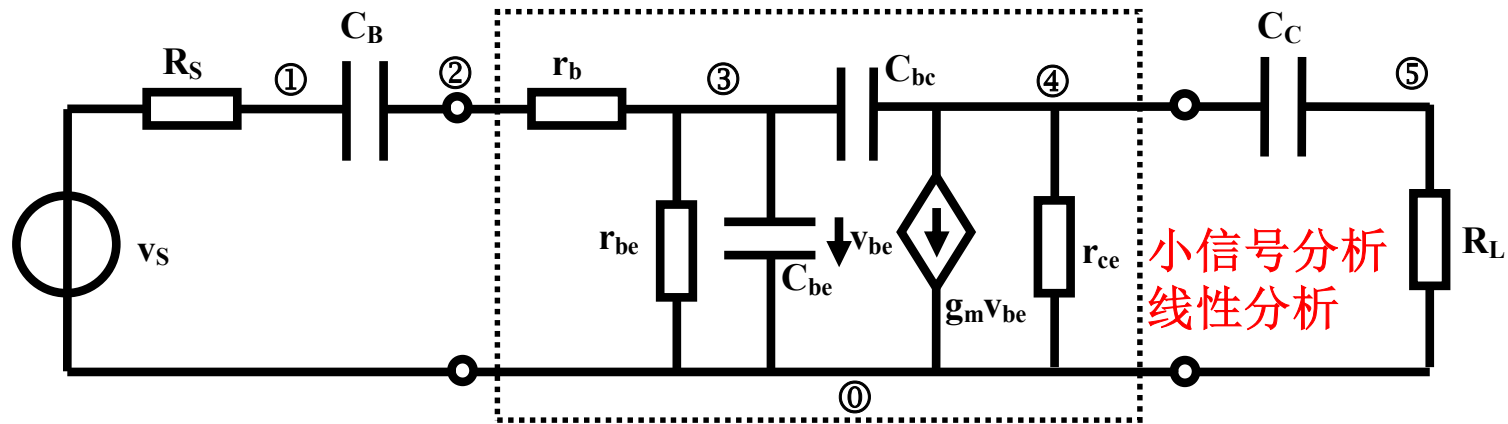
期末复习（续理论课内容）
负反馈放大器稳定性分析 习题讲解

李国林
清华大学电子工程系

八、非线性动态电路的线性化分析

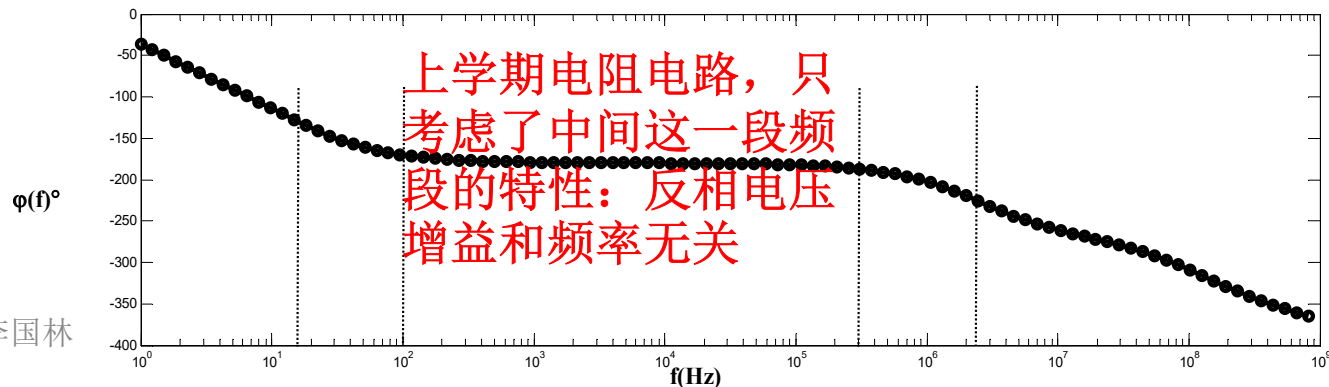
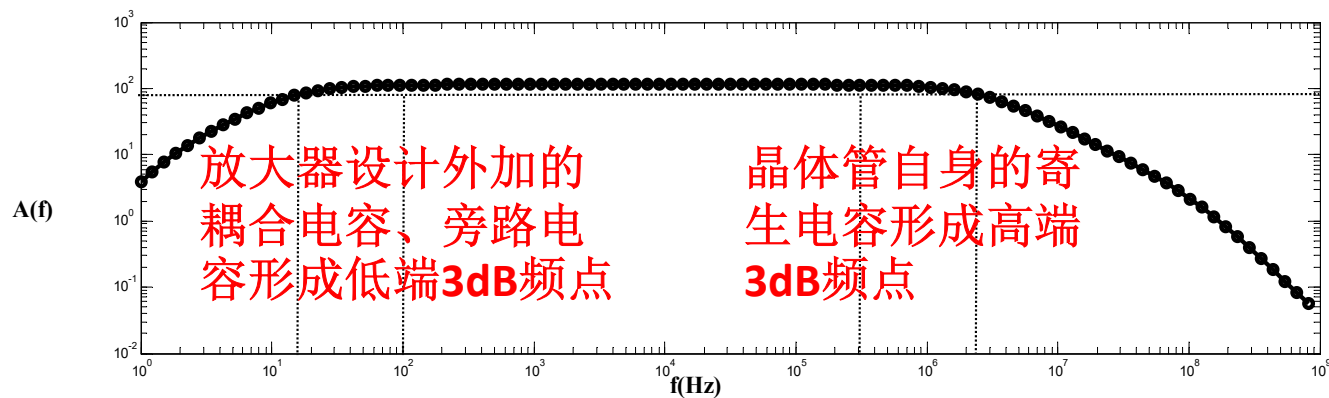
- 本课程中的非线性主要来自非线性电阻元件，而电容、电感则假设为线性时不变元件
- 非线性电阻的线性化处理
 - 局部线性化
 - 小信号晶体管放大器：LTI系统，多用相量法分析
 - 分段线性化：分时段线性处理
 - 二极管整流器
 - C、D类放大器
 - 反相器延时分析：平均电流法
 - 张弛振荡器
 - 准线性化：用相量法做的近似分析
 - 正弦波振荡器

小信号晶体管放大器

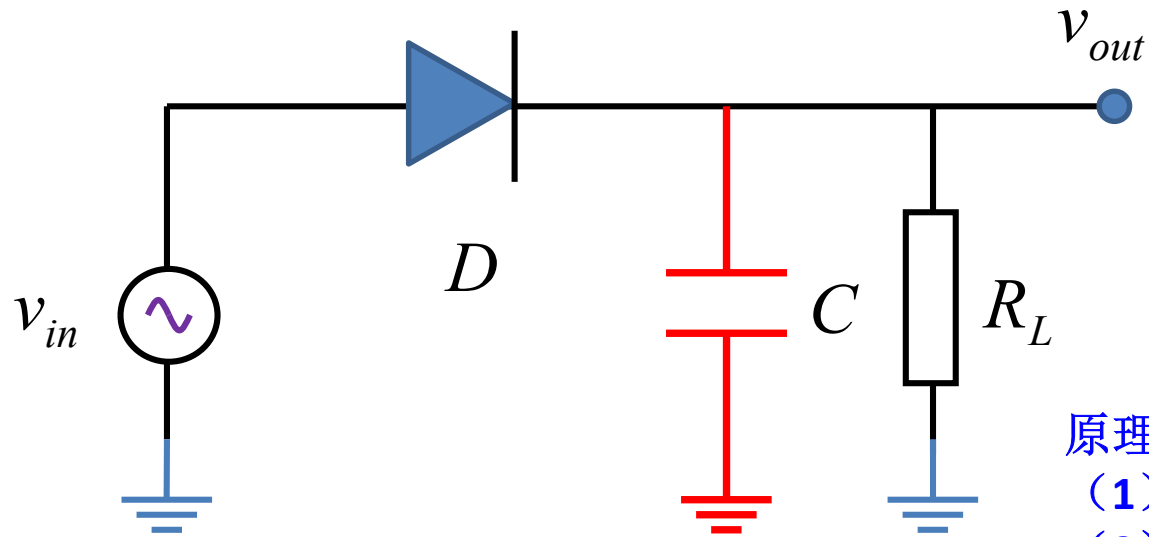


所有的元件均为直流工作点附近的局部线性化微分线性元件，前提是交流小信号足够小

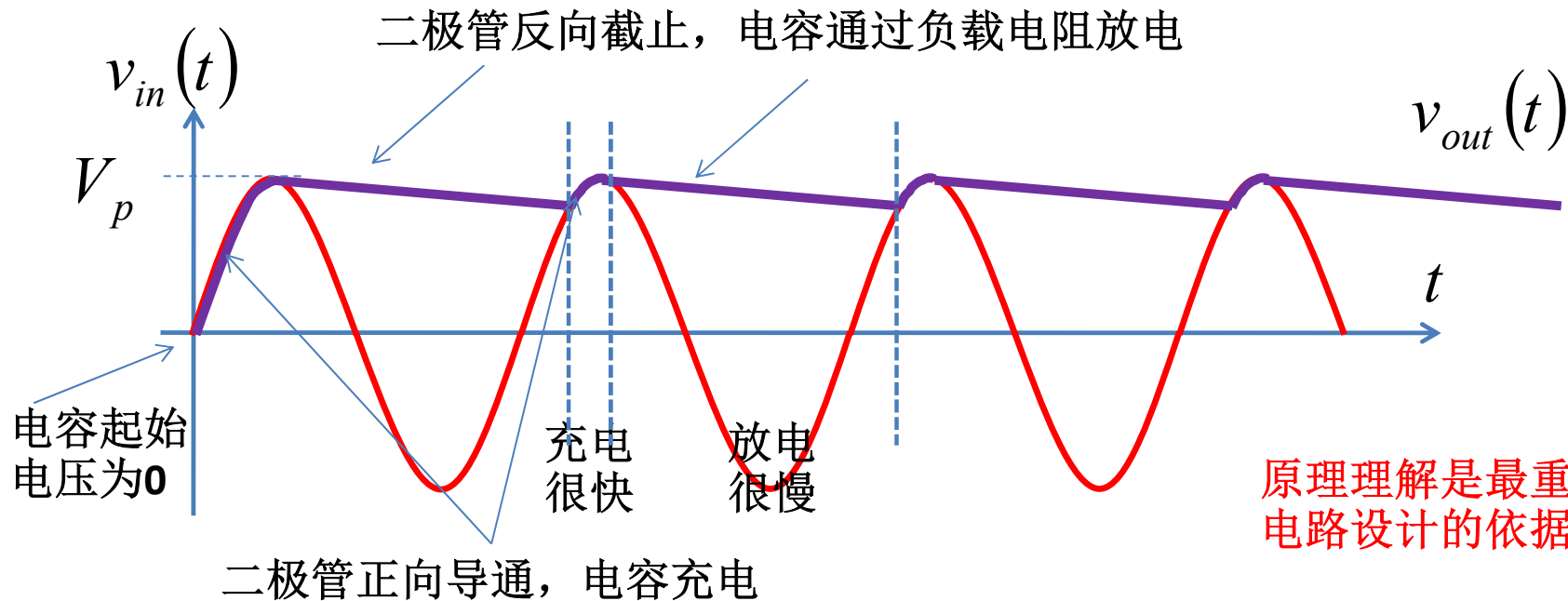
寄生效应导致放大器高频增益下降、数字非门延时、放大器失去有源性、放大器不稳定、...



二极管 整流电路



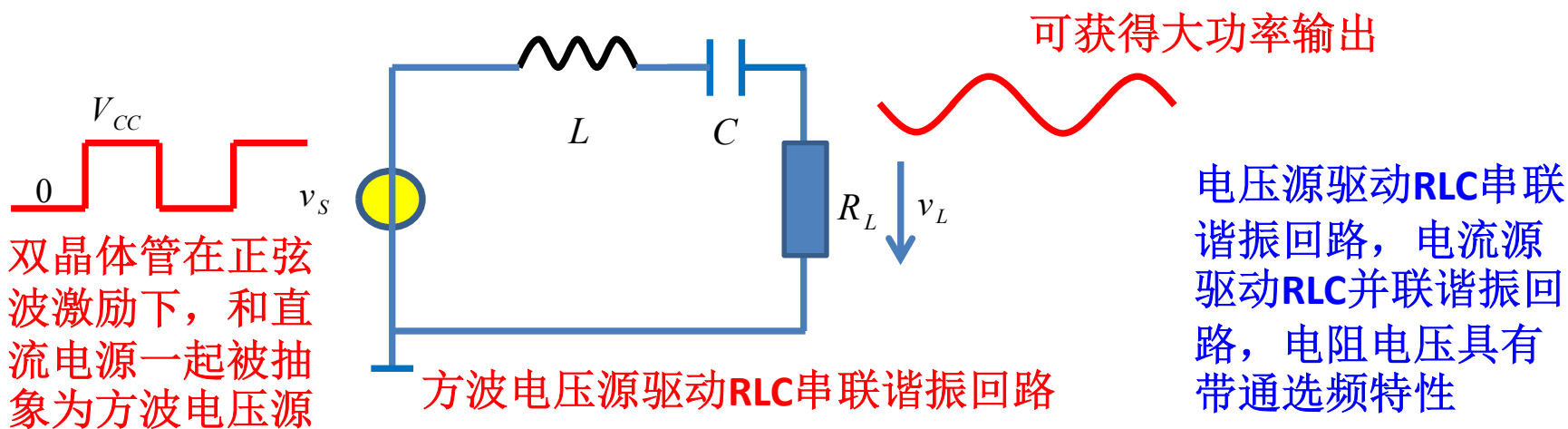
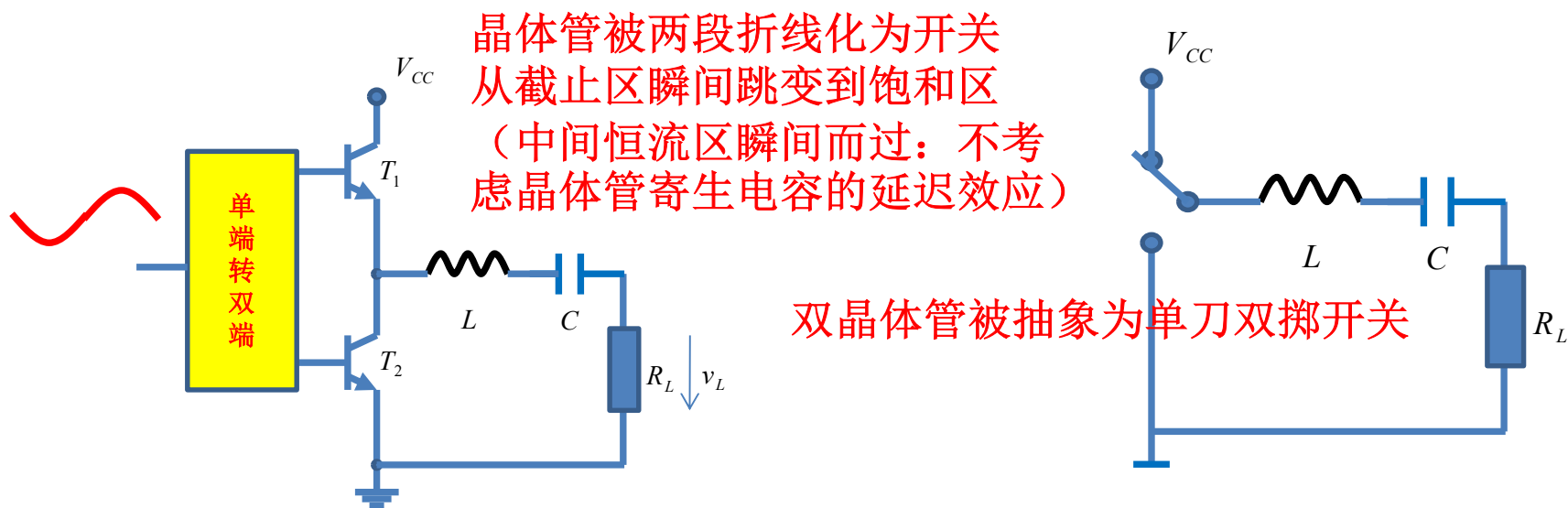
原理分析中二极管被两段线性化为
(1) 正向导通：零电阻，短路
(2) 反向截止：无穷电阻，开路



原理理解是最重要的，
电路设计的依据

D类放大器

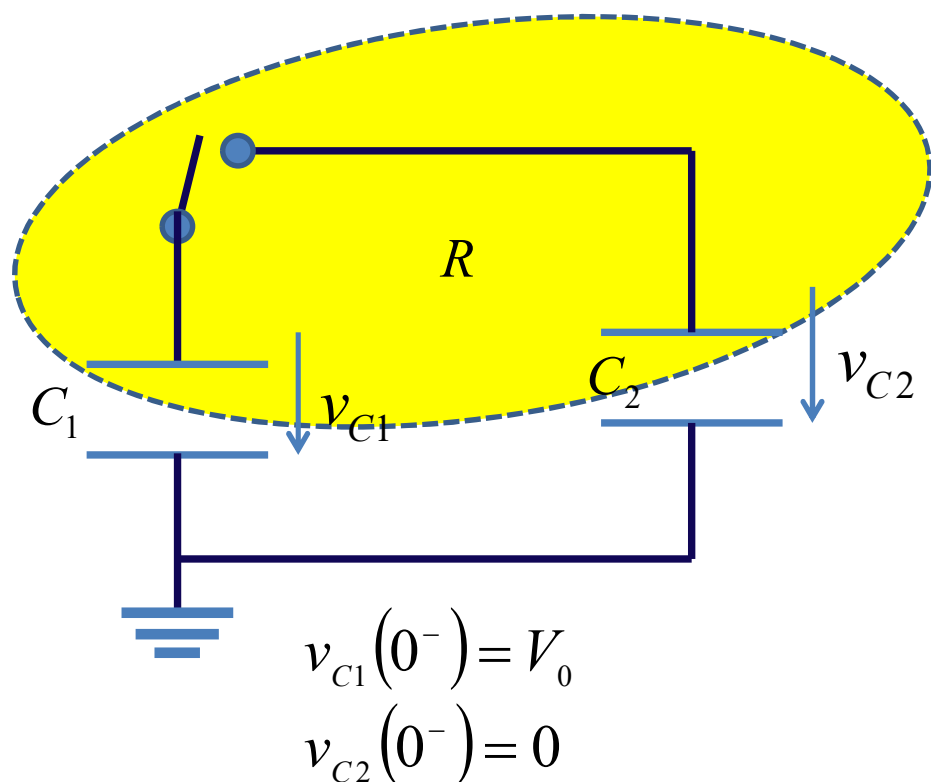
由于将直流功率转换为交流功率，又称D类逆变器



开关电容分析常用电荷守恒确定电荷重分配情况

开关为二极管的正向导通反偏截止、晶体管的饱和导通截止开路的分段线性高度抽象

通过非线性电阻的充放电被抽象为瞬间充放电
非线性电阻消耗的能量被抽象为冲激电流电磁辐射能量



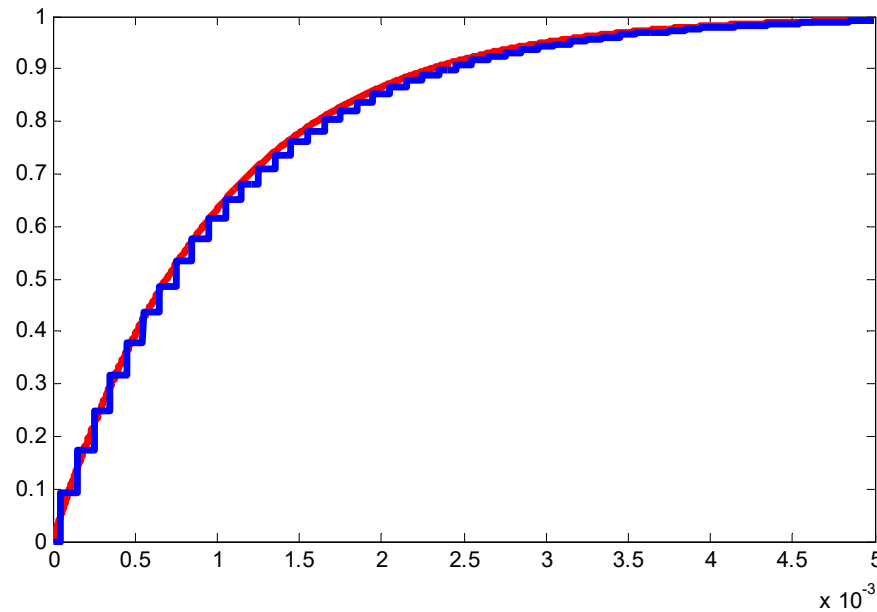
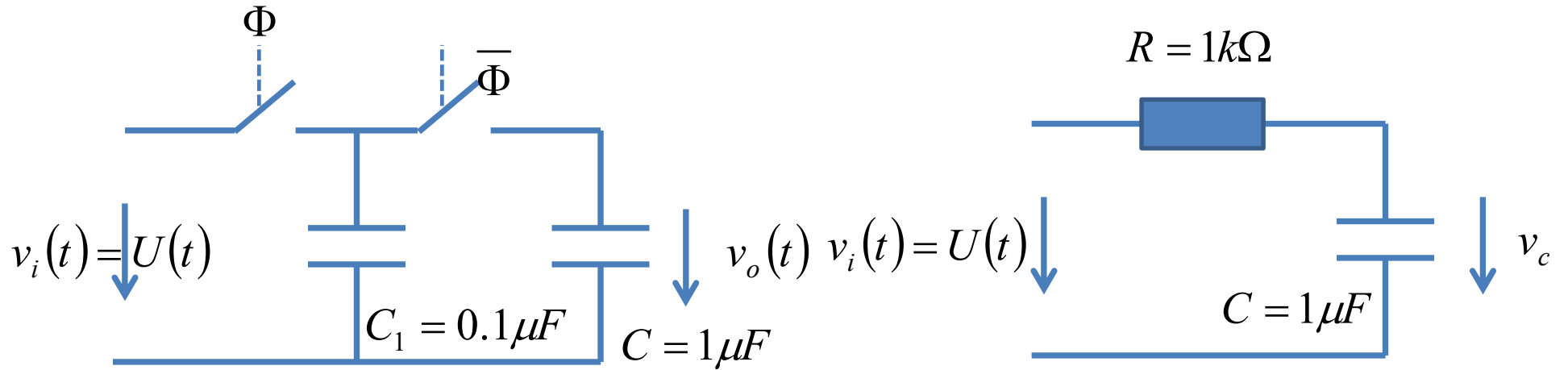
$$Q(0^-) = C_1 v_{C1}(0^-) + C_2 v_{C2}(0^-) = C_1 V_0$$

$$Q(0^+) = Q(0^-) = C_1 V_0 \\ = (C_1 + C_2) v_C(0^+)$$

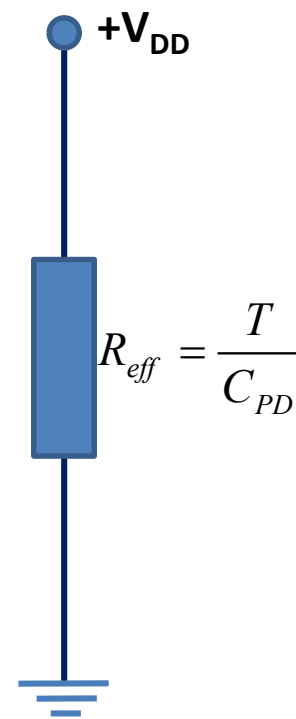
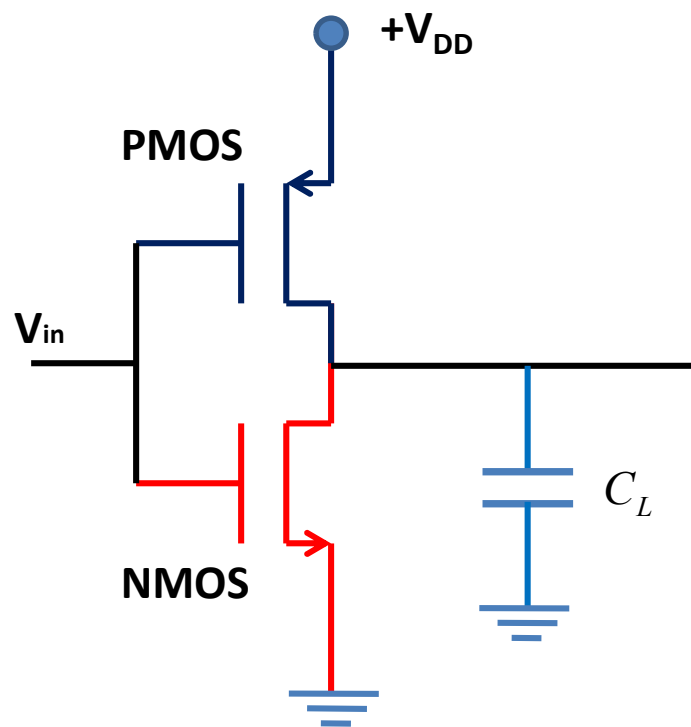
$$v_C(0^+) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_0$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} V_0^2$$

开关电容等效电阻

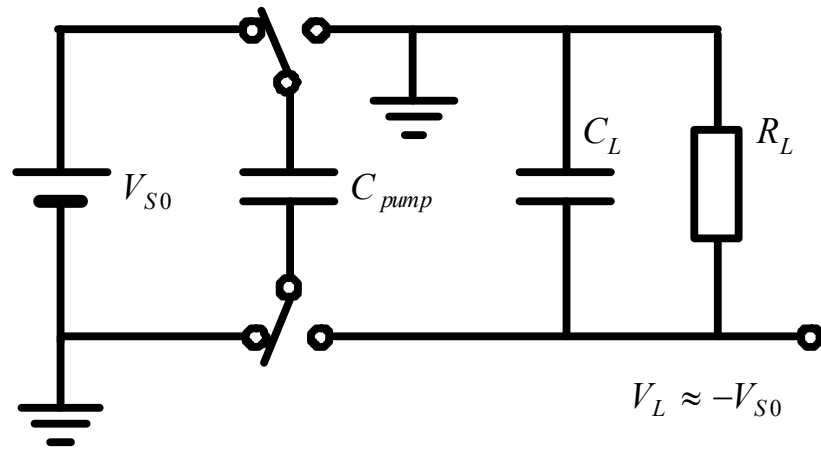


非门动态功耗



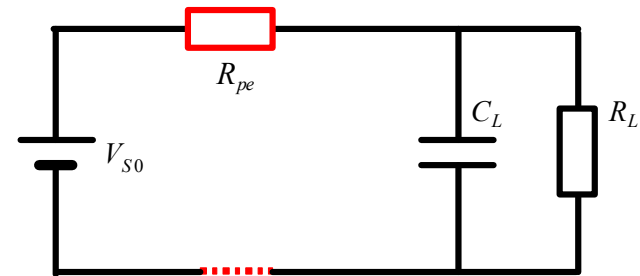
$$\bar{P} = \frac{V_{DD}^2}{R_{eff}} = \frac{1}{T} C_{PD} V_{DD}^2 = C_{PD} V_{DD}^2 f$$

电荷泵DC-DC转换电路



$$C_L \gg C_p \gg \frac{T}{R_L}$$

$$R_{pe} = \frac{T}{C_p}$$



$$v_L = \frac{R_L}{R_L + R_{pe}} V_{S0}$$

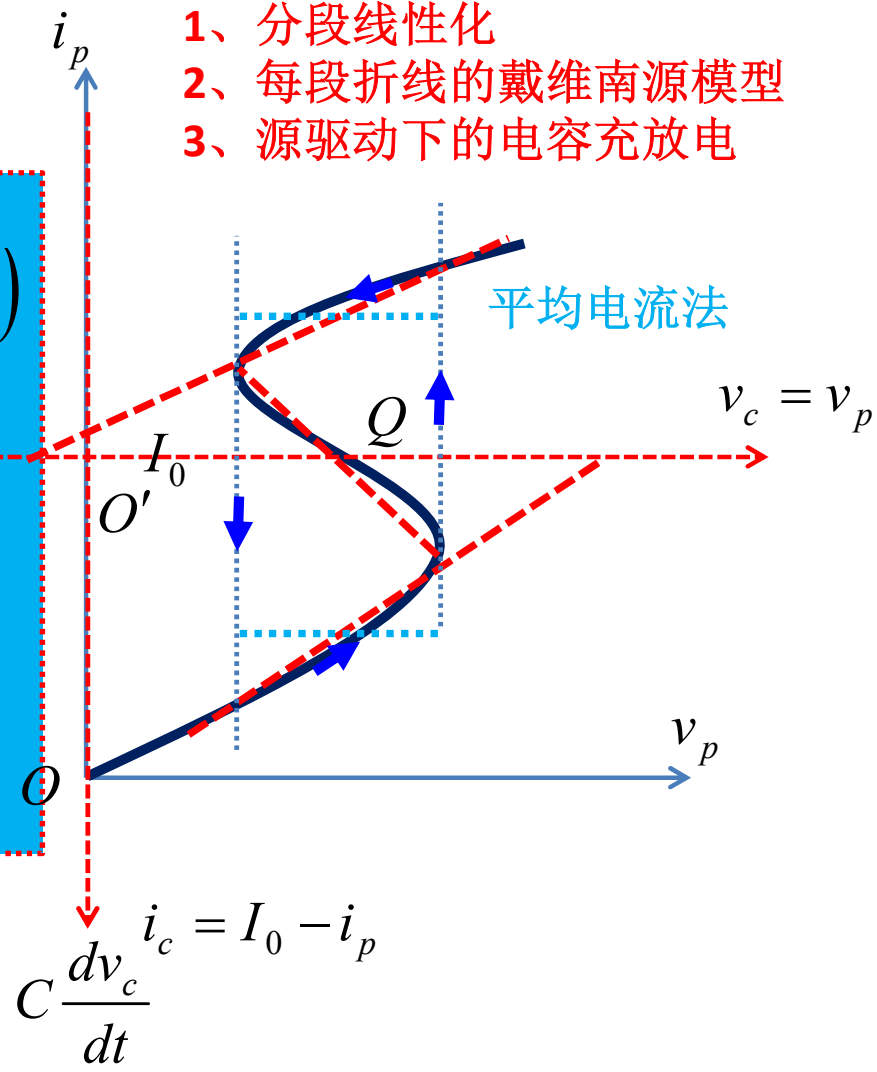
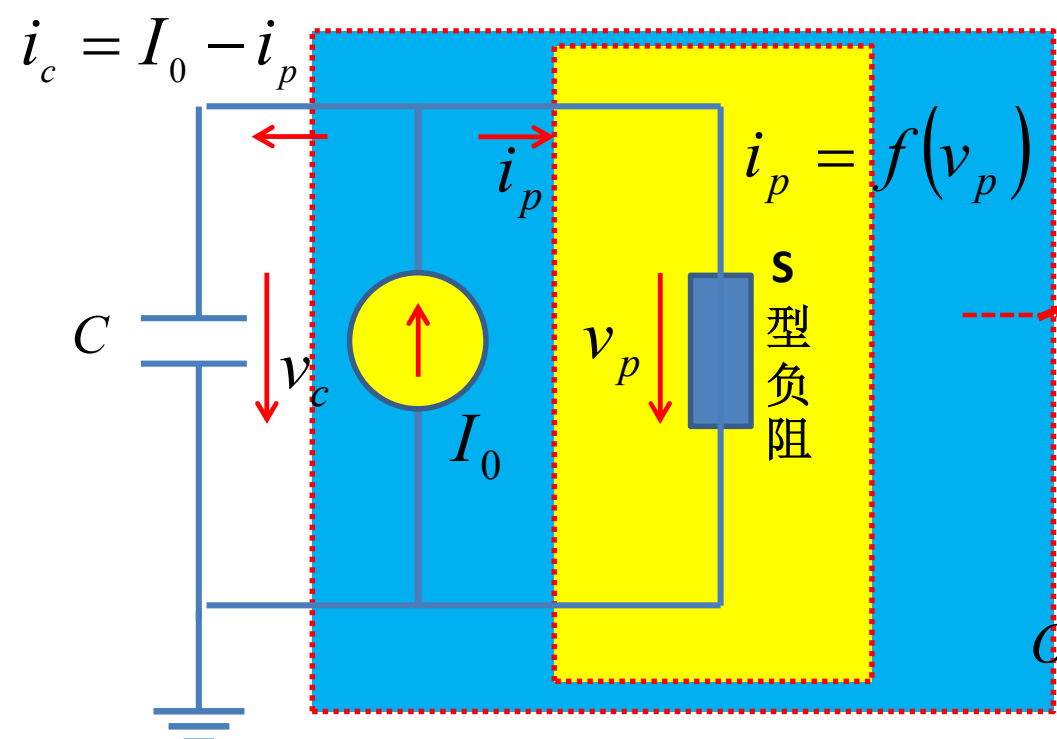
$$P_D = I_L^2 R_{pe}$$

偏置在负阻区的S型负阻驱动电容，N型负阻驱动电感，均可形成张弛振荡

张弛振荡器

重点要求：电路模型建立的基础上进行电路分析

- 1、分段线性化
- 2、每段折线的戴维南源模型
- 3、源驱动下的电容充放电



单端口线性网络总是可等效为戴维南源或诺顿源：转换为戴维南源对电容的充电分析

由相图分析得到的基本结论 (1)

- 一阶RC电路

- 平衡点位置微分电阻为正阻，则耗散收敛
- 平衡点位置微分电阻为负阻，则发散背离

- 电阻为S型负阻

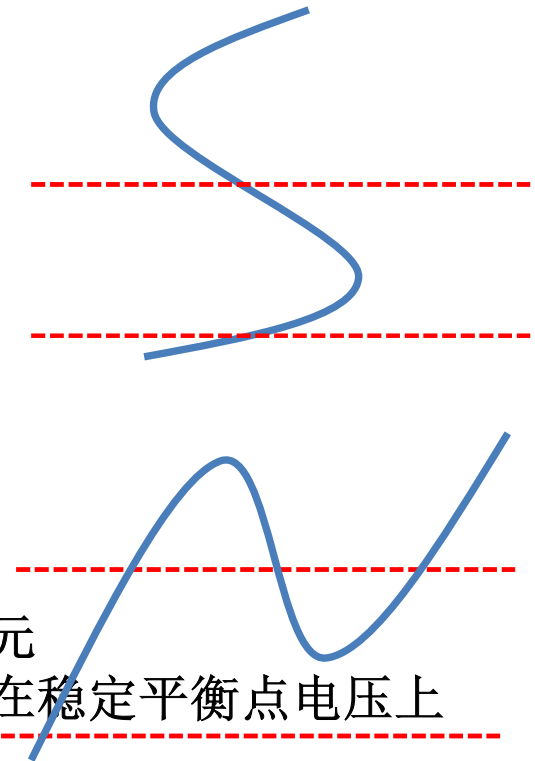
- 直流工作点在负阻区，则形成张弛振荡
- 直流工作点在正阻区，可形成单脉冲

- 电阻为N型负阻

- 有负阻区的直流工作点，则形成双稳记忆单元
- 仅正阻区的直流工作点，电容电压最终稳定在稳定平衡点电压上

- 直流工作点

- 电容开路，电阻端口开路时的电阻端口电压电流



由相图分析得到的基本结论 (2)

- 一阶RL电路

- 平衡点位置微分电阻为正阻，则耗散收敛
- 平衡点位置微分电阻为负阻，则发散背离

- 电阻为N型负阻

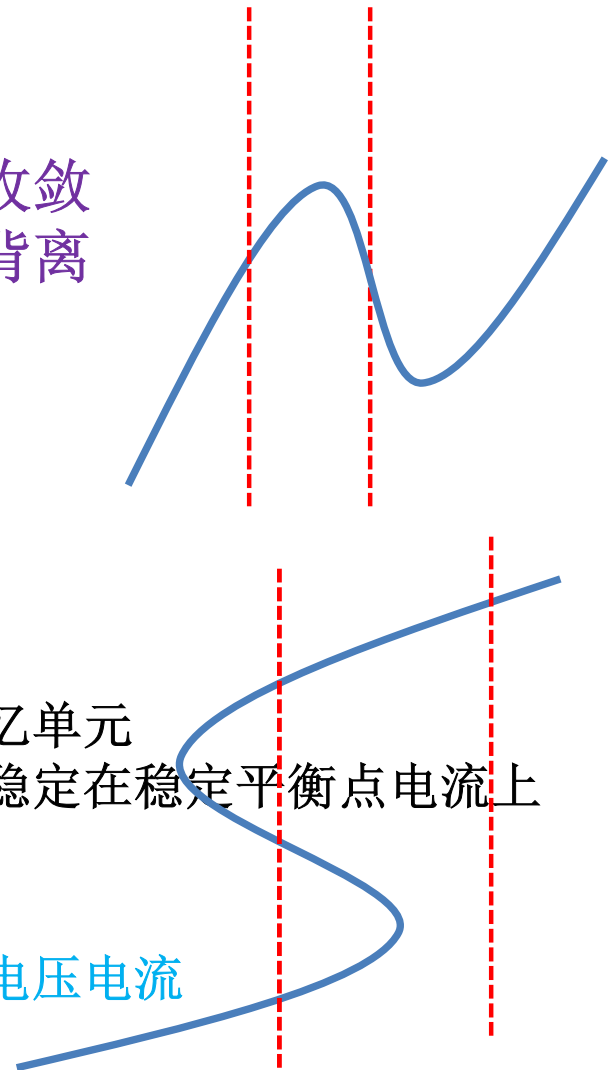
- 直流工作点在负阻区，则形成张弛振荡
- 直流工作点在正阻区，可形成单脉冲

- 电阻为S型负阻

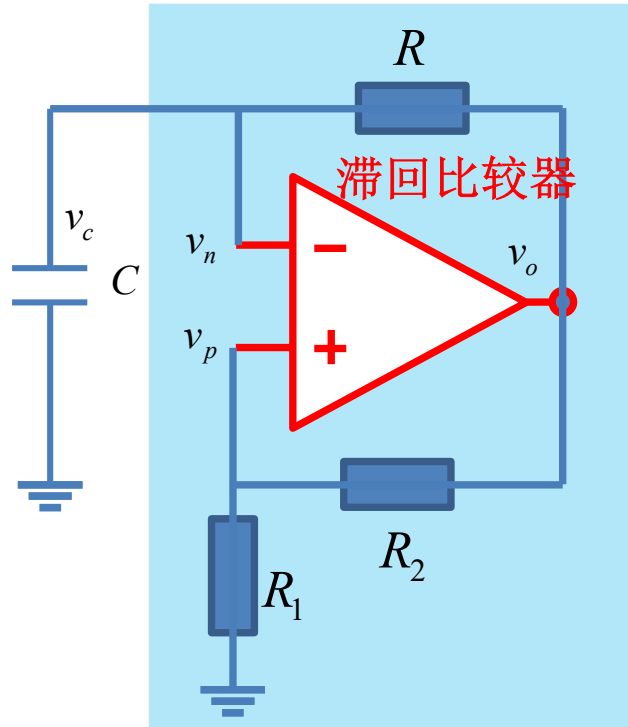
- 有负阻区的直流工作点，则形成双稳记忆单元
- 仅正阻区的直流工作点，电感电流最终稳定在稳定平衡点电流上

- 直流工作点

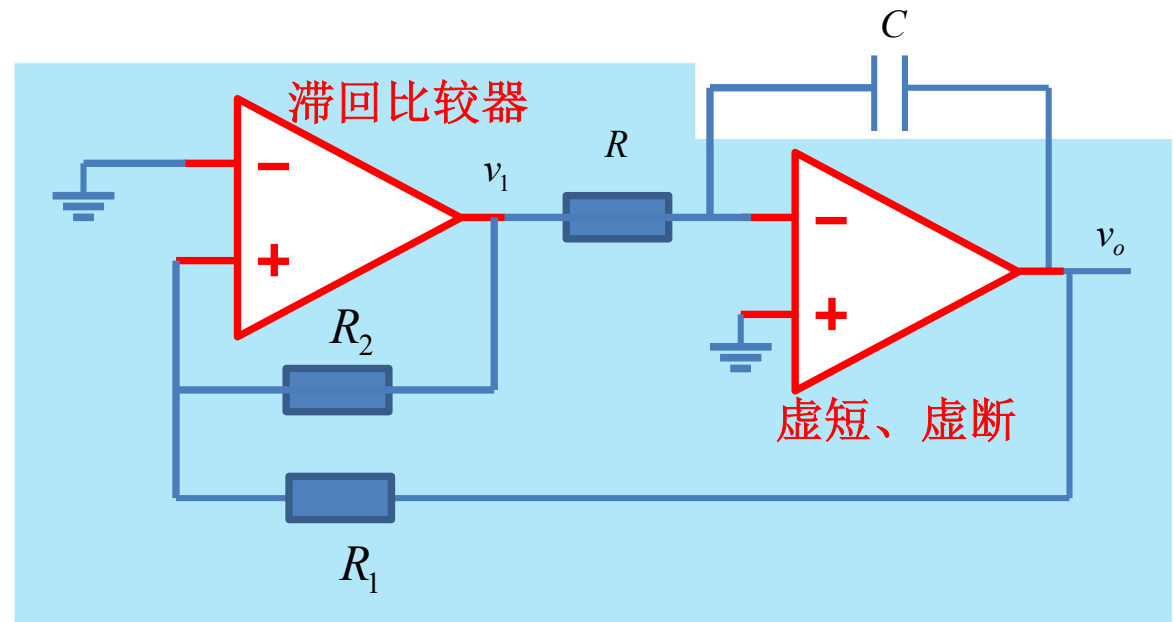
- 电感短路，电阻端口短路时的电阻端口电压电流



两个典型张弛振荡电路



反相施密特触发器+负反馈电阻+电容：
方波

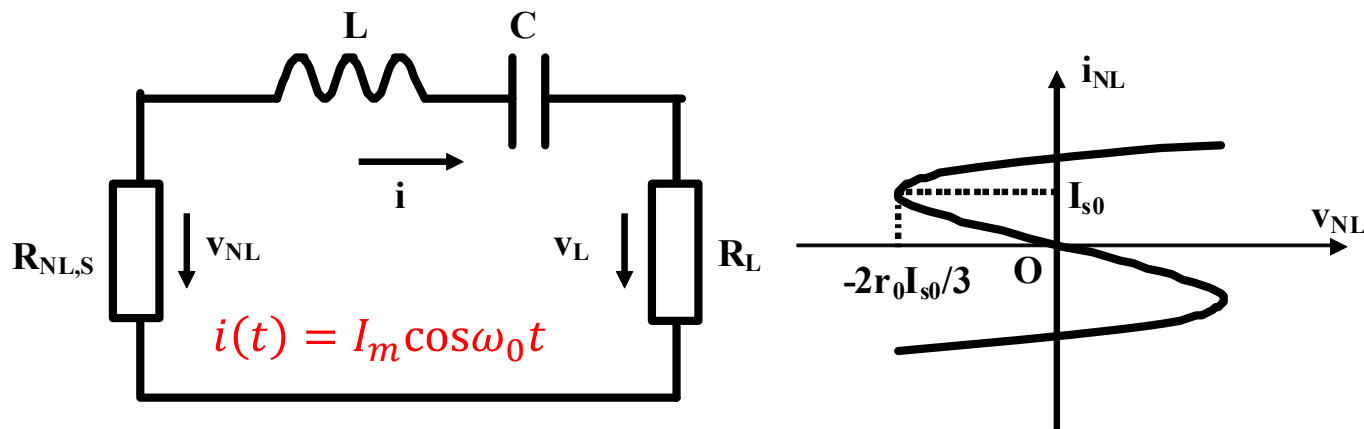


同相施密特触发器+反相积分器：
三角波

虽然蓝框包围的单端口网络为S型负阻，但在分析此类振荡器时，不用负阻振荡原理，而是用运放的比较特性进行分析

正弦波振荡器

- 1、准线性分析：高Q值条件
- 2、起振条件确定可自激振荡；
- 3、平衡条件确定振荡幅度和振荡频率；
- 4、稳定条件应自行满足（S型负阻配RLC串联谐振，N型负阻配RLC并联谐振）



$$v_{NL}(t) = V_m \cos \omega_0 t + V_{2m} \cos 2\omega_0 t + V_{3m} \cos 3\omega_0 t + V_{4m} \cos 4\omega_0 t + V_{5m} \cos 5\omega_0 t + \dots$$

$$-\bar{r}_n(I_m) = \frac{-v_1}{i} = -\frac{V_m(I_m)}{I_m}$$

$$\bar{r}_n(0) = -\frac{dv_{NL}}{di_{NL}} \Big|_0 > R_L \quad \text{起振条件}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \begin{array}{l} \text{频率平衡条件} \\ \text{振荡频率} \end{array}$$

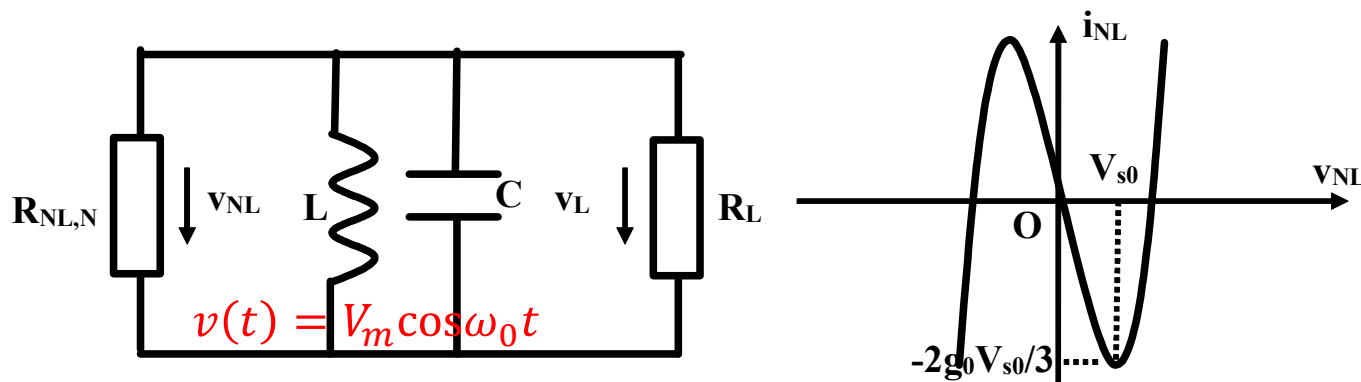
$$\bar{r}_n(I_{m\infty}) = R_L \quad \text{平衡条件}$$

$$\frac{d\bar{r}_n(I_m)}{dI_m} \Big|_{I_{m\infty}} < 0 \quad \text{稳定条件}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \begin{array}{l} R=R_L \\ R=|r_{n0}-R_L| \\ \gg 1 \end{array}$$

要求记忆

正弦波振荡器（N型负阻）



$$i_{NL}(t) = I_m \cos \omega_0 t + I_{2m} \cos 2\omega_0 t + I_{3m} \cos 3\omega_0 t + I_{4m} \cos 4\omega_0 t + I_{5m} \cos 5\omega_0 t + \dots$$

$$-\overline{g_n}(V_m) = \frac{-i_1}{V} = -\frac{I_m(V_m)}{V_m}$$

$$\overline{g_n}(0) = -\frac{di_{NL}}{dv_{NL0}} > G_L \quad \text{起振条件}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \begin{array}{l} \text{频率平衡条件} \\ \text{振荡频率} \end{array}$$

$$\overline{g_n}(V_{m\infty}) = G_L \quad \text{平衡条件}$$

$$Q = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \begin{array}{l} G = G_L \\ G = |g_{n0} - G_L| \\ \gg 1 \end{array}$$

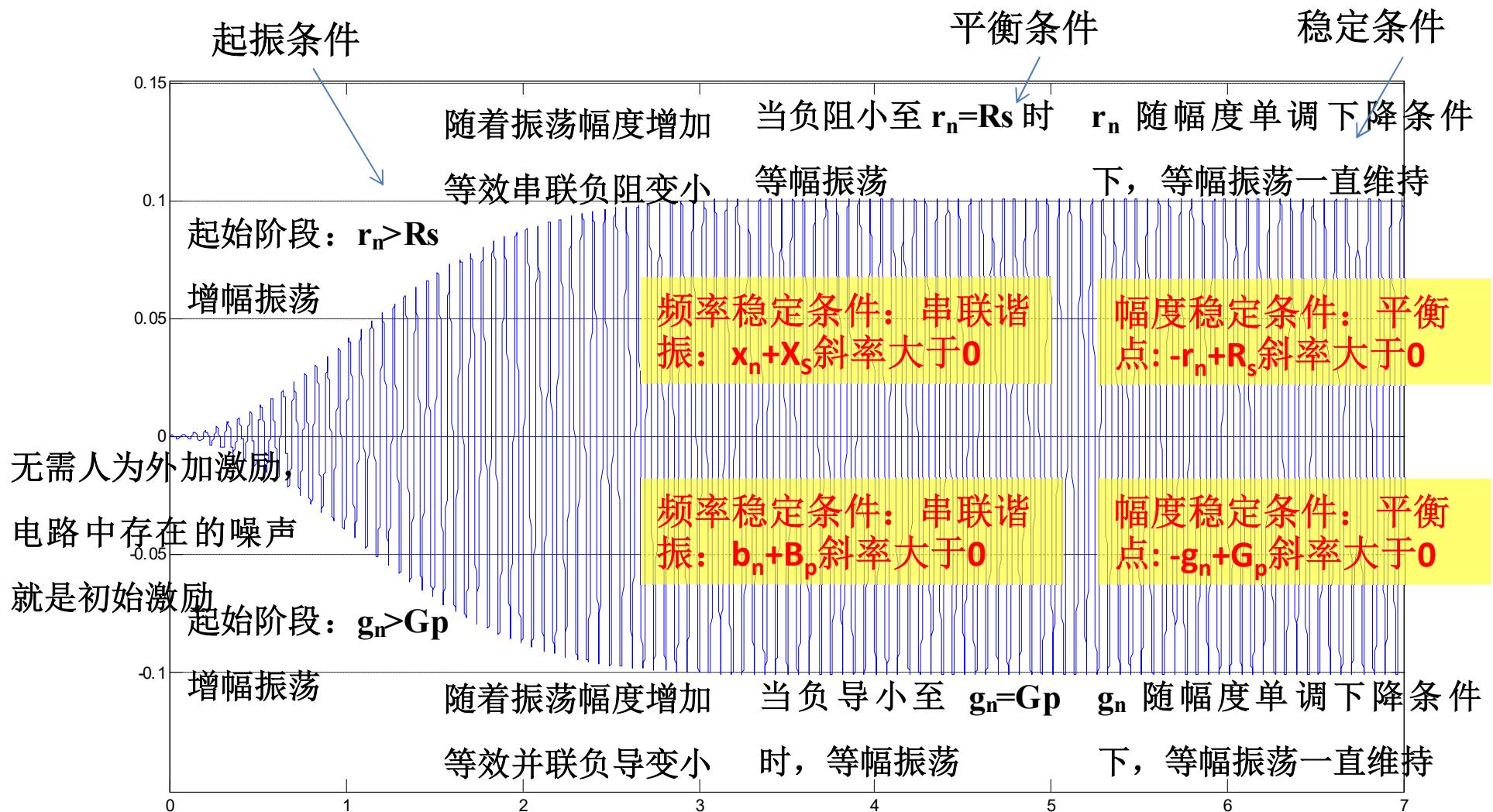
$$\frac{d\overline{g_n}(V_m)}{dV_m} \Big|_{V_{m\infty}} < 0 \quad \text{稳定条件}$$

要求记忆

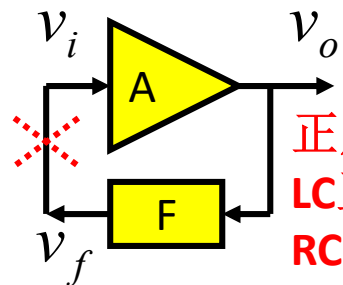
正弦振荡而非张弛振荡的条件：数值仿真表明， $Q=1$ 附近可勉强视为正弦波形¹⁵

正弦波振荡器的起振过程

负阻振荡原理



习题课：双积分振荡，不满足自激
难以负阻/正反馈分析的电路，从电路方程是否是负阻尼确定是否自激
以是否存在右半平面负欠阻尼极点（特征根）判定

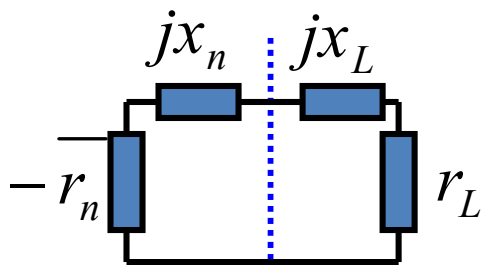


正反馈原理
LC正弦振荡
RC正弦振荡

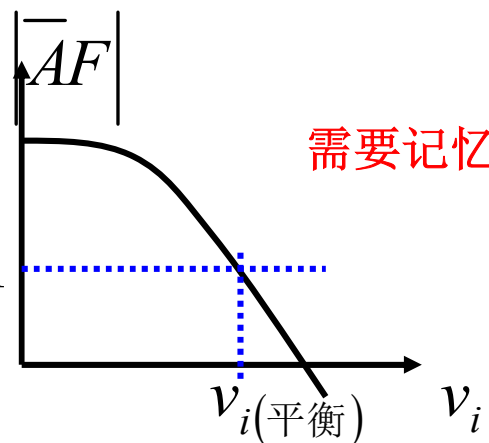
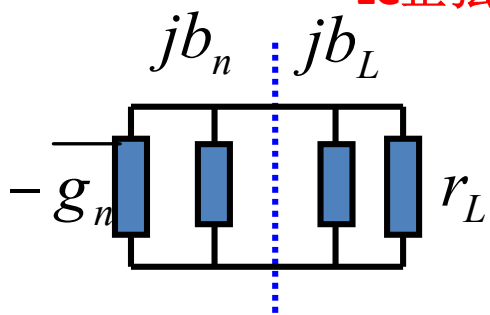
$$AF = |AF|e^{j\varphi_{AF}}$$

起振条件：自激振荡

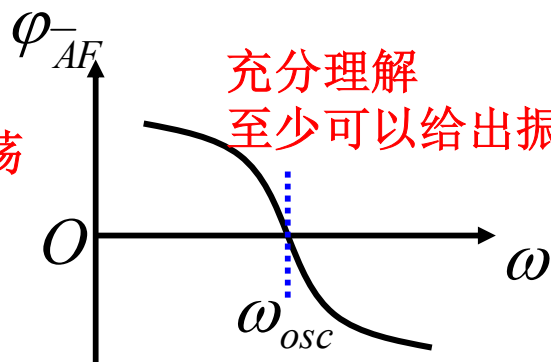
正弦振荡原理



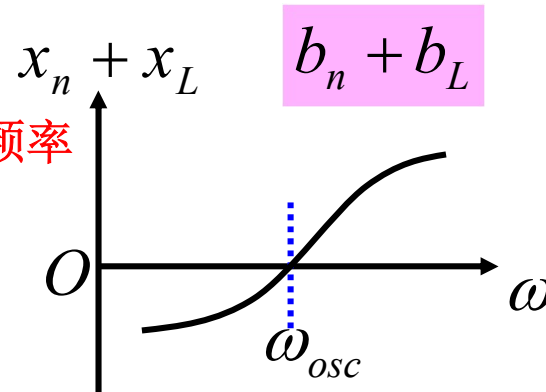
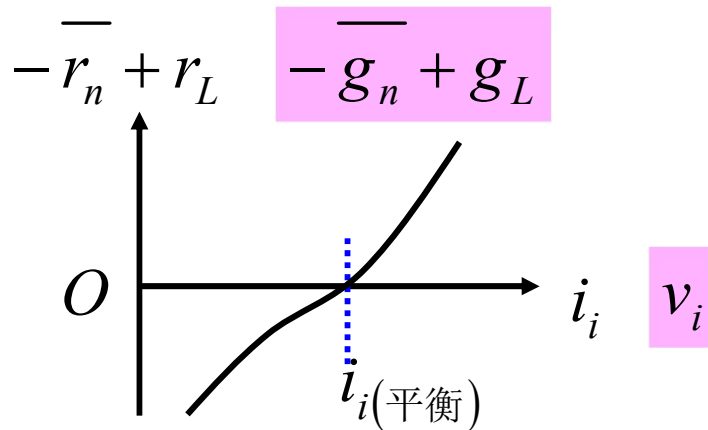
负阻原理
LC正弦振荡



需要记忆



充分理解
至少可以给出振荡频率

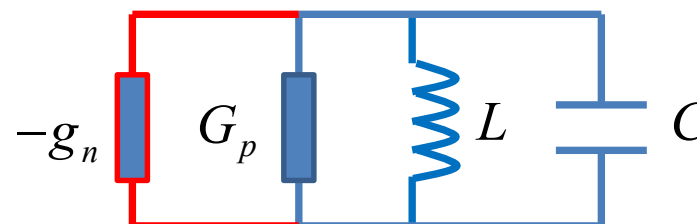
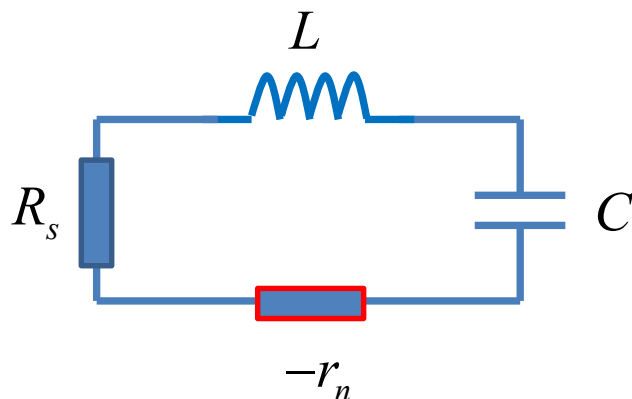


T=AF：环路增益，或是电压传递，或是电流传递，选频网络可带通，低通，高通

负阻分析时，选频网络为LC带通谐振腔，可以是并联谐振形态，也可以是串联谐振形态

负阻振荡

- 负阻实现：
 1、负阻器件
 2、正反馈放大器



$$\overline{r_n}(I_{m\infty}) = R_s$$

平衡

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\overline{g_n}(V_{m\infty}) = G_p$$

平衡

$\overline{r_n}(0) > R_s$ r_n 随振荡幅度增加而降低

$\overline{g_n}(0) > G_p$ g_n 随振荡幅度增加而降低

起振
自激

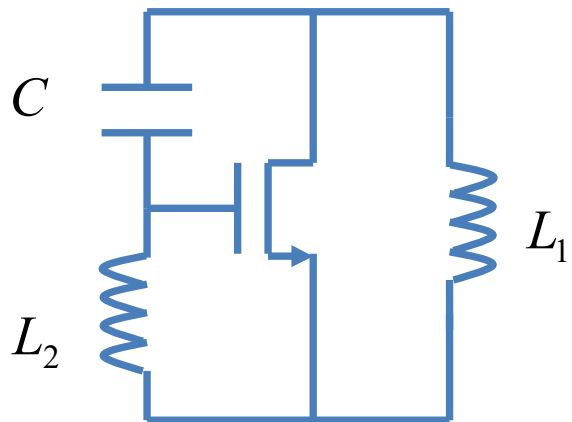
稳定

起振
自激

稳定

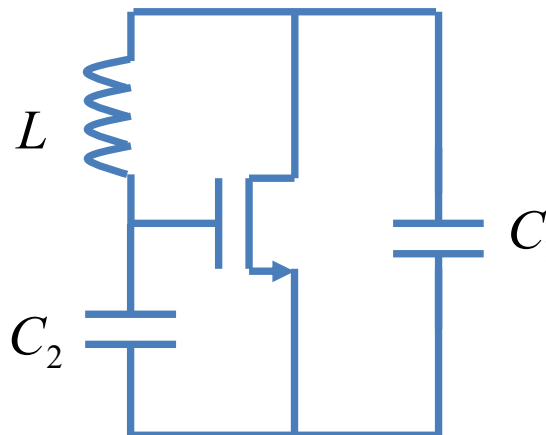
三点式振荡器

负阻原理，正反馈原理均适用



需要记忆

哈特莱振荡器
Hartley Oscillator



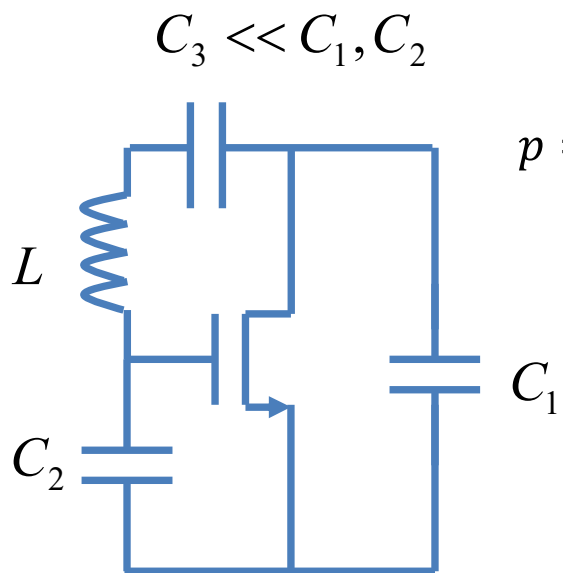
考毕兹振荡器
Colpitts Oscillator

原理分析计算
振荡频率时，
假设高Q值，
确保正弦波，
晶体管提供负
阻抵偿电路内
部损耗，故而
振荡频率完全
由三点式谐振
腔的谐振频率
决定

只要从发射极看出的两个电抗元件是同属性的，另一个是反属性的，则满足正反馈条件，就有可能振荡，是否真的振荡，还需判定起振条件是否满足

和地的取法无关，共源、共栅、共漏组态均可，这种结构即存在振荡的可能性
画等效电路时，如果不是起振分析，电阻无需画上：简明扼要

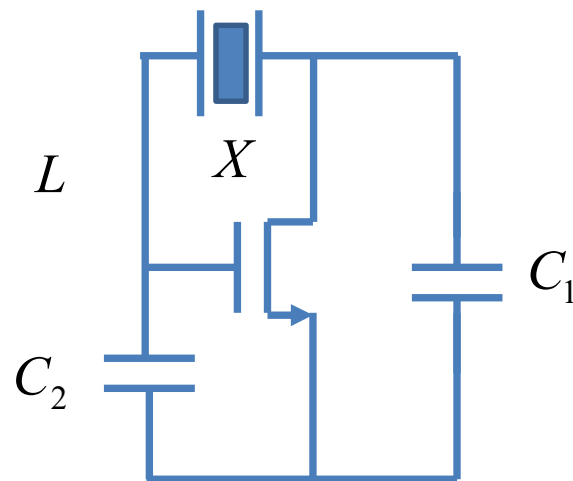
提高振荡频率稳定度



$$p = \frac{C_3}{C_3 + C_{12}} \ll 1$$

克拉泼振荡器
Clapp Oscillator

练习题：通过部分接入降低晶体管影响



皮尔斯振荡器
Pierce Oscillator

没有讲：晶体谐振腔具有高Q值、低接入系数特点
故而频率稳定度极高

正弦波振荡器分析：不是负阻，就是正反馈，必有一题

正反馈分析要点

文氏电桥振荡器
RC移相振荡器
互感耦合LC振荡器
三点式LC振荡器

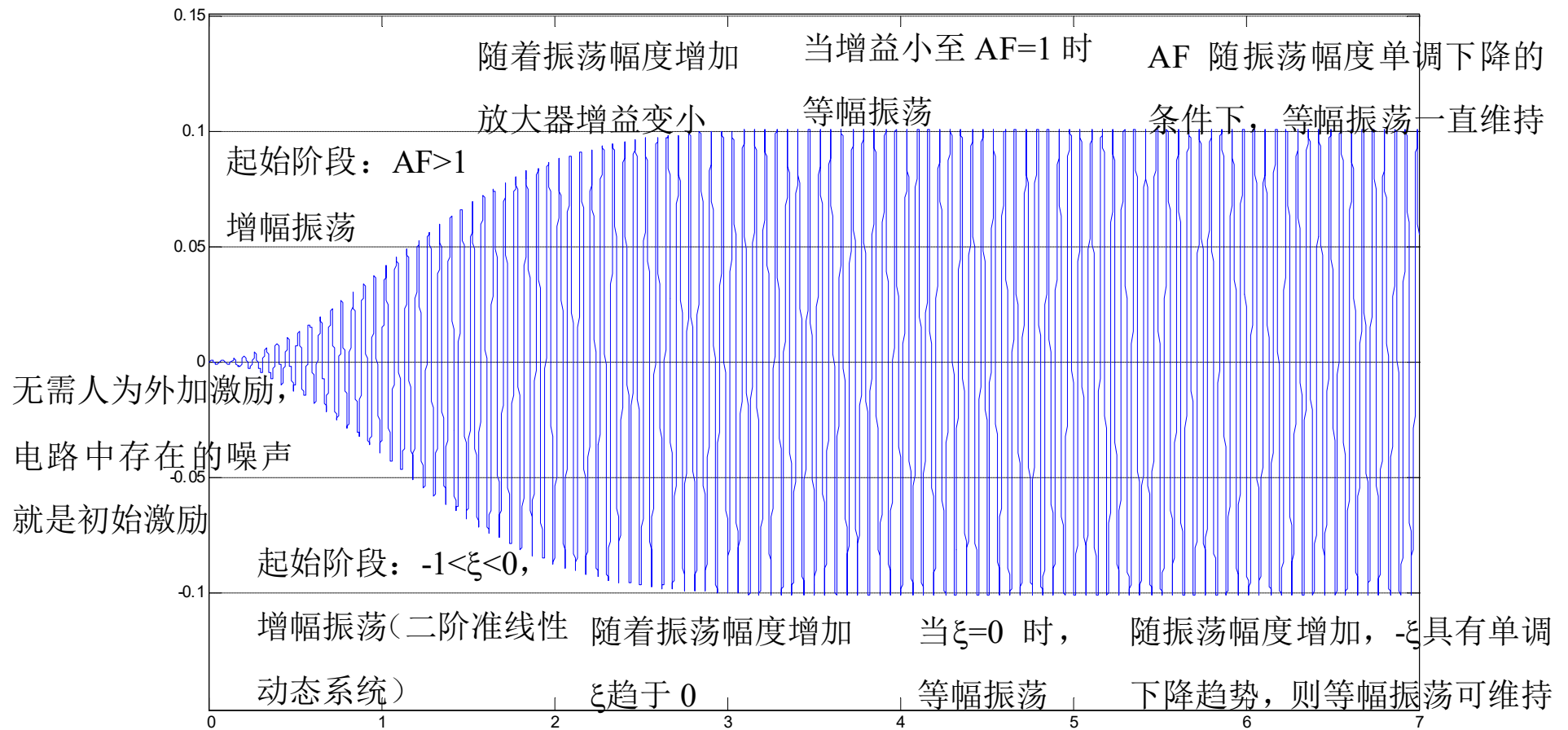
- 正确划分放大网络和反馈网络
 - 放大网络：理想受控源，正反馈连接方式提供负阻，为振荡器供能 需要充分理解并可应用
 - 反馈网络：去除理想受控源外的其他网络，具有选频作用，为振荡器确定振荡频率
 - 可以给出相对精确的振荡频率和起振条件
- 振荡条件：首先确保正反馈条件
 - 起振条件：确保起振
 - 平衡条件：决定振荡幅度和振荡频率
 - 稳定条件：确保稳定平衡
 - 工作点设置好后，默认自然满足

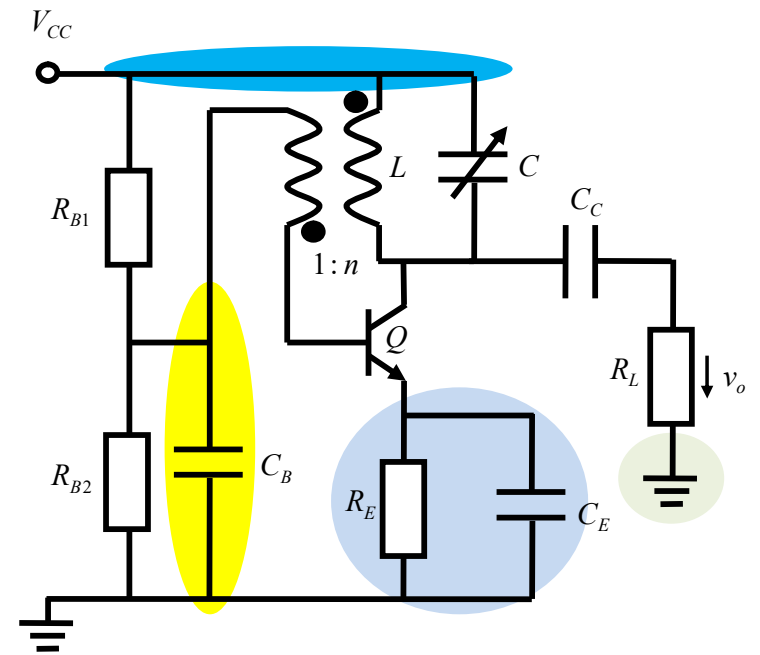
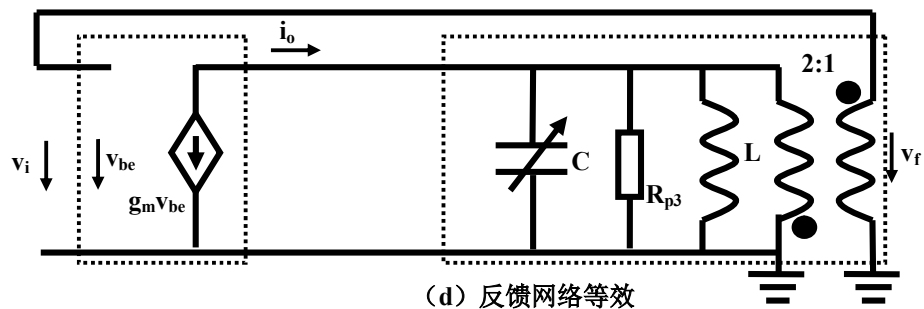
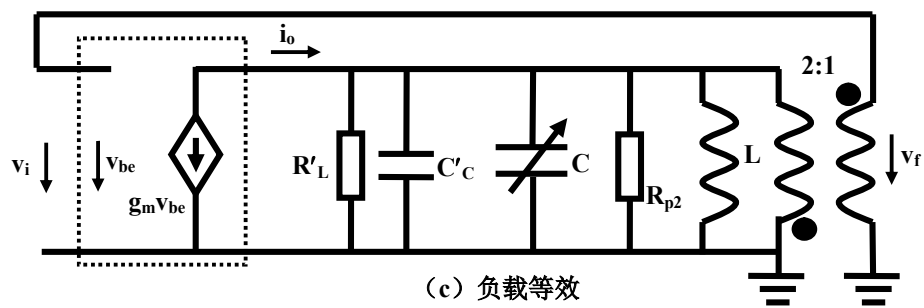
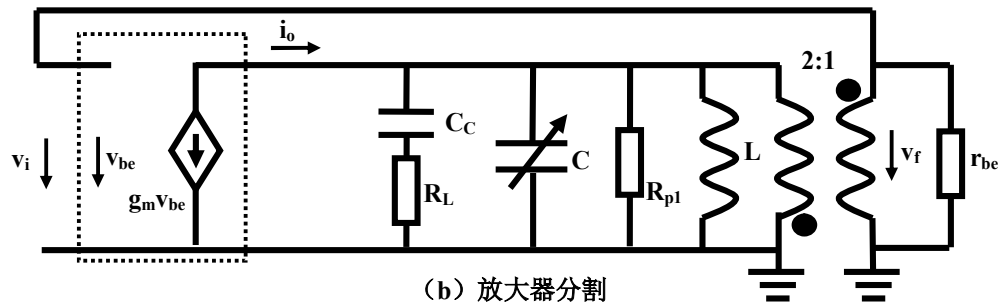
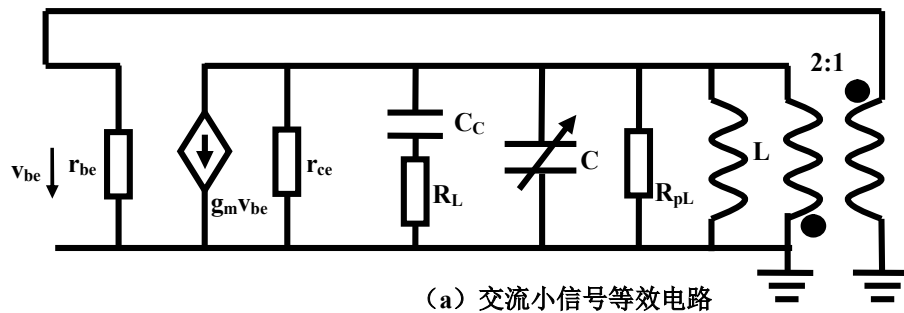
分析步骤：

- (1) 画小信号分析电路图
- (2) 确定A和F，获得环路增益AF
- (3) 先由相位条件（正反馈条件）获得振荡频率
- (4) 在振荡频点上分析是否满足（幅度）起振条件

正弦波振荡器的起振过程

正反馈原理



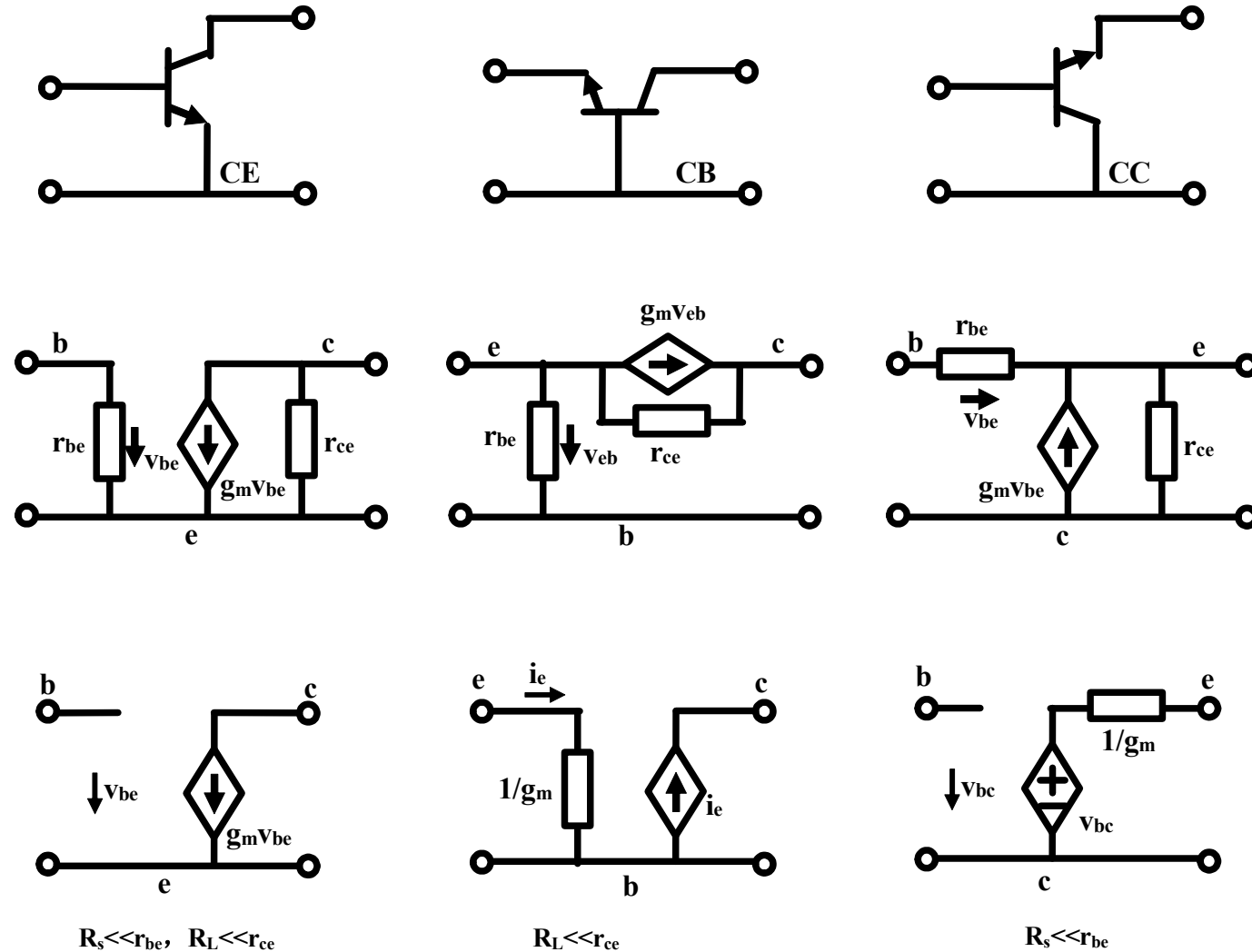


正反馈振荡器分析

起振分析:

- 1、正确画出微分电路模型
- 2、正确划分放大网络和反馈网络
- 3、给出放大倍数和反馈系数
- 4、虚部条件获得振荡频率，实部条件获得起振条件： g_m ? R_L ?

晶体管振荡器分析中晶体管的基本模型



九、二阶谐振的应用

- 二阶系统最大的特征：谐振
 - 谐振意味着两个储能元件储能的来回转换

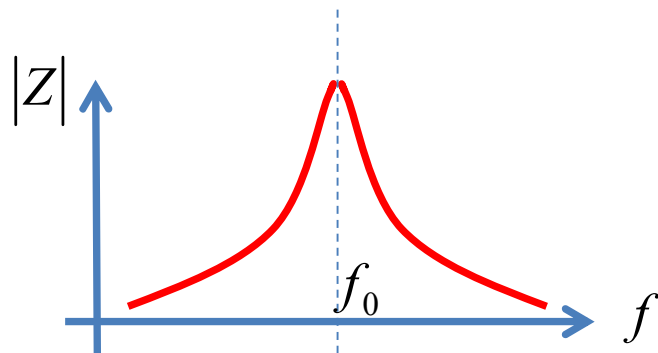
- Q值是储能与耗能之比

$$Q = \frac{Z_0}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{串联谐振}$$

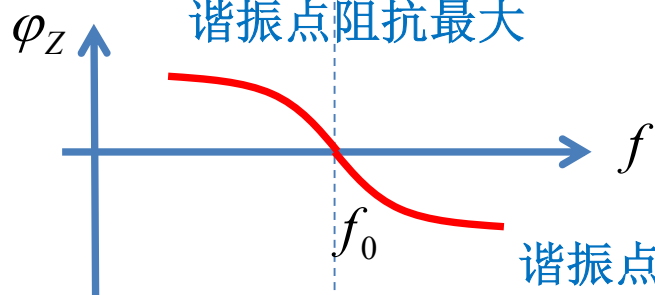
$$Q = \frac{Y_0}{G} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{并联谐振}$$

- 谐振腔犹如能量池
 - 实现振荡
 - 实现阻抗匹配

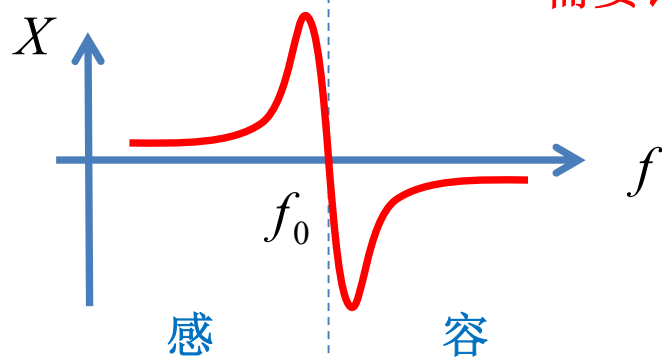
LC 谐振回路阻抗特性



并联谐振如开路
谐振点阻抗最大



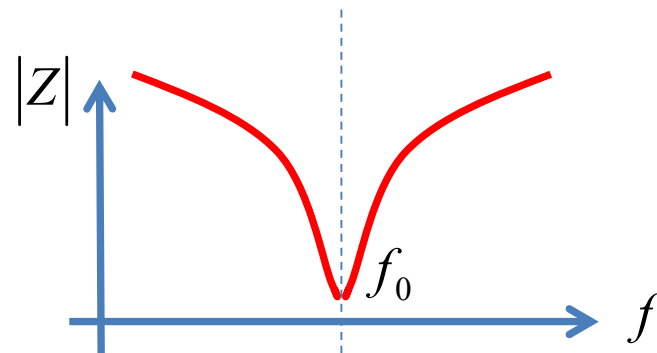
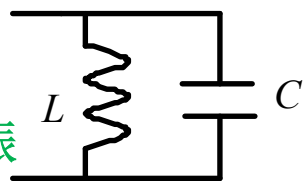
谐振点纯阻特性



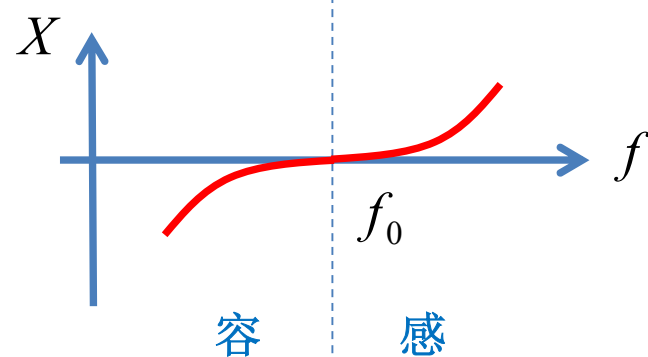
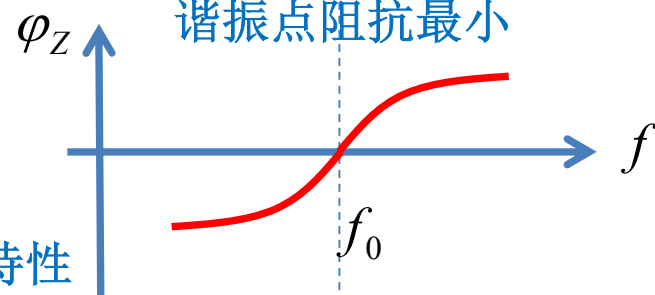
感 容

需要记忆

电流谐振

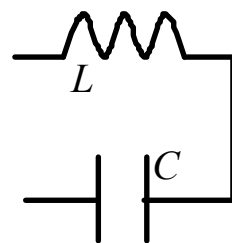


串联谐振如短路
谐振点阻抗最小

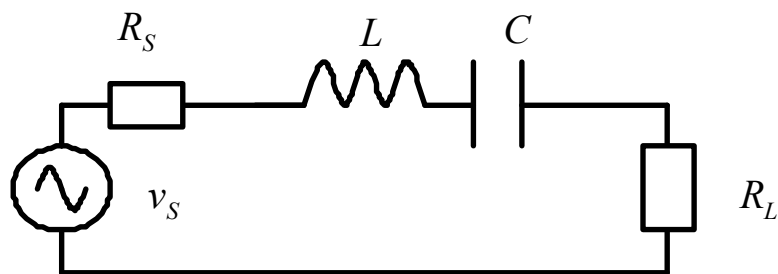


容 感

电压谐振



带通选频特性

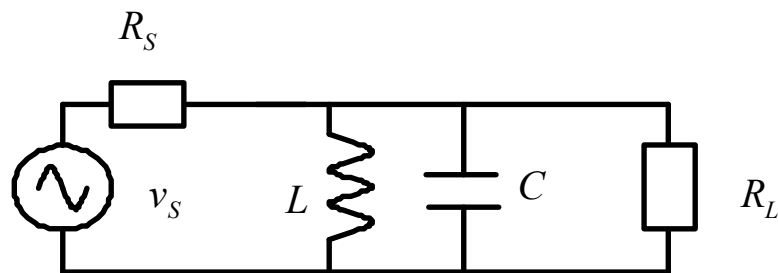


$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{R} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

需要记忆

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

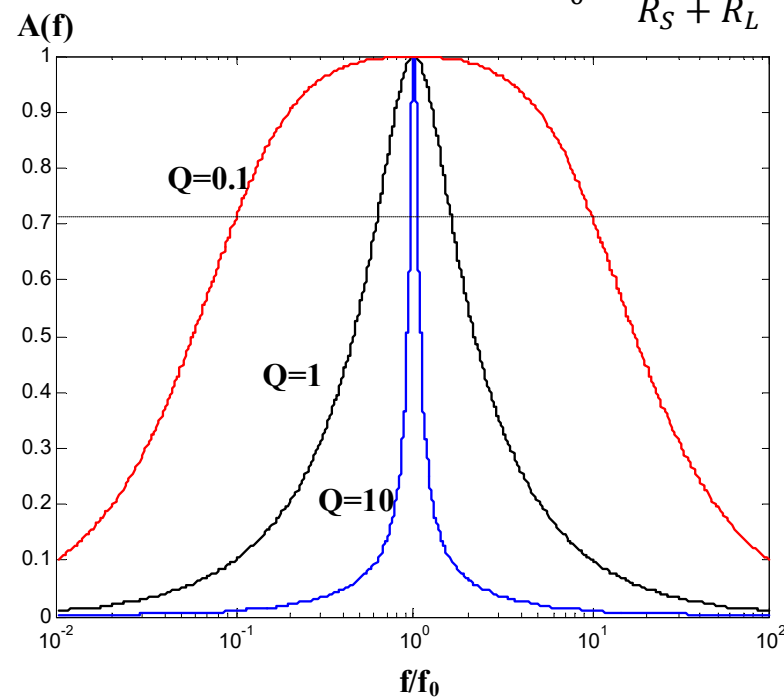
$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{Y_0}{G} = \frac{\omega_0 C}{G}$$



$$H = 2 \sqrt{\frac{R_S \dot{V}_L}{R_L \dot{V}_S}} = H_0 \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$= H_0 A(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

$$H_0 = \frac{2\sqrt{R_S R_L}}{R_S + R_L} \leq 1$$

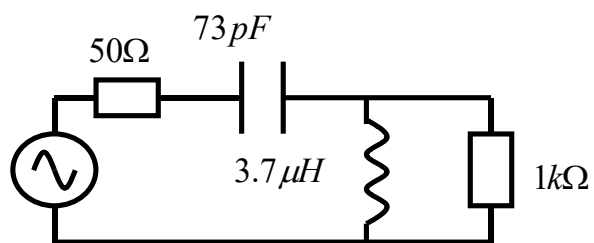
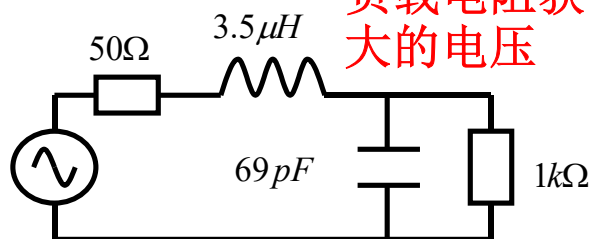


$$BW = \frac{f_0}{Q}$$

需要记忆

可用来实现阻抗变换

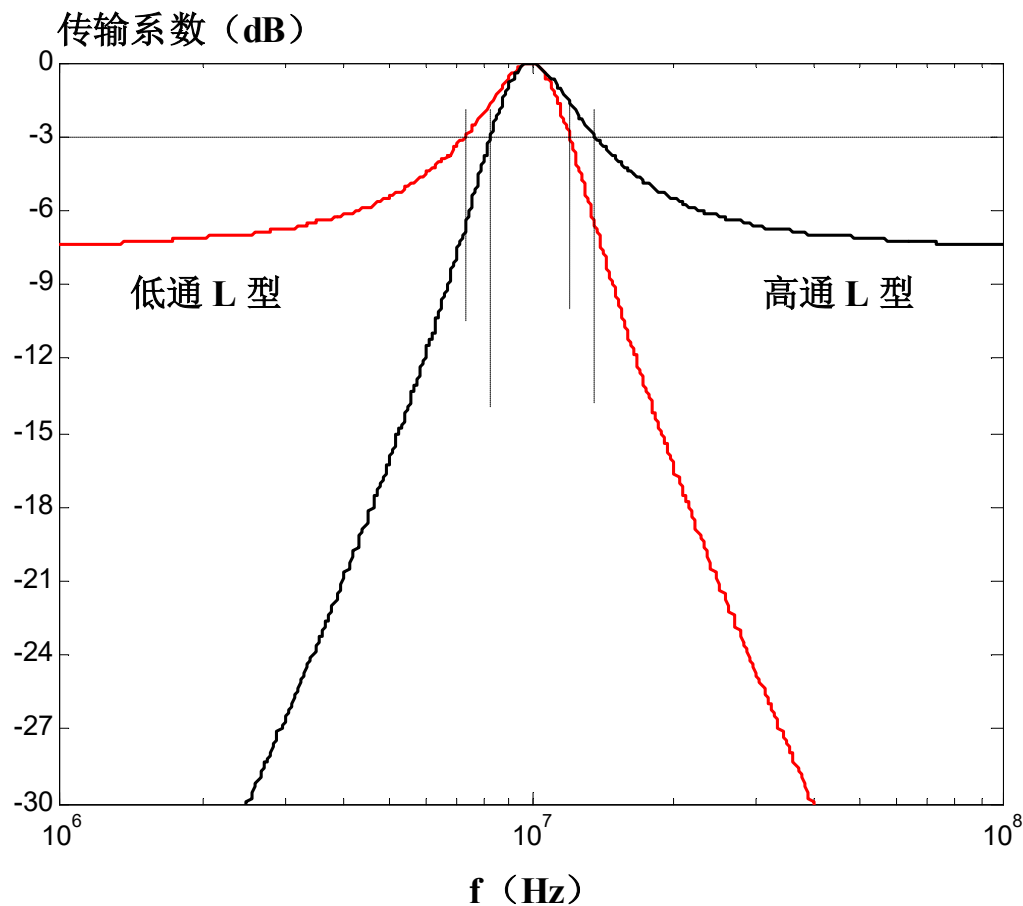
利用串联谐振的电压谐振，使得负载电阻获得更大的电压



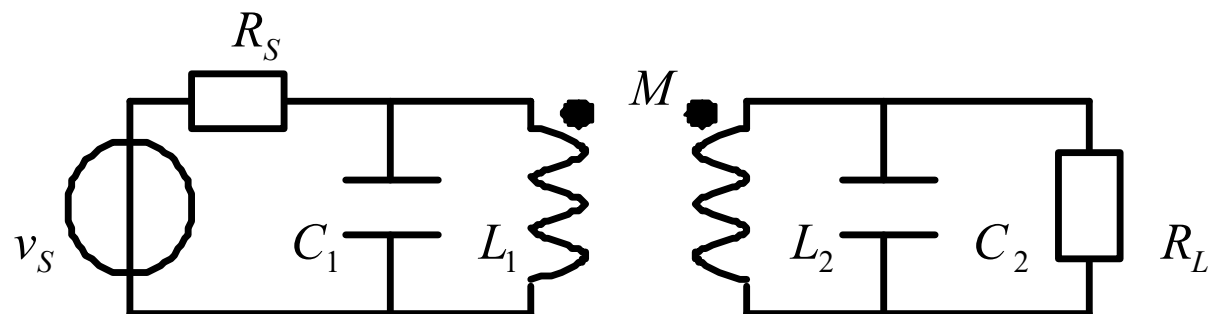
并大串小Q相等

$$R_L > R_S$$

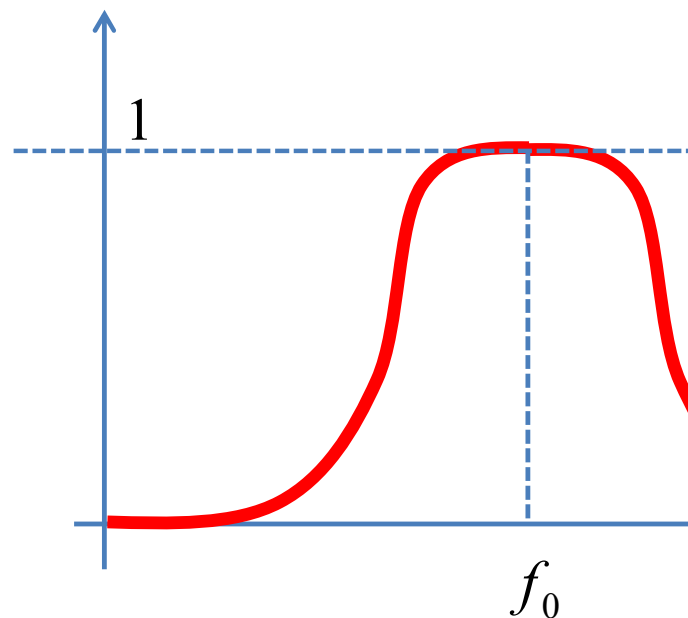
谐振腔的电压谐振或电流谐振可实现阻抗变换功能



带通选频与阻抗变换



$$|H| = \left| 2 \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \frac{\dot{V}_L}{\dot{V}_S} \right|$$

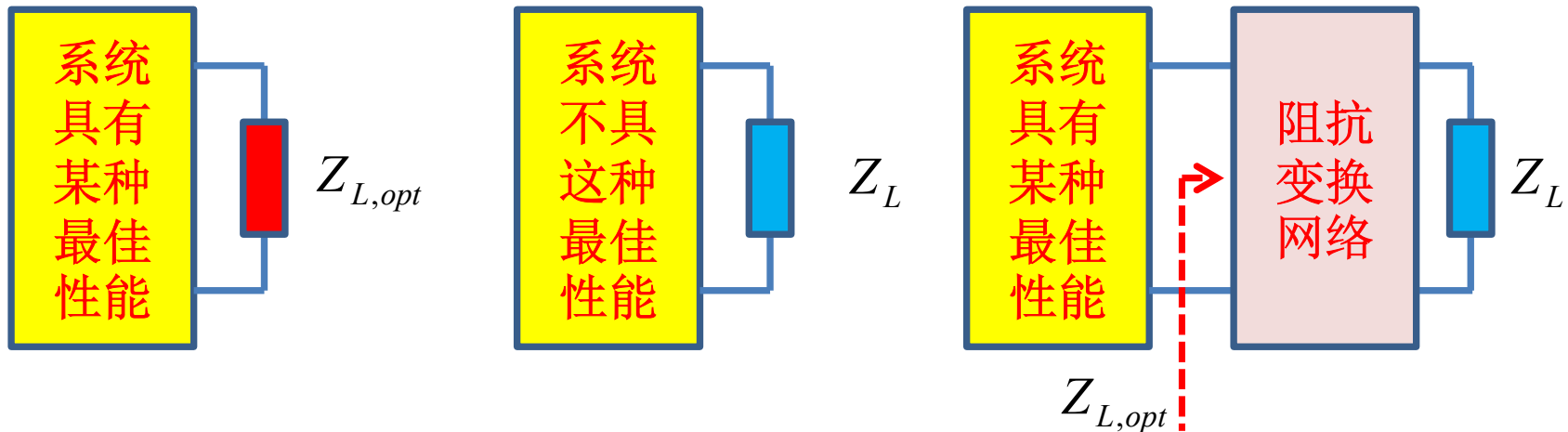


双谐振：谐振+耦合

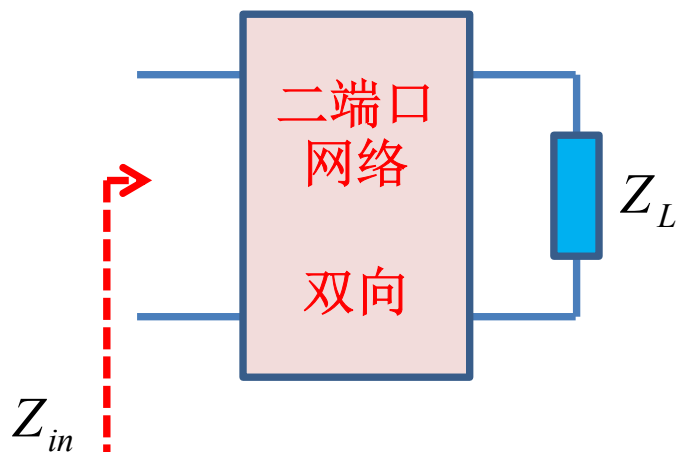
金属波导、介质波导、
传输线结构的微波频段的
带通滤波器的典型原理性
模型：可能同时存在感性
耦合和容性耦合，这里的
耦合由于非对称而存在阻
抗变换关系

阻抗变换网络

- 为了获得良好的系统性能，系统端口需要端接某种意义下的最佳阻抗，如果实际负载不等于最佳阻抗，则需要阻抗变换网络，将实际负载变换为最佳负载（或接近最佳负载）
 - 最大功率传输
 - 最小噪声系数
 -



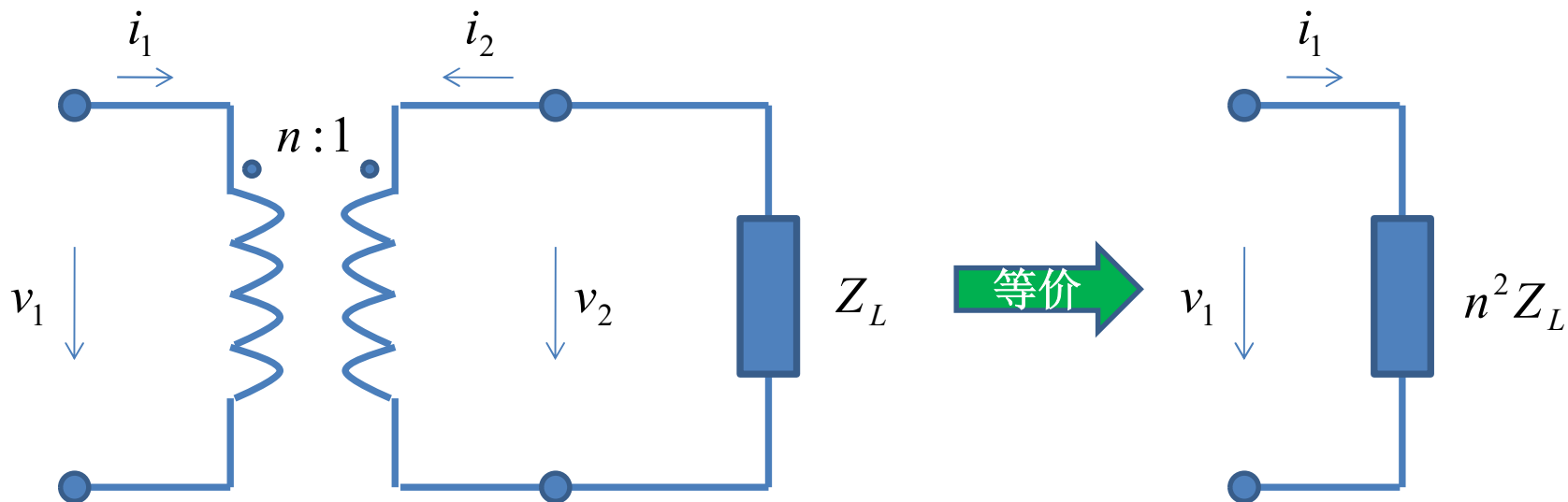
二端口网络的变换功能



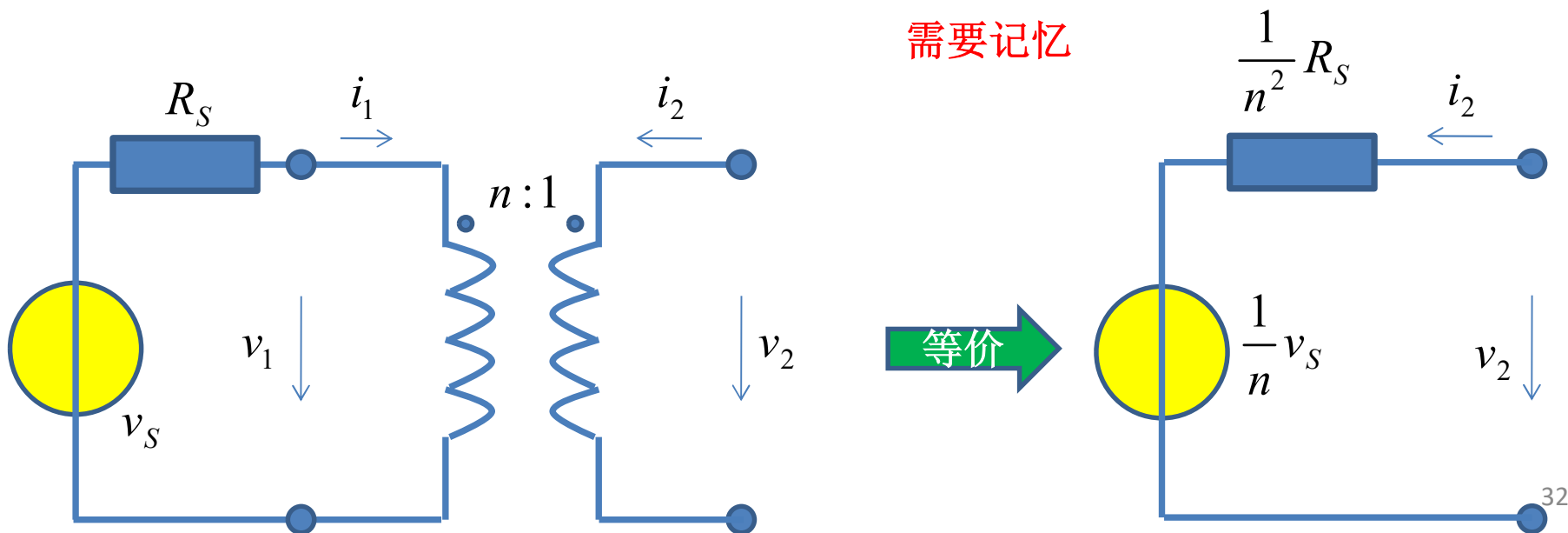
$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}$$

二端口网络只要有双向传输，
则具有阻抗变换能力

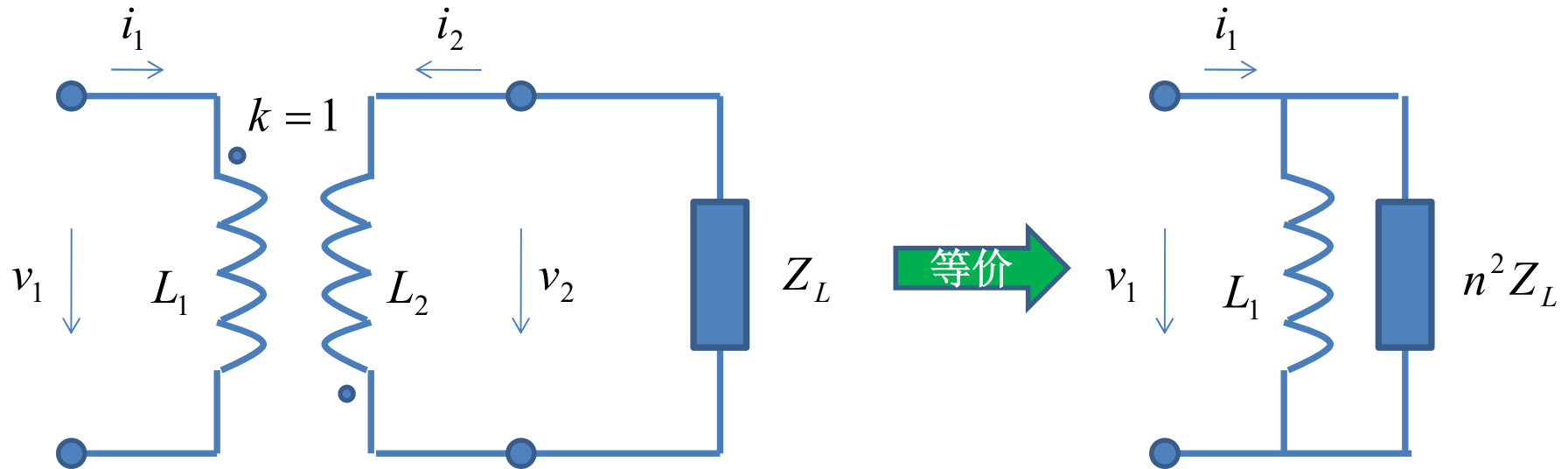
理想变压器: $k=1, M \rightarrow \infty$



需要记忆

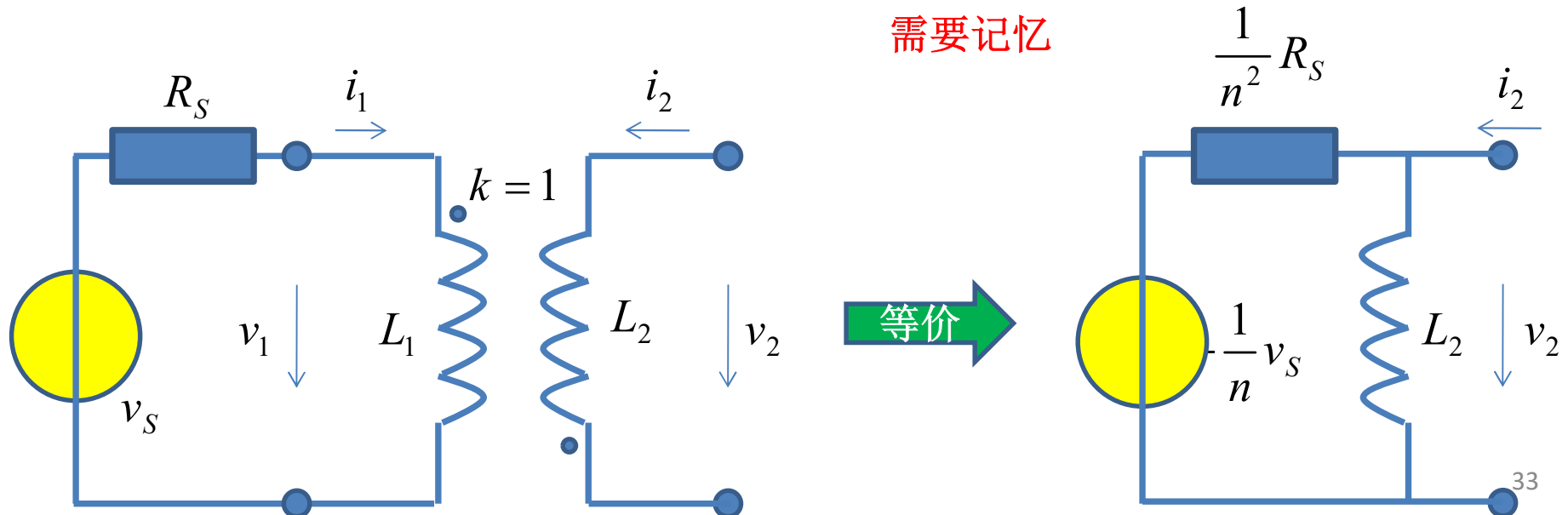


全耦合变压器: $k=1$



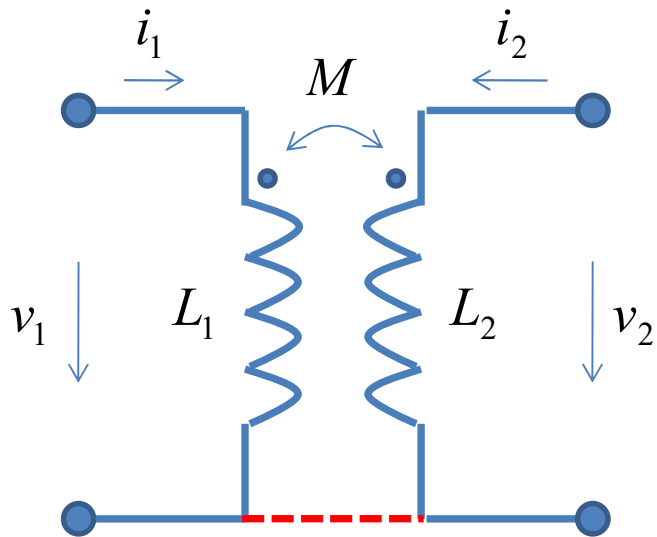
等价

需要记忆



等价

实际变压器



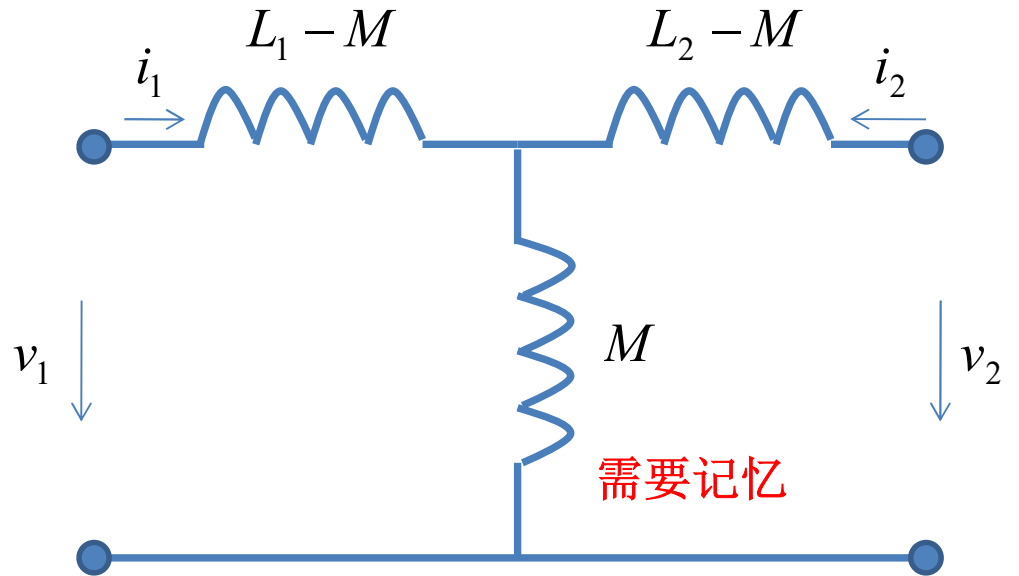
$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

需要记忆

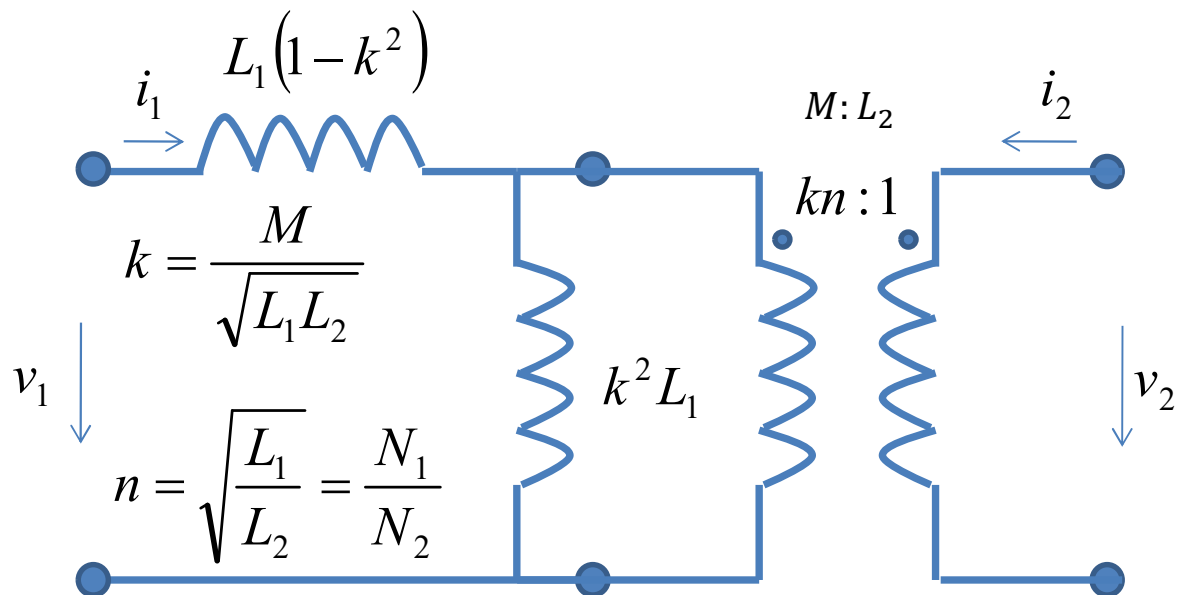
$$\dot{V}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2$$

$$\dot{V}_2 = j\omega M \dot{I}_1 + j\omega L_2 \dot{I}_2$$

两个电流从同名端同进同出，**M**为正
两个电流从同名端一进一出，**M**为负



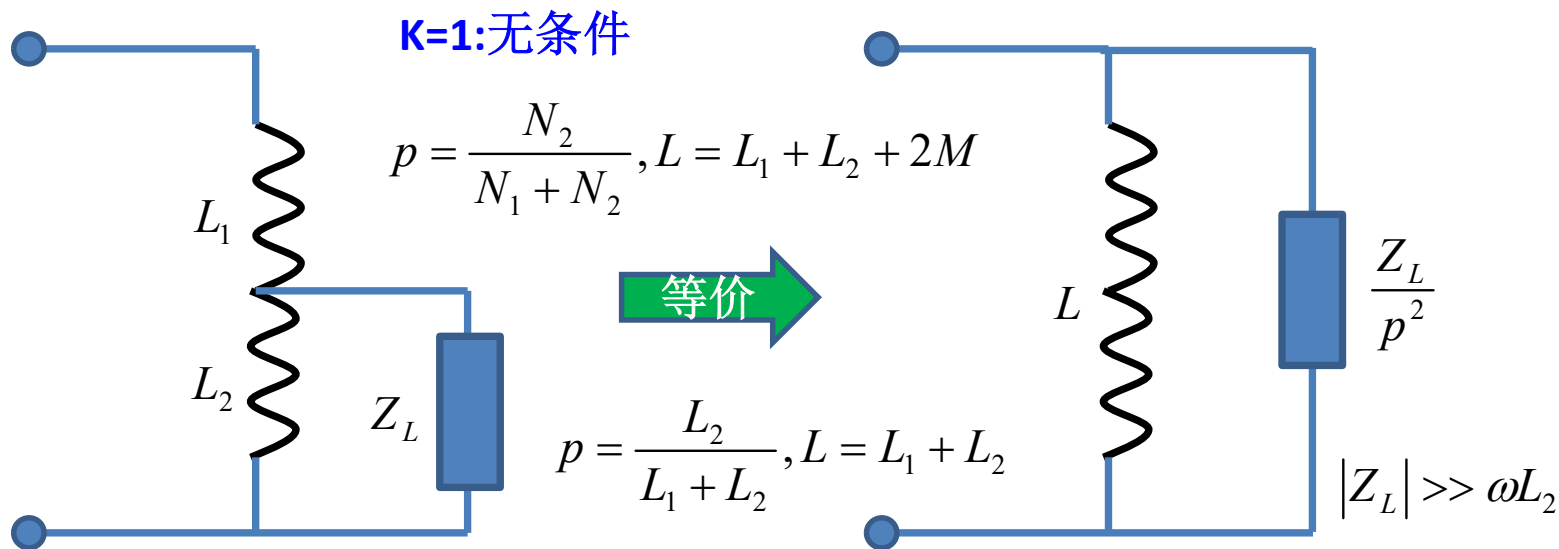
需要记忆



$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

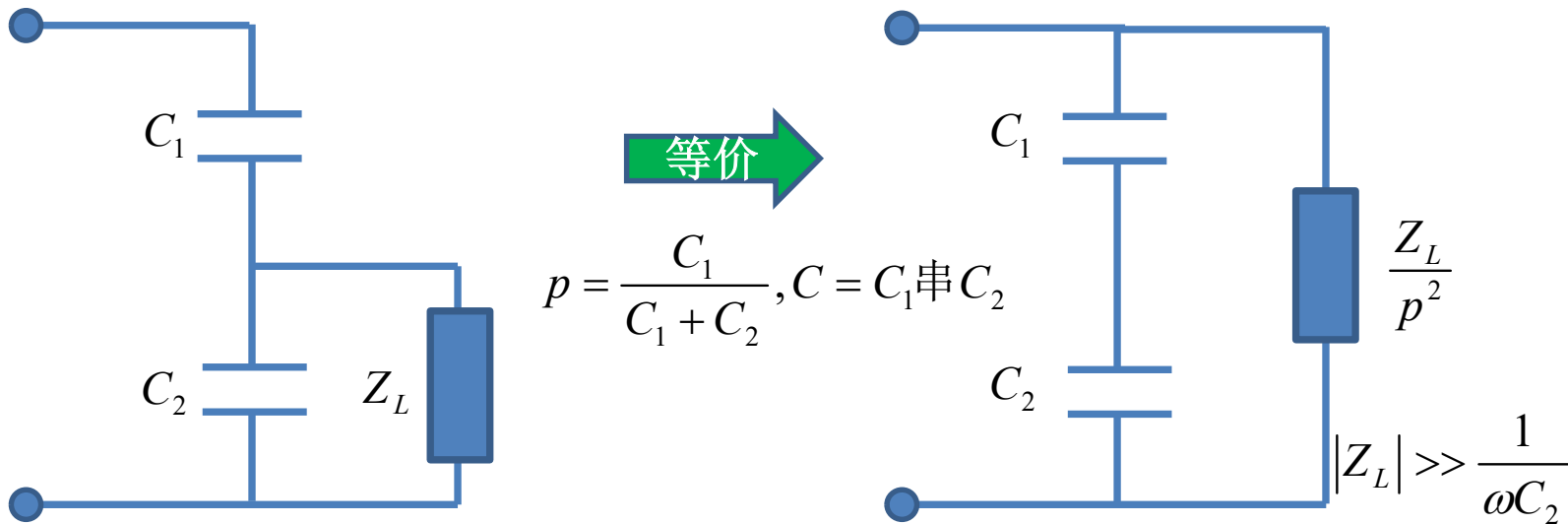
$$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{N_1}{N_2}$$

部分接入可视为一种特殊的全耦合变压器

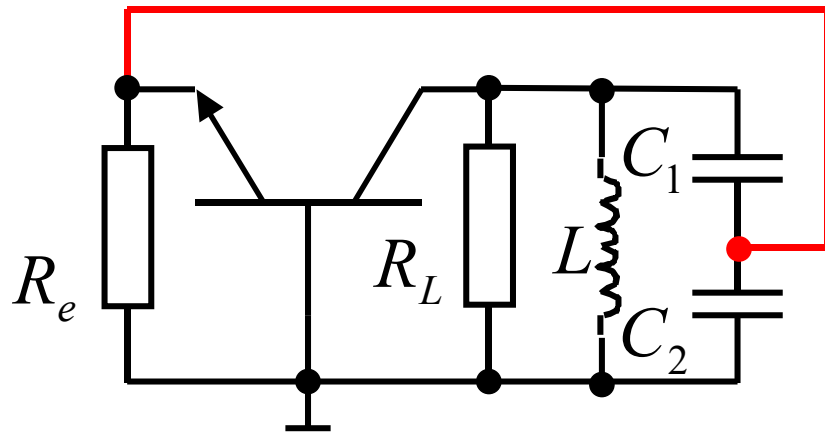


部分接入使得等效负载阻抗变大，使得负载阻抗对原电路的影响变小

条件
局部Q>>1

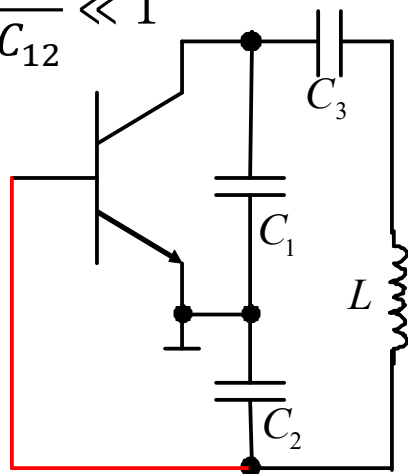


部分接入应用例

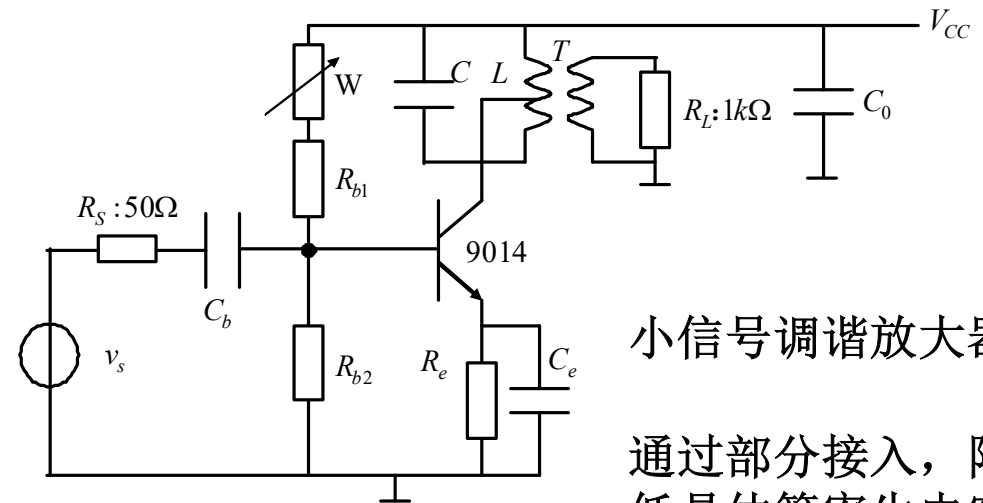


三点式振荡器中应用部分接入，降低晶体管输入阻抗对LC谐振回路的影响

$$p = \frac{C_3}{C_3 + C_{12}} \ll 1$$



加入克拉泼电容，利用部分接入效应，降低晶体管寄生电容影响，使得振荡频率稳定度提高



小信号调谐放大器

通过部分接入，降低晶体管寄生电容、电阻对谐振回路的影响，确保谐振回路中心频率稳定性

高频扼流圈，使得谐振回路Q值不至于受到严重影响，提高频率稳定度，使得易于满足起振条件

调谐电容，使得振荡频率达到要求

旁路电容，使得晶体管形成共基组态

三点式振荡的谐振电感，构成谐振腔

部分接入，降低负载电阻对谐振腔影响，提高频率稳定度

分压偏置电路，直流负反馈电阻为晶体管提供稳定的直流工作点，使得晶体管振荡器起始阶段稳定工作在有源区

隔离电容，隔离晶体管寄生电容影响，使得振荡频率更加稳定

三点式振荡：电容分压提供正反馈，形成负阻

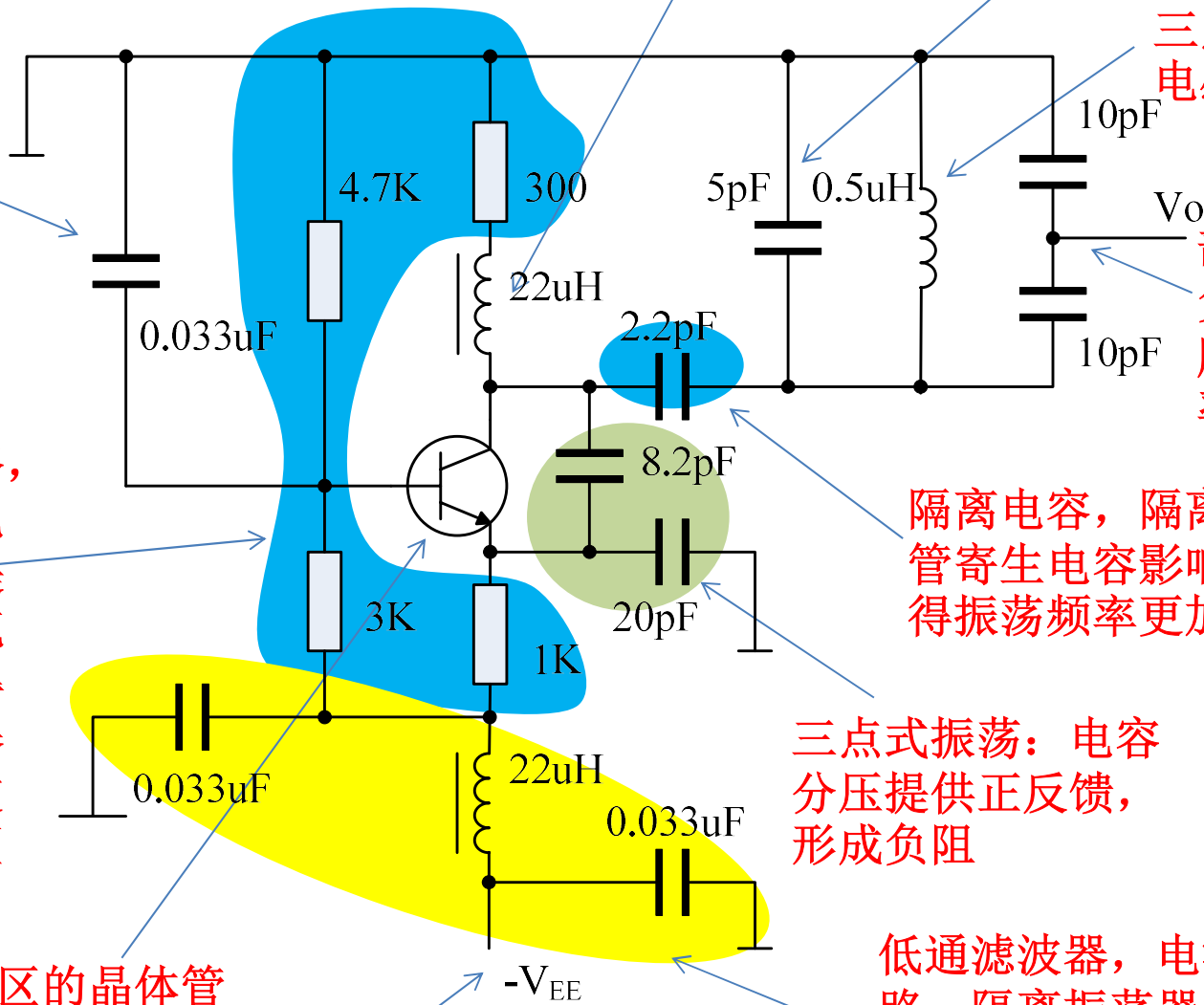
工作在有源区的晶体管是能量转换器，将直流能量转化为交流能量

直流偏置电压源，为振荡器提供电能

低通滤波器，电源滤波电路，隔离振荡器和其他功能电路，阻止通过电源线的干扰出入

较高要求：

说明各个元件作用



充分利用对偶性进行记忆

- **L和C对偶**

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}$$

电感电流连续，电容电压连续

- **RC和GL对偶**

$$\tau = RC \quad \tau = GL$$

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

- **RLC串联和GCL并联对偶**

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad Y_0 = \sqrt{\frac{C}{L}}$$

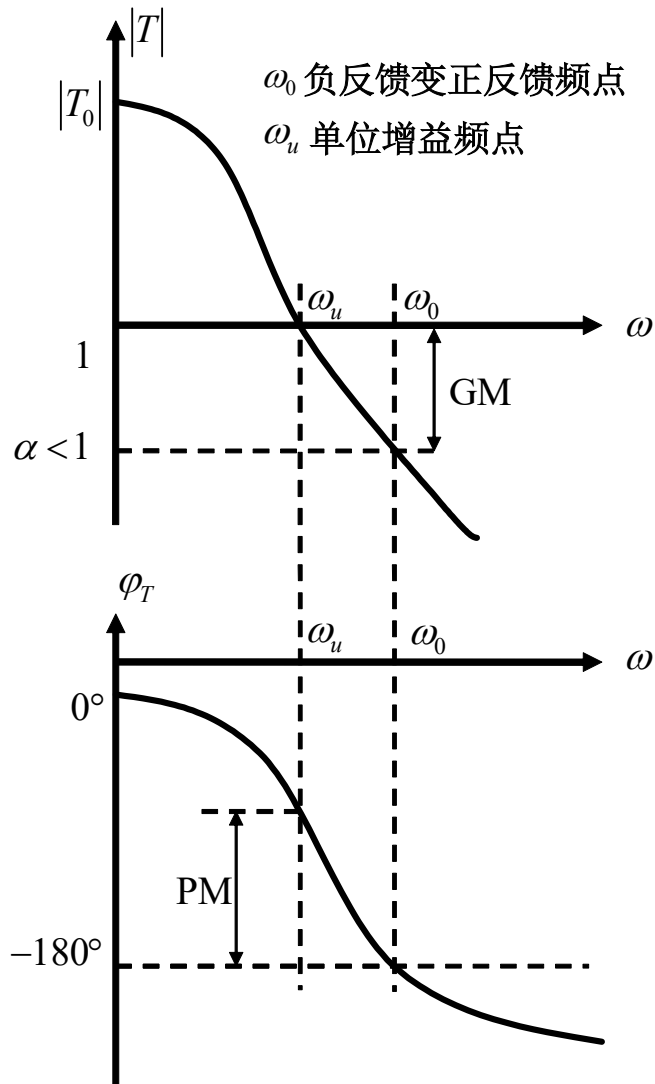
$$Q = \frac{Z_0}{R} \quad Q = \frac{Y_0}{G}$$

$$\xi = \frac{R}{2Z_0} \quad \xi = \frac{G}{2Y_0}$$

十、放大器稳定性分析

- 晶体管放大器
 - 晶体管核心模型为压控流源，在低频段，很容易获得电压增益和功率增益
 - 由于存在寄生电容效应，高频增益迅速下降，故而需要进行阻抗匹配设计，以获得更高的功率增益
 - 由于寄生效应导致晶体管输出端和输入端之间存在寄生电容反馈路径，匹配网络和寄生反馈路径可能形成正反馈结构，从而形成等效负阻（负导），等效负阻（负导）效应不能被抵偿，则会引起振荡
 - 绝对稳定区分析：所谓绝对稳定区，即使形成了正反馈结构，但不会满足起振条件，因而不会振荡
- 负反馈放大器
 - 负反馈结构不仅在放大器中出现，诸多控制系统都是负反馈结构，负反馈放大器只是负反馈分析个例
 - 负反馈放大器分析结论均可推广到一般的LTI负反馈系统分析中
 - 负反馈放大器的环路增益必须有足够的相位裕度，闭环后才能形成良好的闭环特性
 - 相位裕度取 65° - 75° ，闭环后则具有二阶幅度最大平坦或群延时最大平坦特性，良好的负反馈控制系统，其相位裕度应设计在这个范围内
 - 相位裕度低，闭环后会出现振铃现象，系统无法快速稳定
 - 如果没有相位裕度（ $\leq 0^\circ$ ），设计的负反馈变成了正反馈，系统出现振荡
 - 对于稳定性不够的闭环系统，应添加补偿措施提高相位裕度

负反馈放大器相位裕度



ω_0 负反馈变正反馈频点
 ω_u 单位增益频点

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega)$$

$$|T(j\omega_u)| = |A(j\omega_u)F(j\omega_u)| = 1$$

单位增益频点

$$PM = \varphi_T(\omega_u)_{|T(\omega_u)|=1} - (-180^\circ)$$

$$= 180^\circ + \varphi_T(\omega_u)_{|T(\omega_u)|=1}$$

相位裕度：单位增益频点位置的相位离 180° 变成正反馈还有多远？

相位裕度越高，负反馈放大器稳定性就越高

相位裕度取值

相位裕度和过冲量以及阻尼系数的对应关系来自二阶系统推导，但可大体推广到任意阶数的低通负反馈系统中

相位裕度	闭环系统 阻尼系数	闭环系统 过冲量	备注
PM	ξ_f	Δ	
6°	0.05	85%	无法容忍的振铃
18°	0.158	60%	
39°	0.354	31%	
45°	0.42	23%	可容忍的最小PM
52°	0.5	16%	
66°	0.707	4.3%	幅度最大平坦
72°	0.866	0.43%	群延时最大平坦
76°	1	0	时域响应无过冲

相位裕度低于45°则认定难以容忍，应采取补偿措施提高相位裕度

在45°相位裕度可容忍范围内，相位裕度越大越好

环路增益相位裕度70°附近，闭环系统具有优良行为特性

过冲量

$$\Delta = e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi}$$

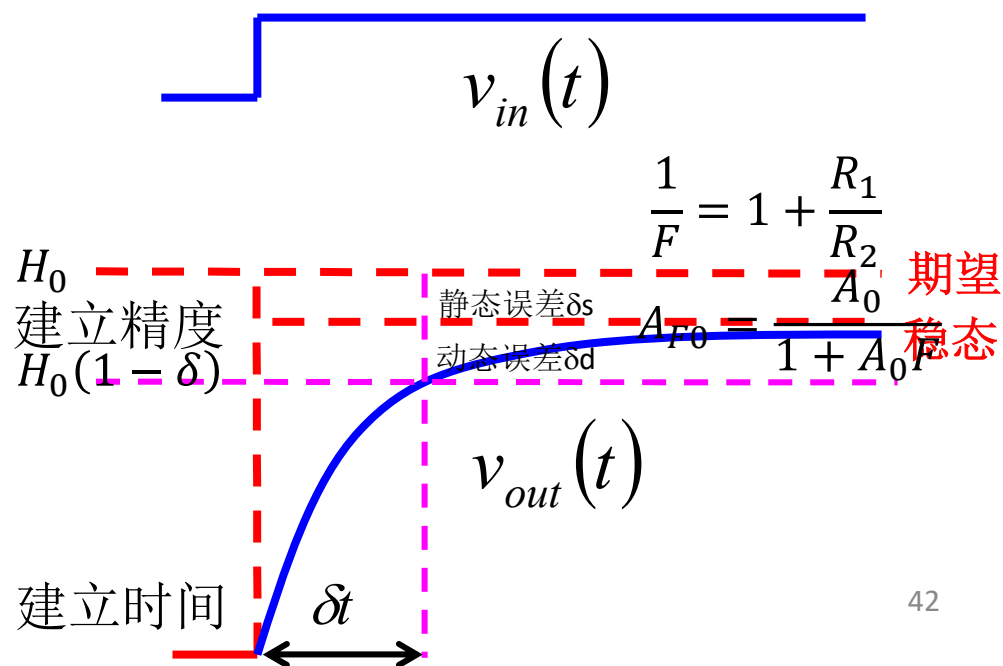
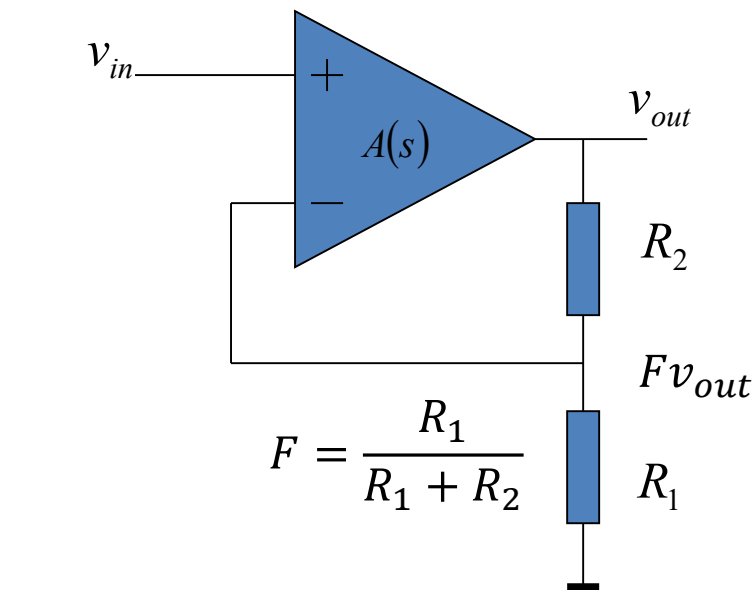
作业

1

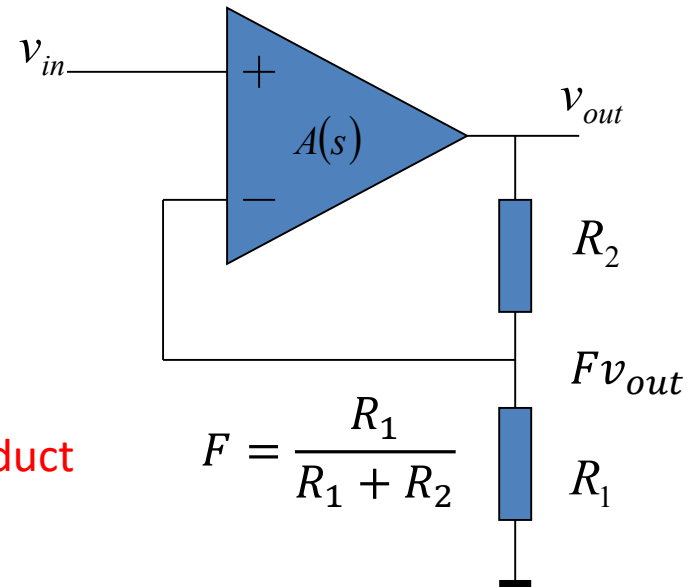
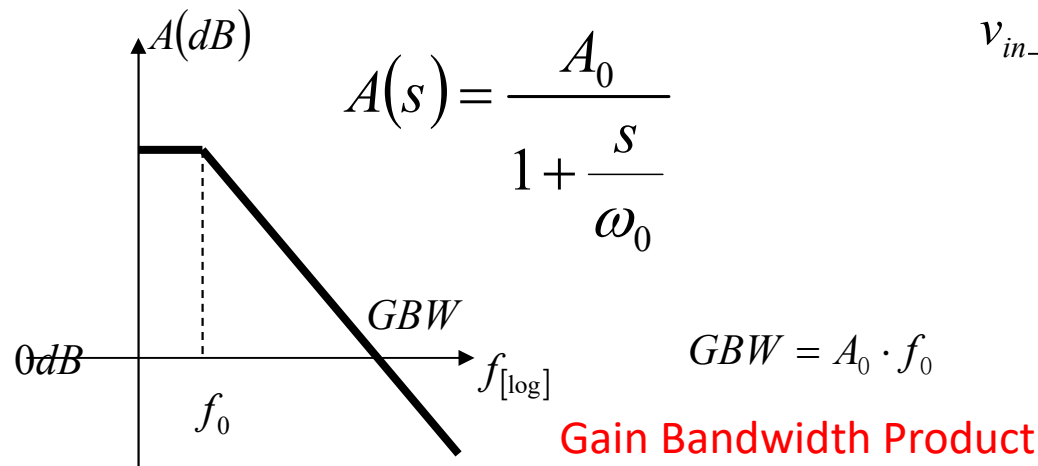
运放基本参数的确定

第14讲 负反馈放大器的稳定性分析

- 假设需要在 **1ns** 的建立时间内，建立精度（误差）小于 **1%**，在理论设计增益取值为 **10** 的假设下，对一阶运放的增益 A_0 和增益带宽积 **GBW** 有何要求？



假设是一阶运放



$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}}{1 + \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} F} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0} + A_0 F} \\
 &= \frac{A_0}{1 + A_0 F} \frac{1}{1 + \frac{s}{(1 + A_0 F)\omega_0}} = A_{F0} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{F0}}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{F0} &= \frac{A_0}{1 + A_0 F} \\
 \omega_{F0} &= (1 + A_0 F)\omega_0
 \end{aligned}$$

$$A_{F0} \omega_{F0} = A_0 \omega_0 = 2\pi GBW$$

$$H(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)} = A_{F0} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{F0}}}$$

$$A_{F0} = \frac{A_0}{1 + A_0F}$$

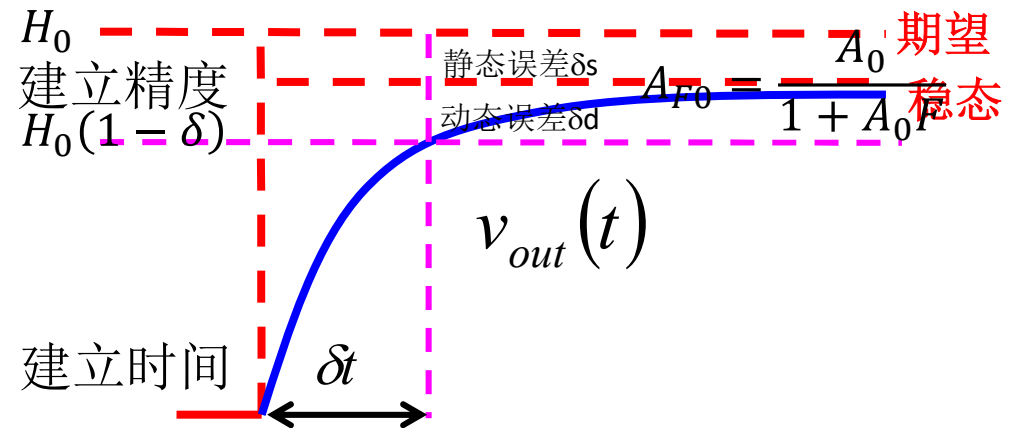
$$\omega_{F0} = (1 + A_0F)\omega_0$$

阶跃响应

$$A_{F0} \omega_{F0} = A_0 \omega_0 = 2\pi \text{GBW}$$

$$g(t) = A_{F0}(1 - e^{-\omega_{F0}t}) \cdot U(t)$$

$$g_{ideal}(t) = \frac{1}{F} \cdot U(t)$$



$$\Delta = \frac{|g - g_{ideal}|}{g_{ideal}} = \frac{|A_{F0}(1 - e^{-\omega_{F0}t}) - \frac{1}{F}|}{\frac{1}{F}}$$

$$\frac{1}{1 + A_0F} + \frac{A_0F}{1 + A_0F} e^{-(1+A_0F)\omega_0\delta t} \leq 1\%$$

$$= \left| \frac{A_0F}{1 + A_0F} (1 - e^{-(1+A_0F)\omega_0t}) - 1 \right|$$

$$= \left| \frac{1}{1 + A_0F} + \frac{A_0F}{1 + A_0F} e^{-(1+A_0F)\omega_0t} \right| \leq 1\%$$

$$\Delta_s + \Delta_d \leq 1\%$$

静态 误差 动态 误差 对运 放提 出了 相应 指标 要求

$$\Delta_s + \Delta_d \leq 1\% \quad \Delta_s = \frac{1}{1 + A_0 F} \quad A_0 = \frac{1}{F} \left(\frac{1}{\Delta_s} - 1 \right) \approx \frac{1}{F \Delta_s}$$

$$\Delta_d = \frac{A_0 F}{1 + A_0 F} e^{-(1 + A_0 F) \omega_0 \delta t} \quad \omega_0 = \frac{1}{\delta t} \frac{1}{1 + A_0 F} \ln \left(\frac{1}{\Delta_d} \frac{A_0 F}{1 + A_0 F} \right)$$

$$GBW = \frac{A_0 \omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \delta t} \frac{A_0}{1 + A_0 F} \ln \left(\frac{1}{\Delta_d} \frac{A_0 F}{1 + A_0 F} \right) \approx \frac{1}{2\pi \delta t} \frac{1}{F} \ln \left(\frac{1}{\Delta_d} \right)$$

Δ_s	A_0	Δ_d	GBW
0.01%	99990 = 100dB	0.99%	7.4GHz
0.1%	9990 = 80dB	0.9%	7.5GHz
0.2%	4990 = 74dB	0.8%	7.7GHz
0.3%	3323 = 71dB	0.7%	7.9GHz
0.4%	2490 = 68dB	0.6%	8.2GHz
0.5%	1990 = 66dB	0.5%	8.4GHz
0.6%	1657 = 65dB	0.4%	8.8GHz
0.7%	1419 = 63dB	0.3%	9.3GHz
0.8%	1240 = 62dB	0.2%	9.9GHz
0.9%	1101 = 61dB	0.1%	11.0GHz

1ns
的建
立时
间导
致运
放
GBW
要求
极高

作业2 MILLER补偿电容

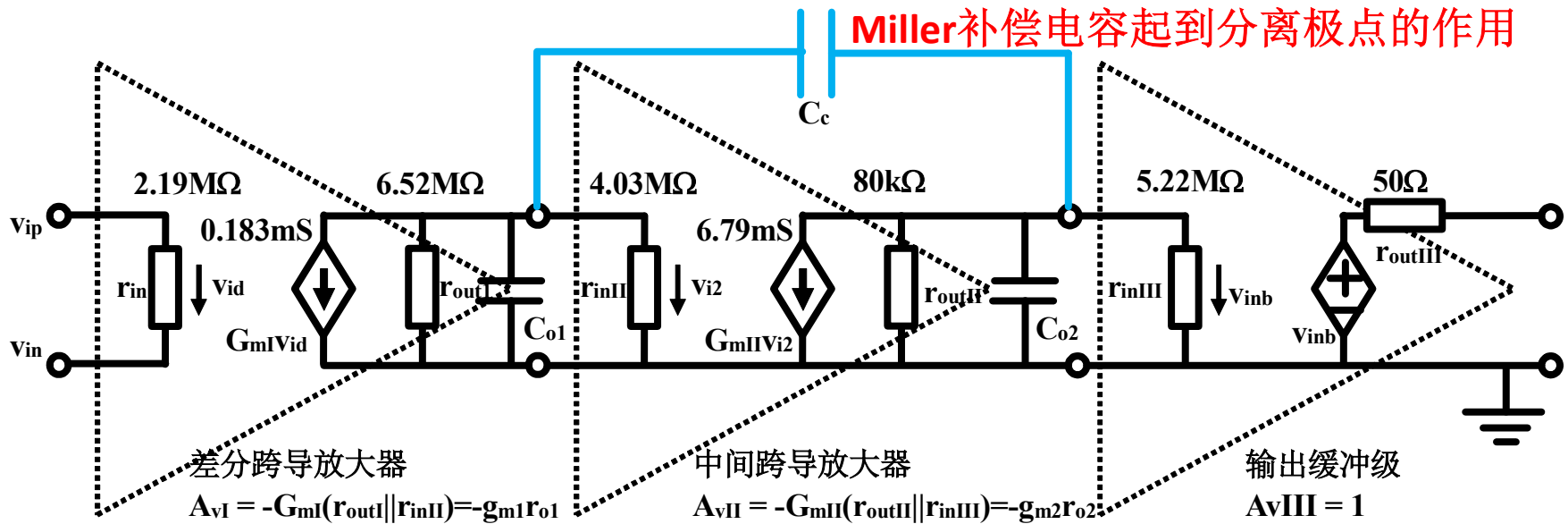
- 假设**741**在**MILLER**补偿前的所有参量如本课件

$$r_{o1} = r_{outI} \parallel r_{inII} = 2.49M\Omega \quad r_{o2} = r_{outII} \parallel r_{inIII} = 78.8k\Omega$$

$$g_{m1}=0.183mS \quad C_{o1} = 20pF \quad g_{m2}=6.79mS \quad C_{o2} = 340pF$$

- 如果希望单位负反馈具有群延时最大平坦特性，**miller**补偿电容取多大？阶跃响应进入和稳态值差**0.1%**所需时间多大？和**30pF**补偿电容对比。
- 如果该运放并非通用运放，而是同相放大倍数为**10**的特定应用，此时**MILLER**补偿电容取值多大，可使得系统具有良好的性能？

开环增益



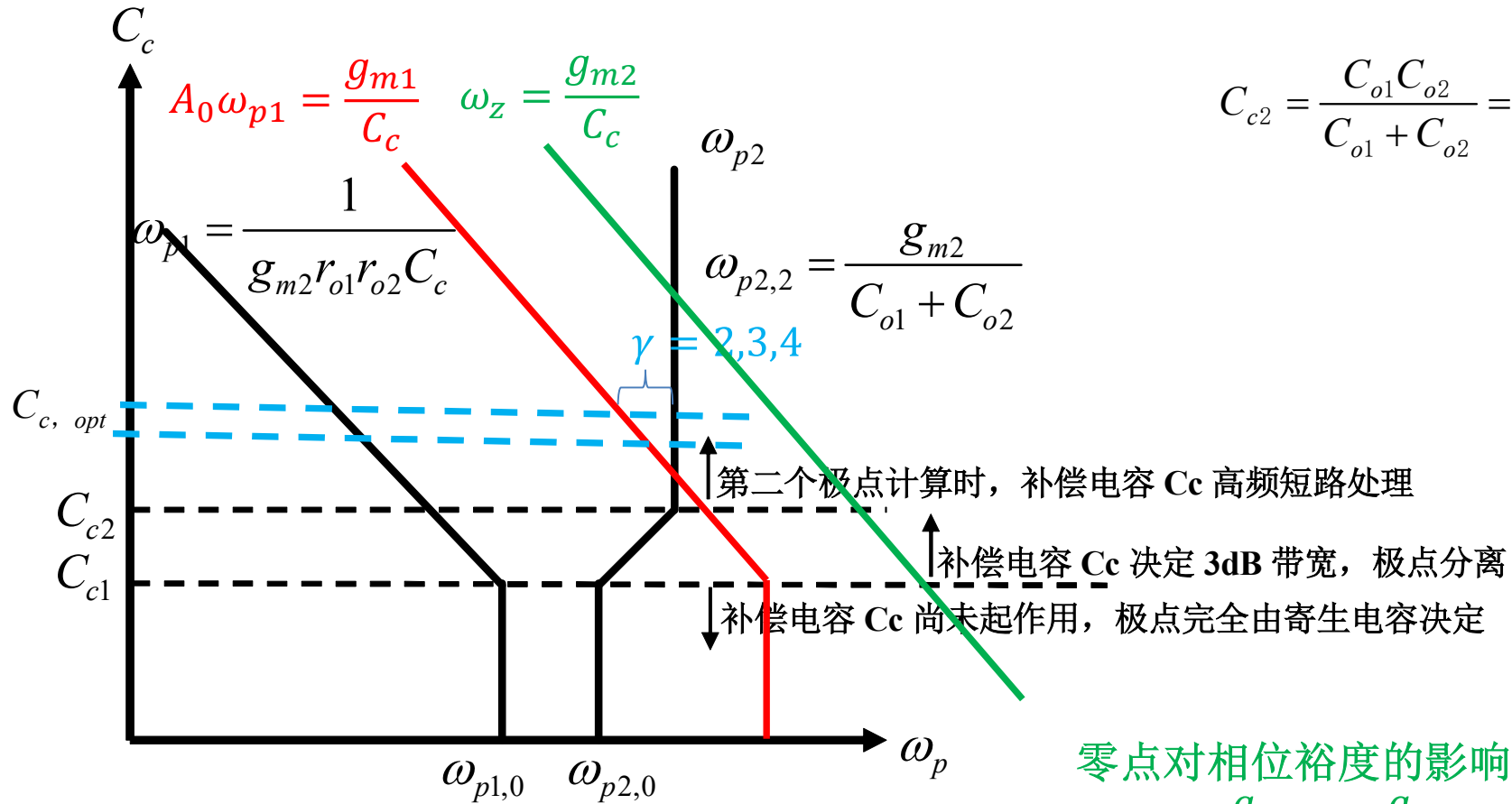
$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$= A_0 \frac{1 - \frac{j\omega}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

极点分离和最优补偿

$$C_{c1} = \frac{C_{o1}r_{o1} + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}} = 57 \text{ fF}$$

$$C_{c2} = \frac{C_{o1}C_{o2}}{C_{o1} + C_{o2}} = 19 \text{ pF}$$



零点对相位裕度的影响可忽略

$$f_z = \frac{g_{m2}}{2\pi C_c} \gg \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} = GBW$$

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\approx A_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

741运放中的MILLER补偿电容

期望单位增益应用具有幅度最大平坦特性

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}$$

$$\approx \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\approx \frac{g_{m2}C_c}{(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\omega_{p2} = \gamma A_0 \omega_{p1} \quad \frac{g_{m2}C_c}{(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = \gamma g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$C_c \approx \frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) + \sqrt{\left(\frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) \right)^2 + \gamma \frac{g_{m1}}{g_{m2}} C_{o1}C_{o2}}$$

$$\gamma=2$$

$$C_c = 31pF$$

30pF补偿效果

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}} = 2\pi \times 3.97\text{Hz}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = 2\pi \times 1.85\text{MHz}$$

$$\gamma = \frac{\omega_{p2}}{A_0\omega_{p1}} = 1.912 \quad \xi_f \approx \frac{\sqrt{\gamma}}{2} = 0.691 \quad e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi} = 0.05$$

$$\omega_{f0} \approx \sqrt{A_0\omega_{p1}\omega_{p2}} = 2\pi \times 1.34\text{MHz}$$

误差小于0.1%的精度回落到稳定值1附近的总延时

$$\frac{6.9}{\xi_f\omega_{f0}} \approx 1.2\mu\text{s}$$

期望单位增益应用具有 群延时最大平坦特性

$$C_c \approx \frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) + \sqrt{\left(\frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) \right)^2 + \gamma \frac{g_{m1}}{g_{m2}} C_{o1} C_{o2}}$$

则需要将 $\gamma=3$ 代入

$$g_{m1}=0.183\text{mS}$$

$$C_{o1} = 20\text{pF}$$

$$g_{m2}=6.79\text{mS}$$

$$C_{o2} = 340\text{pF}$$

$$C_c = 42\text{pF}$$

补偿效果

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}} = 2\pi \times 2.82\text{Hz}$$
$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = 2\pi \times 2.08\text{MHz}$$

$$\gamma = \frac{\omega_{p2}}{A_0\omega_{p1}} = 3.02 \quad \xi_f \approx \frac{\sqrt{\gamma}}{2} = 0.8689 \quad e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi} = 0.004$$

$$\omega_{f0} \approx \sqrt{A_0\omega_{p1}\omega_{p2}} = 2\pi \times 1.20\text{MHz}$$

误差小于0.1%的精度回落到稳定值1附近的总延时

$$\frac{6.9}{\xi_f\omega_{f0}} \approx 1.1\mu\text{s}$$

通用运放单位增益应用

$$Q_F = \frac{\sqrt{(1 + A_0 F)\omega_{p1}\omega_{p2}}}{\omega_{p1} + \omega_{p2}}$$

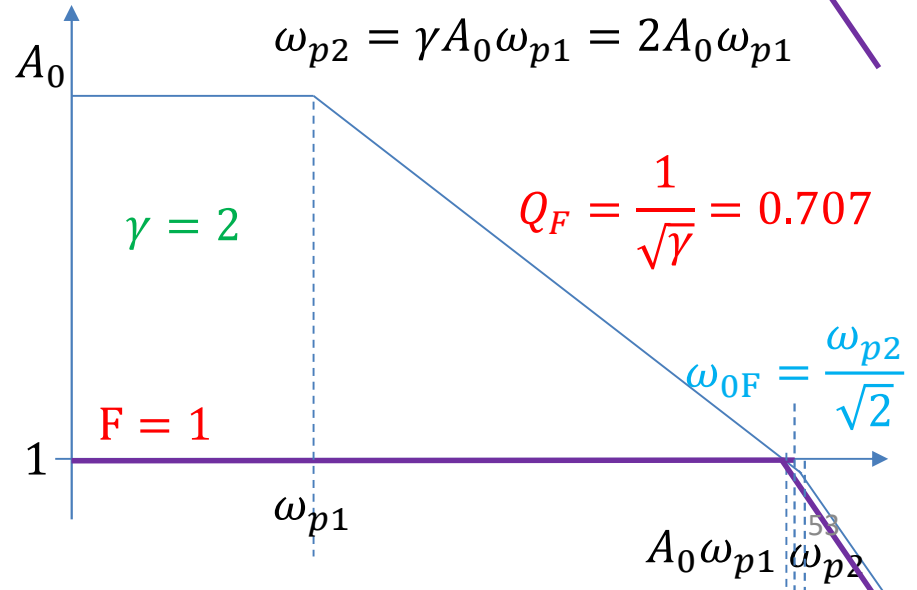
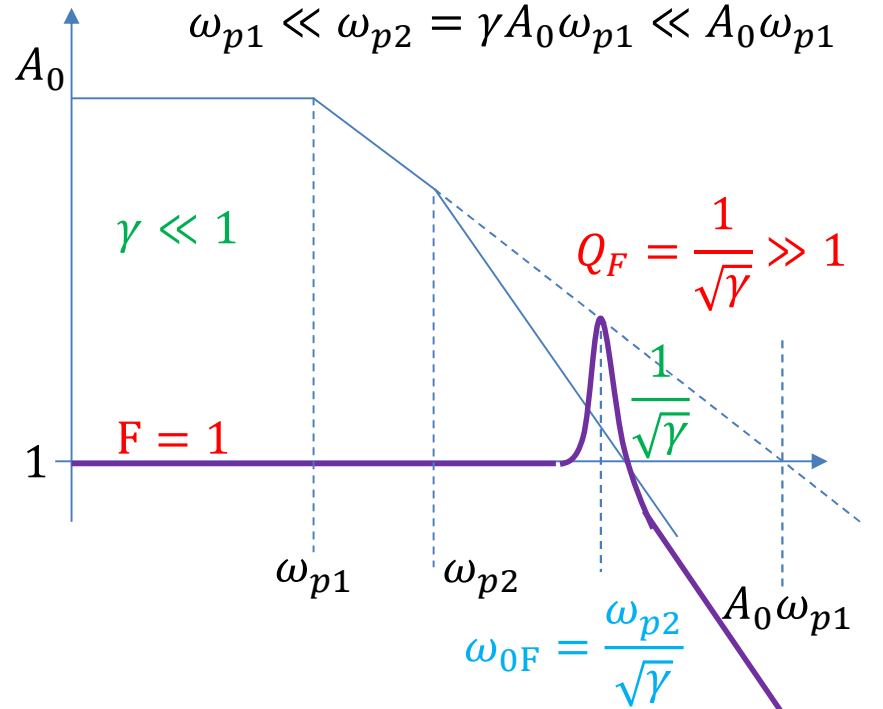
$$\stackrel{\substack{\omega_{p1} \ll \omega_{p2} \\ F=1, A_0 \gg 1}}{\approx} \frac{\sqrt{A_0 \omega_{p1} \gamma A_0 \omega_{p1}}}{\gamma A_0 \omega_{p1}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

$$\omega_{0F} = \sqrt{(1 + A_0 F)\omega_{p1}\omega_{p2}}$$

$$\stackrel{F=1, A_0 \gg 1}{\approx} \sqrt{A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}$$

$$= \frac{\omega_{p2}}{\sqrt{\gamma}}$$

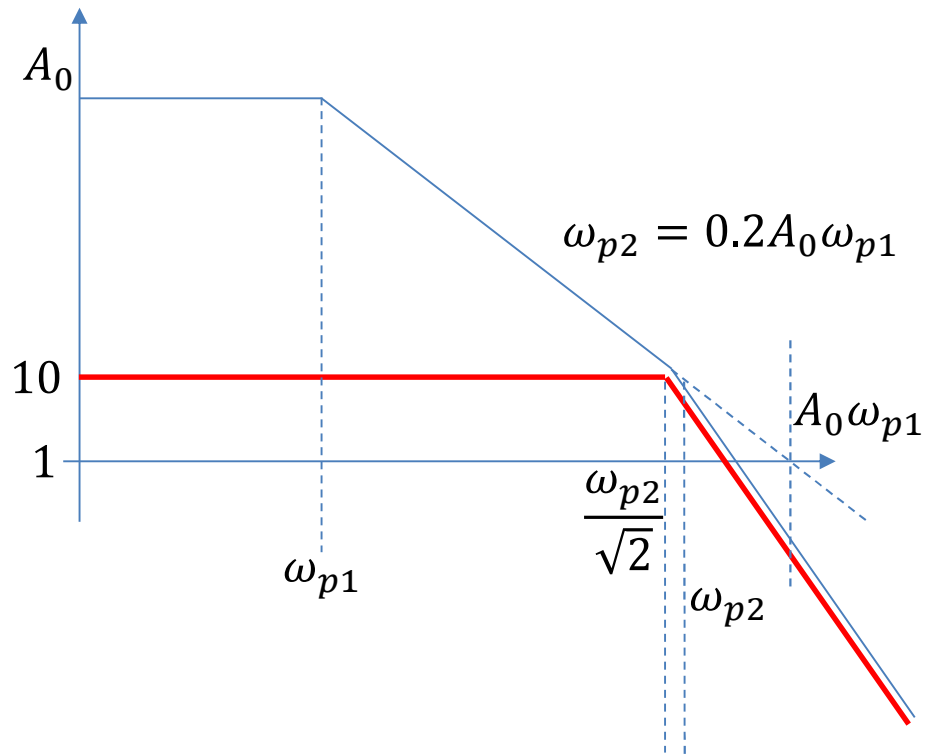


$$\begin{aligned}
 Q_F &= \frac{\sqrt{(1 + A_0 F) \omega_{p1} \omega_{p2}}}{\omega_{p1} + \omega_{p2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2, 3, 4}} = \frac{1}{\sqrt{opt}} \\
 A_0 F \gg 1 &\approx \frac{\sqrt{A_0 F \omega_{p1} \gamma A_0 \omega_{p1}}}{\omega_{p1} + \gamma A_0 \omega_{p1}} \\
 \omega_{p2} \gg \omega_{p1} &\approx \sqrt{\frac{F}{\gamma}}
 \end{aligned}$$

$$\gamma \approx opt \cdot F = 2F, 3F, 4F$$

$$\begin{aligned}
 \omega_{0F} &= \sqrt{(1 + A_0 F) \omega_{p1} \omega_{p2}} \\
 &= \sqrt{\frac{F}{\gamma} \gamma A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}} = \sqrt{\frac{F}{\gamma}} \omega_{p2} \\
 &= \frac{\omega_{p2}}{\sqrt{opt}}
 \end{aligned}$$

专用运放单位增益应用



$\gamma = 0.2 = 2F$ 则可获得幅度最大平坦
 $\gamma = 0.3 = 3F$ 则可获得群延时最大平坦

闭环增益为**10**，反馈系数为**0.1**

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}$$
$$\approx \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$
$$\approx \frac{g_{m2}C_c}{(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\omega_{p2} = \gamma A_0 \omega_{p1}$$

$$C_c \approx \frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) + \sqrt{\left(\frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) \right)^2 + \gamma \frac{g_{m1}}{g_{m2}} C_{o1} C_{o2}}$$

$$\gamma = \text{opt} \cdot F = 0.3$$

$$C_c = 9 \text{ pF}$$

补偿效果

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}} = 2\pi \times 13.1 \text{ Hz}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = 2\pi \times 0.978 \text{ MHz}$$

$$\gamma = opt \cdot F = \frac{\omega_{p2}}{A_0 \omega_{p1}} \quad \xi_f = \frac{1}{2Q_F} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{F}{\gamma}}} = \frac{\sqrt{opt}}{2} = 0.8732 \quad e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi} = 0.0036$$

$$opt = \frac{\omega_{p2}}{A_0 F \omega_{p1}} = 3.05$$

$$\omega_{f0} \approx \sqrt{A_0 F \omega_{p1} \omega_{p2}} = 2\pi \times 0.56 \text{ MHz}$$

误差小于**0.1%**的精度回落到稳定值**1**附近的总延时

$$\frac{6.9}{\xi_f \omega_{f0}} \approx 2.25 \mu\text{s}$$

如果采用**30pF**补偿电容的通用运放

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}} = 2\pi \times 3.97Hz$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = 2\pi \times 1.85MHz$$

$$\gamma = \frac{\omega_{p2}}{A_0\omega_{p1}} = 1.912 \quad \xi_f = \frac{1}{2Q_F} = \frac{\sqrt{\gamma}}{2\sqrt{F}} = 2.186$$

过阻尼，无过冲

$$\omega_{f0} \approx \sqrt{A_0F\omega_{p1}\omega_{p2}} = 2\pi \times 0.42MHz$$

误差小于0.1%的精度
回落到稳定值1附近的
总延时

$$6.9\tau_2 \approx 10.7\mu s$$

$$\tau_{1,2} = \frac{1}{\left(\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_{f0}} \approx 91ns, 1.55\mu s$$

特定应用下，通用
运放并非最优设计

期末考试

- **考试时间：2021年1月2日，14:30-16:30**
 - **答疑时间：2020年12月31日全天，罗姆楼4105房间**
- **考试地点：**
 - **一教101 2014011288-2019010980 71人**
 - **一教201 2019010981-2019011105 90人**
 - **一教205 2019011106-2019080027 90人**
- **要求**
 - 隔行隔列
 - 带计算器/带学生证（置于桌子右上角）
 - 不允许带任何草稿纸，答题纸就是草稿纸
 - 草稿纸不够举手向监考老师要
 - 教师数卷子无误允许走时才能离场

和电路直接相关的后续本科课程

- 专业核心课

- 高层

- 《数字逻辑与处理器基础》 电路所开设
- 《信号与系统》 通信所开设

- 底层

- 《电磁场》 光电、微波所开设
- 《固体物理》 光电所开设

电路是构建信息系统的物理层基础，是电子系学生区别于其他院系学生的看家本领

- 专业限选课

- 《模拟电路原理》

- 《数字系统设计》

- 《通信电路》

电路所开设

- 《现代计算机体系结构》

电路所开设

- 《微波技术》

光电、微波所开设

- 《射频通信电路》

微波所开设

同学们通过继续深入学习相关课程，加强实践训练，切实掌握电路系统的基本设计方法