



# 通信电路原理

---

## 第五章 正弦波振荡器

### 正反馈原理



# 正弦波振荡器

---

- 5.1 基本概况
- 5.2 反馈振荡器的基本工作原理
- 5.3 LC振荡器的电路分析
- 5.4 振荡器的频率稳定度
- 5.5 晶体振荡器
- 5.6 其他振荡
  - 负阻振荡
  - RC振荡
  - 特殊振荡



## 5.1 振荡器定义

- **振荡器是一种不需外加信号激励就能自动将直流能量转换为周期性交变能量的器件**
  - **从能量的观点看，放大器是一种在输入信号控制下，将直流电源提供的直流电能转变为按输入信号规律变化的交变电能的电路**
  - **而振荡器是不需要输入信号，就能自动地将直流电源的电能转变为特定频率和幅度的交变电能的电路**

# 振荡器构成

## ■ 振荡器的三个基本构件

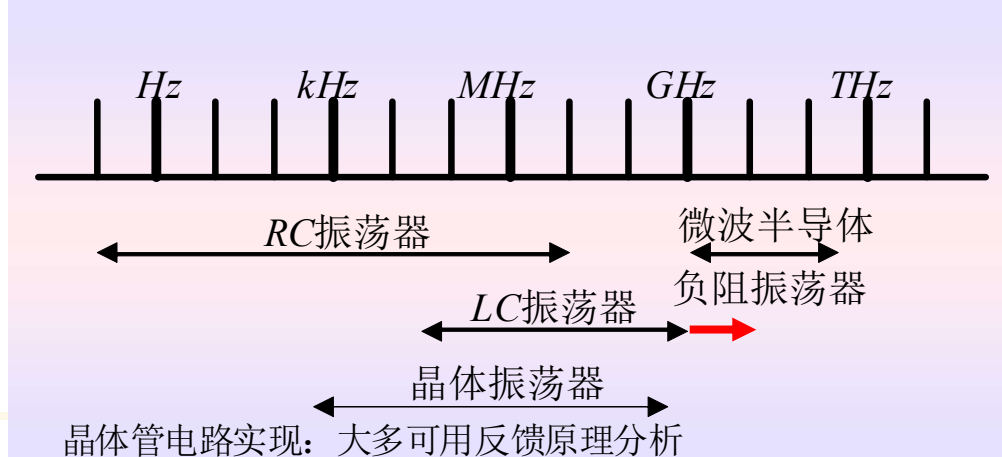
- **直流电源**：为振荡器提供电能
- **带有正反馈通路的放大器或负阻器件**：至少含有一个具有能量转换作用的有源器件，如负阻器件或带正反馈通路的受控源（也可等效为负阻器件），以补充振荡器的能量损耗（偏置电路、器件自身、谐振腔损耗、负载耗能），来保证有稳定的振荡输出
- **频率决定器件**：振荡器必须有频率决定器件，如由电阻、电容、电感和晶体等构成的（谐振腔）选频网络、移相网络或延时网络

放大器

振荡器

滤波器

# 振荡器分类



- **按振荡波形分类**
  - **正弦波振荡器、非正弦波振荡器 (多谐振荡)**
- **按工作机理分类: 正弦波振荡器**
  - **反馈振荡器、负阻振荡器**
- **按选频网络分类: 正弦波振荡器**
  - **LC振荡器、RC振荡器、晶体振荡器**



# 振荡器应用

---

- 通信系统中有广泛的应用
  - 混频器的**本振信号**
  - 调制中的**载波信号**，解调中的**本地载波信号**
  - 时钟、定时电路、电子测量设备的**基准信号**
- 工业生产部门广泛应用的高频电加热设备
  - 微波炉，电疗设备



# 非线性动态系统

- **正弦波振荡器是一个含有非线性换能元件（晶体管，负阻器件）和线性储能元件（电感、电容）的闭环系统，它是一个非线性动态网络，因此要对它进行分析，至少需求解一个二阶以上的非线性微分方程**
  - **方程求解麻烦**
  - **采用计算机数值方法，如用SPICE进行瞬态分析**

# 准线性分析

- 为便于原理性地定性地分析阐明正弦波振荡器的振荡特性，这里在进行正弦振荡电路分析时，我们采用**准线性分析方法**
  - 在振荡的初始阶段，系统内流通的信号比较微弱，属交流小信号分析，因而可以采用微分元件电路模型对系统进行线性分析（如同交流小信号放大器分析），以此确定这一时期振荡器的工作情况
    - 换能器件工作点位于等效负阻区，等效负阻供能大于正阻耗能，谐振腔内能量越聚越多，信号幅度越来越大，导致换能器件进入非线性工作区
  - 换能器件进入非线性工作区，产生诸多高次谐波分量，高Q谐振腔的存在导致高次谐波分量无法通过，故而可定义**准线性元件**来替代微分元件（**增益、负阻**），仍然采用线性方法进行准线性分析，以此获得重要的具有指导意义的结论
    - 当准线性负阻降低到和正阻恰好抵偿后（当准线性增益下降到和反馈系数倒数相当时），则进入平衡状态，只要满足稳定平衡条件，则可稳定输出正弦信号

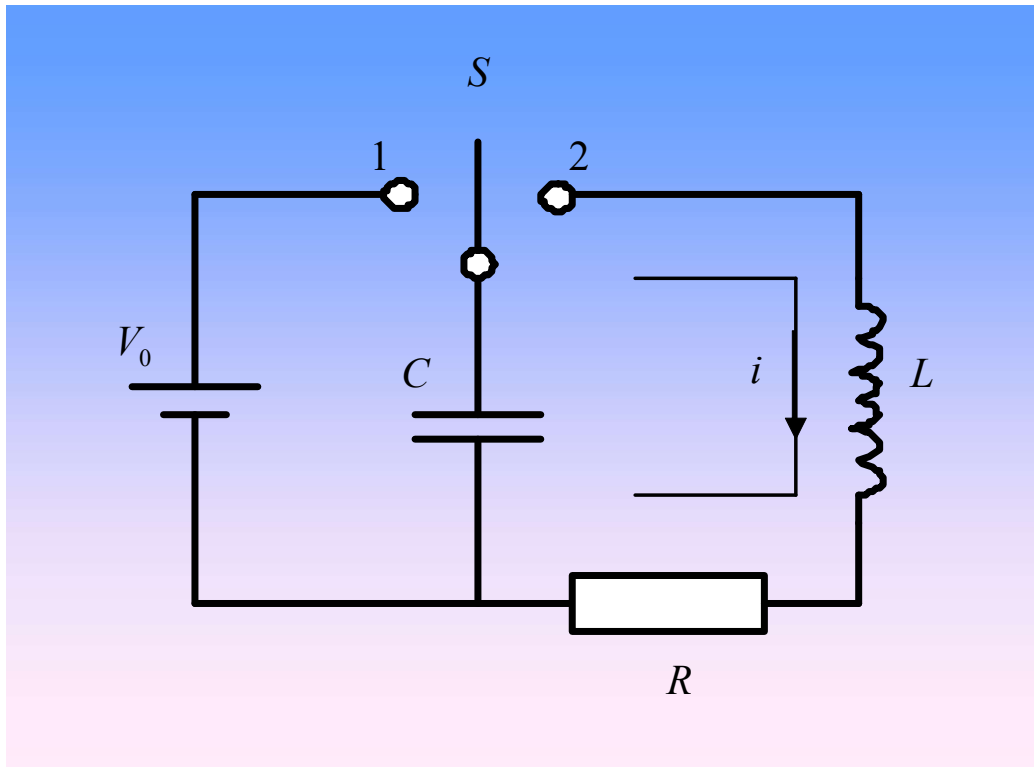


- 首先以LC回路的自由振荡为例，来阐述如下结论
  - 只有适时地补充能量，才能维持振荡器稳定振荡所要求的能量平衡：正反馈振荡原理
  - 如果LC回路电阻耗能被负阻供能抵偿，则可维持等幅振荡：负阻振荡原理

## 5.2 反馈振荡器的工作原理

- 以互感耦合LC振荡器为例，根据反馈振荡器的工作原理，说明反馈型正弦波振荡器达到稳定振荡的三个基本条件
  - **起振条件**：首先，要让振荡器自己振起来
    - 自激振荡：无需外加激励，噪声足亦
  - **平衡条件**：其次，保证振荡器环路中的能量补充恰好抵偿能量消耗，达到环路平衡
  - **稳定条件**：最后，还要保证振荡器是稳定的，如果外加干扰使得振荡器偏离了环路平衡状态，干扰消失后，振荡器系统应能自动恢复到原来的平衡状态

# LC回路的自由振荡



$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = 0$$

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0$$

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0$$

$$\xi = \frac{1}{2Q} = \frac{R}{2Z_0}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Z_0 = \omega_0 L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$t = 0^+ : i = 0, L \frac{di}{dt} = V_0$$

$$i(t) = \frac{V_0}{2Z_0 \sqrt{\xi^2 - 1}} e^{-\xi\omega_0 t} \left( e^{\sqrt{\xi^2 - 1}\omega_0 t} - e^{-\sqrt{\xi^2 - 1}\omega_0 t} \right) \quad (t \geq 0)$$

# RLC串联谐振自由振荡

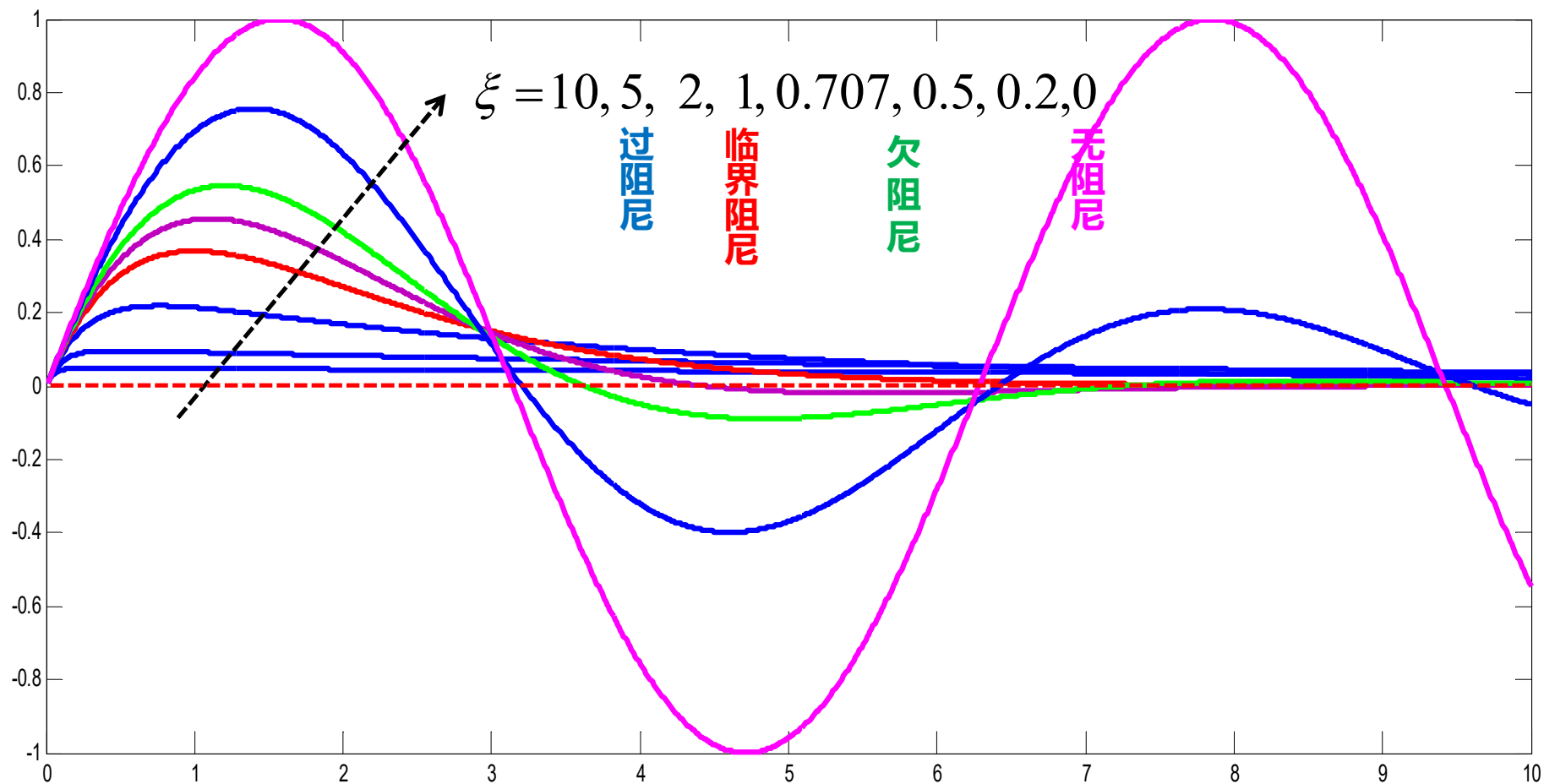
$$Z_0 = \omega_0 L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\xi = \frac{R}{2Z_0}$$

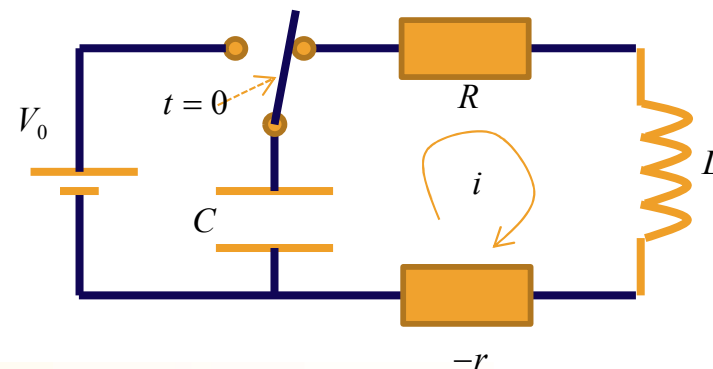
$$i(t) = \frac{V_0}{2Z_0 \sqrt{\xi^2 - 1}} e^{-\xi \omega_0 t} \left( e^{\sqrt{\xi^2 - 1} \omega_0 t} - e^{-\sqrt{\xi^2 - 1} \omega_0 t} \right) \quad (t \geq 0)$$

$$i(t) = \begin{cases} \frac{V_0}{Z_0} e^{-\xi \omega_0 t} \frac{\sinh \sqrt{\xi^2 - 1} \omega_0 t}{\sqrt{\xi^2 - 1}} & \xi > 1 & \text{过阻尼} \\ \frac{V_0}{Z_0} \omega_0 t e^{-\omega_0 t} & \xi = 1 & \text{临界阻尼} \\ \frac{V_0}{Z_0} e^{-\xi \omega_0 t} \frac{\sin \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 t}{\sqrt{1 - \xi^2}} & 0 < \xi < 1 & \text{欠阻尼} \\ \frac{V_0}{Z_0} \sin \omega_0 t & \xi = 0 & \text{无阻尼} \end{cases}$$

# 过阻尼、临界阻尼、欠阻尼、无阻尼



# 如何实现无阻尼?



## 实际振荡电路中总是存在正阻损耗

- 能量输出：负载损耗
- 谐振腔损耗
- 偏置电路损耗
- 换能器件损耗
- ...

## 通过在回路中引入等效负阻抵偿正阻可实现等价的无阻尼

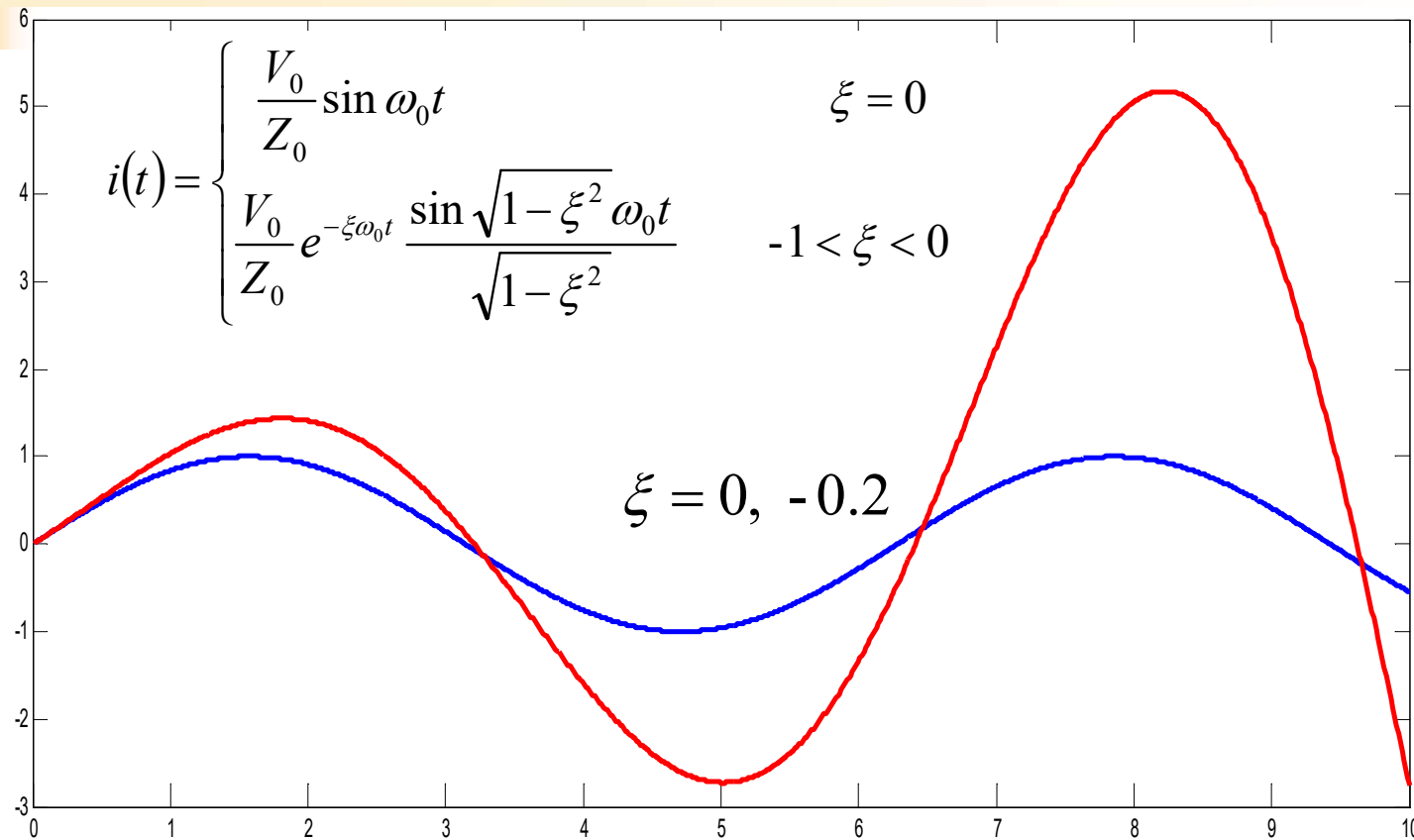
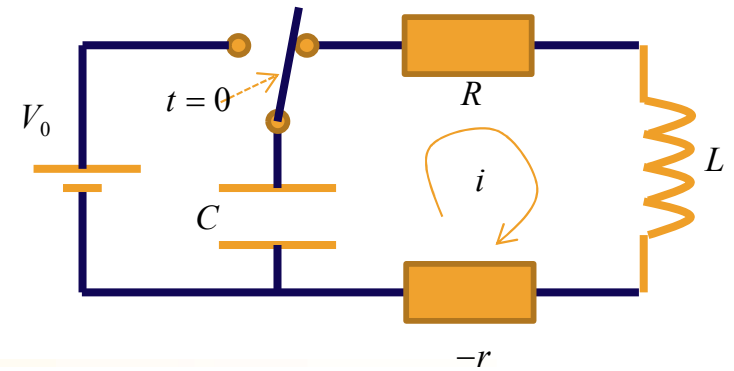
$$i(t) = \begin{cases} \frac{V_0}{Z_0} \sin \omega_0 t & \xi = 0 \\ \frac{V_0}{Z_0} e^{-\xi \omega_0 t} \frac{\sin \sqrt{1-\xi^2} \omega_0 t}{\sqrt{1-\xi^2}} & -1 < \xi < 0 \\ \frac{V_0}{Z_0} \omega_0 t e^{-\omega_0 t} & \xi = -1 \\ \frac{V_0}{Z_0} e^{-\xi \omega_0 t} \frac{\sinh \sqrt{\xi^2 - 1} \omega_0 t}{\sqrt{\xi^2 - 1}} & \xi < -1 \end{cases}$$

**在负阻器件进入非线性区之前**

**高Q值：正弦振荡**  
**低Q值：张弛振荡**

$$Q = \frac{1}{2|\xi|}$$

# 无阻尼、负阻尼

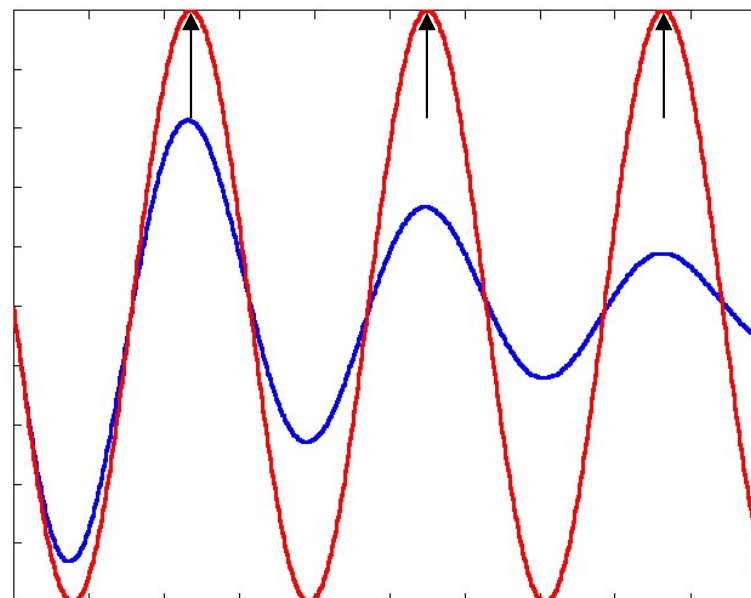


**电路中植入等效负阻**

**起始阶段：等效负阻 > 正阻损耗：等效负欠阻尼，增幅振荡**

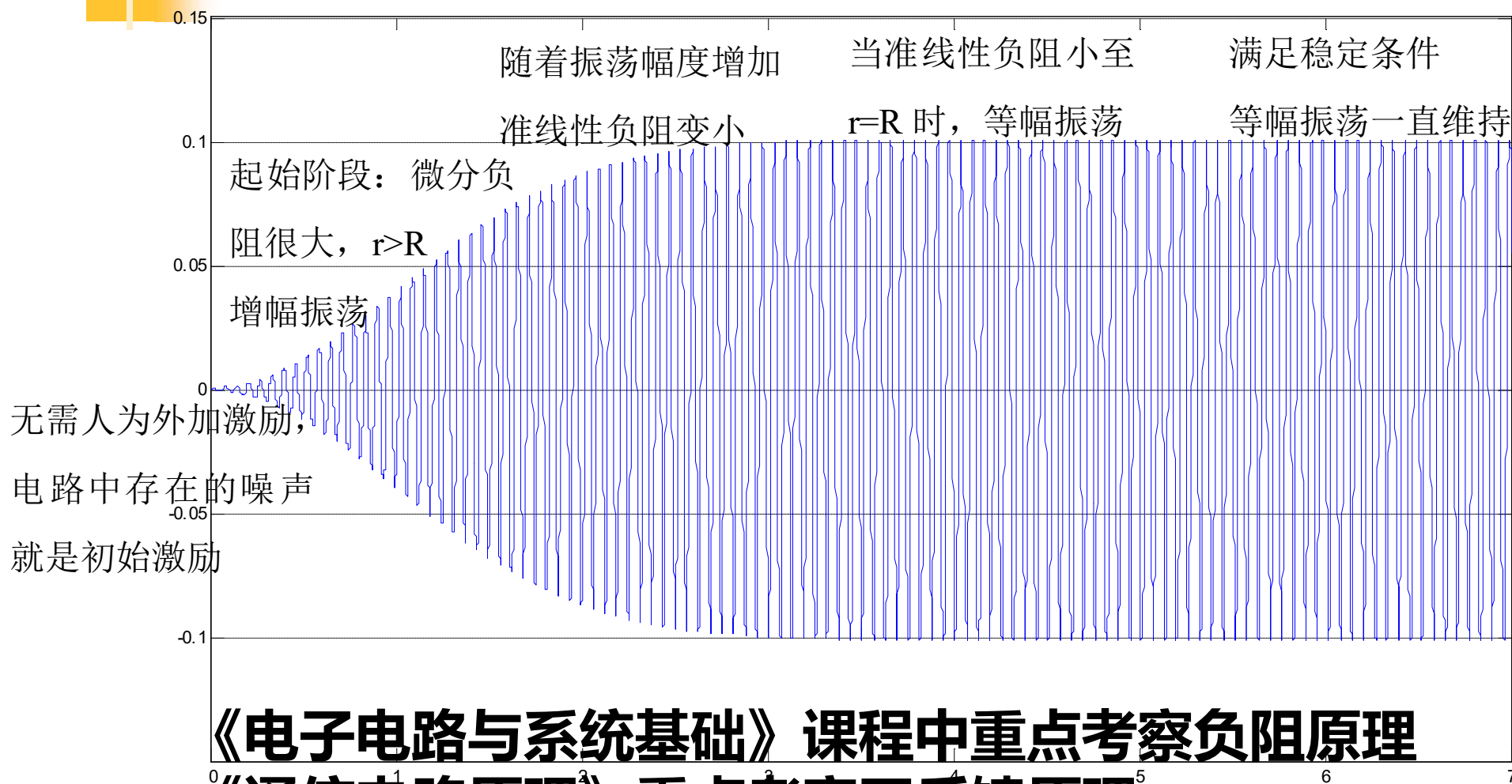
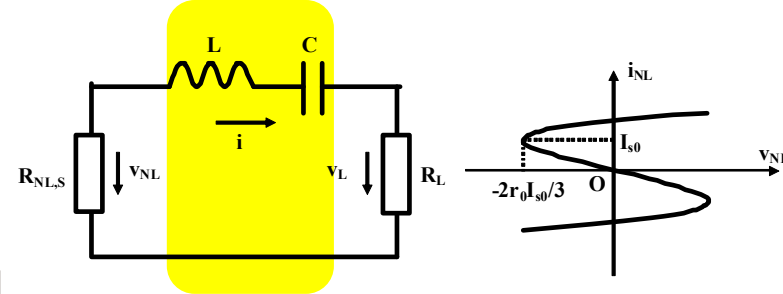
**稳定输出：等效负阻 = 正阻损耗：等效无阻尼，等幅振荡**

# 等幅振荡



- 如何得到等幅振荡？
  - 用负阻抵消正阻损耗—负阻振荡器
  - 适时补充能量—反馈振荡器
    - 相差 $2n\pi$ 的位置补充能量：正反馈
- 是否会出现增幅振荡，以至无穷大？
  - 增幅振荡出现在振荡器初始阶段（满足**起振条件**）
  - 但是随着振荡幅度的增加，非线性的换能器件将会进入非线性工作区，或者放大倍数减小，或者负阻效应减弱，总之其换能效应（将直流电能转换为交流电能的能力）降低，当供能恰好抵偿耗能（满足**平衡条件**）时，将进入等幅振荡阶段，并保持稳定输出（满足**稳定条件**）

# 从起振到稳定输出



《电子电路与系统基础》课程中重点考察负阻原理  
《通信电路原理》重点考察正反馈原理



- 只有当反馈放大器的闭环增益为无穷大时，它才有可能成为一个振荡器
- 反馈振荡器在振荡频率 $\omega_{OSC}$ 达到反馈平衡，一定满足 $A(j\omega_{OSC})F(j\omega_{OSC})=1$

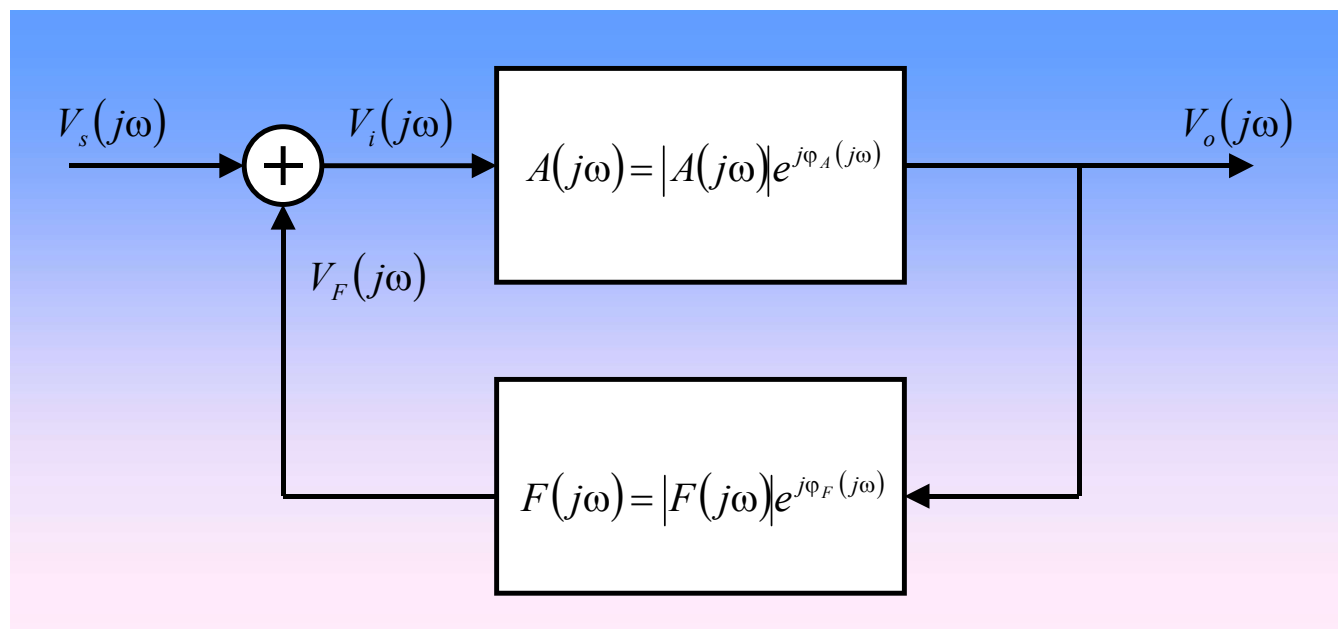
# 反馈振荡器的工作原理

## 带有反馈的放大器

$$\dot{V}_o = A(j\omega)\dot{V}_i$$

$$\dot{V}_F = F(j\omega)\dot{V}_o$$

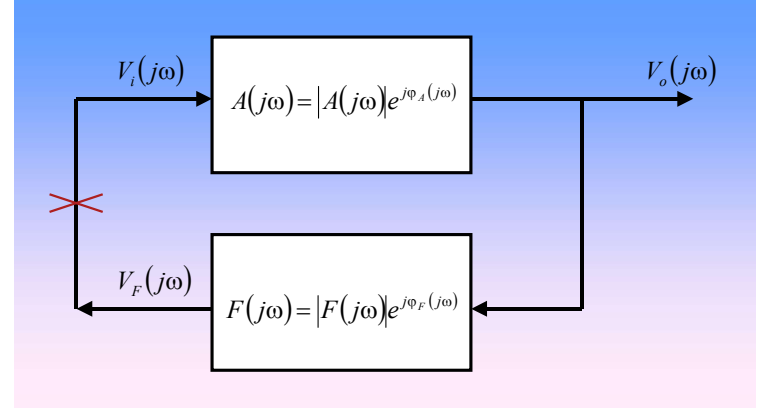
$$\dot{V}_i = \dot{V}_s + \dot{V}_F$$



$$\dot{V}_o = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)F(j\omega)} \dot{V}_s$$

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)F(j\omega)} = H(j\omega)$$

# 反馈振荡器的平衡条件



## ■ (开环) 环路增益

$$T(j\omega) = \frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_i} = A(j\omega)F(j\omega)$$

## ■ 平衡条件

$$T(j\omega_{OSC}) = A(j\omega_{OSC})F(j\omega_{OSC}) = 1$$

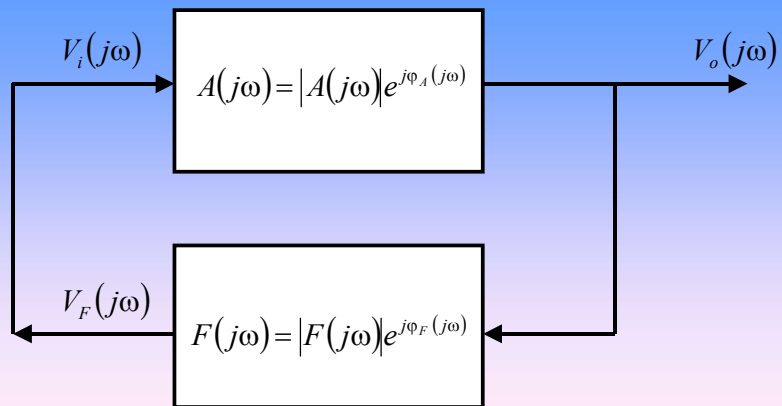
### ■ 振幅平衡条件：环路增益的模为1

$$|T(j\omega_{OSC})| = |A(j\omega_{OSC})F(j\omega_{OSC})| = 1$$

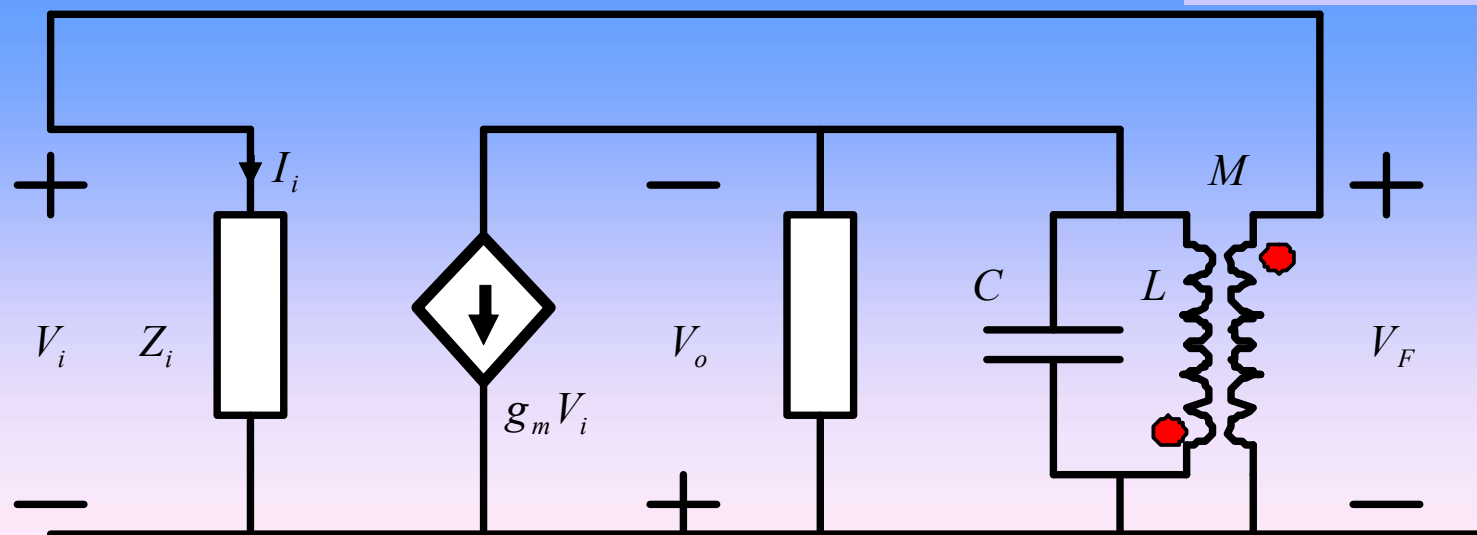
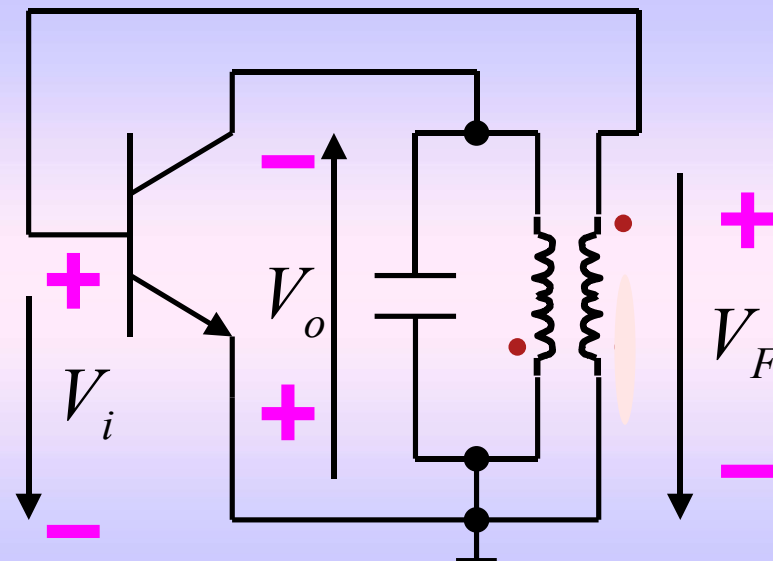
### ■ 相位平衡条件：V\_F与V\_i同相，满足正反馈

$$\varphi_{T(j\omega_{OSC})} = \varphi_{A(j\omega_{OSC})} + \varphi_{F(j\omega_{OSC})} = 2n\pi$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$



例



$$A = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = g_m Z_o$$

$$F = \frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_o} \left( = \frac{M}{L} \right)$$

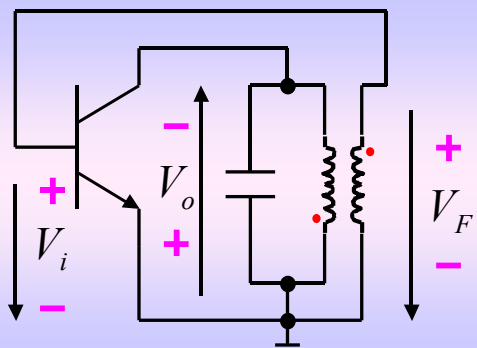
$$\dot{V}_i \rightarrow g_m \dot{V}_i \rightarrow \dot{V}_o$$

$$\uparrow \quad \dot{V}_F \quad \downarrow$$

$$|AF| = |g_m Z_o F| = 1$$

$$\sum \varphi = \varphi_{g_m} + \varphi_{Z_o} + \varphi_F = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$$

$$\sum \varphi = \varphi_{g_m} + \varphi_{Z_o} + \varphi_F = 0$$



## 相位平衡条件

### ■ 并联谐振回路的相频特性

$$\varphi_{Z_o} = -\arctan Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.3.22)$$

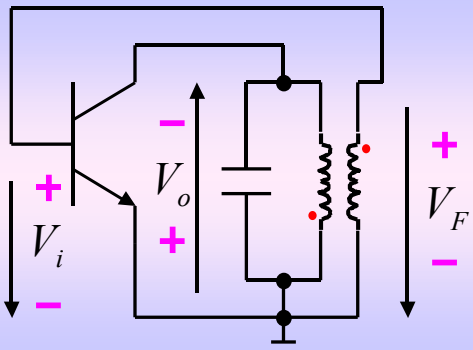
- 晶体管跨导 $g_m$ 和反馈系数 $F$ 的相角很小，在工作频点附近，几乎不随频率 $\omega$ 的变化而变化

$$\varphi_h = \varphi_{g_m} + \varphi_F$$

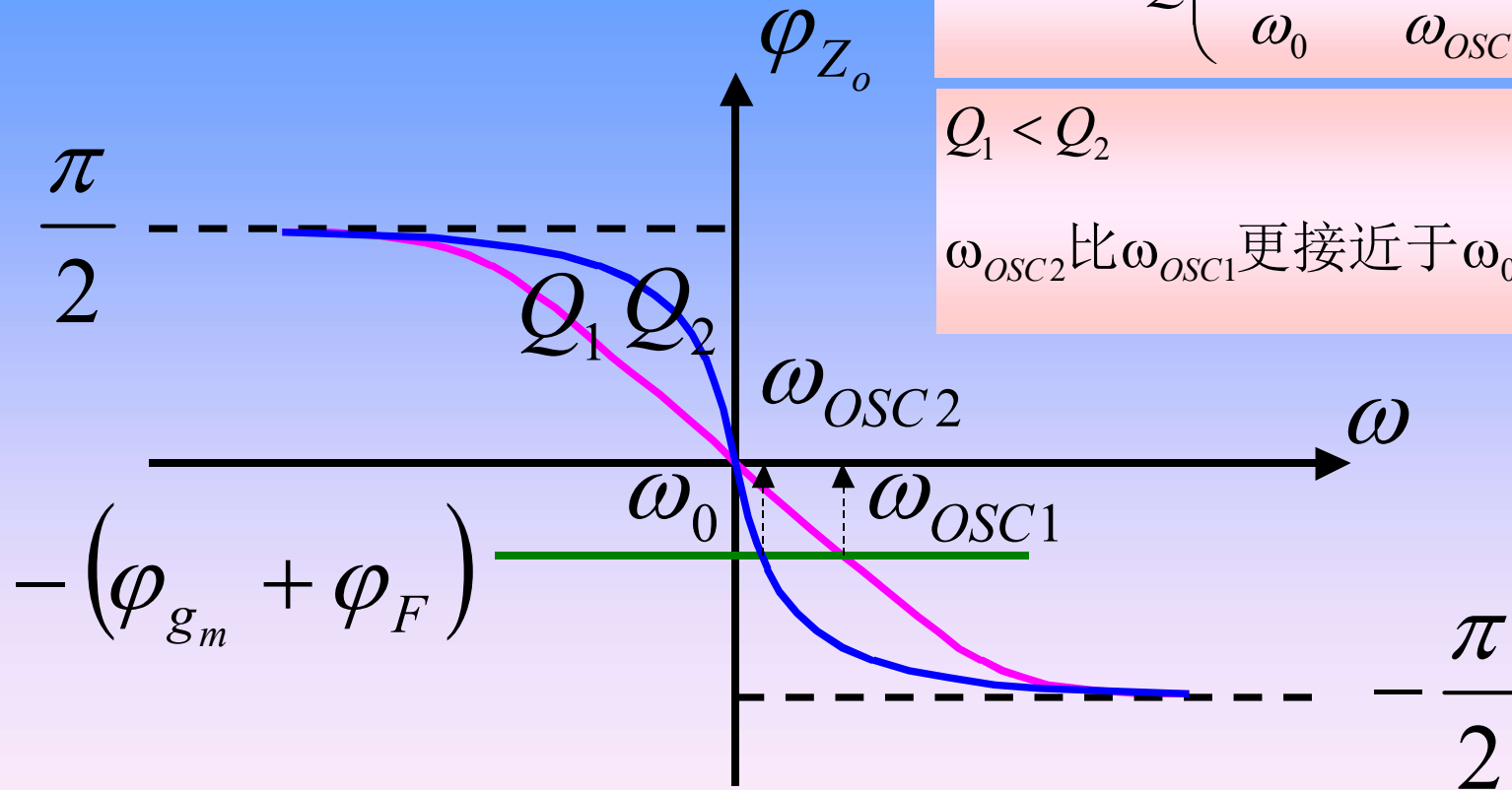
- 相位平衡条件

$$\varphi_{Z_o} = -\varphi_h$$

$$\sum \varphi = \varphi_{g_m} + \varphi_{Z_o} + \varphi_F = 0$$



## 相位平衡条件决定振荡频率



$$-\arctan Q \left( \frac{\omega_{OSC}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{OSC}} \right) = -\varphi_h$$

$$Q_1 < Q_2$$

$$\omega_{OSC2} \text{ 比 } \omega_{OSC1} \text{ 更接近于 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

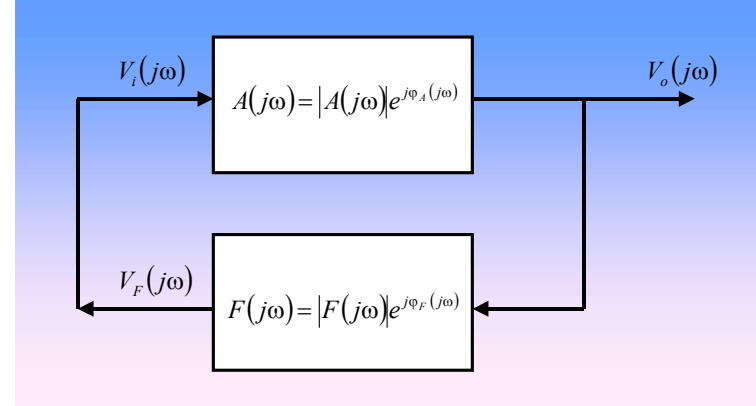
$Q$  值足够大时，可认为  $\omega_{OSC} \approx \omega_0$

$$\sum \varphi = \varphi_{g_m} + \varphi_{Z_o} + \varphi_F = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$$

# LC正弦波振荡器振荡频率

- 反馈振荡器的相位平衡条件，决定了它的振荡频率
  - 反馈振荡器的相频特性由环路中的选频回路决定
    - 选频回路的Q值越大，相频特性的斜率越陡，选频回路的选频功能就越好，反馈振荡器的振荡频率 $\omega_{osc}$ 就越接近于选频回路的中心谐振频率 $\omega_0$ 
      - 我们总是假设选频回路的Q值足够高，于是近似取LC正弦波振荡器的振荡频率 $\omega_{osc}$ 为LC谐振腔的谐振频率 $\omega_0$

# 反馈振荡器的起振条件



- 反馈振荡器满足平衡条件的输出，是靠振荡器接通电源瞬间产生的电流突变以及电路内各种微弱噪声通过振荡环路内的选频回路的频率选择，在放大器和反馈网络闭环形成
  - 为了保证输出信号从无到有，幅度不断增长，在振荡建立过程中，某个频率的反馈电压 $V_F$ 和原输入电压 $V_i$ (噪声)满足正反馈（同相），并且幅度是增加的 ( $|V_F| > |V_i|$ )
  - 反馈振荡器的起振条件

$$T(j\omega_{osc}) = \frac{\dot{V}_F(j\omega_{osc})}{\dot{V}_i(j\omega_{osc})} = A(j\omega_{osc})F(j\omega_{osc}) > 1$$

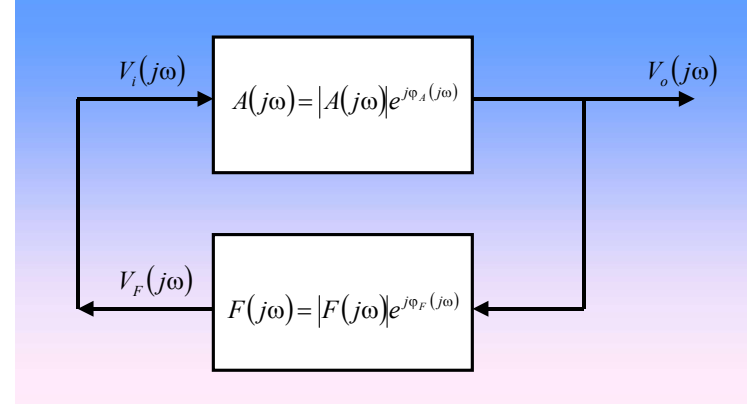
- 振幅条件

$$|T(j\omega_{osc})| = |A(j\omega_{osc})F(j\omega_{osc})| > 1$$

- 相位条件

$$\varphi_{T(j\omega_{osc})} = \varphi_{A(j\omega_{osc})} + \varphi_{F(j\omega_{osc})} = 0$$

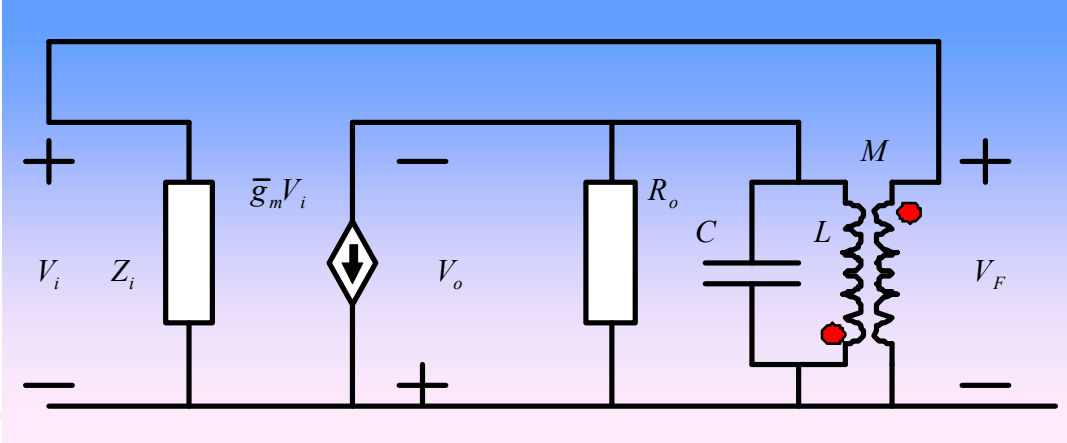
# 起振过程中的信号分析



- 起振初始，放大器工作于小信号状态
  - 线性工作状态，可用晶体管小信号微分元件等效电路计算其增益A
    - 为了获得较高的增益A，要适当设置晶体管工作点
- 振荡建立过程中，环路增益T大于1，放大器的输入 $V_i$ 不断增大，放大器从小信号工作状态进入大信号工作状态
  - 如果外界不加任何措施，晶体管将从线性区（恒流导通区）进入非线性工作区（截止区/饱和导通区）
    - 考虑到高Q值选频回路存在，虽然晶体管跨导器输出电流中含有大量的高次谐波分量，但驱动LC并联谐振回路后仅有基波电压形成，故而只考虑基波电压对基波电流的控制关系，称之为准线性跨导：准线性分析
      - 为了确保高Q值，晶体管不应进入饱和区，电路结构和偏置电路设计应考虑这一点

自偏置，放大器由A类放大变化为C类放大： $\overline{g_m} \sim \frac{I'_0}{V_{im}}$





$$\bar{g}_m = \begin{cases} \frac{I_{C0}}{V_T} & V_{im} \text{ 很小} \\ \frac{I'_0}{V_{im}} & V_{im} \text{ 较大} \end{cases}$$

- 利用准线性跨导概念，采用小信号分析方法，可利用传递函数考察起振过程中的零极点变化规律

$$H(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)F(s)} \quad A(s) = \bar{g}_m Z_o(s) = \frac{\bar{g}_m}{G_0 + \frac{1}{sL} + sC} \quad F(s) = \frac{M}{L}$$

$$H(s) = \frac{\bar{g}_m sL}{LCs^2 + \left(G_0 - \frac{M}{L} \bar{g}_m\right)sL + 1} \quad A(j\omega_0) = \frac{\bar{g}_m}{G_0} = \bar{g}_m R_p, \quad F(j\omega_0) = \frac{M}{L}$$

- 零极点分析

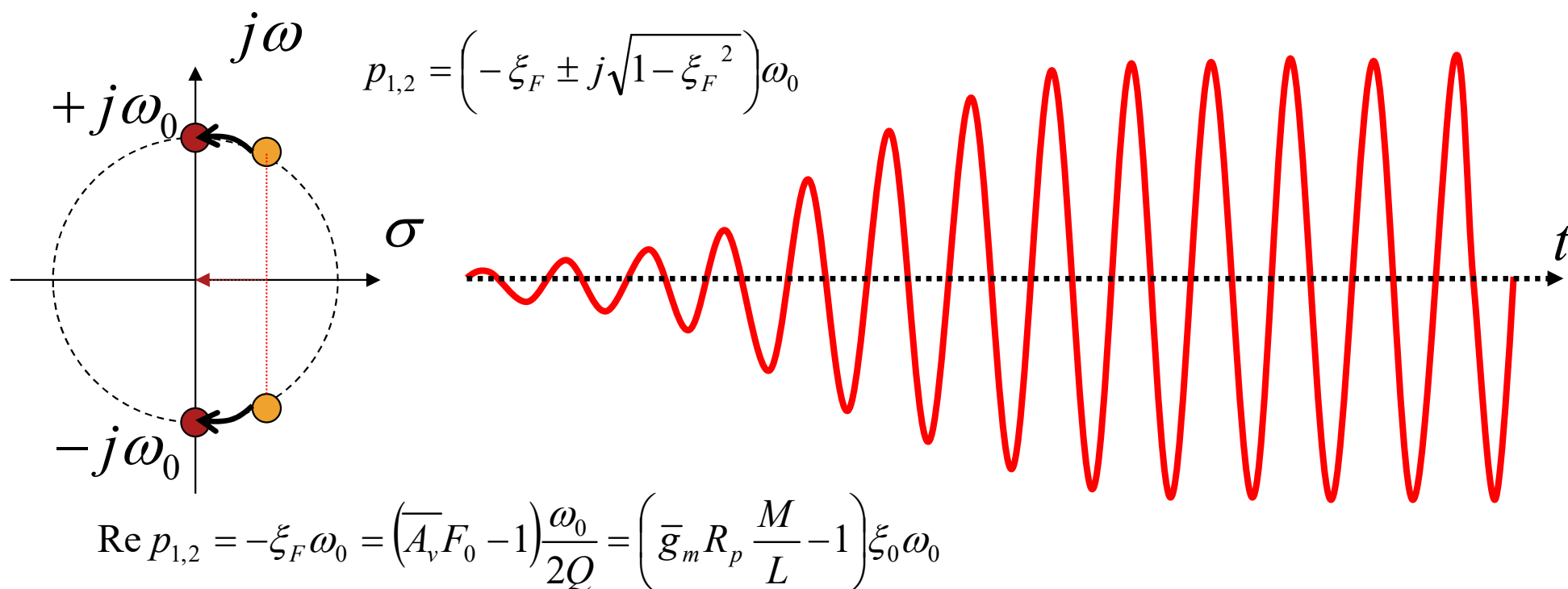
$$A(j\omega_0)F(j\omega_0) > 1$$

$$p_{1,2} = \left(-\xi \pm j\sqrt{1-\xi^2}\right)\omega_0, \quad \xi = \left(1 - \bar{g}_m R_p \frac{M}{L}\right) \frac{Z_0}{2R_p}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \xi < 0$$

- 起振起始阶段，两个共轭极点在右半平面，系统是不稳定的
  - 平衡状态对应两个共轭极点处于虚轴上，输出为稳定的正弦波

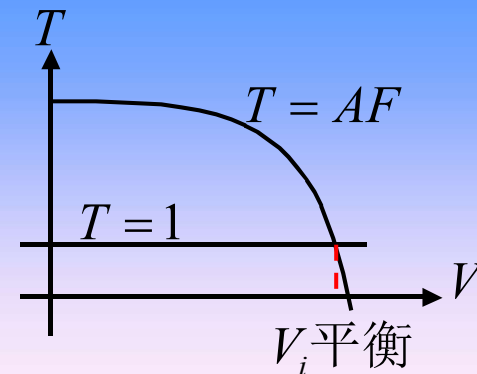
# 起振过程中的极点变化

准线性分析表明，正弦波振荡器的起振过程可视为二阶系统极点从右半平面向左半平面方向移动的过程，当移到虚轴上后，即进入到平衡状态



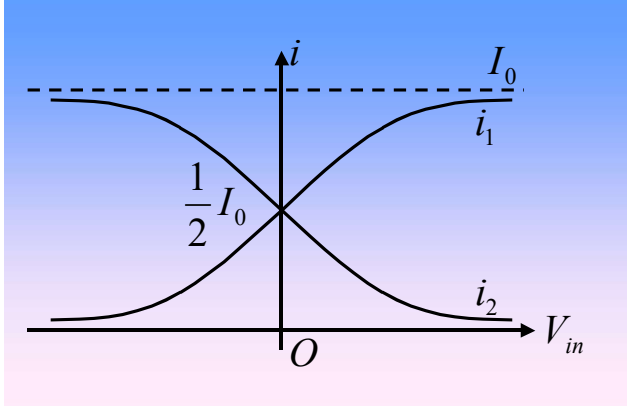
- 相位平衡条件决定振荡频率
- 振幅平衡条件决定振荡幅度

## 稳幅措施



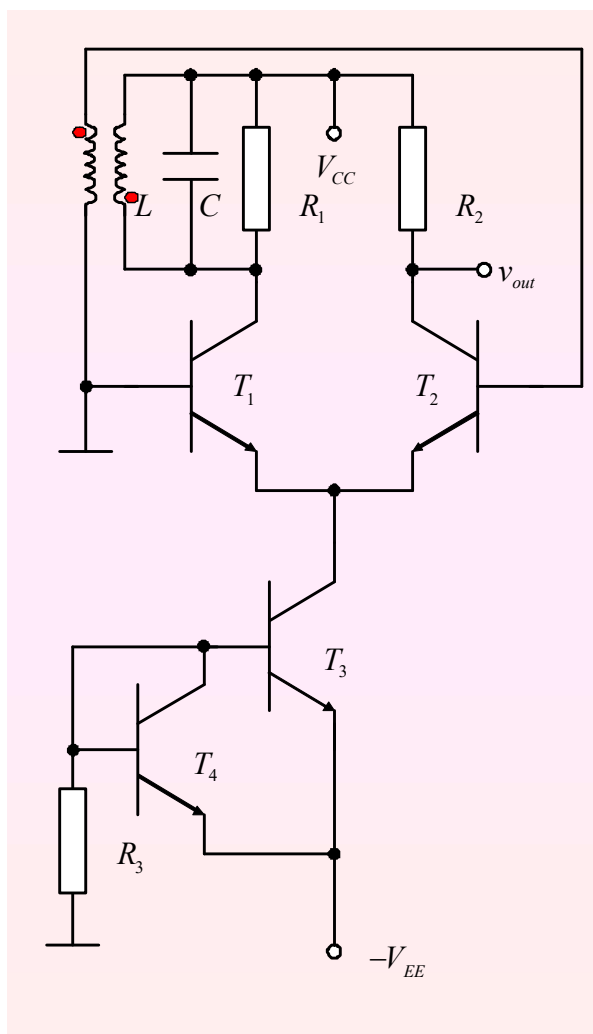
- 反馈振荡器起振条件为 $T=AF>1$ ，保证了输出信号幅度的不断增长，但随后必须限制其增长，使其达到平衡，即满足平衡条件 $T=AF=1$ 
  - 振荡环路中必须有一个非线性器件，其参数随信号的增大而变化，达到限幅的目的
    - 晶体管本身的非线性（随着输入信号的增大，晶体管进入截止或饱和状态），使得放大器的放大倍数 $A$ 随输入信号的增大而减小
    - 也可采用外加措施帮助振荡器由 $T>1$ 自动调节到 $T=1$ ，从而改善输出信号波形，减小失真
      - 特别是不要让晶体管工作于饱和区，因为饱和区的晶体管输出阻抗很低，并联在选频回路上，将使回路的 $Q$ 值降低，影响频率的稳定度

$$i_1 = \frac{I_0}{2} \left( 1 + \tanh \frac{v_{id}}{2v_T} \right) \quad i_2 = \frac{I_0}{2} \left( 1 - \tanh \frac{v_{id}}{2v_T} \right)$$



# 用差分对管代替单管

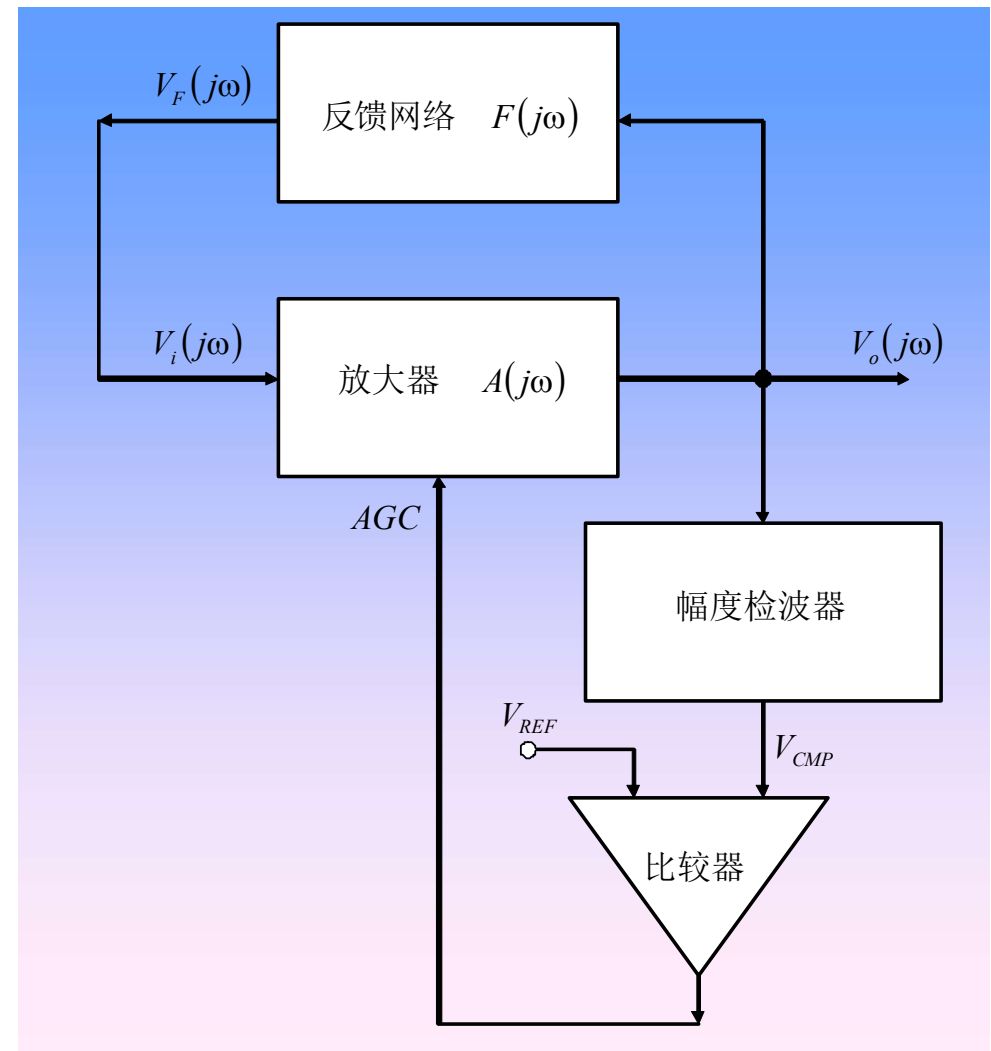
- 稳幅措施由差模非线性传输特性，而非饱和特性，保证Q值不会降低
- 输出回路不在闭合反馈环路之内，环路和负载是处于隔离状态的，负载对反馈环路无影响
- 差模传输特性是奇对称的，输出正弦波的正负半周对称性好，不仅没有偶次谐波，奇次谐波成分也较单管为小



- 当输入信号增大时，一管趋于截止，一管趋于恒流 $I_0$ 
  - 进入限幅特性的差分放大器，不是依靠饱和（单管情况），而是依靠一管截止一管恒流实现的限幅功能

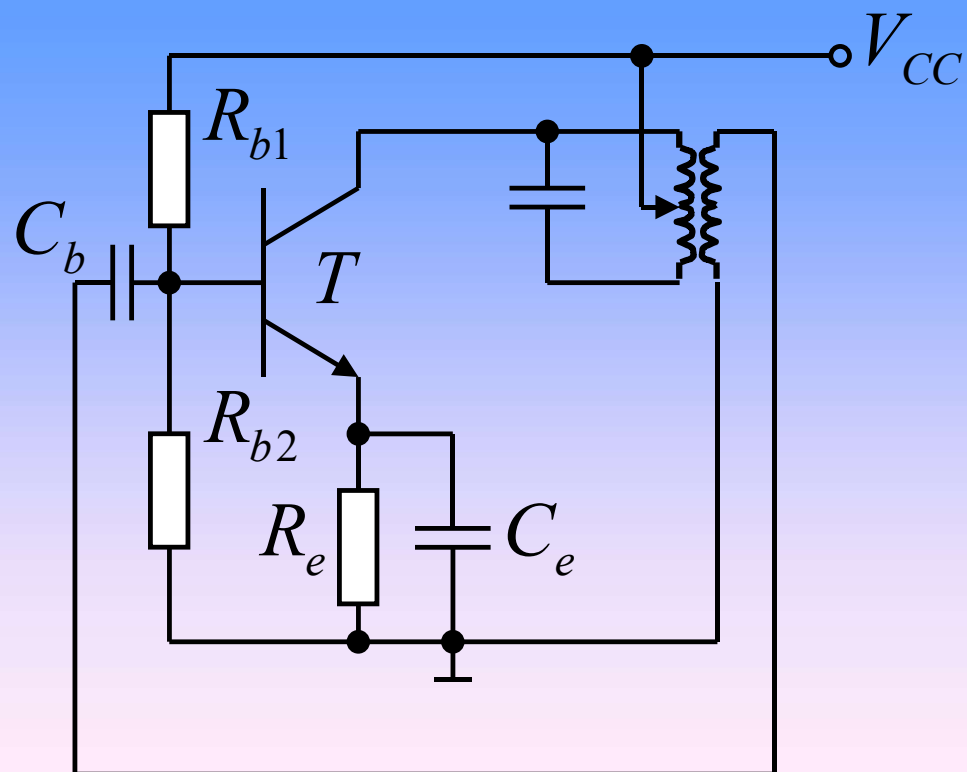
# 采用自动电平控制

- 起振时，幅度很小，放大器增益很高，环路增益  $T > 1$
- 当振幅（检波）逐渐增大到参考电平时，比较器控制衰减器率减量，使得振荡器环路增益  $T = 1$ 
  - 参考电平合适，振荡晶体管即可工作于线性区
  - 谐波分量少，噪声大



# 负反馈

- 刚起振时，正反馈占优，使得振荡幅度增大
- 起振过程中，随着幅度的增加，负反馈随之增加，从而放大器的增益降低，最终达到平衡状态
- 负反馈机制可以通过直流自偏置效应实现



# 自给偏置

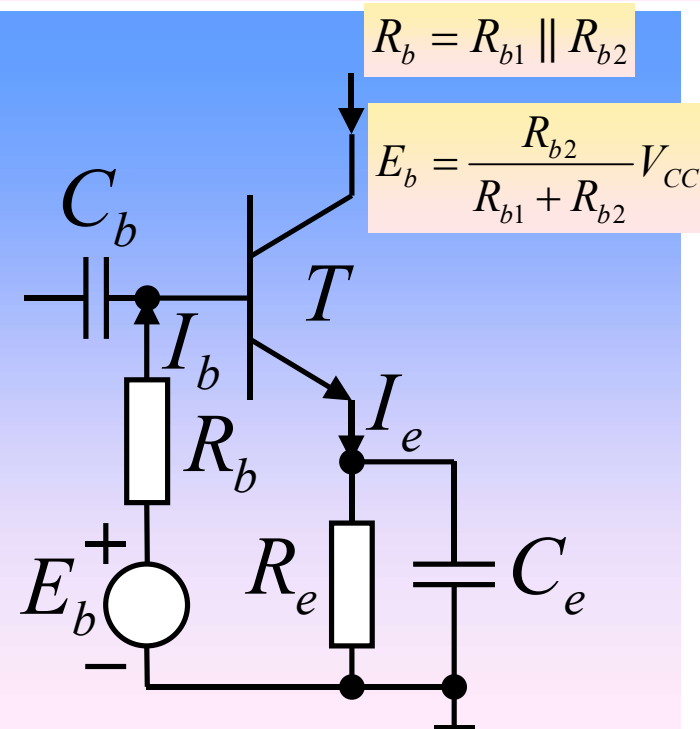
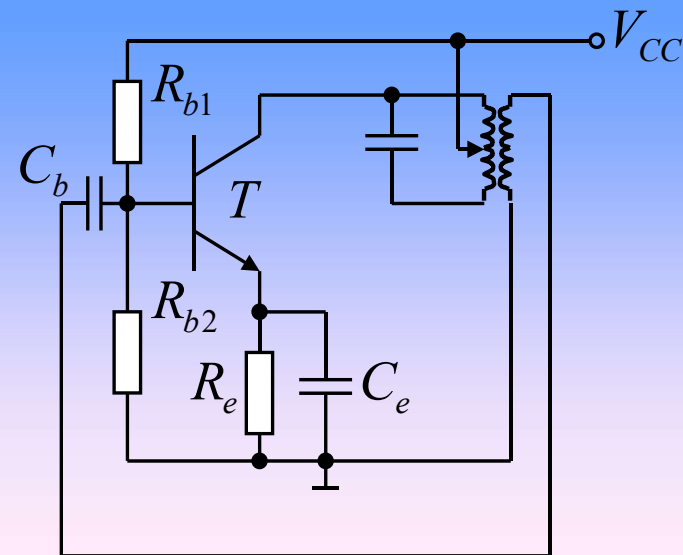
- 起振时，晶体管处于A类放大，增益高

$$V_{BEQ} = E_b - I_{bQ}R_b - I_{eQ}R_e$$

- 起振后，随着 $V_i$ 的不断增高，晶体管进入非线性区，从A类到B类变化过程中，电流 $I_e$ 正负半周不对称，于是平均电流 $I_{e=}$ 增大，大于 $I_{eQ}$ ，其在发射极上的压降 $I_{e=}R_e$ 增大；同理， $I_{b=}R_b$ 也增大

$$V_{BEQ} = E_b - I_{b=}R_b - I_{e=}R_e$$

- 直流工作点降低，放大器进而进入C类放大状态



工作点越低，导通角越小，放大器增益A越小，  
从而在起振过程中，环路增益 $T=AF$ 不断降低，  
直至 $T=1$ 的平衡状态，自给偏置加速了该过程

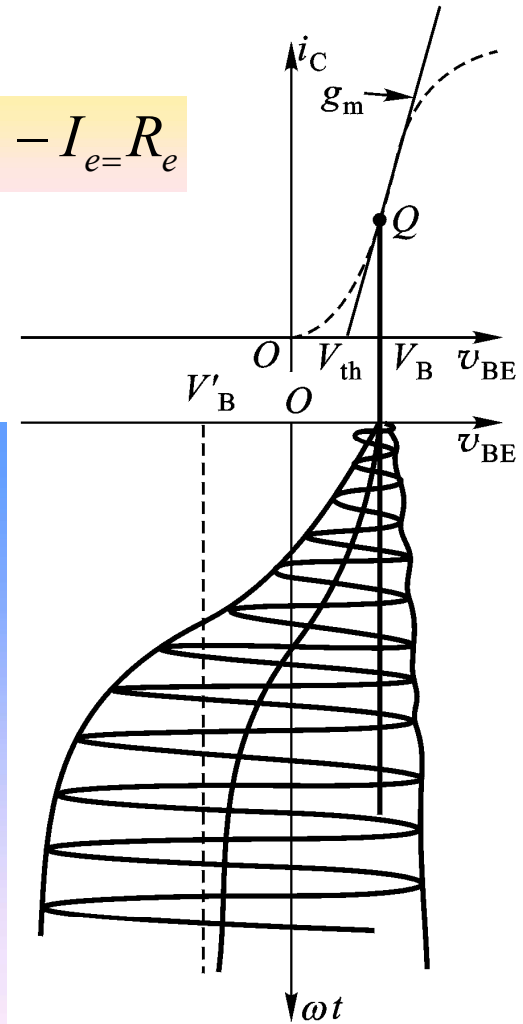
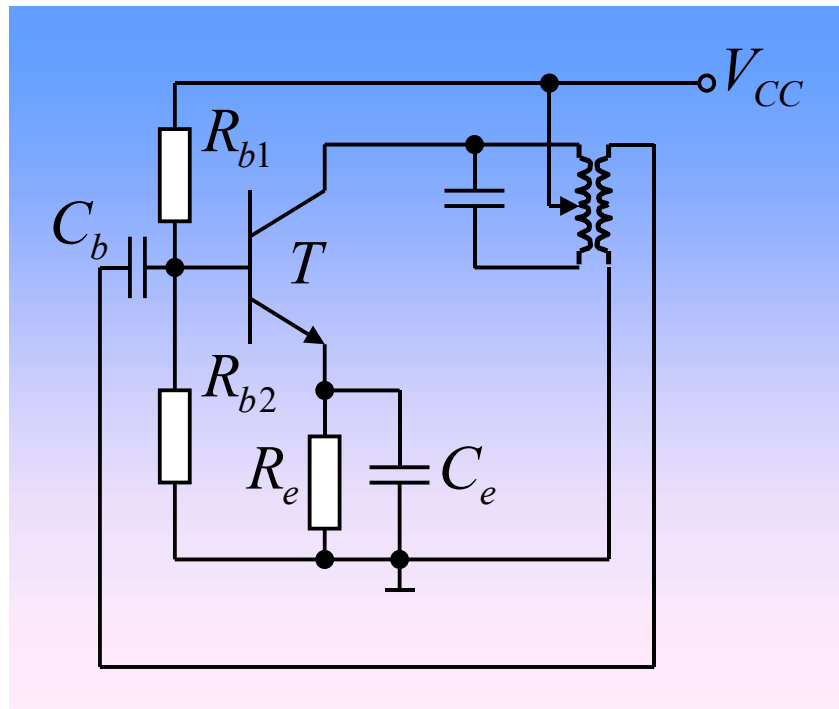
# 自给偏置

## 从A类到C类

- A类：弱信号微分跨导
- C类：强信号准线性跨导

$$V_{BEQ} = E_b - I_{b=}R_b - I_{e=}R_e$$

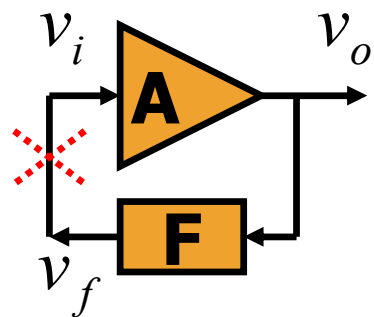
$$\overline{g_m} = \begin{cases} \frac{I_{C0}}{v_T} & V_{im} \text{ 很小} \\ \frac{I'_0}{V_{im}} & V_{im} \text{ 较大} \end{cases}$$



(b)



# 振荡条件



反馈振荡

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

$$= \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_i}$$

起振条件:

平衡条件:

稳定条件:

幅度条件

$$|AF| > 1,$$

$$|AF| = 1,$$

$$\left. \frac{\partial |AF|}{\partial v_i} \right|_{v_i(\text{平衡})} < 0,$$

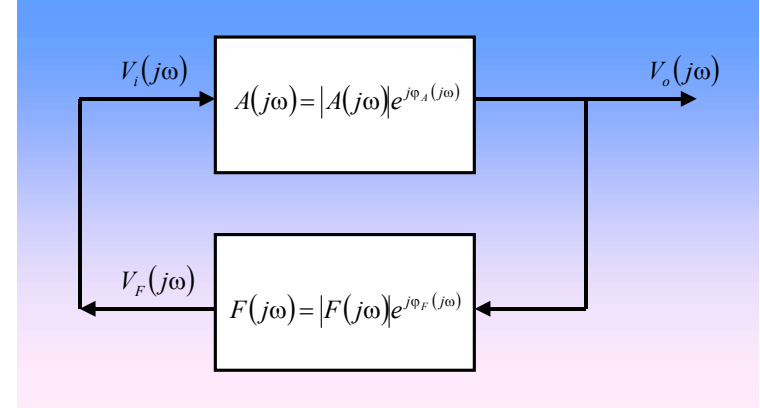
相位条件  
频率条件

$$\varphi_{AF} = 0$$

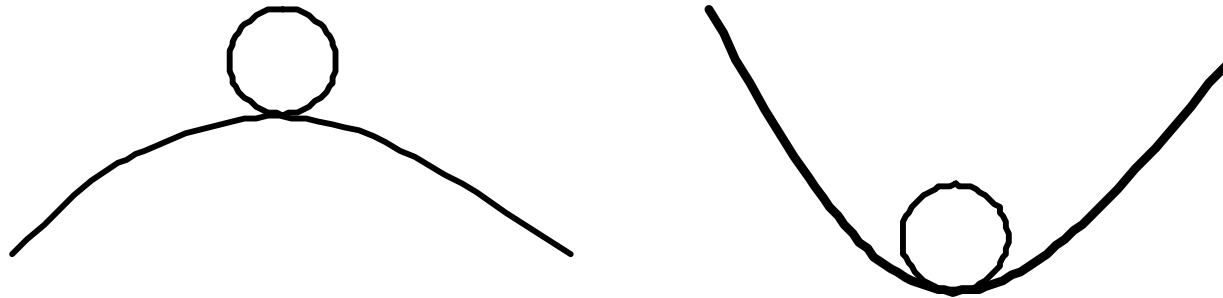
$$\varphi_{AF} = 0$$

$$\left. \frac{\partial \varphi_{AF}}{\partial \omega} \right|_{\omega_{osc}} < 0$$

# 反馈振荡器的 稳定条件



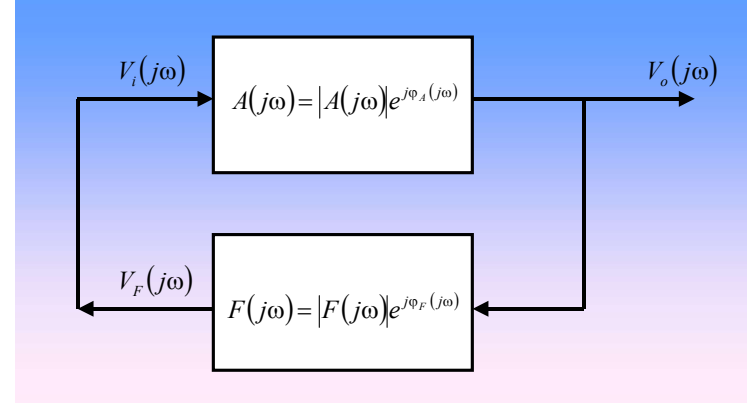
- 自然界中处于平衡状态的物体都有稳定平衡和不稳定平衡之分



- 振荡器进入平衡状态后，假设受到外界的扰动，那么将会破坏其原来的平衡状态
  - 干扰消失后，振荡器若能自动恢复到原来的平衡状态，则称之为是稳定的
  - 否则，称之为是不稳定的

$$\left. \frac{\partial T}{\partial V_i} \right|_{V_i=V_{i(\text{平衡})}} < 0$$

# 振幅稳定条件



- 振荡器平衡时，环路增益为1，反馈电压 $V_F$ 等于放大器输入电压 $V_i$ ；

$$V_i = V_{i(\text{平衡})} \quad T(V_i) = T(V_{i(\text{平衡})}) = 1$$

$$V_{F(\text{平衡})} = T(V_{i(\text{平衡})})V_{i(\text{平衡})} = V_{i(\text{平衡})}$$

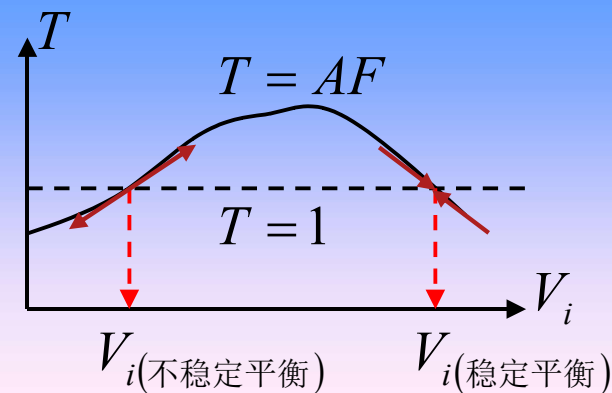
- 假设外界扰动，使得振荡器的输入幅度增大，经环路一周后，反馈电压应减小，才能使外界干扰影响消除

$$V_i = V_{i(\text{平衡})} + \delta V \quad T(V_i) = T(V_{i(\text{平衡})} + \delta V) \approx T(V_{i(\text{平衡})}) + \left. \frac{\partial T}{\partial V_i} \right|_{V_i=V_{i(\text{平衡})}} \delta V$$

$$V_F = T(V_i)V_i \approx V_i + \left. \frac{\partial T}{\partial V_i} \right|_{V_i=V_{i(\text{平衡})}} \cdot \delta V \cdot V_i \quad \begin{cases} < V_i & (\delta V > 0) \\ > V_i & (\delta V < 0) \end{cases}$$

$$\left. \frac{\partial T}{\partial V_i} \right|_{V_i=V_{i(\text{平衡})}} < 0$$

# 振幅稳定条件的讨论



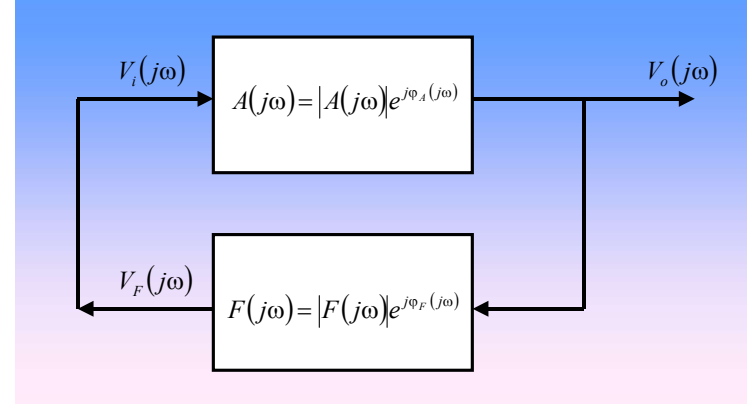
- 如果反馈F不随输入变化而变化，则

$$\left. \frac{dA}{dV_i} \right|_{V_i=V_{i(\text{平衡})}} < 0 \quad (5.2.30)$$

- 随着振荡幅度加大，放大器增益（以及环路增益）将自动降低；反之，放大器增益增大
- 有自偏置效应的振荡器，振幅稳定性更好
- 并非所有的平衡点都是稳定的
  - 当晶体管起始偏置电压取得比较低，使静态工作点接近于截止，则跨导小，增益小
  - 当输入增大后，平均跨导变大，增益增加
  - 输入进一步增大，进入饱和区，平均跨导变小，增益随之减小

$$\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_{OSC}} < 0$$

# 相位稳定条件



- 正弦振荡的角频率是相位随时间的变化率，相位的变化必然引起频率的变化

- 相位稳定条件即是频率稳定条件
- 相位超前，意味频率上升；反之，...

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}$$

- 在频率 $\omega_{OSC}$ 处，经过一个循环，反馈电压与输入电压相位差 $2\pi$  ( $2n\pi$ )

$$\varphi_{T(j\omega_{OSC})} = 2\pi$$

- 假设外界扰动，使得振荡器的频率上升了，经过环路后，反馈电压的相位应该滞后，才能使外界干扰带来的影响消除

$$\varphi_{T(j\omega_{OSC} + j\delta\omega)} \approx \varphi_{T(j\omega_{OSC})} + \left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_{OSC}} \delta\omega \quad \begin{cases} < \varphi_{T(j\omega_{OSC})} & \delta\omega > 0 \\ > \varphi_{T(j\omega_{OSC})} & \delta\omega < 0 \end{cases}$$

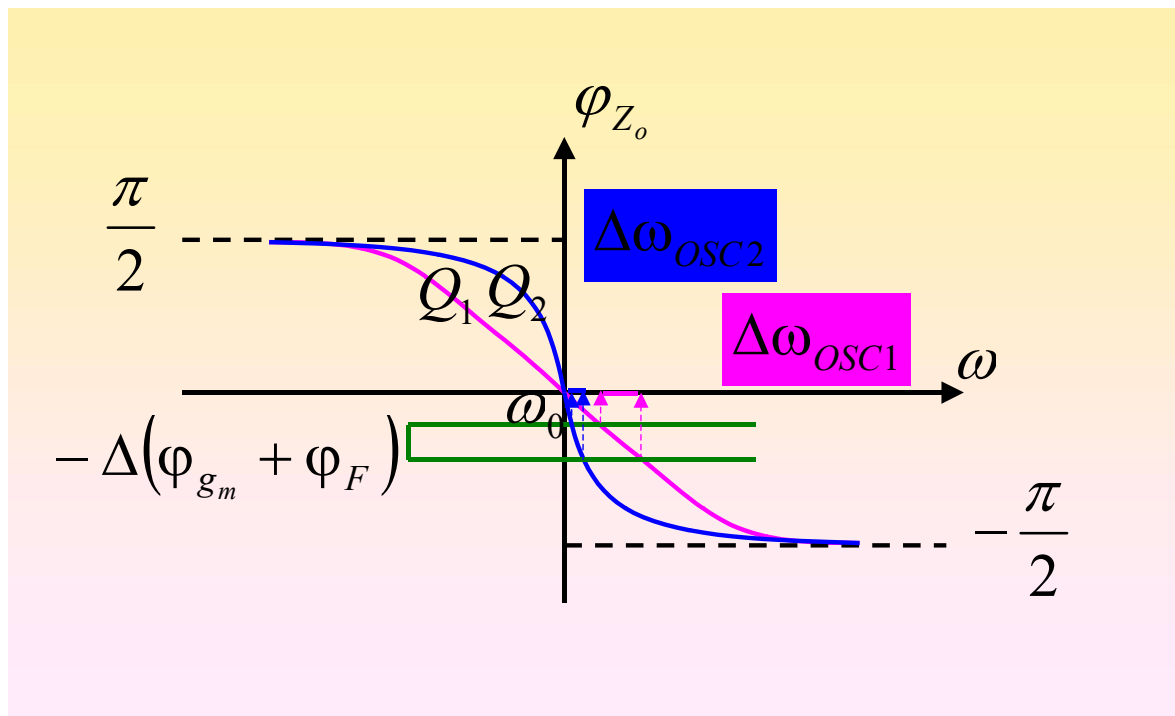
$$\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_{OSC}} < 0$$

- 选频回路的Q值越高，振荡器的频率稳定度就越好：  
这是设计振荡器的一个基本指导思想

## 相位稳定条件的讨论

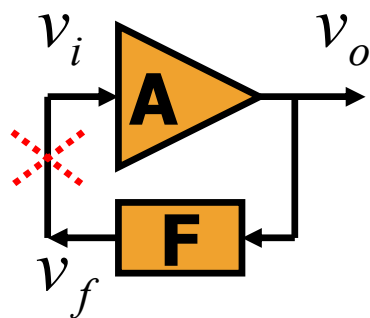
- 振荡器相位稳定（即频率稳定），环路中应含有一负斜率变化的相频特性

- 电流源驱动LC并联谐振回路，电压源驱动LC串联谐振回路，都可以自然形成负斜率相频特性

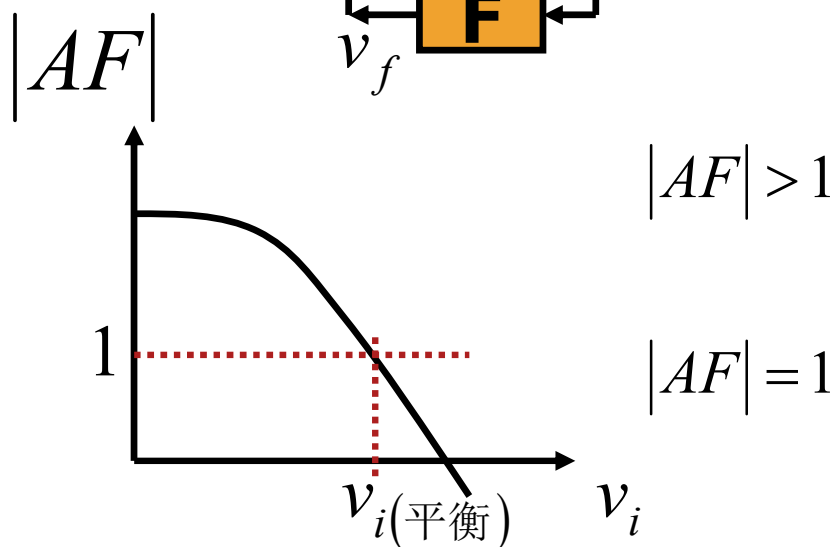


Q值越大，相同的相位差引起的频率偏移越小，频率稳定度越高

# 振荡条件的图示表述

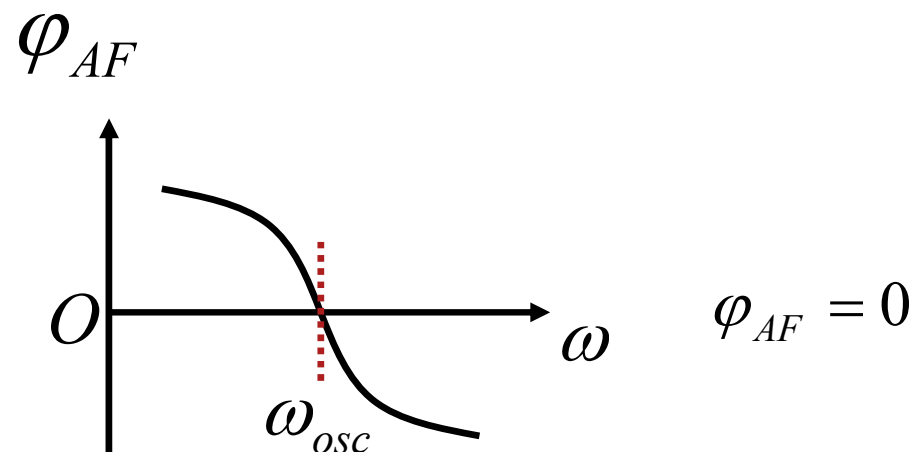


$$T = AF = |AF|e^{j\varphi_{AF}} \quad \text{反馈振荡}$$



幅度条件

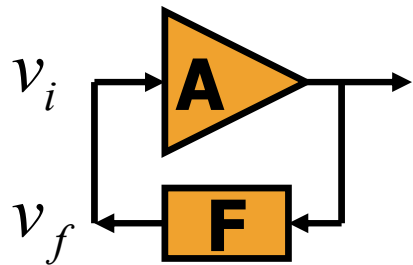
$$\left. \frac{\partial |AF|}{\partial v_i} \right|_{v_i(\text{平衡})} < 0$$



频率条件

$$\left. \frac{\partial \varphi_{AF}}{\partial \omega} \right|_{\omega_{osc}} < 0$$

# 从起振增幅振荡到稳定振荡输出



满足平衡条件  
等幅振荡

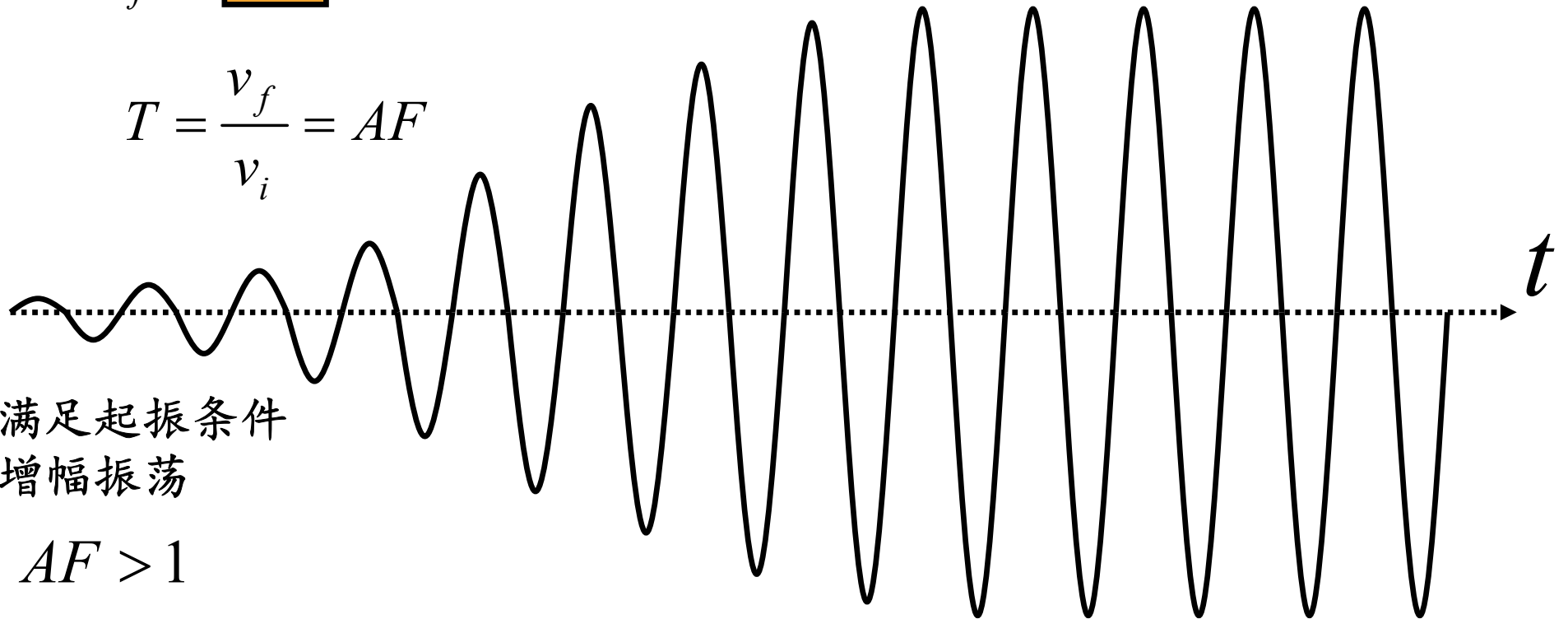
$$AF = 1$$

满足稳定条件  
维持等幅振荡输出

$$T = \frac{v_f}{v_i} = AF$$

满足起振条件  
增幅振荡

$$AF > 1$$

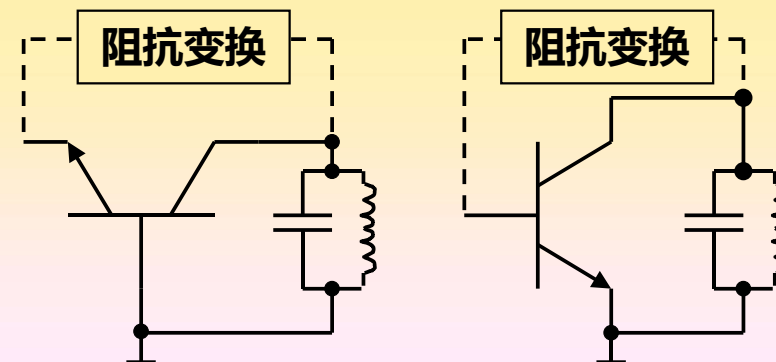




## 5.3 LC振荡器的电路分析

- 以LC谐振回路作为选频网络的反馈振荡器统称LC振荡器
- LC振荡器，可采用晶体管、场效应管、差分对管和集成电路作为换能器件(放大网络，负阻器件)
  - 以晶体管为例，由其交流地不同，可分为共基和共射两种常见的组态
    - 共射电路输出电压与输入电压反相，而共基同相
      - 共基组态，从集电极引回到发射极的反馈本身就是正反馈
      - 共射组态，直接从集电极引回到基极的反馈是负反馈，为了满足正反馈，反馈电压的极性要改变

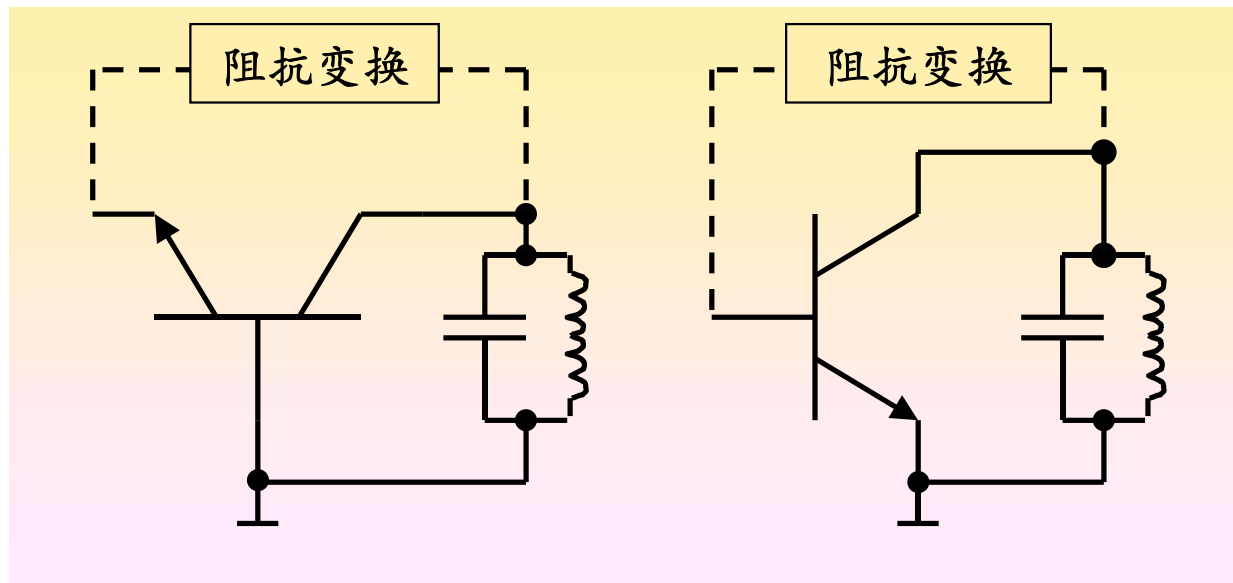
# 晶体管输入电阻对回路Q值的影响



- LC谐振回路两端一般接在集电极输出端，无论是共基还是共射组态放大器，晶体管的输入阻抗都很低，如果直接从集电极输出端（LC回路两端）取电压反馈回输入端，小的晶体管输入电阻将直接并联在LC谐振回路两端，于是将大大地降低回路的谐振阻抗和Q值
  - 降低Q值的直接后果是降低了放大器的增益，可能使得环路增益小于1而无法起振；Q值降低的第二个后果是降低了振荡器的频率稳定度
- 为此，必须提高放大器输入端对LC并联谐振回路的接入阻抗，在反馈支路上进行阻抗变换
  - 阻抗变换的方法一般分两种，一是采用变压器互感耦合，二是采用部分接入
    - 对应的LC反馈放大器分为互感耦合振荡器和三点式振荡器两种
  - 也可采用其他方法进行阻抗变换
    - 射随器

# LC振荡器电路结构的分析要点

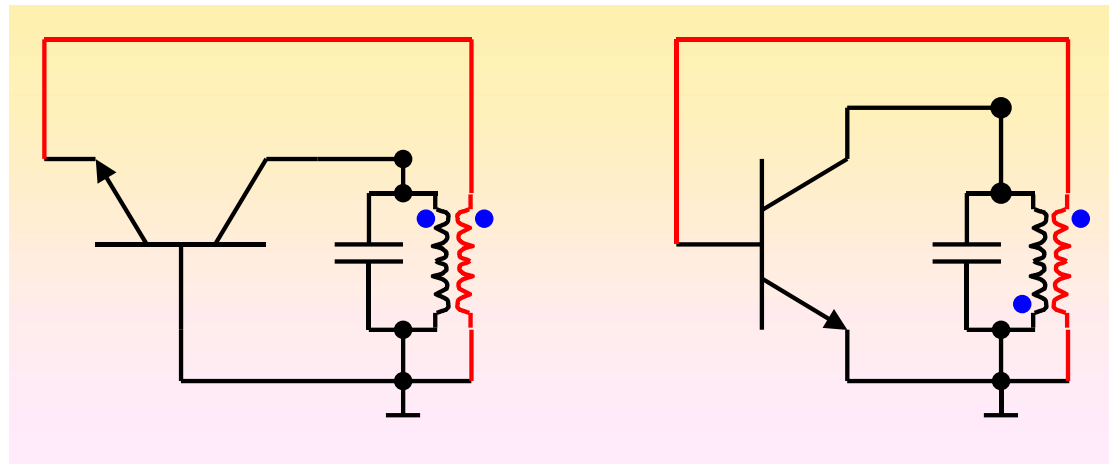
- 不论是哪种形式的LC振荡器，均需
  - 确保正反馈：能够振荡
  - 确保高Q值：高稳振荡



# 互感耦合LC振荡器

- 为了保证正反馈，互感耦合线圈的同名端必须正确

- 共基同极性
- 共射反极性



- 例：习题5-4

- 画出互感反馈振荡器的高频等效电路。要使电路能够产生振荡，请注明互感线圈同名端的位置

- 共射放大器是反相电压放大器，因此从输出端 ( $V_{CE}$ ) 取 反馈到输入端 ( $V_{BE}$ ) 时，要反极性

## 旁路电容短路

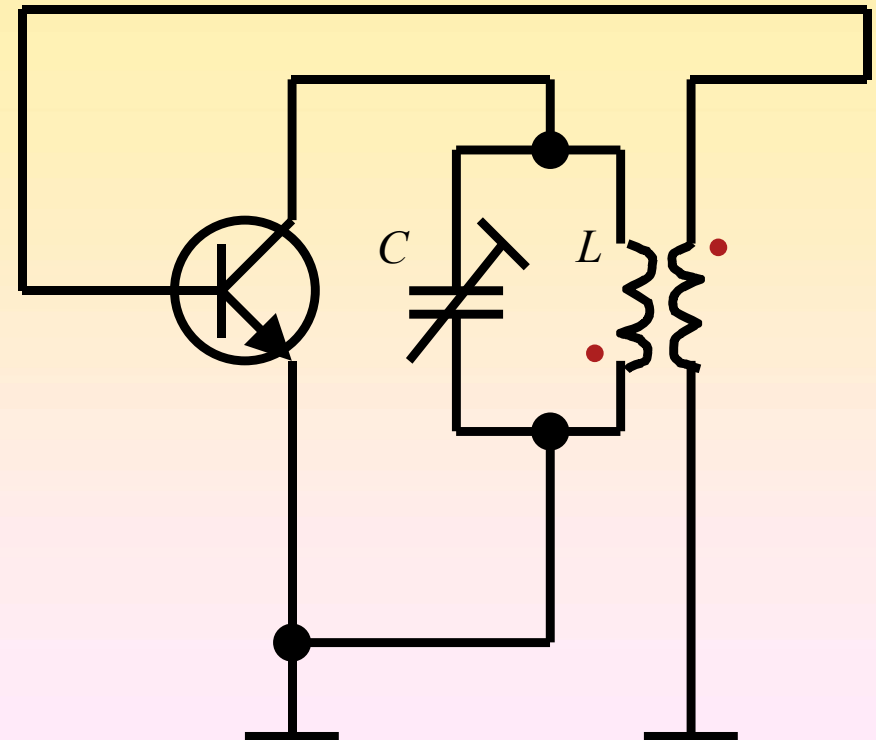
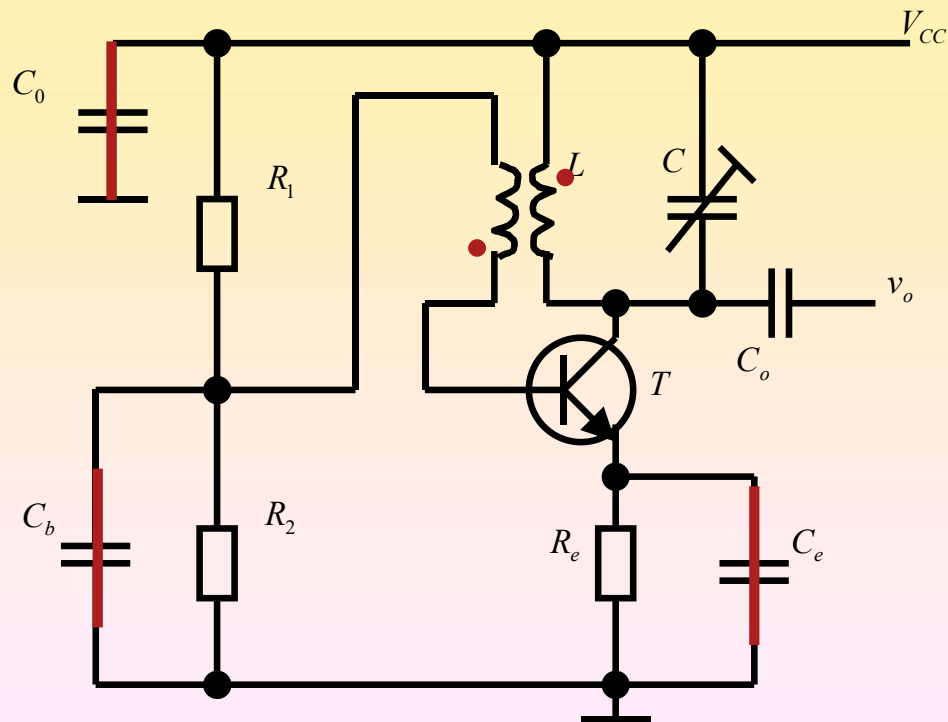


图 (a)

- 共基放大器是同向放大器，因此从输出端 ( $V_{CB}$ ) 取反馈到输入端 ( $V_{EB}$ ) 时，本身就是正反馈

## 耦合电容短路

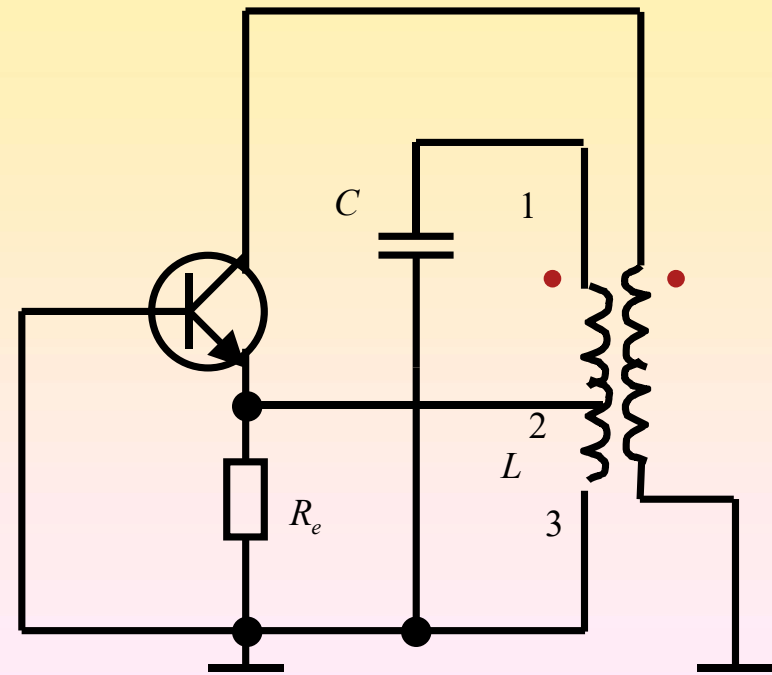
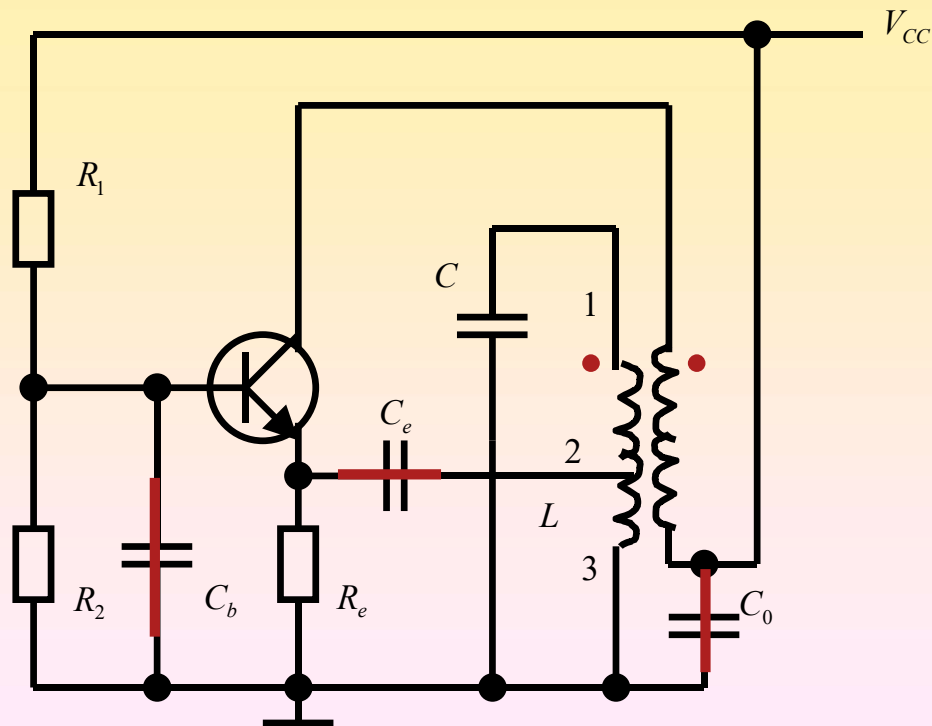


图 (b)

# 大电阻开路

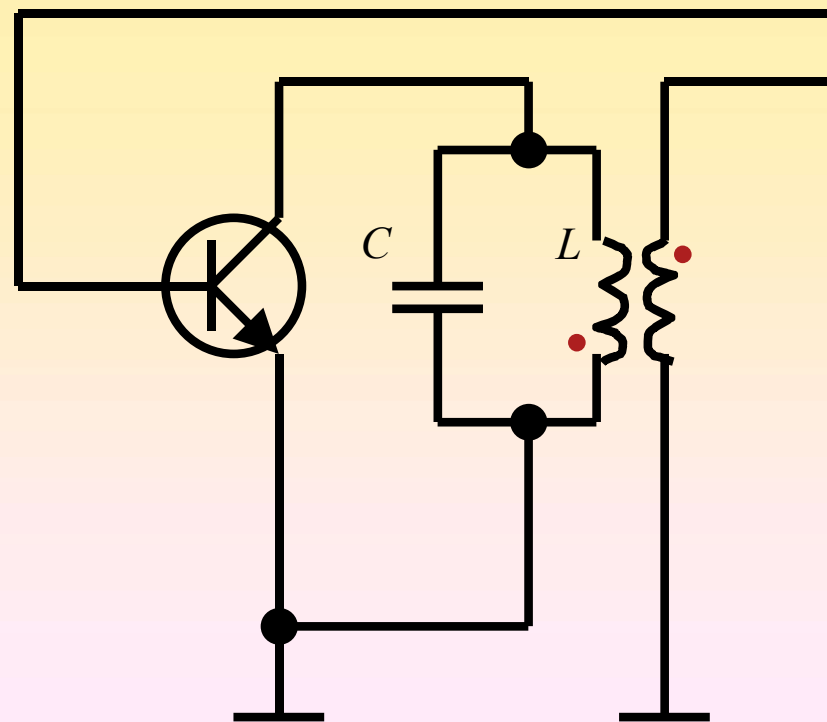
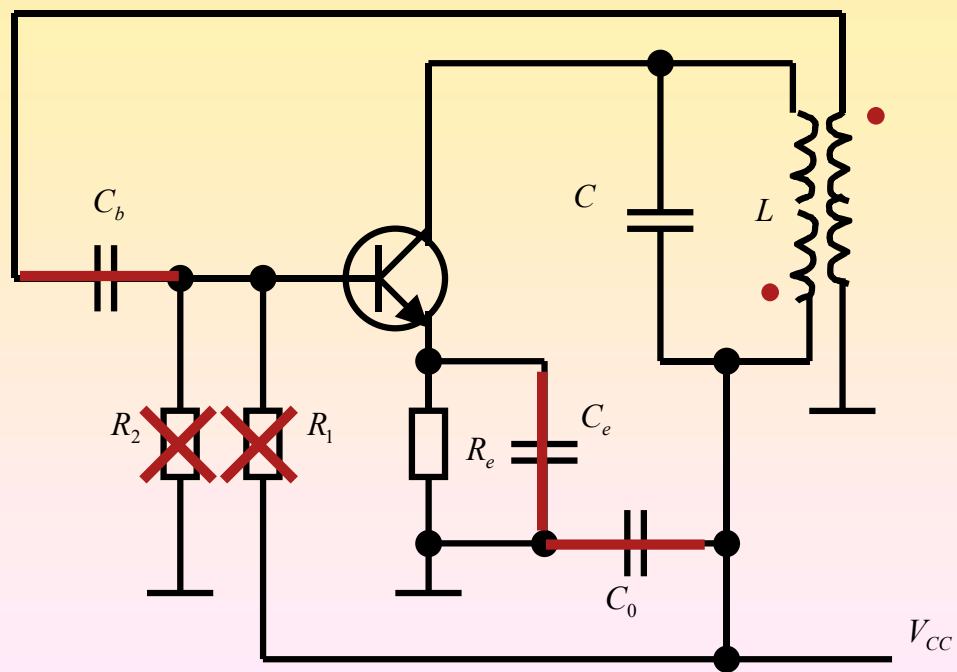


图 (c)

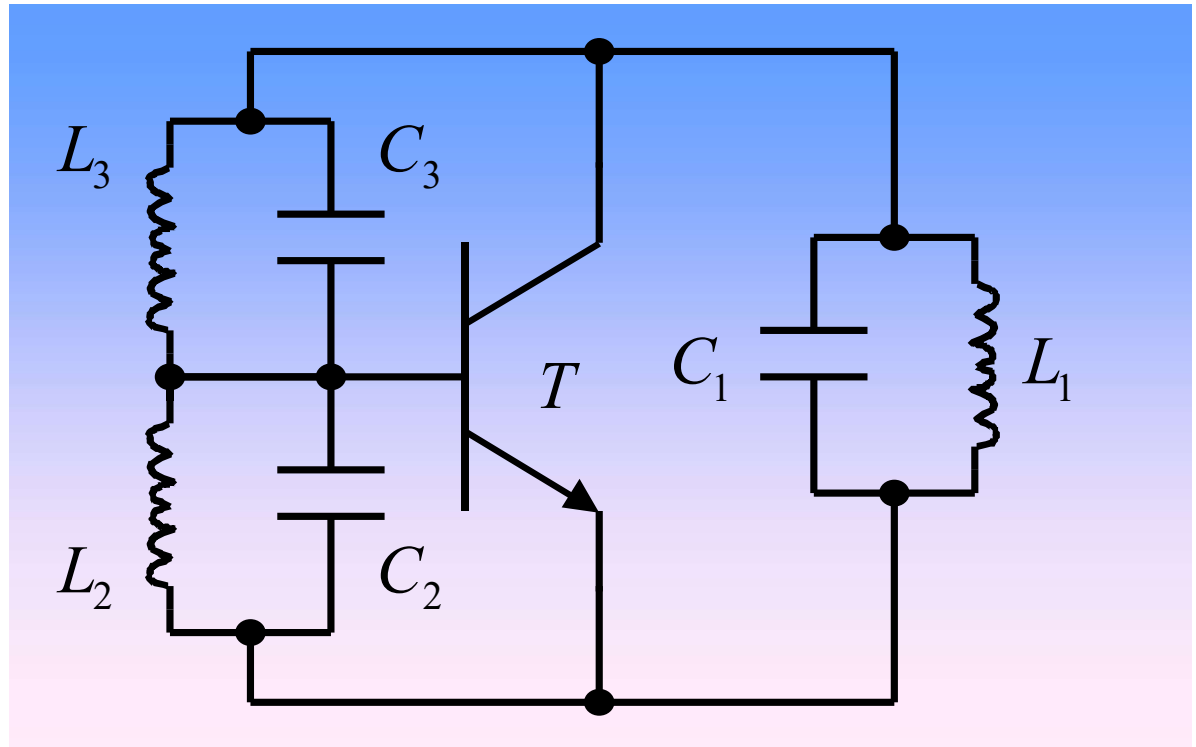


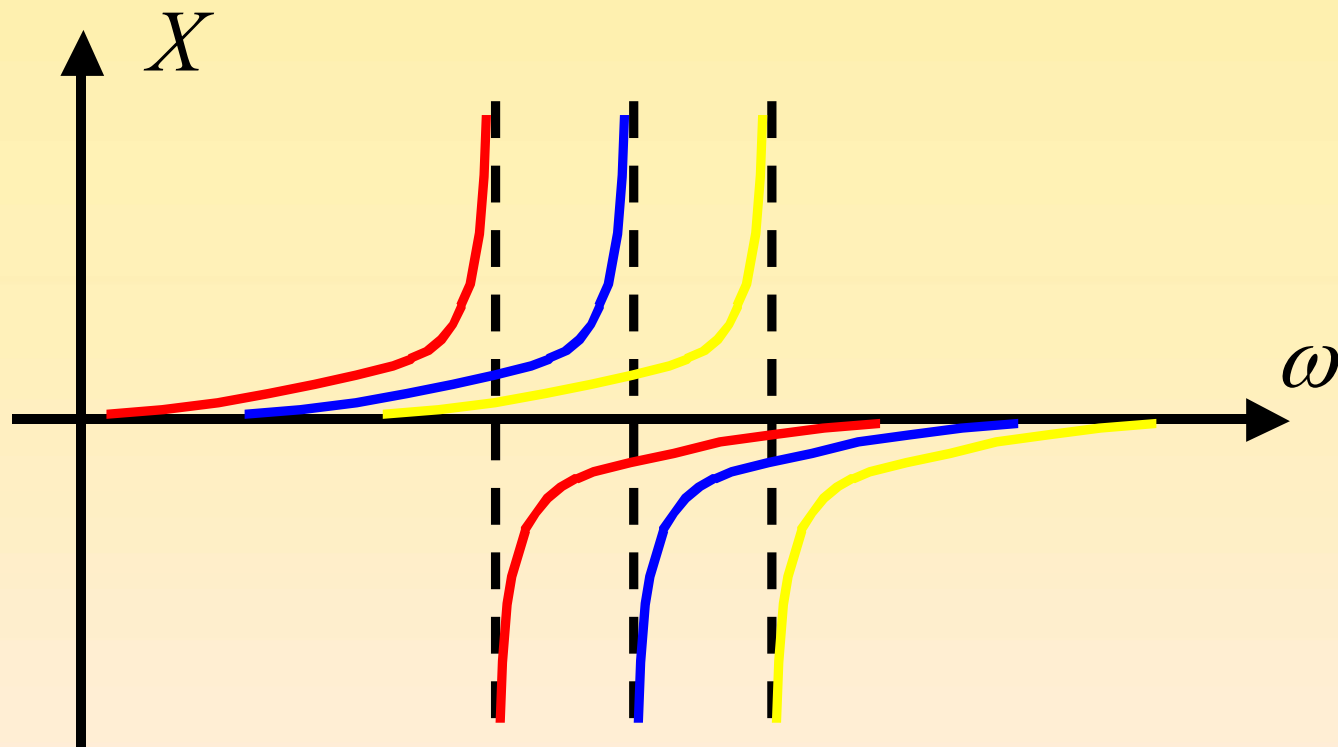
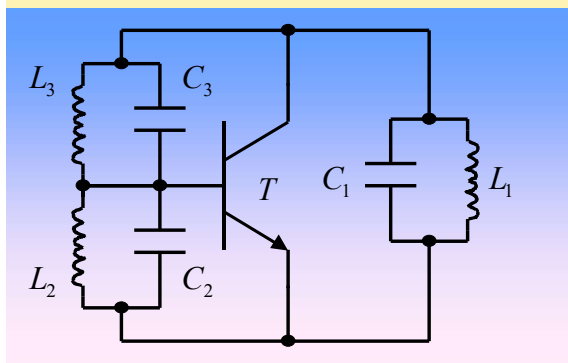


## 例：习题5.5

- 哪些情况该振荡器可以振荡？何种类型？振荡频率与回路固有谐振频率有何关系？

- (1)  $L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$
- (2)  $L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$
- (3)  $L_1 C_1 = L_2 C_2 = L_3 C_3$
- (4)  $L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$
- (5)  $L_1 C_1 < L_2 C_2 = L_3 C_3$
- (6)  $L_2 C_2 < L_3 C_3 < L_1 C_1$





$$(1) L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$$

$$(2) L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$$

$$(3) L_1 C_1 = L_2 C_2 = L_3 C_3$$

$$(4) L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$$

$$(5) L_1 C_1 < L_2 C_2 = L_3 C_3$$

$$(6) L_2 C_2 < L_3 C_3 < L_1 C_1$$

$$\underline{\omega_1 \quad \omega_2 \quad \omega_3} \quad \omega_2 < \omega_{osc} < \omega_3 \quad \text{考毕兹}$$

$$\underline{\omega_3 \quad \omega_2 \quad \omega_1} \quad \omega_3 < \omega_{osc} < \omega_2 \quad \text{哈特莱}$$

$$\underline{\omega_1 = \omega_2 = \omega_3}$$

$$\underline{\omega_1 = \omega_2 < \omega_3} \quad \omega_2 < \omega_{osc} < \omega_3 \quad \text{考毕兹}$$

$$\underline{\omega_3 = \omega_2 < \omega_1}$$

$$\underline{\omega_1 \quad \omega_3 \quad \omega_2}$$

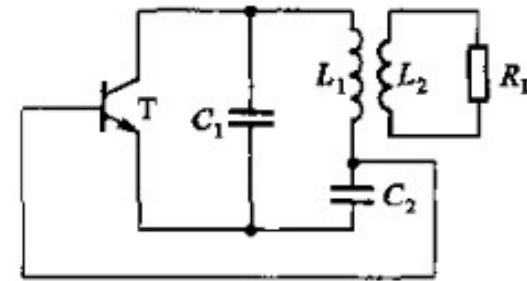


# 作业1：正反馈振荡原理

---

- **为什么振荡电路必须满足平衡条件、起振条件和稳定条件？从起振开始到稳定的全过程描述这三个条件的含义。**

## 作业2：振荡分析



- 某振荡器的高频等效电路如图所示，已知晶体管和反馈电路的参量如下：
  - $Z_i = |Z_i|e^{j\varphi_i}$ ,  $\varphi_i = -17^\circ$
  - $\beta = |\beta|e^{j\varphi_\beta}$ ,  $\varphi_\beta = -22^\circ$
  - $F = |F|e^{j\varphi_F}$ ,  $\varphi_F = 180^\circ + 35^\circ$
  - (1) 当回路自然谐振频率  $f_0 = 50\text{MHz}$ ,  $Q = 50$  时，如果不考虑负载电阻  $R_L$  的影响，振荡器的振荡频率为多少？
  - (2) 考虑  $R_L$  影响后，实际振荡频率变高了还是变低了？为什么？（全耦合线圈）