

第5章

正弦波振荡器

金伟正

jwz@whu.edu.cn



§ 5-1 概述

§ 5-2 反馈振荡器的工作原理

§ 5-3 LC 正弦波振荡器

§ 5-4 晶体振荡器

§ 5-5 RC 振荡器和开关电容振荡器



§ 5-1 概述

- 一、 振荡器的功能
- 二、 振荡器分类
- 三、 反馈振荡器的含义与用途



§ 5-1 概述

➤ 正弦振荡器在通信系统中何处？

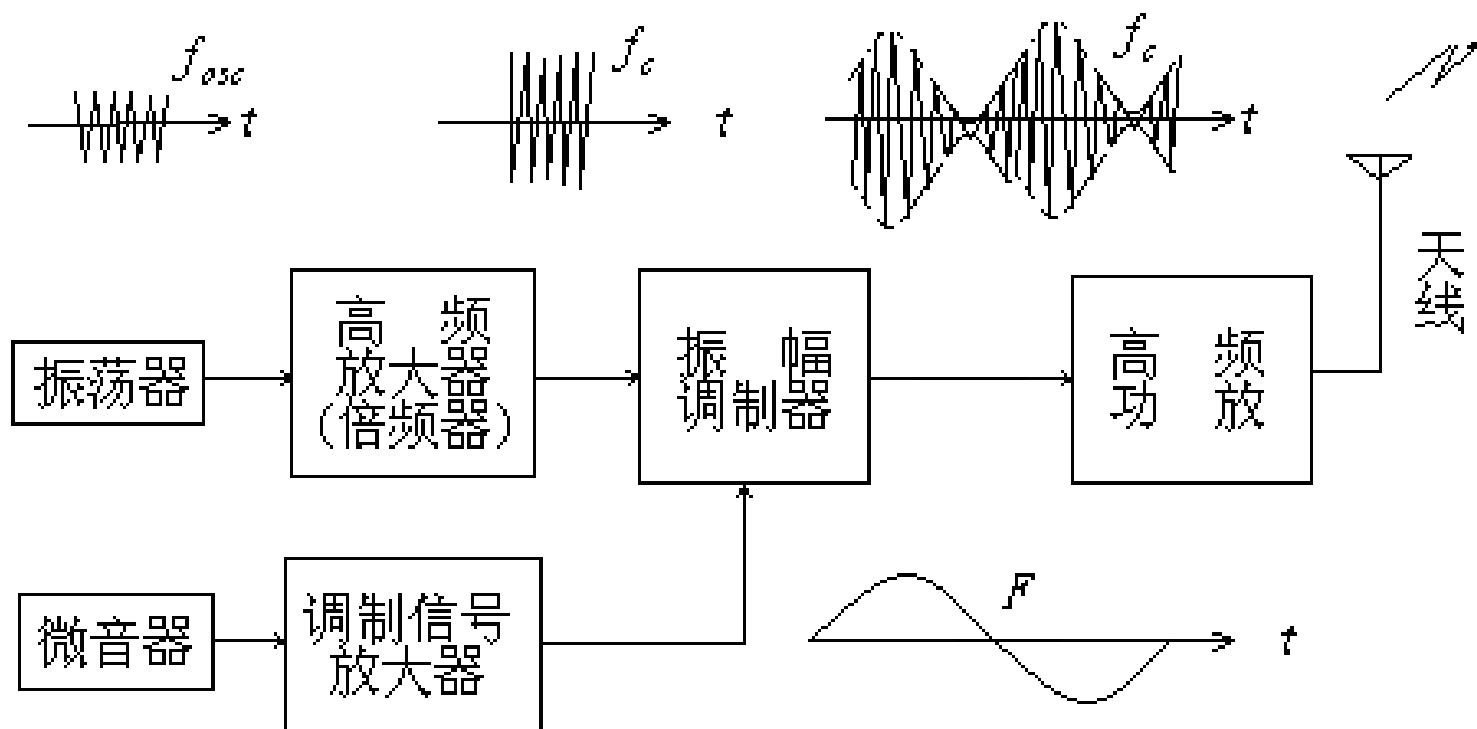


图1-2-2 调幅方式的中波广播发射机组成框图

➤ 正弦振荡器在系统中何处？

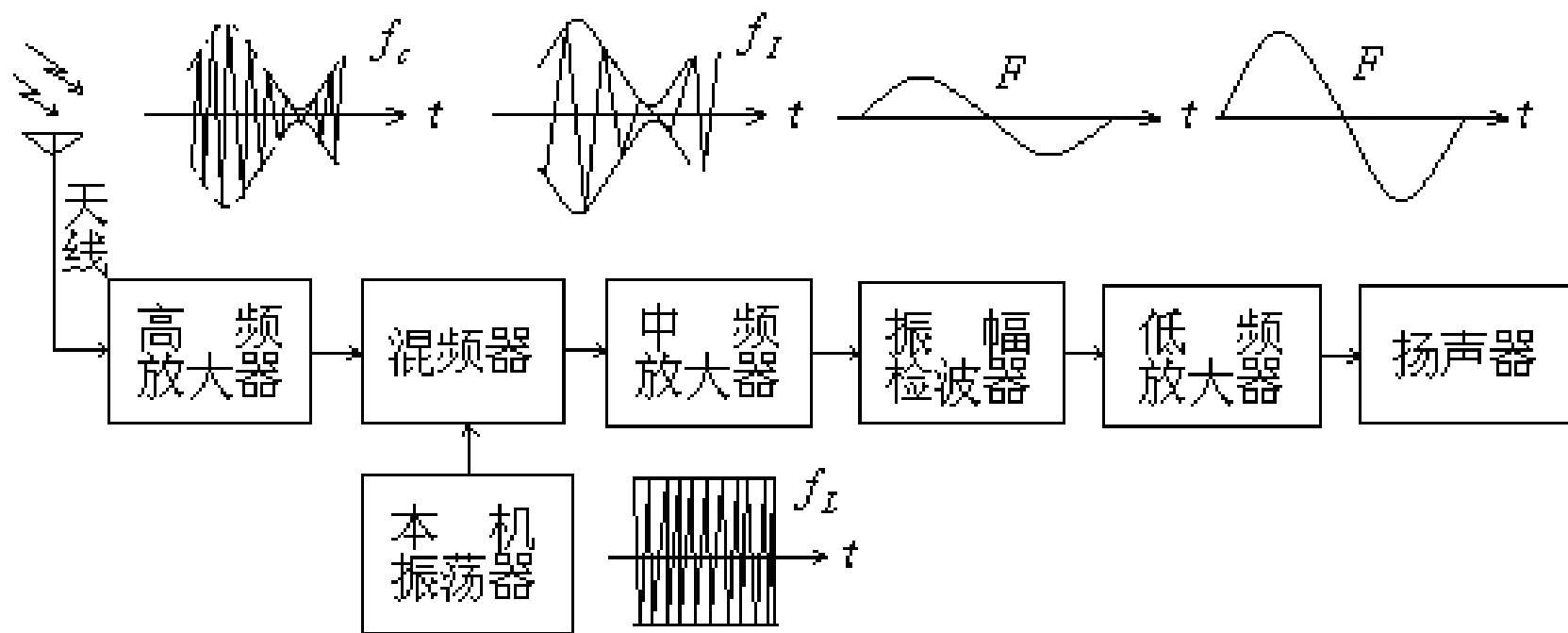


图1-2-3 调幅方式的无线广播接收机组成框图



一、 振荡器的功能

在无输入信号情况下，将直流电源的能量转换成按特定频率变化的交流信号的能量

二、 振荡器分类





三、反馈振荡器的含义与用途

1、含义：

凡是从输出信号中取出一部分反馈到输入端作为输入信号，无需外部提供激励信号，能产生等幅正弦波输出称为正反馈振荡器

2、用途：

电子设备

发射机(载波频率 f_C)

接收机(本地振荡频率 f_L)

仪器仪表振荡源

数字系统时钟信号

高频加热设备

医疗仪器



§ 5-2 反馈振荡器的工作原理

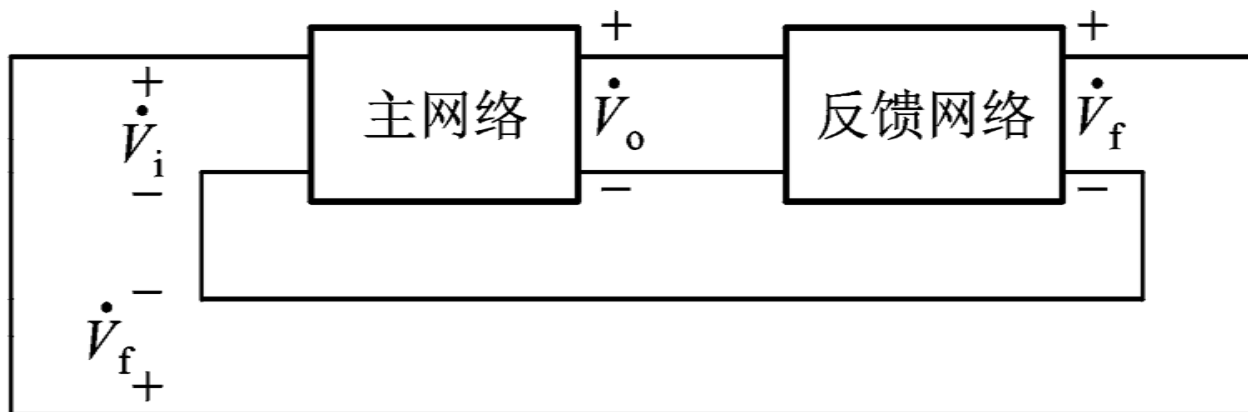
一、构成框图

二、工作原理：
包括平衡条件、起振条件、稳定条件

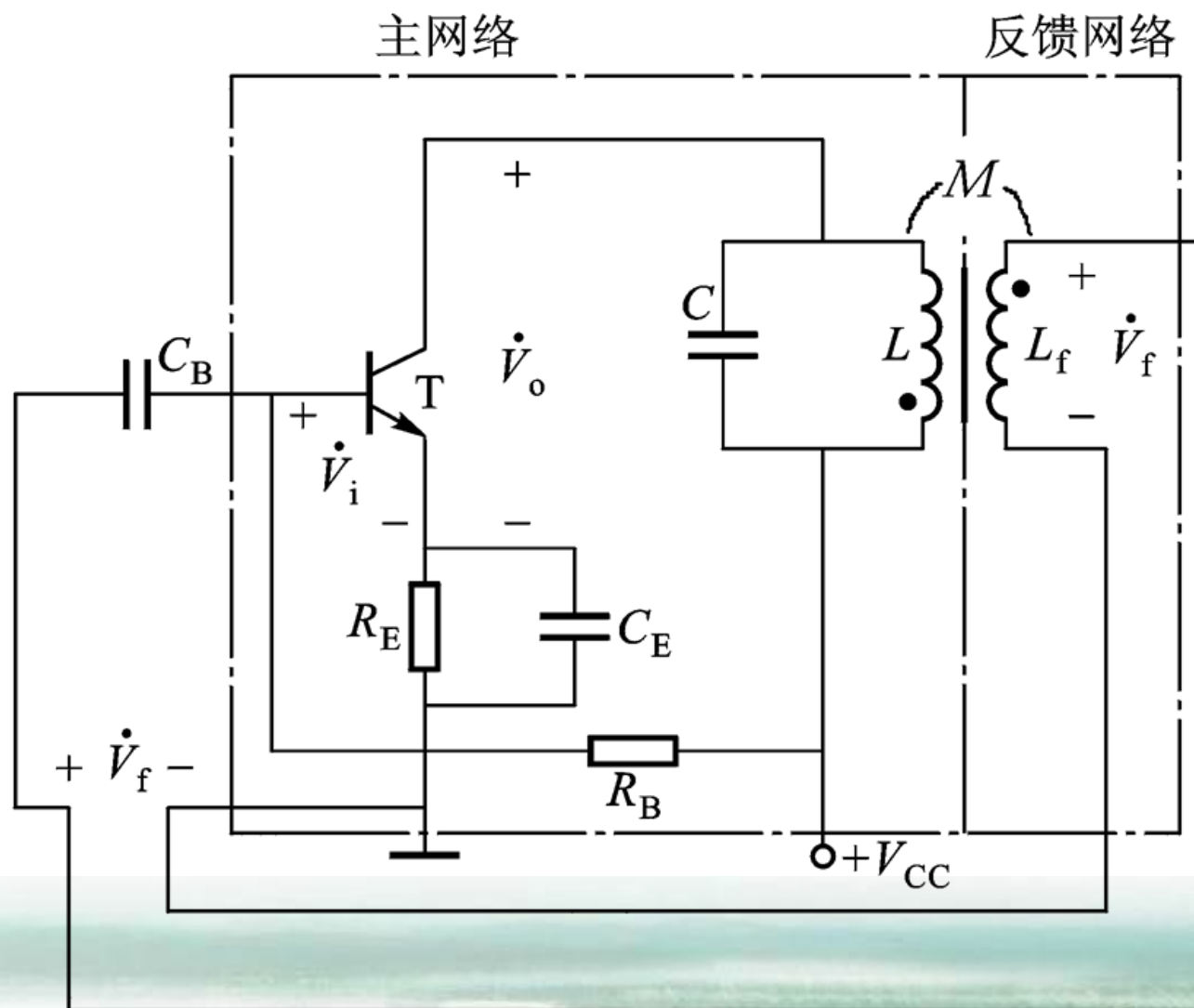


§ 5-2 反馈振荡器的工作原理

一、构成框图



- 主网络电压增益为：
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$$
- 正反馈网络反馈系数为：
$$\dot{B}_v = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o}$$
- 回归比（环路增益）：
$$\dot{T} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \dot{B}_v(j\omega) \dot{A}_v(j\omega)$$



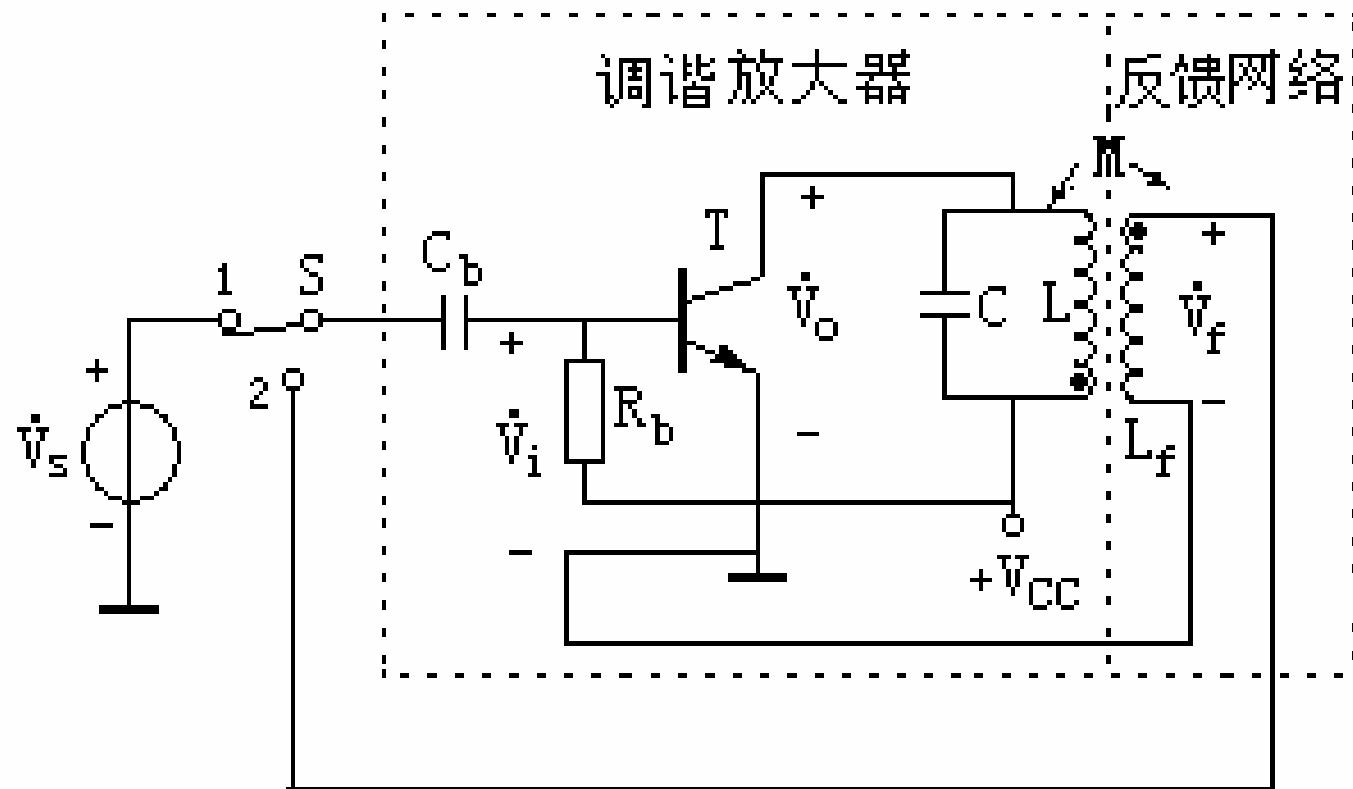


图5-1-1 反馈振荡器的组成方框及相应电路



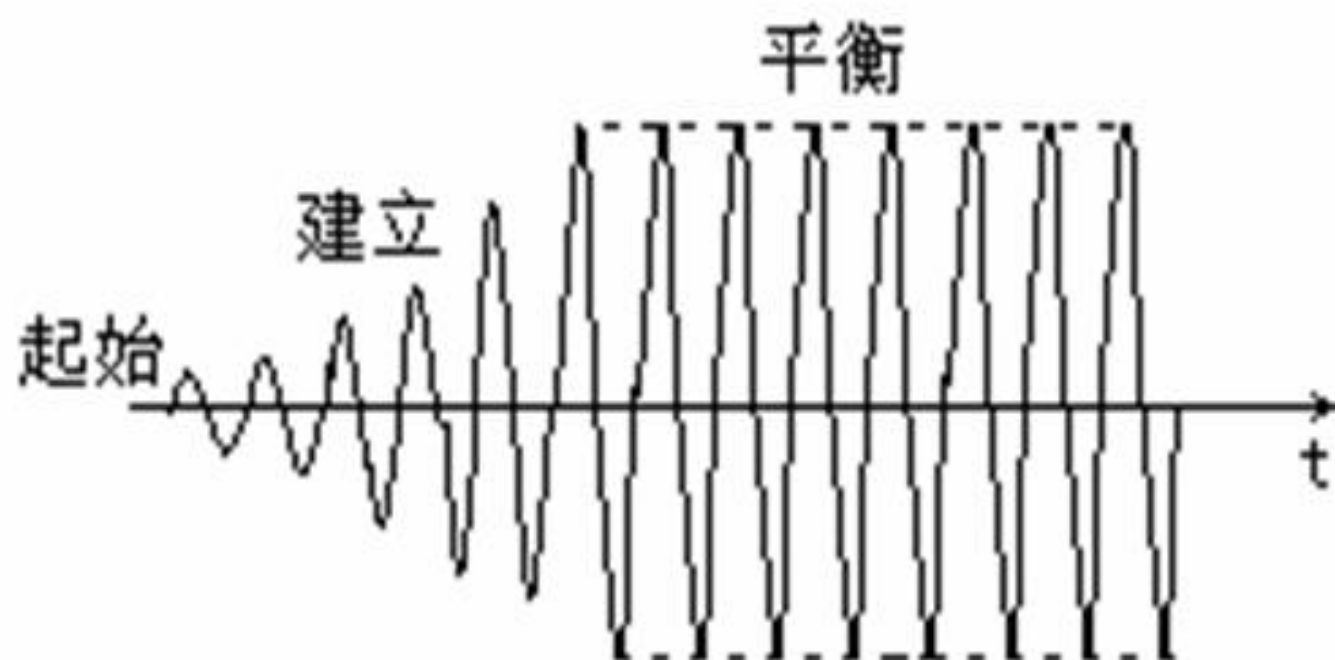


图5-1-2 振荡幅度的建立与平衡



二、工作原理：包括平衡条件、起振条件、稳定条件

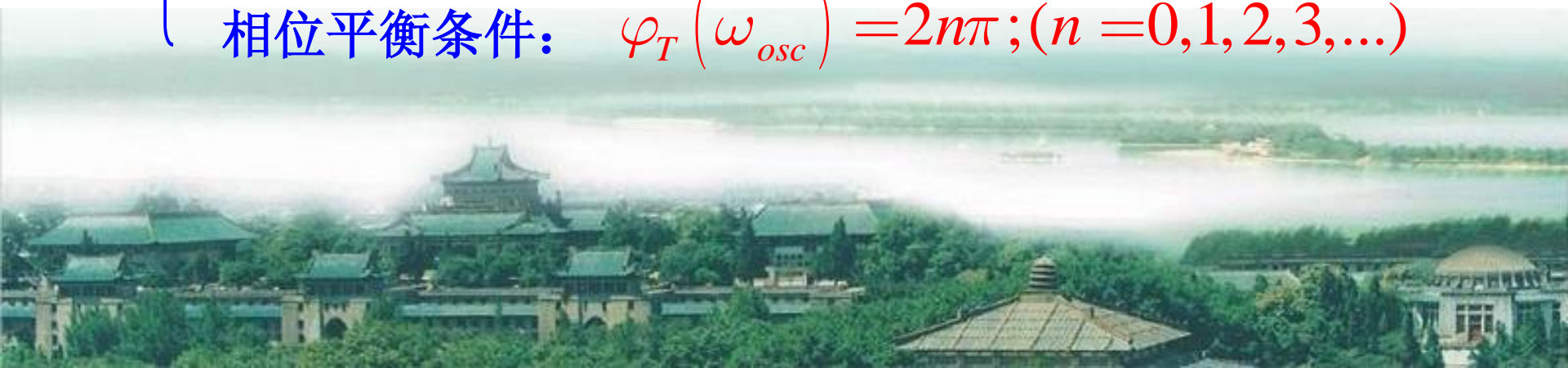
1、平衡条件

$$\dot{A}_{fv} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i - \dot{V}_f} = \frac{\dot{V}_o / \dot{V}_i}{1 - \dot{V}_f / \dot{V}_i} = \frac{\dot{A}_v}{1 - \dot{T}}$$

当回归比（环路增益） $\dot{T} < 1$ 时为负反馈放大器

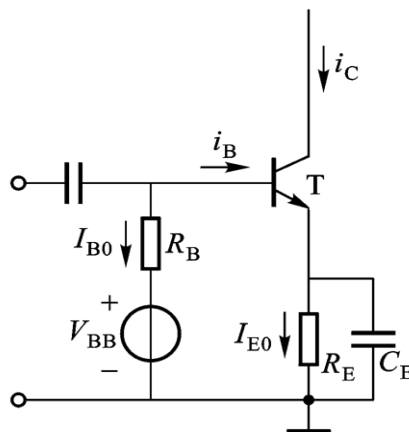
因为 $\dot{T} = 1$ 时， $V_i = V_f$ 放大器转换为振荡器

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{振幅平衡条件: } T(\omega_{osc}) = 1 \\ \text{相位平衡条件: } \varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi; (n = 0, 1, 2, 3, \dots) \end{array} \right.$$

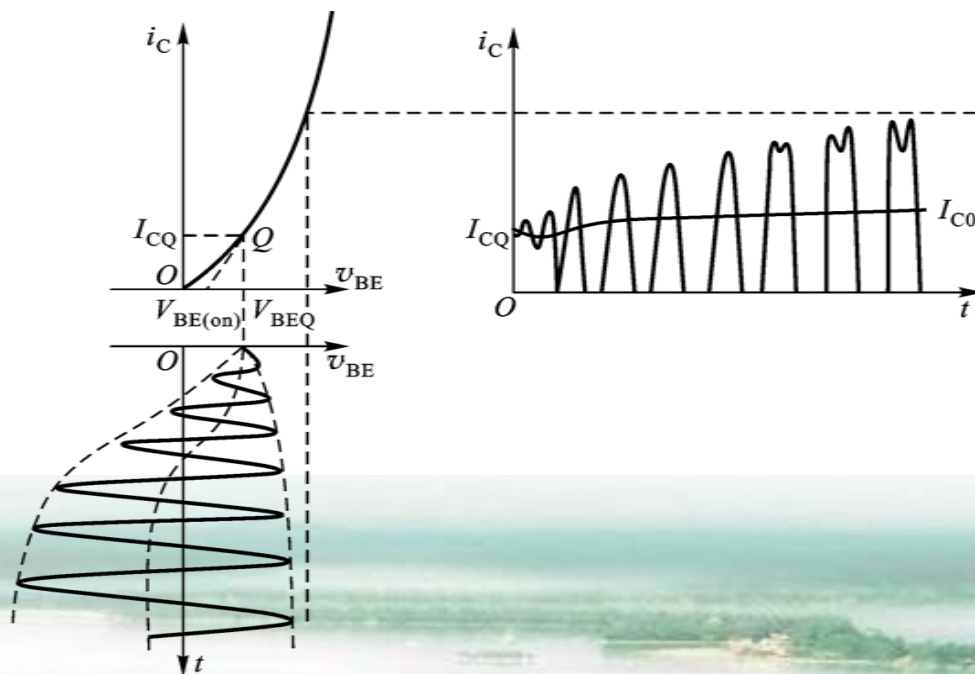


2、起振条件

- 自给偏置电路



- 起振物理过程



- 起振条件

$$\dot{V}_f > \dot{V}_i$$



点击演示

振幅起振条件: $\begin{cases} T(\omega_{osc}) > 1 \end{cases}$

相位平衡条件: $\begin{cases} \varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi \end{cases} \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$

3、稳定条件

- 幅度稳定条件: $\left. \frac{\partial T(\omega_{osc})}{\partial V_i} \right|_{V_{iA}} < 0$

- 相位稳定条件: $\left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_{osc}} < 0$

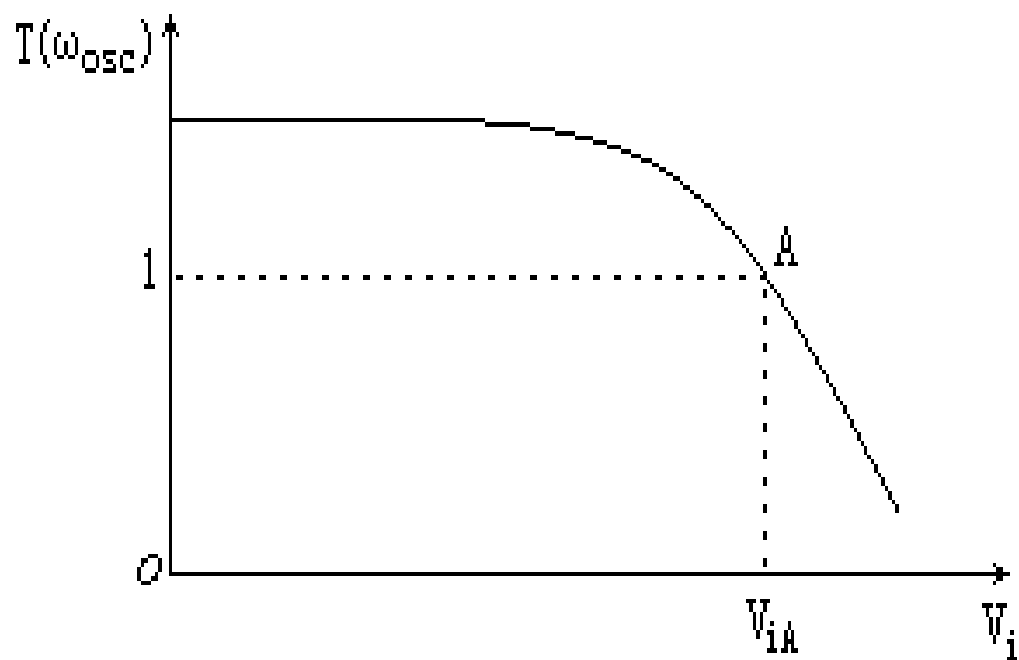


图5-1-3 满足起振和平衡条件时的环路增益特性



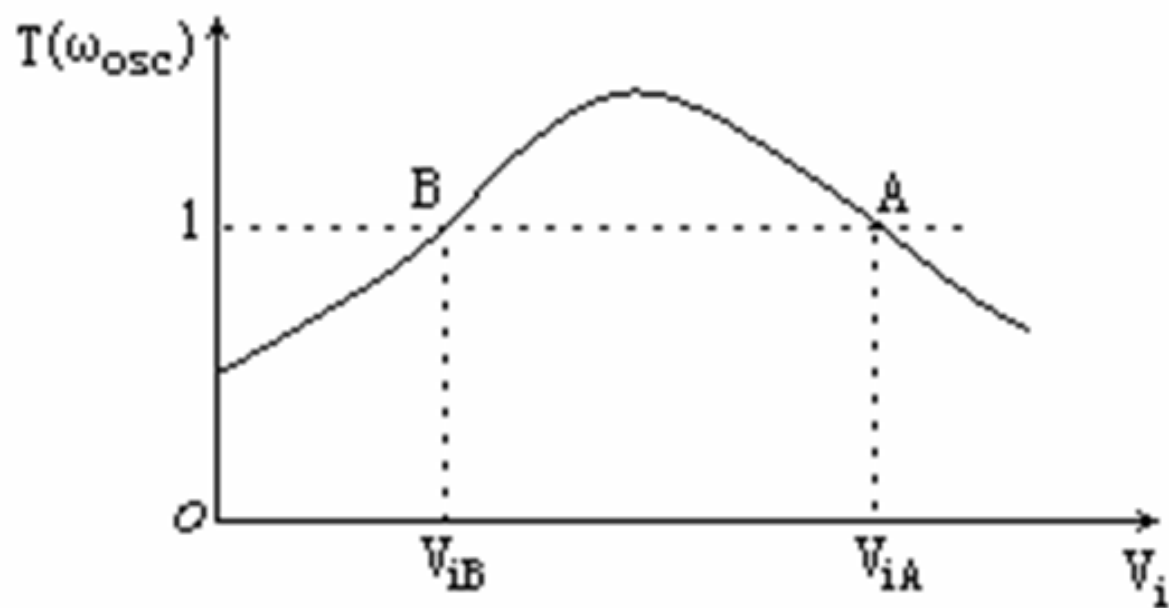


图5-1-4 硬激励工作的环路增益特性



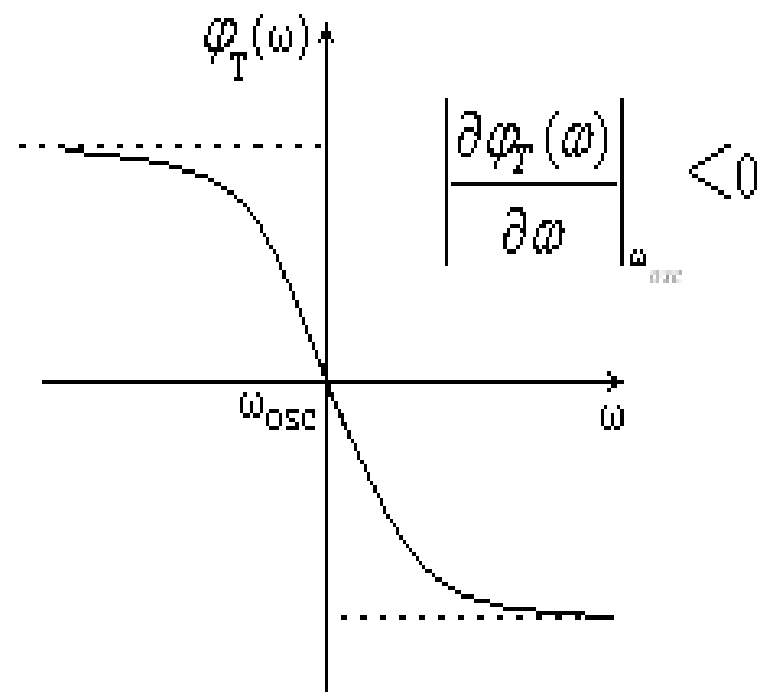
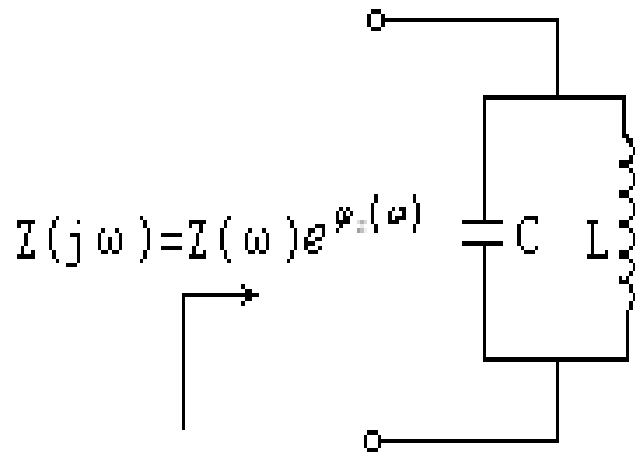


图5-1-5 满足相位稳定条件的 $\varphi_T(\omega)$ 特性

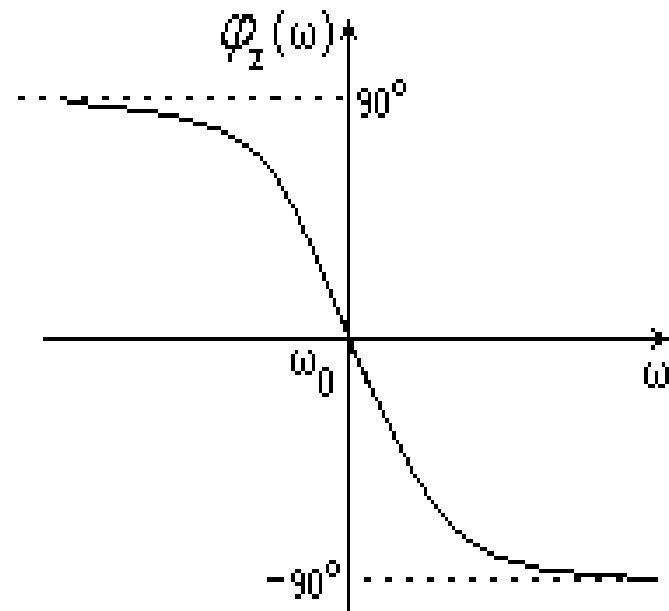


$\varphi_T(\omega) = \varphi_A + \varphi_f(\omega)$ 除放大管内部相移 $\varphi_f(\omega)$ 外，主要是外部并联谐振回路产生的相移：

$$\varphi_Z(\omega) \longrightarrow \varphi_Z(\omega) = -\arctan \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} Q_L$$



(a)



(b)

图5-1-6 谐振回路的相频特性曲线

(a) 并联谐振回路 (b) 相频特性曲线

4. 结论

①正弦振荡器工作原理包括

起振条件: $T(\omega_{osc}) > 1; \varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots)$

平衡条件: $T(\omega_{osc}) = 1; \varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi; (n = 0, 1, 2, 3, \dots)$

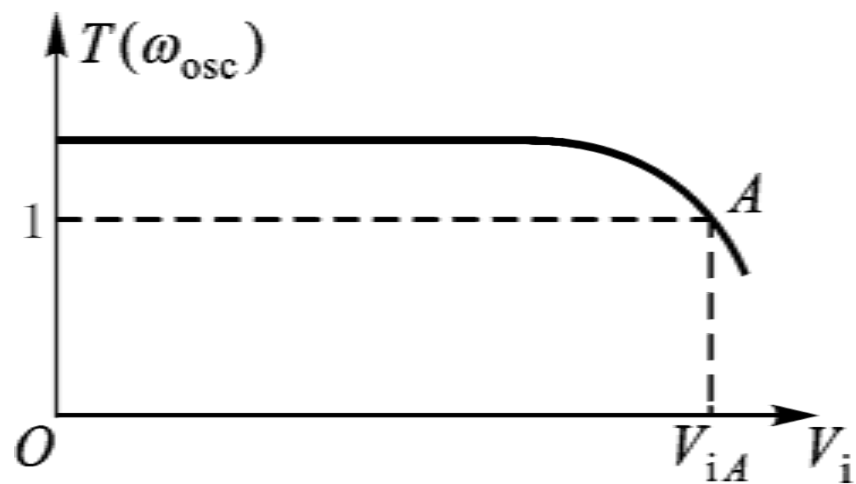
稳定条件: $\left. \frac{\partial T(\omega_{osc})}{\partial V_i} \right|_{V_{iA}} < 0 \quad \left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_{osc}} < 0$

其中A表示平衡点

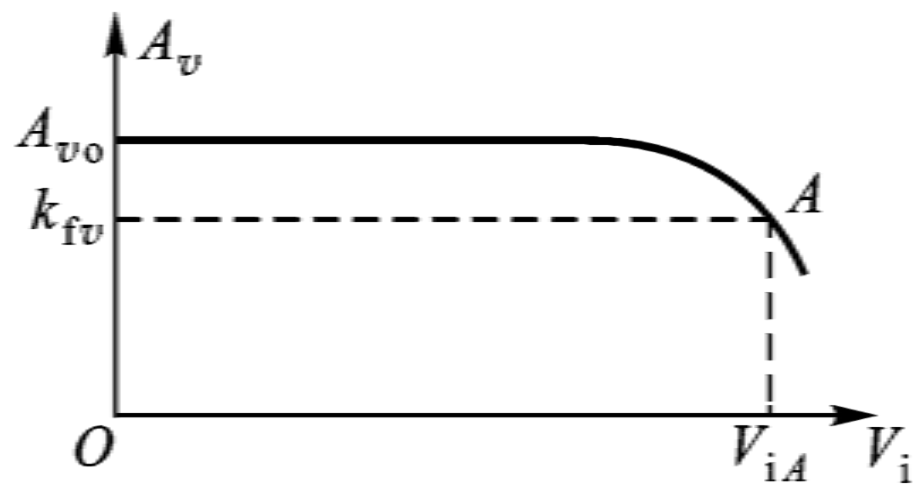
②平衡时 $T(\omega_{osc}) = 1$, 起振时 $T(\omega_{osc}) > 1$

则 $A_{v0} > A_v$ 说明起振时 A_{v0} 最大, 永远大于平衡时 A_v ;





(a) 环路增益特性 ($T-V_i$)



(b) 放大器电压增益特性 (A_v-V_i)



③振荡器的静态工作点应设计在软激励状态（即放大区略偏向截止方向）；

④ 若从起振到稳幅是由晶体管伏安特性的非线性和自给反偏压电路共同作用的结果，则称为内稳幅；
若是外电路作用达到稳幅，则称为外稳幅；

⑤判断

- 判断振荡器是否能振荡——首先看电路供电是否正确；
二是看是否满足相位平衡条件
- 判断振荡器是否能起振——在满足相位平衡的条件下，还得判断是否满足振幅起振条件



§ 5-3、 LC 正弦波振荡器

一、变压器耦合 LC 正弦振荡器

二、三点式 LC 振荡器

四、 LC 振荡器频率稳定度

五、改进型三点式振荡器



§ 5-3、LC正弦波振荡器

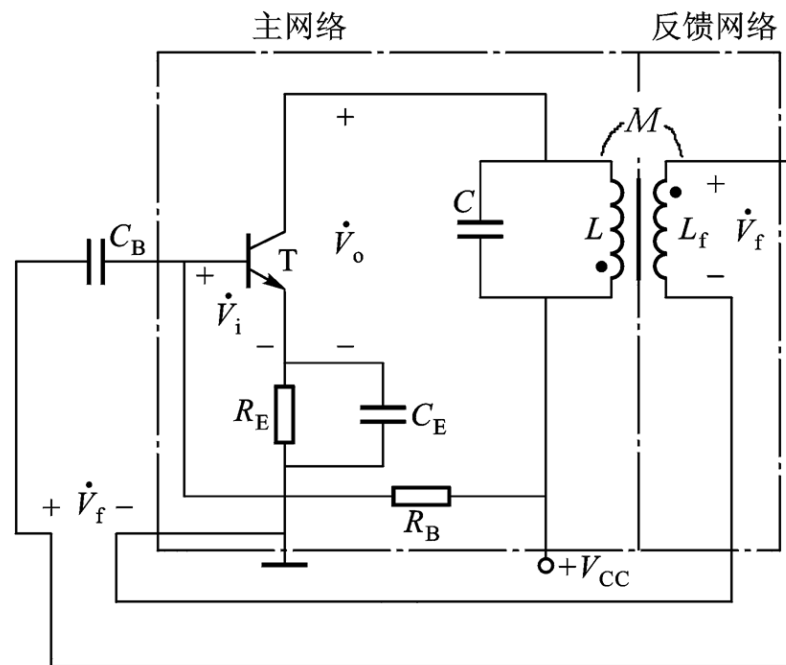
一、变压器耦合LC正弦振荡器

1: 电路

2: 工作原理

3: 结论

- 是否可能振荡，取决于变压器正确的同名端标向
- 是否能起振，在同名端标向正确的前提下，取决于变压器是否有足够的耦合量 M ，



- 正反馈系数 $B_v = \frac{M}{L}$ ，振荡角频率 $\omega_{osc} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$

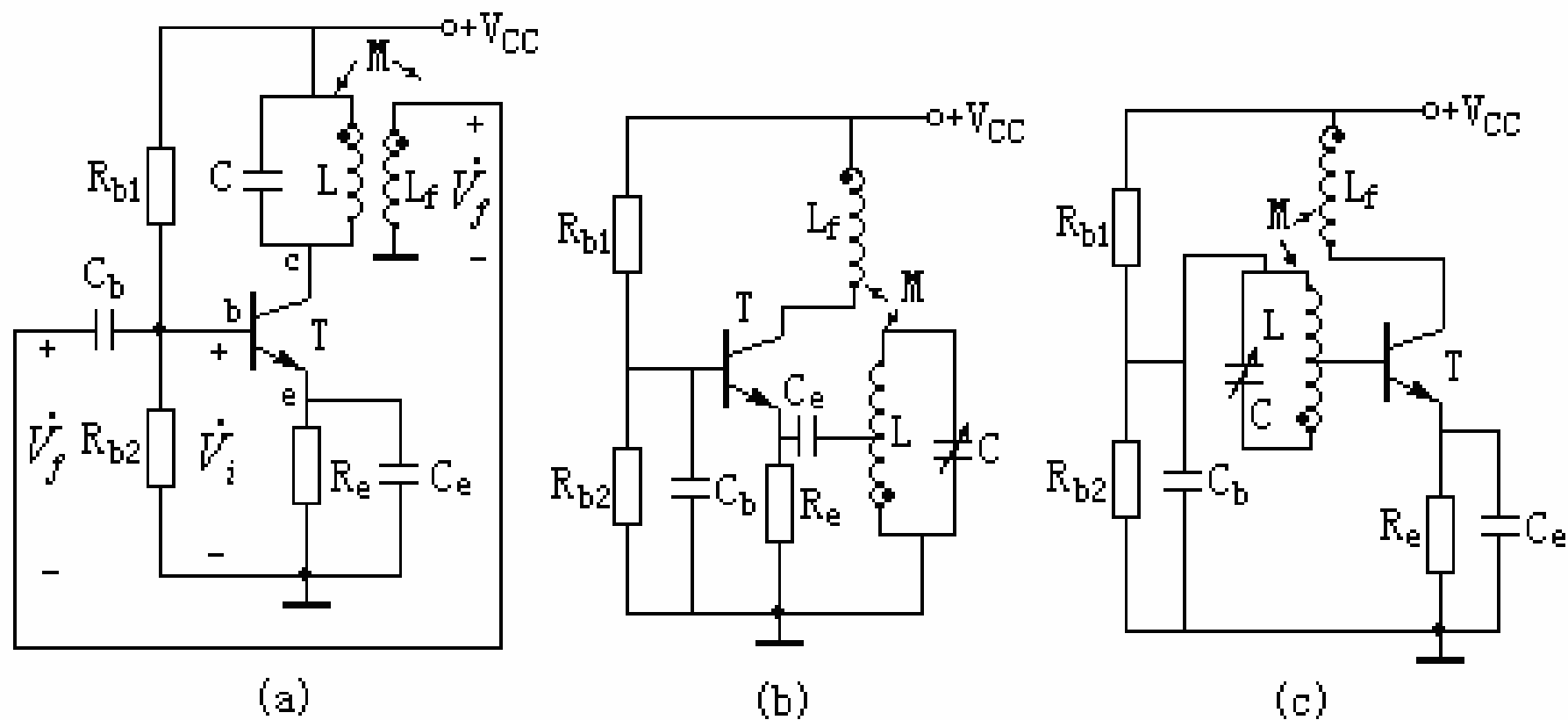


图5-2-1 互感耦合调集、调发、调基振荡器电路

(a) 调集电路; (b) 调发电路; (c) 调基电路



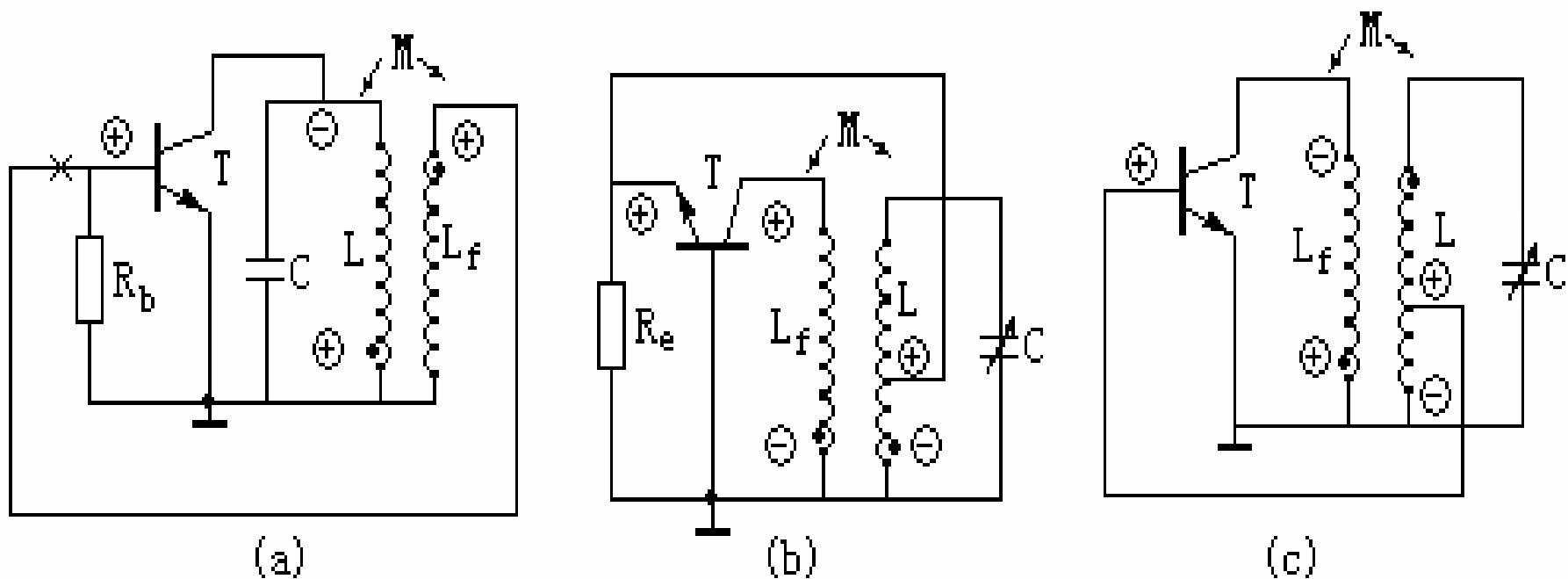


图5-2-2 图5-2-1电路的交流通路

(a) 调集电路的交流通路; (b) 调发电路的交流通路; (c) 调基电路的交流通路



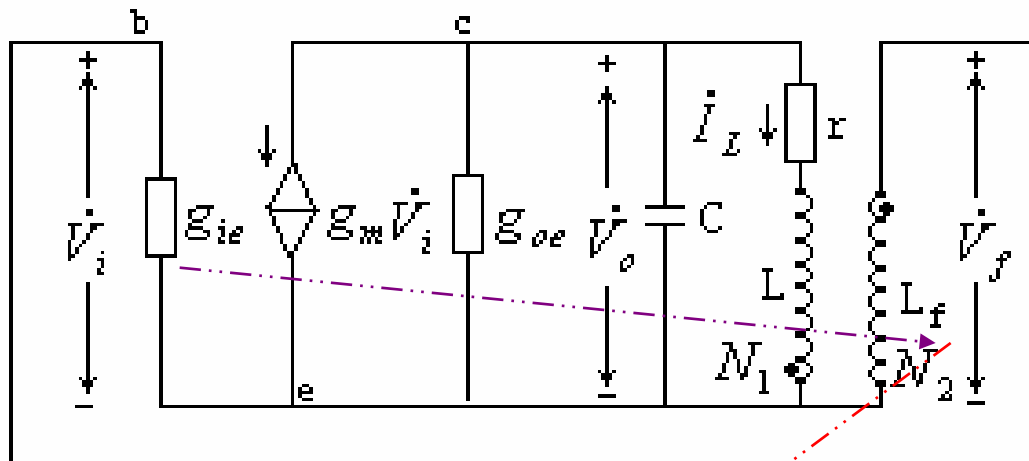


图 5-2-3 图 5-2-2(a) 电路的小信号等效电路

$$\dot{V}_o = \frac{-g_m \dot{V}_i}{g_{oe} + j\omega C + p^2 g_{ie} + 1/(r + j\omega L)}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{g_m}{g_{\Sigma} + j\omega C + 1/(r + j\omega L)}$$

$$g_{\Sigma} = g_{oe} + p^2 g_{ie}; \quad p = N_2 / N_1$$

$$\dot{B}_u = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} = \frac{-j\omega M \dot{I}_L}{(r + j\omega L) \dot{I}_L} = \frac{j\omega M}{r + j\omega L}$$

$p^2 g_{ie}$ 是 g_{ie} 是从 L_f 端等效到 L 端 (即集电极回路端) 的电阻

$$\dot{A}_v \dot{B}_v = 1$$

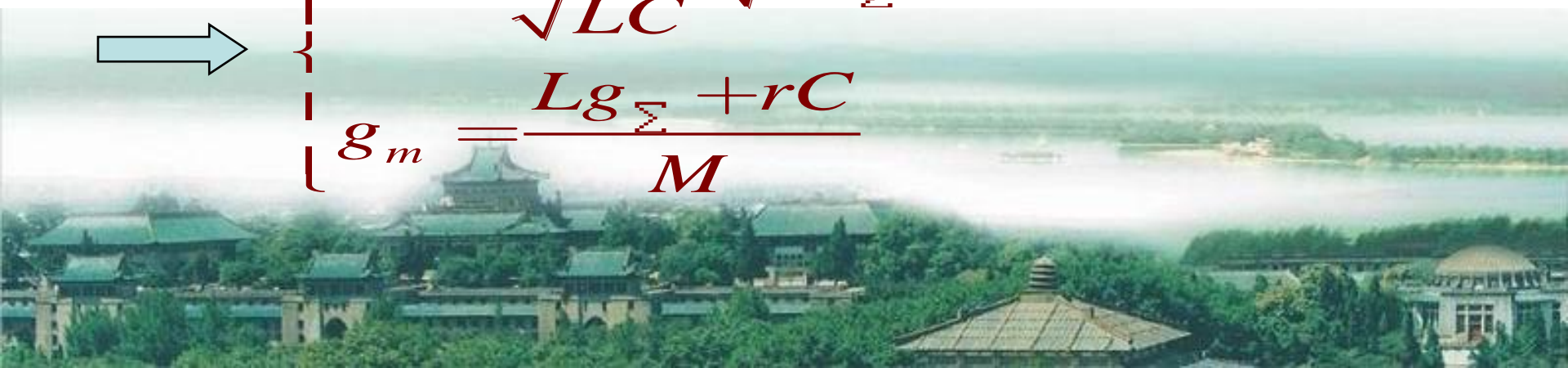
$$\dot{A}_v \dot{B}_v = \frac{g_m}{g_\Sigma + j\omega C + 1/(r + j\omega L)} \cdot \frac{j\omega M}{(r + j\omega L)} = 1 \quad \Rightarrow$$

$$\left[(rg_\Sigma + 1 - \omega^2 LC) + j\omega (Lg_\Sigma + rC - Mg_m) \right] = 0 \quad \Rightarrow$$

$$\left[\omega (Lg_\Sigma + rC - Mg_m) + j(\omega^2 LC - 1 - rg_\Sigma) \right] = 0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} rg_\Sigma + 1 - \omega^2 LC = 0 \\ Lg_\Sigma + rC - Mg_m = 0 \end{cases}$$

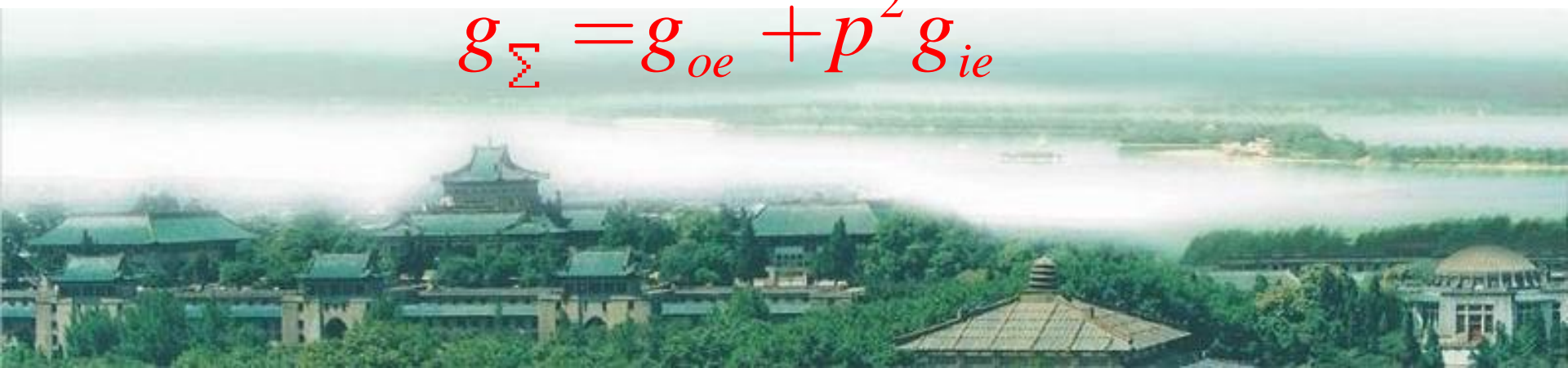
$$\Rightarrow \begin{cases} \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{rg_\Sigma + 1} \\ g_m = \frac{Lg_\Sigma + rC}{M} \end{cases}$$



$$g_m > (g_m)_{\min} = \frac{rC + g_{\Sigma}L}{M}$$

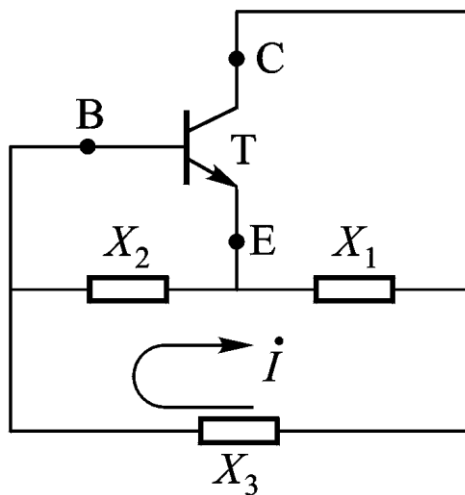
- ◎ r 越大， M 越小，电路起振所需要的跨导 g_m 就越大。
当 $M=0$ 时，起振需要的跨导 g_m 为 ∞ 。这表明电路已不再是振荡器了。
- ◎ 振荡器的振荡频率和晶体管的参数有关，也与晶体管的输入输出电导有关，实际上当振荡频率较高时，管子的极间电容对高频振荡频率影响较大，这一点是不希望的，因为这些参数与温度有关。

$$g_{\Sigma} = g_{oe} + p^2 g_{ie}$$



二、三点式 LC 振荡器

1. 定义：用 LC 并联谐振回路作为选频和移相网络的振荡器



LC 回路有三个抽头，分别与晶体管三个电极相连

2. 构成原则：

与射极相连的是同性性质电抗，不与射极相连的是异性性质电抗
(可以证明满足相位平衡条件)

3 . 工作原理:

若电路设计正确（即处于软激励状态）,假设能起振，即可到达平衡并满足稳定条件。

对三点式振荡器工作原理的讨论,归结为求振荡器是否满足振幅起振的问题。



电路组成法则

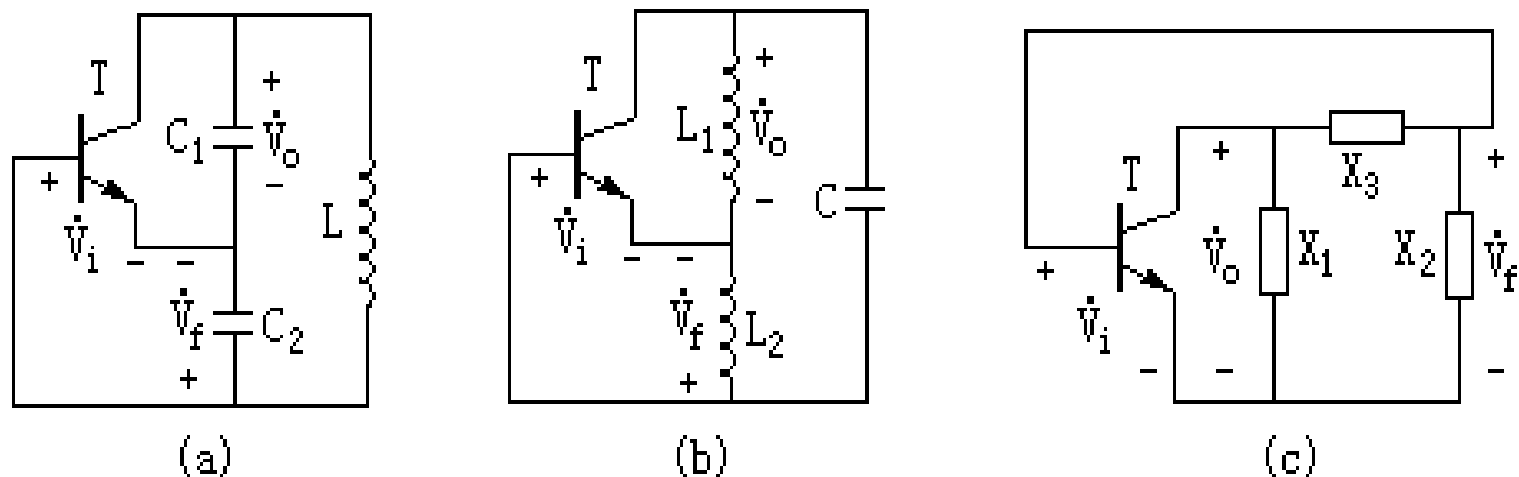


图5-2-4 三端式振荡器的原理电路

(a) 电容三端式电路 (b) 电感三端式电路 (c) 一般形式三端式电路

$$\dot{V}_f = \frac{jX_2}{j(X_2 + X_3)} \dot{V}_o \approx -\frac{X_2}{X_1} \dot{V}_o$$

◎为了满足相位平衡条件，就 \dot{V}_f 必须 \dot{V}_o 与反相。因而由上式可见， X_2 必须与 X_1 为同性性质电抗，再由 $X_1 + X_2 + X_3 \approx 0$ 可知， X_3 应为异性性质电抗。这时，振荡器的振荡频率就是谐振回路的谐振频率。



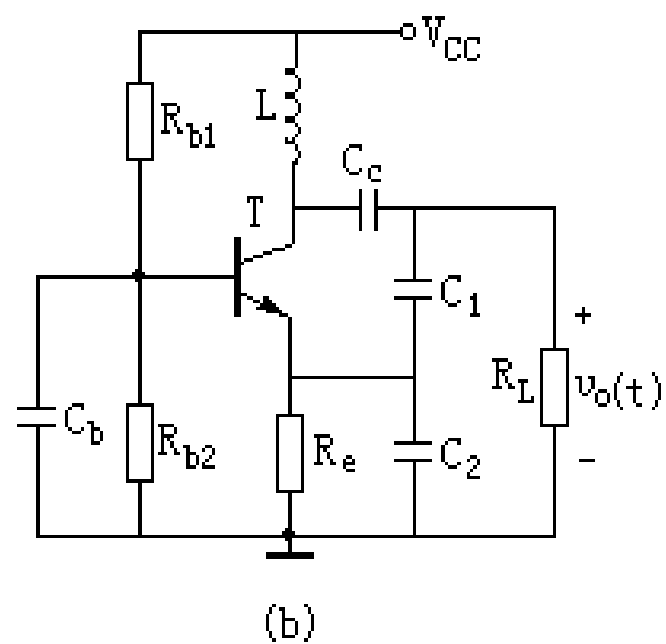
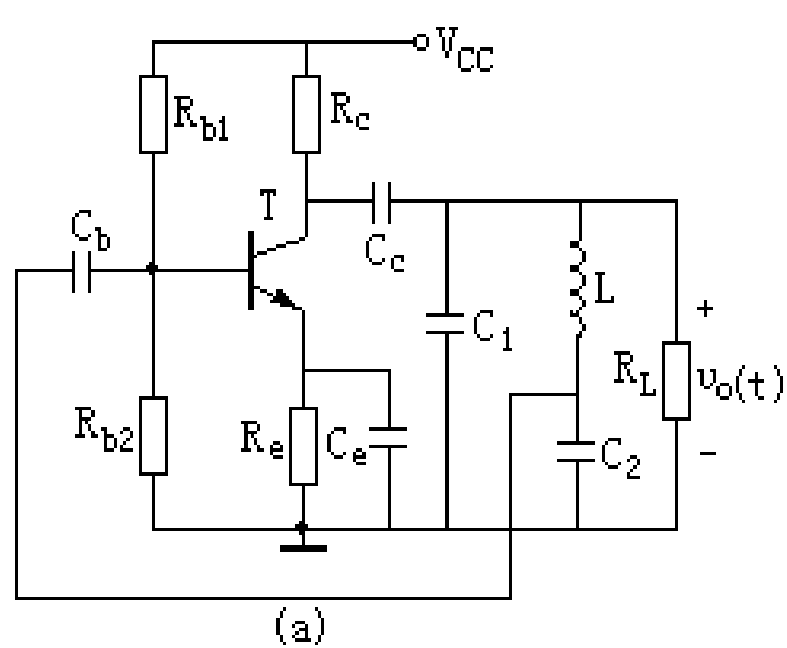


图 5-2-5 电容三端式振荡器电路

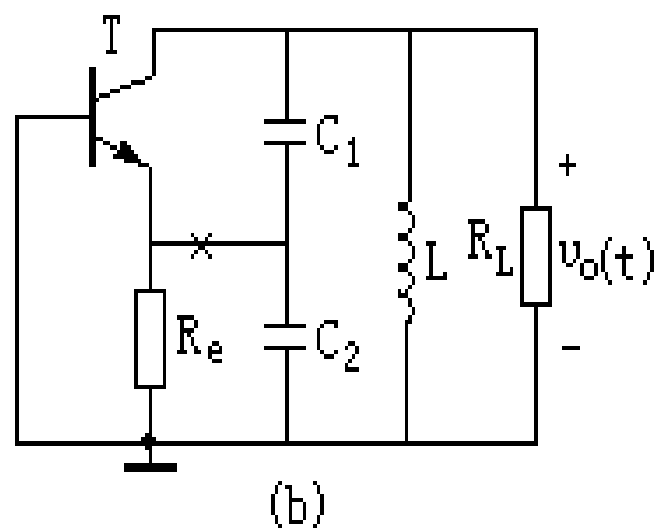
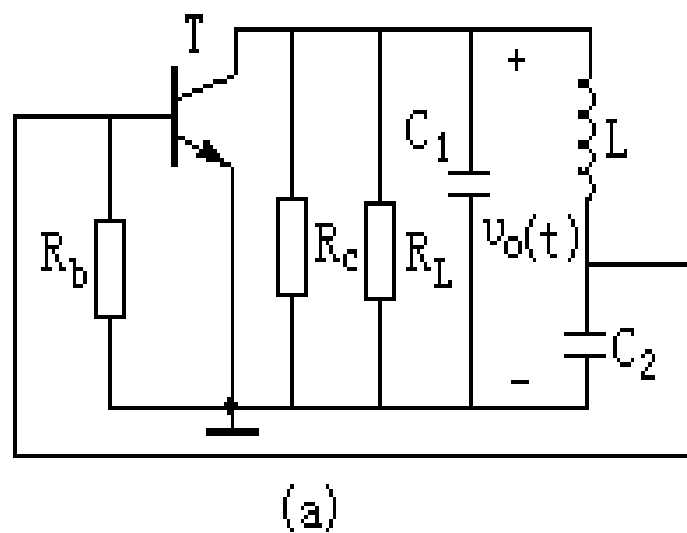


图 5-2-6 对应图 5-2-5 电路的交流通路

$$V_{BB} = V_{CC} R_{b2} / (R_{b1} + R_{b2}), \quad R_b = R_{b1} // R_{b2}$$

①由图5-2-7(a)可见:

起振时, 加在发射结上的偏置电压 V_{BE0} 即为静态偏置电压

$$V_{BEQ} = V_{BQ} - V_{EQ}, \quad \text{其中, } V_{BQ} = V_{BB} - I_{BQ} R_b, \quad V_{EQ} = I_{EQ} R_e$$

②当 u_i 增大到振荡管具有非线性放大特性时, u_i 的一部分进入截止区, 如图5-2-7(b)所示可见:

振荡管的集电极电流(和相应的基极电流)已不再是正弦波, 而是失真的脉冲波, 因而, 它们的平均值将大于静态值, 且随 u_i 增大而增大, 结果是 V_{B0} 减小, 相应的

$$V_{BE0} = V_{B0} - V_{E0} (V_{B0} \text{减小, } V_{E0} \text{增加}) \text{减小。}$$

③振荡振幅增大时, 加在发射结上的偏置电压将自静态值向截止方向移动, 导致放大器增益即环路增益进一步下降, 从而进一步提高了振荡振幅稳定性, 如图5-2-8中虚线所示。图中, 各条实线为偏置恒定时的环路增益特性。

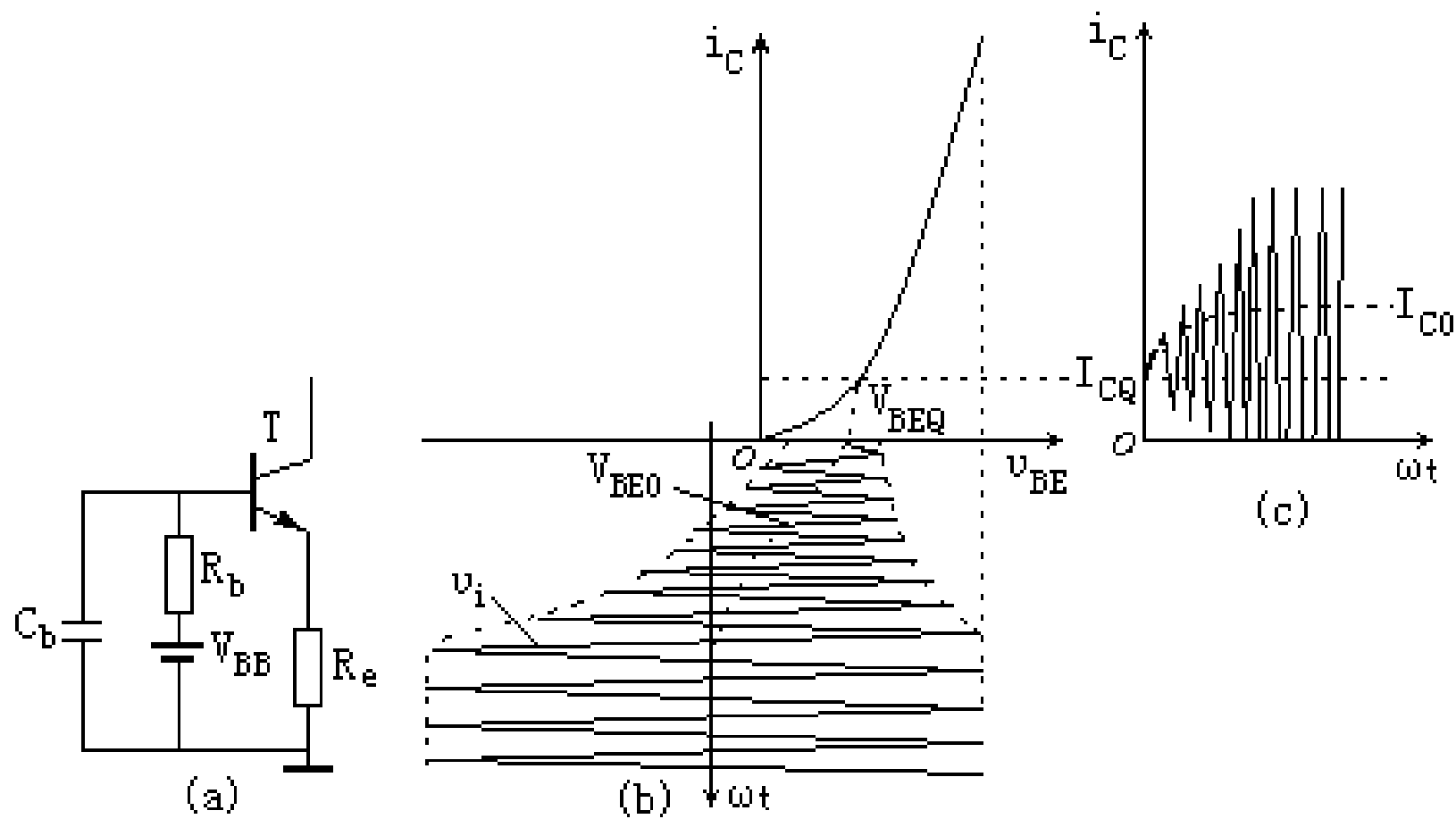


图5-2-7 自给偏置效应



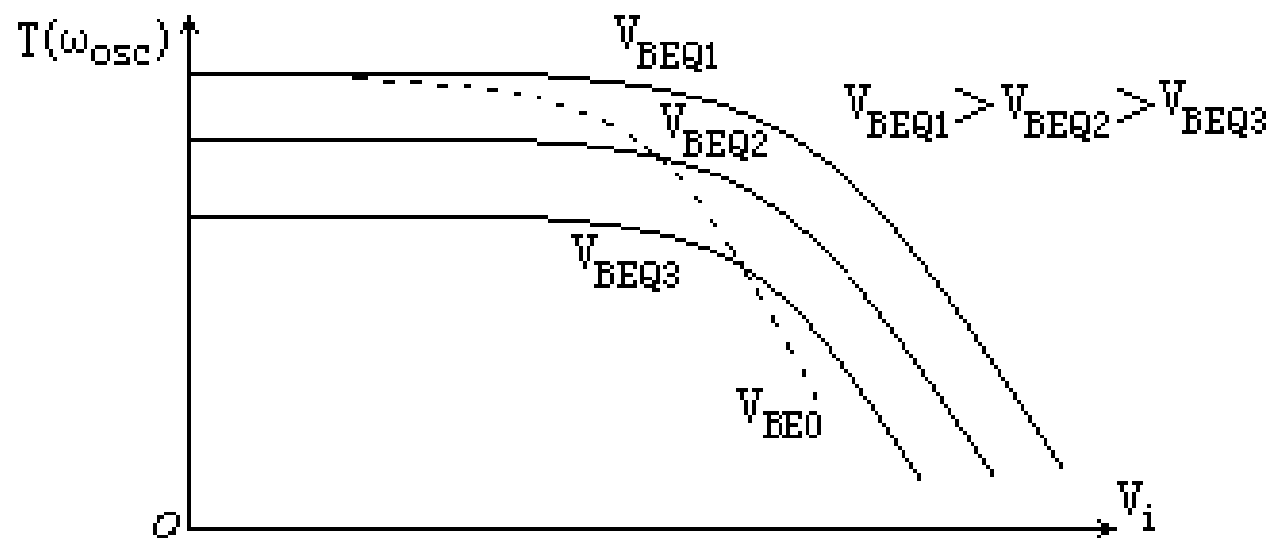
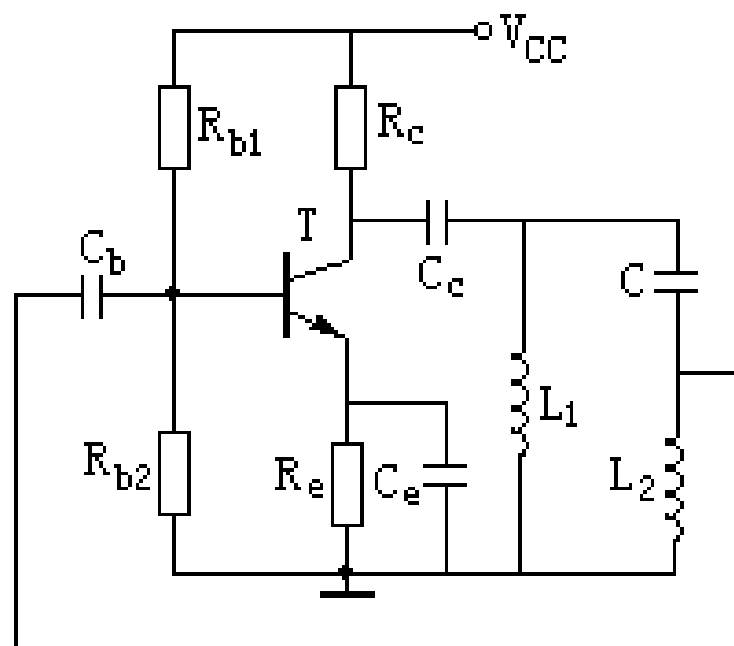
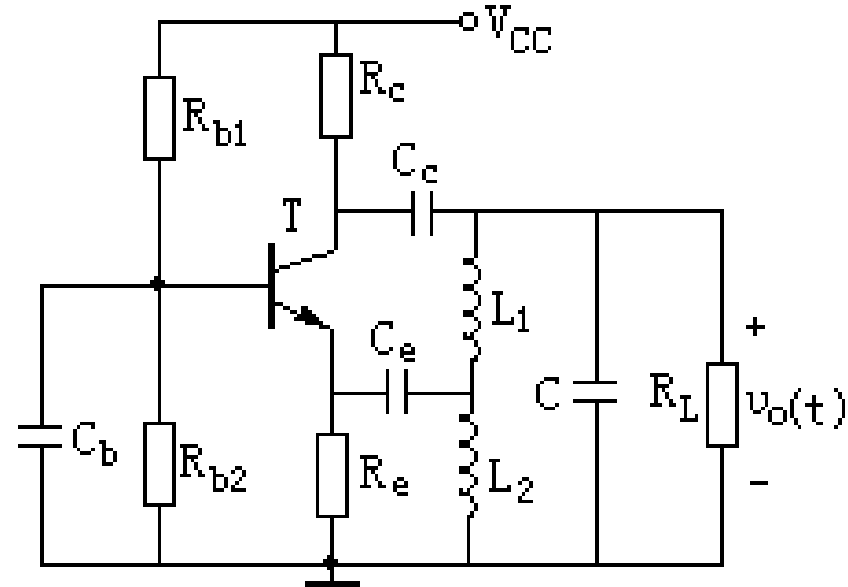


图 5-2-8 自给偏压效应对环路增益的影响



(a)



(b)

图 5-2-9 电感三端式振荡器电路

电容三端式振荡电路的起振条件

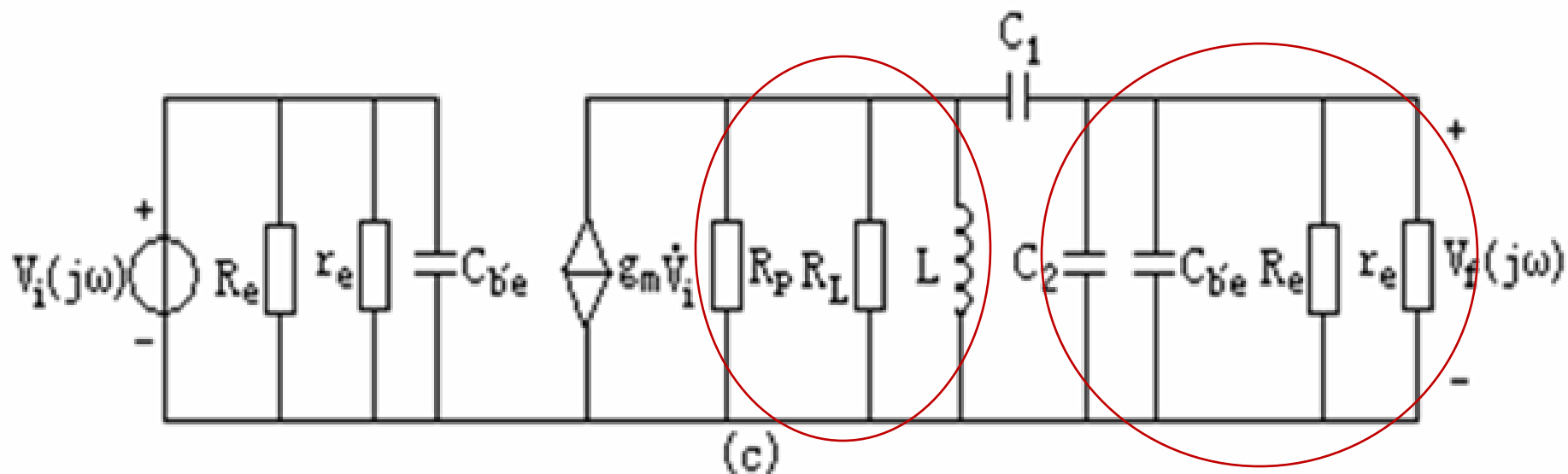
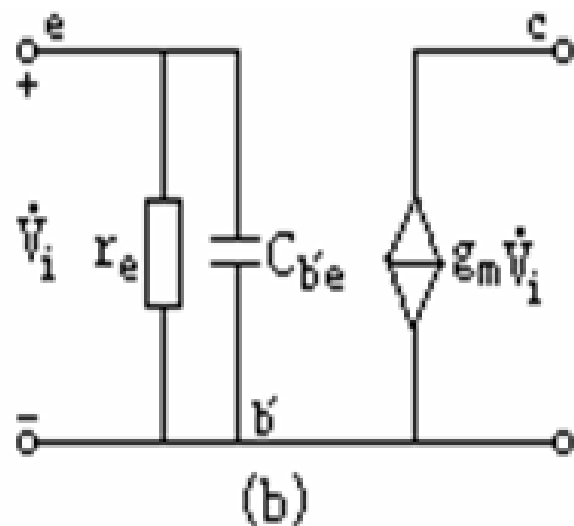
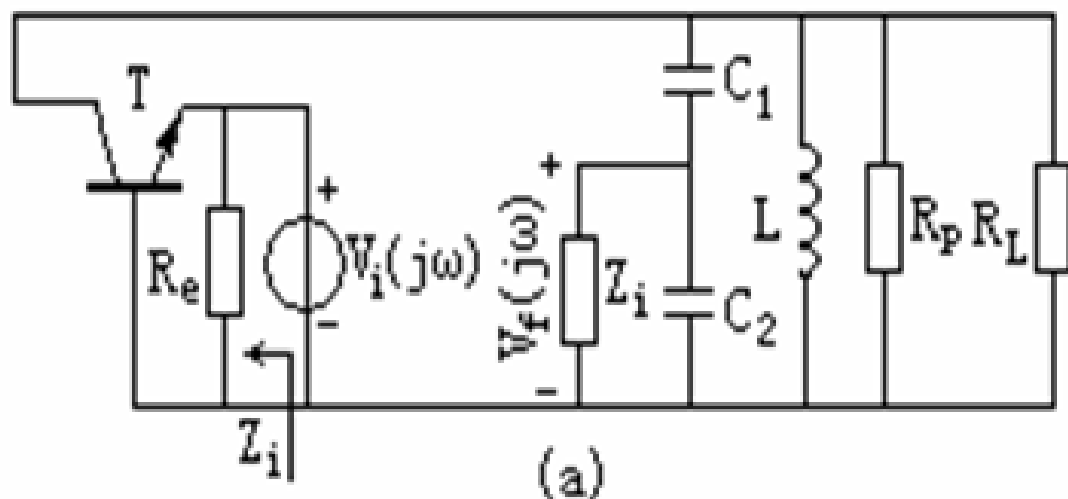


图5-2-10 推导 $T(j\omega)$ 的等效电路

①以图5-2-6 (b) 所示电路为例：

在×处断开，断开点的左面加环路的输入电压 $V_i(j\omega)$ ，右面应接入自断开点向左看进去的阻抗 Z_i ，如图5-2-10(a)所示。图中， R_p 是 L 、 C_1 、 C_2 并联谐振回路的固有谐振电阻，由下式表示 $R_p = \omega L Q_0$ 式中 Q_0 为回路的固有品质因数

②环路在×处断开后，三极管接成共基组态，将它用混合 π 型等效电路表示。

当振荡频率远小于管子的特征频率时，为了简化分析，忽略 $C_{bb'}$ 、 r_{ce} 和 $C_{b'e}$ 得到的简化等效电路如图5-2-10 (b) 所示。在×处呈现的输入阻抗 $Z_i = R_e \parallel r_e \parallel 1 / j\omega C_{b'e}$ ，其中 $r_e = 26\text{mV} / I_{EQ}$ 。推导的等效电路如图5-2-10 (c) 所示。

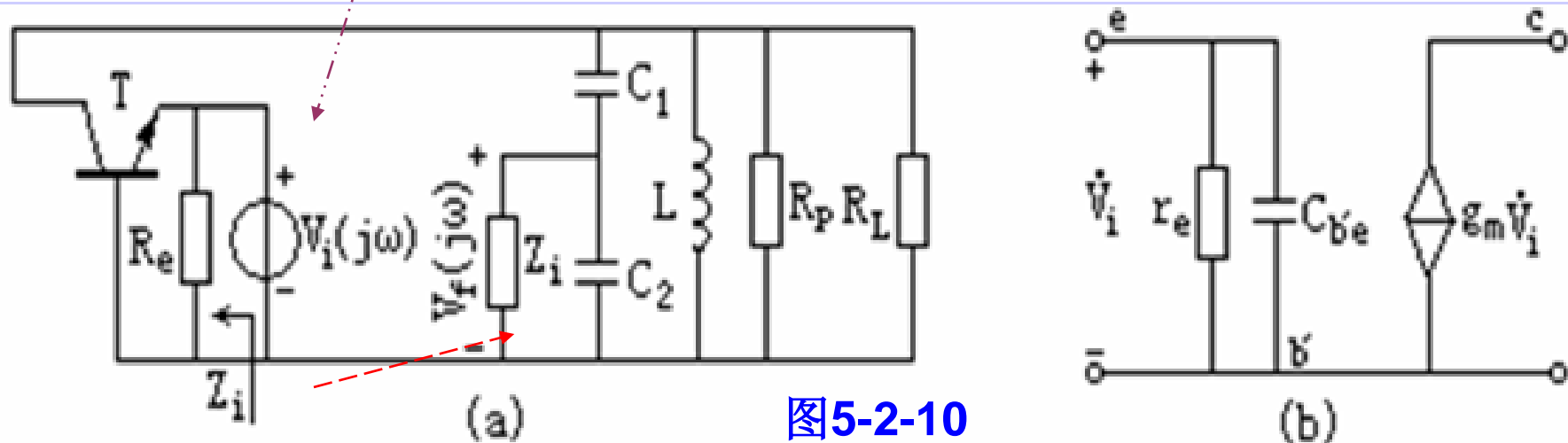


图5-2-10

$$R'_L = 1/g'_L = R_L // R_p \quad C'_2 = C_2 + C_{b'e}$$

$$R_i = 1/g_i = R_e // r_e \quad \text{见图5-2-10(C)}$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_2 = \frac{1}{g_i + j\omega C'_2}, \quad Z_3 = \frac{1}{g'_L + 1/j\omega L}$$

$$V_f(j\omega) = \frac{g_m V_i(j\omega)}{\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1 + Z_2}} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$T(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{g_m}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_1}{Z_2 Z_3}}$$

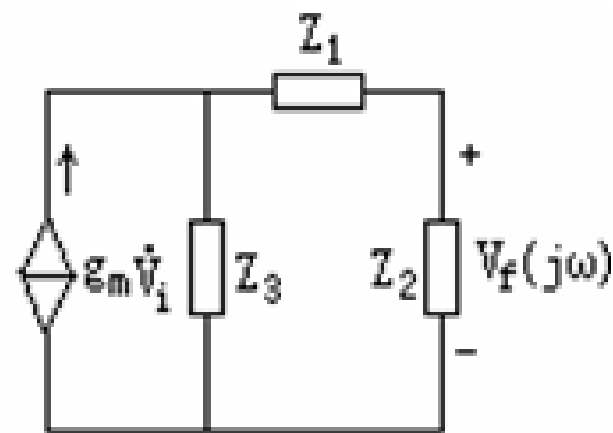


图5-2-11 推导起振条件的简化电路

$$T(j\omega) = \frac{g_m}{A + jB} = T(\omega) e^{j\varphi_T(\omega)}$$

$$T(\omega) = \frac{g_m}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad \varphi_T(\omega) = -\arctan \frac{B}{A}$$

$$A = g'_L + g_i + g'_L \frac{C'_2}{C_1} - \frac{g_i}{\omega^2 LC_1} \quad |T| > 1$$

$$B = \omega C'_2 - \frac{1}{\omega C_1} g_i g'_l - \frac{C'_2}{\omega LC_1} - \frac{1}{\omega L}$$



根据 $\varphi_T(\omega_{osc}) = 0$ (即 $B=0$) 和 $|T| > 1$ (即 $g_m > A$) 分别求得电容三端式振荡器的相位起振条件为

$$\omega_{osc}^2 LC_1 C_2' - L g_i g' - C_2' - C_1 = 0$$

振幅起振条件为:

$$g_m > g_L' \left(1 + \frac{C_2'}{C_1} \right) + g_i' \left(1 - \frac{1}{\omega_{osc}^2 LC_1} \right)$$



(1) 振荡角频率 ω_{osc}

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_i g'_L}{C_1 C'_2}} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{g_i g'_L}{\omega_0^2 C_1 C'_2}}$$

$$C = \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

在实际电路中，一般满足： $\omega_0^2 C_1 C'_2 \gg g_i g'_L$

工程估算时，可近似认为： $\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$



(2) 振荡起振条件的简化

$\omega = \omega_{osc} \approx \omega_0$ 时:

$$g_m > g'_L \frac{C_1 + C'_2}{C_1} + g_i \frac{C_1}{C_1 + C'_2}; \quad p = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$$



$$g_m > \frac{1}{p} g'_L + p g_i; \quad p \cdot \frac{g_m}{g'_L + p^2 g_i} > 1$$

若 $g_i \gg \omega C'_2$,则由图5-2-10(c)可见, $p^2 g_i$ 便是 g_i 经电容分压器折算到集电极上的电导值。因而回路谐振时集电极上的总电导为 $(g'_L + p^2 g_i)$, g_m 除以这个总电导值就是回路谐振时放大器的电压增益 $A_v(\omega_0)$,而 p 则是反馈网络 (由 C_1 和组成) 的反馈系数 B_{fv} , 这样, 式 (5-2-15b) 又可表示为

$$A_v(\omega_0) B_{fv}(\omega_0) > 1$$



◎工程设计的分析如下:

- ①要保证起振条件, 必须增大 A_v 和 B_{fv} 。但增大 B_{fv} , $p^2 g_i$ 也会增大必然使 A_v 减小; 反之亦然; 所以要增大 T , p 必须选的适中。
- ②提高三级管的 I_{CQ} 可以增大 g_m , 从而提高 A_v ; 但不能过大否则会过大, 造成回路有载品质因数过低, 影响振荡频率的稳定性。一般 I_{CQ} 取之 **(1-5) mA**。
- ③一般情况下: 若选择振荡管 f_T 大于振荡频率的5倍, R_L 又不太小 (大于 $1k\Omega$), 且 p 取值适中, 都可以满足振幅起振的条件。



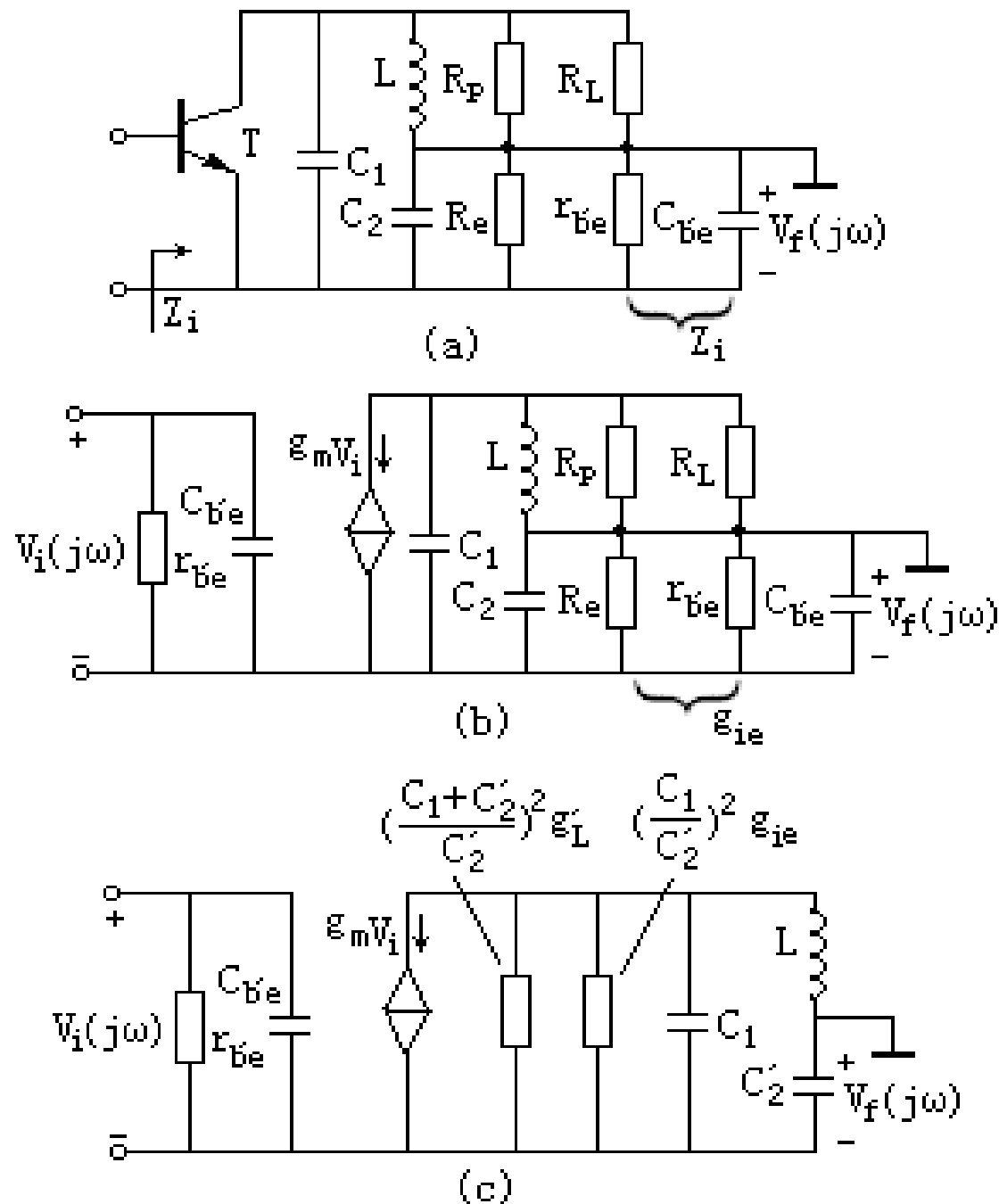


图5-2-12 在基极处开断的等效电路

◎将图5-2-6 (b) 所示闭合环路在基极处开断，如图5-2-12 (a) 所示，则可看到，三极管接成共发组态，相应的开环等效电路如图5-2-12 (b) 所示，图中：

$$g_{ie} = \frac{1}{R_e} + \frac{1}{r_{b'e}}$$



$$\left(\frac{C_1}{C'_2} \right)^2 g_{ie}$$

$$g'_L = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_L}$$



$$\left[\left(\frac{C_1 + C'_2}{C'_2} \right)^2 g'_L \right]$$

$$C'_2 = C_2 + C_{b'e}$$

放大器在回路谐振时的增益

$$A_u(\omega_0) = \frac{g_m}{\left(\frac{C_1 + C'_2}{C'_2} \right)^2 g'_L + \left(\frac{C_1}{C'_2} \right)^2 g_{ie}}$$

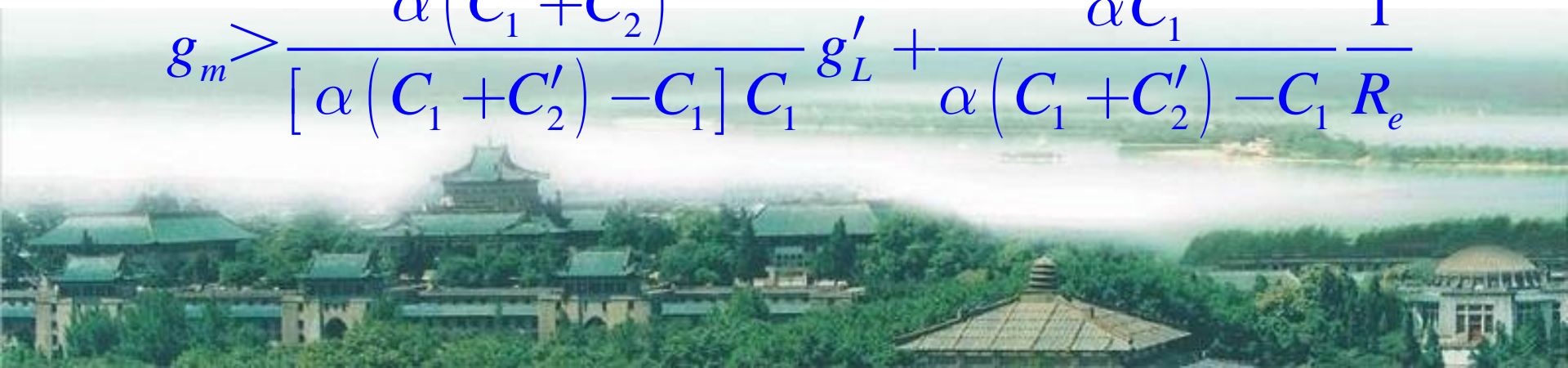
◎反馈系数 $B_{f_{\mu}} = \frac{-1/\omega_0 C'_2}{\omega_0 L - 1/\omega_0 C'_2} = -\frac{C_1}{C'_2}$

◎振幅起振条件为

$$g_m > \left(\frac{C'_2}{C_1} \right) \left[\left(\frac{C_1 + C'_2}{C'_2} \right)^2 g'_L + \left(\frac{C_1}{C'_2} \right)^2 \left(\frac{1}{R_e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \right]$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) r_e; \quad g_m = \alpha / r_e; \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$g_m > \frac{\alpha (C_1 + C'_2)^2}{[\alpha (C_1 + C'_2) - C_1] C_1} g'_L + \frac{\alpha C_1}{\alpha (C_1 + C'_2) - C_1} \frac{1}{R_e}$$



当 $\alpha \approx 1$ 时，上式简化为

$$g_m > \frac{(C_1 + C'_2)^2}{C_1 C'_2} g'_L + \frac{C_1}{C'_2} \frac{1}{R_e}$$

结论：

正如本小节开始部分提到的：

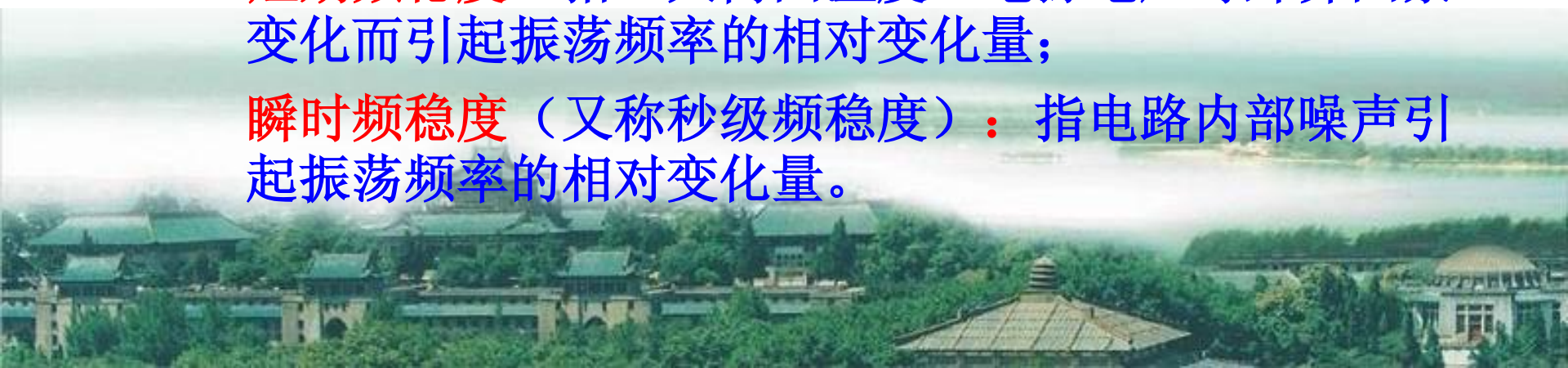
闭合环路不论何处断开，它们的振幅起振条件都是一样的。不过，断开点不同，放大器的组态和反馈网络的组成就不同，相应的放大器增益和反馈系数也就不同。

用工程估算法求起振条件



四、LC振荡器频率稳定度

- ◎频率稳定度是振荡器的重要性能指标之一。
- ◎其定义是：在规定时间内，规定的温度、湿度、电源电压等变化范围内振荡频率的相对变化量。
- ◎按规定时间的长短不同，频率稳定度（简称频稳度）有长期、短期和瞬时之分：
 - 长期频稳度**：指一天以上乃至几个月内因元器件老化而引起振荡频率的相对变化量；
 - 短期频稳度**：指一天内因温度、电源电压等外界因素变化而引起振荡频率的相对变化量；
 - 瞬时频稳度**（又称秒级频稳度）：指电路内部噪声引起振荡频率的相对变化量。



振荡频率是根据相位平衡条件

$$\varphi_T(\omega_{osc}) = 0$$

主网络相移 $\varphi_A(\omega)$ 放大管内部相移 $\varphi_f(\omega)$

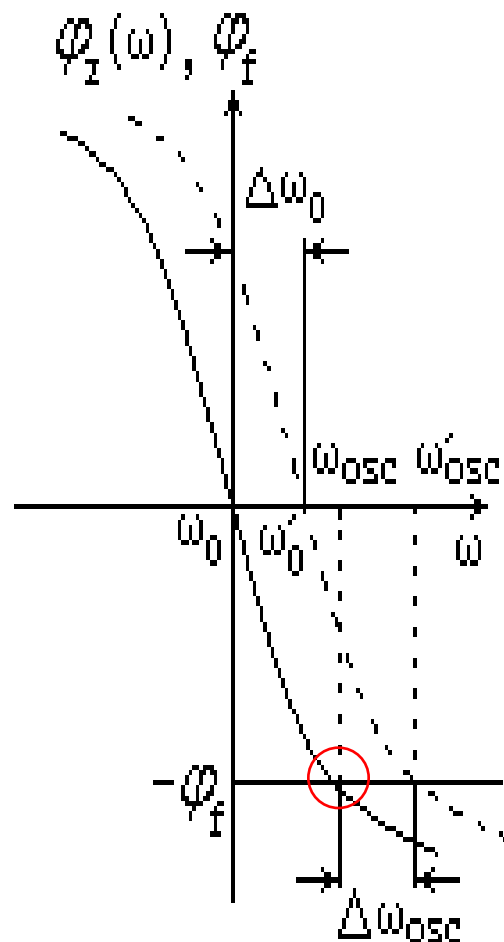
反馈网络相移 并联谐振网络的相移确定

$$\varphi_T(\omega_{osc}) = \varphi_Z(\omega_{osc}) + \varphi_f = 0$$

$$\varphi_Z(\omega) = -\arctan Q_L \frac{2(\omega - \omega_o)}{\omega_o}$$

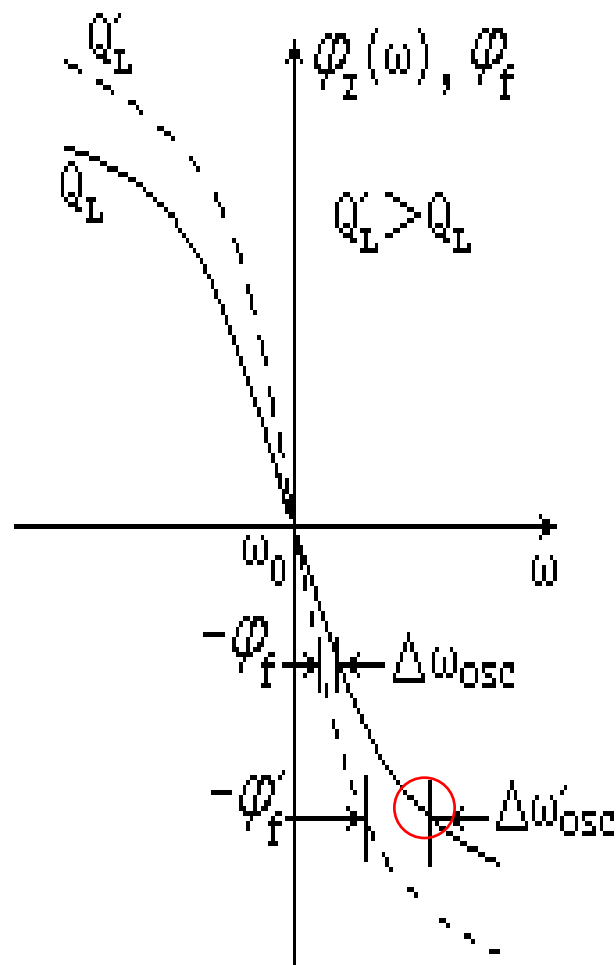
角频率是 $\varphi_Z(\omega_{osc})$ 曲线与高度为 φ_f 水平线相交点对应的角频率

✓中心频率发生偏移



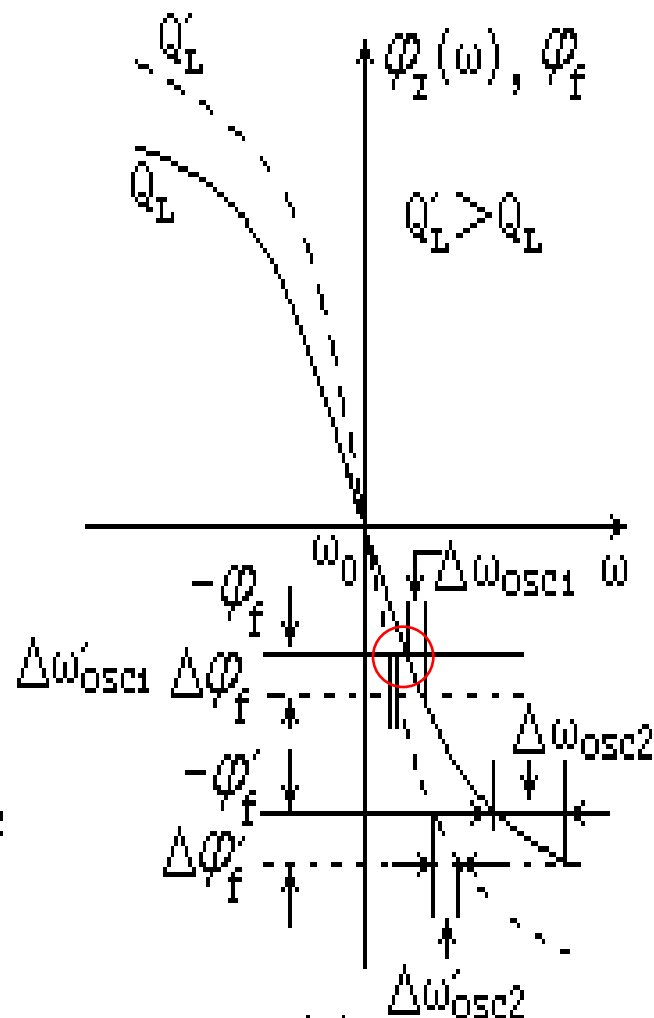
(a)

✓品质因数发生偏移



(b)

✓反馈相发生偏移



(c)

图5-3-1 由相位平衡条件说明振荡频率不稳定的原因

(a) $\Delta\omega_0$ (b) ΔQ_L (c) $\Delta\varphi_f$

✓中心频率发生偏移:

若外界因素（温度等）变化使LC谐振回路的L和C变化，从而使其谐振角频率 $\Delta\omega_o$ 产生 $\Delta\omega_o$ 的变化，则 $\varphi_Z(\omega)$ 曲线的形状不变，仅是沿横坐标轴平移，如图5-3-1（a）所示。可见，由此引起振荡频率的变化量实际上就是回路谐振频率的变化量，即。

$$\Delta\omega_{osc} = \Delta\omega_o$$

✓品质因数发生偏移:

若外界因素变化引起负载和管子参数变化，从而使谐振回路的 Q_L 增加 ΔQ_L ，则 $\varphi_Z(\omega)$ 曲线变陡，如图5-3-1（b）所示。可见， ΔQ_L 引起振荡频率的变化量与 φ_f 大小有关， φ_f 越大， $\varphi_Z(\omega)$ 曲线在交点上的斜率越小，同样的 ΔQ_L 引起的振荡频率变化量就越大，即。

$$\Delta\omega'_{osc} > \Delta\omega_{osc}$$



✓反馈相移发生偏移:

若外界因素变化使 φ_f 产生 $\Delta\varphi_f$ 的变化, 则 φ_z (曲线形状不变, 而交点移动, 如图5-3-1 (c) 所示。 $\Delta\varphi_f$ 引起振荡频率的变化与 φ_f 和 Q_L 的大小有关。 φ_f 越大, $\Delta\varphi_f$ 曲线在相交点上的斜率就越小, 因而, 同样的 $\Delta\varphi_f$ 引起振荡频率的变化量也就越大。同理, Q_L 越大, 曲线越陡, 因而, 同样的 $\Delta\varphi_f$ 引起振荡频率的变化量就越小。

➤ 结论:

$$\left(\frac{\Delta\omega_{\text{osc}}}{\omega_{\text{osc}}} \right) \longrightarrow \begin{cases} \Delta\omega_0 \downarrow, \Delta\varphi_f \downarrow, \Delta Q_L \downarrow \\ Q_L \uparrow \\ \varphi_f \downarrow \end{cases}$$



1、频率稳定度基本概念

$$\frac{\Delta\omega_{osc}}{\omega_{osc}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[\frac{(\Delta f_{osc})_i}{f_{osc}} - \overline{\frac{\Delta f_{osc}}{f_{osc}}} \right]^2}$$

绝对频差的平均值，称为绝对频率准确度

$$\overline{\Delta f_{osc}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_i - f_{osc})$$



2、频率稳定度的分析

① $\frac{\Delta\omega_{osc}}{\omega_{osc}}$ 与 ω_o 、 Q_e 、 φ_e 有关

i ω_o 、 φ_e 不变, Q_e 变

a) ΔQ_e 不变, Q_e 变 $\Rightarrow Q_e \uparrow \rightarrow \Delta\omega_{osc} \downarrow$



点击演示

b) Q_e 不变, ΔQ_e 变化 $\Rightarrow \Delta Q_e \downarrow \rightarrow \Delta\omega_{osc} \downarrow$



点击演示

ii ω_o 、 Q_e 不变, φ_e 变

a) $\Delta\varphi_e$ 不变, φ_e 变 $\Rightarrow \varphi_e \downarrow \rightarrow \Delta\omega_{osc} \downarrow$



点击演示

b) φ_e 不变, $\Delta\varphi_e$ 变化 $\Rightarrow \Delta\varphi_e \downarrow \rightarrow \Delta\omega_{osc} \downarrow$



点击演示

iii φ_e 、 Q_e 不变, ω_o 变 $\Rightarrow \Delta\omega_o \downarrow \rightarrow \Delta\omega_{osc} \downarrow$



点击演示

② 结论:

$$\left(\frac{\Delta\omega_{\text{osc}}}{\omega_{\text{osc}}}\right) \longrightarrow \begin{cases} \Delta\omega_0 \downarrow, \Delta\varphi_e \downarrow, \Delta Q_e \downarrow \\ Q_e \uparrow \\ \varphi_e \downarrow \end{cases}$$

3 . 提高频率稳定度的措施:

- 减少外界因素的影响
- 提高回路标准性



五、改进型三点式振荡器

1. 与什么因素有关？

- $$\frac{\Delta\omega_0}{\omega} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right)$$
- 因电感 L 值固定，要减少极间电容对回路的影响，所以应提高回路电容值，又不影响振荡性能。



$$\omega_o + \Delta\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} = \omega_o \left[\left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \left(1 + \frac{\Delta C}{C} \right) \right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$\omega_o + \Delta\omega_o \approx \omega_o \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} \right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \right) \approx \omega_o - \frac{1}{2} \omega_o \frac{\Delta L}{L} - \frac{1}{2} \omega_o \frac{\Delta C}{C}$$

$$\Delta\omega_o \approx -\frac{1}{2} \omega_o \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$$



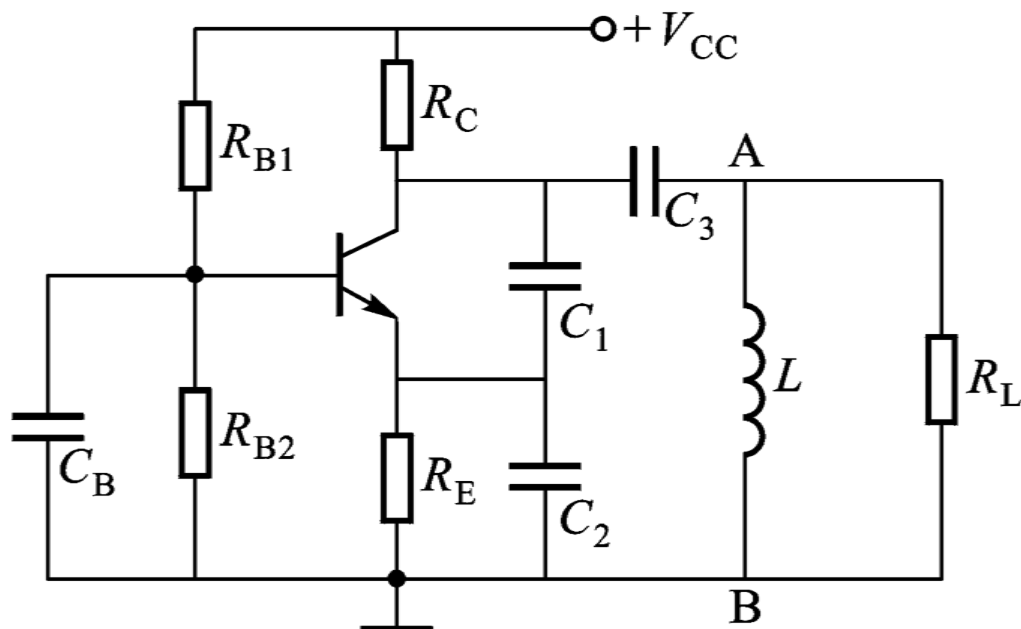
- ①为了提高回路标准性，必须减小 L 和 C 的相对变化量。
- ②在 L 和 C 中，除了外加的集总电感和电容以外，还包括元件和引线的分布电容和分布电感以及管子的极间电容等寄生参量。
- ③减小 L 和 C 的相对变化量的措施是：
采用高稳定的集总电感和电容器，减小不稳定的寄生参量及其在 L 和 C 中的比重以及采用温度补偿等。



2. 改进型振荡器

① 克拉泼振荡器

a) 电路



✧ 条件: $C_3 \ll C_1, C_3 \ll C_2$

✧ L 不变, 提高 C_1 、 C_2 的值, 减小极间电容影响, 仍然

保持 $B_{fv} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ 和 $\omega_{osc} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_3}}$ 不变

$$R_L'' \approx p_2^2 R_L' = \left(\frac{C_3}{C_3 + C_{12}} \right)^2 R_L'$$

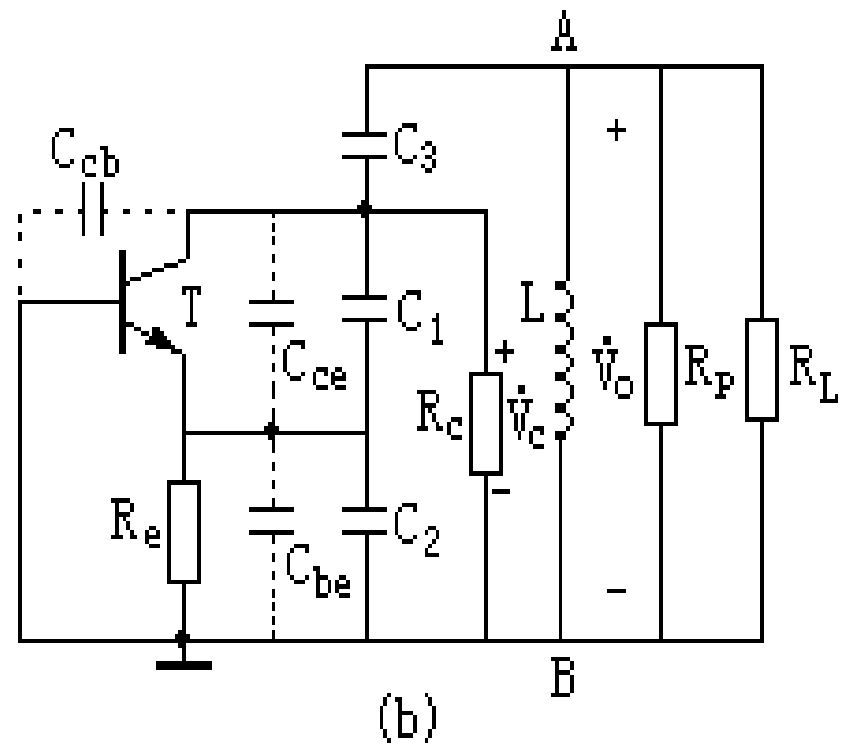
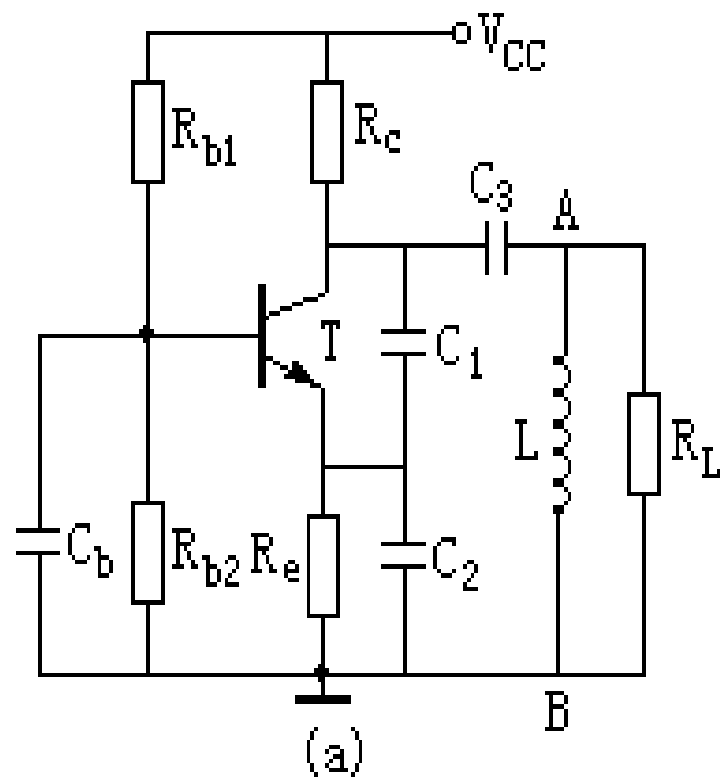


图5-3-2 克拉泼振荡电路

(a) 实用电路；(b) 交流通路

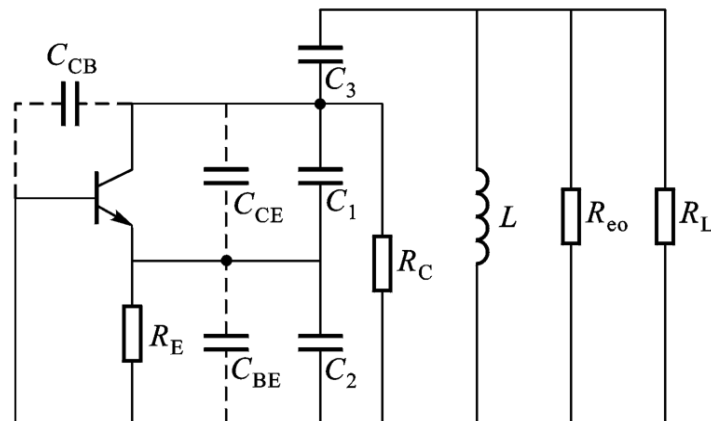
b) 提高频率稳定度的分析:

- 极间电容引起回路电容变化了

- L 不变时:

$$\text{变化量 } \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} C_3 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)^2 \Delta C_\Sigma$$

- $\left(\frac{\Delta\omega_{osc}}{\omega_{osc}} \right) \downarrow \Rightarrow \left(\frac{\Delta\omega_o}{\omega_o} \right) \downarrow \Rightarrow n_3 \downarrow \Rightarrow C_3 \downarrow$



- 但 C_3 不宜太小, 否则导致停振, 所以克拉泼振荡器是为固定频率的振荡器

② 西勒振荡电路:

西勒振荡器的实用电路及其交流通路如图5-3-3所示。

的主要特点是在克拉泼电路基础上与电感并联一个可调电容 C_4 ，而 C_1 、 C_2 、 C_3 均为固定电容，并且仍满足条件：

$$C_3 \ll C_1, C_3 \ll C_2$$

而电容 C_4 一般与 C_3 同量级，因此回路总电容近似为 $C_{\Sigma} \approx C_3 + C_4$ ，振荡频率近似等于：

$$\omega_{osc} \approx \frac{1}{\sqrt{L(C_3 + C_4)}}$$



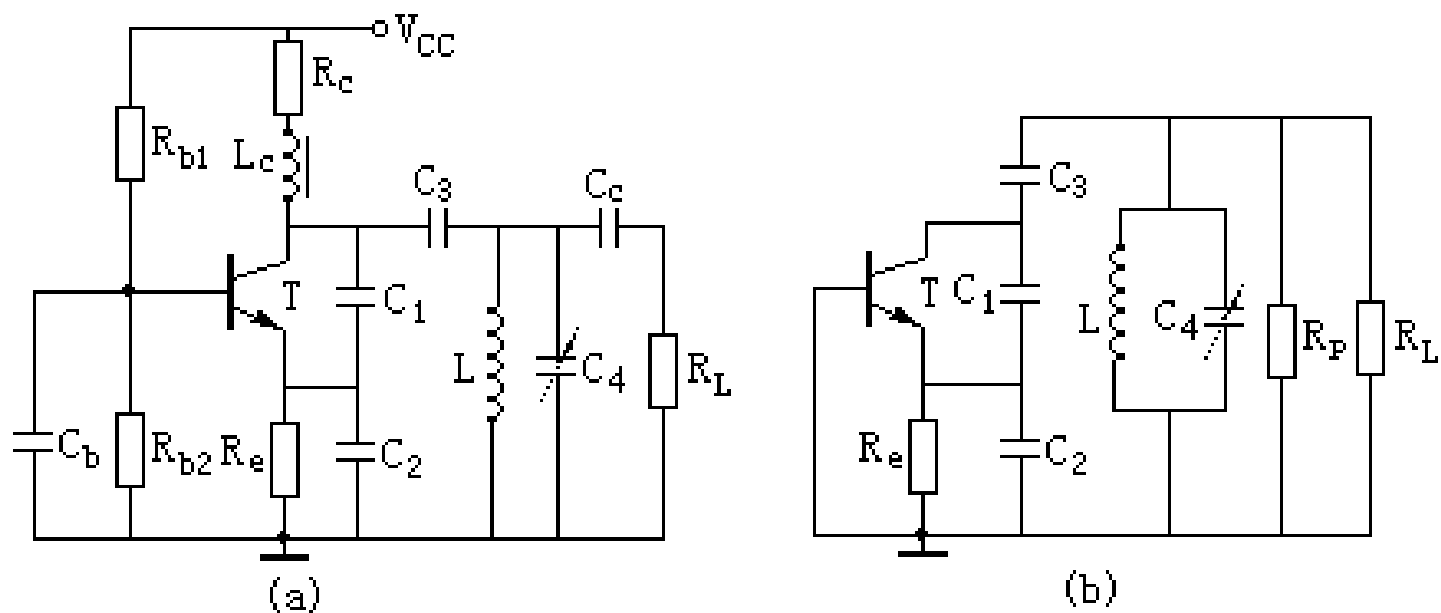


图5-3-3 西勒振荡电路
(a) 实用电路 (b) 交流通路



西勒电路保持了克拉泼电路频率稳定度高的优点，而且适合做波段振荡器。由于放大器的等效负载为：

$$R_L'' = p_2^2 R_L' = \left(\frac{C_3}{C_3 + C_{12}} \right)^2 R_L' = \left(\frac{C_3}{C_3 + C_{12}} \right)^2 Q_L \omega_{osc} L$$

在利用 C_4 改变振荡频率时，输出振荡电压幅度能保持基本稳定，并且频率调节也比较方便。

与克拉泼电路相比，作为波段振荡器时，克拉泼电路

的波段复盖系数 $K \left(\frac{f_{osc \max}}{f_{osc \min}} \right)$ 只有1.1~1.2左右，而西勒电

路的波段复盖系数 K 可达1.6~1.8，因此得到广泛应用。



§ 5-4、晶体振荡器

一、概述

二、晶体振荡电路

PS: 皮尔斯电路电容三点式中的电感
密勒电路电感三点式中的一个电感



一、概述

1. 定义：用石英晶体谐振器控制并稳定高频振荡频率的振荡器称为晶体振荡（简称晶振）

优点： Q_q 很高，约 $10^5 \rightarrow 10^6$ ；

频率稳定度 $\frac{\Delta\omega_{osc}}{\omega_{osc}}$ 很高，约 $10^{-5} \rightarrow 10^{-11}$ ；

2. 石英晶体性能特点

① 物理性能

i 稳定性好：

ii 具有压电效应：



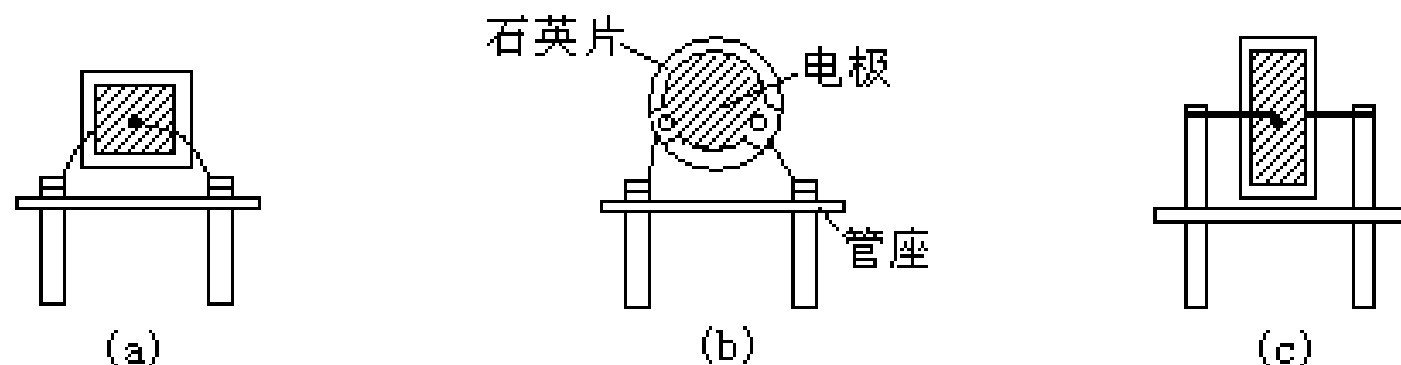


图5-4-1 石英谐振器的内部结构
(a) 正方形 (b) 圆形 (c) 长方形

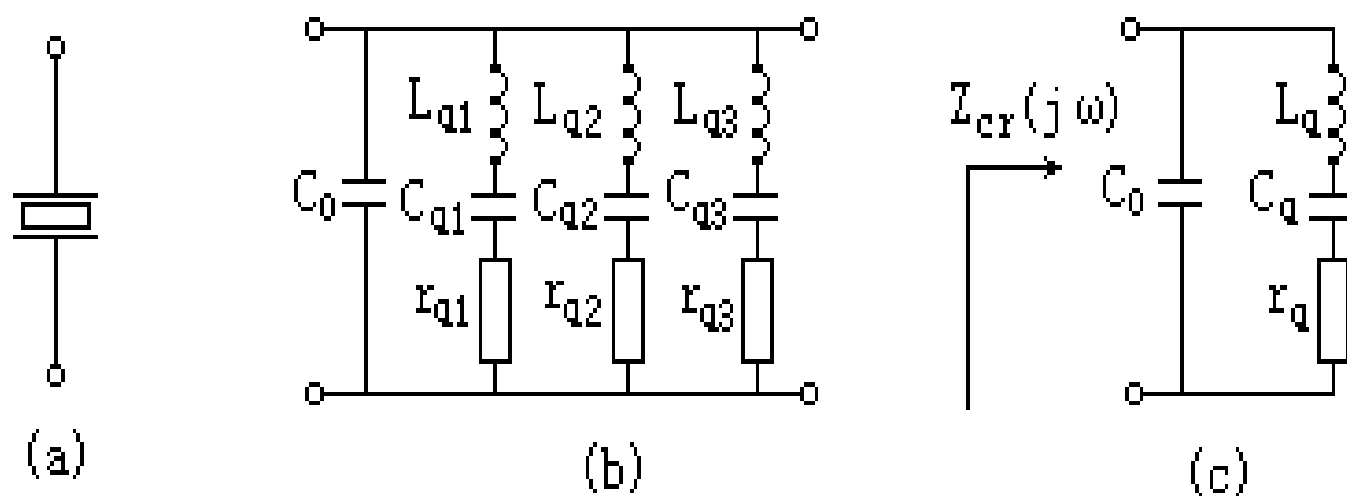


图5-4-2 石英谐振器的等效电路
(a) 电路符号 (b) 完整等效电路 (c) 基频等效电路

iii 振荡频率

若 $\omega = \omega_s$ ，压电效应最强，称 ω_s 为基频

iv 泛音效应

若 $\omega = n\omega_s$ ，压电效应较强，称 $n\omega_s$ 为 n 次泛音
(一般采用三次或五次泛音)

② 电性能:

i 做一个实验:

- 若在石英晶片两端加一信号源，观察流过晶体的电流与它二端电压的关系

• 现象

$\omega > \omega_s$ 电流滞后电压 90° ;

$\omega = \omega_s$ 电流最大，呈纯阻;

$\omega < \omega_s$ 电流超前电压 90° ;

- 结论: 可见石英晶片等效 L_q C_q r_q 的串联谐振回路。

一般 L_q : 几毫亨~几百亨

C_q : 10^{-4} pF~ 10^{-1} pF

r_q : 几十 Ω ~几百 Ω

支架电容 C_0 为几皮法

b) 性能

i) Q_q 很高,
$$Q_q = \frac{\rho_q}{r_q} \sqrt{\frac{L_q}{C_q}}$$

ii) 接入系数 n 很小

iii) 具有电抗特性



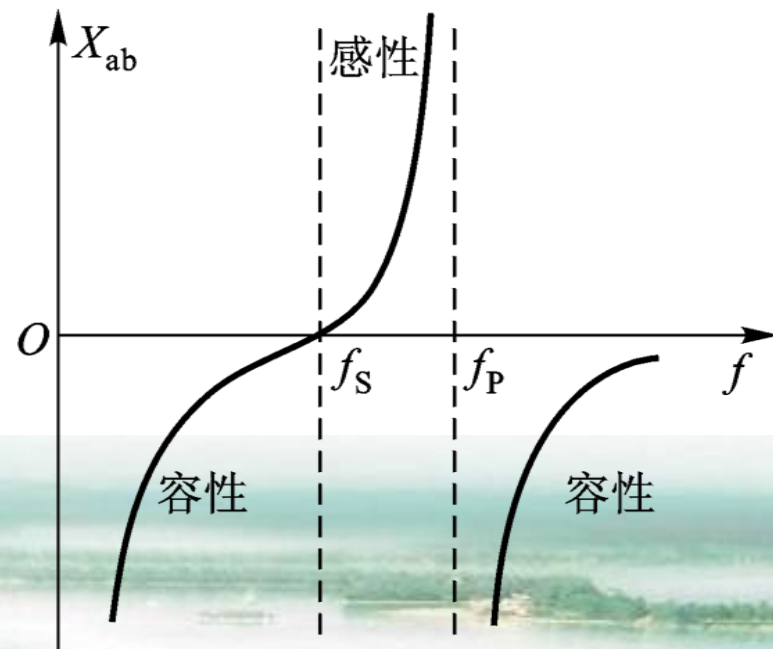
表 5-4-1

频率范围 (MHz)	型 号	频稳度 / d	温度系数 $\left(\frac{\Delta f}{f} / ^\circ C\right)$	L_q / H	C_q / pF
5	JA8	5×10^{-9}	$< 1 \times 10^{-7}$	0.08	0.013
20~45	B04	5×10^{-9}	$< 1 \times 10^{-7}$	0.08	0.0001
90~130	B04 / L	5×10^{-9}	1×10^{-7}	依照频率定	

频率范围 (MHz)	r_q / Ω	C_0 / pF	Q_q / Ω	负载电容 / pF	振动方式
5	≤ 10	5	$\geq 50 \times 10^4$	30, 50, ∞	基 频
20~45	40	4.5	$\geq 50 \times 10^4$	30, 50, ∞	三次泛音
90~130	依照频率定		$\geq 50 \times 10^4$	30, 50, ∞	九次泛音



- ▲ 当 $\omega = \omega_s$ 时，电抗 $x = 0$ 呈串联谐振，等效一根短路线，
在串联型晶振电路中等效短路元件；
- ▲ 当 $\omega = \omega_p$ 时，电抗 $x = \infty$ 呈并谐，等效开路；
- ▲ 当 $\omega > \omega_p$, $\omega < \omega_s$ 时，电抗 $x < 0$ 呈容性；
- ▲ 当 $\omega_s < \omega < \omega_p$ 时，电抗 $x > 0$ 呈感性，在晶振电路中等效电感元件

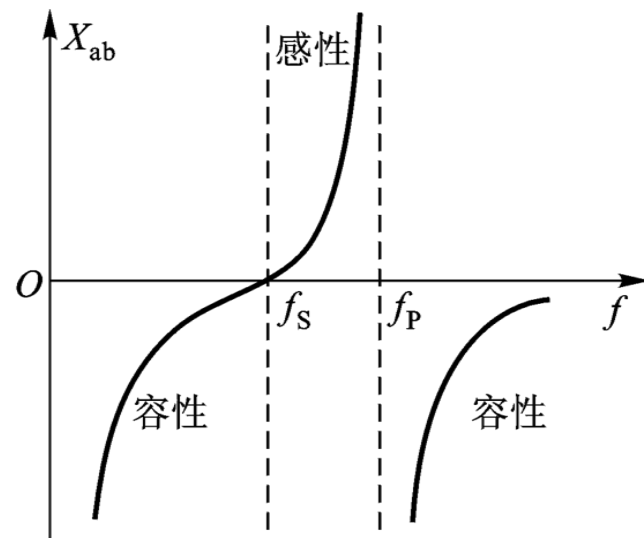


- 结论

因为感性区狭窄，电抗特性陡；
对频率的变化具有极灵敏的补偿
能力。所以在晶振电路中，
晶体选择感性区，它等效一
个电感元件。



点击演示



$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}; \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q // C_0}}$$

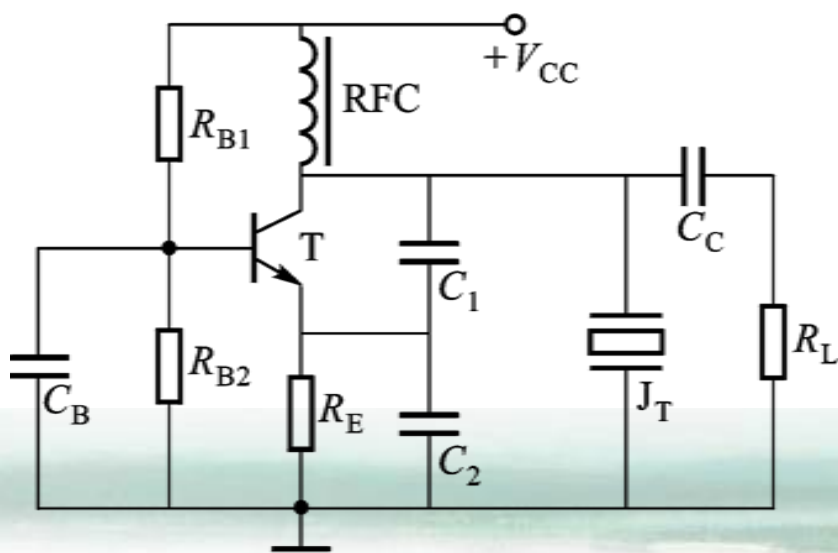


二、晶体振荡电路

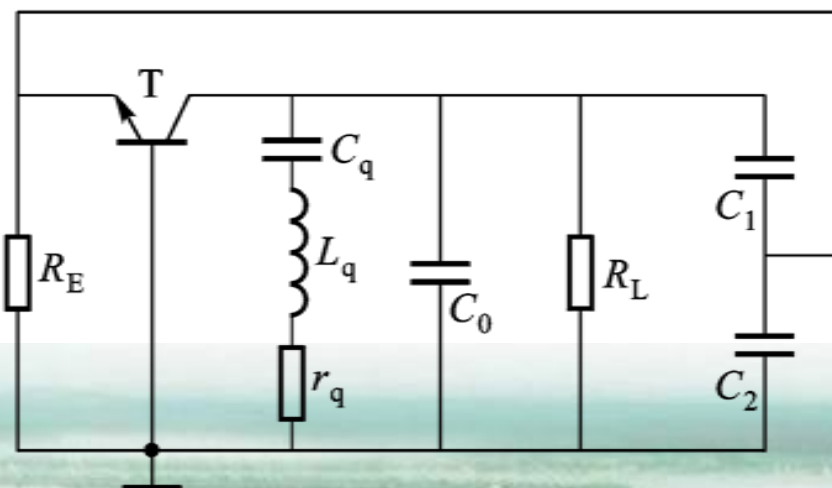
1. 并联型晶振电路：晶体等效 L $\omega_s \leq \omega_{osc} \leq \omega_p$

① 皮尔斯振荡器 (J_T 等效电容三点式中的电感)

例如：



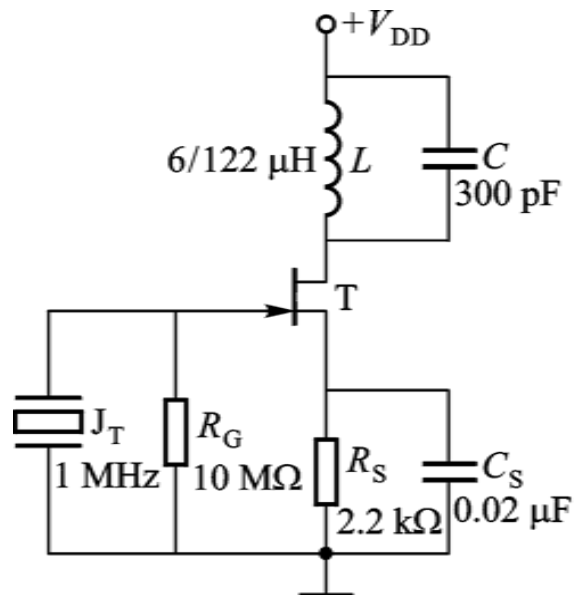
(a) 电路



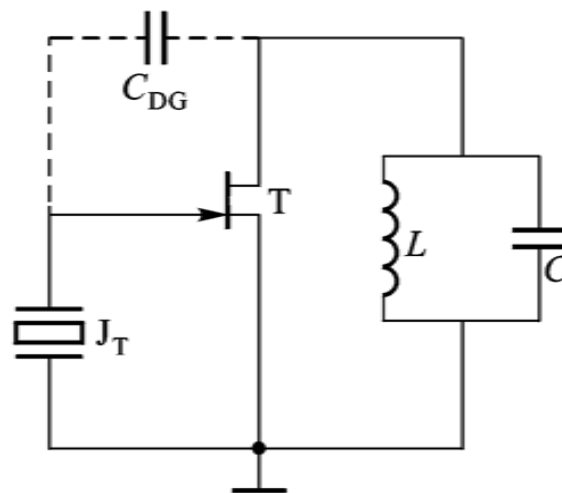
(b) 交流通路

② 密勒振荡器 (J_T 等效电感三点式中的一个电感)

例如:



(a) 电路



(b) 交流通路

使 LC 呈电感 L'

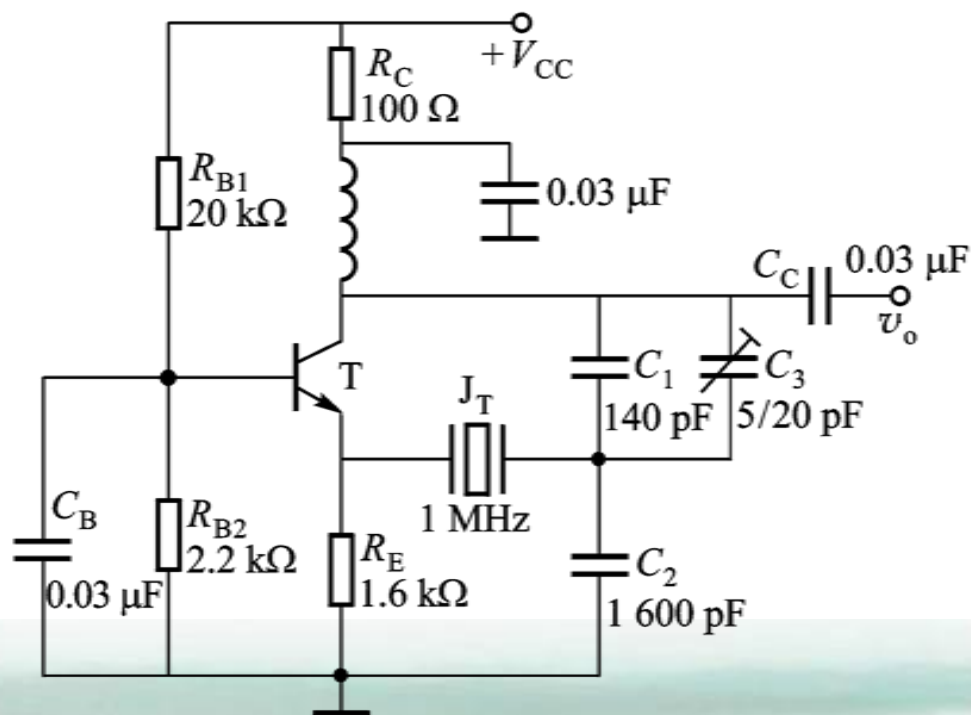
$$\omega_s \leq \omega_{osc} \leq \omega_p$$

$$\omega_{osc} < \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

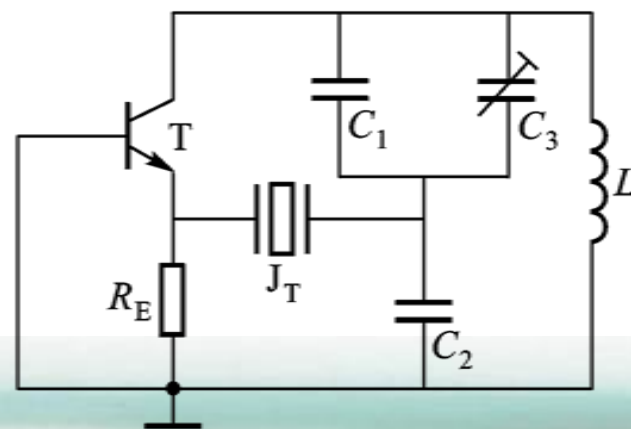
$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{(L_g + L')C_{b'e}}}$$

2、串联型晶振电路：有两种电路类型

例如电路一： $\omega = \omega_s$ ， J_T 等效短路元件

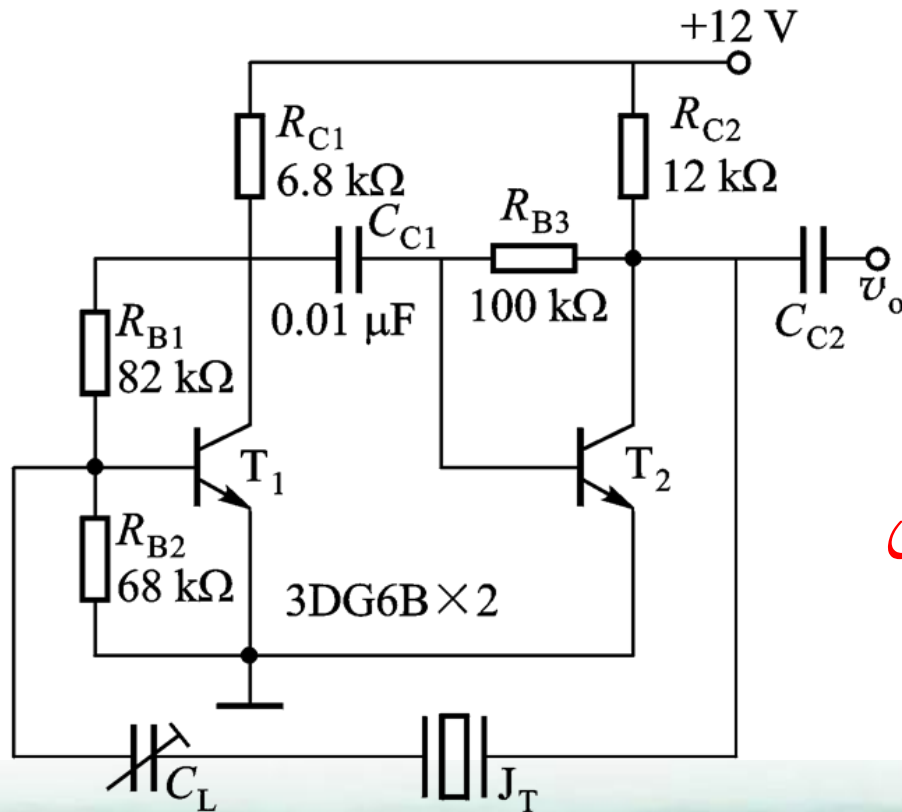


(a) 实际电路



(b) 交流通路

例如电路二： $\omega_s \leq \omega_{osc} \leq \omega_p$



$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_q' C}}$$



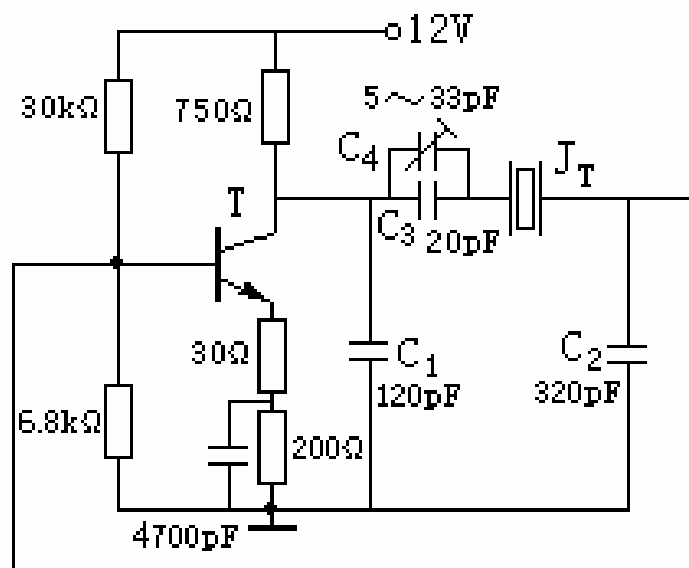


图5-4-6 采用微调电容的晶体振荡电路

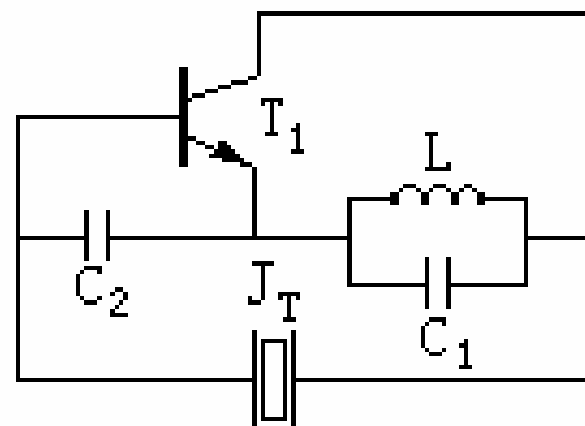


图5-4-8 泛音晶体振荡器的交流通路

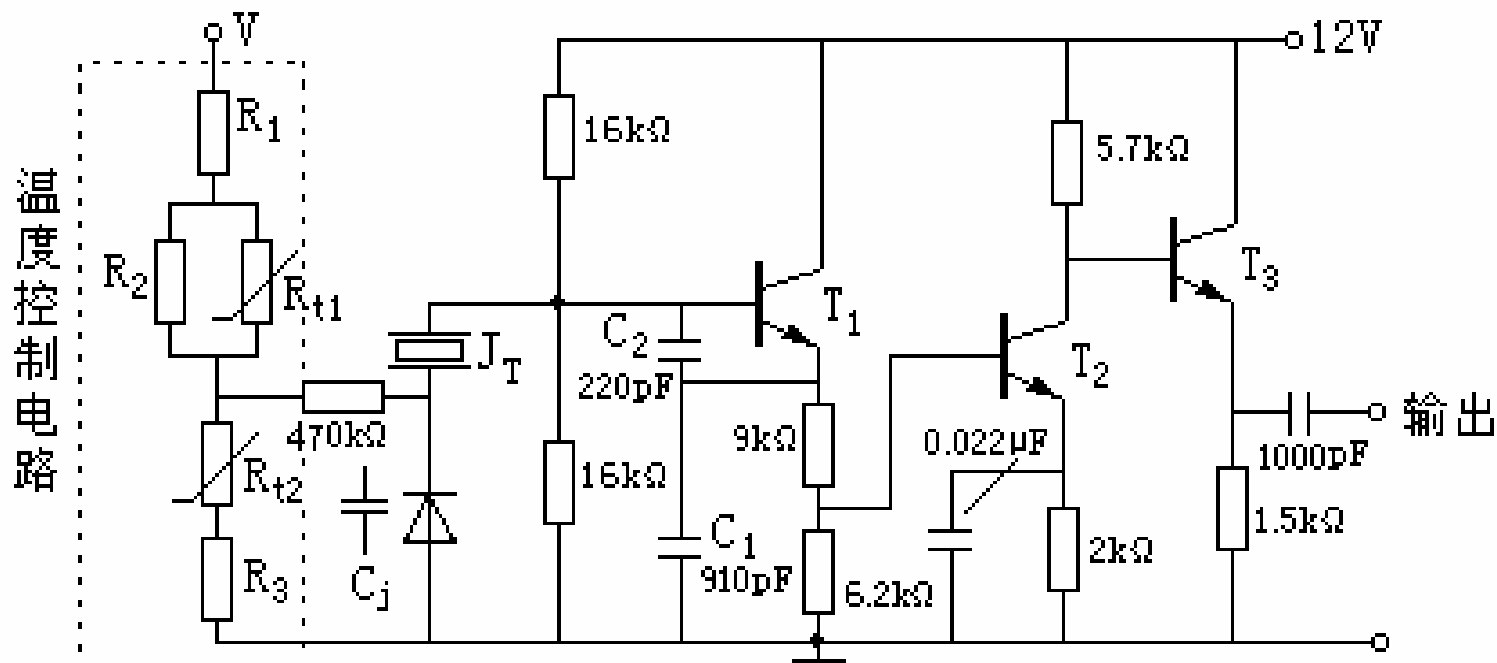


图5-4-7 温度补偿晶体振荡器实用电路

§ 5-5 RC 振荡器

一、 RC 移相网络

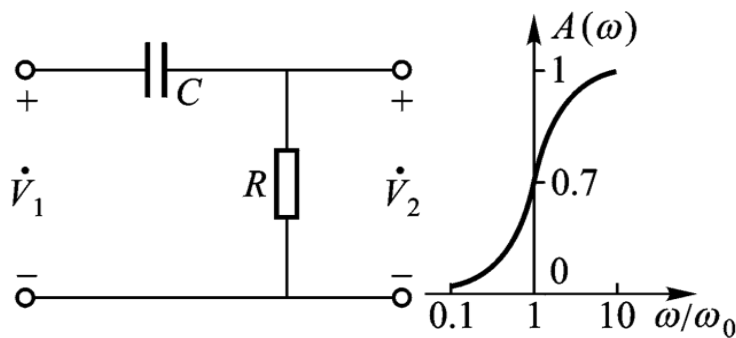
二、 RC 振荡电路



§ 5-5 RC振荡器

一、RC移相网络

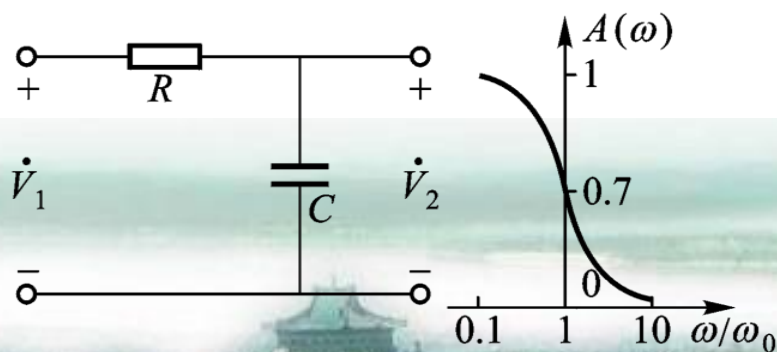
1. RC超前型网络



$$\dot{A} = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = |\dot{A}| \angle \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega}{\omega_0}$$

v_2 超前 v_1 为 φ ($0 < \varphi < \pi/2$)

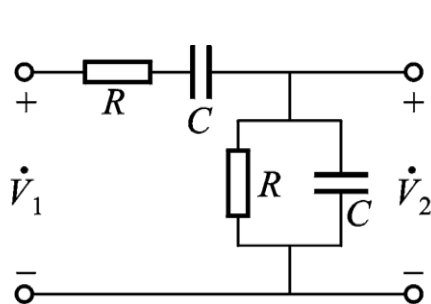
2. RC滞后型网络



$$\dot{A} = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = |\dot{A}| \angle -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$$

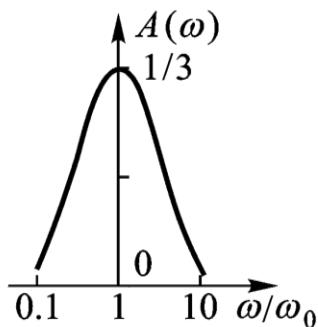
v_2 滞后 v_1 为 φ ($0 < \varphi < \pi/2$)

3. RC串并联选频网络



$$A = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1},$$

$$A = -\frac{1}{3} \frac{1}{1 - \left[\frac{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}{3} \right]^2} \angle -\arctan \left(\frac{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}{3} \right)$$

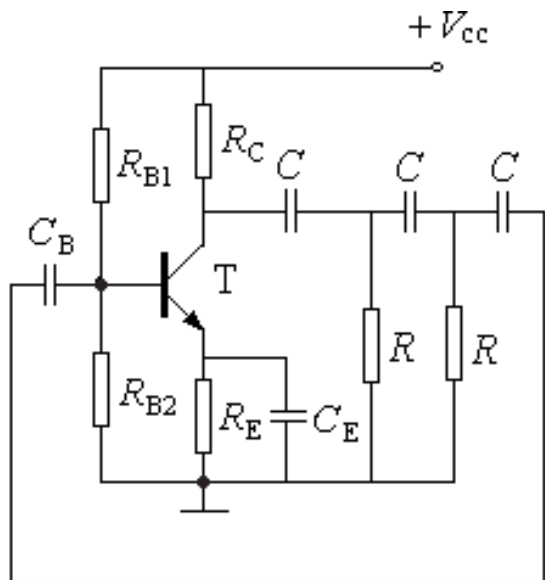


当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时，则 $A = \frac{1}{3}, \varphi = 0$

二、RC振荡电路

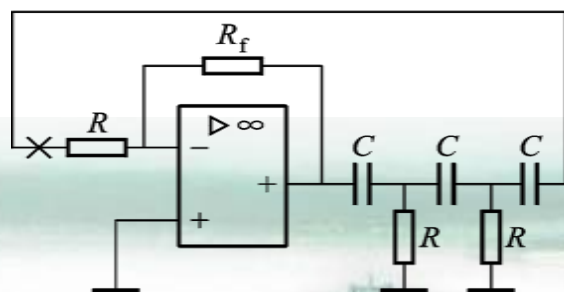
1. RC超前型振荡器

构成：反相放大器 + 三节RC超前型网络

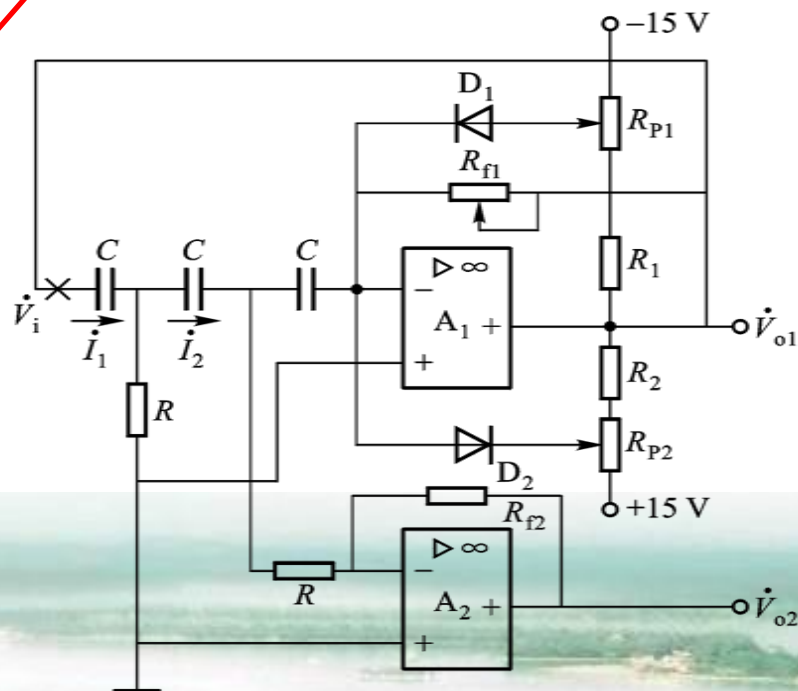


$$\omega_{\text{osc}} = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$$

振幅起振的条件: $\frac{R_f}{R} > 29$

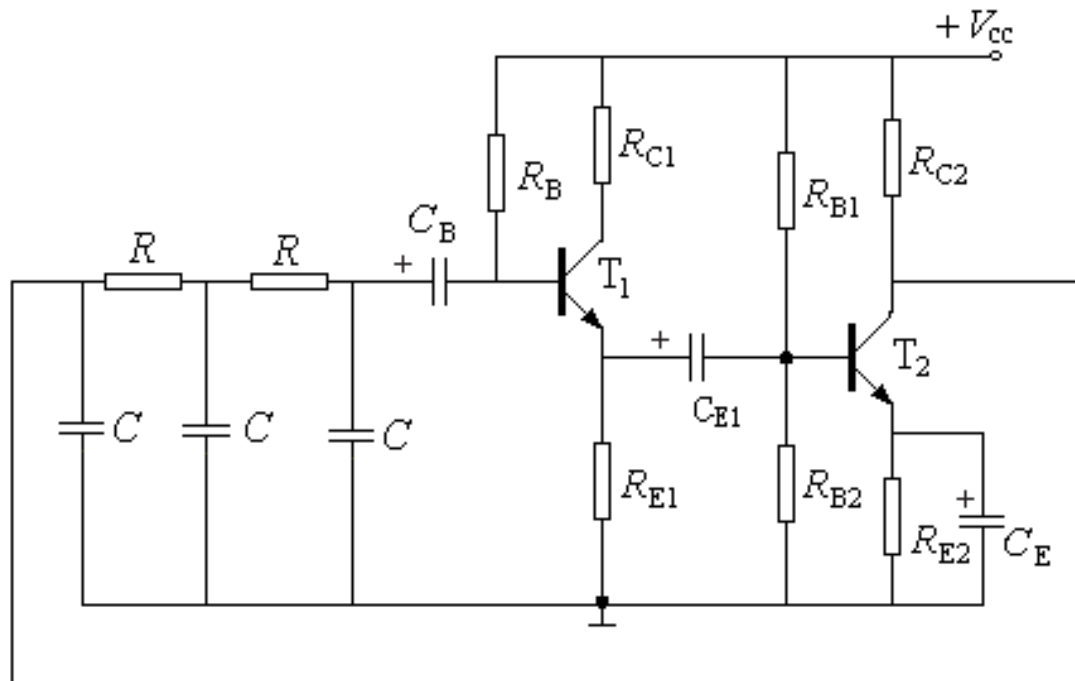


(a) 单运放组成



(b) 双运放组成

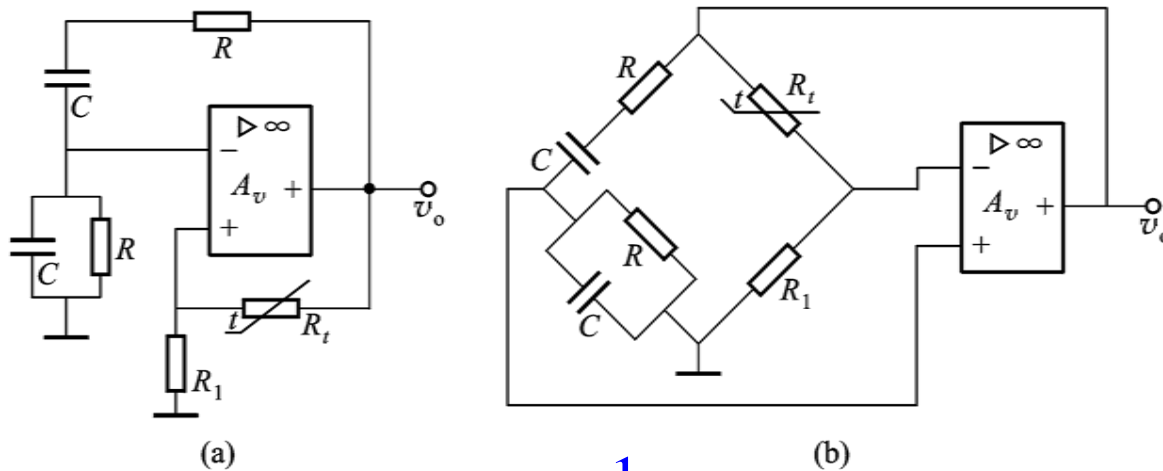
2. RC滞后型振荡器



$$\omega_{osc} = \frac{\sqrt{6}}{RC}$$

振幅起振的条件: $y_{fe} > 29 \frac{y_{ie}}{R}$

3. RC串并联选频网络振荡器（文氏电桥振荡器）

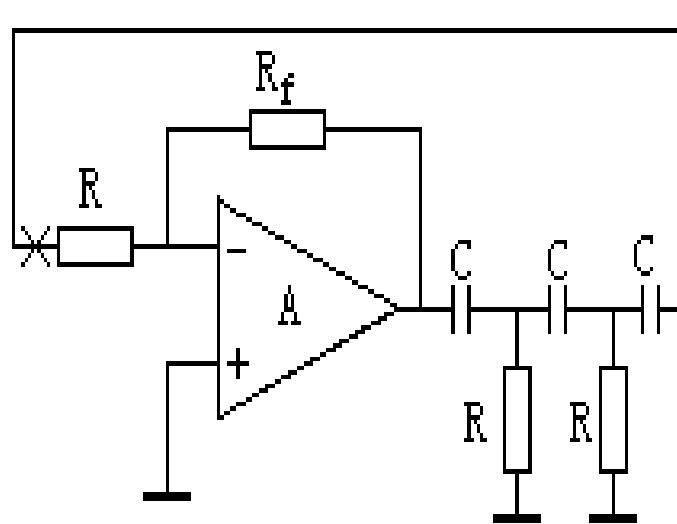


① 桥路平衡时: $\omega_{\text{osc}} = \omega_0 = \frac{1}{RC}$; $T(\omega_{\text{osc}}) = B_v \bullet A_v$

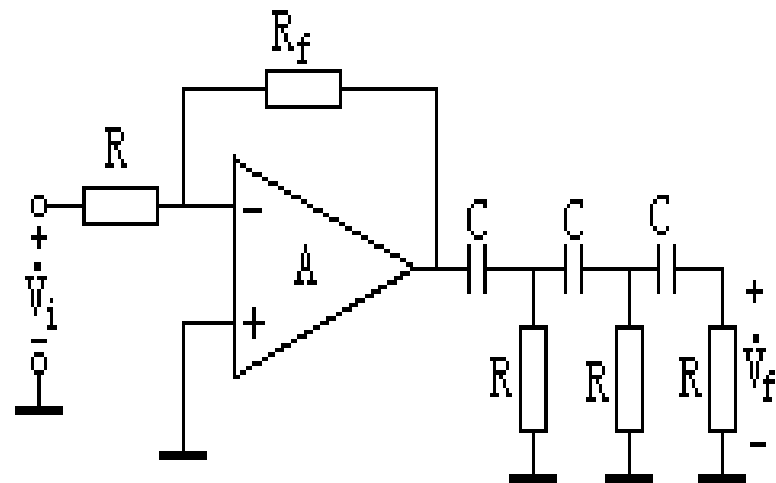
其中: $B_v = k_{f+} - k_{f-}$; $A_v \rightarrow \infty$ $k_{f+} = \frac{1}{3}$; $k_{f-} = \frac{R_1}{R_1 + R_t}$

② 只有 $B_v = k_{f+} - k_{f-} > 0$ 时才能保证起振

也就是 $R_t > 2R_1$



(a)



(b)

图5-5-2 RC相移振荡电路

$$T(j\omega) = \frac{R_f}{R} \cdot \frac{\omega^3 R^3 C^3}{\omega^3 R^3 C^3 - 5\omega RC - j(6\omega^2 C^2 R^2 - 1)}$$

$$\frac{R_f}{R} > 29$$

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$$

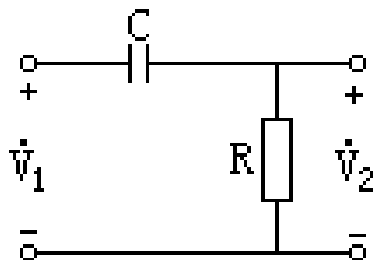
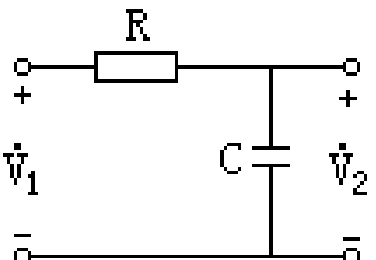
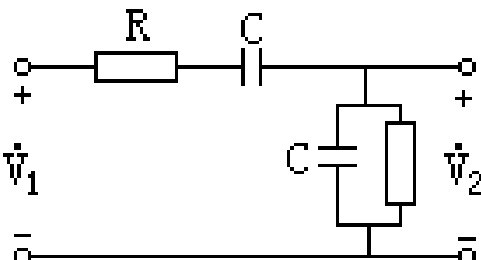
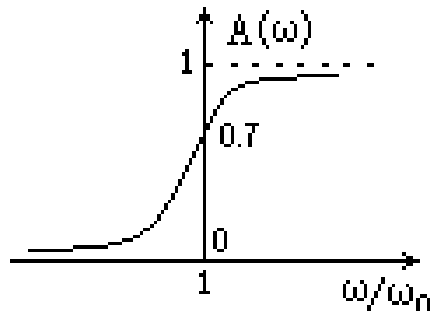
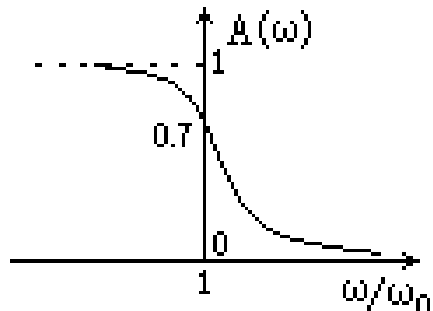
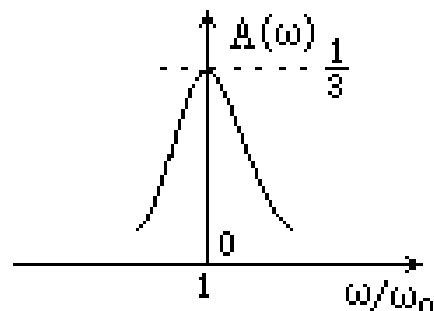
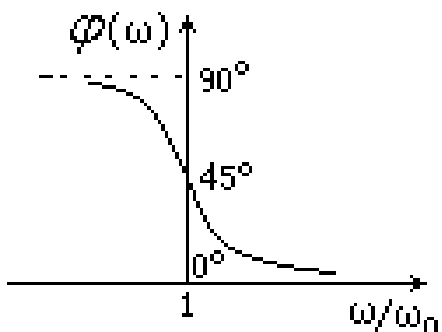
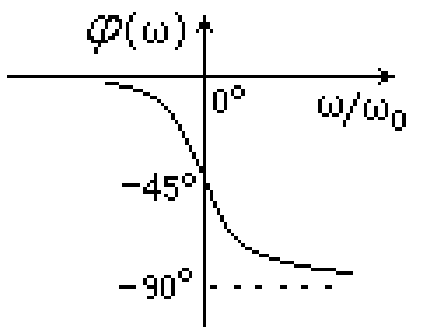
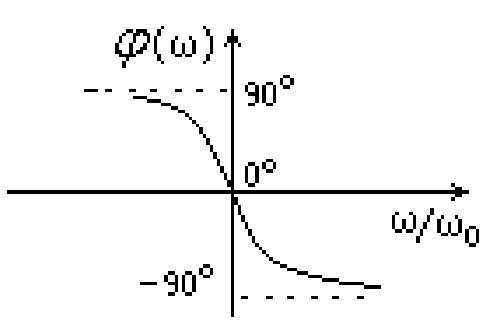
	超前移相电路	滞后移相电路	串并联选频电路
电 路			
幅频特性			
相频特性			

图5-5-1 RC移相电路

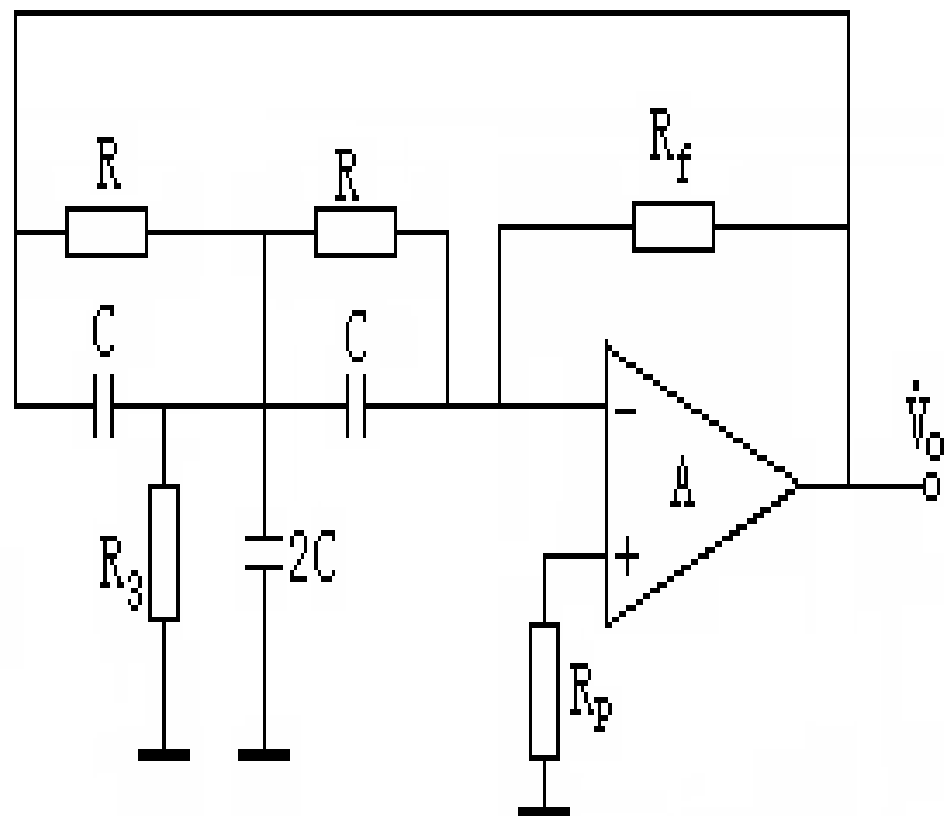


图5-5-4 双T网络振荡电路

5.6 振荡器线路应用举例

以上所讨论多为振荡器的原理电路，实际上振荡器在应用时，除了满足必要的振荡条件，还需考虑许多实际问题。诸如馈电线路的合理性，改变频率的方法，信号的输出方式、提高振幅稳定和频率稳定的措施等。下面给出常见的应用电路并加以说明。

5.6.1 差分对管振荡电路

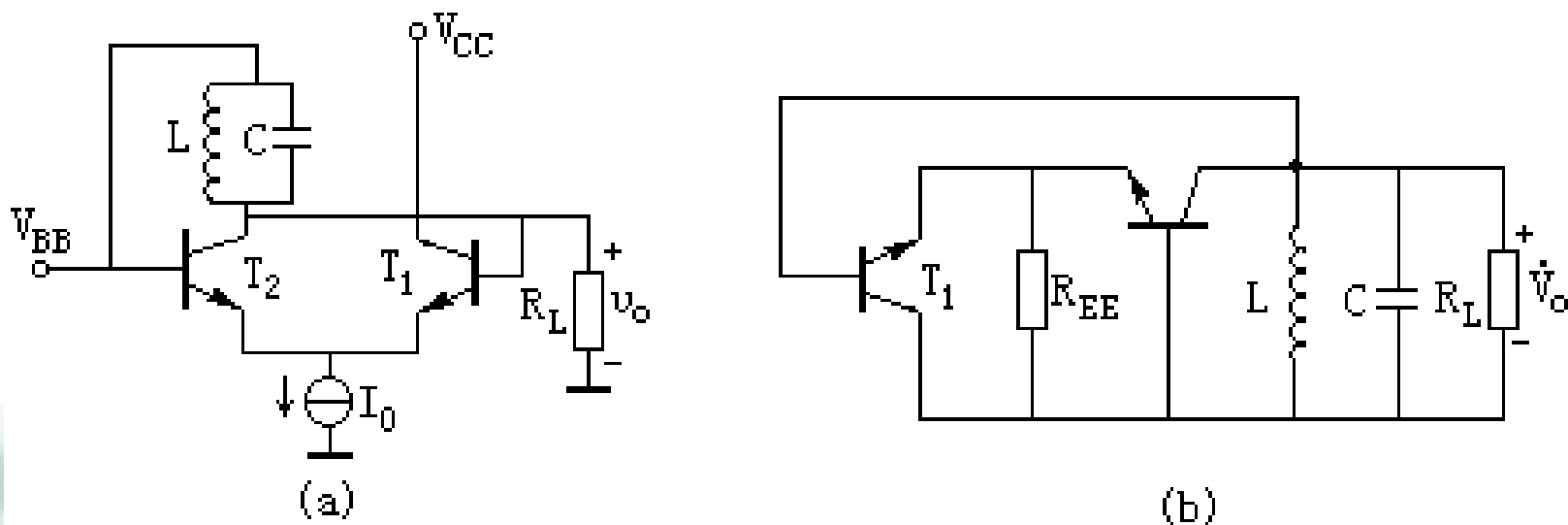
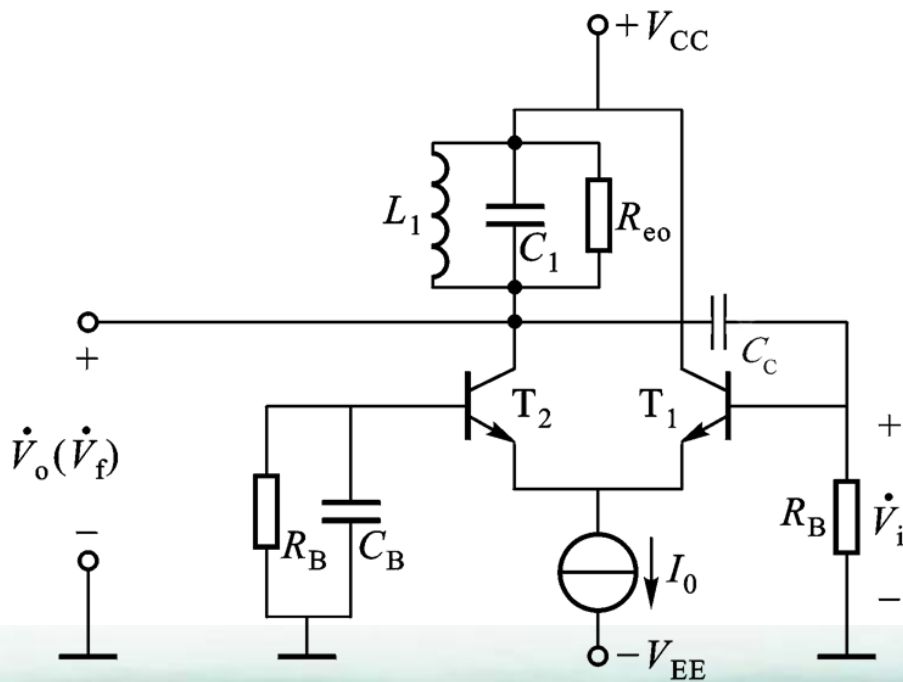


图5-6-1 差分对管振荡电路

(a) 原理电路；(b) 图 (a) 电路的交流通路

① 电路与元件作用

• 电路



• 元件作用

T_1 、 T_2 差分对管

C_1L_1 振荡回路

R_{eo} 为 L_1C_1 并联谐振电阻

C_c 高频隔直耦合电容

R_B 构成基极电流回路

C_B 旁路电容

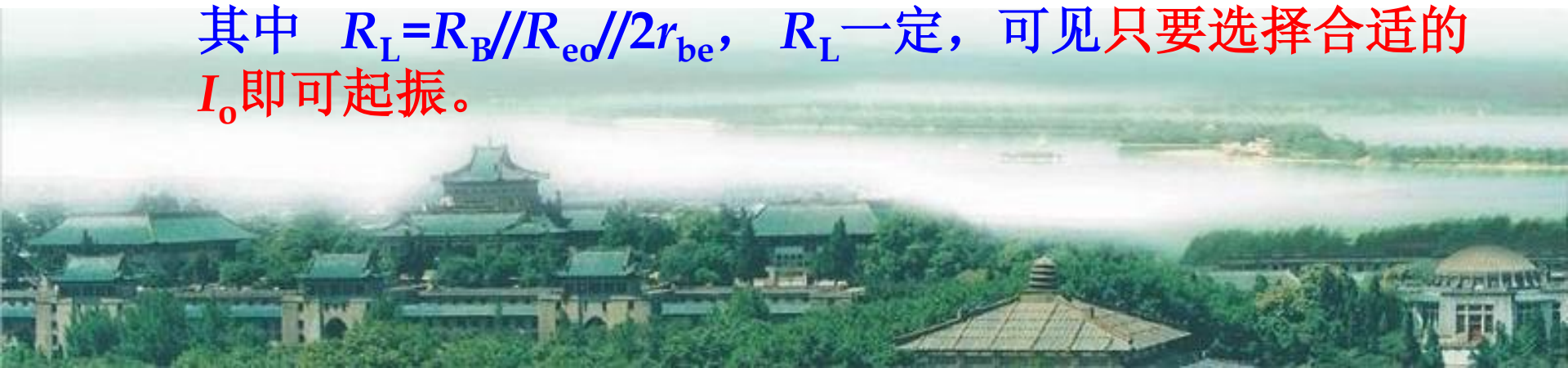
I_0 为恒流源

② 电路特点

- a) T_1 的C-B与 T_2 的C-B接LC并谐回路, T_1 的C-E与 T_2 的C-E之间良好匹配。
- b) T_1 与 T_2 的基极与 T_2 的集电极均是直流同电位, 波形好, 谐波少。

③ 工作原理

- a) 因为 v_i 与 v_o 同相, v_c 与 v_f 同相,
所以 v_i 与 v_f 同相, 只要能起振, 就可以达到平衡。
- b) 振幅稳定是在 T_2 截止时实现, LC回路Q值稳定, 使振幅稳定性好, 频率稳定度高。求出振幅起振条 $I_o > 4V_T/R_L$, 其中 $R_L = R_B // R_{eo} // 2r_{be}$, R_L 一定, 可见只要选择合适的 I_o 即可起振。



5.6.2 压控振荡器

►原理:

在各种频率合成器中，广泛使用着一种可变频率振荡器，即所谓压控振荡器（VCO）。它是用反向偏置的变容二极管来取代改进型电容三端式电路中的 C_3 或电路中的 C_4 振荡电路。通过改变变容二极管的偏置电压来改变二极管的结电容，从而达到改变振荡器的振荡频率的目的。变容二极管上的直流可控电压若是从比较振荡频率和标准参考频率的相位比较器（鉴相器）取得，则这种振荡器就是锁相环中的压控振荡器（将在第9章中介绍）。

►频率合成器中对压控振荡器的要求是:

有一定的波段覆盖范围；控制电压与振荡频率尽可能成线性关系；有足够大的压-频增益系数 $K = f/V$ 以及较高的短期频率稳定性和纯净的频谱。



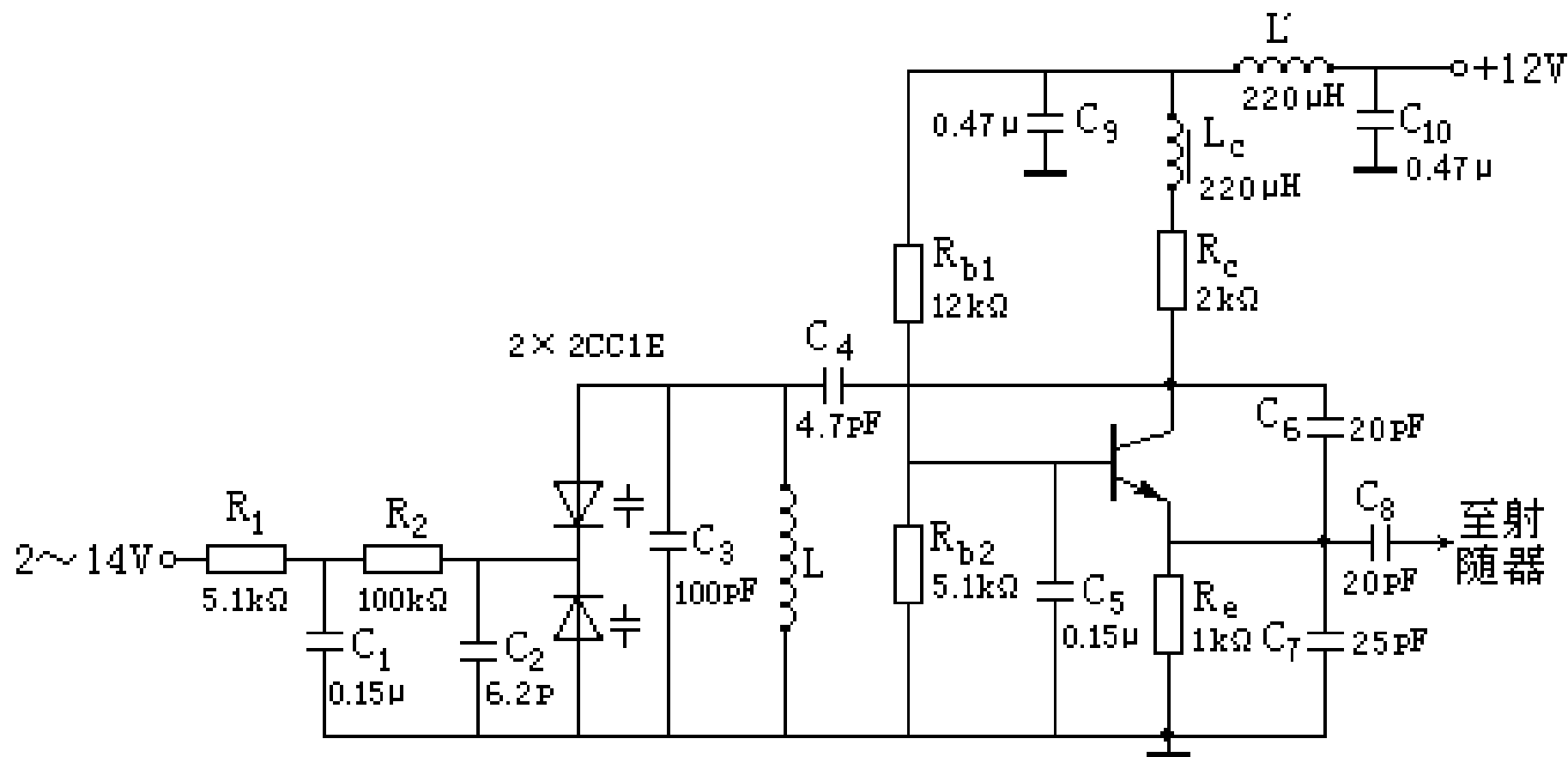


图 5-6-2 55~65MHz 压控振荡器电路



5.6.3 运放振荡器

用运算放大器代替晶体管可以组成运放振荡器，图5-6-3 是电感三端式运放振荡器。其振荡频率为：

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$

运放三端式电路的组成原则与晶体管三端式电路的组成原则相似，即同相输入端连接的是同性质电抗元件，反相输入端与输出端之间是异性质电抗元件。

图5-6-4是晶体运放振荡器，图中晶体管等效为一个电感元件，可见这是皮尔斯电路。运放振荡器电路简单，调整容易，但工作频率受运放上限截止频率的限制。



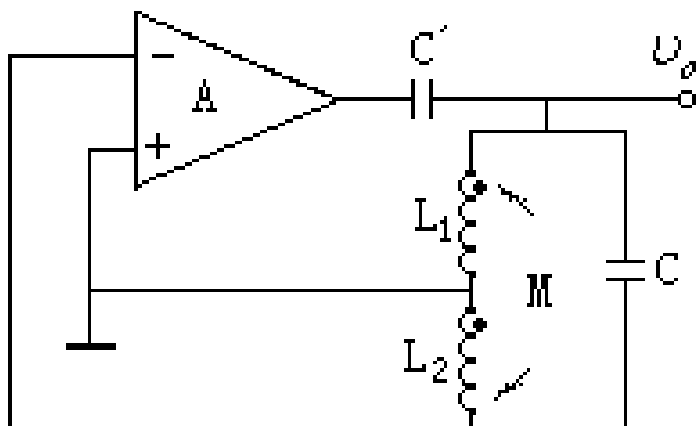


图5-6-3 运放电感三端式振荡电路

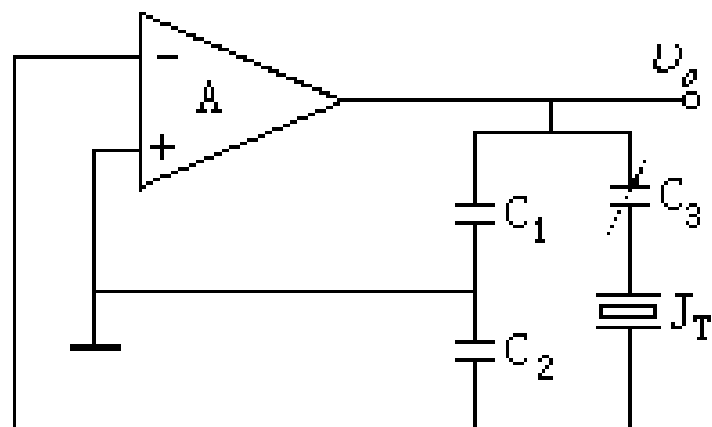


图5-6-4 运放皮尔斯电路

$$\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}};$$

$$B_{fv} = \frac{L_2 + M}{L_1 + M}$$

5.6.4 单片集成振荡器电路

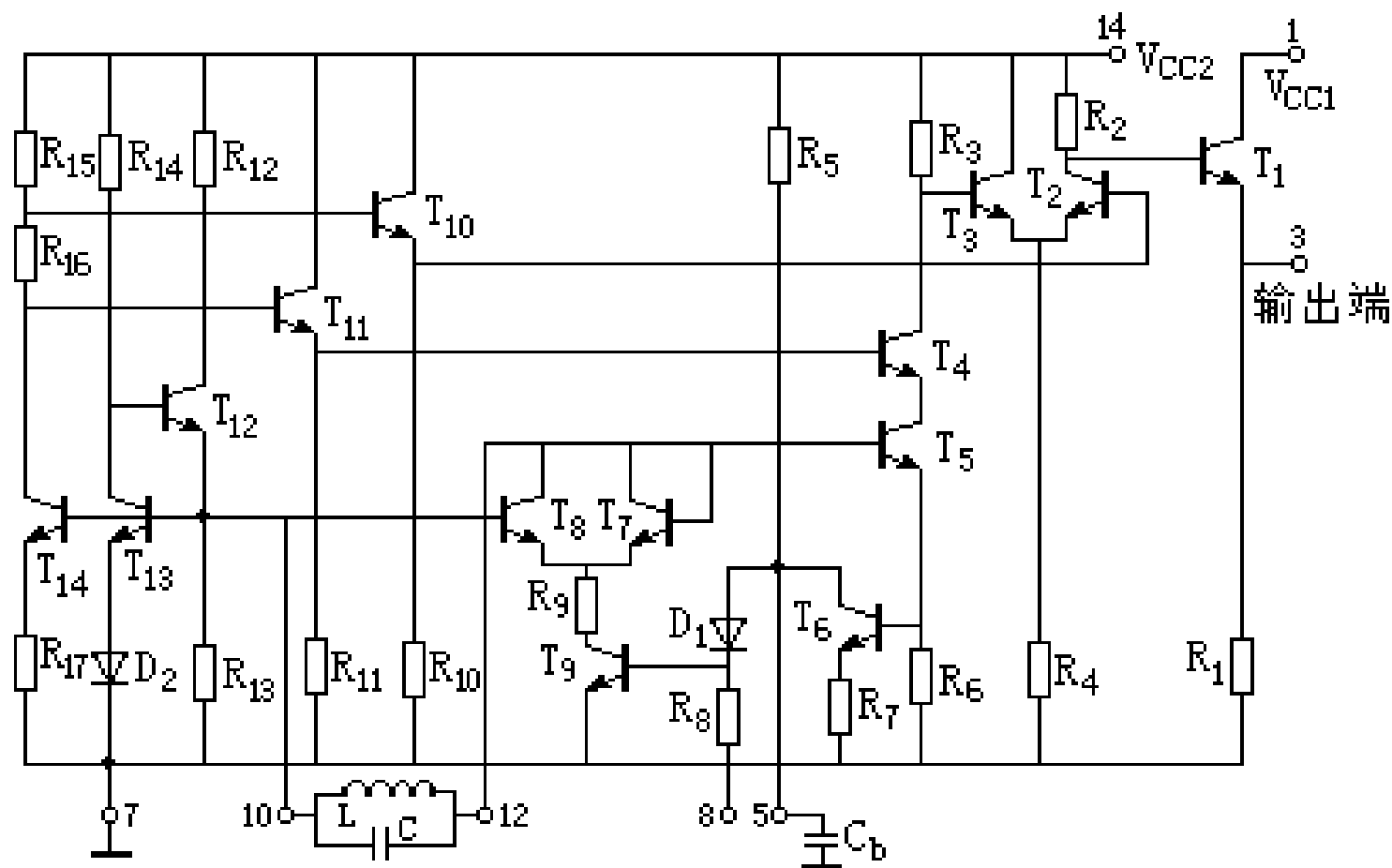


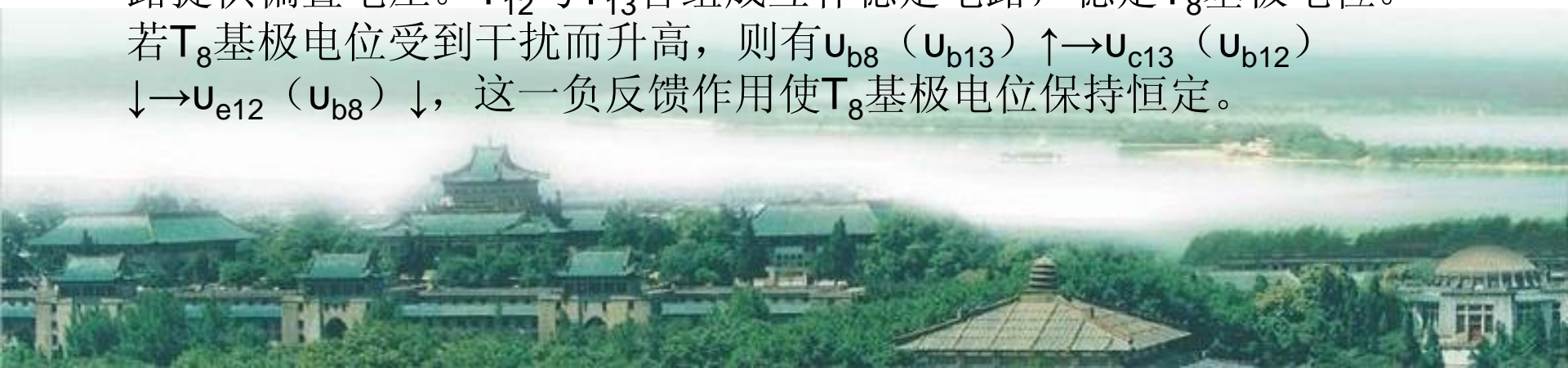
图 5-6-5 单片集成振荡器E1648内部电路图

➤ 电路分析详解:

E1648是由差分对管振荡电路构成的集成振荡器，单片集成振荡器E1648是ECL中规模集成电路，其内部电路图如图5-6-5所示。该电路由三部分组成：

- (1) 差分对管振荡电路
- (2) 放大电路
- (3) 偏置电路。

T_6 、 T_7 、 T_8 、 T_9 管与⑩脚、(12)脚之间外接LC回路组成差分对管振荡电路，其中 T_9 管为可控恒流源。振荡信号由 T_7 管基极取出，经两级放大电路和一级射随后，从③脚输出。第一级放大电路由 T_5 和 T_4 管组成共射-共基级联放大器，第二级由 T_2 和 T_3 管组成单端输入、单端输出的差分放大器， T_1 管作射随器。偏置电路由 $T_{10} \sim T_{14}$ 管组成，其中 T_{11} 与 T_{10} 管分别为两级放大电路提供偏置电压， $T_{12} \sim T_{14}$ 管为差分对管振荡电路提供偏置电压。 T_{12} 与 T_{13} 管组成互补稳定电路，稳定 T_8 基极电位。若 T_8 基极电位受到干扰而升高，则有 U_{b8} (U_{b13}) $\uparrow \rightarrow U_{c13}$ (U_{b12}) $\downarrow \rightarrow U_{e12}$ (U_{b8}) \downarrow ，这一负反馈作用使 T_8 基极电位保持恒定。



T_5 管作为放大器外，还用作射极跟随器，将振荡电压加到 T_6 管基极上， T_6 和 D_1 管构成控制电路，用来控制 T_9 管的电流 I_0 ，以进一步提高振荡器的稳幅性能。其中， C_b 为高频滤波电容。例如，因某种原因使振荡电压振幅增大， T_6 管集电极电流脉冲随着增大，该脉冲电流平均分量也跟着增大，导致 T_6 管集电极平均电位下降，通过 D_1 管加到 T_9 管基极，使 T_9 管电流 I_0 减小，从而阻止了振荡电压振幅的增大。反之亦然。

图5-6-6是利用E1648组成的正弦波振荡器。振荡频率为：

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 (C_1 + C_i)}}$$

其中 $C_i \approx 6\text{pF}$ 是⑩脚和(12)脚之间的输入电容。E1648的最高振荡频率可达225MHz。E1648有①脚与③脚两个输出端。由于①脚和③脚分别是片内 T_1 管的集电极和发射极，因此①脚输出电压的幅度可大于③脚的输出。当然， $L_2 C_2$ 回路应调谐在振荡频率上。



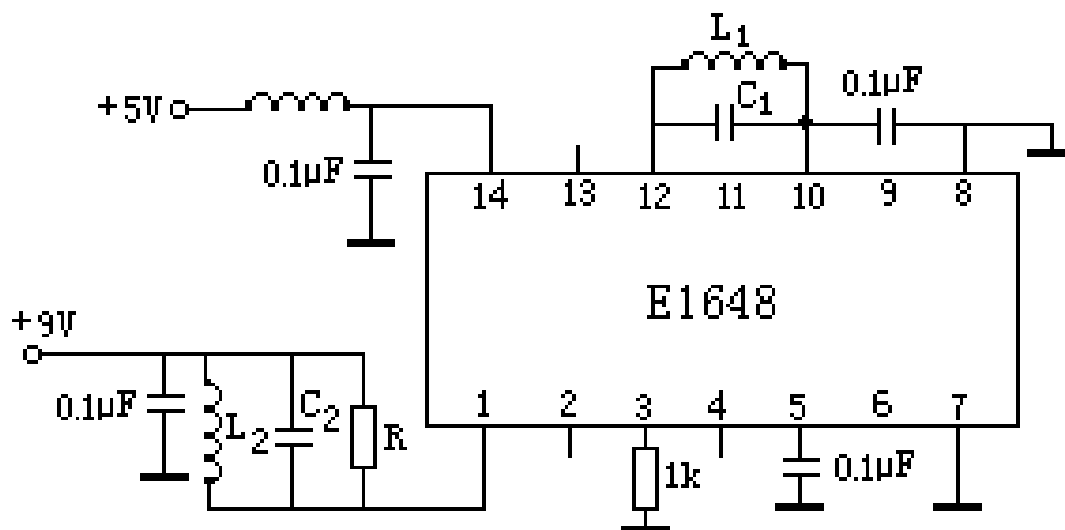


图 5-6-6 E1648组成的正弦波振荡器

如果⑩脚与⑫脚外接包括变容二极管在内的LC元件，则可以构成压控振荡器。显然，利用E1648也可以构成晶体振荡器。

如果需要输出方波电压，应在引出端⑤外接正电压，使 I_0 增大，从而增大振荡电路的输出振荡振幅，而后通过 T_2 、 T_3 的差放电路，将它变换为方波电压。

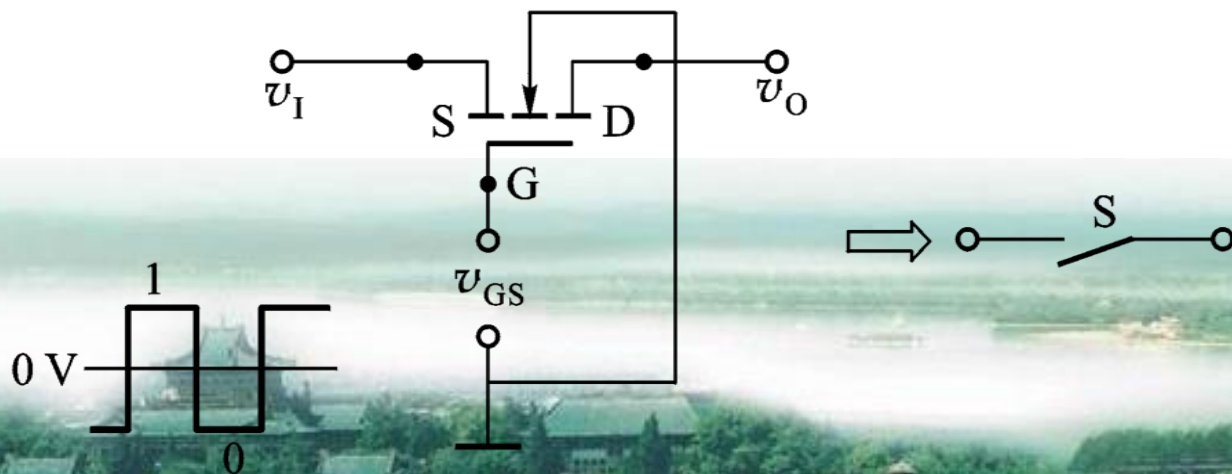
●开关电容振荡器

1. 开关电容

开关电容振荡器是由MOS开关、 MOS电容和MOS运算放大器构成的

① MOS开关： 是利用工作在可变电阻区的压控电阻特性，构成性能优良的模拟开关

例如N沟道MOS管开关



② MOS电容：采用MOS技术制作电容，称为MOS电容

③ MOS运算放大器

构成：

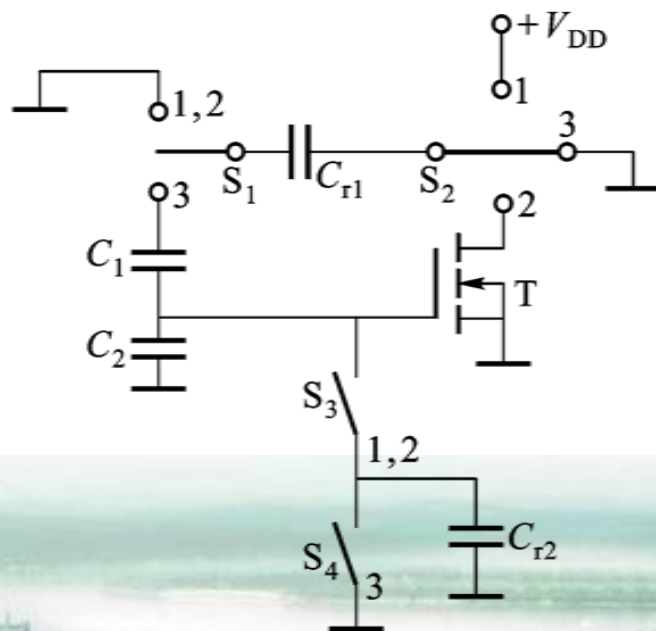
输入级
(差动放大)

中间驱动级
(含频率补偿和
电平移位)

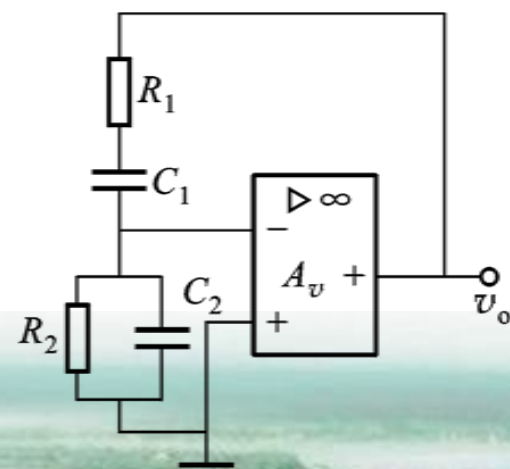
输出级
(射随级)

● 开关电容振荡器

① 开关电容文氏电桥振荡器

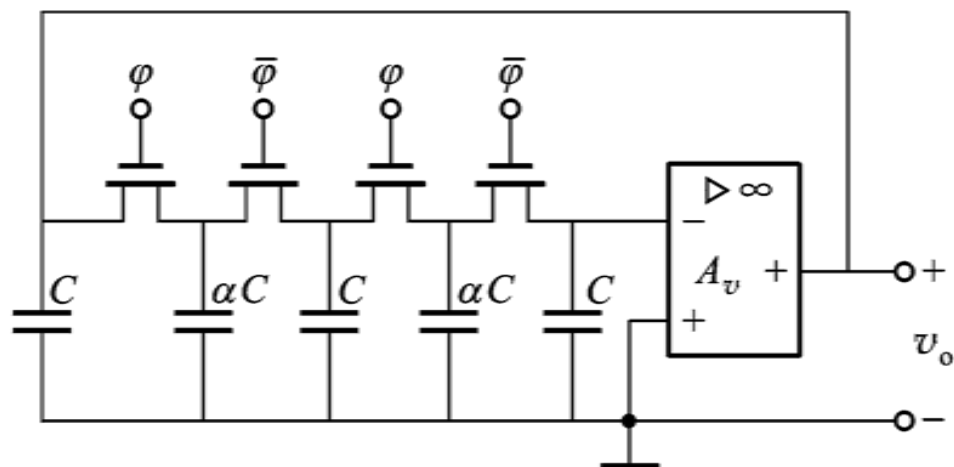


(a) 开关电容文氏电桥振荡器

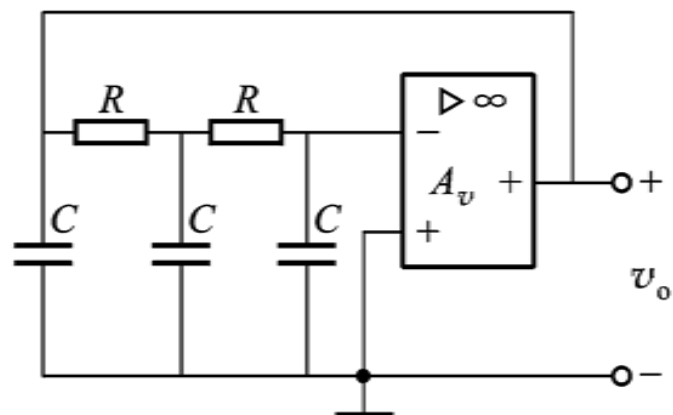


(b) 等效电路(原型电路)

② 移项式开关电容振荡器



(a) 移相式开关电容振荡器



(b) 等效电路

完

