

## 5.2 LC正弦波振荡器

采用**LC**谐振回路作为选频网络的振荡器

**LC**正弦波振荡器有三种实现电路：

{ 互感耦合振荡器  
三点式振荡器  
集成电路**LC**振荡器

**LC**振荡器可用来产生几十**kHz**到几百**MHz**的正弦波信号。

## 5.2.1 互感耦合振荡器

常见的互感耦合振荡器电路。

注意：耦合电容

$C_B$  的作用。如果将  $C_B$  短路，则基极通过变压器次极直流接地，振荡电路不能起振。

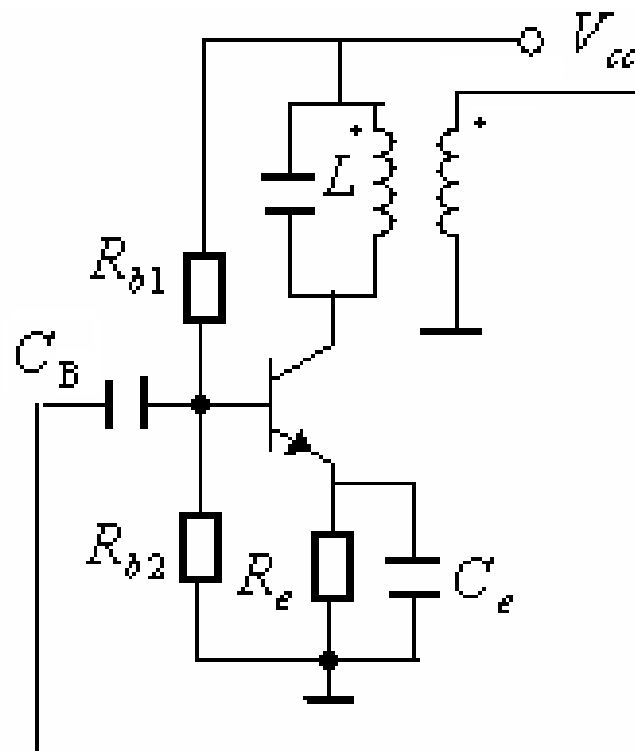


图5.1.3 集电极调谐互感耦合振荡器电路

$$\text{振荡频率: } f_{osc} \approx f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

## 其他形式的电路

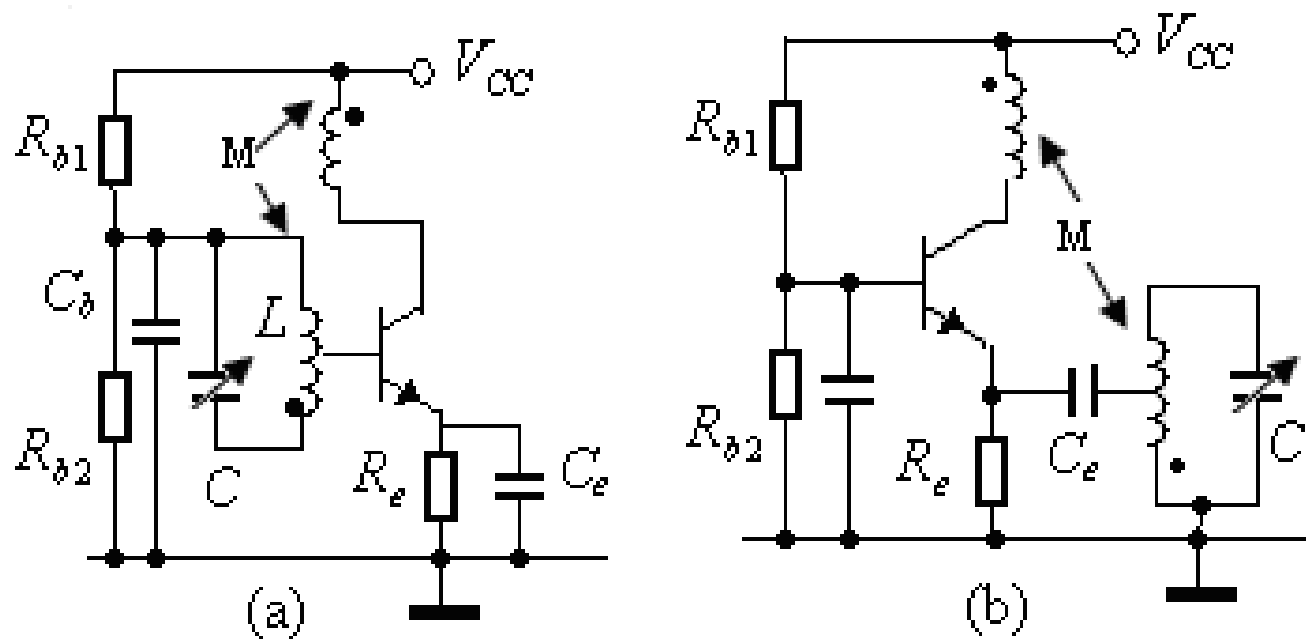


图5.2.1 互感耦合振荡电路举例  
a) 基极选频 b) 发射极选频

采用部分接入，减少三极管输入电阻对选频网络 $Q$ 的影响。

**例5.2.1** 判断图5.2.2所示两级互感耦合振荡电路能否起振。

解：这是一个共基—共集反馈电路，容易满足振幅起振条件。

相位起振条件判断：

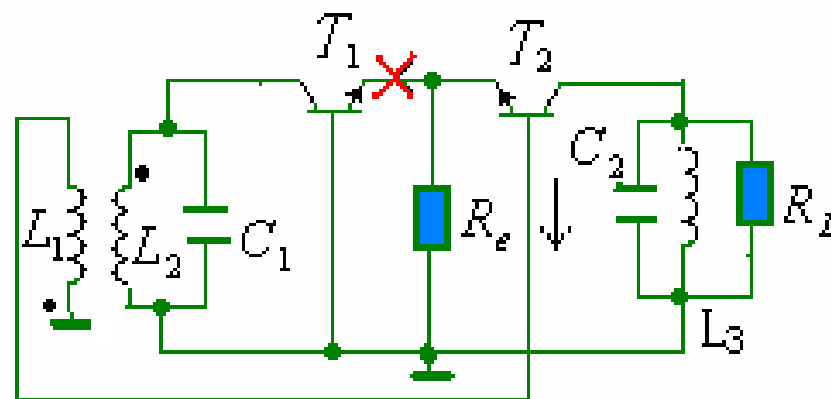


图5.2.2 两级互感耦合电路

$$v_{e1} \oplus \rightarrow v_{c1} \oplus \rightarrow v_{b2} \ominus \rightarrow v_{e2}(v_{e1}) \ominus$$

可见电路不满足相位平衡条件，不能产生振荡。

怎样修改才能产生振荡？

## 5.2.2 三点式振荡电路

三点式振荡器的工作频率可达到几百兆赫兹

### 一、电路组成法则（相位条件）

在三点式电路中，LC回路中与发射极相连接的两个电抗元件必须为同性质，另外一个电抗元件必须为异性质。

回路品质因数足够高，当回路

谐振时，满足  $X_{ce} + X_{be} + X_{bc} \approx 0$

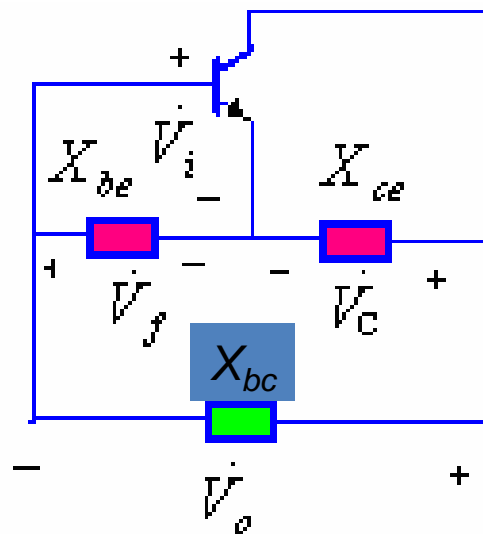


图5.2.3 三点式振荡器的原理图

**证明：** 假定LC回路由纯电抗元件组成，分别为

$X_{ce}$   $X_{be}$   $X_{bc}$  同时忽略晶体管的阻抗效应，则当回路谐振

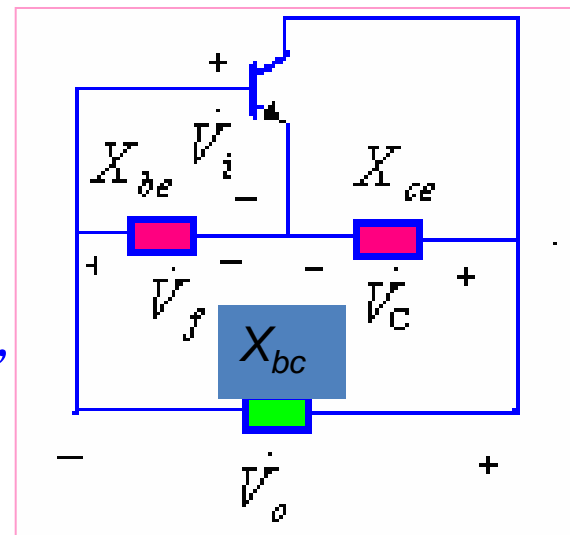
( $\omega = \omega_0$ )时，回路呈纯阻性，有

$$X_{ce} + X_{be} + X_{bc} \approx 0$$

$$\text{则有 } X_{ce} \approx -X_{be} - X_{bc}$$

由于  $\dot{V}_f$  是  $\dot{V}_c$  在  $X_{be}$   $X_{bc}$  支路分配在  $X_{be}$  上的电压，

$$\dot{V}_f = \frac{jX_{be}\dot{V}_c}{j(X_{be} + X_{bc})} \approx -\frac{X_{be}}{X_{ce}}\dot{V}_c$$



因为这是一个由反相放大器组成的正反馈电路， $\dot{V}_i$  与  $\dot{V}_f$  同相，

$\dot{V}_c$  与  $\dot{V}_i$  反相，所以必有  $\frac{X_{be}}{X_{ce}} > 0$  成立。即  $X_{ce}$   $X_{be}$  必须是同

性质电抗，因而  $X_{bc}$  必须是异性质的电抗。

说明：以上分析是忽略三极管输入阻抗和输出阻抗的情况下进行的。并且假设回路的品质因数足够高，因此得到回路谐振时，所有的电抗求和近似等于零，回路呈现纯阻性。

如果考虑三极管输入和输出阻抗的影响，那么上述法则仍然成立。不同的是，在这种情况下， $\dot{V}_c$  和  $\dot{V}_i$  已不再是反向，而是在 $180^\circ$ 上附加了一个相移。因而，为了满足相位平衡条件， $\dot{V}_f$  对  $\dot{V}_c$  的相移也应该在 $180^\circ$ 上附加一个数值相等、符号相反的相移。因而，振荡器的振荡频率已不是简单地等于回路的固有谐振频率，而是稍有偏移。

**例 5.2.2** 在例图5.2.4所示振荡器交流等效电路中，三个LC并联回路的谐振频率分别是： $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \quad f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}}$$

试问  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  满足什么条件时该振荡器能正常工作？

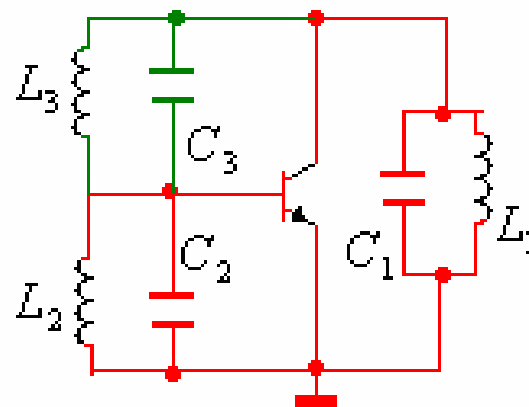


图5.2.4 例5.2.2图

**解：**若组成**电容三点式**，则在振荡频率  $f_{osc1}$  处，

$$\text{应满足 } f_1 \leq f_2 < f_{osc1} < f_3 \quad \text{或} \quad f_2 \leq f_1 < f_{osc1} < f_3$$

若组成**电感三点式**，则在振荡频率  $f_{osc2}$  处，应满足

$$f_1 \geq f_2 > f_{osc2} > f_3 \quad \text{或} \quad f_2 \geq f_1 > f_{osc2} > f_3$$



## 二、电容三点式电路（又称考毕兹电路，**Coplitts**）

### 1、电路分析

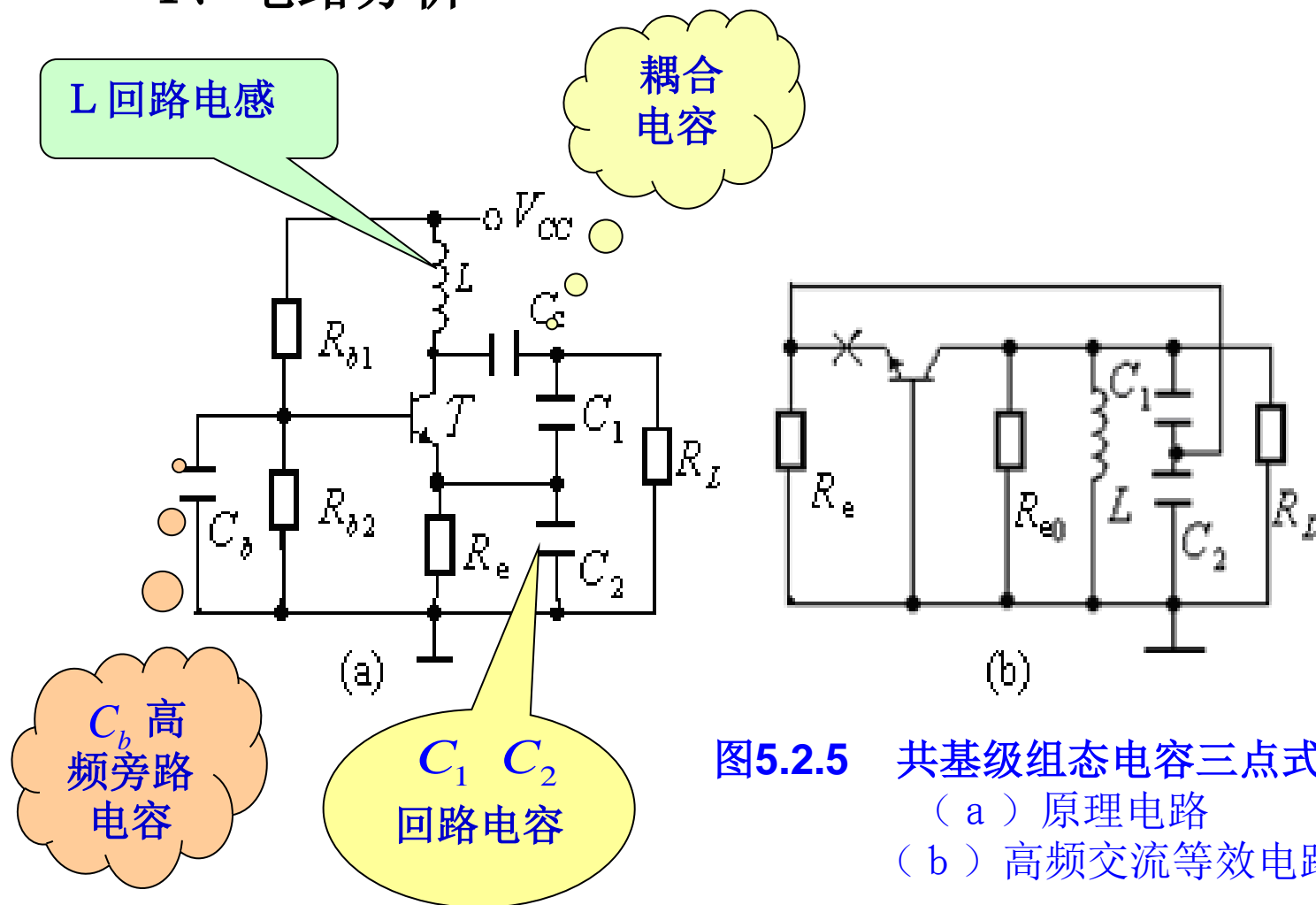
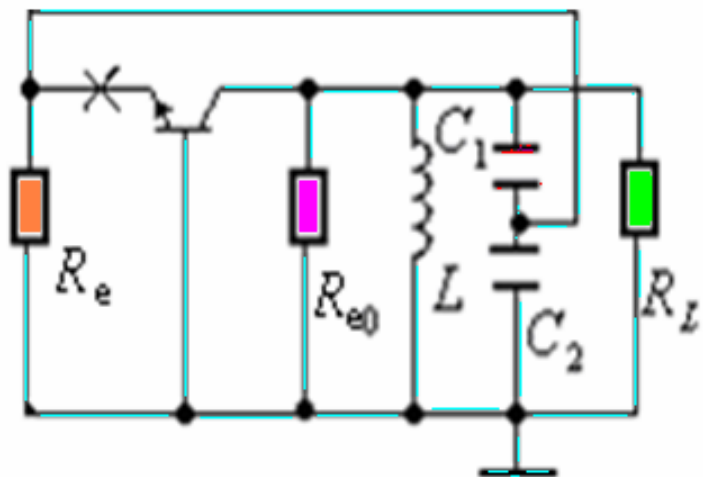


图5.2.5 共基级组态电容三点式电路

(a) 原理电路

(b) 高频交流等效电路



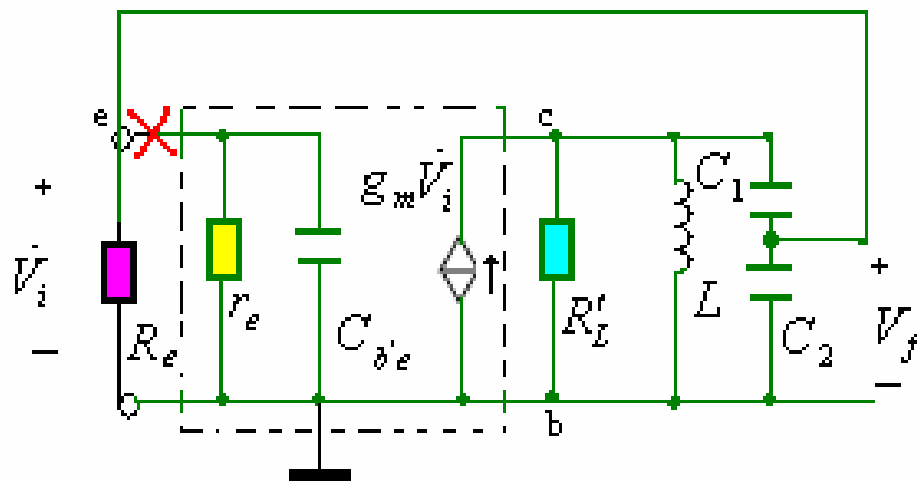
(b)

电容三点式高频交流等效电路

$$R_{e0} = Q_0 \omega_0 L$$

令:  $R'_L = R_{e0} \parallel R_L$

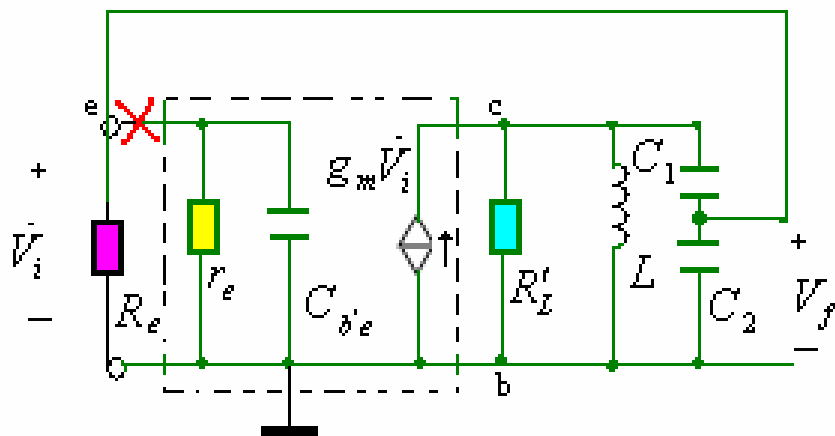
且忽略晶体管输出电容的影响。可以得到微变等效电路:



微变等效电路

## 2、考毕兹电路起振条件的近似分析

### (1) 电路的简化



在×处断开，并  
考虑到负载作用，  
得到：

电容三点式电路高频等效电路

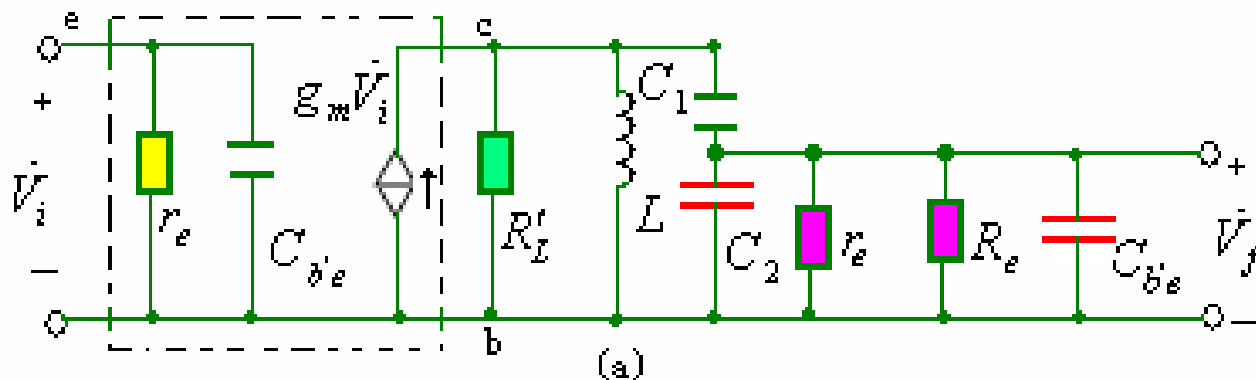


图5.2.6 小信号等效电路

分析的前提条件：假设满足阻抗部分接入的变换条件，即部分接入支路的品质因数足够大！

由 (a) 到 (b)：

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

$$\dot{V}'_f = \frac{1}{n} \dot{V}_f$$

$$\text{接入系数 } n = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$$

(通常  $r_e \ll R_e$ )

$$r'_e = \frac{1}{n^2} (r_e // R_e) \approx \frac{1}{n^2} r_e$$

由 (b) 到 (c)：

$$G = g'_L + g'_e = \frac{1}{R'_L} + \frac{1}{r'_e}$$

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} \quad C = \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}$$

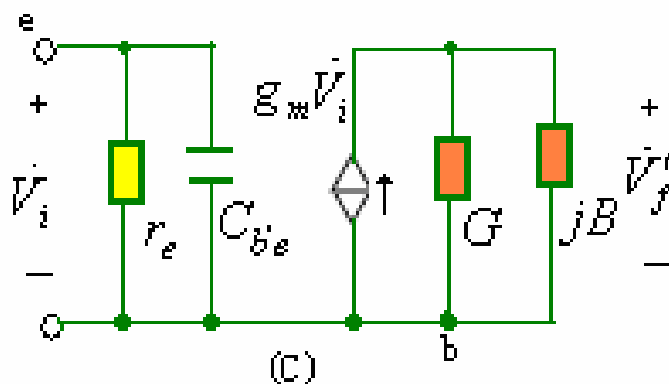
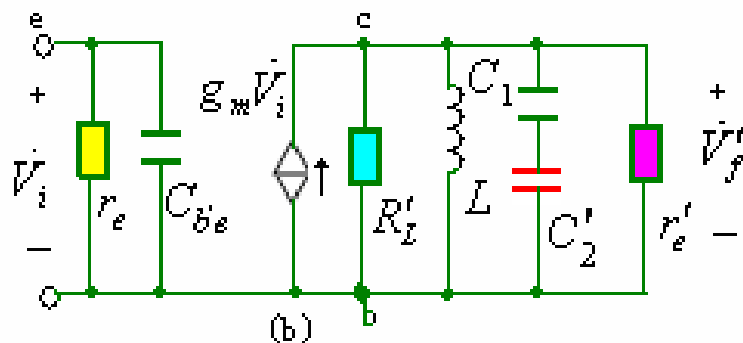
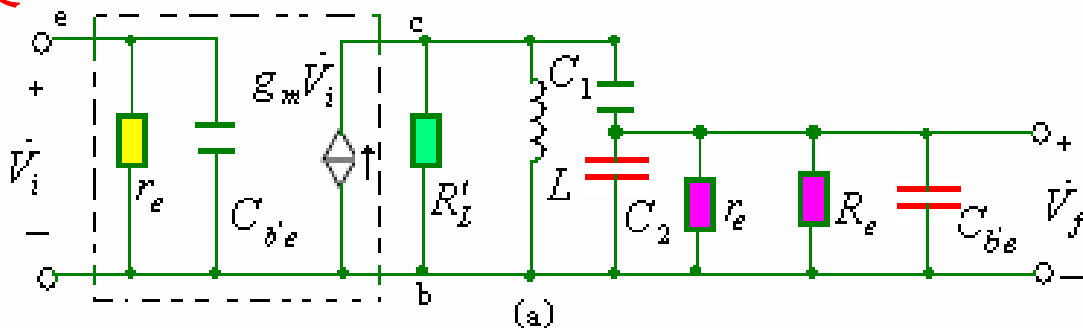


图5.2.6 推导  $T(j\omega)$  的等效电路

## (2) 环路增益计算:

$$\text{因为 } \dot{V}'_f = \frac{g_m \dot{V}_i}{G + jB} = \frac{1}{n} \dot{V}_f$$

所以

$$T(j\omega) = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_i} = \frac{ng_m}{G + jB} = \frac{ng_m}{g'_L + g'_e + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})}$$

## (3) 振荡频率的计算:

令 $T(j\omega)$ 分母的虚部为零, 可得到振荡器的振荡角频率为

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

一般要求 $T(\omega_{osc})$ 为3~5。

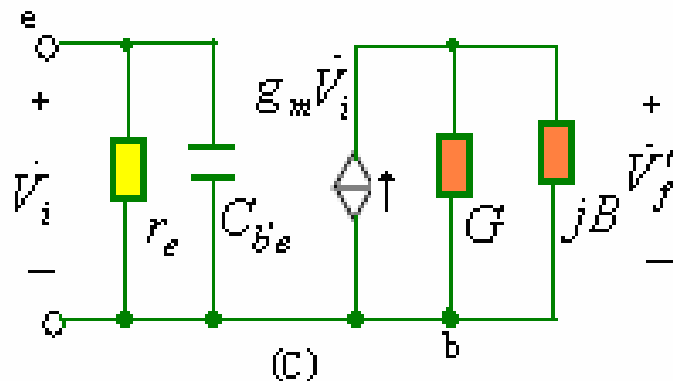
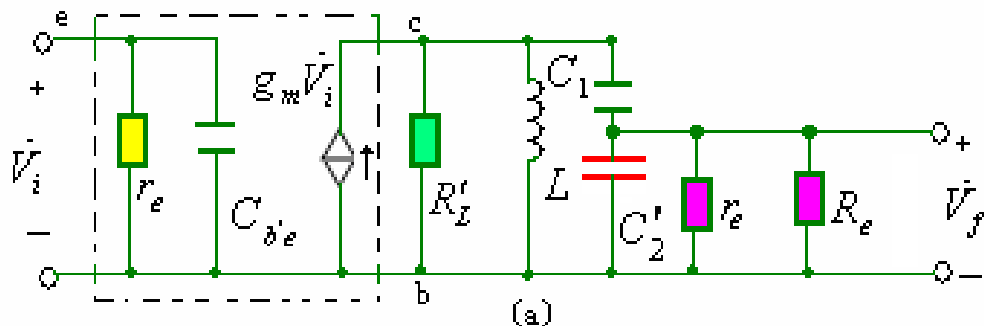


图5.2.6 推导 $T(j\omega)$ 的等效电路

#### (4) 振幅起振条件



令  $T(\omega) > 1$  即可求得振幅起振的条件为:

$$T(\omega_{osc}) = Ak_f = \frac{ng_m}{g'_L + g'_e} > 1$$

起振条件又可以表示为

$$g_m > \frac{1}{n}(g'_L + g'_e) = \frac{1}{n}g'_L + ng_e$$

其中  $g_m \approx \frac{I_{EQ}}{26\text{ mV}}$      $g'_L = \frac{1}{R_L \parallel R_{e0}}$     ,     $g_e = \frac{1+\beta}{r_{b'e}} = \frac{1}{r_e}$

(4) 电路的反馈系数  $F = n = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$

说明： 反馈系数  $F = n = \frac{C_1}{C_1 + C_2'}$  ，并不是越大越好。

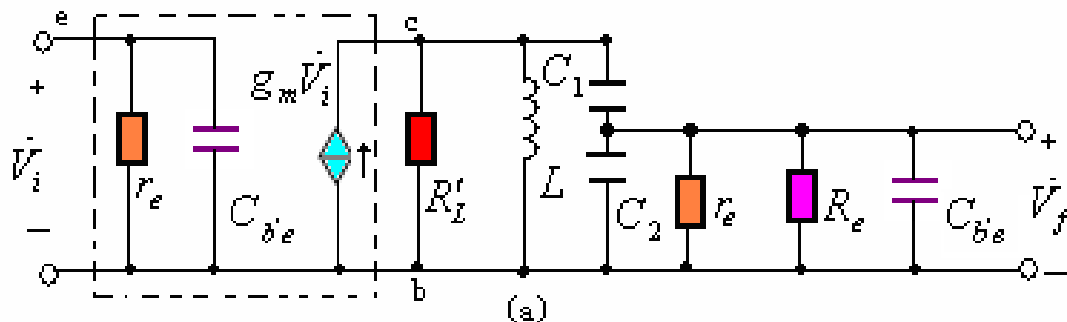
反馈系数过大，会使开环增益 $A$ 降低，会使输入阻抗  $r_e$  对回路的接入系数变大，降低回路的有载 $Q$ 值，使回路的选择性变差，振荡波形产生失真，频率稳定性降低。因此，反馈系数 $F$ 取值一般为  $1/8 \sim 1/2$

为了满足振幅起振条件，应该增大 $g_m$ ，减少  $g_L'$  和 $g_e$ 。但是增大 $g_m$ 必然使 $g_e$ 变大，对增大增益不利，而且 $g_e$ 变大会降低回路的有载品质因数 $Q_e$ ，因为，此谐振回路的 $Q_e$ 值为

$$Q_e = \frac{\omega_{osc} C_{\Sigma}}{g_L' + g_e'} = \frac{\omega_{osc} C_{\Sigma}}{g_L' + n^2 g_e}$$

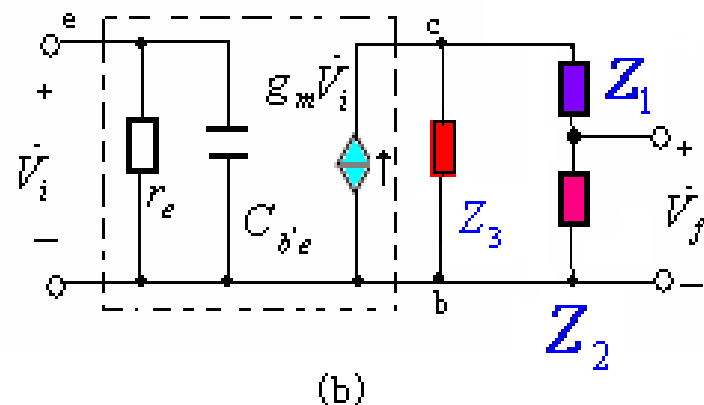
因此，应该合理选择放大器的工作点。

### 3、实际考虑（不考虑接入支路品质因数的大小，按现实情况分析）



在图5.2.6(a)中，令

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} \quad Z_3 = \frac{1}{g'_L + \frac{1}{j\omega L}}$$



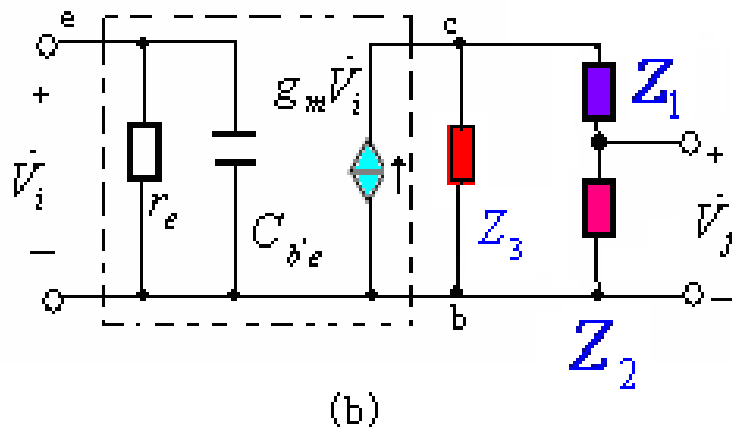
$$Z_2 = \frac{1}{g_i + j\omega C'_2} \quad g_i = \frac{1}{r_e} + \frac{1}{R_e} \quad C'_2 = C_2 + C_{b'e}$$

得到 (b) 图。



由 (b) 图求得反馈电压

$$\dot{V}_f = \frac{g_m \dot{V}_i}{\frac{1}{Z_1 + Z_2} + \frac{1}{Z_3}} \times \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$



所以

$$T(j\omega) = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_i} = \frac{g_m}{\frac{1}{Z_1 + Z_2} + \frac{1}{Z_3}} \times \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{g_m}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_1}{Z_2 Z_3}}$$

将  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$  代入上式整理后得

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

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

且  $A = g'_L + g_i + g'_L \frac{C'_2}{C_1} - g_i / (\omega^2 LC_1)$

$$B = \omega C'_2 - \frac{1}{\omega C_1} g_i g'_L - C'_2 / (\omega LC_1) - 1 / \omega L$$

根据相位起振条件，令B=0可求得振荡器的振荡角频率

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

振幅起振条件为

$$g_m > A = g'_L \left(1 + \frac{C'_2}{C_1}\right) + g_i \left(1 - \frac{1}{\omega_{osc}^2 LC_1}\right)$$

电容三点式振荡器的振荡角频率  $\omega_{osc}$  与那些因素有关？

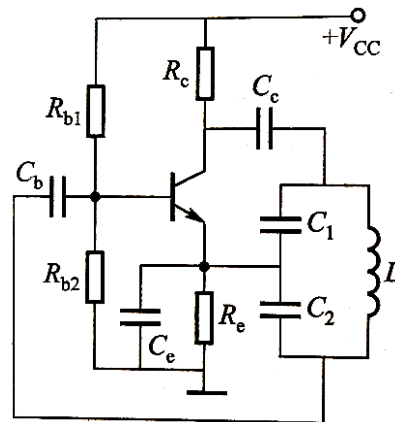
- (1) 回路的固有角频率  $\omega_0$
- (2) 回路固有谐振电阻  $R_{e0}$
- (3) 外接电阻  $R_L$
- (4) 三极管输入电阻  $r_e$
- (5) 三极管发射结电容  $C_{b'e}$

且  $\omega_{osc} > \omega_0$

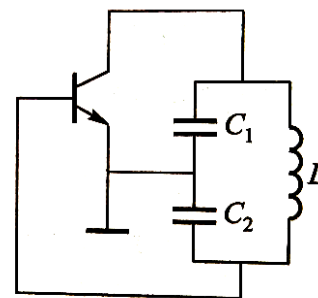
在实际电路中，一般满足  $\omega_o^2 C_1 C_2' \gg g_i g_L'$

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

## 另一种电容三点式振荡器： 共射极组态



原理电路



等效电路

### 电容三点式振荡电路：

- **优点1：** 对于共射极组态，因为反馈电压取自电容两端，高次谐波在电容上产生的反馈电压较小，输出的高次谐波分量减小，振荡波形较好，波形更加接近正弦波。
- **优点2：** 电路中不稳定的电容（分布电容，器件的结电容）等均与该电路并联，因此适当加大回路电容量，可减弱不稳定因素对振荡频率的影响，从而提高了频率稳定度。
- **缺点：** 调节 $C_1$ 或 $C_2$ 改变振荡频率时，反馈系数也将改变，严重时会影响输出电压的稳定和起振条件。但是只要再 $L$ 两端并联上一个可变电容，并令 $C_1$ 或 $C_2$ 为固定电容，则在调整频率时，基本上不会影响反馈系数。

### 三、电感三点式电路（哈特莱电路，Hartley）

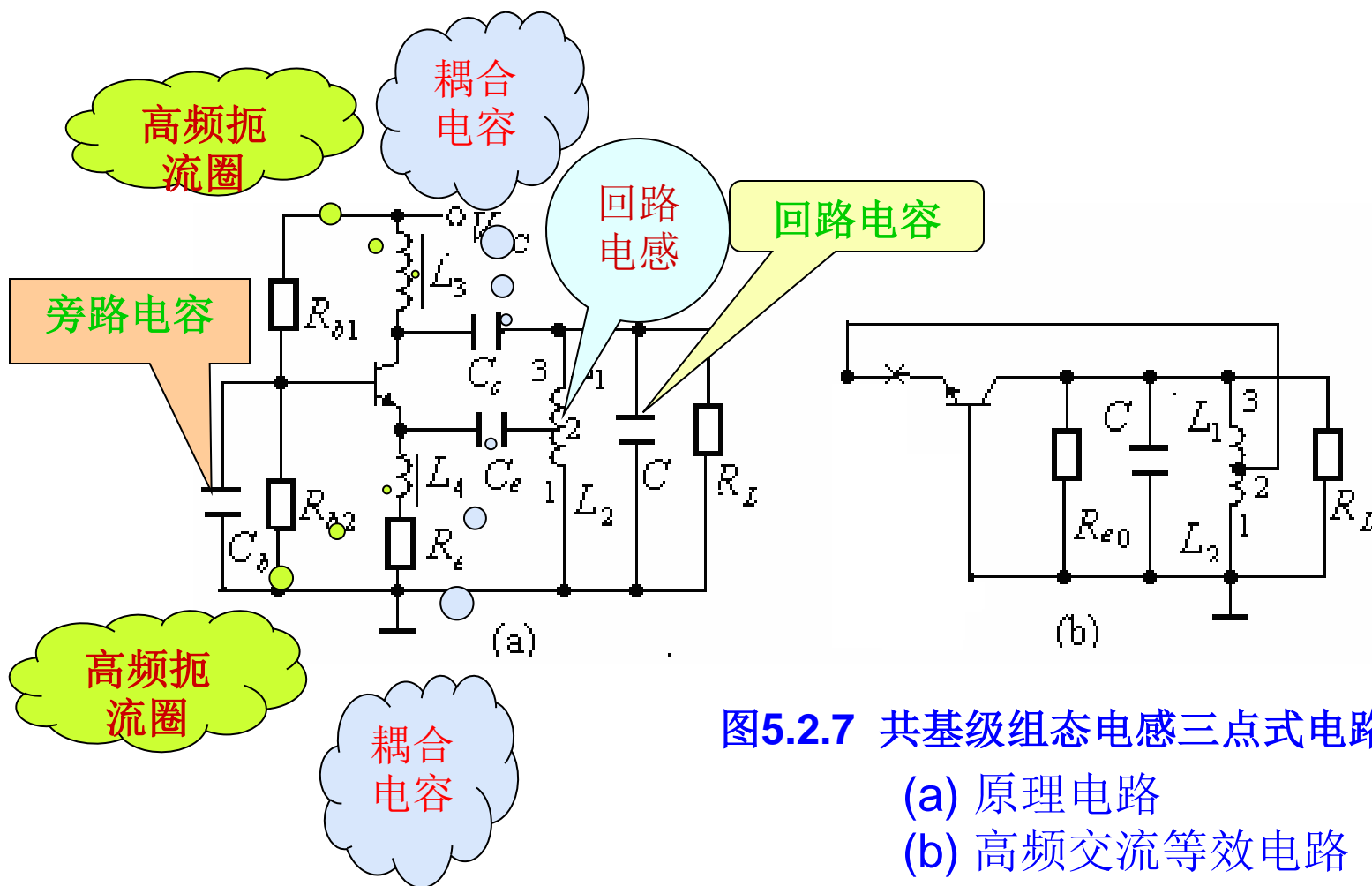
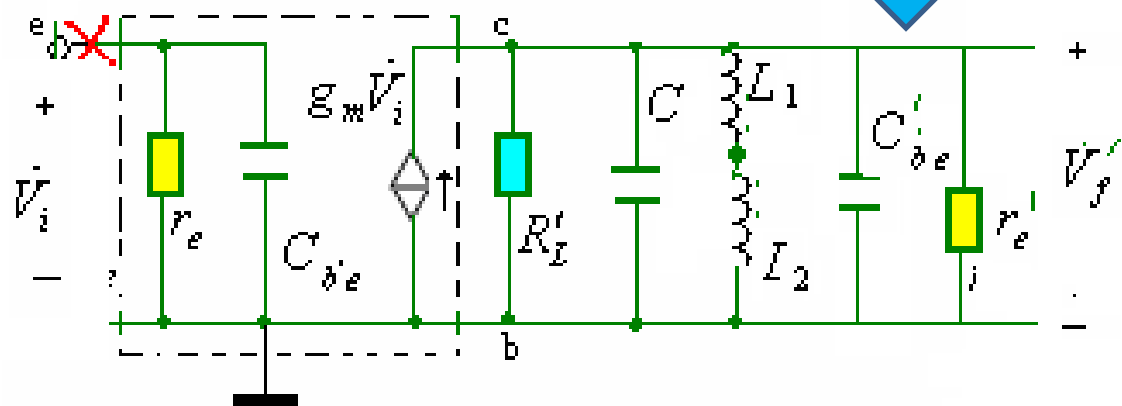
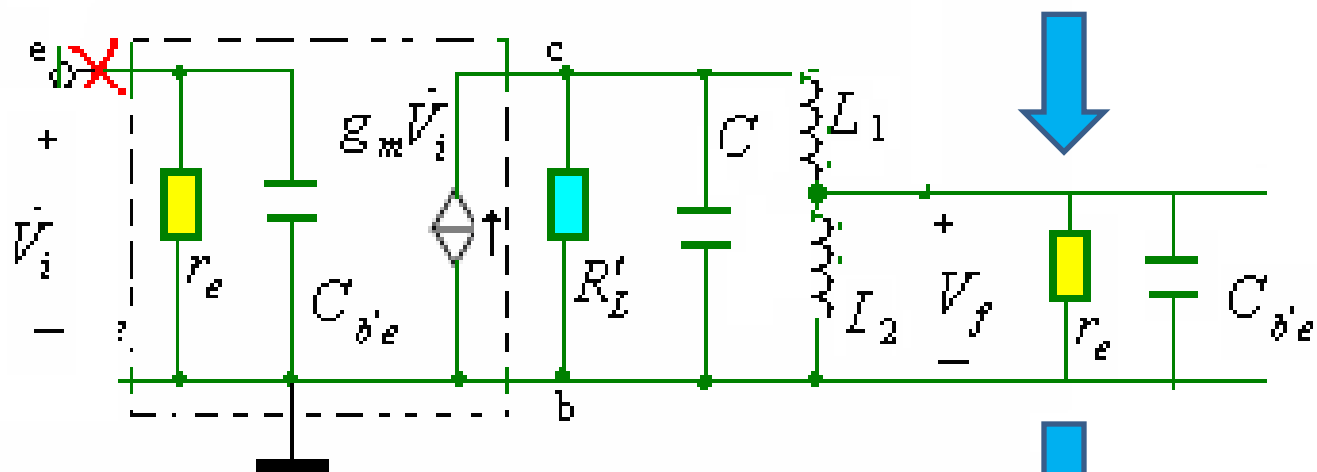
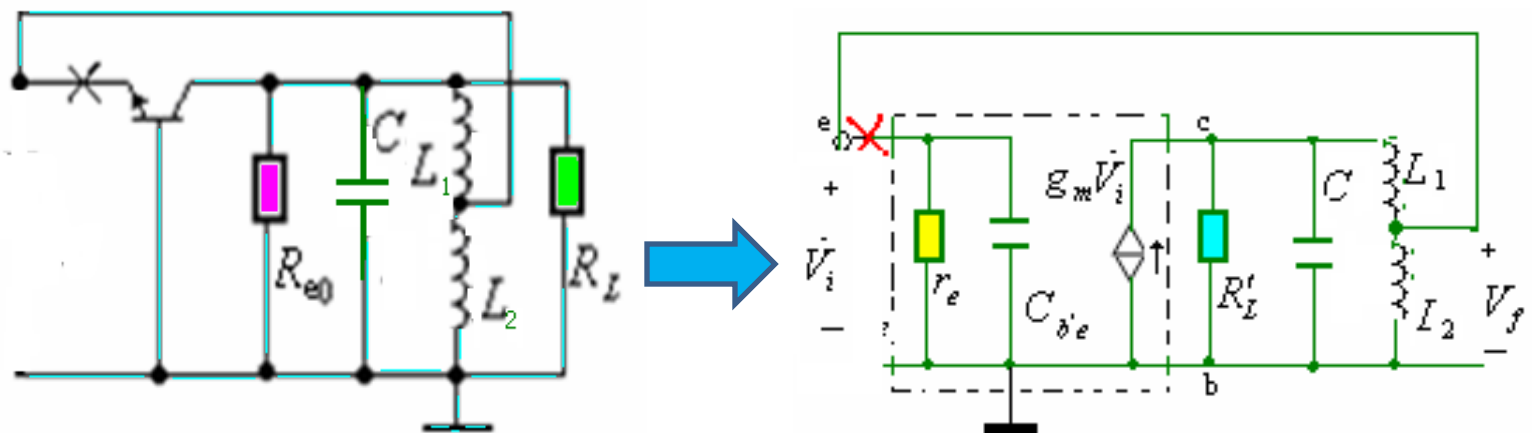


图5.2.7 共基级组态电感三点式电路

(a) 原理电路

(b) 高频交流等效电路



该电路的振荡角频率  $\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

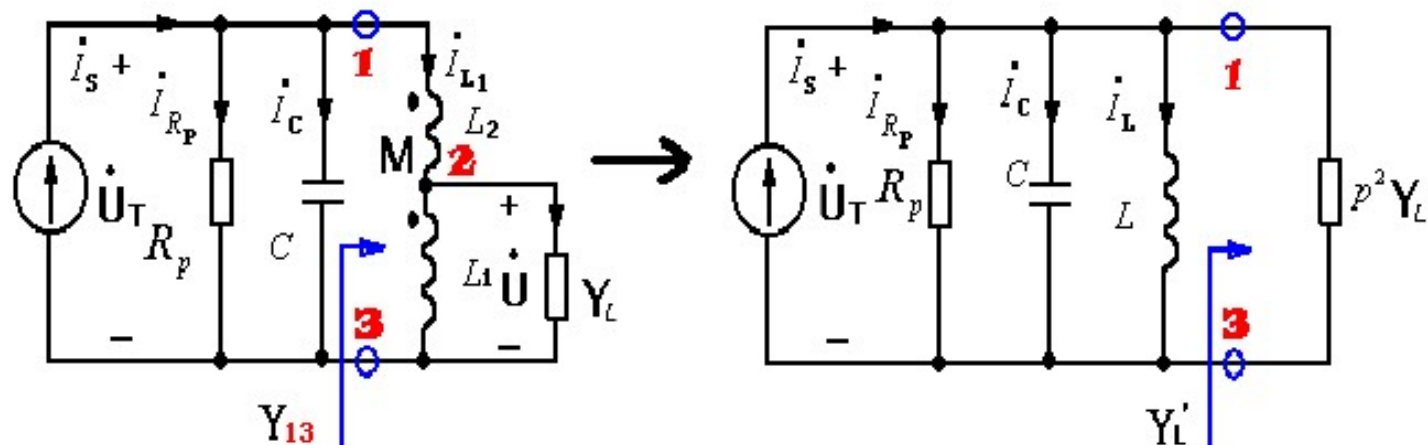
其中  $L = L_1 + L_2 \pm 2M$ ,  $M$  为互感。

起振条件  $g_m > \frac{1}{n} g'_L + n g_e$      $g'_L = \frac{1}{R'_L}$      $g_e = \frac{1}{r_e}$

接入系数  $n = \frac{N_{12}}{N_{13}} = \frac{L_2 \pm M}{L_1 + L_2 \pm 2M}$

反馈系数  $F = n = \frac{L_2 \pm M}{L_1 + L_2 \pm 2M}$

补充内容：具有互感的双电感分压方式的部分接入



接入系数定义为  $\frac{U}{U_T}$  当满足回路品质因数很大时，可以认为该电压比值为电感  $L_1$  与电感  $L_2$  的分压，考虑到互感的存在，可得

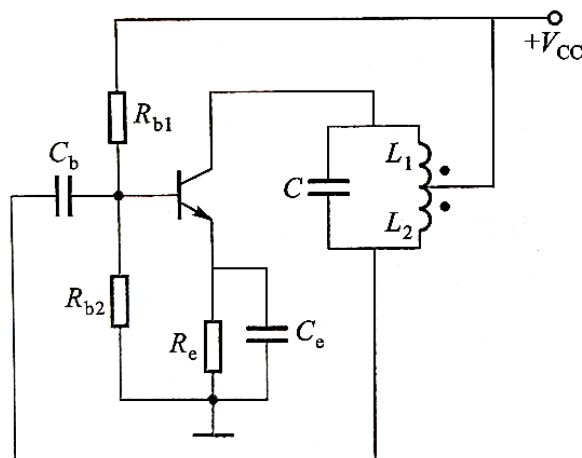
$$n = \frac{\dot{U}}{\dot{U}_T} = \frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M}$$

当  $L_1$  和  $L_2$  线圈绕向一致时，分子中加了  $M$ ，分母中加了  $2M$

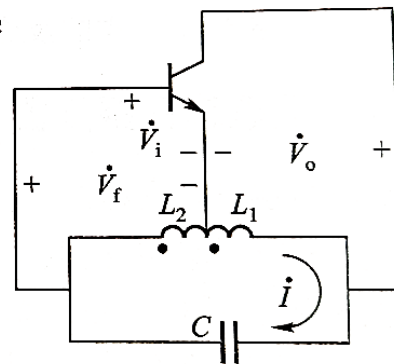
当  $L_1$  和  $L_2$  线圈绕向相反时，分子中需要减  $M$ ，分母中需要减  $2M$



## 另一种电感三点式振荡器：共射极组态



原理电路



等效电路

### 电感三点式振荡电路：

- **优点1：** 由于 $L_1$ 与 $L_2$ 之间存在互感，所以容易起振。改变回路电容来调整频率时，基本上不影响电路的反馈系数，比较方便。
- **缺点1：** 对于共射极组态，由于反馈支路为感性支路，对高次谐波呈现高阻抗，对LC谐振回路的高次谐波反馈较强，波形失真较大。
- **缺点2：** 当工作频率较高时，由于 $L_1$ 与 $L_2$ 上的分布电容和晶体管的级间电容均并联于 $L_1$ 与 $L_2$ 的两端，导致反馈系数随着频率而变。工作频率愈高，分布参数的影响愈严重，甚至可能使反馈系数 $F$ 减小到无法满足起振条件。

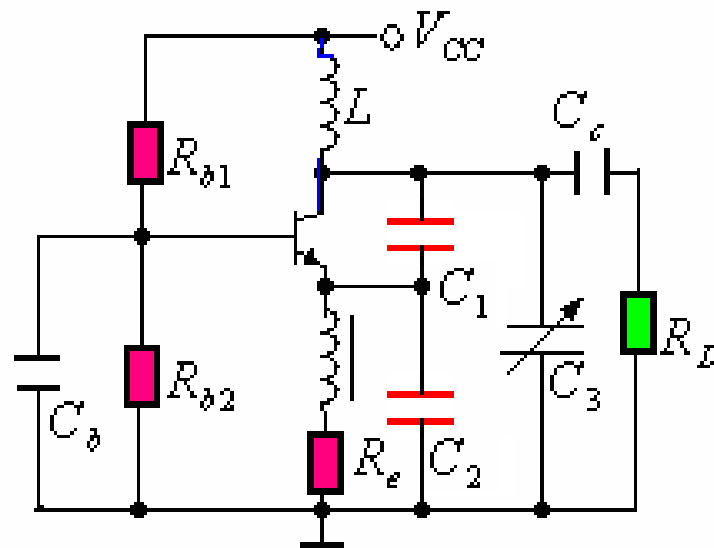
例 5.2.3 在如下图所示电容三点式振荡电路中, 已知

$$L = 0.5\mu\text{H}, C_1 = 51\text{pF}, C_2 = 3300\text{pF},$$

$$C_3 = 12 \sim 250\text{pF}, R_L = 5\text{k}\Omega$$

$$g_m = 30\text{mS}, C_{be} = 20\text{pF} \quad Q_0 = 80$$

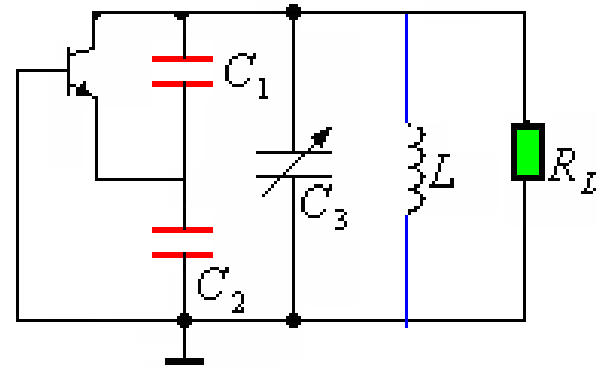
试求起振的频率范围。



解：题图的交流等效电路为

电路的有关参数如下

接入系数



$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_{b'e}} = \frac{51}{51 + 3300 + 20} \approx 0.015$$

$$\text{当 } C_3 = 12\text{pF} \text{ 时, } C_{\Sigma} = \frac{C_1(C_2 + C_{b'e})}{C_1 + C_2 + C_{b'e}} + C_3 \approx 66.23(\text{pF})$$

$$g_{e0} = \frac{1}{Q_0} \sqrt{\frac{C_{\Sigma}}{L}} = \frac{1}{80} \sqrt{\frac{62.23 \times 10^{-12}}{0.5 \times 10^{-6}}} \approx 0.14 \times 10^{-3}(\text{S})$$

因为  $g_L = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{5 \times 10^3} = 0.2 \times 10^{-3} (S)$

$$g_e = \frac{1 + \beta}{r_{b'e}} \approx \frac{\beta}{r_{b'e}} = g_m = 30 \times 10^{-3} S$$

所以  $\frac{1}{n} g'_L + n g_e = \frac{1}{n} (g_L + g_{e0}) + n g_e$

$$= \frac{1}{0.015} (0.2 \times 10^{-3} + 0.14 \times 10^{-3}) + 0.015 \times 30 \times 10^{-3} \approx 23 \times 10^{-3} (S)$$

根据振幅起振条件  $g_m > \frac{1}{n} g'_L + n g_e$

可见  $C_3 = 12pF$  时，电路满足起振条件。

相应的振荡频率：

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.5 \times 10^{-6} \times 62.23 \times 10^{-12}}} \approx 28.53 (MHz)$$

(2) 当  $C_3 = 250\text{pF}$  时, 可求出相应的参数

$$\frac{1}{n} g'_L + n g_e \approx 34 \times 10^{-3} > g_m = 30 \times 10^{-3}$$

这时电路不满足起振条件。

在频率低端满足起振条件的临界值为

$$g_m = \frac{1}{n} g'_L + n g_e = \frac{1}{n} (g_{e0} + g_L) + n g_e$$

所以  $g_{e0} = n(g_m - n g_e) - g_L \approx 0.24 \times 10^{-3} (S)$

对应的总等效电容

$$C_{\Sigma} = L(Q_0 g_{e0})^2 \approx 184(\text{pF})$$

对应的可变电容

$$C_3 = C_{\Sigma} - \frac{C_1(C_2 + C_{b'e})}{C_1 + C_2 + C_{b'e}} \approx 184 - 50 = 134(\text{pF})$$

对应的振荡频率

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.5 \times 10^{-6} \times 184 \times 10^{-12}}} \approx 16.59(\text{MHz})$$

所以，振荡电路的频率范围为16.59~28.53MHz。

## 5.2.3 单片集成振荡器

### 一、差分对管振荡电路

- 在集成电路中，广泛采用如图所示的差分对管LC振荡电路。 $T_1$ 和 $T_2$ 管为差分对管，其中 $T_2$ 管的集电极外接LC谐振回路，调谐在振荡频率上，并将其上的输出电压直接加到 $T_1$ 管的基极上，形成正反馈。
- 接到 $T_2$ 管基极上的直流电压 $V_{BB}$ 又通过LC谐振回路（对直流近似短路）加到 $T_1$ 管的基极上，为两管提供等值的基极偏执电压。同时， $V_{BB}$ 又作为 $T_2$ 管的集电极电源电压，这样使得 $T_2$ 管的集电极和基极直流同电位。因此，必须限制LC谐振回路两端的振荡电压振幅（一般在200 mV）左右，以防止 $T_2$ 管饱和导通。

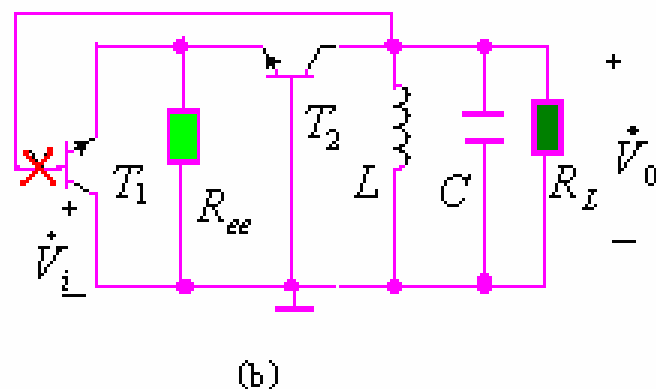
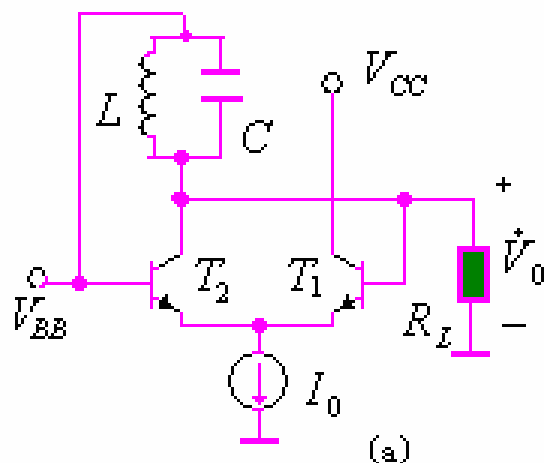


图5.2.10 差分对管振荡电路

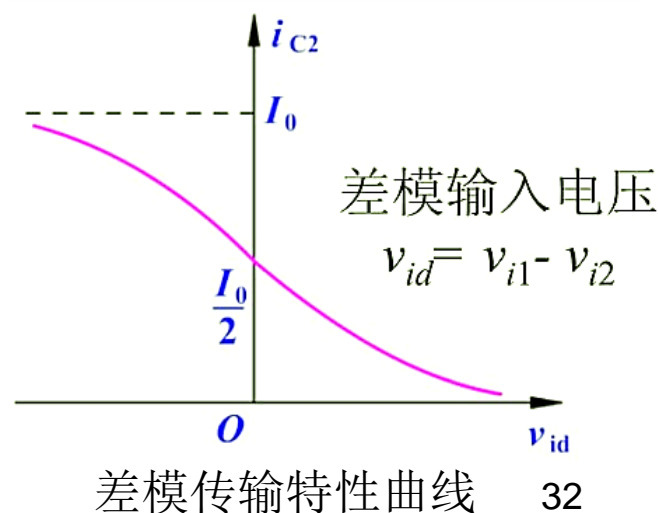
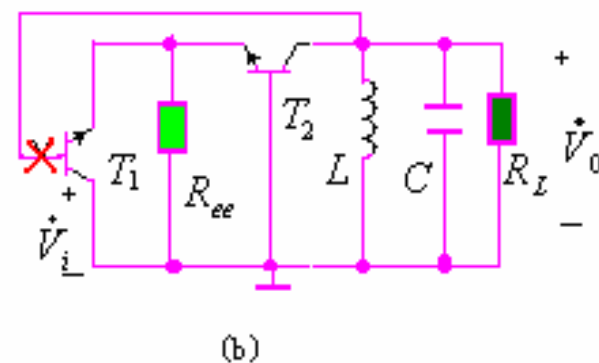
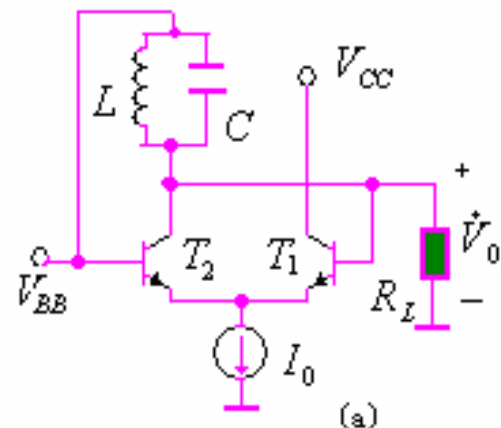
$R_{ee}$  为恒流源  $I_0$  的交流等效电阻。

共集电极—共基极反馈电路，根据瞬时极性法判断，在  $T_1$  管基极断开，有

$$v_{b1} \oplus \rightarrow v_{e1} (v_{e2}) \oplus \rightarrow v_{c2} \oplus \rightarrow v_{b1} \oplus$$

因此，此振荡器电路是正反馈，又因为满足振幅起振条件，能正常工作。

差分对管是靠一管趋向截止而使差模传输特性进入平坦区的。这种振荡器由振荡管进入截止区（而不是饱和区）来实现内稳幅，保证了回路有较高的有载品质因数，有利于提高频率稳定度。





## 二、E1648单片集成振荡器

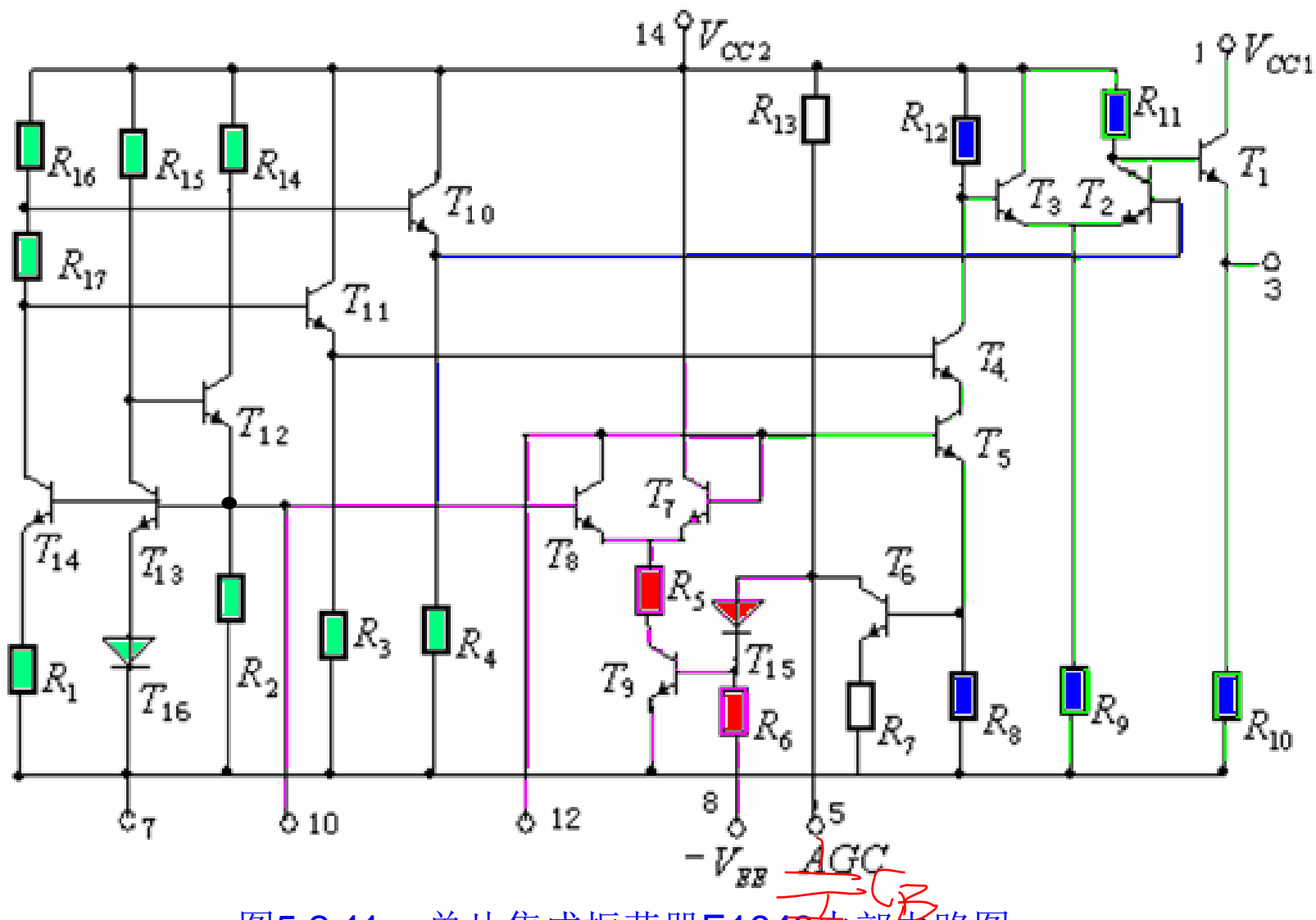


图5.2.11 单片集成振荡器E1648内部电路图

- E1648集成振荡器由差分对管振荡电路 ( $T_6 \sim T_9$ )、放大电路 ( $T_1 \sim T_5$ ) 和偏置电路 ( $T_{10} \sim T_{14}$ ) 三部分组成。其中放大电路由  $T_4$ 、 $T_5$  管的共射—共基级联放大器和  $T_2$ 、 $T_3$  管的单端输入、单端输出的差分放大器组成，振荡电压经上述两级放大后由射极跟随器  $T_1$  输出。
- $T_{12}$ 、 $T_{13}$ 、 $T_{14}$  管为电流源电路，其中自  $T_{12}$  管发射极取出的直流电压即为振荡电路所需的  $V_{BB}$ ， $T_{14}$  管的输出电流在  $R_{16}$  和  $R_{17}$  上产生的压降，经  $T_{10}$  和  $T_{11}$  管跟随后为两级放大器提供偏置电压。
- $T_5$  管除了作为放大器外，还用作射极跟随器，将振荡电压加到  $T_6$  管的基极上， $T_6$  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，该脉冲电流的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。

需要说明的是： $T_{12}$ 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

$$v_{b8}(v_{b13}) \uparrow \rightarrow v_{c13}(v_{b12}) \downarrow \rightarrow v_{e12}(v_{b8}) \downarrow$$

这一负反馈作用使  $T_8$  基极电位保持恒定。

电路的振荡频率  $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_1 + C_i)}}$

其中  $C_i \approx 6pF$  是**10、12**脚之间的输入电容。

E1648的最高振荡频率可达**225 MHz**。 **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，所以1脚输出电压的幅度可大于**3**脚的输出。

- E1648可以产生正弦波电压或方波电压。图5.2.12是利用E1648组成的正弦波振荡器。如果需要输出方波电压，应在5管脚外接正电压，使 $I_0$ 增大，从而增大振荡电路的输出振荡幅度，而后通过 $T_2$ 和 $T_3$ 的差放电路，将它变为方波电压。

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

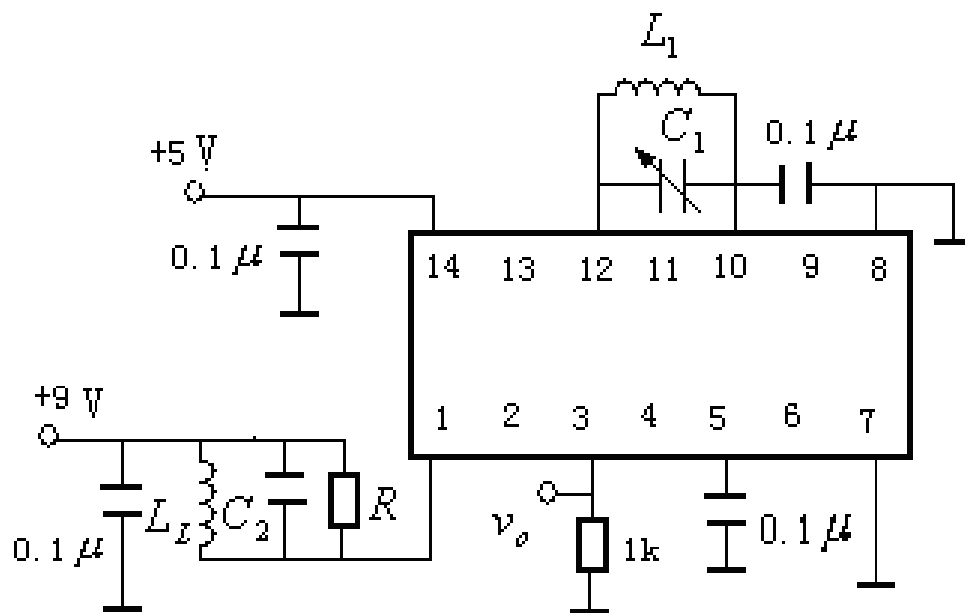


图5.2.12 E1648组成的正弦波振荡

$L_2C_2$  回路应调谐在 振荡频率  $f_{osc}$  上。

作业: 5.17 5.19

预习: 5.3 5.4 5.5