

# 第 3 章 正弦波振荡器

振荡器是一个不需要外加输入信号控制就能自动将直流能量转换为特定频率和幅度的交流信号的电路。根据产生的波形不同,可将振荡器分为正弦波振荡器和非正弦波振荡器。显然,正弦波振荡器产生的信号是正弦波;而非正弦波振荡器产生的是矩形波、三角波等交流信号。

振荡器作为信号源广泛应用于各种电子设备中。例如,无线发射中心的载波信号源,超外差接收机中的本地振荡器信号源,电子测量仪器中的信号源,计算机系统以及其他的数字系统中的时钟信号源等。

本章从反馈振荡器入手,介绍正弦波振荡器的基本组成和分析方法,包括产生高频振荡器信号的 LC 振荡器、晶体振荡器和集成电路振荡器。

## 3.1 反馈振荡器的工作原理

反馈振荡器实质上就是具有正反馈的放大器。如图 3-1(a)所示,放大器的  $A(j\omega)$  的输入信号通过正反馈网络  $F(j\omega)$  送回输入端,当正反馈量足够大时,就可以自己维持振荡(外接输入信号  $u_s=0$ )。正弦波振荡器要求输出角频率为  $\omega_{osc}$  的正弦信号,在振荡环路中,必须有选频网络给予保证。而且这个选频网络的滤波性能越好,振荡器的频谱就越纯。选频网络可以是并联或串联的 LC 回路、石英晶体振荡器、声表面波谐振器等。这个选频网络可以作为放大器的负载构成选频放大器,如图 3-1(b)所示。三极管 Q1 与 LC 回路共同构成选频放大器,其输出信号  $u_o$  经过互感耦合到次级线圈产生反馈信号  $u_f$ ,再到放大器的输入端。

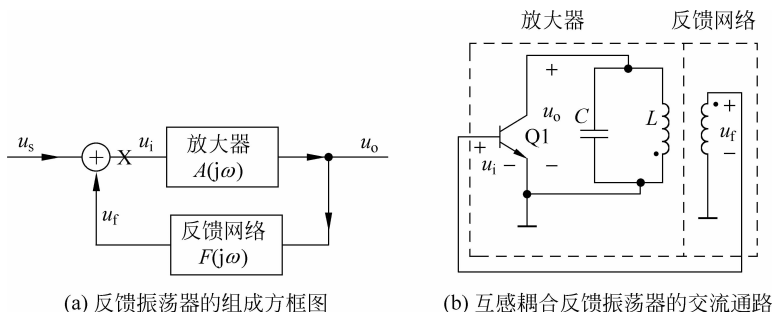


图 3-1 反馈振荡器的组成方框图及相应电路

### 3.1.1 平衡条件

图 3-1(a)所示为反馈振荡器,设其闭环的传递函数为  $H(j\omega)$ , 有

$$H(j\omega) = \frac{u_o}{u_s} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)F(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 - T(j\omega)}$$

其中,  $T(j\omega) = \frac{u_f}{u_i} = \frac{u_o}{u_i} \cdot \frac{u_f}{u_o} = A(j\omega)F(j\omega)$  为环路增益,即在图 3-1(a)中,在输入端的 X 处断开,形成开环。由于没有外加输入信号,  $u_s = 0$ , 有  $u_i = u_f$ , 输入信号全部由反馈信号  $u_f$  提供,  $H(j\omega)$  的极点应正好是一对纯虚根,此值为振荡信号的振荡频率  $\omega_{\text{OSC}}$ , 对开环增益来说,在振荡频率处,有

$$T(j\omega_{\text{OSC}}) = 1 \quad (3-1)$$

由于  $T(j\omega) = |T(j\omega)| e^{j\varphi_T(\omega)}$ , 所以有

$$|T(j\omega_{\text{OSC}})| = 1 \quad (3-2)$$

$$\varphi_T(\omega_{\text{OSC}}) = 2n\pi, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3-3)$$

式(3-2)和式(3-3)分别为振荡平衡条件和相位平衡条件,又称为巴克好森准则。

以图 3-1(b)所示电路为例,三极管输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  正好反相,因此反馈电压  $u_f$  必须与  $u_o$  反相,这样才能保证提供给放大器输入端的电压为正反馈,如图中所标注的同名端。

### 3.1.2 起振条件

作为反馈振荡器,当它刚接通电源时,振荡电压不会立即建立起来,而必须经历一段振荡电压从无到有逐步增长的过程,直到进入平衡状态,使振荡电压的振幅和频率维持在相应的平衡值上。

振荡电路刚起振时,电路中存在各种电子噪声,由于谐振回路的选频作用,其中只有角频率  $\omega_{\text{OSC}}$  ( $\omega_{\text{OSC}}$  近似等于回路谐振的频率  $\omega_0$ ) 分量产生较大的电压,环路中的放大器和反馈网络对于这个小信号必须起到增幅放大的作用,才能起振。因此,起振条件为

$$T(j\omega_{\text{OSC}}) > 1$$

即

$$|T(j\omega_{\text{OSC}})| > 1 \quad (3-4)$$

$$\varphi_T(\omega_{\text{OSC}}) = 2n\pi, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3-5)$$

式(3-4)为振幅起振的条件,说明反馈信号幅度要逐次增大;式(3-5)为相位起振条件,说明在起振过程中,环路要始终保持正反馈。

环路增益  $T(j\omega)$  与输入信号幅度  $u_i$  之间的关系,可用图 3-2 表示。当输入信号幅度较小时,环路增益大于 1,当输入信号幅度增加到某一较大幅度  $u_{iA}$  时,进入平衡状态,维持下去。

对于振荡器的起振过程,以图 3-3(a)所示的互感耦合反馈振荡电路为例,分以下几个阶段进行讨论。

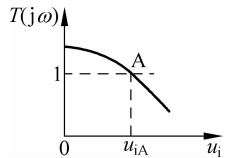


图 3-2 起振条件

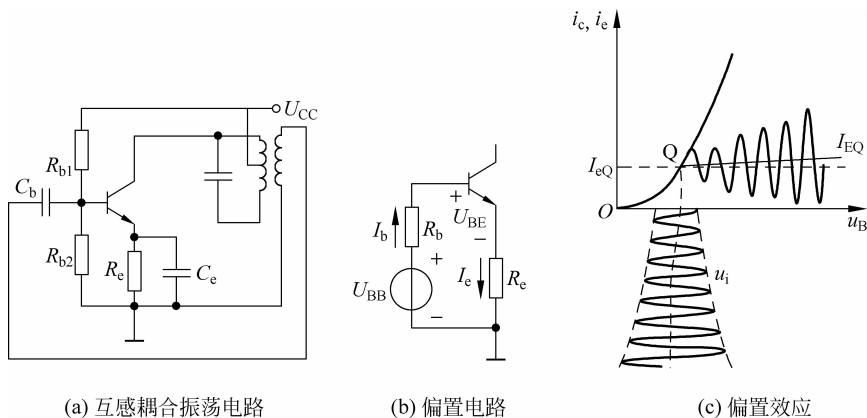


图 3-3 振荡器的偏置效应

(1) 起振时,由于放大器工作在小信号条件下,因此为线性工作状态,即处于甲类工作状态,增益较高。需设置合适的静态工作点。

(2) 在振荡建立过程中,环路增益  $T(j\omega_{\text{OSC}})$  恒大于 1,放大器的输入  $u_i$  就不断地增大,放大器从小信号工作条件逐渐变为大信号工作,即放大器从线性放大器过渡到非线性放大器。图 3-3(b)所示为图 3-3(a)电路的偏置电路部分,偏置电阻  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$ 、 $R_e$  使三极管的静态工作点为 Q,工作点处的偏置电压为

$$U_{\text{BEQ}} = U_{\text{BB}} - I_{\text{bQ}}R_b - I_{\text{cQ}}R_e$$

式中  $U_{\text{BB}} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}U_{\text{CC}}$ 。起振后,随着  $u_i$  不断增大,三极管进入非线性区,导致电流  $i_c$  ( $\approx i_e$ ) 正、负半周不对称,如图 3-3(c)所示,  $i_c$  的直流分量  $I_{\text{EQ}}$  增大,  $I_{\text{EQ}} > I_{\text{cQ}}$ ,同理,  $i_b$  的直流分量  $I_{\text{BQ}}$  也相应增大。结果使得三极管的直流偏置电压  $U_{\text{BE}} = U_{\text{BB}} - I_{\text{BQ}}R_b - I_{\text{EQ}}R_e$  不断下降,工作点左移,放大器工作状态从甲类进入乙类,甚至丙类。

(3) 工作点变低,使放大器的增益变小,从而在起振过程中环路的增益  $T(j\omega_{\text{OSC}}) = A(j\omega_{\text{OSC}})F(j\omega_{\text{OSC}})$  不断降低,最终达到振幅平衡  $T(j\omega_{\text{OSC}}) = 1$ 。

上述现象称为振荡电路中的自偏压效应。采用自偏压方法的优点是避免了通过三极管的饱和来达到振幅平衡,而是让三极管在振荡信号的每个周期内有一部分时间是截止的。这样,对选频回路 Q 值的影响就很小,从而对振荡器的频率稳定性有益。平衡时处于丙类放大状态的三极管集电极电流中虽然也包含了很多谐波,但选频回路良好的选频滤波特性使振荡器输出仍为正弦波。

### 3.1.3 稳定条件

振荡器能起振并达到某种平衡条件状态,这仅仅是建立振荡的必要条件。为了维持下去,电路还必须具备抗御外界干扰,保证电路的平衡状态不会因外界干扰而被破坏的能力,即振荡器还必须满足一定的稳定条件。

假定扰动信号作用的结果使得  $u_i$  变化  $\Delta u_i$ ,开环增益  $T(j\omega)$  也相应地变化  $\Delta T$ 。如果两者的变化是反方向的,即  $\Delta u_i < 0, \Delta T > 0$ ,也就是说,输入信号变小了,这时  $T(j\omega)$  却增大了;

反过来,  $\Delta u_i > 0, \Delta T < 0$ , 若当输入信号幅度变大时,  $T(j\omega)$  反而减小了, 因扰动而增大的  $\Delta u_i$  会自动被  $T(j\omega)$  的作用抵消, 这样的平衡是稳定的。因此, 振荡器的幅度稳定条件可以表示成

$$\left. \frac{\partial T(j\omega)}{\partial u_i} \right|_{T(j\omega)=1} < 0 \quad (3-6)$$

而且  $\left| \frac{\partial T(j\omega)}{\partial u_i} \right|$  的值越大, 电路的自动调节能力越强, 幅度稳定性就越好。如图 3-4(a) 所示, A 点就是满足稳定条件的, 而 B 点则不满足稳定条件, 是不稳定的。

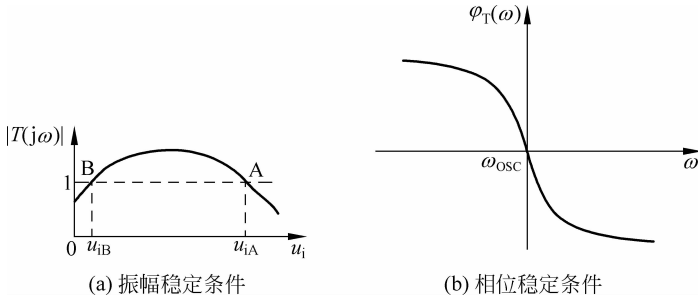


图 3-4 振幅和相位特性与稳定条件

同样, 对于相位稳定的要求也是类似的。设扰动信号影响的结果使频率升高, 即  $\Delta\omega > 0$ , 而相位反方向变化  $\Delta\varphi_T < 0$ , 则环路作用所产生的相位延迟, 能有效地抵消因扰动引起的频率升高而维持频率不变; 若  $\Delta\omega < 0$  时,  $\Delta\varphi_T > 0$ , 则环路作用所产生的相位超前, 能补偿因扰动引起的频率降低, 如图 3-4(b) 所示。因此, 反馈型正弦波振荡器的相位稳定条件是

$$\left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_{\text{OSC}}} < 0 \quad (3-7)$$

图 3-1(b) 所示的反馈型振荡电路, 要满足式 (3-6) 振幅稳定条件, 对晶体管开始状态的工作点选取不能太低, 既保证了一定的放大倍数, 增幅起始时的小信号; 又可保证振荡器进入平衡状态处于图 3-4(a) 所示的 A 点稳定下来, 维持平衡时的等幅振荡。LC 并联谐振回路的相频特性正好满足式 (3-7) 的相位稳定条件。由此可见, 振荡器相位平衡稳定条件是靠并联谐振回路的相频特性来保证的; 而且回路的品质因数 Q 值越高, 这种稳频的能力越强。

## 3.2 LC 正弦波振荡器

采用 LC 振荡回路作为选频网络的反馈振荡器称为 LC 正弦波振荡器。反馈型 LC 正弦波振荡器有三种基本形式: 互感耦合振荡器、三点式振荡器及差分对管振荡器。它们的工作频率范围从几百千赫到几百兆赫。

### 3.2.1 互感耦合振荡器

互感耦合振荡器(或变压器反馈振荡器)又称为调谐型振荡器。根据  $LC$  选频回路与三极管不同电极的连接点分为集电极调谐型、发射极调谐型和基极调谐型,如图 3-5 到图 3-7 所示。在这三种电路中,互感的同名端必须满足振荡的相位条件。判断的方法采用“切环注入法”。

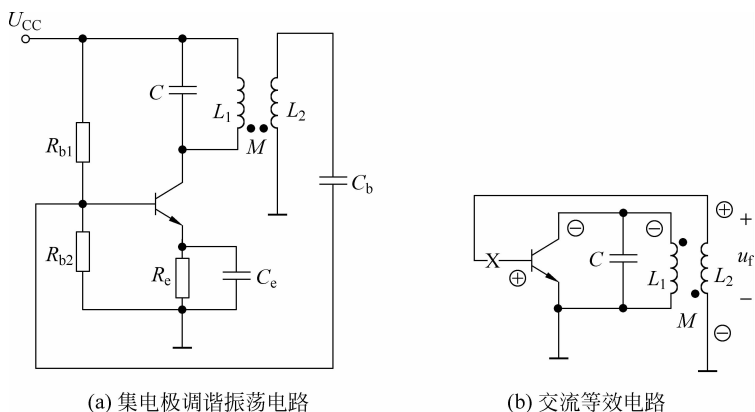


图 3-5 集电极调谐型振荡器及其交流等效电路

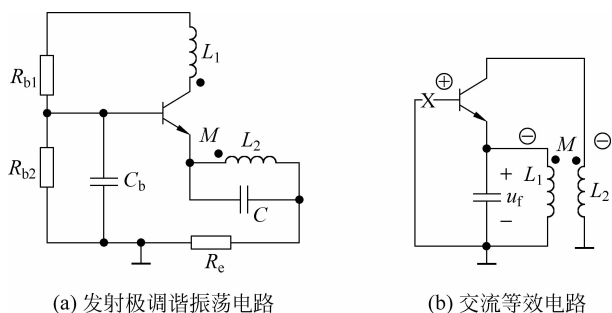


图 3-6 发射极调谐型振荡器及其交流等效电路

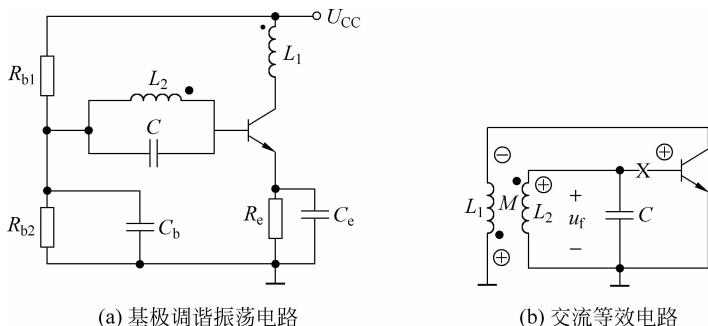


图 3-7 基极调谐型振荡器及其交流等效电路

(1) 先画出实际线路对应的交流等效电路,如图 3-5(b)至图 3-7(b)所示。

(2) 在电路中某一个适合的位置(往往是放大器的输入端)把电路断开(用 X 号表示),设基极输入了一个正的交流信号 $\oplus$ 。

(3) 以这个信号为基准,判断其所途经处电压的正负情况,三极管集电极输出为负 $\ominus$ ,再经过互感耦合,根据同名端,得出反馈电压  $u_f$  的正负情况。如图 3-5(b)所示,反馈电压  $u_f$  为正 $\oplus$ ,反馈到基极与输入假设方向一致,则为正反馈,满足振荡的相位条件。如图 3-6(b)所示,反馈电压  $u_f$  为负 $\ominus$ ,由于  $u_f$  加在发射极上,仍构成了正反馈,所以满足振荡的相位条件。如图 3-7(b)所示,反馈电压  $u_f$  为正 $\oplus$ ,与输入假设方向一致,满足振荡的相位条件。

互感耦合振荡器的振荡条件为 LC 回路的谐振频率。

$$\omega_{\text{OSC}} = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3-8)$$

### 3.2.2 LC 三点式振荡器

三点式振荡器就是对于交流等效电路而言,由 LC 回路引出的三个端点分别与晶体管三个电极相连的振荡器。

#### 1. 电路形式及构成的原则

如图 3-8 所示,三极管的三个电极之间所连接的电抗元件分别为  $X_{ce}$ 、 $X_{be}$ 、 $X_{cb}$ ,假设三个电流的损耗为零;不计晶体管的电抗效应。在三个电抗组成的谐振回路中,当谐振时,有

$$X_{ce} + X_{be} + X_{cb} = 0 \quad (3-9)$$

开环增益  $T(j\omega_{\text{OSC}}) = A(j\omega_{\text{OSC}})F(j\omega_{\text{OSC}})$ ,其中  $A(j\omega) = \frac{u_o}{u_i}$ ,由于  $u_o$  与  $u_i$  反相,要保证反馈电压  $u_f$  与  $u_i$  同相,则反馈网络  $F(j\omega)$  也就相应为负。因此有

$$F(j\omega) = \frac{u_f}{u_o} = \frac{X_{be}}{X_{be} + X_{cb}}$$

将式(3-9)代入  $F(j\omega)$ ,有

$$F(j\omega) = -\frac{X_{be}}{X_{ce}} \quad (3-10)$$

则电抗  $X_{ce}$  与  $X_{be}$  的比值应为正,即  $X_{ce}$  与  $X_{be}$  必为同性电抗。也就是说,若  $X_{ce}$  为电容, $X_{be}$  也为电容,而  $X_{cb}$  为电感,这时称其为电容三点式振荡器,也称为考毕兹(Colpitts)电路;若  $X_{ce}$  为电感, $X_{be}$  也为电感,而  $X_{cb}$  为电容,这时称其为电感三点式振荡器,也称为哈脱莱(Hartley)电路。因此,三点式振荡器的构成原则为:与发射极相连的两个电抗性质相同;而与基极和集电极相连的电抗性质相异。

如果考虑三极管输入和输出阻抗的影响,那么上述组成法则仍成立,但振荡器的振荡频率已不是简单地等于回路的谐振频率,而是稍有偏高。

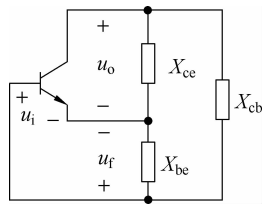


图 3-8 三点式振荡器的电路形式

## 2. 三点式振荡电路

图 3-9 所示电路是电容三点式的典型电路。图中 RFC 为高频扼流圈,以阻止高频交流信号通过直流电源。 $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$ 、 $R_e$  为偏置电阻。

图 3-10 所示电路是电感三点式的典型电路。各元件的作用与电容三点式电路相同,需要注意  $L_2$  必须通过隔直电容( $C_b$  或  $C_c$ )接到基极或发射极上,以防止偏置电路( $R_{b2}$  或  $R_e$ )或  $L_2$  短路。

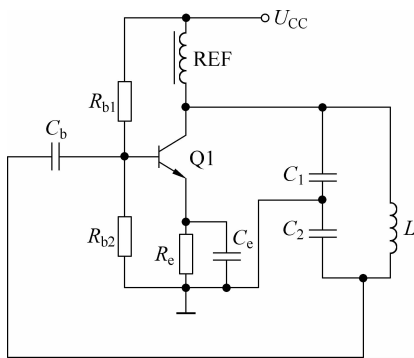


图 3-9 电容三点式振荡器之一

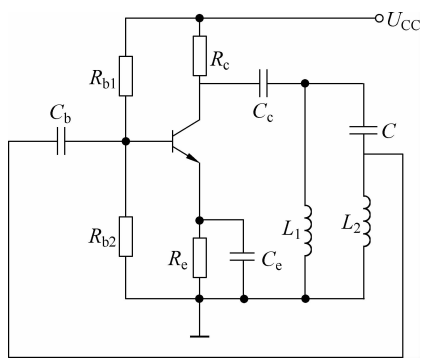


图 3-10 电感三点式振荡器之一

## 3. 起振条件和振荡频率

下面以电容三点式电路为例进行分析。图 3-11(a)画出了将晶体管用 Y 参数等效电路描述的图 3-9 所示的电容三点式振荡器的等效电路,其中晶体管的输入、输出导纳分别为:  
 $y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$ ,  $y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$ ,  $y_{fe} \approx g_m$ , 忽略  $y_{re}$  的作用。 $g_{L0}$  表示电感空载损耗,

$$g_{L0} = \frac{1}{\omega_0 L Q_0}。$$

从图 3-11(a)所示的  $\times$  处断开,得到等效开环电路如图 3-11(b)所示。

这时,合并电容,有

$$C'_1 = C_1 + C_{oe}$$

$$C'_2 = C_2 + C_{ie}$$

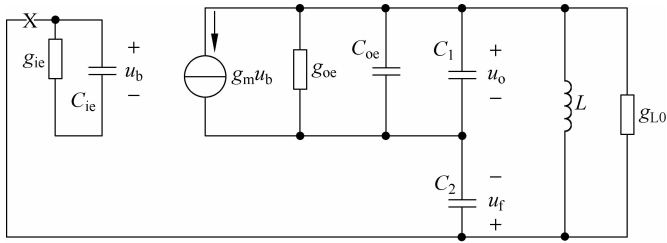
将导纳  $g_{oe}$ 、 $g_{ie}$  以及电流受控源  $g_m u_b$  折合到  $LC$  回路中去,接入系数分别为  $p_1 = \frac{C'_2}{C'_1 + C'_2}$ 、

$p_2 = \frac{C'_1}{C'_1 + C'_2}$ ,那么等效电路如图 3-11(c)所示。开环增益为

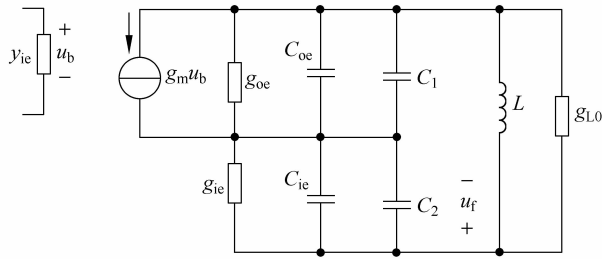
$$T(j\omega) = \frac{u_f}{u_b} = \frac{p_1 g_m}{g_\Sigma + j\omega C_\Sigma + j\omega L} \times j\omega C_\Sigma \times \frac{1}{j\omega C'_2}$$

式中,  $g_\Sigma = g_{L0} + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie}$ ,  $C_\Sigma = \frac{C'_1 C'_2}{C'_1 + C'_2}$ , 上式简化为

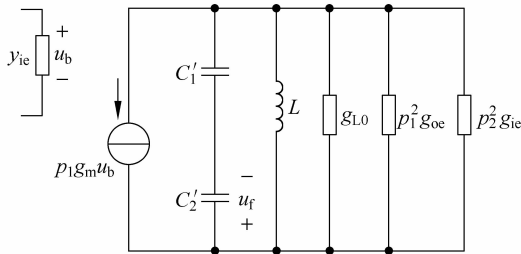
$$T(j\omega) = \frac{p_1 p_2 g_m}{g_\Sigma + j\omega C_\Sigma + \frac{1}{j\omega L}} \quad (3-11)$$



(a) 利用Y参数的电容三点式振荡器等效电路



(b) 开环等效电路



(c) 部分接入折合之后的等效电路

图 3-11 电容三点式振荡器的等效电路

令其虚部为零,则有

$$j\omega C_{\Sigma} + \frac{1}{j\omega L} = 0$$

解得振荡频率为

$$\omega_{\text{osc}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C'_1 C'_2}{C'_1 + C'_2}}} \quad (3-12)$$

起振条件  $|T(j\omega_{\text{osc}})| > 1$  时,得

$$\frac{p_1 p_2 g_m}{g_{\Sigma}} > 1$$

$$g_m > \frac{g_{\Sigma}}{p_1 p_2} = \frac{g_{L0} + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie}}{p_1 p_2} = \frac{p_1}{p_2} \left( \frac{g_{L0}}{p_1^2} + g_{oe} \right) + \frac{p_1}{p_2} g_{ie}$$

由于反馈系数  $F = \frac{C'_1}{C'_2} = \frac{p_2}{p_1}$ , 所以起振条件为

$$g_m > \left( g_{oe} + \frac{1}{\rho_1^2} g_{ie} \right) \frac{1}{F} + g_{ie} F \quad (3-13)$$

令  $g_o = g_{oe} + \frac{1}{\rho_1^2} g_{iL0}$ ,  $g_i = g_{ie}$ , 则

$$g_m > g_o \frac{1}{F} + g_i F$$

由式(3-13)知, 电容三点式振荡频率不仅与  $C_1$ 、 $C_2$  有关, 而且与晶体管的参数有关,  $LC$  回路的谐振频率  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ , 若  $C_{oe} \ll C_1$ ,  $C_{ie} \ll C_2$ , 则有  $C'_1 \approx C_1$ ,  $C'_2 \approx C_2$ , 这时

$$\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3-14)$$

$$F = \frac{C_1}{C_2} \quad (3-15)$$

从图 3-12 可以看出, 反馈电压  $u_f$  不仅取决于电容  $C_2$ , 还与晶体管的输入导纳  $g_{ie}$  有关。当  $g_{ie}$  较小时,  $g_{ie}$  的分流作用可以忽略, 此时式(3-13)右边第一项起主要作用,  $g_m > g_o \frac{1}{F} + g_i F$  当  $C_2 \downarrow \rightarrow F \uparrow \rightarrow \frac{1}{F} \downarrow$  利于起振。

当  $g_{ie}$  较大时,  $g_{ie}$  的分流作用不能忽略, 此时式(3-13)右边第二项起主要作用,  $g_m > g_{ie} F$ , 若  $C_2 \downarrow \rightarrow F \uparrow$ , 难以起振。所以不能简单地认为反馈系数越大越容易起振, 而应该有一定的范围。另外, 反馈系数的大小还会影响振荡波形的失真大小, 反馈系数过大就会产生较大的波形失真。通常  $F$  取 0.01~1。

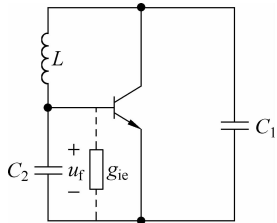


图 3-12 影响起振的因素

对于图 3-10 所示的电感三点式振荡器的起振条件和振荡频率的分析与电容三点式分析类似, 读者可以自行推导。结论也是相似的。电感三点式振荡器的振荡频率为

$$\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (3-16)$$

起振条件为

$$g_m > \frac{1}{F} g_o + F g_i \quad (3-17)$$

反馈系数为

$$F = \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \quad (3-18)$$

为兼顾振荡的输出波形失真小, 通常选择  $F \approx 0.1 \sim 0.5$ 。

**【例 3-1】** 试检查题图 3-13 所示振荡线路有哪些错误? 并加以改正。

题意分析: 检查振荡器线路是否正确的一般步骤如下:

(1) 检查交流通路是否正确及是否存在正反馈。正反馈的判断对互感耦合电路应检查同名端; 对三点式电路检查是否满足“射同它异”的组成原则。

(2) 检查直流通路是否正确。

需要进一步注意的是, 为了满足起振的振幅条件, 起振时应使放大器工作在线性放大

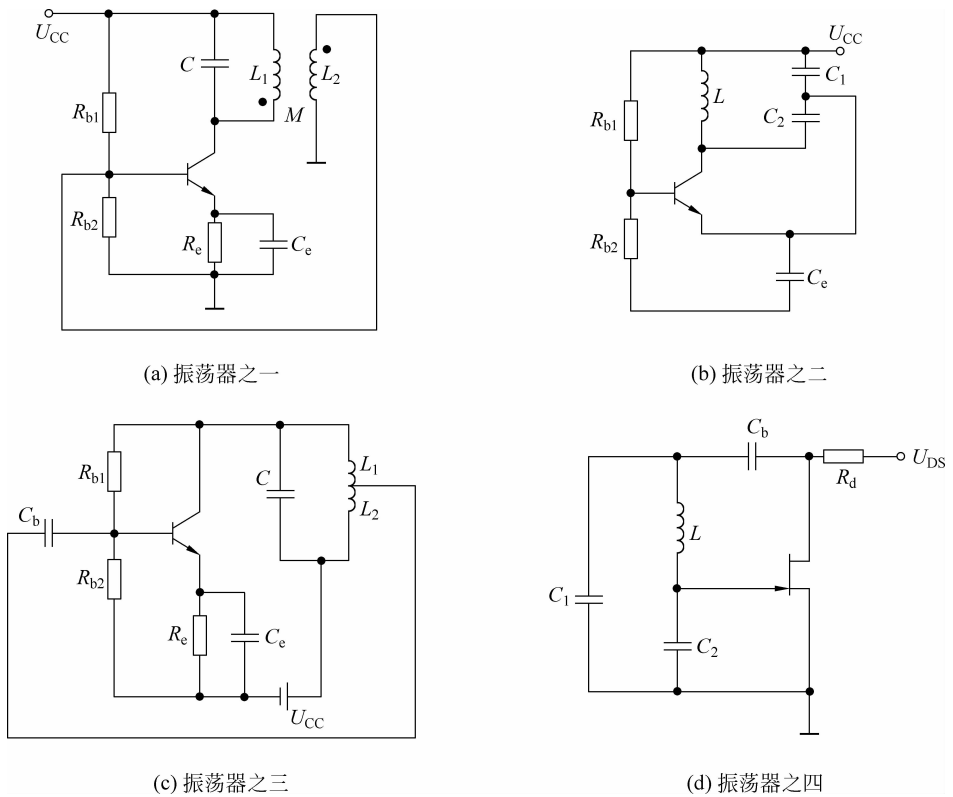


图 3-13 例 3-1 用图

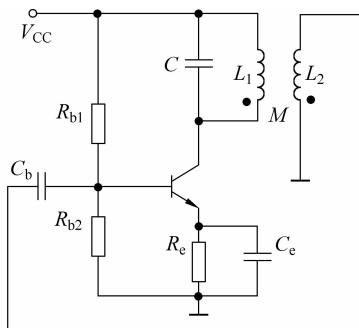
区,即对于三极管电路,直流通路应使得E结正偏,C结反偏。对于场效应管电路,如果是结型场效应管,应使栅极结电流电压 $U_{GS}$ 在 $0 \sim U_P$ 之间;如果是增强型场效应管,则应使 $U_{GS}$ 大于门限电压;如果是耗尽型场效应管,应使 $U_{GS}$ 大于 $U_P$ 。

**解:**图 3-13(a)所示为互感耦合的振荡器,交流通路正确,但反馈为负反馈,故应改变同名端;检查直流通路发现,基极直流电位被电感 $L_2$ 短路接地,故应加隔直电容。改进后的电路如图 3-14(a)所示。

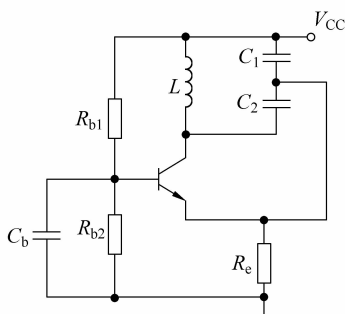
图 3-13(b)所示为电容三点式振荡器,检查交流通路时,发现基极悬空,而发射极由于旁路电容 $C_e$ 的存在,使其短路接地,回路电容 $C_1$ 被短接掉,故去掉旁路电容 $C_e$ ,基极增加一旁路电容,这样才满足三点式组成原则;直流通路正确。改正后的电路如图 3-14(b)所示。

图 3-13(c)所示为电感三点式振荡器,检查交流通路时发现不满足三点式组成原则,按三点式原则,改发射极连接在 $L_1$ 与 $L_2$ 之间,基极连接在 $C$ 与 $L_2$ 之间;直流通路正确。改正后的电路如图 3-14(c)所示。

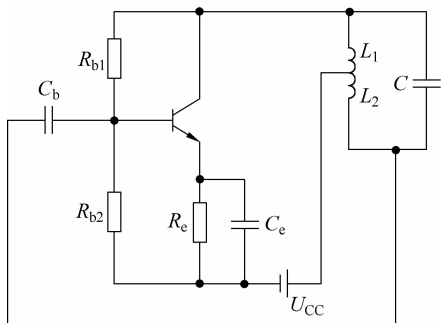
图 3-13(d)所示为场效应管电容三点式电路,交流通路正确;检查直流通路发现,栅极无直流偏置电路,故应加直流偏置电路,所加的直流偏置电路应保证起振时工作在线性放大状态。改正后的电路如图 3-14(d)所示。



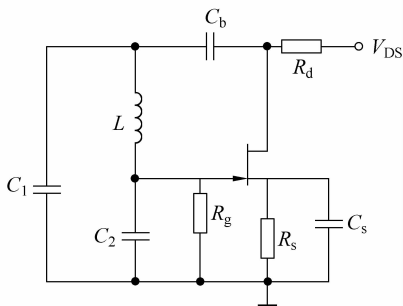
(a) 图3-13(a)改正后的线路



(b) 图3-13(b)改正后的线路



(c) 图3-13(c)改正后的线路



(d) 图3-13(d)改正后的线路

图 3-14 例 3-1 改正后的线路

### 3.2.3 三种 LC 振荡器的比较

从应用振荡器的角度,就振荡器的输出波形和频率调节这两个问题,对上述不同反馈形式的基本振荡电路作一比较。

#### 1. 振荡波形

振荡波形取决于两个因素:器件进入非线性区的程度;谐振回路的选频特性。

而谐振回路的选频特性可以从两个方面来考察。一是从器件输出电流到输出电压的选频特性,它主要取决于振荡回路的 Q 值, Q 值越大,输出波形中的谐波分量就越小,失真也就越小;二是从器件集电极输出电流到基极输入反馈电流的选频特性,它主要取决于反馈电路的连接形式,并间接影响输出波形中谐波分量。

三种 LC 振荡器的区别在于反馈电路的连接形式不同,下面据此进行分析。图 3-15(a)、(b)、(c)分别示出了互感耦合、电感三点式和电容三点式三种振荡器的反馈电路,图中用集电极电流  $i_c$  作为信号源,以反馈到基极的电流  $i_b$  作为负载电流。在  $i_c$  中谐波含量一定的情况下,比较各电路  $i_b$  谐波含量的大小,可判断出振荡器输出波形的好坏。

推导三个电路  $i_b/i_c$  传递函数的数学表达式,可得知图 3-15(a)是二阶带通函数,图 3-15(b)是三阶高通函数,图 3-15(c)是三阶低通函数。因此,在  $i_c$  中谐波量一定的情况