



第4章 正弦波振荡器

- 主要内容和要求：
 - 1.掌握反馈振荡过程和三个条件；
 - 2.掌握三点式振荡器、晶体振荡器的电路组成、工作原理和性能特点；
 - 3.了解互感耦合振荡器的原理；
 - 4.了解频率稳定度的概念。





第4章 正弦波振荡器

4.1 概述

4.2 反馈振荡原理

4.3 LC振荡器

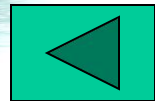
4.4 晶体振荡器

4.5 压控振荡器

4.6 集成电路振荡器

4.7 实例介绍

4.8 章末小结





4.1 概述 ■

振荡器是一种能自动地将直流电源能量转换为一定波形的交变振荡信号能量的转换电路。**它与放大器的区别**在于,无需外加激励信号,就能产生具有一定频率、一定波形和一定振幅的交流信号。 ■

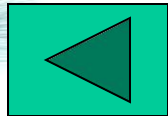
根据所产生的波形不同,可将振荡器分成**正弦波振荡器**和**非正弦波振荡器**两大类。前者能产生正弦波,后者能产生矩形波、三角波、锯齿波等。本章仅介绍正弦波振荡器。





常用正弦波振荡器主要由决定振荡频率的选频网络和维持振荡的正反馈放大器组成, 这就是反馈振荡器。按照选频网络所采用元件的不同, 正弦波振荡器可分为 **L C 振荡器**、**R C 振荡器** 和 **晶体振荡器** 等类型。其中 L C 振荡器和晶体振荡器用于产生高频正弦波, R C 振荡器用于产生低频正弦波。正反馈放大器既可以由晶体管、场效应管等分立器件组成, 也可以由集成电路组成, 但前者的性能可以比后者做得好些, 且工作频率也可以做得更高。本章介绍高频振荡器时以分立器件为主, 介绍低频振荡器时以集成运放为主。

另外还有一类**负阻振荡器**, 它是利用负阻器件所组成的电路来产生正弦波, 主要用在微波波段, 本书不作介绍。 ■





4.2 反馈振荡原理

4.2.1 并联谐振回路中的自由振荡现象 ■

在反馈振荡器中, L C 并联谐振回路是最基本的选频网络, 所以先讨论 L C 并联回路的自由振荡现象, 并以此为基础分析反馈振荡器的工作原理。 ■

图4.2.1是一个并联谐振回路与一个直流电压源 U_s 的连接图。 R_{e0} 是并联回路的谐振电阻。在 $t = 0$ 以前开关 S 接通 1, 使 $u_c(0) = U_s$ 。在 $t = 0$ 时, 开关 S 很快断开 1, 接通 2。 ■





根据电路分析基础知识, 可以求出在 $R_{e0} > \frac{1}{2} \sqrt{L/C}$ 的情况下, $t > 0$ 以后, 并联回路两端电压的表达式, 即回路在欠阻尼情况下的零输入响应:

$$u_c(t) = U_s e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t \quad (4.2.1)$$

其中振荡角频率 $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$, 衰减系数 $\alpha = 1/(2R_{e0}C)$ 。



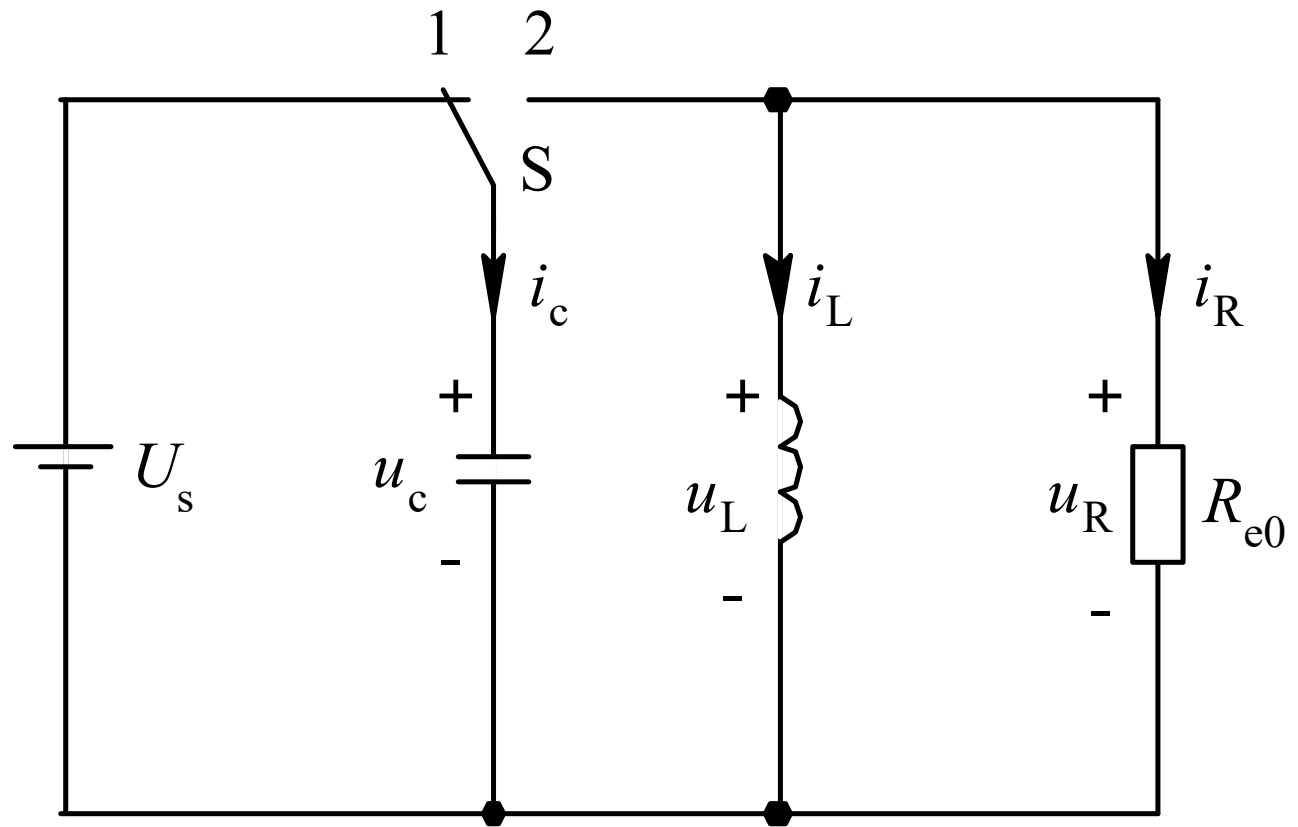


图 4.2.1 RLC电路与电压源的连接





可见,当谐振电阻较大时,并联谐振回路两端的电压变化是一个振幅按指数规律衰减的正弦振荡。其振荡波形如图4.2.2所示。 ■

并联谐振回路中自由振荡衰减的原因在于损耗电阻的存在。若回路无损耗,即 $R_{e0} \rightarrow \infty$, 则衰减系数 $\alpha \rightarrow 0$, 由式(4.2.1)可知,回路两端电压变化将是一个等幅正弦振荡。由此可以产生一个设想,如果采用正反馈的方法,不断地适时给回路补充能量,使之刚好与 R_{e0} 上损耗的能量相等,那么就可以获得等幅的正弦振荡了。



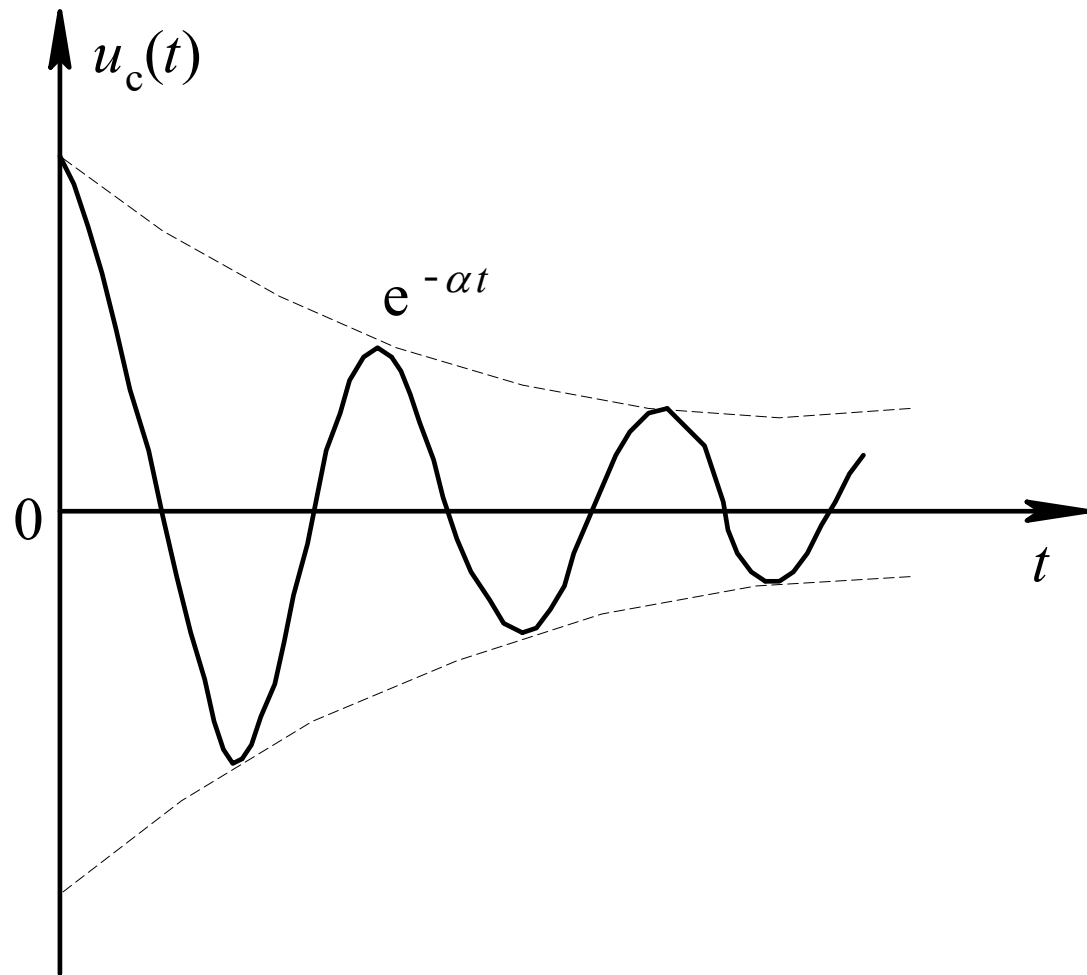


图 4.2.2 RLC欠阻尼振荡波形





4.2.2 振荡过程与振荡条件 ■

利用正反馈方法来获得等幅的正弦振荡, 这就是反馈振荡器的基本原理。反馈振荡器是由主网络和反馈网络组成的一个闭合环路, 如图4.2.3所示。其主网络一般由放大器和选频网络组成, 反馈网络一般由无源器件组成。 ■

一个反馈振荡器必须满足三个条件: 起振条件(保证接通电源后能逐步建立起振荡), 平衡条件(保证进入维持等幅持续振荡的平衡状态)和稳定条件(保证平衡状态不因外界不稳定因素影响而受到破坏)。 ■



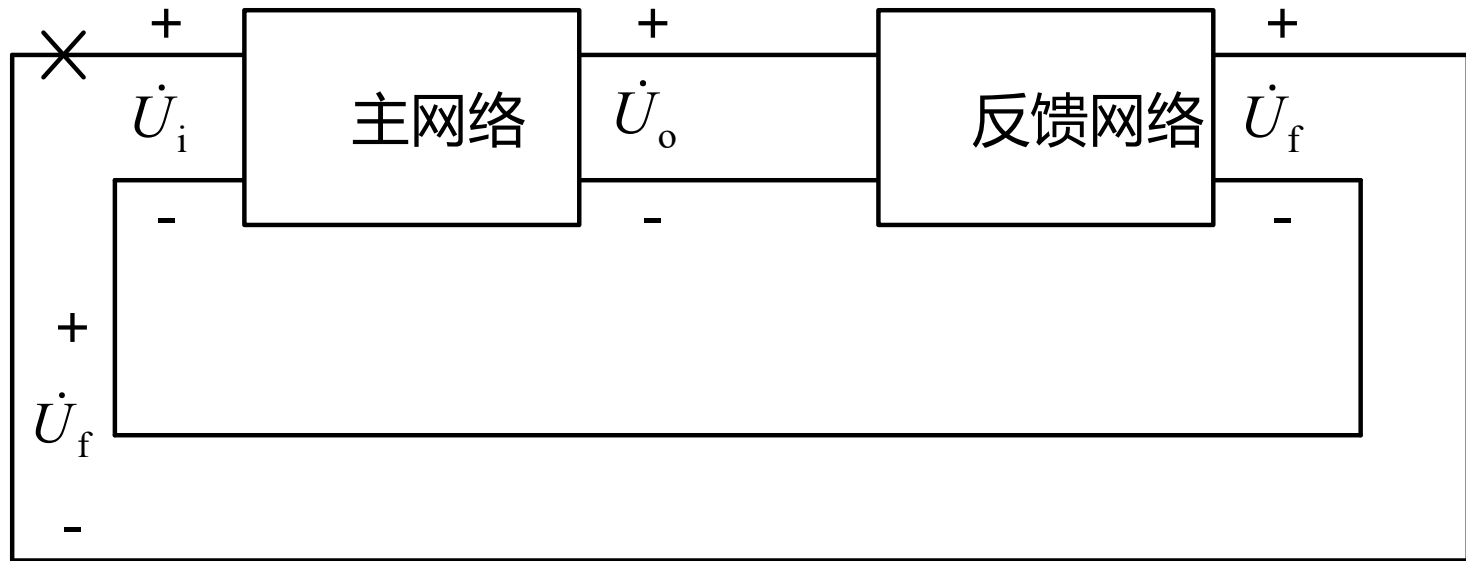


图 4.2.3 反馈振荡器的组成





1. 起振过程与起振条件 ■

在图4. 2. 3所示闭合环路中, 在×处断开, 并定义环路增益

$$\dot{T}(\omega) = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_i} = \dot{A}\dot{F}$$

♡ 其中 \dot{U}_f , \dot{U}_i ★, \dot{A} , \dot{F} 分别是反馈电压、输入电压、主网络增益和反馈系数, 均代表复数。 ■





在刚接通电源时, 电路中存在各种电扰动, 如接通电源瞬间引起的电流突变, 电路中的热噪声等等, 这些扰动均具有很宽的频谱。如果选频网络是由 L C 并联谐振回路组成, 则其中只有角频率为谐振角频率 ω_0 的分量才能通过反馈产生较大的反馈电压 \dot{U}_f 。如果在谐振频率处, \dot{U}_f 与原输入电压 \dot{U}_i 同相, 并且具有更大的振幅, 则经过线性放大和反馈的不断循环, 振荡电压振幅就会不断增大。所以, 要使振幅不断增长的条件是:

$$\dot{U}_f(\omega_0) = \dot{T}(\omega_0)\dot{U}_i(\omega_0) > \dot{U}_i(\omega_0)$$





即

$$\dot{T}(\omega_0) > 1 \quad (4.2.3)$$

也可分别写成:

$$T(\omega_0) > 1 \quad (4.2.4)$$

$$\varphi_T(\omega_0) = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (4.2.5)$$

式(4.2.4)和(4.2.5)分别称为振幅起振条件和相位起振条件。在起振过程中, 直流电源补充的能量大于整个环路消耗的能量。 ■





2 平衡过程与平衡条件 ■

振荡幅值的增长过程不可能无止境地延续下去, 因为放大器的线性范围是有限的。随着振幅的增大, 放大器逐渐由放大区进入饱和区或截止区, 工作于非线性的甲乙类状态, 其增益逐渐下降。当放大器增益下降而导致环路增益下降到 1 时, 振幅的增长过程将停止, 振荡器达到平衡, 进入等幅振荡状态。振荡器进入平衡状态以后, 直流电源补充的能量刚好抵消整个环路消耗的能量。 ■

所以, 反馈振荡器的平衡条件为:





$$\dot{T}(\omega_0) = 1 \quad (4.2.6)$$

也可分别写成：

$$T(\omega_0) = 1 \quad (4.2.7)$$



$$\varphi_T(\omega_0) = 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.2.8)$$

♡♡式（4. 2. 7）和（4. 2. 8）分别称为振幅平衡条件和相位平衡条件。 ■





根据振幅的起振条件和平衡条件, 环路增益的模值应该具有随振幅 U_i 增大而下降的特性, 如图4.2.4所示。由于一般放大器的增益特性曲线均具有如图4.2.4所示的形状, 所以这一条件很容易满足, 只要保证起振时环路增益幅值大于 1 即可。而环路增益的相位 $\varphi_T(\omega_0)$ 则必须维持在 $2n\pi$ 上, 保证为正反馈。



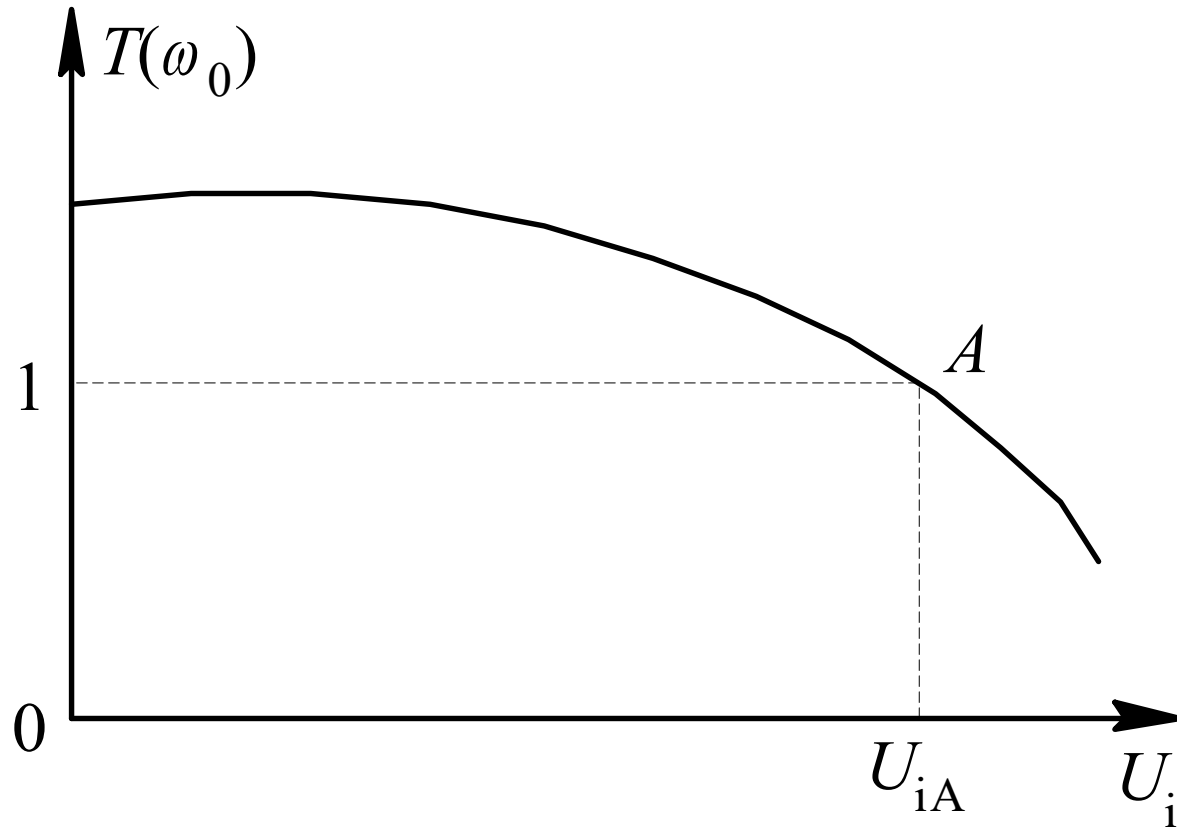


图 4.2.4 满足起振和平衡条件的环路增益特性





3 平衡状态的稳定性和稳定条件 ■

振荡器在工作过程中,不可避免地要受到各种外界因素变化的影响,如电源电压波动、温度变化、噪声干扰等。这些不稳定因素将引起放大器和回路的参数发生变化,结果使 $T(\omega_0)$ 或 $\varphi_T(\omega_0)$ 变化,破坏原来的平衡条件。如果通过放大和反馈的不断循环,振荡器越来越偏离原来的平衡状态,从而导致振荡器停振或突变到新的平衡状态,则表明原来的平衡状态是不稳定的。反之,如果通过放大和反馈的不断循环,振荡器能够产生回到原平衡点的趋势,并且在原平衡点附近建立新的平衡状态,则表明原平衡状态是稳定的。





要使振幅稳定, 振荡器在其平衡点必须具有阻止振幅变化的能力。具体来说, 在平衡点 $U_i = U_{iA}$ 附近, 当不稳定因素使输入振幅 U_i 增大时, 环路增益幅值 $T(\omega_0)$ 应该减小, 使反馈电压振幅 U_f 减小, 从而阻止 U_i 增大; 当不稳定因素使 U_i 减小时, $T(\omega_0)$ 应该增大, 使 U_f 增大, 从而阻止 U_i 减小。这就要求在平衡点附近, $T(\omega_0)$ 随 U_i 的变化率为负值, 即:



$$\left. \frac{\partial T(\omega_0)}{\partial U_i} \right|_{U_i=U_{iA}} < 0 \quad (4.2.9)$$

♡ 式 (4. 2. 9) 就是振幅稳定条件。对照图4. 2. 4可以看到, 满足这个条件的环路增益特性与满足起振和平衡条件所要求的环路增益特性是一致的。 ■





振荡器的相位平衡条件是 $\varphi_T(\omega_0) = 2n\pi$ 。在振荡器工作时,某些不稳定因素可能破坏这一平衡条件。如电源电压的波动或工作点的变化可能使晶体管内部电容参数发生变化,从而造成相位的变化,产生一个偏移量 $\Delta\varphi$ 。由于瞬时角频率是瞬时相位的导数,所以瞬时角频率也将随着发生变化。为了保证相位稳定,要求振荡器的相频特性 $\varphi_T(\omega)$ 在振荡频率点应具有阻止相位变化的能力。具体来说,在平衡点 $\omega=\omega_0$ 附近,当不稳定因素使瞬时角频率 ω 增大时,相频特性 $\varphi_T(\omega_0)$ 应产生一个 $-\Delta\varphi$,从而产生一个 $-\Delta\omega$,使瞬时角频率 ω 减小;





当不稳定因素使 ω 减小时, 相频特性 $\varphi_T(\omega_0)$ 应产生一个 $\Delta\varphi$, 从而产生一个 $\Delta\omega$, 使 ω 增大, 即 $\varphi_T(\omega)$ 曲线在 ω_0 附近应为负斜率, 如图4. 2. 5所示。数学上可表示为:

♡♡鄰

$$\left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} < 0 \quad (4.2.10)$$

式(4.2.10)就是相位的稳定条件。 ■



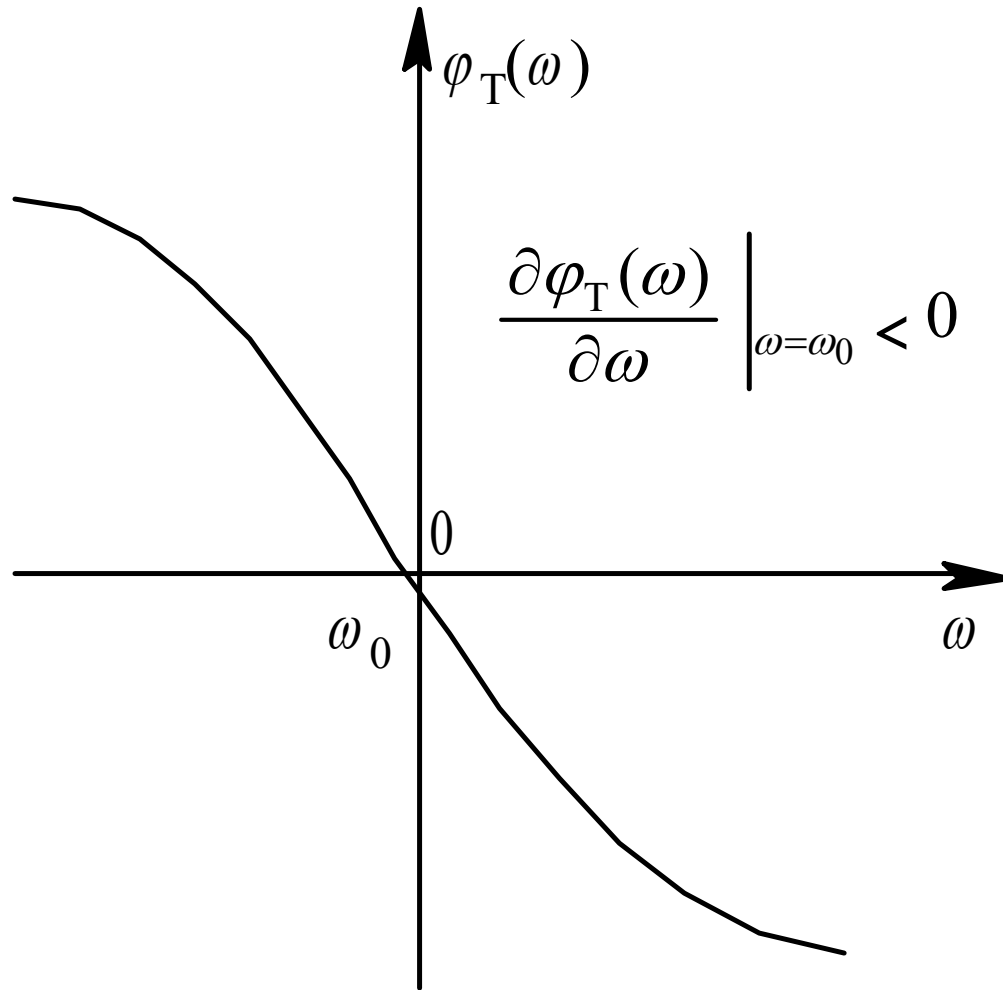


图4.2.5 满足相位稳定条件的相频特性





4.2.3 反馈振荡电路判断 ■

根据上述反馈振荡电路的基本原理和应当满足的起振、平衡和稳定三个条件,判断一个反馈振荡电路能否正常工作,需考虑以下几点: ■

① 可变增益放大器件(晶体管,场效应管或集成电路)应有正确的直流偏置,开始时应工作在甲类状态,便于起振。 ■

② 开始起振时,环路增益幅值 $AF(\omega_0)$ 应大于1。由于反馈网络通常由无源器件组成,反馈系数 F 小于1,故 $A(\omega_0)$ 必须大于1。共射、共基电路都可以满足这一点。为了增大 $A(\omega_0)$, ■ 负载电阻不能太小。 ■

③ 环路增益相位在振荡频率点应为 2π 的整数倍,即环路应是正反馈。





④ 选频网络应具有负斜率的相频特性。因为在振荡频率点附近, 可以认为放大器件本身的相频特性为常数, 而反馈网络通常由变压器、电阻分压器或电容分压器组成, 其相频特性也可视为常数, 所以相位稳定条件应该由选频网络实现。注意 LC 并联回路阻抗的相频特性和 LC 串联回路导纳的相频特性是负斜率, 而 LC 并联回路导纳的相频特性和 LC 串联回路阻抗的相频特性是正斜率。 ■

以上第①点可根据直流等效电路进行判断, 其余3点可根据交流等效电路进行判断。

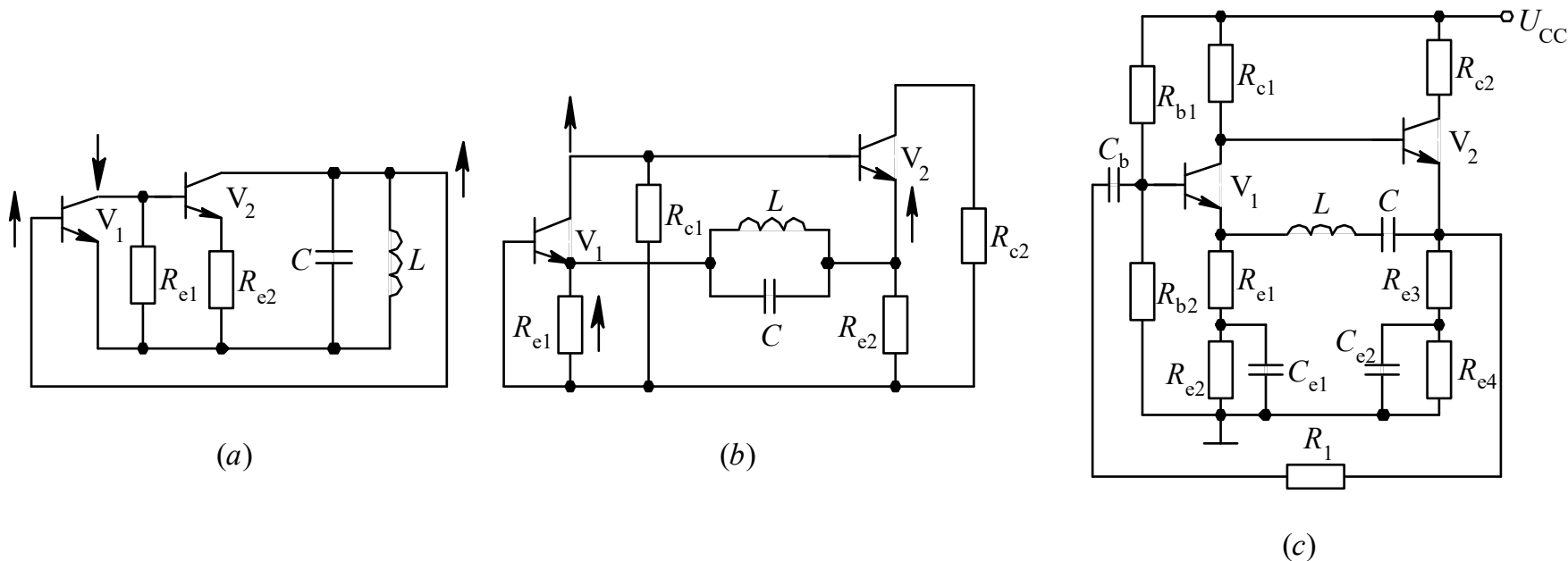


第4章 正弦波振荡器



例 4.1 判断图例4.1所示各反馈振荡电路能否正常工作。

其中 (a)、(b) 是交流等效电路, (c) 是实用电路。



图例4.1



第4章 正弦波振荡器

解：图示三个电路均为两级反馈，且两级中至少有一级是共射电路或共基电路，所以只要其电压增益足够大，振荡的振幅条件容易满足。而相位条件一是要求正反馈，二是选频网络应具有负斜率特性。

（ a ）图由两级共射反馈电路组成，其瞬时极性如图中所标注，所以是正反馈。 LC 并联回路同时担负选频和反馈作用，且在谐振频率点反馈电压最强。在讨论选频网络的相频特性时，一定要注意应采用其阻抗特性还是导纳特性。对于（ a ）图， LC 并联回路输入是 V_2 管集电极电流 i_{c2} ，输出是反馈到 V_1 管 b 、 e 两端的电压 u_{be1} ，所以应采用其阻抗特性。根据图 1. 2. 4（ b ），可知并联回路的阻抗相频特性是负斜率。综上所述，（ a ）图电路也满足相位条件，因此能够正常工作。



(b) 图由共基—共集两级反馈组成。根据瞬时极性判断法, 如把 $L C$ 并联回路作为一个电阻看待, 则为正反馈。但 $L C$ 并联回路在谐振频率点阻抗趋于无穷大, 正反馈最弱。同时对于此 $L C$ 并联回路来说, 其输入是电阻 R_{e2} 上的电压, 输出是电流, 所以应采用其导纳特性。由于并联回路导纳的相频特性是正斜率, 所以不满足相位稳定条件。综上所述, (b) 图电路不能正常工作。 ■





(*c*) 图与 (*b*) 图不同之处在于用串联回路置换了并联回路。由于LC串联回路在谐振频率点阻抗趋于零, 正反馈最强, 且其导纳的相频特性是负斜率, 满足相位稳定条件, 所以 (*c*) 图电路能正常工作。(c)图中在 V_2 的发射极与 V_1 的基极之间增加了一条负反馈支路, 用以稳定电路的输出波形。





4.2.4 振荡器的频率稳定度

1. 频率稳定度定义 ■

反馈振荡器若满足起振、平衡、稳定三个条件,就能够产生等幅持续的振荡波形。当受到外界不稳定因素影响时,振荡器的相位或振荡频率可能发生些微变化,虽然能自动回到平衡状态,但振荡频率在平衡点附近随机变化这一现象却是不可避免的。为了衡量实际振荡频率 f 相对于标称振荡频率 f_0 变化的程度,提出了频率稳定度这一性能指标。





频率稳定度是将振荡器的实测数据代入规定的公式中计算后得到的。根据测试时间的长短,将频率稳定度分成长期频稳度、短期频稳度和瞬时频稳度三种,测试时间分别为一天以上、一天以内和一秒以内。时间划分并无严格的界限,它是按照引起频率不稳定的因素来区别的。长期频稳度主要取决于元器件的老化特性,短期频稳度主要取决于电源电压和环境温度的变化以及电路参数的变化等等,而瞬时频稳度则与元器件的内部噪声有关。





通常所讲的频率稳定度一般指短期频稳度, 定义为

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[\frac{(\Delta f_0)_i}{f_0} - \frac{\Delta f_0}{f_0} \right]^2} \quad (4.2.11)$$

其中, $(\Delta f_0)_i = |f_i - f_0|$ 是第 i 次测试时的绝对频率偏差;

$\overline{\Delta f_0} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |f_i - f_0|$ 是绝对频率偏差的平均值, 也就是绝对频率准确度。 ■

可见, 频率稳定度是用均方误差值来表示的相对频率偏差程度。





2. 提高 LC 振荡器频率稳定度的措施 ■

反馈振荡器的振荡频率通常主要由选频网络中元件的参数决定,同时也和放大器件的参数有关。各种环境因素如温度、湿度、大气压力等的变化会引起回路元件、晶体管输入输出阻抗以及负载的微小变化,从而对回路 Q 值和振荡频率产生影响,造成频率不稳定。针对这些原因,主要可采取两类措施来提高 LC 振荡器的频率稳定度。 ■

(1) 减小外界因素变化的影响。可以采用稳压或振荡器单独供电的方法来稳定电源电压,或采用恒温或温度补偿的方法来抵消温度变化的影响,还可以预先将元器件进行老化处理,采取屏蔽、密封、抽真空方法减弱外界磁场、湿度、压力变化等等的影

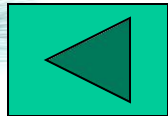




(2) 提高电路抗外界因素变化影响的能力。这类措施包括两个方面：一是提高回路的标准性,二是选取合理的电路形式。

回路的标准性是指外界因素变化时,振荡回路保持其谐振频率不变的能力。回路标准性越高,则频率稳定度越高。采用温度系数小或温度系数相反的电抗元件组成回路,注意选择回路与器件、负载之间的接入系数,实现元器件合理排队以尽可能减小不稳定的分布电容和引线电感的影响,这些措施都有助于提高回路的标准性。如果采用回路 Q 值很高的石英晶体谐振器,则可组成频率稳定度很高的晶体振荡器。 ■

选取合理的电路形式或采用自动调整电路来提高频率稳度是一项很重要的技术措施,如下一节介绍的改进型电容三点式电路和第7、8章将要介绍的自动频率控制和锁相环技术都是普遍应用的例子。





4.3 LC 振荡器

4.3.1 互感耦合振荡器 ■

图4. 3. 1是常用的一种集电极调谐型互感耦合振荡器电路。此电路采用共发射极组态, $L C$ 回路接在集电极上。注意耦合电容 C_b 的作用。如果将 C_b 短路, 则基极将通过变压器次级直流接地, 振荡电路不能起振。根据瞬时极性判断法, 此电路可以看成是一个共射电路与起倒相作用的互感耦合线圈级联而成, 是正反馈。读者可以画出其高频等效电路。



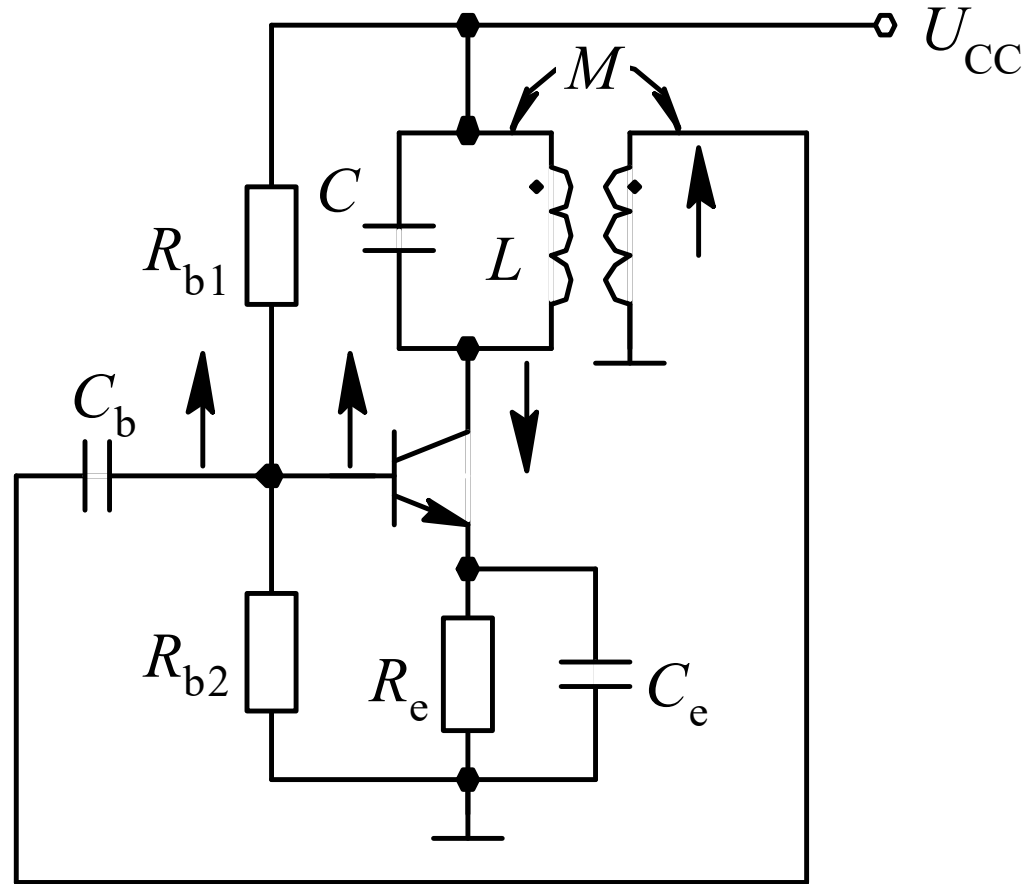


图 4.3.1 集电极调谐型互感耦合振荡电路





互感耦合振荡器是依靠线圈之间的互感耦合实现正反馈, 所以, 应注意耦合线圈同名端的正确位置。同时, 耦合系数 M 要选择合适的, 使之满足振幅起振条件。 ■

互感耦合振荡器的**频率稳定度不高**, 且由于互感耦合元件分布电容的存在, 限制了振荡频率的提高, 所以**只适用于较低频段**。另外, 因高次谐波的感抗大, 故取自变压器次级的反馈电压中高次谐波振幅较大, 所以导致输出振荡信号中高次谐波分量较大, **波形不理想**。





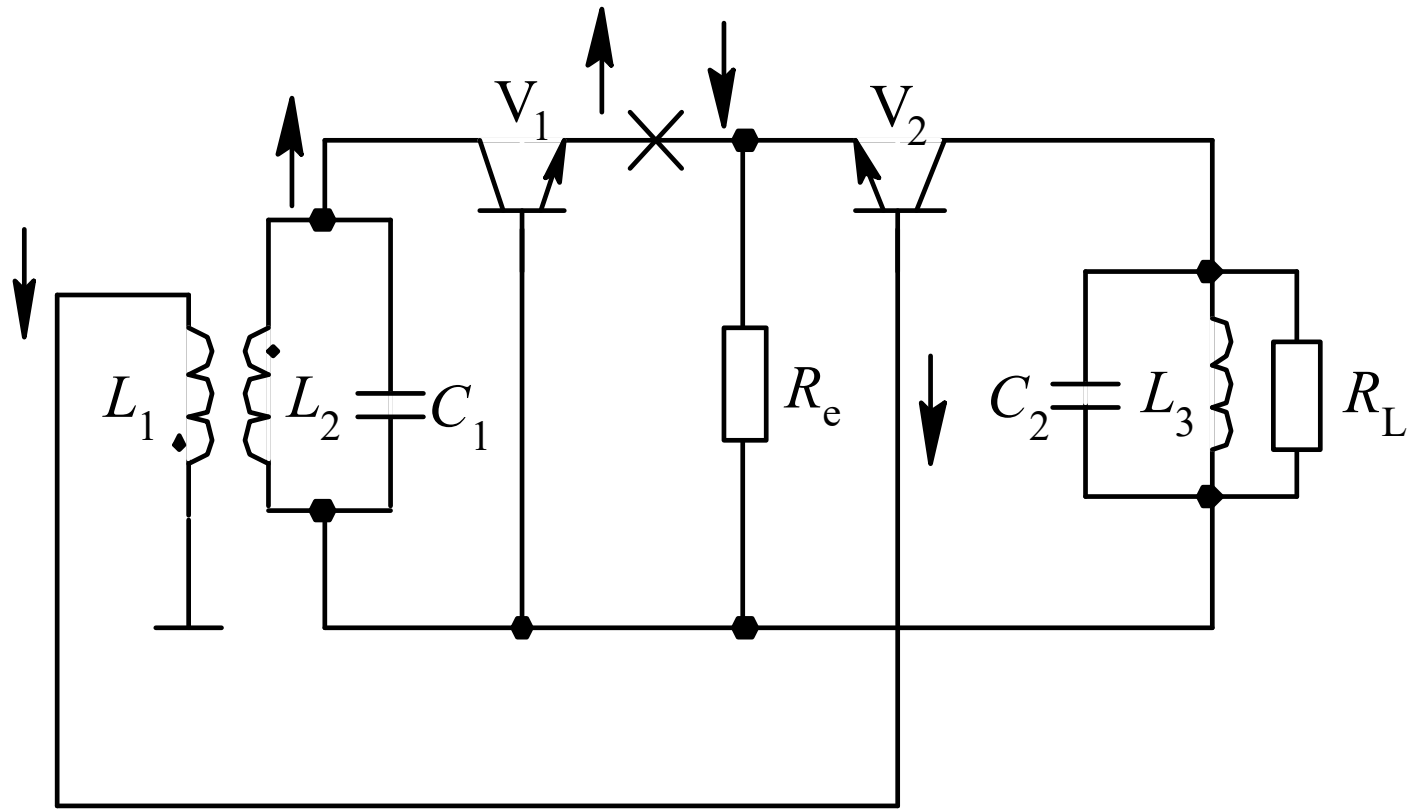
【例4.2】 判断图例4.2所示两级互感耦合振荡电路能否正常工作。

解：在 V_1 的发射极与 V_2 的发射极之间断开。从断开处向左看，将 V_1 的eb结作为输入端， V_2 的ec结作为输出端，可知这是一个共基—共集反馈电路，振幅条件是可以满足的，所以只要相位条件满足，就可起振。 ■

利用瞬时极性判断法，根据同名端位置，有 $u_{e1} \uparrow \rightarrow u_{c1} \uparrow \rightarrow u_{b2} \downarrow \rightarrow u_{e2} (u_{e1}) \downarrow$ ，可见是负反馈，不能起振。

如果把变压器次级同名端位置换一下，则可改为正反馈。而变压器初级回路是并联 $L C$ 回路，作为 V_1 的负载，此处应考虑其阻抗特性，由于满足相位稳定条件，因此可以正常工作。





图例4.2





4.3.2 三点式振荡器 ■

1. 电路组成法则 ■

三点式振荡器是指 $L C$ 回路的三个端点与晶体管的三个电极分别连接而组成的一种振荡器。三点式振荡器电路用电容耦合或自耦变压器耦合代替互感耦合, 可以克服互感耦合振荡器振荡频率低的缺点, 是一种广泛应用的振荡电路, 其工作频率可达到几百兆赫。 ■

图4. 3. 2是三点式振荡器的原理图。先分析在满足正反馈相位条件时, $L C$ 回路中三个电抗元件应具有的性质。



第4章 正弦波振荡器



■ 假定 $L C$ 回路由纯电抗元件组成, 其电抗值分别为 X_{ce} , X_{be} 和 X_{bc} , 同时不考虑晶体管的电抗效应, 则当回路谐振 ($\omega = \omega_0$) 时, 回路呈纯阻性, 有: $X_{ce} + X_{be} + X_{bc} = 0$, 因此

$$-X_{ce} = X_{be} + X_{bc} \star \blacksquare$$



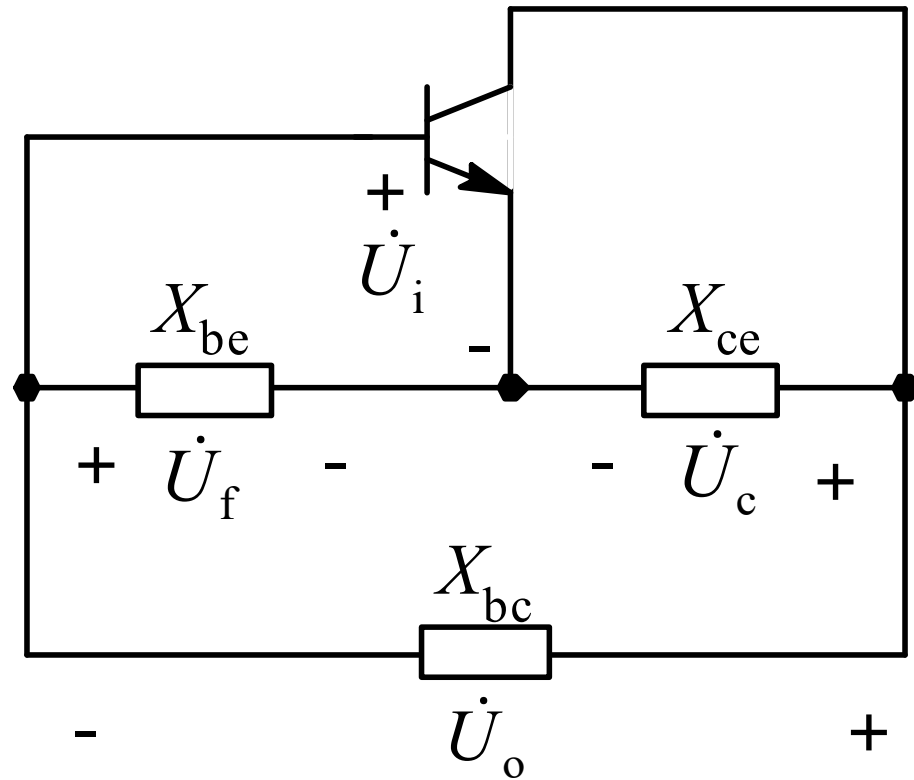


图4.3.2 三点式振荡器的原理电路





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

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

因为这是一个正反馈反相放大器, \dot{U}_i 与 \dot{U}_f 同相, \dot{U}_c 与 \dot{U}_i 反相, 所以

$$\frac{X_{be}}{X_{ce}} > 0$$

即 X_{be} 与 X_{ce} 必须是同性质电抗, 因而 X_{bc} 必须是异性质电抗。





由上面的分析可知, 在三点式电路中, L C 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。这就是三点式电路组成的相位判据, 或称为三点式电路的组成法则。 ■

与发射极相连接的两个电抗元件同为电容时的三点式电路, 称为电容三点式电路, 也称为考毕兹电路。 ■

与发射极相连接的两个电抗元件同为电感时的三点式电路, 称为电感三点式电路, 也称为哈特莱电路。 ■

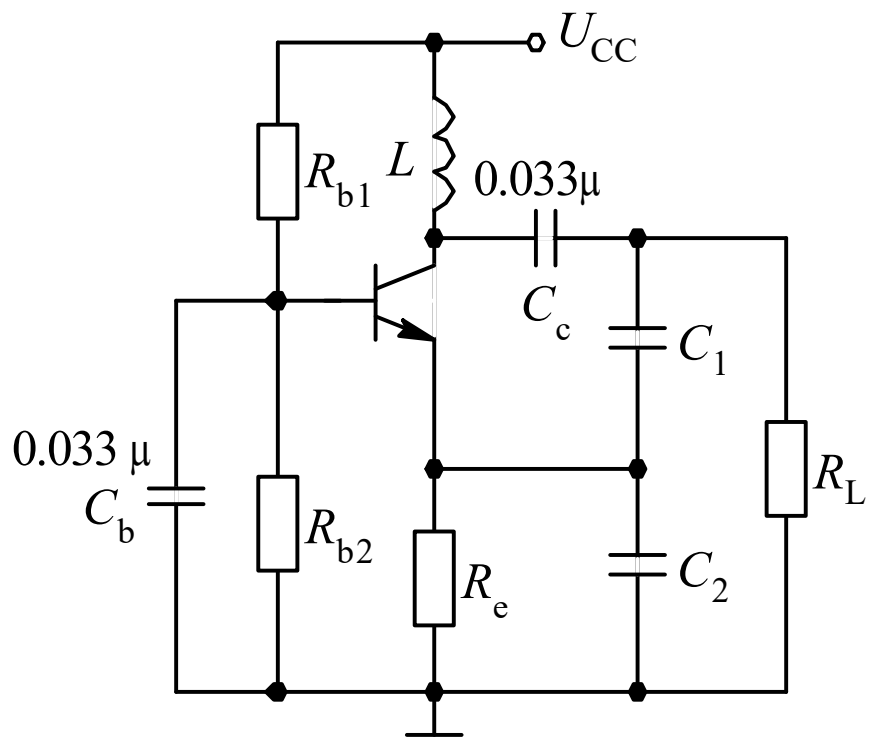




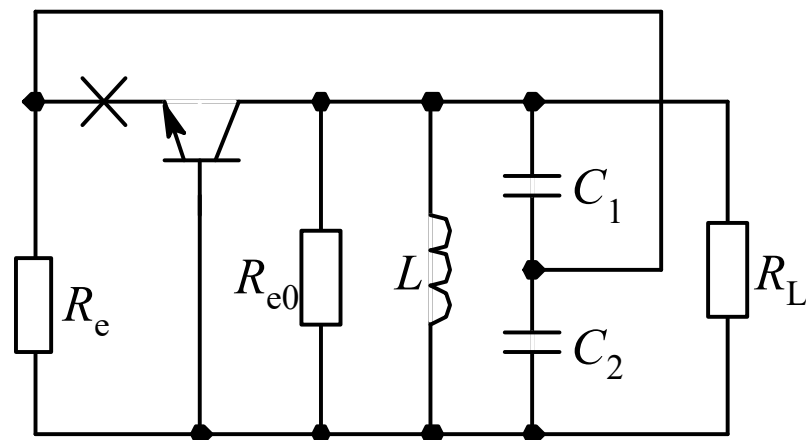
2. 电容三点式电路（又称考毕兹电路, C o p l i t t s）

图4.3.3（*a*）是电容三点式电路一种常见形式，（*b*）是其高频等效电路。图中 C_1 、 C_2 是回路电容， L 是回路电感， C_b 和 C_c 分别是高频旁路电容和耦合电容。





(a)



(b)

图 4.3.3 电容三点式振荡电路



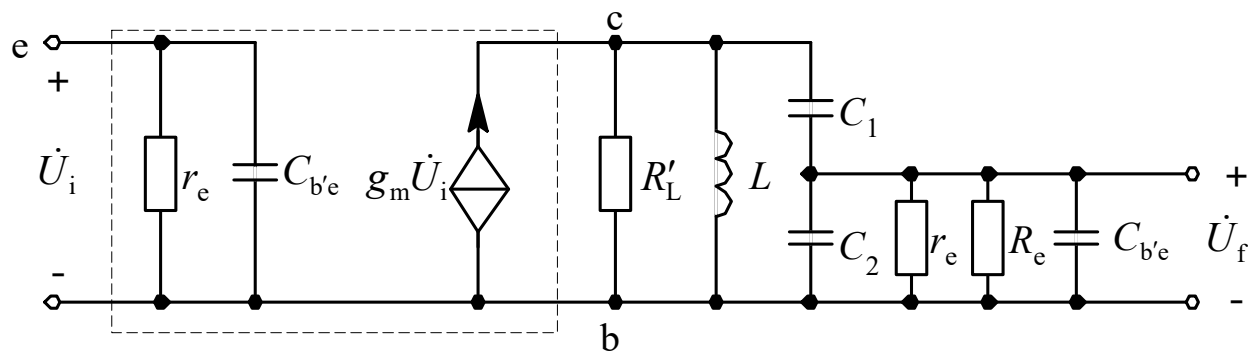


。

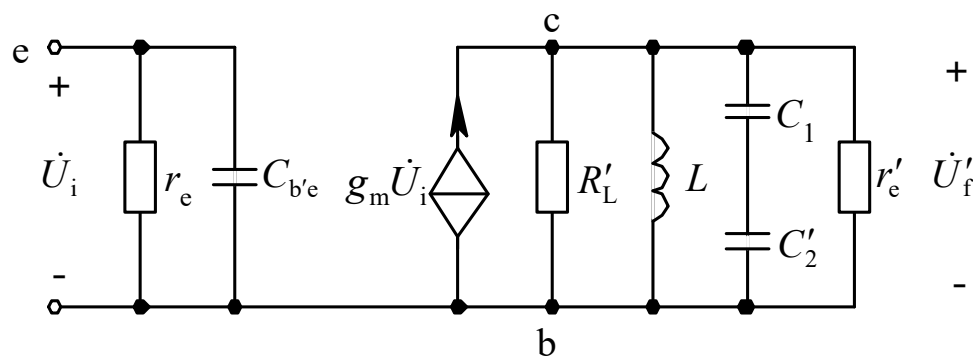
由于电容三点式电路已满足反馈振荡器的相位条件, 只要再满足
振 由图4.3.3 (*b*) 可见, 这是一个共基电路。 利用晶体管
共基组态简化等效电路可以将电容三点式电路画成如图4.3.4
(*a*) 所示的形式, 其中虚线框内是晶体管共基组态简化等效电
路。 $R'_L = R_{e0} \parallel R_L$ 。 晶体管输出电容未考虑。



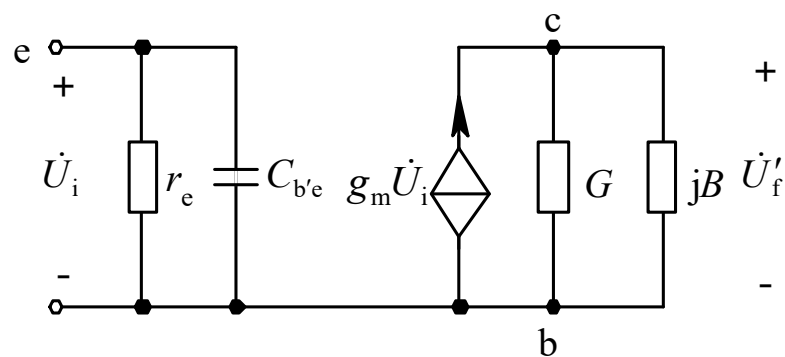
第4章 正弦波振荡器



(a)



(b)



(c)

图 4.3.4 电容三点式振荡器的交流等效电路





在图 4.3.4 (a) 中的双电容耦合电路里, 可把次级电路元件 r_e 、 R_e 、 $C_{b'e}$ 等效到初级中, 如图 4.3.4 (b) 所示。其中接入系数

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

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

$$U'_f = \frac{1}{n} U_f$$





图4.3.4 (b) 又可以进一步等效为图4.3.4 (c)。
其中等效电导 $G = g_L' + g_e'$, 式中, $g_L' = 1/R_L'$, $g_e' = 1/r_e'$ 。等效电纳 $B = \omega C - 1/(\omega L)$,

$$C = \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2'} \approx \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

因为

$$\dot{U}_f' = \frac{g_m \dot{U}_i}{G + jB}$$

$$\dot{U}_f = n \dot{U}_f'$$



第4章 正弦波振荡器



所以环路增益

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

振荡角频率

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

由此可求得振幅起振条件为:

$$\frac{ng_m}{g'_{L.} + g'_{e.}} > 1$$



第4章 正弦波振荡器



即

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

其中

$$g'_L = \frac{1}{R_L // R_{e0}}, g_e = \frac{1 + \beta}{r_{b'e}} = \frac{1}{r_e}$$

本电路的反馈系数

$$F = n = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$$

F 的取值一般为 $1 / 8 \sim 1 / 2$ 。 ■





由式 (4.3.1) 可知, 为了使电容三点式电路易于起振, 应选择跨导 g_m 较大、 $r_{b'e}$ 较大的晶体管, 其负载 R_L 和回路谐振电阻 R_{e0} 也要大, 而接入系数 n 要合理选择。实践表明, 如果选用截止频率 f_T 大于振荡频率五倍以上的晶体管作放大器, 负载 R_L 不要太小 (1 k Ω 以上), 接入系数 n 取值合适, 一般都能满足起振条件。 ■





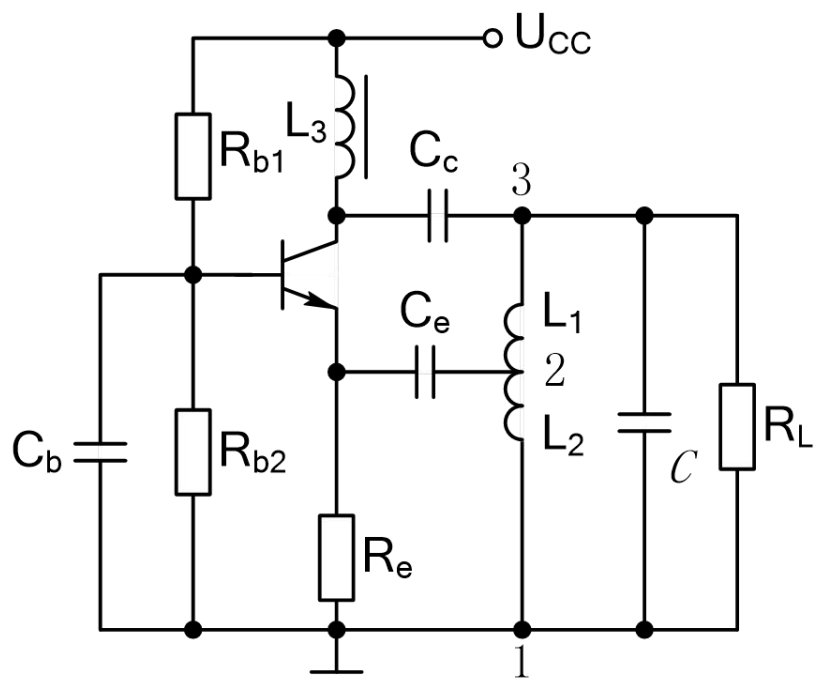
3. 电感三点式电路（又称哈特莱电路 H a r t l e y ）

图4.3.5（*a*）为电感三点式振荡器电路。其中 L_1 , L_2 是回路电感, C 是回路电容, C_c 和 C_e 是耦合电容, C_b 是旁路电容, L_3 和 L_4 是高频扼流圈。（*b*）图为其共基组态交流等效电路。

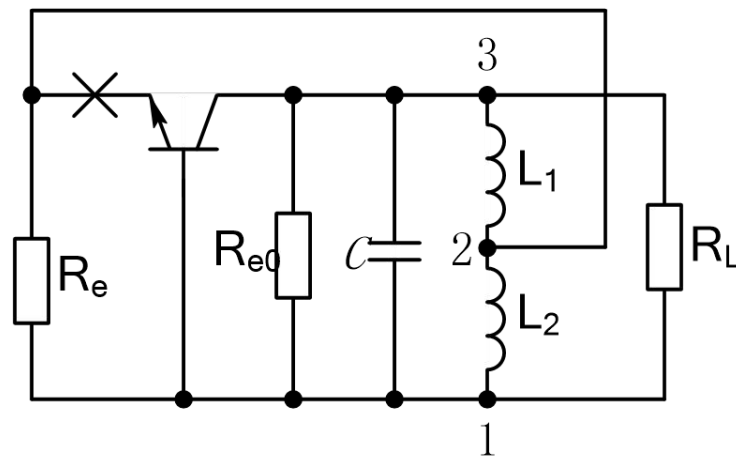


利用类似于电容三点式振荡器的分析方法, 也可以求得电感三点式振荡器振幅起振条件和振荡频率, 区别在于这里以自耦变压器耦合代替了电容耦合。





(a)



(b)

图 4.3.5 电感三点式振荡电路



第4章 正弦波振荡器



振荡角频率

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

其中 $L = L_1 + L_2 + 2M$, M 为互感系数起振条件

$$g_m > \frac{1}{n} g_L' + n g_e$$

其中接入系数

$$n = \frac{N_{12}}{N_{13}} = \frac{L_2 + M}{L_1 + L_2 + 2M}$$

$$g_L' = \frac{1}{R_L'} \quad g_e = \frac{1}{r_e}$$





本电路反馈系数

$$F = n = \frac{L_2 + M}{L_1 + L_2 + 2M} \quad (4.3.5)$$

F 的取值一般为 $1/10 \sim 1/2$ 。 ■

电容三点式振荡器和电感三点式振荡器各有其优缺点。

■ 电容三点式振荡器的**优点**是： 输出波形好, 接近于正弦波。
缺点是： 反馈系数因与回路电容有关, 如果用改变回路电容的方法来调整振荡频率, 必将改变反馈系数, 从而影响起振。





■ 电感三点式振荡器的优点：是便于用改变电容的方法来调整振荡频率，而不会影响反馈系数。

缺点：是反馈电压取自 L_2 ，而电感线圈对高次谐波呈现高阻抗，所以反馈电压中高次谐波分量较多，输出波形较差。 ■

两种振荡器共同的缺点是：三点式电路的频率稳定度不高，一般在 10^{-3} 量级。





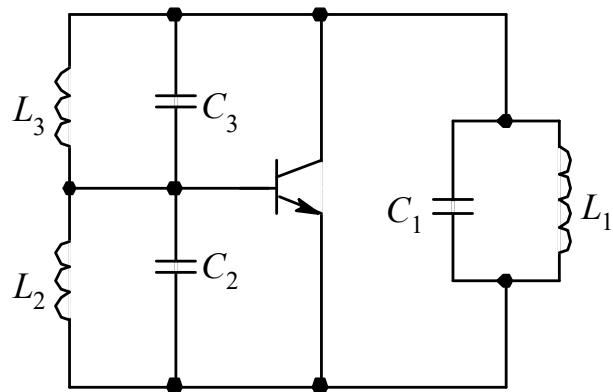
[例 4.3] 在图例4.3所示振荡器交流等效电路中, 三个 $L C$ 并联回路的谐振频率分别是 $f_1 = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C_1})$, $f_2 = 1/(2\pi\sqrt{L_2 C_2})$, $f_3 = 1/(2\pi\sqrt{L_3 C_3})$, 试问 f_1 、 f_2 、 f_3 满足什么条件时该振荡器能正常工作? 且相应的振荡频率是多少? ■

解: 由图可知, 只要满足三点式组成法则, 该振荡器就能正常工作。 ■

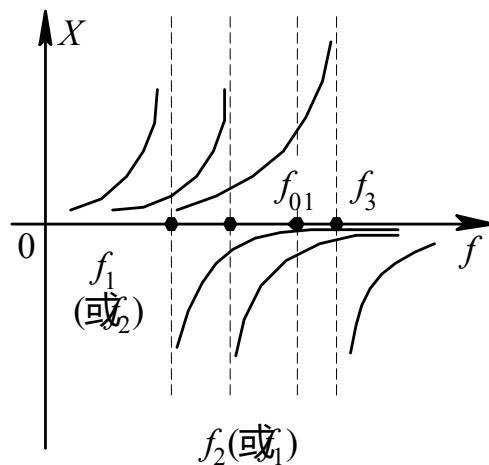
若组成电容三点式, 则在振荡频率 f_{01} 处, $L_1 C_1$ 回路与 $L_2 C_2$ 回路应呈现容性, $L_3 C_3$ 回路应呈现感性。 所以应满足 $f_1 \leq f_2 < f_{01} < f_3$ 或 $f_2 < f_1 < f_{01} < f_3$ 。 ■



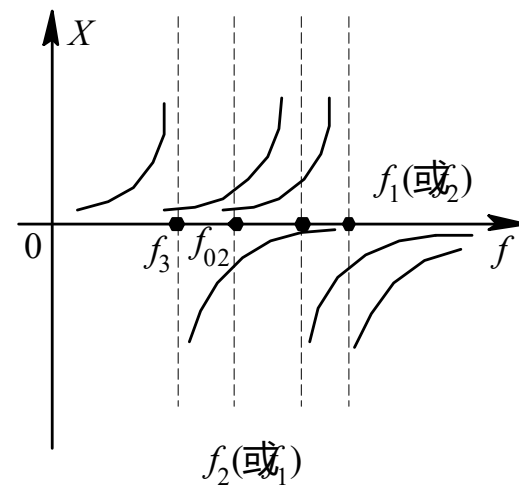
第4章 正弦波振荡器



(a)



(b)



(c)

图例4.3





在两种情况下, 振荡频率的表达式均为:♡

$$f_{01} = f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\Sigma}C_{\Sigma}}}$$

$$L_{\Sigma} = \frac{L_1(L_2 + L_3)}{L_1 + L_2 + L_3}$$

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$$





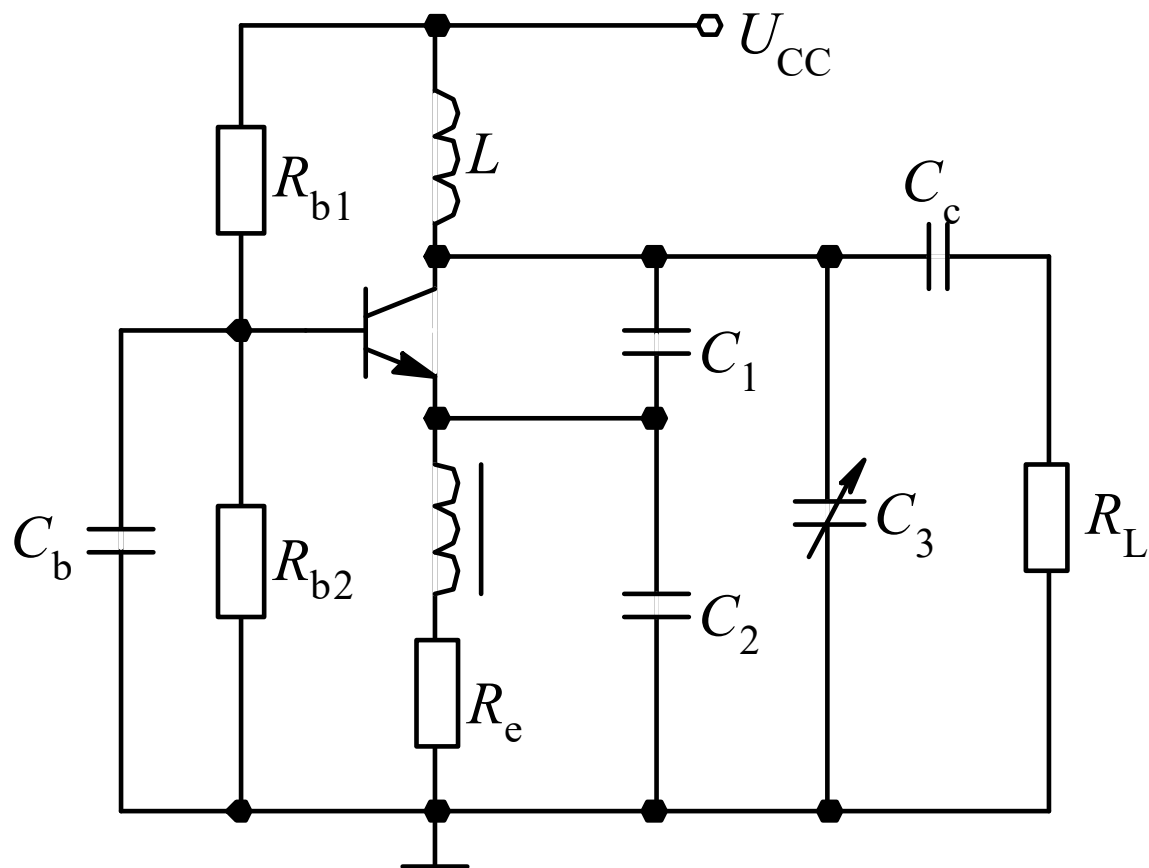
例 4.4 在图例4.4所示电容三点式振荡电路中, 已知 $L = 0.5 \mu\text{H}$, $C_1 = 51 \text{ pF}$, $C_2 = 3300 \text{ pF}$, $C_3 = 12 \sim 250 \text{ pF}$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $g_m = 30 \text{ mS}$, $C_{b'e} = 20 \text{ pF}$, $Q_0 = 80$, 试求能够起振的频率范围。

解: 参照图4.3.4所示交流等效电路, 可求得图例4.4所示电容三点式电路的有关参数。 ■

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

$$g_e = \frac{1}{r_e} \approx g_m = 30 \times 10^{-3} \text{ S}$$





图例4.4



第4章 正弦波振荡器



(1) 当 $C_3=12\text{ pF}$ 时,

$$C_{\Sigma} = \frac{C_1(C_2 + C_{b'e})}{C_1 + C_2 + C_{b'e}} + C_3 \approx 62.23\text{ pF}$$

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

又

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



第4章 正弦波振荡器



所以

$$\begin{aligned}\frac{1}{n} g_L' + n g_e &= \frac{1}{n} (g_l + g_{e0}) + n g_e \\ &= \frac{1}{0.015} (0.2 \times 10^{-3} + 0.14 \times 10^{-3}) + 0.015 \times 30 \times 10^{-3} \\ &\approx 23 \times 10^{-3} S\end{aligned}$$

根据振幅起振条件式 (4.3.1)

$$g_m > \frac{1}{n} g_L' + n g_e$$

可见 $C_3 = 12 \text{ pF}$ 时, 电路满足起振条件, 相应的振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_\Sigma}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{0.5 \times 10^{-6} \times 62.23 \times 10^{-12}}} \approx 28.53 \text{ MHz}$$





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

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

可见这时电路不满足振幅起振条件。 ■





(3) 低频段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

$$g_{e0} = n(g_m - n g_e) - g_L$$

$$= 0.015 \times (30 \times 10^{-3} - 0.015 \times 30 \times 10^{-3}) - 0.2 \times 10^{-3}$$

$$\approx 0.24 \times 10^{-3} \text{S} \star$$

对应的总等效电容

$$C_{\Sigma} = L(Q_0 g_{e0})^2 = 0.5 \times 10^{-6} \times (80 \times 0.24 \times 10^{-3})^2 \approx 184 \text{pF}$$



第4章 正弦波振荡器



对应可变电容量

$$C_3 = C_{\Sigma} - \frac{C_1(C_2 + C_{b'e})}{C_1 + C_2 + C_{b'e}} = 184 - \frac{51 \times (3300 + 20)}{51 + 3300 + 20} \approx 184 - 50 = 134 pF$$

对应的振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.5 \times 10^{-6} \times 184 \times 10^{-12}}} \approx 16.59 MHz$$

所以, 振荡频率范围为 $16.59 \sim 28.53 MHz$ ★。





4. 克拉泼 (C l a p p) 电路 ■

从上面分析可知, 电容三点式电路比电感三点式电路性能要好些, 但如何减小晶体管输入输出电容对频率稳定度的影响仍是一个必须解决的问题, 于是出现了改进型的电容三点式电路——克拉泼电路。 ■

图4.3.6 (a) 是克拉泼电路的实用电路, (b) 是其高频等效电路。与电容三点式电路比较, 克拉泼电路的特点是在回路中增加了一个与 L 串联的电容 C_3 。各电容取值必须满足: $C_3 \ll C_1$, $C_3 \ll C_2$, 这样可使电路的振荡频率近似只与 C_3 、 L 有关。



第4章 正弦波振荡器

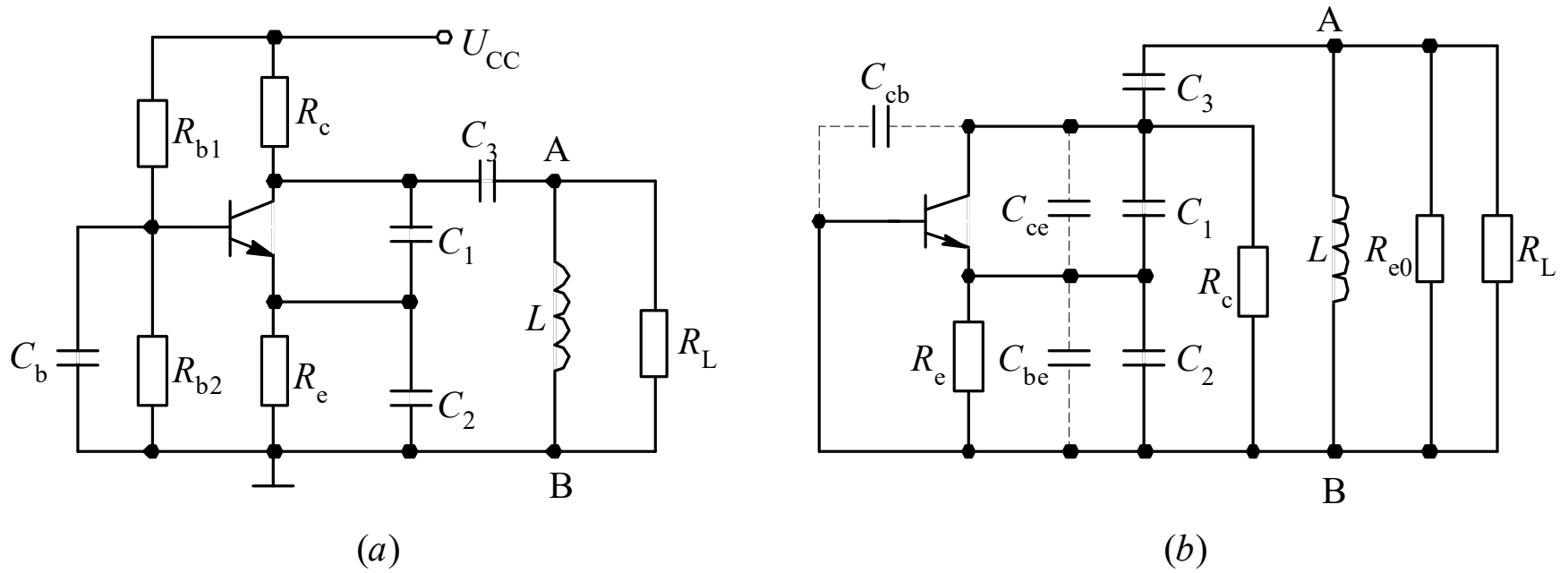


图 4.3.6 克拉泼振荡电路





先不考虑晶体管输入输出电容的影响。因为 C_3 远远小于 C_1 或 C_2 , 所以 C_1 、 C_2 、 C_3 三个电容串联后的等效电容

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3} = \frac{C_3}{1 + \frac{C_3}{C_1} + \frac{C_3}{C_2}} \approx C_3$$

于是, 振荡角频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_3}}$$

由此可见, 克拉泼电路的振荡频率几乎与 C_1 、 C_2 无关。





■ 现在分析晶体管结电容 C_{ce} 、 C_{be} 对振荡频率的影响。
由图 4. 3. 6 (b) 可以看到, C_{ce} 与谐振回路的接入系数

$$\begin{aligned} n' &= \frac{C_2 \text{串} C_3}{C_1 + (C_2 \text{串} C_3)} = \frac{\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}{C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}} \\ &= \frac{C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3} = \frac{C_2}{\frac{C_1 C_2}{C_3} + C_1 + C_2} \end{aligned}$$





和电容三点式电路中 C_{ce} 与谐振回路的接入系数 $n = C_2 / (C_1 + C_2)$ 比较, 由于 $C_3 \ll C_1$, $C_3 \ll C_2$, 所以 $n' \ll n$ 。 ■

由于 C_{ce} 的接入系数大大减小, 所以它等效到回路两端的电容值也大大减小, 对振荡频率的影响也大大减小。 ■

同理, C_{be} 对振荡频率的影响也极小。 ■

因此, 克拉泼电路的频率稳定度比电容三点式电路要好。

■ 在实际电路中, 根据所需的振荡频率决定 L 、 C_3 的值, 然后取 C_1 、 C_2 远大于 C_3 即可。但是 C_3 不能取得太小, 否则将影响振荡器的起振。



第4章 正弦波振荡器



由图 4.3.6 (b) 可以看到, 晶体管 c 、 b 两端与回路 A 、 B 两端之间的接入系数

$$n_1 \frac{C_3}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_3} = \frac{1}{\frac{C_1 C_2}{C_3 (C_1 + C_2)} + 1}$$

所以, A 、 B 两端的等效电阻 $R_L' = R_L // R_{e0}$, 折算到 c 、 b 两端后为:

$$R_L'' = n_1^2 R_L' = \left[\frac{1}{\frac{C_1 C_2}{C_3 (C_1 + C_2)} + 1} \right]^2 R_L' < R_L'$$



第4章 正弦波振荡器

共基电路的等效负载, R_L'' 越小, 则共基电路的电压增益越小, 从而环路增益越小, 越不易起振。对于考毕兹电路而言, 共基电路的等效负载就是 R_L' 。所以, 克拉泼电路是用牺牲环路增益的方法来换取回路标准性的提高。 ■

克拉泼电路的缺陷是不适合于作波段振荡器。波段振荡器要求在一段区间内振荡频率可变, 且振荡幅值保持不变。由于克拉泼电路在改变振荡频率时需调节 C_3 , 根据式 (4.3.7), 当 C_3 改变以后, R_L'' 将发生变化, 使环路增益发生变化, 从而使振荡幅值也发生变化。所以克拉泼电路只适宜于作固定频率振荡器或波段复盖系数较小的可变频率振荡器。所谓波段复盖系数是指可以在一定波段范围内连续正常工作的振荡器的最高工作频率与最低工作频率之比。一般克拉泼电路的波段复盖系数为1.2~1.3。



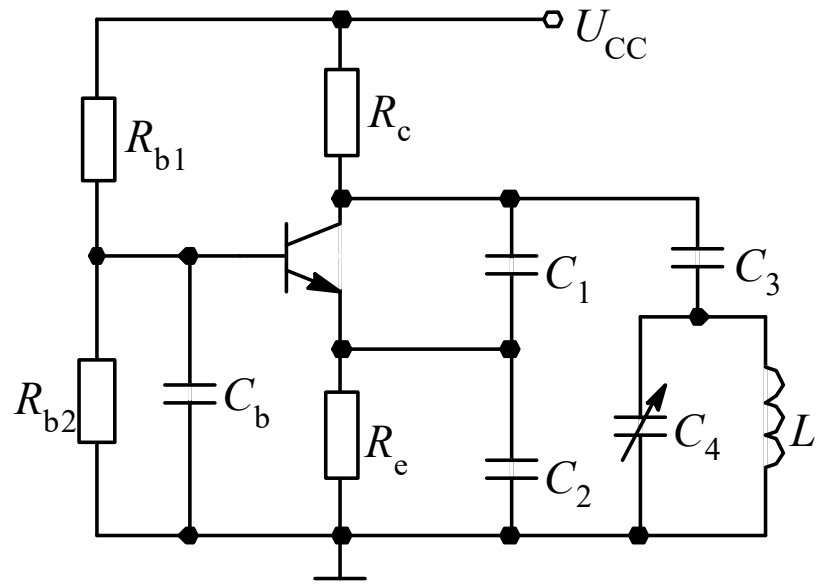
5. 西勒 (S e i l e r) 电路 ■

针对克拉泼电路的缺陷,出现了另一种改进型电容三点式电路——西勒电路。图4.3.7 (*a*) 是其实用电路, (*b*) 是其高频等效电路。 ■

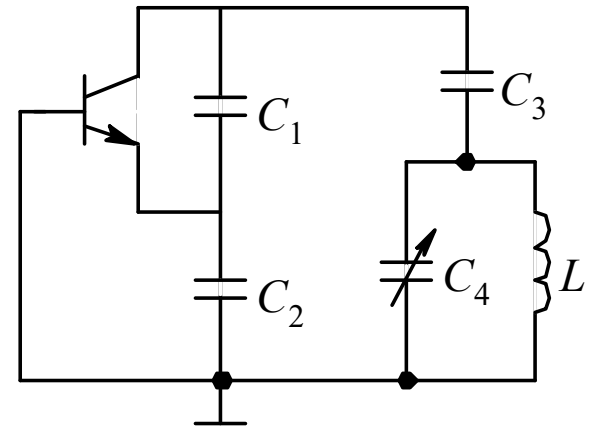
西勒电路是在克拉泼电路基础上,在电感 L 两端并联了一个小电容 C_4 , 且满足 C_1 、 C_2 远大于 C_3 , C_1 、 C_2 远大于 C_4 , 所以其回路等效电容

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3} + C_4 \approx C_3 + C_4$$





(a)



(b)

图 4.3.7 西勒振荡电路





所以, 振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_3 + C_4)}}$$

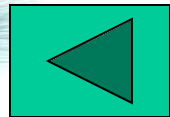
在西勒电路中, 由于 C_4 与 L 并联, 所以 C_4 的大小不影响回路的接入系数, 其共基电路等效负载 $R''L$ 仍同式 (4.3.7) 所示。如果使 C_3 固定, 通过变化 C_4 来改变振荡频率, 则 $R''L$ 在振荡频率变化时基本保持不变, 从而使输出振幅稳定。因此, 西勒电路可用作波段振荡器, 其波段覆盖系数为 $1.6 \sim 1.8$ 左右。





6 小结 ■

以上所介绍的五种 LC 振荡器均是采用 LC 元件作为选频网络。由于 LC 元件的标准性较差, 因而谐振回路的 Q 值较低, 空载 Q 值一般不超过 3×10^3 , 有载 Q 值就更低, 所以 LC 振荡器的频率稳定度不高, 一般为 10^{-3} 量级, 即使是克拉泼电路和西勒电路也只能达到 $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 量级。如果需要频率稳定度更高的振荡器, 可以采用晶体振荡器。 ■





4.4晶体振荡器

4.4.1 石英晶体及其特性 ■

■ 将石英晶体按一定方位切割成片, 两边敷以电极, 焊上引线, 再用金属或玻璃外壳封装即构成**石英晶体谐振器** (简称石英晶振) 。 ■





特性:

(1) 石英晶振的**固有频率十分稳定**, 它的温度系数 (温度变化 1°C 所引起的固有频率相对变化量) 在 10^{-6} 以下。

(2) 另外, 石英晶振的振动具有**多谐性**, 即除了基频振动外, 还有奇次谐波泛音振动。

(3) **晶片厚度与振动频率成反比**, 工作频率越高, 要求晶片越薄, 因而机械强度越差, 加工越困难, 使用中也易损坏。

通常在工作频率小于 20MHz 时采用基频晶体, 大于 20MHz 时采用泛音晶体。 ■



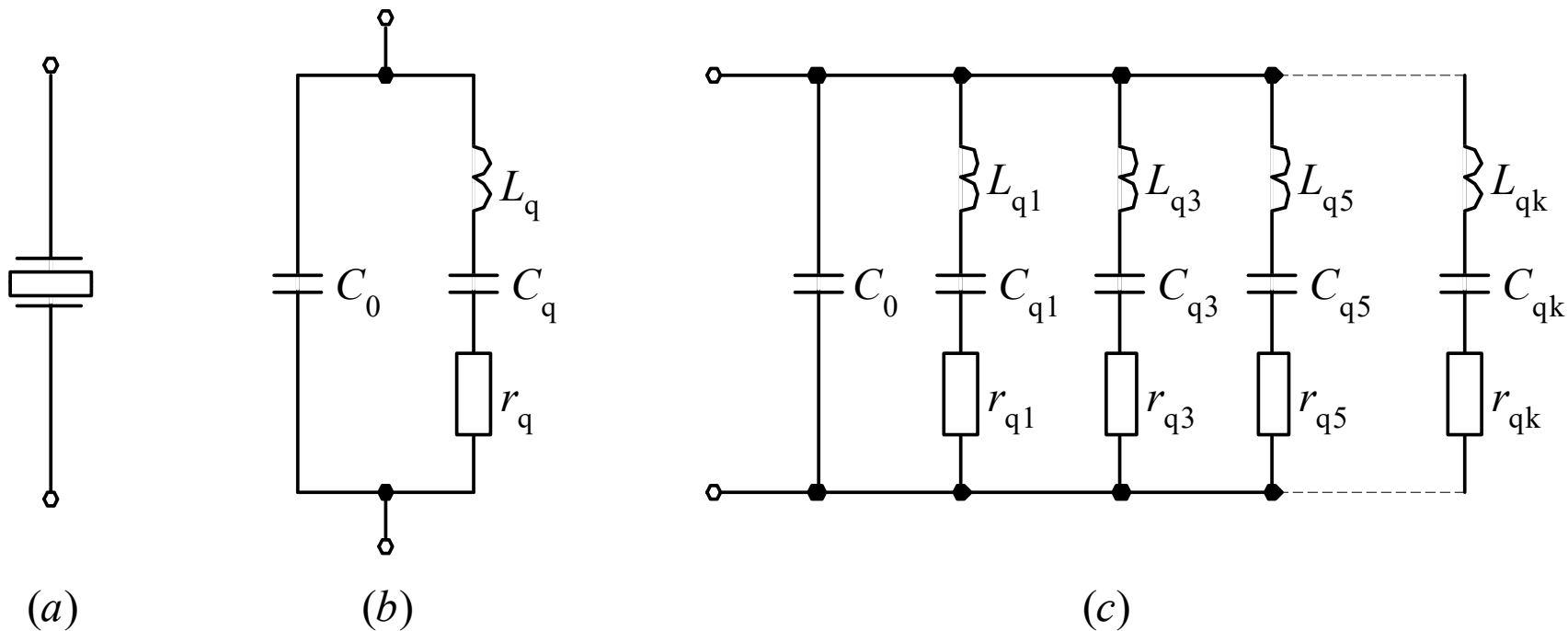


图 4.4.1 石英晶体谐振器

(a) 符号; (b) 基频等效电路; (c) 完整等效电路



第4章 正弦波振荡器



图4.4.1是石英晶振的符号和等效电路。其中： ■

安装电容 C_0 约 $1\text{ pF} \star \sim 10\text{ pF} \star$ ■

动态电感 L_q 约 $10^{-3}\text{ H} \sim 10^2\text{ H} \star$ ■

动态电容 C_q 约 $10^{-4}\text{ pF} \sim 10^{-1}\text{ pF} \star$ ■

动态电阻 r_q 约几十欧到几百欧 ■

由以上参数**可以看到**： ■

1) 石英晶振的 **Q 值和特性阻抗 ρ 都非常高**。 Q 值可达几万到几百万, 因为

$$Q_q = \frac{1}{r_q} \sqrt{\frac{L_q}{C_q}}$$





(2) 由于石英晶振的接入系数 $n=C_q / (C_0+C_q)$ 很小, 所以外接元器件参数对石英晶振的影响很小。 ■

综合以上两点, 不难理解石英晶振的频率稳定度是非常高的。 ■

(3) 串联谐振频率

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}$$



并联谐振频率

$$f_p \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q \frac{C_0 C_q}{C_0 + C_q}}} = \frac{f_s}{\sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C_q}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0}}$$

由于 C_q / C_0 很小, 所以 f_p 与 f_s 间隔很小, 因而在 $f_s \sim f_p$ 感性区间, 石英晶振具有陡峭的电抗频率特性, 曲线斜率大, 利于稳频。

若外部因素使谐振频率增大, 则根据晶振电抗特性, 必然使等效电感 L 增大, 但由于振荡频率与 L 的平方根成反比, 所以又促使谐振频率下降, 趋近于原来的值。





石英晶振产品还有一个**标称频率** f_N 。 f_N 的值位于 f_s 与 f_p 之间, 这是指石英晶振两端并接某一规定负载电容 C_L 时石英晶振的振荡频率。 C_L 的电抗频率曲线如图4.4.2中虚线所示。

负载电容 C_L 的值载于生产厂家的产品说明书中, 通常为30pF(高频晶体), 或100pF(低频晶体), 或标示为 ∞ (指无需外接负载电容, 常用于串联型晶体振荡器)。 ■



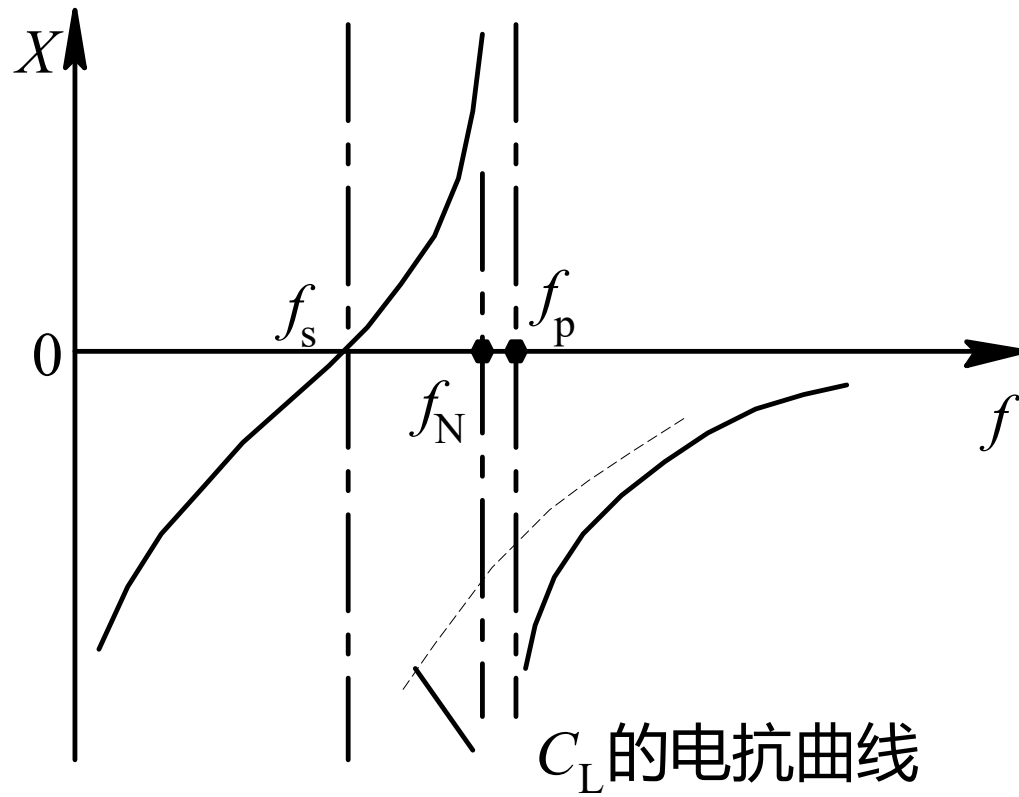


图 4.4.2 石英晶振的电抗频率特性





4.4.2 晶体振荡器电路 ■

将石英晶振作为高 Q 值谐振回路元件接入正反馈电路中, 就组成了晶体振荡器。根据石英晶振在振荡器中的作用原理, 晶体振荡器可分成两类。

一类是将其作为等效电感元件用在三点式电路中, 工作在感性区, 称为**并联型晶体振荡器**;

另一类是将其作为一个短路元件串接于正反馈支路上, 工作在它的串联谐振频率上, 称为**串联型晶体振荡器**。 ■





1. 皮尔斯 (P i e r c e) 振荡电路 ■

并联型晶体振荡器的工作原理和三点式振荡器相同, 只是将其中一个电感元件换成石英晶振。石英晶振可接在晶体管★
c、b 极之间或 b、e 极之间, 所组成的电路分别称为皮尔斯振荡电路和密勒振荡电路。 ■

皮尔斯电路是最常用的振荡电路之一。图4. 4. 3 (a) 是皮尔斯电路, (b) 是其高频等效电路, 其中虚线框内是石英晶振的等效电路。



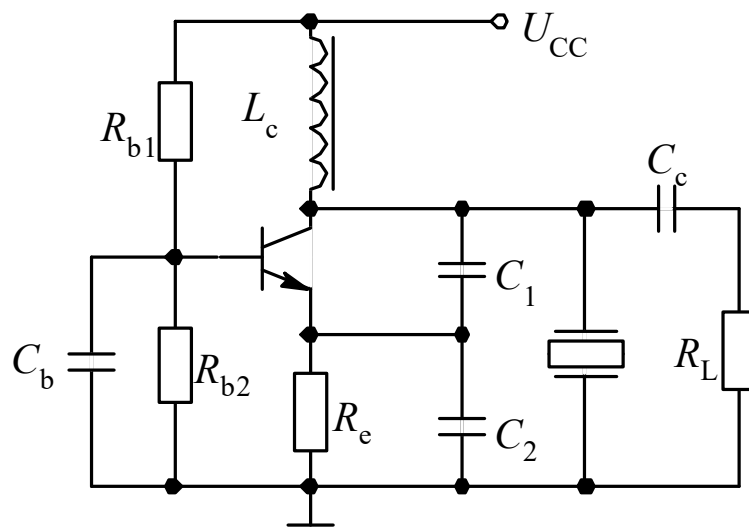
第4章 正弦波振荡器

由图4.4.3 (b) 可以看出, 皮尔斯电路类似于克拉泼电路, 但由于石英晶振中 C_q 极小, Q_q 极高, 所以皮尔斯电路具有以下一些**特点**: ■

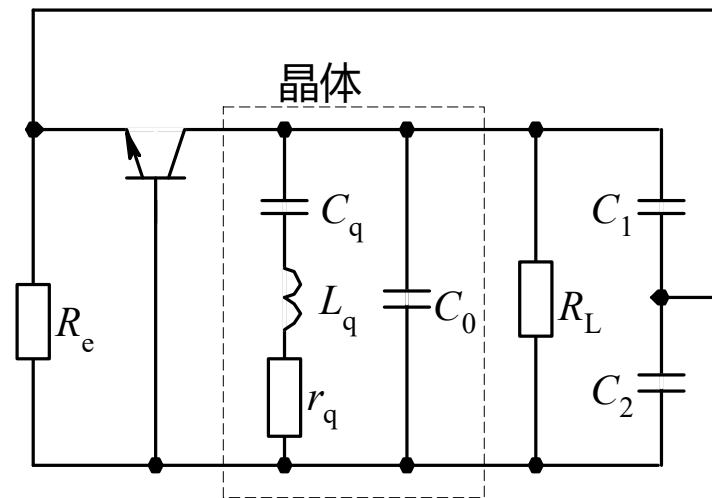
(1) 振荡回路与晶体管、负载之间的**耦合很弱**。晶体管 c、b 端, c、e 端和 e、b 端的接入系数分别是:

$$n_{cb} = \frac{C_q}{C_q + C_0 + C_L} \quad \left(C_L = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)$$
$$n_{ce} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot n_{cb} \quad n_{eb} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot n_{cb}$$

以上三个接入系数一般均小于 $10^{-3} \sim 10^{-4}$, 所以外电路中的不稳定参数对振荡回路影响很小, 提高了回路的标准性。



(a)



(b)

图 4.4.3 皮尔斯振荡电路





■ (2) 振荡频率几乎由石英晶振的参数决定, 而石英晶振本身的参数具有高度的稳定性。

振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q \frac{C_q (C_0 + C_L)}{C_q + C_0 + C_L}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0 + C_L}}$$

其中 C_L 是和晶振两端并联的外电路各电容的等效值, 即根据产品要求的负载电容。在实用时, 一般需加入微调电容, 用以微调回路的谐振频率, 保证电路工作在晶振外壳上所注明的标称频率 f_N 上。





(3) 由于振荡频率 f_0 一般调谐在**标称频率** f_N 上, 位于晶振的感性区内, 电抗曲线陡峭, 稳频性能极好。 ■

(4) 由于晶振的 Q 值和特性阻抗 $\rho = \sqrt{L_q / C_q}$ 都很高, 所以晶振的谐振电阻也很高, 一般可达 $10^{10} \Omega$ 以上。这样即使外电路接入系数很小, 此谐振电阻等效到晶体管输出端的阻抗仍很大, 使晶体管的电压增益能满足振幅起振条件的要求。 ■





例 4.5 图例4.5 (a) 是一个数字频率计晶振电路, 试分析其工作情况。 ■

解: 先画出 V_1 管高频交流等效电路, 如图例4.5 (b) 所示, $0.01\mu\text{F}$ 电容较大, 作为高频旁路电路, V_2 管作射随器。

由高频交流等效电路可以看到, V_1 管的c、e极之间有一个 LC 回路, 其谐振频率为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.7 \times 10^{-6} \times 330 \times 10^{-12}}} \approx 4.0\text{MHz}$$

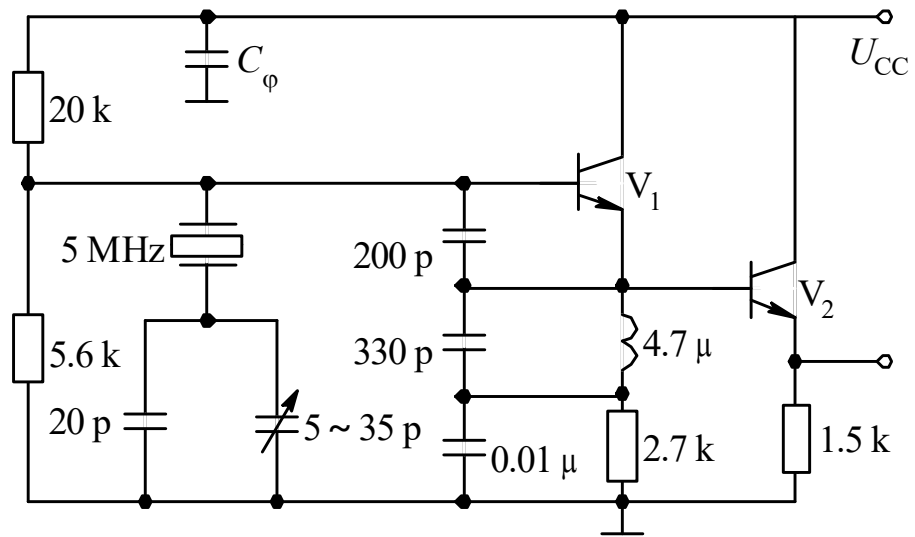




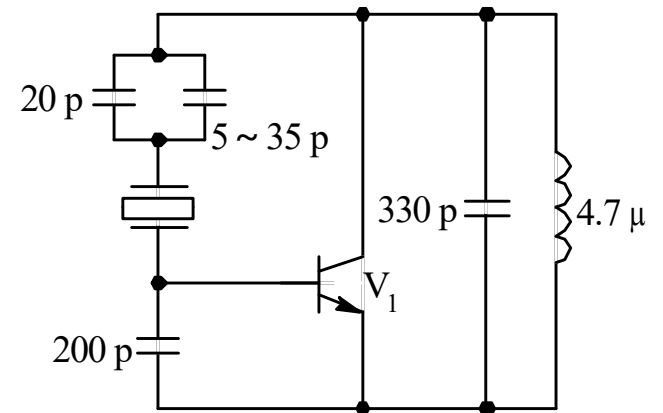
♡ 所以在晶振工作频率 5 MHz处, 此 L C 回路等效为一个电容。可见, 这是一个皮尔斯振荡电路, 晶振等效为电感, 容量为 $3\text{ pF} \sim 10\text{ pF}$ 的可变电容器起微调作用, 使振荡器工作在晶振的标称频率 5 MHz上。 ■



第4章 正弦波振荡器



(a)



(b)

图例4.5





2. 密勒 (M i l l e r) 振荡电路 ■

图4.4.4是场效应管密勒振荡电路。石英晶体作为电感元件连接在栅极和源极之间, LC 并联回路在振荡频率点等效为电感, 作为另一电感元件连接在漏极和源极之间, 极间电容 C_{gd} 作为构成电感三点式电路中的电容元件。由于 C_{gd} 又称为密勒电容, 故此电路有密勒振荡电路之称。 ■

密勒振荡电路通常不采用晶体管, 原因是正向偏置时高频晶体管发射结电阻太小, 虽然晶振与发射结的耦合很弱, 但也会在一定程度上降低回路的标准性和频率的稳定性, 所以采用输入阻抗高的场效应管。 ■



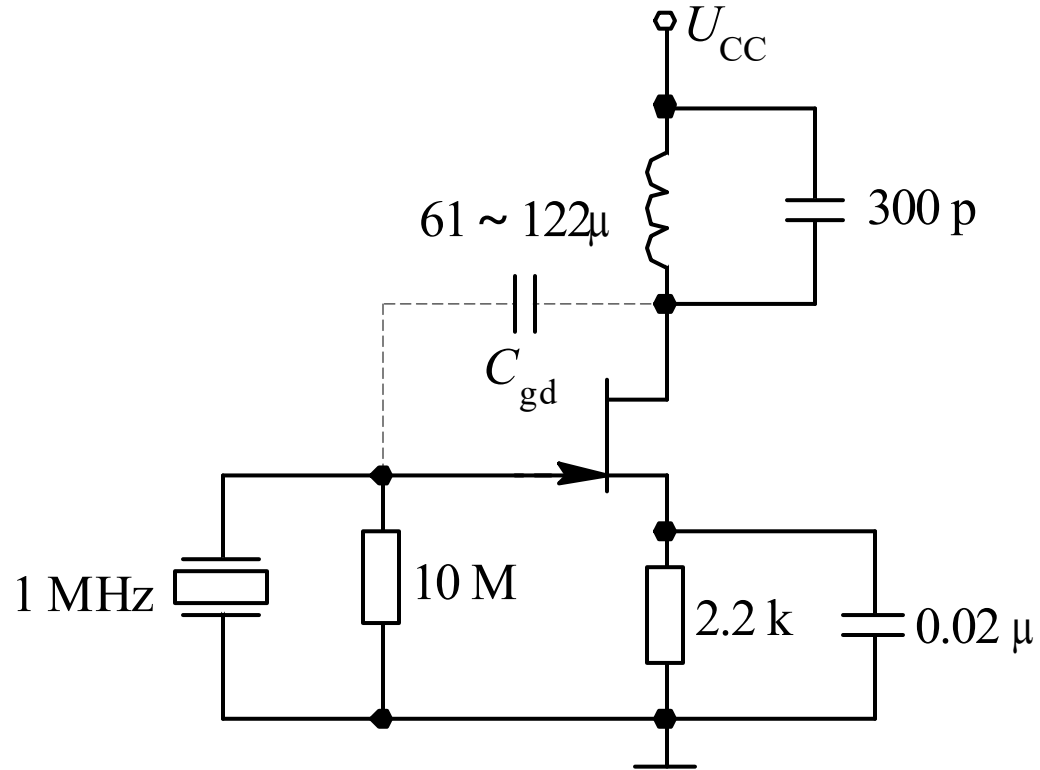


图4.4.4 密勒振荡电路





3. 泛音晶振电路 ■

从图4.4.1(c)中可以看到, 在石英晶振的完整等效电路中, 不仅包含了基频串联谐振支路, 还包括了其它奇次谐波的串联谐振支路, 这就是前面所说的石英晶振的多谐性。但泛音晶体所工作的奇次谐波频率越高, 可能获得的机械振荡和相应的电振荡越弱。

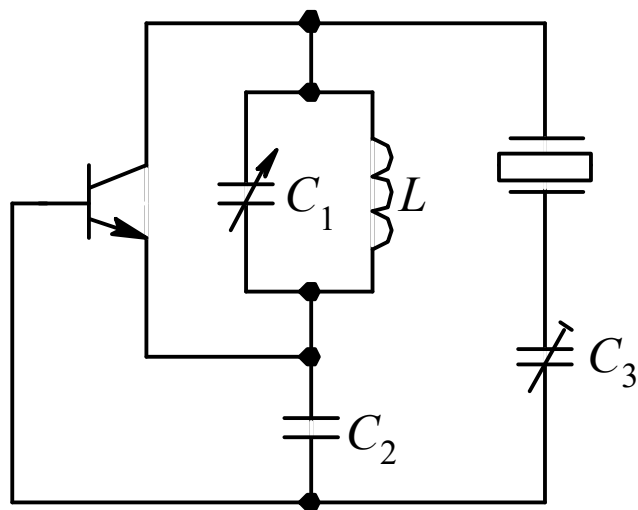




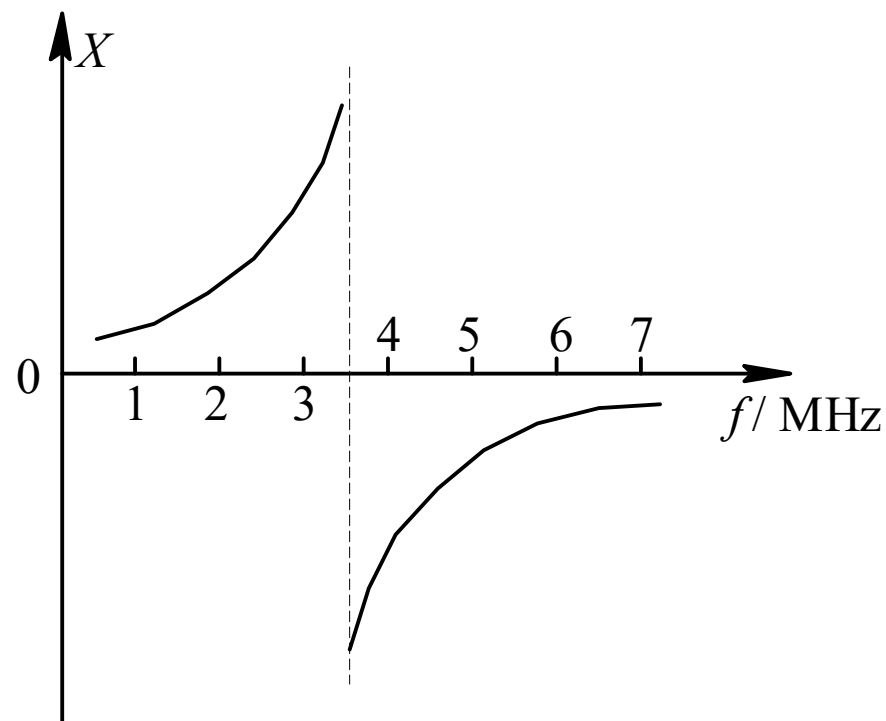
在实际应用时,可在三点式振荡电路中,用一选频回路来代替某一支路上的电抗元件,使这一支路在基频和低次泛音上呈现的电抗性质不满足三点式振荡器的组成法则,不能起振;而在所需要的泛音频率上呈现的电抗性质恰好满足组成法则,达到起振。

图4.4.5 (a) 给出了一种并联型泛音晶体振荡电路。假设泛音晶振为五次泛音,标称频率为 5 MHz,基频为 1 MHz,则 $L C_1$ 回路必须调谐在三次和五次泛音频率之间。这样,在 5 MHz 频率上, $L C_1$ 回路呈容性,振荡电路满足组成法则。对于基频和三次泛音频率来说, $L C_1$ 回路呈感性,电路不符合组成法则,不能起振。





(a)



(b)

图 4.4.5 并联型泛音晶体振荡电路及 LC_1 回路的电抗特性
(a) 并联型泛音晶体振荡电路； (b) LC_1 回路的电抗特性

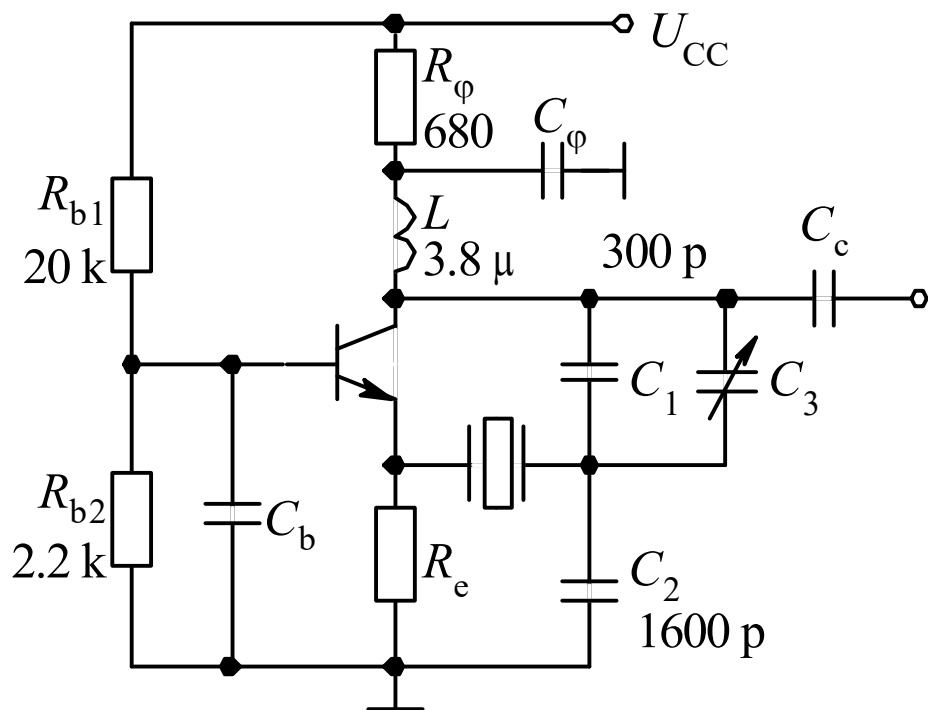




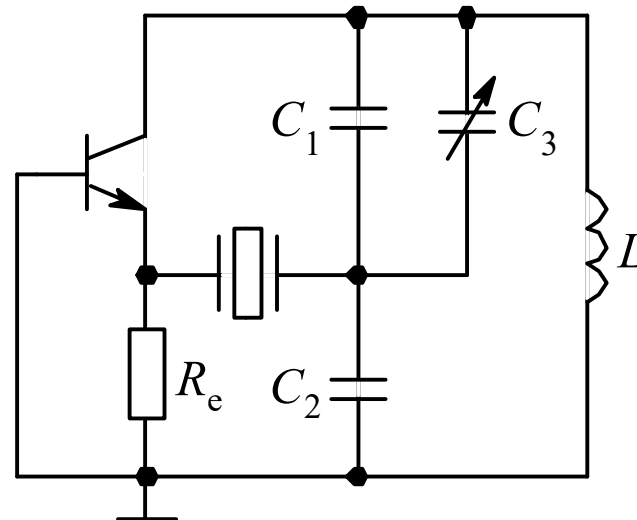
4. 串联型晶体振荡器 ■

串联型晶体振荡器是将石英晶振用于正反馈支路中, 利用其串联谐振时等效为短路元件, 电路反馈作用最强, 满足振幅起振条件, 使振荡器在晶振串联谐振频率 f_s 上起振。图4.4.6 (a) 给出了一种串联型单管晶体振荡器电路, (b) 是其高频等效电路。



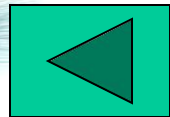


(a)



(b)

图4.4.6 串联型晶体振荡电路





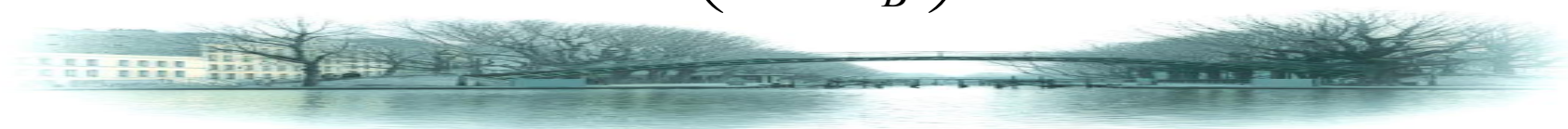
4.5 压控振荡器

4.5.1 变容二极管 ■

变容二极管是利用 P N 结的结电容随反向电压变化这一特性制成的一种压控电抗元件。变容二极管的符号和结电容变化曲线如图4.5.1所示。

变容二极管结电容可表示为:

$$C_j = \frac{C_j(0)}{\left(1 - \frac{u}{U_B}\right)^n} \quad (4.5.1)$$





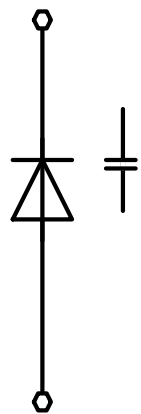
其中 n 为变容指数, 其值随半导体掺杂浓度和 P N 结的结构不同而变化, $C_j(0)$ 为外加电压 $u=0$ 时的结电容值, U_B 为 P N 结的内建电位差。

变容二极管必须工作在反向偏压状态, 所以工作时需加负的静态直流偏压 $-U_Q$ 。若交流控制电压 u_Ω 为正弦信号, 变容管上的电压为:

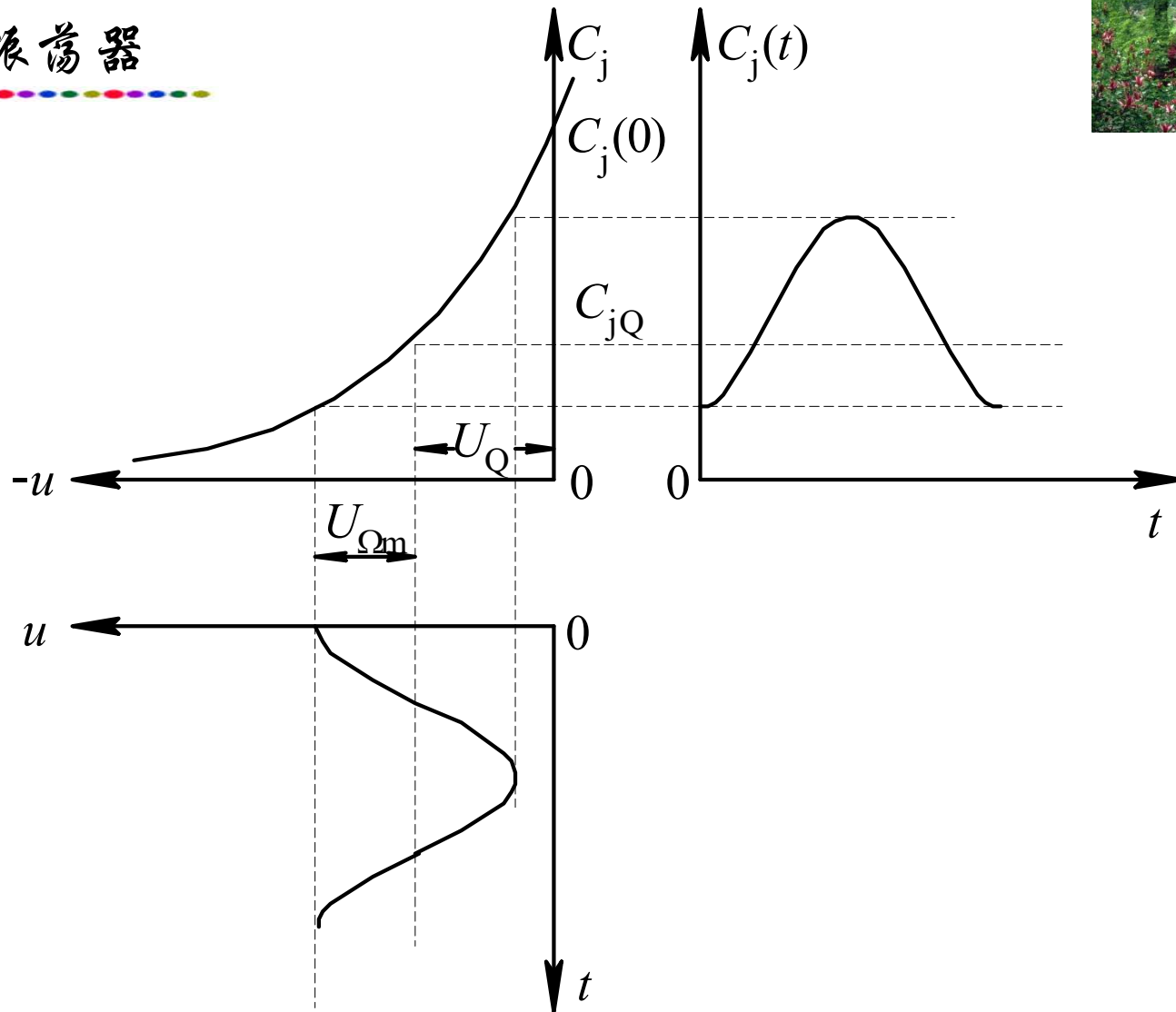
♡♡
$$u=-(U_Q+u_\Omega)=-(U_Q+U_{\Omega m} \cos \Omega t)$$



第4章 正弦波振荡器



(a)



(b)

图 4.5.1 变容二极管
(a) 符号; (b) 结电容-电压曲线

第4章 正弦波振荡器

代入式(4.5.1), 则有:

$$C_j = \frac{C_{jQ}}{\left(1 + \frac{u_\Omega}{U_B + U_Q}\right)^n} = \frac{C_{jQ}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$$

其中静态结构电容

$$C_{jQ} = \frac{C_j(0)}{\left(1 + \frac{U_Q}{U_B}\right)^n}$$

结电容调制度

$$m = \frac{U_{\Omega m}}{U_B + U_Q} < 1$$





4.5.2 变容二极管压控振荡器

将变容二极管作为压控电容接入 LC 振荡器中, 就组成了 LC 压控振荡器。一般可采用各种形式的三点式电路。 ■

需要注意的是, 为了使变容二极管能正常工作, 必须正确地为其提供静态负偏压和交流控制电压, 而且要抑制高频振荡信号对直流偏压和低频控制电压的干扰, 所以, 在电路设计时要适当采用高频扼流圈、旁路电容、隔直流电容等。 ■

无论是分析振荡器还是压控振荡器都必须正确画出振荡器的直流通路和高频振荡回路。对于后者, 还须画出变容二极管的直流偏置电路与低频控制回路。例4.6说明了具体方法与步骤。





例 4.6 画出图例4.6(a)所示中心频率为360MHz的变容二极管压控振荡器中晶体管的直流通路和高频振荡回路, 变容二极管的直流偏置电路和低频控制回路。 ■

解: 画晶体管直流通路, 只需将所有电容开路、电感短路即可, 变容二极管也应开路, 因为它工作在反偏状态, 如图(b)所示。 ■

画变容二极管直流偏置电路, 需将与变容二极管有关的电容开路, 电感短路, 晶体管的作用可用一个等效电阻表示。由于变容二极管的反向电阻很大, 可以将其它和它相连的电阻作近似处理。如本例中变容二极管的负端可直接与15 V电源相接, 见图(c)。 ■





画高频振荡回路与低频控制回路前,应仔细分析每个电容与电感的作用。对于高频振荡回路,小电容是工作电容,大电容是耦合电容或旁路电容,小电感是工作电感,大电感是高扼圈。当然,变容二极管也是工作电容。保留工作电容与工作电感,将耦合电容与旁路电容短路,高扼圈开路,直流电源与地短路,即可得到高频振荡回路,如图(d)所示。正常情况下,不需画出电阻。 ■

判断工作电容和工作电感,一是根据参数值大小,二是根据所处的位置。电路中数值最小的电容(电感)和与其处于同一数量级的电容(电感)均被视为工作电容(电感),耦合电容与旁路电容的值往往要大于工作电容几十倍以上,高扼圈的值也远远大于工作电感。





另外,工作电容与工作电感是按照振荡器组成法则设置的,耦合电容起隔直流和交流耦合作用,旁路电容对电阻起旁路作用,高扼圈对直流和低频信号提供通路,对高频信号起阻挡作用,因此它们在电路中所处位置不同。据此也可以进行正确判断。

对于低频控制通路,只需将与变容二极管有关的电感短路(由于其感抗相对较小),除了低频耦合或旁路电容短路外,其它电容开路,直流电源与地短路即可。由于此时变容二极管的等效容抗和反向电阻均很大,所以对于其它电阻可作近似处理。本例中1000 pF电容是高频旁路电容,但对于低频信号却是开路的。图(e)即为低频控制通路。 ■





压控振荡器的主要性能指标是压控灵敏度和线性度。其中压控灵敏度定义为单位控制电压引起的振荡频率的增量,用 S 表示,即

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta u} \quad (4.5.3)$$

图4.5.2时变容二极管压控制振荡器的频率—电压特性。一般情况下, 之一特性是非线性的, 其非线性程度与变容制数和电路结构有关。在中心频率附近较小区域内线性较好, 灵敏度也较高.



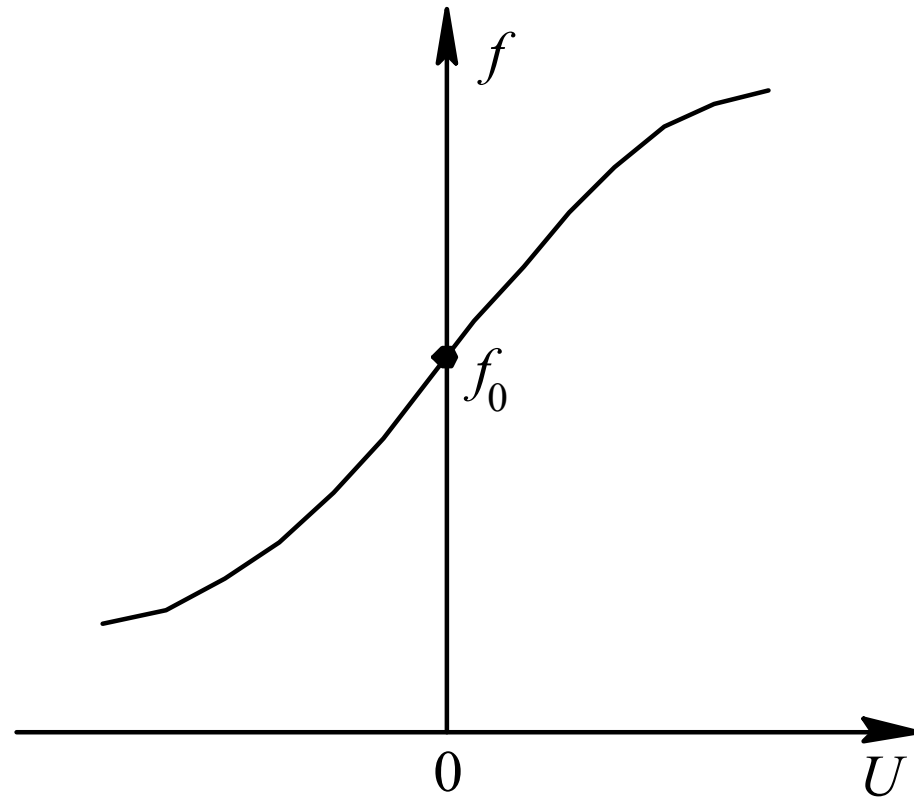


图4.5.2 变容二极压控振荡器的频率—电压特性





【例 4. 7】 在图例4.6(*a*)所示电路中, 若调整 R_2 使变容二极管静态偏置电压为 -6 V , 对应的变容二极管静态电容 $C_{jQ} = 20\text{ pF}$, 内建电位差 $U_B = 0.6\text{ V}$, 变容指数 $n = 3$ 。求振荡回路的电感 L 和交流控制信号 u_Ω 为振幅 $U_{\Omega m} = 1\text{ V}$ 的正弦波时对应的压控灵敏度。 ■

解: 由图例4.6 (*d*) 可知, 谐振回路总等效电容由三个电容串联而成, 所以静态时总电容为





$$C_{\Sigma Q} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{jQ}}} \\ = \frac{1}{1 + \frac{1}{0.5} + \frac{1}{20}} \approx 4.286 pF$$

中心振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma Q}}} = 100 MHz$$

所以

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{\Sigma Q}} = \frac{1}{(2\pi \times 360 \times 10^6)^2 \times 0.3279 \times 10^{-12}} \approx 0.592 \mu H$$



第4章 正弦波振荡器



又

$$C_j = \frac{C_{jQ}}{\left(1 + \frac{U_{\Omega m}}{U_B + U_Q} \cos \Omega t\right)^n} = \frac{20 \times 10^{-12}}{\left(1 + \frac{1}{6.6} \cos \Omega t\right)^3}$$

$$C_{j\max} = \frac{20 \times 10^{-12}}{\left(1 - \frac{1}{6.6}\right)^3} \approx 24.56 \text{ pF}$$

$$C_{j\min} = \frac{20 \times 10^{-12}}{\left(1 + \frac{1}{6.6}\right)^3} \approx 9.83 \text{ pF}$$

$$C_{\Sigma\max} = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_{j\max}} \approx 4.822 \text{ pF}$$





$$C_{\Sigma \min} = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_{j \min}} \approx 3.726 \text{ pF}$$

所以

$$f_{0 \min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\Sigma \max}}} \approx 94.25 \text{ MHz}$$

$$f_{0 \max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\Sigma \min}}} \approx 107.22 \text{ MHz}$$

由

$$\Delta f_1 = f_{0 \max} - f_0 = 7.22 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_2 = f_0 - f_{0 \min} = 5.75 \text{ MHz}$$





可求得压空灵敏度

$$S_1 = \frac{\Delta f_1}{U_{\Omega m}} = 7.22 \text{ MHz} / V$$

$$S_2 = \frac{\Delta f_2}{U_{\Omega m}} = 5.75 \text{ MHz} / V$$

可见, 正向和负向压控灵敏度略有差别, 说明压控特性是非线性的。





4.5.3 晶体压控振荡器 ■

为了提高压控振荡器中心频率稳定度,可采用晶体压控振荡器。在晶体压控振荡器中,晶振或者等效为一个短路元件,起选频作用; 或者等效为一个高 Q 值的电感元件,作为振荡回路元件之一。通常仍采用变容二极管作压控元件。 ■

在图4.5.3所示晶体压控振荡器高频等效电路中,晶振作为一个电感元件。 控制电压调节变容二极管的电容值,使其与晶振串联后的总等效电感发生变化,从而改变振荡器的振荡频率。 ■



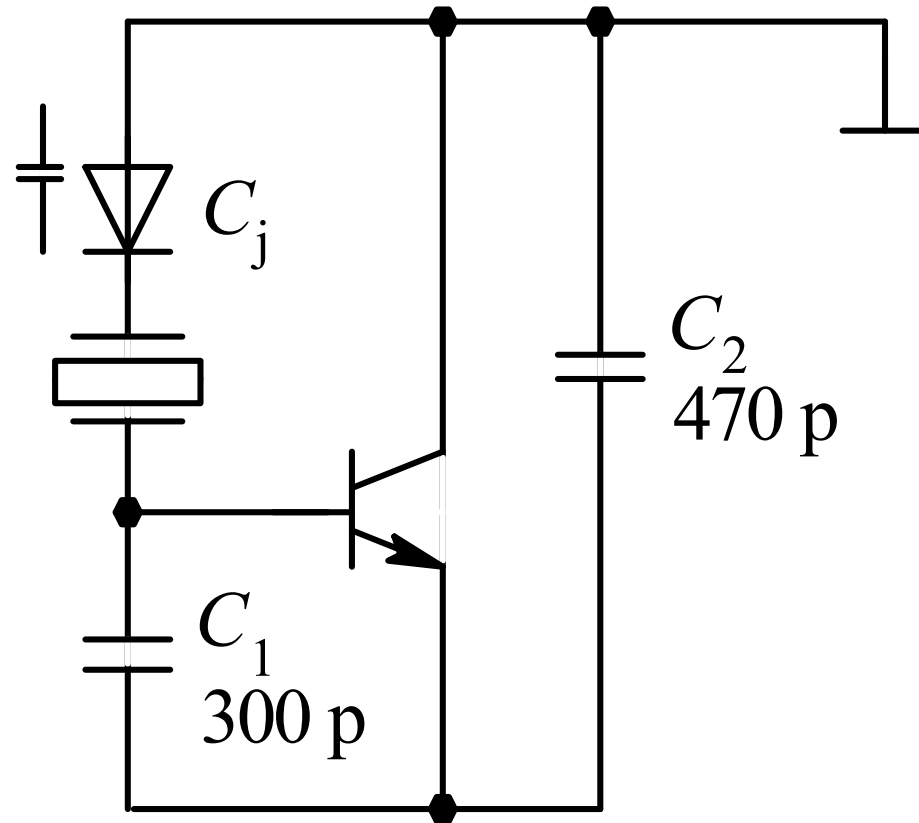


图 4.5.3 晶体压控振荡高频等效电路

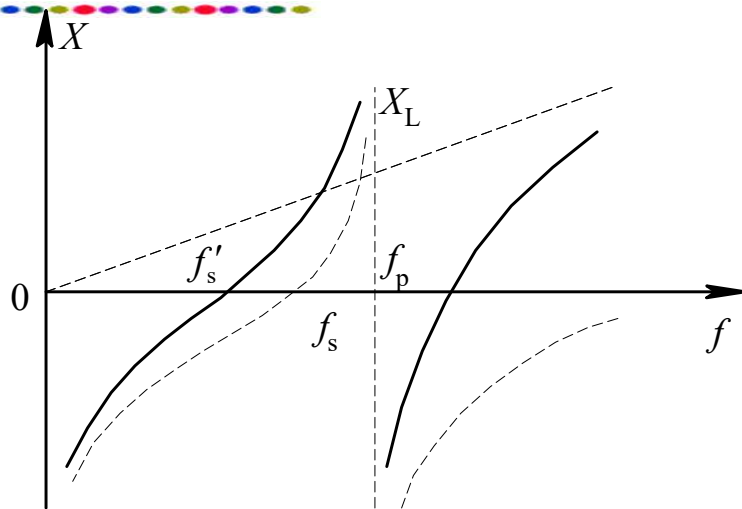
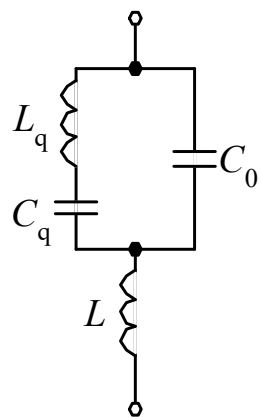




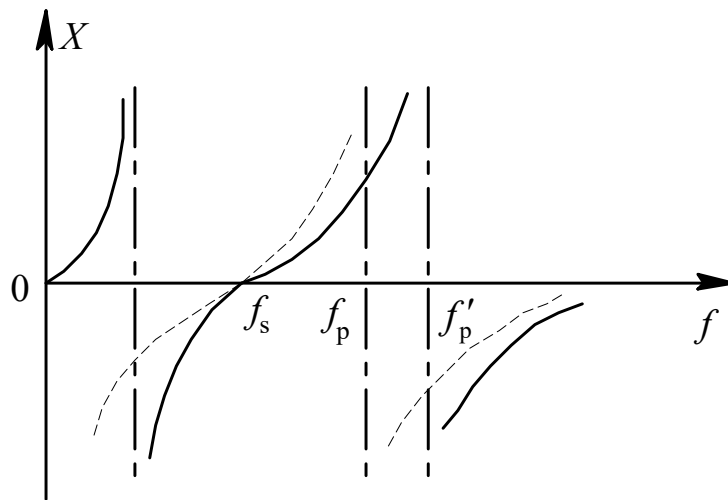
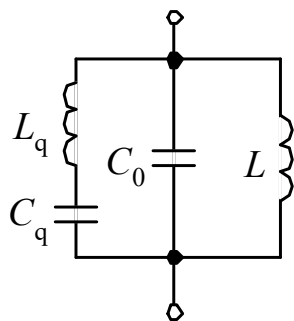
晶体压控振荡器的缺点是频率控制范围很窄。图4.5.3所示电路的频率控制范围仅在晶振的串联谐振频率 f_s 与并联谐振频率 f_p 之间。为了增大频率控制范围,可在晶振支路中增加一个电感 L 。 L 越大,频率控制范围越大,但频率稳定度相应下降。因为增加一个电感 L 与晶振串联或并联,分别相当于使晶振本身的串联谐振频率 f_s 左移或使并联谐振频率 f_p 右移,所以可控频率范围 $f_s \sim f_p$ 增大,但电抗曲线斜率下降。从图4.5.4中可以很清楚地说明这一点。



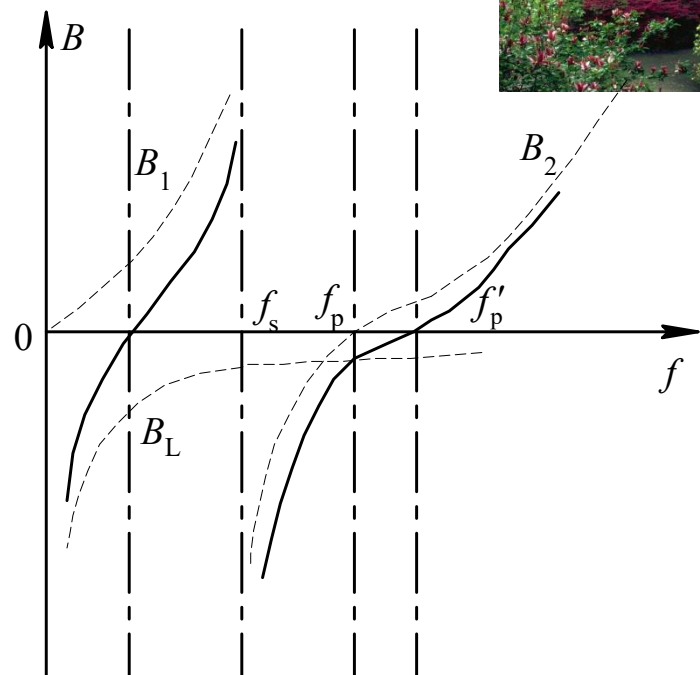
第4章 正弦波振荡器



(a)



(b)



(c)

图 4.5.4 串联或并联电感扩展晶振频率控制范围的原理



在图4.5.4中, (a)图是串联电感扩展法原理。其中左图为等效电路, 右图中两条虚曲线是晶振的电抗频率曲线, 一条斜直虚线 $X_L = \omega L$ 表示加入的电感L的电抗特性。由于晶振与L串联, 所以两者的电抗频率曲线相加, 就是扩展后的总电抗频率曲线, 如两条实线所示。 f'_s 是扩展后的串联谐振频率。 ■

(b)图是并联电感扩展法原理。左图为等效电路, 右图中两条虚曲线是晶振的电抗频率曲线, 三条实线是扩展后的电抗频率曲线, f'_p 是扩展后的并联谐振频率。由于分析并联关系采用电纳特性更加方便和清楚, 故(c)图给出了(b)图对应的电纳频率曲线。图中两条虚线 B_1 和 B_2 是晶振的电纳频率曲线, 另一条虚线 $BL = -\frac{1}{\omega L}$ 表示加入的电感L的电纳特性。





由于晶振与 L 并联, 所以两者的电纳频率曲线相加, 就是扩展后的总电纳频率曲线, 如两条实线所示。这两条实线变换到(b)图, 即为扩展后的总电抗频率曲线。 ■

图4.5.5是应用串联电感扩展法原理的晶体压控振荡器实用电路。该电路中心频率约20 MHz, 频偏约为10 kHz。 ■



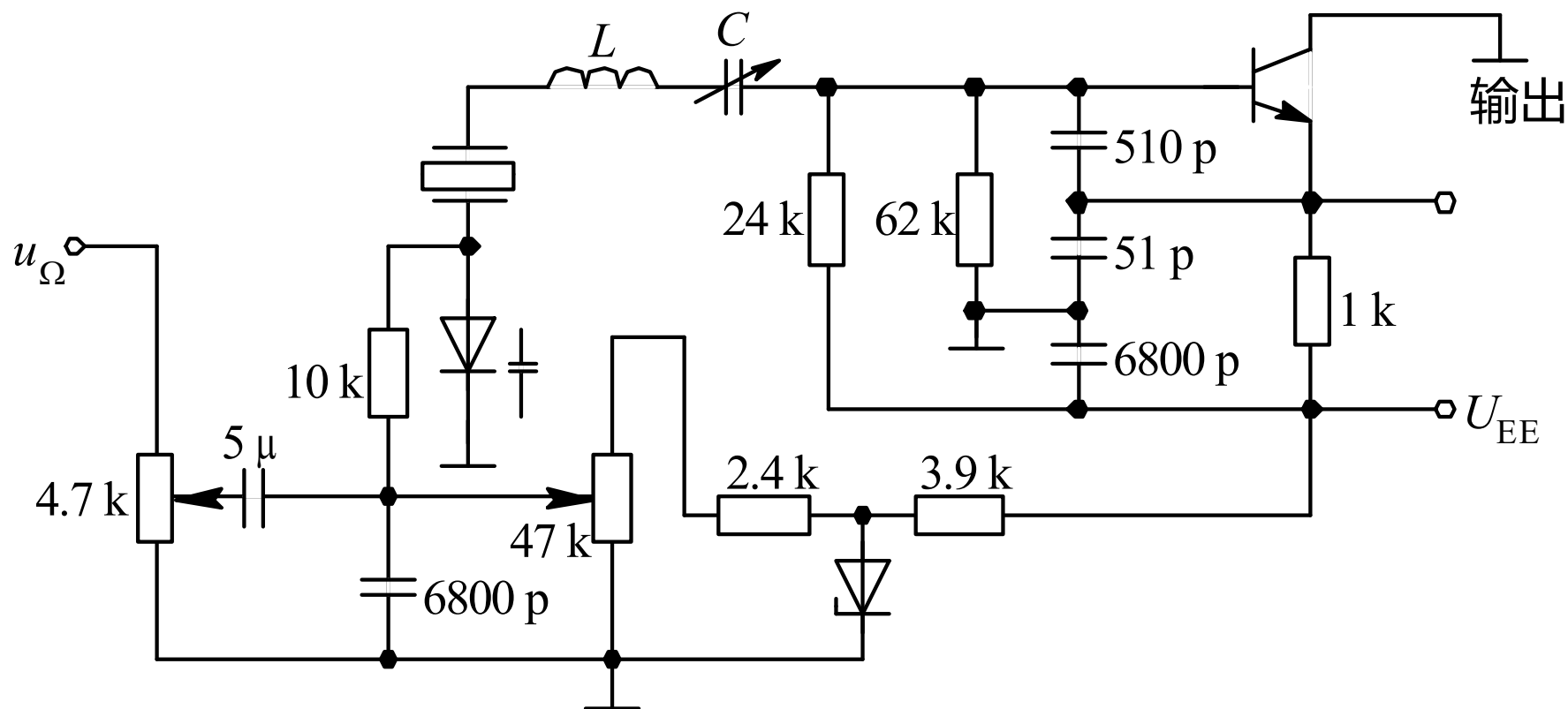
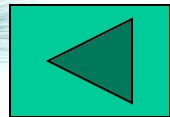


图 4.5.5 晶体压控振荡器



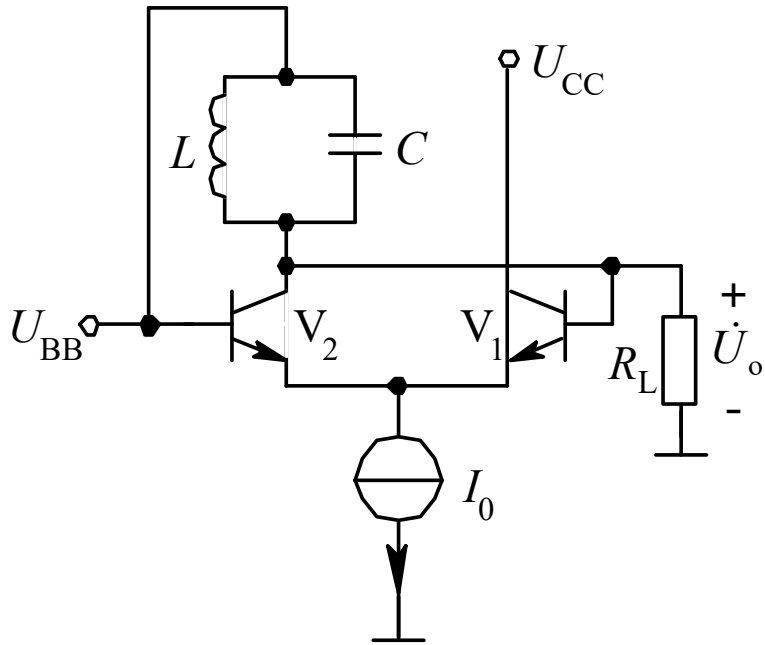


4.6 集成电路振荡器

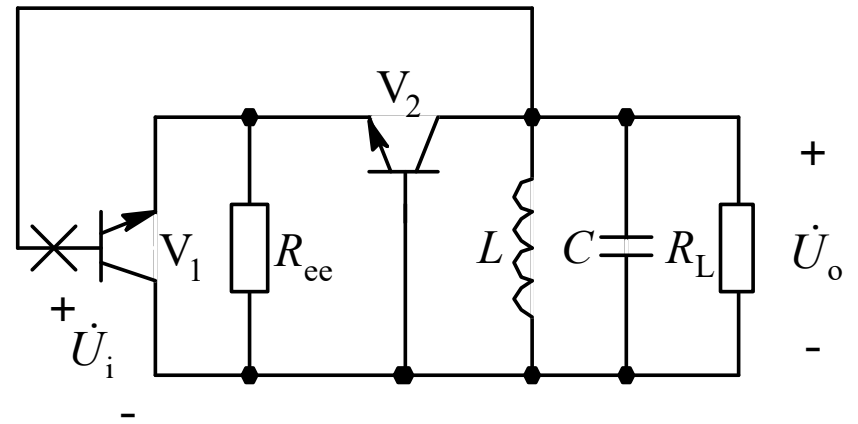
4.6.1 差分对管振荡电路

在集成电路振荡器里, 广泛采用如图4.6.1 (*a*) 所示的差分对管振荡电路, 其中 V_2 管集电极外接的 $L C$ 回路调谐在振荡频率上。(*b*) 图为其交流等效电路。(*b*) 图中 R_{e_e} 为恒流源 I_0 的交流等效电阻。可见, 这是一个共集—共基反馈电路。由于共集电路与共基电路均为同相放大电路, 且电压增益可调至大于 1 , 根据瞬时极性法判断, 在 V_1 管基极断开, 有 $u_{b1} \uparrow \rightarrow u_{e1}(u_{e2}) \uparrow \rightarrow u_{c2} \uparrow \rightarrow u_{b1} \uparrow$, 所以是正反馈。在振荡频率点, 并联 $L C$ 回路阻抗最大, 正反馈电压 u_f (u_o) 最强, 且满足相位稳定条件。综上所述, 此振荡器电路能正常工作。





(a)



(b)

图 4.6.1 差分对管振荡电路





4.6.2 单片集成振荡器电路 E 1 6 4 8 ★ ■

现以常用电路 E 1 6 4 8 为例介绍集成电路振荡器的组成。

■ 单片集成振荡器 E 1 6 4 8 是 E C L 中规模集成电路, 其内部电路图如图4.6.2所示。 ■

★ E 1 6 4 8 采用典型的差分对管振荡电路。该电路由三部分组成: 差分对管振荡电路、放大电路和偏置电路。 V_7 、 V_8 、 V_9 管与10脚、12脚之间外接 L C 回路组成差分对管振荡电路, 其中 V_9 管为可控恒流源。振荡信号由 V_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4章 正弦波振荡器

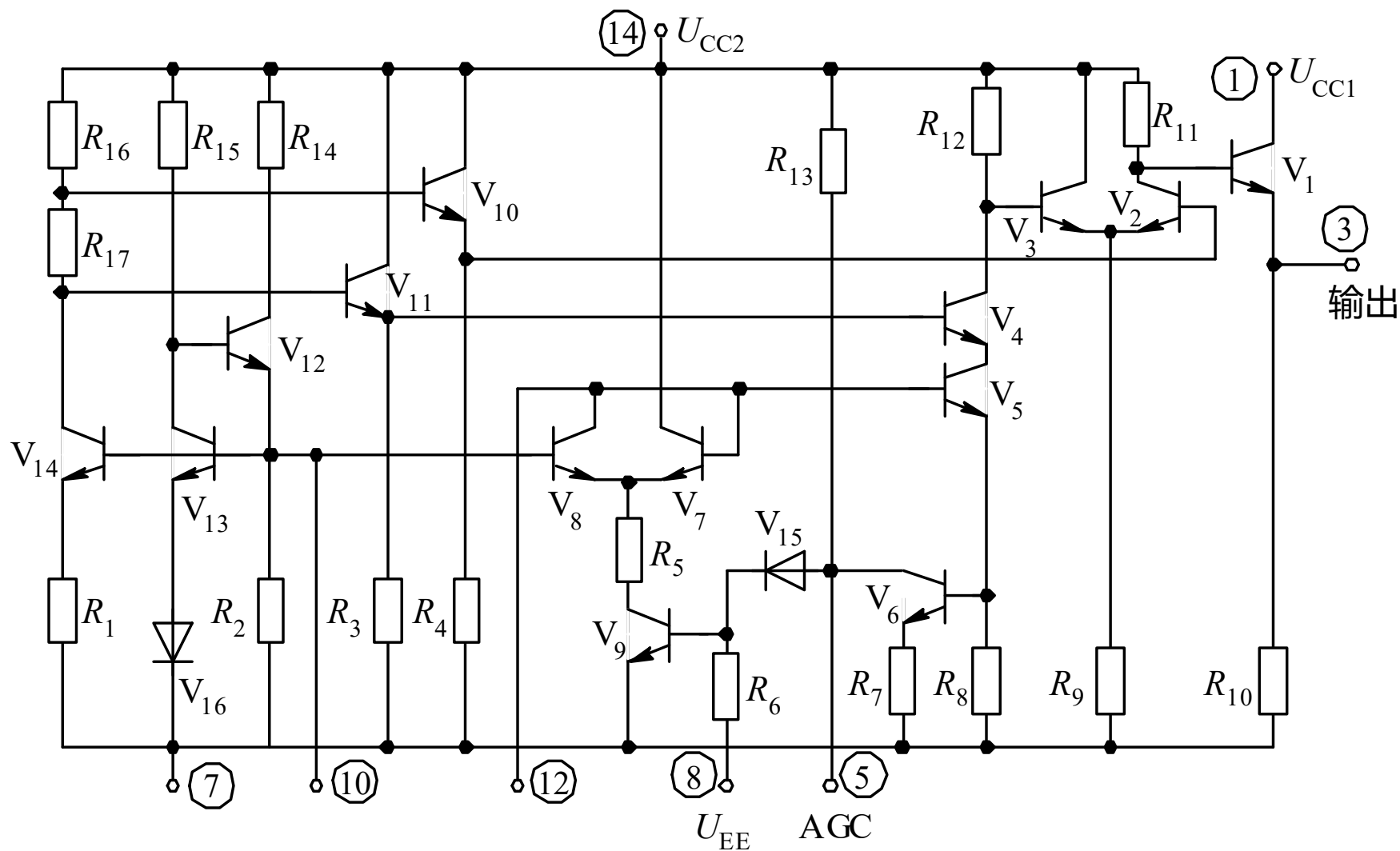


图4.6.2 单片集成振荡器E1648内部电路图



第一级放大电路由 V_5 和 V_4 管组成共射—共基级联放大器, 第二级由 V_3 和 V_2 管组成单端输入、单端输出的差分放大器, V_1 管作射随器。偏置电路由 $V_{10} \sim V_{14}$ 管组成, 其中 V_{11} 与 V_{10} 管分别为两级放大电路提供偏置电压, $V_{12} \sim V_{14}$ 管为差分对管振荡电路提供偏置电压。 V_{12} 与 V_{13} 管组成互补稳定电路, 稳定 V_8 基极电位。若 V_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 V_8 基极电位保持恒定。





图4.6.3是利用E1648组成的正弦波振荡器。振荡频率

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

其中 $C_i \approx 6 \text{ pF}$ 是10、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V1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。当然, L_2C_2 回路应调谐在振荡频率 f_g 上。 ■

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。



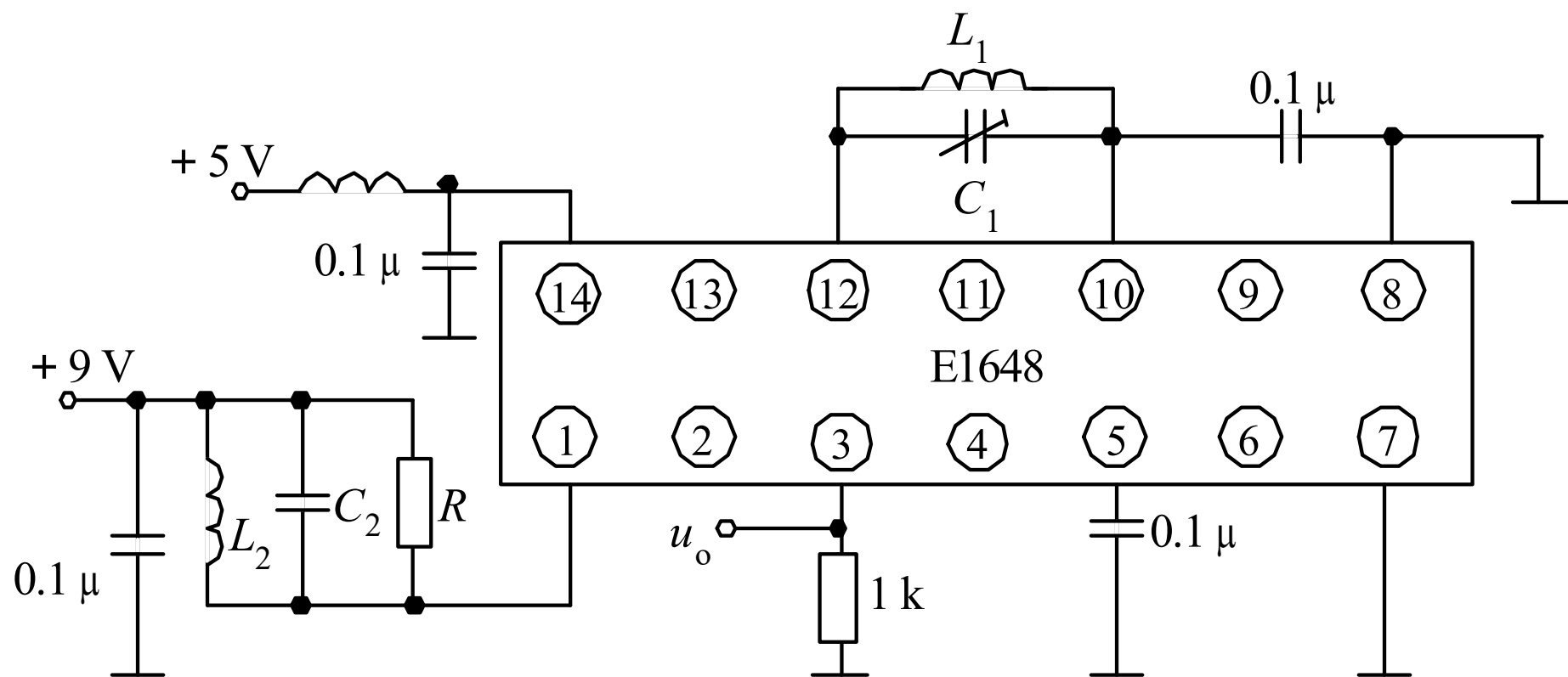


图4.6.3 ★E1648组成的正弦波振荡器





4.6.3 运放振荡器 ■

由运算放大器代替晶体管可以组成运放振荡器, 图4.6.4是电感三点式运放振荡器。其振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$

运放三点式电路的组成原则与晶体管三点式电路的组成原则相似, 即同相输入端与反相输入端、输出端之间是同性质电抗元件, 反相输入端与输出端之间是异性质电抗元件。





图4.6.5是晶体运放振荡器, 图中晶体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。



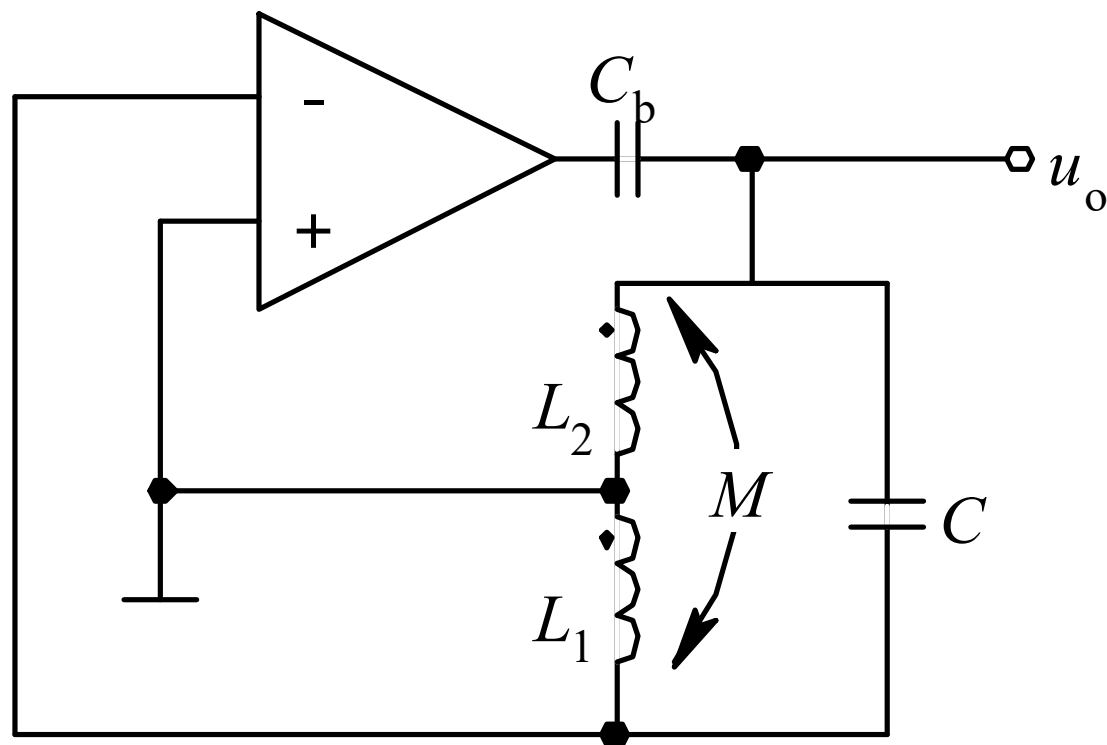


图 4.6.4 运放电感三点式振荡电路

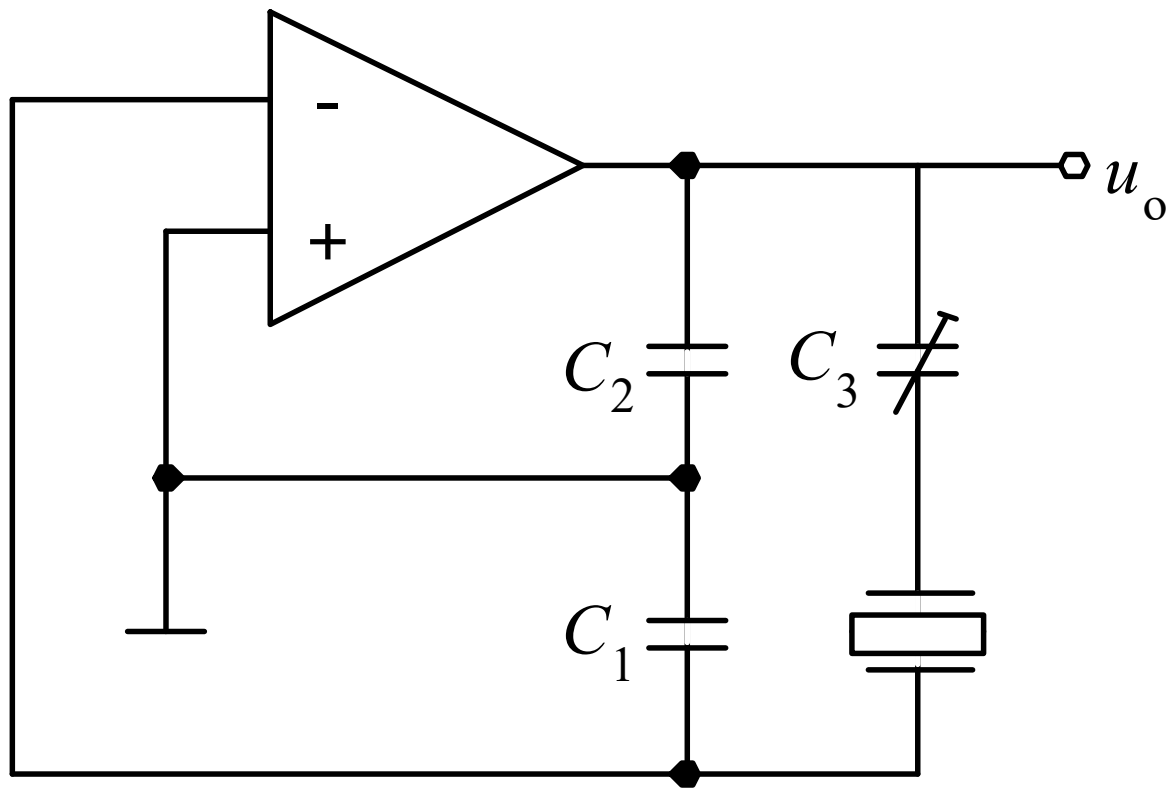
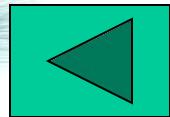


图 4.6.5 运放皮尔斯电路





4.7 实例介绍

各种集成放大电路都可以用来组成集成正弦波振荡器, 确定该振荡器振荡频率的 LC 元件需外接。为了满足振幅起振条件, 集成放大电路的单位增益带宽 BW_G 至少应比振荡频率 f_0 大 $1\sim 2$ 倍。为了保证振荡器有足够高的频率稳定度, 一般宜取 $BW \geq f_0$ 或 $BW_G > (3\sim 10)f_0$ 。集成放大电路的最大输出电压幅度和负载特性也应满足要求。利用晶振可以提高集成正弦波振荡器的频率稳定度。采用单片集成振荡电路如E1648等组成正弦波振荡器则更加方便, 在4.6节中已有介绍。 ■





用集成宽带放大电路F733和 LC 网络可以组成频率在120 MHz以内的高频正弦波振荡器,典型接法如图4.7.1所示。如在②脚与回路之间接入晶振(如图中虚线所示),则可组成晶体振荡器。

用集成宽带(或射频)放大电路组成正弦波振荡器时, LC 选频回路应正确接入反馈支路,其电路组成原则与运放振荡器的组成原则相似。 ■

图4.7.2是松下 TC-483D型彩色电视机甚高频电调谐高频头中本机振荡器电路,是由分立元件组成。 ■



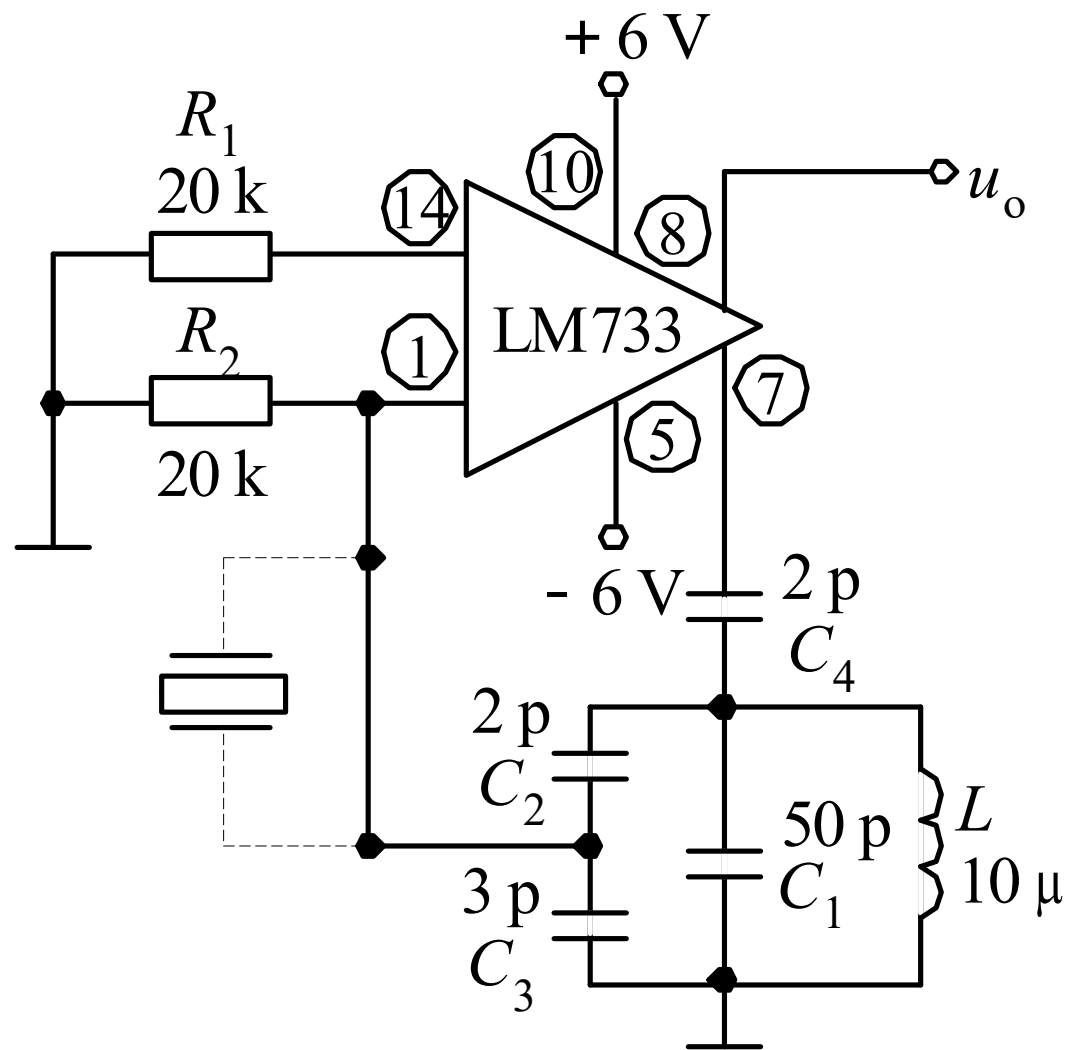


图4.7.1 集成正弦波振荡器

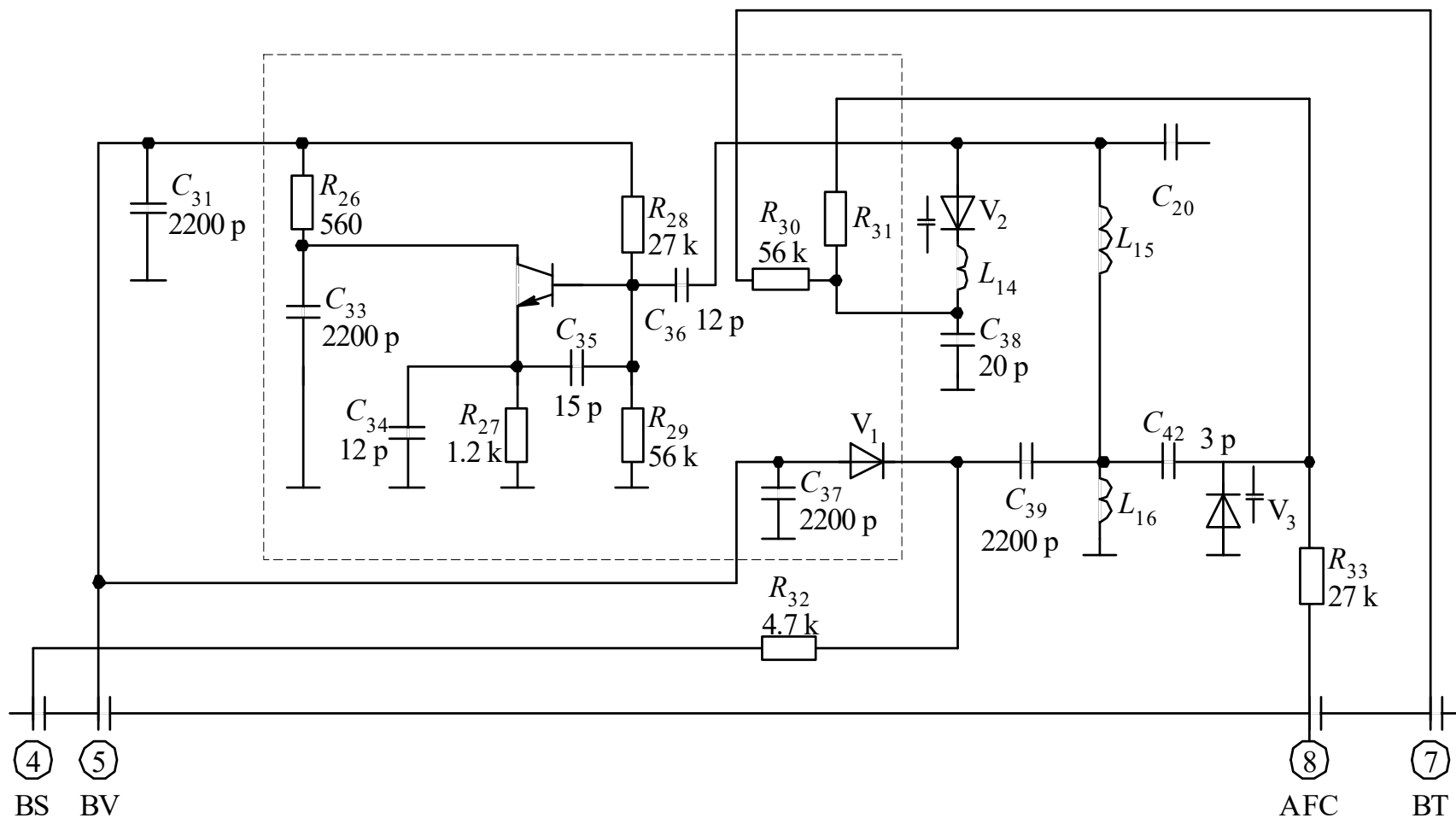


图4.7.2 高频头中的本振电路



第4章 正弦波振荡器



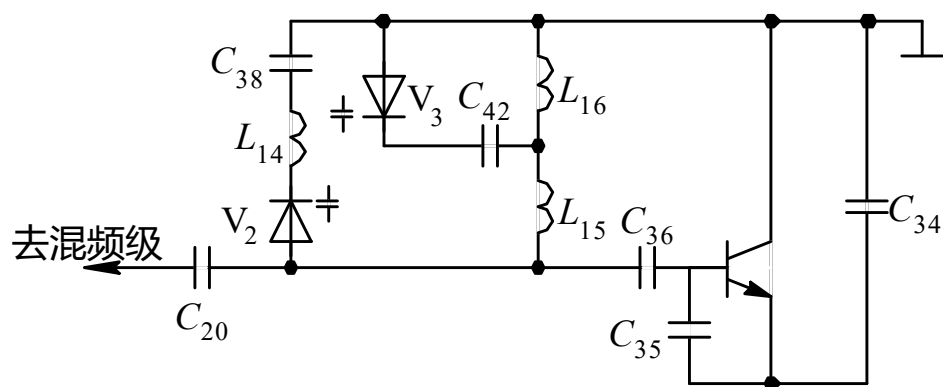
在高频头中,本振的作用是产生一个与输入电视图像载频相差一个中频(38 MHz)的高频正弦波信号。甚高频电视频道范围为1~12频道,其中1~5频道(L频段)图像载频范围为49.75 MHz★~85.25 MHz,6~12频道(H频段)图像载频范围为168.25 MHz~216.25 MHz。 ■

图中开关二极管V1受频段选择的控制。L频段时, $B S=30\text{ V}$, $B V=12\text{ V}$, V_1 反偏截止,交流等效电路如图4.7.3(a)所示。H频段时, $B S=0\text{ V}$, $B V=12\text{ V}$, V_1 导通, L_{16} 被短路(因2200pF电容对高频信号短路),交流等效电路如图4.7.3(b)所示。 V_2 是变容二极管,其电容量受调谐电压B T控制。改变★ V_2 的电容量,便可改变本振频率。

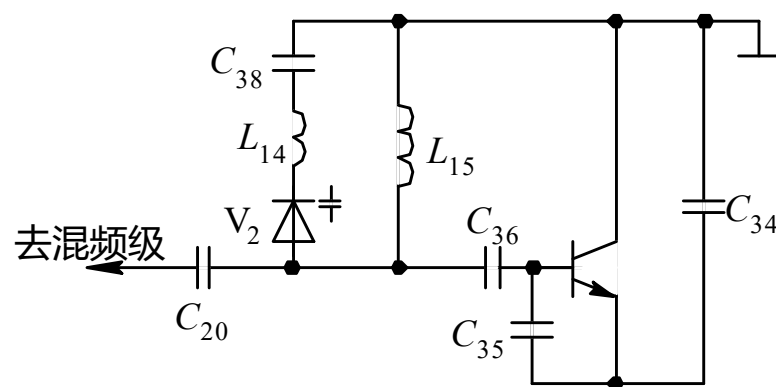


第4章 正弦波振荡器

由图可知, 这是一个压控西勒电路。由于整个甚高频波段覆盖系数为 4.2, 数值较大, 分成 L 和 H 两个频段后, 波段覆盖系数均下降为 1.7, 正好在西勒电路的调节范围之内。 ■

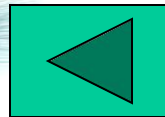


(a)



(b)

图 4.7.3 本振交流等效电路
(a) L频段; (b) H频段





4.8 章末小结

本章介绍了反馈振荡原理和反馈型正弦波振荡器的几种常用电路类型,要点如下: ■

(1) 反馈振荡器是由放大器和反馈网络组成的具有选频能力的正反馈系统。反馈振荡器必须满足起振、平衡和稳定三个条件,每个条件中应分别讨论其振幅和相位两个方面的要求。在振荡频率点,环路增益的幅值在起振时必须大于1,且具有负斜率的增益-振幅特性,这是振幅方面的要求。在振荡频率点,环路增益的相位应为 2π 的整数倍,且具有负斜率的相频特性,这是相位方面的要求。 ■





(2) 三点式振荡电路是 LC 正弦波振荡器的主要形式, 可分成电容三点式和电感三点式两种基本类型。频率稳定度是振荡器的主要性能指标之一。为了提高频率稳定度, 必须采取一系列措施, 包括减小外界因素变化的影响和提高电路抗外界因数变化影响的能力两个方面。克拉泼电路和西勒电路是两种较实用的电容三点式改进型电路, 前者适合于作固定频率振荡器, 后者可作波段振荡器。 ■





(3) 晶体振荡器的频率稳定度很高,但振荡频率的可调范围很小。泛音晶振可用于产生较高频率振荡,但需采取措施抑制低次谐波振荡,保证其只谐振在所需要的工作频率上。采用变容二极管组成的压控振荡器可使振荡频率随外加电压而变化,这在调频和锁相环路里有很大的用途。采用串联电感或并联电感的方法可以扩展晶体压控振荡器的振荡频率范围,但频率稳定度有些下降。 ■





(4) 集成电路正弦波振荡器电路简单, 调试方便, 但需外加 L C 元件组成选频网络。

■ (5) 学习本章内容之后, 要能够识别常用正弦波振荡器的类型并判断其能否正常工作。在明确各种类型振荡器优缺点和适用场合的基础上, 既要掌握实用振荡电路的分析和参数计算, 也要学会常用振荡电路的设计和调试。 ■

