

第5章

CHAPTER 5

正弦波振荡器

本章主要内容：

- 反馈振荡器及 LC 正弦波振荡器的工作原理。
- 振荡器的频率稳定度。
- 晶体振荡器及 RC 正弦波振荡器。
- 振荡器电路实例。

从能量的观点来看,前面讨论的放大器都是在输入信号的控制下,将直流电源提供的直流能量转换为按输入信号规律变化的交流信号能量的电路;而振荡器是不需要外加交流信号,自动产生一定频率和一定幅度的交变能量输出的电路。

在通信接收和发射设备中,需要振荡器产生振荡信号,以便在调制、解调、混频和其他电路中进一步使用,实现电路的相应功能。虽然振荡信号也可以设计为方波、三角波、锯齿波的形式,但在无线通信系统中,正弦波是最重要的一种。

正弦波振荡器在电子技术领域里有着广泛应用。振荡器在整个通信系统中,是必不可少的重要组成部分。在这类应用中,对振荡器提出的要求主要是振荡频率和振荡振幅的准确性和稳定性,其中尤以振荡频率的准确性和稳定性最为主要。正弦波振荡器的另一个用途是作为高频加热设备和医用电疗仪器中的正弦交变能源,在这类应用中,对振荡器提出的要求主要是高效率地产生足够大的正弦交变功率,而对振荡频率的准确性和稳定性的要求一般不作苛求。

正弦波振荡器可分成两大类。一类是利用正反馈原理构成的反馈振荡器,它是目前应用最广的一类振荡器;另一类是负阻振荡器,它是将负阻器件直接接到谐振回路中,利用负阻器件的负电阻效应去抵消回路中的损耗,从而产生等幅的自由振荡,这类振荡器主要工作在微波频段。经过分析,可以看出反馈振荡器和负阻振荡器在工作原理上是一致的。

本章重点讨论通信系统中广泛应用的反馈型正弦波振荡器。

5.1 反馈振荡器的工作原理

图 5-1-1 所示的电路可以构成变压器耦合振荡电路,这是一个典型的反馈振荡电路。在组成上,反馈振荡器是由一个调谐放大器和反馈网络构成的闭合环路。由图 5-1-1 可见,当开关 S 置于端子 1 时,电路是一个普通的调谐放大器。而外加激励电压 $\dot{V}_s$ 就是放大器



微视频



微视频

的输入电压 $\dot{V}_i$, 若 $\dot{V}_s$ 为正弦信号, 则输出电压 $\dot{V}_o$ 为放大的正弦信号, 并且在变压器次级得到电压, 各电压的瞬时极性如图 5-1-1 所示。如果开关 S 倒向端子 2, 也就是用电压 $\dot{V}_f$ 代替信号 $\dot{V}_s$, 电路便成为一个带有反馈的调谐放大器, 假设代替过程转换得非常快, 以至于电路工作状态没有受到任何影响, 那么, 电路在不需要外激励信号时, 同样能够在集电极负载上得到幅度为 $\dot{V}_o$ 的输出电压。由于负载回路具有选频特性, 信号的频率必然与回路谐振频率一致。这样, 无需任何外激励信号, 电路就能自动产生频率和幅度一定的正弦信号, 电路成为一个自激振荡器。

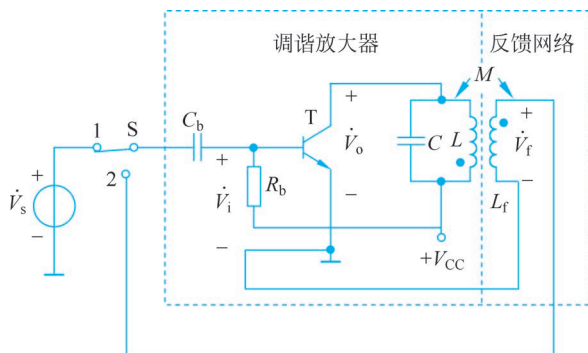


图 5-1-1 反馈振荡器的组成方框图及相应电路

现在的问题是, 最初的输入电压 $\dot{V}_i$ 是如何得到的。实际上, 振荡电路在刚接通电源时, 晶体管的电流将从零跃变到某一数值, 这种跃变电流具有很宽的频谱, 由于谐振回路的选频作用, 回路两端只建立振荡频率等于回路固有谐振频率的正弦电压 $\dot{V}_o$ 。当通过互感耦合网络得到反馈电压 $\dot{V}_f$, 再将 $\dot{V}_f$ 加至晶体管输入端时, 就是振荡器最初的激励信号电压 $\dot{V}_i$ 。 $\dot{V}_i$ 经过放大, 回路选频得到 $\dot{V}'_o$, 通过反馈网络又得到 $\dot{V}'_f$, 只要 $\dot{V}'_f$ 与 $\dot{V}_i$ 同相, 并且 $\dot{V}'_f > \dot{V}_i$, 尽管起始输出振荡电压 $\dot{V}_o$ 很微弱, 但是经过反馈, 放大选频, 再反馈, 再放大等多次循环, 一个与 LC 回路固有谐振频率相同的正弦振荡电压便由小到大增长起来, 这就是振荡建立的物理过程。

振荡建立以后, 振荡幅度会不会无限增加呢? 根据调谐放大器的分析可知, 调谐放大器的放大特性是非线性的, 因此, 当反馈电压使输入幅度不断增大时, 晶体管将进入大信号非线性工作状态, 致使放大器的输出电压增加趋于缓慢, 电压增益降低, 从而限制了输入电压的增长。这样, 当 $\dot{V}_f = \dot{V}_i$ 时达到平衡状态, 电路就进入了等幅振荡阶段。自激振荡的建立及进入等幅阶段的波形如图 5-1-2 所示。从起振到幅度稳定这段时间极其短暂, 在普通示波器上只能观察到平衡期间内的连续正弦振荡波形。

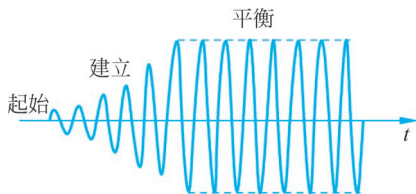


图 5-1-2 振荡幅度的建立与平衡

为了使振荡器从无到有产生一定频率和幅度的正弦信号, 并能稳定工作, 在构成电路时, 应该合理选择电路结构和元器件参数, 使电路满足振荡的 3 个基本条件: 平衡条件、起

振条件和稳定条件。

5.1.1 平衡和起振条件

1. 平衡条件

在图 5-1-1 所示的闭合环路中,开关 S 处得到的反馈电压 $\dot{V}_f$ 与放大器 $\dot{V}_i$ 之比,定义为它的环路增益

$$T(j\omega) = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \cdot \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} = A_v(j\omega)B_v(j\omega) \quad (5-1-1)$$

若在某一频率上(设为 ω_{osc}), $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_i$ 同相又等幅,即 $\dot{V}_f = \dot{V}_i$ 或

$$T(j\omega_{osc}) = 1 \quad (5-1-2)$$

则当环路闭合后,调谐放大器必将输出角频率为 ω_{osc} 的正弦振荡电压 $\dot{V}_o$,而它所需的输入电压 $\dot{V}_i$ 则全部由反馈电压 $\dot{V}_f$ 提供,无须外加输入电压。因而,式(5-1-2)就是振荡器输出等幅持续振荡必须满足的平衡条件,又称为巴克豪森准则(Barkhausen Criterion)。

若令 $T(j\omega_{osc}) = T(\omega_{osc})e^{j\varphi_T(\omega_{osc})}$,则式(5-1-2)又可写成

$$T(\omega_{osc}) = 1 \quad (5-1-3)$$

$$\varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5-1-4)$$

其中,式(5-1-3)称为振幅平衡条件,式(5-1-4)称为相位平衡条件。

例如,在图 5-1-1 的振荡电路中,由于共发射放大器的反相放大作用($\dot{V}_o$ 与 $\dot{V}_i$ 反相),因此,要保证 $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_i$ 同相,满足相位平衡条件,就必须要求 $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_o$ 反相。为此,变压器的初次级绕组必须有正确的绕向,如图中所标注的同名端。

2. 起振条件

实际上,满足平衡条件只是说明闭合环路能够维持等幅持续振荡,而没有说明该等幅持续振荡能否在接通电源后从无到有地建立起来,因而还要进一步讨论它的起振条件。从对图 5-1-1 所示电路的讨论可见,振荡器接通电源后能够从小到大建立起振荡的条件是

$$\dot{V}_f > \dot{V}_i \quad (5-1-5)$$

或

$$\begin{cases} T(\omega_{osc}) > 1 \\ \varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (5-1-6)$$

这就是反馈振荡器的起振条件。其中, $T(\omega_{osc}) > 1$ 称为振幅起振条件, $\varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi$ 称为相位起振条件。

总之,作为反馈振荡器,既要满足起振条件,又要满足平衡条件。为此,电源接通后,环路增益的模值 $T(\omega_{osc})$ 必须具有随振荡电压振幅 $\dot{V}_i$ 增大而下降的特性,如图 5-1-3 所示。环路增益的相角 $\varphi_T(\omega_{osc})$ 则必须维持在 $2n\pi$ 上(严格说来,振荡电压由小到大的建立过程中,由于管子的非线性特性,振荡频率是有变化的,不过这种变化很小,可忽略)。这样,起振时, $T(\omega_{osc}) > 1$, $\dot{V}_i$ 迅速增长,而后 $T(\omega_{osc})$ 下降, $\dot{V}_i$ 的增长速度变慢,直到 $T(\omega_{osc}) = 1$ 时,

$\dot{V}_i$ 停止增长,振荡器进入平衡状态,在相应的平衡振幅 V_{iA} 上维持等幅振荡。

为了获得图 5-1-3 所示特性,环路中必须包含非线性环节,在大多数振荡电路中,这个非线性环节是由主网络放大器(指调谐放大器)的非线性放大特性实现的。例如,在图 5-1-1 所示电路中,当电源刚接通时, $\dot{V}_i$ 很小,因而,放大器为小信号工作,其增益较大,相应的 $T(\omega_{osc})$ 为大于 1 的水平线。当 $\dot{V}_i$ 增大到一定数值后,放大器进入大信号工作。正如第 3 章指出的,由于电压传输特性的非线性,放大器增益将随 $\dot{V}_i$ 增大而减小,相应的 $T(\omega_{osc})$ 也就随 $\dot{V}_i$ 增大而下降,符合图 5-1-3 所示的特性。

5.1.2 稳定条件

振荡电路不可避免地受到电源电压、温度、湿度等外界因素变化的影响。这些变化将引起管子和回路参数的变化。同时,振荡电路内部存在着固有噪声,尽管它是起振时的原始输入电压,但是,进入平衡状态后却叠加在振荡电压上,引起振荡电压振幅及其相移的起伏波动。所有这些都将造成 $T(\omega_{osc})$ 和 $\varphi_T(\omega_{osc})$ 变化,从而破坏已维持的平衡条件。如果通过放大和反馈循环,振荡器越来越远离原来的平衡状态,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反复循环,振荡器能够产生回到原平衡状态的趋势,并在原平衡附近建立新的平衡状态;且当这些变化的因素消失以后,又能恢复到原平衡状态,则表明原平衡状态是稳定的。在稳定的平衡状态下,振荡器的振荡幅度和振荡频率虽然受到外界因素变化和内部噪声的影响而稍有变化,但不会导致停振或突变。

在日常生活中,也会遇到类似的情况。例如,不倒翁放在桌子上处于平衡状态,当有外力使它倾斜时,不倒翁总是具有恢复到原平衡状态的趋势;而当外力消失后又恢复到原平衡状态,因而这种平衡状态是稳定的。又如,一个小球放在球体上,处于平衡状态,当稍受冲击时,小球就会立即滚下球体,因而这种平衡状态是不稳定的。

可见,为了产生等幅持续的振荡,振荡器还必须满足稳定条件,保证所处平衡状态是稳定的。其稳定条件也包含两方面:振幅稳定条件和相位(频率)稳定条件。

1. 振幅稳定条件

事实上,在具有图 5-1-3 所示环路增益特性的环路中,不仅满足了振幅起振和振幅平衡条件,还满足了振幅稳定条件。例如,若某种原因使 $V_i > V_{iA}$,则由于 $T(\omega_{osc})$ 减小,因而通过每次放大和反馈后, V_i 将逐渐减小,最后在新的平衡值 V'_{iA} 上重新满足平衡条件。反之,若某种原因使 $V_i < V_{iA}$,则由于 $T(\omega_{osc})$ 增大,因而通过每次放大和反馈后, V_i 将逐渐增大,最后在新的平衡值上重新满足平衡条件。

如果环路增益特性如图 5-1-4 所示,则振荡器存在着两个平衡点 A 和 B,其中, A 点是稳定的,而由于 $T(\omega_{osc})$ 有随 V_i 增大而增加的特性, B 点是不稳定的。例如,若某种原因使 $V_i > V_{iB}$,则 $T(\omega_{osc})$ 随之增大,势必使 V_i 进一步增大,从而更偏离平衡点 B,最后到达平衡点 A;反之,若某种原因使 $V_i < V_{iB}$,则 $T(\omega_{osc})$ 随之减小,从而进一步加速 V_i 减小,直到停止振荡。在这种振荡器中,由于不满足振荡起振条件,因而必须外加大的电冲击(如用手拿金属棒接触基极),产生大于 V_{iB} 的起始扰动电压才能进入平衡点 A,产生持续等幅振荡。

通常将这种依靠外加冲击而产生振荡的方式称为硬激励。相应地,将电源接通后自动进入稳定平衡状态的方式称为软激励。

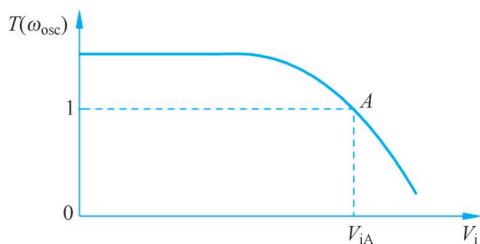


图 5-1-3 满足起振和平衡条件时的
环路增益特性

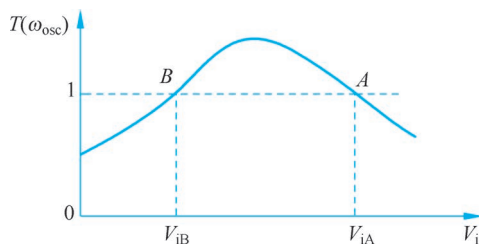


图 5-1-4 硬激励工作的环路增益特性

通过上述讨论可见,要使平衡点稳定, $T(\omega_{\text{osc}})$ 必须在 V_{iA} 附近具有负斜率变化,即随 V_i 增大而下降的特性,数学表示为

$$\left. \frac{\partial T(\omega_{\text{osc}})}{\partial V_i} \right|_{V_{iA}} < 0 \quad (5-1-7)$$

且这个斜率越陡,表明 V_i 的变化而产生的 $T(\omega_{\text{osc}})$ 变化越大,这样,只需很小的 V_i 变化就可抵消外界因素引起 $T(\omega_{\text{osc}})$ 的变化,使环路重新回到平衡状态,因而外界因素变化引起振荡幅度的波动也就越小。

2. 相位(频率)稳定条件

如前所述,振荡器满足相位平衡条件,即 $\varphi_T(\omega_{\text{osc}}) = 0$,表明每次放大和反馈后的电压(角频率为 ω_{osc})与原输入电压同相。现若由于某种原因(如温度、湿度等外界环境因素变化)使 $\varphi_T(\omega_{\text{osc}}) > 0$,则通过每次放大和反馈后的电压相位都将超前原输入电压相位。由于正弦电压的角频率是瞬时相位对时间的导数值(即 $\omega = \partial \varphi / \partial t$),因此,这种相位的不断超前表明振荡器的振荡角频率将高于 ω_{osc} 。反之,若由于某种原因使 $\varphi_T(\omega_{\text{osc}}) < 0$,则由于每次放大和反馈后的电压相位都要滞后于原输入电压相位,因而振荡角频率必将低于 ω_{osc} 。

如果 $\varphi_T(\omega_{\text{osc}})$ 具有随 ω 增加而减小的特性,如图 5-1-5 所示,则必将阻止上述频率的变化。例如,若由于某种原因导致频率高于原振荡频率,则由于 $\varphi_T(\omega)$ 随之减小, V_i 超前 V_i 的趋势必受到阻止,因而频率的增加也就受到了阻止,反之亦然。结果它们通过不断地放大和反馈,最后都将在原振荡频率附近(设为 ω'_{osc})达到新的平衡,使 $\varphi_T(\omega'_{\text{osc}}) = 0$ 。反之,假如 $\varphi_T(\omega)$ 随频率增大而增大,则不仅不会阻止振荡频率的增大,反而会加速振荡频率的增大,就无法实现新的相位平衡。

通过上述讨论可知,要使振荡器的相位平衡条件稳定, $\varphi_T(\omega)$ 必须在 ω_{osc} 附近具有负斜率变化,即随 ω 增大而下降的特性,数学表示为

$$\left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_{\text{osc}}} < 0 \quad (5-1-8)$$

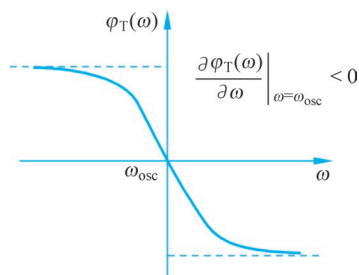


图 5-1-5 满足相位稳定条件的
 $\varphi_T(\omega)$ 特性

且这个斜率越陡,表明振荡频率变化而产生的 $\varphi_T(\omega)$ 变化越大,这样,只需很小的振荡频率变化就可抵消外界因素变化引起 $\varphi_T(\omega)$ 的变化,因而外界因素变化引起振荡频率的波动也就越小。式(5-1-8)就是振荡器的相位(频率)稳定条件。

现以图 5-1-1 所示的变压器耦合振荡电路为例,简要说明实际电路是如何满足相位稳定条件的。

在该电路中, $\varphi_T(\omega)$ 由两部分组成: 放大器输出电压 $\dot{V}_o$ 对输入电压 $\dot{V}_i$ 的相移 $\varphi_A(\omega)$ 和反馈网络反馈电压 $\dot{V}_f$ 对 $\dot{V}_o$ 的相移 $\varphi_f(\omega)$, 即 $\varphi_T(\omega) = \varphi_A(\omega) + \varphi_f(\omega)$ 。其中, $\varphi_A(\omega)$ 除放大管相移外, 主要是并联谐振回路的相移 $\varphi_Z(\omega)$, 它在谐振频率附近随 ω 的变化较快, 相比之下 $\varphi_f(\omega)$ 随 ω 变化要缓慢得多, 可近似认为它是与 ω 无关的常数。因此, $\varphi_Z(\omega)$ 随 ω 的变化特性可代表 $\varphi_T(\omega)$ 随 ω 的变化特性。一个并联谐振回路如图 5-1-6(a) 所示, 它的相频特性可近似表示为

$$\varphi_Z(\omega) = -\arctan \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} Q_L \quad (5-1-9)$$

式中, ω_0 和 Q_L 分别为回路的谐振角频率和有载品质因数。相应画出的相频特性曲线如图 5-1-6(b) 所示。可见, 在实际振荡电路中, 是依靠具有负斜率相频特性的谐振回路来满足相位稳定条件的, 且 Q_L 越大, $\varphi_Z(\omega)$ 随 ω 增加而下降的斜率就越大, 振荡器的频率稳定度也就越高。

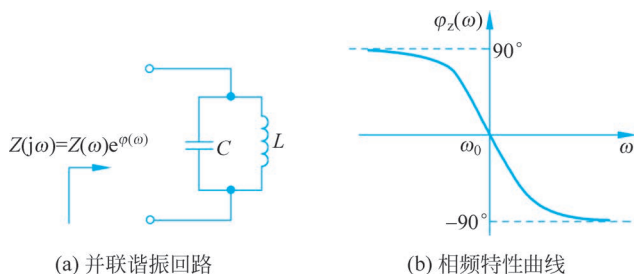


图 5-1-6 谐振回路的相频特性曲线

5.1.3 基本组成及其分析方法

综上所述, 要产生稳定的正弦振荡, 振荡器必须满足振荡的起振条件、平衡条件和稳定条件, 它们是缺一不可的。因此, 在主网络和反馈网络组成的闭合环路中, 必须包含可变增益放大器和相移网络。前者应提供足够的增益, 且其值具有随输入电压增大而减小的特性; 而后者应具有负斜率变化的相频特性, 且为环路提供合适的相移, 保证环路在振荡频率上的相移为零(或 $2n\pi$)。

各种反馈振荡电路的区别就在于可变增益放大器和相移网络的实现电路不同。常用的可变增益放大器有晶体三极管放大器、场效应管放大器、差分对管放大器和集成运放等。它们的可变增益特性有两种实现方法: 一种是利用放大管固有的非线性, 这种方法称为内稳幅, 图 5-1-1 就属于内稳幅的电路; 另一种是保持放大器线性工作, 而另外插入非线性环节, 共同组成可变增益放大器, 这种方法称为外稳幅, 下面将结合具体电路进行介绍。常用的相移网络有 LC 谐振回路、RC 相移和选频网络、石英晶体谐振器等, 它们都可具有负斜率变化

的相频特性。目前应用最广的是下列 3 种振荡器：采用 LC 谐振回路的 LC 振荡器、采用石英晶体振荡器的晶体振荡器、采用 RC 移相网络或 RC 选频网络的 RC 振荡器。

可见,任何反馈振荡器都是含有电抗元件的非线性闭环系统,借助计算机,可对它们进行近似数值分析。在工程上,目前还广泛采用下列的近似分析方法。

首先,检查振荡电路是否包含可变增益放大器和相频特性具有负斜率变化的相移网络,闭合环路是否是正反馈。

其次,分析起振条件。起振时,放大器为小信号线性放大工作,可以用小信号等效电路分析方法导出 $T(j\omega)$,并由此求出起振条件以及由起振条件决定电路参数及相应的振荡频率。

如果实际振荡电路合理,又满足起振条件,振荡器就能进入稳定的平衡状态。进入平衡状态后,相应的振荡电压振幅一般通过实验确定。

最后,分析振荡器的频率稳定度,并得出改进措施。

5.2 LC 正弦波振荡器

采用 LC 谐振回路作为相移网络的 LC 正弦波振荡器有各种实现电路,目前应用最广的是互感耦合振荡电路、三端式振荡电路等。

5.2.1 互感耦合振荡器

互感耦合振荡器(或变压器反馈振荡器)有 3 种形式:调集电路、调发电路和调基电路,这是根据振荡回路是在集电极、发射极或基极来区分的。图 5-2-1(a)所示为调集振荡器电路,图 5-2-1(b)、(c)分别为调发、调基振荡器电路。为了满足产生自激的相位平衡条件,图中用“·”示出了同名端,接线时必须注意。由于基极和发射极之间的输入阻抗比较低,为了避免过多地影响回路的 Q 值,故在图 5-2-1(b)、(c)这两个电路中,晶体管与振荡回路作部分耦合。



微视频

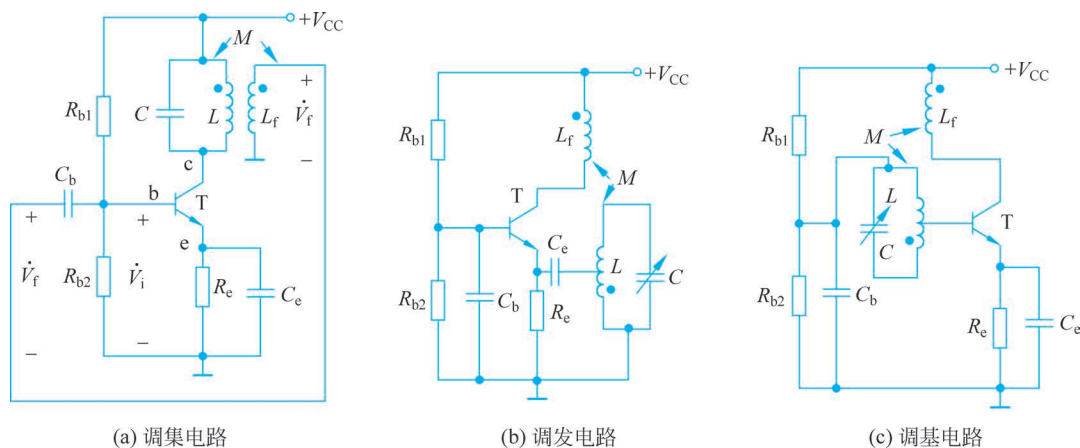


图 5-2-1 互感耦合调集、调发、调基振荡电路

调集电路又分为共发射和共基两种类型,图 5-2-1(a)为共发射调集电路。调集电路在高频输出方面比其他两种电路稳定,而且幅度较大,谐波成分较小。调基电路振荡频率在较

宽的范围改变时,振幅比较平稳。

从前面的分析中可见,振荡器必须满足振幅和相位平衡条件,才能产生等幅的正弦振荡。对于互感耦合振荡器,正确选择同名端,只要适当调节互感量 M ,并保证一定的偏置,使得晶体管的跨导 g_m 达到一定值以满足振荡的振幅条件;正确选择同名端的位置可使相位满足正反馈条件。下面从相位平衡条件和振幅起振条件出发对互感耦合振荡电路进行分析,确定电路工作须达到的要求。

图 5-2-2 为图 5-2-1 振荡电路的交流通路。对于图 5-2-2(a) 的电路,假设输入端(基极)的振荡信号电压极性为正,由于放大器为共发射极调谐放大器,集电极的振荡信号电压与基极端的电压相位相反,因而同名端的信号电压为正,故反馈电压 $\dot{V}_f$ 与原输入电压 $\dot{V}_i$ 同相,所以该调集电路满足相位平衡条件。

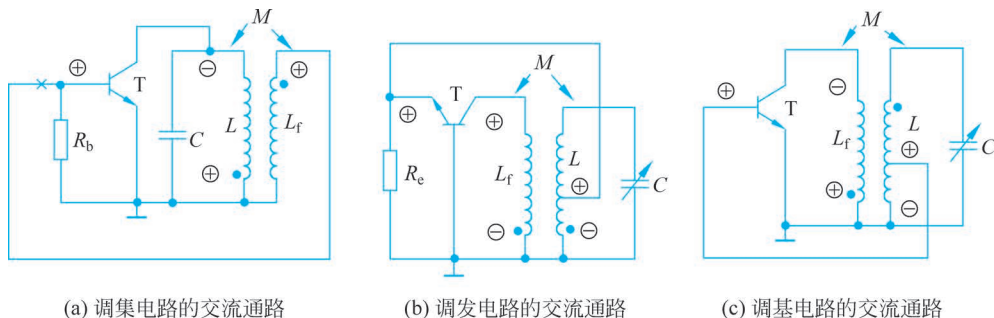


图 5-2-2 交流通路

对于图 5-2-2(b) 的电路,假设输入端(发射极)的振荡信号电压极性为正,引起集电极电流减小,在集电极电感线圈中产生感应电动势,同名端的电压极性为负,则通过互感 M 的耦合反馈到发射极的电压 $\dot{V}_f$ 的极性为正,与原输入信号 $\dot{V}_i$ 同相,所以该调发电路满足相位平衡条件。

对于图 5-2-2(c) 的电路,假设输入端(基极)振荡信号电压的极性为正,引起集电极电流的增加,该电流使得集电极的电感线圈产生感应电动势,同名端的电压极性为正,通过互感 M 的耦合,在回路两端产生的电压上负下正,因而基极得到的反馈电压 $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_i$ 同相,所以该调基电路满足相位平衡条件。

如果电路又同时满足振幅条件,就可以产生正弦振荡了。下面仅对图 5-2-2(a) 电路进行分析。设工作频率远小于晶体管的特征频率,忽略其内部反馈的影响,用平均参数画出图 5-2-2(a) 电路的大信号等效电路,如图 5-2-3 所示。其中, r 为电感线圈中的损耗电阻, G_m 、 G_{oe} 、 G_{ie} 为平均参数。

$\dot{V}_o$ 的表达式为

$$\dot{V}_o = \frac{-G_m \dot{V}_i}{G_{oe} + j\omega C + p^2 G_{ie} + 1/(r + j\omega L)} \quad (5-2-1)$$

故

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{G_m}{G_{\Sigma} + j\omega C + 1/(r + j\omega L)} \quad (5-2-2)$$

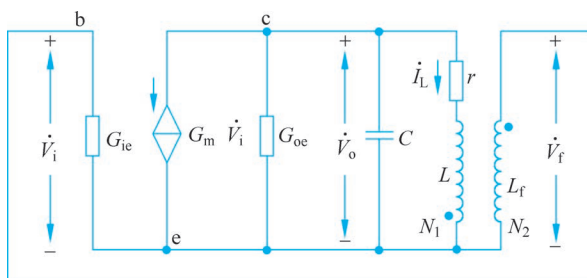


图 5-2-3 大信号等效电路

式中, $G_{\Sigma} = G_{oe} + p^2 G_{ie}$, $p = \frac{N_2}{N_1}$ 。

而

$$\dot{B}_v = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} = \frac{-j\omega M \dot{I}_L}{(r + j\omega L) \dot{I}_L} = \frac{-j\omega M}{r + j\omega L} \quad (5-2-3)$$

根据巴克豪森准则, $\dot{A}_v \dot{B}_v = 1$, 即

$$\dot{A}_v \dot{B}_v = \frac{G_m}{G_{\Sigma} + j\omega C + 1/(r + j\omega L)} \cdot \frac{j\omega M}{r + j\omega L} = 1 \quad (5-2-4)$$

可得

$$\begin{cases} (rG_{\Sigma} + 1 - \omega^2 LC) + j\omega(LG_{\Sigma} + rC - MG_m) = 0 \\ \omega(LG_{\Sigma} + rC - MG_m) + j(\omega^2 LC - 1 - rG_{\Sigma}) = 0 \end{cases} \quad (5-2-5)$$

即

$$\begin{cases} 1 + rG_{\Sigma} - \omega^2 LC = 0 \\ LG_{\Sigma} + rC - MG_m = 0 \end{cases} \quad (5-2-6)$$

解上述方程组得

$$\begin{cases} \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{rG_{\Sigma} + 1} \\ G_m = \frac{LG_{\Sigma} + rC}{M} \end{cases} \quad (5-2-7)$$

起振时, 应用微变参数代替平均参数, 因此互感耦合振荡器的起振条件为

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

上式说明, 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 ∞ , 这表明电路已不再能产生振荡了。

振荡频率是振荡器的重要参数, 由式(5-2-7)可以看出振荡器的振荡频率和晶体管的参数有关。式中只表示出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也有较大影响, 极间电容又与温度有关, 这不利于提高振荡器的频率稳定性。

互感耦合振荡器在调整反馈(改变 M)时, 基本上不影响振荡频率。但由于分布电容的

存在,在频率较高时,很难做出稳定性高的变压器。因此,它们的工作频率不宜过高,一般应用于中、短波段。

5.2.2 三端式振荡器

1. 电路组成法则

图 5-2-4 给出了两种基本类型三端式振荡器的原理电路(交流通路)。图 5-2-4(a)所示为电容三端式电路,又称为考毕兹电路,它的反馈电压取自由 C_1 和 C_2 组成的分压器,也可称为电容反馈振荡电路。图 5-2-4(b)所示为电感三端式电路,又称为哈脱莱电路或电感反馈式振荡电路,它的反馈电压取自由 L_1 和 L_2 组成的分压器,它们的共同特点是交流通路中三极管的 3 个电极与谐振回路的 3 个引出端点相连接。其中,与发射极相接的为两个同性电抗,而另一个(接在集电极与基极间)为异性电抗。可以证明,凡是按这种规定连接的三端式振荡电路,必定满足相位平衡条件,实现正反馈。因而,这种规定成为三端式振荡电路的组成法则,利用这个法则,可以判断三端式振荡电路的连接是否正确。

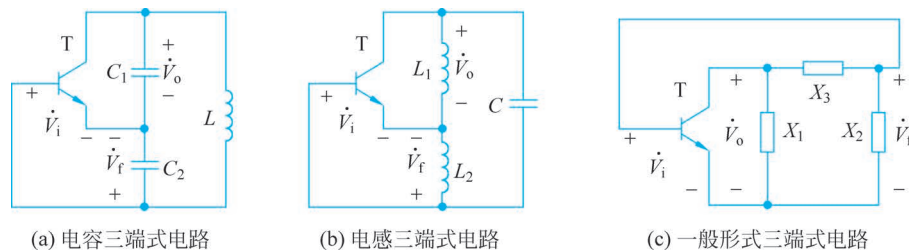


图 5-2-4 三端式振荡器的原理电路

为了便于证明,将三端式电路画成如图 5-2-4(c)所示的一般形式电路。如果忽略三极管输入和输出阻抗,且回路品质因数足够高,则当回路谐振,即 $X_1 + X_2 + X_3 \approx 0$ 时,回路呈纯电阻。因而,根据图中规定的电压正方向,放大器的输出电压 $\dot{V}_o$ 与其输入电压 $\dot{V}_i$ 反相,而反馈电压 $\dot{V}_f$ 又是 $\dot{V}_o$ 。在 X_3 、 X_2 支路中分配在 X_2 上的电压,即

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

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

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,不同的只是在这种情况下, $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_o$ 已不再是反相,而是在 $-\pi$ 上附加了一个相移,因而,为了满足相位平衡条件, $\dot{V}_o$ 对 $\dot{V}_i$ 的相移也应在 $-\pi$ 上附加数值相等、符号相反的相移。所以,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,而是稍有偏离。

2. 三端式振荡器电路

图 5-2-5 给出了两种电容三端式振荡器电路。图中, R_{b1} 、 R_{b2} 和 R_e 为分压式偏置电阻, C_c 、 C_b 和 C_e 为旁路和隔直流电容, R_c 为集电极直流负载电阻, R_L 为输出负载电阻, L 、 C_1 和 C_2 为并联谐振回路。两种电路的区别仅是三极管交流接地的电极不同。在图 5-2-5(a)

电路中,三极管发射极通过 C_e 交流接地,因而 C_2 上反馈到发射结的电压必须加到三极管基极上;在图 5-2-5(b) 电路中,三极管基极通过 C_b 交流接地,因而 C_2 上反馈到发射结的电压必须加到三极管发射极上。

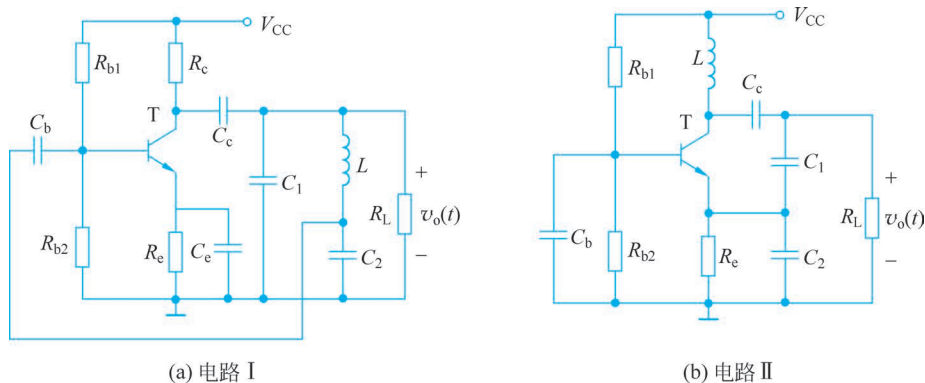


图 5-2-5 电容三端式振荡器电路

就两种电路的交流通路而言,如图 5-2-6 所示,不论三极管哪个电极交流接地,相移网络的 3 个端点与三极管之间的连接满足上述电路组成法则,即与发射极相连的是两个同性质的容性电抗,不与发射极相连的是性质相异的电抗。

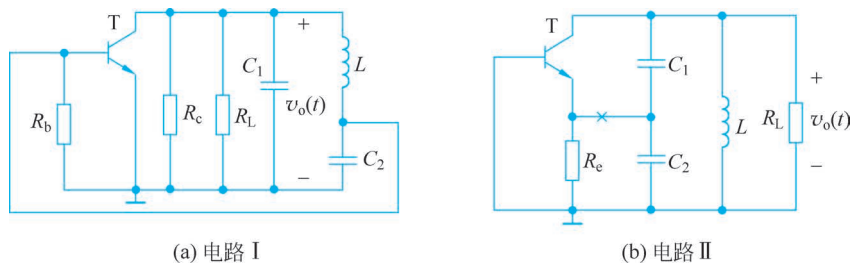


图 5-2-6 对应图 5-2-5 电路的交流通路

电路中,作为可变增益器件的三极管,必须由偏置电路设置合适的静态工作点,以保证起振时工作在放大区,提供足够的增益,满足振幅起振条件。起振后,振荡振幅增长,直到三极管开始呈现非线性放大特性时,放大器的增益将随振荡振幅增大而减小。同时,偏置电路产生的自给偏置效应又进一步加速放大器增益的下降。

为了说明这个问题,以图 5-2-5(b) 所示电路为例,画出它的直流偏置电路,如图 5-2-7(a) 所示, $V_{BB} = V_{CC} R_{b2} / (R_{b1} + R_{b2})$, $R_b = R_{b1} R_{b2} / (R_{b1} + R_{b2})$ 。由图可见,起振时,加在发射结上的偏置电压 V_{BE} 即为静态偏置电压 $V_{BEQ} = V_{BQ} - V_{EQ}$, 其中, $V_{BQ} = V_{BB} - I_{BQ} R_b$, $V_{EQ} = I_{EQ} R_e$, 当 v_i 增大到振荡管具有非线性放大特性时, v_i 的一部分进入截止区,如图 5-2-7(b) 所示。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 I_{c0} (I_{b0}) 将大于静态值,且随 v_i 增大而增大,结果是 $V_{B0} = V_{BB} - I_{b0} R_b$ 减小且 $V_{E0} = I_{c0} R_e$ 增大,相应的 $V_{BE0} = V_{B0} - V_{E0}$ 减小。可见,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。

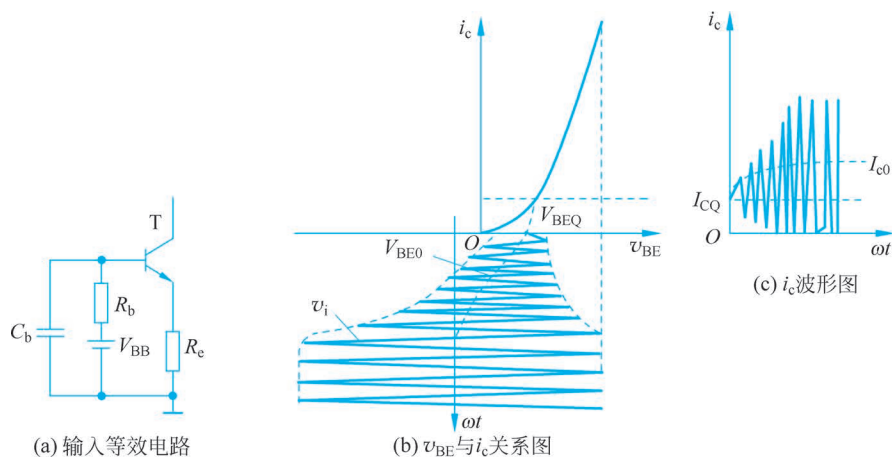


图 5-2-7 自给偏置效应

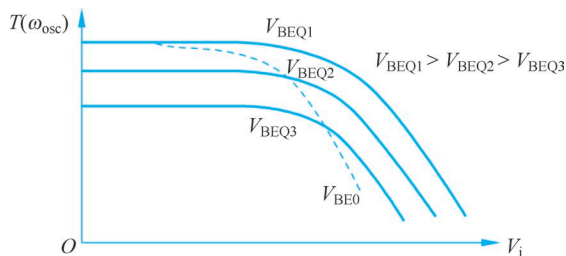


图 5-2-8 自给偏压效应对环路增益的影响

上面介绍了电容三端式振荡器电路。用同样方法也可画出电感三端式振荡器电路,如图 5-2-9 所示,图中,各元件的作用与电容三端式电路相同,这里不再赘述。需要注意的是,电路中 L_2 必须通过隔直电容(C_b 或 C_e)接到基极或发射极上,以防止偏置电路(R_{b2} 或 R_e)被 L_2 短路。

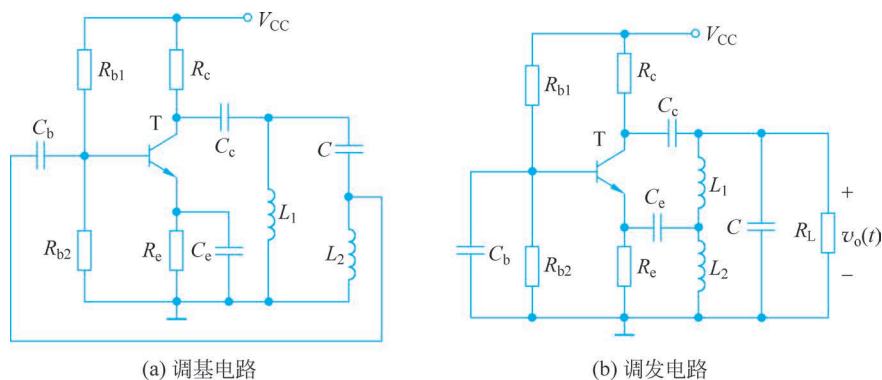


图 5-2-9 电感三端式振荡器电路

两类三端式振荡电路各有其优点和缺陷。其中,电感反馈振荡电路的优点是:两个电感之间存在互感,故容易起振;振荡频率可以通过改变电容的参数得到调整,并且不影响电路的反馈系数。其振荡波形不及电容反馈式振荡器的振荡波形,原因是反馈支路为感性支路,对高次谐波呈现高阻抗,形成对 LC 回路中高次谐波的较强反馈,使波形失真;振荡频率较高时,

两个电感上的分布电容和晶体管的极间电容均与电感并联,使反馈系数随频率变化而改变,工作频率越高,分布参数的影响也越严重,可能使反馈系数减小达不到起振条件。

与电感反馈振荡电路相比,电容反馈振荡电路的优点是输出波形较好,因为反馈电容对于高次谐波呈现为小阻抗,高次谐波形成的反馈分量很小,波形接近于正弦波;其次,电路中的分布电容、晶体管极间电容均是与电容并联,使回路总电容变大,不稳定参数的影响相对减弱,从而可以提高频率稳定度。当工作频率较高时,需要的电容量很小,甚至可以利用晶体管的输入和输出电容作为回路电容,这也使得电容反馈振荡电路适于工作在较高频率段。这种振荡电路也存在一个缺点:若调整其中一个电容值改变振荡频率时,反馈系数也会改变。不过,这个影响可以通过在电感支路上加上可变电容来解决,保持影响反馈系数的两个电容不变,调整可变电容,就能单独调整振荡频率而不影响反馈系数。

因此,尽管电感反馈式振荡电路的工作频率也能达到甚高频波段,但在这个波段优先选用电容反馈式振荡电路。

3. 电容三端式振荡电路的起振条件

推导环路增益 $T(j\omega)$ 时,应将闭合环路断开。断开点如何选择并不重要,不同断开点导出的 $T(j\omega)$ 表示式都是一样的,断开点的选择一般以便于分析为主。

现以图 5-2-6(b) 所示电路为例,在“×”处断开,断开的等效电路应考虑断开点左右电路的相互影响。未断开的电路中, C_2 两端电压为反馈电压,作放大器的发射极和基极之间的输入信号;发射结和 R_e 的并联电路可视为部分接入谐振回路的阻抗。将电路断开后,应在断开点的左面加环路的输入电压 $V_i(j\omega)$; 而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,表示为

$$R_p \approx \omega L Q_0$$

式中, Q_0 为回路的固有品质因数。

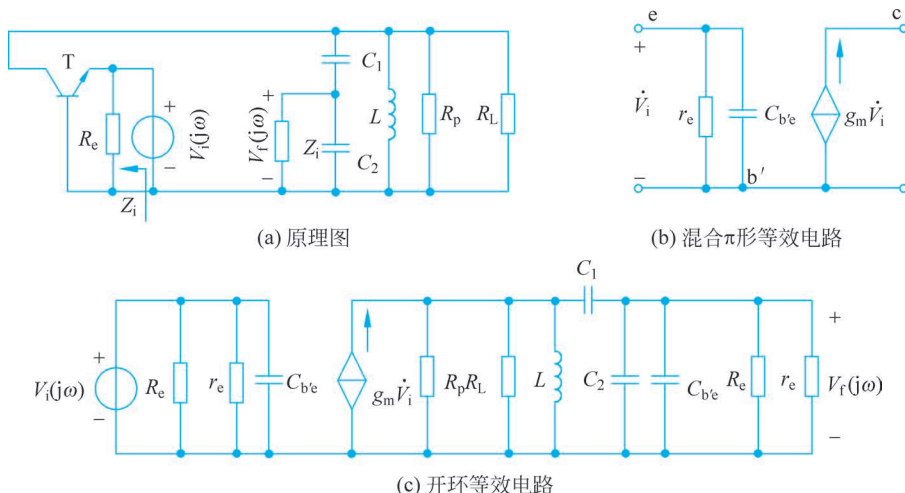


图 5-2-10 推导 $T(j\omega)$ 的等效电路

由图 5-2-10 可见,环路在“×”处断开后,三极管接成共基组态,将它用混合 π 形等效电路表示。当振荡频率远小于管子的特征频率 f_T 时,为了简化分析,忽略 $r_{b'b}$ 、 r_{ce} 和 $C_{b'c}$,得到的简化等效电路如图 5-2-10(b) 所示。可见,输入阻抗 $Z_i = R_e // r_e // (1/j\omega C_{b'e})$, 其中, $r_e = 26\text{mV}/I_{EQ}$, 因而画出推导 $T(j\omega)$ 的等效电路如图 5-2-10(c) 所示。

令 $R'_L = 1/g'_L = R_L // R_p$, $R_i = 1/g_i = R_e // r_e$, $C'_2 = C_2 + C_{b'e}$, 且设 $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$, $Z_2 = \frac{1}{g_i + j\omega C'_2}$ 及 $Z_3 = \frac{1}{g'_L + 1/j\omega L}$, 则由图 5-2-11 求得反馈电压 $V_f(j\omega)$ 为

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

所以

$$T(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{g_m}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_1}{Z_2 Z_3}} \quad (5-2-8)$$

将 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 表达式代入式(5-2-8), 经整理得

$$T(j\omega) = \frac{g_m}{A + jB} = T(\omega) e^{j\varphi_T(j\omega)} \quad (5-2-9)$$

其中, $T(\omega) = \frac{g_m}{\sqrt{A^2 + B^2}}$, $\varphi_T(j\omega) = -\arctan \frac{B}{A}$ 。 $A = g'_L + g_i + g'_L \frac{C'_2}{C_1} - \frac{g_i}{\omega^2 LC_1}$, $B = \omega C'_2 - \frac{1}{\omega C_1} g_i g'_L - \frac{C'_2}{\omega LC_1} - \frac{1}{\omega L}$ 。

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

$$\omega_{osc}^2 LC_1 C'_2 - C_1 - C'_2 - L g_i g'_L = 0 \quad (5-2-10)$$

$$g_m > g'_L \left(1 + \frac{C'_2}{C_1}\right) + g_i \left(1 - \frac{1}{\omega_{osc}^2 LC_1}\right) \quad (5-2-11)$$

下面对上述起振条件进行简要的讨论。

1) 振荡角频率 ω_{osc}

振荡器的振荡角频率 ω_{osc} 由相位起振条件确定。求解式(5-2-10), 得

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_i g'_L}{C_1 C'_2}} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{g_i g'_L}{\omega_0^2 C_1 C'_2}} \quad (5-2-12)$$

式中, $C = \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 分别为回路的总电容和固有谐振角频率。

上式表明, 电容三端式振荡器的振荡角频率 ω_{osc} 不仅与 ω_0 有关, 还与 g_i 、 g'_L 即回路固有谐振电阻 R_p 、外接电阻 R_L 和 R_i 有关, 且 $\omega_{osc} > \omega_0$ 。在实际电路中, 一般满足

$$\omega_0^2 C_1 C'_2 \gg g_i g'_L$$

因此, 工程估算时, 可近似认为

$$\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5-2-13)$$

2) 振荡起振条件的简化

工程估算时, 令 $\omega = \omega_{osc} \approx \omega_0$, 代入式(5-2-11), 振荡起振条件简化为

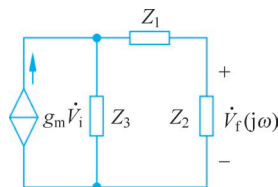


图 5-2-11 简化电路

$$g_m > g'_L \left(\frac{C_1 + C'_2}{C_1} \right) + g_i \left(\frac{C_1}{C_1 + C'_2} \right) \quad (5-2-14)$$

设

$$p = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$$

p 称为电容分压比,将式(5-2-14)改写为

$$g_m > \frac{1}{p} g'_L + p g_i \quad (5-2-15)$$

或

$$p \frac{g_m}{g'_L + p^2 g_i} > 1 \quad (5-2-16)$$

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 C'_2 组成)的反馈系数 B_v ,这样,式(5-2-16)又可表示为

$$A_v(\omega_0) B_v > 1$$

上式表明,要满足振幅起振条件,应增大 $A_v(\omega_0)$ 和 B_v 。不过,增大 B_v (即 p), $p^2 g_i$ 增大,必将造成 $A_v(\omega_0)$ 减小;反之,减小 B_v ,虽能提高 $A_v(\omega_0)$,但也不能增大 $T(\omega_0)$ 。因此,要增大 $T(\omega_0)$, p 取值应适中。再则,提高三极管集电极静态电流 I_{CQ} ,可以增大 g_m ,从而提高 $A_v(\omega_0)$,但是, I_{CQ} 不宜过大,否则, $g_i \approx \frac{\alpha}{r_e} = g_m$ 会过大,造成回路有载品质因数过低,谐波分量影响加大,降低振荡频率稳定性。一般 I_{CQ} 取值为 $1 \sim 5\text{mA}$ 。实践表明,若选用的振荡管,其 f_T 大于振荡频率 5 倍以上, R_L 又不太小(大于 $1\text{k}\Omega$),且 p 取值适中,一般都能满足振幅起振条件。

顺便指出,若将图 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, $g_{ie} = \frac{1}{R_e} + \frac{1}{r_{b'e}}$,

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

用工程估算法将 g_{ie} 和 g'_L 折算到集射极间,分别为 $(C_1/C'_2)^2 g_{ie}$ 和 $[(C_1 + C'_2)/C'_2]^2 g'_L$,如图 5-2-12(c)所示。由图求得放大器在回路谐振时的增益为

$$A_v(\omega_0) = - \frac{g_m}{[(C_1 + C'_2)/C'_2]^2 g'_L + (C_1/C'_2)^2 g_{ie}} \quad (5-2-17)$$

反馈系数为

$$B_v = \frac{-1/\omega_0 C'_2}{\omega_0 L - 1/\omega_0 C'_2} = - \frac{C_1}{C'_2} \quad (5-2-18)$$

因而振幅起振条件为

$$g_m > \left(\frac{C'_2}{C_1} \right) \left[\left(\frac{C_1 + C'_2}{C'_2} \right)^2 g'_L + \left(\frac{C_1}{C'_2} \right)^2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \right] \quad (5-2-19)$$

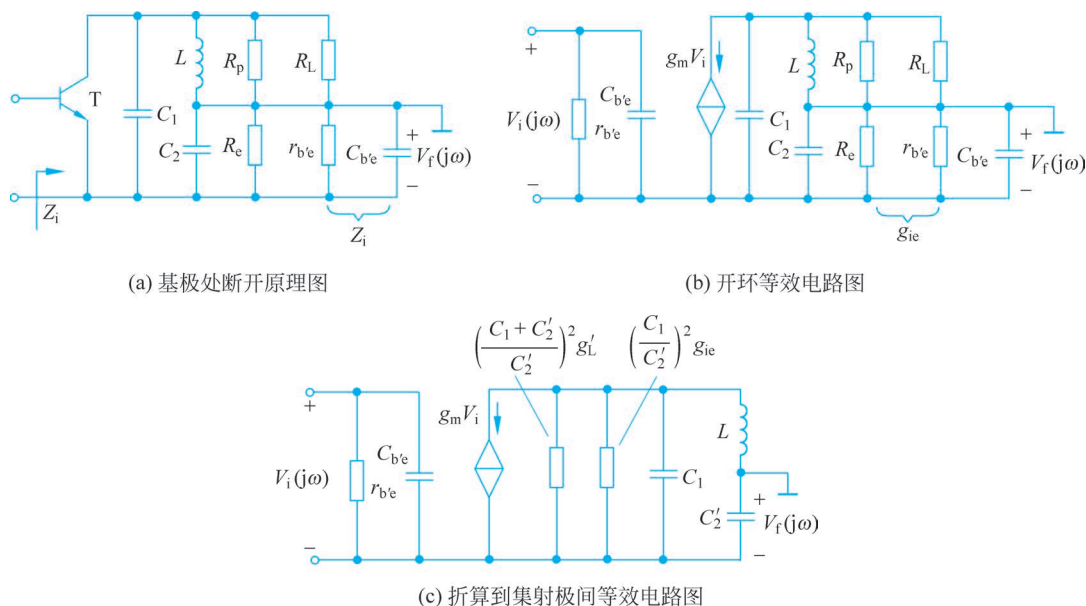


图 5-2-12 在基极处断开的等效电路

将 $r_{b'e} = (1+\beta)r_e$, $g_m = \alpha/r_e$, $\beta = \alpha/(1-\alpha)$ 分别代入式(5-2-15)和式(5-2-19), 经整理, 它们都可变换为同一表达式, 即

$$g_m > \frac{\alpha(C_1 + C'_2)^2}{[\alpha(C_1 + C'_2) - C_1]C_1} g'_L + \frac{\alpha C_1}{\alpha(C_1 + C'_2) - C_1} \frac{1}{R_e} \quad (5-2-20)$$

当 $\alpha \approx 1$ 时, 上式简化为

$$g_m > \frac{(C_1 + C'_2)^2}{C_1 C'_2} g'_L + \frac{C_1}{C'_2} \frac{1}{R_e} \quad (5-2-21)$$

可见, 正如本小节开始提到的, 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。

4. 用工程估算法求起振条件

通过上述讨论可知, 采用工程估算法可以大大简化起振条件的分析过程。分析步骤可归纳如下。

- (1) 将闭合环路断开, 画出推导 $T(j\omega)$ 的开环等效电路;
- (2) 求出谐振回路的固有谐振角频率 ω_0 , 并令 $\omega_{osc} \approx \omega_0$;
- (3) 将接在谐振回路各部分的电导(或电阻)折算到集电极上, 分别求出放大器回路谐振时的增益和反馈系数, 便可得到振幅起振条件。

5.2.3 LC 正弦波电路的分析举例

在结束本节前, 为了便于理解本节讨论的内容, 下面举几个实例。

例 5-2-1 试判断图 5-2-13(a) 所示交流通路能否满足相位平衡条件。

解 若 LC_3 串联支路呈感性, 则该电路符合三端式电路组成法则, 即与发射极连接的为 C_1 和 C_2 , 而不与发射极连接的为感性电抗。可以满足相位平衡条件, 因此, 振荡频率必

定高于 LC_3 支路的串联谐振频率(高于谐振频率时,串联支路呈感性)。工程估算时,其振荡频率近似为

$$\omega_{\text{osc}} \approx \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

其中, C 是 C_1 、 C_2 、 C_3 的串联电容值。若设 C_3 远小于 C_1 和 C_2 , 则 $C \approx C_3$, 这个电路就是下面将要介绍的克拉泼(Clapp)振荡电路, 它是电容三端式电路的改进电路。

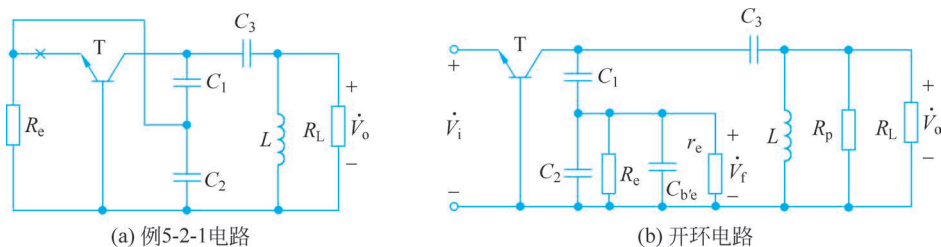


图 5-2-13 例 5-2-1 电路及其开环电路

例 5-2-2 试求例 5-2-1 电路的振幅起振条件。

解 在“×”处断开, 得到如图 5-2-13(b) 所示的开环电路。将它与电容三端式电路(图 5-2-10)比较, 可以看到, 反馈网络的反馈系数保持不变, 仍为 $p = C_1/(C_1 + C'_2)$, $C'_2 = C_2 + C_{b'e}$, 不同的仅是 $R'_L (R_L // R_p)$ 需要通过 C_3 和 $C_{12} = C_1 C'_2 / (C_1 + C'_2)$ 的电容分压网络折算到集电极上, 折算后的数值为 $p_2^2 R'_L$ (或 g'_L / p_2^2), 其中 $p_2 = C_3 / (C_3 + C_{12})$, 因此, 该电路的振幅起振条件为

$$\frac{g_m}{g'_L / p_2^2 + p^2 g_i} p > 1$$

其中, $g_i = 1/r_e$ 。

例 5-2-3 图 5-2-14(a) 所示为三回路振荡器的交流通路, 图中, f_{01} 、 f_{02} 、 f_{03} 分别为 3 个回路的固有谐振频率, 试写出它们之间能满足相位平衡条件的两种关系式, 并指出两种情况下振荡频率处在什么范围内。

解 已知串联谐振回路和并联谐振回路在忽略回路损耗时的电抗特性曲线分别如图 5-2-14(b) 和(c) 所示。由图可见, 在串联谐振电路中, $\omega > \omega_0$ 时, $X > 0$, 呈感性; $\omega < \omega_0$ 时, $X < 0$, 呈容性。在并联谐振电路中, $\omega > \omega_0$ 时, $X < 0$, 呈容性; $\omega < \omega_0$ 时, $X > 0$, 呈感性。

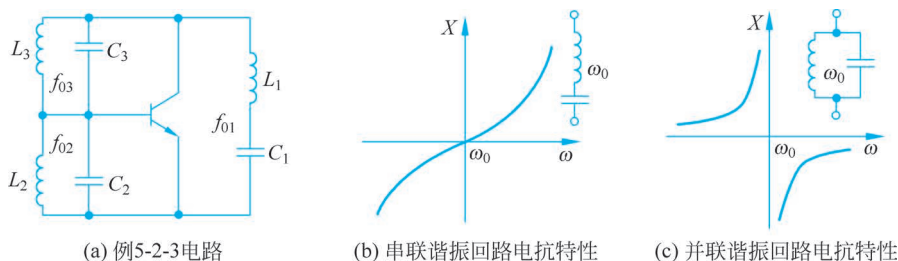


图 5-2-14 例 5-2-3 电路及串联和并联谐振回路的电抗特性曲线

根据上述电抗特性曲线, 对于图 5-2-14(a) 所示电路, 要满足三端式组成法则, 发射极接的两个回路应该呈相同阻抗特性, 可有下列两种情况。

(1) 构成电容三端式电路时, 要求 $L_1 C_1$ 回路和 $L_2 C_2$ 回路均呈容性失谐, $L_3 C_3$ 回路

呈感性失谐,若振荡频率为 f_{osc} ,则应满足 $f_{01} > f_{\text{osc}}, f_{02} < f_{\text{osc}}, f_{03} > f_{\text{osc}}$ 。

(2) 构成电感三端式电路时,要求 $L_1 C_1$ 回路和 $L_2 C_2$ 回路均呈感性失谐, $L_3 C_3$ 回路呈容性失谐。同理,应满足 $f_{01} < f_{\text{osc}}, f_{02} > f_{\text{osc}}, f_{03} < f_{\text{osc}}$ 。

例 5-2-4 试判断图 5-2-15(a) 所示场效应管振荡电路能否满足相位平衡条件,如果不能,试改正。

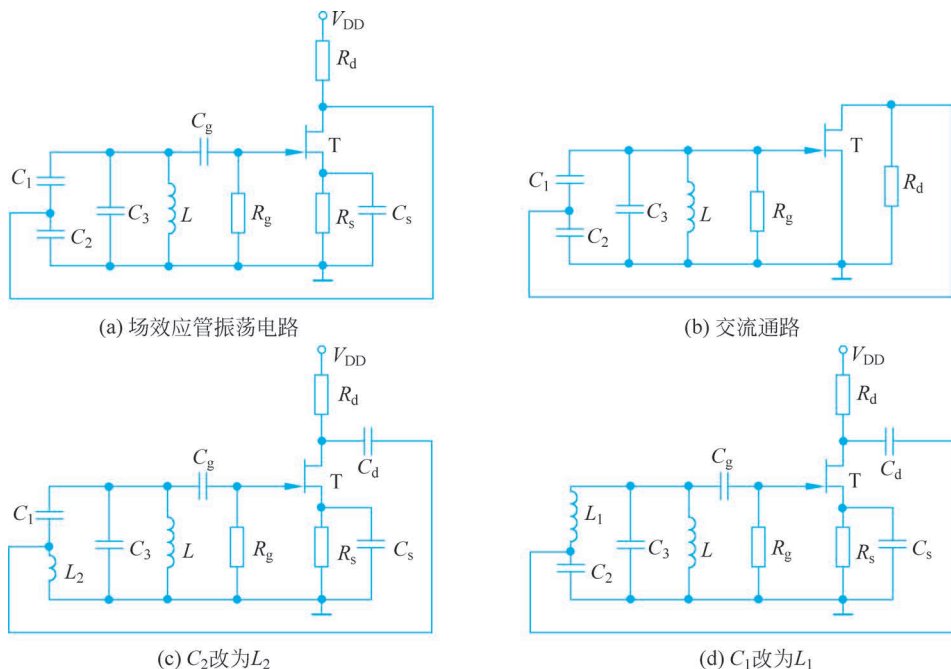


图 5-2-15 例 5-2-4 电路

解 用场效应管取代三极管,三端式电路组成法则不变,即与源极相连的为同性质电抗,不与源极相连的为异性电抗。

首先画出交流通路,如图 5-2-15(b) 所示。由图可见,若 LC_3 并联回路呈感性,则与源极相连的两个电抗为异性,不符合组成法则。又若 LC_3 并联回路呈容性,则与场效应管 3 个极连接的电抗均为容性,也同样不符合组成法则,因此,这个电路不满足相位平衡条件,不能振荡。

为了改正这个电路,可将 C_2 改为电感 L_2 ,如图 5-2-15(c) 所示,这时, LC_3 回路应呈感性。也可将 C_1 改为电感 L_1 ,如图 5-2-15(d) 所示,这时, LC_3 回路应呈容性。不过,无论采用哪种改正方法,都必须串接隔直流电容 C_d ,以防止漏极直流短路。

5.3 振荡器的频率稳定度

频率稳定度是振荡器的重要性能指标之一,其定义为: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。长期频率稳定度是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;短期频率稳定度是指一天内因温度、湿度、电源电



微视频



微视频

压等外界因素变化而引起振荡频率的相对变化量；瞬时频率稳定度(又称秒级频率稳定度)是指电路内部噪声引起振荡频率的相对变化量。

通常所讲的频率稳定度一般指短期频率稳定度。若将规定时间划分为 n 个等间隔,各间隔内实测的振荡频率分别为 $f_1, f_2, \dots, f_n$, 则当振荡频率规定为 f_{osc} (称为标称频率) 时, 短期频率稳定度的定义为

$$\frac{\Delta f_{\text{osc}}}{f_{\text{osc}}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[\frac{(\Delta f_{\text{osc}})_i}{f_{\text{osc}}} - \frac{\Delta f_{\text{osc}}}{f_{\text{osc}}} \right]^2} \quad (5-3-1)$$

式中, $(\Delta f_{\text{osc}})_i = f_i - f_{\text{osc}}$ 为第 i 个时间间隔内实测的绝对频差。

绝对频差的平均值称为绝对频率准确度, 见式(5-3-2)。显然, $\overline{\Delta f_{\text{osc}}}$ 越小, 频率准确度就越高。

$$\overline{\Delta f_{\text{osc}}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_i - f_{\text{osc}}) \quad (5-3-2)$$

对频率稳定度的要求视用途而异。用于中波广播电台发射机的频率稳定度为 10^{-5} 数量级, 电视发射机为 10^{-7} 数量级, 普通信号发生器为 $(10^{-4} \sim 10^{-5})$ 数量级, 高精度信号发生器为 $10^{-7} \sim 10^{-9}$ 数量级。

5.3.1 提高频率稳定度的基本措施

在讨论提高频率稳定度的措施时, 有必要先分析外界因素如何影响振荡频率的变化。这里主要对 LC 振荡器的频率稳定度进行讨论。

1. 频率稳定度的定性分析

前面已指出, 振荡频率是根据相位平衡条件即 $\varphi_T(\omega_{\text{osc}})$ 确定的, 而 $\varphi_T(\omega)$ 是由主网络相移 $\varphi_A(\omega)$ 和反馈网络相移 $\varphi_f(\omega)$ 两部分组成的, 其中, $\varphi_A(\omega)$ 主要取决于并联谐振回路的相移 $\varphi_Z(\omega)$, 它在谐振频率附近随 ω 的变化十分剧烈, 而 $\varphi_f(\omega)$ 随 ω 的变化相对要缓慢得多, 可近似认为它是与频率无关的常数, 并用 φ_f 表示, 这样, 相位平衡条件就可写成

$$\varphi_T(\omega_{\text{osc}}) = \varphi_Z(\omega) + \varphi_f = 0 \quad (5-3-3)$$

其中

$$\varphi_Z(\omega) = -\arctan Q_L \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \quad (5-3-4)$$

根据上述相位平衡条件, 振荡角频率 ω_{osc} 就是 $\varphi_Z(\omega)$ 曲线与高度为 $-\varphi_f$ 平线相交点所对应的角频率, 如图 5-3-1 所示。根据式(5-3-3)和式(5-3-4)可见, 影响振荡频率的参数是 ω_0 、 Q_L 和 φ_f , 因此, 讨论频率稳定度就是分析外界因素变化是如何通过这 3 个参数影响振荡频率变化的。

若外界因素(温度、湿度等)变化使 LC 谐振回路的 L 和 C 变化, 从而使其谐振角频率 ω_0 产生 $\Delta\omega_0$ 的变化, 则 $\varphi_Z(\omega)$ 曲线的形状不变, 仅是沿横坐标轴平移 $\Delta\omega_0$, 如图 5-3-1(a) 所示。可得出以下结论。

(1) 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 $\Delta\omega_{\text{osc}} = \Delta\omega_0$ 。

(2) 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 $\Delta\omega'_{osc} > \Delta\omega_{osc}$ 。

(3) 若外界因素变化使 φ_f 产生 $\Delta\varphi_f$ 的变化, 则 $\varphi_Z(\omega)$ 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, $\varphi_Z(\omega)$ 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 ($\Delta\omega'_{osc2} > \Delta\omega_{osc1}$)。同理, Q_L 越大, $\varphi_Z(\omega)$ 曲线越陡, 因而, $\Delta\varphi_f$ 引起振荡频率的变化量就越小 ($\Delta\omega'_{osc1} < \Delta\omega_{osc2}$)。

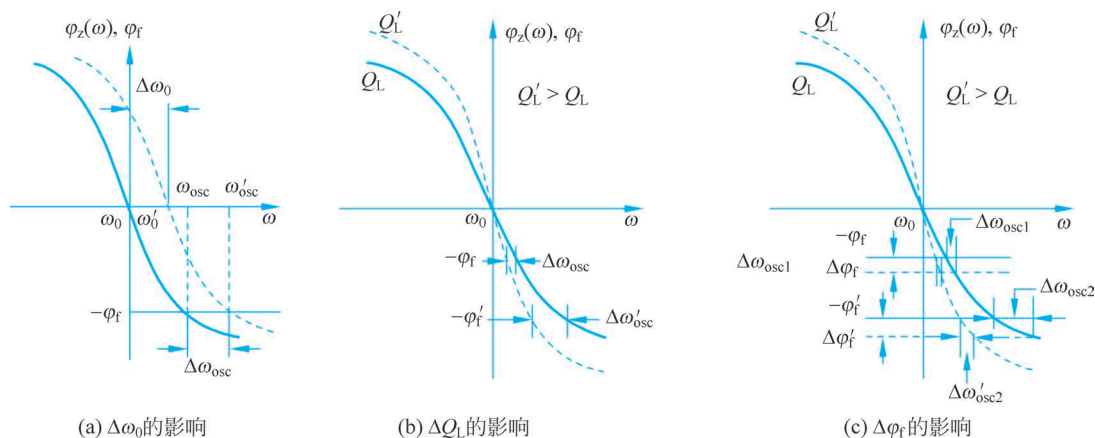


图 5-3-1 由相位平衡条件说明振荡频率不稳定的原因

综上所述, 为提高 LC 振荡器的频率稳定度, 可采取如下基本措施。一是减小 $\Delta\omega_0$ 、 ΔQ_L 和 $\Delta\varphi_f$, 尤其是 $\Delta\omega_0$, 为此, 必须减小外界因素的变化以及外界因素变化引起 ω_0 、 Q_L 、 φ_f 的变化, 即 ω_0 、 Q_L 、 φ_f 对外界因素变化的敏感度; 二是减小 φ_f 和增大 Q_L , 目的是减小由 ΔQ_L 和 $\Delta\varphi_f$ 引起的频率变化量。

2. 提高频率稳定度的措施

1) 减小外界因素的变化

影响振荡频率的外界因素有温度、湿度、大气压力、电源电压、周围磁场、机械振动以及负载变化等, 其中温度的影响最严重。这些外界因素的变化一般是无法控制的, 但可以设法减小它们作用在振荡器上的变化。例如, 采用减振装置来减小作用在振荡器上的机械振动; 将振荡器或其中的回路元件置于恒温槽内来减小温度的变化; 采用密封工艺来减小作用在振荡器上的湿度和大气压力的变化; 采用高稳定的稳压电源来减小电源的变化; 采用屏蔽罩来减小加在振荡器周围磁场的变化; 在振荡器与不稳定负载之间插入跟随器来减小加在振荡器上负载的变化等。

2) 提高振荡回路标准性

振荡回路标准性是指振荡回路在外界因素变化时保持固有谐振角频率 ω_0 不变的能力。回路标准性越高, 外界因素变化引起的 $\Delta\omega_0$ 就越小, 若设外界因素变化引起回路电感 L 和回路电容 C 的变化量分别为 ΔL 和 ΔC , 相应产生的回路谐振角频率变化量为 $\Delta\omega_0$, 则

$$\omega_0 + \Delta\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} = \omega_0 \left[\left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right) \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right) \right]^{-\frac{1}{2}}$$

将上式展开, 忽略高阶小量, 简化为

$$\omega_0 + \Delta\omega_0 \approx \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}\right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}\right) \approx \omega_0 - \frac{1}{2} \omega_0 \frac{\Delta L}{L} - \frac{1}{2} \omega_0 \frac{\Delta C}{C}$$

由此求得 $\Delta\omega_0$ 的近似表示式为

$$\Delta\omega_0 \approx -\frac{1}{2} \omega_0 \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right) \quad (5-3-5)$$

式(5-3-5)表明,为了提高回路标准性,必须减小 L 和 C 的相对变化量。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。因而,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。

采用温度补偿是提高回路标准性的一个十分有效的方法。回路电感和部分寄生参量的温度系数一般均为正值(所谓温度系数是指温度变化 1°C 时引起电感量或电容量的相对变化量)。如果选用温度系数为负值的陶瓷电容器,而且具有合适的负温度系数值,就能补偿电感和部分寄生参量的正温度系数变化,从而使回路谐振频率的相对变化量大大减小。

缩短引线采用机械强度高的引线且安装牢靠或采用贴片元器件都是减小分布电容和分布电感及其变化量的有效方法。

增加回路总电容,减小管子与回路之间的耦合,均能有效地减小管子极间电容(这些电容往往是不稳定的)在总电容中的比重,也可有效地减小管子输入和输出电阻以及它们的变化量对振荡回路 Q_L 的影响。必须指出,增加回路总电容是有限的。当频率一定时,增加回路总电容势必减小回路电感。实际制作电感线圈时,电感量过小,线圈的固有品质因素 Q_0 就不易做高,相应的 Q_L 也就不能高,这样反而不利于频率稳定度的提高。因此,一般都采用减小管子与回路间耦合的方法。下面介绍的克拉泼和西勒振荡电路就是采用这种方法设计出来的高频率稳定度振荡器。

5.3.2 改进型电容三端式振荡电路

1. 克拉泼振荡电路

如例 5-2-1 所述,克拉泼电路是采用电容三端式振荡器的改进型电路,图 5-3-2 所示为它的实际电路和相应的交流通路。由图可知,克拉泼电路与电容三端式电路的差别,仅在回路中多加一个与 C_1 、 C_2 相串接的电容 C_3 。通常 C_3 取值较小,满足 $C_3 \ll C_1$ 、 $C_3 \ll C_2$,这样回路总电容 C 主要取决于 C_3 。而回路中的不稳定电容主要是三极管的极间电容 C_{ce} 、 C_{be} 、

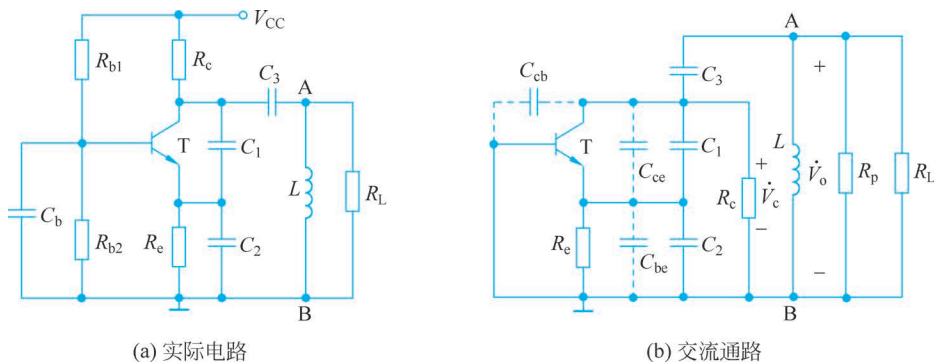


图 5-3-2 克拉泼振荡电路

C_{cb} , 它们又都直接并接在 C_1 、 C_2 上, 不影响 C_3 值, 结果是减小了这些不稳定电容对振荡频率的影响, 且 C_3 越小, 这种影响就越小, 回路标准性也就越高。实际情况下, 克拉泼电路的频率稳定度大体上比普通电容三端式电路高一个数量级, 达到 $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 。

不过, 由例 5-2-2 可见, 接入 C_3 后, 虽然反馈系数不变, 但是接在 A、B 两端的电阻 $R'_L = (R_L // R_p)$ 折算到振荡管集-基间的数值 (设为 R''_L) 减小, 其值为

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

式中, C_{12} 是 C_1 、 C_2 和包括各极间电容在内的总电容。因而, 放大器的增益即环路增益将相应减小。显然, C_3 越小, 环路增益就越小。可见, 在这种振荡电路中, 用减小 C_3 来提高回路标准性是以牺牲环路增益为代价的。如果 C_3 取值过小, 振荡器就会不满足振幅起振条件而停振。

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。它的主要特点是在克拉泼电路的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

$$C_\Sigma \approx C_3 + C_4$$

振荡频率近似为

$$\omega_{osc} \approx \frac{1}{\sqrt{L(C_3 + C_4)}} \quad (5-3-6)$$

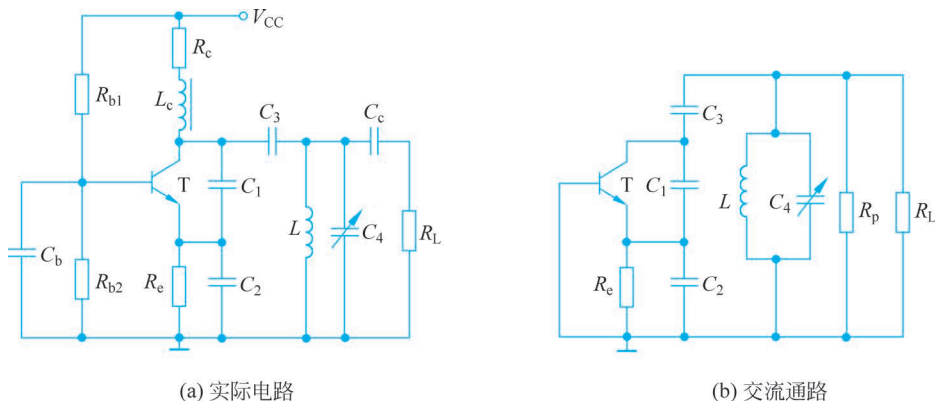


图 5-3-3 西勒振荡电路

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

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

可以看出, 在电路其他参数一定时, 随着频率升高, R''_L 与 ω_{osc} 成正比, 似乎电压增益 A_v 将随 ω_{osc} 升高而增大。实际上, 由于 ω_{osc} 升高, 晶体管的 g_m 将有所下降, 因此可近似认为放大器增益在波段范围内不变。所以, 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, 克拉泼电路的波段覆盖系数 $K = f_{oscmax} /$

f_{oscmin} , 只有 1.1~1.2, 而西勒电路的波段覆盖系数 K 可达到 1.6~1.8, 因此得到广泛应用。

5.4 晶体振荡器

LC 振荡器的频率稳定度只能达到 $10^{-3} \sim 10^{-5}$ 数量级, 如果要求频率稳定度超过 10^{-5} 数量级, 就必须采用晶体振荡器。晶体振荡器是用石英谐振器控制和稳定振荡频率的振荡器。下面先介绍石英谐振器的电特性。

5.4.1 石英谐振器的电特性

石英谐振器是利用石英晶体(二氧化硅)的压电效应而制成的一种谐振器件。它的内部结构如图 5-4-1 所示。在一块石英片的两面涂上银层作为电极, 两电极各自焊出的引线固定在管脚上。石英片是从石英晶体柱上切割下来的, 它是一种弹性体, 有一固有振动频率, 其值与石英片的形状、尺寸和切型(即从石英晶体柱的哪个方位上切割下来)有关, 而且十分稳定, 它的温度系数(温度变化 1°C 引起固有振动频率的相对变化量)均在 10^{-6} 或更高的数量级上。实践表明, 振动频率的温度系数与切型有关。某些切型的石英片(GT 型和 AT 型)的温度系数在很宽范围内均趋于零, 而其他切型的石英片, 只在某一特定温度附近的小范围内才趋于零, 通常将这个特定温度称为拐点温度。若要将晶体置于恒温槽内, 槽内温度就应控制在这个拐点温度上。

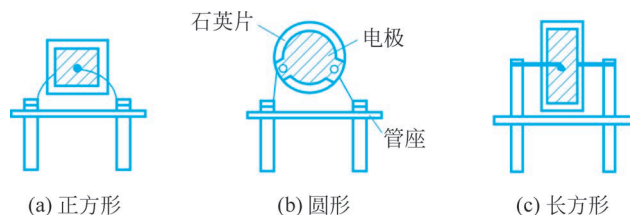


图 5-4-1 石英谐振器的内部结构

石英片的振动具有多谐性, 除基频振动外, 还有奇次谐波的泛音振动。一个石英谐振器, 既可利用基频振动, 又可利用泛音振动, 前者称为基频晶体, 后者称为泛音晶体。泛音晶体一般利用三次和五次的泛音振动, 而很少采用九次以上的泛音振动。

若对石英片施加外力使其发生机械形变(伸张或压缩), 则两个电极上就会产生符号相反、数值相等的电荷, 其值与形变的大小成正比。反之, 当两个电极上施加电压时, 石英片产生机械变形, 形变的大小与两电极间的电场强度成正比, 通常将这种机和电的相互转换效应称为压电效应。

将石英谐振器接到振荡器的闭合环路中, 利用它的固有振动频率, 就能有效地控制和稳定振荡频率。例如, 在外力冲击下, 石英片受激产生固有频率的振动, 由于压电效应, 两电极上就会产生相同频率的交变电荷及相应的交变电压, 经反馈和放大后又以同相位加到石英片的两极上, 以维持石英片的机械振动。这样, 振荡器的振荡频率就被控制和稳定在石英片的机械振动频率上。它的频率稳定度可达到 10^{-5} 或更高数量级。

石英谐振器的电路符号如图 5-4-2(a) 所示。从电的观点来看, 当外加交变电压与石



微视频



微视频

英片的机械振动发生共振时,石英片两电极上的交变电荷量最大,也就是通过石英片的交变电流最大,因而具有串联谐振的特性。可用图 5-4-2(b)所示的串联谐振电路等效它的电特性。图中, L_{q1} 、 C_{q1} 、 r_{q1} 等效它的基频谐振特性, L_{q3} 、 C_{q3} 、 r_{q3} 等效它的三次泛音的谐振特性, C_0 表示石英谐振器的静态电容和支架、引线等分布电容之和。其中,静态电容是以石英片为介质,两个电极为极板而形成的电容,它是 C_0 的主要成分。若作为基频晶体,石英谐振器的等效电路简化为图 5-4-2(c)所示电路,图中,为了便于书写,省略了各串联元件的下标“1”。

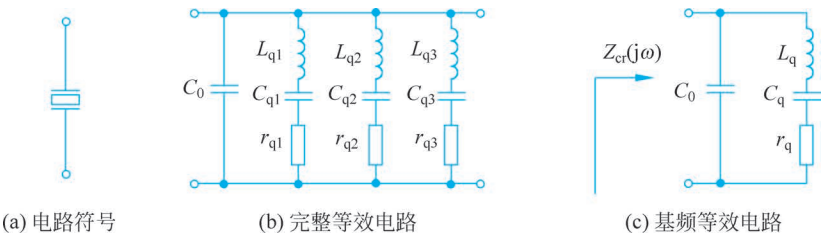


图 5-4-2 石英谐振器的等效电路

表 5-4-1 列出了几种常用石英谐振器的性能和参数。可见,石英谐振器具有很大的 L_q (几十毫亨),很小的 C_q (10^{-2} pF 以下)和很高的 Q_q (10^5 以上),并且它们的数值是极其稳定的。其次, C_0 远大于 C_q ,因而接成晶体振荡电路时,外电路对晶体电特性的影响便显著减小。这种情况如同上述克拉泼电路中利用 C_1 、 C_2 远大于 C_3 来减小管子(晶体管结电容等)对回路谐振频率的影响。可见,将石英谐振器作为谐振器的谐振回路,就会有很高的回路标准性,因而有很高的频率稳定度。

表 5-4-1 几种常用石英谐振器的性能和参数

频率范围/MHz	型 号	频率稳定度/d	温度系数 $\frac{\Delta f}{f}/^{\circ}\text{C}$	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}	$<1 \times 10^{-7}$	依照频率定	
频率范围/MHz	r_q/Ω	C_0/pF	Q_q	负载电容/pF	振动方式
5	≤ 10	5	$\geq 5 \times 10^4$	30,50, ∞	基 频
20~45	40	4.5	$\geq 5 \times 10^4$	30,50, ∞	三次泛音
90~130	依照频率定		$\geq 5 \times 10^4$	30,50, ∞	九次泛音

若忽略 r_d ,则晶体两端呈现的阻抗为纯电抗,其值近似为

$$Z_{\text{cr}}(j\omega) \approx jX_{\text{cr}} = -j \frac{1}{\omega C_0} \frac{1 - (\omega_s/\omega)^2}{1 - (\omega_p/\omega)^2} \tag{5-4-1}$$

式中

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_q \frac{C_q C_0}{C_q + C_0}}} \tag{5-4-2}$$

根据上式画出晶体的电抗曲线如图 5-4-3 所示。由图可见,在 $\omega_s \sim \omega_p$ 的频率范围内,

X_{cr} 为正值,呈感性;而在其他频段内, X_{cr} 均为负值,呈容性。在 ω_s 上, $X_{cr}=0$,具有串联谐振特性,相应的 ω_s 称为串联谐振角频率;在 ω_p 上, $X_{cr}\rightarrow\infty$,具有并联谐振特性,相应的 ω_p 称为并联谐振角频率。

将式(5-4-2)中的 ω_p 表达式改写为

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}} \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0}} \approx \omega_s \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_q}{C_0}\right) \quad (5-4-3)$$

或

$$\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_q}{C_0} \quad (5-4-4)$$

由表 5-4-1 可见, C_q/C_0 值很小,因而,由式(5-4-4)求得 ω_p 与 ω_s 的间隔也很小。例如,5MHz 的晶体, $C_q/C_0=2.6\times 10^{-3}$,相应求得 $f_p - f_s \approx 6.5\text{kHz}$ 。

在实际振荡电路中,晶体两端往往并接有电容 C_L ,如图 5-4-4 所示,在这种情况下,晶体等效电路中的并接电容为 $C_0 + C_L$,相应的并联谐振频率由 f_p 减小到 f_N ,其值为

$$f_N \approx f_s \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_q}{C_0 + C_L}\right) \quad (5-4-5)$$

显然, C_L 越大, f_N 就越靠近 f_s 。称 C_L 为晶体的负载电容(通常,基频晶体规定 C_L 为 30pF 或 50pF),标在晶体外壳上的振荡频率(或称晶体标称频率)就是并接 C_L 后的 f_N 值。晶体振荡器的基频与其构造相关,频率范围小到几十千赫兹,大的达到近百兆赫兹,广泛应用于各种电子设备中,实现频率控制和频率选择。

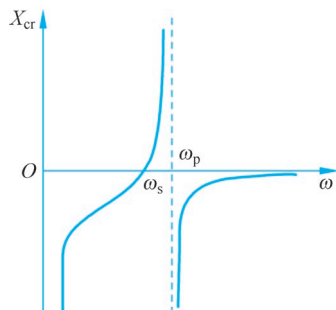


图 5-4-3 晶体的阻抗曲线

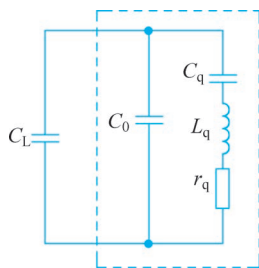


图 5-4-4 并联 C_L 后晶体的等效电路

5.4.2 晶体振荡电路

根据晶体在振荡电路中的不同作用,晶体振荡器有并联型电路和串联型电路之分。晶体工作在略高于 f_s 呈感性的频段内,用来作为三端式电路中的回路电感,相应构成的振荡电路称为并联型晶体振荡电路。晶体工作在 f_s 上,等效为串联谐振电路,用作高选择性的短路元件,相应构成的振荡电路称为串联型晶体振荡电路,广泛用在集成电路中。必须强调指出,晶体只能工作在上述两种方式,而不能工作在低于 f_s 和高于 f_p 呈容性的频段内,否则,频率稳定度将明显下降。

1. 并联型晶体振荡电路

并联型晶体振荡电路是从三端式振荡电路变换而来的,构成实际电路时,必须符合三端式

电路的组成法则。目前应用最广的是类似电容三端式的皮尔斯振荡电路,如图 5-4-5(a)所示。图中, R_{b1} 、 R_{b2} 和 R_e 构成分压式偏置电路, L_c 为高频扼流圈, C_b 为旁路电容, C_c 为耦合电容。相应的交流通路如图 5-4-5(b)所示,其中,晶体用等效电路表示,可以看出,它与克拉泼电路十分类似(C_q 类似于 C_3),利用晶体的极高 Q_q 和极小 C_q (这两者是 LC 谐振电路无法比拟的),便可获得很高的频率稳定度。

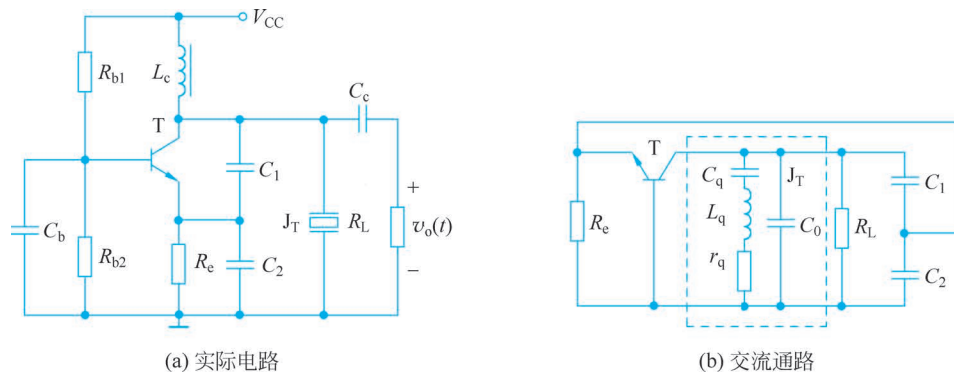


图 5-4-5 皮尔斯振荡电路

在上述电路中, C_1 和 C_2 的串接电容直接并接在晶体两端,是晶体的负载电容。如果其值等于晶体规定的数值,那么振荡电路的振荡频率就是晶体的标称频率。实际上,由于生产工艺的不一致性以及老化等原因,振荡器的振荡频率往往与晶体标称频率稍有偏差。因而,在振荡频率准确度要求很高的场合(如精密测时、测频装置),振荡电路中必须设置频率微调元件。图 5-4-6 给出了一个实用电路。图中, C_4 为微调电容,用来改变并接在晶体上的负载电容,从而改变振荡器的振荡频率。不过,频率调节范围是很小的。在实际电路中,除采用微调电容外还可采用微调电感。

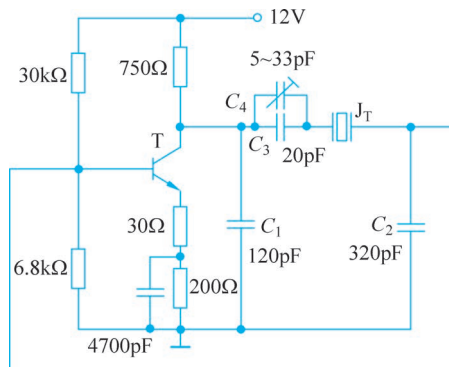


图 5-4-6 采用微调电容的晶体振荡器

在频率稳定度要求很高的场合,可将晶体或整个振荡器置于恒温槽内,并将槽内温度控制在晶体拐点温度附近。采用这种措施的振荡电路,其频率稳定度可提高到 10^{-10} 数量级。

此外,还可采用变容管的温度补偿电路,如图 5-4-7 所示。图中, T_1 管接成皮尔斯晶体振荡器, T_2 管为共射放大器, T_3 管为射极跟随器。虚线框为温度补偿电路,它是由 R_1 、 R_2 、 R_{t1} 和 R_{t2} 、 R_3 构成的电阻分压器,其中, R_{t1} 和 R_{t2} 为阻值随周围温度变化的热敏电阻,该电路的作用是使 R_{t2} 和 R_3 上的分压值 V_t 反映周围温度的变化。将 V_t 加到与晶体相串接的变容管上,控制变容管电容量变化来补偿因温度变化引起振荡频率的变化。如果 V_t 的温度特性与晶体的温度特性相匹配,振荡器的频率稳定度就可提高 1~2 个数量级。

上面讨论了基频晶体振荡电路。如果采用泛音晶体组成振荡电路,则须考虑抑制基波和低次泛音振荡问题。为此,可将皮尔斯电路中的 C_1 用 LC_1 谐振电路取代,如图 5-4-8 所

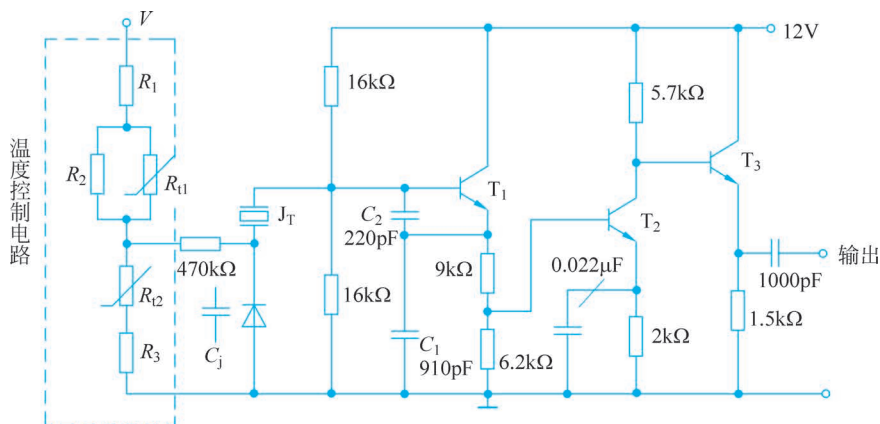


图 5-4-7 温度补偿晶体振荡器实用电路

示。假设晶体为五次泛音晶体,标称频率为 5MHz,为了抑制基波和三次泛音的寄生振荡, LC_1 回路应调谐在三次和五次泛音频率之间,如 3.5MHz。这样,在 5MHz 频率上, LC_1 回路呈容性,振荡电路符合组成法则。而对于基频和三次泛音频率来说, LC_1 回路呈感性,电路不符合组成法则,因而不能在这些频率上振荡。至于七次及以上的泛音频率, LC_1 回路虽呈容性,但其等效电容量过大,致使电容分压比 n 过小,不满足振幅起振条件,因而也不能在这些频率上振荡。

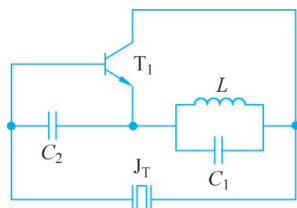


图 5-4-8 泛音晶体振荡器的交流通路

2. 串联型晶体振荡电路

图 5-4-9 给出了集成晶体振荡电路 XK76 的内部电路,图中, T_1 、 T_2 管和外接晶体构成正反馈放大器,当晶体串联谐振等效为短路元件时,不仅满足相位平衡条件,而且反馈也最强,满足振幅起振条件,因而振荡器在晶体串联谐振频率 f_s 上起振。而当偏离串联谐振频率时,晶体呈现的阻抗值迅速增大,导致反馈显著减弱,不能满足起振条件(振幅和相位)。可见,这种振荡器的振荡频率受晶体串联谐振频率的控制,具有很高的频率稳定度。电路中, T_3 管为共集放大器, T_4 和 T_5 管为共发射放大器。

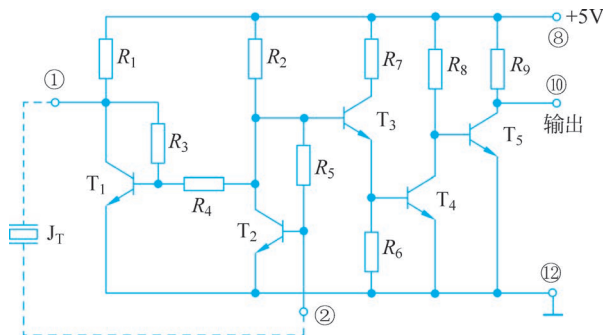


图 5-4-9 XK76 集成晶体振荡器的内部结构

图 5-4-10 所示为另一种串联型晶体振荡器电路。由图可见,当晶体串联谐振,等效为短路元件时,电路符合三端式组成法则,为电容三端式电路。而当偏离串联谐振时,晶体阻抗迅速增大,电路不能振荡。因此,这种振荡器的振荡频率主要取决于晶体的串联谐振频

率。为了减小 L 、 C_1 、 C_2 、 C_3 回路对频率稳定度的影响,一般都将它调谐在晶体串联谐振频率附近。

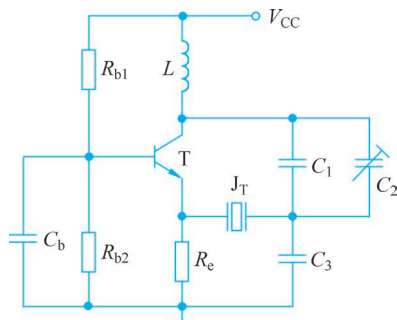


图 5-4-10 串联型晶体振荡器电路



微视频

5.5 RC 正弦波振荡器

采用 RC 电路作为移相网络和选频网络的振荡器统称为 RC 正弦波振荡器,主要工作在几十千赫兹以下的低频段。移相网络有 RC 导前移相电路、RC 滞后移相电路和 RC 串并联选频电路,它们的电路结构及相应的频率特性曲线如图 5-5-1 所示。

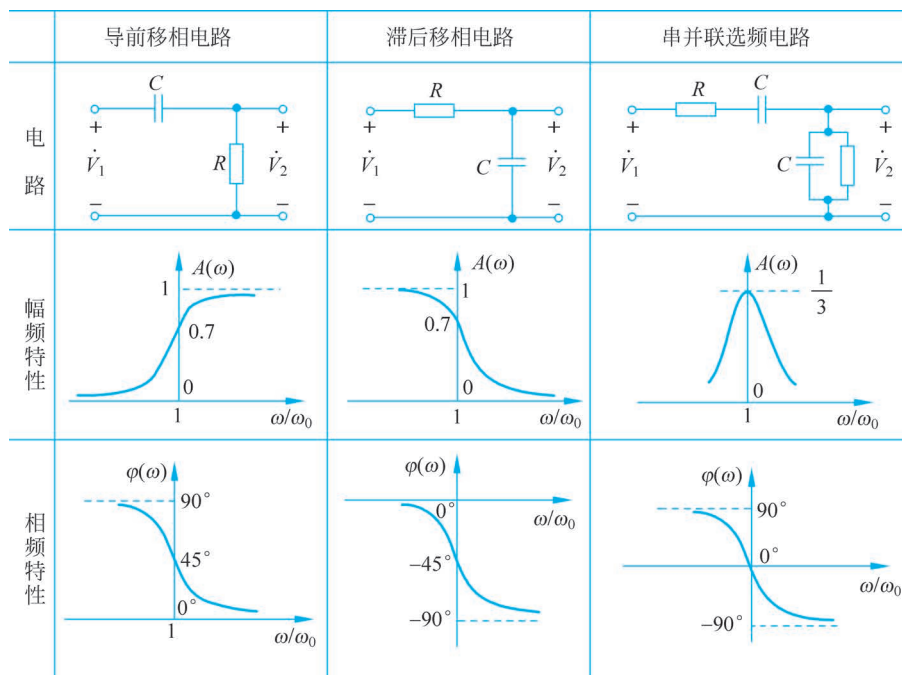


图 5-5-1 RC 移相电路

由图 5-5-1 可见,前两种移相电路均具有单调变化的幅频特性。当 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时, $A(\omega_0) = 1/\sqrt{2}$, $\varphi(\omega_0) = \pm 45^\circ$, 而当 ω 偏离 ω_0 时, $A(\omega)$ 在 $0 \sim 1$ 的范围内变化, $\varphi(\omega)$ 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 或 $-90^\circ \sim 0^\circ$ 范围内变化。其中, $A(\omega) \rightarrow 1$ 时, $\varphi(\omega) \rightarrow 0^\circ$; $A(\omega) \rightarrow 0$ 时, $\varphi(\omega) \rightarrow \pm 90^\circ$ 。第三种电路具有类似 LC 谐振电路的选频特性。当 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时, $A(\omega_0) = 1/3$, $\varphi(\omega) =$

0° 。而当 ω 偏离 ω_0 时, $A(\omega_0)$ 减小, 并趋于零; $\varphi(\omega)$ 向正负方向增大, 并趋于 $\pm 90^\circ$ 。通常, 将前两种电路构成的振荡器称为 RC 移相振荡器, 第三种电路构成的振荡器称为串并联 RC 振荡器。

5.5.1 移相式振荡电路

移相式振荡器电路由一个反相输入比例电路和 3 节 RC 移相电路组成, 如图 5-5-2 所示。图 5-5-2(a) 所示为采用超前移相网络构成的 RC 移相振荡器电路, 由图可见, 集成运放必须接成反相放大器, 提供 -180° 相移, 这样, 当 RC 超前移相网络提供 180° 相移时, 环路便满足了相位平衡条件。根据图 5-5-1 可知, 一节 RC 电路实际能够提供的最大相移小于 90° (因为当相移趋近 90° 时, 增益已趋于 0), 因而至少要 3 节 RC 电路才能提供 180° 相移。

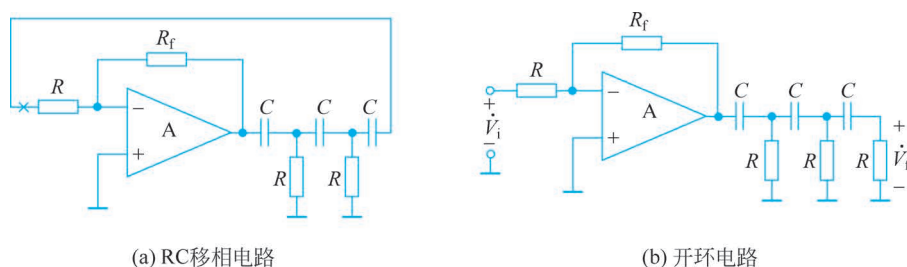


图 5-5-2 RC 移相振荡器电路

将图 5-5-2(a) 电路在“×”处开断, 断开点的右端加 $\dot{V}_i$, 左端接集成反相放大器的输入电阻 (对于理想集成运放, 其值等于 R), 得到如图 5-5-2(b) 所示的开环电路。通过推导, 并整理得环路增益为

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

由式(5-5-1)求得振荡器的振荡角频率 ω_{osc} 和振幅起振条件分别为

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad (5-5-2)$$

$$\frac{R_f}{R} > 29 \quad (5-5-3)$$

由于 RC 相移电路的选择特性不理想, 因而它的输出波形失真大, 频率稳定度低, 只能用在性能不高的设备中。

5.5.2 文氏电桥振荡器

RC 串并联网络振荡器电路用以产生低频正弦波信号, 是一种使用十分广泛的 RC 振荡电路。振荡电路的原理如图 5-5-3(a) 所示。由图可见, 集成运放接成同相放大器, RC 串并联网络起到相移和选频的作用, 当 $\omega_{osc} = \omega_0 = 1/RC$ 时, RC 串并联电路提供零相移, 环路满足相位平衡条件。在这个频率上, 振荡器的环路增益为

$$T(\omega_0) = \frac{1}{3} \cdot \frac{R_t + R_1}{R_1} \quad (5-5-4)$$

R_t 、 R_1 构成同相放大器的负反馈网络。从式(5-5-4)中可见, 选取 R_t 和 R_1 值, 使 $R_t >$

$2R_1$, 即 $T(\omega_0) > 1$, 就可满足振幅起振条件。

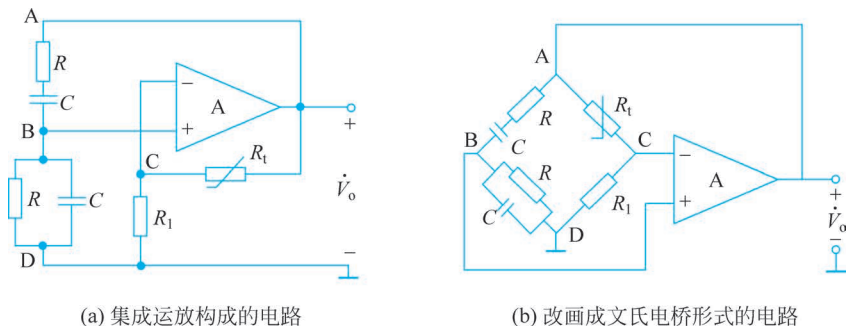


图 5-5-3 外稳幅文氏电桥振荡器

图 5-5-3 中, R_t 为热敏电阻, 具有负值温度系数。当振荡器刚起振时, R_t 的温度最低, 相应的阻值最大, 因而, 集成运放的增益也最大, 使 $T(\omega_0) > 1$ 。随着振荡振幅增大, R_t 上消耗的功率增大, 致使其温度上升, 阻值减小, 集成运放增益相应减小, 直到 $T(\omega_0) = 1$, 振荡器进入平衡状态。采用这种外稳幅的方法, 集成运放可以在线性状态下工作, 有利于改善振荡电压波形。

将图 5-5-3(a) 改画成图 5-5-3(b) 所示电路, 可以看到, RC 串并联电路和集成运放反馈电阻构成文氏电桥, 振荡器的输出电压加到桥路的对角线端 AD, 并从另一对角线端 BC 取出电压加到集成运放输入端, 因此, 又将这种电路称为文氏电桥振荡器。当 $\omega = \omega_0$ 时, 桥路平衡, 振荡器进入稳定的平衡状态, 产生等幅的持续振荡。

5.5.3 双 T 选频网络振荡电路

我们已经知道, 由 RC 元件组成的双 T 网络具有选频特性, 因此可以利用这个特点组成正弦波振荡电路。双 T 网络振荡电路的原理电路如图 5-5-4 所示。

若双 T 网络元件的参数如图 5-5-4 所示, 即两个电阻 R 之间的电容的容值为 $2C$, 而两个电容 C 之间的电阻为 R_3 , 但 R_3 应略小于 $R/2$, 此时双 T 网络振荡电路的振荡频率比 $1/2\pi RC$ 稍高, 可近似表示为 $f_{osc} \approx 1/5RC$ 。当 $f = f_{osc}$ 时, 双 T 网络的相位移 $\varphi_f = 180^\circ$, 而反向输入比例电路的相位移 $\varphi_A = 180^\circ$, 因此能够满足振荡的相位平衡条件。因为此时选频网络的幅频特性的值很低, 为了同时满足振幅平衡条件, 放大电路的放大倍数必须足够大, 以便达到起振条件。

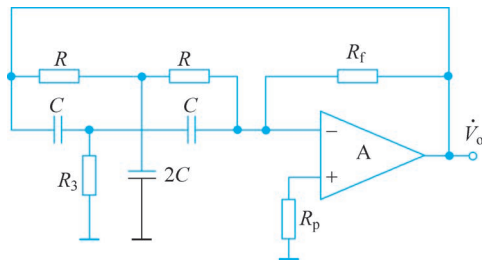


图 5-5-4 双 T 网络振荡器

由于双 T 网络本身比 RC 串并网络具有更好的选频特性, 因此双 T 网络振荡电路输出信号的频率稳定性较高, 输出波形的非线性失真较小, 所以双 T 网络振荡电路得到了比较广泛的应用。其缺点是频率调节比较困难, 因此, 比较适用于产生单一频率的正弦波信号。

3 种 RC 振荡电路的振荡频率均与电阻和电容的乘积成反比, 如果需要产生振荡频率

很高的正弦波信号,势必要求电阻或电容的值很小,这在制造上和电路实现上将有较大的困难,因此,RC 振荡器一般用来产生几赫兹到几百千赫兹的低频信号。

5.6 振荡器电路实例



微视频

以上讨论的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,还须考虑许多实际问题,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

在集成电路振荡器中,广泛采用如图 5-6-1(a)所示的差分对管振荡电路, T_1 和 T_2 为差分对管,其中 T_2 管集电极外接的 LC 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。图 5-6-1(b)是图 5-6-1(a)电路的交流通路。图 5-6-1(b)中 R_{EE} 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,只要负载 R_L 的值足够大,环路电压增益可调至大于 1。根据瞬时极性法判断,在 T_1 管基极断开,有 $v_{b1} \uparrow \rightarrow v_{e1}(v_{e2}) \uparrow \rightarrow v_{c2} \uparrow \rightarrow v_{b1} \uparrow$,所以是正反馈,满足相位平衡条件。在振荡频率点处,并联 LC 回路阻抗最大,正反馈电压 $v_f(v_o)$ 最强,且满足相应的稳定条件。综上所述,此振荡器电路能正常工作。

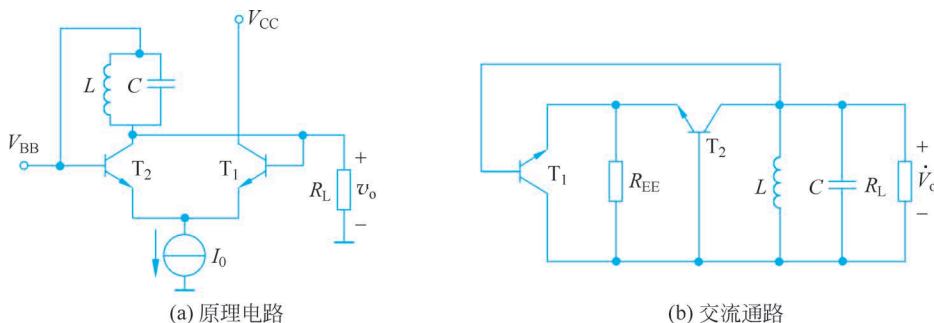


图 5-6-1 差分对管振荡器

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 管基极上,为两管提供等值的基极偏置电压。同时, V_{BB} 又作为 T_2 管的集电极电源电压,这样,就会使得 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 200mV 左右),防止 T_2 管饱和导通。

差分对管是依靠一管趋向截止而使其差模传输特性进入平坦区的,因此,这种振荡器是由振荡管进入截止区(而不是饱和区)来实现内稳幅的,这就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。此外,在实际电路中,通常采用负反馈的方法控制恒流源 I_0 的值来进一步改进稳幅作用,并限制振荡电压振幅。

5.6.2 压控振荡器

在各种频率合成器中,广泛使用着一种可变频率振荡器,即所谓的压控振荡器(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呈线性关系;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。

由前所述,克拉泼电路和西勒电路都有较好的频率稳定性和较纯净的输出频谱,并有一定的波段覆盖范围,因此,压控振荡器大多采用这种电路形式。图5-6-2为某单边带电台频率合成器中所用的55~65MHz压控振荡器实际线路。

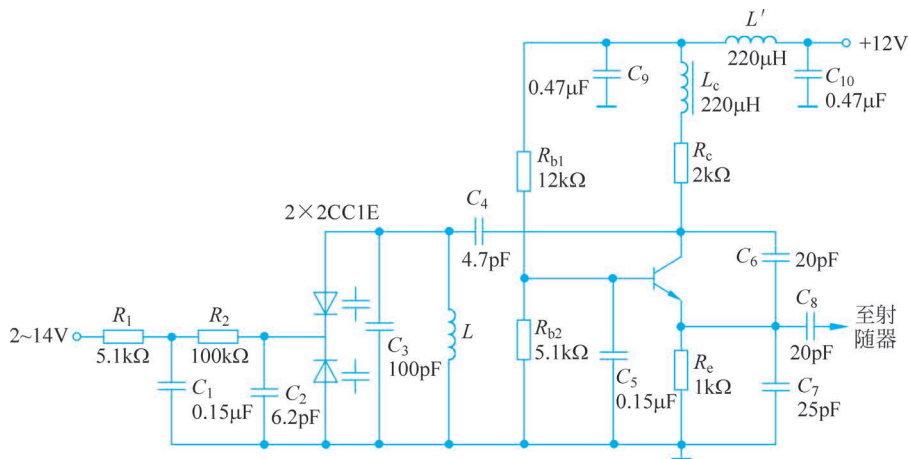


图 5-6-2 55~65MHz 压控振荡器电路

将图5-6-2中的变容二极管等效为回路可变电容时,显然,该电路就是西勒电路。为了获得纯净的频谱和高稳定的振荡频率,振荡管应选用噪声系数低、 f_T 较高和 β 值较大的硅高频管。为了减少负载影响,采用松耦合输出至射随器。图中把两个变容二极管背靠背地串联连接,是为了使变容二极管的总电容不受回路两端的交流信号的影响,从而减小了寄生调制。当然,这样连接的电路其压控灵敏度也相应有所降低。为了提高回路的 Q 值,在回路电感线圈中采用镍锌磁芯,使其在工作频率下线圈的空载 Q 值高达200以上。实践证明,在这种电路中,影响回路 Q 值的另一个重要因素是变容二极管的反向电流引入额外的回路损耗,从而降低回路的 Q 值,使振荡器频率稳定度下降和噪声增大,因此,应选用反向电流小的变容二极管。另外,变容二极管的偏压较小时,损耗也会增加,所以要避免工作在零偏置附近,更不应工作到正向导电区。这就要求回路振荡幅度不能过大,并尽量提高最低控制电平。图中的 L' 和 C_9 、 C_{10} 是去耦滤波元件,它们是为了防止其他电路的噪声干扰信号经电源串入而产生寄生调制,另外采用优良的稳压电源和严格的电磁屏蔽措施,以及振荡管工作点的选择与稳定等,这些都与提高压控振荡器质量指标有着密切关系,必须给予足够的重视。

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

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

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。

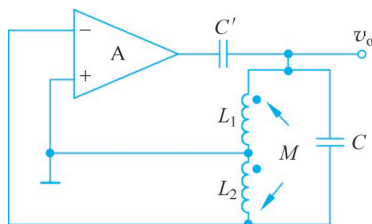


图 5-6-3 运放电感三端式振荡器

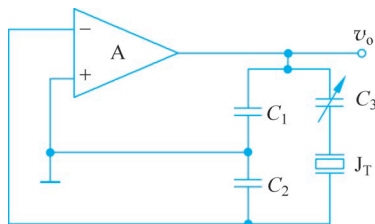


图 5-6-4 运放皮尔斯电路

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。

5.6.4 单片集成振荡器电路

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。

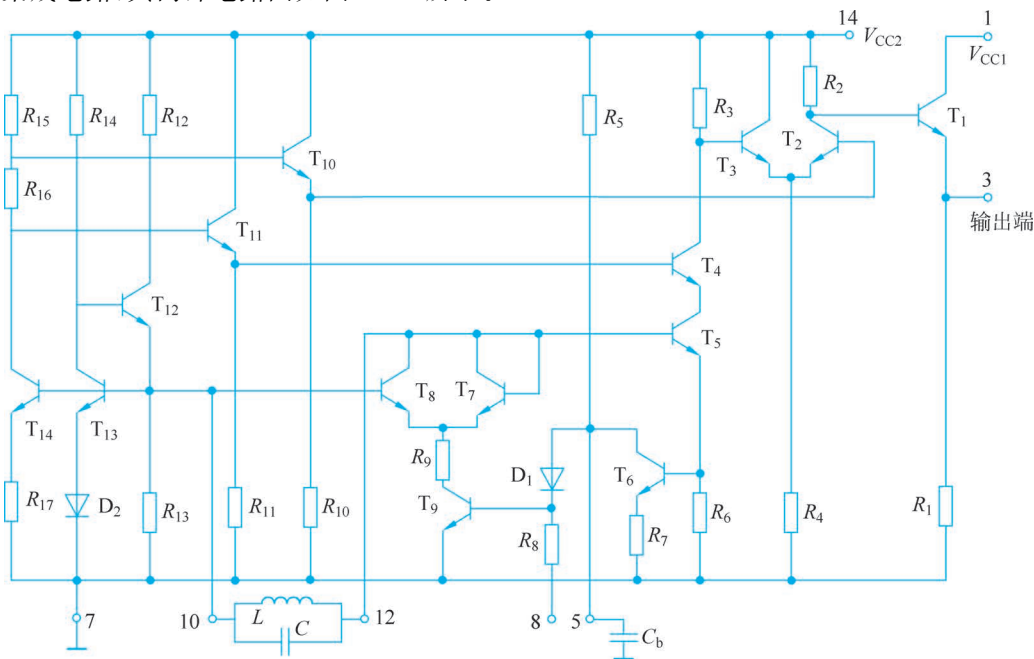


图 5-6-5 单片集成振荡器 E1648 内部电路图

电路由 3 部分组成: 差分对管振荡电路、放大电路和偏置电路。T₆、T₇、T₈、T₉ 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 T₉ 管为可控恒流源。振荡信号由 T₇ 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 T₅ 和 T₄ 管组成共射-共基级联放大器, 第二级由 T₂ 和 T₃ 管组成单端输入、单端输出的差分放大器, T₁ 管作射随器。偏置电路由 T₁₀~T₁₄ 管组成, 其中 T₁₁ 与 T₁₀ 管分别为两级放大电路提供偏置电压, T₁₂~T₁₄ 管为差分对管振荡电路提供偏置电压。T₁₂ 与 T₁₃ 管组成互补稳定电路, 稳定 T₈ 基极电位。若 T₈ 基极电位受到干扰而升高, 则有 v_{b8} (v_{b13}) 升高, v_{c13} (v_{b12}) 降低, v_{e12} (v_{b8}) 降低, 这一负反馈作用使 T₈ 基极电位保持恒定。

T₅ 管除作为放大器外, 还用作射极跟随器, 将振荡电压加到 T₆ 管基极上, T₆ 和 D₁ 管构成控制电路, 用来控制 T₉ 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, T₆ 管集电极电流脉冲增大, 该脉冲电流平均分量也随之增大, 导致 T₆ 管集电极平均电位下降, 通过 D₁ 管加到 T₉ 管基极, 使 T₉ 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 所示为利用 E1648 组成的正弦波振荡器。振荡频率为

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

其中, C_i ≈ 6pF 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 T₁ 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, L₂C₂ 回路应调谐在振荡频率 f_{osc} 上。

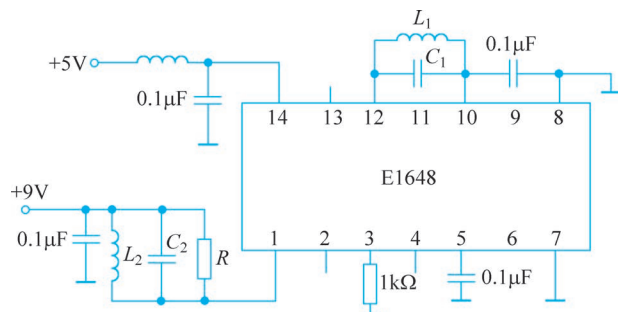


图 5-6-6 E1648 组成的正弦振荡器

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 T₂、T₃ 的差放电路, 将它变换为方波电压。

5.7 本章小结

振荡器广泛应用在各种电子设备中, 正弦波振荡器是无线通信系统中的重要组成部分, 对于作为参考信号源的振荡器, 主要的要求是振荡频率和幅度的准确性和稳定性。

反馈振荡器是应用最广的一类振荡器, 反馈型的正弦波振荡器要产生稳定的正弦波, 电

路应满足起振条件、平衡条件和稳定条件,这几个振荡条件都包含幅度和相位两方面。要满足振荡要求,反馈振荡器应包含可变增益放大器和相移网络。前者提供足够的增益,具有增益随信号增大而减小的特性;后者给环路提供合适的相移,形成正反馈,具有负斜率变化的相移特性。

各种类型反馈振荡器的区别在于采用了不同的放大器和相移网络,根据常用的相移网络区分,有 LC 正弦波振荡器、RC 正弦波振荡器和晶体振荡器。

LC 正弦波振荡器有变压器耦合振荡电路、晶体管三端式振荡电路和差分对管振荡电路形式,其中三端式电路应用较广。为满足振荡的相位关系,有电感三端式和电容三端式两种结构类型,其中电容三端式振荡器产生的波形更好。振荡频率的稳定性与频率选择电路的参数标准性、选频回路的品质因数、电源的稳定程度、温度等外界不稳定环境参数相关,可通过选择合适的电路形式(克拉泼振荡器或西勒振荡器)和采取相应改进措施(高标准性 L 和 C、稳压源、防震装置、恒温装置等)提高频率稳定性。

晶体振荡器采用了性能稳定的晶体谐振器,能得到频率稳定的正弦信号,在振荡电路中应用广泛。晶体谐振器有特殊的谐振特性,存在串联谐振频率和并联谐振频率,这两个值非常接近,在两个谐振频率之间晶体呈电感特性,振荡电路中晶体工作在这个区域。利用晶体的谐振特性,可构成串联型晶体振荡器,晶体在电路中可以等效为高品质因数的电感;也可以构成并联型晶体振荡器,晶体在电路中等效为短路线。晶体还能产生基频和泛音频率振荡,可构成基频晶振电路和泛音晶振电路。

LC 振荡器和晶体振荡器能产生较高频率的正弦波,选择 RC 相移网络构成的 RC 振荡器主要用来产生几十千赫兹以下的振荡信号。其相移网络有 RC 超前相移网络、RC 滞后相移网络和 RC 串并联相移网络。RC 相移网络的选频特性不理想,其输出波形易失真,频率稳定度低,常应用在性能不高的设备中。

习题 5

5-1 若反馈振荡器满足起振和平衡条件,则必然满足稳定条件,这种说法是否正确?为什么?

5-2 一反馈振荡器,欲减小因温度变化而使平衡条件受到破坏,从而引起振荡振幅和振荡频率的变化,应增大 $\left| \frac{\partial T(\omega_{osc})}{\partial V_i} \right|$ 和 $\left| \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|$,为什么?试描述通过自身调节建立新平衡状态的过程(振幅和相位)。

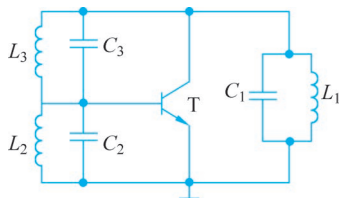
5-3 题 5-3 图表示三回路振荡器的交流等效电路,假定有以下 6 种情况,即:

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

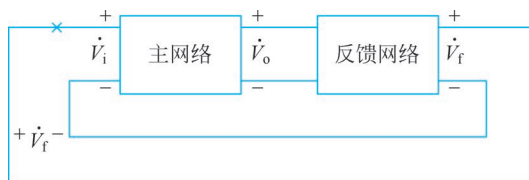
试问哪几种情况可能振荡?等效为哪种类型的振荡电路?其振荡频率与各回路的固有谐振

频率之间有什么关系?

5-4 在一个由主网络和反馈网络组成的闭合环路中,如题 5-4 图所示, $T(j\omega)$ 是如何确定的? 试写出满足振荡器三条件时 $T(\omega_{osc})$ 、 $\varphi_T(\omega_{osc})$ 与二网络之间的关系式。

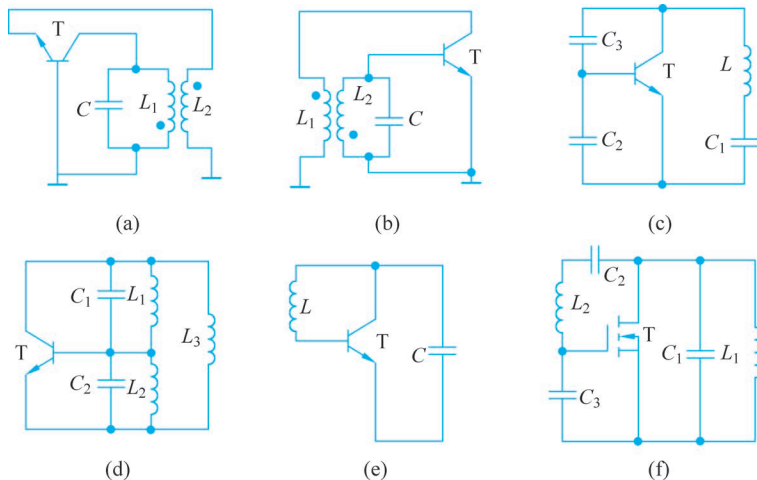


题 5-3 图



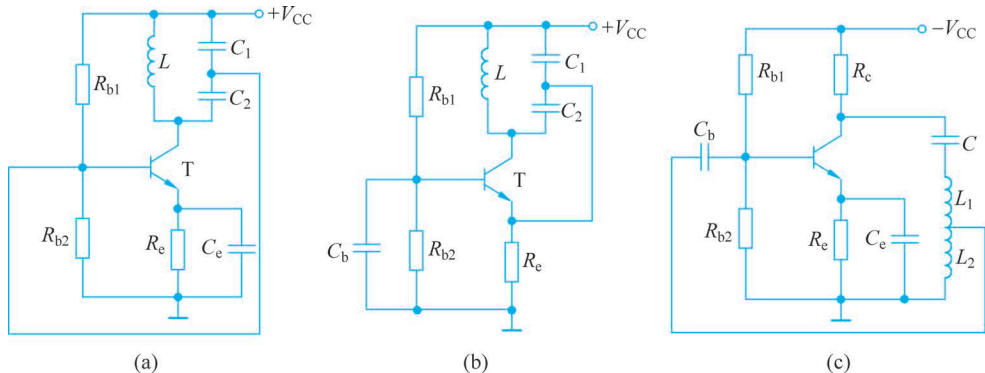
题 5-4 图

5-5 试判断题 5-5 图所示交流通路中,哪些可能产生振荡,哪些不能产生振荡,若能产生振荡,请说明属于哪种振荡电路。

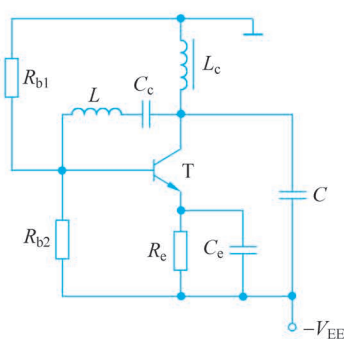


题 5-5 图

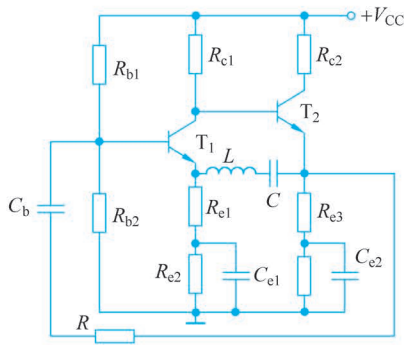
5-6 试画出题 5-6 图所示各振荡器的交流通路,并判断哪些电路可能产生振荡,哪些电路不能产生振荡。图中, C_b 、 C_c 、 C_d 、 C_e 为交流旁路电容或隔直电容, L_c 为高频扼流圈,偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 和 R_g 不计。



题 5-6 图



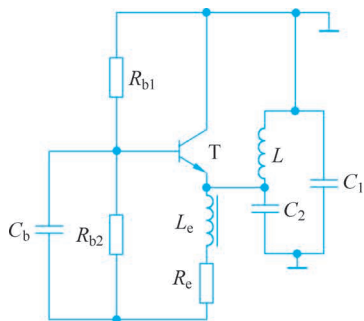
(d)



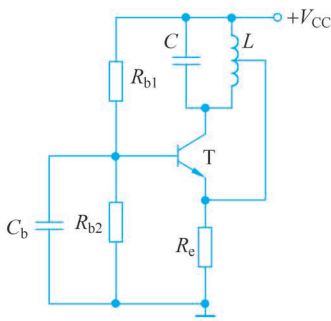
(e)

题 5-6 图 (续)

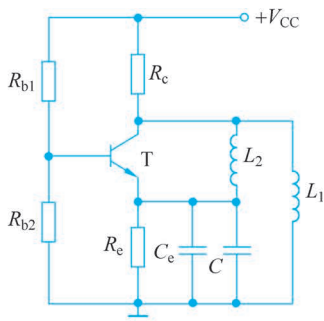
5-7 试改正题 5-7 图所示各振荡电路中的错误,并指出电路类型。图中 C_b 、 C_d 、 C_e 均为旁路电容或隔直电容, L_c 、 L_e 、 L_s 均为高频扼流圈。



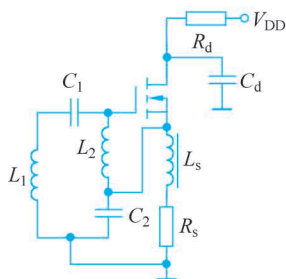
(a)



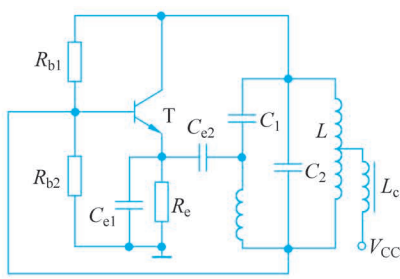
(b)



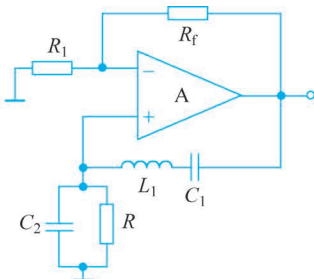
(c)



(d)



(e)



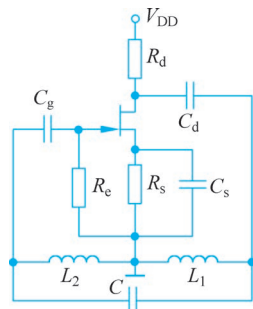
(f)

题 5-7 图

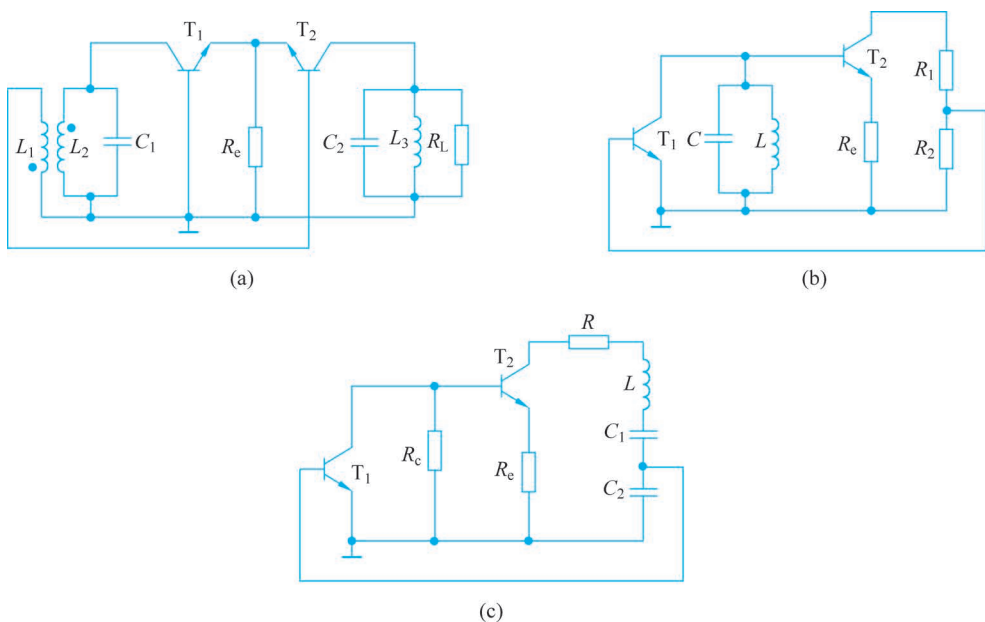
5-8 题 5-8 图所示为场效应管电感三端式振荡电路,若管子的极间电容和 R_g 不计,试计算振荡频率,并导出振幅起振条件。图中 C_g 、 C_d 、 C_s 为交流旁路电容和隔直电容。

5-9 试运用反馈振荡原理,分析题 5-9 图所示各交流通路能否振荡。

5-10 在题 5-10 图所示的电感三端式振荡电路中,已知 $L = 0.5\mu\text{H}$, $C_1 = 51\text{pF}$, $C_2 = 3300\text{pF}$, $C_3 = 12 \sim 250\text{pF}$, $R_L = 5\text{k}\Omega$, $g_m = 30\text{mS}$, $C_{b'e} = 20\text{pF}$, β 足够大, $Q_0 = 80$,试求能够起振的频率



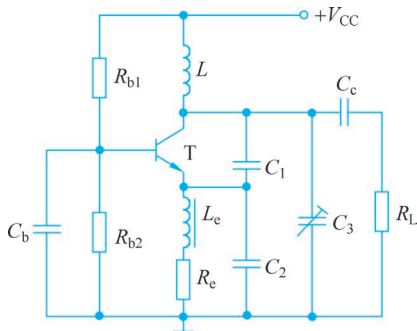
题 5-8 图



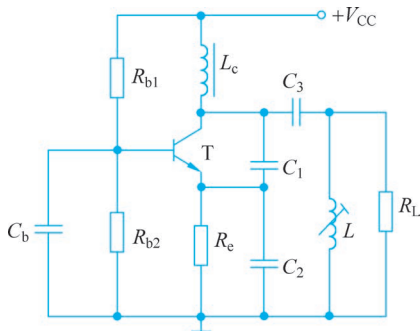
题 5-9 图

范围。图中 C_b 、 C_c 对交流呈短路, L_e 为高频扼流圈。

5-11 题 5-11 图所示为克拉泼振荡电路, 已知 $L = 2\mu\text{H}$, $C_1 = 1000\text{pF}$, $C_2 = 4000\text{pF}$, $C_3 = 70\text{pF}$, $Q_0 = 100$, $R_L = 15\text{k}\Omega$, $C_{b'e} = 10\text{pF}$, $R_e = 500\Omega$, 试估算振荡角频率 ω_{osc} 值, 并求满足起振条件时的 I_{EQmin} , 设 β 很大。



题 5-10 图



题 5-11 图

5-12 在题 5-11 图所示电路中, 若调整工作点, 使 $I_{\text{EQ}} = 5\text{mA}$, 并将 C_3 分别减小到 60pF 、 40pF , 调节 L 使 ω_{osc} 不变, 试问电路能否振荡?

5-13 某振荡器电路如题 5-13 图所示。

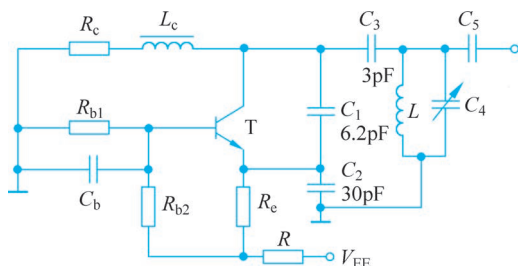
(1) 试说明各元件的作用。

(2) 当回路电感 $L = 1.5\mu\text{H}$ 时, 要使振荡频率为 49.5MHz , 则 C_4 应调到何值?

5-14 题 5-14 图表示某调幅通信机的主振器电路, 其中 $L_2 \gg L_1$ ($L_1 \approx 0.3\mu\text{H}$), C_3 、 C_4 分别为不同温度系数的电容。

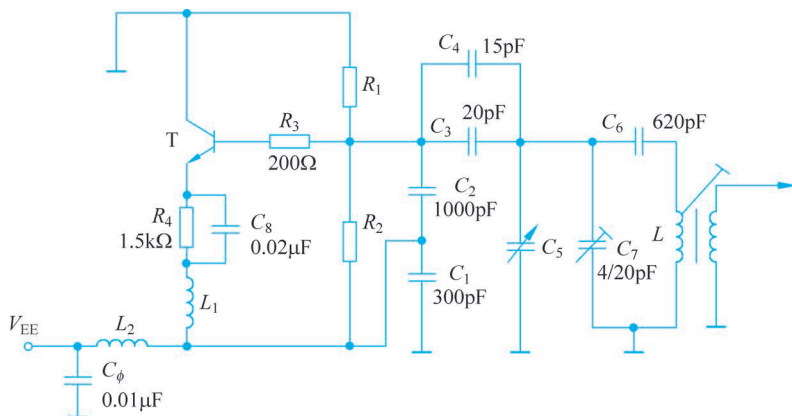
(1) 试说明各元件的主要作用。

(2) 画出交流等效电路。



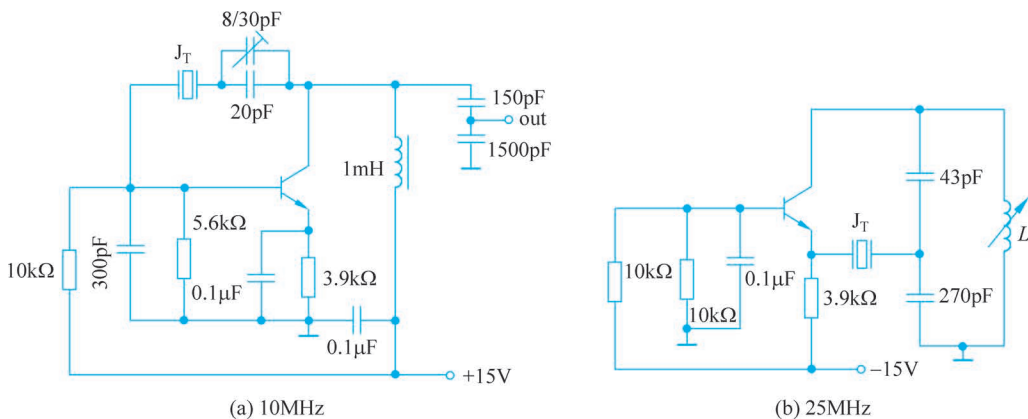
题 5-13 图

(3) 分析该电路的特点。



题 5-14 图

5-15 题 5-15 图(a)、(b)分别为 10MHz 和 25MHz 的晶体振荡器,试画出交流等效电路,说明晶体在电路中的作用,并计算反馈系数。

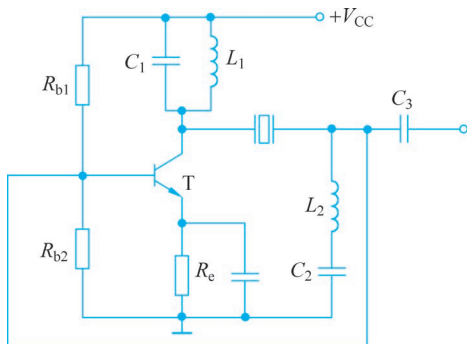


题 5-15 图

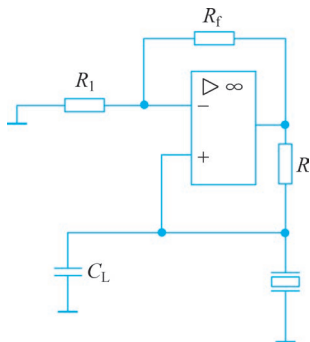
5-16 晶体振荡电路如题 5-16 图所示,已知 $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$, $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$,试分析电路能否产生正弦波振荡,若能振荡,试写出 ω_{osc} 与 ω_1 、 ω_2 之间的关系。

5-17 在题 5-17 图所示晶体振荡电路中,试分析晶体的作用。已知晶体与 C_L 构成并联谐振回路,其谐振电阻 $R_p = 80k\Omega$, $R_f/R_1 = 2$,试问:为满足起振条件, R 应小于何值? 设

集成运放是理想的。



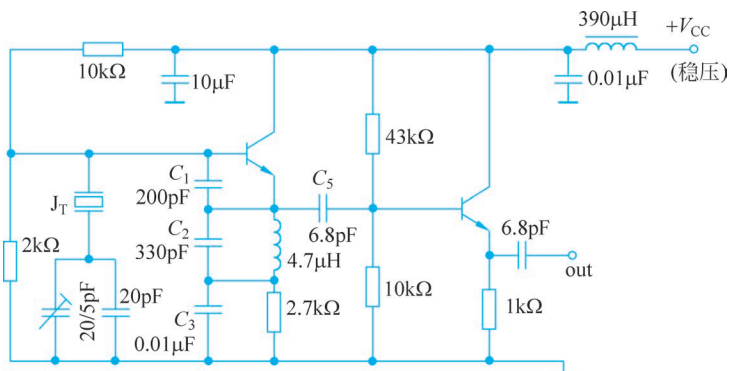
题 5-16 图



题 5-17 图

5-18 已知石英晶体振荡电路如题 5-18 图所示,石英晶体 J_T 的标称频率为 7MHz。

- (1) 画出振荡器的交流等效电路,并指出电路的振荡形式。
- (2) 若把晶体换为 1MHz,该电路能否起振,为什么?
- (3) 求振荡器的振荡频率。
- (4) 给出该电路采用的稳频措施。



题 5-18 图

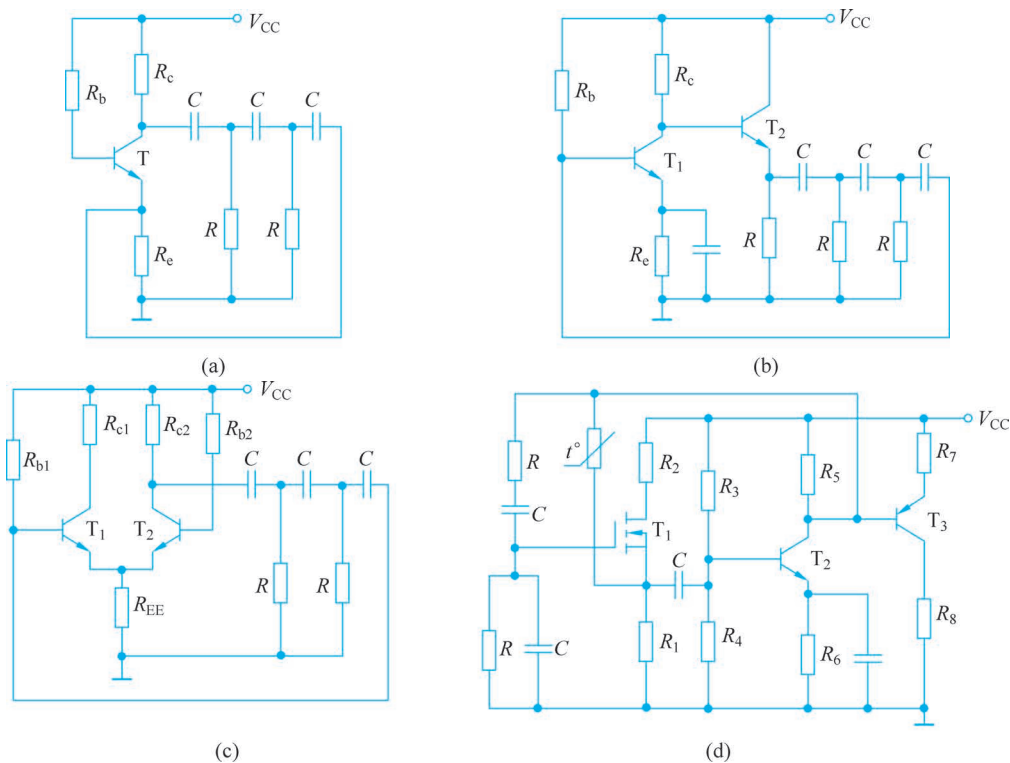
5-19 试画出具有下列特点的晶体振荡器电路。

- (1) 采用 NPN 型晶体三极管。
- (2) 晶体作为电感元件。
- (3) 正极接地的直流电源供电。
- (4) 晶体三极管集-射极间为 LC 并联谐振回路。
- (5) 发射极交流接地。

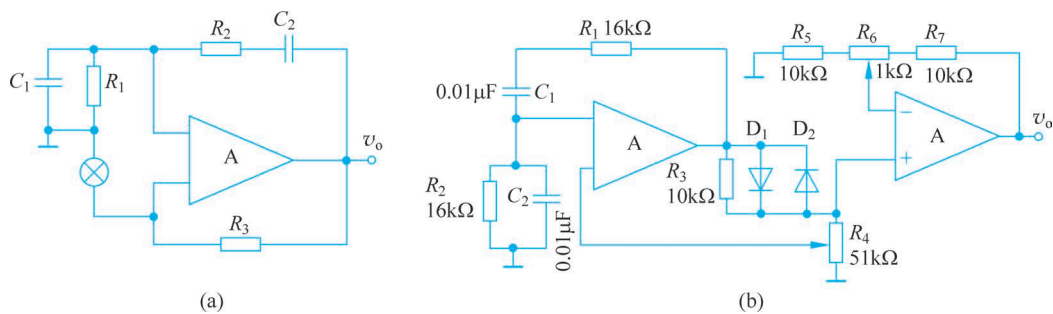
5-20 试判断题 5-20 图所示的各 RC 振荡电路中,哪些可能振荡,哪些不能振荡,并改正错误。图中, C_b 、 C_c 、 C_e 对交流呈短路。

5-21 题 5-21 图(a)所示为采用灯泡稳幅器的文氏电桥振荡器,图(b)为采用晶体二极管稳幅的文氏电桥振荡器,试指出集成运放放大器输入端的极性,并将它们改画成电桥形式的电路,指出如何实现稳幅。

5-22 试求题 5-22 图所示串并联移相网络振荡器的振荡角频率 ω_{osc} 及维持振荡所需



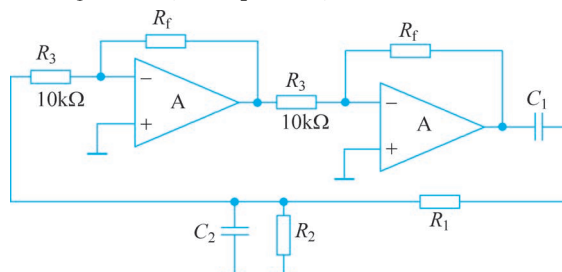
题 5-20 图



题 5-21 图

R_f 最小值 R_{fmin} 的表达式。已知：

- (1) $C_1 = C_2 = 0.5 \mu F, R_1 = 5 k\Omega, R_2 = 10 k\Omega$;
- (2) $R_1 = R_2 = 10 k\Omega, C_1 = 0.01 \mu F, C_2 = 0.1 \mu F$ 。



题 5-22 图