

電子學及無綫電原理

下 册

北京農業大學

電子學教研組編

1962年4月

第四章 电子管振荡器

§ 4.1 引言.....	(173)
§ 4.2 电子管振荡器的自激.....	(175)
§ 4.3 振荡器的工作原理.....	(175)
§ 4.4 几种常见的振荡型式和振荡频率稳定问题.....	(184)
§ 4.5 晶体振荡器.....	(190)
§ 4.6 拍频振荡器.....	(193)
§ 4.7 负电阻振荡的基本原理及阻容振荡器.....	(194)
§ 4.8 相移式阻容振荡器.....	(199)
§ 4.9 几种其它型式的振荡器.....	(200)

第五章 无线电原理

§ 5.1 无线电通讯.....	(202)
§ 5.2 电磁波的辐射和发射天线.....	(214)
§ 5.3 发射天线.....	(216)
§ 5.4 电磁波的传播.....	(218)
§ 5.5 调幅波.....	(222)
§ 5.6 调幅中的载波遏止及单旁频带传送.....	(231)
§ 5.7 调频波与调相波.....	(233)
§ 5.8 检波.....	(237)
§ 5.9 无线电接收.....	(243)
§ 5.10 超成拍式接收机 (超外差接收机).....	(244)

第六章 波形形成和脉冲技术

§ 6.1 削波.....	(249)
§ 6.2 波形的微分和积分.....	(255)
§ 6.3 多谐振荡器.....	(260)
§ 6.4 锯齿波发生器.....	(278)
§ 6.5 间歇振荡器.....	(284)
§ 6.6 张弛继电器, 单稳态张弛继电器.....	(285)
§ 6.7 双稳态张弛继电器.....	(294)

第七章 电子测量和其它电子设备

§ 7.1 阴极射线管的构造.....	(296)
§ 7.2 在示波管上观测波形.....	(300)
§ 7.3 示波器中电子射线的增辉时标发生器.....	(304)
§ 7.4 示波器的基本结构.....	(307)
§ 7.5 电子开关和几个波形的同时观察.....	(308)
§ 7.6 频率的测量.....	(310)
§ 7.7 电子管伏特计.....	(319)
§ 7.8 电离辐射的测量.....	(326)

§ 7.9 电离辐射计数器.....	(336)
§ 7.10 电离辐射计数器的其它附加设备.....	(348)
§ 7.11 电子管静电计.....	(357)
§ 7.12 光电管.....	(363)
§ 7.13 照度计.....	(368)
§ 7.14 酸度计 (PH计)	(370)
§ 7.15 超声波的发生和探测.....	(371)
第八章 晶体电子学和晶体管电路	
§ 8.1 半导体.....	(377)
§ 8.2 用能带论解释本征半导体的导电机构.....	(378)
§ 8.3 杂质半导体的导电机构.....	(380)
§ 8.4 半导体和金属接触.....	(384)
§ 8.5 P—n 结的性质: 半导体中载流子的扩散	(385)
§ 8.6 点接触型的晶体二极管.....	(389)
§ 8.7 面结合型的半导体二极管.....	(393)
§ 8.8 半导体的放大作用原理.....	(394)
§ 8.9 点触型晶体三极管.....	(398)
§ 8.10 面结合型晶体三极管.....	(402)
§ 8.11 高频晶体三极管.....	(405)
§ 8.12 半导体三极管的应用.....	(406)
§ 8.13 晶体管噪声问题.....	(411)

第四章 电子管振荡器

§ 4.1 引言

高频率电流最初被利用在无线电波发射上,但到目前它已被广泛的应用到工业、农业以及医学等许多生产及科学研究的领域中去了。在工业上用它冶金,做精密加工和热处理,医学上用它电疗,此外电影、探矿、食品加工,无线电通信等中人们都利用着高频率电流。特别是农业生产上,它对于农作物的产量及禽畜的增重,植物保护等方面都有一定的效果。在上述各部门以及其他部门的科学研究中更是经常使用各种频率的电流,因而,得到各种所需频率的电流的方法,引起人们的极大注意。

在电子管发明之前,人们只能从工业上的发电機得到交变电流,常用的50周市电以及作特殊用途的高频发电機,就是这种装置,但它们不能产生很高频率的电流。此外,比较古老的方法用火花放电和电弧也能产生高频率电流。但用这些方法把机械能,热能或直流电变为高频电的过程中,整个工作系统常要做各种机械的运动,因而引起各种复杂问题及能量的无谓损耗。

电子管的发明,是无线电发展中的一个重大的划时代的事件,因为它的许多特殊用途,不但为无线电技术开辟了广阔前途,而且也被利用到许多其它部门中去。用电子管安装成的振荡器,它本身无需做任何机械振动,就可将直流电能变成交流电能,这一方法得到了广泛的应用。它可以产生周期为几秒的振荡,也可产生几百兆赫的振荡。所得到的功率可以从几分之一瓦直到几百千瓦。一般情况下,人们并不使用价值昂贵而且不便于使用的高频发电機,而宁可把50周市电整流为直流电,然后用电子管振荡器把这个直流电转变为高频电而加以利用。总之,电子管振荡器以其输出功率和振荡频率有很大范围的伸缩性,比之机械方法产生的振荡优越得多。

我們已經熟知:一个电子管放大器,可以在外加信号的激励下,将直流电能转换成与外加信号有相同频率(一般言之)的高频率电流。至于所谓振荡器,乃是指放大器不需外加激励信号,而是由自己的正反馈信号来代替外加激励信号,而完成上述工作任务的工具。它的输出波形和频率,由电子管的工作情况和所用电路元件如何组合来决定。从输出的信号来看,电子管放大器与电子管振荡器,都有将直流电能转换为交流电能的作用,这是它们的相同点,但从被激励的情况看,放大器是受到外加信号的强弱,频率大小的控制而工作的,而电子管振荡器则不需要外加信号的激励,这是二者的不同点。

本章中将对电子管振荡器产生振荡的物理过程,振荡的激励条件,振荡器的计算及理论问题加以说明,对于振荡器的各种电路也给以一定的讨论,特别在生物物理科学研究中以及农业生产实践中常用的电子管振荡器,则详加说明。此外,本章的振荡器着重讨论产生简谐

振荡的振荡方法。至于能产生其他各种波形（如锯齿波，方形波，短脉冲等脉冲波）的电子管振荡器（也可叫做脉冲发生器）将在第六章加以讲述。

第一章在讨论由L、C组成的单回路自由振荡时，已知振荡电流与时间的关系为：

$$i = \frac{-V_0}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (4.1)$$

由(4.1)式可知， $\frac{V_0}{\omega L}$ 为电流最大振幅 I_m ，但振幅却随时间而减少，也即产生的是

“阻尼振荡”，振荡的频率就是 ω

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (4.2)$$

$$\text{而 } e^{-\alpha t} = e^{-\frac{R}{2L}t}$$

则决定了振幅衰减的速率。电流变化情况见图4—1，其中（甲）是R为正值时产生的阻尼振荡，由图可见，如果R减小，则衰减的速率变小，振幅的衰减亦逐渐变缓；当R减至于零时，振荡即变为等幅振荡，如图4—1（乙）所示。此时振荡频率由(4.2)得知：

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

而这时衰减率 $e^{-\frac{R}{2L}t} = 1$ ，而电流变为：

$$i = \frac{-V_0}{\omega L} \sin \omega t \quad (4.4)$$

式(4.4)意味着，当决定衰减量 α 的电阻等于零时，产生的将是非阻尼振荡。亦即振荡一开始就以振幅 $V_0/\omega L$ 继续下去（其角频率为 ω ），就象力学中无摩擦运动一样，一經开始，便会保持它原有速度无限制的运动下去。如果R变为负值，

因为衰减率 $e^{-\frac{R}{2L}t} > 1$ ，故振荡振幅将随时间而增加，变成了如图（丙）所示的增幅振荡，但应当注意的是，似乎当R的负值保持不变时，则振幅将无限制的增大，这在实际的振荡器中是不可

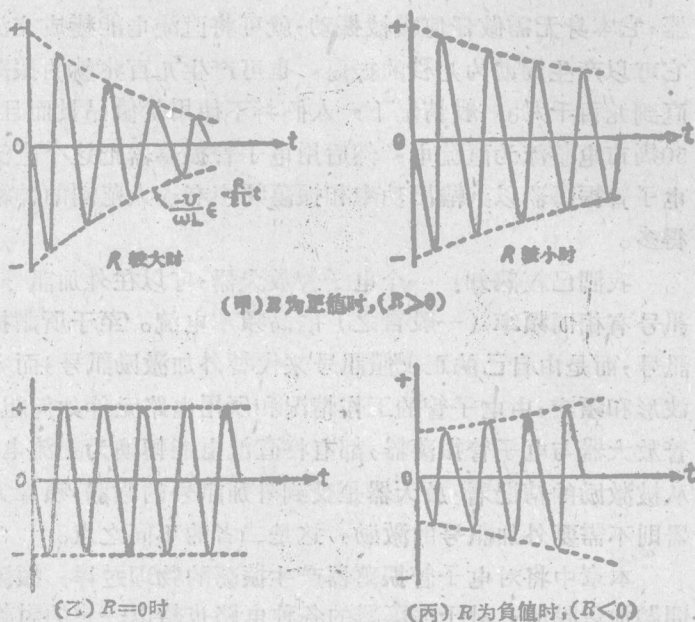


图4—1当 β 为正，零或负值时在LC回路中产生振荡电流情况

§ 4.2 电子管振荡器的自激

我們知道，在LC迴路中产生阻尼振蕩的原因，在于电阻R把部分电能變为焦耳热不再还原。假定补偿了这种損耗后，显然可以把阻尼振蕩變为非阻尼振蕩。为此目的，可以用一个电子管放大器完成这种功用。这种装置必需滿足以下条件：对于LC所組成的单迴路，电子管放大器所供給的能量不小于迴路所損耗的能量，以得到等幅振蕩。此外，由于电子管的能量常由板极輸出，板极輸出訊号相位应与LC迴路振蕩电压的相位一致，否則放大器板极輸出訊号将使LC迴路中的振蕩的振幅減弱，此适当的相位关系叫做相位平衡。因此，一旦在板极LC迴路中产生了阻尼振蕩，則可以用一有同样頻率的外来电源（放大器）来补偿損耗，以得到等幅振蕩。这样做成的振蕩器叫做他激振蕩器。

§ 4.3. 振蕩器的工作原理:

• 175 •

得对振荡器的分析工作显得很复杂。如前所述，作为初步近似，我们仍可以认为它工作在甲类直线性情况下，而略去栅流。设电子管放大倍数为 k ，则 $k=|V_a|/|V_c|$ 。在有适当的 L 与 L' 的匝数比时，可以使得由 L 耦合至 L' 的电压，不但相位与板极电压相位差 180° ，而且数值上能满足

$$\dot{V}_c = -\frac{V_a}{k} \quad (4.5)$$

则栅极上的信号就是以维持板压振幅不会衰减。

由于 $|V_c|$ 是回授电压，因而它和电子管的输出电压 $|V_a|$ 之比，正是这系统的反馈系数 β ，即

$$\frac{\dot{V}_c}{\dot{V}_a} = \beta \quad (4.6)$$

由(4.5)式和(4.6)式可知，若欲板极电压振幅能够不衰减，则要求

$$\dot{\beta} = -\frac{1}{K} \quad \text{或} \quad 1 - K\dot{\beta} = 0 \quad (4.7)$$

通常由于 $k>1$ ，则反馈系数 $\beta<1$ 。可见，放大倍数越高，则反馈系数可以愈小，即反馈回栅极的那部分维持振荡的控制电压也就可以小些。图4-3的等效电路如图4-4所示。

图4-4中反馈网络代表了图4-3中的振荡回路 LC 与反馈线圈 L' 及互感 M ，这种正反馈作用是经由这个反馈网络而完成的。一般说来，图(4-4)具有更普遍的意义。因为用其他方式反馈的振荡电路中，还可以用其它元件(如电容器等元件)来完成这种所谓正反馈作用的。

由图4-4中，若 Z_{eq} 为从板极方向看去耦合网络所呈现的阻抗，由于回路中电流

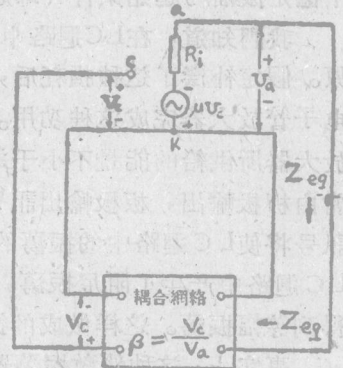


图4-4 图4-3的等效电路

$$i_a = \frac{-\mu \dot{V}_c}{R_1 + \dot{Z}_{eq}} \quad (4.8)$$

$$\text{得到} \quad \dot{V}_a = \frac{-\mu \dot{V}_c}{R_1 + \dot{Z}_{eq}} \cdot \dot{Z}_{eq} \quad (4.9)$$

则可知

$$K = \frac{\dot{V}_a}{\dot{V}_c} = \frac{-\mu}{R_1 + \dot{Z}_{eq}} \cdot \dot{Z}_{eq} \quad (4.10)$$

将式(4.10)代入(4.3)得

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= -\frac{(R_1 + \dot{Z}_{eq})}{\mu \dot{Z}_{eq}} = -\left(\frac{1}{\mu} + \frac{R_1}{\mu \dot{Z}_{eq}}\right) = -\left(\frac{1}{\mu} + \frac{1}{S \cdot \dot{Z}_{eq}}\right) \\ &= -\frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{R_1}{\dot{Z}_{eq}}\right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

方程式(4.11)即所谓“巴克好森振荡条件”，式中负号仍然说明着反馈的方向。由于正反

饋要求反饋系數 β 与互感 M 有相同符号,按照这个条件的規定,在已知电子管的参数 μ 、 R_i 和 S 时, β 与 Z_{eq} 的数值应满足上述条件,才能产生振荡。(4.11)式说明了 β 与 μ 、 R_i 和 S 三个参数和板极负载阻抗 Z_{eq} 之间的大小及相位关系,应当注意,如果 Z_{eq} 为复数,则 β 也为复数,但通常 Z_{eq} 多是一个共振回路,在振荡频率附近时呈现纯电阻性,因此由(4.11)可知 β 为负实数。它的物理意义是表示栅极电位应与板极电位间有 180° 的相角差,这个 180° 的相角差是經由耦合网络来完成的,二电压間的数值关系应满足 β 的定义即(4.6)式。

在巴克好森振荡条件中还可看出,放大因数 μ 愈大,以及 Z_{eq} 比 R_i 的值愈大,则在同样的条件下,反饋系數 β 值就可以愈小。 β 小说明振荡是容易发生的。又由于 Z_{eq} 多为并联共振回路的阻抗。因此在共振频率附近是最容易发生振荡的。因为这时阻抗 Z_{eq} 最大。

上述的两种解释是我们研究电子管振荡器的基本出发点。假定有一个象在图4—3所示的调板式的振荡器电路中,振荡已经维持正常。那么,这个振荡开始时是怎样被激励起来的,又如何维持下去的呢?对于这同一个振荡电路中发生的同一个振荡现象,用上述两种观点(即发生在LC回路中的瞬变现象和正反馈)加以解释的结论又是怎样的呢?振荡的更具体的振荡条件,频率等问题如何解决呢?以下我们将着重讨论上述几个问题。

以时钟的钟摆为例,一个上紧了发条的时钟,可以说已经具备了单摆做非阻尼振荡的内在条件,但是在没有外来的原因在单摆的振动方向上推动它一下,它是不会自行开始这种摆动的。同样,一个如图4—3所示的调板式电子管振荡器中,当电源接通电路后,虽然反馈已符合巴克好森条件,但假若没有一个外界纯粹属于偶然的原因(如人推了单摆一下)的激励的话,这个振荡器也不会开始振荡的。事实上,这种偶然原因是存在的,而且是多方面的。激励电子管振荡器的振荡,通常是一个电脉冲对LC回路的冲击。这种脉冲通常是由于在接通电路电源的一瞬间,由于电路存在着电感性的或电容性的元件,或者不可避免分布电感和分布电容的存在而引起的,也可能是由于阴极电子发射的涨落现象所引起的。此外,当然还有许多其他原因,例如,也可能是由于外界的机械振动,使得电子管的控制栅极发生突然位移而造成的输入电容变化和输入能力的突然改变等等。这些电脉冲就将在回路中引起瞬变电流,而在振荡回路中激起振荡。

当有了前述的偶然冲击存在时,假定LC回路的电容器 C 充电至如图4—5中曲线(1)的OA线段所示的电压,然后通过线圈 L 放电,放电时,线圈 L 两端电压变化曲线如曲线(1)所示。线圈 L 中的电流显然由于有自感存在而落后于电压一个相角 ϕ 。

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (4.12)$$

假若回路的分布电阻很小,则可以认为 $\phi = 90^\circ$,那样,线圈 L 中的电流变化可如曲线(2)所示。

线圈 L 中的电流 i 。在线圈 L' 中感应出的电动势,假定是

$$V_m = M \frac{di}{dt} \quad (4.13)$$

若綫圈中L的电流是正弦變化的：

$$i_o = I_o \sin \omega t \quad (4.14)$$

那么 $V_m = +\omega M I_o \cos \omega t \quad (4.15)$

假定M为一正数，則式(4.15)中的正号說明柵极上反饋电压的相角与起始冲击电压(即OA所示的电压并表现在L两端)有相同的相角。則反饋到柵极上的交變电压会如(4.15)式給出的

$$V_C = V_m = \omega M I_o \cos \omega t \quad (4.16)$$

柵极上电压變化如曲綫(3)所示。若假定电子管工作在特性曲綫的直綫部分，則板流中交流分量 i_p 会和式(4.16)所給定的柵压交變分量有相同的相位关系，即

$$i_p = i_{p0} \cos \omega t \quad (4.17)$$

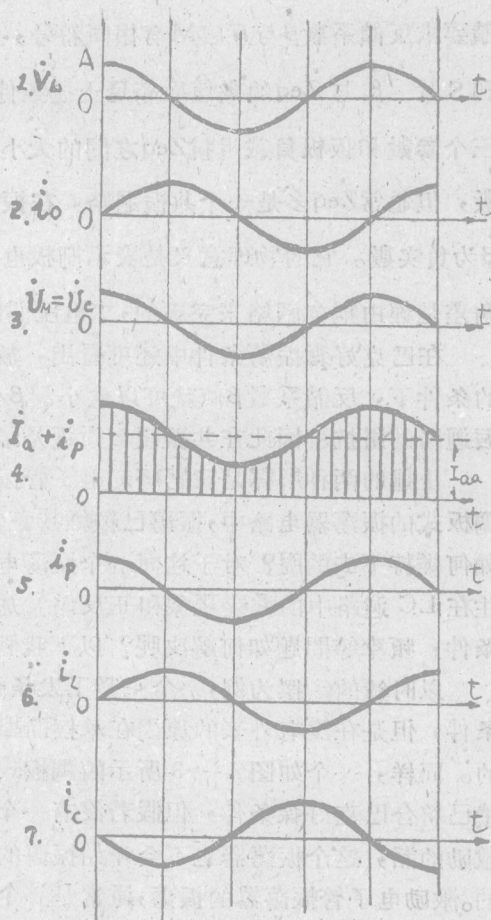
为清楚起见，我們把板流中交流分量特別画出，如曲綫(5)所示。在我們熟知的板极負荷为純电阻的情况下(这迴路在其共振頻率下正是如此)，板压必然和板流相差 180° 相角

$$V_a = -\omega L i_{p0} \cos \omega t \quad (4.18)$$

交流板流 i_p 在LC迴路中分为 i_c 和 i_L 两部分，而 i_c 比 i_p 領前 90° ， i_L 比 i_p 落后 90° ，其波形分別如曲綫(6)、(7)所示。

將綫圈L中由于电容器C放电而产生的电流 i_{aL} 的變化曲綫和在同一綫圈中由板流的交流分量 i_p 所产生的电流 i_{aL} 變化曲綫相比較，不难看出这样的結論：两个电流的相角是重合的。这样就可以把板流 i_p 看成是由于振荡迴路的綫圈中的电流 i_{aL} 和电容支路中的电流 i_c 合成的。在振荡迴路中的电阻甚小时， i_L 与 i_c 几乎有 180° 的相角差如图4—5，(B)这种情况下 $|i_p|$ 远小于 $|i_L|$ 和 $|i_c|$ 。当振荡迴路中的电阻趨近于零时， i_L 和 i_c 便有 180° 的相角而 i_p 将为零，这一点若考虑到并联系到单迴路在电阻 $R \rightarrow 0$ 时，迴路的阻抗趨于无限大就不难理解了。

由此可见，板流 i_p 的存在恰足以补偿在电阻R不为零时所引起的能量消耗(同时也只有R不为零时 i_p 才可能出现；)因此振荡将不会衰减。还必须指出这一能量的补给是“适时的”(这表现为 i_p 和 i_L 及 i_c 之間有恰当的相角关系)，否則振荡也难以維持。至于 i_p 的大小(它的大小和給予迴路的“补偿能量”的大小有关)怎样会恰巧适合振荡迴路的要求而不致使振荡越振越强或者渐渐衰减我們将在稍后一点討論。



(A) 各部分电流与电压的變化



(B) 板流的合成

图4—5 自激过程中电路里各部分电压与电流的變化情况及板流的合成。

綜合上面所述，我們不难看出，一个振荡迴路（如 LC 的迴路）的工作情况与单摆的无阻尼振动情形是极其类似的。电子管振荡器工作的机械比拟，往往使我们极其明显形象的了解振荡的物理意义。由此也可以看出构成振荡器的基本条件应当有三个。

一是包括两种元件的一套振荡迴路。当迴路中的一个元件释放某种形式的能量时，另一元件就接收这些能量而把它转换为另一种形式的能，这转换应当是能往返进行的，其频率主要的是由两种元件的数值来决定。如前所述 LC 可以组成振荡迴路，以后我们也将说明 RC 也是能组成振荡迴路的。

另一条件，是应当有能量的来源，以便补充迴路内分布电阻所耗损的能量，以及迴路有输出时所必需的輸出能量。在电子管振荡器中供给能量的是板极直流电源。

最后一个条件是一个控制设备，它能使能源在振荡的每一个周期的适宜时间内来补充振荡系统的耗损，以维持等幅振荡。而欲维持其等幅振荡，不但与每个周期内补给能量有关，而且还与补给能量的时间有关。

在电子管振荡器中，这种控制设备是由电子管担当，由电子管放大作用及耦合网络紧密与否来决定补给多少，而补给的适当时间是由网络的正反馈作用控制。

按图 4—3 的原理电路所做成的振荡器的实际电路如图 4—6 (A)。它的等效电路如图 4—6 (B)。以下我们将就结合这种电路来进行分析。

(一) 产生等幅振荡的必要条件：

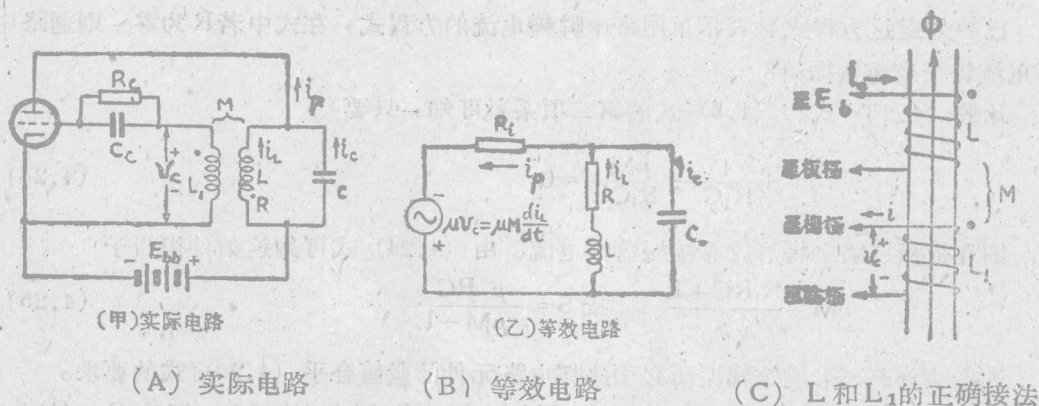


图 4—6 調板振荡器

图中 LC 组成振荡迴路，由于板极电路内含有調諧电路，所以称为調板振荡器。E_{bb} 供给振荡器所需的功率。耦合电路由栅极线圈 L₁、板极线圈 L 及二者之间的互感所组成，它們和电子管的放大作用组成了所需的“控制设备”。

注意图中的振荡器因为工作于丙类，因此，栅偏压必须用栅漏偏压而不用固定偏压，否则最初的瞬间无板流产生而不能起振荡。因为在最初工作时，栅流 i_c 为零，故栅偏压为零，有板流产生，而能引起电脉冲产生自由振荡。

另外 L 及 L₁ 的关系通过由 M 的耦合作用在 L₁ 中感应的电压能形成正反馈，因此 L₁ 中所感应的电压 V_c 即由 (4.13) 或 (4.16) 式所表示。

在实际装置中 L_1 和 L 多半是繞在同一个軸上的两个綫圈，按照图 4—6 (C) 中方法連接就可以获得正反饋。

由图 4—6 (B) 的等效电路可以得出如下的方程式組。

$$\mu M \frac{di_L}{dt} = i_P R_i + i_L R + L \frac{di_L}{dt} \quad (4.19)$$

$$i_P = i_C + i_L \quad (4.20)$$

$$\frac{1}{C} \int i_C dt = i_L R + L \frac{di_L}{dt} \quad (4.21)$$

将式 (4.21) 微分得

$$i_C = RC \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} \quad (4.22)$$

把 (4.20) 和 (4.22) 式代入 (4.19) 式并化簡得

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R_i C} - \frac{\mu M}{R_i CL} \right) \frac{di_L}{dt} + \frac{R_i + R_{iL}}{R_i CL} = 0 \quad (4.23)$$

这个式子和 (1.5) 式在數學形式上极相似，为了便于比較，将 (1.5) 式重写如下：

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0 \quad (1.5)$$

已經知道这方程式是表示单迴路中瞬變电流的方程式，在式中若 R 为零，則迴路中的振荡电流将形成等幅振荡。

比較 (4.23) 式和 (1.5) 式的第二項系數可知，只要

$$\frac{R}{L} + \frac{1}{R_i C} - \frac{\mu M}{R_i CL} = 0 \quad (4.24)$$

則在板极迴路中将形成等幅振荡性电流。由 (4.24) 式可知这条件相当于

$$M = \frac{R_i RC + L}{\mu} \quad \text{或} \quad S = \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.25)$$

这意味着若要形成等幅振荡必須选择电路元件的數值合乎 (4.25) 式的要求。

已知 (1.5) 式第三項的系數等于单迴路振荡的角频率的平方 (因为 $R=0$)，比較 (1.5) 式和 (4.23) 式可知，調板振荡器的频率 ω 应当是

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) \quad (4.26)$$

或

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} \quad (4.27)$$

通常 $R \ll R_i$ ，所以 ω 可近似的表示如下：

$$\omega \cong \omega_0, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.28)$$

由此看出，产生和維持振蕩的条件是和綫圈間互感 M ，电子管及耦合网络的参数有关，式(4.25)中的 $(-\mu M/R_i LC)$ 項可看作是电子管及耦合网络电路的正反馈作用所产生的负电阻，由于它抵消了迴路中总的电阻，才有等幅振蕩产生及持續不断的可能，其频率是由耦合网络参数所决定的。

上面用直綫性理論对于振蕩器的工作原理加以討論，由于它所反映的情况是理想的，与实际情况不相符合，虽然較方便地推出了振蕩条件，但却得出了錯誤的結論，即振蕩的稳定振幅是由起始条件所决定的，但实际振蕩器的稳定振幅完全和起始条件无关。

关于稳定振幅的大小，只有把电子管看成非綫性元件才能作較充分的討論，也只有这样才能了解起始脉冲的作用。但是非綫性理論在数学上相当煩难，我們在下面将采用准直綫理論来对振蕩过程进行分析，这样可以免去数学上的困难，而且也还能把过程的本質揭示清楚。

假定在选择电路参数时使

$$\frac{R}{L} + \frac{1}{R_i C} - \frac{\mu M}{R_i CL} < 0 \quad (4.29)$$

或
$$M > \frac{R_i RC + L}{\mu} \quad (4.30)$$

即
$$S > \frac{R_i RC + L}{R_i M}, \text{ 或 } S > \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.31)$$

这时(4.23)式中第二項的系数将有負值。根据以前对于单迴路的討論可知，这时振蕩的振幅将逐渐增大有无限上升之势。

反之，若

$$M < \frac{R_i RC + L}{R_i M} \text{ 或 } S < \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.32)$$

则振蕩的振幅将不断衰减。

通常在調板振蕩器中都选择 M 及其它各元件的数值使得电子管在綫性范围内工作时(4.30)得到滿足。这样振蕩在得到电脉冲的冲击时，振蕩的振幅便无限扩张之势。

然而，在实际上振幅当然不可能无限上升，例如在栅极电位上升至和阴极电位相等之后，綫圈 L_1 上的感应电动势虽仍上升但栅极电位则由于栅极和阴极間这时的低电阻而不可能有很大的上升，因而板流的增量就不再和 L_1 中电动势的增量成正比了，这相当于跨导的降低。又例如在栅极电位下降至截止电压以下时，则栅压的进一步降低将不再使板流进一步下降（因为板流已为零了），这也相当于跨导的减小，因为栅压的变化完全不引起板流的变化。跨导的减小或者说放大倍数的减小，就会限制振幅的无限扩张。

綜上所述，不論栅极电位太高（即栅极振蕩电压的正峰值附近），或者栅极电位太低（栅极負峰值附近）电子管的跨导都要减小，即在振幅很大时，电子管跨导就不能再视为常数，相应的 μ 和 R_i 当然也不能再视为常数，因此我們說，在振幅过大时，电子管将进入非綫性范围。由此可见等幅振蕩之成为可能，电子管作为非綫性元件也是必不可少的条件，同时这也就說明了电子管振蕩器都常有一个稳定的振幅而这振幅的大小不依赖于起始电脉冲的大小的道理。

为了避免数学上的麻煩，我們把这非綫性状况下工作的电子管的跨导用平均跨导 $\bar{S}$ 来表示，我們認為維持等幅振蕩的条件(4.25)可以改由下式来代替

$$\bar{S} = \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.33)$$

而代替式 (4.31) 和 (4.32) 我們有

$$\bar{S} > \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.34)$$

振蕩的振幅將要逐漸增強。而在

$$\bar{S} < \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.35)$$

時振幅將逐漸衰減。

至於如何決定 $\bar{S}$ 的大小，可參閱圖4—7，圖中下部給出了柵極電壓的波形圖，由圖中可見，柵極電位有時大於零（高於陰極），有時在截止電位以下，因而圖中轉移特性曲線的斜率在整個柵極電壓變化的範圍內不再是一個常數，也就是說跨導不再是一個常數。在這種情況下我們採用圖中的 Δi_a 和 ΔV_c 之比為平均跨導 $\bar{S}$ 即

$$\bar{S} = \frac{\Delta i_a}{\Delta V_c} \quad (4.36)$$

這平均跨導就是圖中轉移特性曲線附近的虛線的斜率。

由圖4—8中還可以看出 $\bar{S}$ 的值隨着柵偏壓和柵極訊號的振幅而變（是謂非線性）。

假定振蕩器最初是以圖4—8中的 Q_1 點為其電子管的工作點。而在 Q_1 點時電子管的跨導 S_1

$$S_1 > \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.37)$$

此時振蕩的振幅為 V_1 ，而在振蕩過程中的平均跨導為 $\bar{S}_1$ ，若

$\bar{S}_1$ 也够大，足使

$$\bar{S}_1 > \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.38)$$

則振蕩的振幅將逐漸增長。同時迴授至柵極的訊號電壓也隨着增長。假定柵壓振幅漸增，同時由於柵漏偏壓也隨振幅增長而逐漸增大，工作點逐漸向左方移動，同時 $\bar{S}$ 也逐漸減小，一直到工作點移到 Q_2 點，而柵極電壓振幅也達到 V_0 。這種情況下的平均跨導 S_2 恰好滿足

$$\bar{S}_2 = \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.39)$$

這時振蕩的振幅就不再增加，而成為穩定的等幅振蕩。即使由於某種偶然的原因使振蕩的振幅減少了，顯然振蕩器會自動的使振幅逐漸加大仍回到這一點（滿足 (4.33) 式的點）作等幅振蕩。

即或由於起始沖擊過大，或者某種偶然的因素使振蕩器的工作點移至 Q_3 ，柵壓振幅也變

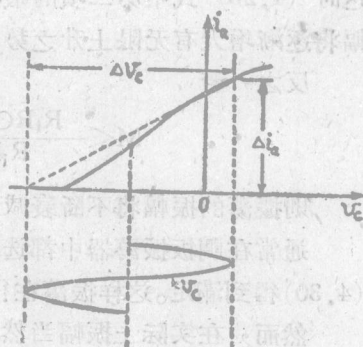


圖4—7平均跨導 $\bar{S}$ 的意義

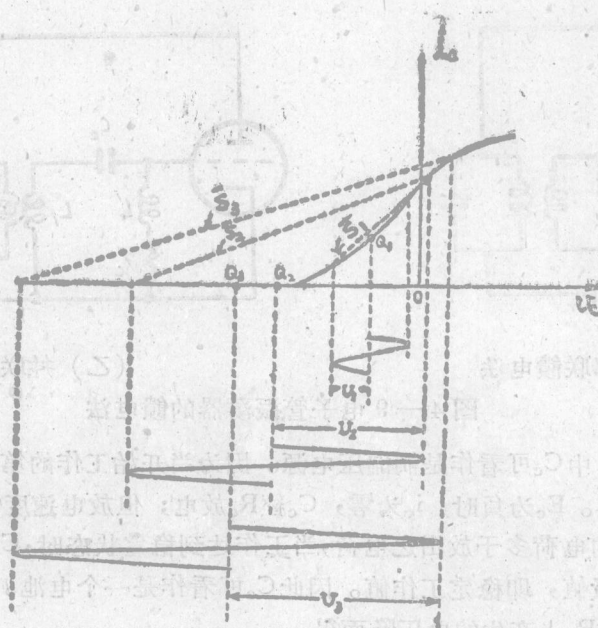


图4—8 由 $\bar{S}$ 的变化来解释振荡振幅是如何达到稳定

为 V_3 ，由于这时的平均跨导 $\bar{S}_3$ 小于 $\bar{S}_2$ ，故有

$$\bar{S}_3 < \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (4.40)$$

因而振荡将减幅直到工作点仍移至 Q_2 点，栅压振幅仍变成 V_2 ，才能稳定的作等幅振荡。

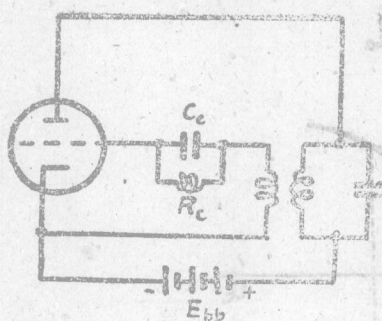
由此可见， Q_2 点是这振荡器稳定工作的工作点， V_2 是振荡器稳定工作时的栅压振幅。不论起始电脉冲大小如何，或者有何偶然因素使振荡发生变化，振荡器都将回到这个稳定状态。

以上的讨论应当注意获得稳定振荡的条件是：在静态工作点上跨导满足 (4.31) 式，而且在平衡点附近的平均跨导 $\bar{S}$ 随振幅的增大而减小。有时电子管的工作点或者电路元件选择不恰当而不能满足这一条件，这种情况下振荡器多半或者完全不能起振，或者振荡发展至最后终于停止。有时这种振荡器在大脉冲的激励下也可以起始振荡，而在大振幅下这电子管的平均跨导也可能恰好满足等幅振荡的要求，这时振荡器将维持稳定振荡，这种情形叫做硬激励。硬激励振荡器在停止振荡后不易重行振荡，只有在强大信号的激励之下才重新振荡。相反的，通常的能满足获得稳定振荡条件的振荡器叫做软激励振荡器。通常软激励振荡器多半无须加外激励就会自行振荡，因为极为微小的偶然冲击都会形成一微小的振荡，而这振荡就会发展到形成稳定的等幅振荡为止。

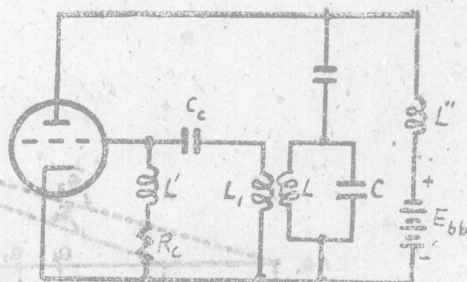
(二) 振荡器的板极和栅极电源供给：

和丙类放大器一样，振荡器的板极电源可用并联和串联两种馈电法。

振荡器多半工作在丙类，但栅偏压的供给不用固定偏压，而采用栅漏偏压，因为当板压最初接上时，若用固定栅偏压，栅压可能处于截止值以下因此板流为零，而用栅漏偏压则在最初工作时，栅流为零，即栅偏压为零，故有板流产生，而起动了振荡。而且使用栅漏偏压可以自动调节振荡器的工作点，使振幅几乎近于定值。



(甲) 串联饋电法



(乙) 并联饋电法

图 4—9 电子管振荡器的饋电法

在图 4—9 (乙) 中 C_c 可看作是栅偏压电源。因为当开始工作的第一个正半周时, E_c 为正, 故 i_c 流过使 C_c 充电。 E_c 为负时, i_c 为零, C_c 经 R_c 放电; 但放电速度慢于充电速度, 故 C_c 上在一周期中所得到的电荷多于放出之电荷, 当工作达到稳定状态时, C_c 得失电荷相当, 故栅负压维持在一一定的数值, 即稳定工作值。因此 C_c 可看作是一个电池。或说栅负压的供给是由于 i_c 的直流分量在 R_c 上产生的电压降而得。

在应用中常使直流电表串联于栅路中, 有电流存在即证明了振荡已产生。同时栅流的大小, 还标志着振荡的强弱。

在使用栅漏偏压时有这样两种情况, 在设计电子管工作点时应特别注意:

(甲) 間歇振荡:

即如果栅漏电阻 R_c 及其旁路电容 C_c 所組成的時間常數太大, 那么振荡有时产生, 有时停止, 这种现象称为間歇振荡。

其原因是時間常數 $R_c C_c$ 太大, 故当振荡增强时, 栅偏压不能迅速跟着增长, 振荡减弱时, 也不能随即减弱, 以致使平均的跨导不能维持等幅振荡。

(乙) 正栅止荡现象:

这现象是振荡突然停止, 栅极有逆向的电流, 使栅极处于正电位, 板流大增, 电子管因发热过甚而終致燒毀。

其原因是当栅极激励电压过高时, 栅极将产生次级发射或因过热而产生热电子发射所致。逆向电流在 R_c 上所产生的电位降使栅极处于正电位, 有使板流增至飽和值的可能。有时甚至会使电极毀坏。为了避免这样现象的发生, 工业上在制造电子管时经过一些特殊处理, 使得在通常情况应用时, 不致发生正栅止荡现象。

§ 4、4 几种常見的振荡器型式和振荡频率稳定問題

① 調板振荡器:

这种振荡器前面已有所討論, 其电路如图 4—9, 这种振荡器的調諧电路在板极电路中。振荡器的振荡频率即由这調諧电路所决定。这种振荡器易于振荡, 波形和频率稳定性都不算很好。

② 調栅振荡器:

这种振荡器和調板式振荡器很相似, 只是調諧电路在栅极迴路中。它的频率稳定性还不

如調板式振蕩器，採用的較少。

調柵式振蕩器的電路見圖 4—10。

③哈特萊振蕩器：

這種振蕩器是一種最常見的振蕩器，它的電路見圖 4—11。

其特點是，就交變電流而言，板極和柵極接於調諧迴路的兩端而陰極或B⁺則接在繞圈中部的某一點。目的為獲得柵壓和板壓的正確的相位關係。即迴路振蕩於其固有頻率附近時，電子管的輸出和輸入間的相角差為180°。L₁和L₂組成了分壓器，在有互感M存在時，振蕩的頻率由下式決定。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)}} \quad (4.42)$$

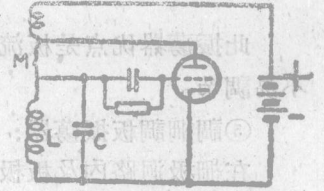


圖 4—10 調柵振蕩器

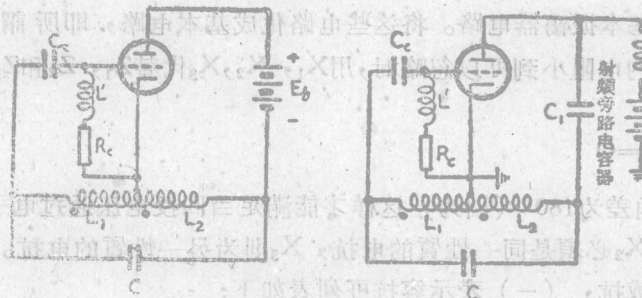


圖 4—11 哈特萊振蕩器

當L₁與L₂之間無互感時，也可能產生振蕩。這時

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \quad (4.43)$$

此振蕩器優點在於易於產生振蕩和便於調節。在要求不高時，完全可以先使其振蕩（這種振蕩甚至在電路參數選擇不當時，也能發生），再用實驗辦法調節它的頻率和振幅。其缺點為工作在丙類時，因板流和柵流均為脈沖狀，包括諧波極多，而它又沒有低阻抗迴路，致不能使諧波返至陰極，因此迴路上所生諧波電壓較其他各種振蕩器均大。

④柯爾皮茲振蕩器：

和哈特萊式相反，它是利用電容器做為分壓器的，其電路如圖 4—12。此種接法只能採用

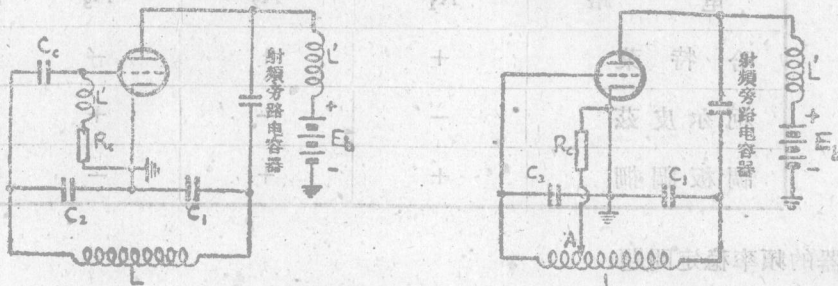


圖 4—12 柯爾皮茲振蕩器

并联饋电法。如果略去迴路电阻，則它的振蕩角頻率为

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \cdot L}} \quad (4.44)$$

此振蕩器优点是板流內諧波由低阻抗迴路返至阴极，因此波形比哈特萊式为好，缺点是不易調节。

⑤調柵調板振蕩器：

在柵极迴路內及板极迴路內各接有一个調諧迴路，如图(4—13)所示， L_1 与 L_2 之間无互感存在。板极与柵极迴路之間的反饋是由电子管內部极間电容 C_{ca} 来完成。为使振蕩器正常工作，在工作頻率时，板极負載及柵路負載均需为电感性才好。所以其工作原理頗与哈特萊式相似。但对于諧波 C_1 及 C_2 則起着短路作用，因而它又具有柯尔皮茲式的优点。因此輸出波形非常近于正弦波。

以上介紹了五种基本振蕩器电路。将这些电路化成基本电路，即所謂三端电路。如图4—14所示。当迴路內电阻小到可以忽略时，用 X_1, X_2, X_3 代替 Z_1, Z_2 和 Z_3 ，由于在諧振情况下可知电抗关系有：

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (4.45)$$

为滿足 $\dot{V}_c$ 和 $\dot{V}_p$ 的相角差为 180° （因为）这样才能滿足当回授电压通过电子管后引起的相移變化的补偿），故 X_1 与 X_2 必須是同一性質的电抗， X_3 則为另一性質的电抗。

若用(+)表示感抗，(-)表示容抗可列表如下：

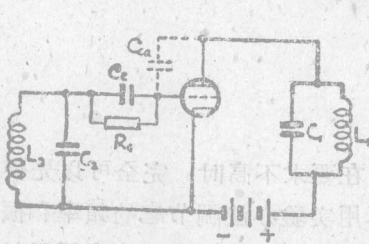


图4—13調板調柵振蕩器

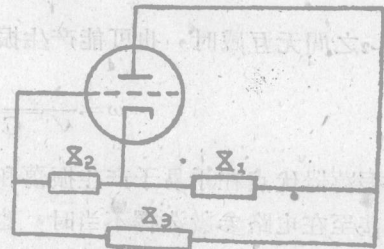


图4—14振蕩器的三端等效电路

表4.1

电 路	X_1	X_2	X_3
哈 特 萊	+	+	-
柯 尔 皮 茲	-	-	+
調 板 調 柵	+	+	-

振蕩器的頻率穩定問題：

由于維持振蕩頻率的穩定不单是发送設備必須考虑的主要問題，而且在农业生产上所用