

高等学校交流讲义

无綫电电子学

WUXIANDIAN DIANZIXUE

第 二 册

华东师范大学物理系电子学教研组編著

人民教育出版社

高等学校交流讲义



无 线 电 电 子 学

WUXIANDIAN DIANZIXUE

第 二 册

华东师范大学物理系电子学教研组编著

人 民 教 育 出 版 社

本书是作者根据几年来在华东师范大学物理系无线电电子学课程所用的讲义修改而成的。书中着重介绍了基础知识，并注重联系实际：对收音机、扩音机、电视接收机和一些常用的电子仪器都作了适当的介绍，某些地方列入了设计和许多实际线路，对于无线电电子学方面的新成就也作了一些介绍：如脉冲技术、微波与雷达、晶体管及其线路、电子计算技术和电子自动控制等。

本书共15章，分一、二、三册出版。第一章至第六章为第一册，第七章至第十章为第二册，第十二章至第十五章为第三册。

本书可作为综合大学高等师范学校物理各专业无线电基础课程的教材，也可供以上学校及高等工业学校中设有“无线电基础”课程的各类理科专业选用。

无线电电子学

第二册

华东师范大学物理系电子学教研组编著

北京新华书店出版业营业许可出字第2号

人民教育出版社出版(北京景山东街)

人民教育印刷厂印装

新华书店总发行所发行

各地新华书店经售

统一书号K13010·070 开本 850×1168 1/32 印张 10 7/16 插页 4

字数 252,000 印数 35,001—60,000 定价(6) 1.10

1961年7月第1版 1962年3月北京第4次印刷

第二册目录

第七章 振荡和脉冲线路.....1	第九章 检波及接收机.....117
7.1 电子管振荡器工作原理的分析.....1	9.1 晶体检波.....117
7.2 振荡条件和振荡频率.....4	9.2 强讯号两极管检波.....120
7.3 振荡器作为自激放大器.....8	9.3 栅路检波.....127
7.4 振荡器的各种线路.....10	9.4 板路检波.....131
7.5 电子耦合式振荡器.....16	9.5 再生检波.....135
7.6 振荡频率的稳定法·晶体振荡器.....17	9.6 差频检波·变频原理.....139
7.7 超高频振荡器.....20	9.7 调频检波.....142
7.8 音频振荡器.....22	9.8 接收机的类别及特征.....149
7.9 负阻振荡器.....26	9.9 超外差式接收机线路的分析.....157
7.10 锯齿形波发生器.....29	9.10 调频超外差接收机.....176
7.11 脉冲的基本知识.....34	9.11 超短波的接收.....178
7.12 多谐振荡器.....36	第十章 电子仪器.....183
7.13 多谐振荡器的同步.....47	10.1 阴极射线示波器.....183
7.14 阻塞振荡器.....49	10.2 电子管伏特计.....206
7.15 触发电路.....52	10.3 频率计.....217
7.16 限幅器.....55	10.4 品质因数表—Q表.....223
7.17 微分电路和积分电路.....61	10.5 符合和反符合线路.....227
7.18 强脉冲发生器.....66	10.6 脉冲电压振幅分析器.....237
7.19 脉冲放大器.....70	10.7 进位线路(定标电路).....248
第八章 调制及发射机.....85	10.8 核物理电子仪器.....261
8.1 调幅原理.....85	第十一章 晶体管及其线路.....265
8.2 平方律调幅或小讯号调幅.....87	11.1 半导体的物理性质.....265
8.3 直线性的调幅.....90	11.2 半导体整流器——晶体二极管.....276
8.4 平衡调幅器.....100	11.3 半导体放大器——晶体管.....279
8.5 调频和调相.....101	11.4 晶体三极管的基本线路.....294
8.6 调频波的频谱分析.....103	11.5 晶体管的实际线路.....313
8.7 调频波的产生方法.....107	11.6 晶体管超外差收音机.....320
8.8 干扰对于调制波的影响.....111	11.7 晶体管电路和真空管电路的对偶类似.....323
8.9 无线电广播台的组成.....113	

第七章 振荡和脉冲线路

在无线电的广泛应用中，经常需要获得各种频率和各种波形的交变电流：象在无线电通讯中必须用高频率的电流来产生电磁波；在电声技术中必须用音频的电流来产生声波；在电视、雷达等设备中必须获得特种波形的交变电流如锯齿形波、矩形波和各种脉冲波等来控制电路的工作。振荡器就是将直流电转变为交流电的电子仪器。振荡器的工作原理和它的线路结构，是因它所产生的频率和波形而不同的。脉冲电路就是用来产生各种脉冲的电子线路，它的工作原理和结构也是随各种脉冲波形和脉冲持续期而有所不同的。本章讨论的内容有产生正弦波的高频、超高频和音频振荡器的工作原理，产生锯齿波、矩形波振荡器的工作原理，以及各种脉冲波的自激发生器和他激发生器的线路结构原理。

7.1 电子管振荡器工作原理的分析

第二章里曾讨论过一个电感 L 和电容 C 串联的回路能产生高频正弦波形的振荡电流(图 7-1)，不过这种振荡器是阻尼振荡，原因是由于回路里不可避免地包含有消耗电能使导线发热的电阻 R ，如果电阻 R 所消耗的电能不能经常能得到外界的补偿，那末回路中便能维持非阻尼的振荡，利用电子管和振荡回路的适当组合，便能自动地经常从板电源(直流)中取得电能补偿回路中电阻 R 的损耗而维持回路作等幅振荡。电子管和振荡回路的这种组合就构成所谓的振荡器。图 7-2 表示一个产生高频正弦波形的振荡器线路，并联振荡回路在电子管的板极电路中，所以又称为板调振荡器。振荡器的电子管可以在特性曲线的直线部分工作，也可以不限于特性曲线的直线部分工作，前者称为第一类振荡器，

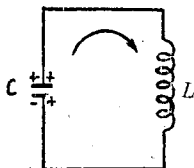
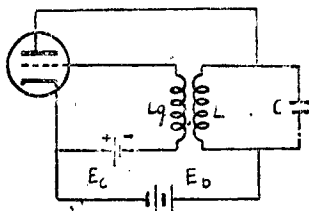
图 7-1 L 、 C 振荡回路

图 7-2 高频正弦波形的振荡器线路

后者称为第二类振荡器，实际上振荡器多属第二类。下面在分析振荡原理时是根据第一类，以求简便，因为研究非直线性微分方程的问题比研究直线性微分方程要困难和复杂得多。

在图 7-2 中当电子管开始导电或板电源接通时，由于电容器 C 充电而使振荡回路产生振荡，这样电感 L 中就有振荡电流 i_L ，电容器 C 两端也有振荡电压 u ，分别如图 7-3 中曲线 2 和曲线 1 所示，电流 i_L 几乎落后于电压 u 90° 。由于电流 i_L 流过线圈 L 再经过互感 M 的作用，在栅路线圈 L_g 中便获得一感应电压 u_m ，它与 i_L 的关系为：

$$u_m = M \frac{di_L}{dt}, \quad (7-1)$$

设

$$i_L = I_m \sin \omega t,$$

因此

$$u_m = \omega M I_m \cos \omega t, \quad (7-2)$$

互感 M 的值可正可负，由线圈 L_g 与 L 的相对关系来决定（由线圈的接法或绕法来确定），因此由于互感作用，在栅极上感生的电压有两种可能性即：

$$u_g = \pm \omega M I_m \cos \omega t, \quad (7-3)$$

上式如取正号则 u_g 应如图中曲线 3 的实线所示，如取负号便如虚线所示。 u_g 的瞬时值为正时，板流增大，为负时，板流减小。设板流 i_a 可由下式表示：

$$i_a = I_{a0} + I_{am} \cos \omega t,$$

式中 I_{a0} 是板流的直流分量， I_{am} 为交流分量的振幅，如图 7-3 中曲线

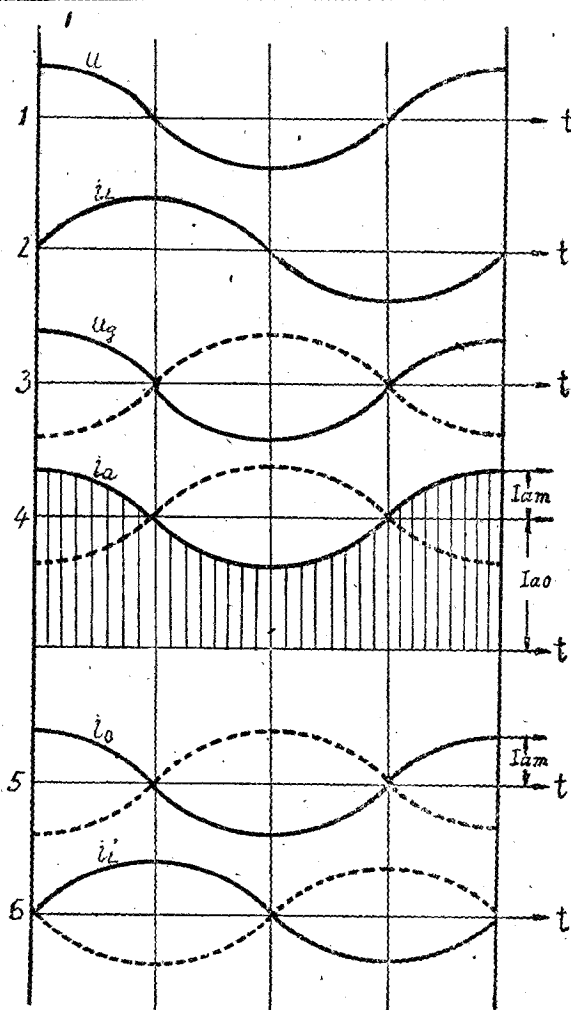


图 7-3 振荡电流与电压的曲线

4 所示。图中曲线 5 仅表示板流的交流分量 i_o ，此分量 i_o 流经板路中的 LC 电路时，在 L 支路中的电流应为 i_L' ，如图中曲线 6 所示， i_L' 几乎落后于 i_o 90° 。比较 i_L' 与 i_L 的相位关系，当 (7-3) 式取正号时，在图 7-

3中表示 u_g, i_a, i_o, i_L' 的曲线均为实线,可见 i_L' 与 i_L 同相位,这时 i_L' 对 i_L 起加强的作用,回路 L, C 中的振荡便有持续的可能。当(7-3)式取负号时, u_g, i_a, i_o, i_L' 均如图7-3中相应的虚线所示,这时显然 i_L' 与 i_L 位相正相反, i_L' 对 i_L 起了减弱的作用,振荡便不能持续。所以产生振荡的首要条件是必须正确的联结或绕制栅路线圈 L_g ,使 M 有适当符号以致电流 i_L' 对 i_L 能起着加强的作用。

7.2 振荡条件和振荡频率

从上一节我们知道要使振荡能持续,首要条件是:必须使互感 M 有适当符号,换句话说就是使栅压 u_g 与振荡回路上的交流电压 u 同相(图7-3)。

但是仅仅这个条件还是不够的,这个条件只能说明振荡有持续的可能,要使振荡能持续下去,还须使互感 M 的量值与振荡线路诸元件和电子管的参数间满足某一定关系,这个关系可求出如下:

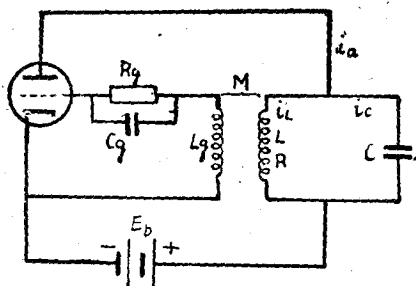


图7-4 板调振荡器的线路

根据图7-4可得到下列诸方程:

$$i_a = i_L + i_o. \quad (7-4)$$

及

$$i_L R + L \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} \int i_o dt. \quad (7-5)$$

上列式中 i_a 是板流, i_L 是回路的电感支路中的电流, i_o 是电容支路中

的电流, 从(7-4)及(7-5)二式消去 i_c , 可得:

$$i_L R + L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int i_L dt = \frac{1}{C} \int i_a dt,$$

将上式对 t 微分, 并逐项除以 L , 得:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = \frac{1}{LC} i_a,$$

因为

$$i_a = f(u_g, u_a),$$

且 $u_g = M \frac{di_L}{dt}$ 及 $u_a = -u = -\left(i_L R + L \frac{di_L}{dt}\right)$. (7-8)

一般说来板流 i_a 为栅压 u_g 及板压 u_a 的非直线性函数, 解非直线微分方程(7-6)式是很困难和复杂的, 不能在这里进行讨论, 如果振荡器的电子管限于在特性曲线的直线部分工作, 并且板流与栅压和板压的关系可由下列直线方程表示:

$$i_a = S u_g + \frac{1}{R_i} u_a, \quad (7-9)$$

将式(7-8)的 u_a 及 u_g 代入(7-9)式, 再以(7-9)式的 i_a 代入(7-6)式后, 得:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = \frac{1}{LC} \left[S M \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{R_i} \left(i_L R + L \frac{di_L}{dt} \right) \right],$$

即 $\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} - \frac{SM}{LC} + \frac{1}{R_i C} \right) \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) i_L = 0, \quad (7-10)$

以 $2\delta = \frac{R}{L} - \frac{SM}{LC} + \frac{1}{R_i C}$, (7-11)

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R}{R_i} \right), \quad (7-12)$$

代入(7-10)式便得:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\delta \frac{di_L}{dt} + \omega^2 i_L = 0,$$

上式的解为;

$$i_L = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi), \quad (7-13)$$

式中 A 与 φ 为两常数, 它们的值决定于初始条件。

从(7-13)式中可以看出: 要得到等幅振荡, 必须令

$$\delta = 0,$$

即

$$\frac{R}{L} - \frac{SM}{LC} + \frac{1}{R_i C} = 0, \quad (7-14)$$

这样回路中的振荡电流 i_L 的振幅才能保持定值 A 而不致随时间衰减(图 7-5)。由(7-14)式和 $\mu = R_i S$ 的关系式便可给出获得等幅振荡所必需的互感 M 的量值。

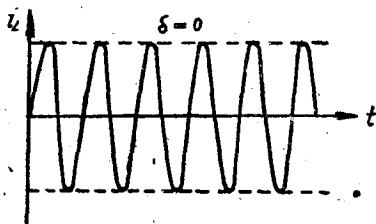


图 7-5 等幅振荡

$$M = \frac{CRR_i + L}{\mu}. \quad (7-15)$$

如果振荡器的电子管的内阻 R_i 和放大因数 μ 很大(象五极管), 上式中的右边第二项便可略去, 因而

$$M = \frac{CR}{S}. \quad (7-16)$$

在(7-13)式中, 如 δ 并不等于零而是小于或大于零, 便得到下述结果:

$$\text{当 } \delta > 0 \text{ 亦即 } M < \frac{CRR_i + L}{\mu} \approx \frac{CR}{S},$$

这时在振荡回路中得到的是—减幅振荡(图 7-6)。电流 i_L 的振幅为 $Ae^{-\delta t}$, 其值随时间而减少着。这是由于板电源供给的能量不足以补

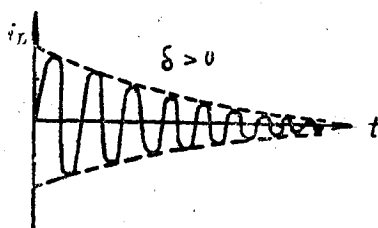


图 7-6 减幅振荡

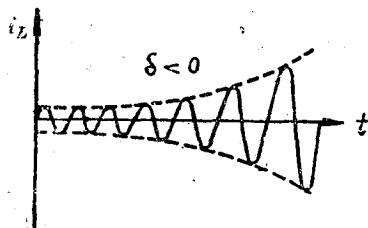


图 7-7 振幅增加的振荡

振荡回路中所消耗的能量。

当 $\delta < 0$ 亦即 $M > \frac{CRR_i + L}{\mu} \approx \frac{CR}{S}$,

这时在振荡回路中得到的应该是振幅 $Ae^{-\delta t}$ 随时间 t 无限地增加的振荡(图 7-7)。

很显然的,不管在任何情况下,振幅无限制地增加,总是和事物的真正情况不相符合的。实际上电子管的非直线性使得振荡幅度的增长有了一定的限制,因为当振幅增大到一定程度时,电子管已进入特性曲线的非直线部分工作,跨导 S 便随着减小。

所以为了使振荡回路中的振荡能持续下去,必须:

$$M \geq \frac{CRR_i + L}{\mu},$$

上式两边除以 L , 令 β 代表比值 M/L , 并称它为反馈因数, 又以 Z_0 代表振荡回路的等效阻抗 L/CR 。因而得:

$$\beta \geq \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SZ_0}. \quad (7-17)$$

从此式可以看出: 如放大因数 μ 、跨导 S 和回路等效阻抗 Z_0 三个数愈大, 那么振荡器的自激振荡愈容易。

现在我们来推求图 7-4 所示振荡线路所产生的频率。仍从表示振荡电流 i_L 的公式(7-13)中, 可以得知振荡频率应为 ω , 且由(7-12)式可知

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}}$$

令 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 表示振荡迴路的固有频率, 因而上式可写为:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} \quad (7-18)$$

从此式可以看到, 振荡频率不仅和振荡迴路的参数 (L, C, R) 有关, 而且还决定于电子管的参数 (R_i)。后一因素特别重要, 因为它指出振荡器的频率决定于电子管工作情况的变化 (在这个简单情况下, 是决定于内阻 R_i 的变化)。

当电子管的情况改变时 (R_i 变化), 振荡器的频率稳定度可以用 $\frac{\partial \omega}{\partial R_i}$ 来确定。因此利用 (7-18) 式可得:

$$\frac{\partial \omega}{\partial R_i} = -\frac{1}{2} \frac{\omega_0 R}{R_i^2 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}}} \quad (7-19)$$

将上式的右边部分的分子和分母都乘以 $\omega_0 L$, 并且注意到下列关系式:

$$\frac{\omega_0 L}{R} = Q \text{ 和 } \omega_0^2 = \frac{1}{LC},$$

因而 (7-19) 式就可取下列形式

$$\frac{\partial \omega}{\partial R_i} = -\frac{1}{2QC R_i^2 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}}} \quad (7-20)$$

这个式子明显地指出, 当电子管的工作情况改变时, 保持振荡频率稳定的条件, 即: 振荡迴路的电容 C 、电子管的内阻 R_i 和振荡迴路的品质因数 Q 等三个数值愈大, 则频率的稳定度愈高。

7.3 振荡器作为自激放大器

振荡器实际上也是放大器, 不过这个放大器的输入电压系取自它

的板路输出电压中的一部分，因此称为自激放大器。自激放大器也可视为反饋因数 β 等于 $\frac{1}{A}$ 的正反饋放大器(見第四章反饋放大器)， A 为放大器的放大率。根据这一点我們也能求出上一节的表示振荡条件的关系式及振荡频率。图 7-2 可改繪如图 7-8，板路振荡迴路与栅路 L_g 的正确耦合可达到正反饋的作用。当: $\beta u = u_g$ 时，放大器便在自激的状态下工作，因此:

$$\beta = \frac{u_g}{u} = \frac{1}{A}, \quad (7-21)$$

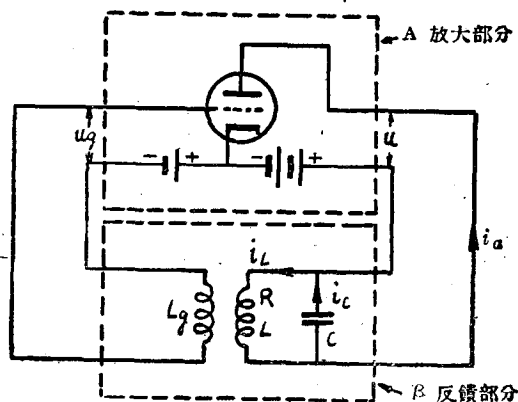


图 7-8 振荡器作为自激放大器的线路

式中 u_g 表示放大器栅路的输入电压, u 表示板路输出电压。当板路负载为阻抗 Z 时, 根据第四章可知放大器的放大率应为:

$$A = \frac{\mu}{R_s + Z} \quad (7-22)$$

其中

$$Z = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (7-23)$$

从图 7-8 又知:

$$u = I_c Z = (I_L + I_C) Z = I_L \left(1 + \frac{Z_L}{Z_C} \right) Z \quad (7-24)$$

$$u_g = I_L Z_M = j\omega M I_L \quad (7-25)$$

将上列四式代入(7-21)式可得:

$$\mu Z_M = (R_i + Z) \left(1 + \frac{Z_L}{Z_C} \right),$$

或:

$$\mu Z_M Z_C = R_i (Z_C + Z_L) + Z_L Z_C,$$

将 $Z_M = j\omega M$ 、 $Z_L = R + j\omega L$ 和 $Z_C = -j\frac{1}{\omega C}$ 等关系代入上式整理可得:

$$\mu \frac{M}{C} - R_i R - \frac{L}{C} + j \left[\frac{R}{\omega C} - R_i \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right] = 0. \quad (7-26)$$

如果一个复数等于零, 必须实数和虚数均分别等于零。因此从(7-26)式的实数为零可得振荡条件:

$$M = \frac{C R R_i + L}{\mu}, \quad (7-27)$$

从虚数为零可得振荡频率:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}}. \quad (7-28)$$

上述两式和前一节的(7-15)式与(7-18)式相同。又根据(7-21)式和(7-22)式还可以求得反馈因数 β 之值

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{1}{A} = \frac{R_i + Z}{\mu Z} = \frac{1}{S Z} + \frac{1}{\mu} = \frac{R_i + \frac{L}{C R}}{\mu \frac{L}{C R}} = \\ &= \frac{C R R_i + L}{\mu L} = \frac{M}{L}. \end{aligned}$$

上式也和前节(7-17)式相同, 这样把振荡器作为自激放大器来分析可以获得和前节完全相同的结果。

7.4 振荡器的各种线路

现在来介绍一些振荡器的常用线路并讨论一下振荡器的板电压和

栅电压的供给问题。

板调振荡器线路 在7.1节中我们已研究过板调振荡器的振荡过程,它的实际线路如图7-9所示,图a是串联供电线路,即板电源、振荡回路和电子管三者串联联接。图b是并联供电线路,即板电源、振荡回路和电子管三者并联联接(关于串联供电和并联供电问题下面要专门讨论)。

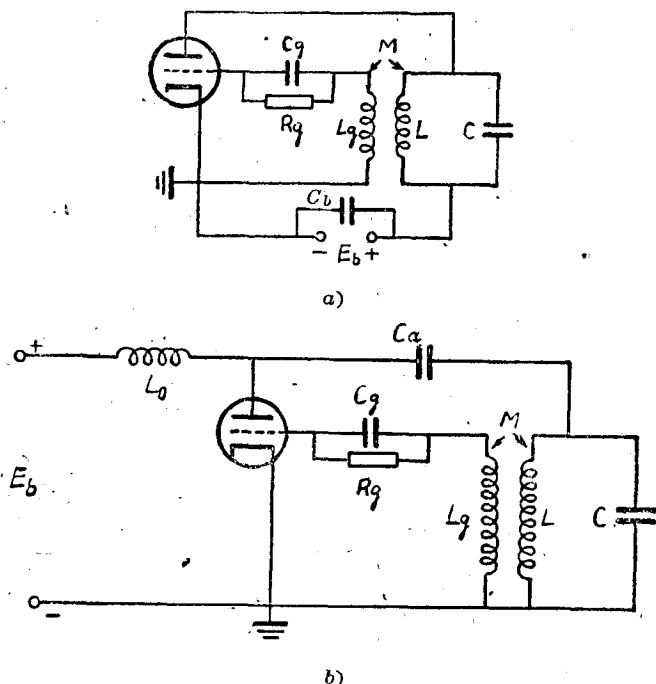


图7-9 板调振荡器线路

栅调振荡器线路 图7-10所示为栅调振荡器线路,因它的振荡回路在栅路内而得名。振荡的发生和维持是依靠了板路中线圈 L_a 通过互感 M 供给振荡回路 L, C 以能量。

哈脱莱振荡器线路 图7-11所示就是这种振荡器线路,它是应用

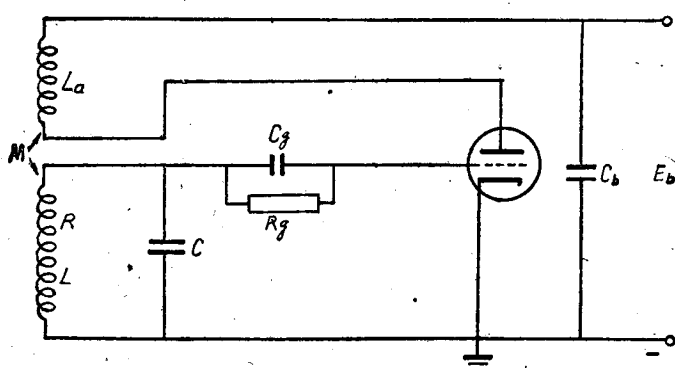


图 7-10 栅网振荡器线路

最广的一种振荡线路，因为只要用一只线圈就可以了。这个线圈具有三个接头点，两个端点分别接板极栅极，中部的接头(可移动)接电子

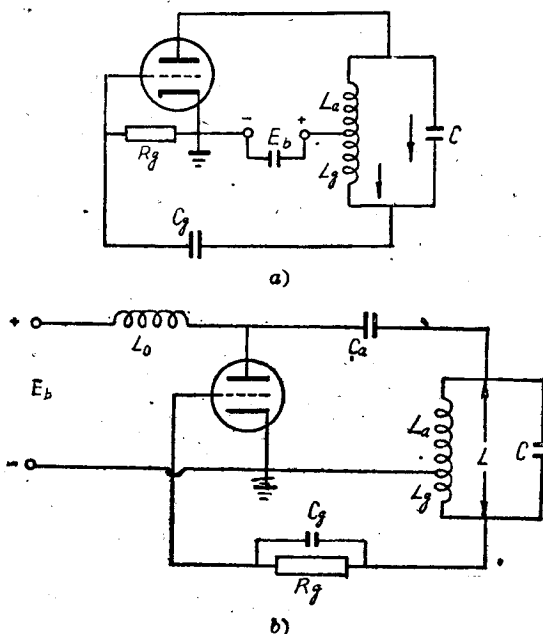


图 7-11 哈脱莱振荡器线路

管阴极，这样就保证了产生振荡所必须满足的相位关系，即栅压 u_g 与振荡回路电压 u 同相。哈脱莱振荡器线路有一个缺点就是它的振荡回路中谐波电压较其他振荡器大些，因为没有低阻抗通路让这些谐波电流回到阴极。哈脱莱振荡器线路很容易改变为板调振荡器线路，只要将电容 C 改跨接在线圈的一部分 L_a 的两端就成。

柯耳毕兹振荡器线路 图 7-12 所示为柯耳毕兹振荡器线路，它与哈脱莱振荡器线路相似，惟用两只串联电容 C_1 与 C_2 代替了 L_a 与 L_g 。振荡回路的电容 C 系由串联电容 C_1 与 C_2 决定，在栅漏电阻 R_g 上串有一高频抗流圈 L'_0 以阻止振荡回路的高频电流流经 R_g 。柯耳毕兹电路比哈脱莱电路有着更好的振荡波形，振荡回路中谐波电压较小，因为 C_1 与 C_2 供给了谐波电流以低阻抗通路。

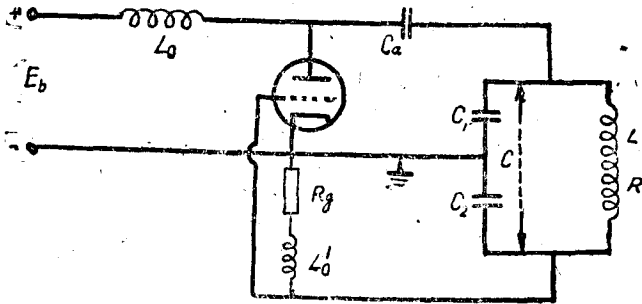


图 7-12 柯耳毕兹振荡器线路

电子管极间电容耦合振荡器线路 这种线路(图 7-13)的特点是板路与栅路中均有一个振荡回路，板路线圈与栅路线圈间并无磁耦合，而板路电能反馈到栅路是依靠了板栅极间电容 C_{1g} 。如果在某振荡频率时板负载是电感性的，则用了适当的电路参数后就可使三极管的输入电阻呈负性，并抵消振荡回路的正电阻(损耗)，因而振荡得以产生。这种振荡器之所以要用三极管，是因为三极管的极间电容较大，反馈的能量较多，因而振荡条件容易满足。