

高等学校教学用书



电子管在实验 物理中的应用

下 册

阿·米·邦奇-布魯耶維奇著

人民教育出版社

高等学校教学用书



电子管在实验物理中的应用

下 册

阿·米·邦奇-布魯耶維奇著

廖增祺 郭汝嵩 何錫年譯

人民教育出版社

中 華 人 民 共 和 國 出 版 事 業 發 展 計 劃 出 版 中 心 經 銷

本书系根据苏联技术理论书籍出版社 (Гостехиздат) 出版的邦奇-布鲁耶维奇 (А. М. Бонч-Бруевич) 著的“电子管在实验物理中的应用” (Применение электронных ламп в экспериментальной физике) 1956 年版译出的。本书可作为物理系学生及实验室工作者的一般参考书。

原书共六章，中译本分上下两册出版，下册包括后三章。第四章介绍电信号振荡的工作原理及实用线路，第五章讲述各种测量设备的技术知识和线路，第六章专门介绍实验室中常用的各种电源装置的基本原理和线路结构。

电子管在实验物理中的应用

下 册

阿·米·邦奇-布鲁耶维奇著

廖增祺 郭汝嵩 何锡年译

人民教育出版社出版 高等学校教学用书编辑室
北京宣武门内大街 27 号

(北京市书刊出版业营业许可出字第 2 号)

京华印书局印刷 新华书店发行

统一书号 18010·822 开本 850×1168¹/₃₂ 印张 97¹/₁₆

字数 230,000 印数 00001—27,000 定价 (R) ¥0.90

1959 年 5 月第 1 版 1966 年 8 月北京第 1 次印刷

下册目录

第四章 电讯号振荡器·张弛继电器

§ 1. 简谐振荡器	349
1. 简谐电振荡的激发(349)。 2. 振荡器输出级的结构(356)。 3. 主控振荡器(369)。	
§ 2. 低频简谐振荡器	377
1. 差频的低频振荡器(377)。 2. 简谐RC-振荡器(381)。	
§ 3. 多谐振荡器	383
1. 多谐振荡器的基本线路(388)。 2. 五极管多谐振荡器的计算(400)。 3. 多谐振荡器里的急速过渡过程(403)。 4. 几种多谐振荡器的线路(405)。	
§ 4. 几种特殊波形的信号发生器	410
1. 周期的矩形脉冲发生器(410)。 2. 锯齿形电压发生器(417)。 3. 短脉冲发生器(424)。	
§ 5. 张弛继电器(触发线路)	434
1. 具有一个稳定状态的张弛继电器(434)。 2. 用一只多槽管的张弛继电器(幻象继电器)(448)。 3. 具有两个稳定状态的张弛继电器(452)。 4. 继电器线路中过渡的控制(460)。	

第五章 几种测量设备

§ 1. 电过程的显示	467
1. 示波管的基本特性(467)。 2. 周期过程的显示(471)。 3. 单次过程的显示(482)。	
§ 2. 脉冲的计数	487
1. 脉冲数的记录(487)。 2. 计数电路(491)。 3. 带有脉冲储能电路的计数设备(509)。 4. 计数速度测量电路(513)。	
§ 3. 研究脉冲的振幅分布	520
1. 电压鉴别器(520)。 2. 单路微分振幅分析器(527)。 3. 多路脉冲分析器(530)。	
§ 4. 研究讯号对时间的分布	543
1. 时间鉴别器(543)。 2. 符合和反符合记录电路(548)。 3. 有大分辨本领的符合电路(560)。 4. 示波计时器(564)。	

第六章 实验室设备的电源电路

§ 1. 交流整流器	573
1. 整流器电路(573)。 2. 整流电路的计算要点(581)。 3. 整流器的滤波器 参数的估计(586)。 4. 高频和脉冲式电压变换器(592)。	
§ 2. 简单的直流电压和电流稳定器(用非线性元件)	597
1. 简单的非线性元件稳压器(597)。 2. 简单的非线性元件稳流器(604)。	
§ 3. 直流电子稳压器和稳流器	609
1. 从输入端控制的电子稳压器(609)。 2. 从输出端控制的电子稳压 器(619)。 3. 直流电子稳流器(632)。 4. 强直流电流稳流器(636)。	

第四章 電訊号振蕩器 · 張弛繼電器

§1 簡諧振蕩器

1. 簡諧電振蕩的激发 凡能够把电源能量轉变为我們所需要的信号形式的能量的自振蕩系統，都称为振蕩器。振蕩信号的能量一般可以和电源耗費的能量相比拟。在稳定状态下，电源供給的能量等于分到負載上的能量与振蕩器电路中所損失的能量的和。

在自振蕩系統中发生的过程要用非綫性微分方程来描述，所以在振蕩器系統中的过程的研究显得很复杂。

某些問題可以通过把系統“綫性化”的方法(也就是說通过近似的綫性方程来描述所发生的过程)比較簡單地闡明。用这种方法特別容易求出系統中一般能存在自振蕩的必要条件。

正如前面所指出的，在反饋放大器中，当滿足条件(1.108)时，就可能发生自振蕩过程。同时，发生在綫路中的稳定振蕩的波譜决定于綫路的特性而与激发綫路的信号的波譜无关。尤其是，如果条件(1.108)只在非常窄的頻率区域内得到滿足，那么系統中的振蕩就是簡諧的，或接近簡諧的。在电子管板极电路里有振蕩回路的振蕩器(图 4.1)就是这种綫路的一个例子。与迴路綫圈作电感耦合(互感系数 M)的綫圈 L_1 是反饋元件。

对于其頻率与迴路的諧振頻率 ω_0 相同的交变电流而言，回路表现为純电阻 $R_{00} = \frac{\rho^2}{R}$ 。所以，对这种頻率來說电子管板

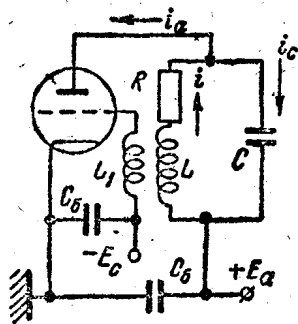


图 4.1 自激振蕩器的綫路。

极电压的相角与栅极电压的相角相反, 亦即 $\Psi_k = \pi$ 。其次, 通过反饋电路輸送回来的电压的相角移 Ψ_β , 以板极电压为参考, 等于 π 或零要随綫圈 L_1 和 L 的繞綫方向如何而定。如果 $\Psi_\beta = \pi$, 則 $\bar{\Psi}_k + \Psi_\beta = 2\pi$ ($=0$), 这就相当于綫路自激所必要的相角关系[参看表达式(2.101)]。因此, 如果回路和电子管的参量以及互感系数值恰好使 $K\beta \geq 1$, 那么在綫路中就能产生頻率等于回路諧振頻率 ω_0 的振荡。对于存在其他頻率的振荡的条件显得更为苛刻, 因为随着頻率增得比 ω_0 大, 或减得比 ω_0 小, 回路阻抗都会降低, 而相角 Ψ_k 与 π 相差就越来越远。

从这些考虑可以得出: 綫路中的振荡必定带有簡諧的特性。实际上, 这只有在反饋系数不太大而回路的品质因数又不太低的条件下才是正确的。在相反的情况下, 在綫路里可以同时满足一个頻帶的自激条件, 因而振荡与簡諧振荡将有显著的差别。

为了更細致地研究振荡器綫路中的过程, 我們来求一个表达式, 以表示象图 4.1 那种振荡器綫路中振荡回路的电感支路里的电流。列出电子管板路中电流瞬时值的克希荷夫方程, 就得到:

$$LC \frac{d^2 i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i = i_a. \quad (4.1)$$

在电子管电极电位整个变化範圍內用平行綫代替电子管的特性曲綫, 我們可以写:

$$i_a = S u_c + \frac{u_a}{R_i} = S(u_c + D u_a).$$

其次, 考虑到图 4.1 的綫路, 得到:

$$u_a = -Ri - L \frac{di}{dt} \quad \text{和} \quad u_c = \pm M \frac{di}{dt}.$$

最后关系式右边前面的符号由綫圈 L_1 和 L 繞綫的方向决定。我們选用正号, 这相当于 u_a 与 u_c 的相角相反(因为 $u_a \approx -L \frac{di}{dt}$)。

將 u_a 和 u_c 的值代入 i_a 的关系式中, 并将得到的表达式代替(4.1)式的右部, 就得到:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \left[\frac{R}{L} - \frac{S(M-DL)}{LC} \right] \frac{di}{dt} + \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) \frac{1}{LC} i = 0 \quad (4.2)$$

这表达式与表示回路中自由振盪的方程一致, 該方程的参量是:

$$L_{\text{BK}} = L, \quad C_{\text{BK}} = \frac{C}{1 + \frac{R}{R_i}} \quad \text{和} \quad R_{\text{BK}} = R - \frac{S(M-DL)}{C}. \quad (4.3)$$

因此, 在研究图 4.1 的綫路里的过程时, 可以用等效振盪回路代替电子管的板极电路。这等效振盪回路的电阻与綫路的回路电阻的差值是:

$$R_{(-)} = - \frac{S(M-DL)}{C}.$$

所以, 电子管和反饋回路(及电源)一同起着与回路电阻串联的負阻作用, 表示能量輸入到回路里。

方程(4.2)的积分可写成下面的形式:

$$i = \frac{U_m}{\omega^* L} e^{-\delta^* t} \sin \omega^* t, \quad (4.4)$$

这里

$$\omega^* \approx \omega_0^* = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} \approx \omega_0$$

和

$$\delta^* = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{L} - \frac{S(M-DL)}{LC} \right]. \quad (4.5)$$

如果引入回路中的負阻的絕對值小于回路电阻, 則回路中的阻尼是正的, 而由于某种原因发生的簡諧振盪的振幅依指数規則递减(图 4.2 a)。如果 $|R_{(-)}| > R$, 則 $\delta^* < 0$, 振盪振幅就增大(图 4.2 b)。最后, 如果 $|R_{(-)}| = R$, 也就是如果回路中的能量損失, 正好被从綫路中的电源通过电子管輸到回路中的能量所补偿, 則 $\delta^* = 0$, 在回路里就能够有等幅的振盪(图 4.2 c)。在最后的情况下, 自振盪的振幅决定于起始条件, 也就是决定于把綫路引到振盪状态的冲激。

因此, 按图 4.1 的綫路組成的裝置将变成激发簡諧振盪的自振盪系統, 如果

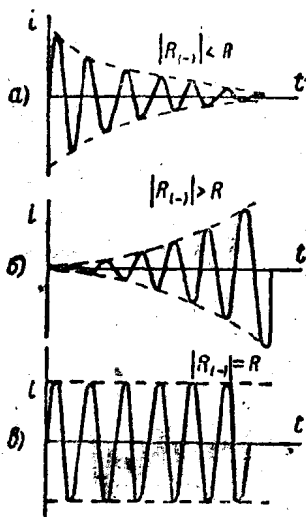


图 4.2 在振荡器回路电阻与电子管所引入的负阻间的各种关系的情况下, 振荡器回路中的振荡情形。

$$R_{\text{BK}} < 0, \text{ 即 } R \leq S \frac{M - DL}{C}.$$

这个条件也可以写成下面的形式:

$$M \geq M_{\text{KP}} = \frac{RC}{S} + D \cdot L \quad (4.6)$$

至于为使线路自激所需要的相角关系, 前面已经说过: 从栅极电路传到板极电路的电压相角移 Ψ_k , 和从板极电路反馈到栅极电路的电压相角移 Ψ_s 的和必须等于零, 即

$$\Psi_k + \Psi_s = 0. \quad (4.7)$$

在 $|R_{(-)}| > R$ 的情况下自振荡振幅无限增长的可能性, 以及当 $|R_{(-)}| = R$ 时振幅稳定值与激发线路的激励的特性

间的依赖关系, 都与实际情形不相符。

与实际情况不相符的原因在于用直线来近似地表示电子管的特性曲线, 结果是以线性方程(4.2)去描述线路里的电过程。

因为电子管特性曲线的一小部分总可以用一段直线去近似地表示, 所以当线路中的振荡振幅不大时, 前面所写的方程应当认为是正确的。在振幅增长的情形下, 电子管栅极和板极电位的变化范围就越来越宽, 这时就必须注意到特性曲线的非线性的性质。

假设在线路中的振荡开始之前, 把工作点放在电子管动态特性曲线的直线部分上, 该处的跨导是 S_0 。如果令线路参量满足 $M > \frac{RC}{S_0} - DL$ 的条件, 则由于偶然的激发的结果, 线路中就产生自振荡, 此振荡且带有增长的性质。随着自振荡振幅的增长, 工作点沿动态特性曲线的移动范围就会扩大, 并且在周期的绝大部分内, 它都处在特性曲线的弯曲部分里, 那里的跨导小于 S_0 。所以引入回路中的负阻在振荡的

一个周期內不是常数,并且它的平均值随振蕩的增大而减小。最后,自振蕩的振幅达到某个数值时, $\overline{R_{\text{эк}}} = 0$ 或 $M = \frac{RC}{\overline{S}} - DL$ 的条件即被滿足。这里 $\overline{S}$ 是在工作点移动範圍內的那段电子管动态特性曲綫的平均跨导。

因此,在綫路参量不变的情形下,由于自振蕩扩展的結果,自激条件

$$M > \frac{RC}{S_0} - DL \quad (R_{\text{эк}0} < 0)$$

过渡为 $M = \frac{RC}{\overline{S}} - DL (\overline{R_{\text{эк}}} = 0)$ 的条件。这时,在一个周期內加到回路里的能量恰等于回路中由于电阻的存在所耗損的能量,自振动的幅度也就不再增长。不难相信,这个綫路状态是稳定的。

稳定振蕩的幅度与电子管的参量有关,而且互感系数 M 越大和回路的电阻越小时,稳定振幅就越大。

我們曾經假定,在自振蕩开始扩展以前,工作点处在电子管动态特性曲綫的直綫部分上。在这种情况下,無論多小的激励(例如漲落的原因)全足以使綫路过渡到振蕩状态。这相当于所謂綫路的“軟激励”。如果工作点起初是处在电子管动态特性曲綫的弯曲的範圍內(例如,在它下面的弯曲部分上),則随栅极电压振幅的增加,平均跨导先增大,然后再减小。所以可以认为,在給定 M 值的情形下,对于小振幅,自激条件不能被滿足,但是如果振幅超过一定值,条件是能滿足的。那时,为了激发綫路,激励必須够强(例如,应当在短的时间內以足够大的电压加到电子管的栅极上)。这相当于所謂綫路的“硬激励”。綫路一旦被激发以后,其中的振蕩就具有扩展的性质,并且稳定振幅符合 $\overline{R_{\text{эк}}} = 0$ 的条件。

因为在稳定状态的情形下,电子管可以用准綫性元件代替,所以可以用綫性方程描述振蕩器綫路里已建立起来的过程。用熟知的近似方法,可以认为这些过程是簡諧的,因此也可以把描述过程的方程写成复

数振幅的形式。

在某些情况下,对研究的綫路甚至无需建立方程組,可以把处在稳定状态下的振荡器的电子管的板极电路代以已經激起振荡的等效回路,也就是电阻等于零的回路。因此,为了寻找綫路的自激条件,只要写出回路电阻的表达式(把引入的参量一并考虑在內),并令之等于零就行了。其次,产生的振荡頻率就由已被激发的回路的固有頻率所决定。所以,为求出振荡頻率,令等效回路的阻抗的无功分量等于零就够了。

迄今为止,我們只假定自激的振荡級是独自工作着的——它的回路未曾与任何其他回路相耦合,級的反饋回路除外。实际上,振荡器总是帶着負載工作的,也就是說,除了为使电子管工作所需要的功率外,还要由振荡回路取出一定的功率。这时,綫路里发生的过程显得更为复杂,因为負載的任何变化都要影响振荡器本身的状态。例如,如果振

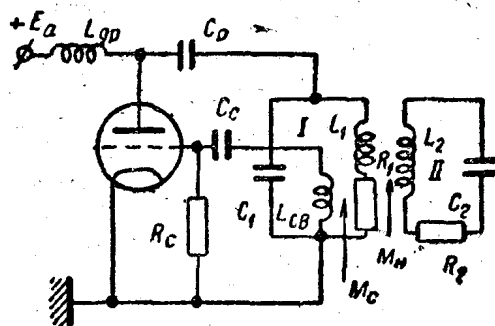


图 4.3 振荡回路与自激振荡的耦合。

荡器的回路同其他振荡回路相耦合(图 4.3),則重調整后者时,可以出現如下的現象。当回路間的耦合非常弱时,次級回路里电流的振幅和它的頻率間的关系具有一般共振曲綫的形状,而振荡器的頻率几乎保持不变(图 4.4a)。

当回路間的耦合强的时候(即图 4.3 中的 M_M 加大时),共振曲綫就变形了,而且当两个回路的固有頻率相重合时,振荡器的頻率值发生突变(图 4.4b)。

在耦合更强的情形下,当次級回路的頻率接近振荡回路的固有頻率时,由于振荡的停止,負載回路中的电流即突然消失(图 4.4c)。这

現象叫作振蕩器中振蕩的破裂。把振蕩器綫路中的反饋加強(即圖 4.3 綫路里的 M_c) 可以消除振蕩的破裂, 但那时次級回路里的電流不再出現一個极大值, 而是有兩個极大值。慢慢地重調次級回路可以使電流達到其中的一個极大值, 倒底是那個极大值, 要依回路頻率的变化方向而定(圖 4.4 1)。

在從 ω^* 到 ω^{**} (圖 4.4 1) 的範圍內, 發生的振蕩頻率可能比振蕩器回路的固有頻率小, 也可能比它大, 這要隨着次級回路的頻率而變。這種現象叫作牽引, 而可能有三個頻率的區域, 叫作牽引環。

為了說明引起振蕩器中振蕩破裂和牽引的原因, 考慮了由負載回路引入的電阻和由電子管引入的負電阻, 我們寫出振蕩器回路中電阻的表达式:

$$R_{BK} = R_1 - \frac{S}{C_1} (M_c - DL_1) + R_2 \frac{X_{CB}^2}{Z_2^2}.$$

如果不和次級回路相耦合, 即 $X_{CB} = 0$, 則當

$$R_{BK0} = R_1 - \frac{S_0}{C_1} (M_c - DL_1) < 0$$

時, 綫路就過渡到自振蕩的狀態(假定是軟自激)。穩定狀態相當於

$$\overline{R_{BK}} = R_1 - \frac{\overline{S}}{C_1} (M_c - DL_1) = 0.$$

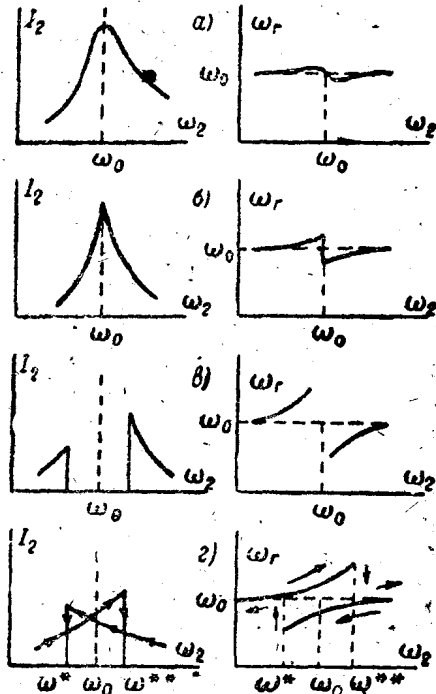


圖 4.4 與自激振蕩器作各種回路耦合時, 回路中的電流與其調諧間的關係。

因为特性曲线的平均跨导 $\bar{S}$ 是振幅的函数, 所以最后的条件就决定线路中稳定振幅的大小。

在负载回路与振荡器回路间的耦合足够弱的情形下, $\bar{R}_{\text{ок}} < 0$ 的条件不致被破坏, 但 $\bar{R}_{\text{ок}} = 0$ 这条件将与另一个 $\bar{S}$ 的值相对应, 也就是对应于另一个振幅。因为由负载回路引入振荡器回路的电阻是负载回路的固有频率的函数, 所以在各种失调的情形下, 对应于稳定状态的 $\bar{S}$ 值也各不相同。这就是次级回路里电流共振曲线的形状的变化原因。

如果回路间的耦合强的话, 那么, 在它们的固有频率相等的情形下, 引入振荡器回路中的电阻可能大到这样的程度, 使得 $\bar{R}_{\text{ок}} < 0$ 的条件满足不了。然而假使两个回路的频率相差很远, 则引入的电阻就比较小, 同时 $\bar{R}_{\text{ок}}$ 的值小于零。这就是, 在 $\omega_{01} \approx \omega_{02}$ 的区域内振荡破裂、以及当两个回路的固有频率的值相差很大时振荡状态得以恢复的原因。

把振荡器线路里的反馈加强, 可以使从电子管引入的负载具有这样的值, 使得在所有频率的范围内, 又恢复 $\bar{R}_{\text{ок}} < 0$ 的条件。但是, 包括两个回路的系统, 在它们的耦合超过临界值的情形下, 具有两个共振频率——高的和低的耦合频率。因此, 在 $\omega_{01} \approx \omega_{02}$ 的区域内, 在线路里可以激发起振荡, 其频率与耦合频率中之一相重合。但因为重调次级回路时, 该频率多少有些改变, 所以产生的频率由该回路的调谐来决定。

如果两个回路的固有频率彼此相差很多, 则只有一个耦合频率——近似等于振荡器回路的固有频率。因此, 在 $\omega_{02} \gg \omega_{01}$ 和 $\omega_{02} \ll \omega_{01}$ 的区域内, 振荡器本身成为一个单回路的激发系统。

牵引现象常常妨碍自激振荡器与有效负载间的直接耦合(没有缓冲级)。然而在某些特殊情形下, 牵引现象被利用来控制主控振荡器的工作。

2. 振荡器输出级的结构 上面已经说明, 负载与自激振荡器的回

路間的直接耦合(例如借助于耦合綫圈), 会使振蕩器綫路里的过程本质上与負載和耦合参量有关。因此, 当与負載間的耦合不会造成振蕩破裂, 而且由負載方面引入回路中的参量所引起的頻率漂移不重要的时候, 才可以裝制單級的振蕩器。然而在多数情况下, 最好安裝多級的振蕩器。它包括一个較小的功率級, 其中激发出一定頻率的等幅振蕩(主控振蕩器), 另外还有一級或几級功率放大器。这时, 不仅在輸出端得到需要的功率, 而且实际上完全消除負載对主控振蕩器工作状态的影响。

在功率放大器里一般都用共振放大級。这种放大級有时也叫作“他激振蕩器”, 所謂“他激”是指控制放大級电子管栅极电位的电压是靠外面激发的。

把能量輸到有效負載的輸出級(末級)的工作情形是极重要的。如果主控振蕩器的功率不够供給輸出級, 并且又不宜把它增大, 那就要在綫路里装“功率預先放大級”。这些中間級的工作特性和末級的工作特性本质上沒有区别, 如果它們并不需要完成某些特殊的任务的話(例如象倍頻)。关于这問題这里不拟討論。末級可以裝成串联供电或者并联供电的綫路(图 4.5 a 和 4.5 b)。在串联供电的綫路里, 电子管板极电流的直流分量流过回路, 而回路元件处在高电位上(功率振蕩器里那些末級的电子管的板压一般都达到几千或几十千伏)。并联供电綫路就沒有这些缺点。

末級可以裝成單端的, 也可以裝成推挽的綫路(图 4.6)。如果与輸出級板极回路相耦合的有效負載是和地对称的电系統(例如, 对称的双綫接到終端負載上), 采用推挽綫路則特別适当。用單端放大級来供給电这种負載时, 負載里不能发生反相的激发, 而是兩半边的同相激发, 这情形一般是不利的。

下面我們讲到从末級輸出端到有效負載的能量輸送。在研究末級綫路里的过程时, 形式上可以认为电子管板极电路的負載全由振盪回

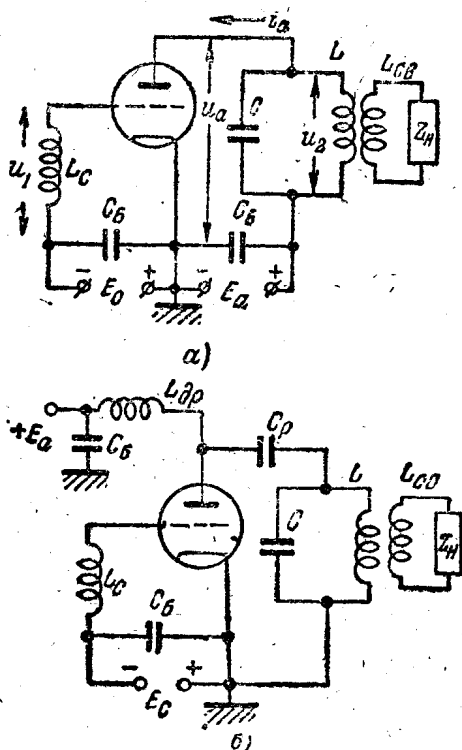


图 4.5 有效负载与振荡器输出回路的耦合：
(a)末级电子管的串联供电线路和(b)并联供电线路。

路所消耗，该回路的参量依赖于有效负载的特性以及它和回路的耦合程度。

对于功率振荡器末级的评价，主要在于它的效率和电子管板极电路里所能获得的最大振荡功率。因为甲类状态的工作效率不高，所以近来在功率振荡器的末级里几乎都不采用这种状态。在工作于乙类或丙类状态的情形下，如果栅极电压按简谐规律变化，则电子管板极电路里流过的是脉冲电流。但由于回路的共振特性，电子管板极电路里回路上的电压仍保持近于简谐的性质(回路的 Q 一般都高)。因此，乙类和丙类状态不仅被用在推挽的功率振荡器的末级里，而且也用在单

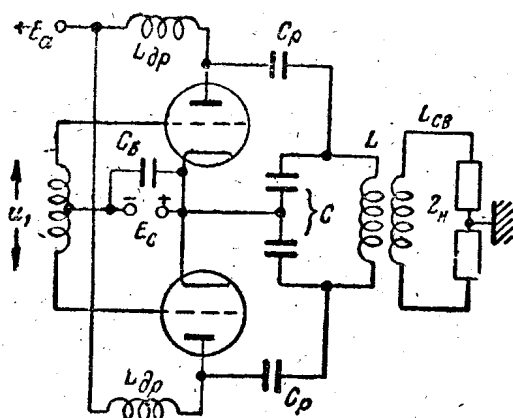


图 4.6 振盪器末級的推挽綫路。

端的末級里。

这些工作状态的其他优点是：在电子管的負栅压大的情形下，栅流比較小。所以在輸出級栅极电路里，功率的消耗比較小，同时这級对前級的負荷作用不强。

在放大器板級負載里的振盪功率由基頻电流在一个周期內的平均功率决定：

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{m2} U_{m2} \quad (4.8)$$

(这里, U_{m2} 是回路上电压的振幅)。

由板极电路的电源輸到放大級的功率是：

$$P_0 = I_{a0} U_{a0} \approx I_{a0} E_a. \quad (4.9)$$

这里, U_{a0} 是电子管板极上电压的直流分量。它近似等于电源电压 E_a , 因为回路的直流电阻一般是很小的。 I_{a0} 是电子管板流的直流分量。

电子管板极上耗散的功率是 $P_a = P_0 - P_r$ 。 P_1 和 P_0 的比值照例称作末級板路的效率：

$$\eta_a = \frac{P_1}{P_0} = \frac{I_{m2} U_{m2}}{2 I_{a0} U_{a0}}. \quad (4.10)$$

当研究功率振盪器末級的工作情形时，必須注意到下面的情况。栅

极上信号的瞬时正电压与板极信号的瞬时低电位相对应。在信号振幅大的情形下,当栅极电位很正的时候,电子管里的电流就从新分配——板流减小,而栅流增大。由于这个原因,电子管的动态特性曲线出现“阻塞”,而板流脉冲的顶部随信号电压 U_{mc} 的振幅的增加而下降,继而产生陷落,最后,每个脉冲都分成两半。图 4.7 (上面画着在 i_a, u_c 坐标轴里的电子管的动态特性曲线)说明这种效应。随着栅压振幅的增加,工作点转移到 0—1, 0—2, 0—3 各段的范围里,它们都画在这个特性曲线上。

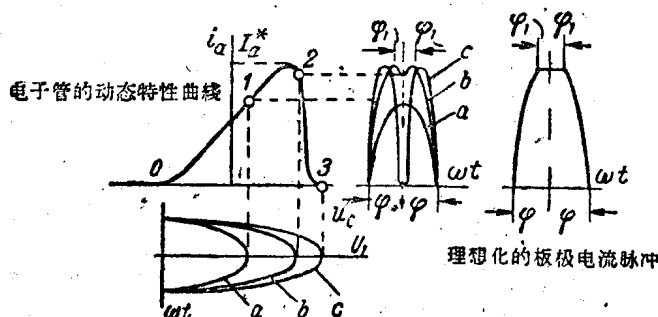


图 4.7 在各种激励电压的振幅值的情形下,电子管板极的电流脉冲的波形。

如果保持激励电压的振幅不变,而改变负载回路的共振电阻的值,则板流脉冲的波形有完全类似的变化。图 4.8 说明了这一点。在这个图上所注明的 1, 2, 3, 4 各点对应于,当 R_{oe} 取不同值时,动态特性曲线和电子管的静态板极特性曲线(符合 $u_c = U_{mc} - U_{co}$)的交点。

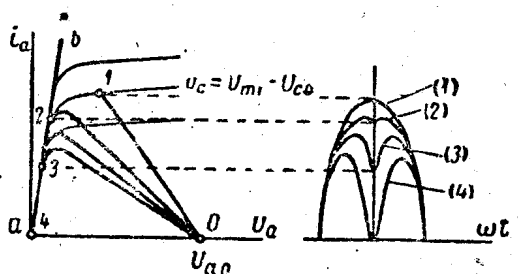


图 4.8 当板极回路的共振电阻取不同数值时,电子管的板流脉冲的波形。