

丁类放大器

苏联B.K.拉布琴著

董克群译

人民邮电出版社

32

苏联
无线电
丛刊

15.10.632

37

· 內容提要 ·

这本小冊子講述一種具有很高
效率的新型低頻放大器——丁類放
大器的工作原理；介紹這種放大器
的綫路和主要計算公式。並且對實
驗裝置及研究結果也作了闡述。

丁類放大器

*

(蘇聯) B.K. 拉布琴著

董克群譯

人民郵電出版社出版

北京東四條13號

(北京市書刊出版業營業許可證出字第〇四八號)

北京印刷廠印刷

新華書店發行

*

開本787×1092 1/32

1958年3月北京第一版

印張1 頁數16

1959年9月北京第三次印刷

印刷字數20,000字

印數6,961 9,500冊

統一書號：15045 · 總740—無180

定價：(10) 0.15 元



序 言

輸出功率在 50 至 100 瓦以及更大的低頻放大器，在各種不同的技術部門有廣泛的應用。如有線廣播站的放大器、廣播電台及通信用發信台的調制器、長途電信設備、擴音調度系統、有聲電影、會議廳、劇院、舞場、花園和公園、廣場、客運交通工具中的擴音設備……等，這些與大、中功率低頻放大器的所有主要應用場合還差得很遠呢。

正因為低頻放大器有極其廣泛的應用，所以其節約電力問題在國民經濟方面也就具有很大的意義。

目前低頻放大器的末級所採用的各種工作狀態，效率是不很高的。在最經濟的工作狀態（甲乙₂類或乙類）下，其效率亦不超過 60%→70%。

效率不高的原因在於：輸出級電子管充其量只能在所放大信號周期的一半時間內像可變電阻一樣地工作，而這時電子管的屏極電流和屏極陰極之間的電壓接近於負荷電阻上有效信號的電流和電壓。因此電子管消耗的功率亦接近放大器的輸出功率。

顯著提高效率的新方法是末級電子管採用脈沖工作狀態。這種方法的採用在放大技術發展中是一個“質”的改革。電子管在這種狀態下工作就像一個開關一樣：當屏極電流流動時，電子管上的電壓降遠較屏回路乙類電壓為低，因此電子管屏極消耗的功率亦較屏回路中脈沖功率小得多。

採用脈沖工作狀態來放大低頻信號的理想，約在 5 年前由蘇聯學者 Д. В. 阿蓋耶夫教授提出。但是，由於當時僅能使脈沖

頻譜中一部分能量（即載有有效低頻信号的那部分能量）得到利用，而要防止能量的損失却十分困難。這個問題沒有得到適當的解決，因而阻礙了脈沖制音頻放大器的實際發展。

解決上述問題最成功的是法國專家羅熱·沙爾鮑年。他在末級綫路中加上了一个電抗儲能器。沙爾鮑年把自己這種綫路叫作丁(D)類放大器。

法國雜誌“工業電子學”(Electronique Industrielle) 1955 年第一期發表一篇題為“丁類放大器”(L'amplificateur classe D)的文章，這是關於丁類放大器唯一的原始報導。但是，這篇文章缺乏放大器工作的嚴密的理論。文中既沒有標明所發表綫路的電氣數據，也沒有說明綫路的計算方法。

由於這一問題急待解決，隨即着手進行丁類放大器的理論性和實驗性的研究。目的是要獲得這種綫路工作原理更確切的概念，確定綫路的基本特性，研究出放大器的計算方法，弄清實際採用丁類放大器的困難。

這本小冊子就是根據上述研究所得的資料編寫而成的。

目 录

序言

丁类放大器工作原理.....	(1)
丁类放大器线路.....	(7)
末级线路主要参数的选择和计算.....	(13)
丁类放大器实验.....	(18)
结束语.....	(24)
补充材料.....	(25)

丁类放大器工作原理

丁类输出放大器的方框图示于图1。需要放大的信号经过普通电压放大器1的前置放大以后，进入信号变换器2。信号在这里对两个相位相反的脉冲电压实行宽度调制。脉冲电压的周期是由辅助“换向”频率振荡器3确定的。换向频率选择得高于所放大信号的最高频率，以使经过宽度调制的脉冲电压能够十分完整地傳遞有效信号的波形。

經宽度调制的脉冲电压（以下简称换向电压）由信号变换器2进入末级4，使末级4控制由电源5进入负荷电阻6的能量，并在负荷电路中重新形成有效信号原来的波形。

这种线路在理論上主要的新部份就是末级4，現在我們就先來講一講它的工作原理。

丁类放大級的基本线路示于图2。这一級包括：兩只有控制栅的

“开閉”管 J_A 和 J_B 、兩只“放电”二極管 J_A 和

J_B 、有旁路电容器 C_A 和 C_B 的三点負荷电阻 $R_A R_B$ 以及电抗儲能器（即两个紧交連的繞卷 L_A 和 L_B 組成的脉冲变压器）。

线路左右相互对称，即 J_A 和 J_B 、 J_A 和 J_B 、 L_A 和 L_B 、 R_A 和 R_B 、 C_A 和 C_B 彼此相等。所以在公式中可以写成 $L = L_A = L_B$ ； $C = C_A = C_B$ ； $R = R_A = R_B$ 。

为了使换向频率成份不经过負荷电阻，旁路电容器 C_A 和

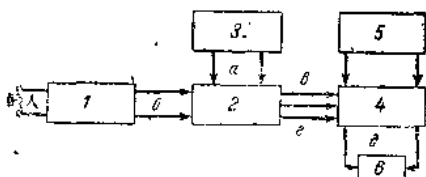


圖1 丁类放大器方框圖。

1. 前置放大器；2. 信号变换器；
3. 换向频率振荡器；4. 末级；
5. 电源；6. 負荷。

C_B 的容量应选择得足够大。

这样，我们在研究换向频率一周期内的变化过程时，就可以认为 A 、 B 两点的电位是不变的。

静止状态（没有信号输入时的情况）。末级电子管的能量损失非常小，这是由于它能按着换向频率，使能量周期地积储在脉冲变压器的磁场中，而后再使能量返回电源的缘故。因为线路中能量损失很小，线路两臂的直流成分流过负载电阻两臂所产生的电压降自然也就很低，所以 A 、 B 两点的电位不仅保持不变，而且十分接近 $+E_a$ 值。因此我们可以姑且认为 A 、 B 两点是不通过 R_A 、 R_B 、 C_A 、 C_B 电路而直接与 $+E_a$ 端相连接的。

在静止状态下，信号变换器产生对称的换向电压 u_N （图 3, a），其正负脉冲延续时间相等，即 $t_A = t_B$ 。这时，可以把在每个换向频率周期内丁类放大级的工作，分为以下 4 个阶段：

第一阶段（0— t_1 ）。电子管 J_A 开启，产生屏流 i_1 （见图

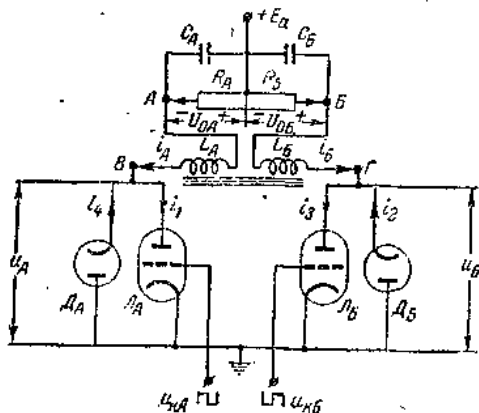


图 2 丁类放大级基本线路。

2)。屏流 i_1 的电路包括繞卷 L_A 及开閉管 J_A 的内阻 R_K ，这一电路的时间常数

$$\tau_K = \frac{L}{R_K}$$

选择得要比 $0-t_1$ 这一阶段的延續时间大得多，以保证电流 i_1 接近直线性规律而增长，至 t_1 时 i_1 增至 I_{mA} 值（圖 3, б）， J_A 突然被换向电压 u_{KA} 的负电压所封闭。在这一阶段内，电子管 J_A 的屏压由 0 升到 u_{am}

值（圖 3, в），但其值始終只为加到繞路上的乙电压 E_a 的一小部分，而大部分則被繞卷 L_A 的自感反电势所抵消。与电流 i_1 流动的同时，脈冲变压器 $L_A L_B$ 鉄心中即有磁通量 Φ 出現且增强（圖 3, г）。于是能量就儲存于磁場中。

第二阶段（ t_1-t_2 ）。在 t_1 瞬間，电子管 J_A 閉塞，电流 i_1 突然截止，但磁通不能立即消失。这就是說，这股磁通此刻要在脈冲变压器的一个繞卷中感应出另一电流。

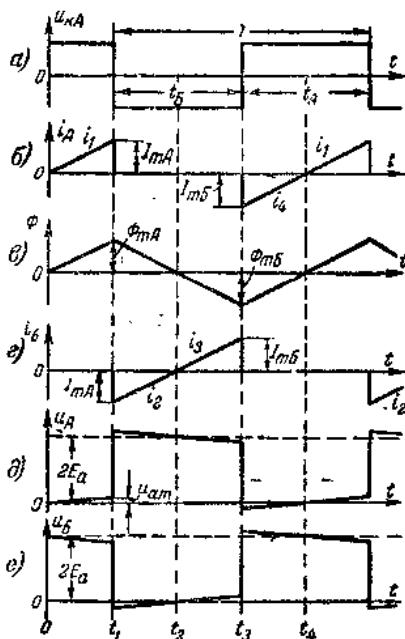


圖 3 静止状态波形圖。

u_{KA} —加于电子管 J_A 栅極的換向电压；加于电子管 J_B 栅極的电压，其波形亦同，只是極性相反。

只要看一下互感应电流在 $L_A L_B$ 綫卷电路中可能的流动方向，就不难肯定：依照磁通不断变化的原則，能够取代电流 i_1 的只有经过二極管 A_B 的电流 i_2 。若要电流流过二極管 A_B ， F 点电位必須低于零。这是完全可以实现的，因为电流 i_1 一截止，綫卷 L_A 中立即出現極性与乙电压 E_a 一致的自感电动势，因而使綫卷 L_B 中的互感电动势与乙电压 E_a 方向相反，使 F 点变負。

結果，在 t_1 換向瞬間，电子管 A_B 虽然已为換向电压 u_{KB} 开啓（电压 u_{KB} 同 u_{KA} 極性相反），但还不能出現屏流 i_2 ，这时二極管 A_B 电路中正有电流 i_2 ，且 i_2 的初值等于剛剛截止的电流 i_1 的末值，即 $i_2 = I_{mA}$ 。

电流 i_2 是逆着乙电压流动的。即是說，积儲在脈冲变压器磁場中的能量此刻又返回电源中。随着能量的回輸，磁通 Φ 以及电流 i_2 逐漸減弱（如圖 3, θ , ι 所示）。因为二極管上电压降很小，綫卷 L_B 中的感应电压接近 E_a 值并且在 $t_1 - t_2$ 这段时间內几乎不变，所以电流 i_2 差不多也是依直綫律減弱的。第二阶段在 t_2 瞬間終結，脈冲变压器中的磁場消失，电流 i_2 回到零值。只有这时才可能在外电压 E_a 作用下出現流过綫卷 L_B 的正向电流。

第三阶段 ($t_2 - t_3$)。与第一阶段相似，这时开閉管 A_B 的屏流 i_2 出現并逐漸增到 I_{mB} 值。整个發展过程与第一阶段相同，只是綫卷 L_B 和电子管 A_B 接替綫卷 L_A 和电子管 A_A 而工作，同时脈冲变压器中的磁通方向亦相反（圖 3, θ ）。

至 t_3 瞬間，电流又突然从綫卷 L_B 轉移到綫卷 L_A 而流經二極管 A_A 。这恰与第一阶段过渡到第二阶段的情况相似。

第四阶段 ($t_3 - t_4$)。由于通过二極管 A_A 向电源放电，脈冲变

器的磁場漸漸減弱，這一阶段的工作过程与第二阶段的工作相似。

随着二極管 J_A 的电流 i_A 的停止， B 点电位即同时回到零，开閉管 J_A 的屏流 i_1 就可能开始流动。此后綫路的工作就开始重复上述的循环过程。

应当指出，电感綫卷中电流的增長斜度决定于加至綫卷兩端的电压与电感值之比。由于在我們的綫路中，加于脈冲变压器两个綫卷上的电压等于 E_a ，并且在所有 4 个阶段內其值几乎不变，所以电流增長的斜度在各个阶段內也可以說是不变的。

但要指出，上述圖 3 中的已換向电流 I_{mA} 及 I_{mB} 以及磁通 Φ_{mA} 和 Φ_{mB} 在靜狀下各各相等，是假定电路及換向电压絕對对称的情况下才有可能。但是理論証明，要达到这样稳定的状态必須加有稳定电路。前面我們略去未曾研究的負荷电路 R_A, R_B, C_A, C_B 就是起稳定作用的。

如果沒有負荷电路，就会由于某种偶然原因，譬如已換向电流 I_{mA} 值略有增加，就会导致后面的电流 I_{mB} 減低， I_{mB} 反过来又会促使 I_{mA} 值更加增強。如此反复發展下去，电子管 J_A 屏流脈冲將不断增強，終而使 J_A 燒毀。

已換向电流 I_{mA} 和 I_{mB} 值的各种不平衡現象，都表明綫路兩臂的电流 i_A 和 i_B 含有直流成份 I_{OA} 和 I_{OB} 。 I_{OA} 和 I_{OB} 經過負荷电阻的兩臂時將产生电压降 U_{OA} 和 U_{OB} ，而在上述 $I_{mA} > I_{mB}$ 的情况下，这个电压的極性恰如圖 2 中标明的“+、-”符号。从圖 2 可以看出，这时 A 点电位低， B 点电位高。这种情况可以使左臂的电流脈冲削弱，同时使右臂电流脈冲增強，从而防止綫路的工作失去动态平衡。

換向电压不对称时的稳定状态 当換向电压在其周期內的

正負脈冲延續時間不相等時，就發生與負荷電路起穩定作用相類似的過程，而使綫路處於一種新的動態平衡狀況。

圖 4 示出這種過程的瞬變波形圖，其中取 $t_A > t_B$ ，且設綫路原來是處於靜止狀態的。

從圖 4 的曲綫可以看出，一方面由於 t_A 間隔的加大、 t_B 間隔的減小，故電子管 J_A 的已換向電流值 (I_{mA} 、 I'_{mA} 、 I''_{mA} ...) 逐漸增加，而電子管 J_B 的已換向電流值 (I_{mB} 、 I'_{mB} 、 I''_{mB} ...) 則逐漸減小；另一方面由於直流成份 I_{OA} 和 I_{OB} 的出現，使得綫路 A 、 B 兩點（圖 2）電位發生改變，故電流的增長斜度也就

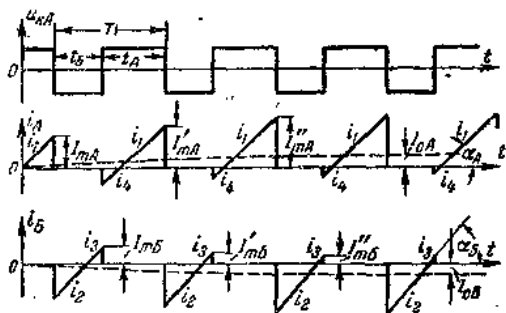


圖 4 在換向電壓不對稱 ($t_A > t_B$) 時的瞬變過程波形圖。

發生變化 ($\alpha_A < \alpha_B$)。在這兩個相反過程的作用下，經過一定換頻周期後，綫路就進入新的穩定狀態。這種狀態不同於靜止狀態，因為負荷電阻兩臂 R_A 、 R_B 上這時有直流電壓存在。

低頻信號的放大 根據上面所說，產生在負荷電阻兩端的直流電壓，顯然是依換向電壓周期內 t_A 與 t_B 的比例決定的。 t_A 和 t_B 相差越大，輸出電壓也越高。如果換向電壓脈冲的寬度是受有效低頻信號所調制（圖 5, a, b），而同時換向頻率選取得又足夠高時，那麼負荷電阻上產生的電壓就會及時隨着

輸入有效信號的變化而改變。

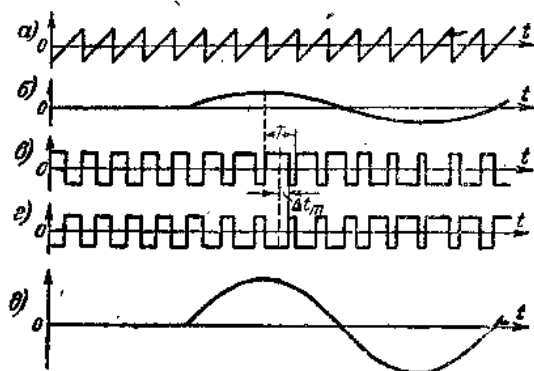


圖 5 丁類放大器方框圖（見圖 1）的主要各點電壓波形圖。

丁類放大器綫路

末級綫路 圖 2 所示的是最簡單的一種末級綫路。但是這種綫路的負荷電阻必須有中心抽頭和適應末級電子管工作狀態的一定阻值。由於這些要求，就限制了它的實際應用。

圖 6 所示通過變壓器接入負荷電阻的一種綫路，就沒有上述缺點。在這個綫路中，只用一個電容器 C 即可以代替兩個旁路電容器 C_A 和 C_B 。

這一綫路的進一步改善是用 Π 形對稱低頻濾波器（圖 7）代替旁路電容器 C 。這樣就可以把換向頻率降低到僅僅為有效信號最高頻率的 2—3 倍，而如圖 6 所示的綫路，換向頻率就須超過所放大信號最高頻率的 5—9 倍。

換向頻率能降低是我們所希望的。因為這樣就可降低對另

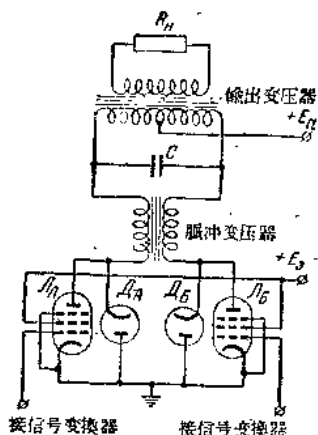


圖 6 用變壓器輸出的丁類放大級原理電路圖。

件質量及裝配技巧的要求，并減少能量的輻射損失和脈沖變壓器中的損耗。

信號變換器和換向頻率振盪器電路 信號變換器產生出兩個

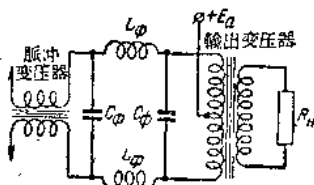


圖 7 經過低頻濾波器接入負荷電阻的電路。

相位相反的 Π 形脈沖電壓，并使脈沖受到有效信號的寬度調制。

在現代脈沖技術發展的基础上，可以提出許多不同形式的電路來解決上述任務。這裡我們只介紹兩種，這兩種電路都由三個三極管組成（圖 8 和圖 9）。

在這兩種電路中都是以間歇振盪器 (Π_1) 作為換頻振盪器。在電容器 C_1 上可以取得如圖 5, a 所示的鋸齒形電壓。在圖 8 電路中，該電壓是加于三極管 Π_2 柵極上的。

三極管 Π_2 和 Π_3 組成一個雙穩態的觸發電路。

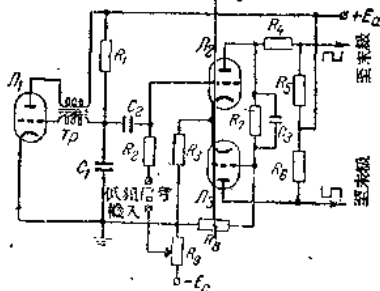


圖 8 用雙穩定狀態觸發電路的信號變換器原理圖。

在第一个状态下，三极管 J_2 开启， J_3 封闭；在另一种状态下则相反，三极管 J_2 封闭， J_3 开启。因此，在第一种状态下， J_2 屏路电阻 R_4 、 R_6 上有一电压降，故其屏极电位低于乙电压 E_a ，而电子管 J_3 屏极电位则等于 E_a 。在第二种状态下， J_2 屏极电位等于 E_a ，而 J_3 屏极电位则因电阻 R_6 上的电压降而低于 E_a 值。为使线路从第一种稳定状态转入第二种稳定状态，可以充分降低三极管 J_2 控制栅极的电压，使之低于一定值。这时，由于两管共用的阴极电阻 R_5 的正反馈作用，触发电路即突然转入第二种稳定状态。为使线路回复到第一种状态，应当把电子管 J_2 的栅极电压提高到超过一定值，由第二种状态转入第一种状态的过程也是以突变方式进行的。

利用电位器 R_7 使三极管 J_2 栅极上具有一定的原始负电压，与由间歇振荡器输入锯齿形电压相加，就可以使线路的工作达到对称；这时在锯齿形电压一个周期内线路处于第一种状态和第二种状态的时间长度是相同的。于是就能从两管的屏极电阻 R_4 和 R_6 上取得两个相位相反的、对称的脉冲电压（如图 5,6 和 7 左部曲线）。

如果在三极管 J_2 的栅极电路上，除锯齿形电压以外，还加上欲放大的低频信号，那么当信号为正半周时，三极管 J_2 的开启时间就会延长，而三极管 J_3 的开启时间就要缩短；当信号负半周时则相反，即三极管 J_2 开启时间缩短，三极管 J_3 开启时间延长（如图 5,6 和 7 右部曲线所示）。

这就是说，从电子管 J_2 和 J_3 屏极可以取得我们所需要的那种经过宽度调制的脉冲电压。

图 9 线路中采用的是单稳定状态触发电路（即所谓正栅极制动多谐振荡器）。在稳定状态下，三极管 J_3 开启，三极管 J_2

則被 J_3 陰極電流在電阻 R_4 上產生的電壓降所封閉。如果對三極管 J_2 屏極加一個負脈沖，那麼負脈沖傳輸到三極管 J_2 柵極上就把它封閉，於是三極管 J_2 就能隨之開啓。在多諧振盪器處於穩定狀態時，電容器 C_2 充電，電壓可接近 E_2 值。所以當電阻 R_4 上電壓降一消失， C_2 就開始通過三極管 J_2 的內阻和電阻 R_7 而放電，因此電阻 R_7 下端（按圖 9 綫路圖）在一段時間內保持負電位，而使三極管 J_3 處於被封閉狀態。隨着電容器 C_2 的放電，三極管 J_3 柵極負壓逐漸減小，最後即開始導電。三極管 J_3 的屏流經過電阻 R_4 ，增大三極管 J_2 的柵極負壓，且由於綫路正回授很強，因此三極管 J_3 的開啓和三極管 J_2 的封閉過程是雪崩式的，所以綫路就以跳躍方式突然回復到原來的穩定狀態。當下一個負脈沖加到電子管 J_2 屏極時，綫路的工作即再次重復上述過程。

綫路處於三極管 J_2 開啓、 J_3 封閉的不穩定狀態的延續時間，決定於 R_7C_2 電路的時間常數以及三極管 J_2 柵極上的原始固定電壓，該電壓可以用电位器 R_5 加以調節。這些數值若選擇得適當，就能夠使多諧振盪器產生的脈沖寬度恰等於激發脈沖周期的二分之一。這樣，來自換向頻率振盪器的激發脈沖加到 J_2 管屏極上，就能從三極管 J_2 和 J_3 屏極上得到兩個對稱

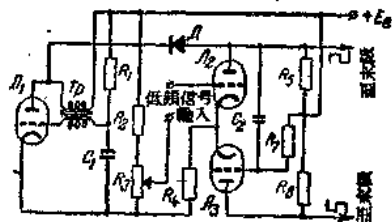


圖 9 用單穩定狀態觸發電路的信號變換器原理綫路。

的脈沖電壓。

既然多諧振盪器的脈沖寬度決定於三極管 J_2 控制柵極的電壓，那就完全可以把有效信號電壓加到這個控制柵極上，用來進行脈沖的寬度調制。

在圖9綫路中，間歇振盪器產生的激發脈沖要經過二極管A，二極管A接在綫路的兩部分之間，可以免除觸發電路對間歇振盪器的响影，從而保證這兩部分相互獨立地工作。

适于作信號變換器的各種綫路，可以在H. T. 彼得洛維奇和Л. B. 闊崔列夫合著的“電脈沖的發生與變換”（蘇聯“無線電”出版社，1954年版）一書中找到較詳細的敘述。

開閉管綫路圖 要在電壓降最小的條件下得到最大的電流脈沖，就要有內阻很小的電子管。三極管的內阻固然很小，但放大系數 μ 也都不高。因此三極管用于丁類放大時，要想在脈沖屏壓很高的條件下可靠地把它封閉，就需要用很高的換向電壓（高至數百伏），以致使信號變換器的綫路大大複雜起來。在丁類放大級中採用五極管或集射式四極管，特別是脈沖專用管（如6П7C）比較合適，因為在這些電子管的屏極特性曲綫起始上升部分（見圖10），其內阻也是很小的（幾百歐姆）。不過，在屏壓 u_a 低於帘棚壓 u_g 時，帘棚電流 i_g 非常大。因此當開閉管栅極已加有開啓電壓，但由於與該管并聯的二極管正在工作，開閉管屏極上正有不大的負壓而不能產生屏流，在這個階段內，將有很大的帘棚極電流。

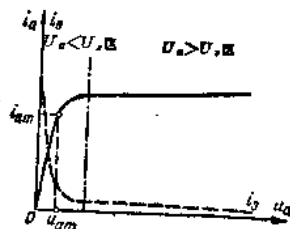


圖10 五極管屏極特性曲綫。

如果不採取措施限制帘棚流，那麼放大器省電的經濟意義就降低了。同時，在避免開閉管帘棚極過荷而燒毀的條件下，放大器可能輸出的最大功率也就不会很大了。

圖11所示是一種防止帘棚過荷的綫路，其中由數字標出的各點電壓圖解，見圖12。

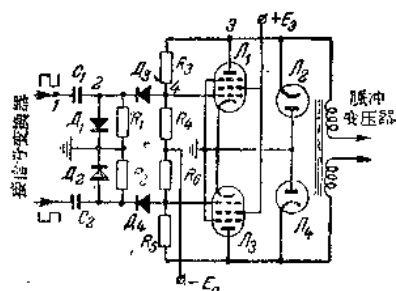


圖 11 防止開閉管帶柵極過荷的丁類放大級原理圖。

箝位二極管 A_1 的工作情況，如同電視接收機中的直流成份恢復器一樣，利用這二極管可以使輸入的 Π 形換向電壓的正半周在點 2 處下移至零電位（如圖 12, 6）。電阻 R_1 、 R_3 、 R_4 的阻值和負偏壓 E_c 應當這樣選擇：要

使第一階段內（圖 12, 0— t_1 ）當大的正電壓作用於開閉管 A_1 屏極（點 3）時，二極管 A_2 導電並將綫路點 2 處的負電位傳輸給控制柵極（點 4 處）；而在整個第二階段（ t_1 — t_2 ）內當點 3 電位為負時，二極管 A_2 閉塞，而切斷控制柵極對輸入電路的聯系，以使點 4 處的負電位超過開閉管的閉塞電壓。至 t_2 瞬間，點 3 處電位通過零值而趨向正，電子管 A_1 開始導電，隨着 A_1 屏壓的增高，其柵極負壓漸漸減小，當至 t' 時柵壓達到零值，於是 A_2 開始導電，使柵極與輸入電路發生聯系。從 t' 瞬間開始直到放電二極管 A_2 開始下一個工作循環以前（即 t_4 點以前）， A_1 柵極電壓始終隨着點 2 處的電壓而變動。

綫路另一臂相應各個元件的工作情況和上述的相同。

從圖 12, i 曲線上可以看出，開閉管不僅在綫路另一臂工作時（0— t_1 及 t_3 — t_4 時間內），而且在本臂放電二極管工作時（ t_1 — t_2 ）也是封閉的，就是在開閉管工作階段（ t_2 — t_3 ）也不是突然開啓，而是逐漸減小控制柵極負電壓而開啓的。上述綫路如經過合理的計算和精細的調整，可以在不顯著降低放大器屏路效率的條件下，使開閉管帶柵流的損失減少到 1/10。