

发射电子管工作状态的计算

苏联 Б. С. 阿格福诺夫著

孙文治译 张大奎校

人民邮电出版社

Б. С. АГАФОНОВ
РАСЧЕТ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ РЕЖИМОВ
ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ, 1962

内 容 提 要

本书主要討論新型发射电子管电报和电话工作的計算。由于新型发射管在特性、結構、工作状态等方面与老式发射管不同，所以以前有关无綫电发送設備的一些观点已不能适用。作者分析了大量的新型发射管，以大量实验資料为基础，提出了适用于新型发射管的計算方法。书中引用了大量的計算举例，把算出的数据与电子管厂推荐的数据，以及用图解法得到的数据进行了比較，从而証明了作者所提出的方法是正确的。这些例子对于从事实际工作的同志也有一定的参考价值。

本书可供从事实际工作的无綫电工程技术人員以及大学、中等专业学校的教师和高年級学生閱讀。

发射电子管工作状态的計算

著 者： 苏 联 Б. С. 阿 格 福 諾 夫
譯 者： 孙 文 治
校 者： 张 大 奎
出版者： 人 民 邮 电 出 版 社

北京东四 6 条 19 号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)

印刷者： 北 京 市 印 刷 一 厂
发行者： 新 华 书 店 北 京 发 行 所
經售者： 各 地 新 华 书 店

开本 850×1168 1/32	1955 年 10 月北京第一版
印张 6 16/32 页数 104	1965 年 10 月北京第一次印刷
印刷字数 172,000 字	印数 1—3,350 册

統一书号：15045•总1508—无434

定价：(科 6) 1.00 元

目 录

序

第一章 发射电子管电报工作状态计算的特点	1
1-1. 发射电子管的特性曲线和计算参量	1
1-2. 按板压利用电子管	8
1-3. 电子管振荡器的计算程序	10
1-4. 电子管板流的利用	12
1-5. 某些高效率阴极的特点	17
1-6. 极限电气量	20
1-7. 发射电子管的热状态	22
1-8. 最大(电报)工作状态的计算方法	26
1-9. 欠压工作状态的计算	28
1-10. 过压工作状态的计算	30
1-11. 关于通角的选择	32
1-12. 波段发射机输出电子管工作状态的计算	33
1-13. 倍频工作状态的计算	39
1-14. 电子管振荡器的等效电路	41
1-15. 发射电子管运用状态的图解分析法	42
1-16. 电报工作状态可能的计算方法	48
第二章 发射电子管电报工作状态的计算	55
2-1. 概述	55
2-2. 计算举例	57
第三章 发射电子管电话工作状态计算的特点	126
3-1. 电话工作状态理论革新的必要性	126
3-2. 短波四、五极管中的栅偏压调幅	128
3-3. 在超短波电子管中的栅极调幅	131
3-4. 已调波放大	133
3-5. 五极管的抑制栅调幅	136
3-6. 帘栅极调幅	141

3-7. 板极調幅	143
3-8. 板极-帘栅极調幅	148
3-9. 根据电报工作状态的数据选择不同工作类型时的电气数据	150
第四章 发射电子管电话工作状态的計算	151
4-1. 发射电子管电话工作状态的計算举例	151
結語	178
附录 計算用系数表和电子管参量表	179
参考文献	201

第一章 发射电子管电报工作状态計算的特点

1-1. 发射电子管的特性曲綫和計算参量

关于电子管計算参量的問題，具有重大的意义，因为在利用許多量計算时，計算变成冗长的数学过程，因而在这种情况下，直接从分析电子管的特性曲綫得到所求的結果，可能更簡單些。

在建立发射三极管的計算理論时，利用了放大系数 μ 、跨导 S 以及內阻 R_i 等的习惯概念。这些参量是在 1915~1920 年間規定的，它們运用于具有均匀間隔的板-栅特性、工作于負栅压区域（即无栅流）的“左特性”接收-放大管。目前，这些参量只有对于調制器用的低頻三极管（见图 1-1）和少数低放大系数（ $\mu \leq 30$ ）的发射管來說，才能看作是常数。

新式的高放大系数发射三极管都是“右特性”管，它們具有如图 1-2 所示的扇形板-栅特性。这种扇形是由于在正栅压时不可避免的栅流增大而引起的。在“右特性”三极管中，参量 μ 、 S 、和 R_i 是变化的，失去了常数的意义，因而使計算不便了。

电子管厂告訴使用者的“右特性”三极管的跨导值 S ，一般是在板流不大时測得的。这个跨导是作为同一类型的各个电子管特性一致性的一个标准，而不能作为計算参量，因为它只对板-栅特性曲綫的起始段是正确的。

跨导恒定不变的陈旧观点，会导致計算出来的激励电压幅度和栅偏压与其实际数值相比具有（40~50）%的誤差。此外，工厂还給出了 μ 的数值，而且特別說明了这是在具体測量情况下才正确的个别数值。在按电流对电子管作不同利用时， μ 的数值大致上会改变 5~8 倍（图 1-3）。至于 R_i ，一般是沒有給出的。由此可見，关于参量 μ 、 S 和 R_i 恒定不变的概念，沒有被电子管厂的文件所証实。

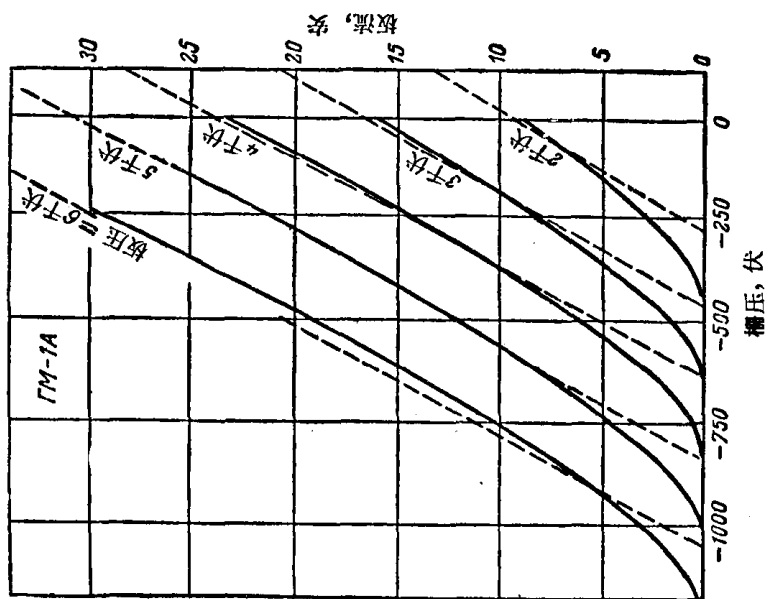


图 1-1 调制三极管 6M1A 的板栅特性曲线

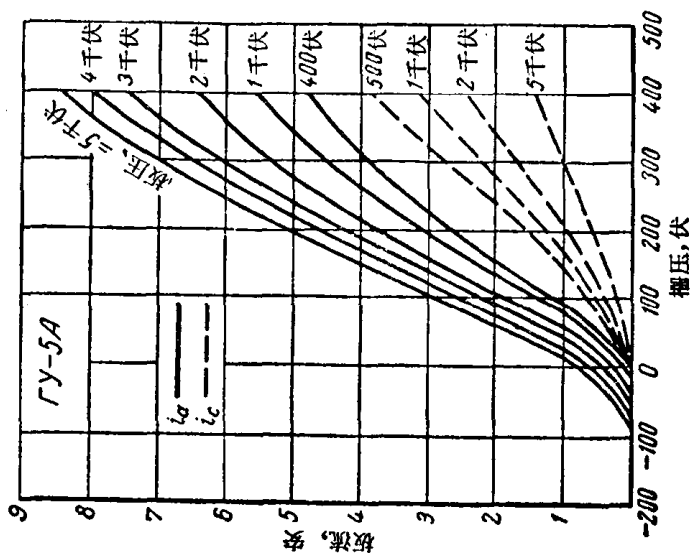


图 1-2 三极管 6Y5A 的板栅特性曲线

“右特性”发射三极管理想化的扇形板-栅特性曲线，在第一级近似时可以认为下降到座标的原点。

发射三极管的重要计算参量是临界线的斜率 S_k ，把板极特性曲线公共段（板流降落线）的斜率，作为临界线斜率是足够准确的。在降落线上满足板压与栅压相等的条件（见图 1-4）。

对于所有发射三极管，临界线的斜率 S_k 都近似地等于板流特性曲线弯曲点时的跨导值 S 。这一点表明电子管的临界工作状态，它通常相应于顶部稍平的板流脉冲，这时，出现最大的电子管振荡功率（最佳工作状态或临界工作状态）。

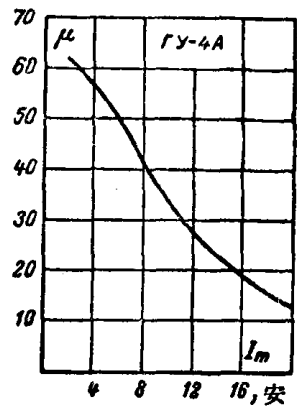


图 1-3 三极管 6Y-4 A 的静态放大系数随板流脉冲的变化

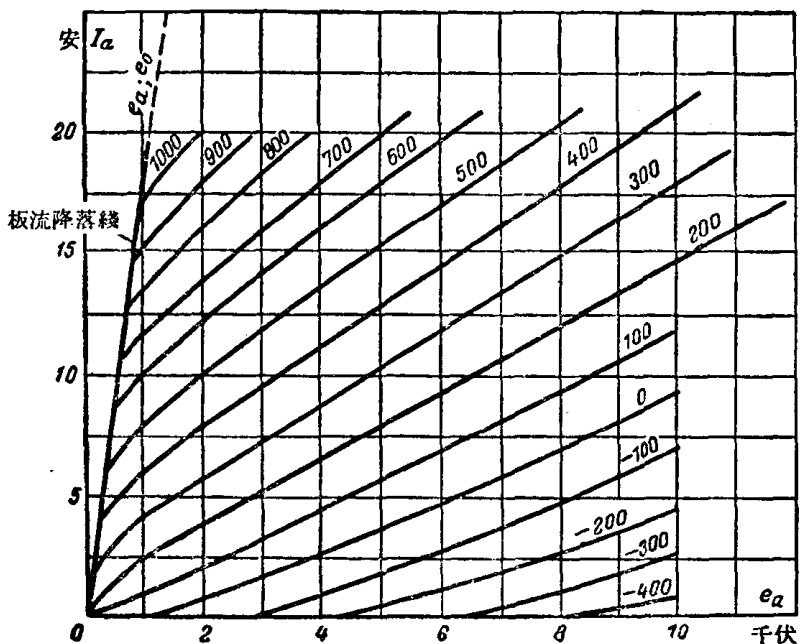


图 1-4 三极管 6Y-12 A 的板极特性曲线

现在来証明斜率 S_K 与某一个跨导 S 相等的問題。在图 1-5 中

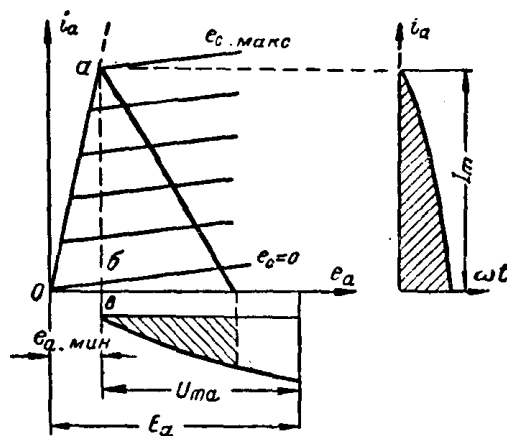


图 1-5 說明三极管理想化余弦板流脉冲形成的图形

繪出了幅度为 I_m 的理想化的板流脉冲, 这个脉冲幅度相应于剩余板压 $e_{a, \text{min}}$ 和最大正栅压 $e_{c, \text{max}}$ 。显然, 斜率 S_K 和 S 的数值可以表如下式:

$$S_K = \frac{I_m}{e_{a, \text{min}}} = \frac{a\delta}{e_{a, \text{min}}};$$

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta e_c} = \frac{a\delta}{e_{c, \text{max}}}.$$

因为电压 $e_c = 0$ 的特性曲线与零轴的夹角不大, 可以认为 $a\delta \approx a\delta = I_m$; 我們再考虑到等式 $e_{c, \text{max}} = e_{a, \text{min}}$ 对 a 点是正确的。把上面两个条件应用于 S_K 和 S 的表示式, 即可得到它們近似相等的結論。对于少数 $\mu < 30$ 的三极管, 可以认为它們的板-栅特性曲线是

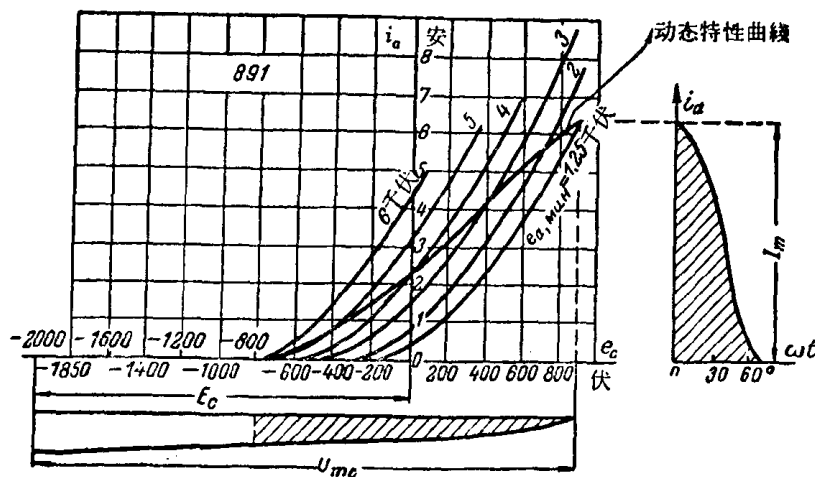


图 1-6 說明在具有均匀間隔的板-栅特性曲线的三极管 891 中, 其余弦脉冲形成的图形

$E_a = 10$ 千伏, $E_c = 2$ 千伏, $U_{m0} = 8.75$ 千伏, $U_{m0} = 2.9$ 千伏, $\mu = 12$

均匀间隔的（见图1-6）。

从考察发射三极管的板极特性曲线（图1-7）看出，在负栅压下绘出的下部曲线倾斜度较小。这一点表明在利用放射电流不大时，板流与板压的关系很小。因此，在动态工作状态时，如果瞬时负栅压接近“截止电压”，则板压对板流的影响极小。这种情况说明：相应于不同板压利用系数的板流脉冲的下通角基本上都是一样的（图1-8）。

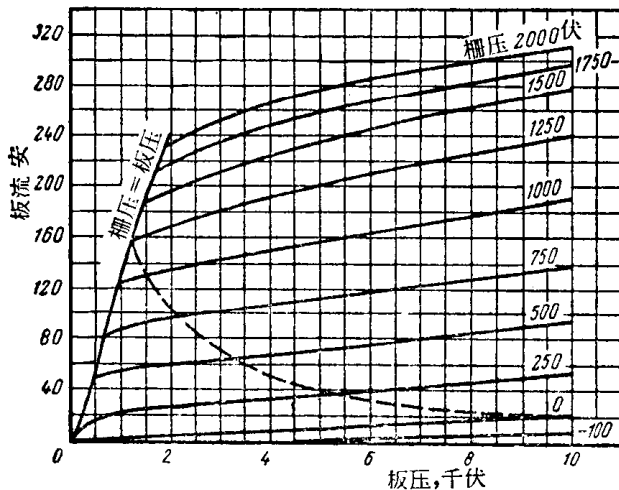


图 1-7 三极管 7K-1A 的板极特性曲线

在不同的板极电压下测出的栅流-栅压特性曲线，是一族从板-栅座标的原点发散出来的扇形曲线（图1-2）。所以在栅极电路中硬加上一个恒定不变的放大系数 $\mu_c = -\frac{di_c}{de_a}$ （亦称“反作用系数”）是不适宜的，因它是在假定栅流特性曲线为均匀间隔的条件下得出的。

在不同板压时绘出的四、五极管板-栅特性曲线，也都是扇形的。帘栅流和板流同时开始，但是，对于某些新式的五极管和具有良好的电子束聚焦的集射四极管，电流 i_{c2} 的特性曲线的扇形是处在较右的位置（图1-9）。所以，帘栅流理想化特性曲线的截止电压 E''_c ，与板流理想化板-栅特性曲线的截止电压 E'_c 相比，就可能非常

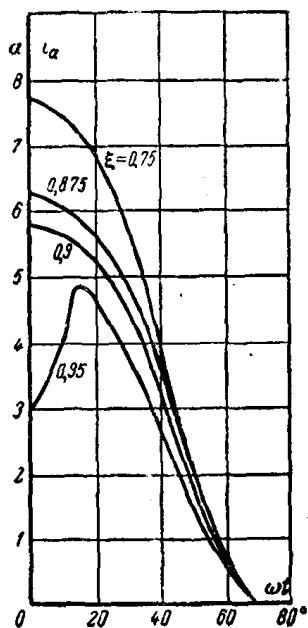


图 1-8 在不同板压利用系数时得到的三极管 $6X891$ 的板流脉冲。 $E_a = 10$ 千伏， $E_c = -2$ 千伏， $U_{mc} = 2.9$ 千伏

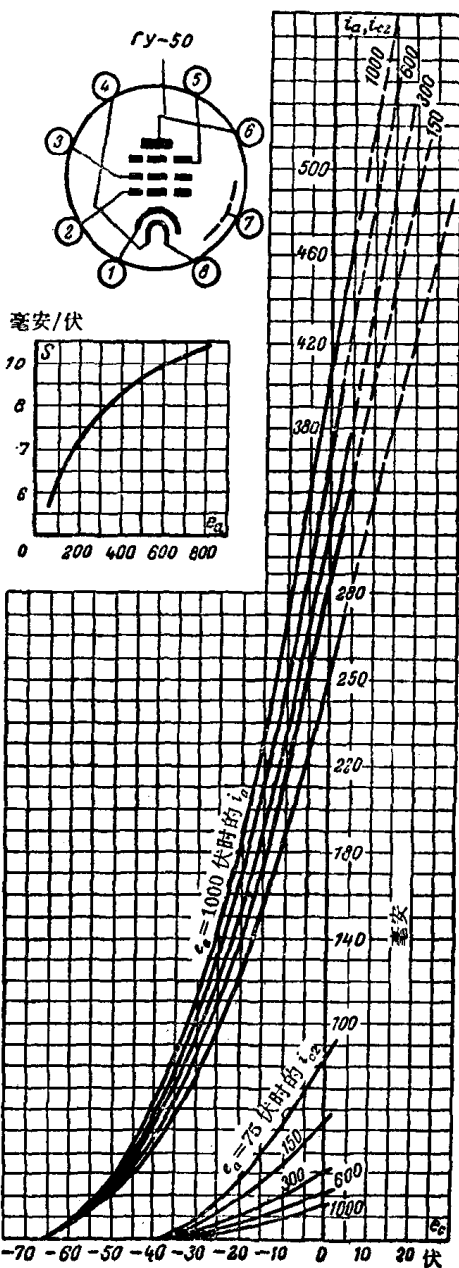


图 1-9 五极管 $6Y-50$ 的板-栅特性曲线。 $E_{a2} = 250$ 伏， $E_{c3} = 0$ ， $E'_{c0} = -40$ 伏

小(按其绝对值言)。从而,第二栅流的通角就远小于板流的通角。

在按电流正常利用四级管和五极管时,它们的板极特性曲线与发射三极管的相似。因此,对于四级管和五极管来说,也可以近似地认为板流的公共起始线就是临界线(图 1-10)。

对于某些五极管,在不同控制栅压下绘得的特性曲线 $i_a = f(e_a)$, 其板流降落线都是相互靠近的。在这种情况下,可以把 S_K 规定为:从座标原点到位于正栅压 $e_{c, \text{max}}$ 的特性曲线上部一点的连线的斜率,而这个正栅压 $e_{c, \text{max}}$ 相当于最大可能地按板流利用了电子管。 S_K 在 $\pm 10\%$ 的范围内变化,基本上不会影响板压利用系数的计算精确度。

四级管和五极管的另一个计算参量,就是从 $S = f(e_a)$ 曲线中求得的一般的跨导。工作于临界状态时,下列关系式是正确的,

$$I_m = S_K e_{a, \text{MH}} = S_K (E_a - U_{ma});$$

$$I_m = S(e_{c, \text{max}} + |E'_c|) = S(E_c + U_{mc} + |E'_c|).$$

因而

$$S_K e_{a, \text{MH}} = S(e_{c, \text{max}} + |E'_c|).$$

由此可得

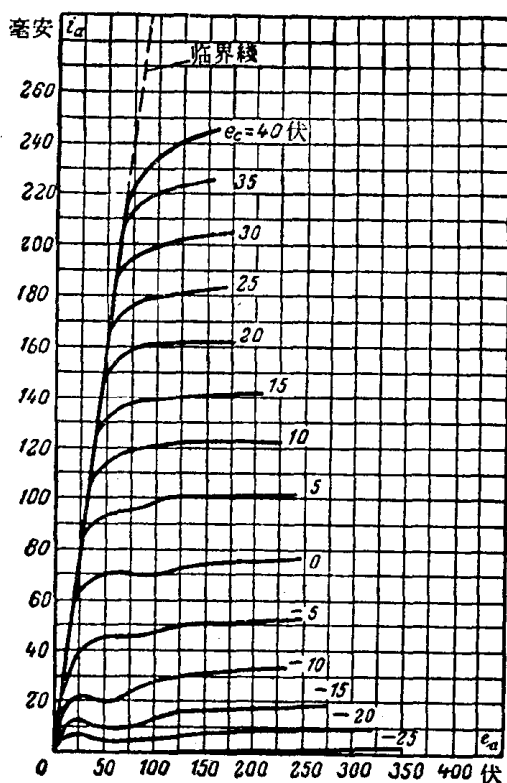


图 1-10 半只集射四极管 $\Gamma Y-17$ 在 $E_{c2}=200$ 伏时的板极特性曲线
临界线的斜率 $S_K=2.9$ 毫安/伏

$$S = S_{\kappa} \frac{e_{a, \text{MHH}}}{e_{c, \text{MOKC}} + |E'_c|}.$$

已知 S_{κ} 时, 即可根据最佳状态的数据求出 S 。最后一个公式, 对于右特性三极管也近乎正确。在最佳状态, 认为 $e_{a, \text{MHH}} = e_{c, \text{MOKC}}$ 和 $E'_c \approx 0$, 我們就得到 $S \approx S_{\kappa}$, 亦即得到了熟知的关系式。

在板极-帘栅极調幅和帘栅极調幅的情况下, 对 $i_a = \text{常数}$ 的第二栅放大系数 $\mu_2 = \frac{\Delta E_{c2}}{\Delta E_c}$ 必須已知。在抑制栅調幅时, 系数 $\mu_3 = \frac{\Delta E_a}{\Delta E_{c3}}$ 必須已知。参量 μ_2 和 μ_3 , 最好取用特性曲线上相当于电报工作状态按电流利用电子管的那些点求出。

在不同板压时繪出的四极管和五极管的板-栅特性曲线, 常常都表现为均匀间隔的。这种图形与真实的特性曲线并不符合。有时发射四极管的板极特性曲线由于負阻效应而引起凹陷, 因而就要在这个基础上, 来推导一些用于計算最佳板压利用系数 ξ_{ont} 的特殊公式。我們指出, 只有在控制栅极为負电位的情况下, 电子管按板流利用很小时才会出現这些凹陷。而在按电流正常利用电子管时, 板极特性曲线就不会有凹陷出現[文献 2]。

1-2. 按板压利用电子管

在計算发射电子管的运用状态时, 通常总是从已知直流板压 E_a 和有用額定功率 P_N 入手的。直流板压 E_a 、有用額定功率 P_N 和参量 S_{κ} 的数值, 决定了討論高效率阴极发射电子管的最佳(或临界)状态的路径。这种工作状态是用最佳板压利用系数表征的:

$$\xi_{\text{ont}} \approx 1 - \frac{2 P_N}{\alpha_1 S_{\kappa} E_a^2}. \quad (1-1)$$

公式(1-1)适用于发射三极管、四极管以及五极管, 并且与板流脉冲的形状相符合。

在最佳工作状态时, 通常出現一个平顶板流脉冲, 它是用下通角 θ 和上通角 θ' 表征的。

对于三极管、普通四极管、集射式四极管和五极管, ξ_{ont} 的变

化范围为 0.8~0.9。

对于降低板压使用的小功率四极管和五极管，往往

$$\xi_{\text{онт}} \approx 0.75 \sim 0.8.$$

公式(1-1)是作者于 1941 年在教学实践中导出的，而发表于 1948 年[文献 1]。此式的导出，是以 H. C. 别斯恰斯特诺夫(Бесчастнов)提出的简便方法[文献 6]为基础的，他曾经提出了对各种电子管都能近似适用的公式

$$\xi_{\text{онт}} \approx 1 - \frac{2 P_{\sim}}{\alpha_1 S_{\kappa} E_a^2 \cos \theta'}. \quad (1-2)$$

但是在许多情况下，求得的 $\xi_{\text{онт}}$ 与板流脉冲形状不相符合。例如，对于 $\theta = 75^\circ$ 和 $\theta' = 20^\circ$ 的平顶脉冲，与 $\theta = 75^\circ$ 的余弦脉冲这两种情况，如果取同样的功率，就会得到同样的 $\xi_{\text{онт}}$ 。有时，平顶脉冲(强过压状态时所出现的)得到的 $\xi_{\text{онт}}$ 值甚至小于余弦脉冲的 $\xi_{\text{онт}}$ 值。举例说，对于五极管 4П1П 的典型工作状态 ($E_a = 200$ 伏， $P = 4.6$ 瓦， $S_{\kappa} = 2$ 毫安/伏)，在平顶脉冲($\theta = 95^\circ$ 和 $\theta' = 35^\circ$)的情况下得到的 $\xi_{\text{онт}} = 0.747$ ，而在 $\theta = 90^\circ$ 的余弦脉冲时却是 $\xi_{\text{онт}} = 0.77$ 。公式(1-1)可由原始表示式

$$\xi_{\text{онт}} = 1 - \frac{I_m}{S_{\kappa} E_a} \quad (1-3)$$

来求得。因为，对于工作于临界状态的三极管而言， $S \approx S_{\kappa}$ ，所以公式(1-3)可变为

$$\xi_{\text{онт}} \approx 1 - \frac{I_m}{S E_a} \quad (1-4)$$

的形式，亦即得到了在 1927 年为 A. И. 别尔格所提出的公式。如已知容许的极限板流值 $I_{a0 \text{ пред}}$ ，则利用公式(1-3)是方便的，根据 $I_{a0 \text{ пред}}$ 选定板流

$$I_{a0} \approx (0.9 \sim 1) I_{a0 \text{ пред}}. \quad (1-5)$$

那么，我们就得到表示式

$$\xi_{\text{онт}} \approx 1 - \frac{I_{a0}}{\alpha_0 S_{\kappa} E_a}, \quad (1-6)$$

在計算时，此式也被采用。

1-3. 电子管振荡器的計算程序

根据公式(1-1)求出来的 $\xi_{\text{онт}}$ 值，决定了进一步的計算过程。这时可以計算板流基波，即

$$I_{a1} = \frac{2P_N}{U_{ma}}, \quad (1-7)$$

則板流直流分量

$$I_{a0} = \frac{I_{a1}}{\gamma}, \quad (1-8)$$

其中 $\gamma = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$.

輸送給振荡器的輸入功率

$$P_0 = I_{a0} E_a, \quad (1-9)$$

板极耗散功率

$$P_a = P_0 - P, \quad (1-10)$$

板路效率

$$\eta = \frac{P}{P_0}, \quad (1-11)$$

板路等效阻抗

$$R_{0e} = \frac{U_{ma}}{I_{a1}}. \quad (1-12)$$

由此可見，适应于电子管振荡器板极电路的所有数量都能求出。

現在，来談談控制柵电路的計算。适用于各种电子管(三极管、四极管以及五极管)的計算柵偏压的通用公式为

$$E_c = E'_c - U_{mc} \cos \theta, \quad (1-13)$$

式中 E'_c ——截止电压，在三极管中 E'_c 与选定 E_a 的一条板-柵特性曲綫相对应；在四极管和五极管中， E'_c 决定于所选定电压 E_{c2} 的扇形理想化特性曲綫的公共起始点。

在工作于平頂板流脉冲的四极管和五极管中，激励电压的幅值

$$U_{mc} = \frac{I_m}{S(\cos \theta' - \cos \theta)}. \quad (1-14)$$

工作于余弦脉冲时

$$U_{mc} = \frac{I_{a1}}{S\beta}, \quad (1-15)$$

式中

$$\beta = \alpha_1(1 - \cos \theta). \quad (1-16)$$

公式(1-13)同样适用于 $\mu \geq 40 \sim 50$ 、工作在临界状态的大功率发射三极管，这时，电压 $e_{a, \text{мнн}}$ 所对应的点是处在板流降落线上。因为在这种情况下 $S \approx S_k$ ，则可得公式

$$U_{mc} = \frac{I_{a1}}{S_k \beta}. \quad (1-17)$$

在幅度调制的情况下，公式(1-17)可以用来计算最大工作状态时的 U_{mco}

为了理解利用其他公式的必要性，就得谈谈与新式发射三极管工作状态的特点有关的问题。在新式发射三极管中，占主要地位的是碳化钨阴极的大功率超短波三极管。这种电子管的特点是极限栅极损耗功率相当小。为了避免栅极过热，必须工作于低栅流状态。所以，常有必要把 ξ_{omr} 的计算值减小(4~8)%，以便得到以低栅流为其特征的欠压一些的工作状态。这时，在电子管中就会出现余弦板流脉冲。等式 $S \approx S_k$ 就不再成立。 S 可能会比 S_k 大(10~25)%左右。 S 的增大是由于板极反作用的缘故，在栅压相当大时， $i_a = f(e_a)$ 特性曲线明显上升，就可证明这一情况。这就说明了利用公式

$$U_{mc} = \frac{I_m}{S(1 - \cos \theta)} + DU_{ma} = \frac{I_{a1}}{S\beta} + DU_{ma} \quad (1-18)$$

的必要性。

而跨导

$$S = \frac{i_a'' - i_a'}{e_c'' - e_c'} \quad (1-19)$$

可对电压 $e_a \approx E_a - U_{ma}$ 在电流 i_a'' 接近 I_m 值、电流 $i_a' = (0.1 \sim 0.2)$

I_m 时求得。公式(1-19)对于工作在强欠压状态的分米波三极管亦属正确, 这时, S 可能为 S_k 的 1.5~2 倍。

1-4. 电子管板流的利用

过去存在着一种不正确的见解, 认为大功率电子管的阴极的主要型式就是鎢絲阴极, 而碳化敷鈦鎢絲阴极只能用在 $E_a < 1,500$ 伏的中等功率的电子管中。目前, 碳化敷鈦鎢絲阴极已在大功率发射管中得到了广泛的应用。它已有成效地用于在较高板压下工作的发射三极管中, 例如, 用于在 $E_a = 18 \sim 20$ 千伏下工作、 $P_N = 500$ 千瓦的三极管中。在苏联的发射机中, 采用了許多具有碳化敷鈦鎢絲阴极的大功率三极管 (如 ГY-5 A, ГY-5 Б, ГY-10 A, ГY-10 Б, ГY-4 A, ГY-21 Б, ГY-22 A 和 ГY-23 A 等三极管), 它們主要被用于超短波工作的栅极接地线路中。

关于鎢絲阴极大功率管必須选取板流脉冲为

$$I_m = (0.85 \sim 0.9) I_e \quad (1-20)$$

的见解, 对于絕大多数大功率发射管来说是过时了的。大多数采用鎢絲阴极的新式发射管, 都工作在取 $I_m = (0.3 \sim 0.6) I_e$ 的空间电荷密度很大的状态下。

表 1-1 举例說明了上述概念, 表中列出了苏联和其他国家的某些新式鎢絲阴极大功率三极管利用放射电流的数据。

放射能力利用得极不充分, 可使虚阴极靠近栅极, 这就使得跨导大为提高。由于 S 值的提高, 增大了每一级的功率放大系数, 从而使发射机的級数减少。由此可见, 对由电力网“便宜的”能量所供給的阴极放射不作充分利用, 是十分合理的, 因为这就能使由整流设备供給发射机板路的“昂貴的”能量消耗得較少。

新式的鎢絲阴极, 一般具有效率 $H \approx 7 \sim 10$ 毫安/瓦; 在某些三极管中, 其效率可达 15 毫安/瓦左右。

大多数中等功率和大功率的碳化鎢絲阴极电子管工作于电报工作状态时, 取板流脉冲 $I_m = (0.2 \sim 0.3) I_e$, 其中 I_e 为放射电流的

表 1-1

电 子 管	P (千瓦)	E_a (千伏)	I_a (安)	I_m/I_a
$\Gamma Y-89 A$	10.4	7.5	12	0.54
$\Gamma-891$	10.8	7.5	9.5	0.664
893	33.1	12	25	0.64
898-A	100	18	57	0.422
5592	34.6	11	30	0.533
$\Gamma Y-11 A$	29	10	21	0.56
$\Gamma K-3 A$	97	12	60	0.634
$\Gamma Y-16 B$	18	8	17	0.56
$\Gamma K-1 A$	250	10	350	0.35

下限,在这样的板流下,各个板流特性曲线上部显著靠近,这一情况说明了可能发生饱和状态。在许多情况下,这种靠近是不能允许的,因为这时有使栅极过热的危险。

为了判别大功率发射管放射能力可能利用的情况,可以指出,在10千瓦的超短波四极管($\Gamma Y-28$ 型电子管的方案之一)中,在典型的工作状态下,板流脉冲的幅度 $I_m=6$ 安,而其 $I_a>30$ 安(见图1-11)。

对于碳化阴极的峰值效率,在文献中所载的数值过大,认为有50~75毫安/瓦。电子管如用了这样大的效率,将因阴极过热而损坏。实际上,在电

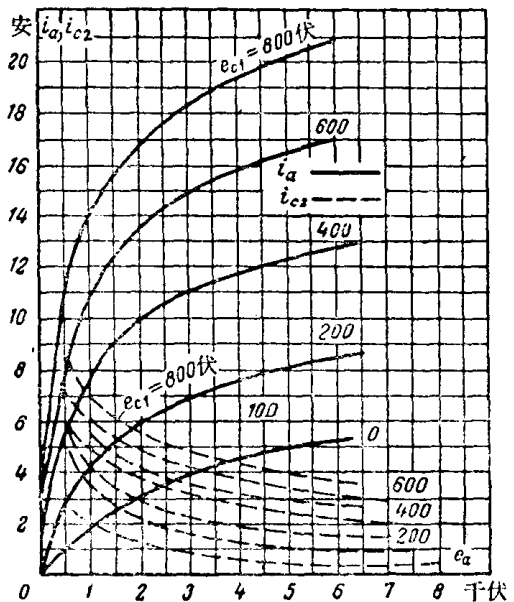


图 1-11 10 千瓦四极管在 $E_a=2$ 千伏时的板极特性曲线