

中等专业学校試用教材

高 頻 技 術

南京無線電工業學校主編



國防工業出版社

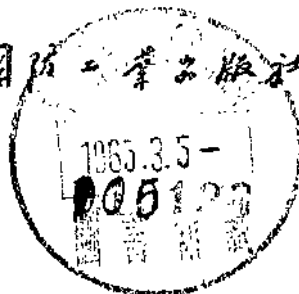
中等专业学校試用教材

高 頻 技 術

南京無線電工業學校主編



國防工業出版社



內容簡介

本书是供中等专业学校无线电整机制造专业学生使用的教材。学生在学完“电子管”与“低频放大器”课程之后，学习这门课程。

全书共分两篇：第一篇包括高频功率放大器、自激振荡器、振荡器的频率稳定、调制及无线电发射机；第二篇包括高频电压放大器、检波、变频和无线电接收机。采用这种编排，除了便于学生熟悉高频（射频）电路的理论以外，还可使学生建立起无线电通讯系统的完整概念。

凡有设计计算的章节，都编入了例题。但有些部分（如检波器、频带放大器等），因为涉及到仪表线路的一些具体要求，将在有关专业课程中论述。

各章末都附有“要点小结”和“习题与思考题”，书末附有实验参考资料、尖顶（余弦形）脉冲的分解系数表、常用的电子管介绍及全书符号表。

按教学计划规定，本课程教学时数是120小时。

高频技术

南京无线电工业学校主编

*

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业登记证出字第074号

国防工业出版社印刷厂印刷 内部发行

*

787×1092¹/₁₆ 印张14¹/₂ 336千字

1961年9月第一版 1963年6月第四次印刷 印数：3,101—3,600册

统一书号：NK 15034·566

前 言

在过去全民大跃进的三年間，国防工业的各级学校，坚决贯彻执行了党的教育方针，进行了一次极为深刻的教育革命。各校并組織广大教师，陸續編写了讲义，取得很大的成績。为了巩固教育革命的成果，进一步提高教学质量，我們遵照中央关于教材工作的指示，組織各方面的力量，在各校自編讲义的基础上，选編了专科学校、中等专业学校及技工学校所需的部分教材。經過各校党委的領導，参加选編教师的积极努力，以及有关方面的审查，这些教材已經陸續选編出来。由于時間仓促，經驗不足，教材內容还不够完善，有待今后进一步的修訂。为了适应各校教学的急需，作为試用教材，先在内部发行出版。希各校在試用过程中，广泛搜集师生反映，积极提出建議，徑告主編学校，以便进一步加以修訂。

本教材是由南京无綫电工业学校主編，成都无綫电工业学校参加編写的。参加选編的有荣志一、刘昌图及張添华等同志。参加审查的是陶汉章同志。

第三机械工业部教材办公室

1961年7月6日



目 录

緒論	5
----	---

第一篇 高频振荡的产生、功率放大、信号控制和无线电发射机

第一章 高频功率放大器	6
-------------	---

§1-1 高频功率放大器的工作原理	6
§1-2 高频功率放大器的工作状态	7
§1-3 高频功率放大器的一般性质	8
§1-4 高频功率放大器工作状态的計算	12
§1-5 功率放大器的动态工作图解	25
§1-6 负载特性	27
§1-7 功率放大器的实际电路	29
§1-8 放大器的調諧特性	32
§1-9 推挽高频功率放大器	33
§1-10 倍頻器	35

本章要点总结、思考题和习题	38
---------------	----

第二章 自激振荡器的原理	42
--------------	----

§2-1 概述	42
§2-2 振荡器自激的原理	42
§2-3 振荡器維持振盪的条件	45
§2-4 自激振荡器的綫路	52
§2-5 負阻振荡器	55
§2-6 放大器和振荡器中的寄生振盪	58
§2-7 中和	59

本章要点总结、思考题和习题	62
---------------	----

第三章 振荡器的频率稳定	66
--------------	----

§3-1 概述	66
§3-2 稳频的一般原理	66
§3-3 影响振荡器频率稳定的主要因素及稳频措施	72
§3-4 自激振荡器的計算	77
§3-5 电子耦合振荡器	82
§3-6 晶体振荡器	83

本章要点总结、思考题和习题	88
---------------	----

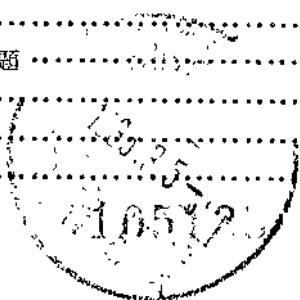
第四章 調制	92
--------	----

§4-1 概述	92
§4-2 調幅的一般原理	92
§4-3 控制栅調幅	98
§4-4 板极調幅	102
§4-5 帘栅极調幅	104

§4-6 其他調幅方法	109
§4-7 振幅鍵控	111
§4-8 調頻波和調相波的基本性質	111
§4-9 電抗管調頻器	114
§4-10 磁性調頻器	117
本章要点总结、思考題和习題	117
第五章 无綫电发射机	120
§5-1 概述	120
§5-2 发射机的輸出电路	121
§5-3 小功率无綫电发射机綫路	123
本章习題和思考題	

第二篇 高頻电压放大、頻率变换和无綫电接收机

第六章 高頻电压放大器	125
§6-1 概述	125
§6-2 对調諧放大器的基本要求	127
§6-3 直接耦合調諧放大器	128
§6-4 变压器耦合單調諧放大器	131
§6-5 自耦变压器耦合調諧放大器	136
§6-6 調諧放大器的工作穩定問題和电子管的选择	137
§6-7 多級調諧放大器	140
§6-8 調諧放大器的設計計算及举例	142
§6-9 頻带放大器的特点	148
§6-10 双調諧变压器耦合頻带放大器	149
§6-11 寬頻带放大器	155
本章要点总结、思考題和习題	157
第七章 檢波	161
§7-1 概述	161
§7-2 檢波器的工作原理	161
§7-3 对檢波器質量指标的要求	165
§7-4 小信号檢波	166
§7-5 大信号檢波	167
§7-6 二极管檢波器	172
§7-7 并联二极管檢波器	176
§7-8 板板檢波	177
§7-9 栅板檢波	178
§7-10 差頻檢波器	179
§7-11 具有失調回路的頻率檢波器	181
§7-12 鉴頻器	181
本章要点总结、思考題和习題	184
第八章 变频	186
§8-1 变频的基本概念	186
§8-2 变频的一般理論	188



§8-3 超外差接收机中变频器的电路	190
§8-4 平衡混频器与环形混频器	191
本章要点总结、思考题和习题	195
第九章 无线电接收机	197
§9-1 概述	197
§9-2 接收机的质量指标	197
§9-3 高频放大式接收机的方框图	201
§9-4 超外差式接收机的方框图	202
§9-5 接收机的输入电路	204
§9-6 接收机的增益调整	206
§9-7 超外差接收机的回路统调	209
本章要点总结、思考题和习题	212
附录一: 实验参考资料	214
附录二: 尖顶(余弦形)脉冲的系数	223
附录三: 常用的电子管介绍	227
附录四: 符号及下标介绍	230

緒 論

高频放大器与低频放大器的主要区别是二者工作频率范围与所通过的相对通频带不同，以及由此而采用的负载也各不相同。

高频放大器所放大的信号频率很高，通常指 50 千赫到 30 兆赫这一范围的频率为高频。

由于 50 千赫以上的所有频率，具有很强的辐射能力，能以电磁波的形式向外辐射，故高频又称射频，高频放大器又称射频放大器。

30 兆赫以下的射频通常分为三个波段，即：长波（频率自 50 千赫至 520 千赫），中波（频率自 520 千赫至 1.6 兆赫）和短波（频率自 1.6 兆赫至 30 兆赫）。本书讨论的高频放大器（高频电压放大与高频功率放大）就是工作在此范围之内。高于 30 兆赫以上的频率统称为超高频，将在“超高频技术”课程中讨论。

低频放大器的特点是高低频之间相差甚大，例如高质量广播用的放大器其通频带从 20 赫到 20 千赫，即最高频率与最低频率比达 1000 倍。显然，只有采用非调谐负载（例如电阻，铁心变压器）的放大器才能获得这样宽的通频带。

射频信号的特点是频率高，但相对通频带很窄。例如某电台的工作频率范围自 995 千赫至 1005 千赫，中心频率（载波频率）为 $f_0 = 1000$ 千赫，其通频带为 $2\Delta f = 10$ 千赫，即通频带只占中心频率的 $\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{10}{1000} = 1\%$ 。因此放大电子管通常都采用并联谐振回路作为板极负载，并调谐于工作频率上。

在工作频率附近，回路呈现很大的阻抗，可以满足放大器对阻抗的需要，而远离谐振频率（回路严重失谐）处，阻抗急剧下降，几乎没有什么放大作用，所以放大器所放大的频带宽度，就只限于谐振频率附近的一段。因此对只具有很窄频带的高频信号来说，谐振回路是最好的板极负载。

用调谐回路作负载另一重要原因是它具有选择信号的能力。例如在接收设备中，天线上感应有各种不同频率的微弱射频信号，为了只使所需的信号加以放大，放大器的负载应该具有选择能力，因而必须采用调谐回路。在发送设备中，高频振荡器除了产生出一个功率不大的固定频率的信号外，通常还包含有谐波分量。因此为了增强基波或某一指定的谐波信号功率，放大器的负载也应该具有选择能力，即应用调谐负载。

由于以上原因，在高频放大器中均不采用电阻或普通的铁心变压器作负载。

高频放大器广泛应用于接收设备、发送设备和测量仪器中。与低频放大器一样，它也可分为电压放大器与功率放大器两类。高频电压放大器作放大电压用，其输出功率很小，在研究时，只考虑它的电压放大倍数、通频带和选择性，而不需要考虑板极效率。由于它所放大的高频电压非常小，通常在数十微伏至 1 伏之间。为了得到大的放大倍数，并且不使信号失真，工作点应选在跨导较大的直线段处，故一切高频电压放大器都工作在甲类状态，都用在接收设备和测量仪表中。高频功率放大器作放大功率用，其主要问题是应该设法取得大的输出功率和高的板极效率。其输入信号电压往往很大，而且放大器都工作在丙类或乙类，因此不能用甲类工作的电子管等效电路来分析它们，它常用在发送设备和测量仪表中。

第一篇 高频振荡的产生、功率放大、 信号控制和无线电发射机

第一章 高频功率放大器

§ 1-1 高频功率放大器的工作原理

用来增强高频信号功率的放大设备，称为高频功率放大器，或称他激振荡器。和其他的电子管设备一样，它也是将直流电能转变为交流（高频）电能的一种转换设备。

所谓功率放大，并非凭空就能将小功率“变”为大功率，实际上是以小功率（消耗在栅路中）来控制大功率输出（在板极输出），栅路消耗能量由激励级供给，而输出功率则是由直流电源转换而得，其中，电子管起着—个转换的作用。

高频功率放大器使用在无线电发送设备中，有时也使用在无线电测量设备的高频信号发生器中。发送设备中的高频功率放大器，是将激励级送来的高频能量放大，送入天线，并以电磁波形式辐射到空间。为此，便要求功率放大器要有足够大的输出功率和高的板极效率，故这种放大器总是工作于乙类或丙类。图（1-1）是高频功率放大器的原理电路，它的主要元件是电子管、作为负载的振荡回路和电源。

为了分析上的方便，功率放大器的激励电压以余弦形式表示，即

$$U_g = U_{gm} \cos \omega t。$$

与任何电子管放大器一样，功率放大器之所以能将直流电能转变为交流电能，乃是由于在电子管控制栅极加上激励电压后，使得板流随之变化，在负载上得到交变的功率，而控制栅电路可以不消耗能量或消耗不大的能量。

我们可以用图（1-2）来说明能量转换的概念：当 K 合上时，直流电源对 C 充电， K 打开时， C 通过 L 放电，正如在“无线电基础”中所讲的，这时 LC 电路中就产生电能与磁能的转换，形成了“自由振荡”，而振荡的频率由 L 、 C 的数值决定。由于回路有损耗，振荡将逐渐衰减，但若 K 不断接通与断开，使得电源的能量能够不断的供给回路，则回路两端可产生等幅的高频振荡，这样就把直流电能转变成了高频电能。在功率放大器中，电子管便相当于上述的开关，它的启闭决定于加在栅极上的信号电压，信号使管子导电时，相当于 K 合上，反之，相当于 K 断开。

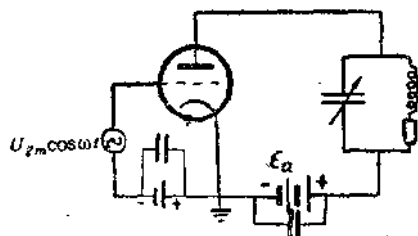


图 1-1 高频功率放大器的原理电路

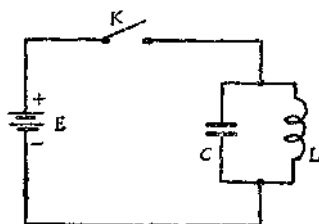


图 1-2 能量转换的概念

§ 1-2 高频功率放大器的工作状态

高频功率放大器的工作状态可以为第一类和第二类两种：在交流的一个周期之内板流从不截止的，称为第一类工作状态，如图(1-3a)所示；板流有截止的，则称为第二类工作状态，如图(1-3b)所示。第一类工作状态的主要特点是失真小，但效率低(20~30%)，高频功率放大器很少采用。第二类工作状态根据栅流与板流的分配的情况不同，又可以分为以下几种情况：

一、缓冲状态：放大器完全在电子管特性曲线的负栅压区域工作，电子管栅路中不出现栅流，这种情况叫做缓冲状态，如图(1-3c)所示。

二、欠压状态：电子管栅路中有栅流出现，但与板流相比，十分微小，板流是尖顶脉冲，这种情况称为欠压状态，如图(1-3d)所示。

三、过压状态：这时栅流与板流相比已不是很小，以致由于栅流急增，使得板流脉冲的顶部出现了凹坑，这种大栅流工作状态称为过压状态，如图(1-3e和f)所示。

如果板流脉冲下凹得很厉害，使得顶部所对应的某一段时间内板流不流通，这时板流形成分裂的两个小脉冲，而栅流很大，这是强烈的过压状态(图1-3f)。

四、临界状态：介于过压和欠压两种状态之间的称为临界状态或边界状态。分析和实验均证明，高频功率放大器工作在临界状态时，产生最大功率，工作在弱过压时效率最高。

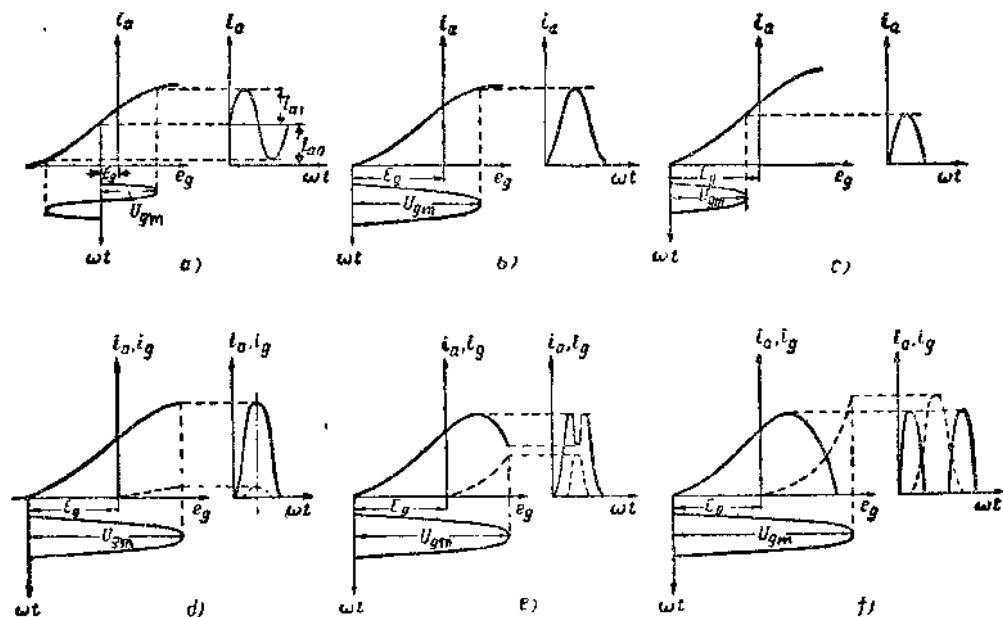


图 1-3 电子管发生器的的工作状态

a) 第一类振荡状态；b) 第二类振荡状态；c) 缓冲状态；d) 欠压状态；e) 第一类过压状态；f) 第二类过压状态(弱过压状态)；g) 第二类过压状态(强过压状态)。

为了提高功率放大器的输出功率和效率，就须要对放大电子管的电压和电流充分加以利用。板-栅特性曲线大部分处在坐标原点右侧，即正栅压部分的电子管可以给出很大

的板极电流, 这种电子管称为“右”特性电子管; 板-栅特性曲线大部分处在坐标原点以左的电子管则称为“左”特性电子管。在高频功率放大器中, 通常均应用“右”特性电子管以得到大的板流, 这种电子管的特点是 μ 很大 (即 D 很小)。功率三极管栅极密绕, D 约为 0.002 至 0.01。用右特性电子管工作后会产生栅流。但由于板极有调谐回路, 故仍可得到与输入相同的输出信号。当然栅流太大会使板流减小, 这是不利的。因此, 问题就在于如何正确的选择工作状态, 以保证以高效率输出大功率。

§ 1-3 高频功率放大器的一般性质

现在我们具体地来研究一下功率放大器的一些基本性质。

一、回路调谐于激励电压频率时, 板压板流与栅压的关系: 当在控制栅极加上余弦电压时, 板流将成脉冲变化, 如图(1-4)所示。

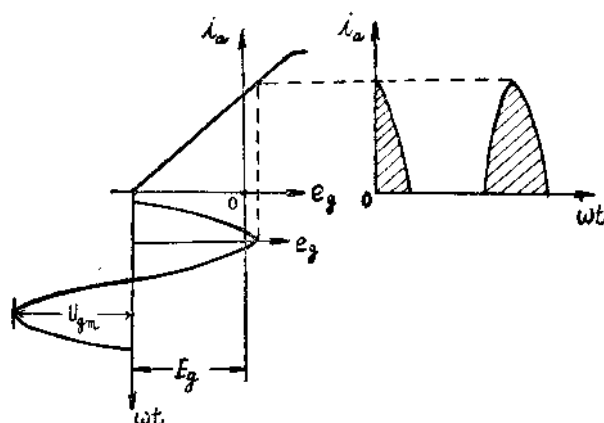


图 1-4 高频功率放大器的板流波形(乙类的)

显然, 这时板流是时间的周期性(周期为 T) 函数, 即 $i_a = f(\omega t + nT)$, 而且是对称于纵轴的偶函数。根据电工学中所学非正弦理论, 脉冲板流可以分解为傅立叶级数如下:

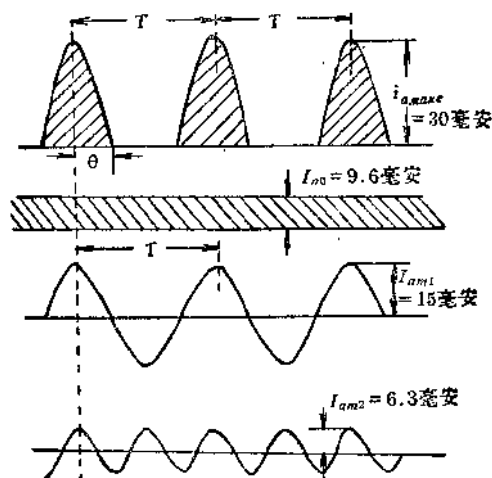


图 1-5 板流的谐波分解

$$i_a = f(\omega t + nT) = I_{a0} + I_{am1} \cos \omega t + I_{am2} \cos 2\omega t + I_{am3} \cos 3\omega t + \dots \quad (1-1)$$

該級數中各次諧波均在 $\omega t = 0$ 時達到最大值(正的最大或負的最大)。板流脈沖的諧波分解見圖(1-5)。

現在我們來進一步研究高頻功率放大器板路和柵路的電流和電壓。通常負載回路 LC 調諧於激勵信號頻率，這時回路對基波呈現極大的電阻性阻抗，其值為

$$Z_{a1} = R_{oe} = \theta \omega L = \frac{L}{Cr}, \quad (1-2)$$

而回路對其他各次諧波是失諧的，其阻抗等於

$$Z_{an} = \frac{(r + jn\omega L) \cdot \frac{1}{jn\omega C}}{r + j\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)}, \quad (1-3)$$

式中 n 為諧波次數。

由於通常 $n\omega L \gg r$ ，同時考慮到 $\omega^2 LC = 1$ ，故式(1-3)可以化簡為

$$Z_{an} \approx -j \frac{n\omega L}{n^2 \omega^2 LC - 1} = -j \frac{n}{(n^2 - 1)\theta} \times (\theta \omega L) = -j \frac{n}{(n^2 - 1)\theta} R_{oe}. \quad (1-4)$$

上式表示，回路對高次諧波呈現容性，其絕對值與基波阻抗的比是

$$\frac{Z_{an}}{Z_{a1}} = \frac{n}{(n^2 - 1)\theta}. \quad (1-5)$$

公式(1-5)指出：由於 $\theta = \frac{\omega L}{r} \gg 1$ ，回路對諧波的阻抗要比基波小得很多，完全可以忽略，即認為回路對諧波來說是短路的。此時回路上的交流電壓可以只看成是僅由基波產生。從這裡我們可以清楚地知道，板流雖是脈沖，包含了很多諧波，但由於板極採用了諧振電路作負載，同時回路調整到與基波諧振，使回路電壓幾乎只包含基波，並仍然是按余弦規律變化的波形。回路電壓可以寫成

$$u_f = I_{am1} R_{oe} \cos \omega t = U_{fm} \cos \omega t, \quad (1-6)$$

式中 I_{am1} ——基波電流振幅；

R_{oe} ——回路對基波的諧振阻抗；

$U_{fm} = I_{am1} R_{oe}$ ——回路兩端基波電壓振幅。

於是，電子管板極電壓瞬時值為

$$e_a = E_a - U_{fm} \cos \omega t. \quad (1-7)$$

此外，由圖(1-1)可寫出柵極電壓瞬時值為

$$e_g = E_g + U_{gm} \cos \omega t. \quad (1-8)$$

圖(1-6)中繪出了電流和電壓按方程式(1-1)，(1-7)和(1-8)而變化的波形以及柵流波形。同板流一樣，柵流也可加以分解，為簡明起見，圖中未画出。

將方程式(1-1)、(1-7)和(1-8)或圖(1-6)中各波形加以比較，可以得出兩個結論：

(1) 当负载调谐时, 板压与栅压反相, 而板流基波与栅压同相。换句话说, 在这样的情况下, 电流电压的相位关系与普通放大器中的规律相同; (2) 虽然板流有截止, 但负载上的电压仍然按余弦变化, 与输入信号的形状及频率都相同, 这也是因为采用了 LC 回路作负载, 并且调谐于信号频率的缘故。

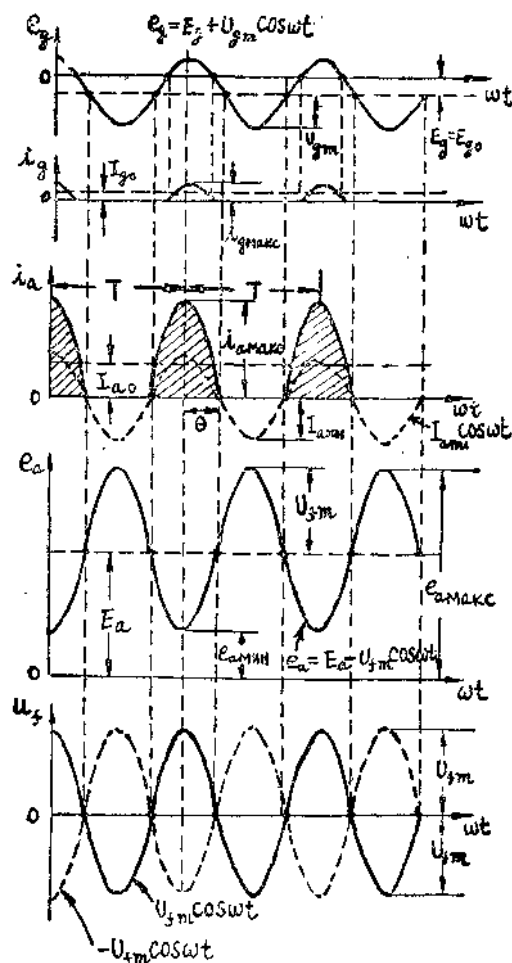


图 1-6 功率放大器栅压、板流、板压的波形。

二、功率放大器中的能量关系:

下面我们来定量地分析板路和栅路中的能量关系。

如前所述, 板路负载调谐于基波, 因此回路对高次谐波呈现的阻抗很小, 故可以认为不产生功率, 而只认为基波电流在负载回路中才产生功率, 其值为

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_{am1} U_{gm}, \quad (1-9)$$

式中 I_{am1} ——板流的基波振幅;

U_{gm} ——基波电压在回路上产生的电压振幅。

如果回路失谐, 则基波产生的功率便等于

$$P_{ax} = \frac{1}{2} I_{am1} U_{im} \cos \varphi, \quad (1-10)$$

式中 φ ——电压和电流之间的相位差。

回路接在板路内，其中产生的交流功率由板极直流电源所供给，板电源所供给之全部直流功率为

$$P_0 = E_a I_{a0} \quad (1-11)$$

直流输入功率一部分转变为有用功率 P_{ax} ，剩下的部分就消耗在电子管板极上，使电子管发热，称为板耗。其值为

$$P_a = P_0 - P_{ax} \quad (1-12)$$

于是放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_{ax}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{am1} U_{im}}{I_{a0} E_a} = \frac{1}{2} \xi_I \cdot \xi_U, \quad (1-13)$$

式中 $\xi_U = \frac{U_{im}}{E_a}$ ——板压利用系数；

$\xi_I = \frac{I_{am1}}{I_{a0}}$ ——板流利用系数。

振荡回路的等效电阻，可用下式求得

$$R_{oe} = \frac{U_{im}}{I_{am1}} \quad (1-14)$$

其次我们看一下栅极电路，当产生栅流时，它的波形也是周期性脉冲，故也可以分解为

$$i_g = I_{g0} + I_{gm1} \cos \omega t + I_{gm2} \cos 2\omega t + I_{gm3} \cos 3\omega t + \dots \quad (1-15)$$

激励功率由前面激励级供给，其值为激励电压与栅流之乘积，即

$$P_g = u_g i_g \quad (1-16)$$

与板路的情况相同，栅路功率也是由基波所产生，其值为

$$P_{g\omega} = \frac{1}{2} u_{gm} I_{gm1} \quad (1-17)$$

式中 U_{im} ——信号电压振幅；

I_{gm1} ——栅流基波振幅。

这功率一部分消耗在偏压电池上，因为直流栅流 I_{g0} 流通方向与电池极性相反（即 E_g 为反电势），故栅流直流分量 I_{g0} 不但不从 E_g 中吸取功率，相反地使 E_g 充电，向 E_g 输送功率（如不用电池则此功率消耗在偏压电阻上），其值为

$$P_{g0} = |E_g| I_{g0} \quad (1-18)$$

剩余的功率为

$$P_g = P_{g\omega} - P_{g0} \quad (1-19)$$

它消耗在栅极上使栅极发热。由前面讨论可知，在过压状态下，由于栅流激增，栅

极损耗增加, 如果 P_g 过大, 将会使栅极过热而损坏。

§ 1-4 高频功率放大器工作状态的计算

对高频功率放大器进行计算的目的, 是在指定的条件下确定电子管的工作状态, 求出各种电压和电流数据, 能量大小及能量利用情况, 以及提出对板极电源, 偏压电源及对激励信号的要求等。

可以证明, 为了得到大的功率和高的效率, 功率放大器一般均应工作在临界状态, 故计算均以临界状态为主。

在低频放大器中, 计算可以利用图解法或等效电路法。但在高频功率放大器中, 由于电子管工作于非线性段, 等效电路法不能运用。如果利用图解法, 又必须先画在静特性曲线上, 根据公式(1-7), (1-8), 逐点描出动特性, 然后画出板流波形, 再经过积分求出各谐波成分。这些步骤都是非常繁杂的, 对不需十分精确的工程计算来说, 既花时间, 又无必要。

苏联的工程师们创造了一套完整的理论计算的方法, 使计算过程大大简化, 而精确程度也合乎工程上的要求。它的基本原理是, 首先将电子管的静特性曲线有条件地用直线来代替, 于是便可以用简单的直线方程来表示板流与电子管各极电压间的关系, 利用这些解析式找出板流的各个谐波成分及它们与板流导电角度(通角)间的关系, 然后就可以用代数运算来求出所需的各种数据, 这种方法, 称为解析法。

下面我们依次研究这种方法的各个步骤。

一、电子管静特性曲线的理想化

电子管的静特性曲线表示了电子管电路中电流依赖于各极电压的关系, 要进行放大器的计算, 就必须有这些特性。

电子管的静特性曲线组是由实验方法得到的, 通常由手册中给出。为了使高频功率放大器的工程计算简化起见, 将这组曲线理想化。这就是用直线(或折线)近似的代替实际静特性, 并找一些分析的表达式(理想化静特性方程)。经验证明, 这样做, 计算的精确度完全能满足工程上的要求。

对许多电子管静特性曲线组观察的结果, 就可发现, 它们都有一定的规律。例如三极管, 其 $i_a - e_g$ 曲线上下两端都有些弯曲, 但中间相当长的一段基本上接近于直线, 且大致互相平行(有些新型管子的曲线呈扇形的不在此例), 如图(1-7)所示。这样, 我们便可以用直线来代替, 如图中虚线所示。特性曲线理想化之后, 必然会带来一定的误差

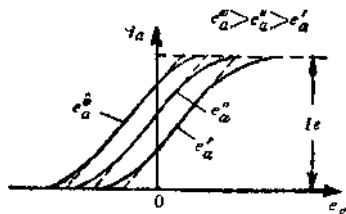


图 1-7 三极管的 $i_a - e_g$ 曲线及其理想化

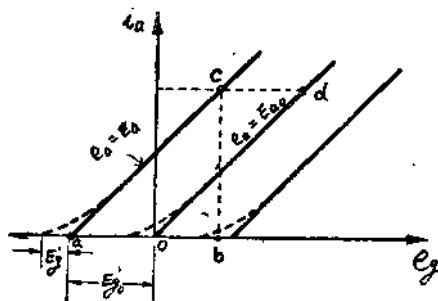


图 1-8 在 $i_a - e_g$ 理想化曲线上求的理想化方程

差,但如果誤差不大于15%,影响是不大的。

現在我們設法用数学式子来表示这組曲綫。

以图(1-8)說明,每一曲綫理想化后的截止栅压显然都比实际的截止栅压大(在原点以左时,其值变小),并称为几何截止栅压,以 E'_{g0} 表示。其中,在板压为額定值,即 $e_a = E_a$ 的那条綫上, E'_{g0} 与 E_a 有下列关系:

$$E'_{g0} = -DE_{a0}$$

若考虑到 E'_{g0} 与实际截止栅压之間有一差值 E'_g ,則

$$E'_{g0} = E'_g - DE_{a0}$$

图中,有一条理想曲綫通过原点,这时的栅压 $e_g = 0$,而板压称为折合板压,以 E_{a0} 表示,通常在手冊中可以找到。

在图(1-8)中,我們取栅压增量为 $\Delta e_g = (\overline{ao} + \overline{ob})$,并取相应的板流增量 $\Delta i_a = \overline{bc}$,根据定义:

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta e_g} \Big|_{e_a = \text{常数}} = \frac{\overline{bc}}{\overline{ab}} = \frac{i_a}{(\overline{ao} + \overline{ob})},$$

得

$$i_a = S(\overline{ao} + \overline{ob}),$$

又

$$D = -\frac{\Delta e_g}{\Delta e_a} \Big|_{i_a = \text{常数}} = -\frac{\overline{cd}}{(\overline{e_a} - \overline{E_{a0}})},$$

則

$$\overline{cd} = D(\overline{e_a} - \overline{E_{a0}})$$

因

$$\overline{cd} = \overline{ao},$$

故

$$\overline{ao} = D(\overline{e_a} - \overline{E_{a0}}),$$

代入 i_a 式即得

$$i_a = S[e_g + D(e_a - E_{a0})]. \quad (1-20)$$

式(1-20)就是理想化特性曲綫組的方程式,因为它表明了板流与栅压(e_g)和板压(e_a)之間的关系。

下面討論 $i_a - e_a$ 座标系統中的特性曲綫理想化問題。

由图(1-9a)可見,在栅压为正时,总电流有两个分量,即板流和栅流。可以发现,在板压較高时,栅流迅速下降,实际上当栅流之值不超过总电流的10~15%,則可以略去栅流的影响。于是,在每条曲綫上都有一个轉折点,位于該点之右,板流很大栅流很小并可以略去;該点以左,板流迅速下降而栅流急剧增加,这一点便称为临界点。联接各曲綫的临界点,約为一条直綫,它分平面为二个区域:一是小栅流区域,在計算中可以略去栅流;一是大栅流区域,計算中必須考虑栅流作用。这条綫通常就称为临界状态綫或简称临界綫,如图(1-9b)所示。

实际的特性曲綫中,大小栅流区域并没有明显的分界綫。引入临界綫的概念只是为了理想化的方便。因此,实际上我們遇到的問題将是找出临界綫的方法。

从物理意义上讲,临界綫是板流特性曲綫上对应于栅流起始电压的各个几何点,在这些点上,与該栅压对应的栅流均为零,因此用它可以用来划分欠压与过压状态。临界

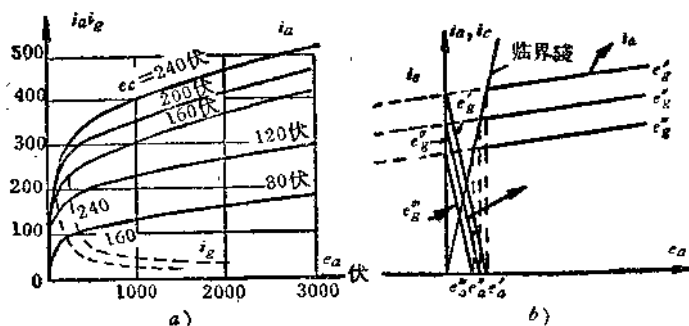


图 1-9 三极管 i_a-e_a 曲线之理想化
a. 某三极管的静特性曲线; b. 静特性曲线之理想化。

线之右为欠压状态，其左为过压状态。

现在介绍临界线斜率的概念，它在以后计算中将要用到。

如前所述，在 i_a-e_a 特性曲线上，临界线可认为是通过原点的直线，其斜率为

$$S_{KP} = \frac{i_{aKP}}{e_a}, \quad (1-21)$$

这里 i_{aKP} ——临界时的板流。

由此得

$$i_{aKP} = S_{KP} \cdot e_{a0} \quad (1-22)$$

必须指出，临界斜率 S_{KP} 并不是电子管的跨导 S ，两者不能混为一谈，只是它们单位相同而已。

令方程式(1-20)与(1-22)相等，便可得到临界线斜率的表达式

$$S_{KP} = S \left(\frac{e_g - DE_{a0}}{e_a} + D \right) = S \left(\frac{e_g - E_{g0}}{e_a} + D \right), \quad (1-23)$$

式中 $E_{g0} = DE_{a0}$ ，是理想特性曲线中板压为 E_{a0} 那条曲线上的几何截止栅压，它可以在手册上查得。

最后必须指出，我们假定在欠压状态下栅流为零，这只是指它对板流的影响很小，而实际上还有小栅流存在，在计算板极电路时可以忽略，但在计算栅极电路时，它仍然决定栅路能量关系，故不可忽略。

三极管的缺点是板栅电容 C_{ag} 大，因此板路与栅路是耦合的，在短波段以上，这种耦合会有严重的影响，大大增加了产生寄生振荡的可能，而使工作受到破坏。此外，三极管特性曲线偏右较大，如果在某些情况下需要电子管工作在无栅流状态，则放大器就无法给出足够高的效率和输出足够大的功率。

四极管、束射四极管和五极管比起三极管来有较多的优点，首先由于帘栅极的作用，大大减小了 C_{ag} ，此外它可以改变帘栅电压以改变特性曲线与坐标原点的相对位置。四极管的电流有下列几个分量：即板流 i_a ，控制栅电流 i_{g1} 和帘栅电流 i_{g2} ，它们的总和即为阴极电流 i_c 。即

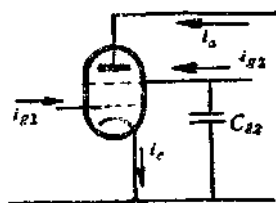


图 1-10 四极管中的电流