

清 華 大 學

第一次科学討論会报告集

1956·4

第六分册 無綫电及电子管类

清華大学科学研究工作委员会編

机械工業出版社出版

清 華 大 学
第一次科学討論会报告集

第六分册 無綫电及电子管类

清華大学科学研究工作委员会編



机械工業出版社

. 1 9 5 6

目 錄

五極管电阻电容耦合放大器的設計原理和步驟	孟昭英 (3
电子注管的多重調制法	孟昭英 (9
利用通用曲線設計他激振盪器的工作情況	常 週 (17
几种鋸齒波电压發生器線路的計算	刘耀騏、楊不晦、高榮坤 (27
飽和磁性金屬內磁場的擴散	周寿憲 (45
關於特高頻变频理論的初步綜述	吳佑寿 (49
諧波对自激振盪器頻率穩定的影响	馮子良 (55
簡單自动电子軌跡仪	陈仁怀 (58
乙类音频功率放大級的設計	孙家圻 (72
頻率特性和時間特性之間的关系	茅於海 (80
半導體三極管放大器的計算方法	陈兆龍 (100
扫描行距研究	許中明 (105

五極管电阻电容耦合放大器的 設計原理和步驟

引 言

除了功率級和信号电压很高时的声頻放大器，一般都是用銳截止特性的五極管作为电阻电容耦合的放大器，因为它能給出很大的放大优劣数字 $\frac{s}{C_0}$ ，畸变也可以作到相当小。作者尚未找到文献說明这样放大器的設計原理，同时根据有些手册給出的数据，其运用情况並非最好，亦未分別当信号大小不同的时候如何作不同的設計以使畸变最小和輸出电压最大。作者找到的關於低頻放大的参考書^①僅給出了一些設計的原則。当需要的五極管屏栅上的电压与特性曲線上所給的不同时(而一般用为声頻放大时是与給出的屏栅电压不同的)，設計者就不知適从了。

本文把五極管电阻电容耦合放大器的設計分为大信号与小信号两种不同的情况來討論，指出得到畸变最小和輸出电压最大的条件。为任何一种情况都需要适当地选择屏栅極的电压。本文說明了从給出的特性曲線如何求出所需的特性曲線。最后給出設計时的步驟。

信号強度不同时，电阻电容耦合五極管电压放大器的設計亦当不同

任何一个設計都应当是在保証一定的安全条件下，供給最大的效果或利用。电子管放大器的設計也应当如此。在本情形，应当如此設計：为某一輸入信号強度，当陽極电压給定后，在畸变不超过某給定数值时；当使放大器給出最大的电压輸出。使用五極管放大器时，前边放大級的輸入信号一般都很少，有时小到毫伏或更小。在这种情形下，就要設計得使放大倍数最大，因为除非运用点选得很不適當，畸变不是限制因素。反此，在末級电压放大，輸入信号的电压就大(约为伏特的数量計)，这时主要的限制因素是能容忍的畸变度，所以这时就不是要求最大的放大倍数，而是在給定容忍畸变下得到最大的电压輸出。由此可知，为小信号和为大信号，电阻电容耦合五極管电压放大器的設計应当不同。普通手册上給的数据是为大信号的設計。即使如

① 如 Крива, С. Н., Усилители Напряжения Низкой частоты, Государственное энергетическое издательство, Москва, 1953;

Гизкин, А. А., Основы Теории Усилительных схем, "советское Радио", Москва, 1951. 和一般英美的参考書, 如 Terman, F. E., Radio Engineering, McGraw-Hill Book Company, New York.

此,根据計算,它所用的条件也不是最好的。又因为在特殊情形下,手册無現成数据可用,就必須特別設計,說明这样放大器的設計原理还是很需要的。

栅極电流是指数性地随着栅極偏压下降[●]。运用时,栅極电压随着信号变化,这指数性变化的栅流將形成一个非線性的电阻。如果这非線性电阻的瞬时最小值,即当栅極瞬时电压为最高时的值与栅漏电阻可以比拟时,就要形成較嚴重的畸变。为了避免这畸变,栅压瞬时一般不当比 -1 伏还要高(有时用 -0.5 伏为标准,这則決定於能容忍的畸变,栅漏的大小和栅流绝对值的大小)。

我們要注意畸变之發生不是由於栅流的有無,而是由於这栅流随电压变化时的非線性。假如栅流不随栅压变化,它對於輸入信号的交变电压並不形成电阻;又,如果栅流線性地随栅压变化,則它相當於一个固定值的电阻。在这两种情形下就不引起畸变。

栅压瞬时最負时,电子管的等效輸入电阻最高,而最正时,这等效电阻最低。信号电压愈大,栅流变化的范围也愈大,由此引致的畸变也愈嚴重。为减小畸变,就应当如此設計:栅偏压和信号的大小必須限制到不致使栅压瞬时高於 -1 伏,因为在 -1 伏时,由於栅流变化形成的等效电阻要比栅漏电阻大許多倍。在这种情形下,尽管这等效电阻仍然在很大的范围内变化,但是这变化的电阻与栅漏並联后所形成的电阻的变化程度就非常小,由於这个原因所引致的畸变也就可以不計了。

当信号非常小时,栅压只在非常小的范围内变化。在这范围内,栅流虽然仍是指数性的变化,但是与直線段則相差無几。在这种情形下,栅流則近似地等效於一个恆阻,所以栅流就不引致畸变。因此,为小信号就沒有以上的瞬时不能超过 -1 伏的限制。

这样說來我們就可以採用绝对值比較小的偏压。当偏压(绝对值)小时,运用点的跨導要來得大,能得到的放大倍数和輸出电压也就高一些。

这並不是說我們为小信号就要用零或正的栅偏压(虽然有时有人如此作)。这是因为栅流虽然不構成可变电阻,它仍是与栅漏並联的一个电阻。此外,經過栅漏的直流栅流若是太大,它將使栅偏压發生变化。这都是不利的。同时,栅偏压是零时的跨導並不比当栅偏压,比如說,是 -0.3 伏时的大多少,所以用零偏压並沒有好处。但是肯定地,如用小栅偏压,能得到較大的放大倍数。

为得到最大的放大倍数,跨導和等效陽極負載的乘積应当是最大的,等效陽極負載的值則決定於待放大的頻帶寬度和电子管的輸出电容。为避免动态負載線侵入电子管特性曲線的弯曲部份,这負載線的上部应当在栅偏压 $=0$ 伏的特性曲線(屏栅压固定)起始急驟下降的地方——所謂“膝点”与特性曲線相交。这是人所熟知的。但是只利用手册上給出的特性曲線是不能同时得到以上的条件的。以五極管6Ж8为例,使陽極电压 $=300$ 伏,当屏栅压为 100 伏时(給出的特性曲線一般用的值)按照上述条件画出的負載線相當於約 30 千欧的电阻(見圖1負載線a)。它的跨導約为 $2\text{mA}/\text{v}$,这样,若用 30 千欧的負載,放大倍数僅約为 $30 \times 2 = 60$ 。一个放大器的总輸出

● 參看富拉索夫;电子管上册149頁。

电容 C_0 等於本管的輸出电容 C_{out} 、下級管的輸入电容 C_{in} 和接線等的寄生电容 C_n 的和。使后者为 $17 \mu\mu f$ ，假定下一級的放大管仍为 6X8，总輸出电容 $C_0 = C_{out} + C_{in} + C_n = 7 + 6 + 17 = 30 \mu\mu f$ 。这样，若用 30 千欧的負載，上半功率点的频率为 $\frac{1}{2\pi R_0 C_0} = 180000$ 赫。这是远比一般声頻放大器所要求的高，若能增加陽極負載的电阻，就可大大增加放大倍数，同时仍能滿足頻帶寬度的要求。但如果增加

負載电阻到 100 千欧，負載線就如圖 1 線 δ 所示，負載線就不与 $u_c = 0$ 線相交於膝点。顯然这种运用情况不但不好，而且很容易產生非常大的畸变。

要想同时滿足上述条件，必須降低屏栅上的电压。但是降低屏栅压以后，手册上給出的特性曲線就不能用了，因为那只是为屏栅压等於某一定的值（一般是用 100 伏）时的

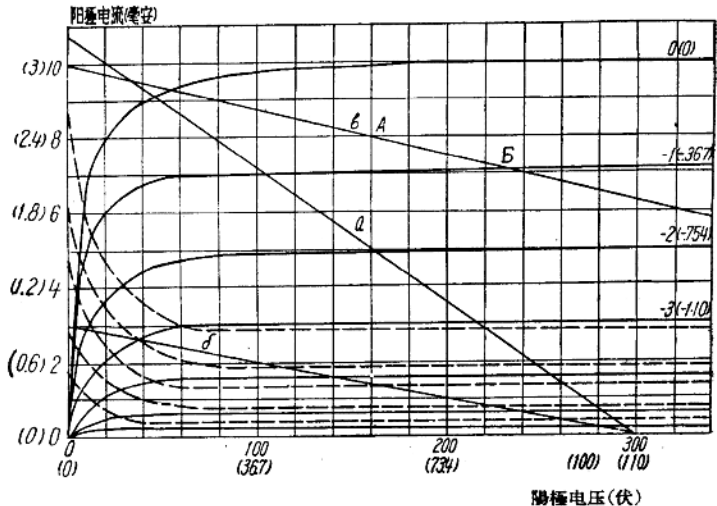


圖 1.

(無括弧的数值是給出的数值，在括弧內的数值是降低屏栅压后的值)。

曲線。引用电子学里的原理我們很容易从給出的曲線來得到为任何屏栅压时的整套特性曲線。

这里用的原理之一是电子学里的“同比定理”，如果把一个电子管的各極的电压同比例地改变，各極上的电流分配比值不变，这就是說：当各極上的电压同比例地改变后，曲線的形狀完全保持不变。我們可以把圖 1 上算出的一切电压都乘以某常数 k ，6X8 的特性曲線的形狀完全不变。

只用同比定理很顯然是不夠的，因为虽然如此得到了特性曲線族的相对形状，为設計还必須知道各極电流的絕对值。为此就必须用多極管陰極电流与各極电压間的关系： $i_k = g(u_{g1} + D_1 u_{g2} + D_2 u_{g3} + D_3 u_a)^n = g u_0^n$ ， n 是一个近於 $\frac{3}{2}$ 的常数。在各电极电压同比例地改变的条件

下，我們立刻可以得到未改前的电流 i_{k1} 与改变后的电流 i'_{k2} 的比值为

$$\frac{i'_{k2}}{i_{k1}} = \frac{g(k u_{g1} + k D_1 u_{g2} + k D_2 u_{g3} + k D_3 u_a)^n}{g(u_{g1} + D_1 u_{g2} + D_2 u_{g3} + D_3 u_a)^n} = k^n, \quad (1)$$

因为根据同比定理各極电流的比值不变，陰極电流改变的倍数也就是各極电流改变的倍数。我們量过一些 6X8 的特性，求得 n 的数值是在 1.1—1.25 之間。这样，把給出的特性曲線族上标的电压都乘以 k ，一切电流都除以 k^n ，就可以求得为任何其他情况下的特性曲線族，完全不必重新画这些曲線。如此，关键就在於如何求出为某設計所需要的 k 。

为放大器的設計，乘数 k 当如何求出呢？現在結合一个具体例子來說明。首先从頻帶寬度

的要求定出陽極負載電阻(參看標準參考書)。使這電阻為 0.1 兆歐。這負載線应当在陽極電流為 $\frac{u_{a0}}{R_a} = 300 \text{ 伏} / 100000 \text{ 歐} = 3 \text{ 毫安}$ 的地方與縱軸相交, 同時它也必須與 $u_{c1} = 0$ 的曲線差不多在後者的膝點相交。從圖 1 可見: 我們若把縱坐標陽極電流等於 10 毫安的点改為 3 毫安就達到上述的要求了。這就確定了 k 。

$$\frac{\frac{u_{a0}}{R_a}}{I_{a0}(u_{c1}=0)} = k^n$$

或

$$k = \left[\frac{\frac{u_{a0}}{R_a}}{I_{a0}(u_{c1}=0)} \right]^{\frac{1}{n}} \quad (2)$$

為所舉的例, 用 $n=1.2$:

$$k = \left(\frac{300}{\frac{100,000}{0.010}} \right)^{\frac{1}{1.2}} \approx 0.367.$$

如此, 所需要的新的屏柵应当等於 $100 \times 0.367 = 36.7 \text{ 伏}$ 。把圖 1 的電流坐標各數乘以 0.30, 把標出的一切電壓數字都乘以 0.367 就得到了當屏柵壓為 36.7 伏時的整套特性曲線了。圖 1 括弧內所算各數就是這樣得來的。

在這新的特性曲線族上, 伏 $u'_a = 300$ 的点遠在原來橫坐標的 $u_a = \frac{300}{0.367} \approx 800 \text{ 伏}$ 處。經過這点與縱坐標上 $I'_a = 3 \text{ 毫安}$ (原 $I_a = 10 \text{ 毫安}$) 的点畫負載線顯然是非常不方便的。可以這樣作: 新坐標里 $u'_a = 100 \text{ 伏}$ 的点為原坐標 $u_a = \frac{100}{0.367} = 273 \text{ 伏}$ 處。在 $u'_a = 100 \text{ 伏}$ 時, 負載線应当經過 $I'_a = 2 \text{ 毫安}$ 的点, 即原 $I_a = 6.67 \text{ 毫安}$ 的点。所以經原坐標上 (0 伏, 10 毫安) 和 (273 伏, 6.67 毫安) 的兩点畫一條直線就得到在新的情況下 ($u_{c2} = 36.7 \text{ 伏}$) 的負載線——圖 1 里的直線 σ 了。

為小信號的放大, 根據以上的討論, 我們滿可以將運用点放在圖 1 的 A 点, 柵偏壓 $= 0.25 \text{ 伏}$ 。這点已處於特性曲面的很平直的部份, 所以畸變很小, 如果根據一般的設計使柵偏壓 $= -1.0 \text{ 伏}$ (即原標數為 -2.73 伏 處), 這点的跨導僅為以上的 $\frac{2}{3}$, 所以放大倍數也就損失同樣的數量。從特性曲線也可以看出當 $u_{c0} = -0.25 \text{ 伏}$ 時非線性畸變也比用 $u_{c0} = -1.0 \text{ 伏}$ 時的來得小。為使柵流的絕對值更小一些, 可以使運用点再向下移一些, 比如說, 取 $u'_{c0} = -0.367 \text{ 伏}$ 的 B 点。在這点, 放大倍數損失不算大, 但是柵流就要減到原來的三分之一。

為大信號, 以上所畫的負載線是不合適的。為保證柵極瞬時電壓不超過 -1.0 伏 , 運用点就必須放在約 $u_{c0} = -1.5 \text{ 伏}$ 的点 (假定最大輸入信號電壓約為 0.5 伏)。在新的坐標里, 這点落在跨導非常小和特性曲面的彎斜的部份。這樣, 不惟最大輸出電壓減小很多, 畸變也一定較大。

我們既然決定不使柵壓瞬值永遠不超過 -1.0 伏 , 那麼, 負載線就應當是與 $u_c = -1.0 \text{ 伏}$ 曲線的膝點相交, 而不是要與 $u_c = 0 \text{ 伏}$ 的膝點相交。要畫這條負載線, 我們必須用試的方法, 因為要想知道哪一條線相當於 -1.0 伏 的線必須先知道 k , 而欲求 k 則必須先知道哪一條線將相當於 -1.0 伏 。不過打破這一環是很容易的。為最初步估計, 可以先假定 $n=1$, 那麼, 一切電壓和電流的標數都同用常數 k 去乘。從特性曲線圖稍一估計就可以看出: 如果用原來的 5 毫安當作

新的3毫安,就差不多能满足以上的条件。姑先用这个值试一下。代入式(2):

$$k = \left(\frac{3}{5}\right)^{1.2} = (0.6)^{0.833} = 0.65,$$

用这值画出的负载线差不多是与 $u_c' = -1.3$ 的膝点相交,所以不是最合适的。改用

$$k = \left(\frac{3}{6.0}\right)^{0.833} = 0.565。$$

结果负载线就差不多是与 $u_c' = -1.0$ 的曲线膝点相交了。这样,使屏栅压等于56.5伏,就得到

图2的特性曲线。没有括弧的数字是 $u_{c2} = 100$ 伏的,圆括弧里的数字是为 $u_{c2} = 65$ 伏的,方括弧里的数字是为 $u_{c2} = 56.5$ 伏的。负载线仍是为100千欧, A点都是栅偏压 $= -1.5$ 时的运用点。在运用点的跨导约为1毫安/伏。但是如果使负载线与 $u_{c1} = 0$ 伏曲线的膝点相交,运用点放在栅偏压 $= -1.5$ 时,在运用点的跨导则仅为0.3毫安/伏。所以在前情

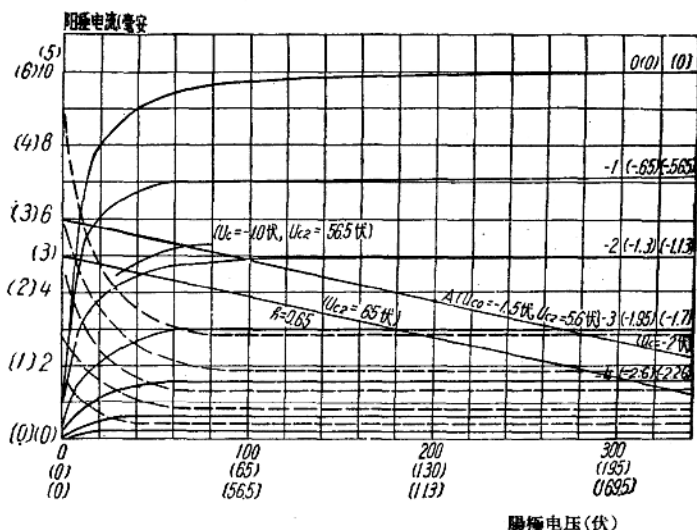


图 2.

况下给出的放大倍数是后者给出的 $\frac{1}{0.3} = 3.3$ 倍。从1、2两图中也可以看出前者的畸变小,而

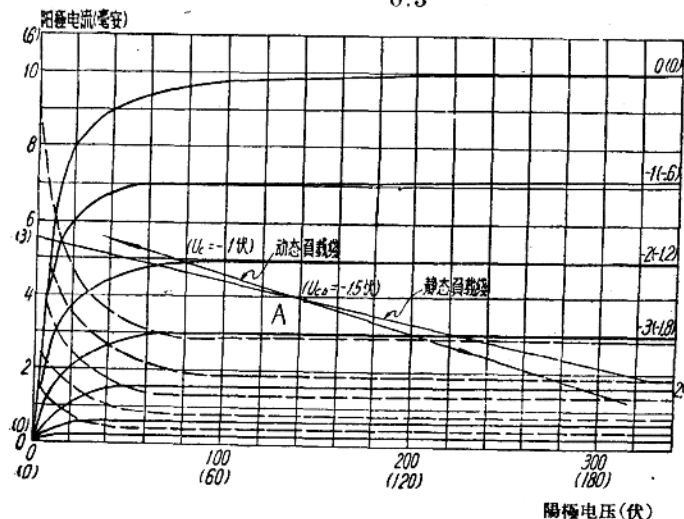


图 3.

后者的畸变大。换句话说,若能容忍的畸变度相同,前者给出的输出电压要来得大。用本设计方法能得到的最大输出电压约为74伏,畸变很小。用一般设计方法所得不惟输出小,畸变亦大到不能使用。

以上例中用了 -1.5 伏为大信号时的栅偏压。实际应当用的栅偏压决定於能容忍的非直线性畸变度。如果在不要非常高的输出电

压,可以稍微减小栅偏压。自特性曲线求非直线性畸变的计算方法,可参看一般参考书,如 Кризе 低频电压的放大书中 1—6, 1—7 节 27—41 页。

为简单起见,以上也假定了静态负载电阻与动态负载电阻相同。实际情形则后者永远小于前者,而为了得到较好的低频响应有时后者会是前者的二分之一。在这些情形下,对设计就要作必要的修改,否则运用条件不能满足以上所述的要求,也就不能得到最大的放大倍数和输出电压,修改的方法也是以上用的渐近方法。一般试两次就可以得到适当的结果。

现在举例来说明。电子管仍为 6Ж8。阳极负载是 100 千欧,下一级的栅漏是 250 千欧。这样静态负载是 100 千欧,动态负载则是 71.5 千欧。静态负载线与纵轴相交点仍在 3 ma 处,但是动态负载线的斜度则是 1.4 毫安/100 伏 。现在我们要求动态负载线与栅偏压等于 -1 伏 的曲线在它的膝点相交,那么,静态负载线与这曲线的交点就一定是在它的膝点之下,也就是说静态负载线在膝点相交的曲线的栅偏压应当大于 -1 伏 。我们在上例中曾试过,当 $k=0.65$ 时,在膝点相交的曲线的偏压等于 -1.3 伏 ,因为动态负载线的斜度陡,可能这值就差不多。试用 $k=0.60$ 。这就是图 3 里的 A 点。很巧,我们看到动态负载线与在膝点相交的曲线的偏压差不多正好是 -1.0 伏 。从静点 A 的位置可以看出在这情况下运用畸变很小,输出电压约为 57.5 伏 ,放大倍数 $=115$ 。如果第一次试得的值不合适,从差别的大小可以估计出应当用的修正量的大小。如此,即使第二次所得不是最好的值,至多在第三次一定可以得到最适宜的值。所需的时间也很有限。

静点选定以后,很容易求出屏栅极降压电阻和为产生合适的栅偏压所需的阴极电阻。为最后所举的例,从图 4 求得屏栅流为 0.9 毫安 ,所以降压电阻应当是 $\frac{300-60}{0.9}=265\text{ 千欧}$ 。阴极电流等于阳极电流加屏栅极电流(栅极电流等于零) $=2.14+0.9=3.04\text{ 毫安}$ 。选用的栅偏压为 -1.5 伏 ,所以阴极偏压电阻 $=\frac{1.5}{3.04}=500\text{ 欧}$ 。其他设计中需要的数据,如偶合电容、旁路电容等可根据频率要求用一般方法计算,本文不讨论。

手册所给数字为屏栅降压电阻 $=500\text{ 千欧}$,阴极电阻 $=500\text{ 欧}$,放大倍数 $=82$ 。后者较本法所得小 40% 。

以上都是用 R_a 等于 0.1 兆欧 为例说明本设计的方法。实际本设计原理完全可以用在宽频带,如见频放大器的设计。这时要用的 R_a 可能比 30 千欧 还要小。根据上述原则可能要求比 100 伏 还要高的屏栅压。如果电子管能以容忍更高的屏栅压,可以这样作。如果不行,可以降低阳极电压。如此,放大并不受到影响,但是阳极上的功率耗散就可以减小许多。

电子注管的多重調制法[●]

摘 要

根据几个合理的假定，我們可以用分析方法求得电子注導管（或五極管）的調幅特性。証明要得到沒有畸变的調幅，必須使陽極电压、屏柵極电压、柵偏压和柵極激励电压同时加以調制。所要求的調制方式都是很近於同比例的。实际上，这样的四重調制可以用很簡單的線路和不需要任何特殊設備得到。本文也討論了用这种調制方式的其他优点。

I. 引言

作为幅調的射频他激振盪器一般都是用功率三極管。近年來虽然出現了不少較大功率的电子注管和五極管，这些主要是用为未調幅的他激振盪器，很少用为被調級。只是在功率較小和音質要求不高的情形下才有人用它們。其所以如此的原因之一是三極管的陽極效率比較高，因为到了大功率，屏柵極上要消耗相当大的一部份功率，而这功率不只是直流功率，由於屏柵極的电压必須与陽極的同时受到調制（当陽極电压大於屏柵極电压时，前者對於陽極电流的影响非常小，因此只調制陽極电压不能得到能用的調幅），这功率的消耗也意味着声頻功率的消耗。但是在另一方面，用电子注管或五極管也有它的長处。使用三極管时，必須很完全地把它中和，不然音質就要很不好。为固定頻率这是可以的。如果發送机要在某一頻段里工作，一般是很难在一个較寬的頻段把它中和到这样好的程度，使它能滿足調幅的要求。每一改变頻率就要重新中和很顯然是不实际的。用电子注管或五極管在 10 兆赫以下則不需要中和。电子注管的屏柵流又如此小，它的功率放大倍数远远高於三極管的，所要求的激励功率比三極管的小得多，所以綜合功率是不見得低於三極管的。那末，前者之所以未多应用似乎是因为一般的調幅方法不能給出高音質的結果[●]（非常高的功率的發送机除外，因为現在还没有很高功率的电子注管，而非常高功率的發送机又一般是用於固定頻率）。因此研究电子注管的無畸变調制的方法是有其重要性的。

本工作証明，用多重調制，我們同样可以得到非常直線性的調幅特性。

● 这一工作是作者在抗战时期在昆明作的，曾由他的学生張守廉用电桥的方法量測，証明分析結果是正确的。他同時也量測了用一般方法所得到的調幅不可避免要發生畸变，而用本法則可得到完全直線的特性。可惜實驗数据和結果已經遺失。

● H. A. Robinson, "On experimental study of the tetrode as a modulated radio frequency amplifier", Proc. 1, R. E., vol 20, № 1, Jan. 1932.

II. 电子注管各極上的电流

电子注管的陰極总电流的瞬时值 i_k 是各極上电压瞬时值的函数。我們可以用下式表示它：

$$i_k = A \left[e_{g1} + \frac{e_{g2}}{\mu_1} + \frac{e_a}{\mu_2} \right]^x, \quad (1)$$

式里 A 是一个常数； e_{g1} , e_{g2} 和 e_a 分别是第一栅極电压、屏栅电压和陽極电压的瞬时值； μ_1 和 μ_2 分别是第一栅極对屏栅極和陽極的放大系数； x 約为常数，在理想管当等於 $\frac{3}{2}$ ，一般是小於 $\frac{3}{2}$ ，現在寫为 x ，以表示一般的情形。这式亦可用於五極管抑制栅 $e_{g3}=0$ 的情形。本文主要是考虑电子注管。

这陰極电流 i_k 是栅極电流、屏栅極电流和陽極电流的总和。我們假定在运用时栅極电压永远小於 e_{g2} ，因此陰極电流主要是分配在屏栅極和陽極之間，即

$$i_k \approx i_{g2} + i_a,$$

i_{g2} 是屏栅电流而 i_a 是陽極电流。對於我們有用的是分別地得出陽極电流和屏栅極电流的表示式。后者決定於电流在電極間的分配，而这分配又決定於各電極上的瞬时电压。因此我們可以寫出：

$$i_a = i_k F\left(\frac{e_a}{e_{g2}}\right),$$

$F\left(\frac{e_a}{e_{g2}}\right)$ 是 $\frac{e_a}{e_{g2}}$ 的某一函数。把式(1)的 i_k 代入上式，即得

$$i_a = A \left[e_{g1} + \frac{e_{g2}}{\mu_1} + \frac{e_a}{\mu_2} \right]^x F\left(\frac{e_a}{e_{g2}}\right), \quad (2)$$

$$\text{而} \quad i_{g2} = i_k - i_a = A \left[e_{g1} + \frac{e_{g2}}{\mu_1} + \frac{e_a}{\mu_2} \right]^x \left[1 - F\left(\frac{e_a}{e_{g2}}\right) \right]. \quad (3)$$

这样，我們就把 i_a 和 i_{g2} 分別寫成各極电压和決於真空管結構的 μ_1 和 μ_2 的函数了。

III. 陽極电流的直流成分和其交流成分的基波振幅

想要分析調幅特性我們必須寫出在調制的一週里陽極电流的瞬时值，並从此計算出在这一週里的平均值和这脈冲性电流的基波的振幅。为此我們假定在栅極上除了栅偏压 E_c 外(我們不假定 E_c 是固定不变的)，有正弦形的激励电压 $E_g \cos \omega t$ ，即

$$e_{g1} = E_c - E_g \cos \omega t. \quad (4)$$

又假定屏栅極上有很好的旁路电容，使屏栅極的电压在高频的一週里保持不变。但是並不要求屏栅压不随着調制不改变。即

$$e_{g2} = E_{c2}. \quad (5)$$

再假定陽極迴路是調諧好的諧振迴路。这样陽極上的电压就也是一个正弦形的电压 $E_p \cos \omega t$ 重

疊在陽極電路直流電壓 E_a 上。這交變電壓的相位應當與柵極上的交變電壓的相位恰好相反，即

$$e_a = E_a + E_p \cos \omega t. \quad (6)$$

把式(4)，(5)和(6)的各值代入式(2)，得：

$$i_a = A \left[\left(E_c + \frac{E_{c2}}{\mu_1} + \frac{E_a}{\mu_a} \right) - \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right) \cos \omega t \right]^x F \left(\frac{e_a}{e_{g2}} \right). \quad (7)$$

使式(7)里方括弧里的值等於零的時候，也就是當陽極電流正好被截止的時候，是 t_1 。那末

$$E_c + \frac{E_{c2}}{\mu_1} + \frac{E_a}{\mu_a} = \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right) \cos \omega t_1.$$

代入式(7)，得
$$i_a = A \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right)^x (\cos \omega t_1 - \cos \omega t)^x F \left(\frac{e_a}{e_{g2}} \right). \quad (8)$$

我們再把 $F \left(\frac{e_a}{e_{g2}} \right)$ 寫成時間 t 的函數。

顯然，在調制四極管時不能只調制它的陽極電壓，屏柵極電壓 E_{g2} 也必須調制。使陽極電壓和屏柵極電壓受到同程度的調制，即

$$\frac{E_{c2}}{E_{c20}} = \frac{E_a}{E_{a0}}, \quad (9)$$

足碼 0 表示未加調制時的載波情況下的各值。這樣，

$$\frac{e_a}{e_{g2}} = \frac{E_a + E_p \cos \omega t}{E_{c2}} = \frac{E_a + E_p \cos \omega t}{\frac{E_{a0}}{E_{c20}} E_{c20}} = \frac{E_{a0}}{E_{c20}} + \frac{E_p E_{a0}}{E_a E_{c20}} \cos \omega t = \frac{E_{a0}}{E_{c20}} + \frac{E_{p0}}{E_{c20}} \cos \omega t. \quad (10)$$

在上式最後的式里我們假定了高頻迴路兩端的交變電壓是隨着 E_a 的變化成正比地變化，即

$\frac{E_p}{E_{p0}} = \frac{E_a}{E_{a0}}$ ，這當然是我們希望的結果。如何嚴格地得到這結果的條件還要在以下求得。

式(10)說明 $\left(\frac{e_a}{e_{g2}} \right)$ 可以寫成時間 t 的函數 $F'(\omega t)$ ，其餘各值都是在載波情況下各極上的電

壓，也就是說常數。代入式(8)，得：

$$i_a = A \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right)^x (\cos \omega t_1 - \cos \omega t)^x F'(\omega t).$$

現在來求在高頻一週里陽極電流的平均值 I_a 和這陽流脈衝的基波振幅 I_p 。這些都可以用簡單的富氏分析得到。

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d(\omega t) = \frac{A}{2\pi} \int_{-\omega t_1}^{+\omega t_1} \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right)^x (\cos \omega t_1 - \cos \omega t)^x F'(\omega t) d(\omega t).$$

在高頻的一週里， E_g 和 E_p 的變化總是如此之小，我們完全可以把它們看作不變值而提出積分之外。如此得：

$$I_a = \frac{A}{2\pi} \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right)^x \int_{-\omega t_1}^{+\omega t_1} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t)^x F'(\omega t) d(\omega t).$$

積分號里的可變量只有 (ωt) ，因此積分後它是 (ωt_1) 的某一個函數 $G(\omega t_1)$ ，其餘都是常數。這樣

$$I_a = \frac{A}{2\pi} \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right)^x G(\omega t_1). \quad (11)$$

与以上相类, 交变电流成分的振幅 I_p 可寫成:

$$I_a = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a \cos \omega t d(\omega t) = \frac{A}{\pi} \left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2} \right)^2 H(\omega t_1), \quad (12)$$

式里

$$H(\omega t_1) = \int_{-\omega t_1}^{+\omega t_1} \cos \omega t (\cos \omega t_1 - \cos \omega t)^2 F'(\omega t) d(\omega t)$$

也只是 (ωt_1) 的函数。

IV. 無畸变調幅必須滿足的条件

作者以前曾指出[●], 要想得到不發生畸变的完全調幅, 不僅要滿足所謂“交流条件”, 即迴路里的高频交变电流要与調制电压成正比, 即

$$\frac{I_p}{I_{p0}} = \frac{E_a}{E_{a0}}; \quad (13)$$

还要求調幅器的負載是一个不变的电阻, 也就是說要同时滿足所謂“直流条件”, 或

$$\frac{I_a}{I_{a0}} = \frac{E_a}{E_{a0}}. \quad (14)$$

不然, 調幅器的負載就是一个变动的电阻, 由於調幅器具有較高的內电阻, 調幅器本身就要發生波形畸变。

合併式(13)和(14)得

$$\frac{I_p}{I_{p0}} = \frac{I_a}{I_{a0}} = \frac{E_a}{E_{a0}}. \quad (15)$$

一般考慮調幅特性时都忽視了这后一条件, 測試时也多用內阻非常小的变压器接到工業頻率的干線。实际上調幅器一般都是乙类放大器, 它的內阻都比較大。負載要是变化的, 一定会引起相当大的畸变。一般調制方法都使被調管的陽極电流截止角在調制的一週里發生相当大的改变, 如此, 陽極电路的效率改变很大, 所以也就使它自己相当於变化很大的一个电阻。实际, 即使不考慮由於这个緣故所引起的畸变, 式(13)的交流条件也不能滿足。

V. 得到無畸变調幅的必要条件

把式(11)和(12)的 I_a 和 I_p 代入式(15), 得:

$$\frac{\left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2}\right)^2}{\left(E_{g0} - \frac{E_{p0}}{\mu_2}\right)^2} \frac{G(\omega t_1)}{G_0(\omega t_1)} = \frac{\left(E_g - \frac{E_p}{\mu_2}\right)^2}{\left(E_{g0} - \frac{E_{p0}}{\mu_2}\right)^2} \frac{H(\omega t_1)}{H_0(\omega t_1)} = \frac{E_a}{E_{a0}}. \quad (16)$$

要滿足式(16)的前一部分, $\frac{G(\omega t_1)}{G_0(\omega t_1)} = \frac{H(\omega t_1)}{H_0(\omega t_1)}$

● 孟昭英, “Linear plate modulation of triode radio frequency amplifiers,”; 中國物理學報, 第4卷, 第1期 97-115, 1940.

的最簡單和顯然的方法是假定

$$G(\omega t_1) = G_0(\omega t_{10}) \quad (17)$$

和

$$H(\omega t_1) = H_0(\omega t_{10}), \quad (18)$$

這兩式的物理解釋是：在調制時，陽流的截止角 (ωt_1) 不變，指數 x 也不變。以後可以看到我們可以如此調制，使這些值不變。

作此假定，為得無畸變調幅的條件的式(16)就變成：

$$\frac{E_a}{E_{a0}} = \left(\frac{E_g - \frac{E_p}{\mu_2}}{E_{g0} - \frac{E_{p0}}{\mu_2}} \right)^x, \quad (19)$$

把 $\frac{E_a}{E_{a0}}$ 寫為 m 並解 E_g ，得：

$$E_g = E_{g0} m^{\frac{1}{x}} + \frac{E_{p0}}{\mu_2} (m - m^{\frac{1}{x}}) \quad (20)$$

這式和式(10)都引用了

$$\frac{E_p}{E_{p0}} = \frac{E_a}{E_{a0}} = m.$$

這是合理的，因為陽極迴路是恆阻性的，所以 $\frac{E_p}{E_{p0}} = \frac{I_p}{I_{p0}}$ 。

為求得應當如何調制 E_c 的條件，可以利用以上求式(17)和(18)時所作的假定，即

$$\cos \omega t_1 = \cos \omega t_{10},$$

或

$$\frac{E_c + \frac{E_{c2}}{\mu_1} + \frac{E_a}{\mu_2}}{E_g - \frac{E_p}{\mu_2}} = \frac{E_{c0} + \frac{E_{c20}}{\mu_1} + \frac{E_{a0}}{\mu_2}}{E_{g0} - \frac{E_{p0}}{\mu_2}}$$

代入式(20)並解 E_c ，得

$$E_c = E_{c0} m^{\frac{1}{x}} + \left(\frac{E_{c20}}{\mu_1} + \frac{E_{a0}}{\mu_2} \right) (m - m^{\frac{1}{x}}) \quad (21)$$

式(20)和(21)指出：要得到無畸變的調制，不僅要調制陽極電壓 E_a 和屏柵極電壓 E_{c2} ，激勵電壓 E_g 和柵偏壓 E_c 也必須同時加以調制。這也就是說：普通方法之所以不能得到無畸變的調幅正是因為它只調了 E_a 和 E_{c2} 。

式(20)和(21)所要求的調制遠不是這兩式的外表所顯示的那樣複雜。實際我們對於這兩個輔助調制的要求可以很不嚴格。從常識我們知道，即使完全不加這兩重新的調制，僅調制 E_a 和 E_{c2} 所得到的結果雖然不可能是高品質的，至少為某些要求還可容忍。因此這輔助調制是為得到高品質調幅所必需，對於調制波的作用主要是糾正畸變（由此帶來的其他優點以下討論），所以即使這輔助調制不是嚴格地如式(20)和(21)所要求的那樣，大部份的畸變仍然是給消掉了。

我們要是根據實際情況進一步簡化一下，式(20)和(21)所要求的條件實質上可以說是直線性的調制。

第一，為電子注管或五極管， μ_2 非常大，以致 $\frac{E_{p0}}{\mu_2}$ 和 $\frac{E_{a0}}{\mu_2}$ 可以忽視不計，第二，顯然 x 的理論值是 $\frac{3}{2}$ ，實際上它很接近於 1。因此式(20)和(21)可以簡化為：

$$E_g \approx E_{g0} m^{\frac{1}{2}} \quad (22)$$

和

$$E_c \approx E_{c0} m^{\frac{1}{2}} + \frac{E_{r0}}{\mu_1} (m - m^{\frac{1}{2}}); \quad (23)$$

或進一步簡化為

$$E_g \sim E_{g0} m \quad (24)$$

和

$$E_c \sim E_{c0} m \quad (25)$$

根据以上分析我們可以把得到电子注管或五極管的無畸变調幅的必要条件总结为

$$\frac{E_g}{E_{g0}} = \frac{E_{r2}}{E_{r20}} \approx \frac{E_g}{E_{g0}} \approx \frac{E_c}{E_{c0}} \quad (26)$$

用文字說出來就是：必須同时調制陽極电压，屏柵極电压，柵極激励电压和柵偏压，而且各电压的調制度是很近於相同的。

現在我們來証明以前所假定的：在調制时， t_1 保持不变的合理性。根据式(26)，电子管在被調制时，各極电压的直流成分和交变成分都同比例地变化，这样，各極間電場的形狀完全不变，只是这場的絕對值在变化。根据电子光学里的基本定理，我們知道在这种情形下各極的电流分配將不改变，只有其絕對值有所改变。这就証明了陽極电流的截止角(ωt_1)是一个不变量。

VI. 为得到無畸变調幅可用的实际線路

現在要求在电子注管上作四重調制以得到無畸变的調幅。这方法能否实用決定於調幅線路是否過於复雜。

为得到各極上的調制电压，可以採用不同的方法。

最簡單的能得到所需的柵偏压調制的方法是在陰極与地之間接上一个無感电阻。使这电阻上的电位降落在載波情況下为 E_{c0} 。与一般用电阻得到柵偏压的情况不同，应当把陰極电流的射頻部份从这电阻旁路掉，但是對於声頻部分仍然保持它的純阻性。對於較高頻率这是沒有任何困难的。特别是当射頻部分用平衡線路时，兩管的高頻基波彼此抵消，但是其平均值則相叠加。對於射頻的偶次諧波仍需旁路。因为用这方法时，各極的平均电流都与 E_a 的值成正比，当 E_a 变化时，在这电阻上的电位降落就要随着 E_a 成正比地变化。如此就很容易实现柵偏压所要求的調制了。

只用陰極与地之間的电阻不能得到 90° 或更小的截止角。如果电子注管的柵極不發生嚴重的二次發射，也可以在柵極線路里採用电阻和电容器組成的自动柵偏压。因为柵極直流成分是与 E_a 成正比地随着 E_a 改变，柵偏压也將同样地随着 E_a 改变。

自然也可以同时採用以上兩種方法供給复合的柵偏压。

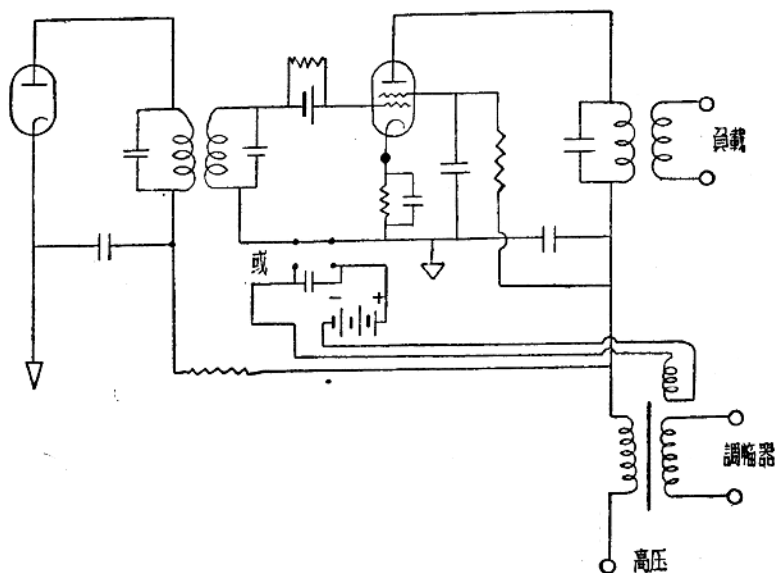
採用电阻得到柵偏压將在电阻上損失一部分电能。但因为电子注管所要求的柵偏压比較

小,这损失不会很大,当然也可以从調幅变压器得出一个低压來調制栅偏压,不过这样就要求特別設計的变压器和固定栅偏压。

屏栅电压可以与一般的線路相同,旁路射頻,經過电阻降压后联於調幅变压器。

栅極激励电压是要同样經過調制的。可以用同一个調幅变压器來調制末前級。如果这級的直流陽極电压与末級的不同,可以串联一个电阻把电压降到適宜的值。

一个簡單可用的線路,如下圖所示。从这原理圖可以看出它並不比一般的線路复雜多少。



VII. 本調幅法的其他优点

本調幅法最主要的优点是它能給出沒有畸变的調幅特性。又因为这样調制时,各極上的电压都是同比例地变化,管内的电場的形狀完全不变,陽極电流截止角不变,等情況,使它又具有其他一些优点。

幅調的他激振盪器与等幅波的他激振盪器不同,前者必須很小心地調節,不然調幅特性就很容易变得很坏。这是因为加载的情況、激励的大小、偏压的大小等都要求很好地配合。特别是有些他激振盪器的設計是在載波採用 90° 的陽極电流截止角,这样,当 E_c 增高时,真空管的工作情況轉入甲类,陽極电流大大增加,但效率則大大降低,結果,即使能夠滿足“交流条件”也不可能滿足“直流条件”。因此其綜合調幅特性也就不可能好。只靠加負反饋似乎不是正确的解決問題的途徑。用本方法可以得到近於理想的調幅特性。而對於調節的要求則很不嚴格。不管陽流截止角是甚么,調制时並不發生变化,因之陽極效率也保持不变,調幅特性永远是直線的。假如真空管能供給足夠的發射电流和受得了瞬时的过载,即使向上調制 200%,仍然是無畸变的。这對於

非对称的調制波特別重要^②。

在一般的調幅法，調制時陽極電路的平均效率隨調幅度的增加而下降。因此設計時必須把這一點考慮進去，即在載波時必須使消耗在真空管里的功率小於它的額定值的 $\frac{1}{1.5}$ ，不然到100%調幅時就要過荷。因為本方法保持效率不變，我們就可以全部利用真空管的功能。

在普通方法里當 E_a 和 E_{c2} 降低時，柵極電流大增。這實際是一般限制一個真空管運用的因素，即遠在陽極消耗達到額定值之前，柵極上的消耗就超過可容忍的值了。本法里柵極激發隨着調制上升和下降，柵流也直線地變化，柵極就沒有過荷的危險了。

從本方法能得到的優良的調幅特性，雖然要求四重調制，但並不需要很複雜的線路來實現它。與普通方法比較還有許多其他優點。因此覺得值得用實際的射頻來進一步試它。

② J. L. Hathaway, "Microphone polarity and overmodulation", Electronics vol. 12, Oct. 1939.