

高等学校教学用书

电子线路

DIANZI XIANLU

中册

清华大学无线电系编

高等学校教学月



4



电 子 线 路

DIANZI XIANLU

中 册

清华大学无线电系编

人民教育出版社



电子线路

(中册)

清华大学无线电系编

北京市书刊出版业营业许可证出字第2号

人民教育出版社出版(北京景山东街)

京华印书局印装

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

统一书号 15010·1092 开本 850×1168 1/32 印张 8 2/16 插页 4

字数 212,000 印数 0001—6,000 定价(7)¥ 1.10

1961年12月第1版 1961年12月北京第1次印刷

目 錄

第十二章 超高頻用的小渡越角電子管	345
§ 66. 超高頻時電子管中電流通過的特點	345
§ 67. 超高頻時電子管的參量	351
§ 68. 電子管的輸入導納	356
§ 69. 跨導、輸出導納和跨端導納	363
§ 70. 超短波用的放大管	367
§ 71. 分米波和厘米波用的電子管	373
第十三章 變頻管	378
§ 72. 五極管內板極電流的兩重控制	378
§ 73. 兩重控制電子管的應用	384
§ 74. 多柵混頻管	388
§ 75. 多柵變頻管	392
§ 76. 超高頻的混頻管	400
第十四章 管內噪聲和關於接收放大管的補充知識	403
§ 77. 放大管的內部噪聲	403
§ 78. 噪聲和電子管構造及運用情況的關係	408
§ 79. 組合電子管	414
§ 80. 指示管	419
§ 81. 放大管中二次發射的利用	423
第十五章 振盪管	425
§ 82. 振盪管構造的概論	425

§ 83.	振盪及調制三極管	427
§ 84.	振盪四極管和五極管	430
§ 85.	用在超短波和分米波段的振盪管	436
§ 86.	強力振盪管	441
§ 87.	脈衝振盪管	449
§ 88.	脈衝振盪管的構造	453
第十六章 速調管		458
§ 89.	速度調制管的工作原理	458
§ 90.	雙腔速調管的結構	461
§ 91.	雙腔速調管的工作過程	465
§ 92.	雙腔速調管工作過程的分析	471
§ 93.	反射式速調管	476
§ 94.	反射式速調管的運用情況	480
§ 95.	行波管	484
第十七章 磁控管		488
§ 96.	磁控管中磁場的控制作用	488
§ 97.	具有整塊陽極的磁控管	491
§ 98.	具有雙瓣陽極的磁控管	495
§ 99.	多諧振腔磁控管的構造和運用原理	499
§ 100.	多諧振腔磁控管的構造零件和運用情況	506
第十八章 電子束管		513
§ 101.	電子束管的構造及工作原理	513
§ 102.	電子束管的聚焦系統	516
§ 103.	電子束管的偏轉系統	521
§ 104.	電子束管中的屏蔽。示波圖的畸變	527
§ 105.	電子束管的特殊構造	532
§ 106.	電子束分配器	538

第十九章 氣體放電的基本知識	542
§ 107. 氣體放電的種類	542
§ 108. 氣體中的非自持放電	544
§ 109. 輝光放電	548
§ 110. 弧光放電	551
§ 111. 氣體放電的特殊情況	555
第二十章 熱陰極充氣放電管	558
§ 112. 充氣二極管	558
§ 113. 熱陰極充氣二極管的工作情況及參量	563
§ 114. 閘流管	568
§ 115. 閘流管的工作狀況和其應用	573
§ 116. 充氣放大電子管	577
第二十一章 自持放電的氣體放電管	579
§ 117. 輝光放電管	579
§ 118. 汞弧整流器	584
§ 119. 引燃管	589
§ 120. 通信傳輸線的充氣放電器	591
§ 121. 特別的充氣放電器	594
第二十二章 光電器件	599
§ 122. 外在光電效應的光電管	599
§ 123. 外在光電效應光電管的特性曲線	602
§ 124. 光電倍增器	606
§ 125. 內在光電效應的光電管與光伏效應的光電管	610
§ 126. 光電變換器	614
§ 127. 電子析像管	616
§ 128. 改進後的電視發送管的構造	621

結束語	625
§ 129. 工程電子學的任務與發展前途	625
附錄	629
一 半導體二極管與三極管	629
二 MKSM 合理化實用單位制與 CGSE、CGSM 單位制的關係	633
三 基本文獻目錄	635

第十二章 超高頻用的小渡越角電子管

§ 66. 超高頻時電子管中電流流過的特點

在前幾章中，我們已經研究了接收-放大管的構造和基本特性，這些電子管是用來放大低頻和高頻電流，其最高頻率的極限是有一定的限制的，即被放大的電流的週期應該比電子在管內的渡越時間大得多。

在這一章中，我們將討論超高頻用的電子管，這種電子管是具有特別的構造，所以比 30 兆赫（即超短波、米波和分米波）還要高的頻率範圍中，它還可以有效地應用。

在多柵極的放大管中，例如在高頻五極管中，電子從陰極到板極的總渡越時間，大部分是消耗在由陰極到第一（控制）柵極的路途上，這是因為通常作用在這個柵絲平面上的正電壓 U_0 是不太大的，可是在其他部分，電子是受着很高的正電壓 U_{g1} 和 U_0 的作用，因而在那裏通過時需要較少的時間。所以在討論電子管的渡越時間和被放大電波的週期之間的關係時，可以近似地假定總渡越時間是等於由陰極到第一柵極的時間。

如果在一般構造的圓柱形電極的電子管中，令第一柵極的半徑等於 0.3 厘米，其有效電壓約為 4—5 伏，那麼按照式 (70)，可以求出渡越時間 $\tau_{0A} = 0.255 \times 10^{-7} \frac{0.3}{\sqrt{5}} \approx 3.3 \times 10^{-9}$ 秒。不難算出，如果被接收信號的頻率 $f = 3 \times 10^6$ 赫 ($\lambda = 100$ 米)，這時振盪的週期要比渡越時間大 100 倍，因此在這一頻率時，電子的慣量可以不考慮，同時電子管的運用也可以用它的靜態特性和參量來表示。

當頻率 $f = 3 \times 10^7$ 赫 ($\lambda = 10$ 米) 時，一週期的時間只比渡越時間大 10 倍，所以在研究電子管的運用時，就必須考慮到由於電子的慣性

而產生的現象。當波長 $\lambda=1$ 米時，被放大的電波的週期等於渡越時間，因此不只是這個波長，而且在較長的波長時（ $\lambda=2-3$ 米），電子管也已經不能用來放大這個信號了。

這樣，在超短波波段中（小於10—12米），尤其是在更短的波長的範圍中，應當考慮到電子管中電流通過以及電子管的一切特性和外加信號的頻率有很大的關係。除了渡越時間之外，電子管的極間電容和電極引線的電感也是產生這種關係的原因，因為當頻率增高時，電子管極間電容的阻抗變得很小，而相反地，引線電感的阻抗卻增加很多，因而它們對於電子管運用的影響是絕對不能忽略的。

第五章中，在談到超高頻時二極管中電流通過的情形時，我們已經知道，當在二極管的電極上加上變化很快的交流電壓時，電子管內空間各個不同的橫截面上的運流電流（這電流是在各電極之間的空間）是不相同的，如果在陰極附近的電流和交流板壓的相角相同，那麼，越接近板極的那些橫截面中的電流的相角，就越落後於 U_0 。在分析多柵電子管中電流通過的時候，如果把這個電子管當作是由一些二極管（這些二極管是由每兩個相鄰的電極所組成）串聯而成，那麼我們就可以利用上述的結果。陰極和控制柵極這一部分是第一個二極管，在這裏加上了被放大信號的交流電壓，控制柵極和屏柵極是第二個二極管等等。很明顯地，在五極管中，最後一個二極管應該是抑制柵極和板極。在每一電極的外面電路上，都將產生（感應）一個交流電流，這個電流的大小和相角，是決定於兩個相鄰的二極管中的運流電流（這兩個二極管的公共電極，就是我們所欲研究的電極）。

要判斷一個放大管有否應用的可能，最主要的就是看它的輸入電路及輸出電路的電流情況如何。

電子管輸入電路，亦即第一（控制）柵極的電路，在超高頻時的工作情形，與這個電路在低頻或高頻（在超短波波段之前）時的工作情形，是有着很大的不同的。

讓我們來研究圖232的線路。在高頻五極管的控制柵極的電路上，加上一個電池，使柵極得到一個固定的負偏壓。當電子管是工作

在低频和高频的时候，由于这个负偏压的作用，控制栅路中没有电流。因为电子不跑到负电压的栅极上，所以在阴极-第一栅极之间和第一-第二栅极之间的运流电流强度是相同的；因为渡越角很小，所以这两部分中电流的相角也是不变的。因此，在控制栅路中由于电子跑向栅极而感应的电流和由于电子离开栅极而感应的电流，相角相反，大小相等。所以在栅极电路上，这些电流互相抵消，电子管输入导纳的电导部分等于零；在输入电路中只有无功电流，它决定于电子管的输入电容。

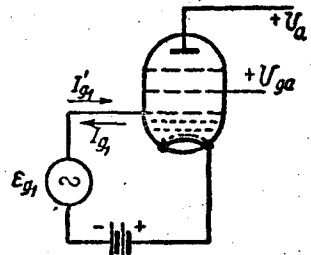


圖 232.

在超高频的时候，上述的情形就不同了。栅路电流，除了无功分量之外，有功分量也大大增加，这是因为由于运动方向不同的电子在栅极上所感生的电流不能互相抵消。因为渡越角很大，所以由阴极流到控制栅极的运流电流，在每一个离开阴极不同的位置上的相角和大小都是不一样的。在栅极外面的电路上由于这种运流电流而感应的电流，应该看做是由各个很薄的薄层所感应的电流的几何和，这些薄层是由从阴极跑来的电子流所构成的，在这些薄层中电流的大小和相角，可以认为是一定不变的(图 232)。因为在这些薄层中电流的相角是由零

(在阴极附近)逐渐变到 $\Theta_{k_{g1}} = \omega \tau_{k_{g1}}$ (第一栅极附近)，所以总感应电流和交流栅压之间的相角差，应该是某一平均角度 φ_{cp} ，这里 $0 < \varphi_{cp} < \omega \tau_{k_{g1}}$ 。

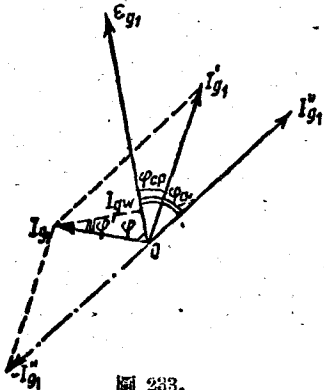


圖 233.

引进了平均相角的概念之后，我们就可以在向量图上(图 233)画出这个比电压向量 E_{g1} 落后相角 φ_{cp} 的总感应电流 I'_{g1} 。穿过第一栅极的电子，因为受到屏栅极上高的正电压的作用，所以它的运动的速度很快，这个速度比电子从阴

極到第一柵極的速度要快得很多，這是因為 U_{g1} 永遠比 U_a 要大得很多。由於第二個二極管中電子的速度很高，所以在由第一柵極到第二柵極這一段渡越時間內，在從第一柵極到第二柵極之間的各各截面上的運流電流的相角，可以近似地認為是不變的，也即可以把它當作是等於第一柵極平面上的相角，即 $\varphi_{g1} = \ominus_{k g_1}$ 。因此在柵極外面的電路中，由於第二個二極管的運流電流而感應的電流 I'_{g1} ，可以用比 E_{g1} 落後相角 φ_{g1} 的向量來表示，它和 I'_{g1} 的相角是不重合的。

因為電流 I'_{g1} 和 I'_{g1} 的方向是相反的，所以柵路中的總感應電流是兩者的幾何差，即 $\bar{I}_{g1} = \bar{I}'_{g1} - \bar{I}'_{g1}$ ；圖 233 就是它的向量圖。從圖上可以看出，控制柵路中的感應電流，比作用在這個電路上的電壓 E_{g1} 領先相角 φ (φ 小於 $\frac{\pi}{2}$)，因此，感應電流將有一有功分量，它是由於電子的慣量而產生的。這個有功電流是 $I_{gw} = I_{g1} \cos \varphi = I_{g1} \sin \varphi'$ ；因為角度 $\varphi' = \frac{\pi}{2} - \varphi$ 很小，所以可以認為 $I_{gw} = I'_{g1} \cdot \varphi'$ 。在這個向量圖中我們所討論的相角 φ_{cD} 、 φ_{g1} 和 φ 都差不多和渡越角成正比，因此 $\varphi' = a \omega \tau_{k g_1}$ 。柵極電路中感應電流 I_{g1} 所以存在的原因是由於相角 $(\varphi_{g1} - \varphi_{cD}) \neq 0$ ，因此 I_{g1} 也和渡越角成正比，它同時也決定於跨導 S 和交流柵壓的數值。因此我們可以寫出柵流的有效分量是

$$I_{gw} = k S E_{g1} (\omega \tau_{k g_1})^2, \quad (207)$$

這裏 k 是一個不變的係數，它是決定於電極之間的距離和所加的電壓。

電流中有功分量 I_{gw} 的存在說明了在柵路中將消耗一定的功率，這功率是由輸入信號供給的。現在我們從物理意義來解釋為什麼當電子並不跑到柵極時，在柵路上還會有能量的消耗。因為渡越角很大，在控制柵壓是正的那半個週期中由陰極跑出來的電子，從柵極-陰極間的交流電場取得了能量，因此也得到了加速度，但是當這些電子中的某一部分還沒有跑到第二柵極的時候，控制柵壓的符號已經改變了。因此第一、第二兩柵極之間交流電場繼續使這些電子得到加速，因此場把自己的能量消耗在電子上。

相反地，那些在 E_{g1} 的負半週內由陰極跑出的電子，在陰極-第一

柵極之間，以及在兩個柵極之間，都受到柵壓的交流電場的拒斥，所以反而把自己的能量交給電場。但是因為在負半週期內由陰極跑出的電子比在正半週期內的電子來得少，所以在一個整週期中，柵極交流電場在使電子得到加速時所消耗的能量，比電場從電子流那裏所得到的能量還要來得大。電子從柵極中就拿走了這些能量，把它帶給屏柵極和板極，至於這些能量如何分配，則視落到板極和屏柵極上的電子的多少而定。

前面已經指出，當電子通過控制柵極後，受到了高電壓 U_{c1} 和 U_a 的作用，所以運動的速度很高，同時，在兩個柵極之間的渡越角以及最後一個柵極與板極之間的渡越角都很小。因此在放大管中對於這些虛構的二極管來說，除了第一個二極管之外，在其他的二極管中，所有那些使運流電流產生交流分量的因素，都可以忽略不計；例如，由於各電極上的交流電壓的作用而引起的空間電荷密度分佈的改變，以及由於電子速度的不同形成了電子羣因而使空間電荷的密度發生變化等等，都可以忽略。我們可以認為：在第一個二極管中所產生的電子流的交流分量，由控制柵極流到板極，只有當電子被各個帶正電位的柵極所截獲時這個交流分量的幅度才發生變化；而其相角則落後於控制柵壓，這個相角差等於控制柵極和板極間的渡越角。

令 $\Theta_{c1, c1}$ 表示第一（控制）柵極至第二柵極之間的渡越角； $\Theta_{c2, c1}$ 表示第二和第三柵極之間的渡越角；第三柵極與板極間的渡越角則以 $\Theta_{p, c1}$ 來表示。

我們可以認為第一柵極和最後一個柵極之間的空間對板極是完全隔離的，所以當電子在這個空間運動時，它們並不使板路產生感應電流。

如果控制柵壓 $e_{c1} = E_{m, c1} \sin \omega t$ ，那麼從 I. O. A. 卡茨瑪的計算結果可以得到多柵電子管板流的表示式如下：

$$i_a = \alpha_a \frac{\sin \frac{\Theta_{p, c1}}{2}}{\frac{\Theta_{p, c1}}{2}} S E_{m, c1} \sin(\omega t - \psi), \quad (208)$$

這裏 S 是板流的靜態跨導; $\alpha_a = \frac{2\sqrt{U_a^{1/2} U_{a_3}^{1/2}}}{U_a^{1/2} + U_{a_3}^{1/2}}$ (U_{a_3} 是最後一個柵極上的有效電壓); ψ 是板流和控制柵壓的相角差。

當渡越角比較小時, 這個相角差等於

$$\psi = 0.4 \Theta_{k, g_1} + \Theta_{g_1, g_2} + \Theta_{g_2, g_3} + \frac{1}{2} \Theta_{g_3, a} \quad (209)$$

按照斯特傑特的很準確的計算法, 板流的相移是

$$\psi = 0.36 \Theta_{k, g_1} + \Theta_{g_1, g_2} + \Theta_{g_2, g_3} + \frac{2}{3} \Theta_{g_3, a} \quad (209a)$$

從式(208)可以看出: 交流板流的振幅 $I_{ma} = \alpha_a \frac{\sin \Theta_{g_3, a}}{\Theta_{g_3, a}} \frac{2}{2} S E_{m, g_3}$ 和

頻率有關, 當頻率增高時, $\Theta_{g_3, a}$ 增加, 所以 I_{ma} 減少, 但是實際上只是當頻率高於 300 兆赫 ($\lambda < 1$ 米) 時, 這個關係才較顯著。

被接收信號的頻率愈高, 則板流落後於控制柵壓的相角也愈大, 但是這個相角比由陰極至板極的總渡越角卻還要來得小。

這一點可以解釋如下: 通過第一柵極平面的總電流 I_k 和板路中的電流 I_a 並不是當電子跑到這些電極上時才產生, 而是在較早的時間以前產生的; 當電子剛剛離開陰極開始運動的時候, 由於感應作用, 就立刻產生電流 I_k , 而當電子穿過最後的那一個柵極的時候, 就產生了板流; 因此對於 [陰極—第一柵極] 和 [最後的柵極—板極] 這兩部分來說, 渡越角的數值, 應該取其平均值。

我們還可以看到, 式(66)和(67)只能用來計算陰極至第一柵極之間的渡越時間, 在計算各柵極之間以及最後一個柵極與板極之間的渡越時間時, 應該考慮到電子跑進這個空間時的速度, 因此如果假定電位的分佈是直線的, 那麼在第三柵極至板極之間的渡越時間, 可以用近似的公式計算如下:

$$\tau_{g_3, a} = 0.33 \times 10^{-7} \frac{r_{g_3, a}}{\sqrt{U_{a_3}} + \sqrt{U_a}} \quad (210)$$

§ 67. 超高頻時電子管的參量

在 § 38 中已經指出，電子管的四個特性導納是放大管的最基本的參量，利用它們就可以得到輸入和輸出電路上的所有的電壓和電流的必要關係。在那裏也已指出：當電子管運用在低頻時，這四個導納中只有兩個——跨導 S 和輸出電導（或者是內阻 R_i 的倒數）——具有實用價值，我們往往用這兩個參量作為低頻放大管的基本參量。但當電子管用作高頻放大器時，由於板極與控制柵極之間電容的作用而形成的跨端導納就有着很大的、也可以說是有決定性的作用，此外，電子管輸入電容和輸出電容的電納的作用也變得更為顯著。

最後，對於超高頻的電子管來說，在這四個導納之中，每一個導納的電導部分和電納部分都有着一定的（在某些情況下，可能也是很大的）數值，所以這時我們必須採用所有的這四個導納作為電子管的基本參量。

利用上述的特性導納，同時又考慮到在超高頻時，放大管板路和柵路上的電流和電壓都是複數，因此我們可以將 § 38 中的式(129)和(129a)重寫如下

$$I_a = Y_g E_g + Y_{ex} E_a, \quad (211)$$

$$I_g = Y_{ex} E_g + Y_{nox} E_a. \quad (211a)$$

利用這些方程，就使我們可以採用一般的有源四極網絡^①（其輸入電壓為 E_g ，輸出電壓為 E_a ）來表示前幾章中所研究的放大器的等效線路（圖 234）。當電子管是工作在特性曲線的直線部分時（即 E_g 不太大時），等效四極網絡是直線性的，也就是說：在四極網絡電路中的交流電流和作用

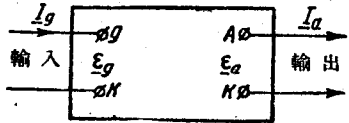


圖 234.

① 從電路的一般理論中我們已知所謂四極網絡是用來傳送電能的系統，它具有兩個輸入端極和兩個輸出端極。如果在四極網絡中有電源存在，那麼這個網絡就叫做有源網絡，如果它沒有電源，則稱為無源網絡（如變壓器）。

在這電路上的電壓成正比。

顯然，在這種條件下，直線性等效四極網絡的導納[在方程(211)和(211a)中是用 Y_g , Y_{gsx} , Y_{sx} 和 $Y_{n\rho ox}$ 來表示]和電流、電壓沒有關係(只有當頻率改變時，它們才改變)，因此，我們可以用它們作為電子管的參量，來表示電子管性質與信號頻率之間的關係。

現在我們來說明上述導納的物理意義及它們對頻率的關係。

根據上面的方程，電子管輸入導納 Y_{sx} 是用來表示輸入電壓(加在控制柵路上的交流信號電壓)對柵流的作用，而輸入電壓對板流的作用則用導納 Y_g 來表示，這裏 Y_g 也就是電子管的跨導 S 。為了求出這些導納，先將四極網絡的輸出端短接，使 E_o 等於零。

這時輸入導納可以由下式求出

$$Y_{sx} = \frac{I_g}{E_g} = g_{sx} + jb_{sx}, \quad (212)$$

在超高頻時，這個導納是一個複數。

這個複數的實數部分 g_{sx} —— 電子管的輸入電導 —— 表示柵路中有能量消耗，也表示柵流中存在着有功分量(它是由電子的慣性而產生的)(參看 § 66)。

輸入電納 jb_{sx} 是由於電子管的輸入電容 C_{sx} 而產生的，在超高頻時，它決定於電子管中各電極引線的電感，構成電容 C_{sx} 的極間電容。

電子管的跨導 S 可由下式求出

$$S = \frac{I_g}{E_g}, \quad (213)$$

因為在超高頻時，板流和輸入柵壓之間有一相角差(參看上節中有關的方程)，所以在一般的情形中，跨導 S 也是一個複數，它的相角 ψ 完全決定於電子管中電子的渡越角，因而也決定於輸入電壓的頻率。

板壓對柵流的作用可用跨端導納 $Y_{n\rho ox}$ 來表示，板壓對板流的作用則用輸出導納來表示。

假定將四極網絡的輸入電極短接，即 $E_g = 0$ ，我們就可以求出

$$Y_{n\rho} = \frac{I_o}{E_o} \quad (214)$$

和

$$Y_{sux} = \frac{I_a}{E_a} \quad (215)$$

跨端導納 Y_{nd} 是由於板壓對柵流的作用通過板極和控制柵極之間的電容而產生的。當頻率不太高時(不高於 5 兆赫),跨端導納只是決定於這個電容;但是在超高頻時,它還和輸入導線的電感有關。我們已經知道,在現代的高頻五極管中,由於採用了屏柵極,電容 C_{ca} 已減小到千分之幾個微做法,所以在長波和中波波段中,上述電子管的導納 Y_{nd} 是可以忽略的(即令它等於零)。但是在短波及超短波中, Y_{nd} 則仍必須加以考慮。

輸出導納 Y_{sux} 是由電導部分(由板壓對電子管中電流的作用所形成的)和電納部分(由電子管的輸出電容所形成的)所組成的,因此

$$Y_{sux} = g_{sux} + jb_{sux} \quad (215a)$$

當頻率不太高時,輸出電導等於內阻的倒數 $g_{sux} = \frac{1}{R_i}$, 在超高頻時,它的數值就增加了(參看 § 69)。

在超高頻時,輸出電納 jb_{sux} 不只和 C_{sux} 的大小有關,同時也和相應的電極引線的電感有關。

採用了上述的特性導納作為電子管的參量,如果注意下面兩點,我們就可以求出放大管的等值線路,這個線路就是一個四極網絡。

在以前所討論的等效線路中,在板路中引入一個電動勢為 μE_g 的電源和一個內阻 R_i (參看圖 180 的線路),我們已經看到導納 Y_s 的作用,它可以表示電子管的放大特性。現在當我們用板極電路的參量來代替內阻時,亦即採用輸出導納 Y_{sux} (它是由電導和電納兩分量並聯而成)時,用等效的電流電源來代替電壓電源就更為合適了(圖 235)。如果在第一種情況中(圖 235 a),電源所供給的電動勢的大小是一定的,因而輸出電流和輸出電壓決定於電阻 R_i 和負載 R 的比值,那麼在第二個線路中(圖 235 b),電源所給出的是固定的電流,它和負載無關,每一分支電流決定於導納 Y_{sux} 和輸出電路的導納的比值。如果在一定的輸入電壓 E_g 時,兩個電路都給出相同的輸出電流和電壓,那麼這兩個電路就是等效的。按照圖

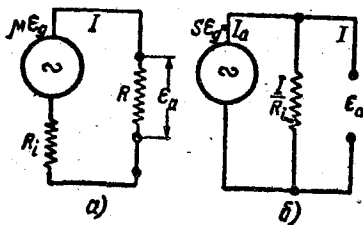


圖 235.

235 所標明的符號，我們可以寫出輸出電壓是 $E_a = \mu E_g - I R_L$ (從圖 235a 的線路得出)；在圖 235 b 中等效電源所給出的總電流是 $I_0 = \frac{\mu F_g - I R_L}{R_L} + I = \frac{\mu E_g}{R_L} = S E_g$ 。

因此等效電流電源永遠給出一定的電流 $S E_g$ ，在它的電極上的電壓，即輸出電壓，則決定於所接的負載電阻；對於外面的 (輸入的) 電壓來說，這個電源的內阻應該看做是無窮大。

根據上述的理由，我們可以用圖 236 來表示超高頻時三極管的等效線路；對於這個線路，應該指出第二個注意點。

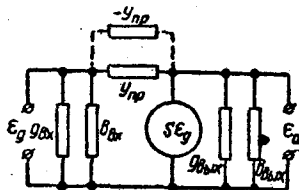


圖 236.

輸入和輸出電路由跨端導納 (它表示板壓對棚流的反作用) 聯接起來的；很明顯地，輸入電壓除了通過導納 $Y_p = S$ 對板流發生主要的作用之外，還通過這個導納對板流產生另一附加的作用；例如當陰極是冷的時候，這時沒有電子流，但是由於輸入電壓 E_g 的作用，通過電容 C_{ag} ，在板路中將有一定的容性電流流通。因為我們把電子管 [冷] 時的跨導 S 當作零，為了使 S 的這一定義與電子管的等效線路相符合，在電子管的等效線路中應該假定跨端導納是由另一個導納所抵消，後者的絕對值應等於 Y_{ap} ，但符號却相反，它的聯接法如圖 236 中虛線所示。

在計算輸入導納或輸出導納時，都應該認為跨端導納的作用已經被抵消了。

在上述所討論的特性導納中，我們必須注意它的 [冷] 值和 [熱] 值之間的分別。所謂 [冷] 值，是指在電子管陰極不加熱的情況下所得的導納，而 [熱] 值則指電子管陰極已經加熱，管中已有電子流和空間電荷時導納的數值。

引入 [冷] 導納的觀念以及它和 [熱] 導納的關係，是有實際意義的。因為在實際上要測量電子管在運用時的導納比較困難。所以引進了這些觀念之後，我們就能夠確定那一些導納可以在電子管陰極不加熱時用較簡單的方法來測量，而那些導納則絕不能採用這種簡單的方法。有的導納的 [冷] 值和 [熱] 值相差並不太大，例如跨端導納就是如此，因為板極和控制柵極之間的電容實際上和電子管中的空間電荷是沒有關係的；因此在 [冷] 電子管時所測量的電容 C_{ag} 的數值，可以用來計算跨端導納。當然，須根據頻率的影響加以修正。

大多數的 [冷] 導納和 [熱] 導納的數值是不相等的；最顯著的例子是跨導 S ，在 [冷] 電子管時，它等於零。電子管輸入導納的電導部分