

高等学校教学用书



無線电理論基础

下 册

Н. Н. 克雷洛夫著

人民教育出版社

2P56/15

本書系根据苏联海上运输出版社(Издательство "Морской транспорт")出版的克雷洛夫(Н. Н. Крылов)著“無線电理論基础”(Теоретические основы радиотехники) 1951年版譯出的。原書經苏联高等教育部审定为高等航海学校無線电工程系教学参考書。

本書中譯本分上下兩册出版。下册包括第四至第六篇,即第十二章至第二十章。第四篇論述放大及無線电电路中所应用的非直綫性系統;第五篇討論脉冲的形成;第六篇論述調頻及脉冲調制的原理和頻譜分析。

参加本書下册翻譯工作的有張世佩、赵辰、叶彥灝、黃庚年、吳彝尊、金子一、田永正、罗玉英等同志。

参加校訂工作的有蔣同澤同志(負担总校訂和第二十章的校訂工作)、沈鉄汉同志(負担第十三、十四、十七和十八章的校訂工作)、呂薇貞同志(負担第十二、十五章的校訂工作)、俞誠同志(負担第十六、十九章的校訂工作)、赵华孟同志(負担第十三章的部分校訂工作)。

本书原由高等教育出版社出版。自1960年4月1日起,高等教育出版社奉命与人民教育出版社合并,統称“人民教育出版社”。因此本书今后用人民教育出版社名义繼續印行。

簡 裝 本 說 明

目前 850 × 1168 毫米規格紙張較少,本书暫以 787 × 1092 毫米規格紙張印刷,定价相应减少 20%。希鑒諒。

无 綫 电 理 論 基 础

下 册

Н. Н. 克雷洛夫著

張世佩等譯

人民教育出版社出版 高等学校教材編輯部
北京宣武門內承恩寺7号
(北京市书刊出版业营业許可証出字第2号)

商 务 印 书 館 上 海 厂 印 刷
新 华 书 店 上 海 发 行 所 发 行
各 地 新 华 书 店 經 售

統一書号 15010·474 开本 787×1092 1/32 印張 11 12/16
字數 303,000 印數 17,401—27,400 定价(4) 1.04
1957年7月第1版 1961年3月上海第8次印刷

下册目录

第四篇

第十二章 放大器的理論基础	399
§ 1. 放大器的分类	399
§ 2. 放大级的等效电路及其分析	404
§ 3. 基本电路的分析	416
§ 4. 回授放大器	427
§ 5. 陰極輸出放大器	435
§ 6. 倒相电路	438
§ 7. 回授放大器的稳定性	441
§ 8. 脉冲放大器	445
§ 9. 直流放大器	461
第十三章 非直綫性系統的研究方法	466
§ 1. 直綫性与非直綫性系統	466
§ 2. 电子管的特性曲綫及其解析式	473
§ 3. 分析稳定状态中的非直綫性系統的圖解法与解析法	492
第十四章 無綫电工程电路中的非直綫性变换	504
§ 1. 調制	504
§ 2. 檢波	520
§ 3. 頻率变换(变频)	534
第十五章 振蕩之發生	541
§ 1. 电子管振蕩器的微分方程	541
§ 2. 电子管振蕩器內振蕩的建立	548
§ 3. 电子管振蕩器振蕩的稳定振幅	563
§ 4. 电子管振蕩器的硬自激状态. 电子管振蕩器的振幅稳定性問題	568
§ 5. 迴路在陽極电路的电子管振蕩器. 自偏压元件对电子管振蕩器自激 工作状态的影响	575
§ 6. 相位平面法及其对研究自振体制之应用	580

§ 7. 非綫性微分方程的數字解法及其在研究非直綫性體制時的应用	589
--	-----

§ 8. 正弦式振蕩之電子管振蕩器電路, 電阻電容振蕩器	597
------------------------------------	-----

第十六章 再生	608
---------------	-----

§ 1. 再生器的微分方程	608
---------------------	-----

§ 2. 再生器的放大係數	617
---------------------	-----

第五篇

第十七章 不連續振蕩	621
------------------	-----

§ 1. 負電阻二端網絡的型式	621
-----------------------	-----

§ 2. 氖管和閘流管不連續振蕩器	624
-------------------------	-----

§ 3. 多諧振蕩器	627
------------------	-----

§ 4. 觸發電路	640
-----------------	-----

§ 5. 脈沖振蕩器	651
------------------	-----

第十八章 脈沖形成	659
-----------------	-----

§ 1. 限幅	659
---------------	-----

§ 2. 微分和積分電路	668
--------------------	-----

§ 3. 用仿真綫路形成脈沖	676
----------------------	-----

§ 4. 延遲電路	691
-----------------	-----

第六篇

第十九章 調頻	699
---------------	-----

§ 1. 調制方法的比較, 頻譜	699
------------------------	-----

§ 2. 調頻發射設備的特點	710
----------------------	-----

§ 3. 調頻接收設備的特點	715
----------------------	-----

§ 4. 調頻時干擾的影響	717
---------------------	-----

第二十章 脈沖調制	724
-----------------	-----

§ 1. 多路無線電通信原理	725
----------------------	-----

§ 2. 脈沖調制法	730
------------------	-----

§ 3. 第一類脈沖調制的頻譜	735
-----------------------	-----

§ 4. 第二類脈沖調制的頻譜	743
-----------------------	-----

§ 5. 脈沖編碼調制 (KIM) 原理	752
----------------------------	-----

譯名對照表	759
-------------	-----

人名對照表	769
-------------	-----

第四篇

第十二章 放大器的理論基础

放大器設備非常廣泛地應用在各種不同的科學與技術部門中。我們只要舉出其中某些部門，例如無線電工程本身、特殊的物理研究、各種過程的自動化控制設備、醫療、電影等等，就足以說明問題了。

靠放大器來解決的任務是多種多樣的，這樣就使得放大器具有各種各樣不同的形式。因此也就必須首先熟悉放大器的分類，它們的基本特性曲線與定義。

§ 1. 放大器的分類

構成現代放大器基礎的就是電子管^①。所以具有電子管的放大器我們常稱為電子管放大器。

1910年B. H. 柯華林柯夫第一次在實際上應用了電子管作放大之用。

在原則上講，電子管可以在柵極電路不消耗功率的情況下控制管內的过程。這種情況就使我們把放大器分為兩種基本的類型——電壓放大器與功率放大器。在第一种情形下，討論的問題是電壓的放大而不問在放大器輸出端可能得到的功率有多少；而在第二種情形下，則只問放大器所能供給的功率有多少而不管電壓的放大如何、但與效率的高低却有密切的關係。

① 除了所謂磁性放大器和半導體放大器，這些放大器在我們這裡不預備討論。

这样的分法通常使人在腦子里产生这样一种想法：就是在电压放大器中(这里指的尽是交流电压的情形)，沒有必要用电子管，因为既然只放大交流电压的振幅而不管功率，那么只要应用升压变压器就可把电压放大到任意倍数了。因此应当立刻說明，这是不对的。在大多数实际情况下，我們所要放大的电压，或者是稳定的周期性的电压，它有着很寬的頻譜；或者是極短促的电压脉冲，在時間上陡起陡落。在这两种情形下，应用变压器的可能性都是極有限的。这是因为变压器都有漏感和寄生电容，以致寬的頻譜不能均匀地通过变压器，或形状复杂的短促脉冲电压不可能不失真地通过变压器。

电压放大器也还可以再分为許多型式，或者是按其用途来分(例如音頻放大器，視頻放大器等等)；或者是按其电路的特点来分，这些电路当然也是按照它的用途而选择的(例如电阻耦合放大器、扼流圈耦合放大器、变压器耦合放大器等等)。

放大器还可有一种稍稍不同的分类法。这种分类法我們下面就要采用，其根据如下。音頻放大器應該同等地放大音頻波段的所有頻率(大家都知道，这是从 20 周到 20000 周)；因此它的負載不应具有显著的諧振性質，因而就應該是非周期性的。所以这种放大器就称做非周期性放大器。

用特殊的修正方法可以使非周期性放大器的頻帶非常的寬，包括的頻率可从几周一直到几兆周。这种放大器我們在以后將称做寬頻帶放大器。

虽然非周期性寬頻帶放大器頻帶如此之寬，又能放大很高的頻率，但实际上它并不是無綫电頻率放大器，因为这种放大器当它在放大某一个頻率时，并不比放大其他相近頻率為优。而着重放大某一个頻率却正是作为無綫电技术基础的頻率選擇性的基本原則。

要得到選擇性的放大，也就是說：它对某个选定的頻率的放大倍数極大，而当离开这个选定頻率时放大倍数就急劇降落，就必須利用諧振

系統來作為電子管的負載。這種諧振系統就是單振蕩迴路或耦合振蕩迴路。這樣，我們就得到選擇性（諧振的和頻帶的）放大器^①。

假如這裡再加上脈沖放大器——它也有兩類，即無線電脈沖放大器和視頻脈沖放大器，前者的負載具有諧振的特性，後者則具有非週期性的負載，另外還加上直流放大器和功率放大器，那麼內容就足夠完整了。

“回授放大器”這一節與這種分類法稍有不同。這節中以回授的電路作分類的標志。這樣分類能最普遍性地討論應用回授的原則問題，因而也就是最合宜的。

嚴格地說，放大器設備、正與所有其他電子管設備（或具有變壓器的設備）一樣，是非直線性的。但在以後、我們要將放大器當作直線性系統來討論，這是在於放大時非直線性並不像在調制和檢波時那樣起着根本性的作用，而且實際上非直線性也很小，特別是在工作情況選擇得很正確，以及有效地利用回授的方法時。但當這個系統的非直線性是相當大時，非直線性的影響當然應該加以考慮。

放大器的基本特性曲線就是它的頻率、相位及暫態特性曲線。

頻率和相位特性曲線在放大正弦振蕩時決定着電路對於穩定狀態的復數放大系數的模數和相位。

暫態特性曲線決定了在脈沖情形下放大器的工作情況。

假若把放大器看作是一個四端網絡，在它的輸入端加以一振幅為 $\dot{U}_1(\omega)$ 的正弦電壓，而在它的輸出端被放大的正弦波電壓振幅是 $\dot{U}_2(\omega)$ ；則放大器的放大系數由下面的復數求出

$$\dot{K}(\omega) = \frac{\dot{U}_2(\omega)}{\dot{U}_1(\omega)} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}.$$

① 在本章中，選擇性放大器將不單獨研究。這是在於現代電子管在電路中只產生極小的衰減，因而諧振放大器和頻帶放大器的理論就與以前相應各章中所述的單振蕩迴路與耦合振蕩迴路的理論很少差別。

將 $K(\omega)$ 对頻率 ω 的关系用圖来表示，这圖就是放大器的頻率特性曲綫，而函数 $\varphi(\omega)$ 对 ω 的关系圖就是它的相位特性曲綫。

从要整个頻帶不失真地放大这个观点来看，理想的頻率特性曲綫應該是一根水平的直綫，

$$\text{即： } K(\omega) = K_0 = \text{常数。}$$

· 理想的相位特性曲綫也是一根直綫，但可具有任何的斜度。它的方程是

$$\varphi = -\omega\tau,$$

式中 τ 是与頻率無关的某一常数。

上面論断的正确性可証明如下：

当某一系統的頻率与相位特性曲綫都是理想的时，由作用在輸入端的信号分解成一系列周期性信号而得的、頻率為 ω_k 、振幅為 A_k 的任一頻率分量

$$a_k = A_k \sin(\omega_k t + \psi_k),$$

在輸出端都可由下式表示

$$b_k = K_0 A_k \sin(\omega_k t + \psi_k - \omega_k \tau) = K_0 A_k \sin[\omega_k(t - \tau) + \psi_k],$$

就是說：放大了 K_0 倍，并在時間軸上向延遲方向移动一个時間 τ 。

由这些諧波的总和所組成的輸出电压曲綫，与輸入电压的曲綫相比所發生的变换，正与各个單獨諧波所發生的完全一样。所以輸出电压曲綫与輸入电压曲綫是相似的，这就是說：曲綫的形狀沒有失真。

上面已經說过，放大器放大脉冲的質量如何，是由它的暫态特性曲綫决定的。后者是当在輸入端有一單位函数电压作用时，表示輸出端的电压 $h(t)$ 对時間 t 的关系的圖解。当电路的暫态特性曲綫的形狀和單位函数毫無区别时，就得到不失真的脉冲放大。

由于放大器的頻率-相位特性曲綫与暫态特性曲綫間具有極密切的联系，这样就可以根据它的暫态特性曲綫来判断放大器的頻率特性、或者反过来也可以。

最方便的还是不將頻率與相位特性曲綫單獨的畫在兩個直角坐標上，而是將它們在一張極坐標圖中畫成一個圖。以後我們將列舉幾個在最常用情形下繪出這些圖的例子。

放大器設備在現在是一個獨立的而且具有很多分支的技術部門，這個部門在理論上和實際上都得到很大的發展。在最近數十年間、這個無線電技術部門的發展速度是和整個無線電工程的發展步調一致的。

在這種發展中，蘇維埃學者的工作起了決定性的作用。他們不但創立了在放大器設備中所發生的極其複雜的過程的理論，而且也建立了它們的計算方法與修正方法，後者使我們可以使放大器設備在最小的耗費下得到最高的效率。

在放大器這一部門，無論研究理論上的問題或者是實際上的問題，我們首先碰到的就是蘇維埃學者們的名字與著作。外國的技術書籍，一面廣泛地利用這些著作的觀念，一面卻又千方百計的想隱瞞這些剽竊來的材料的來源或者是加以捏造。

假若要向讀者全面地介紹蘇維埃學者在發展放大器的技術與理論上所起的巨大作用，那麼本章的篇幅就要大大擴充。但這樣是不可能的，因此，我們只能限於說明某些基本的事實。

作為所有放大器設備理論基礎的是電子管的等效電路，這是由 M. A. 蓬奇-布魯也維奇所創立的。

放大器設備的計算與理論的基礎，是基於將電子管的特性曲綫直綫化的方法之上的。這種方法是 A. И. 別爾格院士所創立的，它被廣泛地利用在所有放大器的理論上，特別是用在功率放大的理論上。

回授理論，修正寬頻帶放大器的方法和噪音遏止修正的特殊方法，都是由斯大林獎金獲得者 Г. B. 勃拉烏杰得出的。

放大器穩定性的理論是由 B. И. 西福羅夫和 A. B. 米哈依洛夫創立的。

應該注意, 苏維埃学者不單有着創立放大器理論与放大技术的光荣, 而且在它以后的改进中也始終起着領導作用。

§ 2. 放大級的等效电路及其分析

讓我們来討論一下如圖 12.1 所示的最簡單的放大級^①。

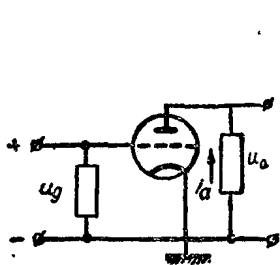


圖 12.1

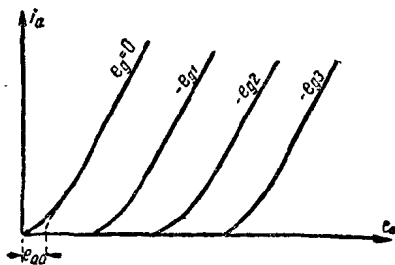


圖 12.2

根据电子管的直綫化了的特性曲綫(圖 12.2), 它的方程可由下式表之

$$i_a = \frac{\mu u_g + u_a - e_{a0}}{R_i},$$

不难得出放大电子管的两个等效电路, 这两个等效电路在以后的叙述中極為重要。

假定在电子管栅極上加以具有任何形狀与数值的信号电压, 但这信号应不致使电子管的工作情况超出特性曲綫的可以相当正确地認為是直綫的区域之外。令栅極上这电压变化为 Δu_g 。并令在具有負載电阻 R_a 的电子管陽極电路中所引起的电流变化数值为 Δi_a , 因而陽極电压的变化为

$$\Delta u_a = -\Delta i_a R_a,$$

^① 在这样的情况下, 当將陽極的直流电压电源和栅極偏压电源略去对于分析無关紧要时, 我們將在画电路时把它們略去。

陽極电流的新数值为

$$i'_a = i_a + \Delta i_a,$$

从上面的公式求得

$$i'_a = \frac{\mu(u_g + \Delta u_g) + u_a + \Delta u_a - e_{ao}}{R_i}.$$

从这式减去最初的 i_a 式,同时并将 Δu_a 的式代入其中,則可得

$$\Delta i_a = \frac{\mu \Delta u_g}{R_i + R_a}.$$

从这式可知,对于在特性曲綫直綫范围以内的交流电压来说,电子管相当于一發生器,其电动势大于加在栅極上的电压 μ 倍(而其形状則与后者相同),并具有一內阻,其值等于电子管的交流內阻 R_i 。

这个对电子技术最为重要的結論是由 M. A. 蓬奇-布魯也維奇所首先得出的。

以后我們將感兴趣的主要是电流和电压的交流分量,因而在表示电流与电压的变化时將省略掉符号 Δ , 所以电子管陽極的交流电流分量將为

$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i + R_a}. \quad (12,1)$$

与此式相当的等效电路为圖 12.3。

至于說到这电流的方向,那么显然,当 u_g 值为正时(即交流电压的正極朝着栅極),电流 i_a 的改变应该和流过电子管的直流电流分量有着相同的方向。但是到現在为止等效电路中只有一个陽極电路,与其他电子管电路的耦合又在它以外,那么这时候关于电流方向的問題实质上是無关紧要的。

在很多情况下,用与圖 12.3 相同的圖 12.4 的等效电路来代替圖 12.3 的等效电路要更加方便些,圖中具有內阻 R_i 和恒电动势 μu_g 的發生器被具有并联的內阻 R_i 的恒流 $S u_g$ (所謂“恒”就是和电路的其他元件無关)的發生器所代替。

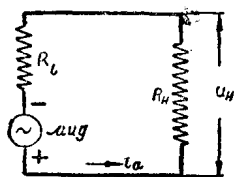


圖 12.3

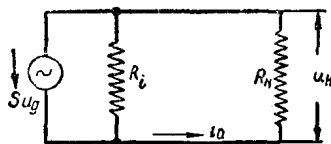


圖 12.4

圖 12.3 的电路有时称为恒压等效电路、而圖 12.4 的电路则称为恒流等效电路。当使用內阻大的电子管时,用恒流等效电路特别便利,而当电子管内阻小的时候,则正好相反,以用圖 12.3 的电路特别便利。其原因可以用在極端时的情形来解释:在恒流等效电路中,当 $R_i \rightarrow \infty$ 时,或恒压等效电路中,当 $R_i \rightarrow 0$ 时,等效电路中的內阻 R_i 就可略去。五極管的內阻是很高的,由于最近期間五極管的应用非常广泛的緣故,所以恒流等效电路的应用也就更为广泛。

圖 12.3 和圖 12.4 电路中流过負載 R_H 的电流是相等的这一点是可以相信的。圖 12.4 电路中輸出电流的表示式是

$$\frac{i_a}{S u_g} = \frac{(R_i \parallel R_H)}{R_H} = \frac{R_i}{R_i + R_H} \quad \textcircled{1},$$

因为 $S R_i = \mu$,

則

$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i + R_H}.$$

这个表示式与公式(12,1)完全一样。

放大級的放大系数由它輸出端也就是負載 R_H 上的电压与作用在栅極电路上的电压之比决定。由(12,1)式,得

$$K = \frac{u_H}{u_g} = \frac{i_a R_H}{u_g} = \frac{\mu R_H}{R_i + R_H}. \quad (12,2)$$

假如不考虑电子管陽極电路和电子管其他电路間电的耦合(例如

① $R_i \parallel R_H$ 是表示电阻 R_i 和 R_H 并联。有时我們为了更簡單地表示这个数值,就用两个脚标—— R_{iH} 。在等效电路中以 R_H 来代替 R_a 更加合理,当然,这两数值所表示的是同一东西。

由于电子管本身各电极間的杂散电容所引起的), 并且認為陽極电路是和其他电路絕緣的, 那么上面所講过的等效电路中任何一个都足以用来分析放大級的工作了。但是在頻率相当高时或是放大窄脉冲时, 这样的假設都与实际情形不符。

当考虑所有的管内导納和外加接于电路的元件的导納时, 相应的等效电路就要复杂一些, 將如图 12.5 和 12.6 所示 (在圖中 A —陽極, K —陰極, G —柵極)。

圖 12.5 是用恒电动势等效發生器代替电子管而構成的。圖 12.6 的电路則是以恒流等效發生器代替电子管而成。

因为利用后者分析更为便利, 所以我們主要的就利用它。同时因为要用四端網絡理論的方法来分析电路, 因此对于电路輸入与輸出端的电压和电流, 我們采用在四端網絡理論中所用的符号。这就是, 当电压負的一端在下面时, 我們認為这电压是正, 而当电流經四端網絡上端向电路內部流入时, 这电流方向我們認為是正。在圖 12.6 的等效四端網絡中, 已將輸入端与輸出端电压与电流的正方向标出。

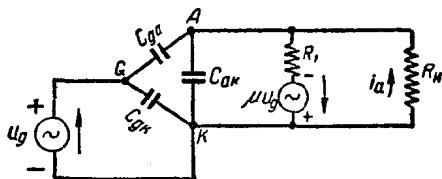


圖 12.5

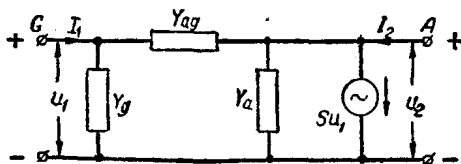


圖 12.6

應該預先說明一下, 选定了輸入电压正方向后也就自动地决定了电流为 Su_1 的等效發生器的电流的正方向。事实上, 当选择柵压正的一端在柵極是正方向时, 与电子管内电流相当的等效發生器的电流就应从陽極流到陰極, 如圖 12.6 中箭头所示。

因为对于运用恒流發生器还没有非常習慣, 所以我們再回忆一下: 恒流發生器支路應該看作是这样一个支路, 在这支路中通过的是一个不变的电流 Su_1 , 这电流与其余电路的情形完全無关。而且恒流發

生器

生器的支路不应对其余电路产生任何其他影响。由于这个緣故，我們应当認為这支路的阻抗等于無穷大。

很显然，圖中 Y_g 是电子管柵極陰極間的导納， Y_{ag} 是陽極柵極間的导納， Y_a 是陽極电路的导納，由电子管内阻 R_i 和旁路杂散电容 C_{ak} 決定。

現在讓我們来分析圖 12.6 的等效电路。

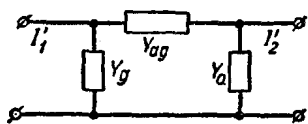


圖 12.6a

从有源四端網絡中除掉恒流發生器，亦即 $S=0$ ，則可得到無源四端網絡，如圖 12.6a 所示。

現在来討論無源四端網絡。圖 12.6 电路中輸入端与輸出端电流分別由 I'_1 及 I'_2 来表示，則可按四端網絡一般理論写出下列兩等式来表示無源四端網絡的电流和电压与导納 $\dot{Y}_{11}$ 、 $\dot{Y}_{12}$ 、 $\dot{Y}_{21}$ 、 $\dot{Y}_{22}$ 的关系：

$$\begin{aligned} \dot{I}'_1 &= \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}'_2 &= \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2. \end{aligned}$$

为了要得出四端網絡一般化导納与圖 12.6a 电路各实际导納間的关系，我們先將圖 12.6a 的电路輸入端与輸出端短路，而从电路直接求出在这兩種情形中任何一种时的輸入和輸出电流表示式，然后再和上面方程中的輸入和輸出电流表示式加以比較。

当輸出端短路时，从电路与从方程可得

$$\begin{aligned} \dot{I}'_1 &= \dot{U}_1(\dot{Y}_g + \dot{Y}_{ag}) = \dot{Y}_{11}\dot{U}_1, \\ \dot{I}'_2 &= -\dot{U}_1\dot{Y}_{ag} = \dot{Y}_{21}\dot{U}_1. \end{aligned}$$

同样，当輸入端短路时， $\dot{U}_1=0$ ，可得

$$\begin{aligned} \dot{I}'_1 &= -\dot{U}_2\dot{Y}_{ag} = \dot{Y}_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}'_2 &= \dot{U}_2(\dot{Y}_a + \dot{Y}_{ag}) = \dot{Y}_{22}\dot{U}_2. \end{aligned}$$

由此可得

$$\begin{aligned}\dot{Y}_{11} &= \dot{Y}_g + \dot{Y}_{ag}, \\ \dot{Y}_{22} &= \dot{Y}_a + \dot{Y}_{ag}, \\ \dot{Y}_{21} &= \dot{Y}_{12} = -\dot{Y}_{ag}.\end{aligned}$$

然后比較一下圖 12.6 与圖 12.6a 的兩個电路, 不难看出,

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \dot{I}_1, \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_2 - S\dot{U}_1.\end{aligned}$$

將已知的導納与电流数值代入最初的方程中, 并对有源四端網絡輸入与輸出端电流 I_1 及 I_2 解它們, 可得

$$\left. \begin{aligned}\dot{I}_1 &= (\dot{Y}_g + \dot{Y}_{ag})\dot{U}_1 - \dot{Y}_{ag}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= (S - \dot{Y}_{ag})\dot{U}_1 + (\dot{Y}_a + \dot{Y}_{ag})\dot{U}_2\end{aligned} \right\} \quad (12,3)$$

利用已得的关系式, 我們就能求出表示放大級的特性, 并且在以后对我们很重要的两个数量, 这就是电路的放大系数及其輸入阻抗。

考虑到我們选定的电流与电压的正方向, 可知在輸出端 $\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 R_n = -\dot{U}_n$, 此处 $\dot{U}_n$ 是在放大級輸出負載上的电压, 由此我們可决定放大級的放大系数是

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-\dot{I}_2 R_n}{\dot{U}_1}. \quad (12,4)$$

在这样的定义下, 当 K 为正时表示激励下一級栅極的交流电压的極性与前一級栅極的完全相同。

利用这定义以及 (12,3) 式中第二个方程可得放大級放大系数的表示式

$$\dot{K} = \frac{-(S - \dot{Y}_{ag})}{\dot{Y}_n + \dot{Y}_a + \dot{Y}_{ag}}.$$

在中等頻率时, 电子管杂散电容的影响可以忽略, 此时放大系数可用下式表示。

$$K = \frac{-S}{Y_n + Y_a} = \frac{-S}{\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_i}} = \frac{-\mu}{1 + \frac{R_i}{R_n}}, \quad (12,5)$$

这个我們以前亦已得出了。

在式 12,5 中負号系表示电阻耦合放大級的輸出电压与輸入(栅極)电压間,相位相差 180° 。

在相移是非常重要的場合,我們当然要考虑到相位的变动。但是当相移正好等于 180° 时,常常对于所討論的問題是無关紧要的,这时我們可以把式子中的負号省略掉,而得出以前曾写过一次的式子[見公式(12,2)]。

現在来討論一下放大級輸入阻抗的問題,显然、这阻抗由下式决定,

$$\dot{Z}_{ex} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}.$$

实际上运用它的倒数比較便利一些。

$$\dot{Y}_{ex} = \frac{1}{\dot{Z}_{ex}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1},$$

根据(12,3)和(12,4)它可以由下式代表:

$$\dot{Y}_{ex} = \dot{Y}_g + \dot{Y}_{ag} - \dot{Y}_{ag} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \dot{Y}_g + \dot{Y}_{ag}(1 - \dot{K}).$$

假如在电子管中沒有栅流并且頻率也不太高,則导納 Y_g 与 Y_{ag} 可以看作是純电容性的,分別由电子管杂散电容 C_{gk} 与 C_{ga} 决定。

假如放大器的負載是純电阻,則由(12,5)可知, K 为一負实数,故此时輸入导納可由某一等效輸入电容来表示。由 Y_{ex} 的表示式可知此电容等于

$$C_{ex} = C_{gk} + C_{ga}(1 - K). \quad (12,6)$$

在 $|K| \gg 1$ 时,則电容可以很大,甚至在使用陽極栅極間杂散电容 C_{ga} 数值極小的五極管时也不例外。

以后我們就会看到,大的輸入电容对于放大高頻或短促脉冲造成很大的困难,因而就要采用特殊的修正与补偿电路来減輕这些因电子管与电路杂散电容而生的有害影响。

如果陽極电路中有电感,則放大系数 K 就变成是复数。

若在陽極电路中接一电感 L_a , 則在 K 的公式(12,5)中 R_n 之值应以 $j\omega L_a$ 代之, 可得放大系数 $\dot{K}$ 之复数表示式

$$\dot{K} = \frac{-\mu j\omega L_a}{R_i + j\omega L_a} = \frac{-\mu j\omega L_a (R_i - j\omega L_a)}{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}。$$

当極間導納为电容性时 $Y_{ag} = j\omega C_{ga}$, 則放大系数的虛数分量在輸入电导 $\dot{Y}_{ex}$ 中將产生一負实数分量, 其值随頻率而急剧增加,

$$j\omega C_{ga} \frac{\mu j\omega L_a}{R_i^2 + \omega^2 L_a^2} \cong -\frac{\mu \omega^2 L_a C_{ga}}{R_i} = -S\omega^2 L_a C_{ga},$$

因为通常 $R_i \gg \omega L_a$ 。

在輸入導納中負实数分量的存在会使放大級在高频时产生寄生振蕩, 在許多情况下必須用特殊的方法来抑止这种寄生振蕩。

現在讓我們来看看另一种放大級的电路, 这种电路称为栅極接地放大級电路, 它在最近期間已被日益广泛的应用在各种类型的放大器中。这种电路原来是为了要用三極管来代替五極管放大超高频而設計的(因为三極管本身噪音电平要小得多)。这时, 虽然用的是三極管, 但放大級的輸入电容也極小。

現在栅極接地电路的应用范围已不仅限于放大超高频。在其他許多地方, 包括直流放大器在內, 应用这电路也極為成功。

三極管的栅極接地, 信号电压实际上是接在陰極电路中(圖 12.7), 这样, 对于信号电源來說, 輸入电容就能很小。其原因如下(这不难从电路中直接观察得出): 在这种接法下, 陽極栅極間电容就完全不加

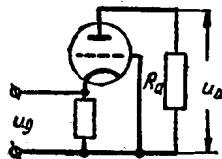


圖 12.7

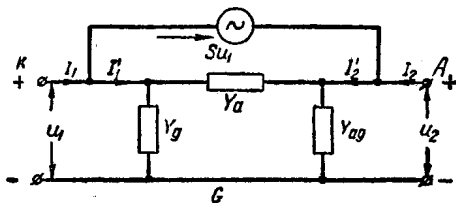


圖 12.8