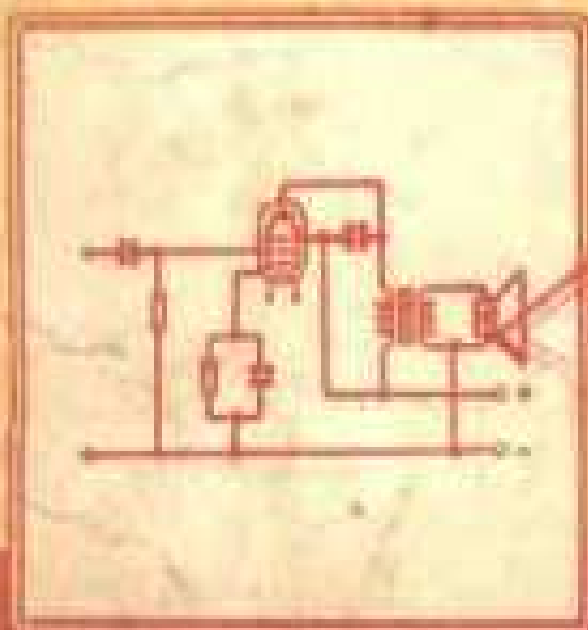


73.45-1

0987-60

無線電收音机的輸出級



我工廠
科學研究設計院
圖書館

Е. А. ЛЕВИТИН
 ВЫХОДНАЯ СТУПЕНЬ
 РАДИОПРИЕМНИКА
 ГОСЭНЕРГОИЗДАТ 1961

內 容 提 要

这本小册子叙述了收音机输出级的各种工作指标和输出级电子管的选择，叙述了怎样正确和最有效地利用电子管放大特性，来计算这一切的方法。

书中还介绍了输出级最常用的各种电子管的特性。

無線电收音机的輸出級

著 者：弗拉基米爾·А·列維廷
 譯 者：葉·А·明
 出版者：人民郵電出版社

北京魚陽街15號

(北京魚陽街15號郵政管理局信箱1004號)

印刷所：北 京 印 刷 廠
 發行所：新 華 書 店

開本：78×102 1/32
 印張：1.21 32 頁數：32
 印字數：28,000字

1961年11月第貳版
 1961年5月北京第貳次印刷
 印數：5,717—13,000冊

統一書號：15045·第241—无13

定價：(8)0.28元

目 錄

什麼是輸出功率	(1)
輸出功率與什麼有關係	(7)
輸出級中的失真	(13)
根據電子管特性曲線計算輸出級	(22)
推挽輸出級	(43)
負阻授	(51)
用於收音機輸出級的電子管的標準運用狀態	(58)

什麼是輸出功率

輸出功率所指的是輸送到收音機輸出級負荷上或低頻放大器負荷上的有效聲頻功率。

《有效功率》這一概念需要特別解釋一下。

首先我們應當區別電功率和聲功率。

電功率是輸送到輸出級負荷的功率，它可以利用電氣測量儀器直接量出或者根據這些儀器的讀數算出。這個電功率是用來使發聲系統——揚聲器動作的。在揚聲器中電能變換為聲能。聲能或聲功率使揚聲器周圍空氣的質點發生振動，這些機械振動就直接作用到我們的耳朵中，因之產生了一定的聲效應。

因此，放大器的輸出功率最後是以一定聲功率的形式來利用的。聲功率可用測定發聲系統（即揚聲器）在一定條件下所產生的聲壓的方法來測量。

聲功率的測定有很大的困難，只有在具有專門設備的聲學實驗室中才能進行。

將電的輸出功率變成聲功率的換算，主要地是與揚聲器效率的測定有關。因此在實際情況下，設計收音機時只對輸出級進行電力方面的計算，並用所輸出功率的最有效的利用，就要靠應用高質量的揚聲器來得到，這揚聲器應具有優良的聲特性（包括高的音效率在內）。

最簡單的輸出級原理電路圖如圖 1 所示。為了討論

簡單起見，圖上輸出級的負荷 R_a 直接接在電子管的屏路內。

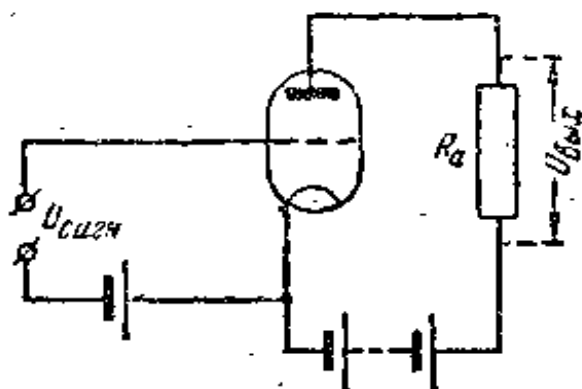


圖 1. 最簡單的輸出級原理電路圖

輸送到負荷上的聲頻電振盪功率係按下式決定

$$P_{B_{\omega X}} = \frac{U_{B_{\omega X}}^2}{R_a} \quad (1)$$

式中 $U_{B_{\omega X}}$ ——輸送到負荷上的聲頻電壓，單位伏；

R_a ——屏極負荷電阻，單位歐姆；

$P_{B_{\omega X}}$ ——輸出功率，單位瓦特。

如果 $U_{B_{\omega X}}$ 代表電壓的峯值（振幅值），那麼上式求出來的就是功率的峯值。如果 $U_{B_{\omega X}}$ 表示輸出電壓的有效值，那麼 $P_{B_{\omega X}}$ 也就代表輸出功率的有效值。

當 $U_{B_{\omega X}}$ 表示交變電壓的振幅時，輸出功率的有效值係根據下式決定：

$$P_{B_{\omega X, \text{eff}}} = \frac{U_{B_{\omega X, \text{eff}}}^2}{2R_a} \quad (2)$$

在實際情況下，由於下面即將說明的理由，負荷，即揚聲器通常不是直接接在電子管的屏路內，而是通過

變壓器連接的。在這種情形下，輸出級的電路具有如圖 2 所示的形式。如果電壓是直接在負荷上測量的，則輸

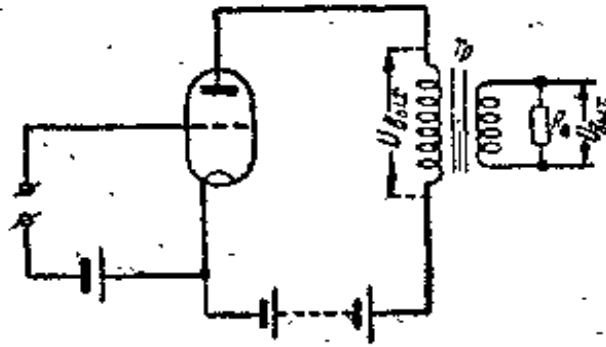


圖 2. 以變壓器輸出的輸出級的原理電路圖

出功率按同一公式(1)計算。如果電壓是在變壓器初級繞接上測量的，則輸出功率應按下式計算

$$P_{out} = \frac{U'_{out}^2}{n^2 R_a},$$

式中 U'_{out} ——變壓器初級繞接上的聲頻電壓， n ——變壓係數。

根據上述各式來測定輸出功率，需要量出輸出電壓，並進行適當的計算。

利用直接指明輸送到負荷上的功率的特別儀器，也可以直接量出輸出功率。這種儀器叫做功率測量計。這種功率測量計的作用原理大致如下：以電氣測量儀器 V



圖 3. 功率測量計電路圖

（例如氧化銅交流伏特計）與電阻 R 連接，而 R 的數值在測量時則保持一定（圖3）。這樣在作儀器的刻度時，就能夠不刻成伏特而直接刻成瓦特或毫瓦特。

當測量輸出功率時，將收音機的負荷（揚聲器）開斷，接上功率測量計。但這時電阻 R 不是直接接在收音機（或放大器）的輸出電路內，而是通過一個變壓係數可以調節的變壓器 T_p 連接上去。這樣的連接法可以改變接在輸出管上的負荷電阻的大小，因之就可以選擇出必要的負荷值（關於從次級綫捲轉變成初級綫捲的電阻的換算可參看11頁）。

這種功率測量計的實際電路可能比圖3所示的更為複雜，因為這種電路通常都設計得可以在很大範圍內變化負荷電阻以測量輸出功率。

到這裏為止，我們所談的是放大級所產生的輸出功率，並沒有詳細說明這功率的質量指標。同時簡單說明了怎樣計算輸送到輸出級負荷的聲頻功率。

但是還在這一節的開始，我們即已提到過所謂《有效輸出功率》，有效輸出功率就是可以直接利用的功率，或者換句話說，就是可以用揚聲器變換為聲音的輸出功率。

有效功率只是那可以無失真地，或者更確切地說，無重大失真地變換為聲音的功率。因為在某種程度上，失真總是伴隨着放大而發生的。

關於各種失真形式和在低頻放大時所能容許的各種失真的大小的問題，將在下面詳細討論。

爲各種不同目的所需的輸出功率的大小也不同。

必要的有效輸出功率值也就決定了那些應當向收音機輸出級提出來的要求。同時還應當考慮到這種情況：任何聲音廣播，特別是音樂廣播，都是由從最微弱的（輕的）聲音起到最響止的各種不同響度的聲音組合而成的。例如，當交響樂隊演奏的時候，響度最大的聲音的功率比最微弱的聲音要大一百多萬倍（60分貝以上）。顯然，輸出級應當計算和裝置得能夠保證最響聲音不發生失真，並且也就應當根據這個來計算這一級的最大輸出功率。但在放送節目時，輸出級發出的平均聲功率通常只是這最大功率的一小部分。這平均功率也就決定了在放送該節目時我們收聽到的聲音的平均響度。

爲了能對在不同情況下所需功率的大小有一個印象，表中列舉了在各種情況下的平均功率的參考數字。

放送廣播的性質和收聽條件	平均輸出功率	附 註
1. 在寂靜的中等大小的居住房間中，毫不費力地收聽語言廣播所必須的響度	25—50毫瓦	用普通的電動揚聲器
2. 在噪雜的房間中爲收聽語聲和音樂廣播所必須的響度，在這房間中有普通聲音的談話，可聽到街上的吵雜聲等。	100—200毫瓦	全 上
3. 在居住房間中放送很響的音樂廣播，在廣播進行時要想談話只有高聲喊叫才行。	0.5 瓦	全 上
4. 在可容納50人的大房間中有很大響度的廣播，其收聽情況與第3項同	1—2瓦	全 上

輸出級供給的最大有效輸出功率，應當比上述情況下所必須的平均功率大幾倍。通常認為最大輸出功率應為平均響度所需功率的10倍。在省電式收音機（用電池供電）中則採用較小的功率儲藏係數。

實際上，當用普通的電動揚聲器工作時，輸出級的功率可以取用下述各值。

1. 電池收音機，在無閒雜噪聲的中等大小的居住房間中，要保證足夠響度的接收，所需功率為0.15—0.2瓦。

2. 交流收音機，在中等大小的居住房間中，在普通生活情況下，要保證有大聲的廣播，所需功率為0.5—1瓦。

3. 交流收音機在很大的，有噪雜聲的房間中，要保證有大聲的廣播，所需功率為3—5瓦。

當需要保證以接近樂隊演奏的響度來作高質量的音樂廣播放送時，上述功率儲藏係數還應當大得多。因此對於個人使用的上等收音機來說，其輸出級的有效功率有時可達幾十瓦以上。這個儲藏係數愈大，最大響度的聲音的失真便愈小，收音機所重發的廣播將具有一般所謂發聲《洪亮》的特點。輸出級功率增加的限度決定於經濟上的考慮；因為放大器本身的價值在很大程度上是決定於它的輸出級的。而輸出級的價值則決定於輸出功率的大小。

前面已經指出，輸出功率雖說是確定聲音響度的主要指標，但畢竟不是唯一的指標。揚聲器的質量也是十

分重要的。揚聲器因構造不同，可能有不同的效率，因此，在輸入功率相同的情況下，它們可能產生不同的聲壓。其中最好的是在同樣輸入電功率下能產生較大聲壓的揚聲器。揚聲器效率的提高對於電池收音機具有特殊的意義，因為這可以減小輸出級的功率，因而就能減小電池的電流消耗，即更能節省收音機的供電電源。

輸出功率與什麼有關係

考慮到末級電子管是用來產生輸出功率的這一事實，就不難了解，在計算這一級時電子管的選擇是有重要意義的。

大家知道，輸出管的工作原理是，由於加到電子管柵極的某一較小聲頻交變電壓的作用，電子管的屏路中即可產生出放大了的屏流振盪。這振盪通過屏極負荷時，就在負荷中產生一定的同樣聲頻的功率。根據電子管的類型及其運用狀態的不同，在負荷上可得到或大或小的功率。廣播收音機中所用電子管的輸出功率，可從十分之幾瓦（在電池收音機中）一直到幾十瓦，甚至還可以大一些（在交流收音機中）。

輸出管以致於其他任何放大管特別有價值的特性就是在其屏路中可以產生相當大的交流振盪功率，而在它的柵路中則或者是完全不消耗功率，或者是即使消耗也只是極小的功率。這就是說，在電子管屏路中產生某種聲頻功率時，收音機本身實際上並不耗費這一頻率的任

何功率^①。

電子管屏路中的聲頻功率是藉該管從電源，即屏極電池、整流器或其他電源中所取用的電能產生的。電子管本身只是耗用這個能量的控制器，而在加到它柵極去的那個交變電壓的作用下工作。柵極電位的變化引起電子管屏路電流的變化，即屏極電池所供給的電流的變化。電子管特別可貴的特性在於它是一個沒有慣性的控制器，它不僅可以反應和控制聲頻範圍內任一頻率的電流，而且可以反應和控制射頻範圍內任一頻率的電流。

雖然電子管具有這個可貴的特性，但是在能量方面，它還遠不是一個完善的器具。甚至不如說是剛好相反：就能量指標的標準來說，就效率來說，放大管必須列入最不完善的器具這一類。因為電子管的工作需要耗費一定的能量來燒熱陰極，耗費一定能量來產生屏流的直流成份。而更複雜的電子管，如五極管、四極管等還要消耗一部分附加能量以供給簾柵電路。

這樣一來，輸出管的總效率就應表示為：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_n + P_a + P_o} = \frac{P_{out}}{I_n \cdot U_n + I_a \cdot U_a + I_o \cdot U_o}。$$

式中 P_n ——燈絲功率；

P_a ——耗費在電子管屏路中的功率；

P_o ——耗費在簾柵電路中的功率；

I_n 和 U_n ——分別為燈絲電流和電壓；

① 只有當輸出級電子管工作在B類狀態的情形下才是例外。這種狀態的特點將在（47—50頁）討論。

I_a 和 U_a ——分別為屏流和屏壓；

I_s 和 U_s ——分別為簾棚電流和簾棚電壓。

大多數輸出管的效率 η 都很低，通常不超過15—20%。

在收音機或放大器中，可以應用推挽輸出級來提高效率，這種輸出級由工作在AB類或B類狀態的特殊結構的電子管（五極管或四極管）組成。（參看47—50頁）。

下面舉幾個說明輸出管效率的例子：

1. 三極管6B4（最好的三極輸出管之一）。

這個電子管耗費的功率用下列各數字表示：①

燈絲		屏極	
$U_H=6.3$ 伏	}	$U_a=250$ 伏	}
$I_H=1$ 安		$I_a=60$ 毫安	
	$P_H=6.3$ 瓦；		$P_a=15$ 瓦。

有效輸出功率 $P_{out}=3.5$ 瓦，由此可知這個電子管的效率等於：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_H + P_a} = \frac{3.5}{6.3 + 15} \times 100 \approx 16\%$$

2. 集射四極管6V6：

燈絲		屏極	
$U_H=6.3$ 伏	}	$U_a=250$ 伏	}
$I_H=0.45$ 安		$I_a=45$ 毫安	
	$P_H=2.9$ 瓦；		$P_a=11.25$ 瓦；

簾棚極			
$U_s=250$ 伏	}		}
$I_s=4.5$ 毫安			
		$P_s=1.1$ 瓦。	

有效輸出功率 $P_{out}=4.5$ 瓦，由此可知，效率等於：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_H + P_a + P_s} = \frac{4.5}{2.9 + 11.25 + 1.1} \times 100 \approx 30\%$$

① 關於電子管工作狀態的標準數據列舉在59—63頁

同一集射四極管6V6，用於AB₁類推挽電路（柵極上有很大的偏壓）

兩管耗費的功率：

燈絲	屏極	簾柵極
$P_H=5.8, U_a=250\text{伏}$	$I_a=70\text{毫安}$	$U_g=250\text{伏}$
	$I_g=5\text{毫安}$	
$P_a=17.5\text{瓦};$		$P_g=1.25\text{瓦}.$

兩管的有效輸出功率 $P_{out}=10\text{瓦}$ ，因此，效率等於：

$$\eta = \frac{10}{5.8 + 17.5 + 1.25} \times 100 \approx 38\%.$$

在正確計算輸出級和正確選擇輸出級各元件的情形下，輸出管可得到最有效的運用。為了使輸出管產生最大的有效功率，首先必須選配最適宜的電子管屏極負荷。這個問題是極端重要的，因為同一個電子管所產生

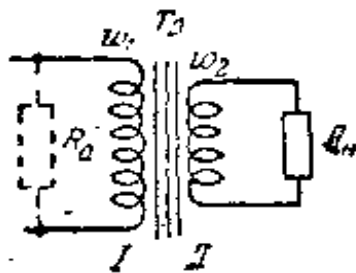


圖 4. 轉移到變壓器初級
繞圈內的負荷電阻的換算

有效功率的大小，要看屏極負荷電阻值選擇的正確程度而定。要決定最適當的屏極負荷電阻值，或者可用實驗方法（例如，用功率測量計），或者可用電子管特性曲線來計算的方法。實驗方法是在不同負荷電阻值的情況下來

測量輸送到負荷上的功率。計算方法中最通用和最方便的是根據電子管屏極特性曲線族進行的圖解計算法。這個方法不僅可以決定在不同屏極負荷電阻值下輸出功率的大小，而且同時還可以決定出隨放大而產生的非線性失真。

輸出級的圖解計算法在下面敘述。

對應用最廣泛的輸出管來說，最適當的負荷電阻通常是幾千歐姆，但是，用作輸出級電子管負荷的揚聲器的音圈電阻只有幾個歐姆。利用輸出變壓器可供實在負荷（揚聲器）和電子管所要求的負荷得到匹配。如果輸出變壓器初級綫捲的匝數和次級綫捲匝數之比 $\frac{\omega_1}{\omega_2} = n$ （圖4），揚聲器的電阻為 R_n ，那麼轉移到初級綫捲內（同時也就是轉移到電子管屏路內）的電阻將為：

$$R_a = R_n \times n^2. \quad (3)$$

若已知最適合的負荷電阻值和揚聲器的電阻，就可以算出輸出變壓器的變壓係數，這樣，就可以將負荷和電子管匹配起來。

例如，6V6 的最適合的屏極負荷電阻是5000 歐姆，標準電動揚聲器的音圈電阻 R_n 通常是4 歐姆左右。因此（參看公式3），輸出變壓器的變壓係數應為：

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{R_n}} = \sqrt{\frac{5000}{4}} \approx 35.$$

在小功率收音機和放大器的輸出級中採用的電子管有三種：1) 三極管；2) 五極管；3) 巢射四極管。

這三類電子管都有他自己的一些特點。因為放大時的失真問題以後才能講到，所以現在我們算是早走一步，先來講講其中的某些特點。

例如，三極管具有很小的內阻，就頻率失真方面說來，這是很可貴的特性；但與此同時，三極管的功率靈敏度卻很小，這就是說，要想得到一定的輸出功率，就要在三極管的控制柵極加入很大的聲頻信號電壓。

五極管具有相當高的內阻，因此就低聲頻範圍內的頻率失真方面說來，它的工作情況是較壞的。但是它却具有很高的功率靈敏度。因此，爲了從五極管得到同樣的輸出功率，加到它的控制柵極的信號電壓可以比加到三極管柵極的信號電壓小得多。

集射四極管具有五極管在靈敏度和內阻方面的全部特點，同時具有更有利的屏極特性曲綫形狀，所需簾柵電流也較小。和五極管比起來這是四極管的重要優點。因爲有了這些可貴的特性，在現代收音機的輸出級中採用的差不多都是集射四極管。

現在應用最多的末級三極管是旁熱式真空管 6B4；應用最廣的旁熱式輸出五極管是 6Φ6，直熱式五極管是 2Н1П，廣泛應用的旁熱式集射四極管是 6V6 和 6Л6 (6П3)。

爲了了解各種構造的輸出管的靈敏度的區別，可以比較一下下列的數字：爲得到同樣是 1 瓦的有效輸出功率，在同樣的屏壓的情形下必須加到電子管柵極的聲頻電壓各爲：

6B4 (三極管)，17 伏有效值

6Φ6 (五極管)，7 伏有效值

6V6 (集射四極管)，4.2 伏有效值

輸出級中的失真

前已指出，有效輸出功率可以理解成爲這樣的輸出功率，在這個功率的條件下，揚聲器所重發的聲音廣播沒有失真，更確切地說，沒有人耳能感覺到的重大失真。加這麼一句話是必要的，因爲失真多多少少總是伴隨聲音振盪的放大而發生的，而揚聲器的重發自然也就會有失真。在失真很小時，人耳是感覺不到的；這種失真是可以容許的。但是當失真超過可容許的限度時，它們顯著地改變了揚聲器重發廣播聲音的自然狀態，人耳就可以很明顯地感覺到失真存在。

最討厭的一種失真是所謂非綫性失真，發生這種失真的原因很多^①，其中主要原因是由於電子管特性曲綫的非綫性。這種失真的實質是，聲頻振盪經電子管放大時波形發生了畸變，就是說如果在放大以前的振盪具有純粹正弦波形，那麼，經過電子管放大以後，電子管屏流的振盪波形就多多少少與純粹正弦波形不同了。圖 5 是這種失真的圖示，從圖中可以看出，當電子管的工作狀態選擇不正確時，屏流振盪波形可能與加到電子管柵極的純粹正弦振盪有很大的差別。

由圖 5 的曲綫圖可知，只有當電子管的屏流振盪僅在特性曲綫直綫部分的範圍內進行而不跑到它下面的彎

①例如，其原因之一可能是電子管工作狀態選擇不正確而出現了極流。

曲點時，屏流變化的波形才能和加到它柵極上的電壓振盪波形完全相同（圖 5. a）。

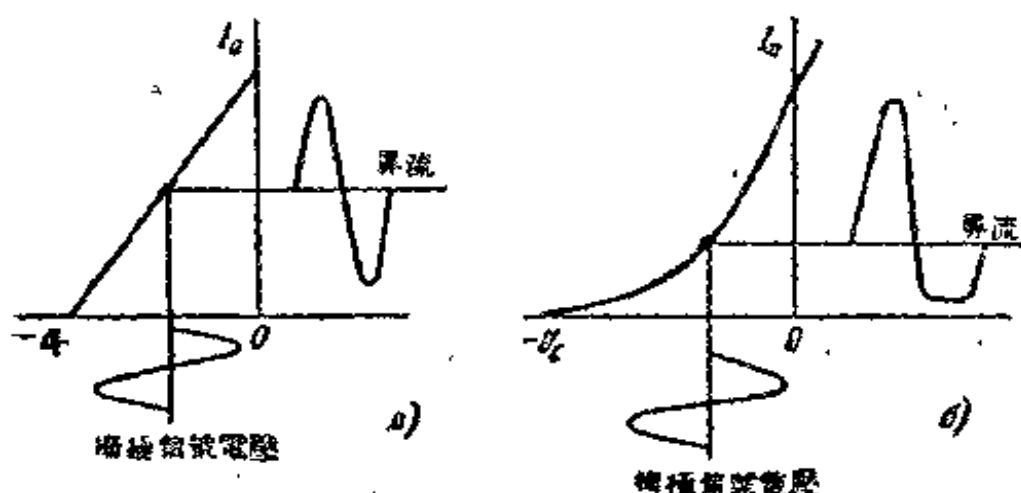


圖 5. 由於電子管特性曲線的非線性而引起的正弦振盪的失真

如果電子管的柵極特性曲線不是直線，那麼屏流曲線的波形就好像是柵極電壓的有畸變的相片（圖 5. b），而且當柵極電壓伸展到特性曲線彎曲部分去的愈多，失真就愈大。這種失真的原因可能是電子管柵極的起始偏壓選擇得不正確，或者是輸入振盪過大，因之在負半週時它們進入特性曲線的彎曲部分去了。

由分析可以看出，有畸變的振盪已不再是一個簡單的振盪，而是一個很複雜的振盪了，它是由基本（被放大的）頻率的振盪和許多新出現的所謂諧頻或諧波振盪總合而成的。諧頻就是基頻的倍數的意思。換句話說，如果在電子管柵極加入頻率為 f 的振盪，那麼經過放大以後在屏路中出現的除了這個頻率以外，還有它的諧波，即頻率為 $2f$, $3f$, $4f$ 等等的振盪。電子管特性曲

綫的曲率或非綫性愈大，基本（被放大的）振盪的失真就愈大，而發生的諧波也將愈大。

非綫性失真的程度可根據所謂非綫性失真係數或諧波係數來判斷，這係數指出在放大的振盪中所含諧波的相對大小。

非綫性失真係數在數學上可表示為所有諧波的總功率和基頻功率之比的平方根值，即

$$\text{非綫性失真係數} = \sqrt{\frac{\text{所有諧波的功率}}{\text{基頻功率}}}。$$

但實際上經常測量的不是諧波功率和基頻功率，而是測量這些頻率的電流或電壓。負荷（揚聲器）電阻在測量頻率範圍內可以近似地看作是保持不變的（實際上，這是可容許的，特別是應用電動揚聲器時），不會引起很大的誤差。計算證明，在這種假定下，非綫性失真係數可以不用功率比值而用相應諧波的電流或電壓比值求得，從測量的觀點來看，這樣做要方便的多。

如果用 U_1 表示電子管屏路中基頻電壓的振幅，用 U_2 ， U_3 ， U_4 等分別表示二次、三次等諧波的振幅，那麼非綫性失真係數 K 就可用所有諧波的有效電壓值與基頻電壓之比來表示，即

$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (4)$$

當測量的不是各諧波的電壓而是它們的電流時，那麼非綫性失真係數可表示為

$$K = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \quad (5)$$

式中 I_1, I_2, I_3, I_4 等是電子管屏路中各相應諧波的電流。

通常非綫性失真係數都用百分數來表示。第一級收音機的非綫性失真係數在全功率輸出時不應超過3—5%，二等或三等收音機不應超過7—10%，最簡單的和廉價的收音機不應超過12—15%。

應當指出，加在放大器中的音頻振盪通常是很複雜的振盪，在放大這種振盪時，非綫性失真係數對非綫性失真影響所產生的全部後果，不能給出詳盡的說明。這係數沒有考慮到構成複雜的聲音振盪的各個頻率相互作用而發生的所謂複合頻率的作用。實驗證明，複合頻率可能引起附加的失真。但是，複合頻率的計算和測量是相當困難的，因此實際上通常只限於上述非綫性失真係數的決定。這係數的大小在某種程度上也可以間接地判斷複合頻率。

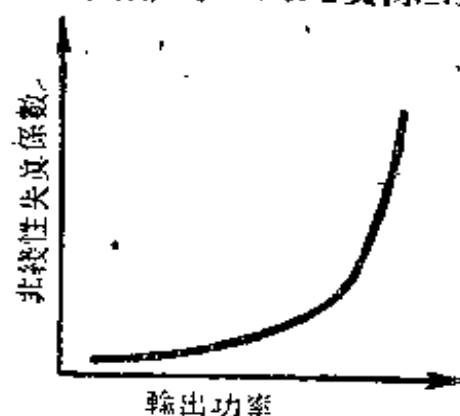


圖 6. 非綫性失真係數與輸出功率大小的關係曲線

數的決定。這係數的大小在某種程度上也可以間接地判斷複合頻率。

非綫性失真係數與輸入電子管柵極的電壓大小有關，或者說與輸出功率的大小有關也是一樣的，這關係可用圖 6 所示的曲線來表示。

非綫性失真的大小在不同頻率時通常是不相同的。實際上則只對在聲譜中間的頻率上（400—1000 週）所發生的失真進行測量，因為對整個聲頻範圍進行失真的

測量在純技術方面是相當複雜的；同時聲譜中間頻率範圍的失真又是特別重要的，因為在各種廣播時，聲功率的基本部分就在中間頻率範圍內。

通用的方法是測定 400 週時的非綫性失真，這失真就用來作為低頻放大器失真的量度。

收音機輸出級中所產生的另一種失真是頻率失真，頻率失真的實質是不同頻率振盪所得到的放大不一樣，就是說輸出級對不同頻率的放大是不相同的。這就使得收音機輸出端經過放大的電壓的波形不能完全和未經放大的聲頻電壓完全一致。不太大的頻率失真會使聲音的音質改變；如果頻率失真到達相當程度時，就會使語音廣播的可懂度降低，使音樂廣播的聲音失真。

理想的頻率特性曲綫應具有圖 7 所示（直綫 a ）的形

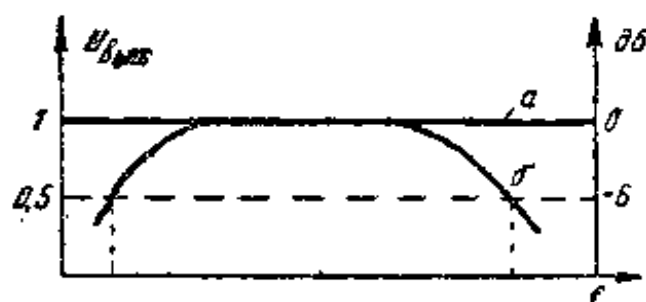


圖 7. 放大器的頻率特性曲綫

狀，這特性曲綫表明放大是保持不變的，與放大器輸入電壓的頻率 f 無關。

在實際情況下，頻率特性曲綫並不是這種形狀，通常在聲譜的最低和最高頻率區域內，放大都要發生減低的現象（圖 7 曲綫 b ）。因此聲頻範圍兩端某種放大的

減低是認為可容許的，而聲頻通帶則由頻率特性曲綫中的兩個界限決定，在這兩個界限上的放大比在某中間頻率上（這頻率假定是400赫，把400赫時的放大當作1）的放大降低二分之一（低6分貝）。

放大在低聲頻區域內的過分降低會使廣播發聲不自然，聲音變成乾燥的，失去了發聲的洪亮，廣播的音質變成尖銳的金屬聲。當高聲頻區域內的放大降低很多時，廣播音質變成低沉的，《像桶的聲音》一樣，低頻就過分突出和加重了。

因為揚聲器本身也會產生頻率失真，所以最好使放大級中的頻率失真減到儘可能小限度。

輸出級中發生頻率失真的原因可能有好幾個。如果只就這一級本身，即從輸出管的柵極到接揚聲器的輸出端，如圖8所示（用虛綫表示）來考慮，那麼頻率失真的主要原因如下：

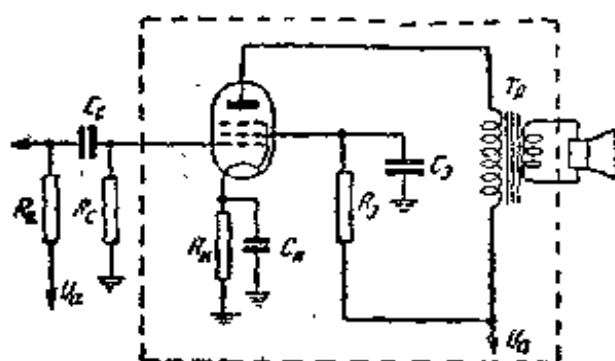


圖 8. 輸出級電路

1. 低頻率區域內放大的減低和頻率特性曲綫的降落，可能是由於輸出變壓器的初級電感不夠和電容器

C_k 與 C_o 的電容量太小所致。第一個原因使得屏極負荷阻抗在最低頻率區域內顯著減小，第二個原因（電子管陰極和簾柵極電路中的旁路電容器 C_k 與 C_o 的電容量不夠）可能在低頻處引起明顯的負回授。

2. 高頻率區域內放大的減低和頻率特性曲線的降落，可能是由於輸出級中有漏電感所致。

此外，接在前置放大級與輸出級間的電路元件也可能造成發生頻率失真的原因。例如，若電容器 C_o 的電容量太小，將會使頻率特性曲線的低頻率區域內發生降落的現象；在前級電子管的屏極負荷 R_o 和柵漏電阻 R_c 的阻值很大時，大的接綫電容，電子管電容和其他有害電容，就可能使高頻率區域內的放大減低。

因為詳細討論頻率失真問題並不在本書計劃之內，所以我們的討論就只限於上述這些頻率失真的原因。低頻放大器中發生失真的原因這個問題，在某些有關低頻放大器和低頻放大器元件的大眾無線電叢書中都有詳細的討論。

在結束收音機輸出級中的主要失真形式這一段時，應當指出上述各種失真的來源和原因只是由於輸出管和輸出級中電氣部分的元件而造成的。直到不久以前，收音機的評定還正是限於以這些失真為標準，即以表徵放大器本身工作的所謂《電的非綫性失真》和《電的頻率特性》為標準。

但是，這並不能表示全部情況：評定實在失真時，所要計算的不是放大器中發生的失真，而是我們聽到的

聲音的實在失真。因此，只孤立地研究放大器部分是不夠的，必須把放大器與發聲系統，即揚聲器綜合起來研究。這時，計算失真不是用測量各種電氣值（電流和電壓）的方法，而是要利用直接測量聲壓的聲學測量方法。

這種聲學測量技術是非常複雜的，但是近來它已愈來愈廣泛的應用到實際中去了。自然，這樣的測量只有在專門的，具有好設備的聲學實驗室的條件下才能進行。

聲學試驗不是測量收音機的輸出電壓而是測量揚聲器所產生的聲壓。聲頻率特性（或者叫做聲壓頻率特性曲綫）表明，當輸至低頻放大器柵極的電壓在所有頻率都保持一定時，聲壓隨信號頻率而變化的情形是怎樣的。非線性失真同樣地是根據揚聲器所產生的聲音振盪中所包含的諧波來測定。

在聲學方面，收音機的工作決定於揚聲器的特性曲綫，首先是它的頻率特性曲綫。在這種情形下，揚聲器的頻率特性曲綫所指的是聲特性曲綫，它表明如果輸至揚聲器的電壓在所有這些頻率都保持一定時，揚聲器在不同頻率時會產生怎樣的聲壓。這種頻率特性曲綫常常具有非常曲折的形狀，這說明在不同頻率時聲壓的變化範圍很大，只有它的平均值才可能表現為比較均勻的曲綫。這類曲綫的典型形狀如圖 9 所示。特性曲綫所以呈現這樣的形狀，是由於揚聲器是一個十分複雜的振動系統，它具有許多局部諧振，這些諧振使特性曲綫上或者

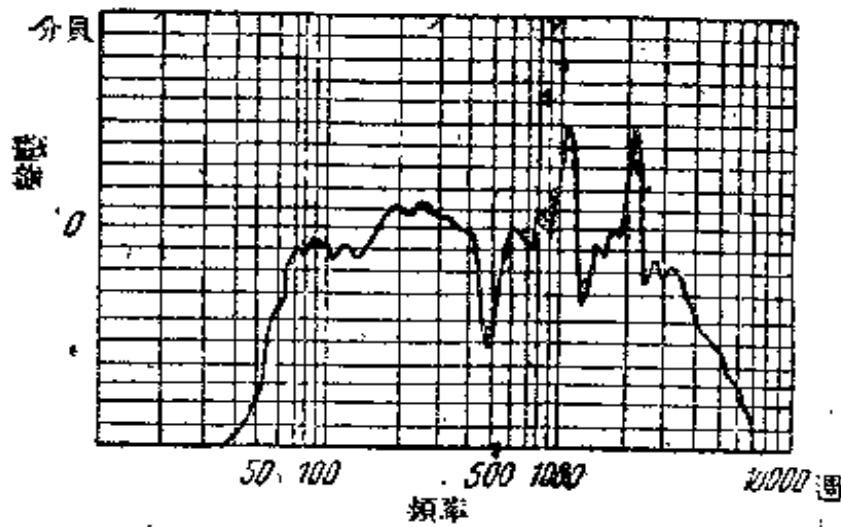


圖 9. 揚聲器的聲壓特性曲線

呈現出峯，或者呈現出谷。

從圖 9 的曲線很明顯地可以看出，例如在頻率 500 週時特性曲線有一谷，就是說在這個頻率時揚聲器發出的聲功率將很小；但頻率在 1000 週時，特性曲線卻有一峯，它表示在這個頻率時揚聲器有很好的效率，發出的聲功率就會增加。

在揚聲器有這樣的特性曲線形狀的情況下，耳朵所感覺到的非綫性失真就是一種十分特別的情況。例如，如果聲壓的非綫性失真是在 500 週（特性曲線的谷）時測量的，而輸出電壓中所包含的二次諧波（1000 週）為 10%，那麼它產生的聲壓將不是與這個 10% 成比例而是要大得多，因為 1000 週的頻率剛好落在揚聲器頻率特性曲線的峯上（圖 9）。其他的諧波也可能與這特性曲線中的峯相重合，如在圖 9 中，四次諧波 2000 週就是這

樣。於是我們聽到的實際非綫性失真就會比放大器電氣部分所產生的失真大得多。

如果基音與特性曲綫的峯重合，而諧波與其谷重合時，則情況正相反。在這種情形下，聲壓的非綫性失真，也就是我們實際上聽到的非綫性失真就會小於放大器本身的失真。

揚聲器的聲壓特性曲綫要能是均勻的直綫，那麼，所有這些現象就不會發生了。

在評定收音機的工作時，應當注意到上述的情況。

現在收音機工業樣品的評定必須根據聲特性曲綫進行。

因為在業餘者的條件下不可能進行聲學測量，所以在設計製造收音機時應力求採用聲特性曲綫很好的揚聲器。

根據電子管特性曲綫

計算輸出級

足以表徵最適於輸出級的電子管的數據，通常可以從製造廠給出的電子管標準特性中，或從手冊中找到。在手冊中通常列有用以說明電子管特性的主要數字，即適宜的工作狀態：各電路中的大概電流值，最適當的屏極負荷，在上述狀態時的額定輸出功率等。根據這些數據，可以選擇最符合要求的電子管，可以計算電路的基本元件，包括輸出變壓器在內，因為在標準特性中也為

該管推薦出了屏極負荷值。

但是，在許多情形下，電子管的運用狀態不能完全符合工廠說明書中所規定的標準狀態。這可能有很多原因，例如：*a)*需要將電子管運用在比較省電的狀態，使之具有較小的屏流消耗；*b)*有較高的屏壓電源，此電壓是該電子管能夠容許的，但與標準特性中規定的不同；*c)*需要將電子管用在與標準特性中規定值不同的負荷上，等等。實際上還可能遇到許多其他情況，使得電子管的運用狀態與其標準說明書中規定的有些不同。

在這種情形下，在非綫性失真係數已給定時，輸出級在某種狀態中最適宜的屏極負荷和輸出功率，可根據所用電子管的屏極特性曲綫族來進行計算。特性曲綫族的圖表通常都載在電子管的工廠說明書中。這種計算方法是最簡單和方便的；下面就來講一下這種方法。

我們首先來研究一下怎樣計算三極管輸出級的功率和非綫性失真。

三極管的屏極特性曲綫族如圖10所示。

在討論計算方法以前，我們要確定某些起始情況，這些情況是我們以後需要的。

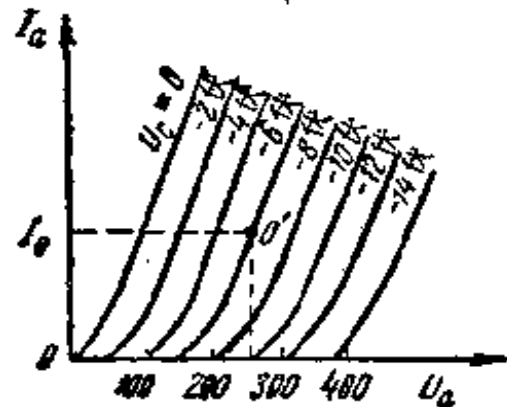


圖 10. 三極管屏極特性曲綫族

如果聲頻屏流的振幅用 I_m 表示，負荷上聲頻交變電壓的振幅用 U_m 表示，那麼電流和電壓的有效值將分別

表示爲 $\frac{I_m}{\sqrt{2}}$ 和 $\frac{U_m}{\sqrt{2}}$ 。因此輸出功率的有效值 $P_{\text{有效}}$ 可表示爲

$$P_{\text{有效}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \times \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m \times I_m}{2} \quad (6)$$

從這個式子可以看到，當輸至控制柵極的交變電壓爲定值時，爲了得到最大的輸出功率，必須力求在電子管屏路中得到儘可能大的交變電流和電壓值。因爲這裏所說的情況是在電子管屏路中存在有某種負荷，所以不難了解，這個負荷大小的選擇對於尋求電子管最適宜的運用條件將具有決定作用。顯而易見，要增加交變電流的振幅，須盡可能減小負荷電阻，但要是增加這負荷上的電壓振幅，卻須使這電阻具有一定的大小。當負荷電阻 R_a 的值與電子管（在此情形下它是輸出功率的來源）的內阻有一定關係時，就可以得到最大的輸出功率。

在電工學中有一條著名的定律：當負荷電阻等於電源的內阻時，在負荷中可以得到最大的功率。對電子管來說，這種關係是不正確的。爲了決定電子管最適宜的運用條件，需要考慮許多附加因素來進行特別的計算。

我們來討論一些基本概念，在計算電子管有效輸出功率時這些概念可以作爲我們的指南。

爲了簡化計算，假定輸出變壓器初級繞捲的電阻很小，因此這個繞捲上的直流電壓降可以忽略不計。這樣，電子管的屏極電壓即等於電源電壓（在大多數情形下，這種簡化是完全容許的）。然後給定電子管工作的

開始柵偏壓值。這偏壓的大小須根據對放大器提出的具體要求來選擇；這時務必遵守一個基本條件，就是在選定的偏壓時，電子管的屏極損耗功率 P_a （即起始屏流 I_0 與屏壓 U_a 的乘積），無論如何也不應超過電子管手冊中規定的可容許值。

起始工作點 O' 位於所選起始柵偏壓（例如 $U_c = -6$ 伏）的那一特性曲線上，其確定位置決定於屏壓的大小（例 $U_a = 250$ 伏）。

當電子管柵極加入一交變電壓時，屏流即按照這電壓而變化。在交變電壓的正半週時，柵極上的負偏壓減小，在負半週時，因為信號的負電壓與起始偏壓加在一起，所以負偏壓增加。顯然，在正半週時屏流將增加，而在負半週時屏流則減小，就是說在屏路中出現了屏流的交變成份。但是對於交變電流來說，屏極負荷乃是一個很大的電阻，因此屏流振盪使負荷上產生了交變電壓 $U = I \times R_a$ ，這裏 I 是屏流的交變成份，單位為毫安， R_a 是屏極負荷阻抗，單位為千歐。結果電子管屏極上的實際電壓 U_0 ，在每一瞬間都是由電源的直流電壓和負荷上的交變電壓相加而成

$$U_0 = U_a + U。$$

因為電壓 U 在半週時間內與電源電壓的符號相同，在這半週時間內屏極電壓即增加，而在第二個半週時間內，電壓 U 與電源電壓的符號相反，因之電子管屏極電壓即減小。屏流在每一瞬間的大小由電子管的實際柵壓和屏壓來決定。因此爲了知道當輸出管柵極加入一交變

電壓時其屏流變化的全部情況，須具有可以考慮到上述所有情況的數據。這樣的數據可從電子管的屏極特性曲綫族得到。

爲此，在上述特性曲綫上必須作出一個可以決定出負荷電阻的影響的圖形。

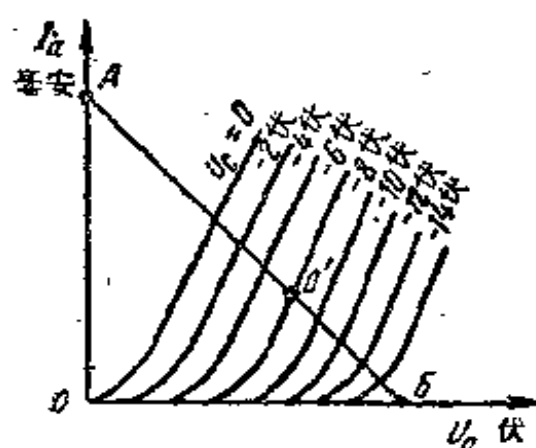


圖 11. 帶有負荷綫的屏極特性曲綫族

這圖形就是通過起始工作點 O' 的一條所謂負荷綫 AB (圖 11)。此綫的斜度由負荷阻抗的大小決定。負荷綫可以決定出電子管屏流在屏路中具有某一電阻負荷時的變化情況。

我們稍爲詳細地來解釋一下負荷綫的意義。這一負荷綫起初可以在沒有電子管特性曲綫族的情況下在圖 12 劃出來。

假定負荷 R_a 是純歐姆電阻，圖 12 所示的負荷綫就相當於負荷電阻等於 10000 歐和電源電壓等於 100 伏的情況。

我們以水平坐標軸代表電子管屏極上的實在電壓 U_a 。顯然，只有當負荷 R_a 上的電壓降等於零，即當屏流也等於零時，加在電子管屏極上的電壓才是全部電壓 100 伏。圖 12 上的 B 點即相當於這種情形。另一極限點是 A 點，它相當於當整個電源電壓都降落在負荷上，而電子管屏極電壓等於零時的情形。顯而易見，當屏流等

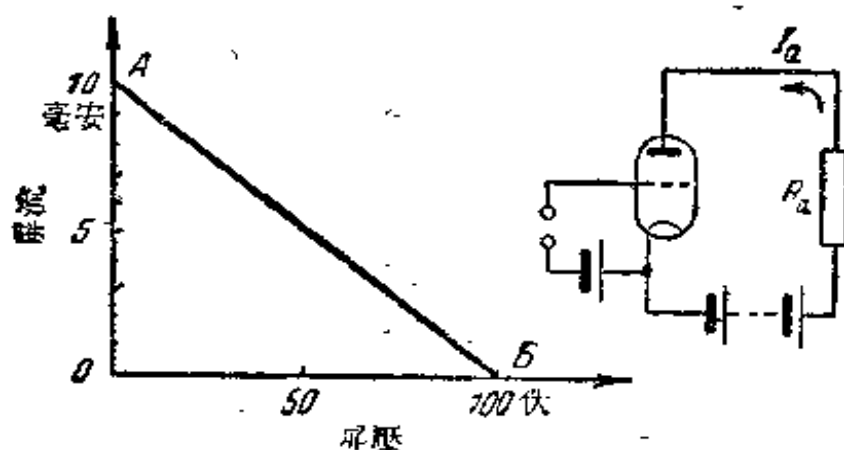


圖 12. 負荷綫

於10毫安時，就是這種情形，因為

$$\text{電流} = \frac{\text{電阻上的電壓降}}{\text{負荷電阻}} = \frac{100 \text{ 伏}}{10000 \text{ 歐}} = 10 \text{ 毫安。}$$

根據歐姆定律，負荷電阻上的電流和電壓間的關係是一直綫，它通過端點A和B，叫做負荷綫。這綫的斜度由綫段OA與綫段OB的比值決定，它等於 $\frac{1}{R_a}$ ①，即

$$\frac{OA}{OB} = \frac{I}{U} = \frac{1}{R_a}。$$

顯然， R_a 值愈大時，負荷綫便愈平。

如果負荷是利用變壓器接在電子管的屏路內，那麼負荷綫的位置就有點不同了。如前所述，假定變壓器初級綫捲的電阻很小，那麼，在沒有信號時，即在無信號屏流時，變壓器上的電壓降就是可以忽略的。因此，在

① 我們講的是此比值的絕對值，沒有考慮它的符號，在這種情形下符號不起什麼作用。

這種情形下，整個屏極電池的電壓都加在電子管的屏極上。無信號電流僅決定於柵極偏壓 U_c 。在圖13上這個

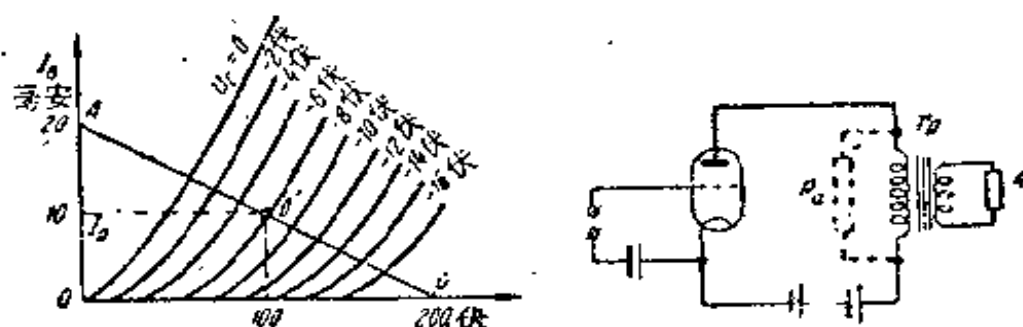


圖 13. 通過變壓器連接的負荷的負荷綫

條件就決定了 O' 點。但是，對於屏流的交變成份來說，從變壓器的次級綫捲轉移到初級綫捲來的電阻 R_a 就成了負荷，而對於聲頻電流來說，負荷綫即由這個電阻的大小來決定。

如果 $R_a = 10000$ 歐，那麼負荷綫的斜度仍如前（圖12），但是這負荷綫應通過圖13中所示的起始工作點 O' 。這時應遵守的條件是 $R_a = \frac{OB}{OA}$ ，這裏 R_a 是負荷電阻值，單位為千歐， OB 是沿水平坐標軸的綫段，用伏特表示， OA 是沿垂直坐標軸的綫段，用毫安表示。

利用負荷綫的意義在於，當電子管屏路中有負荷時，與其柵極上不同電壓值相對應的屏流，可由負荷綫和相應於該 U_c 的屏極特性曲綫的交點決定。當沒有負荷（ $R_a = 0$ ）時，屏壓始終不變，在不同柵極電壓值時的屏流，係由圖上的特性曲綫和 $A'B$ 綫的交點決定，這 $A'B$ 綫垂直通過與屏極電池電壓相當的 B 點（圖14）。根據以前所述可以知道，當有負荷時，屏流的任何增加

都會使作用在電子管屏極上的電壓降低。這種情況也是可以用負荷綫來說明的。

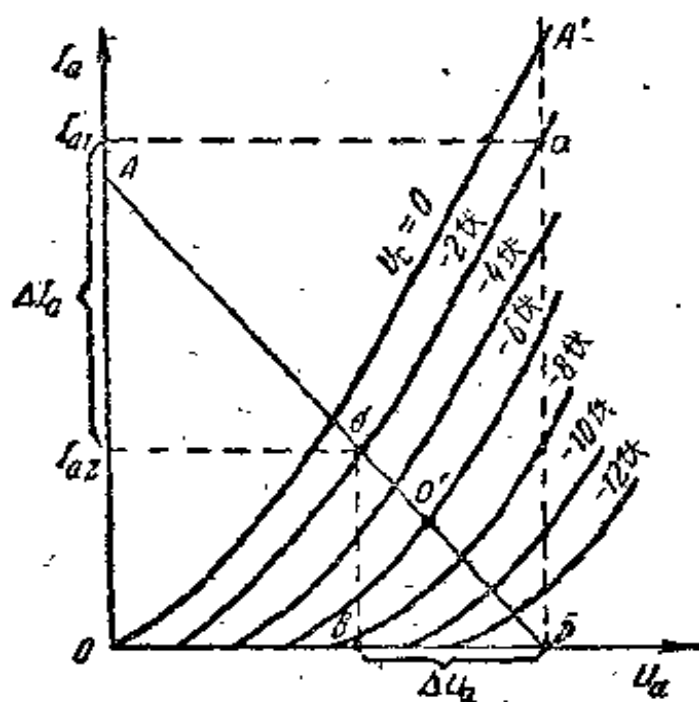


圖 14. 負荷綫

例如，當 $R_a = 0$ ， $U_c = -2$ 伏時（圖14， a 點）屏流為 I_{a1} ；在屏極負荷為 R_a （直綫 AB ），而偏壓仍為 $U_c = -2$ 伏時（ o 點），屏流 I_a 就要小得多了。水平坐標軸上的綫段 oB 表示負荷上的電壓降 ΔU_a ，它由負荷電阻 R_a 和屏流的變量 ΔI_a 的乘積決定，即 $\Delta U_a = R_a \times \Delta I_a$ 。顯然，與不同的 R_a 值相對應的是不同的 ΔI_a 和 ΔU_a 值。

在負荷是用變壓器連接的情形下，當 $R_a = 0$ 時，負荷綫的極限位置是垂直於水平坐標軸的直綫 A_1B_1 ，當

$R_a = \infty$ 時則為平行於水平坐標軸的直線 A_2B_2 (圖15)。在所有其他的 R_a 值時，負荷綫即位於某一中間位置。

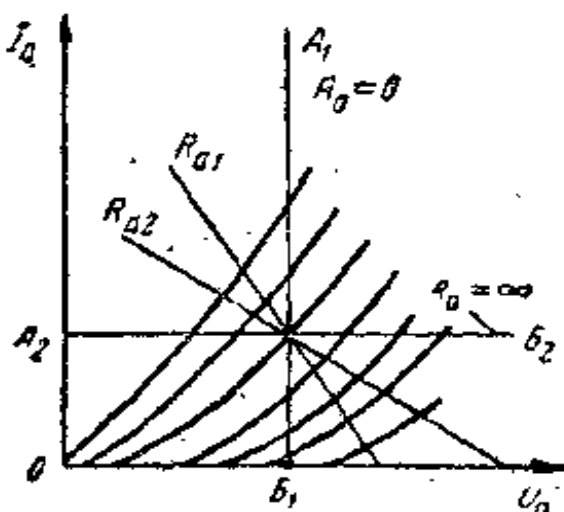


圖 15. 具有不同阻抗負荷的負荷綫

為方便起見，作負荷綫可以下列步驟進行。假設需要作一相應於負荷 $R_a = 10000$ 歐的直綫。通過起始點 O' (圖16) 作一水平直綫，在此綫的左邊取綫段 $O'A$ ，例如等於 100 伏。從這綫段的一端向上作垂綫，在垂綫上

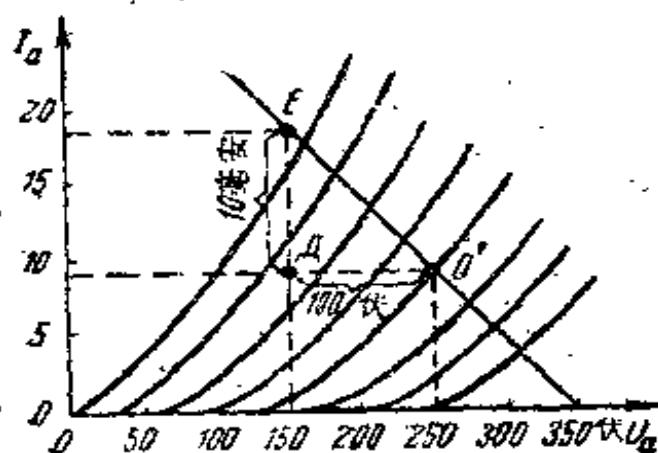


圖 16. 負荷綫的作圖法

取綫段 AE ，它的長度在現在這種情形下應相應於電流值 $100 \text{ 伏} / 10000 \text{ 歐} = 0.01 \text{ 安} = 10 \text{ 毫安}$ 。通過 E 點和 O' 點作直綫，即得所需要的負荷綫。

電子管柵極可以加入的最大交變電壓值不應使電子管出現柵流。

在圖11的情形下，柵極電壓的振幅不應超過 6 伏。

現在我們可以來計算當負荷等於 10000 歐時，電子管能輸出的功率是多少（圖17）。當柵極電壓在振幅值

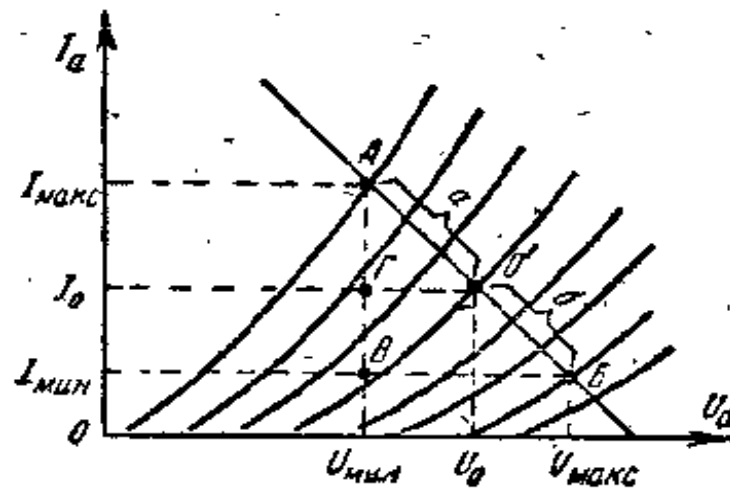


圖 17. 帶有負荷綫的屏極特性曲綫族

時，屏流值即相當於 A 點和 B 點。用符號 I_{\max} 表示最大屏流， I_{\min} 表示最小屏流；用符號 U_{\min} 表示在 I_{\max} 時的屏極電壓， U_{\max} 表示在 I_{\min} 時的屏極電壓。可以近似地認為聲頻電流的振幅 $I_m = \frac{(I_{\max} - I_{\min})}{2}$ ，同樣頻率的電壓振幅 $U_m = \frac{(U_{\max} - U_{\min})}{2}$ 。

那麼，考慮到 $P_{\text{вых}} = \frac{I_m \times U_m}{2}$ ，輸出功率 $P_{\text{вых}}$ 即

可按下式計算

$$P_{\text{вых}} = \frac{(I_{\text{max}} - I_{\text{min}}) \times (U_{\text{max}} - U_{\text{min}})}{8} \quad (7)$$

若以圖形來表示，輸出功率即為 AB 和 BB' 兩夾直角邊所形成的直角三角形的面積的 $\frac{1}{4}$ 。

爲了得到無失真的放大，須遵守關係式 $AI' = I'B$ ，或者說是 $AO' = O'B$ 也一樣，但這只有在屏極特性曲線分佈均勻的情形下才是可能的。但實際上，隨偏壓的增加，特性曲線在到達某 U_c 值以後，開始進入電流很小的區域，曲線就愈來愈密集。這就使屏流的正振幅 (AI') 將大於負振幅 ($I'B$)；交變電壓的振幅也是一樣。這隨現象的結果是使輸至電子管柵極的純正弦振盪在屏路中發生畸變，屏流振盪的第一個半週的形狀將與第二個半週不同。

如果我們記下負荷線與不同柵偏壓時的屏極特性曲線各個交點的電流，然後再利用這些點依另一對坐標軸作一新曲線，以這坐標軸的水平軸來表示柵極偏壓，垂直軸表示屏流，那麼我們就得到了電子管的所謂動特性曲線（圖18），這曲線表明電子管屏流在柵極電壓作用下和在屏路中有負荷存在時的變化情況。它說明了在工作狀態或動態時屏流和柵極電壓的實際關係。電子管動特性曲線比其靜特性曲線更低平，因為屏路中有電阻存在，所以當柵極電壓變化時，屏流的變化比較不顯著。如圖18那樣畫出圖來以後，我們就可得到屏路中交變電流的實際形狀。如上所述，對於用作輸出管的三極管來

說，由於它的動特性曲綫下部在屏流很小的地方發生彎曲，所以屏流曲綫是不對稱的。

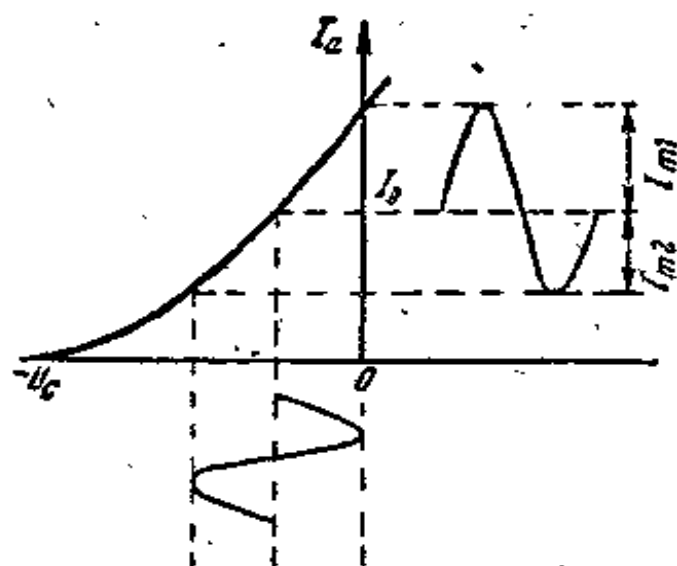


圖 18. 三極管的動特性曲綫

分析指出，這種不對稱的曲綫除包含基頻外，主要還包含這頻率的二次諧波。圖19所示的圖形就說明了這

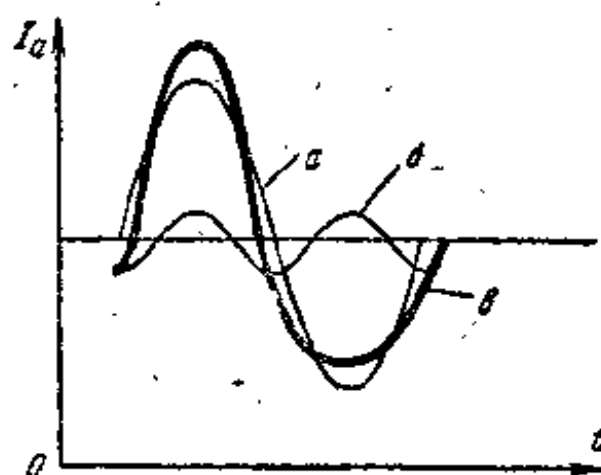


圖 19. 正弦振盪的二次諧波失真

—基頻正弦曲綫；---二次諧波；···—基頻振盪和二次諧波的和

一點。在這種情形下，若把非綫性失真係數看作是由屏流或者屏壓中包含二次諧波的百分數所決定的，並不會對準確度有多大妨礙；仍用前面用過的符號，這係數 K_2 即可按下式求出

$$K_2 = \frac{0.5(I_{\text{макс}} + I_{\text{мин}}) - I_0}{I_{\text{макс}} - I_{\text{мин}}} \times 100\%, \quad (8)$$

式中 I_0 是起始點的工作電流，或稱為無信號電流。在這種情形下，包含的高次諧波實際上可以忽略。

$I_{\text{макс}}$ 和 $I_{\text{мин}}$ 可用屏路中交變電流的振幅值來代替，我們用符號 $I_{\text{т макс}}$ 和 $I_{\text{т мин}}$ 表示這些振幅值（並且 $I_{\text{т макс}} = AI$ 和 $I_{\text{т мин}} = IB$ ）。在這種情形下

$$\begin{aligned} K_2 &= \frac{I_{\text{т макс}} - I_{\text{т мин}}}{2(I_{\text{т макс}} + I_{\text{т мин}})} \times 100\% \\ &= \frac{AI - IB}{2(AI + IB)} \times 100\%。 \end{aligned} \quad (9)$$

利用與 AI 和 IB 成比例的綫段 $O'A$ 和 $O'B$ 代替 AI 和 IB ，有時可能更方便，這時

$$K_2 = \frac{O'A - O'B}{2(O'A + O'B)} \times 100\% \text{ 或者}$$

$$K_2 = \frac{a - b}{2(a + b)} \times 100\% \quad (10)$$

對於三極管來說，可以得到最大輸出功率的最適合的負荷 $R_{a \text{ опт}}$ 為：

$$R_{a \text{ опт}} = 2R_i \quad \text{①}$$

① 實際上， R_a 通常選擇得大於 $2R_i$ （約為 $3R_i$ ）；在這樣的屏極負荷值時，輸出功率略為減低，但與此同時，在很多情形下非綫性失真就會減小很多。

實際上，可以用下法確定最適合的負荷，即作出許多不同角度的負荷綫，找出其中 $O'A$ 接近等於 $O'B$ 的這個位置。這位置可以利用直尺求出，直尺放在特性曲綫族上，使它通過起始工作點。圍繞這點轉動直尺以得到綫段 $O'A$ 等於 $O'B$ 的位置。

進行這種計算最方便的是利用一個特別的直尺，它是個人力量容易製造的。用這種直尺（圖20）可以很容

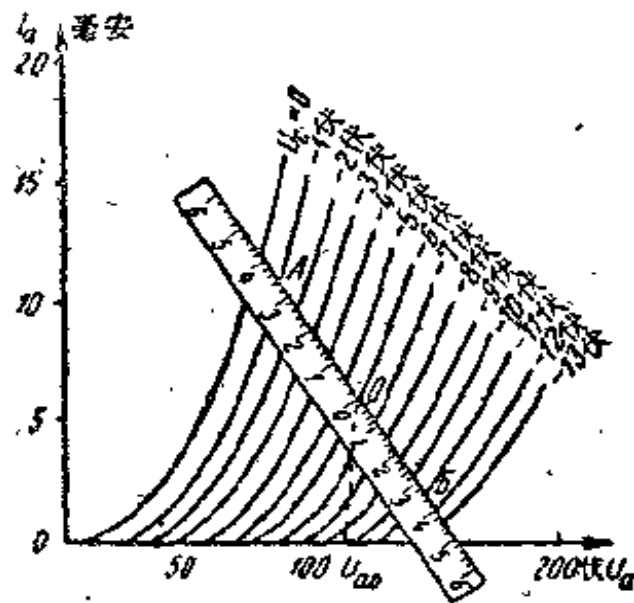


圖 20. 計算非綫性失真的直尺

易地求出相應於給定二次諧波的負荷。它的利用原理如下：上面已經講過，二次諧波出現的特徵是屏流的正半週振幅和負半週振幅不對稱，或者說是綫段 $O'A$ 和 $O'B$ 不相等。假定可容許的二次諧波為5%，即非綫性失真係數等於5%，那麼，在這種情形下，由公式（10）可以得到：

$$\frac{O'A - O'B}{2(O'A + O'B)} = 0.05 \text{ 或 } \frac{O'A}{O'B} = \frac{11}{9}。$$

根據這個關係可以用下面的步驟來作圖：在中間爲零的直尺上，將其一邊用任一比例尺（例如，用公厘從零起分成均勻的分度，在另一邊按等於前者 $\frac{1}{9}$ 的比例從零起也分成均勻的分度。然後，把直尺的零點放在起始工作點上（此工作點在屏極特性曲綫族上相應於給定偏壓 U_{co} 和屏壓 U_{ao} ），圍繞這點轉動直尺，使兩邊刻度的兩個相同標度在一面與相應於正柵極電壓振幅的特性曲綫重合，而在另一面與相應於負柵極電壓振幅的特性曲綫重合。

例如，當 $U_{ao} = 120$ 伏， $U_{co} = -6$ 伏和 $U_m = 5$ 伏時（圖20），直尺的零點應與 0 點重合，而兩邊相同的分度在一邊應與相應於 $U_c = -1$ 伏的特性曲綫重合，在另一邊則應與 $U_c = -11$ 伏的特性曲綫重合。連接直尺與這些特性曲綫交點的直綫的斜度，就決定了所求的負荷，在這種負荷的情況下，屏流中所含二次諧波爲基頻電流的 5%。就圖20所示的情形來說，由直尺在水平軸所截綫段（150 伏）和在垂直軸所截綫段（21.1 毫安）的比所決定的負荷電阻值，等於 7000 歐。

直尺的較大分度應從 0 點向上，較小分度則應向下。當電子管柵極爲最大可容許的交變電壓振幅值時，即當直尺的兩個相同分度在一邊與 $U_c = 0$ 的特性曲綫重合，而在另一邊與 $U_c \approx 2U_{co}$ 的特性曲綫重合時，可得到最大的功率。這時輸出功率可按公式（7）來計算。

同樣地可以製作出 $K=3\%$, 10% 等的直尺。分度的比例關係可根據同一公式 (10) 來計算。

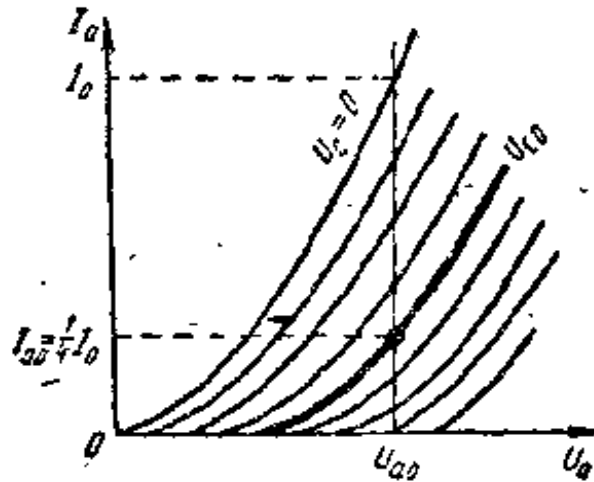


圖 21. 起始電流值的決定

最初計算三極管的起始工作點時，可以依下面的方法試驗着來確定：柵極的起始偏壓應使屏流 $I_{a0} = \frac{1}{4} I_0$ ，這裏 I_0 是相應於 $U_c = 0$ 的特性曲線與從水平軸上由所需屏壓 U_{a0} 確定的那一點豎起的垂線的交點的電流。(圖 21)

但是，應當隨時記得，電子管的屏極損耗功率 $P_a = U_{a0} \times I_0$ 不應超過電子管手冊中的規定值，否則電子管即可能因屏極過熱而損壞。因此，如果用上述方法選擇的起始工作點使得屏極損耗功率大於可容許值時，就必須選擇較大的柵偏壓，以把 I_0 減少到可容許值。

五極管或集射四極管的輸出級的計算可依類似的方法進行。

圖 22 所示是五極管屏極特性曲線族的典型形狀。具有這樣特性曲線的電子管的內阻很大，這是因為特性曲

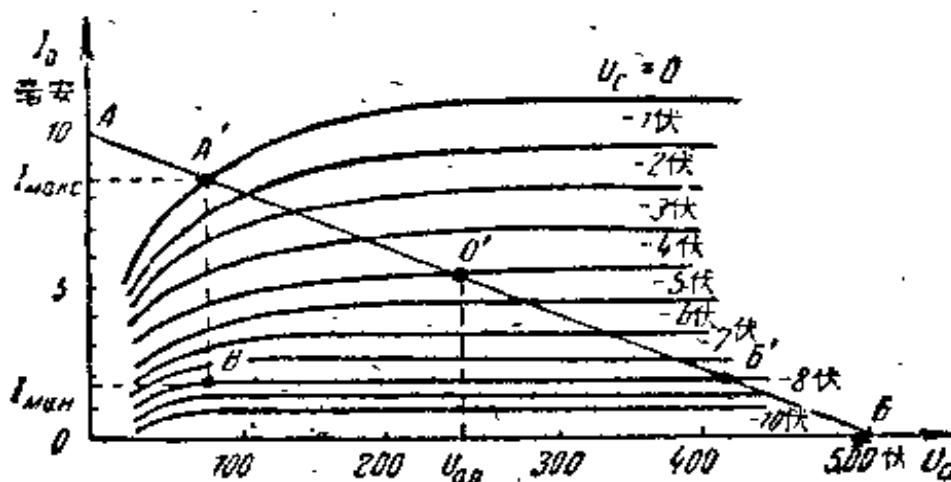


圖 22. 五極管屏極特性曲綫族

綫幾乎是水平的，即當屏壓變化時屏流的變化很小的緣故。因此，這種電子管的負荷電阻 R_a 通常比它的內阻 R_i 小的很多。電子管的工廠說明書中所推薦的五極管的負荷電阻值通常是其內阻的 $\frac{1}{10}$ 左右。

現在我們來看看圖22所示的特性曲綫族。每一特性曲綫的有用部分是位於其“膝蓋”或曲綫彎曲部右方的比較直的那一部分。在屏壓減小時屏流即開始急劇降低的這一區域，輸出管是不能正常工作的，因為這時會引起很大的非綫性失真。

五極管（或集射四極管）的非綫性失真的特徵與三極管稍有不同。爲了確定三極管與五極管在這一方面的基本區別，必須作出五極管的負荷綫，並研究這時非綫性失真所具的特徵。

如圖22，通過起始工作點 O' 的負荷綫 AB ，相當於 $R_a = 50000$ 歐。起始柵偏壓 $U_{c0} = -4$ 伏。在這種情形下

爲了不使柵流出現，加到輸出電子管的柵壓，也不應超過 4 伏。當把這個電壓加到電子管柵極時，柵極電位的變化可從 0 起變到 $2U_{co}$ （即到 8 伏），而屏流的變化則從 I_{max} 到 I_{min} 。現在如果我們量一下屏流的正半週振幅和負半週振幅，那麼就可以看出它們是不相同的。這就證明正弦振盪的波形改變了，即出現了非綫性失真。但是與上述三極管的情形不同，在這裏波形失真不僅是交變電流的一個半波（半週），而是兩個半波。實際上，爲了使失真不能發生，須使相鄰特性曲綫間的距離相同，須使特性曲綫分佈得很均勻。這樣，負荷綫與特性曲綫的各交點也就分佈均勻了。但是在五極管中，當柵極電壓爲極限值時，它的特性曲綫就好像被壓縮了一樣，這就是說正弦振盪發生了失真，正弦曲綫的上面和下面好像都壓扁了。

五極管的動特性曲綫也可以像三極管那樣畫出來

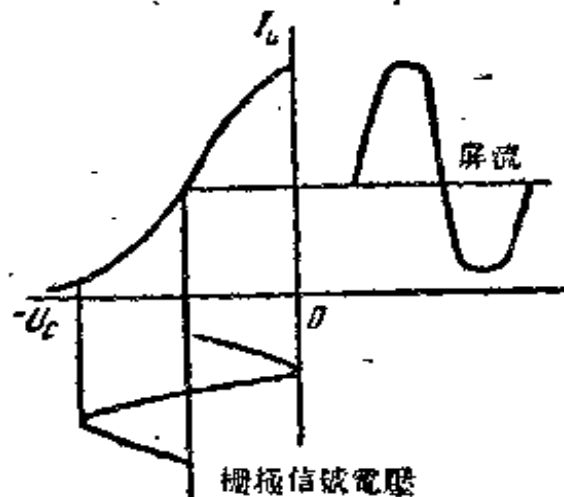


圖 23. 五極管動特性曲綫

(參看32頁)。根據圖22的特性曲線族來畫這樣的圖，所得的結果如圖23所示。與三極管的動特性曲線(圖18)不同，在這裏我們看到的特性曲線不僅在小屏流的下面部分是彎曲的，即非直線性的，而且在大屏流的上部部分也是彎曲的。圖23所示的曲線表明在這種動特性曲線是這種形狀的情況下，柵極加上一個正弦振盪波形時所發生的失真情況；如果起始工作點位於動特性曲線的中間，則正弦曲線的上部和下部都被壓扁，這時仍然保持對稱的形狀。

根據分析可知，這種對稱形狀的曲線含有三次諧波。圖24所示的圖形說明當出現三次諧波時，正弦曲線就變成扁平的情形。在五極管的屏流中可能同時包含二次和三次諧波及更高次諧波。如果正半週振幅和負半週振幅差不多相等，而正弦曲線的失真是對稱的，如圖23

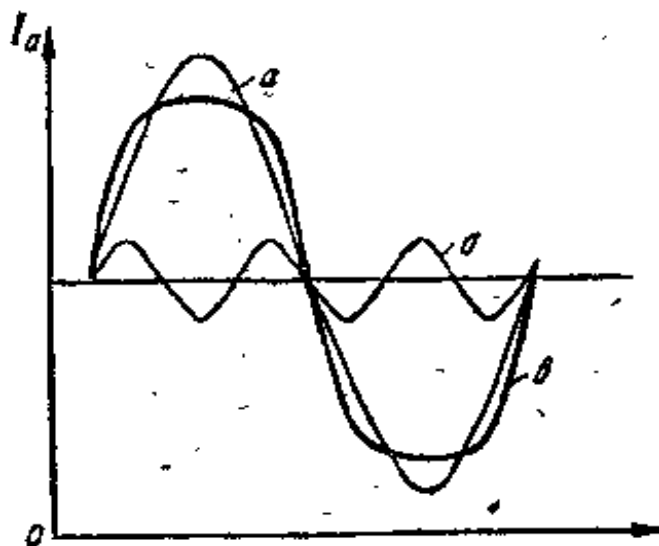


圖 24. 正弦振盪因有三次諧波而失真的情形

a —基頻正弦曲線； b —三次諧波； c —基頻振盪和三次諧波的和

所示，那麼失真中主要是有三次和其他奇次諧波；如果曲線的失真具有同樣性質（即兩頂峯扁平），但這時正半週和負半週振幅卻相差很多，那麼這就證明同時有二次和其他偶次諧波存在。

爲了減少三次諧波，須適當地選擇負荷電阻的大小和起始偏壓，以避免進入特性曲線很密集的区域（一方面是在屏壓很低時，另一方面是負偏壓很大時）。所有上述各點，對收音機輸出級中的集射四極管說來，都是完全有效和適用的。

三次諧波可按下面所示的公式求出：

$$K_3 = \frac{1}{2} \times \frac{2BF - (O'A + O'B)}{O'A + O'B + BF} = \frac{1}{2} \times \frac{2\theta - (a + \delta)}{a + \delta + \theta} \quad (11)$$

這公式中各量的意義，在圖25中寫的很清楚。線段 $O'B$ 和 $O'F$ （它們相加等於 BF ）由負荷綫和相應於 $U_{c3} = \frac{1}{2}U_{c0}$ 與 $U_{c4} = \frac{3}{2}U_{c0}$ 的特性曲線的交點決定。

根據圖25的特性曲線，二次諧波表示爲

$$K_2 = \frac{1}{2} \times \frac{O'A - O'B}{O'A + O'B} = \frac{1}{2} \times \frac{a - \delta}{a + \delta} \quad (12)$$

在這種情形下，考慮到二次和三次諧波的總非綫性失真係數爲

$$K = \sqrt{K_2^2 + K_3^2} \quad (13)$$

五極管或集射四極管的輸出級工作狀態的選擇基本上就是選擇起始工作點和負荷電阻，這負荷電阻，從非綫性失真的觀點來看，應當是最合適的。前面已指出

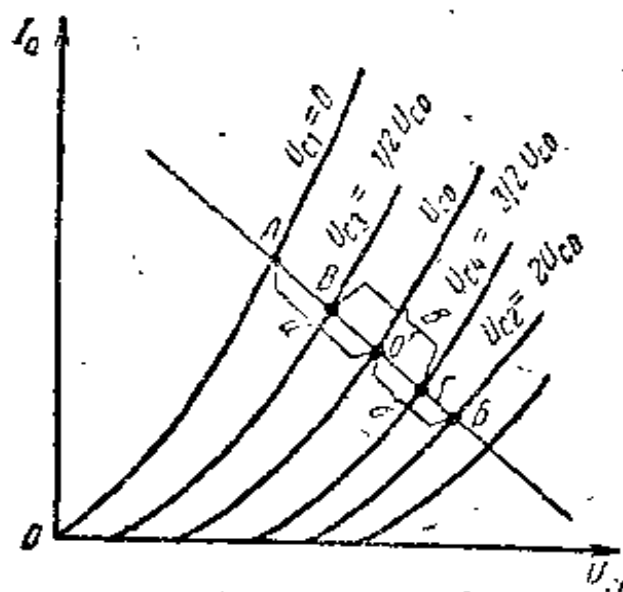


圖 25. 求非線性失真係數的圖解法

過，五極管和四極管的最適當的負荷電阻 R_a 通常遠小於內阻 R_i 。因為這兩種電子管的內阻很大，所以輸出變壓器的計算就有兩個特點，即：

- 1) 初級線捲必須具有大的電感，以改善低頻響應；
- 2) 漏電感在實際上並沒有什麼意義，因為它的容許值很大；因此用任何變壓器實際上都可得到良好的高頻響應。

推挽輸出級

爲了增加所用電子管輸出級的輸出功率，可以利用不同的方法。最簡單的方法是在輸出級中用兩個電子管並聯起來（圖26）。在這種情形下，放大器輸出的有效

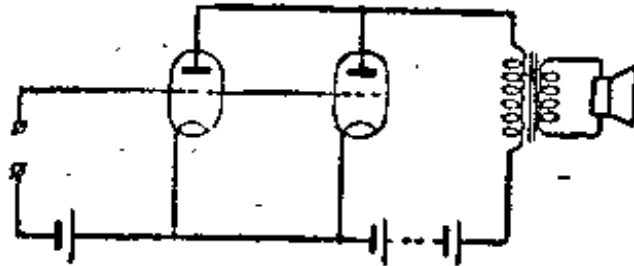


圖 26. 輸出級中兩電子管的並聯

功率增加一倍。但是這種電路並不是頂好的。它的重大缺點之一就是在用兩個管子時，通過輸出變壓器初級繞線的無信號電流和產生的直流磁通量就會增加一倍。這使得輸出變壓器的工作條件複雜化了。爲了避免鐵心飽和，必須增加它的尺寸（截面），因而須製造更笨重和昂貴的變壓器。因此以兩管並聯來增加輸出功率的方法是很少應用的。

按照所謂推挽電路（圖27）來裝置輸出級要有利得多。在這種情形下，兩電子管的屏極與變壓器初級繞線的相對兩端連接，屏壓則通過這個繞線的中點供給。這樣一來，電流 I_{a1} 和 I_{a2} 各以相反方向通過變壓器的半個初級繞線流到兩管的屏極，因此，它們產生的磁通量也就彼此相反，其作用也就相反。

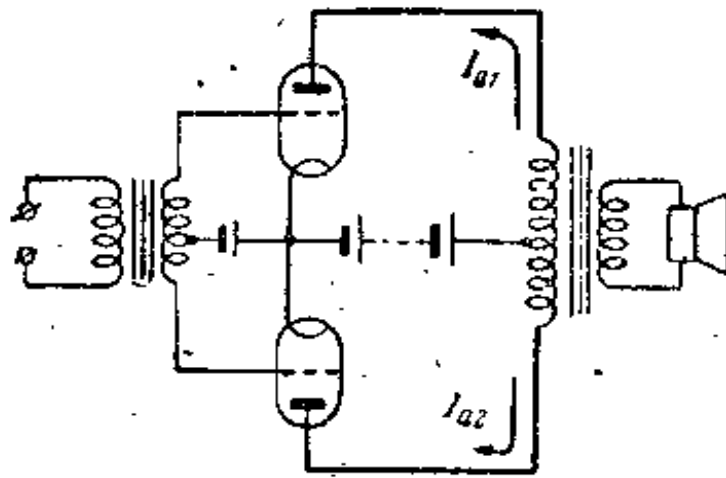


圖 27. 推挽電路

如果兩管的參數完全相同的話，那麼當它們的柵極上沒有交變電壓時，兩管屏流（無信號電流）的大小也相同。因此它們產生的磁通量也相同，而方向則彼此相反。由於這個結果，變壓器中的總磁通量就等於零。

綜上所述可以得出一個重要的結論：在推挽電路的輸出變壓器中沒有直流飽和。因此，兩管並聯時的基本缺點就不會發生了。

推挽輸出級的變壓器鐵心的尺寸（截面），可以比單端式輸出級的小得多。

推挽電路的工作原理如下：要放大的電壓以相反的相位加到兩管的柵極。這就使得兩管屏流的交變成份的相位相差 180° ，就是說當第一管的屏流增加時，第二管的屏流減少（圖28），同時，如果兩支路中所用電子管相同，那麼當第一支路內電流增加時，第二支路內正好有同樣電流的減小。然而由於前述原因，即兩管電流對

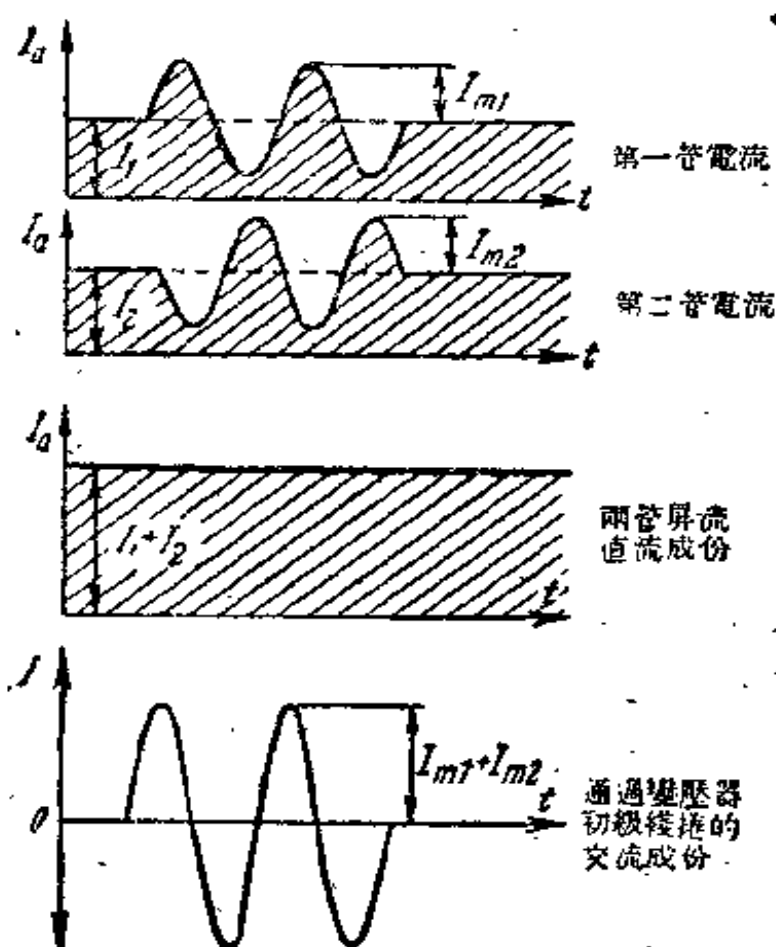


圖 28. 推挽電路屏路中的電流

磁通量有彼此相反的作用，通過第二管的電流的減少對磁通量的影響剛好與通過第一管的電流的增加對磁通量的影響完全一樣。這樣，鐵心內交流磁通量的變化，乃由兩管電流交變成份的總合作用而產生。磁通量的振幅將與每管屏流振幅的兩倍成比例。

由此得出第二個結論：推挽電路的輸出變壓器次級繞组的電壓（與鐵心內的交流磁通量成比例），與每管屏流振幅的兩倍成比例。

如果輸出電路中每管輸出的有效功率為 P_{out} ，那麼輸出級的總功率將增加一倍，即等於 $2P_{out}$ 。

因此，電子管按推挽電路連接的優點在於，在有效輸出功率方面兩管的作用相加，而在變壓器鐵心直流磁化這一有害現象方面，兩管的作用則互相抵消。

此外，推挽電路還具有許多附屬的優點。其中最重要的如下：

1. 由於推挽級兩支路內電流間存在着上述關係，電池組（或其他電源）消耗的總電流隨時都保持一定。
2. 分析指出，當兩支路完全對稱時，推挽電路中沒有偶次諧波。這就是說，當利用推挽電路時，非線性失真小於單端式電路。

如果電路的兩支路不完全對稱，則會有偶次諧波出現，但其數值很小。

3. 電源電壓的紋波對推挽電路工作的影響甚小。這是因為整流電壓的紋波加到電子管去的方式與被放大的振盪不同，它以相同的相位加到兩支路電子管的屏極和柵極。因此由於這種波紋的作用而在兩支路內所產生的屏流增加或減少，不能在變壓器鐵心內引起磁通量的變化，所以也就不能在它的次級繞捲內引起交流聲（兩管所產生的磁通量的變化互相抵消了）。

此外，推挽電路的重要優點還在於，它使電子管可以運用在特殊的工作狀態，在這種狀態時，電子管中或者完全沒有起始屏流（無信號電流）通過，或者是通過的起始屏流很小。採用了這種工作狀態，可以節省屏極

電池組能量的消耗。 AB 類和 B 類狀態即屬於這種狀態。

輸出級電子管一般可應用數種工作狀態。其中主要的如下：

1) A 類狀態 這時起始工作點選在電子管特性曲綫直綫部分的中點 (圖29. a)；

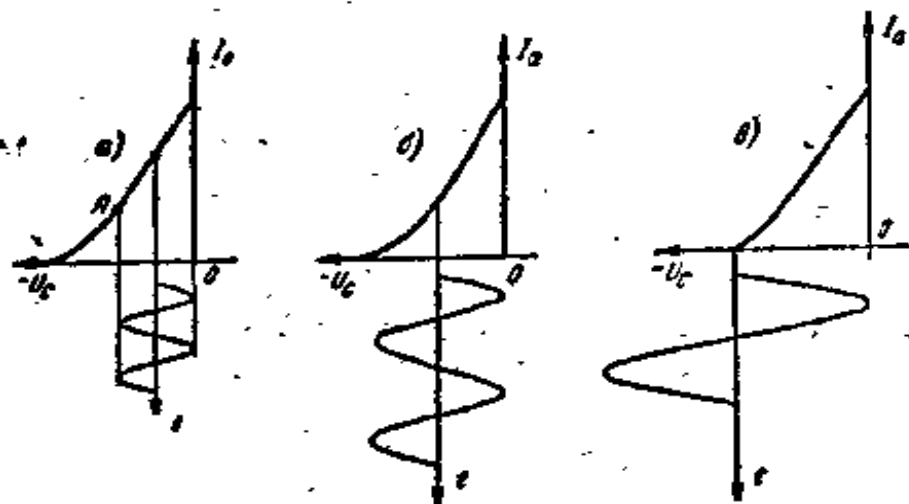


圖 29. 放大的分類

2) AB 類狀態 這時起始工作點位於特性曲綫直綫部分中點的下方，接近特性曲綫的下面彎曲部分 (圖29. b)；

3) B 類狀態 這時起始工作點位於特性曲綫最初的起點，即電子管的起始屏流 (無信號電流) 等於零的地方 (圖29. c)。

單端式輸出級僅能在 A 類狀態工作。在這種情形下，爲了得到無失真的放大，加在電子管柵極的交變電壓的大小，應使其屏流振盪只在柵極特性曲綫直綫部分的範圍內變動，即柵極所加電壓的振幅爲負時，不使電

子管屏流的最小值跑到特性曲綫 A 點的下面去 (圖 29. a)。

如果加至柵極的電壓超出了上述範圍，由於電子管對加到柵極上的電壓的正半週和負半週的放大不一樣，所以出現了非綫性失真。

工作在 A 類狀態的電子管的效率很小，因為當柵極上沒有信號時，也有相當大的無信號電流通過電子管而使它在屏路中消耗很大的功率。

前面已經講過， AB 類和 B 類狀態是比較經濟的狀態，因為當柵極上沒有信號時，電子管屏路中消耗的功率常常很小，或者甚至等於零。但是，前面也曾提到過，這種狀態只能應用在推挽電路的輸出級中。在單端式電路的情形下，如將電子管工作在這種狀態以放大信號時，就會發生大得不能容許的失真。這是因為放大會發生《截止》現象，即輸入振盪第一個半週的放大會遠大於第二個半週。

在推挽電路中則是另一種情況。在這種情形下，工作在 AB 類或 B 類狀態時就不會發生失真，因為輸入振盪的兩半週都能被同等地放大，但是第一個半週是被第一管放大（在這時間內第二管差不多不工作，或者完全不工作），而第二個半週是被第二管放大（在這時間內第一管不工作）。

計算工作在 A 類狀態的推挽放大器時，可按類似計算單端式輸出級的方法計算一個管；然後將所得結果加一倍。這樣就可以決定出具有兩管的輸出級的輸出總功

率。

A類推挽放大器的失真可按計算奇次諧波的公式計算一個管，因為，如上所述，在這種情形下是沒有偶次諧波的。實用上只計算三次諧波就足夠了，因為高次諧波通常都很小，忽略掉它們並不會有很大的誤差。

計算可按照公式(11)來進行。

在放大器兩支路間不完全對稱的情況下，失真將較大，因為這時也會出現二次諧波。

在選擇以五極管或四極管連成的推挽放大器的負荷電阻時，沒有必要去考慮使被放大電壓的兩半週的電流振幅相同，即考慮使二次諧波等於零這一條件。這個問題已經沒有了，因為，偶次諧波在電路中就自然地消失了。因此最好根據保證得到最大輸出功率這一條件來選擇負荷電阻。

如果我們回顧一下五極管的屏極特性曲線(圖22)，就可以發覺選擇負荷電阻有一個簡單的方法。選好起始偏壓 U_{c0} 和屏壓 U_{a0} 以後，通過起始工作點 O' 作一條負荷綫 AB ，圍繞 O' 點轉動 AB ，以使三角形 $A'B'B$ 的面積最大。這個位置同時也就相當於最大輸出功率(兩管的最大輸出功率即為這三角形面積的一半)的條件。負荷電阻即由這一負荷綫的斜度決定，如前面27頁所述那樣，但是在計算輸出變壓器時，應將用這種方法所得到的負荷電阻值加一倍，因為推挽電路中的負荷是作用在兩管屏極之間的。

在容許柵流存在的狀態下工作的推挽放大器屬於特

殊的範疇。

在這種狀態下，加在電子管柵極的信號振幅超過了起始偏壓值，因此在一週期的部分時間內，輸出管的柵路中有電流流通。爲了確定輸出級的工作狀態，有時利用這樣的符號： AB_1 類和 B_1 類狀態表示沒有柵流， AB_2 類和 B_2 類狀態表示有柵流。

工作在 B_2 類和 AB_2 類狀態時，就能夠最有效地利用電子管。但是這種情形要複雜得多，因爲輸出管有了柵流存在，就使輸出級前面的前置放大器電子管的工作條件顯著改變。這放大級常常叫做末級前置級。在 B_2 類和 AB_2 類的放大器中，末級前置級不僅應供給《推動》輸出管所需的電壓，並且還需要供給輸出管柵路所需的功率。

對於 AB 類和 B 類放大器的計算，我們只限於上述的簡略介紹，因爲這個問題相當複雜，只可能在單獨的小冊子中詳細說明。

當設計在 B 類或 AB 類狀態工作的放大器時，可利用電子管手冊中記載的用作這種目的的標準數據，這樣並不致引起很大偏差。

負 回 授

輸出級的質量指標，可以依靠在電路中應用負回授而提高；即使是曾就輸出管最適宜的運用這方面作過精確計算，情況也是這樣。因為負回授能夠減少前述各種失真的有害影響。

利用負回授的原理的實質是有一部分被放大的電壓從電子管屏路回輸到它的輸入端，即電子管的柵路中。這時所輸送電壓的相位應當與電子管柵極信號電壓符號相反。換句話說，回授電壓總是與信號電壓作用方向相反，即在絕對值上，信號電壓要減去回授電壓。

取得負回授的原理，可用圖30所示的綫路圖來說明。用 U_{oc} 表示的一部分輸出電壓回輸到電子管的柵路

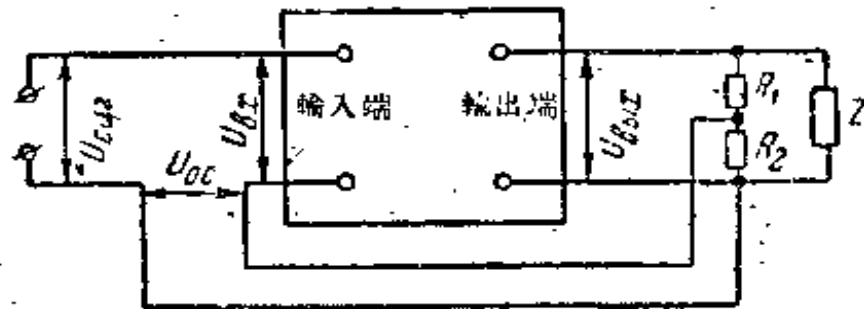


圖 30. 電壓負回授

中，與輸入信號電壓 U_{cin} 串聯。這樣，在電子管的柵極上隨時都有兩個電壓的總和 $U_{ox} = U_{cin} + U_{oc}$ 在作用。因為這兩個電壓的相位總是相反，那麼由於利用了負回授作用的結果，就減小了電子管柵極上的信號電壓，因此，放大級的放大就好像是被減低了。

容易了解，輸出電壓 U_{out} 愈大，回輸至放大器輸入端的反作用的回授電壓 U_{oc} 便愈大，因之放大減低的程度也愈大。反之，當電壓 U_{out} 減小時，電子管輸入端的回授電壓也減小。這使得放大級的放大增加。換句話說，負回授電壓力圖使放大級輸出端的電壓保持一定，當輸出電壓變化時，負回授電壓就自動地使放大減低或增加。順便提一下，由於這個原因，當電源電壓變動和換用電子管時，有負回授的放大器就比沒有負回授的放大器更能保證放大的穩定性。

但是特別重要的是，利用了上述輸出和輸入電壓間的關係，在減小頻率失真和非綫性失真方面就會產生極其重要的後果。

我們來討論一下負回授對放大器頻率特性的影響。

沒有回授的放大器的實際頻率特性曲綫的形狀如圖 7.6 所示。由這個特性曲綫可以看到，在聲頻帶的高頻和低頻區域內，放大都降低了。在有負回授時情況就有所改變；由負回授作用的原理本身可知，總的放大當然是減低了，但是對不同頻率來說，這個減低是不相同的。在頻率特性曲綫呈現降落的那些頻率的區域內，將得到較小的輸出電壓，這就使回輸到輸入端，即電子管柵極的電壓也減小了。因此在這些頻率上，由負回授作用所引起的放大的減低即較小。由於這個原因，在這個頻率區域內，放大級總放大率減低的程度較小，頻率特性曲綫就稍微平了一些。

回授愈強，不同頻率上的放大便愈均勻，頻率特性

曲綫也就變得愈平坦。

因此，負回授的應用可使頻率失真減少。

現在，我們來討論一下負回授對非綫性失真的影響。前面已講過(14頁)，非綫性失真的表現是放大級輸出端出現了諧波，而這諧波是輸至電子管柵極去的信號中所沒有的。當負回授從屏路加到柵路時，其中既有被放大的基頻電壓，又有在放大過程中新出現的諧波電壓。已經指出過，基頻電壓的作用是使在這個頻率上的放大具有某種程度的減低，但是，以相反相位加到柵極的諧波電壓的作用，同樣也使放大級輸出端的這些諧波電壓減低。爲了使由於負回授作用而減小了的有効輸出功率仍然能保持足夠的大小，必須加大從前級送來的信號電壓。這樣，負回授的應用使輸出電壓中包含的諧波減少了，同時還可以保持給定的輸出功率。

因之，應用負回授可以減少輸出級中的頻率失真和非綫性失真，但同時也使放大稍微減低了一些。後者正是負回授作用的一個主要缺點。把輸出級以前的放大，即由收音機前置放大器產生的放大提高一些，可以相當容易地克服這個缺點。

已經指出過，負回授作用決定於負回授的大小，即從放大器輸出端回輸到放大器輸入端的交變電壓的大小。爲了用數學式來表明這個關係，我們將要引用下列各種符號：

β ——是一個數字，它表示有多大一部分輸出電壓用作負回授電壓而加到了放大級輸入端，即

$$\beta = -\frac{U_{oc}}{U_{bix}};$$

M —— 沒有負回授時，放大級的放大率；

M' —— 有負回授時，放大級的放大率；

K —— 沒有負回授時的非綫性失真係數；

K' —— 有負回授時的非綫性失真係數；

負回授對放大級的放大和非綫性失真的影響可由下式決定：

$$M' = \frac{M}{1 + \beta M} \quad \text{和} \quad K' = \frac{K}{1 + \beta M},$$

就是說放大級的放大和非綫性失真係數都減小到 $(1 + \beta M)$ 分之一。 $(1 + \beta M)$ 就叫做回授因數。

通常 β 的大小的選擇，都是使回授因數值約為 3 —

4。顯然，為了適合這個條件，在不同的實際情形下， β 的值應隨輸出級的放大率 M 的差別而有所不同。實際上， β 通常是在從 0.05 到 0.2（從 5 到 20%）的範圍內。

幾種最簡單的具有負回授的輸出級電路示於圖 31。

在圖 31. a 的電路中，加入電子管柵路中的負回授電壓，與輸入變壓器 Tp_1 的次級繞捲內所產生的信號電壓串聯。在這種情形下， β 之值可由下式決定：

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

（假定電容器 C_1 具有足夠大的電容量，因此其上的電壓降可以忽略）。

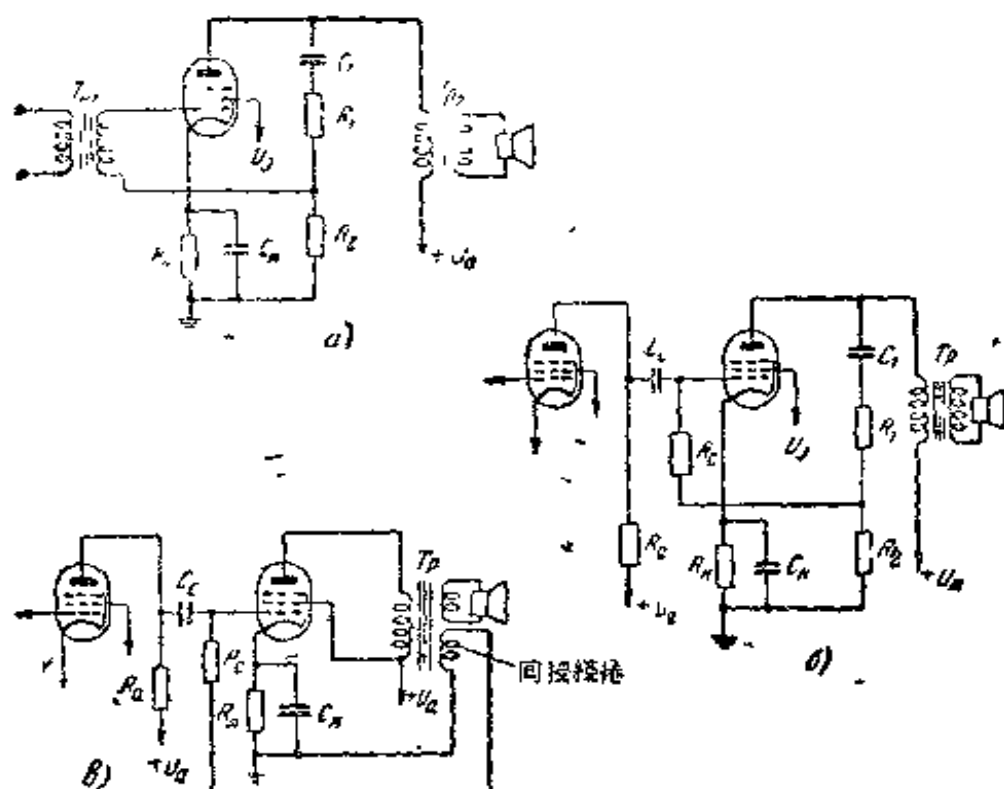


圖 31. 具有電壓負回授的電路圖

當前級是按電阻放大電路工作的情況下，可以利用圖31.6的電路。如果這時前置放大器的電子管具有較大的內阻，那麼 β 可近似地表示為：

$$\beta \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{R_a}{R_a + R_c}$$

圖31.6的電路指出，負回授電壓可以藉助於輸出變壓器中的專門繞線引入柵路中。這種電路的 β 為：

$$\beta = \frac{w}{w_1}$$

式中 w 和 w_1 分別為輸出變壓器的回授繞線和初級繞線的匝數。

為了使回授電壓以電路的正常工作所必需的相位

(即與信號電壓的符號相反)回輸，須正確連接回授綫捲兩端的接頭。這通常由實驗方法決定：當綫捲兩端連接正確時，放大應當降低。

具有負回授的輸出級電路有很多種形式。也有使用具有兩個放大級的負回授電路的。在這種情形下，交變電壓從放大器的輸出端引出後，不是加到輸出管的柵極，而是加到前一放大級電子管的柵極。當不僅想要減少輸出級中的失真，而且想要減少前一級放大器中的失真時，就可以用這種綫路圖。當輸出級在容許電子管有柵流存在的狀態工作的情況下，用這種電路就特別合適。

此外，如果在不同頻率時取用不同數值的 β ，負回授就可以用來矯正放大器的頻率特性。將圖31.a和31.6中同樣的電路稍微加以補充，就可以用作一個最簡單的例子。在這兩個電路中，若在 R_1 上並聯一個電容器，那麼 β 在高聲頻時將比在低聲頻時為小。因此，這時高頻率的放大即較大，在高頻率區域內頻率特性曲綫呈現上升。若將電容器與電阻 R_1 並聯，則得到相反的情況： β 在低頻率時較小，因此頻率特性曲綫將在的低頻率端發生上升的現象。這種情況在收音機中常用來作自動的以及手動的音質控制。

負回授可以應用在推挽輸出級中。圖32可作為這種電路的例子。和圖31.a的電路一樣，在這種情形下

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}。$$

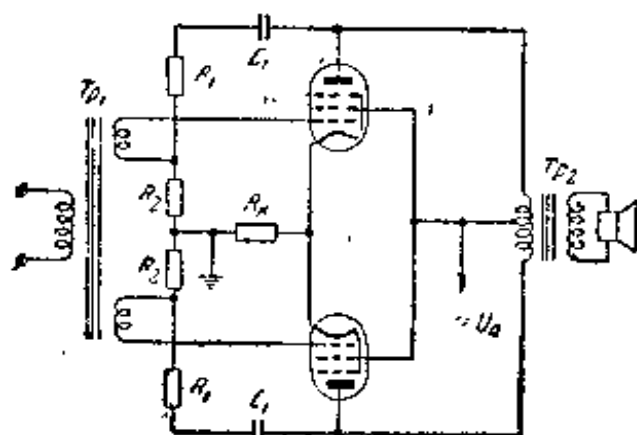


圖 32. 具有電壓負回授的推挽級電路

上述各電路都屬於所謂電壓負回授電路之列，因為在這些情形下，回授的大小與放大級的輸出電壓成比例。負回授的另一種形式是所謂電流回授。在這種電路

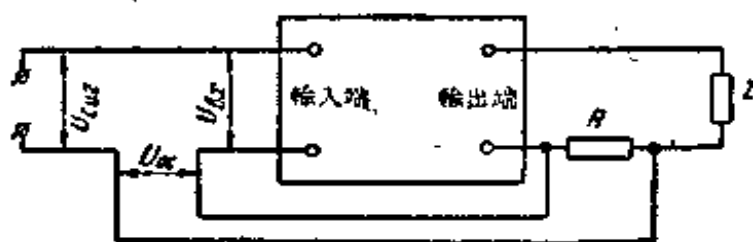


圖 33. 電流負回授

中，負回授的大小與放大器輸出端的交變電流成比例（圖33）。在這種情形下

$$\beta = \frac{R}{R + Z}。$$

在非綫性失真方面，電流回授電路與電壓回授電路相同，但是在頻率失真方面，電流回授則不同了，它不能使頻率失真減少，而相反地還會增加頻率失真，放大

器中所以會發生這種情況，是因為負荷阻抗 Z 在不同頻率時會發生變化。這正是電流回授應用很少的主要原因之一。

電流負回授的最簡單的電路如圖34所示，圖中輸出管的陰極電阻 R_k 上沒有分路電容器，因之就能得到回授。

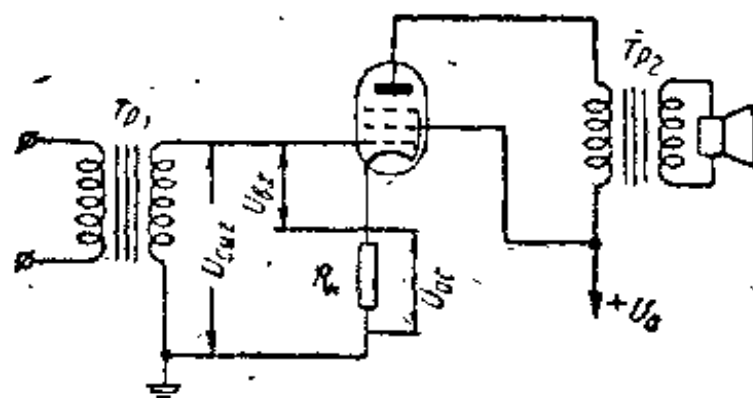


圖 34. 具有電流負回授的電路

用於收音機輸出級的電子管 的標準運用狀態

下面列舉了廣播收音機輸出級中最常用電子管的標準運用狀態的數據。所引用的數字是相應各量（電子管的電流和參數）的最接近的數值。

當標準狀態不能適合某種設計要求的情況下，輸出級可按書內的說明根據電子管的特性曲線進行計算。

1. 電子管6Ф6 (五極管, 旁熱式)

燈絲: 電壓..... 6.3伏

電流..... 0.7安

4類單端式電路 (單管)

屏極電壓..... 250伏

簾柵極電壓..... 250伏

控制柵極偏壓..... -16.5伏

屏極電流..... 34毫安

簾柵極電流..... 7毫安

互導率..... 2.5毫安/伏

內阻..... 78,000歐

柵極信號振幅..... 16.5伏

屏極負荷電阻..... 7,000歐

有效輸出功率..... 3瓦

4類推挽電路 (兩管)

屏極電壓..... 315伏

簾柵極電壓..... 285伏

控制柵極偏壓..... -24伏

屏極電流 (兩管)..... 63毫安

簾柵極電流 (兩管)..... 12毫安

兩管柵極間信號振幅..... 48伏

屏極間轉移負荷電阻..... 10000歐

輸出功率..... 11瓦

AB₂類推挽電路 (兩管)

屏極電壓..... 375伏

簾柵極電壓.....	250伏
控制柵極偏壓.....	-26伏
無信號屏極電流(兩管).....	34毫安
無信號簾柵極電流(兩管).....	5毫安
柵極間無信號振幅.....	82伏
屏極間轉移負荷電阻.....	10000歐
輸出功率.....	18瓦

2. 電子管6V6 (集射四極管, 旁熱式)

燈絲: 電壓.....	6.3 伏
電流.....	0.45安

A類單端式電路(單管)

屏極電壓.....	250	315伏
簾柵極電壓.....	250	225伏
控制柵極偏壓.....	-12.5	-13伏
屏極電流.....	45	34毫安
簾柵極電流.....	4.5	2.5毫安
互導率.....	4.1	3.75毫安/伏
內阻.....	52000	77000歐
柵極信號振幅.....	12.5	13伏
屏極負荷電阻.....	5000	8500歐
有效輸出功率.....	4.5	6.5瓦

AB₁類推挽電路(兩管)

屏極電壓.....	250	285伏
簾柵極電壓.....	250	285伏
控制柵極偏壓.....	-15	-19伏

無信號屏極電流 (兩管)	70	70毫安
無信號簾柵極電流 (兩管)	5	4毫安
柵極間信號振幅	30	38伏
屏極間轉移負荷電阻	10000	8000歐
輸出功率	10	14瓦

3. 集射四極管673 (旁熱式)

燈絲: 電壓	6.3伏
電流	0.9安

A類單端式電路 (單管)

屏極電壓	250伏
簾柵極電壓	250伏
控制柵極偏壓	-14伏
屏極電流	78毫安
簾柵極電流	7毫安
互導率	6毫安/伏
內阻	22500歐
柵極信號振幅	14伏
屏極負荷電阻	2500歐
有效輸出功率	5.5瓦

A類推挽電路 (兩管)

屏極電壓	250伏
簾柵極電壓	250伏
控制柵極偏壓	-16伏
屏極電流 (兩管)	130毫安
簾柵極電流 (兩管)	12毫安

柵極間信號振幅.....	32伏
屏極間轉移負荷電阻.....	5000歐
輸出功率.....	12瓦

4. 三極管6B4 (旁熱式)

燈絲: 電壓.....	6.3伏
電流.....	1安

3A 類單端式電路 (單管)

屏極電壓.....	250伏
控制柵極偏壓.....	-45伏
屏極電流.....	60毫安
互導率.....	6.25毫安/伏
內阻.....	800歐
屏極負荷電阻.....	2500歐
輸出功率.....	2.5瓦

AB₁ 類推挽電路 (兩管)

屏極電壓.....	300伏
控制柵極偏壓.....	-62伏
信號屏極電流 (兩管).....	80毫安
屏極間屏極負荷電阻.....	5000歐
輸出功率.....	到15瓦

5. 五極管2B1H (直熱式)

燈絲: 電壓.....	2.4	1.2伏
電流.....	0.06	0.12安

A 類單端式電路 (單管)

屏極電壓.....	90伏
-----------	-----

屏極電壓.....	90伏
控制柵極偏壓.....	4.5伏
屏極電流.....	8毫安
簾柵極電流.....	1.5毫安
互導率.....	2毫安/伏
內阻.....	10000歐
柵極信號振幅.....	4.5伏
屏極負荷電阻.....	1000歐
輸出功率.....	0.25瓦

管子輸出數據 附 1

電子管	燈絲		屏極		簾柵極		偏壓	額定屏極損耗	互導率	內阻	負電阻	有效輸出功率
	電壓	電流	電壓	電流	電壓	電流						
	伏	安	伏	毫安	伏	毫安	伏	瓦	毫安/伏	歐	歐	瓦
2H17	2.4 1.2	0.06 0.12	90	9.5	90	2	-4.5		2.15	100,000	10,000	0.25
6X6	6.3	0.7	250	34	250	7	-16.5	10	2.5	78,000	7,000	3
6V6	6.3	0.45	250	45	250	4.5	-12.5	12	4.1	52,000	5,000	4.5
6X3	6.3	0.9	250	72	250	5.5	-14	20.5	6	22,500	2,500	6.5
6B4	6.3	1	250	60	—	—	-45	15	5.25	800	2,500	3.5
30H1M	30	0.3	220 110	50 48	110 110	3 6	-8 -7.5	7	10 9	13,000 30,000	3,000 2,000	4 2

工廠出品收音機的輸出變壓器數據

附 2

收音機牌號	輸出管	揚聲器音 圈電阻 歐	鐵心鐵片		初級線 導線	匝數	次級線 導線	匝數
			型 式	厚 公厘				
莫斯科人	6P6	3.0	III-16	15	耐久漆包綫0.1	2850	耐久漆包綫0.04	60
記錄-47; AP3-49	30H1M	3.25	III-16	16	漆包綫	2000	漆包綫	0.59
禮炮	6P6	3	III-20	25	漆包綫	4000	漆包綫	0.6
烏拉爾-49	6P6	3.8	III-18	20	耐久漆包綫0.15	2613	耐久漆包綫0.8	73
東方-49	6P6	3.4	III-18	20	耐久漆包綫0.12	2800	耐久漆包綫0.64	79
電信號-2	6H3	3	III-18	25	漆包綫	2200	漆包綫	0.5
祖國	2X2M(2支路)	3	III-16	16	耐久漆包綫0.1	2000×2	耐久漆包綫0.8	38
里加E-912	2H1H	2.3	III-16	16	耐久漆包綫0.12	2360	耐久漆包綫0.6	23
里加T-689	6J6	12	III-20	25	耐久漆包綫0.18	2500	耐久漆包綫0.64	200