

# 无变压器电路技术

(专题译丛)

5083

Q

《无变压器电路技术》编译组

---

# 无变压器电路技术

(专题译丛)

编辑者 “无变压器电路技术”编译组  
(四川绵阳 407 信箱)

出版发行者 中国人民解放军京字 183 部  
队 14 分队

印刷者 北京第二新华印刷厂

1971 年 9 月出版

---

# 毛 主 席 语 录

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

外国有的，我们要有，外国没有的，我们也要有。

洋为中用。

## 说 明

为了赶超世界先进水平和了解国外电子工业发展情况，遵照伟大领袖毛主席“**洋为中用**”的伟大教导，我们收集和翻译了部分国外有关无变压器电路方面资料，现汇编成册，供同志们参考。

本专题译丛分两部分：第一部分介绍无变压器的具体路线、设计、计算和试验等。其中包括无变压器半导体推挽放大器电路，单端推挽电路，辅助对称电路，温度补偿电路，交、直流伺服放大器电路以及保护电路等。第二部分介绍半导体变压器的设计、制造工艺、性能和应用。

由于这些资料来源于美帝、苏修等国家，吹嘘之处一定很多，我们应遵循伟大领袖毛主席关于“**批判地吸收外国文化**”的伟大教导，把它分解为**精华和糟粕**两部分，然后排泄其糟粕，吸收其精华，才能对我们的身体有益，决不能生吞活剥地毫无批判地吸收。

由于我们活学活用毛泽东思想不够，业务水平不高，编译错误之处，请批评指正。

编译者

1971.9.

# 目 录

(一) 目前无变压器晶体管功率放大器设计 .....	( 1 )	61
(二) 无变压器晶体管放大器 .....	( 4 )	34
(三) 无输出变压器的放大器 .....	( 18 )	67
(四) 无输出变压器线路 .....	( 24 )	63
(五) 无输出变压器晶体管推挽末级线路 .....	( 36 )	65
(六) 无输出变压器电路 .....	( 40 )	65
(七) 无输出变压器种类及其设计 .....	( 47 )	65
(八) 无输出变压器电路和无输入变压器电路 .....	( 56 )	66
(九) 无输出变压器晶体管收音机 .....	( 64 )	66
(十) 无输出变压器伺服系统 .....	( 68 )	66
(十一) 无输出变压器功率放大器 .....	( 72 )	67
(十二) 低频无变压器的放大器 .....	( 76 )	64
(十三) 半导体变压器 .....	( 79 )	
(十四) 小信号光电变压器 .....	( 85 )	
(十五) 半导体变压器 .....	( 90 )	
(十六) 光电单方向半导体变压器 .....	( 93 )	
(十七) 半导体变压器 .....	( 102 )	
(十八) 高频印制变压器 .....	( 106 )	
(十九) 光敏二极管耦合和隔离 .....	( 111 )	
(二十) 半导体感应电压元件及其应用 .....	( 115 )	

# 目前无变压器晶体管功率放大器设计

最近三年来已出现了高保真功率放大器。并且大部分产品都用晶体管做成。早期产品高频响应不好，在10千周以上输出功率受到限制。现在这个问题可以用扩散基极功率晶体管解决，此管在100千周以上工作也很好。这时的合金型晶体管截止频率通常在7到10千周左右，若整个功率都在高频工作，就会产生过热，导致失真。

目前晶体管功率放大器与电子管功率放大器比较，它具有下列优点：宽频率响应，几乎没有过载特性，效率较高。参考文献1和2对这二种放大器作了仔细比较<sup>[1][2]</sup>。

## 大部分都用无变压器线路

大部分晶体管放大器现在都用单端推挽无输出

变压器电路。即使在高频上加相移和下端耦合损耗，好的输出变压器还是体积大，份量重，成本贵。

虽然放大器已不要输出变压器，但许多放大器仍要匹配或激励变压器。一般说来，这一类变压器体积小，问题比有输出变压器时少。

目前使用放大器线路主要分下列二种类型。

## 对称激励变压器线路

图1为《Bell Imperial 1000》线路，它是目前最流行的一种线路。二个输出晶体管与二个功率电源电压串联，代替一个如电子管放大器公共并联的电源。加到二个晶体管激励信号以反相供给推挽输出。晶体管连成共发射极放大器，工作在甲乙类。

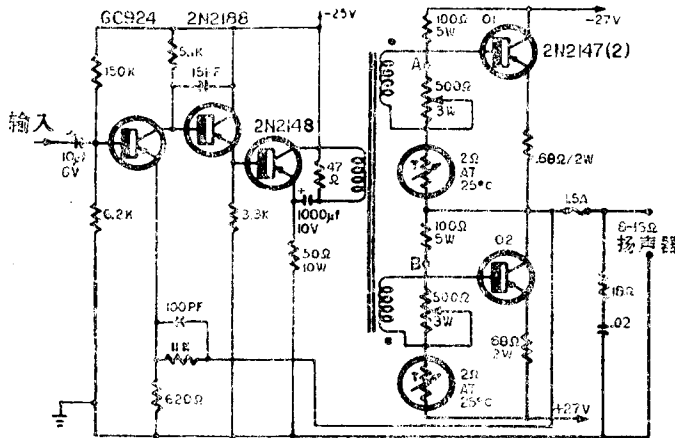
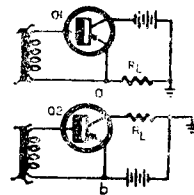


图1 “Bell Imperial 1000” 功率放大器线路

对于许多负半周大信号来说，电路简化成图2-a。下端Q2管截止，上端Q1管推动负载。信号加在晶体管基极和发射极间，并在集电极和发射极间取出，这就是共发射极放大器。正半周时，Q1截止，而Q2推动负载。负载和功率电源位置互换不会影响电路工作——输出仍在集电极和发射极间取出。因为扬声器连接在二个晶体管间直流零电压点上，故不需耦合变压器和隔直流电容。

激励变压器电路需要有低阻抗把输出晶体管激励信号隔开，为了在激励级和输出级间和在输出晶

体管间获得紧密耦合，以及输出晶体管断开时防止变压器内感应尖峰信号，变压器通常用三线缠绕。



(a) 和 (b) 都是共发射极级

图2 图1简化电路

激励级用甲类工作，同时对激励变压器来说是并联馈电。这样就可以避免从本级引出的较大的静态电流流过变压器而产生铁心饱和。

籍射极输出器，使第一级电压放大器耦合到激励级。回授电路是一种直流耦合电路，回授从扬声器末端取出加到第一级上。为了避免交叉失真，输出级偏压网络上(图1)的电位器把输出晶体管调到合适工作点。

放大器额定功率为40W，IHF(中频高保真)每个通道交调失真小于0.7%。功率带宽(3dB以下)在全部功率上是从9周到65千周。

Heath AA-21, Hnighr KG-870, KLH sixteen, Fisher TX-300和其它一些放大器使用的电路与上述稍有不同。这些放大器籍高电源电压利用输出级的二个附加晶体管使输出功率做得尽可能高一些。在无变压器电路里最大功率输出取决于现有电源电压。因为没有输出变压器来升高或降低输出电压，升高跨接到负载上电压唯一办法是提高电源电压。当加上峰值音频电压时，附加直流电压可以超过单个晶体管的额定电压。为了防止电压击穿，在共基极放大器上工作的一只输出晶体管串联一只附加晶体管。其电路如图3所示。

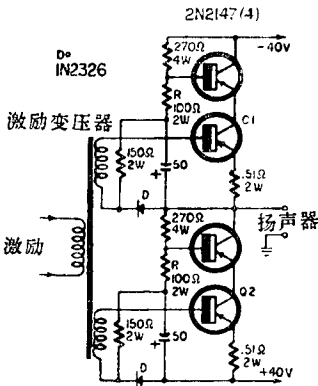


图3 Heath, knight, KLH, Fisher和其它放大器使用的线路,它由图1变化而来,人们称这一种结构为“图腾柱”线路。

电源电压在二个晶体管间分压使上端共基极晶体管加上偏压(100Ω电阻R实质上不影响共基极工作,这个电阻仅作减弱基极电阻变化之用。每个100Ω电阻下端靠电容50μf箝位)。下端晶体管激励上端晶体管发射极电路。因共基极放大器电流增益小于1,上端晶体管或多或少与下端晶体管可变负载电阻同。除增加输出级额定电压外,附加晶体

管还可阻止电源噪声传到扬声器上。这是因为共基极级有很高的输出阻抗。上端级上集电极噪声电压有一个很高阻抗,它使扬声器根本不受集电极噪声电压影响。

使用RCA(美帝无线电公司)的2N2147管或类似晶体管前提下,当放大器负载为16Ω时,功率可以超过50W,失真小于1%,频率响应10周到70千周。

### 全部不用变压器线路

Acoustech I, I-A, III, Harman-Kardons A 1000 T 和 citation B 都用第二类型线路。图4为Acoustech III中一个通道线路。这种放大器使用单边推挽输出级,电源电压用单极性。籍大容量电解电容把输出级耦合到扬声器上。输出晶体管激励是靠二个激励晶体管实现,而不用激励变压器。

这种电路并不对称,即二个输出晶体管工作方法不与上述线路同。图5-a和图5-b为这种电路简化结构,当下端Q<sub>5</sub>作为共发射极级工作时,上端Q<sub>5</sub>作为共集电极级工作。

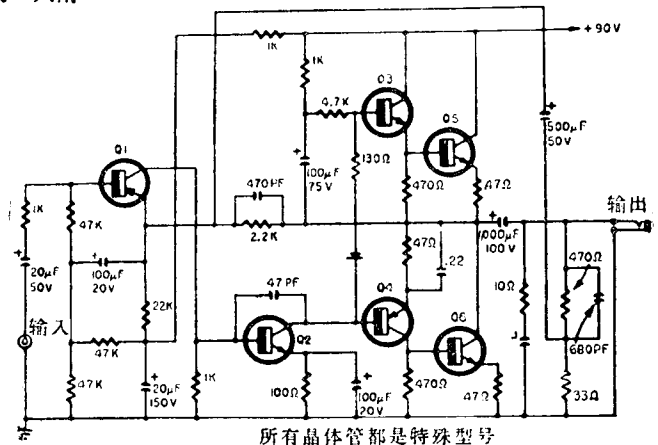


图4 硅晶体管构成 Acoustech III 输出电路

当共集电极级电流增益为 $-1/(1-\alpha)$ 时,共发射极级电流增益是 $\alpha/(1-\alpha)$ ,对于高增益晶体管来说,它们差别很小。二个晶体管输出阻抗也不同,但在放大器上深回授量会降低输出级的输出阻抗。应该指出在正负半周间的输出阻抗是没有差别的。

输出晶体管用乙类工作。若上端晶体管放大信号为负半周,下端晶体管放大信号为正半周。下端输出激励管采用PNP晶体管。这只晶体管作推挽工作下端输出晶体管信号倒相用。

为了避免前置放大器负载过重，输入晶体管  $Q_1$  接成发射极输出器以提高输入阻抗。此外， $Q_1$  还供给一定增益和连结二个主要回授电路。 $Q_2$  是电压放大器，它与  $Q_3$  和  $Q_4$  激励晶体管作直接耦合。激励器基极间的连结是靠一只温度补偿二极管实现。

本线路开环增益非常高，可达 3000 左右。籍控制稳定度，失真和输出阻抗交直流混合回授电路使增益降到近似 10。制造单位认为利用任意一对选择放大器/激励器电路盘，就可以使任何型号输出晶体管与同类型其它晶体管匹配，并且在没有任何调节前提下，失真在百分之几以内。

因为这类放大器输出受电源电压限制，输出功率与连接到输出端的负载阻抗值有关。通常负载输出比额定输出低。为了克服这种局限性，允许放大器在 70V 功率放大器系统中工作，Altec 用变压器与 351B 放大器匹配。负载为  $4\Omega$ ，这是一种无输出变压器电路，但是把高阻抗负载与自耦变压器抽头相连。额定功率输出有  $4\Omega$ 、 $8\Omega$  和  $16\Omega$ ，负载电压为 70V。

Harman Kardon 电路在输出级上是相似，但前一级实质上有所差别。有可能把分裂负载倒相器作为与激励晶体管耦合之用。激励级和输出级全部用 NPN 晶体管。

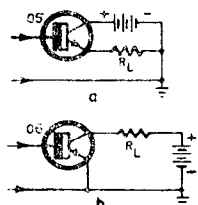


图 5 “上端”输出晶体管(见图 4)用共集电极工作，“下端”晶体管(b)用共发射极工作。

### 一些不同点

Lafayette LA-280 型 200W 功率放大器是一种较新颖设计方法<sup>[3]</sup>。(目前还不能大量生产)在这种电路里(图 6)输出级很不对称。图 7 简化线路叙述其工作原理。负半周时，籍二级管  $D_4$  使晶体管  $Q_1$  推动扬声器负载。这是一种共发射极放大器。正半周时， $D_4$  反向偏置，并使  $Q_1$  与负载断开， $Q_1$  现在作激励  $Q_2$  管基极之用， $Q_2$  接成共集电极电路。因负半周时的电流增益仅在  $Q_1$  中有，当正半周时，电流增益是  $Q_1$  和  $Q_2$  共同产生，故本电路很不对称。这里不对称并不象所估计那么差。从扬声器末端馈送到五个级上的回授量几乎可达 100dB，虽内回授电路信号失真很大，但输出失真小于 1%。输出级前后的第二非线性回授环可使讯信在负半周上的时间响应均匀。

与  $D_4$  串连的感应线圈消除了二极管上电荷累积效应。

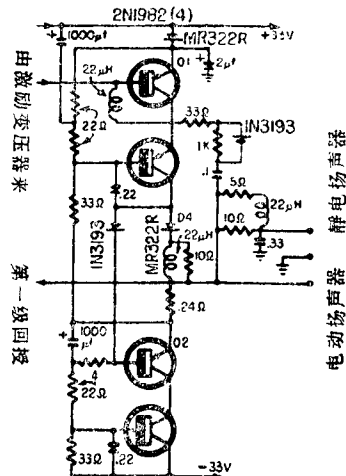


图 6 低截止频率大功率储管的 Lafayette LA-280 输出级。

储输出管功率高和截止频率低，可获得所要求的高输出功率。由于负回授大，推动输出晶体管电平高，故放大器整个频率响应好。

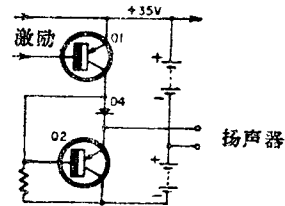


图 7 LA-280 型简化线路，其工作原理本文已说明。

输出电路里二个附加晶体管增加了如图 3 线路那样的控制能力。这二个晶体管工作原理与上述共基极放大器同。

虽有些不合理，但每个 IHF 通道在  $4\Omega$  负载上，输出功率可获得 100W，交调失真小于 0.2%。在 15 周到 80 千周上功率响应为 3dB。

这些电路代表目前大部分功率放大器设计动态，近来自采用这些电路后，晶体管功率放大器已被这些电路所取代，随着晶体管不断地改善，未来可以确信会做出更好的晶体管放大器。

### 参考文献

[1] Von Recklinghausen, Linder and Mason: "Transistors for Hi-Fi; Panacea or Pandemonium", Sept., Oct., 1963, Electronic World.  
 [2] Miller, Grodinsky and Westra: "Transistors vs tubes for Hi-Fi", Nov. 1963, Electronics World.  
 Berwen Dec. 1963, Electronics World.  
 [3] Berwen: "a transistorized 200-watt stereo amplifier" Nov. 1962 audio.  
 译自 "Latest transistor power amplifier designs" 一文, "Radio-Electronics" 1965, 10, p. 38-40.



# 无变压器晶体管放大器

## 序 言

全文由三篇文章组成，第一章叙述有关无变压器晶体管理论问题，第二章叙述实践上如何具体制作无变压器晶体管放大器，第三章扼要叙述二个功率放大器和几点说明：

## 第 一 章

一般推挽乙类低频放大器常用一个激励变压器和一个输出变压器。

人们称这种每半周轮流工作晶体管输出的线路为并联推挽线路。众所周知，这种线路还有若干缺点。例提高通带宽度性能，改善功率失真和高频段失真。此外，输出变压器效率还会影响大功率线路的总效率。为此应全面考虑，关键问题是如何使这种线路不用变压器。

最好解决的办法是用单端推挽或不用输出变压器串联推挽，同时激励变压器有二个次级线圈，分别倒相激励输出晶体管。次级线圈交流串联，交流公共点接扬声器。

最后阐述如何用辅助对称管来改善无变压器线路。

PNP 和 NPN 管子二者有差别。虽二种管子特性基本相同，但电压和电流符号完全相反。

图 1 表示二种管子  $I_B$ ,  $I_E$  和  $I_C$  电流方向，NPN 和 PNP 晶体管的  $V_{BE}$  和  $V_{CE}$  值完全相同。基极电位与发射极电位几乎相等（实际用时， $V_{BE}$  等于数百 mV）。这二种情况下，晶体管导电时，基极电位值也位于发射极和集电极间。因而  $V_{BE}$  和  $V_{CE}$ （指对发射极而言的基极和集电极电压）符号相

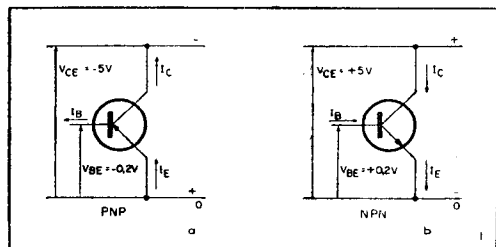


图 1

同。若  $V_{BE}=0$ ，或与  $V_{CE}$  符号相反，晶体管就截止。

NPN 和 PNP 做成同样增益是可能的。人们称这一对晶体管为辅助对称管。它可由 NPN AC 127 型和 PNP AC132 型或 AC128 型构成。

AC 127/132 构成的辅助对称管集电极电流为 200mA，AC127/128 辅助对称管为 300mA。

在乙类推挽线路里，每个输出管子在一个半周有同样放大量，而在另一个半周都成截止状态。

根据这个原理，在典型线路里，是用倒相法来激励二个同型号管子。

从增益角度来看，这原理同样适用于辅助对称晶体管。

但 NPN 和 PNP 接法与上述相反，利用一个相位激励辅助对称晶体管，可以实现不用激励变压器的线路。

### 基础电路

图 2 是简化线路图。

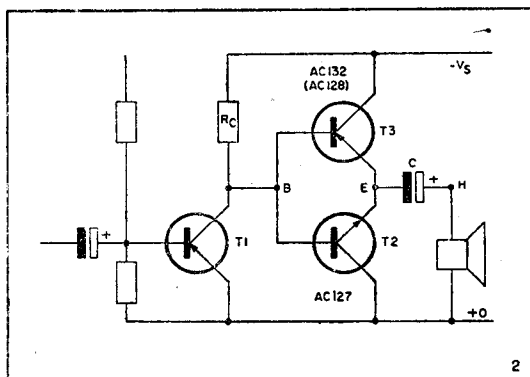


图 2

激励管  $T_1$  用甲类工作。 $R_C$  是直流负载。激励  $T_2$  或  $T_3$ ，交流信号是管子基极直接与  $T_1$  集电极相连。

管子  $T_1$  直流  $I_{C1}$  全部通到  $R_C$ ，于是  $T_2$  和  $T_3$ ，直流输入阻抗提高了。 $B$  点静电压或  $V_B$  电压值由  $R_C$  和  $I_{C1}$  确定。

$E$  点电位或电压  $V_E$  与  $V_B$  相同 ( $V_E=V_B$ )， $T_2$  和  $T_3$  就截止。实际上，设  $V_E$  与  $V_B$  不等，二管

子也就截止, 因为  $V_{BE}$  符号与  $V_B$  符号相反。因电容  $C$  隔直流, 另一管子就不会通过直流, 故电压  $V_{BE}$  消失,  $V_E$  回到  $V_B$ 。

现在加一个  $T_1$  放大的交流信号激励  $T_3$  和  $T_2$  基极。

本文符号意义表示如下:

$V_S$ : 电源电压。

$V_B, V_E$ :  $B$  和  $E$  点直流电压(或静电电压)。

$V_b, V_e, V_h$ :  $B, E, H$  点的瞬时交流电压。

$I_{C1}$ :  $T_1$  集电极直流。

$i_{ex}$ 、或  $i_{ex}$ 、 $i_h$ 、 $i_s$ : 在电源和扬声器上的  $T_x$  ( $x=1, 2, \dots$ ) 瞬时交流电。

$R_1$ : 负载电阻。

这里采用参考电位是正端。

设  $i_c$  电流为正弦波(图 4a)。

$i_c$  一部分电流通过  $R_C$  损耗了(有许多办法都可减少损耗), 另一部分有效电流激励  $T_2$  或  $T_3$ 。

电压  $V_b$ (图 4b) 正弦波与  $i_c$  正弦波同。

与直流  $V_E = V_B$  同理,  $V_e$ (图 4c) 随  $V_b$  变化。但电容  $C$  将通交流, 若  $C$  电压降忽略不计,  $V_h = V_e$ (图 4d)。这时扬声器电流:

$$i_h = \frac{V_h}{R_1}$$

同时, 输出晶体管( $T_2$  或  $T_3$ ) 随  $V_b$  开路。电流  $i_h$  就在该晶体管和电容  $C$  通过。

当一管子电压  $V_{BE}$  提高数百毫伏时, 另一管子就成截止状态, 二者  $V_{BE}$  值相同, 仅符号相反, 因为  $E$  和  $B$  是管子的公共点。

在  $V_{BE}$  大致相同情况下, 交流电压随  $B$  点交流电压而变化:  $V_e = V_b - V_{BE}$ (这里是指导电管  $T_2$  或  $T_3$  的  $V_{BE}$ )。AC127 和 AC132(或 128) 级电压增益稍低于 1。导电管为共集电极工作, 并且放大电流。

扬声器电压  $V_h = V_e = V_b - V_{BE}$

$$\text{电流 } i_h = \frac{V_b - V_{BE}}{R_1}$$

当  $V_b$  为正,  $T_2$  导通(图 4f)和  $B, E$  和  $H$  点随正电压变化。 $H$  点极性比电源极性更正。变化时, 电容  $C$  放出所有电能。通到  $R_1$  的电流是通过电容  $C$  和  $T_2$  放电来实现, 它与电源无关。

相反, 电压  $V_b$  为负时, 变化时由电源供给电流(图 4h): 流入  $R_1, C$ , 和导电管  $T_3$ (图 4g)。电容充电, 下一半周时,  $C$  就放电。

### 最大功率

现在考察一下放大器给扬声器的最大功率。

当  $E$  点电压达到  $T_2$  的  $V_{CEK}$  时, 输出信号由正端确定, 若  $E$  点电压达到  $(V_S - T_3)$  的  $V_{CEK}$ , 输出信号值就由负端确定,  $V_{CEK}$  表示晶体管发射极和集电极间最小电压(«弯曲电压»)。

$V_{CEK}$  精确值取决于晶体管型号及其集电极电流, 但这里所有晶体管都采用 0.5 伏的  $V_{CEK}$ , 因实用上此值较好。

当静电位  $V_E$  在可使用电压的中间,  $V_e$  最大峰值电压为  $(V_S - 2V_{CEK})$

$$\text{因 } V_B = V_E = \frac{V_S}{2}$$

此值由选择电阻  $R_C$  获得

$$R_C I_{C1} = \frac{V_S}{2}$$

峰值  $V_e$  或  $V_h$  最大值为:

$$\frac{V_S - 2V_{CEK}}{2}$$

峰值  $i_h$  或  $i_{c2}$  最大值为:

$$\frac{V_S - 2V_{CEK}}{2R_1}$$

为了获得输出信号最大值, 当然应避免激励级饱和。这种情况通常出现在正端时, 尤其当  $T_2$  发射极位于某一直流电位时出现(与热稳定理由相同)。

通常, 可选择  $V_B = V_E$ , 最大信号由对称决定时, 不再是

$$V_B = V_E = \frac{V_S}{2}$$

值得注意的是最大输出功率只是取决于  $V_S$  和  $R_1$  值(若考虑到  $V_{CEK}$  是一个常数)。当负载减少时, 功率随电源电压增高。

计算输出功率与晶体管特性无关。当然晶体管(AC127/132 或 128) 应满足线路提出的各项要求(损耗, 电流和工作电压等……)。

否则就限制了线路允许输出功率。

### 提高输出功率

若功率超过辅助对称管允许范围, 可用图 3-1 对更大功率管来放大 AC127/132 电流。

为了利用典型  $PNP$  管子, 可以用  $T_2$  集电极对  $T_4$  基极激励, 用  $T_3$  发射极对  $T_5$  基极激励。

应注意的是这样可能引起某些不对称, 但在实用线路里人们可以消除它。

总之, 作用与图 2 相同, 线路里的  $T_2$  和  $T_3$  可以用电流增益更大的管子来代替。

在直流情况下, 仍旧是  $V_B = V_E$ , 因为  $T_2$  和  $T_3$  如同  $T_4$  和  $T_5$  一样, 轮流截止。

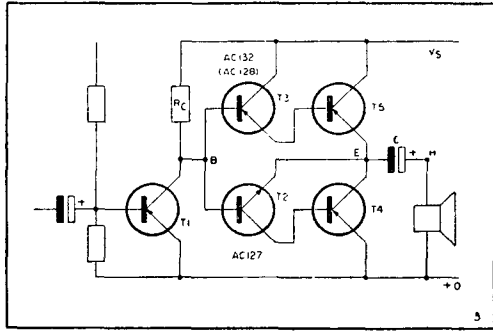


图 3

在交流情况下，当激励电压  $V_b$  大致相同时， $V_h = V_e$ 。

正半周时， $V_e = V_b - V_{BE2}$

负半周时， $V_e = V_b - V_{BE5} - V_{BE3}$ \* (数字表示晶体管编号)

在扬声器上电压  $V_h$  产生的电流也通到输出晶体管： $i_h = T_4$  或  $T_5$  发射极电流。

电容器作储存电能用，而电源变为负电位时，只是供给电能。

图 4 a、b、c、d、e、h 曲线分别表示各种有效值，f 曲线除标度外表示  $T_2$  和  $T_4$  发射极电流。 $T_4$  电流标度由  $i_{e4} = i_h$  给定，而  $i_{e2}$  除  $i_{e4}$  为  $T_4$  增益。同样 g 曲线表示  $i_{e5}$  和  $i_{e3}$ 。

最大输出信号计算方法与上述图同。但这时扬声器电流经过功率管，故很重要。

现再考察一下辅助对称晶体管放大器原理图作用。线路元件值的计算主要是确定末级放大一些元件未知值：扬声器，阻抗，晶体管型号，以及最大输出功率电源电压。

对于  $T_1$  激励级来说，应该计算直流  $i_e$  和电阻  $R_e$  值。

设计实际线路时，次要元件亦应计算，但事实已表明，在输出晶体管发射极上要加一个与有效负载相串联的电阻。

我们期望上述公式适用于一切场合。

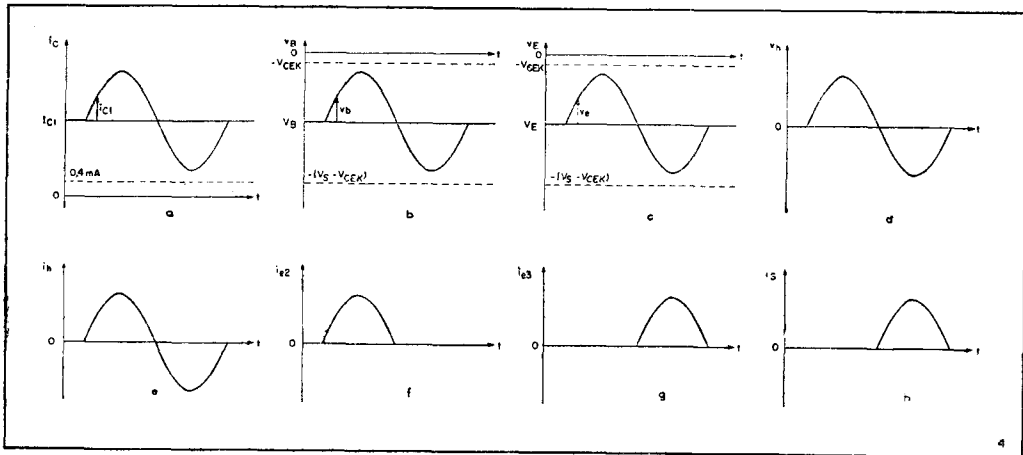


图 4

### 输出级

图 2  $T_2$  和  $T_3$  和图 3 的  $T_4$  和  $T_5$  为输出级。

设  $V_E = \frac{V_S}{2}$ ，在末级中起始呈现饱和；当假设

没有被验证时，在实际使用中应进行修正。

计算时，用下列符号：

$V_S$  = 电源电压

$R_u$  = 有效负载(指扬声器)

$R_B$  = 输出晶体管发射极负载

$R_1$  = 总负载  $R_u + R_B$

$I$  和  $V$  = 有信号时  $R_1$  上的电压和电流峰值

$I_S$  = 末级损耗平均值

$P_u$  = 扬声器功率

$P_l$  = 负载功率

$P_t$  = 输出晶体管耗散功率

$I_M - V_M - I_{SM} - P_{uM} - P_{lM} - P_{tM}$  = 正弦范围内的上述最大值，也就是说没有饱和。

对于正弦波和某个幅度信号来说，式中(见图

\* 原文为  $V_{B5} - V_{B3}$

$$I_s = \frac{I}{\pi}$$

$$P_I = R_1 \frac{I^2}{2} = \frac{V^2}{2R_1}$$

$$P_u = \frac{R_u}{R_1} P_I = \frac{I^2}{2} R_u^{**}$$

$$= \frac{R_u}{2} \left( \frac{V}{R_1} \right)^2$$

$$P_t = \frac{V}{2R_1} \left( \frac{V_s}{\pi} - \frac{V}{2} \right)^*$$

计算最大值时，就可获得

$$V_M = \frac{V_s - 2V_{CEK}}{2} = V \text{ 最大值}$$

$$I_M = \frac{V_s - 2V_{CEK}}{2R_1} = I \text{ 最大值}$$

这里  $I_{SM} = \frac{I_M}{\pi}$

$$P_{Im} = \frac{(V_s - 2V_{CEK})^2}{8R_1}$$

$$P_{um} = \frac{R_u}{8} \left( \frac{V_s - 2V_{CEK}}{R_1} \right)^2 = \frac{R_u}{R_1} P_{Im}$$

由于处在饱和状态，这个功率与可以获得无失真最大功率相一致。因这时放大器的非线性已有失真；实际上对于一些好的放大器可以达 5% 失真。

通常功率失真为 10%。这时，功率比  $P_{um}$  约高 20%。

这表明当  $2P_t = P_I$ ，即电源功率与有效功率相同时，通过输出晶体管损耗最大。其次，有效功率  $P_I$  增加时， $P_t$  减小。最大损耗与最大信号并不一致。

应该注意，这里  $V$  值与最大损耗是一致的。

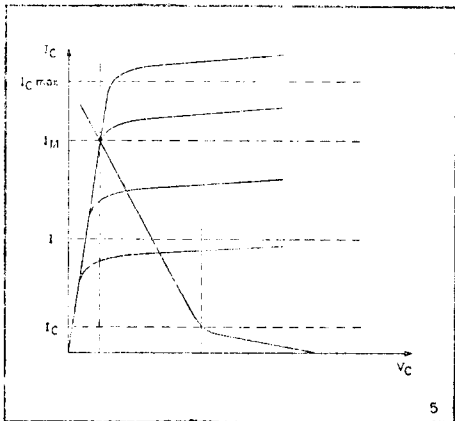


图 5

当  $P_t$  最小时

$$\frac{dP_t}{dV} = 0$$

或

$$\frac{d}{dV} \left[ \frac{V}{2R_1} \left( \frac{V_s}{\pi} - \frac{V}{2} \right) \right] = 0$$

或

$$\frac{1}{2R_1} \left[ \left( \frac{V_s}{\pi} - \frac{V}{2} \right) + V \left( -\frac{1}{2} \right) \right] = 0$$

或

$$\frac{V_s}{\pi} - V = 0$$

这里  $V$  值使  $P_t$  达到最大值

$$V = \frac{V_s}{\pi}$$

因此

$$P_{tm} = \frac{V_s}{2\pi^2 R_1} \left( \frac{V_s}{\pi} - \frac{V_s}{2\pi} \right)$$

和

$$P_{Im} = \frac{V_s^2}{4\pi^2 R_1}$$

附注：

当接近晶体管截止频率时，二次效应增加了损耗。对实际电流（音频和音乐）来说，效应可忽略不计。尤其在高频（例如信号源大于 10 千周）没有恒定的正弦波时，更可如此。

若  $V_{CEK}$  忽略不计，在  $P_{tm}$  和  $P_{Im}$  间有一个比例常数：

$$\frac{P_{Im}}{P_{tm}} = \frac{4\pi^2}{8} = 4.93$$

考虑到  $V_{CEK}$  时，其比例约如下：

$$V_s = 30V \text{ 时，约为 } 4.5$$

$$V_s = 12V \text{ 时，约为 } 4$$

$$V_s = bV \text{ 时，约为 } 3.4$$

这样从  $P_{Im}$  中可很快算出  $P_{tm}$ 。

到目前为止，我们没有用过特殊规格晶体管（除  $V_{CEK}$  差数忽略不计外）。这表明输出晶体管型号对已计算出数值没有任何影响。

$$* P_t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_c \cdot v_c \cdot d(\omega t)$$

因  $\pi$  到  $2\pi$ ，电流  $I$  可以看作为零。

$$\text{故 } P_t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I \sin \omega t \left( \frac{V_s}{2} - V \sin \omega t \right) d(\omega t) =$$

$$\frac{1}{2\pi} \left( \frac{V_s I}{2} \int_0^\pi \sin \omega t \cdot d(\omega t) - IV \int_0^\pi \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) \right)$$

$$= \frac{1}{2} \left( V_s I - \frac{\pi}{2} VI \right) = \frac{I}{2} \left( \frac{V_s}{\pi} - \frac{V}{2} \right)$$

$$** \text{ 原文为 } P_u = \frac{R_u}{R_1} P_I = \frac{I^2}{2}$$

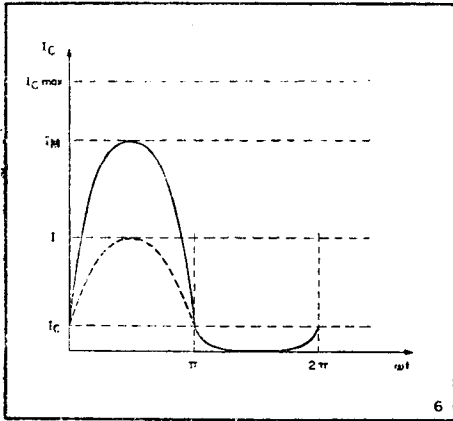


图 6

表 格 1

型 号	最大 $I_C$ A	最 大 $P_c$ W	
		壳 温 $45^{\circ}\text{C}$	环 境 温 度 $T^{\circ}=45^{\circ}\text{C}$
AC 127	0.3	0.280	0.190 } (1) 0.350 } 0.560 }
AC 132	0.2	0.600	
AC 128	1	0.900	
AD 139	3	11	6 } (2) 10 } 10 }
AD 140	3.5	30	
ASZ 17	6	30	

- (1) 散热器为  $13\text{cm}^2$
- (2) 厚度为  $5\text{cm}$  的 56230 型  $40\text{Dn}^{\circ}$
- (3) 不装散热器

## 第 二 章

为了使放大器工作很好, 下列二参数应特别调得合适:

1. 输出晶体管静态电流
2.  $E$  点静态电压

当  $E$  点如图 8 那样位于  $R_5$  和  $R_6$  之间, 为了避免混淆, 故称这一点为  $A$ 。

### 静态电流 $I_C$

为了避免产生如图 7 交叉失真, 通常乙类工作的晶体管静态电流  $I_C$  为几个  $\text{mA}$ 。

实际上, 基极发射极上电压很弱时, 晶体管为非线性:  $I_{BE}-V_{BE}$  特性表明, 当  $V_{BE}$  不超过  $100$  或  $150\text{mV}$  时, 事实上一个管子仍旧不工作。

藉某个发射极基极电压, 使晶体管偏置。由于有损耗, 故静态电流有限制。

晶体管最主要是要知道能承受电压, 电流和损耗程度, 这些参数完全取决于  $V_s$  和  $R_1$  确定的线路。

必须考虑每个晶体管型号所给定的极限条件:

最大  $V_{CB}$ , 最大  $I_C$ , 最大  $P_C$ 。

理想条件是如下:

$$V_s \leq V_{CB} \text{ 最大}$$

$$I_M \leq I_C \text{ 最大}$$

$$P_{tm} \leq P_C \text{ 最大}$$

实用时, AC127 管  $V_s \leq 32$  伏。

管子的选择取决于  $I_M$  和  $P_{tm}$ , 或使用极限  $I_M$  和  $P_{tm}$  来确定型号。

主要输出晶体管特性如下:

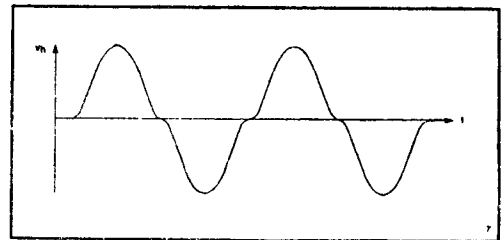


图 7

因晶体管离散, 故必须对每个放大器输出偏置电压调到所要求的静态电流。

### $A$ 点电压

$E$  点电压应该是  $\frac{V_s}{2}$ , 但实际上为了尽可能得到

最大输出信号, 通常选择一个稍小于  $\frac{V_s}{2}$  值。

当输出晶体管发射极里有电阻时, 应该用电阻公共点(即人们称其为  $A$  点)电压。

在具体制作时, 总会遇到输入信号问题,  $A$  点瞬时电压通常不可能象预先估计那样降到  $V_{CEK}$ , 但

总在  $V_{CEK}+V_x$ , 这里  $V_x$  表示为某一个电压, 它近似于  $T_1$  发射极直流电压。有效电压平均值为

$$\frac{V_s - V_{CEK} + V_{CEK} + V_x}{2} = \frac{V_s + V_x}{2}$$

这就是  $V_A$  值。

$V$  和  $I$  最大值应该是

$$V_M = V_s - V_{CEK} - V_A$$

$$= \frac{V_s - V_x - 2V_{CEK}}{2}$$

$$I_M = \frac{V_s - V_x - 2V_{CEK}}{2R_1}$$

根据此式

$$I_{SM} = \frac{I_M}{\pi}$$

$$P_{tm} = \frac{(V_s - V_x - 2V_{CEK})^2}{8R_1}$$

$$P_{um} = \frac{R_u (V_s - V_x - 2V_{CEK})^2}{8R_1^2}$$

若

$$V_A = \frac{V_s}{2} + \frac{V_x}{2}$$

则在  $V_s - V_x$  代替  $V_s$  情况下, 上述所有公式仍旧是对的。

$T_3$  和  $T_5$  损耗公式得到同样修正。相反,  $T_2$  和  $T_4$  损耗更大: 应该用  $V_s + V_x$  代替  $V_s$ 。\*人们最关心是末级功率最大值:

$$P_{tm} = \frac{(V_s + V_x)^2}{4\pi R_1} = \frac{V_A^2}{\pi^2 R_1}$$

除  $P_{tm}$  中应取  $V_s = V_x$  外, 当标度表示电压  $V_s$  给定为  $V_s - V_x$  时, 可获得上述以图解法求出的公式。

**A 点电位**

$$\left( \frac{V_s + V_x}{2} \right)$$

很重要, 否则在同样失真条件下, 输出信号要定在更低电平和更小输出功率。

通常安排电路元件在 A 点上有很大稳定的电压。

若想在所有场合都很合适, 可藉  $R_c$  或  $T_1$  偏置调节  $I_{c1}$  来实现。

**实际电路**

现举几个晶体管补偿电路实例, 并阐述其具体实现方法。

本文设计实例有许多特殊线路, 它们有的按国际标准规划委员会规定稳定, 有的用二极管, 回授和音频控制前置放大器等等进行稳定。

当然, 这些线路也适用于设计其它电路。本文

实例都较先进, 它有较大有效电流。

**晶体管补偿电路输出级**

图 8 为 AC127/132 或 AC127/128 晶体管放大器补偿电路, 此线路图是 AC127/128 最佳设计。

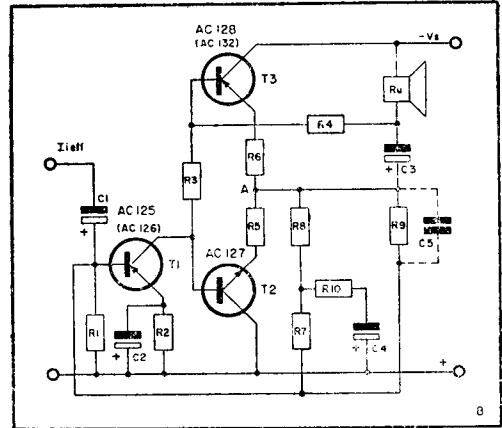


图 8

表 2 为元件值和电路性能。

1. 备注

$P_{um}$  = 小于 5% 失真的最大有效功率。

$P_{tm}$  = 晶体管正弦范围最大损耗功率。应该指出, 最大损耗功率不能同时表示出最大有效功率。当  $P_{tm} > 85mW$  时, 需用散热器。

$I_{toff} = T_1$  AC125 或 126 间平均值增益下所获得  $P_{um}$  的输入电流。

$V_A$  = 对称限幅的 A 点电压 (对于正端来说)。

$I_C$  = 输出晶体管静电流应该是 2mA。电流值大小藉  $R_3$  调节。

$R_3$ : 它可以用一个负温度系数电阻与一个标准电阻并联构成。例一个电阻 220Ω 并联一个 130Ω 负温度系数 25°C 的电阻构成一个 82Ω 电阻。当  $R_5 = R_6 = 0$  时, 二个管子发射极接地, 更应采用这种方法。

$C_5$ : 若要限制通带, 就不要加数百 pF 的  $C_5$ 。

放大器通带很宽。对于低频来说, 只能用电解电容阻抗来限制频率, 截止频率下端为 50Hz。

\* 此式分母原文为  $R_1$

\*\* 在  $P_t$  中, 实际上对于  $T_3$  或  $T_5$  来说, 用  $\frac{V_s - V_x}{2}$  代替  $\frac{V_s}{2}$ , 对于  $T_2$  或  $T_4$  来说, 用  $\frac{V_s + V_x}{2}$  代替  $\frac{V_s}{2}$ 。

表格 2 元件值和电路性能

$V_s$	V	4.5	6	6	6	9	9	9	9	12	30
$P_{um}$	mW	80	90	150	200	70	180	305	480	500	950
$R_u$	$\Omega$	15	25	15	15	100	25	15	15	25	100
$T_s$		AC132	AC132	AC132	AC132	AC132	AC132	AC132	AC128	AC132	AC132
$R_1$	k $\Omega$	1.8	4.7	3.3	3.3	10	4.7	1.8	1.5	1.5	3.9
$R_2$	$\Omega$	120	180	220	100	680	330	82	180	120	330
$R_3$	$\Omega$	82	100	82	100	220	100	56	82	100	100
$R_4$	$\Omega$	680	1000	820	1000	3300	1500	680	1200	2200	4700
$R_5$	$\Omega$	2.2	3.3	3.3	0	10	4.7	3.9	0	2.2	10
$R_6$	$\Omega$	2.2	3.3	3.3	0	0	4.7	3.9	0	2.2	10
$R_7$	k $\Omega$	2.7	10	5.6	10	22	8.2	10	6.8	12	27
$R_8$	k $\Omega$	2.7	10	5.6	15	22	10	2.7	2.2	3.3	27
$R_9$	k $\Omega$	—	—	—	—	—	—	—	47	—	—
$R_{10}$	$\Omega$	470	0	680	0	1800	820	0	0	0	0
$C_1$	$\mu F$	6.4	6.4	6.4	3.2	3.2	6.4	6.4	6.4	6.4	6.4
$C_2$	$\mu F$	320	200	200	320	100	100	320	320	320	200
$C_3$	$\mu F$	200	200	320	320	64	320	320	320	320	100
$C_4$	$\mu F$	100	25	64	64	25	64	64	64	64	25
VA	V	2.4	3.2	3.4	3.2	4.8	5	4.7	4.8	6.2	15.5
$I_{s\text{off}}$	$\mu A$	60	15	50	40	15	40	45	60	40	40
$I_{c1}$	mA	3	2.6	3.1	2.7	1.25	2.7	6.2	3.4	2.6	3.1
I	mA	100	85	115	150	35	115	190	250	170	127
$P_{tm}$	mW	34	36	63	68	23	85	117	153	140	220

对于高频来说, 不加  $C_5$  时, 到 20KHz 增益几乎不变。

$T_1$  基极偏置藉  $R_4$  和  $R_7+R_8$  构成的分压器实现。应注意电源负端对  $R_7+R_8$  没有馈电, 但在 A 点上, 其电位与  $T_1$  集电极同。

这种接法在温度作用下, 用直流回授稳定  $I_{c1}$ , 并使电流根本不受晶体管特性离散影响。当  $R_7$  和  $R_8$  公共点和地间未接去耦电容  $C_4$  时, 也可用交流回授。对于  $T_1$  输入阻抗和  $R_u$  来说,  $R_7$  大一些就足够了, 对于  $R_u$  来说,  $C_4$  丝毫不会引起功率降低。

显然不用交流回授, 放大器质量只会更差一些。为了避免增益过于降低, 可采用折衷办法; 电阻  $R_{10}$  与  $C_4$  串联, 使去耦不完全, 或者先把电阻  $R_9$  与  $R_7+R_8$  并联, 但  $R_9$  值要大于  $R_7+R_8$ 。这

时  $T_1$  偏置取决于  $R_9$  与  $R_7+R_8$  并联。

负回授比藉  $R_{10}$  和  $R_9$  调节, 对有效电阻  $R_{10}$  线路可以在不改变  $T_1$  直流偏置情况下调节电阻, 而电阻  $R_9$  就没有这情况。

同样可以选择一个负回授来降低锐度。这时用交流负回授在  $R_8$  和  $R_9^*$  上并联一个电容  $C_5$ , 从某个截止频起, 得到的每倍频程使增益降低 6dB。

为了在  $R_7+R_8$  与 A 点相连处有同样稳定,  $T_1$  发射极上应事先加一个电阻。

这里也涉及到直流回授问题。对交流说, 回授根本没有改善质量, 为了不使增益损耗, 藉  $C_2$  使  $R_9$  旁路。

应注意,  $C_2$  应与正极相连, 而不与负极相连。

\* 原文为  $R_7$  和  $R_8$ 。

事实上,  $T_1$  基极与  $R_1$  相连的正极很接近。若发射极在负端旁路, 整个电源电压变化传到  $T_1$  基极和发射极间, 导致再放大和振荡。

$R_2$  (更确切地说  $R_2 I_{c1}$  直流电压) 降低输出有效功率。

实际上,  $T_3$  发射极最大负电压是  $V_S - V_{CEK}$ 。

正的最大电压是  $R_2 I_{c1} + V_{CEK}(T_1) + V_{BE}$  (当  $T_2$  最大信号时)。

同样  $V_x = R_2 I_{c1}$  限制输出最大电压。

但  $R_2$  很小值产生的  $I_{c1}$  漂移作用到  $A$  点, 降低最大电压输出。故选择  $R_2$  可得到妥然解决。

乙类工作的  $T_2$  和  $T_3$  偏置小。故要事先加一个通有电流  $I_{c1}$  并在正常范围可调节的电阻  $R_3$ 。

温度升高时, 为了使静态电流固定, 应该减低偏置电压。结果有效电阻  $R_3$  值降低,  $I_{c1}$  随温度增高。

温度补偿通常用负温度系数电阻与同样值的标准电阻并联实现。

$R_3 + R_4$  ( $R_3$  小于  $R_4$ ) 组成直流  $T_1$  负载。应该特别注意, 电阻  $R_3 + R_4$  不直接与负极相连, 而是通过电阻对  $R_4$  来说可以忽略不计的扬声器相连。在交流上, 这种连接法防止了功率严重损耗, 结果  $R_4$  上交流电压显著下降: 通常对  $V_S$  来说,  $V_{BE} E_2 + R_3 i_{C2}$  或  $V_{BE} E_3 + R_6 i_{C3}$  只有数百 mV。

在温度作用下, 为了稳定  $T_2$  和  $T_3$  静态电流, 发射极上可以预先加一个回授改善输出信号对称电阻, 若信号电阻很高时,  $R_5$  几乎不要调节。但这一级增益降低。对输出功率相同来说, 其下降功率为

$$\frac{R_5}{R_5 + R_u} P_1$$

上述表明, 在有效功率相同情况下, 放大器消耗功率越大, 输出晶体管消耗功率也越大。因此对于  $R_u$  来说,  $R_5 = R_6$  应该小些。

此外,  $R_5$  和  $R_6$  增加了  $R_4$  上的交流损耗, 一方面, 因  $R_4$  上的电压提高  $R_5 i$  或  $R_6 i$  ( $i$  表示  $T_2$  或  $T_3$  上的电流), 另一方面,  $T_2 - T_3$  级增益降低时, 电流  $I_{c1}$  应更大, 而  $R_4$  更小。

扬声器与电源负端相连, 以便得到合理的  $R_4$ 。

众所周知, 信号每工作一周, 电容 (与扬声器串连) 就进行充放电一次。为了传输更低频率, 在这范围电压应该很稳定, 也就是说,  $R_1 C_3$  时间常数相当大。

实际使用中理想值:

$$C_3 = \frac{5000}{R_1} \quad (C \text{ 单位为 } \mu\text{F}, R_1 \text{ 单位为 } \Omega)$$

要使放大器有高保真度, 最好把此值加一倍。

## 2. 2X AC127/AC128 晶体管线路结构

图 9 和 40809 型产品线路实例, 它用 4 个晶体管组成。

选择晶体管时, 应使其输出增益是一个准常数。此外, 二个输出晶体管具有更高增益, 对于激励晶体管来说, 它应用在很低静态电流下工作。

应注意, 图 9 前置放大器线路上 AC127 管子是特殊连结。虽这种结构在典型线路上使用元件少, 并保证有好的热敏补偿, 但在级间仍需直接耦合。电阻  $5.6\Omega$  使交流回授有 6dB。

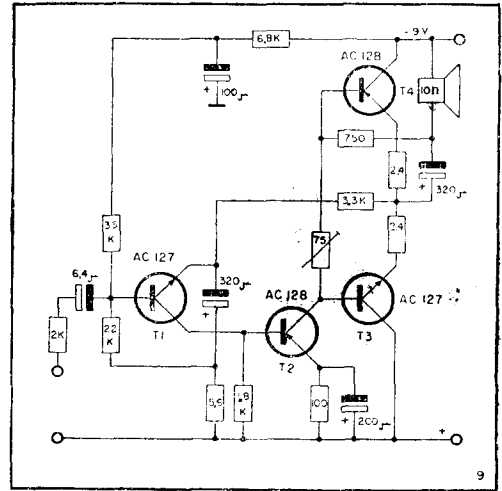


图 9

线路特性如下:

$$V_S = 9V \quad I_{ieff} = 16\mu A$$

$$V_A = 4.7V \quad I_{c1} = 5.3mA$$

$$R_u = 10\Omega \quad I_{c2} = I_{c3} = 3mA$$

$$P_{um} = 500mW \quad I_{M1} = 300mA$$

$$P_{tm} = 170mW \quad I_{SM} = 95mA$$

## 中等功率 AC128 晶体管输出级

藉 AC127/132 管激励, 一对 AC128 晶体管很易使低频放大器做到 1W 或 2W 的中等功率。

现举三个实例如下。

### 1. 电池电源 1W 放大器

这里介绍的是图 10 高质量低频小型接收机线路, 典型前置放大器线路不准备再介绍。

$R_1$  中有一部分负温度系数, 以便在  $R_2$  小的情况下稳定随温度变化的  $I_{c1}$ 。



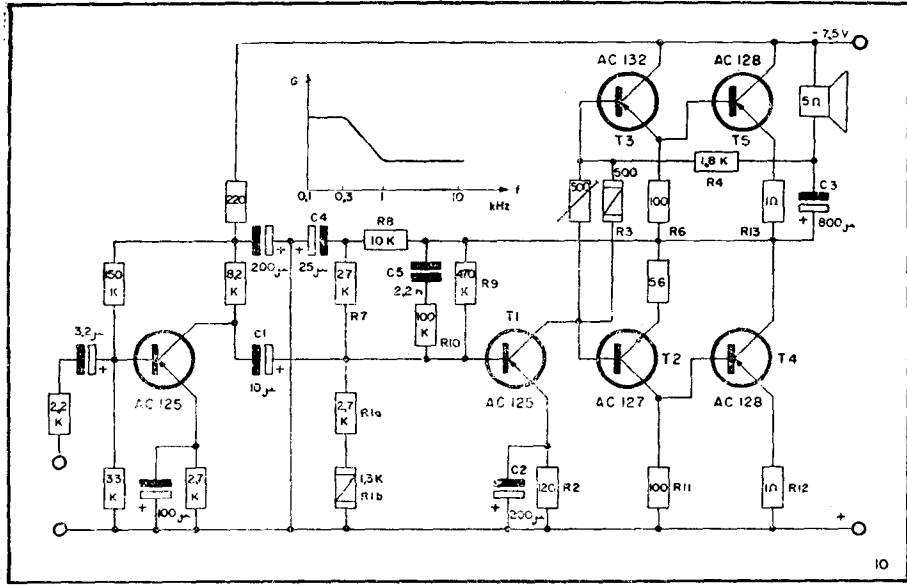


图 10

$R_{10} + C_5$  加上一个回授。图 10 为其响应曲线，表示从 300 周起，每倍频程使  $C_5$  降低增益 6dB。但  $R_{10}$  到 1 千周时，电压就不再下降。对于小型接收机来说，显然这种回授提高低频性能往往很理想。

AC128 连接法与图 3 简化线路上  $T_4$  和  $T_5$ \* 稍有不同。

为了达到很好稳定，应该加电阻  $R_6$  和  $R_{11}$ 。总的工作点相同，但在电阻上部分有效信号分流，其值稍比 AC128 输入阻抗稍大一些。

为了对  $T_2$  和  $T_3$  热稳定， $R_5$  和  $R_6$  串联，而且要有交流对称：若要使增益相同，应藉发射极电阻使  $T_2$  和  $T_3$  有同样回授；为了补偿  $R_3$  信号损耗（这种损耗只有在  $T_3$  中出现）和  $R_4$  信号损耗（ $T_3$  损耗大于  $T_2$  损耗）， $R_5$ （相当于  $R_6$ ）与  $T_5$  输入阻抗并联。

电阻  $R_{12}$  和  $R_{13}$  可以不要，其优缺点与图 10 的  $R_5$  和  $R_6$  相同。

但需说明一下，一方面  $R_{12}$  和  $R_{13}$  所给的负回授提高了  $T_4$  和  $T_5$  输入阻抗，这样导致  $R_6$  和  $R_{11}$  信号更大分流。另一方面， $R_{12}$  和  $R_{13}$  与有效负载串联，于是损耗了功率。

但这里  $T_1$  发射极直流电压加大不会增加  $R_{12}$  和  $R_{13}$  损耗。

应该注意，实际上  $A$  点电压可以变化。

甲. 负半周时

即使对于最大信号来说， $T_3$  电流也很小（小于 10mA）；同样发射极集电极最小电压  $V_{CEK}$  也很小。

$T_5$  发射极得到电压  $V_E = -0.5$ ，此值表示  $T_5$  中  $V_{CEK}$ 。

乙. 正半周时

$T_1$  中

$$V_E = -120 \times 2.10^{-3} = -0.24V$$

$$V_C = V_E + V_{CEK} = -0.24 - 0.15V = -0.4V$$

$T_2$  中

$$V_B(T_2) = -0.4V$$

$$V_E(T_2) = -0.5V$$

在  $A$  点上

$$V_A \approx 0.5V$$

因为在  $R_5$  上电压只有几个毫伏。

$T_1$  和  $T_2$  可以给  $T_4$  集电极 0.5V。当这电压刚好是  $T_4$  中  $V_{CEK}$ ，在末级前就肯定不会产生饱和。

若设  $R_2$  为  $1\Omega$ ，当最大电流时，地与  $T_4$  间电压为 0.6V。这时，不应该使  $T_4$  集电极为  $-0.5V$ ，尤其不应为  $-0.5 - 0.6 = -1.1V$ 。当  $T_2$  发射极直流电压不超过  $0.24 + 0.6 = 0.84V$  时，末级前不会产生饱和。由于  $R_{12}$  作用，电阻  $R_2$  加倍， $A$  点电压不受影响。

$T_4$  和  $T_5$  静态电流藉  $R_{11}$  和  $R_6$  直流电压固定，

\* 原文为  $T_6$ 。