

# 集成电路音响放大器

徐治邦 编著

新 时 代 出 版 社

## 内 容 简 介

本书阐述了有关集成电路音响放大器的一些线路原理，并介绍了十种用集成电路组装的音响放大器的实例。内容分为七章：晶体管功率放大器；集成电路功率放大器；集成电路前置放大器及控制网络；集成立体声解码器；集成电平显示驱动器；功率放大器与扬声器的配接；音响放大器的实践。在附录中列出了几十种国外音响集成电路的资料。

本书文字通俗浅显，凡具有晶体管电路基本知识的读者都可看懂，并可进行仿制实践，因而很适合无线电爱好者阅读。此外，由于书中提供了较多资料，也可供从事音响电路的工程技术人员查阅参考。

## 集 成 电 路 音 响 放 大 器

徐治邦 编著

---

新时代出版社出版 新华书店北京发行所发行

国防工业出版社印刷厂印刷

787×1092毫米 16开本 14.5印张 338千字

1986年1月第1版 1989年7月北京第2次印刷

印数：12001—19800册

---

ISBN7-5042-0085-9/TN·5 定价：6.00元

## 前 言

朋友，您喜欢欣赏音乐吗？

欣赏音乐，最理想的场所自然是音乐厅。然而，并不是所有的人都经常有这个条件。大多数人是通过无线电广播、唱片或录音带等节目源进行重放来欣赏音乐的。重放的音乐怎样保持原来的音质，即所谓“高保真”地放音，是一个不断在研究改进的问题，而其中的重要环节，就是音响放大器。

如果您同时还是一位无线电爱好者，您大概还会想自己动手装制一台价格低廉、性能优良的音响放大器，以便通过自己的实践，进一步加深对电子线路原理的理解。

这本书将能帮助您达到上述目的。

音响放大器，最早主要是由电真空管构成的，后来逐渐由晶体管所替代，最近较多的则是采用集成电路。在电路构成的方式上，也在不断地发展变化。为了使读者对集成电路音响放大器的发展变化过程有一个概念，本书第一章先介绍了几种由分立元件构成的音响放大器，重点是叙述其线路设计上的一些基本考虑。这些基本考虑对集成电路的内部线路设计同样是适用的，因而是阅读第二章的准备。第二章通过介绍几种集成功率放大器，重点说明它与分立元件构成的功率放大器在线路设计及性能上的不同点。第三章介绍集成前置放大器、音调控制、频率均衡、等响度控制以及前置放大器与信号源的配接。第四章从使用的角度简单介绍了几种集成立体声解码器。第五章介绍了几种集成音量电平指示驱动器。第六章简述了扬声器与功率放大器的配接。第七章介绍了十种集成音响放大器的实例以及装配调试的一般原则。为了使用上的方便，在附录中给出了几十种国外集成音响电路的线路图和参数以供查阅。

集成音响放大器在我国才刚兴起，对它的原理和使用需要有一个了解过程。由于集成电路是将整个线路高度密集地制作在一个小硅片上，封装在一个管壳里，只伸出几根至十几根引线，内部特性不大直观。所以希望读者最好能先按顺序读完第一、二、三章，对集成电路有了一个基本概念后再动手进行实验，这样可以在理论及实践方面均得到收获。当然，对于具有一定无线电知识的初学者，如直接从第七章提供的实例进行实践，只要小心认真，也还是会收到好效果的。

本书在编写过程中，得到了各有关同志的大力支持。王琪航、丁自强、袁耀强同志做了一些实验验证及画了部分图稿，沈安楣同志画了附录的部分图稿，在此深表谢意！

限于编写者的水平，加上时间仓促，书中定有错误和不妥之处，敬请读者批评指正。

作者 1984.1

# 目 录

<b>第一章 晶体管功率放大器</b> .....	1
1-1 晶体管功率放大器的主要矛盾 .....	1
1-2 变压器耦合甲类功率放大器 .....	3
1-3 变压器耦合推挽功率放大器 .....	8
1-4 无变压器功率放大器 .....	14
1-5 直流功率放大器 .....	24
1-6 BTL 功率放大器 .....	27
<b>第二章 集成功率放大器</b> .....	30
2-1 集成电路的特殊考虑 .....	30
2-2 功率放大集成电路 LA4100/ 4101/4102 .....	36
2-3 集成功率放大电路 TBA820L .....	43
2-4 双功率放大集成电路 LM377 .....	47
2-5 集成功率推动电路 SL404 和 SL349 .....	51
2-6 用集成运算放大器构成的功率放 大器 .....	56
2-7 保护型集成双功率放大器 $\mu$ PC1185 .....	59
<b>第三章 集成电路前置放大器及控       制网络</b> .....	65
3-1 几种集成电路前置放大器 .....	66
3-2 频率均衡网络 .....	69
3-3 音调控制网络 .....	74
3-4 等响度网络 .....	80
3-5 前置放大器与信号源的配接 .....	83
<b>第四章 集成立体声解码器</b> .....	87
4-1 集成立体声解码器 LA3361 .....	87
4-2 集成立体声解码器 AN7410 .....	91
4-3 集成立体声解码器 $\mu$ PC1197C .....	93
4-4 集成立体声解码器 TA7343P .....	95
<b>第五章 集成音量电平指示器</b> .....	98
5-1 发光元件 .....	98
5-2 集成电平指示驱动器 SL322、SL323、 SL325 .....	101
5-3 对数型 LED 显示驱动器 SL327 .....	107
5-4 低电压单点对数型 LED 驱动器 SL326 .....	110
5-5 带放大器的对数式 LED 驱动器 LB1405 .....	112
<b>第六章 功率放大器与扬声器的       配接</b> .....	116
6-1 扬声器的主要指标 .....	116
6-2 扬声器的选择 .....	118
6-3 扬声器的保护电路 .....	121
6-4 扬声器箱与分频器 .....	123
<b>第七章 音响放大器的实践</b> .....	129
7-1 装配及调试的一般原则 .....	129
7-2 6V/1W 带简单音调控制的集成电 路功率放大器 .....	133
7-3 电源范围较宽的功率放大器 .....	136
7-4 由 LA3210 和 LA4112 组成的功率 放大器 .....	138
7-5 带音调控制的 24V/6W 功率接续器 .....	140
7-6 BTL 全集成电路单通道扩音机 .....	142
7-7 立体声放音机 .....	145
7-8 带等响度网络的 6W 功率放大器 .....	148
7-9 30V/10W 功率放大器 .....	151
7-10 $\pm 24V/30W$ OCL 功率放大器 .....	153
7-11 $2 \times 6W$ 双通道立体声功率放大器 .....	157
7-12 音响放大器的电源 .....	161
<b>附录 I 部分国外音响集成电路       资料</b> .....	165
集成功率放大器 .....	165
1. LA4100/4101/4102 .....	165
2. LA4112 .....	167
3. LA4140 .....	170

**V**

4. LA4420 .....170  
 5. TBA810SH/AS .....172  
 6. TBA820L/M .....174  
 7. TDA2002 .....176  
 8. TDA2004 .....178  
 9. #PC1212C .....181  
 10. #PC1213C .....182  
 11. TA7331P/F .....182  
 12. TDA2611A .....186  
 13. AN7145L/M/H.....189  
 14. TA7222AP .....191  
 15. TA7227P .....193  
 16. TA7229P .....195  
 17. TA7230P .....196  
 18. TA7232P .....198  
 19. TA7237AP .....200  
 20. TA7238P .....201

21. TA7240P .....202  
 22. TBA800.....204  
 23. TDA2030 .....207  
 24. TDA1102SP .....209  
 集成前置放大器 .....212  
 25. TA7136AP .....212  
 26. HA1451.....213  
 27. HA1452.....213  
 28. LA3210.....215  
 29. LA3220.....216  
 30. TA7668AP .....219  
 集成电平显示驱动器 .....220  
 31. LB1405/1415 .....220  
 32. LB1409.....223  
 33. TA7666P/TA7667P .....224

附录 I 音响集成电路的代换 .....227

# 第一章 晶体管功率放大器

## 1-1 晶体管功率放大器的主要矛盾

任何电子设备，如果它有多级放大器，它的最后一级放大器往往和其他各级有若干不同，其中最主要的是它要给负载以一定的电功率作为输出。负载可以是不同的形式，这里以扬声器为例，放大器必须给扬声器一定的功率，才能推动扬声器发出声音。我们将这类输出功率的放大器称为功率放大器，而通常将前级放大器称为电压放大器。

对于晶体管，电压放大器这个概念并不是很确切。因为晶体管放大器在工作的时候，输入端一定要消耗功率，输出端也一定会给出功率。从这个意义上来说，任何一个晶体管放大器都是功率放大器。但我们现在使用“功率放大器”这个名称，是限制它的意义的。即是说：凡着眼于输出一定功率给负载的放大器称为功率放大器。这样它就具有其他放大器所不存在的一些特殊矛盾。

第一，它要输出尽可能大的功率。

对于一个给定的负载，例如阻抗为  $8\ \Omega$  的扬声器，在给定的工作电压下，如何能给它尽可能大的功率？也就是说，如何给这个负载以尽可能大的电压和尽可能大的电流。这就涉及到最佳的阻抗问题。由于扬声器通常是低阻抗的，如果将扬声器直接作为功率放大器的负载，放大器则不一定能够给出最大的功率。因此，解决最佳阻抗问题是功率放大器的一项重要任务。

第二，它要有尽可能高的效率。

放大器在工作的时候，必须给它提供直流电源，功率是不可能没有其它能源的情况下被凭空“放大”的。严格地说，功率放大器是一种功率转换器。它用一个小的输入功率去控制放大器的输入端，放大器在工作时消耗掉直流电源提供的直流功率。这个直流功率以后分作两部分：一部分成为被“放大”的有用功率，输送给负载。另一部分则成了放大器本身的耗散，以热的形式消耗掉了。输出功率总是小于直流电源供给的总功率的，它们的比值就是放大器的效率。常用  $\eta$  表示：

$$\eta = \frac{P_o}{P} \quad (1-1)$$

这里， $P_o$ ——输出功率；

$P$ ——所消耗的总功率。

而  $\eta < 1$ 。我们希望  $\eta$  尽可能地大，一方面是为节约能源（在晶体管功率放大器使用直流电源时，这个问题更为突出）。另一方面，还在于可充分发挥所使用器件的效能。因为  $(P - P_o)$  是消耗在放大器上的，主要是消耗在大功率晶体管上的。每一种型号的晶体管，都有一个极限参数——最大功率耗散（用  $P_{CM}$  表示），晶体管使用时耗散功率若超过它的  $P_{CM}$  值，就容易损坏。而如果  $\eta$  越大， $(P - P_o)$  就越小，晶体管使用时就越安全。反过来说，如输出同样功率时，可以使用较小  $P_{CM}$  的晶体管，成本就较为便宜。或者这样说，同样一个晶体管，当使用在  $\eta$  较大的线路中时，就可以使输出功率更大。它

的效能就可以发挥得更充分。

第三，它要做到尽量不失真地放大。

电压放大器要做到不失真地放大。但是功率放大器要做到这一点就比较难。因为任何一个晶体管都是非线性元件。对于小信号放大器，工作范围较小，只在晶体管特性曲线的一小段区域内使用。而且在选择工作点的时候，可以特地选在近似为“线性”的那一段。这样，输出信号和输入信号的波形相同，只是幅度被放大了某一个倍数。如果波形完全相同，就是做到了不失真放大。一般都不可能做到一点也不失真。但是只要失真小到一定的程度，实用上感到已能满足要求，就可以认为是高保真的线性放大了。功率放大器一般就不这么简单，不这么容易。功率放大器要求有尽可能大的功率输出，以及尽量高的效率，晶体管的动态范围就要用到截止区和饱和区的边缘，在这区间，是不可能完全呈线性的。通常，晶体管的基极作为输入端，集电极作为输出端。假定集电极负载  $R_C$  是固定的，我们可以估计一下输出电压和输入电压的关系，如图 1-1(a) 所示。

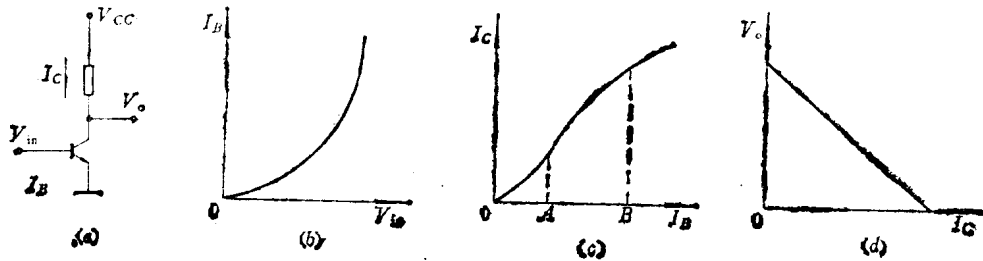


图 1-1

输入信号  $v_{in}$  引起输入电流  $I_B$ ，理论上，这两者之间是指数关系，即：

$$I_B = Ae^{\frac{qv_{in}}{kT}} \quad (1-2)$$

这里， $e$  ——自然对数的底，

$A$  ——某一常数；

$k$  ——波尔兹曼常数；

$T$  ——绝对温度；

$q$  ——电子电荷。

其特性如图 1-1(b) 所示，当  $v_{in}$  变化范围很大时， $I_B$  和  $v_{in}$  的关系离线性极远。图 1-1(c) 是  $I_B-I_C$  的关系曲线，在  $I_B$  较小时 ( $A$  点以下)， $I_C$  增加得慢，到一定程度时 ( $AB$  之间) 基本上是线性的， $B$  点以上时， $I_C$  增长又慢了，整个曲线是非线性的。至于晶体管集电极电流和输出电压  $I_C-V_o$  的关系，在负载电阻不变的情况下，是线性关系，如图 1-1(d)。这样如从整体上来考察  $V_o-v_{in}$  的关系，离线性 (也就是高保真) 相差就可能很远了。

功率放大器要达到高保真放大和输出，需要采取许多措施。其中的一项措施是加负反馈，我们将在以后的篇幅中详细叙述。

对于功率放大器，又要输出功率大，又要高效率、高保真，这就推动了功率放大器电路形式的研究与发展。目前功率放大器已经有了很多种形式，下面介绍几种较多见的功率放大器电路。

## 1-2 变压器耦合甲类功率放大器

图 1-2 是典型的变压器耦合甲类功率放大器。它与一般的  $RC$  耦合放大器的不同之处，仅仅在于负载不是直接接在集电极回路中，而是通过变压器  $T$  接入的。

放大器的基极电压由电阻  $R_a$ 、 $R_b$  予以分压偏置。 $R_a$  是给晶体管加直流负反馈以稳定工作点用的。 $C_c$  是对交流信号旁路用的。

输入信号  $v_{in}$  通过信号源内阻  $R_s$  和耦合电容  $C$  输入到晶体管基极。静态时，其集电极有一静态电流  $I_{CQ}$ ，由于变压器的直流电阻较小，可以近似认为  $I_c$  在变压器上的压降微不足道，可忽略不计。这样晶体管集电极的直流静态电压就等于电源电压  $V_{CC}$ 。 $V_{CC}$  和  $I_{CQ}$  构成了晶体管的静态工作点，而变压器的作用则是进行阻抗变换，以使负载得到较大的功率。

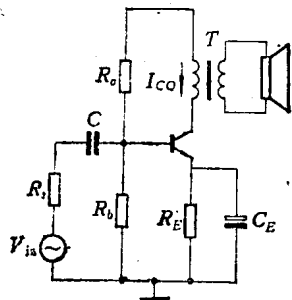


图 1-2

### 1-2-1 变压器的阻抗变换作用

为简单起见，我们先讨论理想的变压器。一个如图 1-3 所示的理想变压器，其初级电压、电流与次级电压、电流的关系，可由以下式子表示：

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (1-2)$$

设初级圈数为  $N_1$ ，次级圈数为  $N_2$ ，则根据变压原理，有：

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1-3)$$

将式 (1-2) 和 (1-3) 结合起来，可得：

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1-4)$$

次级电压  $V_2$ 、电流  $I_2$  同负载的关系应服从欧姆定律：

$$\frac{V_2}{I_2} = R_L \quad (1-5)$$

式中， $R_L$  为负载的阻抗。

所以从初级看进去，它的输入阻抗应该为：

$$R_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) V_2 \div \left(\frac{N_1}{N_2}\right) I_2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{V_2}{I_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \quad (1-6)$$

$\frac{N_1}{N_2}$  称为变压器的变压比，如用  $n$  表示，则有：

$$R_{in} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = n^2 R_L \quad (1-7)$$

这就是说，通过变压器的变换，从初级看进去的等效阻抗为原来阻抗的  $n^2$  倍。若原来扬声器的阻抗为 8 欧姆，设  $n = 3$ ，则  $R_{in} = 3^2 \times 8 = 72$  欧姆。也就是通过变压器的变换，负载阻抗提高到 9 倍。

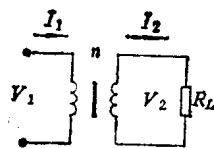


图 1-3



以上说的是理想变压器，满足式(1-2)。实际上变压器本身总还要消耗能量，因此输出功率总是小于输入功率。因此，变压器也存在一个效率问题。

图 1-4 是晶体管的输出特性曲线族。所谓输出特性，是反映晶体管的输出电压与输出电流的关系的，在我们这种情况下是考察集电极电压  $V_c$  和集电极电流  $I_c$  的关系。

大家都知道，在同样的集电极电压  $V_c$  的情况下，晶体管的集电极电流  $I_c$  和基极输入电流  $I_B$  成正比，所以在观察  $V_c$  和  $I_c$  的关系时，先固定基极电流  $I_B$ ，设  $I_B = I_{B4}$ ，当  $V_c \approx 0$  时， $I_c \approx 0$ 。随着  $V_c$  增大， $I_c$  线性地上升，直到  $V_c = V_{c1}$  时，曲线开始平坦，当  $V_c > V_{c1}$  时， $I_c$  基本不变，其值为  $I_{c4}$ ，这时  $I_{c4} = h_{FE} \cdot I_{B4}$ 。这里  $h_{FE}$  称为晶体管的直流放大倍数。因此，曲线④就表示在输入电流  $I_B$  固定为  $I_{B4}$  时的输出特性曲线。当  $I_B$  不同时，输出特性曲线当然就要变动。这样就产生了许多条曲线，我们称之为输出特性曲线族。例如  $I_B = I_{B3}$  时，对应曲线③， $I_B = I_{B5}$  时，对应曲线⑤。也就是说  $I_B$  从  $I_{B3}$  变化到  $I_{B5}$  时， $I_c$  从  $I_{c3}$  变化到  $I_{c5}$ 。

集电极电流变化与基极电流变化的比值称为交流放大系数，用  $\beta$  表示。

$$\beta = \frac{I_{c5} - I_{c3}}{I_{B5} - I_{B3}}$$

一族特性曲线究竟有几条曲线？图 1-4 中画了五条曲线，这是为了说明问题清楚起见而画的。实际上，它可以有无数条曲线。例如我们设有某一基极电流  $I_B$ ，且  $I_{B3} < I_B < I_{B5}$ ，则与  $I_B$  对应的集电极电流  $I_c$  也必然有关系式  $I_{c3} < I_c < I_{c5}$ 。这就说明在曲线③和曲线④之间必定存在另外的输出特性曲线。

简略地说，输出特性曲线族表示在一定的基极电流  $I_B$  驱动下，输出电压  $V_c$  与输出电流  $I_c$  的关系。从曲线上也可以看出：当  $I_B$  变化  $\Delta I_B$  时， $I_c$  的变化 ( $\Delta I_c$ ) 有多大。

当晶体管的集电极通过负载  $R_L$  接到电源  $V_{cc}$  的时候，它的集电极电压  $V_c$  和集电极电流  $I_c$  还应受以下方程的约束：

$$V_c = V_{cc} - I_c R_L$$

即  $I_c$  上升时， $V_c$  将下降。 $R_L$  值越大， $V_c$  下降越快。其变化情况如图 1-5 所示。

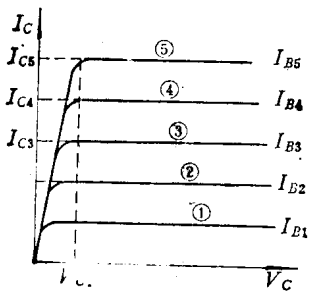


图 1-4

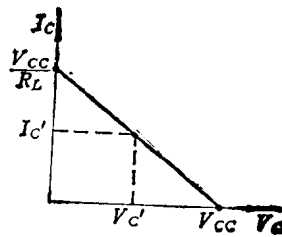


图 1-5

由图中可以看出，当  $I_c = 0$  时， $V_c = V_{cc}$ ；当  $I_c = \frac{V_{cc}}{R_L}$  时， $V_c = 0$ 。这样的一条斜线称为负载线，它的斜率取决于  $R_L$  的值。 $R_L$  越大，负载线越平坦， $R_L$  越小，负载线就越斜。

由此可以看出， $V_c$  和  $I_c$  的关系，一方面是受晶体管输出特性制约，一方面受负载

线制约。因此把这两种曲线画在同一个图上，它们的交点，就是实际的工作点，如图 1-6 所示。

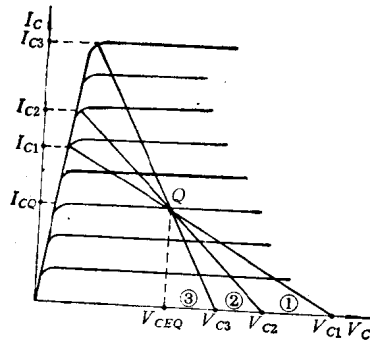


图 1-6

### 1-2-2 最佳负载线

通过变压器的阻抗变换作用，原则上可以取得任意的等效负载值。那么究竟在什么负载下，可以得到最大的输出功率呢？通过晶体管输出特性和负载线的研究，可以回答这个问题。

为方便起见，我们先假设工作点  $Q$  是任意选定的。 $Q$  点对应的电压为  $V_{CEQ}$ ，电流为  $I_{CQ}$ ，电流  $I_{CQ}$  的值可以通过调整图 1-2 中的  $R_a$ 、 $R_b$  以改变  $I_b$  得到。假定  $R_e$  选得较小，它上面的压降可以忽略。又因变压器初级线圈的直流电阻较小，可以忽略（但它的交流阻抗值较大，等于  $R_L$ ），则晶体管  $CE$  极之间的静态电压就等于电源电压  $V_{CC}$ 。图 1-6 中画出了三条负载线，对应着  $R_{L1}$ 、 $R_{L2}$ 、 $R_{L3}$ ，且  $R_{L1} > R_{L2} > R_{L3}$ 。

当有输入信号（即  $I_b$  发生变化）时，工作点就沿负载线移动。 $I_c$  增大时， $V_c$  减小，而  $I_c$  减小时， $V_c$  增大。这里应该注意，因静态工作点的电压为电源电压，所以  $I_c$  减小时， $V_c$  就大于电源电压。这和电阻负载的情况是不同的。用电阻作负载时， $V_c$  总是小于电源电压，而用变压器作负载时，变压器原边的感应电压是交替变化的。当其极性与电源一致时，就使  $V_c$  大于电源电压。这是用变压器耦合时附带的一个优点。它相当于使  $V_c$  的变化范围加大，从而提高了输出功率。但在使用时要时刻记住：对晶体管的耐击穿电压值的要求也应相应提高，而且要尽量防止变压器次级开路。因为根据式 (1-7)，这时等效负载为无穷大，负载线比曲线①还要平， $V_c$  就会更大。搞不好就会使晶体管击穿。

现在再来看最佳负载线，我们既要求有最大的功率输出，同时还要求有正负对称的输出，以保证起码的不失真。先看负载线③，它的上端可使电流  $I_c = I_{C3}$ ，但其负端却只能减到零，从图上可知：即  $\Delta I_{c\pm} = (I_{C3} - I_{CQ}) > \Delta I_{c\mp} = (I_{CQ} - 0)$ 。考虑到正负对称， $\Delta I_{c\pm}$  大于  $\Delta I_{c\mp}$  的那一部分是没有用处的。同是这根负载线， $\Delta V_{c\pm} = (V_{C3} - V_{CEQ})$  却又小于  $\Delta V_{c\mp} = (V_{CEQ} - 0)$ ，从正负对称这个要求出发， $\Delta V_{c\mp}$  又不可能充分利用，所以功率是不可能达到最大的。再看负载线①，根据同样的分析，得出  $\Delta I_{c\pm} = (I_{C1} - I_{CQ}) < \Delta I_{c\mp} = (I_{CQ} - 0)$ ，结果  $\Delta I_{c\mp}$  不能充分利用，另一方面  $\Delta V_{c\pm} = (V_{C1} - V_{CEQ}) > \Delta V_{c\mp} = (V_{CEQ} - 0)$ ， $\Delta V_{c\pm}$  大于  $\Delta V_{c\mp}$  的那一部分也是没有利用价值的。

因此最理想的情况是： $\Delta V_{c\pm} = \Delta V_{c\mp}$ ， $\Delta I_{c\pm} = \Delta I_{c\mp}$ 。这样整个电流变化量近似为

$2I_{CQ}$ , 整个电压变化量近似为  $2V_{CEQ}$ 。在什么负载下可以达到这种状态呢? 那就是:

$$R'_L = \frac{2V_{CEQ}}{2I_{CQ}} \approx \frac{V_{CC}}{I_{CQ}} \quad (1-8)$$

这就是在选定  $V_{CC}$  以及工作点  $I_{CQ}$  之后应该有的最佳负载值。

式 (1-8) 很值得再进一步分析。我们看到, 在选定  $V_{CC}$  和  $I_{CQ}$  后, 最佳负载值由式 (1-8) 确定。如果实际负载值为  $R$ , 则可以计算出变压器的变压比。

反过来, 如果等效负载值已经确定, 如变压器及扬声器都是现成的, 则适当选取  $V_{CC}$  及  $I_{CQ}$ , 使之满足式 (1-8), 同时又满足其他要求 (因为决定了  $V_{CC}/I_{CQ}$  之后,  $V_{CC}$  和  $I_{CQ}$  仍有多种选择) 就可使现成的变压器及扬声器都获得利用。

我们还是考虑正弦波情况下, 这样的变化量所对应的输出功率。因为正弦电压或电流的有效值等于它的峰-峰电压的  $\frac{1}{2\sqrt{2}}$ , 所以

$$V_{有效} \approx \frac{2V_{CC}}{2\sqrt{2}} = V_{CC}/\sqrt{2}$$

$$I_{有效} \approx \frac{2I_{CQ}}{2\sqrt{2}} = I_{CQ}/\sqrt{2}$$

输出的功率为:

$$P = V_{有效} \cdot I_{有效} = \frac{1}{2} V_{CC} \cdot I_{CQ} \quad (1-9)$$

式 (1-9) 是在工作点确定之后, 在最佳负载情况下所可能输出的最大功率。这里之所以强调“可能”, 因为要输出这些功率, 还要配合以适当的驱动。由于静态工作点的电流  $I_{CQ}$  是由其基极电流  $I_B$  驱动的, 如为了使集电极电流变化到  $2I_{CQ}$ , 应使基极驱动电流变到  $2I_B$ 。如果没有这样大的驱动, 当然也就不能输出那样大的功率。

### 1-2-3 晶体管的极限参数与工作点的确定

每个晶体管都有它的各种极限参数, 这里先介绍三种主要的参数。

$P_{CM}$ : 最大耗散功率。耗散在管子上的功率, 最后是要以热的形式散发, 在一定耗散下最后散发与产生的热量保持平衡, 晶体管就在此种热状况下正常工作。如耗散太多, 不能散发, 晶体管内部过热, 就会使晶体管性能进一步恶化, 这种恶化又会使晶体管进一步发热, 如此恶性循环, 可能导致晶体管永久性损坏。所以在使用时, 应不使工作点进入大于  $P_{CM}$  的区域中。

$BV_{CEO}$ : 基极开路的集-射极击穿电压。晶体管工作时, 任何时候都不应使其  $CE$  之间的电压超过这个数值, 否则会造成击穿。不过通常生产管子的工厂对管子的击穿电压标称值打有一定的保险系数。因而, 某个晶体管的实际击穿电压有可能远大于其标称值。如经过实际测量, 则可根据实测数据来考虑设计和使用。

$I_{CM}$ : 最大集电极工作电流, 亦即最大工作电流。晶体管工作在大电流时,  $\beta$  值将下降, 当下降到 0.7 倍时的  $I_C$  值, 称为最大工作电流。所以实际上使用时, 电流略超过  $I_{CM}$  的值是可以的。

在上述三个极限参数的范围内就可以考虑最佳工作点了。我们看图 1-7, 在图 1-7 的

输出特性上, 现在增加了三条线, 一条是  $I_{CM}$ , 为水平线, 一条是  $BV_{CE0}$ , 是垂直线, 另一条  $P_{CM}$ , 是双曲线。这三条线与  $X$ 、 $Y$  轴所围成的区域, 就是工作点所应在的区域。

从充分利用晶体管的角度考虑, 应使输出功率

最大, 即应使  $P = \frac{1}{2} V_{CC} \cdot I_{C0}$  为最大, 所以静态

工作点应选在  $P_{CM}$  双曲线上。考虑到管子的

击穿电压, 电源电压  $V_{CC}$  不得超过  $\frac{1}{2} BV_{CE0}$ ,

$I_{C0}$  应基本上等于  $\frac{1}{2} I_{CM}$  (可以略为超过一点)。

在这个条件下, 再来取最佳负载值。

为说明工作点的确定, 现举出晶体管 3DG4 工作点的选取为例。

3DG4 的主要参数是:  $BV_{CE0} \geq 30V$ ,  $P_{CM} = 300mW$ ,  $I_{CM} = 30mA$ 。

因  $I_{CM} = 30mA$ , 我们可选取  $I_{C0} = 20mA$ 。

将静态工作点选在最大功率耗散线上, 则在  $I_{C0}$  已确定的情况下,  $V_{CE0} = \frac{P_{CM}}{I_{C0}} = \frac{300mW}{20mA} = 15V$ 。

因 3DG4 的击穿电压  $BV_{CE0} \geq 30V$ , 所以是满足的, 这种情况下最佳负载值应为  $R_L = \frac{15V}{20mA} = 750\Omega$ 。

若负载 (即扬声器) 的阻抗为  $8\Omega$ , 则变压器的变压比应为:

$$n = \sqrt{\frac{750}{8}} = 9.7$$

这时候的最大可能输出功率为:

$$P_o = \frac{1}{2} V_{CC} \cdot I_{C0} \approx 150mW。$$

#### 1-2-4 效 率

单管甲类功率放大器的电源所供给的电流值是以  $I_{C0}$  为中心上下摆动, 其平均值为  $I_{C0}$ 。而电压是不变的, 为  $V_{CC}$ 。故其直流功率为  $V_{CC} \cdot I_{C0}$ 。最大的正弦波输出功率则为  $\frac{1}{2} V_{CC} \cdot I_{C0}$ 。效率则定义为输出功率与直流消耗功率之比:

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} V_{CC} \cdot I_{C0}}{V_{CC} \cdot I_{C0}} = \frac{1}{2} \quad (1-10)$$

以上所述是理想状态的值。实际上, 由于下列原因, 效率不可能这样高。

(1) 变压器的损耗。变压器初次级各有导线电阻, 要损耗能量。变压器的初级磁力线也不可能完全耦合到次级, 因此要附加一些损失。

(2) 晶体管的饱和压降也不可能为零。

(3) 为稳定工作点, 发射极常串入电阻  $R_E$ 。  $R_E$  也要消耗一定的能量, 同时降低了

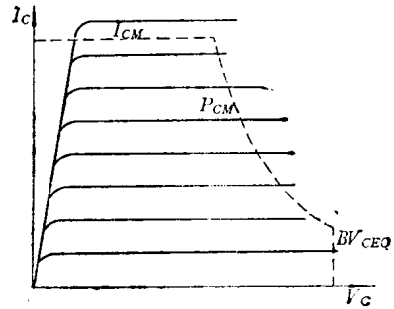


图 1-7

晶体管 CE 极之间的电压。考虑到上述因素，实际效率大约可达到 30% 多一点。

甲类放大器有一个静态工作电流，在没有信号时，电源功率全部消耗在管子上，而在最大功率输出时，电源功率却不增加，而是晶体管消耗的功率减小。也就是说，在小信号输入时，晶体管耗散较大；而大信号输入时，晶体管耗散反而较小。

### 1-3 变压器耦合推挽功率放大器

从功率消耗的角度看，单管放大器是不够理想的。这是因为：为了保持不失真输出，必须有一个静态电流  $I_{CQ}$ 。因而存在一个静态功耗： $P = V_{CC} I_{CQ}$ 。而且，当无输出信号时，这功耗全部被消耗在功率管上。为了输出  $P$  的功率，功率管必须具备  $2P$  的功率耗散能力，这对充分运用晶体管也是不利的。

为降低静态功耗，应该降低  $I_{CQ}$ 。但  $I_{CQ}$  的下降，必然使电流的动态范围变窄，如果原输入信号幅度保持不变。则输出电流的下半周就要发生失真，如图 1-8 所示。

这里原来考虑工作点为  $I_{CQ1}$ ，这时可输出最大的不失真电流波形如图中①，如果将静态工作点降低成  $I_{CQ2}$ ，且保持输入驱动不变则输出波形的正半周将保持原样，而负半周顶点将开始削波失真（如②），当工作点降到  $I_{CQ} = 0$  时，输出波形就只留下正半周了（如③）。

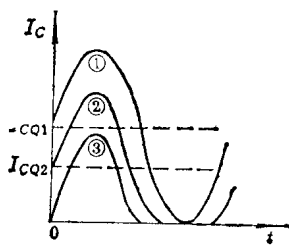


图 1-8

我们注意到，当  $I_{CQ} = 0$  时，静态功耗也可降到 0，从功耗观点看是比较理想的。可惜波形只剩下了一半。但是这一半波形基本上是不失真地放大的。由此可以考虑：如果将输入信号一分为二，分别由两只功率晶体管进行放大，其中一只晶体管专门放大波形的上半周，另一只晶体管则负责放大波形的下半周，而后将上下两半周信号分别加到负载上去，使之合成一个波形，那就可以兼顾功耗与波形失真的问题。将信号波形先拆开，分别放大后，再合并，这就是推挽功率放大器的基本设想。

#### 1-3-1 变压器耦合推挽放大电路原理

图 1-9 是实现推挽放大的基本原理。

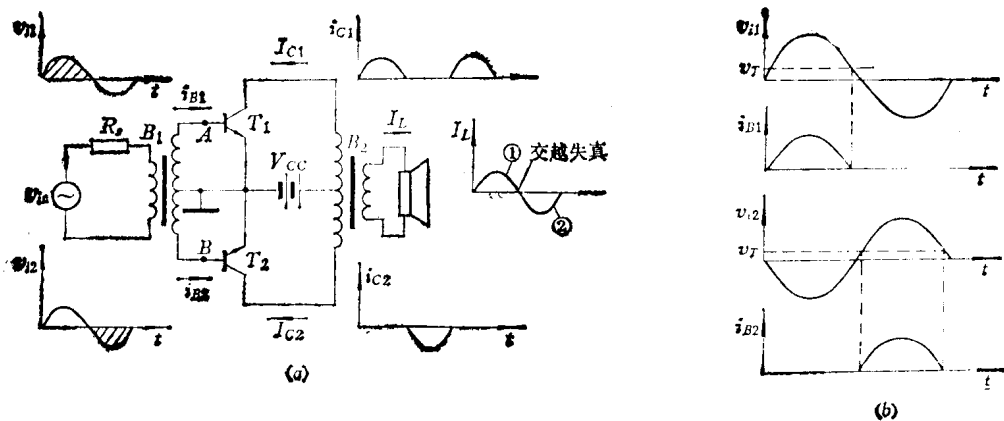


图 1-9

信号  $v_{in}$  通过输入变压器  $B_1$  转换成两个幅度相等的信号  $v_{i1}$  和  $v_{i2}$ 。由于输入变压器输出绕组的中点接地，所以两个信号是反相的。即  $A$  点对地为正时， $B$  点对地为负。对于直来说， $T_1$ 、 $T_2$  管的基极都是接地的。也即  $T_1$ 、 $T_2$  管都没有偏置， $I_{C0}$  为零。所以  $T_1$ 、 $T_2$  的输入信号尽管是交变的，但它只对半周起作用。 $T_1$  管只放大上半周信号； $v_{i1}$  的正弦信号只引起  $i_{B1}$  的半个波形的输入信号，并引起  $i_{C1}$  的半个输出信号。通过变压器输给负载，给出半个波形信号。而当输入是负半周时， $v_{i1}$  不能引起  $T_1$  的导通， $T_1$  不起作用；但  $v_{i2}$  却引起了  $i_{B2}$ ，从而引起  $i_{C2}$ ，通过变压器耦合在负载上产生曲线②所表示的电流。

我们注意到这样的事实：对于变压器  $B_2$  的初级来说， $I_{C1}$  和  $I_{C2}$  方向是相反的，因而在负载上引起的电流也是相反的。这样曲线①是正半周，而曲线②就是负半周，两半周的波形就基本上合并到一起了。

波形虽然合起来了，但在上面的原理图中可以看到，信号的正负半周之间出现了无信号的过渡区，这是原先的波形所没有的。说明在这里产生了信号失真。这种失真称为“交越失真”。

产生交越失真的原因见图 1-9(b)，因为图 1-9(a) 中的  $T_1$ 、 $T_2$  两管没有偏置，当  $v_{i1}$  正半周开始时，由于晶体管  $EB$  之间的电压有一个“死区”电压  $V_T$ ，它不能立即引起电流  $i_{B1}$ ，而当  $v_{i1}$  还未回到零时，也由于  $V_T$  的关系， $i_{B1}$  先到达了零。 $v_{i2}$  和  $i_{B2}$  的情况类似。这样半个电流的波形比半个电压的波形要“窄”，在过零附近的电压不能引起电流，也就在波形从正到负，或从负到正的交越过程中产生了失真。

为克服这一失真， $T_1$  和  $T_2$  还是应该加一个偏置电压，以克服这个“死区”，改进后的线路如图 1-10 所示。

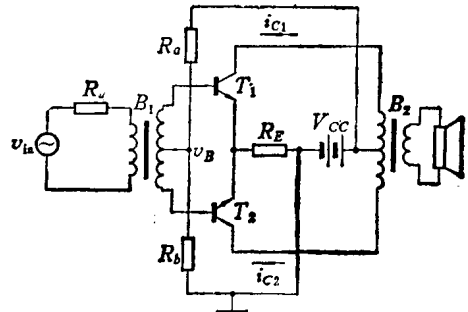


图 1-10

这个电路的结构基本上同图 1-9，但是加入了偏置电阻  $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_E$ ，使  $T_1$ 、 $T_2$  的基极在静态时有一个偏置电压  $V_B$ （对直来说， $T_1$ 、 $T_2$  是并联的）以补偿晶体管的“死区”，它可以使  $i_B$  基本上同  $v_B$  成线性变化，从而可以减小交越失真。

从形式上看，图 1-11 中的  $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_c$  的作用和图 1-2 基本一致。但在数值上，作用上是不同的， $R_a$ 、 $R_b$  分压给出一个偏置电压给两个晶体管的基极，但这里  $R_b$  远小于  $R_a$ ，所以  $V_B$  是比较小的。这里的  $R_E$  也比图 1-2 中的小很多，大约只有几个欧姆，所以其两端可以不并联电容  $C$ （因电容  $C$  的阻抗也有好几个欧姆）。 $R_a$ 、 $R_b$  和  $R_E$  所提供  $T_1$ 、 $T_2$  的静态电流。要比图 1-2 中的情况小很多，同有信号时的电流相比，还是可以忽略的。

调节  $R_a$  或  $R_b$ ，可以改变静态电流。静态电流太小时，交越失真大。稍大一些时，交越失真很快减小。如继续加大静态电流  $I_{C0}$ ，可继续减小交越失真。但已不大显著，而此时静态功耗就会急剧上升。所以实际调节时都使静态有一个合适的值。使失真达到允许的情况下，不使静态功耗过大。对于输出较小的功率管，可调节使  $I_{C0}$  为 2~3 毫安即可，对于大功率输出级，有将  $I_{C0}$  调到几十毫安甚至更大的。因较大功率输出时，本

身工作电流也大，这一点静态电流可能无所谓了。这时交越失真就会更小。从失真度的测量看，交越失真的数量一般不会太大。但人耳对此较为敏感。故对于高质量的功放电路，应采取专门措施。例如加负反馈等，我们将在以后专门阐述。

从放大器的工作状态来看，按交流信号在一个周期内导电时间的长短来分，有全周导电的，这就是图 1-2 所示的那种放大器，称为甲类放大器。图 1-9 所示半周导电的，称为乙类放大器。导电时间大于乙类而小于甲类的，称为甲乙类放大器（如图 1-10 所示）。导电时间小于半周的，称为丙类放大器。丙类放大器的输出波形因小于半周，失真更为严重，在音频放大器中没有应用。而在大功率高频放大器中，则有很多应用，放大器的效率也更高，但因不属本书范围，这里就不赘述了。

### 1-3-2 乙类推挽放大电路的图解分析

从本质上看，图 1-10 电路中的  $T_1$ 、 $T_2$  是两个并联电路，每个电路的工作点为：

$$V_{CQ} = V_{CC}$$

$$I_{CQ} = I_{CM}$$

信号的正半周及负半周可分开分析。但由于并联电路的基极电流是反相的，输出电流也是反相的，而这种反相电流通过变压器耦合，在负载上恰恰正是波形的相加。所以为分析方便起见，可以将输入、输出特性曲线分别予以“合成”。这种合成是一种“等效”概念，但分析起来却比较清楚。

我们再看图 1-10，先忽略  $R_E$ 、 $R_a$ 、 $R_b$  的存在。因为加到  $T_1$ 、 $T_2$  上的  $v_B$  电压是反相的，则对输入端来说，存在以下关系：

$$v_{B1} = V_B + v_B \quad (1-11)$$

$$v_{B2} = V_B - v_B \quad (1-12)$$

这里  $V_B$  是两管基极的直流偏置电压，而  $v_B$  是变压器耦合输入的交流信号，将这两式相加，得到

$$v_{B1} + v_{B2} = 2V_B \quad (1-13)$$

式 (1-13) 意味着在任何瞬间，二个基极电压之和都等于 2 倍的静态偏置电压。

下面就将两个输入特性曲线予以“合成”，如图 1-11 所示。曲线的上半部是  $T_1$  的输入特性曲线，在那里曲线的起始部分弯曲很严重，所以给予一个静态偏置  $V_B$ ，得静态工作点  $Q_1$ ，因：

$$v_{B1} + v_{B2} = 2V_B$$

所以选  $2V_B$  处作为  $T_2$  输入特性的原点。而将  $T_2$  管的输入特性曲线倒过来放在它下面，同样给予静态偏置  $V_B$ ，并有静态工作点  $Q_2$ 。

图 1-11 中只是将两个曲线画在一起，不能说明什么问题。但如果我们用一个新的量  $i_B$  来代替各自的纵坐标  $i_{B1}$  和  $i_{B2}$ ，则情况就不同了。如令  $i_B = i_{B1} - i_{B2} = i_{B1} + (-i_{B2})$ 。在图 1-11 中，我们已将  $T_2$  的输入特性倒置了，即已经将  $i_{B2}$  加了一个负号。所以在新坐标中，只要将两个曲线相加就可以了，相加之后的新的曲线如图 1-11 中虚线所示。在这个等效的曲线中，静态工作点  $Q$  的坐标点为  $(V_B, 0)$ 。当基极电压增加时，立即引起正向基极电流，减小时，立即引起反向基极电流，而且这根曲线就大大的直线化了。

我们要特别强调这里的“等效”概念。因为在这里，基极电流已经可以正负两个方

向流通了，这对每个管子是不可能实现的，但对两个管子的总体形式，的确可以这样来“等效”的，在等效时，我们只认识这个总体，而已抛开每个管子的概念了。

这里， $v_B$  和  $i_{B\Phi}$  的关系已经直线化了，如果等效的  $i_C$  和等效的  $i_{B\Phi}$  也是直线化时，则输出电压  $v_C$  和  $v_B$  也是直线化的，这将大大降低失真。在以下的分析中可以看到，这的确是可以办到的。

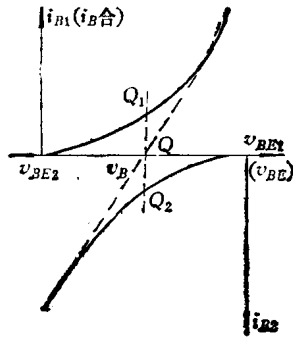


图 1-11

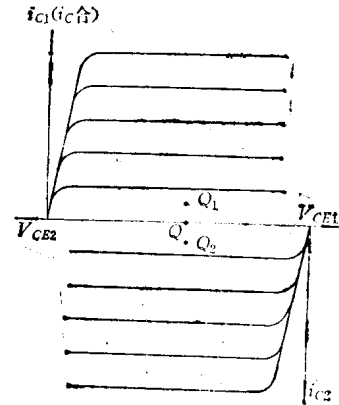


图 1-12

下面来研究输出端的等效概念。静态时每管电压都为  $V_{CE0} \approx V_{CC}$ ，当  $T_1$  有电流时，在  $T_1$  集电极的变压器初级中产生压降  $v_C$ ，由于  $T_2$  集电极变压器初级绕组圈数与  $T_1$  相同，但极性相反，所以在它中间也产生压降  $-v_C$ ，所以：

$$v_{CE1} = V_{CE0} - v_C \quad (1-14)$$

$$v_{CE2} = V_{CE0} + v_C \quad (1-15)$$

从这两式之和得出：

$$v_{CE1} + v_{CE2} = 2V_{CE0} \quad (1-16)$$

如将两族输出特性倒置，如图 1-12 所示，这种倒置，同样不能说明什么问题，两管的工作点分别是  $Q_1$  和  $Q_2$ ， $Q_1$  和  $Q_2$  都不在横坐标上，表示有一定的  $i_{C1}$  和  $i_{C2}$  存在，设计时总是使它们对称的，即  $|i_{C1}| = |i_{C2}|$ ，它们的电压坐标则同为  $V_{CE0}$ ，现在引进一个新的坐标，令：

$$i_{C\Phi} \approx i_{C1} - i_{C2}$$

则静态工作点移到了横坐标  $Q$  上 ( $V_{CE} = V_{CE0}$ ,  $i_{C\Phi} = 0$ )。

对于图 1-11，图 1-12 所示的“等效”的物理概念，我们还可以作进一步的说明。

(1) 图 1-11 是根据两根曲线“合并”起来的，它们分别是  $v_{B1} - i_{B1}$ ， $v_{B2} - i_{B2}$ 。合起来之后，我们给出它的等效概念： $v_{BE}$ ，表示输入变压器半个次级输出的电压，它可以在直流偏置电压  $V_B$  附近摆动。而另一个等效量： $i_{B\Phi} = i_{B1} - i_{B2}$ ，它在零附近摆动。它可正可负。 $V_{BE} = V_B$  时， $i_{B\Phi} = 0$ 。

(2) 图 1-12 也是根据两族曲线合并起来的。它们是  $v_{CE1} - i_{C1}$ ， $v_{CE2} - i_{C2}$ 。但合起来后，我们给出它的等效概念： $v_{CE}$ ，表示输出变压器半个初级线圈上的电压。它可以在  $v_{CC}$  附近摆动。另一个等效量， $i_{C\Phi} = i_{C1} - i_{C2}$ ，它在零附近摆动，输出的电流可正可负。

(3) 在静态工作点上，它的功耗很小，但却可以得到线性很好的正负对称的输出，这是乙类推挽放大电路的一个突出优点。我们这里也可清楚看出所谓“推挽”，就是一个



“推”，一个“拉”，相互配合，相互补充的意思。

### 1-3-3 最佳负载线

利用输出合成曲线可以用来选择负载值，求最佳负载，计算输出功率，见图1-13。

从图1-13可知，在甲类变压器耦合的问题中，由于负载线的不合适而引起正负半周动态范围不对称的问题，在这里消失了。对于任何负载值，它的正负半周都是可以做到对称的。那么是否对任何负载，都是最佳负载了呢？不是的，这里考虑的着重点需要和驱动电流紧密联系起来。

我们看图1-13，通过Q点画出了三条负载线。曲线①是小负载的负载线；②的负载稍大；③的负载更大。在分析单管的最佳负载线时曾经确定过，最佳负载值对应着输出最大的功率。要使电压变化最大时，电流的变化也达到最大。这时的阻抗值就是最佳负载值，这个原则在这里仍然适用。如果我们选择基极电流为  $i_{B4}$ ，所对应的  $i_{C4}$  为最大电流。则  $i_{B4}$  所对应的输出特性转弯处的点A同静态工作点Q所构成的连线②就是最佳负载线。

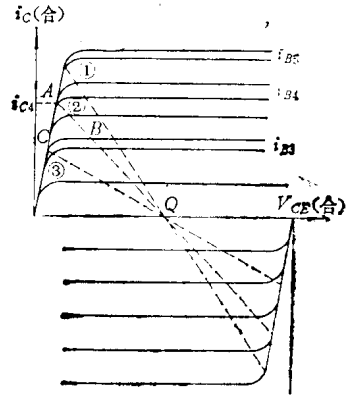


图 1-13

因为在这种情况下，电压的变化量近似为  $V_{CEQ} \approx V_{CC}$  (忽略  $V_{CEs}$ )，而电流变化量为  $I_{C4} - (-I_{C4}) = 2I_{C4}$ ，它们的变化范围都达到最大。但是如果输入信号不能达到  $I_{B4}$ ，只能达到  $i_{B3}$ ，因而输出只能达到  $i_{C3}$ ，则②不再是最佳负载线。因这时曲线②与  $i_{B3}$  所对应的输出特性的交点B点坐标的  $V_{CE}$  大于原来的  $V_{CEs}$ ，因而导致  $\Delta V$  的减小，这时通过  $i_{B3}$  所对应的输出特性转弯处的C点与Q点的连线③才是最佳负载线，而当输入信号加大到  $i_{B5}$  时，最佳负载线就变成曲线①了。

这样，最佳负载线的设计就和输入信号的设计紧密联系起来，而不是由输出级单独决定了。

在最佳负载情况下，电压变化近似为  $2V_{CC}$ ，其有效值为  $V_{CC}/\sqrt{2}$ 。

电流变化为： $2I_{CM}$ ，其有效值为  $I_{CM}/\sqrt{2}$ 。

最佳负载为： $V_{CC}/I_{CM} = R_{Lo}$ 。

输出功率为： $P_O = I_{有效} \cdot V_{有效} = (V_{CC}/\sqrt{2}) \cdot (I_{CM}/\sqrt{2})$

$$= \frac{1}{2} V_{CC} \cdot I_{CM} = \frac{1}{2} V_{CC}^2 / R_{Lo}$$

### 1-3-4 效 率

在纯甲类工作情况下，不论有无输出信号。电源都供给放大器一个直流电流  $I_{C0}$ ，从而消耗掉一定的功率： $P = V_{CC} \cdot I_{C0}$ 。在乙类工作情况下，静态时无电流，因而无损耗。当输出正弦波时，若电源为恒定的电压  $V_{CC}$ ，在正半周时给出半个正弦电流，在负半周时也给出半个正弦电流，电流的总波形如图1-14所示。

电流波形可近似地认为是半个半个的正半周的正弦波。这些波形最高点为  $I_{CM}$ ，最