

(B) 88-94

# 电流倾注式功放电路分析

何自立

TN 721.02

**提要:** 电流倾注式功放电路是误差前馈理论的一种具体实现。同是降低电路失真的手段, 误差前馈比负反馈有更多的优点。本文从电路模型出发, 导出电流倾注式功放电路的输出通路平衡条件; 对进一步降低失真的途径作一些探讨。最后, 给出一款实用电路。

**关键词:** 误差 前馈 负反馈 失真 电流倾注式功放电路, 误差前馈理论

## 一、引言

放大电路, 电路模型, 平衡条件

采用误差前馈方式的放大电路有许多优点, 特别是当电路的开环放大倍数为有限值时, 可以比负反馈更为有效地消除主放大器——功率输出级的失真。一个实际可实现的放大器, 其开环放大倍数只能是有限值。而放大倍数愈小, 电路愈容易稳定。通常, 功率输出级工作在电压、电流摆幅均比较大的条件下, 是整个声频功率放大器的主要失真源。综合运用误差前馈和负反馈技术设计出的电流倾注式功率放大电路, 能够在开环放大倍数为几千倍条件下, 非常有效地消除功率输出级的失真(包括交越失真)。因而输出级可以偏置在纯乙类。这对于提高电路的效率、稳定性、可靠性以及降低失真均有重要意义。

## 二、电路模型及平衡条件

电流倾注式功率放大器的电路模型如图1。

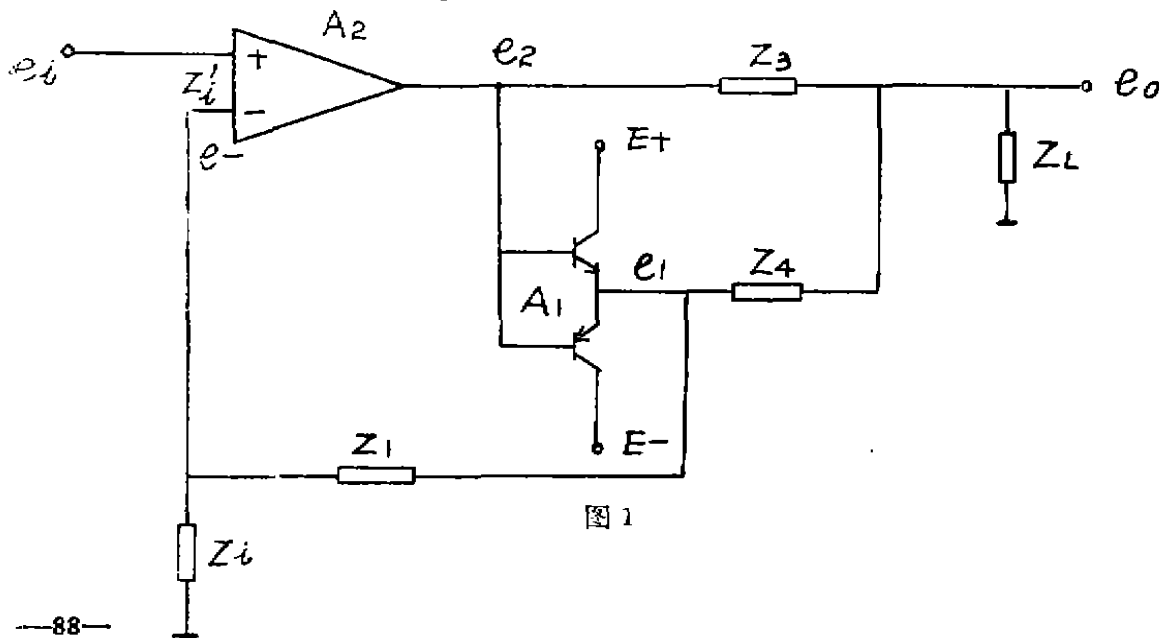


图1

图中  $A_2$  是甲类放大器，其开环放大倍数记  $G_2$ ，输入阻抗为  $Z'_i$ 。 $A_1$  是功率输出级，工作在纯乙类。对图 1，可以列出方程

$$\begin{cases} -\frac{(e_- - e_+)}{Z'_i} + \frac{e_+}{Z_3} + \frac{e_- - e_1}{Z_1} = 0 \\ \frac{e_2 - e_0}{Z_3} + \frac{e_1 - e_0}{Z_4} - \frac{e_0}{Z_L} = 0 \\ e_2 = (e_1 - e_-)G_2 \end{cases} \quad (1)$$

消去  $e_2$ ， $e_-$  得

$$\begin{aligned} & \frac{e_1 G_2}{Z_3} \left( \frac{1}{Z'_i} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1} \right) - \frac{e_1 G_2}{Z_1 Z_3} - \frac{e_1 G_2}{Z'_i Z_3} + \frac{e_1}{Z_4} \left( \frac{1}{Z'_i} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1} \right) \\ & = e_0 \left( \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_L} \right) \left( \frac{1}{Z'_i} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

若令 (2) 式中含  $e_1$  的项为零，即

$$-\frac{e_1 G_2}{Z_1 Z_3} + \frac{e_1}{Z_4} \left( \frac{1}{Z'_i} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1} \right) = 0$$

容易得到

$$\frac{1}{Z_4} \left( \frac{1}{Z'_i} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1} \right) = \frac{G_2}{Z_1 Z_3} \quad (3)$$

(3) 式称为输出通路平衡条件。若平衡条件满足，由 (2)、(3) 式可得电路的传输函数

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{\frac{1}{Z_4} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z'_i} \right)}{\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_L}} \quad (4)$$

从 (4) 式可看出：当平衡条件得到满足，那么电路的传输函数将与  $e_1$  无关。如上所述，功率输出级  $A_1$  是整个电路的主要失真源，它所产生的失真包含在  $e_1$  中。但 (4) 式不含  $e_1$ ，也就是说，如果平衡条件得到满足，那么无论输出级  $A_1$  产生怎样的失真，它都不会出现在输出信号  $e_0$  中。

比较图 1 和一般的负反馈功放电路，容易看出图 1 的电路多了二个元件  $Z_3$ ， $Z_4$ 。输出电流主要经  $Z_4$  流向负载，如果输出信号  $e_0$  有失真，作为取样元件的  $Z_4$  上将产生一控制信号，经  $Z_1$  去控制  $A_2$ ，使  $A_2$  输出一个恰好抵消失真的电流经  $Z_3$  馈送到负载  $Z_L$ 。因此这种电路也称为电流集谬式功放电路。

### 三、平衡条件的具体化

图 1 的电路模型具有某些理想化的特征。下面结合实际电路的特点，对平衡条件 (3) 式作进一步的讨论。大致确定各量的取值范围。为便于数值计算，采用复数法。

一个实际的放大器，通频带总是有限的。为了使电路稳定，总是采取补偿的办法，尽量将主极点频率与第二极点频率的间距拉开。于是实际电路的频率特性（放大倍数）应为

$$\dot{G}_2 = \frac{G_2}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_{h1}})(1 + j\frac{\omega}{\omega_{h2}})}$$

若  $\omega_{h2} \gg \omega_{h1}$ ，则

$$\dot{G}_2 \approx \frac{G_2}{1 + j\frac{\omega}{\omega_h}}$$

式中  $G_2$  为  $A_2$  在低频段的放大倍数， $\omega_h = \omega_{h1}$  为主极点频率。观察 (3) 式可知， $\frac{1}{Z_4}$  也

应具有  $\dot{G}_2$  的形式，因此可将  $Z_4$  做成一个电感与一个小电阻串联。即令  $Z_4 = r + j\omega L$ 。 $Z_1, Z_3, Z_2$  都可以是纯电阻即  $Z_1 = R_1, Z_3 = R_3, Z_2 = R_2, Z'_1 = R'_1$ 。再设  $R_1 = R'_1$

$$\parallel R_2 \parallel R'_1, \text{ 于是 (3) 式改写成 } \frac{1}{r + j\omega L} \cdot \frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_1 R_3} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_h}$$

整理后得

$$\frac{R_1 R_3}{1 + j\omega L/r} = \frac{G_2 R_1 r}{1 + j\omega/\omega_h}$$

$$\therefore \begin{cases} L = \frac{1}{r \omega_h} \\ G_2 R_1 r = R_1 R_3 \end{cases} \quad (5)$$

这就是具体的平衡条件。注意，这里并没有象负反馈放大器那样，要求  $G_2 \rightarrow \infty$ 。恰恰相反，要求  $G_2 = \frac{R_1 R_3}{R_1 r}$  为一有限值。（实验证明取  $G_2$  为 3000~10000 便可）。由于 (5)

式中均是些有限的数值，所以平衡条件是能够满足的。

对 (5) 式再作简单的数学变换：

$$R_1 R_3 = G_2 R_1 r = G_2 R_1 L \omega_h = G_2 R_1 C \omega_h \frac{L}{C}$$

$$\text{若 } G_2 R_1 C = \frac{1}{\omega_h}, \text{ 则有 } R_1 R_3 = \frac{L}{C}.$$

平衡条件以平衡电桥的形式出现。显然， $G_2 C$  为折合到  $A_2$  输入端的等效电容（密勒电容）。实际电路中，补偿电容跨接于不同的节点间，其取值是不同的。

$r$  对输出阻抗有影响，一般取  $r = 0.1 \sim 0.2 \Omega$   $L$  取  $3 \sim 5 \mu H$ 。调试时通过调补偿电容改变  $\omega$  以满足 (5) 式。 $R_1$  与总增益有关，可取  $R_1 = 50 R = 10 K \Omega$ 。 $R_3 = 47 \Omega$ 。调试时通过调  $A_2$  内的局部负反馈改变  $G_2$  以满足 (5) 式。由于 (5) 式的二个方程不是孤立的，可写成  $R_1 R_3 = G_2 R_1 L \omega_h$ ，所以事实上改变  $\omega_h$  或改变  $G_2$  均可使失真最小。

#### 四、降低失真的途径

以上我们通过令(2)式中含有 $e_1$ 的项为零的办法推导出了平衡条件。实际上这平衡条件还不够精确,因为电路模型与实际电路存在着差距。放大器 $A_2$ 总是有一点失真的,因此 $G_2$ 就不可能是一个常数。作为传递函数,它应包括线性主部和失真分量二部分。考虑了 $A_2$ 的失真后,它的增益可写成 $G_2(1+D_2)$ 。在这里 $G_2$ 是常数, $D_2$ 用来描述 $A_2$ 的失真。于是在考虑了 $A_2$ 的失真后,(2)式成为:

$$\begin{aligned} & e_1 G_2 (1+D_2) \left[ \frac{1}{Z_3} \left( \frac{1}{Z_1'} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_1} \right) - \frac{1}{Z_1' Z_3} \right] \\ & + e_1 \left[ \frac{1}{Z_4} \left( \frac{1}{Z_1'} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_1} \right) - \frac{1}{Z_1 Z_3} G_2 (1+D_2) \right] \\ & = e_0 \left( \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_L} \right) \left( \frac{1}{Z_1'} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_1} \right) \quad (2') \end{aligned}$$

对(2')式有二种处理办法。一是再次令含有 $e_1$ 的项为零,重新推导平衡条件。由于 $D_2$ 是未知的带有随机性的变量,所以行不通。二是假定平衡条件 $\frac{1}{Z_1'} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_1} = \frac{G_2 Z_4}{Z_1 Z_3}$ 仍然成立,看 $D_2$ 对输出有什么影响,将(3)式代入(2')式,经整理后得到

$$\begin{aligned} & \frac{e_1 (1+D_2)}{Z_4} \left( \frac{Z_1}{Z_1'} + 1 \right) - \frac{e_1 D_2}{Z_4} \\ & = e_0 \left( \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_L} \right) \quad (6) \end{aligned}$$

这说明,由于 $D_2$ 的存在,即使平衡条件满足,输出端 $e_0$ 仍然含有失真。下面将看到,尽管 $G_2$ 为有限值,其失真仍能做到比负反馈电路小得多。

(6)式可以进一步写成

$$\begin{aligned} & \frac{e_1}{Z_4} \left( \frac{Z_1}{Z_1'} + 1 \right) + \left[ e_1 \left( \frac{Z_1}{Z_1'} + 1 \right) - e_1 \right] \frac{D_2}{Z_4} \\ & = e_0 \left( \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_L} \right) \end{aligned}$$

式中 $\left[ e_1 \left( \frac{Z_1}{Z_1'} + 1 \right) - e_1 \right]$ 是一个很小的数,与负反馈深度有关,其大小反映了负反馈对失真改善的程度。 $e_1$ 是 $A_1$ 的输出信号,其中的失真成分已经由负反馈缩小了 $|1+GB|$ 倍,再乘上一个衰减因子 $D_2$ ,才出现在输出信号 $e_0$ 中。

而 $A_2$ 的失真 $D_2$ 也要乘上一个衰减因子

$\left[ e_1 \left( \frac{Z_1}{Z_1'} + 1 \right) - e_1 \right]$ 才出现在 $e_0$ 中。详细的分析要用到台劳级数,可参阅参考文献[1][2]。

可见,电流倾注式功放电路是从负反馈和误差前馈两方面来降低失真的。由于 $D_2$ 可以做到很低,所以对失真改善的程度明显地胜过负反馈放大器。而且 $D_2$ 越小, $e_0$ 中的失真就衰减

得越厉害。减小 $D_2$ 是降低整个电路失真的关键。具体实现时是采用精选器件，在 $A_2$ 中加局部负反馈的办法，尽量减小 $D_2$ ，力求获得一个超低失真的驱动（见实用电路）。

众所周知，负反馈对性能的改善与反馈深度 $|1 + GB|$ 有关。在高频段，由于 $G$ 下降，反馈深度随之下降，失真增大。而误差前馈对失真的改善仅依赖于平衡条件的精确度以及 $A_2$ 的线性度。以上我们导出平衡条件时，已经考虑了 $A_2$ 的频率特性，最后得出的平衡条件与频率无关。传输函数也基本与频率无关。因此误差前馈放大器高频性能优良是理所当然的。对实际电路试听也充分证明这一点。

事实上，由于电流倾注式功放电路的失真可以做得很低，做到低于0.005%也是不难的。因而其意义不仅仅在于末级可以工作在纯乙类，而是为超低失真功放电路的研究另辟蹊径。当晶体管功放的谐波失真较高时，即使瞬态互调失真（TIM）不严重，但听起来“晶体管味”仍然较浓。因此要尽量将谐波失真降低。当然不能单纯依赖负反馈来降低谐波失真，否则，TIM失真又会严重起来。在实际电路中，负反馈作为辅助手段，而误差前馈则是降低谐波失真的主要手段。由于前馈方式本身的特点，它不会产生诸如“自激”等等副作用。

## 五、实用电路

图2为实用电路。与图1的电路模型比较，有二点差距。一是 $A_2$ 的输出阻抗不为零，二是 $A_2$ 的失真亦不为零。缩小这两点差距是电路成功的关键。

降低 $A_2$ 失真的首要措施是精选器件。力求做到精益求精，好在本电路简单，着重对输入级差动对管及推动级功率管作严格筛选也能获得很好效果。另一措施是加有局部负反馈，以降低 $A_2$ 的失真。此外，电阻除标明功率者一律用1/4W金属膜电阻。

下面简单介绍本电路的设计特点。

输入级不用一般的差动电路，而采用共集——共基级联接法，获得很高的第二极点频率。为满足反馈极性要求以及使增益可调，加设一倒相级。

推动级是 $A_2$ 的主要失真源。采用V MOS功率场效应管。利用其大电流时仍然保持良好的线性的特点，以获得超低失真的驱动。该管除了对末级提供驱动之外，还要向负载提供抵消失真的电流。若用双极型晶体管，则难免其本身也产生失真。此外，取消自举，不用恒流源负载，用一只5W的大功率金属膜电阻作本级负载。

补偿电路也安排在这一级，对提高整机的瞬态性能有利。因为本级的静态电流高达几十毫安，可以向补偿电容瞬间提供足够的充放电电流。又由于MOS管输入阻抗很高，调节补偿电容时改变主极点频率效果显著。

末级采用达林顿管以减小 $A_2$ 输出阻抗的影响。如上所述，本电路目的在追求超低失真，因此尽可能降低末级的失真也是有意义的。如采用全互补达林顿方式，给末级以适当的偏置（静态电流约1mA即可）。

在本电路中， $R_1 = 6.8K\Omega$ ； $R_3 = 44\Omega$ ； $R_4 = 160\Omega$ ； $r = 0.2\Omega$ ； $L = 3\mu H$ 。

$$\therefore G_2 = \frac{R_1 R_3}{R_4 r} = \frac{6.8 \times 4.4 \times 10^4}{1.6 \times 2 \times 10} = 9.35 \times 10^3$$

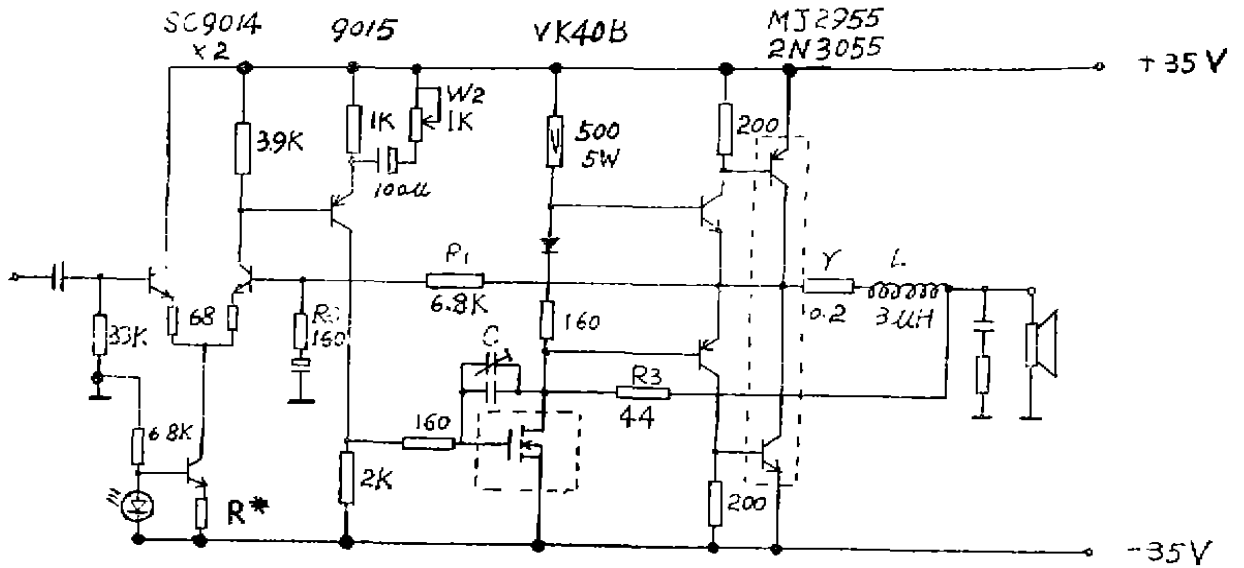


图 2

$$\omega_h = \frac{r}{L} = \frac{0.2}{3 \times 10^{-6}} = 6.66 \text{ KHz}$$

$$f_h = 10.6 \text{ KHz}$$

各级电压增益分配如下：输入级50倍约34 d B，倒相级4倍12 d B，推动级46倍约33 d B。闭环增益为32 d B。反馈深度为：

$$(34 + 12 + 33) - 32 = 46 \text{ (dB)}$$

所以该电路具有图 3 所示的频率特性。

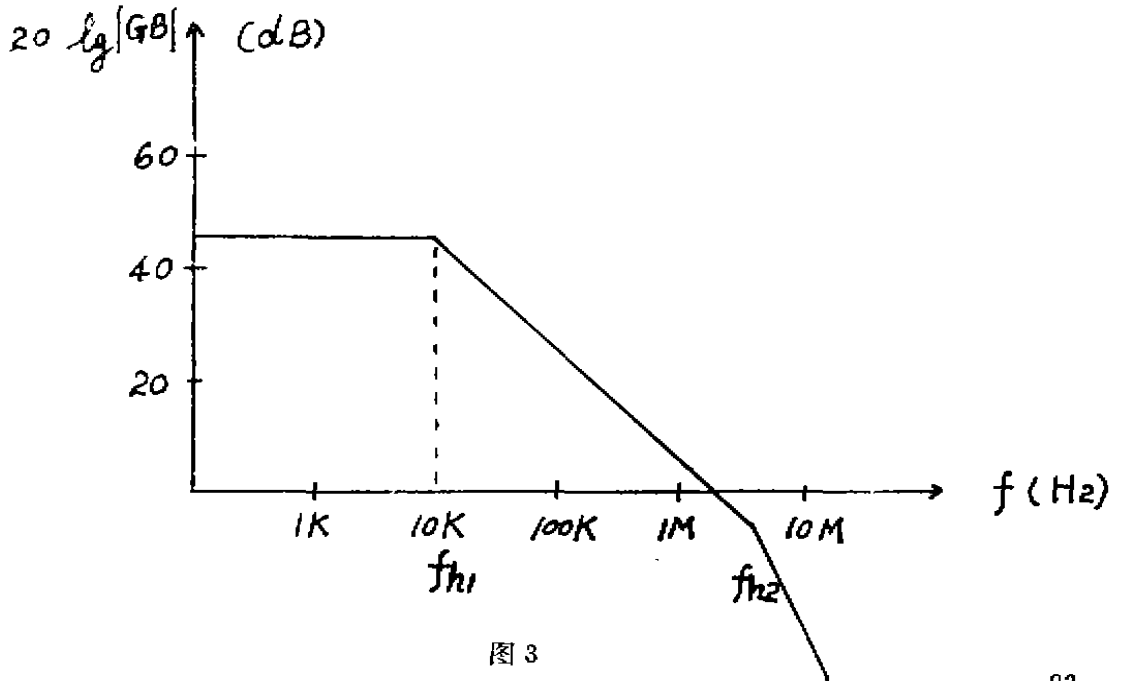


图 3

由图可见,只要第二极点频率  $f_{n2} > 2 \text{ MHz}$  则该电路就不会自激。由于本电路设计上采用共集—共基的输入级,故  $f_{n2}$  很容易满足要求。

实用电路中  $Z_1$  不是纯阻,是考虑到初学者容易仿制。尽管如此,其下限频率仍然可以做到低于  $15 \text{ Hz}$ 。有经验的,个别调试的当然可以用纯阻,使之成为准  $\text{D C}$  功放。具体可看参考文献〔5〕。

本电路的调试也极为简单。全部元件焊好之后,接上电源,调  $R_4$  使输出端直流电位为零伏。然后输入  $100 \text{ Hz}$  的正弦信号,调  $W_2$  使输出波形失真最小。再输入  $100 \text{ kHz}$  的正弦信号,调  $C$  使输出波形失真最小。反复几次便可。印刷电路板可按原理图的顺序、位置布置,无特殊要求。

曾将此实用电路与  $\text{S T K 4191}$  厚膜功放用同一信号源,同一音箱进行听音比较。多数人认为本电路的高音明显优于  $\text{S T K 4191}$ 。使用高质量信号源一般无需高低音调控制,只需对听音场所进行适量的房间均衡便可。

经一年多的使用,说明该电路已彻底消除了热不稳定现象。连续工作  $4 \sim 5$  小时功率管不烫手。无论是调试或使用过程,从未出现自激。开机冲击很小。如  $Z_1$  用纯阻则无冲击。

关于电源、散热片以及电感  $L$  的制作可看参考文献〔4〕。

### 参 考 文 献

- 〔1〕 杨德新 误差前馈放大器的分析 电声技术 P25 1983. 3
- 〔2〕 王新典 乙类放大器交越失真的分析 电声技术 P 9 1983. 6
- 〔3〕 王列卡 纯  $\text{B}$  类差动  $\text{C L}$  功率放大电路 无线电与电视 P50 1983. 6
- 〔4〕 陆全根 电流馈注式超低失真乙类功放的实验 无线电与电视 P44 1988. 2
- 〔5〕 陈兆良 陆全根  $\text{Hi-Fi}$  立体声超级音响功放电路 无线电与电视 P38 1989. 1