

上产生波纹，而接入 C_1 。如果要使 V_{BIAS} 中的波纹成分比 V_{CC} 的波纹成分减少50dB($\approx 1/316$)，则 C_1 的数值应为：

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi(f/316)R_1} = \frac{1}{2\pi(50/316) \times 18k} \geq 55.9\mu F$$

取 $100\mu F$ 。

如果使用恒压电源时，则不需要接入 C_1 。并且，即使 $C_1=0$ ，也可采用 R_1 和 Tr_1 、 Tr_2 的工作电阻 r_e ，使得波纹产生衰减，此时的衰减率 α 为：

$$\begin{aligned} \alpha &= 20 \log \left[\frac{2r_e}{R_1 + 2r_e} \right] = 20 \log \left[\frac{2 \times (V_T/I)}{R_1 + 2 \times (V_T/I)} \right] \\ &= 20 \log \left[\frac{2 \times (26m/100\mu)}{18k + 2 \times (26m/100\mu)} \right] = -31dB \end{aligned}$$

② 初级差分放大电路

(a) Tr_3 、 Tr_4 的选择：由于放大器的全部噪声由 Tr_3 、 Tr_4 决定，所以应采用低噪声晶体管2SC1842($V_{CE0} = 35V$ 、 $I_{C(max)} = 100mA$ 、 $P_{C(max)} = 250mW$ 、 $h_{FE} = 200 \sim 1200$)。 Tr_1 、 Tr_2 也与之相同。

当期望获得低噪声时，设定工作电流从 $100\mu A$ 左右到 $1mA$ 。这里选择 $100\mu A$ 。

(b) R_3 、 R_4 、 R_5 的计算：如图3-12所示， R_3 决定了 Tr_3 、 Tr_4 的工作电流。 R_3 两端的电压 V_{R3} 不随 V_{CC} 而变化，约为 $0.6V$ ，所以，

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{V_{R3}}{I_{C(Tr3)} + I_{C(Tr4)}} \\ &= \frac{0.6}{100\mu + 100\mu} = 3k\Omega \end{aligned}$$

R_4 、 R_5 决定了该级的增益，从下级的偏压和降压工作这两个方面考虑，必须使其上的电压降为 $1V$ 。于是， R_4 、 R_5 为：

$$R_4 = \frac{V_{R_4}}{I_{C(T_{r3})}} = \frac{1}{100\mu} = 10k\Omega$$

$$R_5 = \frac{V_{R_5}}{I_{C(T_{r4})}} = \frac{1}{100\mu} = 10k\Omega$$

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

(c) R_2 、 C_2 的计算： R_2 为功率放大器的输入阻抗。如果其值太大，则受 T_{r3} 基极电流影响的电压降 $\left(\frac{I_{C(T_{r3})}R_2}{h_{FE}(T_{r3})}\right)$ 将变大，所以这里设 $R_2=20k\Omega$ 。

C_2 为输入耦合电容器。若设低频区的截止频率为20Hz，则

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_L R_2} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 20k} \approx 0.4\mu F$$

由此，设 $C_2=0.47\mu F$ 。

③ 第二级差分放大电路

(a) T_{r5} 、 T_{r6} 的选择：与 T_{r3} 、 T_{r4} 的工作电流相比， T_{r5} 、 T_{r6} 的工作电流相当大，所以选用 h_{FE} 大的晶体管，以便不致影响 T_{r3} 、 T_{r4} 的工作。这里选用2SA1015($V_{CE}=50V$ ， $I_{C(max)}=150mA$ ， $P_{C(max)}=400mW$ ， $h_{FE}=70\sim 700$)。

这一级的工作电流决定着最后一级的偏流。如果这偏流增大，则无功电流将增加；如果该偏流减小，则产生交叉失真⑥，通常，此类功率放大器选取偏流为几毫安。这里考虑到此因素，由实验确定为 $I_{C(T_{r5})}=I_{C(T_{r6})}=2mA$ 。

(b) R_7 的计算： R_7 决定着 T_{r5} 、 T_{r6} 的工作电流。在 R_7 的两端，所加上的电压为 R_4 、 R_5 电压降减去 V_{BE} 之后的数值，所以，

⑥ 交叉失真：B类推挽电路中，每半周期晶体管将导通和截止，在此未完全导通之时所产生的失真。

$$R_7 = \frac{V_{R4, R5} - V_{BE}}{I_{C(T16)} + I_{C(T15)}} = \frac{1 - 0.7}{2\text{mA} + 2\text{mA}} = 75\Omega$$

④ 输出级:

(a) 工作分析:

直流工作: 如图3-13所示, 由于 T_{17} 与 T_{18} 的 V_{BE} 相等, 则 $I_{C(T17)} = I_{C(T18)}$ 。并且, T_{17} 与 T_{18} 的 h_{FE} 十分大, 如果 I_B 十分小, 则 R 上仅有 I_B 流过, 所以 T_{17} 、 T_{18} 的集电极电位与 V_{BE} 相等。于是, T_{19} 与 T_{110} 也与 T_{17} 、 T_{18} 的 V_{BE} 相等, 其结果, $I_{C(T17)} = I_{C(T18)} = I_{C(T19)} = I_{C(T110)}$ 。

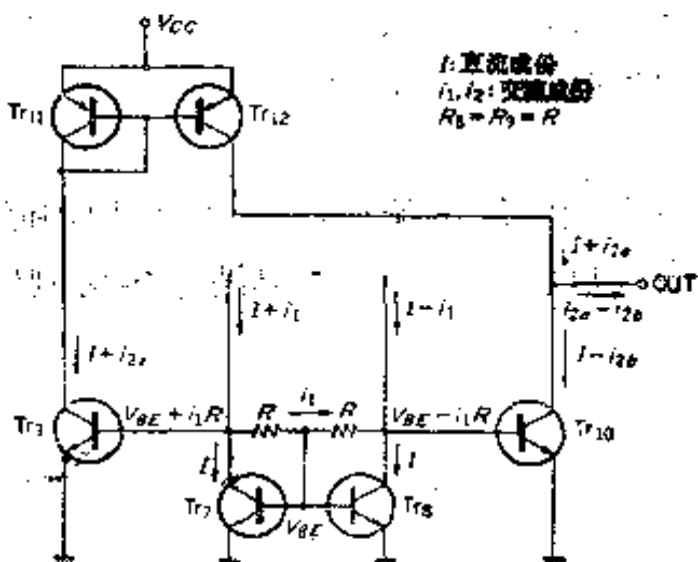


图3-13 输出级的工作情况

上述情况是在 $T_{17} \sim T_{110}$ 的特性完全相同时得出的, 但是实际上, 分立晶体管并非如此, 在 $I_{C(T17)} \sim I_{C(T110)}$ 之间可能存在着结构性的误差。为了能对上述误差有所抑制, 如上所述, 应选用同一批量的晶体管。并且, 前面假定的“ T_{17} 、 T_{18} 的 h_{FE} 十分大”这一情况, 在实际中, 其 h_{FE} 值是有一定限制的, 所以将在 R 上产生压降, 则 T_{19} 、 T_{110} 的电流

将变大。

交流工作：图3-13中的小写 i 表示信号成分。如果输入电流变化 $\pm i_1$ ，则如图所示， $V_{BE}(Tr_9, Tr_{10})$ 的变化为 $\pm i_1 R$ ，即 Tr_9 、 Tr_{10} 的输入电压信号为 $i_1 R$ 。晶体管的输出电流与输入电压的关系如图3-14所示，所以当 $V_{BE} \gg i_1 R$ 关系成立时，则有

$$i_2 = \frac{IR}{V_T} \cdot i_1$$

上式表示图3-13的小信号电流增益。

但是，如果 $V_{BE} \gg i_1 R$ 的关系不能成立时，就不能认为上式中的 I 是一定的， I 将相对于 V_{BE} 成指数形式增加。其结果，输出电流也将随 i_1 的增大成指数形式变化，如图3-15所示。

在如此获得的输出电流中， Tr_9 的输出将随 Tr_{11} 、 Tr_{12} 的电流密勒而出现反转， Tr_{10} 的输出被直接接到输出端。

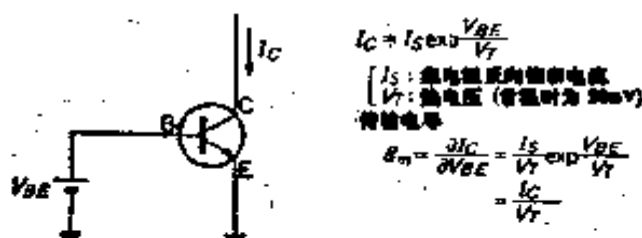


图3-14 晶体管的传输特性

(b) $Tr_7 \sim Tr_{10}$ 的选择：首先求出流过 Tr_{10} 的最大集电极电流(峰值) $I_{C(Tr_{10})}(\max)$ 。如设 V_{CC} 的最大值为3.5V， Tr_1 的饱和电压 $V_{CE(sat)} = 0$ ，则

$$I_{C(Tr_{10})}(\max) = \frac{V_{CC}(\max)}{2R_L} = \frac{3.5}{2 \times 4} = 438\text{mA}$$

R_L ：负载电阻(4Ω)

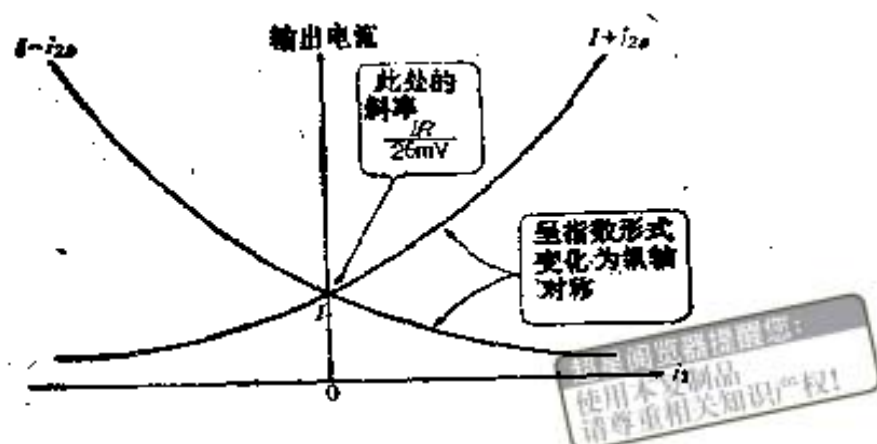


图3-15 I_1 与输出电流的关系

由于集电极-发射极电压随输出电压而变化, 则最大功耗 $P_{C(\max)}$ 为:

$$P_{C(T_{r10})}(\max) = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{[V_{CC}(\max)]^2}{R_L}$$

$$= \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{3.5^2}{4} = 77.6mW$$

与此对应, 对于 T_{r9} 来讲, 其最大集电极电流与 T_{r10} 的相同, 但集电极-发射极之间的电压不随输出变化, 而保持一定 ($V_{CC} - V_{BE}$), 所以最大功耗为:

$$P_{C(T_{r9})}(\max) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}(\max)}{2R_L} \cdot (V_C(\max) - V_{BE})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{3.5}{2 \times 4} \times (3.5 - 0.7) \simeq 613mW$$

其数值将比 T_{r10} 时更大。并且, 按最大额定值所确定的集电极损耗为温度 25°C 时的数值, 所以当设最高环境温度 $T_a(\max)$ 为 50°C 时,

$$P_{C(T_{r9})} T_a = 50^\circ\text{C}(\max) = \frac{T_j(\max) - T_a}{T_j(\max) - T_a(\max)}$$

$$= \frac{150-25}{150-50} \times 613\text{m} = 766\text{mW}$$

据此, $T_{r7} \sim T_{r10}$ 中, 考虑到应有一定的余量, 必须的额定值为

$$I_c(\text{max}) \geq 500\text{mA}$$

$$P_c(\text{max}) \geq 800\text{mW}$$

此外, 作为所要求的特性是 h_{FE} 大, $V_{CE(sat)}$ 小, 具有互补对等。根据这些条件, 这里选取 2SC2655 ($V_{CC} = 50\text{V}$, $I_c(\text{max}) = 2\text{A}$, $P_c(\text{max}) = 900\text{mW}$, $h_{FE} = 70 \sim 240$)。并且, T_{r11} 、 T_{r12} 使用互补的 2SA1020。

(c) R_8 、 R_9 的计算

如果此电阻值过大。则因 T_{r7} 、 T_{r8} 的 I_B 影响而产生电压降, 与 T_{r7} 、 T_{r8} 的电流相比, $T_{r9} \sim T_{r12}$ 的无功电流变得过大。并且, 如果反之过小时, 会招致开环增益不足, 输出晶体管的驱动能力下降, 因此, 通常该电阻选取为几千欧。这里通过实验确定为 $R_8 = R_9 = 3.3\text{k}\Omega$ 。

(d) C_4 、 C_5 : C_4 为输出耦合电容器。如果低频区的截止频率设为 40Hz , 则

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_B R_L} = \frac{1}{2\pi \times 40 \times 4} = 1000\mu\text{F}$$

C_5 为振荡抑制电容器。通过计算求得此容量值并不现实, 通常是由实验加以确定。按经验, 可在 $0.033 \sim 0.22\mu\text{F}$ 之间选取, 这里定为 $0.1\mu\text{F}$ 。

⑤ 反馈电路

(a) R_{10} 、 R_{11} 的计算: 整个功率放大器的闭环增益 A_v 由 R_{10} 与 R_{11} 之比决定,

$$A_v = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}$$

其中, 如果设 $A_v = 40\text{dB}$ (100倍), 则

$$\frac{R_{11}}{R_{10}} = A_v - 1 = 100 - 1 = 99$$

如果开环增益不太大, 则 A_v 变小, 所以设为 $\frac{R_{11}}{R_{10}} = 100$ 。

由于从偏置的角度考虑, 希望 R_{11} 与 R_2 相等, 所以 $R_{10} = 200\Omega$, $R_{11} = 20\text{k}\Omega$ 。

(b) C_3 的计算与 C_6 : C_3 与 R_{10} 所组成的时间常数决定着低频区的截止频率 f_c 。若设 $f_c = 20\text{Hz}$, 则

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_c R_{10}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 200} \approx 39.8\mu\text{F}$$

由此, 选 $C_3 = 47\mu\text{F}$ 。

C_6 与 C_5 一样, 其作用在于防止产生振荡, 也可以从 C_5 定量块确定 C_6 的容量值。然而, 由于与实际情况不符 (由于器件的性能误差、分布容量等影响), 所以实际上仍应通过实验来确定 C_6 的数值, 这里选取 33pF 。

⑥ 增益的计算

(a) 开环增益 A_{vo} 的求法: 首先求出初级差分放大电路的增益 A_{v10}

如果选取 $h_{fe}(T_{15}, T_{16}) = 300$,

$$\begin{aligned} \text{则 } A_{v1} &\approx \frac{R_4 R_5 // [h_{fe}(T_{15}, T_{16}) \cdot (V_T / I_C(T_{15}, T_{16}))]}{V_T / I_C(T_{13}, T_{14})} \\ &= \frac{10\text{k} // [300 \times (26\text{m}/2\text{m})]}{26\text{m}/100\mu} \approx 10.8\text{倍} \end{aligned}$$

然后是第二级差分放大电路, 这里求出相对输入电压的输出电流, 即传输电导 GM_{21}

$$GM_2 \approx \frac{I_o(T_{r5}, T_{r6})}{V_T} = \frac{2m}{26m}$$

$\approx 76.9ms$ (西门子公司)

下面求得 $T_{r7} \sim T_{r13}$ 中的小信号电流增益 A_{i3} 为

$$A_{i3} = \frac{I_o(T_{r7}, T_{r8}) \cdot R_{s,9}}{V_T} = \frac{2m \times 3.3k}{26m}$$

≈ 254 倍

由上可得到整个开环增益 A_{v0} 为

$$A_{v0} = 2 \cdot A_{v1} \cdot GM_2 \cdot A_{i3} \cdot R_L = 2 \times 10.8 \times 76.9m \times 254 \times 4 = 1688 \text{ 倍 (64.5dB)}$$

(b) 闭环增益 A_v : 如果考虑 A_{v0} , 则 A_v 为

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{A_{v0}}{1 + [R_{10}/(R_{10} + R_{11})] \cdot A_{v0}} \\ &= \frac{1688}{1 + [200/(200 + 20k)] \times 1688} \\ &= 95.3 \text{ 倍 (39.6dB)} \end{aligned}$$

若 $A_{v0} - A_v$ (dB) 越大, 则失真率越小, 但容易发生振荡。通常, 在高保真立体声放大器中, 选取 $A_{v0} - A_v$ 之差在 40dB 以上, 然而, 在这种轻便式功率放大器中, 可取 20dB 左右。这里取 25dB (计算值)。

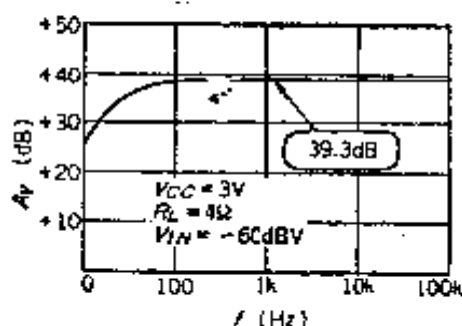


图3-16 频率特性

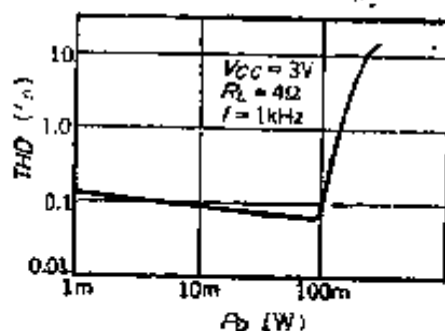
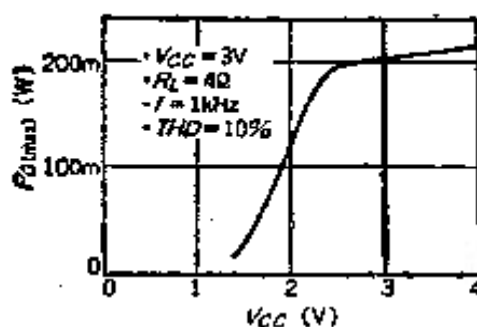
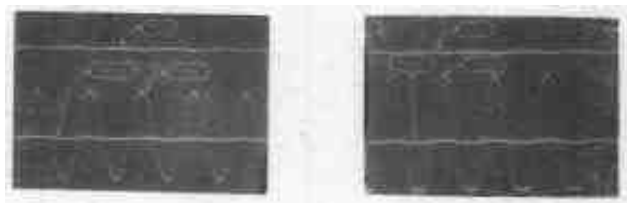


图3-17 输出功率与失真率的关系



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



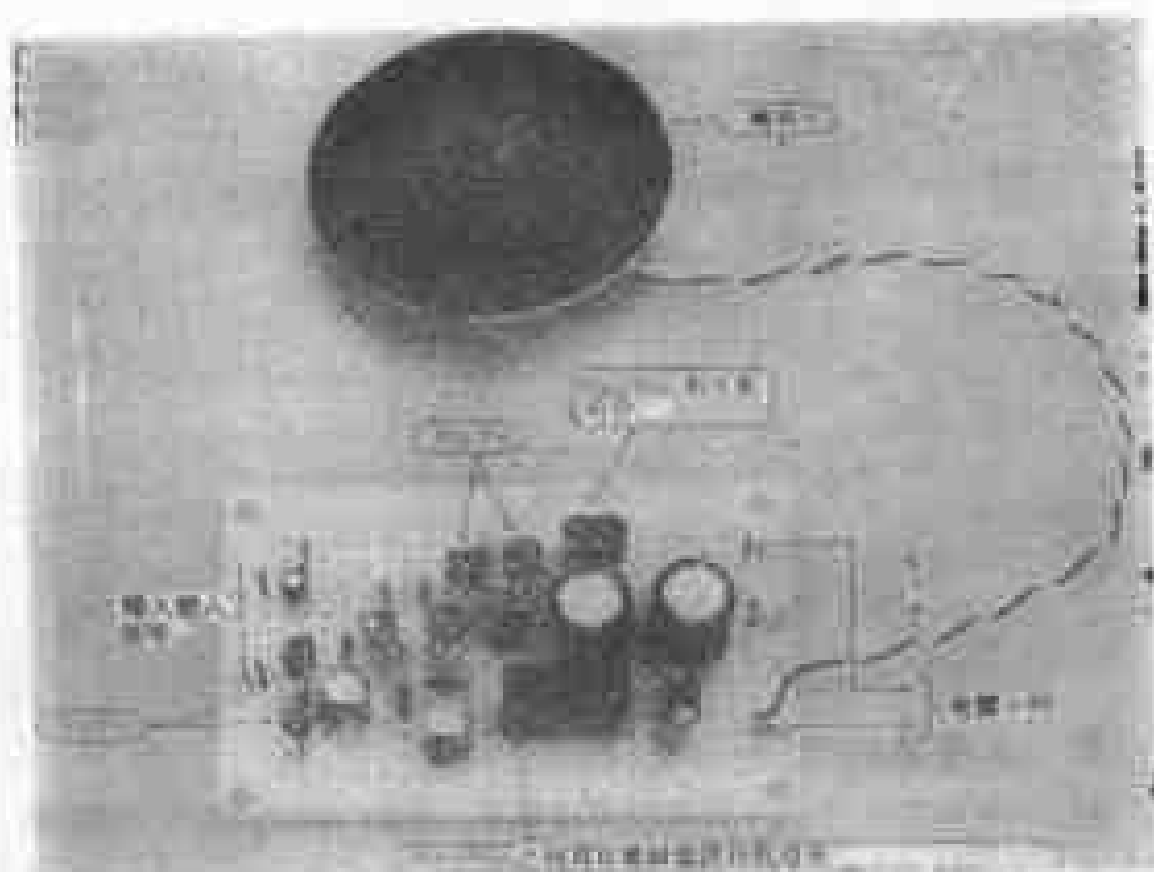
源电压与输出功率的关系

⑦ 本电路的特性

图3-16至图3-18是本电路的特性。图3-16为增益与频率的关系， $f \approx 1\text{kHz}$ 时， $A_v = 39.3\text{dB}$ 。图3-17为高次谐波失真率与输出特性的关系。当 $\text{THD} = 10\%$ 时，可得 $P_o = 200\text{mW}$ 。如果使中点输出电压为 $1/2V_{cc}$ 时，将会获得更大的输出功率。图3-18为最大输出功率与电源电压的关系。可看出，电路在 $V_{cc} = 1.4\text{V}$ 时也能够工作。并且，在 $A_{cc} = 2.5\text{V}$ 附近，曲线出现转折，这是因为，在此处成为上下对称波形削顶。

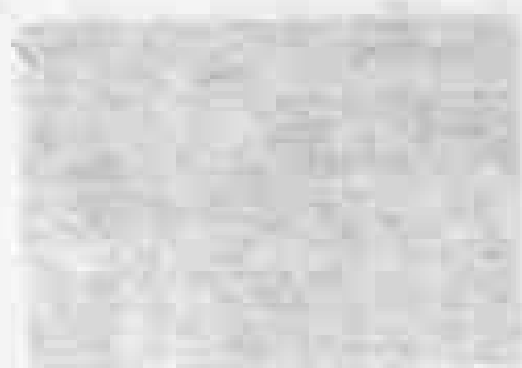
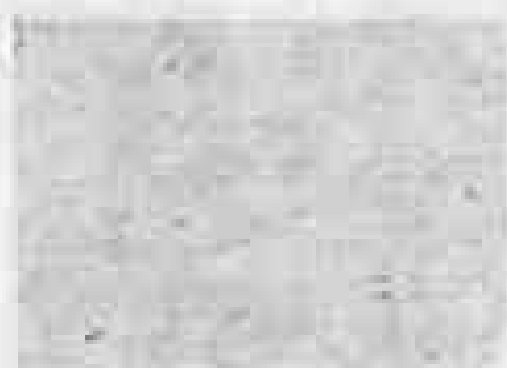
照片3-1 $P_o = 100\text{mW}$ 时的
输出波形

照片3-2 $P_o = 200\text{mW}$ 时的
输出波形



制作实例

本例介绍的是一种简单的电子电路，其主要功能是……（此处文字模糊，推测为描述电路功能，如信号放大、滤波等）。该电路由……（此处文字模糊，推测为描述主要元件，如电阻、电容、晶体管等）组成。……（此处文字模糊，推测为描述电路的连接方式和参数设置）。



第四章 有源滤波器的设计

滤波器的种类很多，一般分为模拟式与数字式两种，其中模拟式滤波器又可分为有源滤波器和无源滤波器。还有按特性或按电路结构等分类的。本书将介绍有关滤波器的基础知识和实际电路的设计。

4.1 滤波器基础

滤波器是指使某特定的频率信号通过或者被阻拦的器件。

图4-1 概念性地示出了滤波器的频率特性。(a)为低通滤波器(LPF)，它仅使低频信号通过，而高频信号被阻止；(b)为高通滤波器(HPF)，与低通滤波器相反，它允许高频信号通过，而使低频信号被阻止；(c)为带通滤波器(BPF)，它仅允许特定频带内的信号通过，其它的频率信号被阻止；(d)为带阻滤波器(BEF)，与带通滤波器相反，它将阻止特定频带内的信号通过，而使其他频率的信号通过。带阻滤波器也往往被称为陷波滤波器。

(1) 各种滤波器的传输特性

可以将滤波器看成是一个黑盒子，若要了解输入 V_i 与输出 V_o 的关系，则可以表示为：

$$\frac{V_o}{V_i} = H \cdot T(s)$$

H 为增益, $T(s)$ 为决定滤波器工作的传输函数。

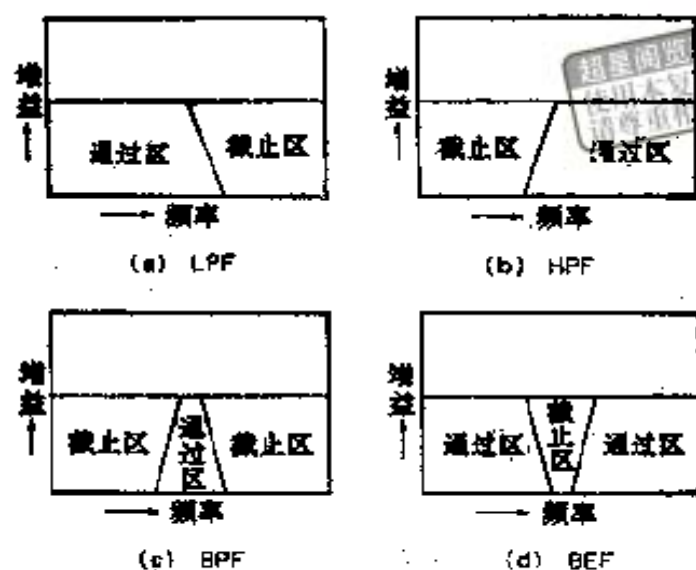


图4-1 各种滤波器的频率特性

以下,就2次滤波器来说明其传输函数的一般式。

① 低通滤波器

低通滤波器传输函数的一般式为:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

此式中,分母中 s 的指数最大值(这里为2)表示滤波器的次数。

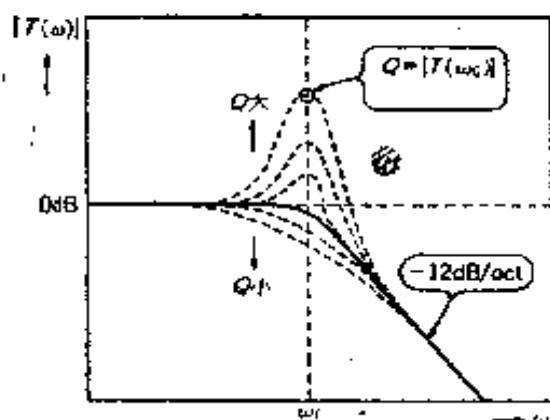


图4-2 2次低通滤波器的特性

与此对应的是图4-2, 在 $\omega < \omega_0$ 的平坦部分处, 增益变为0dB, 在高于 ω_0 处, 向着 ω 高的方向上, 增益接近 -12dB/oct 直线。在 ω_0 附近的情况与 Q 大为不同。将 $s \rightarrow j\omega$ 代入进行计算可知, Q 表示 $\omega = \omega_0$ 的增益, 例如, 当 $\omega = \omega_0$ 时, 若设增益为 -3dB ($1/\sqrt{2}$), 则 $Q = 1/\sqrt{2}$ 。

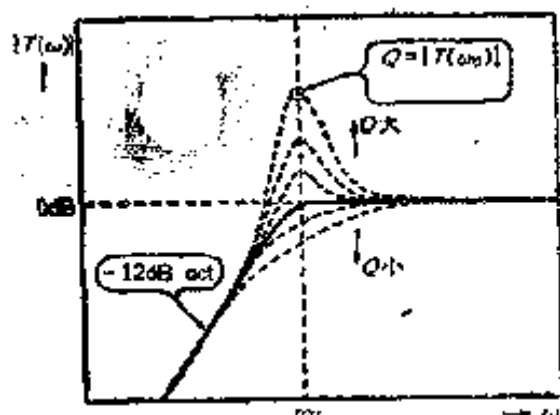


图4-3 2次高通滤波器特性

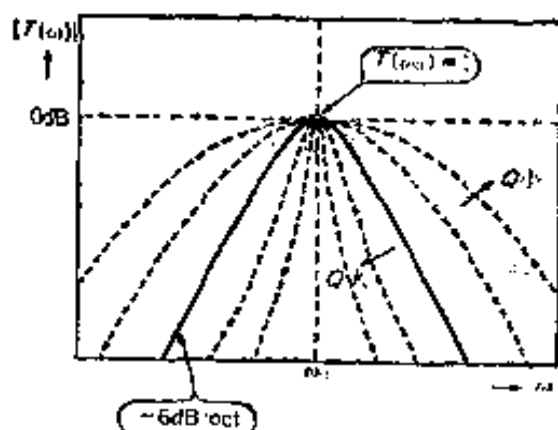


图4-4 2次带通滤波器特性

② 高通滤波器

高通滤波器的传输函数的一般式为

$$T(s) = \frac{s^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

与此对应的为图4-3, 其特征是, 低通滤波器特性中, 以 $\omega = \omega_0$ 的轴为对称轴, 将左右交换而成。

③ 带通滤波器

带通滤波器的传输函数的一般式为

$$T(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

① -12dB/oct 指如果频率变为2倍(或1/2), 则具有衰减12dB的特性。通常 n 次低通滤波器, 高通滤波器, 具有 $6n\text{dB/oct}$ 的斜率。

与此对应的是图4-4, 当 $\omega > \omega_0$, $\omega < \omega_0$ 时, 接近于按 -6dB/oct 衰减的直线。 $\omega = \omega_0$ 时, 与 Q 无关, 增益变为1, Q 与 $\omega = \omega_0$ 附近的峰值曲线的尖锐程度相关, 特意将 ω_0/Q 称为带宽。

④ 带阻滤波器

带阻滤波器传输函数的一般式为

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

与此对应的是图4-5, $\omega = \omega_0$ 时增益为0 (不出现输出信号), $\omega > \omega_0$, $\omega < \omega_0$ 时, 增益变为1。 Q 表示 $\omega = \omega_0$ 附近的倾斜度, 与带通滤波器工作时一样, ω_0/Q 叫做带宽。

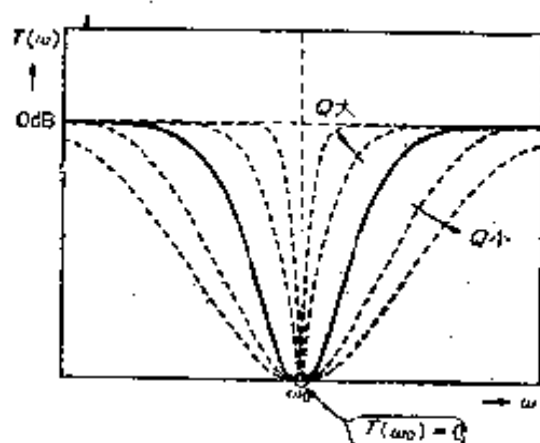


图4-5 2次带阻滤波器特性

(2) 可变状态型滤波器

通常, 滤波器的一个输入对应也具有一个输出。然而, 如使用可变状态滤波器时, 则能同时获得几个特性不同的输出。

例如, 以图4-6所示的可变状态型滤波器为例来讨论, 它的三个运算放大器的输出 V_1 、 V_2 、 V_3 , 分别为

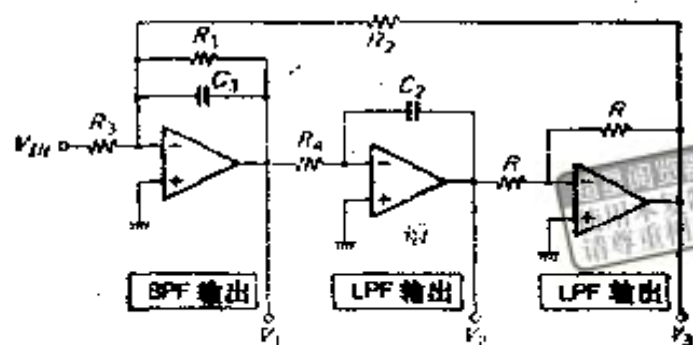


图4-6 可变状态型滤波器的组成

$$V_1 = -\frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{\frac{1}{C_1 R_1} s}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}$$

$$V_3 = -V_2$$

与前述的一般式相对比可知， V_1 为带通滤波器的输出， V_2 、 V_3 为低通滤波器的输出， V_3 与 V_2 相位相反。

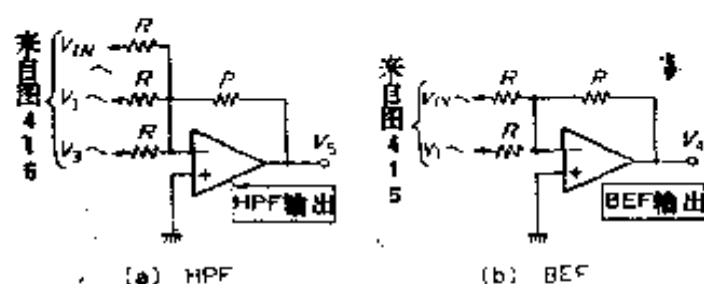
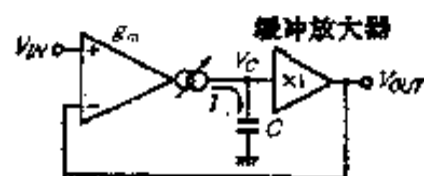
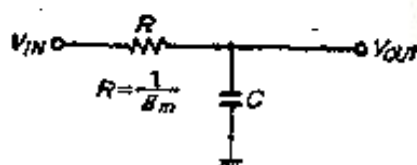


图4-7 增加带阻滤波器输出和高通滤波器输出

而且，如图4-7所示，若增加一个运算放大器，则也可以获得(a)高通滤波器输出，(b)带阻滤波器输出。



||



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图4-8 互导型放大器组成的低通滤波器

可变状态型滤波器的特征在于，能够同时得到多个不同特性。此外，器件灵敏度^②也低，能得到高稳定Q等特征。

(3) 互导型放大器在滤波器中的应用

当其希望改变滤波器的截止频率时，通常是控制电阻部分，然而如果不使用可变电阻器去控制电阻量，是相当困难的。此时，若使用互导型放大器^③，则可以从外部采用电压或电流简单地控制截止频率。图4-8为一次低通滤波器的组成。此时的传输函数为：

$$T(s) = \frac{\frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}}$$

用 $1/g_m$ 代换由CR组成的一次低通滤波器中的R之后形成的电路与前述电路相同。在互导型放大器中，能够简单地控制

② 器件的灵敏度：相对于设计值，当实际上器件值产生误差时，将会影响传输特性。希望器件的灵敏度低为好。

③ 互导型放大器：指能够改变互导 g_m 的电压输入电流输出型放大器。

g_m , 因而可以控制截止频率 f_c (此时, 为 $g_m/2\pi C$)。

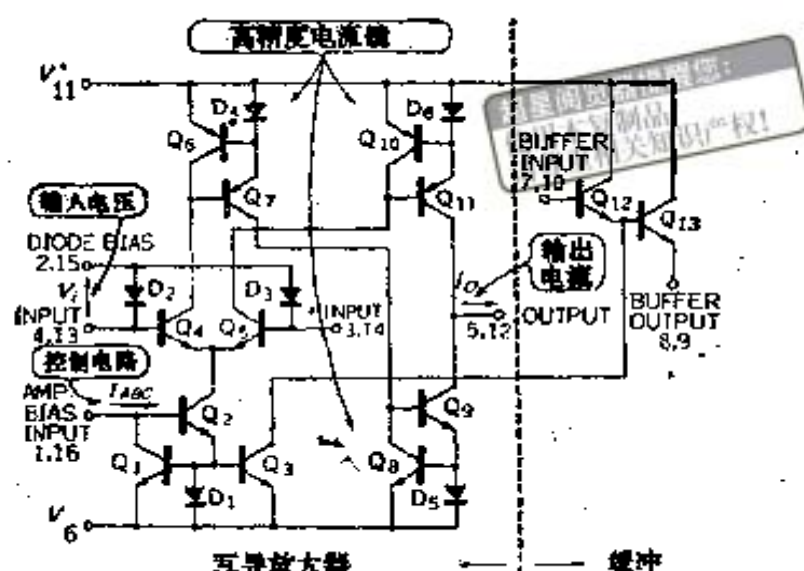


图4-9 LM13600的内部等效电路

4.2 滤波器的设计

如最初所述, 这里讨论下述滤波器的设计。这种滤波器, 相对于一个输入, 可以同时获得LPF、HPF、BPF、BEF的输出, 并且可以从外部通过电压来控制频率与Q值。这种滤波器可以通过以下方法来实现, 即在可变状态滤波器中, 使用互导型放大器, 将电路分为四级。

(1) 互导型放大器LM13600

NS公司制造的这种集成电路, 在互导型放大器中包括缓冲放大器^①, 具有两路输入, 除了滤波器之外, 也可以用

① 缓冲放大器: 输入阻抗高, 输出阻抗低, 电压增益为1(0dB)的放大器后级的影响不会传递到前级。按需要, 也包括电压增益 >1 的产品。

能够通过流经脚1、16的电流来控制 g_m 。

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{2V_T}$$

I_{ABC} : 流入脚1、16的控制电流

$V_T (=kT/q)$: 热电压、在常温下约26mV。

并且, 缓冲放大器成为达林顿射极跟随器, 使第一级射极跟随器的工作电流与差分放大器的电流动, 以扩大动态范围^①。D₂、D₃是减小失真的二极管, 如果用十几千欧的电阻直接在 V_{CC} 与脚2、15之间, 则可降低失真。此时, 必须注意不要招致不均匀性的增加。

(2) 滤波器的组成

图4-10为采用互导放大器, 得到LPF、HPF、BPF、BEP各输出的滤波器的组成。

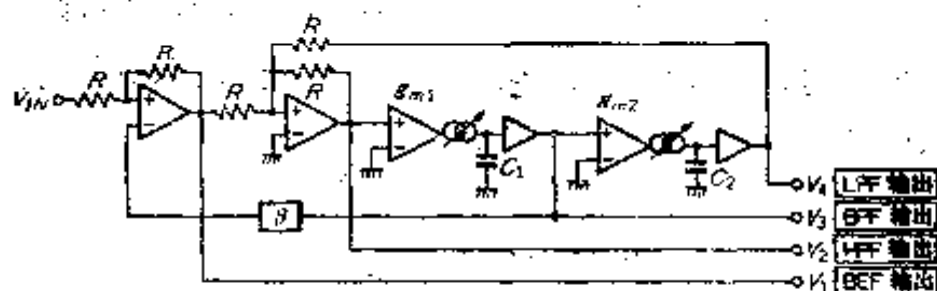


图4-10 使用互导放大器的可变状态滤波器

输入 V_{IN} 到各输出($V_1 \sim V_4$)的传输函数如下:

$$T_1(s) = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + 2\beta \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

$$T_2(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\beta \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

① 动态范围, 正常工作的最小电平与最大电平之比。

$$T_3(s) = \frac{\frac{g_{m1}}{C_1}s}{s^2 + 2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

$$T_4(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + 2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

据此，如果设 $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ ， $C_1 = C_2 = C$ ，则

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C}$$

$$Q = \frac{1}{2\beta} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{1}{2\beta}$$

(3) 滤波器的规格

能够同时获得LPF、HPF、BPF、BEF各输出，能够从外部通过电压控制频率 f_0 和 Q ，并且还可以决定 f_0 和 Q 的可变范围：

$$f_0 = 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$$

$$Q = 0.5 \sim 5$$

4.3 具体设计

(1) 滤波电路

其基本组成如前所示(图4-10)，而在设计实际电路时，必须注意以下问题：

首先，按图4-10所示，如果信号源电阻 $\textcircled{1}$ 不能比 R 小许多，则会产生误差，所以必须在输入端增设缓冲放大器。并

$\textcircled{1}$ 信号源电阻，信号电压的内阻。