

电子线路课程设计

报 告

课 题_____

学 号_____

姓 名_____

电子线路课程设计指导

电子电工实验中心
二〇二一年六月

课题一 音频功率放大器

设计任务书

音频功率放大器技术指标

1.最大不失真输出功率

$$P_{om} \geq 8W \quad (\text{负载阻抗 } R_L = 8 \Omega)$$

2.输入灵敏度

$$V_i \leq 100\text{mv} \quad (\text{输入阻抗 } R > 47K \Omega)$$

3.频率响应

$$f = 20\text{Hz} \sim 20\text{KHz}$$

4.噪声电压

$$V_N < 15\text{mv}(\pm 3\text{db})$$

5.失真度

$$\gamma \leq 3\%$$

6.音调控制范围

$$100\text{Hz} \pm 6\text{dB}$$

$$10\text{KHz} \pm 6\text{dB}$$

设计报告要求

1.各单元电路的工作点电压

2.各单元电路的电压增益

3.各单元电路幅频特性

4.最大输出功率

5.系统电路的工作效率

设计基本步骤和方法

设计系统电路的一般方法，先根据给定的技术指标进行设计方案选择，然后再安选用的方案进行系统电路设计，一般步骤为：

1. 确定系统电路形式
2. 确定放大器级数和各级增益
3. 选择晶体管或集成电路等元器件
4. 选定各级静态工作点
5. 设计计算电路元件参数并选取元件
6. 技术指标校核
7. 系统电路调试

图(一)所示为音频功率放大器原理图。它由前置放大电路、音调控制电路和功率放大级组成。在进行各部分电路设计计算之前，先确定放大器的级数和各级增益。因给定最大输出功率

$$P_{om} \geq 8W$$

所以输出电压有效值

$$V_0 = \sqrt{P_{om} \cdot R_L} = 8V \quad (R_L = 8 \Omega)$$

而给定的输入电压

$$V_i < 100mV$$

所以放大器总增益

$$\begin{aligned} A_{vm} &= V_0 / V_i \\ &= \sqrt{P_{om} \cdot R_L} / V_i \\ &= 8V / 100mV \\ &= 80 \end{aligned}$$

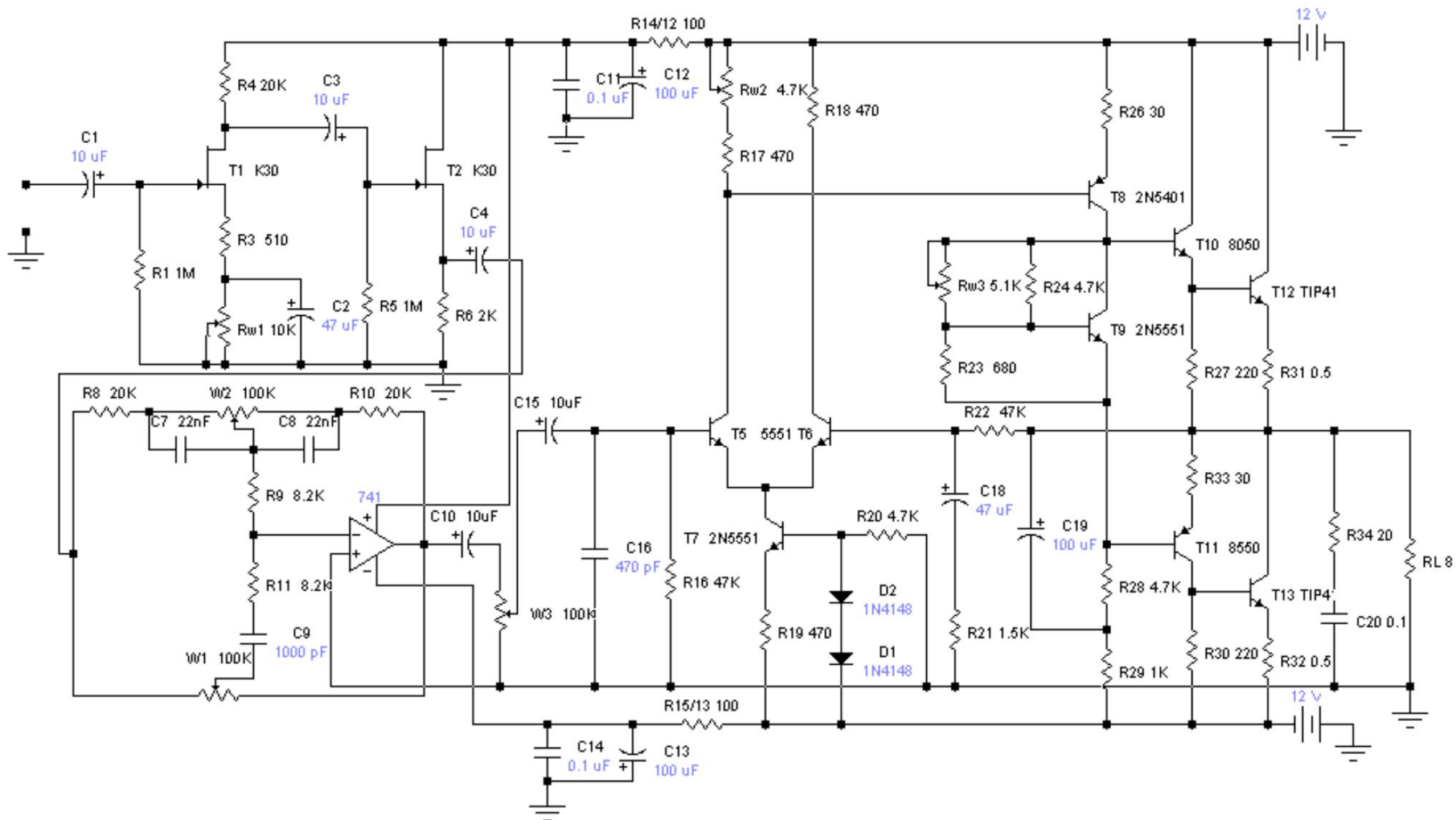
考虑到电压放大器倍数应留有充分余量，为了设计计算方便，取 $A_{vm}=160$ ，并分配给各级电路：

- 1.前置放大器：因该级对输出的噪声电压影响最大，故增益不宜太高，可选 $A_{vm1}=5 \sim 10$ 。
- 2.音调控制电路：该级无增益要求，可选 $A_{vm2}=1$ 。
- 3.功率输出级：输出级电压增益 A_{vm3} 可由

$$A_{vm} = A_{vm1} \cdot A_{vm2} \cdot A_{vm3}$$

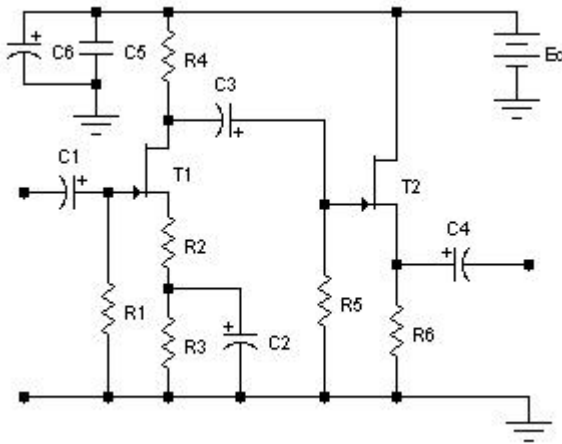
得

$$\begin{aligned} A_{vm3} &= A_{vm} / A_{vm1} \cdot A_{vm2} \\ &= 160 / 5 \times 1 = 32 \end{aligned}$$

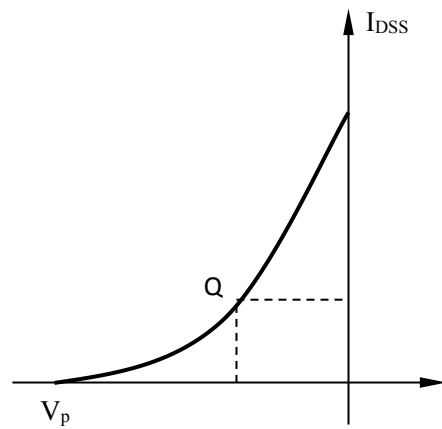


前置放大器的设计

根据任务书中的指标要求,为了便于与多种信号源匹配,前置放大器须具有较高的输入阻抗,同时,为了使音调控制电路的特性好,前置放大器的输出阻抗要低。另外,由于多级放大器的第一级噪声系数 NF 对总的噪声影响最大,因此,在设计时须考虑采取措施降低前置级的噪声。第一方案可选用场效应管组成本级放大电路,如图(二)所示为用场效应管共源放大器和源极跟随器组成的该放大电路。第二方案可选用由集成运算放大器构成的同相比例放大器电路。



图(二)



图(三)

1.场效应管共源放大器的设计

(1)选择静态工作点

由图(二)可见,该级由 T_1 、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 C_1 、 C_2 、 C_3 组成的自给偏压放大器。根据场效应管的转移特性曲线图(三),漏极电流 I_D 随栅极电压 V_{GS} 变化的关系

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \quad (1)$$

根据场效应管放大器工作原理,可得

$$V_{GS} = -V_S = -I_D R_S \quad (2)$$

$$V_D = V_{DS} + I_D R_S \quad (3)$$

$$R_D = E_C - V_D \quad (4)$$

选择静态工作点,就是确定电路中的 V_{GS} I_D V_{DS} 的数值。

(2) 选择 R_S 、 R_D

①先由图(三)中选定的 V_{GSQ} 数值代入(1)式,算得 I_{DQ} 值

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p}\right)^2$$

②将 I_{DQ} 代入(2)式, 算得 R_S

$$R_S = -V_{GSQ} / I_{DQ}$$

③选取 $V_{DS} = E/2$ 或 $V_{DS} = (1 \sim 2) V_S$, 并代入 (3) 式, 算得 V_D

④将 V_D 值代入 (4) 式, 算得 R_D

$$R_D = (E - V_D) / I_D$$

(3) 计算电容 C_1 、 C_2

因为 C_1 、 C_2 主要影响低频响应, 要求:

$$C_1 \geq (3 \sim 10) \frac{1}{2\pi f_L R_1}$$

$$C_2 \geq \frac{1 + g_m R_2}{2\pi f_L R_2}$$

(4) 电压增益计算

$$A_{vm1} = \frac{g_m R_D / R_L}{1 + g_m R_s}$$

设计举例

现对图(二)电路进行计算。已知放大器输入电压 $< 100\text{mV}$, 输入阻抗 $R_i > 470\text{K}\Omega$, 输出阻抗 $R_o < 1\text{K}\Omega$, 频响 $20\text{Hz} \sim 50\text{KHz}$ 。

为了保证放大器有足够的动态范围, 要求场效应管的 V_P 、 g_m 和 I_{DSS} 值不能太小。 T_1 由使用手册查得参数:

$$V_P = -1\text{V}, \quad g_m = 1.8\text{mA/V}, \quad I_{DSS} = 5.2\text{mA}。$$

因为 $V_i < 100\text{mV}$, 为了减小 NF, 所以工作点 Q 选低一些, 如图(三)所示, 取 $V_{GSQ} = 0.75\text{V}$, 则 $I_{DQ} = I_{DSS}(1 - V_{GSQ} / V_P)^2 \approx 0.3\text{mA}$,

若电源电压 $E = 12\text{V}$,

则: $V_{DS} \approx E / 2 = 6\text{V}$,

$$V_D = V_{DS} + V_S = 6.75\text{V} \quad (\text{取 } V_S = 0.75\text{V})$$

$$R_D = R_4 = (E - V_D) / I_{DQ} \approx 18\text{K}\Omega$$

$$R_S = R_2 + R_3 = V_{GSQ} / I_{DQ} \approx 2.5\text{K}\Omega$$

取: $R_3 = 2\text{K}\Omega, R_2 = 510\Omega$

因 $R_i \approx R_1$, 取 $R_1 = 1\text{M}\Omega$

$$C_1 \geq \frac{10}{2\pi f_L R_1} \approx 0.8\mu\text{F} \quad \text{取 } C_1 = 1\mu\text{F} \quad (\text{取 } f = 20\text{Hz})$$

$$C_2 \geq \frac{1 + g_m R_2}{2\pi f_L R_2} \approx 18.3\mu\text{F} \quad \text{取 } C_2 = 20\mu\text{F}$$

2.场效应管源极跟随器的设计

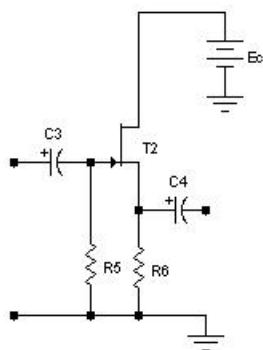
为了得到更大的动态跟随范围，一般将工作点选在转移特性曲线的中点，由图(四)可见即

$$V_{GS} = V_p / 2$$

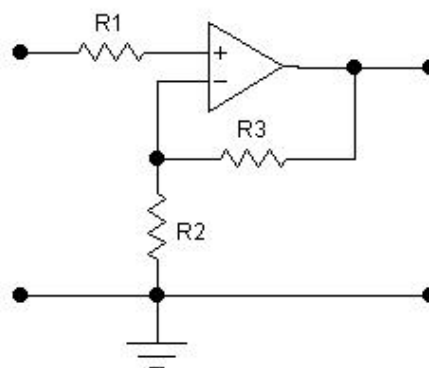
$$I_{DQ} = I_{DSS} [1 - (V_{GS} / V_p)]^2$$

$$V_S = -V_{GS}$$

$$R_S = V_S / I_{DQ}$$



图(四)



图(五)

方案二 由图 (五) 所示是一个同相输入放大器，增益为

$$A_{vm} = (R_2 + R_3) / R_2$$

音调控制电路的设计

一、反馈型音调控制电路的工作原理

反馈型音调控制电路如图 1，它主要由两部分组成：①RC 网络(其中 Z_i 代表输入回路总阻抗， Z_f 代表反馈回路总阻抗)，它们可以由电阻、电容串并联构成如图 2 所示的四种不同形式的电路。②放大单元，它可由晶体管、场效应管或线性集成电路构成。因为该电路属于电压并联负反馈形式，当放大单元的开环增益 A_u 很高时，则闭环增益

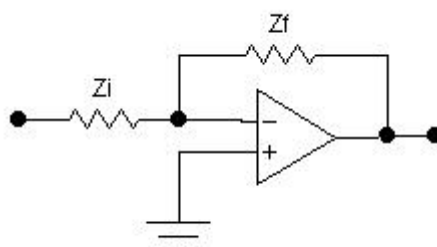


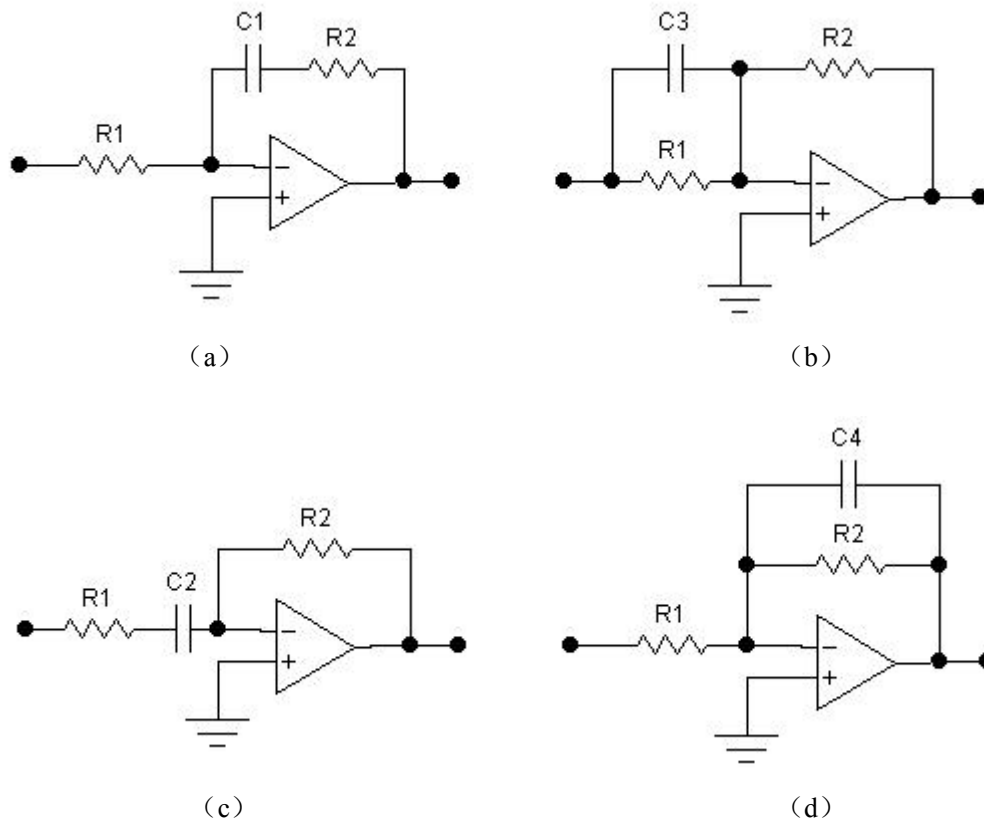
图 (1)

$$A_{uf} = V_O / V_i \approx -Z_f / Z_i$$

当信号频率不同时， Z_i 和 Z_f 的阻抗值也不同，所以 A_{uf} 随着频率的改变而改变。

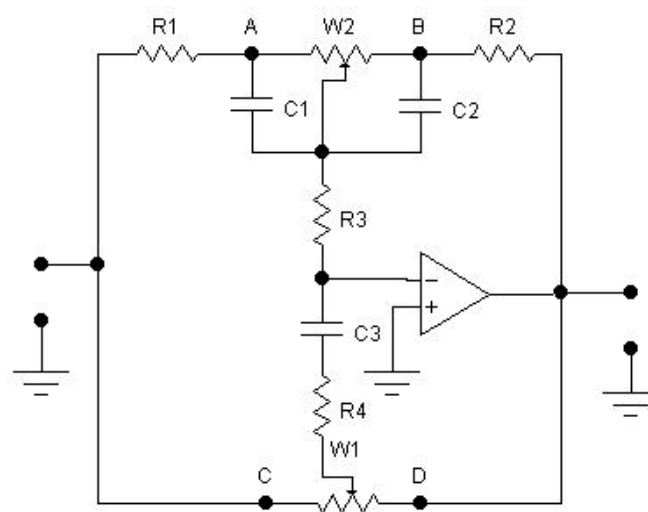
如图 2(a), 若 C_1 取值较大, 只在频率很低时起作用, 则当信号频率在低频区, $f \downarrow$ 时, 则 $Z_f = R_2 + (1 / j \omega C_1) \uparrow$, $A_{uf} = Z_f / R_1 \uparrow$, 因此可以得到低音提升。再如图 2(b), 若 C_3 较小, 只有高频时起作用, 当信号频率在高频区, $f \uparrow$ 时, 则 $Z_1 = R_1 // 1 / j \omega C_3 \downarrow$, $A_{uf} = Z_f / Z_1 \uparrow$, 因此可以得到高音提升。

同理, 图 2(d)、(c) 分别可得到高、低音衰减。



图(2)

如将四种形式的电路组合起来, 即可得到反馈型音调控制电路, 如图 3 所示。



图(3)

为了分析方便，先假设： $R_1=R_2=R_3=R$ ； $W_1=W_2=9R$ ； $C_1=C_2 \gg C_3$ 。

1.信号在低频区因 C_3 很小， C_3 、 R_4 支路可视为开路，反馈网络主要由上半边起作用，即 V_i 由上半边电路通过。又因为运算放大器开环增益很高，放大器输入阻抗又很高，所以 $V_E \approx V'_E \approx 0$ (虚地)，因此 R_3 的影响可以忽略。

①当电位器 V_2 的滑动端移到 A 点时， C_1 被短路，其等效电路如图 4，它和图 2 (a)很相似，因此可以得到低音提升。

先分析该电路的幅频特性：比较图 1 和图 4 可知： $Z_1=R_1$ ， $Z_f=R_2+C_2 \parallel W_2$ 。

所以

$$A_{uf} = -\frac{Z_f}{Z_1} = -\frac{R_2 + W_2}{R_1} \cdot \frac{1 + j\omega \frac{R_2 W_2 C_2}{R_2 + W_2}}{1 + j\omega W_2 C_2}$$

若设

$$\omega_{L1} = 2\pi f_{L1} = \frac{1}{W_2 C_2}; \omega_{L2} = 2\pi f_{L2} = \frac{R_2 + W_2}{R_2 W_2 C_2}$$

则

$$|A_{uf}| = \frac{R_2 + W_2}{R_1} \sqrt{\frac{1 + (\frac{\omega}{\omega_{L2}})^2}{1 + (\frac{\omega}{\omega_{L1}})^2}}$$

根据前面假设 $R_1=R_2=R_3=R$ ； $W_1=W_2=9R$ ； $C_1=C_2 \gg C_3$ 可得： $(R_2+W_2)/R_1=10$ ； $\omega_{L2}/\omega_{L1}=10$ 。
当信号的角频率 $\omega = \omega_{L2}$ 时，

$$|A_{uf}| \approx \frac{R_2 + W_2}{R_1} \sqrt{\frac{1 + (\frac{\omega}{\omega_{L2}})^2}{1 + (\frac{\omega}{\omega_{L1}})^2}} \approx \sqrt{2} \quad (\text{即 } 20\log A_{uf}=3\text{dB})。$$

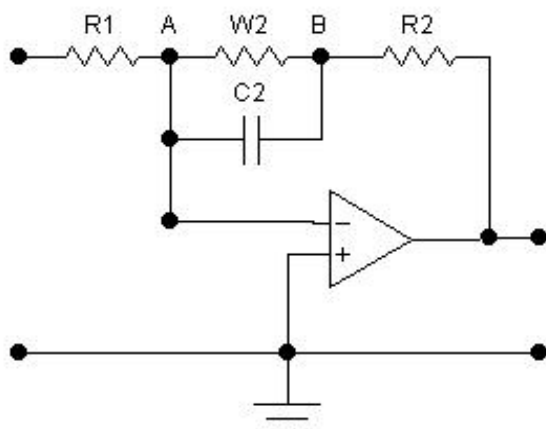
当信号的角频率 $\omega = \omega_{L1}$ 时，

$$|A_{uf}| \approx 7.07 \quad (\text{即 } 20\log A_{uf}=17\text{dB})。$$

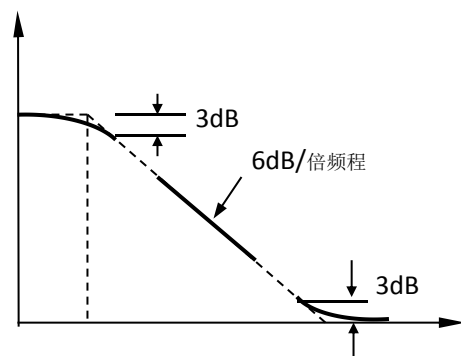
当 $\omega \geq \omega_{L2}$ 时，即信号接近中频时， $|A_{uf}| \approx R_2+W_2/R_1 \cdot \sqrt{\omega_{L1}/\omega_{L2}}=1$ (即 $20\log A_{uf}=0\text{dB}$)。

当 $\omega \geq \omega_{L1}$ 时， $A_{uf} \approx 10$ (即 $20\log A_{uf}=20\text{dB}$)。

综上所述，可画出图 5 所示的幅频特性。在 $f=f_{L2}$ 或 f_{L1} (提升量为 3dB 和 17dB),曲线变化较大，称 f_{L2} 或 f_{L1} 为转折频率。在两转折频率之间曲线斜率为 -6dB / 倍频程。若用折线(图中虚线所示)近似表示此曲线，则 f_{L1} 和 f_{L2} 为折线的拐点。此时，低音最大提升量为 20dB。



图(4)



图(5)

表示为: $A_{uf} = \frac{R_2 + W_2}{R} = 10$ (即 20dB)

2.当电位器 W_2 的滑动端移到 B 点时, 其等效电路如图 6 所示。用同样的分析可得图 7

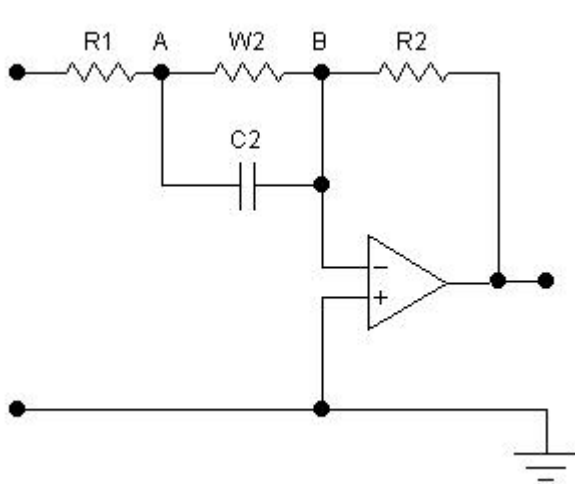
所示低频衰减幅频特性曲线, 其中

$$A_{uf} = \frac{R_2}{R_1 + W_2} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\frac{\omega}{\omega_{L1}})^2}{1 + (\frac{\omega}{\omega_{L2}})^2}}$$

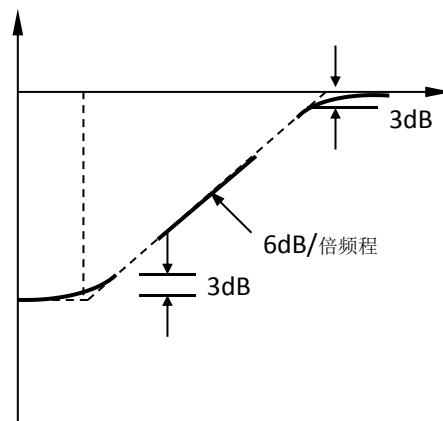
$$f_{L1}^1 = \frac{1}{2\pi C_1 W_2} = f_{L1}; f_{L2}^1 = \frac{R_1 + W_2}{2\pi C_1 W_2 R_1} = f_{L2}$$

低音最大衰减量为:

$$A_{uc} = R_2 / (R_1 + W_2) = 1 / 10 \text{ (即 -20dB)}$$

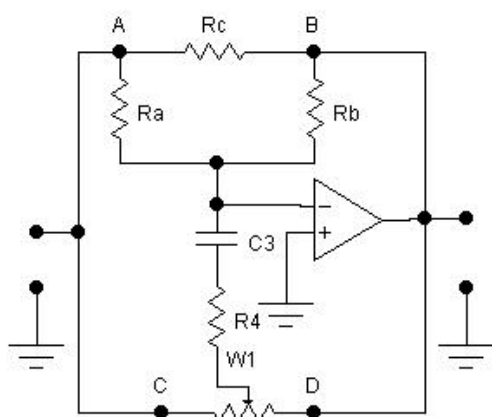


图(6)

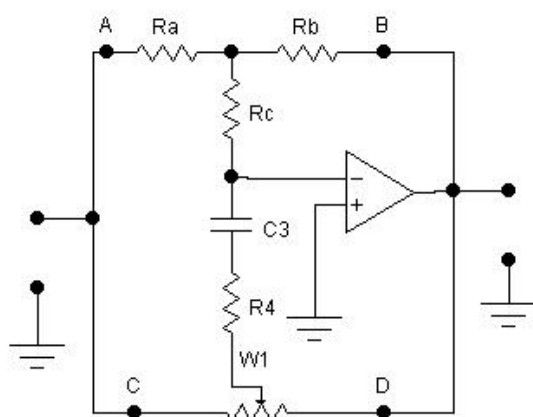


图(7)

3.信号在高频区 C_1 和 C_2 对高频可视为短路, 此时 C_3 和 R_4 支路已起作用, 等效电路可画成图 8 形式。为分析方便将电路中 Y 型接法的 R_1 、 R_2 和 R_3 变换成 Δ 型接法的 R_a 、 R_b 和 R_c , 如图 9 所示,



图(8)



图(9)

其中

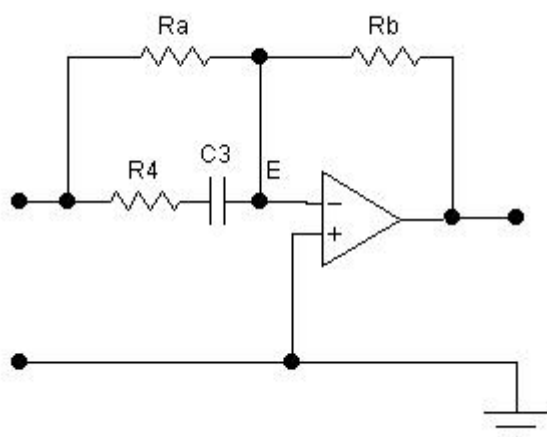
$$R_a = R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} = 3R$$

$$(\because R_1 = R_2 = R_3),$$

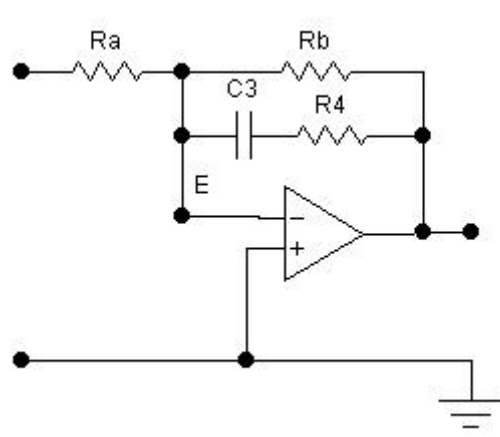
$$R_b = R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} = 3R$$

$$R_c = R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} = 3R$$

因为前级输出电阻很小(500Ω), 输出信号 V_0 通过 R , 反馈到输入端的信号, 被前级输出电阻所旁路, 所以 V_c 的影响可以忽略, 视为开路。当 W_i 滑动端至 C 和 D 点时, 等效电路又可以画成图 10、11 形式(因 W_1 数值很大, 亦可视为开路)。



图(10)



图(11)

通过幅频特性分析，可得到如下关系式：

高音最大提升量为(图 10 中 C_3 短路)：

$$A_{uT} \approx \frac{R_b}{R_a // R_4} = \frac{R_4 + 3R}{R_4}$$

高频转折频率为：

$$f_{H1} \approx \frac{1}{2\pi C_3 (R_a + R_b)}; f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_3 R_4}$$

高音最大衰减量为(图 11 中 C_3 短路)：

$$A_{uT_c} \approx \frac{R_b // R_4}{R_a} = \frac{R_4}{R_4 + 3R}$$

图 12 为音调控制电路全频高低音提升衰减曲线，从曲线可看出在 $f_{L1} \sim f_{L2}$ 和 $f_{H1} \sim f_{H2}$ 之间，曲线按 $\pm 6\text{dB}$ 倍频程的斜弯变化，假设给出低频 f_{LX} 处和高频 f_{HX} 处的提升量，可知：

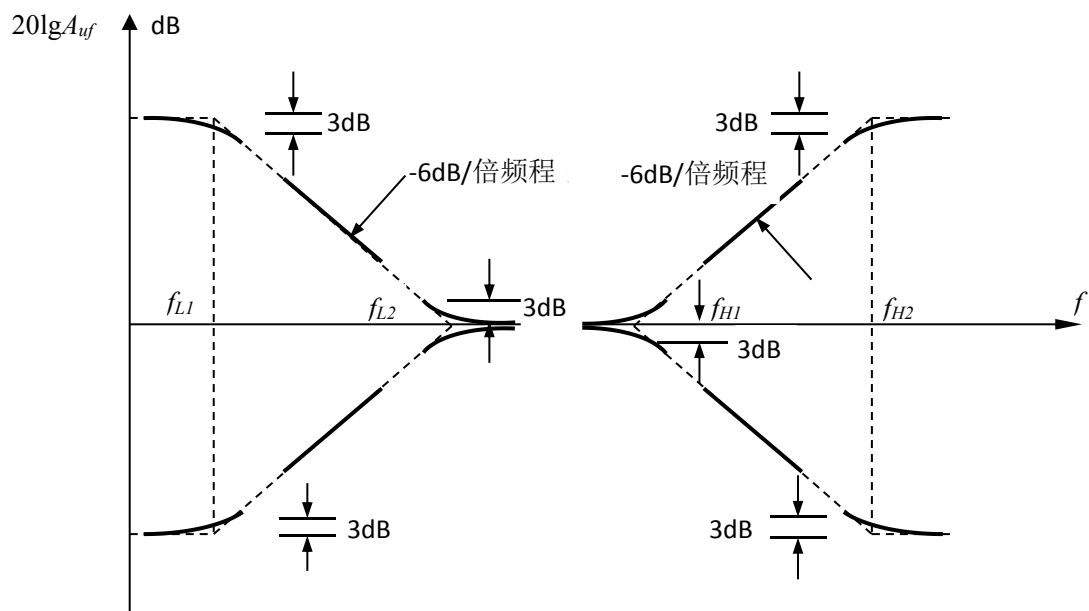
$$f_{L1} < f_{LX} < f_{L2};$$

$$f_{H1} < f_{HX} < f_{H2}$$

得：

$$f_{L2} = f_{LX} \cdot 2^{\frac{\text{提升量(dB)}}{6\text{dB}}}$$

$$f_{H1} = f_{HX} \cdot 2^{\frac{\text{提升量(dB)}}{6\text{dB}}}$$



图(12)

上述两个关系式是该电路设计时的计算方法。如已知某一频率的提升量或衰减量时，就可以利用它们求出所需的转折频率及相应元件参数。

二、反馈型音调控制电路的设计方法

音调控制电路元器件参计算步骤如下:

1. 确定转折频率

依据技术指标给出转折频率 f_{H2} , f_{L1} , 以及 f_{LX} 和 f_{HX} 的提升衰减量, 于是可算出:

$$f_{L2}=f_{LX} \cdot 2^{\frac{\text{提升量(dB)}}{6\text{dB}}}; \quad f_{H1}=f_{HX} \cdot 2^{\frac{\text{提升量(dB)}}{6\text{dB}}};$$

2. 确定 W_1 和 W_2 的数值和放大单元

若放大单元输入阻抗高, W_1 和 W_2 的阻抗可适当选大些(可选 50K、100K)。通常放大单元的开环增益和输入阻抗要求高些为好(大于 47K)。

3. 计算各元件参数

根据式
$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi W_2 C_2},$$

可算出
$$C_1=C_2 = \frac{1}{2\pi W_2 f_{L1}}。$$

根据式
$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi W_2 C_2} \text{ 和 } f_{L2} = \frac{W_1 + R_2}{2\pi C_2 W_2 R_2}$$

可算出
$$R_2 = \frac{W_2}{\left(\frac{f_{L1}}{f_{L2}} - 1\right)},$$

通常取 $R_1=R_2=R_3。$

根据式
$$f_{H2} = 1 / 2\pi C_3 R_4 \text{ 和 } f_{H1} = 1 / 2\pi C_3 (R_4 + R_a),$$

可以算出
$$R_4 = R_a / \left(\frac{f_{H2}}{f_{H1}} - 1\right) \quad (\text{可取 } R_a=3R_1)。$$

根据式
$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_3 R_4}$$

可以算出
$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_4 f_{H2}}。$$

三、设计举例

已知, 低音 $f_{LX}=100\text{Hz}$ 时 $\pm 12\text{dB}$; 高音 $f_{HX}=10\text{KHz}$ 时 $\pm 12\text{dB}$, 频率响应; $f_{L1}=50\text{Hz}$, $f_{H2}=20\text{KHz}$ 。

1. 选用图 3 所示电路形式, 并根据公式可求得:

$$f_{L2}=f_{LX} \cdot 2^{12/6}=400\text{Hz};$$

$$f_{H1}=f_{HX} \cdot 2^{12/6}=2.5\text{KHz}。$$

2. 选用线性电位器, 并 $W_1=W_2=100\text{K}\Omega$ 。放大单元选用 LM741 集成运算放大器。

3. 计算各元件参数

$$C_1=C_2 = \frac{1}{2\pi W_2 f_{L1}} \approx 0.021 \mu\text{F} (\text{取 } 0.022 \mu\text{F})。$$

$$R_1=R_2=\frac{W_2}{\frac{f_{L2}}{f_{L1}}-1}=21\text{K}\Omega \text{ (按电阻系列取 } 20\text{K}\Omega \text{)}。$$

$$R_3=R_1=R_2=20\text{K}\Omega。$$

$$R_4=\frac{R_a}{\frac{f_{H2}}{f_{H1}}-1}=\frac{3R_1}{\frac{f_{H2}}{f_{H1}}-1}\approx 8.5\text{K}\Omega \text{ (按电阻系列取 } 8.2\text{K}\Omega \text{)}。$$

$$C_3=\frac{1}{2\pi R_4 f_{H2}}\approx 970\text{pF} \text{ (按电容系列取 } 1000\text{pF)}。$$

4.设计校核

①转折频率：

$$f_{L1}=\frac{1}{2\pi W_2 C_2}\approx 48\text{Hz}; \quad f_{L2}=\frac{W_2+W_2}{2\pi C_2 W_2 R_2}\approx 410\text{Hz}。$$

$$f_{H1}=\frac{1}{2\pi C_3 (R_4+R_a)}\approx 2.3\text{kHz}; \quad f_{H2}=\frac{1}{2\pi C_3 R_4}\approx 19\text{kHz}。$$

②提升量：

$$\text{低音最大提升量: } A_{vB}=\frac{R_2+W_2}{R_1}=8.5 \quad (18.6\text{dB})。$$

$$\text{低音最大衰减量: } A_{vC}=\frac{R_2}{R_1+W_2}=0.118 \quad (-18.6\text{dB})。$$

$$\text{高音最大衰减量: } A_{vTC}=\frac{R_4}{R_4+3R}=0.12 \quad (-18.4\text{dB})。$$

$$\text{高音最大提升量: } A_{vT}=\frac{R_4+3R}{R_4}=8.3 \quad (18.4\text{dB})。$$

OCL 放大器设计

图 1 所示为该放大器电路图,分为三个部,即功率输出级、推动级和输入级。功率输出级由 T_{10} 、 T_{12} 、 T_{11} 、 T_{13} 组成的复合管准互补对称电路,以得到较大的输出功率,电阻 R_{31} 、 R_{32} 、 R_{27} 、 R_{30} 用来减小复合管的穿透电流,增加电路的稳定性。偏置电路用 T_9 组在恒压电路,保证功率输出管有合适的初始电流,以克服交越失真。推动级采用 T_8 组成的共射放大电路。为了扩大输出管的动态范围,本级加了自举电容 C_{19} ,在信号负半周,通过 C_{19} 反馈,可为 T_{11} 提供足够的基极电流,保证 T_{11} 、 T_{13} 充分导通。输入级是由 T_5 、 T_6 、 T_7 组成的带恒流源的差分放大电路,减小了直流漂移。由于引入深度直流负反馈,进一步稳定了输出点 A 的静态零电压。其反馈系数 $F \approx R_{21} / (R_{21} + R_{22})$,总电压增益 $A_{vf} \approx 1 + R_{22} / R_{21}$ 。

由于电路是多级放大电路,所以它可以遵循下述原则进行设计:由末级开始,从负载要求出发逐级向前设计各有的偏置电路;根据电路安全可靠地工作选择元器件参数;由电压增益确定负反馈电路;由频响确定耦合和旁路电容值。

1. 确定电源电压

为了保证电路安全可靠地工作,通常使电路的最大输出功率 P_{om} 比额定输出功率 P_o 要大一些,一般 $P_{om} \approx (1.5 \sim 2)P_o$,然后根据 P_{om} 和负载阻抗 R_L 计算最大输出电压

$$V_{om} = \sqrt{2P_{om}R_L}。$$

考虑到 T_{12} 、 T_{13} 在输出电压最大值时已经接近饱和及发射极电阻 R_{31} 、 R_{32} 上的电压降等因素,选择的电源电压 E_c 值必须大于 V_{om} 。它们的关系为: $V_{om} = \eta E_c$,即

$$E_c = \frac{1}{\eta} V_{om} = \frac{1}{\eta} \sqrt{2P_{om}R_L}, \text{ 式中 } \eta \text{ 为电源利用效率,一般取 } \eta = 0.6 \sim 0.8。$$

2. 估算功率输出级

(1)选择大功率管 T_{12} 、 T_{13} 。根据最大输出功率和电源电压 E_c ,主要考虑三个参数,即晶体管 c-e 结承受的最大反向电压 BV_{CEO} ,集电极最大电流 I_{CM} 和集电极最大功耗 P_{CM} 。

因为 T_{12} 、 T_{13} 随受的最大反压 $V_{CEmax} \approx 2E_c$;每只管子最大集电极电流(忽略管压降) $I_{c12max} \approx E_c / (R_L + R_{31})$;单管最大集功耗 $P_{c12max} \approx 0.2P_{om} + I_0 E_c$ (乙类电路管耗最大值 P_{CM} 发生在最大输出功率的 0.4 倍时,两个管耗的最大值为 $0.4P_{om}$,则单管管耗为 $0.2P_{om}$)。所以选择 T_{12} 、 T_{13} 时其极参数应满足: $BV_{CEO} > V_{CEmax}$; $I_{CM} > I_{c12max}$; $P_{CM} > P_{c12max}$ 。并使两管 $\beta_{12} \approx \beta_{13}$,参数尽量对称。还要根据环境温度采取必要的散热措施。

(2)选择 T_{10} 、 T_{11} 估算 R_{27} 、 R_{30} 和 R_{34} 。确定 R_{27} 、 R_{30} 的原则是:应使 T_{10} 、 T_{11} 的输出电流大部分能注入 T_{12} 、 T_{13} 的基极。因为 T_{12} 、 T_{13} 参数对称,所以基极回路的输入电阻 $r_{i12} = r_{i13}$,通常取 $R_{27} = R_{30} = (5 \sim 10)r_{i12}$ 。

其中 $r_{i12} = r_{be12} + (1 + \beta_{12})R_{31}$; $r_{i13} = r_{be13} + (1 + \beta_{13})R_{32}$,大功率管 r_{be12} 、 r_{be13} 一般为 10Ω 左右。

r_{34} 为平衡电阻。因为 T_{10} 和 T_{11} 分别为 NPN 与 PNP 两种管型,电路接法也不相同,所以两管输入阻抗也不相等,会使加在两管基极的输入信号不对称,产生失真。为此,需加平衡电阻 R_{34} ,以尽量保证两复合管输入电阻相等,一般要求: $R_{34} = R_{27} // r_{i12}$ 。

因为 T_{10} 、 T_{11} 分别与 T_{12} 和 T_{13} 复合,它们承受的最大反压相同,均为 $2E_c$ 。而在计算集电极最大电流和最大管耗时,还要考虑到 R_{27} 、 R_{30} 的分流作用和晶体管内部造成的损耗。所以在工程计算中可近似认为:

$$I_{c10max} = I_{c11max} \approx (1.1 \sim 1.5)I_{c12max} / \beta_{12}$$

$$P_{c10max} = P_{c11max} \approx (1.1 \sim 1.5)P_{c12max} / \beta_{12}$$

因此, T_{10} 、 T_{11} 的极限参数选择原则是:

$$BV_{CEO} > 2E_c$$

$$I_{CM} > (1.1 \sim 1.5) I_{c12max} / \beta_{12}$$

$$P_{CM} > (1.1 \sim 1.5) P_{c12max} / \beta_{12}$$

T_{10} 为 NPN 管, T_{12} 为 PNP 管, 并使 $\beta_{10} \approx \beta_{11}$ 。

(3) 计算偏置电路, 确定 R_{23} 、 R_{24} 、 R_{25} 并选择 T_9 。 R_{23} 、 R_{24} 、 R_{25} 与 T_9 组成了功率输出级的偏置电路, 通常称为“ V_{BE} 扩大电路”。它利用 T_9 管的 T_{BE} 基本上为一固定值(硅管为 $0.7V$ 左右)的现象, 当电阻 $R_{24} // R_{25}$ 跨接在它的三个电极时, 只要流过电阻的电流远大于基极电流 I_{B9} , 我们就可以利用这两个电阻的阻值比来得到某一个近似固定的偏压, 因为 V_{B10} 、 V_{B11} 分别为 T_{10} 、 T_{11} 的基极电位, 又 $V_{BE10} = V_{BE12} = |V_{BE11}| \approx 0.7V$, 则 $V_{B10} - V_{B11} \approx 2.1V$, 故

$$V_{CE9} = V_{B10} - V_{B11} \approx V_{BE9} \cdot \frac{R_{24} // R_{25} + R_{23}}{R_{23}}$$

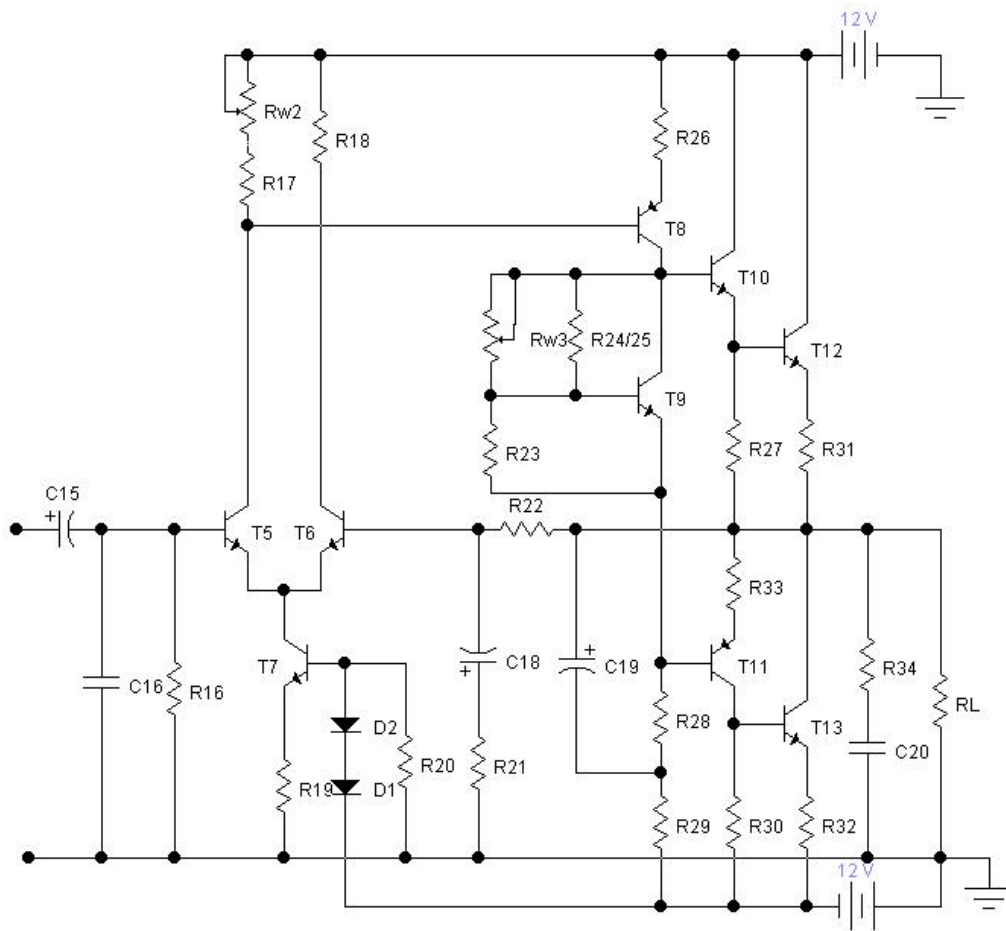


图 1

设 $V_{BE9} = 0.7V$, 可得 $R_{24} // R_{25} = 2R_{23}$, 而 $R_{23} \approx V_{BE9} / I_{R23}$ (取 $I_{R23} \geq (5 \sim 10) I_{CQ9} / \beta_9$, 以保证 T_9 基极电位稳定)。为了便于调节偏置电压的数值, 取 R_{24} 为一固定电阻, R_{25} 为一可调电阻。

3. 估算推动级电路

(1) 确定 T_8 的工作电流。推动级要有足够的电流输出给功率输出级。为了保证信号不失真, T_8 必须工作在甲类放大状态, 通常要求: $I_{CQ8} \geq 3I_{B10max} \approx 3I_{c10max} \approx 3I_{c10max} / \beta_{10}$, 一般取 $I_{CQ8} \approx 2 \sim 10mA$ 。

(2) 确定 R_{28} 、 R_{29} 。因为 $(R_{28} + R_{29})$ 是 T_8 的直流负载, 而 $V_{B11} \approx -0.7V$, 所以 $R_{28} + R_{29} = (E_c - V_{B11}) / I_{CQ8}$ 。从交流通路看, R_{29} 实际与负载 R_L 并联, 其阻抗太小会损耗信号输出功率, 太大必

然使 R_{28} 减小, 而 R_{28} 为共射电路有效负载, 其值太小将会使推动级的增益下降, 因此一般取: $(R_{28}+R_{29}) / 3 > R_9 > R_L$ 。确定了 R_{29} 就可求出 R_{28} 。

(3)确定 C_{19} 。为了在最低工作频率时其容抗远小于 R_{29} , 一般取 $C_{19} \approx (3 \sim 10) 1 / 2 \pi f_L R_{29}$ 。

(4)选择 T_8 管。因 T_8 工作在甲类放大状态, 一般要求: $BV_{CEO} > V_{CEBmax} = 2E_c$ (最大反向电压); $P_{CM} > E_c I_{CQ8}$ (一般取 $5E_c \cdot I_{CQ8}$)。

4.估算输入级电路

(1)确定差分管工作电流。因为差管 T_5 、 T_6 的集电极电流太大, 会增加管耗和噪声, 使失调电压和漂移增大; 太小又会降低电路的开环增益, 所以一般选择: $I_{c5} \approx I_{c6} \approx (0.5 \sim 2) \text{mA}$, 则 $I_{c5} + I_{c6}$ 。

(2)确定 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{19} 、 R_{20} 。 $R_{17} + R_{18} = V_{BE8} / I_{c5}$ (若不加 R_{26} , $V_{BE8} \approx 0.7 \text{V}$)。 T_7 为恒流源, 为使其工作点稳定应使流过 D_1 、 D_2 的电流 ($I_D \gg I_{C7} / \beta_7$), 又由于利用 D_1 、 D_2 正向导通时的稳压特性来稳定 Q 点。要使 2CP 型二极管有较好的稳定效果, I_D 需在 3mA 以上, 因此一般取 $I_D \geq 3 \text{mA}$, 由图 1 可直接求出: $R_{20} = [|E_c| - V_{D1} + V_{D2}] / I_D$ (其中 $V_{D1} = V_{D2} \approx 0.7 \text{V}$)。
 $R_{19} = (V_{D1} + V_{D2} - V_{BE7}) / I_{C7}$ 。

(3)选择 T_5 、 T_6 、 T_7 管。为了使差分放大电路稳定可靠地工作, 要求 T_5 、 T_6 满足: $BV_{CEO} > 1.2E_c$; $P_{CM} > 5P_c(I_{c5} \cdot E_c)$, 并使 $\beta_5 = 6$ 。 T_7 亦可选同类的晶体管。

5.计算反馈支路

差分放大器电路引入了电压串联负反馈, 使输入级的输入电阻提高, 因此基极电阻 R_{16} 对该级输入阻抗影响很大, 一般取 $R_{16} = 15 \sim 47 \text{K} \Omega$ 。为了保证直流平衡, 选 $R_{16} = R_{22}$ 。又因为功率放大电路的总电压增益 $A_{vf} \approx 1 + (R_{22} / R_{21})$, 所以 $R_{21} = R_{22} / (A_{vf} - 1)$ 。另外 C_{18} 应保证在低频截止频率时, 其容抗远小于 R_{21} , 一般取 $C_{18} \geq (3 \sim 10) 1 / 2 \pi f_L R_{21}$ 。耦合电容 C_{15} 一般取 $C_{15} \geq (3 \sim 10) 1 / 2 \pi f_L R_{16}$ 。

6.补偿元件的选取

为了使负载在高频时仍为纯电阻, 需加补偿电阻 R_{33} 和补偿电容 $\geq C_{20}$ 。一般取 $R_{33} = R_L$, $C_{20} = 1 / 2 \pi f_H R_{33}$ (f_H 为放大器上限频率)。此外, 为了消除高频自激, 通常在 T_8 和 bc 之间, R_{16} 两端加消振电容, 一般取 $100 \sim 200 \text{pF}$ 。

设计举例

已知: 要求最大输出功率 $P_{om} \geq 8 \text{W}$; 负载阻抗 $R_L = 8 \Omega$; 电压放大倍数 $A_{vf} = 30$; 失真度 $v \leq 3\%$ 。现计算如下:

1.选择图 1 所示电路

2.确定电源电压

$$E_c = 1 / \eta \sqrt{2P_{om} R_L} \approx 14 \text{V} (\text{取 } \eta = 0.8), \text{ 选定电源电压 } \pm 15 \text{V}。$$

3 选 T_{12} 、 T_{13}

要求 $BV_{CEO} > 2E_c = 30 \text{V}$; $I_{CM} > I_{c12max} \approx E_c / (R_L + R_{31}) \approx E_c / R_L \approx 1.88 \text{A}$;
 $P_{CM} > P_{c12max} \approx 0.2P_{om} + E_c \cdot I_{O_5}$, 取功率管静态电流 $I_0 = 20 \text{mA}$, 则 $P_{CM} > 1.9 \text{W}$ 。
按以上参数选得 TIP41, 测得 $\beta_{12} = \beta_{13} = 60$ 。

4.选择 T_{10} 、 T_{11} 估算 R_{31} 、 R_{27} 、 R_{30} 、 R_{34} 。

- (1)要求 T_{10} 、 T_{11} 管 $BV_{CEO} > 30V$; $I_{CM} > 1.5I_{C12max} / \beta_{12} \approx 48mW$ 。选 T_{10} 为 2SC8050, T_{11} 为 2SC8550, 测得 $\beta_{10} = \beta_{11} = 60$ 。
- (2)据 $R_{31} = R_{32} = (0.05 \sim 0.1)R_L$, 选 $R_{31} = R_{32} = 0.5 \Omega$ 电阻, 可用电子线绕制, 功率大于 1W。因为 $r_{i12} = r_{bc12} + (1 + \beta_{12})R_{31} = 40.5 \Omega$, 所以 $R_{27} = R_{30} = 5r_{i12} = 202.5 \Omega$, 取 $R_{27} = R_{30} = 220 \Omega$ 。因 $R_{34} = R_{27} // r_{i12} \approx 34 \Omega$, 所以取 R_{34} 为 30Ω 。

5.估算推动级电路

- (1)取 $I_{CQ8} = 3I_{C10max} / \beta_{10} = 3 \times 47 / 60 \approx 2.4mA$ 。
- (2)估算 T_9 偏置电路。选取 T_9 为 2SC9013, 测得 $\beta_9 = 60$, 取 $I_{R33} = 1mA$ (此时 $I_{R33} \gg I_{C19} / \beta_9$, 保证了 T_9 基极电位稳定), 则 $R_{23} \approx V_{BE9} / I_{R33} \approx 0.7V / 1mA = 700 \Omega$ 。又 $R_{24} // R_{25} = 2R_{23} = 1.36K \Omega$, 以 $R_{24} = 2.7K \Omega$ 半可调电阻。
- (3)估算 R_{28} 、 R_{29} 。因为 $R_{28} + R_{29} \approx (E_c - V_{BE11}) / I_{CQ8} \approx (15 - 0.7) / 2.4 \approx 5.96K \Omega$, 又要求 $2K \Omega > R_{29} > 160 \Omega$, 所以取 $R_{29} = 1K \Omega$, $R_{28} = 4.7K \Omega$ (注: R_{28} 为共射电路交流有效负载, 其值太小会使推动级的增益下降, 从而使最大输出功率减小。因此, 若输出功率达不到技术指标, 可适当增大 R_{28} 的取值)。
- (4)选 T_8 管。要求 $P_{CM} > 5E_c I_{CQ8} = 180W$; $BV_{CEC} > 2E_c = 30V$, 选择小功率 PNP 型管可满足要求。

6.自举电路

$$C_{19} \geq 10 / 2 \pi f_L R_{29} = 32 \mu F (\text{取 } 47 \mu F)$$

7.估算输入级

- (1)取差分管工作电流 $I_{C5} = I_{C6} = 0.8mA$, 则 $I_{C7} = 2 \times I_{C5} = 1.6mA$ 。
- (2)估算 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{19} 、 R_{20} 。一般取 $R_{17} + R_{18} = |V_{BE8}| / I_{C5} = 875 \Omega$ (取 $R_{17} = 470 \Omega$, R_{18} 可用 $1K \Omega$ 可调电位器, 调节时应使 R_{18} 由小向大)。另外, 为了防止在调节 R_{18} 时 T_8 电流过大烧毁晶体管, 可以在 T_8 射极串一电阻 R_{26} , 此时推动稳定性提高了, 但增益会有下降。接入 R_{26} 后, 应用下式计算:

$$\begin{aligned} R_{17} + R_{18} &= |V_{BE8}| + I_{E8} \cdot R_{26} / I_{C5} \\ R_{19} &= [(V_{D1} + V_{D2}) - V_{BE7}] / I_{C7} = 440 \Omega (\text{取 } 470 \Omega) \\ R_{20} &= [E_c - (V_{D1} + V_{D2})] / I_D [15 - (0.7 + 0.7)] / 3.12 \\ &= 4.36K \Omega (\text{取 } 4.3K \Omega) \end{aligned}$$

- (3)选择 T_5 、 T_6 和 T_7 管。要求 T_5 、 T_6 满足 $BV_{CEO} > 1.2E_c = 18V$, $P_{CM} \geq 5P_{C5} = 5P_{C6} = 5P_{C6} = 5E_c \cdot I_{C5} = 60mW$; $\beta_5 = \beta_6 \geq 50$, 且反向电流小, 例如, 选择小功率 NPN 型管。 T_7 亦可选用同类型管。

8.计算反馈支路

即 $R_{16} = R_{22} = 47K \Omega$ 。因为 $A_{rf} = 32$, 所以 $R_{22} / A_{rf} + 1 \approx 1.5K \Omega$ (取 $1.5K \Omega$)。 $C_{18} \geq 10 / 2 \pi f_L R_{21} \approx 33 \mu F$ (取 $f_L = 20Hz$, $C_{18} = 47 \mu F$); $C_{15} \geq 10 / 2 \pi f_L R_{16} \approx 1.7 \mu F$ (取 $C_{15} = 10 \mu F$)。

9.计算补偿元件

取 $R_{33} = 20 \Omega$; $C_{20} = 1 / 2 \pi f_L R_{33} \approx 0.4 \mu F$ (取 $f_H = 20KHz$), 通常取 $C_{20} = 0.1 \mu F$ 即可, $C_{16} = C_{17} = 100pF$ 。附录一所示完整的设计结果。

