

关于反馈型音调电路的探讨

张国华

(中国科学院东海研究站)

本文对目前较为流行的反馈型音调控制电路进行了计算、分析，详细地讨论了最大提升与最大衰减曲线的特征，并确定了音频范围内该电路所能达到的最大控制范围。

与流行方案不同的是，本文在讨论过程中令电路网络中 $R_1 = nR_2$ 。文中指出 $n > 1$ 时音调电路的性能好些，还用计算所获得的公式，以 $n = \sqrt{2}$ 为例介绍了电路简便设计的方法。

本文最后给出了 $n = \sqrt{2}$ 、 $n = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 、 $n = 1$ 时音调电路的理论与实测幅频特性曲线，以供对照。

高低音控制器是高传真放音设备中不可缺少的单元，它能突出或削弱某段声频范围，以满足听者对不同频率的需要。音调控制电路的形式不少，其中以反馈型电路最为常用，它具有较宽的控制范围和较小的失真等优点，只是电路稍复杂些。

众所周知，理想运算放大器在深度负反馈工作时，电路特性仅取决于外部反馈网络的特性，而与本身性能无关。所以，用运算放大器与合适的阻容网络即能方便地构成音调控制电路。

图1是目前较为流行的反馈型音调电路。 RV_1 、 RV_2 分别是低音和高音控制电位器， $C_1 = C_2$ ， $C_3 < C_1$ ，与其它类似电路不同的是，这里 $R_1 = nR_2$ 。这些阻容元件构成的网络与运算放大器OP一起构成了具有高、低频两条反馈通道的滤波器，分别调节图中的两个电位器，便可测得增益随频率变化的音调控制曲线。图2是该电路能获得的理想控制曲线，其中 f_1 、 f_2 、 f_3 和 f_4 是最大提升时曲线的四个转折频率， f_1 、 f_2' 、 f_3' 和 f_4 是最大衰减时曲线的四个转折频率，图2对应的是 $n = \sqrt{2}$ 的

理想曲线。

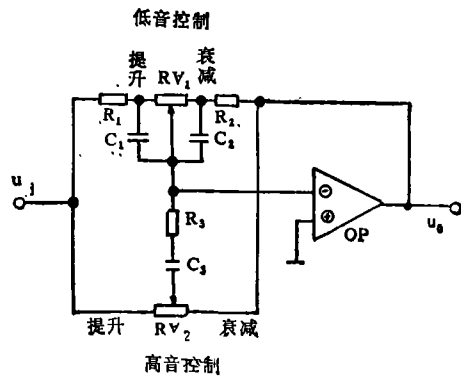


图1 反馈型音调电路

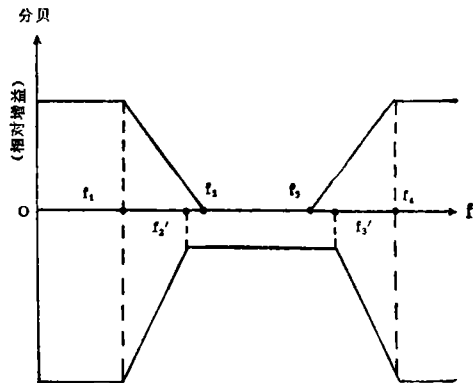


图2 增益与频率的理想音调控制曲线

下面欲通过一些计算来分析、探讨该电路的特性，并得到较佳方案的简便设计。

一、电路增益的表达式

先将电路按图 3 所示进行简化，图 4 即

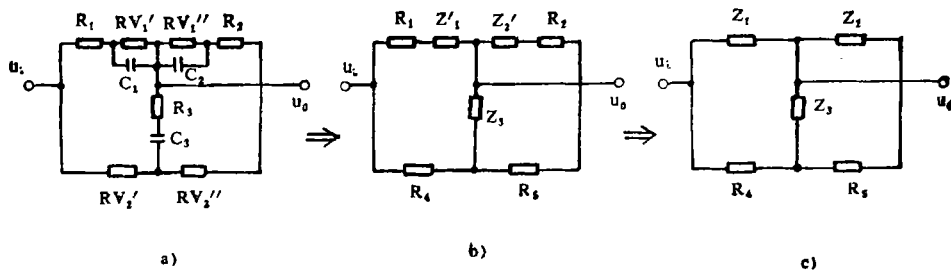


图 3 电路简化步骤图

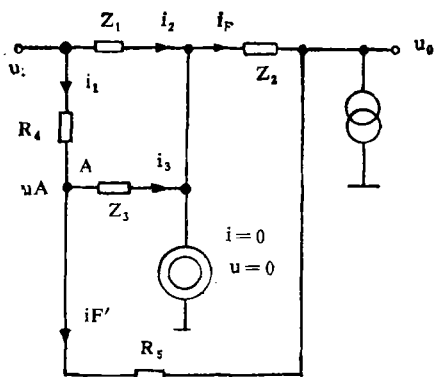


图 4 电路增益计算原理图

$$\left\{ \begin{array}{l} i_2 = \frac{1}{Z_1} \cdot u_i \\ i_3 = \frac{1}{Z_3} \cdot u_A \\ i_F = i_2 + i_3 \\ i_1 = i_F' + i_3 \\ i_F = -\frac{1}{Z_2} \cdot u_o \\ i_F' = \frac{1}{R_5} (u_A - u_o) \\ i_1 = \frac{1}{R_4} (u_i - u_A) \end{array} \right.$$

由方程组解得：

$$u_A \cdot \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{Z_3} \right) = \frac{1}{R_4} \cdot u_i + \frac{1}{R_5} \cdot u_o$$

其中

为简化后网络的等效电路（包括理想运算放大器在内）。

在图 4 中， u_i 、 u_o 分别为输入、输出电压， u_A 为 A 点的参考电位。

对于图 4，根据克希霍夫节点定律与欧姆定律，可以列出方程组如下：

$$u_A = -\left(\frac{1}{Z_2} \cdot u_o + \frac{1}{Z_1} \cdot u_i \right) \cdot Z_3$$

因为该电路增益 $K(j\omega) = \frac{u_o}{u_i}$ ，所以

$$K(j\omega) = -\frac{Z_2 \cdot Z_1 \cdot R_5 + R_4 \cdot R_5 + Z_3 \cdot RV_2}{Z_1 \cdot Z_2 \cdot R_4 + R_4 \cdot Z_5 + Z_3 \cdot RV_2} \quad (1.1)$$

显然，上式中负号为反相运算放大器电路倒相放大性能所致。

二、高低音提升、衰减倍数与网络中元件的关系

1. 在输入信号频率很低时，网络中的电容可视为开路，对照图 3a 和(1.1)式， $Z_2 = RV_1'' + R_2$ 、 $Z_1 = RV_1' + R_1$ 、 $Z_3 \rightarrow \infty$ ，令低音的增益为 K_L ，(为方便起见，以下计算中将 K 均当成正值)。

$$K_L = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{RV_1'' + R_2}{RV_1' + R_1}$$

当电路处于低音有最大提升量时， $RV_1'' = RV_1$ 、 $RV_1' = 0$ 低音最大提升倍数 K_{LR} 为：

$$K_{LR} = \frac{RV_1 + R_2}{R_1} \quad (2.1)$$

考虑 $R_1 = n \cdot R_2$ 的关系，则

$$K_{LR} = \frac{1}{n} \cdot \frac{RV_1}{R_2} \quad (2.2)$$

在低音衰减量最大时, $RV_1'' = 0, RV_1' = RV_1$, 令 K_{LA} 为低音最大衰减倍数, 这时电路的增益

$$\frac{1}{K_{LA}} = \frac{R_2}{RV_1 + R_1} \quad (2.3)$$

所以
$$K_{LA} = \frac{RV_1}{R_2} \quad (2.4)$$

对照(2.2)与(2.4)可知:

$$K_{LR} = \frac{1}{n} \cdot K_{LA} \quad (2.5)$$

2. 当频率升高到 C_1, C_2 的容抗相当于不存在时, C_3 仍呈开路状态。因此中音增益 $K_M = \frac{R_2}{R_1}$ 。

3. 频率继续上升到网络中所有电容对信号都相当于短路时, 对照(1.1)和图 3c, 高频时 $Z_1 = R_1, Z_2 = R_2, Z_3 = R_3$, 于是高频工作状态电路增益 K_H 为:

$$K_H = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3 RV_2 + R_5(R_1 + R_4)}{R_3 RV_2 + R_4(R_2 + R_5)} \quad (2.6)$$

若调节电位器使电路对高音有最大的提升时, 上式中 $R_5 = RV_2, R_4 = 0$, 则高音最大提升倍数 K_{HR} 为:

$$K_{HR} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3 + R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_1 // R_3} \quad (2.7)$$

由于 n 实际上不大, 所以 R_1 与 R_2 之值差得也不多, 况 K_{HR} 一般为 10 左右, 因此

$$K_{HR} = \frac{R_2}{R_3} \quad (2.8)$$

当高音的增益最小时, 也就是电路对高音有最大的衰减, 那么电路的增益为 $\frac{1}{K_{HA}}$;

在(2.7)中, $R_4 = RV_2, R_5 = 0$, 所以

$$\frac{1}{K_{HA}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_2 // R_3}{R_1} \quad (2.9)$$

得到高音衰减的最大倍数

$$K_{HA} = \frac{R_1}{R_2 // R_3} \quad (2.10)$$

$$\text{所以: } K_{HA} = \frac{R_1}{R_3} \quad (2.11)$$

从(2.8)和(2.11)又很容易得到:

$$K_{HR} = \frac{1}{n} \cdot K_{HA} \quad (2.12)$$

在音调控制电路中, 高低音的最大提升倍数是相等的, 则: $K_{LR} = K_{HR} = K_B$

同样, 最大衰减倍数也是相等的, 即

$$K_{LA} = K_{HA} = K_A$$

于是:

$$K_R = \frac{1}{n} K_A \quad (2.13)$$

根据 $K_{LR} = K_{HR}$, 可以列出

$$\frac{RV_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 // R_3}$$

由此得到:

$$R_1 \cdot R_2 = (R_2 + RV_1) \cdot (R_1 // R_3) \quad (2.14)$$

根据 $K_{LA} = K_{HA}$, 可得 $\frac{R_2}{RV_1 + R_1} = \frac{R_2 // R_3}{R_1}$

由此得到:

$$R_1 R_2 = (R_1 + RV_1) (R_2 // R_3) \quad (2.15)$$

将(2.14)与(2.15)联立, 解出:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{RV_1} \quad (2.16)$$

三、转折频率与阻容元件的函数表达式

在音调控制电路中, 我们先考虑高低音都处于最大提升状态, 电路的等效阻抗形式可参照图 3c, 其中 $R_4 = 0, Z_1 = R_1, Z_2 = R_2 + (RV_1 // X_{C_3}), Z_3 = X_{C_3} + R_3, R_5 = RV_2$, 对照(1.1)式, 可以算得:

$$\begin{aligned} K_R(j\omega) &= \frac{R_2}{Z_1} \cdot \frac{R_5(Z_1 + R_4) + Z_3 \cdot RV_2}{R_4(Z_2 + R_5) + Z_3 \cdot RV_2} \\ &= \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{R_1 + Z_3}{Z_3} \end{aligned}$$

上式中, 算出

$$Z_2 = (RV_1 + R_2) \cdot \frac{1 + (RV_1 // R_2) \cdot C_2 j\omega}{1 + RV_1 C_2 j\omega} \text{ 和}$$

$$Z_3 = \frac{1}{C_3 j\omega} \cdot (1 + R_3 C_3 j\omega) \text{ 以后}$$

就有:

$$K_R(j\omega) = \frac{RV_1 + R_2}{R_1} \cdot$$

$$\frac{1 - (RV_1 // R_2) C_2 \cdot (R_1 + R_3) C_3 \omega^2 +}{1 - RV_1 \cdot C_2 R_3 C_3 \omega^2 +} + \frac{[(RV_1 // R_2) C_2 + (R_1 + R_3) C_3] j\omega}{+ (RV_1 C_2 + R_3 C_3) j\omega} \quad (3.1)$$

(3.1) 式是电路具有最大提升时的幅频特性曲线的函数表达式, 由此我们可以获得提升曲线的四个转折频率:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RV_1 \cdot C_2} \quad (3.2)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi (RV_1 // R_2) C_2} \quad (3.3)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3) C_3} \quad (3.4)$$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (3.5)$$

在图3c中, 当高低音电位器均位于最大衰减位置时, $R_5 = 0$, $Z_1 = R_1 + (RV_1 // X_{c_1})$, $Z_2 = R_2$, $R_4 = RV_2$, $Z_3 = X_{c_3} + R_3$ 对照(1.1)式, 可以算得: $K_A(j\omega) = \frac{R_2}{Z_1} \cdot \frac{Z_3}{R_3 + Z_3}$

于是电路具有最大衰减时, 其曲线的幅频特性函数表达式为:

$$K_A(j\omega) = \frac{R_2}{RV_1 + R_1} \cdot \frac{1 - RV_1 C_1 \cdot R_3 C_3 \cdot \omega^2 +}{1 - (RV_1 // R_1) C_1 \cdot (R_2 + R_3) C_3 \cdot \omega^2 +} + \frac{(RV_1 C_1 + R_3 C_3) j\omega}{+ [(RV_1 // R_1) C_1 + (R_2 + R_3) C_3] j\omega} \quad (3.6)$$

此衰减曲线的四个转折频率如下:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RV_1 C_1}$$

$$f_2' = \frac{1}{2\pi (RV_1 // R_1) C_1} \quad (3.7)$$

$$f_3' = \frac{1}{2\pi (R_2 + R_3) C_3} \quad (3.8)$$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

这些曲线的转折频率的位置可参考图2中理想控制曲线的各转折频率点。

四、转折频率与最大提升、衰减倍数的关系

从电路具有最大提升时的幅频特性曲线得到下述关系:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{RV_1}{RV_1 // R_2} = \frac{RV_1}{R_2} = K_A \quad (4.1)$$

$$\frac{f_4}{f_3} = \frac{R_1 + R_3}{R_3} = \frac{R_1}{R_3} = K_A \quad (4.2)$$

$$\frac{f_3}{f_2} = \frac{RV_1 // R_2}{R_1 + R_3} \cdot \frac{C_2}{C_3} = \frac{1}{n} \cdot \frac{C_2}{C_3} \quad (4.3)$$

在最大衰减控制曲线中, 也有下述一些关系:

$$\frac{f_2'}{f_1} = \frac{RV_1}{RV_1 // R_1} = \frac{RV_1}{R_1} = K_R \quad (4.4)$$

$$\frac{f_4}{f_3'} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} = \frac{R_2}{R_3} = K_R \quad (4.5)$$

$$\frac{f_3'}{f_2'} = \frac{RV_1 // R_1}{R_2 + R_3} \cdot \frac{C_1}{C_3} = n \frac{C_1}{C_3} \quad (4.6)$$

其中(4.3)、(4.6)为中频段范围与有关阻容元件的关系。

五、音调电路实际控制范围的幅频特性

由于反馈型音调电路是一个高低通复合的滤波器, 阻容网络中电容的实际容抗决不容忽视, 因此音调电路也就无法获得如图2所示的理想控制曲线。而最大提升与最大衰减的实际曲线是由(3.1)式与(3.6)式决定的。

从(3.1)式中可以推导:

$$K_R(f) \doteq K_R \cdot \frac{1 - \frac{f}{f_2} \cdot \frac{f}{f_3} + \left(\frac{f}{f_2} + \frac{f}{f_3}\right)j}{1 - \frac{f}{f_1} \cdot \frac{f}{f_4} + \left(\frac{f}{f_1} + \frac{f}{f_4}\right)j}$$

当 $f=f_1$ 时: $K_R(f_1) \doteq K_R \cdot \frac{1}{1+j}$

所以 $|K_R(f_1)| = \frac{\sqrt{2}}{2} K_R$ (5.1)

当 $f=f_2$ 时:

$$\begin{aligned} K_R(f_2) &= K_R \cdot \frac{1 - \frac{f_2}{f_3} + \left(1 + \frac{f_2}{f_3}\right)j}{1 - \frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{f_2}{f_4} + \left(\frac{f_2}{f_1} + \frac{f_2}{f_4}\right)j} \\ &\doteq \frac{1 - \frac{f_2}{f_3} + \left(1 + \frac{f_2}{f_3}\right)j}{1 - \frac{f_2}{f_3} + n \cdot K_R \cdot j} \cdot K_R \\ &\doteq \frac{1 - \frac{f_2}{f_3} + \left(1 + \frac{f_2}{f_3}\right)j}{nj} \\ &\doteq \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{f_3} [(f_2 - f_3) - (f_2 + f_3)j] \end{aligned}$$

因此:

$$|K_R(f_2)| = \frac{\sqrt{2}}{n} \cdot \frac{\sqrt{f_2^2 + f_3^2}}{f_3} \quad (5.2)$$

亦即 $\left| \frac{K_R(f_1)}{K_R(f_2)} \right| = \frac{n}{2} \cdot K_R \frac{f_3}{\sqrt{f_2^2 + f_3^2}}$ (5.3)

同样地可以算得: $|K_R(f_4)| = \frac{\sqrt{2}}{2} K_R$

$$|K_R(f_3)| = \frac{\sqrt{2}}{n} \cdot \frac{\sqrt{f_2^2 + f_3^2}}{f_3}$$

$$\left| \frac{K_R(f_4)}{K_R(f_3)} \right| = \frac{n}{2} \cdot K_R \cdot \frac{f_3}{\sqrt{f_2^2 + f_3^2}} \quad (5.4)$$

当 $f_3 \geq 3f_2$ 时, $\frac{1}{f_3} \cdot \sqrt{f_2^2 + f_3^2} \doteq 1$

若取 $f_1=20\text{Hz}$, $f_4=20\text{KHz}$, 欲得到最大提升控制范围, 应该有 $K_A \geq 18$, 代入 (5.3) 与 (5.4) 式可得:

$$\begin{aligned} \left| \frac{K_R(f_1)}{K_R(f_2)} \right| &= \left| \frac{K_R(f_4)}{K_R(f_3)} \right| \doteq \frac{n}{2} K_R = \frac{n}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot K_A \\ &= \frac{1}{2} K_A = 9 (\text{约 } 19\text{dB}). \end{aligned}$$

再由 (3.6) 式推导出:

$$\frac{1}{K_A(f)} = \frac{1}{K_A} \cdot \frac{1 - \frac{f}{f_1} \cdot \frac{f}{f_4} + \left(\frac{f}{f_1} + \frac{f}{f_4}\right)j}{1 - \frac{f}{f_2'} \cdot \frac{f}{f_3'} + \left(\frac{f}{f_2'} + \frac{f}{f_3'}\right)j}$$

当 $f=f_1$ 时: $\frac{1}{K_A(f_1)} \doteq \frac{1}{K_A} \cdot (1+j)$

则: $\left| \frac{1}{K_A(f_1)} \right| = \frac{1}{K_A} \cdot \sqrt{2}$ (5.5)

当 $f=f_2'$ 时:

$$\begin{aligned} \frac{1}{K_A(f_2')} &\doteq \frac{1}{K_A} \\ &\cdot \frac{1 - \frac{f_2'}{f_3'} + \frac{1}{n} \cdot K_A \left(1 + \frac{f_2'}{f_3'}\right)j}{1 - \frac{f_2'}{f_3'} + \left(1 + \frac{f_2'}{f_3'}\right)j} \\ &\doteq \frac{1}{n} \frac{\left(1 + \frac{f_2'}{f_3'}\right)j}{1 - \frac{f_2'}{f_3'} + \left(1 + \frac{f_2'}{f_3'}\right)j} \\ &\doteq \frac{1}{2n} \cdot \frac{1}{(f_3')^2 + (f_2')^2} \\ &\cdot \{(f_2' + f_3')^2 + [(f_3')^2 - (f_2')^2]j\} \\ \text{则 } \left| \frac{1}{K_A(f_2')} \right| &= \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{\sqrt{(f_3')^4 + (f_2')^4}}{(f_3')^2 + (f_2')^2} \quad (5.6) \end{aligned}$$

所以: $\left| \frac{K_A(f_2')}{K_A(f_1)} \right| = \frac{2n}{K_A} \cdot \frac{(f_3')^2 + (f_2')^2}{\sqrt{(f_3')^4 + (f_2')^4}}$ (5.7)

同样也有: $\left| \frac{1}{K_A(f_4)} \right| = \frac{1}{K_A} \cdot \sqrt{2}$

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{K_A(f_3')} \right| &= \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{\sqrt{(f_3')^4 + (f_2')^4}}{(f_3')^2 + (f_2')^2} \\ \left| \frac{K_A(f_3')}{K_A(f_4)} \right| &= \frac{2n}{K_A} \cdot \frac{(f_3')^2 + (f_2')^2}{\sqrt{(f_3')^4 + (f_2')^4}} \end{aligned}$$

$$\text{当 } f_3' \geq 3f_2' \text{ 时: } \frac{(f_3')^2 + (f_2')^2}{\sqrt{(f_3')^4 + (f_2')^4}} \doteq 1$$

若 $f_1 = 20\text{Hz}$, $f_4 = 20\text{KHz}$, 欲得到最大衰减控制范围, $K_R \doteq 18$, 那么

$$\begin{aligned} \left| \frac{K_A(f_2')}{K_A(f_1)} \right| &= \left| \frac{K_A(f_3')}{K_A(f_4)} \right| \doteq \frac{1}{K_A} \cdot 2n \\ &= \frac{2}{K_R} = \frac{1}{9}, \text{ (约 } -19\text{dB)}. \end{aligned}$$

六、结 论

通过上述计算, 对图 1 所示反馈型音调控制器, 我们可以得到下述一些结论:

1. 高音控制电位器 RV_2 与高低音提升、衰减的最大倍数无关, 也与最大提升、衰减时高音控制曲线的转折频率无关。

2. 高低音提升或衰减的最大倍数分别等于其最大衰减或提升曲线的两个转折频率之比。

3. 最大衰减与最大提升的倍数之比为 R_1 与 R_2 的比值 n 。

4. 最高与最低转折频率点在最大提升或衰减的实际控制曲线上总要下降或上升 3 dB。

5. 实际控制曲线同 0 dB 相交频段与 n 和 $\frac{C_1}{C_3}$ 的值有关, 当 $n=1$ 时, 曲线永不与 0 dB 轴相交。

6. 在可闻频率范围内, 对曲线两个转折频率点的最大提升或最大衰减的控制范围约为 +20dB 或 -20dB。

七、较佳方案与简便设计

在音频范围内, 若 $f_3 \geq 3f_2$, 考虑 $n > 1$ 和 $n < 1$ 的情况。

当 $n > 1$ 时, $K_R < K_A$, 设 $n = \sqrt{2}$, 提升曲线中 f_3 与 f_2 恰在 0 dB 轴上, 而衰减曲线

不与 0dB 轴相交, 且

$$|K_A(f_2')| = |K_A(f_3')| = \frac{1}{2} (-6\text{dB})$$

若 $n < 1$ 时, $K_R' > K_A'$, 设 $n = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 衰

减曲线中 f_3' 与 f_2' 在 0 dB 轴上, 但提升曲线却不与 0 dB 轴相交。有

$$|K_R(f_2)| = |K_R(f_3)| = 2(6\text{dB}).$$

再看目前流行的方案 ($n=1$), 令 K_0 为电路提升的最大倍数, 对于高低音提升曲线中

$$\left| \frac{K(f_1)}{K(f_2)} \right| = \left| \frac{K(f_4)}{K(f_3)} \right| = \frac{1}{2} K_0,$$

并且 $|K(f_2)| = |K(f_3)| = \sqrt{2} (3\text{dB})$

(在衰减曲线中, 所求得的数值是上述提升曲线值的倒数) 也就是说, 曲线永不会与 0 dB 轴相交。

由于最大提升倍数决定了这种电路的实际增益, 欲达到相同的实际提升控制范围, 显然 K_R' 与 K_0 都要大于 K_R , 但是在放大电路中, 增益高则稳定性要差些, 所以取 $n > 1$, 这样, 电路的性能较好, 为使提升控制曲线中能有二个转折频率恰好位于 0 dB 轴上, 并且使 K_A 与 K_R 之值相差不很多, 一般 n 取 $\sqrt{2}$ 即可。另外, 由于人耳可闻频率在 20Hz ~ 20KHz 之间, 可取 $f_1 = 20\text{Hz}$, $f_4 = 20\text{KHz}$ 左右。

设计该电路时, 可首先确定提升倍数 K_A 和 n 的值, 再任选 RV_1 与 RV_2 , 它们一般在 100KΩ 以上, 用 X 型的电位器。(其具体值应视所选运算放大器 OP 的输入阻抗而异, 阻抗高则其值可选大些);

然后, 以 (2.1) 式算得 R_1, R_2 值; 以 (2.16) 式获得 R_3 值; 以 (3.2) 式算出 C_2 ; 最后以 (3.5) 式求出 C_3 值。

如有必要, 可验算所获结果并估算实际控制范围。

现将有关设计公式整理如下

$$\left\{ \begin{aligned} K_R &= \frac{1}{n} \cdot K_A = \frac{RV_1 + R_2}{R_1} \\ R_1 &= nR_2 \\ R_3 &= \frac{R_1 \cdot R_2}{RV_1} \\ C_2 &= \frac{1}{2\pi RV_1 f_1} \\ C_3 &= \frac{1}{2\pi R_3 f_4} \end{aligned} \right.$$

八、设计实例

欲使图 1 电路对低音和高音的最大提升量为 10 倍, 即 $K_R = 10(20\text{dB})$, 且提升的最大倍数小于衰减的最大倍数。

设计: 用运算放大器 5G28 作放大元件, 其输入阻抗可达 $10^{10}\Omega$, 所以 RV_1 与 RV_2 用 $1\text{M}\Omega$ 的 X 型电位器。

据要求, 选 $n = \sqrt{2}$, 则 $K_A = n \cdot K_R \doteq 14$ (约 23dB), 确定 $f_1 = 20\text{Hz}$, $f_4 = 20\text{KHz}$ 。

由 $K_R = \frac{RV_1 + R_2}{R_1} = \frac{RV_1 + R_2}{nR_2}$, 算得 $R_2 \doteq$

$77\text{K}\Omega$, 取系列值 $R_2 = 75\text{K}\Omega$;

由 $R_1 = nR_2$ 算得 $R_1 \doteq 108\text{K}\Omega$, 取系列值 $R_1 = 110\text{K}\Omega$;

由 $R_3 = \frac{R_1 R_2}{RV_1}$ 求出 $R_3 \doteq 8.3\text{K}\Omega$, 取系列

值 $R_3 = 8.2\text{K}\Omega$;

又由 $C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot RV_1 \cdot f_1}$, 算得

$$C_2 = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 10^8 \times 20} \doteq 8000\text{Pf},$$

取系列值 $C_2 = 8200\text{Pf}$, 所以 C_1 也取 8200Pf ;

最后以 $C_3 = \frac{1}{2\pi R_3 \cdot f_4}$ 得到: $C_3 \doteq 970\text{Pf}$,

取系列值 $C_3 = 1000\text{Pf}$ 。

验算所得结果:

$$K_R = \frac{RV_1 + R_2}{R_1} \doteq 9.8(19.8\text{dB});$$

$$K_A = \frac{RV_1 + R_1}{R_2} \doteq 14.8(23.5\text{dB});$$

$$n = \frac{R_1}{R_2} \doteq 1.5;$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RV_1 \cdot C_2} \doteq 19.4\text{Hz};$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi (RV_1 // R_1) C_2} \doteq 278\text{Hz};$$

$$f_2' = \frac{1}{2\pi (RV_1 // R_1) C_1} \doteq 196\text{Hz};$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3) C_3} \doteq 1.33\text{KHz};$$

$$f_3' = \frac{1}{2\pi (R_2 + R_3) C_3} \doteq 1.91\text{KHz};$$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \doteq 19.4\text{KHz}.$$

上述结果基本符合要求, 即可认为设计完毕。

图 5 是一个以运算放大器 5G28 为有源元件, 用设计实例中所得到的各阻容元件为反馈网络而构成的完整的高低音控制器。

图 6 为该实际电路的理论与实测幅频特性曲线, 图 7 则给出其最大提升相频特性的理论曲线。

图 8 是该控制电路在 $K_R = 14$, $n = \frac{1}{\sqrt{2}}$

时理论与实际测量的幅频特性曲线, 图 9 以 $K_R = 15$, $n = 1$ 设计的电路所给出的理论与实测幅频特性曲线, 以供对照。

测试条件: 最大提升曲线测得时, 输入电压始终为 0.5V , 测最大衰减曲线时, 输入电压始终为 1V , 音调控制电路所接负载电阻为 $20\text{K}\Omega$ 。

若用 5G23、5G24 等开环频响不宽的运算放大器作音调控制电路的有源元件时, 除了最大输出幅度有所下降以外, 实测幅频特性基本不变。

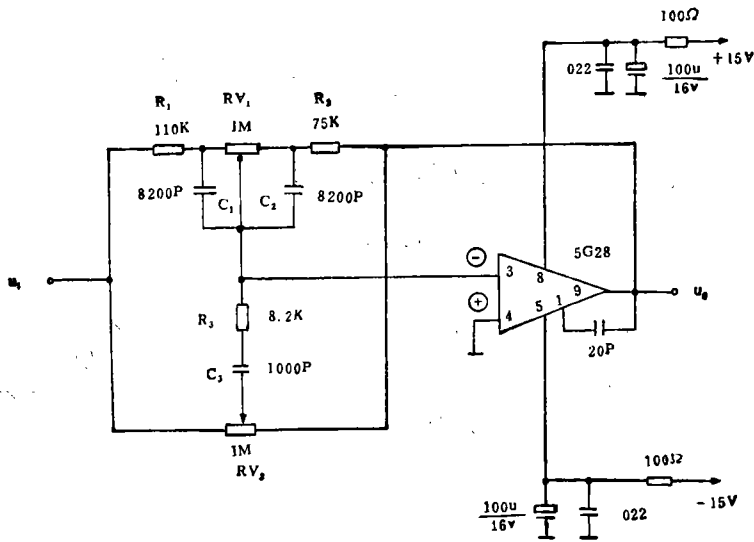


图5 高低音控制器

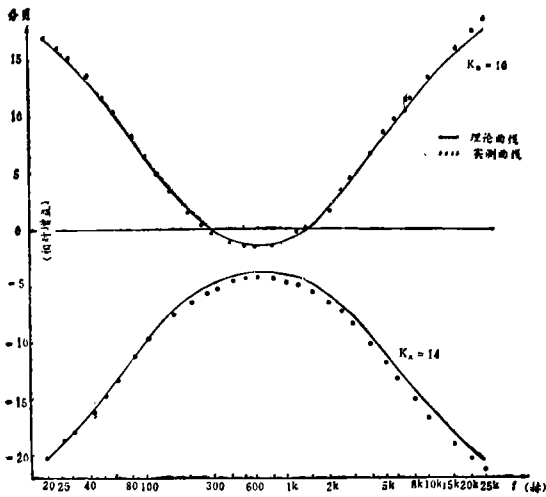


图6 电路的理论与实测幅频特性曲线

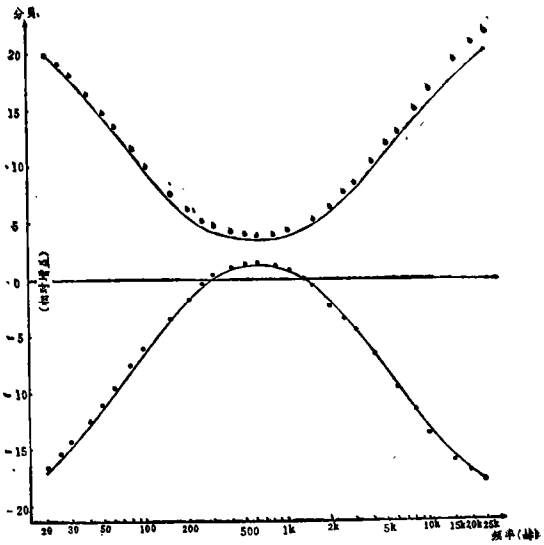


图8 $K_R=14, n=1/\sqrt{2}$ 时的理论与实测幅频特性曲线

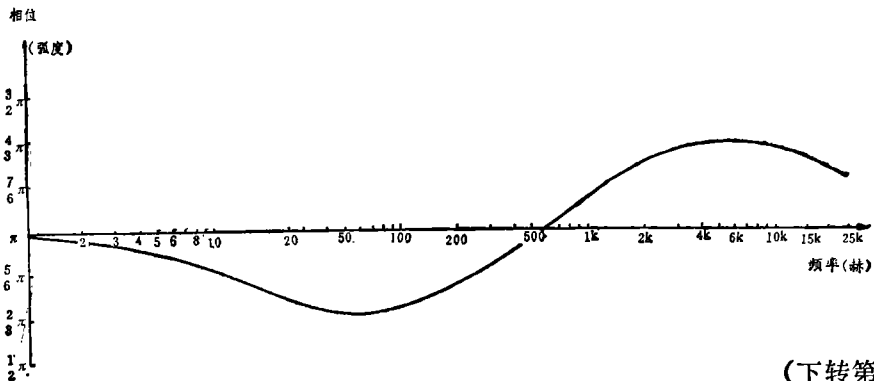
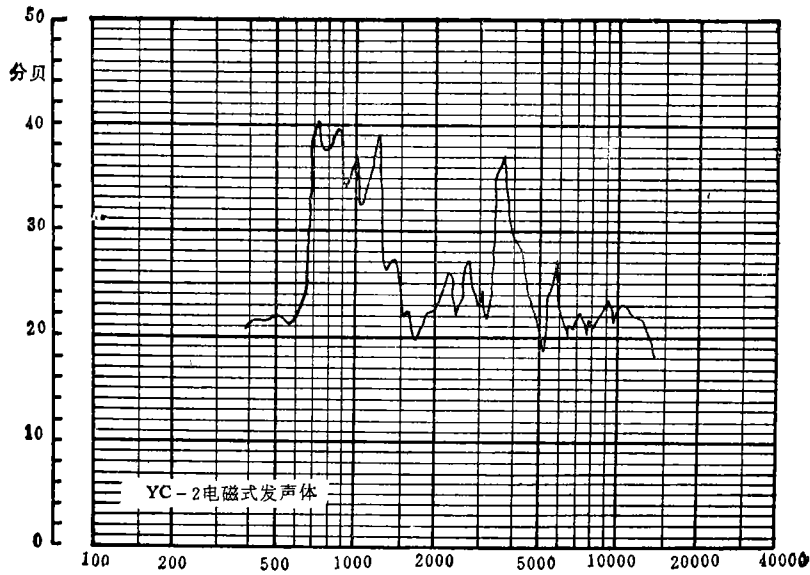


图7 相频特性的理论曲线

(下转第51页)



(b) 图5 电磁式发声体频响曲线

能提高效率。

三、测试结果

根据上述原理，我们试制了YC-1型、YD-2型两种电磁式发声体。

测试曲线如下：

YC-1 电磁式发声体如图 5 (a)；

YC-2 电磁式发声体如图 5 (b)。

我们设计并制作的两种型号发声体，曾得到天津冶金研究所彭会子等同志的支持和协助，谨表示谢意。

目前，这种电磁式发声体在国内正处于研制阶段，而尚未正式生产，为此，我们将有关情况和试制过程作一介绍，希望引起人们的注意，以便共同作出努力，填补这一电声产品空白。

参考文献

[1] 榎本光高：マグネチック型发音体，*National Te-*

chnical Report. 26 No.2 Apr. 1980.

[2] 电子通信学会编：《电气音响振动学》。

[3] 舟桥亮：《音响工学》，东京电机大学出版社。



(上接第47页)

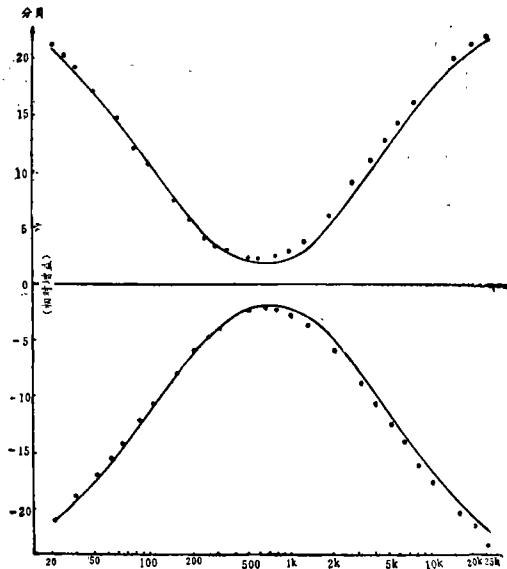


图9 $K_R=15, n=1$ 时的理论与实测幅频特性曲线