

且，由于其中所使用的互导放大器LMB600的允许输入小，所以信号必须经过衰减之后再输入。而且，由于Q值也可以通过改变电压加以控制，所以 β 电路为电压控制放大器(VCA)。图4-11为考虑了上述情况之后的电路。图中的常数为设计完成之后的数值。

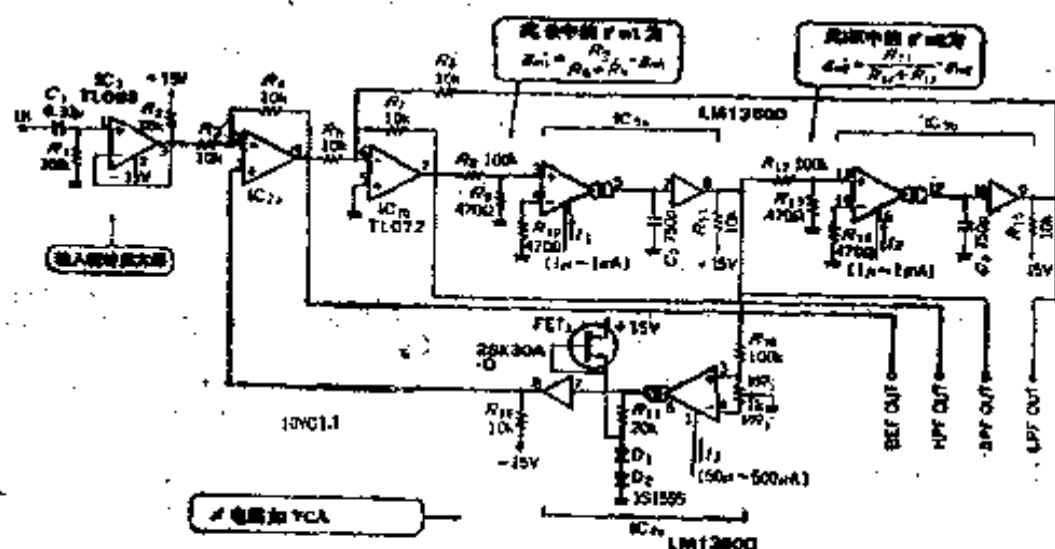


图4-11 滤波器电路

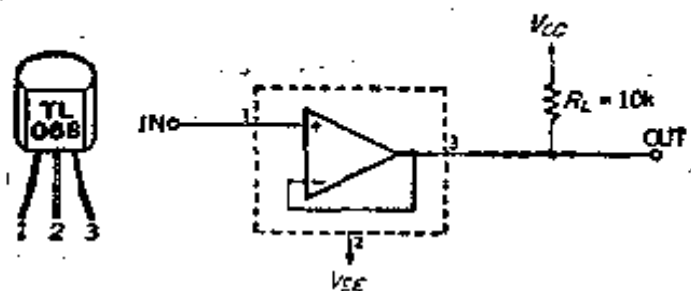


图4-12 TL068使用方法

(2) 输入缓冲放大器

- ① IC₁: 用于IC₁的运算放大器，可选用通用型产品，

但为了简单, 选用TL068。如图4-12所示, 此集成电路为三端型电压输出器^① 专用场效应管输入型运算放大器, 只有IN、OUT、V_{EF}三端子。由于通过R_L提供V_{CC}, 所以必须连接上R_L。

② C₁、R₁、R₂的计算: R₁为IC₁的偏置电阻, 成为输入阻抗, 所以设R₁=100kΩ。C₁为输入耦合电容器, 它与R₁一起组成低频区的时间常数, 所以如果设该频率为5Hz, 则

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_1} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 100k} \approx 0.32\mu F$$

取C₁=0.33μF。

R₂为兼作向IC₁提供电源的负载电阻, 厂家推荐的数值为10kΩ, 所以设R₂=10kΩ。

(3) 滤波器部分

① IC₂、IC₃: 由于IC₂可选用通用型运算放大器, 所以考虑到高频特性和低噪声性能, 选用TL072。并且, 如前所述, IC₃选用LM13600。

② R₃、R₄、R₅、R₆、R₇: 为了计算的方便, 选用完全相同的数值, 这里选为10kΩ。如果此值变大, 则将招致不均匀性和噪声的增加; 如果太小, 则会造成失真率的恶化和最大输出的降低。

③ R₈、R₉、R₁₂、R₁₃的确定: 从失真率的角度考虑, 希望将LM13600的输入电压控制在10mV_{r.m.s}以下。如果使电流流经降低失真用的二极管, 则在保证低失真率的情况下, 可使LM13600的输入电压达到几十mV_{r.m.s}。然而, 如果这样使

^① 电压输出器: 为电压增益为1的放大器。可用于阻抗变换等。可以通过运算放大器的IN⁻端子与输出相连接来实现。

用LM13600, 则会造成不均匀性的增加, 因此, 这里不能这样使用。如果设标准输入电压为 $1V_{rms}$, $R_8=R_{12}=100k\Omega$, $R_9=R_{13}=470\Omega$, 则LM13600的输入电压成为 $4.7mV_{rms}$, 其数值是适当的。如果将衰减率取得更大一些, 则在保证低失真率的情况下, 可工作在更大的输入电压下。然而, 小电平时的S/N会恶化。

④ 互导 g_m 的范围: LM13600的控制电流的良好 I_1 、 I_2 线性区为 $5\sim 500\mu A$ 。然而, 由于其动态范围不够, 所以向上下方向扩展, 如果控制电压达到 $1\mu A\sim 1mA$, 则 g_m 范围为:

$$g_m = \frac{I_{1,2}}{2V_T} = \frac{1\mu}{2 \times 26m} \simeq 19.2\mu S (\text{最小})$$

$$= \frac{1m}{2 \times 26m} \simeq 19.2mS (\text{最大})$$

于是, 包括 $R_{8,9}$ 和 $R_{12,13}$ 的互导 g'_m 为:

$$g'_m = \frac{R_{9,13}}{R_{8,12} + R_{9,13}} \cdot g_m = \frac{470}{100k + 470}$$

$$\times 19.2\mu \simeq 89.8nS (\text{最小})$$

$$= \frac{470}{100k + 470} \times 19.2m \simeq 89.8\mu S (\text{最大})$$

⑤ C_2 、 C_3 的计算: 为了简化, 如设 $C_2=C_3=C$, $g'_{m1}=g'_{m2}=g'_m$ (即 $I_1=I_2$), 则

$$f_0 = \frac{g'_m}{2\pi C}$$

于是, 为使 f_0 能设定在 $20Hz\sim 20kHz$ 之间, g'_m 应处于 $89.8n\sim 89.8\mu S$, 所以

$$C = \frac{g'_m}{2\pi f} = \frac{89.8n}{2\pi \times 20} \left[= \frac{89.8\mu}{2\pi \times 20k} \right] = 714pF$$

因此, 设为 $C_2=C_3=750pF$ 。 f_0 与 I ($=I_1=I_2$) 的关系为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \cdot \frac{R_{9,13}}{R_{8,12} + R_{9,13}} \cdot \frac{I}{2V_T} = \frac{1}{2\pi \times 750P} \\ \times \frac{470}{100k + 470} \times \frac{I}{2 \times 26m} \approx 1.91 \times 10^7 \cdot I$$

⑥ R_{10} 、 R_{11} 、 R_{14} 、 R_{15} ：为了减小不均匀性， $R_{10,14}$ 应与从 IN^+ 端所看到的电阻值相同，取 $R_{10} = R_{14} = 470\Omega$ 。 $R_{11,15}$ 为构成LM13600输出缓冲器的射极跟随器负载电阻，它决定着工作电流。若设此工作电流为1.5mA，则

$$R_{11,15} = \frac{|V_{EE}|}{I} = \frac{15}{1.5m} = 10k\Omega$$

(4) β 电路(VCA)

这是指设反馈率为 β 的反馈电路(β 电路)，而由于通过电压控制此 β ，所以实际上成了 β 电路。这样一来， A_v 等于 β 。于是， Q 与 A_v 的关系为

$$Q = \frac{1}{2A_v}$$

① 关于 IC_{4a} ：与滤波器部分一样，这里也使用LM13600，然而只使用单通道。

② R_{16} 、 R_{17} 、 VR_1 的计算：由于要使 Q 在0.5~5之间变化，则 A_v 为在1~0.1变化。

于是， A_v 为

$$A_v = \frac{VR_1'}{R_{16} + VR_1'} \cdot g_m R_{17} = \frac{VR_1'}{R_{16} + VR_1'} \cdot \frac{I_3 R_{17}}{2V_T}$$

(其中， VR_1' 为 IN^+ 端与GND之间的电阻)

与滤波器部分相同的理由， R_{15} 、 VR_1' 的值与 $R_{8,12}$ 及 $R_{9,13}$ 的值相同。但由于实际上为了便于调整不均匀性， VR_1' 采用可变电阻器，所以取 $R_{16} = 100k\Omega$ ， $VR_1 = 1k\Omega$ (VR_1' 约500 Ω)。

由于 A_v 从1~0.1, 变化10倍, 所以 I_3 的变化幅度达10倍。如果设 I_3 为500~50 μ A, 则 R_D 为

$$R_D = A_v \cdot \frac{R_{15} + V R_1'}{V R_1'} \cdot \frac{2V_T}{I_3} = 1 \times \frac{100k + 500}{500} \times \frac{2 \times 26m}{500\mu}$$

$$\left[= 0.1 \times \frac{100k + 500}{500} \times \frac{2 \times 26m}{50\mu} \right] = 20.9k\Omega$$

所以, 取 $R_D = 20k\Omega$ 。

因此, Q 与 I_3 的关系为

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{15} + V R_1'}{V R_1'} \cdot \frac{2V_T}{R_D I_3} = \frac{1}{2} \times \frac{100k + 500}{500}$$

$$\times \frac{2 \times 26m}{20k} \cdot \frac{1}{I_3} = \frac{2.61 \times 10^{-4}}{I_3}$$

③ 关于 D_1 、 D_2 、场效应管、 R_{13} : 在场效应管FET₁构成的恒流电路中, D_1 、 D_2 中流过的电流是一定的, D_1 的正极为 $2V_F$ (1.2~1.4V)的+端, 使得输出的不均匀性变小。这是因为, 输出缓冲器为两级达林顿射极跟随器, 所以输出端电压仅仅比输入电压低 $2V_{BE}$ 。

为了使 D_1 、 D_2 的工作电阻值远远小于 R_D , 则必须满足下式:

$$2 \cdot \frac{V_T}{I_{DSS} \textcircled{1}} \ll R_D$$

这里, FET₁采用 $I_{DSS} = 1mA$ 的2SK30A-O

如果设 $R_D = 20k\Omega$ 时, 则上式的k左端=52 Ω , 右端=20k Ω , 可知上式是充分成立的。

D_1 、 D_2 采用通用型小信号 1S1555。并且, R_{13} 与 $R_{11,15}$ —

① I_{DSS} : 为场效应管的栅与源短路时, 流经漏极的电流。

样, 为 $10\text{k}\Omega$ 。

(5) 电压-电流转换电路

如果按图4-11, 则可通过电流来控制 f_0 和 Q , 但是采用电流控制方法十分不便, 所以采用电压来实现控制。这即为电压-电流转换电路。如图4-13所示, 这种转换电路是由运算放大器与晶体管组合而成的。

① f_0 控制用电压-电流转换电路

希望使 f_0 控制电压 V_{C1} 与 f_0 的关系满足下式

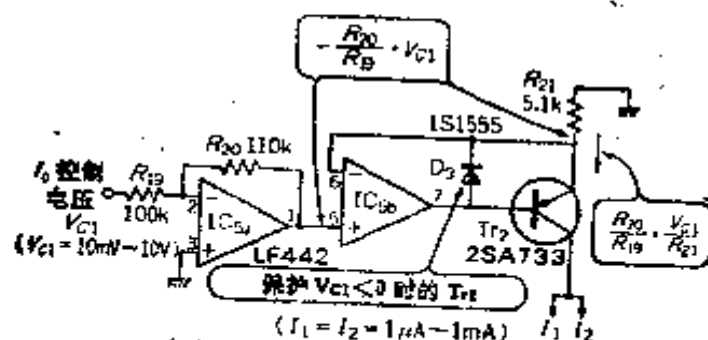
$$f_0 = 2 \times 10^3 \cdot V_{C1} (\text{Hz})$$

为此, 根据滤波器的 f_0 与 I 的关系, 可使 I 与 V_{C1} 的关系满足下式:

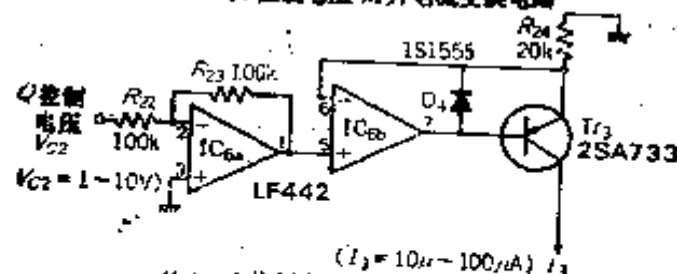
$$I = 1.05 \times 10^{-4} \cdot V_{C1}$$

另外, 本电路中的 V_{C1} 与 I_1 、 I_2 的关系可表示为:

$$I_1 = I_2 = \frac{1}{2R_{21}} \cdot \frac{R_{20}}{R_B} \cdot V_{C1}$$



(a) f_0 控制电压-对开电流变换电路



(b) Q 控制电压-电流变换电路

图4-13 电压-电流转换电路

于是, 可满足 $\left(\frac{1}{2R_{21}}\right) \cdot (R_{20}/R_{19}) = 1.05 \times 10^{-4}$ 。

(a) R_{19} 、 R_{20} 、 R_{21} 的计算:

由 LM13600 的内部等效电路可知, T_{r2} 的集电极电位为 $V_{EE} + 2V_{BE}$ (约 $-13.6V$), 所以当电流最大时, T_{r2} 的发射极电位可比其集电极电位高 $V_{CE(sat)}$ 以上。实际上, 受到运算放大器最大振幅的限制, 当 $I_1 = I_2 = 1mA$ 时, T_{r2} 的发射极电位为 $-10V$, 于是

$$R_{21} = \frac{10}{2 \times 1m} = 5k\Omega$$

因此, R_{19} 、 R_{20} 的关系为

$$\frac{R_{20}}{R_{19}} = 1.05 \times 10^{-4} \times 2R_{21} = 1.05 \times 10^{-4} \times 2 \times 5k.1 = 1.07$$

于是, 取 $R_{19} = 100k\Omega$, $R_{20} = 110k\Omega$

(b) IC_1 、 T_{r2} 、 D_3 如果不均匀性大, 当 V_{c1} 小 (f_0 低) 时, 则其误差将变大, 所以 IC_1 应选用低偏移电压型场效应管输入运算放大器的 LF422。并且, 由于基极电流成为产生误差的重要原因, 所以 T_{r2} 应选用 h_{FE} 大的晶体管。这里选用 $h_{FE} = 200 \sim 600$ 的 2SA733。 D_3 是用来在出现失误而造成 $V_{c1} < 0$ 时, 保护 T_{r2} 的。如果没有此 D_3 , 则由于 B-E 之间加上过大的反向电压而被损坏。 D_3 可采用通用性产品, 可与 D_1 、 D_2 一样使用 1S1555。

② Q 控制用电压-电流转换电路

设 Q 控制电压 V_{c2} 与 Q 的关系为

$$Q = \frac{5}{V_{c2}}$$

根据 β 电路的 Q 与 I_3 的关系 ($Q = 2.61 \times 10^{-4}/I_3$), 可将 I_3 与 V_{c2} 的关系设定为

$$I_3 = 5.22 \times 10^{-5} \cdot V_{c2}$$

于是，可满足 $(1/R_{24}) \cdot (R_{23}/R_{22}) = 5.22 \times 10^{-5}$ 。

可以按照与 f_0 控制用的电压-电流变换电路时完成相同的办法来求得。

最后，将本电路中 $f_0 = 1\text{kHz}$ ， $Q = 1$ 时的各种滤波器特性示于图4-14。在带阻滤波器中，即使 $f = f_0$ ，增益也不会变成 $0 (-\infty\text{dB})$ ，这是由于 CR 的误差和运算放大器的开环增益并非无限大，以及在 LM13600 中，产生失真 (0.01~0.1%) 所致。并且，照片 4-1、4-2 给出了此时使输入信号频率从

各种滤波器的输出波形。

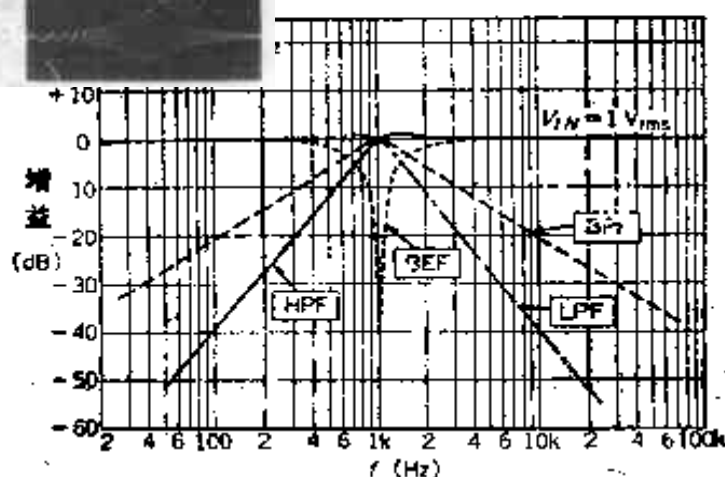
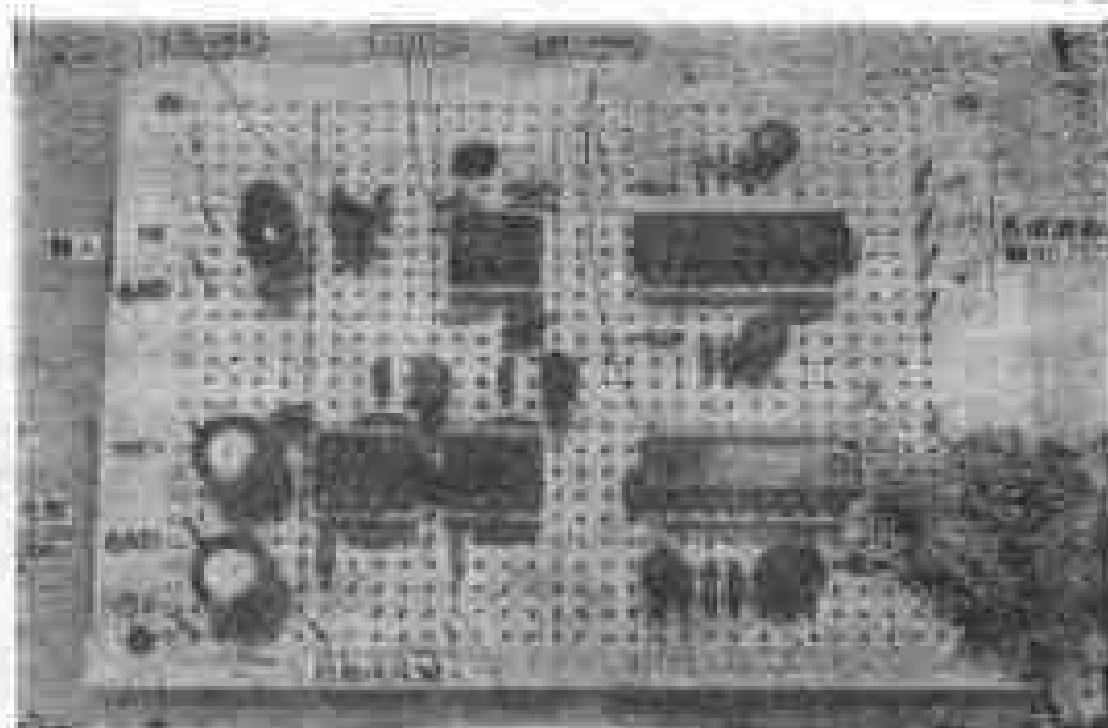


图4-14 各种滤波器的特性(实测值)

照片4-1 高通与低通滤波器的输出波形

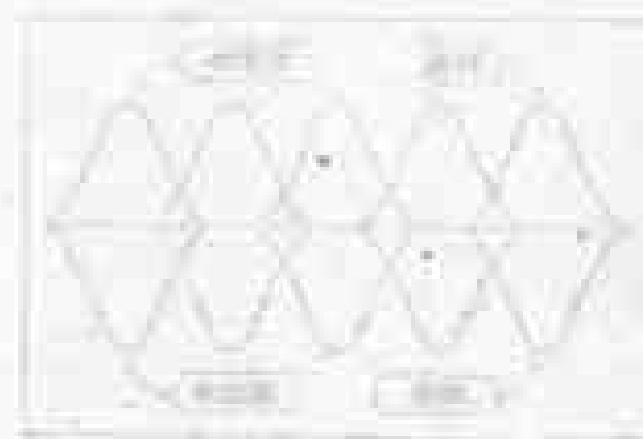
照片4-2 带阻与带通滤波器的输出波形



制作实例



经纬线交叉示意图



经纬线交叉示意图

第五章 图示均衡器的设计

使用本复制品
请尊重相关知识产权!

现在，立体声音质调整电路中，一般都控制有低音高音音调的图示均衡器。简单的均衡器已经可以装配在盒式收录机或耳机式立体声机中，这是由于出现了图示均衡器专用集

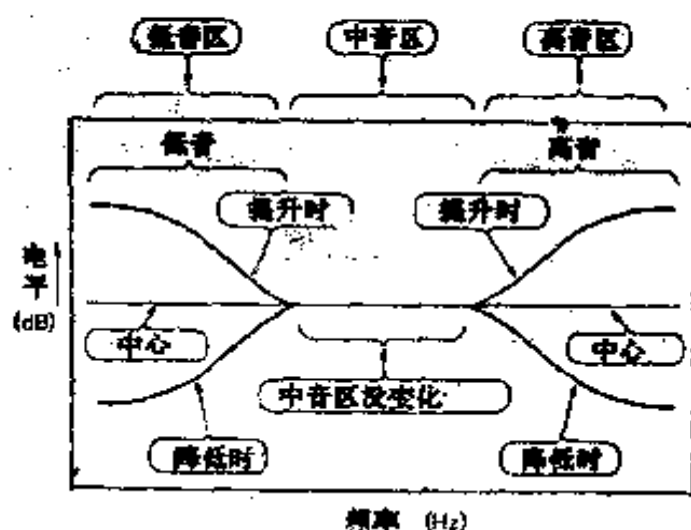


图5-1 音调控制特性

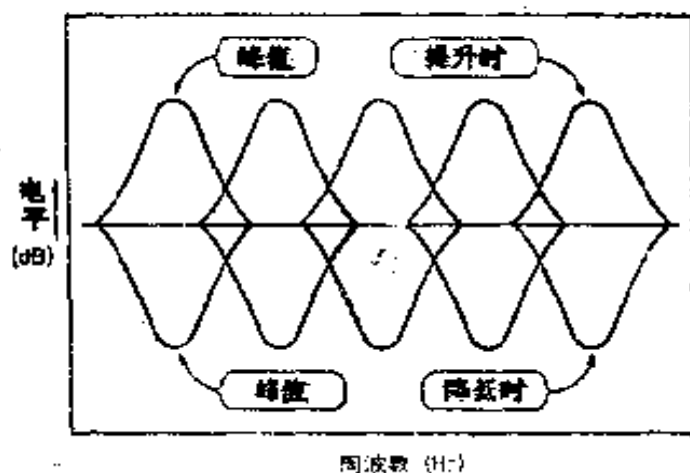


图5-2 图示均衡器特性

成电路，从而能够简单地制作出图示均衡器的结果。本章将根据图示均衡器的工作原理，运用专用集成电路，来进行实际的图示均衡器的设计。

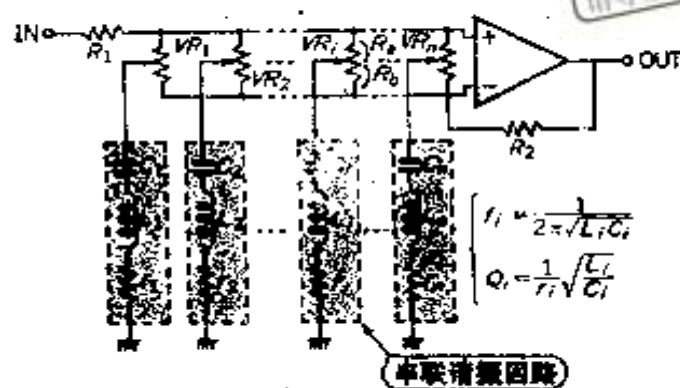


图5-3 图示均衡器的基本组成

5.1 图示均衡器的工作原理

图 5-1 是过去所使用的音调控制器的特性。根据此图可知，在进行音调控制时，中音区电平是不变的，而低音或高音时是分别通过提升或降低低音区和高音区的电平来实现的。

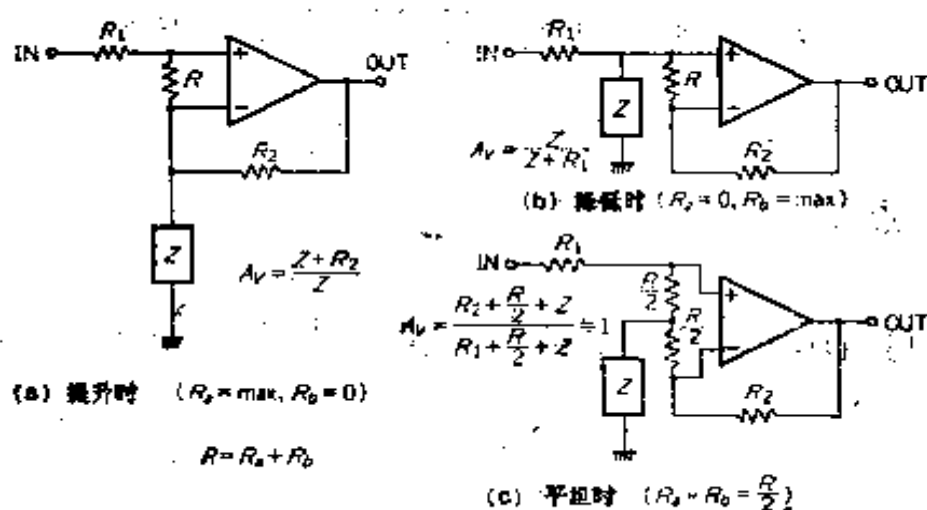


图5-4 各种情况的分析

与此对应，如图5-2所示，图示均衡器（以下简称均衡器）是通过改变某特定频带来实现音调控制的。因此，与音调控制器相比，能够实现更为精细的音质调整。

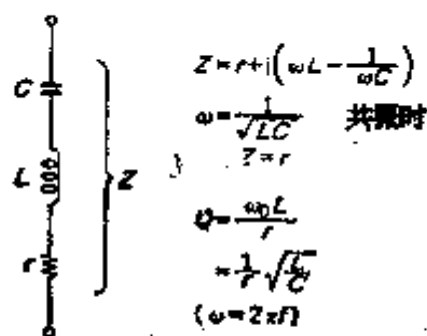


图5-5 串联谐振电路

(1) 图示均衡器的基本组成

图5-3是图示均衡器的基本结构。图5-4是将一个谐振电路抽出，分别给出电平提升、降低和平坦条件的情况，其中Z为串联谐振电路^①。

(2) 提升量与下降量

如图5-5所示，串联谐振电路的阻抗可表示为：

$$Z = r + j \left[\omega L - \frac{1}{\omega C} \right]$$

而在谐振点 ($\omega = 1/\sqrt{LC}$) 时，则

$$Z = r$$

于是，图5-4中，可以设 $Z = r$ ，此时的提升与下降量为：

① 串联谐振电路：系指电容C与电感L串联而成的电路。在谐振频率处

$\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right)$ 合成阻抗为0。

$$A_v = \begin{cases} \frac{r+R_2}{r} [\text{倍}] = 20 \log \frac{r+R_2}{r} (\text{dB}) \cdots \cdots \text{提升时} \\ \frac{r}{r+R_1} [\text{倍}] = 20 \log \frac{r}{r+R_1} (\text{dB}) \cdots \cdots \text{下降时} \end{cases}$$

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

(3) 波峰或波谷的锐度Q

图5-2的波峰(或波谷)的锐度可表示为Q

$$Q = \frac{f_0}{f_1 - f_2}$$

其中, f_0 为谐振频率

f_1, f_2 为-3dB处的频率。

因此, Q可表示为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r}$$

由于 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, 结果

$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

从前, 是将其看成是一个串联谐振电路。然而实际上, 如图5-3所示, 有一系列的串联谐振电路。因此, 仅对此串联谐振电路所对应的频率数目, 就能进行提升或降低。

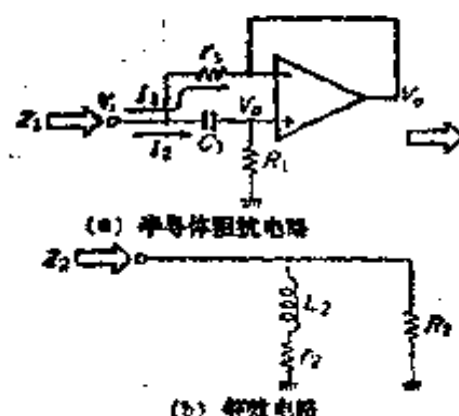


图5-6 半导体电感的工作原理

5.2 采用半导体电感的图示均衡器

(1) 半导体电感

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

如果使用普通电感来做串联谐振电路的电感，当电路处于低频时，就需要使用电感量相当大的电感器。于是，尺寸变大，并且易染上交流声，而且又很难获得性能良好的电感器，于是在图示均衡器中，通常就采用半导体电感器^①。

如图5-6(a)所示，半导体电感由运算放大器和CR构成，其等效电路见图5-6(b)。从输入端来看半导体电感，其输入阻抗 Z_1 为

$$Z_1 = \frac{1 + sC_1R_1}{1 + sC_1r_1} r_1$$

另外，等效电路的阻抗 Z_2 为

$$Z_2 = \frac{1 + s(L_2/r_2)}{1 + s(L_2/R_2)} r_2$$

因此，为了使两式恒等，则必使

$$R_2 = R_1, \quad r_2 = r_1, \quad L_2 = C_1R_1r_1,$$

如按图5-5考虑，由于 $R_2 \gg r_1$ ，则 R_2 可以忽略不计，于是， L_2 对应于 L ， r_2 对应于 r 。即图5-5中的 L 与 r ，能够用图5-6(a)的电路取代，于是

$$L = C_1R_1r_1$$

$$r = r_{10}$$

① 半导体电感器：指将CR与运算放大器等有源器件组合，等效地构成的电感器。这种电感器能够获得一般无源电感器所不可能获得的高感量和高Q值。

(2) 使用半导体电感的图示均衡器的组成

在图5-3的串联谐振电路中, 如果使用半导体电感, 则成为图5-7。将 $L_i = C_i R_i r_i$ 代入图5-3中的 f_i 和 Q_i 中, 则谐振频率 f_i 和 Q_i 为

$$f_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi C_{Ai} C_{Bi} R_i r_i}}$$

$$Q_i = \sqrt{\frac{C_{Bi}}{C_{Ai}}} \cdot \frac{R_i}{r_i}$$

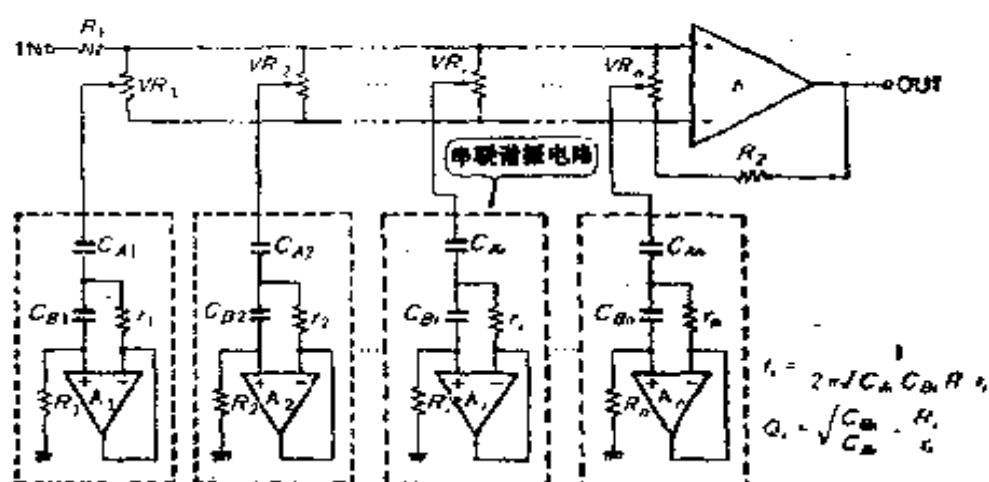


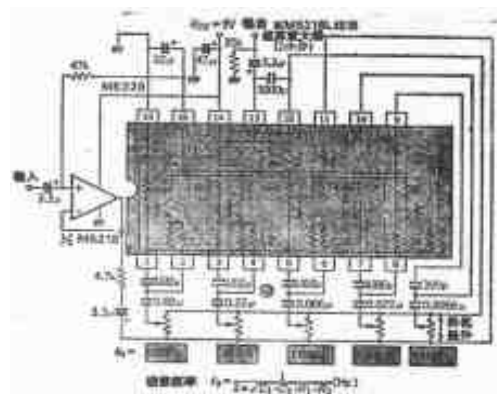
图5-7 使用半导体电感的图示均衡器

5.3 图示均衡器用集成电路

这里将音频分成10个区域, 设计10段图示均衡器。电路可以使用运算放大器进行制作, 但需要使用11个运放电路, 使用图示均衡器专用集成电路就简单多了。

(1) 专用图示均衡器集成电路的种类

5 段图示均衡器用集成电路, 主要有M5226/27(三菱)、TA7796(东芝)、BA3812及LA3600(三洋)等。7 段图示均衡



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图5-8 采用M5226集成电路的5器件图示均衡器

器集成电路，主要有M5229(三菱)，LA3605(三洋)等。

这些集成电路，其内部的基本结构均如图5-7所示。若为5段图示均衡器，则 $A_1 \sim A_n$ 共用5个运放器件。然而，这部分大为简化，并不用运算放大器，而几乎都是使用射极跟随器。

这里可使用比较通用的M5226进行电路设计。图5-8为使用这种M5226的情况。图5-9、图5-10是使用TA7796和BA3812制作5段图示均衡器的电路。

(2) M5226

M5226为三菱公司的图示均衡器专用集成电路，这是一种比较老式的集成电路，与其他集成电路相比有一些不足之

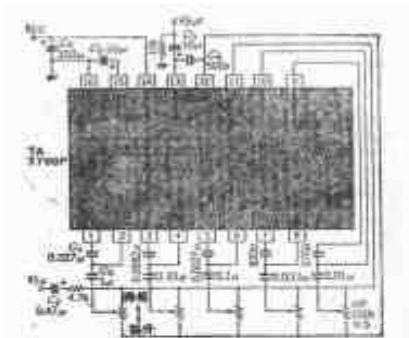


图5-9 用TA77例时

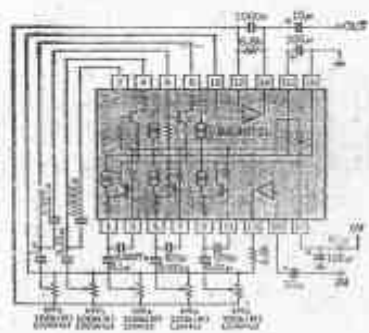


图5-10 用BA3812的5段图示均衡器

处。从易于获得的角度考虑，选用了它。

图5-8是其内部等效电路和组成5段图示均衡器时的电路图。此时，构成半导体电感的是射极跟随器。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识版权！

谐振频率数共有108Hz、343Hz、1.08kHz、3.43kHz、10.8kHz等5个，提升和降低电平量约达 $\pm 10\text{dB}$ 。平坦时的高次谐波失真率为0.01%，提升或降低时，失真率将会增大。其中提升时失真率为0.08%；降低时为0.4%（均为 $f=1\text{kHz}$ ，

）。

图示均衡器的设计

以制作5段图示均衡器，使用2只1示均衡器。这种电路见图5-11。

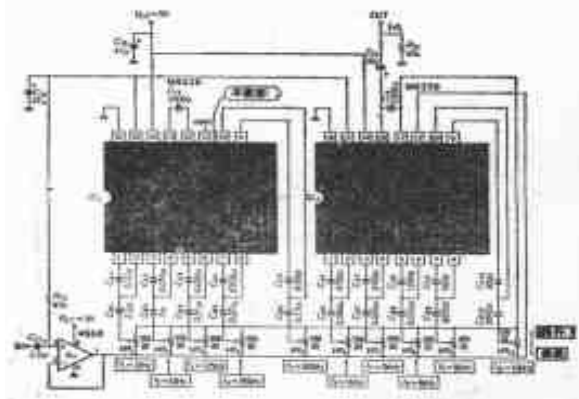


图5-11 10段图示均衡器

(1) 谐振频率与Q的设定

在图示均衡器中，谐振频率的设计是非常重要的。如果设定错误，会造成听觉上的不自然。

此谐振频率的设定点,是按照对数刻度,等间隔地分割音频区^①确定的。如果从便于理解的角度讲,可以按等比序列设定谐振频率数。图5-8为5段图示均衡器实例,相邻频率之比为3倍。

10段图示均衡器,是上述相邻频率比产生变化而已。设中心频率为1kHz,如果其两侧,可以每两倍(1/2倍)设定一个谐振频率,设定频率为31Hz、63Hz、125Hz、250Hz、500Hz、1kHz、2kHz、4kHz、8kHz、16kHz共10个。

Q越大,对于其他频率区的影响将会越小,而与相邻频率之间的联系也将变坏,频率特性曲线上会产生弯曲。通常情况下,5段图示均衡器可选 $Q=1\sim 2$;10段图示均衡器可选 $Q=2\sim 4$ 。现在设 $Q=2$,而且每个均衡器的Q值都应是相等的。

(2) 谐振电路的设计

如上所述,谐振频率与Q可以用下式表示:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{Ai}C_{Bi}R_i r_i}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_{Bi}}{C_{Ai}} \cdot \frac{R_i}{r_i}}$$

当使用M5226时, $R_i=68\text{k}\Omega$, $r_i=1.2\text{k}\Omega$,可以计算出 C_{Ai} 、 C_{Bi} 。

将以上两式作为联立方程式,求解 C_A 、 C_B ,则可得以下两个算式:

$$C_{Ai} = \frac{Q_i}{2\pi f_i R_i}$$

① 音频区:系指人耳可以听见的频率范围,虽然每个人的听觉是有差异,一般为20Hz~20kHz。

$$C_{Bi} = \frac{1}{Q_i} \frac{1}{2\pi f_i r_i}$$

式中, 将设定 $R_i = 68\text{k}\Omega$, $r_i = 1.2\text{k}\Omega$ 时的 $Q_i (=2)$ 和 f_i 代入, 进行计算即可求得 C_{Ai} 、 C_{Bi} 。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

① C_{A1} 、 C_{B1} 的计算 ($f_1 = 31\text{Hz}$)

$$C_{A1} = \frac{2}{2\pi \times 31 \times 68\text{k}} \approx 0.151(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{A1} = 0.15\mu\text{F}$$

$$C_{B1} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2\pi \times 31 \times 1.2\text{k}} \approx 2.14(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{B1} = 2.2\mu\text{F}$$

② C_{A2} 、 C_{B2} 的计算 ($f_2 = 63\text{Hz}$)

$$C_{A2} = \frac{2}{2\pi \times 63 \times 68\text{k}} \approx 0.0743(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{A2} = 0.075(\mu\text{F})$$

$$C_{B2} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2\pi \times 63 \times 1.2\text{k}} \approx 1.05(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{B2} = 1\mu\text{F}$$

③ C_{A3} 、 $C_{B3} \sim C_{A10}$ 、 C_{B10} 的计算: 下面按完全相同的方式可计算出 C_{A3} 、 $C_{B3} \sim C_{A10}$ 、 C_{B10} 。略去其计算式, 仅将结果列出:

$$C_{A3} = 0.039\mu\text{F}, C_{B3} = 0.51\mu\text{F} \quad (f_3 = 125\text{Hz})$$

$$C_{A4} = 0.018\mu\text{F}, C_{B4} = 0.27\mu\text{F} \quad (f_4 = 250\text{Hz})$$

$$C_{A5} = 9100\text{pF}, C_{B5} = 0.13\mu\text{F} \quad (f_5 = 500\text{Hz})$$

$$C_{A6} = 4700\text{pF}, C_{B6} = 0.068\mu\text{F} \quad (f_6 = 1\text{kHz})$$

$$C_{A7} = 2400\text{pF}, C_{B7} = 0.033\mu\text{F} \quad (f_7 = 2\text{kHz})$$

$$C_{A8} = 1200\text{pF}, C_{B8} = 0.016\mu\text{F} \quad (f_8 = 4\text{kHz})$$

$$C_{A9} = 560\text{pF}, C_{B9} = 8200\text{pF} \quad (f_9 = 8\text{kHz})$$