

$$C_{A0}=300\text{pF}, \quad C_{B0}=3900\text{pF} (f_{30}=16\text{kHz})$$

如果计算值为半值时, 可以采用多个电容器获得其值。即使 Q 稍许离开设定值, 对听觉也并没有什么影响, 所以可使 Q 偏离, 以使 f 不出现偏离, 而恰好获得良好电容器的数值。

④ $VR_1 \sim VR_m$: 此值取决于谐振电路(C_{A1} 、 C_{B1} 、 R_i 、 r_i)的阻抗值, 取 $10\text{k} \sim 100\text{k}\Omega$ 。根据厂家的数据手册, 这里取 $100\text{k}\Omega$ 。

变化曲线必须使用 B 型的, 若不如此即使旋钮处于中心位置, 频率特性也不能平坦。

(3) 外围电路的设计

① A_i

A_i 为输入缓冲运算放大器, 没有此放大器, 则有可能得不到预期的特性。这种放大器与一般的音频用运放相同, 即为低噪声、低失真率等。这里采用作为音频 OP 放大器广泛使用的 4558。

② C_{11} 、 R_{11}

由于 R_{11} 决定着输入阻抗, 阻值必须高于一定值, 这里取 $R_{11}=47\text{k}\Omega$ 。

C_{11} 为输入耦合电容器, 它与 R_{11} 一起确定了低频区域的范围。截止频率^① f_c 应远远低于 $f_1=31\text{Hz}$, 如果设为 $f_c=1\text{Hz}$, 则

$$C_{11} = \frac{1}{2\pi f_c R_{11}} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 47\text{k}} \approx 3.39\mu\text{F}$$

取 $C_{11}=3.3\mu\text{F}$ 。

① 截止频率: 与平坦部分相比, 电平下降 $-3\text{dB}(1/\sqrt{2})$ 时的频率。

③ C_{12} 、 R_{12} 的计算

C_{12} 为输出耦合电容器， R_{12} 的作用在于使输出电位维持在0电位。由于 R_{12} 为脚13的负载，所以设为10~100k Ω 。这里取 $R_{12}=47\text{k}\Omega$ 。

C_{12} 受 R_{12} 与输出负载的合成值影响，并决定着低频端的截止频率。通常，由于连接在输出端的负载为10~100k Ω ，所以如果设与 R_{12} 的合成值为10k Ω ，低频端截止频率为2Hz，则

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi f(R_{12} // R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 2 \times 10^3} \approx 7.95[\mu\text{F}]$$

取 $C_{12}=10\mu\text{F}$ 。

④ C_{13} 、 C_{14}

此电容器是用来进行相位补偿^①的，它会使音频之外的高频部分衰减。这里采取厂家推荐的1000pF。如果此值过小，则可能会产生振荡。并且，高频端的截止频率是由脚12~13之间内含放大器4.7k Ω 反馈电阻和1000pF反馈决定的。

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times 1000\text{p} \times 4.7\text{k}} \approx 33.9[\text{kHz}]$$

虽然没有使用IC₁内的放大器，然而，IC₁上也要加电源电压，所以必须要有 C_{13} 。

⑤ C_{15} 、 C_{16}

C_{15} 为电源退耦电容器， C_{16} 为电源旁路电容器。通常，这种用途所使用的容量为10 μ ~100 μ F。厂家推荐值为 $C_{15}=22\mu\text{F}$ ， $C_{16}=47\mu\text{F}$ 。但由于与IC₁、IC₂的15脚连接，并共同退耦，所

① 相位补偿：由于电容器的影响，出现相位超前或滞后，以使得电路工作稳定。

以 C_{15} 的容量应加倍, 取 $C_{15}=C_{16}=47\mu\text{F}$ 。

星闻浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

附录3 介质损耗与损耗角正切

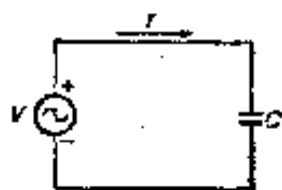
表示电容器性能的参数有介质损耗和损耗角正切($\tan\delta$)。如图D所示, 在电容器上加上交流电, 如果对其电压和电流作出坐标图, 则得到图E。若为理想的电容器, 则 I 比 V 相位超前 90° , 即 $I_R=0$, $\delta=0$ 。实际上, 如图所示, 其相位的超前小于 90° 。

因此, I_R 与 V 的乘积为功耗, 即介质损耗。如此介质损耗度为 W , 则 W 可表示为 $W=I_R \cdot V=I \cdot V \sin\sigma$ 。由于一般情况下 δ 角非常小, 则 $\sin\delta \approx \tan\delta$, $W=I \cdot V \tan\delta$ 。

此 $\tan\delta$ 称为损耗角正切, 将上式变形为

$$\tan\delta = \frac{W}{I \cdot V}$$

$\tan\delta$ 随着介质损耗的增大成比例地增加。

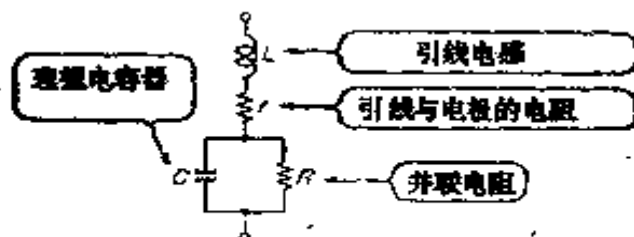


图D 电容器上加上交流电时



图E 电压与电流的关系

实际上, 电容器的等效电路如图F所示, 此图中,

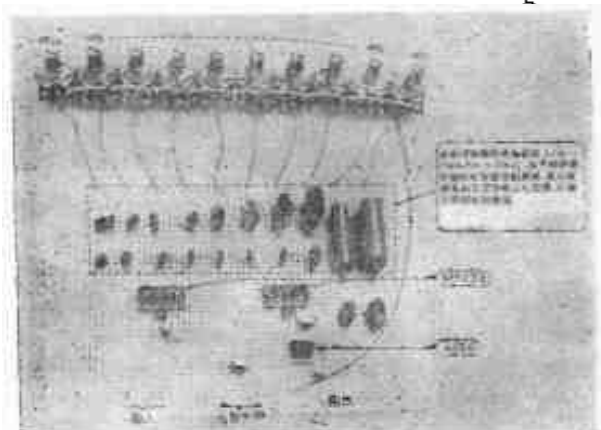


图F 实际电容器的等效电路

$$\frac{1}{\omega CR} + \omega Cr$$

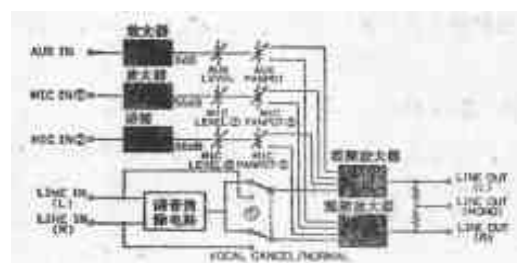
困难，但若介电损耗或损耗角正容器的情况。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



制作实例

第六章 卡拉OK混频器的设计



用的麦克风混频器。用于卡拉OK，自音乐源中的语言声音，而代之以用话筒也可以用作一般的麦克风混频器。

6.1 概 要

本混频器是加在立体声前置放大器与功率放大器之间使用的。图6-1为其方框图。

图6-1 整体方框图

首先是输入。“输入”为立体声前置放大器输出信号的端子。由于输入信号非常小，电路通过输入放大器将信号放大56dB。

电路除了话筒输入之外，还设置了辅助输入(AUX)。为了补偿后级的损耗，通过放大此辅助输入信号的AUX放大器

将获得6dB的增益。

输入放大器和辅助放大器的输出，通过调节音量的电平电位器和决定左右扬声器声音定位的混频电位器，以左右分开的信号，分别进入混频放大器。

由“输入”来的歌曲信号在语音消除 (Vocal Cancel) 电路中除去语言信号后，被引入混频放大器中。在混频放大器中，将除去了语言信号的输入信号与话筒①，话筒②及辅助信号进行混频，作为线路输出。

电路还设有语音消除电路短路开关，以便停止处理卡拉OK用信号，而作为一般的话筒混频器使用。

6.2 语音消除 (Vocal Cancel) 电路

该电路可去掉歌曲信号中人的语音，而保留伴奏和背景合唱。

(1) 基本原理

在一般的立体声歌曲信号中，语言定位在中心，各种乐器相对于中心来讲，定位在不与中心重叠的靠右或靠左的位置。而且，背景合唱或节拍等均广泛地分布，没有明显的定位感觉。

根据上述立体声音乐信号的性质，应去掉中心定位信号，即左右声道中的同振幅、同相位的信号。但是，仅仅如此仍有问题，这是因为在乐器中如贝司之类低音乐器不太具有定位感，所以常常被录制在中心处。这样一来，与语言一起，低音也可能被消除掉了。为了防止这一问题的产生，对于语言频率成分之下的频率，即使是定位于中心位置的声音，也要加以保留。

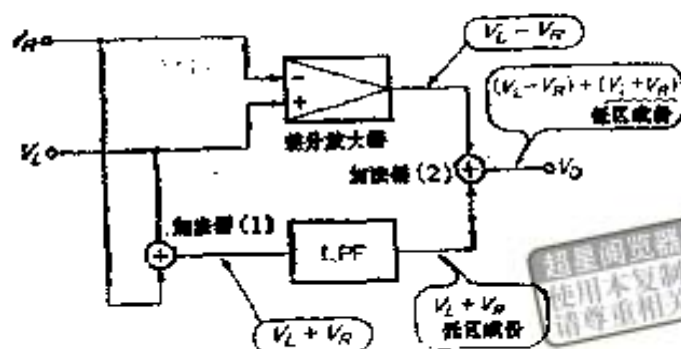


图6-2 语音消除电路方框图

(2) 电路的组成

在实际电路中，消除左右声道信号之差部分，信号就变成单声信号了。同相位成分①被抵消而变小，反相位成分②被相加而变大，同振幅同相位的，则完全抵消变为0。

在中心定位信号中，为不消除低频成分，应将低频同相位信号叠在左、右声道的相差信号之上。

根据以上叙述，输入输出关系如下：

$$V_O = (V_L - V_R) + \underbrace{(V_L + V_R)}_{\text{仅低音成分}}$$

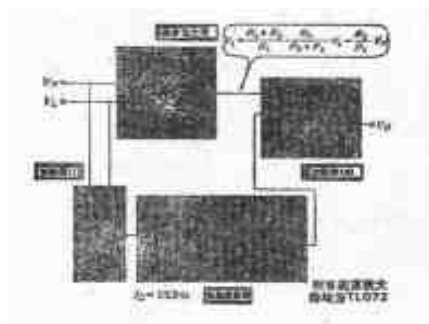
其中 V_O 为输出； V_L 为左声道输入； V_R 为右声道输入。

即在中高音区域为 $V_L - V_R$ ，在低音区域为 $(V_L - V_R) + (V_L + V_R)$ 。经计算，低音区为 $2V_L$ ， V_R 消失，在低音区，几乎 $V_L = V_R$ ，所以不会有什么问题。

图6-2是满足上式的方框图。 V_L 与 V_R ，在差动放大器中为 $V_L - V_R$ ，而在加法器(1)中，则为 $V_L + V_R$ 。加法器(1)的输出通过低通滤波器(LPF)，滤除掉高中频成分，保留低频成分。在加法器(2)中，此低频成分与差动放大器的输出相加，在输出中出现 $V_L - V_R$ 与 $V_L + V_R$ 的低频成分之和。

① 同相位：系指两个信号的相位相等。

② 反相位：系指两个信号的相位相隔 180° 。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图6-3 语言消除电路

(3) 电路的设计

如果将图 6-2 的方框图做出更具体的电路图。则成为图 6-3。

① 差动放大器：

从 V_L 和 V_R 得出 $V_L - V_R$ ，即为此差动放大器，由运算放大器构成。其输出 V_1 可表示为：

$$V_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_L - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_R$$

如果设 $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, 则

$$V_1 = \frac{R_2}{R_1} (V_L - V_R)$$

② $R_1 \sim R_4$ 确定方法

这里由于设增益为 1, $R_1 \sim R_4$ 的值相等。如果 R_1, R_3 减小, 则输入阻抗变低, 因此, 设 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100\text{k}\Omega$ 。

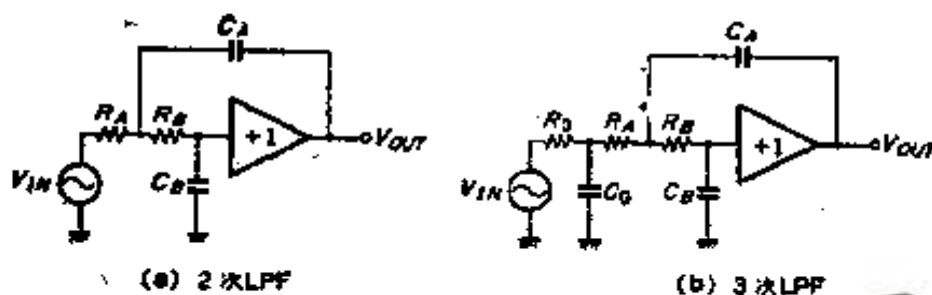


图 6-4

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

⑤ 关于 A_{V1}

由于并不要求高保真度，在音频运算放大器中，使用广泛采用的TL072。

② 低通滤波器(LPF)

人的声音频谱^②大约分布在150Hz~1kHz，并且1~3kHz的能量很低，低通滤波器的截止频率 f_c 定在150Hz。

低通滤波器是具有最大平坦特性的巴特沃兹型^③的，采取3级组成。之所以采取3级方式，是由于若为2级方式，可能出现中音衰减不足；而若为4级以上方式，必须使用两只运算放大器，使电路变得复杂。

低通滤波器的组成采取通常的Sallen-Key型，图6-4所示为其基本组成。(a)为2级低通滤波器，(b)为3级低通滤波器，4级以上的低通滤波器是将(a)和(b)相互组合而成的。这里采取的是(b)所示方式，并且，图6-1是可获得巴特沃兹特性的电容器组合情况。

首先，根据图6-4(b)。按 $f_c = 150\text{Hz}$ ，求出各参数。

- ② 频谱：表示信号中所包含的特定频率的电平，横坐标为频率值，纵坐标为电平值。
- ③ 巴特沃兹型：是滤波器特性的一种，其增益最大平坦，是一种最普通的类型，此外，还有相位最平坦的贝塞尔型和具有陡峭肩特性的切比雪夫型。

表6-1 获得巴特沃兹特性的电容器值

次数	无源	1级		2级		3级		4级	
n	C_0	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2
2		1.414C	0.707C						
3	1.392C	3.546C	0.202C						
4		1.082C	0.924C	2.613C	0.383C				
5	1.354C	1.753C	0.421C	3.236C	0.309C				
6		1.035C	0.966C	1.414C	0.707C	3.863C	0.258C		
7	1.336C	1.531C	0.488C	1.604C	0.623C	4.494C	0.222C		
8		1.019C	0.981C	1.203C	0.831C	1.800C	0.555C	5.126C	0.195C

$$R = R_0 = R_1 = R_2, f = 1/(2\pi CR)$$

④ R_O 、 R_A 、 R_B 的确定

在表6-1中, 设 $R_O = R_A = R_B$, 根据与 R_5 、 R_6 、 R_7 之间的关系, 这里取 $R_O = R_A = R_B = 56k\Omega$ 。

⑤ C_O 、 C_A 、 C_B 的求法

首先, 求出表6-1中所使用的C值。

$$C = \frac{1}{2\pi fR} = \frac{1}{2\pi \times 150 \times 56k} = 0.0189(\mu F)$$

然后, 如果参看表6-1的次数 $n = 3$ 栏, 则

$$C_O = 1.392C$$

$$C_A = 3.546C$$

$$C_B = 0.202C$$

于是, 如果计算 C_O 、 C_A 、 C_B , 则有以下结果:

$$C_O = 1.392 \times 0.0189\mu = 0.0264[\mu F]$$

$$C_A = 3.546 \times 0.0189\mu = 0.0672[\mu F]$$

$$C_B = 0.202 \times 0.0189\mu = 3830[pF]$$

⑥ 向 R_8 、 R_9 、 R_{10} 、 C_1 、 C_2 、 C_3 代换

R_A 、 R_B 和 C_O 、 C_A 、 C_B 代入 R_9 、 R_{10} 和 C_1 、 C_2 、 C_3 中, 设电容器容量值为实际值, 则

$$R_8 = R_9 = R_{10} = 56k\Omega$$

$C_1=0.027\mu\text{F}$, $C_2=0.068\mu\text{F}$, $C_3=3900\text{pF}$ 。

此值为信号源电阻为0时的数值，与此相对应，在图6-3中，驱动低通滤波器的信号源电阻为 $R_5//R_6//R_7$ ， R_8 的值是从 R_0 中去掉 R_5 的数值之后获得的。由于尚未求得 R_5 、 R_6 、 R_7 ，所以首先来确定 R_8 ，设 $R_8=51\text{k}\Omega$ 。由此，设定 $R_5//R_6//R_7=5\text{k}\Omega$ 。

④ 关于 A_2

A_2 与 A_1 组合，选定为双重型TL072。

图6-5是低通滤波器部分的计算机模拟结果。 f_c 有所下降，其原因在于电容器的容量值比计算值大所致。

⑤ 加法器(1)中 R_5 、 R_6 、 R_7 的确定

加法电路为各种电阻器组合而成。但如前所述，必须设定 $R_5//R_6//R_7=5\text{k}\Omega$ 及以下条件，也就是若 R_5 、 R_6 与 R_7 相同或 R_5 、 $R_6<R_7$ 时，如果 V_L 、 V_R 的信号源电阻并不是太小，则混合作用不良，交调失真将会增大，低通滤波器的 f_c 漂移。相反，如果 R_5 、 $R_6\gg R_7$ 时，上述缺点可被克服，必须用 A_3 进行放大，这在特性上是不利的。因此，取 R_5 、 R_6 与 R_7 之比为10左右为宜。

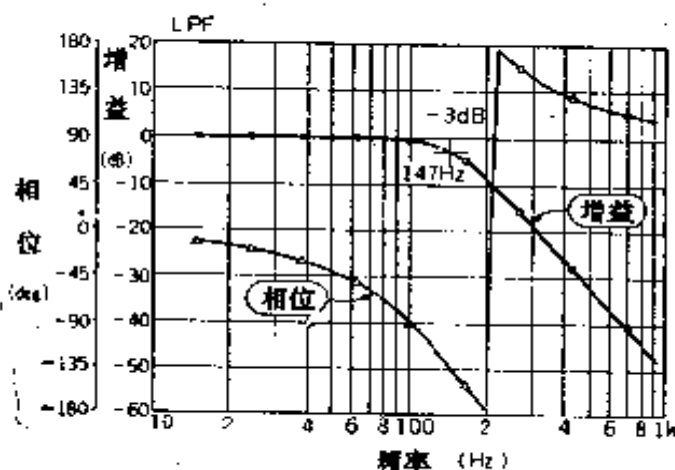


图6-5 低通滤波器的特性

超星阅读器提醒您：
超星阅读器提醒您：
超星阅读器提醒您：

并且，由于 R_5 、 R_6 与 R_1 、 R_3 相并联，而决定其输入阻抗，所以希望 R_5 、 R_6 在几十 $k\Omega$ 以上。根据以上条件，这里设定

$$R_5 = R_6 = R_7 = 51k\Omega。$$

电路的衰减率 α 为

$$\alpha = \frac{R_7}{R_5 + R_6 // R_7} = \frac{51k // 51k}{51k + 51k // 51k} = 0.09$$

而且，并联值为

$$R_5 // R_6 // R_7 = 51k // 51k // 51k = 17k\Omega$$

x_1 10ms/div, y_1 0.5V/div, $V_L = V_R$ (同振幅、同相位)

照片6-1 声音消除电路的输入输出波形

④ 加法器(2)

它把输出 V_L 与 V_R 之差的 A_1 与仅输出同相低频部分的 A_2 相结合，是一种普通的反转放大型加法器。

② R_{11} 、 R_{13} 的确定

由于 A_1 的输出增益为1方式传输，所以必须设 $R_{11} = R_{13}$ ，这里定为100 $k\Omega$ 。

③ R_{12} 的计算

由于在加法器(1)中， $\alpha = 0.09$ 倍，衰减，为了对其补偿， A_2 的输出必须获得增益。其增益将由 R_{12} 与 R_{13} 之比 $\alpha (= R_{13}/R_{12})$ 决定，所以

$$R_{12} = \alpha R_{13} = 0.09 \times 100k = 9[k\Omega]$$

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识版权！

由此, $R_{12}=9.1k\Omega$ 。

③ 关于 A_3 : A_3 与 A_1 和 A_2 一样, 选取TL072。

为供参考, 设 $V_R=V_L$, 在50Hz~5kHz的范围内, 对频率进行扫描时的波形见照片6-1。可以看出, 在低频区中, 增益为2, 达到高频区时, 信号将变小。

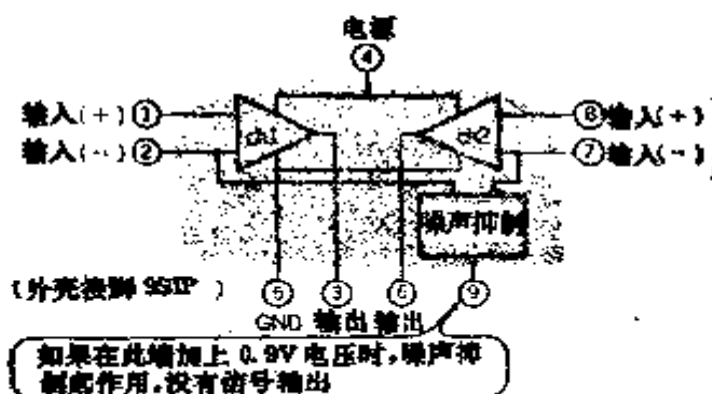


图6-6 TA7325P的内部方框图

6.3 话筒输入放大器

话筒输出电压比其他信号电平(LINE、AUX等)低(-70dB●), 必须将此电压放大到与其他电平相同的数量级, 达到50dB左右。由于连接在后一级的混频电位器的损耗为6dB。所以放大设为56dB。

由于输入信号非常小, 输入放大器应具有低噪声特性。一般的运算放大器不能适用, 最好选用专门开发的集成前置放大器。这里考虑到特性、可操作性和价格等因素, 选用TA7325(东芝)。

(1) TA7325P的使用方法

此放大器是作为双通道前置放大器设计的, 输入换算噪

● dBm: 设600Ω电阻消耗1mW功率时的电压(0.775V_{rms})为0dBm的单位。

声^①为 $1\mu V_{rms}$ ($R_s = 2.2k\Omega$)。它使用单电源供电, 工作电压范围广达 $7\sim 18V$, 所以使用方便。由于开环增益高达 $100dB$, 因此失真率很低。其电特性见表6-2, 内部方框图见图6-6。图6-7是用于RIAA^②均衡放大器的实例。

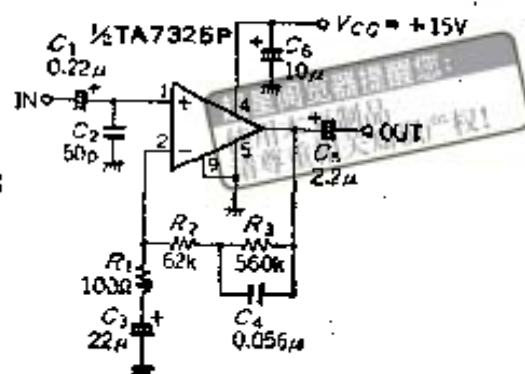
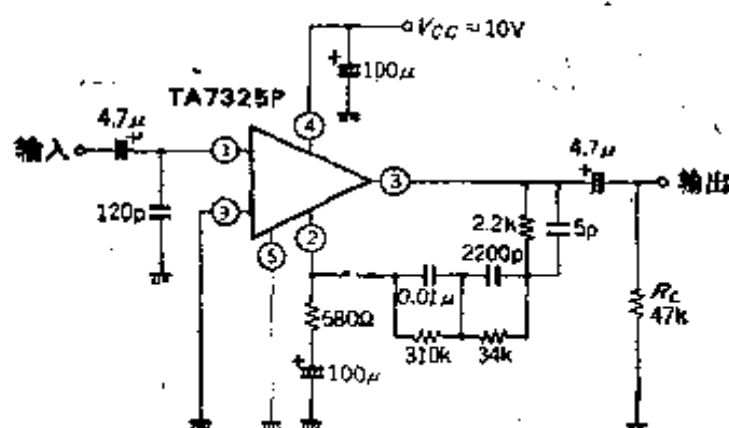


图6-7 RIAA均衡放大器的应用实例

图6-8 输入放大电路

(2) 电路设计

在其他部分, 为了向运算放大器供电, 使用 $\pm 15V$ 的电源电压, $V_{CC} = +15V$, 电路图见图6-8。

① C_1 、 C_2 的计算

C_1 为输入耦合电容器, 由表6-2可知, TA7325的输入阻抗 R_{IN} 为 $100k\Omega$, 所以如果低频截止频率为 $10Hz$, 则

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_{IN}} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 100k} = 0.159[\mu F], \text{ 所以设 } C_1 = 0.22\mu F.$$

- ① 输入换算噪声电压: 按照放大器的放大率计算放大器的输出噪声电压值。
- ② RIAA均衡器放大器: 补偿录音机的频率特性, 而恢复平坦频率特性的放大器。

表6-2 TA7325P电性能

电性能 (通常情况下 $V_{CC} = 10V$ 、 $f = 1kHz$ 、 $R_K = 600\Omega$ 、 $R_L = 10k\Omega$ 、 $T_a = 25^\circ C$)

项 目	符 号	测 定 条 件	最小	标准	最大	单 位
电源电压	I_{CC}	$V_{IN} = 0$	—	5.5	8.5	mA
电压增益	C_{ro}	$C_f = 100\mu F$, $R_f = 0$	—	100	—	dB
最大输出电压	V_{om}	$THD = 0.5\%$, NAB EQ	2.0	2.8	—	V_{rms}
输入换算噪声电压	V_{NI}	$R_K = 22k\Omega$, $BPF = 15Hz \sim 30kHz$ $f = 1kHz$ 时的增益进行 换算	—	1.0	2.5	μV_{rms}
输入电阻	R_{IN}	$V_o = 1V_{rms}$	—	100	—	k Ω
声道隔离度	CH_{sep}	$f = 10kHz$, $R_K = 22k\Omega$, $V_o = 1V_{rms}$	—	70	—	dB
波纹抑制	$R \cdot R$	$f = 100Hz$, $V_{IN} =$ $1V_{rms}$ 无CB	—	50	—	dB
噪声衰减量	$M \cdot R$	$V_g = 1V$, $V_o = 1V_{rms}$ 为0dB,	—	80	—	dB

C_5 为输出耦合电容器。连接下一级的负载电阻随电平和混频电位器的位置变化, 最低在 $10k\Omega$ 以上。若设低频截止频率为 $10Hz$, 则

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f R_L} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10k} = 1.59[\mu F]$$

因此, 取 $C_5 = 2.2\mu F$

② R_1 、 R_2 、 R_3 的计算

TA7325P的输出电位 $V_{OUT(OC)}$ 随 R_2 和 R_3 变化, 可表示为

$$V_{OUT(DC)} = 1.4 + 10\mu \times (R_2 + R_3)$$

其中, R_2 、 R_3 以外的参数是由电路确定的, 由于从动态范围的角度考虑, 希望将输出电位设在 $(1/2)V_{CC}$, 所以

$$R_2 + R_3 = \frac{V_{OUT(DC)} - 1.4}{10\mu} = \frac{1/2 \times 15 - 1.4}{10\mu} = 610[\text{k}\Omega]$$

另一方面, 由于 R_1 为 TA7325P 的输入端 IN^- 的信号源电阻, 从噪声的角度考虑, R_1 应尽量小。但是, 如果 R_1 太小, 必须增大 C_3 的容量, 这里设 $R_1 = 100\Omega$ 。

由于必要的增益 G_v 为 56dB, 因此 R_2 为

$$G_v = 20 \lg \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \rightarrow R_2 = R_1 (10^{G_v/20} - 1) \\ = 100 \times (10^{56/20} - 1) = 63[\text{k}\Omega]$$

取 $R_2 = 62\text{k}\Omega$ 。

于是, $R_3 = 610\text{k} - R_2 = 610\text{k} - 62\text{k} = 548[\text{k}\Omega]$

则取其附近值, $R_3 = 560\text{k}\Omega$ 。

③ C_3 、 C_4 的计算

由于进入输入放大器的声音信号频率在 150Hz 以上, 所以不希望将频率特性延伸到不必要的低频端。使截止频率为 100Hz, 如果按 R_1 和 C_3 决定的时间常数设计此频带限制, 则

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f R_1} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 100} = 15.9[\mu\text{F}]$$

据此, 设 $C_3 = 22\mu\text{F}$ 。

并且, C_4 使 R_3 交流短路, 它的作用在于在频带内, 保持一定的必要增益。直到充分低的频率, 阻抗都必须低于 R_3 。如果设此低频值为 5Hz, 则

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f R_3} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 560\text{k}} = 0.0568[\mu\text{F}]$$

所以设 $C_4=0.056\mu\text{F}$ 。

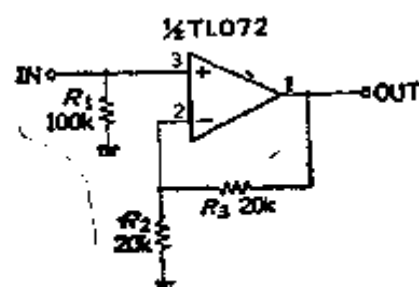


图6-9 AUX放大器电路

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

④ C_2 、 C_6

C_2 的作用在于在超高频率区域内能稳定地工作。由于推荐值为 50pF ，所以设 $C_2=50\text{pF}$ 。

C_6 为电源退耦电容器，一般使用几 μF 到 $100\mu\text{F}$ 的容量值，这里设 $C_6=10\mu\text{F}$ 。

6.4 其他部分

(1) 辅助放大器

它是为了补偿混频电位器的损耗和作为缓冲而接入的。它将带来与损耗相当的 6dB (2倍)的增益。

电路采用TL072的非反转放大电路(如图6-9所示)。

① R_1 的确定

由于 R_1 构成输入电阻，所以必须取高阻值，这里设 $R_1=100\text{k}\Omega$ 。

② 关于 R_2 、 R_3

由于增益为 6dB (2倍)，所以可设 $R_2=R_3$ ，设为 $R_2=R_3=20\text{k}\Omega$ 。

并且，无须特别使用负反馈隔直流电容器(与 R_2 串联)和

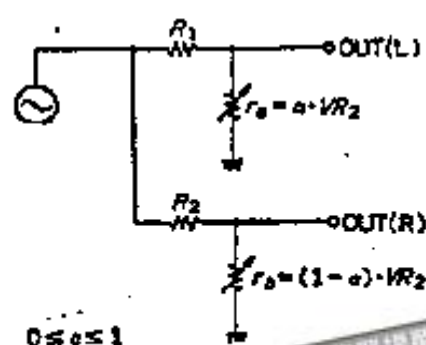
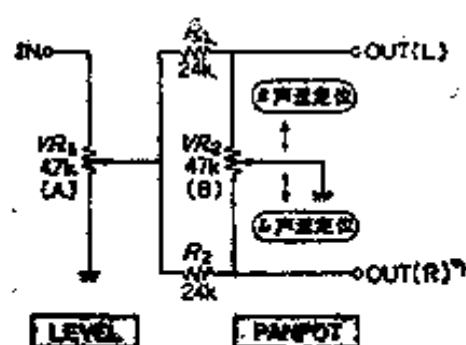


图6-10 LEVEL/PANPOT调整电路

图6-11 PANPOT等效电路

输出耦合电容器。这是由于增益低，输出端不会产生偏压的缘故。

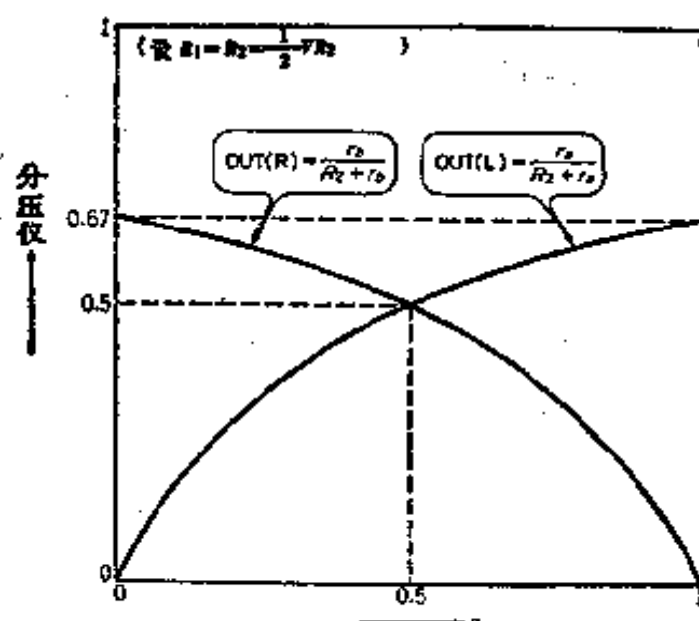


图6-12 PANPOT转动时的分压比变化

(2) LEVEL/PANPOT调整

PANOPT调整，除乐器演奏者之外，是会不熟悉的。当用立体声再生装置进行话筒混频时，如果话筒信号进入左声道，则话筒声音定位在左声道；如果进入右声道，则话筒

声音定位在右声道，如果同时进入左右声道，则话筒声音定位于中心位置。旋转旋钮，进入此左右声道的音量会连续地变化，能够使声音的定位位置在左声道、中心、右声道之间连续调整，这就是PANPOT的作用。

图6-10是这部分电路。为了便于理解，将PANPOT从中抽出示于图6-11。旋转 VR_2 ，可以使在0~1之间变化，由此能使OUT(L)和OUT(R)中出现的信号大小发生变化，其情况示于图6-12， $\alpha=0.5$ 时，左右声道的输出相等，声音定位在中心位置。

① VR_1 的确定

从图6-10的输入(IN)端所观察到的电阻，必须至少保证为 $10k\Omega$ ，所以 VR_1 必须大于 $10k\Omega$ ，这里使用 $47k\Omega$ (A曲线)。过大(超过 $100k\Omega$)，由于容易染上噪声，所以应防止。

② R_1, R_2, VR_2 的确定

VR_1 与 R_1, R_2 的并联值必须大于 $10k\Omega$ ，而且，希望 R_1, R_2 为 VR_2 的 $1/2$ ，所以设为 $R_1=R_2=24k\Omega, VR_1=47k\Omega$ (B曲线)。

当LEVEL为最大，PANPOT在中心位置时的损耗为6dB。

(3) 混频放大器

作为采用简单的反转放大器构成的加法器，其增益对于

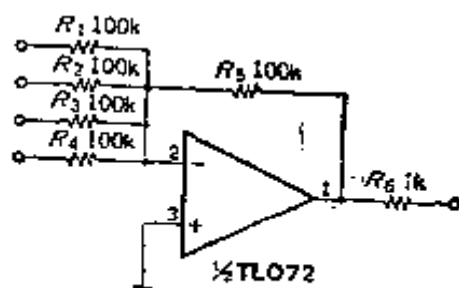


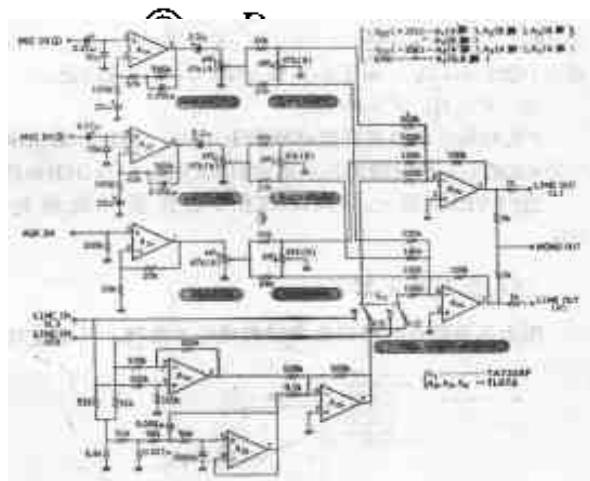
图6-13 反转放大器电路

所有的输入均为 1，如图6-13所示。

① $R_1 \sim R_5$ 的确定

由于增益为 1，则 $R_1 \sim R_5$ 应完全相等，此值必须大到输入阻抗的程度，设为 $100\text{k}\Omega$ 。

使用本复制品
请尊重相关知识产权!



在连接了容性负载时发生振荡，
E 接上几百 pF 电容器时发生振荡，
里选 $1\text{k}\Omega$ 。

都使用 TL072。

图6-14 全电路图