

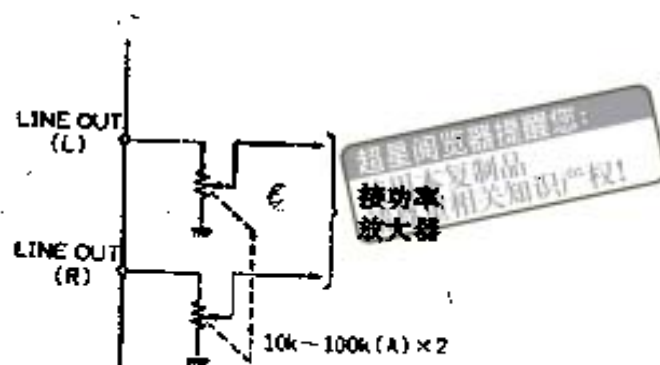


图6-15 简单的主调节电位器的安装方法

6.5 结 尾

如果把所设计的各部分电路综合成一起，则得图6-14。各部分设计中没有涉及，而用电阻与混频放大器输出连接，此结点作为MONO输出。此电阻值如果太小，作为OP放大器的负载，将过大；如果此值过高，则会导致输出阻抗增加。由于LINE OUT(L)/(R)的输出阻抗为 $1k\Omega$ ，则设此电阻为 $2k\Omega$ ，以使MONO OUT输出阻抗也为 $1k\Omega$ 。

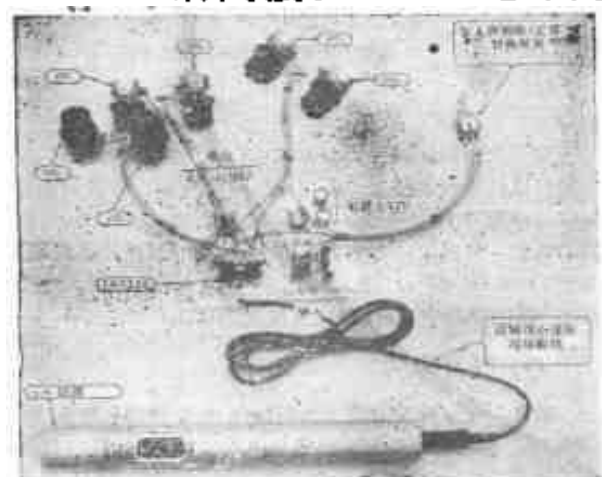
(1) 使用方法

通常，将立体声前置放大器接向本卡拉OK混频器的LINE IN，而将LINE OUT连到功率放大器输入端。此外，也可把录音机、CD唱机、盒式收录机的LINE OUT等直接输入到LINE IN。在单声道时，功放器从MONO OUT连接。

由于本混频器没有主调节电位器，所以要使用功率放大器的电位器。在没有功率放大器电阻器时，在本混频器与功率放大器之间，如图6-15所示，接上电位器。

如果 S_1 倒向NORMAL一侧，则输入信号原封不动地输出；如果 S_1 倒向VOCAL CANCEL一侧，则声音消除信号出现在输出端，此时，输出变成单声道的。

话筒接在MICIN⑤或②，适当调整LEVEL和PANPOT。



制作实例

如原理部分所述，也仅消除中心位
寸，或左右移动时不能完全消除。
反射成分多，因此很难消除。在此
基于本原理是不可能的。

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

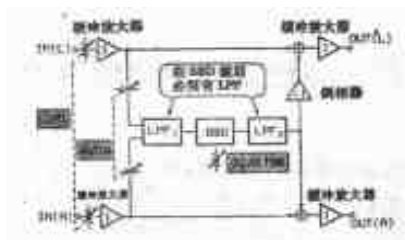
第七章 环绕立体声接续器的设计

过去仅仅在电影和音响系统中使用的环绕立体声装置，现在也应用在TV·VTR等设备中了。这里来讨论环绕立体声接续器的设计。不是作为环绕立体声处理机，而是作为接续器，未必是采用一般的4喇叭构成的环绕立体声，而如过去那样，采用两只喇叭简单地组成。而且作为电池推动，容易处理。

7.1 环绕立体声的概况

过去，在一般双声道立体声系统中，喇叭是在前方按左右分布的，其声像位于两喇叭的中间。然而实际上，听到的声音除了直接从声源传来之外，还可听到来自墙壁和天花板等的反射的间接声。间接声音在其性质上将有几毫秒至几十毫秒的时间迟后，而且以反相位成分为主。对于环绕立体声，这种间接声音的作用将十分重要。它是基于将直接声音另作处理设计的，其前提是使用两只喇叭进行处理，所以也让喇叭发出间接声音，即从双声道输入信号，制作出间接声音信号，再与原信号叠加处理。

环绕立体声接续器方框图示于图7-1。从输入端输入的信号，经LEVEL进行电平调整，进入缓冲放大器。此缓冲放大器的输出在LPF、BBD、LPF₂中进行必要的时间延迟，通过DEPTH进行环绕效应的强度调整，通过DELAY TIME进行延迟时间调整。



超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图7-1 环绕立体声接续器的方框图

被延迟后的信号，在右声道中与原来的信号相叠加；而在左声道中，经倒相器产生反转，然后再与原信号叠加。也许只有左声道反相，而感到发生变化，但重要的是左右声道中重叠的延迟信号相互是反相的，两方进入倒相器，则不会产生环绕立体声效果。当然，仅右声道进入是没问题的。

如前所述，电路采用电池供电。目前使用的 BBD 电源电压分别为 3V、5V、-15V 三种，所以从其中选用电压最低的 3V 电源电压。这种 BBD 即使是用 3V 电源，而实际上在 1.8~5V 之间，都能正常工作，因此不必特殊采用稳压电路，直接使用两只干电池即能工作。



图7-2 由运算放大器组成的缓冲电路

7.2 缓冲放大器的设计

缓冲放大器是一种以电压增益为1，高输入阻抗、低输出阻抗为特征的放大器，主要用于阻抗变换。如果使用运算放大器，则如图7-2所示，能够非常简单地组成缓冲放大器，至于设计，则主要在于运算放大器的选择。

然而，在电源电压为3V时也能工作的运算放大器并不多，而且价格也高，所以这里我们选择了由分立器件组成的缓冲器电路，如图7-3所示，从简单的射极跟随器或源极跟随器直到差动放大器电路，具有各种各样的方式。但低电压工作时，而且从电路简单的角度考虑，这里我们采用图(a)的射极跟随器构成缓冲电路。

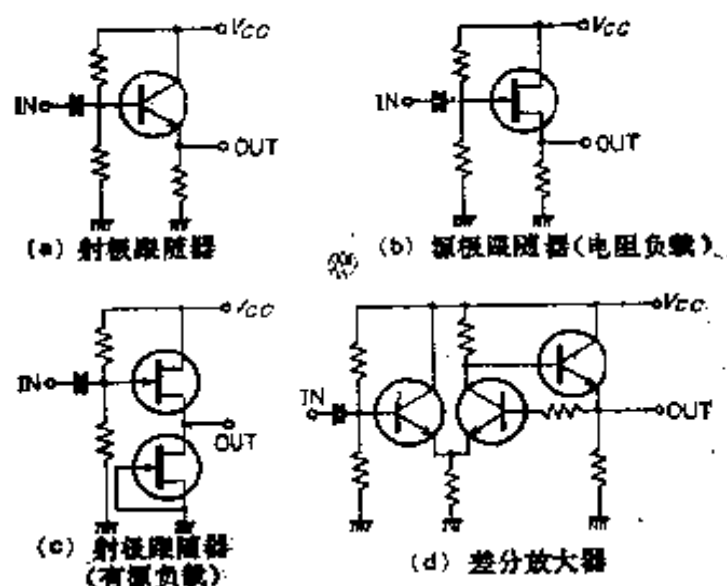
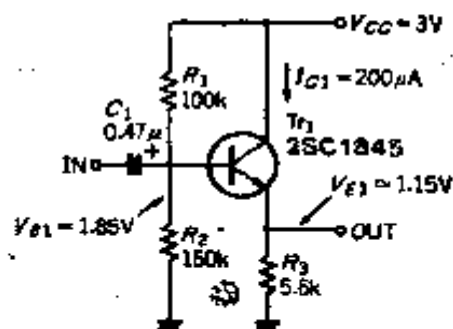


图7-3 采用分立器件的缓冲电路

(1) 具体设计

图7-4是采用这种电路的缓冲电路。电源电压低至3V，



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图7-4 缓冲电路

希望尽量扩大动态范围，因此，设计成 Tr_1 的基极电位与发射极电位的中点等于 $(1/2)V_{CC}$ ($=1.5V$)。如果从输入端看，希望基极电位等于 $(1/2)V_{CC}$ ，而如果从输出端看，则希望发射极电位等于 $(1/2)V_{CC}$ ，因此取它们的中间值。于是，如果设 V_{BE} 为 $0.7V$ ，则 Tr_1 的基极电位 V_{BI} 与发射极电位 V_{EI} 分别为：

$$V_{BI} = \frac{1}{2} V_{CC} + \frac{1}{2} V_{BE} = \frac{1}{2} \times 3 + \frac{1}{2} \times 0.7 = 1.85[V]$$

$$V_{EI} = \frac{1}{2} V_{CC} - \frac{1}{2} V_{BE} = \frac{1}{2} \times 3 - \frac{1}{2} \times 0.7 = 1.15[V]$$

① R_3 的设定

流到射极跟随器的电流，一般选 $100\mu A \sim 5mA$ 。这里是电池供电，所以希望尽量选定小电流。然而，如果电流过小，将会使得推动下级的能力下降，所以如果设为 $200\mu A$ ，则

$$R_3 = \frac{V_{EI}}{I_{C1}} = \frac{1.15}{200\mu} = 5.75[k\Omega]$$

取其接近值，则设定为 $5.6k\Omega$ 。

② R_1 、 R_2 的设定

如果忽略 Tr_1 的基极电流不计，则必须用 R_1 、 R_2 对 V_{CC} 进行分压，其分压值为 V_{BI} ，即

$$[R_2/(R_1+R_2)] \cdot V_{CC} = V_{BI}$$

从输入阻抗考虑, R_1 、 R_2 越大越好, 然而, 如果太大, 则会使得由于 T_{r1} 的基极电流造成的 R_1 上的压降变得不可忽视, 所以通常选取在几十千欧至几百千欧之间。按此条件, 这里选取 $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 160\text{k}\Omega$ 。

此时的输入阻抗 R_{i_n} 大致等于 R_1 与 R_2 的并联值,

$$R_{i_n} = R_1 // R_2 = 100\text{k} // 160\text{k} = 61.5\text{k}\Omega$$

③ C_1 的计算

C_1 为输入耦合电容器。如果设低端截止频率为 5Hz , 则

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c (R_1 // R_2)} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 61.5\text{k}} \\ = 0.518[\mu\text{F}] \rightarrow 0.47\mu\text{F}$$

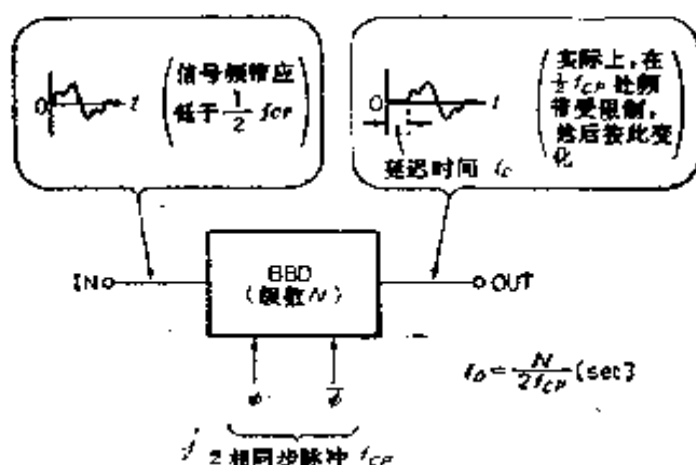
④ T_{r1} 的选取

由于电压电流均很小, 所以对 T_{r1} 的最大额定值的要求不太严格, 可随便选用什么型号的器件。由于 R_1 比较大, 因此希望使用 h_{FE} 大的管子, 这里选用小信号电压放大用的 2SC1845 ($V_{CE0} = 120\text{V}$, $I_C = 50\text{mA}$, $h_{FE} = 580$)。

7.3 BBD 部分的设计

(1) BBD 概要

BBD 是典型的电模拟延迟器件, 是 Bucket Brigade Device (庖斗式电荷耦合器件) 的缩写。这来源于以下动作, 即把贮存在电容器中的电荷比喻为盛入桶中的水, 它按斗链式依次传递到下一级。目前最通用的 BBD 是松下电子有限公司制作的产品, 延迟时间随系列不同而异, 从最小的 0.0075ms 到最大的 204.8ms 都有。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图7-5 BBD的基本使用方法

如图7-5所示, BBD有输入端和输出端, 使用时, 器件上加有两相同步脉冲。若设BBD的级数为 N , 同步脉冲频率为 f_{CP} , 则延迟时间 t_D 可表示为

$$t_D = N / 2 f_{CP} (\text{秒})$$

N 是固定的, 如果使 f_{CP} 变化, 则能够使 t_D 变化。

不限于BBD, 对信号进行取样^①时, 必须把信号频带限制在取样频率的 $\frac{1}{2}$ 以下, 如果有超过此频率的信号进入时, 将会成为折叠畸变^②, 发生刺耳的噪声。

由于在输出中也含有不需要的成分, 所以输出也应按照取样频率的 $\frac{1}{2}$ 的频率进行频带限制。取样频率为 f_{CP} 。

① 取样: 按照一定的周期, 对时间连续的模拟信号进行取出, 此周期的倒数叫做取样频率。

② 折叠畸变: 对模拟信号取样时, 如果有取样频率 f_s 的 $\frac{1}{2}$ 以上的频率成分,

则信号频率成为 $f_s - f$, 并与 $\frac{1}{2} f_s$ 以下的信号相重叠, 从听觉上可以感到有混入被信号调制的噪声。

(2) 具体设计

在此环绕立体声接续器中，最关键的是BBD部分。按照这一用途，必要的延迟时间为10~40ms。电路的构成，如图7-6所示，是由BBD和推动它工作的同步脉冲发生器/激励器构成。

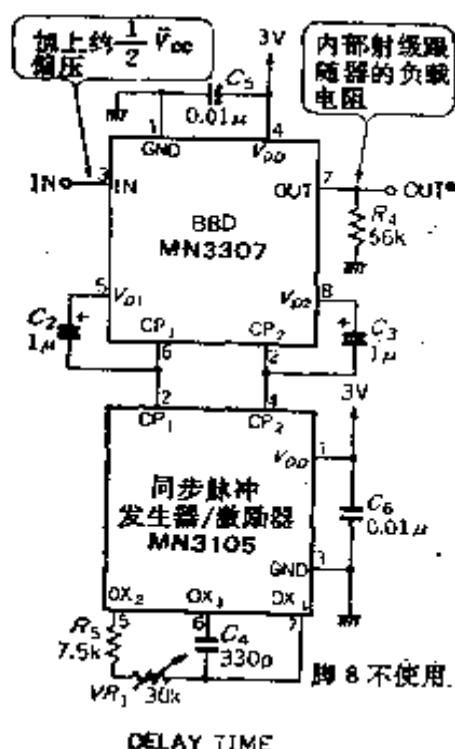


图7-6 BBD的电路图

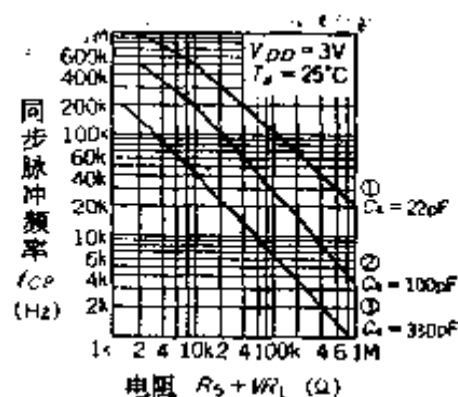


图7-7 MN3105的振荡频率

① BBD选择

按照延迟时间为10~100ms的条件，如果电源电压为3V，则选用MN3307，也可使用MN3308，但此时必须将同步脉冲频率提高一倍。

② 关于同步脉冲发生器/激励器

由于有产生两相同步脉冲的专用集成电路出售，使用起来很方便。此MN3105中，振荡部分为CR组成的四级倒相

振荡电路，也可以从外部输入。

③ 关于 R_4 、 C_2 、 C_3

R_4 成为BBD内部源跟随器的负载电阻， C_2 、 C_3 的作用在于输入与各同步脉冲同相位的脉冲。厂家推荐值为， $R_4=56\text{k}\Omega$ ， C_2 、 C_3 为 $1\mu\text{F}$ ，因此这里也使用这些数值。

④ R_5 、 VR_1 、 C_4 的决定

首先，由必要的延迟时间求出同步脉冲频率。如果设延迟时间为 $10\sim 40\text{ms}$ ，则MN3307的级数为1024级，所以

$$f_{CP}(\text{最小}) = \frac{1024}{2 \times 40\text{m}} = 12.8[\text{kHz}]$$

$$f_{CP}(\text{最大}) = \frac{1024}{2 \times 10\text{m}} = 51.2[\text{kHz}]$$

与此对应，MN3105的振荡频率特性如图7-7所示，由此图可知 f_{CP} 覆盖 $12.8\sim 51.2\text{kHz}$ 的范围。例如，以③曲线为例， $C_4=330\text{pF}$ ，在 R_5+VR_1 大约为 $7.5\sim 40\text{k}\Omega$ 的范围内， f_{CP} 的数值如前所述。

由此，设 $R_5=7.5\text{k}\Omega$ ， $VR_1=30\text{k}\Omega$ ， $C_4=330\text{pF}$ 。如若这样， R_5+VR_1 的最大值必然为 $37.5\text{k}\Omega$ ，还不足 $40\text{k}\Omega$ 。

⑤ C_5 、 C_6

C_5 、 C_6 均为电源旁路电容器。由于MN3307和3105上都有过渡电流流过，所以在 V_{DD} 和GND的端子附近接有 $0.01\mu\text{F}$ 的电容器。

7.4 低通滤波器(LPF)的设计

BBD的输入输出都在 $(1/2)f_{CP}$ 处，频带被限制。换言之，在BBD的前后，必须接上能阻止 $(1/2)f_{CP}$ 以上频率的低通滤波器。此滤波器如果简单地采用一次谐波无源滤波器

或2次谐波有源滤波器, 则其衰减量不够, 必须使用高次谐波滤波器。

(1) 滤波器的种类

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

如果滤波器的谐波次数越高, 除了有LPF/HPF等的区别之外, 主要还有巴特沃兹型、贝塞尔型、切比雪夫型不同的截止特性。

以同一谐波次数的低通滤波器为例, 图7-8给出了不同振幅特性。

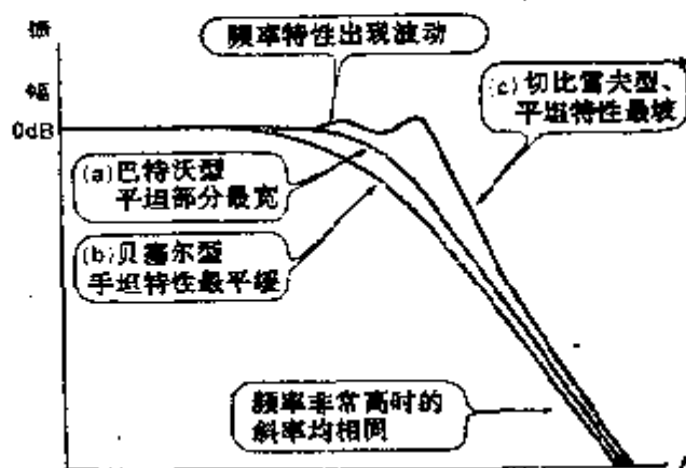


图7-8 不同的LPF振幅特性

巴特沃兹型, 其振幅特性的平坦部分最宽, 用于声音消除最多, 具有介于贝塞尔型和切比雪夫型的中间性质。

贝塞尔型, 其平坦特性最平缓, 不能期待获得良好的振幅特性, 然而相位特性最接近于直线, 所以群延迟①特性优良。常用于波形传输和延迟等化②。

- ① 群延迟: 以频率对相位进行微分而得的, 若群延迟特性平坦, 则能忠实地进行波形传递。
- ② 延迟等化: 当群延迟具有 f 特性时, 加入补偿 f 特性, 整体上进行平坦的群延迟。

切比雪夫型，其平坦特性最峭，所以在同谐波次数的滤波器中，具有最高的衰减率，但是会产生其他滤波器中所没有的平坦部分处的频率特性波动，并且相位特性也最差。它是将衰减率视为最重要参数时所使用的一种滤波器。在切比雪夫型中，作为它的变形型，如图7-9所示，有逆切比雪夫型和联立切比雪夫型。

本环绕立体声接续器件，应尽量减少BBD所造成的重叠畸变，所以选用切比雪夫滤波器。

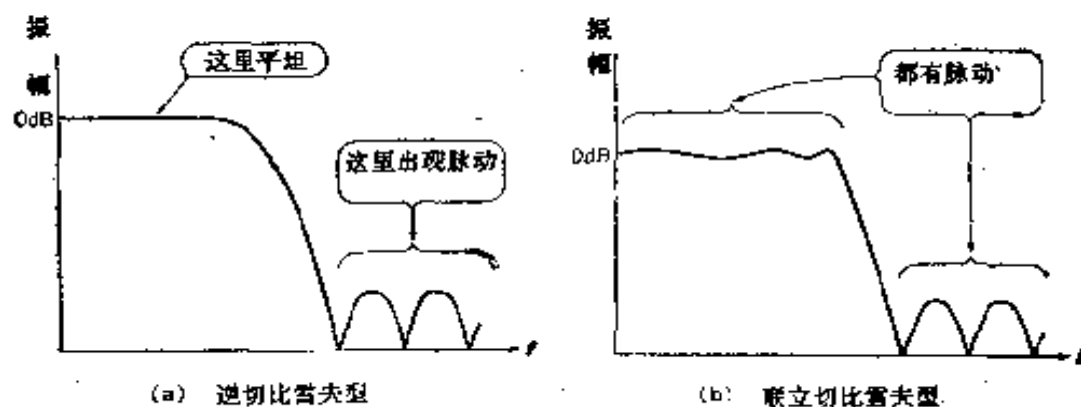
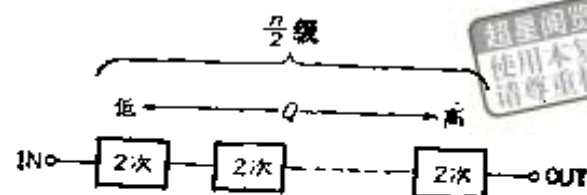


图7-9 逆切比雪夫型和联立切比雪夫型滤波器的振幅特性

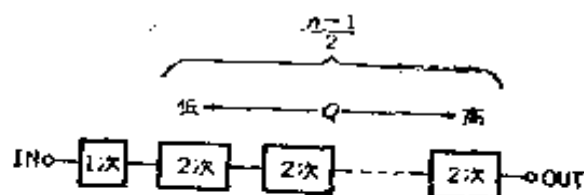
(2) 切比雪夫滤波器的设计方法

不仅限于切比雪夫滤波器，在高次谐波滤波器中，如图7-10所示，成为两次谐波滤波器，或者一次与二次谐波滤波器的组合。Q值在前级低，而越是后级，Q值越高。这是因为，如果在前级的Q值高，则在这里会产生限幅。例如，图7-11所示，为2次×4级构成的8次谐波滤波器。

一次谐波滤波器可采用无源滤波器，然而二次谐波滤波器则必须使用有源滤波器。图7-12所示为经常使用的二次谐



(a) n 为偶数时



(b) n 为奇数时

图7-10 n 次谐波滤波器的构成方式

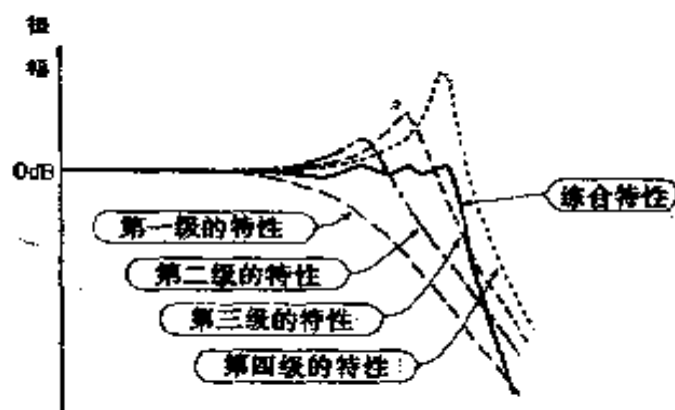


图7-11 8次谐波切比雪夫滤波器的各级振幅特性

波有源滤波器基本电路。此外，还有其他一些类型，从器件灵敏度及其他原因考虑，以此电路最为优越。

在设计高次谐波滤波器时，对这种2次谐波滤波器进行参数设定，使之具备所需的角频率 ω 和 Q 值，可进行串联。表现切比雪夫特性的 ω 和 Q 值列于表7-1。脉动越大，则频率特性越峭，而与此同时， Q 值也增大，因此，实际上难以制作。

另一方面, 脉动越大, Q 值可以越小, 特性接近于巴特沃兹随谐波次数而定, 而以 $0.5 \sim 2\text{dB}$ 为宜。

表7-1 切比雪夫滤波器的 Q 和 ω 值

0.5dB	3	0.6255	1.0688	1.7063									
	4		0.5969	0.7051	1.0313	2.9299							
	5	0.3623	0.6905	1.1779	1.0178	4.5437							
	6		0.3982	0.6835	0.7681	1.0106	1.0115	6.5089					
	7	0.2562	0.5055	1.0950	0.8227	2.5759	1.0080	8.8422					
	8		0.2967	0.6766	0.5989	1.6108	0.8510	3.4662	1.0059	11.536			
	9	0.1984	0.3954	1.0606	0.6727	2.2128	0.8885	4.4781	1.0046	14.559			
	10		0.2372	0.6735	0.4878	1.5349	0.7293	2.8917	0.9087	5.6084	1.0037	17.987	
	2		1.0500	0.9565									
	3	0.4942	0.5971	2.0176									
1dB	4		0.5286	0.7845	0.9932	3.5600							
	5	0.2895	0.6562	1.3988	0.9941	5.5538							
	6		0.3532	0.7608	0.7468	2.1977	0.9553	8.0012					
	7	0.2054	0.4800	1.2967	0.8084	3.1554	0.8963	10.901					
	8		0.2651	0.7530	0.5938	1.5564	0.5538	2.7776	0.9971	14.244			
	9	0.1593	0.3773	1.2601	0.6623	2.7119	0.8805	5.529	0.9976	18.007			
	10		0.2121	0.7495	0.4760	1.8639	0.9024	6.9419	0.7214	3.5609	0.9981	22.273	
	2		0.9072	1.1286									
	3	0.3689	0.9414	2.5511									
	4		0.4707	0.9295	0.9607	4.5935							
2dB	5	0.2183	0.6270	1.7752	0.9756	7.7284							
	6		0.3161	0.9015	0.7301	2.8451	0.9828	10.456					
	7	0.1553	0.4609	1.6460	0.7971	4.1131	0.9872	14.266					
	8		0.2377	0.8924	0.5720	2.5330	0.8425	5.5867	0.9952	18.778			
	9	0.1206	0.3627	1.5991	0.6540	3.5387	0.8744	7.2503	0.9921	23.735			
	10		0.1904	0.8382	0.4668	2.4138	0.5976	9.1030	0.7154	4.6638	0.9936	29.225	

(ω 以1为基准)

从此表可知, 若为5次谐波, 脉动大小为0.5dB, 则可制作图7-13所示的参数的滤波器。但是, 各 ω 值按1进行归一化处理, 所以此值必须乘以实际的频率值。而且, $\omega=1$ 时的衰减率并非-3dB, 而是脉动值(如脉动值为0.5dB, 则即为-0.5dB)。

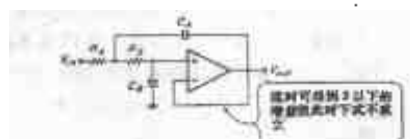


图7-12 二次谐波切比雪夫滤波器的基本型 (正反馈型)



图7-13 5次谐波切比雪夫滤波器的参数 (脉动值0.5dB)

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

(3) 低通滤波器(LPF₁)的设计

输入BBD的信号频率必须在同步脉冲频率 f_{CP} 的 $1/2$ 以下。如前所述，最低频率为12.8kHz，所以，连接在BBD前后的低通滤波器LPF₁，LPF₂必须各自滤掉6.4kHz以下的频率。

由于希望尽量将不必要的频带急剧地衰减掉，所以采取切比雪夫型。谐波次数越高，则越峭，但电路将会变得复杂，Q值也增高，所以采取5次谐波。切比雪夫型的缺点，在于其相位特性不佳，但它能将脉动抑制到0.5dB的小数值，使其性能接近于巴特沃兹型，使其稍微变好一些。

当输入信号频率 $f = 6.4\text{kHz}$ 时，信号必须充分衰减，所以

截止频率 f_0 定为3kHz。据此，在6.4kHz时，能获得-45dB的衰减。由于5次谐波时，脉动为0.5dB，所以基本结构如图7-13所示。并且，二次谐波滤波器的基本型采用图7-12的正反馈型。在此电路中，当设 $R_A=R_B=R$ 时，如果用 ω_0 和 Q 表示 C_A 、 C_B ，则

$$C_A = \frac{2Q}{R\omega_0}, \quad C_B = \frac{1}{2QR\omega_0}$$

LPF₁的电路如图7-14所示。这里的缓冲电路也采用射极跟随器。

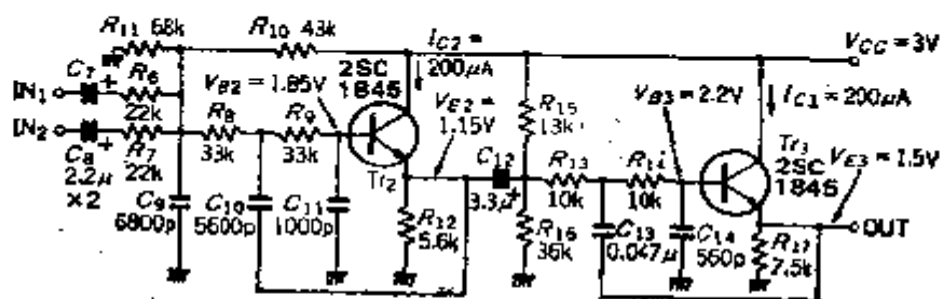


图7-14 低通滤波器LPF₁的电路

① R_6 、 R_7 、 C_9 计算

这部分相当于图7-13的一次谐波滤波器。设 $R_6=R_7$ ，根据图7-13所示条件，由于 $f_0=3\text{kHz}$ ，则时间常数为

$$C_9 R_6 = C_9 R_7 = \frac{1}{0.3623 \times 2\pi \times 3\text{k}} \approx 146[\mu\text{s}]$$

R_6 、 R_7 、 C_9 可满足此条件，中间不加入缓冲电路，而直接与 R_6 连接，所以希望尽量减小 C_9 的阻抗。 R_6 、 R_7 构成输入阻抗，所以不能太小。这里采取 $R_6=R_7=22\text{k}\Omega$ ， $C_9=6800\text{pF}$ 相组合。另外，此时的时间常数为 $C_9 R_6 = C_9 R_7 = 145\mu\text{s}$ 。

② R_8 、 R_9 、 C_{10} 、 C_{11} 的计算

这部分与图7-13中的二次谐波滤波器(1)相当。由于刚才讲到的理由，希望一定程度上将 R_8 取得大一些，因此设 R_8

$=R_9=33\text{k}\Omega$ 。于是, 采用前述式子, 根据图7-13条件, 能够求出 C_{10} 、 C_{11} :

$$C_{10} = \frac{2 \times 1.779}{33\text{k} \times 0.6905 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 5485[\text{pF}] \rightarrow 5600\text{pF}$$

$$C_{11} = \frac{1}{2 \times 1.1779 \times 33\text{k} \times 0.6905 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 988[\text{pF}] \rightarrow 1000\text{pF}$$

③ R_{13} 、 R_{14} 、 C_{13} 、 C_{14} 的计算

这部分相当于图7-13的二次谐波滤波器(2)。这里如果设 $R_{13}=R_{14}=10\text{k}\Omega$, 则能够求出 C_{13} 、 C_{14} :

$$C_{13} = \frac{2 \times 4.544}{10\text{k} \times 1.0178 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 0.04737[\mu\text{F}] \rightarrow 0.047\mu\text{F}$$

$$C_{14} = \frac{1}{2 \times 4.544 \times 10\text{k} \times 1.0178 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 574[\text{pF}] \rightarrow 560\text{pF}$$

④ R_{10} 、 R_{11} 、 R_{15} 、 R_{16} 的计算

按照缓冲器中的 Tr_1 同样的考虑方式, R_{10} 、 R_{11} 产生基极缩压, 即设定满足下式的 R_{10} 、 R_{11} :

$$\frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \cdot V_{CC} = V_{B2} (=1.85\text{V})$$

为了不影响滤波器的性能, 此值应尽量大, 但如果太大, 则不能忽视 Tr_2 的基极电流所造成的在 R_1 、 R_9 、 R_{10} 上的压降, 所以这里取 $R_{10}=43\text{k}\Omega$, $R_{11}=68\text{k}\Omega$ 。

关于 R_{15} 、 R_{16} , 由于BBD的偏压为 $(1/2)V_{CC}$, 则按, $V_{E3}=(1/2)V_{CC}$ 加偏压, 即应满足:

$$\frac{R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \cdot V_{CC} - V_{BE} = V_{B1} = \frac{1}{2}V_{CC}$$

这里设 $R_{15} = 13\text{k}\Omega$, $R_{16} = 36\text{k}\Omega$ 。因此,

$$V_{E3} = \frac{36\text{k}}{13\text{k} + 36\text{k}} \times 3 - 0.7 = 1.50(\text{V})$$

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

⑤ R_{12} 、 R_{17} 的计算

与缓冲器中的 Tr_1 时的情况一样, 流经 R_{12} 、 R_{17} 中的电流若为 $200\mu\text{A}$, 则可按下式求得 R_{12} 、 R_{17} :

$$R_{12} = \frac{V_{E2}}{I_{C2}} = \frac{1.15}{200\mu} = 5.75[\text{k}\Omega] \rightarrow 5.6\text{k}\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{E3}}{I_{C3}} = \frac{1.5}{200\mu} = 7.5[\text{k}\Omega]$$

⑥ C_7 、 C_8 、 C_{12} 的计算

如果在听觉频带中, C_7 、 C_8 的阻抗不能远远地小于 R_6 、 R_7 , 则滤波器特性会产生误差。如果在 5Hz 处, 其阻抗的大小与 R_6 、 R_7 相等, 则

$$C_{7,8} = \frac{1}{2\pi f R_{6,7}} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 22\text{k}} = 1.45[\mu\text{F}]$$

因此, 设 $C_{7,8} = 2.2\mu\text{F}$ 。

并且, 如果设低端截止频率为 5Hz , 则

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi f_c (R_{15} // R_{16})} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times (13\text{k} // 36\text{k})} = 3.33[\mu\text{F}]$$

因此, 取 $C_{12} = 3.3\mu\text{F}$ 。

⑦ 关于 Tr_2 、 Tr_3

这里所要求的特性完全与 Tr_1 相同, 于是, Tr_2 、 Tr_3 也采用 2SC1845。

(4) 低通滤波器 LPF₂

在由 BBD 输出的输出信号中包含有以同步脉冲频率为

中心的折叠成分,所以LPF₂的作用在于去掉这种折叠成分。通常,在BBD的输入中,不含有6.4kHz以上的信号,所以滤波器的特性和截止频率可与LPF₁时相同。于是,电路也可与LPF₁的相同,而不同之处仅在于输入成为一个系统。

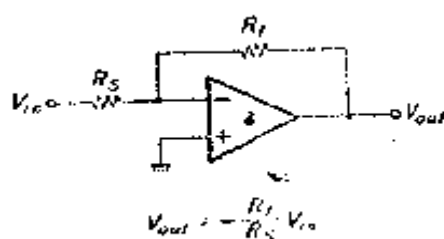


图7-15 采用运算放大器的倒相器

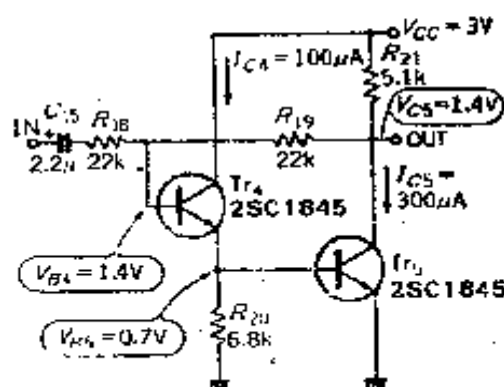


图7-16 采用晶体管的倒相器

7.5 倒相器的设计

倒相器也与缓冲器时的情况一样,如果使用运算放大器,如图7-15所示,能够简单地构成,但这也仍然可以采用分立晶体管组成。此电路图示于图7-16。倒相器的基本动作是,输入电压上升 $\rightarrow V_{B1}$ 上升 $\rightarrow V_{B2}$ 上升 $\rightarrow I_{C2}$ 增大 $\rightarrow V_{C2}$ 下降, R_{18} 和 R_{19} 与图7-15中的 R_i 和 R_f 相对应。

① R_{18} 、 R_{19} 的决定

为使增益为-1,可设 $R_{18}=R_{19}$,由于 R_{18} 组成此电路的输入阻抗,则希望阻值高,如果 R_{19} 的阻值高,则会产生对 T_{14} 的基极电流的影响,因此,这里设 $R_{18}=R_{19}=22\text{k}\Omega$ 。

② R_{20} 、 R_{21} 的计算

R_{21} 决定了 T_{14} 的工作电流。如果设 $I_{C4}=100\mu\text{A}$,则

$$R_{20} = \frac{V_{BE}}{I_{C1}} = \frac{0.7}{0.1} = 7[\text{k}\Omega]$$

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

因此，得 $R_{20} = 6.8\text{k}\Omega$ 。另外， R_{21} 决定了 T_{r3} 的工作电流，如果设此电流为 $300\mu\text{A}$ ，则

$$R_{21} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{I_{C3}} = \frac{3 - 2 \times 0.7}{300\mu} = 5.33[\text{k}\Omega]$$

因此，设 $R_{21} = 5.1\text{k}\Omega$ 。

③ C_{15} 的计算

如果设低频端的截止频率为 5Hz ，则

$$C_{15} = \frac{1}{2\pi f_c R_{18}} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 22\text{k}} = 1.45[\mu\text{F}]$$

因此，设 $C_{15} = 2.2\mu\text{F}$ 。

④ 关于 T_{r4} 、 T_{r5}

这里所要求的特性也与 $T_{r1} \sim T_{r3}$ 相同，所以使用的晶体管也一样采用 2SC1845。

7.6 结 束 语

将前面所设计的各部分加以组合，并将一些不足部分加以补充，作出整体的电路图，如图 7-17 所示。图 7-1 的加法器如图中的 * 1 所示，按照单纯的电阻组成的混频方式工作。如若这样，在双通道工作时，在延迟时间和信号的一定条件下，信号被消除，有可能不出现，所以如图中 * 2 所示，接入防止出现此现象的电路。这样容易产生低音。

整个电路消耗电流为 2mA ，所以即使使用单 3 型 (7 号) 的锰干电池也能使用 200 小时以上。

LEVEL 调整整体电平值，DEPTH 调整环绕效果的作用程度。如果将 DEPTH 调到 0，则变成通常的双通道立体声。DELAY TIME 的作用前调整延迟时间，由于随着源的种类和