

一. 音频放大基本电路理论分析

在步步高 DVD 产品中, 大多数音频放大电路如下图所示:

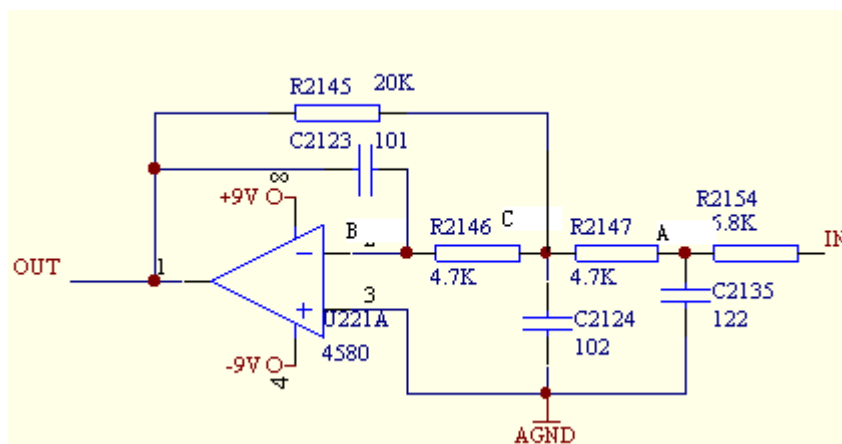


图: 1.1

这是一个有源低通滤波器, 主要作用是对音频解码芯片 CS4360 输出的音频信号进行低通滤波, 把无用的高频信号过滤掉。

如果去掉前面一级的 RC 低通滤波电路, 可以画出下面的原理图:

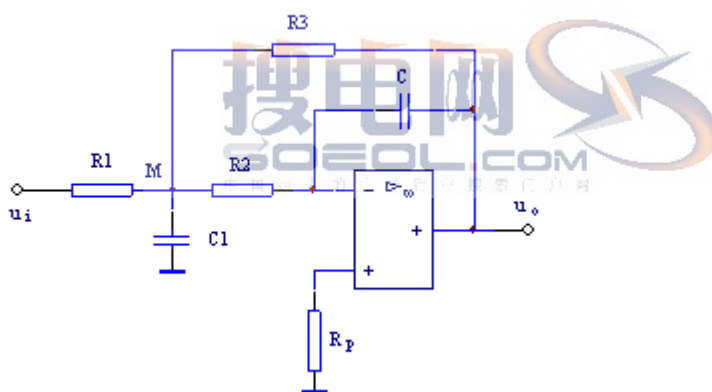


图 1.2

令电路的电压放大倍数 $\dot{A}_u$, 下面通过计算来说明此电路的功能:

根据节点电位法和“虚短”、“虚断”的概念可得

$$\frac{\dot{U}_i - \dot{U}_M}{R_1} = \frac{\dot{U}_M}{\frac{1}{j\omega C_1}} + \frac{\dot{U}_M - \dot{U}_-}{R_2} + \frac{\dot{U}_M - \dot{U}_o}{R_3} \quad (1-1)$$

$$\frac{\dot{U}_M - \dot{U}_-}{R_2} = \frac{\dot{U}_- - \dot{U}_o}{\frac{1}{j\omega C}} \quad (1-2)$$

$$\dot{U}_- = \dot{U}_+ = 0 \quad (1-3)$$

联立求解得：

$$\begin{aligned} \dot{A}_u &= \frac{-\frac{R_3}{R_1}}{1 - \omega^2 C C_1 R_2 R_3 + j\omega C R_2 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)} \\ &= \frac{A_{um}}{1 - \omega^2 C C_1 R_2 R_3 + j\omega C R_2 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)} \quad (1-4) \end{aligned}$$

式中的 $A_{um} = -\frac{R_3}{R_1}$ ，为反向比例运算放大器的电压放大倍数。

从式 1—4 可以看出， R_3 ， R_1 是决定整个电路通频带放大倍数的， R_2 ， C ， C_1 决定整个电路截至频率，以及实际放大倍数，因为有它们的反馈作用，整个电路的放大倍数会降低，这从式 1—4 也可以看出。

下面已步步高刻录机 DW9915 中实际电路，用仿真软件做分析：

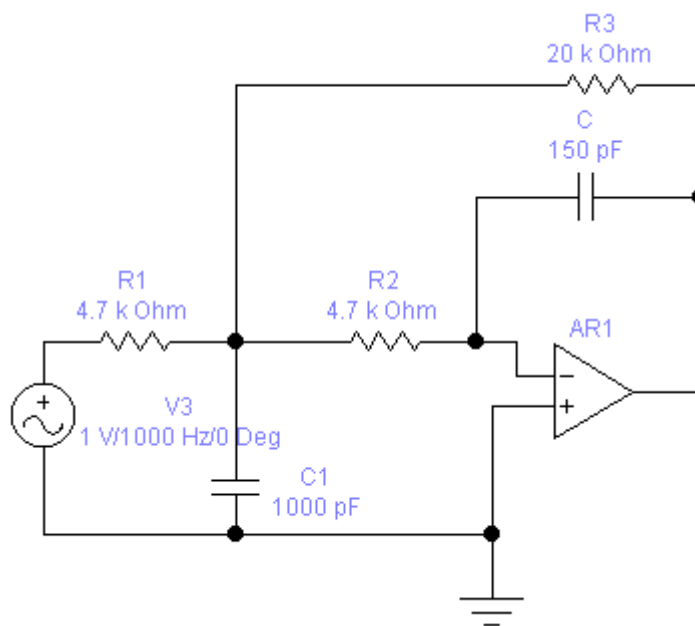


图 1.3

下面是对它做的 AC 分析：

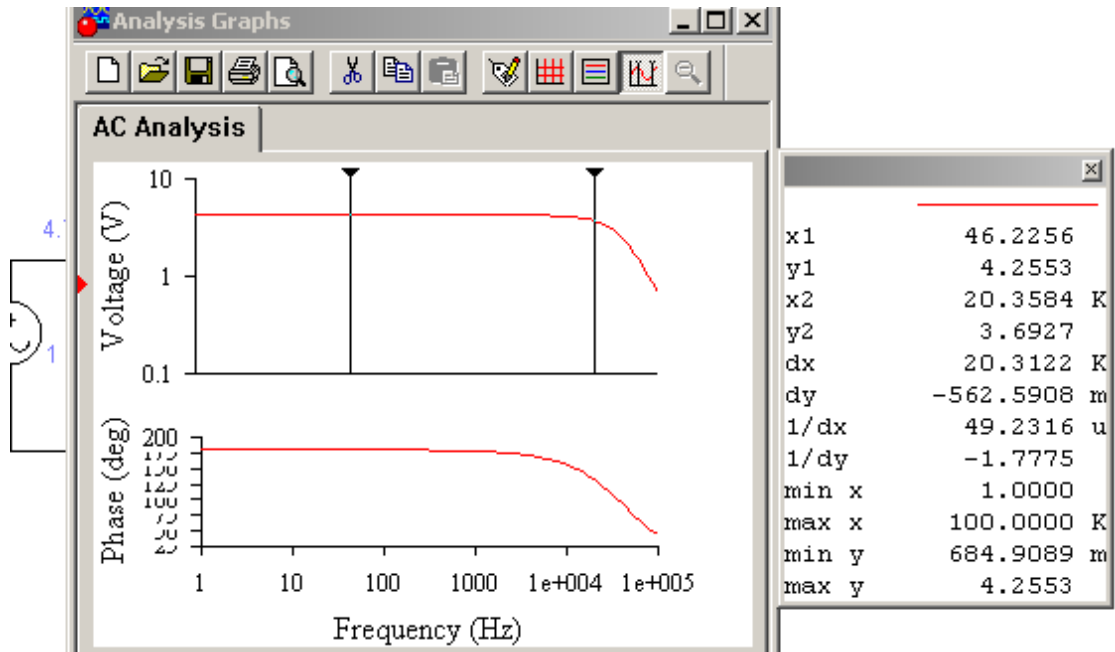


图 1.4

从 AC 分析可以看到，这个电路截至频率基本上在 20KHZ 左右，但是接近这个频率时它的相位偏移已经不是很一致了，但人耳只要达到 20k 就足够了，所以这个电路还是适用的。

下面来调整各个电阻电容的参数，看会发生什么情况。首先将 C 进行参数扫描，从 1PF 到 1000PF，采用 decade 形式。结果是：

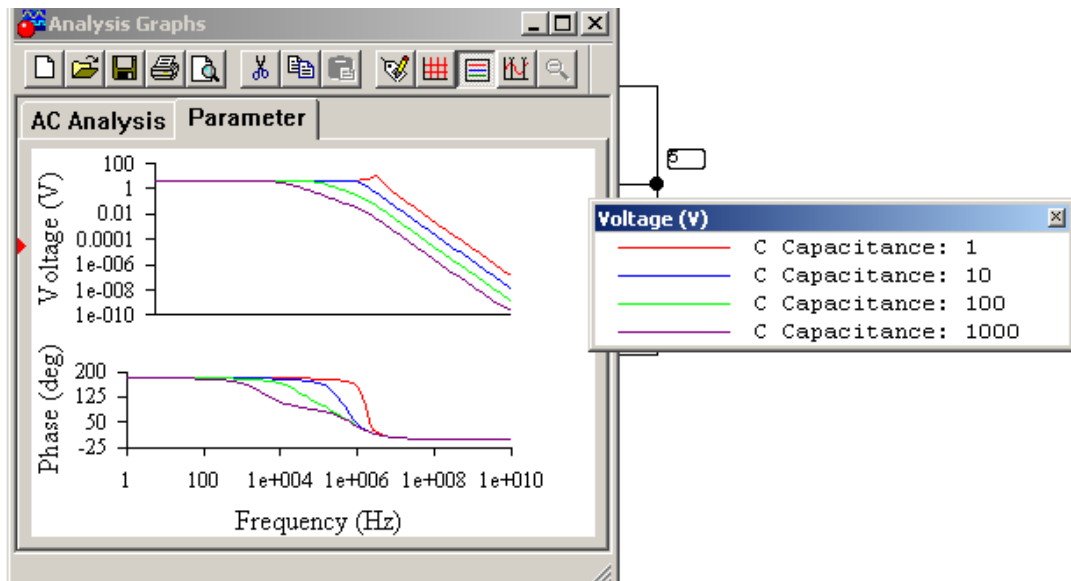


图 1.5 对 C 进行参数扫描

从图中可以看出，当 C 增大时，他的通频带的截止频率会减小，这样会导致声音丢失一些有用的高频分量，导致声音听起来比较闷重。当声音减小时，通频带的截止频率会增大，导

致一些高频杂波没有被滤掉，声音有杂音。

再对 C1 进行参数扫描：

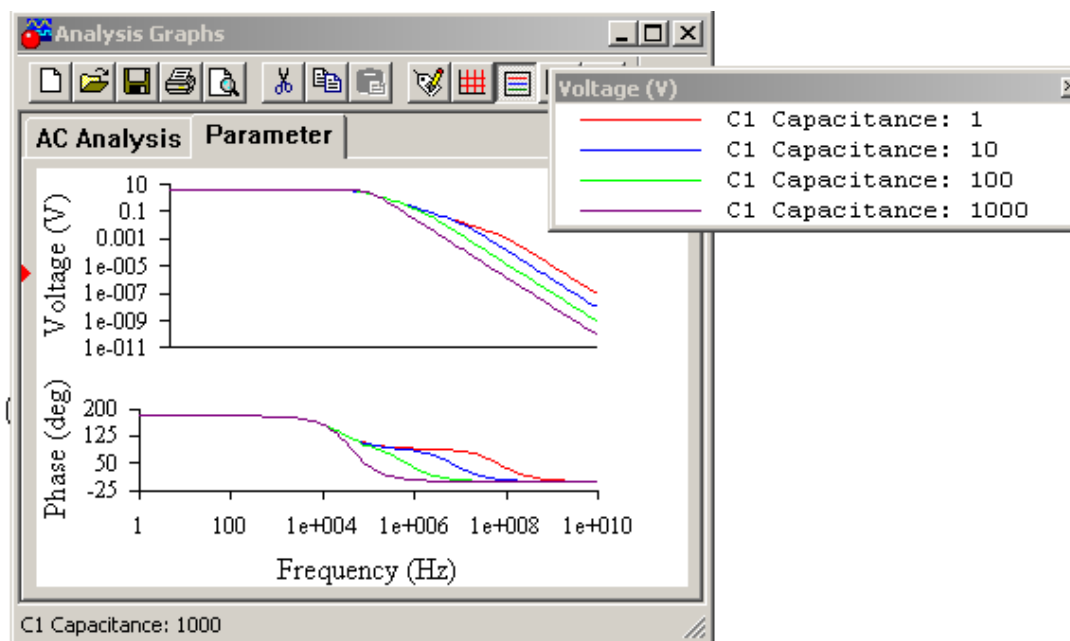


图 1.6 C1 进行参数扫描

从上图可以看出，同 C 一样，当 C1 提高时，通频带的截止频率会降低，当 C1 降低时，通频带的截止频率会升高。

对 R2 进行参数扫描：

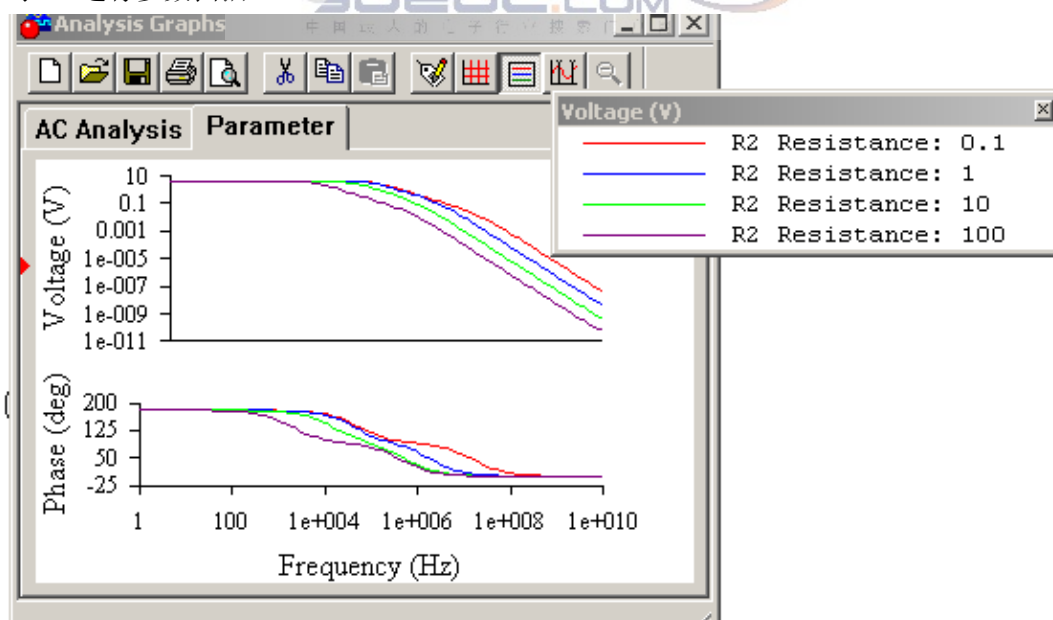


图 1.7 R2 参数扫描

R2 从 100 欧增大到 100K，可以看到随着 R1 的增大，通频带的截止频率会降低。

综上所述，当 C，C1，R2 增大时，通频带的截止频率会降低。

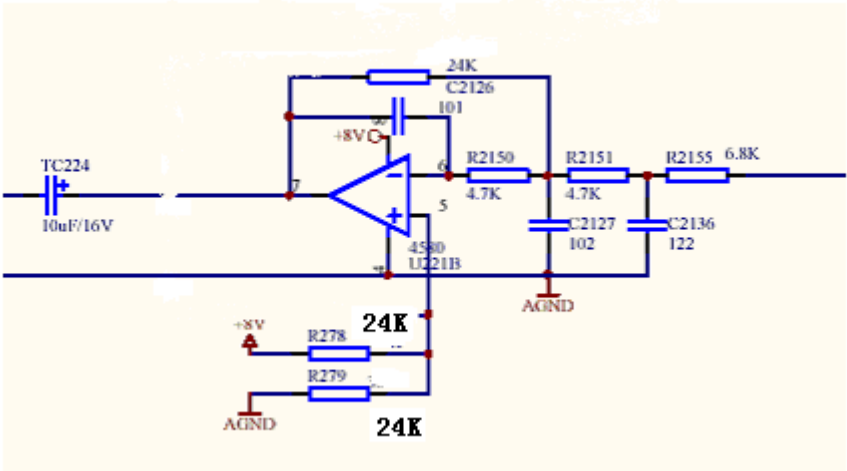
由于 R3 和 R1 是决定通频带的放大倍数，所以他们的规律很好从公式中推出，这里不做仿真分析。

电路如图 1.3，增大 R3 或者减小 R1，将会增大放大倍数，减小 R3 或者增大 R1，将会减小放大倍数。

二. 实际案例分析。

1.DL317 音频不合格。

重共方案：将下图中 R278，R279 由 24K 改成 1K。



原因分析：R278，R279 的作用是将 8v 电压进行分压，为音频放大提供一个中置电压，由于运放的正向输入端对地是有一定的电阻的（设为 R_+ ），这样相当于 R_+ 与 R279 是并联对地的，这样当用运放的型号改变时，就会导致 R_+ 的改变，这样就会使中置电压发生改变，进而使音频指标中的 THD+N 不合格，也就是说导致声音失真。当 R278，R279 的值变小时，并联电阻对它们的影响就会变小。

比如，如果 R279 是 24K，假设运放正向输入的内阻也是 24K，那么它们并联后的阻值就是 12K，减小了一半；如果 R279 是 1K，那么并联后的阻值就是 0.92K，下降幅度很小。所以将 R279 从 24K 减小到 1K 可以提高中置电压的精确度。但是电阻越小，功耗就越大，所以选用要从运放的内阻实际情况，选用合适的阻值。

下面对这种情况做仿真验证，由于是理想运放，所以直接改变中置电压的大小，作瞬态分析，看结果如何。

下面是在 EWB 中画的仿真图：

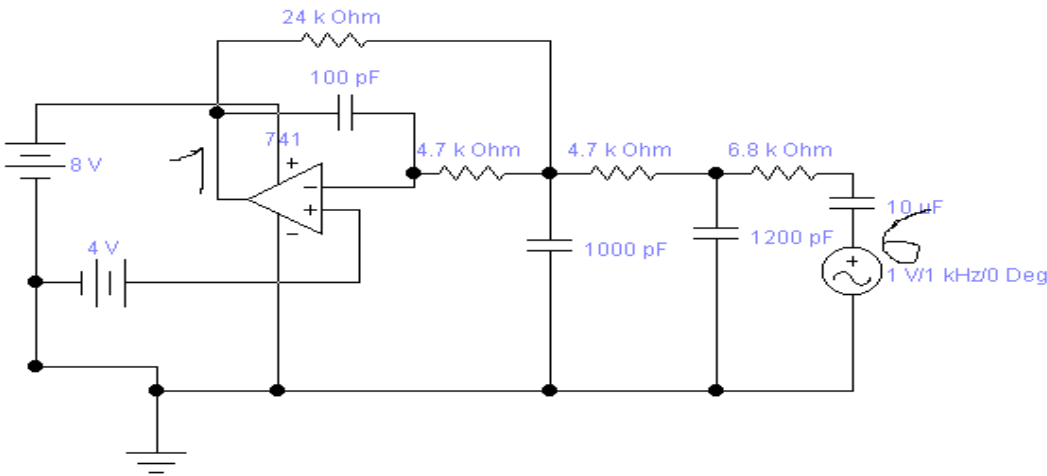


图 2.1

上图中，V1 提供中置电压，先看它的电压为 4v 是的瞬态情况：

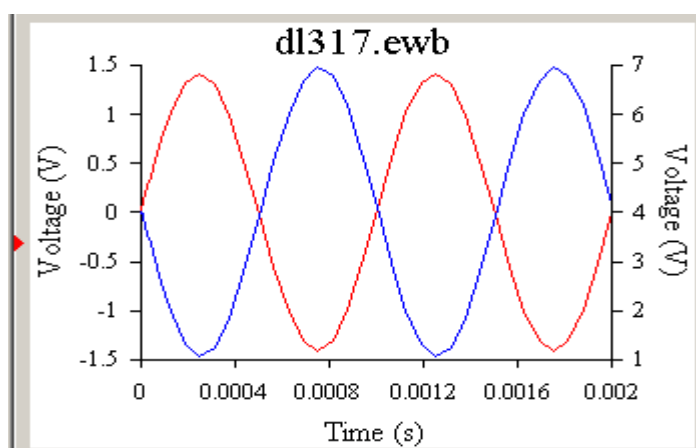


图 2.2

上图中红线代表 6 点电压，蓝线代表 7 点电压，可以看出，波形没有失真，且放大倍数达到 4 倍多。

再将中置电压 V1 设定为 5v，观察情况：

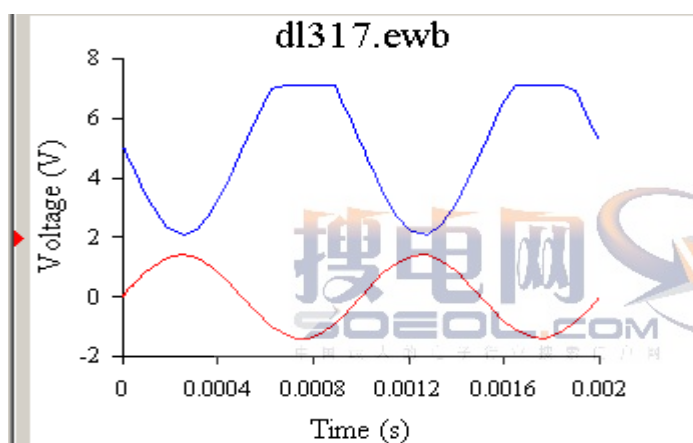


图 2.3

可以看到当中置电压升高时，由于受到运放最高输出电压的限制，输出波形产生了削顶失真。

下面是将中置电压降低时的情况，可以看到输出波形的下半部产生的削顶失真。

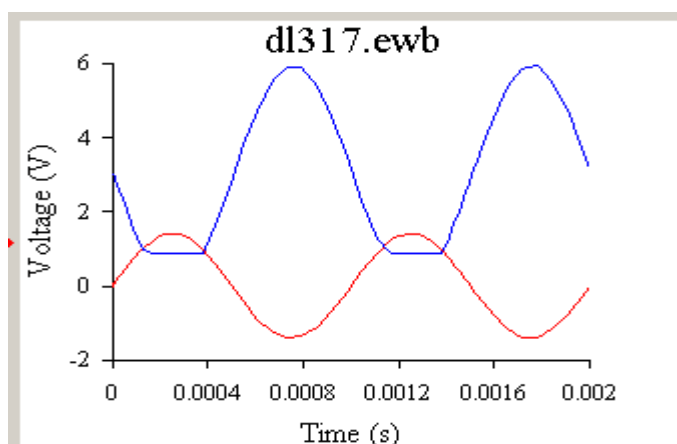


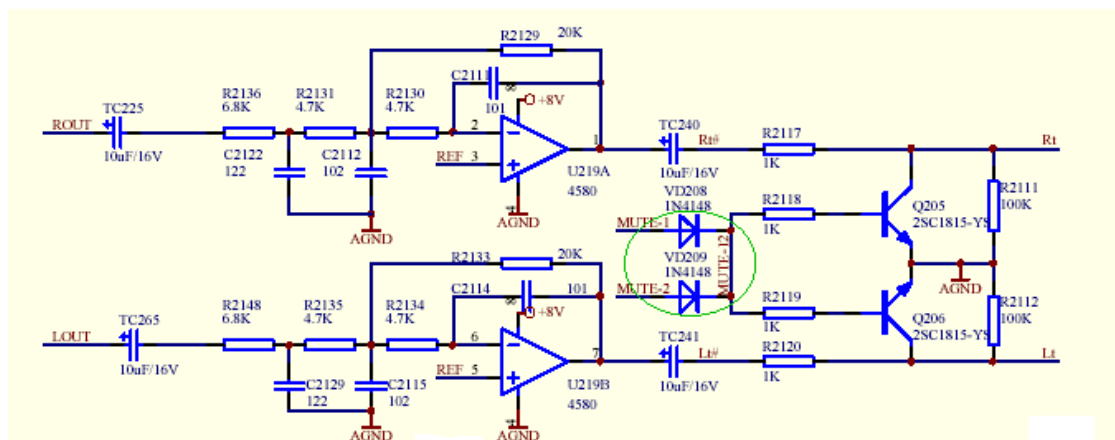
图 2.4

从上面两个图中还可以看出，当中置电压发生变化时，不但波形发生失真，而且放大倍

数也发生变化。

2.VS1000 音频指标不合格。

重工方案：删除位号 VD209。



从电路图可以看出 VD209 结的是 MUTE-2，这个信号是受耳塞控制的，也就是说，平时它是低电平，不产生静音效果，当耳塞插于时，导致 MUTE-2 与地相连点断开，MUTE-2 变成高电平，产生静音效果。但是这样做有一个问题就是，由于平时 MUTE-2 是 0V，而不是像 MUTE-1 是一4v 左右，由于楼电流的作用，导致 VD209 的负极，也是在 0v 左右，但是 0V 是不能有效截止静音三极管的，这样也会导致声音失真。

三. 音频指标简述。

它们的定义如下：

基准输出电平：重放测试盘 997hz，0db 基准电平信号并测量左右通道输出电平，以伏表示。

1khz 通道不平衡度：用音频分析仪测量重放 997hz，0db 基准输出电压时基准信号时左右通道输出电压 VL，VR，997HZ 通道不平衡度= $20\lg(VL/VR)$

串音：重放测试盘上的一通道基准电压和该通道在另一通道信号（数字“0”）时的串音测量用信号，测量一通道的放音输出和泄露到另一通道的信号电平之比，以 db 表示

音频幅频响应：重放测试盘上频率测试信号，用音频分析仪测量各频率的放音输出电平和基准信号放音输出电平的偏差。

动态范围：重放比基准电平低 60DB 的测试频率的数字信号，测量输出信号的噪声和失真的分贝值 A，再加上 60db。即：动态范围= $|A|+60\text{db}$

频率失真加噪声：重放谐波失真测试信号，测试总谐波失真加噪声，以 db 表示。

频率误差：重放测试频率信号，用音频分析仪准确测量输出信号频率 f，fref 表示基准频率，测频率误差= $(f-fref)/fref \times 100\%$ 。

电平非线性：对于 0db~90db（997hz）的所有给定测试信号，用音频分析仪测量以基准输出电压为 0db 的输出电压，分别求出两个通道测得的输出电压和额定录音电平之差

其中：“重放”是英语“playback”直接翻译过来的，就是播放的意思。

其中“**基准输出电平**”指的就是单位电平经过碟机后的放大倍数，主要受音频电路中决定放大倍数的元件相关，比如，上面讲到的 R1，R3，运放等。

“**1khz 通道不平衡度**”主要靠元件的精确性来完成。

与“**串音**”相关的因素有排版时的布线，以及由于用到的运放都是双运放集成在一个芯片中，芯片内部也会发生串扰，还有就是卡拉 OK 由于是串到各个声道上，当没有使用卡拉 OK 时，如果设计不好，也会导致串音。

“**音频幅频响应**”主要是受音频放大电路中电容 C，C1 决定的截止频率的影响。

“**动态范围**”实际上是测试碟机对小信号的放大能力。

“**频率失真加噪声**”，影响它的因素比较多，像是静音电路不能有效截止，通频带内，各个频率偏移不一致等。

“**频率误差**”主要由软件控制。

