

最后，将两台机器相互连接，从一方输入信号时的④点和不输入方的④点所得波形如照片8-1所示。由此照片可知，输入信号一方的④点处几乎不出现信号；而在不输入信号的一方则出现大信号。

附录6 集成电路未使用脚的处理方法

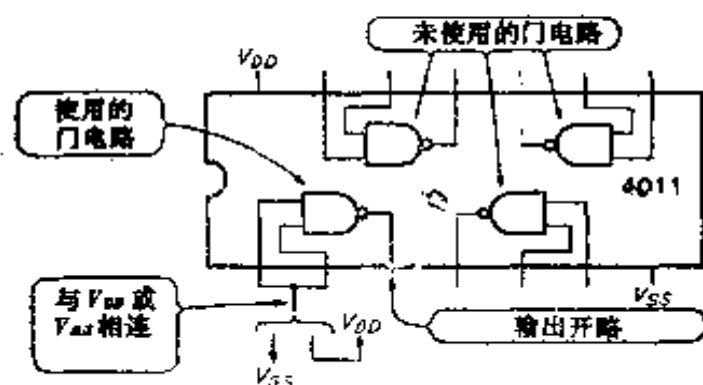
当使用通用C-MOS逻辑集成电路时，会有未使用的引线脚。如果空着，则有可能成为意想不到的故障原因。

(1) C-MOS集成电路

C-MOS集成电路，由于具有输入阻抗极高的特征，一旦输入脚开路，就将会染上噪声，成为电路误动作的原因。

例如，如图K所示，在4011集成电路的4个NAND门中，只使用了三个。这样一来，就会有一个门未被使用。如图所示，它的输入与 V_{DD} 或 V_{SS} 相连接。这个未被使用门也可为其他的门，并且两个输入中的一方为 V_{DD} ，而另一方可为 V_{SS} 。重要的是输入不能开路。

这种情况不仅限于门电路，而且在触发器、计数器、模



图K C-MOS的未使用脚的处理

拟开关等场合也是一样的。并且，不仅标准 C-MOS (4000/4500 系列)，而且 HC-MOS 等所有的 C-MOS IC 均是如此。

(2) TTL

在 TTL 电路中，如果输入开路，这相当于设输入为“H”。于是，输入可以开路。由此必须设定输入电平，使得其输出成为“H”。

如图 L 所示，当有未使用的 NOR 门电路时，两个输入都为“L”，以使其输出成为“H”。但是，如触发器，输出为 Q、 $\bar{Q}$ 时，双方均不为“H”，所以无论何方均可。

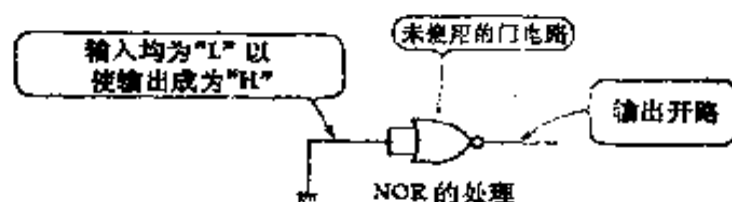


图 L TTL 电路未使用脚的处理



图 M 运算放大器的未使用的脚的处理

(3) 运算放大器

经常存在双运算放大器仅使用一个放大器，或四运算放大器中仅使用 3 个时的情况。这样，就会有一个运算放大器电路空着。此时，如图 M 所示， IN^+ 端子接地，而 IN^- 端子与输出端相连。当其这种情况不能实现时， IN^+/IN^- /输出端可

以全部开路，这样一来，有时会对其他电路有些影响。

并且，即使没有未使用的电路，对于单个运算放大器而言，具有补偿调整和相位补偿脚（多数场合为脚①、⑤、⑧），当这些脚不使用时，处于开路状态。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

第九章 带有振荡器的失真率计的设计

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

在音频放大器的各种特性中，失真率是最基本的特性之一。这里我们着眼于采用简单的电路来实现失真率计，讨论这种失真率计的设计。由于失真率计要与振荡器配对使用，考虑到使用上的方便，设计成内部包含有振荡器。

9.1 失真率检测基础

(1) 什么叫失真率

如电路入门书中所述，按照傅里叶级数，所有的周期性函数均可以用其基波和倍频正弦波级数表示，即如果设周期函数为 $v(t)$ ，则

$$v(t) = A_1 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin (n\omega t + \phi_n)$$

其中， $A_1 \sin \omega t$ 为基波， $A_n \sin n\omega t$ 为 n 次谐波。将此高次谐波与向量和之比称为失真率(Distortion)，若设失真率为 D ，则

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{\sqrt{A_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}$$

例如，讨论三角形波时，如果将三角形波进行傅里叶展开，则

$$v(t)_{tri} = \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n+1)^2} \sin (2n+1)\omega t$$

超星阅览器
使用本复制品
请尊重相关知识产权!

(设基波振幅为 1, 进行归一化)

根据此式可知, 三角形波可看成是由振幅为 1 的基波与振幅为 1/9 的三次谐波、振幅为 1/25 的 5 次谐波……相互叠加而成的。由此, 失真率 D_{tri} 为

$$D_{tri} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{(2n+1)^2} \right]^2}}{\sqrt{1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{(2n+1)^2} \right]^2}} \approx 0.12 (12\%)$$

其波形见图 9-1。

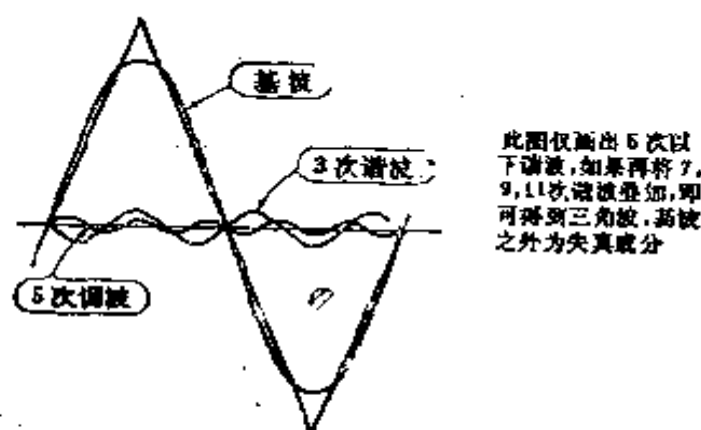


图 9-1 三角形波的成分

当讨论放大器的失真率时, 如果在输入端输入正弦波, 则输出端得到将此正弦波放大 3 倍数的正弦波。由于波形中也包含有高次谐波, 因此, 这高次谐波成分所占的比例称为失真率。并且, 对于正弦波振荡器来讲, 本来应该产生纯粹的正弦波, 然而多少总会包含一些高次谐波, 这就造成了失真。

失真率的单位通常以 (%) 表示。但根据场合的不同, 也

有使用(dB)表示^①的。

全高次谐波失真率与噪声失真率的区别：

前面所说的失真率，是作为周期信号中的高次谐波成分所占的比例而定义的，所以也可称之为全高次谐波失真率^② (THD: Total Harmonic Distortion)。

超星阅读器提示：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

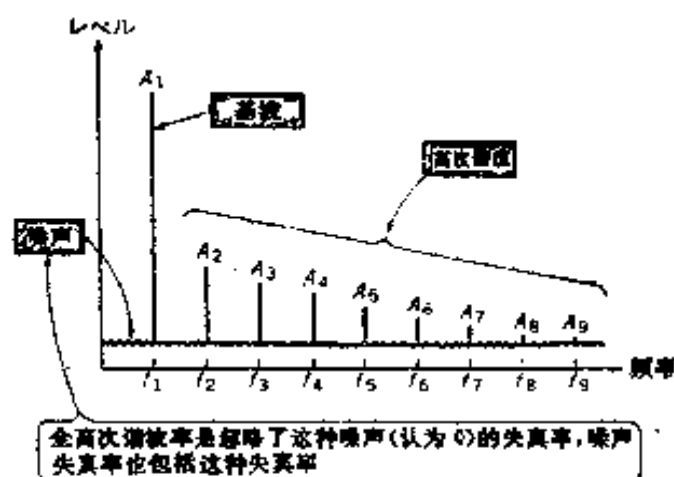


图9-2 考虑了失真率的频率特性

另外，在实际测定失真率时，一般是除了高次谐波之外，还连同噪声也一起测量。将此高次谐波成分和噪声成分叠加而得的失真率称为噪声失真率(Noise Distortion)。

当噪声远远小于高次谐波时，全高次谐波失真率约等于噪声失真率。如若不是这样，则全高次谐波失真率小于噪声失真率。考虑了失真率的频率特性见图9-2。

全高次谐波失真率与噪声失真率的区别如上所述。然而，从习惯上讲，不怎么使用噪声失真率这一名词。即使在指噪

- ① dB表示：取常用对数后乘以20或10所得的数值，不仅是失真率，而且电压比、电流比的dB表示为 $20\log A$ ，功率比的dB表示为 $10\log A$ 。
- ② 全高次谐波失真率：由于是将全部高次谐波成分叠加，所以称之为全高次谐波失真率。也常常称为高次谐波失真率。

声失真率时，多半也是写作全高次谐波失真率。本书也遵照这一习惯，以后除特别说明，提到失真率时，均指噪声失真率，使用THD缩写字母表示。

(2) 失真率的检测方法

由于失真率的定义是指，信号中含有基波之外的成分的多少，所以测定用陷波滤波器^③除去基波之后的信号大小，与信号源的大小之比即可得到其失真率。

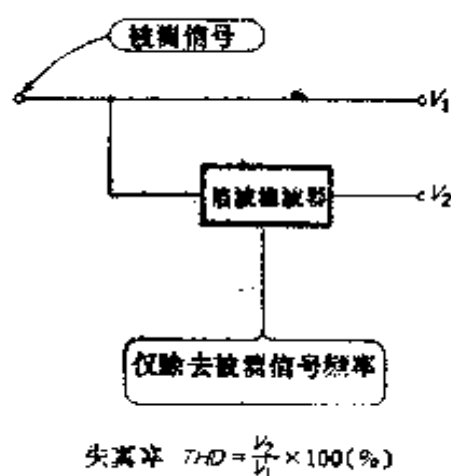


图9-3 失真率的测定原理

失真率的测定原理见图9-3。设被测信号的大小为 V_1 ，使用陷波滤波器滤除基波之后的信号大小为 V_2 ，则失真率THD为：

$$THD = \frac{V_2}{V_1} \times 100(\%)$$

此时，被测信号的频率必须与陷波滤波器的陷波频率完全一致。

③ 陷波滤波器：对其特定频率成分进行衰减的滤波器。

(3) 失真率计的结构

失真率计的组成见图9-4。如开头所述,是指包含振荡器的失真率计。这样作的目的在于除去使用方便之外,还因为可以同样设定振荡器的频率和陷波滤波器的陷波频率^①。如若不这样,也得使用其他振荡器,这样一来,将使得陷波器的设计变得十分困难。

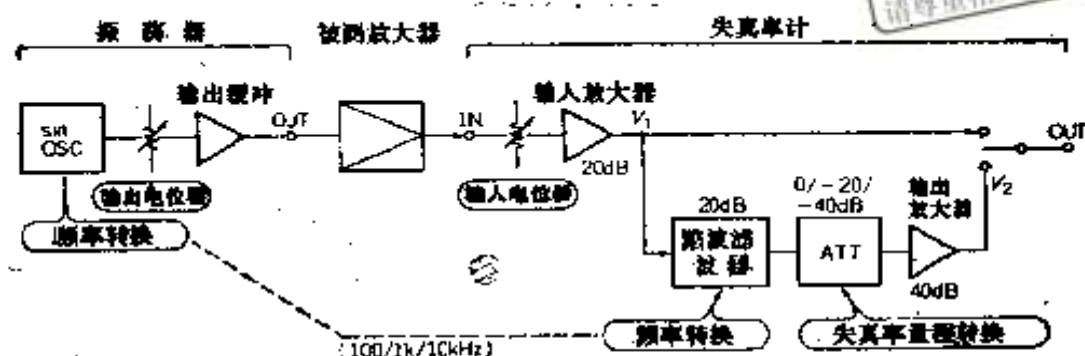


图9-4 失真率计的结构

振荡器设计成100/1k/10kHz三角频率可以变换,通过VR可调整输出电平,通过缓冲放大器输出输入到失真率计中。在这里首先进行输入电平调整,经输入放大器放大20dB,然后经过陷波滤波器,除去基波,其他成分放大20dB。

通常,在测定失真率时,多数都小于1%,由于陷波滤波器的输出将比输入小得多,所以陷波滤波器本身具有增益,而且输出放大器也具有40dB的增益。如果失真率高,则陷波滤波器的输出增大,因此,这时用ATT(衰减器)加以衰减。衰减率设计成可在0/-20/-40dB之间转换,这就成为失真率量程转换。

^① 陷波频率,指使用陷波滤波器衰减的频率。也包括零频率。

失真率可以按照含有基波的陷波滤波器之前的信号与输出放大器的输出信号值之比求得。设陷波滤波器的增益为 A_1 (倍), ATT的衰减率为 A_{11} (倍), 输出放大器的增益为 A_2 (倍); 若设输入放大器的输出为 V_1 , 输出放大器的输出为 V_2 , 则失真率 $THD(\%)$ 为

$$THD = \frac{1}{A_1 A_2 A_{11}} \cdot \frac{V_1}{V_2} \times 100(\%)$$

假如, 由于 $A_1=10$, $A_2=100$, 如果设 $A_{11}=1/10$ 时, $V_1=5V_{rms}$, $V_2=1.5V_{rms}$, 则

$$THD = \frac{1}{10 \times 100 \times 1/10} \times \frac{1.5}{5} \times 100 = 0.3\%$$

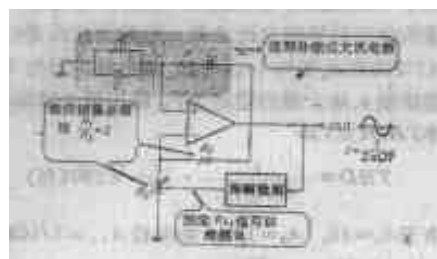
9.2 振荡器的设计

(1) 振荡电路的设计

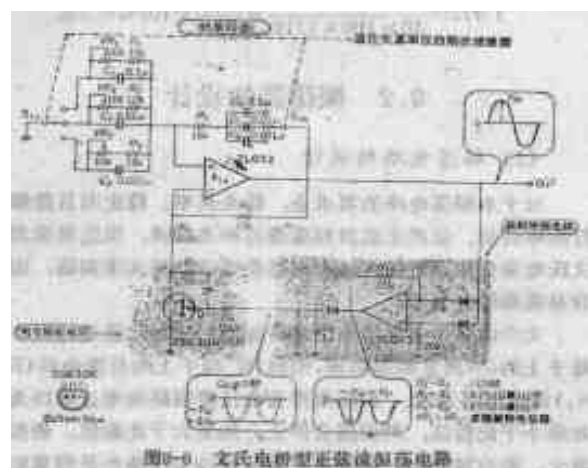
对于本振荡电路的要求是, 低失真率、稳定而且能够进行频率转换。虽然正弦波振荡器的种类很多, 但这里采用了文氏电桥型振荡电路, 这种电路能够简单地实现振荡, 而且容易获得低失真率。

文氏电桥型基本的振荡电路如图9-5所示。通过接在 IN^+ 端子上的 CR 决定振荡频率, 而由 IN^- 端子上的反馈电路(R_f 、 R_s)满足振荡条件。振荡条件为负反馈回路的增益维持为3。如果小于此数值, 则振荡会停止, 如果大于此数值, 则振幅增大, 输出被限幅。通常要正确地保持振荡条件是困难的, 所以设置振幅检测电路, 由此限制 R_{sc} 。

实际电路如图9-6。为要低失真率, 必须减小控制可变电阻回路的振荡检测电路的输出电压波纹, 这里在振幅检测电



超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



基本的文氏电桥振荡器

路中，采用简单的全波整流电路。可变电阻电路采用FET漏源的极间电阻。

① 文氏电桥元件 ($R_1 \sim R_4$, $VR_1 \sim VR_3$, $C_1 \sim C_3$) 的

计算

设定频率为 100/1k/10kHz 3 点, 图 9-5 中, 如 $R=16\text{k}\Omega$, 则

$$C_{f=100\text{Hz}} = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 16\text{K}} \\ = 0.0995(\mu\text{F})$$

$$C_{f=1\text{kHz}} = \frac{1}{2\pi \times 1\text{k} \times 16\text{k}} = 0.00995(\mu\text{F})$$

$$C_{f=10\text{kHz}} = \frac{1}{2\pi \times 10\text{k} \times 16\text{k}} = 0.000995(\mu\text{F})$$

为此, 设 $R_4=16\text{k}\Omega$, $C_1=C_4=0.2\mu\text{F}$, $C_2=C_5=0.01\mu\text{F}$, $C_3=C_6=0.001\mu\text{F}$ 。

$VR_1 \sim VR_3$ 为频率调整用半可变电阻器, 它们与陷波滤波器的频率相配合使用, 选用易调整和稳定性能良好的多次转动式电位器^②。考虑到陷波滤波器的陷波频率的误差, 这里设 $R_1=R_2=R_3=12\text{k}\Omega$, $VR_1=VR_2=VR_3=10\text{k}\Omega$ 。

由于上述这些元件确定了频率值, 所以必须有精度要求。 $R_1 \sim R_4$ 选用 $\pm 2\%$ (G 级) 以下的金属膜电阻器, $C_1 \sim C_6$ 使用 $\pm 5\%$ (J 级) 以下的聚苯乙烯电容器。

② R_5 、 R_6

由于设运算放大器的闭路增益为 3, 则如果设 FET₁ 的漏-源极间电阻为 r_{DS} , 则必须设

$$\frac{R_5}{R_6 + r_{DS}} + 1 = 3$$

由于 r_{DS} 容易控制在几百欧至几十千欧之间, 所以设 r_{DS} 为 $1\text{k}\Omega$, $R_5=10\text{k}\Omega$, $R_6=3.9\text{k}\Omega$ 。

② 电位器: 一般称为多次转动型半可变电阻器, 与一般的半可变电阻相比, 能进行微调, 而且老化和温度特性也优良。

③ 振幅检测电路

A_{1b} 、 D_1 、 D_2 、 $R_9 \sim R_{11}$ 为简易全波整流电路，其后是滤波电路，如果设二极管的正向电压为 V_F ，则在 D_1 、 D_2 的作用下，当 A_{1a} 的输出在 $-V_F \sim +V_F$ 的范围内， A_{1b} 的输出为0。当 A_{1a} 的输出超过 V_F 时， A_{1b} 成为增益为 R_{10}/R_9 的倒相放大器；当 A_{1a} 的输出低于 $-V_F$ 时， A_{1b} 成为增益为1的电压跟随器^①，结果，在 A_{1b} 的输出端出现负的全波整流波形。对此再进行负值峰值检波，以获得直流电压。

$\langle R_9 \sim R_{11} \rangle$

由于 A_{1a} 的输出负时的增益为1，所以正时的增益必须为-1。为此，必须使 $R_9 = R_{10}$ 。因此设 $R_9 = R_{10} = 20k\Omega$ ，并且与此相吻合， $R_{11} = 20k\Omega$ 。

$\langle D_1 \sim D_3 \rangle$

由于 $D_1 \sim D_3$ 处理的是大信号，所以无须 V_F 特别小，选用小信号用的二极管1S1588。

$\langle R_{12}、C_8 \rangle$

此时间常数越大，失真率也就越小。但太大，则会产生副作用，所以根据经验设为1秒，取 $R_{12} = 1M\Omega$ ， $C_8 = 1\mu F$ 。

$\langle$ 运算放大器 $\rangle$

由于即使在10kHz时也要产生振荡，所以希望采用宽带放大器，这里选用FET输入型低噪声运算放大器TL072。其他的运算放大器也同样选用TL072。

④ 可变电阻电路

这是一种利用FET的 r_{DS} 随栅电压变化原理的电路，从漏电极将交流反馈加在栅极上时，失真率减小，使工作稳定。

① 电压跟随器：增益为1的放大器。射极跟随器、源极跟随器也都是电压跟随器的一种。可作为阻抗变换器使用。

由于一般情况下, R_7 、 R_8 采用 $100\text{k}\Omega$, 所以这里选 $R_7 = R_8 = 100\text{k}\Omega$ 。并且, 由于 R_7 的时间常数要远小于最低振荡频率(100Hz), 如果设为 1Hz , 则

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f R_7} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 100\text{k}} = 1.59[\mu\text{F}]。$$

这里取 $C_7 = 2.2\mu\text{F}$ 。

(2) 输出电平调整与输出缓冲放大器

图9-7为此部分, VR_4 为输出电平调整, A_{2a} 为缓冲放大器。

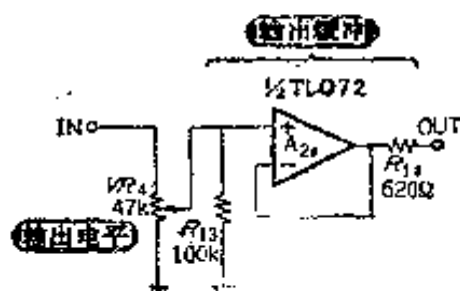


图9-7 输出电平调整与输出缓冲放大器

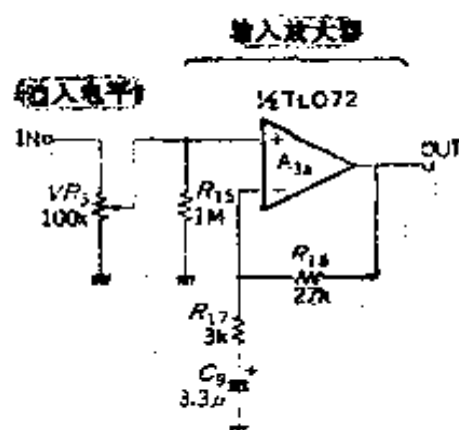
由于 VR_4 、 R_{13} 为 A_{1a} 的负载, 因此, 必须在 $10\text{k}\Omega$ 以上, 这里设 $VR_4 = 47\text{k}\Omega$, $R_{13} = 100\text{k}\Omega$ 。 R_{13} 本可不使用, 但能防止由于某种原因而使 A_{2a} 的 IN^+ 端开路。 R_{14} 能防止接上容性负载(屏蔽线等)时, 产生振荡, 其阻值必须在几百欧至几千欧之间。这里取接近于一般振荡器的输出阻抗 600Ω 的 620Ω 。

9.3 失真率仪的设计

(1) 输入电平调整与输入放大器

这部分的作用在于, 将输入信号调整到适当的电平值。输入放大器的增益越大, 则能测定越小的信号, 但如果处理

的信号太小，则会造成交流声^②等，因此，这里设为20dB。此部分电路如图9-8所示。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图9-8 输入电平调整与输入放大器

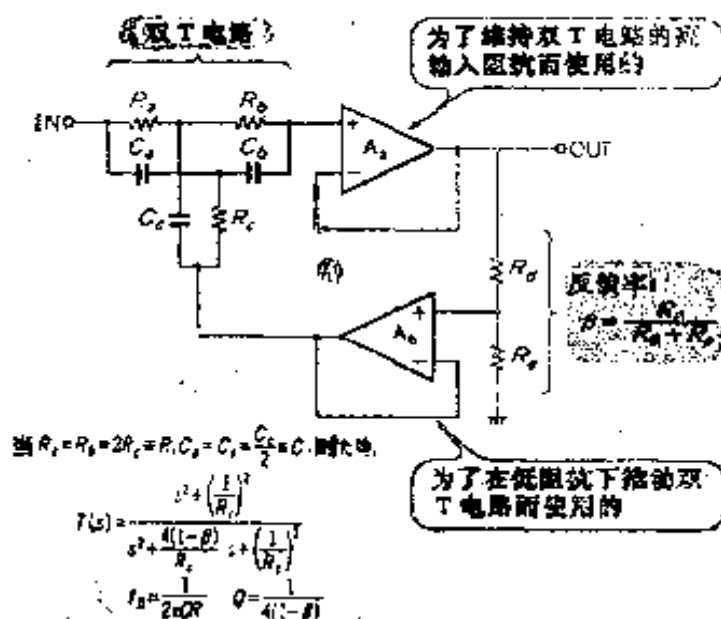


图9-9 采用双T的陷波滤波器

① VR_5 与 R_{15} ：失真仪的输入阻抗，随着 VR_5 位置不同，最大时等于 VR_5 ；最小时为 $VR_5 // R_{15}$ 。为了不致影响被测系

② 交流声：为交流100V电压所造成的线性噪声，频率为50Hz或60Hz。

统, 上述输入阻抗应取得尽量大些为宜。但如果太大, 容易染上噪声, 所以这里取 $V R_5 = 100\text{k}\Omega$, $R_{15} = 1\text{M}\Omega$ 。

② R_{16} 、 R_{17} 、 C_9 的计算: 为要使输入放大器的增益达到 20dB (10倍), 必须设 $(R_{16} + R_{17})/R_{17} = 10$, 由于此串联电阻也成为负载, 所以设 $R_{16} = 27\text{k}\Omega$, $R_{17} = 3\text{k}\Omega$ 。

由于输入信号频率最低可为 100Hz, 所以如设截止频率为 20Hz 时,

$$C_9 = \frac{1}{2\pi f_c R_{17}} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 100\text{k}} = 1.59[\mu\text{F}]$$

由此, 设 $C_9 = 3.3\mu\text{F}$ 。

(2) 陷波滤波器

此陷波滤波器的作用在于滤去基波, 其基本电路见图 9-9。双 T 本身具有陷波特性, 但由于仅仅如此, Q 值将低于 0.25, 所以为了提高 Q 值而通过 A_1 加以反馈。这样, Q 变成 $1/(1-\beta)$ 倍。

陷波滤波器的频率特性如图 9-10。 Q 值越大, 则波谷越陡, $2f_0$ 的衰减率 α 变小。于是, 从失真率的定义出发考虑, Q 越大, 测试误差越小, 但 Q 值越大, 器件的灵敏度越高。并且, 调整也变成临界状态。图 9-11 给出了 α 、 Q 与 $\beta (= R_d / (R_d + R_s))$ 的关系。如果设 $\alpha = 0.3\text{dB}$ 为允许范围, 则 $Q = 2.5$, 此值应是比较适当的。

实际电路如图 9-12, 通过改变频率值, 对双 T 进行转换, 并设定 CR 的误差, 使之能调整与 R_c 相当的阻值。在此级中, 希望增益为 20dB, 所以 A_{12} 并非电压跟随器, 而成为非倒相放大器。

① 双 T 电路的计算: $(R_{18} \sim R_{20}$ 、 $V R_6$ 、 $C_{10} \sim C_{12}$ 计算 (f_n

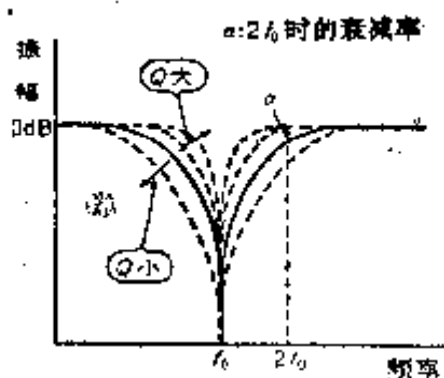


图9-10 陷波滤波器的频率特性

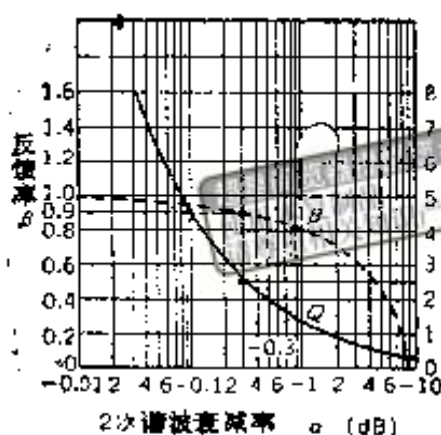


图9-11 陷波滤波器的反馈率 β 、 Q 与衰减率 α 的关系

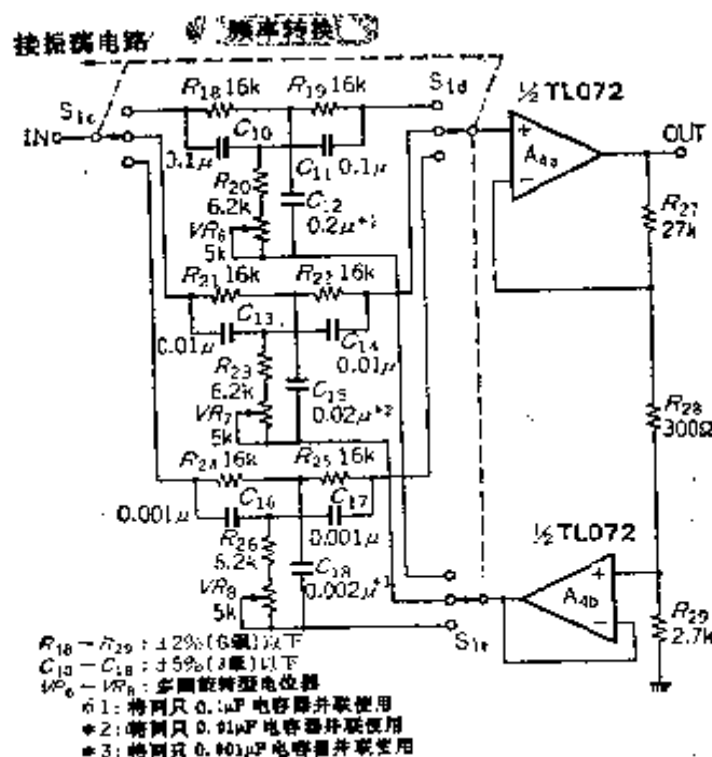


图9-12 陷波滤波器电路

$= 100\text{Hz})$ ，如图9-9所示，由于确定双T的频率值的式子与文氏电桥时的情况，所以采用同一常数，设 $R_{18} = R_{19} = 16\text{k}\Omega$ ， $C_{10} = C_{11} = 0.1\mu\text{F}$ 。由此，

$$R_{20} + VR_5 = \frac{R_{18+19}}{2} = \frac{16k}{2} = 8[k\Omega]$$

$$C_{12} = 2C_{10}, C_{11} = 2 \times 0.1\mu = 0.2[\mu F]$$

因此，考虑到对应于误差的可变范围，取 $R_{20} = 6.2k\Omega$ ， $VR_5 = 5k\Omega$ ，并且，由于一般 C_{12} 并非 $0.2\mu F$ ，因此将两只 $0.1\mu F$ 电容器并联使用。

如果这部分的元器件精度不高，无论怎样调整也不可能获得预期的衰减，因此 $R_{18} \sim R_{20}$ 应选用精度高于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻； $C_{10} \sim C_{12}$ 应选用精度高于 $\pm 5\%$ 的聚苯乙烯电容器，甚至希望使用同一批量的产品（通常如果集中一次在同一商店购买时，即为同一批量的产品）。并且如果不使用多圈旋转型电位器，则也不易调整。

〈关于 $R_{21} \sim R_{23}$ 、 VR_7 、 $C_{13} \sim C_{15}(f_0 = 1kHz)$ 及 $R_{24} \sim R_{26}$ 、 VR_8 、 $C_{16} \sim C_{18}(f_0 = 10kHz)$ 〉：

基于相同的原因，仅将电容器容量减小到 $1/10$ 或 $1/100$ 。于是得到 $R_{21} = R_{22} = R_{24} = R_{25} = 16k\Omega$ 、 $R_{23} = R_{26} = 6.2k\Omega$ 、 $VR = VR_8 = 5k\Omega$ 、 $C_{13} = C_{14} = 0.01\mu F$ 、 $C_{15} = 0.02\mu F$ 、 $C_{16} = C_{17} = 0.001\mu F$ 、 $C_{18} = 0.002\mu F$ 。

② $R_{27} \sim R_{29}$ 的计算：

为使 A_{4a} 成为增益 $20dB$ （10倍）的非反转型放大器，则必须满足以下条件：

$$\frac{R_{27} + R_{28} + R_{29}}{R_{28} + R_{29}} = 10$$

并且，由于前述在 $2f_0$ 处的衰减率 α 为 0.3 ，则由图9-11曲线查得 $\beta = 0.9$ ，因此，

$$\frac{R_{29}}{R_{28} + R_{29}} = 0.9$$

若满足以上二式，将串联电阻值组合成为几十千欧，则

$R_{27}=27\text{k}\Omega$ 、 $R_{28}=300\Omega$ 、 $R_{29}=2.7\text{k}\Omega$ 。

并且，由于 A_{40} 的增益误差与直接测定误差相关，因此这部分电阻也选用精度高于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻器。

(3) 量程转换与输出放大器

① 量程转换电路($R_{30}\sim R_{32}$):

量程转换电路如图9-13。考虑到实用性，将失真率的量程设为0.1、1.0、10%三档。

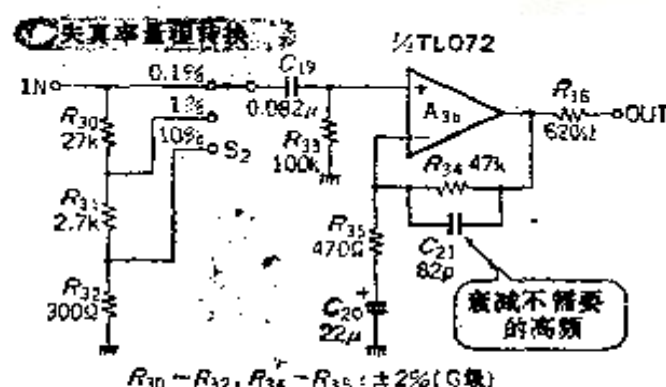


图9-13 量程转换与输出功率

由于陷波滤波器增益为20dB，如后所述，输出放大器具有40dB的增益，所以这里若不衰减信号，则选0.1%的量程；如果使信号衰减为1/10或1/100，则选1.0或10%的量程，即通过变换转换开关可以把信号变为1、1/10、1/100倍，因而可使 $R_{30}:R_{31}:R_{32}=90:9:1$ 。于是 $R_{30}=27\text{k}\Omega$ 、 $R_{31}=2.7\text{k}\Omega$ 、 $R_{32}=300\Omega$ 。若此比例关系一乱，则会造成直接测量误差，这里也应选用误差小于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻。

② 输出放大器:

由于陷波滤波器的输出将基波滤掉了，因此一般情况下的电平是相当小的，于是要通过输出放大器将其放大。由于陷波滤波器的增益为20dB，如要获得0.1%的量程，应具有

40dB的增益。

< R_{33} 与 C_{19} 的计算>:

R_{33} 的作用在于为运算放大器 A_{3b} 加上偏压, 其阻值为输出放大器的输入电阻, 所以这里取 $100k\Omega$ 。如果设低端截止频率为 $20Hz$, 则

$$C_{19} = \frac{1}{2\pi f_c R_{33}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 100k} = 0.0796[\mu F]$$

于是选 $C_{19} = 0.082\mu F$ 。

<关于 $R_{34} \sim R_{36}$ >

由于希望得到40dB的增益, 则

$$\frac{R_{34} + R_{35}}{R_{35}} = 100$$

这里选 $R_{34} = 47k\Omega$ 、 $R_{35} = 470\Omega$ 。于是, $(R_{34} + R_{35})/R_{35} = 101$ 。如果考虑到运算放大器的开环增益不可能无限大以及电阻器的阻值误差等因素, 上述选择是合适的。而且, 这里也应选取误差小于2%的金属膜电阻器。

由于 R_{35} 的作用与 R_{14} 相同, 所以与 R_{14} 一样, 设定为 620Ω 。

< C_{20} 、 C_{21} 的计算>:

如果设低端截止频率为 $20Hz$, 则

$$C_{20} = \frac{1}{2\pi f_c R_{35}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 470} = 16.9[\mu F]$$

于是选取 $C_{20} = 22\mu F$ 。

C_{21} 的作用在于滤掉无用的高频, 如果设高端截止频率为 $40kHz$, 以便在测定 $10kHz$ 失真率时, 不会影响2次、3次谐波(在普通放大器中, 2次、3次谐波成分较多), 则

$$C_{21} = \frac{1}{2\pi f_c R_{34}} = \frac{1}{2\pi \times 40k \times 47k} = 84.7[pF]$$

于是选取 $C_{21} = 82pF$ 。

9.4 失真率仪的调整与使用

如果将每部分所设计的电路汇集在一起, 则如图9-14所示。这里将电源旁路电容器省掉了。本测试仪选用金属外壳。

(1) 调整

本失真率测试仪的调整是非常重要的, 不经调整几乎是不能使用的。因而要花费充分的时间进行仔细的调整。并且在调整时, 要在铝板等操作台上进行, 以消除交流声的影响。

首先, 将 S_1 打到1kHz档, S_2 打到10%档, S_3 打到CAL方, 将 VR_4 调到最大值, 将半可变电阻 ($VR_1 \sim VR_3$ 、 $VR_6 \sim VR_8$) 全部调到中点位置, 并将OSC OUT与DIST IN串联, 将交流电压表接在OUT端, 用示波器一边监视, 一边进行调整。

① 调 VR_5 , 使OUT电压 $V_{OUT} = 0.5V_{rms}$, 然后将 S_3 打到MEAS一方。

② 将 VR_2 与 VR_7 交替旋转, 以使 V_{OUT} 变为最小。此时, 若 V_{OUT} 小于 $0.5V_{rms}$, 则将 S_2 打到1%档。再进行相同的调整。如果更小于 $0.5V_{rms}$, 则将 S_2 打到0.1%档, 然后再进行同样的调整。

③ 即使旋转 VR_2 、 VR_7 , V_{OUT} 也不会再变小时, 将 S_3 打到CAL一方, 使 V_{OUT} 变为 $5V_{rms}$ 。

④ 将 S_3 打回MEAS方, 再重复进行②的调整步骤, 直到即使旋转 VR_2 、 VR_7 , V_{OUT} 也不会再变小为止。

当进行以上调整时, 最终 S_2 在0.1%档处, V_{OUT} 将小于 $3V_{rms}$ 。此时的波形成为去掉了基波的失真波形。这种调整用文字叙述简单, 但实际操作起来却十分麻烦, 如果忽视, 则不可能获得所期望的性能。而且, 如果 V_{OUT} 变小, 容易受到

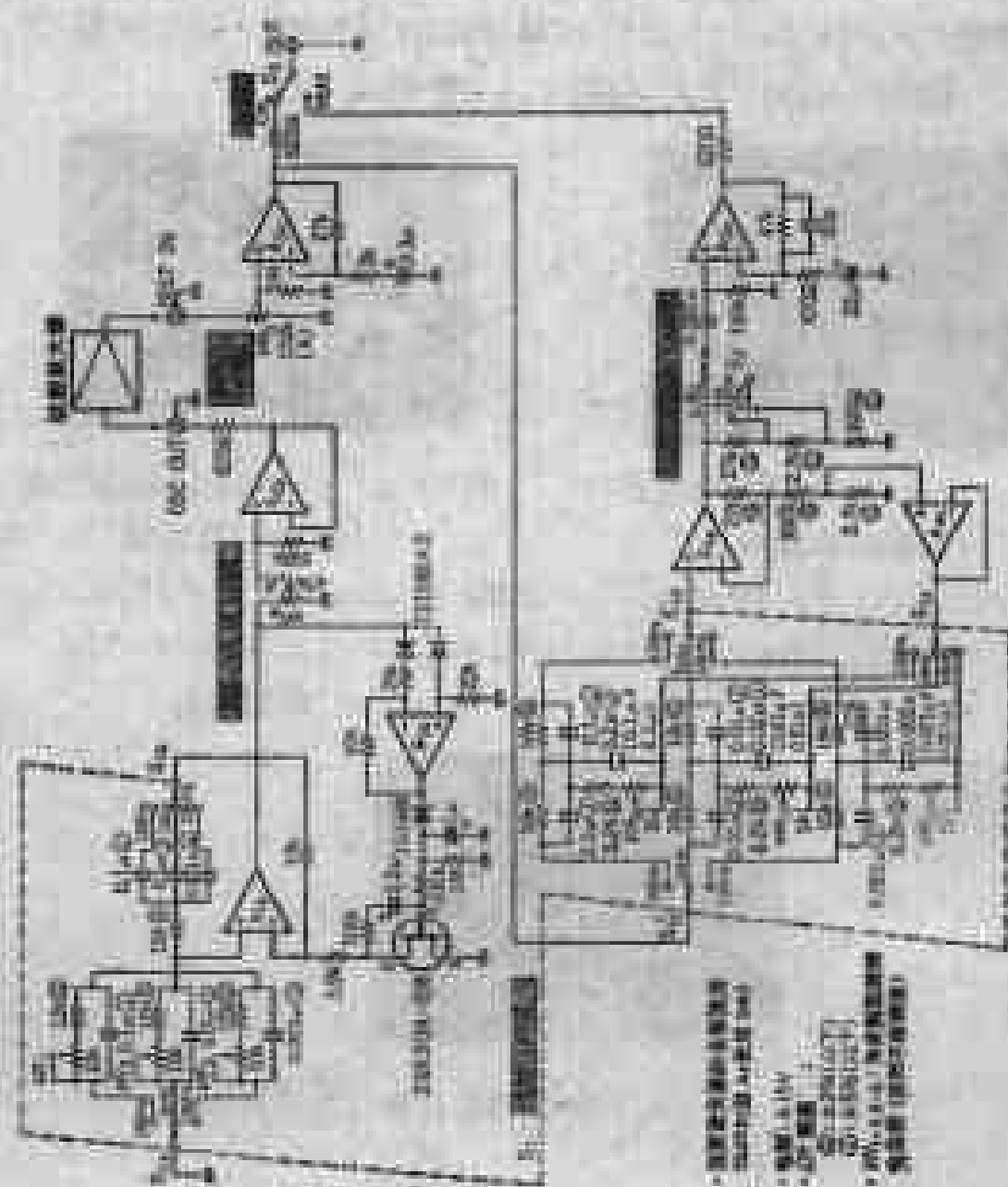


图 9-11 全电路图

交流声的影响, 所以要进行可靠的接地处理。

图9-13是进行失真度调整时的情况, 100Hz和10kHz的调整
 七相 00Hz时的调整时, 将 S_1 打到100Hz
 / R_2 行10kHz时的调整时, 将 S_1 打到10
 kHz档, 调整 VR_3 和 VR_8 , 使得 V_{OUT} 变得最小。

超星阅读器提醒您：
 使用本复制品
 请尊重相关知识产权！



照片9-1 $f = 100\text{Hz}$ 时的输出波
 形和失真波形

$X: 5\text{ms/div}, Y: 1\text{V/div}$

$V_o = 1.45V_{rms}, THD = 0.053\%$
 (无滤波器)

照片9-2 $f = 1\text{kHz}$ 时的输出波
 形和失真波形

$X: 0.5\text{ms/div}, Y: 1\text{V/div}$

$V_o = 1.45V_{rms}, THD = 0.031\%$
 (无滤波器)

照片9-3 $f = 10\text{kHz}$ 时的输出波形与失真波形

$X: 50\mu\text{s/div}, Y: 1\text{V/div}$

$V_o = 1.40V_{rms}, THD = 0.037\%$ (无滤波器)

(2) 使用方法

如图9-14所示, 将欲测定失真率的放大器(被测放大器)

的输入端与本测试仪的OSC OUT相接,而将被测放大器的输出端与DIST IN相连。通过OSC OUTPUT LEVEL调整被测放大器的输入电平,使之达到适当数值。并由 S_1 选择要测定的频率。实际测定时,按以下步骤进行:

① 将 S_3 打到CAL一方,旋转 VR_5 ,使 $V_{OUT}=5V_{rms}$ 。如不满 $5V_{rms}$ 时,将 VR_5 调到最大。这样调整之后,将调整后的 V_{OUT} 设定为 $V_{OUT(CAL)}$ 。

② 将 S_2 打到10%档, S_3 打到MEAS一边,读取 V_{OUT} 。此时,如果 $V_{OUT} \leq 0.5V$,则将 S_2 打到1%档。而如果 $V_{OUT} < 0.5V$,则将 S_2 打到0.1%档。将由此获得的 V_{OUT} 设定为 $V_{OUT(MEAS)}$ 。

③ 失真率THD可由下式求得:

$$THD = \frac{V_{OUT(MEAS)}}{V_{OUT(CAL)}} \times DR[\%]$$

DR: 失真量程, 为10、1、0.1。

例如, 设 $V_{OUT(CAL)}=5V_{rms}$, S_2 为0.1%量程, $V_{OUT(MEAS)}=3.5V_{rms}$, 则

$$THD = \frac{3.5}{5} \times 0.1 = 0.07[\%]$$

(3) 失真率仪的特性

在本测试仪的特性中较重要的特性是振荡器的失真率和陷波滤波器的特性。它们都会直接影响着能够测得的最低失真率。振荡器的失真率, 当 $f=100\text{Hz}$ 时, $THD=0.053\%$; 当 $f=1\text{kHz}$ 时, $THD=0.031\%$; 当 $f=10\text{kHz}$ 时, $THD=0.037\%$ 。并且, 其输出电压分别为 $1.45V_{rms}(100\text{Hz})$ 、 $1.45V_{rms}(1\text{kHz})$ 、 $1.40(10\text{kHz})$ 。此时的波形分别示于照片9-1

至9-3。而陷波滤波器的频率特性如图9-15所示。它为从 A_{3a} 的输入直到 A_{4a} 的输出特性。无论是何频率下,相对于平坦部分,都能获得 -76dB (相当于失真率 0.016%)。

将本测试仪和专业生产厂家的测试仪对被测放大器的失真率(1kHz 时)进行实际测定,所得数据见图9-16。能测定的最低失真率将比振荡器的失真率稍大一些,达到 0.044% 。如果被测放大器的实际失真率小于这个数字时,采用本测试仪能获得此数值。此外,几乎与专业厂家的产品完全一致,达到了预期的目标。

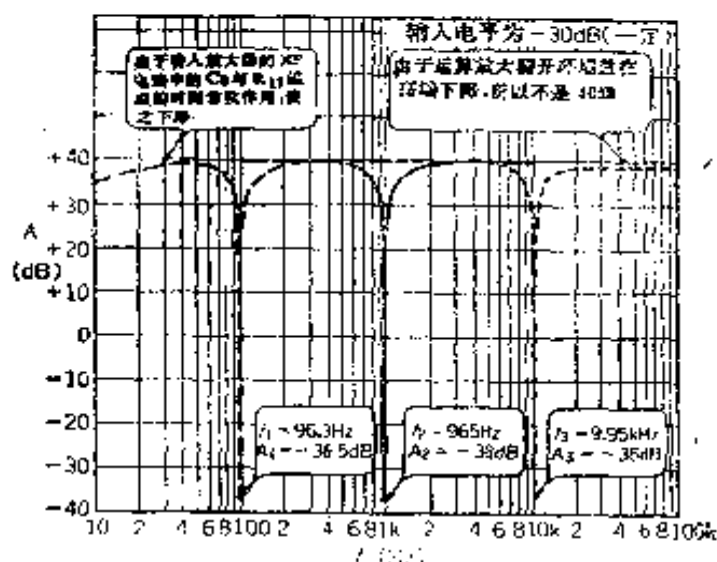
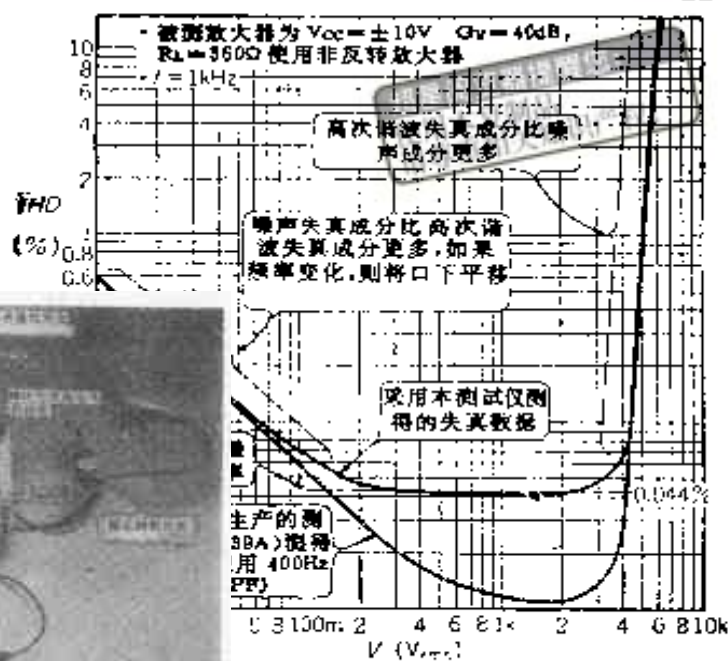


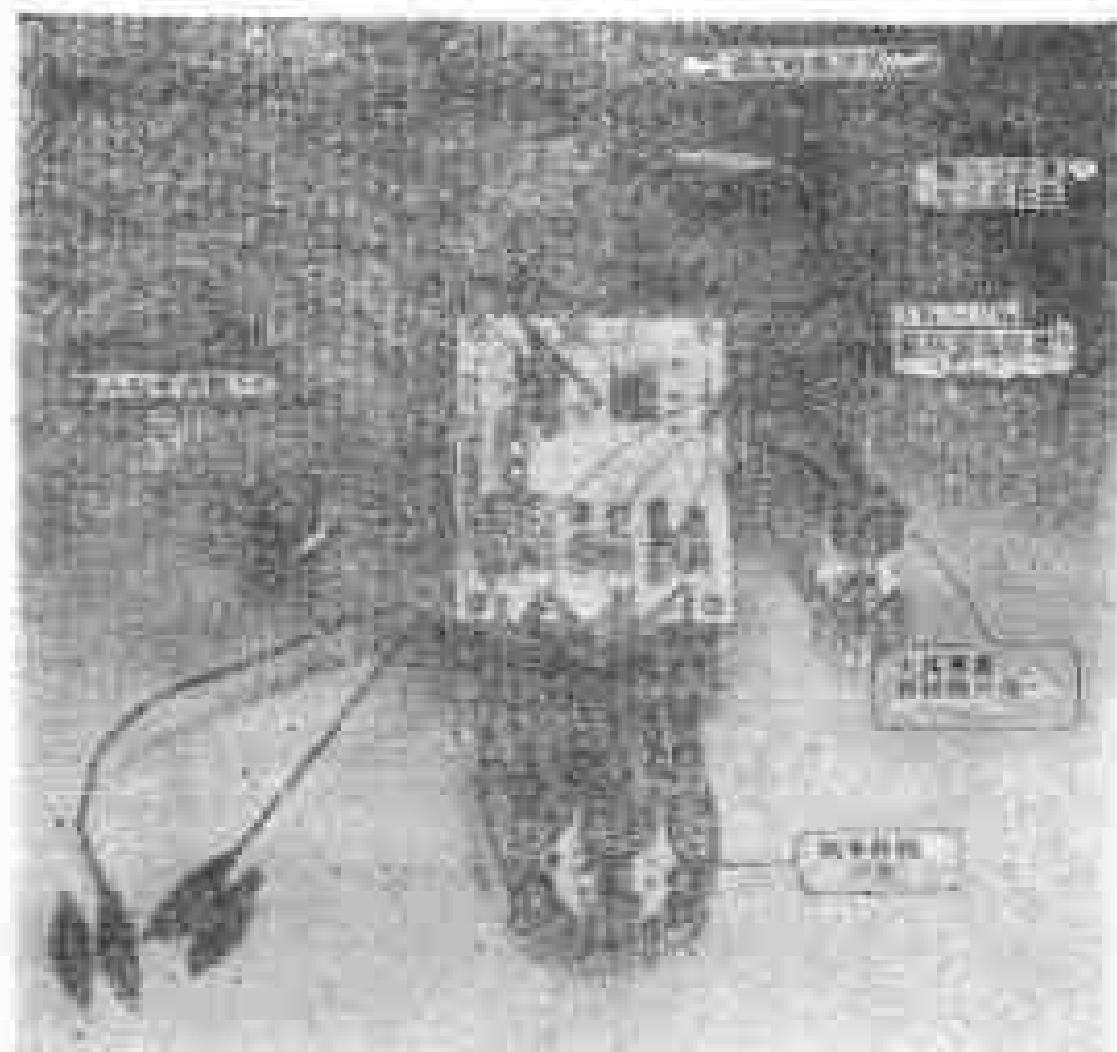
图9-15 输入放大器~陷波滤波器的频率特性



制作实例(1)



仪与专业厂家的测定仪的数据比较



創作实例(4)