**DIY DIGITAL BRIDGE – TECHNICAL & CIRCUIT DESCRIPTION**

Author:- Xu Jianwei Putian 10 Middle School, **13850262218**

* **Overview:-**

玩矿石收音机，大部分元件需要DIY，所以需要知道元件的参数。因为DIY的元件没有标称技术参数。比如，需要知道谐振器件、检波器件、天线、耳机、变压器等器件的电抗特性。其中，高频参数可以使用Q表解决问题，而低频参数Q表难以测定。为了解决这个问题，笔者认为LCR数字电桥能够胜任。

* **·设计目标：**

1、能够准确测量电抗器的L、C、R，精度优于0.5%，如果进行人工逐档校准，精度优于0.3%

2、取材容易，电路简洁，易于制作，成本应适当控制。使之具有更强的业余DIY价值及研究价值，并通过设计、DIY学习到LCR电桥的相关细节、原理。

**·本LCR表的基本特性**

AD转换器的字数：约1000字，采用了过采样技术，有效分辨力约为2000字

测量方法：准桥式测定，测量原理类似于比例法测电阻。

主要测量范围：1欧至0.5兆欧，精度0.5%（理论），阻抗实测比对，均未超过0.3%

有效测量范围：2毫欧至10兆欧，最小分辨力1毫欧

串联残余误差：2毫欧，低阻测量时此误差不可忽略

并联残余误差：50M欧，高阻测量时此误差不可忽略

Q值误差：±0.003（Q<0.5），Q/300（Q>2，相对误差，简易算法），其它按0.5%左右估算

D值误差：±0.003（D<0.5），D/300（D>2，相对误差，简易算法），其它按0.5%左右估算

注意：Q = 1/D

测试信号幅度：峰值200mV（100Hz），180mV（1kHz），140mV（7.8kHz）

电感：0.02uH分辨力，测量范围0.1uH至500H，超出500H未测试（因为我没有更大的电感器）。

电容：分辨力与夹具有关。夹具好的话，分辨0.1pF或0.05pF，不屏蔽只能分辨到0.2pF，甚至只有1pF。上限测量，没有测试，只测过10000uF电容，手上没有更大的电容。

实测误差，比上述精度指标好许多。

本表基准源：分别为4个基准电阻，一个时间基准。电阻基准就是电桥的4个下臂电阻，要求精度达到0.1%，对1%精度的金属膜电阻筛选即可。时间基准用32MHz石英晶振得到，精度可以满足电桥要求的。如果电阻达不到要求，可以使用软件校准。

频率精度：实际频率为99.18Hz、999.45Hz、7812.5Hz，简写为(100Hz、1kHz、7.8kHz)。由于DDS的频率分辨力有限，所以不采用整数频率。频率精度约为0.02%（由石英晶振决定）。

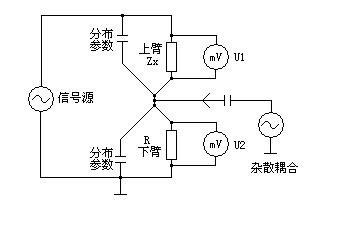
信号源失真度：没有专用仪器测试，只做估测。对输出信号做一次高通滤波后，用示波器观察，未发现可觉察失真。如果有可觉察失真，对D值测量有小量一些影响。

**·特点：**

将正弦信号发生器、AD转换器、0度方波、90度方波全部利用单片机完成，电路大大简化，而性能可以满足一般要求。这使得仿制者更容易，更适合作为DIY仪表。

**二、LCR数字电桥的原理**

**·LCR电桥原理**



测定电抗元件Zx中电压U1与电流I，利用欧姆定律就可以得到

当Zx串联了已知电阻R，那么测定了R上压降U2，就可得到

可见，无需测量I的具体值就可以得到Zx，这是电桥的一般特征。

为了得到Zx在x轴与y轴上的两个分量，以上计算须采用复数计算。

设U1 = a+jb，U2=c+jd

那么

U1与U2要采用同一个坐标系来测量。借助相敏检波器，可以分离出a、b、c、d，相敏检波过程，需要一个稳定的0度与90度的正交坐标轴，测量期间，U1、U2向量也必须在这个坐标系中保持稳定，不能乱转。为了得到足够的精度，控制好放大器的增益，使得a、b、c、d的有效数字足够大，Zx的测量精度就高。然而，Zx分母两个正交量ac+bd和bc-ad，其中一个可能相对于另一个小得多，这就要求AD转换器的精度及分辨力要足够大，否则小的那一个难以分辨出来。

为了减小分布参数的影响，电路中引入了V/I变换器，上、下臂的中点变为了虚地。详见电路。

上、下臂电压分别通过“仪表三运放”缓冲放大后输出。“三运放”电路有较强的共模抑制能力。V/I变换器，并不能保证在7.8kHz时虚地对地电压为零，尤是在低阻测量时，这就产生了共模干扰信号，因此引入仪表三运放电路是必要的。可见，V/I变换器与“三运放”的结合，有效实现了上下臂电压的隔离放大，并且在音频域很容易得到高精度。

经K3切换上下臂，信号进入下一级放大。为了使电桥更精确，通常要求上、下臂使用“同一个毫伏表”放大（或者不放大，直接进行相敏检波）。由于本电路AD的分辨力不足，直接检波只能保证电桥在平衡点附近±30%的范围内取各较好的精度。如，桥平衡时对应表头字数600字，若被测阻抗不能使电桥平衡时，上臂变为600+300=900字，下臂变为600-300=300字，显然，对于300字的读数，最多只能得到0.3%的精度，超出这个范围后，精度将下降。以上分析表明，对于某一量程，保持良好精度的范围比较小，除非采用更高精度的AD。为了解决这个问题，后级可控增益对每个量程都启用，这样，各档测量范围就增加了，而精度没有明显减小。启用了可控增益放大器，上下臂电压测量实际上不再使用“同一个毫伏表”，因此误差大一点。

两级可控增加，分别为9倍和3倍，组合后，得到1、3、9、27四种增益放大。

电路中的杂散耦合总是存在的。没有严格的屏蔽，杂散耦合多少存在一点，对高阻测量有影响。当然，电路板内部信号传递过程中也存在一些杂散耦合，这种耦合干扰常表现为高、低阻测量总是存在理论预期之外的误差，适当的电路结构，可以增加抗干能力，必要时，还要在PCB板设计上多下点功夫。为了简化电路，采用了四运放电路，这也增加了运放之间的相互干扰。

带波滤波器的阻抗：带通滤波器可以抑制高频干扰，防止运放过载，同时可以减小工频干扰，使得末字跳动减小。此外，滤波器对高次谐波有一定的抑制作，对提高7.8k档D值精度是有一定帮助。设计滤波器应注意阻抗问题。高阻抗滤波器本身会受到电路板上的附加耦合的干扰。所以要求电容的取值不小于10nF

DDS滤波器的阻抗也不能设计得太小。道理与带通滤波器是一样的。即使是想设计100kHz的RC滤波器，也不宜采用小于10nF的电容。电路板上的分布耦合，可以按0.1pF至2pF之间估算。当后级信号比DDS信号大时，这种耦合是很可观的。如DDS输出0.2V，末级输出2V，那么0.2pF的耦合相当于0.2V下2pF的等效耦合量（类似密勒效应），当DDS滤波器输出电容采用1000pF时，那么2pF的附加耦合相当于引入了2/1000的0.2%的误差。倘若DDS输出滤波器的Q值较高，误差还要放大Q倍左右。实际上，在PCB布线中，没有进行充分屏蔽，10cm长度的引线，足以产生1pF的分布电容。布线长度，一般都有几个厘米或更长，加上元件本身有一定的体积，分布耦合还是比较大的。所以，使用1nF的滤波电容，产生0.2%的额外误差是很正常的。

由于LCR电路中，没有信号大电流，地线上也没有，所以对地线布置倒是没有很严格的要求。

**·V/I变换器的作用**

为了更加准确的测量U1与U2，须满足一些测试条件。即流经被测电抗Zx的电流，必须严格等于流经电阻R的电流。

设Zx与R串联后，Zx另一端接信号源，R另一端接地。接信号源的那一端称为热端，接地的称为冷端，串联的连接点称为温端。现在有个麻烦的问题：当毫伏表接入Zx或R两端，会产生分流，引起Zx与R上的电流不会严格相同。再者，温端对地分布电容以及温端对热端的分布电容，也会造成Zx与R上的电流不相等。总体上说，会有一小部分电流从其它途径耦合到温端，结果Zx与R上的电流不相等。

当电路采用运放做“V/I变换器”，那么温端就变成了虚地。接在虑地上的对地负载电抗，不会产生分流，进而解决了毫伏表的分流影响。温端的对地分布电容，也可以看作对地负载。由于虚地对地电压为0，所以温端的对地分布电容不会分流Zx与R上的电流。

加入了V/I变换器，并不能解决温端与热端的分布电容耦合。切底解决这个问题的最好办法，就是对信号进行屏蔽。严格屏蔽，要用金属壳密封，广义屏蔽，就是信号源要远离Zx。

采用了V/I变换器，上臂热端、下臂热端，它们对地负载不会影响Zx、R上的电流。

如果不采用V/I变换器，电桥中点对地是浮动的，若想把U1、U2转换为对地电压，就须采用差动放大，而且要求差动三运方的共模抑制能力非常高，这不容易。采用了这种V/I变换器，对差动放大的共模抑制要求低一些。

有的LCR表设计，两臂电压测量直接采用开关切换，没有缓冲，这时上臂的限流电阻不可取值太大，以免切换过程中信号源电压变化，造成桥臂中的电流发生改变。当然，这种影响，也可以在软件中进行补偿。

**·开关式鉴相器**

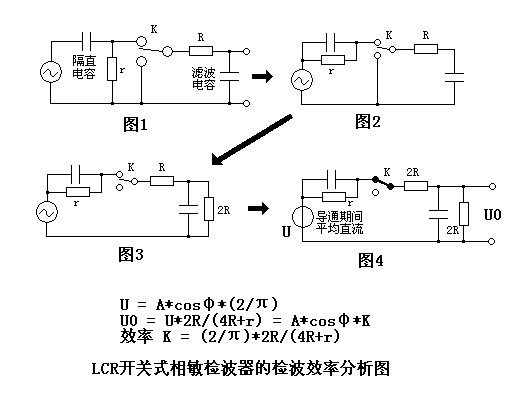
正弦信号Asin(x+Φ)，为了实现相敏检波，我们在信号通路上设置一个开关，使之仅导通半个周期。

导通开始时刻对x=0，那么导通期间的平均直流是：

当导通时刻为x=π/2，平均直流

显然，如果使用复数表达，两个开关信号是相差90度的，构成坐标系。该正弦向量在这个坐标的辐角是Φ，模是A，它的两个正交量向量是实部（AcosΦ，0度）和虚部（AsinΦ，90度），而上面正交检波的结果与这两个向量的模值成正比，比例常数2/π。因此，对于一个理想开关，只要控制好开关的导通时序，确保Φ稳定，两轴严格相差90度，并且导通时间为1/2个周期，那么就可以分离出信号向量的两个正交分量。

实际相敏检波器电路的检波效率并不是上述的计算值K=2/π，而是K=(2/π)\*2R/(4R+r)，详见下图：



本电路的检波效率是：K=(2/π)\*2R/(4R+r)=(2/3.14)\*2\*51/(4\*51+20)=0.29

**三、焊接与元件选配及调试**

焊接是基本功，LCR表元件多，焊接技术不过关，DIY本电路不易成功。这里讲到的焊接问题，包括元件引脚顺序、极性的识别，焊接技巧，飞线方法，检查连线正误的技巧，焊接质量、温度控制等等。这些问题不是一两天就能学会的，需要一定的时间积累。因此，从来没有电子DIY的朋友，请不要制作本电路，建议从基础的开始。

双面PCB板孔洞疏通：电阻位置焊错了，得取出重新焊接。取出后，焊盘被堵，可能造成其它元件（如集成电路）安装不了，这时得疏通焊孔。可以使用“现场”工具来解决：平时剪下来的电阻引线不要扔，在烙铁加热下，把电阻引线穿进洞中。控制好温度，同时让电阻线只往一个方向运动，直到引线取出，这时孔内的焊锡就会被带出来。也可以试试牙签等工具。

焊接鳄鱼夹：把它夹在一个镊子上焊接。焊接这类元件是，一般要对两个待连接端子事先分别上锡。

双面板拆集成：1、引脚集体加热，同时拆。2、烙铁功率小，集体加热不灵。把引脚全部剪断，一脚一脚拆，这是万能的，不伤害PCB板的。

集成电路一般不会焊错，电阻容易焊错。

**LCR1.0 PCB板上有一个错误。从PCB板的背面看（没有文字标注的那一面），7805的输入端，引出了两条线，一条接到整流二极管，另一条接到地线去了（长度约0.5cm），显然发生了错误。请把这条0.5cm的线割断，改接到7805的第二脚。**

**首先安装调的元件是电源部分，而不是其它元件。**电源不正常，如输出电压过高，很容易把单片机烧掉，到时就麻烦了。在双面板上取下集成电路，不是很容易。所以，电源调试正常了，再安装其它元件。变压器请使用小功率的，那么调试过程中，万一短路什么的，通常不烧器件的。

**电路的元件参数有改动，请按新版PCB的标注安装。**

**机械开关，按下时启动20欧档输助功能，请注意安装方向。输助开关仅在20欧档才能打开，其它档必须关闭。输助开关是用来扩展20欧档量程下限的。**

OP07输出接了一个2k电阻。由于新版电路还利用10欧电阻加了偏置电压，而PCB板是上星期制作的，没有偏置。建议这样解决问题：2k电阻与10欧电阻串联后，变成一个直插元件，插入原来的2k电阻孔，要注意方向，串联体的2k电阻引脚接电源端，10欧电阻接1N4148端。再取100k电阻，从串联体电阻的中间连接头直接飞到104电容，与104电容连接的那个电阻孔可以利用，在PCB板正面飞过去。注意，这个100k电阻两引脚的对地阻抗是不同的，接104电容的那一脚对地是高阻抗的，所以引线要短一点，另一头是低阻抗的，长还是短无所谓。原PCB板上相应的100k电阻也标错了，在7905右边，被标注为1k欧。通过飞线安装100k电阻，PCB板上当然就不要再装这个100k电阻了。

**装完后，应检查TL082信号输出是否与设计值相同，偏小10%是可以的。偏大10%则不可以。我试装两台，另一位坛友也试装一台，均一次性达到设计值，无需讨整。**

电路中的电源滤波小电容，采用瓷片电容或独石电容。

接P1.0口的那两个104电容，采用体积小的涤纶电容或独电容，用大体积的涤纶电容不一定能装得下。最好，测定一下它的漏电情况，测量方法是：电容一脚接到5V源，另一脚接数字万用表电压档正极，万用表负极接地，数字万用表最终显示的数值小于1mV，说明它的漏电很小。几个mV漏电不要紧。

其它的最好多使用涤纶电容。

除电解电容外，LCR表上的阻容元件的参数，几乎都不能做改动，所有的电阻的阻值关系，不单单是“调试”出来的，它经过了理论的计算与调试验证得到的，如果因为手上没有合适的阻值的元件，而改动参数，多半会影响电桥的精度或可靠性。

一定要看明PCB板上各元件对应电路图中的哪个元件，才能明白哪些电阻要求精确。

**全部安装完成后，请进入菜单7，先把设计参数为：M0=-2.0，M1=0，M2=0，M3=0，其中，M0是AD零点改正值，M1、M2、M3是相位校准参数，具体详见下文。**

**电阻精度要求：**

1、除单片机部分，其它与交流信号有关的，须全部使用1%金属膜电阻，或精度更高的电阻。

2、4个下臂电阻，须筛选到0.1%精度以上。

3、9倍增益切换运放的反馈电阻，2k和16k两电阻，须是8.000倍关系，即不要求电阻精确，要求比值精确，筛选到0.05%精度是比较容易的。

4、3倍增益切换运放的反馈电阻，1k和2k两电阻，须是2.000倍关系，即不要求电阻精确，要求比值精确，筛选到0.05%精度是比较容易的。

5、5倍增益运放的电阻，共有8个，四个2k和四个10k电阻

上臂的2k电阻(负输入)与下臂2k电阻(负输入)，应严格相同，匹配到0.05%至0.1%

上臂的10k电阻(负反馈)与下臂10k电阻(负反馈)，应严格相同，匹配到0.05%到0.1%

上臂的2k电阻(正输入)与下臂2k电阻(正输入)，1%精度，此电阻精度影响共模抑制，对高频大电流很重要

上臂的10k电阻(正接地)与下臂10k电阻(正接地)，1%精度，此电阻精度影响共模抑制，对高频大电流很重要

由于4个下臂电阻，筛选到0.1%精度难度大。所以软件中提供了下臂电阻软件校准功能。电阻误差小于0.5%，就可以被有效的校正，超过0.5%则无法校准。

**·制作要点：**

关键电阻的精度要高一些。详见上所“电阻精度要求”

电源变压器使用8V\*2或9V\*2，其中7905与7805无需加散热器。接变压器的排针与接下载线的排针最好区别开，如果不区分，万一把9V电源插到下载线排针，单片机或电路有可能烧毁，当然通常是不会烧的。

接线完成后，检查的关键是：每个IC电源和地线有没有接错。若电源没接错，IC通常不会烧。

飞线多，不小心就会错，所以9V变压器使用小容量的，万一接错或碰电，由于变压器功率不足，反而会保护电路。

单片机的电压不可过高，如果高于5.5V，有危险。比如，不小心加入12V电压，单片机必烧。所以各个IC的供电是关键。

如果夹具采用两线法，测试线和线夹总长度应小于10cm，线径采用0.75平方毫米。

TL082负载能力测试：在信号输出运放的输出端，对地接51欧电阻，三个频率档位下输出的波形不得有失真，直接用示波器观察即可。测试完成后，拆除51欧电阻。没有示波器，此项工作可省略。

制作时，应注意TL082信号输出的幅值，是否在设计规定的范围内。用频响较好的万用表测量即可。

**四、设计思路**

设计此表，前后花费了一个多月的业余时间，更改了多个版本，总体比较满意。

本表主参数精度良好，副参数精度较差。这是表头AD灵敏度不够造成的。因此，如果想测量Q值，当Q值大于100时精度非常低。

本表从一开始就没有在副数上多下功夫，始终坚持采用单片机自带的10bit AD转换器，以便大幅度简化电路结构。

网上流行的俄版电路，其核心部分本表均未采用。

俄版电路采用ICL7135作为AD转换器，精度比STC单片机自带的AD性能好很多。然而，经过多次计算分析，结论是用自带AD也可以得到优于1%的主参数精度，所以最后放弃ICL7135。设计后期，对电路优化设计，很大程度上泥补了STC单片机AD的不足。，

ICL7135的最终精度与芯片质量及积分电路有关，因此要使ICL7135精度达到4位半表头，也不是很容易。7135的几个电容就足已占去半块PCB板。仿制者通常用低压的小电容代替，这种情况，AD转换器本身的精度一般是低于0.05%的，最后得到的LCR表也会低于0.1%精度。当我们对LCR表的精度要求特别高时，对电阻的精度要求也高，精密电阻不好找。综合这些因素，最后选STC自带AD，代价是损失少量主参数精度，同时损失较多副参数精度。

信号源是LCR表的一个核心部件，俄版的正弦信号发生器及0°、90°方波发生器，其综合性能并不会优于本电路，相反，本电路显得非常简单，仅使用了一组RC滤波器及DDS程序就完成了这两种信号的生成。

相对许多其它形式的LC测量电路，相敏检波器是LCR表特有的。本电路采用开关式相敏检波器，性能良好。实测了几个数据，比我预想的要好。比如，小信号用0度轴检波，OP07输出得到293.5mV，用180轴得到-293.0，这当中包含用OP07的输出失调、万用表正反向测量误差0.1mV。OP07输出失调的主要原因是输出端用3个1N4148二极管升压。但从最终数据看，两次测量理论值应是互为相反数，实测仅误差0.5mV（0.2%），大信号时，误差还更小，本表采用满度4500mV表头输出。

本LCR电桥的相敏检波器依靠单个模拟开关实现，可以抑制偶次谐波，但没有奇次谐波抑制能力。开关导通时间是半个基波周期，偶次谐波在半周期内共有整倍数谐波周期，谐波的直流平均值是零。奇次谐波，在半个基波周期内有N倍又1/2个谐波周期，多余的1/2周期的直流平均值不是零。DDS输出的奇次谐波是很小的。对于1kHz和100Hz，理论3次谐波幅值约为DAC分辨率的1/2，相当于-50dB左右。对于7.8kHz，采用DDS时钟的2^n分之一倍，相噪小。由于7.8kHz频率与时钟较接近，PWM型DAC的噪声大，谐波失真较大，所以电路中对DDS输出做了6级针对PWM的RC滤波，最后也使得谐波基本消失（在示波器中，在第5级滤波时，就已经无法发现谐波失真）。

由于来自单片机谐波干扰，有可能造成相敏检波质量下降，电路中的带通滤波器，正好对高次谐波有较强的抑制能力。对于7.8kHz，如果没有这个滤波器，测量小信号时，噪声非常大，很容易造成末级过载。这组7.8kHz的滤波器阻抗不能太高，否则很容易耦合其它信号其它，而影响精度。如果使用16k+1nF，阻抗过高，对于7.8kHz频率时，耦合到的杂散信号足以使精度下降0.3%

控制相敏检波器开关的方波信号，本身也是一种干扰信号，但对于这个低频电桥，它的影响可以忽略。从最终的正交分离能力测试来看，相敏检波器的性能优良，虽然只用了一个电子开关。

**·设计要点：**

本LCR表的各级放大器，大多工作在大信号状态，所以要精心设计好放大器，否则容易造成运放过载。

之所以选择大信号，主要还是为了提高抗干扰能力，使得LCR表更容易调试。可以在无屏蔽盒的情况下正常调试。

矿机元件一般都很大个，比如大环天线，直径常常到到1米，用线数十米，天线上的信号也很强。为了更可靠测量，还在电路中加入了带通滤波器。

交流放大器由多级放大器构成，设计时，不论增益开关处于那个状态，应保证第n级运输出信号大于等于第n-1级放大器的输出信号。道理是：当不满足上述条件时，前级可能过载失真，而程序全然不知。在音响系统中，前级调音台过载，可以被电平指示灯显示，也可以被耳朵听出来，这时，我们就可以调大后级功放音量，调小前级调音台的增益，这样就不会失真了。但是，单片机程序没有金耳朵，所以中间级电路本身不得过载，以免造成单片机误判。各运放的最大输出能力相同，所以最好的办法就是后级输出幅度大于等于前级输出，那么过载现象必然引起后级输出过大，进而毫伏表超量程，程序立刻知道电路过载了。

1、表头满度值

表头满度是5.0V，由于OP07运态范围限制及纹波等因素影响，表头满度设计为4.6V，对应950字。

2、相敏检波器增益

检波波器理论灵敏度为2/3.1416\*(2\*51)/(20+4\*51)=0.29倍

3、末级直流放大量设计

末级直流放大量过多，不利于提高信噪比，放大量太少，会造成前级过载。

第三级（U2D运放）信号为A，它的最大不失真的幅度为A0，约为3.5V，取保守值为3.0V，表头满度设计为Vo=4.6V，OP07和相敏检波器的直流总增益是K

当正弦信号达到最大不失幅度A0时，须使表头必须满度，以方便判断是否过载，并充分利用表头分辨率。所以K的合理设计值是A0\*K>Vo，算得K>Vo/A0=4.6/3=1.5。类似的，在音频功放中，要使功放得到充分的功率输出，功放的增益K要足够大，使得前级满幅时，功放可以超过最大输出Vo。

实际上，“K=Vo/A0”中的Vo指正弦峰值上限。在正交检波输出后，是Vx和Vy两个量，并不直接输了峰值的Vo，要取模计算才得到Vo。即输入信号的模值达到Vo时被认定为表头满度。

为了进一步利用表头分辨力，可以采用Vx或Vy判定表头溢出。但最糟的一种情况是，当被测向量是45度时，最大模值变为1.414V0，所须前级信号也增加了1.414倍才能满度。为了防止前级运放过载（U2D运放超过A0），K值也必须增加1.414倍，因此采用正交量判别表头溢出时，K值须大于1.414\*1.5=2.2倍。因此，对于0度或90度信号，A>V0/K，表头溢出；45度信号，A>1.414\*V0/K，表头益出。

本电路OP07直流增益是11倍，K=11\*0.29=3.2。许可0度或90度信号的A最大值为A=V0/K=4.6/3.2=1.44V。其中，K设计为3.2，比理论下降要求2.2大了40%，这样就留下了足够的余量，前级运放的动态能力余量更大，调试更容易。

4、第三级（U2D运放）放大量设计

本级加了带通滤波器，衰减系数是1/3，7.8k档衰减系数是1/2.6。计算时按1/3计，7.8k档结合信号源另外调整。

7.8k档设计为1/2.6衰减系数，是为与信号源幅值配合。

为了使得本级放大倍数大于1，所以运放至少要补偿带通滤波器的衰减。

本级是可控增益的，最小放大倍数设计为1/3\*(13/3) = 1.44倍

通过开关切换，两档增益是3倍关系。

5、第二级（U2C运放）放大量设计

本级也是可控增益，最小放大为1倍（无电压放大功能）

通过开关切换，两档增益是9倍关系。

6、第一级（U2A和U2B运放）设计

直接采用俄版电路设计。电路增益是5倍。

7、DDS输出信号许可最大值

上面已算得，相敏检波许可最大电压输入值是1.44V

前两级最小增益是1.44\*5=7.2倍

因此信号源程序最大幅度限制为1.44V/7.2=200mV

由于信号源与坐标轴之间不一定正好是0或90度，所以200mV通常不会溢出。

100Hz移相小，容易溢出。为此，第三级输出电容采用0.22uF，对100Hz有小量衰减，所以100Hz的DDS输出采用200mV不会溢出。

最后信号源输出设计为：

100Hz，有效值140mV，峰峰值200mV

1kHz，有效值130mV，峰峰值180mV

7.813kHz，有交值0.10V，峰峰值140mV

**调试电路时，测定一下信号源运放输出端的信号强度，须比小于等于以上电压设计值。如果比以上值高了10%，本LCR表不能可靠工作。**

8、V/I变换器与差动输入的关系

当频率高时，V/I变换器运放的内部增益下降，运放负输入端对地电压不是零，当电流较大时，“虚地”电压也可高达数毫伏。此时，如果不采用差动法检测量桥臂上的电压，误差会很大。为了对付这个问题，差动三运放须有较强的共模抑制能力，两臂上的2k与10k电阻要尽量严格对称。

对于上臂电压，为了消除导线电抗影响，也是需要差动放大的。

有些精简版的LCR电桥，不采用差动三运放，而改用一个运放，这种情况下，电桥精度略有下降，而且只能用于较低频率的大Zx小电流（如1kHz以）条件下测定Zx

9、AD问题

单片机自带的AD只有10bit，用10倍步进，会影响精度。

为了改善这个问题，放大器可控增益的调节以3倍左右的倍率关系步进。

其次，借助AD的高速能力及信号噪声，进行10倍过采样，AD的分辨力提高约1bit。

**STC自带的AD，不能测量小于3字的信号。所以，电路中给输出直流信号加了偏置电压。这个偏置电压是利用OP07输出端的2k电阻与10欧电阻分压实现的。**

10、V/I变换器与信号源的关系。

V/I变换器也存在过载问题，也要消除它，虽然人工切换量程时可以判断它是否过载，但对于没有经验的使用者来说，并不容易，因为，用眼睛看失真，不如耳朵听失真来得容易。

V/I变换器过载的原因有二，首先，那个运放的反馈回路接了500欧左右内阻的电子开关，它相当于输出衰减器；其次，TL082内部串接了200至300欧电阻，也是一个限流衰减。这样一来，100欧档为了得到0.472V，TL082内部电压将是0.472\*(500+300+100)/100 = 4.25V，此时，内部过载。

为了解决过载问题，采用以下方法：考虑到信号源TL082也有过载问题，所以上臂限流电路与下臂电阻电路设计成对称的电路，那么只要信号源不过载，V/I变换器也不过载。

此外，V/I变换器的20欧档，采用了机械输助开关，那么相同电流下，更不容易过载的。

11、信号源

前述，V/I与限流器采用对称结构时，Zx短路，V/I变换器输出端的电压与信号源输出端是一样的。信号源不过载，V/转换器也不过载。

信号源采用DDS，频率精度高。可以输出任意频率。本表采用100Hz、1kHz、7.813Hz

不使用10kHz的原因是：DDS的钟频采用62.5k，输出频率10kHz时，频率已经比较接过钟频了，相位噪声大。为了消除相噪，采用钟频的2^n分之一的频率，这里使用1/8钟频。

信号输出加出了简单的RC滤波器，对于1kHz以下的频率输出，此滤波器相当于6阶滤波器，可以得到良好波形。对于7.813kHz，到了第5阶输出，在示波器中观察已基本看不到失真，到了第6级输出，已经是无法直接观察到失真。

由于不是理想的高阶滤波器，Q值低，所以对7.813kHz的衰减很严重，为了保持100Hz、1kHz、7.813kHz三档输出幅度相对一致，利用单片机控制电子开关对1kHz和100Hz降幅。

**五、菜单使用要点：**

**键名与菜单：**

1键—X，2键—R，3键—L，4键—C，5键—Q，6键—F，7键—Rng，8键—Menu

使用8键加1键切换到菜单1

使用8键加2键切换到菜单2

使用8键加3键切换到菜单3

使用8键加4键切换到菜单4

使用8键加5键切换到菜单5

使用8键加6键切换到菜单6

使用8键加7键切换到菜单7

按下8键时，显示当前菜单号，如果再按下1至7键，跳到相应菜单。如果此时按下8键，返回原来菜单。

**菜单1（Menu+X键）：**

这是开机启动默认菜单

1键(X)：显示电抗X

2键(R)：显示电阻R

3键(L)：显示电感L或C，容量C的单位上加了一个小数点，L没有小数点

4键(C)：串联与并联切换，临时显示消息“P”表并联，“S”表示串联。在并联方式下，每隔数秒钟，会显增出4个小数点。

5键(Q)：显示Q值

6键(F)：频率切换，100Hz时，指示灯亮起，1kHz时不亮

7键(Rng)：量程切换，4个指示灯轮跳

显示单位表示：

10的-12次方，显示为“P”

10的-9次方，显示为“n”

10的-6次方，显示为“u”

10的-3次方，显示为“大n”

10的0次方，显示为“小O”

10的3次方，显示为“三横”

10的6次方，显示为“d”

10的9次方，显示为“G”

在LCD1602版中，用X键切换“串联与并联”模式。其它参数是一次性显示的。第二行的第一个字母，如果为A表示100Hz，B表示1kHz，C表示7.8kHz。第二行的第二个，为1表示20欧档，2表示1k欧档，3表示10k欧档，4表示100k欧档

**单位如果含有小数点，说明是容性电抗。**

矿机高阻抗变压器，在1kHz时，有的会表现为容抗，而不是感抗。

接入Zx后，先设置好频率，然后选择合适的档位。使得被测Zx的阻抗应与下臂电阻匹配，以取得高精度。设下臂电阻是A，那么Zx在A/30<Zx<30A范围内可得到准确的结果。如果事先不知道Zx的估值，可以选择1k档或10k档测量，得到被测Zx的R与X。当Zx是电感或电容时，其R小X大，因此根据X的测值重新选择档位。当Zx是电阻，则R大X小，下臂应与R匹配，根据R选择档位。

记住一个电抗值，1pF在1MHz下的阻抗是160k欧，1nF在1kHz下电抗是160k。

残余电抗。本表存在残余电抗。为此，测量pF级电容，先不接被测电容，测量出本底电容，我的LCR表本底是3.5pF，然后接上电容测量，若测得23.3pF，那么实际电容就是23.3-3.5=19.8pF，此法与Q表测得的电容比对，1字不差。

测小电阻时，切换到20欧档，按下机械开关，可以增加灵敏度数倍。测量后，弹出开关，以免影响其它档。建议更换为继电器，这样操作更方便。

扩屏显示小数位：按下当前显示值对应的键，就会显示为四位模式，但“单位”不显示了。再按一下1至5任意键，退出四位模式。本LCR表达不到4位的精度，所以通常无需采用4位显示。有时显示1.xx的数值，觉得精度不够，可以按此法扩展一下位数。

显示四个小数点，表示溢出。

显示“Err”，表下臂或上臂出来零值。在LCD1602版中，会显示DIV 0。

本表不设置调零功能。必要时用户需要自行减去零值。

测量时，先检查Zx一下X或R的值是否在量程范围之内，如果超主量程，应切换档位。

菜单2（Menu+C键）：

显示上下桥臂测量所采用的运放增益档位，用于校准可控增益运放的相位误差。

上臂增益显示在前，下臂增益显示在后。LCD1602版，显示为“up：\* dw：\*”，其中up表示上臂，dw表示下臂。

菜单3（Menu+L键）：

这是调试菜单

1键：增益切换键，切换时，显示屏临时跳出增益档信信号数秒钟，

3键：K3切换键，切换时，显示屏临时跳出增益档信信号数秒钟

4键：相位旋转键，切换时，显示屏暂时跳出置位信号数秒钟，相位旋转的顺序是0度、180度、90度、270度

本菜单下，屏显内容是AD的读值。

在此菜单下，可以检测检波非线性。方法是：Zx接上一个10k电阻，切换到菜单3，用1键把增益置为0位，利用3键和4键，找一个读值为30以下的。接下来，1键更改增益，并记录读值。例如，得到32，92，302，902，理论增益关系是1、3、10、30，所以，以上显示值说明检波器线性度良好，但存在0点误差2字。**以上数据统一减2字就正确了。在菜单7中零点误差改正值。**

菜单7（Menu+Rng键）：

这是校准菜单，用Q键切换M0——M9。

首次下载时，这M0——M9的值是为-1，若以后有新版程序更新下载，一般不改变M0至M9，是否改变参数值，与程序设计相关。

如果连续按5次C键（清除键），参数恢复为默认值，然后按下L键保存即可。

1键(X键)：数值增加

2键(R键)：数值减小

3键(L键)：保存键

4键(C键)：清零键

5键(Q键)：参数切换键，向左

5键(F键)：参数切换键，向右

6键(Rng键)：快速校准时使用

首次使用时，请设置好这些参数，否则LCR表无法正常工作。

如果对LCR表的副参数精度要求不高，直接采用默认值即可。

**六、校准LCR表**

菜单7为调校菜单，共10个参数，标识为M0、M1、M2、M3、M4、M5、M6、M7、M8、M3.，M4.，M5.，M6.，M7.，M8.含意如下：

M0是100Hz时的零点校准。默认值是20，单位是“字”。

M1是1kHz时的零点校准。默认值是20，单位是“字”。

M2是7.8kHz时的零点校准。默认值是14，单位是“字”。

M3指V/I变换器20欧档的相位补偿值。默认值是0，单位是“0.001弧度”。

M4指V/I变换器1k欧档的相位补偿值。默认值是0，单位是“0.001弧度”。

M5指V/I变换器10k相位补偿值。默认值是0，单位是“0.001弧度”。

M6指V/I变换器100k相位补偿值。默认值是20，单位是“0.001弧度”。

M7指第二可控增益运放的相位补偿。默认值是16，单位是“0.001度”。

M8指第一可控运放的相位补偿值。默认值是20，单位是“0.001弧度”。

M3.是V/I变换器20欧下臂电阻校准。默认值是0，单位是百分之0.01。

M4.是V/I变换器1k欧下臂电阻校准。默认值是0，单位是百分之0.01。

M5.是V/I变换器10k欧下臂电阻校准。默认值是0，单位是百分之0.01。

M6.是V/I变换器100k欧下臂电阻校准。默认值是0，单位是百分之0.01。

M7.指第二可控增益运放的增益校准。默认值是0，单位是百分之0.01。

M8.指第一可控运放的相位增益校准。默认值是0，单位是百分之0.01。

在LCD1602版中，以上15参数分别表示为：

Z0、Z1、Z2、R1X、R2X、R3X、R4X、G1X、G2X、R1、R2、R3、R4、G1、G2

如果参数设置乱了，可以连续按5次C键（清除键）恢复为默认值，再按L键保存。

测量之前，需准备好几个电阻：

校准V/I变换器，需四个已知阻值电阻：20欧、1k、10k、100k

校准可控增益放大器，需两个已知阻值电阻、3.3k、10k欧

在1kHz和7.8kHz下、分别在相应的档位接入20、1k、10k、100k被测电阻，上下臂的放大倍必须相同，否则无法进行幅、相校准。用“M+R”键进入检查菜单，显示为“1，1”说明上下桥臂相对平衡，且信号放大采用了同一增益。如果是“1，0”或“0，1”说明信号幅度不正确。

**（一）调校零点偏移（M0、M1、M2参数）**

零点调校这是LCR表主参数准确的前提。建议做为调校的第一步，以免影响其它校准工作。用本电路指定的元件型号制作，成品的零点参数几乎相同，因此通常可以直接采用默认值。

100Hz的零点调校参数是M0调校步骤：

1、频率置为100Hz，档位置为100k欧

2、接上1%精度的10欧电阻

3、在菜单1（启动后的默认菜单）中读取R值

用10k档测量10欧电阻，精度会比较差的，读值跳动2%是正常的，因此，读取平均值即可。

如果读值与10欧偏离超过2%，则应调整M0的值。

调节M1、M2的方法与调整M0的方法相同，只须把频率设置为1kHz和7.8kHz即可。

每次按下按键，蜂鸣器响起，单片机电流变大，引起测量不稳，所以要等蜂鸣器停响才会稳定。

**（二）V/I变换器、后级放大器相位补偿（M3、M4、M5、M6、M7、M8）**

频率置为7.8kHz，量程置为1k欧档

1、接入20欧电阻，20档。记下此时的Q值，扣除Q0后就是M3要设定的值。

2、接入1k欧电阻，1k档。记下此时的Q值，扣除Q0后就是M4要设定的值。

3、接入10k欧电阻，10k档。记下此时的Q值，扣除Q0后就是M5要设定的值。

4、接入100k欧电阻，100k档。记下此时的Q值，扣除Q0后就是M6要设定的值。

5、接入330欧电阻，1k档。记下此时的Q值，扣除Q0后就是M7要设定的值。校准三倍档相位

6、接入100欧电阻，1k档。记下此时的Q值，扣除Q0后就是M8要设定的值。校准九倍档相位

例：接入100欧被测电阻，测得Q值，存入M8。比如测得0.020，须将M8置为20。

注：对于1k档1kHz，被测电阻在640—1000欧为（1,1），640—440保持，440—280为（0,1），280—250保持，250开始启动（0,2），85—75保持，75以下（0，3）。

**（三）V/I变换器、后级放大器幅度补偿M3.、M4.、M5.、M6.、M7.、M8.**

保存相对误差万分数。

分别切换到相应档位，接入20欧、1k欧、10k欧、100k欧已知电阻。频率1kHz。测出误差，然后把修正量存入M3.至M8.

后级放大器补偿方法当与上述校准类似。

**（四）快速校准：**

以上校准，实际操作时比较麻烦。实际校准，可以采用快速校准法。

进入菜单7之后，用Q（向左）或F（向右）键换各参数。

1、M0校准，接入10欧电阻，按Rng进入测量值显示状态，档位会自动切换，按X或R键进行增减，使R读值为10欧，按Rng退出。（建议调校）

2、M1校准同M0。（建议调校）

3、M2校准同M0。（建议调校）

4、M3校准，接入20欧电阻，按Rng进入测量值显示状态，按X或R键进行增减，使Q读值为Q0，按Rng退出。(本档可不校准，置0即可)

5、M4校准，接入1k欧电阻，校准方法同M3。(本档可不校准，置0即可)

6、M5校准，接入10k欧电阻，校准方法同M3。(本档通常置0即可)

7、M6校准，接入100k欧电阻，校准方法同M3。(须调校)

8、M7校准，接入3.3k欧电阻，校准方法同M3。(须调校)

9、M8校准，接入10k欧电阻，校准方法同M3。(须调校)

10、M3.校准，接入已标定的20欧电阻，校准方法同M0。 (如果电阻筛选精确，本档可不校准，置0即可)

11、M4.校准，接入已标定的1k欧电阻，校准方法同M0 。(如果电阻筛选精确，本档可不校准，置0即可)

12、M5.校准，接入已标定的10k欧电阻，校准方法同M0。(如果电阻筛选精确，本档可不校准，置0即可)

13、M6.校准，接入已标定的100k欧电阻，校准方法同M0。(如果电阻筛选精确，本档可不校准，置0即可)

14、M7.校准，接入已标定的3.3k欧电阻，校准方法同M0。(如果电阻筛选精确，本档可不校准，置0即可)

15、M8.校准，接入已标定的10k欧电阻，校准方法同M0。(如果电阻筛选精确，本档可不校准，置0即可)

Q0不一定为零的。开路时，测量出残余电感抗为X。那么，校准时接上电阻R，则Q0=R/X。如开路X=5000k欧，接上100k电阻，Q0=100/5000=0.020

LCD1602版，不必关心Q0，直接调到残余电容显示为开路残余电容即可。

校准M0、M1、M2时，读值跳动比较多，取平均值即可。LCD1602版，屏上会提示待接入电阻的阻值。

校准M8时，残余值（如残余电容）也跳得比较多，要尽量校准到0.1pF的精度。如开路3.7pF，接上100k后，也须是3.7pF。也可以接上一个高Q的220pF独石电容复核，Q值须显示为500至999，且并联电搞最好是正负高阻跳变。

**相位校准后，测Q精度有提高，大约有效测量可以提升到300，误差为Q/300，相当于D值误差0.003左右。测得Q=300，即D=0.0033，它的真值0.0033±0.003，或者说Q的真值在150至无穷大之间。**

校准后，测量Q大于1000的电容，应显示为999

**七、关于误差**

**误差主要来源：**

1、AD分辨力、单片机内的DDS噪声等引起的电桥计算误差。约引入0.2%误差。简易测试方法：接入1k电阻，1kHz档校准后，查看7.8kHz与100Hz的测值偏差情况。

2、V/I变换器误差，误差0.15%，这与校准精度、下臂电阻温漂，差动三运放电阻温漂等有关系。校准时，尽量采用99xx阻值电阻，而不要使用10xx电阻。它们的分辨力相差10倍。

3、三倍可控增益校准误差0.1%

4、九倍可控增益校准误差0.1%

5、高阻测量时，还有一些干扰引起误差

主量程内的误差，是上述误差的均方值。即sqrt(0.2^2+0.15^2+0.1^2+0.1^2)%=0.3%

实测比对，误差一般在0.1%至0.3%之间

考虑到长期稳定性问题，误差估计为0.5%

**关于基本误差：**

基本量程精度是0.5%

Zx电抗在下臂电阻的1/30至50倍时，1kHz档精度达到0.5%，实际上，1kHz下做了一个小测试，测定了100至200k的十个电阻，精度全部达到0.25%左右

Zx电抗在下臂电阻的1/30至50倍之外时，误差变大。Zx在/1/30倍与50倍之内，可按300字测算精度，即0.3%，做为误差指标采用0.5%即可。

**最小分辨阻抗：**

本电桥最小分辨阻抗：下臂按300字保守估计，那么上臂1字分辨力对应的阻抗是下臂电阻的1/(300\*30)≈1/10000

由于上臂阻抗很小时，下臂会接近于满度，约为700字，AD转换又采用了过采样，分辨力提高一倍以上，所以下臂至少达到1500字的分辨力。因此，最小分辨阻抗为实为1/(1500\*30) ≈1/50000，对于100k欧档，可分辨到1至2欧

20欧档的最小分辨阻抗是20/10000=2毫欧。

1k欧档的最小分辨阻抗是1000/10000=0.1欧。

10k欧档的最小分辨阻抗是10000/10000=1欧。

100k欧档的最小分辨阻抗是100000/10000=10欧。

同样道理，最大阻抗分辨力为量程电阻的10000倍

100k欧档的最大分辨阻抗是100k\*10000=1G欧左右。阻抗高了，很容易受到干扰，实际无法分辨到G欧，只能分辨到和百兆欧。

最小单位显示符号：电抗（X和R）为mΩ，L为uH，C为pF

显示字数：3字，扩展显示为4字。3字显示时，电感只显示到0.01uH。LCD1602显示屏，直接显示为4字。

按下L键，显示L或C。当电抗X为负值时显示电容量，为正时显示电感量。当X处于零点上正负跳动，此时显示L或C跳变，C会很大，L会很小。选择正确的档位，不会出现这个问题的。

**有效分辨阻抗与精度表示：**

有效分辨阻抗 = 读数的1/300 + 最小分辨主抗

如：测得电阻48.44欧，它并不能分辨到0.01欧，实为48/300=0.16欧

如：测得电阻30.01毫欧，它并不能分辨到0.01毫欧，实为30/300+2=2.1毫欧，实际分辨力会好一些，测量到1毫欧问题不大。

100Hz、1kHz档主参数精度表达示意：

20欧档精度：0.5% of reading + 2毫欧， 0到50\*20欧=1k欧

1k欧档精度：0.5% of reading + 0.1欧，0到50\*1k=50k欧

10k欧档精度：0.5% of reading + 1欧，0到50\*10k=500k欧

100k欧档精度：0.5% of reading + 10欧，0到2M欧，高阻测量须考虑残余电阻。

5M至100M欧读值仅共参考，未测试，

副参数的精度比主参数的精度低。X与R，起主导作用的那个为主参数。如，电容以容性为主时，主参数是X，副参数是R。电阻的主参数一般是R。

副参数的串联电抗比主参数小，有效读数也会比较小，因此误差变大。

副参数的精度表达形式与主参数相同，但reading部分要用主参数读值代入。

主、副参数，是用同等增益放大器输出，然后采样并运算得到的。所以它们的分辨力是相同的。

**关于大电容ESR的测量误差：**

ESR指等效串联电阻，LCR数字电桥是测量ESR相对于简易的阻抗法测量，精度要高很多的。这块LCR表频率不高，只做到7.8kHz，所以测量ESR的适用范围较小。如果仅仅是想知道10kHz左右时的ESR，电桥可以准确测定的。精度方面与电容材质、容量有关。高Q的电容，即ESR非常小的电容，本表基本上无能为力，测不了，常常直接显示为0或-0。

本表可以测量Q值低于200的电容ESR。

设容抗为X，ESR的有效分辨力是“2毫欧+X/300”

如果Q小于1，ESR的有效分辨力是“2毫欧+R/300”

大于200的，ESR测量不可靠的。举例来说：高压的CBB22电容，测不了，它的ESR太小了。

**例1：**0.47uF/630V CBB22电容为例

我的LCR表测得结果是：容抗X=-43欧，R=-0.01欧（0与-0.01之间跳），Q = 43/0.01=4300。

显然，这个ESR测量结果是不正确的，甚至出现了负值。

本表测量这类电容的ESR，有效分辨力是容抗的1/300，也就是说，容抗43欧，只能分辨到43/300=0.14欧。做乐观的误差估计，它也难以分辨到0.14/2=0.07欧。这就造成它无法测量这个CBB电容了，因为该电容的ESR小于0.07欧

**例2：**1uF/400V CL21电容

我的LCR表测得结果是：X=-22欧，R=0.22欧，Q=100

有效分辨是22/300=0.07欧，现在测得的ESR是0.22欧，比0.07欧大得多，因此这个测值是有效的。

精度做最坏估计：0.07/0.22=30%，当然，上面的分辨力估计有很大的余量，实际误差是小于30%的。

**例3：**测量电解220uF电容

我的LCR表测得结果是：X=-96.7毫欧，R=101毫欧，Q=0.95

有效分辨是101/300+2=2.3毫欧，现在测得的ESR是101毫欧，比2.3毫欧大得多，因此这个测值是有效的，而且精度很好。

以上测试频率为7.8kHz，20欧档

**电感电容的分辨力：**

电感分辨力约为2 mΩ/(6.28\*7.8kHz)=0.04uH，实际可分辨到0.01uH至0.02uH左右。

频率7.8kHz时，电容分辨力约为1/(6.28\*7.8kHz\*1G欧) = 0.02pF，实际受干扰，有效分辨率仅0.05至0.1pF左右

电感、电容误差，按照X的误差估计即可。Q值较大时，X误差就是基本误差0.5%

**Q值精度：**

Q值精度比较特殊。串联测量时Q=X/R，并联法测量时Q=R/X。Q值的误差实际上是X和R二者中精度最低的那个。

相对误差是：(主参数分辨力 + 量程固定误差) / 副参数读值

也可写为：（Q \* 副参数/300 + 量程固定误差）/ 副参数 = Q/300 + 量程固定误差 / 副参数

Q值较大时，由于Q值误差较大，相对误差表示为：Q/300即可。

例如，Q=300时，误差可能达到300/300=100%，如600Q可能测为300Q，高阻时，噪声大，Q误差可能更大，低阻时误差一般小于100%

综上，Q值大于300，本表测Q已经不可靠了。可以认为，读数大于500的，本表测值为无穷大。

**D值精度：**

本表不显示D值。D值是Q值的倒数。误差为0.003+2毫欧/ESR，在D<0.5时评估

**1000pF以下的Q值测定精度：**

这种小电容，一般要用7.8kHz档测量，以考查它的高频Q值。

以下是7.8kHz情况下讨论测量原理与方法。

本表存在正负70M欧兆至2G欧的并联残余电阻。而且这个残余电阻是很不稳定的，漂移严重，有时是70M，有时变为500M。

考虑到残余电阻的不稳定性，所以当被测电容的并联损耗电阻接近于残余电阻时，Q值就无法测定了。通常只能测量40M欧以下的损耗电阻。

10pF的容抗是2M欧，如果它的Q值是20，那么它的并联损耗电阻是40M欧，已经接近于残余电阻了。

对于10pF电容，只能测量20Q，大于20的，只能知道这个电容Q值大于20，具体Q值本表无法分辨，也许它的Q值是1000。

对于50pF电容，只能测量100Q。

对于100pF电容，只能测量200Q。

上述举例的3个不同容量电容，当测到了它们的上限值（20，100，200），误差是很大的。结果也只是作为参考。

**小容量电容ESR测量误差来源：**

其一是AD分辨力和鉴相器的综合误差，它对ESR误差的贡献是A=X/300（X为电抗分量）

其二是不稳定的并联残余电阻造成的误差。其值为R0=50M欧估值。

对于Q>2，R0转为串联方式，其值为r0=X2/R0

因此，ESR误差为A+r0 = X2/R0 + X/300 = X ( X/ R0 + 1/300 )

从上式看，当X/R0<1/300，即X<170k欧（C大于120pF），R0引入的误差变为次要，误差直接采用X/300估计即可。

也可以采用均方误差估计，所得误差值会小一些。又因为R0估值有较大余量，所以直接取X2/R0与X/300两者中较大的为误差估计项即可。

例1，测得220pF独石电容的电抗为90k欧，那么ESR误差是90/300=0.3千欧。

例2，测得80pF瓷电容的电抗为230k欧，那么ESR误差是230\*0.23/50)=1千欧。

例3，测得20pF瓷电容的电抗为2.2M欧，那么ESR误差是2.2\*2.2/50)=0.1M欧。对于这种电容，要想利用这个LCR表估计Q值，建议在并联模式下，观察接入20pF电容前后等效**并联**电阻的变化情况。如，接入前是100M至150M欧之间跳变，接入后也是在这个范围内跳变，说明这个电容的Q值很高，在200以上，LCR表无法分辨。也可以多个相同的电容并联起来测量，得到的Q值将变得准确许多。其实，7.8kHz的电桥是不适合测量这么小电容的Q值的。

**下表是洞洞板LCR表电阻测量精度实测（未做相位校准）：**

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| 被测电阻 | 档位 | 100Hz | 1kHz | 7.8kHz |
| 2.5mΩ | 20欧 | 2.2 mΩ | 3.1mΩ | 2.2 mΩ |
| 7mΩ | 20欧 | 7 mΩ | 7 mΩ | 7 mΩ |
| 14mΩ | 20欧 | 14 mΩ | 13 mΩ | 13 mΩ |
| 223 mΩ | 20欧 | 222 mΩ | 222 mΩ | 222 mΩ |
| 2.210M | 100k并 | 2.213M | 2.205M | 2.187M |
| 4.436M | 100k并 | 4.46M | 4.42M | 4.30M |

Zx开路时，100k档并联残余电阻是2.4GΩ(100Hz)，2GΩ(1kHz)，127MΩ(7.8kHz)，使用并联法测量电阻，所得阻值实际上是残余电阻与被测电阻的并联值。

上表2.21M欧7.8kHz测量，并联值是2.21//127 = 2.17M欧，实际显示为2.19M

上表4.44M欧7.8kHz测量，并联值是4.44//127 = 4.30M欧，实际显示为4.30M

串联法测量高阻值电阻，在7.8kHz档，受残余导抗影响，测值误差很大。因此，测量高阻值电阻，应并联法测量，而不应使用串联法。

**下表LCD1602版实测精度（已做校准）：**

**3.126欧电阻实测（此电阻用直流电桥法测得）**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 3.120 | 3.122 | 3.120 |
| **1k欧** | 3.10 | 3.13 | 3.12 |
| **10k欧** | 3.1 | 3.0 | 3.1 |
| **100k欧** | 3.0 | 2.5 | 2.5 |

**50.4欧电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 50.37 | 50.38 | 50.35 |
| **1k欧** | 50.41 | 50.48 | 50.36 |
| **10k欧** | 50.22 | 50.37 | 50.40 |
| **100k欧** | 51 | 51 | 50 |

**100.2欧电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 100.0 | 100.1 | 99.92 |
| **1k欧** | 100.0 | 100.0 | 100.0 |
| **10k欧** | 99.99 | 99.95 | 99.95 |
| **100k欧** | 100.1 | 100.0 | 100.0 |

**297.6欧电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 297.5 | 298.0 | 297.1 |
| **1k欧** | 297.6 | 297.6 | 297.3 |
| **10k欧** | 297.2 | 297.7 | 297.1 |
| **100k欧** | 296.2 | 297.0 | 296.5 |

**994.2欧电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 994.0 | 995.5 | 994.2 |
| **1k欧** | 993.5 | 994.6 | 994.0 |
| **10k欧** | 993.5 | 994.5 | 993.8 |
| **100k欧** | 993.0 | 993.0 | 992.0 |

**3.285k电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 3.290 | 3.298 | 3.276 |
| **1k欧** | 3.284 | 3.288 | 3.283 |
| **10k欧** | 3.283 | 3.289 | 3.282 |
| **100k欧** | 3.283 | 3.288 | 3.280 |

**19.99k电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 20k | 20k | 20k |
| **1k欧** | 20.02 | 20.03 | 20.00 |
| **10k欧** | 20.00 | 20.00 | 19.99 |
| **100k欧** | 19.98 | 20.01 | 19.97 |

**26.64k电阻实测**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 26.4 | 26.4 | 26.3 |
| **1k欧** | 26.68 | 26.70 | 26.65 |
| **10k欧** | 26.66 | 26.70 | 26.65 |
| **100k欧** | 26.66 | 26.69 | 26.64 |

**468.2k电阻实测（并联法）**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | 430k | 390k | 390k |
| **1k欧** | 470k | 470k | 466k |
| **10k欧** | 469.9 | 470.0 | 466.8 |
| **100k欧** | 469.8 | 470.0 | 465.5 |

**2.209M电阻实测（并联法），7.8kHz残余电阻150M欧**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **档位** | **100Hz** | **1kHz** | **7.8kHz** |
| **20欧** | \* | \* | \* |
| **1k欧** | 2.2M | 2.2M | 2.2M |
| **10k欧** | 2.213 | 2.215 | 2.159 |
| **100k欧** | 2.215 | 2.205 | 2.165 |

L、C的测量精度，与Q和X的测量精度有关。当Q大于1时，测量精度可以参考电阻测量精度。X分量反而变成了副参数，精度下降。

测量小电感时，由于频率过低，是不能完全反应高频状态的。例如，用5米长0.38mm线径漆包线绕的空心线圈，10kHz时的电感量是35.5uH，到了1MHz表现出来的电感量会比大于该值，即在10kHz与1MHz两个频率下表现出来的电抗是不同的。1MHz频率下铜线的趋肤深度是0.066mm，10kHz频率下趋肤深度是0.66mm，在10kHz下，趋肤深度远大于这条导线半径，所以导线的内自感是0.05uH\*5=0.25uH，当频率达到1MHz，内自感变为2\*0.066/(0.38/2) \* 0.25uH = 0.17uH，这就是说，低频测量多测出了0.08uH的内自感。线圈有分布电容及对地分布电容约2pF至3pF，这会使它在1MHz时表现出的感抗变大0.5%的。频率高了，线圈中各点的电流不是同步建立的，这些也可以归算为分布电容的影响，会使高频电抗进一变大。电感绕线用的传导铜线的长度大，容易受到各种因素影响，所以不必期望低频法测得的电感量外推到高频还会有相同的精度。

有的电感小到只有零点几uH，本表也可以测量。为了使仪表更可靠的工作，首次安装LCR表，建议对它进行验证。方法如下：

制作一个3uH左右的铁硅铝磁环电感，也可以使用色环电感或空芯片圈，如果采用空心线圈，测量其间应确保线圈不变形。此电感直接焊接在主板上，测得电感量为L0。然后取一个电阻R从R17下端接到R18下端（虚地），并测得电感量L。那么理想测值应为L = L0\*R/(R17+R)，本电路R17是1k欧。以下是一组实测结果：

（铁硅铝磁环线圈，f=7.83kHz，Q=5，L0=2.84uH）

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **R（欧）** | **L（理论）** | **L（测值）** | **备注** |
| 无穷大 | L0=2.84uH | 2.84uH+0.01uH | 正跳0.01uH |
| 2100 | 1.92uH | 1.92uH+0.00uH | 不跳 |
| 300 | 0.66uH | 0.65uH | 正跳0.005uH |
| 100 | 0.26uH | 0.24uH+0.01uH | 正跳0.01uH |
| 51 | 0.14uH | 0.12uH | 不跳 |
| 25.5 | 0.07uH | 0.05uH±0.01uH | 正负跳0.01uH |

以上实测结果表明，零点几uH的电感测量，误差约为0.01uH的，量化噪声约为0.01uH。

以上数据说明，此LCR表存在零点偏移0.02uH，可以考虑更改菜单7中进行7.8kHz的零点修正值。

实际的零点几uH电感，在7.8kHz时，很多Q值小于1，噪声变大。输入端的差模噪声，一部分是低频噪声，也有高次谐波及其它干扰信号等。这些噪声对小信号有较大影响。电感量相同的电感器，如果Q值低，等效串联电阻大，电感器上的总压降增加，噪声总量也会增加一些。因此，0.1uH的低Q小电感，显示值会跳动达正负0.02uH。当被测电感0.2uH以上，抗干扰能力增加了许多。此外，共模干扰信号，对测量也有影响，因为，此时的共模信号强度是差模信号的几九倍。

当电感的Q值非常低时，电抗X值几乎为零，在噪声影响下，X可能变成负值，这时可能显示为电容了（负电抗会有一个带小数点的单位）。

**·高阻测量的残余电容问题：**

数字电桥存在一些开路残余电容，残余电容是有损耗的，即含有电阻分量。不同频率档位，残电容基本相同，但残余损耗电阻是不同的。1kHz与100Hz，残余并联损耗电阻是G欧级的。7.8kHz的残余并联电阻会小一些。

开路残余损耗电阻相当于并联在被测Zx两端，因此，当我们测量一个高阻电抗，如果试图修正结果，应使用并联原理修正。这时，请使用并联法测量。

残余电容的容量在1kHz和7.8kHz下，不管是串联还并联，容量是相同的，这是因为残余电容的Q值较大，所以串或并联残余电容相同。测量小电容时，应减去残余电容，才是真正的电容值。

100Hz下，通常无需考虑残余电容问题。

**八、DDS信号发生器**

这是本LCR表的使用的核心技术。利用它实现了精确的相位控制，并输出正弦波。

DDS即“直接数字频率合成器”

一般采用专用DDS芯片，以取得高性能。使用专用DDS，如AD9833等芯片，价格贵，而且是MSOP封装，焊接不易，给DIY带来了一些障碍。此外，AD9833与单片机结合，实现0度、90度、180度、270度移相方波，也是比较麻烦的。

现在的单片机，速度快，可以直接合成音频波形，同时精确输出移相方波。

单片机DDS算法原理：

正弦函数y=sin(x)，其中相位量x与时间成正比。即相位x随时间增加而线性增加。

先产生随时间线性变化相位序列x，同时利用查表法得到sin(x)的值，并利用DAC将sin(x)的值即时输出。

在单片机中设置定时器，每隔dT时间，相位累加dX，就得到x，x+dX，x+2dX，x+3dX……的相位序列。每产生一个相位，同时输出相应的sin(x)值。

算法确定后，接下来就看硬件上是否支持以上算法，如果支持，写出相应程序即可。

在单片机的内存中，存放了方波函数值查询表、正弦波函数值查询表，dT中断来到时，先输出x对应的正弦波数值，接着在另一个端口马上输出x+0度（或x+90度）方波函数值。这样就得到了LCR电桥所需的两个信号源。当前输出方波是x+0度还是x+90度，dT中断期间，不要使用if语句来判断，而应写面“x+初相变量”的形式，初相变量是事先设定好的。这样，x+0度方波与x+90度方波之间的相差就是严格的90度关系。

为了使波形相位稳定，dT的中断优先级须置为最高级别。

STC12C5A60S2，内置了DAC，并且dT可以设置得较小。

**九、相位补偿技术**

**相位补偿，实际上就时去除残余Q值或D值。**

**可控增益放大器相位补偿原理：**

测量上、下桥臂，如果放大器入于相同的增益档位，两组测量的移相是相同的，互相低消，可以忽略。如果两臂测量采用不同的增益测量，则移相不可忽略。放大器移相引入的误差，对四个档位的测量都有影响，而不单单是高阻抗与低阻抗两种特殊情况。这是因为放大器的移相存在，造成高Q的CBB电容的Q值根本无法测量。为了解决这个问题，须提高7.8kHz下Q值的测量精度，理想的办法就是采用相位补偿。

两个可控增益放大器的移相是不同的。注意，在频域看，是相位滞后，时域看，其实就是放大器对正弦波的延时响应，对不同的频率，延时量基本相同，而1kHz档周期长，所以延时引入的误差基本可以忽略，对于7.8kHz档，这种延时不可忽略，它对相位的影响，是1k档的7.8倍。

修正方法，测定出两个放大器的相对于1倍增益时的移相。第一级可控增益放大，是1倍和9倍两档，我们要测出9倍档的增加移相。第二级可控增益放大，是1倍和3倍两档，我们要测出3倍档的增加移相。

频率置为1kHz，档位采用1k欧档。1k档阻抗低，对分布电容不敏感，所以使用这个档位来捕获后级放大器的移相，而不且前级受分布电容的影响。1k档的阻抗，也远比引线电感阻抗大，引线电感可忽略。

接入不同的被测电阻，测得不同增益档位下的相位偏移（Q值实际上就是它的相位偏移角度）。增益档位可以使用菜单4监视。

测得不同电阻下运放增益档位与移相数据如下：

下表数据，增益档位为0是1倍档，1是3倍档（源于第二可控运放），2是10倍档（源于第一可控运放），3是两个放大时同时放大，共3\*9=27倍，增益档位使用菜单4查看。

51.00k电阻：上臂0，下臂3，Q=0.027

20.00k电阻：上臂0，下臂2，Q=0.016

2.200k电阻：上臂0，下臂1，Q=0.016

1.000k电阻：上臂1，下臂1，Q=0.000

0.330k电阻：上臂1，下臂0，Q=-0.016

0.200k电阻：上臂2，下臂0，Q=-0.020

0.100k电阻：上臂2，下臂0，Q=-0.020

0.051k电阻：上臂3，下臂0，Q=-0.036

由上表的低阻部分可知，3倍档移相0.016弧度，10倍档移相0.02弧度，30倍档移相是0.036弧度，正好就是前两档之和0.016+0.020，与理论值相符。

上表的高阻部分，如51k档时的移相，未能达到理想的+0.036，这是表笔分布电容造成的。

程序设计时，只要已知放大器的总移相θ，就可以对结果进行修正。

设原测阻抗是a+jb

修正方法是：a 2= a\*cosθ-b\*sinθ，b2=a\*sinθ+b\*cosθ

本LCR表，只要在菜单7中输入两个放大器的移相的弧度参数的1000倍即可。当然，测量放大器移相时，这两个参数必须置0

修正后电阻验证法：取上述被测电阻重测，相位误差应为0，即Q=0

修正后电容验证法：在20欧档验证CBB、CL电容，取两个两同0.47uF CL电容，它的ESR稍大，单个测得ESR为R，两个串联则应为2R，并联须为R/2。测量高压的CBB，不管如何串并联，测得的ESR一般为0，Q为999显示。也可以用高压CBB电容串联低阻电阻，得到可测定的ESR

上述测量用7.8kHz档。

**V/I变换器的相位补偿：**

V/I变换器引入的相位误差有两方面

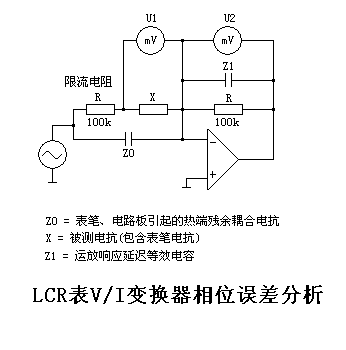
高频低阻大电流测量，相位误差主要是引线电感及仪表三运放的共模抑制能力引起的。这方面无须软件修正，三运放的共模抑制良好，其误差可忽略，引线电感可以采用相对值法消除，与万用表200欧档测量电阻时“去除表笔电阻”得真值的原理差不多。

高阻测量，V/I变换器的相位的误差就比较麻烦，最好采用软件修正。

高阻相位误差来源可分两部分：

其一、分布电容引入的附加耦合，如虚地对信号源热端的分布电容，TL082内部两运放的分布电容耦合、信号源质量等，都可能造成信号耦合。因此上臂的电流实为被测Zx上的电流与附加耦合的电流之和。其二、来自下臂输出对虚地的耦合（或其它受控源耦合），等效为下臂电阻上并联了一个分布电容。它造成下臂输出相位滞后。100k档相位误差最严重，而10k档相位误差按100k档相位误差的1/10估算即可。从频域看，相当于下臂电压产生了小量顺时针旋转（滞后），而对幅值的影响基本可以忽略。

以下建模计算分析。测试线分布参数属于被测电抗X的一部分，上臂限流电阻与下臂电阻等值，都是100k，记作R，运放响应延时等效阻抗为Z1（并联在下臂R上），LCR表测得下、上桥臂阻抗比为k，无相位误差时k的理想值为k=U2/U1=R/X，而实际存在如下关系：





R是已知的，k可以由LCR表直接测得，A可以通过校准得到，当B也测得，那么就有X=k\*R\*A\*B。其中，Z0与Z1只相当于几个皮法电容的电抗，所以电抗很大。

那么，应如何理解A和B呢？当X很小时，如X=2k欧或5k欧，B是接近于1的，相位偏移量的附加量是A引起的，B几乎不起作用。当X很大时，A和B同时引起相位偏移，偏移量是A\*B的角度量。

如果仅用Z=k\*R\*A表示测量结果，那么Z实际上是Z = X/B = X/[1+X/(Z0+R)] = X\*(Z0+R)/(X+Z0+R) = X//(Z0+R)，高阻测量时，X是被测电容与表笔分布参数的并联电抗，而且Z0+R与X并联，说明最终得到的Z是Z0+R、表笔电容、被测电抗者的并联值。

综上，A表示V/I变换器的的附加相位偏移，B则反应一个结论，用Z=k\*R\*A作为结果时，它是开路残余电抗（Z0+R与表笔电抗并联）与被测电抗的并联值，因此，为了得到X，应以并联法扣除开路残余电抗。

通过以上分析，就可以得到一个很有效的A值测量方案：测定时，用Z=k\*R计算阻抗。由于Z0和Z1比R大得多，所以A的模值接近于1，他对测量结果的模幅值的影响可以忽略，只需考虑A引起的移相，以免造成Q值测量严重误差。接入5k被测色环电阻（5k电阻Q值几乎为0的），B就接近于1且车辐角接近于0，因此测得Q值正是A的相位。所以，A就是模值为1，辐角为Q的复数。

直得注意的是，DDS前级、后级放大器输出也会存在一些残余耦合，高阻测量时，它也会使V/I变换器发生相位偏移。它们的影响，同样可以归算到A和B之中。

V/I变换器负反馈电阻上并联一个小电容，从输出端看，它引起电压相位滞后。从输入端看，相当于入一个超前的电流（超前补偿）。频率越高，这种反馈越强。有的LCR表采用一些技巧，减小高频反馈，如，100k反馈电阻使用10k与90k串联，串联的中心对地接一个小电容，这个电路，在高频时对反馈信号旁路，减弱了高频反馈，起到了补偿作用。

**十、多途验证记录：**

**验证1：**高Q测量精度验证

取0.1uF/630V CBB22电容做为基准器件。这种电容具用很高Q值，它的Q值是大于这个LCR表的测量上限的。

X=16k，800至999(10k档)

X=1.6k，700至999（1k档）

X=200欧，500至999(1k档)，999(7.8k档)

本LCR表有效测量上限为300左右。测得以上Q值，属正常，上误差许可范围内。本LCR表最大显示限制为999

**验证2：**低Q测量精度验证

取0.1uF/630V CBB22高Q电容，与3.14欧电阻并联。并联之前测得容量为101nF

用并联法测量。1kHz，测得容量为60nF，7.8kHz测得容量为80nF（此时Q值显示为0.012左右）

理论Q值是3.14/200=0.016，实测0.012，误差4字

经查，这4字误差是二线法测量造成的。转到串联模式，表笔短路，测得表笔残余电抗是+9毫欧。

大串联法重测这个阻容并联体，等效串联电抗是-37毫欧，显然，去除表笔残余值后，正确值是46毫欧。因此，改正后Q值是46毫欧/3.14=0.015，与理论值很接近。

**验证3：**

测量0.47uH空心线圈（Q表测量），测值也是0.47uH（已去除表笔残余电感）

**验证4：**

取一段0.18平方毫米铜线，对拆绞合，形成无感电阻。今测其残余电感。

用7.8kHz，20欧档，测得电感量是0.36uH，ESR=294毫欧，去除表笔电感量0.20uH，得电感量0.16uH

用1MHz高频伏安法测得约值是0.2uH

由于这种电感Q值低，电感量不好测量，两种测法误差都比较大，而且电感与频率相关，故只能做粗略比较。两种测法所得结果差不多。

**验证5：**

20pF小电容测量，与Q表对比，仅相差0.1pF

**验证6：**

取5个5pF电容并联，测量Q值，得到Q=300，还算满意。

**验证7：**

接入10欧电阻测试分辨力，用100k档测量，测得三种频率下阻值均为10欧（跳动正负0.5欧）

**验证8：**

测试电阻，测了几十个电阻，误差均小于0.5%

**验证9：**

用网线测量毫欧电阻。利用长度测量换算电阻，并与测值比对，可分辨1毫欧。网线电阻率事先用直流电桥测定。

**验证10：**

取相同的0.47uF/630V CBB22，镀锡包铜钢线引脚，测得单个Q=999（超量程），两个相同的电容并联或串联，也是Q=999。显示正确

**验证11：**

1uF/400V CL21电容，测得ESR=0.18欧，EPR=2.2k

0.47uF/630V CBB22电容，测得ESR=0.01欧，EPR=百几k欧

测试线电阻0.013欧

两电容并联，测得EPR=2.1k，ESR=0.10欧

计算验证：去除导线电阻，两电容ESR分别为0.17，0.00，并联后的ESR为0.17\*(1/1.47)^2+0.013=0.09，与测值0.10相近。

**验证13：**

用不同的量程，同测一个电容的Q值。

以下Q值分别是20、1k、10k、100k档测得

0.47uF/630V CBB22电容，镀锡铜包钢线引脚，1kHz，X=344Ω：

7.8kHz，四档测Q值：999，999，800，20

1kHz，四档测Q值：999，999，800，999

100Hz，四档测Q值：500，600，900，999

0.1uF/100V 500，涤纶电容，1kHz，X=1.47kΩ

7.8kHz，四档测Q值：127，120，140，500

1kHz，四档测Q值：210，210，210，190

100Hz，四档测Q值：500，900，400，800

3.3nF红褐色电容，曾用于V/F变换器试验，效果非常好，1kHz，X=47.6kΩ。

7.8kHz，四档测Q值：3，150，800，800

1kHz，四档测Q值：150，999，999，999

100Hz，四档测Q值：500，999，999，999

2.2nF涤纶。1kHz，X=70.9kΩ

7.8kHz，四档测Q值：90，125，135，110

1kHz，四档测Q值：30，190，240，240

100Hz，四档测Q值：10，100，800，999

红色部分表示比较合适的档位。

横向比较，要求数值尽量统一。Q大于500，对于本LCR来说，可以认为是无穷大了，因此，Q=700与Q=999，即使都看作999也无妨。

注：Q值大了，跳得利害，仅是取个平均数。

**验证13——鉴相器验证线性度**：

切换到菜单3手动调节开关状态，切换到下臂测量。

取两个3.3k电阻并联接入，调节相位和增益，使读值尽可能大一些，以便精确分辨，得到读值是6770。

保持相位和增益不变，仅接入一个电阻，另一个电阻不接入虑地表笔，而改接到地线。得到读值是3382。

两个电阻交换，得到读值是3388。

理论上，当检波器和AD线性度良好时，后两个读数之和应等于前一个读数。3388+3382正好等于前一读数6770，所以鉴相器线性度良好。

**验证14——电容容量验证**

取CBB22/630V 0.47uF电容，这种电容，在不同电压下测量，容量变化较小。

该电容与329.3欧电阻串联，接入AD9850 DDS输出端，频率为1kHz

用VC9806+万用表测得电容两端电压是288.7mV，电阻两端电压是279.8mV

算得容抗X = 329.3\*288.7/279.8 = 339.8欧

C = 1/(X\*2\*3.1416\*1000) = 468.4nF

实测结果是：

独立测量R=328.5欧，电容C=469.3nF

串联测量R=329.5欧，电容C=469.3nF

电阻误差：-0.24%，电容误差：+0.19%

这个电容的等效串联电阻很小，可以忽略。串联测量时，理想结果也应是328.5，实测为329.5，偏大1欧。

以上测量结果表明，电容测量的精度与电阻测量精度相当。

上述测量中，万用表加AD9850 DDS测量结果更精确一些。此时上下臂基本上是平衡的，因此万用表的非线性误差基本可以忽略。由于电容的容量较大，所以万用表的分布电容的影响可以忽略。万用表输入电阻为2M欧，相对于329欧电阻来说，也是可以忽略的。

**十一、元件列表**

三运放仪放电路阻容

2k，4个

10k，4个

1M，4个

1k，6k

104独石2个

224/100V涤纶电容，4个

1N4148，4个

**上臂阻容：**

20欧，2个

1.5k，20k，200k，5.1k各1个

发光二极管6个

自锁小开关1个，如果换为继电器，需5V双刀继电器1个、20k电阻1k，100k电阻1个，8050三极管1个

**下臂阻容等：**

20欧，100欧，1k，10k，100k，各1个

1N4148，2个

**可控增益运放的阻容：**

1M，2个

2k，16k，各1个

1k，2k，10k，各1个

16k，4个

2.7k，1个

1.5k，1个

20k，1个

10n 4个，100n涤纶2个

104独石2个

224涤纶电容1个

**检波器及直流放大：**

10欧，1个

2k，1个

10k1个

51k，4个

100k，2个

473涤纶，2个

104涤纶1个

474涤纶1个

104独石2个

100uF，1个

1N4148，3个

**DDS滤波及信号输出：**

160欧，1个

1k，4个

2.2k，1个

5.1k，1个

10k，1个

4.7n涤纶1个

47n涤纶2个

22n涤纶，1个

10n涤纶，4个

10uF电解，1个

1N4148，2个

**单片机及电源：**

轻触小开关，8个

32MHz晶振，1个

3V峰鸣器，1个

100欧，1个

2.2k电阻，8个

5.1k电阻，2个

LED共阳4位，1个

100uF电解3个

10uF电解1个

8050三极管，2个

8550三极管，1个

7805三极管，1个

7905三极管，1个

1000uF，2个

1N4007，4个

排针40针

3M铜柱，5套

**集成电路：**

CD4052，CD4053，TL084，各2个

STC12C5A60S2，TL082，OP07各1个

品牌四位半万用表1块

示波器一台（可选）