

DIY 数字多用表参考（上）

关键字： 数字多用表 万用表 自己做 制作 六位半 基准 电流源 放大器 保护

声明：

作者完全处于业余爱好撰写该文，由于能力有限疏漏乃至错误在所难免，因此作者不对该文章的正确性负责，同时也不对因援引该文导致的信誉损失、商业利益损失、财产损失、人身伤亡负任何连带责任。

本文涉及的内容涵盖**危及生命的电学测量**，特别提醒实验者确保人身安全。

作者联系方式

E-Mail: mengxin@pixelgame.net

目录：

- 前言（上）
- 功能选择（上）
- 输入放大（上）
- 欧姆电流源（上）
- 电压基准（上）
- ADC（上）
- 交流通道（下）
- 电源（下）
- 逻辑控制与软件（下）
- 校验与调试（下）
- 参考文献（下）

1: 前言

开始自己一直准备 DIY 一台 6-1/2 DMM ，主要想可以通过实际项目提高自己的能力，后来蒙 BG2VO 老师指点，从研究 HP34401 公开的电路图做起，从此一发不可收拾，不久前又买了台二手的 HP3457A（我能找到公开电路原理图的最好性能的 DMM），亲自开机看了看，又对照维修指南上的电路图试着进行分析觉得受益非浅，有些想法不敢独享所以把一些分析写出来，于是有了本文。

这里我打算从功能选择、直流放大电路与欧姆电流源、电压基准与 ADC、交流通道、逻辑控制与软件这几个方面分析，每一部分后面附有自己的 DIY 计划，以及一些想法与困惑希望大家讨论批评同时期待着高手指点。

2: 功能选择

功能选择部分, 指 DMM 从输入端口到放大器的部分, 这部分较杂, 包括输入选择、电流到电压转换、交直流切换、保护等等。

开关:

一般 DMM 要测量 1000V – 100mV, 10A - 1mA, 非常大的动态范围, 必然要求输入回路进行分压, 分流, 放大, 同时在错误量程选择, 或测量输入超量程的情况下进行有效的保护, 保证后续精密放大器、ADC 等不会损坏失效, 先说说可行的几种开关方式:

手动机械式量程开关: 多用于廉价的 DMM, 优点是廉价; 可以将量程组合逻辑用连线实现; 同时作为量程选择和量程指示; 缺点是不能自动化。

部分量程的外部插件化: 这也是一种广义的开关方式, 对于电气性能要求很高的量程 (1000V 以上的高绝缘性, 10A 以上的大电流, uV, nA, GΩ, mΩ 级测量的高精度, 以及多路程控开关等) 使用单独制作为其特性优化的模块, 这样一来可以降低整体的设计要求, 销减成本, 二来可以应对不同的需求, 并为将来的扩展预留空间。

继电器: 这个用的较多, 所以详细说说, 优点: 极小且稳定的漏电流 (基本可以不考虑) 大电流, 高耐压, 控制隔离; 缺点: 噪声, 速度中等, 有限的寿命, 驱动耗电严重 (选择锁定型号可以避免连续通电, 但是相对较贵), 有接触电势, 在测量微小信号 (100mV 以下) 可能由于表面有氧化膜或其他薄膜增加电阻 (即所谓的干电阻);

根据触电合金分类主要有 金-银-钯系, 热电势低, 触点表面不易成膜, 但是抗烧蚀差, 多用于小信号; 铂-铑-钨系正好相反, 多用于功率控制。

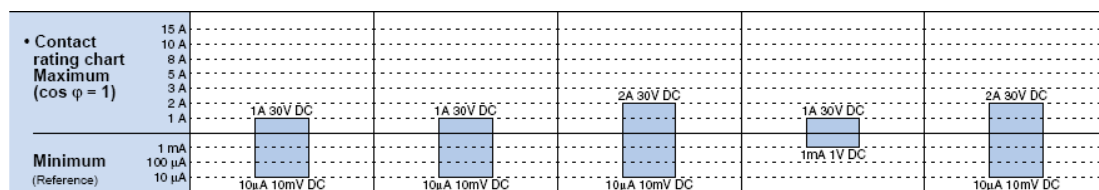


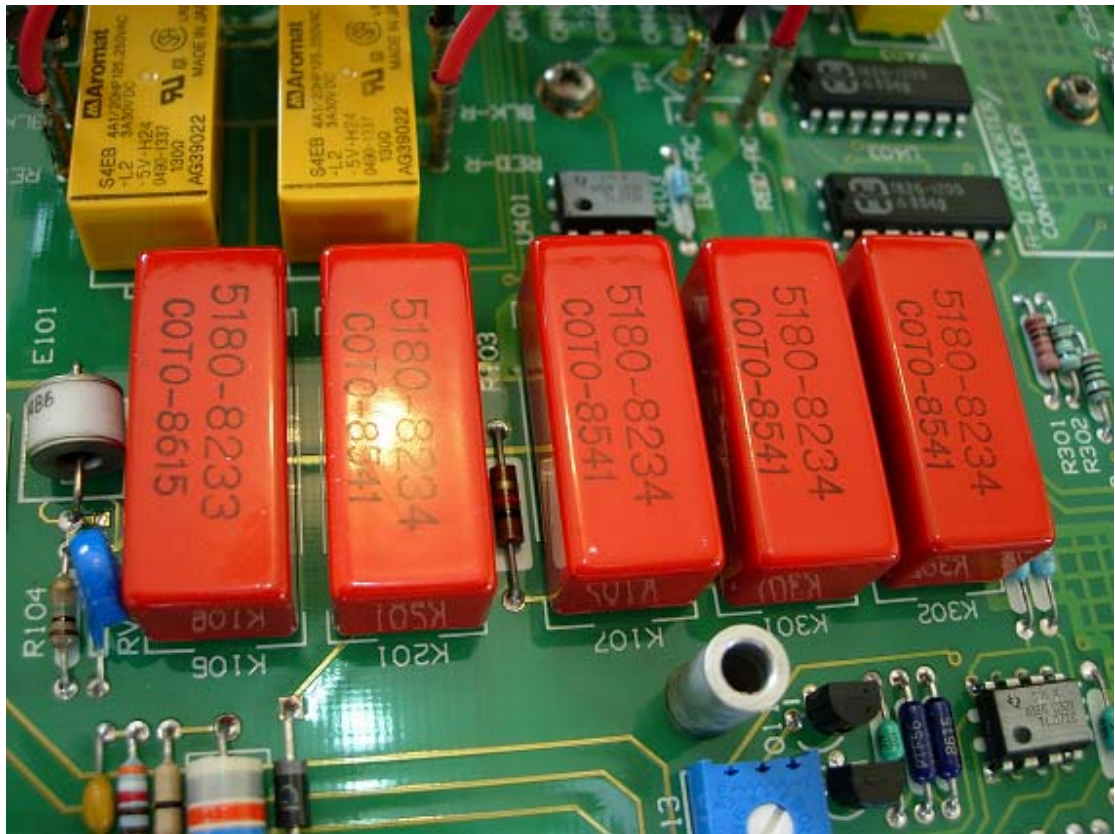
Fig1 (截取自松下继电器选型手册)

注意 Fig1 中第 4 列的参数, 就不适合微小信号用途。

此外还有一种湿簧继电器, 触点上有毛细管浸润水银, 须直立安装, 接触时靠水银导电所以不存在干电阻, 但是由于环保原因已经比较少见了, 在 HP3457A 的输入通路有特制的舌簧继电器, 可能有特殊的性能要求。



(Fig2 湿簧管, 可见被水银浸润的簧片,)



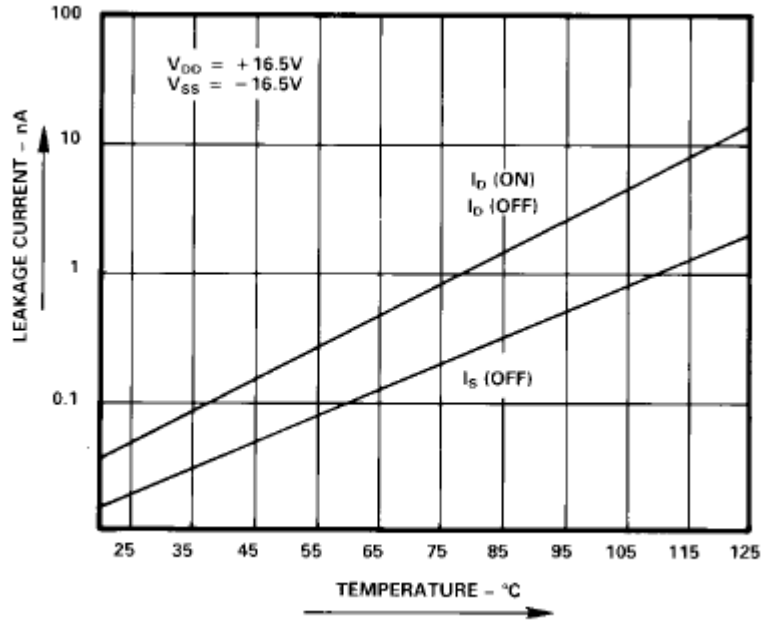
(3457A 内部的继电器，前景红色的是舌簧继电器，后面黄色的是普通继电器)

根据驱动类型可分为锁定与非锁定，其中锁定的是向驱动线圈发送一个脉冲即可完成触点转换，而非锁定的需要给线圈不断提供维持电流才能保持吸合，往往众多继电器的维持电流汇集起来还是非常可观的，而且持续通电的线圈产生热量造成的温度梯度也是热电势的来源。

关于继电器驱动的问题：经典的继电器驱动电路时采用晶体管或达林顿管+续流二极管（或者直接采用 ULN2803 等驱动电路），但是要注意逻辑驱动的扇出能力，一般的 TTL 的总电流也就 20mA，由于晶体管接近饱和时 β 显著变小，加上较高的饱和压降，所以需要更大的基极电流才能保证可靠的吸合，这对于想用移位寄存器（74HC4094、74HC595 等）通过串行命令驱动多个需要较大电流的继电器的电路可能是有问题，详细地 IO 驱动问题可参见资料 2，较好的替代方案是用小功率 MOS 管，注意选择阈值电压较低的逻辑型（2N7000 之类），电路更简单，对于小型的磁保持继电器由于动作电流比较低且很短暂，直接用 74HC14 之类的逻辑电路驱动就可以（参考 LYMEX 的 4X2 复选器的文章）。

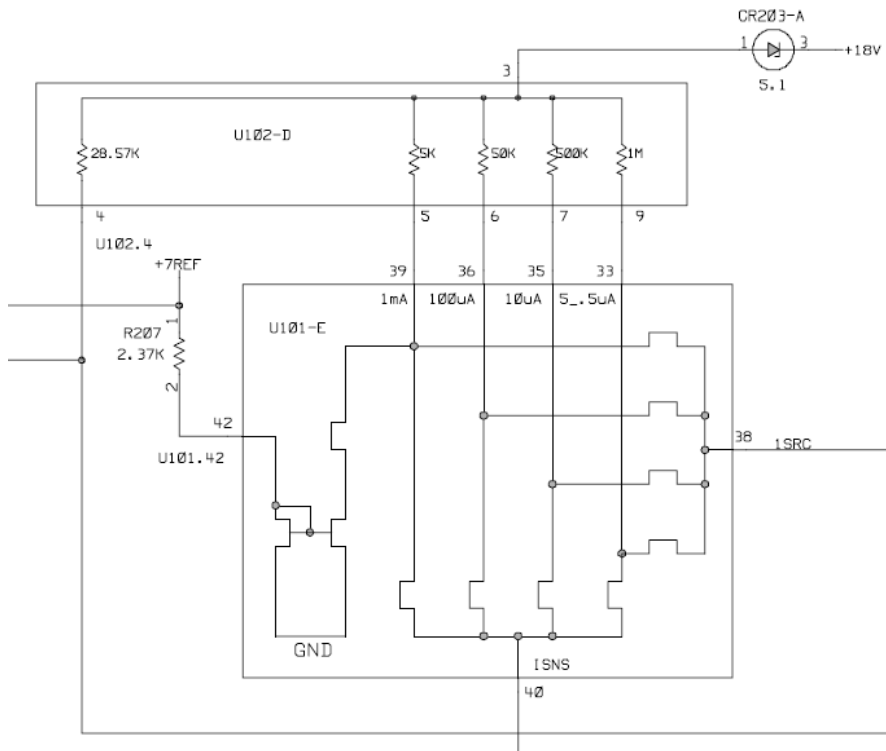
模拟开关（复用器）

模拟开关采用 CMOS 或 JFET 作为开关元件，有大家熟知的 CD4066,4097 等，以及 DG 系列，优点是速度快，控制方便，连接方式多；缺点是耐压低 ($\pm 20V$)，电流小 (20mA)，漏电流随着温度升高急剧上升。



Leakage Current as a Function of Temperature

(Fig4 AGD508 漏电流与温度的关系，摘自 Analog Device ADG508 DataSheet)



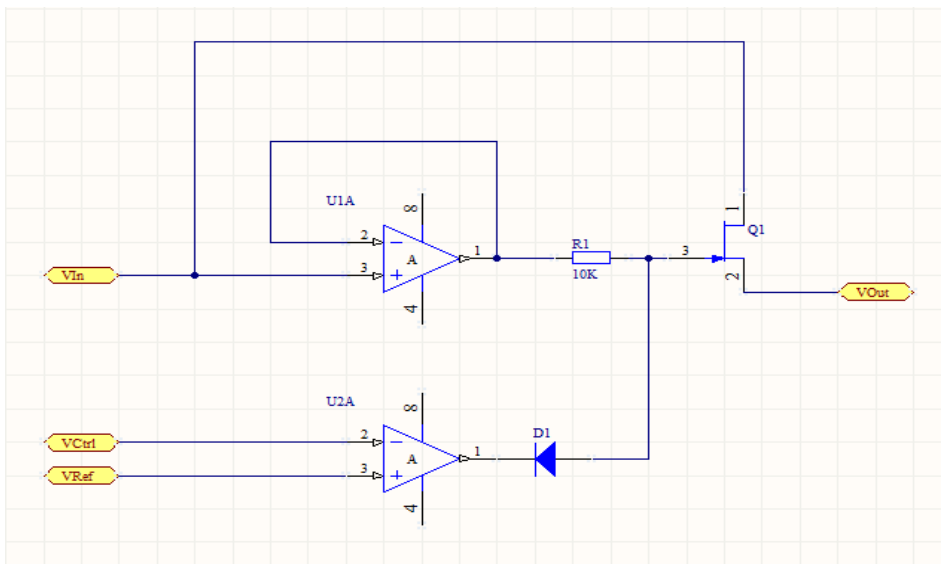
(Fig5 HP34401 欧姆电流源局部，可见模拟开关的用途，摘自 HP34401 维修指南)

JFET 开关:

JFET 广泛用于早期的系统设计，在对漏电流，速度要求较高的场合仍有应用，一般电路采用 Fig-1-4-1 的形式



(Fig-1-4-1: Advantest R6581T 的 J F E T 开关)



U1A 是高阻抗运放（例如 CA3140）将输入电压进行缓冲后对开关管 Q1 的栅极进行 0 偏压使之导通，当须关断开关管时比较器 U2A（图中的二极管表示比较器输出仅下拉，若是开漏输出型的 LM339 则不必安装）根据输入电平与阈值的比较结果决定是否下拉栅极电位到负电源轨，这样可以保证 Q1 的栅极不会处于正偏置状态，当源阻抗很低时，U1A 构成的缓冲器可以省略。

模拟开关，JFET 开关的电荷注入问题：

在 JFET 导通或关断时突变的栅极电压会通过栅极电容耦合到源、漏极尽管很小但依然可能影响后续电路的精度，所以精密模拟前级的模拟开关应采用低漏电流，低电荷注入的模拟开关。

Charge Injection

A measure of the glitch impulse transferred from the digital input to the analog output during switching.

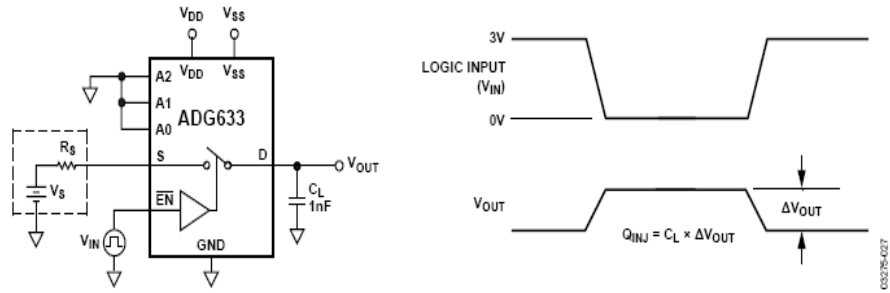
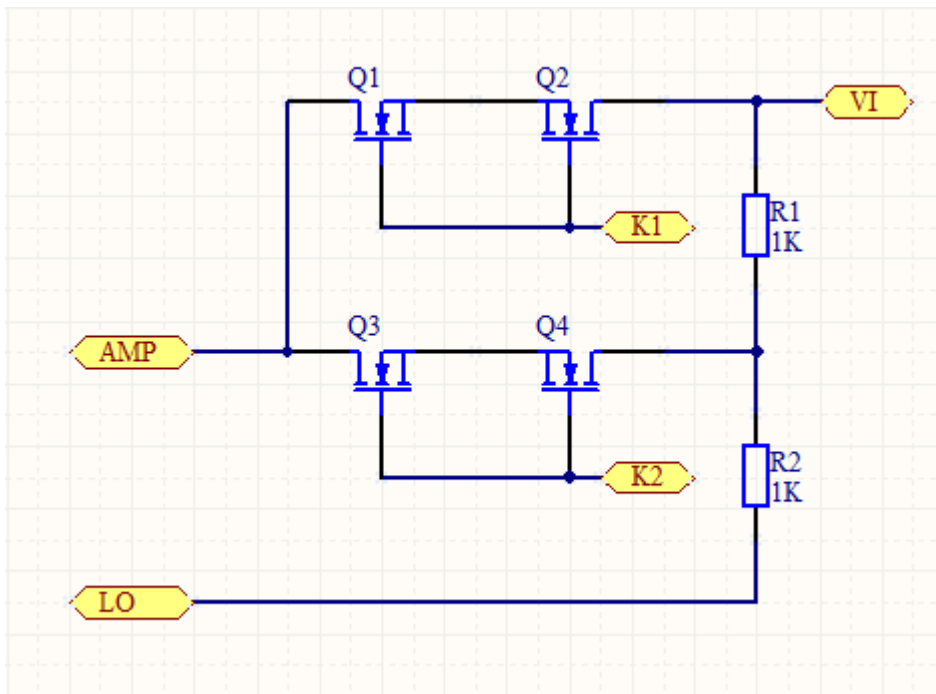


Figure 27. Charge Injection

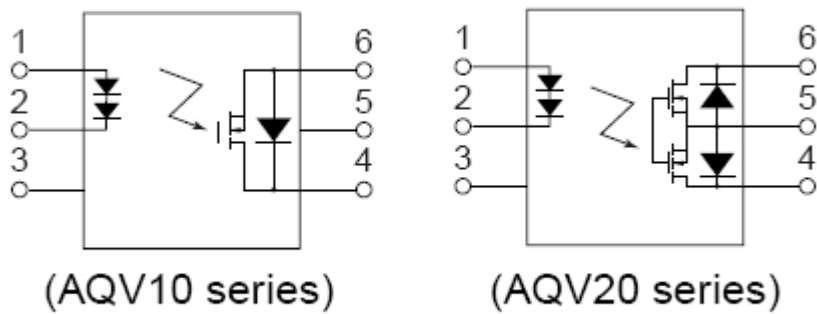
MOSFET 开关:

MOSFET 广泛用于功率控制，不过有消息称在最近的设计中（NI 的虚拟 DMM）已经用来取代继电器充当分流电阻的切换开关，猜测的电路形式可能是这样的。



将 K 1 或者 K 2 置为正负电源轨，可以选择电流流过 R 1 或 R 1 + R 2

PhotoMos:采用光控制 MOS 管的导通优点是隔离，大电流，缺点是较大的漏电流（最大 1uA，但在低压应用时很低），价格贵，速度慢。



(Fig6 PhotoMos 原理 选自松下继电器选型指南)

保护

保护有以下两级

1: 涌浪保护:当用户接入远高于测量范围的高电压或大电流，雷击等，这时需要以大容量泄放能量，同时烧断保险丝进行彻底保护，否则可能造成安全隐患。

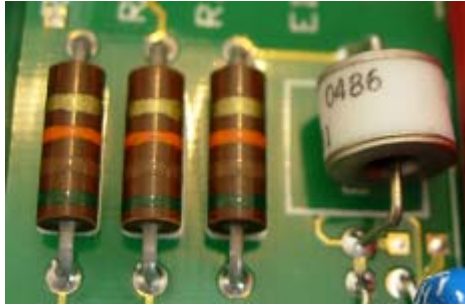
2: 钳位保护:限制器件输入电压，电流避免超过限度。

涌浪保护器件:

DMM 输入前级必须提供有效的高能量涌浪保护，常见的保护元件有如下几种

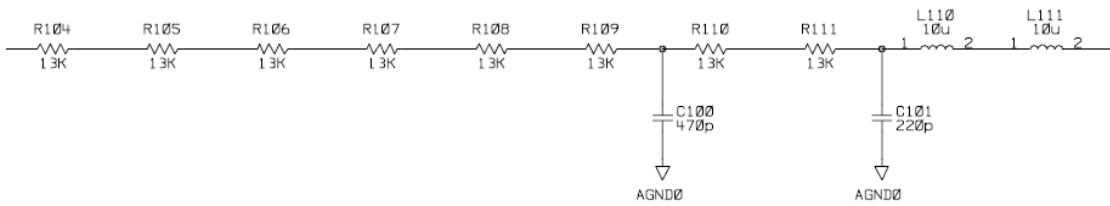
类别	保护方式	最大电流	响应时间	最大漏电流
压敏电阻器	钳位	1kA~10kA	≤50ns	μA 级
气体放电管	负阻	10kA 级	0.1~1us	pA 级
瞬变吸收二极管	钳位	100A 级	<25ns	μA 级

可以看出最优秀的保护器件是气体放电管，很大的通过电流，极小的漏电流，使之非常适合做前端保护，因为对于 10KΩ（已经不算高了）源阻抗每 100pA 漏电流就会产生 1uV 的误差，所以整个输入回路漏电流一定要小。在 HP34401 的电路图中也是采用气体放电管串联压敏电阻进行 ESD 防护的。



(Fig8 HP3457 保护部分局部 历史悠久的有机碳质电阻和气体放电管)

关于气体放电管的响应时间：由于气体放电管需要 μs 级的响应时间，所以其后要接上适当时间常数的 RC 电路避免在气体放电管放电前电压升的太高。



(Fig9 HP34401 功能选择局部，摘自 HP34401 维修指南)

D-MOSFET JFET 限流保护电路：

虽然高阻抗电阻是简单有效的保护方式，但是会贡献电压噪声，利用 D-MOSFET 或 JFET 可以兼顾保护和阻抗的问题（但可能引入阻抗变化的非线性）下图是利用 LND150 在 $+500\text{V}$ 的范围内进行的保护，在电压不高的情况下可以用 JFET 代替。

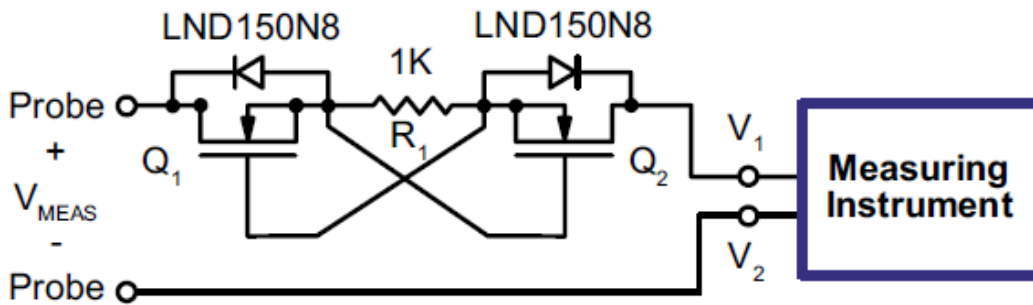
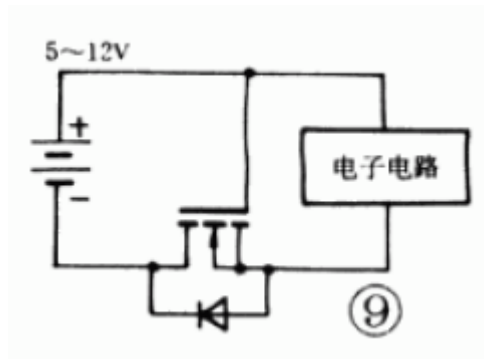


Figure 1

E-MOSFET 电源反接保护：

用 MOSFET 代替二极管进行电源的反接保护，可以减少电能损耗，其方法就是漏极接电源，顺着体二极管方向串入电路，栅极接另外一个轨即可。



(N-MOSFET 保护电路，由于电路多为以负极为公共地的，所以应用 P-MOSFET 的时候更多，把上图反过来接就行)

钳位保护器件

保护后级电路输入电压在合理范围内，要求极低漏电流,适当的正向电流，可以有如下选择：

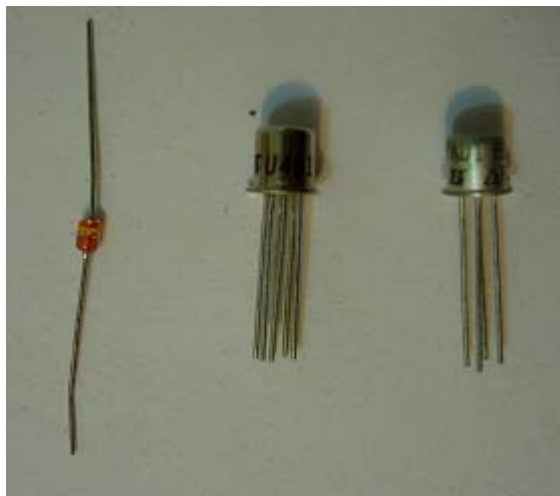
小信号二极管 1N3595 等 nA 级（125V 反向电压，其实在 $\pm 20V$ 环境下更小些）。

JFET 当二极管用 pA 级（参见 2N4117A 的 DataSheet 和参考文献），电流和反向耐压较低。

低漏电流二极管 PAD1 pA 级；

低漏电流二极管 BAV199 pA 级；

小信号三极管的 BE 结 pA 级（Iymex 实测 S9014）



(从左到右依次是 1N3595 ， U401——低噪声 JFET 对管，用途在放大部分介绍 ， PAD1)

利用 IC 内部的保护二极管，某些 IC（CMOS 运放，模拟门等）输入端有用于 ESD 的低漏电流保护二极管，可以承受 5mA 左右的正向电流（注意更大可能引起锁定，这是由制造工艺产生的寄生可控硅引起的）适当的采用限流电阻可以进行一定程度的保护。

此外还有些器件在输入部分有串联 P-N-P(或 N-P-N 顺序，不是指双极晶体管)MOSFET 组成的保护电路他们的栅极分别接在正负电源上，当输入电位超出一个 VGS 范围时对应的 MOSFET 就会关闭，从而保护了后续电路。

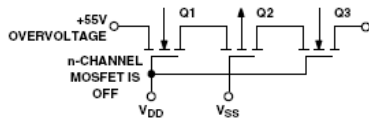


Figure 3. +55 V Overvoltage Input to the ON Channel

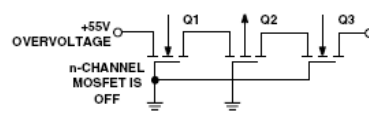


Figure 5. +55 V Overvoltage with Power OFF

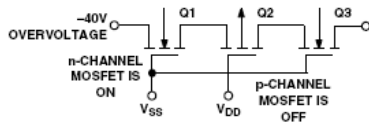


Figure 4. -40 V Overvoltage on an OFF Channel with Multiplexer Power ON

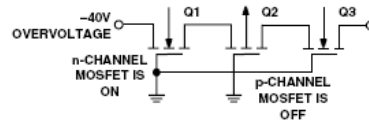
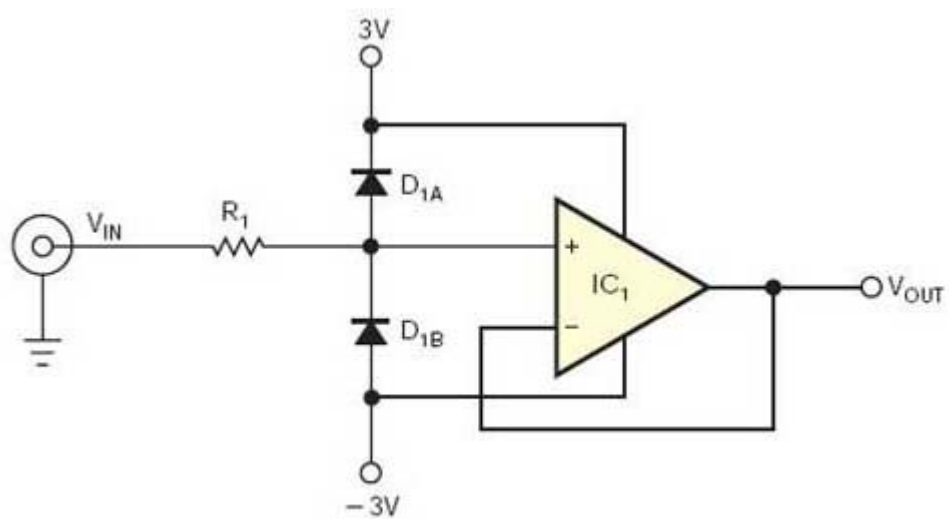


Figure 6. -40 V Overvoltage with Power OFF

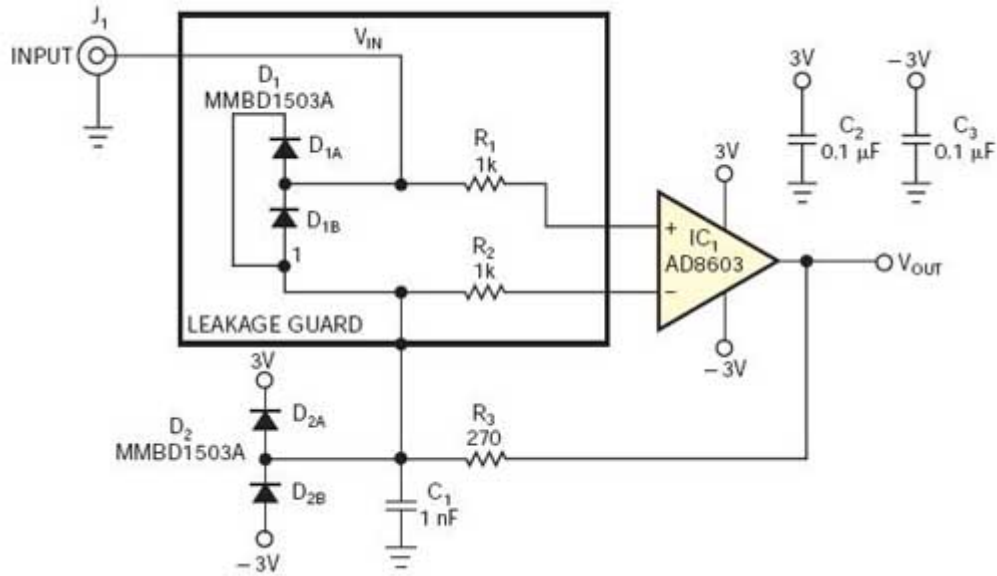
(ADG508F 保护部分，摘自 ADG508F DataSheet)。

关于钳位电压跟随问题：

如 Fig9 的简单钳位电路会使二极管处于高反偏压，从而导致较大的漏电流，造成显著的误差，解决办法是在合法输入范围内使二极管处于零偏压，这种思路有些类似低电流检测的 Guard 保护。

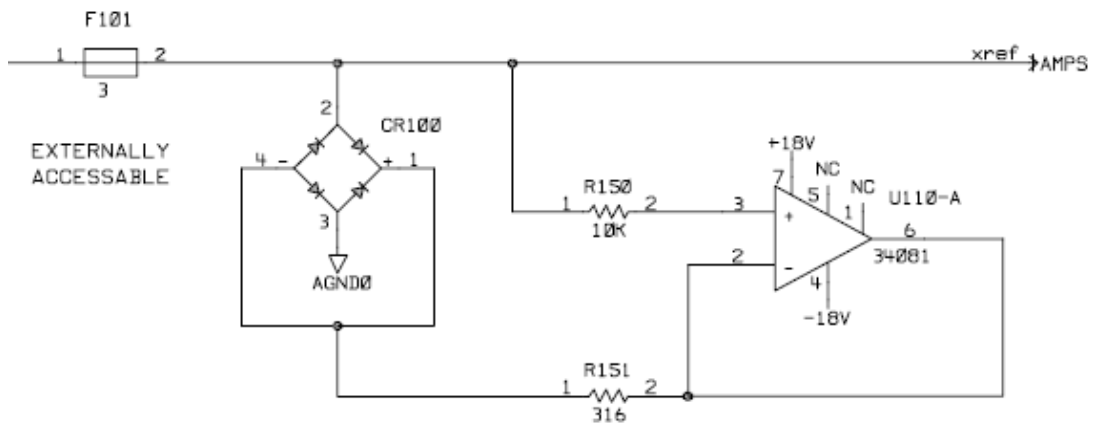


(Fig9 简单钳位电路，会有较大的漏电流误差)



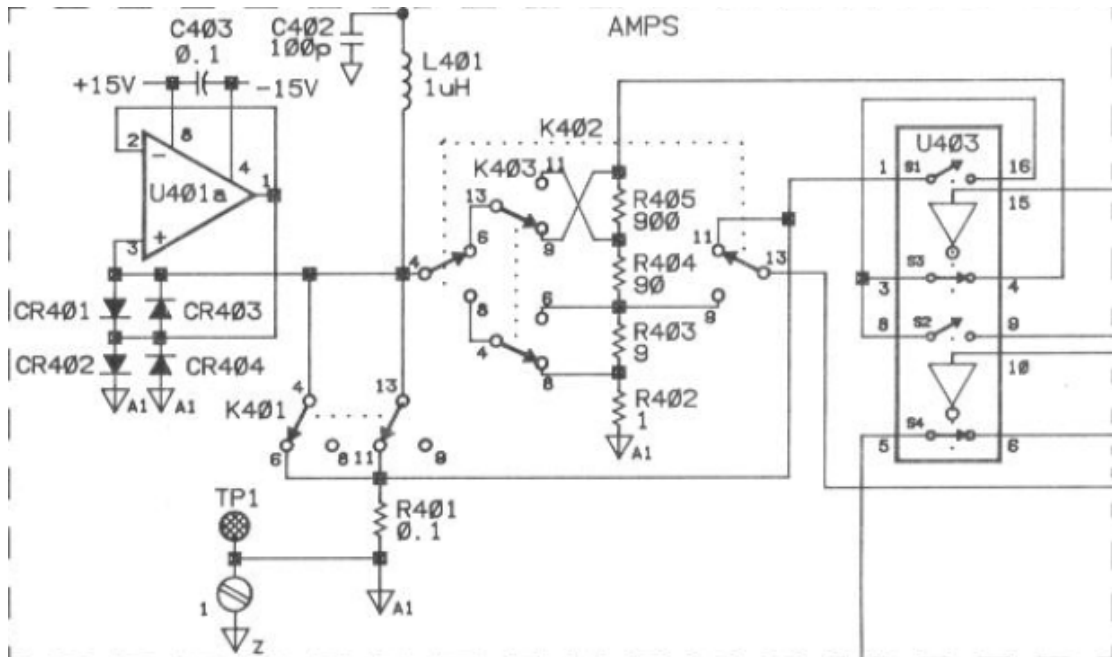
(Fig10 带电位跟随的钳位电路，在合法输入范围内几乎没有漏电流)

基于类似的思路，我们看看 HP34401 的电流保护部分。



(Fig11 HP34401 输入选择局部，摘自 HP34401 维修指南)

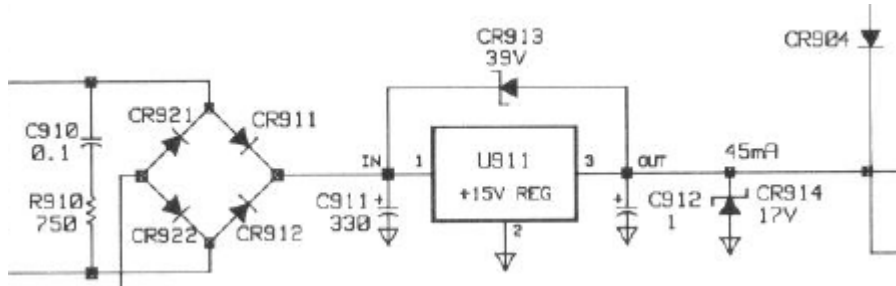
整流桥 CR100 保护分流电阻两端的电压不大于 $2 \times 0.7 = 1.4V$ ，在正常情况下由于跟随器 U110-A 的作用整流桥的 1,4 与 AMPS 的电位相等所以不存在正向电流(仅为 U110-A 的 I_B)，相比低档 DMM 只有正反并联二极管保护的电路精度要高一些。



(Fig11 HP3457A 电流部分，U401A 起着相同的作用，摘自 HP3457A 维修指南)

关于嵌位保护时电压源的吸收能力：

一般的串联稳压电源并不具有吸收能力（78XX 系列就是）也就是说不能控制负载电压的升高（78XX 系列甚至会因此损坏），所以直接将钳位二极管接到电源是不可靠的，甚至会抬升整个电源电压导致其他部分的损坏，所以有必要在为电源提供足够的吸收能力。



(HP3457A 电源局部，可见稳压电路输出由 CR914 保护，防止电压意外升高造成损坏)
换一种思路-浮动电源的高压缓冲器：

从另一种角度看如果电源能跟随输入浮动，就可以在很宽的输入范围保持高输入阻抗，同时在此范围内也就不需要保护了

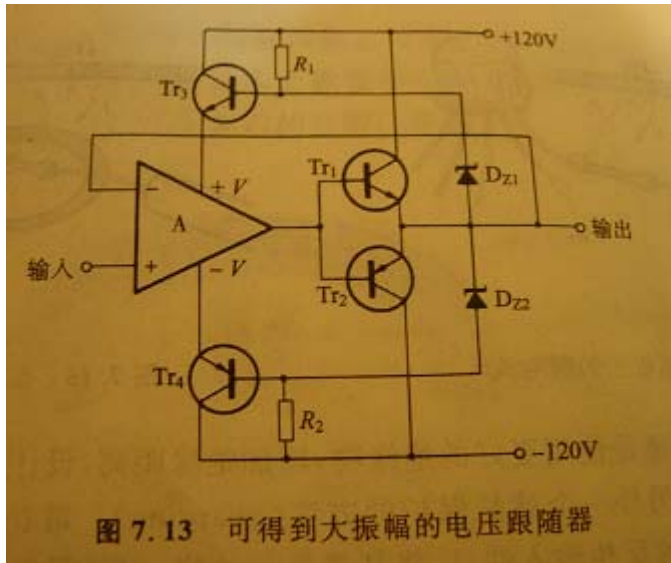
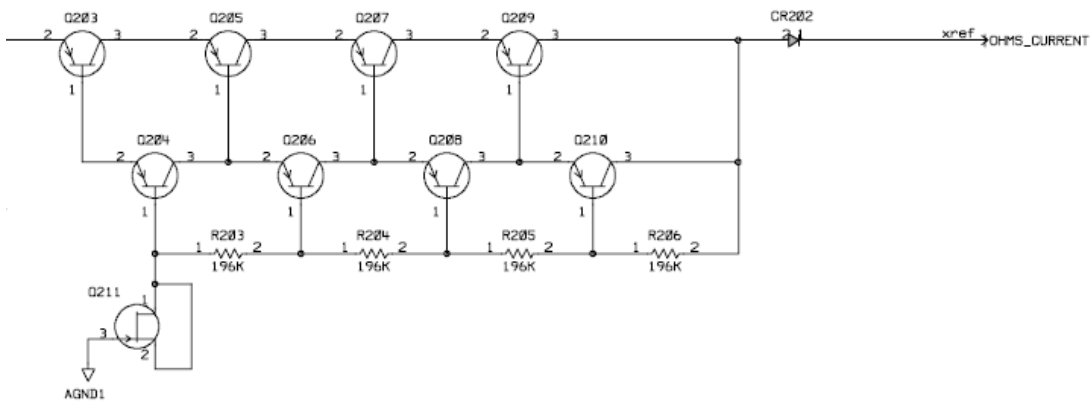


图 7.13 可得到大振幅的电压跟随器

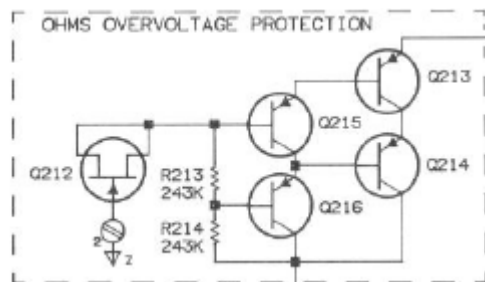
(可用于 100V 量程的输入缓冲, 摘自《OP 放大电路设计》在凌特 AN67, EDA 文档中也有类似的电路)

欧姆输出保护

对于 DMM 欧姆恒流源要接入 HI 端, 要能对抗 1000V 高压而且不能分流电流源, 还是比较难的, 看看 HP34401 的电路实现



当 OHM_CURRENT 为正高压时高压二极管 CR202 反向截止, 当 OHM_CURRENT 为负高压时由于 Q211 构成的二极管将 Q204 的基极电位嵌位到 $-0.6V$ (不可能更负了) 而只有当 Q204, Q203 发射结正向偏置时才会导通, 所以不可能将负高压传导到电流源内部。HP34401 具体实现采用了四级串联-达林顿连接的高耐压 PNP 管 2N6520 ($V_{ce0} = -350V$ 互补 NPN 型 2N6517) 每只管子分到 250V 左右, 可以保证 1000V 的保护, 同时整体的漏电流仅由 Q211 产生 (设计中采用 2N4117A 漏电流可低至 $1pA$)。



(HP3457A 的欧姆保护, 原理类似, 由于没有这么高的耐压要求所以只用了两级晶体管。)

3:输入放大电路

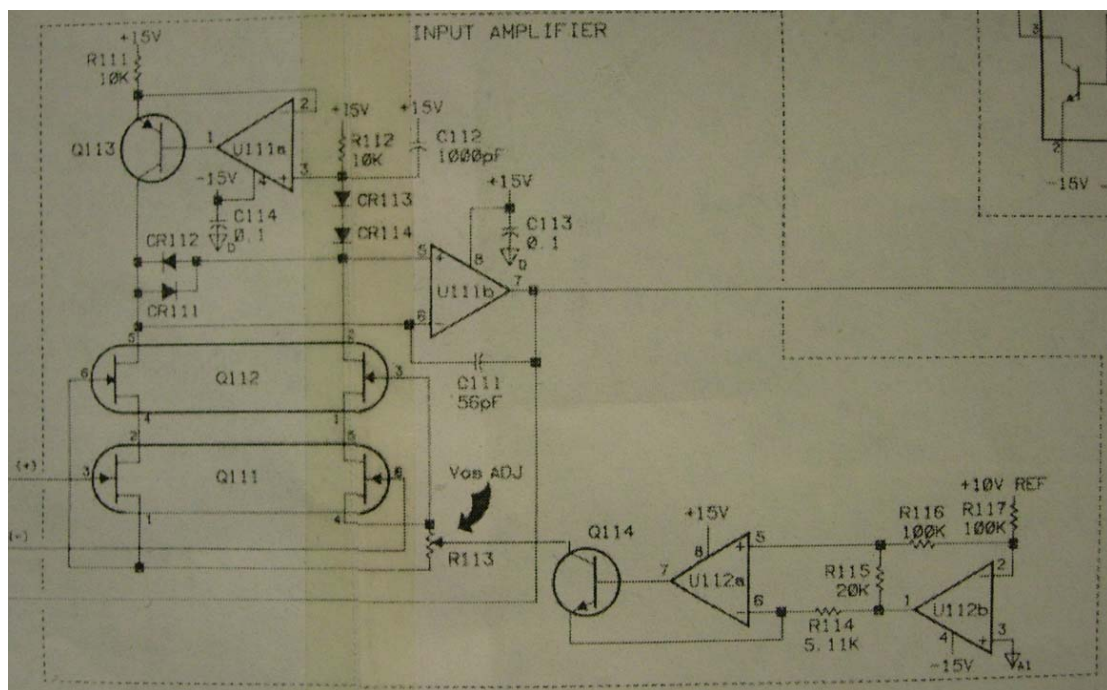
要测量从功能选择电路部分输出的高阻抗（有时还是低电平的）信号一般要求用高阻抗、低噪声的直流放大器进行 1， 10， 100 倍的放大，对于高档 DMM 一般至少要求低至 100mV 的 DCV 量程，也就是 100nV 的分辨率，这样就要求放大器的等效输入噪声不大于这个指标，就一般的运算放大器而言，很少能够做到的，下面的表格列举了几种典型的运算放大器性能。

型号	特征	失调电压	温漂	输入偏流	0.1-10Hz 峰峰噪声
ICL7650	斩波稳零 CMOS	极小	极小	10pA 级	1.5uV
OPA128	JFET	高	中	10fA 级	4uV
AD706	超 β 双极	小	小	100pA 级	0.5uV
LMC662	CMOS	高	高	1fA 级	没指标
LT1028	双极	中	中	10nA 级	0.035uV

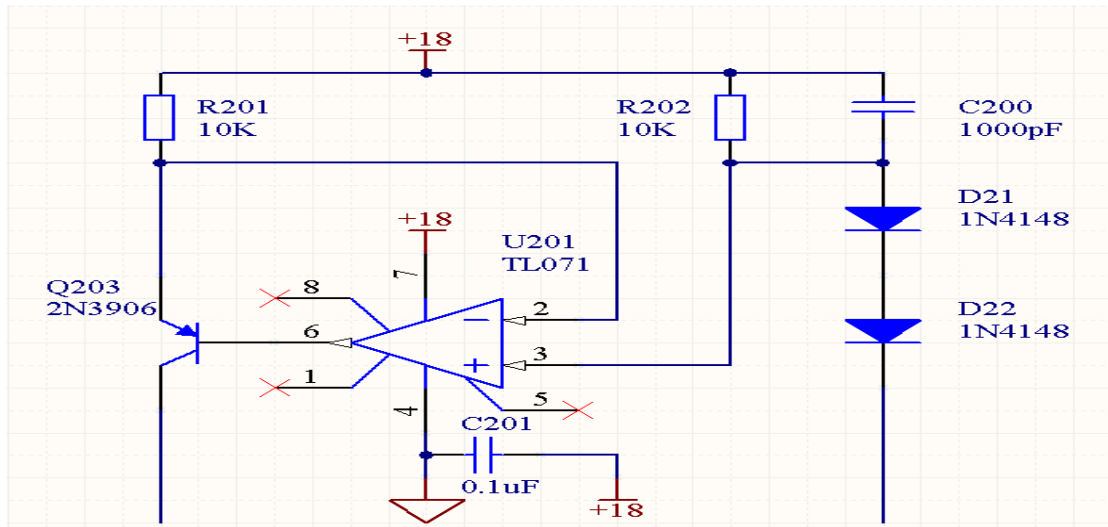
对于 DMM 选型来说第一重要的是输入阻抗，其次是噪声特性，再次是失调电压和温漂，因为由偏置电流带来的系统误差是不可补偿（或很难补偿的），噪声带来的随机误差可以通过电路或数字滤波部分补偿（往往要加大测量时间），而偏置电压和温漂是可以实时补偿的（一般 DMM 在每次测量前会对零电位进行一次测量）

从表中可以看出没有一个是合格的，当然表里都是各种类型的极端型号但是就算是他们性能中间的过渡产品也很少有合适的，（近期的 OPA827 很有希望 JFET 输入 3pA IB 0.4uV Ven 250uV Vos）所以无论是 HP34401（100nV 分辨率）还是 HP3457（10nV 分辨率）都采用了 Dual JFETs + 低噪声双极运放的方式组成高阻抗低噪声直流放大电路。

首先我们看看 HP3457 的电路，这个传统一些，比较好理解



首先看看上边的电流镜（我把他画到 Protel DXP 中了，这样清楚些）



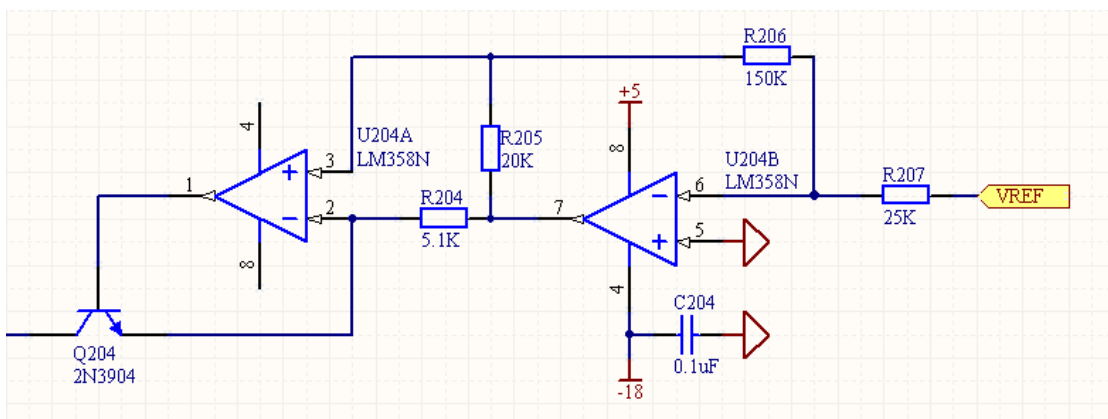
在常见的 OP 电路中是靠晶体管对实现的，这里使用分立元件可以避免使用昂贵的对管，同时性能也非常好，由于 U201 的反馈作用，R201, R202 降落的电位是相等的（若右侧电流增加→R202 压降增加→运放+Vin 电位下降→运放输出电位下降→晶体管电流增加→R201 压降增加→运放-Vin 电位下降→平衡，反之亦然），也就是电流相等；

这里注意选择运放时要采用 P-JFET（共模输入电压可以达到或高于正电源电位，HP3457 用的是 1/2 TL072）或轨对轨（共模输入电压可以达到正负电源电位）输入型的。因为在两个采样电阻上的压降并不高（2V 左右），在采用常规运放时可能会超过其共模输入范围，轻则产生误差，重则发生相位反转，锁定甚至造成损坏。

此外若是追求更高的精度，调整管应采用 JFET 或 MOSFET，至少也要是达林顿连接的晶体管，运放的输入阻抗要高，偏置电压要低，且为低噪声型。

在我的 DIY 计划中打算把输入放大器的共模输入范围调整到±13V 所以电源电压将升至 ±18V，为了避免损坏运放，上下两侧运放都只承担了一半的电压（看电路可知运放的 Vss 并不需要很负，足够调整管导通就行了，同理 Vcc 也不需要很正）。

再看看下边的恒流阱（为了适应±18V 电压和 2.5V 的电压基准，部分电阻阻值做了调整）



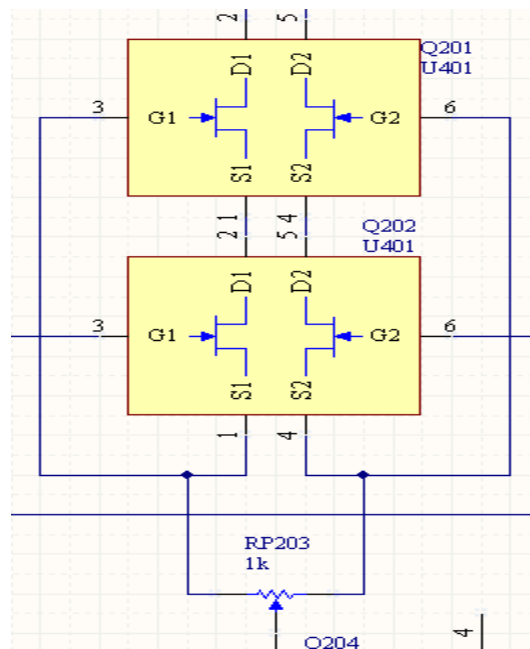
由电路分析可知

流过 R207 的电流 = 流过 R206 的电流 = 流过 R205 的电流 = $100\mu\text{A}$ ($2.5\text{V} / 25\text{K}$)

这样可以算出 U204B 输出脚电位为 -17V，U204A 的非反相输入端为 -15V，由于 U204A 的反馈作用，使得落在 R204 两端的电压为 2V，也就是 Q204 的发射极电流为 $392\mu\text{A}$ 除去约 1% 的基极

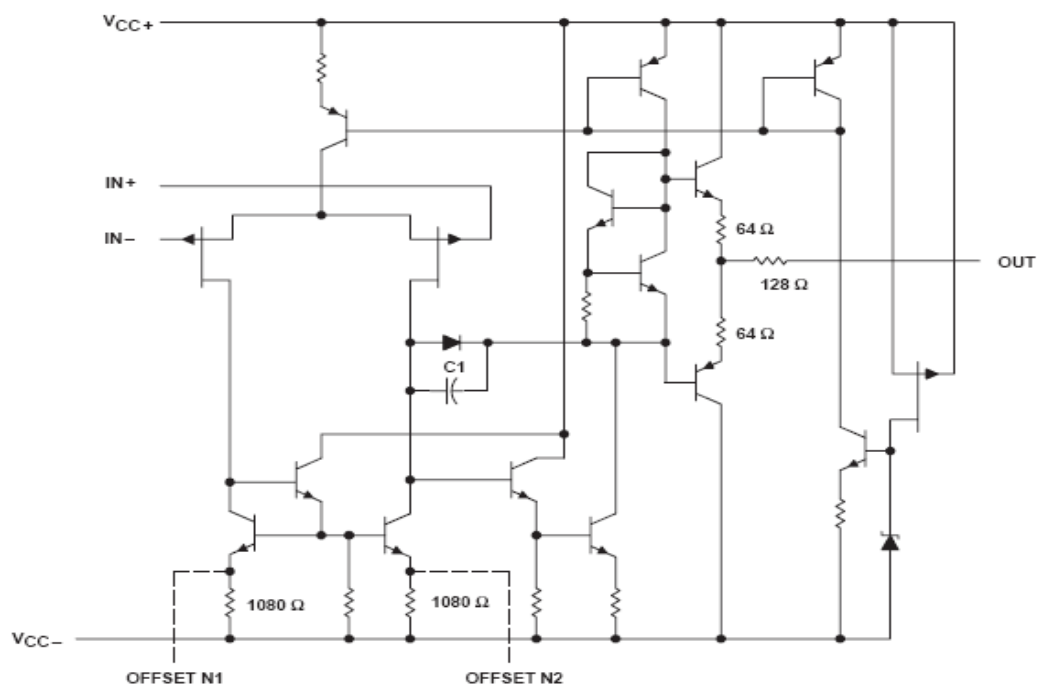
电流可得出这是一个 390uA 左右的电流阱（同样的，这里运放要选择单电源运放，也就是共模电压范围要达到负电源电位，要想提高精度，也要注意上面提到的问题，HP3457 用的居然是 LM358，可能因为噪声出现在共模成分里吧，所以敢用这么差的器件）。

最后看看有些特殊的输入部分



这里采用的是所谓“栅-阴自举放大器”在低频分析时可以认为由于 Q201 的栅基接到 Q202 的源极，又由于流过串联 JFET 的电流是恒定的，所以 Q202 的 VSD 被稳定在 Q201 对应该电流的 VGS，如果 Q202 的 I_{DS} , V_{DS} 都是确定的那么他的 V_{GS} 也就确定了，所以该电路表现为线性度很好的电位跟随特性。

其实这里去掉 Q201 电路照样可以跑的很好，很多 JFET 运放就是简化的结构。



(TL081 的结构图)

关于低噪声 DualFETs

常用的低噪声 DualFETs 有东芝的 2SK389，威世的 U401，Linear System 的 LS844 等，其中我只买到了 U401（不是编号，是型号），具体指标如下

2pA 输入电流，10nV/sqrHz @ 10Hz，ID = 200uA；

输入阻抗没得说，噪声算下来 0.1Hz ~ 10Hz 也不超过 30nV（没说是 p-p 还是 rms）

总体指标还是非常优秀的。

值得注意的是指标给的条件是 200uA，可能这时噪声特性最好，虽然我没找到 U401 的 FN 图（源阻抗，电流对应的噪声特性）但根据上面 HP3457 的恒流阱的分析结论（每侧约 200uA）大概可以推测出类似的 FET 在这样的电流下表现应该是最优的。

若要测量纳伏级的精度，常规的直流放大器就很难了，一般采用斩波-AC 放大-同步检波结构的放大器，（参考资料 09）以避免很大的 1/f 噪声。

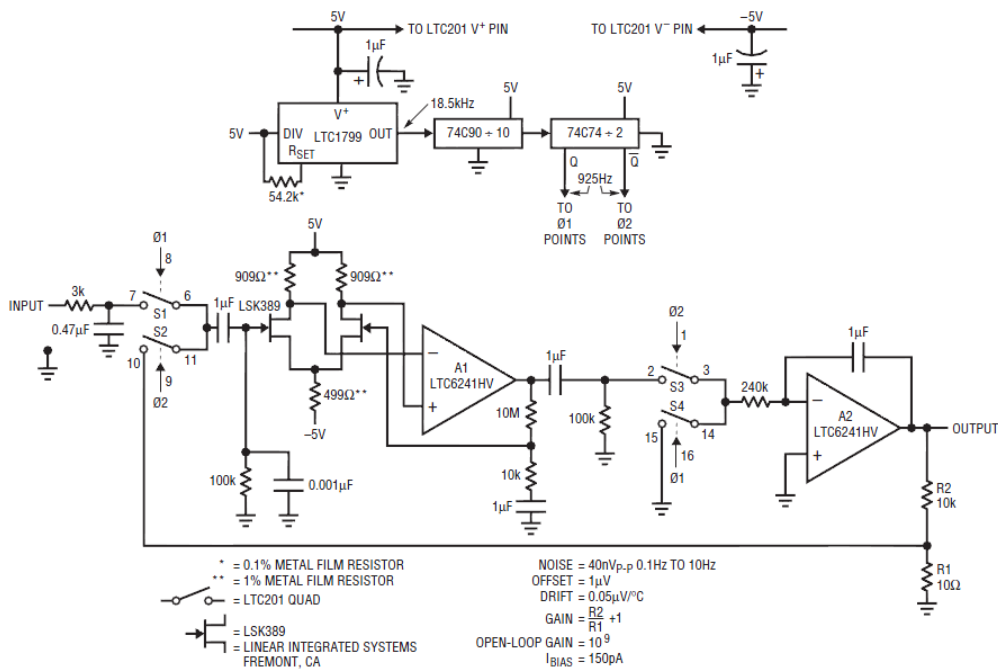
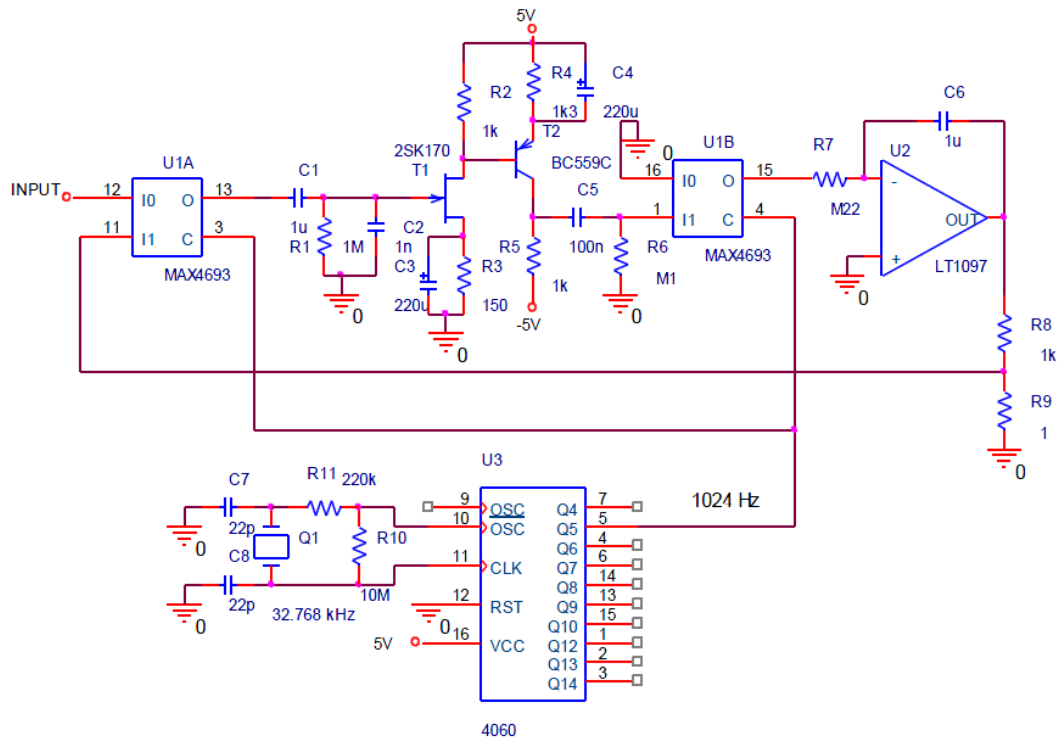


Figure 1. 40nV noise chopper amplifier

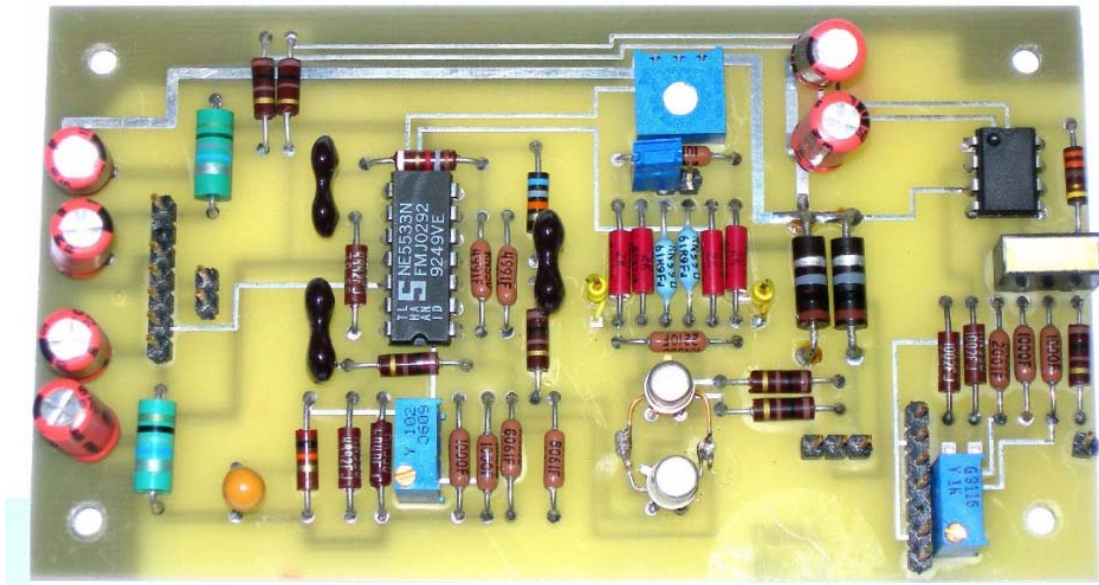
斩波放大器，达到 40nV p-p 的噪声水平 Linear Technology Magazine • March 2006 By Jim Williams



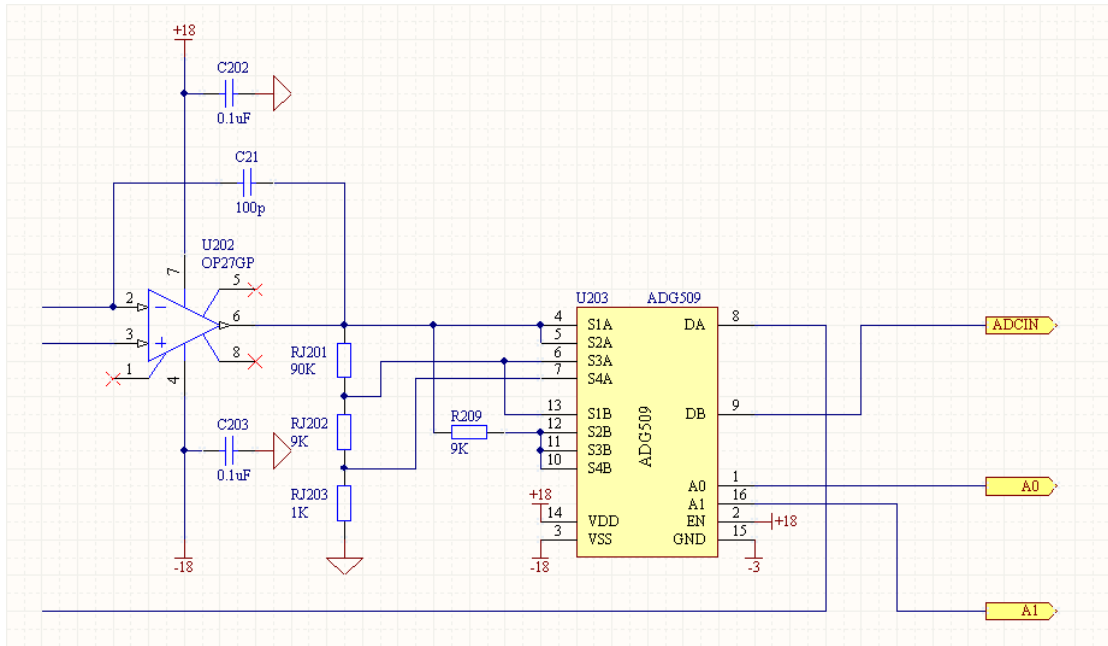
Design of ultra low noise amplifiers

Vojtěch Janásek, www.janascard.cz

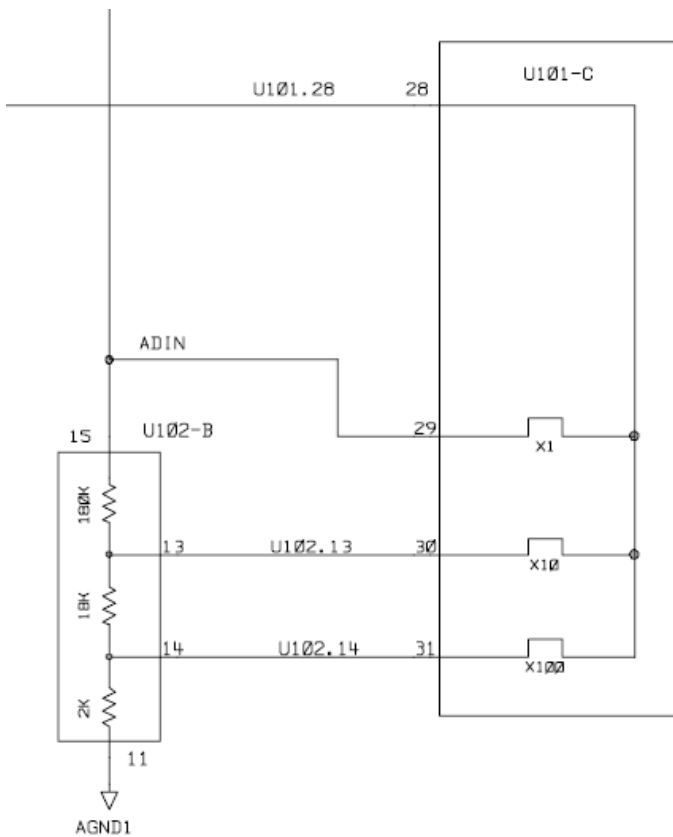
另外一个 8nV p-p 的斩波放大器 ()



(某网友发的科研仪器上的高阻抗，低噪声精密放大器，其中金封对管就是 U401)
最后看看后级电路



没什么说的，就是利用 ADG509 选择将不同的分压比接入反馈回路，同时也将选择不同的分压比输出到 ADC 电路，整体上构成 $\times 0.1$ (为了适应 2.5V 输入的 ADC)， $\times 1$ ， $\times 10$ ， $\times 100$ 可编程放大器。

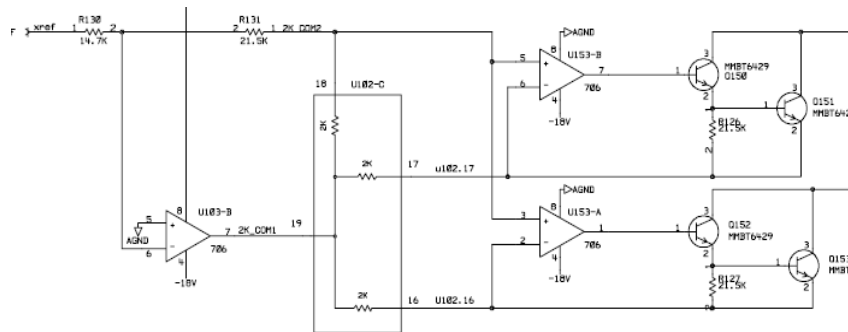


(HP34401 放大倍率选择部分)

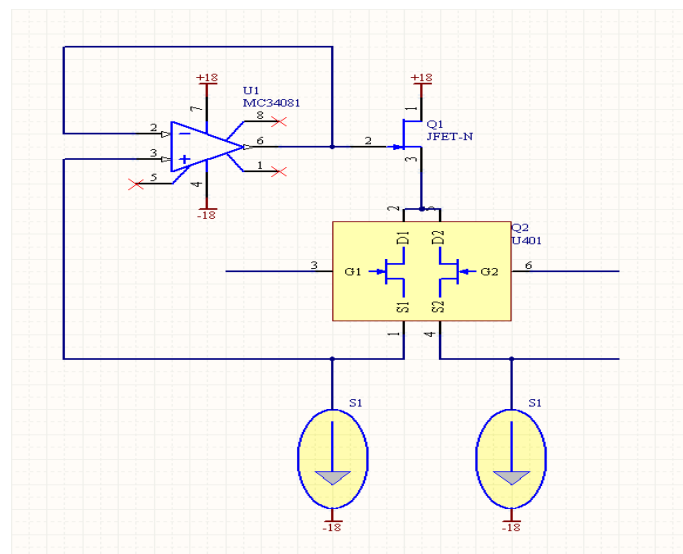
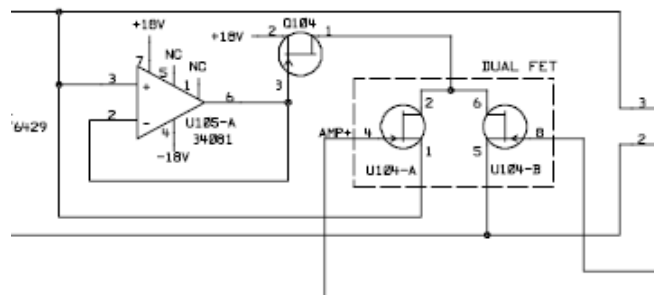
下面再看看 HP34401 变形的电路只用一只对管

下侧两个恒流阱为 JFET 对管提供精确相等的电流回路，(分析方法近似 HP3457 的电流阱，

只不过这里后级接了两只运放，并用精密匹配电阻产生对等的电流，注意这里用了达林顿连接的晶体管，以便把基极电流引起的误差控制的较小)

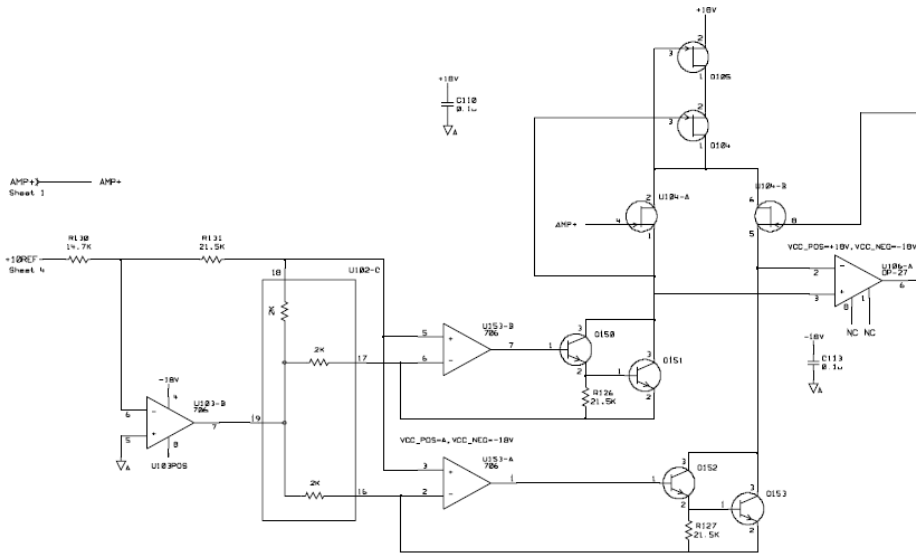


上侧是由电压跟随驱动的 JFET 也确保了 JFET 对管的 VSD 基本恒定



(HP34401 放大器前端示意图)

注意，由于这里对管并没有起到反相作用（是对称的源极跟随器，也没有差动特性是后级的运放提供共模抑制能力），所以后级运放正反相端的连接方法不同于 HP3457 的电路。下面再看看 HP34970 (6-1/2 DMM 模块) 更加简洁的方式



(HP34970 的放大器前端电路图)

注意这里用串叠 JFET 取代了较为昂贵的 MC34081 (19 一只), 同样的也是为了保持出入对管的 VDS 保持恒定

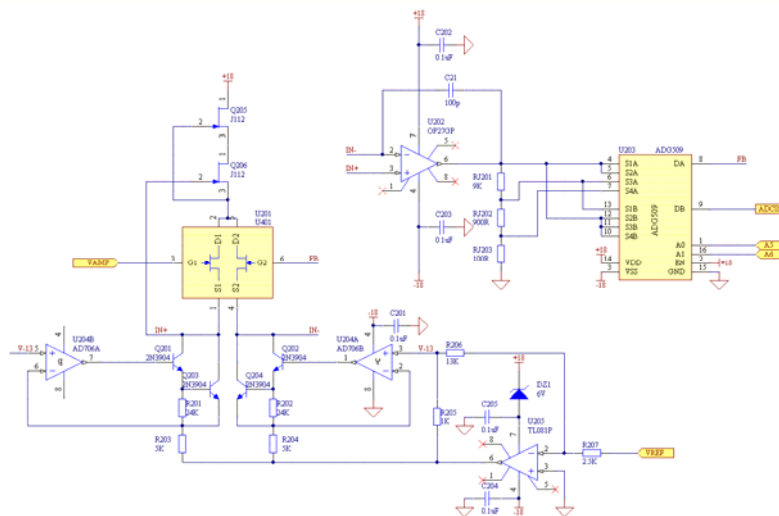
注意运放的电源接法, 由于 AD706 的极限电源电压差为 36V, 所以不要直接接到电源! 关于放大电路的共模输入范围:

作为高档的 DMM 一般都在 10V 范围内提供 10G 的高输入阻抗支持 (HP3457 10G 高阻只支持到 3V, 让我很不爽!), 加上一般 20% 的超量程范围至少需要测到 $\pm 12V$ 考虑到在 DIY 计划中打算采用常见的 $\Sigma - \Delta$ ADC (LTC2440 为代表) 以及 2.5V 的电压基准, 所以测量到 12.5V 是比较合适的, 这样需要输入对管的源极电位正向可以摆动到 +15V (保证 JFET 栅极反向偏置) 负向可以摆动到 -12V 左右 (保证 JFET 不截止), 综合前面的分析可以看出还是能够做到的。

关于高电压运放:

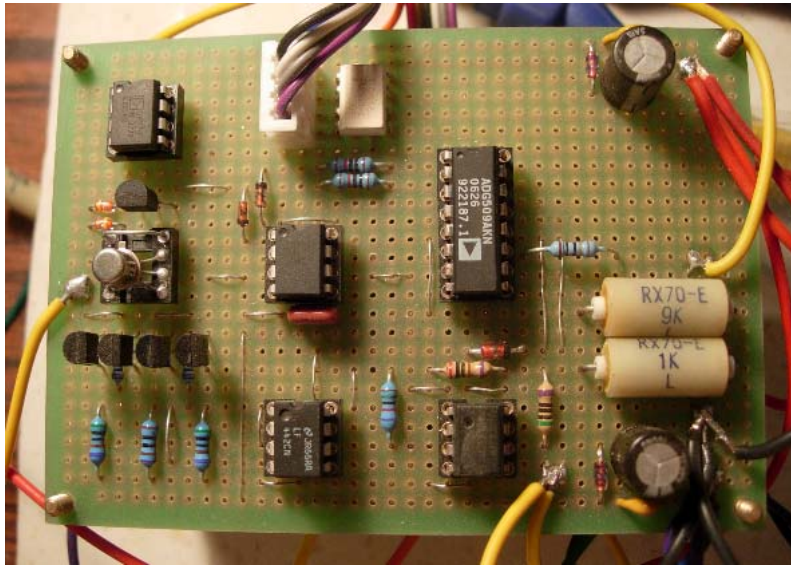
当需要高阻抗输入 $\pm 30V$ 时, 需要选用高电压运放了, 其中比较典型的是 OPA445, 可以工作在 $\pm 45V$, 高阻抗 JFET 运放, 准备用来改造 HP3458 (以后有空实验)。

DIY 计划: 照抄 HP34970 的电路, 适当调整电阻以适应 2.5V 基准, 将 JFET 工作电流置为 200uA, 用一只 TL081 取代 AD706 以节约成本。电路如下。



下图是实验板上搭的测试电路, 与上面的原理图有些差异 (用 LF442 代替 AD706, 防止烧了)

心疼，只有 10 倍放大，加了输入保护防止静电烧毁 U401 ，采用 OP27+J112 接到 U401 上端)



关于脆弱的 U401：我在实验过程中用了三只 U401，一只一个引脚从根部折断了，一只引脚从中间折断不够长了，我只好把她焊到插座上将就着用，（U401 的引脚出奇的脆硬，不知是什么材料做的）另外一只莫名其妙的坏了，可能源于静电击穿，所以后来加了输入保护电路。

4: 欧姆电流源

高档 DMM 在进行中低阻值的测量时，多采用恒流压降法，这样保证了线性测量，在采用 4 线凯尔文接法时可以消除引线附加电阻的影响，同时电路结构可以比较方便的和其他系统整合。

另外几种线性测量方法有

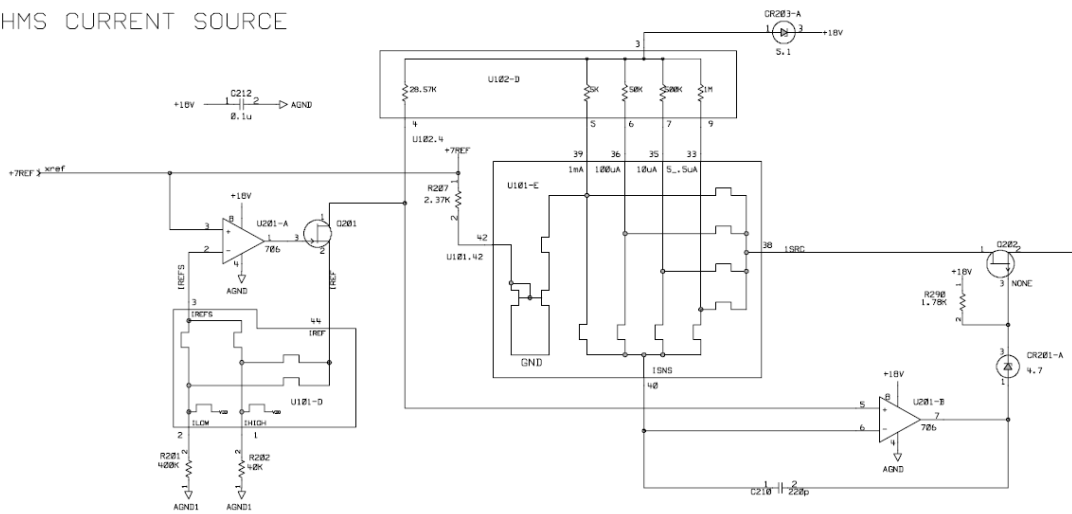
比率法：即标准电阻与待测电阻串联，将标准电阻两端的电压作为参考电压，测量待测电阻两端的电压，其电路简单，测量精度不依赖电源基准，常见于低档 DMM（但是由于基准电压是变化的，且阻抗较高，所以不适合高精度测量）；

运放法：即将标准电阻和待测电阻（置于反馈回路）组成反相放大电路，对标准电压进行测量，由于保护电路不好做，在 DMM 中很少采用；

此外在高阻测量时多采用恒压法，通过测量电流求得电导，从而计算出电阻。

下面我们看看 HP34401 的欧姆电流源电路。（HP3457A 的比较复杂，现在还没看懂）

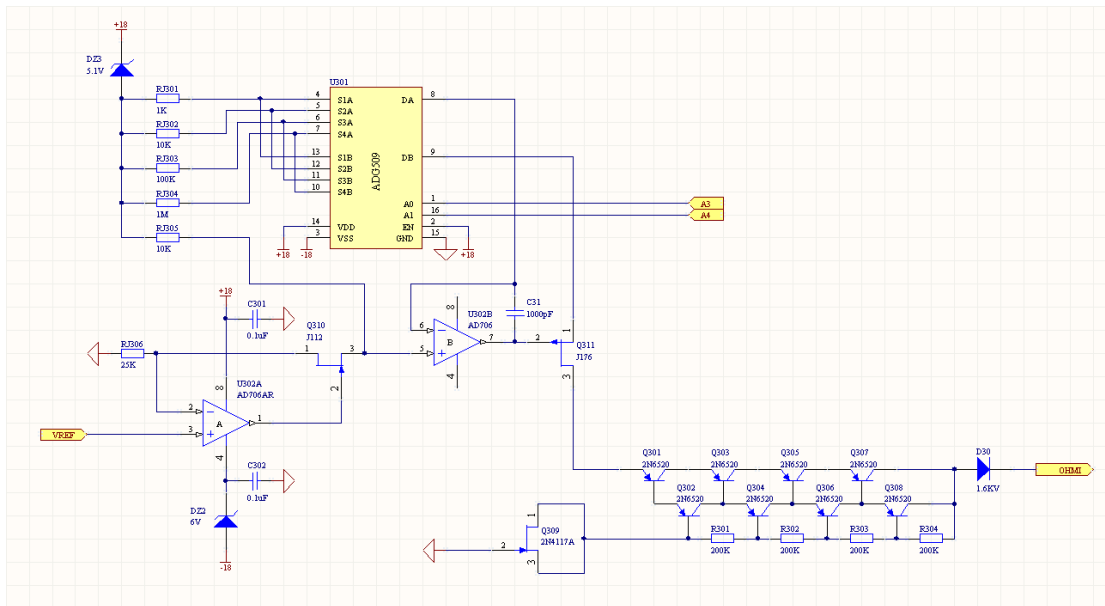
OHMS CURRENT SOURCE



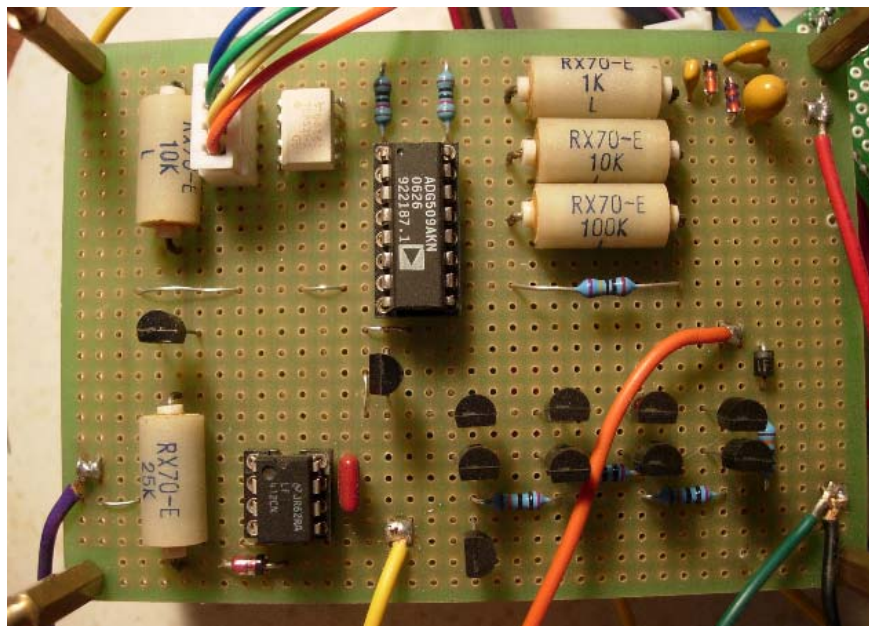
3: 采样电阻选择采用模拟开关，为了克服其导通电阻的影响接成了类似凯尔文取样电路的样式。

4: 基本量程 (1K, 10K, 100K) 采样电阻上较高的压降 (5V), 较大的电流 (10uA 以上), 比较有利于提高精度 (AD706 最糟 $50\mu\text{V } V_{os}$ $100\text{pA } I_B$, 算下来误差小于 10ppm)

5: 高阻量程时以 $5\mu\text{A}$ 的电流测量 1M 的量程, 其压降为 5V ; $0.5\mu\text{A}$ 电流测量 10M 量程, 压降也是 5V , 在测量 100M 量程时在其内部并联了 10M 的分流电阻 (就是高电压档的分压电阻), 压降还是小于 5V , 这样就满足了高阻值量程的测量 (虽然精度不高了) DIY 计划的电路图, 基本上是参考 HP34401 的电路, 只是去掉了一些保护措施。



下图是实验板上搭的测试电路, (还是用 LF442 代替 AD706, 注意由于电压基准改为 2.5V , 要使 Q310 充分截止要将运放的负电源电位降的比较低, 在上面的电路图中表中电阻的压降为 1V , 将来为了保证精度会将 AD706 换成 LTC1151 - 斩波稳零 OPA $1\mu\text{V } V_{os}$ $10\text{pA } I_B$)



5: 电压基准

现在常用的电压基准按原理分有 温补齐纳 (1N940 为代表 9.0V) 深埋齐纳 (LM399 、 LTZ1000 约 7V) 以及带隙稳压 IC (LM336 为代表); 按集成度分有直接输出原始电压的 (LM399 等), 以及包含电压变换电路的 (REF102 等); 按照工作温度特性, 可以分为恒温 (LM399 等) 和非恒温的 (REF102 等)。他们各有特点, 具体详见 BG2VO 老师的文章, 这里简单的归结以下如下

噪声特性:

作为电压基准噪声特性决定了测量系统的本底噪声, (整体噪声不可能低过它产生的噪声了), 若基准噪声偏高, 测量时 (无论高低量程) 都会产生跳字, 除非用数字滤波的方式进行处理否则难以消除。

一般深埋齐纳要好于带隙的其中 LTZ1000 为最好, 但是最近 AD 公司的 ADR44X 系列带隙基准已达到极低的噪声水平 (0.5PPM) 他采用一对 JFET 的 V_{gs} 差作为基准电压的来源, 详见 ADR441 的 DataSheet

温度特性:

由于半导体器件的电特性受温度影响很大, 所以尽管采取了恒温, 补偿等措施, 电压基准的温度特性还是难以作的很高 (LM399 - 1PPM 、 REF102 - 5PPM), 好在温度特性可以通过后期的数字修正进行部分的消除。

长期稳定性 (老化):

对于高档 DMM 电压基准的长期稳定性决定了其绝对精度, 一般的器件的老化特性与使用年限的平方根成正比, 越是旧的器件老化越小, 此外使用温度也影响器件的老化, 高温恒温的要高于常温使用的 (LM399 就高于 REF102)。

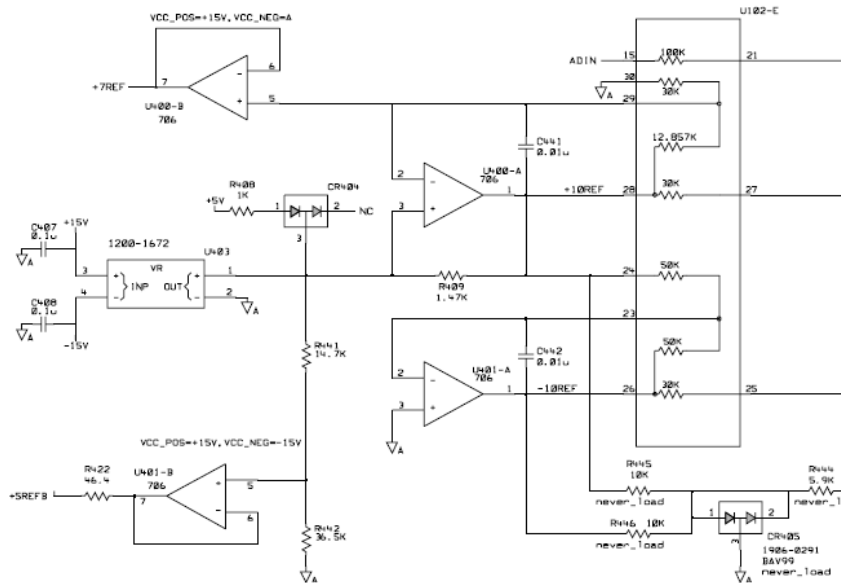
迟滞特性:

这一特性往往被忽视, 迟滞指器件多次使用的电压变化情况, 比如 LM399, 通电一段时间后稳定后测量其输出电压为 V_z , 断电后以完全相同的条件重复测量, 电压就变化了, 并且这个变化过程是不可恢复的 (所以专业的基准是长期通电的)。迟滞往往造成 DMM 测量的不可重现性。

关于稳压器件的偏置设计:

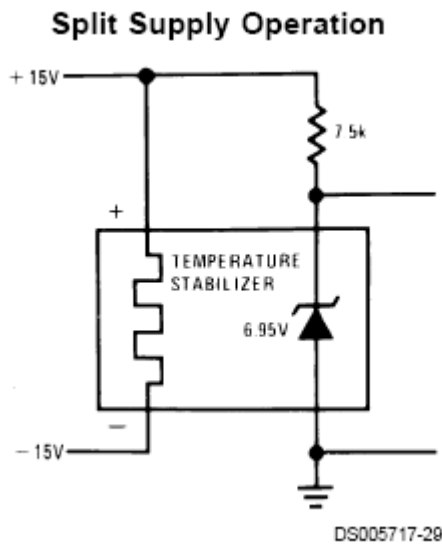
对于没有内部偏置电路的基准器件 (LM399 等) 设计合理的偏置方式显得更为重要, 比如 1N940 严格要求偏置电流为 7.5mA , LM399 的偏置电流每变化 1mA 齐纳电压就变化 0.75mV 左右。

下面我们看看 HP34401 的基准电路 (摘自 HP34970 维修手册, 他的图清晰一些)



图中编号为 1200-1672 的就是 LM399，3，4 为恒温电流输入，2 接地，1 为齐纳二极管的负极，他的偏流实际上是靠 R409 提供的，因为 U400-A 和集成电阻中从上到下数的第 2，3 个构成的分压网络 (30K/12.857K) 将输出电压提升到 10V，也就是这个 10V 的输出电压通过 R409 为 LM399 供电的，图中 CR404 起的作用是帮助基准电路摆脱输出低电压的稳态（运放输出电位很低→难以产生偏流→ V_z 很低）。这样做的好处在于 LM399 的电流与供电电压无关，只要保证电阻阻值基本稳定就行了。

然后我们在分析一下 LM399 DataSheet 提供的基本电路。

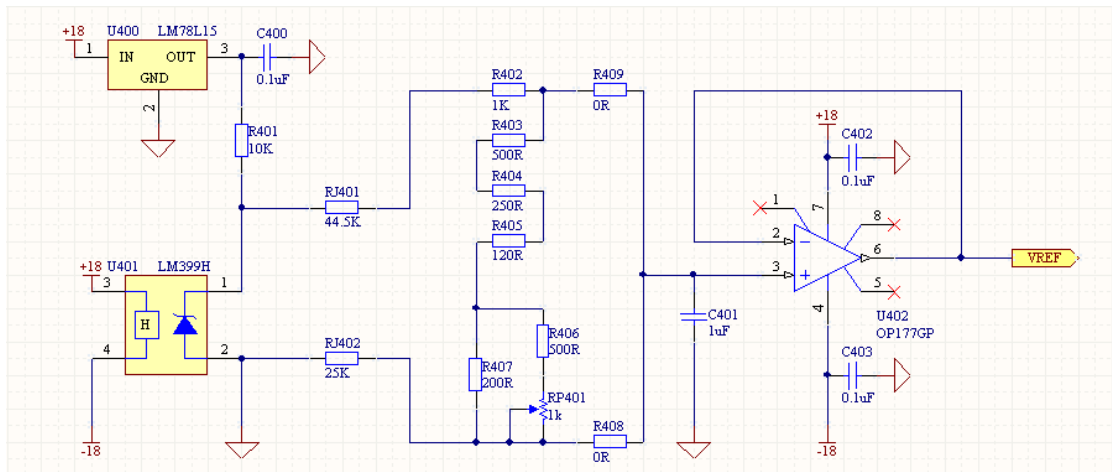


图中的电阻是 7.5K 由 15V 通过他为齐纳管供电的，当电源电压变化 1%时电流会有大概 0.01mA 的变化从而导致输出电压变化 10uV 左右，其实也并不算很大。

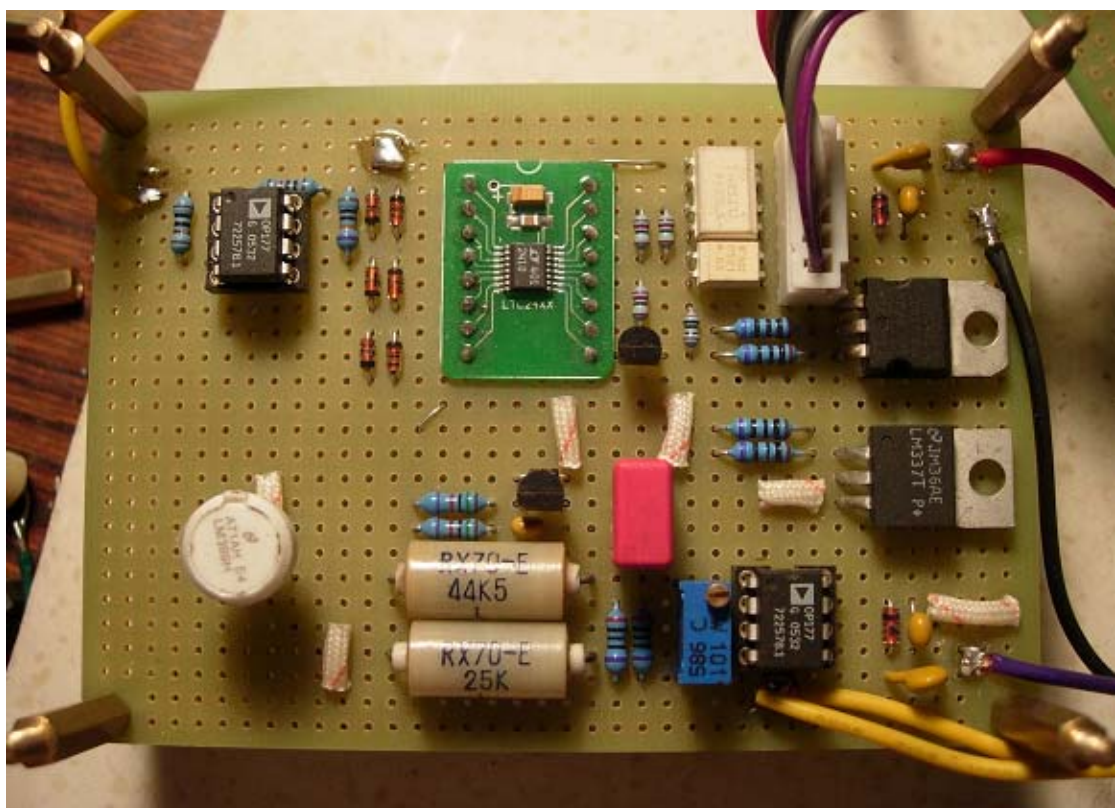
在 DIY 计划，原打算用 LM399 的，特意还订了 44.5K-10PPM-0.01%-RX70 线绕精密电阻，现在打算采用 ADR441 了，一是因为传闻 LM399 即将停产，（北京中发的商铺说的，已经涨到 80 一只了），二是即使 LM399 的老化指标要好于 ADR441（不过 REF102 的更好，就是温度系数大些）但是自己对外围 6.9V 变 2.5V 的电路稳定性还是没有信心，整体作下来不一定好过 ADR441，加之 ADR441 噪声特性非常好在 0.1~10Hz 只有 1.2uV P-P，所以决心用她了，至于

长期稳定性问题,个人觉得与其花很大代在测量系统上还不如集中精力保证校准源的长期稳定性(详细论述参见校验与调试部分)

最初的DIY计划采用LM399的电路,没有使用HP34401的自举偏压设计,分压电阻采用RX70 44.5K和25K加上组合电阻构成,图中R402~R405是选配组装或短路的,R408、R409只有一只装上另外一只的开路。缓冲放大器采用精密双极型OP177G,25 μ V Vos 0.3nA IB且温飘,噪声和长期稳定性都很好。

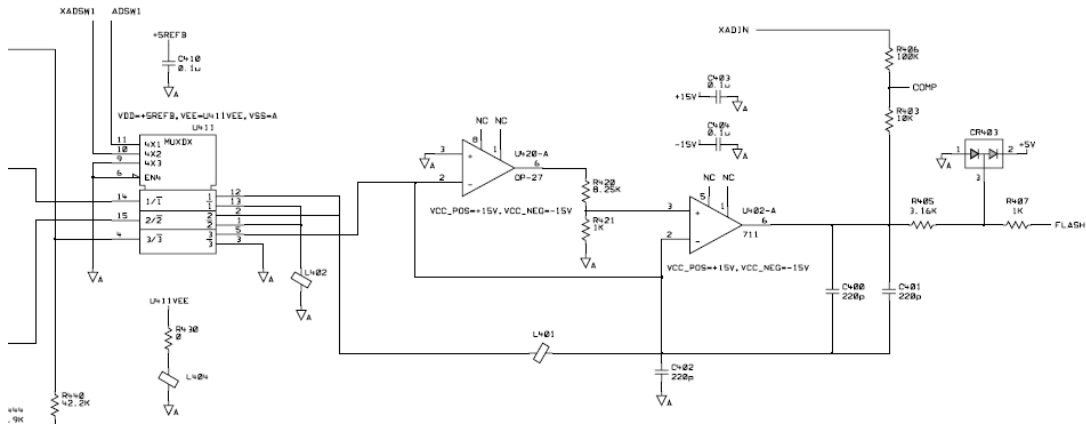


电压基准和ADC的实验电路,左下角白色的器件就是LM399,中间靠上绿色转接板上的是LTC2410,分压部分稍有不同



6:ADC

通常 DMM 采用双斜率（或多斜率）积分 ADC，低档常用的有 ICL7135（四位半），较为高档的有 HI7159（五位半，很贵要 200 多，没货），一般六位半以上的高档 DMM 多采用分立元件和定制的 IC(或 CPLD)做成 ADC，以满足高精度，多种速率、分辨率的测量需求；



上图是 HP34401 的 ADC 电路模拟部分，前面的模拟开关控制选择将+10V、-10V 或待测电压接到积分器。后续的比较，计数等操作由定制的 IC 完成。

从 HP3455 到最近的 HP34410 可以清晰的看出数字部分所占的比例越来越大，HP3455, HP3456, HP3457, 是典型的三重积分，在用基准平衡输入累计电荷的过程中，分两个阶段进行，电流相差 2 的幂次倍，这样可以较快的完成，同时保证精度。HP3458 更将这一思路推进到极致，凭借高超的设计、工艺水平（连开关管的导通电阻都严格成比例！），所创立的记录至今没有被打破。

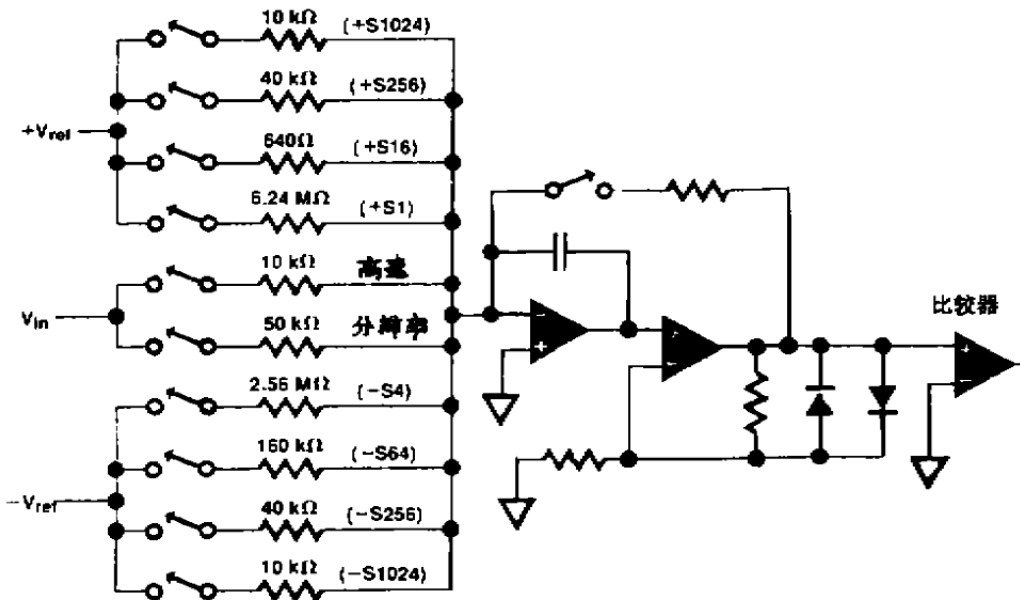


图 8 HP3458A ADC 简化电路

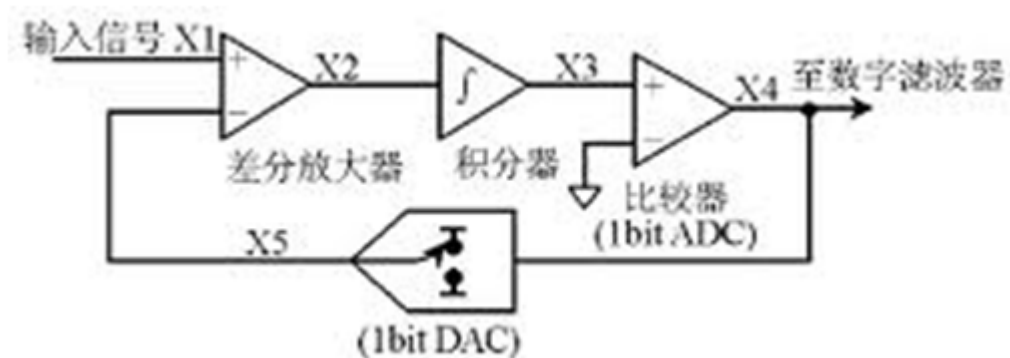
HP34401 的思路就比较接近 $\Sigma-\Delta$ ADC，其思想是输入， \pm REF，以及积分器输出折算的电荷之和为零，巧妙的利用 MCU 内嵌的高速 ADC 简化了比较。

前不久出现的 HP34410 大幅度强化了 ADC 的性能，用了 AD9200，相比之下模拟部分的积分电容确难觅踪影（如果有的话）



AG34410 局部照片，摘自 http://www.ourdev.cn/bbs/bbs_content.jsp?bbs_sn=4702807&bbs_page_no=1&bbs_id=3063

近年来随着 $\Sigma-\Delta$ ADC的成熟，也有可以作为的DVM（DMM）ADC的型号了，其中在LTC2440中就指明可用于6 1/2 DMM，相较传统的积分技术，他的积分非线性指标比较差，但是综合从价格，体积，功耗考虑是相当不错的。简单的说 $\Sigma-\Delta$ AD就是用一串0,1的平均值来逼近输入电压，后面用数字滤波算法得到最终数值



24-Bit High Speed Differential $\Delta\Sigma$ ADC with Selectable Speed/Resolution

FEATURES

- Up to 3.5kHz Output Rate
- Selectable Speed/Resolution
- $2\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ Noise at 880Hz Output Rate
- $200\text{nV}_{\text{RMS}}$ Noise at 6.9Hz Output Rate with Simultaneous 50/60Hz Rejection
- 0.0005% INL, No Missing Codes
- Autosleep Enables $20\mu\text{A}$ Operation at 6.9Hz
- $<5\mu\text{V}$ Offset ($4.5\text{V} < V_{\text{CC}} < 5.5\text{V}$, -40°C to 85°C)
- Differential Input and Differential Reference with GND to V_{CC} Common Mode Range
- No Latency, Each Conversion is Accurate Even After an Input Step
- Internal Oscillator—No External Components
- Pin Compatible with the LTC2410
- 24-Bit ADC in Narrow 16-Lead SSOP Package

APPLICATIONS

- High Speed Multiplexing
- Weight Scales
- Auto Ranging 6-Digit DVMS
- Direct Temperature Measurement
- High Speed Data Acquisition

DESCRIPTION

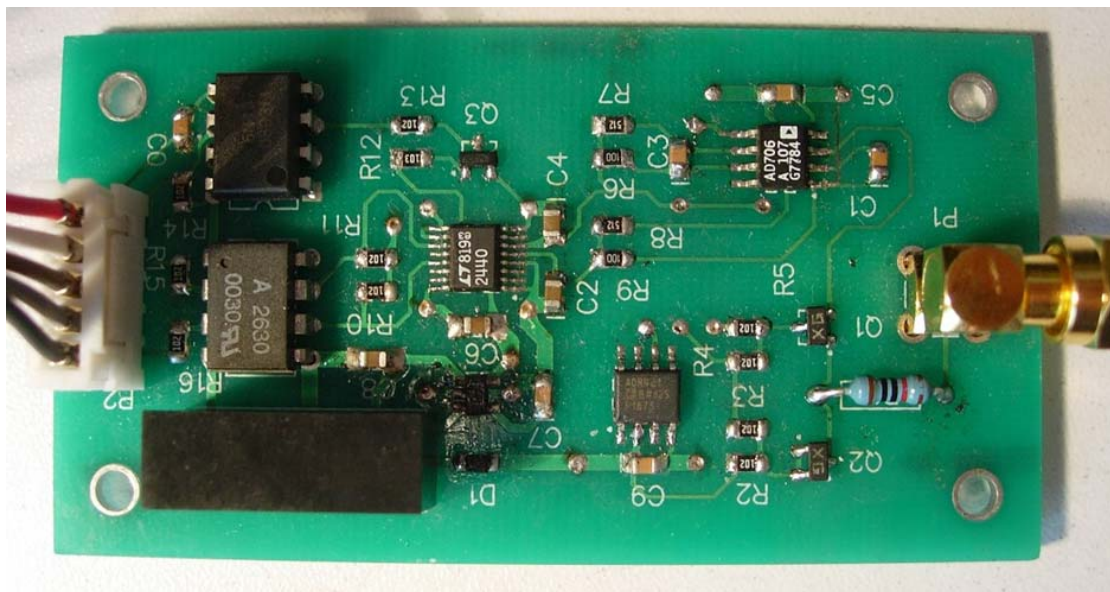
The LTC[®]2440 is a high speed 24-bit No Latency $\Delta\Sigma$ [™] ADC with 5ppm INL and $5\mu\text{V}$ offset. It uses proprietary delta-sigma architecture enabling variable speed and resolution with no latency. Ten speed/resolution combinations (6.9Hz/ $200\text{nV}_{\text{RMS}}$ to 3.5kHz/ $25\mu\text{V}_{\text{RMS}}$) are programmed through a simple serial interface. Alternatively, by tying a single pin HIGH or LOW, a fast (880Hz/ $2\mu\text{V}_{\text{RMS}}$) or ultralow noise (6.9Hz, $200\text{nV}_{\text{RMS}}$, 50/60Hz rejection) speed/resolution combination can be easily selected. The accuracy (offset, full-scale, linearity, drift) and power dissipation are independent of the speed selected. Since there is no latency, a speed/resolution change may be made between conversions with no degradation in performance.

Following each conversion cycle, the LTC2440 automatically enters a low power sleep state. Power dissipation may be reduced by increasing the duration of this sleep state. For example, running at the 3.5kHz conversion speed but reading data at a 100Hz rate draws $240\mu\text{A}$ average current (1.1mW) while reading data at a 7Hz output rate draws only $25\mu\text{A}$ ($125\mu\text{W}$). The LTC2440 communicates through a flexible 3-wire or 4-wire digital interface that is compatible with the LTC2410 and is available in a narrow 16-lead SSOP package.

LTC, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.
No Latency $\Delta\Sigma$ is a trademark of Linear Technology Corporation.

就是看到这篇 DataSheet 使我决心要 DIY 六位半数字多用表了，从性能指标上看基本满足六位半表的要求，而且便宜（40 多元）。

在早期选型中还考虑过 AD（AD7714）和 BB（ADS1210）的 24 Bits ADC，但是综合性能价格比来看还是凌特的 LTC2440 最优。



LTC2440 ADC 实验电路，取得的效果不错 <http://bbs.38hot.net/read.php?tid=2764>