

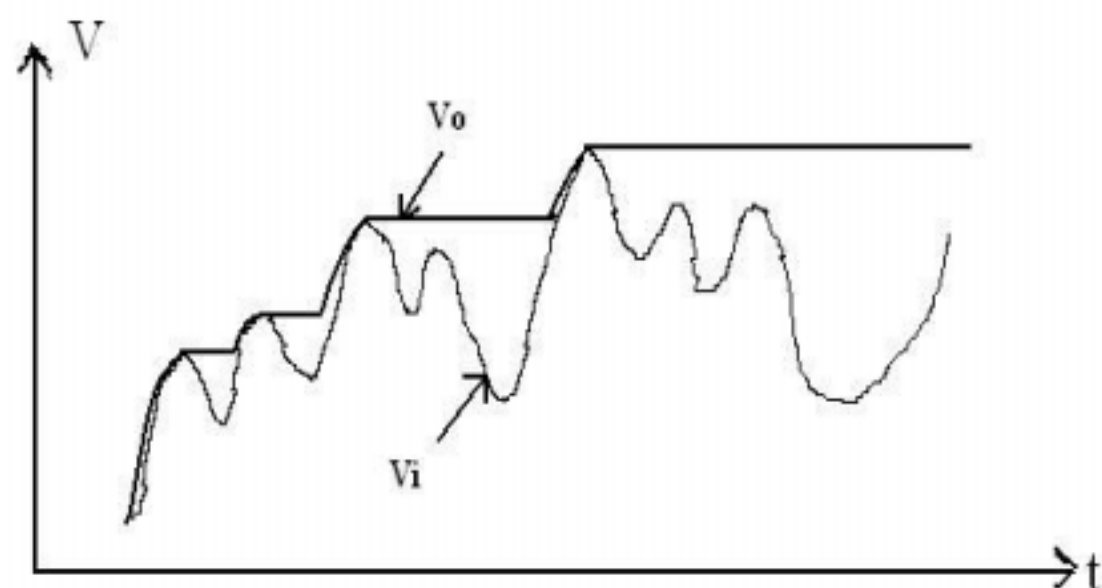
峰值检测 1

峰值检测电路（PKD，Peak Detector）的作用是对输入信号的峰值进行提取，产生输出 $V_o = V_{peak}$ ，为了实现这样的目标，电路输出值会一直保持，直到一个新的更大的峰值出现或电路复位。

峰值检测电路在 AGC（自动增益控制）电路和传感器最大值求取电路中广泛应用，自己平时一般作为程控增益放大器倍数选择的判断依据。有的同学喜欢用 AD637 等有效值芯片作为程控增益放大器的判据，主要是因为集成的方便，但个人认为是不合理的，因为有效值和信号的正负峰值并没有必然联系；其次，实际应用中这类芯片太贵了。当然，像电子设计竞赛是可以的，因为测试信号总是正弦波，方波等。（本文参加了 TI 公司的博文比赛，觉得还行的话，希望大家帮顶一下、回复一个，谢谢大家，我会更努力的：-）

二、峰值检测电路原理

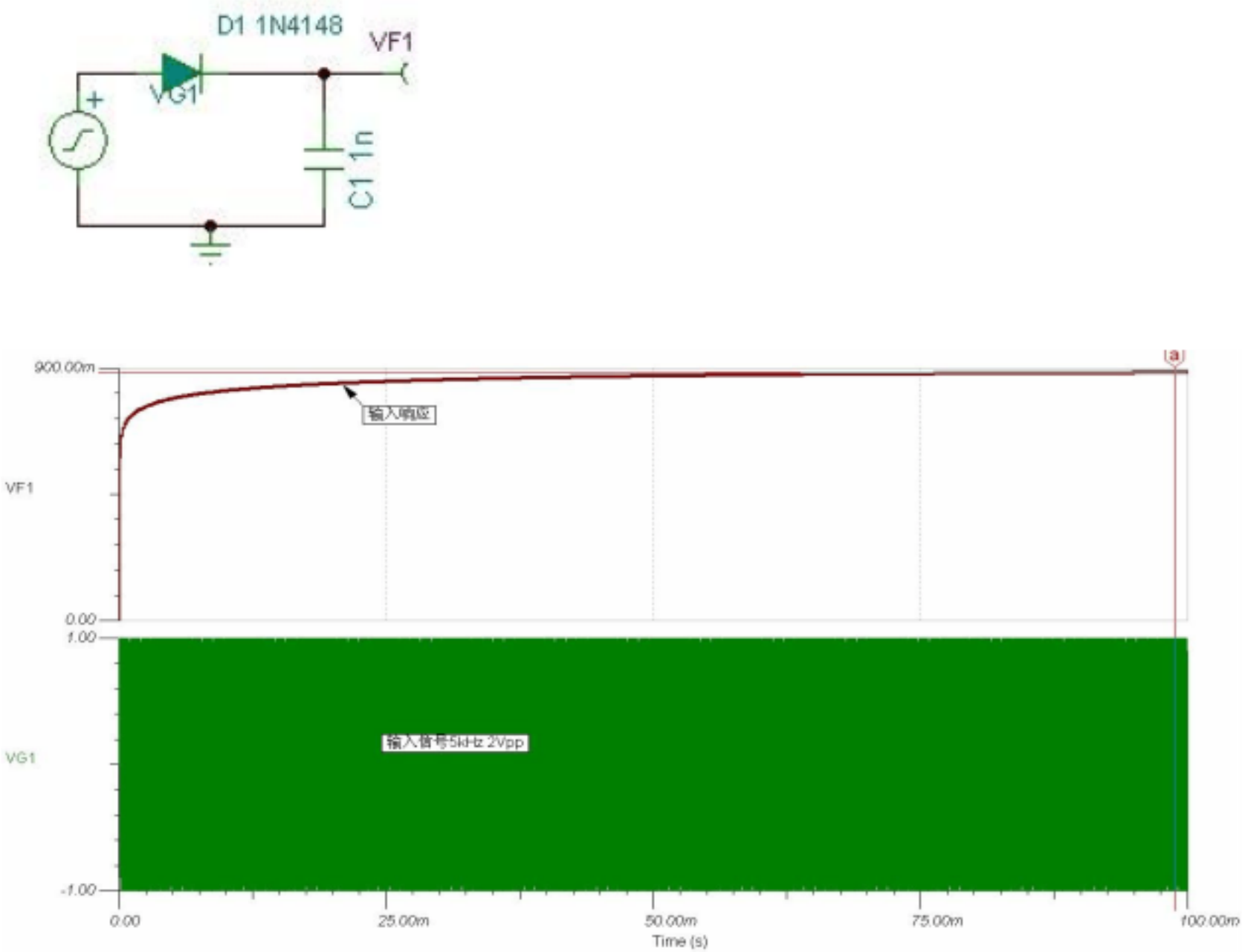
顾名思义，峰值检测器（PKD，Peak Detector）（本文默认以正峰值检测为例）就是要对信号的峰值进行采集并保持。其效果如下如（MS 画图工具绘制）：



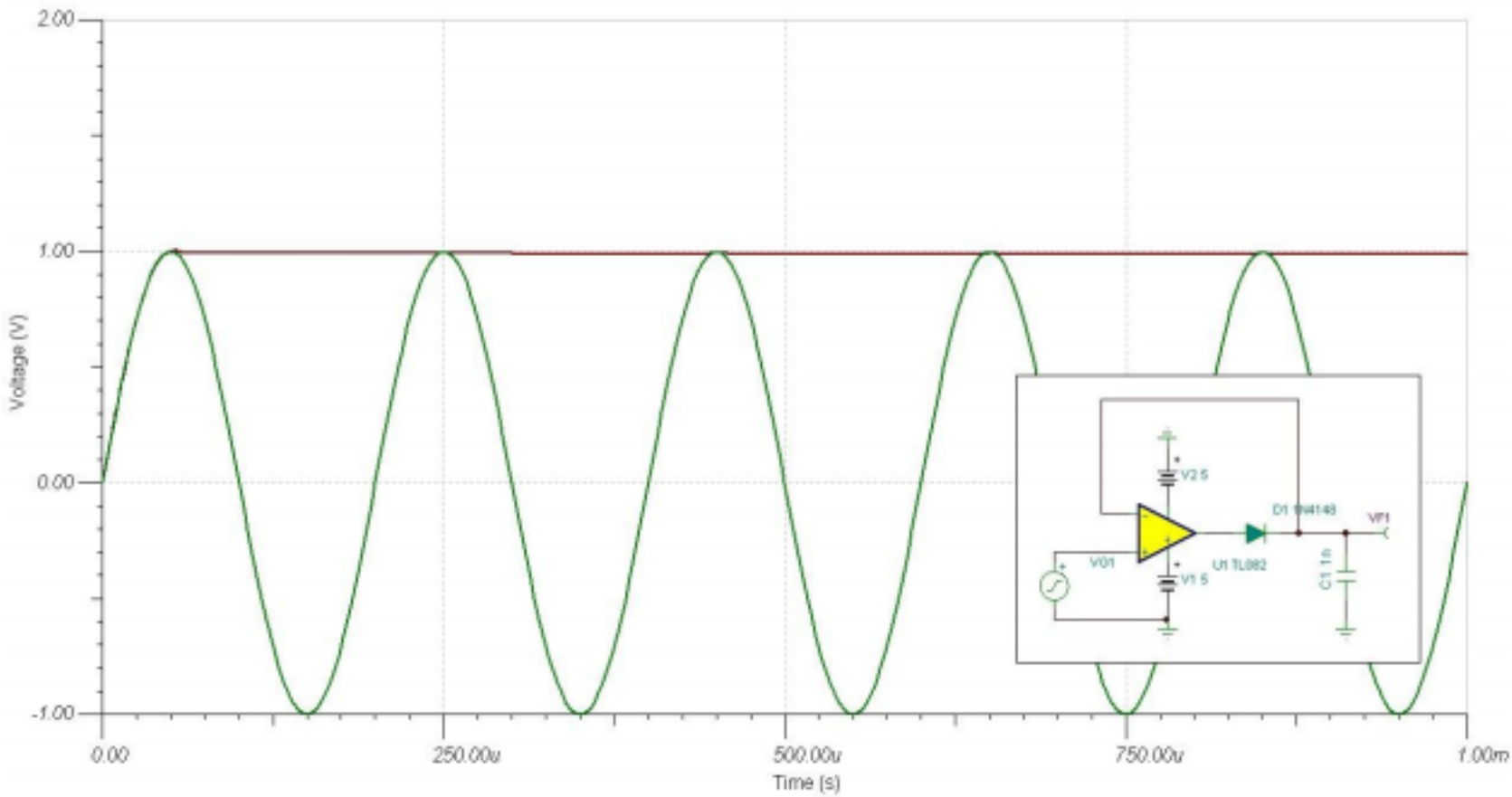
根据这样的要求，我们可以用一个二极管和电容器组成最简单的峰值检测器。如下图（TINA TI 7.0 绘制）：

这时候我们可以选择用面包板搭一个电路，接上信号源示波器观察结果，但在这之前利用仿真软件 TINA TI 进行简单验证会节省很多时间。通过简单仿真（输入正弦信号 5kHz, 2Vpp），我们发现仅仅一个二极管和电容器组成的峰值检测器可以工作，但性能并不是很理想，对 1nF 的电容器，100ms 后达到稳定的峰

值，误差达 10%。而且，由于没有输入输出的缓冲，在实际应用中，电容器中的电荷会被其他部分电路负载消耗，造成峰值检测器无法保持信号峰值电压。



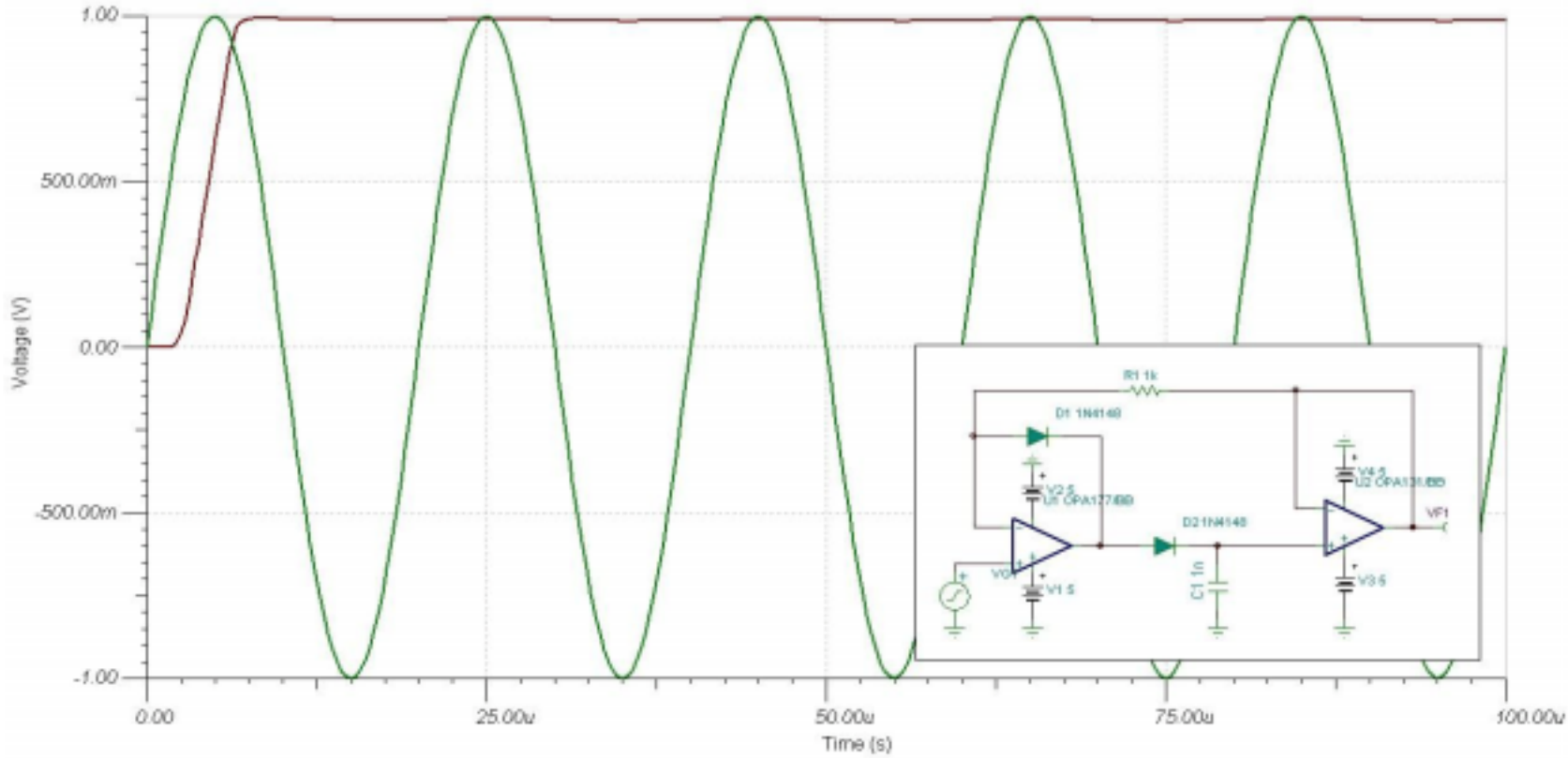
既然要改进，首先要分析不足。上图检测的误差主要来自与二极管的正向导通电压降，因此我们可以用模电书上说的“超级二极管”代替简单二极管（TINA TI 7.0 绘制）：



从仿真结果来看，同等测试条件下，检测误差大大减小。但我们知道，超级二极管有一个缺点，就是 V_i 从负电压变成正电压的过程中，为了闭合有二极管的负反馈回路，运放要结束负饱和状态，输出电压要从负饱和电压值一直到

($V_i + V_{\text{二极管}}$)。这个过程需要花费时间，如果在这个过程中，输入发生变化，输出就会出现失真。

因此，我们需要在电路中加入防止负饱和的措施，也就是说，我们输入部分的处理环节要能够尽量跟随输入信号的电压，并提供一个尽可能理想的二极管，同时能够提供有效的输入缓冲。一个经典的电路是通过在输入和输出间增加一个二极管，这有点类似于电压钳位（ TINA TI 7.0 绘制）：



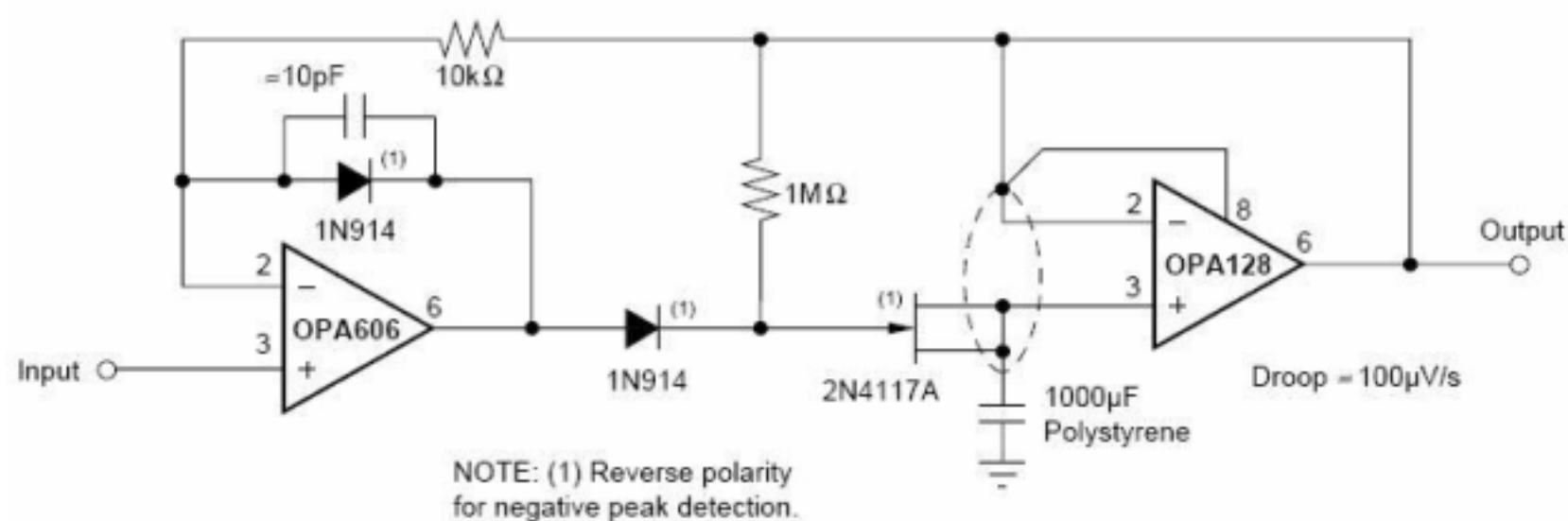
经过以上的简单描述，其实我们已经可以将峰值检测器分成几个模块：（1）模拟峰值存储器，即电容器；（2）单向电流开关，即二极管；（3）输入输出缓冲隔离，即运算放大器；（4）电容放电复位开关（这部分非必须，如：如果电容值选取合适，两次采样时间间隔较大）。

三、几种峰值检测电路

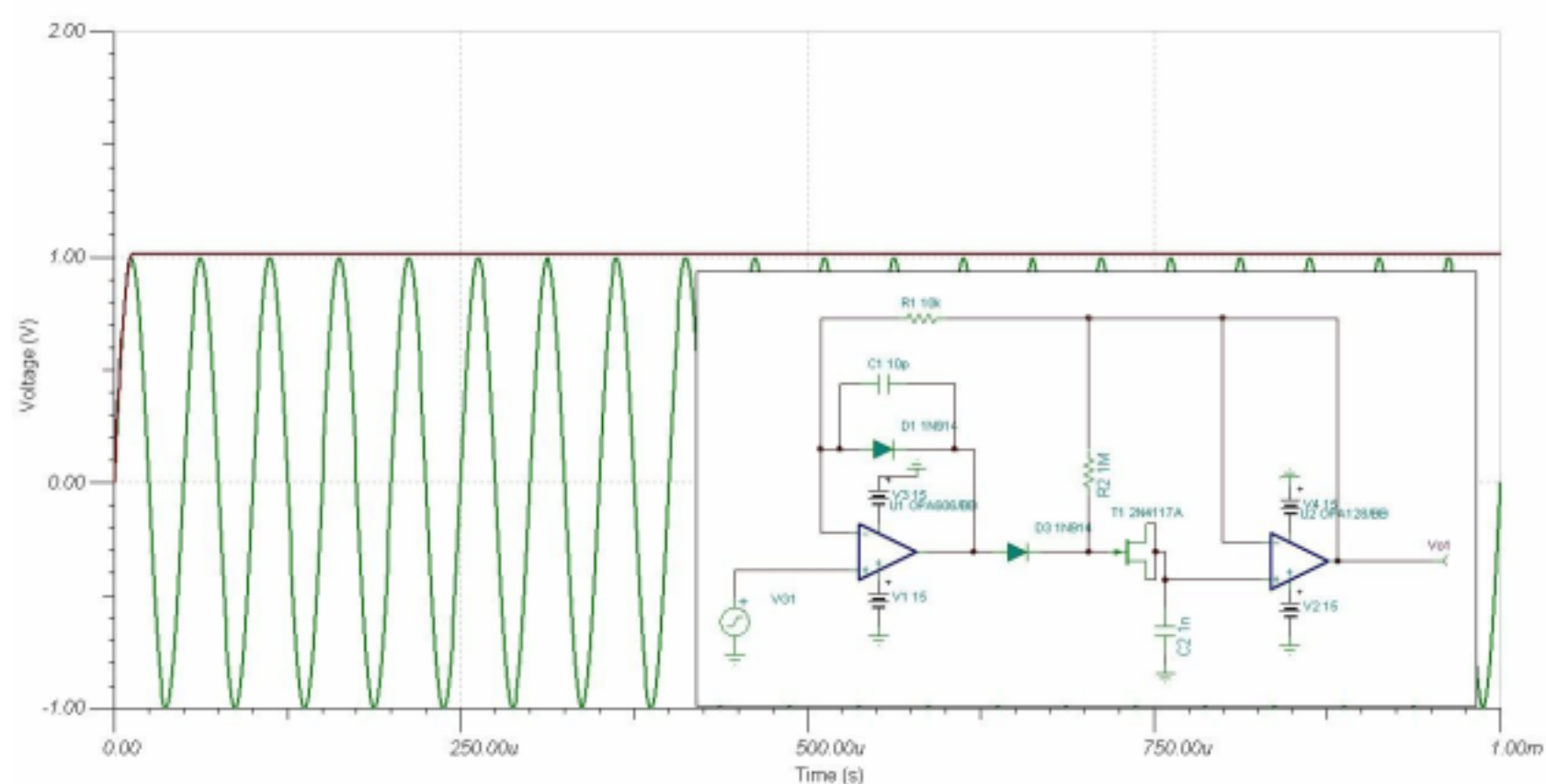
采用二极管和电容器组成的峰值检测电路有多种实现方式和电路形式，在 TI 等公司的一下文献中，我们可以查到不少。就自己个人实验的结果而言，二极管、电容、放大器组成的峰值检测器有效工作频率范围在 500kHz 一下 ,对 100mVpp 以上的输入信号检测误差可达到 3%以内，后文中 3.2 的曲线图能较有代表性地反映这类峰值检测器的性能。

3.1 分立二极管电容型

TI 公司的 Difet 静电计级运算放大器 OPA128 的 DATASHEET 里提供了一个很好用的峰值检测器：



TINA TI 的仿真结果如下：



值得一提的是，该图有几个用心之处：（ 1）采用 FET 运放提高直流特性，减小偏置电流 OPA128 的偏置电流低至 75fA ！；（ 2）将场效应管当二极管用，可以有效减小反向电流同时增加第一个运放的输出驱动力；（ 3）小电容应该是防止自激的。实际应用中可以用 TL082 双运放和 1N4148 来代替场效应管，性能价格比较高，详见 <http://blog.ednchina.com/billyevans/193257/message.aspx>

3.2 无二极管型

无 Z

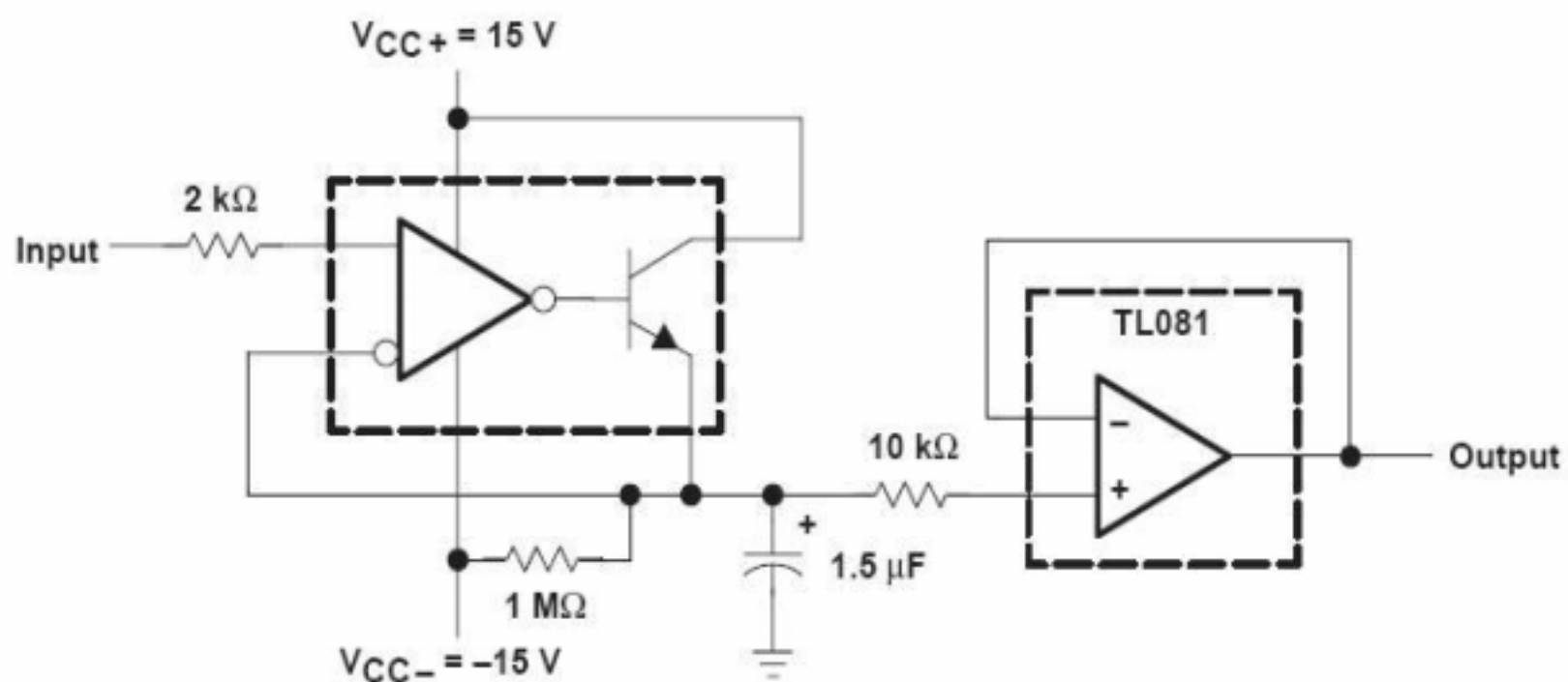
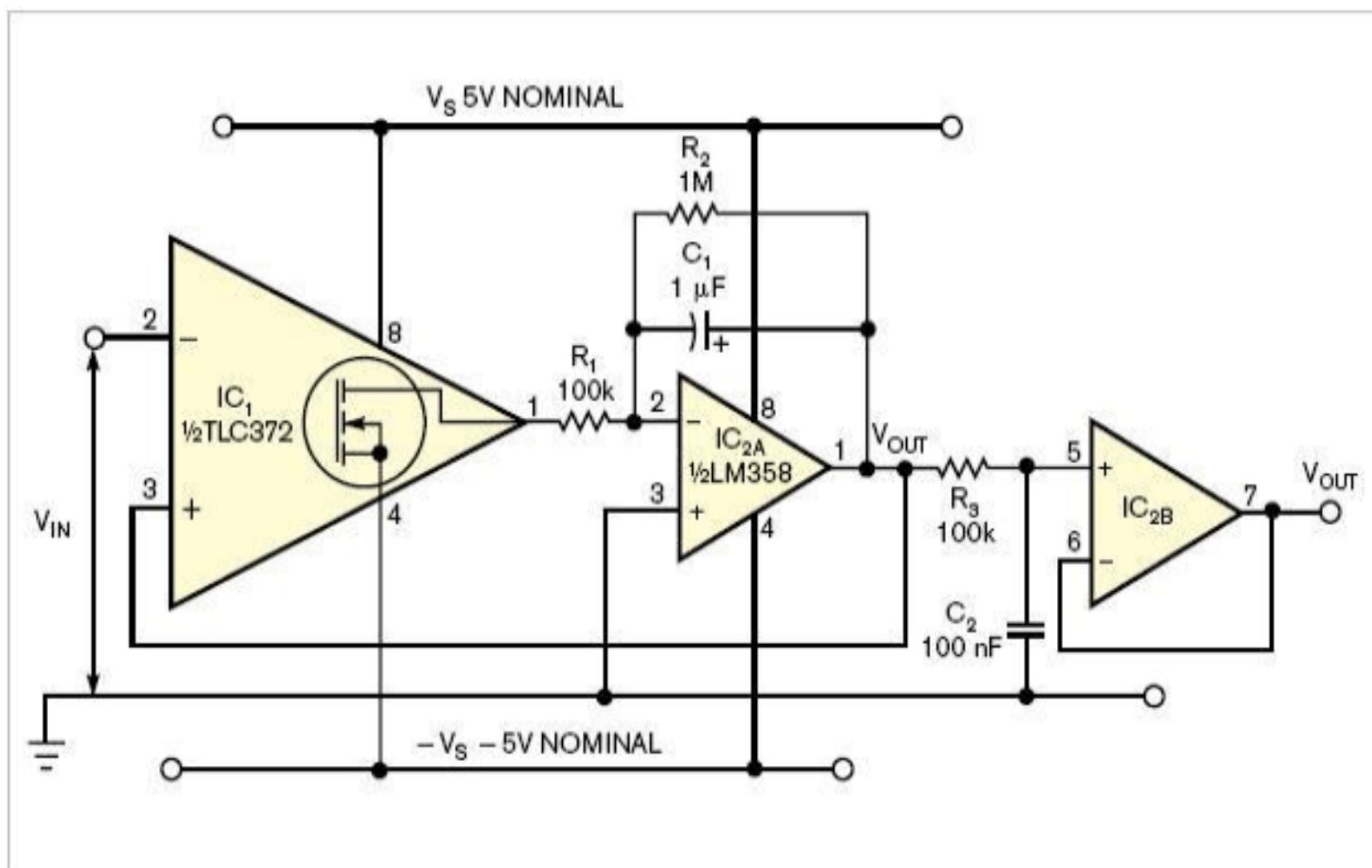


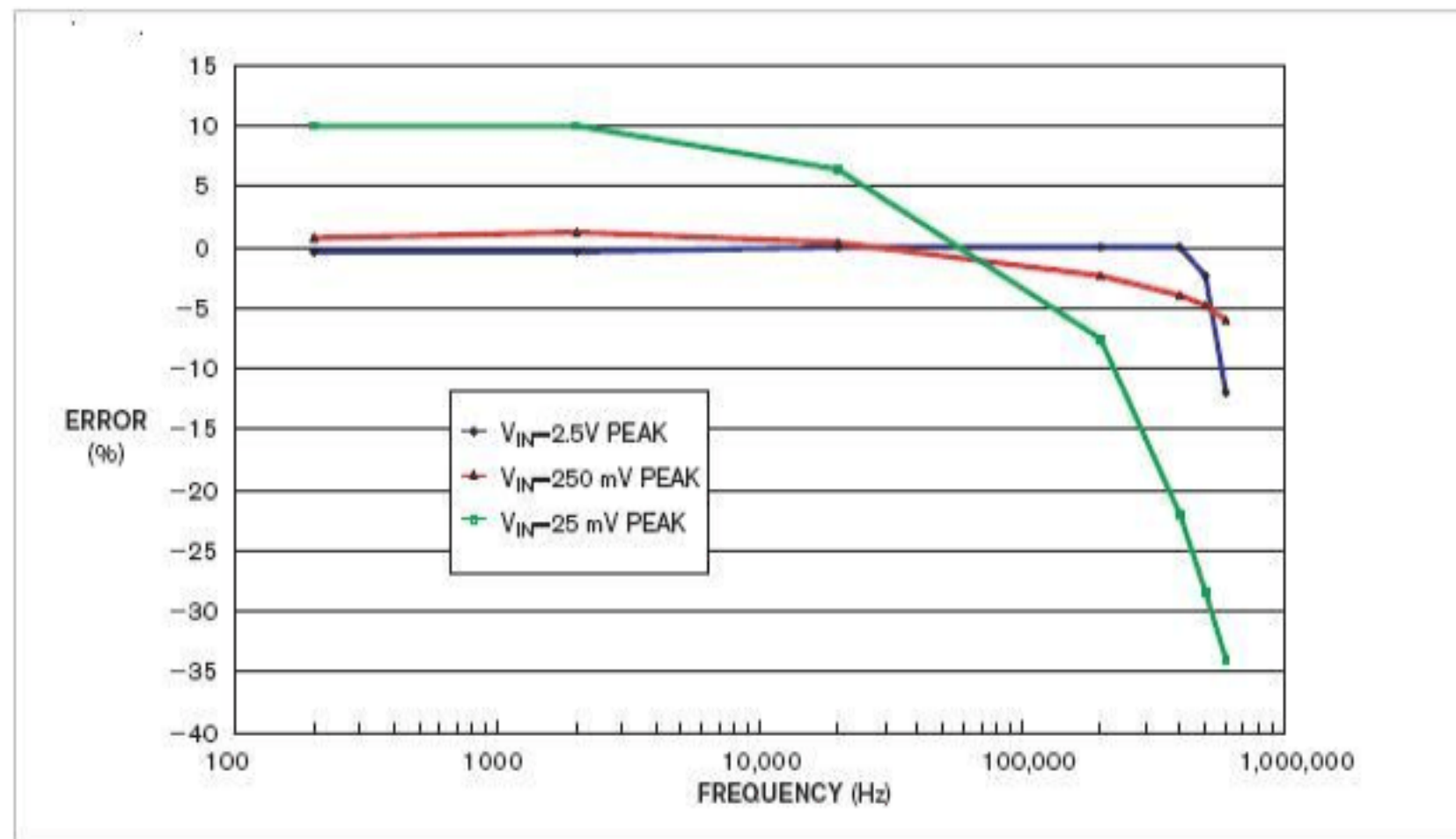
Figure 24. Positive-Peak Detector

该图作者使用 TINA TI 7.0 和 Multisim10.1 均未仿真成功，但电路应该是没有问题的，只是性能得看实验。

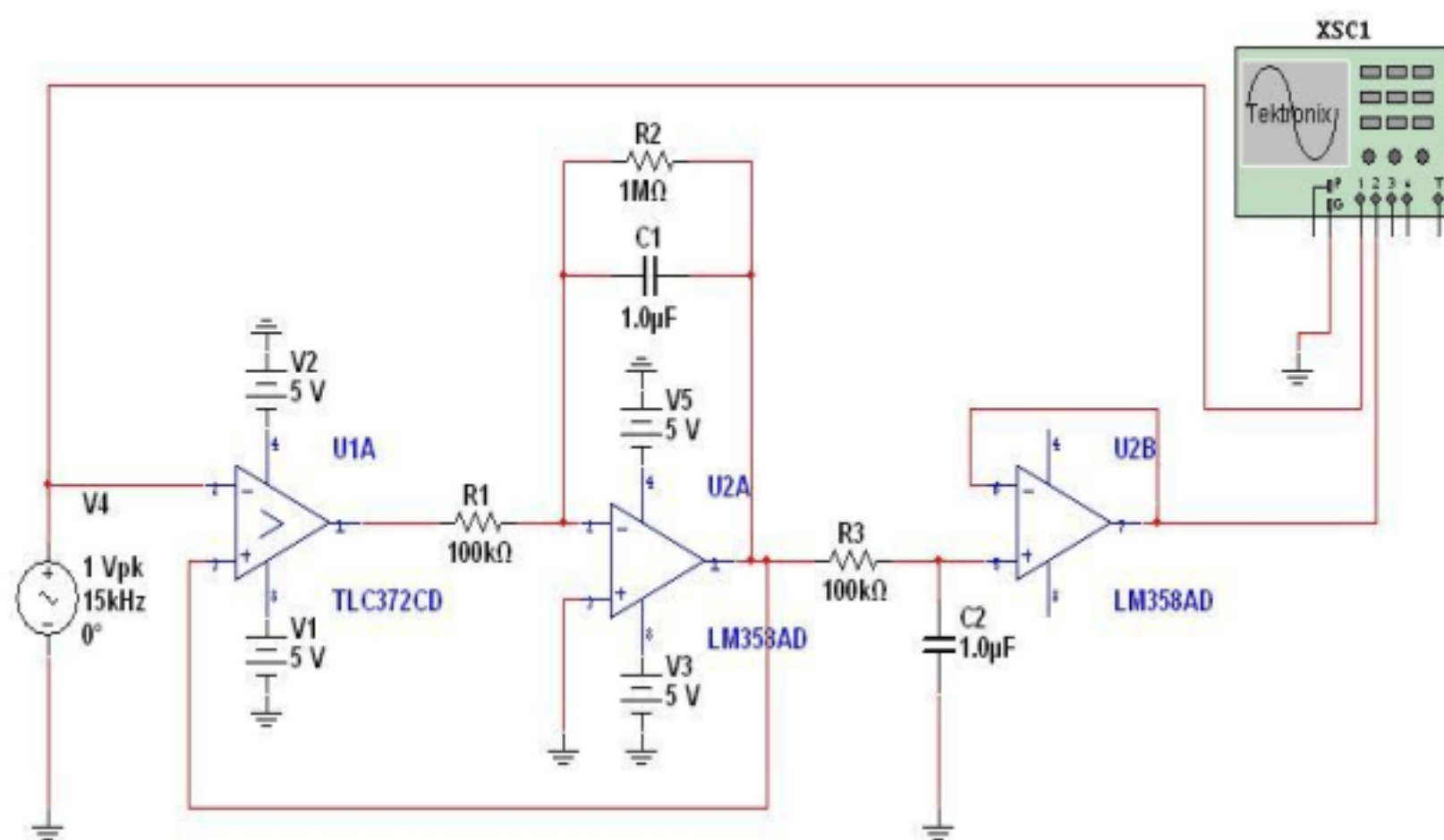
重点一提的是 EDN 英文版上有篇文章（见参考文献）提供了一种非常棒的 PKD：



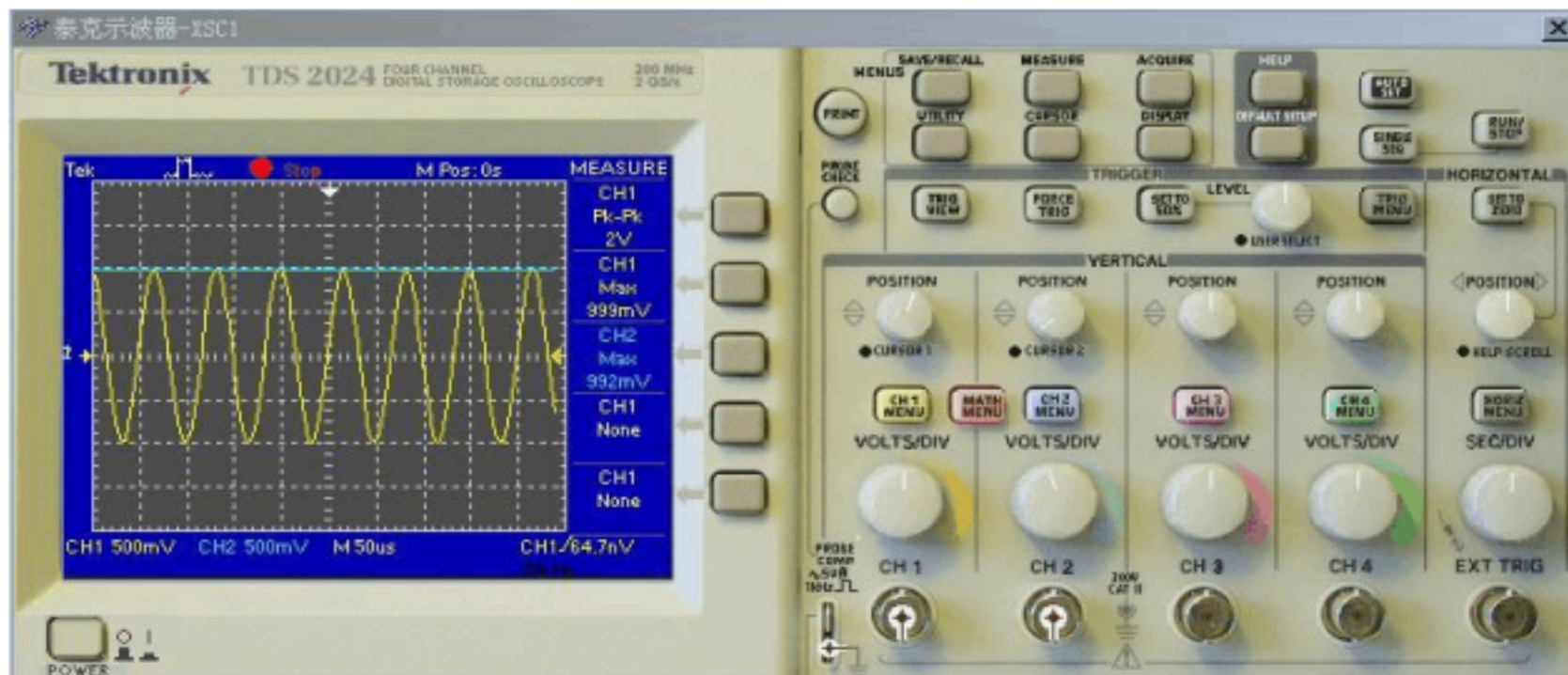
性能如下：



该图作者用 TINA 未能仿真成功，Mutisim10.1 仿真成功：



性能如下：



3.3 集成峰值检测电路

ADI 公司有一款集成的 PKD——PKD01，本质也是二极管加电容的结构，性能不详。

四、其他结构峰值检测电路

在高速的环境下，二极管和电容结构的电路就无法适应了，作者见过 FPGA+DAC+ 高速比较器组成的峰值检测器，原理很简单，就是将 DAC 输出和输入信号作比较，FPGA 负责 DAC 电压输出控制和比较器输出检测。

五、参考文献

- [1] 瞿安连．应用电子技术．科学技术出版社，2006
- [2] 华成英，童诗白．模拟电子技术基础（第四版）．北京：高等教育出版社，2006
- [3] 德州仪器公司（中国）官方网站学习资源
- [4] Inexpensive peak detector requires few components Anthony H Smith
- [5] Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits．Franco, Sergio

峰值检测电路（二）

<http://hi.baidu.com/meijiangmiantk/blog/item/7c6b84debd949d1a49540397.html>

1. 基本的峰值检测电路

本实验以峰值检测器为例，说明可利用反馈环改进非线性的方法。

峰值检测器是用来检测交流电压峰值的电路，最简单的峰值检测器依据半波整流原理构成电路。如实图 4.1 所示，交流电源在正半周的一段时间内，通过二极管对电容充电，使电容上的电压逐渐趋近于峰值电压。只要 RC 足够大，可以认为其输出的直流电压数值上十分接近于交流电压的峰值。

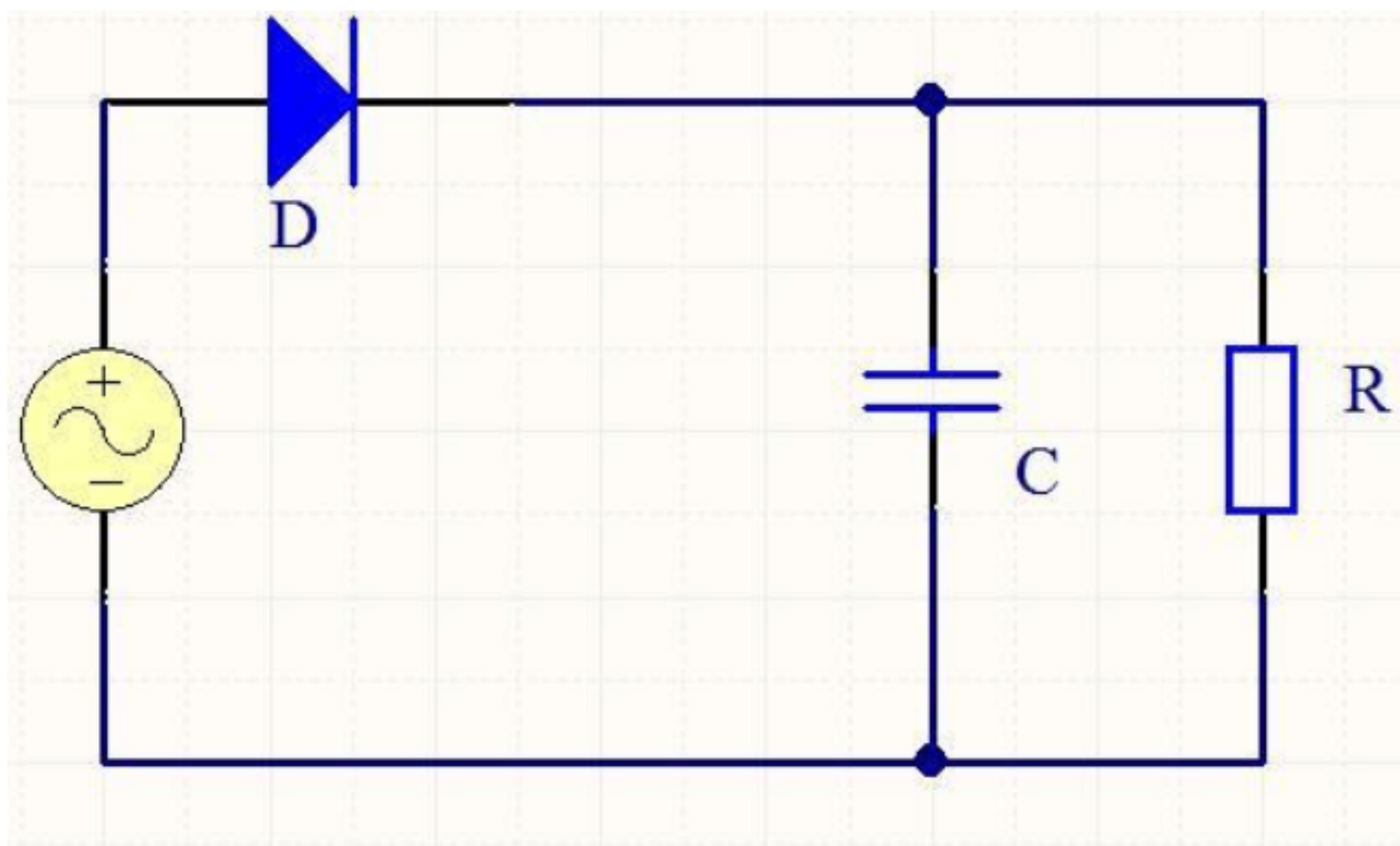


图 4.1 简单峰值检测电路

这种简单电路的工作过程是，在交流电压的每一周期中，可分为电容充电和放电两个过程。在交流电压的作用下，在正半周的峰值附近一段时间内，通过二极管对电容 C 充电，而在其它时段电容 C 上的电压将对电阻 R 放电。当然，当外界交流电压刚接上时，需要经历多个周期，多次充电，才能使输出电压接近峰值。但是，困难在于二极管是非线性元件（器件），它的特性曲线如实图 4.2 所示。当交流电压较小时，检测得的直流电压往往偏离其峰值较多。

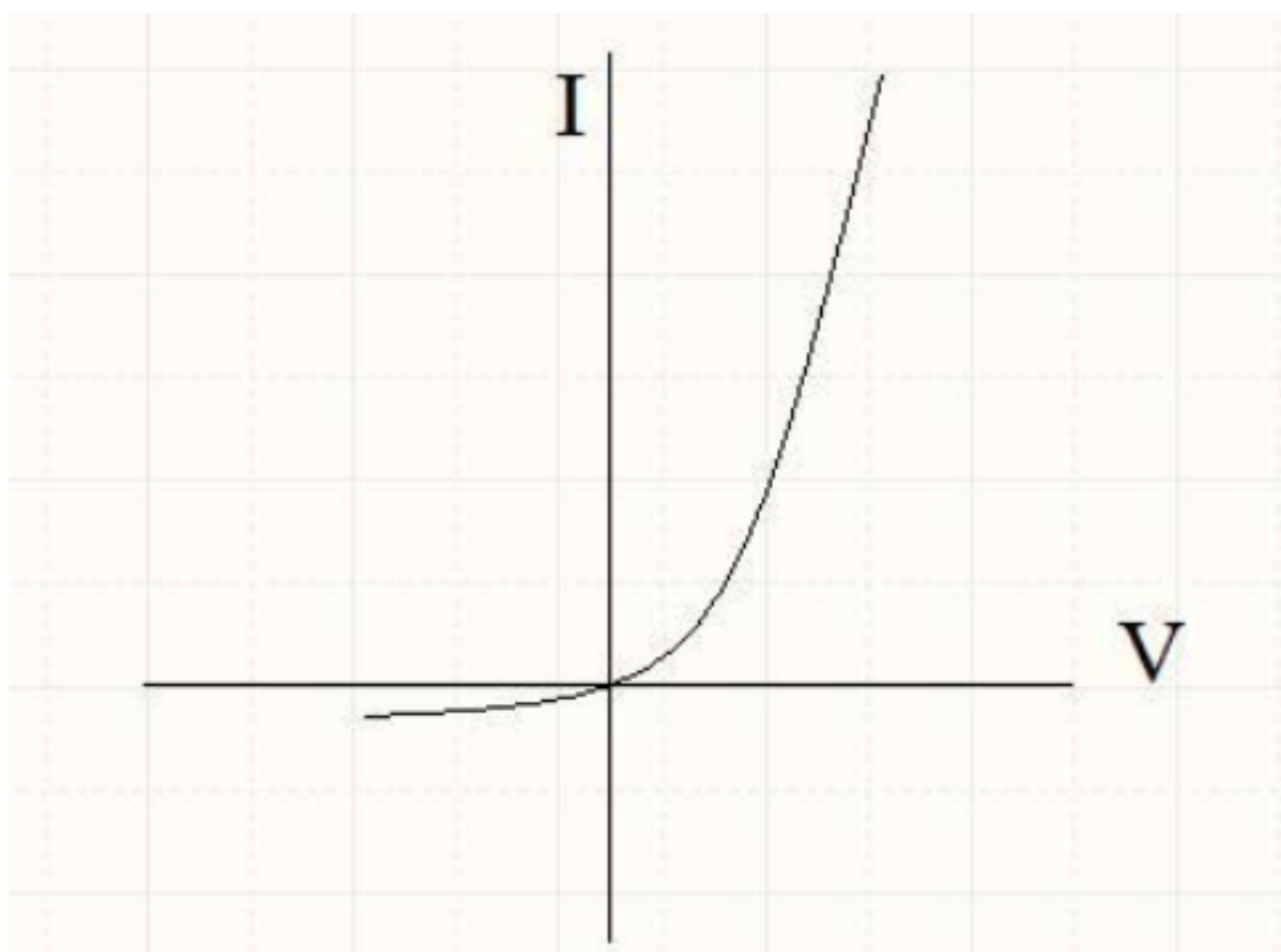


图 4.2 二极管特性曲线

这里的泄放电阻 R ，是指与 C 并联的电阻、下一级的输入电阻、二极管的反向漏电阻、以及电容及电路板的漏电等效电阻。不难想到，放电是不能完全避免的。同时，适当的放电也是必要的。特别是当输入电压变小时，通过放电才能使输出电压再次对应于输入电压的峰值。实际上，检测器的输出电压大小与峰值电压的差别与泄放电流有关。仅当泄放电流可不计时，输出电压才可认为是输入电压的峰值。用于检测仪器中的峰值检测器要求有较高的精度。检测仪器通常 R 值很大，且允许当输入交流电压取去后可有较长的时间检波输出才恢复到零。可以用较小的电容，从而使峰值电压建立的时间较短。

本实验的目的，在于研究如何用运算放大器改进峰值检测器，进一步了解运算放大器之应用。

2. 峰值检测电路的改进

为了避免次级输入电阻的影响，可在检测器的输出端加一级跟随器（高输入阻抗）作为隔离级（实图 4.3）。

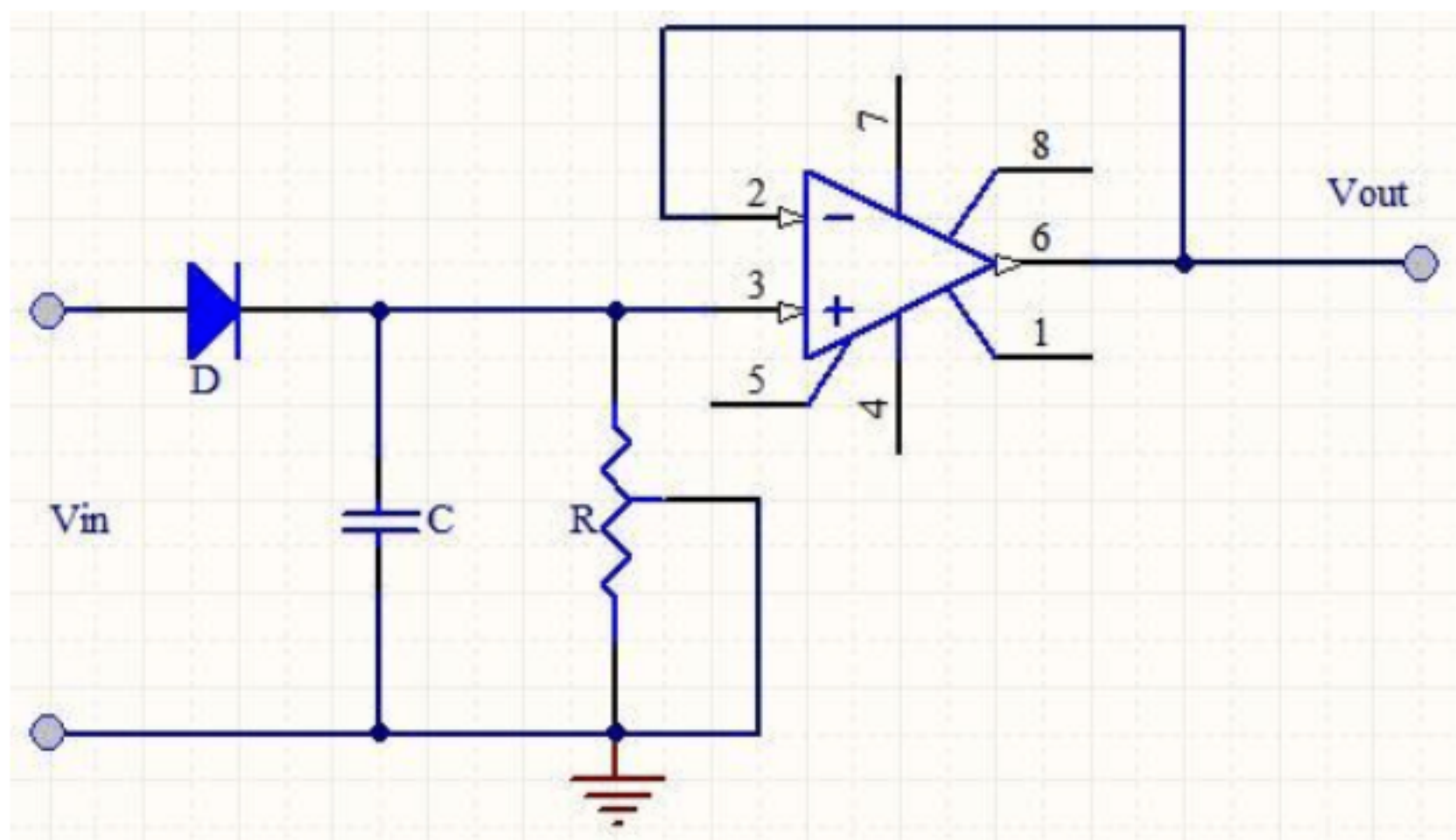


图 4.3 峰值检测器改进电路（一）

也可以根据需要加一可调的泄放电阻。如果允许电路有很长的放电时间，也可以不用外加泄放电阻。这种电路可以有效地隔离次级的影响，且跟随器的输出电压 (V_o) 可视为与电容上的电压相等。

电路中的二极管，仅在 $V_i - V_o > 0$ 时才导通，使电容 C 充电。这时，二极管上的电压为 $(V_i - V_o)$ 。为使在 $(V_i - V_o)$ 很小时也能有足够的充电速度，可将 $(V_i - V_o)$ 经过放大，再作用于二极管。按照这一设想，可在检测器前加一级比较放大器 (实图 4.4)。

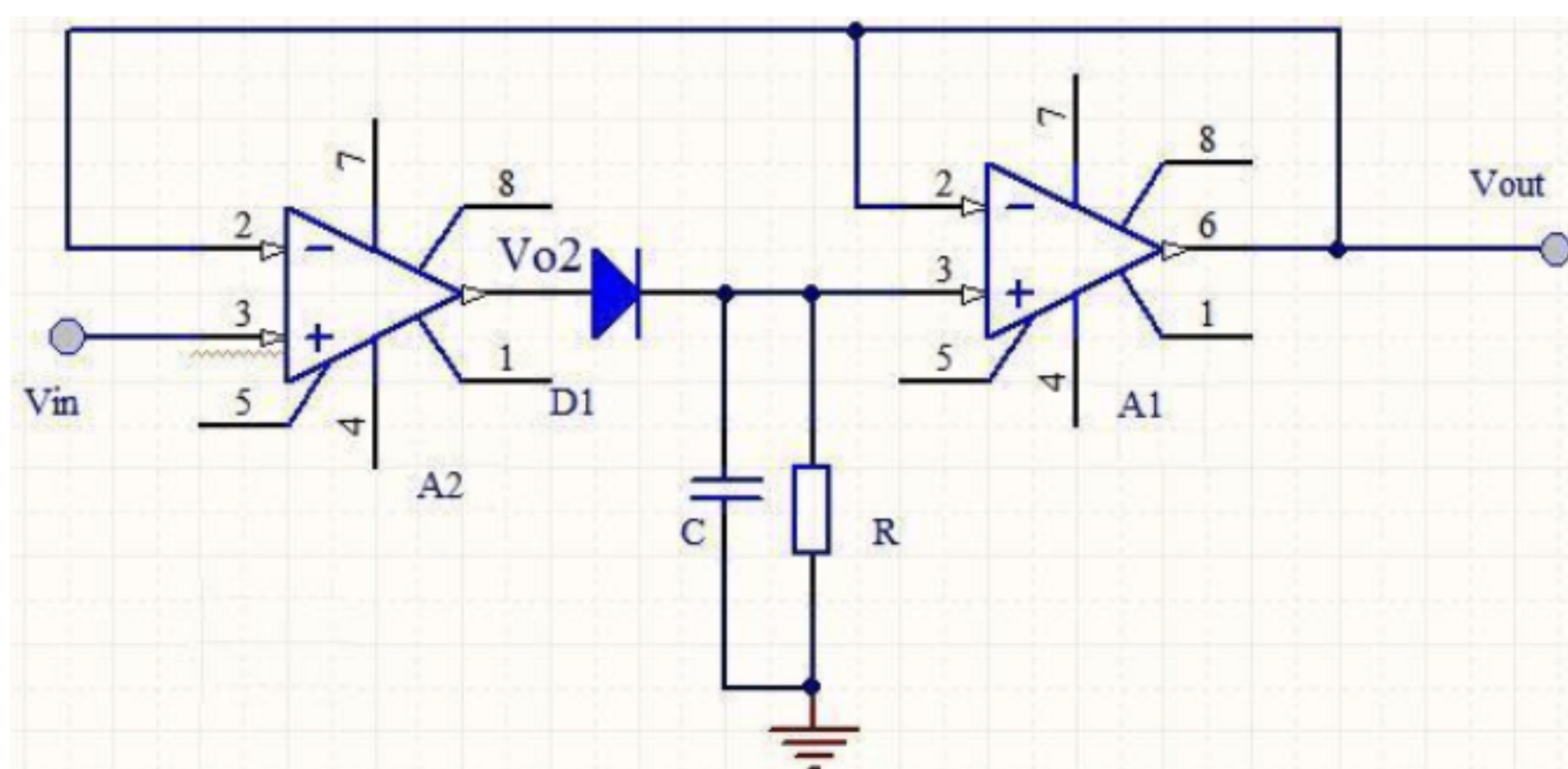


图 4.4 峰值检测器改进电路（二）

在分析时常认为运算放大器失偏电压为理想值 $0V$ 。比较放大器是开环的差动放大器，它可以有很高的增益，只要 V_i 略大于 V_o ，就可以输出很大的电压驱动 D1 对电容充电。例如运算放大器的增益为 $100dB$ 量级，只需 V_i 比 V_o

大 0.02mV ，就可以输出 2V 的正向电压，显然，加速了电容的充电过程，直至使 V_o 等于 V_i 的峰值为止。实际工作中，决定 V_o 与 V_i 有差别的一个重要因素，将是放大器输入端的失调电压。当然，放大器也应有足够的带宽，以适应要求检测的交流电压的频率范围。

在 $V_i - V_o < 0$ 时，比较放大器的输出电压接近于负电源电压，使 D_1 上有较大的反向电压， D_1 就会有一定的反向泄漏电流。为抑制 D_1 的反向电流，应使 D_1 的正极在反向时的电压，只略低于 V_o 。为此，在比较放大器 (A_2) 与 D_1 之间增设二极管 D_2 和电阻 R_2 (实图 4.5) 。

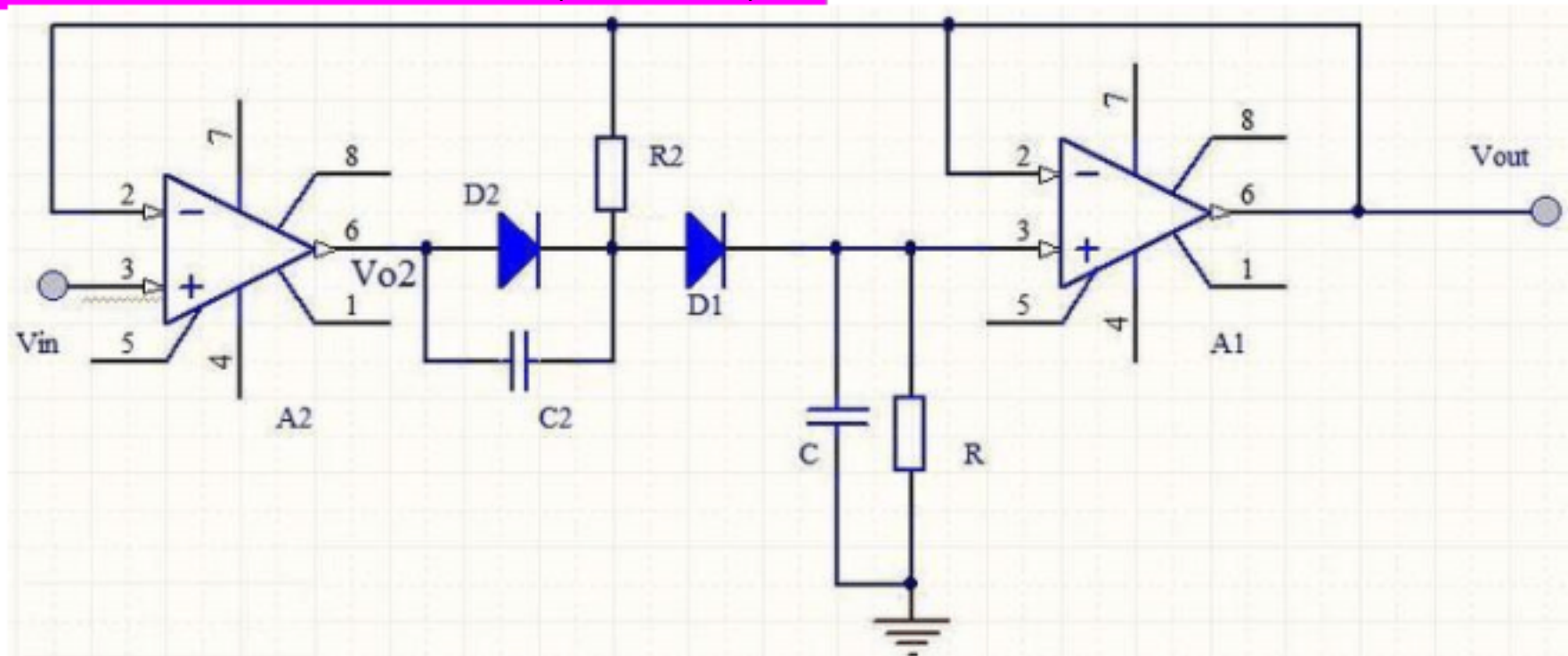


图 4.5 峰值检测器改进电路 (三)

在 $V_i > V_o$ 时， A_2 输出较大的正向电压，使 D_2 与 D_1 导通对电容充电。在 $V_i < V_o$ 时， A_2 输出的反向电压使 D_2 关断。这时， D_2 的负极 (D_1 的正极) 通过 R_2 联于 A_1 的输出端，使 R_2 一端的电压 (对地) 为 V_o 。如图所示，流过 D_2 的反向电流通过 R_2 ，因而使 D_2 的负极 (D_1 的正极) 上和电容上的电压得以保持。

通常 R_2 为数百 $\text{k}\Omega$ 的电阻，例如在实图 4.5 中 R_2 为 $560\text{k}\Omega$ 。若 D_2 的反向电流为 0.2mA ，则 R_2 上的电压为 0.11V ，即 D_1 上的反向电压为 0.11V 。由此可见， D_2 和 R_2 有效的抑制了 D_1 的反向电流，其作用相当于增大了检测电路的泄放电阻。

还需注意， D_2 还有极间电容 C_2 ，它与 R_2 组成阻容耦合电路。以上的分析略去了 C_2 的作用，实际上是假定输入信号的频率满足： $\omega \ll 1/(R_2 C_2)$ (4.1)

因此，除了选用级间电容较小的二极管之外，还应参照上式选择 R_2 。

实图 4.5 是改进的峰值检测器的原理图。该电路还有一个实际问题。在输入信号的每周期的大部分时间中处于 $V_i < V_o$ 的状态，因而 A_2 输出端的电压几乎等于负电源电压， A_2 的中间级和输出级的某些管子，必处于深饱和和深截止状态。仅当 V_i 在峰值附近的一小段时间中， A_2 才可能在线性区中， A_2 的某些管子应从深饱和状态 (或深截止状态) 转向线性区 (放大区) 中的状态。管子的这种

状态的转换需要经历一段时间才能完成。这种效应限制了输入信号频率，亦即限制了检测速度。

为了改善电路的速度，用非线性元（器）件 D3，将比较放大器组成非线性反馈的放大器（实图 4.6a）。在 $V_i > V_o$ 时， V_{o2} 高于 V_o ，D3 处于反偏置状态（不导通），A2 仍可视作无反馈的高增益电路；在 $V_i < V_o$ 时， V_{o2} 低于 V_o ，D3 处于正偏置状态（导通）呈现为低阻抗，A2 可视为有强反馈的低增益放大器。若 D3 的正向等效电阻为 R_{D3} ，在 $r_{D3} \ll R_3$ 时，只要 R_3 充分大，保持 V_o 值变化较小，对于输入信号来说，该电路相当于有偏置的跟随器（实图 4.6b）。

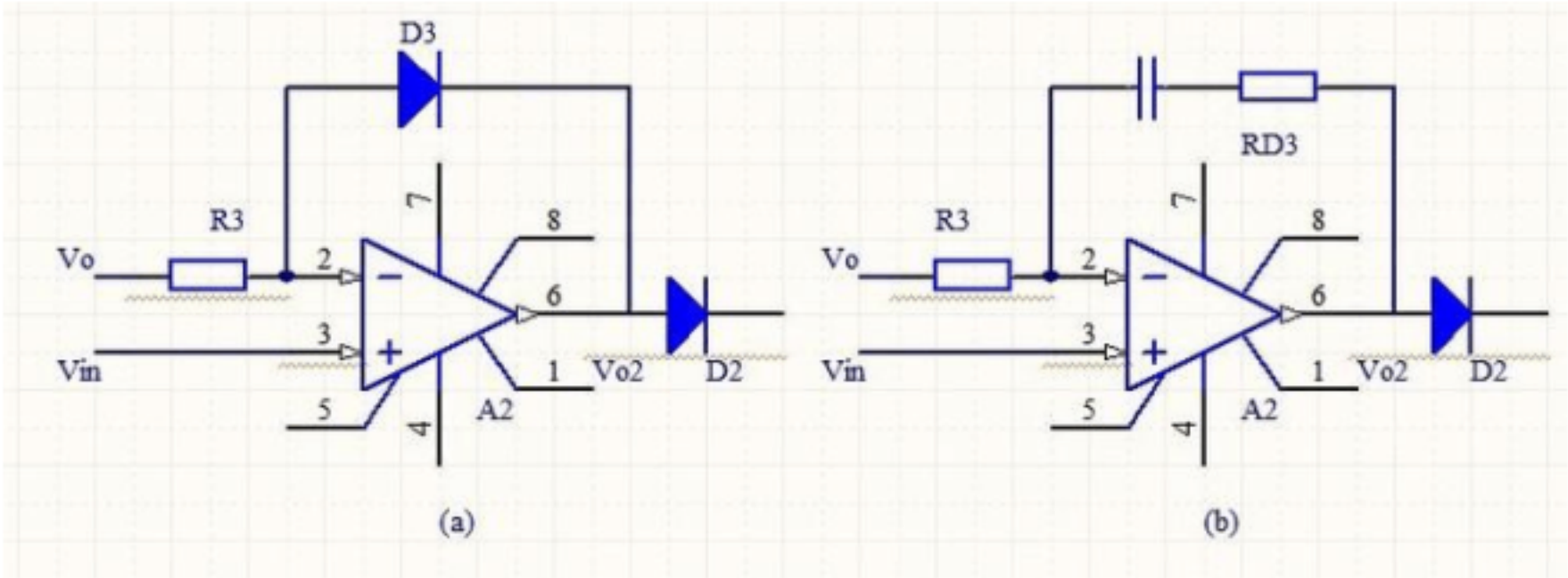


图 4.6 提高峰值检测器充电速度的原理图

若 r_{D3} 可不计则输出电压为： $V_{o2} = V_i - V_o - V_{D3}$ (4.2)

V_{o2} 的最低值为 $V_{o2min} = -2V_P - V_{D3}$ (4.3)

式中 V_p 是输入电压 V_i 的峰值。在设计电路时，若使 V_i 的最大峰值小于 A2 的负向摆幅之半，则 A2 就可以保持在线性区工作。当然，D3 的反向电阻应尽可能大，以保证 V_{o2} 为正值时不致通过 D3 泄漏至 V_o 。

综上所述，较完善的峰值检测器电路如实图 4.7 所示。

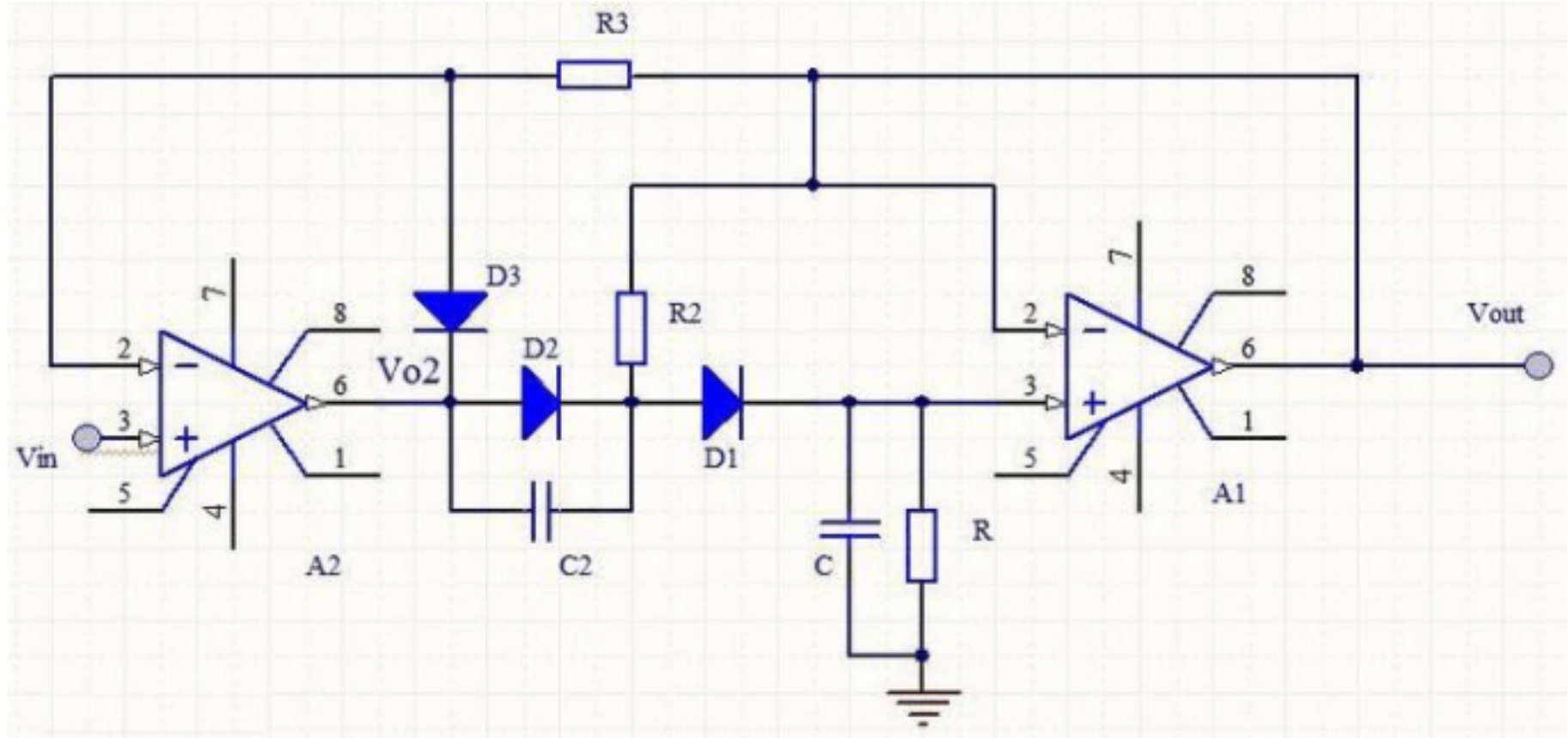


图 4.7 峰值检测器改进电路（四）

参数选择：

按照上面的分析， R_3 应满足： $R_{D3} \gg R_3 \gg r_{D3}$ (4.4)

R_{D3} 是 D_3 的反向等效电阻。因 r_{D3} 常在 100W 量级， R_{D3} 常在 1000kW 量级或更大，故 R_3 可选为 10kW 量级。

整个电路， A_2 是输入缓冲，其输入端包含 A_1 的输出反馈，用于实现比较功能“ V_i 高于 V_o 就打开下级电路”。 A_1 是输出缓冲。

注：1、只要 R_3 充分大，就能保持 V_o 值变化较小。

2、 R_2 用于减少 D_2 的反相泄露电阻。