

Application Note

ATE 系统中的信号检测



Jingquan Zhu

摘要

本文阐述 ATE 系统中的信号检测方法，并提供适用于该类应用的 TI 设计方案。针对超高电压检测，文中给出两套设计方案，满足高精度与快速采样的指标要求。

内容

1 简介.....	2
2 详细说明.....	2
2.1 ATE 测试板卡和信号检测.....	2
2.2 信号检测要求.....	2
2.3 信号检测.....	2
2.4 通用检测.....	3
2.5 精密信号检测.....	3
3 总结.....	11
4 参考资料.....	11

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

ATE 系统用于半导体芯片测试。每颗芯片在交付客户或产品制造商之前，都必须通过各项测试用例。因此，ATE 系统在半导体制造环节中发挥至关重要的作用。系统需要具备高速性能，可在数秒内完成复杂测试，而非耗时数小时之久；高速意味着测试时长更短、测试成本更低。此外，随着半导体工艺技术不断进步，芯片的信号精度持续提升，ATE 测试系统也需具备更高的测量精度。最后，ATE 系统需要具备可扩展性。ATE 系统拥有上千个通道，可同时为数百颗芯片执行同一组测试用例，这就要求所有测试通道具备相同的功能与性能。

2 详细说明

2.1 ATE 测试板卡和信号检测

ATE 系统内包含多种功能板卡，例如 DPS、PE、PMU、HV PMU、数字化仪、AWG 和 RF 板卡等。每块板卡具备专属测试功能。DPS 用于向 DUT 供电。PE 集成了引脚驱动器、PPMU 及有源负载，可用于完成多种功能测试，如图形测试和开路/短路测试等。PMU 用于测试 DUT 参数，例如电流或电压。AWG 用于生成任意波形，以开展 SNR、THD 和音频性能等指标的测量。

每块功能板卡上都存在大量需要采样与测量的电流或电压信号。例如，在 DPS 或 PMU 中，需要对输出电压和电流进行测量。在 PE 中，需要测量输出电压以完成校准。此外，每块功能板卡上还有若干通用电源必须进行监测。

2.2 信号检测要求

第一，高速测量。信号检测电路必须具备合适的带宽与压摆率。通常，信号趋稳时间需小于数十微秒 (us)，部分场景下需要小于几微秒，例如 <6us。

第二，精度。在大多数 ATE 系统中，测量精度要求为 500ppm 至 10ppm，因此测试探针电路对被测器件 (DUT) 造成的测试影响应尽可能小。进行电流测试时，探针电路的汲取电流至少要比被测电流范围低两个数量级。例如，如果最大被测电流为 10uA，则电流检测电路的泄漏需小于几 pA；如果最大被测电流为 100pA，则电流泄漏需小于几 fA。

最后，可扩展性。检测电路应当可复制、可复用。这意味着电路最好不易受元器件容差参数或 PCB 电路板寄生参数的影响。

2.3 信号检测

大多数测量场景下，典型电路拓扑如图 2-1 所示。缓冲器将信号电压转换至 ADC 输入范围。在部分场景中，集成 AFE 缓冲器的 ADC 可直接检测信号电压或电流，例如 ADS9308V81，该 ADC 包含 8 路电压通道与 8 路电流通道。

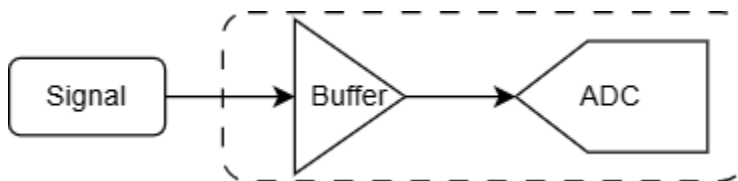


图 2-1. 信号检测典型拓扑

2.4 通用检测

在 ATE 系统中，对电源电压或电流进行监测是十分常见的。在这类场景中，电压缓冲电路可采用双电阻分压器（如图 2-2 所示），将电压缩小至 ADC 的输入范围内。该应用对速率与精度要求不高，只需关注最大分压比、电阻的额定功率及额定电压。

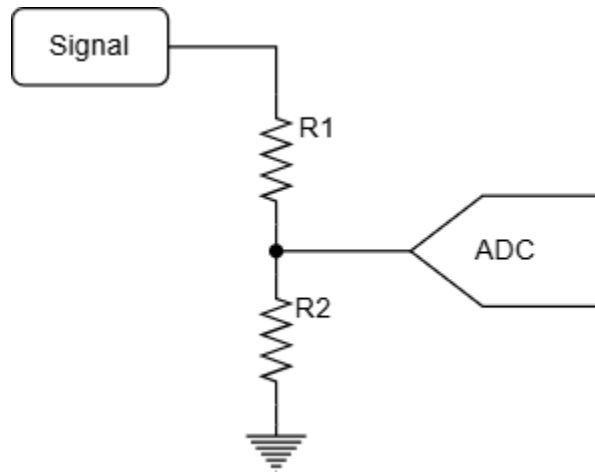


图 2-2. 通用检测拓扑

电流缓冲电路可选用电流检测放大器。

INA187、INA180 和 INA214 是适用于电流检测的差分放大器。INA751A、INA750A 和 INA791A 是内置电流检测电阻器的差分放大器。INA2227、INA234 或 INA237 是集成式 ADC 和电流检测差分放大器。INA745A、INA701 和 INA740 是集成式 ADC 和差分放大器以及电流检测电阻器。

采样 ADC 无需具备极高的分辨率和采样速率。ADS8689W、ADS1015L 和 ADS1014L 属于低成本 I2C ADC。

2.5 精密信号检测

ATE 系统内存在大量需要测量的精密信号。图 2-3 中所示为典型的精密电压检测电路。低泄漏高速缓冲器（图 2-3）放置于电阻分压器前端。在部分场景中，PGA 可同时满足低泄漏与信号衰减需求，例如 PGA855 和 PGA849。

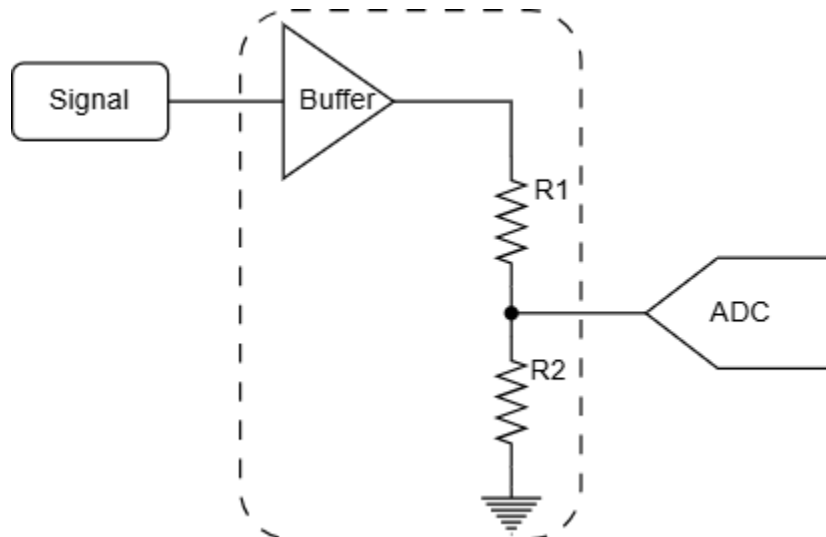


图 2-3. 精密信号检测拓扑

接下来，本文将根据不同的电压、电流泄漏及带宽需求，介绍若干典型检测方案。

2.5.1 中高压信号

精密中压检测是 PMU 与 DPS 中最常见的应用。对于电压低于 200V 的场景，可采用表 2-1 中所列的 OP 缓冲器。

表 2-1. 中高电压缓冲放大器

PN	主要特性
OPA182	36V, 5Mhz, 10V/us, Ib=50pA (典型值), CMRR=168dB (典型值, ±18V), THD+N=0.8ppm, En=0.119uVpp 失调温漂=3nV/°C
OPA196	36V, 2.5Mhz, 5.5V/us, Ib=5pA (典型值), CMRR=140dB (典型值, ±18V), THD+N=12ppm, En=7uVpp 失调温漂=0.5uV/°C
OPA192	36V, 10Mhz, 20V/us, Ib=5pA (典型值), CMRR=140dB (典型值, ±18V), THD+N=0.8ppm, En=4uVpp 失调温漂=0.1uV/°C
PGA849	36V, 10Mhz, 35V/us, Ib=500pA (典型值), CMRR=100dB (增益=1), THD+N=3.2ppm, En=0.91uVpp (增益=1) 失调温漂=0.2uV/°C, 增益温漂=1ppm/°C (最大值)
PGA854	36V, 6.2Mhz, 45V/us, Ib=500pA (典型值), CMRR=88dB (增益=1), THD+N=11ppm, En=0.76uVpp (增益=1) 失调温漂=0.2uV/°C, 增益温漂=0.2ppm/°C
PGA855	36V, 10Mhz, 35V/us, Ib=500pA (典型值), CMRR=88dB (增益=1), THD+N=3.2ppm, En=0.8uVpp (增益=1) 失调温漂=0.3uV/°C, 增益温漂=1ppm/°C (最大值)
OPA486	48V, 5.6Mhz, 15V/us, Ib=50pA (典型值), CMRR=160dB(±24V), THD+N=1.2ppm, En=0.3uVpp 失调温漂=5nV/°C
OPAx488	48V, 14Mhz, 40V/us, Ib=55pA (典型值), CMRR=150dB(±24V), THD+N=1.2ppm, En=0.3uVpp 失调温漂=4nV/°C
OPA596	85V, 3.75Mhz, 100V/us, Ib=5pA (典型值), CMRR=140dB, THD+N=8ppm, En=1.4uVpp 失调温漂=1uV/°C
OPA591	85V, 3.75Mhz, 100V/us, Ib=5pA (典型值), CMRR=140dB, THD+N=8ppm, En=1.4uVpp 失调温漂=0.3uV/°C
OPA454	100V, 2.5Mhz, 13V/us, Ib=1.4pA (典型值), CMRR=146dB, THD+N=8ppm, En=15uVpp 失调温漂=1.6uV/°C
OPA455	150V, 6.5Mhz, 32V/us, Ib=30pA (典型值), CMRR=128dB, THD+N=9ppm, En=12uVpp 失调温漂=4uV/°C
OPA462	180V, 6.5Mhz, 32V/us, Ib=30pA (典型值), CMRR=128dB, THD+N=9ppm, En=12uVpp 失调温漂=4uV/°C

2.5.2 中高共模电压下的电流信号

图 2-4 展示了典型的电流检测拓扑。对于低共模电压电流信号，可直接采用 PGA 或 INA 实现电流信号检测。对于共模电压超过 36V 的电流信号，则大多改用分立缓冲器搭配差分运算放大器（差分运放、INA 或 PGA）的方案。

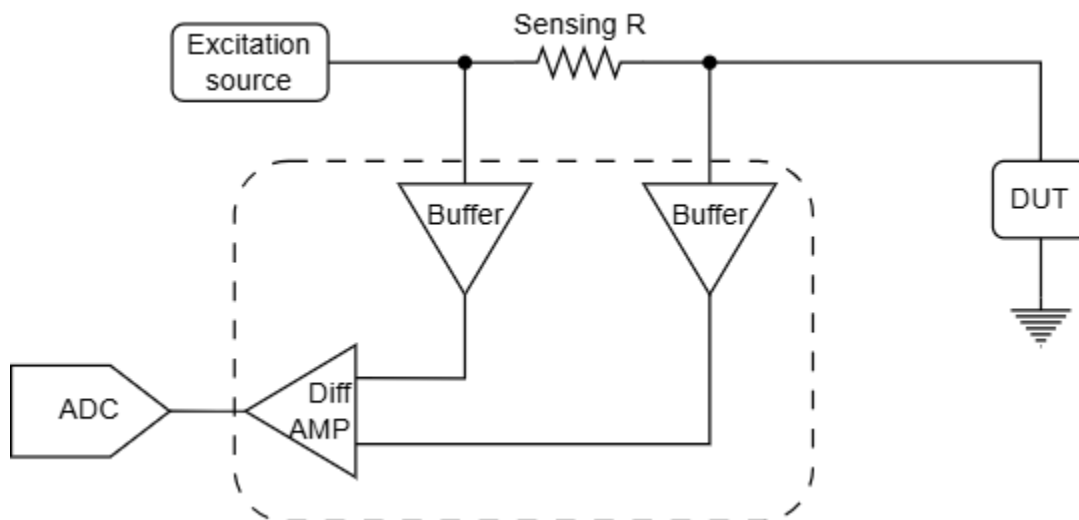


图 2-4. 典型的电流检测拓扑

缓冲器和 PGA 同上文所述。差分运算放大器和 INA (表 2-2) 的选型可参考表 2-2。

表 2-2. 差分放大器

PN	主要特性
INA597	输入电压 -54~+54V, 2Mhz, 输入阻抗=12k Ω , CMRR=94dB, En=6uVpp, THD+N=6.6ppm, 失调温漂=1.4uV/°C, 增益温漂=0.25ppm/°C
INA592	输入电压 -54~+54V, 2Mhz, 输入阻抗=24k Ω , CMRR=94dB, En=6uVpp, THD+N=6.6ppm, 失调温漂=0.7uV/°C, 增益温漂=0.2ppm/°C
INA149	输入电压 -275~+275V, 0.5Mhz, 输入阻抗=200k Ω , CMRR=100dB, En=20uVpp, 失调温漂=0.7uV/°C, 增益温漂=0.2ppm/°C
INA851	36V, 22Mhz, 37V/us, Ib=5nA (典型值), CMRR=96dB (增益=1), THD+N=3.5ppm, En=12uVpp 输入失调温漂=5uV/°C, 输出失调温漂=5uV/°C, 增益温漂=35ppm/°C (增益>1)
INA823	36V, 1.9Mhz, 32V/us, Ib=1.2nA (典型值), CMRR=110dB (增益=1), En=0.4uVpp 输入失调温漂=0.2uV/°C, 输出失调温漂=1uV/°C, 增益温漂=12ppm/°C (增益>1)
INA818	36V, 2Mhz, 0.9V/us, Ib=0.15nA (典型值), CMRR=105dB (增益=1), En=2.6uVpp 输入失调温漂=0.4uV/°C, 输出失调温漂=5uV/°C, 增益温漂=35ppm/°C (增益>1)
INA821	36V, 4.7Mhz, 2V/us, Ib=0.15nA (典型值), CMRR=105dB (增益=1), En=2.5uVpp 输入失调温漂=0.1uV/°C, 输出失调温漂=5uV/°C, 增益温漂=35ppm/°C (增益>1)

2.5.3 需要极低电流泄漏的信号

当电流信号范围为纳安 (nA) 或皮安 (pA) 级别时, 检测路径缓冲器的电流泄漏需达到飞安 (fA) 级别; 否则测量精度将受到显著影响。对于 fA 级泄漏运算放大器, 可参考表 2-3。

表 2-3. fA 级电流泄漏缓冲放大器

PN	主要特性
OPA928	36V, 2.5Mhz, 5V/us, Ib=1fA (典型值), CMRR=120dB, THD+N=12ppm, En=1.4uVpp, 失调温漂=0.1uV/°C
LMP7721	5.5V, 17Mhz, 10V/us, Ib=3fA (典型值), CMRR=100dB, THD+N=7ppm, 失调温漂=1.5uV/°C
LMC608x	15.5V, 1.3Mhz, 1.5V/us, Ib=10fA(typ), CMRR=85dB, THD+N=2000ppm, 失调温漂=1uV/°C

2.5.4 高速电压信号

射频 (RF)、C-PHY 和 D-PHY 这类信号, 其频率可达吉赫兹 (Ghz) 级别。

表 2-4. 高带宽缓冲放大器

PN	主要特性
OPA892	±18V, 2Ghz, 700V/us, 200mA, Ib=-9uA (典型值), CMRR=104dB, THD+N=2ppm(1Khz), 失调温漂=1uV/°C
OPA955	5.25V, 11Ghz, 3750V/us, 输入电容=0.9pF, Ib=-2uA(typ), CMRR=86dB, HD2=-62dBc(100Mhz), HD3=74dBc(100Mhz), 失调温漂=1uV/°C
OPA855	5.25V, 8Ghz, 2750V/us, 输入电容=0.6pF, Ib=-12uA(typ), CMRR=86dB, HD2=-65dBc(100Mhz), HD3=74dBc(100Mhz), 失调温漂=1uV/°C
BUF802	缓冲器, ±6.5V, 3.1Ghz, 7000V/us, 失调温漂=700uV/°C
TRF1218	25Ghz, 单端转差分, 输入/输出阻抗 50 Ω, HD2=-62dBc, HD3=-50dBc. OP1dB=13.1dBm(16G)

2.5.5 超高压信号

1. 电阻分压和电容方案

对于超过 200V 或 400V 的信号电压，很难找到同时具备高电压、低泄漏与高带宽特性的合适缓冲放大器。多数情况下会设计带并联电容的双电阻分压器，将高压转换成低压，以适配 ADC 输入范围。如果分压电阻与电容取值不太大且精度足够高，则该方案效果良好、电流泄漏相对较小、电路结构简单，且布局占用面积很小。图 2-5 所示为超高压检测阻容分压电路的仿真示例。该示例在 TINA-TI 仿真工具中绘制，仿真工具可从 TI.com 下载。

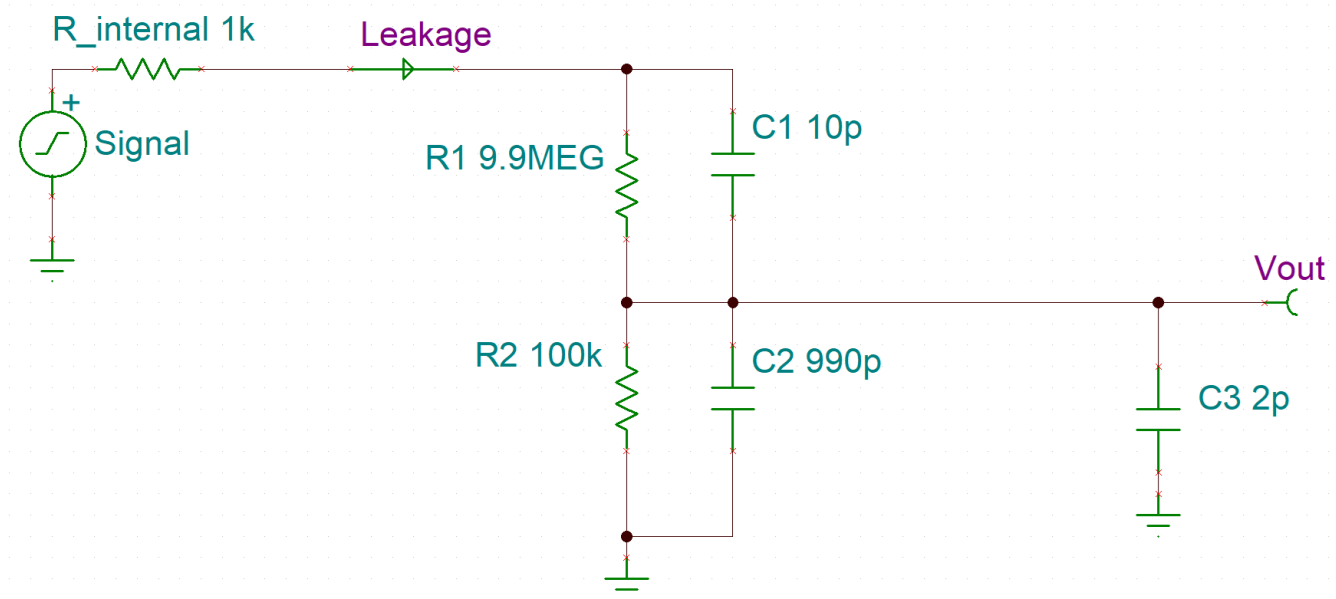


图 2-5. RC 分压器检测仿真电路

假设输入为 200V 阶跃信号，最大输出能力 200mA ($R_{\text{internal}}=1K\Omega$)，电阻与电容为理想器件，且布局和走线不存在寄生参数。仿真结果显示各项特性表现理想，尤其是趋稳时间非常短（图 2-6）；但是，该电路存在 20uA 的电流泄漏，且转换输出精度不佳，原因是不同信号源的内部电阻存在差异。

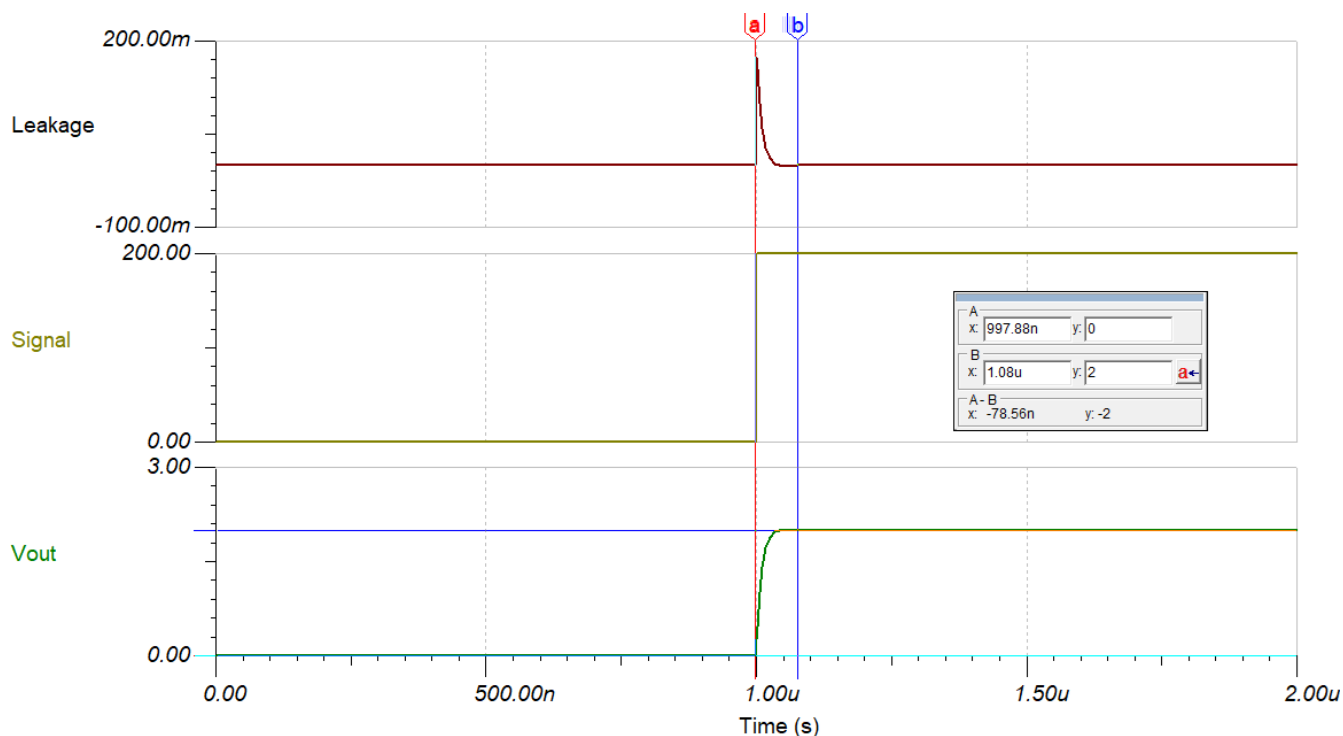


图 2-6. RC 分频器仿真结果

如果考虑电容与布局非理想情况，假设 C1 总电容在 6pF 至 14pF 范围内变化，则可以观察到趋稳时间 (图 2-7) 存在差异，最大值接近 0.5ms；部分场景下过冲幅度很大，这意味着需要为 ADC 预留充足的输入裕量，同时会损失 ADC 分辨率。

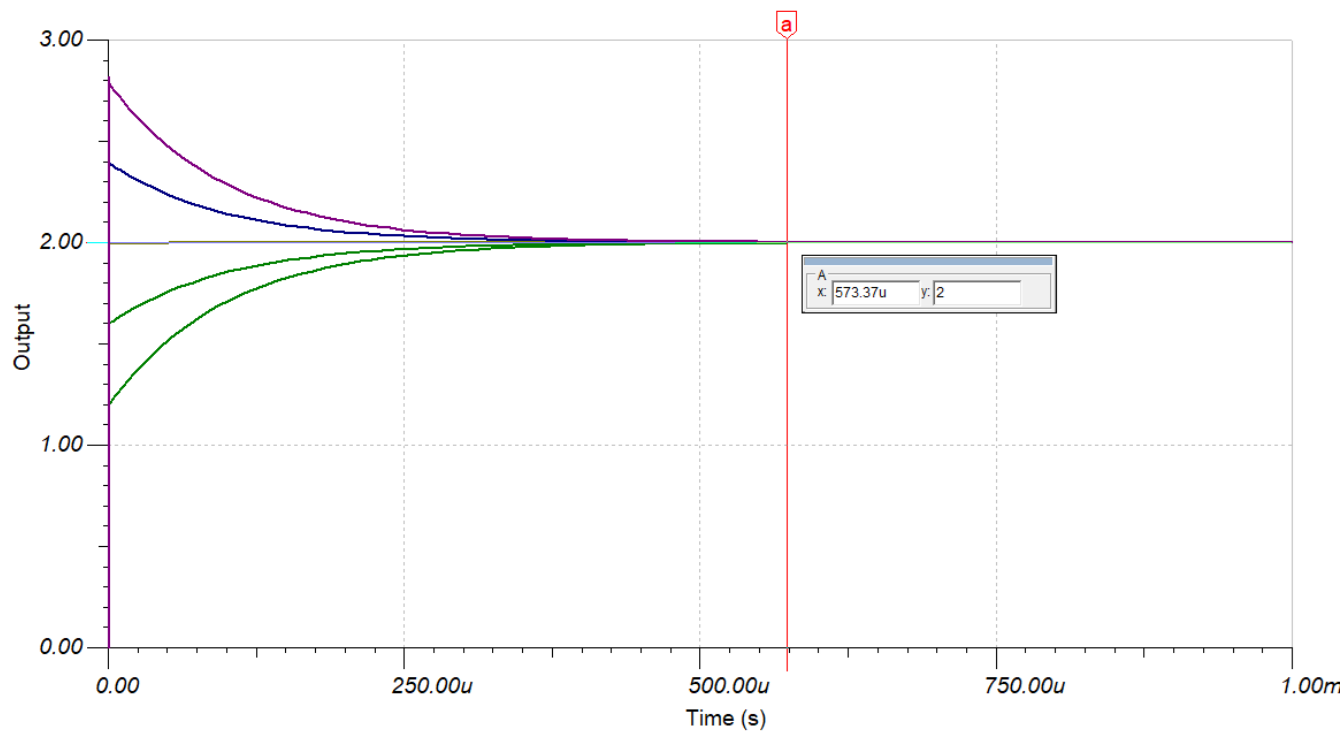


图 2-7. C1 多取值仿真

C1 取值过小时，极易受到器件、布局以及空气带来的寄生参数影响。若要降低这种影响，可以按比例增大 C1 与 C2 的取值。假设 C1=100pF、C2=9.9nF，二者容差均为 5%（包含器件容差与布局寄生参数），C1 取值在 95pF 至 105pF 区间内变化，最大趋稳时间接近 5ms，如图 2-8 所示。

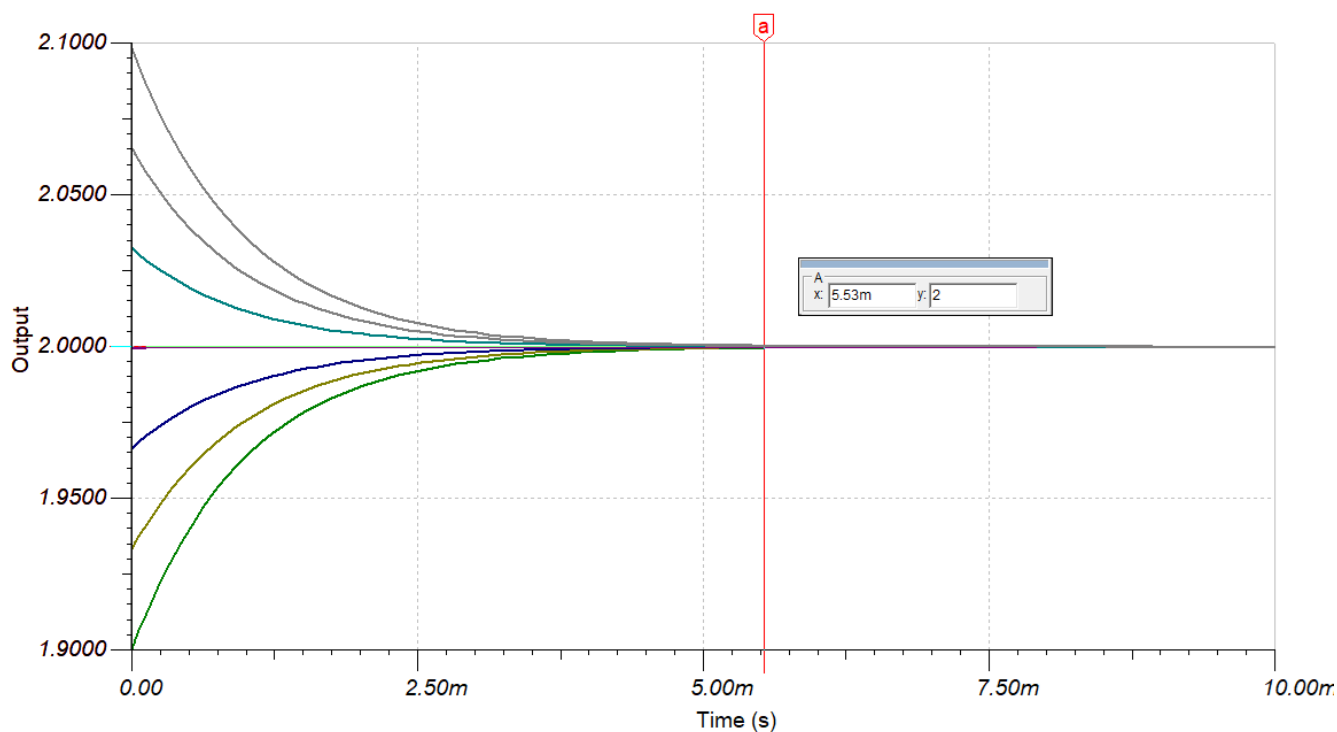


图 2-8. 增大 C1、C2 并开展 C1 多值仿真

通过上述仿真可以看出，阻容分压器检测方案或可适用于精密仪器研发，但每个通道均需进行细致微调。该方案并不适合 ATE 系统中数千通道的设计场景。

2. 隔离式缓冲器检测方法

图 2-9 中所示为隔离式检测拓扑，“缓冲器”将成为隔离电路。

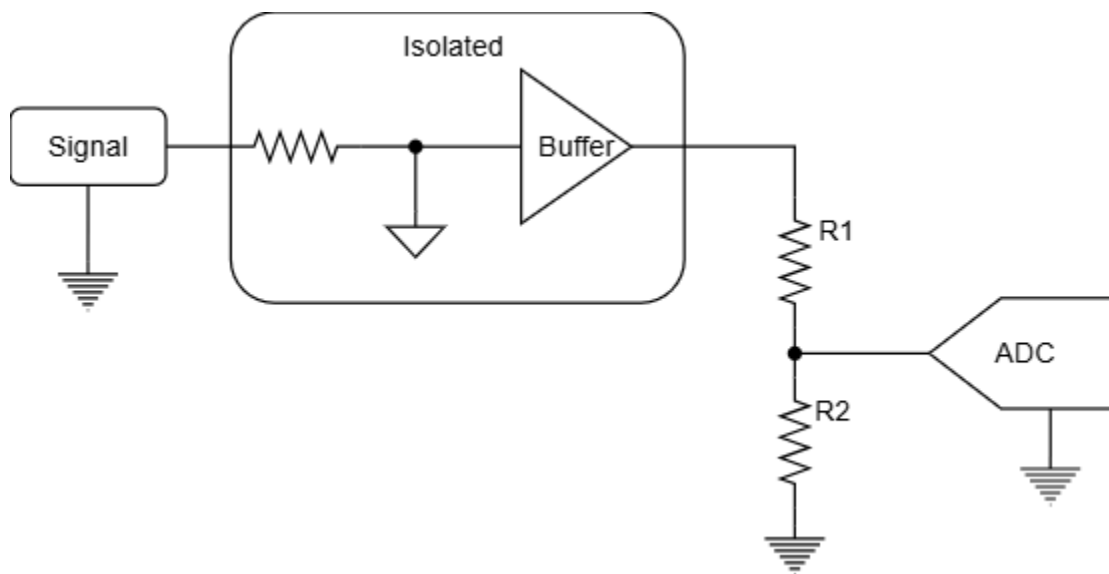


图 2-9. 隔离式缓冲器检测拓扑

仿真结果表明 (图 2-11), 当输入由 -100V 跳变至 390V 时, 趋稳时间约 $5\mu\text{s}$, 输出信号即可稳定。

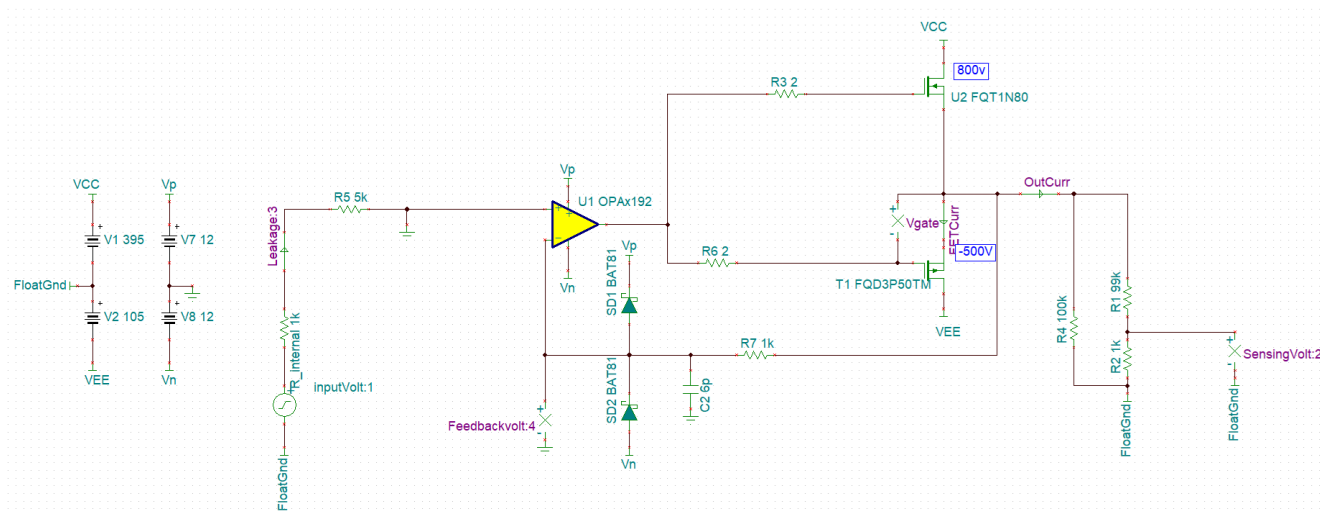


图 2-10. 隔离式缓冲器仿真电路

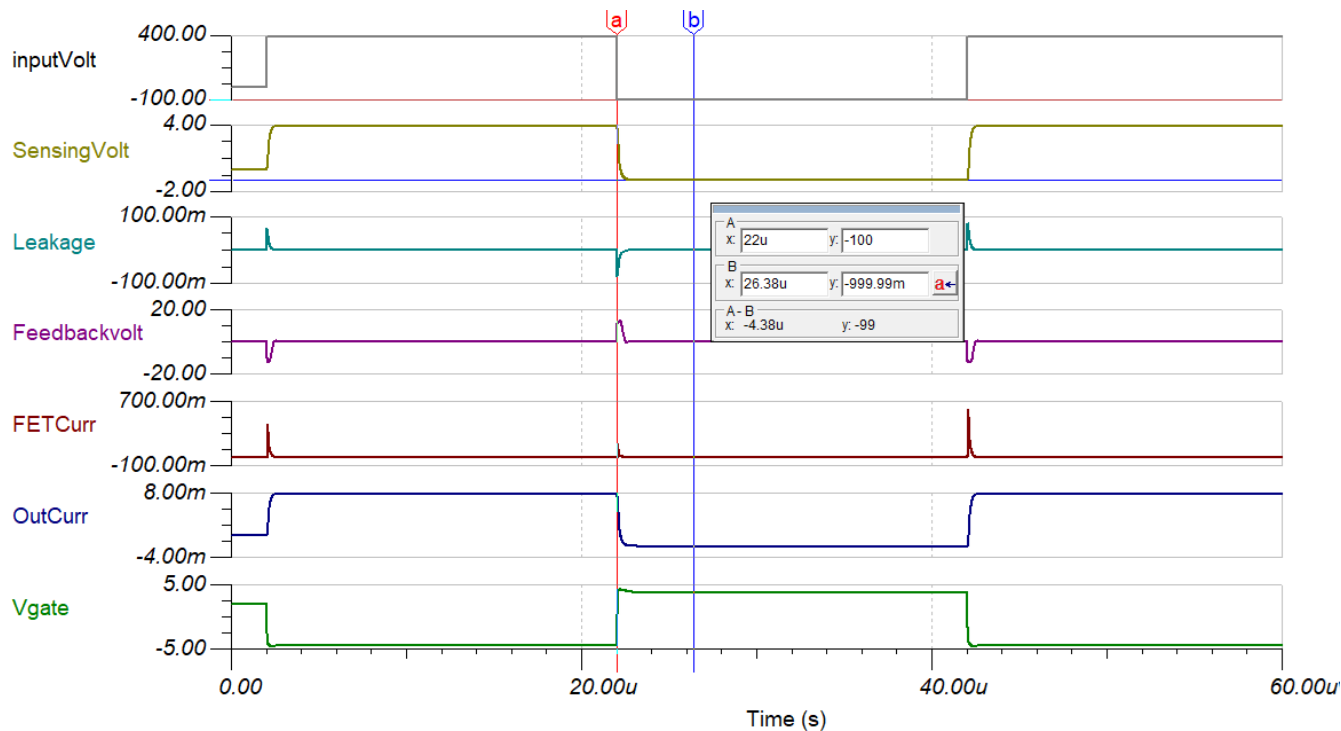


图 2-11. 隔离式缓冲器趋稳时间

如图 2-12 所示, 启动信号为 0V 时, 泄漏电流约 2.5pA。当输入由 0V 上升至 390V 后, 经过约 10us, 泄漏电流降至 10pA 以下; 当输入由 390V 下降至 -100V 后, 则需要约 12us, 泄漏电流才会降至 10pA 以下。

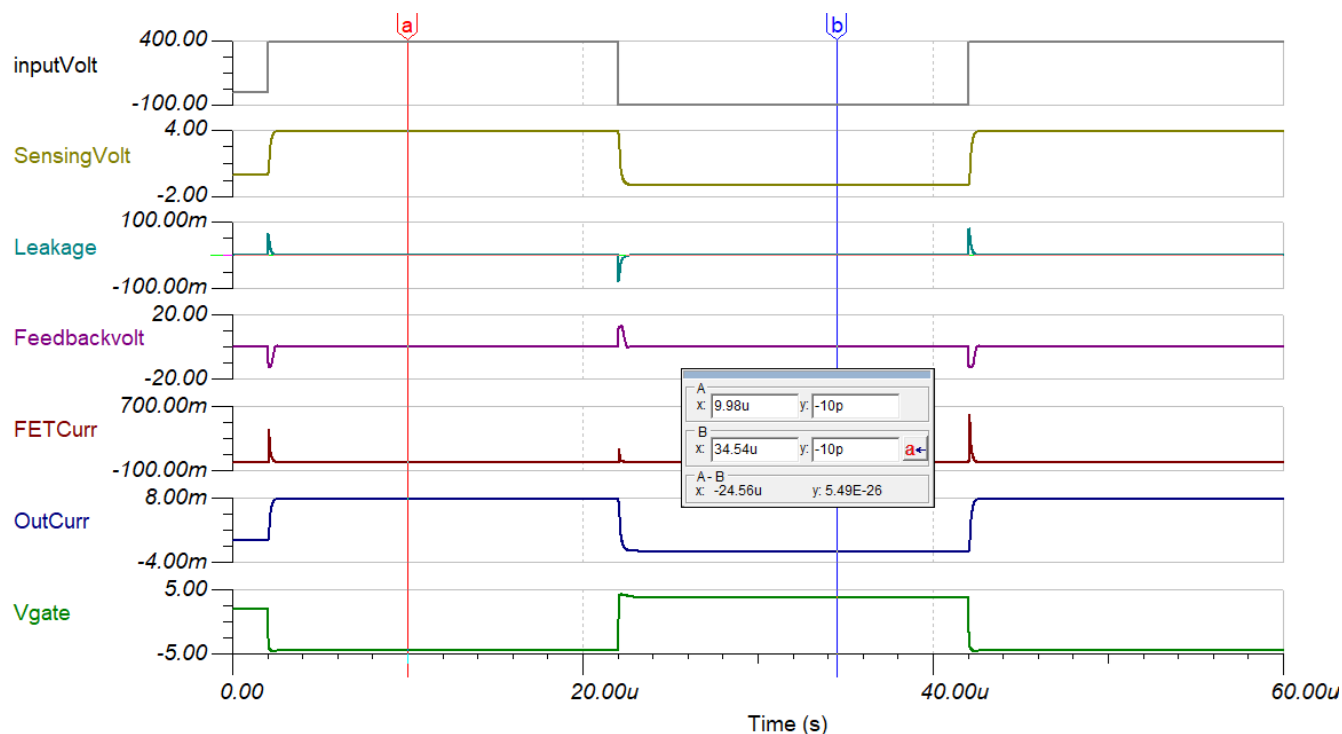


图 2-12. 隔离缓冲器泄漏电流

3. 浮地信号链路方案

隔离式缓冲器检测方案虽可完成高压转换任务，但若要在高共模电压条件下检测微弱电流，CMRR 噪声会显著降低电流检测精度。另一问题是难以找到耐压等级非常高的 P-MOSFET。因此，当电压超过 1000V 或 3000V 时，浮地拓扑是更为合适的选择。图 2-13 展示了典型的浮地信号链路拓扑。

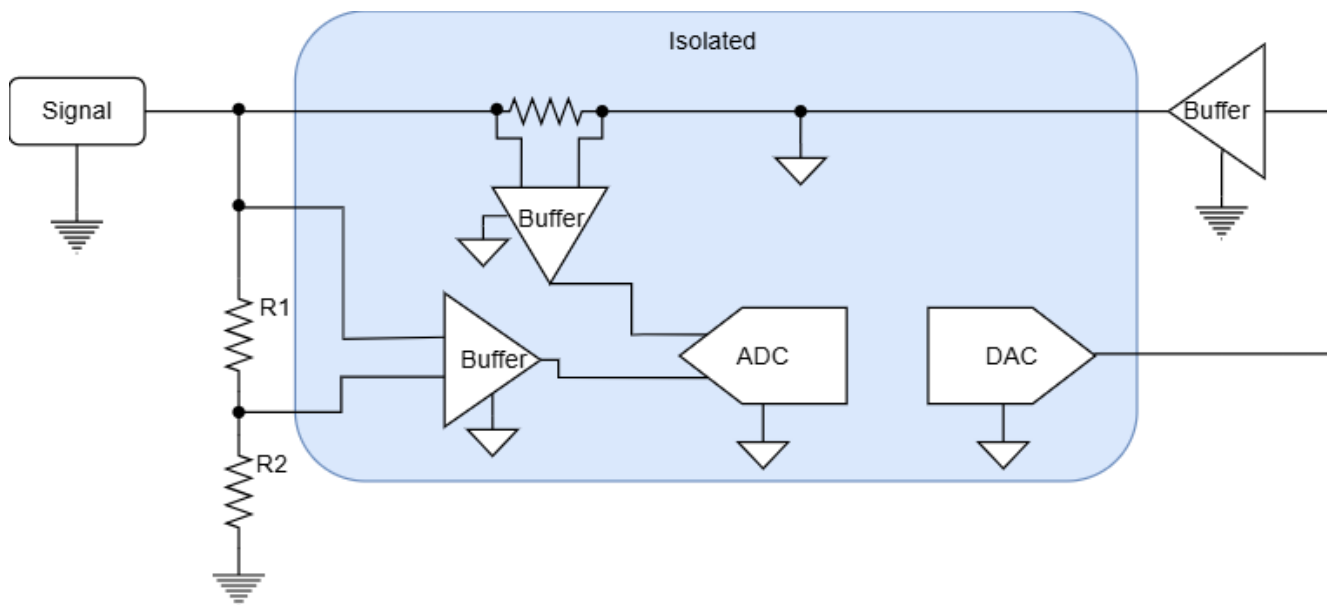


图 2-13. 浮地信号链路

浮地信号链路方案将全部数字器件与信号链路置于高压侧，可使电流检测点的共模电压接近 0V，能够采用低压精密放大器对高输出电压做缓冲处理。TIDA-010962 采用此拓扑来实现四象限 VI 源。依托此拓扑，该方案可达到近 20ppm 的精度与高速测量性能。它还支持缓冲器模式，可用于外部高压测量，功能类似高压数字万用表。如需详细原理图与性能参数，可在 TI.com 搜索 TIDA-010962。

3 总结

本文探讨了 ATE 系统中的若干信号检测方案。基于不同应用场景，文中提供了 TI 设计方案，以满足 ATE 专项测试需求。

4 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[自动测试设备 \(ATE\) 80V 分立式浮地 VI 参考设计](#)，设计指南。
2. 德州仪器 (TI)，[半导体自动测试设备 \(ATE\) 测量卡](#)，应用简报。
3. 德州仪器 (TI)，[提高自动化测试设备的信号测量精度](#)，应用简报。
4. 德州仪器 (TI)，[高精度实验室系列：运算放大器](#)，网页。
5. 德州仪器 (TI)，[高精度实验室系列：电流检测放大器](#)，视频系列。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月