

Analog Dialogue

本期介绍

- 2 编者寄语：新产品介绍
- 3 在系统中成功运用DC-DC降压调节器
- 7 AD7879控制器支持在阻性触摸屏上实现手势识别
- 12 利用低功耗、单位增益差动放大器实现低成本电流源
- 13 恶劣环境下的开关和多路复用器设计考虑
(应用工程师问答—40)
- 20 高分辨率温度测量
- 21 运算放大器的简易测量



本期介绍

在系统中成功运用DC-DC降压调节器

典型的低功耗系统采用输出电压为4.2 V至3 V的锂离子电池工作，IC需要0.8 V、1.8 V、2.5 V和2.8 V电压。采用LDO是降低电压的一种简单方法，不过，当 V_{IN} 远高于 V_{OUT} 时，未输送到负载的功率会以热量形式损失，导致LDO效率低下。开关转换器可在磁场中存储能量，实现高效调节。详情见第3页。

AD7879控制器支持在阻性触摸屏上实现手势识别

阻性触摸屏一般仅限于下列应用场合：只需要单点触控时，极其精确的空间分辨率至关重要时，利用触控笔来实现特定功能时，或者用户必须戴手套的场合。本文提出了一个创新的两点触摸概念，它利用阻性触摸屏控制器AD7879在廉价的阻性触摸屏上检测最常见的双指手势(缩放、捏合和旋转)。详情见第7页。

利用低功耗、单位增益差动放大器实现低成本电流源

刊登于2009年9月《模拟对话》杂志的“差动放大器构成精密电流源的核心”一文描述了如何利用单位增益差动放大器AD8276和微功耗运算放大器AD8603来实现精密电流源。本文说明如何简化该电路以适用于低成本、低电流应用，在-40°C至+85°C温度范围内实现±1.5%的精度。详情见第12页。

恶劣环境下的开关和多路复用器设计考虑

(应用工程师问答—40)

本文探讨工程师在设计不利环境下使用的开关和多路复用器时所面临的挑战，并提供了一些建议解决方案，可供电路设计人员用来保护易受影响的电路部分。本文还介绍了一些新型集成开关和多路复用器，它们具备增强的过压保护、防回锁和故障保护功能，能够应对常见的不利状况。详情见第13页。

高分辨率温度测量

热电偶放大器AD8494内置一个温度传感器，一般用于冷结补偿。将热电偶输入端接地，该器件便可用作一个独立的摄氏温度计。在这种配置中，仪表放大器的输出引脚与参考引脚之间产生5 mV/°C的输出电压。本文提出了两种方法来调整并放大此输出电压，从而支持高分辨率温度测量。详情见第20页。

运算放大器的简易测量

测试运算放大器时，其高开环增益使它很难避免拾取、杂散电流或塞贝克效应所引起的小电压误差。通过使用伺服环路，可以简化测量过程，强制输入调零，使得放大器能够测量自身的误差。本文介绍一个多功能电路，它利用一个辅助运放作为积分器来建立一个具有极高直流开环增益的稳定环路，并且讨论了大约8种易于开展的测试。详情见第21页。

Dan Sheingold [dan.sheingold@analog.com]

Scott Wayne [scott.wayne@analog.com]

所有ADI产品数据手册都可在www.analog.com/zh网站查到，只需在搜索框中输入产品型号即可。

4月

| | |
|---------------------------------------|----------|
| 低噪声、210°C仪表放大器..... | AD8229 |
| 14位、2.5 GSPS、电流输出DAC | AD9739A |
| 单相多功能电能表 | ADE7953 |
| 具有振动抑制特性的±20,000°/s 偏航角速度陀螺仪 | ADXRS649 |
| I/O扩展器/键盘控制器 | ADP5589 |
| 2.2 GHz至2.7 GHz双平衡混频器 | ADL5354 |
| 低功耗、零中频、2.4 GHz收发器 | ADF7241 |

5月

| | |
|-----------------------------------|-----------------|
| 8位500 MSPS流水线式ADC | AD9484 |
| 12位370 MSPS/500 MSPS流水线式ADC | AD9434 |
| 快速、低噪声、同步降压控制器..... | ADP1874/ADP1875 |
| 正交、1200 MHz至2400 MHz调制器 | ADRF6702 |
| 250 MHz失真观测接收机 | AD6641 |
| 8电源故障记录超级时序控制器 | ADM1168 |
| 逻辑电平控制高端电源开关 | ADP197 |

6月

| | |
|--|-----------------------|
| 18位、8通道同步采样ADC | AD7608 |
| 单声道2.5W D类音频放大器 | SSM2377 |
| 1-nV/√Hz输入噪声仪表放大器 | AD8429 |
| 锂离子电池监控器 | AD7280 |
| 热插拔、数字电源/监控器控制器 | ADM1276 |
| 双通道、16位、1230 MSPS TxDAC+ DAC | AD9146 |
| 4通道、16位、电流输出HART DAC | AD5757 |
| 4通道、16位电压/电流输出HART DAC | AD5755-1 |
| 低功耗、最高8 MHz输出完整DDS | AD9838 |
| 9通道电荷泵LED驱动器、带光照效果 | ADP8866 |
| 低功耗可编程波形发生器 | AD9837 |
| 具有振动抑制特性的±250°/s偏航角速度陀螺仪 | ADXRS642 |
| 精密三轴倾角计/加速度计 | ADIS16210 |
| 集成800 mA降压调节器和300 mA LDO的微型电源管理单元 | ADP5043 |
| 600 MHz双通道集成DCL，执行PPMU的 引脚电子功能 | ADATE318 |
| SHARC®处理器 | ADSP-21478/ADSP-21479 |
| Blackfin®处理器 | ADSP-BF592 |
| 双通道、300 mA、低压差调节器 | ADP223 |
| 10自由度惯性传感器 | ADIS16407 |
| ∞余量微调控制、故障记录超级时序控制器 | ADM1169 |
| 高压防回锁型四通道SPST开关 | ADG5212/ADG5213 |
| 低功耗ISM频段FSK收发器 | ADF7023-J |

Analog Dialogue

模拟对话杂志(www.analog.com/zh/analogdialogue)是ADI公司于1967年创办的技术杂志，至今已经连续出版45年，主要讨论有关模拟信号、数字信号和混合信号处理产品、应用、技术和技巧。模拟对话杂志提供两种版本：在线版每月发行一期；印刷版每年发行四期，印刷版和电子版作为对在线版中技术文章的定期回顾和汇集。在线版的内容包括：技术文章；近期应用笔记、新产品简介、预发布产品、在线研讨会和教程、已发表文章等及时信息；以及“集锦”栏目，其中包括从ADI网站(www.analog.com/zh)获得重要相关信息的通用链接网址。感兴趣的读者也可以至Analog Dialogue档案库www.analog.com/library/analogdialogue/archives.html查阅自1967年第1卷第1期创刊至今的每期存档，包括三期纪念特刊。如需订阅，请访问www.analog.com/library/analogdialogue/subscribe.html。欢迎提出您的宝贵意见：Facebook: www.facebook.com/analogdialogue；模拟对话: analogdiablog.blogspot.com；电子邮件: dialogue.editor@analog.com；编辑Dan Sheingold, [dan.sheingold@analog.com]或出版人兼总编辑Scott Wayne, [scott.wayne@analog.com]。

在系统中成功运用DC-DC降压调节器

作者：Ken Marasco

智能手机、平板电脑、数码相机、导航系统、医疗设备和其它低功耗便携式设备常常包含多个采用不同半导体工艺制造的集成电路。这些设备通常需要多个独立的电源电压，各电源电压一般不同于电池或外部AC/DC电源提供的电压。

图1显示了一个采用锂离子电池供电的典型低功耗系统。电池的可用输出范围是3 V到4.2V，而IC需要0.8 V、1.8 V、2.5 V和2.8 V电压。为将电池电压降至较低的直流电压，一种简单的方法是运用**低压差调节器(LDO)**。不过，当 V_{IN} 远高于 V_{OUT} 时，未输送到负载的功率会以热量形式损失，导致LDO效率低下。一种常见的替代方案是采用开关转换器，它将能量交替存储在电感的磁场中，然后以不同的电压释放给负载。这种方案的损耗较低，是一种更好的选择，可实现高效率运行。

本文介绍降压型转换器，它提供较低的输出电压。升压型转换器将另文介绍，它提供较高的输出电压。内置FET作为开关的开关转换器称为**开关调节器**，需要外部FET的开关转换器则称为**开关控制器**。多数低功耗系统同时运用LDO和开关转换器来实现成本和性能目标。

BUCK，即降压调节器包括2个开关、2个电容和1个电感，如图2所示。非交叠开关驱动机制确保任一时间只有一个开关导通，避免发生不良的电流“直通”现象。在第1阶段，开关B断开，开关A闭合。电感连接到 V_{IN} ，因此电流从 V_{IN} 流到负载。由于电感两端为正电压，因此电流增大。在第2阶段，开关A断开，开关B闭合。电感连接到地，因此电流从地流到负载。由于电感两端为负电压，因此电流减小，电感中存储的能量释放到负载中。

注意，开关调节器既可以连续工作，也可以断续工作。以连续导通模式(CCM)工作时，电感电流不会降至0；以断续导通模式(DCM)工作时，电感电流可以降至0。低功耗降压转换器很少在断续导通模式下工作。设计的电流纹波(如图2中的 ΔI_L 所示)通常为标称负载电流的20%到50%。

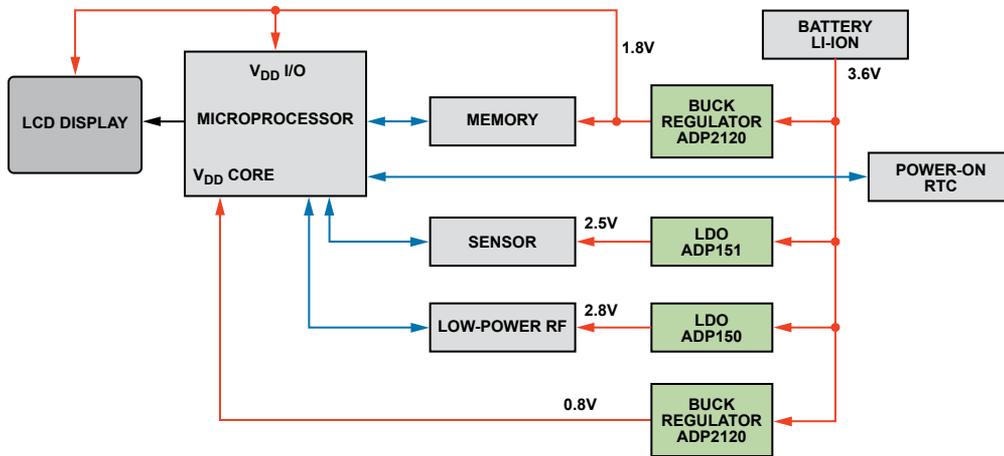


图1. 典型低功耗便携式系统

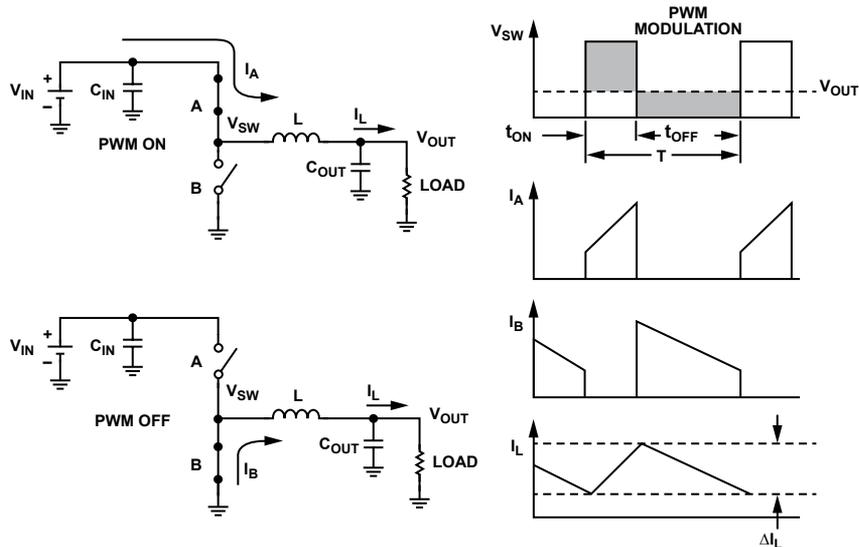


图2. 降压转换器拓扑结构和工作波形

在图3中, 开关A和开关B分别利用PFET和NFET开关实现, 构成一个同步降压调节器。“同步”一词表示将一个FET用作低端开关。用肖特基二极管代替低端开关的降压调节器称为“异步”(或非同步)型。处理低功率时, 同步降压调节器更有效, 因为FET的压降低于肖特基二极管。然而, 当电感电流达到0时, 如果底部FET未释放, 同步转换器的轻载效率会降低, 而且额外的控制电路会提高IC的复杂性和成本。

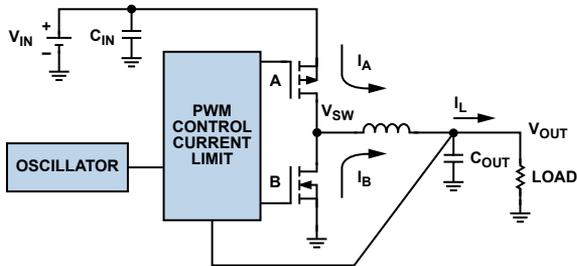


图3. 降压调节器集成振荡器、PWM控制环路和开关FET

目前的低功耗同步降压调节器以脉宽调制(PWM)为主要工作模式。PWM保持频率不变, 通过改变脉冲宽度(t_{ON})来调整输出电压。输送的平均功率与占空比 D 成正比, 因此这是一种向负载提供功率的有效方式。

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

FET开关由脉宽控制器控制, 后者响应负载变化, 利用控制环路中的电压或电流反馈来调节输出电压。低功耗降压转换器的工作频率范围一般是1 MHz到6 MHz。开关频率较高时, 所用的电感可以更小, 但开关频率每增加一倍, 效率就会降低大约2%。

在轻载下, PWM工作模式并不总是能够提高系统效率。以图形卡电源电路为例, 视频内容改变时, 驱动图形处理器的降压转换器的负载电流也会改变。连续PWM工作模式可以处理宽范围的负载电流, 但在轻载下, 调节器所需的功率会占去输送给负载的总功率的较大比例, 导致系统效率迅速降低。针对便携应用, 降压调节器集成了其它省电技术, 如脉冲频率调制(PFM)、脉冲跳跃或这两者的结合等。

ADI公司将高效率轻载工作模式定义为“省电模式”(PSM)。进入省电模式时, PWM调节电平会产生偏移, 导致输出电压上升, 直至它达到比PWM调节电平高约1.5%的电平, 此时PWM工作模式关闭, 两个功率开关均断开, 器件进入空闲模式。 C_{OUT} 可以放电, 直到 V_{OUT} 降至PWM调节电压。然后, 器件驱动电感, 导致 V_{OUT} 再次上升到阈值上限。只要负载电流低于省电模式电流阈值, 此过程就会重复进行。

ADP2138是一款紧凑型800 mA、3 MHz、降压DC-DC转换器。图4所示为典型应用电路。图5显示了强制PWM工作模式下和自动PWM/PSM工作模式下的效率改善情况。由于频率存在变化, PSM干扰可能难以滤除, 因此许多降压调节器提供一个MODE引脚(如图4所示), 用户可以通过该引脚强制器件以连续PWM模式工作, 或者允许器件以自动PWM/PSM模式工作。MODE引脚既可以通过硬连线来设置任一工作模式, 也可以根据需要而动态切换, 以达到省电目的。

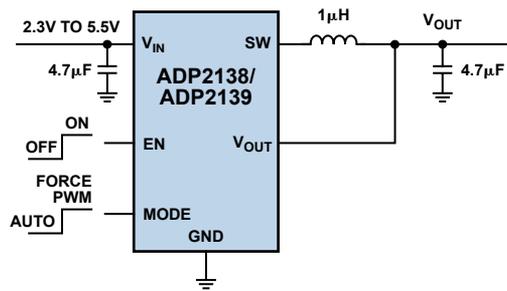


图4. ADP2138/ADP2139典型应用电路

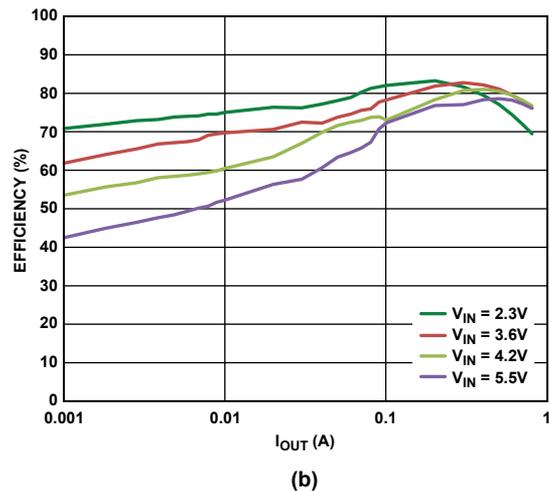
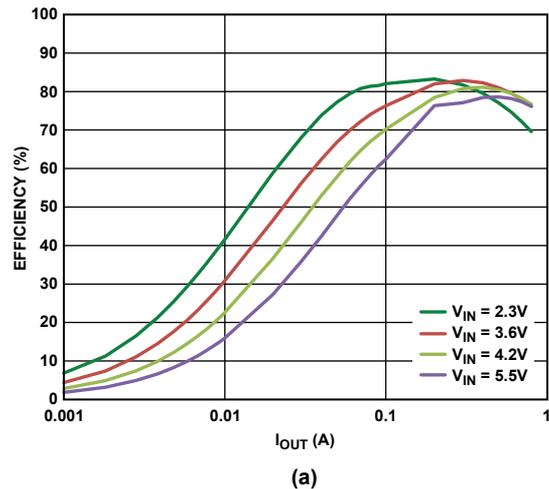


图5. ADP2138的效率: (a) 连续PWM模式; (b) PSM模式

降压调节器提高效率

电池的续航时间是新型便携式设备设计高度关注的一个特性。提高系统效率可以延长电池工作时间, 降低更换或充电的频度。例如, 一个锂离子充电电池可以使用ADP125 LDO以0.8 V电压驱动一个500 mA负载, 如图6所示。该LDO的效率只有19%($V_{OUT}/V_{IN} \times 100\% = 0.8/4.2 \times 100\%$)。LDO无法存储未使用的能量, 因此剩余的81%的功率(1.7 W)只能以热量形式在LDO内部耗散掉, 这可能会导致手持式设备的温度迅速上升。如果使用ADP2138开关调节器, 在4.2 V输入和0.8 V输出下, 工作效率将是82%, 比前一方案的效率高出4倍多, 便携式设备的温度升幅将大大减小。这些系统效率的大幅改善使得开关调节器大量运用于便携式设备。

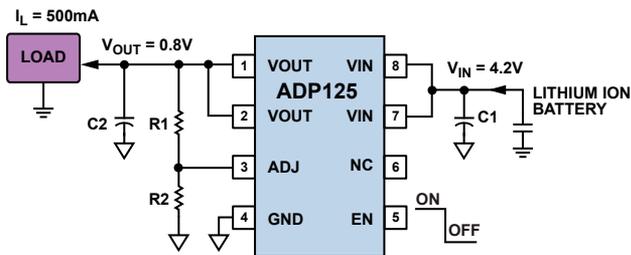


图6. 低压差调节器ADP125可以驱动500 mA负载

降压转换器关键规格和定义

输入电压范围: 降压转换器的输入电压范围决定了最低的可用输入电源电压。规格可能提供很宽的输入电压范围，但 V_{IN} 必须高于 V_{OUT} 才能实现高效率工作。例如，要获得稳定的3.3 V输出电压，输入电压必须高于3.8 V。

地电流或静态电流: I_Q 是未输送给负载的直流偏置电流。器件的 I_Q 越低，则效率越高。然而， I_Q 可以针对许多条件进行规定，包括关断、零负载、PFM工作模式或PWM工作模式。因此，为了确定某个应用的最佳降压调节器，最好查看特定工作电压和负载电流下的实际工作效率数据。

关断电流: 这是使能引脚禁用时器件消耗的输入电流，对低功耗降压调节器来说通常远低于1 μ A。这一指标对于便携式设备处于睡眠模式时电池是否具有长待机时间很重要。

输出电压精度: ADI公司的降压转换器具有很高的输出电压精度，固定输出器件在工厂制造时就被精确调整到 $\pm 2\%$ 之内(25°C)。输出电压精度在工作温度、输入电压和负载电流范围条件下加以规定，最差情况下的不精确性规定为 $\pm x\%$ 。

线路调整率: 线路调整率是指额定负载下输出电压随输入电压变化而发生的变化率。

负载调整率: 负载调整率是指输出电压随输出电流变化而发生的变化率。对于缓慢变化的负载电流，大多数降压调节器都能保持输出电压基本上恒定不变。

负载瞬变: 如果负载电流从较低水平快速变化到较高水平，导致工作模式在PFM与PWM之间切换，或者从PWM切换到PFM，就可能产生瞬态误差。并非所有数据手册都会规定负载瞬变，但大多数数据手册都会提供不同工作条件下的负载瞬态响应曲线。

限流: ADP2138等降压调节器内置保护电路，限制流经PFET开关和同步整流器的正向电流。正电流控制限制可从输入端流向输出端的电流量。负电流限值防止电感电流反向并流出负载。

软启动: 内部软启动功能对于降压调节器非常重要，它在启动时控制输出电压缓升，从而限制浪涌电流。这样，当电池或高阻抗电源连接到转换器输入端时，可以防止输入电压下降。器件使能后，内部电路开始上电周期。

启动时间: 启动时间是指使能信号的上升沿至 V_{OUT} 达到其标称值的90%的时间。这个测试通常是在施加 V_{IN} 、使能引脚从断开切换到接通的情况下进行。在使能引脚连接到 V_{IN} 的情况下，当 V_{IN} 从关断切换

到开启时，启动时间可能会大幅增加，因为控制环路需要一定的稳定时间。在调节器需要频繁启动和关闭以节省功耗的便携式系统中，调节器的启动时间是一个重要的考虑因素。

热关断(TSD): 当结点温度超过规定的限值时，热关断电路就会关闭调节器。极端的结温可能由工作电流高、电路板冷却不佳或环境温度高等原因引起。保护电路包括一定的迟滞，防止器件在芯片温度降至预设限值以下之前返回正常工作状态。

100%占空比工作: 随着 V_{IN} 下降或 I_{LOAD} 上升，降压调节器会达到一个限值：即使PFET开关以100%占空比导通， V_{OUT} 仍低于预期的输出电压。此时，ADP2138平滑过渡到可使PFET开关保持100%占空比导通的模式。当输入条件改变时，器件立即重新启动PWM调节， V_{OUT} 不会过冲。

放电开关: 在某些系统中，如果负载非常小，降压调节器的输出可能会在系统进入睡眠模式后的一定时间内仍然保持较高水平。然而，如果系统在输出电压放电之前启动上电序列，系统可能会发生闩锁，或者导致器件受损。当使能引脚变为低电平或器件进入欠压闭锁/热关断状态时，ADP2139降压调节器通过集成的开关电阻(典型值100 Ω)给输出放电。

欠压闭锁: 欠压闭锁(UVLO)可以确保只有在系统输入电压高于规定阈值时才向负载输出电压。UVLO很重要，因为它只在输入电压达到或超过器件稳定工作要求的电压时才让器件上电。

结束语

低功耗降压调节器使开关DC-DC转换器设计不再神秘。ADI公司提供一系列高集成度、坚固耐用、易于使用、高性价比的降压调节器，只需极少的外部元件就能实现高效率。系统设计师可以使用数据手册应用部分提供的设计计算，或者使用ADIsimPower™设计工具。欲查看有关ADI公司降压调节器的选型指南、数据手册和应用笔记，请访问：www.analog.com/zh/power-management/products/index.html。欲了解更多信息，请联系ADI公司应用工程师。

参考文献

(Information on all ADI components can be found at www.analog.com.)

¹ www.analog.com/en/power-management/linear-regulators/products/index.html.

² www.analog.com/en/power-management/switching-regulators-integrated-fet-switches/products/index.html.

³ www.analog.com/en/power-management/switching-controllers-external-switches/products/index.html.

⁴ <http://designtools.analog.com/dtPowerWeb/dtPowerMain.aspx>

Lenk, John D. *Simplified Design of Switching Power Supplies*. Elsevier. 1996. ISBN 13: 978-0-7506-9821-4.

Marasco, K. "How to Apply Low-Dropout Regulators Successfully." *Analog Dialogue*. Volume 43, Number 3. 2009. pp. 14-17.

作者简介

Ken Marasco [ken.marasco@analog.com] 是ADI公司系统应用经理,负责便携式电源产品的技术支持,在ADI公司便携式应用小组已经工作了三年。他毕业于NYIT,持有应用物理专业学士学位,在系统和元件设计方面拥有35年的丰富经验。

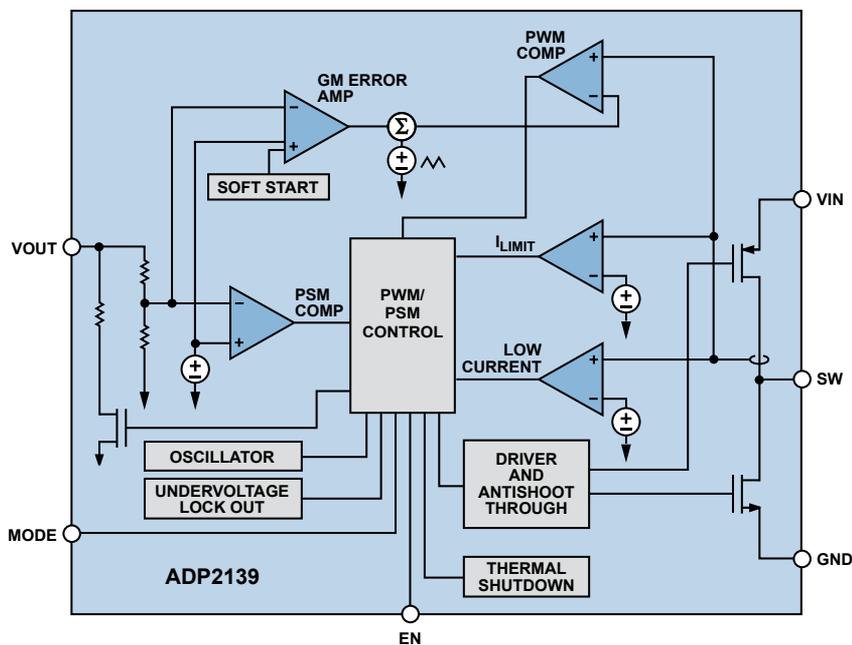


池、碱性电池和镍氢电池。提供0.8V至3.3V范围内的多个固定输出电压选项,负载能力为800 mA,精度为2%。内置功率开关和同步整流器可提高效率并减少外置器件数量。ADP2139(如图A所示)另外增加了一个内部放电开关。ADP2138和ADP2139采用紧凑型1 mm × 1.5 mm、6引脚WLCSP封装,额定温度范围为-40°C至+125°C,千片订量报价为0.90美元/片。

附录

3 MHz同步降压DC-DC转换器驱动800 mA负载

ADP2138和ADP2139降压DC-DC转换器针对无线手机、个人媒体播放器、数码相机和其它便携式设备应用进行了优化。二者既可以在强制脉冲宽度(PWM)模式下工作,以获得最低的纹波,也可以在PWM模式与省电模式之间自动切换,以便在轻负载下获得最高效率。2.3V至5.5V输入范围支持使用标准电源,包括锂电



图A. ADP2139功能框图

AD7879控制器支持在阻性触摸屏上实现手势识别

作者: Javier Calpe, Italo Medina, Alberto Carbajo, María José Martínez

对于各种消费、医疗、汽车和工业设备,增强的低成本触控式用户界面是一个极具价值的特性。在许多消费电子应用中,设计师偏向使用容性触摸屏,而不愿使用阻性触摸技术,原因是前者可以跟踪手指,似乎能够提供更友好的用户交互体验。目前,低成本阻性技术的应用市场包括:只需要单点触控、至关重要的极其精确的空间分辨率、利用触控笔来实现特定功能(如亚洲语言符号识别等),或者用户必须戴手套的场合。

虽然阻性技术传统上是用来检测屏幕上“单点触摸”的位置,但本文提出了一个创新的“两点触摸”概念,它利用阻性触摸屏控制器AD7879在廉价的阻性触摸屏上检测最常见的双指手势(缩放、捏合和旋转)。

阻性触摸屏的经典方法

典型的阻性触摸屏包括两个平行的氧化铟锡(ITO)导电层,中间的空隙将两层分开(图1)。上层(Y)的边缘电极相对于下层(X)的边缘电极旋转90°。当对屏幕的一个小区域施加压力,使这两层发生电气接触时,就发生了“触摸”现象。如果在上层的两个电极之间施加一个直流电压,而下层悬空,则触摸将使下层获得与触摸点相同的电压。判断上层方向触摸坐标的方法是测量下层的电压,以便确定触摸点处的电阻占总电阻的比值。然后交换两层的电气连接,获得触摸点在另一个轴上的坐标。

连接直流电压的层称为“有源”层,电流与其阻抗成反比。测量电压的层称为“无源”层,无相关电流流经该层。发生单点触摸时,在有源层中形成一个分压器,无源层电压测量通过一个模数转换器读取与触摸点和负电极之间的距离成比例的电压¹。

由于成本低廉,传统的4线阻性触摸屏深受单点触控应用的欢迎。实现阻性多点触控的技术有多种,其中总是会用到一个矩阵布局屏幕,但屏幕制造成本高得吓人。此外,控制器需要许多输入和输出来测量和驱动各个屏幕带,导致控制器成本和测量时间增加。

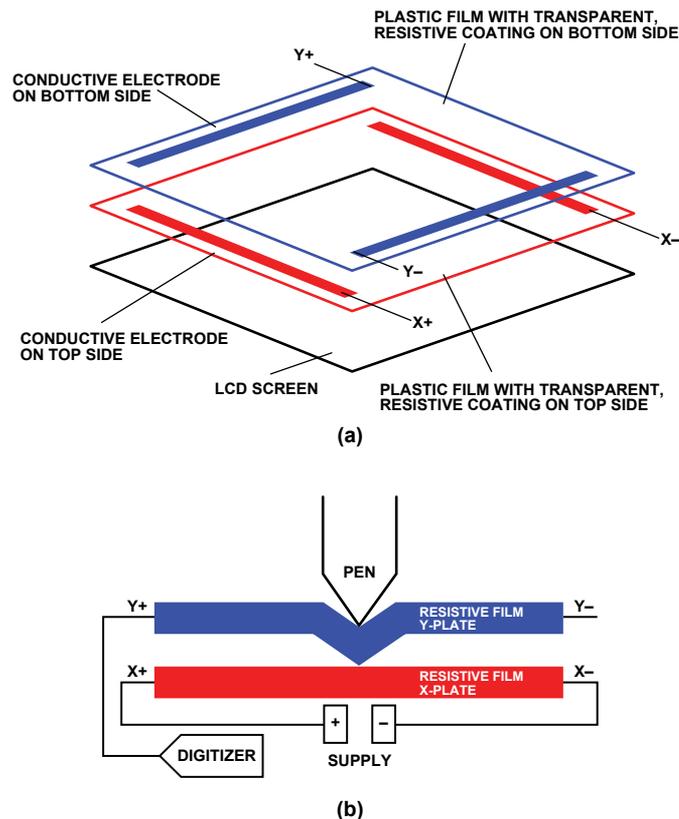


图1. (a) 阻性触摸屏的结构; (b) 用户触摸屏幕时的电气接触

超越单点触控

虽然如此,但通过理解并模拟该过程背后的物理原理,我们可以从阻性触摸屏提取更多信息。当发生两点触摸时,无源屏幕中的一段电阻加上触点的电阻与有源屏幕的导电段并联,因此电源的负载阻抗减小,电流增大。阻性控制器的经典方法是假设有源层中的电流恒定不变,无源层为等电位。两点触摸时,这些假设不再成立,为了提取所需的信息,需要进行更多测量。

阻性屏幕中的两点触摸检测模型如图2所示。 R_{touch} 为层间的接触电阻;在现有的大多数屏幕中,其数量级一般与两层的电阻相同。如果有一个恒定的电流 I 流经有源层的两端,则有源层上的电压为:

$$\begin{aligned}
 V_+ - V_- &= I \left(R_u + R_d + R_a \parallel (2R_{touch} + R_p) \right) \\
 &= I \left(R_u + R_d + \frac{R_a (2R_{touch} + R_p)}{R_a + 2R_{touch} + R_p} \right)
 \end{aligned}$$

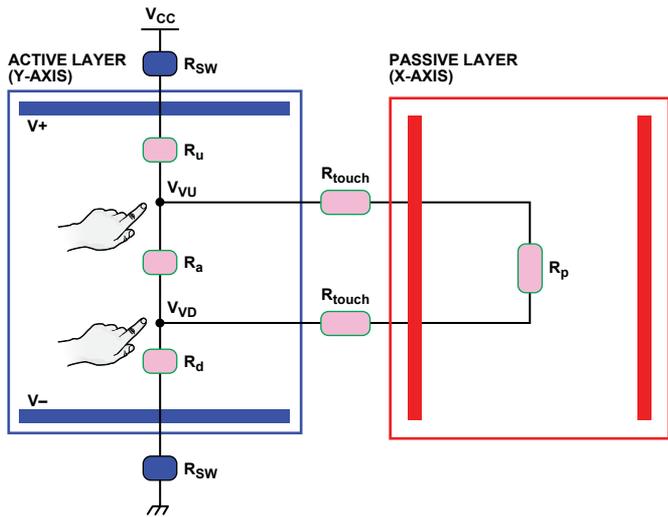


图2. 阻性屏幕两点触摸的基本模型

手势识别

以“捏合”(pinch)作为范例可以更好地描述手势识别的工作原理。捏合手势从两根分开较远的手指触摸开始,产生双重接触,使得屏幕的阻抗降低,有源层两根电极之间的电压差因此减小。随着两根手指越来越接近,并联面积减小,因而屏幕的阻抗提高,有源层两根电极之间的电压差相应地增大。

紧密捏合后,并联电阻趋于0, $R_u + R_d$ 提高到总电阻,因此电压增大到:

$$V_+ - V_- = I(R_u + R_d) = I \times R_{layer}$$

图3显示了一个沿着垂直(Y)轴捏合的例子。当手势开始时,其中一层的两根电极之间的电压恒定不变,另一层则表现出阶跃性降低,然后随着手指相互靠近而提高。

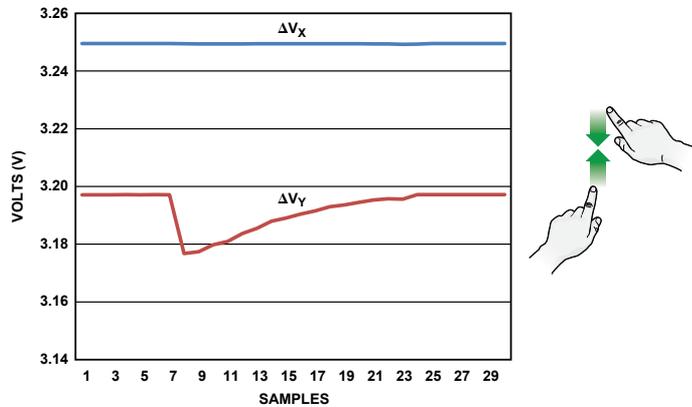


图3. 垂直捏合时的电压测量

图4显示倾斜捏合时的电压测量结果。这种情况下,两个电压均表现出阶跃性降低,然后缓慢恢复。两个恢复速率(利用各层的电阻归一化)的比值可以用来检测手势的角度。

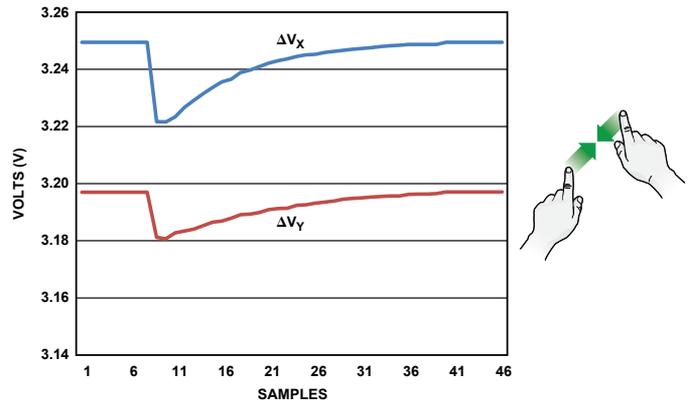


图4. 倾斜捏合时的电压测量

如果手势为缩放(手指分开),其行为可以从上述讨论推导出来。图5显示了沿各轴及沿倾斜方向缩放时测得的两个有源层电压趋势。

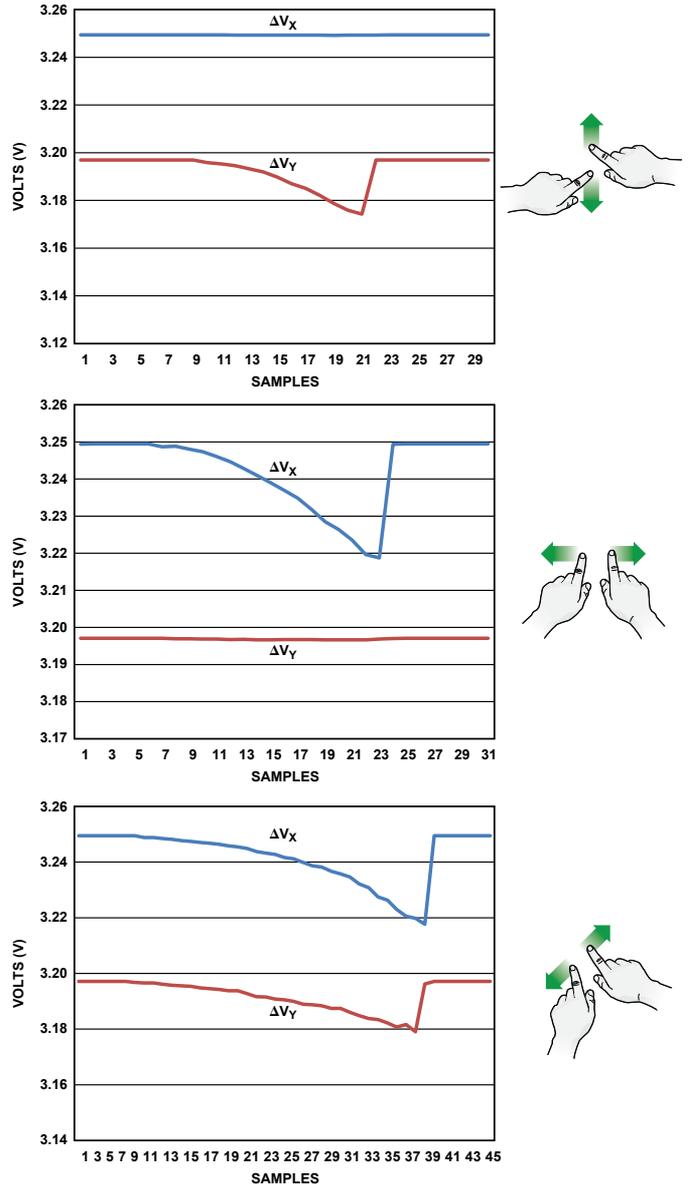


图5. 沿不同方向缩放时的电压趋势

利用AD7879检测手势

AD7879触摸屏控制器设计用于与4线式阻性触摸屏接口。除了检测触摸动作外，它还能测量温度和辅助输入端的电压。所有四种触摸测量加上温度、电池、辅助电压测量，均可以通过编程写入其片内序列器。

AD7879结合一对低成本运算放大器，可以执行上述捏合和缩放手势测量，如图6所示。

下面的步骤说明了手势识别的过程：

- 1) 在前半周期中，将一个直流电压施加于上层(有源层)，并测量X+引脚的电压(对应于 $V_{Y+} - V_{Y-}$)，以提供与Y方向上的运动(接近还是分开)相关的信息。
- 2) 在后半周期中，将一个直流电压施加于下层(有源层)，并测量Y+引脚的电压(对应于 $V_{X+} - V_{X-}$)，以提供与X方向上的运动(接近还是分开)相关的信息。

图6所示的电路需要为差分放大器提供保护，防止短接到 V_{DD} 。在前半周期中，下方放大器的输出短接到 V_{DD} 。在后半周期中，上方放大器的输出短接到 V_{DD} 。为避免这种现象，AD7879的GPIO可以控制两个外部模拟开关，如图7所示。

这种情况下，AD7879设置为从机转换模式，并且仅测量半个周期。

当AD7879完成转换时，产生一个中断，主处理器重新设置AD7879

以测量第二个半周期，并且改变AD7879 GPIO的值。第二转换结束时，两层的测量结果均存储在器件中。

旋转可以通过一个方向上的同时缩放和一个倾斜捏合来模拟，因此检测旋转并不困难。挑战在于区别旋转是顺时针(CW)还是逆时针(CCW)，这无法通过上述过程来实现。为了检测旋转及其方向，需要在两层(有源层和无源层)上进行测量，如图8所示。图7中的电路无法满足之一要求，图9提出了一种新的拓扑结构。

图9所示的拓扑结构实现了如下功能：

- 半周期1：电压施加于Y层，同时测量($V_{Y+} - V_{Y-}$)、 V_{X-} 和 V_{X+} 。每完成一个测量，AD7879就会产生一个中断，以便处理器改变GPIO配置。
- 半周期2：电压施加于X层，同时测量($V_{X+} - V_{X-}$)、 V_{Y-} 和 V_{Y+} 。

图9中的电路可以测量所有需要的电压来实现全部性能，包括：a) 单点触摸位置；b) 缩放、捏合、旋转手势检测和量化；c) 区别顺时针与逆时针旋转。用两点触摸手势来完成单点触摸操作时，可以估计手势的中心位置。

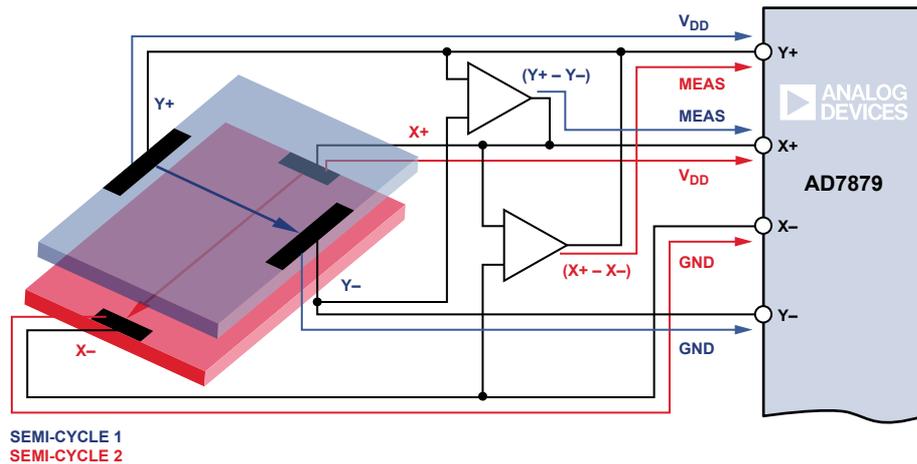


图6. 基本手势检测应用图

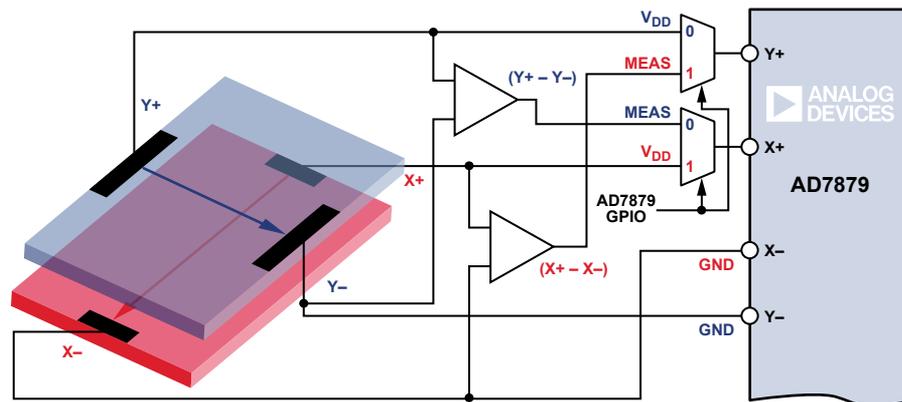


图7. 避免放大器输出短接到 V_{DD} 的应用图

实用提示

轻柔手势产生的电压变化相当微细。通过放大这种变化，可以提高系统的鲁棒性。例如，可以在屏幕的电极与AD7879的引脚之间增加一个小电阻，这将能提高有源层的压降，但单点触摸定位精度会有所下降。

另一种方法是仅在低端连接上增加一个电阻，当X层或Y层为有源

层时，仅检测X-或Y-电极。这样就可以应用一定的增益，因为直流值相当低。

ADI公司有许多放大器和多路复用器可以满足图6、图7和图9所示应用的需求。测试电路使用AD8506双通道运算放大器和ADG16xx系列模拟多路复用器；多路复用器的导通电阻很低，采用3.3 V单电源供电。

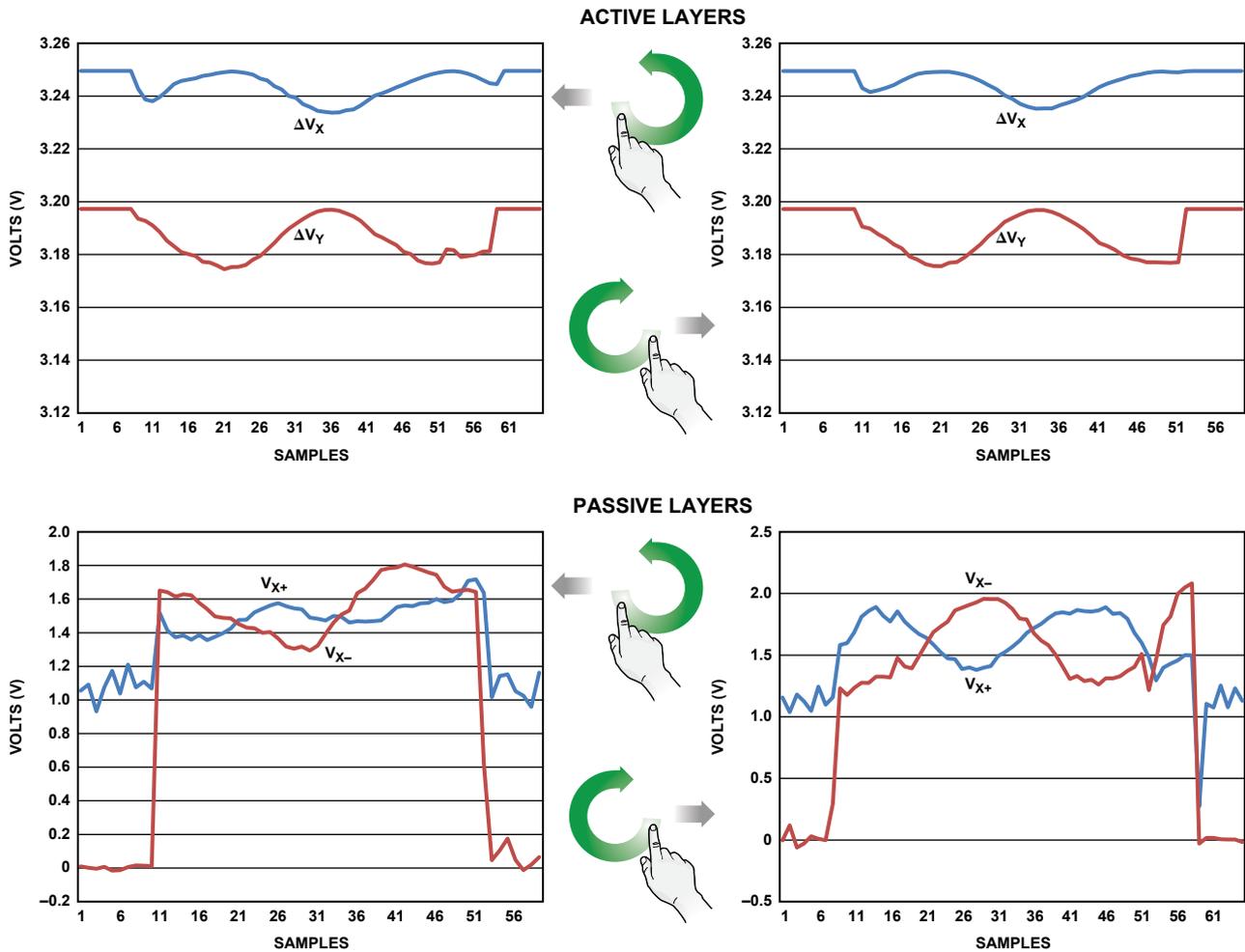


图8. 顺时针和逆时针旋转时的电压测量

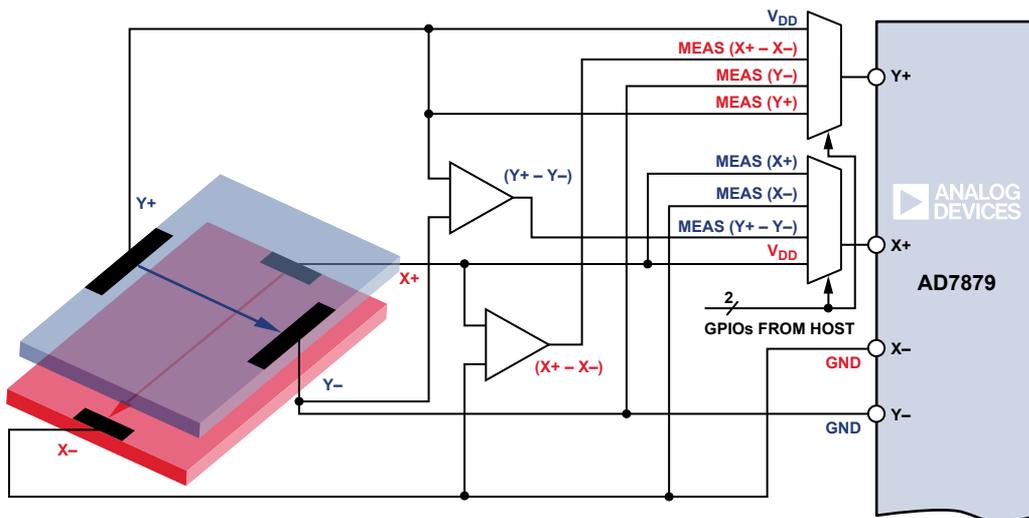


图9. 单点触摸位置和手势检测的应用图

结束语

利用AD7879控制器和极少的辅助电路，可以检测缩放、捏合和旋转。只需在有源层上进行测量，就能识别这些手势。在主处理器的控制下，利用两个GPIO测量无源层的电压，可以区别旋转方向。在该处理器中执行相当简单的算法，就能识别缩放、捏合和旋转，估计其范围、角度和方向。

感谢

本文获得了西班牙瓦伦西亚中小企业协会(IMPIVA)通过项目IMIDTF/2009/15和西班牙教育与科学部通过项目Consolider/CSD2007-00018提供的部分资助。

本文作者感谢Colin Lyden、John Cleary和Susan Pratt在讨论中提供的有益建议。

参考文献

(Information on all ADI components can be found at www.analog.com.)

[1] Finn, Gareth. “[New Touch-Screen Controllers Offer Robust Sensing for Portable Displays.](#)” *Analog Dialogue*, Vol. 44, No. 2. February 2010.

http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/44-02/touch_screen.html.

作者简介

Javier Calpe [javier.calpe@analog.com] 分别于1989年和1993年获得西班牙瓦伦西亚大学物理学学士学位和博士学位，为该校讲师。Javier自2005年起担任ADI公司瓦伦西亚开发中心的设计中心经理。



Italo Medina [italo.medina@analog.com] 于2010年获得西班牙瓦伦西亚理工大学电子工程学士学位。Italo于2010年加入ADI公司，成为爱尔兰利默里克精密DAC部模拟设计师。



Alberto Carbajo [alberto.carbajo@analog.com] 于2000年获得西班牙瓦伦西亚理工大学电子工程学士学位，2004年获得爱尔兰科克大学(UCC)工程硕士学位。Alberto于2000年加入ADI公司，在测试与设计部门工作。目前，他的工作重点是基于IC的检测产品，包括信号处理和微控制器设计集成。



María José Martínez [maria.martinez@analog.com] 于2005年获得西班牙瓦伦西亚理工大学电信工程学士学位。她于2006年加入ADI公司，担任触摸屏产品应用工程师，重点关注CapTouch®触摸屏控制器和透镜驱动器产品。Maria目前在ADI瓦伦西亚的便携产品部门工作。



利用低功耗、单位增益差动放大器实现低成本电流源

作者: David Guo

刊登于2009年9月《模拟对话》杂志的“差动放大器构成精密电流源的核心”一文描述了如何利用单位增益差动放大器AD8276和低功耗运算放大器AD8603来实现精密电流源。图1所示为该电路针对低成本、低电流应用的简化版本。

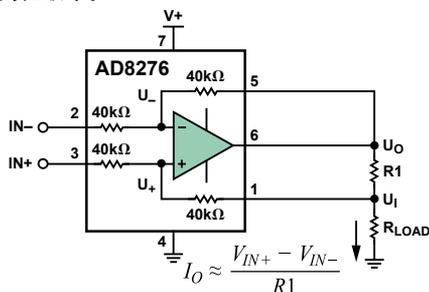


图1. 针对低成本、低电流应用的简易电流源

输出电流 I_O 约等于差分输入电压 $V_{IN+} - V_{IN-}$ 除以 $R1$, 推导过程如下。

$$\frac{V_{IN-} - U_-}{40k} = \frac{U_- - U_O}{40k} \Rightarrow U_- = \frac{V_{IN-} + U_O}{2}$$

$$\frac{V_{IN+} - U_+}{40k} = \frac{U_+ - U_I}{40k} \Rightarrow U_+ = \frac{V_{IN+} + U_I}{2}$$

$$U_- = U_+ \Rightarrow V_{IN+} - V_{IN-} = U_O - U_I$$

因此, 该差分输入电压出现在 $R1$ 两端。

$$R1 \ll 40k \Rightarrow I_O \approx I_{R1} \Rightarrow I_O \approx \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{R1}$$

实验设置

1. AD5750EVB(AD5750驱动器和AD5662 16位nanoDAC[®])为AD8276提供双极性输入。
2. 万用表OI-857测量输入电压、输出电压和电阻。
3. $R1$ 和 R_{LOAD} 的标称值分别为280 Ω 和1 k Ω , 实测值分别为280.65 Ω 和997.11 Ω 。
4. 实测电压除以 R_{LOAD} 便得到输出电流。

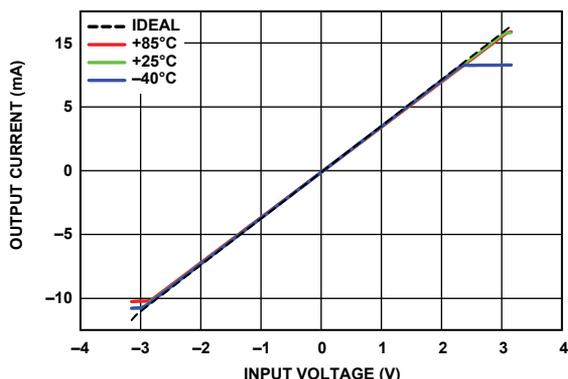


图2. 理想和实际输出电流与差分输入电压的关系

实验结果

图2显示了输出电流与输入电压的关系。X轴为差分输入电压, 范围-3.2 V至+3.2 V; Y轴为输出电流。四条线分别显示了理想电流输出和-40°C、+25°C及+85°C时的实际输出。

图3显示了输出电流误差与输入电压的关系。三条线分别显示了-40°C、+25°C和+85°C时的误差。

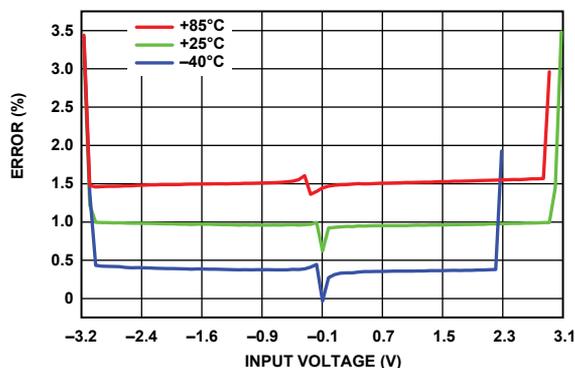


图3. 输出电流误差与输入电压的关系

实际输出电流以图4所示的AD8276短路输出电流为限。-40°C时, 短路电流约为8 mA。

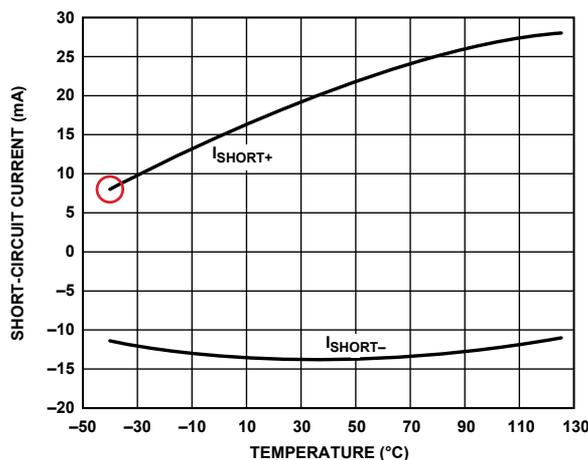


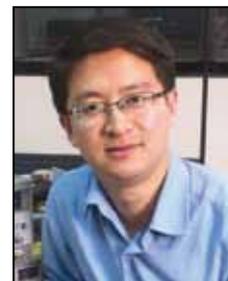
图4. AD8276短路输出电流与温度的关系

总结

去除外部升压晶体管 and 缓冲器并增加一个电阻, 便可以利用AD8276构建一个低成本、低电流的电流源, 其在-40°C至+85°C温度范围内的总误差小于约1.5%。采用 ± 15 V电源供电时, 整个温度范围内的输出电流范围约为-11 mA至+8 mA。采用+5 V单电源供电时可以构建一个单极性电流源。

作者简介

David Guo [david.guo@analog.com] 是ADI公司北京的中国支持中心的一名现场应用工程师。获得北京理工大学机电工程硕士学位后, 他在长峰集团工作过2年, 担任导航终端硬件工程师。他于2007年加入ADI公司。



应用工程师问答-40

恶劣工作环境中的开关和多路复用器设计考虑

作者: Michael Manning

简介

汽车、军事和航空电子应用中的恶劣工作环境对集成电路的技术要求极端苛刻,电路必须能够承受高电压和电流、极端温度和湿度、振动、辐射以及各种其他应力。为了提供安全、娱乐、远程信息处理、控制和人机界面等应用领域所需的特性和功能,系统工程师迅速采用高性能电子器件。随着精密电子器件的使用日益增加,系统也变得越来越复杂,而且更易受到电子干扰,其中包括过压、闩锁状况和静电放电(ESD)事件。这些应用中采用的电子电路需要具有高可靠性和对系统故障的高耐受性,因此设计人员在选择器件时必须考虑到环境因素和器件自身限制。

此外,每个集成电路都有制造商规定的一些绝对最大额定值;设计时必须留意这些额定值,才能确保性能可靠且达到公布的技术规格。一旦超过这些绝对最大额定值,则无法保证工作参数;甚至可能导致内置ESD、过压或闩锁保护失效,从而导致器件(并有可能更进一步)损坏或出现故障。

本文描述了工程师在将模拟开关和多路复用器设计到恶劣环境下所用模块中时面临的挑战,并提供了一些通用解决方案建议,以供电路设计人员用来保护容易损坏的器件。另外,文中介绍了一些新款集成开关和多路复用器,这些器件在过压保护、防闩锁特性和故障保护上均有所改善,能够处理常见应力状况。

标准模拟开关架构

要完全弄清楚模拟开关上故障状况造成的影响,首先必须查看其内部结构和工作极限。

标准CMOS开关(图1)采用N和P沟道MOSFET作为开关元件、数字控制逻辑和驱动器电路。N和P沟道MOSFET以并联方式相连,允许进行双向操作,并将模拟输入电压范围可以扩展到供电轨,同时在整个信号范围内使导通电阻保持相对恒定。

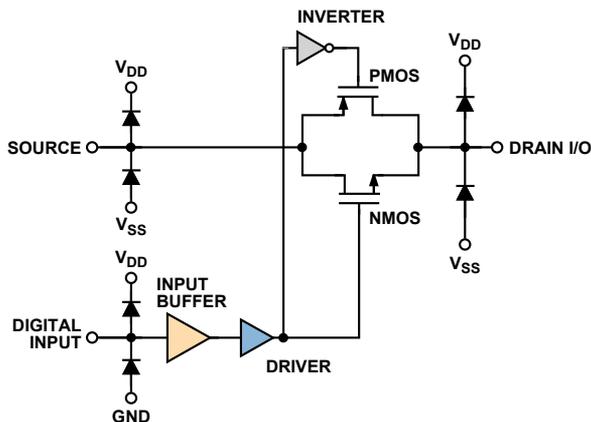


图1. 标准模拟开关电路

信号源、漏极和逻辑控制端对正负源电压都设计有箝位二极管以提供ESD保护,如图1所示。在正常工作模式下,这些二极管反向偏置,因此除非信号超过电源电压,否则不会通过电流。这些二极管的尺寸因工艺而异,不过一般都采用小型设计,以尽量减少正常工作时的漏电流。

模拟开关的控制方式如下:当栅极-源极电压为正值时,N沟道器件导通,而当该电压为负值时则关断;P沟道器件由互补信号进行切换,因此与N沟道器件同时接通。开关的接通与断开是通过在两个栅极上分别施加正负源电压来实现的。

当栅极上的电压固定时,两个晶体管的有效驱动电压随着通过开关的模拟信号极性和幅度变化而呈比例变化。图2中的虚线表示,当输入信号接近电源电压时,总有一个器件的沟道开始饱和,从而造成该器件的导通电阻急剧增加。不过,并联器件在供电轨电压附近相互补偿,因此最终得到的是完全的轨到轨开关,并且导通电阻在信号范围内保持相对恒定。

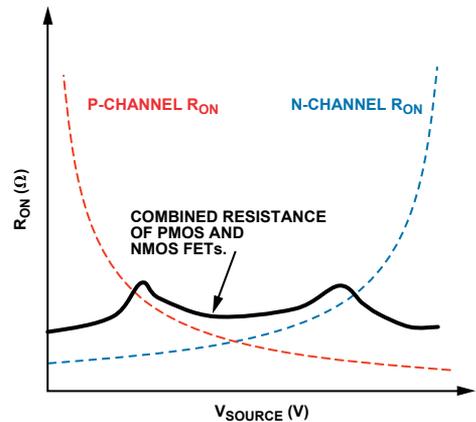


图2. 标准模拟开关RON图

绝对最大额定值

设计时应当注意器件数据手册中规定的开关功率要求,这样才能保证性能、操作和寿命均达到最佳。不幸的是,实际操作过程中存在电源故障、恶劣环境中的电压瞬变和系统或用户故障,因而不可能始终达到数据手册的要求。

只要模拟开关的输入电压超过电源电压,即使电源已关闭,内置ESD保护二极管变成正向偏置,允许流过大电流,这样即会超过那些额定值。正向偏置时,这些二极管导通电流并不只局限于几十毫安,一旦不对这个正向电流加以限制,就可能造成器件损坏。更为严重的是,故障导致的损坏并不限于开关,也可能影响到下游电路。

数据手册的“绝对最大额定值”部分(图3)描述了器件可以耐受的最大应力条件;请务必注意,这些只是额定最值。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。设计人员应当始终遵循良好的工程实践做法,在设计中保留余量。此处示例摘自标准开关/多路复用器数据手册。

| ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS | |
|--|---|
| $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. | |
| Table 6. | |
| Parameter | Rating |
| V_{DD} to V_{SS} | 18 V |
| V_{DD} to GND | -0.3 V to +18 V |
| V_{SS} to GND | +0.3 V to -18 V |
| Analog Inputs ¹ | $V_{SS} - 0.3 \text{ V}$ to $V_{DD} + 0.3 \text{ V}$ or 30 mA, whichever occurs first |
| Digital Inputs ¹ | GND - 0.3 V to $V_{DD} + 0.3 \text{ V}$ or 30 mA, whichever occurs first |
| ¹ Overvoltages at IN, S, or D are clamped by internal diodes. Current should be limited to the maximum ratings given. | |

图3. 数据手册的“绝对最大额定值”部分

本例中, V_{DD} 至 V_{SS} 参数的额定值为18 V。该额定值取决于开关的制造工艺和设计架构。所有高于18 V的电压都必须与该开关完全隔离开来, 否则将会超过与该工艺相关的元件本征击穿电压, 而这可能会损坏器件并导致工作不可靠。

无论是否施加电源, 模拟开关输入端的电压上限通常都取决于ESD保护电路, 该电路可能会因发生故障情况而失效。

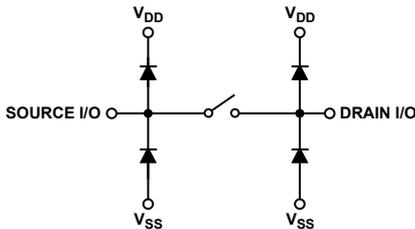


图4. 模拟开关—ESD保护二极管

模拟输入电压极值以超出 V_{DD} 和 V_{SS} 各0.3 V为限, 而数字输入电压极值以超出 V_{DD} 和GND各0.3 V为限。当模拟输入超过电源电压时, 内置ESD保护二极管变为正偏并开始导通。如“绝对最大额定值”部分所述, IN、S或D上的过压由内部二极管箝位。虽然30 mA以上的电流可以通过内部二极管且不会产生明显影响, 但是器件可靠性和寿命可能会有所下降, 且随着时间推移可能会出现电子迁移效应(即导线上金属原子逐渐发生移动)。当强电流流过金属路径时, 移动中的电子与导线上的金属原子之间会产生相互作用, 迫使金属原子随着电子移动而移动。随着时间的推移, 这可能会导致开路或短路。

在将开关设计到系统中时, 需要考虑到系统中因器件故障、用户错误或环境影响而可能出现的各种潜在故障, 这点非常重要。下一节将讨论超过标准模拟开关绝对最大额定值的故障状况是如何损坏开关或导致其工作不正常的。

常见故障状况、系统应力和保护方法

故障状况的出现原因各不相同; 表1中列出了一些最为常见的系统应力及其实际来源

表1

| 故障类型 | 故障原因 |
|------|---|
| 过压: | <ul style="list-style-type: none"> 掉电 系统误动作 热插拔连接和断开连接 电源上电时序问题 接线错误 用户错误 |
| 闩锁: | <ul style="list-style-type: none"> 过压状况(如上所述) 超过工艺额定值 SEU(单粒子翻转) |
| ESD | <ul style="list-style-type: none"> 存放/组装 PCB组装 用户操作 |

有些应力可能无法避免。无论应力的来源是什么, 更为重要的是如何处理其产生的影响。下文问答环节涵盖了过压、闩锁和ESD事件三种故障状况并提供了一些常见的保护方法。

过压

什么是过压状况?

当模拟或数字输入超过绝对最大额定值时, 即会出现过压状况。以下三个示例重点介绍了设计人员在使用模拟开关时应考虑到的一些常见问题。

1. 电源缺失且模拟输入端存在信号(图5)。

在某些应用中, 在模块的电源缺失时, 来自远程位置的输入信号可能依然存在。当电源缺失时, 供电轨可能会变为地, 或者一个或多个供电轨可能悬空。如果电源变为地, 输入信号可使内部二极管呈正偏, 因而开关输入端的电流将流向地, 这时如果电流未受限制, 则会损坏该二极管。

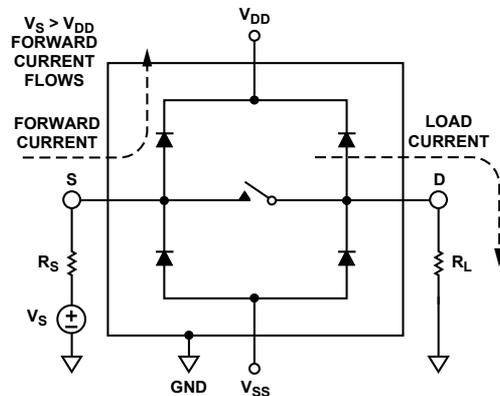


图5. 故障路径

如果掉电导致电源悬空, 输入信号可以通过内部二极管给器件供电。因此, 开关(可能还有采用其 V_{DD} 电源供电的任何其他器件)可能会上电。

2. 模拟输入端的过压状况。

当模拟信号超过电源电压(V_{DD} 和 V_{SS})时, 电源被拉至故障信号的二极管压降范围内。内部二极管转为正向偏置, 电流从输入信号流至电

源。过压信号还可流过开关并损坏下游器件。通过考虑P沟道FET的情况就可以明白这点(图6)。

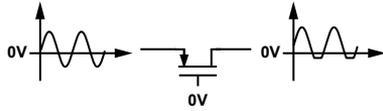


图6. FET开关

栅极-源极电压为负值时，P沟道FET才可接通。当开关栅极等于 V_{DD} 时，栅极-源极电压为正值，因此开关断开。在未加电电路中，当开关栅极等于0V或输入信号超过 V_{DD} 时，栅极-源极电压现在为负值，因此信号将流过该开关。

3. 向采用单电源供电的开关施加双极性信号。

这种情况类似于前文所述的过压状况。当输入信号降至地以下，从而导致信号输入端和地之间的二极管呈正偏并开始传导电流时，就会发生该故障。当向开关输入端施加偏置 $0V_{DC}$ 的交流信号时，对于输入波形负半周的某一部分，寄生二极管可能呈正偏。如果输入正弦波降至约 $-0.6V$ 以下，就会发生这种情况，那时二极管将导通并对输入信号进行削波，如图7所示。

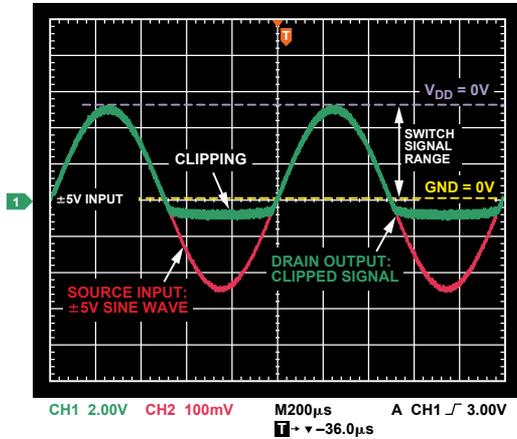


图7. 削波

处理过压状况的最佳方式是什么？

上述三个示例都是模拟输入超过电源(V_{DD} 、 V_{SS} 或GND)所导致的结果。针对这些状况的简单保护方法包括添加外部电阻、对电源添加肖特基二极管和在电源上添加阻断二极管。

限流电阻可以串联在开关通路和外部电路之间(图8)。该电阻必须足够大，以便将电流限制在约30mA(或绝对最大额定值所规定的大小)。明显缺点是每个沟道的 R_{ON} 有所增加(ΔR_{ON})，因而最终导致总体系统误差增加。另外，对于采用多路复用器的应用，关断通道外部电路上的故障会出现在漏极处，从而导致其他沟道产生误差。

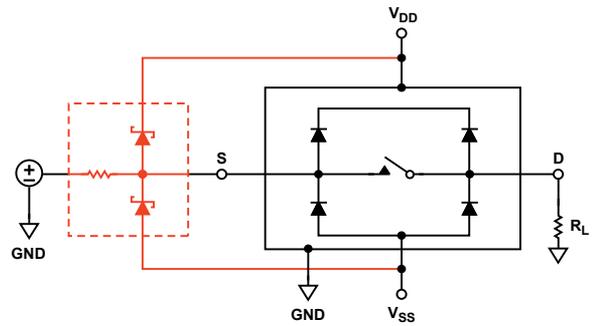


图8. 电阻二极管保护网络

肖特基二极管连接在模拟输入端和电源之间，可以提供保护，但是会造成漏电流和电容的增大。这些二极管可以防止输入信号超过电源电压0.3V至0.4V以上，从而确保内部二极管不会变成正向偏置，因而也就不会产生导通电流。藉由肖特基二极管转移电流可以起到保护器件的作用，但必须小心不要让外部器件受到过应力。

第三种保护方法需要与电源串联阻断二极管(图9)，从而阻断流过内部二极管的电流。输入端上的故障导致电源悬空，而最大正负输入信号成为电源。只要电源未超过工艺的绝对最大额定值，器件应该都可以耐受故障。这种方法的缺点是受电源上的二极管影响而导致模拟信号范围有所缩小。此外，施加于输入端的信号可能通过器件并影响下游电路。

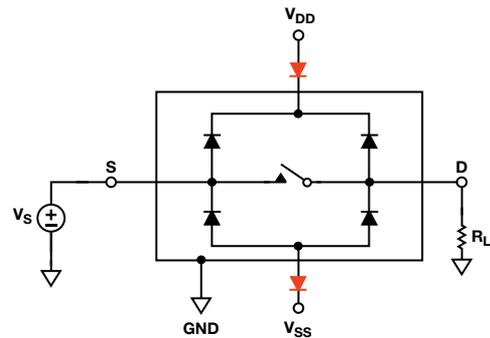


图9. 与电源串联的阻断二极管

这些保护方法虽然各有优点和缺点，但都需要外部器件、占用额外电路板空间并带来额外成本。在高通道数应用中，这点可能显得尤为突出。要消除外部保护电路，设计人员应当寻求可耐受这些故障的集成保护解决方案。ADI公司提供有多种集成有断电、过压和负信号保护功能的开关/多路复用器系列器件。

预防措施有哪些？

ADI公司的ADG4612和ADG4613具有低导通电阻和低失真性能，非常适合要求高精度的数据采集系统。导通电阻曲线在整个模拟输入范围都非常平坦，可确保拥有出色的线性度和低失真性能。

ADG4612系列器件提供断电保护、过压保护和负信号处理功能，这些功能是标准CMOS开关所无法处理的。

无电源时开关仍然处于断开状态。开关输入端呈现为高阻抗，有限的电流，就可以使开关或下游电路损坏。对于电源接通之前开关输入端可能存在模拟信号的应用，或者对于用户无法控制电源上电时序

的应用, ADG4612非常有用。在断开条件下, 高达16 V的信号电平被屏蔽。另外, 如果模拟输入信号电平比 V_{DD} 高出 V_T , 开关即会断开。

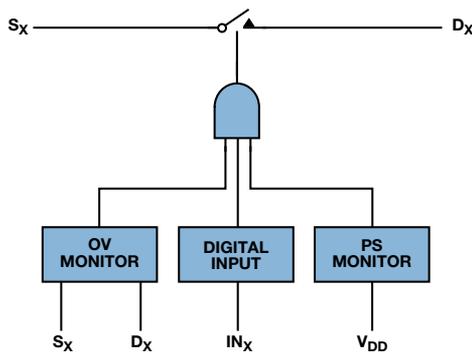


图10. ADG4612/ADG4613开关架构

图10显示了该系列器件断电保护架构的框图。该架构能够持续监测开关的源极和漏极输入, 并与电源 V_{DD} 和 V_{SS} 进行比较。在正常工作模式下, 该开关的行为与支持完全轨到轨工作模式的标准CMOS开关相同。不过, 当源极或漏极输入出现比电源高出一个阈值电压的故障状况时, 内部故障电路会检测到过压状况并将开关置于隔离模式。

ADI公司还提供多路复用器和通道保护器, 当器件上施加有($\pm 15V$)电源时可耐受 $+40V/-25V$ 的过压状况, 而在无电源时则可耐受超过 $+55V/-40V$ 的过压状况。这些器件专门设计用于处理断电状况导致的故障。

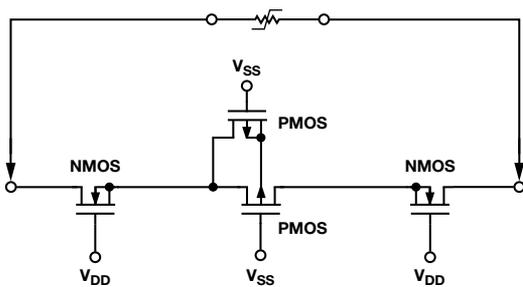


图11. 高压故障保护开关架构

这些器件由串联的N沟道、P沟道和N沟道MOSFET组成, 如图11所示。当其中一个模拟输入或输出超过电源电压时, 这些MOSFET之一即会断开, 且多路复用器输入(或输出)表现为开路, 同时输出箝位至供电轨范围内, 从而防止过压损坏多路复用器之后的任何电路。这样可以保护多路复用器、其驱动电路以及驱动多路复用器的传感器或信号源。当电源缺失(如电池断开连接或电源故障)或暂时断开连接(如机架系统)时, 所有晶体管都关断, 且电流限制在纳安级别以下。ADG508F、ADG509F和ADG528F等8:1和差分4:1多路复用器具有此功能。

单通道保护器ADG465和八通道保护器ADG467具有与这些故障保护多路复用器相同的保护架构, 但不具备开关功能。带有电源时, 通道始终处于接通状态, 但在发生故障时, 输出箝位至电源电压范围内。

闩锁

什么是闩锁状况?

闩锁可以定义为因触发寄生器件而在供电轨之间构建出低阻抗路径。闩锁发生CMOS器件中: 本征寄生器件构成PNPN SCR结构, 当两个寄生基极-发射极之一瞬态发生正向偏置时就发生闩锁(图12)。而SCR导通则导致电源之间持续短路。触发闩锁状况的后果非常严重: 在“最好”情况下, 它会导致器件出现故障, 需要上电周期来将器件恢复到正常工作模式; 在最差情况下, 如果电流未受到限制, 器件(还有电源)会受到破坏。

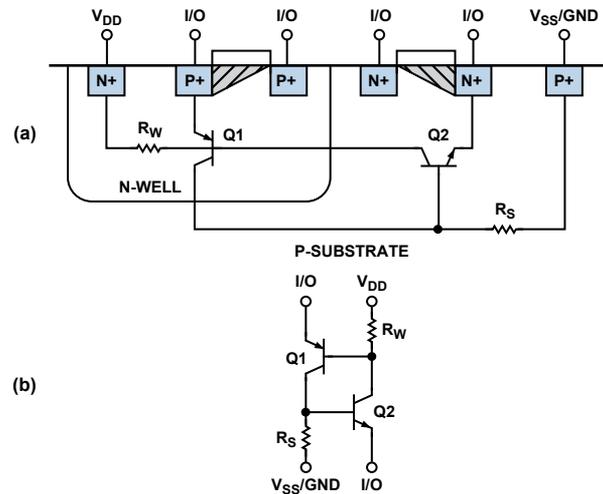


图12. 寄生SCR结果: a) 器件 b) 等效电路

前文所述的故障和过压状况都是触发闩锁状况的常见原因。如果模拟或数字输入端的信号超过电源电压, 寄生晶体管即会导通。该晶体管的集电极电流会造成第二个寄生晶体管的基极发射极上出现电压降低, 而使第二个晶体管导通, 导致电源之间出现自持续路径。图12(b)清楚地显示了Q1和Q2之间形成的SCR电路结构。

触发闩锁不需要持续很长时间。短暂的瞬变、尖峰或ESD事件可能就足以导致器件进入闩锁状态。

此外, 如果电源电压超过器件的绝对最大额定值, 则可导致内部PN结击穿并触发SCR。

第二种触发机制是当电源电压升至足以击穿一个内部PN结并向SCR注入电流。

处理闩锁状况的最佳方式是什么?

针对闩锁的保护方法包括推荐用于解决过压状况的相同保护方法。通过在信号路径中添加限流电阻、对电源添加肖特基二极管以及在电源上串联二极管(如图8和图9中所示), 这些都可帮助阻止电流流过寄生晶体管, 从而防止SCR的触发。

具有多个电源时, 开关可能还存在上电时序问题, 处理不当就可能超过其绝对最大额定值。不恰当的上电时序可导致内部二极管导通并触发闩锁。通过在电源之间连接外部肖特基二极管, 可确保当开关上施加有多个电源时, V_{DD} 始终位于这些电源的二极管压降(对于肖特基二极管, 为0.3 V)范围内, 从而防止违背最大额定值, 因而可有效防止出现SCR传导。

预防措施有哪些？

作为外部保护电路的备选方案，一些IC采用外延层工艺制造，该工艺可增加SCR结构中的衬底和N井之间的电阻。电阻增加意味着，遇到更恶劣的应力才会触发SCR，从而使器件比较不容易受到闩锁影响。ADI公司的*i*CMOS®工艺就是一个例子，该工艺催生了ADG121x、ADG141x和ADG161x开关/多路复用器系列。

对于需要防闩锁型解决方案的应用，采用沟道隔离技术的新款开关和多路复用器能够保证工作电压高达±20 V的高压工业应用不会发生闩锁现象。ADG541x和ADG521x系列器件针对易于发生闩锁现象的仪器仪表、汽车应用、航空电子和其它恶劣环境而设计。该工艺在各CMOS开关的N沟道和P沟道晶体管之间放置一个绝缘氧化物层(trench)。该氧化物层在器件之间提供垂直和水平方向上的完全隔离。因此，晶体管之间的寄生PN结被消除，从而生产出完全不会发生闩锁效应的开关电路。

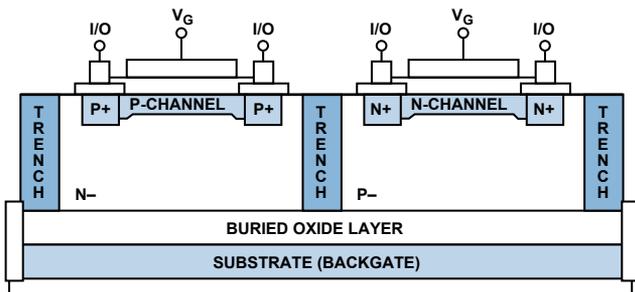


图13. 闩锁防护中的沟道隔离

行业惯例是根据在内部寄生电阻发展出足以维持闩锁条件的压降之前该过压条件下I/O引脚扇入扇出的过电流量，划分输入和输出对闩锁的敏感性。

一般认为100 mA足够。ADG5412防闩锁系列中的器件可以在1-ms脉冲上耐受±500 mA而不发生失效。ADI公司的闩锁测试是根据EIA/JEDEC-78(IC闩锁测试)来执行的。

ESD—静电放电

什么是ESD事件？

通常来说，ESD是器件上一种最为常见的电压瞬变现象，具体定义为“带有不同电势差的两个物体之间发生的单次快速高电流静电电荷转移”。这种现象非常常见：当我们从地毯等绝缘表面上走过时，电荷即会不断积累，之后如果接触设备的接地部分，即会通过设备产生瞬间的高电流放电。

ESD事件产生的高压和高峰值电流会损坏IC。其对模拟开关的影响包括可靠性随时间推移而降低、开关性能下降、沟道漏电流增加或器件完全失效。

在IC生命周期的任何阶段中，无论从制造到测试，还是在搬运、OEM用户和最终用户操作过程中，都可能会发生ESD事件。为了评估IC对各种ESD事件的鲁棒性，确定了对下列仿真应力环境进行建模的电子脉冲电路：人体模型(HBM)、感应充电模型(FICDM)和机器模型(MM)。

处理ESD事件的最佳方式是什么？

在生产、组装和储存过程中，可以采用维持静电安全工作区域等ESD防护方法来避免累计任何电荷。这类环境及其中的人员通常可以进行仔细控制，但之后器件所用于的环境可能就无法加以控制。

模拟开关ESD保护电路通常采用在模拟及数字输入端和源极之间放置二极管的形式，而电源保护电路也是采用在源极之间放置二极管的形式，如图14所示。

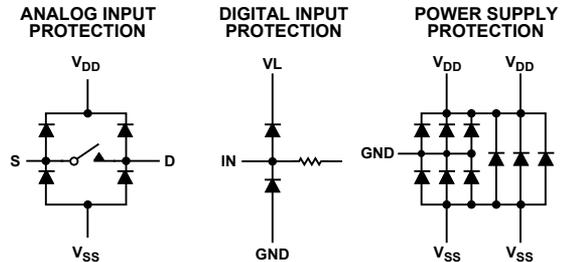


图14. 模拟开关ESD保护电路

保护二极管可以将电压瞬变钳位并将电流导向源极。这类保护器件的缺点是它们会在正常工作时向信号路径中增加电容和漏电流，而这点可能是有些应用中所不希望的。

对于需要更强ESD事件保护的应用，通常可以采用齐纳二极管、金属氧化物压敏电阻(MOV)、瞬态电压抑制器(TVS)和二极管等分立器件。不过，这些器件会在信号线路上造成电容和漏电流增加，因此可能导致信号完整性问题；这意味着设计人员需要仔细考量，并在性能和可靠性之间进行权衡。

预防措施有哪些？

ADI公司的大多数开关/多路复用器产品都满足至少±2 kV的HBM水平要求，有些器件在性能方面更进一步，HBM额定值高达±8 kV。ADG541x系列器件的HBM指标为±8-kV、FICDM指标为±1.5-kV和MM指标为±400-V，实现高压性能和高ESD防护性能的完美结合，是业界当之无愧的领军产品。

总结

当开关或多路复用器输入来自远程信号源时，发生故障的可能性更大。系统上电时序设计不当或系统热插拔都可能致过压。在恶劣的电气工作环境中，若未采取保护措施，因连接欠佳或感性耦合导致的瞬变电压可能会损坏元件。此外，出现电源连接丢失而开关输入端仍然连接至模拟信号这样的电源失效时，也会发生故障。这些故障状况可能造成重大损坏，并导致高昂的维修成本。虽然可以采用多种保护设计技术来解决这些故障，但是成本和电路板空间会增加，并且通常需要对开关性能做出权衡取舍；而且即使是实施外部保护电路，也并不是始终都可以保护下游电路。而模拟开关和多路复用器通常是最容易面临各种故障条件的电子元件，因此必须了解这些器件在遇到超过绝对最大额定值的状况时的行为，这点非常重要。

一些开关/多路复用器产品(如此处提到的器件)内部集成有保护电路,让设计人员无需采用外部保护电路,从而减少了电路板设计中的元件数量和成本。在高通道数应用中,节省将更为显著。

最终,通过采用具有故障保护、过压保护、抗门锁和高ESD额定值的开关,将可得到符合工业要求的高可靠性产品,让客户和最终用户

更为满意。

作者简介

Michael Manning [michael.manning@analog.com]

毕业于爱尔兰戈尔韦国立大学,获得应用物理和电子工程硕士学位。他于2006年加入ADI公司,任职于爱尔兰利默里克的开关/多路复用器部门。在此之前,Michael曾作为一名设计和应用工程师在日本和瑞典ALPS电气的汽车应用部门工作过五年。



附录

ADI公司的开关/多路复用器保护产品:

高压防门锁型开关

| 产品型号 | 配置 | 开关数量 | R _{ON} (Ω) | 最大模拟信号范围 | 电荷注入 (pC) | 85°C时的接通泄露 (nA) | 电源电压 | 封装 | 报价(千片订量,美元) |
|-------------------------|----------------|------|---------------------|----------------------------------|-----------|-----------------|---|----------|-------------|
| ADG5212 | SPST/NO | 4 | 160 | V _{SS} 至V _{DD} | 0.07 | 0.25 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.18 |
| ADG5213 | SPST/ NO-NC | 4 | 160 | V _{SS} 至V _{DD} | 0.07 | 0.25 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.18 |
| ADG5236 | SPST/ NO-NC | 2 | 160 | V _{SS} 至V _{DD} | 0.6 | 0.4 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.26 |
| ADG5412 | SPST/NO | 4 | 9 | V _{SS} 至V _{DD} | 240 | 2 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.18 |
| ADG5413 | SPST/NO-NC | 4 | 9 | V _{SS} 至V _{DD} | 240 | 2 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.18 |
| ADG5433 | SPST/NO-NC | 3 | 12.5 | V _{SS} 至V _{DD} | 130 | 4 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.15 |
| ADG5434 | SPST/NO-NC | 4 | 12.5 | V _{SS} 至V _{DD} | 130 | 4 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | SOP | 3.04 |
| ADG5436 | SPST/NO-NC | 2 | 9 | V _{SS} 至V _{DD} | 0.6 | 2 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.26 |

高压防门锁型多路复用器

| 产品型号 | 配置 | R _{ON} (Ω) | 最大模拟 信号范围 | 电荷注入 (pC) | 接通电容 (pF) | 85°C时 的接通泄 露(nA) | 电源电压 | 封装 | 报价 (1000至 4999片 订量, 美元) |
|---------|-----------|------------------------|--------------------------------------|--------------|--------------|------------------------|---|----------|----------------------------------|
| ADG5204 | (4:1) × 2 | 160 | V _{SS} 至 V _{DD} | 0.6 | 30 | 0.5 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.26 |
| ADG5408 | (8:1) × 1 | 14.5 | V _{SS} 至 V _{DD} | 115 | 133 | 4 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.41 |
| ADG5409 | (4:1) × 2 | 12.5 | V _{SS} 至 V _{DD} | 115 | 81 | 4 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.41 |
| ADG5404 | (4:1) × 1 | 9 | V _{SS} 至 V _{DD} | 220 | 132 | 2 | 双电源(±15 V)、 双电源(±20 V)、 单电源(+12 V)、 单电源(+36 V) | CSP, SOP | 2.26 |

低电压故障保护多路复用器开关

| 产品型号 | 配置 | 开关数量 | 最大模拟 信号范围 | 故障响应时间 (ns) | 故障恢复时间 (μs) | -3 dB带宽 (MHz) | 封装 | 报价 (千片订量, 美元) |
|---------|-----------|------|----------------------------|----------------|----------------|------------------|----------|---------------------|
| ADG4612 | SPST/NO | 4 | -5.5 V至 V _{DD} | 295 | 1.2 | 293 | SOP | 1.84 |
| ADG4613 | SPT/NO-NC | 4 | -5.5 V至 V _{DD} | 295 | 1.2 | 294 | CSP, SOP | 1.84 |

高电压故障保护多路复用器开关

| 产品型号 | 配置 | R _{ON} (Ω) | 最大模拟信号 范围 | t _{Transition} (ns) | 电源电压(V) | 功耗(mW) | 封装 | 报价 (1000至4999 片订量, 美元) |
|---------|-----------|------------------------|---|---------------------------------|---------------------------|--------|-----------|---------------------------------|
| ADG438F | (8:1) × 1 | 400 | V _{SS} + 1.2 V至 V _{DD} - 0.8 V | 170 | 双电源(±15 V) | 2.6 | DIP, SOIC | 3.68 |
| ADG439F | (4:1) × 2 | 400 | V _{SS} + 1.2 V至 V _{DD} - 0.8 V | 170 | 双电源(±15 V) | 2.6 | DIP, SOIC | 3.68 |
| ADG508F | (8:1) × 1 | 300 | V _{SS} + 3 V至 V _{DD} - 1.5 V | 200 | 双电源(±12 V)、 双电源(±15 V) | 3 | DIP, SOIC | 3.31 |
| ADG509F | (4:1) × 2 | 300 | V _{SS} + 3 V至 V _{DD} - 1.5 V | 200 | 双电源(±12 V)、 双电源(±15 V) | 3 | DIP, SOIC | 3.31 |
| ADG528F | (8:1) × 1 | 300 | V _{SS} + 3 V至 V _{DD} - 1.5 V | 200 | 双电源(±12 V)、 双电源(±15 V) | 3 | DIP, LCC | 3.91 |

高电压通道保护器

| 产品型号 | 配置 | 开关数量 | R _{ON} (Ω) | 最大正电源(V) | 最大负电源(V) | 封装 | 报价 (千片订量, 美元) |
|--------|-------|------|------------------------|----------|----------|-----------|------------------|
| ADG465 | 通道保护器 | 1 | 80 | 20 | 20 | SOIC, SOT | 0.84 |
| ADG467 | 通道保护器 | 8 | 62 | 20 | 20 | SOIC, SOP | 2.40 |

高分辨率温度测量

作者: Moshe Gerstenhaber和Michael O'Sullivan

热电偶放大器AD8494内置一个片内温度传感器,一般用于冷结补偿,将热电偶输入端接地,该器件便可用作一个独立的摄氏温度计。在这种配置中,放大器在片内仪表放大器的输出引脚与参考引脚(一般接地)之间产生5 mV/°C的输出电压。这种方法有一个缺点,当测量较窄范围的温度时,系统分辨率不佳。考虑这一情况:采用5 V单电源供电的10位ADC具有4.88 mV/LSB的分辨率。这意味着,图1所示的系统具有约1°C/LSB的分辨率。如果目标温度范围较窄,例如20°C,则输出改变幅度为100 mV,ADC的可用动态范围仅有1/50得到利用。

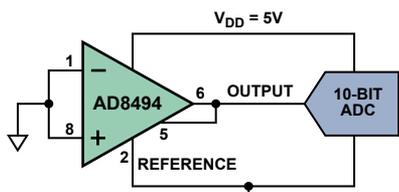


图1. 简单温度计

图2所示的电路能够解决这一问题。同上述配置一样,放大器在仪表放大器的输出引脚与参考引脚之间产生5 mV/°C的输出电压。然而,现在参考引脚由运算放大器AD8538(配置为单位增益跟随器)驱动,因此5 mV/°C电压出现在R1两端。流经R1的电流也会流经R2,从而在该串联组合两端产生一个温度相关的电压,其大小为 $(R1 + R2)/R1$ 乘以R1两端的电压。利用图中所示的值,可以得出输出电压以 $20 \times 5 \text{ mV/}^\circ\text{C} = 100 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ 的幅度改变,因此20°C温度变化将产生2 V的输出电压变化。新系统的分辨率为0.05°C/LSB,比原电路提高20倍。AD8538缓冲该电阻网络,以低阻抗驱动参考引脚,从而保持良好的共模抑制性能和增益精度。

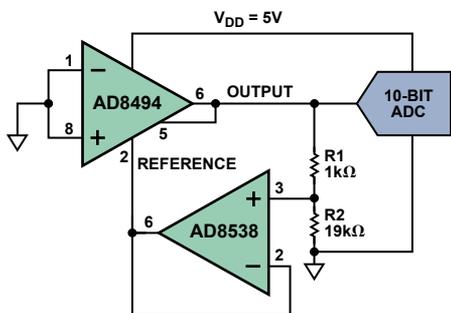


图2. 高分辨率温度测量

必须确保系统灵敏度与所需的温度范围匹配。例如,25°C时的输出电压为2.5 V,输出电压的变化范围为0.5 V至4.5 V,则系统可以精确测量5°C至45°C范围的温度。

图3所示电路能够提供更高的灵敏度和可定制的温度范围。R3和

R4构成电阻分压器,用于模拟所需的热电偶电压来调整放大器,以便在所需的温度时将输出电压设为0。如果V_{DD}噪声较高,可以利用精密基准电压源和分压器电路来提供更安静、更精确的失调调整。如图所示,该电路在25°C时的输出电压约为0.05 V,灵敏度为100 mV/°C(0.05°C/LSB分辨率),测量范围约为25°C至75°C。

AD8494的初始失调误差为±1°C至±3°C,用户必须进行失调校准,以便改善绝对精度。

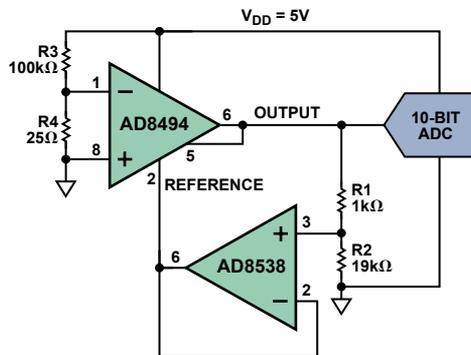


图3. 具有失调调整功能的更高分辨率温度测量

作者简介

Moshe Gerstenhaber [moshe.gerstenhaber@analog.com] 现为ADI公司研究员(Fellow)。他于1978年加入ADI,数年间先后担任过制造、产品工程及设计方面的多种高级职务。Moshe目前是集成放大器产品部门的设计经理。他在放大器设计领域做出了重大贡献,特别是极高精度专用放大器,如仪表放大器和差动放大器等。



Michael O'Sullivan [michael-a.osullivan@analog.com] 于2004年加入ADI公司。他目前是集成放大器产品部门的产品和测试工程经理,负责支持仪表放大器和差动放大器等极高精度专用放大器的产品特性测试和发布。加入ADI公司之前,Mike曾作为产品工程师在半导体领域工作超过14年。

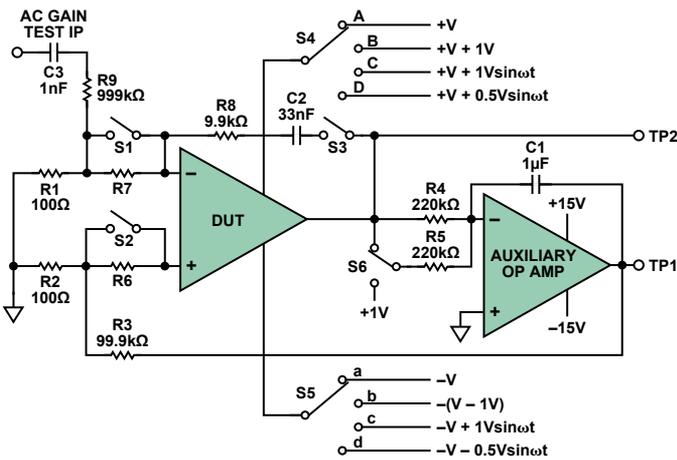


运算放大器的简易测量

作者: James M Bryant

运算放大器是差分输入、单端输出的极高增益放大器,常用于高精度模拟电路,因此必须精确测量其性能。但在开环测量中,其开环增益可能高达 10^7 或更高,而拾取、杂散电流或塞贝克(热电偶)效应可能会在放大器输入端产生非常小的电压,这样误差将难以避免。

通过使用伺服环路,可以大大简化测量过程,强制放大器输入调零,使得待测放大器能够测量自身的误差。图1显示了一个运用该原理的多功能电路,它利用一个辅助运放作为积分器,来建立一个具有极高直流开环增益的稳定环路。开关为执行下面所述的各种测试提供了便利。



SWITCH POSITIONS

| FIGURE | S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 |
|--------|-----|-----|----|-----|-----|-----|
| 2 | 1 | 1 | 0 | A | a | 0 |
| 3 | 0/1 | 0/1 | 0 | A | a | 0 |
| 4 | 1 | 1 | 0 | A | a | 0/1 |
| 5 | 1 | 1 | 0 | A | a | 0 |
| 6 | 1 | 1 | 0 | A/B | a/b | 0 |
| 7 | 1 | 1 | 0 | A/B | a/b | 0 |
| 8 | 1 | 1 | 1 | C | c | 0 |
| 9 | 1 | 1 | 1 | D | d | 0 |

图1. 基本运算放大器测量电路

图1所示电路能够将大部分测量误差降至最低,支持精确测量大量直流和少量交流参数。附加的“辅助”运算放大器无需具有比待测运算放大器更好的性能,其直流开环增益最好能达到 10^6 或更高。如果待测器件(DUT)的失调电压可能超过几mV,则辅助运放应采用 ± 15 V电源供电(如果DUT的输入失调电压可能超过10 mV,则需要减小99.9 k Ω 电阻R3的阻值。)

DUT的电源电压+V和-V幅度相等、极性相反。总电源电压理所当然是 $2 \times V$ 。该电路使用对称电源,即使“单电源”运放也是如此,因为系统的地以电源的中间电压为参考。

作为积分器的辅助放大器在直流时配置为开环(最高增益),但其输入电阻和反馈电容将其带宽限制为几Hz。这意味着,DUT输出端的直流电压被辅助放大器以最高增益放大,并通过一个1000:1衰减器施加于DUT的同相输入端。负反馈将DUT输出驱动至地电位。(事实上,实际电压是辅助放大器的失调电压,更精确地说是该失调电压加上辅助放大器的偏置电流在100 k Ω 电阻上引起的压降,但它非

常接近地电位,因此无关紧要,特别是考虑到测量期间此点的电压变化不大可能超过几mV)。

测试点TP1上的电压是施加于DUT输入端的校正电压(与误差在幅度上相等)的1000倍,约为数十mV或更大,因此可以相当轻松地进行测量。

理想运算放大器的失调电压(V_{os})为0,即当两个输入端连在一起并保持中间电源电压时,输出电压同样为中间电源电压。现实中的运算放大器则具有几微伏到几毫伏不等的失调电压,因此必须将此范围内的电压施加于输入端,使输出处于中间电位。

图2给出了最基本测试——失调电压测量的配置。当TP1上的电压为DUT失调电压的1000倍时,DUT输出电压处于地电位。

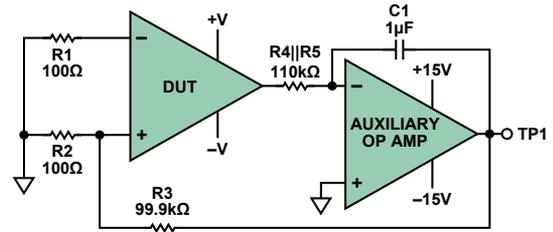


图2. 失调电压测量

理想运算放大器具有无限大的输入阻抗,无电流流入其输入端。但在现实中,会有少量“偏置”电流流入反相和同相输入端(分别为 I_{b-} 和 I_{b+}),它们会在高阻抗电路中引起显著的失调电压。根据运算放大器类型的不同,这种偏置电流可能为几fA($1 \text{ fA} = 10^{-15} \text{ A}$,每隔几微秒流过一个电子)至几nA;在某些超快速运算放大器中,甚至达到1 - 2 μA 。图3显示如何测量这些电流。

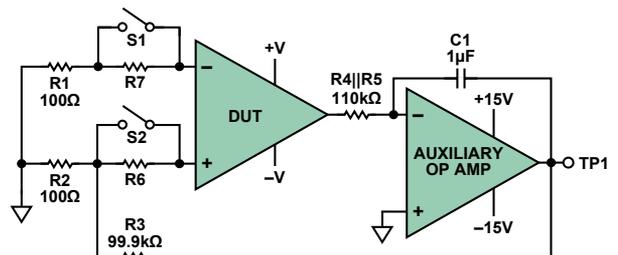


图3. 失调和偏置电流测量

该电路与图2的失调电压电路基本相同,只是DUT输入端增加了两个串联电阻R6和R7。这些电阻可以通过开关S1和S2短路。当两个开关均闭合时,该电路与图2完全相同。当S1断开时,反相输入端的偏置电流流入 R_6 ,电压差增加到失调电压上。通过测量TP1的电压变化($=1000 I_{b-} \times R_6$),可以计算出 I_{b-} 。同样,当S1闭合且S2断开时,可以测量 I_{b+} 。如果先在S1和S2均闭合时测量TP1的电压,然后在S1和S2均断开时再次测量TP1的电压,则通过该电压的变化可以测算出“输入失调电流” I_{os} ,即 I_{b+} 与 I_{b-} 之差。R6和R7的阻值取决于要测量的电流大小。

如果 I_{b} 的值在5 pA左右或者更低,则会用到大电阻,使用该电路将非常困难,可能需要使用其它技术,牵涉到 I_{b} 给低泄漏电容(用于代替 R_6)充电的速率。

当S1和S2闭合时, I_{os} 仍会流入100 Ω 电阻,导致 V_{os} 误差,但在计算

时通常可以忽略它,除非 I_{os} 足够大,产生的误差大于实测 V_{os} 的1%。

运算放大器的开环直流增益可能非常高, 10^7 以上的增益也并非罕见,但250,000到2,000,000的增益更为常见。直流增益的测量方法是通过S6切换DUT输出端与1 V基准电压之间的R5,迫使DUT的输出改变一定的量(图4中为1 V,但如果器件采用足够大的电源供电,可以规定为10 V)。如果R5处于+1 V,若要使辅助放大器的输入保持在0附近不变,DUT输出必须变为-1 V。

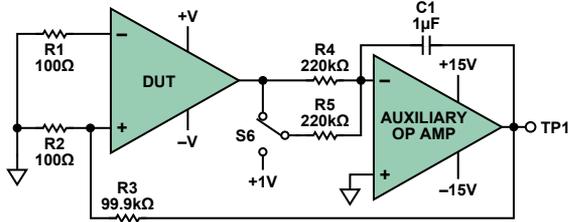


图4. 直流增益测量

TP1的电压变化衰减1000:1后输入DUT,导致输出改变1 V,由此很容易计算增益($= 1000 \times 1 \text{ V}/\text{TP1}$)。

为了测量开环交流增益,需要在DUT输入端注入一个所需频率的小交流信号,并测量相应的输出信号(图5中的TP2)。完成后,辅助放大器继续使DUT输出端的平均直流电平保持稳定。

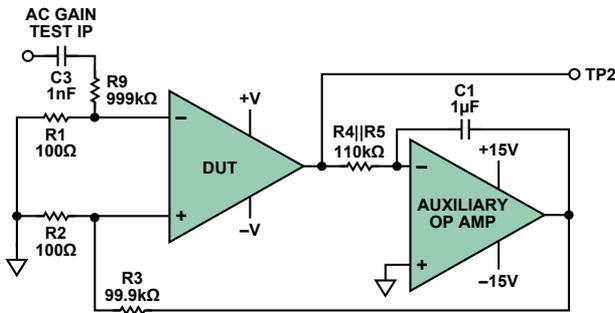


图5. 交流增益测量

图5中,交流信号通过10,000:1的衰减器施加于DUT输入端。对于开环增益可能接近直流值的低频测量,必须使用如此大的衰减值。(例如,在增益为1,000,000的频率时,1 V rms信号会将100 μV 施加于放大器输入端,放大器则试图提供100 V rms输出,导致放大器饱和。)因此,交流测量的频率一般是几百Hz到开环增益降至1时的频率;在需要低频增益数据时,应非常小心地利用较低的输入幅度进行测量。所示的简单衰减器只能在100 kHz以下的频率工作,即使小心处理了杂散电容也不能超过该频率。如果涉及到更高的频率,则需要使用更复杂的电路。

运算放大器的共模抑制比(CMRR)指共模电压变化导致的失调电压视在变化与所施加的共模电压变化之比。在DC时,它一般在80 dB至120 dB之间,但在高频时会降低。

测试电路非常适合测量CMRR(图6)。它不是将共模电压施加于DUT输入端,以免低电平效应破坏测量,而是改变电源电压(相对于输入的同方向,即共模方向),电路其余部分则保持不变。

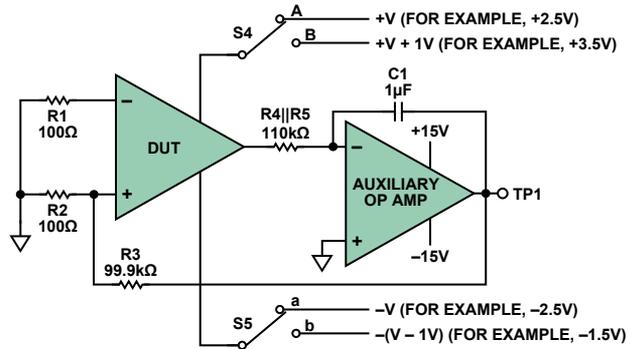


图6. 直流CMRR测量

在图6所示电路中,在TP1测量失调电压,电源电压为 $\pm V$ (本例中为+2.5 V和-2.5 V),并且两个电源电压再次上移+1 V(至+3.5 V和-1.5 V)。失调电压的变化对应于1 V的共模电压变化,因此直流CMRR为失调电压与1 V之比。

CMRR衡量失调电压相对于共模电压的变化,总电源电压则保持不变。电源抑制比(PSRR)则相反,它是指失调电压的变化与总电源电压的变化之比,共模电压保持中间电源电压不变(图7)。

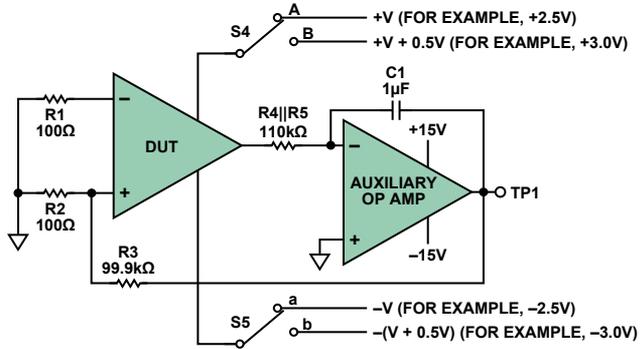


图7. 直流PSRR测量

所用的电路完全相同,不同之处在于总电源电压发生改变,而共模电平保持不变。本例中,电源电压从+2.5 V和-2.5 V切换到+3 V和-3 V,总电源电压从5 V变到6 V。共模电压仍然保持中间电源电压。计算方法也相同($1000 \times \text{TP1}/1 \text{ V}$)。

为了测量交流CMRR和PSRR,需要用交流电压来调制电源电压,如图8和图9所示。DUT继续在直流开环下工作,但确切的增益由交流负反馈决定(图中为100倍)。

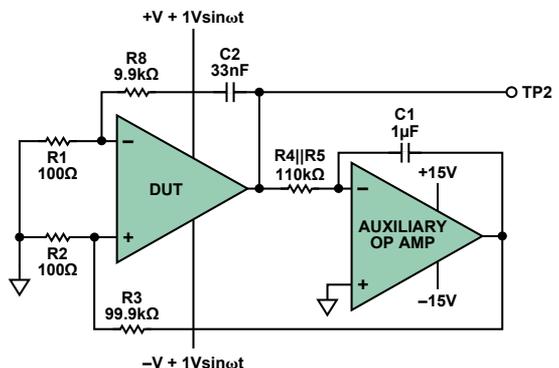


图8. 交流CMRR测量

为了测量交流CMRR，利用幅度为1 V峰值的交流电压调制DUT的正负电源。两个电源的调制同相，因此实际的电源电压为稳定的直流电压，但共模电压是2V峰峰值的正弦波，导致DUT输出包括一个在TP2测量的交流电压。

如果TP2的交流电压具有 x V峰值的幅度($2x$ V峰峰值)，则折合成到DUT输入端(即放大100倍交流增益之前)的CMRR为 $x/100$ V，并且CMRR为该值与1 V峰值的比值。

交流PSRR的测量方法是将交流电压施加于相位相差 180° 的正负电源，从而调制电源电压的幅度(本例中同样是1 V峰值、2 V峰峰值)，而共模电压仍然保持稳定的直流电压。计算方法与上一参数的计算方法非常相似。

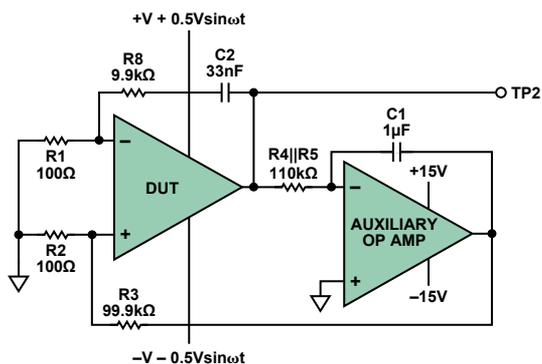


图9. 交流PSRR测量

总结

当然，运算放大器还有许多其它参数可能需要测量，而且还有多种其它方法可以测量上述参数，但正如本文所示，最基本的直流和交流参数可以利用易于构建、易于理解、毫无问题的简单基本电路进行可靠测量。

作者简介

James Bryant [james@jbryant.eu]从1982年起担任ADI欧洲地区的应用经理，拥有利兹大学物理与哲学学位。他还是注册工程师(C.Eng.)、欧洲注册工程师(Eur.Eng.)、电机工程师协会会员(MIEE)以及对外广播新闻处(FBIS)会员。除了热情钻研工程学外，他还是一名无线电爱好者，他的呼叫代号是G4CLF。



全球总部

One Technology Way
P.O. Box 9106, Norwood, MA
02062-9106 U.S.A.
Tel: (1 781) 329 4700
Fax: (1 781) 461 3113

大中华区总部

上海市浦东新区张江高科技园区
祖冲之路 2290 号展想广场 5 楼
邮编: 201203
电话: (86 21) 2320 8000
传真: (86 21) 2320 8222

深圳分公司

深圳市福田区
益田路与福华三路交汇处
深圳国际商会中心 4205-4210 室
邮编: 518048
电话: (86 755) 8202 3200
传真: (86 755) 8202 3222

北京分公司

北京市海淀区
西小口路 66 号
中关村东升科技园
B-6 号楼 A 座一层
邮编: 100085
电话: (86 10) 5987 1000
传真: (86 10) 6298 3574

武汉分公司

湖北省武汉市东湖高新区
珞瑜路 889 号光谷国际广场
写字楼 B 座 2403-2405 室
邮编: 430073
电话: (86 27) 8715 9968
传真: (86 27) 8715 9931

亚洲技术支持中心

免费热线电话: 4006 100 006
电子邮箱:
china.support@analog.com
技术专栏:
www.analog.com/zh/CIC
样品申请:
www.analog.com/zh/sample
在线购买:
www.analog.com/zh/BOL
在线技术论坛:
ezchina.analog.com