

Analog Dialogue

本期介绍

- 2 编者寄语：新产品简介
- 3 MEMS振动监控简介
- 6 轻松实现复杂电源时序控制
- 9 利用创造性补偿实现小型放大器驱动200 mW负载
- 13 简单电路让数字电源控制器与模拟控制兼容
- 16 电容数字转换器为诊断系统中的电平检测提供方便
- 19 电流输出电路技术为您的模拟工具箱添加多样性

本期介绍

MEMS振动监控简介

惯性MEMS传感器对当个人电子设备的大规模扩张居功甚伟。其小尺寸、低功耗、易集成、功能高超、性能优越的特点，激励并支持智能手机、游戏控制器、活动追踪器、数码相框等小型电子产品的创新；其高可靠性和低成本的优势，则使其能够被大多数汽车安全系统采用。(第3页)

轻松实现复杂电源时序控制

采用多个电压轨供电的微控制器、FPGA、DSP、ADC及其他器件需要控制电源时序。本文探讨采用分立式元件对电源进行时序控制的优缺点，同时还将描述一种利用ADP5134内部精密使能引脚实现时序控制的简单而有效的方法。(第6页)

利用创造性补偿实现小型放大器驱动200 mW负载

某些放大器在保持直流精度的同时，必须向负载提供适量的功率。精密运算放大器可以驱动功率要求低于50 mW的负载，复合放大器可以驱动功率要求为数W的负载，但在中等功率范围内却没有很好的解决方案。在这个范围内，不是运算放大器无法驱动负载，就是电路过于庞杂而昂贵。(第9页)

简单电路让数字电源控制器与模拟控制兼容

数字电源控制可利用电源管理总线来完成系统配置；高级控制算法能改善性能；可编程性则可实现应用优化。随着数字电源管理取代许多模拟控制器，它必须保持向后兼容性，以便数字电源模块和模拟电源模块均可在同一个系统中工作。(第13页)

电容数字转换器为诊断系统中的电平检测提供方便

在血液分析仪、体外诊断系统和其他化学分析应用中，液体必须在不同容器之间转移，以便将样本从试管中或者将试剂从瓶中吸取出来。这些实验室系统经常需要处理大量样本，因此尽可能缩短处理时间很重要。本文演示了一种利用CDC高度可靠地检测液位的新颖方法。(第16页)

电流输出电路技术为您的模拟工具箱添加多样性

电流镜和电流源可在多方面提供优势，包括高噪声环境下的模拟电流环路信号，以及在不借助光学或磁性隔离技术的情况下针对较大电位差进行模拟信号电平转换。本文总结了一部分现有技术，并提供多款实用电路。(第19页)

Scott Wayne [scott.wayne@analog.com]

产品目录：第48卷 第2期

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

| | |
|--------------------------------------|-------------------------|
| 双通道、16位、1 MSPS逐次逼近型ADC | AD7902 |
| 连续速率6.5 Mbps至8.5 Gbps时钟和数据恢复IC | ADN2913 |
| 数字隔离式DC-DC电源控制器 | ADP1055 |
| 12/14/16位DAC，集成2 ppm/°C基准电压源 | AD5691R/AD5692R/AD5693R |
| 捷变RF收发器 | AD9364 |

5月

| | |
|--------------------------------|---------|
| 4路输入、8路输出、多服务线路卡自适应时钟转换器 | AD9554 |
| 用于测试/监控电池的模拟前端和控制器 | AD8451 |
| 集成式高效电源解决方案，适合多单元锂离子电池应用 | ADP5080 |
| 双通道、1 A、18 V同步降压稳压器 | ADP2311 |

6月

| | |
|---------------------------------------|--------------|
| 12位、2.0 GSPS流水线式ADC | AD9625 |
| 双通道、14位、1 GSPS流水线式ADC | AD9680 |
| 2.5 W、D类功率放大器，集成升压转换器 | SSM4567 |
| 连续速率8.5 Mbps至11.3 Gbps时钟和数据恢复IC | ADN2917 |
| 4通道、精密基准电压输出比较器 | ADCMP396 |
| 混合信号(MxFE®)前端 | AD9993 |
| 3 GHz、可变增益LNA，集成500 mW驱动放大器 | ADL5246 |
| 16位隔离式Σ-Δ型调制器 | AD7403 |
| 宽带正交调制器，集成小数N分频PLL和4个VCO | ADRF6720 |
| 嵌入式Blackfin®处理器 | ADSP-BF51x16 |
| 双通道、3 MHz、800mA降压稳压器 | ADP5133 |
| 整数N分频/小数N分频PLL频率合成器 | ADF4155 |

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48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。模拟对话杂志目前提供两种版本。在线版每月发行一期；印刷版每年发行四期。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、在线研讨会、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/china/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/china/subscribe.html。欢迎提出您的宝贵意见；Facebook: www.facebook.com/analogdialogue；模拟对话博客: ez.analog.com/blogs/analogdialogue；电子邮件: dialogue.editor@analog.com或编辑Scott Wayne, [scott.wayne@analog.com]。

MEMS振动监控简介

作者: Mark Looney

简介

MEMS惯性传感器在当今的众多个人电子设备中发挥着重要作用。小尺寸、低功耗、易集成、强大功能性和卓越性能,这些因素促使着智能手机、游戏控制器、活动跟踪器、数码相机等装置不断创新。此外, MEMS惯性传感器用于汽车安全系统可显著提高系统可靠性,并降低系统成本,使汽车安全系统能够应用于大多数汽车。

功能集成度和性能的不断f展也有助于将MEMS加速度计和陀螺仪应用于许多不同的工业系统。其中一些应用成为现有产品和服务的低成本替代品,而其他应用则开始率先集成惯性感测功能。作为拥有两类用户的应用,振动监控也正方兴未艾。出于维护和安全需求而用于监控机械健康状况的传统仪器仪表通常采用压电技术。高速自动化设备对振动进行监控,以触发对润滑、速度或皮带张力的反馈控制,或者关闭设备以便于维修人员快速检查。

尽管压电器件拥有成熟的用户群,但MEMS加速度计为新兴的用户群提供了轻松集成、降低成本等优势。另外, MEMS加速度计先进的功能集成允许在ADIS16229数字MEMS振动传感器等器件中集成嵌入式RF收发器,从而实现一种集信号处理和通信功能于一体的完整解决方案。此类可编程器件可以定期自动唤醒,捕获时域振动数据,对数据记录执行快速傅里叶变换(FFT),对FFT结果进行用户可配置的频谱分析,通过高效的无线传输线路提供简单的通过/失败结果,存取数据和结果,然后返回休眠状态。振动检测的新用户们认为,快速部署以及合理的拥有成本是选用完全集成式MEMS器件的重要原因。

振动监控应用

利用振动观察机器健康状况旨在将可观察到的振动与典型的磨损机制关联起来,比如轴承、齿轮、链条、皮带、刷子、轴、线圈和阀门。在一台典型机器中,至少有一种磨损机制需定期维护。图1展示了正常磨损机制振动与时间关系的三个例子。尽管确定这种关系需要时间和经验,但关联得当的振动特征不失为短周期定期维护的低成本替代方案。利用实际观察结果,比如振动,可在检测到报警条件(红色曲线)时快速采取行动,同时还能避免对使用寿命未到期的机器过早进行维护(蓝色和绿色曲线)。

图1同时还展示了机器维护周期的两种报警设置(报警、关键)以及三个阶段(早期、中期、末期)。报警水平规定了正常运行期间的最大振动频率,其中,观察到的振动不含对机器或技术支持人员的潜在危险。在正常范围时,可以使用一些仪表测量偶尔出现的振动。临界水平表示,资产存在严重受损的风险,从而给技术支持人员或环境带来不安全因素。显然,机器操作员希望在这一水平时避免操作机器,并通常会停止使用机器。当振动超过报警水平但低于临界水平时,机器仍可以继续工作,但应该提高观察频率,并可能需要进行额外的维护。

有时候,这三个操作区(正常、报警、临界)可以对应于机器维护周期的三个阶段:早期、中期、末期,每个阶段的振动监控策略可能会有所不同。例如,在早期,可能只需要每天、每周或每月观察仪器的主要振动属性。进入中期时,可能需要每小时观察一次,而在接近末期时,振动监控的频率可能还要更高,尤其是在人员或资产处于危险的情况下。在该阶段,利用便携式设备进行振动监控的机器,其重复成本将逐渐增加,与维护成本相比,可能高得让人望而却步。虽然有必要对重要资产进行特殊关照,但许多其他仪器却是无法承受这种重复成本。作为人工测量的补充,嵌入式MEMS传感器为要求实时振动数据的设备提供了更为经济高效的方法。

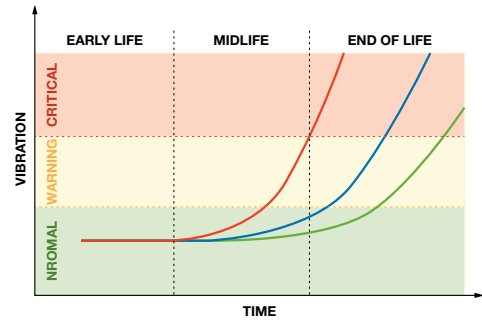


图1. 振动与时间关系示例。

振动的性质

振动是一种重复的机械运动。在开发振动检测仪器时,需考虑多个重要属性。首先,振荡运动往往同时具有线性 and 旋转元件。大多数振动检测关系都倾向于关注振荡幅度,而非绝对位置跟踪,因此,线性传感器(如MEMS加速度计)对于捕获运动信息而言足够了。当主要为线性运动时,了解运动方向就显得极为重要,尤其是在使用单轴传感器时。相反,3轴传感器具有更高的安装灵活性,因为正交方向可以在一个或更多轴上拾取,而不受振动方向的影响。

由于振动具有周期性,因此,频谱分析是确定振动曲线特性(振动幅度与频率关系)的一种简便办法。图2所示曲线同时有宽带和窄带成分,主体振动频率约为1350 Hz,还有4个谐波和一些低电平宽带成分。每一件活动设备都有其自己的振动曲线,而窄带响应一般表示设备的自然频率。

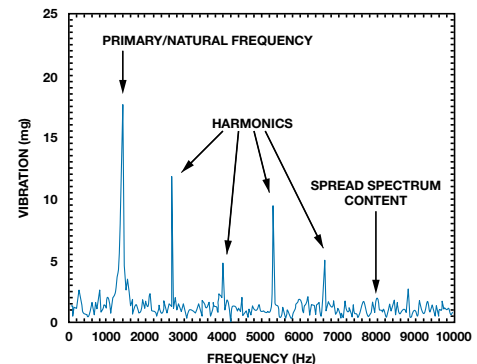


图2. 振动曲线示例(自然频率: 约1350 Hz)。

信号处理

传感器选择和信号处理架构取决于应用目标。举例来说，图3所示信号链持续监控特定频带，通过附近的控制面板提供报警灯和关键灯信号。制造商在机械设计方面的知识有助于带通滤波器设计，尤其是在启动频率、停机频率和带通滚降速率方面。旋转速度、机械结构的自然频率、因故障而异的振动都可能影响带通滤波器。尽管这种方法非常简单，但当有特定机器的历史数据时，振动监控要求也可能发生变化。监控要求的变化可能导致滤波器结构的变化，从而可能造成重复的工程成本。开发人员可以通过数字化传感器响应，实现关键信号处理功能(如滤波、rms计算和电平检测器)，利用辅助I/O输出控制指示灯的方式，以复杂性换取灵活性，或提供数字输出。

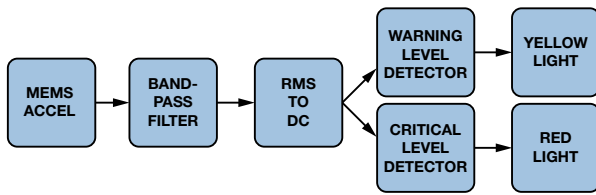


图3. 时域振动信号链示例。

图4所示为ADIS16228的信号链，ADIS16228采用一个带FFT分析和存储功能的数字三轴振动传感器监控设备振动的频谱成分。

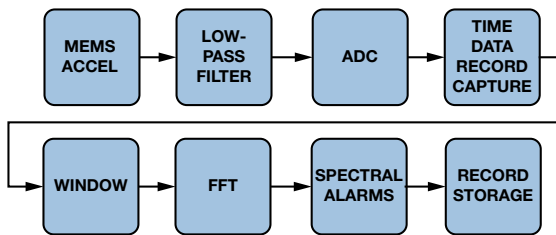


图4. 用于频谱振动分析的ADIS16228信号链。

内核传感器

两种方式的内核传感器都可以是MEMS加速度计。选择内核传感器时，最重要的属性为轴数、封装/装配要求、电气接口(模拟/数字)、频率响应(带宽)、测量范围、噪声和线性度。尽管许多三轴MEMS加速度计都支持直接连接多数嵌入式处理器，但要获得最高性能则可能要求采用具有模拟输出的单轴或双轴解决方案。例如，ADXL001高性能宽带MEMS[®]加速度计就利用22-kHz谐振提供最宽的带宽，但它只是一款单轴模拟输出器件。在配有模数转换通道的系统中，模拟输出可实现快速接口，但当前的开发趋势似乎更青睐于那些搭载了数字接口的传感器。

内核传感器的频率响应和测量范围决定其输出饱和前可以支持的最大振动频率和幅度。饱和会降低频谱响应，从而产生可能导致故障报警的杂散成分，即使饱和频率不影响目标频率时也是如此。测量

范围和频率响应的关系如下：

$$A_{p-p} = D_{p-p} \times \omega^2$$

其中， D 为物理位移， ω 为振动频率， A 为加速度。

频率响应和测量范围限制着传感器的响应，其噪声和线性度则限制着分辨率。噪声决定将在输出中响应的振动下限，而线性度则决定振动信号产生的故障谐波量。

模拟滤波器

模拟滤波器将信号成分限制在一个奈奎斯特区之内，即为示例系统采样速率的一半。即使滤波器截止频率处于奈奎斯特区之内，也不可能无限地抵制高频组分，这些高频组分仍可能折回通带中。对于只监控第一奈奎斯特区的系统，这种折回行为可能产生假故障，并扭曲特定频率下的振动成分。

窗

在振动检测应用中，时间相干采样往往并不实用，因为时间记录起始和结束处的非零采样值会导致较大的频谱泄漏，从而可能降低FFT分辨率。在计算FFT前应用窗口函数有助于控制频谱泄漏。最佳窗口函数取决于实际信号，但通常需要衡量的因素包括过程损失、频谱泄漏、旁瓣位置和旁瓣电平。

快速傅里叶变换(FFT)

FFT是分析离散时间数据的一种高效算法。该过程将时间记录转换为离散频谱记录，其中，每个采样代表奈奎斯特区的一个离散频段。输出采样的总数等于原始时间记录中的采样数，在大多数情况下，为二项级数中的一个数字(1、2、4、8……)。频谱数据同时包括幅度和相位信息，可采用矩形或极性格式表示。采用矩形表示时，FFT仓的一半含有模值信息，另一半则含有相位信息。采用极性表示时，FFT仓的一半含有实部结果，另一半则含有虚部结果。

在某些情况下，幅度和相位信息都有用，但幅度/频率关系含有的信息往往足以检测关键变化。对于只提供幅度结果的器件，FFT谱线的数量等于原始时域记录中采样数的一半。FFT频谱宽度等于采样速率除以记录总数。在一定程度上，每个FFT频谱都像时域中一个独立的带通滤波器。图5为MEMS振动传感器的一个实际示例，其中，采样速率为20480 SPS，始于512点记录。在这种情况下，传感器只提供幅度信息，因此，总数为256，频谱宽度等于40 Hz (20480/512)。

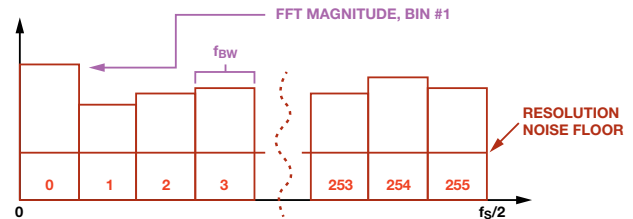


图5. ADIS16228 FFT输出。

频谱宽度非常重要，因为当频率从一个谱线转换到一个邻近谱线时，频谱宽度决定频率分辨率，同时还决定包含的总噪声。总噪声(rms)等于噪声密度($\sim 240 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$)与频谱宽度平方根($\sqrt{40 \text{ Hz}}$)之积，约合 1.5 mg rms 。对于噪声对振动分辨影响最大的低频应用，可在FFT过程之前采用一个抽取滤波器，这样可以提高频率和幅度分辨率，而无需更改ADC的采样频率。以256对20480 SPS的采样速率进行抽取计算，可使频率分辨率增强256倍，同时使噪声降低16倍。

频谱报警

使用FFT的一个关键优势是可以简化频谱报警的应用。图6中的示例包括5个独立的频谱报警，分别负责监控机器自然频率(#1)、谐波(#2、#3和#4)以及宽带成分(#5)。报警和临界电平对应于机器健康振动与时间关系曲线中的电平。启动和停机频率完善了这种关系所代表的过程变量定义。在使用嵌入式处理器时，频谱报警定义变量(启动/停机频率、报警/临界报警电平)可能处于采用数字代码配置的可配置寄存器中。使用相同的比例因子和谱线编号方案可大大简化这一过程。

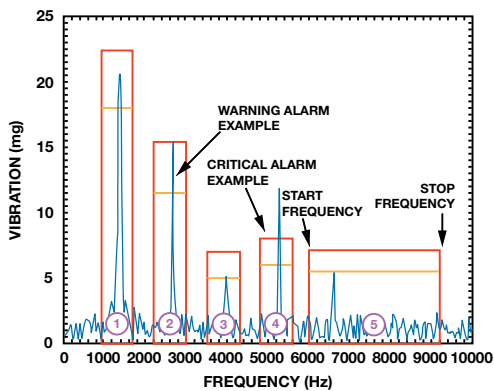


图6. FFT示例(带频谱报警)。

记录管理

记录管理是与过程变量关系关联的一个关键功能。存储每台机器寿命期内不同阶段的FFT记录可对多种行为进行分析，然后绘制出一幅磨损曲线图，从而有助于维护和安全规划。除了汇集历史振动数据以外，捕获与电源、温度、日期、时间、采样速率、报警设置和滤波相关的条件数据也具有较大价值。

接口

接口取决于特定厂房中的现有基础设施。在某些情况下，有多种工业电缆通信标准(如以太网、RS-485)可供选择，因此，智能传感器与通信系统之间的接口可能是一个嵌入式处理器。在其他情况下，相同的嵌入式处理器可用来连接智能传感器与现有无线协议，比如Wi-Fi、ZigBee或特定系统标准。有些智能传感器(如面向远程传感器的ADIS16000无线网关和ADIS16229)配有开箱即用的无线接口，通过常见的嵌入式接口(如SPI或I²C)即可使用。

结论

MEMS惯性技术迎来了一个崭新的振动监控时代，并为此类仪器仪表赢得了更广泛的用户群体。性能、封装和熟悉度可能有利于压电技术继续发挥作用，但显然振动监控正在发展和进步。通过先进的功能集成和出色的适应能力，MEMS器件在新型振动监控应用中获得了越来越多的关注。检测点的高级信号处理技术带来了巨大便利，使大多数情况下的监控负担简化为一种简单状态(正常、报警、临界)。此外，通过便利的通信通道实现的远程数据存取功能则为振动监控仪器创造了新的应用机会。放眼未来，关键性能指标(噪声、带宽和动态范围)的发展，再加上高度的功能集成，必将促使这种趋势继续向前发展。

参考文献

电路笔记CN0303: [带频率响应补偿功能的MEMS振动分析仪](#)。
Bob Scannell MS-2507: [利用无线振动传感器实现连续、可靠的过程监控](#)。

作者简介

Mark Looney [mark.looney@analog.com]

是ADI公司(美国北卡罗来纳州格林斯博罗)的iSensor[®]应用工程师。自1998年加入ADI公司以来，他在传感器信号处理、高速模数转换器和DC-DC电源转换领域积累了丰富的工作经验。他拥有内华达州大学雷诺分校电子工程专业学士(1994年)和硕士(1995年)学位，曾发表过数篇文章。加入ADI公司之前，他曾协助创立汽车电子和交通解决方案公司IMATS，还担任过Interpoint公司的设计工程师。



型值为0.97 V)相比较。一旦使能引脚的电压升至高于精密使能阈值,则调节器被激活,输出电压开始升高。在输入电压和温度转折处,基准电压的变化幅度只有 $\pm 3\%$ 。这一小范围变化可确保精密的时序控制,解决采用分立器件时遇到的各种问题。

当使能输入的电压降至低于基准电压低80 mV(典型值)时,调节器停用。当所有使能输入上的电压都降至 $V_{IL,EN}$ (最大值为0.35 V)以下时,器件进入关断模式。在该模式下,功耗降至1 μ A以下。图3和图4展示了用于Buck1的ADP5134精密使能阈值在温度范围内的精度。

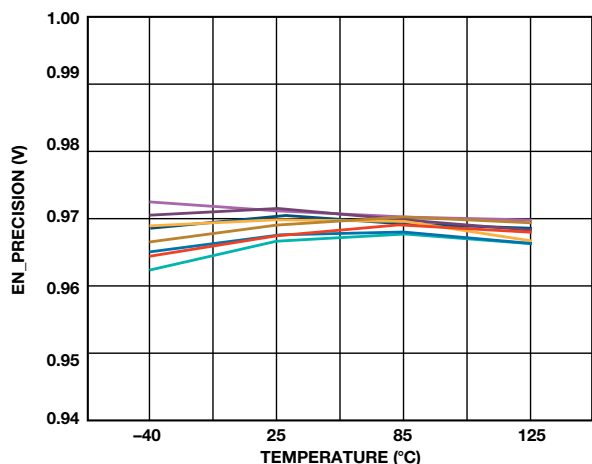


图3. 温度范围内的精密使能导通阈值(10个采样)。

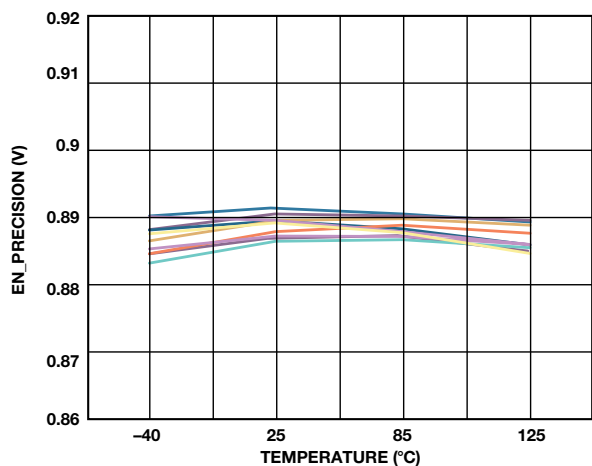


图4. 温度范围内的精密使能关闭阈值(10个采样)。

使用电阻分压器简化电源时序控制

通过将衰减版本的调节器输出端连接至待上电的下一个调节器使能引脚,可对多通道电源进行时序控制,如图5所示,其中,调节器按以下顺序开启或关闭: Buck1 \Rightarrow Buck2 \Rightarrow LDO1 \Rightarrow LDO2。图6为EN1连接至 V_{IN1} 后的上电序列。图7所示为EN1与 V_{IN1} 断开后的关断序列。

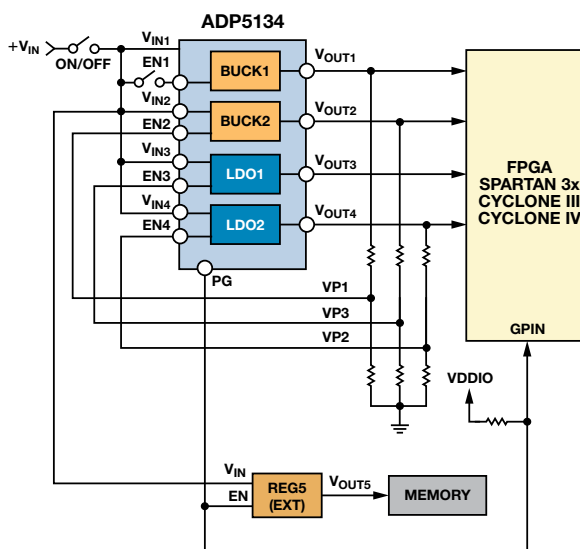


图5. 采用ADP5134实现的简单时序控制。

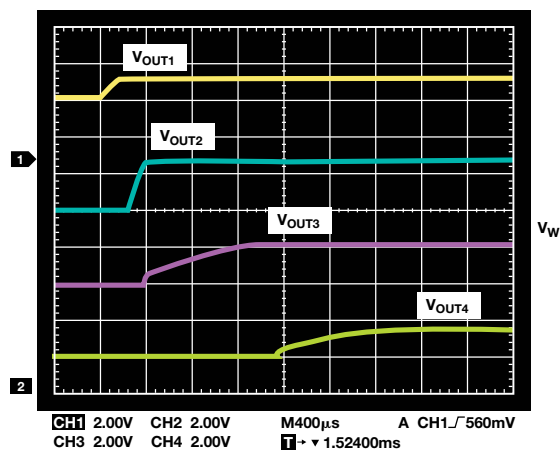


图6. ADP5134启动序列。

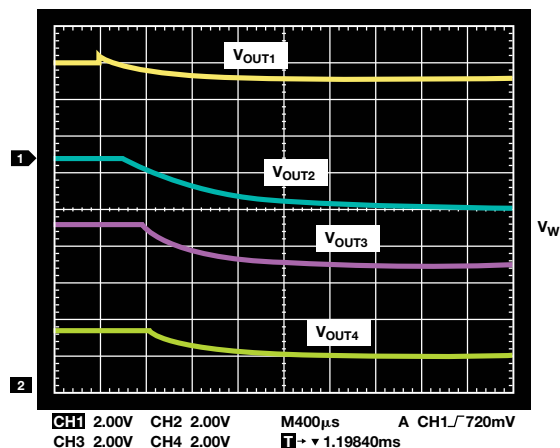


图7. ADP5134关断序列。

序列器IC提高时序精度

在某些情况下，实现精密时序比降低PCB面积和成本更重要。对于这些应用，可以使用电压监控和序列器IC，比如在电压和温度范围内，精度可达 $\pm 0.8\%$ 的ADM1184四通道电压监控器。或者，对于要求更加精确的上电和关断序列控制的应用，可以使用带可编程时序控制的ADM1186四通道电压序列器和监控器。

ADP5034四通道调节器集成了两个3-MHz、1200-mA降压调节器和两个300mA LDO。典型的时序控制功能可以通过以下方式实现，采用ADM1184监控一个调节器的输出电压，并在被监测输出电压达到某个电平时，向下一个调节器的使能引脚提供一个逻辑高电平信号。这种方法(如图8所示)可用于不具有精密使能功能的调节器。

结论

使用ADP5034精密使能输入进行时序控制既简单又轻松，每个通道只需要两个外部电阻即可。而更加精密的时序控制则可以通过ADM1184或ADM1186电压监控器实现。

参考文献

应用笔记

Murnane、Martin和Chris Augusta。AN-932应用笔记，[电源时序控制](#)。ADI公司，2008年。

外部资源

[Xilinx DS529 Spartan-3A FPGA系列数据手册](#)

产品页面

[电源管理](#)

[时序控制](#)

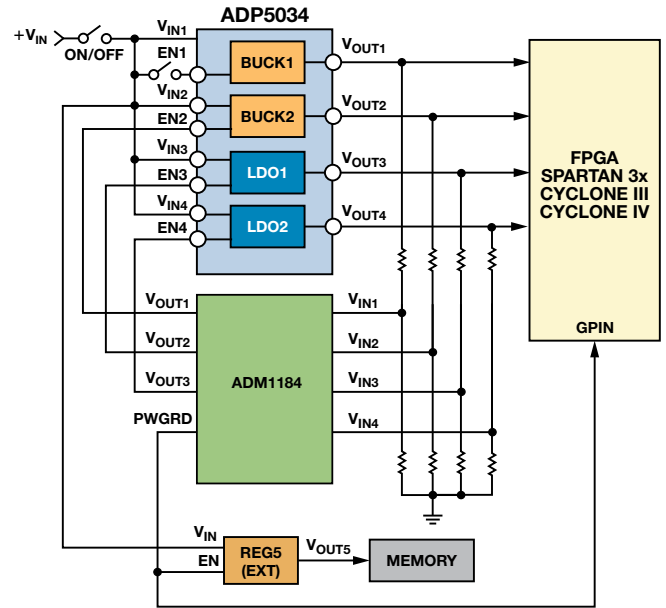


图8. 使用ADM1184四通道电压监控器对ADP5034四通道调节器实施时序控制。

作者简介

Jess Espiritu [jesus.espiritu@analog.com] 于2005年7月毕业于圣托马斯大学，获电子工程学士学位，毕业后即加入ADI公司。目前在ADGT担任应用工程师一职。工作之余，Jess喜欢打篮球、下棋。



利用创造性补偿实现小型放大器驱动200 mW负载

作者: Mark Reisiger

概述

在很多应用中,都需要用到能够为负载提供适当功率的放大器;另外还需保持良好的直流精度,而负载的大小决定了目标电路的类型。精密运算放大器能驱动功率要求不足50 mW的负载,而搭配了精密运算放大器输入级和分立功率晶体管输出级的复合放大器可以用来驱动功率要求为数W的负载。但是,在中等功率范围内却没有优秀的解决方案。在这个范围内,不是运算放大器无法驱动负载,就是电路过于庞杂而昂贵。

最近在设计惠斯登电桥驱动器时,这种两难处境更为明显。激励电压直接影响失调和范围,因此需要具有直流精度。这种情况下,源极电压和电桥之间的容差不足1 mV。若以7V至15V电源供电,则电路必须以单位增益将电桥从100 mV驱动至5 V。

使问题变得更为复杂的是,它能使用各种不同的桥式电阻例如,应变计的标准阻抗为120 Ω 或350 Ω 。若采用120 Ω 电桥,则放大器必须提供42 mA电流,才能保持5 V电桥驱动能力。此外,电路驱动能力必须高达10 nF。这是考虑电缆和电桥耦合电容后得到的数值。

放大器选择

设计该电路的第一步,是选择可以驱动负载的放大器。其压差(V_{OH})在目标负载电流情况下,必须位于电路的可用裕量范围内。针对该设计的最小电源电压为7 V,最大输出为5 V。若裕量为250 mV,则可用裕量($V_{DD} - V_{OUT}$)等于1.75 V。目标负载电流为42 mA。

精密、双通道运算放大器ADA4661-2具有轨到轨输入和输出特性。该器件的大输出级可驱动大量电流。源电流为40 mA时,数据手册中的压差电压规格为900 mV,因此可轻松满足1.75 V裕量要求。

压差限制了电路采用低压电源工作,而功耗则限制了电路采用高压电源工作。可计算芯片升温,确定最大安全工作温度。MSOP封装简化了原型制作,但LFCSP封装的热性能更佳,因此如有可能应当采用LFCSP封装。MSOP的热阻(θ_{JA})等于142 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$,LFCSP的热阻等于83.5 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。最大芯片升温可通过将热阻乘以最大功耗计算得到。当电源为15 V且输出为5 V时,裕量为10 V。最大电流为42 mA,因此功耗为420 mW。最终的芯片升温(MSOP为60 $^{\circ}\text{C}$,LFCSP为35 $^{\circ}\text{C}$)限制最大环境温度为65 $^{\circ}\text{C}$ (MSOP)以及90 $^{\circ}\text{C}$ (LFCSP)。

为保持精确的电桥激励电压,芯片和封装的组合热性能同样十分重要。不幸的是,驱动大输出电流时,某些运算放大器的性能下

降明显。输出级功耗使得芯片上的温度梯度极大,从而导致匹配晶体管和调节电路之间的不平衡。ADA4661-2设计用于驱动大功率,同时抑制这些温度梯度。

反馈环路稳定

满足负载-电容规格不容易,因为大部分运算放大器在不使用外部补偿的情况下无法驱动10 nF的容性负载。驱动大容性负载的一种经典技巧,是使用多个反馈拓扑,如图1所示。图中隔离电阻 R_{ISO} 将放大器输出和负载电容 C_{LOAD} 隔离。将输出信号 V_{OUT} 通过反馈电阻 R_F 进行回送,便能保持直流精度。通过电容 C_F 反馈放大器输出,可保持环路稳定性。

如需使该电路有效, R_{ISO} 必须足够大,以便总负载阻抗在放大器的单位增益频率下表现出纯阻性。这是很困难的,因为该电阻上会有电压降。通过分配最差情况下的剩余电压裕量,可确定 R_{ISO} 的最大值。6.75V电源以及5V输出允许1.75V总压差。放大器 V_{OH} 占用总压差的900 mV,因此电阻上的压降最高允许达到850 mV。如此,便可将 R_{ISO} 的最大值限制为20 Ω 。2 nF负载电容在该放大器的单位增益交越频率4 MHz处产生一个极点。显然,多反馈无法满足该要求。

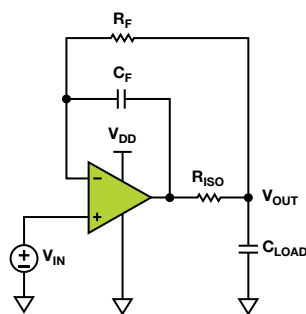


图1. 多反馈拓扑

另一种稳定重载缓冲器的方法是使用混合单位跟随器拓扑,如图2所示。这种方法通过降低反馈系数,强迫反馈环路在较低频率处发生交越,而非尝试移除负载-电容形成的极点。由于存在负载极点,因此会产生过多相移;通过强迫环路在发生过多相移之前完成交越,便可实现电路稳定性。

反馈系数是噪声增益的倒数,因此人们可能得出结论,认为这种方法摒弃了采用单位增益信号的原则。若电路采用传统反相或同相配置,那么这种观点是正确的。但若对原理图作深入考察,便会发现两个输入均被驱动。分析该电路的一种简便方法是将 $-R_F/R_S$ 反相增益与 $(1 + R_F/R_S)$ 同相增益相叠加。这样便可得到以+1信号增益以及 $(R_S + R_F)/R_S$ 噪声增益工作的电路。针对反馈系数和信号增益的独立控制允许该电路稳定任何大小的负载,但代价是电路带宽。

然而，混合单位跟随器电路具有某些缺点。第一个问题是，噪声增益在所有频率下都很高，因此直流误差(如失调电压， V_{OS})通过噪声增益而放大。这使得满足直流规格的任务变得尤为艰难。第二个缺点需对放大器的内部工作原理有一定了解。该放大器具有三级架构，采用级联式米勒补偿。输出级有自己的固定内部反馈。这使得外部反馈环路有可能实现稳定，同时使输出级反馈环路变得不稳定。

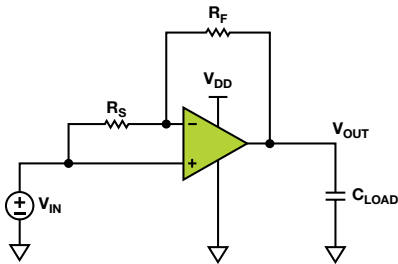


图2. 混合单位跟随器拓扑

通过将两个电路的工作原理相结合，便可解决这两个缺点，如图3所示。多反馈分隔低频和高温反馈路径，并加入了足够多的容性负载隔离，从而最大程度减少输出级的稳定性问题。利用电桥电压，通过反馈电阻 R_F 驱动低频反馈。利用放大器输出，通过反馈电容 C_F 驱动高频反馈。

在高频时，电路还表现为混合单位跟随器。高频噪声增益由电容阻抗确定，数值等于 $(C_S + C_F)/C_F$ 。该噪声增益允许反馈环路在一个足够低的频率上完成交越，而负载电容不会降低该频率处的稳定性。由于低频噪声增益为单位增益，因此可保持电路的直流精度。

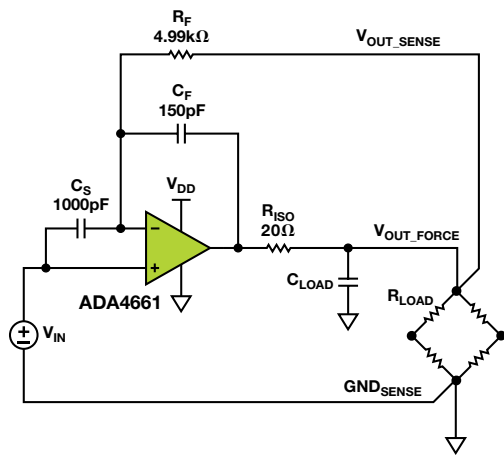


图3. 电桥驱动器原理图

保持直流精度要求十分留意信号走线，因为电路中存在大电流。从42 mA的最大负载电流中，仅需7 mΩ即可产生300 μV压降；该误差已相当于放大器的失调电压。

解决这个问题的一种典型方法是使用4线开尔文连接，利用两个载流连接(通常称为“强制”)驱动负载电流，另外两线为电压测量连接(通常称为“检测”)。检测连接必须尽可能靠近负载，以防任何负载电流流过。

对于桥式驱动器电路而言，检测连接应在电桥的顶部和底部直接实现。在负载和检测线路之间不应共享任何PCB走线或线缆。 GND_{SENSE} 连接应当经路由后回到电压源 V_{IN} 。例如，假设激励为DAC，则 GND_{SENSE} 应当连接DAC的 REF_{GND} 。电桥的 GND_{FORCE} 连接应当具有专用的走线并一路连接回到电源，因为允许桥式电流流过接地层将产生不必要的压降。

误差预算

该电路的直流误差预算如表1所示，主要由放大器的失调电压和失调电压漂移所决定。它假定工作条件处于最差情况范围内。总误差满足1 mV要求，并大幅优于该要求。

表1. 误差预算

| 参数 | 条件 | 计算 | 误差 |
|--------|---|---|--------|
| 失调电压 | $0 V < V_{CM} < 5 V$; $6.75 V < V_{DD} < 15 V$ | | 300 μV |
| 失调电压漂移 | $0 V < V_{CM} < 5 V$; $6.75 V < V_{DD} < 15 V$ $-40^{\circ}C < T < +70^{\circ}C$ | $300 \mu V/^{\circ}C \times 110^{\circ}C$ | 341 μV |
| 功耗 | $V_{DD} = 15 V$; $0 V < V_{CM} < 5 V$ | 等式1 | 168 μV |
| 增益误差 | $0 V < V_{CM} < 5 V$; $-40^{\circ}C < T < +125^{\circ}C$ | $5 V \times 1/(105 \text{ dB} + 1)$ | 27 μV |
| 电源抑制 | $6.75 V < V_{DD} < 15 V$ | $8.25 V/120 \text{ dB}$ | 8 μV |
| 总误差 | | | 844 μV |

表中的第三项表示功耗误差。放大器功耗会增加芯片温度，因此与环境温度下的无负载电流情况相比，失调电压产生漂移。最差情况下的误差计算采用最高电源电压、最高输出电压以及最低阻性负载，如等式1所示。注意，放大器上的最差情况压降通过 R_{ISO} 电阻得以部分降低。

$$\begin{aligned}
 V_{PDISS} &= V_{DROP} I_{LOAD} \Theta_{JA} T_{C_{VOS}} \\
 V_{PDISS} &= \left[15 V - 5 V \left(1 + \frac{20 \Omega}{120 \Omega} \right) \right] \left[\frac{5 V}{120 \Omega} \right] \left[142 \frac{^{\circ}C}{W} \right] \left[3.1 \frac{\mu V}{^{\circ}C} \right] \\
 V_{PDISS} &= 168 \mu V
 \end{aligned} \quad (1)$$

直流测量结果

误差电压等于输入电压 V_{IN} 和负载电压 V_{OUT} 之差。图4显示原型电路的误差电压与负载电压的关系。桥式驱动器电路中的最大误差源是失调电压和失调电压漂移。由于放大器功耗而产生的额外误差与桥式电压有关。电源电压对功耗的影响可从不同颜色的曲线中看出来。黑色曲线功耗最低(50 mW)，电源电压最小(7V)。芯片仅升温 7°C ，因而该曲线代表室温失调电压与该器件共模电压的关系。

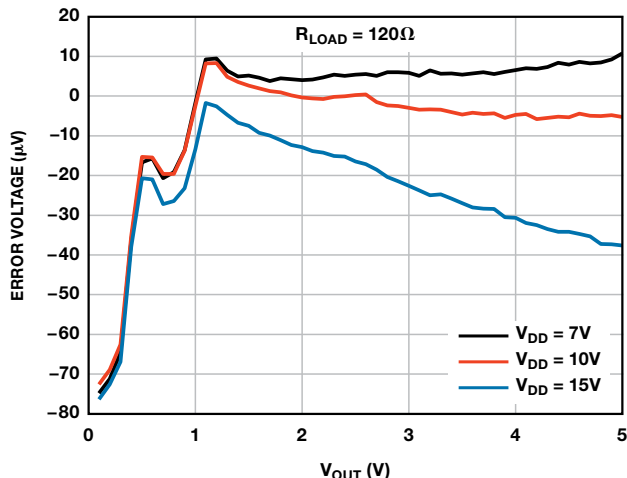


图4. 误差电压与输出电压的关系

红色(10V)和蓝色(15V)曲线分别代表175 mW最大功耗和385 mW最大功耗下的性能。随着输出电压的上升，额外的功耗使芯片升温 25°C 至 55°C ，导致失调电压发生漂移。该额外热误差曲线形状为抛物线形，因为当 V_{OUT} 为 V_{DD} 一半时，具有最大功耗。

电源在很大程度上依赖失调电压，这表示应当考虑该电路的电源抑制。图5显示扫描电源电压并固定输出电压时的误差电压。黑色曲线表示轻载情况，此时放大器电源抑制(PSR)起主要作用。就该器件而言， $10\mu\text{V}$ 变化表示118 dB PSR。红色和蓝色曲线显示输出消耗额外功耗(由于负载为 350Ω 和 120Ω 典型桥式电阻)的结果。红色和蓝色曲线的有效PSR分别为110 dB和103 dB。

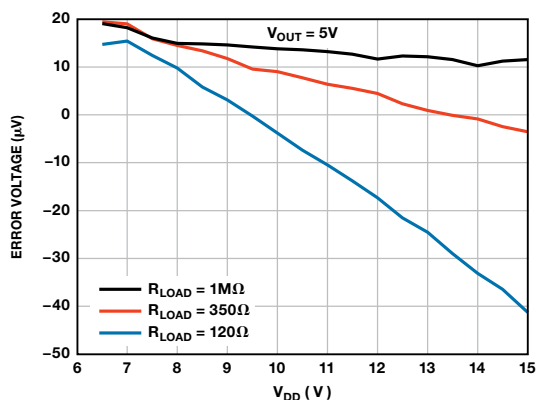


图5. 误差电压与电源电压的关系

该电路性能显然取决于失调漂移与温度的关系。目前为止，在所有与温度有关的误差计算中均采用了 TCV_{OS} 规格。需要为该假设找到合理的解释，因为芯片温度由于放大器功耗与环境温度的改变有所不同而上升。前者在芯片表面形成较大的温度梯度，影响放大器的微妙平衡。这些梯度会使失调电压漂移相比数据手册规格而言要差得多。ADA4661-2经特殊设计，其功耗极大且不影响失调漂移性能。

图6显示失调漂移测量值与温度的关系。额定性能重现于黑色曲线，并具有低电源电压与高阻性负载($-1.2\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$)。红色曲线显示 120Ω 桥式负载结果。值得注意的是，曲线的形状未发生改变；它仅仅由于芯片升温(6.4°C)而向左平移。蓝色曲线显示电源电压上升至15 V时的结果——此时可测量电路的最大功耗。同样地，曲线形状不发生改变，但由于芯片升温 55°C 而向左平移。内部功耗已知(385 mW)，因此可计算系统的实际热阻(θ_{JA})，即 $143^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。重要的是需考虑工作的环境温度范围。最大芯片温度不应超过 125°C ；这意味着对于最差情况负载而言，最大环境温度为 70°C 。

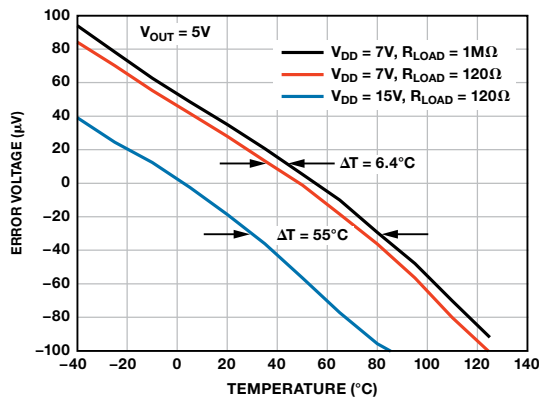


图6. 误差电压与环境温度的关系

瞬态测量结果

电路的阶跃响应是评估环路稳定性的简便方法。图7显示高电阻电桥在容性负载范围内的阶跃响应测量值；图8显示低电阻电桥在同样条件下的测量值。由于反馈网络的极点-零点二联效应，该电路的阶跃响应具有过冲特性。该二联响应存在于基波中，因为电路反馈系数从低频时的单位增益下降至高频时的0.13。由于零点相较极点而言处于更高的频率，阶跃响应将始终过冲，哪怕相位裕量远大于适当值。此外，二联效应在电路中具有最大的时间常数，因此趋向于对建立时间产生主要影响。当采用高阻性负载以及1 nF容性负载时，电路具有最差情况下的稳定性以及输出级振铃。

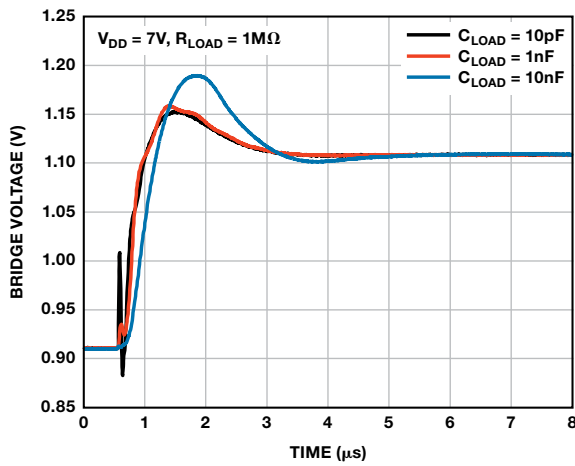


图7. 无负载阶跃响应

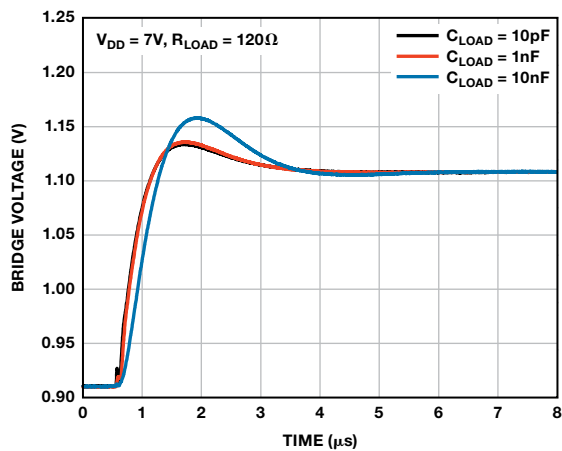


图8. 有负载阶跃响应

结论

本文所示之负载驱动器电路可为低至 $120\ \Omega$ 的阻性负载施加 $5\ \text{V}$ 电压，而总误差不超过 $1\ \text{mV}$ ，并且能稳定驱动高达 $10\ \text{nF}$ 总电容。电路符合其额定性能，并能以 $7\ \text{V}$ 至 $15\ \text{V}$ 的宽范围电源供电，功耗接近 $400\ \text{mW}$ 。通过以 $\pm 7\ \text{V}$ 电源为放大器供电，该基本电路便可扩展驱动正负载和负负载。全部性能通过一个 $3\ \text{mm} \times 3\ \text{mm}$ 小型放大器以及四个无源元件即可实现。

作者简介

Mark Reisiger [mark.reisiger@analog.com] 是线性产品部门的设计工程师，负责CMOS放大器设计。Mark拥有罗切斯特理工学院电子工程学士(BSEE)和电子工程硕士(MSEE)学位，于2005年加入ADI公司。



简单电路让数字电源控制器与模拟控制兼容

作者: Irvin Ou

最近, 超大规模集成(VLSI)技术的发展拓宽了数字控制应用范围, 尤其是在电源电子元件方面的应用。数字控制IC具有多种优势, 比如裸片尺寸更小、无源元件数量更少、成本更低。另外, 数字控制可利用电源管理总线(PMBus™)来完成系统配置; 高级控制算法能改善性能; 可编程性则可实现应用优化。随着数字电源管理的进一步普及并代替大量模拟控制器, 它必须保持现有功能的向后兼容性, 从而使数字电源模块和模拟电源模块均可在同一个系统中工作。

模拟电源模块中一般使用输出电压调整, 这样最终用户可以通过外部电阻更改电源模块的输出电压。它具有增强的灵活性, 允许将某些经过选择的标准模块用到几乎所有应用中, 而无论电压要求如何。图1显示AGF600-48S30模拟电源模块中调整输出电压的典型配置。

输出电压可通过改变连接电源模块正输出端或接地端的电阻来进行调节。通过连接外部电阻 R_{UP} 并使 R_{DOWN} 浮空, 可以向上调整输出电压(高于标称输出电压), 或者通过连接外部电阻 R_{DOWN} 并使 R_{UP} 短路(电阻值为零)向下调整(低于标称输出电压)。

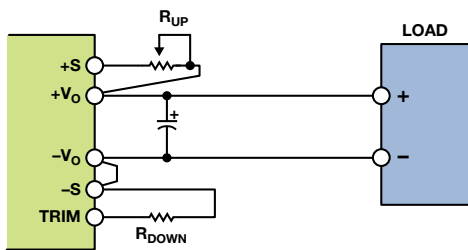


图1. 调整AGF600-48S30 DC-DC转换器的输出电压

在模拟解决方案中, R_{UP} 和 R_{DOWN} 可改变误差放大器的基准电压。误差放大器利用电阻分压器感测输出电压, 分压器通过负反馈连接误差放大器的反相输入端。误差放大器的输出电压控制驱动信号的占空比, 进而设置输出电压。因此, 输出电压随基准电压的变化而改变, 而 R_{UP} 或 R_{DOWN} 可以改变基准电压, 进而向上或向下调整输出电压。

图2显示两种广泛用于模拟电源模块中的调压方式。图2(a)中的模拟控制器引脚允许外部电阻 R_{DOWN} 降低误差放大器同相输入端的电压, 从而降低输出电压。外部电阻 R_{UP} 与电阻分压器串联连接, 可降低施加在误差放大器反相输入端的电压, 从而增加输出电压。图2(b)中的模拟控制器不提供针对内部基准电压的访问, 但可以加入一个外部误差放大器和基准电压源, 以便对输出电压进行调整。外部放大器输出端与内部放大器输出端相连, 有效地旁路了内部误差

放大器。然后, 基准电压可采用之前的相同电路进行配置, 从而以同样的方式对两个电源模块进行调整。

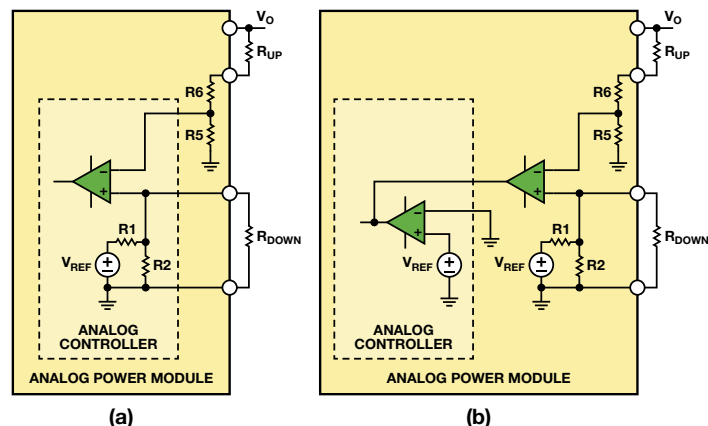


图2. 利用(a)带有可配置内部基准电压的模拟控制器, 或者(b)带有固定内部基准电压的模拟控制器调整模拟电源模块的输出电压

对于数字控制器来说, 所有的控制功能均由数字逻辑实现。图3所示为集成PMBus接口的高级数字控制器ADP1051的功能框图。该器件非常适合高密度DC-DC电源转换, 具有6个可编程脉冲宽度调制(PWM)输出, 可控制大部分高效电源拓扑。另外, 该器件还能控制同步整流(SR), 并集成6个模数转换器(ADC), 能够采样模拟输入电压、输入电流、输出电压、输出电流、温度以及其它参数。转换为数据后, 将这些信号发送至数字内核模块进行处理。该器件采用灵活的状态机架构, 以硬件实现全部功能, 提供稳定可靠的解决方案, 但无法通过编程实现设计以外的功能。器件的全部功能——包括输出电压调整——均以数字方式处理。为了调整输出电压, 应通过PMBus接口发送一条命令, 改变数字基准电压值。

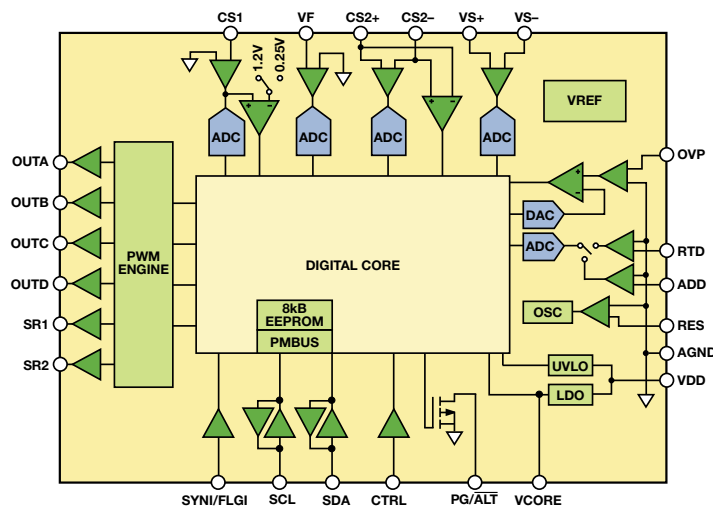


图3. 数字控制器ADP1051功能框图

考虑整个控制环路，输出电压通过电压分压器或者运算放大器缩放到合适的值，然后输入给VS+引脚。ADC对该电压进行采样。数字内核知道数字化的输出电压值和通过PMBus接口设置的数字基准电压。数字比较器和补偿滤波器将数字基准电压与检测到的比例输出电压进行比较，产生误差信号以控制PWM，处理方式与模拟控制器相同。不幸的是，数字比较器只能通过PMBus使用数字基准电压。数字比较器、数字基准电压以及数字补偿滤波器均只采用逻辑电平信号工作，因此无法使用外部基准电压并旁路内部比较器和滤波器。受限于这种固定的硬件配置，向后兼容现有有模拟调整功能的唯一途径是调节VS+引脚上的ADC检测电压。一种方法是重新配置反馈网络。

图4中， R_{D1} 和 R_{D2} 构成标准反馈网络——一个简单的电阻分压器，可在ADC检测输出电压之前对其进行调节。检测电压为：

$$V_{-VS+} = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \times V_O \quad (1)$$

其中， V_O 是电源模块的实际输出电压。采用标准反馈网络，则输出电压无法以模拟方式调整。如图4所示，通过加入 R_{UP} 、 R_{T0} 和 V_{TRIM} 的方式重新配置反馈网络可对比例输出电压进行调节。于是，检测电压为：

$$V_{-VS+} = \frac{R_{T0} \parallel R_{D2}}{R_{D1} + R_{UP} + R_{T0} \parallel R_{D2}} \times V_O + \frac{(R_{D1} + R_{UP}) \parallel R_{D2}}{R_{T0} + (R_{D1} + R_{UP}) \parallel R_{D2}} \times V_{TRIM} \quad (2)$$

VS+引脚上的正常工作电压为1 V。若 V_{TRIM} 为1 V左右且 R_{T0} 远大于 R_{D2} ，则可忽略电路的其余分支部分。复合网络用作简单分压器，并调节 R_{UP} 电阻值，提供类似于模拟控制器的特性，实现了模拟电源模块中的电压向上调整。

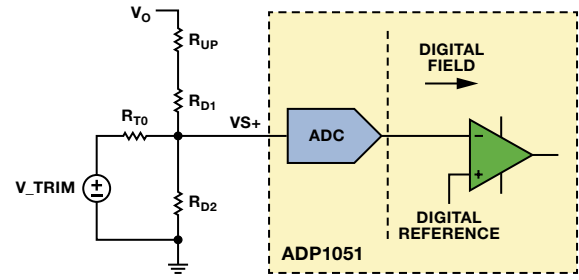


图4. ADP1051可调整反馈网络

然而，提供向下调整能力则要更为复杂。数字控制器不知道系统应当输出的确切电压值，因此它会尝试最大程度降低 V_{VS+} 和内部数字基准电压之间的误差。 V_{VS+} 将始终随内部数字基准电压的变化而改变，其典型值设为1 V。等式2显示 V_O 与 V_{TRIM} 呈线性关系。由图2可知，向下调整输出电压的机制是产生一个表示所需输出电压与标称输出电压之差的误差电压。内部的基准电压将先会减去这个误差电压，然后才会加到误差放大器的同相端。若在误差放大器的反相输入端加入相同的电压差，则两个电路都将具有相同的输出结果。因此， V_{TRIM} 应当与所需的输出电压和标称电压之差成比例，而非采用固定值。

图5中的电路具有兼容模拟向上或者向下调压的功能。两个电阻分压器产生两个基准电压，其中一个基准电压表示模拟控制器所需的输出基准电压，另一个表示内部基准电压。利用一个电压跟随器来避免所需的输出基准电压与后续电路相互影响。利用AD822 FET输入运算放大器，将所需的输出基准电压(V_1)从模拟控制器的内部基准电压(V_2)中去除，得到所需的电压差。此电路的线性放大增益确保了 V_{TRIM} 足够大，从而能对 V_{VS+} 产生影响。

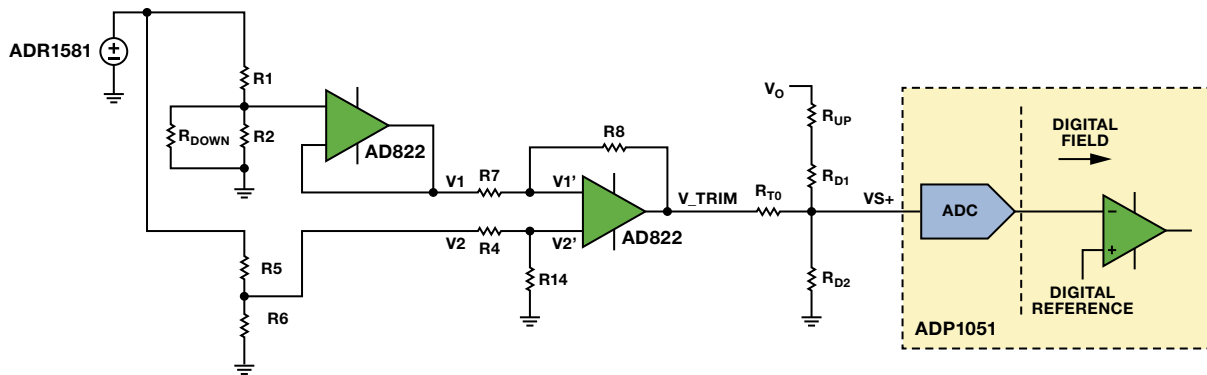


图5. 重新配置反馈网络，方便进行模拟输出调整

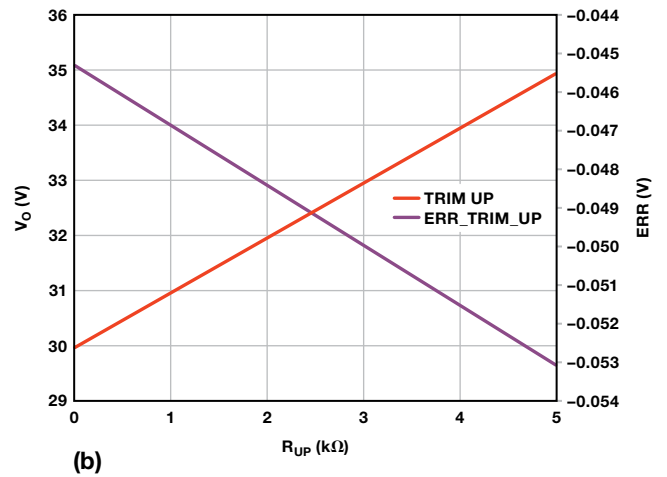
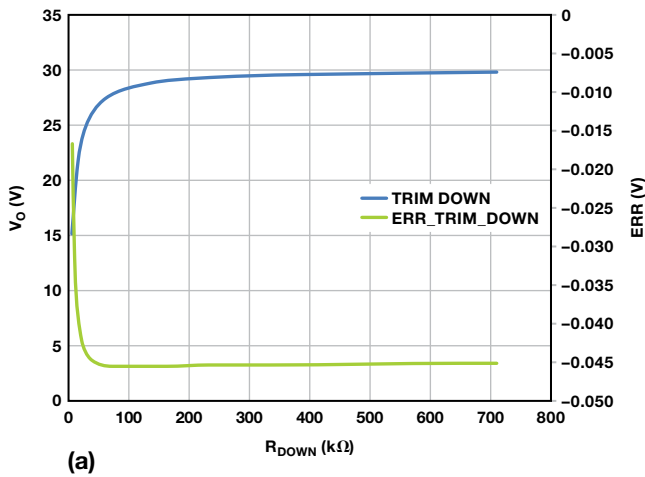


图6. 使用重新配置的反馈网络后，调整ADP1051输出电压的计算结果：(a)向下调整 (b)向上调整

目标输出电压调整特性的定义参见AGF600-48S30数据手册。表1显示了一组应用于新配置反馈网络中的参数，采用此组参数，可以使其兼容模拟电源模块电压调整特性。

表1. 图5所示电路的电阻值

| | | | | | | | |
|-----|--------|-----|---------|-----|---------|-----|---------|
| R1 | 7.5 kΩ | R5 | 5.6 kΩ | R4 | 120 kΩ | R7 | 120 kΩ |
| R2 | 30 kΩ | R6 | 30.9 kΩ | R14 | 2200 kΩ | R8 | 2200 kΩ |
| R10 | 20 kΩ | R13 | 1 kΩ | R12 | 29 kΩ | RT0 | 17.8 kΩ |

采用等式2和表1中的数值，便可计算输出电压调整特性。图6显示结果曲线。目标值和计算值之间的误差由重新配置的反馈网络产生。该误差极小(标称输出电压为30 V时，该误差值不足0.1 V)，这表示该电路的输出结果良好。

通过计算可以验证这种重新配置反馈网络以调整输出电压的方法，并为其它使用数字基准电压的数字电源控制器——比如

ADM1041A、ADP1046A、ADP1050和ADP1053等——向后兼容模拟控制器提供思路，增强了数字电源解决方案的灵活性。

参考文献

ADIsimPower® 设计工具

[向ADI电源管理专家提问](#)

[高性能电源管理产品](#)

[视频: ADuM3190\(隔离式误差放大器\)和ADP1051\(数字控制器\)](#)

作者简介

Irvin Ou [irvin.ou@analog.com] 是中国深圳的一名应用工程师。他获得华南理工大学电力电子硕士学位后，于2010年加入ADI公司。Irvin负责数字电源控制产品。



电容数字转换器为诊断系统中的电平检测提供方便

作者: Jim Scarlett

在血液分析仪、体外诊断系统和其他很多化学分析应用中,液体必须从一个容器中转移到另一个,以便将样本从试管中、或者将试剂从瓶中吸取出来。这些实验室系统经常需要处理大量样本,因此尽可能缩短处理时间很重要。为了提高效率,用来吸取样本的探针必须快速移动,因此有必要精确地定位探针与所要吸取液体表面的相对位置。本文演示了电容数字转换器(CDC)的一种新颖使用方法,使用该方法可信心十足地完成这项工作。

CDC技术

本质上,Σ-Δ型ADC利用简单的电荷平衡电路,将数值已知的基准电压以及数值未知的输入电压施加于固定片内输入电容上。电荷平衡确定未知输入电压。Σ-Δ型CDC有所不同,其未知值为输入电容。将已知的激励电压施加于输入,且电荷平衡检测未知电容的变化,如图1所示。CDC将保留ADC的分辨率和线性度。

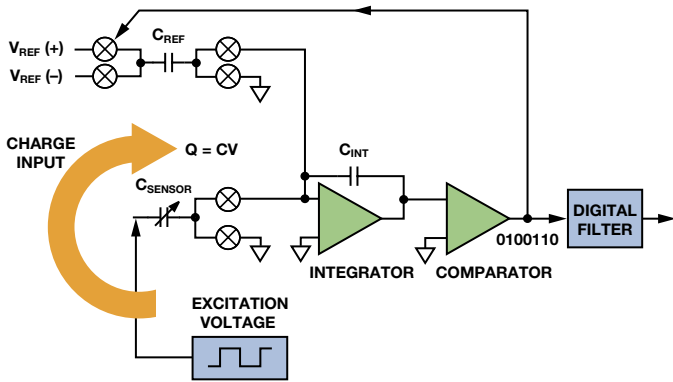


图1. 基本CDC架构

集成式CDC通过两种方式部署。单通道AD7745和双通道AD7746 24位CDC与电容一同工作,该电容的一个电极连接激励输出,另一个连接CDC输入。单电极器件——如集成温度传感器的24位CDC AD7747或16位CapTouch™可编程控制器AD7147——可针对同一个电极施加激励并读取电容值。另一个接地的电极可以是真实电极,也可以是触摸屏上的用户手指。两种类型的CDC均可用作电平检测。

电容

在最简单的形式下,电容可以描述为两块平行板之间的电介质材料。电容值随平行板面积、两板距离和介电常数的变化而改变。

利用这些变量,可以测量非常规电容的变化值,确定探针相对液体表面的位置。

在本应用中,电容由导电板组成,该板位于试管或移动探针的下方,如图2所示。激励信号施加于一个电极,另一个连接CDC输入。无论哪个电极连接激励信号、哪个电极连接CDC输入,测得的电容都相同。电容绝对值取决于板和探针的尺寸、电介质的组成成分、探针与板之间的距离以及其他环境因素。注意,电介质包括空气、试管和其中的液体。此应用利用探针接近板(更重要的是,接近液体表面)时混合电介质发生改变的特性。

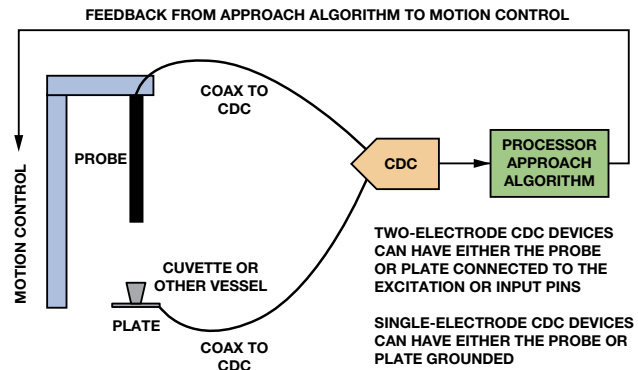


图2. 电平检测系统框图

图3显示电容值随探针靠近干燥试管而增加。通过观察可知,该变化是幂级数函数(二次方程),但系数随液体而变化。相比空气,液体具有高得多的介电常数,因此液体占电介质的比例越高,电容就上升越快。

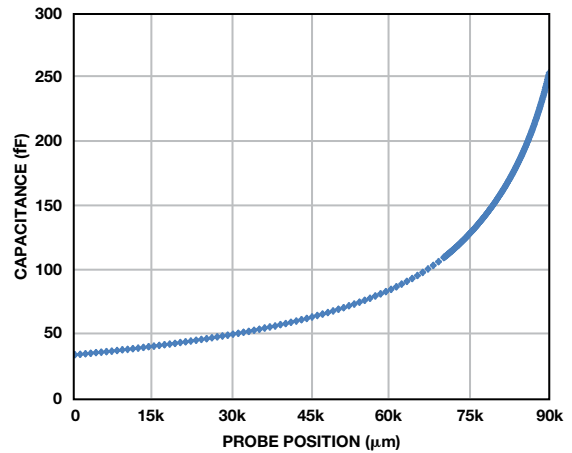


图3. 干燥试管的电容测量

当探针非常接近液体表面时，测得的电容值加速上升，如图4所示。这一较大的变化可用来确定接近液体表面的程度。

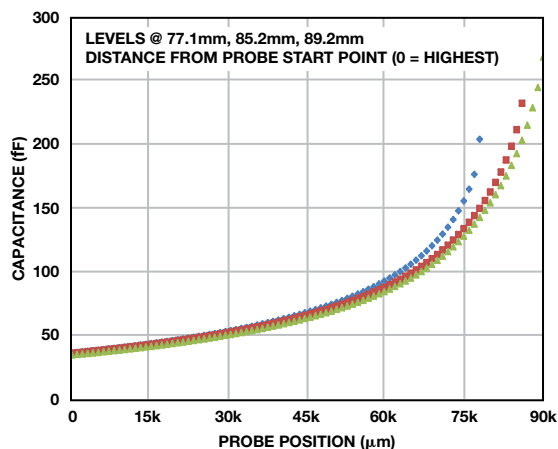


图4. 充盈试管的电容测量

归一化数据

通过归一化数据，可更好地确定液位。若探针相对某些参照点的位置精确已知，则系统可在无液体存在的条件下，在多个位置进行特性描述。一旦系统完成特性描述，则靠近液体表面过程中收集的数据便可通过从接近数据中减去干燥数据进行归一化处理，如图5所示。

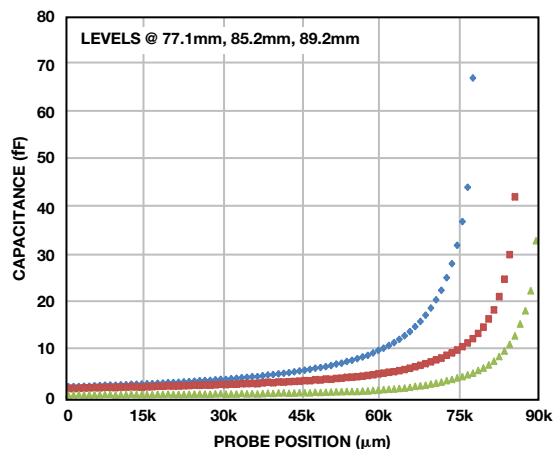


图5. 归一化电容测量

除了温度、湿度和其他环境变化外，归一化还可移除电容测量的系统性因素。电极尺寸、探针与板之间的距离以及空气和试管的电介质效应均不影响测量。此时，数据表示向混合电介质中加入液体的效应，使接近控制变得更方便、更连贯。

然而，无法在所有情况下使用归一化数据。例如，运动控制系统可能不够精确，无法精准定位；又或者电机控制器的通信链路相对CDC输出速率而言较慢。就算归一化数据不可用，本文描述的方法依然可行。

使用斜率和断续

如图所示，随着探针靠近液体表面，测得的电容加速增加，但无法方便地使用此信息控制探针靠近表面时的速度。当充盈水平较低时，原始电容值将高于容器充盈水平较高时的电容值。使用归一

化数据，则情况相反。这为寻找阈值增加了难度——此阈值可在适当时机触发，改变探针速度。

斜率(或电容的变化率)与位置变化之间的关系可用于存在绝对电容的情况。以恒定速度移动探针时，斜率能通过下一个电容读数减去上一个而近似。如图6所示，斜率数据的表现形式与原始电容数据一致。

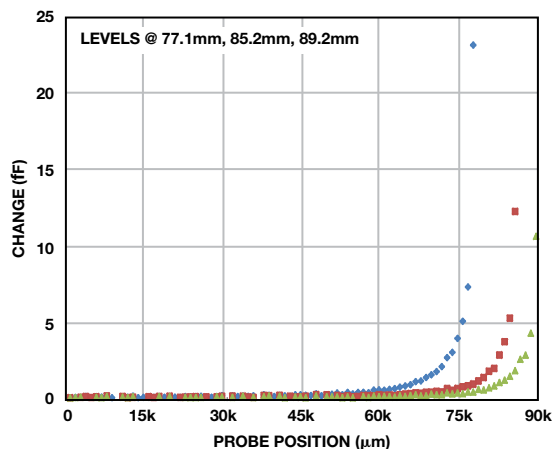


图6. 使用归一化电容的斜率数据

原始或归一化电容读数的斜率在可变充盈水平下比读数本身要远为一致，且无论何种充盈水平下，找到斜率的阈值相对而言更为简单。斜率数据比电容数据略为嘈杂，因此对其求均值将很有用。当计算得到的斜率值上升至噪声以上时，探针十分接近液体表面。利用这种方法可以创建非常稳定的接近曲线。

目前为止涉及的数据都表明随着探针接近液体表面，系统的表现如何；但这种方法的一个重要特性将在探针接触液体时变得更明显。在该点处产生了大量的断续，如图7所示。这并非像接触后数据点所显示的那样为电容曲线正常加速的一部分。该点处的电容读数是接触前读数的两倍多。这种关系可能会随着系统配置而改变，但它是稳定而一致的。断续的尺寸大小使寻找电容阈值变得相对容易，通过该阈值便能可靠地指示突破液体表面的程度。本应用的目标之一便是将探针插入液体已知的短距离，因此这种特性很重要。

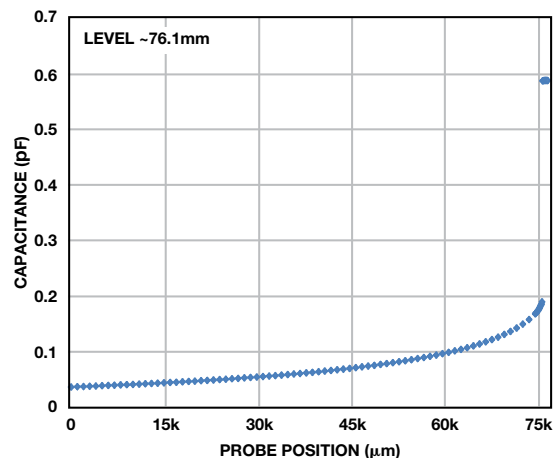


图7. 液体表面的断续

若要使吞吐速率最大，探针应以可能的最高速度移动，同时尽量减少探针被推进的太远而造成损坏的危险。有时候可能不提供高精度电机控制系统，因此该解决方案必须要在无法得知探针精确位置的情况下工作。目前为止，我们讨论的测量方法可以让您信心十足地完成这项工作。

方法

图8所示的流程图列出了接近液体时采用的技术。

探针以能达到的最高速度移动，直到极其接近液体表面。根据位置信息、现有的计算能力以及预先表征系统的能力，该点可通过幂级数计算、电容阈值或电容曲线的斜率确定，如本文所述。对数据求均值可更可靠地确定该点。对电容数据进行归一化也能增加系统的可靠性。

当探针足够接近表面时，探针速度大幅下降，以便最终接近液体表面。为使效率最大化，该点应尽量靠近表面，但在穿透液体表面之前接近速度必须下降，以确保探针停止移动之前对穿刺距离具有良好的控制。

与液体表面的接触可利用电容值并通过该点的断续程度加以确定(如本文所述)，也可通过电容曲线斜率确定。求均值可降低噪声，但不执行该操作也能可靠地检测出较大的偏移。归一化电容数据可改善稳定性，但其影响不如接近阶段那么大。

随后，便可将探针驱至表面以下的预定距离。具有精密电机控制能力时，这很容易做到。若无精密电机控制，可估算速度，且探针可移动一段固定的时间。

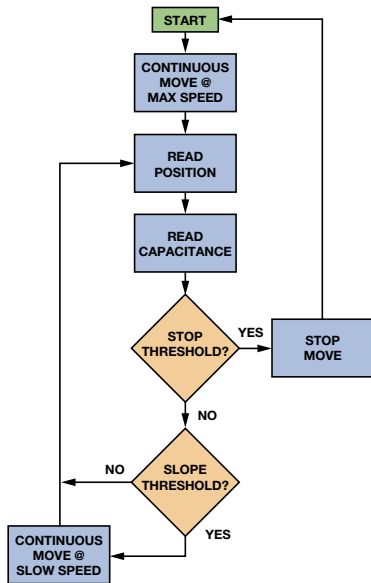


图8. 简化控制流程图

穿透液体之后，会得到电容读数的两个特性数据。首先，随着探针在液体中移动，测量值的变化相对较小。虽然我们期望恒定变化速率有助于确定穿透深度，但并未观察到这样的现象。其次，不同液位下的测量值变化极小，如图9所示。穿透灌满的试管与穿透几乎为空的试管之后，测得的电容值基本相同。

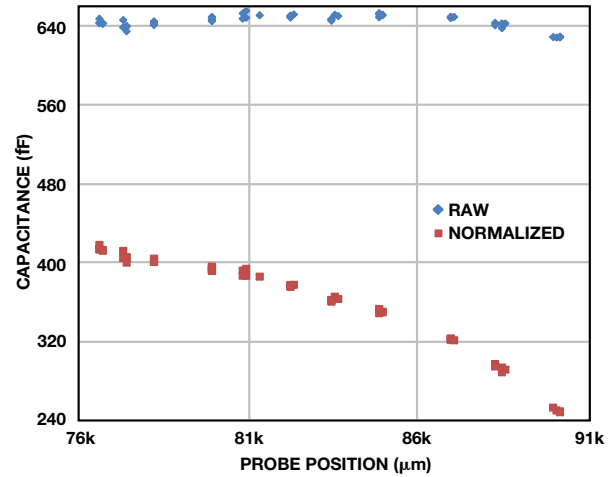


图9. 电容与液位的关系

但是，归一化的数据却有所不同。随着液位的下降，归一化电容值也随之下降。若要在可靠的位置数据不可用的情况下确定液位是否降低，那么这种特性可能会有所帮助。

穿透液体表面之后，探针需要多少时间才能停止取决于包括电机控制系统本身在内的几个因素，但一条经过仔细研究的接近曲线可以保证严格控制探针，并使探针速度最大化。实验室中，探针以最大速度在两个电容读数之间移动约0.45 mm，可在穿透表面0.25 mm距离之内停止。若采样速率更高且探针在两个样本之间移动大约0.085 mm，则它可在距离液体表面0.05 mm距离之内停止。无论何种情况，探针均以最大速度工作，直到距离液体表面大约1 mm至3 mm处，从而提供最高效率和吞吐速率。

结论

这种打破传统使用集成式电容数字转换器的方法提供了一种简单而稳定的电平检测解决方案。接近曲线同时利用电容和斜率测量控制探针的运动。备用部署方案具有更高的稳定性，或者提供更多信息。本解决方案可在穿透表面后快速可靠地使探针停止移动，同时尽可能以最高探针速度移动至最终位置。本文仅浅显地描述了CDC技术用于电平检测的情况。经验丰富的工程师可以本文的思路作为出发点，针对特定应用环境对本解决方案加以改进。

参考文献

电容数字转换器

电路笔记CN0095: [电容数字转换器\(CDC\) AD7150用于近程传感应用](#)

Jia, Ning. [医疗保健应用中的ADI电容数字转换器技术](#), 模拟对话, 第46卷第2期, 2012年

作者简介

Jim Scarlett [jim.scarlett@analog.com] 于2002年加入ADI公司，职位是现场应用工程师。在此之前，他拥有11年的医疗保健行业从业经验。目前他是ADI医疗保健业务部的系统工程师。



电流输出电路技术为您的模拟工具箱添加多样性

作者: James Bryant

虽然诸如Howland电流源等电流镜和电路在教学时属于模拟电路部分, 仍然有相当一部分的工程师在定义精密模拟电路输出时倾向于从电压的角度来考虑问题。这很可惜, 因为电流输出可在多方面提供优势, 包括高噪声环境下的模拟电流环路信号(0 mA至20 mA和4 mA至20 mA), 以及在不借助光学或磁性隔离技术的情况下针对较大电位差进行模拟信号电平转换。本文总结了一部分现有技术, 并提供多款实用电路。

得到稳定的电流输出是极其简单的事情, 最简单的方法就是使用电流镜: 两个完全相同的晶体管——采用同一块芯片制造, 从而工艺、尺寸和温度都完全一致——如图1所示相连。两个器件的基极-射极电压相同, 因此流入集电极T2的输出电流等于流入集电极T1的输入电流。

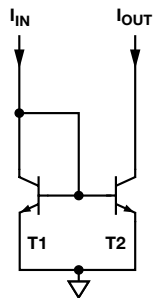


图1. 基本电流镜

此分析假设T1和T2相同且等温, 并且它们的电流增益极高, 以至于可忽略基极电流。它还会忽略早期电压, 使集电极电流随集电极电压变化而改变。

可采用NPN或PNP晶体管组成这些电流镜。将n个晶体管并联组成T2, 则输出电流为输入电流的n倍, 如图2a所示。若T1由m个晶体管组成, T2由n个晶体管组成, 则输出电流将是输入电流的n/m倍, 如图2b所示。

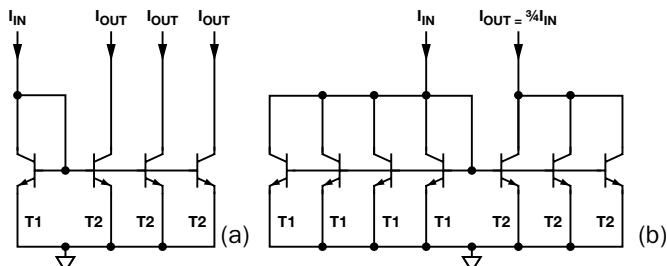


图2. (a)多级电流镜(b)非整数比例电流镜
可将3个T2集电极结合起来, 得到 $3I_{IN}$

若早期电压影响很大, 则可使用略为复杂的威尔逊电流镜降至最低。3晶体管和4晶体管版本如图3所示。4晶体管版本更为精确, 且具有更宽的动态范围。

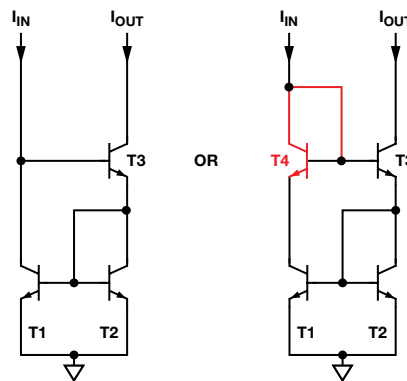


图3. 威尔逊电流镜T4为可选器件, 但使用它可改善精度和动态范围

需要跨导放大器(voltage_in/current_out)时, 可使用一个单电源运算放大器、一个BJT或FET(MOSFET通常是最佳选择, 因为它不存在基极电流误差)以及一个定义跨导值的精密电阻来组成, 如图4所示。

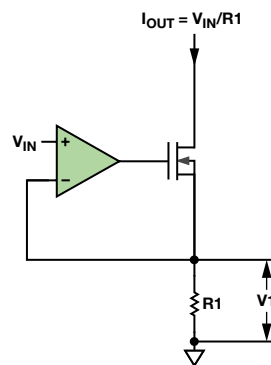


图4. 跨导放大器 $V_{IN} - I_{OUT}$

该电路简单、价格不高。MOSFET栅极上的电压可设置MOSFET中的电流和R1, 使R1上的电压V1等于输入电压V_IN。

若单芯片IC中需要用到电流镜, 则最好使用简单的晶体管电流镜。然而, 若采用分立式电路, 其匹配电阻高昂的价格(价格高是因为需求量有限, 而非制造困难)将使图5中的运算放大器电流镜成为最便宜的技术。该电流镜由跨导放大器和一个额外的电阻组成。

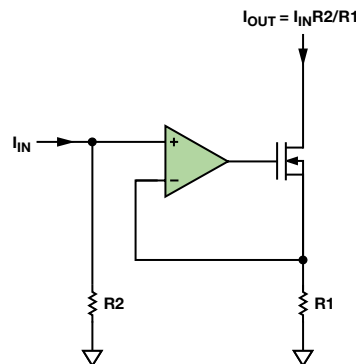


图5. 运算放大器电流镜

电流镜具有相对较高、有时非线性的输入阻抗，因此它们必须由高阻抗电流源(有时亦称为刚性电流源)提供电流。若输入电流必须具有低阻抗吸电流能力，则需使用运算放大器。图6所示为两个低 Z_{IN} 电流镜。

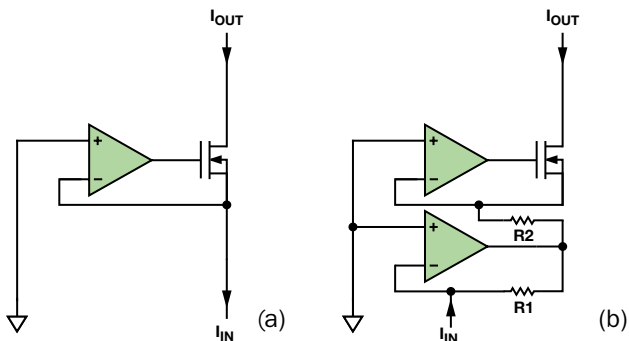


图6. (a)低 Z_{IN} 电流镜反相(b)低 Z_{IN} 电流镜同相

采用基本电流镜和电流源，则输入和输出电流极性相同。通常，输出晶体管的射极/源极直接或通过检测电阻接地，且输出电流从集电极/漏极流入负载，其他端子连接直流电源。这样做并非总是很方便，尤其当负载的一个端子需接地时。如图7所示，若电路采用其直流电源的射极/源极来构建，则不存在此问题。

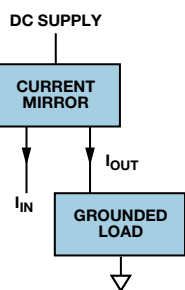


图7. 接地负载电流镜

若电流或电压输入参考地，则必须使用电平转换。有多个电路可以实现；而图8中的系统在很多场合下都适用。这款简单的电路采用接地电流源驱动直流电源上的电流镜，从而驱动负载。注意，电流镜可能有增益，因此信号电流不需要像负载电流那么高。

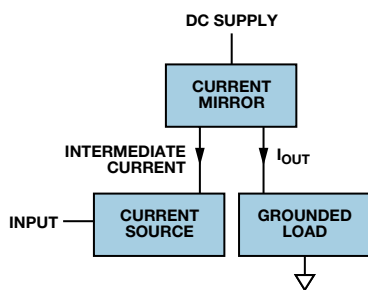


图8. 电平转换电流镜

目前为止，我们讨论的电路都是单极性的——电流在一个方向上流动——但双极性电流电路也是可行的。最简单、使用最广泛的当数Howland电流泵，如图9所示。这款简单的电路有很多问题：它对电阻匹配的精度要求极高，以获得高输出阻抗；输入源阻抗会增加 R_1 电阻，因此它的数值必须非常低以最大程度降低匹配误差；电源电压必须比最大输出电压高得多；并且运算放大器的CMRR性能必须相对良好。

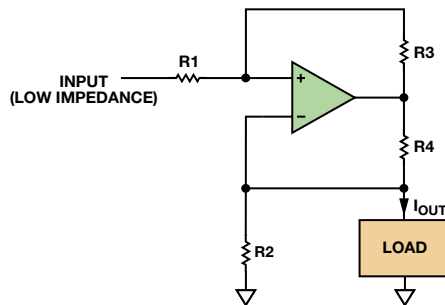


图9. Howland电流泵双极性电流输出

现在，高性能仪表放大器售价不高，因此使用一个运算放大器、一个仪表放大器和一个电流检测电阻组成双极性电流源极为方便，如图10所示。这类电路比Howland电流泵要更为简单，不依赖于电阻网络(除了集成仪表放大器的那种)，且电压摆幅在每个电源的500 mV以内。

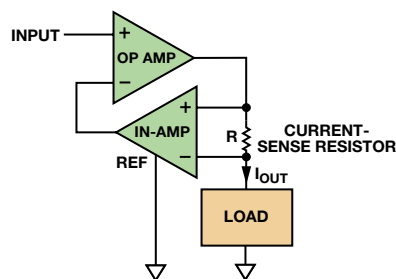


图10. 双极性电流运算放大器

目前为止，我们讨论的电路都是具有精密电流输出的放大器。当然，它们能够与固定输入一同使用，提供精密电流源，但构建一个更简单的双端电流源也是可行的。低电流基准电压源ADR291具有10 μ A左右的待机电流，典型温度系数为20 nA/ $^{\circ}$ C。如图11所示，加入负载电阻后，则3 V至15 V电源范围内的基准电流为 $(2.5/R + 0.01)$ mA，其中R为负载电阻，单位是k Ω 。

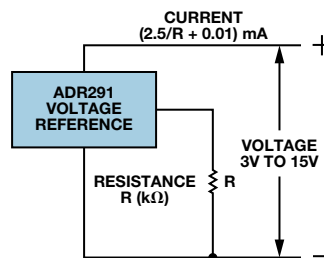


图11. 双端电流源

若精度不是问题，且只要求刚性单极性电流源，则可以采用耗尽型JFET和一个电阻组成电流源。如图12所示，这种配置在温度发生变化时并不十分稳定，且对于给定的R值，各器件的电流可能有相当大的差异，但该配置简单而廉价。

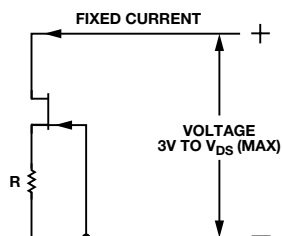


图12. JFET电流源

最近，我需要为某些LED设计电源。有一些工程师朋友认为我在设计供LED进行调光的可变电流源时会遇到一些困难。事实上，我只是简单地改装了笔记本电脑的“黑砖头”电源(花几美分从跳蚤市场买的)就搞定了。图13显示的是经过简单修改的电源电路，可为LED提供恒定电流。采用小输出电流，它可以固定输出电压正常工作。

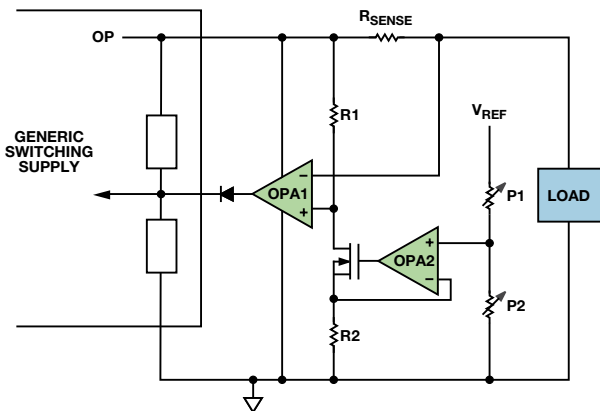


图13. 修改黑砖头开关电源以提供限流输出

为了得到可变的电流，将基准电压——来自黑砖头或本地——施加于P1和P2所代表的电位计。OPA2和MOSFET通过R1输出小电流，在其上产生压降。负载电流流过检测电阻。若检测电阻上的电压由于负载电流超过R1上的压降而有所下降，那么OPA1输出将上升，覆盖砖头中的电压控制，并限制其输出电压，防止输出电流超过限值。

本文对于基本电流源构想的讨论并不等同于详细的应用笔记。某些电路要求进行进一步设计以限制发热或散热，从而确保放大器的稳定性以及不超过绝对最大额定值，并计算实际性能限值。有关这些电路的更详细分析，请参考优秀的电子教材，比如ADI网站，甚至维基百科。

参考文献

应用笔记AN-1208. [利用数字电位计AD5292和运算放大器ADA4091-4构建可编程双向电流源](#). ADI公司, 2013年。

电路笔记CN-0099. [利用差动放大器AD8276和运算放大器AD8603构建高精度、低成本电流源](#)。

电路笔记CN-0151. [使用DAC、运算放大器和MOSFET晶体管构建多功能高精度可编程电流源](#)。

Martin Murnane. 应用笔记AN-968. [电流源: 方案与电路](#). ADI公司, 2008年。

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(MIIE)以及对外广播新闻处(FBIS)会员。除了热衷钻研工程学外，他还是一名无线电爱好者，他的呼叫代号是G4CLF。



Notes

Notes

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

深圳市福田中心区
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
上地东路 5-2 号
京蒙高科大厦 5 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