

非常见问题解答合集

第141期—第170期



目录

第 141 期	“有时, 信号需要接近电源轨传输”	4
第 142 期	正交观点	6
第 143 期	低功耗会烧毁器件? 低电流损耗也可能带来麻烦	8
第 144 期	温度变化及振动条件下使用加速度计测量倾斜	10
第 145 期	低功耗、低成本的差分输入转单端输出放大器	12
第 146 期	为什么我的处理器漏电? 这听起来像一个开放式问题	14
第 147 期	副边同步整流	17
第 148 期	独特的栅极驱动应用支持高功率放大器快速开启 / 关闭	19
第 149 期	利用中间电压提高功率转换效率	23
第 150 期	灵活使用放大器的禁用引脚	25
第 151 期	高端电流检测	27
第 152 期	问题终结者: 乘法数模转换器	32
第 153 期	高速 ADC 电源域	34
第 154 期	用于快速测试电路信号响应的袖珍型白噪声发生器	38
第 155 期	直击增益范围: 利用仪表放大器获得多个增益范围	42
第 156 期	优化电源测量设置	44
第 157 期	RTD 测量模块的过压保护	46
第 158 期	用双极性方法驱动单极性栅极驱动器	51

第 159 期	如果接地层分开	53
第 160 期	简单电路测量两个光源的相对强度	55
第 161 期	经典架构新玩法: 用单端仪表放大器实现全差分输出	57
第 162 期	采用无线电源实现无电池应用	61
第 163 期	采用 PGA 的 SAR 转换器可实现 125 dB 的动态范围	63
第 164 期	关于在开关模式电源印刷电路板上放置电感的指南	65
第 165 期	分立差动放大器与集成解决方案	67
第 166 期	如何将光强度转换为一个电学量	70
第 167 期	何时越小越好	73
第 168 期	低压运算放大器通过自举以实现高压信号和电源工作的应用	75
第 169 期	使用一个 GPIO 数字接口测量温度的简单方式	82
第 170 期	开关电源中的电感电流测量	85

第141期—— “有时，信号需要接近电源轨传输”

作者: Daniel Burton



问:

我在给一个精密传感器模拟前端设计信号调理模块，我是否应该使用轨到轨输入的运放？

答:

可能要用，这取决于传感器输出信号是否会迫使运算放大器达到一个接近供电轨的电压。例如，若要通过一个精密 $10\ \Omega$ 并联电阻监控 $0\ \text{mA}$ 至 $500\ \text{mA}$ 的负载电流，则最大输出电压将是 $5\ \text{V}$ 。如果放大器电源电压为 $5\ \text{V}$ ，那么您将需要选择一个具有轨到轨输入电压范围的放大器。

许多运放的经典输入级为晶体管差分对。为使运算放大器放大输入端的共模电压(V_{CM})信号， V_{CM} 和电源电压之间必须有足够的裕量。如果 V_{CM} 太接近任一供电轨，以至于输入对缺乏裕量，则输入失调电压和其他重要参数会降级，引起精度损失，如图1所示。正是这些裕量要求规定了运放的额定输入电压范围(IVR)。业界的一些最高精度放大器(如ADA4610)，即采用这种经典输入结构。只要输入电压远离供电轨，它便有出色的精度。

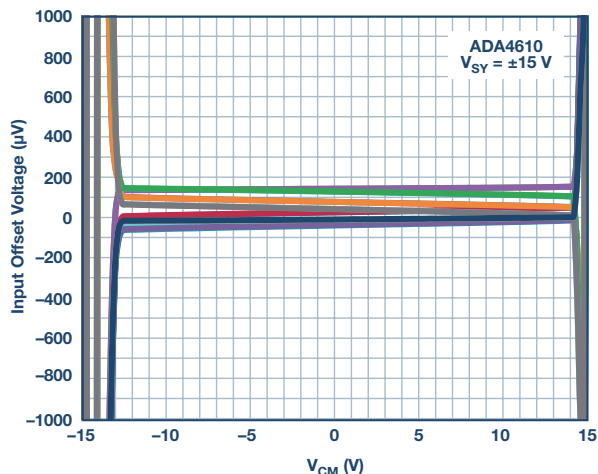


图1. ADA4610典型输入失调电压与共模电压的关系

如果传感器的输出信号不包括 $V+$ 轨，但其范围会一路低到负供电轨，则它需要一个能接受 V_{CM} 也低至 $V-$ 的放大器。此类运放称为单电源运放，因为将 $V-$ 接地后，只需要一个电压源。单电源运放采用特殊电路拓扑，支持放大接近 $V-$ 轨的信号。

类似地，有些应用要求运放能在 $V-$ 到 $V+$ 的输入范围内保持高精度。这称为轨到轨输入(RRI)运算放大器，此类运放通常有两个差分对，一个轨一对。ADA4661是RRI运放的经典范例。如图2所示，它在整个电源电压范围内具有出色的精度。

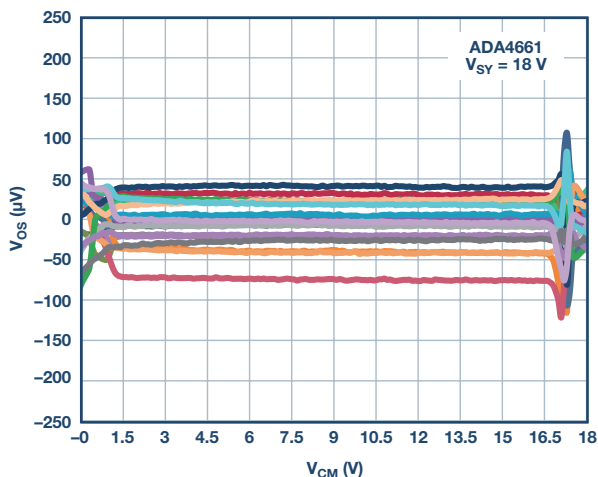


图2. ADA4661: 轨到轨运算放大器，典型输入失调电压与共模电压的关系

当输入由两个差分对组成以实现轨到轨输入时，既有利也有弊。当 V_{CM} 从一个对跃迁至另一个对时，会有一个小交越失真反映在失调电压中。对于ADA4661，您可以看到失真幅度约为 $50\mu V$ ，发生在 $V+$ 轨以下大约 $2V$ 。虽然这在某些系统中可能不严重，但在其他系统中，您可能需要避免此失真。一种解决方案是通过系统设计让输入电压保持在交越电压以下。在图2中，它仍会提供 $16V$ 以上的 IVR 。电源电压较低（例如 $5V$ ）的应用会带来挑战，因为要放弃足够的 IVR （例如 $2V$ ），必然会大幅降低输入信号的电压范围。在这种应用中，我们需要其他类型的输入级。

ADA4500通过单个输入对与一个电荷泵的结合来消除交越，从而消除交越失真。电荷泵提供更高的内部电压，使输入对有足够的电源电压，即使运放滤波器位于供电轨也无妨。利用这种结构，传感器可以将运放输入电压驱动到整个电源电压范围内而不会有交越失真，如图3所示。在这样做的同时，它提供 95 dB 的保证共模抑制性能和 $120\mu V$ 的输入失调电压（ $25^\circ C$ 时），即使输入信号接近电源轨也不影响其出色的精度。

关于运放输入结构和利弊的详细讨论，请参阅小型指南MT-035“[运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题](#)”以及下面列出的其他参考资料。

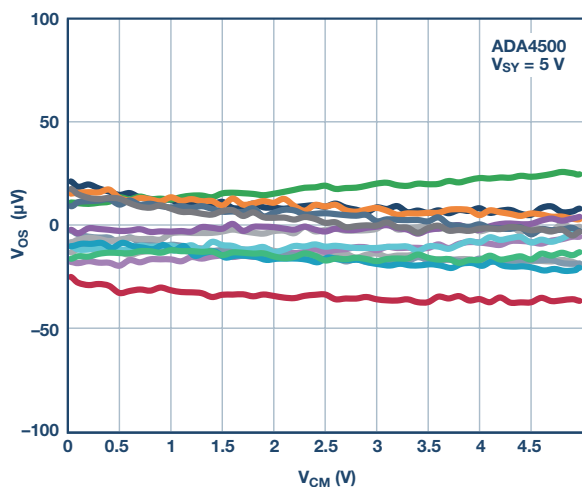


图3. ADA4500轨到轨运算放大器消除整个电源范围内的失真



作者简介

Daniel Burton是ADI公司的应用工程师。他拥有圣何塞州立大学的电气工程学士学位，其职业生涯大多从事检测和精密线性信号路径相关的职位。Dan于2010年加入ADI公司，并专注于精密放大器和基准电压源产品。联系方式：daniel.burton@analog.com。

表1. 从经典轨到轨运选中选择精密运放（所有值的单位均为V）

精密运算放大器	针对 $V+$ 的裕量	针对 $V-$ 的裕量	电源范围	输入结构
ADA4610	2.5	2.5	10至36	经典差分对
ADA4522	1.5	0	4.5至55	单电源
ADA4622	1	-0.2	10至30	单电源
ADA4084	0	0	3至30	轨到轨
ADA4661	0	0	3至18	轨到轨
ADA4505	0	0	1.8至5	零交越失真
ADA4500	0	0	2.7至5.5	零交越失真

参考文献

ADI公司小型指南MT-035：“[运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题](#)”

Ardizzoni, John。“[单电源放大器-听起来很简单…果真如此吗？](#)”模拟对话，第38卷，2008年10月。

Ardizzoni, John。“[放大器裕量是否束缚了您的手脚？](#)”模拟对话，第62卷，2010年10月。

第142期——正交观点

作者: Ian Beavers



问:

我正在将MEMS惯性测量单元(IMU)用于个人交通工具平台的自平衡制导系统。是否会有一款面向消费者,能消除各传感器之间的全部对齐误差,并且所有核心传感器元件都集成在单个芯片上的IMU?

答:

否,对于您的设计来说,这一般不是一个保险的期望。采用鲁棒的分立传感器和最佳封装并经过优化校准的工业级IMU,其对齐精度要比位于单个芯片上的消费级IMU高得多。

消费级和工业级IMU往往以不同方式规定轴对齐特性。消费级IMU的典型做法是将所有对齐误差集总为一个跨轴灵敏度规格。面向工业的IMU,比如最近发布的ADIS16490,则使用两个不同规格以更直接地说明对齐精度:轴到轴对齐误差和轴到封装对齐误差。轴到封装对齐误差描述各轴相对于IMU封装内机械特性的对齐程度。轴到轴对齐误差描述各加速度计和陀螺仪轴的对齐在多大程度上符合理想正交性。正因如此,轴到轴对齐误差也常被称为正交误差。

跨轴灵敏度(CAS)和轴到轴对齐误差(A2A_MAE)有如下数学关系:

$$CAS = \sin(A2A_MAE)$$

$$A2A_MAE = \arcsin(CAS)$$

非正交性发生在传感器轴之间、传感器上或源于传感器与外壳之间的封装不对齐。对于工业级IMU,这些规格会在工厂校准,并在数据手册中详细说明。对于分立器件,跨轴灵敏度规格不包括相对于PCB的装配偏差。

理想情况下,陀螺仪和加速度计中的多个轴是彼此正交的。然而,这里有个常见的误解:既然多轴陀螺仪或加速度计可以设计在一个分立MEMS器件之内,那么各轴应是完美正交的,彼此成90°角。虽然这些器件中的所有惯性传感器都位于单个芯片上,但加工和制造偏差所引入的固有误差仍可能造成正交误差。相应的等效对齐精度与完全校准的工业级IMU相比,实际上并不是非常好。

对消费级器件的简单调查发现,跨轴灵敏度常常在1%到5%范围内。利用以上关系式,可知等效轴到轴对齐误差为0.57°到2.87°。不过也可用毫弧度为单位来定义,相当于0.057°。工业级IMU的精度通常要高得多。我们也可利用此关系将工业级IMU的轴到轴对齐误差0.018°转换为等效跨轴灵敏度0.031%。

$$CAS = \sin(A2A_MAE) = \sin(0.018^\circ) = 0.00031 = 0.031\%$$

工业级IMU ADIS16489的所有惯性传感器不是位于一个芯片上,尽管有这个明显的缺点,但其性能仍要比最佳消费级器件高出大约32倍。

为了解正交误差的影响,假设一个加速度计轴指向正上方,器件恰好处于水平状态。加速度计在此z轴上测量重力的总影响。如果其他两个轴完全正交,那么它们不会测量到任何重力矢量。然而,若有正交误差,其他两个水平轴就会测量到重力矢量的一部分。例如,若器件的跨轴灵敏度为1%,其对重力的等效响应将是10 mg,这相当于0.6°的等效对齐误差。反之,如果第一个轴不与水平框架正交,它便测不到完整的重力矢量。

正交误差是加速度计总误差中特别稳定的成分，因此可通过一次性校准来校正。为了确定一对加速度计轴的正交误差，须让加速度计在所有可能的 90° 方向空间中旋转，并测量各轴对重力的静态响应。这可以利用精密万向节头或在已知正交表面上进行。

将器件安装到PCB之后，要通过校准消除所有工作条件下的正交误差是很困难的。惯性校准要求在器件经历受控运动模式的同时观测各传感器响应。为高效实现此类运动模式，常常需要高度专业化的设备和经验。与已经预校准的工业级IMU不同，安装在PCB上的每个消费级MEMS器件都需要针对其他传感器、环境表现和温度进行校准。

在分立器件安装到微型PCB上坚固耐用的模块中之后，包括三个陀螺仪轴和三个加速度计轴的工业级IMU在制造中利用校准步骤实现高超性能。这种工厂校准不仅能识别和补偿MEMS器件本身的正交误差，还能补偿装配相关的偏斜。因此，与装配偏差、跨轴误差和温度相关的误差降至最小。ADIS16489工厂校准可将平台稳定、导航和机器人应用中的轴对齐误差降至最低。ADIS16489内置一个数字三轴陀螺仪和一个三轴加速度计，陀螺仪轴到轴对齐误差仅有 $\pm 0.018^\circ$ ，加速度计轴到轴误差为 $\pm 0.035^\circ$ 。除了高性能传感器参数以外，ADIS16489还利用聚对二甲苯涂层作为内部电路的防潮层。

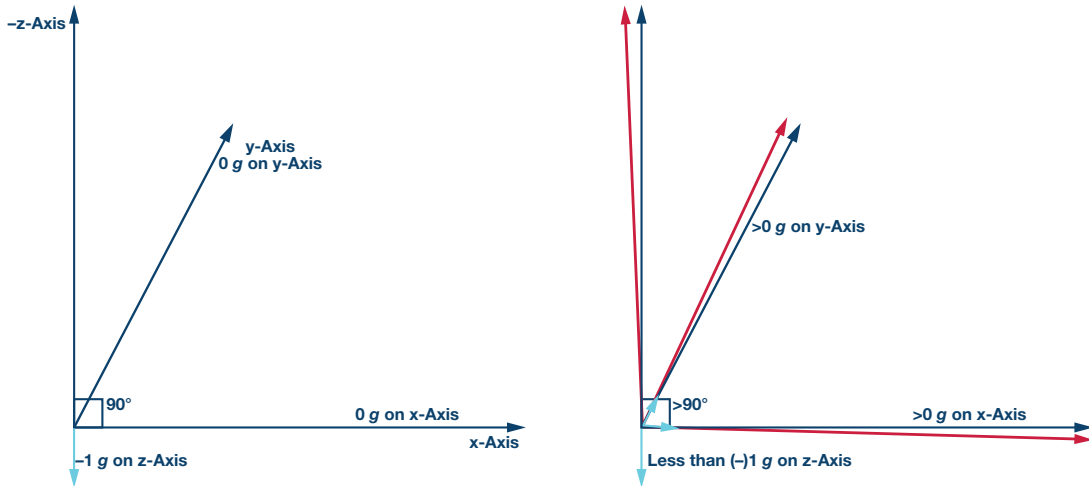


图1. 左边的理想三轴正交情况反映矢量的真实影响。正交误差使得所有轴上都能检测到泄漏的部分旋转或力。



作者简介

Ian Beavers是ADI公司自动化、能源和传感器部（美国北卡罗来纳州格林斯博罗）的产品工程经理。他于1999年加入公司。Ian拥有超过19年的半导体行业工作经验。Ian于美国北卡罗来纳州立大学获得电气工程学士学位并于格林斯博罗分校获得工商管理硕士学位。联系方式：ian.beavers@analog.com。

第143期——低功耗会烧毁器件？ 低电流损耗也可能带来麻烦

作者: Abhinay Patil



问:

我更换了一个更新更好的器件, 具有更低的电流损耗。结果发生故障, 新器件甚至烧毁。请问您如何解释这一现象?

答:

线性稳压器是相当简单的器件, 并没有太多挑战。尽管如此, 偶尔还是会遇到麻烦。

我当现场应用工程师时, 有时客户会请我推荐替代其他供应商的器件。在许多情况下, 器件的替换由客户的生产、采购团队决定, 而原来的电路设计师可能并不知晓这个变更。决策过程相当简单: 替换器件应当具有相同的功能、封装和引脚配置, 以及与被替换器件同等甚至更好的电气规格。只要满足所有这些要求, 就向元器件工程师提供必要的比较数据, 将新元器件添加到材料清单中, 作为第二供应商备选件。做完这些, 应当大功告成。但事实上, 使用旧器件正常工作的产品在替换为备选件后, 在生产线上开始失效。哪里出错了呢?

我曾参与解决这样一个案例, 我们遵循上述流程, 在客户设计中, 将一个隔离式RS-485收发器作为另一供应商器件的第二供应商。两个器件形状、尺寸和功能兼容, 而我们的器件具有更好的电气规格。客户随后向我们下了大量此器件的订单, 似乎没有任何理由出错。然而, 客户报告说, 新的RS-485收发器在生产

测试台上开始失效。由于设计中没有任何别的改变, 所以一定是图中的新器件出错了。

经过进一步调查, 我们发现为收发器总线侧供电的线性稳压器未按预期稳压至5V, 而是上升到更高的电压。我们不得不仔细检查、比较旧收发器和替换件的数据手册, 以及线性稳压器的数据手册, 以确定哪里出错了。

“更好”是一个定性术语, 具体取决于所讨论的参数。例如, 当涉及到速度、CMRR、PSRR时, 越高越好; 当涉及到失调电压、漂移时, 越低越好; 而您不需要太多工程知识就知道功耗总是越低越好。真的是这样吗? 在这个特殊案例中, 并非如此。旧收发器闲置状态下在总线侧消耗15mA (典型值) 电流, 而新器件仅消耗2mA (最大值)。毫无疑问, 新器件在数据上看起来更好。不幸的是, 线性稳压器似乎失常了。

正如本文开头提到的, 线性稳压器相当简单, 并没有太多要求。然而, 它的一个特殊要求是需要最小负载电流才能正常工作。如果这一需求没有被满足, 稳压器将无法正常稳压, 输出电压超出范围。如果稳压器的输入电压远高于期望的输出电压, 情况将变得更差。阅读[优秀文章](#), 了解有关此主题的更多细节。¹

许多现代线性稳压器在设计中特别注意了这个问题, 因而不会产生故障。一些旧器件 (如本案中客户设计所用的器件) 没有考虑此点, 因此在系统设计时需要额外的预防措施。某些情况下, 可调输出LDO的反馈电阻网络负责最小负载电流。不幸的是, 如果决定大幅提高电阻, 同时保持相同比值, 很可能无意中闯祸。还有另外一种情况, 即由LDO供电的器件在正常工作期间满足负载要求, 而在待机状态下则不行。这些都是需要注意的潜在缺陷, 因此请务必仔细阅读LDO数据手册。如果有最小负载电流要求, 通常以某种形式体现出来。下面是几个示例:

Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} ⁽¹⁾⁽³⁾	T _J = 25°C	0.1%	0.3%
		Over Full Operating Temperature Range	0.3%	1%
I _{MIN}	Minimum Load Current ⁽³⁾	-40°C to +125°C	1	mA

图1. 数据手册中的最小负载电流实例

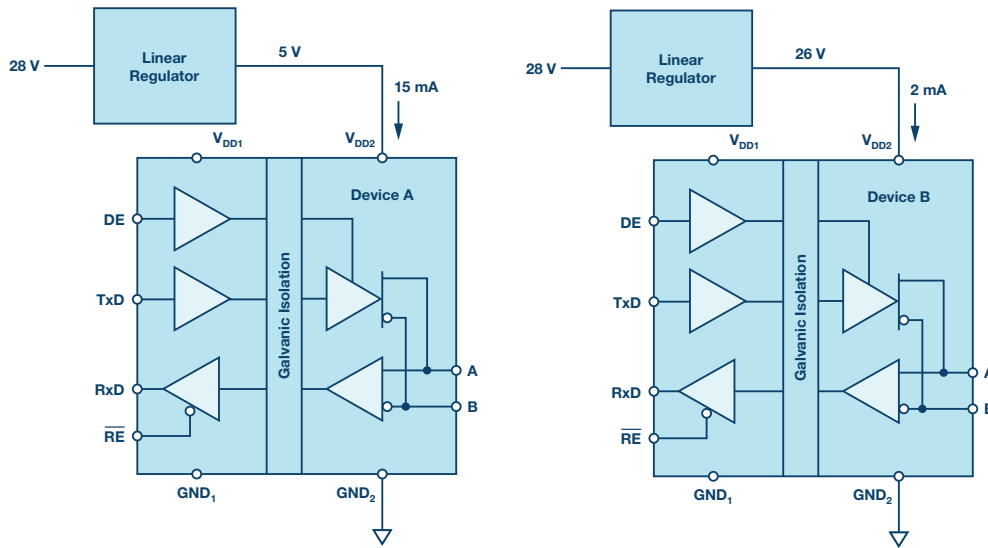


图2. 左边线路图: 采用旧器件的稳压器正常工作 (满足最小负载电流要求)。右边线路图: 采用新器件的稳压器不稳定 (负载电流不足)

回到我们的故事——一旦了解了问题产生的根本原因，那么修复就相当简单。我们要做的就是调节器输出端加一个泄放电阻，以消耗最小负载电流。虽然不理智的客户很容易将问题简单地归咎于我们的器件，但本例中的客户看到了积极的一面，很高兴能从这一案例中学习新技术。

有如童话中的完美结局——虽然有牺牲，但最终每个人都过上了幸福快乐的生活。

参考文献

1. Luca Vassalli “[最小负载电流工作 — 零负载工作](#)” 模拟对话，第48卷，2014年9月。

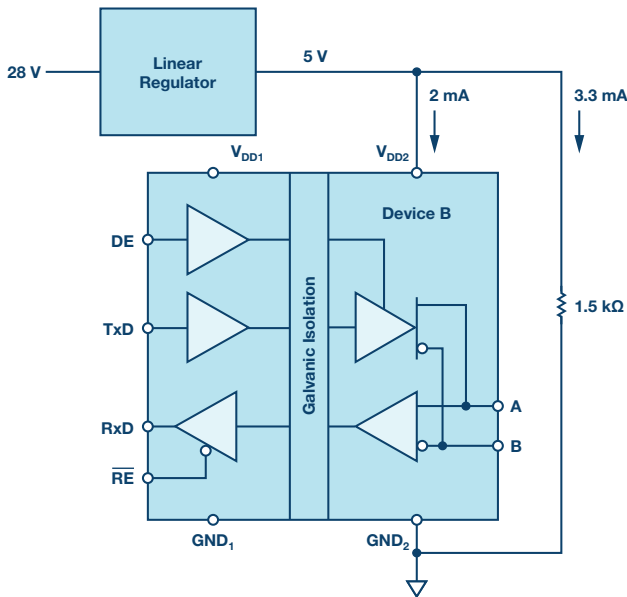


图3. 增加一个泄放电阻满足最小负载电流要求后，问题解决了。



作者简介

Abhinay Patil于2003年加入ADI公司，现在印度班加罗尔任大客户现场应用经理。他拥有电子通信工程学士学位。联系方式：Abhinay.patil@analog.com。

第144期——温度变化及振动条件下使用加速度计测量倾斜

作者: Chris Murphy



问:

我的消费级加速度计理论上可以测量小于 1° 的倾斜。在温度变化及振动条件下是否仍然可以实现这样的测量精度?

答:

答案很可能是否定的。关于明确倾斜精度值的问题总是很难回答,因为在MEMS传感器性能方面需要考虑许多环境因素。通常,消费级加速度计难以在动态环境中检测小于 1° 的倾斜。为了表明这一点,我们将通用消费级加速度计与新一代低噪声、低漂移和低功耗MEMS加速度计进行比较。这一比较着眼于倾斜应用中存在的许多误差源,以及可以补偿或消除哪些误差。

可以观察到 0 g 偏置精度、焊接引起的 0 g 偏置漂移、PCB外壳对准引起的 0 g 偏置漂移、 0 g 偏置温度系数、灵敏准确度和温度系数、非线性度以及横轴灵敏度等误差,并且可以通过装配后校准流程减少这些误差。滞后、使用寿命期间的 0 g 偏置漂移、使用寿命期间的灵敏度漂移、潮湿引起的 0 g 漂移以及温度随时间变化引起的PCB弯曲和扭转等等,这些误差项无法通过校准或其他方法解决,需要通过

一定程度的原位维修才能减少。在这一比较中,假设横轴灵敏度、非线性度和灵敏度得到补偿,因为相比温度系数失调漂移和振动校正,尽量减少这些误差所需的工作量要少得多。

表1列出了消费级ADXL345加速度计理想性能规格及相应倾斜误差的估算值。试图达到最佳倾斜精度时,必须采用某种形式的温度稳定或补偿。在下面的例子中,假设恒温为 25°C 。无法完全补偿的最主要误差促成因素是温漂失调、偏置漂移和噪声。可以降低带宽来降低噪声,因为倾斜应用通常需要低于 1 kHz 的带宽。

表1. ADXL345误差源估算值

传感器参数	典型性能	条件/注释	典型 g 值	应用误差(倾斜度)
噪声	X/Y轴 $290\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	6.25 Hz时的 带宽	0.9 mg	0.05°
偏置漂移	Allan偏差	短期 (例如: 10天)	1 mg	0.057°
初始失调	35 mg	无补偿	35 mg	2°
		有补偿	0 mg	0°
误差	无补偿	6.25 Hz带宽	36.9 mg	2.1°
误差	有补偿	6.25 Hz带宽	1.9 mg	0.1°

表2列出了适用于ADXL355的同一标准。短期偏置值根据ADXL355数据手册中的Allan方差图估算。 25°C 时,通用ADXL345的补偿倾斜精度为 0.1° ,工业级ADXL355的补偿倾斜精度为 0.005° 。通过比较ADXL345和ADXL355可以看出,主要的误差促成因素引起的误差已显著降低,比如噪声引起的误差从 0.05° 降低到 0.0045° ,偏置漂移引起的误差从 0.057° 降低到 0.00057° 。这表明MEMS电容式加速度计在噪声、温度系数、失调以及偏置漂移等性能方面的巨大飞跃,在动态条件下能够提供更高水平的倾斜精度。

表2. ADXL355误差源估算值

传感器参数	典型性能	条件/注释	典型g值	应用误差(倾斜度)
噪声	25 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	6.25 Hz时的带宽	78 μg	0.0045°
偏置漂移	Allan偏差	X/Y轴短期(例如: 10天)	<10 μg	0.00057°
初始失调	25 mg	无补偿	25 mg	1.43°
		有补偿	0 mg	0°
总误差	无补偿	6.25 Hz带宽	25 mg	1.43°
总误差	有补偿	6.25 Hz带宽	88 mg	0.005°

选择更高等级的加速度计对于实现所需性能至关重要,特别是应用需要小于1°的倾斜精度时。应用精度取决于应用条件(温度大幅波动,振动)和传感器选择(消费级与工业级或战术级)。在这种情况下,ADXL345将需要大量的补偿和校准工作才能实现小于1°的倾斜精度,增加整个系统的工作量和成本。根据最终环境和温度范围内的振动大小,根本不可能实现上述精度。25°C至85°C范围内的温度系数失调漂移为1.375°,已经超过倾斜精度小于1°的要求。

$$0.4 \frac{\text{mg}}{\text{C}} \times \frac{1^\circ}{17.45 \text{ mg}} \times (85^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = 1.375^\circ$$

25°C到85°C范围内ADXL355的温度系数失调漂移为:

$$0.15 \frac{\text{mg}}{\text{C}} \times \frac{1^\circ}{17.45 \text{ mg}} \times (85^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = 0.5^\circ$$

如表3所示,振动校正误差(VRE)是加速度计暴露于宽带振动时引入的失调误差。当加速度计暴露于振动环境时,相比温漂和噪声导致的0 g失调,VRE在倾斜测量中会导致明显误差。这是不再使用数据手册的主要原因之一,因为很容易掩盖其他主要规格。



作者简介

Chris Murphy是欧洲中央应用中心的应用工程师,工作地点在爱尔兰都柏林。他于2012年加入ADI公司,为电机控制和工业自动化产品提供设计支持。他拥有电气工程研究硕士学位和计算机工程学士学位。联系方式: christopher.murphy@analog.com。

表3. 以倾斜度表示的误差

	最大倾斜误差0 g失调与温度之比(°/°C)	噪声密度(°/√Hz)	振动校正(°/g²rms)
ADXL354	0.0085	0.0011	0.023¹
ADXL355	0.0085	0.0014	0.023¹

¹ 2.5 g rms振动导致的1 g方位失调的范围为±2 g。

在具有较高振幅的环境中,必须使用较高g范围的加速度计才能最大限度减少削波导致的失调。表4列出了ADXL35x系列加速度计及其相应的g范围和带宽。

表4. ADXL354/ADXL355/ADXL356/ADXL357的测量范围

产品	测量范围(g)	带宽(kHz)
ADXL354B	±2, ±4	1
ADXL354C	±2, ±8	1
ADXL355B	±2, ±4, ±8	1.5
ADXL356B	±10, ±20	1.5
ADXL356C	±10, ±40	1.5
ADXL357B	±10.24, ±20.48, ±40.96	1

选择适用于倾斜应用的ADXL35x系列加速度计将确保高稳定性和可重复性,可以耐受温度波动和宽带振动,并且相比较低成本的加速度计,所需的补偿和校准更少。该系列产品采用密封封装,可以确保最终产品出厂后重复性与稳定性始终符合规格参数。ADI公司的新一代加速度计可在所有环境下提供可重复的倾斜测量,它们在恶劣环境中无需进行大量校准即可实现最小倾斜误差。

第145期——低功耗、低成本的差分输入转单端输出放大器

作者: Chau Tran和Jordyn Rombola

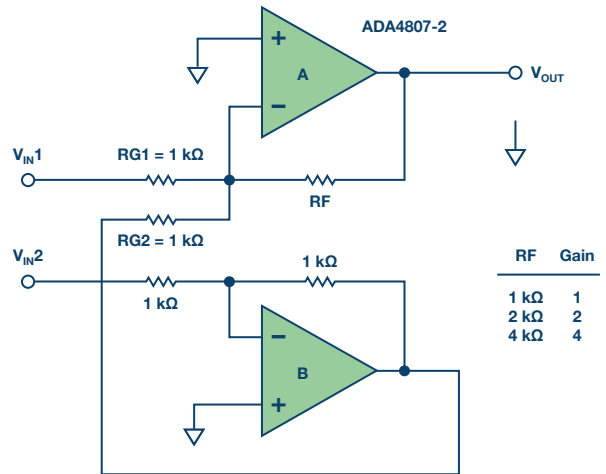


图1. 差分输入单端输出放大器。

问:

如何实现低功耗、低成本的差分输入转单端输出放大器电路?

答:

简介

许多应用都需要使用低功耗、高性能的差分放大器, 将小差分信号转换成可读的接地参考输出信号。两个输入端通常共用一个大共模电压。差分放大器会抑制共模电压, 剩余电压经放大后, 在放大器输出端表现为单端电压。共模电压可以是交流或直流电压, 此电压通常会大于差分输入电压。抑制效果随着共模电压频率增加而降低。相同封装内的放大器拥有更好的匹配性能、相同的寄生电容, 并且不需要外部接线。因此, 相比分立式放大器, 高性能、高带宽的双通道放大器拥有更出色的频率表现。

一个简单的解决方案就是使用阻性增益网络的双通道精密放大器, 如图1所示。此电路显示了一种将差分输入转换为带可调增益的单端输出的简单方式。系统增益可通过公式1确定:

$$V_{OUT} = -\text{增益} \times (V_{IN1} - V_{IN2}) \quad (1)$$

其中, 增益 = $RF/1 \text{ k}\Omega$, 且 $(V_{IN1} - V_{IN2})$ 是差分输入电压。

通常, 这种方法可以在出现EMI或RFI时提供更加稳定的读取功能, 因此, 建议在存在噪声问题的情况下使用。在测量热电偶、应变片和电桥式压力传感器输入时尤其如此, 因为它们可以在嘈杂的环境中提供极小的信号。

此电路不仅能测量传感器正负端的电压差, 还能提供带部分系统增益的共模抑制功能, 实现比单端输入更优越的性能改进。此外, 此传感器地还可不同于模拟地。接地输出电压参考在许多应用中都非常重要。系统精度取决于网络电阻的容差。

电路可以将差分输入转换为带可调增益的单端输出。系统增益可以通过 RF 和 $RG1$ 的比值来设定, 假设 $RG2 = RG1$ 且放大器B的增益为-1。

例如, 180 MHz双通道放大器ADA4807-2可以构建为一个针对此应用的反相放大器, 并且此电路的噪声较低。此电路拥有较低的静态电流 (1000 μA /放大器), 适合低功耗、高分辨率的数据转换系统。

输入共模电压将会高于电源电压。采用轨到轨输出, 这在共模信号或大输出电压应用中非常有用。例如, 数据采集板拥有可接受0 V至5 V单端输入的ADC。但是, 信号源恰巧是传感器电桥产生的差分电压, 电桥一个端子为正, 而另一个端子为负, 以响应存在共模噪声情况下的压力。

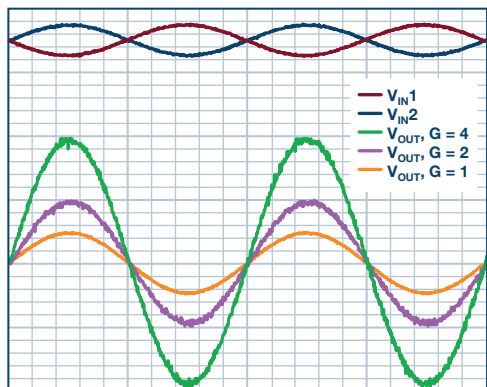


图2. 差分转单端放大器的性能。

图2显示的是施加差分输入电压和电路增益变动的情况。RF值可设置系统增益。可以看到，这张图显示的是系统增益1、2和4，且1 kHz时的差分输入电压为1 V p-p。

此电路对于测量两个大电压之间的小差异非常有用。例如，可以考虑一个解决方案，利用1%的简单精度来监控由3 V电池供电系统中的3 V/GND供电的典型Wheatstone电桥电路。使用1%电阻或更优电阻可实现所需的精度水平，并且此电路将会抑制任何共模并按照设置的电路增益放大衰减电桥信号。如果驱动ADC，则需要应用一些电平转换功能，获得0 V至5 V范围的输出信号。

该电路同时具有出色的失真和低静态电流的特点。双通道运算放大器解决方案可降低系统成本，而差分放大器的使用则可提高性能。



作者简介

Chau Tran于1984年加入ADI公司，目前在位于美国马萨诸塞州威明顿市的集成放大器产品 (IAP) 部门工作。他于1990年毕业于塔夫斯大学，获得电气工程硕士学位。Chau拥有10多项专利，并撰写了十几篇技术文章。联系方式：chau.tran@analog.com。



作者简介

Jordyn Rombola是ADI公司线性和精密技术部 (LPT) 的产品工程师。她获得伍斯特理工学院 (WPI) 电气和计算机工程学士学位后，于2014年1月加入ADI公司。联系方式：jordyn.rombola@analog.com。

第146期——为什么我的处理器漏电？ 这听起来像一个开放式问题

作者：Abhinay Patil



问：

为什么我的处理器功耗大于数据手册给出的值？

答：

在我的上一篇文章中，我谈到了一个功耗过小的器件——是的，的确有这种情况——带来麻烦的事情。但这种情况很罕见。我处理的更常见情况是客户抱怨器件功耗大于数据手册所宣称的值。

记得有一次，客户拿着处理器板走进我的办公室，说它的功耗太大，耗尽了电池电量。由于我们曾骄傲地宣称该处理器属于超低功耗器件，因此举证责任在我们这边。我准备按照惯例，一个一个地切断电路板上不同器件的电源，直至找到真正肇事者，这时我想起不久之前的一个类似案例，那个案例的“元凶”是一个独自挂在供电轨和地之间的LED，没有限流电阻与之伍。LED最终失效是因为过流，还是纯粹因为它觉得无聊了，我不能完全肯定，不过这是题外话，我们暂且不谈。从经验出发，我做的

第一件事是检查电路板上有无闪闪发光的LED。但遗憾的是，这次没有类似的、昭示问题的希望曙光。另外，我发现处理器是板上的唯一器件，没有其他器件可以让我归咎责任。客户接下来抛出的一条信息让我的心情更加低落：通过实验室测试，他发现功耗和电池寿命处于预期水平，但把系统部署到现场之后，电池电量快速耗尽。此类问题是最难解决的问题，因为这些问题非常难以再现“第一案发现场”。这就给数字世界的问题增加了模拟性的无法预测性和挑战，而数字世界通常只是可预测的、简单的1和0的世界。

在最简单意义上，处理器功耗主要有两方面：内核和I/O。当涉及到抑制内核功耗时，我会检查诸如以下的事情：PLL配置/时钟速度、内核供电轨、内核的运算量。有多种办法可以使内核功耗降低，例如：降低内核时钟速度，或执行某些指令迫使内核停止运行或进入睡眠/休眠状态。如果怀疑I/O吞噬了所有功耗，我会关注I/O电源、I/O开关频率及其驱动负载。

我能探究的只有这两个方面。结果是，问题同内核方面没有任何关系，因此必然与I/O有关。这时，客户表示他使用该处理器纯粹是为了计算，I/O活动极少。事实上，器件上的大部分可用I/O接口都没有得到使用。

“等等！有些I/O您没有使用。您的意思是这些I/O引脚未使用。您是如何连接它们的？”

“理所当然，我没有把它们连接到任何地方！”

“原来如此！”

这是一个令人狂喜的时刻，我终于找到了问题所在。虽然没有沿路尖叫，但我着实花了一会工夫才捺捺住兴奋之情，然后坐下来向他解释。

典型CMOS数字输入类似下图：

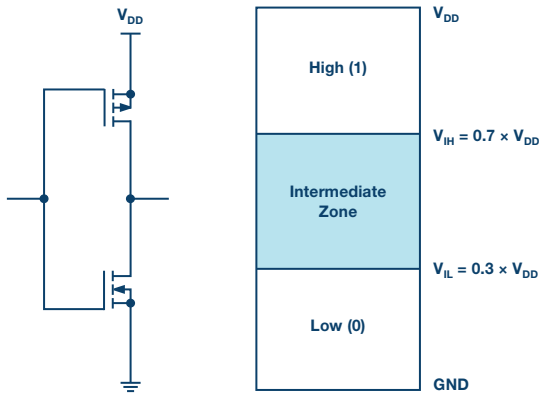


图1. 典型CMOS输入电路（左）和CMOS电平逻辑（右）

当以推荐的高(1)或低(0)电平驱动该输入时，PMOS和NMOS FET一次导通一个，绝不会同时导通。输入驱动电压有一个不确定区，称为“阈值区域”，其中PMOS和NMOS可能同时部分导通，从而在供电轨和地之间产生一个泄漏路径。当输入浮空并遇到杂散噪声时，可能会发生这种情况。这既解释了客户电路板上功耗很高的事实，又解释了高功耗为什么是随机发生的。

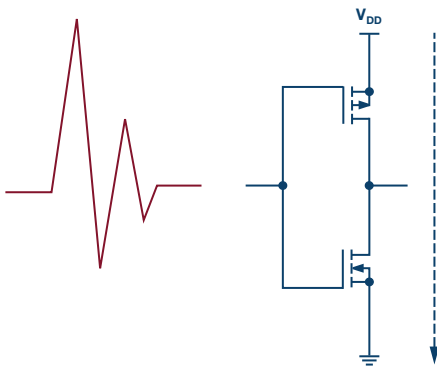


图2. PMOS和NMOS均部分导通，在电源和地之间产生一个泄漏路径

某些情况下，这可能引起闩锁之类的状况，即器件持续汲取过大电流，最终烧毁。可以说，这个问题较容易发现和解决，因为眼前的器件正在冒烟，证据确凿。我的客户报告的问题则更难对付，因为当您在实验室的凉爽环境下进行测试时，它没什么问题，但送到现场时，就会引起很大麻烦。

现在我们知道了问题的根源，显而易见的解决办法是将所有未使用输入驱动到有效逻辑电平（高或低）。然而，有一些细微事项需要注意。我们再看几个CMOS输入处理不当引起麻烦的情形。我们需要扩大范围，不仅考虑彻底断开/浮空的输入，而且要考虑似乎连接到适当逻辑电平的输入。

如果只是通过电阻将引脚连接到供电轨或地，应注意所用上拉或下拉电阻的大小。它与引脚的拉/灌电流一起，可能使引脚的实际电压偏移到非期望电平。换言之，您需要确保上拉或下拉电阻足够强。

如果选择以有源方式驱动引脚，务必确保驱动强度对所用的CMOS负载足够好。若非如此，电路周围的噪声可能强到足以超过驱动信号，迫使引脚进入非预期的状态。

我们来研究几种情形：

1. 在实验室正常工作的处理器，在现场可能莫名重启，因为噪声耦合到没有足够强上拉电阻的RESET（复位）线中。

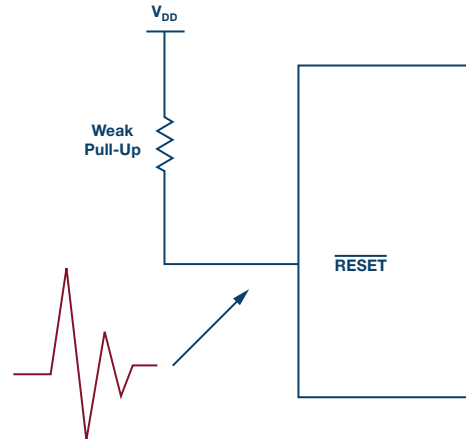


图3. 噪声耦合到带弱上拉电阻的RESET引脚中，可能引起处理器重启

2. 想象CMOS输入属于一个栅极驱动器的情况，该栅极驱动器控制一个高功率MOSFET/IGBT，后者在应当断开的时候意外导通！简直糟糕透了。

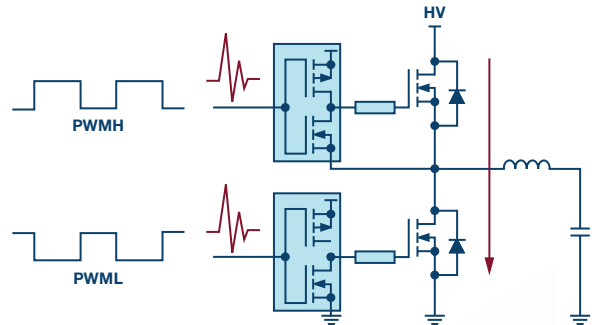


图4. 噪声过驱一个弱驱动的CMOS输入栅极驱动器，引起高压总线短路

ADSP-SC582/SC583/SC584/SC587/SC589/ADSP-21583/21584/21587

表27. ADSP-SC58x/ADSP-2158x设计人员快速参考

信号名称	类型	驱动器类型	内部端接	复位端接	复位驱动	电源域	描述和注释
JTG_TCK	输入		上拉	无	无	VDD_EXT	描述: JTAG时钟 注释: 无注释
JTG_TRST	输入		下拉	无	无	VDD_EXT	描述: JTAG串行数据输入 注释: 无注释
MLB0_CLKN	输入	NA	内部逻辑确保输入信号不浮空	无	无	VDD_EXT	描述: MLB0差分时钟(-) 注释: 无注释

图6. ADSP-SC58x/ADSP-2158x数据手册快速参考

另一种相关但不那么明显的问题情形是当驱动信号的上升/下降非常慢时。这种情况下，输入可能会在中间电平停留一定的时间，进而引起各种问题。

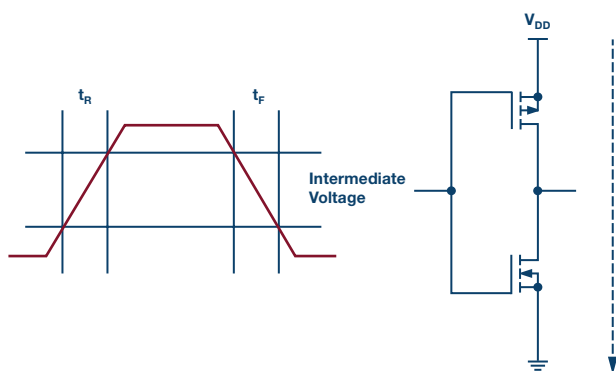


图5. CMOS输入的上升/下降很慢，导致过渡期间暂时短路

我们已经在一般意义上讨论了CMOS输入可能发生的一些问题，值得注意的是，就设计而言，有些器件比其他器件更擅长处理这些问题。例如，采用施密特触发器输入的器件能够更好地处理具有高噪声或慢边沿的信号。

我们的一些最新处理器也注意到这种问题，并在设计中采取了特殊预防措施，或发布了明确的指南，以确保运行顺利。例如，ADSP-SC58x/ADSP-2158x数据手册清楚说明了有些管脚具有内部端接电阻或其他逻辑电路以确保这些管脚不会浮空。

最后，正如大家常说的，正确完成所有收尾工作很重要，尤其是CMOS数字输入。

参考文献：

ADSP-SC58X/ADSP-2158X: [带ARM Cortex-A5的SHARC+双核DSP数据手册](#)。ADI公司，2017年。

Patil, Abhinay. “[低功耗会烧毁器件？低电流损耗也可能带来麻烦。](#)” 《模拟对话》，第51卷，2017年。



作者简介

Abhinay Patil于2003年加入ADI公司，现在印度班加罗尔任现场应用工程师。他拥有电子通信工程学士学位。联系方式：abhinay.patil@analog.com。

第147期——副边同步整流

作者: Frederik Dostal



问:

如何提高隔离式电源的效率?

答:

在大多数降压调节器的典型应用中, 使用有源开关而非肖特基二极管是标准做法。这样能大大提高转换效率, 尤其是产生低输出电压时。在需要电流隔离的应用中, 也可使用同步整流来提高转换效率。图1所示为副边同步整流的正激转换器。

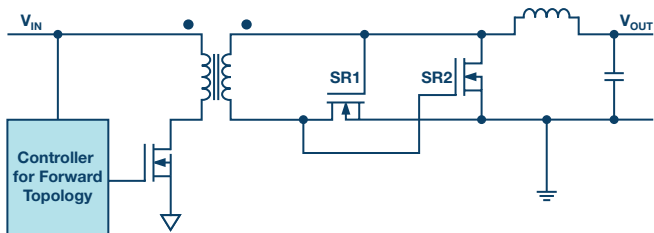


图1. 正激转换器的自驱动同步整流。

驱动开关进行同步整流可以通过不同方式实现。一种简单方法涉及到跨越变压器副边绕组来驱动。如图1所示。本例中, 输入电压范围可能不是非常宽。使用最小输入电压时, SR1和SR2的栅极需要有足够的电压, 以便开关能够可靠地导通。为确保MOSFET SR1和MOSFET SR2的栅极电压不超过其最大额定电压, 最大输入电压不能过高。

在所有带同步整流的电源中, 电路中可能会产生负电流。例如, 若电路输出端电容在电路通电之前便已预充电, 则电流可能会从输出侧流向输入侧。负电流可能会提高MOSFET SR1和MOSFET SR2的电压, 致使其受损。务必小心保护开关, 避免受此类事件影响。

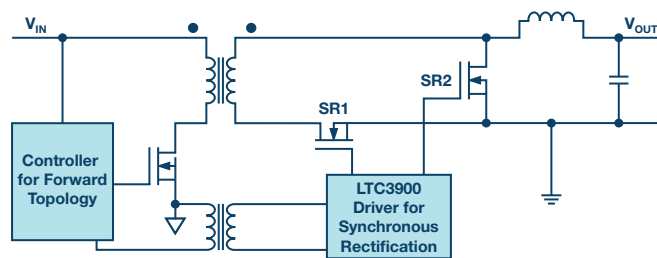


图2. 带专用驱动器IC的正激转换器的同步整流。

图2显示一种利用LTC3900实现同步整流的方法。此控制器驱动正激拓扑中的同步整流开关SR1和SR2。

这种设想很有效。但是, LTC3900需要防止负电流流过外部开关。首先, 器件需要快速检测负电流; 然后, SR1和SR2开关需要迅速断开。为防止在启动期间或可能的突发模式中发生电路受损, 这样的做法很有必要。

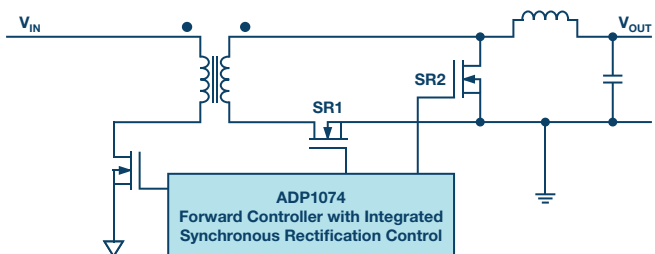


图3显示了一种采用新型ADP1074的非常优雅电路设计。输出电压信息通过反馈引脚检测。为防范某些情况下（例如输出电压已预充电时）负电流流过SR1和SR2开关的风险，同步整流未激活。两个开关的体二极管执行整流。这样便可防止开关受损。利用ADP1074内置的iCoupler®技术，可实现无负电流流动的安全操作。

图3. 通过与ADP1074完全集成实现正激拓扑的同步整流。



作者简介

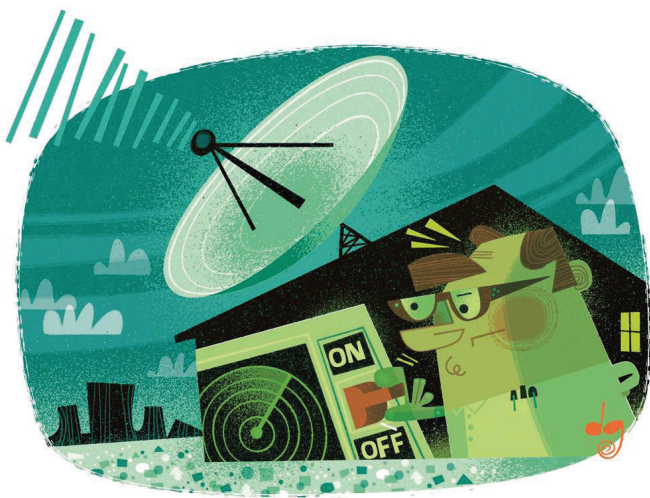
Frederik Dostal就读于德国爱尔兰根大学微电子学专业。他于2001年加入电源管理业务部门，曾担任各种应用工程师职位，并在亚利桑那州凤凰城工作了4年，负责开关模式电源。他于2009年加入ADI公司，担任欧洲分公司的电源管理技术专家。联系方式：frederik.dostal@analog.com。

第148期——独特的栅极驱动应用支持高功率放大器快速开启/关闭

作者: Peter Delos和Jarrett Liner

问:

能否在200 ns内开启或关闭RF源?



答:

在脉冲雷达应用中, 从发射到接收操作的过渡期间需要快速开启/关闭高功率放大器 (HPA)。典型的转换时间目标可能小于 $1\ \mu\text{s}$ 。传统上, 这是通过漏极控制来实现的。漏极控制需要在 $28\ \text{V}$ 至 $50\ \text{V}$ 的电压下切换大电流。已知开关功率技术可以胜任这一任务, 但会涉及额外的物理尺寸和电路问题。在现代相控阵天线开发中, 虽然要求尽可能低的SWaP (尺寸重量和功耗), 但希望消除与HPA漏极开关相关的复杂问题。

本文提出了一种独特但简单的栅极脉冲驱动电路, 为快速开关HPA提供了另一种方法, 同时消除了与漏极开关有关的电路。实测切换时间小于 $200\ \text{ns}$, 相对于 $1\ \mu\text{s}$ 的目标还有一些裕量。其他特性包括: 解决器件间差异的偏置编程能力, 保护HPA免受栅极电压增加影响的栅极箝位, 以及用于优化脉冲上升时间的过冲补偿。

典型漏极脉冲配置

通过漏极控制开关HPA的典型配置如图1所示。一个串联FET开启输入HPA的高电压。控制电路需要将逻辑电平脉冲转换为更高电压以使串联FET导通。

此配置的难点包括:

- ▶ 大电流的切换要求从大容量电容到HPA漏极引脚的路径是一条低电感路径。
- ▶ 关闭时, 漏极电容保有电荷, 需要额外的放电路径。这是通过额外的FET Q2来实现的, 对控制电路的约束随之增加: Q1和Q2绝不能同时使能。
- ▶ 很多情况下, 串联FET是N沟道器件。这要求控制电路产生一个高于HPA漏极电压的电压才能开启。

控制电路的设计方法已是众所周知且行之有效。然而, 相控阵系统不断期望集成封装并降低SWaP, 因此希望消除上述难点。实际上, 人们的愿望是完全消除漏极控制电路。

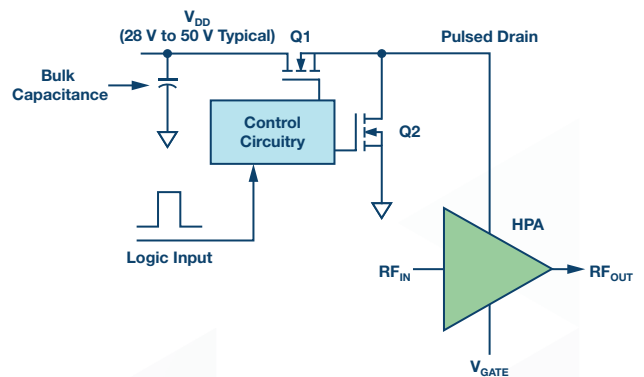


图1. 传统HPA脉冲漏极配置。

推荐栅极脉冲电路

栅极驱动电路的目标是将逻辑电平信号转换成合适的GaN HPA栅极控制信号。需要一个负电压来设置适当的偏置电流，以及一个更大的负电压来关闭器件。因此，电路应接受正逻辑电平输入并转换为两个负电压之间的脉冲。电路还需要克服栅极电容影响，提供急速上升时间，过冲应极小或没有。

对栅极偏置设置的担忧是，偏置电压的小幅增加可能导致HPA电流的显著增加。这就增加了一个目标，即栅极控制电路应非常稳定，并有一个箝位器来防止受损。另一个问题是，设置所需漏极电流时，不同器件的最佳偏置电压有差异。这种差异使得人们更希望有系统内可编程栅极偏置特性。

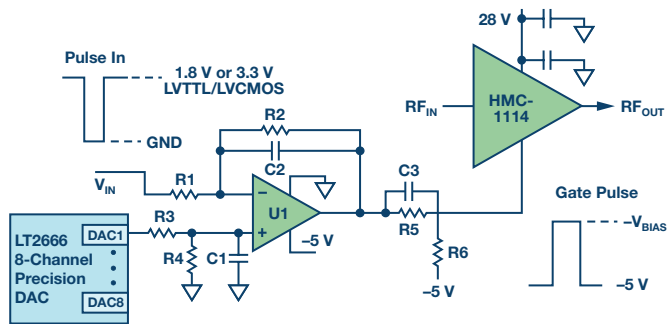


图2. 推荐HPA栅极驱动电路。

图2所示电路达成了所述的全部目标。运算放大器U1使用反相单负电源配置。利用一个精密DAC设置运算放大器基准电压，以实现V+引脚上的增益。当逻辑输入为高电平时，运算放大器箝位到负供电轨。当输入为低电平时，运算放大器输出接近一个小的负值，该值由电阻值和DAC设置决定。反相配置是故意选择的，目的是当逻辑输入为低电平或接地时开启HPA，因为逻辑低电平的电压差异小于逻辑高电平。采用轨到轨运算放大器，它具有较大压摆率和足够的输出电流驱动能力，适合该应用。

元件值选择如下：

- ▶ R1和R2设置运放增益。
- ▶ DAC设置连同R3和R4决定运算放大器V+引脚的基准电压。C1和R3针对低通滤波器噪声而选择。
- ▶ R5和R6用于实现重要的箝位功能。这是因为运放的V_{cc}引脚以地为基准，所以这是运放输出的最大值。R5和R6为-5V电源提供一个电阻分压器。
- ▶ R5的不利影响是由于栅极电容，它会减慢脉冲响应。这要通过增加C3来补偿，以实现陡峭的脉冲。
- ▶ C2的值较小，用以限制运放输出脉冲上升沿的过冲。

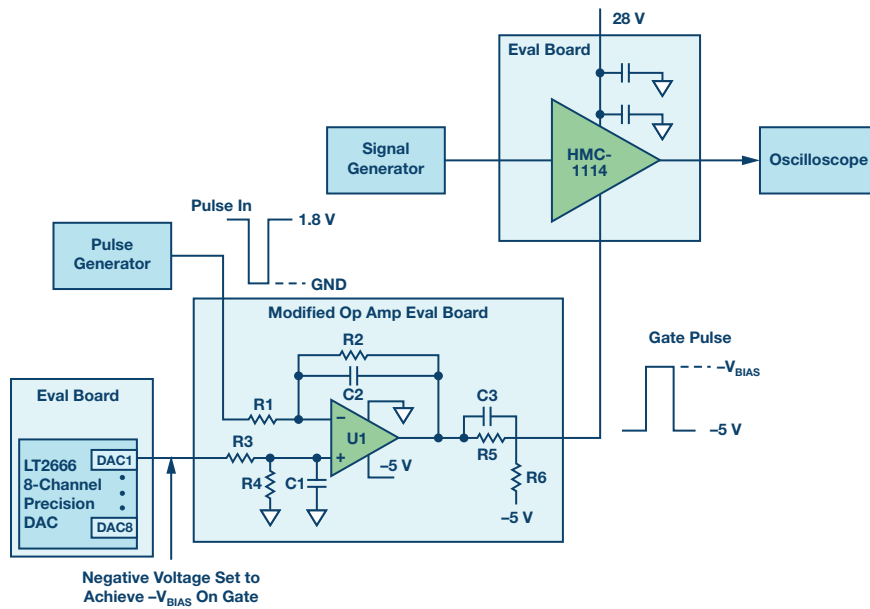


图3. 测试设置。

实测数据

用于验证电路的测试设置如图3所示。对精密DAC、运算放大器和HPA使用评估板。一个脉冲发生器用于模拟1.8 V逻辑信号。信号发生器连续工作，利用一个输入带宽高于RF频率的RF采样示波器测量HPA对RF信号的开启/关闭。

测试所用的元器件值参见表1。

表1. 所用元器件值

元器件	值或产品型号
U1	LT1803
R1	1
R2	2.7
R3	1
R4	5
R5	2.2
R6	3
C1	0.47 μ F
C2	10 pF
C3	180 pF
DAC	LTC2666
HPA	HMC1114

实测开启时间如图4所示。时间标度为每格500 ns，RF信号的上升时间小于200 ns。对于测量从栅极脉冲开始到RF脉冲上升沿结束的时间的系统，可以看到开启时间约为300 ns，这说明系统分配1 μ s用于发射到接收转换会有相当可观的裕量。



图4. 实测HPA开启时间。

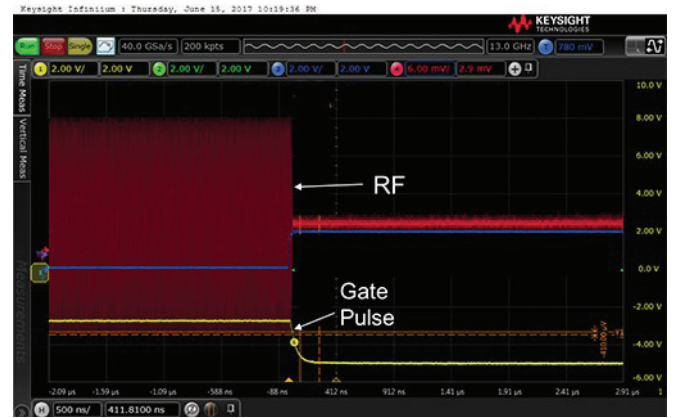


图5. 实测HPA关闭时间。

实测关闭时间如图5所示。时间标度同样是每格500 ns，下降时间明显快于上升时间，同样远小于200 ns，说明系统分配1 μ s用于发射到接收转换会有相当可观的裕量。

布局考虑

对一个代表性布局做了尺寸研究，如图6所示。栅极脉冲电路的运算放大器部分放置在通向HPA输入的RF路径附近。精密DAC未显示出来，假定其放置在控制部分中，为多个发射通道提供输入。布局研究表明，可将该电路添加到实际的低成本PWB实现方案中，发射RF电路所需的额外空间极小。

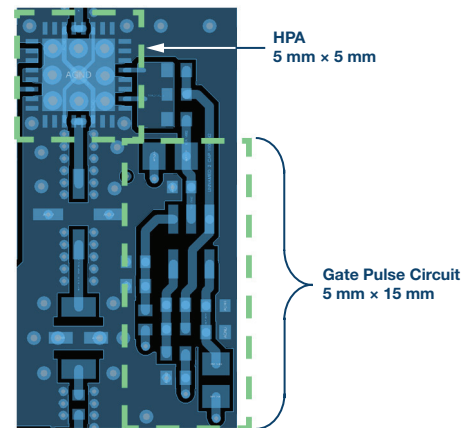


图6. 物理尺寸分配。

结语

本文提出了一种独特的栅极脉冲电路，并进行了HPA快速开/关评估。

其特性包括：

- ▶ 转换时间小于200 ns。
- ▶ 兼容任何逻辑输入。
- ▶ 通过可编程偏置消除器件间差异。

- ▶ 提供箝位保护以设置最大栅极电压。
- ▶ 上升时间/过冲补偿。
- ▶ 尺寸支持高密度相控阵应用。

先进电子系统集成度不断提高，要求缩小物理尺寸，因此可以想象，这种电路及其方法的其他变化，将开始在需要快速HPA转换时间的相控阵应用中激增。



作者简介

Peter Delos是ADI公司航空航天和防务部的技术主管。他于1990年获得美国弗吉尼亚理工大学电气工程学士学位 (BSEE)，并于2004年获得美国新泽西理工学院电气工程硕士学位 (MSEE)。1990年至1997年，他为美国海军核电站计划工作。工作内容包括：完成海军核电站学校官员计划，担任海军潜艇基地教师，领导康涅狄格州格罗顿的海狼级潜艇的现场电气工程师。

1997年，他接受了洛克希德马丁公司在新泽西州穆尔斯顿的一个职位，开始了一段硕果累累的职业历程，为多个雷达和电子战计划开发接收机/激励器和频率合成器。这段经验包括架构定义、详细设计、快速原型开发、制造、现场安装和协调多个工程专业。他的工作引领了相控阵接收器/激励器从集中式架构到阵列上数字波束合成系统的转变。

2016年，他加入ADI公司，在美国北卡罗来纳州格林斯博罗工作。他拥有近20年的RF系统设计经验，涉及架构、PWB和IC等层面。联系方式：peter.delos@analog.com。



作者简介

Jarrett Liner是ADI公司航空航天和防务部（位于美国北卡罗来纳州格林斯博罗）的RF系统应用工程师，他在RF系统和元件设计方面经验丰富。

此前，他是军用和航空航天领域SiC衬底GaN放大器应用工程师。其先前的经历还包括从事13年的RF IC WLAN功率放大器和前端模块的设计与测试工作。他曾作为电子技师在美国海军服役6年。Jarrett于2004年获得美国北卡罗来纳州农业技术州立大学（位于北卡罗来纳州格林斯博罗）电气工程学士学位。

当Jarrett不在实验室仿真电路或测量数据时，他可能在山地上骑自行车、在健身房教授自行车课程、跑步或者在庭院与他的四个孩子追逐嬉戏。联系方式：jarrett.liner@analog.com。

第149期—— 利用中间电压提高功率转换效率

作者：Frederik Dostal

问：

如何提高高电压输入、低电压输出的电源转换器的效率？



答：

对于需要从高输入电压转换到极低输出电压的应用，有不同的解决方案。一个有趣的例子是从48V转换到3.3V。这样的规格不仅在信息技术市场的服务器应用中很常见，在电信应用中同样常见。

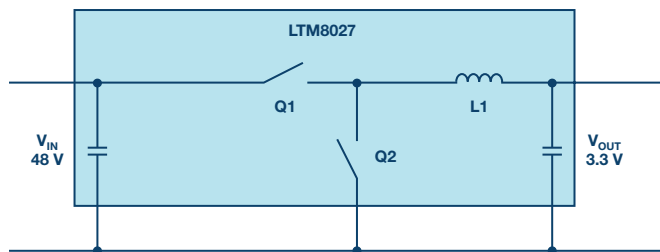


图1. 通过单一转换步骤将电压从48V降至3.3V。

如果将一个降压转换器（降压器）用于此单一转换步骤，如图1所示，会出现小占空比的问题。占空比反映导通时间（当主开关导通时）和断开时间（当主开关断开时）之间的关系。降压转换器的占空比由以下公式定义：

$$Duty\ Cycle = \frac{Output\ Voltage}{Input\ Voltage}$$

当输入电压为48V而输出电压为3.3V时，占空比约为7%。

这意味着在1 MHz（每个开关周期为1000 ns）的开关频率下，Q1开关的导通时间仅有70 ns。然后，Q1开关断开930 ns，Q2导通。对于这样的电路，必须选择允许最小导通时间为70 ns或更短的开关稳压器。如果选择这样一种器件，又会有另一个挑战。通常，当以非常小的占空比运行时，降压调节器的高功率转换效率会降低。这是因为可用来在电感中存储能量的时间非常短。电感器需要在较长的关断时间内供电。这通常会导致电路中的峰值电流非常高。为了降低这些电流，L1的电感需要相对较大。这是由于在导通时间内，一个大电压差会施加于图1中的L1两端。

在这个例子中，导通时间内电感两端的电压约为44.7 V，开关节点一侧的电压为48 V，输出端电压为3.3 V。电感电流通过以下公式计算：

$$i_L = \frac{1}{L} \int u_L dt$$

如果电感两端有高电压，则固定电感中的电流会在固定时间内上升。为了减小电感峰值电流，需要选择较高的电感值。然而，更高的电感值会增加功率损耗。在这些电压条件下，ADI公司的高效率LTM8027 μ Module[®]稳压器在4 A输出电流时仅实现80%的功率效率。

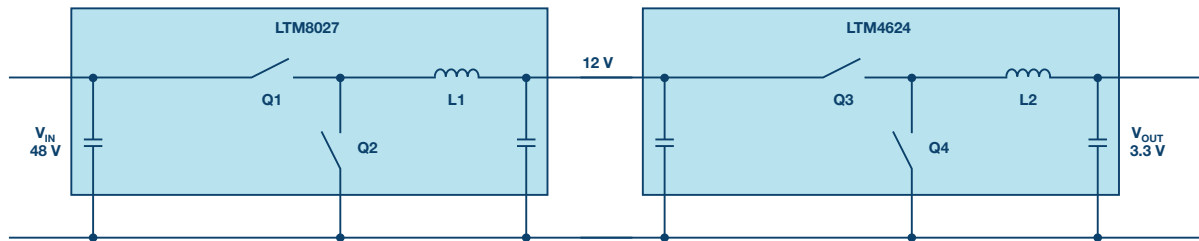


图2. 电压分两步从48 V降至3.3 V, 包括一个12 V中间电压。

目前, 非常常见且更高效的提高功率效率的电路解决方案是产生一个中间电压。图2显示了一个使用两个高效率降压调节器的级联设置。第一步是将48 V电压转换为12 V, 然后在第二转换步骤中将该电压转换为3.3 V。当从48 V降至12 V时, LTM8027 μ Module稳压器的总转换效率超过92%。第二转换步骤利用LTM4624将12 V降至3.3V, 转换效率为90%。这种方案的总功率转换效率为83%, 比图1中的直接转换效率高3%。

这可能相当令人惊讶, 因为3.3 V输出上的所有功率都需要通过两个独立的开关稳压器电路。图1所示电路的效率较低, 原因是占空比较短, 导致电感峰值电流较高。

比较单步降压架构与中间总线架构时, 除功率效率外, 还有很多其他方面需要考虑。但是, 本文只打算讨论功率源转换效率的重要方面。这个基本问题的另一种解决方案是采用新型混合降压控制器LTC7821。它将电荷泵动作与降压调节结合在一起。这使得占空比达到 $2 \times V_{IN}/V_{OUT}$, 因此可以在非常高的功率转换效率下实现非常高的降压比。

中间电压的产生对于提高特定电源的总转换效率可能相当有用。为了提高图1中极小占空比下的转换效率, 业界进行了大量开发工作。例如, 可以使用非常快速的GaN开关来降低开关损耗, 从而提高功率转换效率。然而, 这种解决方案的成本目前还高于级联解决方案(例如图2所示)。



作者简介

Frederik Dostal就读于德国爱尔兰根大学微电子学专业。他于2001年加入电源管理业务部门, 曾担任各种应用工程师职位, 并在亚利桑那州凤凰城工作了4年, 负责开关模式电源。Frederik于2009年加入ADI公司, 担任欧洲分公司的电源管理技术专家。联系方式: frederik.dostal@analog.com。

第150期—— 灵活使用放大器的禁用引脚

作者: Thomas Tzscheetzsch

问:

我可以使用放大器的禁用引脚来节省功耗而不影响性能吗?



答:

在物联网时代, 电池供电应用日益兴盛。本文将说明我们并非一定要在节省功耗和精度之间进行取舍。

有些运算放大器有禁用引脚, 如果使用得当, 可以节省高达99%的功耗, 同时不影响精度。禁用引脚主要用于静态工作(待机模式)。在这种模式下, 所有IC都切换到低功耗状态, 不需要使用器件来处理信号。这使功耗降低了若干个数量级。

如果运算放大器需要用作ADC的缓冲放大器, 如图1所示, 它必须处于工作状态才能执行其功能。但是, 如果通过禁用引脚将放大器切换到关断模式, 仍然可以保持低功耗。通常, 只要ADC不需要向其采样和保持功能块读入任何新数值, 就可以使用关断模式。

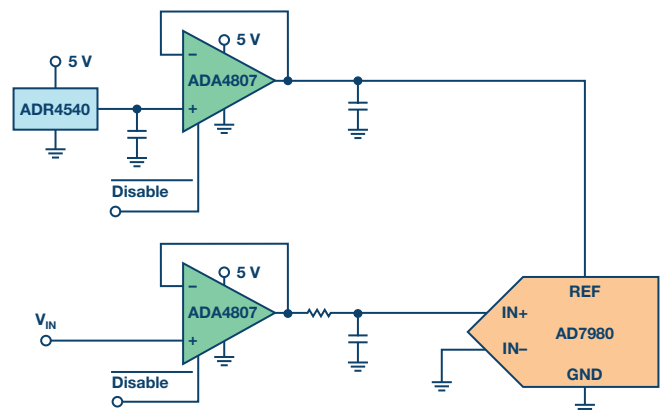


图1. 具有ADC驱动器和基准电压缓冲器的ADC输入级的典型原理图。

实现这个功能最简单的方法是通过转换开始命令。在标准ADC中, 首先将输入(采样保持)电容充电到要测量的值。这部分在信号发送至ADC进行转换之前完成。然后将输入电容隔离并连接到转换器级的输入端, 即转换开始。随后转换完成, 并设置已完成信号, 具体取决于转换器类型。现在真正的问题来了: 运算放大器何时必须处于工作状态? 放大器必须比转换开始信号提前工作足够长的时间, 才能确保内部输入电容取得与待测信号相同的值。时间长短取决于输入电容的大小、待测电压的大小以及运算放大器驱动容性负载的速率等因素。

ADC (AD7980) 的数据手册给出串联400Ω阻抗时, 输入电容值为30pF。但是, 运算放大器可不是那么简单。参数表中列出容性负载为15pF, 但也有可能更高, 参见相应的曲线图(图2)。同时需要考虑2.7nF和20Ω时使用低通滤波器的情况。

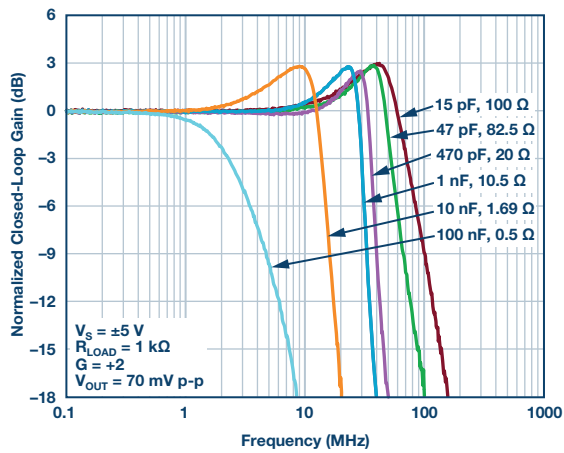


图2. ADA4807的频率响应。

此曲线图表明模块可以驱动足够高的容性负载。禁用后，放大器需要大约500ns以达到满量程输出电平，本例中最大值为5V或4.096V。

为了安全起见，我们假设放大器在转换开始前750ns开启。将1kSPS至1MSPS的预估数据进行比较。

1kSPS时，可能节省功耗99.83%（总功耗0.02mW），1MSPS时节省92.41%（总功耗10.75mW）。这只是ADC驱动器节省的功耗；基准电压缓冲器也可以节省功耗。

本例旨在说明现代器件具备的能力。在最短采样时间为500ns时，SINAD偏差小于0.5dB。对于驱动器，还需关注速度更快的相关器件并灵活地使用它们。我们只考虑了用作缓冲器的应用（增益=1）。对于反相或其他放大器，功耗节省也会随具体情况有所不同。需要通过测量来进一步分析。



作者简介

Thomas Tzscheetzsch于2010年加入ADI公司，担任高级现场应用工程师。2010年至2012年，他负责支持德国中部地区的客户群，自2012年以来，他任职于关键客户团队，为关键客户提供支持服务。2017年重组后，他负责中欧国家IHC市场的FAE团队，担任FAE经理。

在职业生涯的最初阶段，他于1992年至1998年在一家机械制造公司任电子工程师，担任部门负责人。在哥廷根应用科学大学完成电气工程学习后，他任职于Max Planck研究院从事太阳能系统研究工作，担任硬件设计工程师。2004年至2010年，他任职于ADI公司产品经销商的现场应用工程师。联系方式：thomas.tzscheetzsch@analog.com。

第151期——高端电流检测

作者：Aaron Schultz

问：

为了稳定性，必须在MOSFET栅极前面放一个100 Ω电阻吗？



答：

简介

只要问任何经验丰富的电气工程师——如我们故事里的教授Gureux——在MOSFET栅极前要放什么，你很可能听到“一个约100 Ω的电阻。”虽然我们对这个问题的答案非常肯定，但人们仍然会问为什么，并且想知道具体的作用和电阻值。为了满足人们的这种好奇心，我们接下来将通过一个例子探讨这些问题。年轻的应用工程师Neubean想通过实验证明，为了获得稳定性，是不是真的必须把一个100 Ω的电阻放在MOSFET栅极前。拥有30年经验的应用工程师Gureux对他的实验进行了监督，并全程提供专家指导。

高端电流检测简介

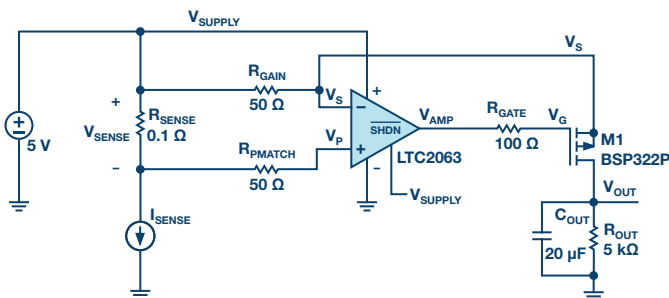


图1. 高端电流检测。

图1中的电路所示为一个典型的高端电流检测示例。负反馈试图在增益电阻 R_{GAIN} 上强制施加电压 V_{SENSE} 。通过 R_{GAIN} 的电流流过P沟道MOSFET (PMOS)，进入电阻 R_{OUT} ，该电阻形成一个以地为基准的输出电压。总增益为

$$V_{OUT} = I_{SENSE} \times R_{SENSE} \times \frac{R_{OUT}}{R_{GAIN}}$$

电阻 R_{OUT} 上的可选电容 C_{OUT} 的作用是对输出电压滤波。即使PMOS的漏极电流快速跟随检测到的电流，输出电压也会展现出单极点指数轨迹。

原理图中的电阻 R_{GATE} 将放大器与PMOS栅极隔开。其值是多少？经验丰富的Gureux可能会说：“当然是100 Ω！”

尝试多个Ω值

我们发现，我们的朋友Neubean，也是Gureux的学生，正在认真思考这个栅极电阻。Neubean在想，如果栅极和源极之间有足够电容，或者栅极电阻足够大，则应该可以导致稳定性问题。一旦确定 R_{GATE} 和 C_{GATE} 相互会产生不利影响，则可以揭开100 Ω或者任何栅极电阻值成为合理答案的原因。

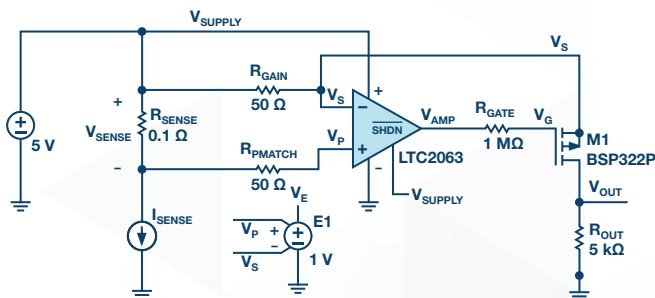


图2. 高端电流检测仿真。

图2所示为用于凸显电路行为的LTspice仿真示例。Neubean通过仿真来展现稳定性问题，他认为，稳定性问题会随着 R_{GATE} 的增大而出现。毕竟，来自 R_{GATE} 和 C_{GATE} 的极点应该会蚕食与开环关联的相位裕量。然而，令Neubean感到惊奇的是，在时域响应中，所有 R_{GATE} 值都未出现任何问题。

结果发现，电路并不简单

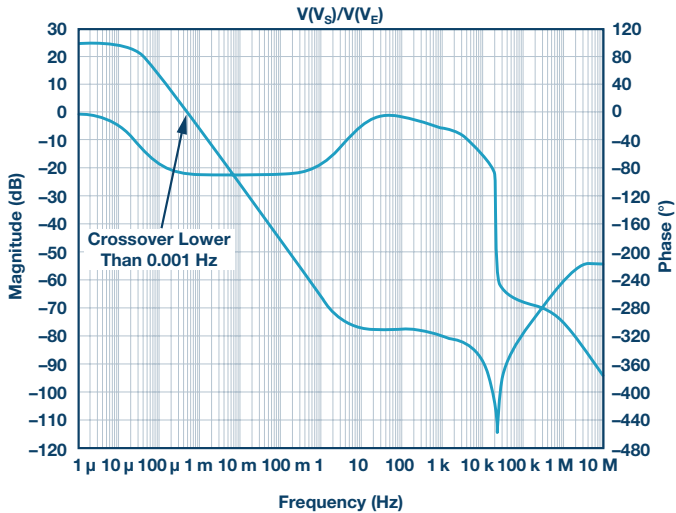


图3. 从误差电压到源电压的频率响应。

在研究频率响应时，Neubean意识到，需要明确什么是开环响应。如果与单位负反馈结合，构成环路的正向路径会从差值开始，结束于结果负输入端。Neubean然后模拟了 $V_S/(V_P - V_S)$ 或 V_S/V_E ，并将结果绘制成图。图3所示为该开环响应的频域图。在图3的波特图中，直流增益很小，并且交越时未发现相位裕量问题。事实上，从整体上看，这幅图显示非常怪异，因为交越频率小于0.001 Hz。

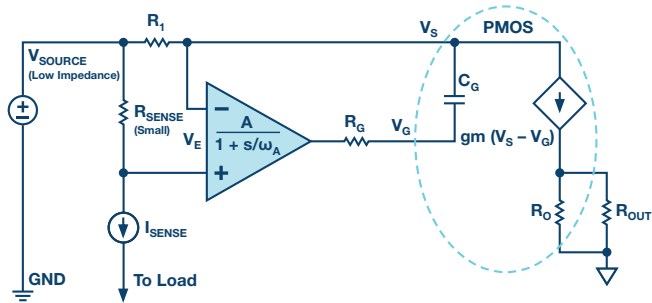


图4. 高端检测电路功能框图。

将电路分解成控制系统的结果如图4所示。就像几乎所有电压反馈运算放大器一样，LTC2063具有高直流增益和单极点响应。该

运算放大器放大误差信号，驱动PMOS栅极，使信号通过 $R_{GATE} - C_{GATE}$ 滤波器。 C_{GATE} 和PMOS源一起连接至运算放大器的-IN输入端。 R_{GAIN} 从该节点连接至低阻抗源。即使在图4中，可能看起来 $R_{GATE} - C_{GATE}$ 滤波器应该会导致稳定性问题，尤其是在 R_{GATE} 比 R_{GAIN} 大得多的情况下。毕竟，会直接影响系统 R_{GATE} 电流的 C_{GATE} 电压滞后于运算放大器输出变化。

对于为什么 R_{GATE} 和 C_{GATE} 没有导致不稳定，Neubean提供了一种解释：“栅极源为固定电压，所以， $R_{GATE} - C_{GATE}$ 电路在这里是无关紧要的。你只需要按以下方式调整栅极和源即可。这是一个源极跟随器。”

经验更丰富的同事Gureux说：“实际上，不是这样的。只有当PMOS作为电路里的一个增益模块正常工作时，情况才是这样的。”

受此启发，Neubean思考了数学问题——要是能直接模拟PMOS源对PMOS栅极的响应，结果会怎样？换言之， $V(V_S)/V(V_G)$ 是什么？Neubean赶紧跑到白板前，写下了以下等式。

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{A}{(1 + \frac{s}{\omega_A})} \times \frac{gm \times R_1 + s \times R_1 \times C_G}{gm \times R_1 + s \times R_1 \times C_G + (1 + \frac{s}{\omega_G})}$$

其中，

$$\omega_G = \frac{1}{R_G \times C_G}$$

运算放大器增益为A，运算放大器极点为 ω_A 。

$$\frac{V_S}{V_G} = \frac{gm + s \times C_G}{gm + s \times C_G + \frac{1}{R_1}}$$

Neubean立刻就发现了重要项 gm 。什么是 gm ？对于一个MOSFET，

$$gm = \sqrt{2 \times K_n \times Id}$$

看着图1中的电路，Neubean心头一亮。当通过 R_{SENSE} 的电流为零时，通过PMOS的电流应该为零。当电流为零时， gm 为零，因为PMOS实际上是关闭的，未被使用、无偏置且无增益。当 $gm = 0$ 时， V_S/V_G 为0，频率为0 Hz， V_S/V_G 为0，频率为0 Hz，所以，根本没有增益，图3中的曲线图可能是有效的。

试图用LTC2063发现不稳定问题

带来这点启示，Neubean很快就用非零的 I_{SENSE} 尝试进行了一些仿真。

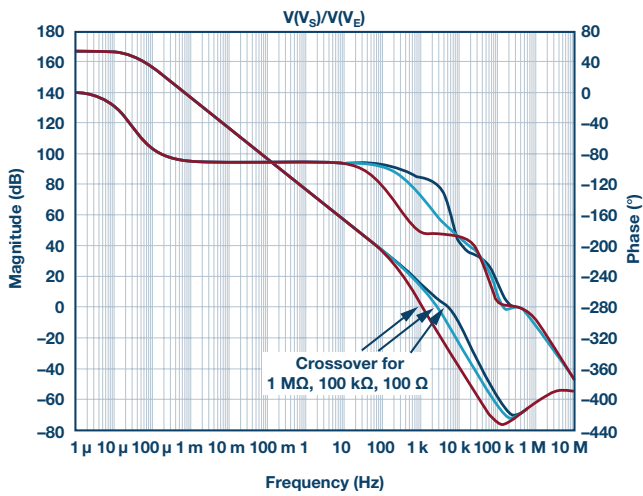


图5. 非零检测电流条件下从误差电压到源电压的频率响应。

图5为从 V_E 到 V_S 的响应增益/相位图，该曲线跨越0dB以上到0dB以下，看起来要正常得多。图5应该显示大约2 kHz时，100 Ω下有大量的PM，100 kΩ下PM较少，1 MΩ下甚至更少，但不会不稳定。

Neubean来到实验室，用高端检测电路LTC2063得到一个检测电流。他插入一个高 R_{GATE} 值，先是100 kΩ，然后是1 MΩ，希望能看到不稳定的行为，或者至少出现某类振铃。不幸的是，他都没有看到。

他尝试加大MOSFET里的漏极电流，先增加 I_{SENSE} ，然后使用较小的 R_{GAIN} 电阻值。结果仍然没能使电路出现不稳定问题。

他又回到了仿真，尝试用非零 I_{SENSE} 测量相位裕量。即使在仿真条件下也很难，甚至不可能发现不稳定问题或者低相位裕度问题。

Neubean找到Gureux，问他为什么没能使电路变得不稳定。Gureux建议他研究一下具体的数字。Neubean已经对Gureux高深莫测的话习以为常，所以，他研究了 R_{GATE} 和栅极总电容形成的实际极点。在100 Ω和250 pF下，极点为6.4 MHz；在100 kΩ下，极点为6.4 kHz；在1 MΩ下，极点为640 Hz。LTC2063增益带宽积(GBP)为20 kHz。当LTC2063具有增益时，闭环交越频率可能轻松下滑至 $R_{GATE} - C_{GATE}$ 极点的任何作用以下。

是的，可能出现不稳定问题

意识到运算放大器动态范围需要延伸至 $R_{GATE} - C_{GATE}$ 极点的范围以外，Neubean选择了一个更高增益带宽积的运放。LTC6255 5 V运算放大器可以直接加入电路，增益带宽积也比较高，为6.5 MHz。

Neubean急切地用电流、LTC6255、100 kΩ栅极电阻和300 mA检测电流进行了仿真。

然后，Neubean在仿真里添加了 R_{GATE} 。当 R_{GATE} 足够大时，一个额外的极点可能会使电路变得不稳定。

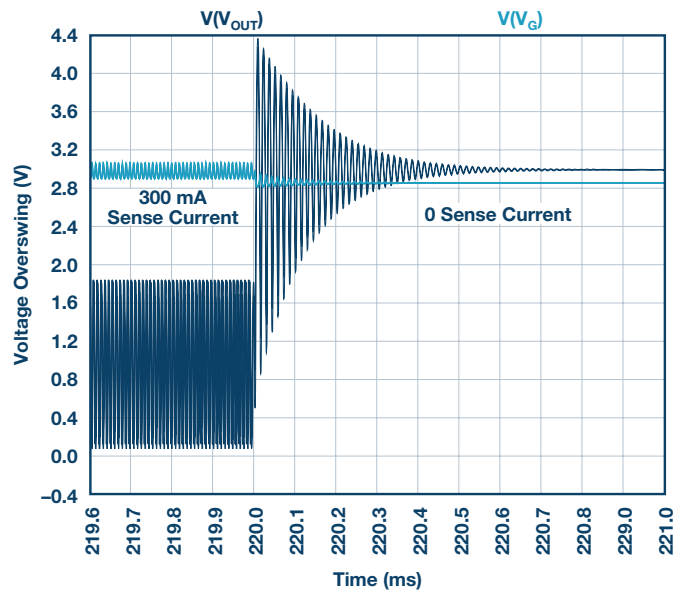


图6. 有振铃的时域图。

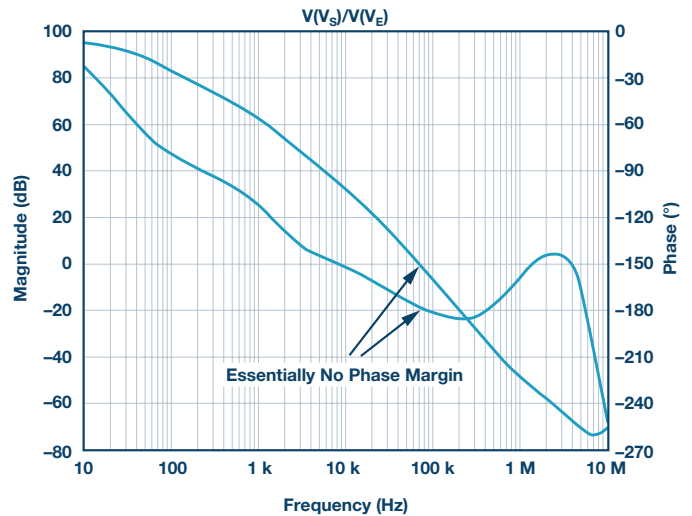


图7. 增加电流 (V_E 至 V_S) 后的正常波特图，相位裕量表现糟糕。

图6和图7显示的是在高 R_{GATE} 值条件下的仿真结果。当检测电流保持300 mA不变时，仿真会出现不稳定情况。

实验结果

为了了解电流是否会在检测非零电流时出现异常行为，Neubean用不同步进的负载电流和三个不同的 R_{GATE} 值对LTC6255进行了测试。在瞬时开关切入更多并行负载电阻的情况下， I_{SENSE} 从60 mA的基数过度到较高值220 mA。这里没有零 I_{SENSE} 测量值，因为我们已经证明，那种情况下的MOSFET增益太低。

实际上，图8最终表明，使用100 kΩ和1 MΩ电阻时，稳定性确实会受到影响。由于输出电压会受到严格滤波，所以，栅极电压就变成了振铃检测器。振铃表示相位裕量糟糕或为负值，振铃频率显示交越频率。

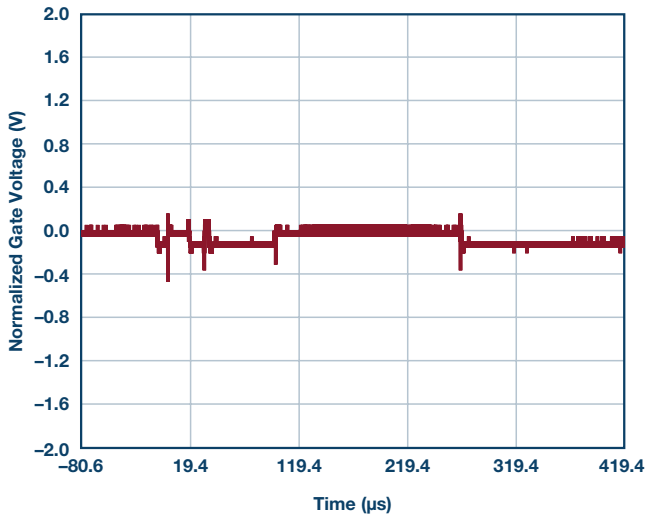


图8. $R_{GATE} = 100 \Omega$, 电流从低到高瞬态。

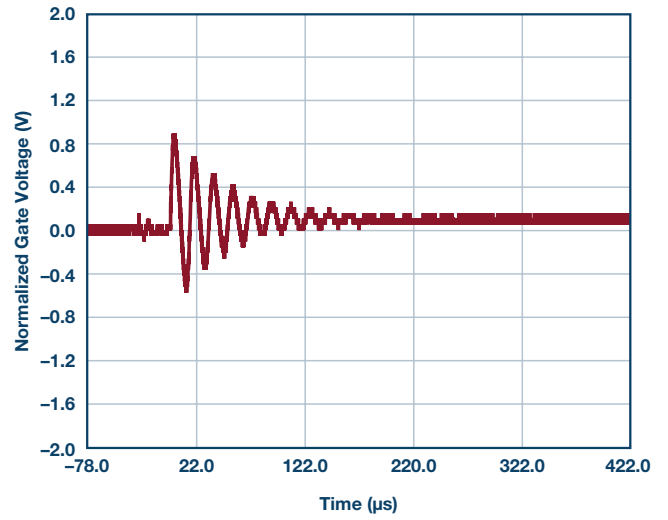


图11. $R_{GATE} = 100 \text{ k}\Omega$, 电流从高到低瞬态。

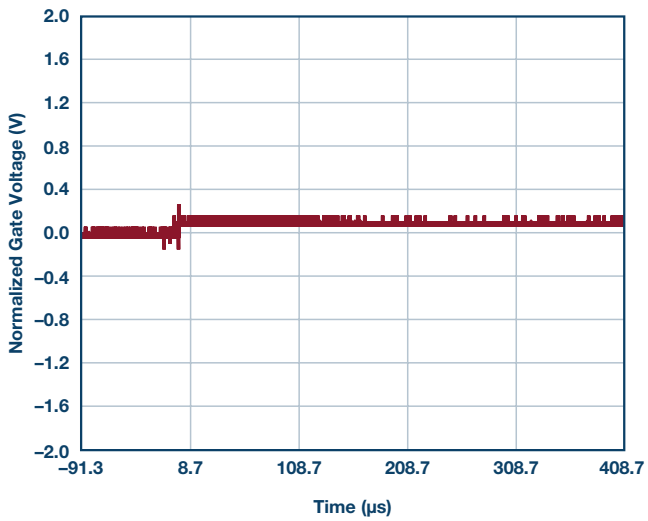


图9. $R_{GATE} = 100 \Omega$, 电流从高到低瞬态。

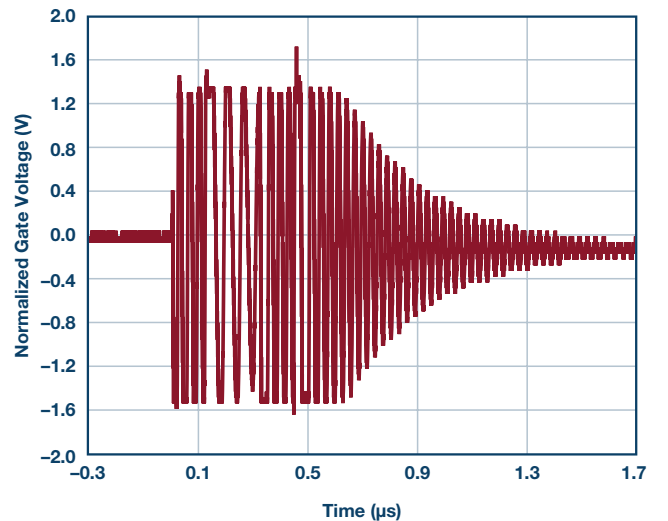


图12. $R_{GATE} = 1 \text{ M}\Omega$, 电流从低到高瞬态。

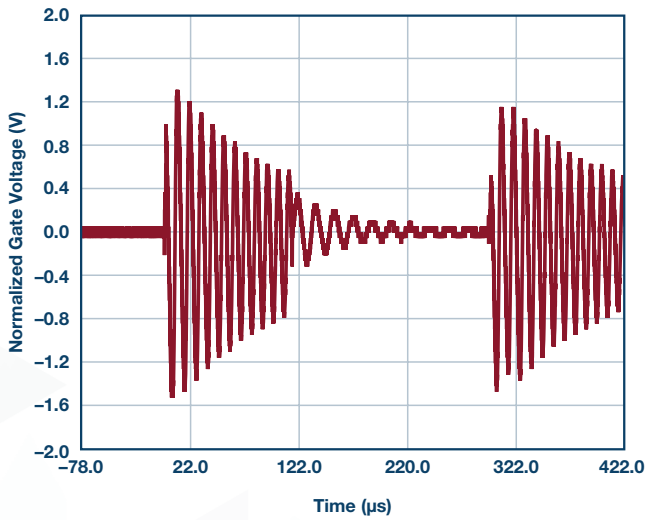


图10. $R_{GATE} = 100 \text{ k}\Omega$, 电流从低到高瞬态。

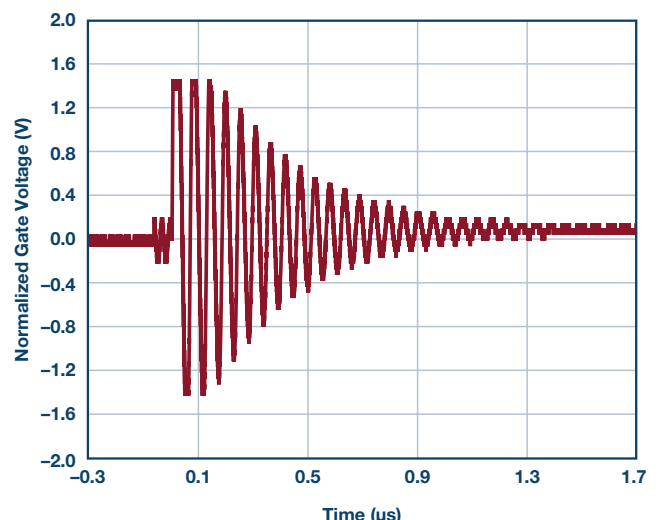


图13. $R_{GATE} = 1 \text{ M}\Omega$, 电流从高到低瞬态。

头脑风暴时间

Neubean意识到，虽然看到过许多高端集成电流检测电路，但不幸的是，工程师根本无力决定栅极电阻，因为这些都是集成在器件当中的。具体的例子有AD8212、LTC6101、LTC6102和LTC6104高电压、高端电流检测器件。事实上，AD8212采用的是PNP晶体管而非PMOS FET。他告诉Gureux说：“真的没关系，因为现代器件已经解决了这个问题。”

好像早等着这一刻，教授几乎打断了Neubean的话，说道：“我们假设，你要把极低电源电流与零漂移输入失调结合起来，比如安装在偏远地点的电池供电仪器。你可能会使用LTC2063或LTC2066，将其作为主放大器。或者你要通过470 Ω分流电阻测到低等级电流，并尽量准确、尽量减少噪声；那种情况下，你可能需要使用ADA4528，该器件支持轨到轨输入。在这些情况下，你需要与MOSFET驱动电路打交道。”



作者简介

Aaron Schultz是LPS业务部的应用工程师经理。他曾在设计与应用系统工程领域担任多个职务，接触过众多主题，包括电池管理、光伏、可调光LED驱动电路、低电压和高电流DC-DC转换、高速光纤通信、高级DDR3存储器研发、定制工具开发、验证、基本模拟电路等，他在功率转换领域工作超过30年。他1993年毕业于美国卡内基梅隆大学，1995年毕业于MIT。晚上，他喜欢弹爵士钢琴乐。联系方式：aaron.schultz@analog.com。

所以……

显然，只要栅极电阻过大，使高端电流检测电路变得不稳定是有可能的。Neubean向乐于助人的老师Gureux谈起了自己的发现。Gureux表示，事实上， R_{GATE} 确实有可能使电路变得不稳定，但开始时没能发现这种行为是因为问题的提法不正确。需要有增益，在当前电路中，被测信号需要是非零。

Gureux回答说：“肯定，当极点侵蚀交越处的相位裕量时，就会出现振铃。但是，你增加1 MΩ栅极电阻的行为是非常荒谬的，甚至100 kΩ也是疯狂的。记住，一种良好的做法是限制运算放大器的输出电流，防止其将栅极电容从一个供电轨转向另一个供电轨。”

Neubean表示赞同，“那么，我需要用到哪种电阻值？”

Gureux自信地答道：“100 Ω”。

第152期——问题终结者： 乘法数模转换器

作者: Thomas Tzscheetzsch

问:

乘法DAC如何用于DAC以外的其他应用?



答:

大多数数模转换器(DAC)采用固定的正基准电压工作, 输出电压或电流与基准电压和设定的数字码的乘积成比例。而对于所谓的乘法数模转换器(MDAC), 情况并非如此, 其基准电压可以变化, 变化范围通常是 $\pm 10\text{V}$ 。因此, 通过基准电压和数字码可以影响模拟输出(在这两种情况下都是动态的)。

应用

借助相应的接线, 模块可以输出放大、衰减或反转的信号(相对于基准信号而言)。因此, 其应用领域包括波形发生器、可编程滤波器和PGA(可编程增益放大器), 以及其他必须调整失调或增益的很多应用。

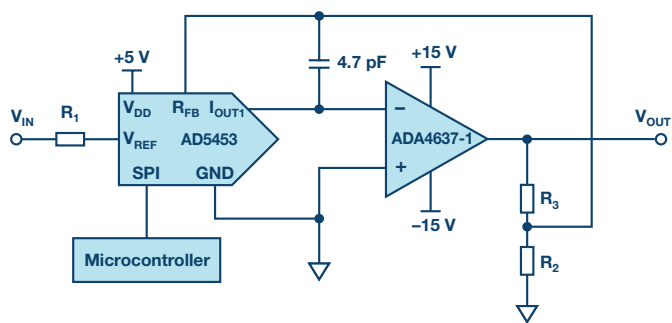


图1. 具有可变增益的电路(PGA)

图1显示了一个带下游放大器的14位MDAC AD5453, 放大器可根据DAC的编程数字码放大或削弱信号。

电路计算

该电路的输出电压(V_{OUT})计算如下:

$$V_{OUT} = -\text{增益} \times V_{IN} \times \frac{D}{2^n}$$

除了增益和DAC的设定数字码D之外, 输出电压还受运算放大器电源电压的影响或限制。在所示情况下, ADA4637-1放大器的电源电压为 $\pm 15\text{V}$ 电压, 应输出 $\pm 12\text{V}$ 的最大电压, 因此其控制范围足够大。增益由电阻 R_2 和 R_3 确定:

$$\text{增益} = \frac{R_2 + R_3}{R_2}$$

所有电阻 (R_1 至 R_3) 应具有相同的电阻温度系数(TCR), 但不一定要与DAC内部电阻的TCR相同。电阻 R_1 用于根据 R_2 和 R_3 及以下关系调整DAC内部电阻(R_{FB}):

$$R_1 + R_{FB} = R_{FB} + R_2 \parallel R_3$$
$$R_1 = R_2 \parallel R_3$$

选择电阻时, 必须确保运算放大器在最大输入电压时仍处于工作范围内 (DAC可以在 V_{REF} 下处理 $\pm 10V$)。还应注意, 放大器的输入偏置电流(I_{BIAS})会被电阻($R_{FB} + R_2 \parallel R_3$)放大, 这对失调电压有相当大的影响。选择具有超低输入偏置电流和超低输入失调电压 (依据数据手册) 的运算放大器ADA4637-1正是基于这个原因。为了防止闭环控制系统不稳定或所谓的响铃振荡, 在 I_{OUT} 和 R_{FB} 之间插入4.7 pF电容; 特别推荐将这一做法用于快速放大器。

如前所述, 放大器的失调电压会被闭环增益放大。当设置增益的外部电阻发生改变, 变化值对应于数字步长时, 此值会增加到期望值上, 产生微分非线性误差。如果它足够大, 可能会导致DAC行

为非单调。为避免这种效应, 有必要选择低失调电压和低输入偏置电流的放大器。

相比其他电路的优势

原则上, 如果允许使用外部基准电压源, 那么也可以使用标准DAC, 不过标准DAC与MDAC之间有一些重大区别。标准DAC的基准输入只能处理幅度有限的单极性电压。除幅度外, 基准输入带宽也非常有限。这在数据手册中用乘法带宽值表示。以AD5664 16位DAC为例, 该值为340 kHz。乘法DAC的基准输入可以使用双极性电压, 其也可以高于电源电压。带宽同样高得多——AD5453的典型带宽为12 MHz。

结语

乘法数模转换器的使用不是那么广泛, 但其提供了许多可能性。除了高带宽的自制PGA以外, 移动应用也是非常合适的应用, 因为其功耗要求低于50 μW 。



作者简介

Thomas Tzscheetzsch于2010年加入ADI公司, 担任高级现场应用工程师。2010年至2012年, 他负责支持德国中部地区的客户群, 自2012年以来, 他任职于关键客户团队, 为关键客户提供支持服务。2017年重组后, 他负责中欧国家IHC市场的FAE团队, 担任FAE经理。

在职业生涯的最初阶段, 他于1992年至1998年在一家机械制造公司任电子工程师兼部门负责人。在哥廷根应用科学大学完成电气工程学习后, 他任职于Max Planck研究院从事太阳能系统研究工作, 担任硬件设计工程师。2004年至2010年, 他任职于ADI公司产品经销商的现场应用工程师。联系方式: thomas.tzscheetzsch@analog.com。

第153期——高速ADC电源域

作者: Umesh Jayamohan

问:
高速ADC为什么有如此多电源域?



答:
在采样速率和可用带宽方面, 当今的射频模数转换器(RF ADC)已有长足的发展。其中还纳入了大量数字处理功能, 电源方面的复杂性也有提高。那么, 当今的RF ADC为什么有如此多不同的电源轨和电源域?

为了解电源域和电源的增长情况, 我们需要追溯ADC的历史脉络。早在ADC不过尔尔的时候, 采样速度很慢, 大约在数十MHz内, 而数字内容很少, 几乎不存在。电路的数字部分主要涉及如何将数据传输到数字接收逻辑——专用集成电路(ASIC)或现场可编程门阵列(FPGA)。用于制造这些电路的工艺节点几何尺寸较大, 约在180 nm或更大。使用单电压轨(1.8 V)和两个不同的域(AVDD和DVDD, 分别用于模拟域和数字域), 便可获得足够好的性能。

随着硅处理技术的改进, 晶体管的几何尺寸不断减小, 意味着每mm²面积上可以容纳更多的晶体管(即特征)。但是, 人们仍然希望ADC实现与其前一代器件相同(或更好)的性能。现在, ADC的设计采取了多层面方法, 其中:

- ▶ 采样速度和模拟带宽必须得到改善
- ▶ 性能必须与前一代相同或更好
- ▶ 纳入更多片内数字处理功能来辅助数字接收逻辑

下面将进一步讨论上述各方面特性以及它们对芯片设计构成怎样的挑战。

需要高速度

在CMOS技术中, 提高速度(带宽)的最普遍方法是让晶体管几何尺寸变小。使用更精细的CMOS晶体管可降低寄生效应, 从而有助于提高晶体管的速度。晶体管速度越快, 则带宽越宽。数字电路的功耗与开关速度有直接关系, 与电源电压则是平方关系, 如下式所示:

$$P = C_{LD} \times V^2 \times f_{SW}$$

其中:

P为功耗

C_{LD}为负载电容

V为电源电压

f_{sw}为开关频率

几何尺寸越小, 电路设计人员能实现的电路速度就越快, 而每MHz每个晶体管的功耗与上一代相同。以AD9680和AD9695为例, 二者分别采用65 nm和28 nm CMOS技术设计而成。在1.25 GSPS和1.3 GSPS时, AD9680和AD9695的功耗分别为3.7 W和1.6 W。这表明, 架构大致相同时, 采用28 nm工艺制造的电路功耗比采用65 nm工艺制造的相同电路的功耗要低一半。因此, 在消耗相同功率的情况下, 28 nm工艺电路的运行速度可以是65 nm工艺电路的一倍。AD9208很好地说明了这一点。

裕量最重要

对更宽采样带宽的需求促使业界采用更精细的几何尺寸, 不过对数据转换器性能(如噪声和线性度)的期望仍然存在。这对模拟设计提出了独特的挑战。转向更小几何尺寸的一个不希望出现的结果是电源电压降低, 这使得开发模拟电路以工作在高采样速率并保持相同的噪声/线性度性能所需的裕量大大降低。为了克服这一限制, 电路设计有不同的电压轨以提供所需的噪声和线性度性能。例如在AD9208中, 0.975 V电源为需要快速切换的电路供电。这包括比较器和其他相关电路, 以及数字和驱动器输出。1.9 V电源为基准电压和其他偏置电路供电。2.5 V电源为输入缓冲器供电, 而要在高模拟频率下工作, 裕量必须很高。没有必要为缓冲器提供2.5 V电源, 它也可以工作在1.9 V。电压轨的降低会导致线性度性能下降。数字电路不需要裕量, 因为最重要的参数是速度。所以, 数字电路通常以最低电源电压运行, 以获取CMOS开关速度和功耗的优势。这在新一代ADC中很明显, 最低电压轨已降低至0.975 V。下面的表1列出了若干代的一些常见ADC。

表1: 产品比较

产品	采样速率 (MSPS)	工艺节点 (nm)	电压轨 (V)	域
AD9467	250	180	1.8、3.3	AVDD1、AVDD2、AVDD3、DRVDD
AD9625	2500	65	1.3、2.5	AVDD1、AVDD2、DRVDD1、DRVDD2、DVDD1、DVDD2、DVDDIO、SPI_VDDIO
AD9208	3000	28	0.975、1.9、2.5	AVDD1、AVDD2、AVDD3、AVDD1_SR、DVDD、DRVDD1、DRVDD2、SPIVDD

隔离是关键

随着业界转向深亚微米技术和高速开关电路, 功能集成度也在提高。以AD9467和AD9208为例, AD9467采用180 nm BiCMOS工艺, 而AD9208采用28 nm CMOS工艺。当然, AD9467的噪声密

度约为-157 dBFS/Hz, 而AD9208的噪声密度约为-152 dBFS/Hz。但是, 如果拿数据手册做一个简单的计算, 取总功耗(每通道)并将其除以分辨率和采样速率, 就可以看到AD9467的功耗约为330 μ W/位/MSPS, 而AD9208仅为40 μ W/位/MSPS。与AD9467相比, AD9208具有更高的采样速率(3 GSPS对250 MSPS)和高得多的输入带宽(9 GHz对0.9 GHz), 并且集成了更多数字特性。AD9208可以完成所有这些工作, 每位每MSPS的功耗只有大约1/8。每位每MSPS的功耗不是工业标准指标, 其在本例中的作用是突出ADC设计中使用更小尺寸工艺的好处。当超快电路在非常近的距离内运行时, 各个模块之间总会存在耦合或震颤的风险。为了改善隔离, 设计者必须考虑各种耦合机制。最明显的机制是通过共享电源域。如果电源域尽可能远离电路, 那么共享同一电压轨(AD9208为0.975 V)的数字电路和模拟电路发生震颤的可能性将非常小。在硅片中, 电源已被分开, 接地也是如此。封装设计继续贯彻了这种隔离电源域处理。由此所得的同一封装内不同电源域和地的划分, 如表2所示, 其以AD9208为例。

表2: AD9208电源域和接地域

电压域	电压轨 (V)	说明
AVDD1	0.975	模拟电源
AVDD1_SR	0.975	SYSREF的模拟电源
AVDD2	1.9	模拟电源
AVDD3	2.5	模拟电源
DVDD	0.975	数字电源
DRVDD1	0.975	数字驱动器电源
DRVDD2	1.9	数字驱动器电源
SPIVDD	1.9	SPI的模拟电源
AGND	—	AVDD1、AVDD1_SR、AVDD2和AVDD3的模拟接地回路
AGND ¹	—	时钟域的接地基准
AGND ²	—	SYSREF \pm 接地基准
AGND ³	—	隔离地; 芯片上模拟域和数字域之间的隔离栅
DGND	—	DVDD和SPIVDD的数字接地回路
DRGND	—	DRVDD1和DRVDD2的数字驱动器接地回路

显示AD9208各不同域的引脚排列图如图1所示。

这可能会让系统设计人员惊慌失措。乍一看, 数据手册给人的印象是这些域需要分开处理以优化系统性能。

AD9208

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
A	AVDD2	AVDD2	AVDD1	AVDD1 ¹	AVDD1 ¹	AGND ¹	CLK+	CLK-	AGND ¹	AVDD1 ¹	AVDD1 ¹	AVDD1	AVDD2	AVDD2
B	AVDD2	AVDD2	AVDD1	AVDD1 ¹	AGND	AGND ¹	AGND ¹	AGND ¹	AGND ¹	AGND	AVDD1 ¹	AVDD1	AVDD2	AVDD2
C	AVDD2	AVDD2	AVDD1	AGND	AGND	AGND ¹	AGND ¹	AGND ¹	AGND ¹	AGND	AGND	AVDD1	AVDD2	AVDD2
D	AVDD3	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND ¹	AGND ¹	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AVDD3
E	VIN-B	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND ²	AVDD1_SR	AGND ²	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	VIN-A
F	VIN+B	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	SYSREF+	SYSREF-	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	VIN+A
G	AVDD3	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AVDD3
H	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	VREF	AGND	AGND	AGND	AGND
J	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND	AGND
K	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²	AGND ²
L	DGND	GPIO_B1	SPIVDD	FD_B/ GPIO_B0	CSB	SCLK	SDIO	PDWN/ STBY	FD_A/ GPIO_A0	SPIVDD	GPIO_A1	DGND	DGND	DGND
M	DGND	DGND	DRGND	DRGND	DRVDD1	DRVDD1	DRVDD1	DRVDD1	DRGND	DRGND	DRVDD1	DRGND	DRVDD2	DVDD
N	DVDD	DVDD	DRGND	SERDOUT7+	SERDOUT6+	SERDOUT5+	SERDOUT4+	SERDOUT3+	SERDOUT2+	SERDOUT1+	SERDOUT0+	DRGND	SYNCINB+	DVDD
P	DVDD	DVDD	DRGND	SERDOUT7-	SERDOUT6-	SERDOUT5-	SERDOUT4-	SERDOUT3-	SERDOUT2-	SERDOUT1-	SERDOUT0-	DRGND	SYNCINB-	DVDD

¹Denotes Clock Domain.

²Denotes SYSREF± Domain.

³Denotes Isolation Domain.

图1. AD9208引脚配置 (顶视图)

看不到尽头?

情况并不像看起来那么可怕。数据手册的目的仅仅是唤起人们对各种敏感域的关注,让系统设计人员可以关注PDN(电源输送网络)设计,对其进行适当的划分。共享相同供电轨的大多数电源域和接地域可以合并,因此PDN可以简化。这导致BOM(物料清单)和布局得以简化。根据设计约束,图2和图3显示了AD9208的两种PDN设计方法。

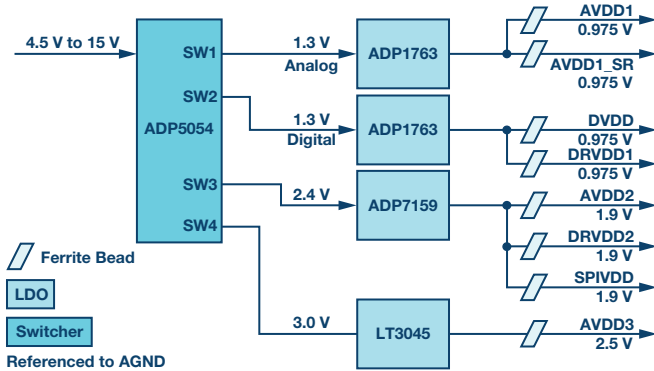


图2. AD9208引脚配置 (顶视图)

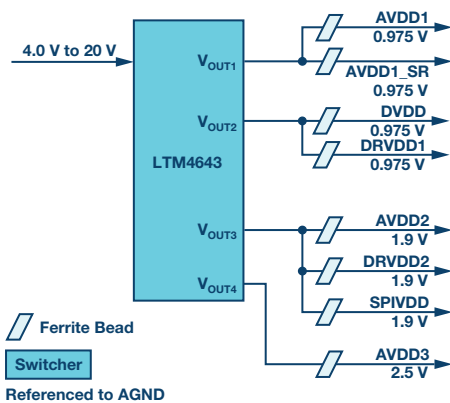


图3. AD9208 PDN, DC-DC转换器为所有域供电

通过充分滤波和布局分离,各个域可以合理布置,使得ADC性能最大化,同时降低BOM和PDN复杂性。各接地域采用开尔文连接方法也会改善隔离。从网表角度来看,仍然只有一个GND网。电路板可以划分为不同接地域以提供充分的隔离。在AD9208的评估板AD9208-3000EBZ中,不同接地分区在第9层上形成开尔文连接。图4所示为10层PCB(印刷电路板)AD9208-3000EBZ的横截面,其显示了不同GND连接。

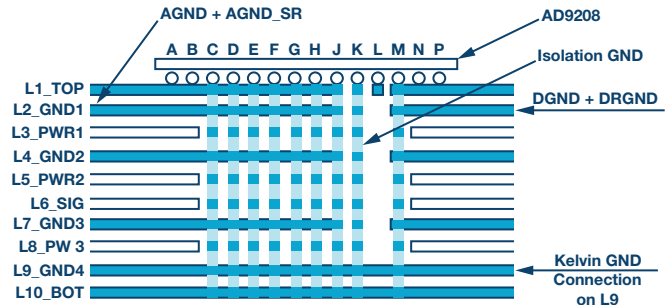


图4. AD9208下方的AD9208-3000 EBZ PCB横截面

所以,这不是世界末日?

绝对不是。仅仅因为AD9208数据手册显示了所有这些域,并不意味着它们在系统板上必须全部分离。了解系统性能目标和ADC目标性能对优化ADC的PDN起着重要作用。在电路板上使用智能分区以减少不必要的接地回路,是将各个域之间的串扰降到最低的關鍵。适当地共享电源域,同时满足隔离要求,将能简化PDN和BOM。



作者简介

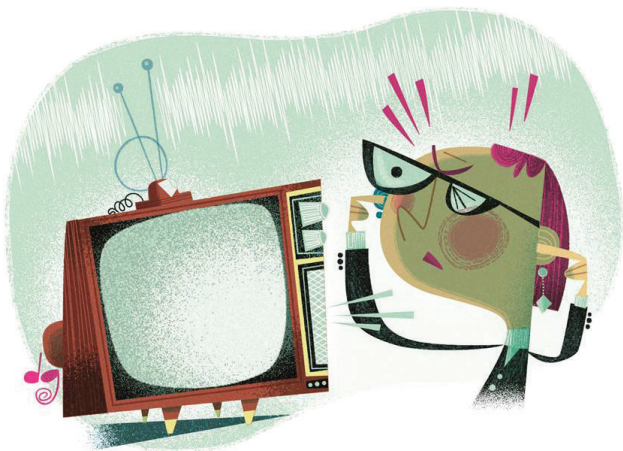
Umesh Jayamohan是ADI公司高速转换器部(位于北卡罗来纳州格林斯博罗)的应用工程师,于2010年加入ADI公司。Umesh于1998年获得印度喀拉拉大学电气工程学士学位,于2002年获得美国亚利桑那州立大学电气工程硕士学位。联系方式: umesh.jayamohan@analog.com。

第154期——用于快速测试电路信号响应的袖珍型白噪声发生器

作者: Aaron Shultz和Peter Haak

问:

能否同时产生所有频率的频谱?



答:

电路中的噪声通常都是有害的,任何好电路都应该输出尽可能低的噪声。尽管如此,在某些情况下,一个特性明确且没有其他信号的噪声源就是所需的输出。

电路特性测量就是这种情况。许多电路的输出特性可通过扫描一定频率范围内的输入信号并观测设计的响应来测量。输入扫描可以由离散输入频率或扫频正弦波组成。干净的极低频率正弦波(低于10 Hz)难以产生。处理器、DAC和一些复杂的精密滤波可以产生相对干净的正弦波,但对于每个频率阶跃,系统必须稳定下来,使得包含许多频率的顺序全扫描很缓慢。测试较少的离散频率可能较快,但会增加跳过高Q现象所在的关键频率的风险。

白噪声发生器比扫频正弦波更简单、更快速,因为它能高效地同时产生幅度相同的所有频率。在被测器件(DUT)的输入端施加白噪声可以快速产生整个频率范围上的频率响应概貌。在这种情况下,不需要昂贵或复杂的扫频正弦波发生器。只需将DUT输出连接到频谱分析仪并观察即可。使用更多的均值操作和更长的采集时间,产生的目标频率范围上的输出响应就更精确。

DUT对白噪声的预期响应是频率整形的噪声。以这种方式使用白噪声可以快速暴露出意外行为,例如怪异的频率杂散、奇怪的谐波以及不希望出现的频率响应伪像。

此外,细心的工程师可利用白噪声发生器测试测试仪。测量频率响应的实验室设备在测量已知平坦的白噪声发生器时应产生平坦的噪声曲线。

在实际应用方面,白噪声发生器易于使用;体积小,足以实现紧凑的实验室设置;便于携带,适合现场测量;并且价格低廉。具有大量设置的高质量信号发生器非常灵活,十分吸引人。但是,多功能性会妨碍快速频率响应测量。设计良好的白噪声发生器不需要任何控制,却能产生完全可预测的输出。

噪声讨论

电阻热噪声,有时称为约翰逊噪声或奈奎斯特噪声,是由电阻内部电荷载子的热扰动产生的。此噪声大致是白噪声,接近高斯分布。在电学方面,噪声电压密度由下式给出:

$$V_{\text{NOISE}} = \sqrt{4k_B T R}$$

其中, k_B 为波尔兹曼常数, T 为温度(单位K), R 为电阻。噪声电压是由流过基本电阻的电荷的随机移动引起的(大致为 $R \times I_{\text{NOISE}}$)。表1显示了20°C时的一些例子。

表1. 各种电阻的噪声电压密度

电阻	噪声电压密度
10 Ω	0.402 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
100 Ω	1.27 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
1 k Ω	4.02 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
10 k Ω	12.7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
100 k Ω	40.2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
1 M Ω	127 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
10 M Ω	402 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

一个10 M Ω 电阻就代表一个402 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 宽带电压噪声源与标称电阻串联。 R 和 T 的变化仅以平方根形式影响噪声,所以放大后的电阻衍生噪声源相当稳定,可作为实验室测试噪声源。例如,从20°C改变为6°C时,电阻从293 k Ω 变为299 k Ω 。噪声密度与温度的平方根成正比,因此6°C的温度变化引起的噪声密度变化相对较小,约为1%。同样,对于电阻,2%的电阻变化引起1%的噪声密度变化。

考虑图1：一个10 MΩ电阻R1在运算放大器的正端产生白色高斯噪声。电阻R2和R3放大该噪声电压并送至输出端。电容C1滤除斩波放大器电荷毛刺。输出是一个10 μV/√Hz白噪声信号。

本例中增益(1 + R2/R3)较高，为21 V/V。

即使R2很高(1 MΩ)，来自R2的噪声与放大后的R1噪声相比也是无关紧要的。

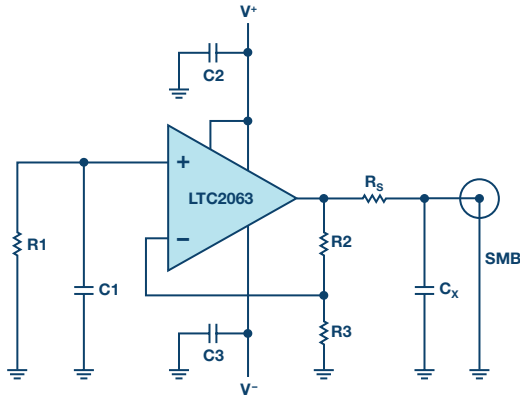


图1. 白噪声发生器的完整原理图。低漂移低功耗LTC2063放大R1的约翰逊噪声。

电路的放大器必须具有足够低的折合到输入端电压噪声，以便让R1作为主要噪声源。原因是电阻噪声应主导电路的整体精度，而不是放大器。出于相同的原因，电路的放大器必须具有足够低的折合到输入端电流噪声，以避免 $(I_N \times R_2)$ 接近（R1噪声 × 增益）。

白噪声发生器中可接受多少放大器电压噪声？

表2显示了增加独立信号源引起的噪声增加。从402 nV/√Hz到502 nV/√Hz的变化按对数算只有1.9 dB，或0.96功率dB。运算放大器噪声约为电阻噪声的50%，运算放大器 V_{NOISE} 的5%不确定性仅让输出噪声密度改变1%。

表2. 运算放大器噪声贡献

R_{NOISE} (nV/√Hz)	放大器 e_n	折合到输入端总计
402 nV/√Hz	300	501.6 nV/√Hz
402 nV/√Hz	250	473.4 nV/√Hz
402 nV/√Hz	200	449.0 nV/√Hz
402 nV/√Hz	150	429.1 nV/√Hz
402 nV/√Hz	100	414.3 nV/√Hz

白噪声发生器只能使用一个没有会产生噪声的电阻的运算放大器。这种运算放大器的输入端必须具有平坦的噪声曲线。但是，噪声电压往往不能精确定义，并且随着生产、电压和温度的不同而有很大的差异。

其他白噪声电路可能基于齐纳二极管工作，但其可预测性非常差。不过，对于μA电流，寻找最佳齐纳二极管以获得稳定噪声可能很困难，尤其是在低电压(<5V)情况下。

一些高端白噪声发生器基于长伪随机二进制序列(PRBS)和特殊滤波器。使用小型控制器和DAC可能就足够了；但是，要确保DAC不产生建立毛刺、谐波或交调产物，可能只有富有经验的工程师才能胜任。另外，选择最合适的PRBS序列也会增加复杂性和不确定性。

低功耗零漂移解决方案

此项目主要有两个设计目标：

- ▶ 一款易于使用的白噪声发生器必须是便携式的，也就是采用电池供电，这意味着其必须是低功耗电子设备。
- ▶ 发生器必须提供均匀的噪声输出，哪怕频率低于0.1Hz及以上。

考虑到上述噪声讨论及这些关键限制条件，LTC2063低功耗零漂移运算放大器符合这一要求。

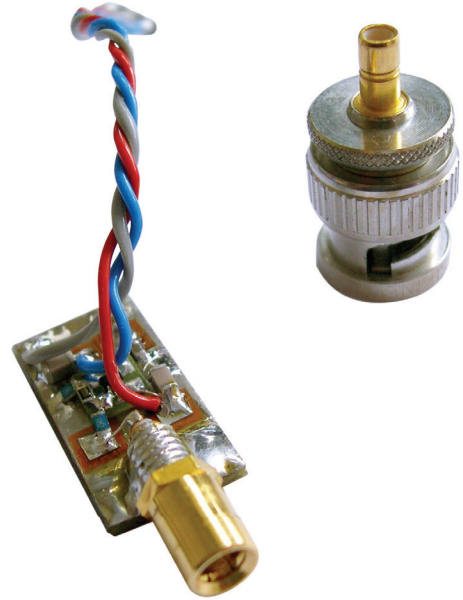


图2. 袖珍型白噪声发生器原型

10 MΩ电阻的噪声电压为402 nV/√Hz，LTC2063的噪声电压大约为其一半。10 MΩ电阻的噪声电流为40 fA/√Hz，LTC2063的噪声电流小于其一半。LTC2063的典型电源电流为1.4μA，并且总电源电压可降至1.7V（额定电压为1.8V），因此LTC2063对电池应用是非常理想的。根据定义，低频测量需要很长的建立时间，因此该发生器必须由电池长时间供电。

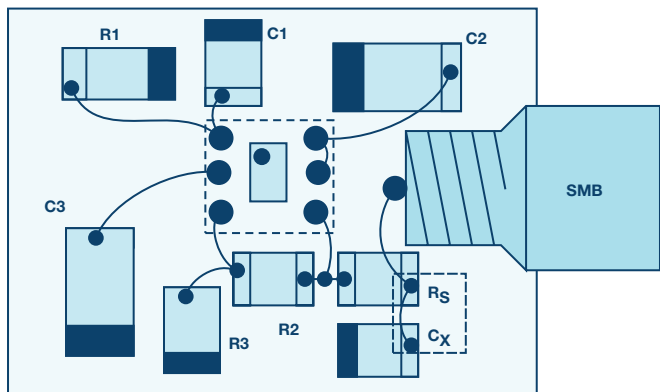
LTC2063输入端的噪声密度约为200 nV/√Hz，噪声在整个频率范围内可预测且保持平坦（±0.5 dB以内）。假设LTC2063的噪声是热噪声的50%，而运算放大器电压噪声改变5%，则输出噪声密度仅改变1%。

设计保证零漂移运算放大器没有1/f噪声。有些器件比其他更好，而更常见的是，宽带规格错误或1/f噪声远高于数据手册中给出的值，特别是对于电流噪声。一些零漂移运算放大器的数据手册噪声曲线不会下降到mHz频率区域，可能是为了掩盖1/f噪声。斩波稳定运算放大器可能是解决办法，它能在超低频率时让噪声保持平坦。另外，高频噪声凸起和开关噪声不得损害性能。这里显示的数据支持使用LTC2063来应对这些挑战。

电路说明

薄膜R1 (Vishay/Beyschlag MMA0204 10 MΩ)产生大部分噪声。MMA0204是少数几个兼具高品质和低成本的10 MΩ选择之一。原则上，R1可以是任何10 MΩ电阻，因为信号电流非常小，所以可忽略1/f噪声。对于该发生器的主要元件，最好避免使用精度或稳定性可疑的低成本厚膜芯片。

为获得最佳精度和长期稳定性，R2、R3或R_S可以是0.1%薄膜电阻，例如TE CPF0603。C2/C3可以是大多数电介质电容中的一种；COG可用来保证低漏电流。



Note: Blue Fill SMD Terminals Are Grounded
 R1 = 10 MΩ MMA0204 (MiniMELF)
 Vishay/Beyschlag 1% TC50 (= Thin Film)
 R2 = 1 M, R3 = 49900 Ω; R_S = 10 kΩ; All 1% TC100 Thick Film
 C1 = 22 pF C0G 5%; C2/C3 = 0.1 μF C0G
 C_X = 47 nF C0G 5% (See Text: "Optional Tuning")

图3. 装置布局

部署详情

环路面积R1/C1/R3应减至最小，以确保EMI抑制性能最佳。此外，R1/C1应该加以很好的屏蔽，以防电场影响，这将在EMI考量部分进一步讨论。尽管不是很关键，但R1应避免较大温度变化。有了良好的EMI屏蔽，热屏蔽往往是足够的。

应避免VCM范围内的LTC2063轨到轨输入电压跃迁区域，因为交越可能产生较高且稳定性较差的噪声。为获得最佳效果，V₊至少应使用1.1 V，输入共模电压为0。

请注意，10 kΩ的R_S似乎很高，但低功耗LTC2063具有较高输出阻抗，即使10 kΩ也不会将LTC2063与其输出端的负载电容完全解耦。对于该白噪声发生器电路，导致峰化的一些输出电容可以是设计特性，而不是危险。

输出端看到的是10 kΩ R_S和一个50 nF接地电容C_X。此电容C_X将与LTC2063电路相互作用，导致频率响应出现峰化。此峰化可用于扩展发生器的平坦带宽，就像扩音器中的孔眼扩大下端一样。假设使用高阻抗负载(>100 kΩ)，因为低阻抗负载会显著降低输出电平，并且还可能会影响峰化。

可选调谐

在高频限值时，有几个IC参数（例如R_{out}和GBW）会影响平坦度。如果不使用信号分析仪，C_X的推荐值为47 nF，这通常会产生200 Hz至300 Hz (-1 dB)的带宽。

不过，C_X可以针对平坦度或带宽进行优化，典型值为C_X = 30 nF至50 nF。要获得更宽的带宽和更高的峰值，请使用较小的C_X。要使响应衰减更快，请使用较大的C_X。

关键IC参数与运算放大器电源电流有关，低电源电流的器件可能需要稍大的C_X，而高电源电流的器件很可能需要小于30 nF的电容，同时实现更宽的平坦带宽。

这里的曲线突出显示了C_X值如何影响闭环频率响应。

测量

输出噪声密度与C_X (R_S = 10 kΩ, ±2.5 V电源) 的关系如图4所示。输出RC滤波器能有效消除时钟噪声。该图显示了C_X = 0和C_X = 2.2 nF/10 nF/47 nF/68 nF时输出与频率的关系。

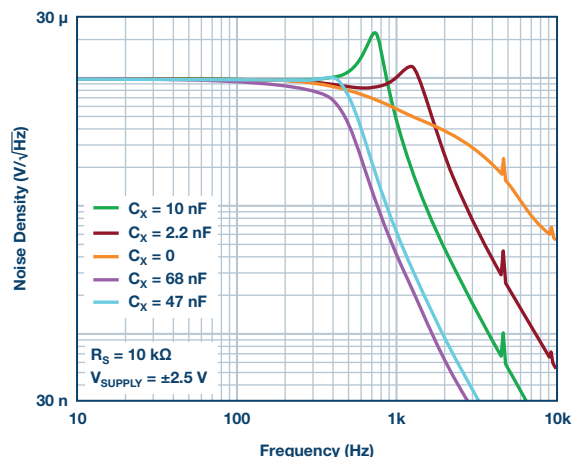


图4. 图1所示设计的输出噪声密度

C_X = 2.2 nF时表现出轻微的峰化，而C_X = 10 nF时峰化最强，然后随着C_X增大逐渐下降。C_X = 68 nF的迹线显示没有峰化，但平坦带宽明显较低。最佳结果是C_X约为47 nF时；时钟噪声比信号电平低三个数量级。由于垂直分辨率有限，无法精确判断输出幅度平坦度与频率的关系。该图使用±2.5 V电池电源产生，但设计允许使用两枚纽扣电池（约±1.5 V）。

图5的Y轴表示放大后的平坦度。对于许多应用，1 dB以内的平坦度即够用，<0.5 dB比较典型。这里，C_X = 50 nF最佳 (R_S = 10 kΩ, V_{SUPPLY} ± 1.5 V)；C_X = 45 nF，不过55 nF也可以接受。

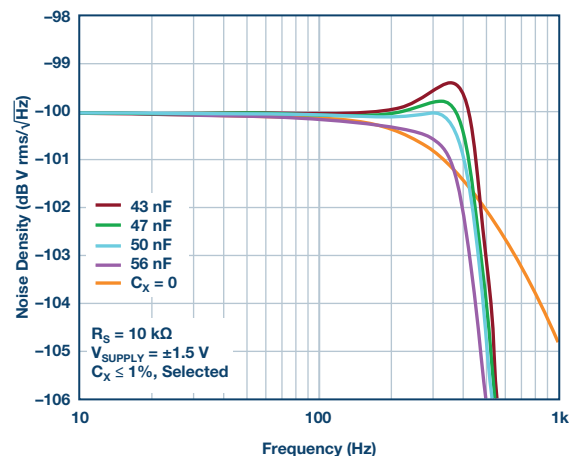


图5. 图1所示设计的输出噪声密度的放大视图

高分辨率平坦度测量需要时间；对于此曲线（10 Hz到1 kHz，平均1000次），每条迹线大约花费20分钟。标准解决方案使用C_X = 50 nF。所示的43 nF、47 nF和56 nF迹线（全部C_S < 0.1%容差）与最佳平坦度相比有很小但明显的偏差。添加C_X = 0的橙色曲线以表明峰化提高了平坦带宽（对于Δ = 0.5 dB，从230 Hz提高到380 Hz）。

对于恰好50 nF电容，串联2 × 0.1 μF C0G可能是最简单解决方案。0.1 μF C0G 5% 1206很容易从Murata、TDK和Kemet购得。另一种选择是47 nF C0G (1206或0805)；此器件更小，但可能不那么常见。如前所述，最佳C_X随实际IC参数而变化。

我们还检查了平坦度与电源电压的关系，参见图6。标准电路为 $\pm 1.5\text{V}$ 。将电源电压改变为 $\pm 1.0\text{V}$ 或 $\pm 2.5\text{V}$ 时，峰化有较小变化，平坦度也有较小变化（因为 V_n 随电源而变化，热噪声占优势）。在整个电源电压范围内，峰化和平坦度的变化均为约0.2 dB。该曲线表明，当电路由两个小电池供电时，幅度稳定性和平坦度良好。

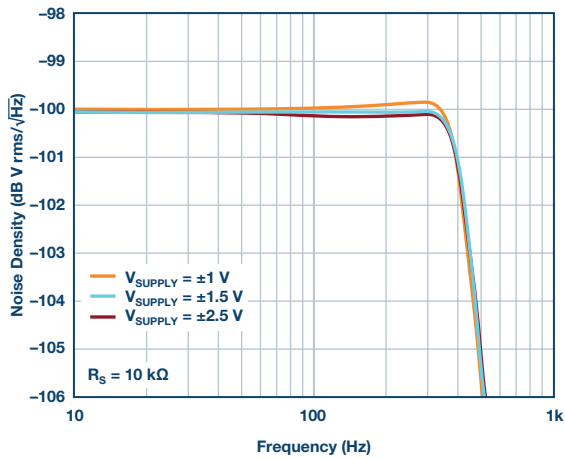


图6. 各种电源电压对应的输出噪声密度

对于此原型，电源电压为 $\pm 1.5\text{V}$ 时，平坦度在0.5 dB以内，频率最高约为380 Hz。在 $\pm 1.0\text{V}$ 电源下，平坦度和峰化略有增加。对于 $\pm 1.5\text{V}$ 至 $\pm 2.5\text{V}$ 电源电压，输出电平没有明显变化。总V p-p（或V rms）输出电平取决于固定的 $10\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 密度以及带宽。此原型的输出信号约为1.5 mV p-p。在某些非常低的频率（mHz范围），噪声密度可能会超过规定的 $10\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。对于此原型，已经证实了在0.1 Hz时，噪声密度仍然保持在 $10\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

就稳定性和温度而言，热噪声占主导地位，因此对于 $T=22(\pm 6)^\circ\text{C}$ ，幅度变化为 $\pm 1\%$ ，这一变化在图上几乎不可见。

EMI考量

该原型使用带聚酰亚胺绝缘层的小铜箔作为屏蔽层。此箔片或翼片缠绕在输入元件(10 M + 22 pF)周围，并焊接到PCB背面的接地端。改变翼片的位置对EMI灵敏度和低频(LF)杂散风险有显著影响。实验表明，偶尔出现的低频杂散是由EMI引起的，该杂散可

通过非常好的屏蔽来防止。使用翼片，在没有任何附加高导磁合金屏蔽的情况下，原型在实验室中的响应很干净。频谱分析仪上没有出现主电源噪声或其他杂散。如果信号上出现过多的噪声，则可能需要额外的EMI屏蔽。

当使用外部电源而非电池时，共模电流很容易加到信号上。建议将仪器接地与实心导线连接，并在发生器的供电线中使用CM扼流圈。

限制

总有一些应用需要更多带宽，例如完整音频范围或超声波范围。在几 μA 的电源电流下，更高的带宽并不现实。凭借大约300 Hz至400 Hz的平坦带宽，基于LTC2063电阻噪声的电路可用于测试某些仪器的50 Hz/60 Hz主电源频率，例如地震检波器应用。该范围适合测试各种VLF应用（例如传感器系统），因为频率范围低至0.1 Hz以下。

输出信号电平较低(<2 mV p-p)。后续的LTC2063配置为具有5倍增益的同相放大器，加上另一个RC输出滤波器，可提供同样受控的300 Hz平坦宽带噪声输出，而且幅度更大。在不能使闭环频率范围最大化的情况下，反馈电阻两端的电容可以降低整体带宽。在这种情况下， R_S 和 C_n 的影响在闭环响应的边缘较小，甚至可以忽略。

结语

本文所述的白噪声发生器是一种小型但重要的工具。随着测量时间的延长，低频应用的标准仪器——一种简单、可靠、便携的设备，几乎可以瞬时完成电路特性测量——成为工程师工具箱中受欢迎的补充工具。与具有众多设置的复杂仪器不同，该发生器不需要用户手册。这种特殊设计的电源电流很低，这对于长时间VLF应用测量中的电池供电操作至关重要。当电源电流非常低时，不需要开关。采用电池工作的发生器还能防止共模电流。

本设计中使用的LTC2063低功耗零漂移运算放大器是满足项目限制要求的关键。它支持使用由简单同相运算放大器电路放大的噪声产生电阻。



作者简介

Aaron Schultz是LPS业务部的应用工程经理。他曾在设计和应用系统工程领域担任多个职务，接触过众多主题，包括电池管理、光伏、可调光LED驱动电路、低电压和高电流DC-DC转换、高速光纤通信、高级DDR3存储器研发、定制工具开发、验证、基本模拟电路等，他职业生涯的一半贡献给了功率转换领域。他1993年毕业于美国卡内基梅隆大学，1995年毕业于MIT。晚上，他喜欢弹爵士钢琴乐。联系方式：aaron.schultz@analog.com。



作者简介

Peter于1986年开始电子开发工作。自1993年以来，他一直担任传感器和仪器仪表方面的独立顾问。他曾与许多不同客户合作，从小企业到大公司和科研机构均有。Peter住在荷兰圣约翰大教堂旁边的's-Hertogenbosch中心，其公寓中有七台HP3562A信号分析仪。

第155期——直击增益范围： 利用仪表放大器获得多个增益范围

作者: Scott Hunt

问:

我有一个仪表放大器,但我需要更宽的动态范围,而不是单一增益。我可以通过多路复用增益电阻来获得可编程增益吗?



答:

为了实现高精度传感器测量动态范围的最大化,可能需要使用可编程增益仪表放大器(PGIA)。由于大多数仪表放大器使用外部增益电阻(R_G)来设置增益,似乎通过一组多路复用增益电阻就可以实现所需的可编程增益。虽然这是可能的,但在以这种方式将固态多路复用器施加于系统之前需要考虑三个主要问题:电源与信号电压的限制、开关电容和导通电阻。

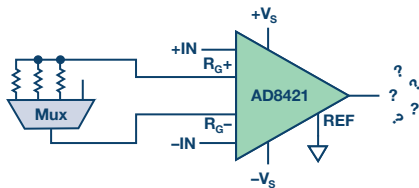


图1. AD8421 PGIA带有多路复用器。

保持在信号电压范围内

固态CMOS开关需电源供电。源电压或漏极电压超过电源电压时,故障电流流过,会导致输出不正确。每个电阻 R_G 引脚的电压通常处于二极管相应输入端的压降范围内;因此,该开关的信号电压范围须大于仪表放大器的输入范围。

考虑电容

该开关电容类似于将电容悬于其中一个 R_G 引脚上,并保持另一个 R_G 引脚不变。足够大的电容可能导致峰化或不稳定,但更容易被忽视的问题是对共模抑制比的影响。在电路板布局中,接地层一般从 R_G 引脚下方移除,因为小于1 pF的电容不平衡会大大降低AC CMRR。开关电容可为几十pF,会导致较大误差。以具有完美CMRR的仪表放大器为简单示例,不存在 R_G ,仅在一个 R_G 引脚上存在电容,由电容引起的CMRR的估算如下:

$$CMRR(f) = -20 \times \log_{10}(f \times 2\pi \times C_{RG} \times R_F)$$

例如,如果内部反馈电阻 $R_F = 25 \text{ k}\Omega$, $C_{RG} = 10 \text{ pF}$,则10 kHz时的CMRR仅为36 dB。这表明需要使用低电容开关或平衡开关架构,如图2所示的SPST开关。

关于阻抗

最后,根据仪表放大器的增益公式,开关的导通电阻直接影响增益。如果导通电阻足够低,以至于仍能实现所需增益,这或许可行。然而,此开关的导通电阻随漏极电压发生变化(指定为 $R_{FLAT(ON)}$)。开关电阻的变化使增益既依赖于共模电压,又会产生非线性效应。例如,使用1 k Ω 的 R_G 和具有10 Ω $R_{FLAT(ON)}$ 的开关,在共模范围内会引起1%的增益不确定性。一部分将转化为差分信号(即2 Ω 变化将会引起2000 ppm的非线性度)。这表明需要使用低导通电阻开关,与上述建议的低电容开关截然相反,因为大尺寸晶体管器件尺寸可实现低导通电阻,而小尺寸晶体管可实现低电容。ADG5412F故障保护四通道SPST开关在许多情况下提供了很

好的解决方案。这些故障保护开关的架构能够提供 $10\ \Omega$ 的导通电阻，在整个信号范围内，导通电阻曲线非常平坦，并且关断电容仅为 $12\ \text{pF}$ 。

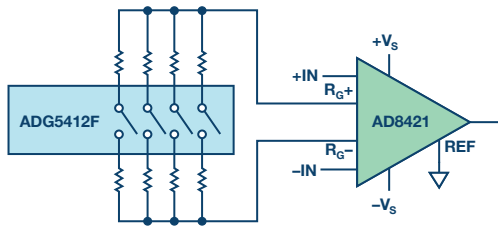


图2. 采用ADG5412F四通道SPST和AD8421的平衡式PGA。

了解替代方案

如果这些电路仍不能满足设计要求，还可以采用其他方法来实现仪表放大器的可编程增益功能。强烈建议选择集成式PGA（如果有合适的）。集成式PGA旨在实现高性能、更小的尺寸，比分立

解决方案的寄生效应更少，并且规格包含内部开关效应。AD8231、AD8250/AD8251/AD8253以及LTC6915便是集成式PGA很好的例子。此外，还有一些更高集成度的解决方案包含此功能，如AD7124-8和ADAS3022。

结论

仪表放大器是在芯片级尽可能保持平衡的高精度元件，以实现共模抑制。使用固态开关的确有可能构建可编程增益仪表放大器，但是这种方式也非常容易使仪表放大器失去其特有的平衡，同时降低电路精度。为了进行必要的取舍，需要考虑开关的非理想效应。平衡开关架构和现代开关（如ADG5412F）是优化这些设计的利器。建议使用集成式PGA，因为它们已经在规格中考虑了开关效应。



作者简介

Scott Hunt是ADI公司线性和精密技术部（美国马萨诸塞州威明顿市）的系统应用工程师，主要从事精密仪器仪表工作。Scott于2011年作为一名产品应用工程师加入ADI公司，负责仪表放大器等高性能集成式精密放大器。他拥有伦斯勒理工学院电气和计算机系统工程学士学位。Scott荣获ADI公司2015年杰出技术写作奖和2015年杰出计划支持奖。联系方式：scott.hunt@analog.com。

第156期——优化电源测量设置

作者：Frederik Dostal

问：

如何确保尽可能高效地测试开关稳压器？



答：

电路设计人员在决定使用某个特定电源之前，首先会对它进行仔细测试。开关稳压器IC的数据手册提供了整个电源在实际应用中如何运行，以及如何通过实验室测试来获得相应特性的有价值信息。电路仿真（例如LTspice®）很有用，可以帮助优化电路。但是，仿真并不能代替硬件测试。就此而言，寄生参数要么难以估计，要么难以仿真。

因此，电源要在实验室中进行彻底测试。用于测试的可以是内部开发的原型，大多数情况下则是使用相应电源IC制造商的现有评估板。

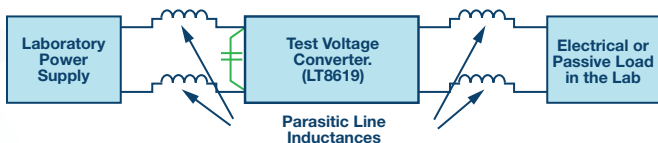


图1. 用于电源运行的连接。

连接测试电路时，应考虑若干事项。图1所示为测试设置的原理图。被测电路的输入侧必须连接到电源，输出侧连接到负载。这听起来微不足道，但有一些重要细节必须注意。

尽可能减小线路电感

图1是用于评估电源转换器的设置原理图。我们要测试的是电源电路的行为，而不是测试板与实验室电源之间或与输出端负载之间的连接线路的影响。为降低这些连接线路的影响，应采取两项重要措施。第一，连接线路应尽可能短，短线路的电感值比长线路低。第二，尽量缩小电流通径面积可进一步降低寄生电感。为实现目标，一个显而易见的办法是使用绞合线。这使得电流通径面积仅取决于线路长度和绞合线外皮的厚度。图2显示了测试电压转换器的连接，其使用绞合连接线来降低线路寄生电感。



图2. 使用短绞合线的实用操作设置。

在基于开关稳压器的电源中，输入侧和输出侧均有交流电。根据电路拓扑结构，输入侧可能出现脉冲电流，例如在降压转换器（降压控制器）中就会如此。启动行为以及负载跳变也需要测试。在这些工作条件下，测试设置中的连接线路也承载交流电。

输入端增加本地储能器件

如果要测试电源对负载瞬变的响应速度有多快，则被测设计必须提供足够多的能量。被测设计输入侧的能量来源不应是限制因素。为确保不出现这种情况，建议在电源输入端放置一个较大容值的电容，如图1中的绿色部分所示。它确保负载瞬变测试可以正确执行。

但是，必须确保电源的后续使用受到非常明确的条件限制。对输入端储能器件的影响必须有很好的了解，以便可以正确选定电源输入电容的大小。

还必须考虑图1中大电容的另一个方面。如果需要在电源输入端施加电压瞬变以测试相应的行为，则此电容会大大减慢被测电路接受的电压瞬变。因此，对于这些测试，应移除该电容。

总之，与电源设计相关的任务看似简单，但有很多事情必须考虑，例如将电路连接到实验室工作台。被测电路的电源线以及远离被测电路的电源线需要作为交流电路处理，因此，这些电缆必须很短并绞合，以减小这些连接电缆的寄生电感。对电路设计人员而言，这并不是多余的工作，这样做会使测试结果接近我们测试的初衷。如果测试设置的影响得以降低，其余结果将更有价值。随着时间推移，经验丰富的电源工程师已开发出优化电路评估的方法。如果遵循本文中的所有提示，就能顺利地完成评估。



作者简介

Frederik Dostal就读于德国爱尔兰根大学微电子学专业。他于2001年开始工作，涉足电源管理业务，曾担任多种应用工程师职位，并在亚利桑那州凤凰城工作了4年，负责开关模式电源。Frederik于2009年加入ADI公司，担任欧洲分公司的电源管理技术专家。联系方式：frederik.dostal@analog.com。

第157期—— RTD测量模块的过压保护

作者：Yao Zhao

问：

是否能设计一个带过压保护的完整RTD模块？



答：

引言

RTD（电阻温度检测器）具有出色的稳定性和精度，有较强的抗干扰能力。RTD传感器包括2线、3线和4线版本，通过电流激励能产生输出电压。AD7124-4/AD7124-8集成了两个匹配良好的电流源、PGA、基准电压缓冲器和诊断功能，非常适合高可靠性RTD模块。

在工业环境中，不当操作、错误的连接线和裸露的导线通常会导致过压故障，这会损坏电子器件，造成不良后果。过压保护能力是RTD模块的一项关键要求。除瞬态过压保护之外，实际生产过程中还必须考虑持续过压保护。

本文重点说明如何为具有过压保护功能的多线RTD模块（基于AD7124）提供全面解决方案，并介绍带有过压保护和检测功能的多路复用器及通道保护器。本文可以帮助设计人员了解此方法并选择合适的器件。

针对持续的过压保护功能，有以下三种实现方法：

- ▶ 在ADC引脚前面使用串联电阻有助于轻松保护AD7124。这些引脚包括模拟输入和激励输出引脚，但电阻会限制顺从电压。
- ▶ 电流源的保护可以通过分立元件实现。该解决方案可实现更高的过压保护和更大的顺从电压范围。但是，模拟开关与多路复用器仍然暴露在外。
- ▶ ADI公司的带过压保护和检测功能的多路复用器及通道保护器（ADG52xxF和ADG54xxF）可用于RTD模块保护和不同线数RTD传感器切换。这些器件在有电和无电模式下均可提供±55 V故障电压保护，并能实现防门锁的故障检测。其高密度封装占用的PCB面积要比传统解决方案小得多。

基于AD7124的RTD模块

比率测量法被广泛的用于RTD模块，因为它能消除激励电流源的误差和漂移。图1是基于AD7124-8的4线RTD测量的典型示意图。

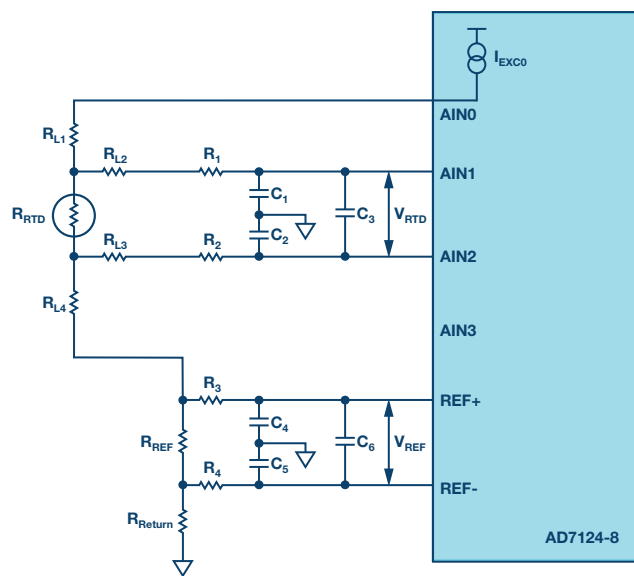


图1. 基于AD7124-8的4线RTD比率测量。

AIN0提供激励电流，AD7124集成了基准电压缓冲器和PGA，REF_{IN}及A_{IN}都是高阻抗输入，因此会有相同电流流过R_{RTD}传感器和基准电阻。ADC转换结果是输入电压(V_{RTD})和基准电压(V_{REF})之比，其等于R_{RTD}和R_{REF}之比。如果R_{REF}是已知的高精度且稳定的基准电阻，则可通过R_{REF}值和ADC转换结果计算R_{RTD}。

采用4线RTD配置，该系统可以实现高精度和高可靠性，并且可以消除引线电阻引起的误差。相应地，其成本高于3线或2线配置。3线RTD传感器有较高的性价比，图2显示了基于AD7124的3线RTD测量方案。

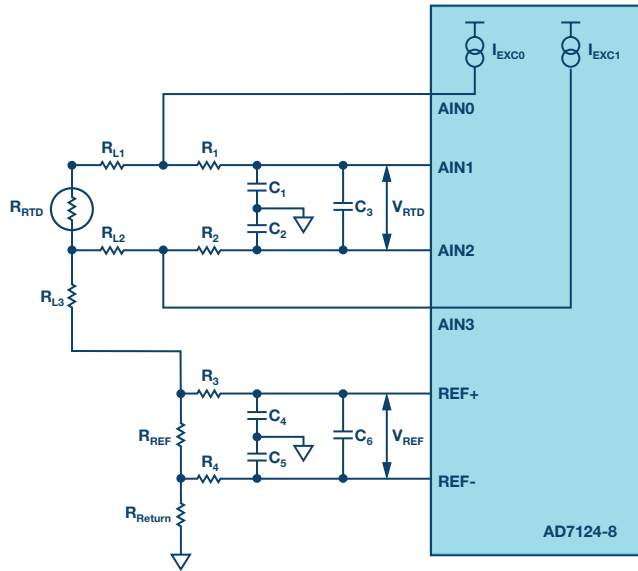


图2. 基于AD7124-8的3线RTD比率测量。

两个集成的、匹配良好的电流源有助于3线RTD测量。V_{REF}和V_{RTD}可以用以下两个函数表示：

$$\begin{aligned} V_{REF} &= (I_{EXC0} + I_{EXC1}) \times R_{REF} \\ V_{RTD} &= I_{EXC0} \times R_{RTD} + I_{EXC0} \times R_{L1} - I_{EXT1} \times R_{L2} \end{aligned} \quad (1)$$

AD7124集成了两个匹配良好的电流源，这意味着I_{EXC0}接近或等于I_{EXC1}，并且引线电阻R_{L1}和R_{L2}非常相似。上述函数可表示为：

$$\begin{aligned} V_{RTD} &= I_{EXT0} \times R_{RTD} \\ V_{REF} &= 2 \times I_{EXC0} \times R_{REF} \end{aligned} \quad (2)$$

转换结果可以用以上两个函数表示为：

$$Code/Code_{FS} = V_{RTD}/V_{REF} = \frac{R_{RTD}}{(2 \times R_{REF})} \quad (3)$$

根据此函数，RTD电阻值可通过转换结果和基准电阻值计算。详情请参阅CN-0383。

对于2线RTD，引线电阻引起的误差无法抵消，但此类RTD传感器的成本低于其他传感器；AD7124-8可配置为2线RTD传感器，如图3所示。

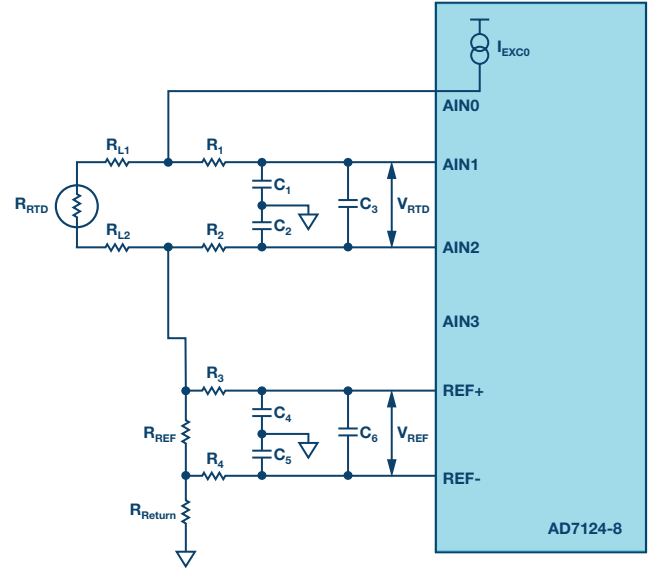


图3. 基于AD7124-8的2线RTD比率测量。

在实践中，许多工业客户要求用RTD模块的同一端口连接许多不同类型的RTD传感器，以方便平衡RTD传感器的成本和性能。图4显示了RTD模块的通用接口，它可以支持不同线数的RTD传感器。

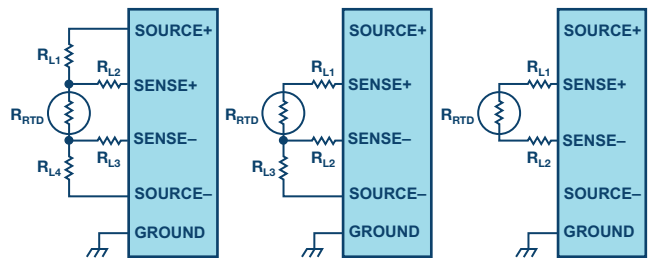


图4. 不同线数传感器的RTD接口。

对于这一要求，此类RTD模块需要通过软件加以配置来支持不同线数的RTD传感器。图5显示了基于AD7124-8和开关的不同线数RTD传感器的框图。AD7124-8支持4通道、2线/3线/4线RTD测量。

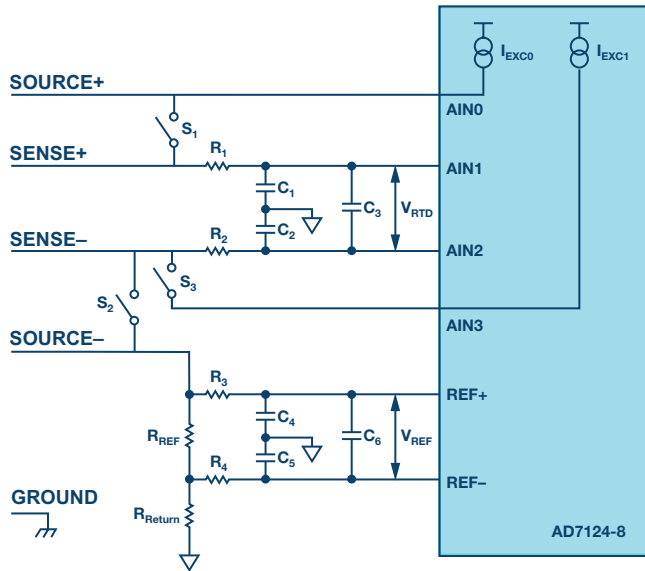


图5. 基于AD7124-8的不同线数RTD传感器测量。

针对不同传感器，使用控制器可以轻松更改配置。表1显示了不同配置下的开关和电流源状态。

表1. 不同线数RTD传感器的开关和 I_{EXT} 状态

	S1	S2	S3	I_{EXT1}	I_{EXT2}
2-wire RTD	Closed	Closed	Open	Enable	Disable
3-wire RTD	Closed	Open	Closed	Enable	Enable
4-wire RTD	Open	Open	Open	Enable	Disable

通过计算选择合适的电阻和电容值，可以优化噪声性能。文章“RTD比率温度测量的模拟前端设计考虑”可用作指南。除了优化噪声性能之外，还需要一些额外的措施来实现过压保护。

首先，AD7124的某些模拟引脚直接暴露在外部环境中，根据AD7124在25°C下的绝对最大额定值，模拟输入电压应介于-0.3 V至 $AV_{DD} + 0.3$ V之间，这意味着发生高过压时，该模块无法提供保护。其次，三个开关需要承受高压。

增加限流电阻

在AD7124的每个引脚上增加限流电阻可以为AD7124提供过压保护。

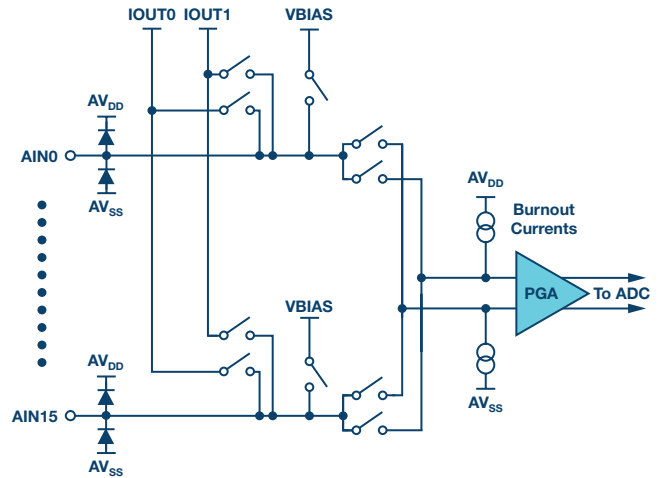


图6. AD7124-8模拟引脚内部架构。

图6显示了AD7124的模拟引脚架构。每个模拟引脚上有两个钳位二极管，我们可以利用这些二极管直接实现保护，而不会引入任何其他漏电流。

图7显示了该方法的示意图，R1至R4分别位于AIN1、AIN2、REF+和REF-的前面。此设置用于消除噪声。同时，这些电阻可以用于限流；在AIN0和AIN3前面增加限流电阻可以保护AD7124的其余裸露模拟引脚。

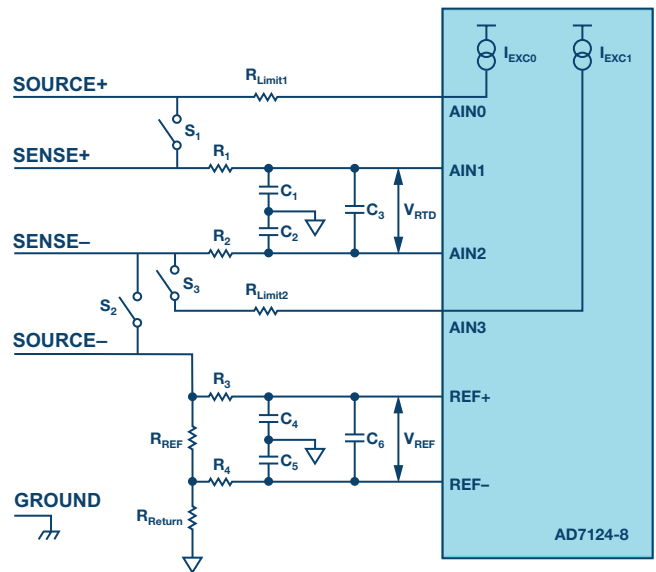


图7. 在ADC输入引脚前面添加限流电阻。

这些电阻和内部钳位二极管可以防止某种程度的正负过压。当发生正或负过压故障时，电流将通过电阻和内部钳位二极管流向AVDD或AVSS。根据AD7124的绝对最大值规格，电流值必须限制在10 mA以下。如果 R_{LIMIT} 等于3 k Ω ，则该模块可以防范 ± 30 V持续过压。

但是，当该模块在正常模式下工作时， R_{LIMIT} 上会出现压降。如果激励电流为500 μ A， R_{LIMIT} 上的压降将为1.5 V，传感器电阻和 R_{REF} 将受到限制。增加 R_{LIMIT} 可以获得更好的保护，但传感器和参考电阻阻值范围会更小。基于该保护方法，顺从电压将随着过压保护要求的提高而降低。需要注意 R_{REF} 和 R_{Return} 的功耗，故障电压将直接落在这两个电阻上。

除AD7124-8模拟引脚外，开关也暴露在高压下，因此应选择能够防范 ± 30 V电压的器件。过去几年中，光电MOS和继电器已经用于这些情况，但高价格和大封装限制了应用范围。

利用分立晶体管保护电流源

使用限流电阻的最大缺点是SOURCE+上的顺从电压很低。使用分立晶体管和二极管可以实现过压保护，并提高SOURCE+引脚上的最大允许电压。图8显示了该方法的示意图。

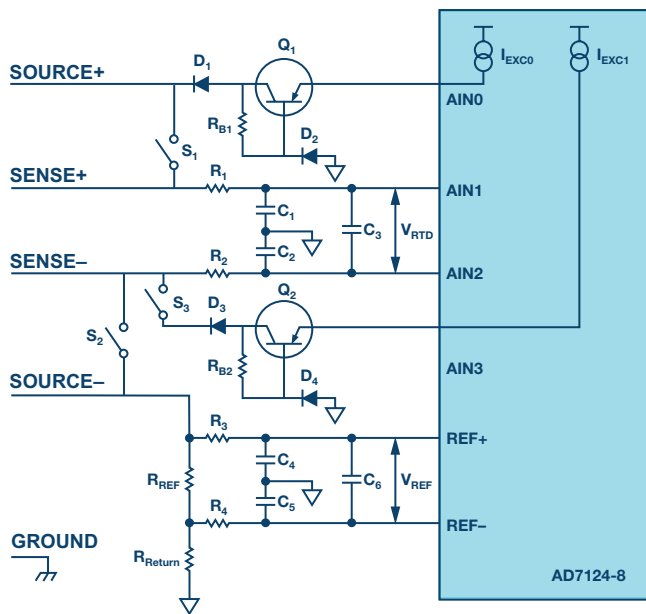


图8. 利用分立晶体管和二极管实现过压保护。

这种结构可以让激励电流在正常情况下总是流向RTD传感器，并防止发生高过压损坏。其他模拟输入引脚可以通过限流电阻来保护，因为模拟输入引脚没有顺从电压限制。

如果对此RTD传感器施加一个很大的正电压，D1会防止电流源受正高压影响。如果对此RTD传感器施加一个很大的负电压，Q1的集电极和基极之间的PN结会反向偏置，导致 R_{B1} 和此PN结上出现高压降，防止损坏AIN0。

在正常模式下，D2用作反向偏置二极管，使得流过该元件的电流非常小。经过Q1发射极流向基极的电流非常小，因此 R_{B1} 上的压降可以忽略不计。这种方法可以使得顺从电压高于使用限流电阻的情况，并且能防范高得多的故障电压。

使用具有过压保护功能的模拟开关与多路转换器

使用分立元件保护这种高精度RTD模块的缺点是显而易见的：不容易选择合适的元件；这些元件会使保护电路复杂化；并且会占用较大的PCB面积。

尽管AD7124模拟输入引脚的漏电流非常小，但这些引脚串联的大电阻（如 R_1 和 R_2 ）会产生明显的误差，而且这些电阻的热噪声会降低分辨率。在实际设计中，RTD模块可能有多个通道，电流源从一个通道切换到另一个通道，大电阻值会增加模拟输入RC组合的建立时间，而RTD模块应该花更多时间给电容充电，如 C_1 、 C_2 和 C_3 。保护功能和精度很难平衡。开关同样需要防范高过压。

在这种情况下，使用具有故障保护功能的模拟开关与多路转换器可以提供开关和过压保护。图9给出了一个示例。

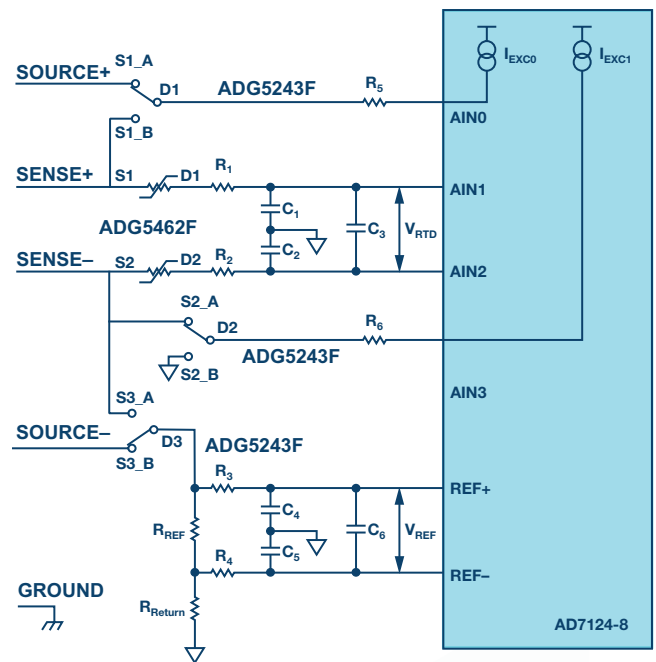


图9. 带故障保护的模拟开关与多路转换器。

在图9中，AD7124前端使用了ADG5243F中的三个SPDT开关，AIN1和AIN2前端使用了ADG5462F中的两个可变电阻。这些保护功能可以通过ADG5243F和ADG5462F来实现，二者具有用户自定义故障保护和检测功能。

这些器件的突出特性有：

- ▶ 源极引脚具有过压保护功能，可以耐受高于副供电轨、从-55V到+55V的电压。
- ▶ 在未供电情况下，源极引脚的过压保护范围是-55V至+55V。
- ▶ 过压检测提供数字输出，指示开关的工作状态。
- ▶ 沟槽隔离可防止闩锁。
- ▶ 针对低电荷注入和导通电容而优化。
- ▶ ADG5243F既可采用±5V至±22V的双电源供电，也可采用8V至44V的单电源供电。

抗闩锁、低漏电流和业界领先的 R_{on} 平坦度也是这些器件的优点。低漏电流和低电阻可以提高该RTD模块的精度和噪声性能。

如果对RTD接口施加正或负电压，则漏极引脚上的电压将箝位在 $POSFV + V_T$ 或 $NEGFV - V_T$ 。如果 $POSFV$ 设置为4.5V且 $NEGFV$ 设置为

AGND，则路径中用于保护AD7124的串联电阻要容易选择得多。如果过压发生在无电状态下，则开关保持高阻抗状态，以帮助防止损坏器件。

这些器件的检测功能可用于系统诊断。ADG5243F和ADG5462F的源极输入电压持续受到监控。低电平有效数字输出引脚FF指示开关的状态。FF引脚上的电压指示是否有任何源极输入引脚发生故障。AD7124提供许多强大的系统安全诊断功能。处理器可以将这些器件的诊断功能组合起来以构建更加稳健的系统。

结语

AD7124中的功能模块和诊断功能可提高精度和稳健性。比较RTD模块中的三种过压保护方法之后，可发现使用具有过压保护功能的模拟开关与多路转换器具有许多优点：

- ▶ 让RTD模块能承受更高的故障电压
- ▶ 漏电流低、噪声低且建立时间短
- ▶ 取代传统的继电器和光电MOS，节省PCB面积和成本
- ▶ 诊断功能增强系统稳健性
- ▶ 易于使用



作者简介

Yao Zhao在ADI北京设计中心担任产品应用工程师。他负责中国市场 Σ - Δ ADC产品的技术支持工作。在业余时间，他喜欢看Jim Williams画的漫画。联系方式：yao.zhao@analog.com。

第158期——用双极性方法驱动单极性栅极驱动器

作者: Ryan Schnell

问:

是否需要专门的栅极驱动器来提供正负电压?



答:

不需要。可以调整单极性栅极驱动器, 改用双极性方式驱动。

如果一个特殊的功率器件需要正负栅极驱动, 电路设计人员无需特别寻找可进行双极性操作的特殊栅极驱动器。使用一个简单的技巧, 就可以使单极性栅极驱动器提供双极性电压!

当驱动中/大功率MOSFET和IGBT时, 一旦功率器件上的电压变化速率较高, 就会存在密勒效应导通风险。电流通过栅极-漏极电容或栅极-集电极电容注入到功率器件的栅极。如果电流注入足够大, 使栅极电压高于器件的阈值电压, 则可以观察到寄生导通效应, 从而导致效率降低, 甚至出现器件故障。

通过使用一个从功率器件栅极到源极或漏极的超低阻抗路径, 或者通过为栅极提供一个相对于源极或漏极的负驱动电压, 可以缓解密勒效应。密勒效应导通缓解技术的目标是当通过密勒电容的电流达到尖峰时, 保持栅极电压在期望的阈值以下。

某些功率器件类型的完全关断甚至需要负电压, 必须要求来自栅极驱动器的负电压驱动。器件制造商建议使用负栅极驱动电压的器件包括标准的硅基MOSFET、IGBT、SiC和GaN器件。

可在副边(功率器件驱动边)单极性电源下工作的隔离栅极驱动器种类繁多, 但是, 允许显式双极性电压驱动的栅极驱动器器件相比之下要少很多。克服缺少负栅极驱动器器件的一种方法是将栅极驱动器相对于功率器件偏移, 从而形成相对于功率器件的源极或漏极的负栅极驱动电压, 而栅极驱动器IC仍然只看到单极性电源。单极性和双极性栅极驱动波形示例如图1所示。

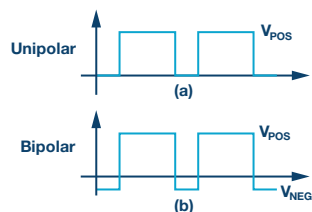


图1. (a)单极性和(b)双极性栅极驱动波形。

一个具有理想电压源的原理图如图2所示。在这个示例中, 驱动器IC的供电电压等于 V_1 、 V_2 之和, 而MOSFET的栅极驱动电压为导通状态下的 $+V_1$ 和关断状态下的 $-V_2$ (相对于MOSFET的源极节点)。请注意, 在此示例中, 两个电压源都已使用单独的电容去耦。栅极驱动器IC的有效去耦是电容的串联组合, 小于每个单独电容的容值。如有需要, 可以在 V_{DD} 和GND之间添加额外的去耦, 但最重要的是要保持 C_1 和 C_2 作为提供低阻抗路径栅极电流的电容, 在打开和关闭期间各自独立。

隔离栅极驱动器IC通常带有欠压闭锁(UVLO), 以防止栅极驱动器的栅极电压太低时, 功率器件发生弱驱动。如图2所示, 在驱动单极性栅极驱动器时, 必须注意UVLO的预期操作, 因为UVLO通常以栅极驱动器的地为基准。考虑 $V_1 = 15\text{ V}$, $V_2 = 9\text{ V}$, 且栅极驱动器UVLO约为11 V的情况, 这是常见的IGBT的工作状况。如果 V_1 下降超过4 V, 则UVLO不会触发, 但在导通期间将在11 V以下驱动IGBT, 因此IGBT发生欠压驱动。

为了解决这一问题, 可以通过使用两个隔离电源来创建两个单独的电压源, 但这种方法的成本往往令人担忧。如果使用反激式拓扑, 则可以使用多个绕组抽头, 从而可以相对容易地获得多个电压。

有些隔离电源模块可以提供隔离电源, 并且一些制造商正选用适合功率器件的电压。其中一个例子是RECOM, 其针对IGBT的器件产品线生成+15 V和-9 V的隔离电源轨。

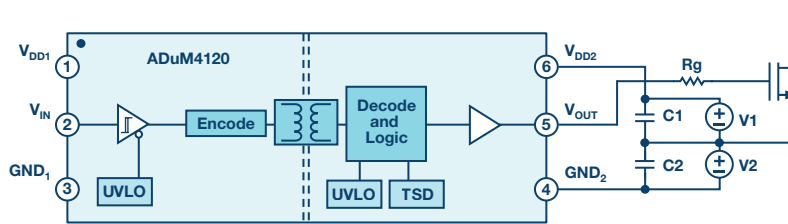


图2. 双极性电源的设置示例。

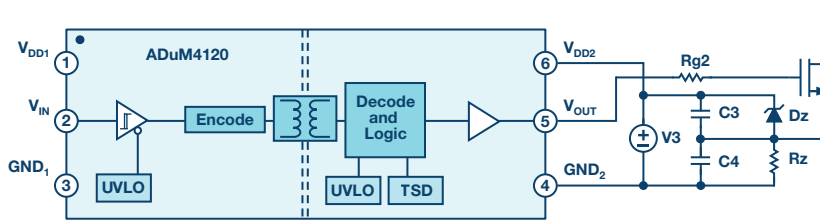


图3. 齐纳二极管示例。

对于如此大的电压摆幅，栅极驱动器所能承受的电压范围必须比其他器件更大。ADI采用*iCoupler*®技术的ADuM4135和ADuM4136 IGBT 栅极驱动器能在这种电压范围内正常工作，它们的建议电压范围可高达30 V。两款器件在输出边都提供了一个专门的接地引脚，使驱动器的UVLO能够以正电源轨为基准。ADuM4135还包括一个集成的密勒箝位，可进一步抑制密勒效应导致的栅极电压突变。

从单电压源产生双极性电源的一个简单方法是使用偏置齐纳二极管以生成第二个电压源。虽然栅极驱动器在功率器件的导通和关断期间提供高电流，但是实际需要电源提供的平均电流相对较低，对于大多数应用而言通常在几十毫安范围内。

使用齐纳二极管既可以调节正电压，又可以调节负电压，并且可以基于哪个电压轨需要更高的精度来进行选择。图3所示的设置示例是调节正电压，而不是负电压。需要正电压调节的一个可能原因是，栅极驱动器对栅极电压有严格的容差要求（例如某些GaN器件的情况）。调节正电源还有一个额外的优势，即允许栅极驱动器的UVLO按预期工作，因为 V_s 的任何波动都会被齐纳二极管衰减，直到 V_s 低至无法提供齐纳二极管的工作电压。

使用齐纳二极管由一个电源生成两个电源还具有节省布局空间的优势。齐纳二极管和电阻不仅有效地取代了整个隔离电压源，而且通过使用单极性隔离栅极驱动器，可以采用六引脚器件（例如ADI采用*iCoupler*技术的ADuM4120），从而可在栅极驱动器IC附近的隔离爬电区域节省更多空间。

使用ADI的ADuM4121和GaN Systems的GS66508T创建的齐纳二极管双极性设置参考示例，可创建一个半桥。这个示例的设计旨在以器件源极为基准生成一个+5 V和-4 V驱动。通过使用不同的齐纳二极管和相同的9V隔离电源，可以轻松地将这个示例改为+6 V和-3 V驱动。较大的死区时间用于将密勒突变与其他关断瞬变从视觉上区分开，但实际上，ADuM4121可实现更短的死区时间（几十纳秒范围内），这是高效GaN设计的一个重要指标。

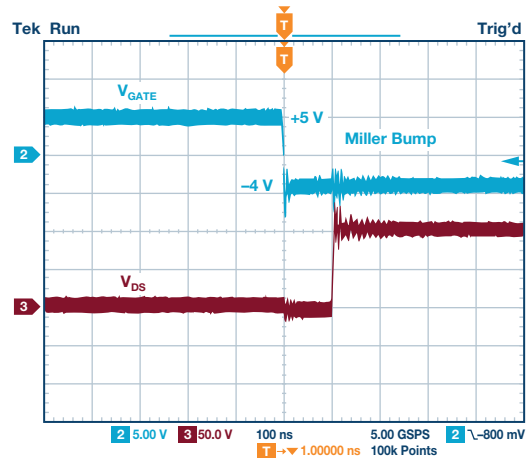


图4. ADuM4121和GS66508T的实验结果。

创建可以缓解密勒效应寄生导通的栅极负电压驱动器并不一定很复杂。许多现有的单极性工作的栅极驱动器，借助很少的外部电路就可以轻松驱动栅极负电压。确实还需要考虑一些其他因素（如有效UVLO电压），但这种方法的优势更大。



作者简介

Ryan Schnell是ADI公司的应用工程师。他的工作涉及使用*iCoupler*技术来实现隔离的隔离式栅极驱动器，以及各种电源管理产品。他拥有科罗拉多大学电气工程学士和硕士学位，以及电源电子学博士学位。联系方式：ryan.schnell@analog.com。

第159期—— 如果接地层分开

作者: Frederik Dostal

问:
在哪里连接开关稳压器的接地层?



答:
如何使用带有模拟接地层(AGND)和功率接地层(PGND)的开关稳压器?这是许多开发人员在设计开关电源时会问的一个问题。一些开发人员已习惯于处理数字接地层和模拟接地层;然而,涉及到功率GND时,他们的经验往往会失效。设计师通常会直接复制所选开关稳压器的电路板布局,不再思考这个问题。

PGND是较高脉冲电流流经的接地连接。根据开关稳压器拓扑结构,这表示通过功率晶体管的电流或功率驱动器级的脉冲电流。对于带有外部开关管的开关控制器,该接地层尤为重要。

AGND有时被称为SGND(信号接地层),是其他信号用作参照的接地连接,通常十分平静。该接地层包括调节输出电压所需的内部基准电压。软启动和使能电压也以AGND连接为参照。

关于这两种接地连接的处理,有两种不同的技术观点,因此专家的意见也产生了分歧。

根据其中一种观点,开关稳压器IC上的AGND和PGND连接应该在各自引脚旁相互连接。这样一来,两个引脚之间的电压偏移保持在相对较低的水平。因此可以保护开关稳压器IC免受干扰,进而免遭破坏。电路的所有接地连接和可能的接地层将以星型拓扑的结构连接到该公共点。图1所示为该观点的实现示例。此处显示了LTM4600的电路板布局。这是一款10 A降压型微型模块。电路板上的独立接地连接彼此靠在一起(请参见图1中的蓝色椭圆形)。由于芯片和外壳之间的各自焊线的寄生电感,以及各自引脚的电感,因此已经存在一定程度的PGND和AGND去耦,这导致芯片上电路之间存在少量相互干扰。

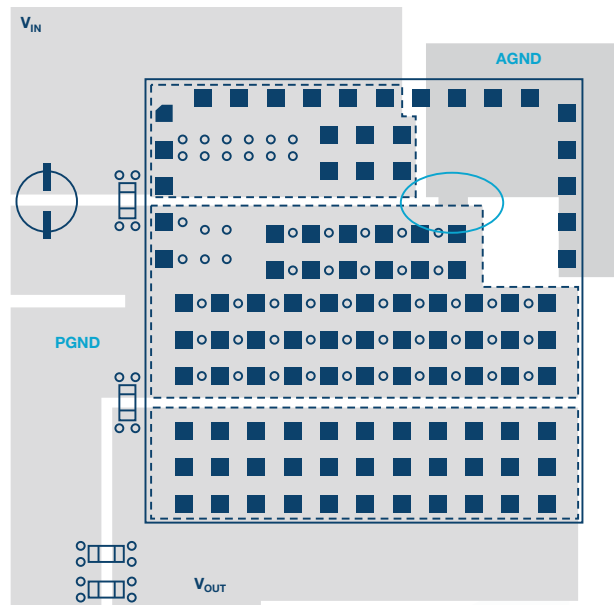


图1 焊接触点处PGND和AGND的局部连接。

另一种观点是将电路板上的AGND与PGND分开,形成两个单独的接地层,在某一点相互连接。通过这种连接,干扰信号(电压偏移)主要出现在PGND区域,而AGND区域的电压仍非常平静,并很好地从PGND去耦。然而,根据脉冲电流瞬变和电流强度情

况，各自引脚上的PGND与AGND之间可能存在明显的电压偏移。这可能会导致开关稳压器IC无法正常工作，甚至损坏。图2所示为该观点的实现方案。该示例采用一款6 A降压型开关稳压器ADP2386。

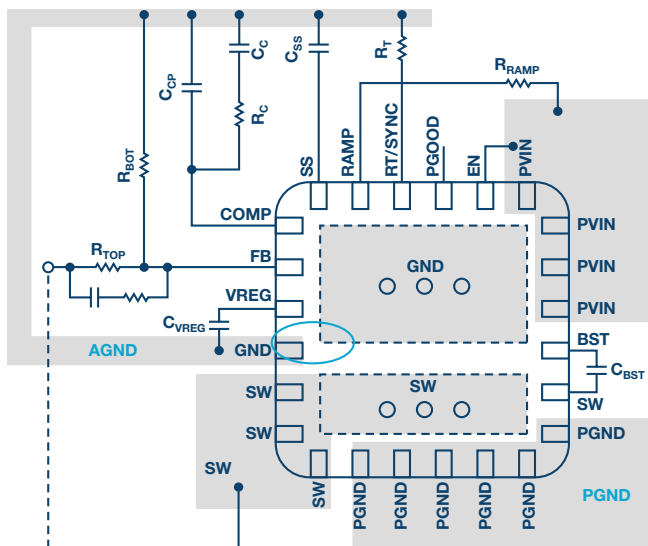


图2. 分开的AGND和PGND在接地标签下方利用过孔连接。

说到底，接地问题其实就是权衡利弊：分开两个接地层具有隔离噪音和干扰的优势；但两个接地层之间可能会产生电压偏移，从而存在损坏芯片并影响功能的风险。权衡利弊后，最终决策正确与否主要取决于IC设计，包括开关转换速度、功率电平、焊线和IC封装上的寄生电感、每个IC设计的门锁风险（涉及不同的半导体工艺）。

结论

关于如何处理AGND和PGND接地的问題，并没有简单的答案。所以相关讨论仍在继续。前面我提到，许多开关稳压器用户都采用IC制造商提供的示例电路中的电路板布局和接地连接类型。这样做很有用，因为您通常可以假设制造商也利用该配置对各IC进行了测试。而且，在图1和图2提供的示例中可以看到，各自的IC引脚排列适用于PGND和AGND旁的局部接地连接，或者适用于单独接地。

当然，IC制造商在设计示例电路时可能会出错。所以，最好进一步了解相关基本原理的更多信息。



作者简介

Frederik Dostal就读于德国爱尔兰根大学微电子学专业。他于2001年开始工作，涉足电源管理业务，曾担任多种应用工程师职位，并在亚利桑那州凤凰城工作了4年，负责开关模式电源。Frederik于2009年加入ADI公司，担任欧洲分公司的电源管理技术专家。联系方式：frederik.dostal@analog.com。

第160期——简单电路测量两个光源的相对强度

作者：Chau Tran

问：

是否可以使用仪表放大器测量两个光源之间的差异？



答：

是的，用两个光敏电阻替换仪表放大器的主设定电阻就可以。

在许多照明应用中，测量两个光源的相对强度比测量其各自的强度更重要。这样能确保两个光源以相同的强度发光。例如，比较同一建筑物内控制室（1号房间）和另一间房（2号房间）的亮度会有帮助，以便可以在白天的任何时间和夜里进行调整。或者，对于一个生产系统，您可能希望确保明亮的光照条件不发生变化。

确定相对强度的一种办法是测量两个附加光检测器的不同输出。其差异将被转换为以地为基准的单端电压信号。

图1中的电路就是解决此问题的一种简单但有效的方法，其使用带电阻增益控制功能的仪表放大器，例如AD623。

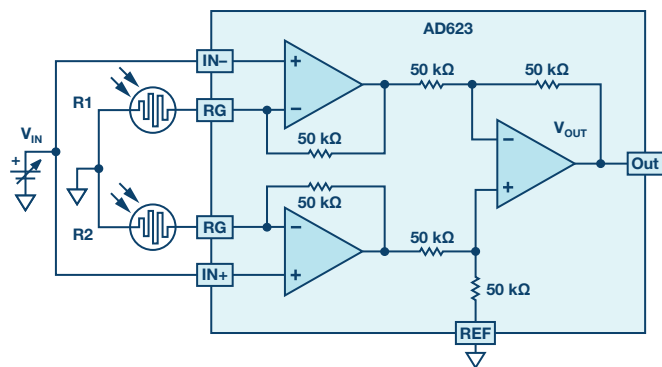


图1. 测量相对光强度的简单电路

请注意，该电路中有两个特殊电阻R1和R2。R1 (LDR)测量两个光源的亮度。

何谓LDR？该术语表示光敏电阻。它是一种无源电子元件，带有一个电阻，其阻值依据光强度而变化。光敏电阻有不同形状和颜色，适用于许多电子电路，尤其是报警器、开关器件、时钟和路灯。

一般来说，LDR的电阻在黑暗中非常高，几乎高达1 MΩ，但当光线照在LDR上时，其电阻降至几kΩ（10 lux时为10kΩ至20kΩ，100 lux时为2kΩ至4kΩ），具体情况视型号而定。

此原理图使用的LDR来自RadioShack（产品型号276-1657）。

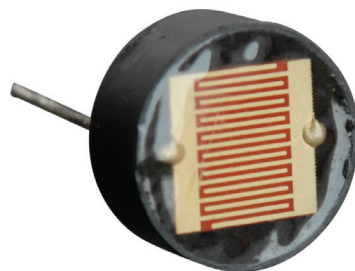


图2. RadioShack产品型号276-1657

图1中的原理图采用AD623和两个LDR。作为主传感器的光敏电阻R1是参考点光源。它用作光强度的基准，位于控制室中。若要比两个以上的光源，则在每次比较时都应使用此光源作为基准。这种比较可以在晚上或白天进行。请记住，电阻发生变化需要8毫秒到12毫秒。电阻恢复到初始值也需要几秒钟。

该设计非常简单。系统电源为±5V，两个输入端的输入电压为 V_{IN} 。因此，每个光敏电阻的一端有相同电压，另一端接地。如果相同量的光照在两个光敏电阻上，其间的电流差将为零，因为其电阻相等。结果是输出电压为零伏。当两个房间的照明不均匀时，两个光源的强度之间存在差异，这会在系统输出端产生电压。该电压的极性指示哪个房间更亮。如果输出电压为正，则意味着照在LDR2上的光线较多，反之亦然。

图3为输出波形的示波器图。输入电压为1Vp-p方波，频率为1kHz，输出（约2V）表明2号房间中的光源更亮。

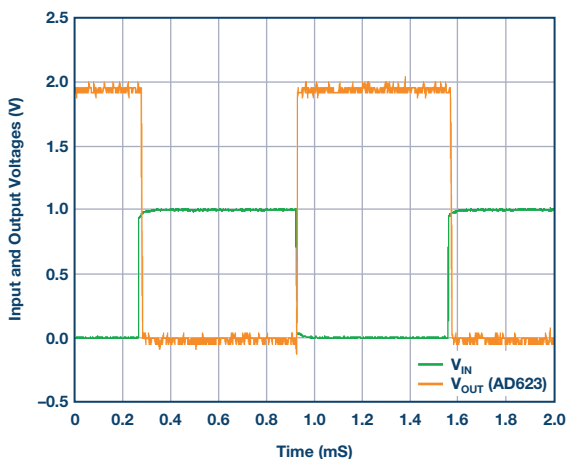


图3. 输出电压指示相对光强度



作者简介

Chau Tran于1984年加入ADI公司，目前在位于美国马萨诸塞州威明顿市的仪表放大器产品(IAP)部门工作。他于1990年毕业于塔夫斯大学，获得电气工程硕士学位。Tran拥有10多项专利，并撰写了十几篇文章。联系方式：chau.tran@analog.com。

在本文的电路中，AD623的输出端有两个LED。当输出为正（光源2更亮）时，正极连接到输出的红光LED将开启，而当光源1更亮时，正极接地的黄光LED将开启。请注意，LED的亮度表示房间相对强度的幅度水平。

当两个房间看起来同样明亮时，其照度相等，输出为0V，两个LED均关闭。

电路输出端的电压为：

$$V_{OUT} = V_{IN} \times 50 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{1}{LDR1} - \frac{1}{LDR2} \right)$$

输出的均方根值表示两个光源的强度等级。

校准LDR1值以找到特定亮度下的精确电阻值之后，可以用一个纯电阻替换LDR1，这样系统在所有时候都会将LDR2的值与某个亮度进行比较。通过这种方式，固定电阻便可用作一个已知光强度的基准。这种电路可以充当太阳能导引头，即一种跟踪光源的简单装置。此类装置可以使太阳能面板对准太阳，或用于搜救机器人中，引导被困人员走向有光的地方。为了实现太阳能导引头，可以利用伺服电机来旋转光敏电阻。

使用AD623并且将两个灯泡分别与LDR1和LDR2一起放入不同的房间，可以了解这两个灯泡的效率。该电路功耗低，只需两节AA电池供电，故适合于功耗敏感应用。

第161期——经典架构新玩法： 用单端仪表放大器实现全差分输出

作者：Rusty Juskiewicz

问：

我们可以使用仪表放大器生成差分输出信号吗？



答：

随着对精度要求的不同提高，全差分信号链组件因出色的性能脱颖而出，这类组件的一个主要优点是可通过信号路由拾取噪声抑制。由于输出会拾取这种噪声，输出经常会出现误差并因而在信号链中进一步衰减。此外，差分信号可以实现两倍于同一电源上的单端信号的信号范围。因此，全差分信号的信噪比(SNR)更高。经典的三运放仪表放大器具有许多优点，包括共模信号抑制、高输入阻抗和精确（可调）增益；但是，在需要全差分输出信号时，它就无能为力了。人们已经使用一些方法，用标准组件实现全差分仪表放大器。但是，它们有着各自的缺点。

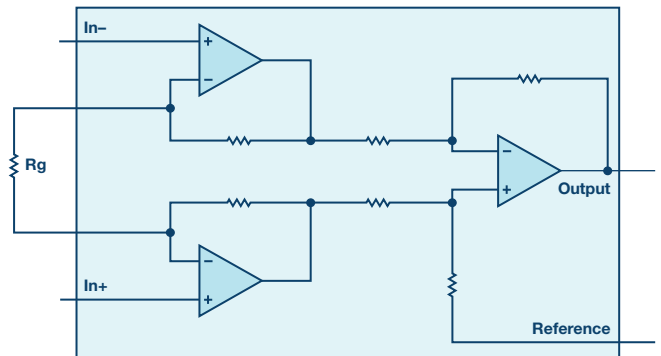


图1. 经典仪表放大器。

一种技术是使用运算放大器驱动参考引脚，正输入为共模，负输入为将输出连接在一起的两个匹配电阻的中心。该配置使用仪表放大器输出作为正输出，运算放大器输出作为负输出。由于两个输出是不同的放大器，因此这些放大器之间动态性能的失配会极大地影响电路的整体性能。此外，两个电阻的匹配导致输出共模随输出信号运动，结果可能导致失真。在设计该电路时，在选择放大器时必须考虑稳定性，并且可能需要在运算放大器上设置一个反馈电容，用于限制电路的总带宽。最后，该电路的增益范围取决于仪表放大器。因此，不可能实现小于1的增益。

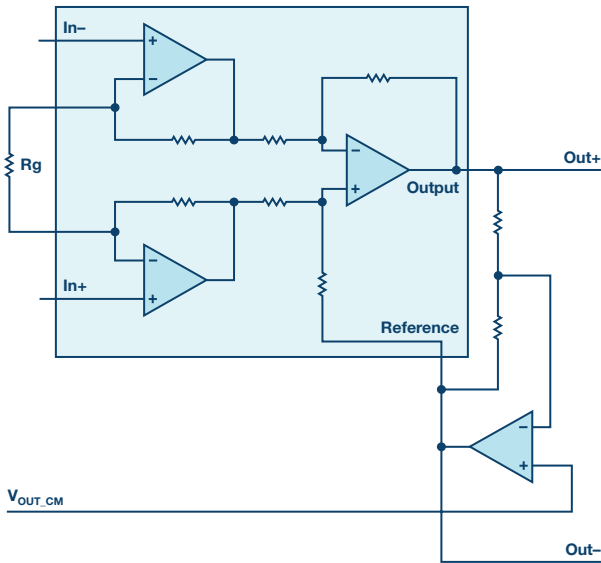


图2. 使用外部运算放大器生成反相输出。

另一种技术是将两个仪表放大器与输入开关并联。与前一电路相比，这种配置具有更好的匹配驱动电路和频率响应。但它不能实现小于2的增益。该电路还需要精密匹配增益电阻，以实现纯差分信号。这些电阻的失配会导致输出共模电平的变化，其影响与先前的架构相同。

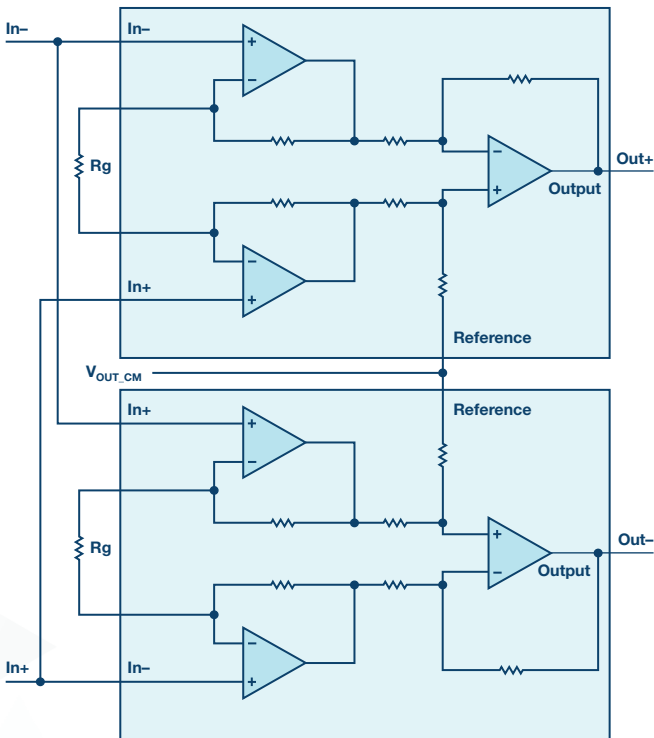


图3. 使用第二仪表放大器产生反相输出。

这两种方法对可实现的增益以及匹配组件的要求存在限制。

新型交叉连接技术

通过交叉连接两个仪表放大器，如图4所示，这种新电路使用单个增益电阻提供具有精密增益或衰减的全差分输出。通过将两个参考引脚连接在一起，用户可以根据需要调整输出共模。

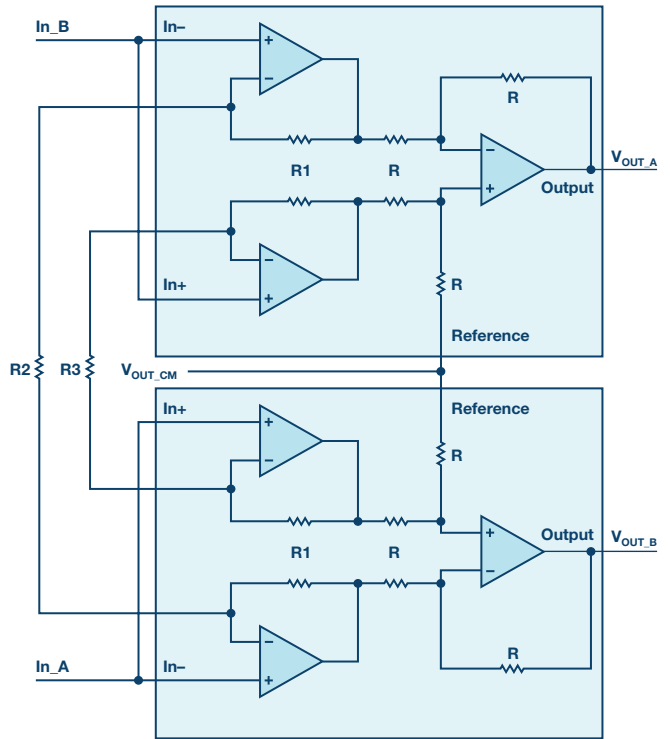


图4. 交叉连接技术——生成差分仪表放大器输出的解决方案。

In_A的增益由以下等式推出。由于输入电压出现在仪表放大器2的输入缓冲器的正端子上，而电阻R2和R3另一端的电压为0V，因此这些缓冲器的增益遵循适用于同相运算放大器配置的等式。同样，对于仪表放大器1的输入缓冲器，增益遵循反相运算放大器配置。由于差分放大器中的所有电阻都匹配，因此缓冲器输出的增益为1。

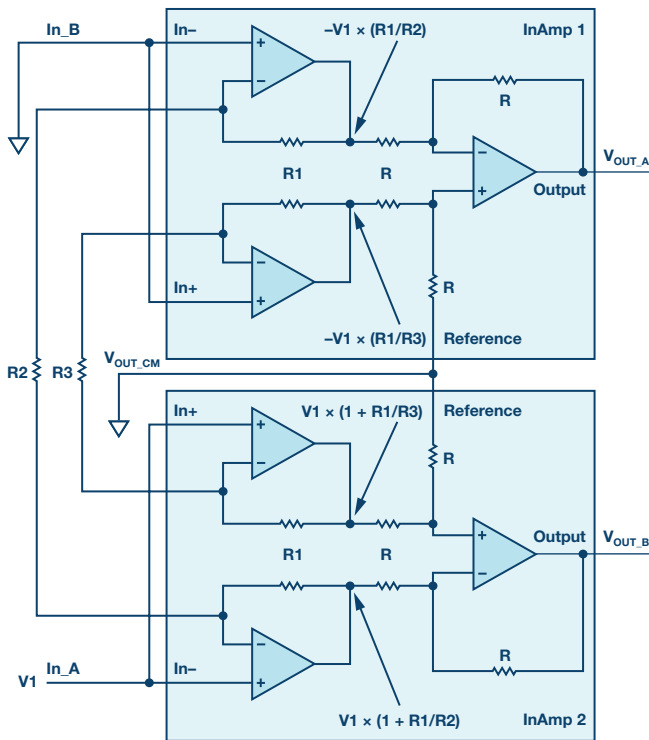


图5. 仪表放大器内部的匹配电阻是交叉连接技术的关键。

$$V_{OUT_A} = -V1 \times (R1/R3 - R1/R2)$$

$$V_{OUT_B} = V1 \times (R1/R3 - R1/R2)$$

根据对称性原则，如果在In_B施加电压V2且In_A接地，则结果如下：

$$V_{OUT_A} = V2 \times (R1/R3 - R1/R2)$$

$$V_{OUT_B} = -V2 \times (R1/R3 - R1/R2)$$

将这两个结果相加得到电路的增益。

$$V_{IN} = In_A - In_B = V1 - V2$$

$$V_{OUT} = V_{OUT_A} - V_{OUT_B}$$

$$\text{增益} = 2 \times (R1/R2 - R1/R3)$$

增益电阻R3和R2设置电路的增益，并且只需要一个电阻来实现全差分信号。正/负输出取决于安装的电阻。不安装R3将导致增益等式中的第二项变为零。由此可得，增益为 $2 \times R1/R2$ 。不安装R2会导致增益等式中的第一项变为零。由此可得，增益为 $-2 \times R1/R3$ 。需要注意的另一点是增益纯粹是一个比率，因此可以实现小于1的增益。请记住，由于R2和R3对增益有相反的影响，所以，使用两个增益电阻会使第一级增益高于输出。如果在选择电阻值时不小心，结果会加大由于第一级运算放大器在输出端引起的偏差。

为了演示这个电路的实际运用情况，我们把两个AD8221仪表放大器连接起来。数据手册将R1列为24.7kΩ，因此当R2为49.4kΩ时，可实现等于1的增益。

CH1是In_A的输入信号，CH2为V_OUT_A，CH3为V_OUT_B。输出A和B匹配且反相，差值在幅度上等于输入信号。

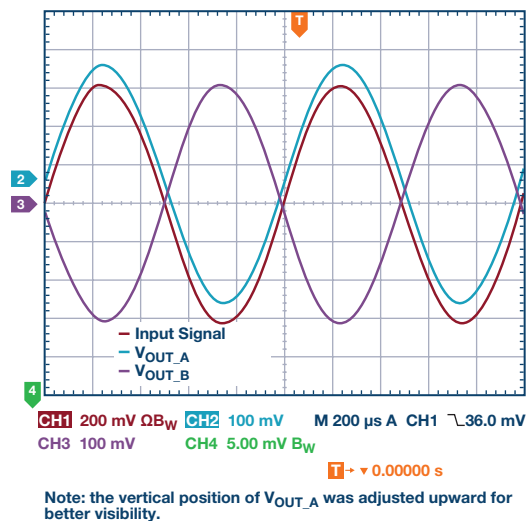


图6. 使用交叉连接技术生成差分仪表放大器输出信号，在增益 = 1的条件下测得的结果。

接下来，将49.4kΩ增益电阻从R2移至R3，电路的新增益为-1。现在Out_A与输入反相，输出之间的差值在幅度上等于输入信号。

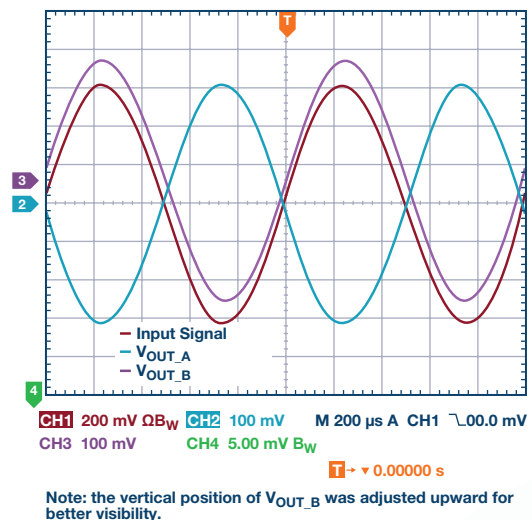


图7. 使用交叉连接技术生成差分仪表放大器输出信号，在增益 = -1的条件下测得的结果。

如前所述，其他技术的一个限制是无法实现衰减。根据增益等式，使用R2 = 98.8kΩ，电路会使输入信号衰减两倍。

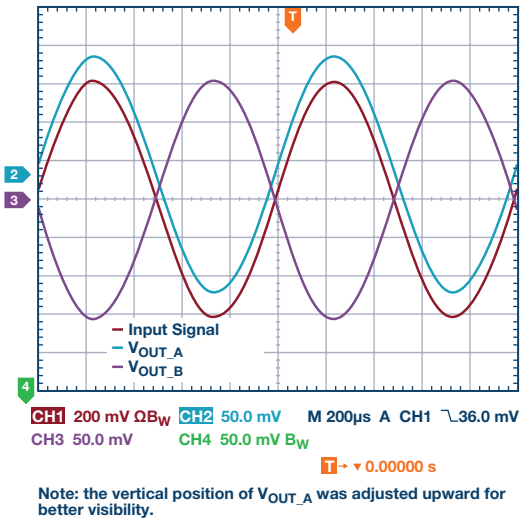


图8. 使用交叉连接技术生成差分仪表放大器输出信号, 在增益 = 1/2的条件下测得的结果。

最后, 为了证明高增益, 选择 $R_2 = 494\Omega$ 以实现 $G = 100$ 。

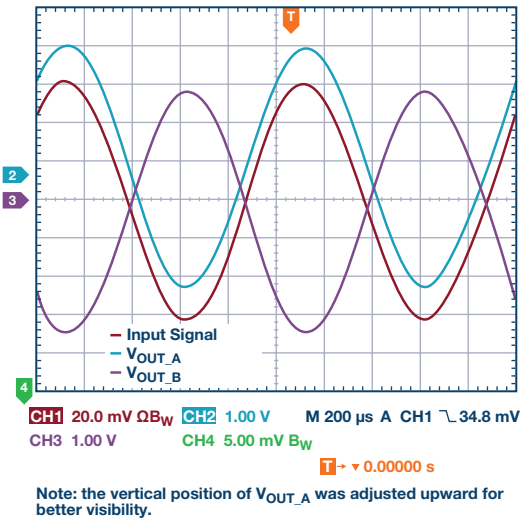


图9. 使用交叉连接技术生成差分仪表放大器输出信号仪表放大器, 在增益 = 100条件下测得的结果。

该电路的性能表现符合增益等式的描述。为了获得最佳性能, 使用此电路时应采取一些预防措施。增益电阻的精度和漂移会增加仪表放大器的增益误差, 因此要根据误差要求选择合适的容差。由于仪表放大器的 R_g 引脚上的电容可能导致较差的频率性能, 因此如果需要高频性能, 应注意这些节点。此外, 两个仪表放大器之间的温度失配会因失调漂移导致系统失调, 因此在此应注意布局和负载。使用双通道仪表放大器, 如AD8222, 有助于克服这些潜在的问题。

结论

交叉连接技术保持仪表放大器的所需特性, 同时提供附加功能。尽管本文讨论的所有示例都实现了差分输出, 但在交叉连接电路中, 输出的共模不会受电阻对失配的影响, 与其他架构不同。因此, 始终都能实现真正的差分输出。而且, 如增益等式所示, 差分信号衰减是可能存在的, 这就消除了采用漏斗放大器的必要性, 在以前, 这是必不可少的。最后, 输出的极性由增益电阻的位置决定(使用 R_2 或 R_3), 这为用户增加了更多的灵活性。



作者简介

Matthew "Rusty" Juskiewicz是位于马萨诸塞州威尔明顿的ADI公司线性产品与解决方案(LPS)事业部的一名产品工程师。他在美国东北大学获得电子工程硕士学位后于2015年加入ADI公司。联系方式:
rusty.juskiewicz@analog.com。

第162期—— 采用无线电源实现无电池应用

作者: Mark Vitunic

问:

我的应用没有电池。是否可以采用无线供电?



答:

当然可以, 可使用最初设计用于能量收集的简单的集成式纳安功耗解决方案。

无线功率传输(WPT)系统由气隙分隔的两部分组成: 发射(Tx)电路(包括发射线圈)和接收(Rx)电路(包括接收线圈)(见图1)。与典型的变压器系统非常相似, 发射线圈中产生的交流电通过磁场感应在接收线圈中生成交流电。然而, 与典型的变压器系统不同的是, 原边(发射端)和副边(接收端)之间的耦合程度通常很低。这是由于存在非磁性材料(空气)间隙。

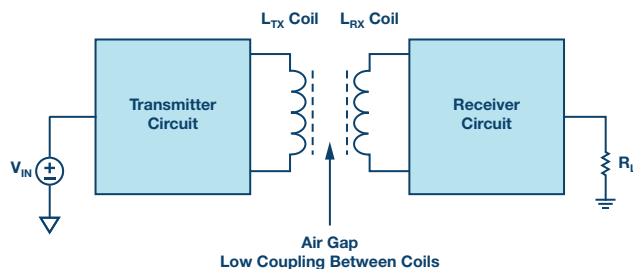


图1 无线功率传输系统。

目前大多数无线功率传输应用都采用无线电池充电器配置。可充电电池位于接收端, 只要有发射端, 就可对其进行无线充电。充电完成后, 将电池与充电器分离, 可充电电池即可为终端应用供电。后端负载既可直接连接到电池, 也可通过PowerPath™理想二极管间连接到电池, 或连接到充电器IC中集成的电池供电稳压器的输出端。在所有三种情况下(见图2), 终端应用既可在充电器上运行, 也可脱离充电器运行。

但是, 如果特定应用根本没有电池, 取而代之的是, 当无线电源可用时, 只需提供一个稳压的电压轨, 那又会如何呢? 在远程传感器、计量、汽车诊断和医疗诊断领域, 此类应用的例子极为常见。例如, 如果远程传感器无需持续供电, 那么它就不需要电池, 而使用电池需要定期更换(若是原电池)或充电(若是可充电电池)。如果该远程传感器仅需要用户在其附近时给出读数, 则可按需进行无线供电。

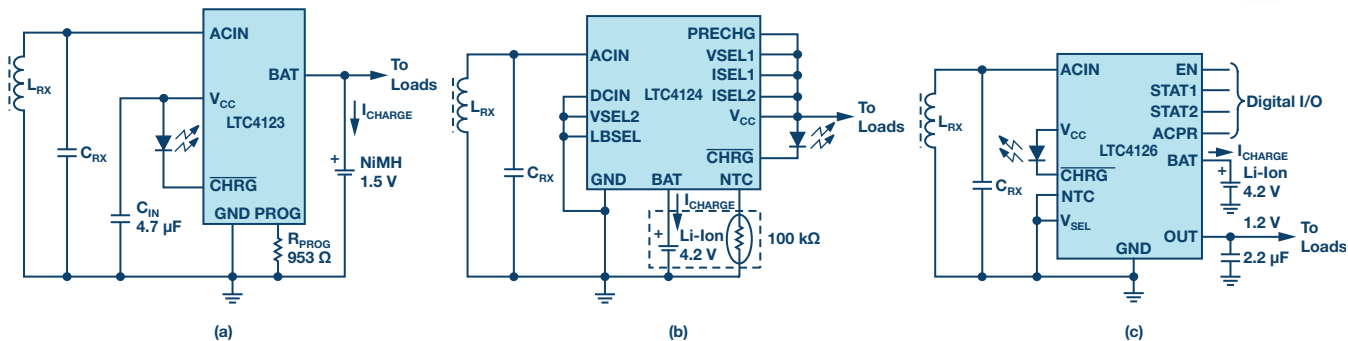


图2 无线Rx电池充电器, 后端负载连接到a)电池、b)PowerPath理想二极管和c)稳压器输出端。

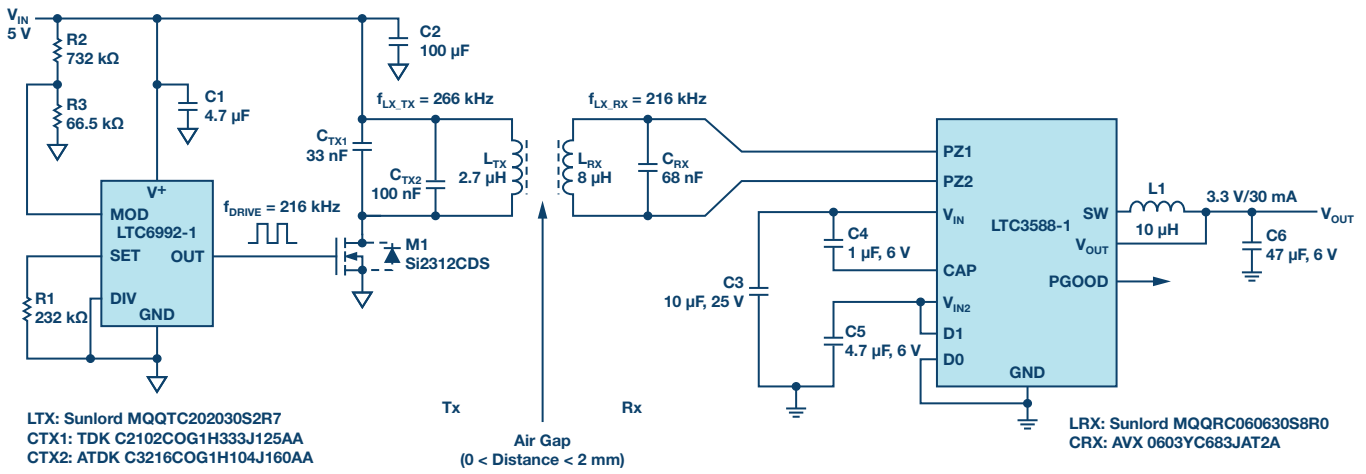


图3. WPT采用LTC3588-1提供稳定的3.3 V电压轨。

我们来看LTC3588-1纳安功耗能量收集电源解决方案。虽然LTC3588-1最初为传感器（如压电、太阳能等）供电的能量收集(EH)应用而设计，但它也可用于无线电源应用。图3显示了采用LTC3588-1的完整发射端和接收端WPT解决方案。在发射端，使用基于LTC6992 TimerBlox®硅振荡器的简单开环无线发射器。在此设计中，将驱动频率设置为216 kHz，低于LC谐振电路的谐振频率266 kHz。 f_{LX_TX} 与 f_{DRIVE} 的精确比值最好是凭经验来确定，旨在最大程度地减小由零电压开关(ZVS)引起的M1开关损耗。关于发射端线圈选择和工作频率的设计考虑，与其他WPT解决方案没有什么不同，也就是说，在接收端采用LTC3588-1并无任何独特之处。

在接收端，将LC谐振电路的谐振频率设置为与216 kHz的驱动频率相等。鉴于许多EH应用需要进行交流到直流的整流（就像WPT一样），因此LTC3588-1已经内置了这项功能，允许LC谐振电路直接连接到LTC3588-1的PZ1和PZ2引脚。该整流为宽带整流：直流到>10 MHz。与LTC4123/LTC4124/LTC4126的 V_{CC} 引脚类似，将LTC3588-1的 V_{IN} 引脚调节至适合为后端输出供电的电平。对LTC3588-1而言，是迟滞降压型DC-DC稳压器的输出而不是电池充电器的输出。可通过引脚选择四种输出电压：1.8 V、2.5 V、3.3 V和3.6 V可选，连续输出电流高达100 mA。只要平均输出电流不超过100 mA，就可以选择大小合适的输出电容来提供较高的短期突发电流。当然，要完全实现100 mA输出电流能力，还取决于是否具有适当大小的发射端、线圈对以及是否充分耦合。

如果负载需求低于支持的可用无线输入功率，则 V_{IN} 电压会增加。虽然LTC3588-1集成了一个输入保护分流器，可在 V_{IN} 电压上升至20 V时，提供高达25 mA的拉电流，但这个功能并非必需的。随着 V_{IN} 电压上升，接收线圈上的峰值交流电压也会上升，这相当于可提供给LTC3588-1的交流流量下降，而不只是在接收谐

振电路中循环。如果在 V_{IN} 上升至20 V之前就达到了接收线圈的开路电压(VOC)，则后端电路受到保护，接收端IC中不会产生热量造成能耗。

测试结果：针对图3所示气隙为2 mm的应用，测得在3.3 V下可提供的最大输出电流为30 mA，而无负载时测得的 V_{IN} 电压为9.1 V。当气隙接近为零时，可提供的最大输出电流增加至大约90 mA，而无负载时的 V_{IN} 电压仅增加至16.2 V，远低于输入保护分流电压（见图4）。

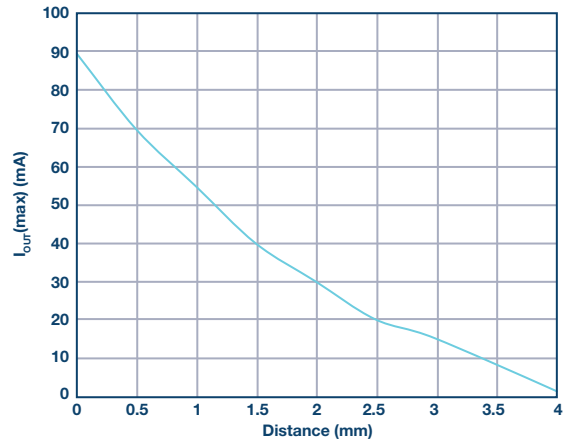


图4. 在3.3 V下各种距离可提供的最大输出电流。

针对采用无线电源的无电池应用，LTC3588-1提供了一种简单的集成解决方案，可提供低电流稳压电压轨，还带有完整的输入保护功能。



作者简介

Mark Vitunic是ADI公司Power by Linear™部门的设计经理。他于2017年正式加入ADI公司（随ADI收购凌力尔特公司加入），之前他已在凌力尔特公司工作了19年。Mark负责管理美国马萨诸塞州北切姆斯福德和德国慕尼黑的众多项目开发工作，专注于无线功率传输、超低功耗IC、能量收集、主动电池平衡和多通道DC-DC稳压器开发。Mark拥有卡内基梅隆大学电气工程学士学位和加州大学伯克利分校电气工程硕士学位。联系方式：mark.vitunic@analog.com。

第163期——采用PGA的SAR转换器可实现125 dB的动态范围

作者：Thomas Tzscheetzsch

问：

16位SAR转换器应用能否在600 kSPS时达到125 dB的动态范围？

答：

能， $89\text{ dB} + 18\text{ dB} + 20\text{ dB} \geq 125\text{ dB}$ 。

简介

对于需要高动态范围的应用，通常使用 Σ - Δ 转换器。这些应用主要可以在化学分析、医疗保健和体重管理领域找到。但是，其中许多模块无法快速转换。图1中的电路描述了一种将高动态范围与高转换率相结合的方法。

图1中的电路显示了带有2.5 MSPS和上游可编程仪表放大器的16位SAR转换器，它将增益设置为1或100。通过在FPGA中进行过采样和数字信号处理，该电路可实现大于125 dB的动态范围，并且仍然非常安静。高动态范围是通过AD8253的自动切换和过采样实现的，其中信号的采样速率远高于奈奎斯特频率。根据经验，采样频率加倍可在原始信号带宽下将信噪比(SNR)提高约3 dB。在图1所示的电路中，仍然在FPGA中应用数字滤波，以消除高于目标信号带宽的噪声。原理如图2所示。

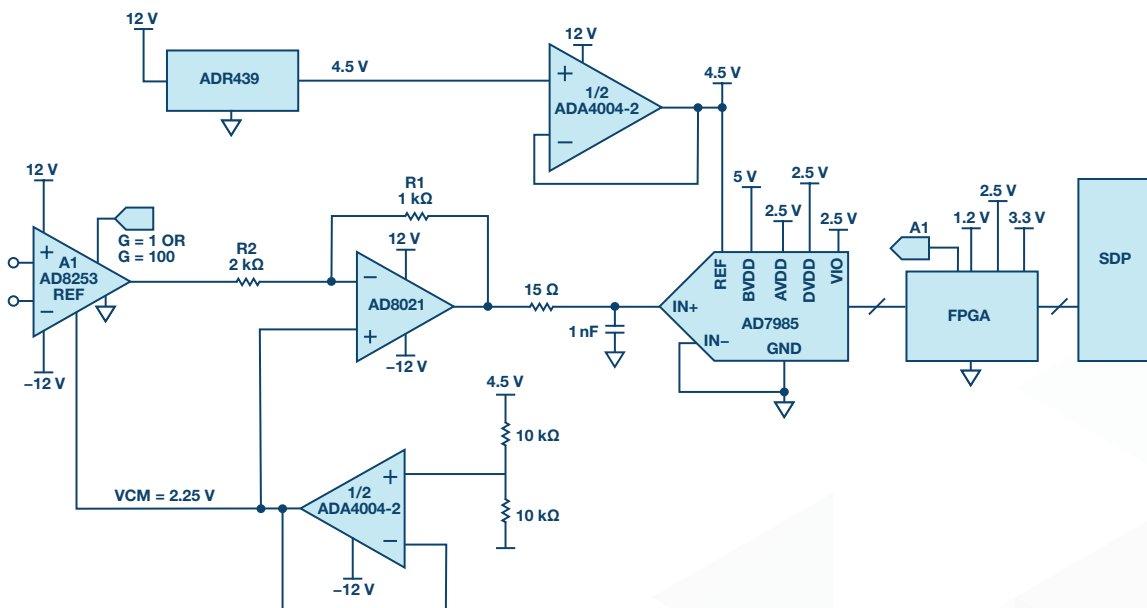


图1. 具有自动增益调节功能的SAR转换器。

为了获得最大动态范围，在输入端使用仪表放大器将极低信号放大100倍。有关噪声的一些注意事项如下：

对于>126 dB的动态范围要求，在3 V (6 V p-p)输入信号时产生的最大噪声级为1 $\mu\text{V rms}$ 。AD7985是具有2.5 MSPS的16位SAR转换器。如果它以600 kSPS (低功耗损耗为11 mW) 和72过采样系数运行，则产生大约8 kSPS的采样率，因此带宽为4 kHz。在这些条件下，将产生最大15.8 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的噪声密度(ND)。该值对于选择正确的仪表放大器很重要。ADC通常具有89 dB的SNR，而系数为72的过采样会额外增加18 dB，因此仍需要大约20 dB才能达到126 dB的目标，这是仪表放大器的任务。AD8253的增益为100时，其值为11 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。下方用作ADC驱动器和用于电平调节的AD8021又增加了2.1 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的噪声。

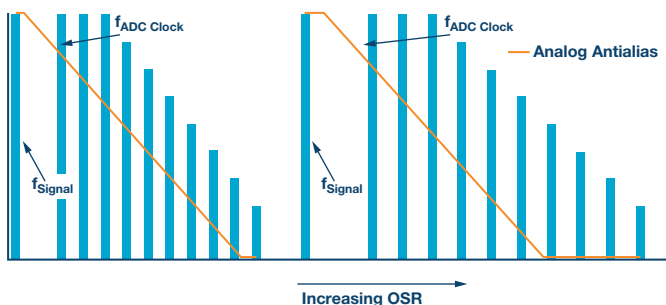


图2. 过采样的增加消除了部分噪声。

模拟信号链由基准电压ADR439 (或REF194) 以及ADA4004-2完成，作为基准缓冲区和驱动器，用于产生偏移电压。



作者简介

Thomas Tzscheetzsch于2010年加入ADI公司，担任高级现场应用工程师。2010年至2012年，他负责支持德国中部地区的客户群，自2012年以来，他任职于关键客户团队，为关键客户提供支持服务。2017年重组后，他负责中欧国家IHC市场的FAE团队，担任FAE经理。

在职业生涯的最初阶段，他于1992年至1998年在一家机械制造公司任电子工程师兼部门负责人。在哥廷根应用科学大学完成电气工程学习后，他任职于Max Planck研究院从事太阳能系统研究工作，担任硬件设计工程师。2004年至2010年，他任职于ADI公司产品经销商的现场应用工程师。联系方式：

thomas.tzscheetzsch@analog.com。

除模拟路径中的组件外，FPGA (或处理器) 对电路性能也很重要。关键任务是将仪表放大器的增益从1切换为100。为此，对许多阈值进行了编程以确保ADC不饱和。因此，AD8253在输入电压高达20 mV左右时以100为增益运行，这使得ADC输入端的最大电压达2.0 V。然后，FPGA将AD8253的增益降至1且没有延迟，以防止过载 (见图3)。

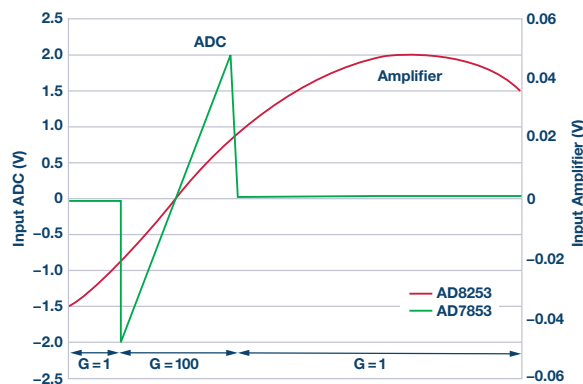


图3. 增益开关示例。

电路的变化可通过AD7980 (16位、1 MSPS)、AD7982 (18位、1 MSPS) 或AD7986 (18位、2 MSPS) 等其他ADC操作。同样，不使用增益为1、10、100和1000的AD8253，而改用具有较低范围的AD8251等仪表放大器 (增益为1、2、4和8)。基准电压的选择也可能会改变。

完整开发系统可在analog.com/CN0260上找到。

第164期——关于在开关模式电源印刷电路板上放置电感的指南

作者：Frederik Dostal

问：

线圈应该放在哪里？



答：

用于电压转换的开关稳压器使用电感来暂时存储能量。这些电感的尺寸通常非常大，必须在开关稳压器的印刷电路板(PCB)布局中为其安排位置。这项任务并不难，因为通过电感的电流可能会变化，但并非瞬间变化。变化只可能是连续的，通常相对缓慢。

开关稳压器在两个不同路径之间来回切换电流。这种切换非常快，具体切换速度取决于切换边缘的持续时间。开关电流流经的走线称为热回路或交流电流路径，其在一个开关状态下传导电流，在另一个开关状态下不传导电流。在PCB布局中，应使热回路面积小且路径短，以便最大限度地减小这些走线中的寄生电感。寄生走线电感会产生无用的电压失调并导致电磁干扰(EMI)。

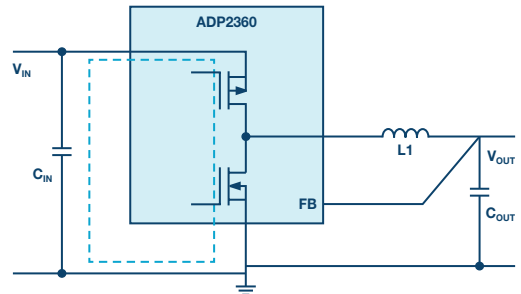


图1. 用于降压转换的开关稳压器 (带如虚线所示的关键热回路)。

图1所示为一个降压调节器，其中关键热回路显示为虚线。可以看出，线圈L1不是热回路的一部分。因此，可以假设该电感器的放置位置并不重要。使电感器位于热回路以外是正确的——因此在第一个实例中，安放位置是次要的。不过，应该遵循一些规则。

不得在电感下方 (PCB表面或下方都不行)、在内层里或PCB背面布设敏感的控制走线。受电流流动的影响，线圈会产生磁场，结果会影响信号路径中的微弱信号。在开关稳压器中，一个关键信号路径是反馈路径，其将输出电压连接到开关稳压器IC或电阻分压器。

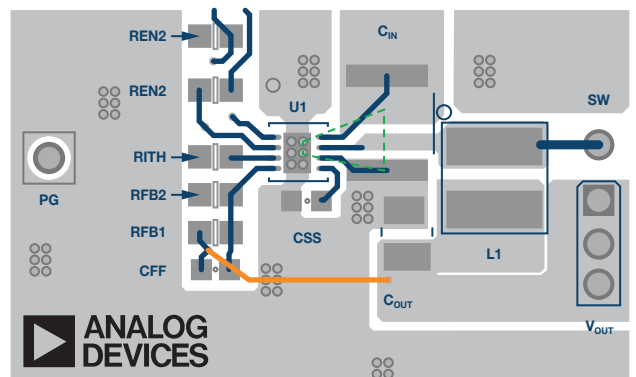


图2. 带有线圈安放位置的ADP2360降压转换器的示例电路。

还应注意，实际线圈既有电容效应，也有电感效应。第一个线圈绕组直接连接到降压开关稳压器的开关节点，如图1所示。结果，线圈里的电压变化与开关节点处的电压一样强烈而迅速。由于电路中的开关时间非常短且输入电压很高，PCB上的其他路径上会产生相当大的耦合效应。因此，敏感的走线应该远离线圈。

图2所示为ADP2360的示例布局。在本图中，图1中的重要热回路标为绿色。从图中可见，黄色反馈路径离线圈L1有一定距离。它位于PCB的内层。

一些电路设计者甚至不希望线圈下的PCB中有任何铜层。例如，它们会在电感下方提供切口，即使在接地平面层中也是如此。其目标是防止线圈下方接地平面因线圈磁场形成涡流。这种方法没有错，但也有争论认为，接地平面要保持一致，不应中断：

- ▶ 用于屏蔽的接地平面在不中断时效果最佳。
- ▶ PCB的铜越多，散热越好。
- ▶ 即使产生涡流，这些电流也只能局部流动，只会造成很小的损耗，并且几乎不会影响接地平面的功能。

因此，我同意接地平面层，甚至是线圈下方，也应保持完整的观点。

总之，我们可以得出结论，虽然开关稳压器的线圈不是临界热回路的一部分，但不在线圈下方或靠近线圈处布敏感的控制走线却是明智的。PCB上的各种平面——例如，接地平面或 V_{DD} 平面（电源电压）——可以连续构造，无需切口。



作者简介

Frederik Dostal就读于德国爱尔兰根大学微电子学专业。他于2001年开始工作，涉足电源管理业务，曾担任多种应用工程师职位，并在亚利桑那州凤凰城工作了4年，负责开关模式电源。他于2009年加入ADI公司，并在慕尼黑ADI公司担任电源管理现场应用工程师。联系方式：frederik.dostal@analog.com。

第165期—— 分立差动放大器与集成解决方案

作者: Jordyn Ansari和Chau Tran

问:

为什么要多花钱少办事?



答:

经典的分立差动放大器设计非常简单。一个运算放大器和四电阻网络有何复杂之处?

但是, 这种电路的性能可能不像设计人员想要的那么好。本文从实际生产设计出发, 讨论了与分立电阻相关的一些缺点, 包括增益精度、增益漂移、交流共模抑制(CMR)和失调漂移等方面。

经典的四电阻差动放大器如图1所示。

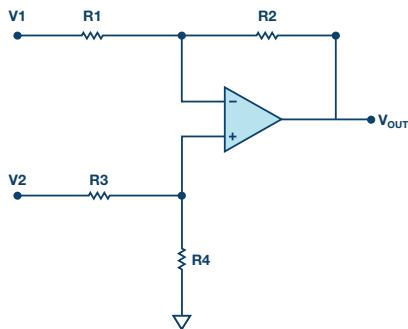


图1 经典分立差动放大器

该放大器电路的传递函数为:

$$V_{OUT} = \left(\frac{R4}{R3 + R4} \right) \times \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) \times V2 - \left(\frac{R2}{R1} \right) \times V1$$

若 $R1 = R3$ 且 $R2 = R4$, 则公式1简化为:

$$V_{OUT} = \left(\frac{R2}{R1} \right) \times (V2 - V1)$$

这种简化有助于快速估算预期信号, 但这些电阻绝不会完全相等。此外, 电阻通常有低精度和高温度系数的缺点, 这会给电路带来重大误差。

例如, 使用良好的运算放大器和标准的1%、100 ppm/°C增益设置电阻, 初始增益误差最高可达2%, 温度漂移可达200 ppm/°C。为了解决这个问题, 一种解决方案是使用单片电阻网络实现精密增益设置, 但这种结构很庞大且昂贵。除了低精度和显著的温度漂移之外, 大多数分立差动运算放大器电路的CMR也较差, 并且输入电压范围小于电源电压。此外, 单片仪表放大器会有增益漂移, 因为前置放大器的内部电阻网络与接入RG引脚的外部增益设置电阻不匹配。

解决所有这些问题的最佳办法是使用带内部增益设置电阻的差动放大器, 例如AD8271。通常, 这些产品由高精度、低失真运算放大器和多个微调电阻组成。通过连接这些电阻可以创建各种各样的放大器电路, 包括差动、同相和反相配置。芯片上的电阻可以并联连接以提供更广泛的选项。相比于分立设计, 使用片内电阻可为设计人员带来多项优势。

运算放大器电路的直流性能大部分取决于周围电阻的精度。这些内部电阻布局紧密匹配, 并经过激光调整和匹配精度测试。因此, 它能保证增益漂移、共模抑制和增益误差等特性高度精确。图1所示的电路集成后可提供0.1%的增益精度和小于10 ppm/°C的增益漂移, 如图2所示。

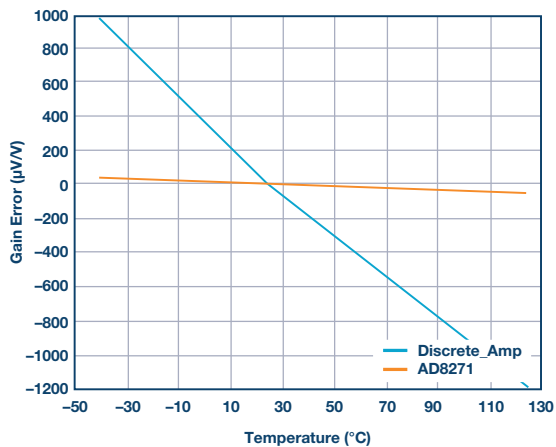


图2. 增益误差与温度的关系——AD8271与分立解决方案比较

交流性能

在电路尺寸方面，集成电路比印刷电路板(PCB)小得多，因此相应的寄生参数也较小，对交流性能有利。例如，AD8271运算放大器的正负输入端有意不提供输出引脚。这些节点不连接到PCB上的走线，电容保持较低，从而提高环路稳定性并优化整个频率范围内的共模抑制。性能比较参见图3。

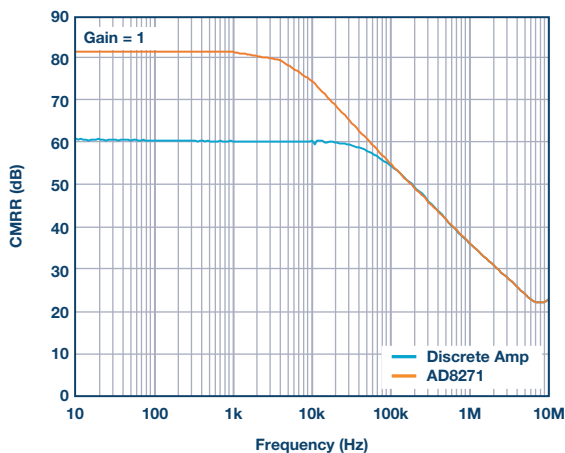


图3. CMRR与频率的关系——AD8271与分立解决方案CMRR比较

差动放大器的一项重要功能是抑制两路输入的共模信号。参考图1，如果电阻R1至R4不完全匹配（或者当增益大于1时，R1、R2和R3、R4的比率不匹配），那么部分共模电压将被差动放大器放大，并作为V1和V2之间的有效差压出现在V_{OUT}处，其无法与实际信号相区分。如果电阻不理想，那么部分共模电压将被差动放大器放大，并作为V1和V2之间的有效差压出现在V_{OUT}处，其无法与实际信号相区分。差动放大器抑制这一部分电压的能力称为共模抑制。该参数可以表示为共模抑制比(CMRR)或转换为分贝(dB)。分立解决方案的电阻匹配不如集成解决方案中的激光调整电阻匹配那么好，这可以从图4中输出电压与CMV的关系曲线看出来。

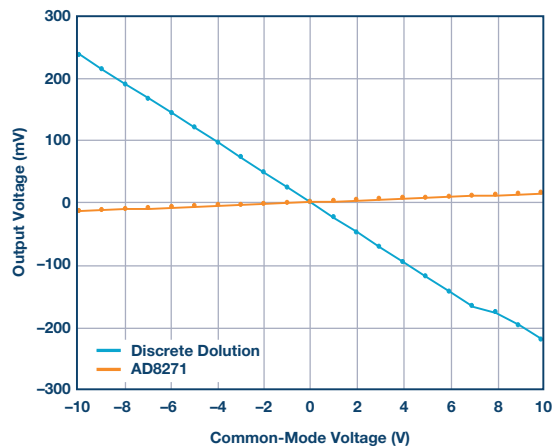


图4. 输出电压与共模电压的关系——AD8271与分立解决方案比较

假设使用理想运算放大器，则CMRR为：

$$CMRR \cong \frac{A_d + 1}{4t}$$

其中，A_d为差动放大器的增益，t为电阻容差。因此，对于单位增益和1%电阻，CMRR为50 V/V或约34 dB；使用0.1%电阻时，CMRR增加到54 dB。即使采用具有无限大共模抑制的理想运算放大器，整体CMRR也会受电阻匹配的限制。某些低成本运算放大器具有60 dB至70 dB的最小CMRR，使误差更为糟糕。

低容差电阻

放大器在其指定工作温度范围内通常表现良好，但必须考虑外部分立电阻的温度系数。对于带有集成电阻的放大器，电阻可以进行漂移调整和匹配。布局通常使电阻相互靠近，因此它们会一同漂移，从而降低其失调温度系数。在分立情况下，电阻在PCB上散开，匹配情况也不如集成方案，产生的失调温度系数会更差，如图5所示。

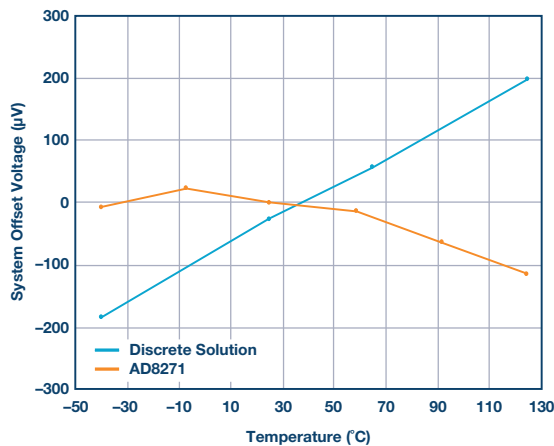


图5. 系统失调与温度的关系——AD8271与分立解决方案比较

无论是分立式或是单芯片，四电阻差动放大器的使用都非常广泛。由于只有一个器件放置在PCB上，而不是多个分立元件，因此可以更快速、更高效地构建电路板，并节省大量面积。

为了获得稳定且值得投入生产的设计，应仔细考虑噪声增益、输入电压范围和CMR（达到80 dB或更高）。这些电阻均采用相同的低漂移薄膜材料制成，因此在一定温度范围内可提供出色的比例匹配。

结论

通过本文很容易看出内置增益设置电阻的放大器与分立差动放大器之间的区别。



作者简介

Jordyn Ansari是ADI公司线性产品和解决方案部门的产品工程师。她获得伍斯特理工学院(WPI)电气和计算机工程学士学位后，于2014年1月加入ADI公司。联系方式：jordyn.ansari@analog.com。



作者简介

Chau Tran于1984年加入ADI公司，目前在位于美国马萨诸塞州威明顿市的仪表放大器产品(IAP)部门工作。他于1990年毕业于塔夫斯大学，获得电气工程硕士学位。Chau拥有10多项专利，并撰写了十几篇技术文章。联系方式：chau.tran@analog.com。

第166期—— 如何将光强度转换为一个电学量

作者: Thomas Brand

问:
如何测量不同光源的光强度?



答:
一只发出红光、绿光、蓝光LED。

光强度的确定可能至关重要,例如,当想要设计房间的照明或准备拍摄照片时。在物联网(IoT)时代,光强度对于所谓智能农业也有着重要作用。在这种情况下,一项关键任务是监测和控制重要的植物参数,以促进植物最好地生长并加速光合作用。

因此,光是智能农业最重要的因素之一。大多数植物通常吸收可见光谱中红光、橙光、蓝光和紫光波长的光。光谱中绿光和黄光波长的光一般会被反射,对植物生长的贡献不大。通过控制不同生长阶段中的部分光谱和光照射强度,可以使生长最大化,最终提高产量。

图1显示了一个用于测量可见光谱范围内的光强度的电路设计,用于植物光合作用的实验。这里使用了三种不同颜色的光电二极管(绿光、红光和蓝光),它们响应不同的波长。通过光电二极管测量的光强度现在可以用来根据具体植物的要求控制光源。

所示电路由三个精密的电流-电压转换器(跨导放大器)组成,每种颜色(绿光、红光和蓝光)对应一个。电流-电压转换器的输出连接到 Σ - Δ 模数转换器(ADC)的差分输入,从而将测量值作为数字数据提供给微控制器以做进一步处理。

光强度转换为电流

根据光强度,会有或多或少的电流流过光电二极管。电流和光强度之间的关系近似为线性,如图2所示。图中显示了红光(CLS15-22C/L213R/TR8)、绿光(CLS15-22C/L213G/TR8)和蓝光(CLS15-22C/L213B/TR8)光电二极管的输出电流与光强度的特性曲线。

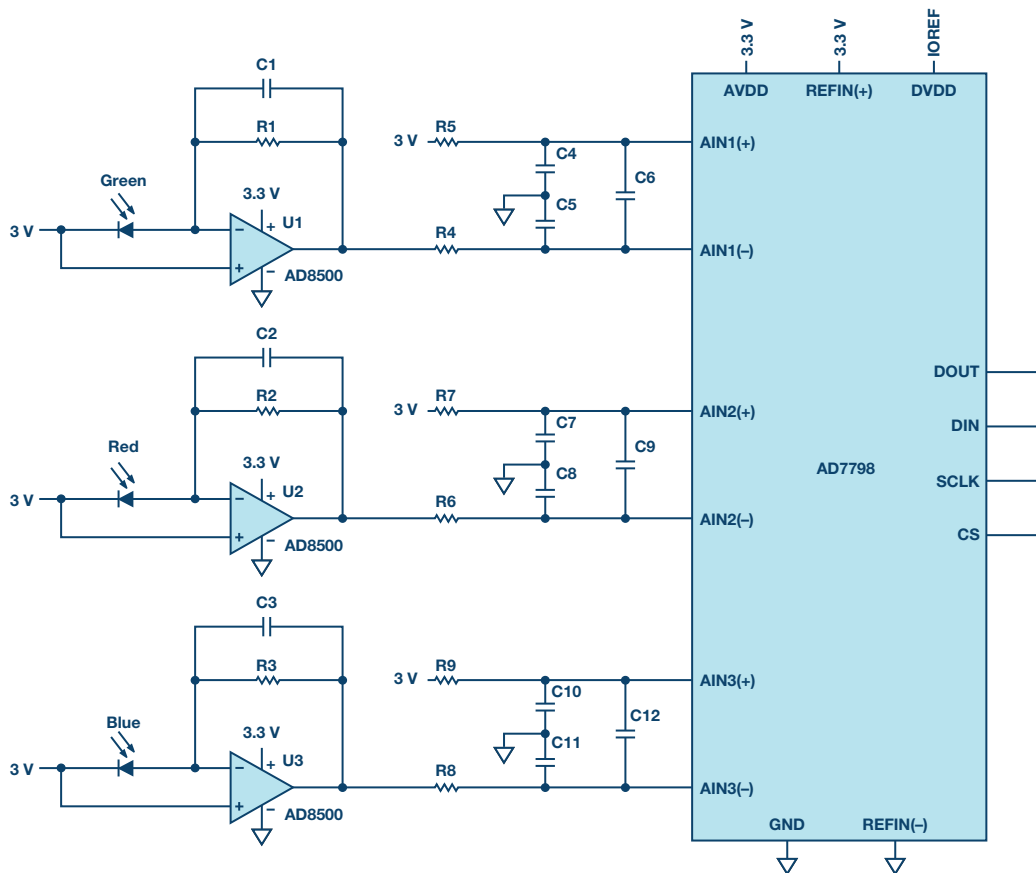


图1. 用于测量光强度的电路设计

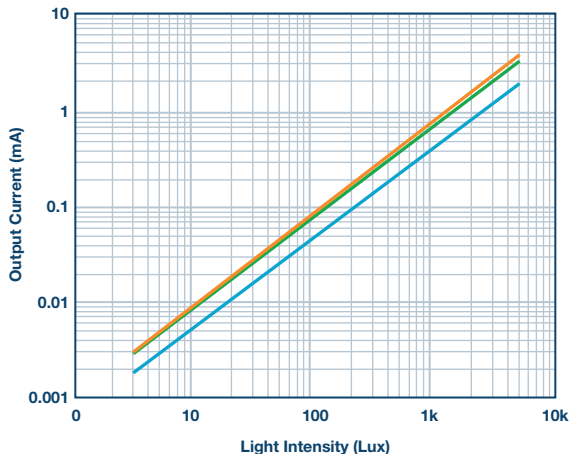


图2. 红光、绿光和蓝光光电二极管的电流与光强度的特性曲线

然而，红光、绿光和蓝光二极管的相对灵敏度是不同的，因此每级的增益必须通过反馈电阻 R_{FB} 单独确定。为此，必须从数据手册中获取每个二极管的短路电流 (I_{SC})，然后在由其确定的工作点处获得灵敏度 S (pA/lux)。RFB 计算如下：

$$R_{FB} = \frac{V_{FS,P-P}}{S \times INT_{MAX}}$$

$V_{FS,P-P}$ 表示所需的全输出电压范围（满量程、峰峰值）； INT_{MAX} 表示最大光强度，对于直射阳光，其为 120,000 lux。

电流-电压转换

高质量的电流-电压转换要求运算放大器的偏置电流尽可能小，因为光电二极管的输出电流在皮安范围，偏置电流较大会造成相当大的误差。失调电压也应很小。ADI公司的AD8500是此类应用的理想选择，其偏置电流典型值为 1 pA，失调电压最大值为 1 mV。

模数转换

为了进一步处理测量值，光电二极管电流转换成电压后必须作为数字值提供给微控制器。为此可以使用具有多个差分输入的ADC，例如16位ADC AD7798。因此，测量电压的输出码如下：

$$\text{数字码} = \frac{(2^N \times A_{IN} \times GAIN)}{V_{REF}}$$

其中

A_{IN} = 输入电压,

N = 位数,

$GAIN$ = 内部放大器的增益系数,

V_{REF} = 外部基准电压。

为了进一步降低噪声, ADC的每个差分输入端均使用共模和差分滤波器。

所述的全部元器件都非常省电, 使得该电路非常适合电池供电的便携式现场应用。

结论

必须考虑诸如器件的偏置电流和失调电压之类的误差源。而且, ADC转换器内部的放大因子会影响信号质量(跨导放大器的失调电压会乘以ADC内部的增益, 使失调电压的误差放大), 从而影响最终的采样结果。采用图1所示电路可以相对轻松地将光强度转换为电学值, 以供进一步数据处理。



作者简介

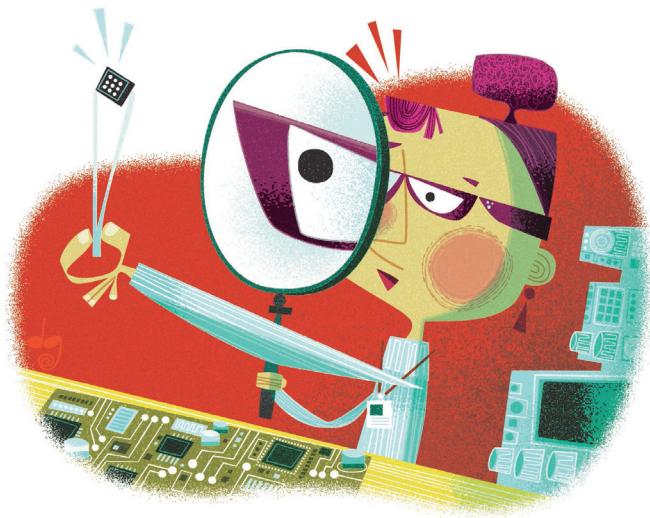
Thomas Brand于2015年在德国慕尼黑加入ADI公司, 当时他还在攻读硕士。毕业后, 他参加了ADI公司的培训生项目。2017年, 他成为一名现场应用工程师。Thomas为中欧的大型工业客户提供支持, 并专注于工业以太网领域。他毕业于德国莫斯巴赫的联合教育大学电气工程专业, 之后在德国康斯坦茨应用科学大学获得国际销售硕士学位。联系方式: thomas.brand@analog.com。

第167期——何时越小越好

作者：Frederik Dostal

问：

μ Modul[®]控制器如何装入如此小的空间内？



答：

所需的许多组件都已经集成。

电源模块上市已经很长时间了。电源模块是一种通常采用开关模式的封装电源，能够轻松焊接到电路板上，用于将输入电压转换为经过控制的输出电压。与通常只在芯片上集成控制器和电源开关的开关稳压器IC相比，电源模块还可以集成无数个无源组件。通常，“电源模块”一词一般在集成电感时使用。图2显示了开关模式降压型转换器（降压拓扑）所需的组件。虚线表示开关稳压器IC和电源模块。这些模块的电压转换电路由电源模块制造商开发，所以用户无需非常了解电源。除此以外，还有其他优点。由于模块高度集成，所以开关模式电源的尺寸会非常小。

更安静、更小巧的DC-DC调节

开关稳压器本身会产生辐射EMI，在相对较高的频率工作时需要高 di/dt 事件。在医疗设备、RF收发器以及测试和测量系统中，通常强制要求EMI合规，这也是信号处理领域的一项关键设计挑战。例

如，如果系统未能达到EMI合规要求，或者开关稳压器会影响到高速数字或RF信号的完整性，则需要调试和重新设计，这样不仅会延长设计周期，还要重新进行评估，从而导致成本增加。此外，在更密集的PCB布局中，DC-DC开关稳压器一般非常接近噪声敏感型元件和信号路径，这更有可能产生噪声。

与其依赖于繁琐的EMI缓解技术，例如降低开关频率、在PCB上添加滤波电路或安装屏蔽，更好的方法是从源头抑制噪声，即DC-DC硅芯片本身。为了实现更紧凑的DC-DC解决方案，可以将所有组件，包括MOSFET、电感、DC-DC IC，以及所有支持型组件集成到一个类似于表贴IC的微型超模压塑封装中。参见图1。



图1. LTM8074使用Silent Switcher[®]架构，实现完整的小型封装低噪声解决方案。

除了能够实现更安静的DC-DC转换，满足大部分EMI合规标准要求（例如EN 55022 B类），以及实现小尺寸之外，还需要尽可能减少PCB上输出电容等其他组件的数量，这点至关重要。通过采用快速瞬态响应DC-DC调节器，可以降低对输出电容的依赖。这意味着通过优化内部反馈环路补偿，可在多种工作条件下提供足够的稳定性裕量，支持各种输出电容，从而简化整体设计。

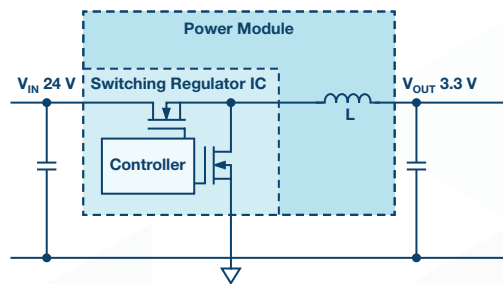


图2. 降压型（降压）开关稳压器高度集成电源模块中的电感。

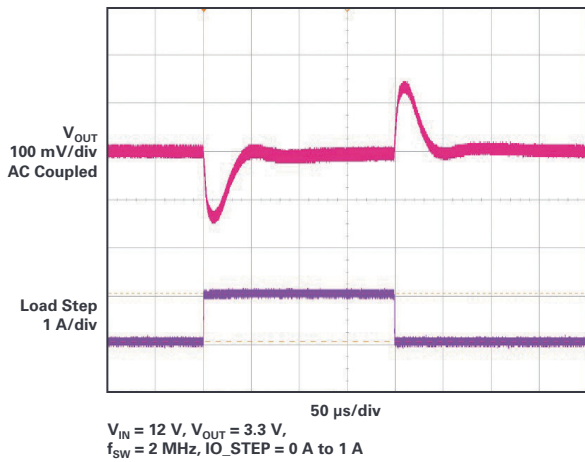


图3. 使用最小输出电容 ($2\ \mu\text{F} \times 4.7\ \mu\text{F}$ 陶瓷电容) 时, LTM8074提供快速瞬态响应 ($12\ V_{\text{IN}}$ 、 $3.3\ V_{\text{OUT}}$)。

LTM8074是一个1.2 A、40 V_{IN} μ Module降压稳压器, 采用4 mm \times 4 mm \times 1.82 mm、0.65 mm间距BGA微型封装。3.2 V_{IN}至40 V_{IN}、3.3 V_{OUT}产品解决方案的整体尺寸为60 mm², 只需要两个0805电容和两个0603电阻。这种小巧、轻质(0.08 g)的封装使得器件可以安装在PCB的背面, 而PCB正面通常密布各种元件。该产品采用的Silent Switcher架构可以最小化EMI辐射, 让LTM8074能够通过CISPR22 B类测试, 并降低与其他敏感电路产生EMC问题的可能性。

并非始终能够集成所有外部组件。原因如下。例如, 某些设置(例如开关频率或软启动时间)应该是可调的, 必须向电路发出指令。这些操作可以通过数字化方式完成。但是, 这可能意味着在系统中使用微控制器和非易失性存储, 并支持相应成本。解决这个问题的一种常见方法是使用外部无源组件来实现这些设置。

输入和输出电容通常被集成到该电源模块中, 但有时候需要从外部连接。图2显示了采用了ADI公司新产品LTM8074的电路。

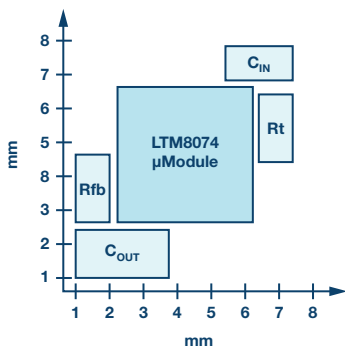


图4. LTM8074的V_{IN}最高可达40 V, 输出电流1.2 A, 占用空间面积仅为4 mm \times 4 mm。



作者简介

Frederik Dostal曾就读于德国埃尔兰根大学微电子学专业。他于2001年开始工作, 涉足电源管理业务, 曾担任多种应用工程师职位, 并在亚利桑那州凤凰城工作了四年, 负责开关模式电源。他于2009年加入ADI公司, 并在慕尼黑ADI公司担任电源管理现场应用工程师。联系方式: frederik.dostal@analog.com。

通过使用一个外部电阻来设置所需的输出电压, 可以减少类型数量, 并为应用提供一定的灵活性。如果不需要软启动, 则无需将电容连接到相应的引脚上。所有这些功能结合起来, 就能够在极小的电路板面积内实现电压转换。凭借LTM8074仅4 mm \times 4 mm的边沿长度, 以及最少量的外部接线, 整个电源单元可以在仅约8 mm \times 8 mm的电路板区域内运行, 提供高达40 V的输入电压和高达1.2 A的输出电流。图3显示了采用最少数量的必需外部组件的示例布局。

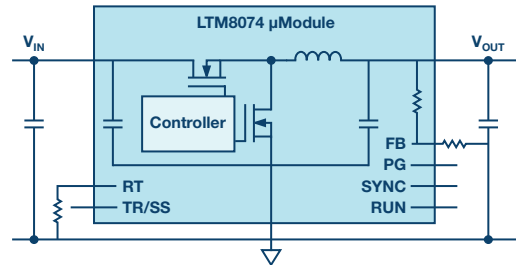


图5. 约8 mm \times 8 mm电路板面积上的示例布局。

对于小型电源, 能否提供极高转换效率至关重要, 否则可能会遇到散热问题。

新产品LTM8074的尺寸仅为紧凑, 能够完美解决这一问题。凭借集成的Silent Switcher技术, 它可以用于对噪声极为敏感, 通常配备线性稳压器的电路中。

高度集成的电源模块不仅可用于简化开关电源的设计, 还可用于在极小的空间内实现高效的电压转换。

ADI μ Module器件的关键性能特征包括:

- ▶ 噪声更低 (超低噪声和Silent Switcher器件)
- ▶ 超薄封装
- ▶ 6面高效降温(CoP)
- ▶ 在线路、负载和温度范围中, 精准实现V_{OUT}调节
- ▶ 极端可靠性测试
- ▶ 接地环路最少
- ▶ 在衬底上实现多重输出
- ▶ 极端温度测试

第168期——低压运算放大器通过自举以实现高压信号和电源工作的应用

作者: Barry Harvey

问:

能否让低压放大器自举来获得高压缓冲器?



答:

您可以采用具有出色输入特性的运算放大器, 并进一步提高其性能, 使其电压范围、增益精度、压摆率和失真性能均优于原来的运算放大器。

我曾设计过一个精密电压表的输入, 需要一个亚皮安输入单位增益放大器/缓冲器, 其低频噪声小于 $1\mu\text{V}$ p-p, 失调电压低至大约 $100\mu\text{V}$, 非线性误差

小于 1 ppm 。它还需要在音频和 60 Hz 频率下具有非常低的交流失真, 以便利用不断增强的ADC分辨率。这足够雄心勃勃, 但它同时需要使用 $\pm 50\text{ V}$ 电源缓冲 $\pm 40\text{ V}$ 信号。缓冲器输入连接到高阻抗分压器, 或直接连接到外部信号。因此, 它还必须能够承受静电放电和过压输入的冲击。

可用的亚皮安偏置电流运算放大器并不多。可堪使用的器件常常被称为静电计级放大器, 偏置电流低至数十飞安。遗憾的

是, 这些静电计放大器的低频电压噪声(0.1 Hz 到 10 Hz)为几微伏(峰峰值)。此外, 其输入失调电压和失调温度系数一般也不符合要求。其共模抑制比(CMRR)和开环增益不够好, 难以支持 1 ppm 线性度。最后, 没有一款静电计能够承受高电源电压。

LTC6240系列提供 0.25 pA 偏置电流(典型值)和 $0.55\mu\text{V}$ p-p低频噪声。这对于输入缓冲器来说已经足够好了, 但该器件仅支持最高 12 V 的电源。我们将不得不在放大器周围添加电路以使其适应更高的电压。

设计方法

图1显示了自举放大器的原理示意图。

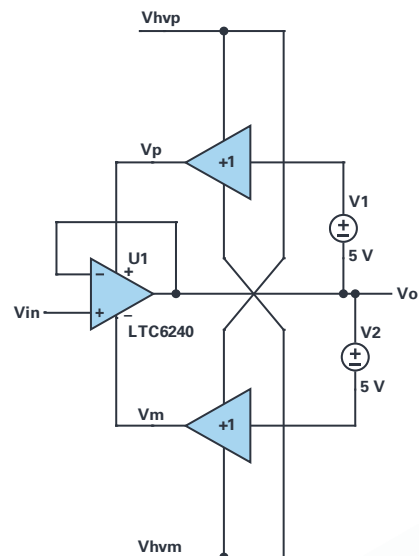


图1. 基本自举电源电路拓扑

LTC6240由Vp（通过增益为+1的缓冲放大器保持输出加5V的值）和Vm（由另一个缓冲器驱动而保持输出减5V的值）供电。

由于电源总是跟随输入信号（由LTC6240的输出缓冲），因此理想情况下根本没有共模输入误差。即使是平庸的CMRR也通过自举提升至少30 dB。该30 dB值是由Vp和Vm缓冲器的有限增益精度导致的。

LTC6240的开环增益也得到类似的提升。当内部增益节点和电源轨之间存在晶体管输出阻抗时，放大器电路会发生增益受限的情况。由于电源被自举到输出，所以很少有信号电流流过上述阻抗，而且开环增益的增加量与CMRR的提升量相似。但是，输出负载仍可能会限制开环增益。

也许不那么明显，但电路整体压摆率也被自举提高。通常，它受限于LTC6240内部静态电流和以电源为基准的补偿电容。当电源追踪输入和输出时，很少有动态电流流入这些电容，放大器不会进入有限压摆率状态。缓冲放大器最终会限制整体压摆率。

高压电源Vhvp和Vhvm可能有干扰，但缓冲器输出会在很大程度上抑制干扰，LTC6240的电源抑制比(PSRR)将大大增强。

所以，这很棒；通过自举电源，缓冲器在多个方面得到改善。可能会出现什么问题？图1所示电路几乎肯定会振荡。考虑电源引脚行为的最佳方法是将其视为反馈环路的一部分：输出引脚电压乘以缓冲放大器频率响应，然后将乘以1/PSRR，加到输入端，最后乘以开环增益成为输出，如此循环往复。图2a显示了PSRR随频率的变化。

我们在PSRR曲线中没有获得相位数据，但假设它具有+90°相位。是的，这个+90°就像一个差异化因素。如图2b所示，从低频到100 kHz，开环增益具有-90°相位，之后该负值变得越来越大。缓冲器将具有有限频率响应，并且也将表现出相位滞后。将环路中的所有相位滞后相加可确保在一些频率下的反馈相位为0°或360°的倍数。如果在这些相位的电源环路增益大于1，振荡就会发生。PSRR幅度下降到4 dB的低点（衰减 = -4 dB → 增益 = 0.63，非dB），看起来环路可能永远不会有足够的增益来发生振荡。这很可能是错误的，因为PSRR同时适用于Vp和Vs，其PSRR增益相加会使幅度超过1。此外，缓冲器可能会有一定的峰化，之后其增益在高频发生滚降，从而将整体反馈幅度推高至1以上。我们还将看到，缓冲器必须驱动稍大的电容，并且会具有更多的相位滞后。无论如何，LTspice®中的电路仿真表明会发生大信号振荡（LTC6240的频率响应和非线性体现在宏模型中）。

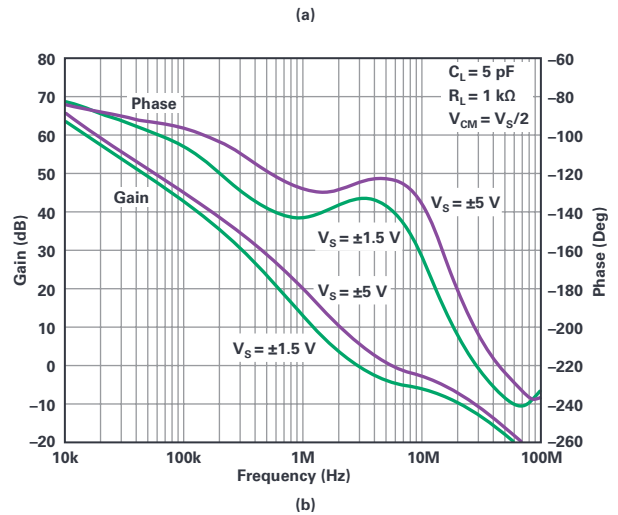
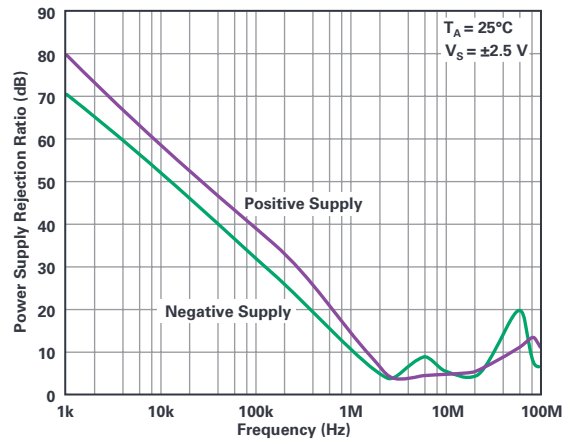


图2. (a) LTC6240的PSRR, (b) LTC6240的开环增益

实际实现

图3显示了完整电路。

请注意，1000 pF旁路电容必须与LTC6240电源引脚紧密连接。运算放大器有数十个内部晶体管，在该放大器中，晶体管的Ft量级为GHz。它们常常以反馈方式彼此连接，除非安装了旁路电容，否则它们可能在高交流阻抗电源下发生振荡。1000 pF足以消除这些振荡。我们还希望电源旁路电容远大于任何输出负载电容，因为在高频时，负载电容上的电压转换会导致电流流向电源轨，并可能调制电源电压，通过PSRR反馈引起振荡。因此，旁路电容会降低频率下的电源调制，相当于降低从输出到电源的反馈增益。

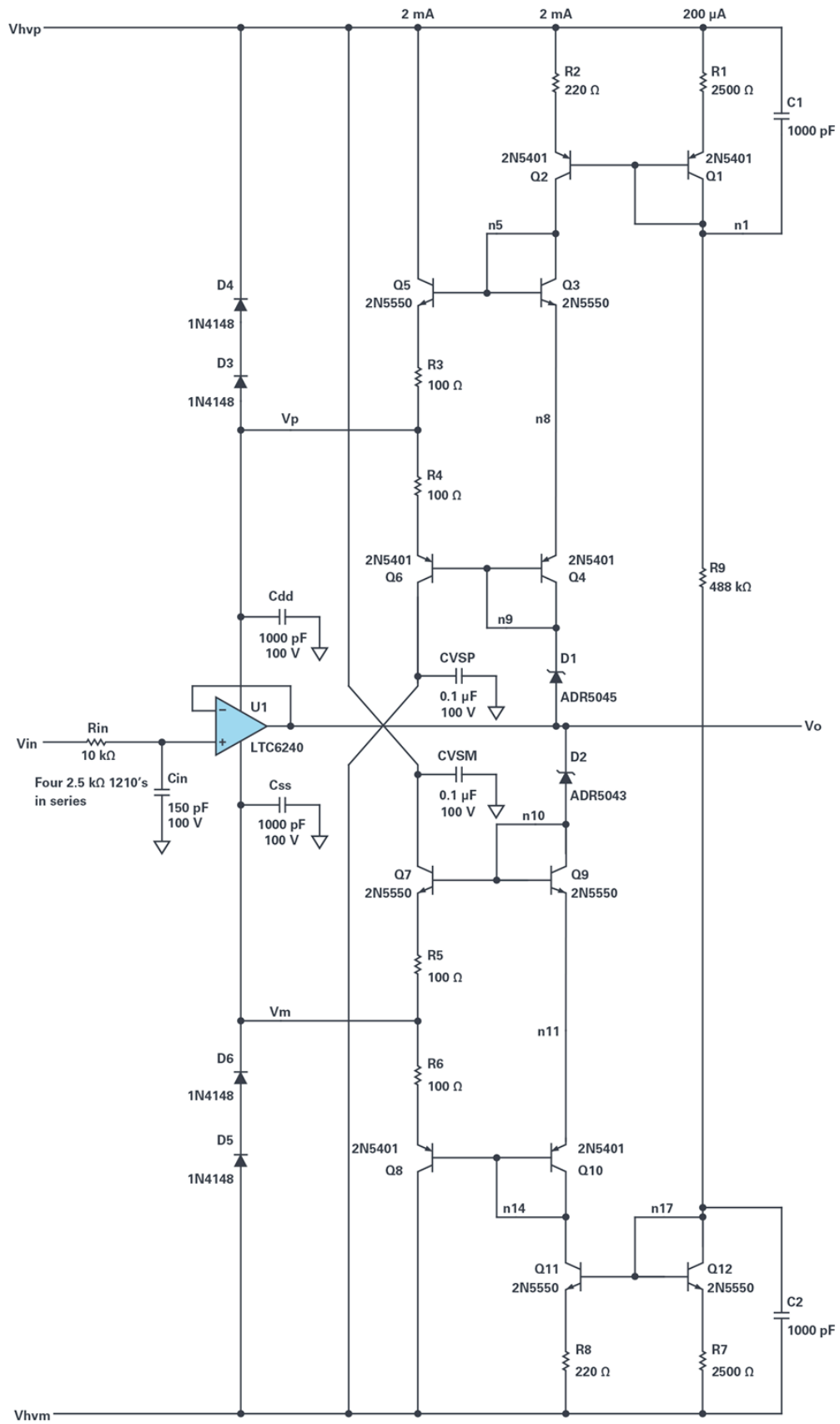


图3. 完整电路

压摆这些旁路电容会需要很大的电流，而且必须是双向的。Q5和Q6是射极跟随器，可以驱动旁路电容的压摆电流。Q3和Q4是偏置二极管，用于设置Q5和Q6静态电流。Q2为这些二极管和齐纳二极管D1（实际上是并联基准电压源IC）提供偏置电流，D1设置相对于输出的正电源电压。Q2的集电极是一个电流镜的输出，该电流镜由高压轨之间的R9偏置。如果电源电压不是恒定值，可以用两个电流源代替R9。

Q7至Q12形成与之前所述相当的Vm减电源驱动器。请注意齐纳电压的不匹配是有意为之的：Vp比输入/输出高5V，Vm比输入/输出低3V。这种不匹配使输入电压的中点位于LTC6240的电源限制输入范围以内，从而优化压摆波形。

通常，LTC6240的电源电流会消耗Q5的发射极电流，并基本上关闭Q6，所以Vp缓冲器输出阻抗大部分是R3。因此，电源反馈Vp路径的带宽约为 $1/(2\pi \times 100\ \Omega \times 0.001\ \mu\text{F}) = 1.6\ \text{MHz}$ 。这保证了在10 MHz及以上的频率（此时LTC6240的开环相位向振荡发展），Vp环路增益远小于1。100 Ω 电阻还让跟随器Q5不必直接驱动1000 pF电容。发射极跟随器会有输出电感，可能与容性负载发生谐振，引起振铃甚至振荡。

设计自举在1.6 MHz以上的频率会失败后，我们将看到整体电路的完美行为在频率超出大约100 kHz时会降级。如果输出不能完全跟随输入，自举的好处将会打折扣。带Cin的Rin将带宽限制在100 kHz，这是ADC跟随缓冲器的系统抗混叠滤波器的一部分，它还会衰减无线电干扰和不支持的压摆率。

该电路必须能够承受任何不受限制的压摆输入信号或ESD，因此Rin也用于限制输入故障电流。电阻有四个串联段，以便分担输入过驱，暂时承受1 kV的电压。根据信号源和预期过载，可以减小输入电阻。

LTC6240内部有保护二极管，可将输入过压电流引导至Vp或Vm。允许进入LTC6240输入的最大故障电流为10 mA，但如果周围电路可以快速切断输入故障，则在短时间内可以增加该电流。该电路的预期应用中存在SPDT继电器，当未通电时，其将缓冲器的输入连接到 ± 10 网络。通电后，继电器直接连接输入。因此，当未通电时，缓冲器连接到远大于10 k Ω 的源阻抗，故障电压和电流降低的幅度与10 mA连续额定值相当。应用的输入范围为 $\pm 400\ \text{V}$ ，故障容差为 $\pm 1000\ \text{V}$ 。这只有在有两个比较器的情况下才能安全地实现，比较器检测输入过压并快速释放继电器。这可以在1 ms至2 ms内完成，允许100 mA瞬态输入电流，此电流不会熔化LTC6240的保护二极管。请注意，D3至D6用于将输入过载电流引导至Vhvp或Vhvm电源，该电流此前已通过LTC6240导向Vp或Vm。这些电源可能无法吸收过载电流，因为相对于正常供电操作，该电流是向后流动的。我们将依靠足够大的旁路电容来安全地保持电源电压，同时等待继电器开关减压。对于100 mA过载，我们将需要100 μF 电容来使电源在2 ms内的电压变化保持在2 V以内。

高压信号源

当测试实验室原型时，我意识到我没有信号发生器来提供任何波形的足够输出电压摆幅以激励电路。我有可以产生最多 $\pm 10\ \text{V}$ p-p的各种波形的信号发生器。现在需要设计一个可以清晰地再现大幅度波形的放大器。图4显示了一个电流反馈放大器(CFA)的高压分立实现方案。

CFA（电流反馈型放大器）具有极高的压摆率，带宽通常也很宽（单位增益时）。¹不过因为我们使用的是高压晶体管，所以带宽适中。与较低电压类型相比，高压晶体管具有更高的寄生电容和更低的F_s。

这里有一些事项需要注意。电路本身没有限流或限制功耗的功能，因此超过10 mA的持续大负载电流会烧毁输出级，甚至可能烧毁更多电路级。此外，最好不要在高压电源上添加0.1 μF 以上的旁路电容。如果使用大电容，短路会引起焊接效应。有鉴于此，我不得不在高压电源上增加100 μF 旁路电容以抑制二次谐波失真。我用手上下摇动实验室电源，以避免硬开启和关闭。请注意，50 V电压就会产生足够的电流流过人体导致心脏停搏。最好将高压电源的电流限值降至60 mA。50 V足够高，需要警惕。

在图4中，[ADA4898](#)运算放大器控制CFA，使其精度和失真受到控制。CFA一般具有高直流误差，高精度建立时间较长。运算放大器解决了这些问题。

CFA的正输入为节点n25，负输入为n5（是的，这是输入）。Rff和Rgg本身将内部CFA的增益设置为约27。这种高增益可以将运算放大器输出摆幅控制在 $\pm 2\ \text{V}$ 。CFA可以设置为更高增益以进一步减轻控制放大器的负担，但如此一来，CFA将损失带宽，并且失真增加。总增益由Rf和Rg设置为20。Ctweak和Ctweak2配合Rf工作，从215 kHz以上的运算放大器整体反馈中消除CFA的相位滞后，从而增强运算放大器的稳定性。

n13是CFA增益节点，由涉及Q1/Q2/Q20和Q11/Q12/Q19的电流镜驱动。

Q7/Q8/Q10/Q13形成输出缓冲器，作为复合互补射极跟随器。没有限流电路——请勿将输出短接到任何东西！

高压放大器的CFA部分具有35 MHz的-3 dB带宽，并且不会自行峰化。整体电路的-3 dB带宽为33 MHz，但有8 dB的峰化。通常，复合放大器设计的第二放大器的带宽至少是输入控制放大器带宽的3倍以避免峰化，但我们无法获得如此有利的比率。至少8 dB峰值没有高Q值，并且振铃会相当快地消失。在峰化频率以下，目标100 kHz信号再现得很好。在100 kHz且输出为80 V p-p时，失真测量值为-82 dBc；在100 kHz以下且输出为32 V p-p时，失真降至-100 dBc。对于快速边沿，方波响应具有约60%的过冲；当输出压摆率小于250 V/ μs 时，过冲很小或几乎没有过冲。最大压摆率约为1900 V/ μs 。

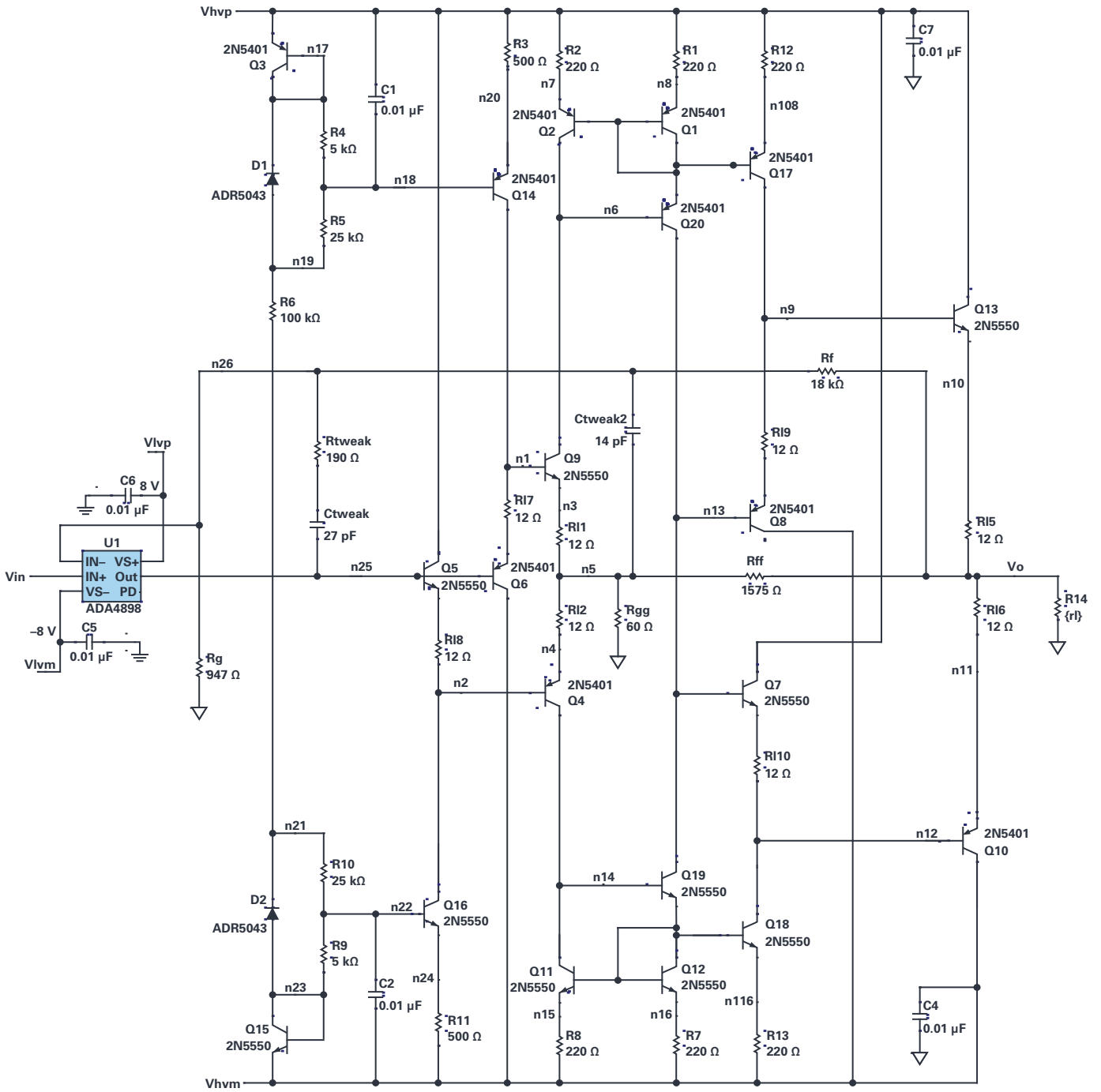


图4. 高压放大器

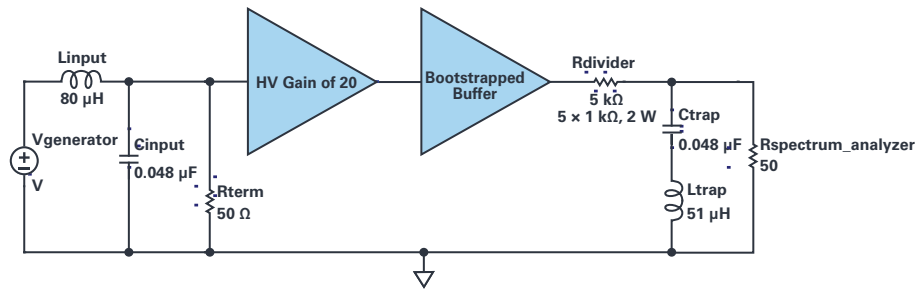


图5. 失真测试设置

测量设置

我们面对的是大信号，如何使用普通实验室设备来测量±40 V输出？高压放大器和高压缓冲器的输出都不应超过10 mA，而且它们也不能稳定地驱动40 pF负载。同轴电缆的电容量为27 pF/英尺，电容量太大。示波器÷10探针只有大约15 pF||10MΩ负载，因此耦合到示波器会没问题。

对于失真测量，我们实验室的所有音频分析仪都不能在100 kHz时达到-80 dBc，所以我们必须求助于频谱分析仪。遗憾的是，频谱分析仪只有50Ω输入，这对我们的驱动电路来说太低。我的解决方案是将阻抗提高到5050Ω（见图5）；也就是说，在信号和50Ω分析仪输入之间放置一个5 kΩ分压电阻，做成一个接近÷100的分压器。重要的是，5 kΩ电阻在低频信号下不会出现热偏移，因为这些偏移与 V_{out}^2 相关，会造成偶次谐波。我选择将5个1 kΩ、2 W电阻串联起来制作Rdivider。2 W电阻具有约37°C/W的热阻，5个1 kΩ电阻具有7.5°C/W的热阻。在其上施加±40 V正弦波时，功耗为160 mW，电阻加热将导致电阻的温度升高 $7.5 \times 0.16 = 1.2^\circ\text{C}$ 。电阻偏移大约为100 ppm/°C，因此在直流时会有120 ppm的偏移，或大约0.01%的非线性误差及-80 dBc的失真。对于我们的测量，这种精度怎么可能足够？好消息是分压器电阻的热时间常数相当大，我们预计在100 kHz周期的中部实际电阻偏移很小。讽刺的是，在较低频率（可能1 kHz及以下）时失真更差。

由于分析仪输入范围有限，80 V p-p信号无论如何都必须衰减，但它仍然太大，无法获得最佳频谱分析仪性能。在无辅助的情况下，我们的分析仪只能提供-80 dBc失真，这是权衡利弊的结果，否则要么其噪声会淹没谐波，要么大输入会造成额外的失真。解决办法是在分析仪输入端放置一个100 kHz的陷阱来消除基波幅度。当信号少于几毫伏（仅谐波）时，我们可以实现接近-120 dBc的测量范围。图5显示了测试设置。

发生器通过一个低通滤波器（Linput和Cinput）驱动Rterm，滤波器衰减发生器的100 kHz谐波。失真由此改善到-113 dBc，低于要测量的电路。净化后的信号由高压放大器提升，并由缓冲器传递，缓冲器驱动分压器。

电感由缠绕在大型线轴（用于功率E-I磁芯）上的磁线构成。由于会增加失真，任何类型的磁芯材料都不能使用；必须使用气绕。只需反复缠绕和测量。

Ltrap以磁场方式将谐波辐射到相邻的松散无屏蔽线路（这是我常用的方法），因此我将陷阱元件放在一个带有接地BNC插孔连接的饼干罐中。我们实验室中有饼干罐；我喜欢烧烤锅，但任何屏蔽钢质箱都可以。

为了校准，我将两个放大器替换为直通线，并记录下二次到四次谐波频率时从Rterm电压到频谱分析仪输入的增益。在失真测试中测量谐波时，我使用所存储的该频率对应增益来推断缓冲器输出端的谐波成分。我用一个示波器监测缓冲器基频输出的幅度，计算归一化谐波的有效值，然后除以基波幅度，得到整体失真。

结果

使用图5所示设置，频谱分析仪在70 V p-p和80 V p-p输出时的失真为-81 dBc，在50 V p-p和60 V p-p输出时的失真为-82 dBc，在16 V p-p和32 V p-p输出时的失真为-86.5 dBc，频率均为100 kHz。

然后测量直流线性度、增益精度和输入范围。图6显示了扫描输入直流信号时缓冲器的输入失调。

任何具有有用输入特性的放大器都可以如上所述进行自举，从而配合高压信号工作。超低输入噪声或超低失调放大器可以在数百伏下运行。

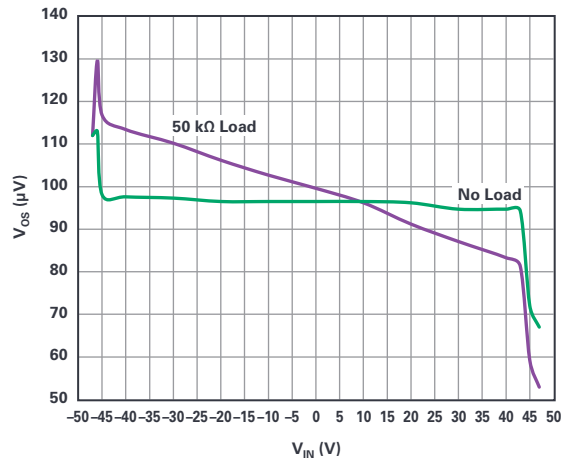


图6. 缓冲器的 V_{OS} 与 V_{IN} 的关系。 $R_I = 50\text{ k}\Omega$ 和 ∞ 。

万用表难以在±40 V信号的背景下解析亚微伏变化，但由于这是一个缓冲器，我们可以简单地将电压表从输入连接到输出以找到偏移量，并使用一个敏感范围。对于±40 V输入，该万用表的共模抑制小于1μV（该测试的输入短路）。

曲线中的扰动是由低频噪声（尤其是热扰动）引起的。有人在附近或空调就能导致气流和热变化，致使电路中出现微伏级的塞贝克和热电偶电压误差。我没有很好的屏蔽室，但我用一些衣服遮住电路以防止气流影响。即便如此，结果仍有0.6μV rms的漂移。

在噪声中，无负载（绿色）曲线表明增益误差约为0.03 ppm。还算不赖。未自举的LTC6240的标称增益误差为5.6 ppm，CMRR误差导致的最差情况增益误差为100 ppm。当加载50 k Ω （紫色）时，我们看到增益误差为-0.38 ppm。该负载增益误差相当于0.02 Ω 的输出阻抗。很难知道0.02 Ω 来自何方——它可能是负载电流调制V_p或V_m，并通过LTC6240内的共模抑制或增益限制过程起作用，或者它可能只是导线和电路板电阻。无论如何，为使增益保持精确，我们可以将LTC6240的反馈远程连接到最终负载，形成一个开尔文连接。

图7显示了小信号脉冲响应。



图7. 小信号脉冲响应

对绿色通道中的振铃我要表示道歉，这是高压放大器的输出。它不是自行振铃的，原因只是我使用的示波器探针和板对板接地很一般。黄色通道是缓冲器输出，它是由C_{in} + R_{in}主导的简单指数图像。

图8显示了大信号脉冲响应，输入压摆率为 ± 32 V/ μ s——很好很平滑的响应。



图8. 对中等输入压摆率(± 32 V/ μ s)的大信号响应



作者简介

Barry Harvey曾担任模拟IC设计人员，负责设计高速运算放大器、基准电压源、混合信号电路、视频电路、DSL线路驱动器、DAC、采样保持放大器、倍增器等。他拥有斯坦福大学的电气工程硕士学位。他拥有20多项专利，发表过许多文章和论文。Barry喜欢维修用过的测试设备、弹吉他以及研究Arduino相关项目。联系方式：barry.harvey@analog.com。

图9显示了缓冲器对过载压摆率的响应。在100 kHz时80 V p-p输出要求峰值压摆率为 ± 25 V/ μ s，这在所示的 ± 130 V/ μ s能力范围内。



图9. 对过载输入压摆率(± 130 V/ μ s)的大信号响应

请注意，输入滤波器将过载压摆率限制为缓冲器可以处理的量。纹波是自举电路无法跟随输出压摆的伪像，这导致压摆期间输入裕量反复过载。减小C_{in}会迫使输入压摆率变得更大，自举电路将无法跟随，导致波纹更难看。

总结

本文展示了一种让低压运算放大器缓冲器有效自举成高压缓冲器的方法。我们采用了一款具有出色输入特性的运算放大器，并进一步提高其性能，使其电压范围、增益精度、压摆率和失真性能均优于原来的运算放大器。

参考文献

1. Barry Harvey。“应用笔记AN1106：实用电流反馈放大器设计注意事项”。Renesas，1998年3月24日。

第169期——使用一个GPIO数字接口 测量温度的简单方式

作者：Chau Tran和Naveed Naeem

问：

如果系统中的FPGA/微处理器上只剩下一个GPIO，该如何进行模拟测量？



摘要

在关注机器健康和其他物联网(IoT)解决方案的现代应用中，随着检测功能的日趋普及，对更简单的接口以及更少的I/O和更小的器件尺寸的需求也随之增长。连接到单个微处理器或FPGA的器件密度不断增加，而应用空间（以及由此导致的I/O引脚数量）却受到限制。在理想情况下，所有应用都需要一个ASIC来提供小巧的集成式解决方案。但是，ASIC的开发既耗时又昂贵，并且不具备满足其他用途的灵活性。因此，越来越多的应用都在使用微处理器或尺寸小巧的FPGA，以便能够经济高效地按时完成产品开发。在本文中，我们将探讨一种温度-频率转换器，它只需要使用一个GPIO引脚即可提供准确的温度结果。本文还将演示如何将电压-频率转换器用于各种检测应用。

答：

可以使用电压-频率转换器代替模数转换器。

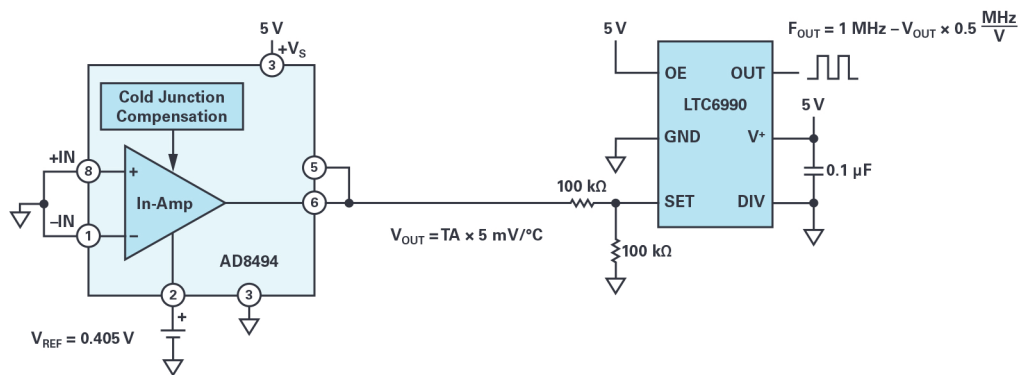


图1 简单的温度-频率转换器。

动机

某些传感器测量值（例如温度、湿度和气压）本质上是直流电，而且其变化速率并未快到（它们也不需要足够精确的分辨率）足以保证ADC的需求以及与之相关的设计考虑。大多数ADC要求快速准确的时钟生成和时序、稳定的基准电压、具有非常低输出阻抗的基准缓冲器以及模拟前端电路，以便对传感器输出进行适当的信号调理，然后才能对其进行数字化并通过系统进行监控。在进行环境温度检测时，分立式应用可能会在惠斯通电桥中使用一个热敏电阻，然后由仪表放大器获得其输出，再馈入ADC。这种设计属于过度设计，需要超出应用所需的更多空间、功率和计算周期，而应用本身可能仅需要每15秒进行一次测量。

能否设计一种替代性测量解决方案，既能减少与ADC信号链相关的元件数量和复杂性，还能测量模拟电压？该解决方案就是采用一个电压-频率转换器（例如LTC6990），将其配置为电压控制振荡器(VCO)模式，这样就可以用来测量模拟电压，而无需ADC。在本示例中，将精密热电偶放大器AD8494配置为环境温度传感器，其输出电压用作LTC6990的输入，从而生成一个温度-频率转换器的信号链。

如何将温度输入转换为频率输出？

如今，许多现代电子设备都需要板载温度监控系统。将模拟信号转换为脉宽调制信号或数字信号的方法已有大量的文献记载。但是，如果测量解决方案需要一个ADC，则存在一些与成本、精度和速率相关的不利因素。通常，测量越精确，解决方案就越昂贵。该电路提供了一种低成本且易于连接的通用解决方案，其精度可以根据温度测量系统的需求而改变。

AD8494是一款热电偶精密放大器，但它也可以通过将其输入短路接地用作环境温度传感器。输出则定义为：

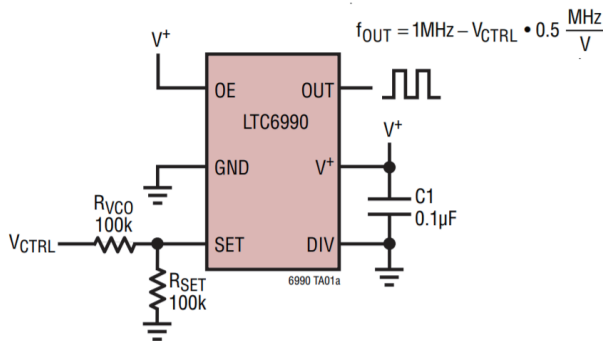
$$V_{OUT} = T_{ambient} \times \frac{5 \text{ mV}}{^{\circ}\text{C}} \quad (1)$$

在使用单极性电源的电路中， $-V_s$ = 地电压(0 V)，同时还必须向AD8494的REF引脚施加一个失调电压，从而使输出电压偏置高于地电压，即使环境温度温度为负时也是如此。

温度传感器的输出电压 V_{OUT} 定义为：

$$V_{OUT} = T_{ambient} \times \frac{5 \text{ mV}}{^{\circ}\text{C}} + V_{offset} \quad (2)$$

在VCO模式下，LTC6990的频率输出定义为：



$$F_{OUT} = \frac{\left(1 \text{ MHz} - \left(\frac{R_{set}}{R_{VCO} + R_{set}} \times V_{CTRL}\right) \times \frac{\text{MHz}}{\text{V}}\right)}{N_{div}} \quad (3)$$

由于AD8494的输出电压是LTC6990的 V_{CTRL} ，因此可以用公式1来替换公式2中的 V_{CTRL} ，设定 $R_{SET} = R_{VCO}$ ，则得到以下结果：

$$F_{OUT} = \frac{\left(1 \text{ MHz} - \left(\frac{1}{2} \times (T_{ambient} \times \frac{5 \text{ mV}}{^{\circ}\text{C}} + V_{offset})\right) \times \frac{\text{MHz}}{\text{V}}\right)}{N_{div}} \quad (4)$$

这样就可以解出 $T_{ambient}$ 。消掉电压单位，于是得到公式5：

$$T_{ambient} = \frac{-2((F_{OUT} \times N_{div}) - 1 \text{ MHz}) - (Offset \times 1 \text{ MHz})_{^{\circ}\text{C}}}{0.005 \text{ MHz}} \quad (5)$$

好的，这样就得到了频率输出。这有什么用处呢？

频率输出的美妙之处在于可以使用单个GPIO引脚进行传感器测量。如果使用图2所示的同步计数器电路，那么在其CLK_IN输入端将始终会观察到时钟的上升沿。如果将LTC6990的 F_{OUT} 用作输入时钟，则每次检测到 F_{OUT} 的上升沿时，计数器都会递增，从而创建了一个周期计数器。如果每次测量之间的时间间隔保持恒定，则可以计数给定时间间隔内的周期数，并可通过浮点运算或查找表计算出频率。将采集时间 $T_{Acquisitions}$ 除以计数所得的周期数，可以得出 F_{OUT} 的周期。对该关系式取倒数则得到公式6。

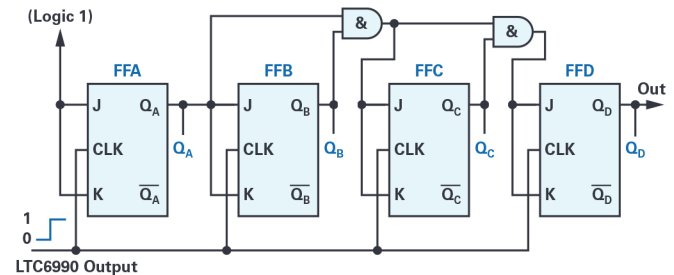


图2. 一个以LTC6990输出作为其时钟输入的4位同步计数器。

$$F_{OUT} = \frac{\text{Total Periods}}{T_{Acquisitions}}, F_{OUT} \geq 2 \times \left(\frac{1}{T_{Acquisitions}}\right) \quad (6)$$

Verilog代码示例显示了一个通过使用FPGA上的单个GPIO输入来计数周期数的函数。采集周期越长，测量结果就越精确。在下述代码示例中，使用了一个16位计数器来提高分辨率。同时还假定在架构的更高层级执行采集时间测量控制逻辑。

```

module tempToFreqCounter (Clk_master, Clk_In, rst, PeriodCount)
input Clk_master, Clk_In, rst;
output PeriodCount;
reg[15:0] PeriodCount;

always @(posedge Clk_master)
begin

always @(posedge Clk_In)
begin
PeriodCount = PeriodCount + 1;
end

always @ (posedge rst)
begin
PeriodCount = 16'b0;
end

end

endmodule

```

图3. Verilog代码示例。

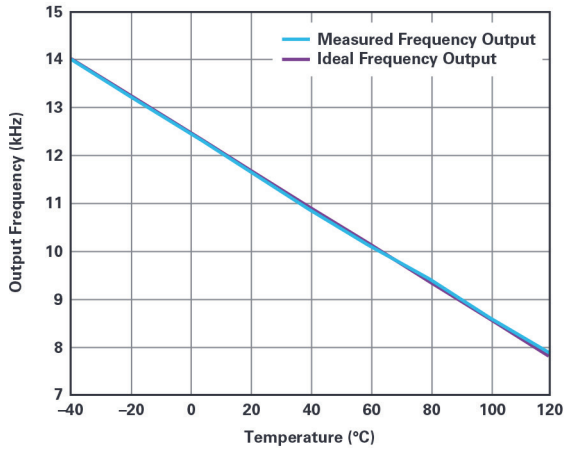


图4. 温度-频率转换器传递函数。

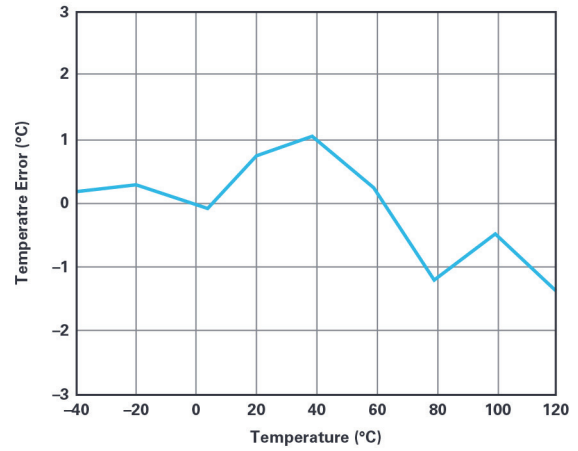


图5. 温度误差。

结论

在本应用中，我们讨论了一种新型的温度-频率转换器。它提供了一种精确测量温度的低成本方法。如果温度超过 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 的工业温度范围，则可在传感器的输入端安装一个热电偶。下图总结列出了测量系统的误差。它说明了环境温度与输出频率以及系统精度之间的线性关系。尽管此解决方案可能无法提供非常好的温度分辨率结果，但对于可接受大约 $\pm 2^{\circ}\text{C}$ 误差的应用，它提供了一个经济简单的温度测量接口。此外，采用电压-频率转换器的概念也可用于测量其他类型的传感器输出，且无需使用ADC。

参考文献

- “电子计数器基础”，Hewlett Packard，1997年。
- Johansson, Staffan, “新的频率计数原理提高分辨率”，2005 IEEE国际频率控制专题研讨会与展会论文集，2005年。
- Kamal, Ibrahim, “5 Hz至500 kHz频率计”，IKA Logic，2008年4月。
- 同步计数器。电子教程，2019年。



作者简介

Chau Tran于1984年加入ADI公司，目前在位于美国马萨诸塞州威明顿市的仪表放大器产品(IAP)部门工作。他于1990年毕业于塔夫斯大学，获得电气工程硕士学位。Chau拥有10多项专利，并撰写了十几篇技术文章。联系方式：chau.tran@analog.com。



作者简介

Naveed Naeem于2016年加入ADI公司担任产品测试开发工程师。加入ADI公司之前，他曾在一家汽车传感器公司担任了3年的电气工程师。他的工作领域包括传感器应用、模数转换器、音频应用和软件开发。他于2013年毕业于伍斯特理工学院，获得电子和计算机工程学士学位。联系方式：naveed.naeem@analog.com。

第170期—— 开关电源中的电感电流测量

作者：Frederik Dostal

问：
如何测量电感电流？



答：
开关电源通常使用电感来临时储能。在评估这些电源时，测量电感电流通常有助于了解完整的电压转换电路。但测量电感电流的最佳方法是什么？

图1以典型的降压型转换器（降压拓扑）为例，显示了针对这类测量的建议设置。接入一根辅助小电缆与电感串联。将它用来连接一个电流探头，并通过示波器显示电感电流。建议在电感具有稳定电压的那一侧进行测量。大多数开关稳压器拓扑使用电感的方式是，一侧电压在两个极限值之间切换，而另一侧电压则保持相对稳定。对于图1所示的降压型转换器，开关节点（即电感L的左侧）上的电压以开关边沿的速率在输入电压和地电压之间切换。电感的右侧是输出电压，通常相对稳定。为了减少由于电容耦合（电场耦合）引起的干扰，电流测量环路应放置在电感安静的一侧，如图1所示。

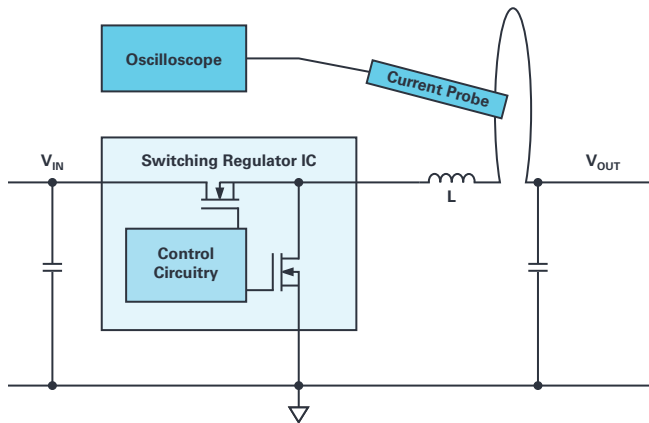


图1. 开关电源中的电感电流测量示意图。

图2显示了用于该测量的实际设置。将电感提起，并将两个端子中的一个斜焊到电路板上。另一个端子通过辅助电线连接到电路板上。这种转换很容易就可以完成。热气流脱焊是拆卸电感的一种行之有效的方法。许多SMD返修站都提供温度可调的热气流处理。

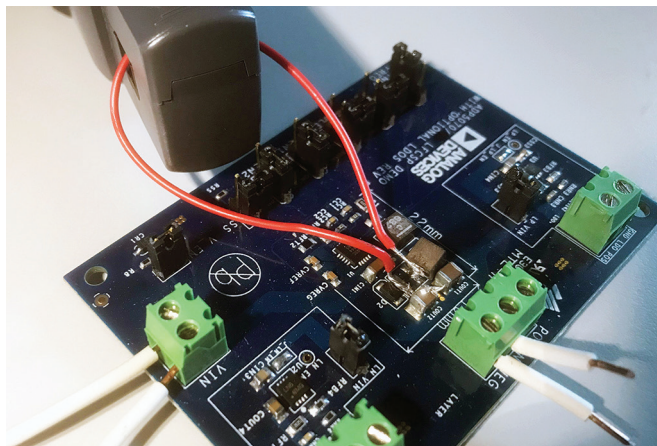


图2. 电感电流测量的实际设置。

电流探头由示波器制造商提供。遗憾的是，它们通常非常昂贵，因此有一个问题不断地被提出，即是否也可以通过分流电阻来测量电感电流。原则上这是可行的。但是，这种测量方法的缺点是，在开关电源中产生的开关噪声很容易通过分流电阻耦合到电压测量中。因此，特别是在关注的点上，当电感电流改变方向时，测量结果并不能真正代表电感电流的行为。

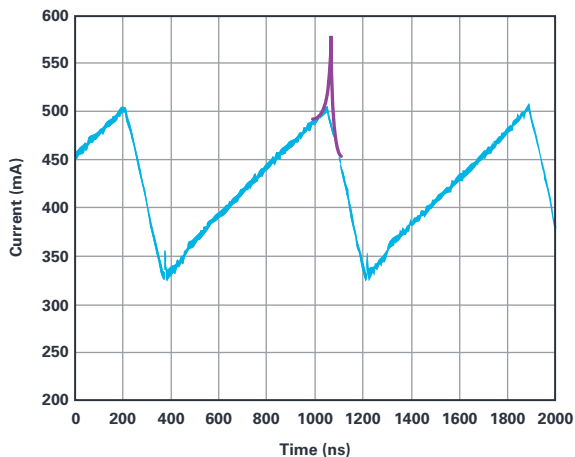


图3 电感电流的测量结果显示为蓝色，饱和电感的行为显示为附加的紫色。

图3显示了通过与所用示波器兼容的电流探头检测到的开关电源的电感电流（蓝色）的测量结果。除了显示为蓝色的测量结果之外，还添加了紫色标记，它指示当电感开始接近峰值电流进入过度饱和时，流过电感的电流状况。当选择的电感对于给定的应用不能提供足够的额定电流时，就会发生这种情况。在开关电源中进行电感电流测量的主要原因之一是，它可以帮助识别是否正确选择了电感，或者在工作中或故障情况下是否会出现电感饱和。

用分流电阻代替电流钳位进行测量将会出现强耦合噪声，尤其是在峰值电流处，这使得电感饱和的检测非常困难。

线圈电流的检测在电源评估中非常有用，并且可以通过合适的设备轻松实现。



作者简介

Frederik Dostal曾就读于德国埃尔兰根大学微电子学专业。他于2001年开始工作，涉足电源管理业务，曾担任各种应用工程师职位，并在亚利桑那州凤凰城工作了4年，负责开关模式电源。他于2009年加入ADI公司，并在慕尼黑ADI公司担任电源管理现场应用工程师。联系方式：frederik.dostal@analog.com。

获取工学新动态，激发设计新思路！

通过订阅模拟对话，最先获取解决实际设计挑战所需的最新技术、应用和系统级见解。请务必告知您的朋友！

analog.com/cn/analogdialogue

EngineerZone®支持社区

与社区中的ADI技术专家互动，提出您棘手的设计问题，浏览我们丰富的知识库。

ez.analog.com/cn

中国技术支持中心

电话: 4006 100 006

邮箱: china.support@analog.com

ADI Analog Dialogue

ADI EngineerZone™
中文技术论坛



关注ADI官方微信



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
西小口路 66 号
中关村东升科技园
B-6 号楼 A 座一层
邮编: 100191
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

©2019 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. Ahead of What's Possible is a trademark of Analog Devices. BRL10014sc-0-12/19

analog.com/cn

ANALOG DEVICES
超越一切可能™