



Analog Dialogue

2019年第53卷第4期

获取工学新动态, 激发设计新思路

- 5 第1部分: 用于电机控制电流测量的 Σ - Δ 调制优化
- 11 一种直接测量运算放大器输入差分电容的方法
- 15 小尺寸高功率密度
- 23 双AMR电机位置传感器, 适用于安全关键应用
- 27 第2部分: 用于电机控制电流测量的 Σ - Δ 调制优化
- 34 采用单个IC从30 V至400 V输入产生隔离或非隔离 ± 12 V输出
- 52 ADI ToF景深测量技术: 工业、汽车市场等涌现的新兴应用
- 60 开启并运行LTspice

41 了解地震信号检测网络的基础知识

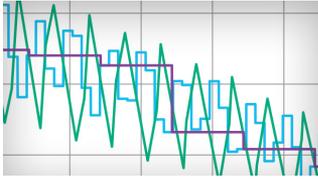


请访问analog.com/cn/analogdialogue

 **ANALOG
DEVICES**

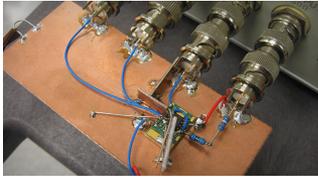
超越一切可能™

本期介绍



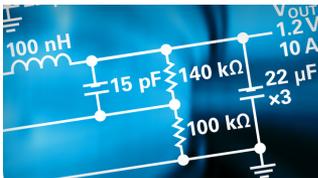
5 第1部分：用于电机控制电流测量的 Σ - Δ 调制优化

针对电机控制应用实施优化、隔离的 Σ - Δ 电流测量主题是一个非常宽泛的领域，需要我们拆分文章进行介绍。第1部分介绍在电机控制应用中，使用sinc滤波器对 Σ - Δ 编码数据进行解调。第2部分(包含在本期中)先提出一种可以改善电机控制应用测量性能的sinc滤波器新架构，之后讨论如何使用采用HDL编码的sinc滤波器优化性能。



11 一种直接测量运算放大器输入差分电容的方法

本文集中讨论一些不太常见的运算放大器规格。输入电容常常被设计人员忽略；但是，对于高阻抗和高频率运算放大器应用，它是一个非常关键的规格。值得注意的是，例如，当光电二极管的结电容较小时，运算放大器的输入电容会成为导致应用产生噪声和带宽问题的主导因素。运算放大器的输入电容和反馈电阻在放大器的响应中产生一个极点，从而影响稳定性并增加较高频率下的噪声增益。因此，稳定性和相位裕量可能会降低，输出噪声可能会增加。本文介绍一种直接测量 C_{DM} 的新方法。



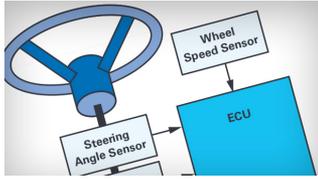
15 小尺寸高功率密度

新Silent Switcher® 2系列采用特殊的设计和封装技术，在2 MHz高开关频率下能够实现92%以上的效率，同时可以轻松符合CISPR 25 5类峰值EMI限制。独特的内部结构采用铜柱代替键合线并增加了内部旁路电容，以及集成式衬底接地平面，以进一步改善EMI。



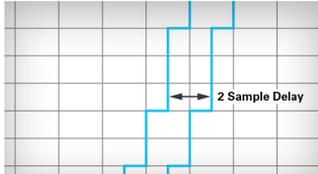
21 非常见问题解答—第170期：开关电源中的电感电流测量

与前一篇文章相关的是本文将回答的问题：如何测量电感电流？开关模式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。



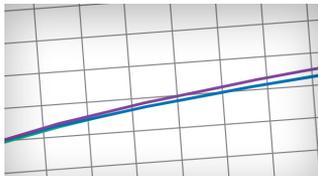
23 双AMR电机位置传感器，适用于安全关键应用

需要使用电机位置传感器来测量定子与转子之间的位置，以确保定子线圈按正确顺序通电。传统霍尔开关用于此功能。它们现在可以由一个精简应用代替，该应用使用磁阻角度传感器。



27 第2部分：用于电机控制电流测量的 Σ - Δ 调制优化

第2部分继续讨论了一种新的sinc滤波器架构，可以提高电机控制应用的测量性能。接着讨论采用HDL代码实现sinc滤波器，以获得优异性能的方法。最后，给出了基于FPGA的3相伺服驱动测量结果。



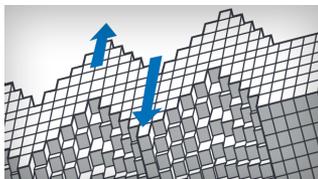
34 采用单个IC从30 V至400 V输入产生隔离或非隔离 ± 12 V输出

在许多应用中通常需要双极双电源供电，并使用线性稳压器。更好的解决方案是使用单个开关稳压器，该开关稳压器从相对较高的输入产生两个输出，并具有良好的效率、低EMI和良好的调节性能。本文介绍了两种精简电路，它们可在30 V至400 V的宽输入电压范围产生 ± 12 V输出。一个电路利用隔离型反激式拓扑，而另一个电路基于非隔离型降压拓扑。



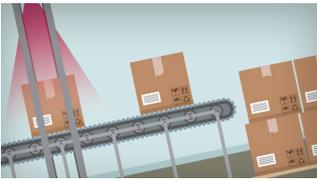
37 非常见问题解答—第171期：“如果没坏，就不要修理。”调节固定增益差动放大器的增益

在此“非常见问题解答”中，我们提问：我们能够增加固定增益差动放大器的增益吗？经典的4电阻差动放大器可以解决许多测量难题。如果需要设置不同的增益，则这种带有集成电阻的差动放大器有一个缺点。只是通过在固定增益放大器上增加几个电阻来提供正反馈路径，此举可以减少整体的负反馈，从而获得更高的整体增益。



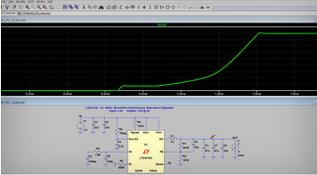
41 了解地震信号检测网络的基础知识

对于遍布商业和住宅建筑、人口密集的地区，地震带来的危害非常大。使用微机电系统(MEMS)加速度计和坚固耐用的小型地震检波器，可以开发低成本物联网(IoT)解决方案。MEMS传感器为地震传感器网络应用提供简单但可靠的仪器设计解决方案。



52 ADI ToF景深测量技术：工业、汽车市场等涌现的新兴应用

本文讨论飞行时间(ToF)景深测量的基础、两种主要的ToF景深测量方法，以及与其他景深测量技术之间的比较。您将了解ADI的3D景深测量技术，该技术包含集成了深度处理器的整套ToF信号处理器件，可以将来自VGA CCD传感器的原始图像数据转化成深度/像素数据。



60 开启并运行LTspice

LTSpice®支持绘图、探查和分析电路设计的性能。包含原理图编辑器和波形查看器，一旦掌握一些基本命令便可轻松使用。本文将引导您使用这款高效工具，加快创建仿真模型。



65 非常见问题解答—第172期：操纵MCU SPI接口可访问非标准SPI ADC

当前的许多精密ADC都采用SPI或者另一种串行接口与控制器通信，包括MCU、DSP或FPGA。但是，有些新ADC采用串行外设接口并使用非标准的三线式或四线式SPI作为从机来实现更快的吞吐速率。本文介绍如何设计出适合ADC配置和代码解读的微控制器SPI。



Bernhard Siegel, 编辑

2017年3月，Bernhard成为了《模拟对话》的编辑。他从ADI德国慕尼黑办公室开始自己在ADI公司的工作历程，至今已逾30年。作为首席技术编辑，他负责ADI公司的全球技术文章编程。

他曾担任过销售、现场应用和产品工程等工程职位，同时还从事过技术支持和市场营销工作。

Bernhard住在德国慕尼黑附近，喜欢与家人共度休闲时光，并加入了铜管乐队和交响乐团，擅于吹长号和尤风宁号。

您可以发送电子邮件至 bernhard.siegel@analog.com 联系他。



《模拟对话》是ADI公司创办和出版的技术杂志。刊载模拟、数字和混合信号处理产品、应用、技术、软件和系统解决方案设计的相关文章。该杂志于1967年创办，至今已经连续出版50多年，它作为在线版每月发行一期，印刷版(“集锦”栏目)每年发行四期。感兴趣的读者也可以至《模拟对话》档案库查阅自第1卷第1期创刊至今的每期存档，包括四期纪念特刊。要访问文章、档案、杂志、设计资源并订阅，请访问《模拟对话》主页 analogdialogue.com。

第1部分： 用于电机控制的 优化 Σ - Δ 调制电流测量

Jens Sorensen、Dara O' Sullivan、Shane O' Meara

在高性能电机和伺服驱动器中，基于隔离式sigma-delta(Σ - Δ)的模数转换器(ADC)已成为首选的相电流测量方法。这些转换器以其强大的电流隔离和卓越的测量性能而闻名。随着新一代ADC的推出，其性能也在不断提高，但是，要充分利用最新的ADC的功能，就需要对其他电机驱动器进行相应的设计。

本文是两篇系列文章的第1部分。第1部分介绍在电机控制应用中，使用sinc滤波器对 Σ - Δ 编码数据进行解调。然后，详细探讨了sinc滤波器和控制算法同步的不同方法。本系列的第2部分提出了一种新的sinc滤波器架构，可以提高电机控制应用的测量性能。接着讨论采用HDL代码实现sinc滤波器，以获得优异性能的方法；最后给出了基于FPGA的3相伺服驱动器的测量结果。

简介

电机驱动器制造商不断提高其产品的性能和鲁棒性。一些改进是通过采用更先进的控制算法和更高的计算能力实现的。其他改进则通过最小化反馈电路中的非理想效应来实现，比如延迟、倾斜和温度漂移。¹

就电机控制算法的反馈而言，最关键的部分是相电流的测量。随着控制性能提高，系统对时序精度、偏移/增益误差、多反

馈通道的同步等非理想效应越来越敏感。多年来，半导体公司一直致力于减少反馈信号链中的这些非理想效应，而且这种趋势很可能会持续下去。ADuM7701就是为测量相电流而优化的最新一代隔离式 Σ - Δ ADC示例。虽然ADC的性能很重要，但也很可能在反馈路径的其余部分造成非理想效应。本文不考虑ADC，主要讨论反馈路径的其余部分。虽然本文着重介绍电机控制应用，但它也适用于任何需要 Σ - Δ ADC紧密同步的其他系统。

使用 Σ - Δ ADC时的典型信号链如图1所示。模拟输入电压通过让相电流通过一个电阻分流器来产生。 Σ - Δ ADC将模拟信号转换成1位数据流，并提供电气隔离，因此ADC之后的一切都与电机相电位隔离。转换器之后是通过滤波方式执行的解调。该滤波器将1位信号转换为多位(M位)信号，并通过抽取过程降低数据更新速率。虽然滤波器抽取降低了数据速率，但速率通常仍然过高，无法匹配控制算法的更新速率。为了解决这个问题，我们增加了最后的降采样阶段。

本文假设滤波器和抽取级在FPGA中实现，并且滤波器是一个三阶sinc滤波器(sinc3)。

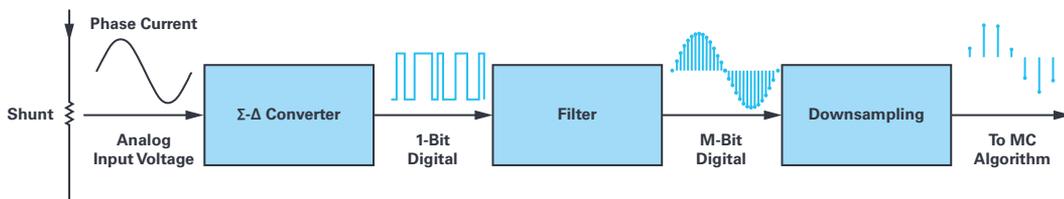


图1 一种用于测量相电流的 Σ - Δ 信号链。

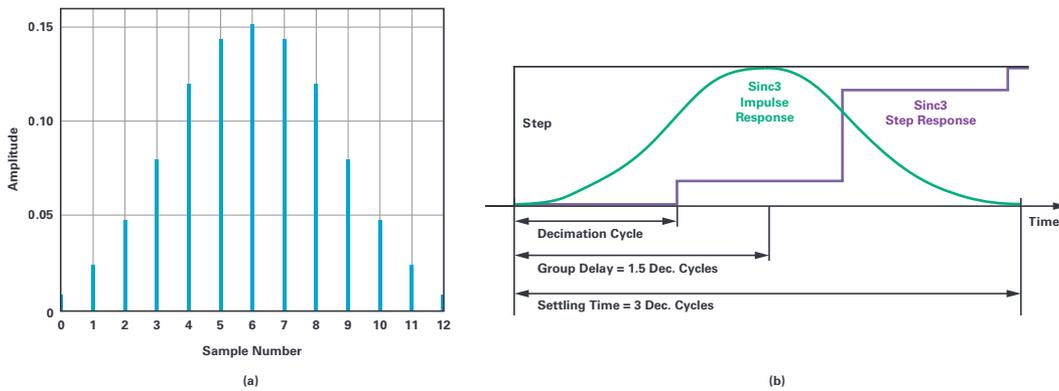


图2. (a)滤波器抽取率为5的sinc滤波器脉冲响应。(b)Sinc滤波器的阶跃响应以及与脉冲响应的关系。

Sinc滤波器同步

$\Sigma\Delta$ ADC和sinc滤波器的缺陷在于很难在同一个时域中进行控制，并且缺少指定的采样时刻。²与具备专用的采样保持电路的传统ADC相比，这两种滤波器都有一些令人担忧的地方。不过也有办法解决这个问题。如本节所示，将sinc滤波器与系统的其余部分同步，并在适当的时刻采样相电流至关重要。如果未能正确做到这一点，测量结果将会大幅失真。

sinc滤波器的输出并不代表该时刻 $\Sigma\Delta$ ADC的输入。相反，输出是过去窗口期间输入的加权平均值。这是由滤波器的脉冲响应造成的。图2a显示了抽取率为5时sinc3的脉冲响应。从图中可以看出，滤波器输出如何成为输入序列的加权和，中间的采样获得较大权重，而序列开始/结束时的采样权重较低。

在继续讨论之前，需要给出几个基本定义。 $\Sigma\Delta$ ADC时钟，又称为调制器时钟，表示为 f_{mod} 。抽取率(DR)决定抽取频率(f_{dec})，并与 f_{mod} 关联，如公式1所示：

$$DR = \frac{f_{mod}}{f_{dec}} \quad (1)$$

图2右侧显示了脉冲响应对滤波器阶跃响应的影响。应用该步骤时，滤波器输出不受影响，滤波器在3个完整的抽取周期之后达到稳定状态。因此，sinc3滤波器的一些重要特性可以表述为：

- ▶ 群延迟为1.5个抽取周期
- ▶ 建立时间为3个抽取周期

在将滤波器与控制系统同步时，这些属性非常重要，本文将始终会用到。

在讨论sinc滤波器同步之前，必须先定义输入信号的特性。这反过来又会定义滤波器的同步特性。

图3显示了由电压源逆变器驱动的3相永磁电机的模拟相电流。调制方式为空间矢量PWM³，开关频率为10 kHz。将电机加载到5 A峰值相电流和3000 rpm转速。这种设置加上3个极对数，可以得到6.67 ms电气基本周期。

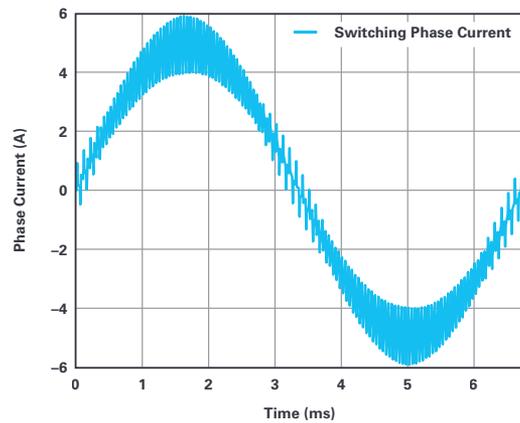


图3. 采用空间矢量脉宽调制时的电机相电流。

相电流可以看作由两个分量组成：平均分量和开关分量。出于控制目的，仅关注电流的平均分量，因此必须完全去除开关分量。要提取平均分量，最常见的方法是对与PWM同步的信号(用于电机终端)进行采样。如图4所示。最上面的信号显示相电流的开关波形，中间的信号显示对应的逆变器相位臂的高端PWM，最下面的信号显示来自PWM定时器的同步信号。PWM同步信号在PWM周期的开始和中间进行置位。为简明起见，假设所有三相的占空比都是50%，意味着电流只有一个上升斜坡和一个下降斜坡。在PWM同步信号的上升沿，电流取其平均值，因此如果恰好在那一刻采样电流，开关分量将被完全抑制。实际上，采样保持电路相当于一个在开关频率上具有无限衰减的滤波器。

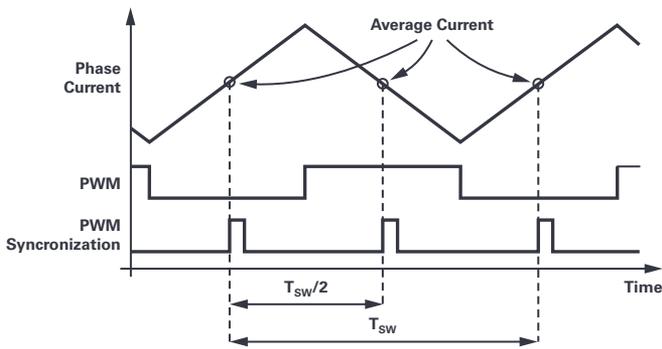


图4. 在PWM周期的起始点和中心点处测量相电流会减弱电流纹波。

图5显示了将这种采样应用于图3中所示波形时的结果。右侧所示是实际相电流和采样电流的波形放大图。注意采样保持过程如何完全消除纹波。

采样电流以每单位表示，其中0 A映射到0.5，全比例值为8 A。选择这个比例是为了更容易与后面的 Σ - Δ 测量值进行比较。图5所示的结果为理想场景，采样后只剩下基波分量。因此，可以将这些数据当做比较 Σ - Δ 测量值的基准值。

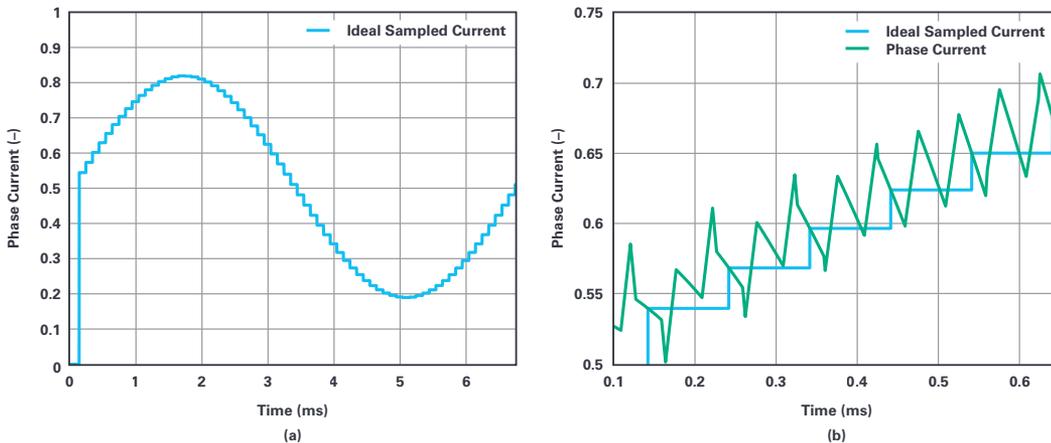


图5. 理想的相电流采样：(a)理想的采样相电流的基波周期，(b)相电流和采样相电流的波形放大图。

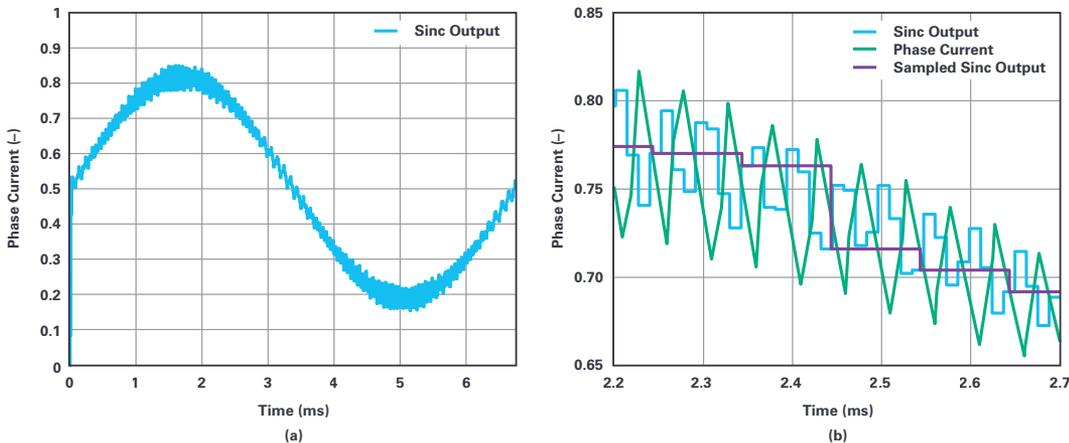


图6. (a)sinc滤波器的输出。(b)实际的相电流和sinc滤波器抽取输出的波形放大图。

Σ - Δ 测量和混叠

在理想的采样保持ADC中，由于严格控制采样时刻，所以能够提取基波分量。然而， Σ - Δ 转换是一个连续的采样过程，纹波分量将不可避免地成为测量的一部分。

在 Σ - Δ 转换中，抽取率与信噪比(SNR)之间存在密切联系。抽取率越高，输出的有效位数(ENOB)越多。缺点是，随着抽取率增加，群延迟也会增加，因此设计者必须在信号分辨率和反馈链的延迟之间折中考量。一般来说，与控制周期相比，应将延迟保持在较小范围。对于电机控制，典型的抽取率在128到256之间，这可以很好地平衡信噪比和群延迟。

在数据手册规范中，通常使用256作为抽取率。例如，ADuM7701的ENOB为14位，抽取率为256。ENOB值如此高时，预计可以得到非常准确的测量结果。为了验证这一点，假设图3所示的相电流是采用 Σ - Δ ADC在20 MHz时测量所得，数据流则由使用256抽取率的sinc3进行解调。结果如图6a所示。

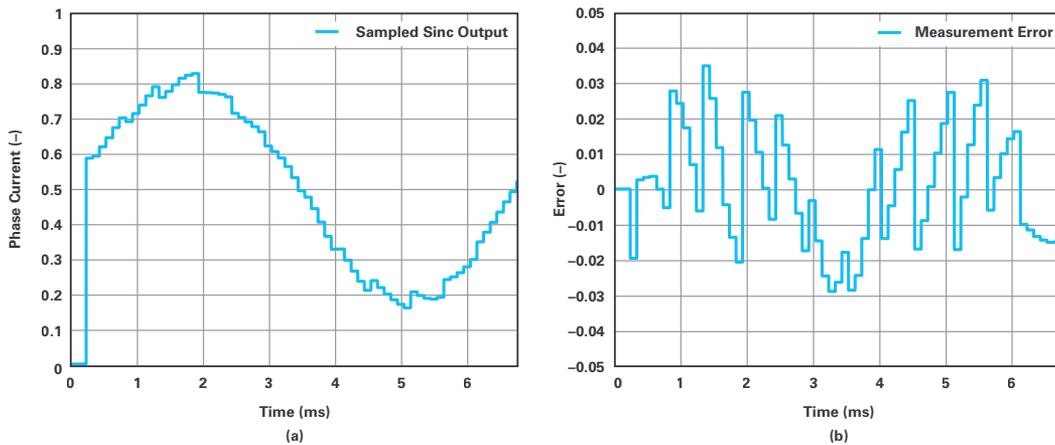


图7. (a)sinc滤波器的采样输出。(b)测量误差。

相电流的基波分量非常明显，但与图5a所示的理想采样相比，测量信号存在很大的噪声。因此，虽然ADC和sinc滤波器本身提供了不错的ENOB数量，但反馈信号的质量却很差。从图6b可以看出其原因，该图是sinc滤波器输出和实际的相电流的波形放大图。注意相电流的10 kHz开关分量是如何发生相移，以及几乎未被sinc滤波器衰减。现在，假设在每个PWM周期执行一次电机控制算法，并在周期开始时读取最新的sinc滤波器输出。实际上，sinc滤波器的输出会向下采样，以匹配控制算法的更新速率。向下采样和得到的信号在图6b中显示为采样sinc输出。图7a显示了按照PWM速率滤波和采样的整个基波周期的结果。

很明显，相电流测量失真严重，因此控制性能会非常差。如此，应该增加扭矩波纹，并且需要降低电流控制环路的带宽。从理想测量值(图5a)中减去图7a中的测量值，就可以得到误差(图7b)。误差约为原比例信号的7%，与预期的14 ENOB相差甚远。

这个 $\Sigma\Delta$ 测量和混叠场景演示了基于 $\Sigma\Delta$ 的非常常见的电流测量模式，以及它是如何引导设计人员得出“ $\Sigma\Delta$ ADC不适合电机驱动器”这个结论的。但是，这个示例并没有显示出ADC本身的糟糕性能。相反，因为未能正确设置相电流测量值，所以余下信号链的性能欠佳。

ADC在几兆赫(一般为10 MHz至20 MHz)下对输入信号采样，在抽取率为256时，sinc滤波器有效去除调制噪声。在如此高的采样率下，滤波器输出中存在相电流纹波分量，在信号链的向下采样级，这可能成为一个问题(见图1)。如果纹波分量没有充分衰减，且电机控制算法以PWM速度消耗电流反馈，则结果会因为降采样而产生混叠。

根据标准采样理论，为了避免混叠，信号在一半采样频率以上时必须无能量。如果对 $\Sigma\Delta$ ADC输出向下采样至10 kHz，那么5 kHz或更高频率下的噪声将会混叠到测量值中。如图所示，在sinc滤波器之后，信号中还存在大量10 kHz开关噪声。降低10 kHz噪声的一种方法是增加抽取率，但是这样做会导致不可接受的长时间群延迟。我们需要采用一种不同的方法。

通过同步改善测量

上一节讨论的抗混叠方法的主要问题如图8所示。sinc滤波器的输出在与相电流开关分量无关的某个时刻被读取。输出信号被读取时，滤波器根据脉冲响应对输入信号进行加权平均。这个加权平均值有时跨越开关波形的低点，有时跨越高点。因此，用作反馈的信号含有明显噪声，频率从0 Hz到PWM频率的一半。

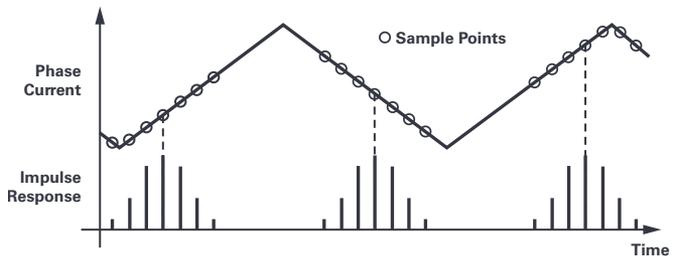


图8. 脉冲响应与开关波形无关。

$\Sigma\Delta$ ADC连续采样，sinc滤波器输出乘以每个PWM周期的测量值(通常10到20)。由于每次测量跨越3个抽取周期，所以脉冲响应会重叠。为了简化起见，图8中仅显示三个测量/脉冲响应。

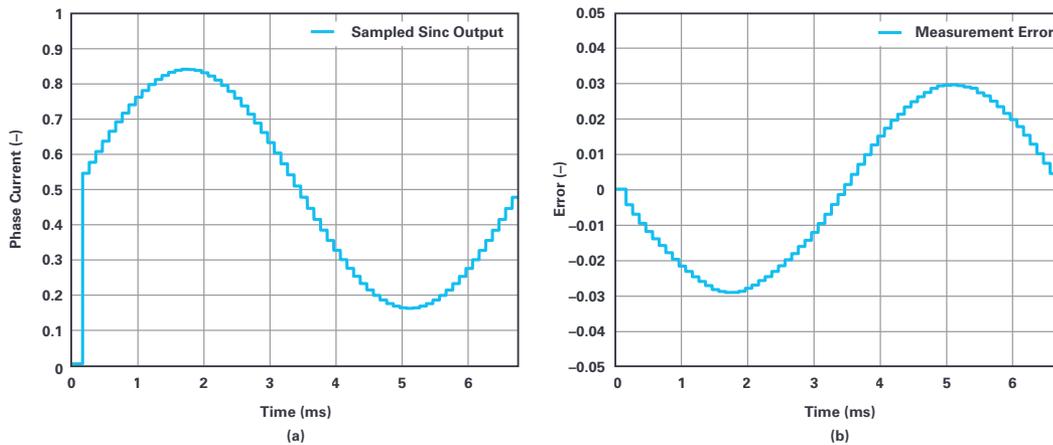


图9. (a)脉冲响应锁定采用PWM时, sinc滤波器的采样输出。(b)测量误差。

问题的根源在于: 脉冲响应没有锁定为电流的开关分量, 而开关分量又被锁定为PWM。解决方案是选择抽取率, 使每个PWM周期都有固定的整数抽取周期。例如, 如果PWM频率为10 kHz, 调制器时钟为20 MHz, 抽取率为200, 那么每个PWM周期正好有10个抽取周期。每个PWM周期有固定的采样周期, 脉冲响应始终锁定为PWM, 用于反馈的测量值在PWM周期内的同一点被捕获。采用这种同步方案的相电流测量如图9a所示。

显然, 将响应同步与PWM同步会产生积极的影响。噪声会被消除, 且乍一看, 测量结果似乎与图5a中的理想测量值相似。但是, 用理想测量值减去 Σ - Δ 测量值时, 就会得出图9b所示的误差信号。误差大小与图7b中所示的值相似, 但频谱发生了变化。现在, 误差是一阶谐波, 相当于增益误差。导致这种错误模式的原因如图10所示。

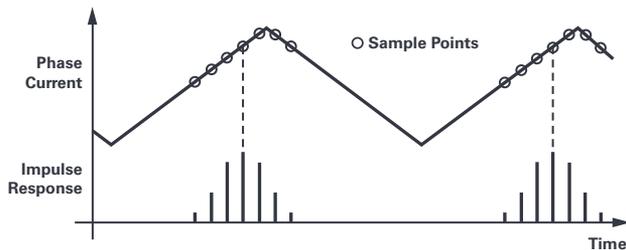


图10. 脉冲响应被锁定为开关周期内的某个固定点。

虽然消除了白噪声误差分量, 但由于测量值受到开关分量的影响, 信号仍然是失真的。在图10中, 注意sinc滤波器的脉冲响应如何围绕开关波形的峰值给出加权平均值。根据脉冲响应相对于PWM的相位, 偏差的大小仅受纹波电流的大小限制。如图3所示, 纹波分量的幅值在基波周期内发生变化, 基波电流峰值时纹波最高, 过零点时纹波最低。因此, 测量误差为一阶谐波分量。

为了消除一阶谐波测量误差, 脉冲响应必须始终以PWM周期的起始点或中心为中心, 此时相电流正好等于其平均值。图11显示了以开关周期的起始点为中心的脉冲响应。在这一点周围, 开关波形是对称的, 因此, 通过在每一边都有相同数量的测量点, 纹波分量在这一点周围均为零。

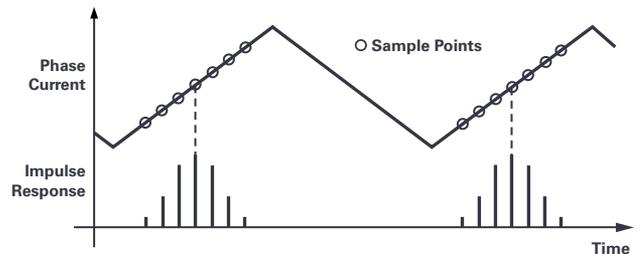


图11. 脉冲响应锁定为开关周期, 并对准理想的测量点。

脉冲响应锁定, 以平均电流的时刻为中心时, 测量结果如图12a所示, 测量误差如图12b所示。作为理想的采样测量, 该信号不存在白噪声和增益误差。

结果表明, Σ - Δ 测量值的质量不仅仅取决于抽取率。只有在无混叠时, 普遍认为“增加抽取率会提高ENOB”的这种观点才是正确的。控制滤波器相对于输入信号的更新率和相位比抽取率更重要。例如, 比较图7(基于256的抽取率)和图12(基于200的抽取率)。降低抽取率可显著改善测量结果。

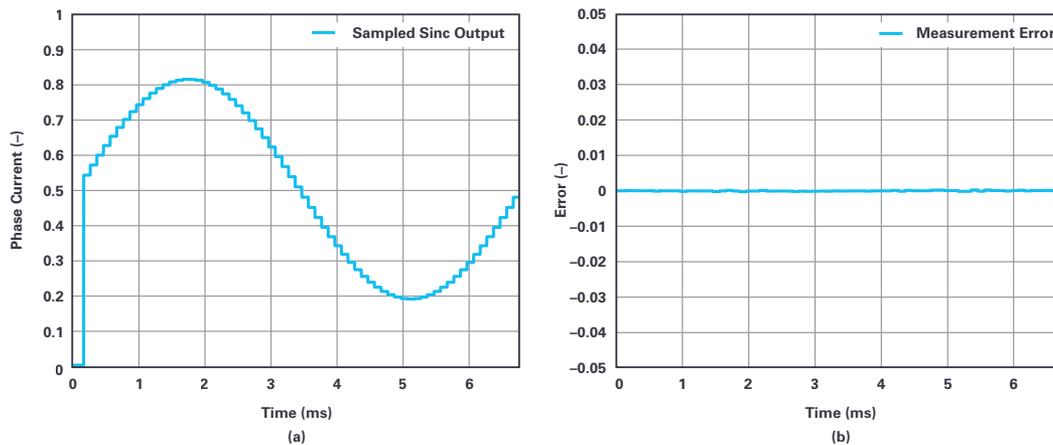


图12. (a)脉冲响应锁定采用PWM, 且以平均电流时刻为中心时, sinc滤波器的采样输出。(b)测量误差。

第1部分的结论

综上所述, 实现基于 Σ - Δ 的优化相电流测量值的条件如下:

- ▶ 三阶sinc滤波器的脉冲响应时间为3个抽取周期, 这意味着数据需要3个抽取周期才能通过滤波器。
- ▶ 滤波器的脉冲响应必须以平均电流时刻为中心。
- ▶ 脉冲响应的1.5个采样周期必须在平均电流时刻之前, 另外1.5个采样周期必须在平均电流时刻之后。
- ▶ sinc滤波器在PWM周期内产生多个输出, 但只使用其中一个输出。其余的输出都被忽略。

第1部分至此结束。第2部分将介绍一种特别适合电机控制应用的新sinc滤波器结构, 并讨论在FPGA上实现sinc滤波器的最佳方

法。为了验证本系列文章中讨论的想法, 第2部分还会展示在基于FPGA的3相伺服驱动器上实施的几种测量。

参考

- ¹ Jens Sorensen、Dara O’ Sullivan: “理解电机驱动器电流环路中非理想效应影响的系统方法。” Proceedings of PCIM, 欧洲, 2016年。
- ² Jens Sorensen: “用于电机控制的 Σ - Δ 转换。” Proceedings of PCIM, 欧洲, 2015年。
- ³ Ahmet M. Hava、Russel J. Kerkman、Thomas A. Lipo: “适用于基于载波的PWM-VSI驱动器的简单分析和图形方法。” 电气与电子工程师协会汇刊电力电子学卷, 1999年1月。



作者简介

Jens Sorensen是ADI公司系统应用工程师, 负责工业应用的电机控制解决方案。他拥有丹麦奥尔堡大学电气工程学士学位。他的主要研究方向为控制算法、电力电子和控制处理器。联系方式: jens.sorensen@analog.com。



作者简介

Dara O’ Sullivan是ADI公司自动化与能源业务部互连运动和机器人团队的系统应用经理。他的专长领域是工业运动控制应用的功率转换、控制和监测。Dara拥有爱尔兰科克大学工程学士、工程硕士和博士学位。自2001年起, Dara便从事研究、咨询和工业领域的工业与可再生能源应用方面的工作。联系方式: dara.osullivan@analog.com。



作者简介

Shane O’ Meara是ADI公司互连运动和机器人团队的系统应用工程师。他的专长领域是工业运动控制应用的高精度转换, 以及控制和监测信号链。他拥有利默里克大学工程学士学位, 于2011年加入ADI公司。联系方式: shane.omeara@analog.com。

一种直接测量运算放大器输入差分电容的方法

Glen Brisebois和Arthur Alfred Roxas

简介

输入电容可能会成为高阻抗和高频运算放大器(op amp)应用的一个主要规格。值得注意的是,当光电二极管的结电容较小时,运算放大器的输入电容会成为噪声和带宽问题的主导因素。运算放大器的输入电容和反馈电阻在放大器的响应中产生一个极点,从而影响稳定性并增加较高频率下的噪声增益。因此,稳定性和相位裕量可能会降低,输出噪声可能会增加。实际上,以前的一些 C_{DM} (差模电容)测量技术依据的是高阻抗反相电路、稳定性分析以及噪声分析。这些方法可能会非常繁琐。

在诸如运算放大器之类的反馈放大器中,总有效输入电容由 C_{DM} 与负输入共模电容(或对地的 C_{CM-})并联组成。 C_{DM} 难以测量的原因之一是运算放大器的主要任务是防止两个输入不相关。与测量 C_{DM} 的难度相比,直接测量对地的正输入共模电容 C_{CM+} 相对容易一些。在运算放大器的同相引脚上放置一个较大的串联电阻并施加正弦波或噪声源,就可以使用网络分析仪或频谱分析仪来测

量由运算放大器输入电容而产生的-3 dB的频率响应。假定 C_{CM+} 和 C_{CM-} 相同,特别是对于电压反馈放大器。但是,这些年来,测量 C_{DM} 变得日益困难;运算放大器的固有特性会迫使其输入相等,从而自举 C_{DM} ,因此所使用的各种不同的技术都无法令人满意。当输入被强制分开并进行电流测量时,输出将试图进行对抗。检测 C_{DM} 的传统方法是间接测量,该方法依赖于相位裕度的降低,且因并联使用 C_{CM-} 等其他电容而变得更复杂。

我们希望待测运算放大器能够像客户平时的用法一样,在闭环条件下正常运行并执行功能。建议的一种可行方法是分离输入并进行输出削波,但是这可能会使内部电路无法工作(取决于运算放大器拓扑),因此实测电容可能无法反映实际工作电容。在这种方法中,不会对输入进行过度分离,以避免输入级的非线性以及过多的输出摆幅或削波。本文将介绍一种简单直接的 C_{DM} 测量方法。

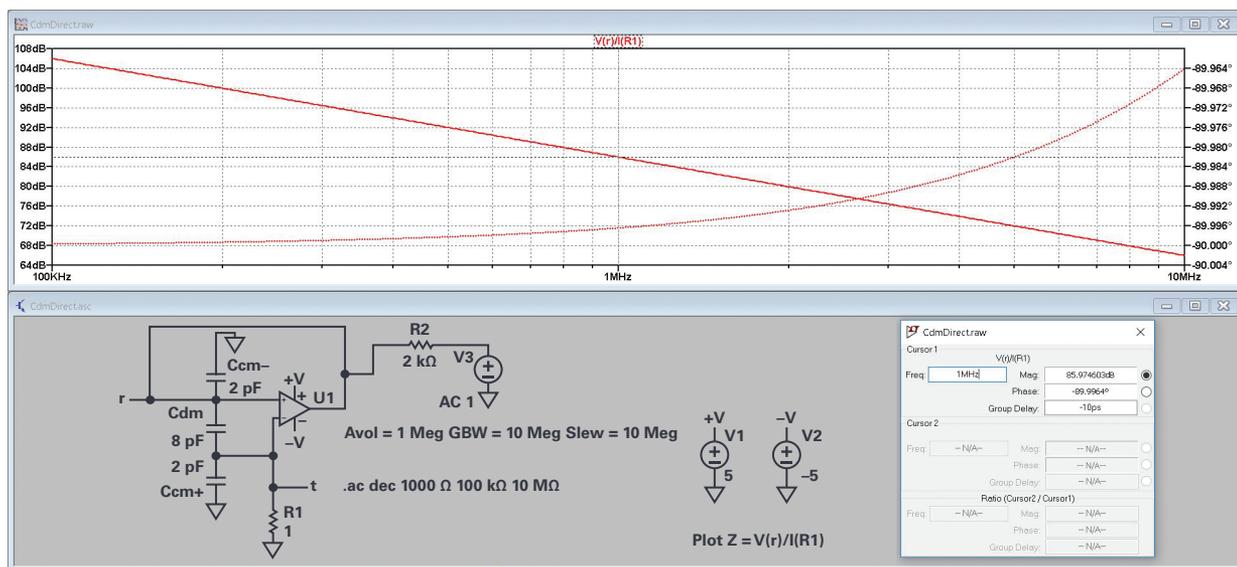


图1. 直接测量LTspice中的 C_{DM} 阻抗。绘制 $V(r)/I(R1)$ 曲线以获得阻抗。在本例中,在1 MHz频率下, -89.996° 时 Z 为 $19.89437\text{k}\Omega$ ($10^{89.97/20}$), 利用公式 $C = 1/(2\pi \times Z \times \text{Freq})$, Z 正好为8 pF。

测量 C_{DM} 的新方法

作者决定只使用增益为1的缓冲电路，并使用电流源激励输出和反相输入。输出和反相输入将仅在运算放大器允许的范围内变动。在低频下，输出的变动很小，因此通过 C_{DM} 的电流会很小。而在过高频率下，测试可能会无效，况且结果也没用。但在中频下，运算放大器的增益带宽会下降，但不至于太低，输出变动仍可提供足够大的电压激励和可测量的通过 C_{DM} 的电流。

LTspice®的本底噪声几乎不受限制，因此可以进行简单的测试仿真，如图1所示。当发现该技术在LTspice中相当准确有效后，接下来的问题就是“我可否在现实世界中获得足够的SNR以进行良好的测量？”

该相位角几乎等于 -90° ，这表明阻抗是容性的。 2 pF 共模电容不会破坏测量，因为 C_{CM-} 不在路径中，且 $1/(2 \times \pi \times \text{Freq} \times C_{CM+}) \gg 1\ \Omega$ 。

挑战：找到合适的设备和实际测试设置

如图1所示，将 $2\text{ k}\Omega$ 电阻串联在运算放大器的输出端，以将激励从电压源转换为电流源。这将允许节点“r”中存在小电压(它不会与在运算放大器的同相引脚中所看到的电压相差太远)，并将导致小电流流入待测 C_{DM} 的输入端之间。当然，现在的输出电压很小(由待测器件(DUT)进行缓冲)，而且 C_{DM} 中的电流也很小(在本仿真中为 57 nA)，因此在工作台上使用 $1\ \Omega$ 电阻进行测量将很困难。LTspice.ac和LTspice.tran仿真没有电阻噪声，但现实世界中的 $1\ \Omega$ 电阻具有 $130\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的噪声，从我们预期的 57 nA 电容电流中只能产生 57 nV 信号。进一步的仿真表明，用 $50\ \Omega$ 或 $1\text{ k}\Omega$ 代替 R_1 不会导致在目标带宽范围内的频率下流入 C_{CM+} 的损耗电流过大。为了获得比简单电阻更好的电流测量技术，可使用跨阻放大器(TIA)代替 R_1 。TIA输入会连接到运算放大器的同相引脚，在该引脚上需要电流，同时电压固定为虚地以消除 C_{CM-} 中的电流。事实上，这正是Keysight/Agilent HP4192A等四端口阻抗分析仪的实现方式。HP4192A可以在 5 Hz 至 13 MHz 的频率范围内进行阻抗测量。市场上采用相同阻抗测量技术的一些新设备包括具有 10 Hz 至 120 MHz 范围的E4990A阻抗分析仪和具有 20 Hz 至 2 MHz 范围的精密LCR表(如Keysight E4980A)。

如下面图2测试电路所示，由于阻抗分析仪内部TIA，运算放大器的同相引脚保持虚地状态。正因如此， C_{CM+} 的两个端子都被视为处于地电位，因此不会影响测量。 DUT 的 C_{DM} 两端产生的小电流将流经TIA的反馈电阻 R_f ，然后由内部电压表进行测量。

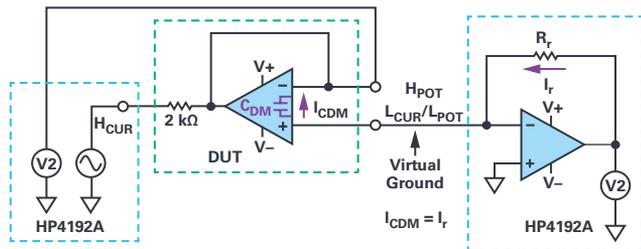


图2 C_{DM} 测试电路。

任何使用自动平衡电桥阻抗测量方法的四端口设备都是测量 C_{DM} 的合适选择。它们设计为从内部振荡器产生正弦波，该内部振荡器以零为中心点，具有正负摆幅，可用于双电源供电。如果运算放大器DUT由单电源供电，则应调整偏置功能，以使信号不会发生对地削波。图3中使用了HP4192A，并显示了与DUT的详细连接。

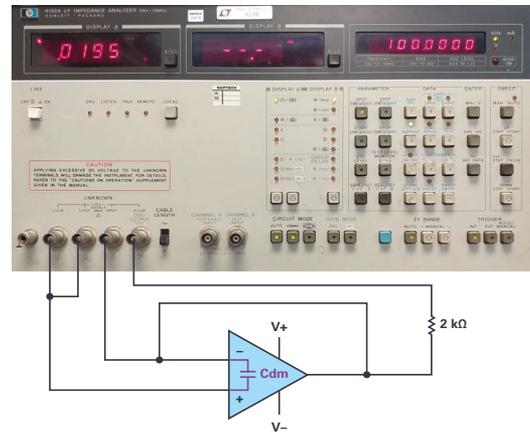


图3 C_{DM} 直接测量方法的测试设置。

图4显示了确切的测试设置，以使电路板和连线对 C_{DM} 的寄生电容贡献极小。任何通用电路板均可用于低速运算放大器，而高速运算放大器则需要更严格的PCB板布局。垂直接地的铜分隔板确保输入端和输出端看不到与DUT C_{DM} 平行的其他路径。

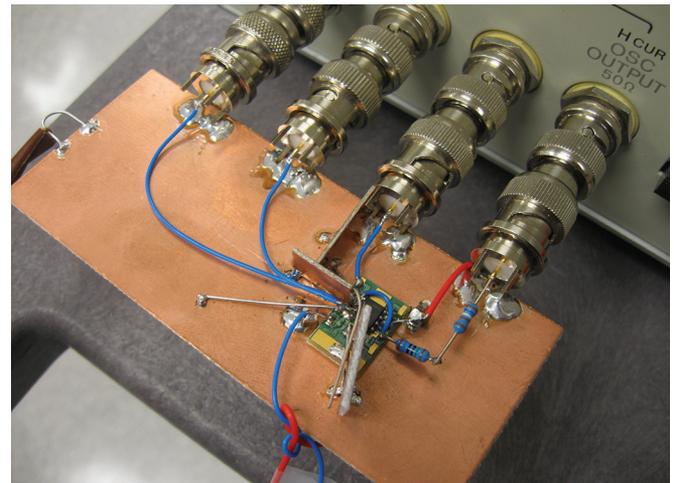


图4 HP4192A设置电路板演示。右侧为通过 $2\text{ k}\Omega$ 的激励和电压回读。所用DUT是贴在LB2223实验板上的8引脚SO封装的LT1792。TIA位于HP4192A内部的左侧。

结果与讨论

首先，在测量电路板的板电容时没有使用DUT。图4所示电路板的测量条件是 16 fF 电容且没有DUT。这是一个相当小的电容，可以忽略不计，因为通常 C_{DM} 的预期值为几百至几千 fF 。

使用这种新的 C_{DM} 测量技术，可以测量大多数JFET和CMOS输入型运算放大器。为了说明该方法，以测量低噪声精度JFET运算放大器LT1792为例。下表列出了在一定频率范围内的阻抗(Z)、相位角(θ)、电抗 X_S 和 C_{DM} 的计算值。当相位角为 -90° 时，阻抗表现为纯容性。

表1. 电源为±15 V时，LT1792在不同频率下的阻抗测量

频率	Z (kΩ)	θ	X _S (kΩ)	C _S = C _{DM} = 1/(2 × π × X _S × Freq) (pF)
500 kHz	33	-89°	-32.9	9.7
600 kHz	27	-90°	-26.9	9.8
700 kHz	22.6	-90°	-22.6	10
800 kHz	19.65	-90°	-19.7	10.1
900 kHz	17.4	-90°	-17.4	10.2
1 MHz	15.64	-89.9°	-15.6	10.2
2 MHz	7.76	-89.8°	-7.76	10.25
3 MHz	5.1	-90°	-5.1	10.4
4 MHz	3.74	-90°	-3.74	10.6
5 MHz	2.92	-90°	-2.92	10.9

上述表1给出了在500 kHz至5 MHz频率范围内的测量结果。在该频率范围内的相位接近于纯容性(相位角为-89°至-90°)。同时，电抗X_S决定了总输入阻抗，即Z≈X_S。C_{DM}的计算平均值约为10.2 pF。最高测量频率为5 MHz，因为该器件带宽仅可达5.6 MHz。更低频率下的结果变得非相干。推测这是由于运算放大器的行为使输出电压降低，C_{DM}电流迅速消减，同时X_S阻抗在低频时变大。

还应在每个阶跃频率处检查运算放大器的输出，以确保它不会被阻抗分析仪产生的信号过驱。来自HP4192A的该信号的幅度可在0.1 V至1.1 V范围内调节，这刚好足以在运算放大器的输出中产生摆动，并使反相输入引脚中的电压电平略微发生变动。图5显示了频率为800 kHz时，运算放大器输出端的峰峰值无失真信号(绿色信号)为28 mV。2.76 V峰峰值幅度(1 V rms)的黄色信号是直接从分析仪的振荡输出端口探测得的。公平起见，可以任意决定不允许输出失真，不论是对DUT还是对HP4192A检波器。尽管该设置相对来说并不受探头效应的影响，但在获取阻抗和相位的实际数据时已经将探头移除。

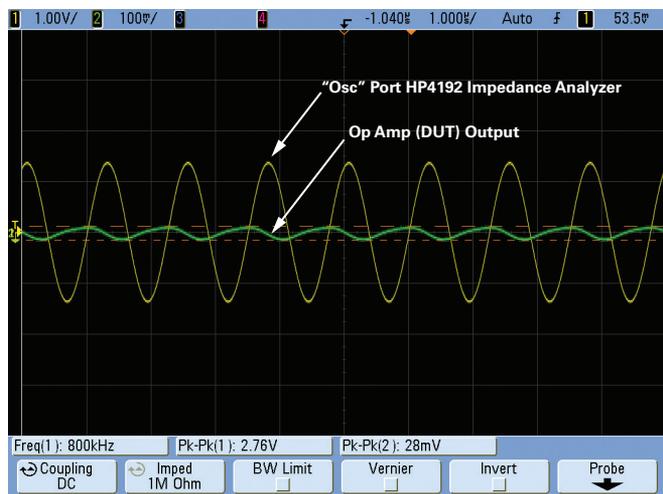


图5. 在HP4192A “Osc” 输出端口和运算放大器输出引脚探测到的输出。

我们进行了在不同电源电压下测量C_{DM}的测试。C_{DM}对电源和共模电压的依赖性会随运算放大器的不同而有所不同；不同的拓扑和晶体管类型预计会导致高压电源和低压电源不同的结寄生效应。表2给出了电源稳定在±5 V范围内LT1792的结果。C_{DM}的测量平均值为9.2 pF，与采用±15 V电源时的结果10 pF相当接近。因此，可

以得出结论，LT1792的C_{DM}不会随电源电压的改变而发生显著变化。这与其C_{DM}形成了鲜明的对比，后者会随电源电压发生显著变化。

表2. 电源为±5 V时，LT1792在不同频率下的阻抗测量

频率	Z (kΩ)	θ	X _S (kΩ)	C _S = C _{DM} (pF)
500 kHz	37	-90°	-37	8.6
600 kHz	30	-91°	-30	8.8
700 kHz	25.3	-91°	-25.2	9
800 kHz	22	-91°	-22	9
900 kHz	19.5	-91°	-19.5	9
1 MHz	17.5	-91°	-17.5	9.1
2 MHz	8.62	-92°	-8.62	9.2
3 MHz	5.6	-93°	-5.6	9.5
4 MHz	4.07	-94°	-4.07	9.8
5 MHz	3.14	-94°	-3.14	10.1

同时，双极性输入运算放大器几乎与其FET同类产品一样简单。但是，由于它们与C_{DM}电流并联，因此它们的高输入偏置电流和电流噪声较为明显。此外，双极性差分对输入内固有的差分电阻R_{DM}也与C_{DM}并联。表3以低噪声精密放大器ADA4004为例，显示了其阻抗测量。显然，相位并不表示纯容性行为，因为它远离-90°。尽管4 MHz、5 MHz和10 MHz频率非常接近，但并联等效阻抗RC模型将适合本例，以便能够从其他电阻中提取出C_{DM}。因此，表3中显示了在一定频率范围内的并联电导G_p、电纳B_p和C_{DM}的计算值，其中假定C_p等于C_{DM}。

表3. 电源为±15 V时，ADA4004在整个频率范围内的阻抗测量

频率	Z (kΩ)	θ	G _p (μS)	B _p (μS)	C _p = C _{DM} = B _p /(2 × π × Freq) (pF)
500 kHz	29.4	-36°	27.5	20	6.4
600 kHz	27.2	-41°	27.6	24.1	6.4
700 kHz	25.3	-45.4°	27.6	28	6.4
800 kHz	23.5	-49°	27.9	32	6.4
900 kHz	22	-52°	28	35.7	6.3
1 MHz	20.7	-54.3°	28.1	39.3	6.3
2 MHz	12	-72.6°	24.9	79.4	6.3
3 MHz	7.8	-79.2°	24	126	6.7
4 MHz	5.8	-81.8°	24.5	171	6.8
5 MHz	4.7	-83.5°	24.2	212.7	6.8
10 MHz	2.5	-86°	28	319.5	6.3

根据表3中的结果，可以估算出ADA4004的C_{DM}约为6.4 pF。结果还表明，在表3所示的整个频率范围内，C_{DM}具有相当大的并联电导G_p，并非纯容性C_{DM}。测量显示该双极性运算放大器的实际输入差分电阻约为40 kΩ (½5 μS)。

附注：我们尝试了对其他类型运算放大器进行测量，例如零漂移运算放大器(LTC2050)和高速双极性运算放大器(LT6200)。结果非相干，推测原因是零漂移运算放大器中的开关伪现象以及高速双极性运算放大器中的过大电流噪声。

参考结论

测量 C_{DM} 并不困难。需要注意的一点是，HP4192A以幅度和角度报告阻抗。电容读数假定为简单的串联RC或并联RC，而运算放大器的输入阻抗可能要复杂得多。电容读数不应仅使用表面标称值。每个运算放大器均具有各自的独特情况。输入阻抗由容性电抗主导的频率范围可能因设计而异。输入级设计、所用器件和工艺、米勒效应以及封装都可能对差分输入阻抗及其测量产生很大的整体贡献。我们对JFET输入运算放大器和双极性输入运算放大器进行了测量，展示了 C_{DM} 结果以及双极性输入运算放大器的 R_{DM} 结果。



作者简介

Glen Brisebois是硅谷ADI公司信号调理部门的一名应用工程师。他曾就读于加拿大阿尔伯塔大学，获得物理学和电气工程学士学位。他曾与特拉普派教徒和加尔都西会教徒一起隐修数年，但无法停止对电路的思考。现在，他拥有幸福的婚姻和孩子的陪伴。他从事大量电路相关工作，但有时也会提倡ADC。他在EDN杂志上发表的文章《[高阻抗传感器的信号调理](#)》荣获2006年最佳论文奖。联系方式：glen.brisebois@analog.com。



作者简介

Arthur Alfred Roxas是线性产品和解决方案部门的产品应用工程师。他于2017年加入ADI公司。在此之前，他曾在一家日本半导体公司从事设计和布局工作。他毕业于马尼拉市大学，拥有电子和通信工程学士学位，并获得马布亚科技学院(位于马尼拉)电子工程专业硕士学位，主修微电子。联系方式：arthur.roxas@analog.com。

参考文献

¹ Gustaaf Sutorius. “[阻抗测量的挑战和解决方案](#)”，是德科技，2014年3月。

致谢

Glen Brisebois感谢Brian Hamilton提出这一挑战，感谢Aaron Schultz和Paul Henneuse的支持以及Henry Surtihadi、Kaung Win、Barry Harvey和Raj Ramchandani的意见。

Arthur Roxas感谢Paul Blanchard、Matt Duff、Jess Espiritu和Kristina Fortunado提供与Glen一起完成该项目的机会。

小尺寸高功率密度

Steve Knoth

背景知识

复杂的高功率密度数字集成电路(IC)，例如图形处理器单元(GPU)和现场可编程门阵列(FPGA)，常见于功能丰富的电子环境中，包括：

- ▶ 汽车
- ▶ 医疗
- ▶ 电信
- ▶ 数据通信
- ▶ 工业
- ▶ 通信
- ▶ 游戏设备
- ▶ 消费类音频/视频

市场渗透率如此之高，全球对大电流低压数字IC的需求激增也就不足为奇了。当前全球市场规模预估超过18亿美元，预计该市场在2018年至2025年期间年增长率为10.87%，将达到37亿美元。作为该市场最大的组成部分之一，预计FPGA的市场规模到2025年底将达15.3亿美元。数字IC市场的其他代表产品还包括GPU、微控制器和微处理器、可编程逻辑器件(PLD)、数字信号处理器(DSP)和专用集成电路(ASIC)。

高功率密度数字IC几乎已经渗透进入所有的嵌入式系统。FPGA可以在上述市场领域实现先进应用。例如，在汽车应用中，高级驾驶员辅助系统(ADAS)和防撞系统可以预防由人为错误而引起的灾难。同样，政府规定的安全功能(诸如防抱死制动系统、稳定性控制和电子控制的独立悬挂系统等)也需要FPGA来发挥作用。

在消费类电子产品领域，对物联网(IoT)功能、复杂的图形引擎功能和机器对机器(M2M)功能的需求迫切需要先进的数字IC。海量数据存储、云计算中心以及光网络模块的扩展网络推动了对FPGA和数字IC的需求。

这些数字IC功能强大，但要求严苛，特别是在功率需求方面。传统上，为FPGA和ASIC供电一直采用高效开关稳压器控制器驱动高功率MOSFET完成，但是这些基于控制器的电源方案存在潜在的噪声干扰、相对较慢的瞬态响应和布局限制等问题。近年来，可最大限度减少热量的小型且安静的低压差(LDO)稳压器已经被用作替代方案，但它仍然存在自身的局限性。最近的电源转换创新引入了高功率单片式开关稳压器，它能够为数字IC有效供电，兼具低噪声和高效率，同时还最大限度地降低了空间需求。

开关稳压器、电荷泵与LDO稳压器

实现低电压、大电流降压转换与调节可采用多种方法，每种方法都有各自的性能和设计权衡考量。开关稳压器控制器能够在宽电压范围内和高负载电流下高效运行，但它们需要多个外部元件(如电感、电容和FET)才能运行；而这些元件可能会成为高频和低频噪声的来源。无电感电荷泵(或开关电容电压转换器)也可以用来产生低电压，但其输出电流能力受限，瞬态性能较差，并且需要多个外部元件。因此，电荷泵在数字IC电源应用中并不常见。线性稳压器(尤其是LDO稳压器)很简单，因为它们只需要两个外部电容即可工作。但是，它们的功率可能受限，这取决于IC两端输入到输出的电压差大小、负载所需电流的大小以及封装的热阻特性。这无疑限制了它们为数字IC供电的能力。

单片式降压型转换器的设计挑战

摩尔定律自1965年问世以来，其远见性和有效性一再得到验证。晶圆制造技术的线宽不断缩小，从而降低了数字IC的电压。更小的几何形状工艺可以在最终产品中高度集成更多的高耗电功能。例如，现代计算机服务器和光通信路由系统需要更宽的带宽来处理更多的计算数据和互联网流量；这些系统还会产生大量的热量，因此需要高效率的IC。汽车配备更多的车载电子设备，用于娱乐、导航、自动驾驶功能甚至发动机控制。于是，系统的电流消耗和相应的总功耗都会增加。因此，需要

先进的封装和内部功率级的创新设计将热量驱散出功率IC，同时提供更高的功率。

高电源抑制比(PSRR)和低输出电压噪声(或纹波)是重要的考虑因素。具有高电源抑制比的器件可以过滤和抑制输入噪声，从而获得干净稳定的输出。此外，电源解决方案需要在宽带宽范围内具有低输出电压噪声(或低输出纹波)，因为现代数字系统具有多个电源轨，其中噪声灵敏度是设计的主要考虑因素。随着高端FPGA对速度要求的提高，电源噪声容差逐渐降低，以最大限度地减少误码。噪声引起的数字故障会大大降低这些高速PLD的有效数据吞吐速率。大电流下的输入电源噪声成为对电源要求更严苛的规范之一。

收发器速率越高(例如在FPGA中)，导致电流水平越高，这是由精细的几何形状电路切换产生的高功耗所致。这些IC速度很快。它们可能循环的在几十至几百纳秒内就使负载电流从接近零到几安培，因此需要具有超快速瞬态响应的稳压器。

随着留给功率稳压器的电路板面积不断减少，许多系统设计人员转向使用工作于快速开关频率下的单片式开关稳压器，以减小外部元件的尺寸和整体解决方案的尺寸，这意味着需要接受因更高频率下的开关损耗而导致一些效率损耗的权衡取舍。使用新一代单片式开关稳压器可以避免这种权衡取舍。这些新的稳压器集成了高边和低边开关，具有同步操作功能，可以严格控制开关栅极电压，大大缩短了死区时间，即使在高频率下也可以实现更高的效率。

大电流单片式开关的最大挑战之一是能否散发由IC内功率损耗产生的热量。这一难题可以通过使用多个电源引脚和接地引脚以及带有铜(Cu)柱的耐热性能增强型层压式封装来解决，该封装可以很轻松地将热量从IC传输到电路板上。将较大的板上覆铜平面连接到这些电源引脚，使热量分布更均匀。

全新Silent Switcher降压型转换器系列

显然，适合高性能数字IC的降压型转换器解决方案必须具有以下特性：

- ▶ 快速开关频率，以使外部元件的尺寸最小
- ▶ 零死区时间设计，以使高频效率最大
- ▶ 单芯片板载电源器件，以使解决方案尺寸更小
- ▶ 多相操作支持并联运行，以实现高输出电流并减少纹波
- ▶ 低EMI，以满足低系统噪声要求

- ▶ 同步操作，以实现高效率和低功率损耗
- ▶ 设计简单，以缩短设计周期并简化认证与测试
- ▶ 输出纹波极低
- ▶ 快速瞬态响应时间
- ▶ 在宽输入/输出电压范围内工作
- ▶ 高输出电流能力
- ▶ 出色的散热性能
- ▶ 紧凑的尺寸

ADI公司Power by Linear™ LTC33xx系列单片式高、中和低电流降压型稳压器具备这些特性。电流最高的器件是LTC3310S，它是一款5 V、10 A的高功率密度、低EMI Silent Switcher® 2单片式同步降压型转换器，采用9 mm²封装(功率密度= 1.11 A/mm²)。该器件的固定频率峰值电流模式架构非常适合要求快速瞬态响应的应用。LTC3310S采用集成了热环路旁路电容的Silent Switcher 2架构，可在高达5 MHz的频率下实现高效率、小占板面积的解决方案以及出色的EMI性能。多相操作支持最多四个器件直接并联，以提供高达40 A的输出电流。

LTC3310S的2.25 V至5.5 V输入范围支持众多应用，包括大多数中间总线电压。集成的低导通电阻MOSFET可提供高达10 A的连续负载电流，且热降额极少。0.5 V至V_{IN}的输出电压范围非常适合负载点应用，比如高电流、低电压的DSP/FPGA/GPU/ASIC设计。其他主要应用包括光网络、电信/数据通信、汽车系统、分布式电源架构及任何中高功率密度系统。图1显示了典型设计的简洁性，图2则显示了产生4相40 A配置非常简单。

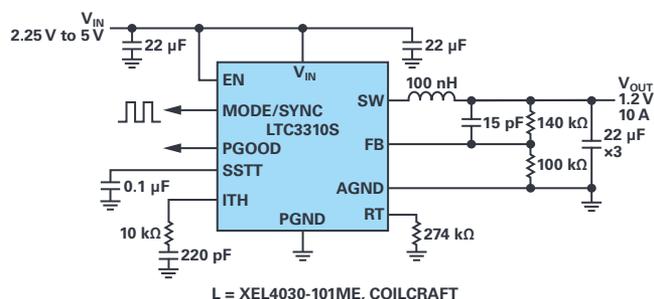
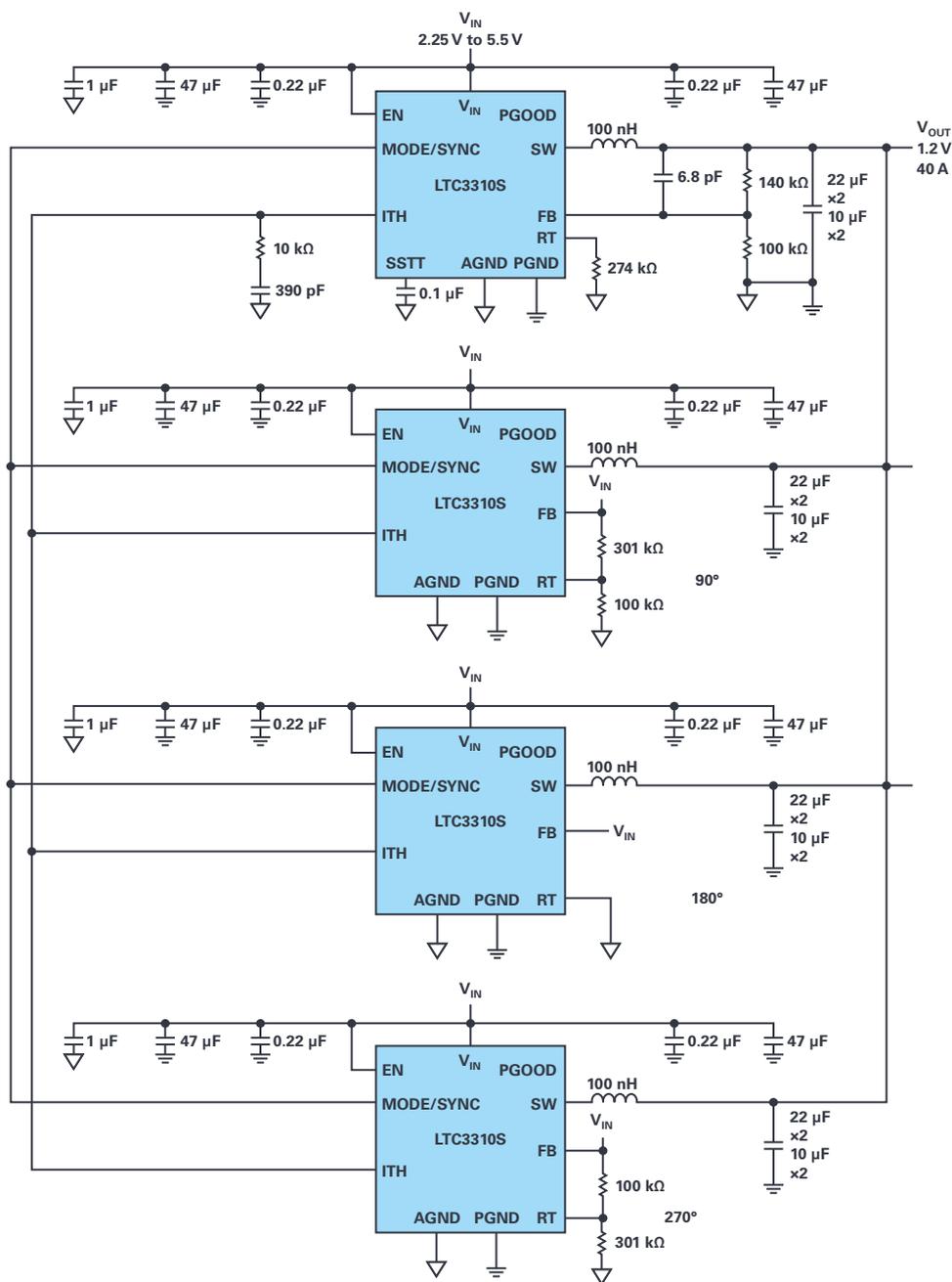


图1 LTC3310S典型应用。



L = COILCRAFT, XEL4030-101ME

图2. 4个LTC3310S单片式稳压器并联构成一个4相、40A降压型稳压器。

LTC3310S低至35 ns的最短导通时间可实现高频率下的大降压比，并且当输入与输出电压值接近时，100%占空比操作可提供低压差性能。工作频率可同步至一个外部时钟。LTC3310S的总体基准电压精度在-40°C至+125°C的工作结温范围内优于±1%。其他特性包括指示输出处于稳压状态的电源良好信号、精准使能门限、输出过压保护、热停机、芯片温度监视器、可编程软启动、跟踪、时钟同步、模式选择和输出短路保护。

LTC3310S采用耐热性能增强型18引脚3 mm × 3 mm × 0.94 mm LQFN封装。E级和J级器件的额定工作结温范围为-40°C至+125°C，而J级和H级的额定工作结温范围为-40°C至+150°C。

高效率、低EMI和快速瞬态响应

Silent Switcher降压型稳压器设计在高开关频率(>2 MHz)下提供高效率、超低电磁干扰(EMI)辐射，从而可实现非常紧凑且低噪声的降压解决方案。Silent Switcher系列采用特殊的设计和封装技术，在2 MHz下能够实现>92%的效率，同时可以轻松符合CISPR 25 5类峰值EMI限制。新一代的Silent Switcher 2技术的内部结构采用铜柱代替键合线，增加了内部旁路电容，以及集成式衬底接地平面以进一步提高EMI，使其对PCB布局不敏感，从而可简化设计并降低性能风险。

LTC3310S产品型号中的“S”代表它采用第二代Silent Switcher技术。IC集成了 V_{IN} 陶瓷电容，以保持所有快速交流电流环路都很小，从而改善了EMI性能。该技术支持快速开关边沿，在高开关频率下可提供高效率，同时实现良好的EMI性能(参见图3、图4和图5)。此外，它允许更快速、更干净的低过冲开关边沿，从而大大提高了在高开关频率下的效率。图6显示了LTC3310S的高效率性能。

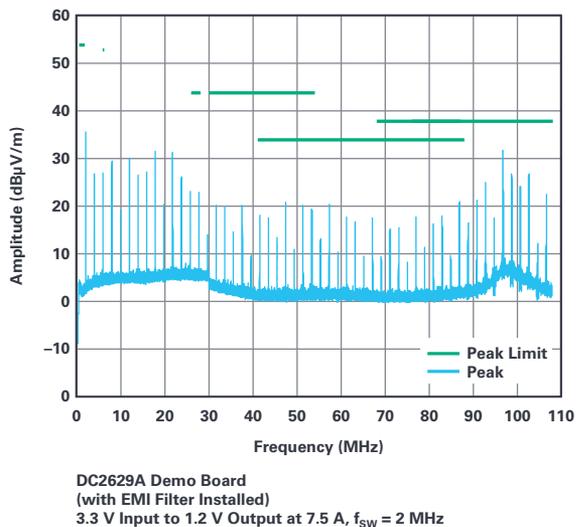


图3. CISPR 25传导EMI辐射, 5类峰值限制(电压法)。

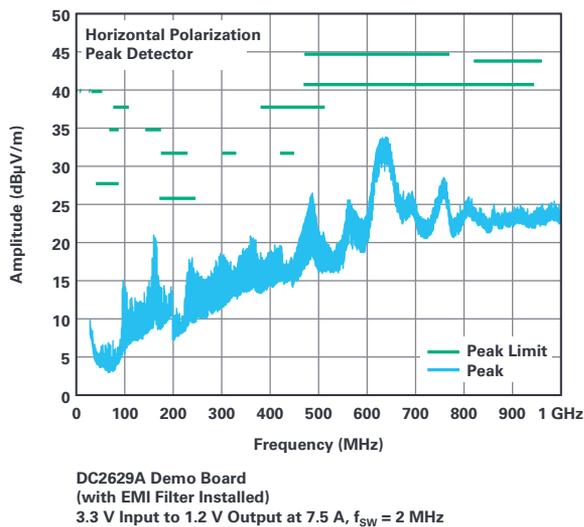


图4. 水平极性辐射。

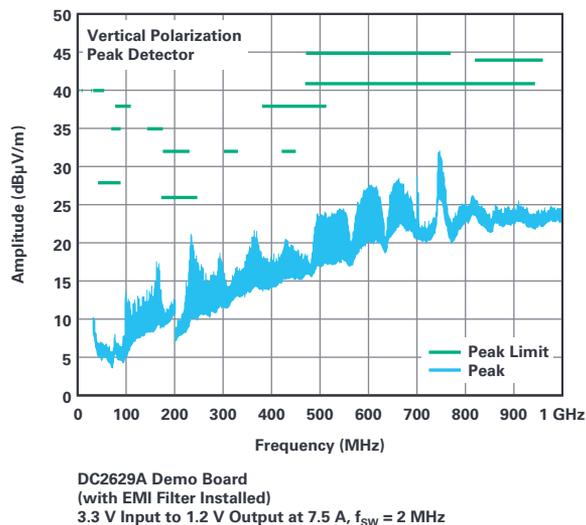


图5. 垂直极性辐射。

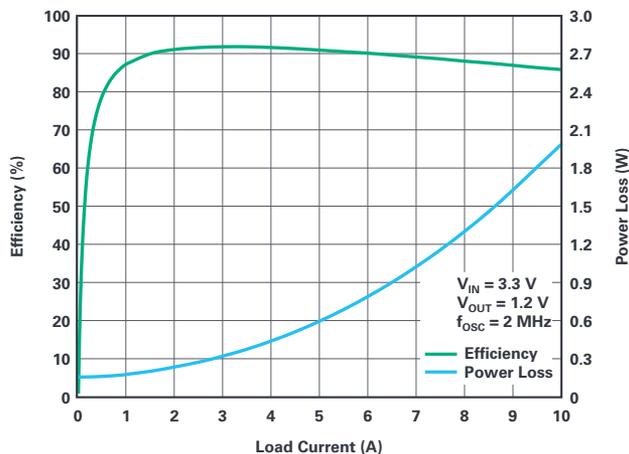


图6. LTC3310S效率性能。

LTC3310S的固定频率峰值电流模式架构简化了补偿，使IC能够快速响应瞬态阶跃。外部补偿元件使控制环路得以优化，以实现更高带宽和更快速的瞬态响应。

采用2 mm × 2 mm封装的6 A、4 A和3 A Silent Switcher降压器

对于更高的功率密度，第一代Silent Switcher架构是一个很好的解决方案。Silent Switcher拓扑与Silent Switcher 2拓扑类似，只是 V_{IN} 旁路电容位于外部，而不是位于塑料密封的倒装芯片层压式封装内部。为了完全实现Silent Switcher的低EMI性能，需将外部 V_{IN} 旁路电容对称放置于封装外部。这种电容分离式的对称放置可以最大限度地减少热环路的有效面积，从而降低EMI并缩小封装占位尺寸。

LTC3309A、LTC3308A和LTC3307A是5 V输入的稳压器，可分别支持6 A、4 A和3 A，以实现高功率密度、低EMI单片式降压转换。它们的工作频率均可达3 MHz，封装尺寸为4mm²(LTC3309A的功率密度= 1.5A/mm²)。

图7显示了一个LTC3309A的典型应用。固定频率峰值电流模式架构非常适合于快速瞬态响应，包括Burst Mode®操作期间的快速瞬态响应(参见图8)。LTC3309A采用Silent Switcher架构，并利用了外部热环路旁路电容。这种设计可在高工作频率下实现高效率、小占板面积的解决方案和出色的EMI性能。

该系列输入电压范围为2.25 V至5.5 V，可支持多种应用，包括大多数中间总线电压，并与锂电池和镍电池类型兼容。集成的低导通电阻MOSFET可提供高达6 A的连续负载电流。0.5 V至 V_{IN} 的输出电压范围非常适合负载点应用，比如高电流/低电压DSP/FPGA/GPU/ASIC参考设计。其他主要应用包括电信/数据通信和汽车系统、分布式电源架构和通用电源系统。

LTC3309A、LTC3308A和LTC3307A可工作在强制连续或跳脉冲模式(以实现低噪声)或低纹波、低 I_o 突发模式(以在轻负载条件下实现高效率)，非常适合电池供电型系统。低至22 ns的最短导通时间仍可实现高降压比，即使电源工作在较高频率下也是如此，并且当输入与输出电压值相同时，100%占空比操作可提供低压差性能。工作频率可同步至一个外部时钟。总体基准电压精度在-55°C至+150°C的工作结温范围内优于±1%。该器件可在过载情况下安全地承受电感饱和。其他特性包括指示输出处于稳压状态的电源良好信号、内部软启动、精准使能门限、输出过压与短路保护、热停机和时钟同步。

LTC3309A、LTC3308A和LTC3307A均为引脚兼容的器件，采用耐热性能增强型、外形扁平的12引脚2 mm × 2 mm × 0.74 mm LQFN紧凑型封装。E级和I级器件的额定工作结温范围为-40°C至+125°C。J级和H级的额定工作结温范围为-40°C至+150°C，MP级的额定工作结温范围为-55°C至+150°C。

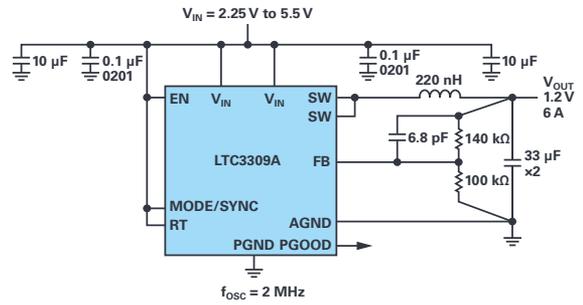
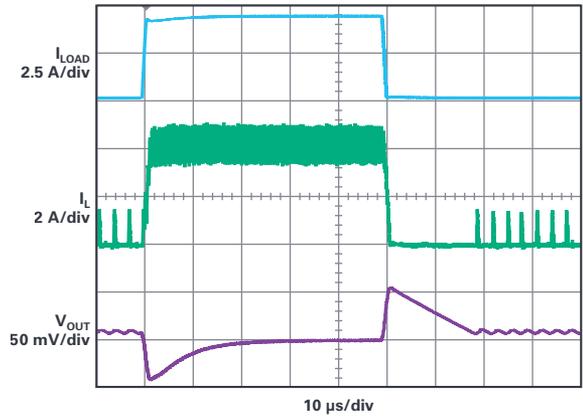


图7. LTC3309A典型应用电路。



3.3 V_{IN} to 1.2 V_{OUT} , 2 MHz Typical Application
 $C_{OUT} = 66 \mu F$, $L = 220 nH$
 Load Step: 0.1 A to 4.5 A in 1 μs

图8. LTC3309A在突发模式操作时的瞬态响应。

表1比较了LTC33xx Silent Switcher和Silent Switcher 2系列的产品特性。

表1故障模式和支持的范围

供应商	ADI	ADI	ADI	ADI
产品型号	LTC3307A	LTC3308A	LTC3309A	LTC3310S
拓扑结构	单个同步单片式 Silent Switcher	单个同步单片式 Silent Switcher	单个同步单片式 Silent Switcher	单个同步单片式 Silent Switcher 2
V_{IN} 范围	2.25 V 至 5.5 V			
V_{OUT} 范围	0.5 V 至 V_{IN}			
输出电流	3 A	4 A	6 A	10 A
效率	92% (3.3 V_{IN} /1.2 V_{OUT} /2 A)	92% (3.3 V_{IN} /1.2 V_{OUT} /2 A)	92% (3.3 V_{IN} /1.2 V_{OUT} /2 A)	92% (3.3 V_{IN} /1.2 V_{OUT} /3 A)
开关频率	1 MHz 至 3 MHz	1 MHz 至 3 MHz	1 MHz 至 3 MHz	500 kHz 至 5 MHz
控制模式	恒定频率、 峰值电流模式	恒定频率、 峰值电流模式	恒定频率、 峰值电流模式	恒定频率、 峰值电流模式
室温下的 V_{REF} 精度	±0.2%/±1%	±0.2%/±1%	±0.2%/±1%	±1%
限流精度	±15%	±15%	±15%	±9%
最短导通时间	22 ns	22 ns	22 ns	35 ns
可否多相直接并联?	否	否	否	可以，4相
I_o 电源突发模式/无突发	40 μA BM/1.3 mA	40 μA BM/1.3 mA	40 μA BM/1.3 mA	1.3 mA
封装的 θ_{JA}	51°C/W	51°C/W	51°C/W	40°C/W
解决方案尺寸	约20 mm ²	约20 mm ²	约20 mm ²	47 mm ²
封装	2 mm × 2 mm × 0.74 mm, 12引脚LQFN	2 mm × 2 mm × 0.74 mm, 12引脚LQFN	2 mm × 2 mm × 0.74 mm, 12引脚LQFN	3 mm × 3 mm × 0.94 mm, 18引脚LQFN

结论

高性能数字IC(例如GPU、FPGA和微处理器)的趋势是电流需求迅速增加且工作电压下降,这得益于晶圆制造技术的线宽缩小。电流和电压需求只是整个电源设计的一个部分。数字IC的进步还提出了许多其他要求,包括快速瞬态响应、低EMI、低噪声/纹波以及有效运行以减少热量。

传统上,数字IC采用LDO稳压器或基于电感的开关稳压器控制器以及板外功率器件供电。随着对电源性能和尺寸要求的提高,在许多情况下,这些传统方法不再能胜任此任务。ADI公司新一代的单片式电源则完全能够胜任,这些产品包括LTC3310S、LTC3309A、LTC3308A和LTC3307A,分别支持10 A、6 A、4 A和3 A。这些高功率密度的Silent Switcher和Silent Switcher 2降压型稳压器采用高散热效率、紧凑的倒装芯片层压式封装,并具有多种特性组合,可满足多种数字IC电源问题的需求。



作者简介

Steve Knoth是ADI公司电源部门的高级产品营销经理。他负责所有电源管理集成电路(PMIC)产品、低压差(LDO)稳压器、电池充电器、电荷泵、基于电荷泵的发光二极管驱动器、超级电容器充电器和低压单片开关稳压器。Steve从1990年起在Micro Power Systems、ADI公司和Micrel Semiconductor担任过多种营销和产品工程职位,之后于2004年再次加入ADI公司。他于1988年获得圣何塞州立大学电气工程学士学位,并于1995年获得该大学物理学硕士学位。2000年,Steve还获得了凤凰城大学技术管理硕士学位(MBA)。除了与孩子们一起享受美好时光之外,Steve还是一位狂热的音乐爱好者,并喜欢玩弹球/街机游戏或肌肉车,以及购买、出售、收藏古董玩具和电影/体育/汽车纪念品。联系方式:steve.knoth@analog.com。

开关电源中的电感电流测量

Frederik Dostal

问题：

如何测量电感电流？



答案：

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。

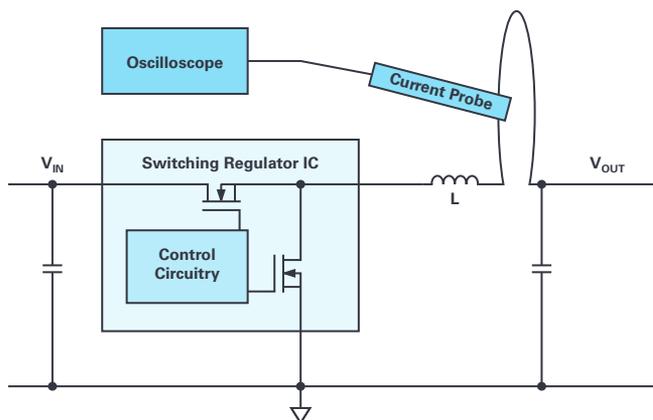


图1 开关电源中的电感电流测量示意图。

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。

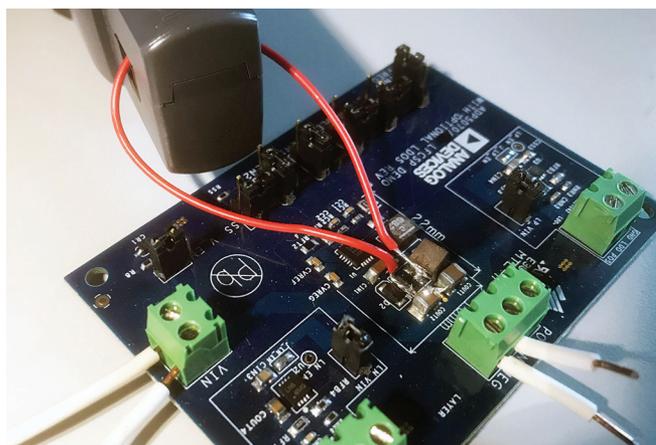


图2 电感电流测量的实际设置。

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。

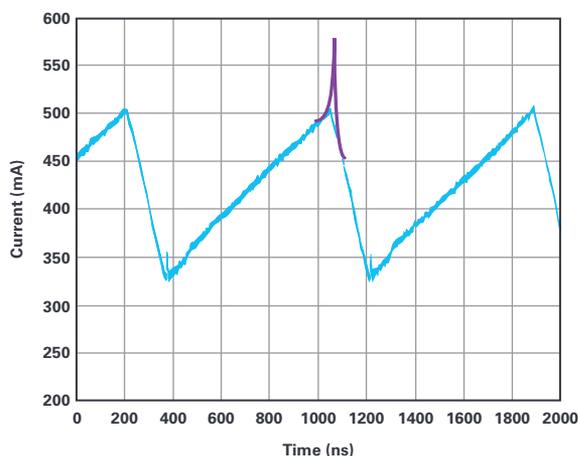


图3. 电感电流的测量结果显示为蓝色，饱和电感的行为显示为附加的紫色。

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箝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。

双AMR电机位置传感器，适用于安全关键应用

作者：Enda Nicholl，战略营销经理

摘要

本文就我们在朝着半自动驾驶和全自动驾驶发展期间出现的汽车电气化趋势，尤其是，为了让电子转向助力(EPS)和电子制动系统满足必要的安全标准，以确保无人驾驶汽车的安全性和可靠控制时需要作出的改变提供一些见解。

ADI公司(ADI)提供磁阻(MR)位置传感器产品和基于分流器的电流检测放大器产品，它们可使EPS和电子制动系统中使用的无刷电机实现高性能换相和安全运行。

简介

近年来，因为人们更加重视提高车辆安全，所以主动高级驾驶员辅助系统(ADAS)不断得到发展和推广，它是对依赖安全气囊来保护驾驶员和乘客安全的传统被动系统的一种补充。这些新出现的系统最初是为了帮助驾驶员在安全危急情况下做出正确决策，从长期而言，则是替代驾驶员做出决策。这些技术进步也引领着汽车朝向半自动和全自动驾驶转变。让电子控制单元(ECU)代替驾驶员做出决策，让执行器负责进行车辆转向和制动操作，如此，将驾驶车辆的任务移交给传感器、ECU和电子执行器。这一趋势推动我们开始开发更可靠、更智能、性能更高的冗余电子执行器解决方案，这些解决方

案需要符合ISO 26262功能安全标准。这是一项基于风险的安全标准，对危险操作情况的风险进行定性评估，并在组件和系统设计中融入安全措施，以避免或管控系统故障，以及检测或控制随机出现的硬件故障或减轻其影响。这些执行器系统通常使用无刷直流(BLDC)电机驱动，由于这些系统对安全性至关重要，设计人员在设计解决方案的硬件和软件时，必须保证系统能够满足汽车安全完整性等级(ASIL) D级的高标准。

BLDC电机换相和控制

顾名思义，无刷直流电机没有电刷触点，需要使用电机位置传感器(MPS)来测量定子与转子之间的相对位置，以确保定子线圈按正确顺序通电。电机位置传感器在启动时至关重要，因为此时微控制器没有可用的反电动势来确定转子和定子的相对位置。

传统上，阻塞换相(见图1a)由三个霍尔开关组成，用于指示无刷直流电机中转子的位置。由于人们要求提高BLDC电机驱动器(包括EPS系统)的性能，尤其是降低其噪声、振动和不平顺性(NVH)，以及提高其运行效率，所以阻塞换相逐步被正弦换相控制取代。霍尔开关则可由安装在电机轴末端的双极磁铁前面的MR角度传感器代替(见图1b)。在典型的应用中MPS也被安装在ECU总成上，ECU则被集成到电机外壳中，并且安装在电机轴的末端。

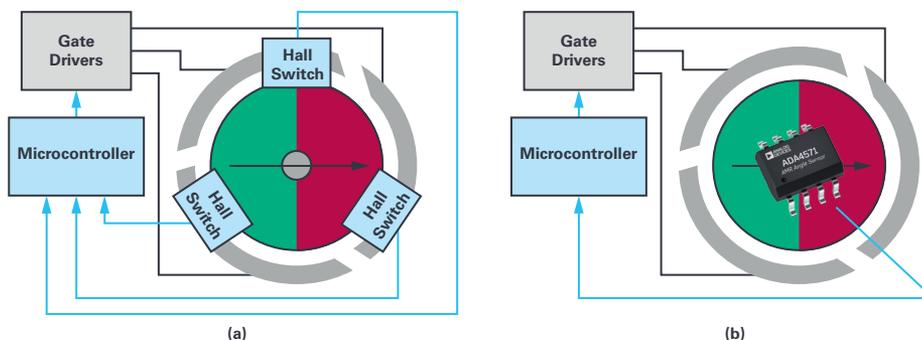


图1. (a) BLDC阻塞换相控制和(b) BLDC正弦换相控制。

ASIL (Automotive Safety Integrity Level)		Controllability (C)					
Severity (S)	Exposure (E)	C0 Controllable in General	C1 Simply Controllable	C2 Normally Controllable	C3 Difficult to Control or Uncontrollable		
S0 No Injuries	-	QM					
	S1 Light and Moderate Injuries	E0 – Unusual	QM				
		E1 – Very Low Probability	QM				
		E2 – Low Probability	QM				
		E3 – Medium Probability	QM			ASIL A	
S2 Severe Injuries, Possibly Life Threatening	E0 – High Probability	QM	ASIL A	ASIL A	ASIL B		
	S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – Unusual	QM				
		E1 – Very Low Probability	QM			ASIL A	
		E2 – Low Probability	QM			ASIL A	
		E3 – Medium Probability	QM	ASIL A	ASIL B	ASIL B	
S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – High Probability	QM	ASIL A	ASIL B	ASIL C		
	S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – Unusual	QM				
		E1 – Very Low Probability	QM			ASIL A	
		E2 – Low Probability	QM			ASIL A	
S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E3 – Medium Probability	QM	ASIL A	ASIL B	ASIL B		
	S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – High Probability	QM	ASIL B	ASIL C	ASIL C	
		S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – Unusual	QM			
			E1 – Very Low Probability	QM			ASIL A
S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E2 – Low Probability	QM			ASIL A		
	S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E3 – Medium Probability	QM	ASIL A	ASIL B	ASIL B	
		S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – High Probability	QM	ASIL B	ASIL C	ASIL C
			S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – Unusual	QM		
S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E1 – Very Low Probability	QM			ASIL A		
	S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E2 – Low Probability		QM			ASIL A
		S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E3 – Medium Probability	QM	ASIL A	ASIL B	ASIL B
			S3 Life Threatening or Fatal Injuries	E0 – High Probability	QM	ASIL B	ASIL C

图2. ISO 26262 ASIL 评级矩阵。

安全关键应用的功能安全(示例EPS)

ISO 26262于2011年引入，作为一种安全标准，用于解决与电气安全相关的系统故障可能造成的危害，之后被2018年版取代。

必须对系统实施安全和风险分析，以确定系统的ASIL等级。ASIL等级是通过审查系统在运行期间潜在危险的严重程度、暴露程度和可控性来确定的(见图2)。

例如，如果我们对EPS系统实施风险和危害分析，可能会得出以下结论：基于这些事件(例如转向卡滞和自动转向等)的严重程度、可控性和暴露性，将这些严重事件评定为ASIL D等级。同样，对于即将推出的电子制动系统，可以采用同样的逻辑确定不可控事件的严重程度，如制动卡滞或自动制动。

根据EPS或制动系统示例，ASIL D系统的评级可以通过分解子系统来实现，如图3a、图3b和图3c所示。

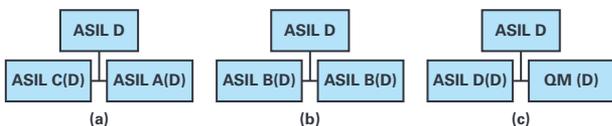


图3. 针对ASIL D系统的ASIL分解方案。

并不要求每个系统组件都按照ASIL D标准和流程进行开发，以使ASIL D系统合规；但是，在进行系统级别的审核时，要求整个系统必须满足要求，并且可以集成QM、ASIL A、B、C、D级别的子组件作为系统的组成部分。

系统分解还应该确保充分的独立性，并考虑到依赖或共因故障的可能性。

EPS系统拓扑

典型的EPS系统拓扑结构如图4所示。EPS ECU根据驾驶员施加到方向盘上的转向扭矩、方向盘的位置和车辆的速度来计算所需的辅助功率。EPS电机通过施加力来转动方向盘，减少驾驶员操纵方向盘所需的扭矩。

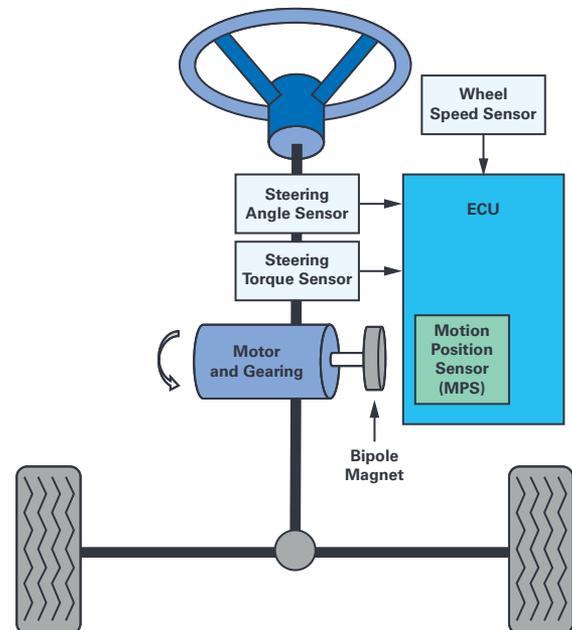


图4. 典型的EPS拓扑。

电机轴位置(MSP)角结合相电流测量信息, 用于对EPS电机驱动器实施换相和控制。基本的典型EPS电机控制环路如图5所示。所需的扭矩辅助等级因驾驶条件而异, 由车轮速度传感器和扭矩传感器决定, 扭矩传感器测量驾驶员或无人驾驶汽车中的电机执行器施加到方向盘上的扭矩。然后, 微控制器使用MSP数据和相电流数据来控制提供给电机(提供所需的辅助)的电流负载。

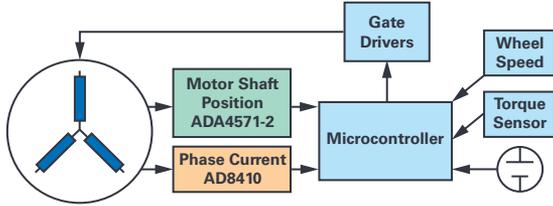


图5. 典型的EPS电机控制环路。

EPS电机位置和相电流传感器

MPS传感器故障可能导致或加重系统故障, 例如转向锁止或自动转向, 因此MPS是EPS系统中的关键组件。所以, 重要的是, 系统要能够综合全面地诊断传感器故障和冗余, 以确保在MPS传感器出错或发生故障时能够确保继续正常运行, 确保不会发生严重的系统故障, 或者在出错时, 系统能以安全地方式停止运行。

电流检测放大器通常用于间接精确测量电机负载, 一般应用于三个电机相位中的两个相位, 提供额外的诊断信息(可以作为整体系统安全保障措施的一部分)。

此外, 高度准确的电机位置和相电流测量可以从系统层面改善EPS电机的控制性能, 实现非常高效、安静、平稳的转向, 从而改善整个驾驶体验, 因此它是系统中的关键组件。

EPS电机控制的功能安全

在EPS或其他安全性关键电机控制应用中, 我们可以采用不同的方法来实现ASIL D合规性。以下示例说明: 可以将双重各向异性磁阻(AMR)电机位置传感器和ADI的电流检测放大器集成到这样的系统中, 提供所需的性能等级和冗余, 从系统级别实现ISO 26262 ASIL D合规性。

在图6所示的框图中, 用基于不同技术(例如霍尔、GMR或TMR)的另一个传感器对双AMR传感器进行了完善和补充。双AMR传感器用作主(高精度)传感通道, 第二个不同传感器技术通道有三个用途:

- ▶ 启用“三选二”(2oo3)比较, 以验证当与其他系统输入组合时, 其中一个传感器通道是否出现故障。
- ▶ 在发生可能性极低的两个AMR通道都出故障情况下, 提供位置反馈。
- ▶ 在电机极数为奇数的情况下, 为微控制器提供360°象限信息, 用于电机换相。

准确的角度测量将继续由双AMR传感器的两个通道提供。额外的系统诊断, 例如电机负载和轴的位置, 可以从准确相位电流检测放大器的动态状态(反电动势)间接推断得出。

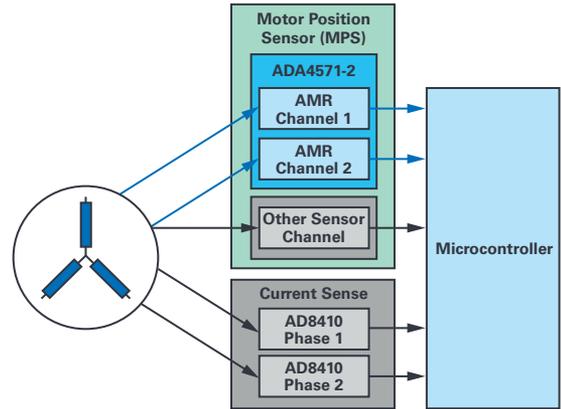


图6. 适用于安全性至关重要的应用的电机位置和相电流检测结构示例。

如果我们查看这个传感器架构示例中所有可能的传感器故障模式, 可以看出, 应该始终有两个位置传感器输入可用于进行可靠性检查。即使在两个AMR通道都由于常见的故障原因导致同时故障这种极不可能的极端示例中, 仍然可以使用来自辅助传感器通道的降级位置检测信息和电流传感器在动态状态下提供的反电动势信息进行交叉比对, 以确保系统的基本功能继续正常运行。

这种系统级别的诊断功能将确保不会发生严重的故障模式, 并且保证系统实现ISO 26262 ASIL D合规性。之后, 可以安全关闭系统的电源, 或者转入跛行回家模式, 以返回经销商处进行维修。

总结

随着用于提高汽车安全性的ADAS推出, 以及全自动和半自动驾驶车辆的出现, 人们开始要求获得更可靠、更智能、性能更高的冗余电子执行器解决方案, 且要求该方案符合ISO 26262功能安全标准。ADI公司提供的电机轴位置和相电流检查产品不仅能满足提高性能, 实现更顺畅、更高效的电机控制的要求, 还提供了在EPS或制动系统等安全性至关重要的应用中实现高ASIL要求所需的冗余。

ADI提供的ADA4571-2双AMR传感器专为需要冗余和独立检测通道的这类安全性至关重要的应用而设计。它是一款双通道AMR传感器, 集成了信号调理放大器和ADC驱动器。该产品包括两个AMR(Sensitac AA745)传感器和两个放大器信号调理ASIC。该传感器提供非常低的角度误差信号, 通常在0.1度范围内, 具备可忽略的迟滞、高带宽、低延迟和良好的线性度。这些特性能够帮助减少转矩波动和可听到的噪声, 帮助实现顺畅、高效的BLDC电机控制。此外, AMR传感器在饱和>30 mT条件下工作, 没有磁场窗口上限, 而且传感器在高磁场条件下运行, 因此解决方案能够经受严苛环境下的杂散磁场。

ADI提供的AD8410电流检测放大器能够在EPS和其他BLDC电机控制系统中的分流电阻上进行双向电流测量。这是一个高电压、高分辨率和高带宽的分流放大器，用于在严苛环境下提供所需的准确测量，在安全性至关重要的应用中提供诊断，帮助减少转矩波动和可听到的噪声，实现顺畅、高效的BLDC电机控制(例如EPS或制动)，并改善整个驾驶体验。

参考资料

ISO 26262-1:2018。国际标准化组织，2018年12月。

Isshi Koyata。“JARI活动中，解决EPS系统未来运行故障的方法。”日本汽车研究所(JARI)，2019年。



作者简介

Enda Nicholl是ADI公司位于爱尔兰利默里克的ERDC(欧洲研发中心)汽车电气化部的战略营销经理。Enda拥有中等教育证书、英国高等教育文凭、阿尔伯塔大学机械工程学士学位，拥有25年的汽车传感器工作经验，从事应用工程、战略营销和业务开发工作。在此期间，他在ADI公司的汽车业务部工作13年之久。联系方式：enda.nicholl@analog.com。

第2部分： 用于电机控制 电流测量的 Σ - Δ 调制优化

系统应用工程师Jens Sorensen、
系统应用工程师Shane O' Meara
和系统应用经理Dara O' Sullivan

本文是两篇系列文章的第2部分。第1部分介绍了在电机控制应用中，使用sinc滤波器对 Σ - Δ 编码数据进行解调。虽然文中说明了同步sinc滤波器的脉冲响应对脉冲宽度调制(PWM)的重要性，并提出了同步策略，但是，同步方案会导致难以正确配置系统。

作为本系列的第2部分，本文提出一种针对同步优化的新型sinc滤波器结构。该滤波器可在需要严格控制反馈链时序的应用中提高测量性能。接着，第2部分还将讨论采用HDL代码实现sinc滤波器的方法，以及如何在FPGA实现上优化滤波器。最后，给出在一个基于FPGA的3相伺服驱动器上执行的测量结果。

针对同步优化的sinc滤波器

如第1部分所述，通过正确对齐sinc滤波器对PWM的脉冲响应，可以实现无混叠的 Σ - Δ 测量。尽管该方法很简单，但是很难(在很多情况下不可能)找到一个理想的系统配置。为了说明这一点，假设sinc滤波器和PWM模块共用同一个以 f_{sys} 运行的系统时钟源。调制器时钟 f_{mclk} 由公式1确定。¹

$$f_{mclk} = \frac{f_{sys}}{D_{mclk}} \quad (1)$$

其中 D_{mclk} 是调制器时钟的时钟分频数。同样，PWM频率 f_{pwm} 由公式2确定。

$$f_{pwm} = \frac{f_{sys}}{D_{pwm}} \quad (2)$$

其中 D_{pwm} 是确定PWM频率的时钟分频数。最后，sinc滤波器的抽取率(数据速率)由公式3确定。

$$f_{dec} = \frac{f_{mclk}}{D_{dec}} = \frac{f_{sys}}{D_{mclk} \times D_{dec}} \quad (3)$$

其中 D_{dec} 是抽取后时钟的时钟分频数。为了避免脉冲响应和PWM周期之间的漂移，一个PWM周期内包含的抽取周期数量必须为整数：

$$\frac{f_{dec}}{f_{pwm}} = N \quad (4)$$

其中 N 为整数。合并公式2、公式3和公式4可得：

$$\frac{D_{pwm}}{D_{mclk} \times D_{dec}} = N \quad (5)$$

显然，只有有限选择的时钟缩放比例 D_x 可满足公式5。此外，时钟缩放比例的选择方法往往也受到严格限制。例如，系统可能需要以一定的PWM频率(例如10 kHz)运行或使用一定的调制器时钟(例如20 MHz)。另一个麻烦是进行调制器时钟选择时，可选数值有限。例如，如果 f_{sys} 为100 MHz，则 D_{mclk} 仅有的合理选择应为5到10之间有限范围内的整数(从20 MHz低至10 MHz)。

考虑到所有这些限制，很难(即便有可能)找到可在脉冲响应和PWM之间实现所需对齐的时钟缩放比例。通常会发生的情况是，用户被迫选择满足公式5的时钟缩放比例，而非选择可产生所需PWM频率、调制器时钟和信噪比(SNR)的时钟缩放比例。而且，如果其中一个频率随时间发生变化，则无法找到有效的配置。这种情况在多轴系统中非常普遍，在这些系统中，单个运动控制器会对网络中的多个电机控制器进行同步。

虽然对齐方案可提供出色的测量性能，但事实证明它不切实际。以下章节将介绍一种新型sinc滤波器。该滤波器可提供出色的测量性能，同时允许用户独立选择所有时钟分频数。

刷新式sinc滤波器

传统的三阶sinc滤波器如图1所示。滤波器通过按比例缩放系统时钟来生成ADC的调制器时钟，而ADC则向滤波器返回一个1位数据流。滤波器功能本身包括三阶级联积分器 $1/(1-z^{-1})^3$ (时钟速率与调制器速率相同)和三阶级联微分器 $1-z^{-1}$ (时钟速率为抽取时钟)。

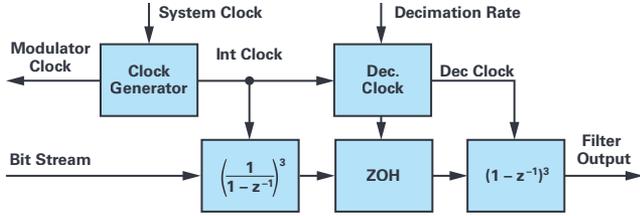


图1. 传统的三阶sinc滤波器。

sinc滤波器和ADC通过施加于其上的同一个时钟连续工作。因此，滤波器以由抽取时钟确定的固定速率连续输出数据。来自滤波器的数据速率通常高于电机控制算法的更新速率，因此许多滤波器输出被拒绝。只有当脉冲响应以理想测量值为中心时，输出才会被捕获并用作反馈。

采用空间矢量调制，在每个PWM周期内仅取两次相电流平均值。据此，每个PWM周期仅有可能输出两个无混叠的sinc数据，因此没有必要让滤波器连续运行。实际上仅在需要反馈时启用测量，然后在所有其他时间禁用测量就足够了。换句话说，测量以开关模式运行，与传统的ADC不同。

开关模式运行的问题在于，调制器和滤波器时钟来源于相同的系统时钟。这意味着滤波器和ADC均以开关模式运行，我们不建

议这样做，因为这会导致性能下降。其原因是ADC中的调制器是具有一定建立时间和阻尼的高阶系统。因此，当将时钟首次施加于ADC时，需要先建立调制器，然后才能信任其输出位流。为了解决这些问题，我们提出一种新型滤波器结构(参见图2)。

作为标准的sinc滤波器，其核心由三阶级联积分器和三阶级联微分器组成。但是，此滤波器具有一些特性，可以允许新的工作模式。首先，滤波器具有新的时钟发生器功能，可将调制器时钟与积分器时钟分离。这样就可以连续为ADC提供时钟，但只在获取测量值时才启用积分器时钟。其次，此滤波器具有新的滤波器控制功能。以同步脉冲为基准，控制块处理滤波器工作所需的所有时序和触发。滤波器控制器的主要功能是刷新滤波器，包括初始化所有滤波器状态、在开始新测量之前的计时器滤波，以及在适当的情形下启用/禁用积分器时钟。最后，滤波器具有一个新的缓冲和中断控制单元，该单元对所有输出数据进行排序并捕获正确的测量值。当新的测量值准备就绪时，缓冲和中断单元还会通过中断来通知电机控制应用。图3的时序图显示了此滤波器的工作方式。

为了开始测量，将同步脉冲(sync pulse)施加于滤波器控制器。通常，此脉冲表示一个新的PWM周期的开始。同步脉冲启动一个计时器，该计时器被配置为恰好在所需测量点之前1.5个抽取周期处失效。积分器时钟和抽取时钟在这一点启用，滤波过程开始。经过3个抽取周期(三阶sinc滤波器的建立时间)后，缓冲和中断控制器捕获数据输出并置位中断。请注意在图3中测量值如何以同步脉冲为中心。该序列在下一个同步脉冲处重复，但是调制器时钟在滤波器开始工作后就一直保持开启状态。

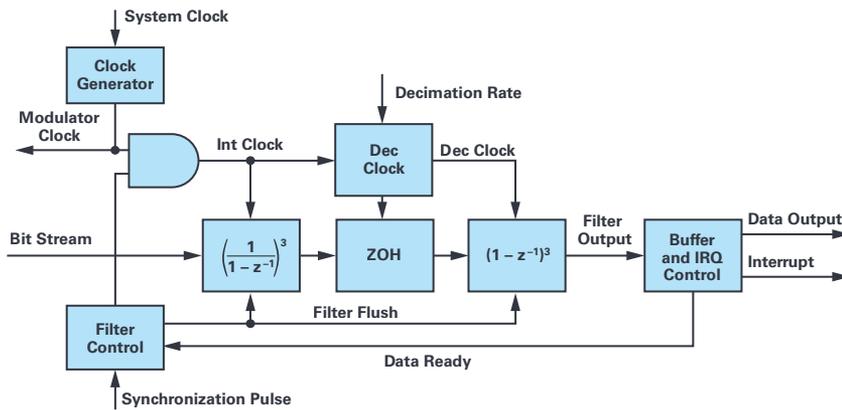


图2. sinc滤波器设计为开关工作模式并对所有状态进行刷新。

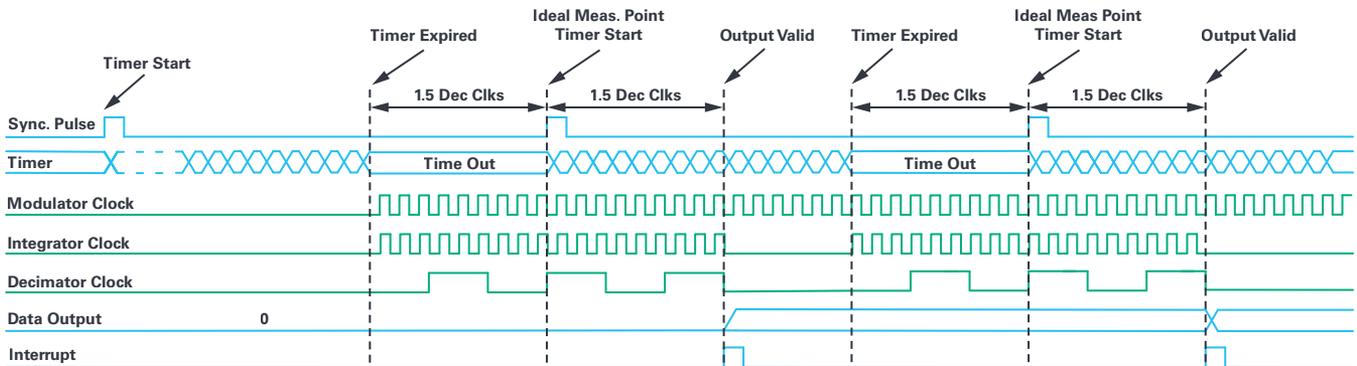


图3. sinc滤波器在开关模式下的时序图。

上述sinc滤波器解决了常规sinc滤波器的同步问题。该滤波器及其工作模式无需对PWM频率、调制器时钟或抽取率做出任何假设。即使PWM频率随时间变化，它也可以与所有系统配置同样配合良好。由于每次测量都会有效重置滤波器，因此它对时钟之间的漂移也不敏感。

sinc滤波器的HDL实现

作者发现，一些公开可用的sinc滤波器HDL示例具有一些缺点，会对滤波器的性能产生负面影响或导致意外行为。本章节将讨论一些实现问题以及如何设计HDL代码以在FPGA上获得最佳性能。

积分器

最纯正的sinc3滤波器由三阶级联积分器和三阶级联微分器组成(参见图1)。首先，考虑z-domain²中的纯积分器：

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (6)$$

其中u是输入，y是输出。积分器的差分方程为：

$$y[n] = u[n] + y[n-1] \quad (7)$$

这个一阶方程等于一个累加器，非常适合在FPGA等时钟逻辑中实现。一种常见的实现方法是D型触发器累加器，如图4所示。

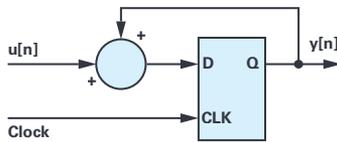


图4. 采用D型触发器的累加器实现。

该电路在FPGA上只需几个逻辑门即可实现。于是，当三个纯积分器级联时，z域中的转换函数由公式8确定。

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right)^3 = \frac{1}{1-3z^{-1}+3z^{-2}-z^{-3}} \quad (8)$$

公式9显示了该三阶级联积分器的差分方程：

$$y[n] = u[n] + 3y[n-1] - 3y[n-2] + y[n-3] \quad (9)$$

请注意样本n的输入如何影响样本n的输出。

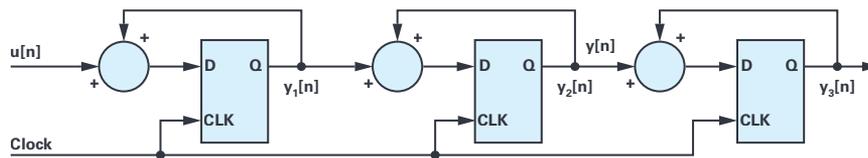


图5. 采用D型触发器实现的三阶级联累加器。

如果使用图4所示的D型触发器累加器来实现该三阶积分器，则结果如图5所示。

由于这是时钟电路，因此输入变化需要经过几个时钟周期才会影响到输出。这一点在查看级联累加器的差分方程(参见公式10)时会变得更加清晰。

$$\begin{aligned} y_1[n] &= u[n] + y_1[n-1] \\ y_2[n] &= y_1[n-1] + y_2[n-1] = u[n-1] + y_1[n-2] + y_2[n-1] \\ y_3[n] &= y_2[n-1] + y_3[n-1] = u[n-2] + y_1[n-3] + y_2[n-2] + y_3[n-1] \end{aligned} \quad (10)$$

此差分方程与纯积分器的差分方程完全不同(参见公式9)。对于累加器，输入需要两个时钟周期才会影响输出，而对于纯积分器，输入会立即影响输出。为了说明这一点，图6分别显示了在5号样本处施加单位阶跃时公式9和公式10的阶跃响应。正如预期的那样，累加器相较于积分器延迟了两个样本。

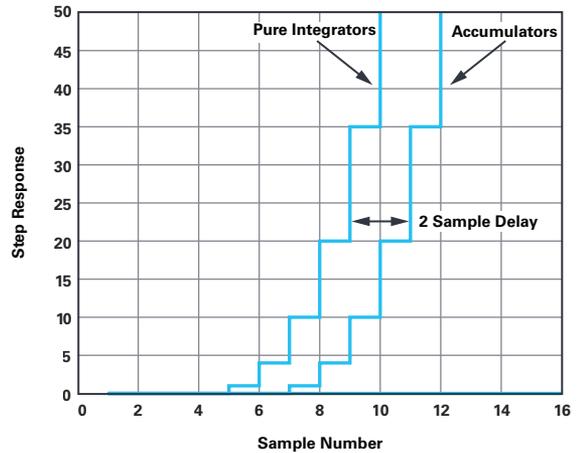


图6. 三阶级联积分器和三阶级联累加器的阶跃响应。

大多数公开可用的sinc滤波器示例建议使用D型触发器累加器实现积分器。这样做的主要理由是其所需门数较少，但是这种简单的做法也需要付出一定的代价。与滤波器的群延迟相比，两个调制器时钟的额外延迟看似微不足道，但该延迟影响了滤波器高频衰减能力，因此，累加器实现相较于纯积分器可提供的有效位数更少。此外，上述刷新式sinc滤波器需要理想的转换函数才能正常工作。鉴于这些原因，任何sinc滤波器实现都不应该依赖累加器来实现积分器级。

为了获得理想的sinc3响应，建议按照公式9直接实现差分。结果如图7所示。请注意功能框图包含两个组成部分：时钟逻辑部分(触发器)和组合部分(求和)。此实现需要更多门数，但是它可以提供所需的滤波器性能和延迟。

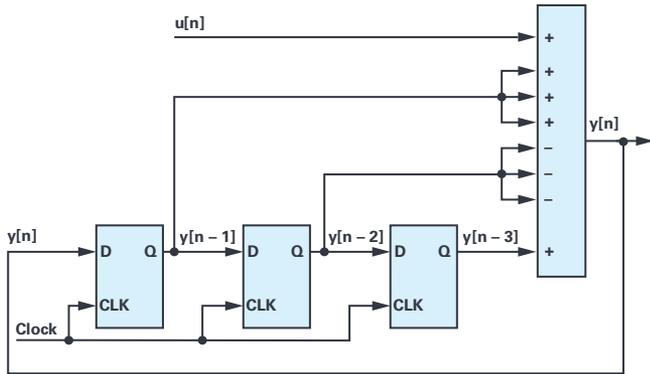


图7. 三阶级联积分器的实现。

微分器

与积分器类似，许多公开可用的sinc滤波器示例以错误的方式实现微分器级，从而导致滤波器性能下降和意外延迟。本章节讨论了微分器级，并就如何通过FPGA实现获得最佳性能提出了建议。首先，考虑公式11中z域的纯微分器以及公式12中相应的差分。²

$$\frac{y(z)}{u(z)} = 1 - z^{-1} \quad (11)$$

$$y[n] = u[n] - u[n-1] \quad (12)$$

要在FPGA上实现微分器，最常用的方法是采用D型触发器(参见图8)。

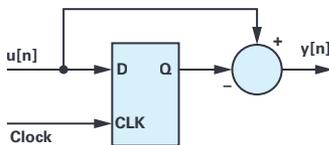


图8. 采用D型触发器实现的微分器。

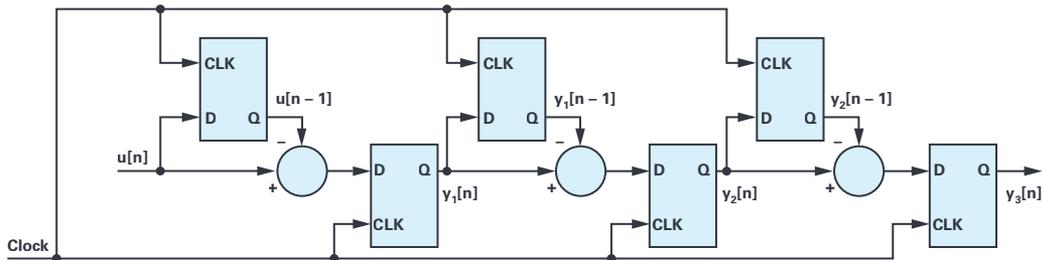


图10. 通过时钟赋值实现的微分器。

下述HDL代码片段说明了实现三阶D型触发器微分器的常见方法。这里使用的是Verilog伪码，但其原理也适用于其他语言。

```
always @(posedge clock)
begin
    y1[n] <= u[n] - u[n-1];
    y2[n] <= y1[n] - y1[n-1];
    y3[n] <= y2[n] - y2[n-1];
    u[n-1] <= u[n];
    y1[n-1] <= y1[n];
    y2[n-1] <= y2[n];
end
```

图9. 以时钟逻辑方式实现的三阶微分器。

与任何时钟赋值一样，先计算所有右边的语句，并将其赋值给左边的语句。³为所有语句提供时钟，并对所有赋值进行并行更新。这会产生一个问题，因为输出项(y_x[n])依赖于延迟项(u[n-1]和y_x[n-1])，后者需要率先更新。因此，上述Verilog代码片段的逻辑实现如图10所示。

由于采用时钟赋值，微分器的延迟为6个时钟周期，而不是预期的3个时钟周期。由于微分器由抽取时钟提供时钟，因此滤波器的群延迟和建立时间实际都增加了一倍。但是，这也会影响滤波器的衰减，而且频率响应不是理想的三阶sinc。在已发布的sinc滤波器示例中经常可以看到图10所示的实现方式，但是我们强烈建议选择一种模拟理想微分器级的方法。

上述Verilog代码片段可分为两部分：计算电流输出的组合部分和更新延迟状态的时钟逻辑部分。这种分离使得组合部分可被移至始终受时钟控制的功能块之外，如图11代码片段所示。

```
u[n-1] <= u[n];
y1[n-1] <= y1[n];
y2[n-1] <= y2[n];
end
assign y1[n] = u[n] - u[n-1];
```

图11. 以时钟逻辑与组合逻辑混合方式实现的三阶微分器。

使用组合赋值时，没有与 y_i 计算相关的额外延迟，总延迟从6个时钟周期降低到理想的3个时钟周期。推荐的微分器实现功能框图如图12所示。

将上述级联积分器与微分器实现结合在一起，可使sinc滤波器在衰减和延迟方面获得理想特性。所有基于 Σ - Δ 的测量都将受益于这种优化滤波器的实现，尤其是需要知道滤波器确切延迟的刷新式sinc。

测量

本文提出的 Σ - Δ 测量系统已经结合基于Xilinx® Zynq®-7020 SoC的伺服电机控制器进行了实施和测试。该系统由60 V 3相永磁伺服电机(Kinco SMH40S³)和3相开关电压源逆变器组成。SoC运行磁场定向电机控制算法和用来实时捕获测量数据的软件。

对于相电流测量，该系统采用两个隔离式 Σ - Δ ADC(ADuM7701)，跟随两个三阶sinc滤波器。该sinc滤波器的实现采用了本文所讨论的设计建议，包括刷新式sinc工作模式。为了进行对比，将显示传统的连续工作模式滤波器和刷新式滤波器的两种测量结果。

虽然控制系统具有闭环磁场定向控制，所有测量均通过开环控制进行。闭合电流环路对测量噪声很敏感，并且噪声会通

过电流环路发生耦合。通过开环工作，可以消除电流控制器产生的任何影响，从而可以对结果进行直接比较。

除模式配置和PWM对齐外，均使用相同的配置(包括抽取率均设置为125)进行测量。因此，测量结果的任何差异都会是影响sinc3脉冲响应能否与PWM正确对齐的因素。控制算法的执行频率为10 kHz，调制器时钟为12.5 MHz。

采用连续工作模式sinc滤波器，未对齐脉冲响应

在第一个示例中(参见图13a)，脉冲响应与PWM波形不相关。图13b显示了电机停止但功率逆变器在所有相上以50%的占空比切换时两相电流的测量结果。在此工作模式下，测量显示了测量结果的噪声水平。图13b显示了电机以600 rpm开环运行时的相电流。电机有四个极点对，因此电气周期为25 ms。这两个图都显示出明显的噪声，它将严重影响任何闭环电流控制器的性能。噪声电平与基波相电流的幅度无关，因此在轻负载时噪声性能相对更差。在此示例中，噪声是由sinc滤波器脉冲响应未对齐引起的，因此对sinc滤波器的抽取率(衰减)几乎没有或完全没有任何增加。

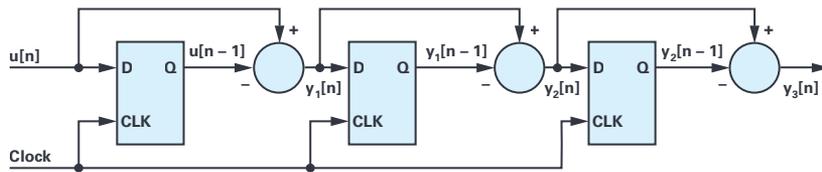


图12. 采用时钟逻辑和组合逻辑混合实现的三阶级联微分器。

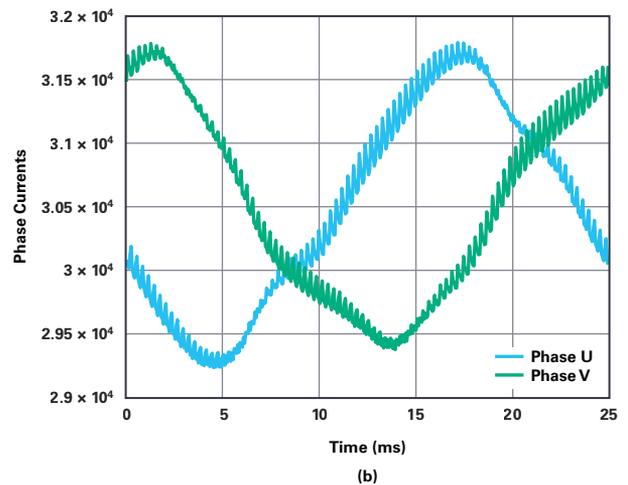
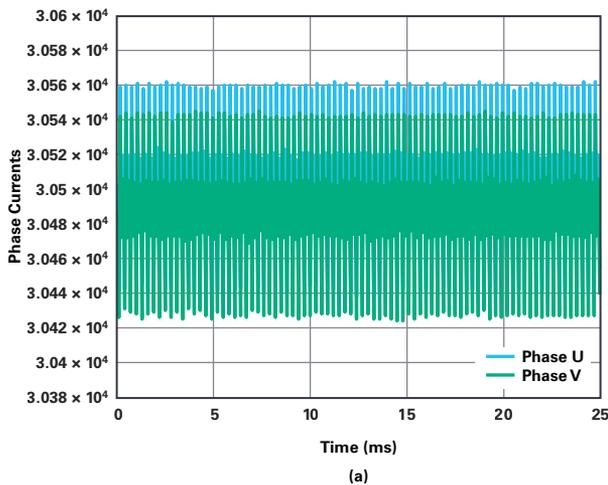


图13. sinc滤波器脉冲响应与PWM未对齐的连续工作模式。

采用连续工作模式sinc滤波器，对齐脉冲响应

图14显示了当每个PWM周期中的抽取周期数量为整数，并且脉冲响应与理想测量点对齐时的测量结果。将图14中的结果直接与图13中的结果进行比较。

比较图13和图14可知，虽然滤波器使用的抽取率相同，但噪声水平已大大降低。这些示例说明系统配置和同步对于充分利用基于 $\Sigma\text{-}\Delta$ 的信号链性能的重要性。

刷新式sinc滤波器

尽管图14所示的连续工作模式sinc滤波器的结果令人满意，但该滤波器的挑战仍然存在于如何找到可实现同步的配置。虽然有可能实现连续工作模式sinc滤波器与PWM同步，但这通常并不切实际。采用刷新式sinc滤波器可以解决该问题。

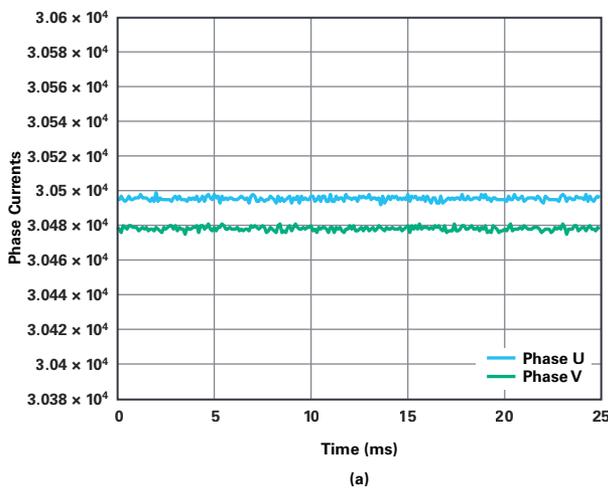


图14. sinc滤波器脉冲响应与PWM对齐的连续工作模式。

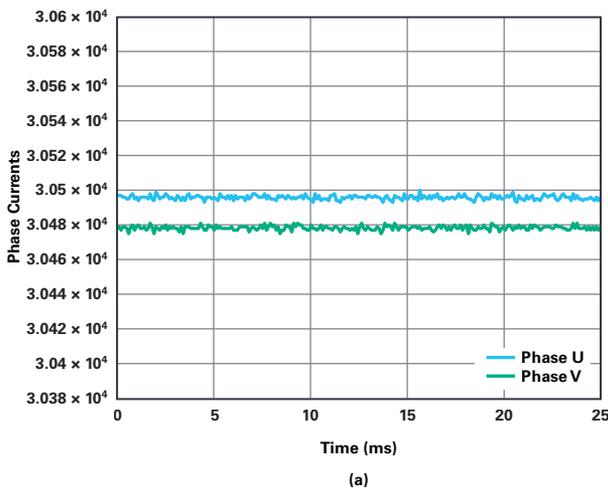
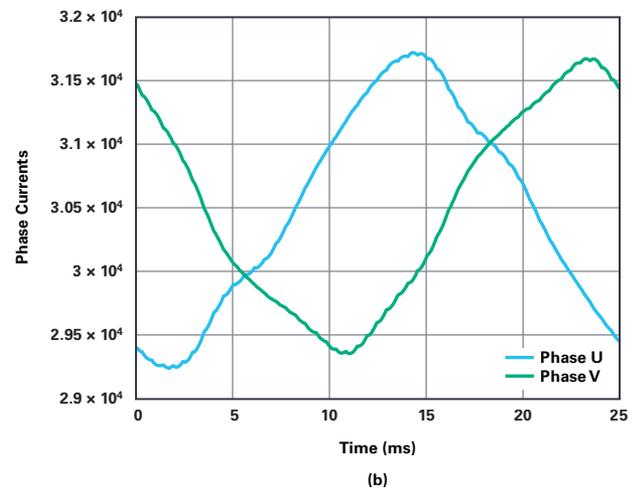
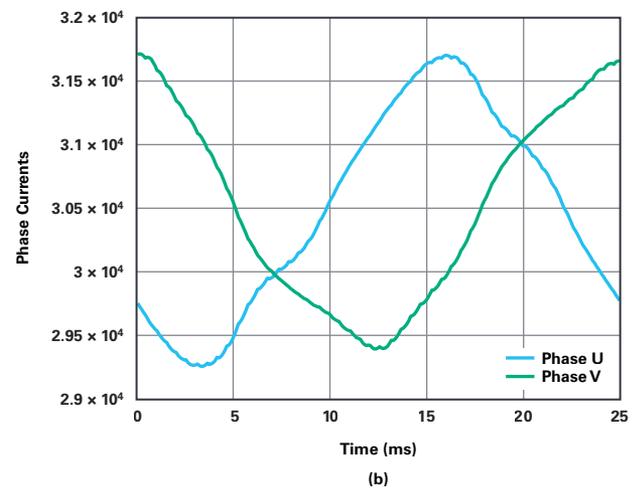


图15. sinc滤波器脉冲响应与PWM对齐的刷新式sinc滤波器。

图15显示了刷新式sinc滤波器的测量结果。该滤波器配置为在理想测量点附近仅运行3个抽取周期。正如预期的那样，其性能类似于图14中的连续工作模式滤波器。

为方便对比，刷新式滤波器使用的配置与连续工作模式滤波器完全相同。不同之处在于，连续工作模式滤波器必须使用此配置，否则性能会降低，如图13结果所示。与之相反，刷新式滤波器可以在任何系统配置下保持最佳性能。

采用未对齐的连续工作模式sinc滤波器(图13a)，其噪声大小约为一个16位信号中120 LSBs。这相当于噪声导致近低7位信号的丢失。刷新式sinc滤波器(图15a)的噪声电平大约是一个16位信号中5 LSBs，相当于噪声导致的信号丢失少于3位。



小结

基于 Σ - Δ 的相电流测量已广泛用于电机驱动中，但是要获得最佳性能，还需正确配置整个系统。本文讨论了可能会导致性能不佳的原因以及如何正确设置系统。

配置系统以获得最佳电流反馈性能往往极具挑战性，在某些情况下甚至是不可能的。为了解决这个问题，本文提出了一种新型sinc滤波器。该滤波器以开关模式工作，并保证在任何系统配置下均具有出色的性能。

在FPGA上实现sinc滤波器需要进行HDL代码开发。本文讨论了降低滤波器延迟并增加衰减的几种实现技术。

最后，本文展示了几种测量结果，这些结果说明了刷新式sinc滤波器同步的重要性及其性能。

参考文献

- ¹ 作者：Dara O’ Sullivan、Jens Sorensen和Aengus Murray，[AN-1265：使用ADSP-CM402F/ADSP-CM403F/ADSP-CM407F/ADSP-CM408F sinc滤波器和AD7403实现隔离式电机控制反馈](#)，ADI公司，2015年4月。
- ² 作者：Alan Oppenheim和Ronald Schafer，《[离散时间信号处理](#)》，第3版，Prentice Hall Inc.，2010年。
- ³ Rajeev Madhavan，“[Verilog HDL快速参考手册](#)”，Automata Publishing Company，1995年。
- ⁴ “[Zynq-7000 SoC数据手册：概述](#)”，Xilinx, Inc.，2018年7月。
- ⁵ “[KNC-SRV-SMH40S伺服](#)”，Anaheim Automation, Inc.，2019年4月。



作者简介

Jens Sorensen是ADI公司系统应用工程师，负责工业应用的电机控制解决方案。他拥有丹麦奥尔堡大学电气工程硕士学位。他的主要研究方向为控制算法、电力电子和控制处理器。联系方式：jens.sorensen@analog.com。



作者简介

Shane O’ Meara是ADI公司互连运动和机器人团队的系统应用工程师。他的专长领域是工业运动控制应用的高精度转换，以及控制和监测信号链。他拥有利默里克大学工程学士学位，于2011年加入ADI公司。联系方式：shane.omeara@analog.com。



作者简介

Dara O’ Sullivan是ADI公司自动化与能源业务部互连运动和机器人团队的系统应用经理。他的专长领域是工业运动控制应用的功率转换、控制和监测。Dara拥有爱尔兰科克大学工程学士、工程硕士和博士学位。自2001年起，Dara便从事研究、咨询和工业领域的工业与可再生能源应用方面的工作。联系方式：dara.osullivan@analog.com。

采用单个IC从30 V至400 V 输入产生隔离或非隔离 ± 12 V输出

高级工程师Zhijun (George) Qian
和应用工程师William Xiong

电动汽车、大型储能电池组、家庭自动化、工业和电信电源都需要将高电压转换为 ± 12 V，以满足为放大器、传感器、数据转换器和工业过程控制器供电的双极性电源轨需求。所有这些系统中的挑战之一是构建一个紧凑、高效的双极性稳压器，它的工作温度范围为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ ，这在汽车和其他高环境温度应用中尤为重要。

线性稳压器已广为人知，并且通常位列双极性电源备选方案的首位，但它不适用于上述高输入电压、低输出电压的应用，这主要是由线性稳压器在高降压比下的散热所导致。此外，双极性解决方案至少需要两个集成电路(IC)：一个正输出线性稳压器和一个负输出转换器。更好的解决方案是使用单个开关稳压器，该开关稳压器从较高的输入产生两个输出，并具有良好的效率和调节性能，同时还能适用于狭小空间并降低成本。

本文介绍了两种精简电路，它们均使用单个高电压LT8315转换器，可由30V至400V的宽输入电压范围产生 ± 12 V输出。一个电路是隔离型反激式拓扑，另一个则是非隔离型降压拓扑。LT8315本身是一款高电压单芯片转换器，内置集成630 V/300 mA MOSFET、控制电路和高电压启动电路，采用耐热增强型20引脚TSSOP封装。

无需光耦合器的隔离型双极性反激式稳压器

反激式转换器广泛用于多输出应用，以提供电气隔离、改善安全性并增强抗扰性。输出可以为正，亦可为负，具体取决于输

出的哪一端接地。传统上，采用光耦合器将信息从副边基准电压源电路传输至原边，以此来实现输出电压调节。问题在于，由于传播延迟、老化和增益变化等原因，光耦合器会大大增加复杂性并降低可靠性。通常，连接至IC反馈引脚的输出在调节回路中占主导地位，而其他输出则通过变压器绕组进行松散控制，导致这些输出的调节性能不良。

LT8315无需使用光耦合器，它从电源变压器的第三绕组采样反激回来的隔离输出电压。此外，它在副边电流几乎为零时亦可检测到输出电压，以实现出色的负载调整。在双输出设计中，这种特殊的检测方案允许严密调节每个输出(两个输出都能主导调节)。因此，典型的 $\pm 5\%$ 负载调节非常易于实现。

图1所示的LT8315解决方案在准谐振边界传导模式下工作。原边MOSFET具有很低的导通损耗，这是因为当开关节点振铃达到其谷值时，MOSFET才导通。副边没有二极管反向恢复损耗。3 kV增强绝缘变压器是整个隔离栅上唯一的组件，它可提升系统可靠性并满足严格的高压电源隔离要求。图2显示了不同输入电压下的满载效率曲线。当输入为70 V且两个负载电流均为50 mA时，该反激式转换器可实现85.3%的峰值效率。

图1显示了一款具有30 V至400 V宽输入范围的反激式转换器的完整原理图。它的输出为 ± 12 V，并可在负载电流为5 mA至50 mA时保持非常准确的控制。该反激式转换器的峰值效率为85.3%，如图2所示。

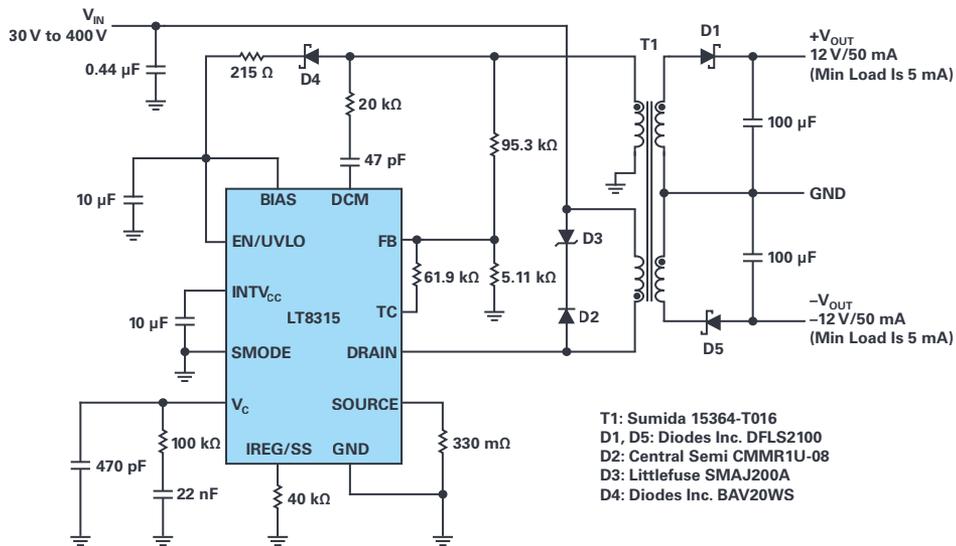


图1. 一款用于30 V至400 V宽输入范围的完整±12 V/50 mA隔离型反激式转换器。

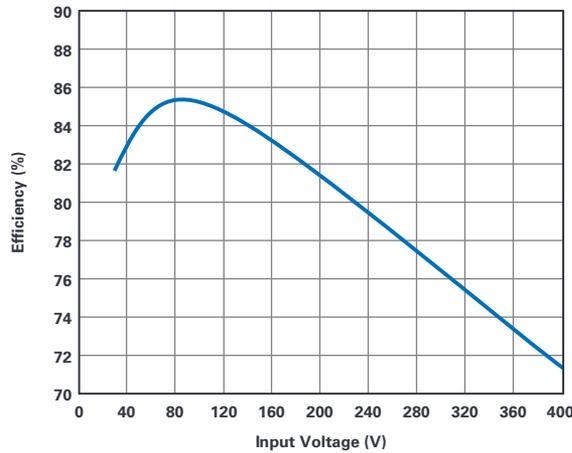


图2. 图1所示反激式转换器的满载效率与输入电压的关系。

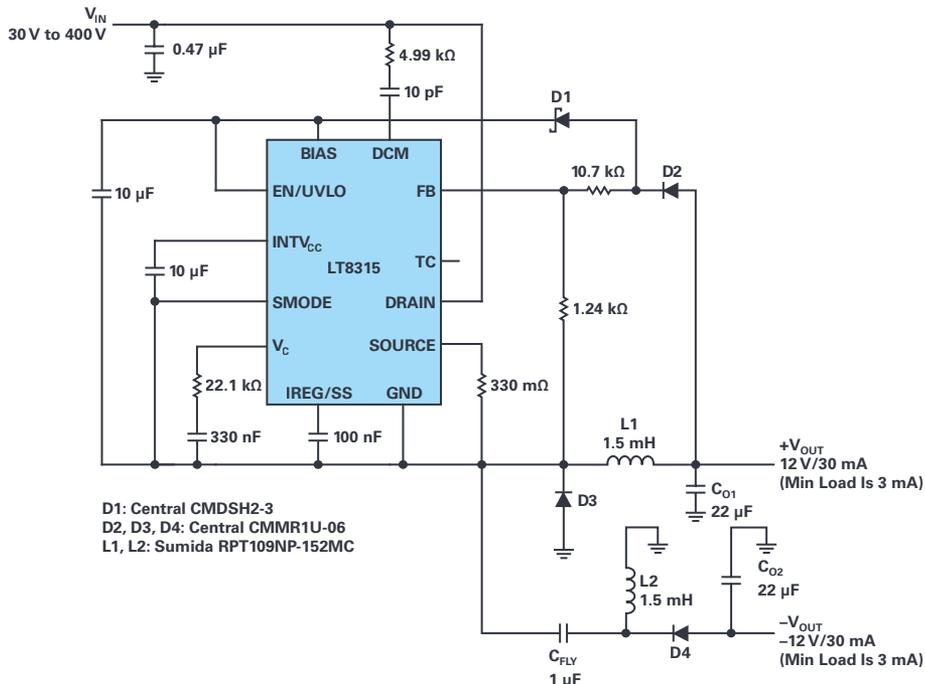


图3. 使用单个LT8315 IC的非隔离型双电感降压转换器的原理图：从30 V至400 V输入转换至±12 V输出(每路30 mA)。

采用双电感的非隔离型双极性降压稳压器

LT8315具备高电压输入能力，只需借助现成的电感，即可以应用于非隔离型解决方案。图3显示了一款采用双电感的降压稳压器，仅需几个组件。该转换器可接受的输入电压范围很宽(-30 V至400 V)，并能产生 ± 12 V/30 mA的输出。当输入为30 V时，该电路的两个输出均可实现满载条件下高达87%的效率。

在这种拓扑中，LT8315的GND焊盘特意未接地，而是连接作为驱动两个输出的公共开关节点。在PCB布局时，应将LT8315的GND焊盘尺寸限制在裸露焊盘面积内，以减少对其他组件的电磁干扰，因为GND走线是该拓扑中噪声相对较高的开关节点。二极管D2与FB引脚上的两个1%电阻形成反馈路径，以调节正输出电压。每当MOSFET导通时，为防止FB引脚放电，D2必不可少。电阻分压器无需考虑D2的正向压降，因为D2和D3的正向电压相等并且可以互相抵消；因此，反馈网络会跟踪并严密调节正输出电压。

负轨包括低电压耦合电容 C_{FLY} 、第二电感L2、环流二极管D4和负输出电容 C_{O2} 。根据 $C_{O1}-L1-C_{FLY}-L2$ 电路回路的电感伏秒平衡，L1和L2两端的平均电压为零，因此耦合电容 C_{FLY} 的电压等于正输出电压。 C_{FLY} 在MOSFET导通期间为L2充电，而D4在MOSFET关断期间为L2提供放电路径。负输出电压基于 C_{FLY} 电压(保持恒定并等于正输出电压)间接调节。如图4的调节曲线所示，当正输出电压负载为满载30 mA时，对于不同的输入电压，负输出电压在3 mA至30 mA的负载范围内保持 $\pm 5\%$ 的调节率。

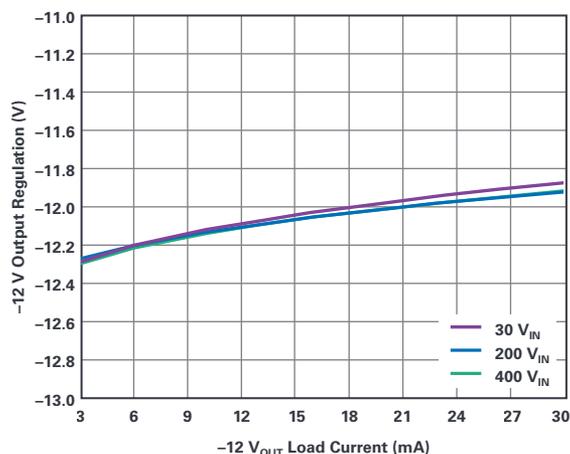


图4 图3所示双电感降压转换器在各种输入电压下的负12V负载调整曲线。

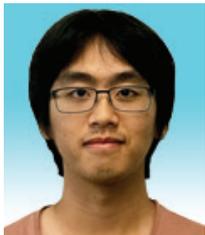
结论

本文介绍了两种适用于30 V至400 V宽输入范围的双极性转换器解决方案：一种是隔离型，另一种是非隔离型。LT8315同时适用于这两种方案，因为它内置高压集成MOSFET和高压启动电路，无需光耦合器反馈回路。该器件的其他特性还包括低纹波突发模式(Burst Mode[®])工作、软启动、可编程电流限制、欠压锁定、温度补偿和低静态电流。LT8315的高集成度简化了多种应用领域的高压输入和双极性输出电路的设计。



作者简介

Zhijun (George) Qian是ADI公司高级工程师。他负责各种非隔离和隔离转换器的电源产品应用。他拥有浙江大学电力电子学士学位和硕士学位以及中佛罗里达大学电力电子博士学位。他于2010年加入凌力尔特(现在已成为ADI的一部分)。联系方式：george.qian@analog.com。



作者简介

William Xiong于2017年毕业于加州理工大学(圣路易斯-奥比斯波)，获电气工程学士学位。他于2017年7月开始在ADI公司担任应用工程师，负责降压、升压和隔离型拓扑(例如反激式和正激式转换器)。联系方式：william.xiong@analog.com。

非常见问题第171期： “如果没坏,就不要修理。” 调节固定增益差分放大器的增益

作者：Rusty Juskiewicz, 产品工程师

问题：

我们能够增加固定增益差分放大器的增益吗？



答案：

可以，通过增加更多的电阻。

经典的四电阻差分放大器可以解决许多测量难题。但是，总有一些应用需要的灵活性比这些放大器所能提供的更高。由于在差分放大器中电阻匹配直接影响到增益误差和共模抑制比(CMRR)，所以将这些电阻集成到同一个裸片上可以实现高性能。但是，仅仅依靠内部电阻来设置增益，用户就无法在制造商的设计选择之外灵活选择自己想要的增益。

在信号链中使用固定增益放大器时，如果需要更多的增益，通常会添加另一个放大器级来实现所需的总增益。虽然这种方法

非常有效，但会增加整体的复杂性、所需的板空间、噪音、成本等。或者，您可以选择另一种方法，在不增加第二个增益级的情况下增加系统增益。通过在固定增益放大器上增加几个电阻来提供正反馈路径，此举可以减少整体的负反馈，从而获得更高的整体增益。

在典型的负反馈配置中，反馈给反相输入的输出部分被称为 β ，电路的增益为 $1/\beta$ 。 $\beta=1$ 时，整个输出信号被返回给反相输入端，由此实现单位增益缓冲器。 β 值较低时，实现的增益较高。

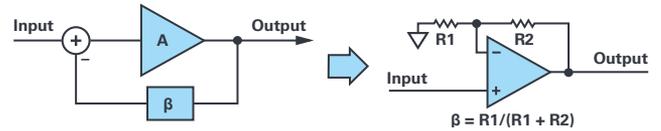


图1 负反馈：非反相运算放大器配置。

为了提高增益，必须降低 β 。这可以通过增加 $R2/R1$ 的比率来实现。但是，目前对于固定增益的的差动放大器还没有办法通过降低其传输到反相端的反馈来提高整体增益，因为这需要用到更大的反馈电阻或更小的输入电阻。通过将输出反馈提供给差分放大器的基准引脚，也就是同相输入端，即可提高之前的固定增益放大器的增益。此放大电路产生的复合反馈系数 $\beta(\beta_c)$ 是 $\beta-$ 和 $\beta+$ 之间的差值，该系数同时也将决定放大电路的增益和带宽。请注意， $\beta+$ 提供的是正反馈，因此必须确保净反馈仍然为负($\beta- > \beta+$)。

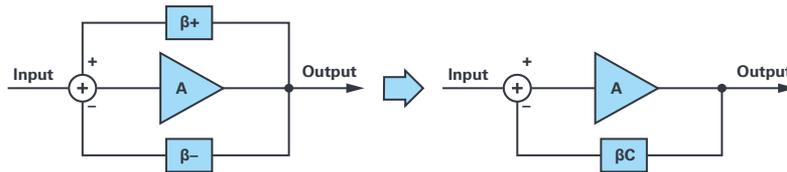


图2 组合 β 。

为了使用 $\beta+$ 调节电路增益，第一步是计算 $\beta-$ (初始电路的 β)。注意，衰减项 G_{attn} 是差动放大器的正输入信号与运算放大器的同相端输入之比。

$$\begin{aligned} G0 &= G_{attn} \times \text{噪声增益 (等于同相放大增益)} \\ \text{噪声增益} &= 1/\beta- \\ \beta- &= G_{attn}/G0 \end{aligned} \quad (1)$$

一旦选定所需的增益，就可以确定所需的 β 以及 $\beta+$ 。因为固定增益放大器的增益是已知的，所以能够很简单地计算出 β 。

$$\begin{aligned} \beta c &= G_{attn}/G1 \\ \beta c &= \beta- - \beta+ \\ \beta+ &= G_{attn}(1/G0 - 1/G1) \end{aligned} \quad (2)$$

$\beta+$ 的量正好是输出信号返回至运算放大器的同相输入端的一部分。记住，反馈会通过 $\beta+$ 路径至基准引脚，反馈信号会通过两个电阻的分压器(见图3)，这两个分压电阻阻值必须要通过计算才能实现正确的 $\beta+$ 。

差动放大器的一个关键特性是CMRR。正极和负极网络上的电阻比是否匹配对于能否实现出色的CMRR至关重要，因此电阻($R5$)也应该与正输入电阻串联，以平衡基准引脚上增加的电阻。

为了确定电阻 $R3$ 和 $R4$ 所需的值，可以使用戴维南等效电路来简化分析。

如上所述，为了保持良好的CMRR，必须添加 $R5$ 。 $R5$ 的值由 $R3$ 和 $R4$ 的并联组合决定，其系数与输入衰减器中的电阻相同。因为 $R1/R2 = (1/G_{attn}) - 1$ 这个比率， $R1$ 和 $R5$ 分别可以用比率已定的 $R2$ 和 $R3||R4$ 代替。

$$\text{让 } (1/G_{attn}) - 1 = \alpha \quad (3)$$

如前所述， V_{OUT} 至简化电路的 A_{in+} 的增益必须等于 $1/\beta+$ 。

$$V_{th} \times \alpha / (\alpha + 1) = V_{A_{in+}}$$

因为

$$V_{A_{in+}}/V_{OUT} = \beta+$$

(4)

其中

$$\beta+ = G_{attn}(1/G0 - 1/G1)$$

$$R4/(R3 + R4) = (1/\alpha) \times (1/G0 - 1/G1)$$

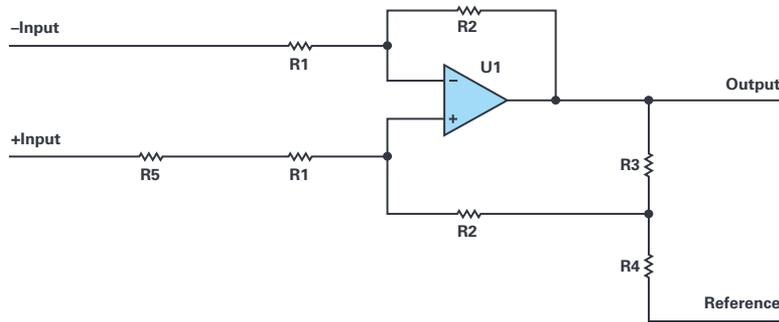


图3. 四电阻固定增益差分放大器：增益调整。

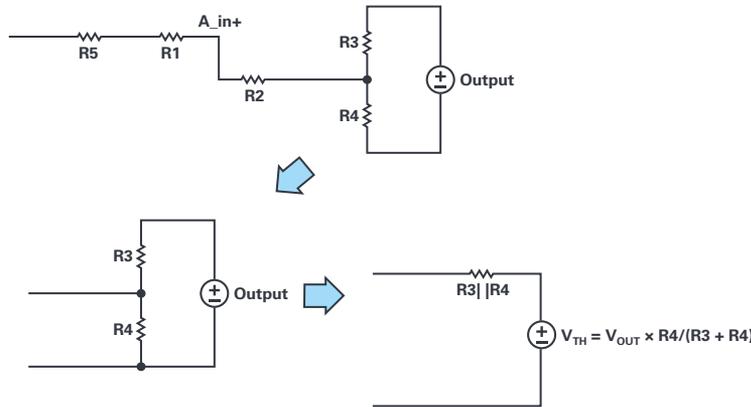


图4. 戴维南等效电路。

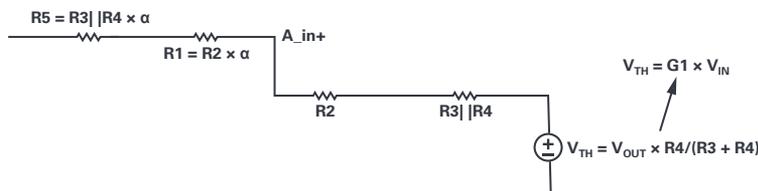


图5. 经过简化的正输入电阻网络。

由于R3和R4拉载运算放大器，所以应该注意不要选择太小的值。一旦选定了所需的负载(R3 + R4)，就可以利用公式4轻松计算出R3和R4的值。R3和R4确定之后，可以利用 $R3||R4 \times \beta$ 计算出R5。

因为这种技术依赖于电阻比，所以具备很高的灵活性。在噪声和功耗之间需要进行权衡，电阻值应该足够大，可以防止运算放大器过载。此外，由于R5与R3和R4成比例，所以应该使用相同类型的电阻，以在各种温度下保持良好性能。如果R3、R4和R5一起漂移，那么这个比例将保持不变，并且由于这些电阻，即使有热漂移，也会保持在最低水平。由于运算放大器的噪声增益会增高，所以获得的带宽会按照增益带宽积的 $\beta c/\beta$ 比例降低。

AD8479就可以实现这种技术的典型应用，它是一个单位增益的高共模差动放大器。AD8479能够在 ± 600 V共模下测量差分信号，并且具有固定的单位增益。有些应用需要的增益大于单位增益，因此很适合采用之前提到的技术。电流检测应用需要的另一个常见增益是10，因此可以让 $G1 = 10$ 。

由于AD8479会衰减共模信号，获得更高的差分信号，然后获得单位系统增益，所以在实施增益调整时需要考虑这一点。

$$G0 = 1 \quad (5)$$

由于正基准的增益为60，正输入的增益为1，所以电路的噪声增益为61。此外，由于总体增益是一致的，所以 G_attn 必须是1/噪声增益：

$$\begin{aligned} G_attn &= 1/61 \\ \beta- &= 1/61 \\ \beta c &= 1/610 \end{aligned} \quad (6)$$

R3和R4可以使用公式6计算得出：

$$\begin{aligned} R4/(R3 + R4) &= (1/\alpha) \times (1/G0 - 1/G1) = \\ &= (1/60) \times (1 - 1/10) = 9/600 \end{aligned} \quad (7)$$

AD8479的增益为指定增益，负载为2 k Ω ，所以R3 + R4的目标增益如下。

$$\text{让 } R3 + R4 = 2000, R4 = 30, R3 = 1970, R5 = 1773 \quad (8)$$

为了使用标准电阻值构建这个电阻，所以需要使用并联电阻来实现比使用单个标准电阻可以实现的更准确的比例。

$$\begin{aligned} \text{让 } R3 &= 2050, R4 = (32.4 \parallel 866), \\ R5 &= (1910 \parallel 54900) \end{aligned} \quad (9)$$

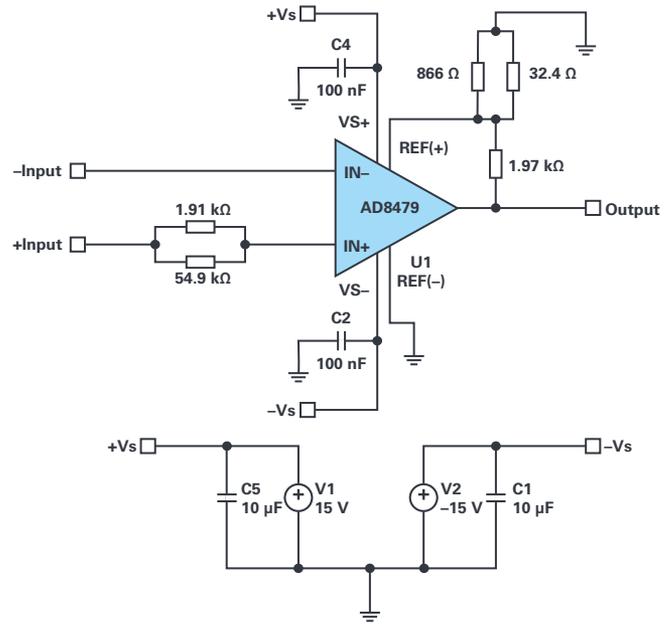


图6. $G = 10$ 时，AD8479的最终原理图。

从图7中可以看出，获得的输出(蓝色)是预期输入(黄色)的10倍。

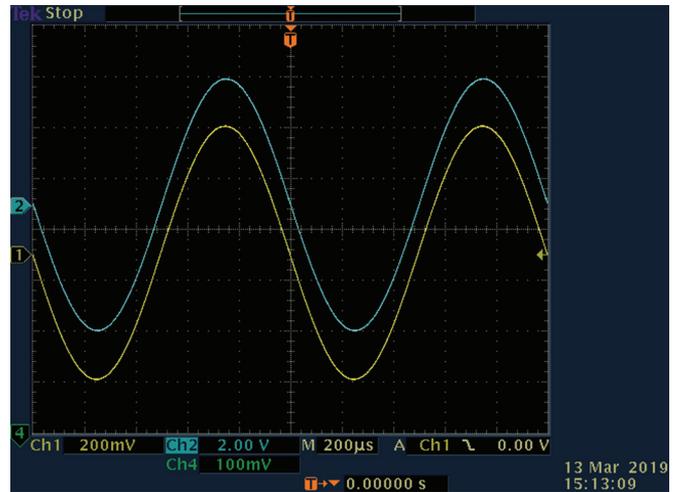


图7. $G = 10$ 时，AD8479的输入和输出示波器捕捉图。

增益为10的电路的标称带宽应为典型的AD8479带宽的1/10，这是因为 $\beta c/\beta- = 1/10$ ，而实际测量的-3 dB频率为48 kHz。



图8. $G = 10: -3$ dB频率时的AD8479。

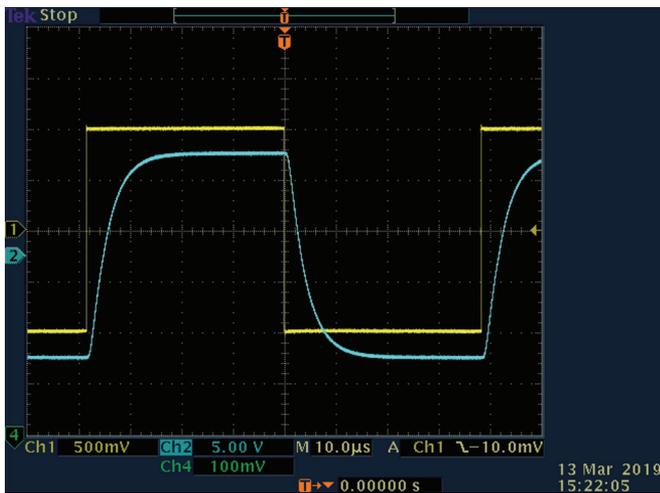


图9. $G = 10$: 脉冲响应时的AD8479。



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)部的一名产品工程师。他在2015年获得东北大学的电气工程硕士学位之后加入ADI公司。联系方式：rusty.juskiewicz@analog.com。

图9显示获得的脉冲响应和特征与预期一致。压摆率与标准的AD8479压摆率一致，但因为带宽减小，所需的建立时间更长。

由于新电路为运算放大器的两个输入端提供反馈，所以运算放大器的共模会受到两个输入端的信号影响。这会改变电路的输入电压范围，因此应该对其进行评估，以免过度驱动运算放大器。此外，由于噪声增益增加，所以输出端的噪声电压频谱和峰峰值也会按相同比例增加。但是，当信号被引用到输入时，产生的影响可以忽略不计。最后，增益增加的电路的CMRR与前一个电路的CMRR相等(假设R3、R4和R5电阻不会额外增加共模误差)。由于R5是用于在增加R3和R4的情况下修正CMRR的，所以可以对CMRR进行调优，使其比原来使用R5的电路更好。但是，这需要进行微调，且在此过程中，您需要适当权衡和调整CMRR的增益误差。

实施这个过程时，您可以利用固定增益差分放大器的优点，而不受其固定特性限制。由于该技术是通用的，它还可以和许多其他差分放大器一起使用。在不增加任何有源组件的情况下，简单增加三个电阻可以在信号链中实现更高的灵活性，这有助于降低成本、复杂性和电路板大小。

了解地震信号检测网络的基础知识

产品应用工程师Jesse Santos、产品应用工程师Angelo Nikko Catapang
和硬件应用工程师Erbe D. Reyta

摘要

地震对密集的商业和住宅区以及所有类型的建筑物构成了重大威胁。随着这些区域越来越大，建筑物越来越多，地震监测需要实现一个广泛的传感器网络。由于成本高且复杂，传统仪器不能胜任。使用微机电系统(MEMS)加速度计和坚固耐用的小型地震检波器，可以开发低成本物联网(IoT)解决方案。有源元件和转换器的最新技术使这些传感器能够达到现代仪器标准。ADI公司为地震传感器网络应用提供简单但可靠的仪器设计解决方案。

简介

随着世界相互联系和相互依存的程度越来越高，中型和大型地震可能会造成重大的经济破坏和损失。发生在任何脆弱城市中心地区的大地震，都会对中心地区的国民经济及其企业提供服务和全球参与的能力产生连锁反应¹。应认识到地震风险是一个全球性问题，提高地震监测能力以减轻这种风险是至关重要的责任。

改进地震监测的一个关键因素是地震传感器网络的实现，这需要广泛部署地震仪器并将其互连²。然而，安装大量传统地震仪器的成本和复杂性均很高³。集成物联网技术可提供低成本解决方案，同时维持标准地震数据质量⁴。本文讨论地震和

地动传感器的物理原理、遵循的现代仪器标准以及它们提取的特征。此外，针对不同地震传感器网络应用，我们开发了一个采用ADI解决方案的系统设计。

地震

地震是由构造板块的运动和碰撞引发的事件。碰撞产生的能量以地震波的形式在地球内部表面周围传播。这些波有多个方向，分为体波和面波。

体波有两种类型：纵波(P波)和横波(S波)。P波以一系列压缩波和稀疏波的形式沿传播方向行进。由于其传播的性质，P波呈球面发散。虽然其波能衰减在所有类型的波中是最大的，但其速度最快，介于5 km/s至8 km/s之间。快速能量衰减也使其成为破坏性最小的一类波。P波不仅可以通过表面传播，还可以通过水或流体传播。

S波也称为剪切波，紧随P波之后到达。其沿地球表面传播的速度约为P波的60%至70%。此类波垂直于传播方向和地球表面行进。S波的能量衰减较少，比P波更具破坏性。P波和S波统称为体波。

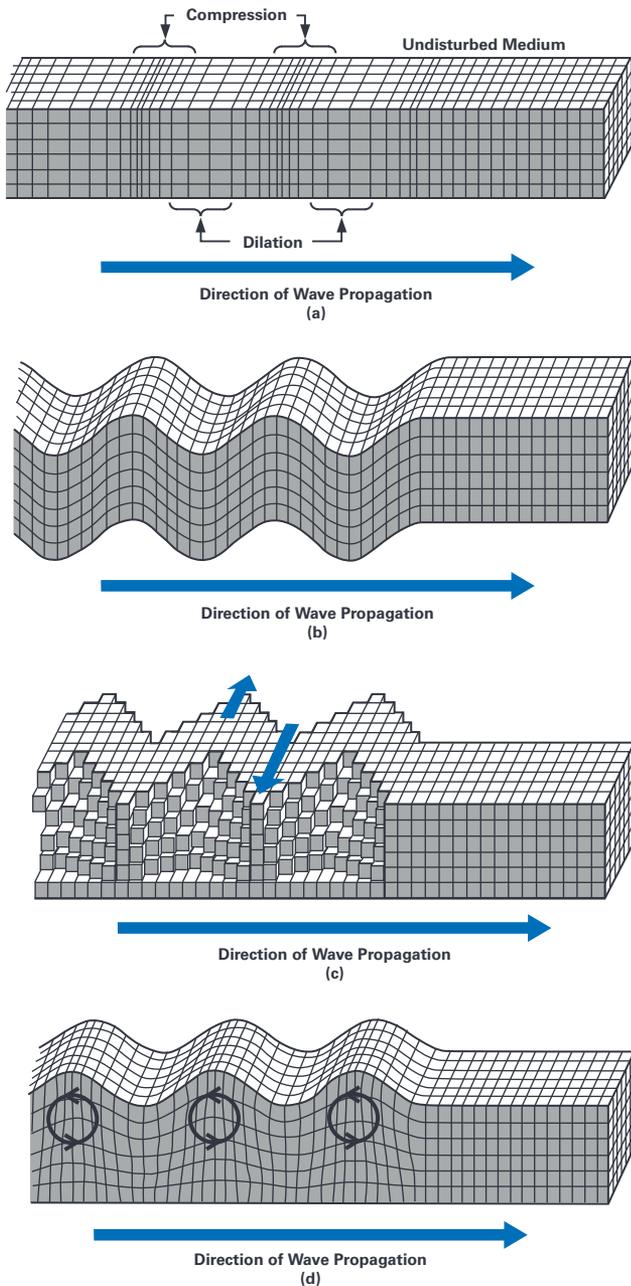


图1. 地震波的类型: (a) 纵波; (b) 横波; (c) 勒夫波; (d) 瑞利波⁵

面波比体波慢10%，但破坏力最大。值得注意的是，地震波的传播速度与其经过的土壤类型有很大关系⁶。面波由瑞利波和勒夫波组成。瑞利波是一种以纹波形式在地表附近传播的面波，它会引起顺行(沿传播方向)或逆行(与传播方向相反)旋转。由于其运动性质，它也被称为地滚波。勒夫波的行进方向与传播方向正交，但与地球表面平行。图1显示了不同类型的波及其对地球本体的影响。

震级、强度和频谱强度

地震震级和地震强度常常被相互混淆。二者有一定的相关性，但却是两个不同地震参数的量度。

地震强度

地震强度(简称强度)在很大程度上取决于测量位置的特性。它描述地震对特定区域的影响，在世界范围内普遍使用，是一种量化振动方式和破坏程度的传统方法。因此，地震强度没有一个真实的值。地震强度值遵循修正的Mercalli强度量表(1至12)或Rossi-Forel量表(1至10)。不过，修正的Mercalli强度(MMI)现已成为世界的主导标准。表1列出了美国地质调查局(USGS)提供的修正Mercalli量表中的强度值及其相应的影响描述。

表1. 简易版修正Mercalli强度量表

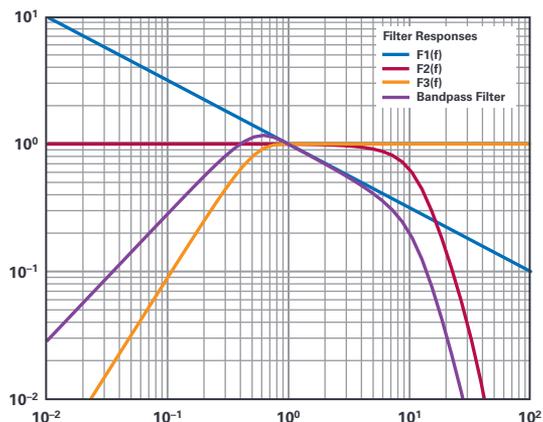
MMI	影响描述
I	基本无感，只有极少数人在特别有利的条件下才会感觉到。
II	只有少数人休息时会感觉到，尤其是在建筑物的较高楼层。
III	室内的人，尤其是建筑物较高楼层中的人们，感觉相当明显。许多人不会意识到这是地震。静止的汽车可能会轻微摇晃。振动类似于卡车通过引起的振动。持续时间预计很短。
IV	若在白天，室内会有很多人感觉到，室外感觉到的人较少。若在晚上，会有人惊醒。盘子、窗、门会受到扰动；墙壁发出撕裂声。感觉像重型卡车撞击建筑物。静止的汽车摇晃明显。
V	几乎每个人都感觉到；许多人被惊醒。一些盘子、窗户破裂。不稳定的物体被掀翻。摆钟可能会停止。
VI	所有人都感觉到，许多人感到惊恐。一些重型家具发生移动；会有一些石膏掉落。损坏轻微。
VII	设计和建造良好的建筑物中的损坏可忽略不计；精心设计的普通建筑物受到轻微至中等的损坏；建造不良或设计不良的结构受到相当大的损坏；一些烟道断裂。
VIII	特别设计的结构受到轻微损坏；普通的坚固建筑物受到相当大的损坏，部分坍塌。建造不良的建筑物受到重大破坏。烟道、工厂烟囱、圆柱、纪念碑和墙壁倒塌。重型家具被掀翻。
IX	特别设计的结构受到相当大的损坏；精心设计的框架结构发生倾斜。坚固建筑物损坏严重，部分坍塌。建筑物偏离地基。
X	一些精心建造的木质结构被损毁；大多数砖石和框架结构连同基础被损毁。铁轨扭曲。
XI	几乎没有(砖石)结构保留下来。桥梁被毁。铁轨扭曲严重。
XII	全面破坏。视线和水平线变形。物体被抛到空中。

确定地震强度的方法有很多⁷。这些方法使用从以往地震中收集的数据，创建自己的地震动预测方程(GMPE)来预测强度值。推导出的方程式至少使用一个地震动参数或地震动参数的组合，即峰值地震动位移(PGD)、峰值地震动速度(PGV)和峰值地震动加速度(PGA)。早期方程主要基于PGA，有几种使用了PGV和PGD。虽然GMPE使用多个数据库中的数据来建立相关性，但不同模型得出的值仍然差异很大。例如，使用Wald的GMPE，10 cm/s²的PGA值得出的MMI值为3.2。而根据Hershberger的GMPE，10 cm/s²的PGA值对应的MMI值为4.43。请注意，大多数GMPE遵循幂律，MMI值每增加一级，PGA值需要指数式增加。式1给出了Wald和Hershberger创建的相关性方程。

式1显示了地震动预测方程：(a) Wald；(b).Hershberger。⁸

$$\begin{aligned} MMI &= 2.2\log(PGA_{max}) + 1 \\ MMI &= 2.33\log(PGA) + 1.5 \end{aligned} \quad (1)$$

日本气象厅(JMA)设计了一种地震强度量表，它可以根据强运动三轴加速度数据来计算⁹。每个轴的加速度时间信号都信息傅立叶变换。图2所示的带通滤波器(由周期效应滤波器、高截止和低截止滤波器组成)应用于每个轴的频率信号。图中还给出了每个子滤波器的数学表示。



$$\begin{aligned} (a) \quad F_1(f) &= \sqrt{\frac{1}{f}} \\ (b) \quad F_2(f) &= (1 + 0.694x^2 + 0.24x^4 + 0.557x^6 + 0.009664x^8 + 0.00134x^{10} + 0.000155x^{12})^{-0.5} \\ \text{where: } x &= f/f_c \\ (c) \quad F_3(f) &= \sqrt{1 - e^{-(f/f_c)^3}} \end{aligned}$$

图2. 计算JMA强度所用加速度计输出信号的带通滤波器：[a] 周期效应滤波器方程；[b] 高截止滤波器方程；[c] 低截止滤波器方程。⁹

对每个轴的滤波后频率信号进行傅立叶逆变换之后，计算所有三个轴的相应时域信号矢量和的大小。累计持续0.3秒或更长时间的最高加速度值被指定为 a_0 。然后使用式2从 a_0 计算仪器地震强度，即利用持续时间至少为0.3秒的最高加速度求解JMA地震强度方程⁹。

$$\begin{aligned} I_{JMA} &= 2\log a_0 + 0.94 \\ \text{其中：} \\ I_{JMA} &= \text{JMA地震强度} \\ a_0 &= \text{持续0.3秒或更长时间} \\ &\quad \text{的最高加速度} \end{aligned} \quad (2)$$

地震频谱强度

地震强度衡量特定位置感受到的地震的影响，而频谱强度(SI)则衡量地震对特定结构施加的破坏性能量的大小¹⁰。SI值利用式3所示方程根据速度响应谱来计算。高刚性结构的速度法向周期为1.5 s至2.5 s。SI值针对的是震动速度谱，因此能够轻松区分地震活动与地震或其他来源。所以，SI值可以用作地震对建筑物结构健康影响的标准。此外，与JMA地震强度相比，SI值涉及的计算较为简单，这使其更适合低功率应用。

式3给出了频谱强度方程，即震动速度响应谱对建筑物法向速度周期的积分¹¹。

$$\begin{aligned} SI &= \frac{1}{2.4} \int_{0.1}^{2.5} Sv(T,h)dT \\ \text{其中：} \\ SI &= \text{频谱强度} \\ Sv(T,h) &= \text{频率范围}h\text{和周期} \\ &\quad T\text{的震动速度谱} \end{aligned} \quad (3)$$

地震震级

地震震级(简称震级)表示地震在震源处释放的能量。其值不取决于测量位置。实际上，它只有一个真实值，即按照里氏量表指定的数字。有记录的最强地震是1960年代袭击智利瓦尔迪维亚的地震，震级为9.4至9.6。

地震震级与强度之间的相关性尚未完全界定清楚。明确界定二者之间的关系取决于许多因素，包括震源的深度、震源周围的地质组成、震中与测量设备之间的地形类型、设备位置或其距震中的距离等。例如，2017年5月发生在俄勒冈州海岸附近的地震被确定为4级。根据2017年7月的USGS震动图¹²，蒙大拿州感到的地震震度为5至6级，爱达荷州也感到了相同的地震，但强度只有2至3级。这表明，即使爱达荷州比蒙大拿州更靠近震中，但这并不一定意味着前者感到的地震影响会更强烈。

地震检测

地震检测是指测量和分析地震波的过程。地震波不仅指地震产生的运动，施加在地面上的任何力，即便是人在地面上走路那么小的力，都可能引起足以产生地震波的扰动。地震监测应用感兴趣的震动范围非常大。地震产生的震动可能像纸一样薄，也可能像房屋一样高。

震动可以通过位移、速度和加速度来表征。震动位移通过地球表面行进的距离来衡量。位置变化可以是水平的，也可以是垂直的。震动速度指地表面移动的速度，而震动加速度指震动速度相对于时间的变化速度。震动加速度是确定地震过程中引起结构应力的最重要因素。GeoSIG的一份演示材料中显示了震级、震动和强度之间的关系¹³。

用于地震检测的设备属于专用设备。涉及地震检测的应用可以根据其频率范围进行分类。因此，仪器的频率响应曲线必须适合其使用场景。GeoSIG的一张图表显示了不同地震检测应用及其涵盖的频率¹³。

现代地震仪和地震动传感器概述

地震检测设备通常称为地震仪，已经从使用传统的笔和摆锤发展到使用电子和机电传感器。这些传感器的设计进步产生了具有不同工作频率范围、检测机制和测量不同震动动参数的仪器。

应变地震仪

历史上的地震仪器只能记录地动位移。技术的进步使得通过不同机制来测量地动位移成为可能。应变地震仪或应变仪一般是指记录和测量两个地面点之间位移的仪器¹⁴。传统模型使用埋入或安装在钻孔中的实心杆。杆通常注入石英和其他对长度和应变变化高度敏感的材料。长度的变化归因于地动引起的小位移。

另一种实现方式称为体积应变仪，它使用带有充液管的安装在钻孔中的圆柱体¹⁵。容器体积的变形会引起液位变化，再通过电压位移传感器转换为地动位移。由于不需要传统模型所需的特殊材料，体积应变仪在该领域得到了更广泛的应用。

激光技术的最新发展使得人们制作出了激光干涉仪，它大大提高了应变仪的精度。此类应变仪使用与不等臂长迈克尔逊干涉仪相同的原理，一点是传感器、激光源和短臂，另一点是反射器，该反射器位于一定距离之外。设备将反射器运动引起的干涉条纹变化转换为地动位移。这种位移测量方法的灵敏度和精度与测量距离的长度成正比。因此，激光应变仪需要非常深的地下设施。

应变仪的精度可以达到十亿分之一。这些设备通常用于测量断层运动和火山活动引起的地球变形或地壳运动。它们可以测量频率非常低的地震波信号。但是，与悬吊质量块相对于地面的运动相比，应变仪的差分地面运动非常小。因此，不建议使用应变仪来检测地震引起的地面运动³。

惯性地震仪

惯性地震仪确定相对于惯性参考的地动参数，惯性参考通常是一个悬吊质量块³。具体来说，地震动参数指的是悬吊质量块的线速度和位移。虽然合成的地震动包括线性和角度分量，但地震波的旋转效应可以忽略不计。这些速度和位移值是从传感器获得的，传感器将悬吊质量块的运动转换为电信号。控制运动的机械悬架与作用在悬吊质量块上的惯性力相关。速度和位移传感器与机械悬架是惯性地震仪的两个主要组成部分。为这两个部分开发精密仪器是现代惯性地震仪的主要设计工作。

力平衡加速度计

机械悬架需要一个较小的恢复力以提高灵敏度，这样较小的加速度也能在悬吊质量块上产生较大位移。但是，当强地震运动产生的大加速度作用于悬吊质量块时，较小恢复力将无法平衡所产生的运动。因此，被动机械悬架的精度和灵敏度只适用于有限范围的地震动加速度。力平衡加速度计(FBA)通过向机械悬架增加负反馈环路来消除此限制。

电磁传感器根据悬吊质量块的位置产生补偿力。该位置由位移传感器转换为电信号，信号随后通过一个积分器模块，产生与地震动加速度成比例的输出电压。FBA的动态范围明显大于采用被动机械悬架的地震仪。因此，该设备通常用于强地震应用。但是，反馈环路引起的延迟会限制设备的带宽。

速度宽带(VBB)地震仪

车辆运动和人为扰动(例如采矿)引起的地震波具有高频地震动加速度。在非常低的频率下，地动加速度以不平衡的悬架、地面倾斜和热效应为主。因此，使用地震动加速度的地震仪的带宽以具体带通响应为限。地震动加速度的带通响应等效于地震动速度的高通响应。因此，为了获得更宽的地震仪带宽，地震信号是以地震动速度记录的。VBB地震仪基于FBA，但不是将悬吊质量块的加速度作为反馈，而是使用其速度和位置。该设备的响应与传统惯性地震仪的理论响应非常相似，但是对于更广泛的作用力，其灵敏度和精度不会降低。

地震检波器和微机电系统(MEMS)加速度计

日益增多的地震应用的趋势是发展地震仪或地震传感器网络和阵列，例如用于地震监测、石油勘探和结构健康监测方面。地震仪的实施、屏蔽和安装是这些应用的三个常见约束条件。设备的规模生产和快速部署能够直接克服这三个常见限制，为此要求地震仪的尺寸和成本相应地缩减。当前有两类传感器技术能够检测地震动；与FBA和VBB相比，它们的尺寸非常小，而且成本低。

地震检波器

地震检波器是一种地震动速度传感器，其重量轻，坚固耐用，不需要任何电源即可工作。现代地震检波器的外壳上固定有一块磁铁，并被一个线圈包围¹⁶。线圈被弹簧悬挂起来，可以在磁体上移动。此运动相对于磁铁的速度会感生一个输出电压信号。

图3所示为4.5 Hz地震检波器的仿真频率响应。对于高于其谐振频率的频率范围，地震检波器的频率响应在速度上是平坦的，而对于此频率以下的频率则是下降的。小型且低成本的地震检波器的谐振频率通常高于4.5 Hz。

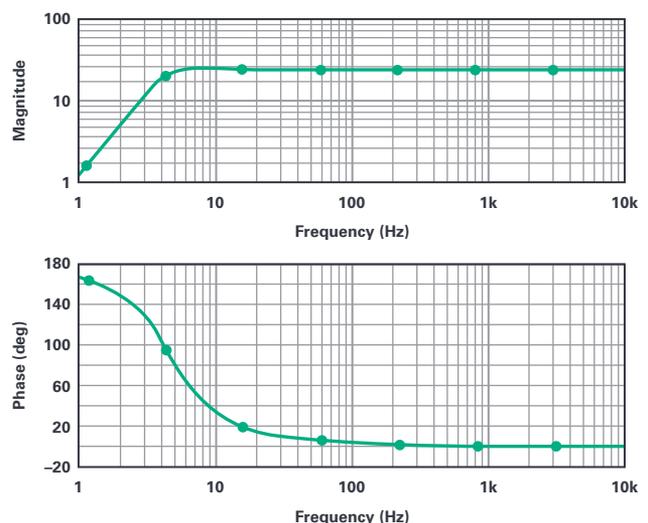


图3. 仿真4.5 Hz地震检波器频率响应，阻尼系数为0.56。

根据地震检波器的机械规格可以创建等效电气模型。图4显示了使用SM-6 4.5 Hz地震检波器的机械参数的电气模型。¹⁷

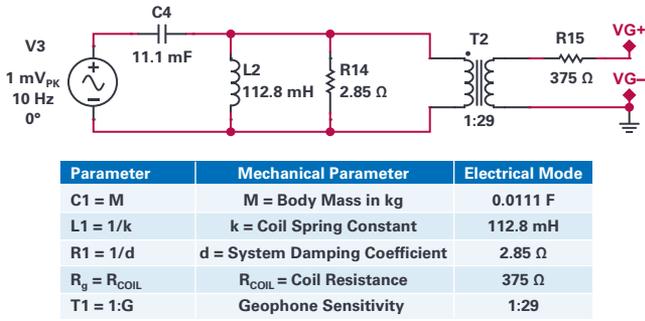


图4. 使用产品数据表中的机械参数得出的SM-6 4.5 Hz地震检波器的等效电气模型¹⁷。

为了扩展带宽以覆盖适用于地震检测的较低频率，可以使用周期扩展器。低频响应扩展的三种最常见方法是逆滤波器、正反馈和负反馈。¹⁸

逆滤波器

在低于谐振频率的频率上，逆滤波器会补偿地震检波器的滚降。通过级联谐振频率的反相高通滤波器和截止频率为所需降低值的低通滤波器，可以构建逆滤波器。图5显示了逆滤波器的响应以及应用时得到的转换函数。此方法有很多缺点，使得总体结果的信噪比(SNR)较低。粉红噪声会被逆滤波器放大，而且其低频热稳定性很差。

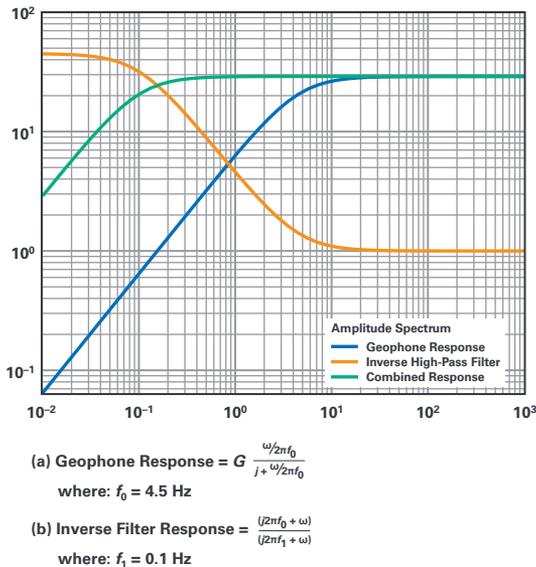


图5. 逆滤波器转换函数的频率响应及其对仿真4.5 Hz地震检波器频率响应的影响。

正反馈

正反馈是将外部电流馈入地震检波器线圈来实现的，电流会产生一个力作用在悬吊质量块上。此外部电流信号是通过正反馈滤波器(例如积分滤波器)从地震检波器的输出信号中导出的，它会放大低频悬吊质量块的运动。在实际情况中，正反馈滤波器的设计很难保持稳定。

负反馈

与正反馈相反，负反馈会减弱内部悬吊质量块的运动。一种方法是通过降低阻尼电阻来使流过地震检波器线圈的电流过阻尼。但是，这会受到线圈电阻的物理限制。为将阻尼电阻减小到显著低于线圈电阻的值，应添加一个负电阻。负电阻可以通过负阻抗转换器(NIC)等有源器件来实现。这可以通过使用运算放大器(运放)来实现，如图6所示。可以添加带通滤波器和高增益滤波器来对频率响应进行整形并使之稳定。

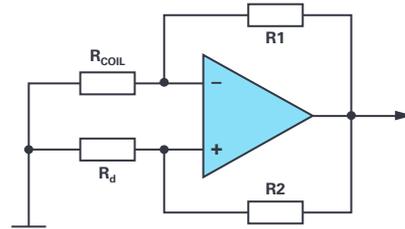


图6. 使用运算放大器的负阻抗转换器的基本架构。

MEMS加速度计

MEMS加速度计是采用单个IC器件封装的运动传感器。典型结构是使用一对电容和一个微小的硅质量块，中间有金属板¹⁹。非常薄的硅区域将质量块悬吊在中间。质量块位置的变化会导致器件电容发生变化，进而转换为与悬吊质量块的加速度成比例的电压信号。MEMS器件需要电源才能工作，某些MEMS加速度计内置数字化仪，可消除不必要的噪声，而且无需匹配传感器和记录器。如图6所示，MEMS加速度计的频率响应就像一个截止频率为谐振频率的低通滤波器。

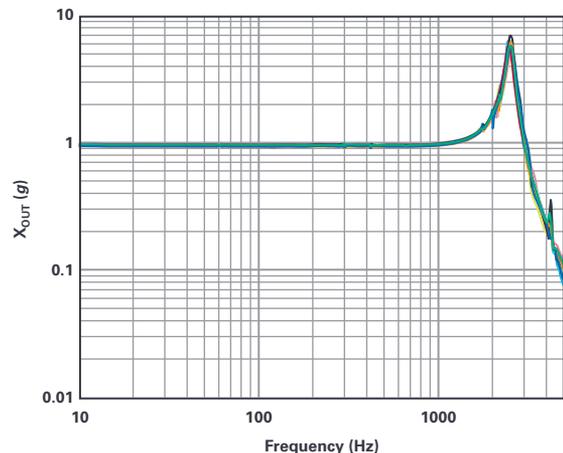


图7. MEMS加速度计(ADXL354)在X轴上的频率响应²⁰。

由于失调漂移，MEMS加速度计在谐振频率以下的较高频率时表现更好²¹。相反，地震检波器由于其机械结构，在较低频率(但仍高于谐振频率)时表现更好。可以实现一个小型低成本的地震仪，以同时利用地震检波器和MEMS加速度计来获得更高的器件带宽。当与适当的传感器转换函数进行卷积运算时，地震检波器和MEMS加速度计的传感器输出可以转换为不同的地动参数。论文“地震检测：使用实验室和现场数据比较地震检波器与加速度计”，基于每种传感器的常见转换函数，讨论了针对相同地震动位移Ricker子波的地震检波器和MEMS加速度计传感器输出²¹。

地震传感器仪器指南

为了提供可重复性和一致性，并支持采用地震仪阵列或地震传感器网络进行地震信号分析，需要对所用的仪器制定一套标准和规范。USGS已为其部署在国家先进地震系统(ANSS)中的仪器设定了标准²²。本部分根据USGS提到的经验和趋势，讨论广泛应用实现期望器件性能所需的不同规格。

数据采集系统(DAS)标准

USGS将现代地震仪归类为数据采集系统。与传统地震仪相比，标准DAS包括地震传感器、数据采集单元以及外设和通信硬件。根据设备性能可将其分为A、B、C、D四类仪器。A类仪器接近最先进的地震仪，而D类仪器可与传统地震仪相媲美。有关规格的详细讨论，请参见《仪器指南》²²。

仪器带宽

对于测量速度和加速度的地震传感器，其额定带宽和频率响应是不同的。仪器等级越高，其带宽越宽，频率响应越好。宽带传感器全都是A类仪器，带宽至少为0.01 Hz至50 Hz。在0.033 Hz至50 Hz的频率范围内，其对速度的频率响应是平坦的。²²

短周期A类传感器具有0.2 Hz至50 Hz的低带宽。只有在1 Hz至35 Hz的频率范围内，其对速度的频率响应才是平坦的²²。

A类加速度计在0.02 Hz至50 Hz范围内具有平坦的频率响应，而B类加速度计仅在0.1 Hz至35 Hz范围内具有平坦的频率响应。²²

强震动、弱震动和宽带传感器

DAS使用的传感器按其捕获的地震信号的幅度和频率范围进行分类。强震动传感器可测量大幅度地震信号，通常是加速度计。强震动加速度计可测量高达3.5 g的加速度，而且系统噪声水平低于1 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。²²

弱震动传感器可测量幅度非常低的地震信号，噪声水平低于1 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ ²²。然而，宽带传感器已经能够测量低幅度的地震信号，因此很少使用弱震动传感器。

传感器动态范围和削波电平

宽带速度传感器的灵敏度为1500 Vs/m。当最大输出电压为 ± 20 V时，输出削波电平或最大可测速度为 ± 0.013 m/s。²²

在较小频率范围内，短周期速度传感器比宽带传感器更灵敏。对于1 Hz信号频率，削波电平通常为 ± 0.01 m/s。²²

A类加速度计的削波电平大于 ± 3.5 g，而B类加速度计的削波电平为 ± 2.5 g。²²

传感器动态范围是指最大可测量地震信号的均方根值与均方根自噪声之比。但是，传感器的均方根自噪声会随其带宽而变化。表2列出了不同地震传感器在不同频率范围下的动态范围。

表2. 不同类型传感器的动态范围：宽带传感器²²

频率范围(Hz)	宽带传感器动态范围(dB)
0.01 至 0.05	131
1 至 10	126
10 至 15	116

表3. 不同类型传感器的动态范围：短周期传感器²²

频率范围(Hz)	短周期传感器动态范围(dB)
1 至 10	138
10 至 15	128

表4. 不同类型传感器的动态范围：加速度计²²

频率范围(Hz)	加速度计动态范围(dB)	
	A类	B类
0.02 至 2	145	
2 至 50	130	
0.1 至 35		87.3

传感器通道和方向

地震波产生的线性地震动分量于所有三个笛卡尔轴中均存在。三轴地震传感器的传统标准方向是朝东、朝北和朝上。但是，对于水平和垂直传感器，传统(甚至某些现代)地震仪的结构是不同的，因为垂直传感器必须考虑重力作用。同质三轴排列支持使用结构类似的传感器来确定笛卡尔坐标轴上的线性地震动分量³。传感器位于一个以仪器为中心的圆的三个均等间隔点上，并向其倾斜54.7度(相对于垂直方向)。使用式4所示的方程可将修改的坐标轴转换回笛卡尔坐标轴。

式4展示了将同质三轴排列转换为笛卡尔坐标系的转换矩阵。

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U \\ V \\ W \end{pmatrix} \quad (4)$$

然而，大部分现代传感器已被封装和设计成支持三轴测量。这些传感器有非常小的固有跨轴耦合效应。仪器指南要求跨轴耦合必须小于输出信号的-70dB²²。

分辨率和采样速率

在非常低的频率下，地震引起的地震动幅度可能非常小。用于地震仪器的数据记录仪能够以高分辨率记录各种采样速率的信号。宽带地震仪至少需要20位数据分辨率，采样速率为最低0.1 SPS(样本/秒)至最高200 SPS。短周期速度传感器和A类加速度计至少需要22位数据分辨率，采样速率为1 SPS至200 SPS。B类加速度计对数据分辨率的要求较低，至少16位即可。²²

采样速率规格考虑了仪器及其内部数据存储。但是，高级地震仪配备了更多的存储空间，并且可以访问大型网络数据空间(例如云数据服务)，因此可以支持超过额定规格的采样速率，这样便可开展更准确的数据分析和地震研究。

时间和位置信息

地震信号仅与特定的测量位置和时间有关。每台地震仪器的数据都有时间戳和已知全球位置，这是标准。每台地震仪器的每次记录都必须能够附加上其位置，要么通过手动用户输入，要么通过全球定位系统(GPS)设备或服务。现代地震仪还有内置实时时钟，或者可以通过在线网络时间协议(NTP)服务器等与精确参考时间同步。

输出数据格式

全球地震仪器主要使用两种数据格式：SEG-Y和SEED。SEG-Y格式是由勘探地球物理学家协会(SEG)开发的一种开放标准，用于处理三维地震信号之类的地球物理数据²³。每个记录都包括时间戳、采样间隔和实际测量的坐标位置。格式规范和修订的详细信息可以在该组织的网站上查看。还应注意的是，有多种使用SEG-Y格式的地震分析开源软件，但大多数软件并未严格遵循规范。

地震数据交换标准(SEED)格式旨在简化机构之间和仪器之间交换未处理的地震数据并确保准确性²⁴。虽然它主要用于地震记录存档，但有不同版本的SEED(例如miniSEED和无数据SEED)用于数据分析和处理。miniSEED仅包含波形数据，而无数据SEED包含有关地震仪器和测站的信息。

ADI公司系统设计

为了快速部署和实现地震网络，特别是针对城市和结构监测站，必须改变传统地震仪的设计。远程仪器必须符合当前仪器

指南，以使现代地震信号测量符合既有数据标准并与之相关联。但是，方案的成本和规模应大大缩小。将小型地震检波器和MEMS加速度计用作地震动传感器，再加上高性能ADC和数字信号处理器(DSP)，是一种合理的解决方案。⁵

模数转换器(ADC)考虑

DAS的数据采集单元(DAU)的主要设计考虑因素是模数转换器(ADC)。传统上，这是由数字现场系统(DFS)来执行的，该系统用作线性逐次逼近寄存器(SAR)型ADC和瞬时浮点(IFP)放大器。图8所示为传统DFS的框图。

前置放大器(PA)、低截止(LC)、高通滤波器、陷波滤波器(NF)、抗混叠(AA)高通滤波器和IFP放大器的分立实施会增加系统噪声和功耗。多路复用器的使用会增加开关、串扰和谐波失真。最重要的是，SAR ADC引起的量化误差会限制系统的动态范围和分辨率²⁵。因此，最好使用其他架构和其他转换器来设计DAU。

Sigma-Delta (Σ - Δ)型转换器

Σ - Δ 型转换器利用信号中的变化并将其添加到原始信号中。这样可以减少SAR ADC固有的量化误差，并能实现更高的分辨率和动态范围。有了现代 Σ - Δ 型ADC，便不再需要以分立方式实现信号调理滤波器。这些ADC具有丰富且可配置的数字滤波器，它们可以执行与传统信号链相同的功能。这就有效降低了系统噪声和设计复杂性。此外，高端精密 Σ - Δ 型ADC能够以至少24位分辨率同时检测多个通道。

使用ADI解决方案的现代DAS设计

图9给出了一种低成本地震传感器节点实施方案的一般框图，这种节点可灵活适应不同的应用。

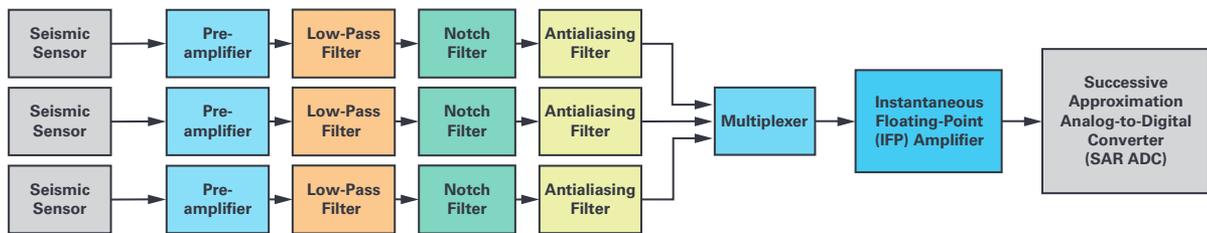


图8. 使用IFP放大器系统的传统DFS的框图。

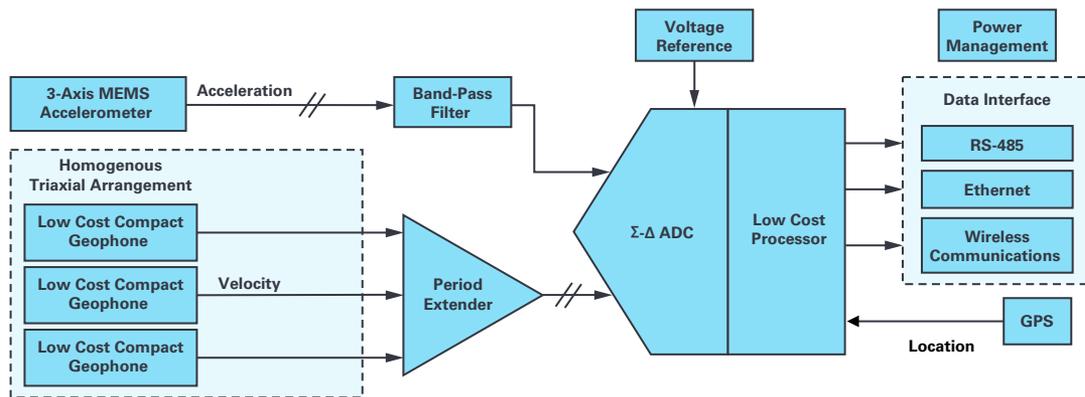


图9. 采用三个同质三轴排列的地震检波器和一个三轴MEMS加速度计的低成本地震仪的一般框图。

支持地震成像功能的ADI三轴加速度计解决方案有ADXL354和ADXL356。其数字输出版本分别为ADXL355和ADXL357，集成了20位ADC，可以直接与处理器连接²⁰。

低成本紧凑型地震检波器仅检测单个通道，谐振频率通常大于4.5 Hz，灵敏度大于25 V/m/s。同质三轴排列允许将三个类似的单通道地震检波器组合成一个三轴地震动传感器。需要一个周期扩展器来向下扩展地震检波器带宽，以达到宽带传感器的标准仪器规格。当设计采用单电源供电时，周期扩展器还可以用作增益放大器，并将输入信号的偏置设为ADC范围的中心。

MEMS加速度计固有的频率响应使其容易受到失调漂移和高频噪声的影响。带通滤波器可改善局部地震学感兴趣的频率范围内的加速度信号。地震检波器周期延长器和加速度计带通滤波器都需要低噪声、低失调电压和低输入偏置电流的精密运算放大器，例如ADA4610-1²⁶。

基准电压设置ADC的测量范围和周期扩展器的输出信号摆幅。如果使用模拟输出传感器，基准电压值还应考虑三个加速度信号的电压摆幅。基准电压的失调电压温漂必须非常低，特别是对于室外设施(通常在0°C至50°C)。ADI公司的超低噪声和高精度基准电压源ADR45xx系列是行业标杆，可以轻松满足这些要求²⁷。

对于有电力线的设施，例如建筑物和测站，地震传感器的电源可以从有线直流电源转换器获取；对于远程和现场设施，电源可以从电池获取。从有线直流电源转换器获取时，低噪声开关稳压器和低噪声、低压差(LDO)稳压器适合应用。ADI公司LDO稳压器(例如ADM717x系列)具有高电源电压抑制比(PSRR)、低温漂和低噪声特性²⁸。电池供电的设计需要高负载效率且低功耗的充电控制器和电池充电器，以便维持仪器长期运行而无需维护。此外，如果仪器能够从容易获得的能源(例如太阳能和热能)中收集能量，那么更好。ADP5091超低功耗能量采集器具有最大功率点跟踪和迟滞模式，可确保能量传输效率最高²⁹。它有电源路径管理功能，可以在收集器、充电电池或原电池之间切换，使得自供电仪器能够可靠地运行。

如果使用模拟输出加速度计， Σ - Δ 型转换器会接收来自周期扩展器的三个通道速度信号和另外三个通道加速度信号。该设计需要至少有六个输入通道的转换器。如果可能，速度和加速度信号须同时采样。对于采样时在通道之间切换的多通道ADC，采样速率需要更高。地震的目标信号最大频率为100 Hz。对于这些信号，无混叠的采样频率应为至少200 Hz或每周期5 ms。每个加速度和速度通道应以至少1.2 kSPS的采样速率采样。地震信号的分析推动了每个通道的过采样。因此，应选择采样速率远高于1.2 kSPS的ADC。AD7768是一款8通道24位 Σ - Δ ADC，支持同步采样，无需更高采样速率³⁰。其最大采样速率为256 kSPS，但在低功耗模式下，采样速率可降至32 kSPS。它非常灵活，支持

以不同方式实施和应用地震仪器设计，并能轻松达到A类数据采集单元的标准要求。

低成本处理器的功能因应用而异。对于使用外部计算设备进行数据分析的远程节点，处理器是一个数据记录仪，它将所有通道的地震数据存储并打包为标准格式(SEED或SEG-Y)，然后通过数据接口将其发送到计算设备。此应用的处理要求较低，因此可以使用低功耗微控制器。ADuCM4050是一款超低功耗ARM® Cortex®-M4微控制器，推荐用于物联网应用³¹。它有低功耗模式，休眠模式功耗为650 nA，快速唤醒关断模式功耗为200 nA。此外，它还有两个实时时钟(RTC)外设用于计时和时间同步数据采样。

对于内置数据分析功能的独立仪器，DSP会根据应用计算地震特征和其他参数，例如用于结构健康监测的建筑物健康指标。地震数据分析需要计算各种数学和统计函数。例如，地震强度的计算需要对数函数和用于加速度和速度的峰值检测窗口。此外，处理时间应足够短，以便能连续进行数据采样和处理。ADSP-BF706是一款低成本、低功耗DSP，处理速度高达400 MHz，是现场仪表应用的业界首选DSP³²。它提供多个无缝外围接口，使得连接数据接口和ADC等外部器件更容易。

仪器的位置数据可以从GPS模块中提取，或者在安装过程中手动设置。对于时间数据，低成本DSP可以使用其内部RTC外设，或通过数据接口使用NTP。数据接口有多种选择，具体取决于安装类型。仪器可以使用工业RS-485接口进行有线通信(尤其是在建筑物内部)，或使用以太网接口轻松将设备连接到现有数据网络。对于无线通信，仪器可以使用Wi-Fi设备或ADI公司SmartMesh® IP³³，后者可在动态环境中实现全面的数据可靠性。

应用

随着各个位置部署的地震传感器数量的增加，地震数据的可靠性也会提高。从地震数据中可以提取大量信息，这些信息可用于广泛的应用，例如结构健康监测、地球物理研究、石油勘探甚至工业和家庭安全。本部分概要介绍地震传感器网络的三种常见应用。

远程地震网络

火山学和地震学研究将地震传感器部署在险峻(有时甚至危险)的地形中³⁴。监测火山内部过程需要在多点进行地震动监测。在火山活动的某些阶段之后，这些位置可能会变得危险，并使地震传感器无法取回。低成本、低功耗地震传感器将会降低研究成本，同时保持很长的使用寿命。另一个类似情况是板块运动的特征，这也需要沿着断层线部署大量地震传感器。

地震预警系统

S波和面波是更具破坏性的地震波，但其传播速度比破坏性最小的P波要慢。利用这种特征可以实现一种检测地震早期迹象的地震预警系统。这样，所有类型的系统都有一个很短的时间来作出响应，防止地震造成重大破坏。在剧烈地面震动发生前的一刻，住宅和商业建筑将能够关闭电力系统和天然气管道。使用受保护区周围多个位置部署的地震传感器网络，将有助于增加允许的反应时间。另外，非地震源引起的误报也会降到最低。图10显示了用于保护特定区域或结构的地震预警系统的可能设置。

预警系统允许的响应时间与地震传感器距受保护结构的径向距离成比例，如式5所示。假设P波以3.5 mi/s或5.6 km/s的速度行进，而S波以2.0 mi/s或3.2 km/s的速度行进，则可以计算出，地震传感器与保护区的距离每增加7.51 km，响应时间就会增加一秒。此外，以较短的间距放置多个地震传感器将能为响应时间提供更高的时间分辨率。

式5展示了预警系统响应时间与地震传感器距保护区的径向距离之间的关系。

$$t_{\text{response}} \times (7.51 \text{ km/s}) = d_{\text{radial}}$$

其中：

$$t_{\text{response}} = \text{允许响应时间(单位为秒)} \quad (5)$$

$$d_{\text{radial}} = \text{地震传感器距保护区的径向距离}$$

结构健康监测

通过监测建筑物对受迫振动测试的响应并建模，可以提高建筑物的地震安全性。在建筑物中安装地震传感器将有助于地震灾后评估、响应和恢复。在广泛损坏的情况下，广泛分布的地震传感器网络可以定位结构损坏区域，从而降低目视检查的风险和成本。一项关于强震动仪器的研究将此应用于20层钢制MRF建筑——Atwood大楼，使用部署在10个层级的32个基于加速度计的地震传感器来精确监测大楼的结构健康状况³⁶。

结论

地震传感器网络在工业技术、地震研究和结构健康监测中应用广泛。应用需求已改变地震仪的传感器和系统需求，使其更青睐远程系统和较低运行成本。现代低成本地震检测技术的测量能力已经能够与传统仪器相媲美。采用ADI公司的各种产品，可以实现一种满足不同地震检测应用的检测设备。

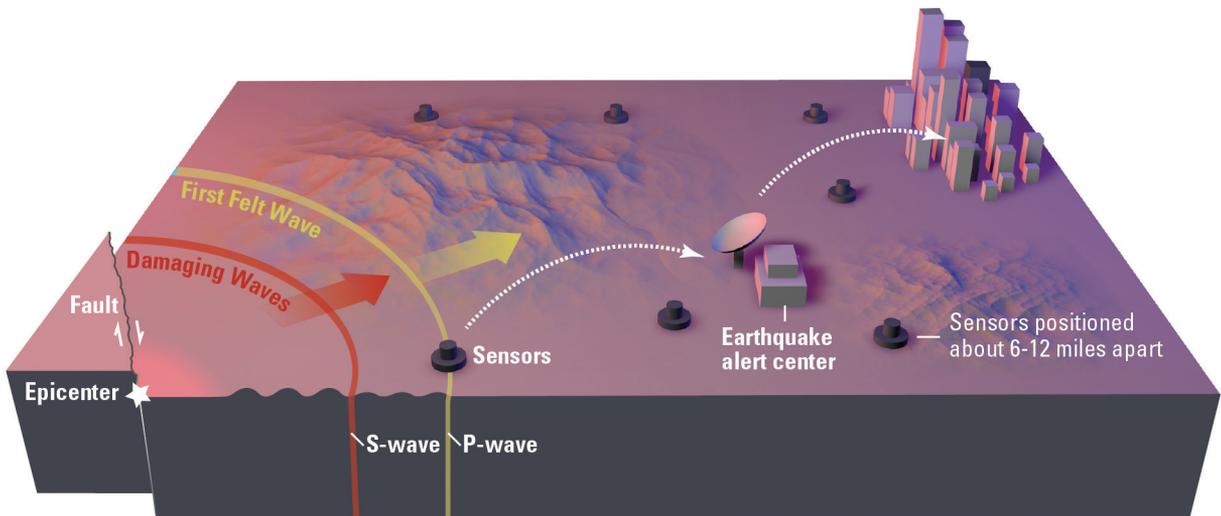


图10. 使用地震传感器网络的地震预警系统，传感器部署在相距6英里至12英里的多个位置。图片由Erin Burkett (USGS)和(Orange County Register)制作。由美国地质调查局ShakeAlert项目提供³⁵。

参考文献

- 1 Hiroo Hanamori、Egill Hauksson和Thomas Heaton。“实时地震学与地震危害减轻”。自然,第390期,第461-464页,1997年12月。
- 2 “地震预警”。美国地质调查局,2019年。
- 3 Erhard Wielandt。“测震学”。国际地震与工程地震学手册, A 部分, Elsevier B.V., 第283-304页, 2002年。
- 4 Ana María Zambrano、Israel Pérez-Llopis、Carlos E. Palau和Manuel Esteve Domingo。“物联网技术应用于地震预警系统”。Future Generation Computer Systems, 第75卷, 2017年。
- 5 Giuseppe Olivadoti, “在地震的最初时刻进行检测、分析并采取行动”。《模拟对话》, 第35卷, 2001年1月。
- 6 Ruwan Rajapakse。“地震学短期课程”。桩设计和施工经验法则, 第241-245页, 2016年。
- 7 John Douglas。“地震动预测方程1964-2019”。University of Strathclyde, 2019年。
- 8 Lepolt Linkimer。“哥斯达黎加峰值地震动加速度与修正Mercalli强度之间的关系”。中美洲地质学报, 第38卷, 第81-94页, 2008年。
- 9 Khosrow T. Shabestari和Fumio Yamazaki。“根据三分量加速度记录评估的与MMI兼容的仪器地震强度量表的提案”。Earthquake Spectra, 第17卷, 第4期, 第711-723页, 2001年11月。
- 10 “关于地震监测系统的一切”。IMV Corporation, 2019年6月。
- 11 Brendon A. Bradley、Misko Cubrinovski、Gregory A. MacRae和Rajesh P. Dhakal。“基于频谱加速度方程的SI地震动预测方程”。美国地震学会通报, GeoScienceWorld, 2009年2月。
- 12 “M5.8-蒙大拿州林肯市东南11公里”。美国地质调查局, 2017年7月。
- 13 “地震信号与传感器”。GeoSIG, 2009年9月。
- 14 Neil R. Gouly。“地球物理学中的应变仪和倾斜仪”。Tectonophysics, 第34卷, 第3-4期, 第245-256页, 1976年9月。
- 15 “监测仪器”。美国地质调查局, 2019年。
- 16 Yong-hui Zhao、Li-ming Wang和Xiao-ling Yan, “运动线圈速度检测器的原理与仿真”。第二届国际电子电气会议: Techniques and Applications (EETA), 2017年。
- 17 “SM-6地震检波器”。Input/Output, Inc., 2003年10月。
- 18 Dieter Stoll。“地震仪、扩展响应”。地震工程百科全书, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2015年。
- 19 B. John Merchant。“MEMS在地震学中的应用”。地震仪器技术研讨会。桑迪亚国家实验室, 2009年11月。
- 20 “低噪声、低漂移、低功耗3轴MEMS加速度计: ADXL354/ADXL355”。ADI公司, 2016年。
- 21 Michael S. Hons。“地震检测: 使用实验室和现场数据比较地震检波器与加速度计”。University of Calgary, 2008年9月。
- 22 ANSS 技术集成委员会工作组D。“国家先进地震系统仪器指南”。美国地质调查局, 2008年9月。
- 23 “地震数据格式(SEG-Y格式)”。美国地质调查局, 2001年。
- 24 Incorporated Research Institutions for Seismology (IRIS)。“SEED”。国家科学基金会, 2019年。
- 25 Norman M. Cooper。“地震仪器——有何新闻? ...是否真实?” Recorder, 第21卷, 第10期, 加拿大勘探地球物理学家学会, 2002年12月。
- 26 “低噪声、精密、轨到轨输出、JFET单/双/四运算放大器: ADA4610-1/ADA4610-2/ADA4610-4”。ADI公司, 2019年6月。
- 27 “超低噪声、高精度基准电压源”。ADI公司, 2018年12月。
- 28 “6.5 V、500 mA、超低噪声、高PSRR、快速瞬态响应CMOS LDO: ADM7170”。ADI公司, 2019年9月。
- 29 “集成MPPT和充电管理功能的超低功耗能量采集器PMU”。ADI公司, 2017年5月。
- 30 “8/4通道、24位同步采样ADC, 具备功耗调节功能、110.8 kHz带宽”。ADI公司, 2018年7月。
- 31 “集成电源管理的超低功耗ARM Cortex-M4F MCU”。ADI公司, 2019年4月。
- 32 “Blackfin+® Core 嵌入式处理器: ADSP-BF70x”。ADI公司, 2019年2月。
- 33 “SmartMesh IP 应用笔记”。ADI公司, 2017年2月。
- 34 Vyacheslav M. Zobin。“火山活动的地震监测与火山喷发预测”。《火山地震学导论》(第二版), 第407-431页, Elsevier, 2011年12月。
- 35 Robert de Groot。“ShakeAlert®: 美国西海岸地震预警系统”。ShakeAlert, 2019年。
- 36 Z. Yang, U. Dutta、M. Celebi、H. Liu、N. Biswas、T. Kono和H. Benz。“阿拉斯加州安克雷奇市中心Atwood大楼的强震动仪器与结构响应”。第13届世界地震工程大会, 2004年8月。



作者简介

Jesse Santos是系统开发部的产品应用工程师，工作地点位于菲律宾甲米地。作为该部门的成员，他负责为各种应用开发系统级解决方案参考设计。他于2018年加入ADI公司。他拥有电子和通信工程学士学位，目前是菲律宾马尼拉德拉萨大学的研究生。他的研究侧重于机器人和人工智能系统，尤其是群集智能。联系方式：jesse.santos@analog.com。



作者简介

Angelo Nikko Catapang目前是系统开发部的产品应用工程师，工作地点位于菲律宾甲米地。他致力于创建Circuits from the Lab®参考设计。Angelo于2016年加入ADI公司。他目前在玛布亚科技学院攻读电子工程硕士学位，专门从事控制系统工作。联系方式：angelo.catapang@analog.com。



作者简介

Erbe D. Reyta自2011年起担任ADI公司Circuits from the Lab计划的硬件应用工程师，主要从事精密系统硬件的开发。他在菲律宾迪里曼大学获得了电子与通信工程学士学位，并在菲律宾马尼拉城市大学获得了计算机工程硕士学位。联系方式：erbe.reyta@analog.com。

ADI ToF深度传感技术：工业、汽车市场等涌现的新兴应用

Colm Slattery, 市场营销经理;
Yuzo Shida, 产品营销经理

飞行时间(ToF)相机凭借更小的外形尺寸、更宽的动态感测范围, 以及在多种环境下工作的能力, 成为首选的深度传感方法。虽然ToF技术已在科学和军事领域应用多年, 但随着21世纪初图像传感技术的进步, 才得到更加普遍的应用。性能的变革意味着, 包括ADI ToF技术在内的探测技术, 已被应用到智能手机、消费电子和游戏设备中, 未来将不仅限于消费市场。随着技术的进一步成熟, 将有机会利用主流制造工艺从设计、制造和货物运输等多方面来提高系统效率。

物流、质检、导航、机器人、人脸识别、安保、监控、安全、医疗健康和驾驶员监控, 所有这些应用都有机会使用3D深度传感ToF技术, 从而来解决许多传统2D技术无能为力的问题。高分

辨率深度数据与强大的分类算法以及AI相结合, 将会解锁许多新的应用方向。

本文将探讨ToF深度传感的基本原理和两种主要的方法, 并与其他常用的深度测量技术进行比较。然后, 详细介绍ADI公司的3D深度传感ToF技术的核心——ADDI9036模拟前端, 这是一个完整的ToF信号处理器件, 集成了深度处理器, 将来自VGA CCD传感器的原始图像数据处理成深度/像素数据。我们还将讨论ADI如何通过硬件合作伙伴生态系统, 将这项技术扩展到我们广阔的市场客户群。

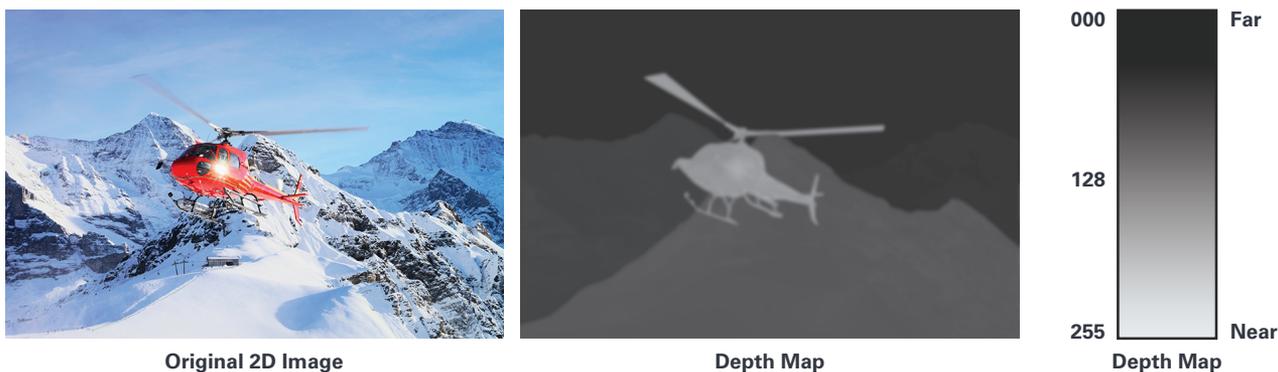


图1 飞行时间(ToF): 一项检测到物体的距离的技术。

基本的工作原理

ToF相机通过使用调制光源(例如激光或LED)主动照亮物体,并用对激光波长敏感的图像传感器捕捉反射光,以此测量出目标距离(图2)。传感器可以测量出发射出的激光信号经目标反射,回到相机的时间延迟 ΔT 。该延迟与相机到目标物体间的两倍距离(往返)成正比;因此,深度可以估算为:

$$d = \frac{c\Delta T}{2} \quad (1)$$

其中 c 表示光速。ToF相机的主要工作是估算发射光信号和反射光信号之间的延迟。

目前存在多种不同的测量 ΔT 的方法,其中两种最为常用:连续波(CW)方法和脉冲方法。

连续波方法

连续波方法采用周期调制信号进行主动发光(图3),然后对接收到的信号进行零差解调,以测量反射光的相移。

例如,当发射信号使用正弦调制是,可以表示为如下公式:

$$s(t) = A_s \cos(2\pi f_{mod}t) + B_s \quad (2)$$

其中

- ▶ A_s 表示信号的幅度
- ▶ B_s 表示信号的偏置量
- ▶ f_{mod} 表示调制频率, $f_{mod} = 1/T_{mod}$, 其中, T_{mod} 表示调制周期。

接收信号 $r(t)$ 是反射信号经过延迟和衰减得到的:

$$r(t) = as(t - \Delta T) \quad (3)$$

$0 \leq \alpha < 1$, α 是衰减系数,其值取决于目标距离以及表面反射率, ΔT 表示返回信号的延迟时间。

连续波飞行时间传感器通过按照相同的频率 $s(t)$ 对接收信号 $r(t)$ 和解调信号 $g(t)$ 之间的相关函数进行采样,以此测量每个像素的距离。在理想情况下,解调信号也是一个正弦波:

$$g(t) = A_g \cos(2\pi f_{mod}t) + B_g \quad (4)$$

像素执行的操作为相关运算:

$$c(\tau) = \int_0^{NT} r(t)g(t - \tau)dt \quad (5)$$

当发射信号和解调信号都是正弦波时,相关值作为延迟 τ 的函数应用到解调信号中:

$$c(\tau) = A \cos(2\pi f_{mod}(\Delta T - \tau)) + B \quad (6)$$

其中 $A = AgA_s\alpha$, $B = aBgB_s$ 。

之后,如公式3所示,在每个四分之一周期内,对相关函数 $c(\tau)$ 采样(通过 90° 步进改变发射光信号相位)。对于发射信号和解调信号之间的相位偏置 $\Phi = 2\pi f_{mod}\Delta T$,可以使用公式7估算:

$$\Phi = \text{atan} \left(\frac{c\left(\frac{3T_{mod}}{4}\right) - c\left(\frac{T_{mod}}{4}\right)}{c(0) - c\left(\frac{T_{mod}}{2}\right)} \right) \quad (7)$$

深度则与相移成正比:

$$d = \frac{c}{4\pi f_{mod}} \Phi \quad (8)$$

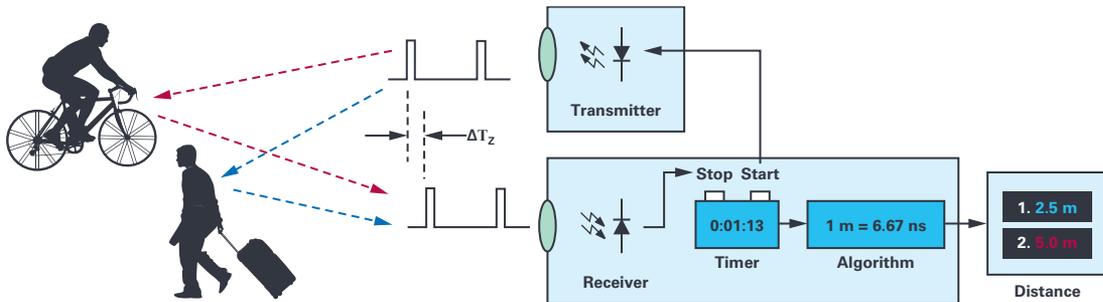


图2. 简单的飞行时间测量示意图。

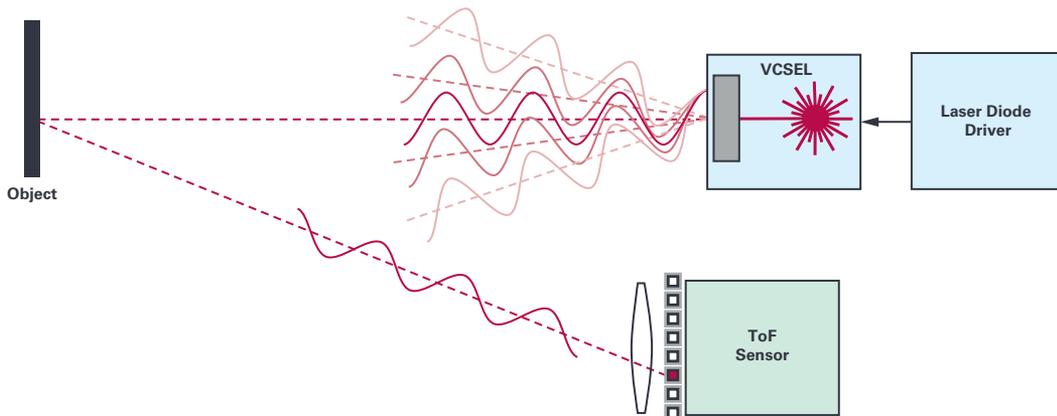


图3. 连续波ToF系统图解。

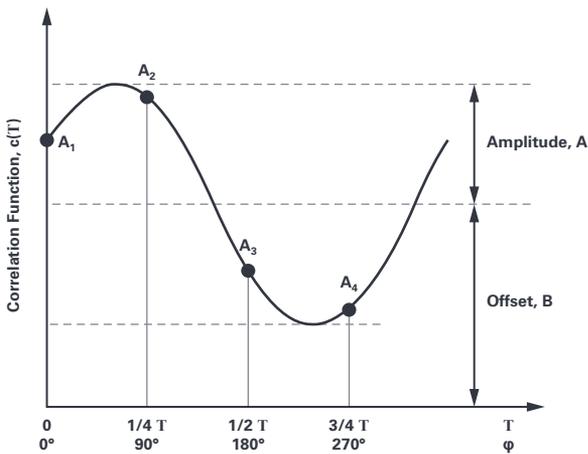


图4 相关函数采样过程图解。

脉冲方法

在脉冲方法中，光源发出一系列N个激光短脉冲，这些脉冲被反射回带有电子快门的传感器，该传感器能够在一系列短时间窗口中进行曝光。图5中的三个快门窗口或脉冲被用于捕获反射光脉冲。其中BG窗口捕获环境光，计算深度时环境光强度会被减掉。

根据不同快门曝光测得的光强值，可以按照以下公式估算得出ToF ΔT ：

$$\Delta T = \frac{SI - BG}{S0 + SI - 2 \times BG} \quad (9)$$

在公式1中，使用公式9中的表达式替代 ΔT ，得出公式10，由此计算距离：

$$d = \frac{SI - BG}{S0 + SI - 2 \times BG} \times \frac{c}{2} \quad (10)$$

需要注意的是，这些公式是建立在假设脉冲是完美的矩形脉冲的基础上的，考虑到硬件的局限性，这是不可能实现的。此外，在实际情况下，需要对几百甚至几千个激光脉冲进行积分，才能获得测量所需的足够的信噪比(SNR)。

连续波和脉冲ToF技术系统的优缺点

相对于应用用例，两种ToF方法都有各自的优缺点。需要考虑的问题包括：测量距离、使用系统的环境、精度要求、热/功耗限制、外形大小以及电源问题。值得注意的是，目前已在市场上得到广泛应用的绝大多数连续波ToF系统都使用CMOS传感器，脉冲ToF系统则使用非CMOS传感器(主要是CCD)。因此，以下列出的优点/缺点都是基于这些假设：

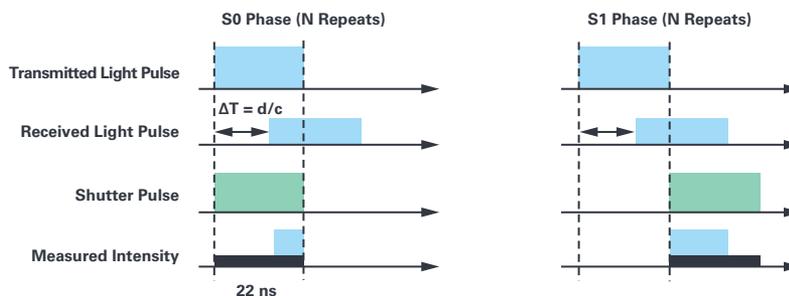


图5. 快门窗口捕捉反射光的示意图。

连续波系统的优点：

- ▶ 对于对精度要求不高的应用，连续波系统可能比脉冲系统更容易实现，因为它不要求激光脉冲非常短，也不需要具有超快的上升/下降沿，当然在实际中很难复制完美的正弦波。但是，如果精度要求变得更严格，那么将需要更高频率的调制信号，这实际上很难实现。
- ▶ 由于激光信号具有周期性，所以连续波系统测量中的任何相位测量每隔 2π 会重复一次，意味着会产生一个混叠距离。对于只有一个调制频率的系统，混叠距离也是最大可测距离。为了应对这个限制，可以使用多个调制频率来执行相位展开，其中，如果两个(或多个)具有不同调制频率的相位测量值与估算的距离一致，就可以确定与物体之间的真实距离。这种多重调制频率方案也可以用于减少多路径误差，多路径误差是由于一个物体的反射光击中另一个物体(或在镜头内部反射)，然后返回到传感器时会导致的测量误差。
- ▶ 在所有CMOS成像器系统中，可以使用标准电源轨(+5 V、+3.3 V、+1.2 V)，而CCD可能需要使用更高的负极(-9 V)和正极(+14 V)电源轨道。
- ▶ 根据它们的配置，CMOS ToF成像器往往具有更大的灵活性和更快的读出速度，因此可以实现感兴趣区域(RoI)输出等功能。
- ▶ 连续波ToF系统的温度校准可能比脉冲ToF系统更容易。随着系统温度升高，解调信号和激光信号会因为温度变化彼此偏移，但这种偏移只会影响测量距离，在整个距离范围内始终存在偏置误差，而深度线性度则基本保持稳定。

连续波系统的缺点：

- ▶ 虽然与其他传感器相比，CMOS传感器具有更高的输出数据速率，但连续波传感器需要在多个调制频率下获得4个相关函数样本，并使用多帧处理来计算深度。较长的曝光时间可能会限制系统的整体帧率，或导致运动模糊，因此只能在有限类型的应用中使用。这种更高的处理复杂性可能需要用到外部应用处理器，而这可能超出了应用的需求。
- ▶ 对于更远的测量距离或者更强环境光的场景，更高的连续光功率(与脉冲ToF系统相比)则十分必要；而这种高强度的连续光信号则可能导致散热和可靠性的新问题。

脉冲ToF技术系统的优点：

- ▶ 脉冲ToF技术系统通常依赖于在很短的时间窗口内发出高能光脉冲。它具有下列优点：
 - 更加便于设计鲁棒性强的系统，因此更适用于户外。
 - 曝光时间越短，运动模糊的效应越小。
- ▶ 脉冲ToF系统中的信号占空比通常比同等水平的连续波系统要低得多，因此具有以下优点：
 - 对于长期工作的应用，可以降低系统的总功耗。
 - 通过将脉冲群放置在与其它系统不同的帧位置，从而避免来自其他脉冲ToF系统的干扰。这可以通过协调各种系统在一帧中为激光脉冲选择不同的位置，或者使用外部光电探测器来确定其他系统脉冲的位置来实现。另一种方法是动态随机排列脉冲群的位置，这样就无需协调各个系统之间的时序，但这种方法无法完全消除干扰。
- ▶ 由于脉冲时序和宽度不需要一样，所以可以采用不同的时序方案，支持实现更宽的动态范围和自动曝光等功能。

脉冲ToF技术系统的缺点：

- ▶ 由于发射光脉冲的脉宽和快门的脉宽需要保持相同，所以系统的时序控制需要非常精确，根据应用需要，可能需要达到皮秒级精度。
- ▶ 为了达到最大效率，激光脉冲宽度必须非常短，但同时必须具有极高的功率。因此，激光驱动器需要实现非常快的上升/下降沿($< 1\text{ns}$)。
- ▶ 与连续波系统相比，其温度校准过程可能更为复杂，因为温度的变化会影响单个脉冲宽度，不仅影响偏置和增益，还会影响其线性度。
- ▶ 如前所述，大多数脉冲系统都不使用CMOS传感器。例如：
 - 脉冲ToF系统几乎总是需要使用外部模拟前端来数字化和输出深度数据(尽管连续波系统也可能需要使用外部处理器，但这取决于后端处理的复杂度)。
 - 该系统的配置(特别是ToF传感器的电源要求)需要使用更多的组件和电源轨。

其他深度传感技术

熟悉其他深度传感技术对理解不同方案的优缺点非常有帮助；如前所述，根据用例和应用要求，所有深度传感系统各有优缺点。

立体视觉

要使用立体视觉进行深度测量，需要用到多个相机，彼此之间相隔一定距离(图6)。就像人眼一样，会在空间中给每个相机一个参考点，这些点相互独立，因此如果在两个相机之间能够对应还原这些点的坐标，系统就能够计算这些点的位置。确定这种对应关系需要用到高强度且复杂的算法。

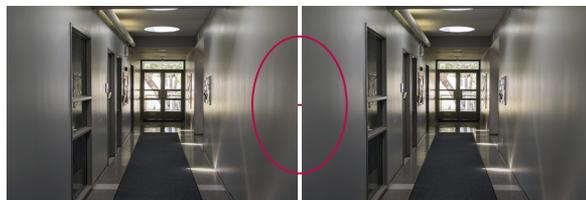


图6. 使用立体视觉的3D深度测量。

优点

- ▶ 无需主动发光。
- ▶ 它只需要使用两个相机来获取数据，因此价格更便宜(虽然可能需要使用一个复杂的应用处理器来找到对应的点，并生成3D图像)。

缺点

- ▶ 如果两个相机之间的对应点没有差别对比，则无法计算距离。对于白墙环境(因为两个相机显示的内容之间没有差异)和环境光不足的环境，这个问题就会凸显出来。
- ▶ 距离更远时，两个相机彼此之间应该相距更远，以便对应的点位于两个相机的不同位置。对于需要测量更远距离的应用，尺寸成为明显的问题。

结构光

结构光的工作原理是将已知的参考点图投射到三维物体上，参考点图经过物体高度调制产生变形，被调制的光信息被2D相机采集捕捉，然后将调制后的光信息与投射的参考点图做对比，基于调制水平计算出深度图。

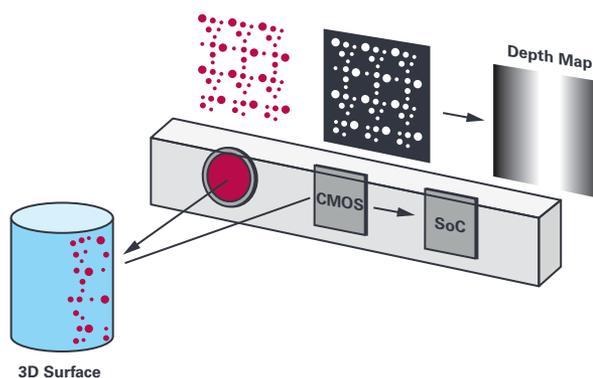


图7. 使用结构光方法的深度传感图解。

优点

- ▶ 能够在近距离内(<2米)实现非常高的空间分辨率和非常高的精度。

缺点

- ▶ 提取一帧信息需要多次投影，这可能会降低帧速率，导致从移动对象中提取距离信息变得非常困难。
- ▶ 对于远距离探测，光源需要远离相机镜头，因为如果光源距离镜头太近，可能导致无法识别图像变形。对于需要小尺寸外形的应用，这可能不太合适。因此，当深度测量应用的距离大于2米时，一般不使用结构光方法。
- ▶ 室外环境光也可能干扰图像调制，所以结构光更加适合在室内使用。

ADI深度传感(ToF)技术

ADI的ToF技术属于脉冲ToF CCD系统(图8)，使用高性能ToF CCD和集成了12位ADC、深度处理器(将来自CCD的原始模拟图像信号处理成深度/像素数据)，以及高精度时钟发生器(为CCD和激光器生成驱动时序)的ToF模拟处理前端ADDI9036。时序发生器的精确时序内核支持在45 MHz时钟频率下按照大约174 ps分辨率调整时钟和LD输出。

与其他解决方案相比，ADI的ToF系统具备以下优点：

- ▶ 使用了分辨率为640×480的ToF图像传感器，其分辨率比市面上大部分其他ToF解决方案的分辨率高4倍。
- ▶ 使用了对940nm波长高度灵敏的传感器。如之前所述，环境光将显著降低反射信号的信噪比，特别是在强烈的环境光下。940nm激光器已经变得很普遍，因为这种波长在太阳光光谱中占据了一席之地，在该光谱中，光子通量的幅度相对较低(图9)。ADI ToF系统使用对940nm光敏感的ToF CCD，因此能够在室外环境或具有强环境光的区域采集到更多的有效信号。

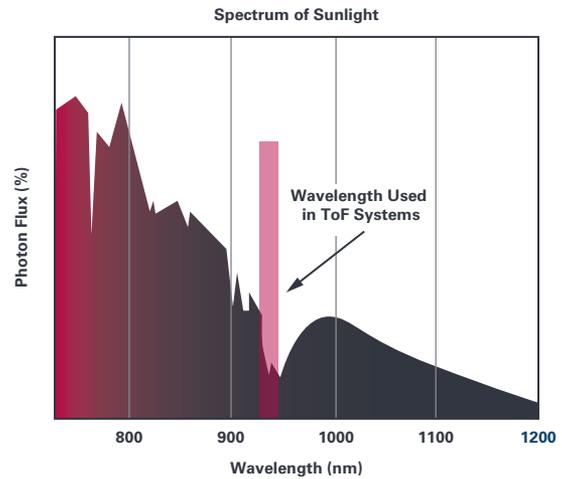


图9. 光子通量与太阳光的波长。

深度处理器采用伪随机化算法和特殊的图像处理功能，可以消除多机干扰(如前所述)。因此，可以在同一个环境中使用多个ADI的ToF系统。

在图10显示的示例中，在户外使用三个不同的深度测量系统来测量距离。值得注意的是，使用850 nm光源的CMOS ToF系统很难分辨出人与三脚架，而ADI的CCD ToF系统却能够清晰地分辨出两者。

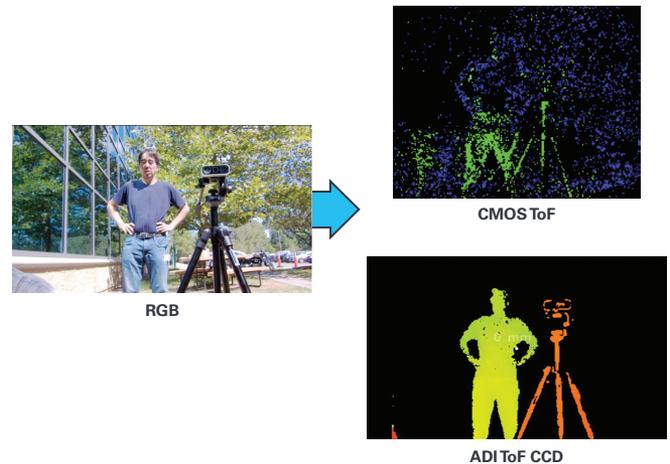


图10. 户外图像的深度图比较。

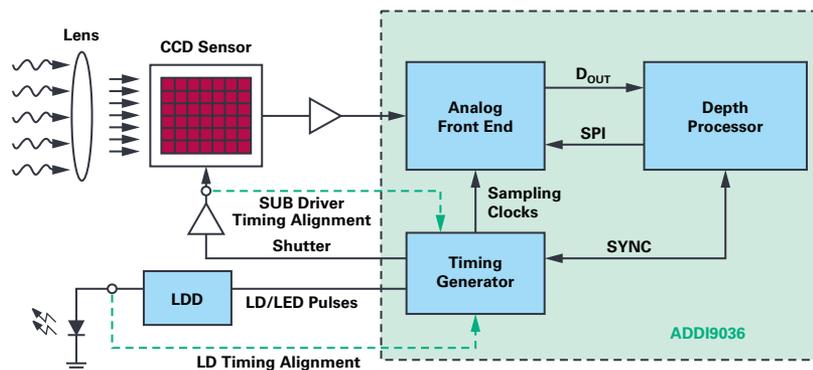


图8. ADI ToF系统功能框图。

哪些应用正在使用ToF技术？

如引言所述，在2D图像中加入深度信息可以提取出更多的有效信息，从而显著提高场景信息的质量。例如，2D图像检测无法区分真人和照片。提取深度信息可以更好地区分人体，跟踪面部和身体特征。ToF深度传感可以提供高质量且可靠的人脸识别方案，用于身份安全验证。分辨率和深度精度越高，分类算法的性能越好。它可以用于实现简单功能，例如允许访问移动设备/私人家庭空间，也可以实现高端应用，例如在商业敏感区域提供门禁控制。



图11. 数字人脸识别。

随着深度传感技术的分辨率和深度精度不断提高，人员的区分和跟踪将变得更加容易。人工智能的使用可以大大提高分类的置信度，从而推动新的新兴应用领域涌现。一个很好的例子是商业自动门开启功能，尤其是在太阳光强烈的区域。确保门只对人员开放，不对其他物体开放，这有助于实现高效楼宇管理，并提高安全性。



图12. 自动门开启的人员分类。

随着3D算法进一步成熟，数据分析将被用来收集大量关于人们行为的有效信息。这种技术可能最先应用于楼宇控制应用，例如门禁系统。垂直安装的传感器增加了深度信息，这意味着可以非常准确地计算人数。另一个用例是智能自动门开启(图13)，它可以对人员进行区分，只有在检测到真人时才开启。ADI正在开发人员计数和区分的软件算法。

通过使用深度信息，可以在许多具有挑战性的条件下对人员进行高精度的分类，例如在光线暗淡或没有环境光的环境中，在人口密度较大的地区，以及在人员着装复杂的情况下(例如，戴着帽子、围巾等)。最重要的是，几乎可以消除人员计数错误。如今，立体摄像机可以用于进出检测，但由于机械尺寸(两个传感器)和高处理器需求的限制，立体视觉往往价格昂贵，且尺寸很大。ADI ToF技术直接输出深度图，且只采用一个传感器，因此大大降低了外形尺寸和处理需求。

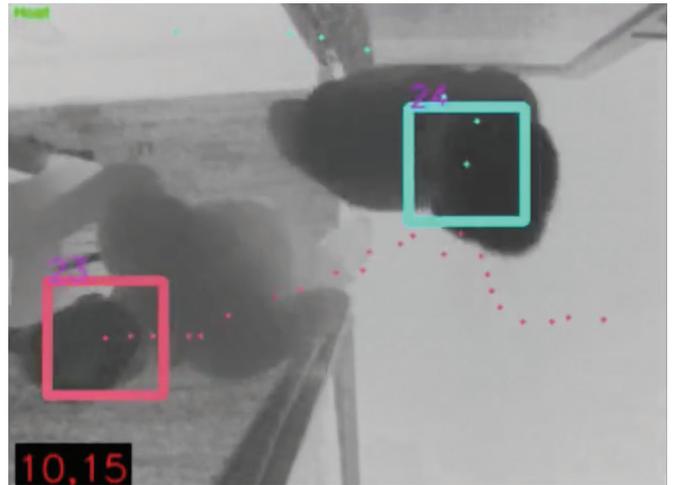


图13. 使用深度传感技术的人员跟踪算法。

深度传感是工业、制造和建筑过程中的重要应用。在整个生产过程中实时准确地确定尺寸并进行分类，这是一项了不起的功能。准确的深度传感可以确定仓库的使用率。需要能够快速确定下线产品的尺寸，以进行传输。高分辨率深度传感能够实时确定目标对象的边缘和线条，并快速计算出其体积。这种确定体积的应用目前已使用神经网络方法。

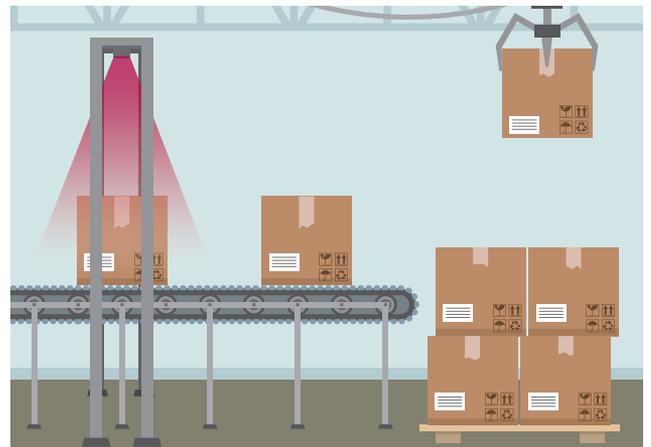


图14. 3D尺寸。



图15. 制造过程中的深度传感用例。

在工厂内部，自动传输产品的范围不断扩大。AGV(自动导航车辆)等自动驾驶车辆将需要在工厂和仓库中更快地自主导航。高精度深度传感技术使得传感器能够实时绘制所处的环境、确定自身在地图中的位置，然后找出最高效的导航路线。在工厂自动化环境中部署这种技术的最大挑战之一在于：来自在同一区域运行的其他传感器的干扰。ADI的干扰消除IP使得这些传感器能够在彼此的视线范围内工作，且不互相影响性能。

如何使用ToF技术实施评估、原型制作和设计？

ADI开发了一个光学传感器电路板(AD-96TOF1-EBZ)，与Arrow 96应用处理器平台兼容。关于这款96TOF1电路板的光学规格，请参见表1。



图16. ADI的96TOF光学深度测量电路板。

表1. ADI的96TOF光学电路板规格

范围	<6 m
FOV	90° × 69.2°
波长	940 nm
帧速率	30 fps max
分辨率	640 × 480 像素

该电路板可以直接连接到Arrow的96Boards系列产品。96Boards系列是一系列硬件处理器平台，以合理的价格为开发人员提供基于ARM®的最新处理器。按照96Boards规格生产的电路板适用于快速原型制作，Qualcomm® Snapdragon™、恩智浦和NVIDIA®处理器都支持96Boards平台。

ToF深度传感是一项复杂的技术。实现VGA传感器的最高性能需要用到大量的光学专业知识。光学校准、高速脉冲时序模式、温度漂移和补偿都会影响深度精度。要实现所需的性能，可能需要花很长时间进行设计。虽然ADI可以提供含芯片的设计，为合格客户提供机会，但许多客户都在寻找能够更轻松、更快速且更高效进入市场的方法。

许多客户都对简单的演示模块感兴趣，他们会先评估该项技术的性能，然后决定是否在实际项目中使用。ADI与多家硬件合作伙伴合作，提供不同等级的硬件产品。DCAM710演示模块由我们其中一家硬件合作伙伴(Pico)提供，支持通过USB将深度图像直接传输至PC。



图17. DCAM710 VGA深度测量和RGB摄像机。

DCAM710模块规格

ToF摄像机DCAM710模块的规格：

- ▶ 基于ADI的ToF信号链产品和技术
- ▶ 可输出深度图和(710版)ToF + RGB图像(可禁用)
- ▶ FOV 70 × 54
- ▶ 深度摄像机支持的图像大小：30 FPS下，最大640 × 480
- ▶ RGB摄像机支持的图像大小：30 FPS下，最大1920 × 1080
- ▶ USB 2.0接口
- ▶ 支持的操作系统：可以在Android®、Linux®和Windows® 7/8/10上运行
- ▶ Pico深度传感器SDK、示例代码和工具(兼容OpenNI SDK)
- ▶ Python®中ADI提供的示例应用算法

Pico SDK软件平台支持Windows和Linux操作系统，支持多种软件功能。点云可以在对象周围的空间中生成一组数据点，通常用于生成3D模型(可以通过SDK轻松生成)。



图18. 深度传感点云。

由于演示平台通过USB将原始数据传输到计算机上，因此很容易开发简单的软件应用算法来帮助客户快速开发代码。

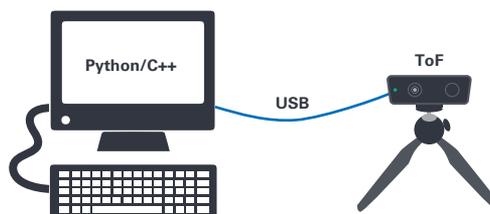


图19. VGA深度传感通过USB传输至PC。

ADI在Python中提供简单的示例代码，以支持客户进行评估。下面的示例是实时截图的Python源代码，该代码被用于检测和分类人员，然后使用深度测量来确定人员与传感器之间的关系。其他可用的算法包括终端检测、对象跟踪和3D安全幕。

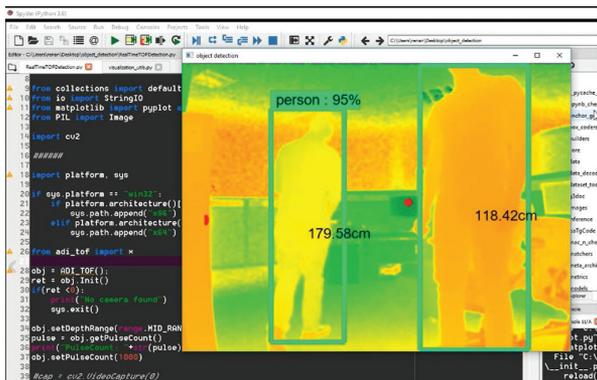


图20. 人员分类和范围检测。

如何利用ToF实现量产?

虽然ADI 96T0F参考设计对进行芯片化设计的客户非常有用，DCAM710演示平台仍是评估该技术的一种经济高效的方法，但在许多情况下，客户进入量产时，会需要使用不同或自定义程度更高的解决方案。例如，在AGV系统中，通常需要终端节点感测模块提供GigE或以太网输出。这提供了一种来自终端节点感测模块的高速原始深度数据发送至集中化CPU/GPU控制器的可靠方法。

在其他应用中，客户可能希望实现一些终端节点处理，但只将元数据发送回控制器。在这种情况下，就需要使用外形小巧的深度节点模块，配备支持ARM或FPGA的集成式终端节点处理器。ADI已经开发了大量第三方生态系统合作伙伴，可以满足不同客户的要求。

这些第三方提供一系列功能，从完整的摄像机产品到没有外壳的小型光学模块(可以集成到更大的系统中)。下图所示为没有外壳的微型MIPI模块，可以轻松集成到更大的系统中。ADI的合作伙伴网络还可以根据需要提供硬件、光学器件和应用处理器定制服务。我们的合作伙伴如今提供的模块包括USB、以太网、Wi-Fi和MIPI，以及一系列集成式终端节点处理器。

ADI和我们的硬件合作伙伴还与外部软件合作伙伴合作，后者提供系统级的深度处理算法专业知识。

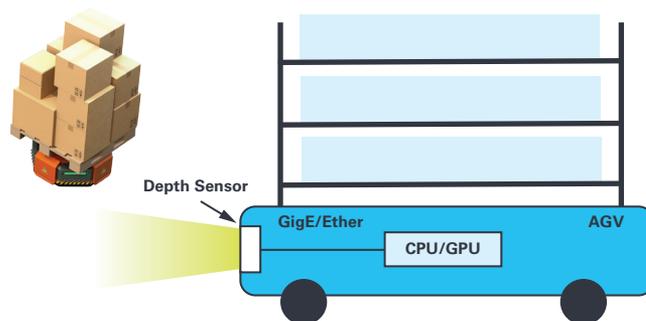


图21. 工业AGV中的深度测量(导航/防撞)。

结论

高分辨率深度成像系统可以帮助解决新兴应用领域中的困难任务和复杂任务，这一优点促使我们的客户开始迅速采用该系统。想要以最快的速度、最低的风险、最便宜的方式进入市场，就需要采用经济高效、尺寸小巧、高度精准、可以集成到更大系统的模块。ADI的96T0F参考设计平台提供一个完整的嵌入式评估平台，使得客户能够立即评估技术，并开始开发应用代码。如需获取有关ADI的ToF技术、硬件或我们的硬件合作伙伴的更多信息，请联系ADI。



作者简介

Colm Slattery毕业于利默里克大学，获得电子工程学士学位。他于1998年加入ADI，担任过多个职位，涉及测试开发、产品和系统应用。Colm也曾被外派到中国工作三年。Colm目前担任工业事业部营销经理，专注于新传感器技术和新商业模式。联系方式：colm.slattery@analog.com。



作者简介

Yuzo Shida是ADI公司医疗健康、消费电子和工业部ToF产品的产品营销经理。他于1990年从伊利诺伊大学香槟分校毕业，获得电子工程学士学位，之后加入ADI，一直从事各种消费电子、汽车和工业产品的产品和业务开发工作。联系方式：yuzo.shida@analog.com。

开启并运行LTspice

Gabino Alonso, 战略营销经理

大多数电路设计的关键在于能否以最快速度了解电路，它是否正确，以及有何局限性，从而能在进入实验室制作原型和测试之前优化设计并选择元器件。LTspice®是ADI公司的高性能电路仿真程序，支持绘图、探查和分析电路设计的性能。LTspice集成了原理图编辑器、波形查看器和其他高级功能，一旦掌握一些基本命令便可轻松使用。

LTspice包括一个庞大的宏模型库，其涵盖了大部分ADI电源管理和信号链产品，另外还有一个无源元件库。LTspice利用专有建模技术实现宏模型，能够快速准确地提供仿真结果¹。这对于开关模式电源设计尤其重要；在这个领域，LTspice的性能优于许多其他仿真工具，支持用户在最短时间内进行设计迭代。凭借连续仿真，用户可以通过较小的调整来探索电路的局限性和设计的性能边界，有助于开发用户对电路的直觉。

LTspice免费提供给我们的客户和工程界使用。*不要因为它免费就打退堂鼓，其性能优于市场上的许多仿真解决方案，并且没有任何专门的限制。您可以放心地创建、封装、抽象复杂的电路，电路的规模和体系仅受您的计算机资源和时间的限制。

软件安装和更新

LTspice软件运行在Windows®和Mac® OS X操作系统上。LTspice的可下载安装文件位于 analog.com/LTspice。

为使您的软件拥有最新模型、软件和示例，应让您的LTspice版本同步。同步版本命令位于LTspice工具菜单中(图1)。

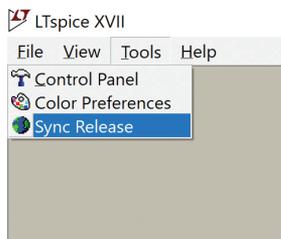


图1. 欲更新为最新模型、软件和示例，请从“工具”菜单中选择“同步版本”。

使用现有电路

使用新工具时，从头绘制电路可能是一个令人生畏的任务。与其从一张白纸开始，不如通过探索现有原理图并在仿真中检查其性能来熟悉LTspice，这样会好得多。LTspice原理图文件以.asc扩展名保存。LTspice原理图主要有三个来源：

- ▶ 来自LTspice的演示电路。
- ▶ 随LTspice一起安装的典型测试电路。
- ▶ 随LTspice一起安装的教学示例。

下载演示电路

如果您对特定解决方案感兴趣，请在**演示电路**部分中浏览ADI公司的大量LTspice示例。这些示例也可以在产品和评估板网页的**工具和仿真**部分中找到。演示电路已由应用工程部门审查，可为大多数设计提供一个坚实的起点。许多演示电路是基于我们提供的硬件评估板。

欲使用LTspice演示电路，请执行以下操作：

通过产品网页或在“演示电路”数据库中搜索器件或应用来查找演示电路。将演示电路.asc文件下载到本地目录并打开。

Product	Posted Date	Demonstration Circuit
<input type="text" value="Product"/>	<input type="text" value="Posted Date"/>	<input type="text" value="sensor"/>
LTC2058	4/1/2019	LTC2058 Demo Circuit - Carbon Monoxide Sensor
LTC2066	3/20/2019	LTC2066/LT5400 Demo Circuit - RTD Sensor Circuit with $\pm 1^{\circ}\text{C}$ Precision
LT5400	3/20/2019	LTC2066/LT5400 Demo Circuit - RTD Sensor Circuit with $\pm 1^{\circ}\text{C}$ Precision
LTC6115	3/15/2019	LTC6115 Demo Circuit - Current and Voltage Sensor Monitor Circuit for 16-Bit $\Delta\Sigma$ ADC
LTC2063	7/14/2017	LTC2063 Demo Circuit - μPower Precision Oxygen Sensor
LTC2063	7/14/2017	LTC2063/LT5400 Demo Circuit - RTD Sensor Circuit with $\pm 1^{\circ}\text{C}$ Precision
LT5400	7/14/2017	LTC2063/LT5400 Demo Circuit - RTD Sensor Circuit with $\pm 1^{\circ}\text{C}$ Precision
LTC2997	2/26/2015	LTC2997 Demo Circuit - High Accuracy, Analog Output, Temperature Sensor
LTC6081	11/10/2014	LTC6081 Demo Circuit - Shock Sensor Amplifier (Accelerometer)

图2. 下载演示电路。

如果找不到您感兴趣的产品的演示电路，可以使用测试夹具作为您设计的起点。

使用测试电路

在LTspice中建模的大多数ADI电源管理和信号链产品都有相关的预绘测试电路。这些测试电路由ADI建模团队用于测试和评估器件的宏模型，它们可作为电路设计的起点。请注意，不宜将测试电路用于生产。它们未经过工厂应用工程部门的检查，并且其中许多是示意图；它们使用理想的无源元件，或者着重于评估宏模型如何处理特定故障状况。但作为起点，测试电路常常要比一张白纸好。

欲打开器件或元件的测试电路文件，请执行以下操作：

- ▶ 打开LTspice。
- ▶ 选择File > New Schematic or 按 CTRL + N。随即出现空白原理图。
- ▶ 选择Edit > Component or 按 F2。随即出现元件对话框。

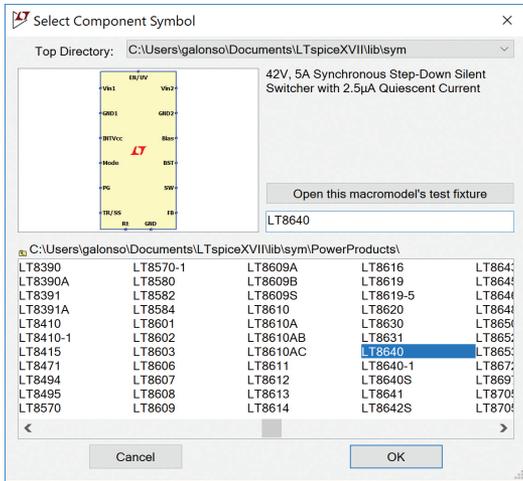


图3. 在文本框中键入名称来搜索您想要的器件。

- ▶ 在元件窗口中，查找器件的最简单方法是在文本框中键入其名称。当您输入内容时，列表中的项目会与之匹配，因而列表会缩短。在列表中看到感兴趣的器件并选中后，无效的Open this macromodel's test fixture button按钮将变为有效。
- ▶ 单击“Open this macromodel's test fixture”按钮。随即出现宏模型测试电路的原理图。或者，您可以单击Okay以插入模型符号并绘制自己的原理图。

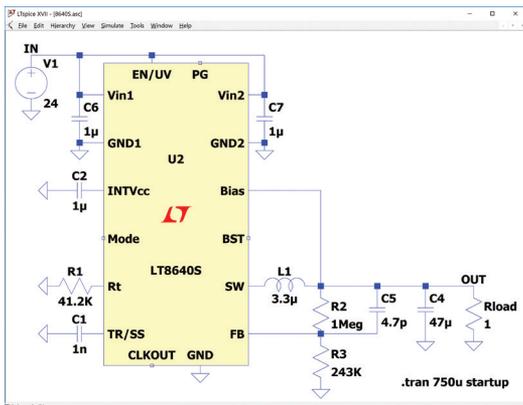


图4. 宏模型测试电路原理图。

从教学示例开始

LTspice包含一些教学示例，旨在帮助用户探索仿真和电路设计。教学示例与LTspice一起安装，位于C:\Program Files\LTC\LTspiceXVII\examples\Educational。

contrib	< ISO7637-2_example.asc	< PLL2.asc
FRA	< ISO16750-2_example.asc	< relax.asc
PAsystem	< Linkwitz.asc	< Royer.asc
100W.asc	< LM78XX.asc	< SampleAndHold.asc
160.asc	< LM308.asc	< SOATherm-Tutorial.asc
1563.asc	< LM741.asc	< SoftDiodeRecovery.asc
astable.asc	< logamp.asc	< S-param.asc
audioamp.asc	< LoopGain.asc	< stepAC.asc
BandGaps.asc	< LoopGain2.asc	< stepmodelparam.asc
butter.asc	< MC1648.asc	< stepnoise.asc
Clapp.asc	< MeasureBW.asc	< steptemp.asc
Cohn.asc	< MonteCarlo.asc	< Transformer.asc
colpits.asc	< NE555.asc	< Transformer2.asc
colpits2.asc	< noise.asc	< TransmissionLineInverter.asc
curvtrace.asc	< NoiseFigure.asc	< TwoTau.asc
DCopPnt.asc	< NonLinearTransformer.asc	< UHFpreamp.asc
dimmer.asc	< notch.asc	< UniversalOpamp2.asc
Electrometer.asc	< opamp.asc	< varactor.asc
Fc.asc	< P2.asc	< varactor2.asc
GFT.asc	< passive.asc	< varistor.asc
HalfSlope.asc	< phaseshift.asc	< Vswitch.asc
Hartly.asc	< phaseshift2.asc	< wavein.asc
Howland.asc	< phono.asc	< waveout.asc
IdealTransformer.asc	< Pierce.asc	< Wien.asc
IGBT.asc	< PLL.asc	

图5. 教学示例随LTspice一起安装。

使用原理图编辑器

LTspice旨在加快原理图的绘制，但所有原理图编辑器都有一个学习曲线。对于LTspice，一旦掌握了基本菜单和快捷键，就可以很容易地绘制和编辑原理图。所有原理图编辑命令和元件都可在Edit菜单下找到，或通过右键单击原理图背景来使用。

本文不介绍使用原理图编辑器从头开始绘制电路的过程，但相关文档非常完备。观看教学视频是学习如何在LTspice中从零开始绘制电路的好方法，本文结尾处的“附加资源”部分列出了一些基础资源。

编辑元件属性

在大多数情况下，右键单击一个对象可修改该对象的属性。根据电路元件的不同，会出现一个编辑器窗口，您可以在其中更改元件参数。

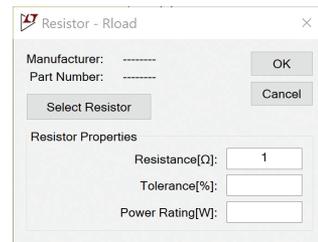


图6. 电阻元件参数。

电阻、电容、电感、磁珠、二极管、双极型晶体管、MOSFET晶体管和JFET晶体管电路元件都有相关的模型数据库可供选择。可以利用这个丰富的无源元件模型库来快速构建或修改采用实际元件的原理图。如果找不到器件的准确型号，可以改用规格类似的模型，日后再将感兴趣的特定器件的模型添加到元件数据库中。

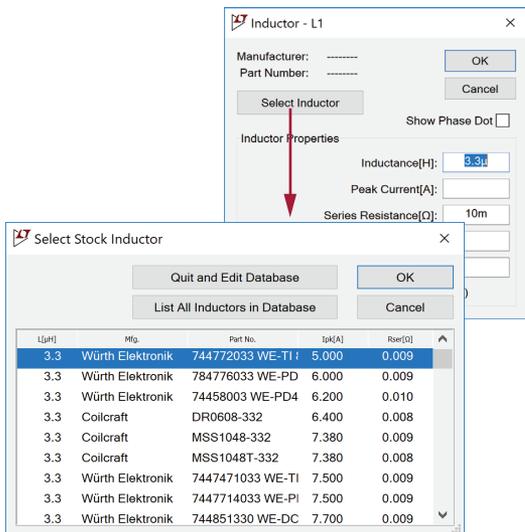


图7. 从库中选择元件。

某些元件具有高级选项。例如，电压源的基本属性如图8所示。

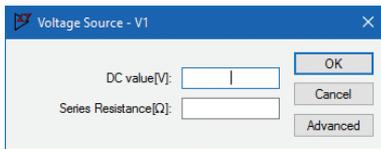


图8. 电压源的标准参数。

单击“Advanced”以访问电压源的其他参数选项，如图9所示。

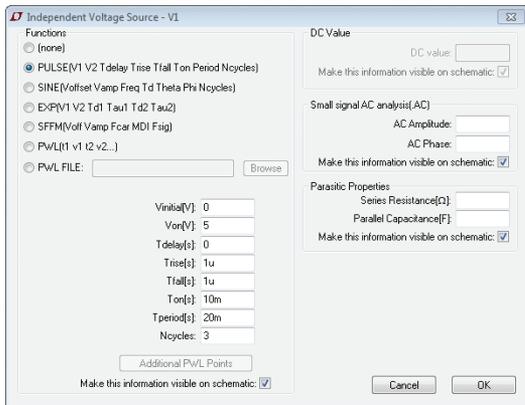


图9. 电压源的高级参数选项。

输入单位

在选项字段中输入参数值时，LTspice遵循标准符号但有一个例外，其使用MEG(或meg)表示 10^6 。LTspice使用大写的M作为m的替补，表示 10^{-3} (milli)。参见表1。务必小心：输入1F不是表示1法拉，而是表示1飞法拉(fF)。对于1法拉，只需输入1。

表1. LTspice中的标准单位前缀

字符	含义
T 或 t	tera = 10^{12}
G 或 g	giga = 10^9
MEG 或 meg	Meg = 10^6
K 或 k	kilo = 10^3
M 或 m	milli = 10^{-3}
U 或 u (LTspice用μ代替)	micro = 10^{-6}
N 或 n	nano = 10^{-9}
P 或 p	pico = 10^{-12}
F 或 f	femto = 10^{-15}

浏览原理图

在原理图编辑器中，您可以使用鼠标和滚轮平移、放大、缩小原理图，或使用View菜单中的选项。单击并拖动原理图可进行平移。按空格键可跳回到全屏视图。

添加仿真命令

针对演示电路、夹具和教学示例文件的仿真命令已有定义，无需额外编辑即可运行仿真。LTspice含有用于瞬态、线性化小信号交流/直流扫描、噪声、直流工作点和小信号直流转换函数分析的仿真命令。

欲插入或编辑仿真命令，请执行以下操作：

从仿真菜单中选择Edit Simulation Cmd。随即出现Edit Simulation Command对话框(图10)。其中有针对每种分析的选项卡以及相关参数数字段。F1帮助文件提供了关于这些不同类型分析的更多信息，通过按F1键可访问。

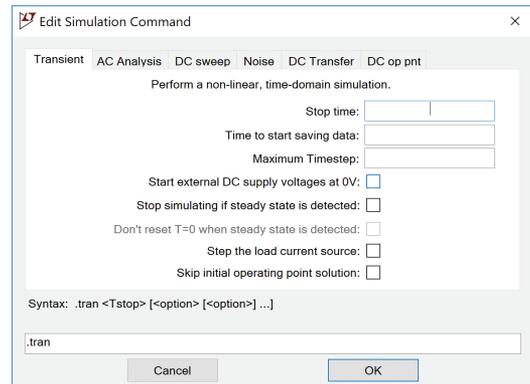


图10. 编辑仿真。

运行仿真

选择或绘制原理图后，从Simulate菜单中选择Run。这将从原理图编辑器中生成一个网表文件，其使用相同的文件名，但扩展名为.net。LTspice根据此网表仿真。**要查看网表的内容，请从View菜单中选择SPICE Netlist。

查看波形

探查原理图

执行运行命令之后，要分析电路，您可以使用光标直接探查原理图，或使用Plot Settings中的Add Trace(或Visible Trace)命令。这将使迹线出现在波形查看器中。

要绘制接地基准电压曲线，请执行以下操作：

将光标放在感兴趣的导线或节点上。光标图像将变为红色电压探针。单击感兴趣的导线或节点。显示的电压以地为基准。



图11. 电压探针光标。

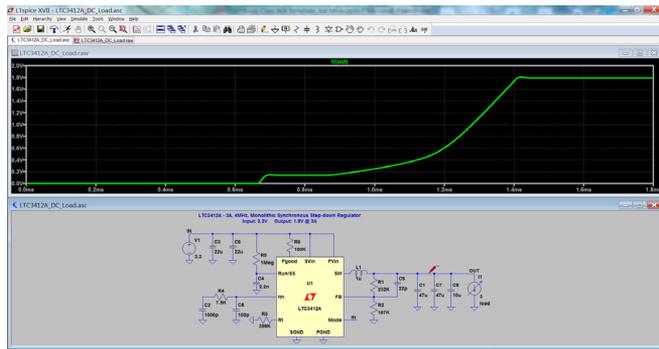


图12. 用电压探针进行测量。

要绘制差分电压曲线，请执行以下操作：

在显示探针光标的情况下，单击并按住感兴趣的导线或节点，然后将光标拖动到要以其为基准的导线或节点上。探针光标最初为红色，但是当您将其拖动到基准电压时，它将变为黑色。

释放鼠标按钮。随即出现差分电压。

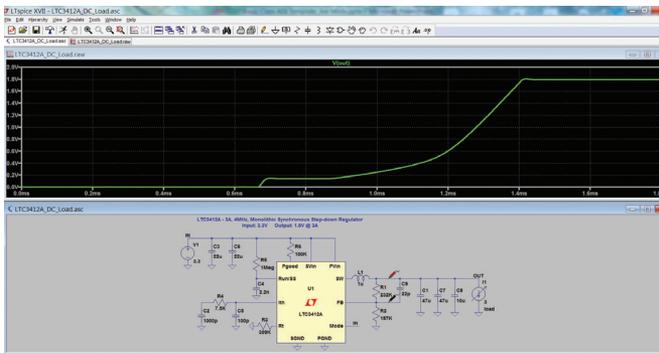


图13. 差分电压测量。

要绘制电流曲线，请执行以下操作：

绘制双线连接元件中流过的电流曲线：

- ▶ 将光标移动到元件主体上。
- ▶ 光标图像将变为电流探针(图14)。
- ▶ 单击元件主体。

绘制有两个以上连接点的元件引脚中的电流曲线：

- ▶ 将光标放在感兴趣的引脚上。
- ▶ 光标图像将变为电流探针。
- ▶ 单击感兴趣的引脚。



图14. 电流探针光标。

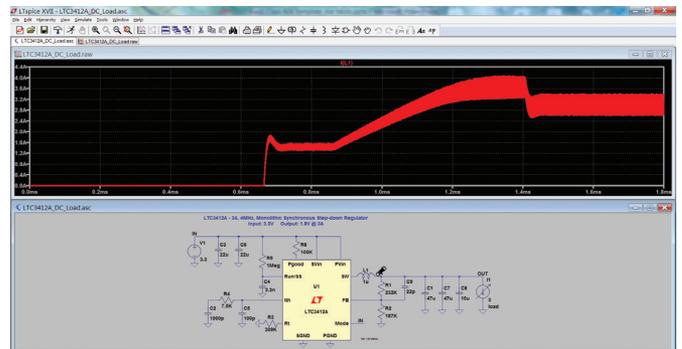


图15. 用电流探针进行测量。

使用波形查看器

放大波形

在波形窗口中，您可以使用鼠标放大波形。要放大到波形窗口的特定区域，请在要放大的区域周围画一个框(图17)。

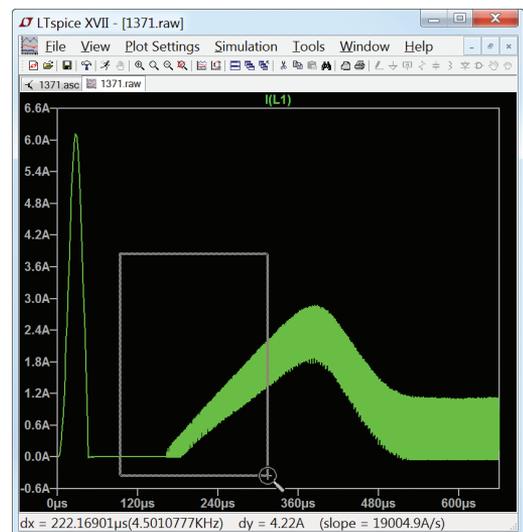


图16. 放大波形查看器。

快速测量

如果在感兴趣的区域周围画一个框并按住鼠标按钮，框的大小(以x和y为单位)将显示在波形查看器的左下角。这样可以进行快速测量。释放鼠标按钮之前，请将该框最小化以防止放大。

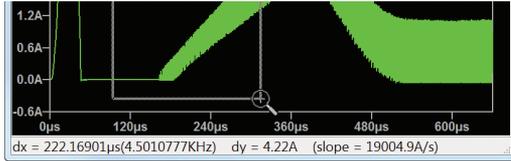


图17. 快速测量。

删除迹线

要从波形查看器中删除个别迹线，请右键单击波形查看器顶部上要删除的迹线标签，然后选择Delete this Trace。或者，您可以点击波形查看器，确保它是活动窗口，然后从Plot Settings菜单中选择Delete Traces(或按F5键)。光标变为剪刀形状。在波形查看器的顶部，单击要删除的迹线标签。右键单击或按Esc键可结束删除功能。

如果只想关注某一条迹线，请在原理图中双击相关的导线、节点、元件或引脚，那么所有其他迹线都会从波形查看器中消失。

要探索波形查看器的其他功能，您可以单击窗口使其处于活动状态，然后查看Plot Settings菜单中的选项，或者右键单击波形查看器。

其他特性

LTspice还有其他高级仿真功能，包括稳态检测、导通瞬态响应、阶跃响应、效率/功率计算及其他高级分析选项。欲了解有关波形查看器和/或高级仿真技术的更多信息，请参见以下“附加资源”部分。



作者简介

Gabino Alonso目前是Power by Linear™部门的战略营销总监。加入ADI公司之前，Gabino在凌力尔特、德州仪器、加州理工大学担任过市场营销、工程、运营和讲师等多个职位。他拥有加州大学圣巴巴拉分校电子和计算机工程硕士学位。联系方式：gabino.alonso@analog.com。

附加资源

欲了解有关LTspice的更多信息，请访问analog.com/LTspice以获取技术文章和视频。以下经典视频介绍了关于使用原理图编辑器和波形查看器的更多基础知识。

原理图编辑器

波形查看器

有关LTspice的所有一般性问题，请参阅帮助文件(按F1键)以了解详细信息，或访问众多在线LTspice论坛(例如EngineerZone®)或众多LTspice用户群组，其中提供了可供探索的讨论话题、教程和仿真示例。如果遇到软件错误或器件模型问题，请发送电子邮件至LTspice@analog.com。但是，如果您对应用中使用ADI器件进行仿真有具体疑问，最好直接向当地现场应用工程师寻求支持。

仿真快乐!

*兹声明，半导体制造商不得将本程序用于其产品的设计、促销、演示、开发或销售。在这些应用中使用LTspice必须获得ADI公司的特别许可。

**ADI器件宏模型使用LTspice原生的专有描述语言实现，因此不能在其他SPICE平台上运行。

参考文献

¹ Michael Engelhardt. [SPICE差异化](#)。ADI公司，2019年。

操纵MCU SPI接口以访问非标准SPI ADC

Steven Xie, 产品应用工程师

问题:

能否用MCU访问非标准SPI接口?



答案:

可以, 但可能需要做一些额外的努力。

简介

当前许多精密模数转换器(ADC)具有串行外设接口(SPI)或某种串行接口, 用以与包括微控制器单元(MCU)、DSP和FPGA在内的控制器进行通信。控制器写入或读取ADC内部寄存器并读取转换码。SPI的印刷电路板(PCB)布线简单, 并且有比并行接口更快的时钟速率, 因而越来越受欢迎。而且, 使用标准SPI很容易将ADC连接到控制器。

一些新型ADC具有SPI, 但有些ADC具有非标准的3线或4线SPI作为从机, 因为它们希望实现更快的吞吐速率。例如, AD7616、AD7606和AD7606B系列有两条或四条SDO线, 在串行模式下可提供更快的吞吐速率。AD7768、AD7779和AD7134系列有多条SDO线, 用作SPI主机。用户在设计微控制器SPI以配置ADC和读取代码时往往会遇到困难。

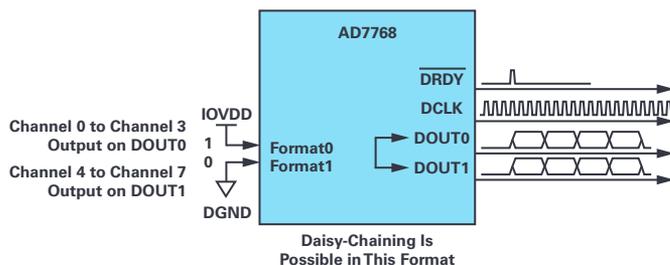


图1 AD7768用作串行主机, 具有两个数据输出引脚(14001-193)。

与ADC的标准MCU SPI连接

SPI是一种同步、全双工、主从式接口。来自主机或从机的数据在时钟上升沿或下降沿同步。主机和从机可以同时传输数据。图2显示了典型的4线MCU SPI接口连接。

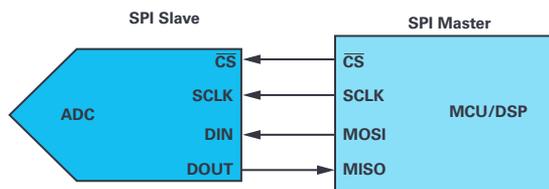


图2 与ADC从机的标准MCU SPI连接。

要开始SPI通信, 控制器必须发送时钟信号, 并通过使能 \overline{CS} 信号(通常是低电平有效信号)来选择ADC。SPI是全双工接口, 因此控制器和ADC可以分别通过MOSI/DIN和MISO/DOUT线同时输出数据。控制器SPI接口允许用户灵活选择时钟的上升沿或下降沿来采样和/或移位数据。为了在主机和从机之间进行可靠的通信, 用户必须遵守微控制器和ADC芯片的数字接口时序规范。

如果微控制器SPI和ADC串行接口具有标准SPI时序模式，那么用户设计PCB布线和开发驱动器固件不成问题。但是，有些新型ADC的串行接口端口不是典型的SPI时序模式。MCU或DSP似乎不可能通过AD7768串行端口(一种非标准时序SPI端口)读取数据，如图4所示。

本文将介绍操纵标准微控制器SPI以便与具有非标准SPI端口的ADC接口的方法。

本文会给出四种通过串行接口读取ADC码的解决方案：

- ▶ 解决方案1：MCU作为SPI从机，通过一条DOUT线与作为SPI主机的ADC接口。
- ▶ 解决方案2：MCU作为SPI从机，通过两条DOUT线与作为SPI主机的ADC接口。
- ▶ 解决方案3：MCU作为SPI从机，通过DMA与作为SPI主机的ADC接口。
- ▶ 解决方案4：MCU作为SPI主机和SPI从机，通过两条DOUT线读取数据。

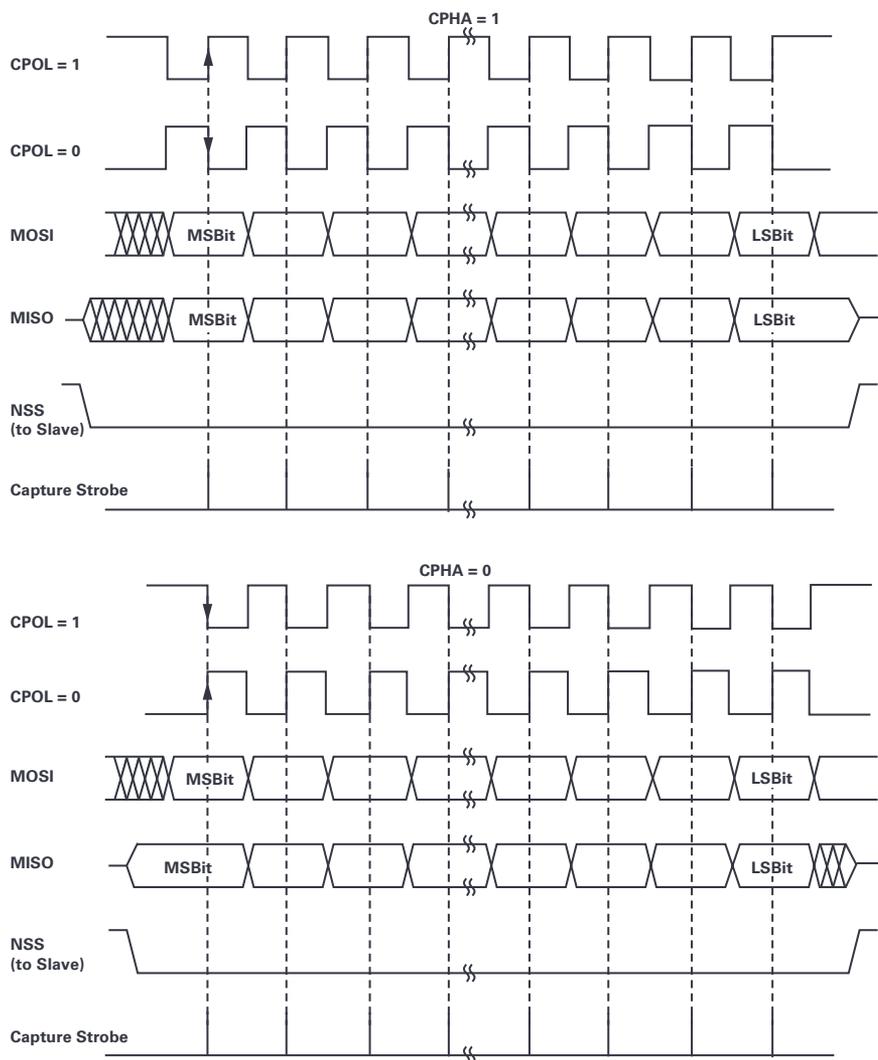


图3. SPI数据时钟时序图示例。

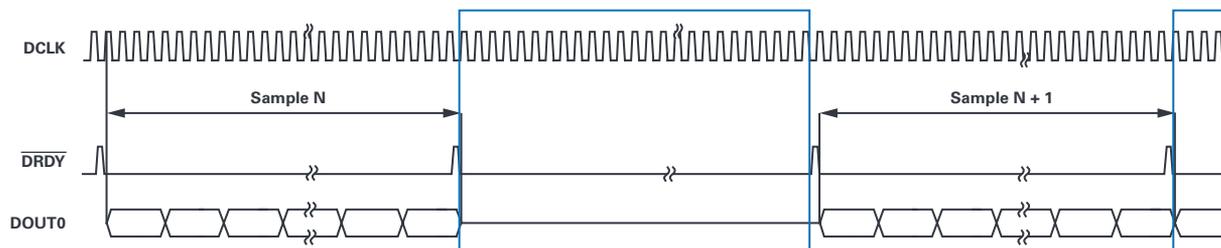


图4. AD7768 FORMATx = 1x时序图，仅通过DOUT0输出。

STM32F429微控制器SPI通过一条DOUT线读取AD7768代码

如图4所示，当FORMATx = 11或10时，通道0至通道7仅通过DOUT0输出数据。在标准工作模式下，AD7768/AD7768-4作为主机工作，数据流入MCU、DSP或FPGA。AD7768/AD7768-4向从机提供数据、数据时钟(DCLK)和下降沿帧使能信号(DRDY)。

STM32Fxxx系列微控制器广泛用于很多不同的应用中。该MCU有多个SPI端口，可以使用典型的SPI时序模式将其配置为SPI主机或从机。下文中介绍的方法也可应用于其他具有8位、16位或32位帧的微控制器。

AD7768/AD7768-4分别为8通道和4通道同步采样 Σ - Δ 型ADC，每通道均有 Σ - Δ 型调制器和数字滤波器，支持交流和直流信号的同步采样。这些器件在110.8 kHz的最大输入带宽下实现了108 dB动态范围，具备 ± 2 ppm INL、 ± 50 μ V偏置误差和 ± 30 ppm增益误差的典型性能。AD7768/AD7768-4用户可在输入带宽、输出数据速率和功耗之间进行权衡，并选择三种功耗模式之一以优化噪声目标和功耗。AD7768/AD7768-4的灵活性使其成为适合低功耗直流和高性能交流测量模块的可重复使用平台。遗憾的是，AD7768的串行接口不是典型SPI时序模式，而且AD7768充当串行接口主机。一般而言，用户必须使用FPGA/CPLD作为其控制器，

例如，使用32F429IDISCOVERY和AD7768评估板。变通SPI线的连接如图5所示。在这种设置下，AD7768的所有八通道数据仅通过DOUT0输出。

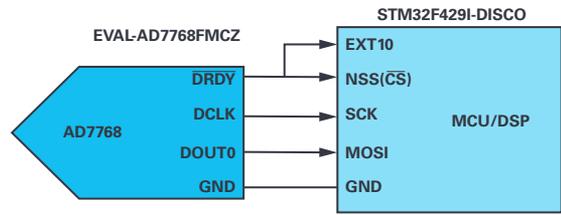


图5. AD7768通过DOUT0将数据输出到STM32F429 MCU SPI连接。

需要解决的问题：

- ▶ AD7768用作SPI主机，故必须将STM32F429I SPI配置为SPI从机。
- ▶ $\overline{\text{DRDY}}$ 高电平脉冲只持续一个DCLK周期，这不是典型的 $\overline{\text{CS}}$ 。
- ▶ 完成所有通道数据位的输出之后，DCLK继续输出， $\overline{\text{DRDY}}$ 为低电平。

解决方案1：MCU SPI作为从机，通过一条DOUT线与SPI主机ADC接口

- ▶ 将STM32F429的一个SPI端口（如SPI4）配置为从机，以DCLK速率接收MOSI上的数据位。
- ▶ 将AD7768 $\overline{\text{DRDY}}$ 连接到STM32F429外部中断输入引脚EXTIO和NSS (SPI $\overline{\text{CS}}$)引脚。 $\overline{\text{DRDY}}$ 的上升沿将触发EXTIO处理例程，以使SPI从机能够在 $\overline{\text{DRDY}}$ 变为低电平之后的第一个DCLK下降沿开始接收数据位。时序设计在这里至关重要。
- ▶ 接收到通道0至通道7的所有数据后，应禁用SPI以防止读取额外的无效数据，因为 $\overline{\text{DRDY}}$ 会使SPI从机CS变为低电平，并且DCLK保持切换。

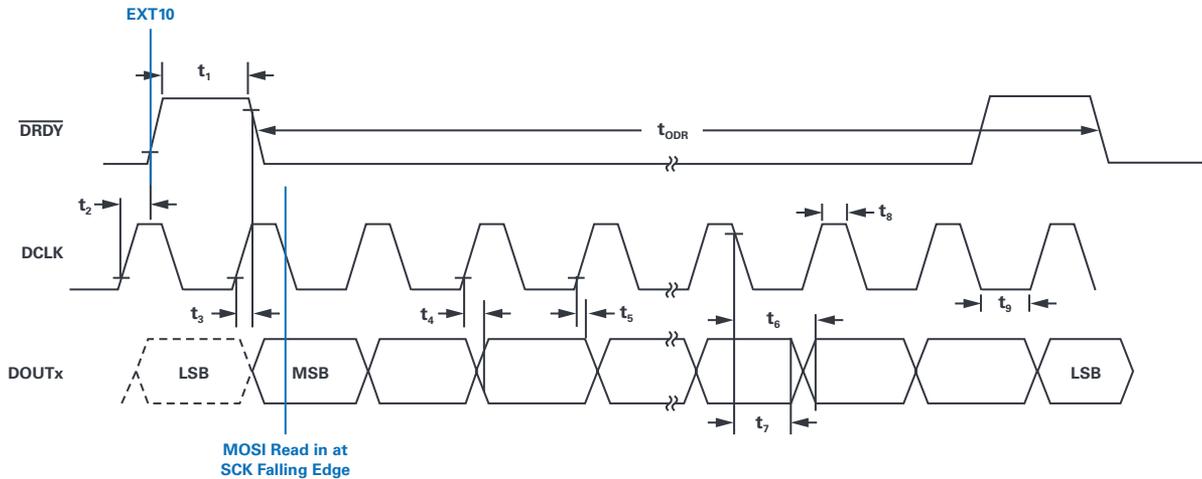


图6. 时序解决方案中的AD7768数据位读取。

MCU固件开发注意事项

当软件处于中断模式时，DCLK运行速率可以高达4 MHz，实现8 kSPS的ODR。软件应进入中断处理程序，在一个半DCLK周期(375 ns)内启动SPI。为使软件更轻松地进入中断例程，MCU可以在

DCLK上升沿读取数据，从而提供额外的半个DCLK周期时间。但是，t5 DCLK上升到DOUtx无效最小值为-3 ns(I0VDD = 1.8 V时为-4 ns)，因此DOUtx上的传播延迟(>|t5| + MCU保持时间)应通过PCB布线或缓冲增加。

```
/*## Configure the SPI4 peripheral ###*/
Spi4Handle.Instance           = SPI4; //use STM32F429 SPI4
Spi4Handle.Init.Direction    = SPI_DIRECTION_2LINES_RXONLY;
Spi4Handle.Init.CLKPhase     = SPI_PHASE_1EDGE; //read at DCLK falling edge
Spi4Handle.Init.CLKPolarity  = SPI_POLARITY_HIGH; //read at DCLK falling edge
Spi4Handle.Init.DataSize     = SPI_DATASIZE_8BIT; //or 16BIT
Spi4Handle.Init.NSS          = SPI_NSS_HARD_INPUT; //make /CS low active
Spi4Handle.Init.Mode         = SPI_MODE_SLAVE; //MCU SPI4 as SPI Slave
/*## Enable EXTI0 and SPI4 to Receive AD7768 Data bits ###*/
// clear EXTI0 IT flag prior to enable external interrupt 0 !!!
__HAL_GPIO_EXTI_CLEAR_IT(KEY_BUTTON_PIN);
HAL_NVIC_EnableIRQ(EXTI0_IRQn);
// wait for EXTI0 interrupt (/DRDY rising edge) to prepare for reading last conversion data
if (EXTI0_Flag == SET)
{
    EXTI0_Flag = RESET; //clear /DRDY rising edge flag variable
    // throw out the last byte/word captured in the previous ODR cycle !!!
    Rx_temp = *(__IO uint8_t *)&Spi4Handle.Instance->DR;
    __HAL_SPI_ENABLE(&Spi4Handle);
    // SPI4_CNVMByteNum is the total data byte number to read in one conversion cycle
    while (SPI4_ByteCount < SPI4_CNVMByteNum)
    {
        // Check the RXNE flag
        if (__HAL_SPI_GET_FLAG(&Spi4Handle, SPI_FLAG_RXNE)) //
        {
            // transfer the received data from DR register to memory
            SPI_RxBuffer[RxBuf_Idn] = *(__IO uint8_t *)&Spi4Handle.Instance->DR;
            RxBuf_Idn++;
            SPI4_ByteCount++;
        }
    }
    // disable SPI4 to prevent read in extra data after all channel codes finished due to /DRDY
    // is low active and DCLK continuously pulses
    __HAL_SPI_DISABLE(&Spi4Handle);
    SPI4_CNVMCount++;
    RxBuf_Idn = SPI4_CNVMCount * SPI4_CNVMByteNum;
    SPI4_ByteCount = 0;
} //end of if (EXTI0_Flag == SET)
else
{
    /*** other software jobs ***/
}
/*## handles External 0 interrupt request ###*/
// EXTI0 rising edge triggered to leave more response time for going into EXTI0_IRQHandler !!!
void EXTI0_IRQHandler(void)
{
    if (__HAL_GPIO_EXTI_GET_IT(EXTI0) != RESET)
    {
        // enable SPI4 as soon as possible, and make sure before the first DCLK falling edge
        // after /DRDY falling !!!
        __HAL_SPI_ENABLE(&Spi4Handle);
        __HAL_GPIO_EXTI_CLEAR_IT(EXTI0);
        EXTI0_Flag = SET;
    }
}
```

图7. 配置SPI4外设。

解决方案2: MCU SPI作为从机, 通过两条DOUT线与SPI主机ADC接口

在第一种解决方案中, 仅使用DOUT0来输出所有8通道数据。因此, 数据读取将ADC吞吐速率限制为8 kSPS。如图1所示, 在DOUT0上输出通道0至通道3, 在DOUT1上输出通道4至通道7, 可以减少数据传输时间。串行线的连接如图7所示。通过这种改进, 在DCLK为4 MHz时, ODR可以轻松达到16 kSPS。

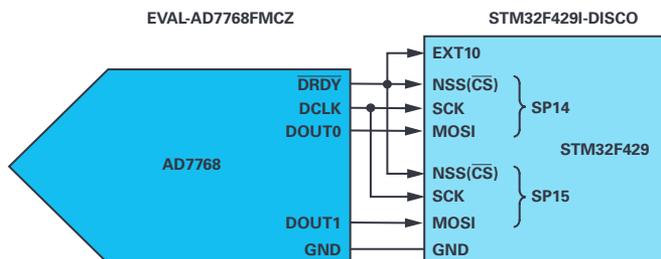


图8. AD7768通过DOUT0和DOUT1将数据输出到STM32F429 MCU SPI连接。

```
/*## EXTIO in Polling Mode and SPI4 & SPI5 to Receive AD7768 Data bits on DOUT0 and DOUT1 ##*/
// Polling for EXTIO (/DRDY) rising edge to start MCU SPI ports
while (__HAL_GPIO_EXTI_GET_IT(EXTIO) != SET);
{
    __HAL_SPI_ENABLE(&Spi4Handle);
    __HAL_SPI_ENABLE(&Spi5Handle);
    __HAL_GPIO_EXTI_CLEAR_IT(EXTIO);
}
// throw out the last byte/word captured in the previous ODR cycle !!!
Rx_temp = *(__IO uint8_t *)&Spi4Handle.Instance->DR;
Rx_temp = *(__IO uint8_t *)&Spi5Handle.Instance->DR;
while (SPI4_ByteCount < SPI4_CNVBByteNum // total data byte number to read in one conversion cycle
{
    if (__HAL_SPI_GET_FLAG(&Spi5Handle, SPI_FLAG_RXNE))//
    {
        SPI_RxBuffer[RxBuf_Idn] = *(__IO uint8_t *)&Spi4Handle.Instance->DR;
        SPI_RxBuffer[RxBuf_Idn+1] = *(__IO uint8_t *)&Spi5Handle.Instance->DR;
        RxBuf_Idn++;
        SPI4_ByteCount += 2;
    }
}
__HAL_SPI_DISABLE(&Spi4Handle);
__HAL_SPI_DISABLE(&Spi5Handle);
```

图9. EXTIO处于轮询模式, SPI4和SPI5通过DOUT0和DOUT1接收AD7768数据位。

```
/*## EXTIO in Polling Mode and SPI4 DMA to Receive AD7768 Data bits on DOUT0 ##*/
// Polling for EXTIO (/DRDY) rising edge to start MCU SPI ports
while (EXTIO_Flag != SET); // wait for EXTIO interrupt (/DRDY rising edge)
EXTIO_Flag = RESET; // clear flag variable
// throw out the last byte/word captured in the previous ODR cycle !!!
Rx_temp = *(__IO uint8_t *)&Spi4Handle.Instance->DR;
Spi4Handle.hdmarx->Instance->NDTR = SPI4_CNVBByteNum; // set data number to read
Spi4Handle.hdmarx->Instance->PAR = (uint32_t)&(Spi4Handle.Instance->DR); // source address
Spi4Handle.hdmarx->Instance->M0AR = (uint32_t)(SPI_RxBuffer+RxBuf_Idn); // target address
/** clear event flags corresponding to the stream in DMA_LISR or DMA_HISR register **/
((DMA_Base_Registers *)Spi4Handle.hdmarx->StreamBaseAddress)->IFCR = 0x3FU << Spi4Handle.hdmarx->StreamIndex;
__HAL_DMA_ENABLE(Spi4Handle.hdmarx);
while ((Spi4Handle.hdmarx->Instance->CR & DMA_SxCR_EN) == SET) // hardware cleared
{; // ADC data received in the target memory buffer
SPI4_CNVCCount++;
RxBuf_Idn = SPI4_CNVCCount * SPI4_CNVBByteNum;
```

图10. EXTIO处于轮询模式, SPI4 DMA通过DOUT0接收AD7768数据位。

固件可以不使用中断模式, 而使用轮询模式, 以减少从DRDY上升沿触发到使能SPI接收数据的时间延迟。这样可以在DCLK为8 MHz时实现32 kSPS的ODR。

解决方案3: MCU SPI作为从机, 通过DMA与SPI主机ADC接口

直接存储器访问(DMA)用于在外设与存储器之间以及存储器与存储器之间提供高速数据传输。DMA可以迅速移动数据而不需要任何MCU操作, 这样可以腾出MCU资源用于执行其他操作。下面是MCU SPI用作从机通过DMA接收数据的设计说明。

解决方案4: MCU SPI作为主机和从机, 通过两条DOUT线读取数据

高吞吐量或多通道精密ADC为SPI端口提供两条、四条甚至八条SDO线, 以在串行模式下更快地读取代码。对于具有两个或更多个SPI端口的微控制器, 这些SPI端口可以同时运行以加快代码的读取。

在以下使用案例中，32F429IDISCOVERY使用SPI4作为SPI主机，SPI5作为SPI从机，通过DOUTA和DOUTB接收EVAL-AD7606B-FMCZ数据，如图8所示。

AD7606B是一款16位同步采样模数转换数据采集系统(DAS)，具有八个通道，每个通道均包含模拟输入箝位保护、可编程增益放大器(PGA)、低通滤波器及16位逐次逼近寄存器(SAR)型ADC。AD7606B还内置灵活的数字滤波器、低漂移2.5 V精密基准电压源和基准电压缓冲器，可驱动ADC及灵活的并行和串行接口。AD7606B采用5 V单电源供电，支持±10 V、±5 V和±2.5 V真双极性输入范围，所有通道均能以800 kSPS的吞吐速率采样。

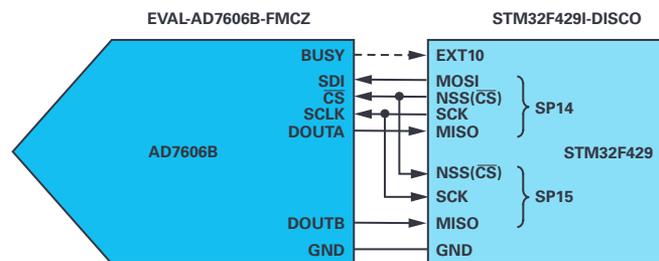


图11. 在主从模式下使用MCU SPI通过DOUTA和DOUTB接收数据。

```

/**# Configure the SPI4 as Master and SPI5 as Slave ##*/
Spi4Handle.Init.Direction      = SPI_DIRECTION_2LINES;
Spi4Handle.Init.CLKPhase      = SPI_PHASE_1EDGE;//read at DCLK falling edge
Spi4Handle.Init.CLKPolarity   = SPI_POLARITY_HIGH;//read at DCLK falling edge
Spi4Handle.Init.DataSize      = SPI_DATASIZE_16BIT;
Spi4Handle.Init.NSS           = SPI_NSS_SOFT;// NSS pin is configured as GPIO output for /CS
Spi4Handle.Init.Mode          = SPI_MODE_MASTER;// SPI4 as SPI Master
Spi5Handle.Init.Direction     = SPI_DIRECTION_2LINES_RXONLY;// only receive data
Spi5Handle.Init.NSS           = SPI_NSS_HARD_INPUT;
Spi5Handle.Init.Mode          = SPI_MODE_SLAVE;// SPI5 as SPI Slave
/**# Enable SPI4 as Master and SPI5 as Slave to Receive AD7606B Codes ##*/
__HAL_SPI_ENABLE(&Spi4Handle);
__HAL_SPI_ENABLE(&Spi5Handle);
while (SPI4_CNVCnt < SPI4_CNVCnt)
{
    CLR_CNVCnt();
    SET_CNVCnt();//AD7606B conversion start
    // wait for conversion finish, BUSY goes from high to low. Polling or interrupt mode
    while (BUSY == SET) {};
    while (SPI4_WordCount < SPI4_CNVCnt)// code number to read per conversion cycle
    {
        CLR_CS();
        *(__IO uint8_t *)&Spi4Handle.Instance->DR = 0;
        while (__HAL_SPI_GET_FLAG(&Spi4Handle, SPI_FLAG_RXNE) != SET);
        Delay_xus(1);// need half SCLK cycle delay for slow SCLK rate < 10MHz
        SET_CS();
        SPI_RxBuffer[RxBuf_Idn] = *(__IO uint16_t *)&Spi4Handle.Instance->DR;
        SPI_RxBuffer[RxBuf_Idn+ADCSD01_WordIdn] = *(__IO uint16_t \
        *)&Spi5Handle.Instance->DR;
        RxBuf_Idn++;
        SPI4_WordCount += 2;
    }
    SPI4_CNVCnt++;
    RxBuf_Idn = SPI4_CNVCnt * SPI4_CNVCnt;
    SPI4_WordCount = 0;
}
}
__HAL_SPI_DISABLE(&Spi4Handle);
__HAL_SPI_DISABLE(&Spi5Handle);

```

图12. SPI4配置为主机，SPI5配置为从机。

图13显示了AD7606B以240 kSPS运行时BUSY、SCLK、DOUTA和DOUTB的数字接口截图。



图13. AD7606B BUSY、SCLK以及DOUTA和DOUTB上的数据的示波器截图。

结论

本文讨论了使用微控制器SPI访问具有非标准SPI接口的ADC的方法。这些方法可以直接使用，也可以稍加调整即可控制ADC SPI；其可作为SPI主机使用，也可以与多条DOUT线配合使用以提高吞吐速率。



作者简介

Steven Xie于2011年3月加入ADI北京分公司，担任ADI中国设计中心的产品应用工程师。他负责中国市场SAR型ADC产品的技术支持工作。在此之前，他曾在无线通信基站领域做过四年的硬件设计人员。2007年，Steven毕业于北京航空航天大学，并获得通信与信息系统硕士学位。联系方式：steven.xie@analog.com。

致谢

非常感谢应用工程师Mika Jiang和Yao Zhao，他们提供了有关STM32F429DISCOVERY套件快速启动和固件调试工作的建议。

参考文献

Dhaker, Piyu. “SPI接口简介”。《模拟对话》，第52卷。2018年9月。

RM0090参考手册：STM32F405/415、STM32F407/417、STM32F427/437和STM32F429/439高级ARM® 32位MCU。STMicroelectronics，2019年2月。

STM32F427xx数据手册。STMicroelectronics，2018年1月。

UM1670用户手册：带STM32F429ZI MCU的Discovery套件。STMicroelectronics，2017年9月。

Usach, Miguel. AN-1248应用笔记：SPI接口。ADI公司，2015年9月。

随时了解模拟对话

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



关注ADI智库

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

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

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

北京分公司
北京市海淀区
西小口路 66 号
中关村东升科技园
B-6 号楼 A 座一层
邮编: 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

©2020 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. MO2000sc-2/20

analog.com/cn

