



Analog Dialogue

2020年第54卷第4期

获取工学新动态, 激发设计新思路

- 5 自动驾驶系统设计中的LIDAR: 用于目标分类? 还是目标检测?
- 10 隔离式栅极驱动器的峰值电流
- 16 低压电池监控器进入高压电动汽车
- 23 RF IC放大器在Keysight Genesys和SystemVue中非线性仿真
- 34 交错式反相电荷泵-第一部分: 用于低噪声负电压电源的新拓扑结构
- 41 交错式反相电荷泵-第二部分: 实现和结果
- 46 汽车USB 2.0和5 V Type-C解决方案提供充电和稳健的数据线保护
- 51 UART: 硬件通信协议-了解通用异步接收器/发送器

29 多参数生命体征监测比以往任何时候都更容易



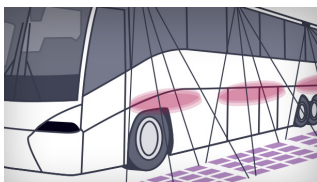
请访问analog.com/cn/analogdialogue



**ANALOG
DEVICES**

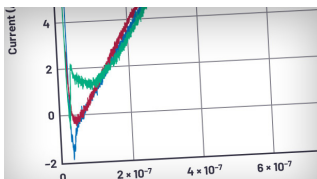
超越一切可能™

本期介绍



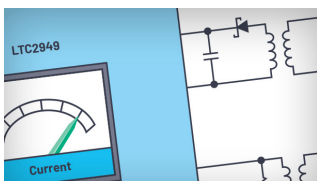
5 自动驾驶系统设计中的LIDAR：用于目标分类？还是目标检测？

完全自动化的明天已不再是梦想。在许多景深测量技术中，LIDAR已成为人们最关注的支持自动应用转型的技术之一。而了解目标检测和分类的设计要求将有助于开发兼顾成本和性能的优化解决方案。



10 隔离式栅极驱动器的峰值电流

为任何应用选择栅极驱动器时，一个常见问题是“驱动器可以提供的峰值电流是多少”。峰值电流是栅极驱动器数据手册中审查次数最多的参数之一。此指标一般被视为决定栅极驱动器驱动强度的终极因素。开启和关闭MOSFET/IGBT的时间与栅极驱动器能够提供的电流有关，但它是否说明了全部情况？



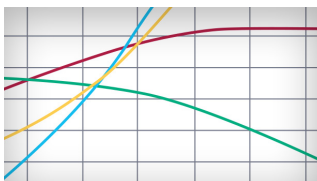
16 低压电池监控器进入高压电动汽车

如果您还没有驾驶某种电动汽车(EV)，那么您可能很快就会开始驾驶。世界各地的政府都提供了慷慨的财政激励措施以抵消电动汽车的高价，希望能够引导消费者不购买内燃机(ICE)汽车。在电动汽车的所有电子子系统中，电池系统毫无疑问是最大的挑战之一。



20 常见问题解答—第182期：控制LED驱动器的EMI

如今，几乎所有照明应用都使用LED。LED必须采用合适的电源才能工作。当然，LED驱动器电路应尽可能高效。为此，设计人员选择了开关电源。这些电源大多带有内置开关稳压器。如果电源设计不当，电磁干扰失控会造成严重后果。



23 RF IC放大器在Keysight Genesys和SystemVue中非线性仿真

为了仿真级联小信号增益和损耗，RF设备设计人员传统上一直广泛选择使用S参数器件模型。由于缺乏数字形式的数据(例如，IP3、P1dB和噪声)，以及常用RF仿真器中历来缺少变频模型结构，非线性仿真一直以来都更具挑战性。本文探讨一些将线性S参数数据与非线性数据(如噪声系数、IP3、P1dB和 P_{SAT})相结合的RF放大器模型结构。



29 多参数生命体征监测比以往任何时候都更容易

可穿戴设备和数据分析技术的进步是实现数字医疗健康的重要组成部分，比以往任何时候都更加重要，并且可能通过在疾病预防、早期诊断和慢性病管理方面的重大进步，重塑医疗健康领域。[ADPD4100/ADPD4101](#)可用作传感器集线器，支持多参数生命体征监测(VSM)、心电图(ECG)、多色光电容积脉搏波(PPG)和基于生物阻抗呼吸监测。心率、血氧饱和度(SpO₂)和血压等重要的生理参数均可从同步数据集中获取。



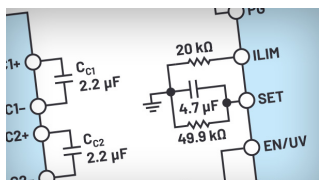
34 交错式反相电荷泵—第一部分：用于低噪声负电压电源的新拓扑结构

电荷泵或开关电容电压转换器，填补了线性稳压器和电感开关稳压器之间的性能空白，从而为不愿意使用电感的工程师或最终应用提供了替代设计。与低压差(LDO)线性稳压器相比，电荷泵还需要一个电容(飞跨电容)才能运行。与LDO稳压器相比，电荷泵也有一些优势，如效率更高，热管理良好。它们可以提高和降低电压或生成负电压。



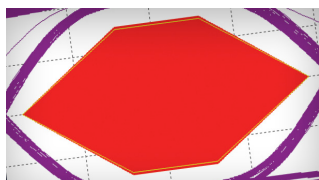
39 非常见问题解答—第183期：四象限电压转换

如果电源必须提供或吸收电流和电压，则需要更复杂的解决方案，而不是简单的电压转换器。电源必须以四个象限工作。电流和电压可以为正或为负。因此，DC-DC转换器既可用作能量来源，也可用作能量吸收器。换句话说，转换器既可用作电源，也可用作电负载。



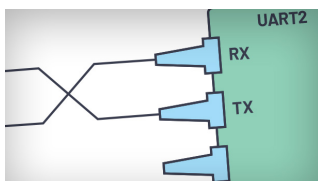
41 交错式反相电荷泵—第二部分：实现和结果

在[第一部分](#)中，我们介绍了一种从正电源产生低噪声负电源轨的独特方法。在第二部分中，我们将借助ADI公司新产品ADP5600介绍这种交错式反相电荷泵(IICP)的实际例子。首先我们将[ADP5600](#)的电压纹波和电磁辐射骚扰与标准反相电荷泵进行比较。然后使用第一部分中的公式来优化IICP性能。



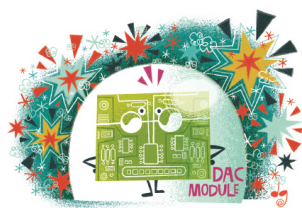
46 汽车USB 2.0和5 V Type-C解决方案提供充电和稳健的数据线保护

USB充电端口已成为现代车辆信息娱乐系统的重要组成部分。当今的USB充电端口必须满足与功率、数据传输和鲁棒性相关的各种系统要求，同时紧跟不断变化的便携式设备市场需求。



51 UART：硬件通信协议—了解通用异步接收器/发送器

UART，即通用异步接收器/发送器，是最常用的设备间通信协议方式之一。本文讨论了UART通信的基本原理，重点是数据包传输、标准帧协议和定制帧协议；定制帧协议将是安全合规性方面的增值特性，尤其是在代码开发期间。



56 非常见问题解答—第184期：如何利用微控制器的完全隔离来控制具有电压和电流输出的16位输出模块

电气隔离工业控制模块的标准模拟输出电压和电流范围为 $\pm 5\text{ V}$ 、 $\pm 10\text{ V}$ 、 0 V 至 5 V 、 0 V 至 10 V 、 4 mA 至 20 mA 和 0 mA 至 20 mA 。创建这些模块的一种方法是采用分立设计，将微控制器中的数字信号转换为模拟信号并为不同的模拟输出提供外部组件。但是，分立设计与集成解决方案相比可能并非最优选择。



Bernhard Siegel, 主编

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辑工作。

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。如需获取文章、档案、杂志、设计资源并订阅，请访问《模拟对话》主页analogdialogue.com。

自动驾驶系统设计中的LIDAR：用于目标分类？还是目标检测？

Sarven Ipek, 现场应用工程师
Ron Kapusta, 现场应用工程师 ADI Fellow

感知我们周围的世界是非常具有挑战性的。理解目标检测与分类的设计需求可以帮助于设计者给出安全且高性价比的解决方案。

全自动驾驶的未来已不再遥不可及。如今，与自动驾驶相关的问题主要围绕让自动驾驶成为现实所需的底层技术和技术进步来展开。在支持向自动驾驶应用过渡方面，激光探测和测距(LIDAR)技术是讨论最多的技术之一，但仍存在诸多问题。测距范围大于100米，角分辨率达到 0.1° 的LIDAR系统仍然是自动驾驶领域里的核心模块。但是，并非所有自动驾驶应用都需要这种级别的性能。泊车助手和街道清扫就是其中两个。目前有大量景深测量技术可以实现这些应用，例如无线电探测和测距(雷达)、立体视觉、超声波探测和测距，以及LIDAR。但是，这些传感器都是在性能尺寸成本之间做了妥协。超声波器件最为经济高效，但其范围、分辨率和可靠性都有限。雷达的检测范围和可靠性得到大幅提升，但它的角分辨率存在限制；此外，立体视觉的计算成本非常高，而且如果不能妥善校准，则精度非常有限。精心设计的LIDAR系统能做到在长探测距离下，精准的测距，出色的角分辨率，较低的算法处理，所以能够帮助弥补这些不足。但是，LIDAR系统一般体积大，成本高，这些缺点需要改进。

LIDAR系统设计要确定系统对小目标的探测能力，在多少远处能探测到多低反射率的多小尺寸的目标。同时这也就定义了系统需要的角分辨率。由此可以计算得出可达到的最小信噪比(SNR)，该最小信噪比就决定了系统探测的检测概率与误检概率。

了解感知环境和必要的信息量，作出适当的设计权衡，从而开发出成本和性能最佳的解决方案。例如，一辆自动驾驶汽车以100 kph (~27 mph)的速度在道路上行驶，而自动机器人则以6 kph的速度在步行区或仓库中移动。在高速情况下，我们可能不但需要考虑以100 kph的速度行驶的车辆，还需要考虑以相同速度对向行驶的另一车辆。对于感测系统来说，这相当于一个物体以200 kph的相对速度接近。对于LIDAR传感器来说，检测对象之间的最大距离为200 m时，两车之间的距离在一秒内便会缩短25%。应该注意的是，在进行规避时，汽车的速度(或与对象之间的非直线逼近速度)、刹停距离和动力学这些复杂因素会因具体情况而异。一般来说，高速应用需要采用检测距离更长的LIDAR系统。

分辨率是LIDAR系统设计中的另一个重要系统特性。精细的角度分辨率使LIDAR系统能够从某一个被测目标接收到多个像素的回波信号。如图1所示，在200m处，1°角分辨率意味着单个像素宽度为3.5m。这种像素尺寸比许多目标的物理尺寸都大，这会带来多重挑战。首先，我们通常使用空间平均法来改善SNR和检测能力，但是如果目标只占据一个像素点，这种方法并不适用。此外，即使能检测到，我们也无法评估出目标的尺寸。道路上的垃圾碎屑、动物、交通标志和摩托车，这些物体的尺寸通常都小于3.5米。当角分辨率再提升10倍达到0.1°，对于200米开外的汽车，水平方向就能采集到5个相邻的像素点。这意味着在200m开外，就能区分出是汽车还是摩托车。(看交通工具的宽度即可，一般情况下交通工具都是宽度大于高度的。且汽车和摩托车高度差不多，宽度有明显区别)。

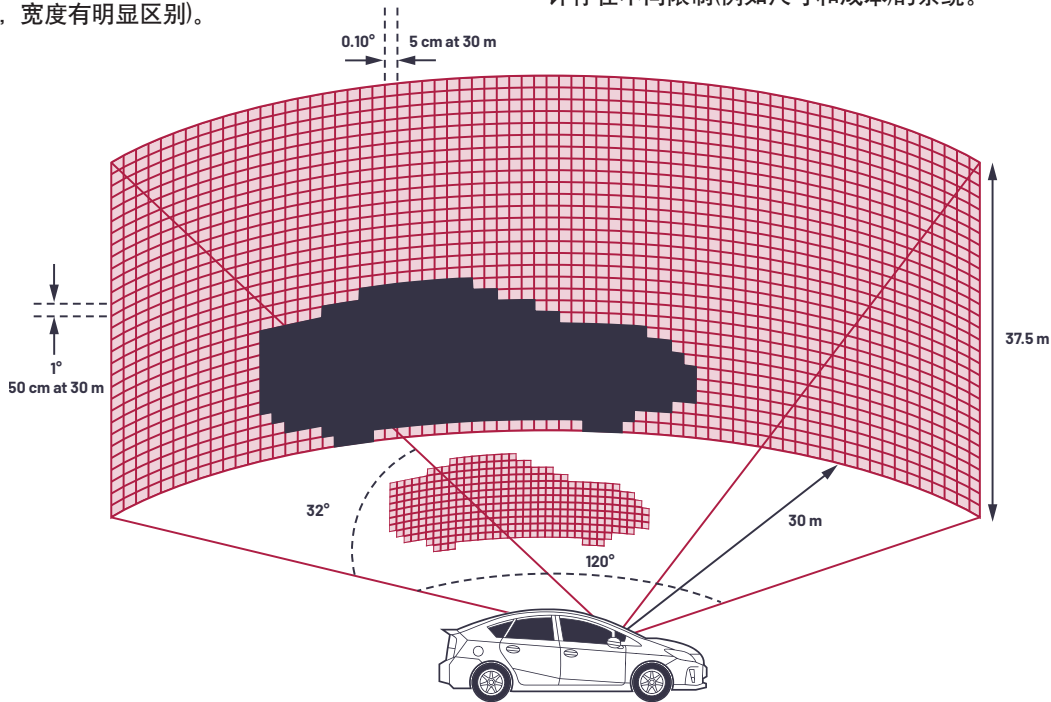


图1. 1°水平分辨率的32线扫描LIDAR系统。

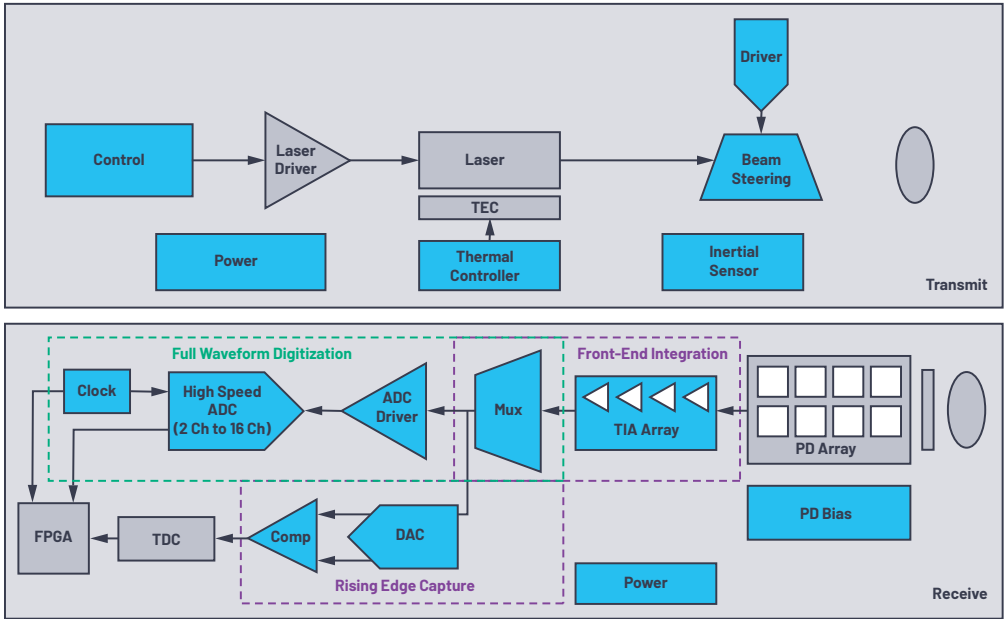


图2. 使用分立元件的LIDAR系统。

为能安全的自动行驶，不仅方位角需要高分辨率，有时候还需要俯仰角高分辨率。想象一下，自动化的扫地机器人尽管移动缓慢但是需要检测细高的物体，如桌子腿，以便判断能否钻进桌下进行工作。这个需求与之前的高速自动驾驶需求就不太一样了。

一旦确定下来自动驾驶设备的速度与行驶场景，需要探测目标的性质以及要达到的性能，就可以构建符合其应用的LIDAR系统构架。您可以做出多种选择，例如扫描与闪光、直接飞行时间(ToF)与波形数字化，但本文暂不讨论它们各自的优缺点。无论选择哪一种架构，ADI丰富的高性能信号链和电源管理组件产品系列(用蓝色突出显示，参见图2)会提供所需的构建块，帮助设计存在不同限制(例如尺寸和成本)的系统。

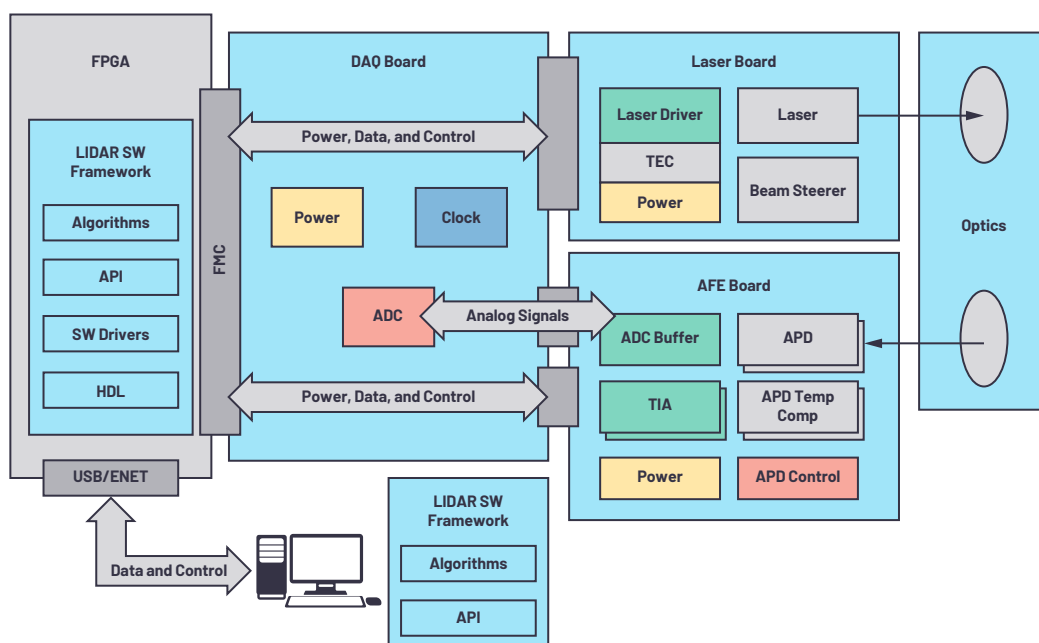


图3. ADI公司的AD-FMCLIDAR1-EBZ LIDAR开发解决方案系统架构。

AD-FMCLIDAR1-EBZ是高性能的LIDAR原型制作平台，也是905 nm脉冲直接ToF LIDAR开发套件。使用这个系统可以快速构建机器人、无人机、农业和建筑设备，以及采用1D静态闪光配置的ADAS/AV的原型。这个参考设计中选用的组件主要是针对长距离脉冲LIDAR应用。该系统采用905 nm激光源，由高速、双通道4 A MOSFET ADP3634驱动。它还包括由可编程电源LT8331供电(用于生成APD电源电压)的First Sensor公司的16通道APD阵列。包括多个低噪声、高带宽的4通道LTC6561 TIA，一个AD9094 1 GSPS、8位ADC，其在通道上的功耗最低，为每通道435 mW。我们的设计需要继续增大带宽和采样速率，以帮助提高整个系统的帧率和范围精度。与此同时，需要最大限度降低功耗。这是因为散热减少可以简化热/机械设计，从而帮助模块减小外形尺寸。

测量距离(或深度)、精度都与ADC采样速率相关。距离测量精度使得系统能够准确获知与目标之间的距离，对于需要近距离移动的场景(例如停车或仓储物流)，这非常重要。此外，可以根据多帧之间目标距离的变化来计算目标的速度，这种情况下就要求对目标距离的测量精度要很高。采用简单的阈值算法(例如直接ToF)时，1 ns采样时段(也就是，使用1 GSPS ADC)的范围精度可达到15 cm。计算公式为 $c(dt/2)$ ，其中c表示光速，dt表示ADC采样时段。鉴于包含ADC，所以，可以采用更复杂的技术(例如插值)来改善范围测量精度。据估计，测量精度将正比于信噪比的均方根。匹配滤波器是用于处理数据的性能最高的算法之一，它可以在插值之后最大化SNR，从而得到最好的距离测量精度。

EVAL-ADAL6110-16，一款高度可配置的评估系统，可以辅助实施LIDAR系统设计。它为需要实时(65 Hz)检测/跟踪对象的应用(例如防撞、高度监测和软着陆)提供简单但可配置的2D闪存LIDAR深度传感器。

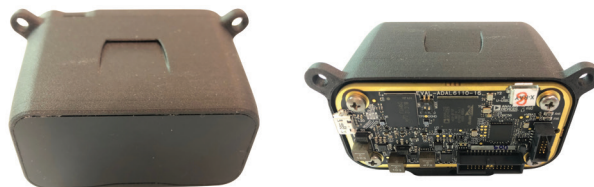


图4. 使用集成式16通道ADAL6110-16的EVAL-ADAL6110-16 LIDAR评估模块。

参考设计中使用的光学器件为我们提供了37°(方位角)和5.7°(俯仰角)的视野(FOV)。在方向角的16像素线性矩阵中，20米像素大小相当于普通成人的体型，为0.8米(方位角)×2米(俯仰角)。如前所述，不同的应用可能需要不同的光学配置。如果现有的光学器件不能满足应用需求，可以轻松从壳体上取下印刷电路板，并将其集成到新的光学配置中。

该评估系统以ADI的ADAL6110-16为核心，这是一款低功率、16通道的集成式LIDAR信号处理器(LSP)。该器件为相关的照明区域提供时序控制和对接收的波形采样的时序，且能对获取的波形实施数字化。ADAL6110-16集成了高灵敏度的模拟元件，可以帮助降低本底噪声，使系统能够捕获能量很低的回波信号。相对于采用类似信号链的分立式元件方案，它们的本底噪声是由rms噪声决定的，所以其灵敏度不如ADAL6110的方案。此外，使用集成信号链可以减小LIDAR系统设计的尺寸大小、重量和功耗。

系统软件能让芯片快速测距以便完成多点测量。它的通道之间是完全独立的，通过USB提供的单个5 V电源运行，通过使用该模块的机器人OS(ROS)的驱动，可以很方便集成进现有的自动驾驶系统。用户只需创建一个连接器，将设备与机器人或者车辆的接口相连，即可通过以下四种通信协议进行通信：SPI、USB、CAN或RS-232。可以选择不同的接收器和发射器技术对参考设计实施修改。有关EVAL-ADAL6110-16和ADAL6110-16 LSP的更多信息，请访问analog.com/LIDAR。

如前所述，可以更改EVAL-ADAL6110-16参考设计的接收器技术，以构建图5至图7所示的不同配置。EVAL-ADAL6110-16采用Hamamatsu S8558 16元件光电二极管矩阵。表1中显示的不同距离下的像素大小是基于有效像素大小，即0.8 mm×2 mm，以及20 mm的焦距镜头。例如，如果使用单个光电二极管(例如Osram SFH-2701)来重新设计这个板，且每个光电二极管的有效面积为0.6 mm × 0.6 mm，那么相同范围内的像素大小会大为不同，因为FOV会随像素大小而改变。

表1EVAL-ADAL6110-16中使用的接收器大小和光学器件，以及将接收器更换为SFH-2701之后，可能的像素排列

	EVAL-ADAL6110-16参考设计的像素尺寸和范围				
	光学FOV	选择原因	20 mm	40 mm	60 mm
使用Hamamatsu S8558的EVAL-ADAL6110-16	37° × 5.7°	检测相距20米的普通成人	0.8 × 2	1.6 × 4	2.4 × 6
使用Osram SFH-2701 16像素的EVAL-ADAL6110-16	像素排列发生变化	像素是2个2L水瓶在5米时的尺寸	0.6 × 0.6	1.2 × 1.2	1.8 × 1.8

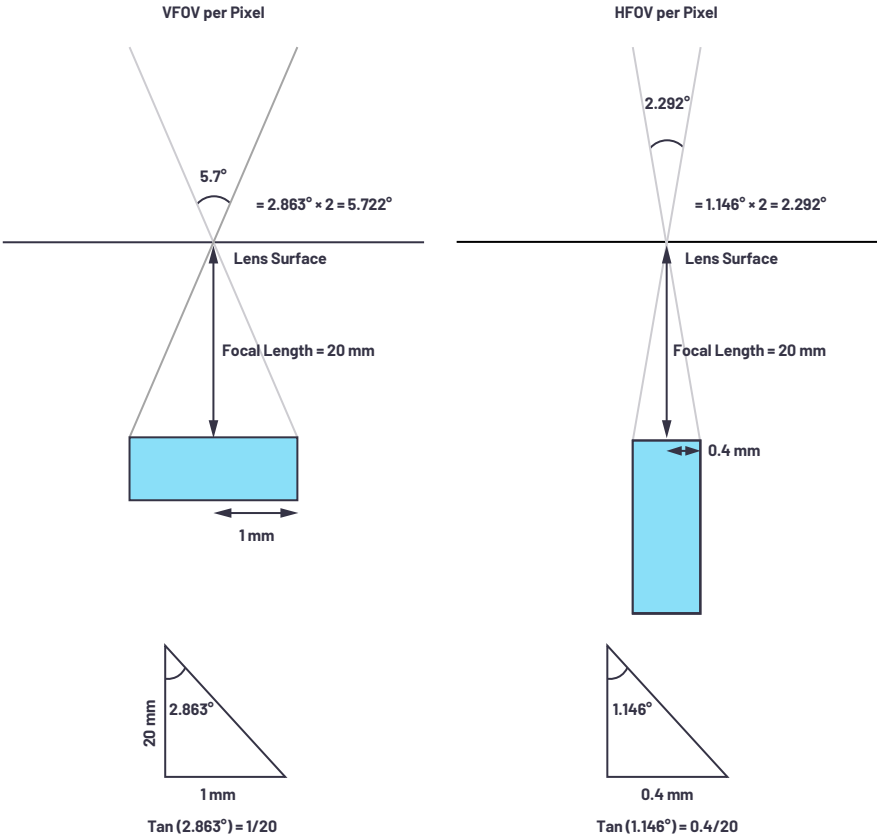


图6. 简单光学模型的角分辨率基本计算。

例如，我们来回顾一下16个像素配成一行的S8558，各像素尺寸为：2 mm × 0.8 mm。

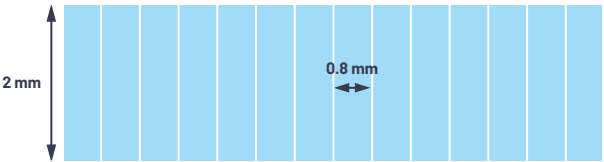


图5. Hamamatsu S8558 PIN光电二极管阵列的尺寸。

选择20mm焦距镜头后，可以利用基本三角函数计算出每个像素的垂直和水平FOV，如图6所示。当然，选择镜头时还需要考虑其他更复杂的因素，比如像差校正和场曲效应。但是，对于这样的低分辨率系统，一般只需要进行简单的光路计算。

所选的1×16像素FOV可用于自动驾驶车辆和自动地面车辆的对象检测和防撞等应用中，或者使受限环境(例如仓库)中的机器人实现同步定位与地图绘制(SLAM)。

有一种独特应用，需要配置4 × 4网格矩阵，以检测系统周围的物体。这个正在开发中的应用将被安装在大客车和RV(休闲车辆)中，作为车辆的安全器件，可以在车辆近旁有行人行走时向驾驶员发出警报。该系统可以检测行人行走的方向，提醒驾驶员刹停车辆或按喇叭提醒行人，以防撞倒行人或自行车骑行者。

注意，并非每种应用都需要0.1°的角分辨率和100米测量范围。细想一下应用真正需要采用哪种LIDAR系统设计，然后明确定义关键标准，例如对象大小、反射率、与对象的距离，以及自动驾驶系统行进的速度。

这可以为组件选择提供依据，使系统设计在出色性能、成本和需要的功能之间达成平衡，以便大幅提高首次设计成功的可能性。

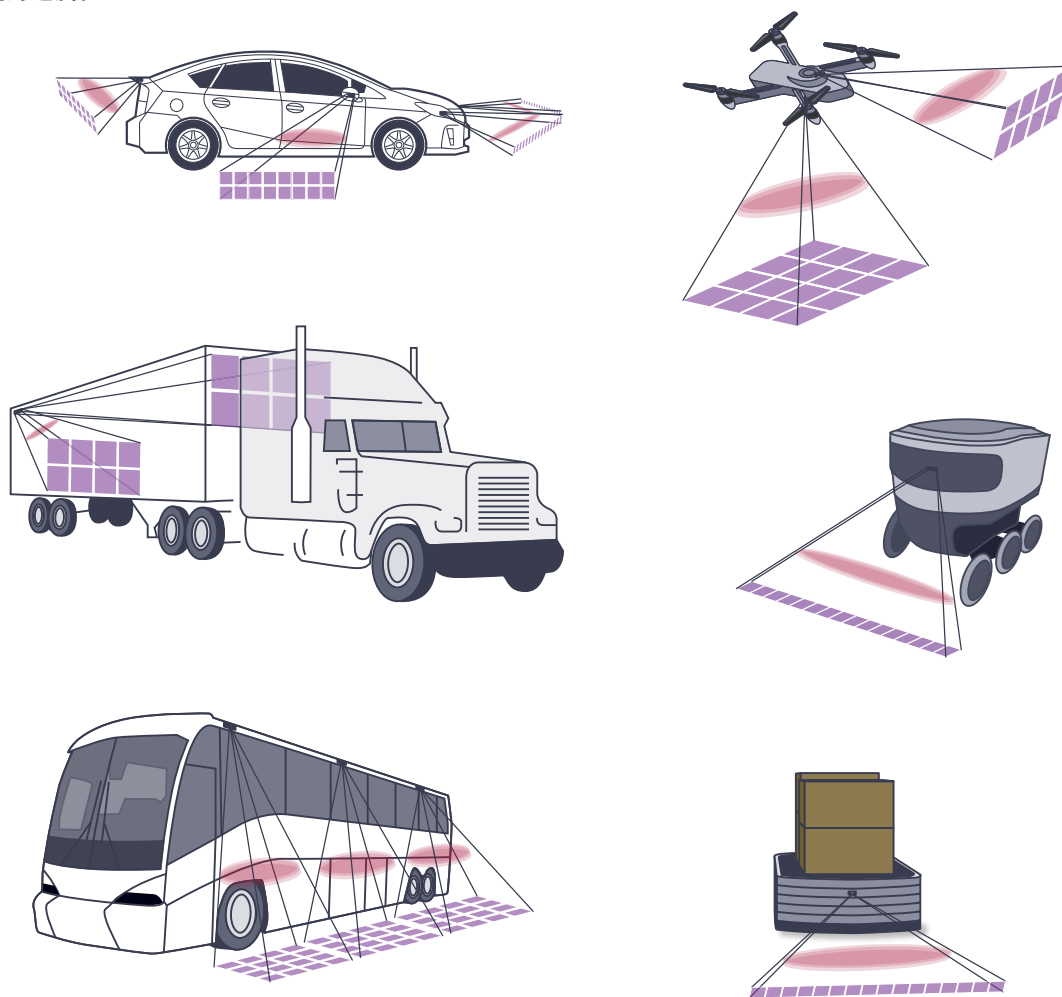


图7. LIDAR系统的各种光学配置，可以帮助增强应用的安全性。



作者简介

Sarven Ipek于2006年加入ADI公司。在ADI公司任职期间，Sarven在故障分析、设计、特性表征、产品工程以及项目和程序管理方面积累了丰富的经验。Sarven目前是ADI公司麻萨诸塞州威明顿市自动驾驶和安全产品部门LIDAR部的营销经理。他拥有东北大学电气和计算机工程学士学位以及电气工程硕士学位，主修通信系统和信号处理。联系方式：sarven.ipek@analog.com。



作者简介

Ron Kapusta是ADI的研究员，拥有麻省理工大学的理学学士和工程学硕士学位。他在2002年毕业后加入ADI公司，为数字成像系统设计数据转换器和传感器接口电路。2014年，Ron将研究重点转移到汽车技术，主要研究与LIDAR传感器有关的电子、光子和信号处理。Ron还在多个IEEE会议的项目委员会任职。联系方式：ron.kapusta@analog.com。

隔离式栅极驱动器的峰值电流

Ryan Schnell, 应用工程师
Sanket Sapre, 应用工程师

简介

当考虑使用何种栅极驱动器时，一个常见问题是：驱动器可以提供的峰值电流是多少？峰值电流是栅极驱动器数据手册中最重要的参数之一。此指标一般被视为决定栅极驱动器驱动强度的终极因素。MOSFET/IGBT的导通、关断时间与栅极驱动器可以提供的电流有关，但并不能说明全部问题。峰值电流一词在业界使用非常普遍，许多栅极驱动器数据手册的标题中包含这一术语。尽管如此，其定义还是会因器件而异。本文讨论为特定应用选择栅极驱动器时使用峰值电流作为决定性因素的问题，并比较数据手册中一些较常见的峰值电流表示形式。本文对标题中峰值电流数值相似的栅极驱动器进行了比较，并对栅极驱动强度做了讨论。

应用示例

隔离式栅极驱动器提供电平转换、隔离和栅极驱动强度，从而操作功率器件。这些栅极驱动器的隔离特性支持高端和低端器件驱动；如果使用合适的器件，它还能提供安全栅。应用实例如图1所示。 V_{DD1} 和 V_{DD2} 有单独的地基准，并且各自的电压可能不同。在本文中，引脚1至引脚3被称为原边，引脚4到引脚6被称为副边。栅极驱动器提供的隔离很容易达到数百伏，因而可以支持较高的系统总线电压。

合适的隔离式栅极驱动器必须能够再现原边上存在的时序，并以足够快的速度驱动功率器件的栅极，以使开关转换可以达到要求。较快的开关转换可以降低开关损耗，因此快速开关的能力常常是人们所追求的特性。通常，对于一类开关技术，功率器件可以处理的功率越大，它给栅极驱动器带来的负载就越大。

隔离式栅极驱动器常常用于半桥配置，如图2所示。高端驱动器必须能够在系统地 V_{BUS} 电压之间摆动，同时为其驱动功率器件提供必要的驱动强度。

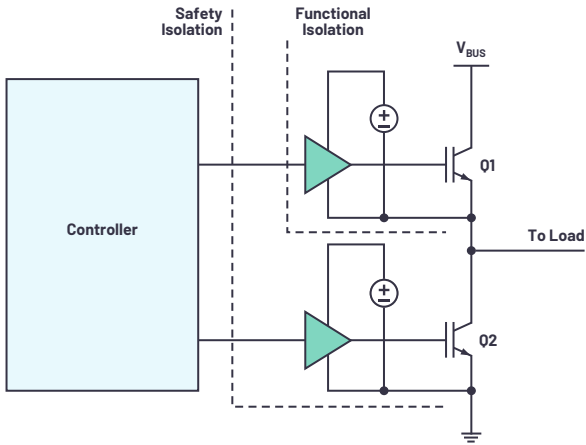


图2 典型半桥应用。

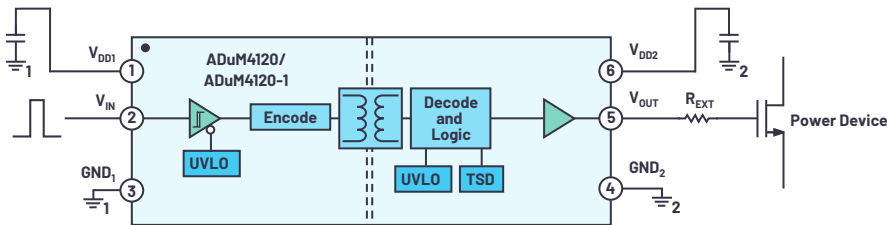


图1 ADuM4120的典型应用。

负载考虑

MOSFET/IGBT的栅极充电或放电所需的时间决定了器件的开关速度。实际使用中会增加一个外部串联栅极电阻，以便调节栅极电压的上升/下降时间，并可以限制栅极驱动器IC的功耗。将功率器件建模为一个电容和带MOSFET输出级的栅极驱动器，并通过外部串联栅极电阻运行，我们便得到图3所示的RC电路。在此简化模型中，峰值拉电流方程为 $I_{PK_SRC} = V_{DD}/(R_{DS(ON)_P} + R_{EXT})$ ，峰值灌电流方程为 $I_{PK_SNK} = V_{DD}/(R_{DS(ON)_N} + R_{EXT})$ 。对于短路峰值电流测量， R_{EXT} 设置为 0Ω ，但在应用中，存在一个外部串联电阻。

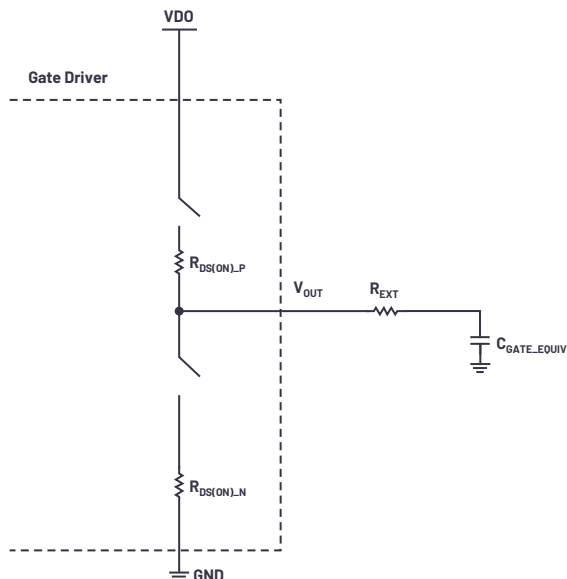


图3. 栅极充放电的简化RC模型。

其中：

$R_{DS(ON)_N}$ 为栅极驱动器NMOS的导通电阻。

$R_{DS(ON)_P}$ 为栅极驱动器PMOS的导通电阻。

R_{EXT} 为外部串联栅极电阻。

C_{GATE_EQUIV} 为功率器件的等效电容。

数据手册标题中的一语多义

峰值电流的本来作用是简明地比较栅极驱动强度，但不同厂商的数值不同。图4显示了I-V曲线表示，以及栅极驱动器制造商用来给出峰值电流值的一些常见电平。特定MOSFET的I-V曲线的饱和水平在整个硅工艺和温度范围内变化很大，变化幅度常常是典型值的 ± 2 倍。

在许多数据手册中，数据手册特别提到的峰值电流是典型饱和电流，其测量方法是输出短路至相对较大的电容，或通过脉冲让驱动器在非常短的时间短路。很少有数据手册清楚地表明输出驱动器在整个温度和工艺变化范围内的最小和最大IV曲线，但如果使用典型饱和和数值作为峰值电流值，那么有些器件将无法在实际应用中提供或吸收那么多电流。有些数据手册给出最大饱和值，有些则给出最小饱和值。描述驱动器可用峰值电流的另一种方法是描述最低I-V曲线的线性区域中的最高电流或最小线性电流。明确该数值后，用户便知道所有器件在应用中都能提供或吸收比该额定值更多的电流。此值是保守值，但用户可以得知，通过适当选择外部串联栅极电阻的大小，栅极驱动器输出FET将不会因温度和工艺变化而处于饱和区域。

峰值电流的生产测试通常非常困难，因为测试环境中接触器的电流受限。隔离式栅极驱动器的峰值电流规格通过设计和/或特性来保证并不罕见。不同制造商可能会也可能不会提及峰值电流的最小值或最大值。因此，对于使用峰值电流的哪种表示方式来比较不同器件并没有达成共识。重要的是应注意，峰值电流不是恒定电流或平均电流。如果栅极驱动器输出在输出FET的线性区域中正常运行，则峰值电流仅在切换刚开始时存在。

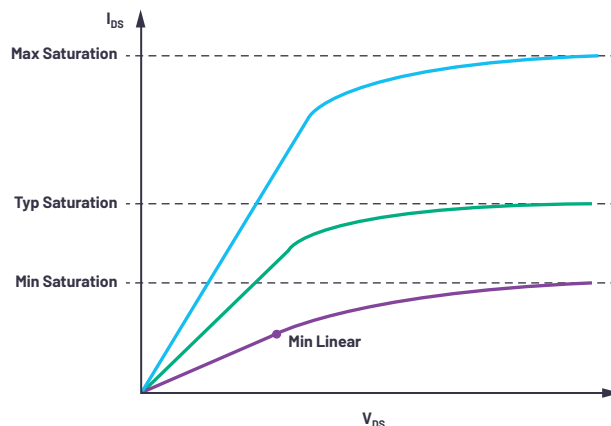


图4. 输出驱动器FET的I-V曲线示例。

虽然整个温度和工艺变化范围内的完整最小和最大饱和曲线几乎永远不会进入数据手册，但一些隔离式栅极驱动器制造商会提供输出驱动器的典型I-V曲线。这可以表示为短路I-V曲线，或采用外部串联栅极电阻来表示，以便更好地模拟实际应用。查看包含外部串联电阻的IV曲线时，电压轴通常在副边电压中指定，这意味着绘制的电压是内部 $R_{DS(ON)}$ 和外部串联栅极电阻上共享的 V_{DD2} 电压。

图5显示了数据手册中给出的ADuM4121典型I-V曲线。应当注意的是，ADuM4121在数据手册标题中提到了2 A的驱动能力，但其典型饱和电流超过7A。这是因为该数据手册的标题使用了峰值电流的保守定义，告诉用户该器件绝对可以在所有温度和工艺变化下提供2 A电流。该I-V曲线也是采用2Ω外部串联栅极电阻来模拟实际应用性能。重要的是确保用户在对不同产品时，每个产品的峰值电流定义是相同的，否则对比时可能会遗漏关键因素。

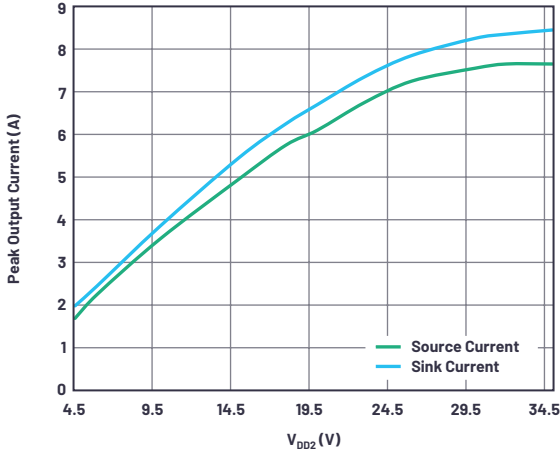


图5. ADuM4121数据手册I-V曲线。

米勒电容

MOSFET或IGBT虽然大致表现为容性负载，但存在非线性，原因是动态栅极-漏极电容，由此产生米勒平坦区-在该区域中，电容在导通(图6)和关断过渡期间会发生变化。在该米勒平坦区间隔期间，栅极电容需要最多的充电电流。峰值电流数值未考虑此时的电流值。但是，较高的峰值电流意味着米勒平坦区中的电流通常会更大。

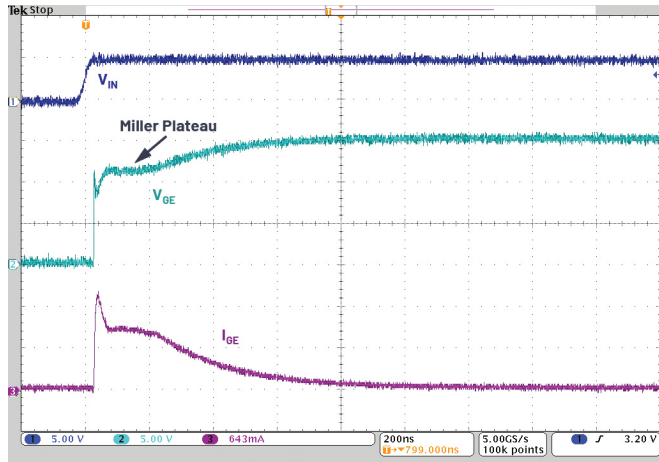


图6. IGBT的导通转换，显示出米勒平坦区。

功耗：一个主要考虑因素

功率器件的栅极充电和放电必然会消耗能量。如果使用等效电容模型，并且每个开关周期都发生栅极的完全充电和放电，则隔离和非隔离式栅极驱动器的栅极开关动作所消耗的功率均为：

$$P_{DISS} = C_{EQ} \times V_{DD2}^2 \times F_S = Q_{G_TOT} \times V_{DD2} \times F_S \quad (1)$$

其中：

P_{DISS} 为一个栅极切换周期中消耗的功率。

C_{EQ} 为等效栅极电容。

V_{DD2} 为功率器件栅极的总电压摆幅。

Q_{G_TOT} 为功率器件的总栅极电荷。

f_s 为系统的开关频率。

重要的是应注意，等效栅极电容 C_{EQ} 与功率器件数据手册中的 C_{ISS} 不是一回事。它常常比 C_{ISS} 大3到5倍，而总栅极电荷 Q_{G_TOT} 是一个更准确的数值，可供使用。还应注意的是，该方程式中未出现充电和放电的串联电阻，原因是它仅与开关动作的总功耗有关，而与栅极驱动器IC内部的功耗无关。

由于隔离式栅极驱动器的隔离特性，标准要求不同的隔离区通过足够的爬电距离和电气间隙距离分开。爬电距离和电气间隙距离要减去原边到副边区域路径中的任何电流导体，因此，很少看到隔离式栅极驱动器使用裸露焊盘或散热块。这意味着无法使用一种主要的帮助降低集成电路热阻的方法，导致将功耗转移到隔离式栅极驱动器封装之外(使得在给定工作点时环境温度工作温度可以更高)的重要性更高。

由于无法给隔离式栅极驱动器添加散热块，因此所用封装的热阻大致与引脚数、内部金属化、引线框架连接和封装尺寸相关。对于给定产品型号的隔离式栅极驱动器，当比较不同可用器件时，封装尺寸、引脚数和引脚排列通常相同，所以不同器件的 θ_{JA} 数值大致相同。

栅极驱动器IC内的热耗散是导致内部结温升高的原因。式1中计算出的功耗是功率器件栅极接通和关断的总功耗。栅极驱动器IC内的功耗在输出驱动FET的内部电阻 $R_{DS(ON)_N}$ 和 $R_{DS(ON)_P}$ 与外部串联栅极电阻 R_{EXT} 之间分配。如果栅极驱动器大部分时候在线性区域工作，则栅极驱动器IC经历的功耗比为：

$$\frac{1}{2} \times \frac{R_{DS(ON)_N}}{R_{DS(ON)_N} + R_{EXT}} + \frac{1}{2} \times \frac{R_{DS(ON)_P}}{R_{DS(ON)_P} + R_{EXT}} \quad (2)$$

如果 $R_{DS(ON)_N} = R_{DS(ON)_P} = R_{DS(ON)}$ ，式2可简化为：

$$\frac{R_{DS(ON)}}{R_{DS(ON)} + R_{EXT}} \quad (3)$$

因此，栅极驱动器IC从功率器件切换中获得的总功率等于式1乘以式3：

$$\frac{R_{DS(ON)}}{R_{DS(ON)} + R_{EXT}} \times P_{DISS} \quad (4)$$

从式4可以看出， $R_{DS(ON)}$ 越小，隔离式栅极驱动器的功耗部分也越小。如果要满足所需的上升/下降时间，则应保留用于功率器件栅极充放电的RC常数。RC常数中的电阻是内部 $R_{DS(ON)}$ 和外部串联栅极电阻的串联组合。换句话说，如果应用中使用的两个竞争驱动器具有相同的上升和下降速度，则 $R_{DS(ON)}$ 较低的驱动器可以使用更大的外部串联栅极电阻，而总串联电阻保持不变，意味着栅极驱动器IC本身的功耗更低。

比较案例研究

为了说明不同产品的峰值电流定义有何差异，并展示隔离式栅极驱动器中较低 $R_{DS(ON)}$ 的好处，我们选择了三款隔离式半桥驱动器，其手册中均提到了4A峰值电流。所有三个驱动器的爬电距离、电气间隙、引脚排列和焊盘图形都相似。因此，可以使用相同布局来测试所有三个器件。使用ADuM4221评估板作为测试平台来比较ADuM4221和另外两个器件，分别称为竞争产品1和竞争产品2。评估板如图7所示。

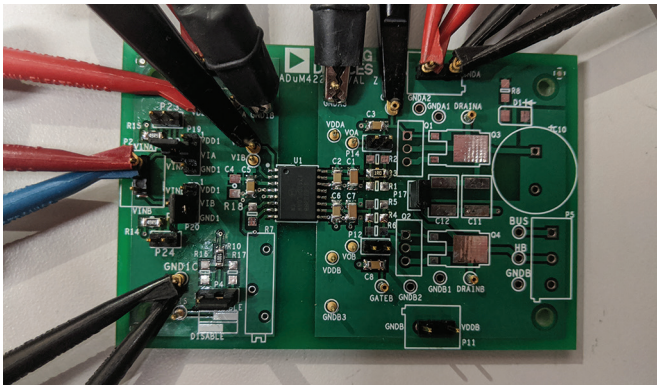


图7. ADuM4221评估板。

表1总结了每种器件的数据手册声称的数值。

表1. 数据手册声称值比较

	拉电流(A)	灌电流(A)
ADuM4221	4	4
竞争产品1	2	4
竞争产品2	4	6

如果严格比较数据手册中显示的值，竞争产品2提供的栅极驱动看起来最强，因此对于给定负载，其上升和下降时间最快。为简化分析，负载使用分立陶瓷电容，故波形中不存在米勒平坦区。此外，仅使用双通道输出驱动器的一路输出。

对于第一个测试条件，每个驱动器的负载为100 nF电容和0.5Ω外部串联栅极电阻，配置如图3所示。在驱动器上执行一次导通和关断操作，以使驱动器内部的功耗保持较低。该测试非常类似于峰值短路测试。结果如图8和图9所示。

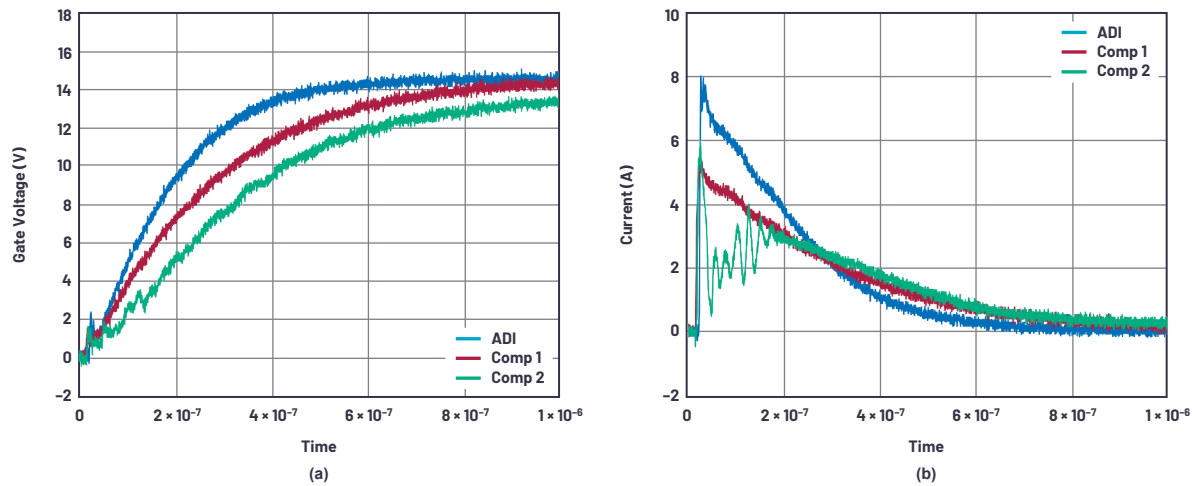


图8. 导通测试。100 nF和0.5Ω R_{EXT} 。 (a) 电压与时间的关系。 (b) 电流与时间的关系。

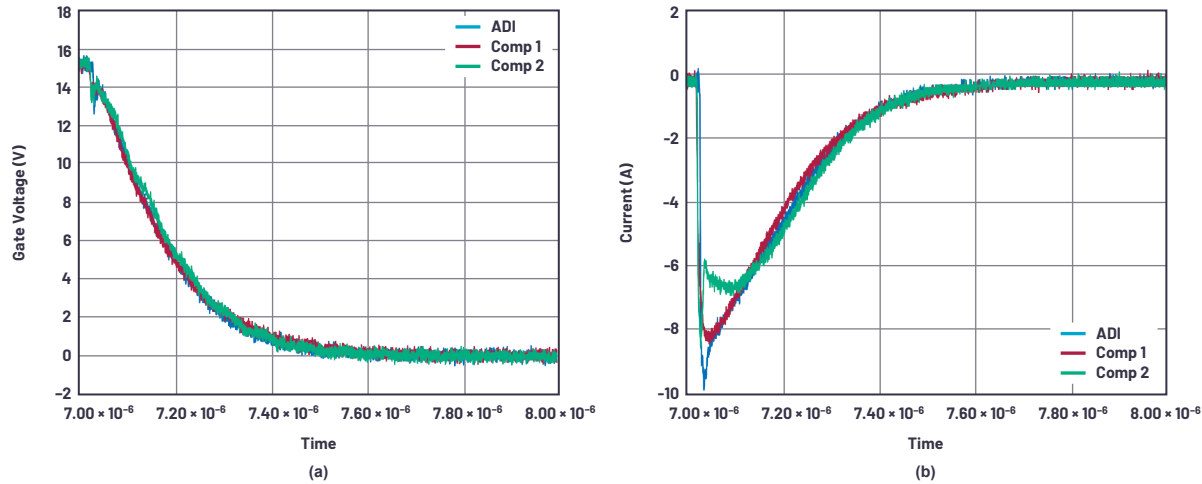


图9. 关断测试。100 nF和0.5Ω R_{EXT} 。 (a) 电压与时间的关系。 (b) 电流与时间的关系。

图8表明，不同驱动器的导通速度存在很大差异。令人惊讶的是，市场上峰值电流最高的驱动器的上升时间最慢。电流波形表明，所有驱动器的输出都超过了标定的电流值，但竞争产品2不能维持高电流。总上升时间是电流积分的函数。检查图9所示的下降时间，所有三个器件的表现旗鼓相当。尽管各产品的峰值电流相似，但竞争产品2的持续电流最低。总体而言，三个器件在关断测试中表现相似。从该测试可以看到，数据手册中的峰值电流数值更强的器件，其表现出的驱动强度低于其他器件。

第二个测试条件是调整所有三个驱动器，使其上升和下降时间相似，然后以恒定的开关频率操作这些器件以评估热性能。如图8所示，ADuM4221的上升时间最快，可以使用较大的外部串联栅极电阻以与其他驱动器的上升时间一致。结果发现，针对导通情况，与竞争产品1的 0.91Ω 和竞争产品2的 0.97Ω 外部串联栅极电阻相比， 1.87Ω 外部串联栅极电阻可以使ADuM4221具有相似的上升和下降时间。ADuM4221的关断电阻调整至 0.97Ω 。输入和输出波形如图10所示。

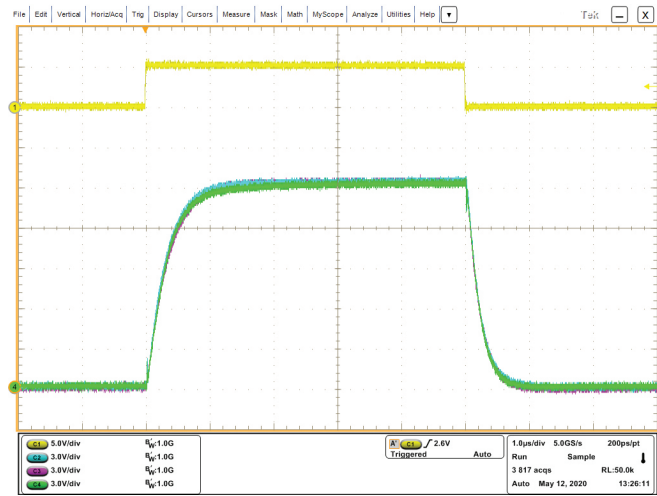


图10. 所有三个驱动器调整后的上升/下降曲线。通道1 = 输入，通道2 = ADuM4221，通道3 = 竞争产品1，通道4 = 竞争产品2。

将上升时间和下降时间调至相等时，电流波形的积分是可以比较的，功率器件中的开关损耗在应用中也是可以比较的。通过使用较大的外部串联栅极电阻，隔离式栅极驱动器外部可以承担更多的热负载。图11、图12和图13显示了三个驱动器在相同环境温度下工作时的热分布图，开关频率为100 kHz，副边电压为15 V，负载电容为100 nF。

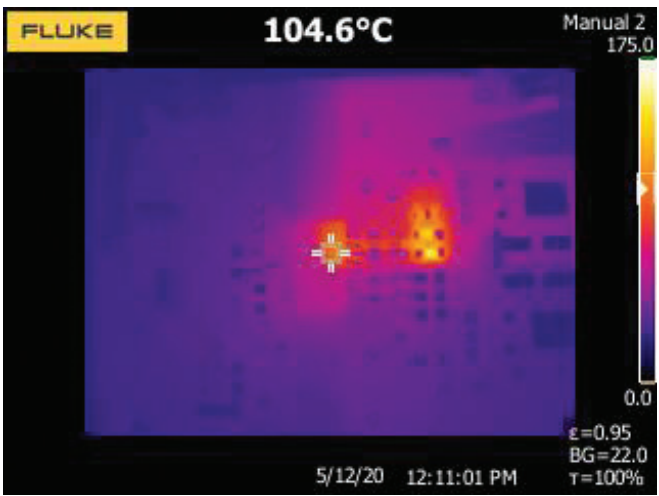


图11. ADuM4221热分布图。

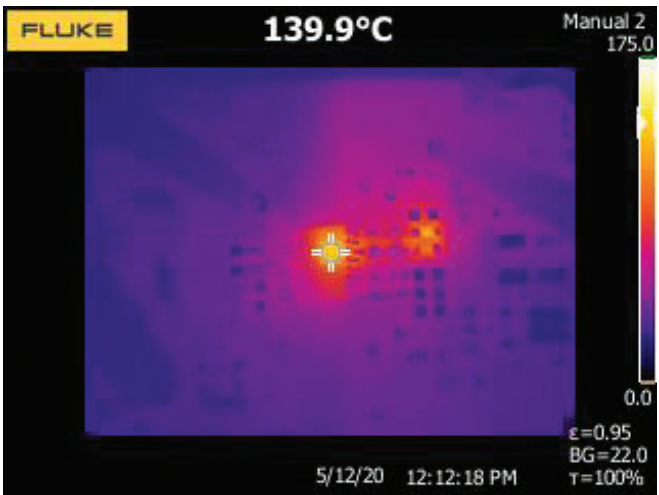


图12. 竞争产品1的热分布图。



图13. 竞争产品2的热分布图。

热像仪的十字线是隔离式栅极驱动器的输出区域。每个驱动器右侧的亮点是外部串联栅极电阻。图11中的外部串联栅极电阻比另外两个热分布图中的电阻更热。这是符合预期和需要的情况。所有三个测试均以相同开关频率和相同负载电容进行，因此总功耗相同。外部电阻的功耗越多，栅极驱动器IC本身的功耗就越少。

竞争产品1的IC表面温度比ADuM4221高35.3°C，这是因为较高 $R_{DS(ON)}$ 对竞争产品有热限制。类似地，竞争产品2的功耗导致其表面温度比ADuM4221高18.9°C，因而在相同工作条件下其栅极驱动器更热。这表明，在选择栅极驱动器时，较低内部电阻所产生的散热能力是重要考虑因素。在较高环境温度下工作时，这种温度升高很重要。表2列出了测试结果。

表2. 热性能比较：温度越低越好

	$R_{EXT_ON} (\Omega)$	$R_{EXT_OFF} (\Omega)$	IC温度(°C)
ADuM4221	1.87	0.97	104.6
竞争产品1	0.91	0.91	139.9
竞争产品2	0.97	0.97	123.5

结论

厂商报告的拉电流和灌电流额定值差异悬殊，粗略浏览数据手册标题便形成对不同器件驱动强度的看法可能会产生误导。峰值电流定义缺乏透明度可能导致器件销售过多或不足，并极大地影响其在客户进行全面评估之前被特定应用选中的机会。为了进行公平的比较，须确保数据手册中提到的峰值电流具有可比性。当评估隔离式栅极驱动器时，应考虑热裕量和低 $R_{DS(ON)}$ 的重要性。尽管可以将两个栅极驱动器的上升和下降值调整为相同，但选择 $R_{DS(ON)}$ 较低的驱动器可以提供更大的热裕量和更灵活的开关速度。



作者简介

Ryan Schnell是ADI公司的应用工程师。Ryan有功率和控制系统方面的背景。他目前的主要工作是定义和开发采用iCoupler®技术的隔离式栅极驱动器。他拥有科罗拉多大学电气工程学士和硕士学位，以及电力电子博士学位。联系方式：ryan.schnell@analog.com。



作者简介

Sanket Sapre是ADI公司的应用工程师。他在接口与隔离技术组工作，主管产品包括使用iCoupler®技术实现隔离的隔离式栅极驱动器。他拥有孟买大学电子工程学士学位和科罗拉多大学博尔得分校电气工程硕士学位。联系方式：sanket.sapre@analog.com。

低压电池监控器进入高压电动汽车

Christopher Gobok, 产品营销与运营经理

电动汽车

如果您尚未驾驶过电动汽车(EV), 包括混合动力电动汽车(HEV)、插电式混合动力汽车(PHEV)和全电动汽车, 那么很可能您就快要开上了。里程焦虑已成为过去。现在, 您可以帮助保护环境, 而不必担心陷在其中。世界各地的政府都提供了慷慨的财政激励措施以抵消电动汽车的高价, 希望能够引导消费者不购买内燃机(ICE)汽车。有些政府已采取措施强制汽车制造商制造和销售电动汽车, 希望市场最终由电动汽车主导, 而有些政府则制定了更明确的目标。例如, 德国已经努力推动在2030年之前禁止ICE汽车。

在汽车的大部分历史中, 创新一直聚焦于提供舒适的用户体验, 提高ICE的燃油燃烧效率, 以及使排放物更清洁。然而, ICE汽车的最近创新的绝大部分是电子技术进步的直接结果, 包括底盘系统、动力传动系统、自动驾驶和高级驾驶员辅助系统(ADAS)、信息娱乐和安全系统的改进。EV的许多电子系统与ICE车辆相同, 当然还有传动系统本身。根据Micron Technology的数据, 电动汽车价值中的电子部分高达75%, 随着半导体技术持续发展, 导致各种电子模块和子系统的成本不断降低, 该部分的价值会越来越高。甚至非传统的汽车玩家, 例如Intel®, 也要分一杯羹。

毫不奇怪, 在电动汽车的所有电子子系统中, 制造商和消费者都特别关注电动汽车的心脏-电池系统。电池系统包括可充电电池本身-锂离子(Li-Ion)电池是当前主流-及电池管理系统(BMS), 后者旨在最大程度地提高电池使用率和安全性。ADI公司的BMS解决方案是电池监控的主流产品。ADI公司通过丰富的智能BMS IC产品系列来提升新一代EV BMS设计, [LTC2949](#) EV电池组监控器是其最新产品。

BMS监控

BMS的主要功能是监控电池状态, 对电动汽车而言, 就是监视超大电池组或电池堆。BMS通常监控单个电芯和电池组的电压、电流、温度、荷电状态(SOC)、健康状态(SOH)及其他相关功能, 例如冷却液流量。BMS除了具有明显的安全和性能优势外, 精确监控这些参数一般还能带来更好的驾驶体验, 让驾驶员充分了解电池实时状况。

为了获致成效, BMS测量电路(例如新型LTC2949电池组监控器)必须精准快速, 具有高共模电压抑制能力, 功耗低, 并能与其他器件安全通信。EV BMS的其他任务包括: 将能量回收到电池组中(即再生制动), 平衡电芯, 保护电池组免受危险电压、电流和温度水平的影响, 以及与其他子系统(如充电器、负载、热管理、紧急关停)通信。

汽车制造商使用多种BMS监视拓扑来满足其对准确性、可靠性、易制造性、成本和功耗的需求。例如, 图1所示的分布式拓扑具有以下突出特点: 通过本地智能实现高精度, 串联电池组提供高可制造性, 以及通过低功耗SPI和isoSPI™接口进行IC间通信, 实现最低功耗和高可靠性。

其中, LTC2949用于低端电流检测配置, isoSPI通信线路与底部的电池监视器[LTC6811-1](#)并行。为了提高可靠性, 可以将第二个isoSPI收发器连接到电池组的顶部, 创建一个支持双向通信的环形拓扑, 从而实现双通道通信方案。与SPI主控制器的隔离通信通过[LTC6820](#) isoSPI转SPI信号转换器实现。ADI公司的可堆叠[LTC681x](#)系列多节电池监控器可用于测量多达6、12、15或18节串联电芯各自的电压, 而单个LTC2949用于测量总电池堆参数。LTC681x和LTC2949共同构成一个全面的EV BMS监控解决方案; 对有些人来说, 该电路的更熟悉名称是BMS模拟前端(AFE)。

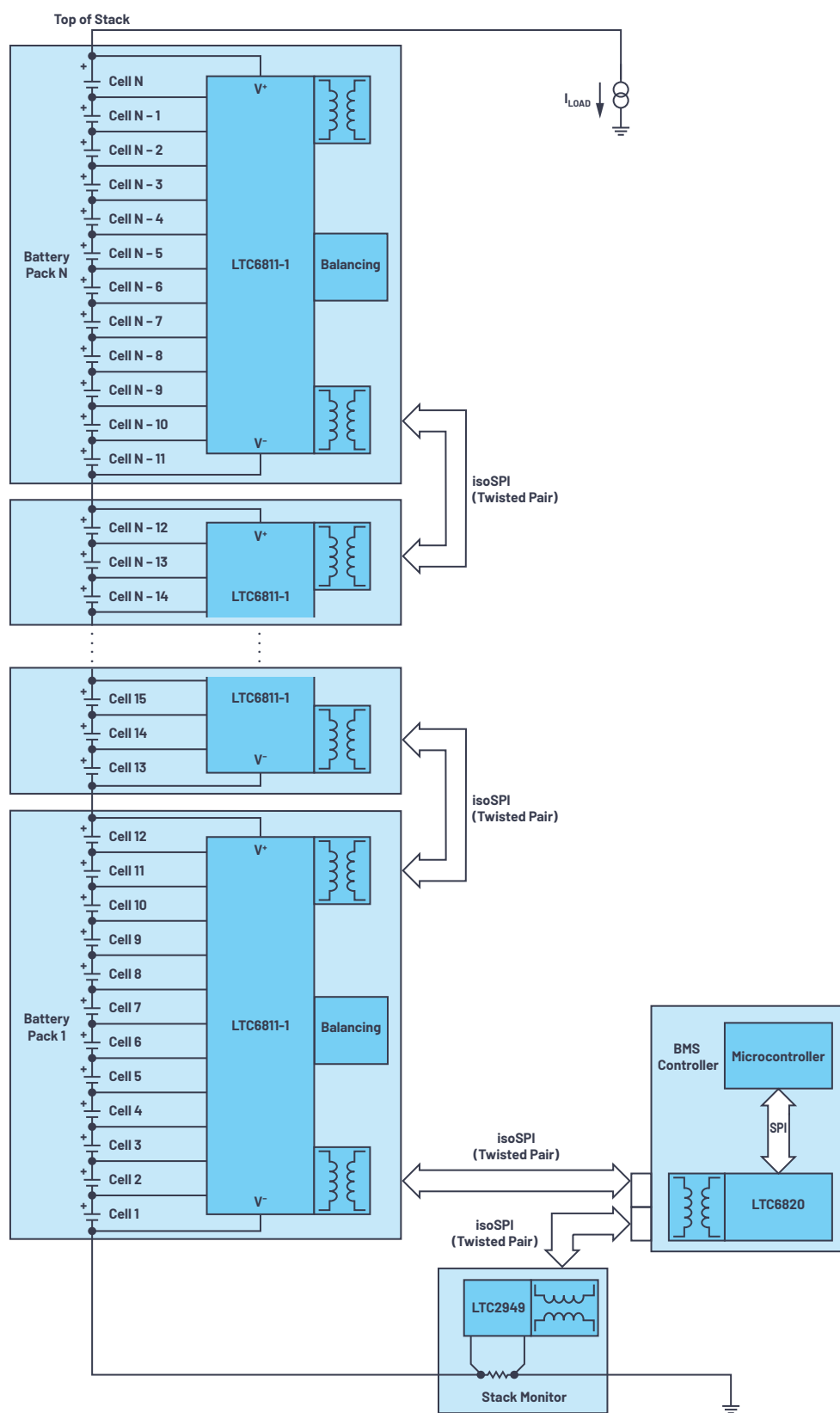


图1. 采用LTC6811-1和LTC2949的分布式EV BMS监控拓扑。

LTC2949专为EV设计，是一款高精度电流、电压、温度、电荷、功率、电能计量器件。通过测量这些关键参数，系统设计人员就有了必要的数据来计算整个电池堆的实时SOC和SOH以及其他品质因数。图2给出了用在高边电流检测配置中的LTC2949的框图。这里，LTC2949采用可调浮动拓扑，因而能够监视电压非常高的电池堆，而不受其自身的14.5 V电压额定值的束缚。LTC2949的电源通过LT8301隔离反激式转换器提供，VCC连接到电池正极。

超越模拟

驾驶员会喜欢LTC2949的数字输出和精度，而系统设计人员会喜欢LTC2949的模拟性能以及将其无缝集成到几乎所有EV BMS中的能力。LTC2949的核心是五个轨到轨、低失调、 Σ - Δ ADC，可确保精确测量电压。在这五个ADC中，两个20位ADC可用来测量两个检测电阻上的电压(如图2所示)，并以令人吃惊的0.3%精度推断出流过两个独立电源轨的电流。LTC2949具有小于1 μ V的失调电压，而且能提供异常高的动态范围。同样，电池堆的总电压测量可达18位和0.4%的精度。两个专用功率ADC检测分流和电池堆电压输入，产生精度为0.9%的功率读数。最后一个15位ADC可用来测量多达12个辅助电压，方便与外部温度传感器或电阻分压器一起使用。利用内置多路复用器，LTC2949可在12个缓冲输入的任何一对之间以0.4%的精度执行差分轨到轨电压测量。

为了简化设置，LTC2949的五個ADC形成三个数据采集通道。每个通道可以根据应用需要配置为两种速度之一，如表1所示。例如，可以使用两个通道监视单个分流电阻：一个通道用于慢速(100 ms)高精度电流、功率、电荷和电能测量；另一个用于快速(782 μ s)电流快照，与电池堆电压测量同步，以进行阻抗跟踪或预充电测量。或者，两个独立通道监视两个不同大小的分流电阻(同样如图2所示)，使得用户可以平衡每个分流电阻的精度和功率损耗。同时，第三个辅助通道可以对可选的缓冲输入进行

快速测量，或者对两个可配置输入(堆电压、芯片温度、电源电压和基准电压)进行自动轮循(RR)测量。

表1. LTC2949三个数据采集通道的配置选项

通道	配置		
	单分流	双分流	
1	慢速	慢速	快速
2	快速	慢速	快速
辅助	RR/快速	RR/快速	RR/快速

当LTC2949的三个数据采集通道中的任何一个被配置为快速模式(782 μ s转换时间和15位分辨率)时，LTC2949可以将其电池堆电压和电流测量与任何LTC681x多节电池监控器的电池电压测量同步，以推断出单个电芯的阻抗、寿命和SOH。有了这些信息，就可以评估电池堆寿命，因为最弱的电芯最终决定整个电池堆的SOH。

SOH是在电池(或电池堆)生命周期的某一时刻对其状况(相对于新电池)的测量，因此使用精确的EV BMS监控器很重要，这不仅是为了最大程度地延长行驶里程，也是为了最大程度地减少电池意外故障。说到电池寿命，LTC2949在开启时仅消耗16 mA电流，而在睡眠时仅消耗8 μ A电流。

数字优势

LTC2949的数字特性包括一个过采样乘法器和累加器，产生18位的功率值和48位的电能与电荷值，报告最小值和最大值以及基于用户自定义限值的警报。这就免除了BMS控制器和总线不断轮询LTC2949以获得电压和电流数据的任务，而且免除了基于结果执行计算的额外任务。LTC2949以过采样ADC时钟速率(预抽取滤波器)进行功率采样，而不是乘以平均值，故而在电流和电压变化远超其转换速率的情况下可以准确测量功率，信号频率最高可达50kHz。

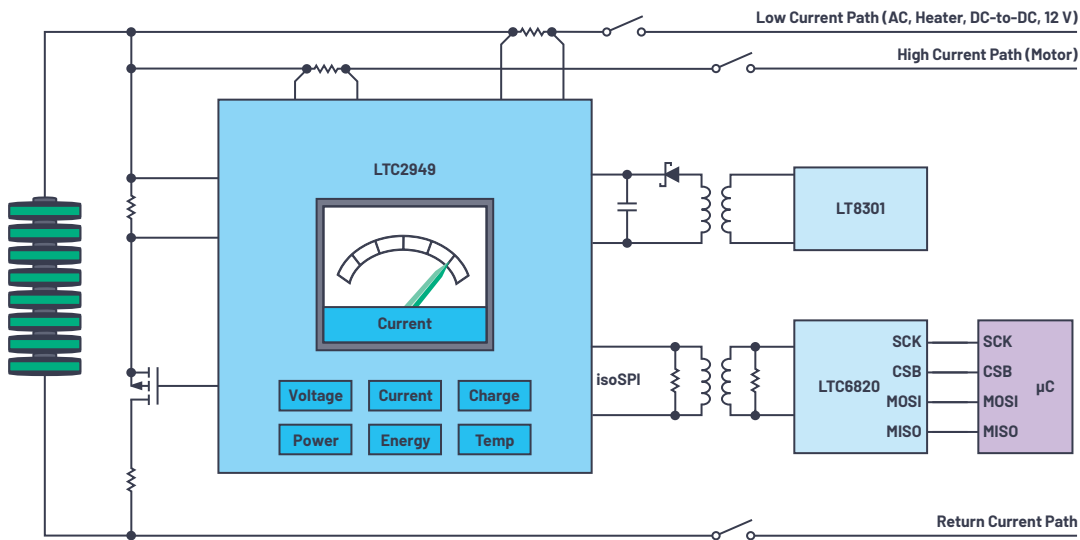


图2. 高边电流检测配置中LTC2949浮动EV电池监控器的典型连接。LTC2949的电源由LT8301反激式转换器提供，V_{CC}连接到电池正极。

LTC2949跟踪电流、电压、功率和温度数据的最小值和最大值，所以总线和主机可以将时钟周期花在其他任务上，而不用持续轮询LTC2949。除了检测并存储最小值和最大值之外，LTC2949还可以在超出用户自定义阈值时发出警报，这同样会免除主机控制器和总线的轮询任务。在提供指定的电能或电荷量之后，或者经过预设的时间量之后，LTC2949也能产生溢出警报。

为确保监控精度，LTC2949提供了多个可编程增益校正因子来补偿测量器件的容差：两个校正因子用于分流电阻、一个电池分压器和四个多路复用输入。这些校正因子可以存储在外部EEPROM中，支持通过模块化方法对电池组进行出厂校准。此外，LTC2949可以线性化最多两个外部NTC热敏电阻的温度读数，即通过求解带可编程系数的Steinhart-Hart方程；这些读数随后可用于对分流电阻读数进行自动温度补偿。通过持续补偿容差和温度影响，不仅可以提高监测精度，而且可以使用成本较低的外部器件。

LTC2949上有一个标准SPI接口用于直接连接MCU。另外还有ADI公司专有的isoSPI接口。isoSPI对标准芯片级SPI的物理层进行了调适，以充分发挥经济高效的分布式电池组架构的潜力。isoSPI针对高电压和高噪声系统而设计，可在长达100米的电缆上提供高达1 Mbps的安全可靠的信息传输，仅使用单根双绞线电缆和简单的脉冲变压器。isoSPI还比其他板载隔离解决方案便宜。图3显示

了LTC2949如何利用isoSPI，其与LTC6811-1一起用作菊花链或可寻址并行配置中的最后一个元件。

结论

电动汽车渐成主流，大规模应用的拐点已经到来。为了保持竞争力，系统设计人员需要密切关注电池和BMS技术，这些技术会深刻影响终端用户的体验。LTC2949是ADI公司在BMS监控领域的最新尝试，它能轻松应对多种电池堆监控拓扑和配置。在几乎任何电压和任何电流水平下，LTC2949都能实现高性能、安全、灵活、可靠的电池管理系统。通过准确读取电流、电压、功率、电能、电荷、温度和时间，可以立即获得对电池SOH和SOC的精确评估。LTC2949除具有强大的模拟能力外，还能对可用数字输出进行高速处理。关键的最小值、最大值和警报可以测量、计算并通过鲁棒的isoSPI接口报告给LTC2949。因此，对主机资源、总线设计和测试以及软件设计的要求得以降低。该器件的一些数字特性包括乘法器、累加器、最小值/最大值寄存器、可配置的警报以及外部器件容差/温度补偿。LTC2949设计为独立工作或与任何LTC681x多节电池监控器配合使用，在满足严格的AEC-Q100准则和ISO 26262安全标准的同时，满足了对下一代EV BMS的迫切需求。

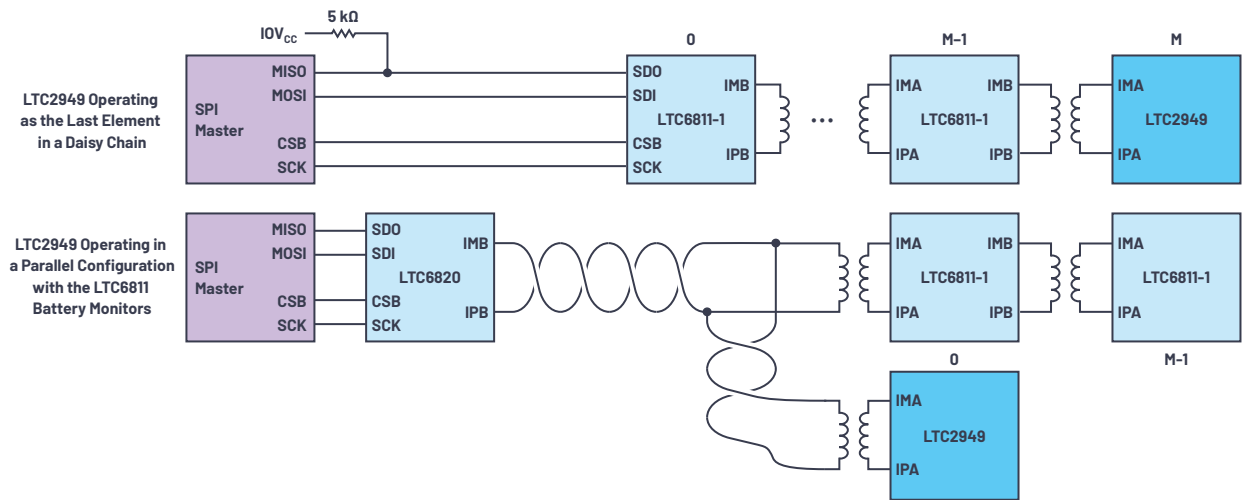


图3. LTC2949 isoSPI配置。



作者简介

Christopher Gobok是ADI公司电源系统管理产品的产品营销与运营经理。Chris毕业于圣何塞州立大学，获电气工程学士学位、电气工程硕士学位及工商管理硕士学位。他之前的行业经验包括担任光电子和功率MOSFET的PME。联系方式：christopher.gobok@analog.com。

非常见问题第182期： 控制LED驱动器的EMI

Frederik Dostal, 现场应用工程师

问题：

照明设计中使用LED驱动器时，如何降低其电磁干扰？



答案：

使用Silent Switcher®电源。

如今，几乎所有照明应用都使用LED。LED在相对较短的时间内便已成为照明的首选。但在大多数应用中，仅凭LED本身还无法实现其功能。LED必须采用合适的电源才能工作。这样的驱动器电路自然应该尽可能高效以降低能耗，LED主要使用开关电源的原因正在于此。

无论什么类型的电源，都应当考虑电磁兼容性。在LED灯中尤其如此。随着时间推移，针对LED产生的干扰的各种测量、评估和记录标准已经确立。

不受控制的电磁干扰可能会带来严重后果。就在最近，我对此有了直观感触。我的电动车库开门器上的旧E27白炽灯泡烧坏

了。将其更换为现代LED灯泡后，灯又亮起来了。但是，我再也无法使用遥控器打开车库门。因此，肯定是LED灯发出的电磁辐射对车库门的无线电电子设备造成了干扰。

开关电源产生的辐射一部分是传导发射，部分是辐射发射。因此，LED驱动器产生的电磁辐射既可以通过电源线传输，也可以磁耦合或容性耦合到相邻电路段中。这些辐射通常不会造成破坏，但可能导致相邻电路元件工作不正常。

因此，使所产生的辐射最小化是有意义的，但在这方面必须满足哪些要求？欧盟的所有电气电子产品都要求有CE标志。CE标志证明产品符合欧盟关于安全、健康和环境保护的规定。只有合规的设备才能在欧洲经济区内流通。世界其他地区，设定了其他与电磁辐射干扰相关的重要要求，例如UL、CSA等标准。

有许多专门涉及LED灯的安全性和电磁辐射的标准，其中一个主要标准是CISPR 11。CISPR代表国际无线电干扰特别委员会。还有许多其他基于CISPR标准的规定和法规，包括ISO、IEC、FCC、CENELEC、SAE等。

采取适当措施并使用外加的电源线滤波器，可以确定地减少传导发射。此类滤波器用于滤除共模或差模噪声。在这里，作用的频率范围通常低于30 MHz。但是，开发此类滤波器并非那么简单。滤波器通常针对特定频率范围进行优化。在其他频率范围，寄生效应以及其引起的器件特性变化可能会造成影响。例如，一个滤波器可以很好地降低100 kHz开关电源所产生的辐射。然而，电源通常会在很宽的频率范围内产生辐射，尤其是在10 MHz以上。在这种情况下，针对100 kHz优化的滤波器甚至可能由于寄生效应和谐振而增加辐射。

这种方式无法确定降低辐射发射。在这里，PCB走线及无源电路元件的寄生电感和电容的大小起着决定性的作用。通常频率在30 MHz以上，至相应标准中规定的上限时，降低这些辐射发射非常困难。它需要丰富的经验和背景知识。特别LED灯的驱动，辐射发射水平可能非常高。通常是驱动一串LED，此串联电路常常需要占用电路板上的大量空间。因此，其几何布局具有天线的特性，所产生的发射被特别有效地辐射出去。屏蔽电路复杂且昂贵，甚至因为光线无法穿过金属板屏蔽层，对LED甚至不能使用金属板屏蔽。因此，解决之道在于限制所产生的辐射发射量。

设计带电源的LED灯泡时，请注意以下关于电磁兼容性的可能性：

- ▶ 在电源的所有输入和输出端增加滤波器，但并不真正了解具体的辐射情况。这通常导致需要为尺寸过大的元件付出高成本，而且制造成本也会提高。
- ▶ 重复使用经过验证的滤波器设计，而不是每次都对滤波器进行适应性调整。这里同样可能导致元件成本较高，而且滤波器的设计也可能不是最优。
- ▶ 委托专家提供滤波器设计。为此，还需要在需要的时候能找到外部专家提供支持。这也会产生额外的成本。
- ▶ 选择具有最低辐射和最佳EMC特性的现成开关稳压器IC设计。在这种情况下，只需要最少的滤波或不需要滤波。

大多数LED驱动器是升压转换器。图1显示了此类转换器的原理电路图。升压转换器输入端的传导发射通常较低。输入电流不是脉冲式(蓝色电流环路)。但在输出端，发射非常高，因为其中有脉冲电流流过反激二极管(红色电流环路)。在导通时间内(即接地开关接通时)，电感充电，没有电流流过反激二极管。在此时间段内，为负载供电的总能量来自输出电容。

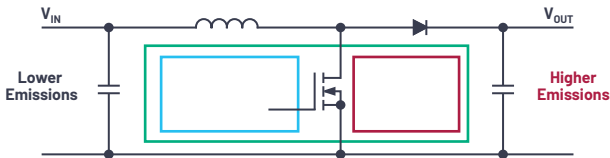


图1 升压转换器电路图，这是LED驱动器的十分常见拓扑。

在图1中，导通时间内的电流以蓝色显示，关断时间内的电流以绿色显示。电流在非常短的时间(或开关转换时间)内发生变化的所有路径都在图1中显示为红色。这些路径在短短几纳秒内便从

有电流状态变为无电流状态。它们是关键路径，必须设计得尽可能小巧紧凑，从而降低辐射发射。

得益于创新，辐射发射比以前低得多的开关稳压器IC最近已上市。关键路径的布置非常对称，以至于不同方向的电流产生的磁场大部分相互抵消。

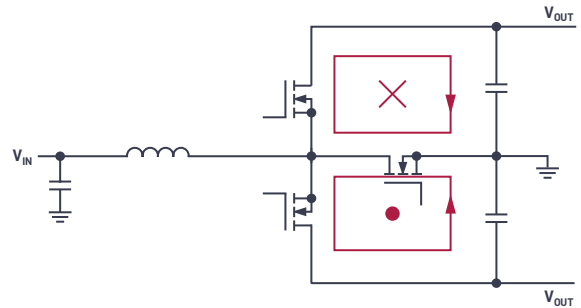


图2 应用于升压转换器的Silent Switcher概念，磁场相互抵消。

图2显示了此拓扑的对称排列。顶部红色环路中产生的磁场与底部红色环路中产生的磁场大小相同，但方向相反，因而彼此抵消。ADI公司称技术为Silent Switcher。除此创新外，所有关键线段的寄生电感都大大降低，导致辐射场显著减弱。Silent Switcher拓扑利用专有功率晶体管布局来实现这种磁场抵消效果。升压转换器的功率晶体管和输出电容之间的路径(热环路)长度决定了该磁场相关的电感。在Silent Switcher 2技术中，此路径的长度大大缩短。这是通过所谓的倒装芯片技术实现的。开关稳压器IC中的硅不是通过焊线而是通过铜柱连接到IC外壳。这些铜柱的电感要低得多。因此，在电流开关速度相同的情况下，电压失调要低得多，由此便可降低辐射发射水平。所以，通过使用优化LED驱动器IC来大大降低EMI是非常可行的。在某些情况下，甚至可以在不使用EMI滤波器的情况下保持在一定的EMI限值内。

图3显示了一个具有极低辐射发射的实际电路。其中，LT3922-1在升压电路中运行。用8 V至27 V的输入电压驱动一个333 mA的10 LED链。对于这个星链结构，开关频率为2 MHz，产生的辐射极小。

图4显示了图3中电路的平均辐射发射。红线显示了CISPR 25规范中的相应限值。可以看出，此规范很容易达到(下冲)。

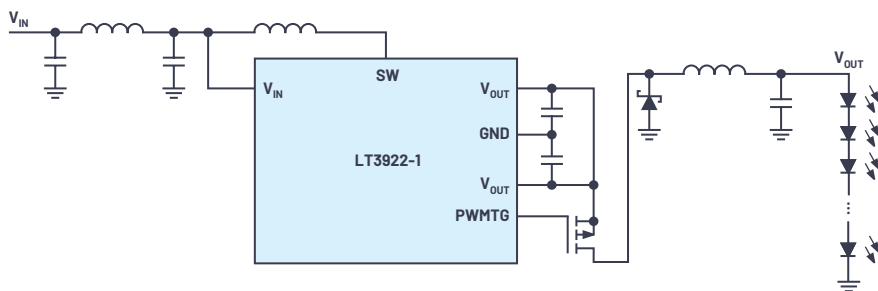


图3. Silent Switcher LED驱动器电路示例，针对最小辐射和最佳EMC特性进行了优化。

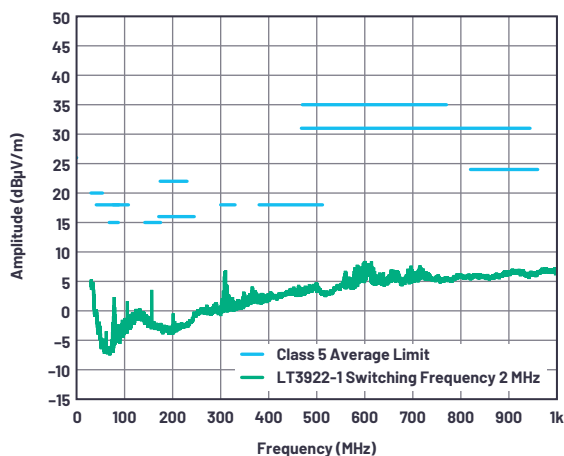


图4. 图3中LT3922-1的平均辐射EMI (CISPR 25)。

诸如LT3922-1之类的低辐射LED驱动器，常常还提供激活扩频调制(SSFM)功能的选项。这可能不会减少实际产生的辐射，但它会将辐射分散到更宽的频率范围内。这样，对于各个EMC标准，测量中可以获得更好的结果。LT3922-1在所设置的开关频率和该值的125%之间提供此功能。扩频调制在VHV和UHV频段

中也会有非常显著的影响，可将任何给定频率的辐射降低到会影响无线电通信的水平之下。

像所有开关稳压器一样，对于LED驱动器，电路板布局的设计也非常关键。诸如Silent Switcher和Silent Switcher 2技术之类的现代创新有助于大幅改善EMC性能，但避免印刷电路板布局出现任何错误仍然很重要。正确放置传导快速开关电流的关键元件，对于最大程度降低辐射发射尤其重要。这些路径中产生的寄生电感应尽可能小。电流环路也应设计得尽可能紧凑。为了帮助用户周全考虑这些方面，LT3922-1数据手册之类的详细文档提供了有价值而明确的参考信息。

当今的某些现代LED驱动器特别注重使电磁辐射最小化。为此，它们采用了开关稳压器领域中的一些关键创新，包括ADI公司的Silent Switcher和Silent Switcher 2技术。利用这些IC进行设计时，为了符合EMI限值所要做的工作相对较少。



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。

RF IC放大器在Keysight Genesys和SystemVue中非线性仿真

Eamon Nash，应用总监

简介

传统上，线性和非线性RF电路仿真占据了不同领域。为了仿真级联小信号增益和损耗，RF设备设计人员传统上一直广泛使用S参数器件模型。由于缺乏数字形式的数据(如IP3、P1dB和噪声)，而且常用RF仿真器中从来没有频率变化模型结构，所以传统方式中非线性仿真更具挑战性。RF电路设计人员通常采用自制的电子表格来计算级联噪声和失真。但是，这些电子表格难以模拟系统级特性，例如误差矢量幅度(EVM)和邻道

泄漏比(ACLR)；当信号链由调制信号驱动时，这些特性变得很重要。

本文将探讨一些将线性S参数数据与非线性数据(如噪声系数、IP3、P1dB和 P_{SAT})相结合的RF放大器模型结构。本文还会展示系统级仿真结果，以评估其对实际特性建模的准确程度。

S参数

S参数数据集是迄今为止使用非常广泛的RF仿真模型。它们是标准化的表格式数据集，包括不同频率下的输入回波损耗、增

表1. 典型Sys参数数据集

ADPA7002AEHZ									
测试条件: $V_0 = 5\text{ V}$; $I_0 = 600\text{ mA}$; 温度 = 25°C									
频率(MHz)	增益(dB)	噪声系数(dB)	OP1dB (dBm)	RIS0 (dB)	OIP3 (dBm)	S11m (dB20)	S11a (°)	S22m (dB20)	S22a (°)
20,000	16.95	8.74	26.56	-67.721	36.44	-7.75	173.729	-11.557	147.426
21,000	17.68	8.24	26.91	-73.233	36.76	-8.517	80.526	-11.122	62.568
21,500	17.93	7.9	27.03	-68.951	36.88	-9.589	34.318	-11.311	22.785
22,000	17.93	7.36	27.17	-61.943	37.15	-10.697	-10.322	-11.509	-19.276
23,000	17.65	6.99	27.52	-59.98	37.96	-12.651	-103.636	-11.98	-97.33
23,500	17.56	6.81	27.74	-61.879	38.41	-14.063	-151.565	-12.827	-134.022
24,000	17.47	6.63	27.96	-80.139	38.73	-15.938	165.692	-12.945	-168.222
24,500	17.37	6.43	28.34	-58.564	38.86	-16.997	121.508	-13.498	148.481
25,000	17.29	6.21	28.76	-61.205	38.91	-17.923	62.549	-15.611	113.253
25,500	17.21	6.09	29.13	-78.557	38.99	-19.426	-7.015	-17.18	69.575
26,000	17.24	5.9	29.43	-57.547	39.12	-18.303	-66.409	-17.852	6.777
26,500	17.15	5.83	29.58	-52.009	39.13	-15.27	-111.709	-17.11	-77.28
27,000	17.18	5.77	29.67	-46.65	39.19	-12.005	-156.238	-14.802	-149.404
27,500	17.11	5.79	29.75	-46.267	39.31	-10.127	156.189	-13.119	156.549
28,000	17.06	5.68	29.81	-47.084	39.38	-9.77	110.867	-11.898	106.852
29,000	17.15	5.49	30.03	-44.2	39.84	-14.726	26.262	-12.296	20.551
30,000	17.09	5.53	30.07	-49.031	40.1	-19.255	-50.641	-10.565	-71.449

益、反向隔离和输出回波损耗，所有这些均为矢量格式。数据一般在驱动信号远低于信号压缩点的小信号条件下收集。S参数通常用于级联增益仿真、输入和输出匹配网络的设计以及稳定性的评估。然而，S参数不包含器件的噪声、压缩或失真特性的信息。

Keysight Sys-参数

表1列出了18 GHz至44 GHz、0.5 W功率放大器ADPA7002的sys-参数数据集的一部分。该sys-参数器件模型结构由Keysight定义，用于其PathWave RF频率合成(Genesys)和PathWave系统设计(SystemVue) RF电路与系统仿真器。数据集的表格结构包括了不同频率下的S参数数据以及相应的噪声、三阶交调和1 dB压缩数据。这些数据提供了足够的信息，支持对RF信号电平、级联增益和反向隔离进行仿真。但是，IP3、P1dB和噪声系数数据的纳入为RF功率扫描和信噪比仿真提供了可能性。另外，还可以在器件的工作频率范围内进行高阶信号特性仿真，例如ACLR和EVM。

ADI公司维护着一个丰富的RF放大器和混频器sys-参数库，该库可供下载，而且也包含在Keysight Genesys和SystemVue安装程序中。图1显示了Keysight Genesys的屏幕截图。ADI公司的sys-参数库可通过器件选择器轻松获取。每个器件的sys-参数器件模型均包含表1所示的数据，以及模型属性窗口中包含的额外信息。此额外数据包括电源信息以及 P_{SAT} 和 $OIP2$ 相对于 $OP1dB$ 的默认偏移。

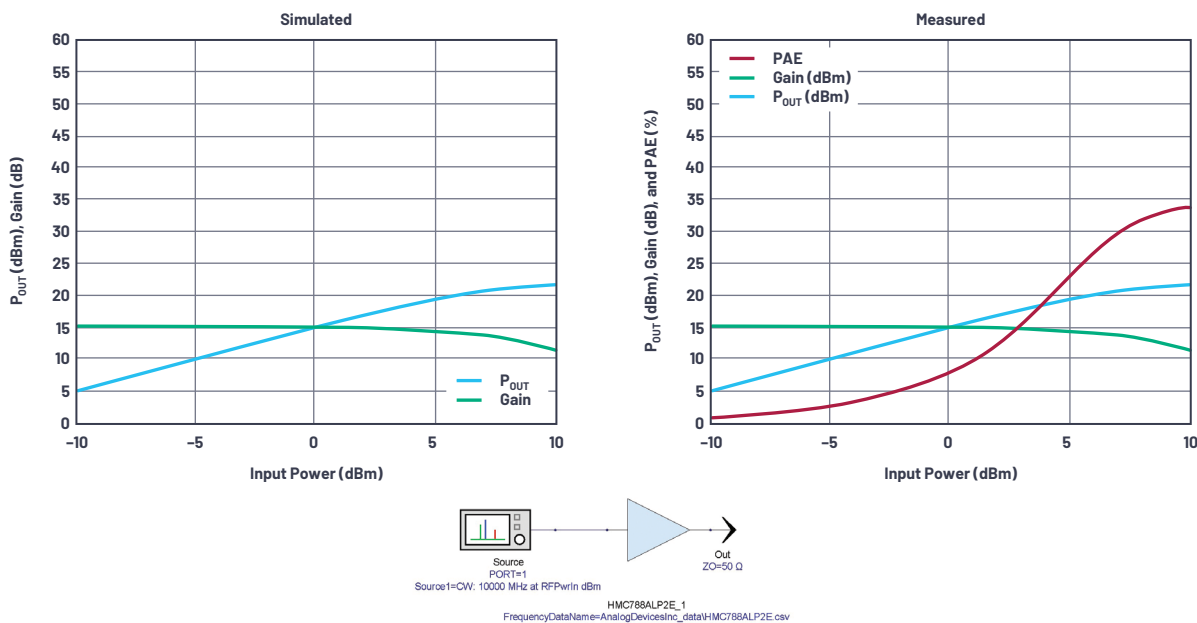


图2. 砷化镓(GaAs) RF放大器的实测和仿真功率扫描。

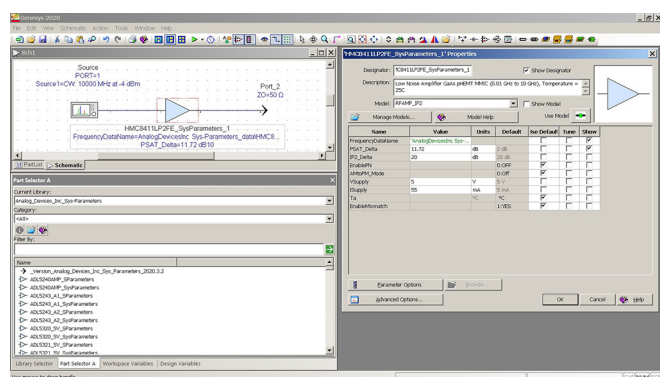


图1. Keysight Genesys屏幕截图，展示了典型的sys-参数模型。

评估sys-参数模型的准确性

为了评估sys-参数模型的准确性，我们现在将对实测结果和仿真进行一系列比较。图2显示了HMC788A(10 MHz至10 GHz RF增益模块)在10 GHz时的功率扫描的实测和仿真结果。可以看到，仿真功率扫描与实测数据非常接近。仿真器使用器件的增益和OP1dB数据以及 P_{SAT_Delta} 来生成所示的图形。在本例中， P_{SAT_Delta} 为2 dB。这导致 P_{SAT} 值比OP1dB水平高2 dB，这是GaAs RF放大器的典型默认值。

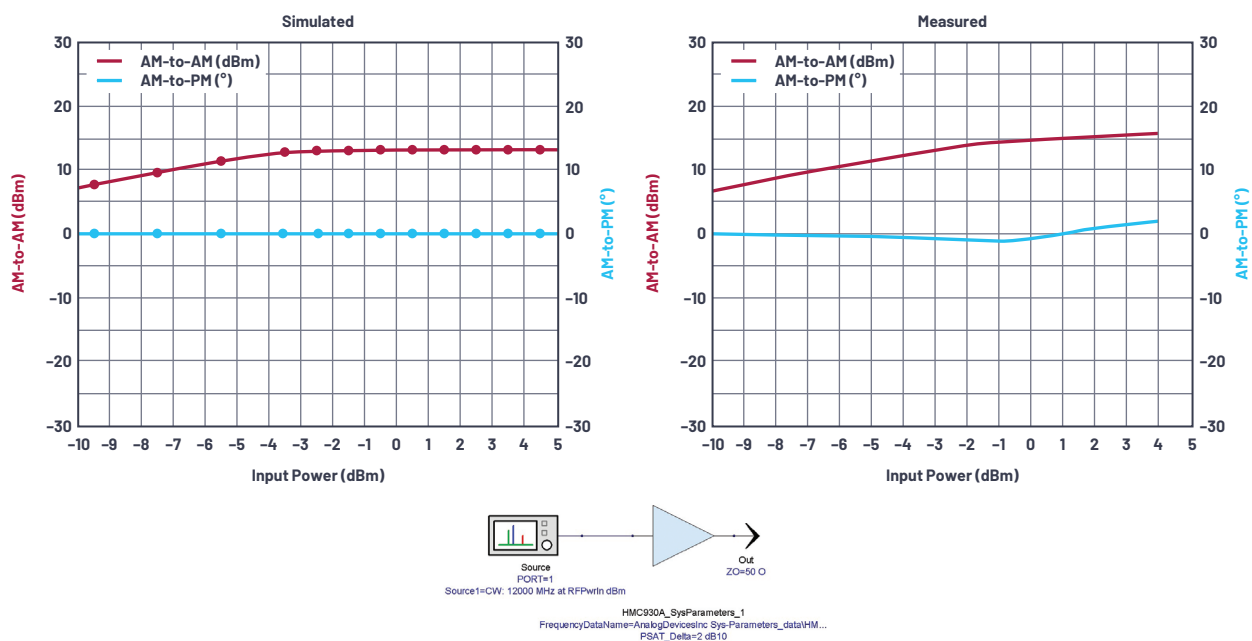


图3. AM到AM和AM到PM失真的仿真和测量。

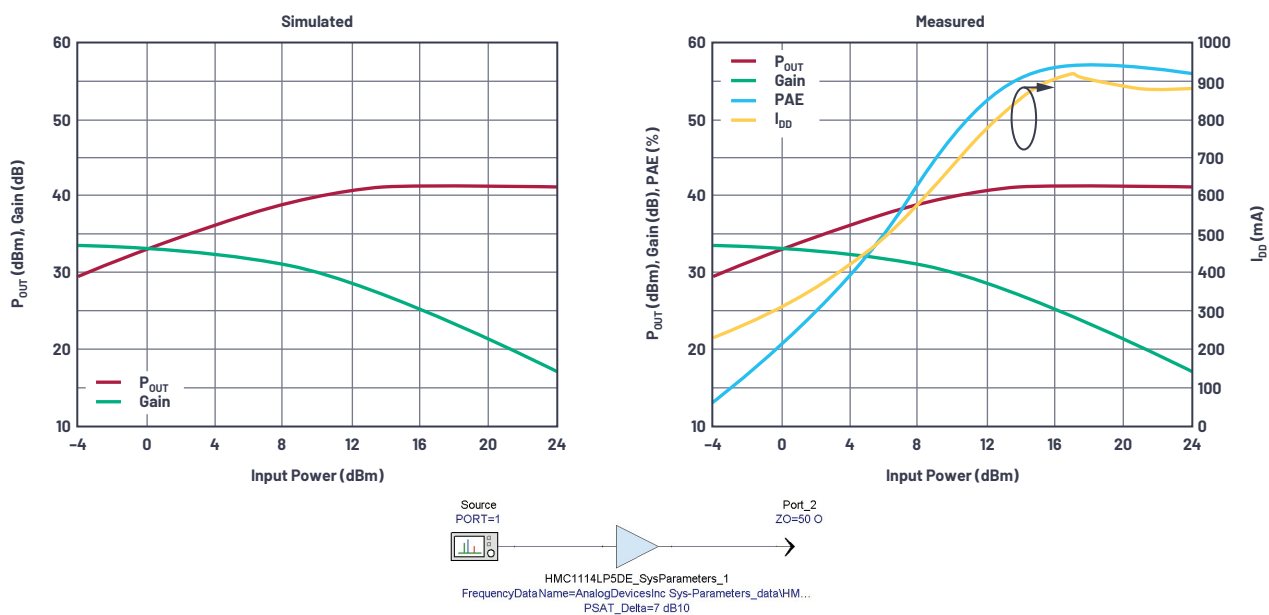


图4. HMC1114(3.2 GHz、10 W GaN放大器)的仿真和实测功率扫描。

AM到AM和AM到PM失真

为了更细致地研究仿真压缩特性，我们可以看看AM到AM和AM到PM失真。图3所示的实测和仿真结果是针对HMC930A的。测得的AM到AM失真与仿真非常接近。但是，仿真结果看不出AM到PM失真，这是不正确的。这是因为器件模型和数据集仅包含小信号相位信息(即S21)。虽然仿真器可以使用器件模型中的OP1dB和 P_{SAT_Delta} 数据来估算AM到AM失真，但它没有任何大信号S参数数据可供使用。在这种情况下，使用更详细的模型，例如X-参数格式(X-参数模型内置与电平相关的S参数)，会很合适。

氮化镓放大器的功率扫描仿真

图4显示了10 W氮化镓(GaN) RF放大器HMC1114LP5DE在3.2 GHz时的功率扫描。GaN RF放大器的压缩特性往往比GaAs器件要缓和得多。这需要调整 P_{SAT_Delta} ，即1 dB压缩点与饱和点之差。在这种情况下，基于观察到的测量值，该变化量已设置为7 dB。虽然仿真器在某些情况下会因变化量较大而产生警告，但它仍会正确仿真并产生与实测性能非常接近的结果。

ACLR仿真

随着我们从CW信号测量和仿真转向调制信号，sys-参数数据集的价值变得更大。虽然有关器件增益、压缩、IP3和噪声系数的信息可在器件数据手册中轻松获得，但显示调制信号下性能的曲线不大可能在为一般用途而设计的器件数据手册中找到。另外，如果不进行仿真或测量，ACLR和EVM之类的指标也不容易预测。

图5显示了0.25 W的驱动放大器ADL5320在2140 MHz时，由5 MHz宽载波驱动下的功率扫描的仿真结果。仿真载波由11个均匀间隔的子载波组成，ACLR在5 MHz载波偏移下进行测量。

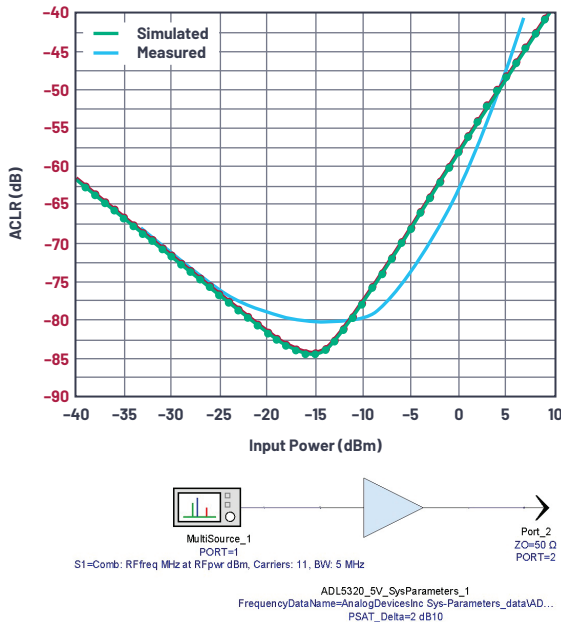


图5. ACLR仿真。

仿真表明，ACLR在-15 dBm的输入功率下达到了最优值。在此输入功率以下，ACLR以1 dB/dB的比率随输入功率而降低。曲线的此区域主要由噪声系数数据决定。当输入功率提高到-15 dBm以上时，ACLR的衰减速率与器件的IP3密切相关。值得注意的是，此仿真的结果依赖于噪声系数数据(低功率时)和IP3数据(高功率时)来产生在宽功率范围内都很准确的ACLR扫描。

该图还包括实测数据(蓝色)。对于-15 dBm的输入功率水平，它未达到相同的最优水平，这是由于测量设置的限制所致。值得注意的是，随着输入功率水平的增加，实测ACLR下降得更快。这是因为器件的OIP3会随输入/输出功率水平而稍有下降(理想情况下，它不应改变)。器件模型数据集中的IP3是单个数据集，不随功率水平而变化；可以认为它是器件的小信号IP3。这又是一个X-参数模型及其更详细的电平相关性建模可能会产生更准确仿真的例子。

EVM仿真

sys-参数模型还可用来可靠地进行EVM仿真。图6显示了EVM相对于RF功率扫描的实测和仿真结果，输入信号为1 MSPS、16 QAM载波，驱动50 MHz至4 GHz增益模块ADL5602。这表明在低功率和高功率水平下，测量与仿真之间都有出色的相关性。

温度仿真

ADI库中的默认sys-参数数据集仅包含环境温度数据。但是，通过向包含温度数据的数据集添加额外工作表可以扩展模型。图7显示了18 GHz至44 GHz、1 W功率放大器ADPA7007的数据集。该数据集具有多个工作表，包含-55°C、+25°C和+85°C下的增益、噪声和失真数据。Genesys和SystemVue仿真器可以利用这三个数据点生成其他温度下的插值数据，如图7所示。

在ADS中进行仿真

sys-参数数据集对Keysight Genesys和SystemVue是原生数据集，但不适用于Keysight ADS。有一种解决办法可以将sys-参数数据集导入ADS，从而进行噪声、失真和压缩仿真。这需要使使用Amplifier2模型。Amplifier2模型对Keysight ADS是原生的，提供与sys-参数模型类似的功能。图8显示了包括Amplifier2模型的ADS原理图。该原理图还包含两个数据访问器件：DAC1和DAC2。这些DAC用于将sys-参数数据与Amplifier2模型相关联。噪声系数、OIP3和OP1dB数据格式化为文本文件，并通过DAC1器件与Amplifier2模型相关联。DAC2器件用于将S-参数数据与Amplifier2模型相关联。这将在ADS中产生一个Amplifier2模型，使用该模型可执行上面讨论过的所有仿真，但是在Keysight ADS中执行。

使用此方法时须小心。当执行RF功率扫描，Amplifier2模型被强驱进入压缩时，仿真性能往往与观察到的实测性能有很大差异。此外，创建一个使用S-参数数据及噪声、失真和压缩数据的Amplifier2模型，适合于具有良好基线输入和输出回波损耗(S11和S22)的器件，大多数不需要外部RF匹配器件的ADI RF放大器就是这种情况。通过将标量增益添加到DAC1器件并省略S-参数数据(即省略DAC2)，可以创建一个更简单的Amplifier2模型。

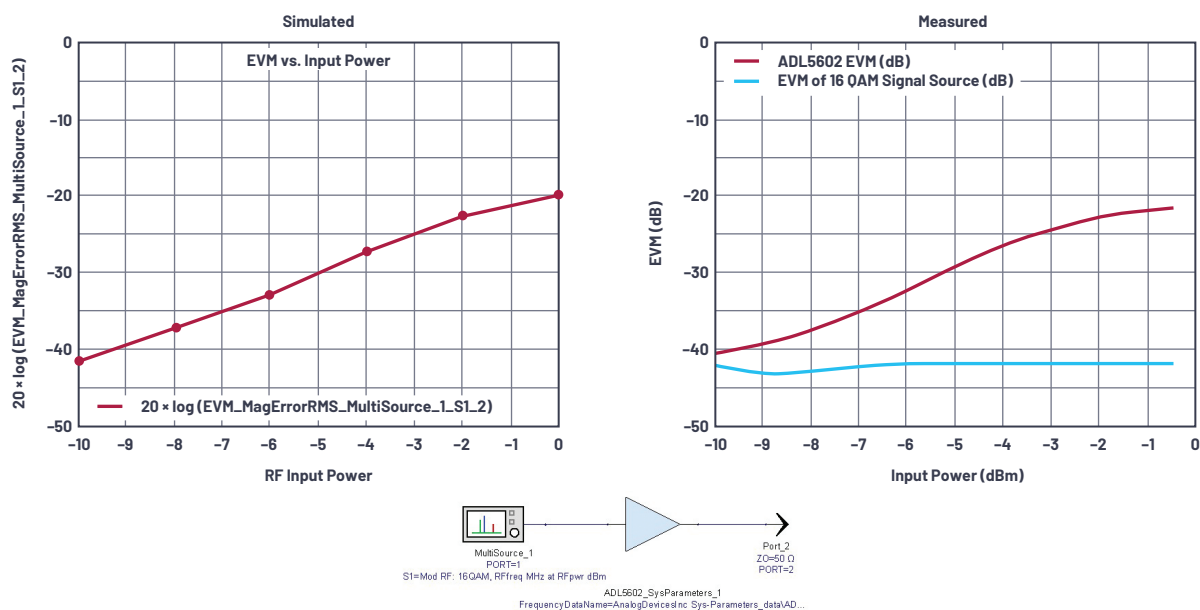


图6. 宽带增益模块的仿真和实测EVM功率扫描。

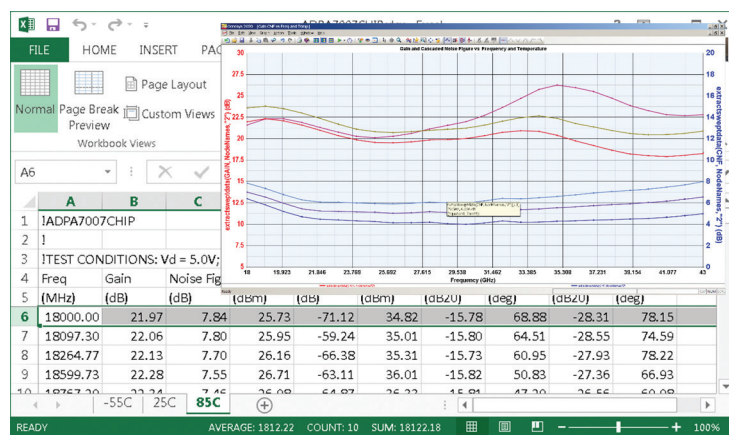


图7. 18 GHz至44 GHz、1 W功率放大器ADPA7007的仿真增益和噪声系数与温度的关系。

结论

sys-参数数据集代表了一种新颖且有用的RF放大器仿真工具。它们比S-参数更强大，后者不能进行噪声、失真和压缩建模。它们不像X-参数模型那么复杂，后者可以改善依赖模型级别的特性，例如AM到PM失真和ACLR。但是，sys-参数模型具有简单的表格式结构，可以通过将S-参数数据与噪声系数、OIP3和OP1dB数据结合起来轻松创建。仿真和实测数据的比较显示

出极好的一致性。尽管sys-参数模型无法在ADS中使用，但可以利用一个相对简单的流程来迁移数据集，以使用ADS原生的Amplifier2模型结构。

ADI公司致力于维护和扩充其sys-参数模型库。随着新模型添加到库中，我们将增加对温度仿真的支持。Keysight Genesys和SystemVue的最新库可以在analog.com/sys-parameters下载。

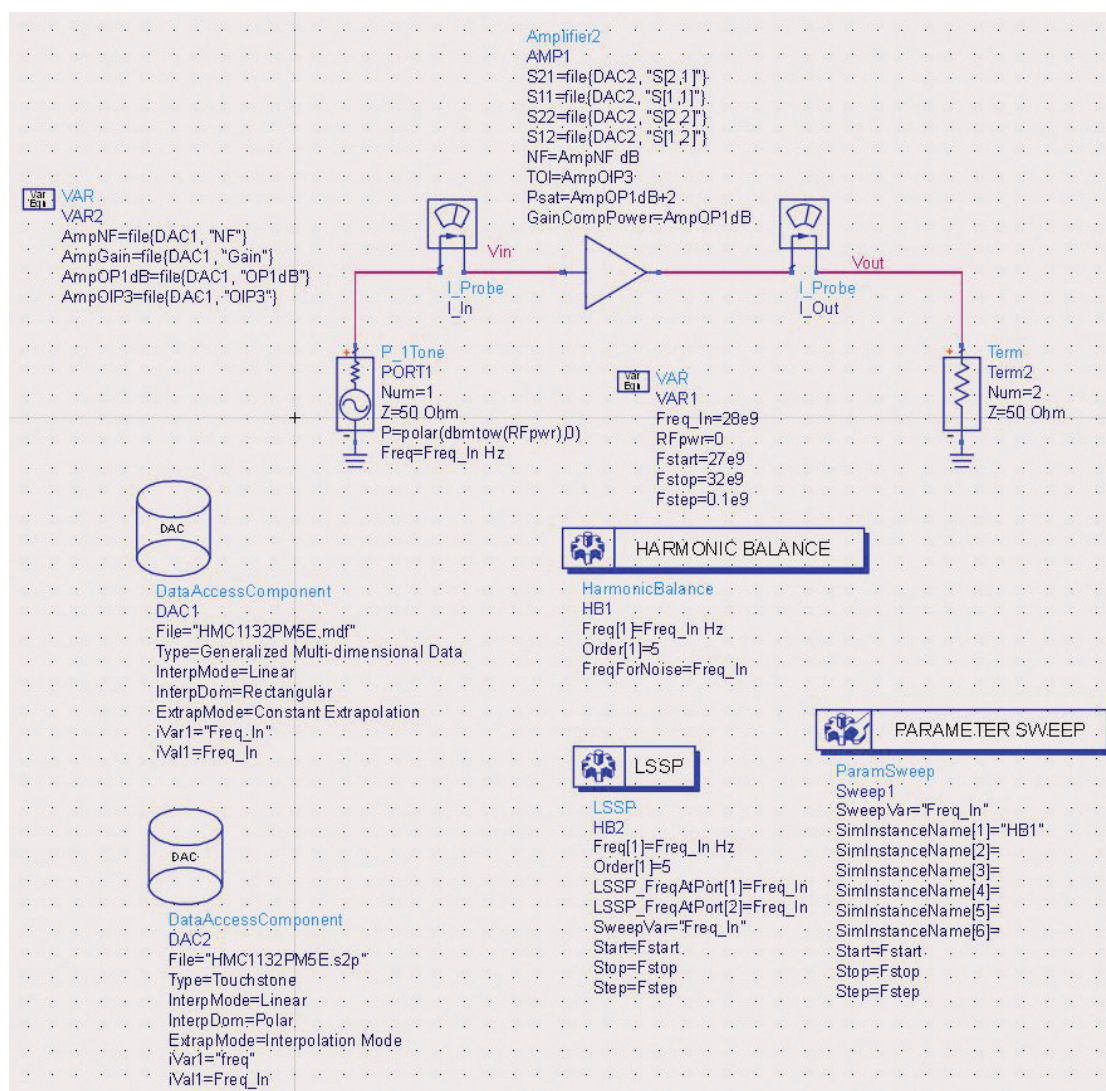


图8. 在使用Amplifier2模型的Keysight ADS中使用sys-参数数据。

参考文献

PathWave系统设计(SystemVue)。Keysight Technologies, 2020年。

PathWave RF频率合成(Genesys)。Keysight Technologies, 2020年。



作者简介

Eamon Nash是ADI公司的RF放大器和波束成型器应用总监。他已在ADI公司工作30年，担任过涉及混合信号、精密和RF产品的不同现场应用支持和工厂职位。他目前专注于面向卫星通信和雷达的RF放大器和波束成型器产品。他毕业于爱尔兰利默里克大学，获电子工程学士学位(B.Eng.)。他拥有5项专利。联系方式：eamon.nash@analog.com。

多参数生命体征监测比以往任何时候都更容易

Yigit Yoleri, 应用工程师
Guixue (Glen) Bu, 应用工程师

简介

过去十年见证了手机、可穿戴设备和数字健康领域的巨大进步。尤其是随着电子技术的不断发展以及云计算、人工智能(AI)、物联网(IoT)和5G等技术的新突破,数字医疗健康得到了迅速扩张和采用。一些生命体征监测(VSM)功能已内置于手机、手表和其他智能可穿戴设备中,因此得到了更广泛人群的使用。人们对健康的认识日益提高引发了对小型但高精度设备的需求,这些设备应能测量各种生命体征和健康指标,例如体温、心率、呼吸频率、血氧饱和度(SpO_2)、血压和身体成分。COVID-19大流行更是导致对用于医院和家庭多参数生命体征(包括体温、 SpO_2 和心率)监测设备的需求激增。对小型且方便的健康跟踪设备(最好是智能可穿戴设备)的需求已达到新高。

在这种小型设备上增加多种检测功能存在着挑战,因为其需要更小的外形尺寸、更低的功耗以及性能显著改善的多参数功能。但是,现在可以通过单一模拟前端(AFE)解决方案来应对这些挑战。这种新型AFE可以用作多参数生命体征监测中心,支持同步测量。它具有低噪声、高信噪比(SNR)、小尺寸和低功耗等特性,可以显著改善医疗设备,尤其是可穿戴技术。对于医生、患者和消费者而言,它使得生命体征监测比以前更容易,并提供更高的性能、更长的电池寿命和更高的精度,且不会有多种设备造成的烦扰和不适感。本文讨论该单一模拟前端解决方案的一些突破性功能和特性。

新型模拟前端概述

ADPD4100/ADPD4101是一种多模式传感器AFE,具有8个模拟输入,支持多达12个可编程时隙。这12个时隙支持在一个采样周期内进行12个独立测量。8个模拟输入复用成一个通道或两个独立通道,能够以单端或差分配置同时对两个传感器进行采样。8个LED驱动器可同时驱动多达4个LED。这些LED驱动器是电流吸收器,与LED电源电压和LED类型无关。该芯片具有两个脉冲电压源用于电压激励。新型AFE的信号路径包括跨阻放大器(TIA)、带通滤波器(BPF)、积分器(INT)和模数转换器(ADC)

级。数字模块提供多种工作模式、可编程时序、通用输入/输出(GPIO)控制、模块平均以及可选的二阶至四阶级联积分梳状(CIC)滤波器。数据直接从数据寄存器中读取,或通过先进先出(FIFO)方法读取。

这款新AFE有两个版本。一个具有I²C通信接口,另一个具有SPI端口。ADPD4100/ADPD4101的优势之一与光学测量有关。它出色的自动环境光抑制能力得益于在结合BPF的同步调制方案中使用可短至1 μs 的脉冲,从而无需外部控制环路、直流电流减除或数字算法。使用高于1的抽取系数来提高输出SNR。它有一个子采样特性,允许选定时隙以比编程采样速率低的采样速率运行,从而节省功耗(功耗与采样速率成比例)。它还有一个TIA上限检测特性,当TIA输入超出典型工作限值时,它会利用TIA输出引脚上的电压比较器来设置中断位。

ADPD4100/ADPD4101是可穿戴健康和健身设备中各种电气和光学传感器的理想枢纽,适用于心率和心率变异性(HRV)监测、血压估计、压力和睡眠跟踪以及 SpO_2 测量。这种新型多参数VSM AFE的多种工作模式可以容纳医疗健康应用中的不同传感器测量,包括但不限于光电容积脉搏波描记(PPG)、心电图(ECG)、皮肤电活动(EDA)、身体成分、呼吸、温度和环境光测量。

PPG测量

PPG测量可检测与每个心动周期相关的组织微血管床的血容量变化。光的总吸收与心脏收缩和舒张事件引起的血容量变化相关联,产生PPG信号。PPG测量按如下方式进行:将LED光脉冲射入人体组织,然后用光电二极管收集反射/透射的光,并将光转换为光电流。ADPD4100/ADPD4101处理和测量光电流,并产生数字PPG信号。针对不同的PPG测量情况,无需对硬件连接进行任何更改便可灵活地将该AFE配置为四种工作模式之一:连续连接模式、多次积分模式、浮空模式和数字积分模式。

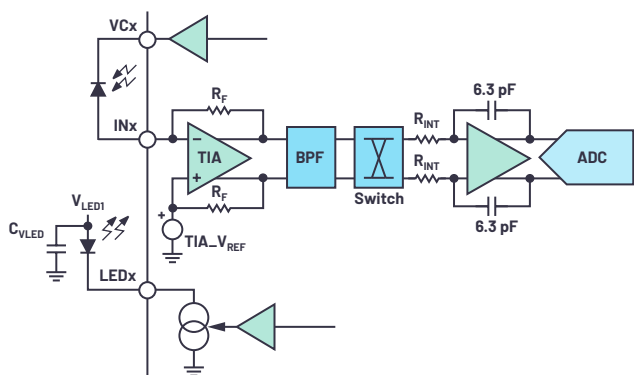


图1. 典型PPG电路。

连续连接模式

连续连接模式是PPG测量的典型模式。它提供最佳的环境光抑制性能和高SNR。该模式在低至5 nA/mA至10 nA/mA的电荷传输比(CTR, 光电流与LED电流之比)下能够很好地工作, 并提供95 dB至100 dB的DC SNR。这些性能水平可以通过增加抽取系数来提高。该模式使用完整的模拟信号路径, 即TIA + BPF + INT + ADC。每次ADC转换时, 传入的电荷积分一次。在单个激励事件(如PPG)中, 当对来自传感器响应的电荷进行积分时, 积分器的大部分动态范围会被使用。在预调理周期之后, TIA连续连接到输入, 故输入信号未被调制。为了降低噪声, 光电二极管的阳极被预调理到TIA的基准电压(TIA_VREF)。通常将TIA_VREF设置为1.27 V, 以获得TIA的最大动态范围。光电二极管的阴极连接到阴极电压源(VCx)引脚, 通常将该器件设置为向光电二极管阴极提供TIA_VREF + 215 mV的电压, 以在光电二极管上产生215 mV的反向偏置。这会减少信号路径噪声和光电二极管电容。在这种模式下, 典型LED脉冲宽度为2μs。短LED脉冲可提供最佳环境光抑制性能。使用多个LED脉冲时, 脉冲数每增加一倍, SNR便提高3 dB。由于斩波能消除积分器的低频噪声成分, 因此通常使积分器斩波以获得最高SNR。选择的TIA增益越高, 折合到输入端的噪声越低, 但TIA的动态范围会减小。TIA的动态范围计算如下: 动态范围 = (TIA_VREF)/(TIA增益)。为了提高ADC饱和电平, 可以减小TIA增益, 或者增加积分器电阻。选择较高的积分器电阻可降低噪声, 但选择较低的积分器电阻会增加环境光裕量。

多次积分模式

多次积分模式与连续连接模式大致相同, 不同之处在于, 每次ADC转换要对传入的电荷积分多次。此模式可用在弱光情况下获得高SNR, 因为对于每个激励事件, 它只使用少量(有时小于50%)动态范围。由于在ADC转换之前进行多次积分, 因此它可以利用更大的积分器动态范围。每次ADC转换的积分次数增加一倍, SNR就会提高3 dB, 这与脉冲数加倍的效果一样。此模式通常用于小输入, 因此可选择最高TIA增益。此模式用在CTR低于5 nA/mA且需要良好环境光抑制的情况下。

浮空模式

浮空模式也用于弱光条件下以获得高SNR。浮空模式支持在光电二极管上进行无噪声电荷累积。光电二极管与AFE断开连接(故

称之为“浮空”), 以无噪声方式积累光致电荷。然后, AFE连回光电二极管, 光电二极管上的电荷涌入AFE, 积分以一种允许每个脉冲处理最大量电荷的方式进行, 而信号路径增加的噪声量极小。由于是短调制脉冲, 电荷转存会快速发生。因此, 信号路径引起的噪声增加较小。另外, 可以增加浮空时间以获得更高的信号电平, 但光电二极管电容可以积累的电荷量是有限的。在这种模式下, 带通滤波器(BPF)被旁路, 因为当通过调制TIA连接来转移光电二极管中的电荷时, 所产生信号的形状可能会因器件和条件而异。为了可靠地将信号与积分序列对齐, 必须旁路BPF。此模式不能提供良好的环境光抑制性能, 并且受光电二极管电容限制, 但在非常低的光照条件下, 它能提供高功耗效率且噪声较小的测量。

弱光条件下的浮空模式与多次积分模式选择

在CTR < 5 nA/mA的弱光条件下, 典型工作模式是浮空模式。与多次积分模式相比, 浮空模式下噪声更低, 因为多次积分模式需要更多积分周期, 导致TIA和积分器的噪声贡献更大。由于BPF关断且测量时间更短, 浮空模式的功耗效率也比多次积分模式要高。因此, 浮空模式下每瓦SNR效率明显更高。

在PPG测量中, 当光电二极管有泄漏或存在大量环境光时, 首选多次积分模式。泄漏严重的光电二极管不能用于浮空模式, 因为在快速电荷转移发生之前, 电荷会泄漏, 而不是累积起来。如果环境光很强, 浮空模式是不宜的, 因为环境光将主导光电二极管上可存储的电荷量。由于使用BPF和短LED脉冲, 多次积分固有地提供出色的环境光抑制性能。

数字积分模式

上面提到的所有模式都使用积分器来对传入的电荷进行积分。通过数字积分模式也可以对ADC样本进行数字积分。为了实现数字积分, 积分器被转变为缓冲器。数字积分模式在两个区域中工作。在亮区, LED发送脉冲, 而在暗区, LED熄灭。ADC样本以1 μs的间隔在亮区和暗区采集, 并进行数字积分。从亮样本中减去暗样本的积分来计算信号。此模式可以支持较长的LED脉冲。因此, 这是光电二极管响应时间较慢且需要较长脉冲的应用的典型工作模式。BPF被旁路并关断。数字积分模式可提供最佳的功率效率, 并且可实现最高的SNR水平。然而, 由于使用较长LED脉冲且旁路BPF, 其环境光抑制性能不如连续连接模式。数字积分模式不支持在同一时隙中对两个通道同时采样。数字积分模式支持100+ dB DC SNR。

数字积分模式的优劣

如前所述, 针对PPG测量的典型工作模式是连续连接模式, 因为它在CTR大于5 nA/mA的条件下可提供高SNR和出色的环境光抑制性能。但是, 数字积分模式可实现最高SNR水平, 并提供最优的每瓦SNR效率。因此, 如果环境光对应用而言不是问题, 并且目标DC SNR高于85 dB, 那么可以选择数字积分模式来有效

地实现高SNR。如果目标DC SNR低于85 dB，则与连续连接模式相比，数字积分模式所节省的功率并不明显。

总而言之，如果光电二极管由于响应时间较慢而需要较长脉冲，或者不需要在一个时隙内同时对两个通道采样，那么可以选择数字积分模式。此外，如果环境光不是问题，并且目标DC SNR高于85 dB，那么选择数字积分模式将能实现高功耗效率。

PPG应用

鉴于COVID-19大流行，PPG应用在生命体征监测和健康诊断中变得更加重要。此外，多指标对于检测至关重要。例如，一些重要的生命体征测量包括心率监测(HRM)、HRV和血氧饱和度(SpO₂，可通过脉搏血氧仪和血压进行测量)。

光学和无创SpO₂监测(也称为脉搏血氧测定)在COVID-19患者的缺氧检测中已变得非常有价值。缺氧指身体组织缺乏氧供应，是COVID-19的主要症状之一。缺氧也可能引起心律加快。因此，光学和无创心率监测对于检测也很关键。

对于将来的可穿戴设备，多种测量功能的集成是最佳的(虽然不一定有必要)，ADPD4100/ADPD4101对此极为有利。该AFE可测量任何类型的传感器输入(包括温度、ECG和呼吸测量)。因此，仅使用一个传感器AFE就能建立完整的多参数VSM平台。

脉搏血氧测定—SpO₂测量

脉搏血氧测定使用红光(通常为660 nm波长)和红外(IR) LED(通常为940 nm波长)。脱氧血红蛋白主要吸收660 nm波长的光，而氧合血红蛋白主要吸收940 nm波长的光。光电二极管感知未被吸收的光，然后将感知到的信号分为直流分量和交流分量。直流分量代表组织、静脉血和非搏动性动脉血引起的光吸收。交流分量代表搏动性动脉血。然后按照下式计算SpO₂的百分比：

$$\%SpO_2 = (AC_{red}/DC_{red})/(AC_{IR}/DC_{IR})$$

可将ADPD4100/ADPD4101的任意两个时隙配置为测量对红光和IR LED的响应，从而测量SpO₂。其余时隙可以配置为测量来自不同波长LED的PPG，并且还可以支持ECG测量、导联脱落检测、呼吸测量及其他传感器测量。

作为例子，图2显示了同步的红光、绿光和IR PPG信号，以及IR信号的交流和直流部分。

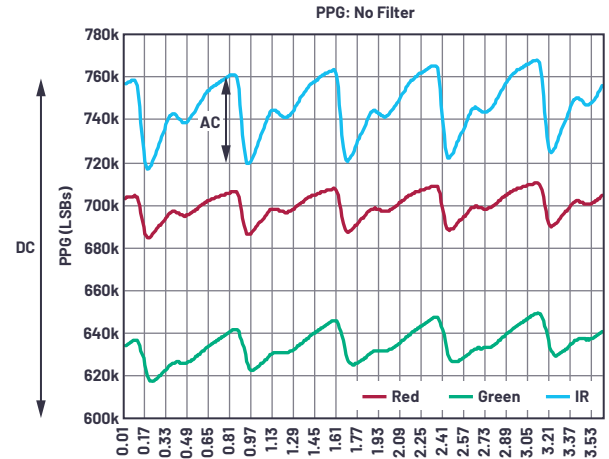


图2 红光、绿光和IR PPG，标有IR PPG信号的交流和直流部分。

心率监测

心率监测对于检测COVID-19同样至关重要。由于缺氧导致氧气供应下降，心脏开始加快跳动，以为组织提供足够的氧气。心率监测在检测心脏问题或跟踪健身行为方面也很有价值。

心率监测一般首选波长约为540 nm的绿光LED。它的调制指数高于红光或IR LED，因而能产生最佳PPG信号。它还提供不错的CTR水平，因此功耗不会太高。

表1. ADPD4100/ADPD4101多种工作模式和设置

模式	典型设置	注释
连续连接模式	SAMPLE_TYPE=0 MOD_TYPE=0 NUM_INT=1 NUM_REPEAT≥1	PPG测量的典型模式 最佳环境光抑制 提供低噪声、低功耗性能 通过积分器斩波和抽取可实现95+ dB DC SNR 需要合适的CTR (>5 nA/mA)
数字积分模式	SAMPLE_TYPE=112 MOD_TYPE=0 NUM_INT≥1 NUM_REPEAT≥1	提供最佳功率效率，85+ dB DC SNR 由于使用较长LED脉冲，可以提供最高的DC SNR (100+ dB) 适合不需考虑环境光的应用 适合传感器由于响应时间慢而无法处理短脉冲的应用 无法支持同时采样两个通道/源
浮空模式	SAMPLE_TYPE=0 MOD_TYPE=1 NUM_INT=1 NUM_REPEAT≥1	在弱光条件下有效(CTR <5 nA/mA) 当连续连接模式无法提供50%的满量程时使用 适合不需考虑环境光的应用 与多次积分模式相比，噪声和功耗更低
多次积分模式	SAMPLE_TYPE=0 MOD_TYPE=0 NUM_INT>1 NUM_REPEAT≥1	在弱光条件下有效(CTR <5 nA/mA) 当连续连接模式无法提供50%的满量程时使用 适合需要高环境光抑制性能的应用

AC SNR是一个关系信号质量的参数，可以通过DC SNR乘以调制指数来计算。例如，调制指数为1%时，95 dB DC SNR相当于55 dB AC SNR。

ECG测量

ECG测量已纳入可穿戴设备中，例如用于抽检的手表和用于连续监测的胸贴。此类设备通常使用由金属和其他导电材料制成的电极，这些电极属于极化电极，被称为干电极。使用干电极进行ECG测量的主要挑战是电极-皮肤接触阻抗很高且过电势相对较高。

基于常规仪表放大器的ECG解决方案使用缓冲器来减轻与信号衰减相关的高电极-皮肤接触阻抗影响。右腿驱动(RLD)技术需要第三电极并将基准电压驱动回人体，在测量电压的ECG系统中，该技术的作用是抑制人体、电极和电缆所暴露所致的共模电压。

当应用于ECG测量时，ADPD4100/ADPD4101采用一种新颖的方法，即使用无源电阻电容(RC)电路来跟踪一对电极上的差分电压。无源RC电路可以简单到只有三个元件，即两个电阻 R_S 和一个电容 C_S ，如图3a所示。对ECG数据的每次采样过程分为两步。在充电步骤中，两个输入引脚(IN_7 和 IN_8)浮空。如果充电时间 $>3\tau$ ，则电容 C_S 上的电荷与两个电极上的差分电压成正比，其中 τ 为 R_S 和 C_S 定义的时间常数， $\tau=2R_SC_S$ 。在电荷转移步骤中，电容连接到TIA，电荷转移到AFE进行测量。这种基于电荷测量的ECG解决方案具有多个优势，包括：无需缓冲器和RLD的第三电极，系统尺寸因外部元件减少而缩小，以及节省功耗。

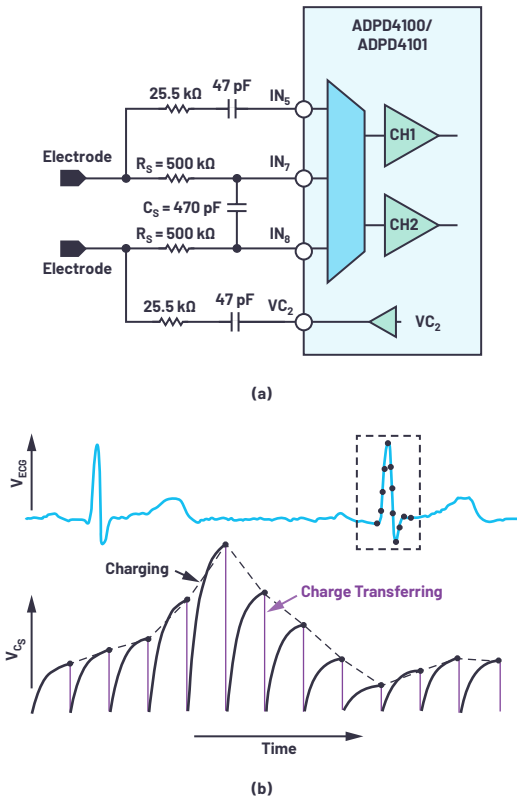


图3. ECG测量配置。(a) RC采样电路和导联脱落检测电路。(b) 每个ECG数据样本的充电和电荷转移过程说明。

借助ADPD4100/ADPD4101的设计灵活性，使用基于生物阻抗的方法可以方便地将导联脱落检测添加到该ECG解决方案中。图3a显示了导联脱落检测电路，它将脉冲驱动到一个电极，并在另一电极接收电流。如果一个或两个电极从皮肤上脱落，则路径断开，接收不到电流。图4显示了ECG迹线和导联脱落检测的接收电流，其中ECG在时隙A中测量，导联脱落检测在时隙B中进行。

常规ECG解决方案中的导联脱落检测使用上拉电阻电路，会影响ECG电路的输入阻抗；相比之下，这种基于生物阻抗的在单独时隙中进行的导联脱落检测不会对ECG测量产生影响。利用此直流耦合电路，一旦电极与皮肤的接触重新建立，便会捕获到ECG信号。

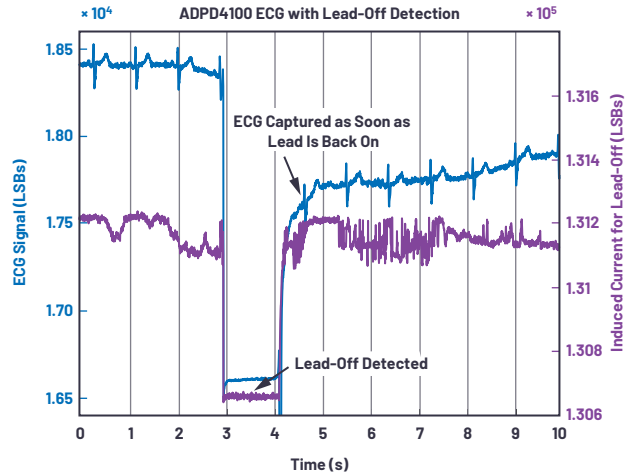


图4. ECG测量和导联脱落检测。通过直流耦合即时恢复ECG。

基于阻抗的呼吸测量

使用ADPD4100/ADPD4101进行呼吸测量时，检测的是吸气和呼气周期中肺的生物阻抗变化。在重症监护病房(ICU)中，以及在睡眠期间，对患者进行呼吸测量有利于患者管理，而且能及时报警以挽救生命。这对有呼吸系统疾病和睡眠呼吸中止症的患者至关重要。仅仅睡眠呼吸中止症就是一个严重的公共健康和安全隐患，在美国有超过2500万成年人罹患此症。¹

当患者呼吸时，肺的容积会膨胀和收缩，导致胸部阻抗发生变化。通过将电流注入胸部路径并测量压降，可以测量该阻抗变化。图5a显示了一个参考设计，采用两个电极进行ECG测量和呼吸监测。图5b显示了同步记录的ECG、呼吸相关阻抗波和PPG。ECG和呼吸利用左右手腕上的不锈钢干电极测量，PPG利用绿光LED测量。

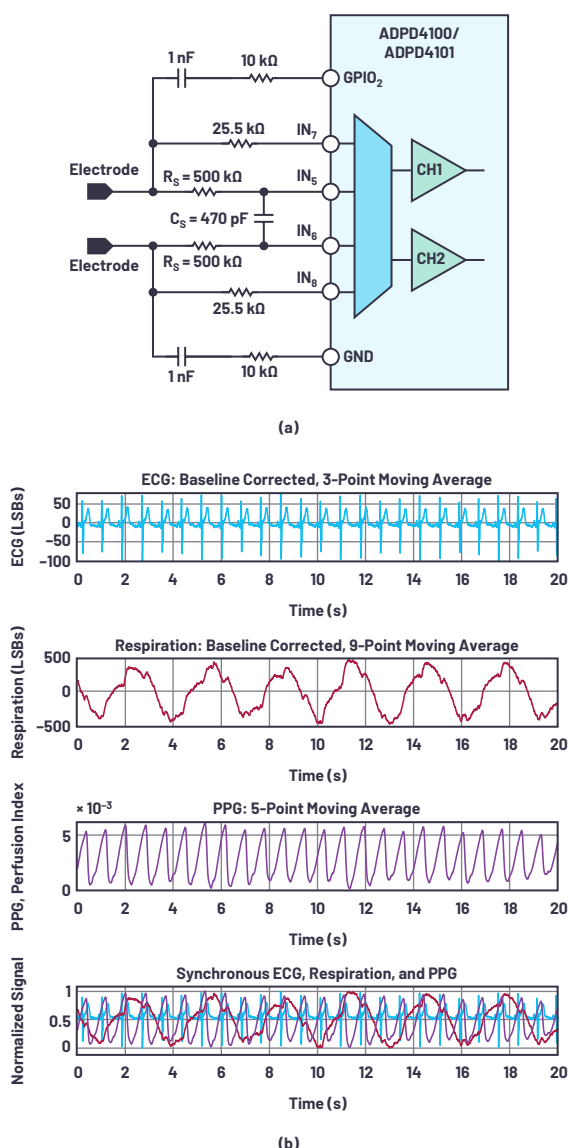


图5. ECG和呼吸测量。(a) 采用开尔文检测方法进行睡眠浮空ECG和呼吸测量的外部电路。(b) ECG、呼吸和PPG同步测量示例。

总结

生命体征监测以智能可穿戴设备的形式扩大了其在消费市场中的存在。可穿戴设备产生的健康信息对健康和疾病管理可以发挥重要作用。为了满足需求并使这些设备可供更广泛的人群使用，设计人员必须考虑成本、尺寸和功耗等常见需求。ADI公司的这款突破性AFE ADPD4100/ADPD4101展示了其作为多参数生命体征监测中枢的巨大优势。单个AFE设计可减少多参数VSM系统的IC数量，从而大大缩减成本和尺寸。此外，采用ADPD4100/ADPD4101设计的多参数系统可以生成同步数据，消除了数据同步的负担。

参考文献

¹ “美国睡眠呼吸中止症飙升威胁公共卫生”。美国睡眠医学学会(AASM)。2014年9月。



作者简介

Yigit Yoleri是ADI公司在马萨诸塞州威尔明顿市的分子监测部门的一名应用工程师。他致力于光学传感器的医疗健康、消费和工业应用。他于2019年2月开始在ADI公司工作。他拥有加州大学圣地亚哥分校(UCSD)的电气和计算机工程硕士学位，专业方向是医疗设备和系统，并拥有土耳其海峡大学电气和电子工程学士学位。联系方式: yigit.yoleri@analog.com。



作者简介

Guixue (Glen) Bu是分子检测部门的应用工程师，主要从事生物医学测量技术和应用的研发工作。他于2018年9月加入ADI公司。他拥有清华大学的生物工程学士学位以及普渡大学的生物工程硕士和博士学位。联系方式: guixue.bu@analog.com。

交错式反相电荷泵—第一部分：用于低噪声负电压电源的新拓扑结构

Jon Kraft, 高级现场应用工程师
Steve Knoth, 产品营销经理

简介

精密仪器仪表或射频(RF)电路中的噪声必须最小化,但由于这些系统的特性,降低噪声要应对许多挑战。例如,这些系统常常必须在宽输入电压范围内工作,同时要满足严格的电磁干扰(EMI)和电磁兼容性(EMC)要求。此外,系统中挤满了电子元器件,因而存在空间限制且对热敏感。集成电路(IC)日益提高的复杂度导致这些系统需要更多的电源电压轨。生成所有这些电压轨,满足上述要求,并使整个系统保持低噪声,是一个艰巨任务。

ADI公司提供了多种多样的解决方案来产生低噪声电源。这些解决方案中的大多数设计用于产生正电压轨,只有很少的专用IC用于产生负电压。当负电压需要为低噪声器件(如RF放大器、开关和数据转换器ADC/DAC)供电时,选择范围特别有限。

本系列文章的第一部分将介绍一种从正电源产生这种低噪声负电压轨的新方法。首先简要说明负电压轨通常如何产生以及用在何处。然后,在介绍交错式反相电荷泵(IICP)拓扑之前,我们将讨论标准反相电荷泵。通过对IICP的输入和输出电压纹波的简短推导,强调其在低噪声系统中的特有优势。

该系列的第二部分将给出一个使用ADI公司新型ADP5600实现IICP的实际示例。首先通过测量电压纹波和电磁辐射骚扰来将此器件与标准反相电荷泵进行比较。然后使用第一部分中的公式来优化IICP性能,并开发出一种为低噪声RF电路供电的完整解决方案。

产生负电压的传统方法

为了产生负电压,通常采用以下两种方法之一:使用电感开关稳压器或使用电荷泵。电感开关稳压器利用电感或变压器产生负电压。这些磁转换器拓扑的例子有:反相降压、反相降压-升压和Ćuk。在解决方案尺寸、成本、效率、噪声产生和控制环路复杂性方面,每种拓扑都有其优点和缺点^{1,2}。一般而言,基于磁性元件的转换器适合需要较高输出电流(>100 mA)的应用。

对于所需输出电流小于100 mA的应用,电荷泵正转负(反相)DC-DC转换器可以非常小,并且EMI低,因为不需要电感或控制环路。它们只需要通过开关在电容之间移动电荷—将产生的电荷提供给输出。

因为电荷泵不使用任何磁性元件(电感或变压器)，所以其EMI通常比感性开关拓扑要低。电感往往比电容大得多，非屏蔽电感还会像天线一样广播电磁辐射骚扰。相比之下，电荷泵中使用的电容不会产生比典型数字输出更多的EMI。电荷泵可以用短走线轻松布线，以减少天线面积和容性耦合，从而降低EMI。

表1比较了基于电感的开关稳压器和开关电容反相拓扑。

表1. 磁电荷泵与反相电荷泵的比较

特性	基于电感的 开关稳压器	开关电容电压转换器
设计复杂度	中到高	低
成本	中到高	低到中
噪声	低到中	低
效率	高	低到中
热管理	最佳	中等到良好
输出电流	高	低
需要磁性元件	是	否
限制	尺寸和复杂度	V_{IN}/V_{OUT} 比

传统反相电荷泵

传统反相电荷泵的配置如图1所示。

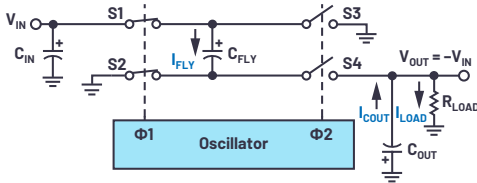


图1 反相电荷泵原理图。

电荷泵的输出阻抗 R_{OUT} 定义为电荷泵机制从输入到输出的等效电阻。它可以通过测量输入至输出电压差并除以负载电流求得：

$$R_{OUT} = \frac{V_{IN} - GAIN \times V_{OUT}}{I_{LOAD}} \tag{1}$$

对于反相电荷泵， $GAIN = -1$ 。

或者，等效输出电阻可以作为开关频率、开关电阻和反激电容大小的函数来计算，一般简化为：

$$R_{OUT} = \frac{1}{f_{OSC} \times C_{FLY}} + 2 \times \sum_1^4 R_{ON} \tag{2}$$

其中 $\sum_1^4 R_{ON}$ 为四个开关电阻之和。

四个开关以相同频率 f_{OSC} 工作，每个都在开关周期 T 的一半时间内处于导通状态，其中 $T = 1/f_{OSC}$ 。基于开关周期的两部分，可以将操作分为两个阶段，如图2所示。

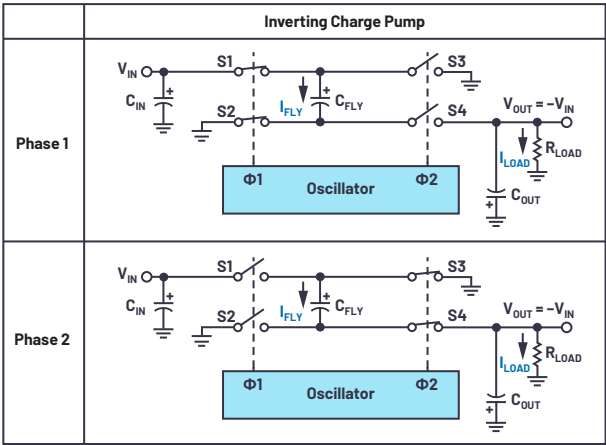


图2 电荷泵在每个操作阶段都要反相。

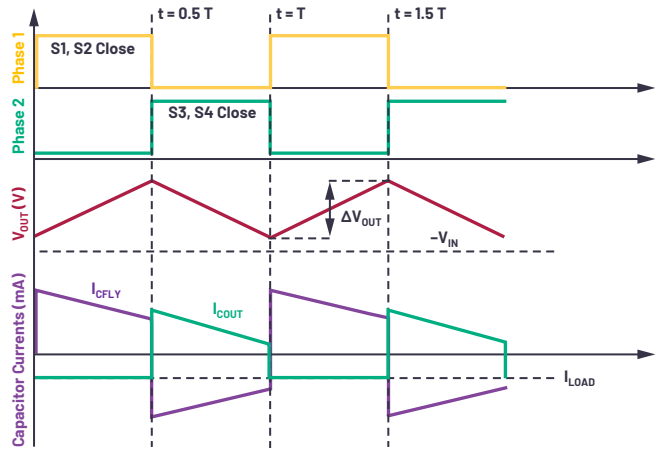


图3 反相电荷泵的时序图。

图3给出了电荷泵各阶段操作的电压和电流。在阶段1中，S1和S2闭合，S3和S4断开。这会将飞跨电容(C_{FLY})充电至 $+V_{IN}$ 的电压。在阶段2中，S1和S2断开，S3和S4闭合，来自 C_{FLY} 的能量释放到输出中。操作的两个不同阶段意味着，断续电流从 V_{IN} 流入 C_{FLY} ，断续电流从 C_{FLY} 流出到 C_{OUT} 。这会导致 C_{IN} 和 C_{OUT} 上出现电压纹波，纹波可以计算如下：

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t} \tag{3}$$

求解输出电压纹波可得：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{C_{OUT} \times 2 \times f_{OSC}} \tag{4}$$

同样，输入电压纹波为：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{C_{IN} \times 2 \times f_{OSC}} \tag{5}$$

公式4和公式5说明，对于标准反相电荷泵，电压纹波是开关频率和输入(或输出)电容的函数。更高的频率和更高的电容会以1:1的关系减少纹波。然而，提高频率存在实际障碍—这会增加芯片的电流消耗，从而降低效率。

同样，成本和PCB面积常常会限制反相电荷泵的最大输入和输出电容。另请注意，反激电容在电荷泵的电压纹波中不起作用。

为了减少纹波，可以在电荷泵周围构建输入和输出滤波器，但这又会提高复杂性和电荷泵的输出电阻。不过，这些问题可以通过对标准反相电荷泵逆变器进行改进来解决：交错式反相电荷泵(IICP)。

交错式反相电荷泵(IICP)

相位交错广泛用于感性开关稳压器(即多相操作)中，目的是减少输出电压纹波³。以恰好50%的占空比交错的2相降压转换器，理论上产生0 mV的输出电压纹波。当然，稳压降压转换器的占空比会随输入和输出电压而变化，因此只有 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时才能实现50%的占空比。电荷泵通常以恰好50%的占空比工作，因此，交错式电荷泵逆变器值得考虑。

当裸片上需要极低电流的负轨时，有时会在IC内使用交错式电荷泵，但目前尚无商用的专用IICP反相DC-DC转换器。IICP的结构需要两个电荷泵和两个飞跨电容。第二电荷泵与第一电荷泵以180°错相操作开关。我们来看一下IICP的设置和输出纹波，并重点说明如何优化其性能。设置如图4所示，时序图如图5所示。

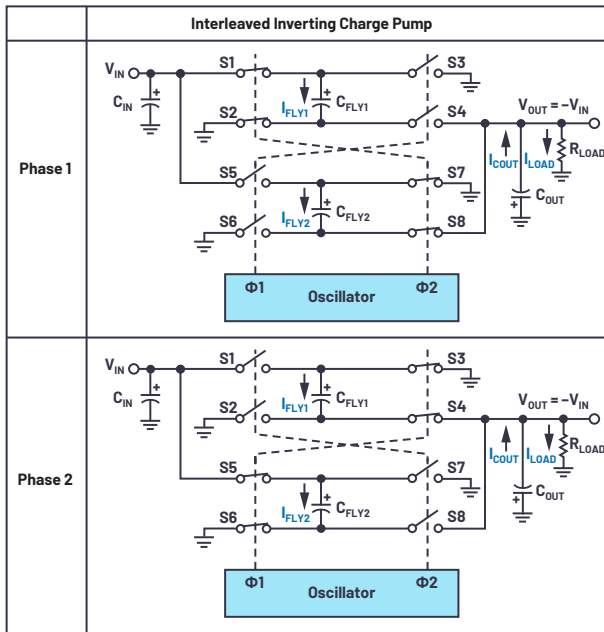


图4. 交错式反相电荷泵。

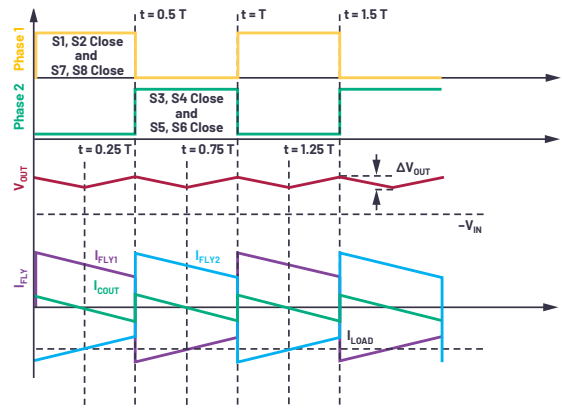


图5. 交错式反相电荷泵的时序图。

在振荡器的每一相中，飞跨电容之一连接到 V_{IN} ，另一个连接到 V_{OUT} 。乍一看，有人可能会认为添加第二个电容只会将电压纹波减小一半。但是，这是不准确的过度简化。实际上，输入和输出电压纹波可能远小于标准逆变器，因为电容始终从输入端充电并向输出端放电。从IICP输出电压纹波的推导过程可以更好地理解这一点。

IICP输出电压纹波推导

由于IICP总是有一个飞跨电容向输出提供电流，因此可以简化其输出级，如图6所示。

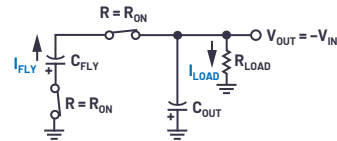


图6. 简化的IICP输出级。

此外，IICP的输出电阻(如公式1所定义)可近似为：

$$R_{OUT} \approx \frac{1}{8 \times f_{OSC} \times C_{FLY}} + 0.5 \times \sum_1^8 R_{ON} \quad (6)$$

其中 $\sum_1^8 R_{ON}$ 为开关电阻之和。

将电流加到 I_{LOAD} 中，我们得出：

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{dV_{OUT}}{dt} + C_{FLY} \frac{dV_{CFLY}(t)}{dt} \quad (7)$$

其中 dt 等于开关周期的四分之一($T/4$ 或 $1/(4 \times f_{OSC})$)。输出电压纹波 ΔV_{OUT} 为 dV_{OUT} ， $V_{CFLY}(t)$ 为 C_{FLY} 两端的电压差。我们可以合理地假设，相对于飞跨电容电压纹波，输出电压纹波很小。为了计算 ΔV_{OUT} ，我们需要了解 $V_{CFLY}(t)$ 。从图6可知， I_{FLY} 等于流经两个导通开关的电流。每个开关有 R_{ON} 的电阻。所以：

$$C_{FLY} \frac{dV_{CFLY}(t)}{dt} = \frac{V_{CFLY}(t) - |V_{OUT}|}{2 \times R_{ON}} \quad (8)$$

为了求解 $V_{\text{FLY}}(t)$ 的这个微分方程，必须知道至少一个初始条件。此条件可通过查阅图5中的时序图得知。请注意，从 $t = 0$ 到 $t = T/4$ ，两个 C_{FLY} 电容均向 I_{LOAD} 提供电流，并对 C_{OUT} 充电。然后，从 $t = T/4$ 到 $t = T/2$ ， C_{FLY} 和 C_{OUT} 向输出负载提供电流。在 $t = T/4$ （及类似的 $t = 3/4 T$ ）时刻， C_{OUT} 对 I_{LOAD} 的贡献恰好为0。所以，此时 I_{LOAD} 等于 I_{FLY} ，而 V_{FLY} 的电压为：

$$V_{\text{FLY}}(t = T/4) = |V_{\text{OUT}}| + I_{\text{FLY}} \times 2 \times R_{\text{ON}} \quad (9)$$

其中 $V_{\text{OUT}} = -V_{\text{IN}} + R_{\text{OUT}} \times I_{\text{LOAD}}$

使用公式8和公式9，我们可以微分求解 $V_{\text{FLY}}(t)$ ：

$$V_{\text{FLY}}(t) = |V_{\text{OUT}}| + |I_{\text{LOAD}}| \times (R_{\text{OUT}} - 2 \times R_{\text{ON}}) \times \beta^{1.5} \quad (10)$$

其中 $\beta = e^{1/8/RC}$
其中， f 为 f_{OSC} ， R 为 R_{ON} ， C 为 C_{FLY}

为了求得公式7的 V_{FLY} 变化量，取两个点（例如 $t = 0$ 和 $t = T/4$ ），对每个点求解公式10。结果简化为：

$$\Delta V_{\text{FLY}} = I_{\text{LOAD}} \times (R_{\text{OUT}} - 2 \times R_{\text{ON}}) \times \frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta}} \quad (11)$$

结合公式11和公式7，求解 ΔV_{OUT} 得出：

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{I_{\text{LOAD}}}{4 \times f_{\text{OSC}} \times C_{\text{OUT}}} - I_{\text{LOAD}} \times (R_{\text{OUT}} - 2 \times R_{\text{ON}}) \times \frac{C_{\text{FLY}}}{C_{\text{OUT}}} \times \frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta}} \quad (12)$$

公式12的影响最初可能并不明显。先通过考虑理想开关的情况（ $R_{\text{ON}} = 0\Omega$ ）来简化它可能会有帮助。这样做会使第二项接近于零，仅留下第一项。第一项非常类似于标准反相电荷泵纹波（公式4），但IICP的双飞跨电容使分母增大2倍。两倍的电荷泵使波纹减半。该结果与直观判断一致。

但是，公式12的重要部分是后半部分。注意第二项的负号，这意味着该部分会减小输出电压纹波。重点看导通电阻（ R_{ON} ）和飞跨

电容（ C_{FLY} ）。在标准反相电荷泵中，这些项在降低输出电压纹波方面不起作用。但在IICP中，导通电阻会起到让充电和放电流平滑的作用。双飞跨电容使这种充电/放电动作不会中断。

输出电压纹波验证

我们可以利用电路仿真来检查公式12的准确性以及用于推导该公式的假设的有效性。使用LTspice®很容易完成这项工作。该仿真的原理图如图7所示，文件可供[下载](#)。

在多种条件下进行了比较，结果汇总于表2。

表2. 各种配置的理论结果与LTspice仿真结果的比较

V_{IN} (V)	I_{LOAD} (mA)	f_{OSC} (kHz)	C_{OUT} (μF)	C_{FLY} (μF)	R_{ON} (Ω)	V_{OUT} 纹波(mV)	
						公式	LTspice
10	50	1000	4.7	2.2	2	0.038	0.038
5	100	1000	4.7	2.2	2	0.076	0.075
5	50	1000	1	1	2	0.393	0.390
5	50	1000	1	1	3	0.261	0.260
7.8	37	532	2.4	0.5	4	0.430	0.425
5	100	1000	10	2.2	3	0.024	0.024
5	50	200	4.7	1	10	0.418	0.415
12	50	500	10	1	10	0.031	0.033
12	20	500	4.7	1	3	0.089	0.089

表2显示，公式12与仿真非常接近，从而验证了简化公式时所作假设的有效性。现在，我们可以使用该公式权衡在IICP实现中不同做法的利弊。

比较IICP和标准电荷泵的电压纹波也很有帮助。在本系列的第二部分中，我们将展示这些不同的平台实验数据的差异性。但现在，图8中的LTspice模型可以说明输出电压纹波的差异。

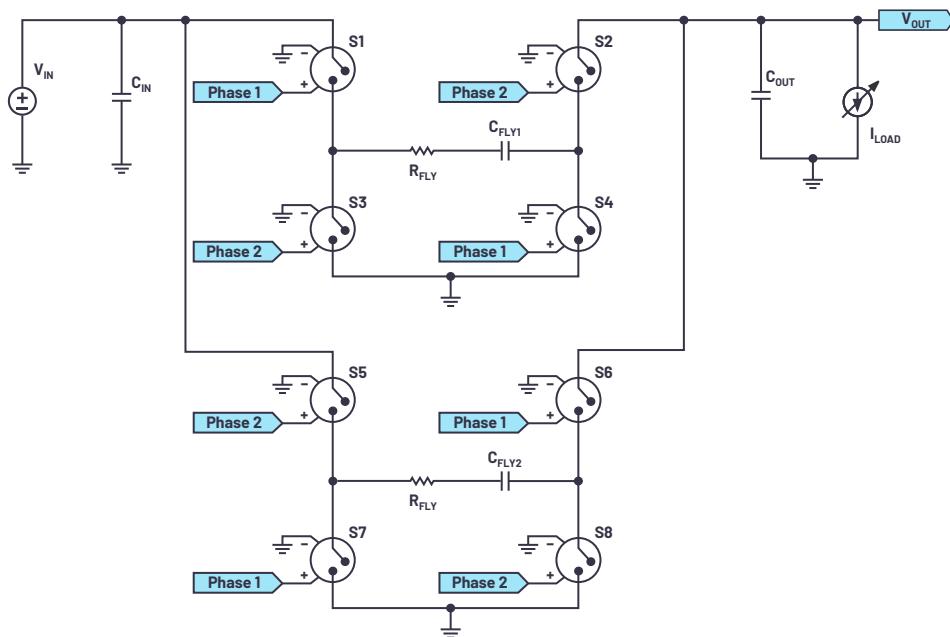


图7. LTspice中的交错式反相电荷泵。

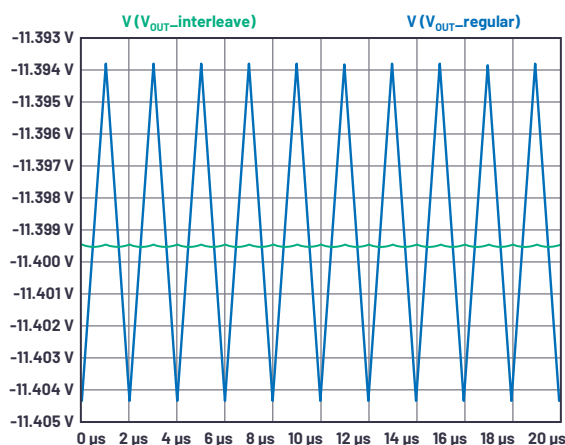


图8. IICP与常规电荷泵的输出电压纹波比较: $V_{IN} = 12\text{ V}$, $I_{LOAD} = 50\text{ mA}$, $C_{FLY} = 2.2\text{ }\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 4.7\text{ }\mu\text{F}$, $R_{ON} = 3\text{ }\Omega$ 。为了直观地与常规电荷泵进行比较, 其 R_{ON} 减半且 C_{FLY} 加倍。

IICP拓扑优化

推导完IICP公式并证明其有效性后, 我们得出两个主要结论:

对于IICP, 导通电阻(R_{ON})会同时减少输入和输出电压纹波, 这是很理想的结果。相反, 在标准反相电荷泵中, 导通电阻是完全不适宜的, 因为它会增加电荷泵的 R_{OUT} , 而且不会降低纹波电压。实际上, 我们可以在反激电容上串联一个电阻来进一步增加导通电阻。这就为我们以增加电荷泵电阻为代价来减少输入和输出电压纹波提供了一种手段。在本系列第二部分讨论IICP的使用案例时, 我们会进一步探讨这种手段。

其次, 可以优化飞跨电容的值及其与 C_{OUT} 的比率, 以进一步优化纹波。例如, 小型封装的大输出电容可能很难找到, 而且在较高电压下电容会明显降额。但是, 通过减小 C_{OUT} , 然后增大

C_{FLY} , 可以获得相同的输出电压纹波, 而电容值更容易获得。例如, 不需要 $C_{FLY} = 1\text{ }\mu\text{F}$ 且 $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$, 而是将它们都设置为 $2.2\text{ }\mu\text{F}$, 两种情况下获得的输出电压纹波几乎相同。与 $10\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$ 电容相比, 小型封装的 $2.2\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$ 电容更容易获得。第二部分中的示例应用对此进行了探讨。

结论

以上是关于交错式反相电荷泵拓扑的系列文章(分两部分)的第一部分。本部分介绍了IICP拓扑的一般概念, 包括输入/输出电压纹波计算。输入/输出纹波公式的推导得出了关于如何优化IICP解决方案性能的重要见解。

本系列的第2部分将介绍ADP5600, 这是一款用于IICP拓扑的集成解决方案。我们将测量其性能, 并与标准反相电荷泵进行比较。最后, 我们将把所有相关内容组合在一起为一个低噪声相控阵波束成型解决方案供电。

参考文献

- ¹ Jairo Parasseril. “如何使用 μ Module降压稳压器从正输入产生负输出电压”。凌力尔特。
- ² Kevin Scott和Jesus Rosales. “Ćuk组合式转换器和反相电荷泵转换器之间的区别”。ADI公司。
- ³ Majing Xie. “大功率、单电感、表贴降压-升压 μ Module稳压器处理 36 V_{IN} 、 10 A 负载”。凌力尔特, 2008年3月。

致谢

Sherlyn Dela Cruz、Alex Ilustrisimo和Roger Peppiette

作者简介

Jon Kraft是高级现场应用工程师, 工作地点在科罗拉多州, 已在ADI公司工作了13年。他主要致力于软件定义无线电和航空航天相控阵雷达应用。他拥有罗斯豪曼理工学院电子工程学士学位和亚利桑那州立大学电气工程硕士学位。他拥有九项专利(六项与ADI相关), 一项正在申请中。联系方式: jon.kraft@analog.com。

作者简介

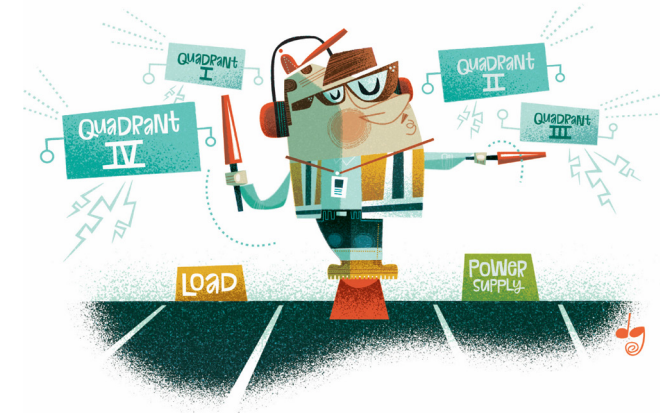
Steve Knoth是ADI公司电源部的高级产品营销经理。他负责所有电源管理集成电路(PMIC)产品、低压差(LDO)稳压器、电池充电器、电荷泵、基于电荷泵的发光二极管驱动器、超级电容器充电器和低压单片开关稳压器。Steve曾在Micro Power Systems、ADI公司和Micrel Semiconductor担任过多种营销和产品工程职位, 之后于2004年再次加入ADI公司。他于1988年获得圣何塞州立大学电气工程学士学位, 并于1995年获得该大学物理学硕士学位。2000年, Steve还获得了凤凰城大学技术管理硕士学位(MBA)。除了与孩子们一起享受美好时光之外, Steve还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。

非常见问题第183期： 四象限电压转换

Frederik Dostal, 现场应用工程师

问题：

什么是四象限电源？



答案：

可以吸收和提供正负电流和电压的电源。

虽然简单电压转换器可以从输入电压生成固定的输出电压，但在某些应用中，这种特性是不够的。一个例子是控制与电容相连的电压节点，这些电容可以充电至任何电压。如果需要降低其电压，则其必须部分放电。因此，在这样的应用中，电源必须能够根据需要提供或吸收电流。这种转换器称为四象限DC-DC转换器。对于这样的应用，可以使用具有输出放电功能的电源。它可以让输出电容快速放电。图1显示了降压型开关稳压器的这种功能。这里，在降压转换器关闭之后，开关S2长时间接通，输出电容被放电。

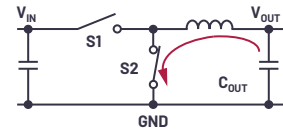


图1 通过简单的输出放电功能让输出电容放电。

一种优雅的控制电流和电压的方法是采用四象限DC-DC转换器。典型降压转换器仅在一个象限中工作。它可以产生正电压，电流正向流动，即电流从DC-DC转换器流向负载。使用四象限转换器不仅能让输出电容放电，还能产生电压。这是可能的，因为电流既可流向负载，也可从负载流出。在前面的关于输出电容快速放电的例子中就是这种情况。四象限DC-DC转换器的功能还不止于此。除了产生电压之外，它还能将电流设置为任何电平。此电流可以为正或为负。这种四象限转换器经常用在通用实验室电源中。例如，用户可以使用固定电流设置测试LED。太阳能电池也可以将四象限转换器用作负载，以吸收某一预定电流。

另一个有趣的应用是利用LCD技术为窗户玻璃着色。这通常需要精确设置正值和负值范围内的电压，以根据房间中当前的光线情况和需要的亮度来产生合适的色调。

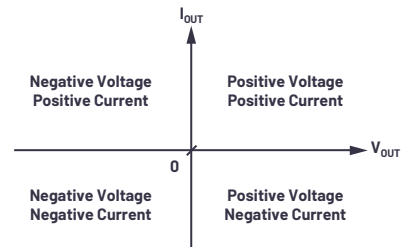


图2 四象限电压转换器。

图2显示了四象限对于电源的含义。在坐标系的象限中，x轴表示电压，y轴表示电流。电流和电压可以为正或为负。

因此，DC-DC转换器既可用于能量来源，也可用作能量吸收器。换句话说，转换器既可用作电源，也可用作电负载。

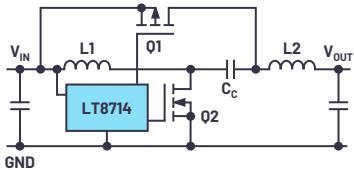


图3. 展示四象限电压转换器拓扑结构的简化电路图。

ADI公司的LT8714是用于四象限稳压器的控制器。它拥有此类调节所需的全部功能。例如，使用该IC可以精确维持0 V的电压。

图3显示了带有控制器IC和功率级的简化电路图。后者由两个电

感L1和L2、两个开关Q1和Q2以及耦合电容C_c组成。有关每个象限中的相应操作以及从一个象限到另一个象限的转换行为的说明，请参阅LT8714数据手册。

在某些应用中，电源需要在四个象限中工作。这可以通过LT8714等优化控制器轻松构建。电路设计非常简单，而且其操作(特别是在频繁出现的临界0 V交越点附近)干净可靠。

也有替代四象限稳压器的方法，例如开关稳压器拓扑，其必须并联连接以支持多象限功能。然而，与使用专用四象限解决方案相比，这些方法的成本常常更高。



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：frederick.dostal@analog.com。

交错式反相电荷泵— 第二部分：实现和结果

Jon Kraft, 高级现场应用工程师
Alex Ilustrisimo, 应用工程师

简介

本系列文章的第一部分介绍了一种从正电源产生低噪声负电源轨的独特方法,并说明了控制其运行的方程式推导过程。第二部分将借助ADI公司新产品ADP5600深入探讨这种交错式反相电荷泵(IICP)的实际例子。我们将ADP5600的电压纹波和电磁辐射干扰与标准反相电荷泵进行比较,以揭示交错如何改善低噪声性能。我们还将其应用于低噪声相控阵波束成型电路,并使用第一部分中的公式来优化该解决方案的性能。

世界首款商用交错式反相电荷泵

如第一部分所述,集成电路中使用IICP来生成较小的负偏置轨。ADP5600独特地将低噪声IICP与其他低噪声特性和高级故障保护功能结合在一起。

ADP5600是一款交错式电荷泵逆变器,集成了低压差(LDO)线性稳压器。与传统的基于电感或电容的解决方案相比,其独特的电荷泵级具有更低的输出电压纹波和反射输入电流噪声。交错作为一种低噪声概念很巧妙,但交错通道并不能解决所有噪声问题。为了实现真正的低噪声,需要一种专门设计的IC来实现IICP的低噪声优势,同时保持解决方案的小尺寸和高效率。

固定和可编程开关频率

许多反相电荷泵的工作频率为几百kHz。这种相对较低的频率限值要求相对较大的电容,并限制了频率杂散可以放置的位置。ADP5600可以在100 kHz至1.1 MHz的开关频率下工作,因而能在现代系统中高效使用。此外,该频率始终是固定的,不随输出负载而变化。开关频率变化(展频调制)通常用于提高电荷泵效率,但在噪声敏感的系统当中可能会产生问题。

外部频率同步

许多低噪声系统需要将高幅度开关噪声置于规定的频带中,以使所产生的噪声对系统的影响最小。考虑到这一点,在噪声敏感系统中,转换器的工作频率是同步的,但在电荷泵逆变器中,同步很少见。相比之下,ADP5600可以同步到高达2.2 MHz的外部时钟。

低压差稳压器

ADP5600的输入电压范围很宽,其电荷泵输出电压可能过高,无法为低压电路供电。因此,ADP5600内置了一个LDO后置稳压器。它还有一个以正电压为基准的电源正常信号引脚,以便在LDO输出处于稳压状态时轻松进行电源时序控制。

故障保护

最后,ADP5600具有一套全面的故障保护特性,适合于稳健的应用。保护特性包括过载保护、短路飞跨电容保护、欠压锁定(UVLO)、精密使能和热关断。另一个新颖的特性是飞跨电容限流,它也能降低飞跨电容充电时的峰值电流尖峰。

ADP5600测试数据

第一部分从理论上证明了与非交错解决方案相比,IICP架构可显著改善纹波。为简洁起见,第一部分中说明的推导是理想化的,忽略了寄生效应、布局依赖性(IC和PCB)、时序失配(即不完美的50%振荡器)和 R_{DS} 失配。这些因素导致与计算和测量的电压纹波有些偏差。一如既往,最好将ADP5600投入使用,观测其性能,并使用推导的方程式指导电路优化以获得最佳性能。

此处使用标准ADP5600评估板,但插入了 R_{FLY} ,并修改了 C_{FLY} 和 C_{OUT} 的值。此外,我们使用ADP5600的SYNC特性来改变开关频率。图1所示框图表明,各电荷泵以该SYNC频率的一半进行开关。也就是说, $f_{OSC} = \frac{1}{2} f_{SYNC}$ 。

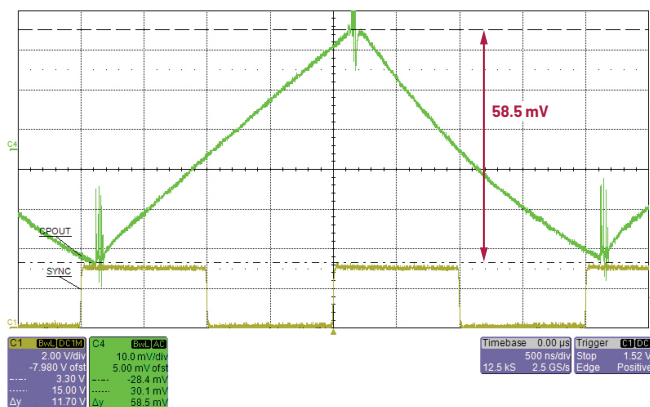


图4. 标准反相电荷泵输出电压, $V_{IN} = 6\text{ V}$, $C_{OUT} = C_{FLY} = 2.2\text{ }\mu\text{F}$, $f_{OSC} = 250\text{ kHz}$, $I_{LOAD} = 50\text{ mA}$

在这些条件下, ADP5600的输入和输出电压纹波几乎比传统反相电荷泵低14倍。我们还能确定此电压纹波是否与本系列第一部分中推导出的方程式一致。回顾第一部分, IICP的输出(或输入)电压纹波由下式给出:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{4 \times f_{OSC} \times C_{OUT}} - I_{LOAD} \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \left(\frac{C_{FLY}}{C_{OUT}} \times \frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta}} \right) \quad (1)$$

其中, f 为 f_{OSC} , R 为 R_{ON} , C 为 C_{FLY}

使用式1, 并将实际值代入 R_{OUT} 和 R_{ON} , 便可比较计算出的和测量到的输出电压纹波。表1给出了多种测试配置下的结果, 并指出了相对于非交错式电荷泵方案的改善幅度。

表1. 不同使用案例下的 V_{OUT} 纹波;
 $V_{IN} = 12\text{ V}$, $I_{LOAD} = 50\text{ mA}$, $R_{ON} = 2.35\text{ }\Omega^*$

f_{OSC} (kHz)	C_{OUT} (μF)	C_{FLY} (μF)	R_{FLY} (Ω)	实测 V_{OUT} (V)	实测 R_{OUT} (Ω)	V_{OUT} 纹波(mV)		相对于非交错式的改善
						实测	计算	
250	1.6	1.6	0	11.48	10	5.3	6.0	12×
250	1.8	1.8	25	8.86	63	3.4	3.2	18×
250	4.6	1.6	0	11.48	10	1.9	2.4	12×
500	2.8	1.6	0	11.45	11	2.5	2.9	7.5×
500	1.8	1.8	25	8.74	65	3.1	2.7	10×
1000	1.6	1.6	0	11.40	12	4.3	4.2	3.7×
1000	1.8	1.8	25	8.438	71	2.8	2.8	5.6×

*使用的是 C_{OUT} 和 C_{FLY} 的实际电容值(电容在电压下会降额), 而不是标称值。

表1显示了交错电压纹波与式1的预测非常吻合。另外还显示了其相对于标准的非交错式反相电荷泵的改善幅度。此表中的某些设置还包括与 C_{FLY} 串联的附加外部电阻 R_{FLY} 。结果表明, R_{FLY} 进一步降低了电压纹波, 但要以电荷泵输出电阻为代价。式1和本系列文章第一部分中的分析也对此进行了预测。

除输出电压纹波外, IICP的电磁辐射骚扰与标准电荷泵相比也有所改善。为了衡量这一点, 将一根25 mm天线放在评估板上(图5), 并测试了多种配置。图6显示了这样一种配置与标准的非交错式电荷泵逆变器的比较。IICP拓扑可将第一和第三开关谐波的噪声降低12 dB至15 dB。

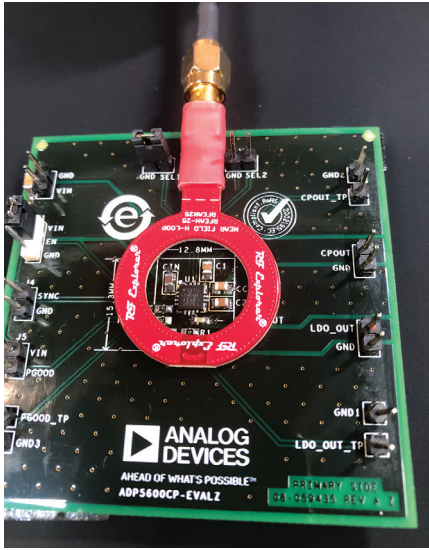


图5. 采用ADP5600评估板的电磁辐射干扰测试设置。



图6. 电磁辐射干扰, $V_{IN} = 12\text{ V}$, $I_{LOAD} = 50\text{ mA}$, $C_{FLY} = C_{OUT} = 2.2\text{ }\mu\text{F}$, $f_{SYNC} = 500\text{ kHz}$ 。绿色 = 标准, 蓝色 = IICP。

IICP应用示例

数据转换器、RF放大器和RF开关需要低噪声电源。这些系统中的电源设计面临的主要挑战是：

- ▶ 功耗和高温运行
- ▶ EMI抗扰度和低EMI贡献
- ▶ 输入电压范围大
- ▶ 解决方案尺寸和面积应最小化

为了说明IICP的完整设计和优势，我们考虑一个为RF放大器、RF开关和相控阵波束成型器供电的应用。该应用包含在ADTR1107数据手册中，图7复制自其中。此示例需要几个大功

率正电压轨—在这里是感性降压转换器的工作。另外还需要两个负电压轨：AVDD1和VSS_SW。[ADAR1000](#)使用AVDD1为VGG_PA和LNA_BIAS生成低噪声偏置轨。AVDD1为-5 V、50 mA，VSS_SW为ADTR1107中RF开关的-3.3 V、<100 μ A电源轨。每个ADAR1000使用四个ADTR1107，因此-3.3 V电源轨最大汲取1 mA电流。通常，这些系统的电源轨为12 V。

ADP5600是从12 V电压产生-5 V、50 mA和-3.3 V、1 mA电源轨的理想选择，因为它实现了低输入和输出电压纹波以及低电磁辐射干扰。此外，它能同步宽范围的开关频率，因而允许将开关噪声放在对系统影响最小的位置。图8显示了最终设计。

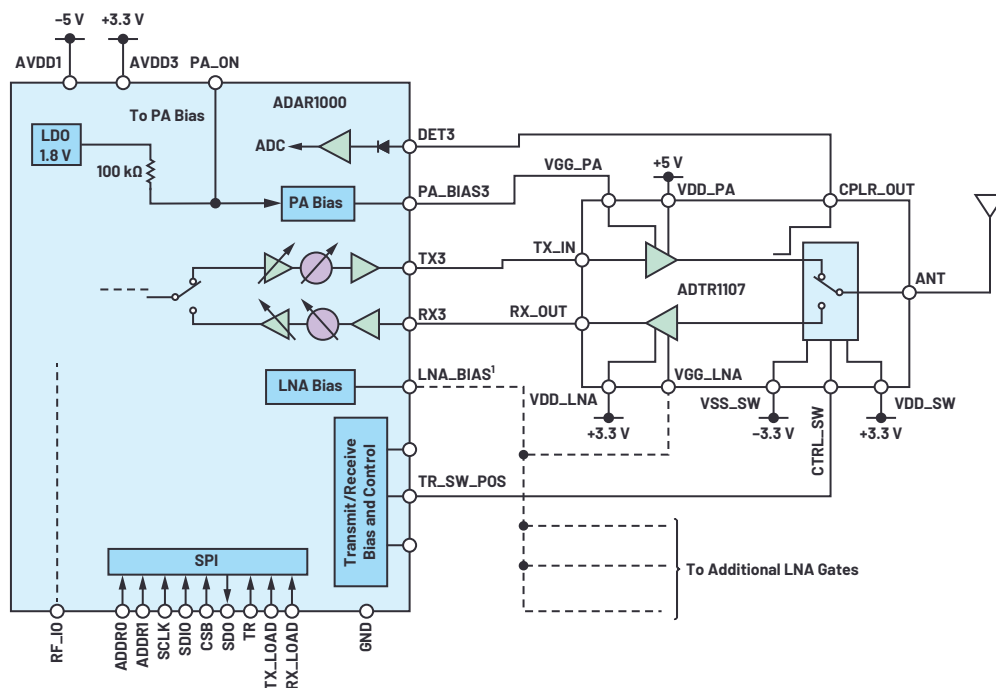


图7. ADAR1000加上四个ADTR1107电源轨。

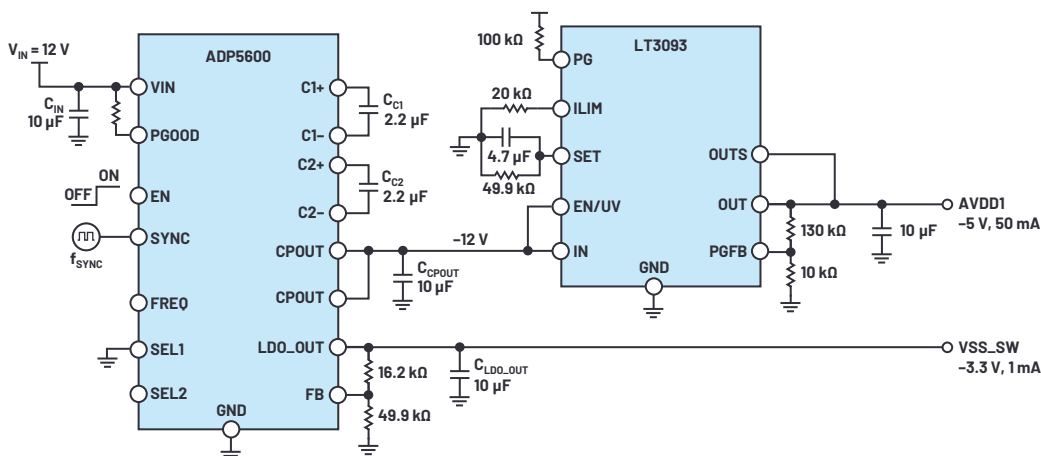


图8. ADP5600和LT3093用于为AVDD1和VSS_SW供电。

LT3093是一款超低噪声LDO线性稳压器，支持高电压，允许将ADP5600电荷泵输出(CPOUT)直接连接到其输入。其-5 V输出由SET引脚上的电阻设置，当AVDD1电源轨符合要求时，可编程的电源良好引脚可以通知其他系统。ADP5600的LDO调节电流低得多的VSS_SW轨。尽管没有LT3093那么低的噪声或那么高的电源抑制比(PSRR)，但它能够为VSS_SW提供稳定的电源轨。所有三个轨(电荷泵、AVDD1和VSS_SW)的输出电压纹波如图9所示。

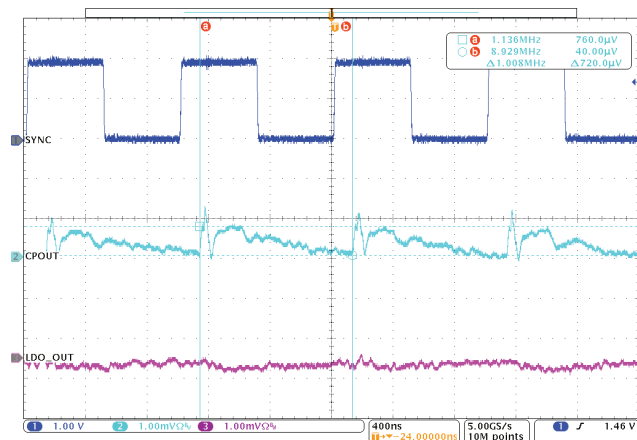


图9. 电荷泵输出电压纹波, $V_{IN} = 12\text{ V}$, $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$ (标称值), $C_{FLY} = 2.2\text{ }\mu\text{F}$ (标称值), $f_{SYNC} = 1\text{ MHz}$ ($f_{OSC} = 500\text{ kHz}$), $I_{LOAD} = 50\text{ mA}$

结论

本系列文章由两部分组成，提出了一种从正电源产生低噪声负电源轨的新方法。第一部分介绍了交错式反相电荷泵操作背后的概念。第二部分将这些想法付诸实践，利用ADI公司的新产品ADP5600构建并测试了一个完整解决方案，并使用第一部分中推导出的数学模型对该解决方案进行了优化。另外还将其传导发射和电磁辐射干扰与标准反相电荷泵进行了比较。在某些情况下，与标准电荷泵逆变器相比，其改善幅度达到18倍，这对于满足现代精密和RF系统的低噪声要求非常重要。

致谢

感谢Sherlyn Dela Cruz、Roger Peppiette和Steve Knoth的协助。



作者简介

Jon Kraft是高级现场应用工程师，工作地点在科罗拉多州，已在ADI公司工作了13年。他主要致力于软件定义无线电和航空航天相控阵雷达应用。他拥有罗斯豪曼理工学院电子工程学士学位和亚利桑那州立大学电子工程硕士学位。他拥有九项专利(六项与ADI相关)，一项正在申请中。联系方式：jon.kraft@analog.com。



作者简介

Alexander Ilustrisimo毕业于菲律宾中部大学，获电子工程学士学位。他于2014年加入ADI公司，担任电源管理产品应用工程师已6年有余，重点关注LDO稳压器和开关稳压器。联系方式：alexander.ilustrisimo@analog.com。

汽车USB 2.0和5 V Type-C 解决方案提供充电和稳健 的数据线保护

Tao Tao, 高级应用工程师
Trevor Crane, 高级设计工程师

简介

USB充电端口已成为现代车辆信息娱乐系统的重要组成部分。乘客越来越习惯于通过车辆的电气系统来为智能手机(或其他便携式设备)充电,并反过来利用这些设备来丰富车辆信息和娱乐功能。为了同时支持电源和数据能力,并且适应不断快速变化的便携式设备市场,USB充电端口必须满足与电源、数据传输和鲁棒性相关的各种系统要求,即使面对现实中的种种危险情况。

便携式设备电池充电—包括支持广泛的设备充电协议的能力,例如USB BC 1.2充电下行端口(CDP)、专用充电端口(DCP)、标准下行端口(SDP)和各种常见专有协议—仅仅是对USB充电端口的众多要求中的一部分。其他要求包括维护高速USB数据传输的信号完整性,以及保护USB主机免受汽车环境中常见危险状况的影响。此外,小尺寸解决方案和低电磁辐射是满足日益复杂的汽车电子

需求的重要要求。本文演示了一种满足汽车环境中现代USB充电端口要求的解决方案,包括设计示例。

汽车USB电源系统概述

图1显示了典型汽车USB充电器系统的框图,其中开关变换器从电池产生5 V电压为 V_{BUS} 供电。此处显示的USB充电端口仿真器和功率开关IC具有三个主要功能。首先,USB充电端口仿真器确定所连接设备的最佳充电电流,从而通过充电端口模式(如USB BC 1.2 CDP、DCP和供应商专有充电器仿真协议等)实现快速充电。其次,USB功率开关用作限流器和开关,可检测和限制总线电流。最后,端口控制器支持所连接设备与USB主机之间进行USB 2.0高速数据传输。

由于USB端口处于恶劣的汽车环境中,因此必须对敏感的USB电路加以保护,使其免受各种现实危害的影响,例如插座的静电

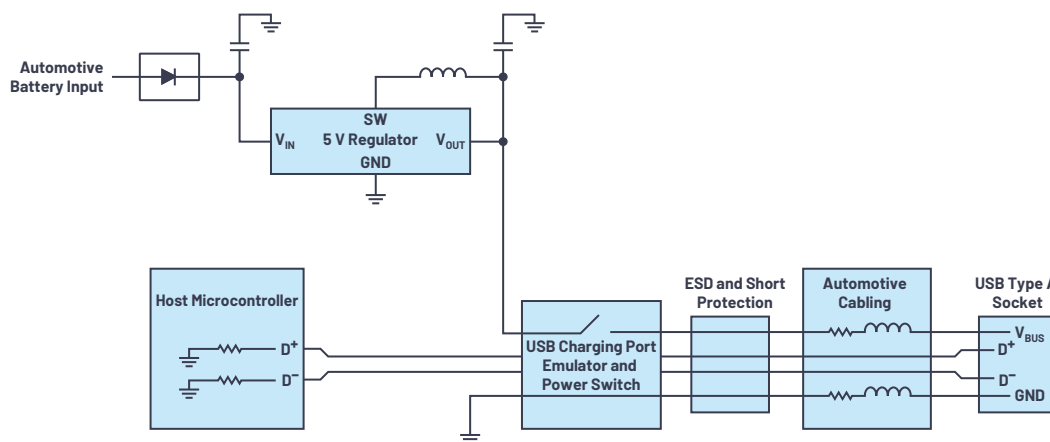


图1. 汽车USB充电器框图。

放电(ESD)事件和线缆故障事件, 这些事件可能会使受影响的线路遭受远超过其正常工作值的电压。

图2显示了一个汽车USB电源系统的简化框图, 该系统将许多电源、端口和保护功能结合到一个IC中。在本例中, **LT8698S**将开关变换器和功率开关的功能集成到4mm×6mm的封装中, 同时提供能抵御ESD事件和线缆故障的强大数据线保护。

图示的集成充电器解决方案包含了在USB端口和便携式设备之间独立执行USB BC 1.2 CDP协商序列的所有必需硬件, 使得CDP兼容设备能够从 V_{BUS} 汲取高达1.5 A的电流, 同时能与主机进行高速通信。

线缆压降补偿

当USB插座与控制器的物理距离较远时, 例如USB插座位于车辆后部, 而USB主机位于仪表板中, 那么线缆压降补偿可使 V_{BUS} 轨保持精确的5 V稳压状态。LT8698S具有可编程线缆压降补偿功能, 可在USB插座上执行出色的调节, 而无需额外的开尔文检测线路。

图3显示了线缆压降补偿的工作原理。OUT/ISP和BUS/ISN引脚之间连接一个检测电阻 R_{SEN} , 该电阻串联在稳压器输出和负载之间。LT8698S在其 R_{CBL} 引脚上通过 R_{CBL} 接地电阻产生 $46 \times (V_{OUT/ISP} - V_{BUS/ISN})/R_{CBL}$ 的电流源。此电流与通过连接在稳压器输出和USB5V引脚之间的 R_{CDC} 电阻流入USB5V引脚的电流相同。这会在 R_{CDC} 电阻两端产生一个高于5 V USB5V反馈引脚的电压偏移, 其与 R_{CDC}/R_{CBL} 电阻比成比例。结果, LT8698S根据负载电流将BUS/ISN引脚调节到一个高于负载目标5V的点(最大限值为6.05V), 以维持插座 V_{BUS} 引脚的精确调节。

线缆压降补偿消除了从稳压器连接额外的一对开尔文检测线路到远端负载的需要, 但要求系统设计人员知道线缆电阻 R_{CABLE} , LT8698S不会检测此值。设置线缆压降补偿的元件可以利用下式选择: $R_{CBL} = 46 \times R_{SEN} \times R_{CDC}/R_{CABLE}$ 。线缆电阻会随温度而变化, 要在很宽的温度范围内获得更好的整体输出电压精度, 可以添加一个负温度系数(NTC)电阻作为 R_{CBL} 的一部分, 使线缆压降补偿随温度而变化。

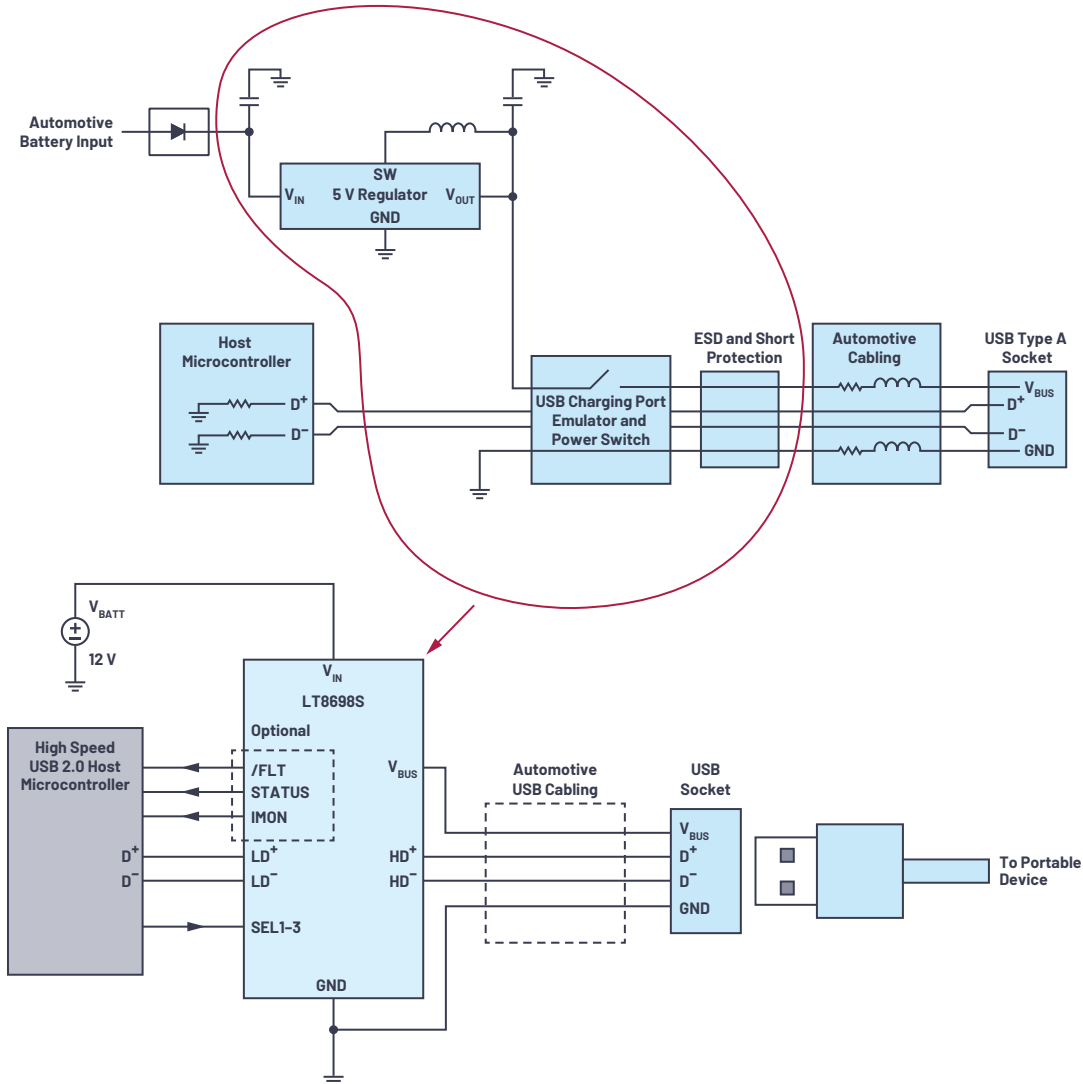


图2. 围绕单IC USB控制器解决方案构建的汽车USB电源系统的简化框图。

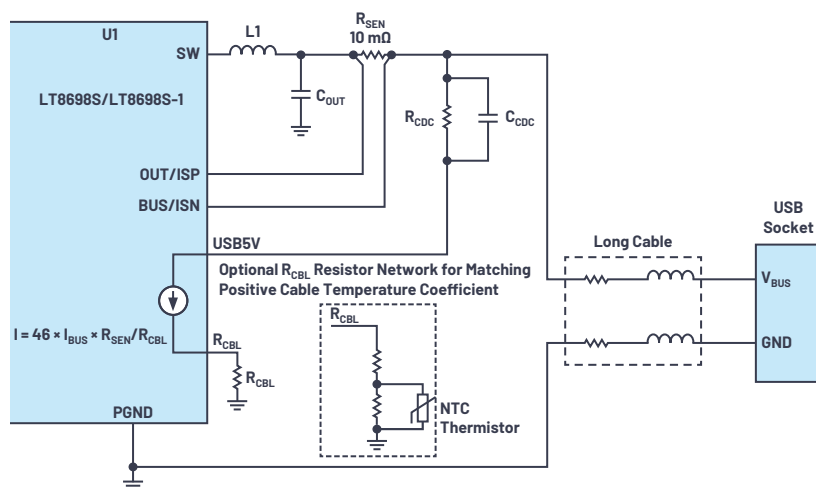


图3. 线缆压降补偿工作原理。

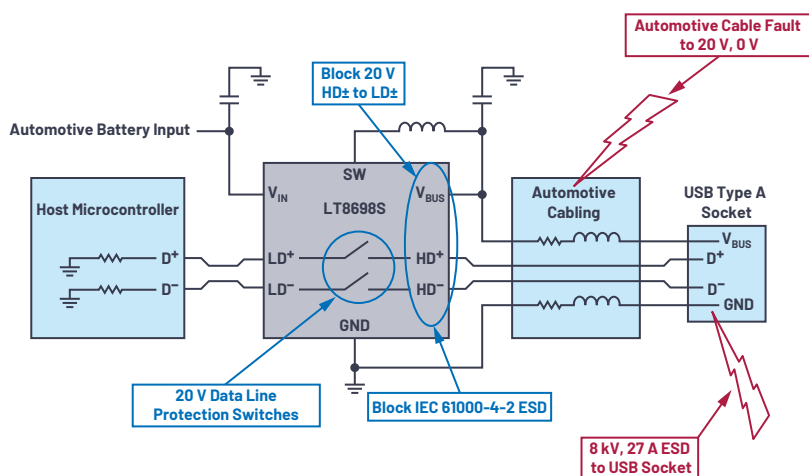


图4. LT8698S/LT8698S-1的强大保护功能。

针对汽车环境提供强大保护

汽车环境存在多种危害，为此必须保护USB主机。这些危害包括线缆故障导致数据线承受电池电压或接地，以及USB插座处的大ESD冲击。图4显示了如何保护USB主机免受这些危害影响。

LT8698S的HD⁺和HD⁻引脚可承受高达20 V_{DC}，并阻止高达8 kV的接触放电和15 kV的空气放电IEC 61000-4-2 ESD事件，同时也能保护主机免受这些恶劣状况的影响。此外，USB5V、OUT/ISP和BUS/ISN引脚可承受输出电压故障，包括高达42 V的直流电压。发生输出故障时，门锁和自动重试功能可精确限制平均输出电流。

虽然许多USB端口控制器IC需要数据线上有外部钳位二极管或电容来提供ESD保护(这会增加成本和材料，同时可能降低信号完整性)，但LT8698S不需要。

数据线开关不仅能够承受前面所说的直流故障和ESD事件，而且有助于实现出色的信号完整性。具体说来，HD⁺和HD⁻引脚的-3 dB带宽为480 MHz(典型值)，这已经过生产测试。图5显示了根据USB 2.0规范在测试平面2的演示板上测得的高速传输眼图。该图显示其符合USB模板1、测试平面2限值，并且有充足的裕量。

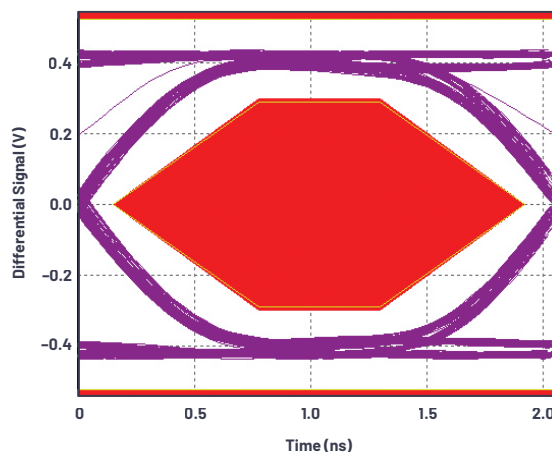


图5. 在演示板上测得的高速USB 2.0眼图。所示为模板1要求。

兼容并支持广泛的充电器特性

本例中使用的控制器IC与多种USB连接器类型和充电器特性兼容，如表1所示。我们来看一下单个控制器在USB Type-C 5 V、3 A解决方案(15 W)中如何工作。

图6显示了具有线缆压降补偿的USB 5 V、3 A V_{BUS} 稳压器的原理图。此电路选择8 mΩ的 R_{SEN} 电阻值来支持高达3 A的输出电流，SYNC/MODE引脚接地以使能跳脉冲工作模式，降低轻载电流时的开关频率和静态电流。

LT8698S还支持USB BC 1.2 DCP模式，该模式可提供高达1.5 A的充电电流，支持大电流充电能力。当用作DCP端口时，D⁺和D⁻线路短接，没有数据传输。

许多便携式设备制造商开发了专有充电器协议。同样的，这些厂商专有的充电器协议以及对应的最大充电电流(如2.0 A、2.4 A、2.1 A和1.0 A)也受支持。主机微控制器可以通过控制三个SEL引脚来实现这些充电器协议。

图7显示了2.4 A/1.5 A USB充电器的原理图。在此应用中，微控制器利用LT8698S STATUS引脚和IMON电流监控器提供的信息，通过控制SEL1-3输入引脚来选择所需的充电器协议。这样，微控制器就能优化便携式设备的充电特性，从而以尽可能大的电流安全充电。

EMI解决方案

汽车电子系统电源的一项关键要求是低EMI，通常需要满足CISPR 25 5类排放标准。LT8698S采用Silent Switcher[®] 2技术进行设计，使得USB电源能够满足这些严格的汽车EMI标准，而不会牺牲解决方案的尺寸、效率和鲁棒性。

Silent Switcher 2架构在LQFN封装内部集成了旁路电容，以将EMI降至最低。旁路电容的集成简化了电路板设计，减少了整体

表1 LT8698S/LT8698S-1与多种USB连接器类型、充电器协议和数据接口的兼容性

USB 2.0 Type-A		USB 3.x Type-A		USB Type-C	
引脚:	V_{BUS} , GND, D ⁺ , D ⁻	引脚:	V_{BUS} , GND, D ⁺ , D ⁻	引脚:	V_{BUS} , GND, D ⁺ , D ⁻
电源:	5 V, 1.5 A, BC 1.2 5 V, 2.4 A, Apple iPad	电源:	5 V, 1.5 A, BC 1.2	电源:	5 V, 1.5 A, BC 1.2 5 V, 3 A, type-C
数据:	USB 2.0, 480 Mbps	数据:	USB 2.0, 480 Mbps	数据:	USB 2.0, 480 Mbps

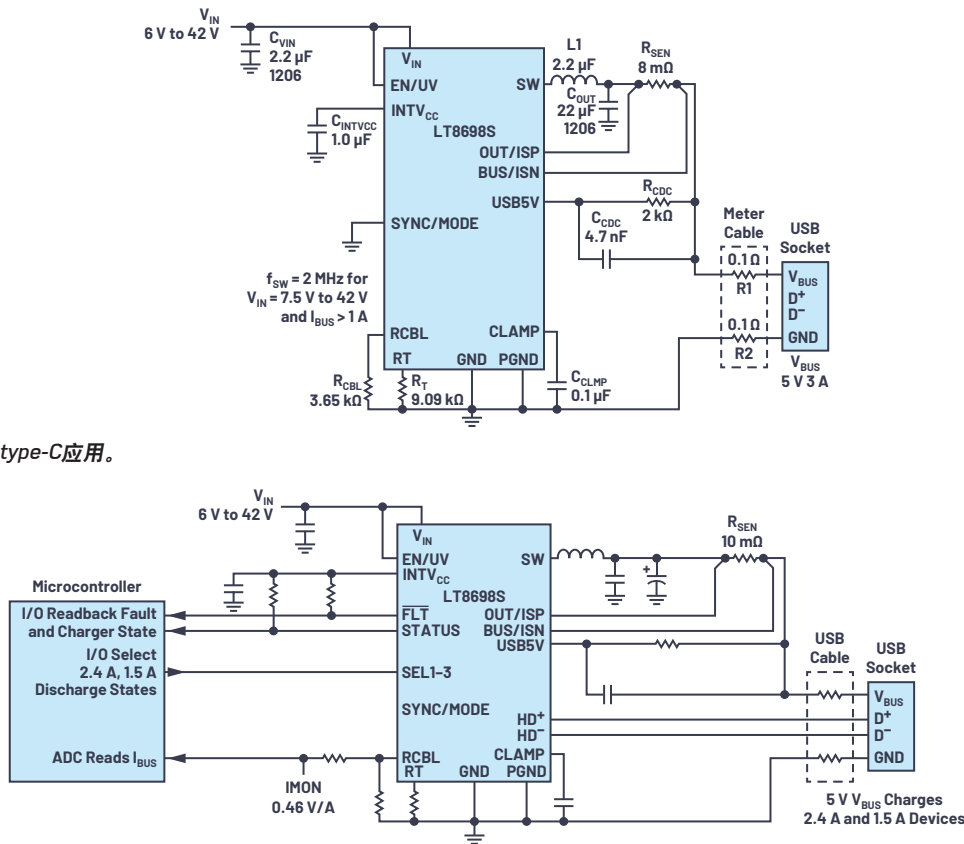


图6. 5 V、3 A、USB type-C应用。

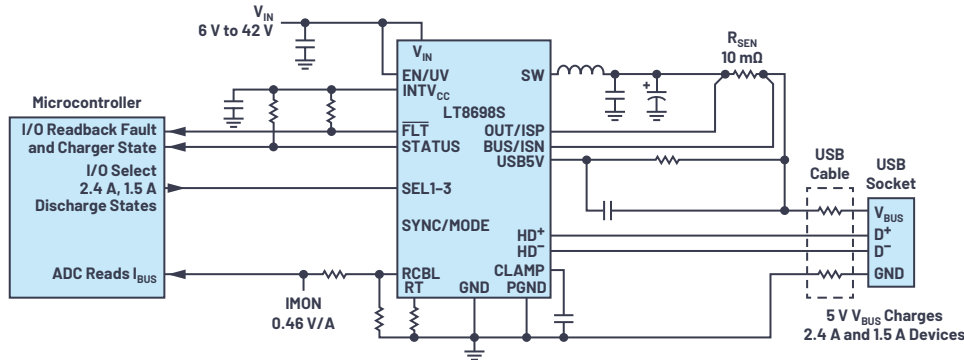


图7. 带电流监控器的2.4 A/1.5 A自动协议检测充电器。

解决方案的尺寸，同时尽可能地降低了PCB布局对EMI性能的影响。LT8698S-1不含这些内部旁路电容，其他方面与LT8698S完全相同。通过向SYNC/MODE引脚施加高于3.0 V的直流电压，这两款器件便都能提供可选的展频调制。图8显示了LT8698S在典型应用条件下的辐射EMI性能。

LT8698S和LT8698S-1能以300 kHz至3 MHz的可程式化和可同步开关频率工作。较高开关频率允许使用较小的电感和电容值，以减小整体解决方案的尺寸。图9显示，即使在2 MHz的较高开关频率下，这种12 V至5 V USB解决方案也能实现93%的效率。

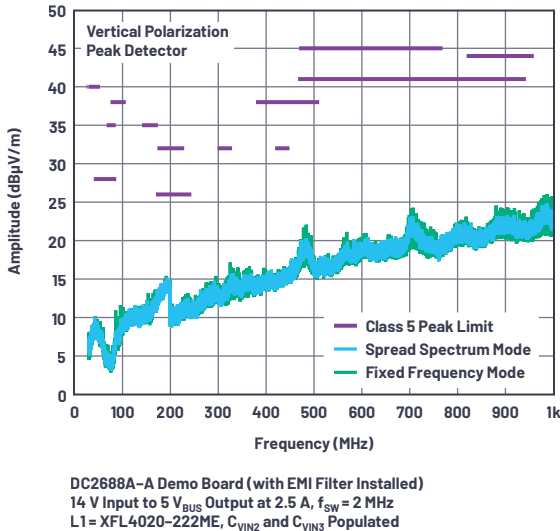


图8.辐射EMI性能(CISPR 25电磁辐射干扰, 使用峰值检波器, 5类峰值限制)。

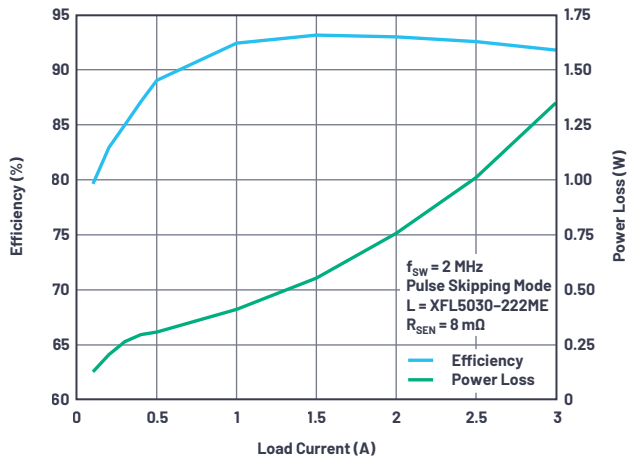


图9. 5 V USB解决方案的效率和功率损耗曲线。

结论

USB充电端口是现代车辆信息娱乐系统的重要组成部分，面对汽车环境中的各种现实危险事件，必须在电源、数据传输支持和鲁棒性方面应对各种系统挑战。本文介绍的采用LT8698S USB充电器IC的示例解决了这些挑战。它们支持各种便携式设备充电器协议，并能为USB type-C充电应用提供高达15 W的输出功率。此外，它们还能保护USB主机免受潜在的危險情况影响，例如线缆故障和严重ESD事件。LT8698S在提供这种保护的同时，还能保持USB主机与便携式设备之间高速USB数据传输所需的信号完整性。最后，Silent Switcher 2架构可在不牺牲效率和解决方案尺寸的情况下提供出色的EMI性能。



作者简介

Tao Tao是ADI公司的一名电源产品高级应用工程师，工作地点位于美国加利福尼亚州圣克拉拉。他目前负责提供降压型开关稳压器IC方面的应用支持。在此之前，Tao在Intersil Corporation公司从事集成电源模块的开发工作。Tao的专业领域包括高效高密度电源转换器和稳压器、电源转换器的建模和控制、EMI抑制技术、电子封装技术、PCB板设计，以及解决任何其他技术问题。Tao拥有弗吉尼亚理工学院暨州立大学(位于弗吉尼亚州布莱克斯堡)电气工程硕士学位。联系方式：tao.tao@analog.com。



作者简介

Trevor Crane是ADI公司的一名高级设计工程师。他目前在ADI电源事业部的Grass Valley分部工作，负责设计多通道降压稳压器。他于2004年毕业于斯坦福大学，获得电气工程学士学位。Trevor曾在凌力尔特担任产品工程师和分立电源产品设计工程师。他已发布三款汽车USB降压稳压器。联系方式：trevor.crane@analog.com。

UART：了解通用异步接收器/发送器的硬件通信协议

Eric Peña, 高级固件工程师
Mary Grace Legaspi, 固件工程师

摘要

UART，即通用异步接收器/发送器，是最常用的设备间通信协议之一。本文将UART用作硬件通信协议应遵循的标准步骤进行说明。

正确配置后，UART可以配合许多不同类型的涉及发送和接收串行数据的串行协议工作。在串行通信中，数据通过单条线路或导线逐位传输。在双向通信中，我们使用两根导线来进行连续的串行数据传输。根据应用和系统要求，串行通信需要的电路和导线较少，可降低实现成本。

本文将讨论使用UART的基本原则，重点是数据包传输、标准帧协议和定制帧协议；定制帧协议将是安全合规性方面的增值特性，尤其是在代码开发期间。在产品开发过程中，本文档还旨在分享一些基本步骤，以检查数据表的实际使用。

最后，本文的目标是帮助更好地理解和遵循UART标准，以便最大程度地发挥其能力和应用优势，特别是在开发新产品时。

“沟通最大的问题在于，人们想当然地认为已经沟通了。”

—乔治·萧伯纳

通信协议在组织设备之间的通信时扮演着重要角色。它基于系统要求而以不同方式进行设计。此类协议具有特定的规则，为实现成功通信，不同设备都遵循该规则。

嵌入式系统、微控制器和计算机大多将UART作为设备间硬件通信协议的一种形式。在可用通信协议中，UART的发送和接收端仅使用两条线。

尽管它是一种广泛使用的硬件通信方法，但它并非在所有时候都是完全优化的。在微控制器内部使用UART模块时，通常会忽略帧协议的适当实现。

根据定义，UART是一种硬件通信协议，以可配置的速度使用异步串行通信。异步意味着没有时钟信号来同步从发送设备进入接收端的输出位。

接口

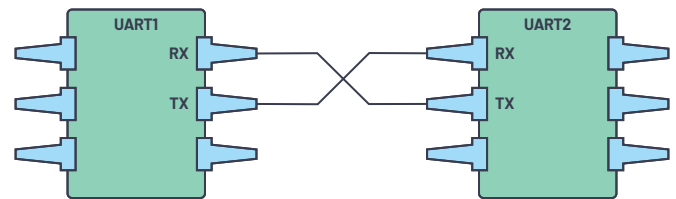


图1 两个UART彼此直接通信。

每个UART设备的两个信号分别命名为：

- 发送器(Tx)
- 接收器(Rx)

每个设备的发送器和接收器线的主要作用是用于串行通信的串行数据的发送和接收。

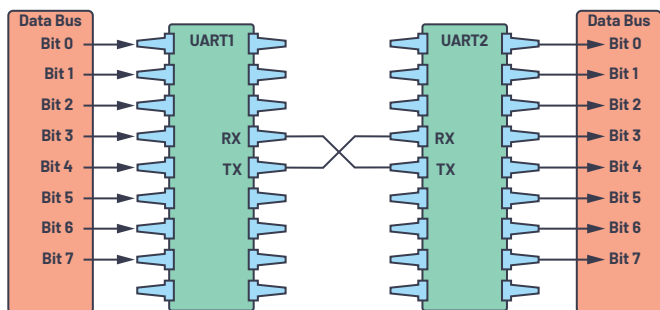


图2. 带数据总线的UART。

发送UART连接到以并行形式发送数据的控制数据总线。然后，数据将在传输线路(导线)上一位一位地串行传输到接收UART。反过来，对于接收设备，串行数据会被转换为并行数据。

UART线用作发送和接收数据的通信介质。请注意，UART设备具有专门用于发送或接收的发送和接收引脚。

对于UART和大多数串行通信，发送和接收设备需要将波特率设置为相同的值。波特率是指信息传输到信道的速率。对于串行端口，设定的波特率将用作每秒传输的最大位数。

表1总结了关于UART必须了解的几点。

表1. UART概要

导线	2
速度	9600, 19200, 38400, 57600, 115200, 230400, 460800, 921600, 1000000, 1500000
传输方法	异步
最大主机数	1
最大从机数	1

UART接口不使用时钟信号来同步发送器和接收器设备，而是以异步方式传输数据。发送器根据其时钟信号生成的位流取代了时钟信号，接收器使用其内部时钟信号对输入数据进行采样。同步点是通过两个设备的相同波特率来管理的。如果波特率不同，发送和接收数据的时序可能会受影响，导致数据处理过程出现不一致。允许的波特率差异最大值为10%，超过此值，位的时序就会脱节。

数据传输

在UART中，传输模式为数据包形式。连接发送器和接收器的机制包括串行数据包的创建和物理硬件线路的控制。数据包由起始位、数据帧、奇偶校验位和停止位组成。



图3. UART数据包。

起始位

当不传输数据时，UART数据传输线通常保持高电压电平。若要开始数据传输，发送UART会将传输线从高电平拉到低电平并保持1个时钟周期。当接收UART检测到高到低电压跃迁时，便开始以波特率对应的频率读取数据帧中的位。

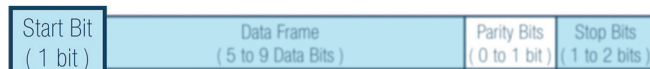


图4. 起始位。

数据帧

数据帧包含所传输的实际数据。如果使用奇偶校验位，数据帧长度可以是5位到8位。如果不使用奇偶校验位，数据帧长度可以是9位。在大多数情况下，数据以最低有效位优先方式发送。



图5. 数据帧。

奇偶校验

奇偶性描述数字是偶数还是奇数。通过奇偶校验位，接收UART判断传输期间是否有数据发生改变。电磁辐射、不一致的波特率或长距离数据传输都可能改变数据位。

接收UART读取数据帧后，将计数值为1的位，检查总数是偶数还是奇数。如果奇偶校验位为0(偶数奇偶校验)，则数据帧中的1或逻辑高位总计应为偶数。如果奇偶校验位为1(奇数奇偶校验)，则数据帧中的1或逻辑高位总计应为奇数。

当奇偶校验位与数据匹配时，UART认为传输未出错。但是，如果奇偶校验位为0，而总和为奇数，或者奇偶校验位为1，而总和为偶数，则UART认为数据帧中的位已改变。

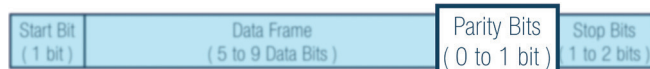


图6. 奇偶校验位。

停止位

为了表示数据包结束，发送UART将数据传输线从低电压驱动到高电压并保持1到2位时间。

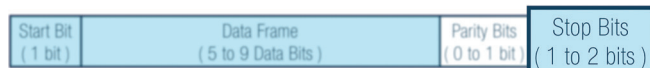


图7. 停止位。

UART传输步骤

第一步：发送UART从数据总线并行接收数据。

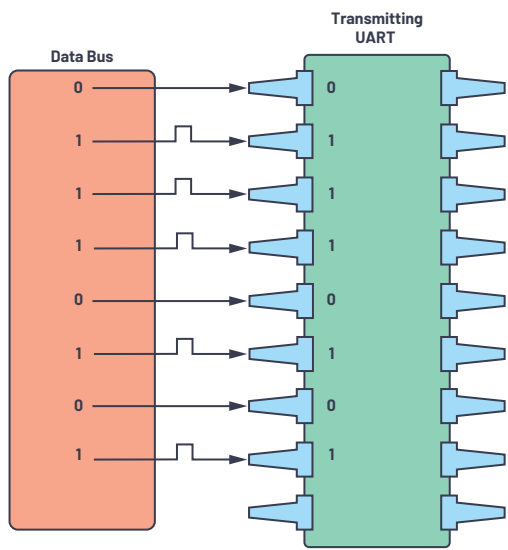


图8. 数据总线至发送UART。

第二步：发送UART将起始位、奇偶校验位和停止位添加到数据帧。

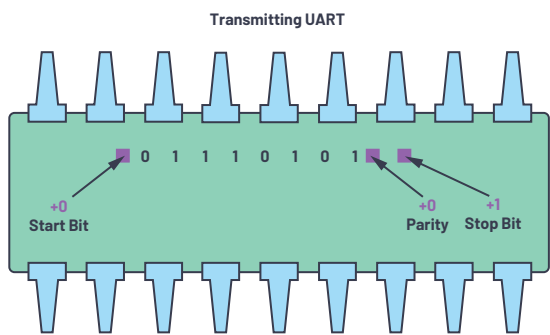


图9. Tx侧的UART数据帧。

第三步：从起始位到结束位，整个数据包以串行方式从发送UART送至接收UART。接收UART以预配置的波特率对数据线进行采样。

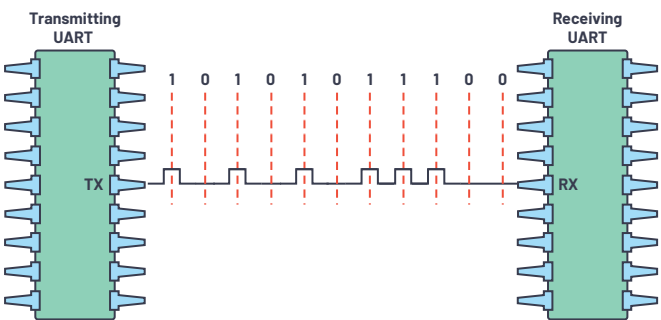


图10. UART传输。

第四步：接收UART丢弃数据帧中的起始位、奇偶校验位和停止位。

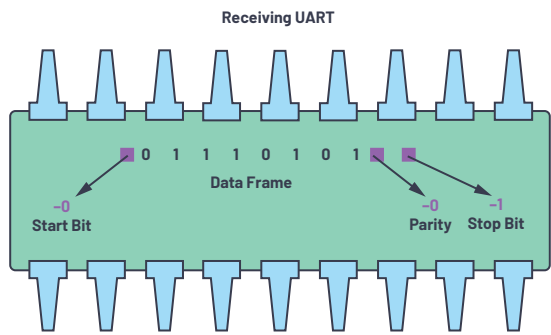


图11. Rx侧的UART数据帧。

第五步：接收UART将串行数据转换回并行数据，并将其传输到接收端的数据总线。

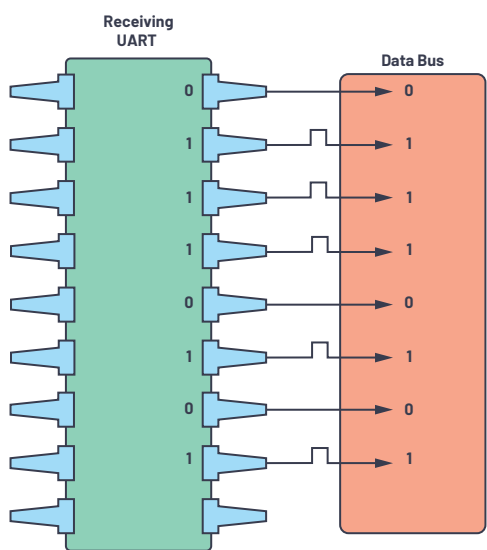


图12. 接收UART至数据总线。

帧协议

UART的一个关键特性是帧协议的实现，但还没有被充分使用。其主要用途和重要性是为每台设备提供安全和保护方面的增值。

例如，当两个设备使用相同的UART帧协议时，有可能在没有检查配置的情况下连接到同一个UART，设备会连接到不同的引脚，这可能导致系统故障。

另一方面，实现帧协议可确保安全性，因为需要根据设计帧协议解析接收到的信息。每个帧协议都经过专门设计，以确保唯一性和安全性。

在设计帧协议时，设计人员可以给不同设备设置期望的报头和报尾(包括CRC)。在图13中，2个字节被设置为报头的一部分。



图13. UART帧协议示例。

根据示例，您可以给您的设备设置独有的报头、报尾和CRC。

报头1(H1为0xAB)和报头2(H2为0xCD)

报头是确定您是否在与正确的设备通信的唯一标识符。

命令(CMD)选择

命令将取决于用于创建两个设备之间通信的命令列表。

每个命令的数据长度(DL)

数据长度将取决于所选的命令。您可以根据所选的命令来使数据长度最大化，因此它会随选择而变化。在这种情况下，数据长度可以调整。

数据n(可变数据)

数据是要从设备传输的有效载荷。

报尾1(T1为0xE1)和报尾2(T2为0xE2)

报尾是在传输结束后添加的数据。就像报头一样，报尾也可以唯一标识符。

循环冗余校验(CRC公式)

循环冗余校验公式是一种附加的错误检测模式，用于检测原始数据是否发生意外更改。发送设备的CRC值必须始终等于接收器端的CRC计算值。

建议为每个UART设备实现帧协议来增加安全性。帧协议要求发送和接收设备使用相同的配置。

UART工作原理

使用任何硬件通信协议时，首先必须检查数据手册和硬件参考手册。

以下是遵循的步骤：

第一步：检查设备的数据手册接口。

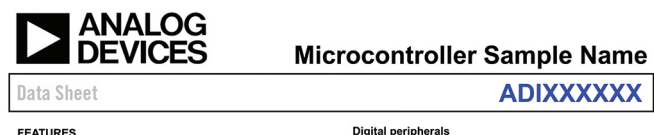


图14. 微控制器数据手册。

第二步：在存储器映射下面检查UART地址。

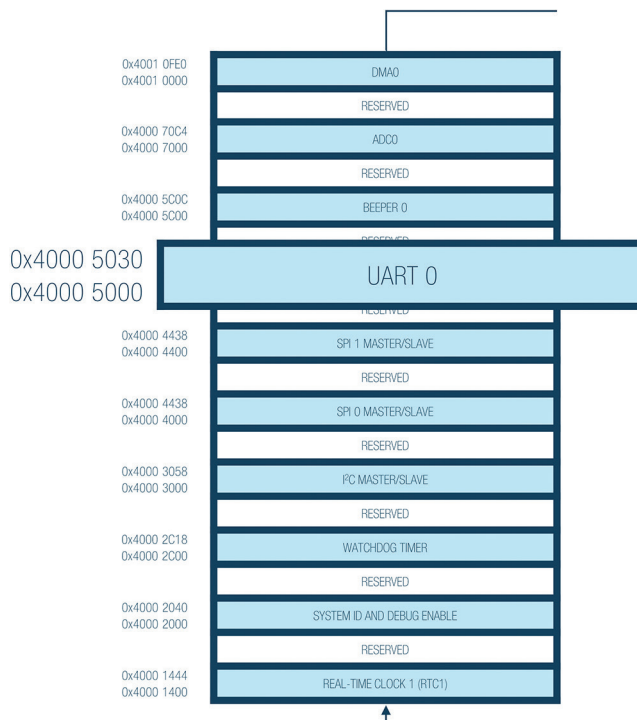


图15. 微控制器存储器映射。

第三步：检查UART端口的具体信息，例如工作模式、数据位长度、奇偶校验位和停止位。

数据手册中的UART端口详细信息示例：

UART端口

示例MCU提供了一个全双工UART端口，其与PC标准UART完全兼容。UART端口提供一个简化的UART接口用于连接其他外设或主机，支持全双工、DMA和异步串行数据传输。UART端口支持5到8个数据位，以及无校验、偶校验和奇校验。帧由一个半或两个停止位终止。

第四步：检查UART操作的详细信息，包括波特率计算。波特率通过以下示例公式进行配置。此公式随微控制器而异。

UART操作的详细信息示例：

- ▶ 5到8个数据位
- ▶ 1、2或1 ½个停止位
- ▶ 无、偶数或奇数奇偶校验
- ▶ 可编程过采样率为4、8、16、32
- ▶ 波特率 = $PCLK / ((M + N/2048) \times 2^{OSR+2} \times DIV)$

其中：

OSR(过采样率)

UART_LCR2.OSR = 0至3

DIV(波特率分频器)

UART_DIV = 1至65535

M(DIVM小数波特率M)

UART_FBR.DIVM = 1至3

N(DIVM小数波特率M)

UART_FBR.DIVN = 0至2047

第五步：对于波特率，务必检查要使用的外设时钟(PCLK)。此示例有26 MHz PCLK和16 MHz PCLK可用。请注意，OSR、DIV、DIVM和DIVN随设备而异。

表2. 基于26 MHz PCLK的波特率示例

波特率	OSR	DIV	DIVM	DIVN
9600	3	24	3	1078
115200	3	4	1	1563

表3. 基于16 MHz PCLK的波特率示例

波特率	OSR	DIV	DIVM	DIVN
9600	3	17	3	1078
115200	3	2	2	348

第六步：下一部分是检查UART配置的详细寄存器。了解计算波特率时的参数，例如UART_LCR2、UART_DIV和UART_FBR。表4要列出所涉及的具体寄存器。

表4. UART寄存器描述

名称	描述
UART_DIV	波特率分频器
UART_FBR	小数波特率
UART_LCR2	第二线路控制

第七步：检查每个寄存器下的详细信息，代入值以计算波特率，然后开始实现UART。

为何重要？

当开发稳健的、质量驱动的产品时，熟悉UART通信协议非常有优势。知道如何仅使用两条线发送数据，以及如何传输整个数据包或有效载荷，将有助于确保数据正确无误地发送和接收。UART是最常用的硬件通信协议，具备相关知识可以在将来的设计中实现设计灵活性。

用例

您可以将UART用于许多应用，例如：

- ▶ 调试：在开发过程中及早发现系统错误很重要。添加UART便可从系统捕捉消息，帮助排除错误。
- ▶ 制造功能级追踪：日志在制造业中非常重要。通过日志可确定功能，提醒操作员生产线上正在发生的事情。
- ▶ 客户更新：软件更新非常重要。完整的动态硬件和支持更新的软件对于拥有完整系统至关重要。
- ▶ 测试/验证：在产品离开制造过程之前进行验证有助于为客户提供最优质的产品。

参考文献

“UART通信基础”。Electronics Hub，2017年7月。

Campbell, Scott. “UART通信基础”。电路基础。

Keim, Robert. “回到基础：通用异步接收器/发送器”。关于电路的一切，2016年12月。

“何为UART协议？UART通信阐释”。Arrow。



作者简介

Eric Peña是一名高级固件工程师，隶属设计与布局团队，在ADI公司的消费者软件工程部门工作。2019年4月加入ADI公司，工作地点位于菲律宾甲米地。毕业于马尼拉亚当森大学，获计算机工程学士学位。Eric之前曾在Technology Enabler Designer担任固件工程师，还曾在Fujitsu Ten Solutions担任系统工程师。联系方式：eric.pena@analog.com。



作者简介

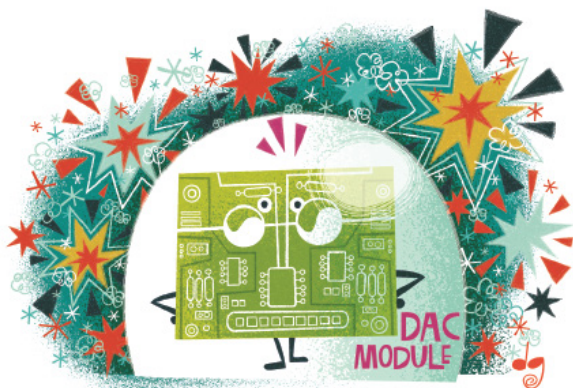
Mary Grace Legaspi是一名固件工程师，隶属设计与布局团队，在ADI公司的消费者软件工程部门工作。2018年9月加入ADI公司，工作地点位于菲律宾甲米地。毕业于塔拉克州立大学，获电子工程学士学位。目前正在攻读菲律宾大学管理硕士学位。联系方式：mary.legaspi@analog.com。

非常常见问题第184期：如何利用微控制器的完全隔离来控制具有电压和电流输出的16位输出模块

Thomas Brand, 现场应用工程师

问题：

如何设计微控制器控制的隔离式16位输出模块？



答案：

使用AD5422 DAC的3芯片解决方案。

无论是在建筑物中还是在生产车间，如今在任何地方都需要可编程控制器来调节各种生产过程、机器和系统。这就涉及到与相关器件连接的可编程逻辑控制器(PLC)或分布式控制系统(DCS)模块。为了控制这些器件，PLC或DCS模块通常具有提供电流输出、电压输出或二者的组合的输出模块。工业控制模块的标准模拟输出电压和电流范围为 $\pm 5\text{ V}$ 、 $\pm 10\text{ V}$ 、 0 V 至 5 V 、 0 V 至 10 V 、 4 mA 至 20 mA 和 0 mA 至 20 mA 。特别是在工业领域，通常需要对微控制器和输出外设进行电气隔离。

传统解决方案采用分立式设计，可以将微控制器的数字信号转换为模拟信号，或提供不同的模拟输出，并实现电气隔离。但是，与集成式解决方案相比，分立式设计有许多缺点。例如，组件数量多，导致系统非常复杂，电路板尺寸大，成本高。短路耐受能力甚至故障诊断等其他特性更凸显了这些缺陷。

较好的解决方案是在单芯片上尽可能整合更多的功能，例如，ADI公司的高精度16位DAC AD5422。除了数模转换，它还提供完全集成的可编程电流源和可编程电压输出，能够满足工业过程控制应用的需求。

图1显示可完全隔离控制输出模块的模拟输出级的示例电路。它特别适合需要 4 mA 至 20 mA 标准电流输出和单极性或双极性输出电压范围的过程控制应用中的PLC和DCS模块。这里AD5422与ADuM1401四通道数字隔离模块组合使用。

16位DAC AD5422的输出可通过串行外设接口(SPI)配置。该模块还集成诊断功能，这在工业环境中很有用。微控制器和DAC之间所需的绝缘电阻可通过ADuM1401实现，ADuM1401的四个通道用于与AD5422实现SPI连接：三个通道(LATCH、SCLK和SDIN)传输数据，第四个通道(SDO)接收数据。

特别是在工业应用中，必须提供能够抗高干扰电压的可靠输出。IEC 61000等标准中规定了可靠性要求，例如，其中指定了有关电磁兼容性(EMC)的要求。为了符合这些标准，输出端需要有额外的外部保护电路。一种可能的保护电路如图2所示。

电流输出(I_{OUT})可以在 4 mA 至 20 mA 或 0 mA 至 20 mA 范围内选择设定。电压输出通过单独的 V_{OUT} 引脚提供，该引脚的电压范围可配置为 0 V 至 5 V 、 0 V 至 10 V 、 $\pm 5\text{ V}$ 或 $\pm 10\text{ V}$ 。所有电压范围的超量程均为10%。两个模拟输出都具有短路和开路保护功能，可以驱动 $1\text{ }\mu\text{F}$ 的容性负载和 50 mH 的感性负载。

AD5422需要 10.8 V 至 40 V 的模拟电源(AV_{DD})。对于数字电源电压(DV_{CC})，则需要 2.7 V 至 5.5 V 。或者， DV_{CC} 也可作为系统中其他组件的电源引脚或上拉电阻的终端。为此， $DV_{\text{CC_SELECT}}$ 引脚应浮空，并向 DV_{CC} 引脚施加内部 4.5 V LDO稳压器电压。最大可用电源电流为 5 mA 。在所示电路中， DV_{CC} 用于向ADuM1401的电气隔离端供电。

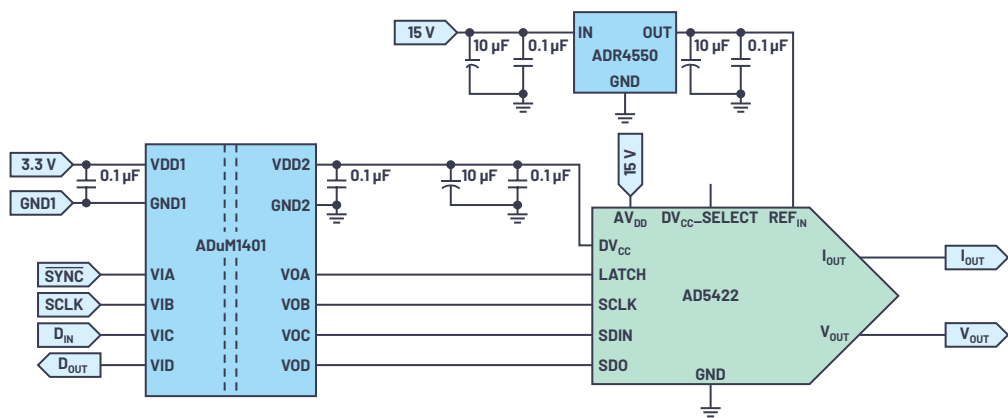


图1. 使用AD5422和ADuM1401实现模拟输出级隔离控制的简化示例电路。

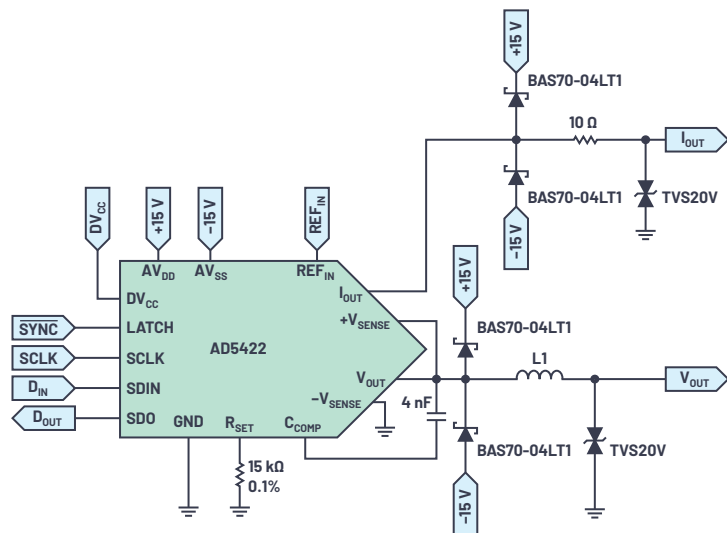


图2. 用于AD5422输出的符合IEC 61000标准的保护电路。

使用ADR4550外部基准电压源可从16位DAC获取高精度轮换结果。这是一款高精度、低功耗、低噪声基准电压源，最大初始精度为0.02%，具有出色的温度稳定性和低输出噪声。

本文所示的电路特别适用于PLC或DCS模块的输出模块，这些模块同时提供电流和电压输出，并且必须符合IEC 61000等EMC标准。

参考资料

“AN-1519: 利用单芯片电压和电流输出DAC AD5422及数字隔离器ADuM1401构建16位全隔离输出模块。” ADI公司，2018年2月。



作者简介

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

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



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

©2021 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. M02000sc-1/21

analog.com/cn



关注ADI智库

