



Analog Dialogue

2020年第54卷第1期

获取工学新动态, 激发设计新思路

- 5 电动汽车警示音系统
- 10 ADI SDR收发器助业余无线电爱好者实现空间通信
- 14 提高极低压差线性稳压器输出电流, 实现均匀散热的并联设计
- 30 开源LIDAR原型制作平台
- 43 为汽车电子系统提供供电和保护, 无开关噪声, 效率高达99.9%
- 57 为何基准电压噪声非常重要?
- 64 使用反射计芯片实施非接触式液位测量
- 69 使用高效率、高频率、低EMI DC/DC转换器降低对陶瓷电容的电源要求

36 无线水质监测系统

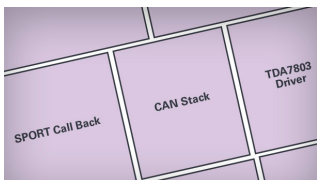


请访问analog.com/cn/analogdialogue

 **ANALOG
DEVICES**

超越一切可能™

本期介绍



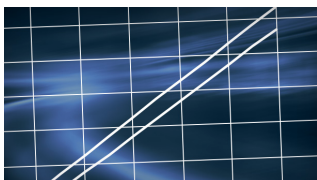
5 电动汽车警示音系统

传统内燃机车辆即使低速行驶也会发出声音，让行人很容易注意到车辆的靠近。而电动汽车(EV)和混合动力汽车在低速行驶时大多悄无声息。电动汽车警示音系统(EVWSS)产生一系列旨在提醒行人有电动汽车存在的声音。



10 ADI SDR收发器助业余无线电爱好者实现空间通信

Es' hail-2卫星配备两个专用转发器，这是一颗新的地球同步卫星，可实时连接全球用户，并能可靠覆盖超过地球三分之一的地区。这是一种新的针对无线电收发器的软件定义无线电方法，具备多种优势，也影响了业余无线电领域。



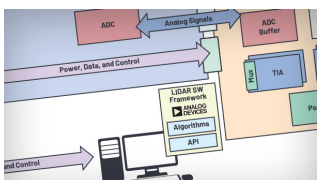
14 提高极低压差线性稳压器输出电流，实现均匀散热的并联设计

在高功率密度和低输出电压条件下，散热问题上升为首要设计考虑因素，尤其是对于低噪声应用中的线性稳压器而言。并联LDO稳压器可以提高电源电流并减少散热，从而降低任何元件的温升幅度以及所需的散热器件尺寸和数量。



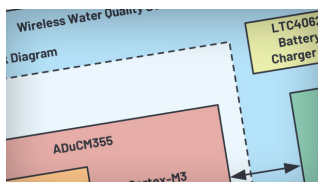
18 非常见问题解答—第173期：构建实际非常精准的模拟开关宏模型

我们这个月的RAQ将讨论LTspice®以及如何生成精确的模拟开关宏模型。运算放大器有很好的宏模型可用，但是模拟开关宏模型并非为高性能仿真而设计。为了获得更精确的性能，您可能需要一种新的宏建模方法来提升仿真水平。



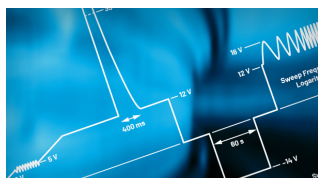
30 开源LIDAR原型制作平台

随着自动驾驶汽车和机器人逐渐变为现实，汽车和工业客户开始寻求新的环境感知解决方案，以便实现这些机器。LIDAR是该领域中快速发展的技术之一，随着它越来越成熟和可靠，其应用范围也变得更加广泛。



36 无线水质监测系统

饮料生产、制药和废水处理等多个行业都依靠水质监测系统对重要水质指标进行测量和控制。本文探讨将测量系统和无线传感器与稳健可靠的无线网络相结合的优势。



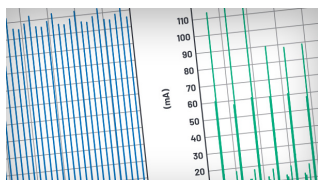
43 为汽车电子系统提供供电和保护，无开关噪声，效率高达99.9%

为汽车电子系统供电并非易事。与车辆电池连接的各种电子和机械系统可能导致相对稳定的12 V电源在短时间内从-300 V上升至+150V。我们的新型4开关降压-升压DC/DC控制器通过其2.8 V至100 V输入工作范围、内置的反向电池保护和其新PassThru™工作模式，提供适当解决方案。



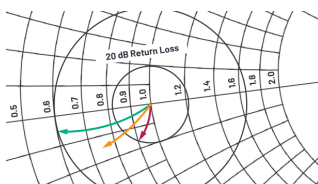
50 非常见问题解答—第174期：FET输入放大器中的电流噪声：为何您的设计在更高频率下产生更大噪声

许多半导体制造商的数据手册，都在规格表中给出了放大器的电流噪声，一般是1 kHz频率时的噪声。但并非始终能够指明电流噪声参数从何而来。是通过测量得来？或者是理论推断而来？



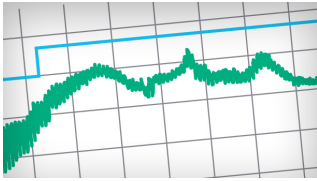
57 为何基准电压噪声非常重要？

本文介绍基准电压在高精度(>20位)数据测量系统中有什么影响。为了实现这种高分辨率，需要使用低噪声信号链。举例来讲，要实现25位分辨率，或者152 dB动态范围，可允许的最大系统噪声为0.2437 $\mu\text{V rms}$ 。



64 使用反射计芯片实施非接触式液位测量

可以通过将空气介质传输线贴在非金属水箱外壁来检测RF阻抗，以准确测量其液位。本文提供一个经验设计示例，显示反射计器件(例如ADI公司的ADL5920)如何帮助简化设计。



69 使用高效率、高频率、低EMI DC/DC转换器降低对陶瓷电容的电源要求
此外，多层陶瓷电容(MLCC)的价格在过去几年急速上涨。陶瓷电容被用在电源输出端，用于降低输出纹波，以及控制因为高压摆率加载瞬变而导致的输出电压过冲和欠冲。输入端则要求陶瓷电容进行解耦和过滤EMI，这是因为在高频应用中，它具备低ESR和低ESL。



73 非常问题解答—第175期：在LTspice中处理WAV文件的乐趣：使用立体声和加密语音消息

接下来讨论使用LTspice处理WAV文件的乐趣。LTspice拥有许多超级功能，但它处理音频文件的能力是令人印象较深刻的功能之一。LTspice可用于生成WAV文件作为电路仿真的输出，也可用于导入WAV文件来激励电路仿真。本文详细说明如何使用LTspice音频WAV文件生成不太为人所知的立体声语法(以及更高的通道计数)。



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。

电动汽车警示音系统

作者：Andreas Pellkofer，应用工程师；
Jagannath Rotti，软件工程师；
Danny Ko，应用工程师

简介

传统内燃机车辆即使低速行驶也会发出发动机声音。通常，当车辆不在视线范围内时，行人和其他交通参与者通过视觉识别、和对轮胎及其他噪音的听觉识别来判断车辆的接近或离开。

电动车辆(EV)则不会发出发动机声音。以低速行驶时，在传统内燃机(ICE)启动之前，混合动力电动车(HEV)或插电式混合动力电动车(PHEV)几乎是无声无息地移动。当速度低于19 mph时，这些车辆发出的声响难以听到。在更高速度下，轮胎声音成为主要声响。

全球管理机构正在研究立法，寻求为电力驱动模式下的PHEV和HEV制定最低限度的声音水平，以便视障人士、行人和骑车人能听到这些车辆驶近，并确定这些车辆从哪个方向驶来。在[美国国家公路交通安全管理局\(NHTSA\)网站](#)上可以找到相关立法。

电动汽车警示音系统(EVWSS)产生一系列旨在提醒行人有EV、HEV和PHEV存在的声音。司机可以触发警示音(类似于汽车喇叭的声音，但不那么急促)；但在低速时，声音必须能自动响起。声音有很多，从人造信号音到模仿发动机噪音和轮胎经过砾石的真实声音。

ADI公司提供两种不同解决方案，包括用于EV的车内发动机声音模拟以及外部发动机声音产生。高端应用方案基于ADSP-BF706开发。对于入门级应用，则基于ADAU1450 SigmaDSP®。这些解决方案可以合成声音并根据行驶速度调整频率、音量和其他参数，而且可以将音频发送到音频功率放大器。根据具体立法的要求，警示音可以利用内燃机声音或任何其他合成信号音来模拟。

基于Blackfin的解决方案

ADSP-BF706 Blackfin+®处理器是包含音频处理和CAN总线接口的单芯片解决方案。ADI公司开发了在ADSP-BF706上运行的CAN软件协议栈，使得用户能以极少的工作量构建汽车级演示(也可以使用Vector® CAN协议栈)。此外，ADI公司提供完整的硬件和软件参考设计，以及用于实时参数调试的SigmaStudio®开发环境。

图1显示了ADSP-BF706内部的不同算法模块。外部波形音频文件(WAV)存储特征发动机声音或音频信号音。从SPI接口最多可以同时访问25个WAV文件。这些文件先在数字信号处理器(DSP)内部进行频移和混频，然后添加动态音量控制。

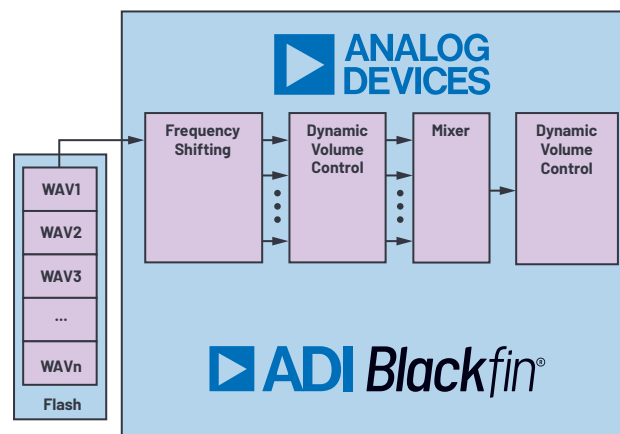


图1. Blackfin+处理器内的算法模块。

ADSP-BF706采用存储器映射SPI接口，通过它可以更快速、更简便地访问外部存储器，无需为此应用外配DDR存储器。从SPI闪存最多可以同时访问25个WAV文件。可访问的WAV文件个数有助于创造更逼真的发动机声音。

ADSP-BF706还能实现高达16倍的音调调整，这是美国NHTSA提出的一项建议，即随着车速的增加而提高输出声音的频率。根据CAN总线送来的车速数据，ADSP-BF706可以动态控制音量。

图2显示了系统详细框图。Power by Linear™ LT8602四通道单芯片同步降压型稳压器从12 V汽车电池电源产生系统中所需的全部供电电压。2 MHz开关频率让用户可以避免关键的噪声敏感频段，例如AM频段。LT8602的3 V至42 V输入电压范围使该器件成为汽车应用的理想选择，因为汽车应用必须承受冷启动和启停场景，最低输入电压低至3 V，负载突降瞬变超过40 V。

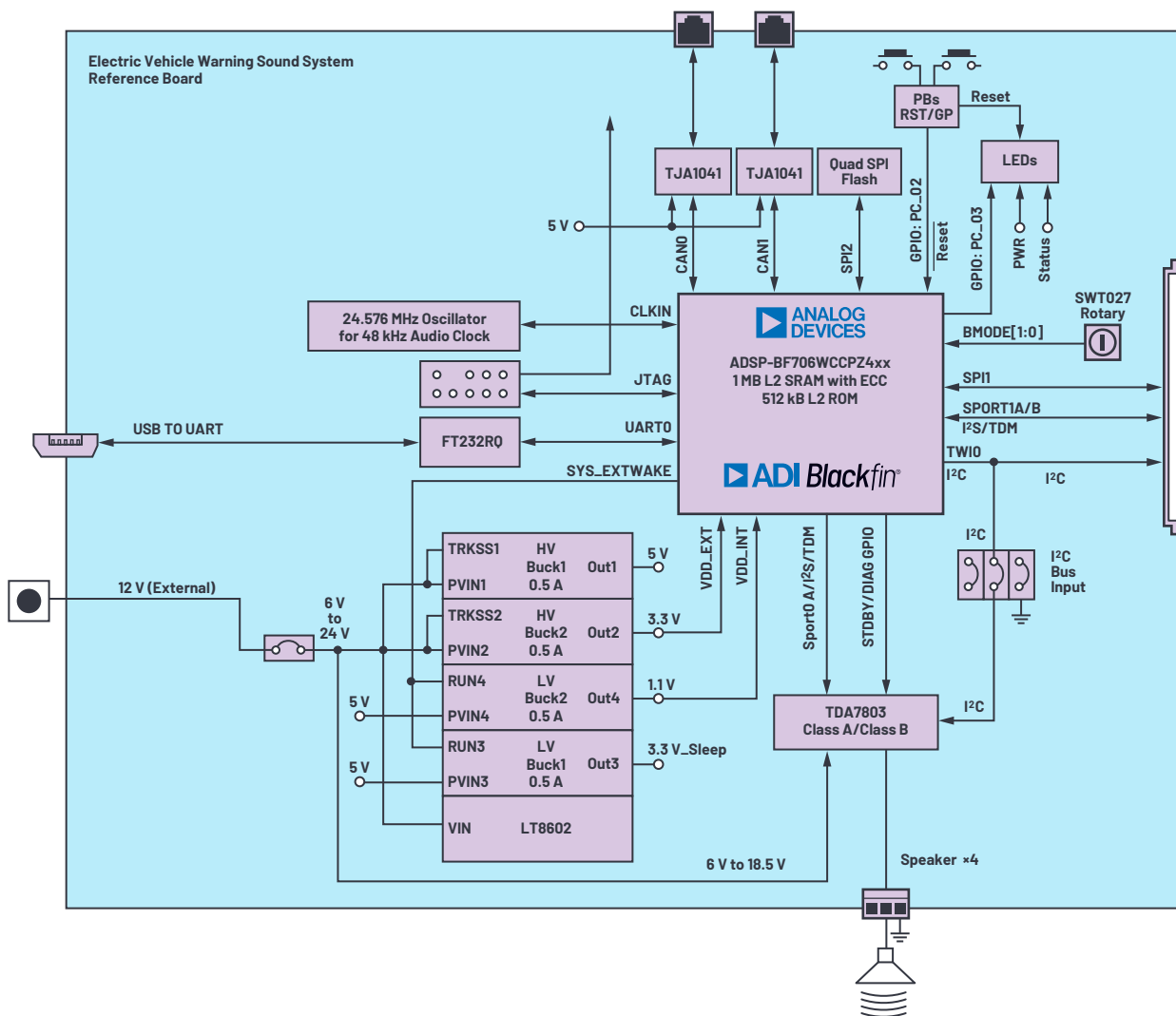


图2. 采用Blackfin+处理器的全功能板的详细系统框图。

图3显示了另一个系统框图，其中配有连接器，减少了外设，一个通过汽车认证的连接器涵盖所有相关信号。该方案允许设计更小尺寸的电路板。

由于ADSP-BF706同时充当了微控制器和音频处理器，因此该系统解决方案可降低系统物料(BOM)成本。

欲了解该解决方案的详细信息，请参阅软件下载包中提供的“EVWSS v1演示手册”和“EVWSS v2演示手册”。该软件包(EVWSS-BF_SRC-Rel2.0.0)可通过ADI公司网站上的[软件申请表](#)页面申请获得。有关ADSP-BF706的详细信息，请参阅ADSP-BF70x Blackfin+™处理器硬件参考和ADSP-BF7xx Blackfin+™处理器编程参考。

针对ADSP-BF706 Blackfin+处理器的EVWSS软件架构

EVWSS软件架构基于ADSP-BF706硬件架构。处理器依赖硬件架构的原因在于存储器映射SPI。利用存储器映射SPI，CAN接口可以直接读取闪存。此特性降低了EVWSS库的复杂性，使得用于生成警示音的内存访问效率更高。

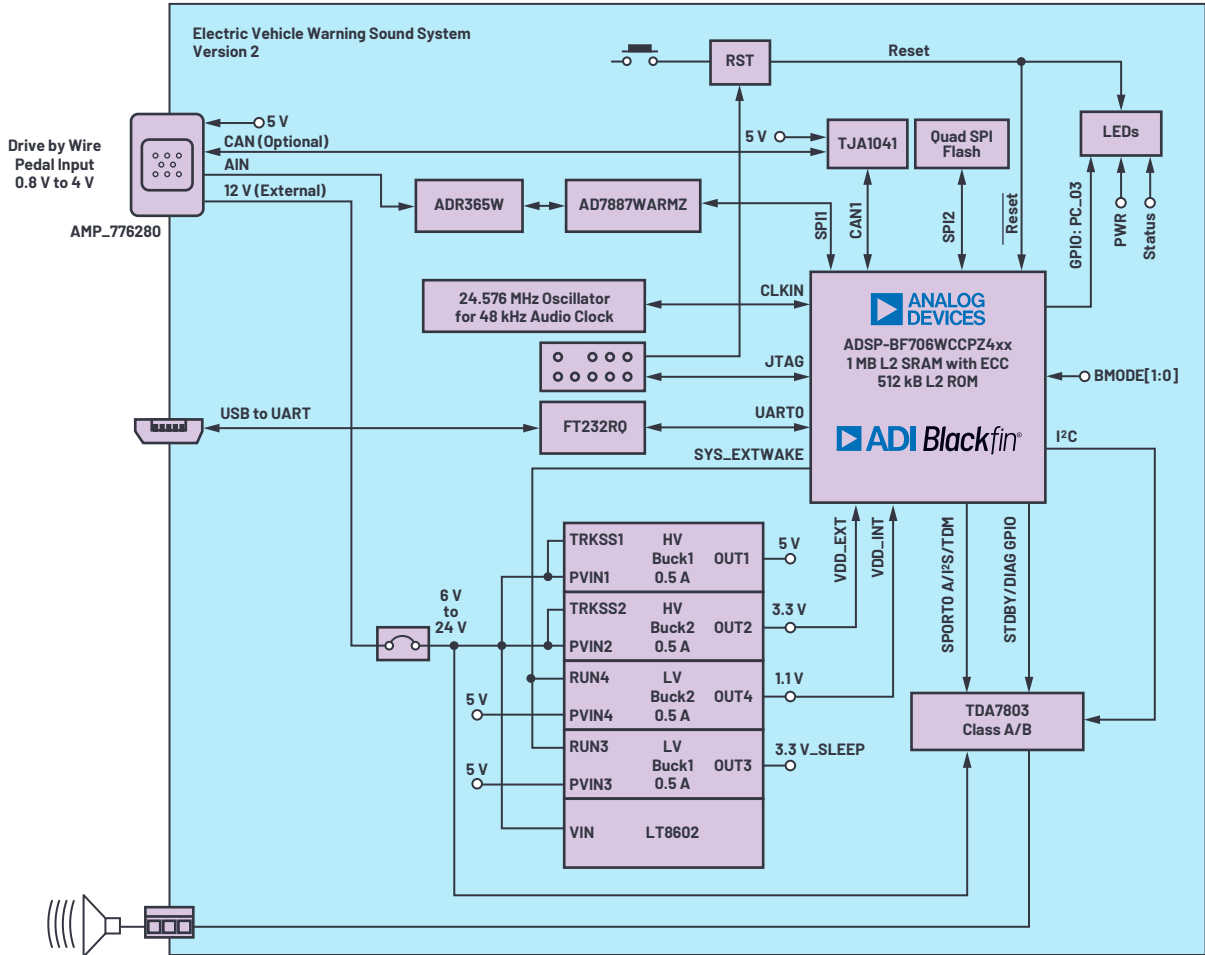


图3. 采用Blackfin+处理器、器件有所减少的电路板的详细系统框图。

软件组件

EVWSS软件架构由图4所示的组件构成。

本部分详细介绍软件组件。SPORT回调特性映射到音频数据采样速率，并在SPORT收发器中断服务例程(ISR)上下文中运行，读取闪存文件(SPI存储器映射)，利用EVWSS库执行音频处理，并通过SPORT收发器接口送出处理过的音频。EVWSS库存有合成警示音的不同函数。EVWSS库还接收来自CAN协议栈的车速输入(或由UART接口进行调试)。TDA7803驱动器控制外部功率放大器来生成警示音。EVWSS应用程序框架配置系统外设、CAN协议栈和TDA7803驱动程序。

EVWSS库函数

下面介绍EVWSS库函数。有关详细信息，请参阅软件下载包中的“车辆电子警示音系统版本信息”。

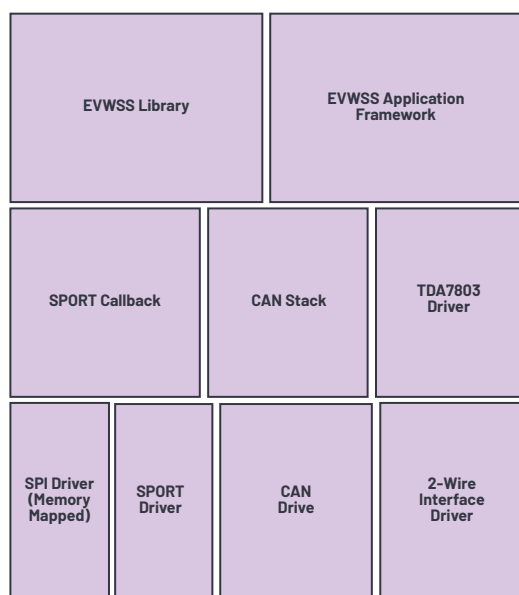


图4. EVWSS软件架构框图。

音调控制

音调调整是指基于输入的控制信号来调整音频信号的频谱。在EVWSS应用中，WAV文件的基本音调根据车速输入而变化。

频率调制和相位调制

发动机声音取决于发动机冲程，包括进气、压缩、做功(膨胀)和排气。这些冲程产生频率调制信号音，而不是纯信号音。改变采样的音调调整参数以实现频率调制。

此应用包括两种调制(锯齿形和三角形)。在锯齿形调制中，频率从最低斜坡上升到最高，然后跳回最低。在三角形调制中，频率从最低斜坡上升到最高，然后斜坡下降到最低。

压摆混音

对于混音，应相对于车速配置不同增益。

WAV文件播放

尽管所需的WAV文件保存在闪存中，但用户可以播放或停止某些WAV文件，具体取决于动态条件。

基于SigmaDSP的解决方案

对于入门级应用，ADAU1450 SigmaDSP处理器可以替代ADSP-BF706处理器。为了进行评估，可以使用EVALADAU1452评估板。

图5显示了SigmaDSP处理器内部的不同算法模块。

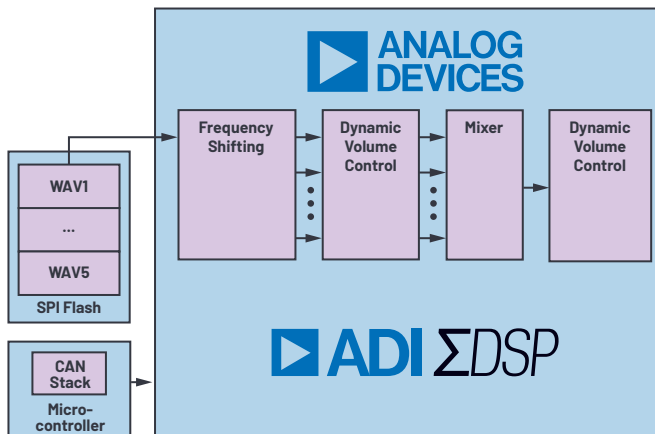


图5. SigmaDSP处理器内部的算法模块。

ADAU1450使用SigmaStudio编程环境支持以下软件要求：

- ▶ 多信号音生成
- ▶ 动态音量控制，最多64级
- ▶ 混音
- ▶ 限幅器
- ▶ 音调调整，即随着车速增加提高音调
- ▶ 同时播放SPI闪存中的最多5个WAV文件

ADI公司在SigmaStudio中提供了一个发动机声音模拟器模块，以简化发动机声音调整并减少所需的外部同步WAV文件数量。发动机声音模拟器可以在内部产生多达32个谐波。这些谐波的阶数和幅度可以通过图形用户界面(GUI)进行编程。

谐波发生器模块作为ESS Toolbox的一部分可供使用。可以直接从SigmaStudio下载页面进行下载(版本4.4或更高版本)。请注意，SigmaStudio不支持CAN软件协议栈，需要外部微处理器。

SigmaStudio

SigmaStudio是一种图形开发环境，最初针对SigmaDSP系列处理器而设计。该软件内置了专门为汽车应用开发的算法库。GUI简化了调整过程，并提供控制功能和滤波器系数，无需编写代码便可动态改变滤波器系数。SigmaStudio可以从ADI公司网站SigmaStudio页面下载。

结论

ADI公司为入门级应用、以及支持车内车外发动机声音的高级发动机声音模拟系统提供全面解决方案。本文旨在帮助用户简化决策过程，并缩短产品上市时间。ADI公司提供完整的系统解决方案，包括用于快速开发原型和产品的必要软件组件。



作者简介

Andreas Pellkofer毕业于慕尼黑技术大学电子和信息技术专业。他于2006年加入ADI公司，担任应用工程师，从事Blackfin处理器系列工作。之后他主要负责DSP汽车客户。2013年，他开始担任数字视频产品部的系统工程师，主要负责汽车视频传输和摄像头系统。2018年，他成为新兴系统和技术部的一员，致力于座舱内生命体征监测和实操检测解决方案。联系方式：andreas.pellkofer@analog.com。



作者简介

Jagannath Rotti毕业于班加罗尔PES技术学院，就读于电子和通信专业。他拥有13年的汽车软件经验。在加入ADI公司之前，他分别在Robert Bosch和Autoliv工作，从事动力传动系统和安全领域工作。他在ADI担任汽车软件团队的软件领导，主要致力于座舱电子通用和车用音频总线。他感兴趣的领域包括汽车网络、网络安全和加密、音频算法、自动驾驶、传感器融合和梵文文献。联系方式：jagannath.rotti@analog.com。



作者简介

Danny Ko是音频和新兴技术部的汽车系统应用工程师，工作地点位于韩国首尔。Danny于2004年加入ADI，担任DSP现场应用工程师，为三星、LG和众多公司提供支持达三年之久，并于2007年将重点转移到汽车领域。2010年，Danny被调到汽车部门担任汽车系统应用工程师，从事信息娱乐领域工作，主要负责音频应用。自2018年以来，他的工作已扩展到新兴技术领域。联系方式：danny.ko@analog.com。

ADI SDR收发器 助业余无线电爱好者 实现空间通信

Diego Koch, 应用工程师

业余无线电爱好者最近获得了另一种提供全球不间断无线电覆盖的方法。现在, 通过新的地球同步卫星, 只需单跳就能可靠地覆盖地球三分之一的地区。因为接收频率与从电离层反射无线电信号的频率不同, 为了与卫星取得联系, 必须使用专用设备。新的软件定义无线电(SDR)针对无线电收发应用具备了多种优势, 例如灵活的重新配置功能和快速观察整个目标频段的能力等等。

本文首先简要介绍上述卫星以及它背后的故事、覆盖的区域及其访问方式。然后, 将介绍如何基于其中一个ADI SDR收发器, 使用ADALM-PLUTO SDR实现实际的电台配置。

卫星

卡塔尔卫星公司Es' hailSat在2018年从卡纳维拉尔角发射的Es' hail-2通信卫星为欧洲、中东、非洲等地提供电视、语音、互联网、企业和政府通信服务。该卫星自2019年2月开始运行, 一直处于中非上空的地球同步轨道上, 工作高度为36,000公里, 通信范围覆盖从巴西到马来西亚, 从法罗群岛到南极洲的区域, 如图1所示。

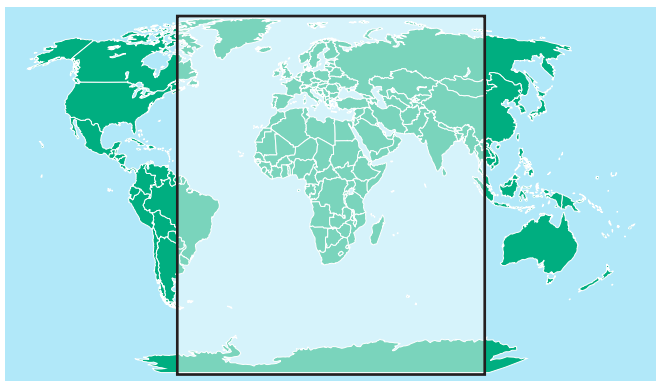


图1. 通过Es' hail-2看到的地球。

Es' hailSat成立于2010年。该公司总部设在卡塔尔的多哈, 拥有并运营着几颗为广播公司、企业和政府服务的卫星。为了推动和促进卡塔尔的空间技术发展, Es' hailSat与全球非盈利组织业余无线电爱好者卫星公司(AMSAT)合作, 为面向业余无线电爱好者的全国性非盈利组织卡塔尔业余无线电协会(QARS)启动了一项新技术开发工作。AMSAT设计、建造、安排、发射和运行携带业余无线电有效载荷的卫星。AMSAT附属国家组织分布于各个国家/地区, 包括2012年12月代表QARS参与的AMSAT德国(AMSAT-DL)。通过这一合作, Es' hail-2卫星可以配备两个专用转发器, 从而实现了在可视区域内, 连接业余无线电用户的单跳实时同步通信。

许多业余通信卫星获得了OSCAR(携带业余无线电的轨道卫星)称号。这些卫星可由持牌业余无线电操作员免费用于语音和数据通信。迄今为止, 它们已经被发射到近地轨道(LEO)和高椭圆轨道(HEO), 它们的共同点在于, 当它们出现在地平线上几分钟时, 必须用天线进行跟踪。一旦它们消失在地平线下, 就无法再进行通信。地球同步轨道上的卫星, 从地球上观察, 它们的位置是不会改变的。虽然天线不必移动就能连接它们, 但在自由空间功率损耗、天线指向精度和延迟方面, 36,000公里的遥远距离提出了新的挑战——从一个地面发射机到卫星, 再返回到另一个地面发射机, 大约需要250毫秒。Es' hail-2的昵称是OSCAR100, 因为它是第100颗携带业余无线电有效载荷的卫星。

访问Es' hail-2

业余无线电爱好者研究卫星通信很多年了。以前，这一通信过程是通过模拟下变频器和上变频器来实现的，它们将接收和传送的信号转换到收发机工作的业余无线电频段。卫星使用的上行(从地球到卫星)和下行(从卫星到地球)频率有时超出了收发机的能力。Es' hail-2有两个转发器：一个用于窄带(NB)传输，一个用于宽带(WB)传输。在本节中，我们将讨论窄带转发器。因为在这个转发器上，可用带宽只有250 kHz，为了容纳多个通道，需要使用适当的调制技术。最常用的模拟调制类型是电报(莫尔斯电码，也称为连续波(CW))或电话(语音，也称为单边带(SSB))。

上行链路在右侧圆极化(RHCP)的2.4 GHz处(13厘米频段)，下行链路在水平(H)或垂直(V)极化的10.45 GHz处(3厘米频段)。业余无线电爱好者作为持牌无线电操作员有权在13厘米频段(2300 MHz至2310 MHz和2390 MHz至2450 MHz)使用足够功率和高增益天线进行卫星通信。该频段与民用无线电分配2400 MHz至2500 MHz的频段重叠，这是工业、科学和医疗(ISM)频段的一部分。在ISM频段中，最常见的免执照频段之一是无线局域网。转发器详情如图2所示。

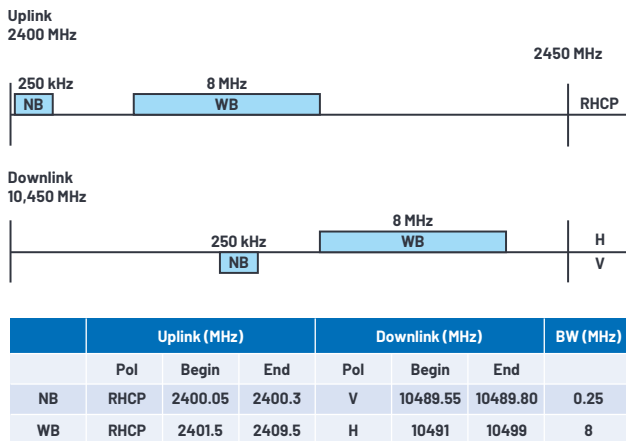


图2. Es' hail-2的转发器。

创新的SDR方法

随着SDR各种变体的引入而带来的变化也影响了业余无线电领域。尽管大多数收发机仍然采用与老式模拟收发机相同的控制方式，但在中频层面，其中许多收发机在混频器之后融入了数字信号处理器(DSP)技术。其中一些收发机还能够直接对频谱的整个短波部分(直流至30 MHz)采样。SDR的一个优点是，其性能不会随着时间的推移而下降，因为许多关键模拟元件被数字算法部分取代。另一个优点是，原本需要使用昂贵模拟无线电元

件(如混频器或滤波器)才能获得的性能，可以通过替换其他元件(如模数转换器(ADC)和DSP)等更加经济有效的方式来获得相同的性能。将多个模块(如镜像抑制混频器、振荡器和ADC)集成在同一个硅器件中使得新接收机架构变得可行，在新的接收机架构中使用离散技术是至关重要。例如AD9363/AD9364射频捷变收发器，这些器件将所有射频前端、混合信号和数字模块组合在一个器件中，同时用于接收和传输。当与管理数据流的FPGA配对后，构建一个完整基站所需的元素就只剩下天线、功率放大器和计算机上运行的软件算法。

ADI提供了ADALM-PLUTO SDR来演示AD9363的功能，如图3所示。这是一种经济高效的硬件工具，工程师可以通过该工具基于新的SDR方法来开发涉及无线电的应用。一旦Es' hail-2转发器的频率通过外部下变频至235 MHz到3.8 GHz，AD9363拥有的20 MHz收发带宽可以轻松接收窄频和宽频的下行信号。它可以直接在上行频率上传输数据，不需要额外的上变频器。相比于同类别、同价位的器件，它的另一优势是：它有两个用于接收和传输的连接器，因此它支持全双工操作。常规业余无线电交互是半双工的(说或听)，但是由于您能够实时接收您自己的传输信号，因此您能够了解自己是否在清晰地进行调制，或者是否需要增加/减少传输功率。一旦调整好了接收天线，也有助于将发射天线指向天空。

一些免费软件包支持ADALM-PLUTO用于传输和接收，这些软件包通常由无线电业余爱好者自己编写。例如Simon Brown编写的SDR Console(业余无线电呼号G4ELI)。该软件可用于管理用户与收发器之间的交互，并在软件中实现解调和调制。

SDR卫星电台

众所周知，业余无线电爱好者喜欢构建自己的硬件和重新利用现有设备来满足自己的需求。对于接收天线和下变频器，最实惠的替代方案是商用卫星电视的普通卫星天线和低噪声模块(LNB)。LNB包含波导和下变频器，将10.450 GHz的信号下变频为小于1 GHz，这属于SDR的可接收频段范围。CW(几十Hz)或SSB(小于3 kHz)等的窄带调制类型要求高度稳定的本地振荡器，以避免连续重调，而这在广播电视(几MHz)等使用的宽带调制类型中不那么重要。在现代数字通信中，由于热问题导致的频率偏移和长期漂移的补偿被纳入标准并要求执行。遗憾的是，对于许多由业余无线电操作员实施的窄带调制方案来说，并没有关注这一标准，也没有得到执行，人们假定在LNB或基带信号中的PLL或采样率精度和漂移是完美的。为了确保这一假设正确，有时会使用高精度/低漂移的参考时钟。由于许多业余无线电爱好者更喜欢更换参考时钟，而不是实现复杂的数字信号处理技术，因此许多人会建议这个简单的解决办法。

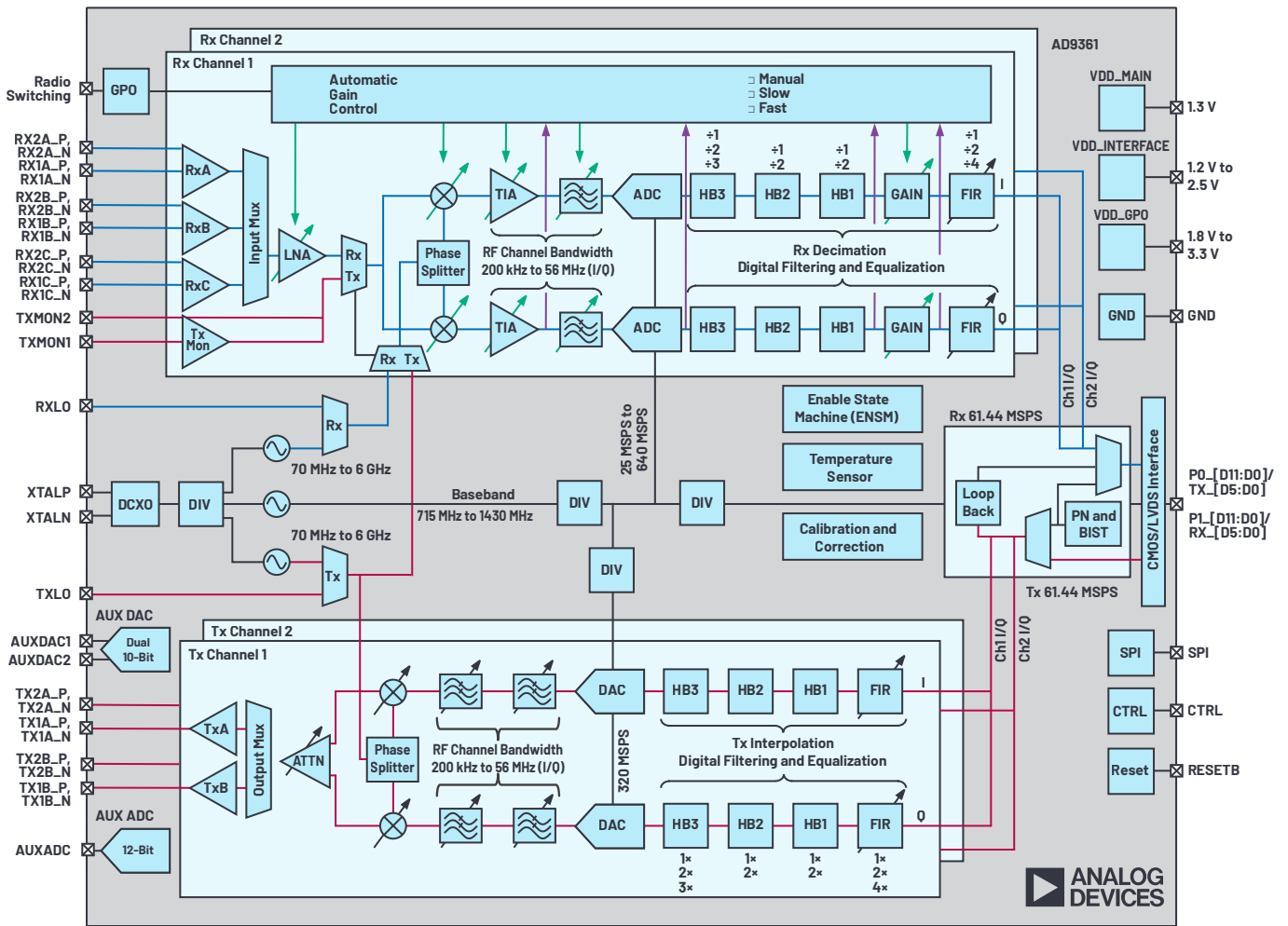


图3. ADALM-PLUTO及其收发器AD9363。



由于上行频率在WLAN 2.4 GHz频段范围内，持牌操作员可以重新利用现有的WLAN设备，如功率放大器和高增益天线。ADALM-PLUTO的输出功率大约为5 dBm，不足以驱动输出功率为几瓦的功率放大器。基于ADL5606 20 dB功率放大器并由LTM8045 SEPIC微型模块转换器供电的CN-0417参考设计可产生足够的功率增益来克服这一限制。图4显示如何布置通信站。也可以在现场快速部署通信站，以支持紧急通信。

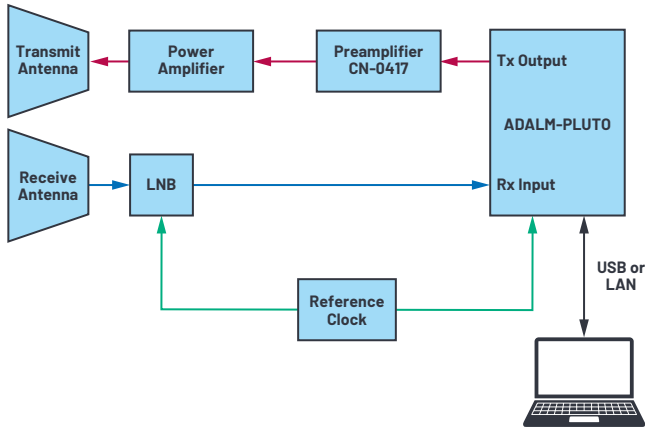


图4. SDR卫星电台。



作者简介

Diego Koch是欧洲中央应用中心的一名应用工程师，工作地点在德国巴伐利亚州慕尼黑。他自1998年以来一直在半导体行业工作，并于2017年加入ADI公司，为欧洲的众多市场提供Power by Linear™产品组合的设计支持。他拥有意大利伦巴第米兰理工大学电子工程硕士学位。他是一名业余无线电爱好者，在两个国家持有牌照，呼号为IZ2MZL和DK2MZL。联系方式：diego.koch@analog.com。

总结

综上所述，我们目睹了无线电通信向SDR技术的转变。通过将多个模拟和混合信号块集成在一个器件中，可实现这一转变。直接优势在于具有成本效益，更高的可靠性和可重构性。

AMSAT运营副总裁Drew Glasbrenner(社交媒体帐号K04MA)表示：“愿第100颗OSCAR卫星成为未来业余无线电卫星和有效载荷到地球静止轨道和更远地方的导引星。”

参考资料

“Es’ hail-2/QO-100。” AMSAT-UK, 2019年。

“空间通信。” 美国无线电中继联盟, 2019年。

Taylor、Wyatt和David Brown。“射频收发器为航空航天和防务应用提供突破性的SWaP解决方案。” 模拟对话, 2016年9月。

提高极低压差稳压器输出电流，实现均匀散热的并联设计

作者：Zhu Molly，高级应用工程师；
Fei Guo，现场应用工程师

简介

每一代新的计算系统总是比上一代产品要求更高的总功率和更低的电源电压，从而使电源设计人员面临在更小面积上保持更高输出电流的难题。在高功率密度和低输出电压条件下，散热问题上升为首要设计考虑因素，尤其是对于低噪声应用中的线性稳压器而言。并联LDO稳压器可以提高电源电流并减少散热，从而降低任何特定元件的温升幅度以及所需的散热器件尺寸和数量。

本文说明如何将3 A LT3033极低压差稳压器(VLDO)并联产生3 A以上电流并改善散热情况。利用LT3033的内置输出电流监测功能可以简化并联电路的设计，实现均流。

LT3033的输入电压范围是1.14 V至10 V，输出电压可低至0.2 V，负载电流可达3 A。在满负载时的压差仅95 mV。工作时静态电流为1.8 mA，关断时降至22 μ A。可由用户设定的限流功能和热保护使其具有高电流、低电压应用所必需的鲁棒性。

参考设计：3 A、单VLDO应用

图1显示LT3033通过1.2V输入电源提供0.9V、3A的输出。IN和OUT引脚需要至少10 μ F的极低ESR陶瓷电容，以保持稳定性。在 V_{OUT} 和ADJ引脚之间增加一个前馈电容(C_{FF})，可改善瞬态响应并降低输出电压噪声。在REF/BYP引脚到GND之间设置10 nF旁路电容通常可在10 Hz至100 kHz带宽内将输出电压噪声降至60 μ V rms，并软启动基准电压源。调节所需的最小输入电压等于调节输出电压 V_{OUT} 加上压差或1.14 V，取其较大值。演示板见图2。

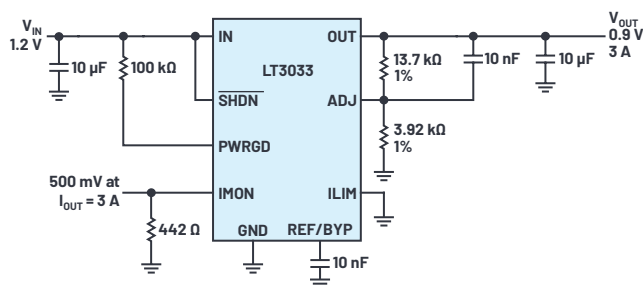


图1. LT3033典型应用。

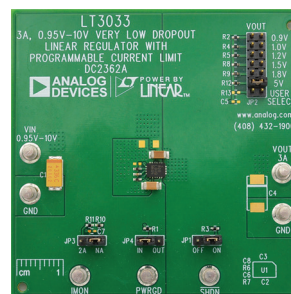


图2. LT3033演示板。

客户可以通过在ILIM引脚与GND之间连接一个电阻自行设定限流值，在宽温度范围内精度可达 $\pm 12\%$ 。当输入与输出的差分电压超过5V时，具有折返功能的内部限流会替代外部限流。

LT3033通过测量IMON到GND的电阻电压来实现输出电流监测。IMON引脚是芯片内部PNP的集电极，它以1:2650的比率镜像LT3033输出PNP的电流。当电阻电压不高于 $V_{OUT}-400$ mV时，它与输出电流成正比。

$$I_{OUT} = 2650 \times (V_{IMON}/R_{IMON}) \quad (1)$$

该输出电流监测功能有助于实现多个LT3033的均流。

尽管LT3033的尺寸很小，但它仍然集成了许多保护功能，包括具有折返功能的内部限流、热限制、反向电流和电池反接保护。

两个LT3033并联用于6 A应用

对于需要3 A以上电流的应用，可以利用其电流监测功能将多个LT3033并联。图3显示两个LT3033以及两个2N3904 NPN器件通过并联，以产生1.5 V、6 A输出。每个器件的IN引脚和OUT引脚分别相连。一个LT3033充当主器件，控制另一个LT3033从器件。

将IMON引脚与NPN电流镜组合使用，可创建一个简单的放大器。该放大器将电流注入LT3033从器件的反馈分压器中，强制使每个LT3033的IMON电流相等。100 Ω电阻可在满负载条件下提供113 mV的发射极负反馈，以确保良好的电流镜匹配。LT3033从器件的输出电压设置为1.35 V，比电路输出低10%，以确保LT3033主器件掌握控制权。LT3033从器件的反馈电阻拆分成多个

区段，以确保为从器件的NPN提供足够的裕量。从器件的IMON引脚上添加了一个10 nF电容和5.1 kΩ电阻的组合，对反馈环路进行频率补偿。

尽管该电路可以提供6 A的负载电流，但由于两个NPN器件之间的失配导致电路板上热量分布不均匀，从而限制了均流精度。使用匹配的单芯片晶体管(例如，ADI公司的MAT14)来代替两个分立式NPN器件，可以获得更高的均流精度。MAT14是一款四通道单芯片NPN晶体管，具有出色的参数匹配性能。其最大电流增益匹配为4%。

图4比较了使用分立式和匹配的NPN器件时每个LDO稳压器的相应输出电流。与2N3904相比，MAT14电流镜的电流失配率从5.3%降至1.6%。

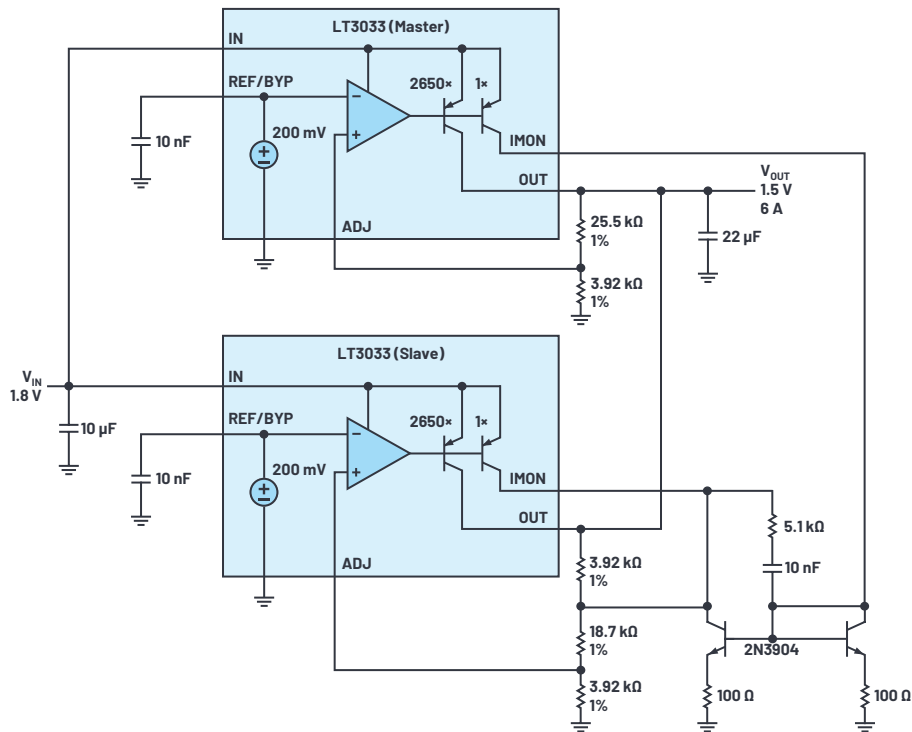


图3. 两个LT3033并联。

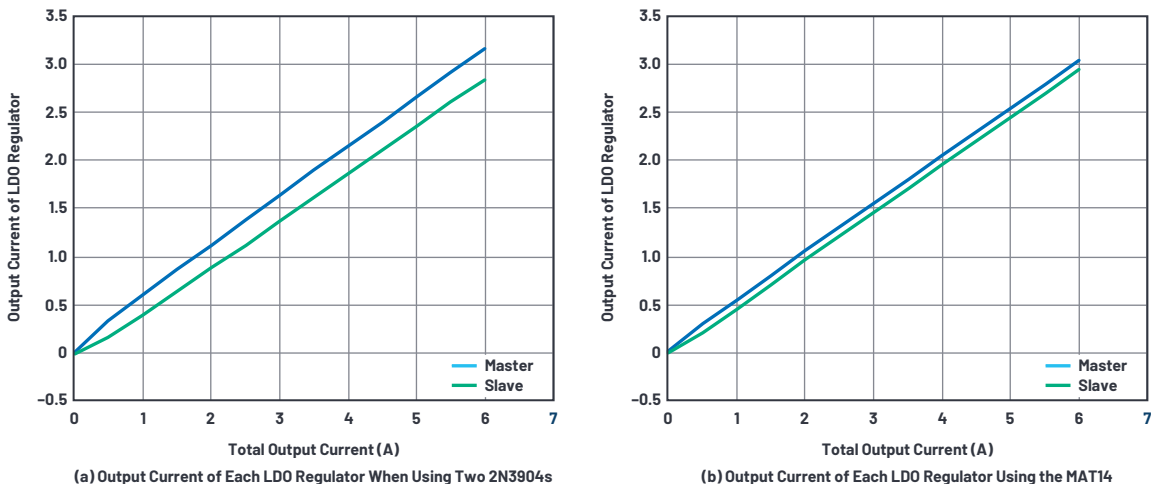


图4. 通过使用匹配的MAT14单芯片四通道三极管和并联LDO稳压器，降低了均流失配。

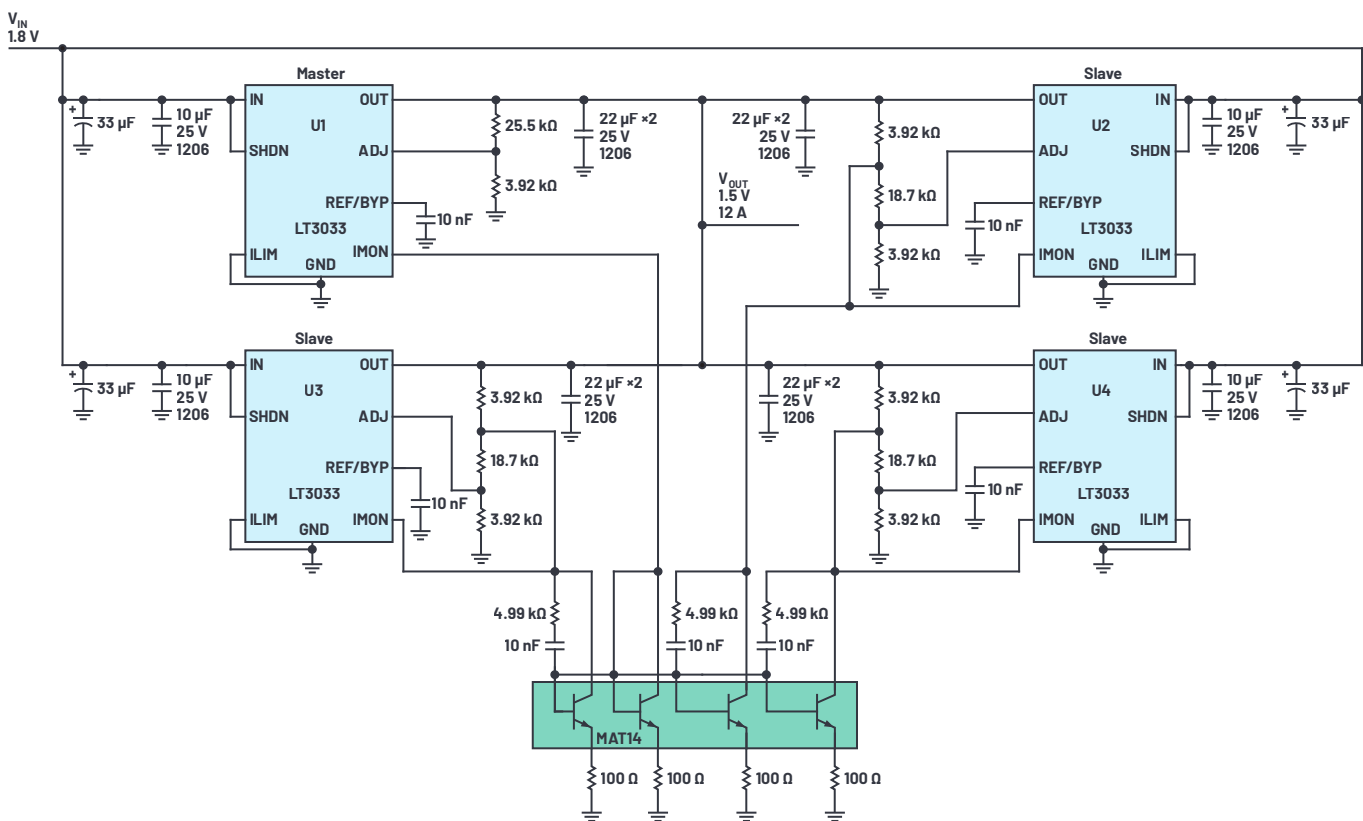


图5. 采用MAT14, 四个LT3033并联。

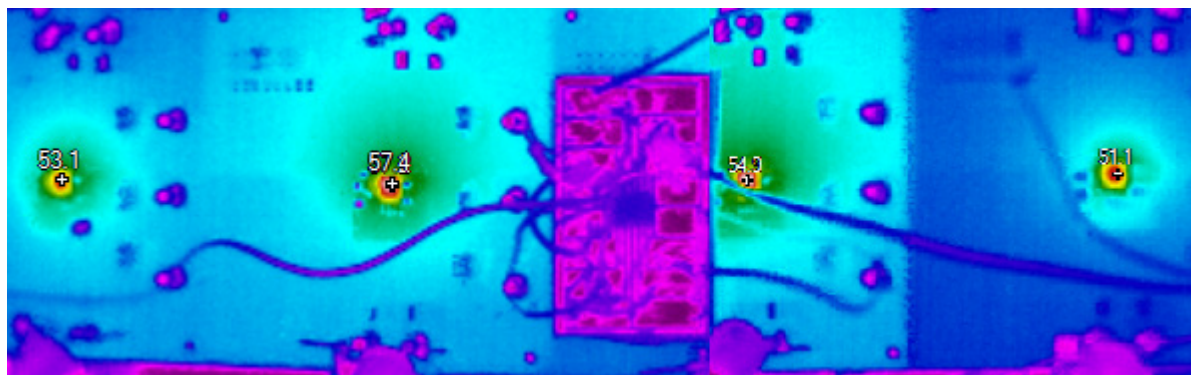


图6. 四个LT3033并联时的热性能。

使用匹配元件并联四个LT3033, 以实现平衡均流和均匀散热

通过扩展电流镜和添加LT3033从器件, 该并行电路架构可根据需要扩展, 使用更多LT3033。图5显示使用MAT14、四个LT3033并联的均流解决方案。热性能如图6所示。四个LT3033的温度在51°C至58°C范围内。考虑每个器件沿输入走线的压降, 电路板上散热均匀, 表明该解决方案实现了平衡均流。图7显示在1.8 V输入下运行提供1.5 V输出、12 A电源的瞬态响应。

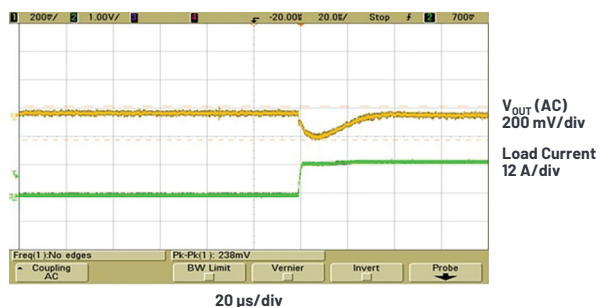


图7. 四个LT3033并联的负载瞬态响应。

结论

LT3033是一款3A VLDO稳压器，采用3 mm × 4 mm封装。其内置输出电流监测功能，将多个LT3033 VLDO稳压器并联即可用于大电流应用。LT3033在满负载条件下的典型压差仅为95 mV，非常适合低输入电压至低输出电压的大电流应用，与开关稳压器的电效率相当。其他特性包括可设定限流、电源良好标志和热限制，可提供可靠和稳定的解决方案。电池供电系统可受益于低静态电流和电池反接保护。



作者简介

Huiyu (Molly) Zhu是ADI公司Power by Linear部门的高级应用工程师。她于1998和2000年分别获得清华大学电子工程学士学位和硕士学位，并于2005年获得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)电气工程博士学位。联系方式：molly.zhu@analog.com。



作者简介

Fei Guo是ADI公司的现场应用工程师，负责旧金山湾区的市场支持。他曾担任ADI公司高级应用工程师，负责隔离电源转换器产品线支持。Fei拥有圣塔克拉拉大学电气工程硕士学位。他负责仪器仪表、汽车、工业和通信产品的电源转换器设计。Fei的爱好包括高保真音响、摄影以及与他的两个孩子一起玩乐。联系方式：fei.guo@analog.com。

FAQ问题：173

关于构建实际非常精准的模拟开关宏模型

作者：Barry Harvey，模拟IC设计师

答案：

如果我的模拟设计中包含开关和多路复用器，那么还能改进开关/多路复用器LTspice®模型吗？



答案：

当然能；要生成自己的模型并不困难。

简介

我在测试电路之后，发现实际电路与其设计图之间存在很多差异。电路的动态特性有点出乎意料，其噪声水平超出要求很多。我需要用仿真器来仿真该电路才能完全理解。

此电路中用到了模拟开关和运算放大器。采用的运算放大器已有完善的宏模型，但是模拟开关宏模型采用的并不是常见类型。开关宏模型文件的标题已经指出，模型参数仅对特定电源和温度有效。嗯，您可能不知道：我的电路的运行条件与电路模型不一样。关于模拟开关，它们太过通用，所以一个特定

参数模型是不够的。现有的行业标准模型提供了一个不错的起点，但是，涉及到模拟性能领域时，您可能需要采用新宏模型方法来提高仿真水平。

当我开始研究ADI公司和其他IC公司提供的多种模拟开关宏模型时，我发现这些宏模型建模时都没有考虑与电源或温度的相关性。所以，我必须自行构建宏模型。

构建期间，我认为应由使用最简单的器件模型的模拟开关中的所有晶体管来提供要仿真的所有行为，但是连接控制引脚和MOS栅级的接口应是最简单的行为元件。

这些都通过使用LTspice仿真器完成；只要将LTspice行为器件转化为类似SPICE的多项式函数，这些代码也可以在其他仿真器上使用。

我们会按照特定的顺序进行仿真。

确定导通电阻的LTspice模型参数

我们将使用最简单的模型来仿真实际的MOS器件。为了针对导通电阻建模，我们将使用：

- ▶ W/L ，宽度(W)/MOS器件的长度(L)。W/L表示器件的尺寸或相对强度。
- ▶ V_{T0} ，阈值电压； γ ，利用器件的反馈偏压来更改 V_{T0} 。反馈偏压是开启器件和其主体电压之间的压差；主体一般连接到开关中PMOS的正电源和NMOS的负电源。
- ▶ K_p ，在模型中，也被称为 K' 或 K -prime。这个参数模拟工艺的强度，乘以W/L之后，用于调整MOS电流。在给定的工艺中，NMOS的 K_p 一般为PMOS的约2.5倍。
- ▶ R_D ，器件漏极的寄生电阻。

不同的MOS工艺采用不同的内部参数。表1汇总了常见的CMOS工艺、其特性，以及和导通电阻相关的内部参数估算值。

表1. 典型半导体工艺参数

电压节 (V)	器件构造	栅级氧化层厚度 (m)	V_{TO} , n/p, V	Gamma, n/p, $V^{0.5}$	K_p , n/p, $\mu A/V^2$	L , μ	R_{DSON} , n/p, Ω
40	漏极漂移区域	10^{-7}	0.7/-0.9	0.4/-0.57	11/5	2	~80% of R_{DSON}
15	软漏极扩散	4×10^{-8}	0.7/-0.9	0.4/-0.57	22/10	1.5	~20% of R_{DSON}
5	简单	1.4×10^{-8}	0.7/-0.9	0.4/-0.57	80/28	0.5	~0

来看一下图1中我们想要再现的ADG333A R_{ON} 曲线。

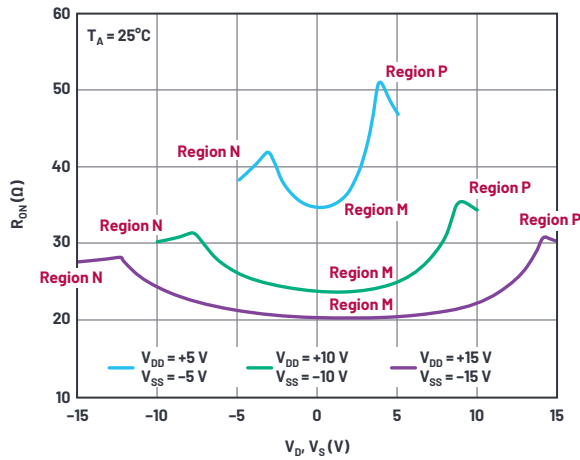


图1. R_{ON} 与 V_D (V_S)呈函数关系(双电源)。

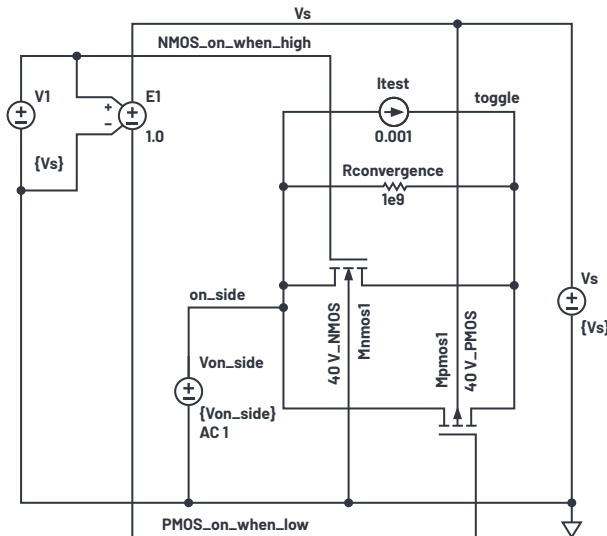


图2. 导通电阻测试电路。

在这个和其他模拟开关中，我们发现一个普遍趋势：更高的电源电压会降低导通电阻。对开关MOS栅级施加更高电压时，导通电阻会降低。我们也发现导通电阻会随输入模拟信号电平发生明显变化。在N区中，开关中的NMOS晶体管完全开启，且当模拟电压高于负电源轨时，PMOS晶体管开启，有助于降低总体导通电阻。区域N的转折点大致在高于负电源的PMOS V_{T0} 处。

同样，在区域P中，开关的PMOS器件完全开启时，大致在低于正电源的NMOS V_{T0} ，NMOS器件开始协助PMOS晶体管。

区域M在区域N和P中间，NMOS和PMOS并行作用，但彼此之间的导通电阻存在差异，具体由电源轨内的模拟信号电平决定。

要启动曲线拟合流程，我们先要估算每个晶体管的尺寸。低压曲线能够为晶体管 $R_{DS,ON}$ 提供最佳曲线拟合。在区域N中，在模拟信号位于负电源电压范围内时，PMOS器件关闭，部件的 R_{ON} 相当于NMOS晶体管的 R_{ON} 。其中

$$R_{DS(ON)} = \frac{L}{k_p \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_{TO})} \quad (1)$$

我们使用40 V NMOS典型工艺值，按照图1中的曲线设置 $R_{DS,ON} = 38 \Omega$ ，使用给定的工艺数值，发现 $W_{NMOS} = 2 \mu A / (38 \Omega \times (11 \times 10^{-6} \mu A / V^2) \times (10 V - 0.7 V)) = 514 \mu m$ 。PMOS开关在上方曲线上的导通电阻为 47Ω ，宽度为 $936 \mu m$ 。

我使用图2中的LTspice测试电路。注意，参数 R_{DN} 和 R_{DP} 、寄生漏极电阻都是中等值。我最开始使用的值为 1μ ，这导致仿真器收敛变慢。 R_{DN} 值为1时，仿真速度正常。添加 $R_{CONVERGENCE}$ 会为开关节点提供可收敛的电导，从而改善仿真器噪声和速度。我测试了一个浮动电流源，用于测量导通电阻。

```
.model 40V_NMOS nmos (Vto=0.7 Kp=11e-6 Gamma=0.4 Rd={Rdn})
.model 40V_PMOS pmos (Vto=0.9 Kp=5e-6 Gamma=0.57 Rd={Rdp})
.dc Von_side 0 {Vs} 0.05
.step param Vs list 10 20 30
***.step param Rdn 0 20 2
***.step param Rdp 0 20 2
***.step param Wn 300u 800u 50u
***.step param RDN 1 11 2
.param Von_side={Vs/2}
.param Vs=10
.param Wn=514u
.param Wp=936u
.param L=2u
.param Rdn=1
.param Rdp=1
.param k=0.4
.options plotwinsize=0
```

图3显示了多种电源供电条件下的仿真结果。

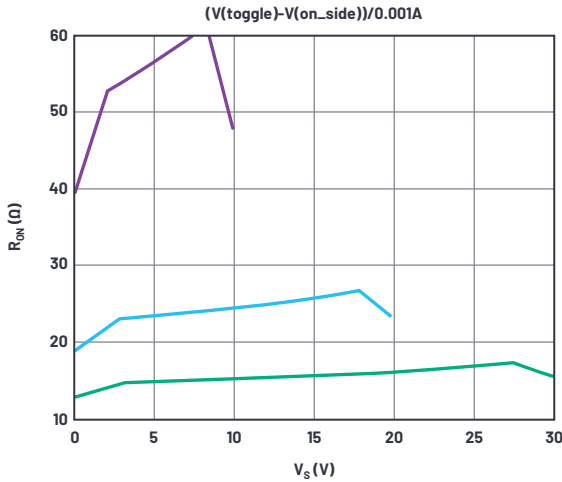


图3. 采用初始模型值的导通电阻仿真结果。

这个开端相当不错。低压端在 $V_S = 30V$ 时，仿真的扭结点为 $3.6V$ ，在数据手册中为 $2.7V$ 。从中可以看出，我们应该降低PMOS V_{T0} ，但 $0.9V$ 实际上已经是最小值。最好是可以调节PMOS的 γ ，但这只是猜测。

接近最大电源时的扭结点为低于 $30V$ 电源轨 $2.5V$ ，在数据手册中应为 $\sim 1V$ 。各种 γ 值会放大来自电轨的扭结电压；我们会将NMOS V_{T0} 设置为 $1V$ ，将其 γ 设置为 0 。 γ 为 0 有些出乎意料，但我们只是尝试进行曲线拟合。图4所示为PMOS的 γ 在几种电源值条件下步进变化时，得到的仿真结果。我们主要研究一下 $30V$ 曲线，与较低电源相比，它最大化了 γ 的影响。

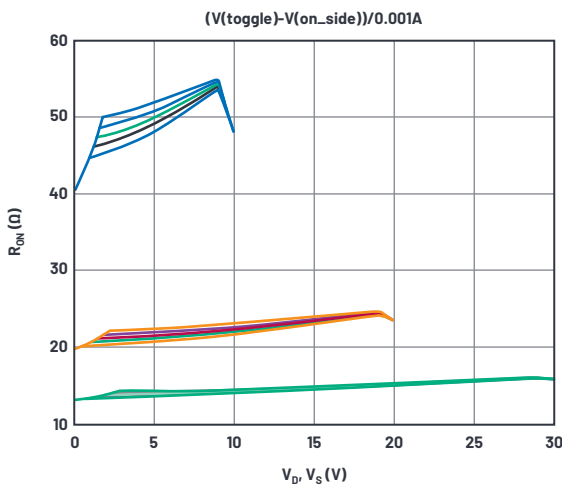


图4. γ -p不同时的导通电阻仿真结果。

根据阶梯曲线，我们选择PMOS $\gamma = 0.4$ 。

关于 R_{ON} ，可以看出， $10V$ 曲线可以表示电源极端(限值)时对应的数据手册曲线，但对于 $20V$ 和 $30V$ 曲线，仿真产生的 R_{ON} 过低。

在负电源极端， $R_{ONS} = R_{DS,ON}(NMOS) + R_D(NMOS)$ ，在正电源极端， $R_{ONS} = R_{DS,ON}(PMOS) + R_D(PMOS)$ 。对于高压电源， R_D 参数比 W/L 更重要，对于低压电源， W/L 起决定作用。我们在此会使用两个变量；这非常费时费力。我们将假设 R_{ON} 随电源变化，这是因为会对NMOS实施不同程度的增强，但是， R_D 值不会随电源电压变化(好吧，在漏极漂移中，它可能会变化，但是我们还是让问题保持简单一些)。如果我们注意到数据手册中 R_{ON} 在 $10V$ 和 $30V$ 电源之间的差异(11.4Ω)，我们可以与上方仅采用 W_N (开关中NMOS的宽度)的曲线比较。在仿真中对 W_N 实施一定的迭代之后，很明显可以看出我们需要 $W_N = 1170\mu m$ 才能获得所需的 ΔR_{ON} ，明显高于最初的猜测值。图5显示了我们当前的结果。

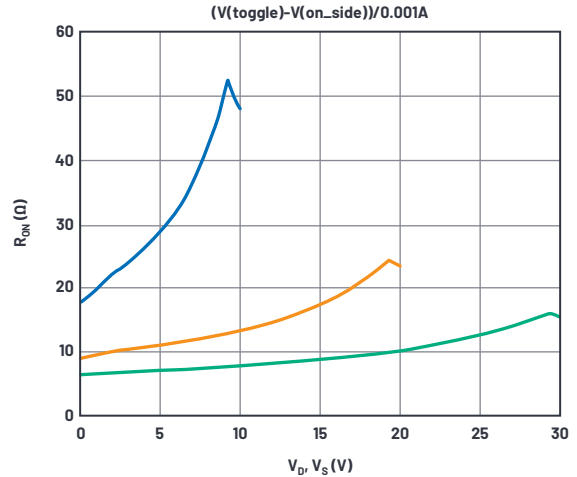


图5. W_N 确定时的导通电阻仿真结果。

虽然NMOS的 R_{ON} 具备正确的电源灵敏度，在 $0V$ 时，曲线的值仍然过低，我们必须增加固定 R_{DN} 。在增加和迭代 R_{DN} 之后，我们获得了最佳值，即 $R_{DN} = 22\Omega$ ，对应曲线如图6所示。

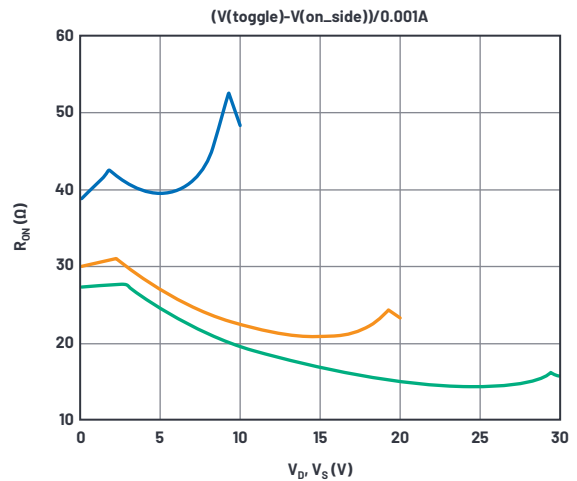


图6. R_{DN} 确定时的导通电阻仿真结果。

然后，我们确定 W_p (开关中PMOS的宽度)，以仿真最大电压下的 R_{ON} ，得到 $W_p = 1700 \mu m$ ，也远高于最初的猜测值。将 R_{DP} 也设置为 22Ω ，我们获得了图7所示的最终 R_{ON} 曲线。

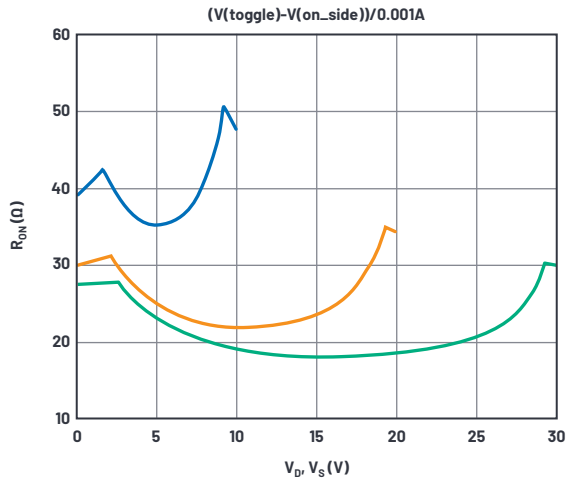


图7. W_p 和 R_{DP} 确定时的导通电阻仿真结果。

一致性非常不错；只有几个特性和数据手册不同。一是转折点 在数据手册曲线中非常平缓，在仿真中则相当尖锐。这可能是

因为使用的简单MOS模型不支持亚阈值导电性，且仿真器件在 与电源轨相差 V_{T0} 时会真正关闭。实际器件在 V_{T0} 时不会关闭， 而是平缓地降低该电压下的电流。

另一个错误在30 V曲线中非常明显。与数据手册相比， R_{ON} 在 中等电压下要低15%。这可能是由于漏极漂移区域的JFET效应， 这个效应也没有在模型中仿真出来。

至于温度，相对比较符合，但符合程度不是很高，具体参见图8。

仿真结果与温度相关，但温度相关性不如数据手册曲线高。在 仿真模型中， R_D 没有温度系数。 R_{DS} 可以通过外部电阻和正确 的温度系数模拟，但为了保持简单性，我们不予考虑。

获取电荷注入的LTspice模型参数

当MOS晶体管关闭时，通道中的电荷必须去往何处，所以会从 漏极和源极端逸出。模拟开关关闭时，电荷也会外泄，这被称 为电荷注入。常用的测量方法是：在开启的开关的一端设置固 定电压，在另一端设置大电容。关闭时，电容会捕捉电荷，并 发生小电压阶跃。现在，我们在MOS模型中添加栅级氧化层厚 度 $T_{OX} = 1 \times 10^{-7}$ (栅级电容是最大的电荷注入源)。仿真设置如图 9所示。

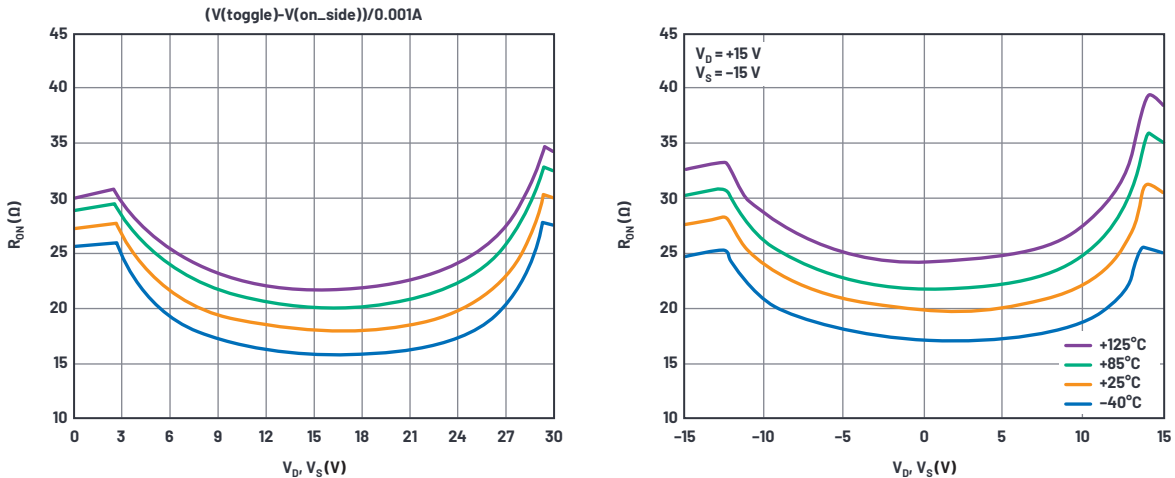


图8. 各种温度下的导通电阻仿真和数据手册结果。

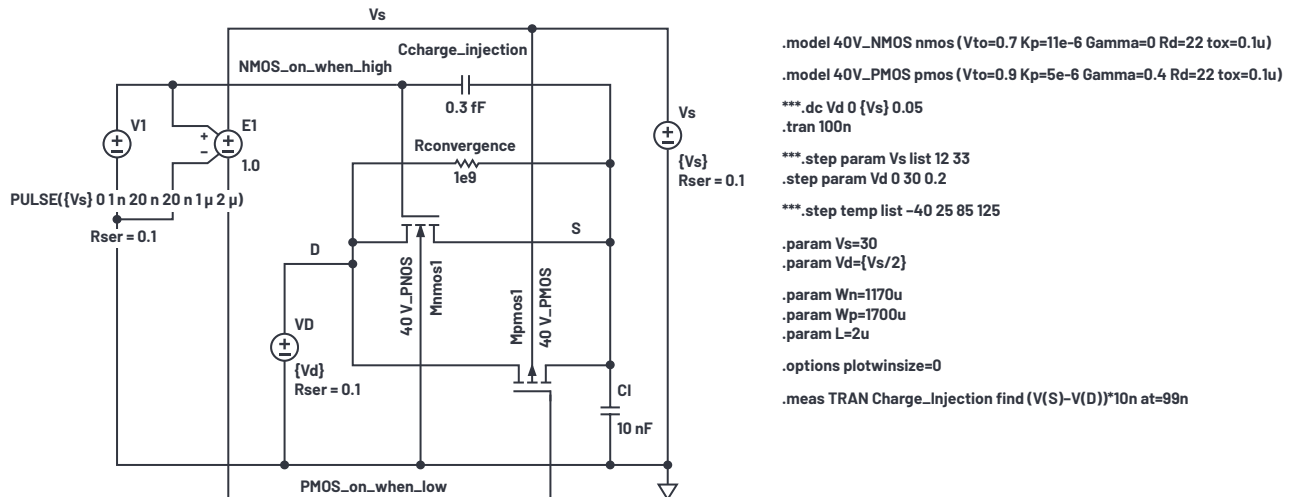


图9. 电荷注入仿真设置。

数据手册电荷注入测试电路在开关的D端设置电压源，在开关的S端设置电容 C_I 。开关晶体管关闭时， C_I 被隔离，通过开关集成注入其中的电荷。在这种情况下， V_D 波形在电源为30 V时保持在24 V，如图10所示。

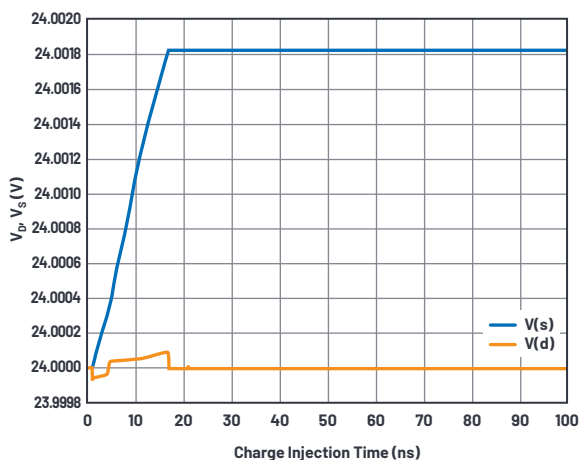


图10. 电荷注入仿真波形。

注入的电荷是 $V(S)$ 和 $V(D)$ 之间的电压跳变乘以10 nF保持电容。我们可以在电源电压范围内实施开关电压 V_D 阶跃，并且使用.meas语句来捕捉各个电压下的电荷注入值。图11显示了数据手册曲线结果和仿真结果。

我们简单的MOS模型不能很好地模拟数据手册曲线波形，但在数据手册曲线中，峰值电荷注入值为32 pC，在仿真中为31 pC。让人意外的是，这两个值非常接近，如果有必要，我们可以调节 T_{OX} 来完善仿真结果。

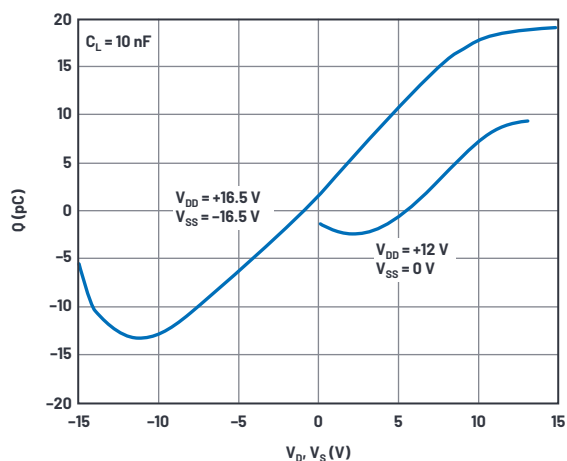


图11. 电荷注入数据手册和仿真波形。

两个曲线之间存在偏移，我们可以使用 $C_{CHARGE_INJECTION}$ 来进行补偿。使用某些值调整后，我们选择最优值 $C_{CHARGE_INJECTION} = 0.28$ pF。如果需要反向极性偏移， $C_{CHARGE_INJECTION}$ 会重新连接至PMOS_on_when_low节点。

调节电容 $C_{CHARGE_INJECTION}$ 是一种使电荷注入与模拟电压的关系仿真曲线偏移的简便方法。如果仿真的峰值注入值太小，怎么办？嗯，大部分电荷注入会产生开关的栅级电压摆动，通过开关晶体管的栅级通道电容发送电荷。如果仿真的注入太少，我们可以直接增加一个或两个栅级面积。为此，我们需要按同样的系数提高开关器件的参数值L和W，且要保证不改变设置导通电阻的W/L比。相比使用 $C_{CHARGE_INJECTION}$ ，我们会选择增加NMOS W和L。

或者，我们可以调节每个器件的 T_{OX} ，以获得更好的电荷注入关联结果。这实际上不可行，但是，我们这只是仿真。在我们使用的简单模型中， T_{OX} 不会影响到其他仿真参数。

获取电容的LTspice模型参数

在已经设置参数，以获得出色的 R_{ON} 和电荷注入仿真结果的情况下，我们现在可以仿真S和D端电容。

重要的一点是，高压MOS开关的漏极和源极区都必须具有偏移区。对于开关，您无法区分源极和漏极之间的功能差异，但是漏极和源极的体电势都需要用到各自的偏移区。对于中等电压软扩散，这也是正确的，但在低压MOS中，这不合理。我们将漏极和源极中存在的偏移区电阻汇总到 R_0 ，在饱和情况下，这对开关有效，对晶体管则无效。

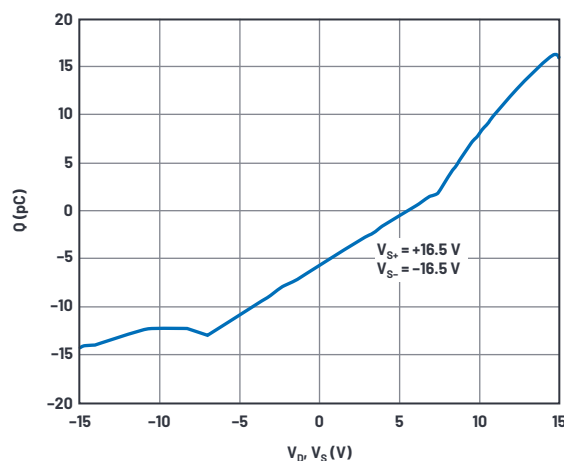


图12显示了仿真设置。

在LTspice中，您可以按一种频率运行.ac(使用.ac中列出的选项)，但也只能提供一种频率参数(此情况下为1 MHz)。然后，在整个电源范围内运行.step V_{SOURCE} dc电压，以获取电容与电压范围的关系曲线。

关闭的开关器件的D端保持中等电压。S端(此处对源极重命名以防与 V_S 混淆)由直流值范围在0 V至 V_S 内、交流驱动电压为1 V的电压源驱动。电容计算公式为 $I(V_{SOURCE})/(2 \times \pi \times 1 \text{ MHz} \times 1 \text{ V})$ 。逻辑驱动V1变更为0V，以关闭晶体管。

在模型说明中，漏极电容和源极电容分别为 C_{BD} 和 C_{BS} 。模型中包含内置默认集中度、内置电压和指数，使 C_{BD} 和 C_{BS} 电压可变。因为它们是对称的，所以漏极和源极电容可能相等。此

外，由于PMOS的宽度与NMOS不同， $C_{BD,NMOS}/C_{BD,PMOS} = C_{BS,NMOS}/C_{BS,PMOS} = W_N/W_P$ 的比率会在导通电阻模型中确定。图13显示了仿真结果。

显示的结果是 $I(V_{SOURCE})/(2 \times \pi \times 1 \text{ MHz})$ ，这表示电容。LTspice不知道这个值的含义，因而显示pA而不是pF。

遗憾的是，我们没有数据手册曲线来进行比较。从数据手册的规格表中可以看出，电容(可能是在中等电压下，数据手册中没有指明)在30 V电源电压下一般为7 pF，在12 V电源电压下为12 pF。我通过调节CB，获取30 V电压下的7 pF曲线，但在12 V电压下只能仿真10 pF曲线。调节内部电势和电容公式指数后，使用的模型便无法再改善12 V/30 V符合性。

图14显示了开启状态的电容仿真设置。

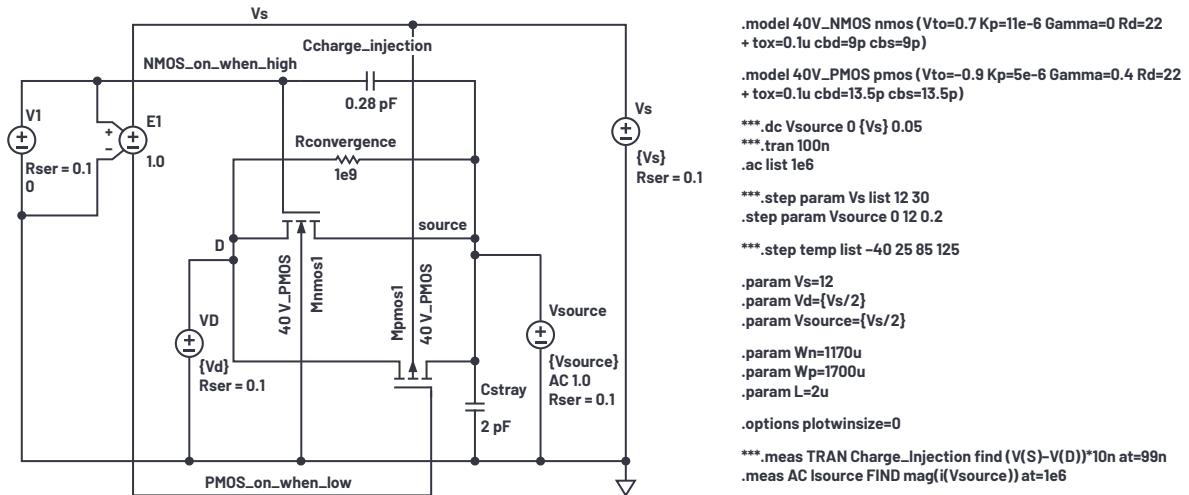


图12. 关闭状态的电容测试仿真设置。

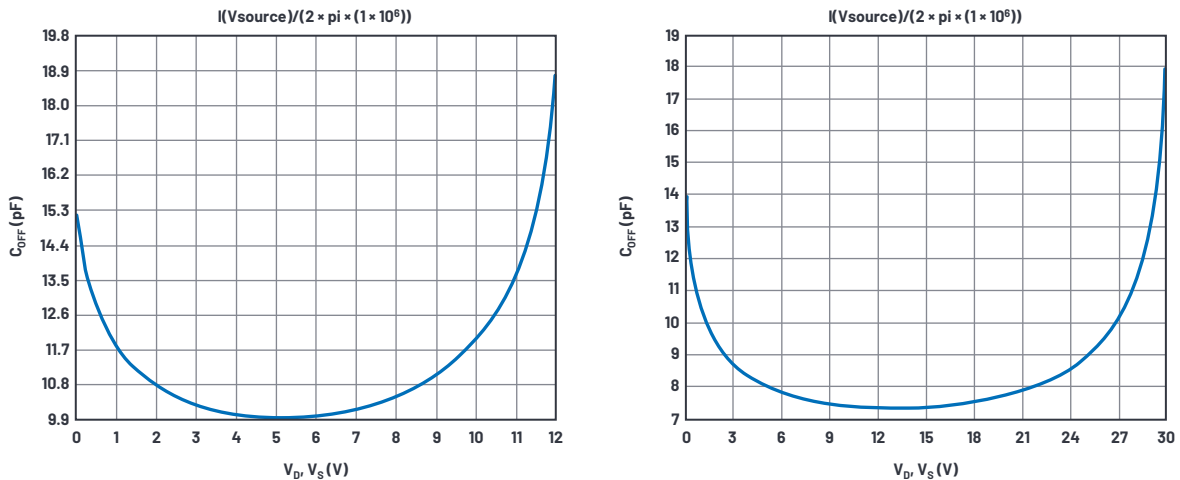


图13. $V_S = 12$ V(左侧)和30 V(右侧)下的关闭电容和直流电压关系曲线。

从中可以看出，完整的单刀双掷开关的右侧开关已经开启，左侧开关关闭，并连接至 $V_s/2$ 源。左侧开关的右半部电容和右侧开关的总电容，以及D和S端存在的寄生电容并联，由 V_s 源的 1 MHz 测试信号驱动，后者的直流电平从接地阶跃至 V_s 。图15显示了其仿真结果。

仿真得出的值是 29.5 pF 和 21.4 pF，数据手册给出的值是 26 pF 和 25 pF。考虑到电路板布局电容的变化，我们认为这些值已经非常接近。

漏电流

数据手册曲线显示 25°C 时与电压相关的 pA 级漏电流，但数据手册规格只能保证几百 pA。我受 25°C 下曲线结果的影响更大。对于此器件，没有正确把握小漏电流的重要性，所以无法保证测试结果。客观地说，测量一个 pA 级漏电流需要大量的设计开发工作和较长测试时间。

在 85°C 下，可保证测出几 nA (可以有效测量)，典型值则在几百 pA 范围内。我认为这些典型值相当准确。

漏电流属于产品缺陷；不存在严格的统计数据，且随温度变化很大。这不是我们设计要达到的规格，相反，这个数值会干扰与之连接的电路。在宏模型中使用时，适当幅度的泄漏会仿真为电路缺陷，对于设计人员来说，是不错的警示。在 85°C 下，我为开启状态开关选择 1 nA 目标测试值。

我们的模型显示没有超过 $R_{CONVERGENCE}$ 和 G_{MIN} 电流的漏电流。 G_{MIN} 是仿真器置于结之间，用于协助收敛的电阻。其电导系数通常为 1×10^{-12} 但在电源电压为 30 V 时，得出的值可能是 30 pA 电流的几倍，远高于测试需求。在仿真的一系列选项中 G_{MIN} 会降低至 1×10^{-15} ， $R_{CONVERGENCE}$ 会上升至 1×10^{15} 。

这些泄漏大部分可能实际来源于连接至每个引脚的静电放电 (ESD) 保护二极管。我们会将这一点纳入图16的仿真设置中。

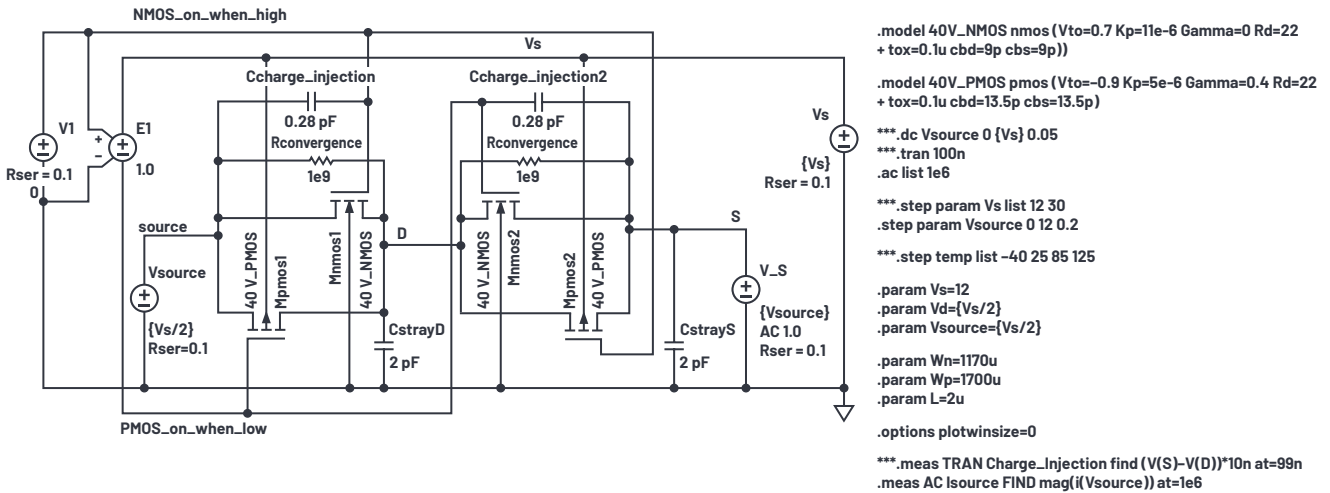


图14. 开启状态的电容测试仿真设置。

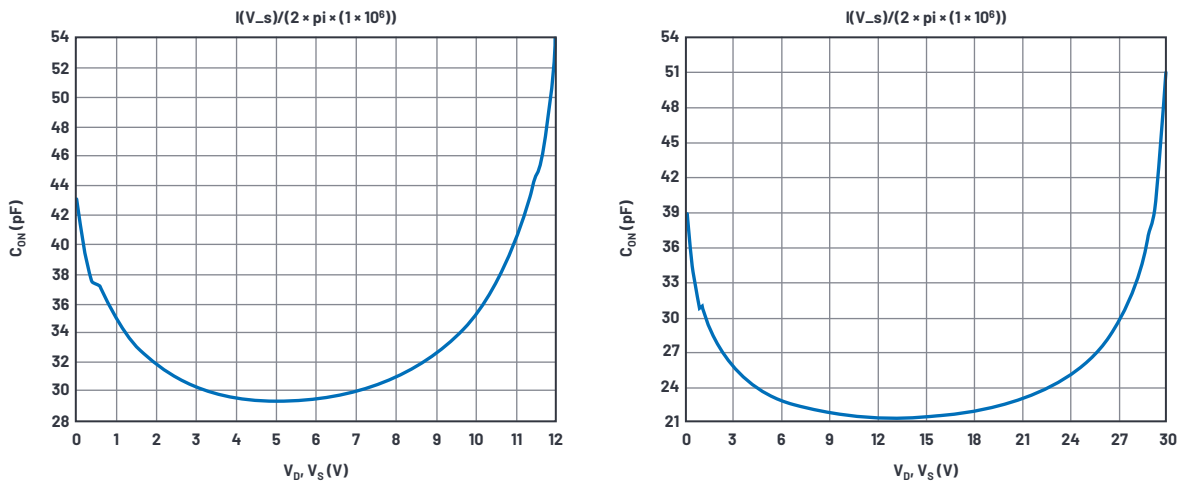


图15. $V_s = 12V$ (左侧) 和 $30V$ (右侧) 下的开启电容和直流电压关系曲线。

调节了二极管模型中的 IS 后，我们获得了泄漏电流与温度关系曲线，如图17所示。

逻辑接口和栅级驱动器

单纯的行为逻辑-栅级驱动电路如图18所示。

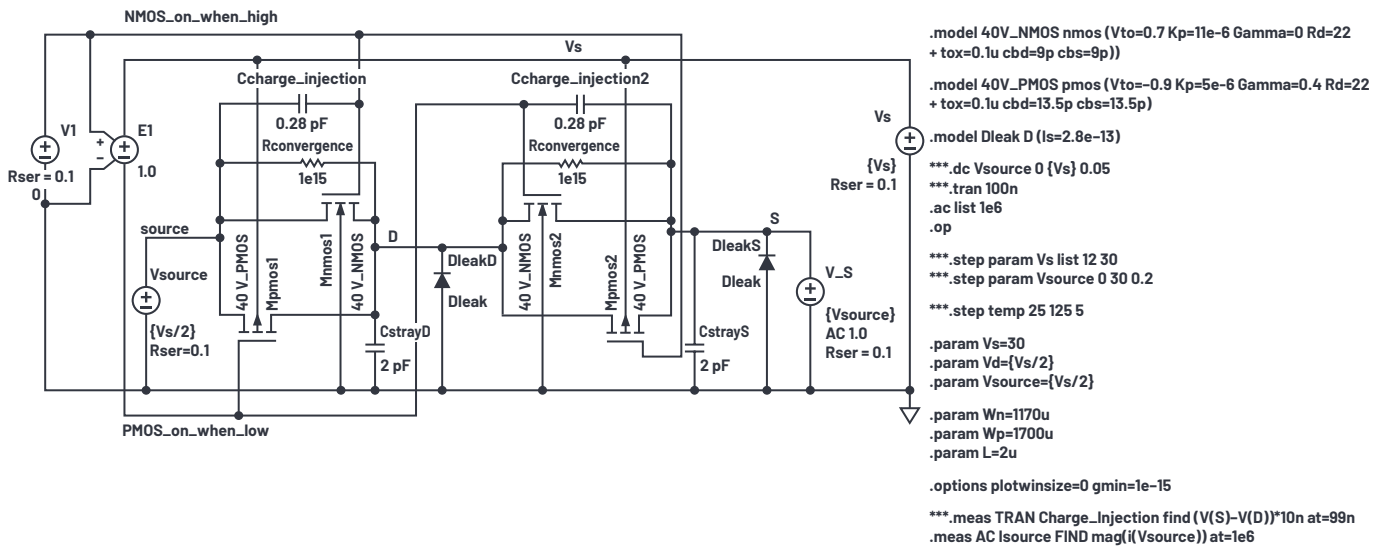


图16. 泄漏测试仿真设置。

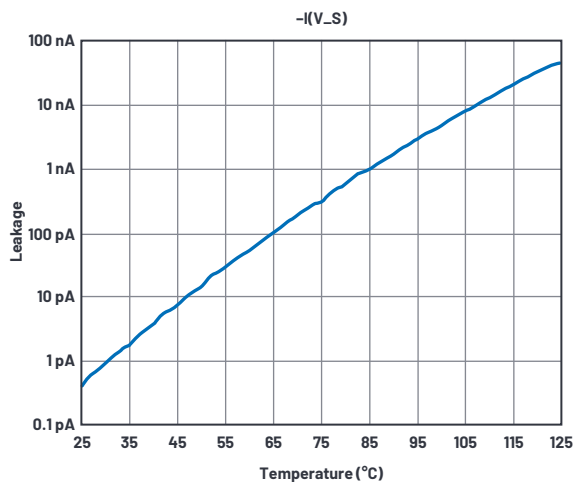


图17. 温度范围内泄漏测试仿真结果。

外部逻辑输入位于图18左侧的输入端。它是理想跨导Glogic_thresholda的输入，具有分段线性传输函数。对于低于1.37 V的逻辑输入，逻辑节点下的输出为0 V；对于高于1.43 V的输入，逻辑输出为1V；在1.37V和1.43V之间时，逻辑输出呈线性从0V过渡到1V。Glogic_thresholda因此会忽略电源差异，提供1.4V输入阈值。

Cdelaya会在瞬间减慢逻辑节点的速度，所以我们能从中截取一些时间点。为了制作比较器，我们再次使用跨导，此时，Gbreakbeforemakena的输出再次从0 V过渡到1V，但是阈值的摆幅略高于0.5 V。从图19中可以看出，倾斜的动作电压为0.52 V和0.57 V，而不是0.5 V，这使得从1V下降的指数信号的关断速度比从0V上升的指数信号的关断速度更快。

全栅级驱动电压由B_non和B_pon行为电流源产生。当节点n_breakbeforemakena >0.5 V时，B_nona产生V_{DD}/1000 电流，节点nona的电压在加载1000 Ω电阻时达到 V_{DD}。当节点n_breakbeforemakena <0.5 V时，节点nona被驱动至 V_{SS}。所以，我们有不错的电轨-电轨栅级驱动器，符合电源电压要求，并且具有1.4V固定输入阈值。

我们还需要说明另一个特性。请注意，在图20中，更高的电源电压会缩短延迟时间。这通过B_supply_sensitivitya来实现，它向Cdelaya返回自身随 V_{DD}变化的少量动态电流。Rsupply_sensitivitya因为Cdelaya电流会出现少量压降，使得Cdelaya很大程度上作为纯电容使用。将Cdelaya电流的副本返回给Cdelaya实际上会创建一个可控 的可变电容器，Bsupply_sensitivitya内部的数学运算实际上会产生图20所示的延迟与 V_{DD} 关系曲线。

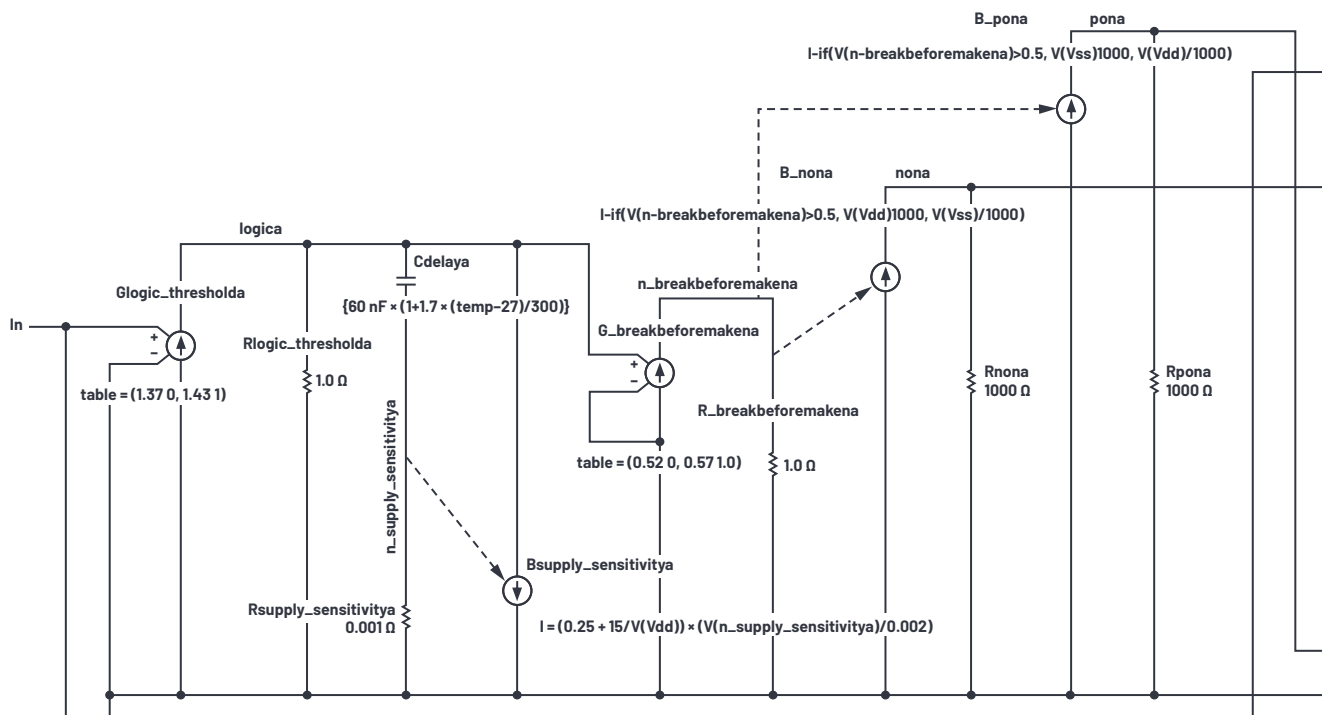


图18. 行为逻辑-栅级接口。

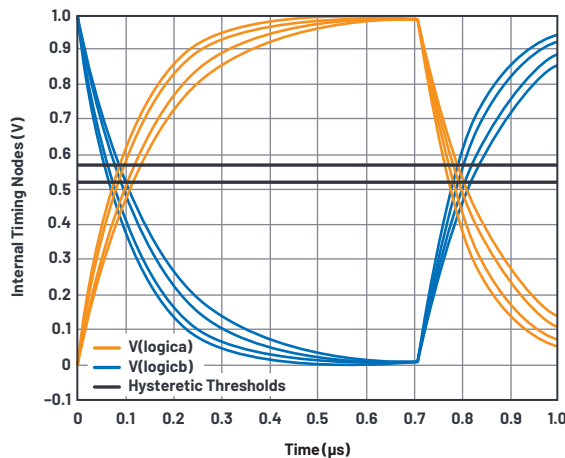
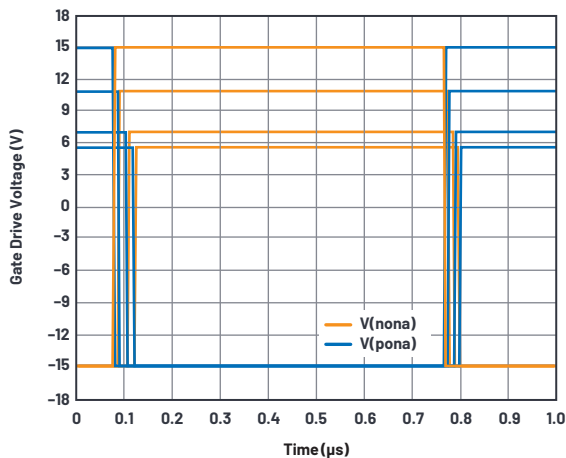


图19. 先开后合式时序

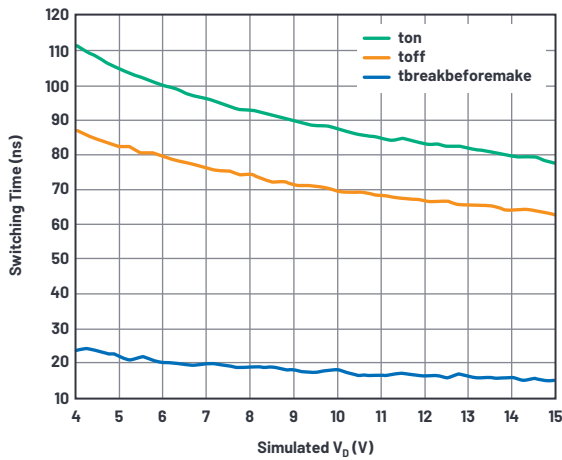


图20. 仿真和数据手册曲线的先开后合式时序结果。

我们的电路在 $V_{DD} = 4V$ 时，仿真得出的 T_{ON} 延迟为 111 ns，数据手册曲线显示的延迟为 140 ns。在 $V_{DD} = 15V$ 时，仿真延迟为 77 ns，数据手册中的延迟为 60 ns。并无太大关联；我会留给读者来完善 `Bsupply_sensitivity` 函数，以实现更好的结果。至少，先开后合式时序的差异在 15 ns 和 24 ns 之间会更好。

虽然，数据手册没有给出太多关于延迟和温度关系数据，但是我在 `Cdelaya` 中增加了温度项，至少在高温条件下，模型仿真速度会减慢，如图 21 所示。

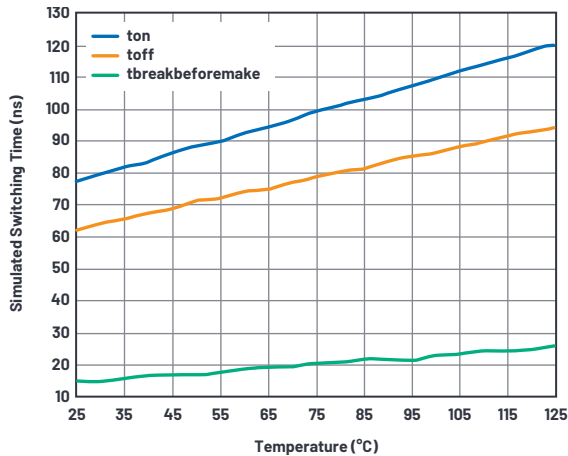
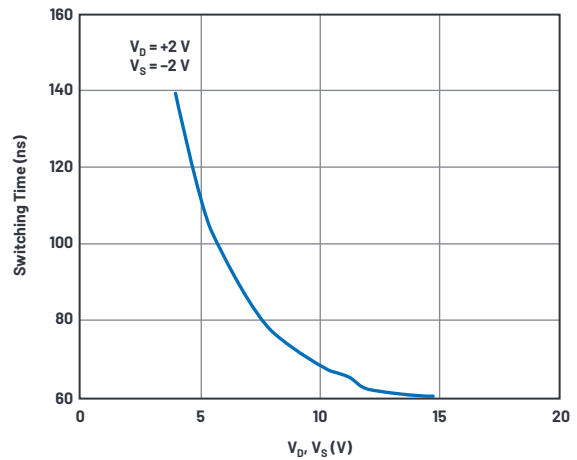


图21. 时序延迟与温度的关系。



组合宏模型

图 22 显示了会成为分支电路的组合模拟开关。在晶体管符号位置为 L 和 W 硬度值，而不是参数，并移除了所有激励和 I/O，以便连接引脚 SA、D、SB、In、 V_{DD} 、 V_{SS} 和 Gnd_pin。

还提供了第二个逻辑接口，用于单刀双掷对的另一个开关。ESD 保护二极管置于模拟端口和 V_{SS} 之间，以及逻辑输入端和地之间。注意，上部逻辑接口器件和节点名称中的“-a”后缀在下部接口中用“-b”后缀代替。Glogic_thresholdb 接口的输出与 Glogic_thresholda 表中的输出反向，使得一个或另一个开关对能够运行，而不是同时开启。

备用 ESD 保护方案包含受保护的引脚到 V_{DD} 和 V_{SS} 的二极管，以及 V_{DD} 和 V_{SS} 之间的箝位。数据手册通常提供保护方案说明，漏电流则被分配到两个电源。

在图 23 所示的 ADG333A.asc 主示意图中，给出了单刀双掷分支电路的符号并用了四次。

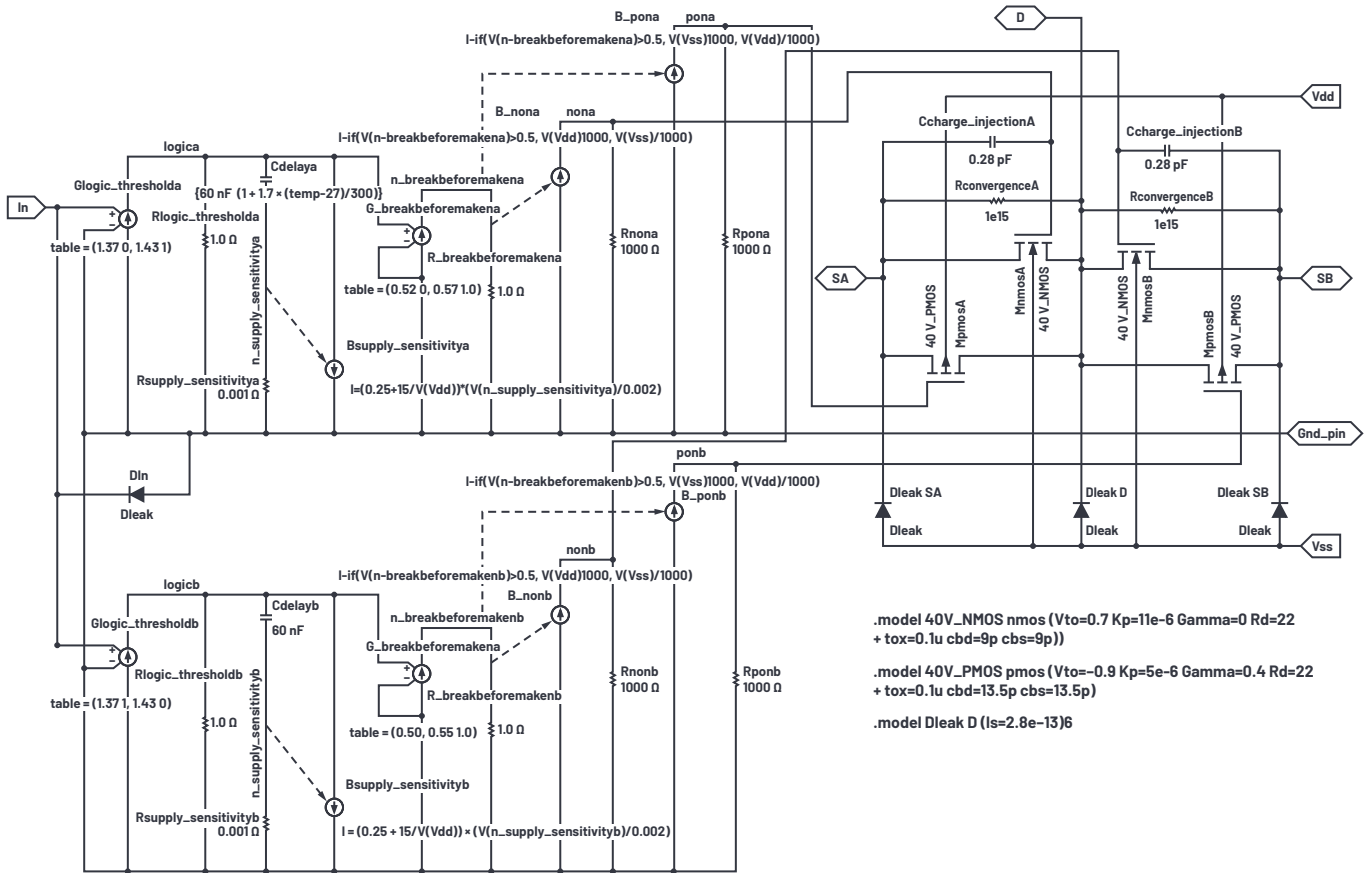


图22. 组合SPDT分支电路spdt_40V.asc.

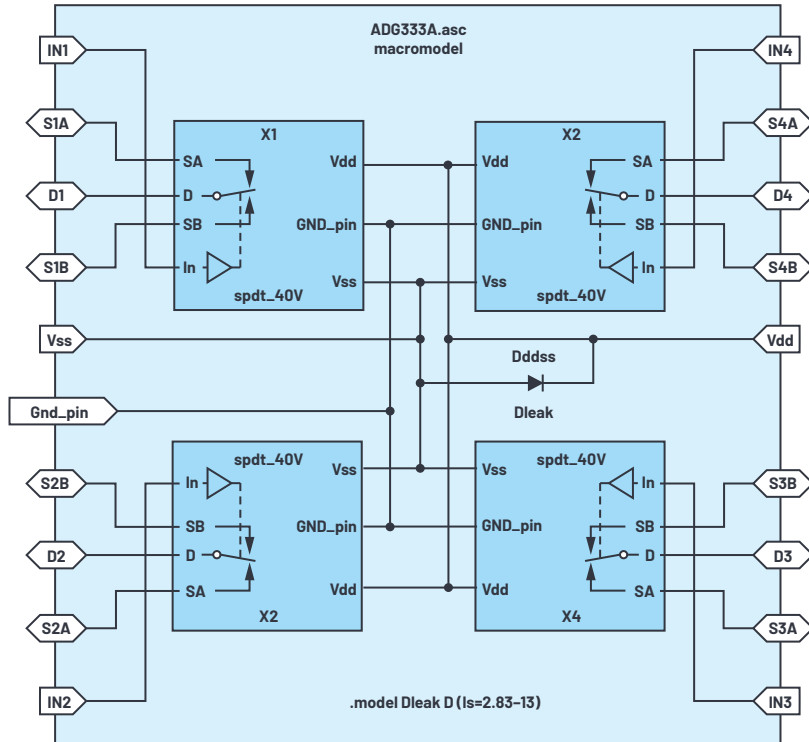


图23. ADG333A宏模型电路示意图。

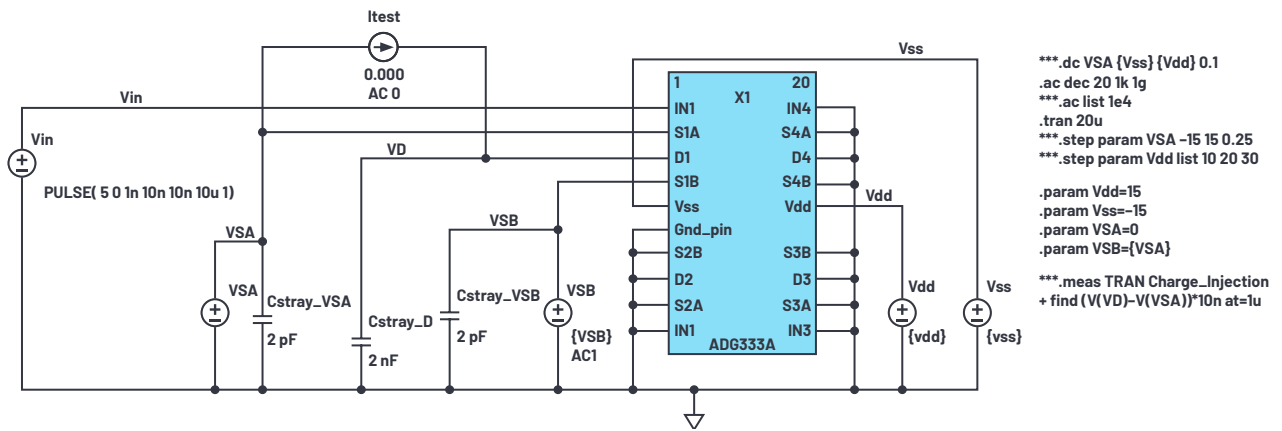


图24. ADG333A宏模型测试结构。

图24显示测试结构的示意图，用于验证最终的宏模型结果。

总结

我们已经了解了如何为特定的模拟开关构建不错的宏模型，以及如何获取参数，为实现物理器件的多个不同的半导体工艺提供支持。得出的宏模型具有一些缺陷，例如导通电阻及其差异、与电源和信号电平呈函数关系的电荷注入、寄生电容和其在电压范围内的变化差异、逻辑接口延迟和泄漏等。我们希望，宏模型对于模拟开关的实际性能仿真会有所帮助。

附录

如需下载LTspice，请访问 analog.com/ltspice。

关于宏模型符号，请参考 [LTspice1文本文件](#)，该文件名为ADG333.asy。其中包含分支电路仿真详情。我们并未将ADG333.asc示意图复制到使用的每个示意图中，而是使用符号来指代（指代为.asy）。在ADG333中，符号都是单独的开关符号。这些符号仿真内容会保存在spdt_40V.asc中。实际使用的符号保存在spdt_40V.asy中。



作者简介

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

开源LIDAR 原型制作平台

István Csomortáni, FPGA设计工程师;
Dragos Bogdan, 软件开发工程经理;
Cristian Orian, 系统设计工程师;
Andrei Cozma, 工程经理;

摘要

本文探讨ADI公司新推出且拥有广泛市场的LIDAR原型制作平台, 以及它如何通过提供完整的硬件和软件解决方案, 使得用户能够建立其算法和自定义硬件解决方案的原型, 从而帮助客户缩短产品开发时间; 详细介绍模块化硬件设计, 包括光接收和发送信号链、FPGA接口, 以及用于长距离感测的光学器件; 介绍系统分区决策, 以凸显良好的系统设计、接口定义和合适的模块化分级的重要性; 描述开源LIDAR软件堆栈的组件和平台定制的API, 显示客户在产品开发期间如何受益, 以及如何将这些产品集成到其最终的解决方案中。

简介

随着自动驾驶汽车和机器人从想象逐渐变为现实, 汽车和工业客户开始寻求新的环境感知解决方案, 力图让这些机器能够自动驾驶。LIDAR是该领域中发展最快的技术之一, 随着它越来越成熟和可靠, 其应用范围也变得更加广泛, 带来了巨大的市场机遇。许多初创企业和知名传感器公司都致力于开发更加精准、功耗低、尺寸小, 且更加经济高效的LIDAR传感器, 但在设计系统硬件、实施软件基础设施以和系统中的所有组件通信时, 他们都遇到了同样的挑战。正是在这些区域, ADI能够通过软件参考设计和开源软件堆栈提供价值, 令客户能够轻松将ADI LIDAR产品系列、软件模块和HDL IP集成到其产品和IC中, 从而缩短上市时间。

系统架构

客户在开发自己的LIDAR传感器时, 系统设计中会存一些不同之处: 接收和发送光学器件、激光器的数量和方向、激光发射模式、激光束控制, 以及光接收元件的数量。但是, 不管做出什么选择, 在接收信号链和激光器驱动信号要求方面, 所有传感器都高度相似。基于这些假设, ADI公司设计出模块化LIDAR原型制作平台AD-FMCLIDAR1-EBZ,以期让客户能够使用他们自己的硬件

轻松配置或更换器件; 该平台根据特定的应用要求设计, 但仍可以用作整个系统。该系统可以分为三个不同的电路板, 每个都配备标准化的数字和模拟接口:

- ▶ 数据采集(DAQ)电路板, 包含高速JESD204B ADC、对应的时钟和电源。此电路板上有一个符合FMC要求的接口, 可以连接至用户首选的FPGA开发板。它充当系统的基板, 通过用于在这些板和FPGA之间路由由控制和反馈信号的数字连接器, 以及用于传输模拟信号的同轴电缆, 将另外两个板连接至这个板。
- ▶ 包含雪崩光电探测器(APD)的光传感器和整个信号链的模拟前端(AFE)电路板, 信号链用于调谐APD输出信号, 以便能馈入DAQ板上的ADC。
- ▶ 包含激光器和驱动电路的激光器板。

和以往一样, 在系统设计中, 模块化意味着灵活性, 但它也有一些缺点, 比如复杂性增加、性能下降和成本增加, 在决定系统分区时必须全面评估这些缺点。在这种情况下, 系统被分成三个板, 原因如下:

- ▶ 无论使用哪种模拟前端, 选择哪种激光器解决方案, ADC和时钟很可能保持不变。
- ▶ 模拟前端硬件设计和尺寸根据所选的APD、整体的系统接收灵敏度, 以及选择的光学器件而变化。
- ▶ 激光器板设计和尺寸根据所选的照明解决方案和光学器件而变化。
- ▶ 对于接收器和发射器的位置和方向, 系统提供很大的灵活性, 以便它们彼此对应或其他目标对应, 因此使用柔性电缆来传输数字信号, 使用同轴电缆来传输两个电路板之间的模拟信号。

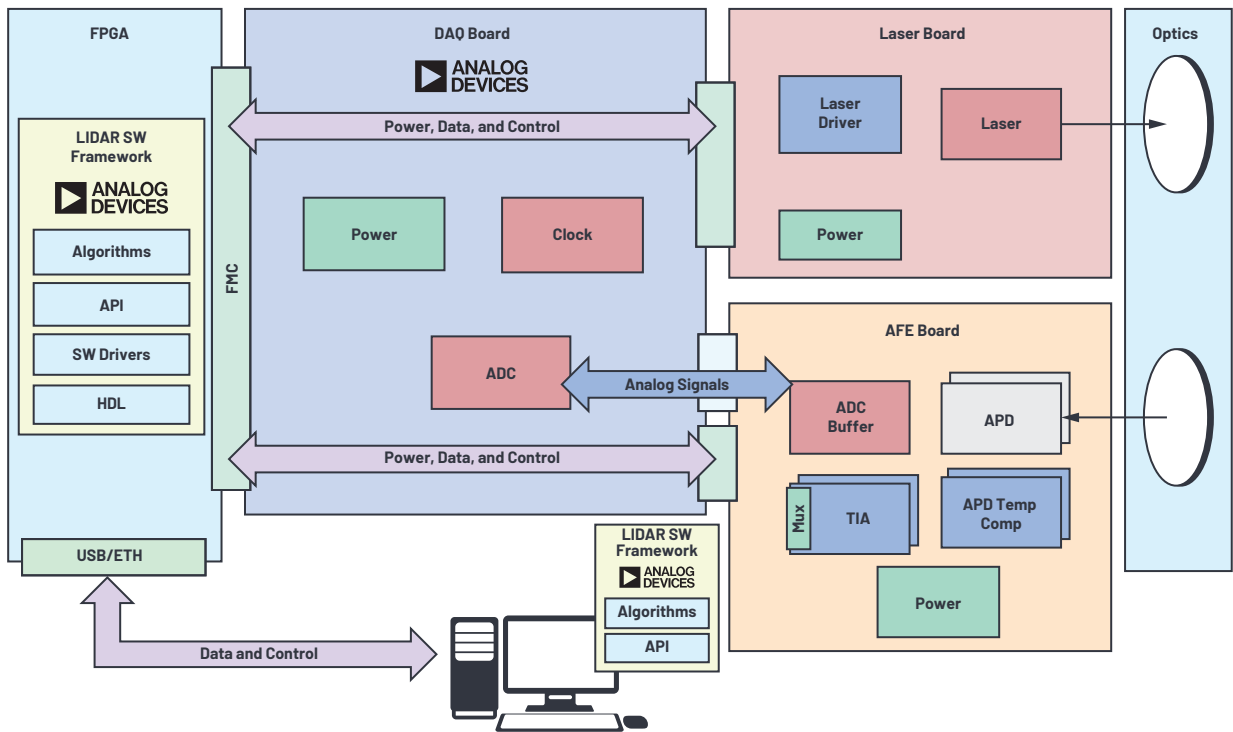


图1. LIDAR平台系统设计。

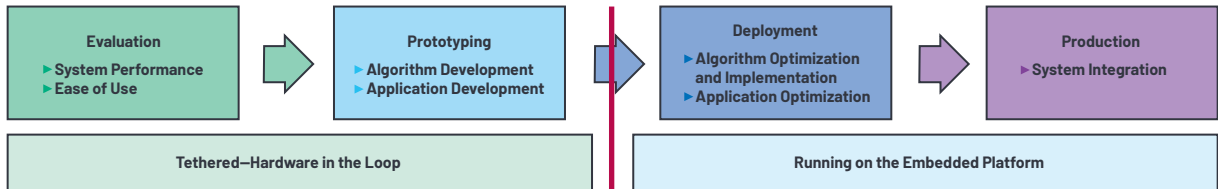


图2. 产品开发周期。

包含硬件设计的软件堆栈以分层方法为基础，以少数几个层级区分为适用于特定操作系统的驱动和接口、系统特定的API和应用层。这使得堆栈的上层可以保持不变，无论软件是在嵌入式目标上运行，还是在通过网络或USB连接与系统通信的PC上运行。如图2所示，在不同的产品开发阶段，这一点非常有用，因为这意味着将系统连接至PC以简化开发时，在原型制作期间开发的同样的应用软件可轻松部署到嵌入式系统中，甚至无需触碰底层接口。

硬件设计

LIDAR传感器通过测量光脉冲到达目标并返回的时间来计算与目标之间的距离。测量时间时，以ADC采样数据为增量，这里ADC采样速率决定了系统对接收的光脉冲采样时的分辨率。公式1显示如何根据ADC采样速率计算距离。

$$d = N \times \frac{L_S}{2 \times f_s} \quad (1)$$

其中：

L_S 为光的速度， 3×10^8 m/s

f_s 为ADC采样速率

N 为光脉冲生成至返回接收期间ADC样本的数量

假设系统使用AD9094 JESD204B四通道ADC的1 GHz采样速率，那么每个样本结果相当于15厘米距离。因此，系统中不能存在采样不确定性，因为任何样本不确定性都可能导致巨大的距离测量误差。传统上，LIDAR系统以并行ADC为基础，这种ADC本身提供零采样不确定性。随着接收通道的数量不断增加，功率和PCB尺寸的要求越来越严格，这些ADC类型不能很好地扩展。另一选项是使用具备高速串行输出的ADC，例如JESD204B，以解决并行ADC存在的问题。这种选项的数据接口复杂度更高，因此难以实现零采样不确定性。

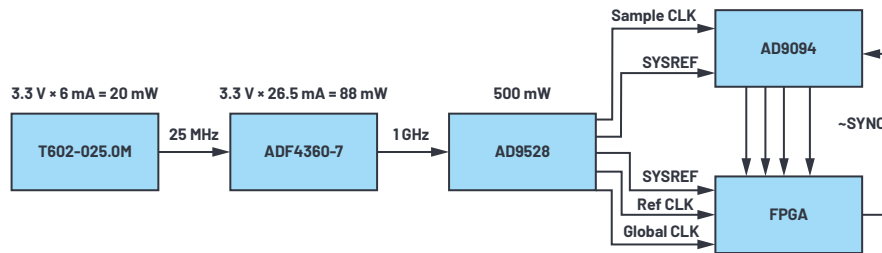


图3. DAQ板时钟和数据路径。

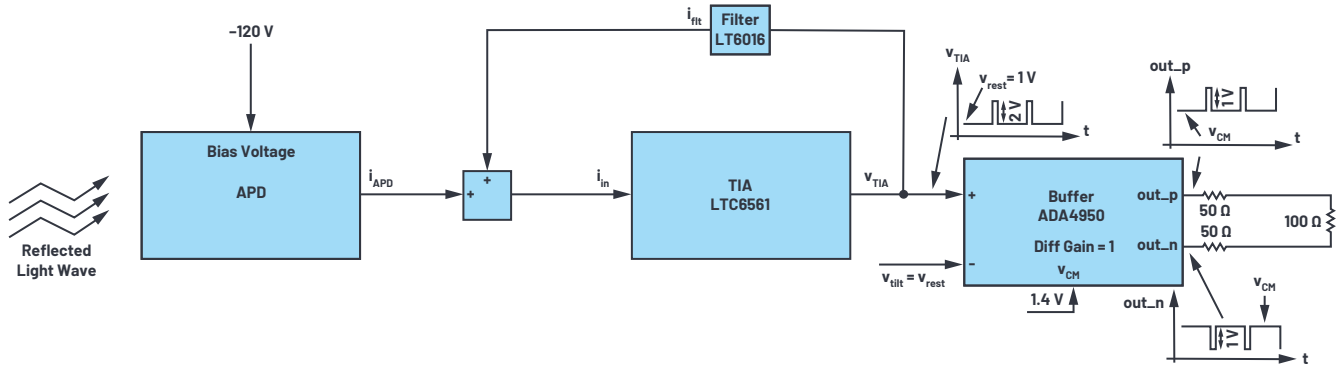


图4. AFE板信号链。

LIDAR DAQ板提供了解决这些挑战的方案，通过展示为在Subclass 1模式下运行的JESD204B数据采集系统的电源、时钟和数据接口设计来确保确定性延迟，以实现零采样不确定性，同时利用JESD204B接口提供的所有优势，令时钟方案的功耗达到最低。要在Subclass 1模式下运行JESD204B，系统总共要用到5个时钟：

- ▶ ADC采样时钟：驱动ADC信号采样过程。
- ▶ ADC和FPGA SYSREF：源同步、高压摆率时序分辨率信号，用于重置器件时钟分频器，以确保获得确定性的延迟。
- ▶ FPGA全局时钟(也称为内核时钟或器件时钟)：驱动JESD204B PHY层和FPGA逻辑的输出。
- ▶ FPGA参考时钟：生成JESD204B收发器所需的PHY层内部时钟；需要等于，或是器件时钟的整数倍。

所有时钟都由一个 AD9528 JESD204B时钟生成器生成，因此可以确保它们彼此都同步。图3显示了时钟方案，以及与FPGA的数据接口。

AFE板接收光学反射信号，将其转化成电子信号，然后传输给DAQ板上的ADC。这个板可能是整个设计中灵敏度最高的部分，因为它混合信号调节电路(使用16通道APD阵列生成的微安电流信号)，将光学信号转化成电子信号，并采用为同样的APD供电所需的-120 V至-300 V大电压电源。16个电流输出被馈送至4个

低噪声四通道互阻增益放大器(TIA)LTC6561，带有一个内部4合1复用器，用于选择之后向其中一个ADC输入端馈送的输出通道。要特别注意TIA的输入部分，以实现所需的信号完整度和通道隔离等级，使得APD生成的极低电流信号中不会掺杂更多噪声，从而最大化系统的SNR和对象检测率。AFE板的设计显示，要实现最高信号质量，最好的方法是让APD和TIA之间的线路长度尽可能短，并在TIA输入之间增加椭圆孔，以最大化通道间隔离；此外，在部署信号调节电路时，要保证该电路不会干扰板上的其他电源电路。另一项重要特性是能够测量APD的温度，以补偿APD信号输出的变化，这种变化是因为在正常运行期间APD温度上升导致的。提供几个旋钮来控制信号链的偏置和APD偏置，这些偏置转化成APD灵敏度，从而最大化ADC输入范围，以实现最大SNR。图4显示了AFE板信号链的框图。

激光器板生成波长为905 nm的光学脉冲。它使用四个激光器，这些激光器同时驱动，以增加光束强度，实现更长的测量距离。此激光器使用由FPGA载波板生成的具备可编程脉宽和频率的PWM信号来控制。这些信号在FPGA上生成，以LVDS从FPGA传输至激光器板，经过DAQ板以及连接DAQ和激光器板的扁平电缆期间，不易受到噪声影响。驱动信号可以返回至其中一个ADC通道，以获得飞行时间参考。采用外部电源为激光器供电。其设计符合国际标准IEC 60825-1:2014和IEC 60825-1:2007中关于Class 1级激光器产品的要求。

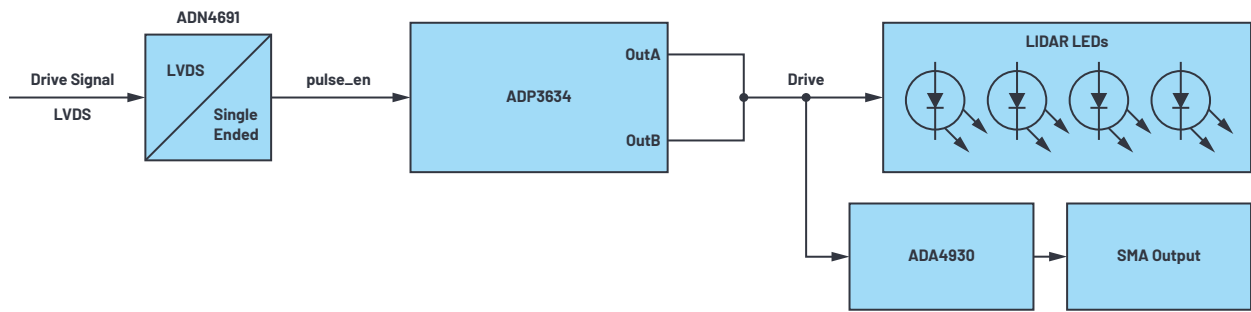


图5. 激光器板信号链。

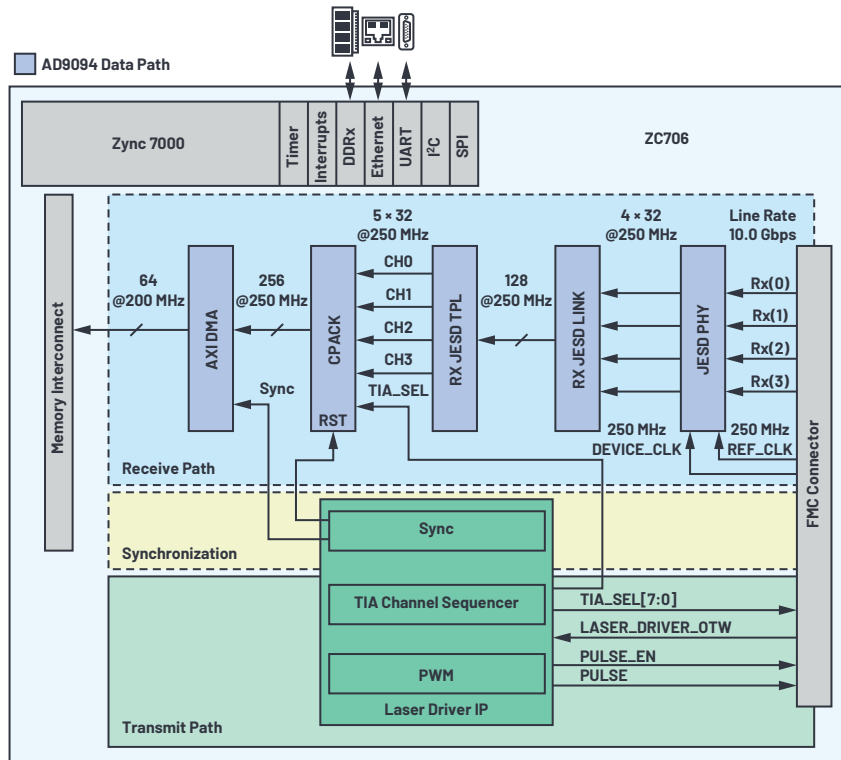


图6. HDL设计框图。

AFE和激光器板都需要光学器件，以实现长距离测量。事实证明，该系统可在60米范围内测量，使用快速轴准直器¹，帮助激光二极管将垂直FoV缩小到1°，同时在保持水平视场不变的情况下，在接收侧放置一个非球面透镜。

HDL参考设计

HDL设计包含连接硬件的主要接口，其逻辑电路实现了将来自JESD链接的数据传输至系统存储器，驱动激光器，同步接收器和发射器以准确测量飞行时间，并且在所有组件上设计了通信接口。图6显示了HDL设计的简化框图。ADI的HDL参考设计采用了通用架构使得框架可扩展，且更容易连接另一个FPGA端口。该设计使用ADI公司的JESD204B框架²，以及多个SPI和GPIO接口来接收来自AD9094 ADC的数据，以及控制该原型机平台上的所有器件。

JESD204链接配置用于支持4个数据转换器(M)，这些转换器使用线路速率为10 Gbps的4条路线来实现8位转换器分辨率。器件时钟与高速收发器的参考时钟相同，被设置为250 MHz，由DAQ板提供。该链接在Subclass 1模式下运行，确保高速转换器和FPGA之间具备确定性延迟。

对于LIDAR系统，最大的挑战在于如何同步各种功能和发射脉冲，以及如何处理从高速ADC接收的必要数量的数据。为了解决这一挑战，HDL设计中包含了一个IP，用于提供生成激光器脉冲所需的逻辑，控制TIA的内部多路复用器，以及为DMA提供背压。所有这些控制函数都与发射脉冲同步，以便系统无需保存所有原始高速量化数据流。如此，大幅降低系统的总数据速率。

软件

T定义LIDAR平台的软件堆栈的几个关键点包括自由和开源。用户因此能够“自由运行、复制、分发、学习、变更和改善软件”，³包括从Linux®内核到用户域的工具，以及与此相关的所有代码。

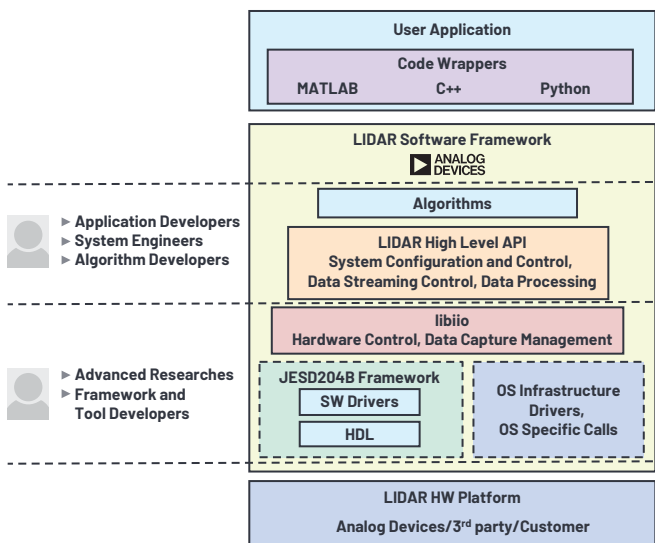


图7. 软件堆栈。

内核中使用的软件驱动器会启动硬件组件，向用户显示所有可用功能。这些驱动器大部分都是工业I/O (IIO) Linux子系统的组成部分。⁴这些驱动器都与平台无关，所以无需改变硬件，包括与FPGA供应商相关的部分(例如，从Xilinx® FPGA迁移至Intel®)。

为了简化软件接口IIO器件开发，ADI开发出了libiio库。⁵该库提取硬件的低层详情，提供简单但完整的编程接口，可供高级项目使用。多种可用的libiio后端(例如，本地、网络、USB、串行端)支持在本地使用IIO器件，以及远程在不同操作系统上运行的应用(包括，Linux、Windows®, macOS®)中使用该器件。

ADI开发的IIO示波器就是这样一项应用示例，它使用libiio连接IIO器件，可在系统评估阶段使用。该工具可在不同模式下捕捉和图示数据(例如，时域、频域、星座图、交互相关)、发送数据以及允许用户查看和修改被检测器件的设置。

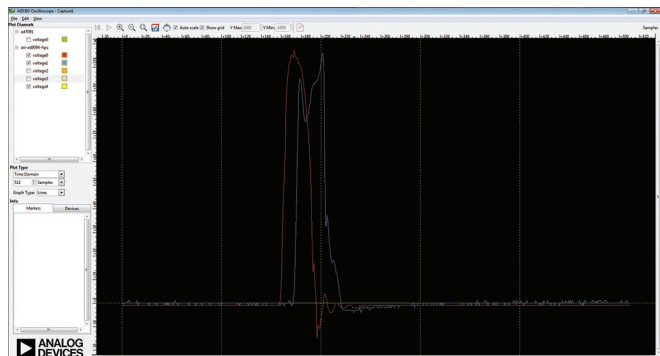


图8. 显示LIDAR数据的IIO示波器捕捉窗口。

虽然libiio提供低层编程接口，但在大多数情况下，用户期望使用平台相关的集合了低层驱动器调用的API，来展示一组功能，用于访问和配置各种系统参数和流数据。因此，LIDAR原型制作平台采用特定的API，以及适用于常用框架和编程语言(例如 C/C++, MATLAB®或Python®)的配套组件，⁶使用户能够使用其首选的编程语言与系统连接，集中精力研发对客户而言极具价值的算法和应用。

结论

对于系统设计，在建立架构和做出设计决定时，存在一定程度的模糊性。这代表着系统构建完成后无法正常工作或运行的风险，会导致重复的设计周期，增加开发成本，以及延长产品上市时间。参考设计以预设计的、针对彼此交互操作的系统为基础，与从头开始的自定义专用设计相比，其风险降低，整体可预测性和可靠性提高。在规划过程中使用参考设计作为起点，有助于更快将新设计推向市场，并确保出现更少的意外和问题。系统设计人员总是寻求通过参考平台来验证其设计方案，以降低风险和提高了可靠性。启动项目时，使用清晰标准的设计选项有助于推动规划过程的实施。可通过使用通用语言来帮助协调目标，鼓励多个职能部门相互合作和参与来实现，并且帮助简化在各设计目标之间评估和取舍的难度。LIDAR原型制作平台试图通过提供开源硬件和软件设计来满足这些需求，这些设计可以提供初始系统架构阶段的参考。硬件平台和软件堆栈可用于整个产品开发阶段，从初始系统评估、开发，到集成到最终产品中。参考设计的内容(例如工程图纸和BOM)可构建、合法、本地化的系统设计提供了一个良好的开端。可以帮助缩短设计周期，且可能在整个过程中帮助节省资金。模块化硬件设计支持使得各种配置选项满足特定的应用要求，而基于行业标准框架和编程语言，搭配应用示例的开源软件堆栈则允许客户侧重于开发应用，为产品注入价值，无需将精力耗费在堆栈的低层。

参考文献

- ¹快速轴准直透镜。FISBA, 2019年。
 - ²JESD204接口框架。ADI公司, 2019年。
 - ³自由软件是什么? Free Software Foundation, Inc., 2019年。
 - ⁴Linux Driver Implementer的API指南。ADI公司, 2019年。
 - ⁵关于libiio。ADI公司, 2019年。
 - ⁶“PyADI-IIO: ADI Python接口, 适用于配备工业I/O驱动器的硬件。” GitHub, Inc., 2020年。
- Michael Hennerich和Robin Getz。“ADI公司如何看待自由和开源软件。”《模拟对话》,第44卷第3期, 2010年3月。



作者简介

István Csomortáni是ADI公司的FPGA设计工程师，负责支持基于FPGA的参考设计的设计与开发。他拥有工业自动化与信息技术学士学位及集成电路设计硕士学位。他从2012年开始进入ADI公司工作，负责为高速转换器和RF收发器提供各种系统级参考设计支持。联系方式：istvan.csomortani@analog.com。



作者简介

Dragos Bogdan目前是SDG部门的小型嵌入式软件开发团队负责人，为各种类型的平台和元件增加开源裸机和Linux支持。Dragos于2011年加入ADI公司担任软件工程师。2010年到2011年间，他在当地的Pergamon RD公司工作，从事用于打印设备的嵌入式硬件和软件的开发工作。在此之前，他曾参加National Instruments和Continental Automotive的实习生项目。他拥有克卢日-纳波卡科技大学电子学学士学位和自动化硕士学位。联系方式：dragos.bogdan@analog.com。



作者简介

Cristian Orian是ADI公司的系统设计工程师，负责评估平台的硬件开发工作。他拥有电子学博士学位。其工作领域还涉及电源设计。联系方式：cristian.orian@analog.com。



作者简介

Andrei Cozma是ADI公司工程设计经理，负责支持系统级参考设计的设计与开发。他拥有工业自动化与信息技术学士学位及电子与电信博士学位。他参与过电机控制、工业自动化、软件定义无线电和电信等不同行业领域的项目设计与开发。联系方式：andrei.cozma@analog.com。

无线水质监测系统

Piyu Dhaker, 应用工程师

简介

饮料生产、制药厂、废水处理厂等多个行业都依靠水质监测系统对重要水质指标进行测量和控制。定义水的物理、化学和生物学特性的参数可作为水质指标。例如：

- ▶ 物理：温度和浊度
- ▶ 化学：pH值、氧化还原电位(ORP)、电导率和溶解氧
- ▶ 生物学：藻类和细菌

本文重点讨论历来不可或缺但不可靠而造成实施负担的化学测量参数。电化学是化学的一个分支，通过测量电子从一种反应物到另一种反应物的转移来表征还原-氧化反应的行为。电化学技术可以直接或间接用于检测和测量上述水质指标。电化学测量系统主要由两个模块组成：

- ▶ 传感器：一种用于测量水质指标并产生相应电信号的器件。
- ▶ 测量和处理单元：测量和处理电信号的电路。

通常整个加工厂中部署单独的有线传感器。现场传感器需要经常清洗、校准和更换。无线网络可减少一些这样的负担，但通常被认为不够可靠，不能部署在这些应用的恶劣环境中。

随着科技的发展，现在采用新的测量和网络技术可以实现高可靠性无线传感网络。本文介绍一款演示平台，它将 [ADuCM355](#) 的通用传感器接口功能与ADI公司的SmartMesh® IP 技术线状可靠性相结合，构成稳健的低功耗无线水质监测系统，专用于水质指标pH值测量。将该原理轻松扩展到其他电化学参数，可以针对每个无线传感节点形成一系列水质测量。

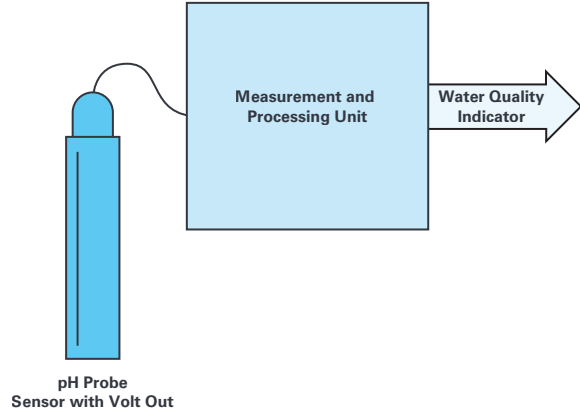


图1. 典型电化学测量系统。

pH值测量和pH探针

pH值是衡量水溶液中氢离子和氢氧化物离子相对量的一项指标。中性溶液指氢离子浓度正好等于氢氧化物离子浓度的溶液。pH值是表示氢离子浓度、衡量溶液酸碱度的另一种方式，定义如下：

$$pH = -\log_{10}(H^+) \quad (1)$$

其中H⁺是氢离子浓度（单位：摩尔/升）。

溶液的pH值为0至14，中性溶液的pH值为7，酸性溶液的pH值小于7，碱性溶液的pH值大于7。

pH探针是由玻璃电极和参考电极组成的电化学传感器。

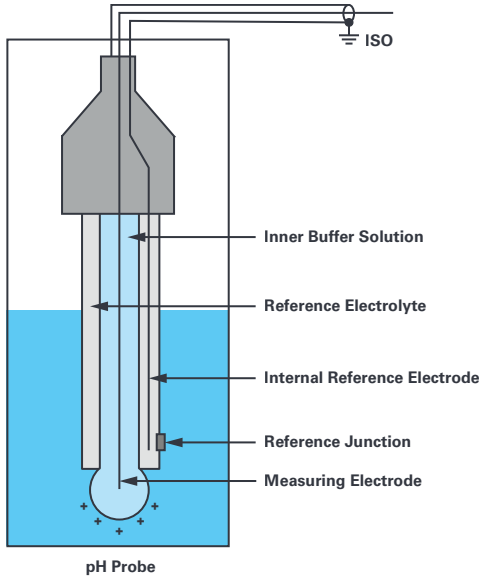


图2. pH探针

将pH探针插入溶液中时，测量电极会产生一个电压，该电压取决于溶液的氢离子活性，然后该电压与内部参比电极的电位进行比较。测量电极和参比电极之间的电位差就是测得电位，用能斯特方程表示为：

$$E = a - \frac{2.303 R(T + 273.1)}{nF} \times (pH - pH_{ISO}) \quad (2)$$

其中：

E是电极电压，活性未知

a = ±30 mV，零点容差

T为环境温度(°C)

n = 1(25°C)，价(离子上的电荷数)

F = 96485库仑/摩尔，法拉第常数

R = 8.314伏特·库仑/°K摩尔，理想气体常数

pH = 未知溶液的氢离子浓度

pH_{ISO} = 参比电解质的氢离子浓度；请参阅探头文档；典型pH_{ISO} = 7

此方程表明产生的电压以已知方式随pH值变化。还表明产生的电压与溶液温度成正比。随着溶液温度上升，两个电极之间的电位差增大，反之亦然。理想的pH探针在25°C下会产生±59.154 mV/pH单位。

温度变化也可能改变测量电极的灵敏度，进而引起测量误差。该误差是可预测的，并且可通过全温度范围内的探针校准和后续测量期间的温度校正来解决。温度传感器通常集成到pH探针中。温度传感器可以是负温度系数(NTC)热敏电阻或RTD，如PT100或PT1000。图3所示为带有温度传感器的pH探针。

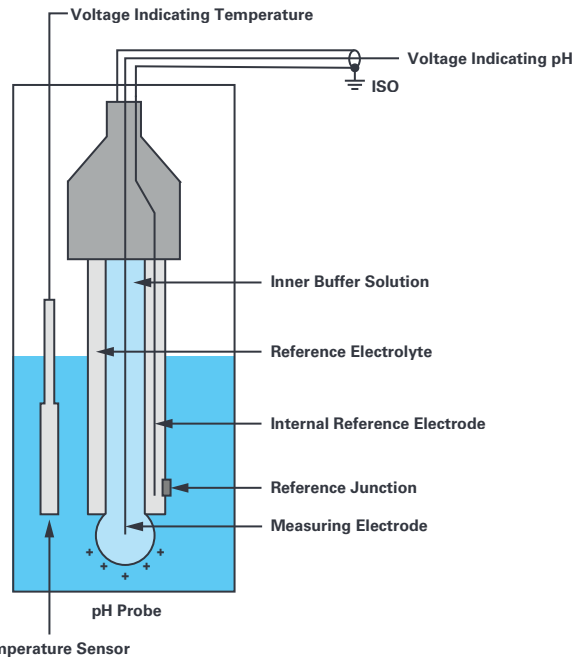


图3. 带有温度传感器的pH探针。

如果温度传感器测量到温度变化，则会向最终的pH读数应用校正系数，然后仪表将显示校正后的更准确的读数。该机制能够很好地补偿由于温度变化引起的pH值误差。

采用ADuCM355的pH测量单元

这是业界高度集成的先进化学传感器测量前端，它为pH值测量提供了一个平台解决方案，并且将所有必要的测量功能与低功耗微处理器相集成。ADuCM355是一款低功耗测量平台，尺寸很小，足以集成在传感器外壳内，而功能和性能堪比台式仪器。图4显示了ADuCM355的pH值测量板，其中的BNC和RCA连接器用于连接pH探针和温度传感器。该测量板来自 [CN-0428](#) 参考设计，更多相关详情见图5。

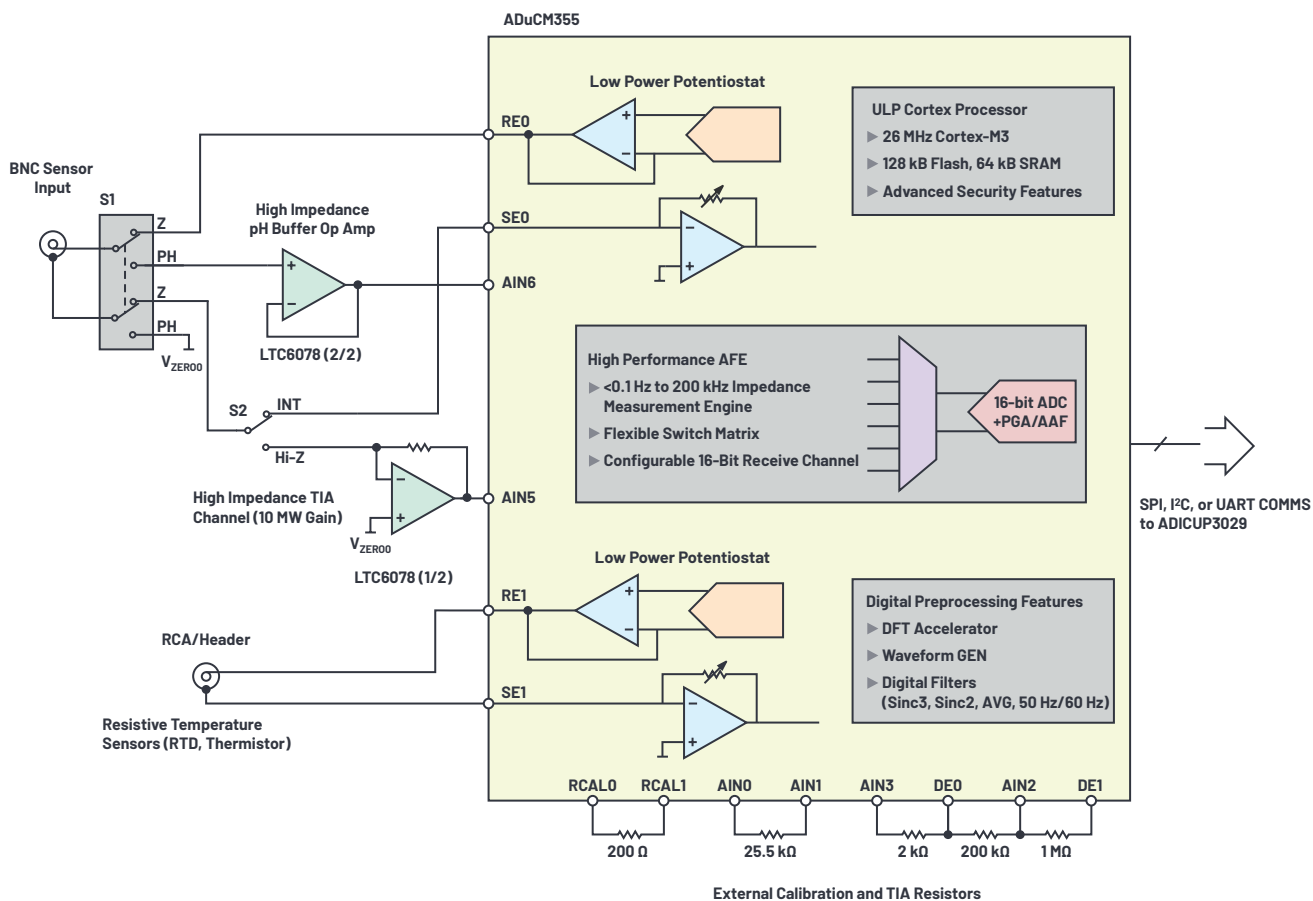


图4. 集成温度传感器连接到ADuCM355的pH探针。

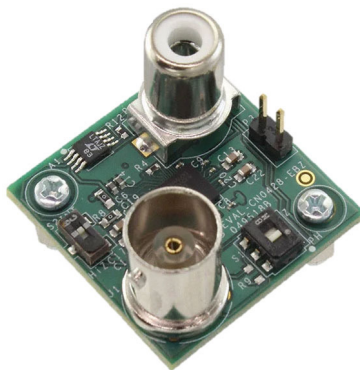


图5. 具有BNC和RCA连接器的ADuCM355 pH值测量PCB。

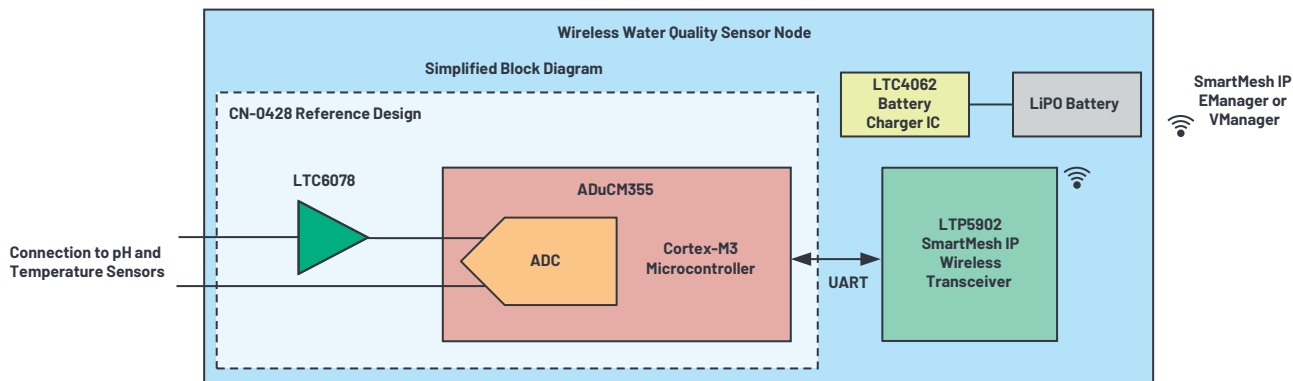


图6. PH传感器连接到ADuCM355和SmartMesh无线传感器节点。

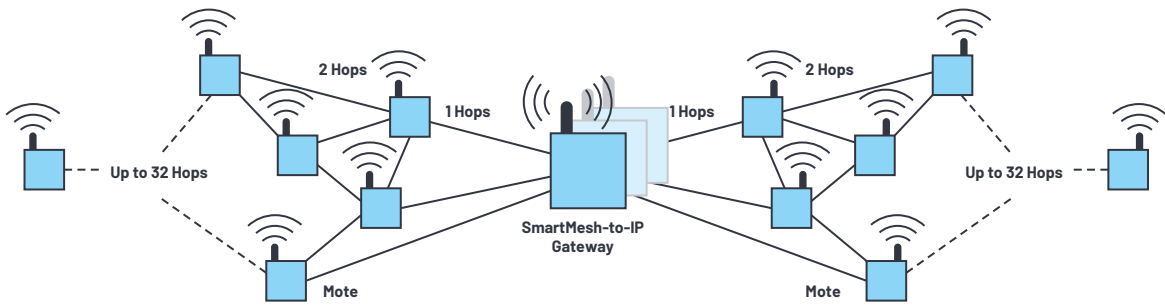


图7. 传感器节点和网络IP管理器在网关内的SmartMesh网络。

将pH值测量传感器节点连接到SmartMesh

通过将ADuCM355和ADI SmartMesh收发器相结合，我们创建了一个小型低功耗pH值测量传感器节点。ADuCM355将测得的pH数据作为数字输出。然后，该数字数据通过UART连接到ADI的LTP5902 SmartMesh IP无线收发器。LTP5902通过SmartMesh网络将数字数据传输至SmartMesh IP管理器。

SmartMesh是ADI基于IEEE 802.15.4e标准的专有2.4 GHz多跳无线Mesh网络解决方案。其包括AES 128加密和身份验证，从而提供可靠的端到端安全性。它具有超低功耗和高能效，使每个传感器节点都可以通过电池供电运行。

SmartMesh网络使用时隙信道跳频(TSCH)链路层进行通信，该链路层可提供三重播放冗余。SmartMesh网络管理器(网关的一部分)全天候协调计划，管理安全性，执行无线编程(OTAP)，并自动优化连接。该网络管理器还通过API提供详细的网络运行状况报告。对于小型网络，一个嵌入式管理器可支持多达100个传感器节点(也称为终端)。而VManager支持多达50,000个节点的大型安装。

严格的网络压力测试可确保99.999%以上的数据可靠性，使SmartMesh成为工业无线传感器网络的理想解决方案，能够保持高网络可靠性，同时不丢包。

无线水质监测系统：

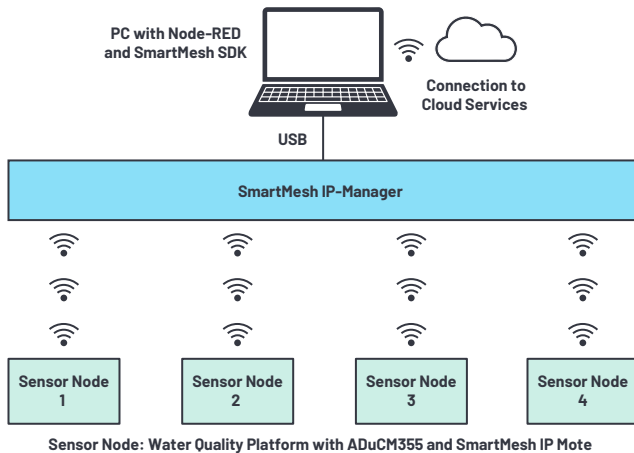


图8. 使用ADuCM355和SmartMesh的无线水质监测系统。

图8所示的无线水质网络演示包含：

- ▶ 四个传感器节点：
 - 每个传感器节点都包含一个现成的玻璃电极pH探针，并且集成温度传感器连接到ADuCM355和SmartMesh IP终端，如图6所示。
 - pH探针检测pH值，ADuCM355执行测量和计算，并以数字输出提供测得的pH值，然后通过无线SmartMesh网络传输至SmartMesh IP管理器。
 - SmartMesh IP管理器通过USB连接到PC。
- ▶ 此系统中的网关由PC执行。该PC安装了Node-Red和SmartMesh SDK。SmartMesh SDK用于创建JavaScript object notation (JSON)服务器以存储该数据，JSON服务器连接到Node-RED。Node-RED用于显示从每个传感器节点测得的pH数据，并允许连接到IBM Watson、Amazon AWS等云服务。

硬件设置



图9. 无线水质网络。

出于演示目的，我们使用的是错列三格鱼缸，水从顶格流到后面每格。每格中都插入一个pH传感器探针。我们在远处参考溶液中放置了第四个探针(图9未显示)，以表示SmartMesh远程无线通信。当我们改变顶格中溶液的pH值时，Node-RED上的数据随之更新，显示新的pH值。由于新的pH溶液从顶格流到后面

每格，其他两个pH传感器也会更新其测量值，屏幕上显示其数据。由于第四个传感器位于pH值没有变化的参考溶液中，因此该传感器的读数不变。以下各节提供了有关Node-RED和测得数据的更多信息。您也可以在此[处](#)查看演示记录。

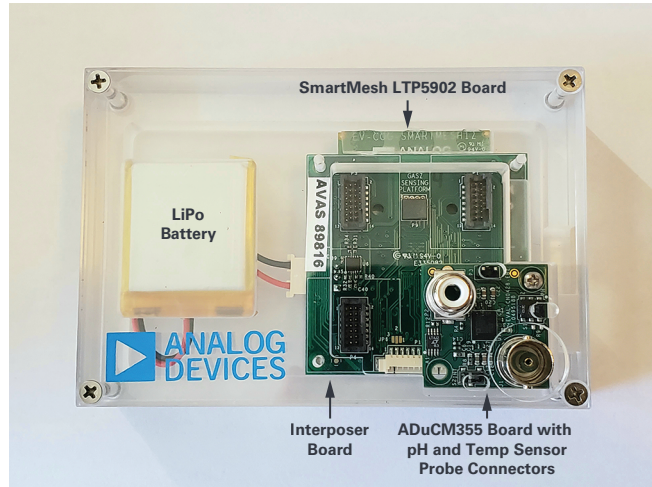


图10. 传感器节点。

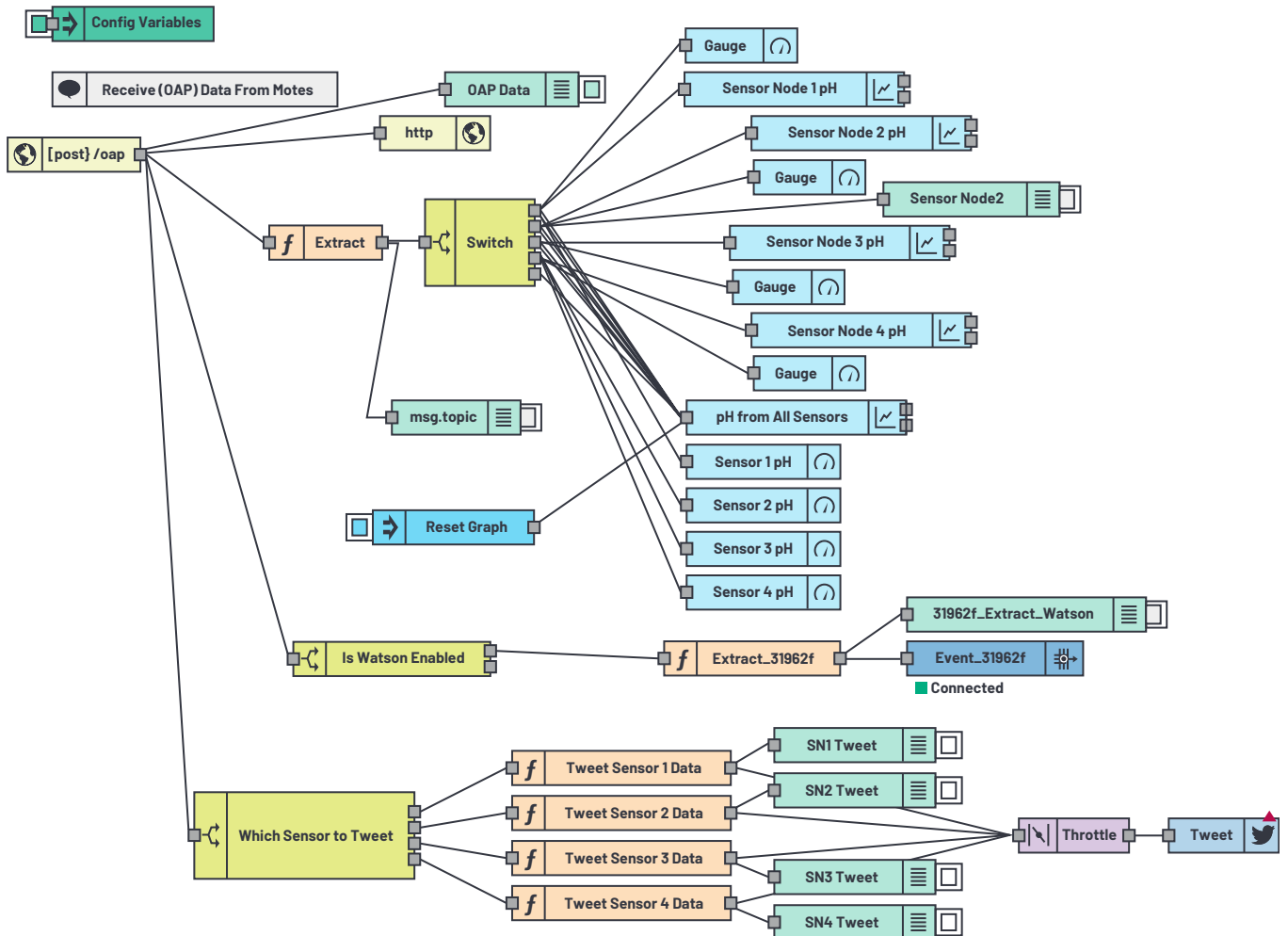


图11. JSON流。

测量数据：

4个传感器节点的pH测量值通过Node-RED显示在PC上。

Node-RED是一个具有Web浏览器的编程工具，允许连接硬件设备、API和其他在线服务。演示的JSON流如图11所示。

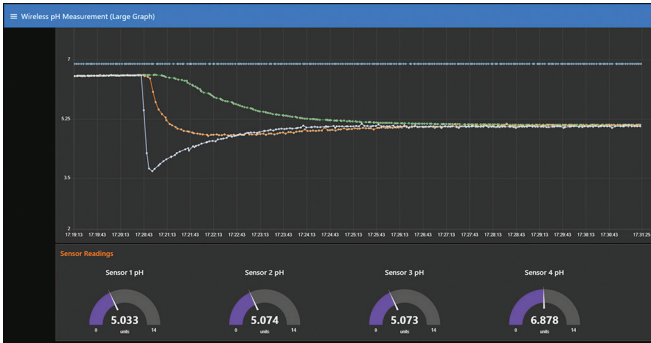


图12. 无线水质演示仪表板。

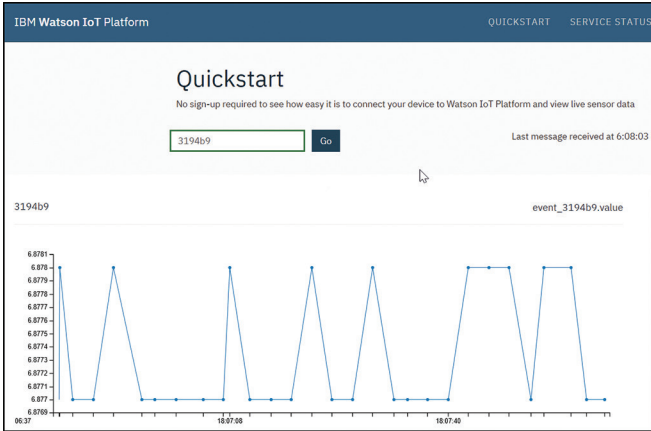


图13. IBM Watson上显示的pH测量数据。

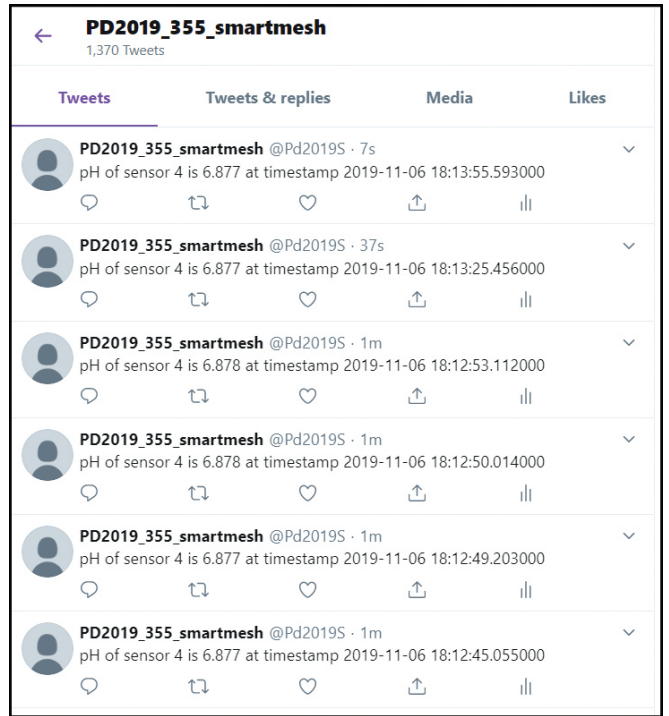


图14. pH测量数据推文。

结论

本文介绍使用ADI的ADuCM355和SmartMesh IP技术的无线水质监测系统。这些产品具有小尺寸和低功耗特性，因此传感器节点可以由电池供电。即使在恶劣的外部环境中，采用稳健的SmartMesh技术也能可靠地传输数据。该演示说明了一个高度可靠的无线监测系统以及云连接。对于不同的最终应用，都极具应用前景，利用该技术，不仅能够难以接近的位置监测水质，为不同的水质阈值创建警报和警告，还能够利用测量数据持续获得更多可靠的水质信息。

参考文献

CN-0398: 带温度补偿功能的土壤湿度和pH值测量系统。ADI公司, 2020年1月。

CN-0409: 低至高水平水浊度测量系统。ADI公司, 2020年1月。

IBM Watson物联网平台。IBM Corporation, 2019年。

Kämmerer, Christoph。液体测量——从水到血液。ADI公司, 2019年10月。

Node-RED: 事件驱动型应用的低代码编程。Node-RED, 2020年1月。

Tzscheetzsch, Thomas。 “带有温度补偿功能的隔离式pH监测仪。” ADI公司, 2019年7月。

水质。Fondriest Environmental, Inc., 2020年1月。

@Pd2019S。 “传感器4的pH值为6.877, 时间戳2019-11-06 18:13:55.593000。”

Twitter, 2019年11月, 下午6:13。

致谢

在此感谢Scott Hunt和Bill Lindsay在演示开发期间提供的帮助, 以及拨冗审阅本文。同时感谢Dan Braunworth和Dan Burton帮助审阅和校对本文, 并提出了宝贵的意见和建议。



作者简介

Piyu Dhaker是ADI公司北美中心应用部的一名应用工程师。2007年毕业于圣何塞大学, 获电气工程硕士学位。2017年6月加入北美核心应用部门。她还曾在ADI的汽车动力总成部和电源管理部工作。联系方式: piyu.dhaker@analog.com。

为汽车电子系统提供供电和保护，无开关噪声，效率高达99.9%

David Megaw, 高级设计工程师

简介

为汽车电子系统供电时，不但需要满足高可靠性要求，还需要应对相对不太稳定的电池电压，具有一定挑战性。与车辆电池连接的电子和机械系统具有差异性，可能导致标称12 V电源出现大幅电压偏移。事实上，在一定时间段内，12 V电源的变化范围为-14 V至+35 V，且可能出现+150 V至-220 V的电压峰值。其中有些浪涌和瞬变在日常使用中会出现，其他则是因为故障或人为错误导致。无论起因为何，它们对汽车电子系统造成的损害难以诊断，修复成本也很高昂。

通过总结上个世纪的经验，汽车制造商对会干扰运行、造成损坏的电子状况和瞬变进行了分类。国际标准化组织(ISO)对这些行业知识进行编译，制定出适用于道路车辆的ISO 16750-2和ISO 7637-2规范。汽车电子控制单元(ECU)使用的电源至少应该能够承受这些状况，且不造成损坏。至于关键系统，则必须保持其功能性和容差。这需要电源能够通过瞬变调节输出电压，以保持ECU运行。理想情况下，完整的电源解决方案无需使用保险丝，可以最大限度降低功耗，且采用低静态电流，在不耗尽电池电量的情况下，支持系统始终保持开启。

ISO 16750-2汽车电子系统面临的状况

ADI公司发布了多份刊物，详细介绍ISO 7637-2和ISO 16750-2规范，以及如何使用LTspice®模拟这些规范。^{1,2,3,4}

在最近的迭代中，ISO 7637-2电磁兼容规范主要介绍来自相对较高的阻抗源($2\ \Omega$ 至 $50\ \Omega$)的大幅度($>100\ \text{V}$)、短时持续(150 ns至2 ms)瞬变。这些电压峰值通常可以使用无源组件消除。图1显示定义的ISO 7637-2脉冲1，以及增加的 $330\ \mu\text{F}$ 旁路电容。电容将尖峰幅度从-150 V降低至-16 V，完全在反向电池保护电路支持的范围内。ISO 7637-2脉冲2a、3a和3b的能耗远低于脉冲1，所需的抑制电容也更少。

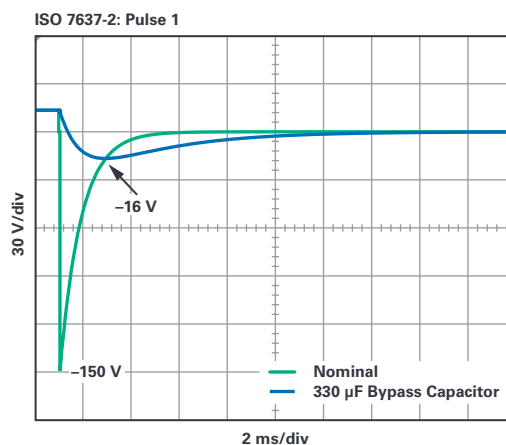


图1. ISO 7637-2: 带和不带 $330\ \mu\text{F}$ 旁路电容的脉冲1。

ISO 16750-2主要介绍来自低阻抗源的长脉冲。这些瞬变无法轻松过滤，通常需要使用基于稳压器的主动式解决方案。一些更具挑战性的测试包括：负载突降(测试4.6.4)、电池反接(测试4.7)、叠加交变电压测试(测试4.4)，以及发动机启动工况(测试4.6.3)。图2显示了这些测试脉冲的视图。ISO 16750-2中所示条件的差异性，加上ECU对电压和电流的要求，通常需要合并使用这些方案，以满足所有要求。

负载突降

负载突降(ISO 16750-2: 测试4.6.4)属于严重的瞬态过压，模拟电池断开，但交流发电机提供大量电流的情况。负载突降期间的峰值电压被分为受抑制电压或未受抑制电压，由3相交流发电机的输出是否使用雪崩二极管来决定。受抑制的负载突降脉冲限制在35 V，不受抑制的脉冲峰值范围则为79 V至101 V。无论是哪种情况，因为交流发电机定子绕组中存储了大量电磁能量，所以可能需要400 ms进行恢复。虽然大部分汽车制造商使用雪崩二极管，但随着人们对可靠性的要求不断增高，使得一些制造商要求ECU的峰值负载突降电压必须接近未受抑制情况下的电压。

解决负载突降问题的解决方案之一就是添加瞬变电压抑制器(TVS)二极管，从局部箝位ECU电源。更紧凑、容差更严格的方法则是使用主动浪涌抑制器，例如LTC4364，该抑制器以线性方式控制串接的N通道MOSFET，将最大输出电压箝位至用户配置的水平(例如，27 V)。浪涌抑制器可以帮助断开输出，支持可配置限流值和欠压锁定，且可使用背靠背NFET提供通常需要的反向电池保护。

对于线性稳压功率器件，例如浪涌抑制器，存在的隐患在于，在负载突降期间限制输出电压，或者在短路输出期间限制电流时，N通道MOSFET可能功耗较大。功率MOSFET的安全工作区域(SOA)限制最终会限制浪涌抑制器能够提供的最大电流。它还给出了在N通道MOSFET必须关闭，以避免造成损坏之前，必须保持稳压的时长限制(通常使用可配置定时器引脚设置)。这些SOA导致的限制随着工作电压升高变得更加严重，增加了浪涌抑制器在24 V和48 V系统中使用的难度。

更具扩展性的方法使用降压稳压器，该稳压器可在42 V输入下运行，例如LT8640S。开关稳压器与线性稳压器不同，并无MOSFET SOA限制，但显然它更加复杂。降压稳压器的效率支持实施大电流操作，其顶部开关则允许输出断开，并支持电流限制。至于降压稳压器静态电流问题，已由最新一代器件解决，这些器件仅消耗几微安电流，在无负载条件下也保持稳压。通过使用Silent Switcher®技术和展频技术，开关噪声问题也得到大幅改善。

此外，有些降压稳压器能按100%占空比运行，保证顶部开关持续开启，通过电感将输入电压传输到输出。在过压或过流条件下，会触发开关操作，以分别限制输出电压或电流。这些降压稳压器(例如LTC7862)作为开关浪涌抑制器使用，实现低噪声、低损耗操作，同时保持开关模式电源的可靠性。

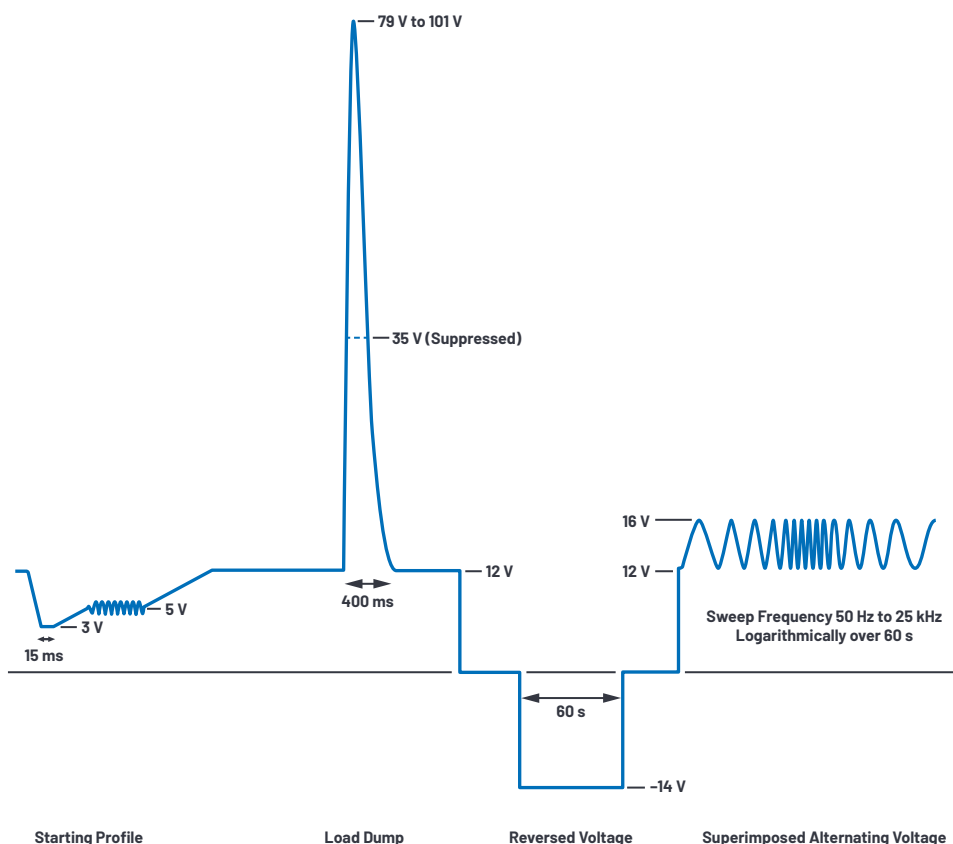


图2. 一些更严格的ISO 16750-2测试的概述。

反向电压

当电池终端或跳线因为操作员故障反向连接时，会发生反向电压条件(也称为反向电池条件)。相关的ISO 16750-2脉冲(测试4.7)反复对DUT施加-14 V电压，每次60秒。关于此测试，有些制造商增加了自己的动态版本，在突然施加反向偏置(-4 V)之前，先起始地为此器件供电(例如， $V_{IN} = 10.8 V$)。

快速研究数据手册后发现，很少有IC设计可以接受反向偏置，其中IC的绝对最小引脚电压一般限制在-0.3 V。低于地的电压如果超过一个二极管的电压，会导致额外电流流过内部结，例如ESD保护器件和功率MOSFET的体二极管。在反向电池条件下，极化旁路电容(例如铝电解电容)也可能受到损坏。

肖特基二极管可以防止反向电流，但在正常运行期间，正向电流更高时，这种方法会导致更大功耗。图3所示为基于串接P通道MOSFET的简单保护方案，这种方案可以降低功耗损失，但在低输入电压下(例如，发动机启动)，因为器件阈值电压的原因，这种方案可能无法顺畅运行。更加有效的方法是使用理想的二极管控制器(例如LTC4376)，以驱动串行N通道MOSFET，该MOSFET在负电压时切断输入电压。正常运行期间，理想二极管控制器调节N通道MOSFET的源漏电压降低到30 mV或更低，将正向压降和功耗降低超过一个数量级(相比肖特基二极管)。

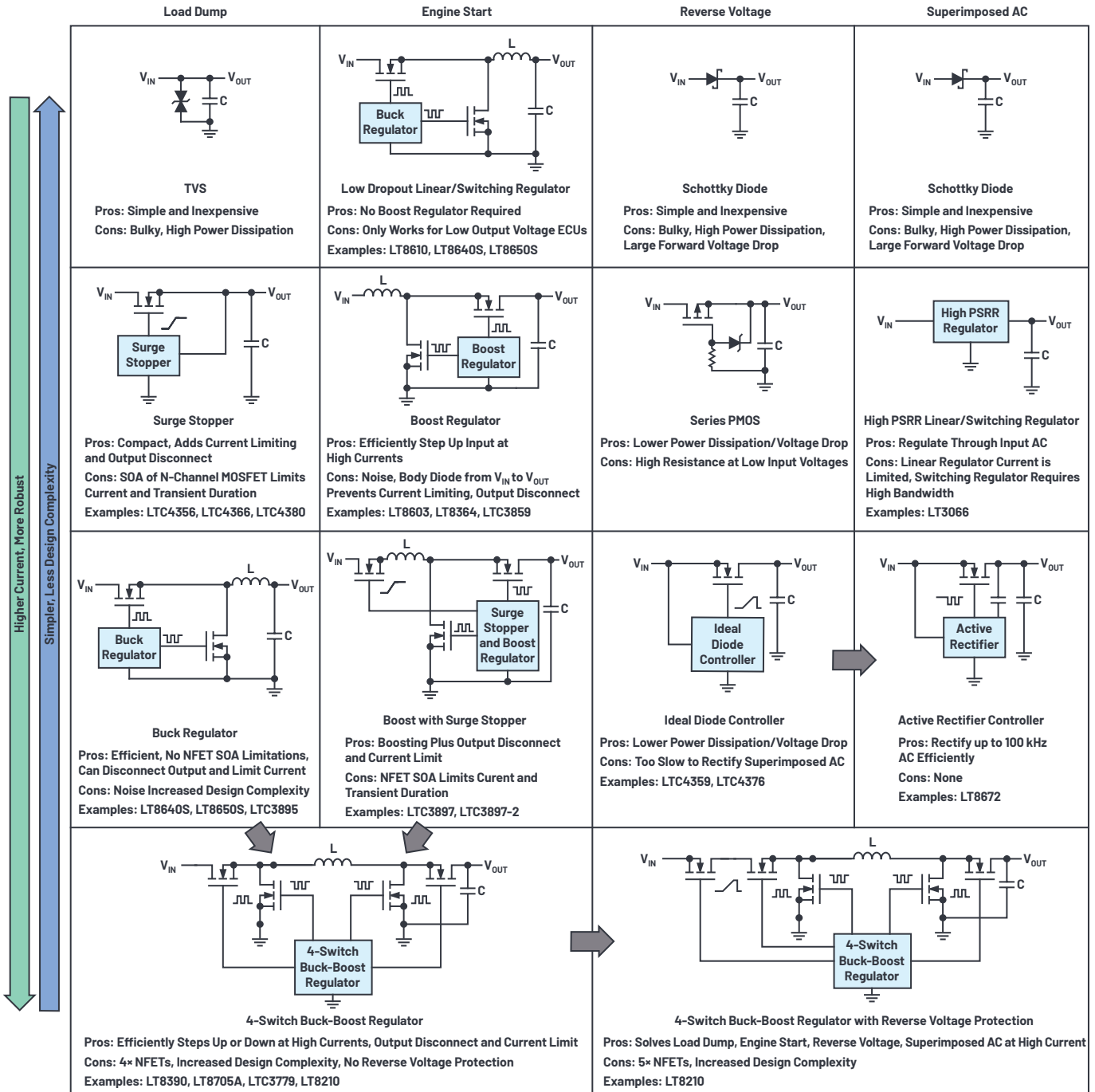


图3. 解决困难的ISO 16750-2测试的不同方法。

叠加交变电压

叠加交变电压测试(ISO 16750-2: 测试4.4)模拟汽车的交流发电器的交流输出的影响。正如名字所示, 正弦信号在电池轨道上叠加, 峰峰值幅度为1V、2V或4V, 具体由严重程度分类决定。对于所有严重性等级, 最大输入电压为16 V。正弦频率以对数方式排列, 范围为50 Hz至25 kHz, 然后在120秒内回到50 Hz, 总共重复5次。

本测试会导致在任何的互连滤波器网络内产生大幅度谐振低于25 kHz的电流和电压摆幅。它也会使开关稳压器出现问题, 其环路带宽限制使其难以通过高频率输入信号进行调节。解决方案就像是中间整流元件, 例如功率肖特基二极管, 但对于反向电压保护, 这并不是一种解决问题的好方法。

在这种情况下, 理想的二极管控制器无法像在反向电压保护应用中一样发挥作用, 因为它无法足够快速地开关N通道MOSFET, 以和输入保持同步。栅极上拉强度是其中一个限制因素, 一般因为内部电荷泵限制在20 μ A左右。当理想的二极管控制器能够快速关闭MOSFET时, 开启速度会非常慢, 不适合对极低频率以外的情况实施整流。

更合适的方法是使用LT8672主动整流器控制器, 该控制器可以快速开关N通道MOSFET, 以按高达100 kHz的频率整流输入电压。主动整流器控制器是带有两个重要附加器件的理想二极管控制器: 一个由输入电压增压的大型电荷存储器, 一个快速开关N通道MOSFET的强劲栅极驱动器。与使用肖特基二极管相比, 这种方法可以降低功率损失达90%以上。LT8672也和理想的二极管控制器一样, 保护下游电路不受电池反接影响。

启动工况

发动机启动工况(ISO 16750-2: 测试4.6.3)属于极端欠压瞬变, 有时候指代冷启动脉冲, 这是因为在更低温度下, 会发生最糟糕的电池电压降。特别是, 当启动器启动时, 12 V电池电压可能立刻降低到8V、6V、4.5V或3V, 具体由严重程度分类决定(分别为I、IV、II和III级)。

在有些系统中, 低压差(LDO)线性稳压器或开关降压稳压器足以支持电源电轨应对这些瞬变, 只要ECU电压低于最低的输入电压。例如, 如果最高的ECU输出电压为5 V, 且其必须达到严重程度等级IV(最低输入电压6 V), 那么使用压差低于1V的稳压器即可。发动机启动工况电压最低的分区只能持续15 ms至20 ms, 所以大型旁路电容之后的整流器件(肖特基二极管、理想的二极管控制器、主动整流器控制器)可能能够经受这部分脉冲, 如果电压净空短暂地下降至低于稳压器压降差。

但是, 如果ECU必须支持高于最低输入电压的电压, 则需要使用升压稳压器。升压稳压器可以在高电流电平上, 有效保持来自低于3 V的输入的12 V输出电压。但是, 升压稳压器还存在一

个问题: 从输入到输出的二极管路径无法断开, 所以自然地电流在启动时或者短路时不受限。为了防止电流失控, 专用的升压稳压器(例如LTC3897控制器)集成浪涌抑制器前端来支持输出断开和限流, 以及在使用背靠背N通道MOSFET时提供反向电压保护。这个解决方案可以利用单个集成电路解决负载突降、发动机启动和电池反接, 但是可用电流受浪涌抑制器MOSFET的SOA限制。

4开关降压-升压稳压器通过共用的电感来联合同步降压稳压器和同步升压稳压器, 以消除此限制。这种方法可以满足负载突降和发动机启动工况测试的要求, 且电流电平或脉冲持续时间不会受到MOSFET SOA限制, 同时还保有断开输出和限流的能力。

降压-升压稳压器的开关操作由输入和输出电压之间的关系决定。如果输入远高于输出, 升压顶部开关持续开启, 降压功率级则降低输入。同样, 如果输入远低于输出, 降压顶部开关持续开启, 升压功率级则增高输出。如果输入和输出大致相等(在10%至25%之间), 那么降压和升压功率级会以交错方式同时开启。如此, 可以通过仅对高于、约等于或低于输出的输入电压实施稳压所需的MOSFET限制开关, 分别最大化各个开关区域(降压、降压-升压、升压)的效率。

ISO 16750-2解决方案汇总

图3汇总介绍了应对负载突降、反向输入电压、叠加交变电压和发动机启动工况测试的各种解决方案, 以及各种方案的优缺点。可以得出几个关键结论:

- ▶ 漏极面向输入的串接N通道MOSFET极其有用, 因为它可用于限流和断开输出, 无论是它被用作开关(例如, 在降压功率级中)或线性控制器件(例如, 在浪涌抑制器中)。
- ▶ 涉及反向输入保护和叠加交变电压时, 使用N通道MOSFET作为整流组件(面向输入的源极)可以大幅降低功率损失和压降(与使用肖特基二极管相比)。
- ▶ 相比线性稳压器, 使用开关模式电源更合适, 因为它可以消除功率器件的SOA导致的可靠性问题和输出电流限制。它可以无限调节输入电压极限值, 而线性稳压器和无源解决方案本身存在时间限制, 这种限制会令设计更加复杂。
- ▶ 升压稳压器可能需要使用, 也可能不需要使用, 具体由启动工况的分类和ECU(必须提供的最高电压是多少)的详情决定。

如果需要升压稳压, 那么4开关降压-升压稳压器会将上述需要的特质融合到单个器件中。它可以在高电流电平下, 有效调节严重欠压和过压瞬变, 以延长持续时间。从应用的角度来看, 这使其成为最可靠和简单的方法, 但其设计复杂性也会增加。然而, 典型的4开关降压-升压稳压器存在一些缺点。其一, 不能自然提供反向电池保护, 必须使用额外电路来解决这个问题。

4开关降压-升压稳压器存在的主要问题在于：它的很大部分运行寿命都消耗在效率更低、噪声更高的降压-升压开关区域。当输入电压非常接近输出电压($V_{IN} \sim V_{OUT}$)时，所有4个N通道MOSFET都会主动开启，以保持稳压。随着开关损耗增大，以及使用最大的栅极驱动电流，效率降低。当降压和升压功率级热回路都启用，稳压器输入和输出电流出现断续，这个区域内的辐射和导电EMI性能会受到影响。

4开关降压-升压稳压器可以调节偶然出现的大幅度欠压和瞬态过压，但需要使用高静态电流、降低效率，并且在更常见、常规的转换区域产生更高噪声。

带通工作模式提供高效率和EMI性能降压-升压区域

LT8210是4开关降压-升压DC/DC控制器，可以按照惯例使用固定输出电压运行，且支持新Pass-Thru™工作模式(图4)，可以通过可配置的输入电压窗口消除开关损失和EMI。该控制器在2.8V至100V范围内运行，可以调节发动机启动期间最严重的电池压降，也可以调节未受抑制的负载突降的峰值幅度。它本身提供-40V反向电池保护，通过增加单个N通道MOSFET实现(图5中的DG)。

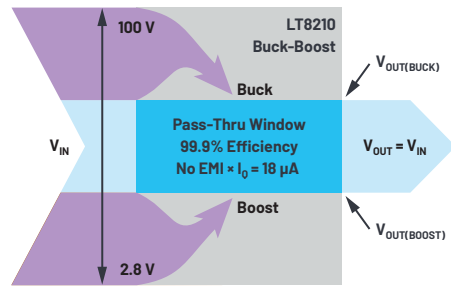


图4. 支持带通模式的降压-升压控制器解决了汽车标准测试带来的许多问题。

在带通模式下，当输入电压在窗口之外时，输出电压被调节至电压窗口的边缘。窗口顶部和底部通过FB2和FB1电阻分压器配置。当输入电压在此窗口之内时，顶部开关(A和D)持续开启，直接将输入电压传输至输出。在不开关状态下，LT8210的总静态电流降低至数十微安。不开关意味着没有EMI和开关损失，所以效率高达99.9%以上。

对于两方面都想实现最佳效果的人来说，可以使用LT8210，它可以通过切换MODE1和MODE2引脚，在不同的工作模式之间切换。换句话说，LT8210在某些情况下可以作为具有固定输出电压(CCM、DCM，或Burst Mode™)的传统的降压-升压稳压器运行，然后，在应用条件变化时，转而采用带通模式。对于常开系统和启停应用而言，这个特性非常有用。

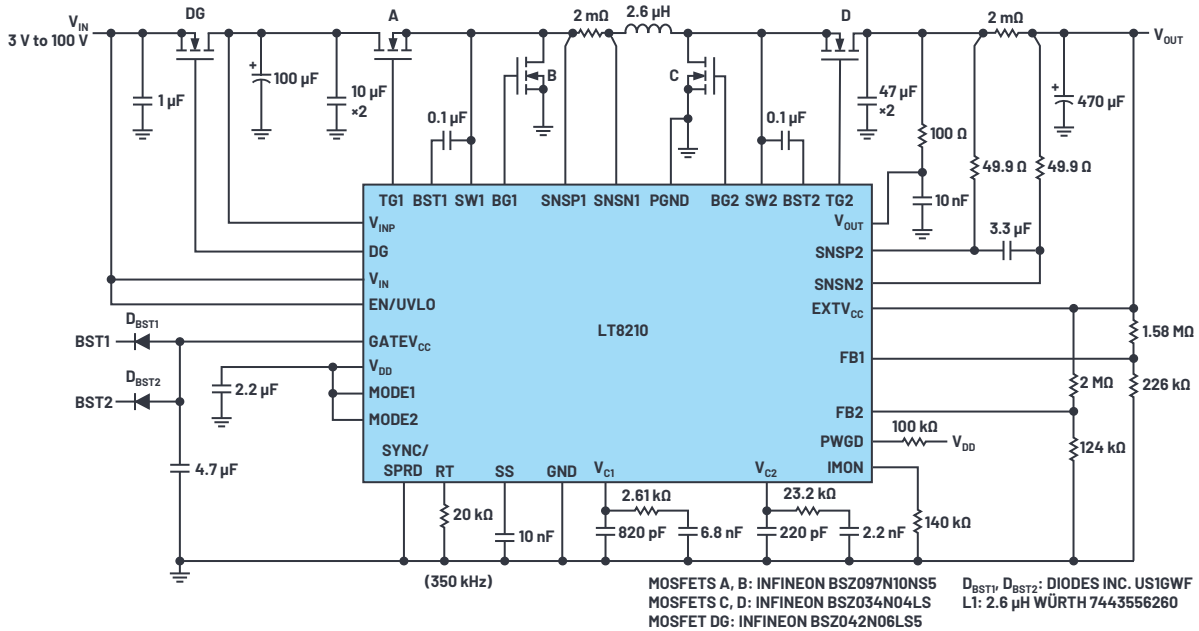


图5. 这个3V至100V输入降压-升压控制器以8V至17V带通输出运行。

带通性能

图5所示的带通解决方案将窗口中8V和17V的输入传输至输出。当输入电压高于带通窗口时，LT8210将该电压降低至经过调节的17V输出。如果输入降低至低于8V，LT8210将输出电压升高至8V。如果电流超过电感限流或设置的平均限流(通过IMON引脚)，作为保护特性在带通窗口中触发开关操作以控制电流。

图6、图7和图8分别显示LT8210电路对负载突降、反向电压和启动工况测试做出的反应。图9和图10显示在带通窗口下，实现的效率改善和可以实现的低电流操作(低电流时的效率令人惊讶)。图11显示带通模式和CCM操作之间的动态转换。关于此电路的LTspice模拟，以及最严格的ISO 16750-2测试脉冲的加速版本，请参考：analog.com/media/en/simulation-models/LTspice-demo-circuits/LT8210_AutomotivePassThru.asc。

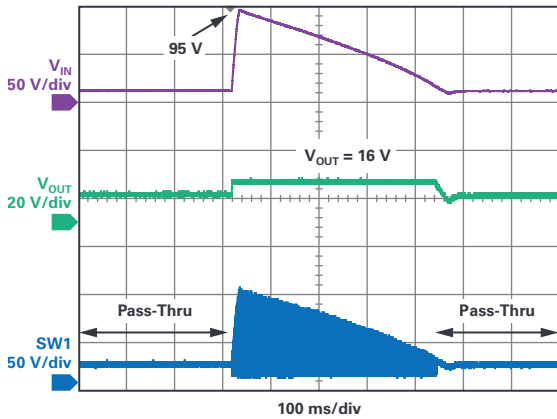


图6. 对未受抑制的负载突降的带通响应。

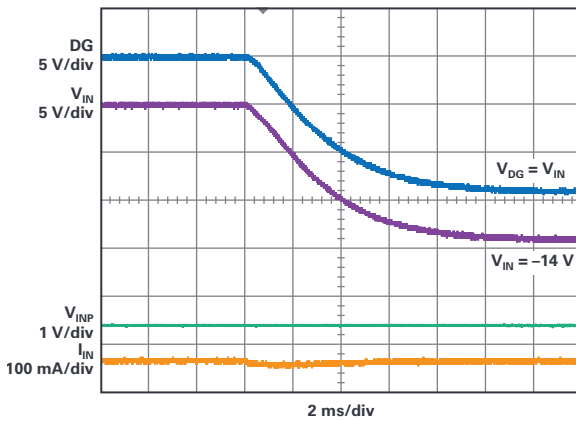


图7. LT8210对电池反接的响应。

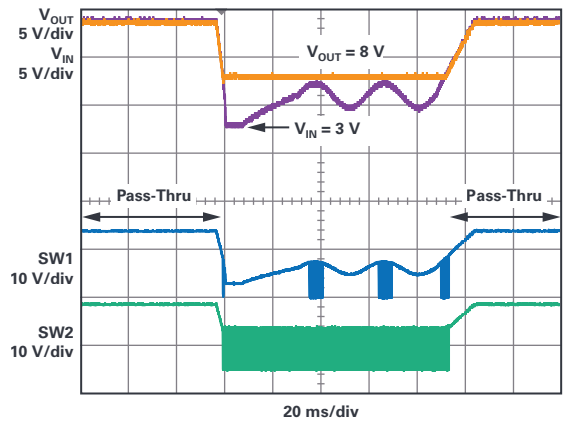


图8. 对发动机冷启动的带通响应。

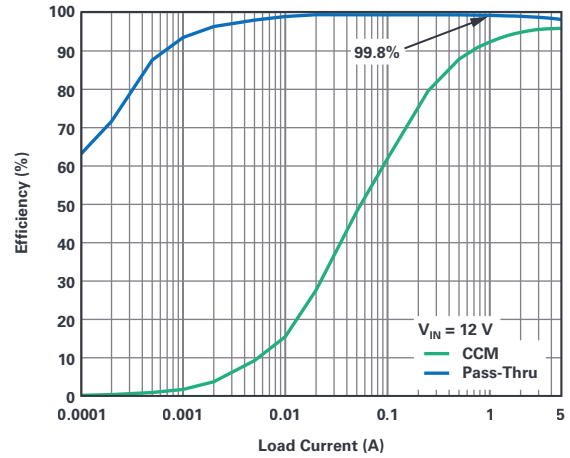


图9. CCM和带通操作的效率。

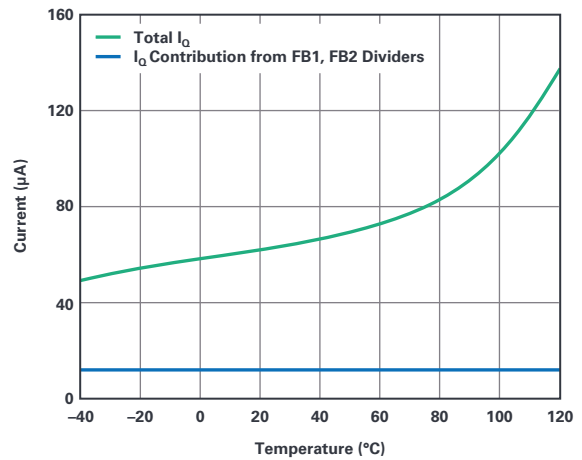


图10. 在带通模式($V_{IN} = 12V$)下，无负载输入电流。

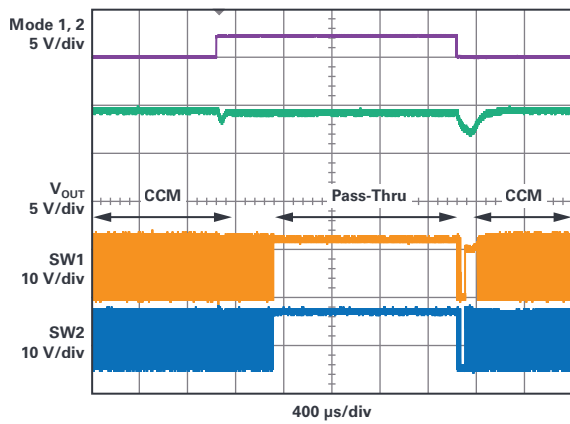


图11 带通和CCM操作之间的动态转换。

结论

为汽车电子系统设计电源时，LT8210 4开关降压-升压DC/DC控制器通过其2.8 V至100 V输入工作范围、内置的反向电池保护和其新带通工作模式，提供出色的解决方案。带通模式可以改善降压-升压操作，实现零开关噪声、零开关损失，以及超低的静态电流，同时将输出调节至用户配置的窗口水平，而不是固定电压。输出电压的最小和最大值与例如负载突降和冷启动期间的大幅度瞬变相绑定，没有MOSFET SOA或者由线性状况导致的电流或时间限制。

新型LT8210控制方案支持在不同的开关区域(升压、降压-升压、降压和不开关)之间实现干净快速的瞬变，因此能够调节输入中的大信号和高频率交流电压。如需了解更多详情，



作者简介

David Megaw是ADI的高级设计工程师。联系方式：david.megaw@analog.com。

请参考以下视频：analog.com/en/education/education-library/videos/6136638907001.html。LT8210可以在带通操作模式和传统的固定输出电压、降压-升压操作模式(CCM、DCM或Burst模式)之间切换并保持运行，固定输出可以设置为带通窗口中的任何电压(例如，在8 V至16 V窗口中， $V_{OUT} = 12 V$)。这种灵活性使得用户能够在带通和常规的降压-升压操作之间切换，利用带通模式的低噪声、低 I_0 和高效率操作，在CCM、DCM或Burst模式下实现更精确的稳压和更出色的瞬态响应。

参考文献

- ¹ Dan Eddleman. “低静态电流浪涌抑制器：符合ISO 7637-2和ISO 16750-2要求的可靠汽车电源保护。” *LT Journal of Analog Innovation*, 2017年1月。
- ² Christian Kueck. “经过改善的汽车电子设计。” ADI公司，2013年4月。
- ³ Bin Wu, Zhongming Yi. “用于恶劣汽车环境的全面电源系统设计占用空间极小，可节约电池电量且具有低EMI特性。”《模拟对话》，第53卷，2019年8月。
- ⁴ Dan Eddleman. “LTspice：ISO 7637-2和ISO 16750-2瞬变模型。” ADI公司，2019年。

ISO 7637-2:2011. 国际标准化组织，2011年3月。

ISO 16750-2:2012. 国际标准化组织，2012年11月。

非常见问题第174期： FET输入放大器中的 电流噪声

Kaung Win, 高级现场应用工程师

问题：

为何我的设计在更高频率下产生更大噪声？



答案：

IC设计工程师和电路设计人员都深知电流噪声会随频率增高而变大，但由于关于此领域的资料过少，或者制造商提供的信息不全，许多工程师很难了解其原因。

许多半导体制造商的数据手册，包括ADI在内，都在规格表中给出了放大器的电流噪声，一般是1 kHz频率时的噪声。但并非始终能够指明电流噪声参数从何而来。是通过测量得来？或者是理论推断而来？有些制造商很明白地指出，他们是通过一个公式

$$i_n = \sqrt{2qi_b} \quad (1)$$

即散粒噪声公式得出这些数值的。一直以来，ADI都是采用这种方式提供大部分电流噪声数值。但这些计算出的数值是否等于各放大器在1 kHz时的噪声值？

过去许多年，人们对于放大器中电流噪声与频率的关系越来越感兴趣。有些客户和制造商假设FET输入放大器的电流噪声与双极性输入放大器的噪声类似，例如，如图1所示中的1/f或闪烁噪声和平坦宽带噪声成分。对于FET输入放大器，情况并非如

此；如图2所示，其噪声呈现奇怪的噪声形状，人们对此不熟悉，且在许多仿真模型中，这些噪声都被忽略。

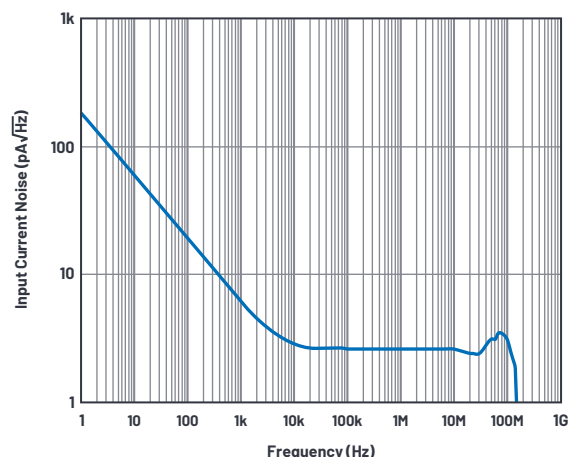


图1. 双极性输入放大器AD8099的电流噪声。

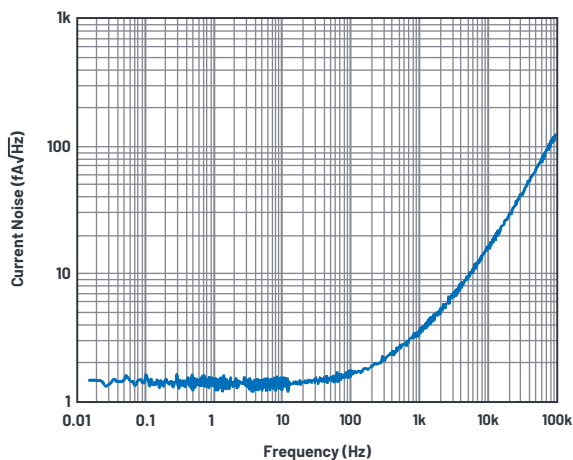


图2. FET输入放大器AD8065的电流噪声。

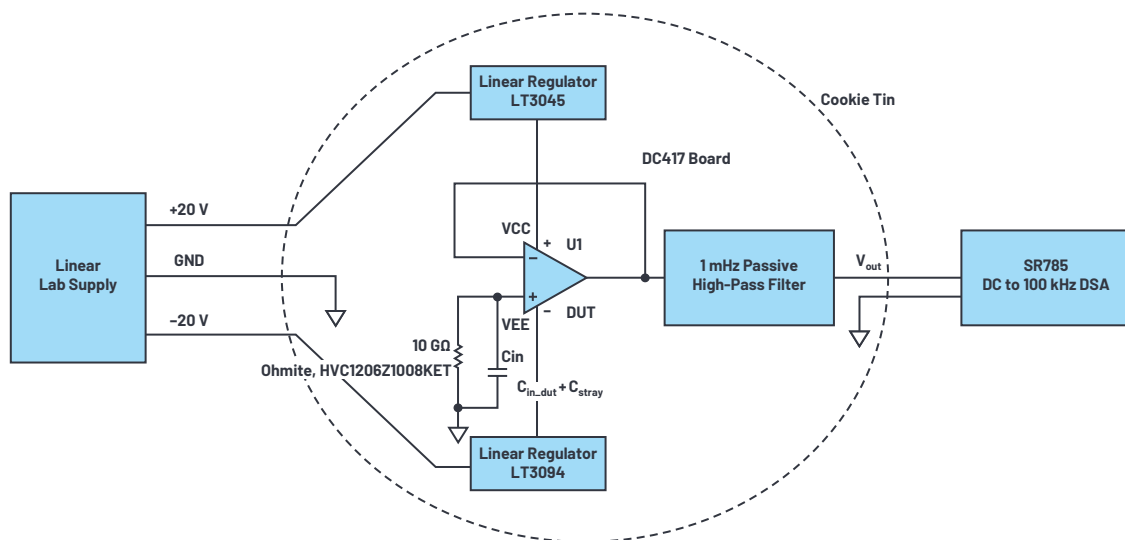


图3. 测量设置。

测量设置是关键

在我们弄明白为何会如此之前，我们先快速查看一下测量设置。需要确定易于复制、可靠的测量方法，以便在不同器件中重复使用这种测量。

可能需要使用DC417B单放大器评估板。待测器件(DUT)采用的电源必须具备低噪声、低漂移特性。相比开关电源，选择线性电源更合适，如此，电源引入的特性变化(例如开关伪像)不会影响测量结果。LT3045和LT3094是具备超高PSRR和超低噪声的正负极输出的线性稳压器，可用于进一步降低来自线性电源的纹波。通过单一电阻配置就可以使LT3045和LT3094实现高可到+15V，低可至-15V的输出电压。这两种器件是理想的实验室电源，适用于低噪声测量。

来自Ohmite (HVC1206Z1008KET)的10 GΩ SMT电阻被用于将DUT同相引脚上的电流噪声转化为电压噪声。FET输入型放大器的典型偏置电流约为1 pA，相当于会产生0.57 fA/√Hz

如果公式

$$i_{n_dut} = \sqrt{2qi_b} \quad (2)$$

正确的话，10 GΩ源极阻抗热噪声为

$$e_{n_R} = \sqrt{4kTR} = 12.8 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \quad (3)$$

这为我们提供了测量电流的本底噪声

$$i_{n_R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} = 1.28 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \quad (4)$$

这个值可以在后期处理中减去。但是，如果电阻中由热噪声产生的电流噪声在DUT的电流噪声中占主导，则无法准确测量。所以，至少需要电阻值达到10 GΩ，才能测量出噪声。100 MΩ源极阻抗热噪声约为1.28 μV/√Hz (= 12.8 fA/√Hz)，但这不足以区分DUT和电阻噪声。此噪声，如果不关联，会以和方根(RSS)形式相加。图4和表1显示了对两个数值比的RSS影响。n:n增加了约41%，n:n/2增加了约12%，n:n/3增加了约5.5%，n:n/5增加了约2%。平均值足够时，我们可能能够从中抽取10%(0.57 fA/√Hz和1.28 fA/√Hz RSS)。

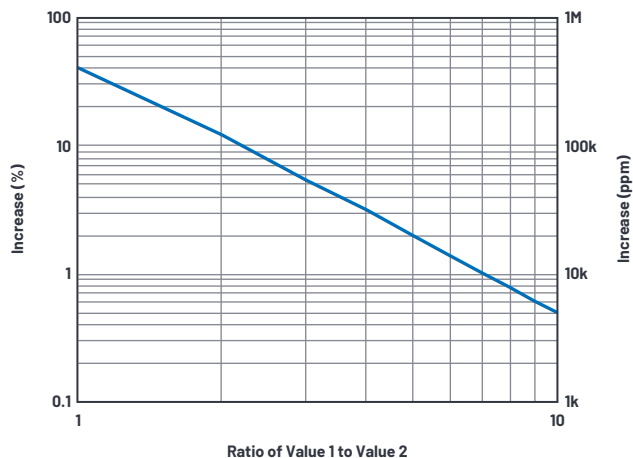


图4. 基于两个数值比的RSS增加。

表1. 基于两个数值比的RSS增加

值 1	值 2	RSS和	增幅%
n	n	1.414 n	41.42 %
n	n/2	1.118 n	11.80%
n	n/3	1.054 n	5.41%
n	n/4	1.031 n	3.08%
n	n/5	1.020 n	2.00%
n	n/6	1.014 n	1.38%
n	n/7	1.010 n	1.02%
n	n/8	1.008 n	0.78%
n	n/9	1.006 n	0.62%
n	n/10	1.005 n	0.50%

为什么结果如此奇怪?

图5显示了使用AD8065设置的噪声电压密度，AD8065是一款145 MHz FET输入运算放大器，具备2.1 pF共模输入容抗。10 GΩ电阻热噪声为 $12.8 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，直至电路板的输入电容和插座杂散电容滚降电压噪声。理想情况下，应该在-20 dB/dec滚降，但曲线在约100 Hz时开始改变形状，在约100 kHz走向平坦。这是怎么回事呢？直觉告诉我们，唯一能够停止-20 dB/dec滚降和实现平坦的方法是提供一个+20 dB/dec斜坡。电流噪声正是提供这个斜坡关键，它随频率增加而增高，具有+20 dB/dec斜率。

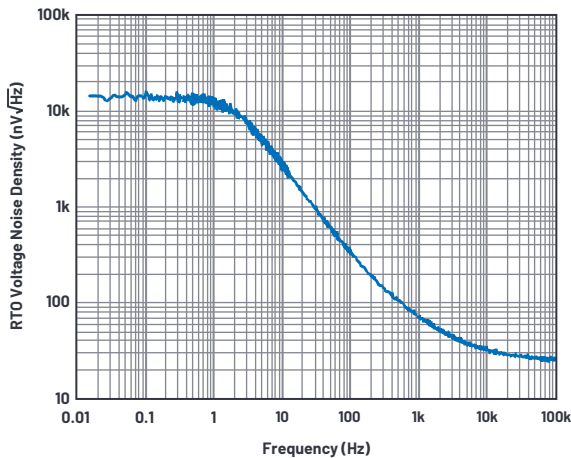


图5. 输出参考电压噪声密度。

SR785动态信号分析仪或FET仪器可用于测量输出电压噪声；但是，低于 $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的本底噪声的仪器会更合适。当DUT滚降的输出电压噪声接近 $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 至 $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 时，我们希望分析仪本底噪声增加到被测的噪声量尽可能少。3倍比率仅增加约5.5%。噪声域中最多可接受5%误差(参见图4)。

精妙之处在于反向计算

以这种方式测量的话，绘制电流噪声所需的两个主要参数可通过一次测量获得。首先，我们获取总输入电容，即杂散电容和输入电容的总和，反向计算滚降需要用到这个值。即使存在杂散电容，也可以通过反向计算得到它的值。输入电容比10 GΩ电阻更具主导性。总阻抗将电流噪声转换成电压噪声。因此，掌握总输入电容非常重要。其次，它显示电流噪声从何处开始占主导作用，即从何处开始偏离-20 dB/dec斜坡。

我们来看看图5中采用此数据的示例。3 dB滚降点对应2.1 Hz，与输入中的

$$C = \frac{1}{2\pi R_f} = 7.6 \text{ pF} \quad (5)$$

电容对应。从数据手册可以看出，共模输入电容只有约2.1 pF，这意味着存在约5.5 pF杂散电容。差分模式输入电容被负反馈自举，所以不会在低频率下发挥作用。采用7.6 pF电容时，电流噪声的阻抗如图6所示。

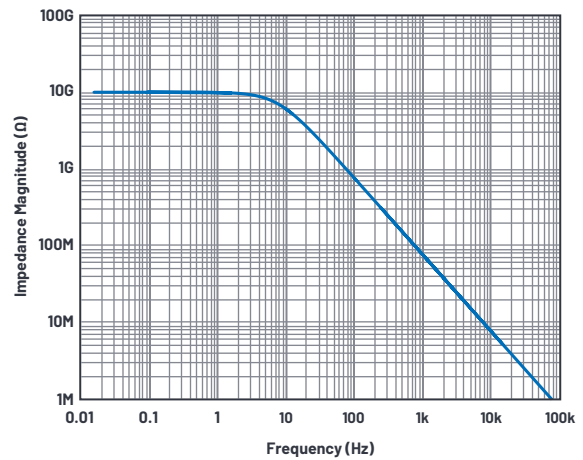


图6. 并联的10 GΩ电阻和76 pF输入电容的总阻抗幅度。

采用在AD8065(图5)上测量的折合到输出端(RTO)的电压噪声，除以阻抗vs频率(图6)，可得出在RSS中合并的AD8065和10 GΩ电阻的等量电流噪声(图7)。

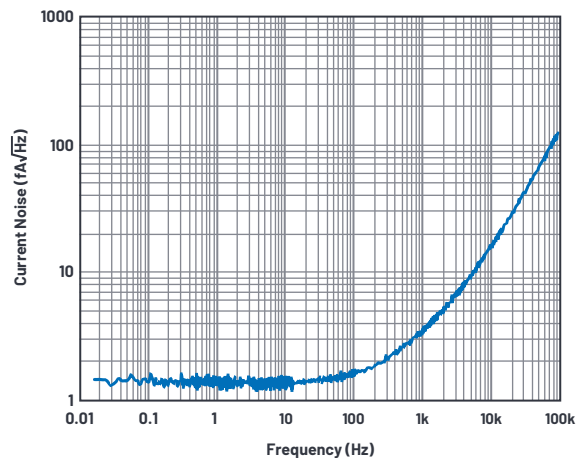


图7. AD8065和10 GΩ电阻的RTI电流噪声。

移除10 GΩ电流热噪声(约翰逊噪声除以电阻值)之后，AD8065折合到输入端的噪声如图8所示。低于10 Hz时，噪声严重失真，这是因为我们尝试从 $1.28 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 中剥离出 $0.5 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 至 $0.6 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (在RSS比例中，为10%)的电流噪声，其中只有100个平均值。在15 mHz至1.56 Hz之间，存在400条具有4 mHz带宽的线。即256秒/平均值！100个平均值，每个256秒，总共25,600秒，稍稍超过7个小时。为何需要测量值低至15 mHz，为何需要花费那么多时间？10 pF输入电容和10 GΩ电阻会构建一个1.6 Hz低通滤波器。低噪声FET放大器具备大输入电容，最高可达20 pF，0.8 Hz位置对应3 dB点。为了正确测量3 dB点，我们需要往前增加十倍频率裕量的测量值，即一直降低到0.08 Hz(或80 mHz)。

如果我们观察低于10 Hz的模糊线条，可以通过以下方程

$$i_{n_dut} = \sqrt{2qi_b} \quad (6)$$

确认 $0.6 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。使用这个公式计算电流噪声并不全错。在一阶近似值中，仍然显示部件的低频率电流噪声行为，因为这个电流噪声密度值是通过直流输入偏置电流获取的。但是，在高频率下，电流噪声不符合此公式。

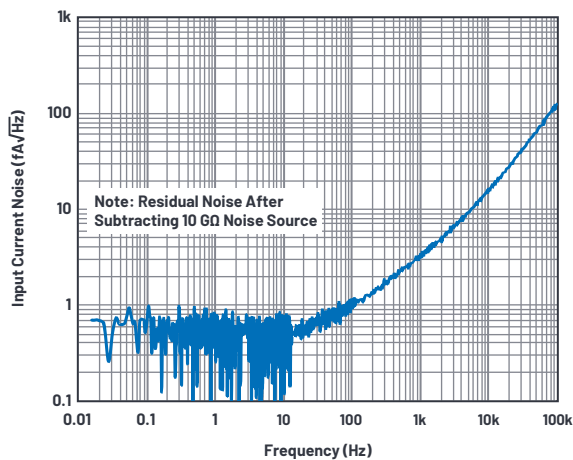


图8. AD8605的RTI电流噪声。

在更高频率下，DUT电流噪声比电阻电流热噪声更具主导性，电阻热噪声可以忽略。图9显示了在10GΩ条件下折算到FET型运放输入端的噪声值，使用图3所示的设置测量得出。似乎大部分精密放大器的典型的噪声性能为：100 kHz时100 fA/√Hz。

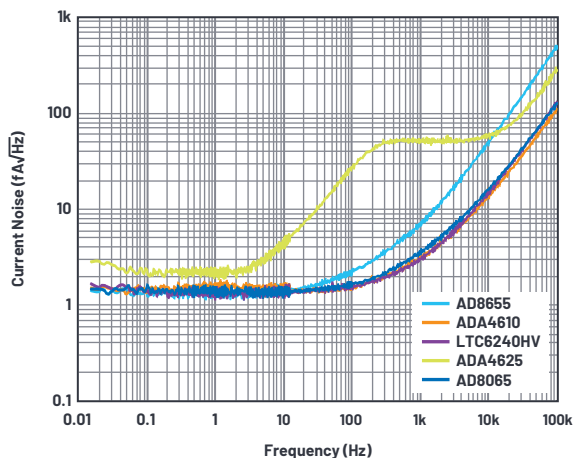


图9. 所选的ADI放大器的RTI电流噪声。

当然也存在一些例外：LTC6268/LTC6269在100kHz的电流噪声为5.6 fA/√Hz。这些部件非常适合高速TIA应用，这些应用都需要高带宽、低输入电容和飞安级偏置电流。

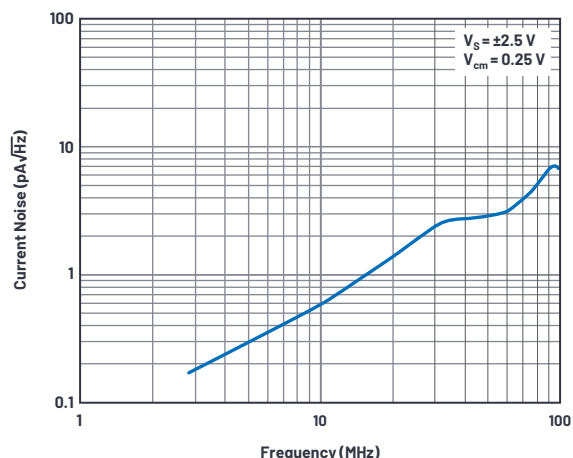


图10. LTC6268的折合输入端电流噪声。

这是FET输入放大器中的所有电流噪声吗？

高源阻抗应用中的总输入电流噪声主要来自4个电流噪声源，到目前为止，我们已经介绍了2个。带有主要噪声源的简化TIA放大器等效电路如下方的图11所示。MT-050是一个很好的介绍运算放大器噪声源的参考文档。

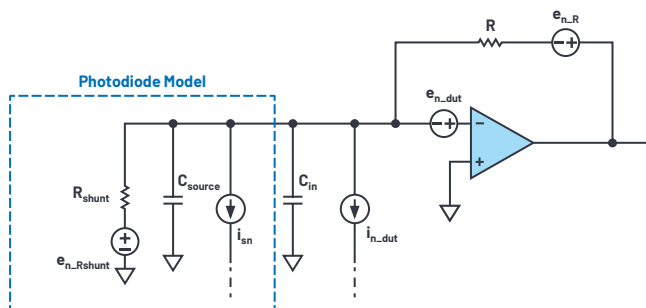


图11. 带有主要噪声源的简化TIA放大器。

来自FET输入放大器*i_{n,dut}*的电流噪声

电流噪声的图谱由放大器输入级拓扑决定。一般来说，电流噪声在低频率下保持平坦，但会随着频率升高而变大。参见图8。最后，当放大器在更高频率下耗尽增益时，噪声以-20 dB/dec滚降。

来自电阻*i_{n,R}*的电流热噪声

这可以使用电阻*e_{n,R}*的热噪声除以电阻值*R*的阻抗得出。1 MΩ产生约128 fA/√Hz，10 GΩ产生1.28 fA/√Hz。

$$i_{n,R} = \frac{e_{n,R}}{R} = \frac{\sqrt{4kTR}}{R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \quad (7)$$

电阻的热电压噪声在频率范围内非常平坦，直到电容以-20 dB/dec滚降。图5显示在10 mHz至1 Hz范围之间这种行为的表现。

来自传感器*i_{n,source}*的电流噪声

传感器也会产生电流噪声，我们必须接受这个现实。在频率范围内，噪声可能表现为各种图谱。例如：光电二极管存在来自光电流*I_p*的散粒噪声*i_{sn}*，以及来自分流电阻的暗电流*I_D*和约翰逊噪声*I_{jn}*。¹

$$i_{n,source} = I_{sn} + I_{jn} = \sqrt{2q(I_P + I_D)} + \sqrt{\frac{4kT}{R_{shunt}}} \quad (8)$$

来自放大器电压噪声本身的电流噪声

来自放大器电压噪声的电流噪声被称为enC噪声，在Horowitz和Hill撰写的《The Art of Electronics》(中文译本为《电子学》)中有过详细描述。²与由电阻转换为电流噪声的电阻热噪声类似，放大器电压噪声*e_{n,dut}*由总输入电容转换成电流噪声，其中包括传感器电容、板杂散电容和放大器输入电容。

$$C_{in,total} = C_{source} + C_{stray} + C_{in,dut} \quad (9)$$

在第一阶，我们使用

$$i_{n,enC} = \frac{e_{n,dut}}{Z_{cin,total}} = \frac{e_{n,dut}}{1/\omega C} = \omega e_{n,dut} C = 2\pi f e_{n,dut} C \quad (10)$$

从这个公式，我们可以看出三点。第一，电流噪声随频率增加而升高，另一个电流噪声成分随频率升高而增大。第二，放大器的输入电压噪声越大，电流噪声也越大。第三，总输入电容越大，电流噪声也越大。由此得出电流噪声的品质因数 $e_n C$ ，其中放大器的电压噪声和总输入电容是决定这个指标的关键要素。

TIA应用的电流噪声图形(忽略DUT电流噪声)如图12所示。平坦部分主要是电阻噪声

$$i_{n_R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \quad (11)$$

电容导致的电流噪声为

$$i_{n_enC} = 2\pi f e_{n_dut} C \quad (12)$$

以20 dB/dec的斜率增加。从两个等式可以得出交越点的计算公式

$$f_x = \frac{\sqrt{4kT}}{2\pi} \times \frac{1}{e_{n_dut} C \sqrt{R}} \quad (13)$$

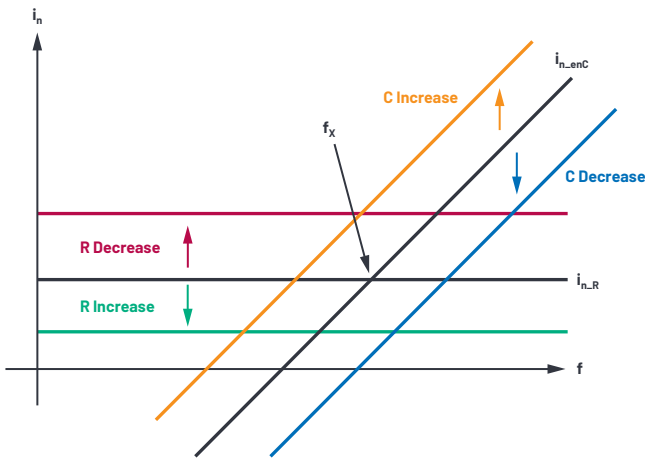


图12. 频率范围内的 $e_n C$ 噪声。

根据 C_{in} ， $e_n C$ 可能高于或低于DUT电流噪声。对于反相放大器，例如TIA应用， C_{dm} 没有被自举；即：

$$C_{in_dut} = C_{cm} + C_{dm} \quad (14)$$

例如，在100 kHz时，LTC6244的 $C_{cm} = 2.1$ pF， $C_{dm} = 3.5$ pF， $e_n = 8$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，对应的 $e_n C$ 电流噪声为

$$i_{n_enC} = 2\pi \times 100 \text{ kHz} \times 8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times (2.1 + 3.5) \text{ pf} = 28 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (15)$$

这是远低于80 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ DUT电流噪声

但是，连接光电二极管时，公式中会额外增加一个 C_{source} 或 C_{pd} ，然后需要重新计算电流噪声。即便 C_{pd} 仅有16pF的电容值，也会产生与DUT相等电流噪声。低速大面积光电二极管会存在100 pF至1 nF的PD等效电容，高速小区域光电二极管的PD等效电容为1 pF至10 pF。

总结

IC设计工程师和经验丰富的电路设计人员都深知，在CMOS和JFET输入放大器中，电流噪声会随频率增高而增高，但由于关于此领域的资料过少，或者制造商提供的信息不全，许多工程师很难了解其原因。本文的目标是帮助大家理解电流噪声从低频到高频的特性，同时介绍一种可以重复测量运放电流噪声的方法。

进一步阅读

选择运算放大器，以获取最佳性能并不是一项简单任务。根据应用需求，在噪声、带宽、增益和精度之间权衡和取舍。参考资料1、2、3、4、5、6和7，以及许多放大器数据手册，详细展示如何进行权衡和取舍。

参考文献

- 1 光电二极管特性和应用。OSI Optoelectronics, 2007年8月。
- 2 Paul Horowitz和Winfield Hill。《电子学》，第3版。剑桥大学出版社，2015年4月。
- 3 ADA4530-1数据手册。ADI公司，2019年11月。
- 4 CN-0407。ADI公司，2019年2月。
- 5 “ADA4530-1R-EBZ用户指南：UG-865”。ADI公司，2015年10月。
- 6 “MT-050：二阶系统的运算放大器总输出噪声计算。” ADI公司，2009年2月。
- 7 低电平测量手册：精密DC电流、电压和电阻测量。Tektronix, Inc., 2016年2月。
Brisebois, Glen。 “高阻抗传感器的信号调理。” ADI公司
Brisebois, Glen。 “跨阻放大器噪声考量。” ADI公司

致谢

Kaung非常感谢Glen Brisebois和Aaron Schultz提供的支持，以及Henry Surtihadi、Scott Hunt、Barry Harvey、Harry Holt、Philip Karantzalis和Jordyn Ansari对本文的贡献。

附录

在高阻抗环境中，要测量得出FET输入具备10 G Ω 阻抗噪声，需要注意环境和细节。

在典型的单个放大器引脚布局中，Pin3 (Vin+)邻近Pin4 (V-)。没有保护环时，板的布局非常重要。扫描电源时，会发现输出端存在明显的直流偏移。10 G Ω SMD最开始与V-(图13中的R10)并联焊接，所以焊锡膏泄漏不可接受。所以，10 G Ω SMD被移动到另一个位置(R8)，由此消除泄漏。ADA4530-1(静电计级放大器，在85°C时为20 fA)的数据手册显示了所有与焊锡膏选择、污染、湿度影响有关的预防错误，以及其他与高阻抗测量有关的有趣细节。数据手册和用户指南UG-865，以及电路笔记CN-0407都非常值得研读。

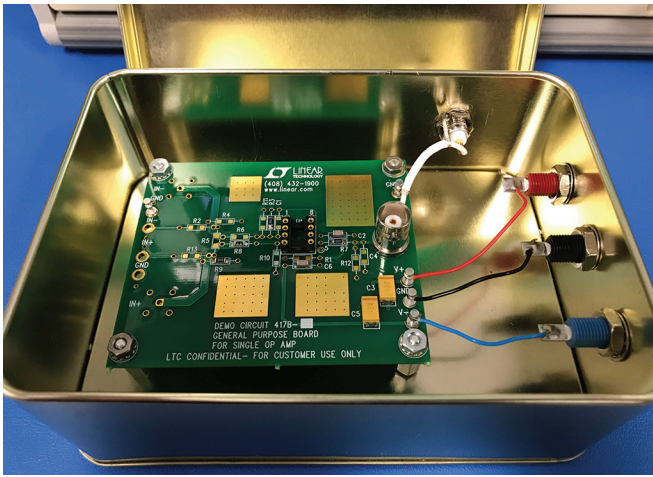


图13. 测量设置。

具有高阻抗、不隔音的器件非常易受擦电效应、压电效应或微音效应影响。有一天，我的钥匙偶然落地，其设施设备显示的噪声谱在人可听到的频率范围内(1 kHz和以上)出现了一个尖峰。我本不认为在高阻抗FET运放前挂一个10GΩ电阻的噪声测量电路会对声音很敏感。但为了再次确认一下，我吹了个口哨。在1 kHz至2 kHz之间测量到了一个尖峰。即使在有大量平均值的情况下，一声尖锐口哨也会令SR785的CRT屏幕上出现噪声尖峰。CN-0407中提到的气密玻璃电阻是消除压电/摩擦电效应的更好选择。

为了确认，我使用笔记本电脑的麦克风测量实验室环境噪声，使用MATLAB®处理数据，后发现噪声与测量结果非常对应。结果显示，在768 Hz时出现噪声尖峰，其他频率如图14所示。罪魁祸首是距离工作台几米远的大型空调管。为了确定噪声不是来源于我的笔记本电脑，我选择进入公用电话间这个最安静的地方采集噪声数据。结果未捕获之前在768 Hz位置上的噪声尖峰。其他频率的噪声尖峰也至少低了100倍。

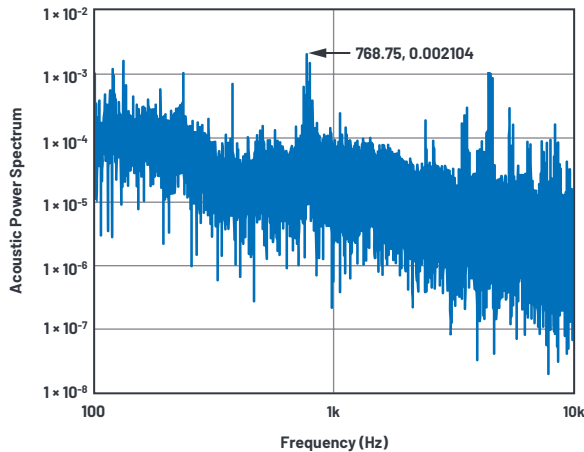


图14. 实验室噪声。

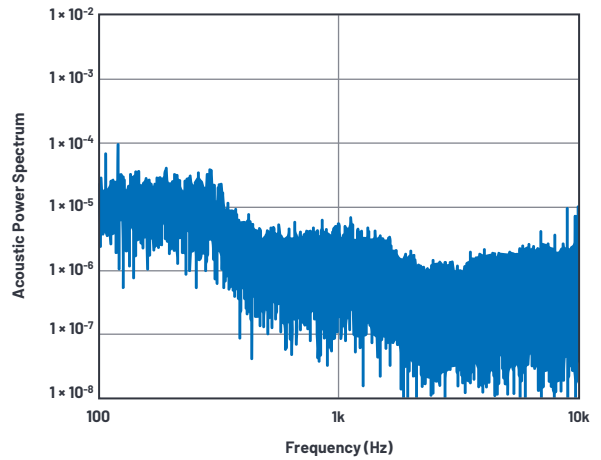


图15. 电话亭噪音。

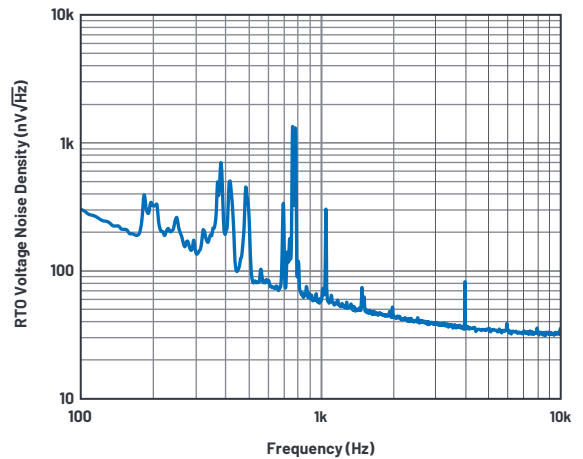


图16. 折合输出端噪声电压密度，无隔音屏障。

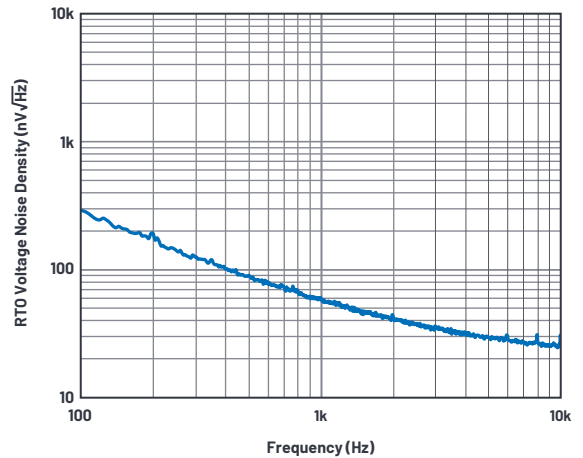


图17. 折合输出端噪声电压密度，有隔音屏障。

要衰减可听噪声，可以使用Temptronix盒。此盒已经热隔离，内部不存在大量气流。我只需要它能够隔离足够的声音，以免麦克风的声音效果进入测量结果。它确实起到了这样的作用。参见图16和图17。

关于仪器仪表的特定问题：

FET输入放大器具有pA级的输入偏置电流。10 pA通过10 GΩ电阻产生的失调电压体现在放大器的输出端也只有大约100 mV。SR785具有交流耦合特性，可以去除此直流偏置，并在-50 dB V/Hz值(3.2 mV峰值)的最佳量程范围内测量输出噪声。但是，交流耦合特性会影响到不足1 Hz的频率，导致难以确定平坦的12.8 μV/√Hz频率范围和读取到3 dB的滚降转折点。必须使用直流耦合，但是直流耦合不能使用仪器仪表中最佳的灵敏度范围。1 mHz无源滤波器由两个串连270 μF有极性电容(135 μF电容)和一个1 MΩ电阻构成，被置于DUT和SR785的输出之间。由于电容的长导线会产生更大的电流环路面积，这会导致SR785 CRT 屏幕在20kHz频率下的谐波产生的磁场干扰到此电流环路，从而产生辐射干扰噪声。由于磁场从本质上呈三维特性，所以改变无源滤波器盒的角度以及旋转它可以解决此问题。注意查看图18中呈角度的蓝色盒子。简直属于E&M黑魔法！

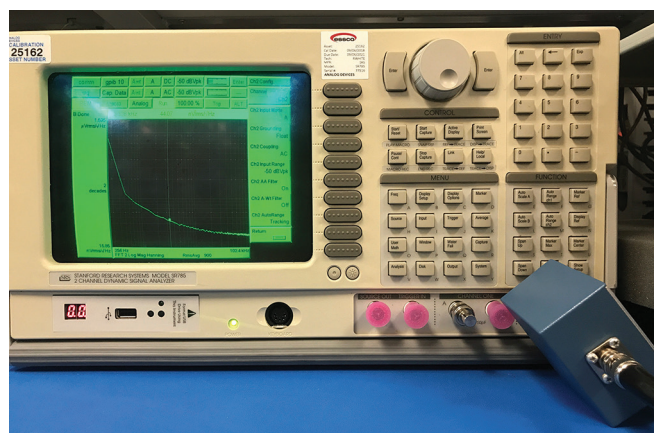


图18. 旋转的滤波器盒对磁场的灵敏度较低。



作者简介

Kaung Win于2013年加入ADI，担任线性产品与解决方案部的产品评估工程师，并于2019年调任应用工程师职位。他拥有伍斯特理工学院电气和计算机工程学士学位以及圣塔克拉拉大学电气工程硕士学位。Kaung专注于放大器信号链解决方案。联系方式：kaung.win@analog.com。

为何基准电压噪声非常重要？

Anshul Shah, 应用工程师

从航空航天和防务、天然气勘探到制药和医疗设备制造，这些行业越来越需要能够实现高于24位分辨率的超高精度测量。例如，制药行业使用高精度实验室天平，该天平在2.1 g满量程范围内提供0.0001 mg分辨率，所以需要使用分辨率高于24位的模数转换器(ADC)。校准和测试这些高精度系统对仪器仪表行业来说是一大挑战，要求提供分辨率达到25位以上、测量精度至少7.5数字位的测试设备。

为了实现这种高分辨率，需要使用低噪声信号链。图1显示噪声与有效位数(ENOB)和信噪比(SNR)之间的关系。注意，噪声是基于基准电压(V_{REF})=5 V，ADC输入设置为满量程范围来计算的。举例来讲，要实现25位分辨率，或者152 dB动态范围，可允许的最大系统噪声为0.2437 μ V rms。

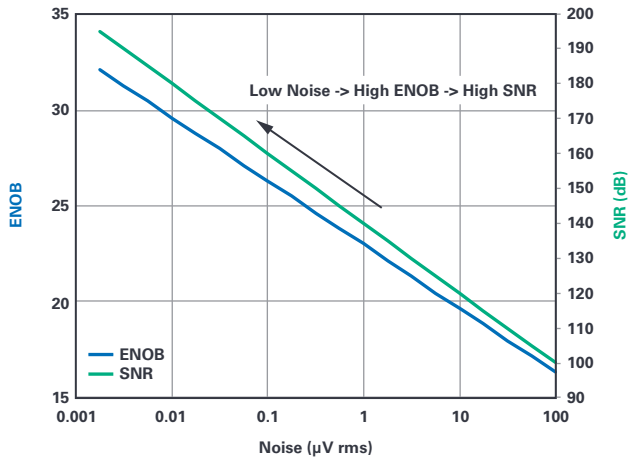


图1. 噪声与ENOB和SNR。

基准电压设置输入模拟信号的限值，ADC可以解析该信号。公式1是ADC的理想转换函数，其中输出数字码(小数形式)通过模拟输入信号 V_{IN} 、基准电压 V_{REF} 和ADC位数 N 计算得出。

$$ADC\ Code = V_{IN} \times \frac{2^N}{V_{REF}} \quad (1)$$

一般来说，ADC数据手册中的分辨率是基于输入短路技术得出，其中ADC输入连接至GND，或者ADC差分输入连接至共源极。ADC输入短路技术有助于确定ADC分辨率的绝对限值特性，方法是忽略ADC输入源噪声，消除 V_{REF} 噪声的影响。结果确实如此，因为 V_{IN} 设置为0 V，使得 V_{IN}/V_{REF} 比也等于0 V。

为了研究基准电压噪声对整体系统噪声的影响，图2显示了总系统噪声(rms)和ADC输入直流源电压之间的关系。实施本次测试期间，我们使用了AD7177-2 32位ADC，其 V_{REF} 输入连接至LTC6655-5(5 V)，ADC输入则连接至低噪声直流源。ADC输出数据速率设置为10 kSPS。注意，在整个ADC输入电压范围内，ADC噪声保持恒定(35 nV/ \sqrt{Hz})，但ADC直流输入源噪声增大(≤ 6 nV/ \sqrt{Hz})，与基准电压噪声(96 nV/ \sqrt{Hz})相比，仍保持较低水平。如图2所示，总体噪声与ADC直流输入电压成正比。这是因为 V_{IN} 增大之后， V_{IN}/V_{REF} 比随之增大，所以在ADC使用满量程输入时， V_{REF} 噪声主导整体系统噪声。信号链中各组件的噪声会以和方根(RSS)的方式叠加，导致曲线形状如图2所示。

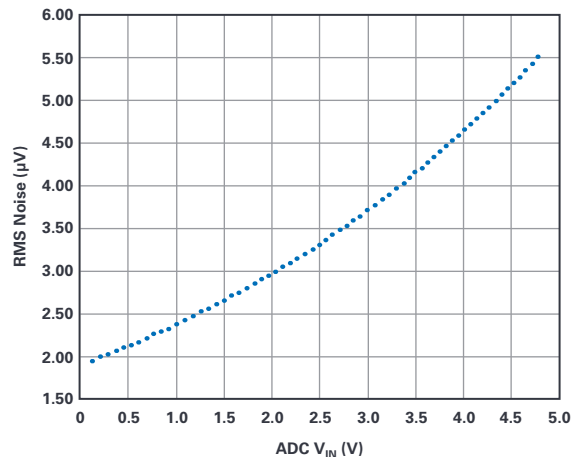


图2. ADC V_{IN} 与rms系统噪声之间的关系。 V_{REF} 设置为LTC6655-5。

为了实现25位或以上的高测量分辨率，即使是市面上最好的独立基准电压(具备低噪声规格)也需要获取一些帮助来衰减其噪声。添加外部电路(例如滤波器)可以帮助衰减噪声，以达到所需的ADC动态范围。

本文的其余部分介绍各种类型的低通滤波器，以及如何使用这些滤波器来衰减基准电压噪声。本文还会讨论滤波器设计技术和与滤波器有关的取舍。本文将衰减基准电压噪声为基础，介绍两种类型的低通滤波器，分别是简单的无源RC低通滤波器(LPF)和基于有源信号流程图(SFG)的低通滤波器。电路性能部分会展示系统评估结果，用Σ-Δ ADC表示测试。

使用无源低通滤波器来降低噪声

图3显示基准电压通过低通滤波器驱动ADC，该滤波器采用了外部储能电容C1、储能电容的等效串联电阻(ESR)，以及基准电压运算放大器(运放)的输出阻抗。无源RC LPF截止频率由以下公式确定

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

从公式可以看出，带宽与电阻R和电容C成反比。

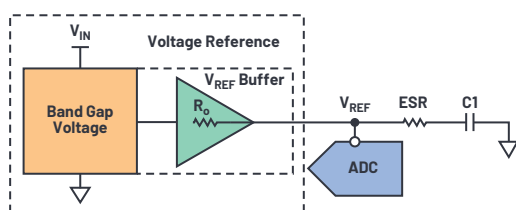


图3. 串行基准电压和ADC之间的低通滤波器。

储能电容C1也可以用作本地电源存储器，用于补偿ADC基准电压电路突然要求负载电流发生变化时产生的电压尖峰。图4显示Σ-Δ ADC AD7177-2和SAR AD7980 ADC动态基准电流响应。

用户可以选择C1电容的值来满足LPF截止频率要求，但是有些SAR ADC要求基准输入端采用至少10 μF电容，以保证正常运行。最小的10 μF C1电容可以降低基准电压源缓冲器的相位裕量。随着相位裕量降低，缓冲器反馈不再为负。在单位增益交叉频率附近的信号与输入信号同相反馈。这导致闭环响应在交叉频率附近出现噪声峰值。由于源自截止频率(-3 dB点)的带宽最高达到16 MHz，总集成噪声(rms)由噪声峰值主导。即使基准电压储能电容C1作为噪声滤波器使用，并补偿电压尖峰，也需注意噪声峰值。图5显示LTC6655基准电压的噪声峰值，该峰值因储能电容C1引起。噪声峰值幅度由储能电容的值和其ESR额定值决定。

大多数基准电压都具备复杂的输出级，以驱动适用于ADC基准电压源电路的大型负载电容。例如，LTC6655输出级设计用于采用设置为10 μF的储能电容来执行关键衰减。LTC6655的储能电容设置为最小2.7 μF、最大100 μF时，会产生噪声峰值。

V_{REF}输出储能电容的等效串联电阻会消除主要的噪声峰值，但是会在100 kHz和以上频率时产生二次噪声峰值。究其原因，可能是因为电容的ESR产生零噪声，可以改善相位裕量和降低主要噪声峰值。但是，这个零噪声与LTC6655固有的零噪声结合在一起，产生了二次噪声峰值。注意，图5所示的噪声响应只适用于LTC6655基准电压源。

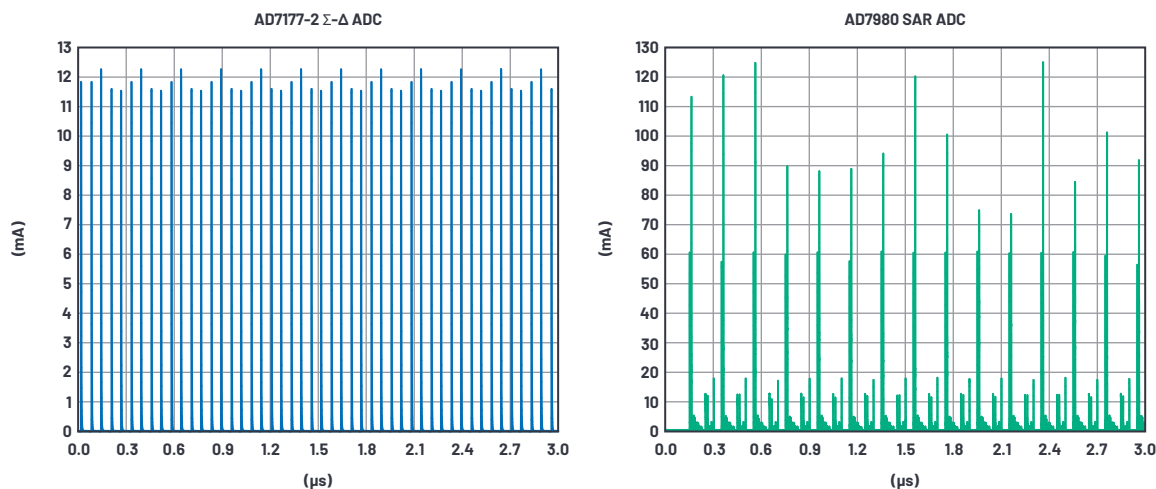


图4. AD7177-2和AD7980模拟动态基准电流响应。

过滤基准电压噪声、消除噪声峰值，以及合理驱动ADC的另一种解决方案是添加无源RC LPF，然后添加缓冲器。通过添加缓冲器，我们可以隔离LPF和ADC基准电压源输入电容之间的设计限制。参见图6。

将无源RC LPF截止频率设置为远低于单位增益交越频率，不仅可以降低宽带和低频噪声，还可以避免出现噪声峰值。例如，图7显示LTC6655噪声响应，其中 $C_1 = 100 \mu\text{F}$ (ESR = 0Ω)，后接无源LPF，其中 $R = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $C_2 = 10 \mu\text{F}$ (ESR = 0Ω)，在1.59 Hz时产生极点。

增大高通滤波器电阻R可以帮助实现低截止频率，但是也可能降低精密基准电压的直流精度。添加无源RC LPF时，用户还必须考虑对负载调整和 V_{REF} 缓冲器响应($\tau = RC$)的影响，在驱动ADC时，这会严重影响其瞬变性能。

要达到所需的瞬变性能，建议如图6所示使用缓冲器。选择缓冲器时，要考虑的关键规格包括超低噪声、支持高负载电容的能力、低失真、出色的压摆率，以及宽增益带宽。建议采用的缓冲器为ADA4805-1和ADA4807-1。

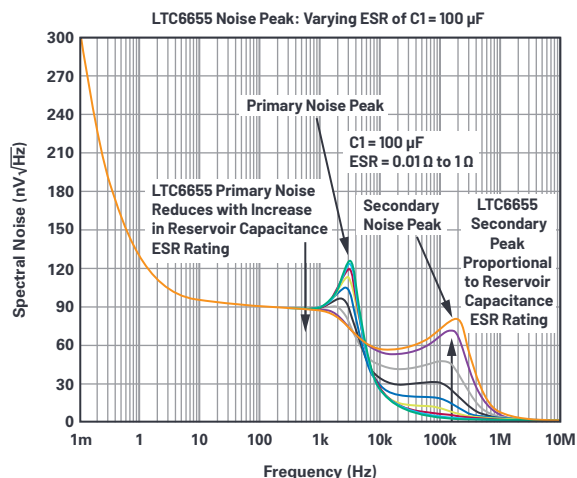
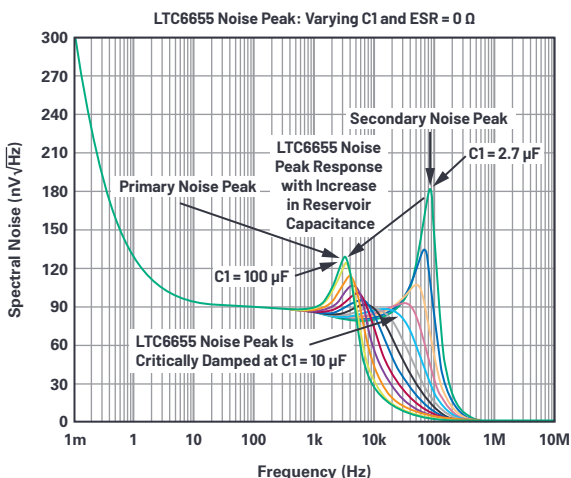


图5. LTC6655基准电压噪声峰值密度。

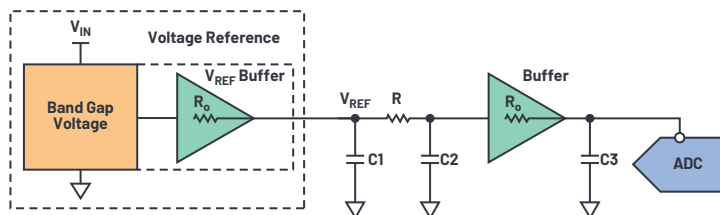


图6. 无源RC LPF，后接缓冲器。

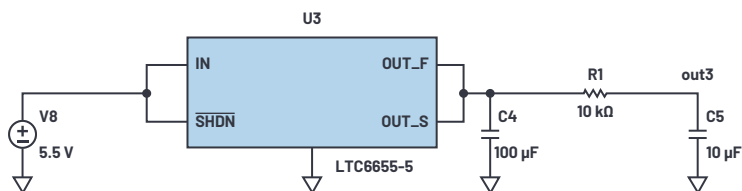
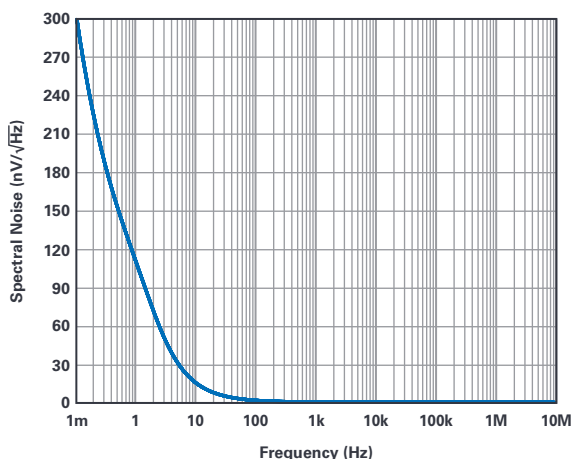


图7. LTC6655-5，后接无源RC LPF噪声响应。

使用有源LPF降低噪声

表1指明了所需的动态范围和必须满足的可允许最大系统噪声要求，以实现所需的ENOB ADC分辨率。根据ADC带宽，按20 dB/10倍衰减的单极低通滤波器可能无法达到所需的宽带噪声消除。级联无源低通滤波器构建一个阶梯结构，可以生成更高阶的滤波器，但每个部分的输入阻抗将是前一部分的负载。这会降低精密基准电压的直流精度。但是，基于有源组件设计更高阶的LPF可以在输入和输出之间提供良好的隔离，最大限度避免基准电压直流精度下降，并提供低输出阻抗来驱动ADC的基准电压源电路。

$$SNR = 6.02N + 1.76 \text{ dB} \quad (3)$$

$$LSB = \frac{V_{REF}}{2^N} \quad (4)$$

表1. 条件: $V_{REF} = 5 \text{ V}$, ADC输入设置为满量程范围

ENOB	SNR (dB)	噪声 ($\mu\text{V rms}$)
20	122.16	7.798301
21	128.18	3.89942
22	134.2	1.949845
23	140.22	0.97499
24	146.24	0.487528
25	152.26	0.243781
26	158.28	0.121899
27	164.3	0.060954
28	170.32	0.030479
29	176.34	0.015241
30	182.36	0.007621
31	188.38	0.003811
32	194.4	0.001905

现在提供几种不同类型的有源低通滤波器，例如，Bessel、Butterworth、Chebyshev和elliptic，具体如图8所示。采用平坦带通或无纹波带通，可以最大限度地避免降低精密基准电压的直流精度。在所有滤波器类型中，基于Butterworth拓扑的LPF设计可以实现平坦的带通和陡峭的衰减。

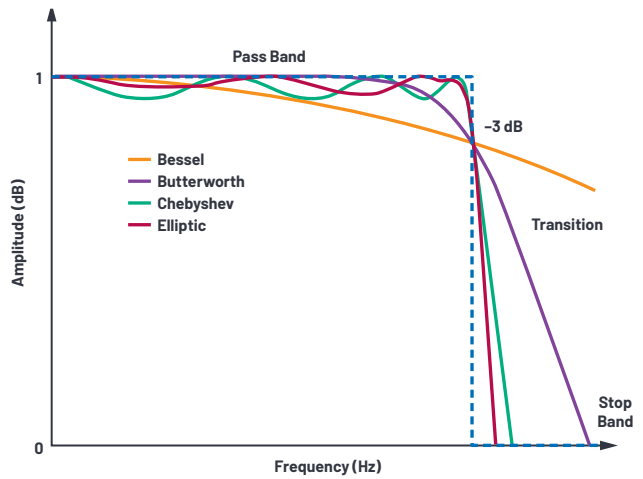


图8. 滤波器振幅响应示例。

有源低通滤波器设计技巧

信号流程图是用图形表示源自一系列线性公式的系统。²SFG用于连接转换函数和对应的系统电路拓扑。²该理论可用于基于有源电路设计模拟滤波器。SFG滤波器设计方法的主要优点在于：衰减系数Q和截止频率都可以单独控制。SFG LPF可以帮助衰减噪声和提高信噪比，但会导致物料成本(BOM)、PCB区域和功率增加。此外，SFG LPF可以影响基准输出电压与温度，导致产生微小PPM误差，造成直流精度下降。图9所示为二阶低通滤波器示例，该滤波器采用SFG方法，从转换函数转换至电路块。扩展电阻(R)和电容(C)针对截止频率实施配置(请参见公式5)。

有关信号流程图理论的更多信息，请参考Addison-Wesley出版的*Feedback Control of Dynamic Systems* (《动态系统反馈控制》)。²

$$R = R_s \times R_n \quad C = \frac{C_n}{W_s \times R} \quad (5)$$

其中

R_s 表示比例因子

C_n 表示比例因子

W_s 表示截止频率(Rad/s)

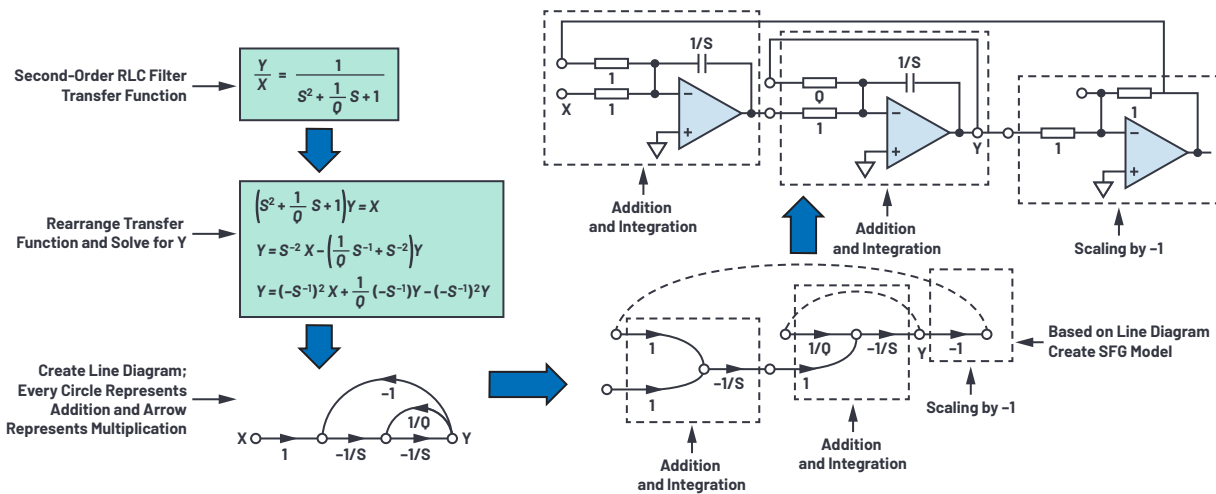


图9. 基于SFG方法实施有源RC低通滤波器。

以下是一个计算示例，用于说明如何设计二阶0.5 Hz截止频率SFG低通Butterworth滤波器：

- ▶ 为了保持简明，选择 $R_s = 1 \Omega$ ， $C_n = 1 \text{ F}$ 。
- ▶ 选择 $F_s = 0.5 \text{ Hz}$ ，以最大化宽带噪声抑制效果。
 $\omega_s = 2 \times \pi \times 0.5 = 3.141 \text{ rad}$ 。
- ▶ 设置衰减因子 $Q = 0.71$ 。选择此值可实现平坦的带通和陡峭的衰减，以反映Butterworth拓扑。
- ▶ R 、 C 和 R_q 值基于迭代流程选择，以实现较低热噪声和可用于表面贴装的组件值。
 $R = 7.32 \text{ k}\Omega$
 $C = \frac{1}{2 \times \pi \times 0.5 \text{ Hz} \times 7.32 \text{ k}\Omega} = 44 \mu\text{F}$ (6)
 $R_q = R \times Q = 7.32 \text{ k}\Omega \times 0.71 = 5.2 \text{ k}\Omega$

LTC6655LN简介

考虑到与RC LPF和SFG LPF有关的取舍，更好的解决方案是如图10所示，将低通滤波器安装在基准电压的集成式低噪声缓冲器之前。这种布局不但会减小PCB面积，还不影响基准电压缓冲器的响应。使用快速稳定，具有高输入阻抗，能够灌电流和拉电流的基准电压缓冲器，有助于解决负载调整不良的问题，保持直流精度，以及改善瞬变性能。LTC6655LN采用了这种架构。它配有降噪引脚，可以帮助降低宽带噪声，支持使用集成式输出级缓冲器。LTC6655LN内置 R_3 电阻(参考图10)，允许用户在降噪(NR)引脚位置连接外部电容，以创建低通滤波器。采用LTC6655LN架构时，用户可以根据系统要求配置低通截止频率。

表2.3 dB截止频率，适合连接至NR引脚的电容实现不同值

CNR	2.500	4.096	5.000	V
0.1 μF	5305	4233	3969	Hz
1 μF	531	423	397	Hz
10 μF	53	42.3	39.7	Hz
100 μF	5.3	4.2	4.0	Hz

LTC6655LN RC LPF连接至缓冲器的非反向节点，该节点是此器件最灵敏的引脚。必须做好预防措施，应选择极低漏电流类型的外部电容，以防泄漏电流从 R_3 电阻漏出，导致直流精度下降。

此外， R 和 C 之间的变化相互无关，所以RC时间常数和LPF截止频率会因为流程、电压和温度(PVT)差异而产生变化。

表3. 3种电压选项的 R_3 的电阻值

电压选项	2.500 V	4.096 V	5.000 V
$R_3 \pm 15\%$	300 Ω	376 Ω	401 Ω

基准电压(例如内置LPF的LTC6655LN)提供最佳解决方案，用于简化噪声滤波器设计，消除对外部缓冲器的需求，以驱动ADC基准电压电路。

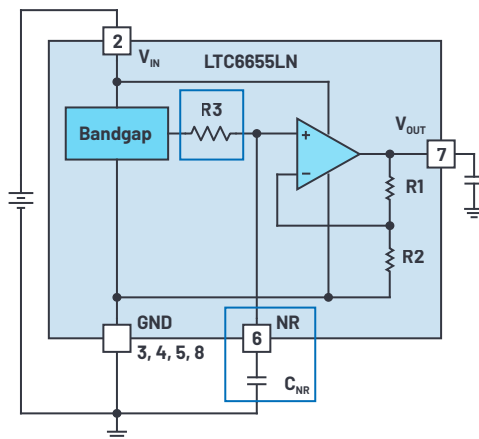


图10. LTC6655LN方框图。

测试电路描述

AD7177-2精密ADC被用于确定LTC6655/LTC6655LN加10 μF NR电容以及LTC6655后接SFG滤波器的标准性能。AD7177-2是高分辨率32位低噪声快速稳定2通道/4通道 Σ - Δ 模数转换器，用于实现低带宽输入。AD7177-2集成可编程数字带通滤波器，允许用户控制5 SPS至10 kSPS的输出数据速率(ODR)。

设计SFG LPF(图11)时用到的组件包括2个ADA4522-1运算放大器、1个AD797运算放大器、多个25 ppm表贴式电阻、多层表贴式陶瓷电容，以及1个10 μF WIMA薄膜电容。ADA4522是一款轨到轨输出运算放大器，宽带噪声密度为5.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，闪烁噪声为177 nV p-p。AD797是一款低噪声运算放大器，具备0.9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 宽带噪声、50 nV p-p闪烁噪声、20 V/ μs 出色压摆率，以及100 MHz增益带宽，因此适合驱动ADC。

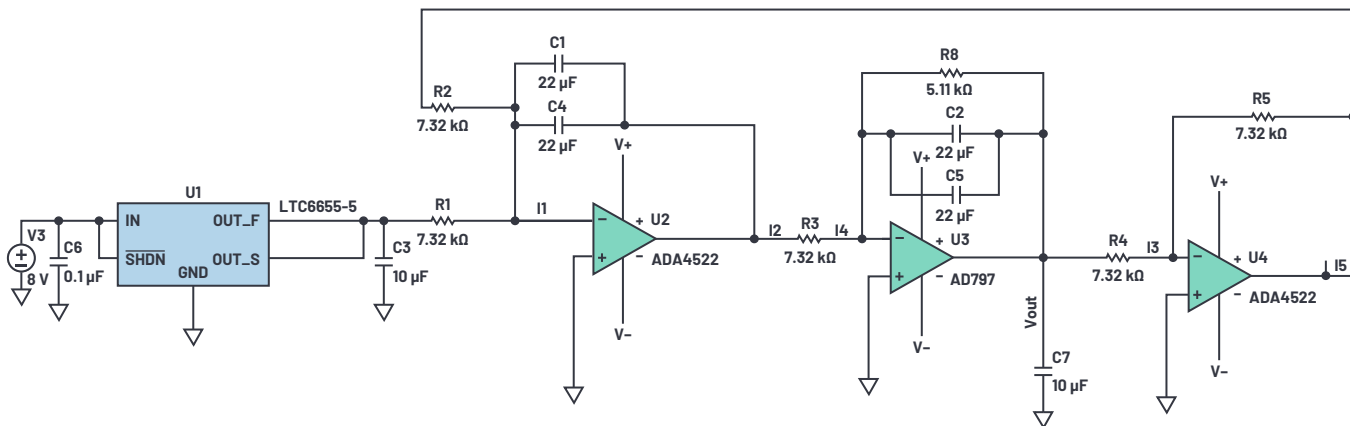


图11. SFG LPF。

在使用LTC6655和带有AD7177-2的LTC6655LN时，为了正确评估性能，需要使用整体噪声低于ADC基准电压和ADC噪声的直流源。因此，会使用理想源，也就是9V电池电源，具体如图12所示。

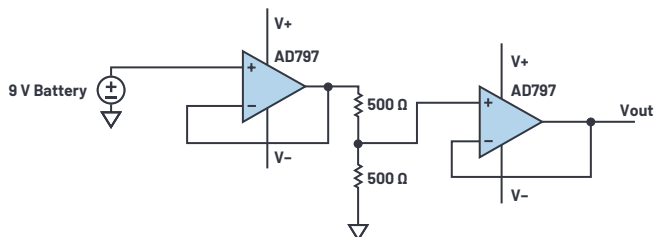


图12. 低噪声直流源。

电路性能

图13显示噪声谱密度，图14显示输出数据速率(ODR)和ENOB，描述AD7177-2的性能，它的 V_{REF} 输入连接至LTC6655或者采用10 μ F NR电容的LTC6655LN或者使用SFG方法滤波的LTC6655。关于在1 kHz时噪声谱密度的比较结果，请参见表4。图13和图14都有两个重要区域。

表4. 1 kHz时的噪声谱密度比较结果

	LTC6655	带10 μ F NR电容的 LTC6655LN	经过SFG 滤波的 LTC6655	ADC输入 直流源
1kHz时的噪声谱密度 (nV/ \sqrt Hz)	96	32	2.4	6.7

区域A:

噪声谱密度图(图13)显示，ODR为500 SPS及以上时，滤波LTC6655 (SFG)和ADC直流输入源噪声远低于ADC的噪声，因此，ADC可以最大限度的去实现其最大性能，具体如图14中的区域A所示。从ODR、ENOB和噪声谱密度图中可以看出，在区域A中，总集成噪声(rms)的增高会妨碍信号链达到25位测量分辨率。

区域B:

在这个区域中，噪声谱密度图(图13)显示，三个基准电压选项和直流源的闪烁噪声升高，整体的系统噪声则受直流源噪声主导。区域B中的闪烁噪声升高，会导致测量性能和ADC可以实现的最大性能之间的ENOB偏差增大(图14)。

根据ODR和ENOB图，滤波LTC6655 (SFG)的ODR在小于等于20 SPS时可以实现25位分辨率，带10 μ F NR电容的LTC6655LN-5和LTC6655实现的分辨率最高不超过24.6位。

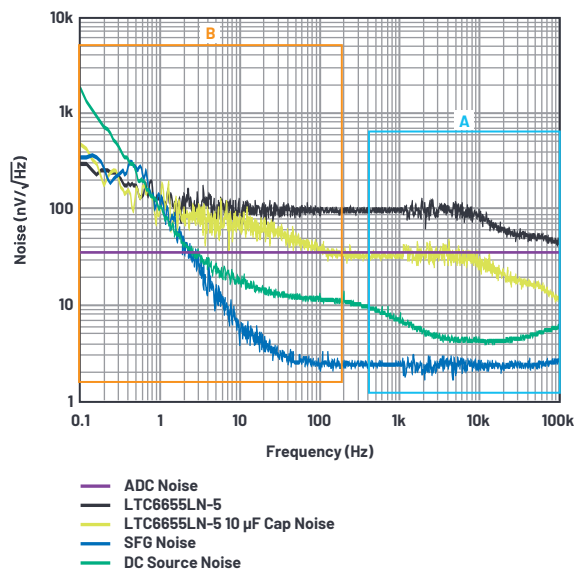


图13. 噪声谱密度。

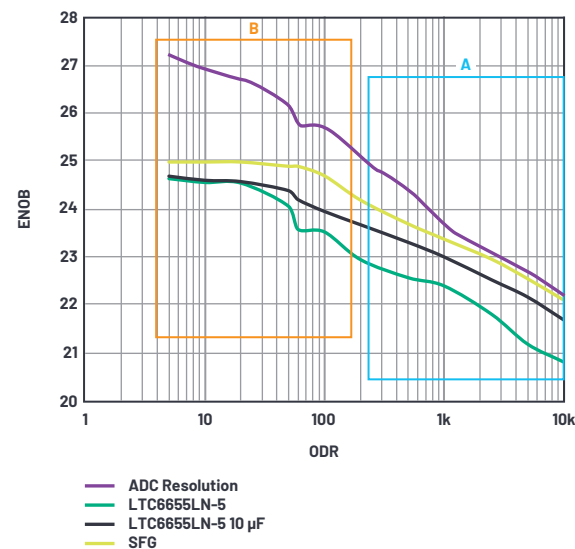


图14. ODR与ENOB。

下方的表5汇总介绍AD7177-2 ADC的性能，其中 V_{REF} 输入连接至LTC6655或者带10 μF NR电容的LTC6655LN，或者连接至滤波LTC6655 (SFG)。在ADC输入连接直流源， V_{REF} 输入连接至LTC6655时，零缩放栏确定AD7177-2可以实现的最佳动态范围。在ADC输入设置为近乎满量程时，带10 μF NR电容的LTC6655LN-5的动态范围平均增大4 dB(与LTC6655相比，ODR范围为10000SPS到59.96SPS)。另一方面，滤波LTC6655 (SFG)的动态范围平均增大7 dB(与LTC6655相比，ODR范围为10000SPS到59.96SPS)。在59.96 SPS以下，动态范围区域的变化不大，由ADC输入直流源产生、占主导作用的低频率闪烁噪声是导致差异的主要原因。

与LTC6655/LTC6655LN相比，将10 μF 电容连接至LTC6655LN的NR引脚时，在1 kHz时可以将宽带噪声降低62%，滤波LTC6655 (SFG)可以将宽带噪声降低97%。

结论

精密系统如果想要实现25位或以上的分辨率，必须非常重视基准电压噪声。如图2所示， V_{REF} 噪声占系统噪声的比例与ADC满量程的使用率成正比。本文显示，在精密基准电压中添加滤波器可以衰减 V_{REF} 噪声，从而降低整体的系统噪声。后接SFG滤波器的LTC6655基准电压可以将未配备滤波器的LTC6655的宽带噪声降低97%。但这会额外增加物料成本，增大PCB面积和功耗，降低几PPM的直流精度，且导致精密基准电压源输出随温度发生

变化。在考虑与SFG LPF有关的取舍时，LTC6655LN采用简单设计，功耗低，只需要使用单个电容来降低宽带噪声，且无需使用外部缓冲器来驱动ADC。带10 μF NR电容的LTC6655LN与不带滤波器的LTC6655相比，其宽带噪声降低62%。因此，用户现在可以使用内置的LTC6655LN低通滤波器来让精密系统实现所需的分辨率。

附录

要下载LTspice，请访问：analog.com/ltspace。

点击[此处](#)下载对图7所示电路、图11所示的SFG LPF电路，以及图12所示的低噪声直流电路的LTspice模拟。

参考资料

¹ Mark Reisiger。“降低放大器噪声峰化以提高SNR。”
ElectronicDesign，2012年10月。

² Gene F. Franklin、J. David Powell、Abbas Emami-Naeini。[动态系统的反馈控制](#)。Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc.，1993年11月。

致谢

非常感谢作者Robert Kiely之前在 $\Sigma\text{-}\Delta$ ADC、精密放大器和基准电压领域所付出的努力。

表5. 动态范围比较

ODR	ADC动态范围 零缩放 (dB)	LTC6655动态范围 (dB)	LTC6655LN 10 μF 动态范围 (dB)	LTC6655 (SFG) 动态范围 (dB)	动态范围区域 (LTC6655LN 10 μF —LTC6655) (dB)	动态范围区域 (LTC6655 (SFG)—LTC6655) (dB)
10000	135.40	126.88	132.22	134.65	5.33	7.77
5000	138.41	129.14	135.08	137.37	5.94	8.23
2500	140.82	132.91	137.23	139.86	4.32	6.95
1000	144.43	136.50	140.11	142.42	3.61	5.92
500	148.65	137.55	141.95	144.37	4.40	6.83
200	152.86	139.83	144.15	147.40	4.32	7.57
100	156.47	143.32	145.82	150.49	2.49	7.17
59.96	157.08	143.66	147.31	151.71	3.65	8.05
49.96	159.48	146.58	148.43	151.72	1.85	5.14
20	162.49	149.51	149.56	152.26	0.06	2.76
10	163.70	149.58	149.72	152.26	0.14	2.68
5	165.50	150.07	150.25	152.26	0.18	2.19



作者简介

Anshul Shah毕业于亚利桑那州立大学，获得电气工程硕士学位。他目前是ADI仪器仪表与精密技术部(工作地点在美国加利福尼亚州圣克拉拉市)的应用工程师，专注于精密基准电压源。Anshul于2018年加入ADI公司。在加入ADI公司之前，Anshul在恩智浦半导体公司担任过多个产品测试和验证职位。联系方式：anshul.shah@analog.com。

使用反射计芯片 实施非接触式液位测量

Bruce Hemp, 高级应用工程师

可以通过将空气介质传输线贴在非金属水箱外壁来检测RF阻抗,以准确测量其液位。本文提供一个经验设计示例,显示反射计器件(例如ADI公司的ADL5920)如何帮助简化设计。

与传统式机械浮子液位检测方法相比,基于反射计的解决方案具备多种优势,包括:

- ▶ 能够快速、实时测量液位
- ▶ 支持实施广泛的电子后处理
- ▶ 非接触式设计(不会污染液体)
- ▶ 无活动零件
- ▶ 最小的RF辐射场(远场抵消)
- ▶ 无需在水箱上开孔,用于安装外部传感器(降低泄漏风险)
- ▶ 由于水箱上没有电线或零件,可以更加安全

液位测量概述

图1所示为整个系统的方框图,包括用于驱动平衡式和端接式空气介质传输线的RF信号源,线路中包含反射计。

工作原理

悬浮在空气中的传输线可用于准确测量阻抗特性和降低RF损耗,这是因为它使用低损耗导体,且不使用固体介质材料。经典的E和H矢量图表明,电场和磁场集中在导体周围,它们的大小随距离增加而迅速减小,距离则相对于传输线结构本身的大小和间距来测量。附近的介电材料(例如水箱壁和水箱内的液体会改变传输线的电气特性¹,可由反射计(例如ADL5920)简略测量。

详细说明

考虑设计用于确定空气中的特定特性阻抗 Z_0 的空气介质低损耗传输线。增加的任何介电物质,例如传输线近场中的液体,都会:

- ▶ 降低传输线的特性阻抗;
- ▶ 降低传播速度,从而增加线路的有效电长度;以及
- ▶ 增加线路衰减。

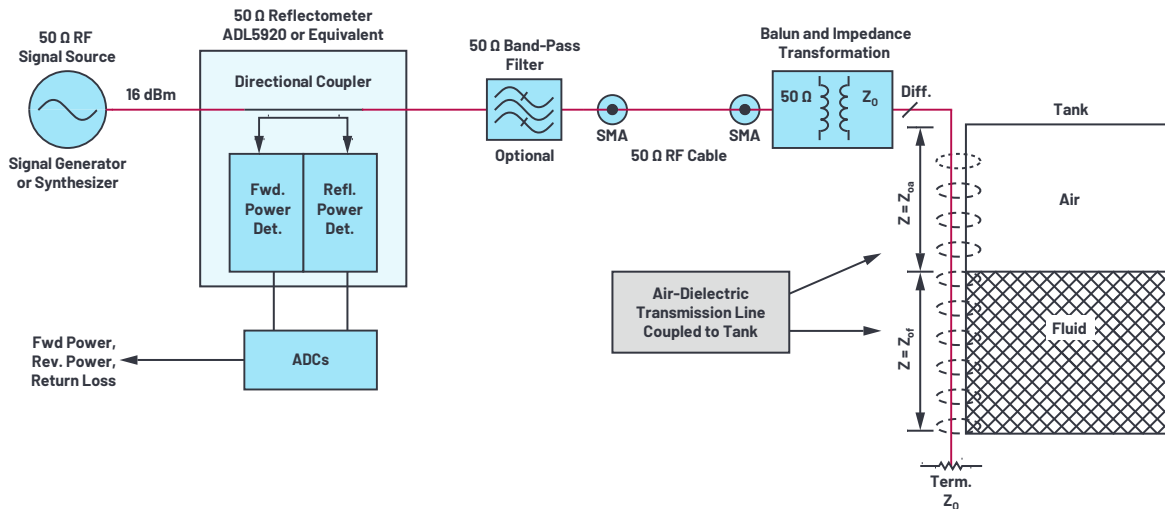


图1. 液位测量系统方框图。

这三种效应结合在一起，可以降低回波损耗，回波损耗可使用反射计器件或仪器直接测量。通过仔细设计和校准，可以将回波损耗与液位关联起来。

为了简化分析，在将传输线连接至水箱之前，考虑将图1中的空气介质传输线的阻抗设置为等于 Z_0 。因为线路与 Z_0 端接，所以从理论来说，线路中没有反射能，所以回波损耗是无限的。

将传输线贴装到水箱侧面之后，以前的一条传输线现在会变成两条独立的传输线，以串联形式级联：

- ▶ 在液位以上，传输线以空气为介质，水箱壁材料除外。传输线的阻抗 Z_{0A} 与空气介电值 Z_0 相比，变化不大。传输线的传播速度也是如此。
- ▶ 在液位以下，传输线阻抗 Z_{0F} 比 Z_{0A} 低。因为传输线的近场中存在额外的介电材料，所以电长度有效增加，衰减也一样。

在由传输线源端的反射计测量时，传输线远端的端接 Z_0 的阻抗会发生转变。转变以图形化的方式描述，大约如图2所示。由于 Z_{0F} 低于 Z_0 ，所以史密斯图按顺时针方向旋转，方向如箭头所示。

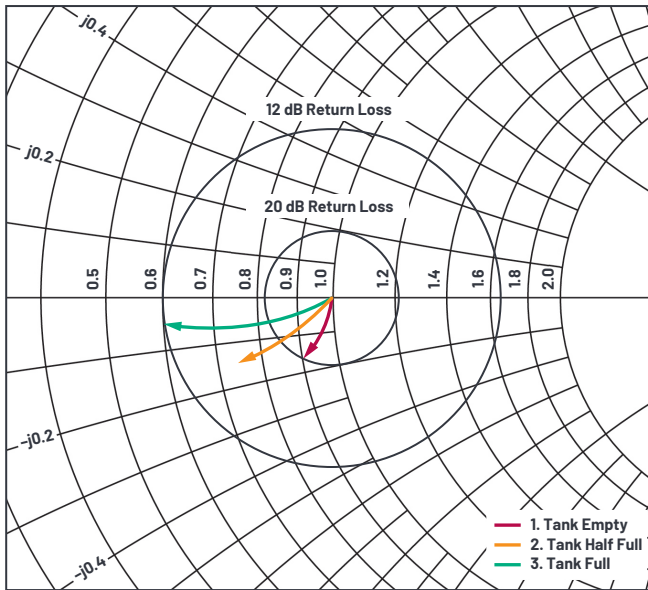


图2 扩展的标准史密斯图，表示传输线的输入阻抗。线路端点表述液位如何转化成回波损耗测量值。

当传输线阻抗与线路末端的电阻端部精确匹配时，传输线不会导致阻抗转变。这种情况与图2所示的史密斯图的中心对应，该图显示标准化阻抗为 $1 + j0 \Omega$ 。在将传输线连接至水箱之前，回波损耗应至少为26 dB。

将传输线连接到空水箱之后，水箱壁的材料会使传输线的介电材料增加，令线路的阻抗降低到 Z_{0A} ，并稍微增长传输线Trace 1的有效电长度，具体如图2所示。回波损耗的测量值几乎保持不变，约为20 dB。

随着水箱中的水位上涨，传输线的阻抗下降，这是因为液体占据了原先用作传输介质的部分空气。传输线的阻抗原先为 Z_{0A} ，现在变成 Z_{0F} 。所以，史密斯图转动的中心点降低。与此同时，因为传输线的有效电长度增加，史密斯图转动的量增加。具体由图2中的Trace 2和Trace 3表示。所以，反射计测量到，射频发生器端的回波损耗降低。

因为ADL5920测量的是反射幅度大小，而不是相位，所以阻抗转变应该限制在史密斯图的下半部分，在这个位置，无功分量为负。否则，阻抗被传回史密斯图的中心，导致测量值不准确。这意味着，连接到整个水箱的传输线的电长度应为 90° 或小于 90° 。如果电长度超过 90° ，测量的回波损耗会出现折返。

双向RF检波器(例如ADL5920)可以测量入射功率和反射功率(单位: dBm)，且传输线的特性阻抗 $Z_0 = 50 \Omega$ 。ADL5920也可以减去这两个读数，直接测量回波损耗(dB)。

何为回波损耗?

简单来说，就是当RF源连接至负载时，一些功率会转化为负载，余下的功率则反射回源。两种功率电平之间的差值就是回波损耗。这一般用于衡量负载与源之间的匹配程度。

巴伦的用途

巴伦用于驱动电压相等，但极性相反的导体，所以主要有两大作用：

- ▶ 降低传输线输入/输出的杂散RF。这对控制合规的EMI非常重要。各个方向的远场EMI也因为抵消而降低。
- ▶ 转变阻抗。更高的阻抗意味着传输线元件之间的间隔更大，这也意味着电场会更深入地穿透容器。其结果是，回波损耗和液位之间呈现更大变化，这意味着液位测量更加敏感。

巴伦应该在带通滤波器的整个带通频段内提供出色的共模抑制比(CMRR)。

有必要采用带通滤波器吗?

在杂散RF可能耦合至传输线的位置，推荐使用图1所示的可选带通滤波器。带通滤波器有助于降低或消除Wi-Fi、蜂窝、PCS服务、陆地移动无线电和所有其他与所需源不处于同一频段的外部信号带来的干扰。

为了实现最佳效果，建议带通滤波器设计采用低插入损耗，且回波损耗与回波损耗的测量值相当；即，约为30 dB或更优化。

基本的设计步骤

设计步骤大致如下：

- ▶ 根据传输线的长度选择工作频率。一般来说，传输线的长度约与水箱高度相当，或稍长一点。在选择工作频率时，应确保传输线的长度一般为空气中的RF波长的1/10至1/4。图3所示为大致的频率范围。在更低频率下，会实现更出色的回波损耗线性度和液位，在更高频率下，会实现更大的回波损耗信号范围，但是线性度可能不佳，且会出现测量折返(图2)。如果需要电磁辐射合规，可以从适用ISM频率列表中选择频率。²
- ▶ 根据所选的频率或频段设计或选择巴伦。巴伦可以以集总元件LC或变压器为基础。巴伦在与平衡端L连接时，应具备出色的回波损耗。
- ▶ 计算导体宽度，以及传输线的间隔尺寸。计算时，可以使用传输线阻抗计算器，例如任意传输线计算器(ATLC)。³

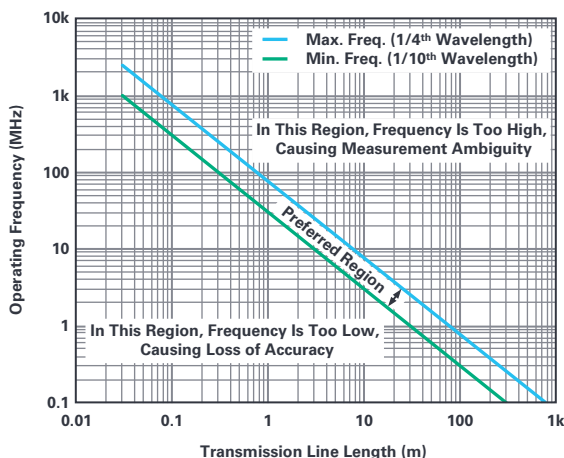


图3. 推荐的工作频率与传输线长度。

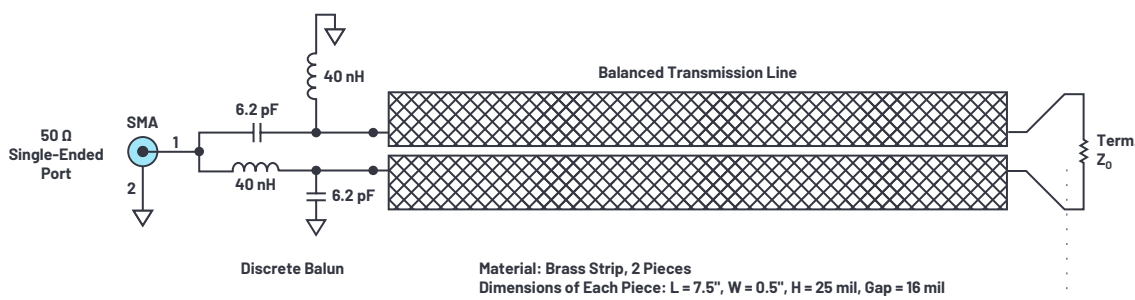


图4. 液位检测示例中使用的巴伦和传输线。

简单的设计示例

为了进行展示，设计了一种适用于汽车挡风玻璃清洗水箱的液位监测器。该测试设置让水在两个完全相同的水箱之间流动，一个水箱连接传输线，用于测量液位。

根据之前的计划：

- ▶ 因为水箱高度约为6英寸(0.15米)，那么约300 MHz目标RF激励是合理的(参见图3)。
- ▶ 接下来，根据这个频率范围设计和构建LC巴伦。需要对 Z_0 进行轻微的升压阻抗转变，以提高对液位变化⁴的灵敏度(参见图4)。采用网络分析仪或反射计来验证单端端口上的回波损耗是否约为30 dB或更出色，其中固定电阻终端在连接至传输线之前，先直接连接至巴伦。
- ▶ 我们设计和构建并行传输线，其中 Z_0 等于之前使用的电阻值。传输线在电路中连接，电阻终端则移动至线路末端。参见图4和图5。再次使用网络分析仪或反射计来验证回波损耗是否保持出色水平——约为25 dB或更出色。

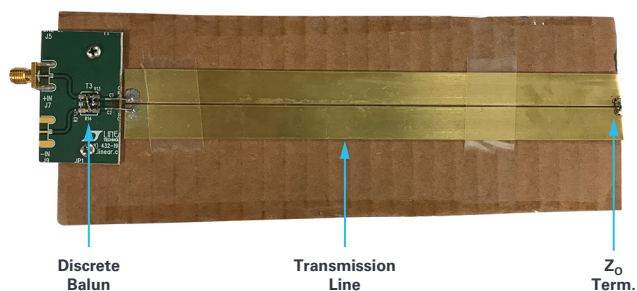


图5. 分立式巴伦和端接传输线，连接到水箱之前。

现在，传输线可能连接至水箱侧面，如图6所示。连接到空水箱时，回波损耗稍微降低是正常现象，这是因为作为传输线附加介电层的水箱壁材料具有失谐效应。

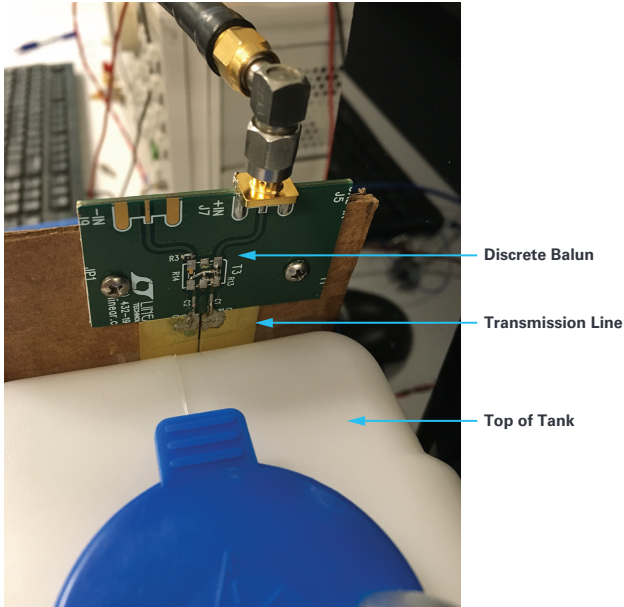


图6. 示例设计显示连接到水箱侧面的传输线。

示例测试结果

图7显示完整的测试设置。传输线连接至水箱侧面，且水箱具备相关配置，可以管控注入和排出的水量。

ADI公司的评估套件DC2847A用于轻松读取ADL5920反射计的测量结果。这个评估套件包含一个混合信号处理器MCU，用于读取正向和反射检波器的模拟电压。PC软件会自动加载和显示结果(以图表和时间形式)。回波损耗的计算非常简单：正向和反向功率测量值的差值。图7显示设计示例的整个测试设置。

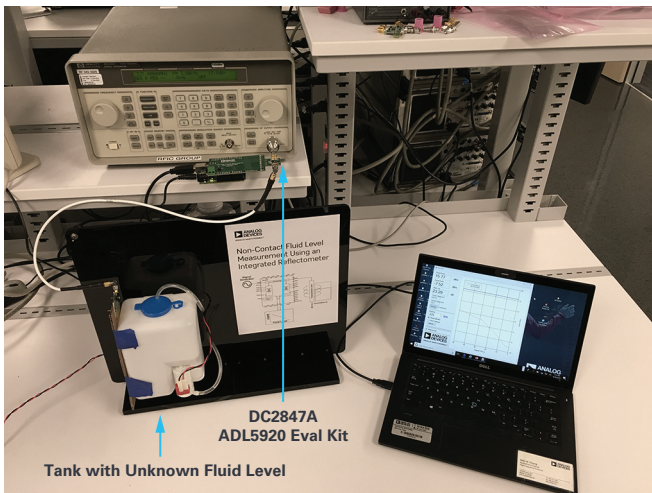


图7. 设计示例的整个测试设置。

在这个设计示例中，通过激活两个水箱其中一个的泵来确定液位水平。当泵运行时，质量流量是相对恒定的，所以，理想情况是水箱中的水位相对于时间线性上升。实际上，水箱从顶部到底部的横截面并不完全相同。

图8所示为液位从满到空时的测试结果。从水箱中抽出液体时，正向功率保持恒定，反射功率呈线性降低。

$t = 33$ 秒时，坡度发生明显变化。究其原因，应该是水箱设计造成的。水箱底部的横截面面积会减小，如图7所示，以为泵电机留出空间。这导致测量结果呈现非线性，必要时，可在系统固件中轻松纠正。

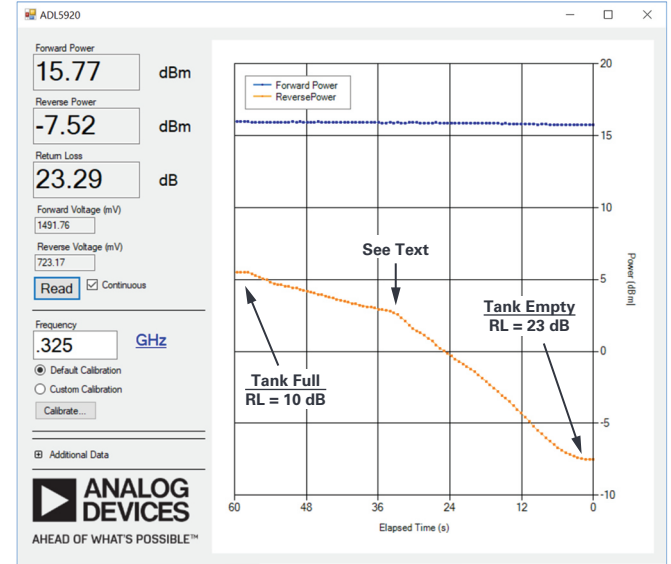


图8. 示例测试结果与液位。液位测量呈线性且无变化，但本文中所讲述的水箱设计导致的意外情况除外。

校准

为了实现最高精度，必须对反射计实施校准。校准可以校正反射计内部的RF检波器的制造差异性——即斜率和截距。DC2847A评估套件支持单独校准，如图8所示。

在更高水平下，也需要对液位和回波损耗实施校准。这可能是由于下列不确定性来源造成：

- ▶ 传输线和水箱壁之间的制造距离差异。
- ▶ 水箱壁的厚薄差异。
- ▶ 液体和/或水箱壁的介电性能会随温度而变化。

可能存在系统非线性问题，例如，图8中所示的斜率变化。如果使用线性插值，那么在这种情况下，需要使用三点及以上的点校准。

所有校准系数通常存储在系统的非易失性存储器中，这可能是嵌入式处理器应用未使用的代码空间，或者是专用的非易失性存储器设备。

液位测量限制

任何反射计的指向性都是一个关键指标。在不考虑巴伦损耗的情况下，当传输线与其自身的 Z_0 准确端接时，反射功率降低至零，反射计会测量其自身的指向性指标。指向性指标越高，反射计就越能够准确地区分入射波和反射波的大小。

对于ADL5920，指向性在1 GHz时一般为20 dB，在100 MHz或更低时达到会增长为约43 dB。这使得ADL5920非常适合用于在水箱高度约30 mm或更高时，测量液位水平(参见图3)。

应用扩展

在有些应用中，可以按几种方式扩展基本的非接触式液位测量原则。例如：

- ▶ 测量可能按低占空比执行，以节省功率。
- ▶ 如果液位保持恒定，回波损耗测量可与另一个相关的流体特性关联；例如，速度或pH值。
- ▶ 每种应用都是唯一的。例如，相比在最底部，有些技术在范围的最顶部能提供更出色的精度，反之亦然，具体由应用决定。
- ▶ 如果水箱采用金属材质，传输线需要通过水箱内部。根据具体应用，传输线可能需要浸入水中。
- ▶ 可以使用多个RF功率电平的测量值来确定外部RF干扰是否会导致误差。许多单芯片PLL器件都支持此功能，使其成为测试系统可靠性，或自我测试可靠性的测试。
- ▶ 水箱两面或四面上的传输线传感器可以分别补偿箱体沿一轴或两轴的倾斜度。
- ▶ 如果是用于测量液位阈值，则使用一根或多根较短的传输线在较高频率下运行会是不错的解决方案。



作者简介

Bruce Hemp于1980年毕业于加州州立大学富尔顿分校，获工程学士学位。他曾从事各种系统、电路板级和应用工程工作。2012年以来，Hemp一直担任ADI公司的高级应用工程师兼部门主管。联系方式：bruce.hemp@analog.com。

结论

开发ADL5920之类的单芯片反射计器件促生了新的应用类型，例如液位仪器仪表。取消活动零件(例如使用多年的机械浮子)可以大幅提高可靠性。油位监测也成为可能，推动产生了许多新工业和汽车应用。

脚注

¹ 液体的存在会影响传输线的阻抗、损耗和传播速度。

² 工业、科学和医疗频率。访问 en.wikipedia.org/wiki/ISM_band。

³ ATLC: 任意传输线计算器(适用于传输线和定向耦合器)。访问 atlc.sourceforge.net。

⁴ 阻抗设置过大，会增加传输线的设计难度，且使传输线损耗超过限制。

致谢

本文作者感谢Michiel Kouwenhoven、James Wong、Bruce Nguyen和John Chung。没有他们的指导和帮助，本文可能难以问世。

使用高效率、高频率、低EMI DC/DC转换器降低对陶瓷电容的电源要求

Zhongming Ye, 高级应用工程师

多层陶瓷电容器(MLCC)的价格在过去几年急剧上涨,究其原因,与汽车、工业、数据中心和电信行业使用的电源数量增加有关。陶瓷电容被用在电源输出端,用于降低输出纹波,以及控制因为高压摆率加载瞬变而导致的输出电压过冲和欠冲。输入端则要求陶瓷电容进行解耦和过滤EMI,这是因为在高频率下,它具备低ESR和低ESL。

为了提高工业和汽车系统的性能,需要将数据处理速度提高几个等级,并且在微处理器、CPU、片上系统(SoC)、ASIC和FPGA上集成更多耗电器件。这些复杂的器件类型需要多条稳压电轨:一般是内核0.8 V, DDR3和LPDDR4分别1.2 V和1.1 V,外设和辅助组件分别为5V、3.3 V和1.8 V。降压(降压型)转换器被广泛用于调节电池或直流总线提供的电源。

例如,汽车中的高级驾驶员辅助系统(ADAS)产品组合大幅提升了陶瓷电容的使用率。随着电信行业开始采用5G技术,也需要用到高性能电源,这也会显著增加陶瓷电容的使用率。内核的电源电流从几安培增加到几十安培,且严格管控电源纹波、负载瞬变过冲/欠冲和电磁干扰(EMI),这些都需要额外的电容。

在许多情况下,传统电源方法无法跟上变化的速度。整体式解决方案尺寸过大,效率太低,电路设计太过复杂,且物料成本(BOM)过高。例如,为了满足快速负载瞬变所需的严格的电压调节规格,需要在输出端使用大量陶瓷电容,以存储和获取负载瞬变产生的大量电流。陶瓷型输出电容的整体成本可以达到功率IC的好几倍。

更高的电源工作(开关)频率可以降低瞬变对输出电压造成的影响,降低电容需求和整体解决方案的尺寸,但是更高的开关频率往往会导致开关损耗增加,降低整体效率。能否在先进的微处理器、CPU、SoC、ASIC和FPGA需要极高的电流时,避免这种取舍并满足瞬变要求?

ADI公司的Power by Linear™单芯片Silent Switcher® 2降压稳压器系列帮助实现紧凑的解决方案尺寸、高电流能力和高效率,更重要的是,还具备出色的EMI性能。LTC7151S单芯片降压稳压器使用Silent Switcher 2架构来简化EMI滤波器设计。谷电流模式可以降低输出电容需求。我们来看看适合SoC的20 V输入至1 V、15 A输出解决方案。

面向SoC的20 V输入、15 A解决方案

图1所示为适合SoC和CPU功率应用的1 MHz、1.0 V、15 A解决方案,其中输入一般为12 V或5 V,可能在3.1 V至20 V之间波动。只需要输入和输出电容、电感、几个小型电阻和电容即会组成完整的电源。此电路易于修改,以生成其他输出电压,例如1.8 V、1.1 V和0.85 V,一直到0.6 V。输出电轨的负回流(至V-引脚)使得其能够对负载附近的输出电压实施远程反馈检测,最大限度降低板路径的压降导致的反馈误差。

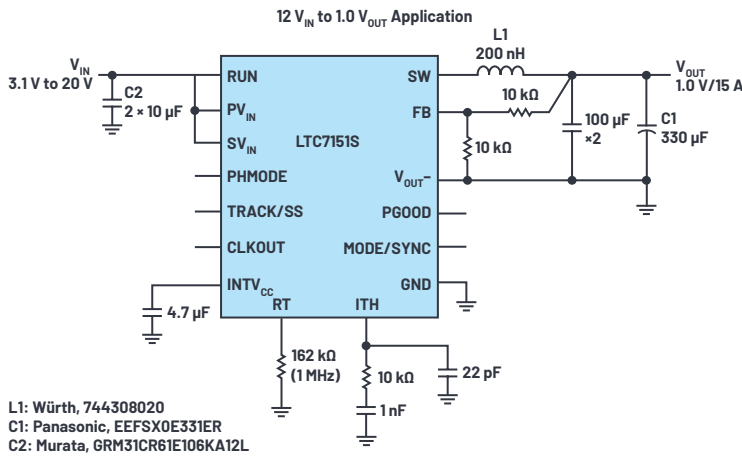


图1. 适用于SoC和CPU的1 MHz、15 A降压稳压器的原理图和效率。

图1所示的解决方案使用LTC7151S Silent Switcher 2稳压器，该稳压器采用高性能集成式MOSFET，以及28引脚散热增强型4 mm × 5 mm × 0.74 mm LQFN封装。通过谷电流模式实施控制。内置保护功能，以最大限度减少外部保护组件的数量。

顶部开关的最短导通时间仅为20 ns(典型值)，可以在极高频率下直接降压至内核电压。热管理功能支持可靠、持续地提供高达15 A的电流、20 V的输入电压，无散热或气流，因此非常适合电信、工业、交通运输和汽车应用领域的SOC、FPGA、DSP、GPU和微处理器使用。

LTC7151S具备广泛的输入范围，可以用作一级中间转换器，支持多个下游负载点或LDO稳压器在5V或3.3V时达到最高15 A。

使用最小的输出电容，满足严格的瞬变规格

一般来说，会扩大输出电容，以满足回路稳定性和负载瞬态响应要求。对于为处理器提供内核电压的电源，这些要求尤其严格，必须出色地控制负载瞬变过冲和欠冲。例如，在负载阶跃期间，输出电容必须介入，立即提供电流来支持负载，直到反馈回路将开关电流增高到足以接管。一般来说，可以通过在输出端安装大量多层陶瓷电容来抑制过冲和欠冲，在快速负载瞬变期间满足电荷存储要求。

另外，提高开关频率也可以改善快速回路响应，但这会增大开关损耗。

还有第三种选项：支持谷电流模式控制的稳压器可以动态改变稳压器的开关 T_{ON} 和 T_{OFF} 时间，以满足负载瞬变需求。如此，可以大幅降低输出电容，以满足快速瞬变时间。图2所示为LTC7151S Silent Switcher稳压器立时响应4 A至12 A负载阶跃和8 A/ μ s压摆率之后的结果。LTC7151S采用受控导通时间(COT)谷电流模式架构，支持开关节点在4 A至12 A负载阶跃瞬变期间压缩脉冲。在上升沿启动约1 μ s之后，输出电压开始恢复，过冲和欠冲则限制在46 mV峰峰值。图2a中所示的3个100 μ F陶瓷电容足以满足典型的瞬变规格要求，如图2b所示。图2c显示负载阶跃期间的典型开关波形。

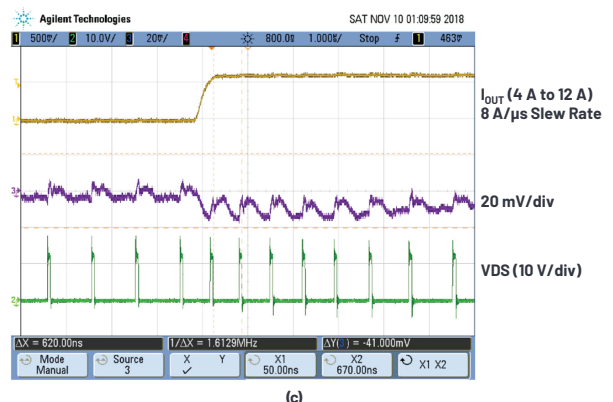
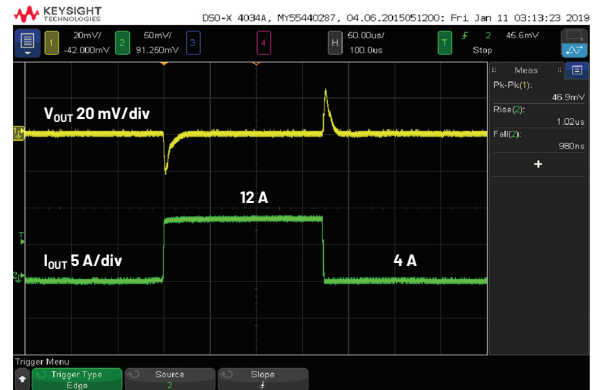
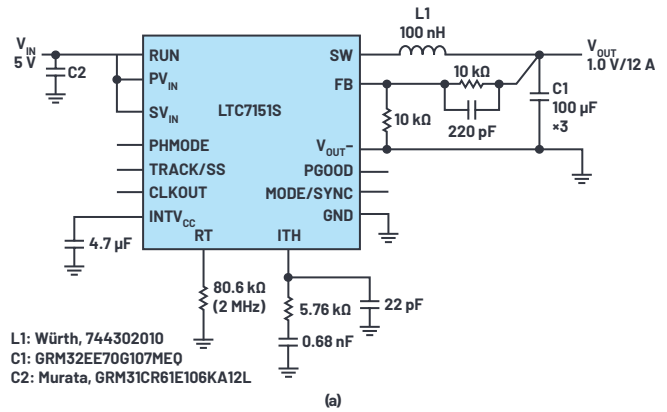
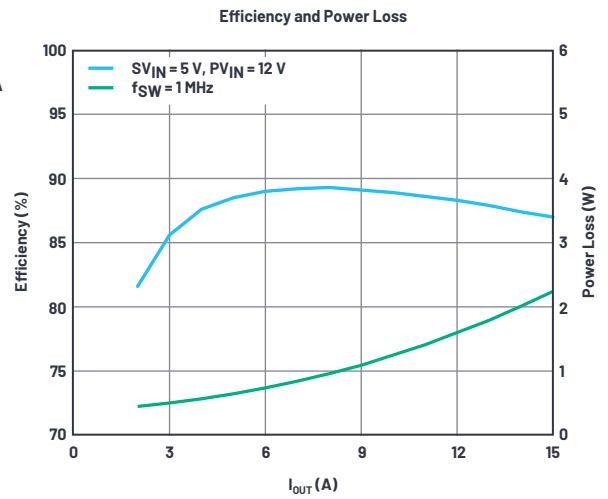


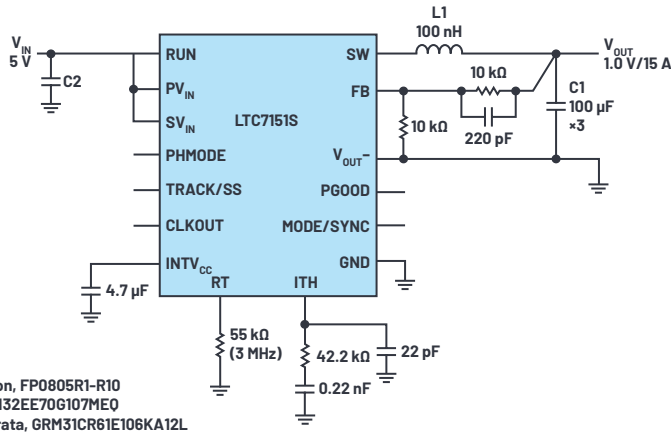
图2. (a) 这种5 V输入至1 V输出的应用在2 MHz下运行，需要最小的输出电容达到快速地响应(b)负载阶跃，以及负载阶跃期间的(c)开关波形。

3 MHz高效降压型稳压器可用于狭小空间

LTC7151S采用4 mm × 5 mm × 0.74 mm封装，其中集成了MOSFET、驱动器和热回路电容。让这些组件彼此靠近可以降低寄生效应，以便快速开关这些开关，且保持很短的死区时间。开关的反并联二极管的导通损耗也大大降低。集成式热回路解耦电容和内置补偿电路也可以帮助降低设计复杂性，最大限度减小解决方案的总体尺寸。

如前所述，顶部开关的20 ns(典型)最短间隔允许在高频率下实现极低的占空比转换，使得设计人员能够利用极高频操作(例如3 MHz)来降低电感、输入电容和输出电容的大小和值。极为紧凑的解决方案适用于空间有限的应用，例如汽车和医疗应用领域的便携式设备或仪器仪表。使用LTC7151S时，可以不使用大体积散热组件(例如风扇和散热器)，这是因为LTC7151S支持高性能功率转换，即使在极高频率下也是如此。

图3显示在3 MHz开关频率下运行的5 V至1 V解决方案。伊顿提供的小尺寸100 nH电感和3个100 pF/1210陶瓷电容一起，提供适用于FPGA和微处理器应用的纤薄紧凑型解决方案。效率曲线如图3b所示。在室温下，全负载范围内温度上升约15°C。



Silent Switcher 2技术帮助实现出色的EMI性能

使用15 A应用满足已经发布的EMI规范(例如CISPR 22/CISPR 32传导和辐射EMI峰值限值)，可能意味着多个迭代板旋转，涉及在解决方案尺寸、总效率、可靠性和复杂性之间取舍。传统方法通过减慢开关边沿和/或降低开关频率来控制EMI。这两种方法都会产生不良的影响，例如效率下降，最短接通和关断时间增加，以及增大解决方案尺寸。复杂、大尺寸的EMI滤波器或金属屏蔽等强力EMI消除方案在所需的电路板空间、组件和装配方面增加了大量成本，并使热管理和测试复杂化。

ADI公司专有的Silent Switcher 2架构使用多种EMI缓解技术，包括集成式热回路电容，以最大限度减小嘈杂天线的尺寸。LTC7151S通过集成高性能MOSFET和驱动器，将EMI保持在低水平，如此，IC设计人员能够设计出内置最小开关节点环的器件。其结果是，热回路中存储的相关能源得到高度控制，即使开关边缘具备高压摆率时也是如此，可以帮助实现出色的EMI性能，同时最大限度降低高工作频率下的开关损耗。

LTC7151S前端采用简单的EMI滤波器，在EMI测试室中接受测试，通过了CISPR 22/ CISPR 32传导和辐射EMI峰值限值认证。图4显示1 MHz、1.2 V/15 A电路的原理图，图5显示吉赫兹横电磁波(GTEM)电池的辐射EMI CISPR 22的测试结果。

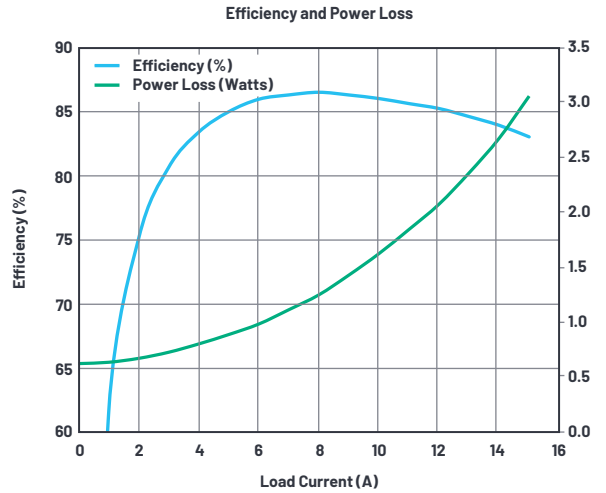


图3. 5 V输入至1 V/15 A, $f_{SW} = 3$ MHz下的稳压器原理图和效率。

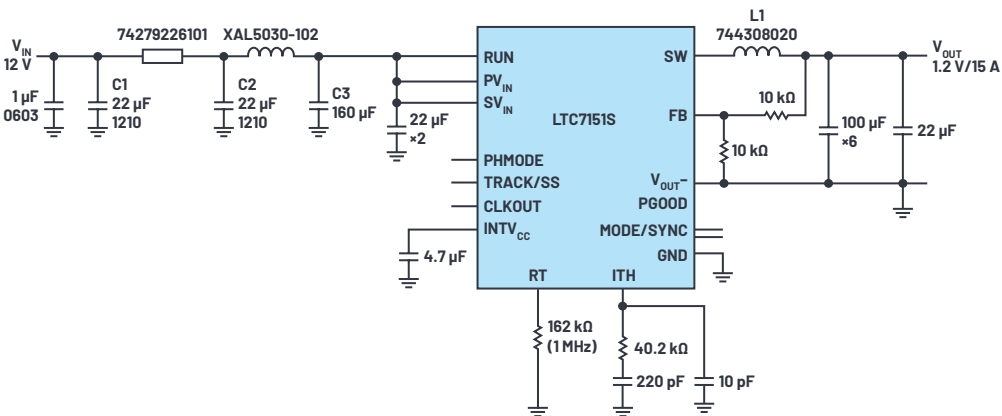


图4. 开关频率为1 MHz的1.2 V稳压器的原理图。

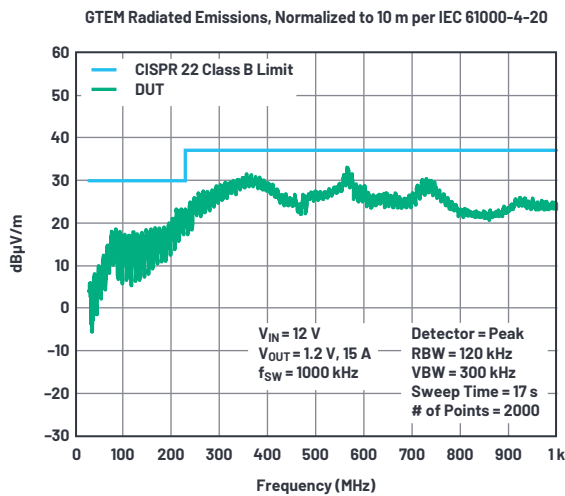


图5. GTEM中的辐射EMI通过CISPR 22 Class B限值测试。



作者简介

Zhongming Ye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。他自2009年以来一直在凌力尔特(现为ADI公司的一部分)工作，负责提供各种不同产品的应用支持，包括降压、升压、反激式和正激式转换器。他在电源管理领域的关注点包括面向汽车、医疗和工业应用的高效率、高功率密度和低EMI的高性能电源转换器和稳压器。在加入凌力尔特之前，他在Intersil工作了三年，从事隔离式电源产品的PWM控制器相关工作。他拥有加拿大金斯顿女王大学电气工程博士学位。Zhongming是IEEE电力电子学会的高级会员。联系方式：zhongming.ye@analog.com。

结论

智能电子、自动化和传感器在工业和汽车环境中的普及，提高了对电源数量和性能的要求。特别是低EMI，已成为更加重要的关键电源参数考量因素，除此以外，还包括小解决方案尺寸、高效率、热性能、稳健性和易用性等常规要求。

LTC7151S使用ADI公司Power by Linear部的Silent Switcher 2技术，尺寸紧凑，可以满足严格的EMI需求。LTC7151S支持谷电流模式控制和高频率操作，可以动态变更 T_{ON} 和 T_{OFF} 时间，几乎立即主动支持负载瞬变，因此可以使用更小的输出电容和快速响应。具备集成MOSFET和热管理性能，可以稳定可靠地从高达20 V的输入范围持续提供高达15 A电流。

非常见问题第175期： LTspice音频WAV文件： 使用立体声和加密语音消息

Simon Bramble, 高级现场应用工程师

问题：

能否通过LTspice音频WAV文件利用立体声数据和加密语音消息？



答案：

假如音乐是爱情的食粮，那么就仿真吧。

本非常见问题解释如何使用LTspice®音频WAV文件生成立体声语法(以及更高的通道计数)。

LTspice可用于生成WAV文件作为电路仿真的输出，也可用于导入WAV文件来激励电路仿真。大量文档记载单声道WAV文件可用作LTspice中的输入，而LTspice可用于生成WAV输出。本文详细说明如何使用LTspice音频WAV文件生成不太为人所知的立体声语法(以及更高的通道计数)。

LTspice拥有许多超级功能，但它处理音频文件的能力是令人印象较深刻的功能之一。虽然在计算机屏幕上看到逼真的电路令人着迷，但是创建一个可以在LTspice之外播放的声音文件则能够让工程师以另一种感测方式来评估仿真。使用单声道 LTspice 音频WAV文件的相关文档非常完备。本文对立体声(或更多通道)展开讨论，并说明如何从LTspice音频WAV文件导出立体声数据，

以及如何将立体声数据导入LTspice音频WAV文件。它还阐述了WAV文件的一些使用技巧和诀窍，使读者能够进一步利用WAV文件。

生成立体声WAV文件

首先，从单声道信号生成立体声波形文件。图1显示的电路生成1 V、1 kHz正弦波，并将其分成两个通道，从而在两个通道之间交替传输信号——在CH1和CH2之间以2秒间隔切换1 kHz信号音。

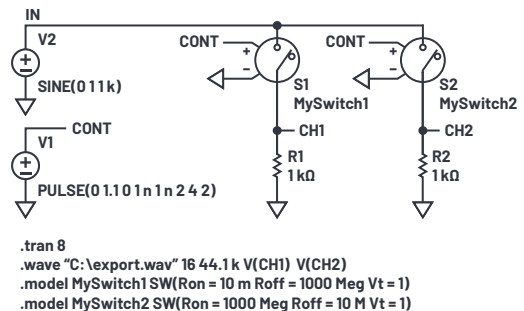


图1在本仿真中，在CH1和CH2之间以2秒间隔切换1 kHz正弦波。生成的两通道信号导出到一个音频WAV文件中。

命令.wave “C:\export.wav” 16 44.1k V(CH1) V(CH2)以16位分辨率对每个通道进行数字化处理，以44.1 kSPS速率进行采样，并将生成的音频数据存储于C:\export.wav中。在上述命令中，在采样速率之后列出的每个信号在WAV文件中都生成自己的通道数据。LTspice可在单个LTspice音频WAV文件中存储多达65,535个通道——只需根据需要把信号附加到上述命令即可。

默认情况下，LTspice的.wave命令将列出的第一个通道数据另存为左音频通道，将列出的第二个通道数据另存为右音频通道。在这种情况下，当通过媒体播放器播放export.wav时，无论电路节点命名规则如何，CH1都将被读取为左通道，CH2将被读取为右通道。请注意，默认情况下，CH1和CH2在.wav文件中分别存储为通道0和通道1，这对于读取下面讨论的文件至关重要。

导出的这个立体声音频文件可用于激励图2所示的另一个电路，该电路使用export.wav中的两个通道，作为信号输入。

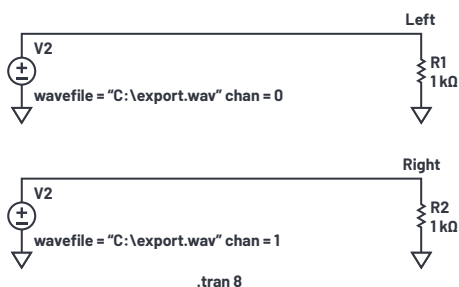


图2. export.wav中的两个立体声通道用于激励两个独立电路。

电压源V1和V2照常放置，然后按住CTRL键并右键单击每个电压源，显示元件属性编辑器(如图3所示)，来分配export.wav中的电压信号。

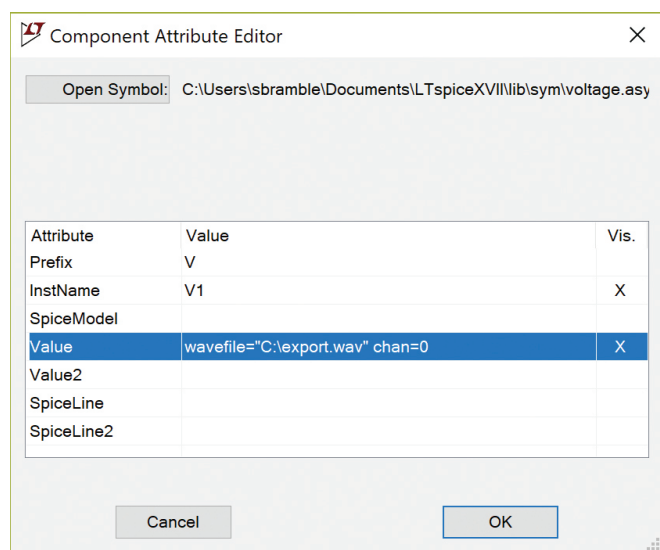


图3.export.wav中的立体声信号用作图2电路的输入。这是V1的分配，值设置为从export.wav中拉出通道0。

如上所述，首次生成LTspice音频WAV文件时，多达65,535个通道可数字化为一个WAV文件——只需在.wave命令的末尾附加任意多个通道即可。记住，默认情况下，LTspice将第一个通道命名为通道0，将下一个通道命名为通道1，以此类推。在这种情况下，由图1仿真生成的export.wav将电压V(CH1)存储为通道0，将V(CH2)存储为通道1。要使用电压源播放这些通道，请在该电压源的值行中指定.wav文件和通道。这种情况下：

- ▶ 要指示V1回放图1的V(CH1)：wavefile= “C:\export.wav” chan=0
- ▶ 要指示V2回放图1的V(CH2)：wavefile= “C:\export.wav” chan=1

音频分离

从理论上讲，通过媒体播放器播放export.wav应在完全通过左扬声器(或耳机)播放1 kHz信号音2秒钟和通过右扬声器播放2秒钟之间切换。尽管如此，仍然无法保证立体声完全分离，这取决于播放过程中使用的媒体播放器的质量。

通过笔记本电脑播放export.wav显示，在示波器上测量时约30%的左通道出现在右通道上，如图4所示。

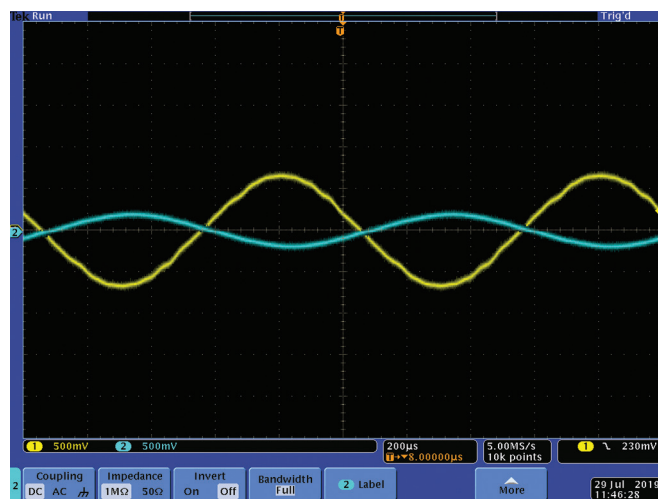


图4.左(黄色)通道显示，在笔记本电脑上播放时约30%馈入右(蓝色)通道。

在(2000年时代)手机上播放相同的文件会得到一个更加分离的结果，显示没有可感知的串扰，但是在最大音量下会有轻微失真，如图5所示。

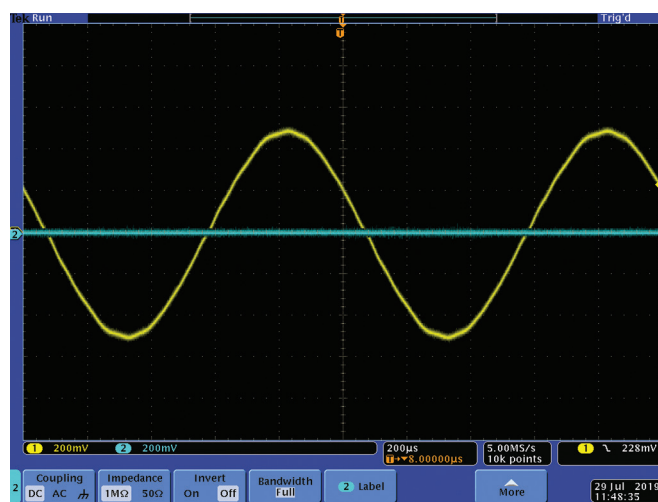


图5. 2000年的手机显示没有串扰，但在最大音量下会失真。

在后来2018年时代的手机上重复这个实验，结果显示没有可感知的串扰，但有一个完整的1 V峰值信号和很小的失真，如图6所示。请注意，所绘示波器曲线图的灵敏度为500 mV/div。

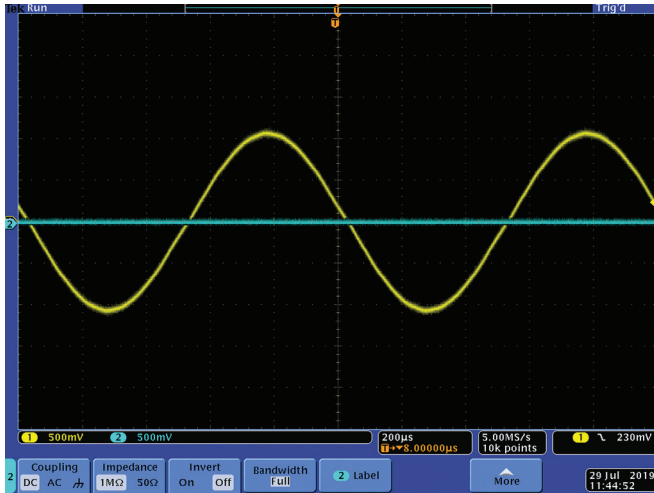


图6. 后来一代手机在串扰、失真和振幅方面表现出更好的性能。

在所有三个平台上使用相同的文件，结果显示LTspice可以生成能够完全分离的WAV文件，但最终的回放在很大程度上取决于播放器音频级的质量。

语音加密

图7中的电路显示了语音加密的基本方法，就是使用随机数序列加密音频信号，然后解密。

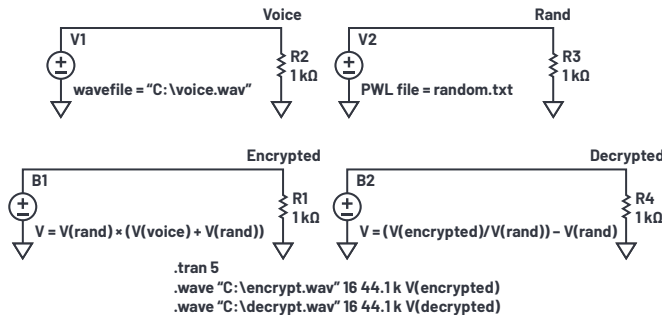


图7. 使用随机电压源加密/解密音频文件。

文件voice.wav包含原始音频。Excel电子表格用于生成变化周期为100 µs的随机数序列。结果复制到名为random.txt的文本文件中。random.txt的摘录如图8所示。

random.txt - Notepad

```
File Edit Format View Help
0.0001 0.327131708
0.0002 0.255264367
0.0003 0.449501477
0.0004 0.766355784
0.0005 0.575313343
0.0006 0.701312673
0.0007 0.340756767
0.0008 0.753989598
0.0009 0.302313769
0.0010 0.347387693
0.0011 0.787691945
0.0012 0.39198052
0.0013 0.785073942
0.0014 0.432171423
0.0015 0.594320182
0.0016 0.23842122
0.0017 0.99717587
0.0018 0.477852578
0.0019 0.025679592
0.0020 0.237590291
0.0021 0.850743226
0.0022 0.10486141
```

图8. 使用Excel生成并保存到文本文件中的随机电压。

该文件用于使用LTspice中的分段线性(PWL)电压源生成随机变化的电压V(RAND)。

使用行为电压源B1将V(RAND)添加到语音信号中。然后将输出乘以V(RAND)，并将结果发送到encrypt.wav文件。收听encrypt.wav发现，原始音频几乎无法感知。

图9显示了LTspice图窗口的原始语音、加密语音和解密语音信号。

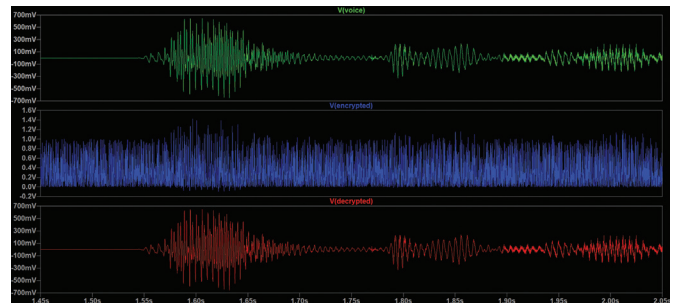


图9. 原始、加密和解密语音信号输出。

然后使用第二个行为电压源解密原始音频信号，并将结果发送到decrypt.wav文件。

从差分电压源生成WAV文件

.wave命令的语法不允许数字化差分电压。但是，使用行为电压源(B1)可轻松解决此问题，如图10所示。

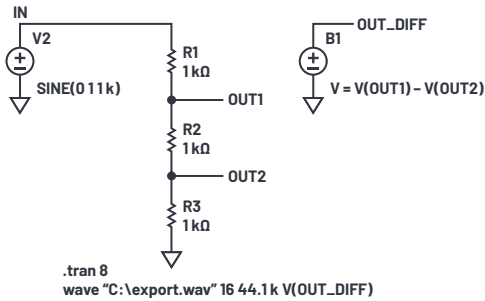


图10. 从差分电压创建WAV文件。

行为电压源(B1)输出电压等于 $V(\text{OUT1}) - V(\text{OUT2})$ ，这可以按常用方式在.wave命令中使用，如图所示。

事实上，行为电压源函数中的变量可以包括电路中的任何电压或电流，并且可以使用LTspice的任何数学函数控制这些变量。然后，可以通过正常方式将最终结果导出到LTspice音频WAV文件。

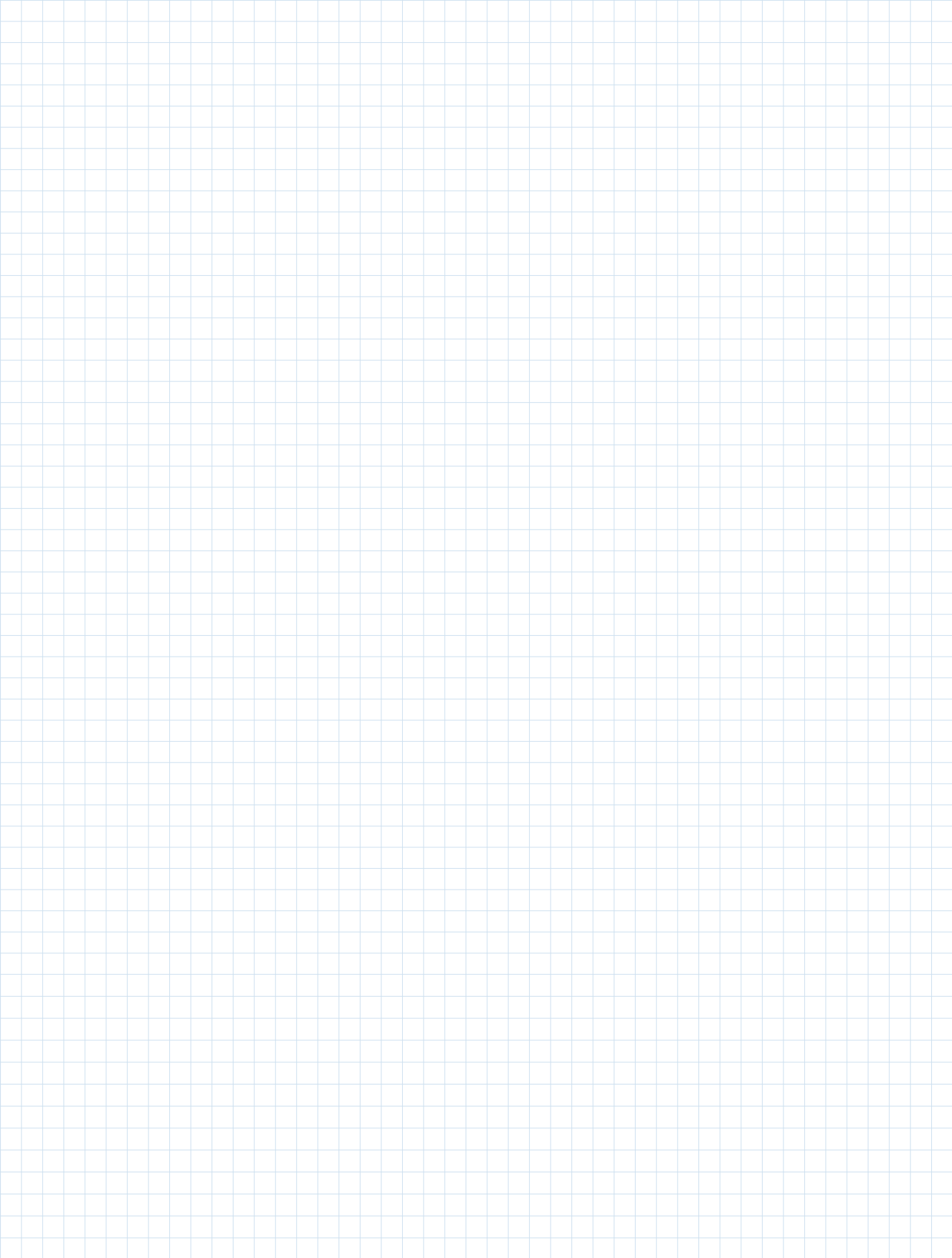
LTspice是一个功能强大的仿真器，但其仿真结果不必包含在LTspice内。使用.wave命令，LTspice可以导入、操作和导出音频文件，以便在媒体播放器上播放。



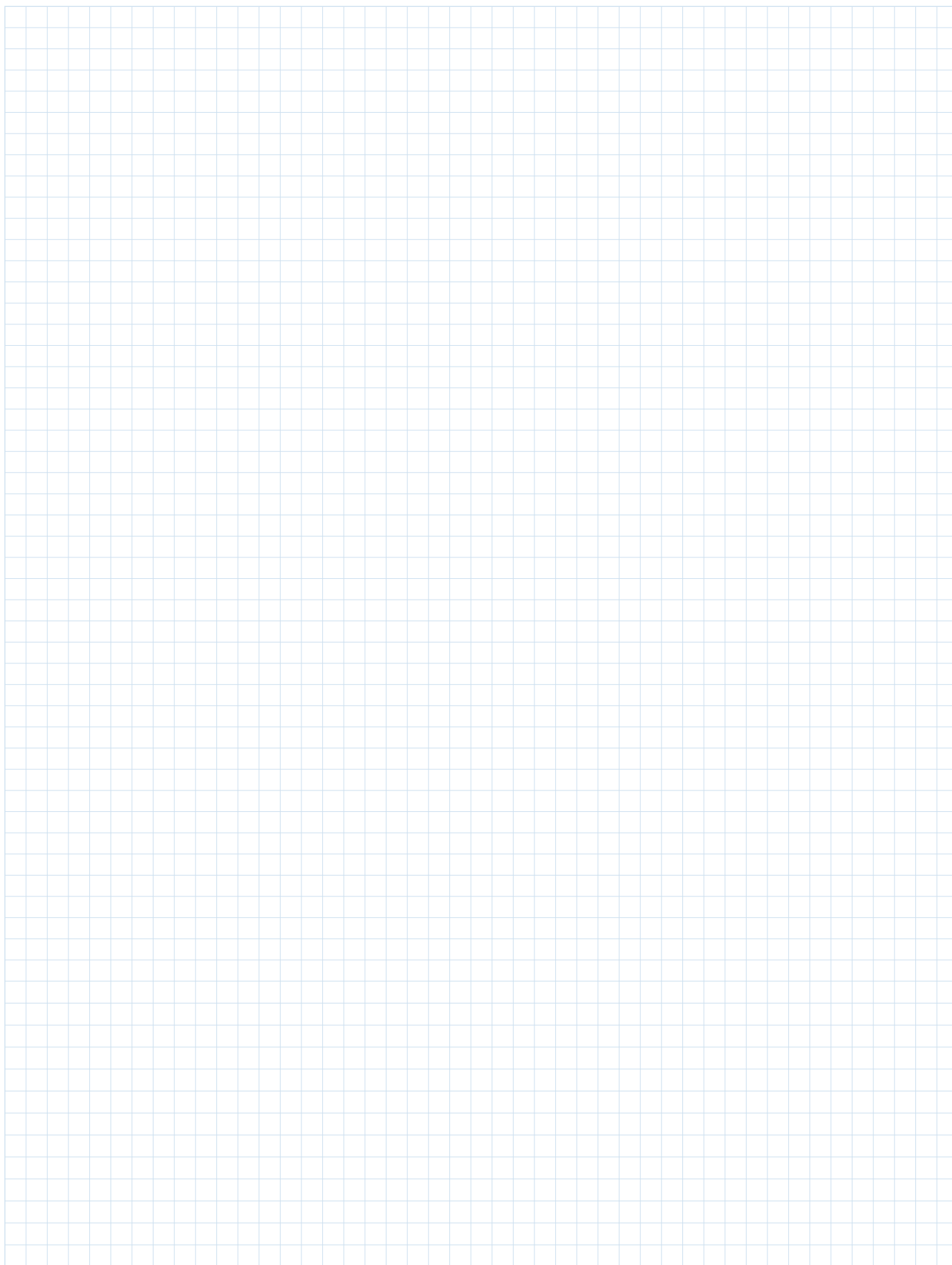
作者简介

Simon Bramble于1991年毕业于伦敦布鲁内尔大学，拥有电气工程和电子学学位，专门从事模拟电子器件和电源工作。他的职业生涯主要从事模拟电子器件工作，就职于凌力尔特(现为ADI公司的一部分)。联系方式：simon.bramble@analog.com。

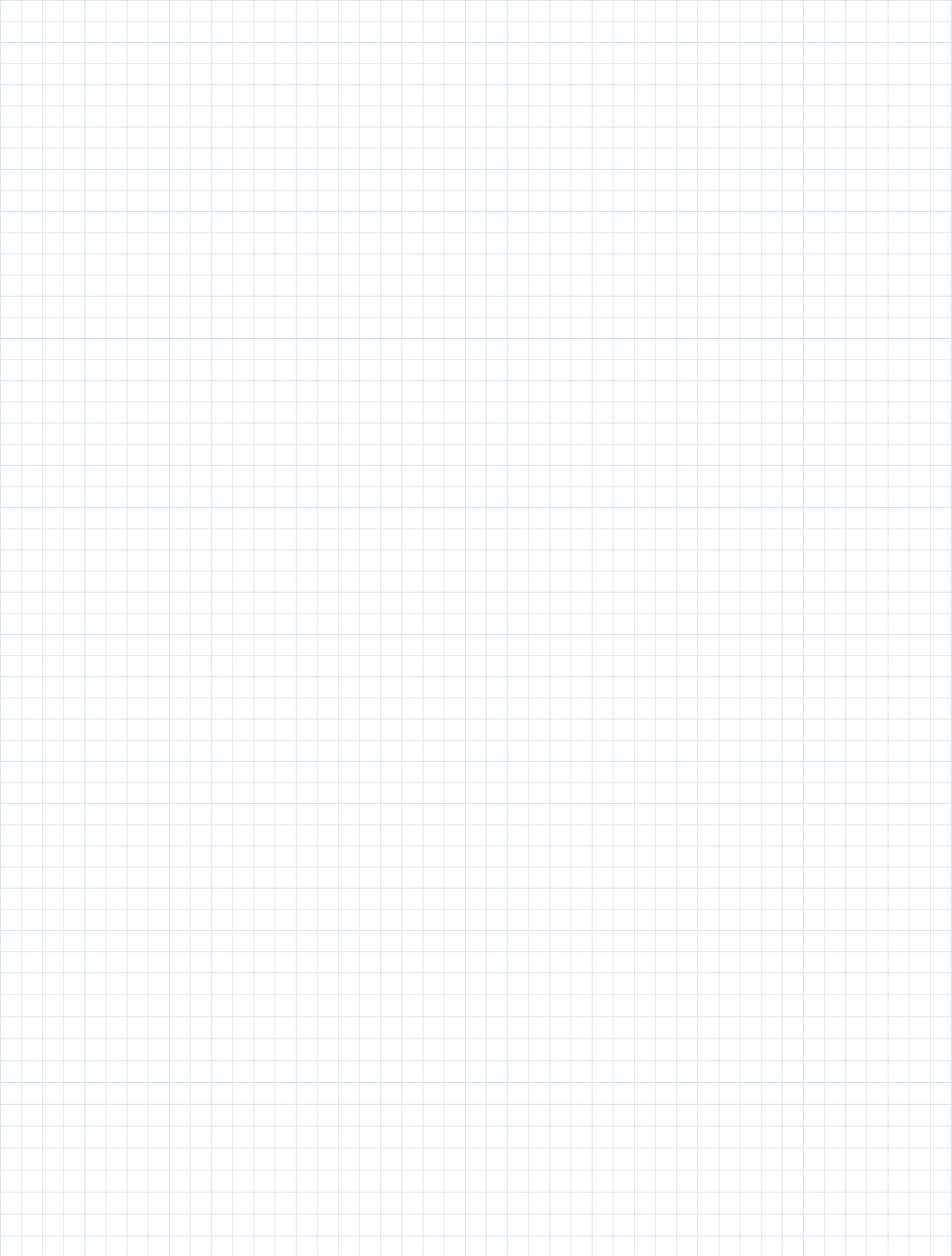
Notes



Notes



Notes



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

©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. M02000sc-5/20

analog.com/cn



关注ADI智库

