

能源解决方案

在能源基础设施快速转型的今天，系统架构师需应对复杂技术挑战。ADI公司通过创新感知、测量与大数据平台技术，赋能客户精准洞察全球电网动态。我们的专家团队将全程协助您完成高效系统设计。



目录

储能解决方案

储能系统：如何轻松安全地管理电池包.....	1
太阳能应用的电弧检测分析.....	5
深入考察电池充电状态(SOC)和运行状态(SOH)估计技术.....	9
新型功率开关技术和隔离式栅极驱动器不断变化的格局.....	17
对太阳能和储能设施进行基本监测的iCoupler隔离式通信解决方案.....	19
隔离式双向功率转换器的数字控制.....	23
为什么使用PassThru技术有助于延长储能系统寿命.....	32
借助隔离技术将太阳能光伏发电系统整合于智能电网.....	36
并网光伏逆变器隔离的集成.....	40
iCoupler技术为AC/DC设计中的氮化镓(GaN)晶体管带来诸多优势.....	45
隔离式栅极驱动器的重要特性.....	49
医疗健康能源存储系统通过高级电池管理提高了可靠性、安全性，并延长了30%的使用寿命.....	51
驱动新一代SiC/GaN功率转换器的IC生态系统.....	55
ADSP-CM403 Sinc—太阳能应用中的隔离测量.....	59
一次通过EMI合规性测试—第1部分：相关物理知识.....	64
一次通过EMI合规性测试—第2部分：PCB辐射示例.....	68

简单制胜—第一部分：深入探讨BMS中的主动均衡.....	73
简单制胜—第二部分：探索适用于BMS设计的高效主动均衡解决方案.....	77
简单制胜—第三部分：高效主动均衡背后的架构.....	83
简单制胜—第四部分：高效主动均衡背后的算法.....	91

智能电网基础设施解决方案

智能电表现场诊断的进展.....	96
三相电能计量趋势：创新的隔离式ADC架构支持利用分流电阻进行三相电能计量.....	100
无线智能计量技术.....	107
自适应实时DSP架构可以监控电网中的谐波成分和各种电源品质因数.....	110
电表数据分析的重大机遇.....	114
电能质量监测第1部分：符合标准的电能质量测量的重要性.....	117
电能质量监测第2部分：符合标准的电能质量仪表的设计考虑因素.....	122
直流电能计量应用.....	129
智能化电能计量技术提升能效，让世界变得更环保.....	137

技术文章

储能系统： 如何轻松安全地管理电池包

Amina Joerg, 现场应用工程师

Paulo Roque, 系统应用工程师

摘要

锂离子(Li-Ion)电池和其他化学电池不仅在汽车行业扮演着关键角色, 而且也是储能系统(ESS)的主力军。例如, 超级工厂每天可以利用可再生能源生产数兆瓦时电力。电网如何承受24小时内的各种负载波动? 利用基于电池的电网支持储能系统(BESS)可以有效解决这个问题。本文讨论了电池管理控制器解决方案及其在开发和部署ESS时的有效性。

锂离子电池挑战

为了使用锂离子电池, 我们需要电池管理系统(BMS)。锂离子电池可能很危险, 因此BMS必不可少。如果过度充电, 锂离子电池会发生热失控并爆炸; 如果过度放电, 电池内部会发生化学反应, 导致其蓄电能力受到永久影响。这两种情况都会导致电芯受损, 并且可能带来安全隐患和严重的经济损失。此外, 锂离子电池常常堆叠起来, 形成电池包, 所以也需要使用BMS。堆叠电池通常采用串联方式充电, 也就是将一个恒定电流源与电池堆并联。然而, 这种方法会带来一个难题: 如何实现平衡充电, 即让所有电池处于相同的荷电状态(SOC)。如何在避免电池堆的任何一个电池过度充电或过度放电的前提下, 将所有电池完全充电或放电? 一款出色的BMS包含众多优势, 有助于实现良好平衡。BMS的主要功能包括:

- ▶ 监测电池参数, 例如电池电压、电池温度以及流入和流出电池的电流。
- ▶ 通过测量上述参数, 并使用库仑计测量充电和放电电流(单位为安培-秒, 即A.s), 来计算SOC。
- ▶ 电池平衡(被动), 可确保所有电池的SOC相同。

电池管理系统解决方案

ADI公司提供多种BMS器件系列(ADBMSxxxx)。例如, [ADBMS1818](#)非常适合工业和BESS应用, 可以测量由18个电池组成的电池堆。任何ADBMS IC都需要微控制器来操作。微控制器单元(MCU)与BMS通信, 接收测量数据并执行计算, 以确定SOC和其他参数。虽然大多数微控制器可以与BMS通信, 但并非所有微控制器都适用。理想的微控制器应具备强大的处理能力。BMS反馈的数据量可能非常庞大, 尤其是在处理大型电池堆时。例如某些电池堆由多达32个以菊花链连接的ADBMS1818组成, 电压可能达到1500 V。在这种情况下, 微控制器必须具有足够的带宽, 以便在处理结果的同时与系统中的不同BMS IC进行通信。[MAX32626](#)微控制器是BMS平台解决方案的一部分, 有两个电源, 并通过PowerPath™控制器进行管理。PowerPath控制器根据板载电源需求(所连接的外设和处理负载等)确定电源优先顺序。

ADI公司的大多数监控IC都采用适合高压系统的可堆叠架构, 这意味着多个模拟前端(AFE)可以通过菊花链方式连接。因此, BMS控制板(又称储能控制器单元(ESCU))的一大特性在于可以同时与多个AFE协同工作。

图1为典型的BMS框图, 其中ESCU以蓝色突出显示。虽然ESCU并未针对功能安全应用进行优化, 但用户可以实施保护电路和/或冗余来满足某些安全完整性等级(SIL)要求。

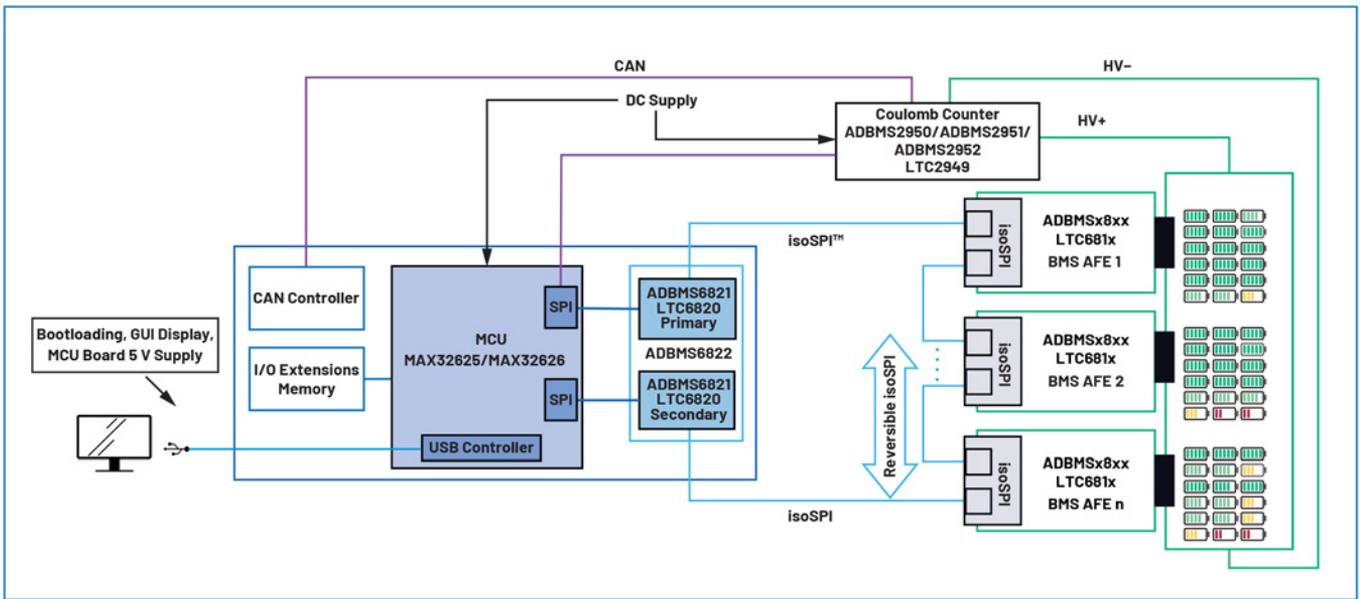


图1. 由ADI BMS解决方案提供支持的BMS简化框图

BMS控制板硬件和软件

硬件信息

ADI公司的ESCU可与各种BMS器件（AFE、电量计、isoSPI收发器）接口对接。BMS控制板硬件和组成部分的亮点包括：

- ▶ 板载MCU：Arm® Cortex®-M4 MAX32626适合储能应用。该器件以低功耗运行，速度非常快，内部振荡器的运行频率高达96 MHz。在低功耗模式下的运行速度低至4 MHz，可节省功耗。此外还具有出色的电源管理特性，例如低功耗模式下电流仅600 nA，并有一个已使能的实时时钟(RTC)。MAX32626还集成了丰富的外设接口，包括SPI、UART、I²C、1-Wire®接口、USB 2.0、PWM引擎、10位ADC等，并内置了一个带高级安全特性的信任保护单元(TPU)。
- ▶ 接口：ESCU配备了多个接口，
 - 包括SPI、I²C和CAN。
 - isoSPI用于安全稳健地跨高压屏障传输信息。
 - USB-C用于为电路板供电和烧录MCU。
 - JTAG用于微控制器编程和调试。
 - Arduino连接器（提供更大的灵活性，支持添加Arduino兼容板，例如以太网扩展板、传感器板，甚至Proto Shield）。
- ▶ isoSPI收发器：包含2个LTC6820，利用单个变压器实现与菊花链连接的BMS IC之间的isoSPI通信，确保该板与连接到大电压

电池堆的BMS IC完全隔离。双isoSPI收发器提供了冗余和可逆的隔离通信，主机MCU交替使用不同通信端口以监视信号完整性。未来该板将包含ADBMS6822（双isoSPI收发器），以支持更高的数据传输速率，并支持新款ADI BMS IC中的低功耗电池监控(LPCM)功能）。

▶ 电源管理：

- 可通过DC插孔或连接到PC的USB通过USB 2.0接口（可使用USB-C连接器）供电。
- 优先级电路采用LTC4415，根据控制器和外设侧的负载来选择电源（DC插孔或USB-C输入）。例如，如果连接并运行Arduino扩展板，则该板的功耗将提高，超过USB-C所能提供的功率，此时LTC4415的理想二极管“或”架构将执行切换操作，选择DC插孔作为电源来源。
- 电源链提供不同的电压轨（3.3 V、2.5 V和5 V），这些电压轨可通过跳线进行配置。

- ▶ 安全和保护：MAX32626可控制板载隔离栅极驱动器ADuM4120，该驱动器可控制N-FET连接到外部接触器（如电池板上的接触器）。在紧急或故障情况下，MCU将通过ADuM4120打开和关闭MOSFET，进而断开接触器和电池连接，起到保护作用。

图2中的概要框图突出了ESCU的主要元件。

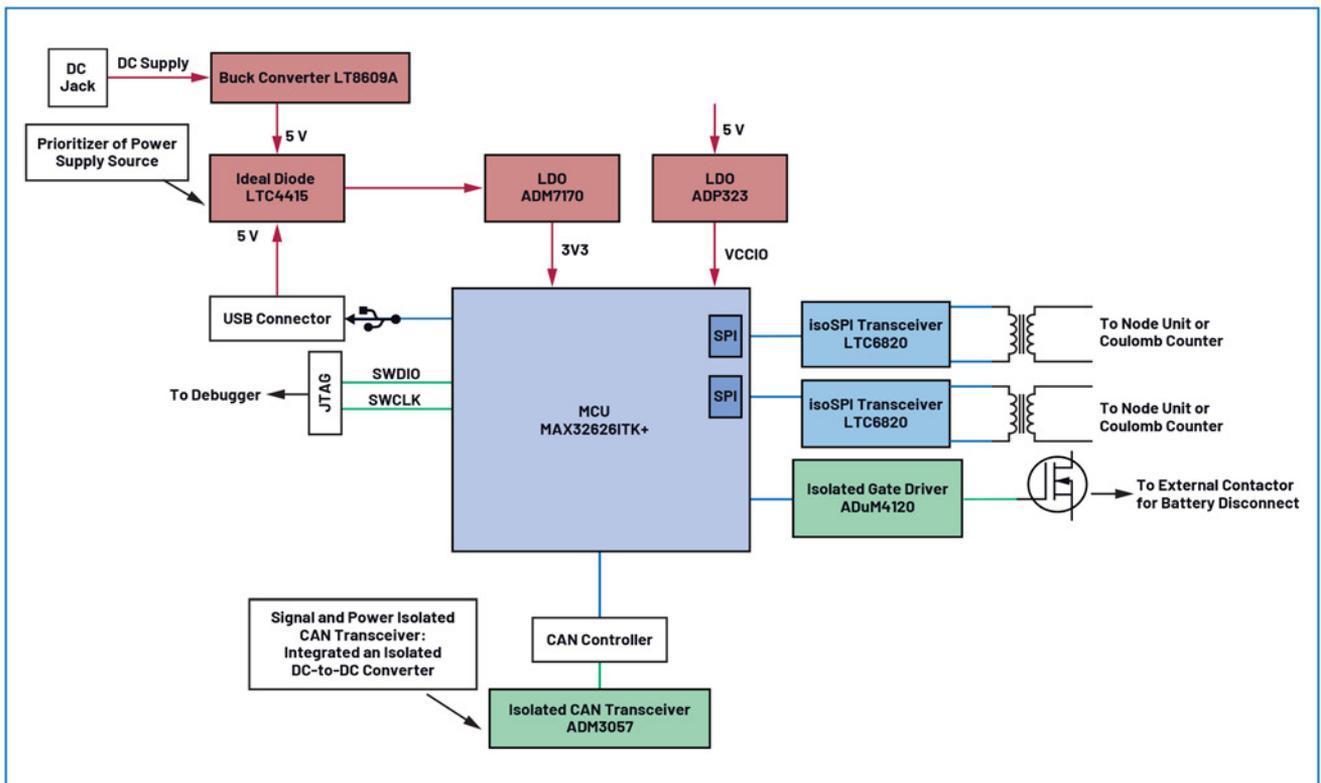


图2. ESCU的详细硬件框图

PCB尺寸较小，为10 cm×9 cm。主要接口如图3所示。

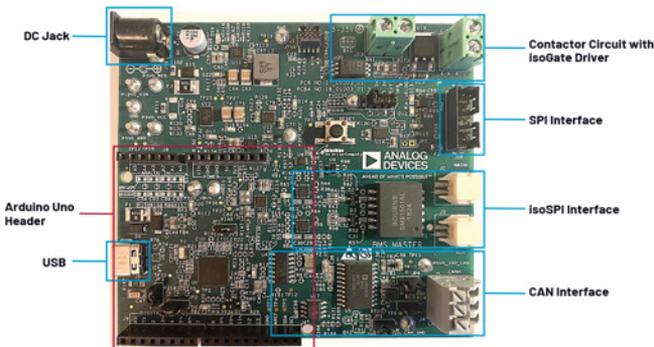


图3. ESCU的顶面

软件信息

在软件方面，ADI公司提供了完整解决方案，包括可用于与控制板通信的开源图形用户界面(GUI)。该GUI最多支持将三个ADBMS器件连接到菊花链。

GUI通过定义明确且可轻松扩展的开源通信协议与MCU进行通信。该协议定义了通过串行端口发送到MCU的消息。这些消息受到循环冗余校验(CRC)保护，支持错误检测。用户可通过消息，有序地与MCU连接和断开连接，设置系统参数，执行测量，使能和检查故障，以及将任何必要的命令写入ADBMS器件。MCU中的

应用代码利用空闲RTOS线程执行并行操作。这种做法很有用，因为测量线程可以与故障检查线程并行运行，从而可以实现故障间隔时间目标。

我们为BMS控制板提供了用Python编写的软件界面。主要的用户内容包括：

1. 系统标签页：这是应用程序的主登陆页面（图4）。用户可在此建立串行PC通信，选择连接的AFE板数量，以及确定用于过压和欠压检查的测量间隔和阈值。点击连接后，用户即可开始测量。两个系统状态灯都变成绿色（如图4所示）时，会根据用户输入的电路板数量而显示相应的测量标签页。

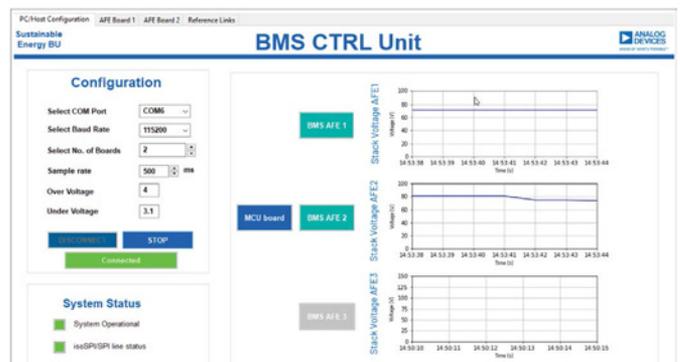


图4. 用户应用程序的系统标签页

2. BMS标签页显示ESCU处理的每个连接AFE的测量结果，如图5所示。BMS标签页包含AFE板的电池和GPIO电压、状态及故障读数。电池电压测量结果也以图形方式实时呈现。

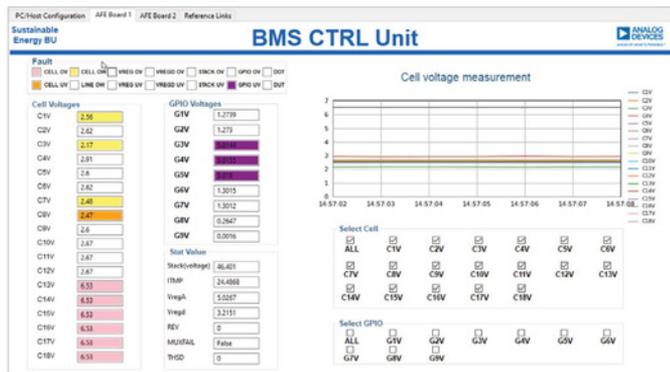


图5. BMS测量标签页

3. 参考标签页：GUI包含一个参考标签页，其中会显示电路板概要框图和原理图。

原理图、Gerber文件、评估固件、GUI和用户指南都是开源的，由ADI提供。

结语

能源市场正快速发展，对BESS的需求十分迫切。业界亟需可以立即部署的完整解决方案，其中还要求包括适当的支持，以加快产品上市速度，避免出现延误意外。ADI公司的ESCU可全面满足这一需求。该板具备BESS所需的关键特性，同时提供了一个全面而灵活的基础平台，为未来的进一步开发铺平了道路。

借助ADI公司的BMS控制器解决方案，用户将能够：

- ▶ 同时评估多个AFE，因为该解决方案针对的是可堆叠和可扩展架构。不需要额外的isoSPI收发器板。
- ▶ 无缝调试BMS系统，因为该板搭载了JTAG、状态LED以及丰富的连接器和接口。
- ▶ 利用开源硬件和软件缩短产品上市时间。

ADI公司的BMS控制板具备BESS所需的关键特性，并为未来的发展提供了一个灵活的基础平台。

参考资料

“[锂离子电池储能解决方案](#)”，ADI公司，2022年。

“[储能解决方案](#)”，ADI公司

Amina Bahri。 “[AN-2093: ADBMS1818从属模块解决方案](#)”，ADI公司，2021年。

作者简介

Paulo Roque是储能系统部的系统应用工程师，目前常驻爱尔兰利默里克。他于2013年加入ADI公司，先后担任过多个职位，参与过多种产品的研发，近期主要专注于磁性产品。Paulo毕业于爱尔兰利默里克大学，获机器人学士学位。

Amina Joerg是工业团队的现场应用工程师，常驻德国。她自2018年起在ADI公司工作，历任多个职位，目前在能源部担任系统应用工程师。Amina毕业于德国肯普滕应用技术大学，获电气工程硕士学位。

技术文章

太阳能应用的电弧检测分析

Martin Murnane, 储能系统与应用高级经理

简介

由于光伏(PV)太阳能面板设施可能发生新的危险, 尤其是火灾, 所以未来的太阳能设计要求光伏系统具备电弧检测能力。本文说明了电弧检测需求的产生原因, 对检测方法进行分析, 并提出了一种可能的解决方案来将电弧检测集成到光伏逆变器设备和设施中。

背景

当今的太阳能光伏设施使用的逆变器有两类: 微逆变器和组串式逆变器。微逆变器仅转换一个面板产生的电力, 而组串式逆变器转换多个面板或一串面板产生的电力。本文重点讨论组串式逆变器类型的设施。这些设施中的功率逆变器系统将面板输出的直流电源转换为交流电流, 以便可以直接在家中使用时、储存于电池系统中或送回电网。在典型的住宅太阳能光伏设施中, 屋顶的各个光伏模块串联连接, 形成光伏串, 并进而连接到可以处理两到四个光伏模块串的组串式逆变器。此外, 针对家庭使用、电池储能或电网等不同情况, 逆变器内部的最大功率点跟踪器(MPPT)优化光伏面板与输出之间的匹配度。

电弧是太阳能光伏和其他电流转换应用中可能发生的一种危险情况, 有引发火灾的风险。对潜在起弧情况的检测和反应(系统关停)是此类系统必须具备的一项关键安全特性。太阳能逆变器的直流侧和交流侧均可能产生电弧。

例如, 当电缆中有大电流通过时, 断开这样的电缆可能引起直流电弧。另外, 在太阳能电池发生辐照的同时, 光伏阵列会持续供应电流, 这使问题进一步复杂化, 可能引发连续起弧, 导致火灾。因此, 光伏逆变器的直流侧非常容易发生危险。虽然逆变器有断开太阳能面板连接的要求, 但这只是用于维护, 而非正常工作。

在应用的交流侧, 电弧在过零时可能会自动熄灭, 过零事件每 50 Hz 或 60 Hz 发生一次, 故而光伏逆变器的交流侧不大容易产生电弧相关的风险。另外, 市场上有电弧故障断路器(AFCI), 用于检测交流电路中的电弧故障。

因此, 电弧检测对太阳能光伏逆变器确实非常重要。

电弧检测应考虑检测光伏逆变器中的故障, 并且仅关断受影响的逆变器区域以确保设备安全运行, 逆变器的其余部分则照常安全工作。此外还应基于电弧相关性质, 考虑光伏逆变器的启动或关断操作。

直流电弧检测—研究

挪威科技大学(NTNU)研究显示, 30 V 的电压即足以引起并维持电弧。他们的测试方法聚焦于电压域以检测电弧。他们还观测到, 当电弧燃烧时, 光伏模块上的电压(典型值为 60 V)下降。根据他们的电弧测试, 压降幅度约为 10 V。电压域分析的主要原因是实验中使用了一个低成本微控制器。若非如此, 他们建议使用更强大的 DSP 对电流信号的功率谱密度进行分析。

2007年, Swissolar 在瑞士组织了一次名为“光伏直流阵列中的电弧——潜在危险和可能的解决方案”国际研讨会, 介绍了关于直流电弧对 MPPT 跟踪的影响的一些有意义的情况, 并建议未来的电弧检测机制应重点考虑这些情况。

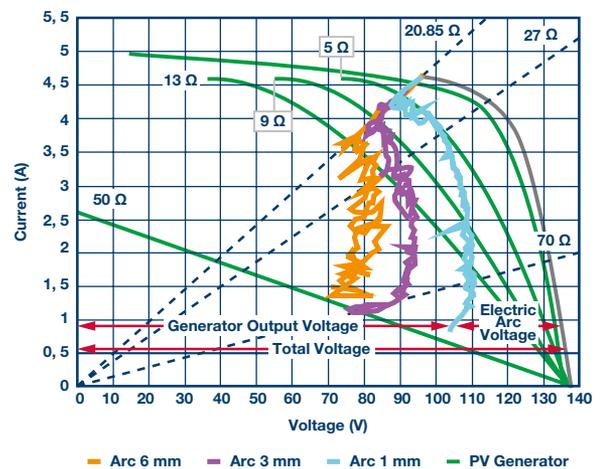


图1. 电弧对MPPT的影响 (Willi Vaassen, TÜV)

图2显示了不同电弧间隙 (1 mm、3 mm和6 mm) 对应的MPPT, 同预期一样, 性能降幅非常可观。

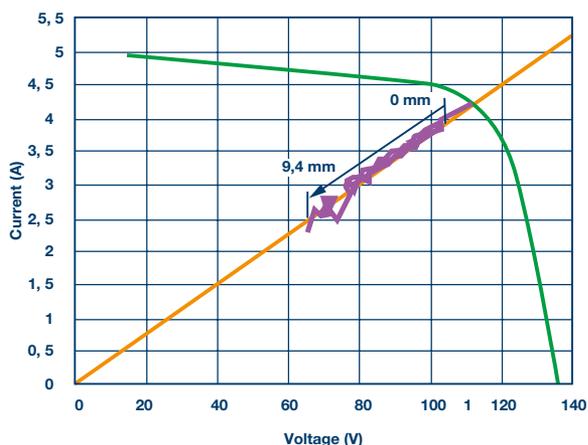


图2. 电弧检测对MPPT工作点的影响 (Willi Vaassen, TÜV)

TÜV的进一步研究显示了MPPT跟踪器中相同大小的间隙引起的工作点偏差。结果再次表明MPPT性能大幅降低。

对于这种直流电弧问题, 建议解决方案是基于电流测量分析。检测机制监视负载中的电流和流至地的电流。负载中的电流通过一个滤波器, 仅留下电弧特征频率范围。然后进行信号调理, 并通过一个逻辑机制来关闭起弧源, 即光伏模块或光伏逆变器。

电弧检测仿真设置

图3是一个可能的电弧产生设置, 其符合UL1699B标准。



图3. 电弧发生器 (照片属ADI所有, 拍摄于利默里克工厂太阳能实验室)

光伏电源系统与一个电弧发生器和一个1 Ω的镇流电阻串联, 形成测试系统设置的基础。对通过系统的电压和电流进行分析, 以探索可能的检测机制。

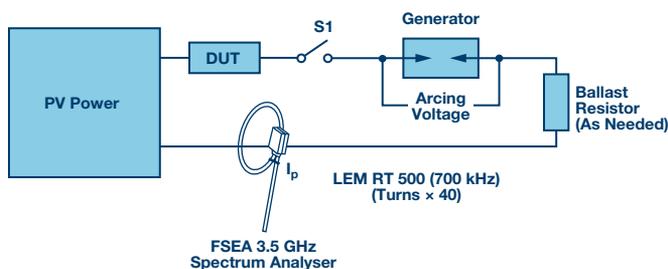


图4. 电弧设置

电压波形分析

首先关注电弧上的电压, 我们可得出一些有意义的信息。电弧间隙打开时, 间隙上的电压约为71 V。间隙闭合时, 产生一个小电弧, 图5显示间隙上的电压降低20 V。当间隙保持闭合状态时, 一个稳定的电流流过, 电弧上几乎检测不到电压。

然而, 当间隙打开且电弧持续发生时, 可以看到间隙上的压降约为20 V。此电压保持不变, 随着间隙增大, 其上的电压会提高。在某一时间点, 电弧不再继续发生, 间隙上的电压回到设定值。

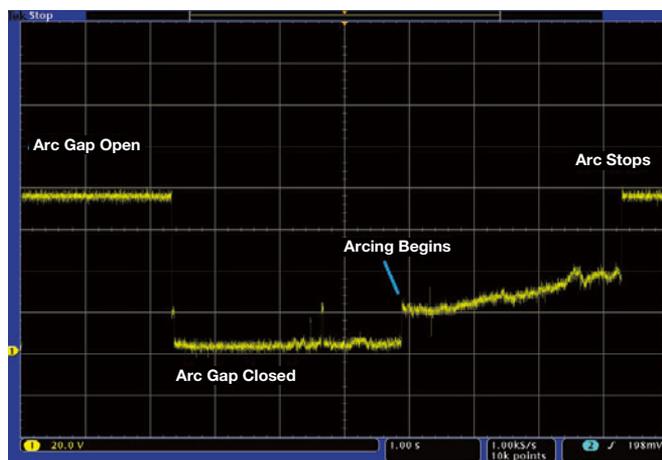


图5. 电弧间隙上的电压波形的直流和交流分量

对电压波形交流性能的进一步分析可揭示更多信息。当间隙闭合且没有电弧时, 电压波形上出现瞬变, 如图6中红圈区域所示。

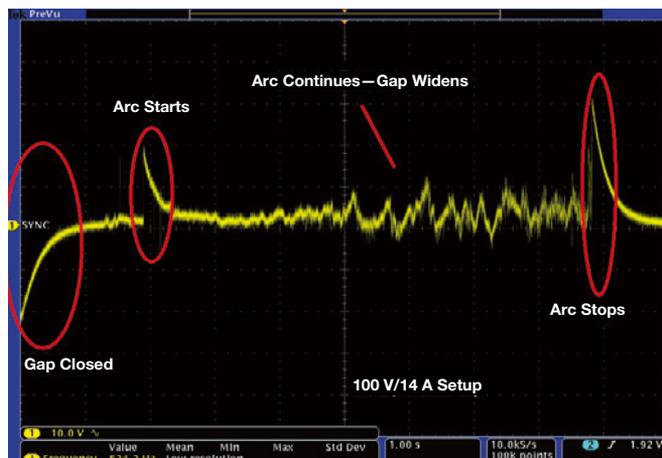


图6. 电弧间隙上电压的交流分析

当电弧燃起并持续时，又出现一个瞬变。随着间隙进一步打开，最初高频分量的幅度看似较低，但随着间隙变宽，其幅度也增大，直至间隙过宽（100 V/14 A为14 mm）导致电弧不能维持自身而停止。当电弧停止时，再次出现一个高瞬变。

电流信号分析

现在看看经过系统的电流方面的情况，下面的波形是流经系统的电流的预览。最初间隙闭合，然后间隙打开，最后间隙过大导致电流无法流过，电弧完全停止。

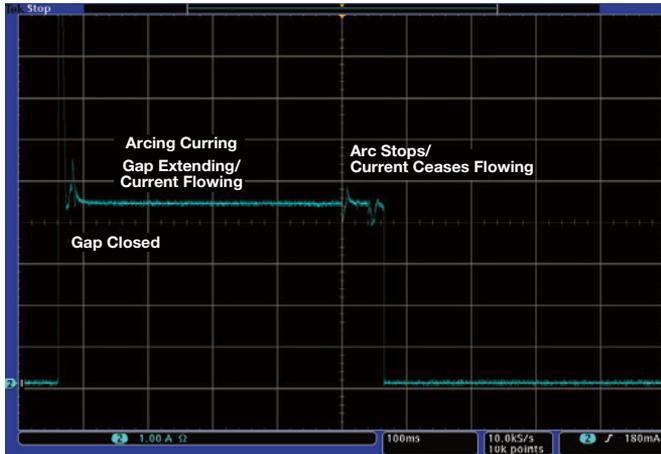


图7. 从电流分析得到的电弧直流和交流分量

对流过系统的电流的进一步分析显示：当电弧存在时（图8），系统中存在高频成分；当电弧不存在时（图9），这些信号也不存在。

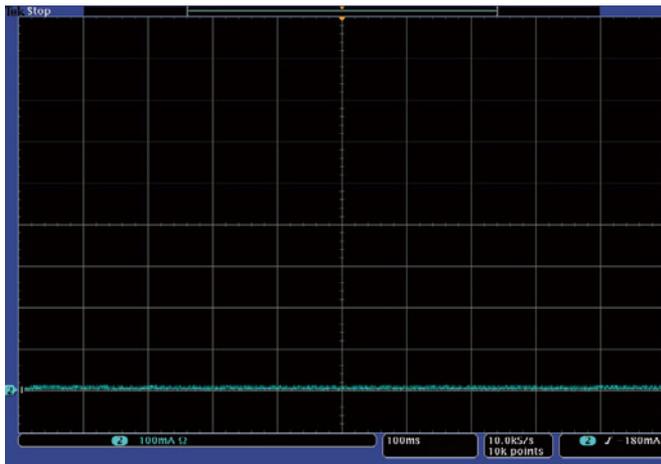


图8. 无电弧——无高频成分

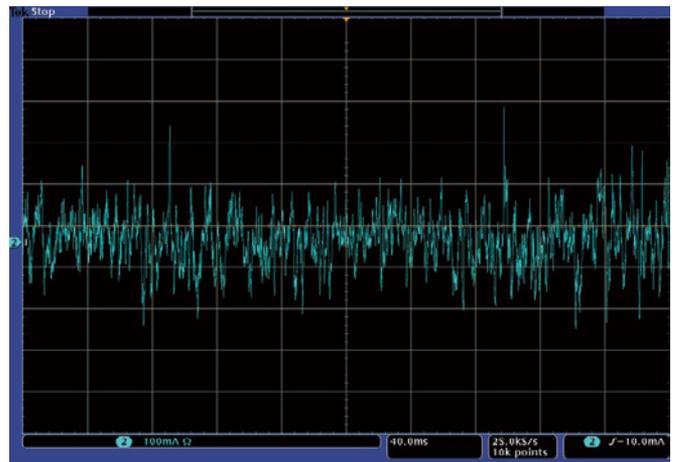


图9. 有电弧——有高频成分

频谱分析

对电弧频谱进行分析也是有意义的。图11显示了系统中存在电弧时的频谱。它在系统的基本电平以上是可见的。频率较低时，电平较高，更易于检测，但在这种较低电平时，存在系统开关元件，需要予以滤除以便检测电弧特征。在频率范围的较低区域可能需要使用较高分辨率的ADC。

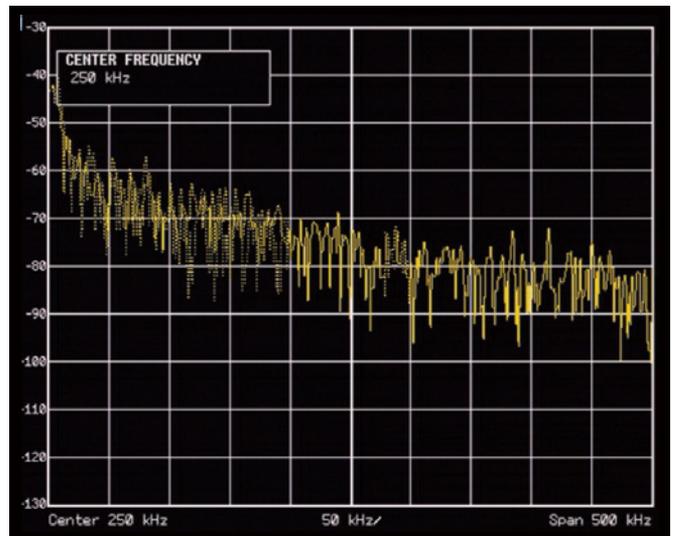


图10. 电弧电流频谱

频率较高时，虽然电弧以较低的幅度存在，但系统的开关元件也以较低的幅度存在，因此电弧检测更容易。在较高频率区域，较低分辨率的ADC可能就足够了。

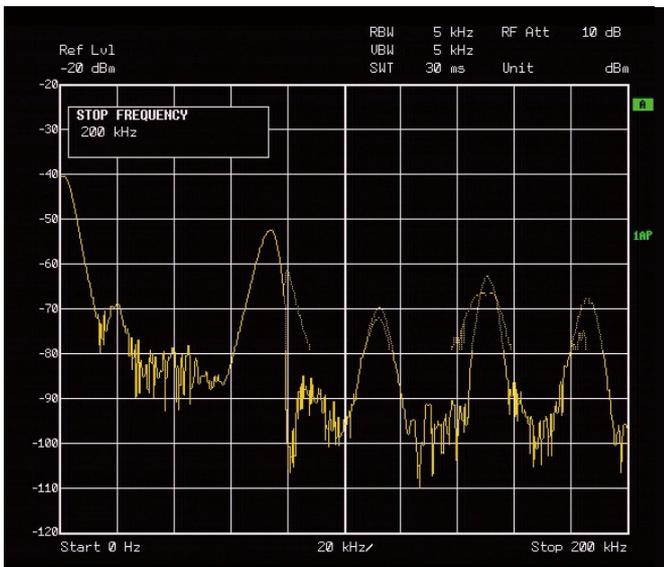


图11. 无电弧频谱

还有一条有价值的信息，那就是在相同条件下，无论产生电弧的电流/电压为多大，图11中的频谱变化极小。这表明电弧具有一致性，因此系统中可以检测到。

结语

必须根据下列要点解决直流电弧问题：

- ▶ 对象是可能产生电弧的系统和需要电弧检测的电路。确保能检测到所有电弧。
- ▶ 然后测量电弧的强度或幅度。这是明确判断电弧是否产生所必需的，同时还能消除系统受到外部辐射所引起的电弧误报。因此，必须采用一种滤波机制来消除电弧误判。
- ▶ 确保串联和并联电弧均得到处理，完整检测可能需要（也可能不需要）多个独立电路。
- ▶ 确保电子电路也能自动或手动禁用光伏阵列和电网连接，以便阻止火灾扩散。

▶ 本文讨论了多项内容，总结如下：

- 光伏逆变器的电弧检测是对新开发太阳能光伏逆变器的一项要求。
- 起弧分析或电弧检测主要是在电流域展开。
- 测试都是在直流量中展开，采用符合UL1699B指令的试验装置，它具有两个固体电极，大电流（7 A至14 A）通过其中。然后将其分开，直至电弧产生；再继续分开，直至距离足够远，电弧停止。
- 最大功率点跟踪(MPPT)在电弧检测中可发挥重要作用，开发解决方案时应予以考虑。
- 电弧检测可以在较低频谱（100 kHz区域）中进行分析。一种可能的电弧检测解决方案是使用100 kHz频谱的带通滤波器和ADSP-CM40系列内置ADC。
- 目前市场上已有AFCI产品，其专门设计用于检测交流电路中的电弧特征。

光伏逆变器的电弧检测必须包含一种预测电弧发生的方法，以便在持续电弧发生之前或持续电弧的寿命极早阶段提供预警，并且能关断电弧源。然后平稳地关断光伏逆变器，防止火灾和逆变器受损（如可能）。

围绕电弧预测需要做更多研究和分析。

参考资料

Haeblerlin, Heinrich. 光伏直流阵列中的电弧——潜在危险和可能的解决方案。瑞士国际会议，2007年。

Norum, Lars E; Schimpf, Fritz. 防止光伏系统产生电弧的可能性。挪威科技大学(NTNU)，2009年。

Norum, Lars E; Schimpf, Fritz. 直流布线光伏系统中的电弧识别。挪威科技大学(NTNU)，2009年。

Sclocchi, Michele. 危险电弧故障检测。National Semiconductor，2011年。

[adsp-cm40x硬件参考](#)。ADI公司，2015年。

[再生能源发电网页](#)。ADI公司，2016年。

作者简介

Martin Murnane是爱尔兰利默里克市ADI公司太阳能光伏团队成员。之前曾任职于ADI公司汽车团队。加入ADI公司之前，他曾从事过能源循环利用系统中应用开发(Schaffner Systems)、基于Windows的应用软件/数据库开发(Dell Computers)以及采用应变计技术的产品开发(BMS)等领域的工作。他拥有利默里克大学电子工程学位和工商管理硕士学位。

技术文章

深入考察电池充电状态(SOC)和运行状态(SOH)估计技术

Martin Murnane, ADI公司太阳能光伏发电系统

Adel Ghazel, EBSYS Technology Inc./WEVIOO Group首席技术官

简介

基于锂离子(Li-ion)电池单元的电池组广泛用于各种应用,例如:混合动力汽车(HEV)、电动汽车(EV)、可供日后使用的再生能源储存以及用于各种目的(电网稳定性、调峰和再生能源时移等)的电网能源储存。在这些应用中,测量电池单元的充电状态(SOC)非常重要。SOC定义为可用容量(单位为Ah),以额定容量的百分比表示。SOC参数可看作一个热力学量,利用它可评估电池的潜在电能。估计电池的运行状态(SOH)也很重要,SOH以新电池为比较标准,衡量电池储存和输送电能的能力。ADI公司的功率控制处理器ADSP-CM419是处理本文所讨论的电池充电技术的处理器典范。

本文考察基于库仑计数的SOC和SOH估计所用的算法。本文界定了库仑计数的技术环境要求,并且概要阐述了SOC和SOH参数的估计方法,具体说来有库仑计数法、电压法和卡尔曼滤波器法。同时介绍了多种用于SOC和SOH估计的商业解决方案。此外,本文详细说明了同类最佳的SOC和SOH估计算法,尤其是增强型库仑计数算法、通用SOC算法和扩展卡尔曼滤波器算法。最后说明了评估程序及所选SOC和SOH算法的仿真结果。

电池SOC测量原理

确定电池SOC是一个很复杂的任务,与电池类型及其应用有关,所以近年来开展了许多旨在提高SOC估计精度的开发和研究工作。精确估计SOC是电池管理系统的主要任务之一,其有助于改善系统性能和可靠性,并且还能延长电池寿命。事实上,精密估计电池SOC可以避免意料之外的系统中断,防止电池过度充电和放电(这可能导致电池永久损坏,具体取决于电池的内部结构)。然而,电池充电和放电涉及到复杂的化学和物理过程,在不同工作条件下精确估计SOC并不是轻而易举的事。

测量SOC的一般方法是非常精确地测量所有工作条件下流入和流出电池组的电量(库仑)和电流,以及电池组中各电池单元的电压。然后利用此数据和先前加载的与被监测电池完全相同的电池组数据,得出SOC的精确估计。这种计算需要的其他数据包括:电池温度、电池模式(测量时电池是充电还是放电)、电池年龄,以及从电池制造商那里获得的其他相关电池数据。有时候可以从制造商那里获得关于锂离子电池在不同工作条件下的性能的特性数据。确定SOC之后,便由系统负责在后续运行中更新SOC,基本上就是计数流入和流出电池的电量(库仑)。如果初始SOC的精度不够高,或者受其他因素影响,比如电池自放电和漏电效应,那么这种方法的精度可能无法令人满意。

技术要求

为了测量典型储能模块的SOC和SOH,本文涉及一个库仑计数评估平台的设计和开发。本文中的储能模块是24 V模块,通常由7只或8只锂离子电池组成。评估平台由以下部分构成:硬件系统,包括MCU及所需的接口和外设;嵌入式软件,用于SOC和SOH算法实现;以及基于PC的应用软件,用作用户界面以进行系统配置、数据显示和分析。

评估平台通过适当的ADC和传感器周期性测量各电池单元的电压值以及电池组的电流和电压,并且实时运行SOC估计算法。此算法会使用测得的电压和电流值、温度传感器收集到的和/或PC软件程序提供的一些其他数据(例如来自数据库的建造商规格)。SOC估计算法的输出会被送到PC图形用户界面以供动态显示和数据库更新。

SOC和SOH估计方法概述

SOC和SOH估计主要使用三种方法：库仑计数法、电压法和卡尔曼滤波器法。这些方法适用于所有电池系统，尤其是HEV、EV和PV，下面几节将分别讨论这些方法。

库仑计数法

库仑计数法也称为安培时计数和电流积分法，是计算SOC最常用的技术。这种方法通过电池电流读数对使用时间的积分来计算SOC值，如下式所示：

$$SOC = SOC(t_0) + \frac{1}{C_{\text{rated}}} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} (I_b - I_{\text{loss}}) dt \quad (1)$$

其中， $SOC(t_0)$ 为初始SOC， C_{rated} 为额定容量， I_b 为电池电流， I_{loss} 为损耗反应消耗的电流。

然后，库仑计数法通过累计传入或传出电池的电荷来计算剩余容量。这种方法的精度主要取决于对电池电流的精密测量和对初始SOC的精确估计。利用一个预知容量（可以是存储器记忆的或通过工作条件初始估计的），电池的SOC可以通过充电和放电电流对运行时间的积分来计算。然而，可释放的电荷总是少于充放电周期中储存的电荷。换言之，充电和放电期间会有损耗。这些损耗加上自放电，会引起累计误差。若要更精确地估计SOC，就必须考虑这些因素。此外，应当定期重新校准SOC，并应考虑可释放容量的衰减以使估计更准确。

电压法

电池的SOC（即其剩余容量）可利用受控条件下的放电测试来确定。电压法利用电池的已知放电曲线（电压与SOC的关系）将电池电压读数转换为等效SOC值。然而，由于电池的电化学动力学和温度，电池电流对电压的影响更严重。利用一个与电池电流成比例的校正项来补偿电压读数，并使用电池开路电压(OCV)与温度的查找表，可以使这种方法更准确。由于电池需要一个稳定的电压范围，所以电压法实现起来很困难。此外，放电测试通常包括一次连续充电，这太费时，故大多数应用不会考虑。还有一个缺点是测试期间需中断系统功能（离线方法），这在库仑计数法（在线模式）中可以避免。

卡尔曼滤波器法

卡尔曼滤波器是一种可估计任何动态系统内部状态的算法，也可用来估计电池SOC。卡尔曼滤波器于1960年问世，用以提供最优线性滤波的递归解，适合处理状态观测和预测问题。与其他估计方法相比，卡尔曼滤波器可自动提供关于自身状态估计的动态误差界。通过电池系统建模以将所需的未知量（如SOC）包含在其状态描述中，卡尔曼滤波器估计其值并给出估计的误差界。然后，它便成为一个基于模型的状态估计技术，利用误差校正机制来提供

对SOC的实时预测。它可以进行扩展，利用扩展卡尔曼滤波器可以提高其实时估计SOH的能力。特别是电池系统为非线性而需要线性化步骤时，应运用扩展卡尔曼滤波器。虽然卡尔曼滤波器是一种在线式动态方法，但它需要适当的电池模型和精确测定的参数；还需要大规模计算能力和精确的初始化。

有些文献中还介绍了其他用于估计SOC的方法，例如阻抗谱法，这种方法基于电池单元阻抗测量，利用阻抗分析仪实时分析充电和放电情况。虽然这种技术可以用于锂离子电池的SOC和SOH估计，但它基于仪器外部测量，故本文不予考虑。基于电解质物理特性和人工神经网络的方法不适用于锂离子电池。

如何选择SOC和SOH估计方法

选择合适的SOC估计方法时，应考虑多项标准。首先，SOC和SOH估计技术应可用于HEV和EV应用、可供日后使用的再生能源储存、电网能源储存所用的锂离子电池。此外关键的一点是，所选方法应当是计算复杂度低、精度高（估计误差低）的在线式实时技术。另外还要求估计方法使用电压、电流测量值，以及温度传感器收集到的和/或PC软件程序提供的其他数据。

增强型库仑计数算法

为了克服库仑计数法的缺点并提高其估计精度，有人已提出一种增强型库仑计数算法来估计锂离子电池的SOC和SOH参数。初始SOC从加载的电压（充电和放电）或开路电压获得。损耗通过考虑充电和放电效率来补偿。通过对工作电池的最大可释放容量进行动态再校准，电池的SOH也可以同时估算出来。这又会进一步提高SOC估计的精度。

技术原理

工作电池的可释放容量($C_{\text{releasable}}$)是指其完全放电时释放的容量。相应地，SOC定义为可释放容量相对于制造商提供的电池额定容量(C_{rated})的百分比。

$$SOC = \frac{C_{\text{releasable}}}{C_{\text{rated}}} 100\% \quad (2)$$

完全充满的电池具有最大可释放容量(C_{max})，其与额定容量可能不同。一般而言，新使用电池的 C_{max} 与 C_{rated} 会有一定的差异，并随着使用时间的推移而衰减。它可以用于评估电池的SOH。

$$SOH = \frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{rated}}} 100\% \quad (3)$$

当电池放电时，放电深度(DOD)可表示为已放电容量相对于 C_{rated} 的百分比，

$$DOD = \frac{C_{\text{released}}}{C_{\text{rated}}} 100\% \quad (4)$$

其中， C_{released} 为电流放电的容量。

利用测得的充电和放电电流 (I_b), 工作周期 (T) 中的DOD差异可计算如下:

$$\Delta DOD = \frac{-\int_{t_0}^{t_0 + \tau} I_b(t) dt}{C_{rated}} 100\%$$

其中, 充电时 I_b 为正值, 放电时为负值。随着时间流逝, DOD累加。

$$DOD(t) = DOD(t_0) + \Delta DOD \quad (6)$$

为了提高估计精度, 需考虑工作效率 (表示为 η), DOD表达式相应地变成:

$$DOD(t) = DOD(t_0) + \eta \Delta DOD \quad (7)$$

η 在充电阶段等于 η_c , 在放电阶段等于 η_d 。

不考虑工作效率和电池老化时, SOC可表示为:

$$SOC(t) = 100\% - DOD(t) \quad (8)$$

考虑SOH, SOC按下式估计:

$$SOC(t) = SOH(t) - DOD(t) \quad (9)$$

图1为增强型库仑计数算法的流程图。开始时, 从相关存储器中检索已用电池的历史数据。而新使用电池则无任何历史信息可用, 假设其SOH良好, 值为100%, SOC通过测试开路电压或加载电压 (取决于起始条件) 来初步估计。

估计过程基于对电池电压 (V_b) 和 I_b 的监测。电池工作模式可通过工作电流的大小和方向得知。在放电模式下, DOD累加消耗的电荷;

在充电模式下, DOD随着积聚的电荷进入电池而递减。用充电和放电效率校正之后, 便可实现更精确的估计。然后从SOH中减去DOD量, 便可估算出SOC。当电池开路, 电流为0时, SOC直接从OCV与SOC的关系得出。

应注意, 当电池完全耗尽或充满时, 可以重新评估SOH; 电池的工作电流和电压由制造商规定。放电期间, 当加载电压 (V_b) 小于下限 (V_{min}) 时, 说明电池耗尽。这种情况下, 电池不能再使用, 应当再次充电。同时, SOH值可以通过耗尽状态时的累计DOD重新估算, 从而重新校准SOH。另一方面, 在充电期间, 若 (V_b) 达到上限 (V_{max}) 且 (I_b) 降至下限 (I_{min}), 则说明所用电池已完全充满。通过累加充入电池的总电荷获得新的SOH值, 即可算出新的SOC值。实践中, 完全充满和耗尽的状态偶尔会出现。当电池经常充满和彻底放电时, SOH评估的精度会提高。

由于计算简单且硬件要求也不复杂, 故除了电动汽车之外, 所有便携式设备都能轻松实现增强型库仑计数算法。此外, 在紧随SOH重新评估之后的工作周期中, 估计误差可降低到1%。

确定初始SOC

电池有三种工作模式: 充电、放电和开路。在充电阶段, 当电池以恒流恒压(CC-CV)模式充电时, 制造商通常会说明电池电压和电流的变化。充电电流恒定时, 电池电压逐渐提高, 直至达到阈值。一旦电池以恒压模式充电, 充电电流起先会迅速降低, 然后缓慢减小。最后, 当电池完全充满时, 充电电流趋于0。这一充电曲线在恒流阶段可转换为SOC与充电电压的关系, 在恒压阶段可转换为SOC与充电电流的关系。充电期间的初始SOC可从这些关系推出。

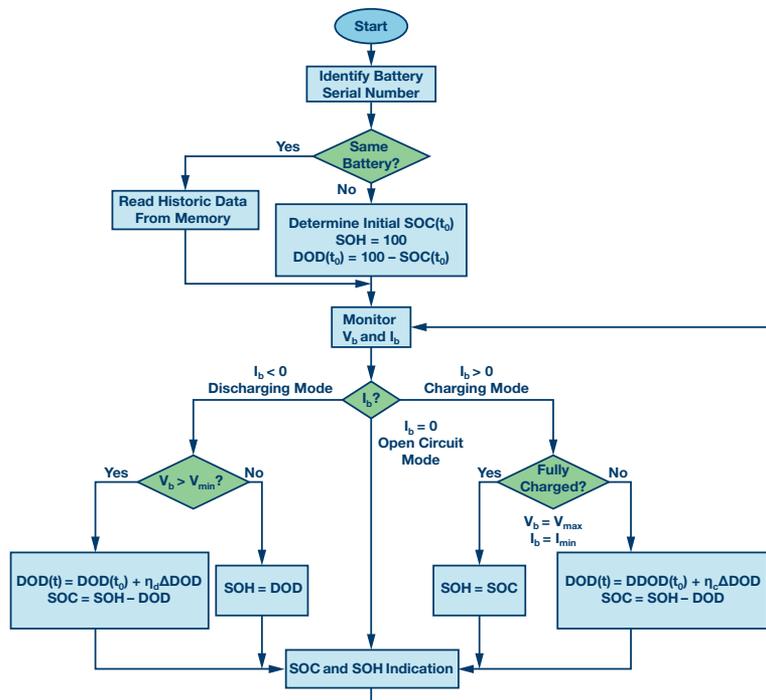


图1. 增强型库仑计数算法流程图

在放电阶段, 电池以不同电流放电时的典型电压曲线由制造商给出。随着工作时间的流逝, 终端电压会降低。电流越大, 终端电压下降得越快, 故而工作时间越短。这样便可获得不同电流下SOC与放电电压的关系, 进而推知放电阶段的初始SOC。

开路阶段需要OCV与SOC之间的关系。在断开负载之前, 电池以不同电流放电。如果休息时间很长, 可以利用OCV来估计SOC。

充电和放电效率

电池的工作效率可通过库仑效率来评估, 库仑效率定义为放电期间可从电池获取的电荷数与充电期间进入电池的电荷数之比。注意, 充电和放电效率的系数来自测试多个电池的平均值。

所有测试电池都以恒定最大速率充电到指定容量 (其等于充电速率和充电时间的乘积), 然后以恒定最小速率放电到截止电压。充电效率定义为:

$$\eta_C = \frac{C_{\text{放电, 最小速率}}}{C_{\text{充电, 最大速率}}} \quad (10)$$

放电效率定义为两个阶段释放的容量与一个放电周期的 C_{max} 之比。所有测试电池都完全充满, 然后以两阶段电流曲线放电: 先以指定电流放电到指定DOD, 再以最小速率放电到截止电压。放电效率的计算公式如下:

$$\eta_d = \frac{I_1 T_1 + I_2 T_2}{C_{\text{max}}} \quad (11)$$

其中, I_1 、 I_2 、 T_1 和 T_2 分别是第一和第二阶段中的放电电流和持续时间。

通用SOC算法

本文提出的通用SOC算法适用于所有类型的电池, 尤其是锂离子电池。采用频域中的线性系统分析 (无电路模型), OCV基于采样得到的终端电压和电池放电电流来计算。由于OCV与SOC之间的映射关系是已知的, 且SOC在一定宽度的时间窗口内是恒定的, 同时电池是一个线性或弱非线性系统, 所以知道OCV便可推出SOC。

数学表述

在每个时间窗口中, 电池终端电压 $v(t)$ 可分解为:

$$\begin{aligned} v(t) &= v_{zi}(t) + v_{zs}(t) \\ v(t) &= v_{zi}(t) + h(t) \times i(t) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $v_{zi}(t)$ 为零输入响应, 对应于无放电电流的终端电压; $v_{zs}(t)$ 为零状态响应, 对应于有放电电流的终端电压; $i(t)$ 为电压源短路时的输入; $h(t)$ 为模拟电池的线性系统的脉冲响应。注意, 等式12中卷积的有效性基于线性假设。

SOC在时间窗口 $0 \leq t \leq t_w$ 中推出; 当 $t < 0$ 时, 放电电流始终为0。这里假设在 $t = 0$ 之前, 电池断开负载连接。随后当窗口移动时, 不再应用该假设。利用此假设并忽略自放电效应, 零输入响应便是OCV, 即:

$$v_{zi}(t) = OCV \cdot u(t) \quad 0 \leq t \leq t_w \quad (13)$$

其中, $u(t)$ 为单位阶跃函数

$$\begin{aligned} u(t) &= 1 \quad \text{if } t \geq 0 \\ u(t) &= 0 \quad \text{if } t < 0 \end{aligned} \quad (14)$$

首先应找出满足以下关系的 $f(t)$:

$$f(t) \times i(t) = \delta(t) \quad 0 \leq t \leq t_w \quad (15)$$

其中, $\delta(t)$ 为狄拉克 δ 函数, 即:

$$\begin{aligned} \delta(t) &= 1 \quad \text{if } t = 0 \\ \delta(t) &= 0 \quad \text{if } t \neq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

注意, $f(t)$ 仅需在该窗口 (等式15) 中成立。

求解 $f(t)$ 的时间离散算法如算法1所示, 其中 n 为窗口中的采样点总数, t_1 、 t_2 、 \dots 、 t_n 为采样时间点。核心概念是对样本进行逆卷积运算。过程与利用初等变换求矩阵的逆矩阵相似。

有了 $f(t)$, $v_f(t) = f(t) \times v(t)$ 便可计算如下:

$$\begin{aligned} v_f(t) &= f(t) \times v(t) \\ v_f(t) &= f(t) \times [OCV \cdot u(t) + v_{zs}(t)] \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + f(t) \times v_{zs}(t) \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + f(t) \times i(t) \times h(t) \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + \delta(t) \times h(t) \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + h(t) \quad 0 \leq t \leq t_w \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $u_f(t) = f(t) \times u(t)$ 。

算法1. 计算 $f(t)$ 的算法

```

1: INPUT: Sampled  $i(t_1)$ ,  $0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t_w$ 
2: OUTPUT:  $f(t_1)$ ,  $0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t_w$ 
3: for j = 1 to n do
4:    $f_{\text{norm}}(t_j) = f(t_j) = \delta(t_j) / i(t_1)$ 
5:    $i_{\text{norm}}(t_j) = i_f(t_j) = i(t_j) / i(t_1)$ 
6: end for
7: for i = 2 to n do
8:   for j = n to i do
9:      $f(t_j) = f(t_j) - f_{\text{norm}}(t_j - 1 + 1) i_f(t_1)$ 
10:     $i_f(t_j) = i_f(t_j) - i_{\text{norm}}(t_j - 1 + 1) i_f(t_1)$ 
11:   end for
12: end for

```

电池的频域响应可视为有限的, 根据终值定理,

$$\lim_{f \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sH(s) = 0 \quad (18)$$

相应地,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{v_f(t)}{u_f(t)} = OCV \quad (19)$$

这意味着当使用一个大 t 时, $h(t)$ 趋于0, $v_f(t)/u_f(t)$ 是当前时间窗口中OCV的良好近似值。

推出OCV之后, 便可获得系统在当前时间窗口中的脉冲响应:

$$h(t) = v_f(t) - OCV \cdot u_f(t) \quad (20)$$

完成当前窗口中的OCV推导之后, 在下一窗口中可重复相同的过程以推出OCV。

算法实现

在算法1中,运行时的瓶颈主要是求解 $f(t) \times i(t) = \delta(t)$ 以得出 $f(t)$ 的步骤以及接下来计算 $v_f(t) = f(t) \times v(t)$ 和 $u_f(t) = f(t) \times u(t)$ 的步骤。实际上,这两步可合并为一步,因为并不需要明确算出 $f(t)$ 。整个算法如算法2所示,其中 n 为一个窗口中的总采样点数。

算法2. 合并解卷积和卷积步骤的算法

```

1: INPUT: Sampled  $i(t_j), v(t_j), 0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t$ 
2: OUTPUT:  $v_f(t_j), u_f(t_j), 0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t$ 
3: for  $j = 1$  to  $n$  do
4:    $v_{norm}(t_j) = v_f(t_j) / i(t_j)$ 
5:    $u_{norm}(t_j) = u_f(t_j) / i(t_j)$ 
6:    $i_{norm}(t_j) = i_f(t_j) / i(t_j)$ 
7: end for
8: for  $i = 2$  to  $n$  do
9:   for  $j = n$  to  $i$  do
10:     $v_f(t_j) = v_f(t_j) - v_{norm}(t_j - 1 + 1) i_f(t_j)$ 
11:     $u_f(t_j) = u_f(t_j) - u_{norm}(t_j - 1 + 1) i_f(t_j)$ 
12:     $i_f(t_j) = i_f(t_j) - i_{norm}(t_j - 1 + 1) i_f(t_j)$ 
13:   end for
14: end for

```

一旦得出OCV, SOC便可利用SOC与OCV的变化关系而推知。

该算法的时间复杂度为 $O(n^2)$,其中 n 为样本数。对不同电池类型和放电电流的实验证明, SOC可以在线得出,误差小于4%。

扩展卡尔曼滤波器算法

扩展卡尔曼滤波器可用来直接估计锂电池组的SOC。假设电池OCV和SOC之间的关系是近似线性的,并且随环境温度而变化。这一假设与电池实际行为一致。电池建模为非线性系统, SOC定义为系统状态,这样便可运用扩展卡尔曼滤波器。

锂离子电池模型

图2所示为锂电池组的等效电路模型。体电容(C_{cb})代表电池组储存容量,表面电容(C_{cs})代表电池扩散效应。电阻(R_1)和(R_2)分别代表内部电阻和极化电阻。体电容和表面电容上的电压分别用(V_{cb})和(V_{cs})表示。电池组终端电压和终端电流分别用(V_0)和(i)表示。

该电池模型需要的参数可由实验数据确定,即在电池连续放电时通过注入电流脉冲来执行OCV测试。

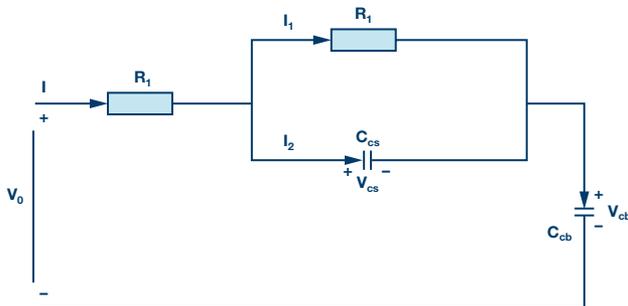


图2. 锂离子电池组的等效电路模型

图2所示模型的特性受以下方程支配:

$$\dot{V}_{cb} = \frac{I}{C_{cb}} \quad (21)$$

$$\dot{V}_{cs} = \frac{I}{R_1 C_{cs}} V_{cs} + \frac{1}{C_{cs}} I \quad (22)$$

$$V_0 = V_{cb} + V_{cs} + IR_1 \quad (23)$$

电池OCV和SOC之间的关系在实践中只是分段线性的,故 V_{cb} 可表示为:

$$V_{cb} = kS_{oc} + d \quad (24)$$

其中,系数 k 和 d 不是恒定的,而是随着电池SOC和环境温度而变化。因此,

$$\dot{S}_{oc} = \frac{I}{kC_{cb}} \quad (25)$$

$$\dot{V}_{cs} = -\frac{1}{R_1 C_{cs}} V_{cs} + \frac{1}{C_{cs}} I \quad (26)$$

$$V_0 = kS_{oc} + V_{cs} + IR_1 + d \quad (27)$$

故最终系统方程可改写如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{oc} \\ \dot{V}_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I}{kC_{cb}} \\ -\frac{1}{R_1 C_{cs}} V_{cs} + \frac{1}{C_{cs}} I \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$V_0 = kS_{oc} + V_{cs} + IR_1 + d \quad (29)$$

由以上方程建模的电池系统是非线性的,需应用扩展卡尔曼滤波器技术。

扩展卡尔曼滤波器应用

扩展卡尔曼滤波器是卡尔曼滤波器针对非线性系统的扩展。利用扩展卡尔曼滤波器技术,在每个时间步执行线性化过程,用线性时间变化系统近似模拟非线性系统。然后将该线性时间变化系统用在卡尔曼滤波器中,产生一个适用于真正非线性系统的扩展卡尔曼滤波器。像卡尔曼滤波器一样,扩展卡尔曼滤波器也利用实测输入和输出来求出真实状态的最小均方误差估计值,其中假定过程噪声和传感器噪声是独立的零均值高斯噪声。

在电池组系统方程28和29中,系统状态定义为 $x_1(t) = S_{oc}$ 且 $x_2(t) = V_{cs}$

输入定义为 $u(t) = I$,输出为 $y(t) = V_0$ 。电池组系统方程28和29可改写如下:

$$\dot{x} = f(x, u) + w \quad (30)$$

$$y = g(x, u) + v \quad (31)$$

其中, $x = [x_1, x_2]^T$

w 和 v 不仅代表随机扰动,而且代表参数 d 和 k 变化所引起的误差。假定 w 和 v 均为独立的零均值高斯噪声过程,协方差矩阵分别为 R 和 Q 。

函数 $f(x, u)$ 和 $g(x, u)$ 为:

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{u}{kC_{cb}} \\ -\frac{1}{R_1 C_{cs}} x_2 + \frac{1}{C_{cs}} u \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$g(x, u) = kx_1 + x_2 + R_1 u + d \quad (33)$$

如果函数 $f(x,u)$ 和 $g(x,u)$ 在每个样本步进通过在当前工作点进行一阶泰勒级数展开而线性化, 则线性化模型为:

$$\delta\dot{x} = A_k\delta x + B_d\delta u \quad (34)$$

$$\delta y = C_k\delta x + D_k\delta u \quad (35)$$

其中,

$$A_k = \frac{\delta f(x,u)}{\delta x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_i C_{cs}} \end{bmatrix}, B_k = \frac{\delta f(x,u)}{\delta u} = \begin{bmatrix} \frac{1}{kC_{cb}} \\ \frac{1}{C_{cs}} \end{bmatrix},$$

$$C_k = \frac{\delta g(x,u)}{\delta x} = [k \ 1], \text{ 且 } D_k = \frac{\delta g(x,u)}{\delta u} = R_i$$

方程34和35所代表的模型可离散化为:

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k \quad (36)$$

$$y_{k+1} = C_d x_k + D_d u_k \quad (37)$$

其中, $A_d \approx E + T_c A_k$, $B_d \approx T_c B_k$, E 为单位矩阵, T_c 为采样周期, $C_d \approx C_k$, $D_d \approx D_k$ 。

卡尔曼滤波器是一种最优观测器, 其原理如图3所示, 即利用反馈调整所用模型的不确定变量, 使估计输出与实测输出之间的实时误差最小。通过这样一种模型拟合, 可以观察到无法测量的模型参数。校正通过一个增益矢量 K 来加权, K 可以校正滤波器的动态特性和性能。增益根据每次迭代时状态和测量的误差预测和不确定性(噪声)来计算。滤波器动态控制则是基于状态 0 和测量 R 的噪声矩阵的线性化, 以及误差协方差矩阵 P 的线性化。

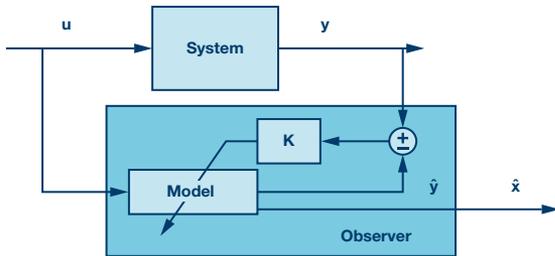


图3. 卡尔曼滤波器原理

卡尔曼滤波器算法如图4所示, 分为两个阶段: 第一阶段涉及矩阵 P 、 Q 和 R 的线性化, 第二阶段涉及观测。在每个采样间隔, 观测包括两步。第一步, 算法预测当前状态、输出和误差协方差的值。第二步, 利用物理系统输出测量结果校正状态估计和误差协方差。

因此, 应用扩展卡尔曼滤波器来获得锂电池组的SOC估计。此算法的计算复杂度为 $O(n^3)$, 其中 n 为测量次数。实验结果显示, 本文提出的基于扩展卡尔曼滤波器的SOC估计方法很有效, 可以精确估计电池SOC。它还可用来估计锂离子电池组的SOH值。

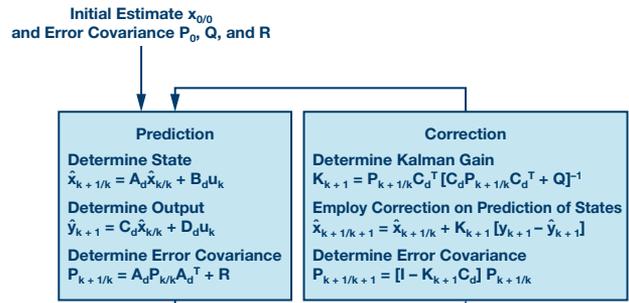


图4. 卡尔曼滤波器算法

SOC算法选择

考虑到计算能力、所需精度、实时约束条件和系统环境等方面的应用要求, 相比其他算法, 增强型库仑计数看起来更有优势。事实上, 它基于简单的实时计算, 不存在复杂的硬件约束条件。其复杂度明显低于其他算法。此外, 增强型库仑计数算法的估计误差很小, 因此能够提供合理的精度。再者, 除了制造商提供的数据之外, 此算法不需要其他额外信息。

增强型库仑计数评估

本节将评估增强型库仑计数算法以验证其精度和性能。事实上, 扩展卡尔曼滤波器显然存在很高的计算复杂度和复杂的硬件要求, 故而不适合应用。为了评估通用SOC算法, 我们需要SOC与OCV的关系曲线, 电池数据手册并未提供此曲线。因此, 必须获得此曲线才能评估通用SOC算法。

上文已说明增强型库仑计数的第一个评估步骤, 接下来在处理电压和电流的实际实验测量值时将遇到其他高级步骤。

评估程序

通过增强型库仑计数算法仿真获得的SOC值, 与依据电池数据手册提供的充电和放电曲线推导出的实验SOC值进行比较。充电和放电曲线也可以利用MATLAB的Simulink模型(MathWorks模型)重新产生; 该模型是一个通用动态参数化模型, 可代表大部分常用类型的可充电电池, 尤其是锂离子电池。

仿真结果

我们已利用MATLAB仿真工具在充电模式、放电模式以及充放电组合模式下测试了增强型库仑计数算法。图5中的蓝色曲线代表实验SOC, 红色曲线代表增强型库仑计数算法所获得的估计SOC。

充电模式

图5显示了一个完整充电阶段的实验SOC和利用增强型库仑计数算法得到的估计SOC。在充电阶段结束时，实验值与估计值之间的最大误差约为3.5%。重新评估SOH之后，该误差会明显降低。

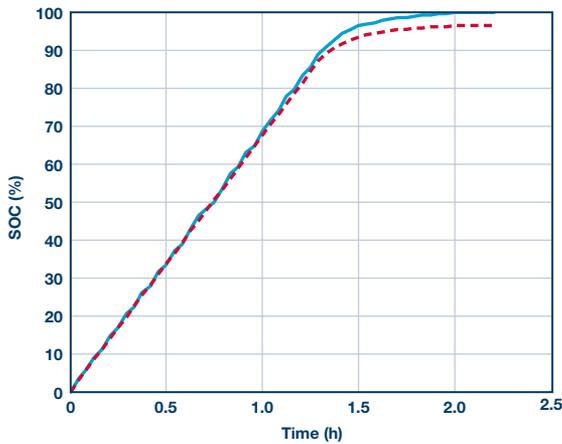


图5. 完整充电阶段的实验和估计SOC

图6和图7分别显示了充电模式的CC和CV阶段实验和仿真SOC随时间的变化。重新评估SOH值之前，在算法执行结束时，CC阶段可获得的最大估计误差小于2%，CV阶段小于1%。注意，在SOH重新评估（此时电池完全充满）之前，估计误差随着算法运行时间的延长而提高。还有一点值得注意，那就是精确确定初始SOC对降低估计误差非常重要。精确评估充电效率也能降低实验SOC值和仿真SOC值之间的误差。

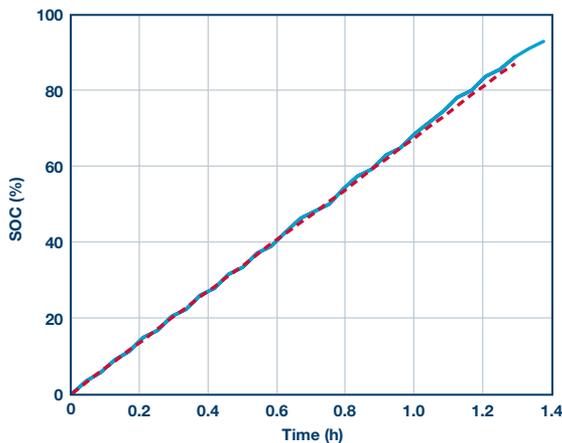


图6. CC充电阶段的实验和估计SOC

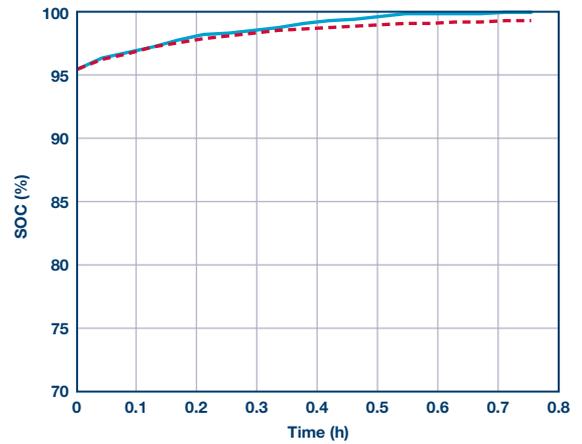


图7. CV充电阶段的实验和估计SOC

放电模式

图8和图9分别显示了完整放电阶段和部分放电阶段实验和仿真SOC与电池终端电压的关系。对于较长的完整阶段，最大估计误差不超过2%；对于较短的部分放电阶段，最大估计误差几乎等于0。重新评估SOH值之前，在完整放电阶段结束时，估计误差达到最大值，并且其随着算法运行时间的延长而提高。

另外还在充放电组合阶段评估了增强型库仑计数算法，这样可以重现电池组的真实行为。经验证，估计误差通常很小(<4%)，足以确保SOC的实时精确估计，且不会干扰电池组运行。

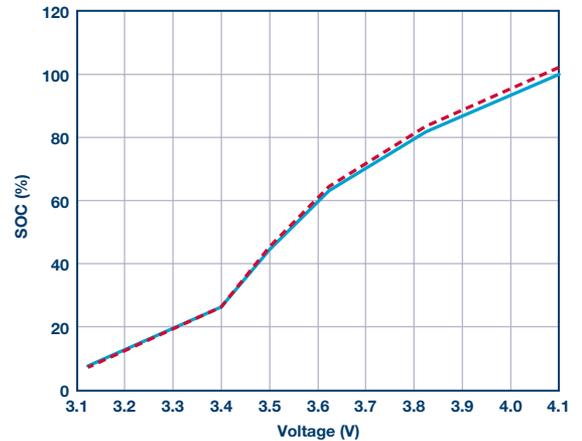


图8. 完整放电阶段的实验和估计SOC

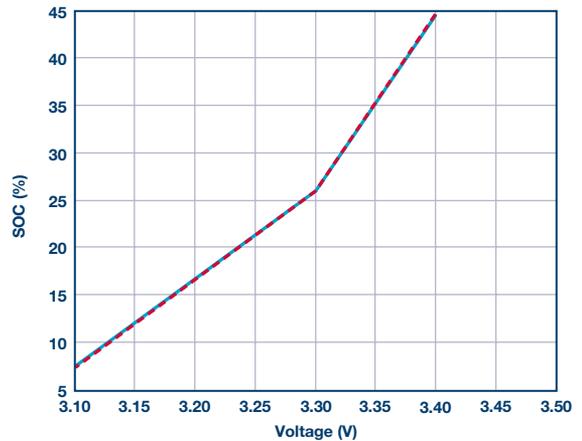


图9. 部分放电阶段的实验和估计SOC

参考文献

Bentley P, B.S. Bhangu, C.M. Bingham和D.A. Stone。“用于预测混合动力汽车用铅酸电池充电状态和运行状态的非线性观测器”。*IEEE车辆技术论文集*, 2005。

Chen Yi-Ping, Chin-Sien Moo, Kong Soon Ng和Yao-Ching Hsieh。“用于估计锂离子电池充电状态和运行状态的增强型库仑计数法”。*应用能源杂志*, 2009。

Fang Lijin, Fei Zhang和Guangjun Liu。“采用扩展卡尔曼滤波器的电池充电状态估计方法”。*IEEE/ASME高级智能机械电子国际会议*, 2008。

He Lei, Bingjun Xiao和Yiyu Shi。“电池通用充电状态算法”。第47届IEEE设计自动化会议“DAC'10”, 2010。

Jossen Andreas, Marion Perrin和Sabine Piller。“确定充电状态的方法及其应用”。*电源杂志*, 2001。

作者简介

[Martin Murnane](#)是爱尔兰利默里克市ADI公司太阳能光伏团队成员，之前曾任职于ADI公司汽车团队。加入ADI公司之前，他曾从事过能源循环利用系统的应用开发(Schaffner Systems)、基于Windows的应用软件/数据库开发(Dell Computers)以及采用应变片技术的产品开发(BMS)等领域的工作。他毕业于利默里克大学，获电子工程学士学位和工商管理硕士学位。

[Adel Ghazel](#)自1997年起担任IEEE资深会员，是WEV100 Holding旗下Embedded Systems Technology (EBSYS)的首席技术官。自2001年起，他便与ADI公司合作开发无线和电力线通信、视频分析、能源效率等领域的创新嵌入式应用。Ghazel博士目前还担任突尼斯迦太基大学电信教授和SUPCOM绿色智能通信系统(GRESCOM)研究实验室主任，以及法国国立高等矿业—电信学校工程学院访问教授。

技术文章

新型功率开关技术和隔离式栅极驱动器不断变化的格局

Maurice Moroney, 市场经理

基于碳化硅(SiC)和氮化镓(GaN)等材料的新型功率开关技术的出现促使性能大幅提升,超越了基于MOSFET和IGBT技术的传统系统。更高的开关频率将减小元件尺寸,从而减小成本、系统尺寸和重量;这些是汽车和能源等市场中的主要优势。新型功率开关还将促使其控制元件发生变化,其中包括栅极驱动器。本文将探讨GaN和SiC开关与IGBT/MOSFET的一些主要差异,以及栅极驱动器将如何为这些差异提供支持。

多年来,功率输出系统的功率开关技术选择一直非常简单。在低电压水平(通常为600 V以下),通常会选择MOSFET;在高电压水平,通常会更多地选择IGBT。随着氮化镓和碳化硅形式的新型功率开关技术的出现,这种情况正面临威胁。

这些新型开关技术在性能方面具有多项明显优势。更高的开关频率可减小系统尺寸和重量,这对太阳能面板等能源应用中使用的光伏逆变器以及汽车等目标市场非常重要。开关速度从20 kHz提高至100 kHz可大幅减小变压器重量,从而使电动汽车的电机更轻,而且还能扩大太阳能应用中所用的逆变器的范围,减小其尺寸,从而使其更适合国内应用。另外,更高的工作温度(尤其是GaN器件)和更低的开启驱动要求还可简化系统架构师的设计工作。

与MOSFET/IGBT一样,这些新技术(至少在初始阶段)看起来能够满足不同的应用需求。直到最近,GaN产品通常还处于200 V范围内,尽管近年来这些产品已经飞速发展,并且出现了多种600 V范围内的产品。但这仍然远不及SiC的主要范围(接近1000 V),这表明,GaN已自然而然地取代了MOSFET器件,而SiC则取代了IGBT器件。既然超结MOSFET能够跨越此鸿沟并实现最高达900 V的高电压应用,一些GaN研发开始提供能够应对电压在600 V以上的应用的器件,这完全不足为奇。

然而,虽然这些优势使得GaN和SiC功率开关对设计人员极具吸引力,但这种好处并非毫无代价。最主要的代价是成本提高,这种器件的价格比同等MOSFET/IGBT产品高出好几倍。IGBT和MOSFET生产是一种发展良好且极易掌握的过程,这意味着与其新对手相比,其成本更低、价格竞争力更高。目前,与其传统对手相比,SiC和GaN器件的价格仍然高出数倍,但其价格竞争力正在不断提高。许多专家和市场调查报告已经表明,必须在广泛应用前大幅缩小价格差距。即使缩小了价格差距,新型功率开关也不太可能立即实现大规模应用,甚至从长期预测来看,传统开关技术也仍将在未来一段时间内继续占据大部分市场。

除纯成本和财务因素外,技术因素也会有一些影响。更高的开关速度和工作温度可能非常适合GaN/SiC开关,但是它们仍然会为完成功率转换信号链所需的周边IC支持器件带来问题。隔离系统的一种典型信号链如图1所示。虽然更高的开关速度会对控制转换的处理器和提供反馈回路的电流检测系统产生影响,但本文的其余部分将重点讨论为功率开关提供控制信号的栅极驱动器所遇到的变化。

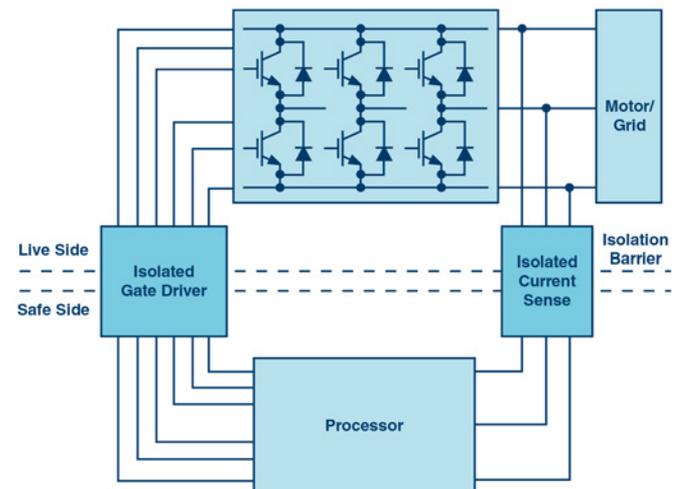


图1. 典型功率转换信号链

GaN/SiC栅极驱动器

栅极驱动器可接收系统控制过程产生的逻辑电平控制信号，并提供驱动功率开关栅极所需的驱动信号。在隔离系统中，它们还可实现隔离，将系统带电侧的高电压信号与在安全侧的用户和敏感低电压电路分离。为了充分利用GaN/SiC技术能够提供更高开关频率的功能，栅极驱动器必须提高其控制信号的频率。当前的基于IGBT的系统可能在数十kHz范围内切换，新出现的要求表明，可能需要数百kHz、甚至是一至两MHz的开关频率。这会对系统设计人员产生困扰，因为他们试图消除从栅极驱动器到功率开关之间的信号路径中的电感。最大限度缩短走线长度以避免走线电感将非常关键，栅极驱动器和功率开关的靠近布局可能会成为标准做法。GaN供应商提供的推荐布局指南的绝大部分都强调了低阻抗走线和平面的重要性。此外，使用者将希望功率开关和支持IC供应商能够解决封装和金线引起的各种问题。

SiC/GaN开关提供的更高工作温度范围也对系统设计人员极具吸引力，因为这能够让他们更自由地提升性能，而不必担心散热问题。虽然功率开关将在更高温度下工作，但其周围的硅类元件仍然会遇到常规的温度限制。由于必须将驱动器放置在开关旁边，希望充分利用新开关的更高工作范围的设计人员正面临着一个问题，即温度不能超过硅类元件温度极限。

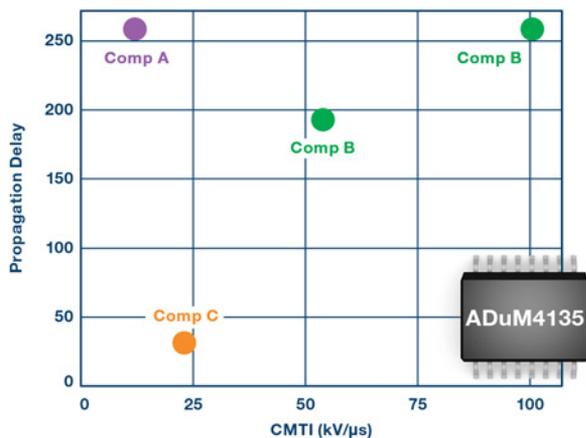


图2. 典型栅极驱动器的传播延迟和CMTI性能

更高的开关频率还会产生共模瞬变抗扰性问题，这对系统设计人员来说是一个非常严重的问题。在隔离式栅极驱动器中的隔离栅上耦合的高压摆率信号可能破坏数据传输，导致输出端出现不必要的信号。在传统的基于IGBT的系统中，抗扰度介于20 kV/μs和30 kV/μs之间的栅极驱动器足以抵抗共模干扰。但是，GaN器件往往具有超过这种限制的压摆率，为鲁棒系统选择栅极驱动器，其共模瞬变抗扰度至少应为100 kV/μs。最近推出的产品，例如ADuM4135，采用了ADI公司的iCoupler®技术，提供最高达100 kV/μs的共模瞬变抗扰度，能够应对此类应用。但是，提高CMTI性能往往会产生额外的延迟。延迟增加意味着高端和低端开关之间的死区时间增加，这会降低性能。在隔离式栅极驱动器领域尤其如此，因为在此类领域中，信号在隔离栅上传输，一般具有更长时间的延迟。但是，ADuM4135不仅提供100 kV/μs CMTI，而且其传播延迟仅为50 ns。

当然，对于承担推动新型功率开关技术向前发展这一任务的栅极驱动器，并非完全是坏消息。典型IGBT的栅极充电电荷高达数百nC，因此，我们通常会发现栅极驱动器在2 A至6 A范围内提供输出驱动能力。目前，市场上提供的GaN开关的栅极充电电荷性能提升了10倍以上，通常处于5 nC至7 nC范围内，因此，栅极驱动器的驱动要求已显著降低。降低栅极驱动器的驱动要求可使栅极驱动器尺寸更小、速度更快，而且还能减少添加外部缓冲器以增强电流输出的需求，从而能够节约空间和成本。

结论

人们很早以前就预测到，GaN和SiC器件将成为功率转换应用中的新型解决方案，这种技术人们期待已久，现在终于得以实现。虽然这种技术能够提供极具吸引力的优势，但它们并非没有代价。为了提供出色性能，新型开关技术需要更改所用隔离式栅极驱动器的要求，并且会为系统设计人员带来新的问题。优势很明显，而且也已经出现了多种解决这些问题的方案。而且，市场上已经有现成且可行的GaN和SiC解决方案。

作者简介

Maurice Moroney是ADI公司隔离式功率转换产品组合的营销经理，主要负责电机控制、汽车和能源应用中的隔离式栅极驱动器和电压/电流检测领域。他之前担任的职位涉及营销/应用，主要致力于消费、工业和汽车行业。Maurice拥有爱尔兰利默里克大学电子工程学士学位（2000年）和工商管理硕士学位（2014年）。

对太阳能和储能设施进行基本监测的*iCoupler*隔离式通信解决方案

Richard Anslow

Martin Murnane, 储能系统与应用高级经理

新的政府政策与新的法规共同推动可再生能源发电, 预计未来太阳能市场将有强劲增长。由于太阳能逆变器中功率密度的不断增加以及对储能平衡的需求, 这一代太阳能发电要求对太阳能系统的所有元件进行大量监控。对于太阳能光伏应用, RS-485通信固有的抗扰性能使其得到应用。增加*iCoupler*®隔离式RS-485收发器可为太阳能光伏网络通信接口提供安全、可靠且EMC鲁棒的解决方案。

RS-485有多种用途, 主要用途是远程监控发电、功率点跟踪器和储能状态(电池储能)。

对于储能等太阳能应用, 通信至关重要, 因为它要将太阳能装置中的发电和消耗活动报告给用户。可以实施多种系统策略, 例如账单管理、光伏自用、减少需量电费和备用电源。特别是在美国, 飓风常常在得克萨斯州和佛罗里达州造成严重破坏, 因此备用电源最受欢迎。

表1: 家用储能策略

家用储能策略	定义
账单管理使用时间(TOU)	最大限度地减少用电高峰时段的购电量, TOU将客户购电转移到费率较低的时段。此策略的目标是减少客户账单费用。
光伏自用	最大限度地减少电表后光伏系统所供电力的出口, 以最大限度地提高电费较高的光伏地区的经济效益。
减少高峰时段电费	让客户可以储能, 降低成本, 因为电力公司在高峰时段会收取额外费用。
备用电源	这是一种更常见的策略, 给任何可储能设备充电, 以便在电网停电时或夜间使用。这更多是一种备用电源策略, 在高峰时段可以减少用电费用, 而且上网电价较低。

图1显示了典型的24小时太阳能发电、储能和家庭用电情况。图1说明了太阳能系统针对账单管理进行设计的主要原因。在夜间, 当没有阳光辐照太阳能电池板时, 消耗的电能将从电网购买, 此时电费最低。一旦太阳升起, 阳光照射到太阳能电池板上, 就会产生电力, 家庭自用即开始, 太阳能电力由家庭使用或转移到储能装置。这样可以减少从电网获取的电力, 在电力公司提供较低上网电价的区域使用太阳能所产生的电力, 从而控制账单费用。

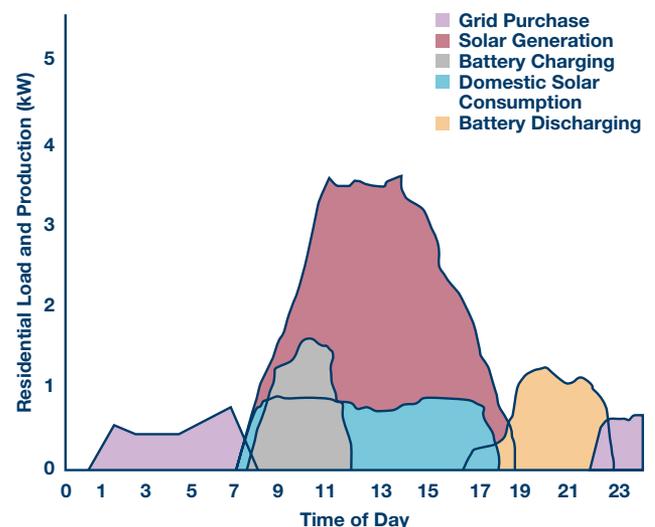


图1. 典型24小时太阳能发电、储能和家庭用电情况

RS-485是通信应用首选, 可用于PC屏幕数据更新, 如当前功率、最大功率点跟踪器中的电流消耗、电池充电和健康状况、CO₂减少等, 如图2所示。

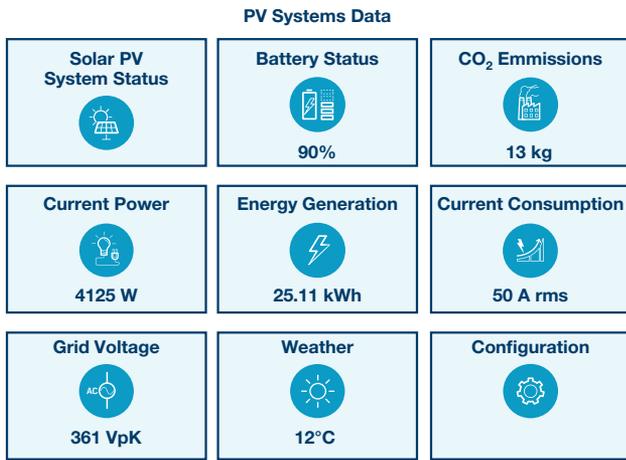


图2. 光伏太阳能系统的典型光伏监测系统数据

图3显示了一个典型太阳能系统，包含输入直流串、DC-AC转换、充电和储能、电池管理及通信。ADI公司为太阳能光伏和储能应用提供完整的电源、通信和控制接口信号链解决方案。*iCoupler*隔离式栅极驱动器解决方案包括ADuM4135和ADuM4223/ADuM3223。*iCoupler*隔离式通信端口解决方案包括ADM2795E、ADM2587E和ADM3054。混合信号处理器解决方案包括ADSP-CM419。

为什么使用带*iCoupler*隔离的RS-485收发器？

*iCoupler*隔离能为太阳能光伏网络通信接口提供安全、可靠且EMC鲁棒的解决方案。

对于太阳能光伏网络，RS-485或CAN通信接口通常在充斥电噪声的环境中通过长电缆运行。RS-485通信本质上是差分式，具备固有抗噪声能力。增加*iCoupler*隔离以提升抗扰度。

- ▶ *iCoupler*系列数字隔离产品已经过测试，并获得多家监管机构认证，包括UL、CSA、VDE、TÜV、CQC、ATEX和IECEX。这种监管机构测试证明产品达到要求的安全水平，不会因为电气条件恶劣的太阳能光伏环境中可能出现的高压瞬变和电涌而受到影响。
- ▶ 太阳能光伏通信接口通常以低数据速率工作——低于500 kbps——这正是RS-485通信的理想工作范围。诸如以太网之类的替代方案以10 Mbps/100 Mbps或1 Gbps的固定数据速率运行，这对应用要求而言明显过剩。
- ▶ *iCoupler*隔离具有经过验证的EMC鲁棒性，可减少现场故障。增强的EMC鲁棒性可缩短接口电路的设计和测试时间，从而加快太阳能光伏网络的上市时间。

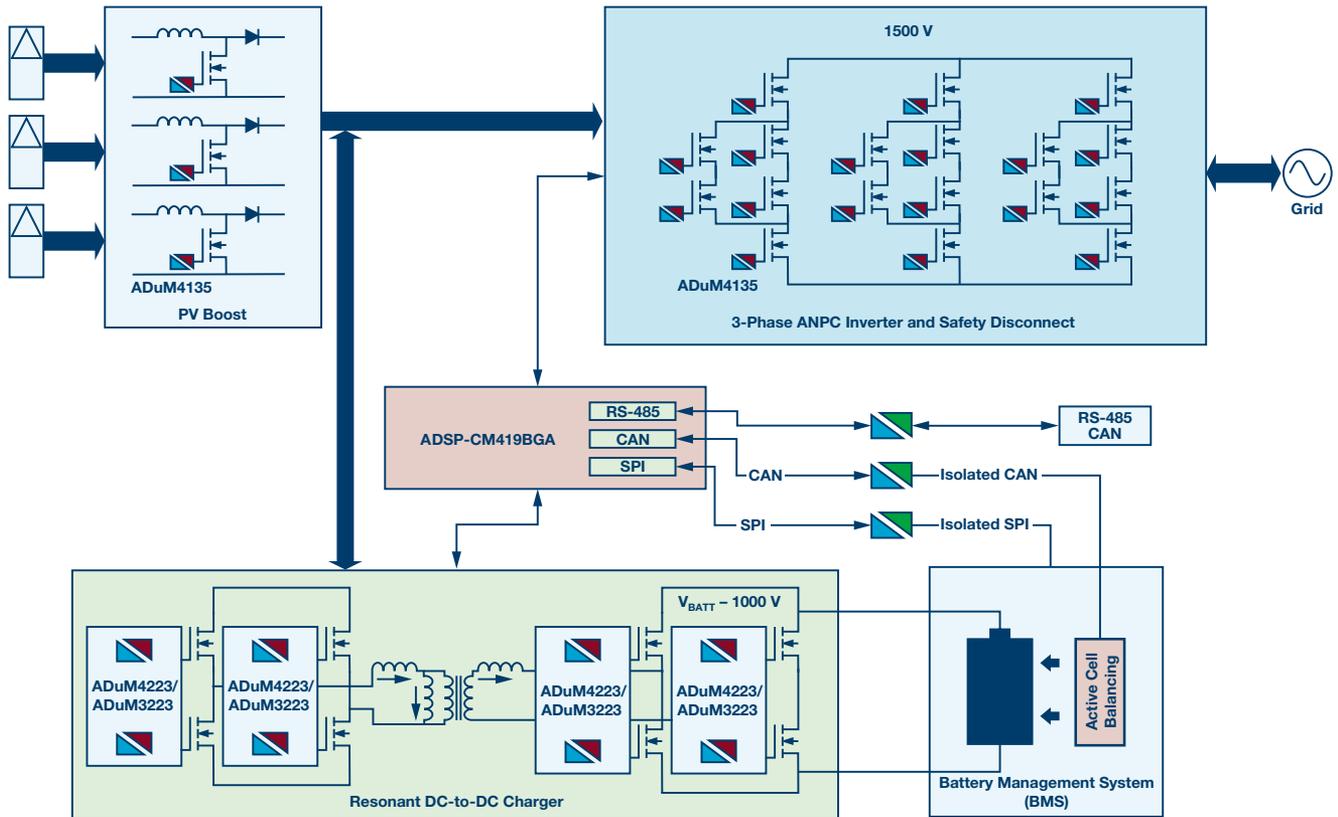


图3. 带储能功能的典型太阳能系统框图

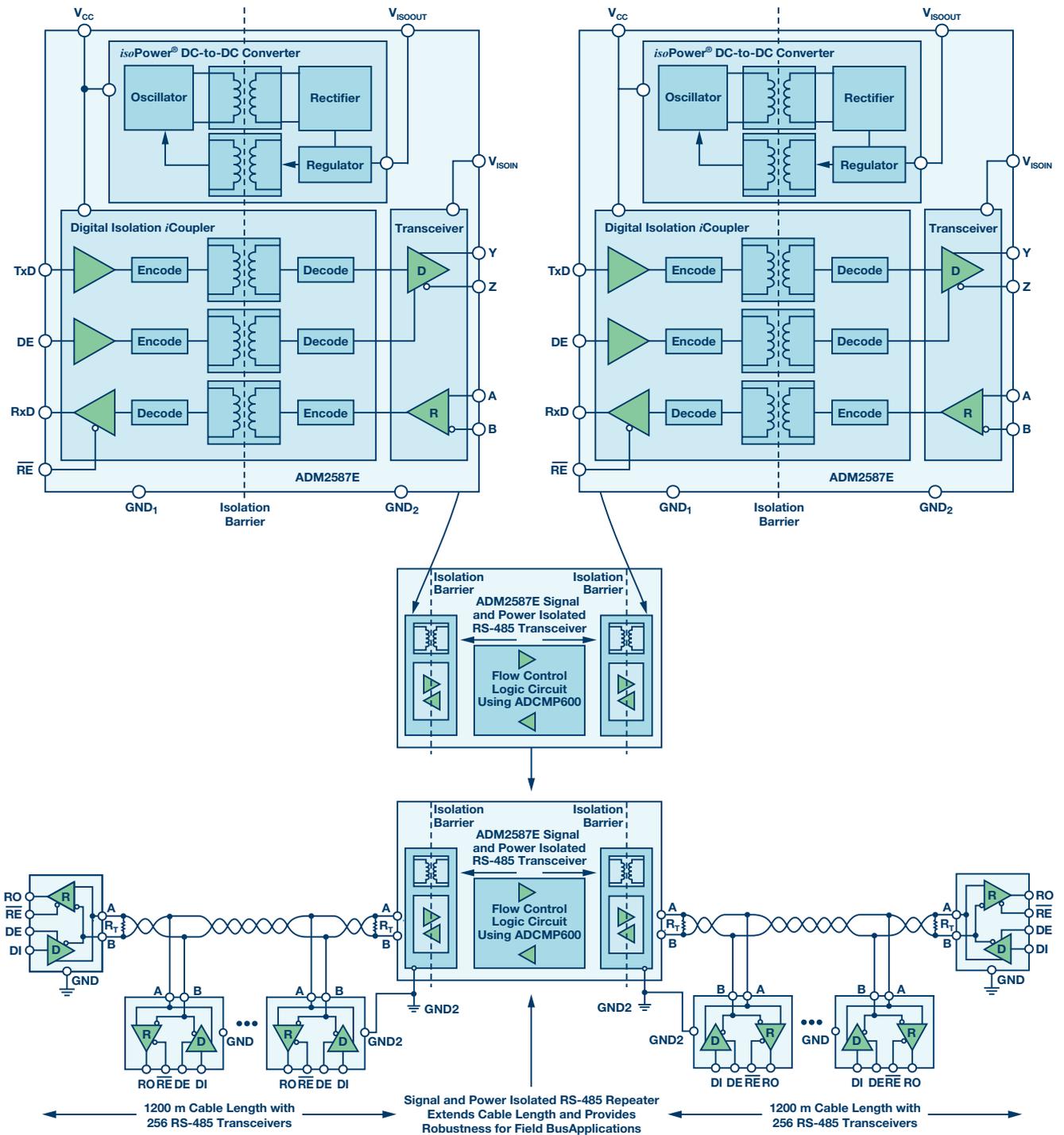


图4. 信号和电源iCoupler隔离式RS-485中继器

适用于现有太阳能光伏网络的直接插入式 iCoupler 隔离解决方案

对于现有太阳能逆变器设施，其通信端口没有 iCoupler 隔离所实现的鲁棒性，iCoupler 隔离式 RS-485 中继器是强大的直接插入式解决方案。紧凑的信号和电源 iCoupler 隔离式 RS-485 中继器提供鲁棒的隔离保护，防止电磁(EMC)恶劣的太阳能环境中的电气噪声影响。

iCoupler 隔离式 RS-485 中继器设计由两个 RS-485 收发器和两个高速 ADCMP600 比较器组成。ADM2587E 是全集成式数据收发器，支持 ±15 kV ESD 保护及信号和电源隔离，适用于多点传输线上的高速通信。ADM2587E 内部集成隔离式 DC-DC 电源，无需外加 DC-DC 隔离模块。RS-485 中继器需要数据码流控制，这对 RS-485 总线上的通信方向控制很重要。在 ADM2587E 逻辑引脚上使用高速比较器 ADCMP600 可提供高速流控制和方向性，从而实现可靠的通信系统。有关完整设计指南，请参阅 AN-1458 应用笔记“具备自动方向控制功能的隔离式 RS-485 中继器”。

具备增强EMC鲁棒性的*iCoupler*信号隔离式RS-485

设计EMC通信接口时, 电路设计人员常常要面对设计和测试迭代循环。电路设计必须符合系统级EMC标准和客户要求。工业自动化的系统级IEC标准(如IEC 61131-2)规定了多种IEC ESD、EFT和浪涌保护级别以及对辐射、传导和磁场干扰的抗扰度。

ADI公司*iCoupler*信号隔离式RS-485包含经认证的额外EMC保护, 可防范上述干扰, 从而缩短需要满足严格监管目标的设计的上市时间。

具体而言, ADM2795E RS-485收发器集成了隔离鲁棒性和EMC保护, 这样可大幅节省印刷电路板(PCB)空间, 以供太阳能光伏通信端口接口使用。

ADM2795E是一款5 kV rms信号隔离RS-485收发器, RS-485总线引脚提供高达±42 V的AC-DC峰值总线过压故障保护特性。该器件采用ADI公司的*iCoupler*技术, 将三通道隔离器、RS-485收发器和IEC电磁兼容性(EMC)瞬变保护集成于单封装中。

ADM2795E集成的*iCoupler*技术已通过VDE0884-10、UL 1577、CSA和CQC(申请中)认证。

- ▶ 工作电压: 849 V_{PEAK} (600 V rms)加强, VDE0884-10认证
- ▶ 耐受电压: 5000 V rms, UL1577认证

ADM2795E在数个系统级EMC测试中表现稳健, 已通过EMC合规测试机构的认证(证书可应申请提供):

- ▶ IEC 61000-4-5浪涌
- ▶ IEC 61000-4-4 EFT
- ▶ IEC 61000-4-2 ESD
- ▶ IEC 61000-4-6传导射频抗扰度
- ▶ IEC 61000-4-3辐射射频抗扰度
- ▶ IEC 61000-4-8磁场抗扰度

作者简介

[Richard Anslow](#)毕业于爱尔兰利默里克大学, 获工程学士和硕士学位。他从事新产品定义工作, 并且担任面向客户的角色, 处理有关ADI隔离式通信产品系列的问题。

[Martin Murnane](#)是工业和仪器仪表部太阳能PV系统工程师, 专注于能源/太阳能PV应用。加入ADI公司之前, 他曾从事过能源循环利用系统中电力电子技术(Schaffner Systems)、基于Windows的应用软件/数据库开发(Dell Computers)以及采用应变计技术的HW/FW产品开发(BMS)等领域的工作。Martin毕业于利默里克大学, 获电子工程学士学位。

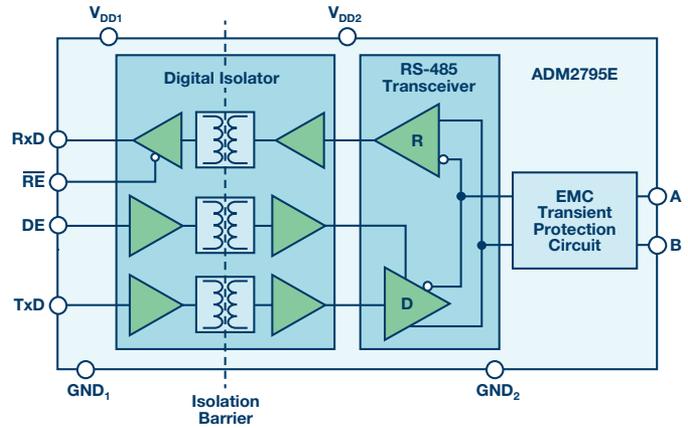


图5. *iCoupler*隔离式RS-485收发器, A和B总线引脚提供增强的IEC 61000-4-5浪涌鲁棒性。

结论

ADI公司为太阳能光伏和储能应用提供完整的信号链解决方案。*iCoupler*隔离式栅极驱动器解决方案包括ADuM4135和ADuM4223/ADuM3223, 而*iCoupler*隔离式通信端口解决方案包括ADM2795E和ADM2587E, ADSP-CM419混合信号控制处理器提供电源通信和控制接口。*iCoupler*隔离能为太阳能光伏网络通信接口提供安全、可靠且EMC鲁棒的解决方案。

ADI公司的接口和隔离产品组合有多种方案可隔离RS-485接口。ADM2795E提供完整的系统级EMC解决方案, 其符合IEC 61000浪涌、EFT和ESD标准, 不受恶劣太阳能光伏环境中常见的传导、辐射和磁场干扰的影响。ADM2795E可缩短需要满足严格监管目标的设计的上市时间。

信号和电源隔离式RS-485收发器(例如ADM2587E)提供当今市场上集成度最高的信号和电源隔离解决方案。ADM2587E可用于RS-485中继器设计, 通过*iCoupler*隔离技术为系统提供更强的鲁棒性。

隔离式双向功率转换器的数字控制

Juan Carlos Rodriguez, 功率转换系统工程师

摘要

本文探讨隔离式双向DC-DC功率传输的实现方案，即通过调整专用数字控制器，使其除了具有标准的正向功率传输(FPT)功能外，还支持反向功率传输(RPT)功能。文中将介绍系统建模、电路设计和仿真，并通过实验对理论概念进行了验证。应用表明，在两个能量传输方向上，转换效率始终高于94%。

简介

模块化电池储能系统(ESS)有助于可再生电力的有效利用，因而是构建绿色能源生态系统的关键技术。梯次利用电池ESS应用日趋广泛。在这个子市场中，预计高达80%的废弃电池会用于ESS，在固定电网服务中焕发新生，从而将电池的使用寿命从5年延长到15年。预计到2030年，这些系统会给电网增加1 TWh的容量。¹在不久的将来，这种新兴应用必将在能源市场中变得更加重要。

典型实现方案是将不同电池模组堆叠起来，通过功率转换器将其能量传输到集中式交流或直流母线（随后以某种形式将能量分配给负载）。此类系统的挑战在于，每个模组具有不同的化学组成、容量和老化曲线。在传统的模块化拓扑中，最弱的模组会影响整个电池堆的总可用容量（图1）。

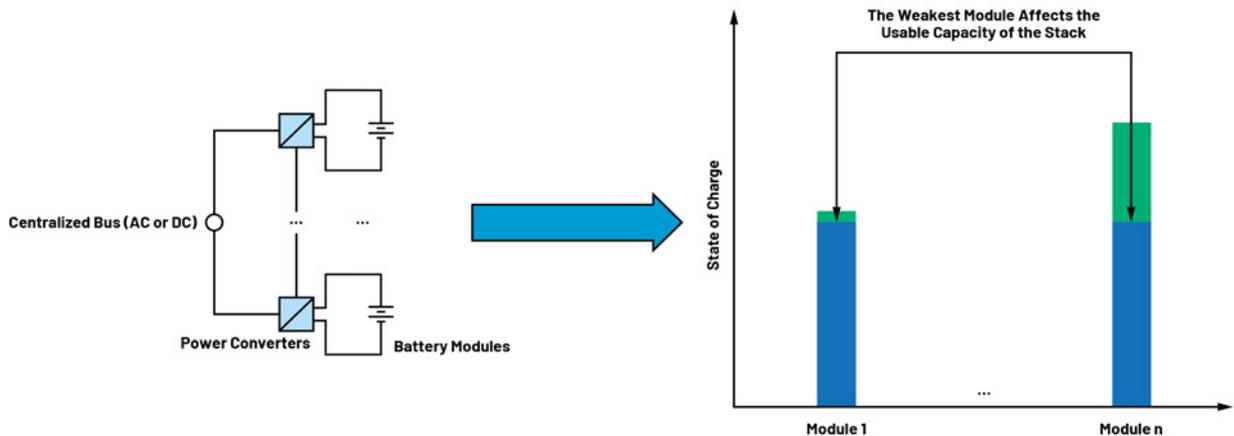


图1. 模块化ESS的挑战

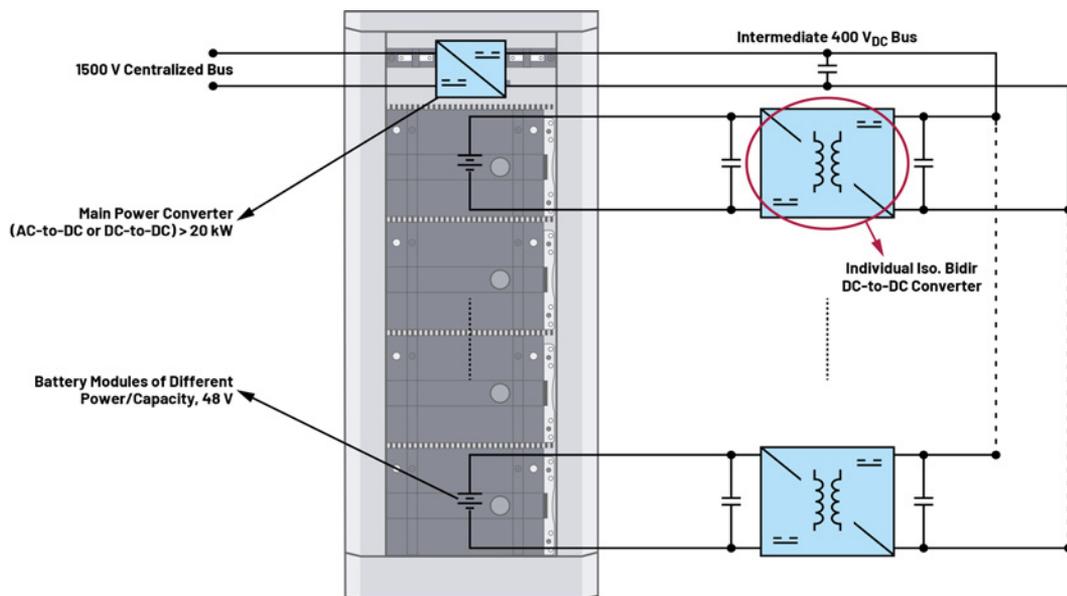


图2. 基于电池的模块化ESS

为了解决这一限制，在图2所示的架构中，电池堆中的能量通过每个电池模块的单独DC-DC转换器传输到公共中间直流母线。然后，该能量通过主功率转换器支持集中式中压(MV)交流或直流母线。图2中的电压和功率水平是根据市场上ESS的典型数据选择的：48 V电池模组、400 V (DC)中间直流母线、20 kW以上（高功率）主功率转换器以及高达1500 V的集中式母线²。

在图2中，电池堆中每个模块的接地基准不同，因此需要通过隔离让每个电池模块实现单独的DC-DC转换器。此外，为了支持梯次利用电池ESS等混合系统，每个转换器还必须能够双向传输功率。这样，就能轻松实现每个模块的独立充放电以及电荷平衡。因此，本文讨论的应用核心模块是DC-DC转换器，它既是隔离的也是双向的。

下面将说明，如何调整功率转换专用的数字控制器（通常仅针对单向功率传输而构建），使其支持双向操作，这样控制器就能作为一种良好的替代方案来安全可靠地实现所需类型的DC-DC转换器。

功率转换应用的专用数字控制器

对于高功率DC-DC转换器（大于1 kW）中开关器件的控制，数字控制是当前的工业标准，而且它通常基于微控制器单元(MCU)³。尽管如此，由于各种工业应用更加重视功能安全(FS)，因此使用专用数字控制器可能更有优势。从系统设计的角度来看，更简单的功能安全认证可以简化设计过程，从而缩短总体开发时间，更快获取收益，因此在模块化实施中特别有利。

专用数字控制器优于MCU的一些原因概述如下⁴。

- ▶ 微控制器依赖于软件，包含的状态数量较多，被认为不稳定，因此在IEC 61508标准制定之前，安全系统中不允许使用微控制器。MCU的大量“功能安全”工作都在软件开发阶段。
- ▶ 除了软件之外，MCU本身也必须经过认证。
- ▶ 虽然专用数字控制器（作为可配置设备）仍然是数据驱动的，但其配置过程使用有限可变语言(LVL)，而不是MCU特有的完全可变语言(FVL)。
- ▶ 作为顺序数字机，专用数字控制器的功能可以通过测试全面验证，而这对于MCU中的软件来说一般是不可能的。因此，当使用专用控制器时，设备会集成核心安全功能。
- ▶ 与专用控制器中的集成安全功能相比，MCU实现方案中增加的安全功能可能需要相当多的额外硬件。当使用故障模式、影响和诊断分析(FMEDA)时，额外的硬件往往会增加系统级别的复杂性。
- ▶ 使用专用控制器时，额外的安全性（如果需要）可以通过外部MCU（通常在系统级别提供）获得。

ADI公司的ADP1055是一款专为隔离式DC-DC高功率转换而设计的数字控制器，提供了一系列功能来提高效率和安全性。这些功能包括：可编程过流保护(OCP)、过压保护(OVP)、欠压保护(UVLO)和过温保护(OTP)。与市场许多现成的等效器件一样，该控制器设计用于单向能量传输，即FPT。为了实现双向操作，使用该控制器的应用必须进行调整，以便也能在RPT下工作。下一部分将

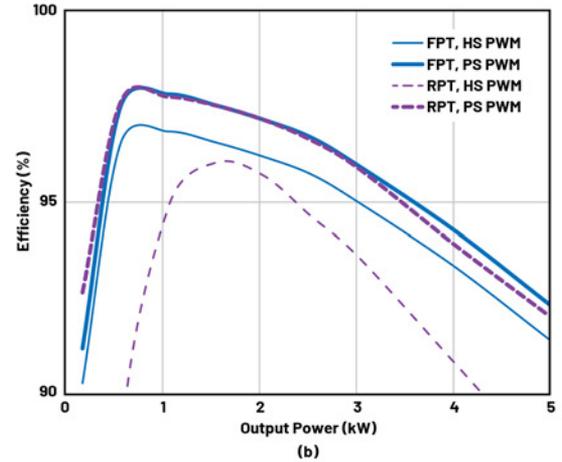
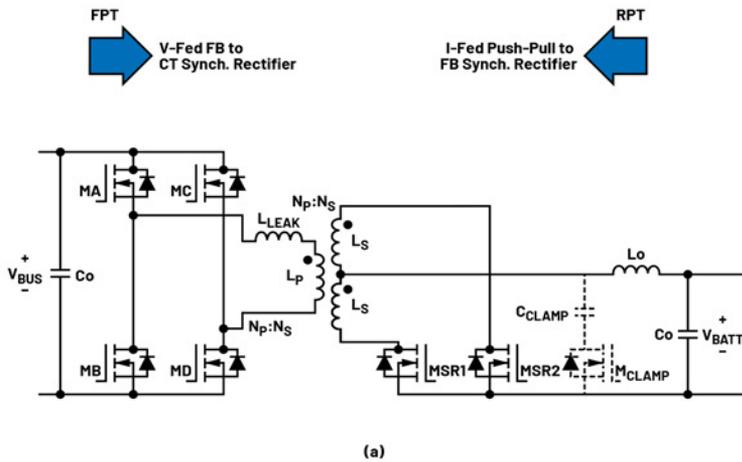


图3. 功率转换拓扑仿真: 标准操作中的(a)模型和(b)效率

探讨对FPT和RPT模式都很重要的一个方面，即目标DC-DC转换器的效率，在调整过程开始之前必须了解这一点。

实现高效能量转换

在各种隔离式双向直流功率传输技术中，图3a中的架构因其实现简单而成为商业上最常用的架构之一⁵。

表1. 仿真研究参数

电路参数	值
额定直流母线电压	$V_{BUS} = 400 \text{ V (DC)}$
额定电池电压	$V_{BATT} = 48 \text{ V (DC)}$
开关MA、MB、MC、MD	SCT3017AL 650 V/18 A SiC MOSFETs
开关MSR1、MSR2、 M_{CLAMP}	IPB065N15N3 150 V/136 A MOSFETs
变压器	$N_p/N_s = 6:1$; $L_m = 50 \mu\text{H}$; $L_{LEAK} = 0.1$ 至 $1 \mu\text{H}$
扼流圈电感	$L_o = 50 \mu\text{H}$
箝位电容	$C_{CLAMP} = 1 \mu\text{F}$
母线电容	$C_o = 10 \mu\text{F}$
开关频率	100 kHz (有效200 kHz)

这种拓扑既可以看作是FPT中的电压馈送全桥到中心抽头同步整流器，也可以看作是RPT中的电流馈送推挽式转换器到全桥同步整流器。为了说明应用的常见挑战，图中显示了一个典型用例，

其初级（直流母线）为400 V(DC)，次级（电池模组）为48 V(DC)，功率水平大于1 kW。使用LTspice®对开关频率为100 kHz的典型宽带隙(WBG)功率器件的操作进行仿真。仿真使用的参数如表1所示。

图3b中的结果显示，当使用常规硬开关(HS) PWM时，较高功率水平下的效率迅速下降。将RPT与FTP进行比较时，这一点更加突出。为了改进操作，我们确定了两种主要损耗机制，通过下文说明的相应开关技术可以降低损耗。

- ▶ 软开关：图4a显示在这种低漏感设计中，当使用常规PWM时，初级开关MA和MB在无源到有源开关转换过程中不会快速关断。这种状况会在整个系统中产生较高的开关损耗。在这种情况下，使用相移(PS) PWM（亦称零电压开关(ZVS)或软开关）有助于在这些转换期间将漏源电压降至零。为此，我们可以提供与负载相关的适当死区时间，使得开关的漏源电容可以完全放电。应用相移的结果如图4b所示。
- ▶ 有源箝位：图5a显示在次级开关MR1和MR2关断期间，在其漏源电压上观察到很大的尖峰和振铃。这些瞬态事件会危及开关的完整性，浪费能量，并导致电磁干扰(EMI)。使用附加开关（例如图3中的 M_{CLAMP} ）实现数字控制有源箝位是减轻该尖峰负面影响的较佳备选方案⁶。这样可以进一步提高该架构的效率。应用某种形式有源箝位的结果如图5b所示。

实施这些策略后，5 kW时RPT模式下的转换器效率从不足80%提高到90%以上。这些仿真研究也预测到FPT和RPT具有相似的效率，如图3b所示。

为了实现这些开关功能，ADP1055提供6个可编程PWM输出以形成开关时序，并提供2个可配置为有源箝位吸收器的GPIO。这两种功

能都可以在用户友好的GUI中轻松编程实现。有关该数字控制器的这些和其他功能的优势，请参阅ADP1055-EVALZ用户指南，其中考虑了标准FPT应用。

确定实现可行效率水平的机制（对于本应用的FPT和RPT模式均适用）后，接下来我们探讨如何调整以适应RPT。

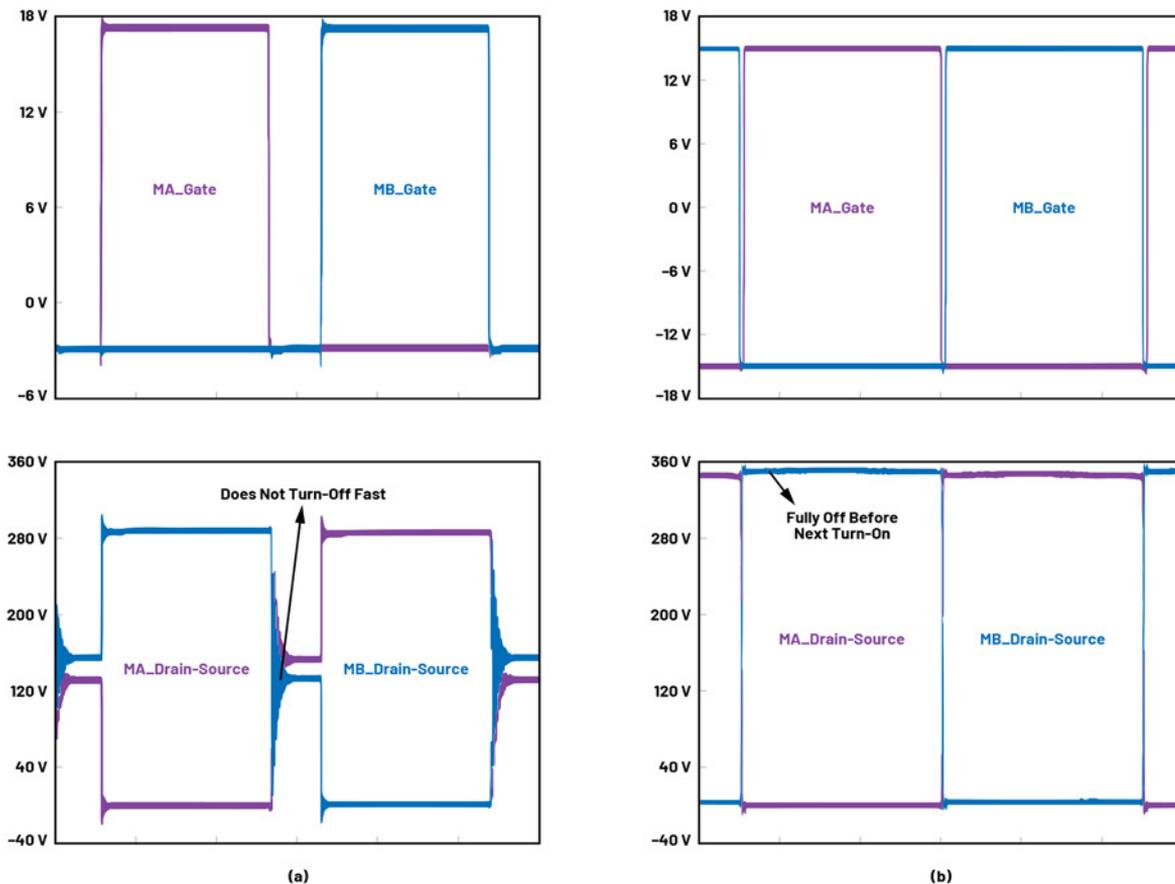


图4. 初级开关无源到有源转换: (a) HS PWM, (b) PS PWM

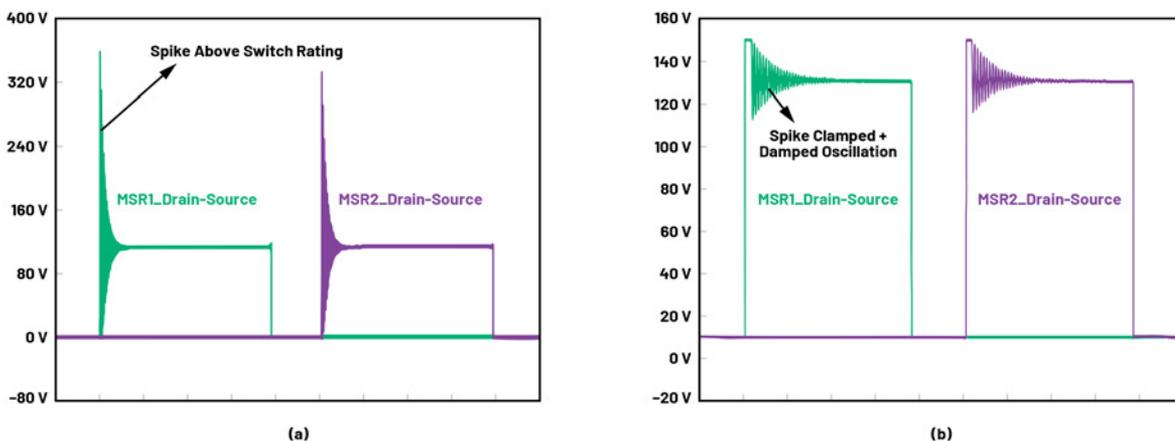


图5. 初级开关无源到有源转换: (a) HS PWM, (b) PS PWM

适应反向功率传输

为了演示所研究的应用在RPT下的运行情况，我们创建了低压(LV)实验装置进行概念验证。此装置基于ADP1055-EVALZ用户指南中的硬件，最初设计用于48 V_{DC}至12 V_{DC}/240 W FPT的标准情况，使用

ADP1055作为主控制器，开关频率 $f_{sw} = 125 \text{ kHz}$ 。为了适应RPT操作，需要适当修改硬件和软件。图6（上）显示了针对此任务的信号链硬件部分，其重点如下：

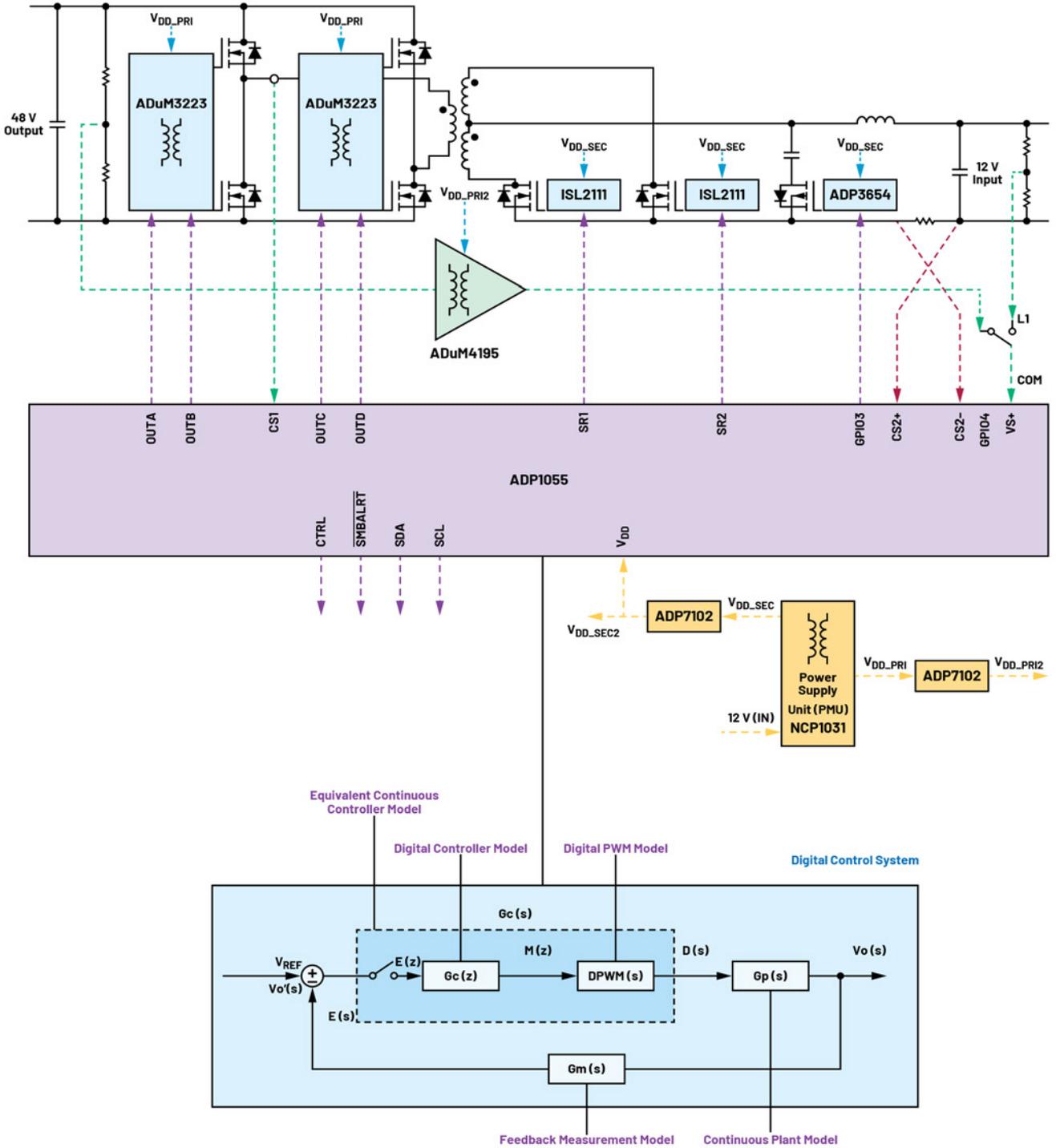


图6. 信号链利用专用数字控制器来适应RPT

- ▶ 使用两个匹配的隔离式半桥栅极驱动器ADuM3223来导通和关断四个初级开关。这些驱动器的精密时序特性（隔离器和驱动器最大传播延迟为54 ns）可准确地将控制信号反映到PWM中。
- ▶ ADP1055-EVALZ用户指南中的隔离电源单元经过重新接线，并补充了一个辅助精密LDO（ADP1720），以适应系统中的两个接地基准，并为应用中的所有不同IC供电。
- ▶ 在测量部分，分流电阻上的电流测量端子发生交换，以便在控制器的端子CS2+和CS2-上以正确的方向测量整个转换器的变压器次级的输出电流。
- ▶ 最后，隔离式放大器ADuM4195用于安全、准确地测量直流母线电压。在RPT模式下，直流母线电压是输出变量，而在FPT模式下，电池侧电压是受控输出。

基于ADuM4195的测量方案是对控制环路硬件的一项重要补充。除了安全的5 kV隔离电压（从高压初级侧到低压控制侧）、多达4.3 V的宽输入范围以及精度约为0.5%的基准电压外，ADuM4195还有高达200 kHz的最小带宽。与典型的并联稳压器和光耦合器解决方案相比，它支持实现更快的环路操作，从而提供更好的瞬态响应，这对于应用在125 kHz开关频率下的运行至关重要。图7显示了最终的实验装置，图6中增加的硬件在基于ADuM4195的测量子卡中实现，该子卡已添加到ADP1055-EVALZ用户指南中的原始评估板中。

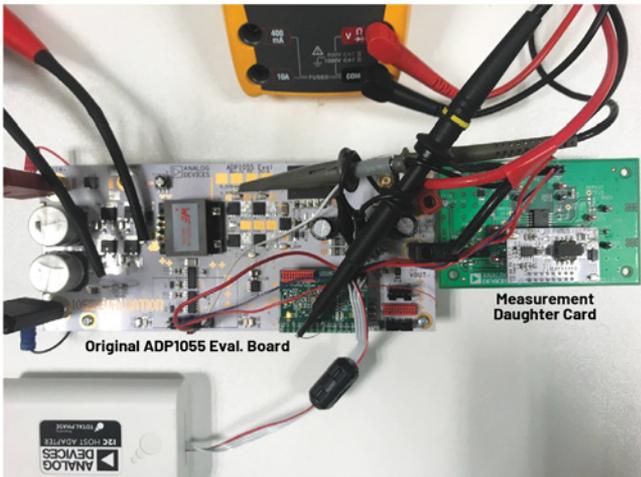


图7. RPT概念验证的实验装置

图6（下）还描述了为适应RPT在软件方面的配置。我们深入研究了数字控制系统。结果通过流程的描述块进行总结说明，如下所示：

- ▶ 通过更改PWM设置，使占空比变化与次级电感充电成比例，来实现正确的稳态响应。这是根据该架构在RPT模式下的升压型操作而得出的。
- ▶ 我们采用ADP1055-EVALZ用户指南中设计的LCL输出滤波器，通过交流小信号等效电路技术来确定设备在拉普拉斯域中的

转换函数 $G_p(s)$ 。与FPT不同，设备在RPT下的响应是具有右侧零点(RHZ)的二阶系统的响应，这是升压转换器在CCM下的典型响应。请注意，这种类型的系统本质上不稳定，需要减少误差放大器的带宽。

- ▶ 利用MATLAB® System Identification Toolbox，根据用作隔离跟随器的ADuM4195的频率响应，对反馈测量 $G_m(s)$ 进行建模（图8）。经确认，主导极点在200 kHz左右，可确保在控制系统的目标带宽（250 kHz可观测双频的10%左右）之上仍能提供快速响应。

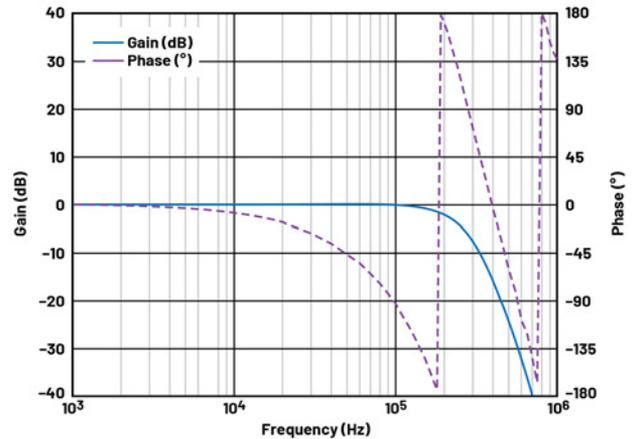


图8. ADuM4195的频率响应

- ▶ 我们选择在控制器的标准数字补偿器中添加一个极点，以减少整体控制系统的带宽，这在这种非最小相位升压式转换器设备中是必要的。因此，我们使用公式1中的数字控制器（常数定义参见ADP1055用户指南）。

$$G_c(z) = \frac{d}{1-z^{-1}} + c \frac{1-bz^{-1}}{(1-az^{-1})(1-ez^{-1})} \quad (1)$$

为将分析保持在拉普拉斯域内，我们根据数字控制理论创建了 $G_c(z)$ 的连续时间模型 $G_c(s)$ 。因此，首先添加一个计算延迟(z^{-1})，而连续时间中的最终表示通过如下方式实现：利用(a)Tustin近似($z = \frac{(4f_{sw} + s)}{(4f_{sw} - s)}$)和(b)Padé近似模拟离散PWM(DPWM)延迟($T_{sa}/2=1/4f_{sw}$)，使得：

$$G_c(s) = \frac{G_c(z)}{z} \Bigg|_{z = \frac{(4f_{sw} + s)}{(4f_{sw} - s)}} = \frac{1 - \frac{s}{8f_{sw}}}{1 + \frac{s}{8f_{sw}}} \quad (2)$$

- ▶ 最后，为了设计一个稳定的响应，我们利用MATLAB Control System Designer作为常规连续时间控制环路，研究了开环转换函数 $G_o(s) = G_p(s) G_m(s) G_c(s)$ 。

由此可以观察到，如果使用与FPT相同的控制常数，RPT下的响应将不稳定。因此，正确设计 $G_c(s)$ 中常数的最终值对于确保运行可靠至关重要。一旦通过设计实现了稳定的开环转换函数，控制器就会变换回数字域。图9（左）显示所设计的数字滤波器的频率响应 $G_c(z)$ ，利用图9（右）中ADP1055的GUI可以通过图形化方式轻松配置该滤波器。

我们还配置了上一节中研究的提高效率功能（具有自适应死区时间和有源箝位的PS PWM）。实验发现，为了在RPT的有源到无源转换中实现适当的ZVS，有必要修改PWM序列中的死区时间。具体来说，我们修改了次级开关的导通时间点，使其发生在每次有源到无源转换间隔之前，以允许电流反向³。

测试表明适应RPT的修改工作是成功的，从12 V次级输入获得了48 V初级输出。对于负载和输入电压变化，输出电压调节都很出色，相对标准差(RSTDEV)分别为0.1%和0.02%，如图10a所示。图10b和图10c分别显示了转换效率和对50%负载变化的阶跃响应。两种情况下，RPT模式下的效率水平都与FPT模式相似，在中等功率范围内的峰值效率为94%。阶跃响应参数（过冲和建立时间）在RPT模式下为(1%; 1.5 ms)，而在FPT模式下为(2%; 800 μs)。我

们观察到，较低的过冲，稍慢的建立时间，构成稳定的瞬态响应。这些结果证明，调整数字控制器以支持双向功率传输的设计过程是有效和成功的。

结论

为在能源市场中实现安全可靠的应用，采用功率转换专用数字控制器是一种不错的备选方案。这是因为，与微控制器相比，数字控制器有助于简化功能安全认证，从而缩短系统级设计时间，更快地获取收益。这些器件通常是针对单向功率传输构建的，本文探讨了如何进行修改以支持双向操作。通过理论模型、仿真和实验研究展示了隔离式双向DC-DC转换器在基于电池的ESS中的应用。结果验证了该应用的可行性，两个方向的能量传输实现了相似的性能。

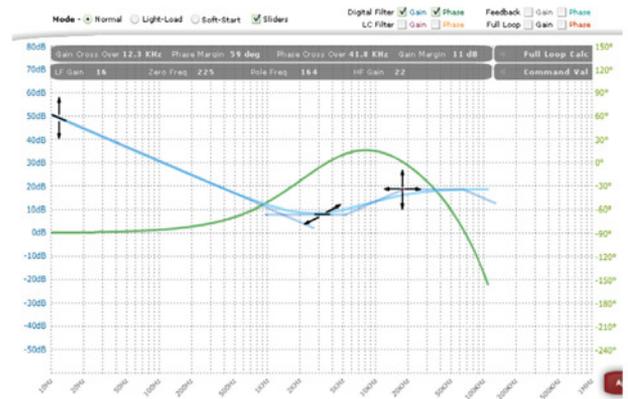
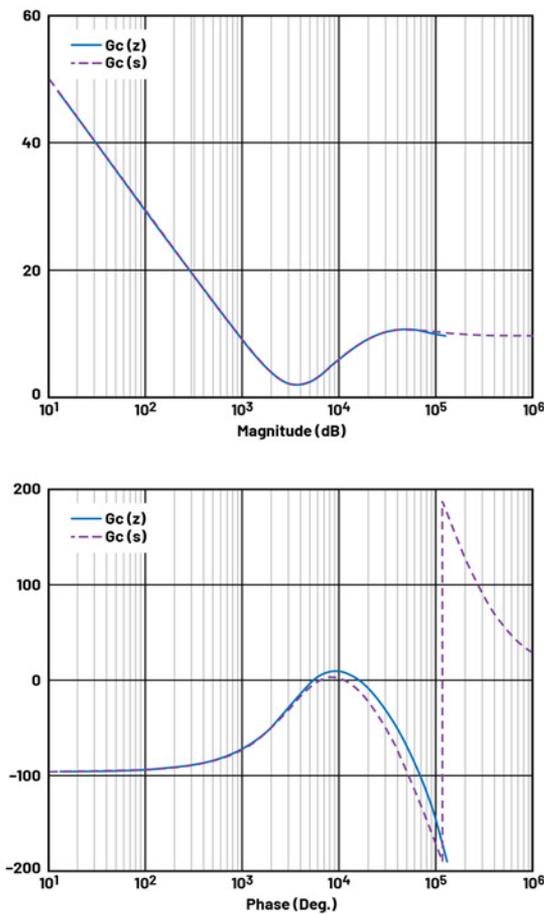


图9. ADP1055上配置的数字滤波器响应

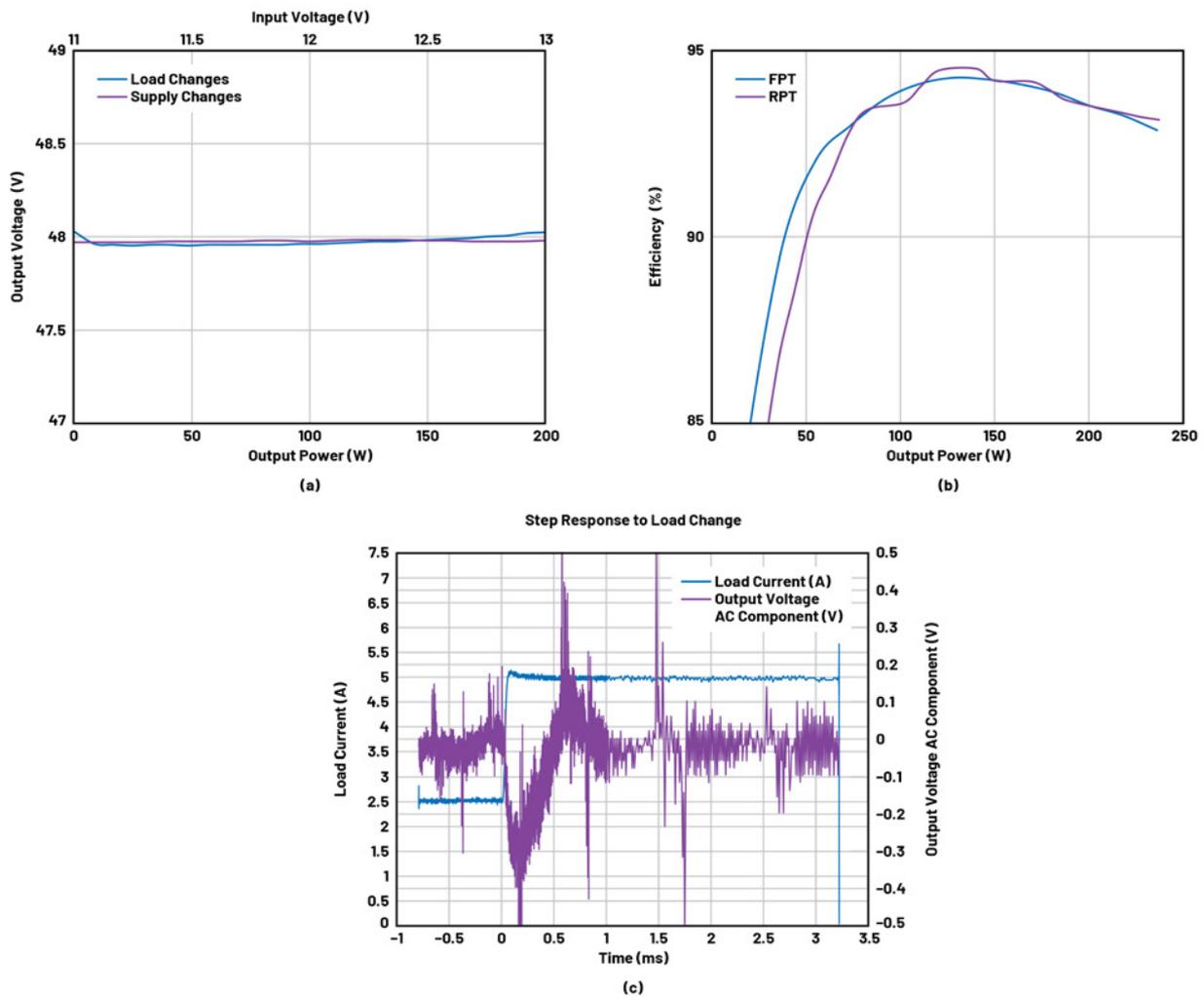


图10. RPT模式下得到的(a)输出电压调节、(b)效率和(c)50%负载阶跃响应

参考资料

- Venkata Anand Prabhala、Bhanu Prashant Baddipadiga、Poria Fajri和Mehdi Ferdowsi. “直流配电系统架构及优势概述.” *Energies*, 第11卷第9期, 2018年9月。
- Gerard Reid和Javier Julve. “Second Life-Batterien als flexible Speicher für Erneuerbare Energien.” Bundesverband Erneuerbare Energie e.V. (BEE), 2016年4月。
- Hrshikesh Nene和Toshiyuki Zaitso. “采用独特PWM控制的双向PSFB DC-DC转换器.” IEEE应用电源电子会议暨展览会(APEC), 2017年。
- Tom Meany. “功能安全的理想电源监视器.” EngineerZone, 2020年6月。
- Yu Du、Srdjan Lukic、Boris Jacobson和Alex Huang. “适用于PHEV/EV直流充电基础设施的高功率隔离式双向DC-DC转换器综述.” IEEE能量转换大会暨展览会, 2011年。
- Subodh Madiwale. “数字控制实现高可靠性DC-DC功率转换及有源缓冲.” ADI公司, 2016年9月。
- Robert W. Erickson和Dragan Maksimović. *电力电子基础*, 第二版, Spring, 2001年1月。
- Simone Buso和Paolo Mattavelli. *电力电子数字控制*, 第二版, Morgan & Claypool Publishers, 2015年5月。
- Guipeng Chen、Yan Deng、Hao Peng、Xiangning He和Yousheng Wang. “具有宽范围ZVS和较低尖峰电压的全桥/推挽式双向DC-DC转换器的优化调制方法.” ECON 2014-2014年IEEE工业电子学会第40届学术年会。

关于作者

[Juan Carlos Rodríguez](#) 博士于2009年获得厄瓜多尔军事理工学院（厄瓜多尔基多）电气工程学士学位，并于2011年和2017年分别获得RMIT大学（澳大利亚墨尔本）硕士学位和博士学位。从利默里克大学（爱尔兰）获得博士后职位后，他于2019年加入ADI公司，从事隔离式电源应用和可再生能源工作。他的工作领域包括工业自动化、智能电网和物联网应用的能量收集以及可持续电力的电源电子转换。

为什么使用PassThru技术有助于延长储能系统寿命

Bryan Angelo Borres, 产品应用工程师
 Anthony Serquiña, 产品应用工程师

摘要

PassThru™模式是一种控制器工作模式，能够让电源直接连接到负载。PassThru模式用于降压-升压或升压转换器中，以提高效率和电磁兼容性¹²。本文介绍了采用PassThru技术的控制器相比其他控制器的优势，以及PassThru模式如何延长储能系统的使用寿命，特别是超级电容的总运行时间。

简介

延长电池的使用寿命，意味着储能系统性能更强、运行时间更长、成本更低。通常有三种方法可以延长电池寿命：改进电池技术，设计更优良的器件，以及提供创新的能源管理系统。改进电池技术包括：为特定应用选择合适的电池，以及设计适当的电池管理系统来控制充电、调节温度并充分降低功耗。设计更优良的器件需要考虑高效的硬件元件和稳健的固件，这两者对于更好地兼顾功能和寿命指标都是必不可少的。为了以智能方式实现能耗优化，可以利用最新的电源管理系统，这些系统采用基于AI的算法、新型拓扑结构和高效的转换器控制方法，例如PassThru模式和省电模式。

了解超级电容

将超级电容等储能器件与电池一起使用，可以使多种不同的应用场景受益³。超级电容的优势包括：支持短时突发功率的快速充电和放电，更长的使用寿命，以及更高的整体系统效率。例如，超级电容非常适合快速储存能量和提供备用电源。超级电容可以承受极端温度环境条件。与电池配合使用时（例如在电动汽车中），超级电容有助于提高性能并延长电池寿命。此外，超级电容对环境更友好⁴。

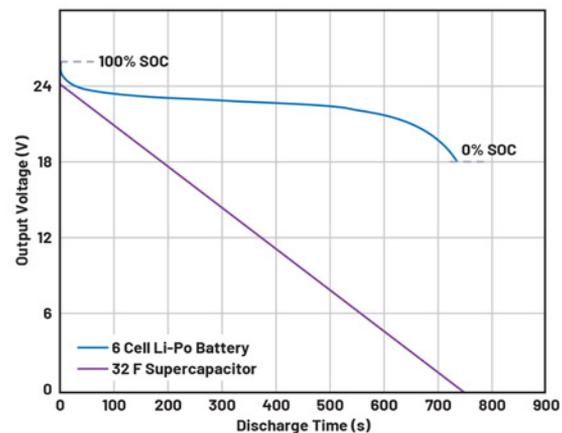


图1.24 V超级电容和锂聚合物电池在0.5 A负载下的典型放电特性比较。

图1显示了超级电容与电池的不同之处。在相同额定电压下，6芯0.1Ah锂聚合物电池表现出电压源的特性，在整个运行期间能提供更稳定的电压。相比之下，当电流从2F超级电容流向负载时，电压线性下降。超级电容的这种线性放电特性需要更高效的系统来转换其能量。在这种场景下更适合使用降压-升压转换器功能，因为无论输入电压是低于还是高于设定好的输出电压，该转换器都能适当地调节并维持输出电压稳定。

什么是PassThru模式？

PassThru技术是宽输入供电器件的基本特性。与采用传统控制方式（标准降压-升压控制器）的系统相比，它可以提高效率并延长储能系统的使用寿命。直通(Passthrough)是指在预定义的电压窗口，输入直接传递到输出，好像发生了短路一样。PassThru技术充当电源（例如超级电容）与负载之间的网络，确保电压在指定的可接受范围内调节。它提供从电源到负载的直通路径，以确保器件尽可能高效地运行。PassThru模式是确保超级电容供电的器件实现优化效率的重要手段，因为它可以减少超级电容的加载/卸载循环，并改善器件的EMI和整体性能。

PassThru模式如何延长储能系统寿命

四开关降压-升压转换器中的直通模式根据指定的窗口设置，提供从电源到输出负载的直通路径，如图2所示。输入直接传递到输出。这样可消除开关损耗，从而提高指定PassThru窗口的效率，并且它还提高了电磁兼容性，因为在PassThru模式下不会出现开关频率。降压-升压转换器中的直通模式可提供灵活性，因为它允许设置与升压输出电压不同的降压输出电压。这与只提供一个标称输出电压的典型降压-升压IC相反。当输入电压表现异常时，此特性还能保护负载，具体说明参见文章“[为汽车电子系统提供保护和供电，无开关噪声，效率高达99.9%](#)”¹。PassThru技术是LT8210的一种工作模式，该器件是市场上唯一具有此功能的降压-升压控制器IC。有关PassThru模式功能的更多详细信息，参见文章“[具有PassThru功能的四开关降压-升压控制器可消除开关噪声](#)”。

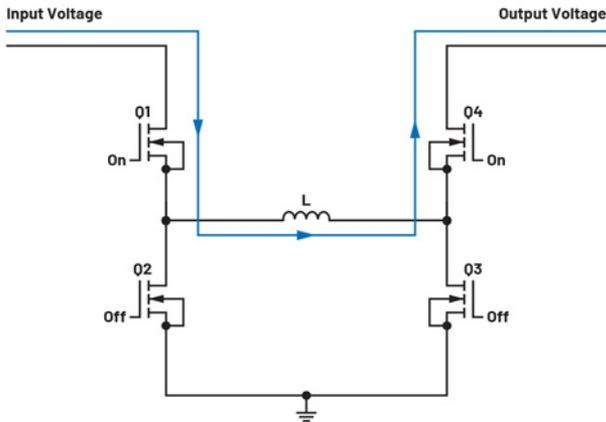


图2. 具有PassThru模式的降压-升压转换器电路图。

欲了解LT8210的PassThru工作模式，可以参阅其[数据手册](#)或演示板的效率曲线。图3显示了DC2814A-A演示板在4 V至24 V输入电压和10%至80%负载下的效率曲线。该演示板采用LT8210，输入电压范围为4 V至40 V，满载电流为3 A，输出电压为8 V至16 V。相对于降压-升压操作，在PassThru模式下工作会使较高负载下的效率提

升多达5%，较轻负载（例如10%电流负载）下的效率提升多达17%。因此，在轻负载运行条件下，PassThru模式实现了显著的性能改进。

值得注意的是，虽然LT8210的直通模式允许设置与降压输出电压不同的升压输出电压，但当输入电压在输出电压设置值附近时，仍会出现降压-升压区域。LT8210中出现该降压-升压区域的原因在于，相对于一个电感电流调节的降压和升压控制区域存在交集。

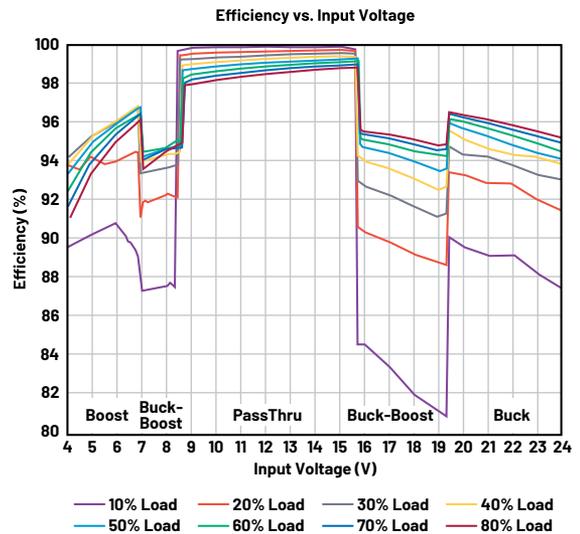


图3. DC2814A-A效率曲线。

为了解PassThru模式的应用效果，我们来看图4中的系统。四开关降压-升压转换器用作负载点转换器的前置稳压器，负载点转换器也用作电机驱动器。虽然电源是24 V超级电容，但直流电机需要9 V输入电压和0.3 A输入电流。降压-升压转换器将采用PassThru模式，或采用传统四开关降压-升压控制器在连续导通模式(CCM)下运行。请注意，传统降压-升压控制没有PassThru模式。它只有降压、升压和降压-升压操作，如图3所示。

使用PassThru模式的系统将其升压输出电压设置为12 V，降压输出电压设置为27 V。这样，超级电容的启动电压就可以在通带限值以内⁵。因此，从24 V到12 V超级电容电压，系统将经历PassThru模式。在此期间，效率达到99.9%。请注意，转换器将经历降压-升压模式，导致效率骤降，然后进入升压模式。另一方面，在传统降压-升压控制方式下运行的系统则设置为以16 V的恒定输出电压运行。这样做是为了将输出电压设置在通带限值设置的中点附近。

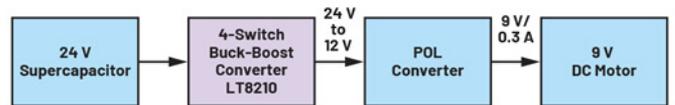


图4. 超级电容供电的电机框图。

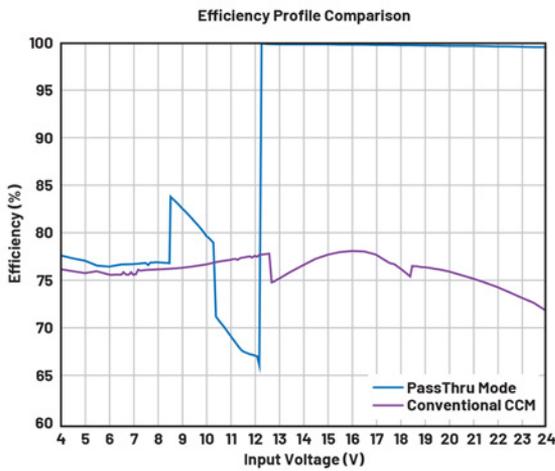


图5. 支持PassThru模式的系统与传统CCM模式下运行的降压-升压转换器的效率比较。

图5显示了两个降压-升压转换器的效率比较，电压从4 V到24 V，功率为2.7 W。与传统控制方式的系统相比，PassThru模式使效率提升了22%至27%。为了进一步验证两个系统的差异，利用ITECH IT6010C-80-300的电池仿真器功能对其进行了测试。使用以下设置来仿真超级电容响应，运行时间至少120秒；起始电压为24 V，结束电压为0 V，电荷为0.005 Ah，内阻为0.01 mΩ。图6显示了两个系统的波形。通道1指示电池仿真器电压，通道2指示电机电压，通道3指示电机电流。PassThru模式控制的系统运行了224秒，而传统控制方式的系统仅运行了150秒。因此，我们观察到采用PassThru模式的系统运行时间增加了49%。

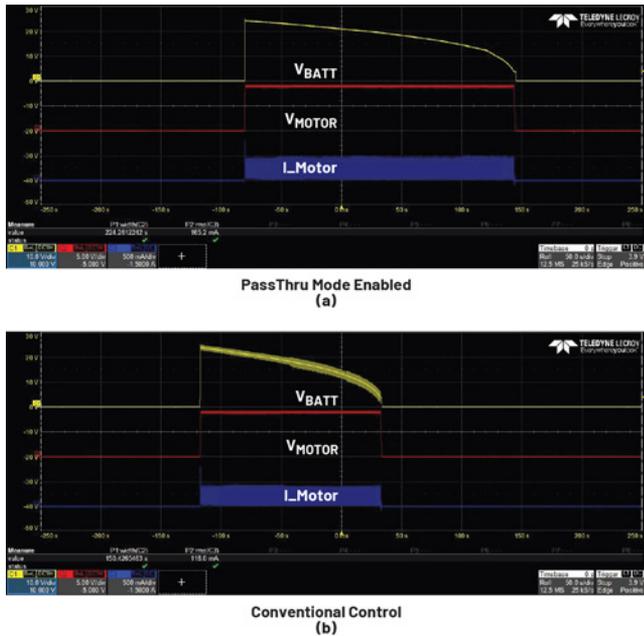


图6. 超级电容供电电机的总运行时间。

以下是使PassThru模式控制的系统效率更高的一些原因：

- ▶ PassThru模式消除了降压操作；
- ▶ 电池电压在文章“[两级多输出汽车LED驱动器架构](#)”⁵所推荐的通带以内；以及
- ▶ 它设计为在轻负载下运行，侧重于降低开关损耗。

结论

PassThru技术是超级电容供电的器件实现优化性能的重要手段。与传统（CCM模式下降压-升压）控制方式的系统相比，采用具有PassThru模式的LT8210同步降压-升压控制器可以大大优化超级电容供电器件的效率。在本文的示例中，PassThru模式使效率提高了27%，并增加了整个系统的总运行时间，从而将储能系统的运行时间延长了49%。

参考资料

- David Megaw. “为汽车电子系统提供保护和供电，无开关噪声，效率高达99.9%。”《模拟对话》，第54卷第1期，2020年2月。
- Frederik Dostal. “使用降压-升压稳压器实现直通操作。”ADI公司，2021年11月。
- Srdjan M. Lukic、Jian Cao、Ramesh C. Bansal、Fernando Rodriguez和Ali Emadi. “Energy Storage Systems for Automotive Applications (面向汽车应用的储能系统)。”《IEEE工业电子会刊》，第55卷，第6期，2008年6月。
- “Supercapacitors Could Be Key to a Green Energy Future (超级电容可能是绿色能源未来的关键)。”国家自然科学基金会，2008年7月。
- Satyaki Mukherjee、Alihossein Sepahvand、Vahid Yousefzadeh、Montu Doshi和Dragon Maksimović. “A Two-Stage Multiple-Output Automotive LED Driver Architecture (两级多输出汽车LED驱动器架构)。”2020年IEEE能源转换大会暨博览会(ECCCE)，2020年10月。

关于作者

[Bryan Angelo Borres](#)于2022年10月加入ADI公司，担任MMP-East的产品应用工程师。他拥有马普阿大学电力电子研究生学位。Bryan在开关电源设计研发领域拥有超过四年的工作经验。

[Anthony Serquiña](#)是ADI菲律宾公司的产品应用工程师。他毕业于菲律宾碧瑶市圣路易斯大学，获电子和通信工程学士学位。他在电力电子领域拥有超过15年的经验，包括电源管理IC开发以及AC-DC和DC-DC前端电源转换。他于2018年11月加入ADI公司，目前负责支持工业应用的电源管理需求。他曾在ADI信号链电源(SCP)硬件和软件平台的开发中发挥了重要作用。

借助隔离技术将太阳能光伏发电系统整合于智能电网

Michael Engelhardt

太阳能光伏逆变器

利用太阳辐射直接产生的电能绝大部分来自太阳能光伏(PV)电池，它将光子能量转换成电子流，进而形成电流。图1所示为大型光伏发电设备的航拍照片。



图1. 亚利桑那州尤马县太阳能光伏发电设备¹

太阳能光伏(PV)逆变器转换来自太阳能电池板的电能并高效地将其部署到公用电网中。来自太阳能电池板的直流电（类似于直流电流源）会被转换成交流，并以正确的相位关系馈送到公用电网上，效率高达98%。PV逆变器转换过程可以分为一级或多级。

第1级通常为从构成太阳能电池板的低电压高电流太阳能电池到与电网交流电压兼容的高电压低电流水平的DC/DC转换。根据具体拓扑结构，如果直流端以串联方式连接有足够多的太阳能电池，那么可能无需该级，便可确保所有负载条件下均具有稳定的高电压。

在第2级中，通常利用H桥拓扑结构将直流转换成交流。PV逆变器设计可能会使用中性点箝位(NPC)等H桥变体来提高功效，并降低系统无功功率。

早期太阳能PV逆变器只是将电能转储到公用电网的模块。较新设计则强调安全性、智能电网整合并削减成本。设计人员正在考虑采用现有太阳能逆变器模块中未使用的新技术来改善性能和降低成本。

一个关键因素是基于计算机的仪器仪表和控制，但必须使用隔离栅来保护测量和计算电路，使其不受功率处理电路以及开关所引起的瞬态信号影响。本文将讨论*iCoupler*®隔离技术如何利用ADI公司的隔离式模数转换器(ADC)和栅极驱动器来降低太阳能PV逆变器的成本、增加智能电网整合度并提高其安全性。

智能电网

什么是智能电网？IMS Research将智能电网定义为“一种自身能够高效匹配和管理发电和用电并可最大程度地利用各种可用资源的公用供电基础设施”。这意味着新一代太阳能PV逆变器需要更加智能，以便与智能电网连接，尤其是处理多个来源供电大于电网所需电能时出现的不平衡情况。因此，PV系统智能需要重点关注电网整合，其中贡献系统电能的每个方面必须相互配合，以稳定电网，而不是简单地开环供电。电网整合要求更好地对馈入电网的电能进行测量、控制和质量分析。此外，新指令和更高的技术要求也需要新技术。

因此，智能电网整合的一项重要局部特性可能是储能，即通过将不需要的电能储存起来供高峰时段使用，从而减少电网中的湍流。本文余下部分将重点讨论电气隔离在保护仪器仪表电路（用于测量和控制来源、互连和储能元件）上的作用，并首要强调*iCoupler*技术的重要作用。具体而言，AD7401A隔离式ADC和ADuM4223隔离式栅极驱动器可提供满足新型太阳能PV逆变器设计要求的性能。

隔离技术

在*iCoupler*技术中，变压器会在两个单独供电的电路之间耦合数据，同时避免这两个电路之间存在任何电流连接。变压器采用晶圆级工艺直接在片内制造。位于镀金层下方的高击穿电压聚酰亚胺层将上方线圈与下方线圈隔离开来。利用1 ns脉冲编码的输入逻辑转换送至变压器的原边。从一个变压器线圈耦合到另一个变压器线圈的脉冲由变压器副边上的电路来检测。

隔离式ADC

图2显示的是一对与简介中所述类似的太阳能PV逆变器。它们接到与电网相连的电源总线，可以单独地进行测量和开关。每个太阳能电池板均连接到其DC/DC升压电路，然后连接到DC/AC逆变器。（使用时，储能电池的连接和开关均受控制。为了简便起见，本文忽略了关于储能的所有讨论内容。）

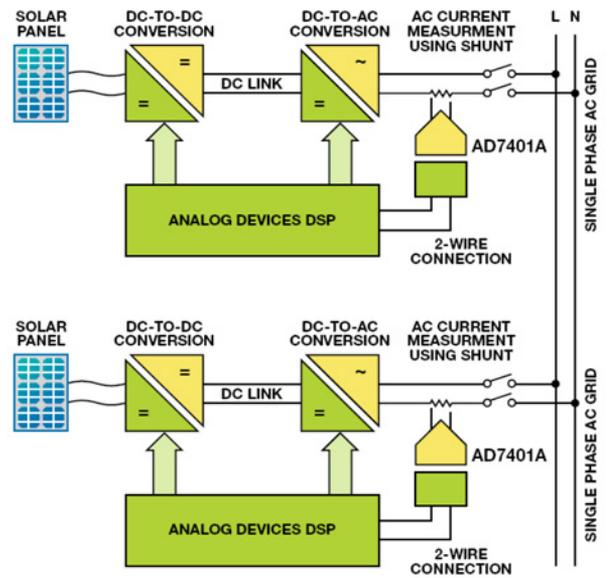


图2. 太阳能PV系统示例

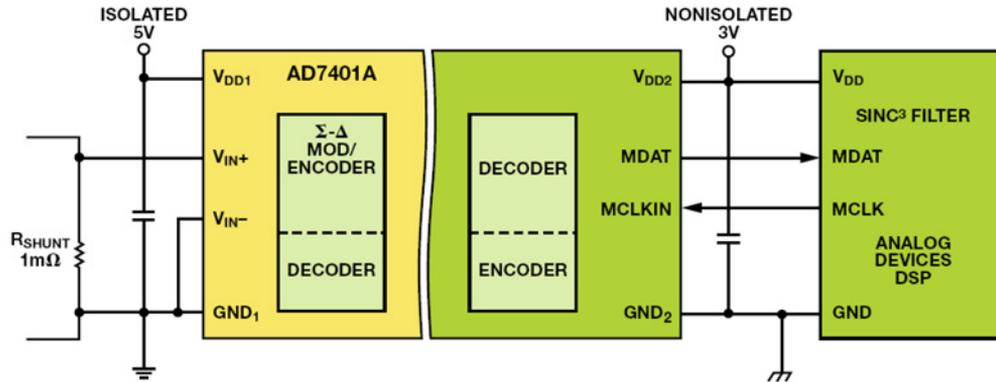


图3. 隔离式AD7401A ADC

数字信号处理器(DSP)负责控制该过程。AD7401A隔离式ADC测量约为25 A的交流输出电流。太阳能PV逆变器系统可能在输出端连接有隔离变压器，也可能没有。如果为节省成本而省略该变压器，太阳能PV逆变器还必须测量输出电流的任何直流成分。该“直流注入”存在与否及其幅度是一个关键问题，因为如果注入电网的直流电流过多，则可能导致其路径上的所有变压器发生饱和。该值必须限制在很低的微安范围内；因此，AD7401A必须测量25 A左右的交流电流和毫安范围内的低直流电流。

AD7401A *iCoupler*隔离式Σ-Δ调制器ADC对分流电阻上的电压进行连续采样，如图3所示。其输出为1位数据流，该数据流会被隔离并直接馈入DSP。输出流中1的密度代表输入幅度，可利用DSP中实现的数字滤波器来重构。

太阳能PV逆变器系统中需要隔离，主要原因是交流电网上的高电压。即使是在单相系统中，交流电压也可能高达380 V。

AD7401A的隔离能力能够处理高达561 V的双极性电压，因此非常适合该应用。采用AD7401A的主要优势之一是其小型封装允许ADC非常靠近实际的交流分流电阻，而DSP可能相距较远，甚至可能位于系统的其它电路板上。这可以提高测量和控制系统中的数据精度和可靠性。ADC输出数据通过单个位流以串行方式发送至DSP，其中时钟速率为16 MHz并由DSP提供。

这个系统可以测量高达25 A的交流电流和较低微安范围内的直流注入。图4展示的是AD7401A SMS太阳能模块的失调和线性误差。这表明整个温度范围内分流电阻上的失调电流范围为±20 mA。因此，该模块可以利用单个解决方案测量低至20 mA的直流注入以及25 A（或以上）的系统电流。电流变压器及其它类型的测量系统可能需要两个器件，一个用于测量较大的交流电流（25 A左右），一个用于测量较小的直流电流（300 mA左右）。这是显示*iCoupler*技术如何降低智能电网整合成本的一个例子。

为将分流电阻上的功率损耗（以及因自热效应而导致的热误差）降至最小，其电阻值必须尽可能小，典型值为1 mΩ。Σ-Δ型转换器的极高分辨率使得可将分流电阻损耗保持在与传统磁换能器解决方案同等水平，同时提高精度并降低失调，如图4所示。

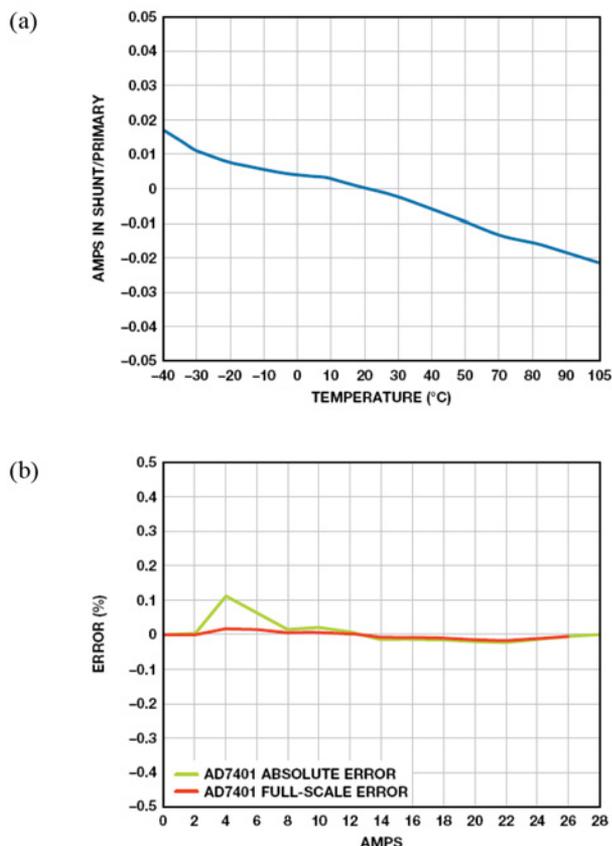


图4. AD7401A SMS太阳能模块的失调和线性度

a. 失调与温度的关系

b. 误差与输出电流的关系

虽然满量程精度非常好，但器件线性度的真正考验在于其绝对误差，尤其是低电平范围内。绝对误差是指与其值范围内测量相关的误差，而不只是满量程时的误差。有些电流变压器是按0.1%满量程范围来规定器件规格。虽然这看起来不错，但可能无法说明完整情况。

根据图4所示的数据，利用AD7401A测量电流时的绝对误差在整个范围内都相当小，这表明太阳能PV逆变器的输出波形具有低非线性度和更少的谐波失真。在与电网集成时，这样有助于降低谐波失真，这也是该新技术如何提高性能的一个例子。

隔离式栅极驱动器

对于给定太阳能输入，太阳能PV逆变器的效率越高，其每年发电量就越多，因而太阳能电厂的投资回报率也就越高。由于其成本较低，目前趋势是使用无变压器型电气系统来馈入公用电

网。由于逆变器的效率水平相当高，因此需要更加注意其测量和控制电子设备的内部隔离，即逆变器MOSFET和/或栅极驱动器的电源部分和低压电路之间需要进行隔离。

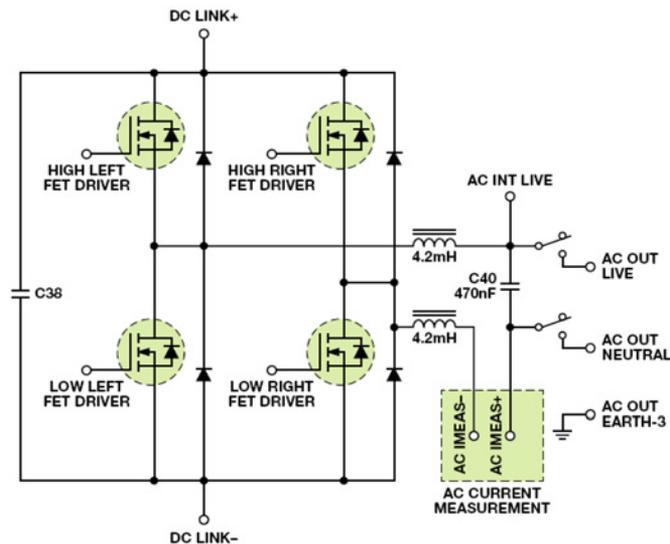


图5. 太阳能PV逆变器的H桥电路示例

图5所示为典型太阳能PV逆变器中DC/AC转换器的一种可能的H桥配置实现方法。对于当今市场上的新型SiC型JFETs，该电路的直流链路电压范围为300 V至1000 V。H桥的电流输出波形由电感和电容进行滤波。输出继电器将经过滤波的输出以受控方式连接到电网。在高压环境中，需要使用栅极驱动器来驱动MOSFET的栅极和源极——太阳能PV逆变器中又一个需要隔离的场合。

举例来说，图6所示的ADuM4223就是一款具有两个独立隔离通道的4 A隔离式、双通道栅极驱动器。其最大传播延迟为60 ns，共模瞬变抗扰度大于100 kV/μs（最大值）。该器件符合DIN VDE0110、DIN VDE 088410和UL1577等多种标准的相关部分要求，如数据手册中所述。

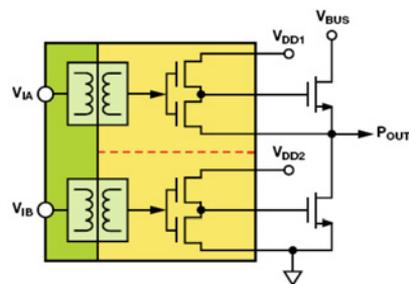


图6. ADuM4223栅极驱动器

下面是ADuM4223的一些最重要的隔离参数：

- 最大连续工作电压
 - 交流单极性和直流电压：1131 V
 - 交流双极性电压：565 V
- 浪涌隔离电压：6 kV
- 额定电介质隔离电压：5 kV

该器件在单个封装中有两个通道，分别用于高端和低端MOSFET。通过在单个封装内集成这两个通道，不仅可以节省成本，而且还可以节省PCB空间。

使用传统光耦合器时，要么需要一个隔离式栅极上具有电平转换功能的光耦合器，要么可能需要两个光耦合器（有关更多详情，请参考MS-2318技术文章）——这是该创新隔离技术如何降低成本的另一个例子。

太阳能PV逆变器的另一个重要问题是需要具有高共模瞬态抗扰度，以确保系统中的任何大瞬态(dV/dt)不能以容性耦合或其他方式跨越隔离栅，因为这可能会使高端和低端MOSFET同时（突发）打开。ADuM4223具有高共模瞬态抗扰度： $>100\text{ kV}/\mu\text{s}$ （最大值），这是该创新技术如何提高系统安全性的另一个例子。

结论

电流隔离是实施智能电网来整合大量太阳能光伏逆变器时所需测量和控制系统的一项重要要求。ADI公司的隔离式ADC能够利用单个解决方案测量大电流和直流注入电流，有助于构建高效而紧凑的智能电网整合电路。ADI公司的隔离式栅极驱动器具有良好的共模瞬变抗扰度特性，有助于确保这些新型PV逆变器系统的安全性和可靠性。

关于作者

Martin Murnane是工业和仪器仪表部太阳能PV系统工程师，专注于能源/太阳能PV应用。加入ADI公司之前，他曾从事过能源循环利用系统中电力电子技术(Schaffner Systems)、基于Windows 的应用软件/数据库开发(Dell Computers) 以及采用应变计技术的HW/FW 产品开发(BMS)等领域的工作。Martin毕业于利默里克大学，获电子工程学士学位。

新技术是促成智能电网整合和绿色能源安全高效生产的主要因素——在稳定电网和提高电网系统上所有工作人员的安全性方面扮演着重要角色。本文所述隔离产品是ADI公司针对工业测量和控制的丰富创新产品中当前和未来设计的突出例子。

参考文献

¹ 图片来源：First Solar。

[“Defining Smart Grids and Smart Opportunities.”](#)

[“Smart’ PV Inverter Shipments to Grow to 27 GW by 2015—Grid Integration the Key Driving Factor.”](#)

Technical Article [MS-2318](#), *Design Fundamentals of Implementing an Isolated Half-Bridge Gate Driver.*

并网光伏逆变器 隔离的集成

Baoxing Chen, ADI公司研究员

内容提要

过去几年, 光伏(PV)产业飞速发展, 其动力主要来自居高不下的油价和环境忧虑。然而, PV成本仍然是妨碍其进一步扩张的最大障碍, 要与传统的煤电相竞争, 必须进一步降低成本。在太阳能电池板以外, 电子元件(如PV逆变器)是导致高成本的主要元件。出于安全和可行性考虑, 并网PV转换器把获得的直流与交流网相隔离。隔离的作用通常是满足安全法规的要求, 防止直流注入交流网, 因为结果可能会影响配电变压器和传统的瓦特小时电表。诸如光耦合器一类的传统隔离解决方案无法满足PV电池板25年的典型担保要求。同时, 微逆变器逐渐占据主流, 因为这种器件不但可以提高系统可用性, 而且能够大幅提升遮光条件下的性能。在这些情况下, PV逆变器安装在PV电池板的后部, 那里的高温可能加速光耦合器的性能下降。本文旨在讨论PV逆变器中的信号和电源隔离需求, 探讨如何利用微变压器集成隔离功能以提高系统性能和可靠性、降低系统尺寸和成本。

市场上主要有两类PV逆变器, 即无变压器逆变器和变压器隔离逆变器。无变压器逆变器可能会受到大接地漏电流和注入的直流的影响, 因为PV电池板与交流网之间存在很大的电池板电容而且缺少隔离, 如图1(a)所示。如果有直流组分注入电网中的交流电流中, 这种情况是应该避免的, 因为结果可能导致配电变压器饱和。许多安全标准对 电网中注入的直流电流进行了严格的规定, 有些情况下, 必须对变压器进行隔离。在电池板与电网之间采用变压器隔离技术可以消除因电池板相对于电网的电压差而产生的直流注入路径, 如图1(b)所示。除直流注入以外, 并网逆变器还需满足电网的其他要求, 比如总谐波失真和单谐波电流水平、功率系数以及孤网运行情况的检测等。电网电压和注入电网的电流必须精确监控。如果用于执行MPPT和栅极驱动功能的控制器位于电池板一端, 则必须将这些测量值隔离开来。为了使PV电池板发挥最大效率, 需要采用最大功率点跟踪(MPPT)算法。为了实现MPPT, 还需监控电池板电压和电流。当人们尝试串联多个PV逆变器以减少所需逆变器的数量时, 电池板电压可能变得非常高。从PV电池板高边端进行的电流测量也需要隔离。

除了隔离电流和电压测量以外, 还需要RS-485、RS-232和CAN等接口功能。RS-485或RS-232一般用于面向这些PV逆变器的通信, 以获得实时的性能数据, 而通信总线则需要进行隔离, 因为总线需要传输较长的距离, 同时也是出于安全考虑。对于通信距离较短时, 也可使用隔离CAN。这些收发器也需要把隔离电源从电池板一端抽取至总线一端。

传统上, 隔离是由光耦合器实现的。然而, 光耦合器的电流传输功能会随着时间而下降, 可能几年后就无法运行, 远远低于许多太阳能电池板提供的20年寿命担保。这里, 我们建议使用基于微变压器的信号和电源隔离法, 这种方法可以满足PV逆变器中存在的多种集成需求。这种方法不但可以克服光耦合器的性能下降缺陷, 而且允许集成ADC之类的检测功能或者RS-485或RS-232收发器之类的接口功能。另外, 该方法可以提供隔离电源用以驱动这些检测IC、隔离收发器或者隔离栅极驱动器。基于光耦合器的栅极驱动器则耗电量大, 时序特性也非常不稳定。基于微变压器的栅极驱动器不但功耗更低, 而且可以具有匹配性更好的栅极驱动器时序特性, 可以显著提高系统的总功率转换效率。隔离的信号和电源集成也可大幅减少元件数量, 从而降低系统成本、提高可靠性。

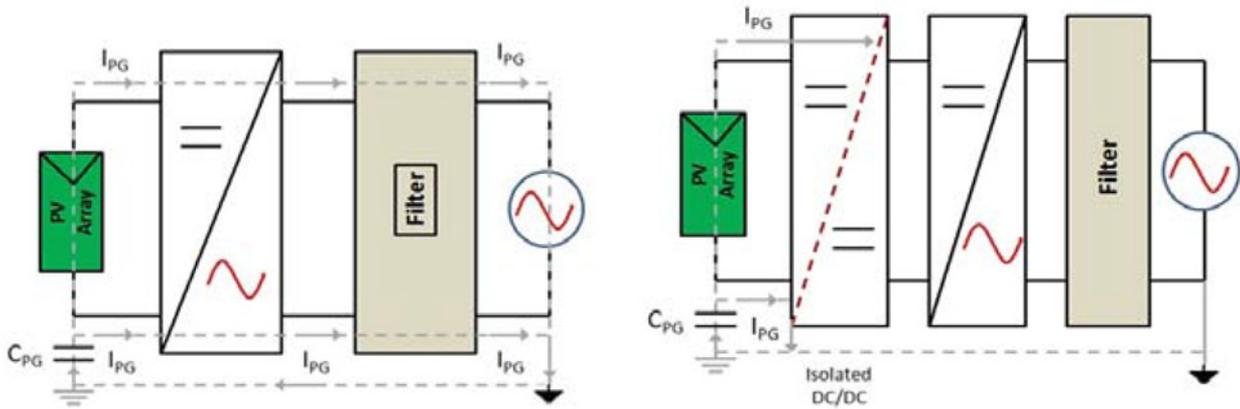


图1.(a)非隔离逆变器下电网中的直流注入(b)通过隔离阻断直流注入

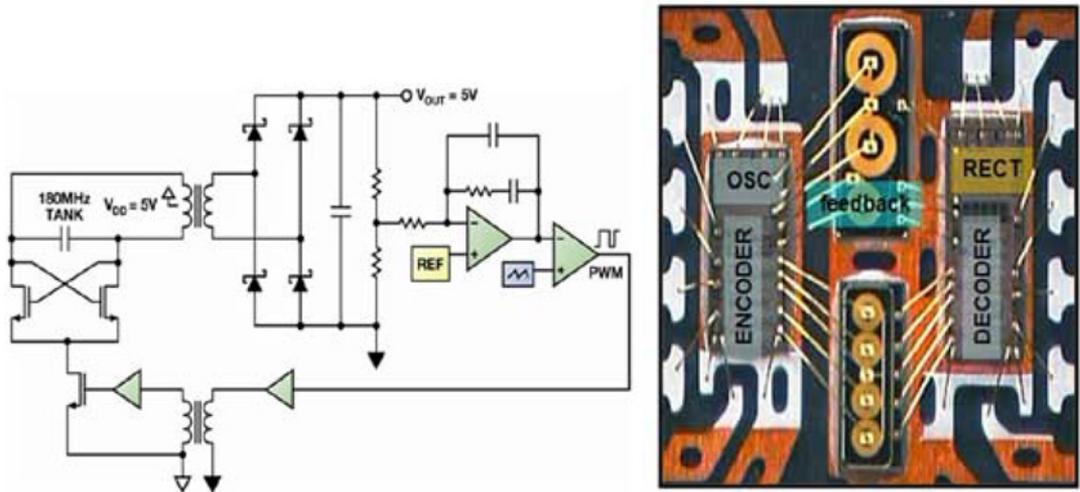


图2.(a)隔离DC-DC逆变器原理图(b)通道隔离器、500 mW隔离电源下的封装方案

用微变压器实现信号和电源隔离

微变压器可以用于提供集成的信号和电源隔离，最大额定值为 5 kV rms [1]。对于信号传输，输入数据通常在编码之后再传输给数据变压器原边。副边则通过解码来还原信号。输入与输出之间的隔离通过初级线圈与次级线圈之间的绝缘层来实现。为了在隔离之间实现高效的电源传输，用一个自振高频振荡器来驱动电源变压器的原边，同时用高频肖特基二极管来提供整流直流电压。调节由次级控制器产生的PWM完成，该PWM通过一个反馈变压器以远低于振荡频率的频率来开启和关闭振荡器，如图

2(a)所示。通过反馈变压器的反馈信号的工作方式与通过数据变压器的其他数据通道信号相同。当为能量转换和反馈设置不同的控制路径时，可以优化能量转换效率，同时维持调节的稳定性。图2(b)展示的是带四个独立的隔离数据通道的500 mW隔离 dc-dc转换器。

在本例中，变压器由两个独立的芯片构成，一个是编码器(即原边芯片)，另一个是解码器(即副边芯片)。然而，这主要是出于成本原因考虑，而在理论上，变压器是可以由其中一个IC芯片构建的。栅极驱动器、收发器、ADC等额外电路功能全部都可以集成进来。

PV逆变器中的隔离集成

图3所示为一个典型的3级并网PV逆变器。第1级是一个可选的升压转换器，用于提高电池板电压，该电压然后再通过隔离dc-dc转换器级。该隔离dc-dc转换器包括一个通过高频变压器的全桥dc-ac转换功能。该高频变压器具有尺寸小、效率高的优势。副边的交流被整流成通常高于电网峰值电压的直流电压。整流形成的直流再通过第3逆变器级转换成电网线路频率。需要检测电池板输出电压和电流，并将其馈入一个微控制器，以执行最大功率传输跟踪(MPTT)算法。同时，该微控制器还负责控制隔离dc-dc和输出逆变器的栅极驱动器。输出逆变器位于电网一端，其接地电压与直流电池板接地电压不同，从微控制器到逆变器驱动级的通信需要隔离。通常需要四个光耦合器，但它们功耗较高，其较大的传播延迟也可能影响栅极驱动器的时序精度，从而影响到逆变器的效率，而且最重要的是，它们难以支持PV电池板20至25年的担保寿命。另一方面，基于微变压器的隔离

器[1, 2]功耗要低得多，传播延迟要短得多，而且性能不会随时间而下降。另外，多通道隔离器也可以与片上DC-DC转换器集成，以便为栅极驱动器提供隔离电源。在逆变器输出与并网之间用继电器来确保逆变器输出频率和相位与市电电压同步，同时，还能在电网发生故障时或者在市电电压或频率超过可接受限值时迅速断开，从而实现防孤岛保护。在电网一端需要电压检测功能以检测零交越，同时也需要电流检测功能，以确保负载中馈入的是正弦波电流。检测信息可以通过隔离ADC传送给控制器。隔离ADC集成一个16位二阶 Σ - Δ 调制器和基于微变压器的数字隔离功能，能够实现3.75 kV的隔离，是分流电流检测的理想之选。电流变压器也可用于电流检测，但它们价格昂贵、体积庞大，而且可能对外部磁场非常敏感。也可以使用霍尔效应检测器，但它们在非线性度和失调方面先天不足，结果会影响到电流测量值的精度。分流与集成隔离ADC一起形成一种可靠的低成本替代方案。隔离ADC在电网一端也需要隔离电源以驱动自己，同时，可以集成基于微变压器的隔离DC-DC，从而省去使用分立式DC-DC转换器的诸多麻烦。当需要PLC通信时，电网端的PLC芯片可以由隔离DC-DC来驱动，而其与电池板一端的控制器的通信则通过一个多通道隔离器来实现。

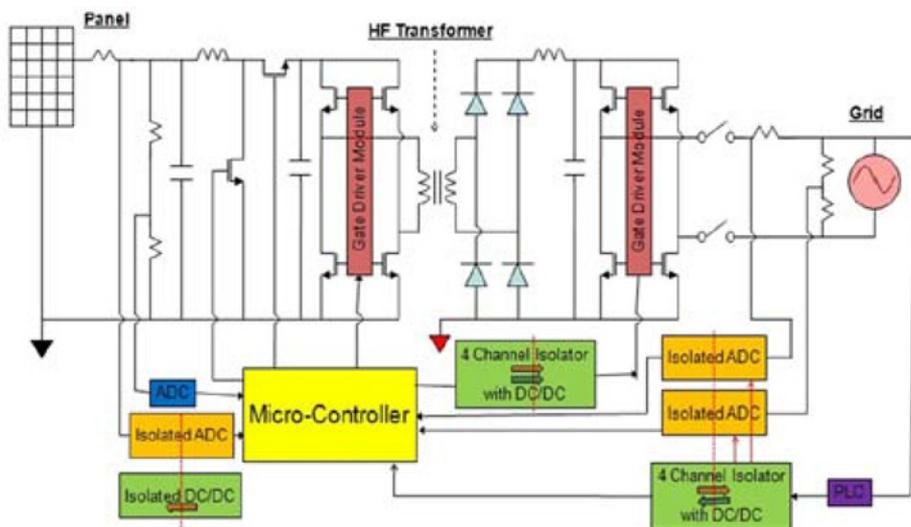


图3. 3级PV逆变器的隔离方案

基于微变压器的隔离方法也可与高电流输出栅极驱动器相集成，以形成全隔离半桥栅极驱动器。图4所示为一个并网PV逆变器的示例栅极驱动方案。对于原边的DC-AC全桥开关，通常没有必要为低端栅极驱动器（尤其是低功耗逆变器）设置隔离。对于两个高端开关，具有4 A驱动能力的2通道1 kV隔离驱动器就能胜任工作。逆变器开关位于交流端，因此，低端和高端都需要隔离栅极驱动器。

要使直流端的微控制器与交流端的逆变器直接通信，通常需要2.5 kV或5 kV隔离栅极驱动器。低端栅极驱动器可以由集成的DC-DC驱动（其动力来自电池板一端），而高端电源则可通过自举解决方案来提供。

每个半桥栅极驱动器均由3向隔离构成，即是说，输入与输出之间存在隔离，两个输出之间也有隔离。输入到输出的隔离通过片上变压器提供。图5(a)是1 kV栅极驱动器的变压器结构，图5(b)是5 kV栅极驱动器的变压器结构。1 kV半桥栅极驱动器以三芯片封装实现，包括一个输入芯片和两个相同的栅极驱动器芯片。

两个1 kV变压器（如图5(a)所示）在输入芯片上实现，两个栅极驱动器输出各一个。输入与底部线圈相连，底部线圈与顶部线圈之间由2.64 μm 厚的氧化物隔离，而顶部线圈相互之间则通过横向氧化物来实现隔离。这两个栅极驱动器芯片位于自己的分片焊盘上，并通过与[2]类似的芯片间焊线与输入芯片处的顶部线圈相连。5 kV栅极驱动器实现方法与此相似，只是顶部线圈与底部线圈之间是通过20 mm厚的聚酰亚胺材料进行隔离的。

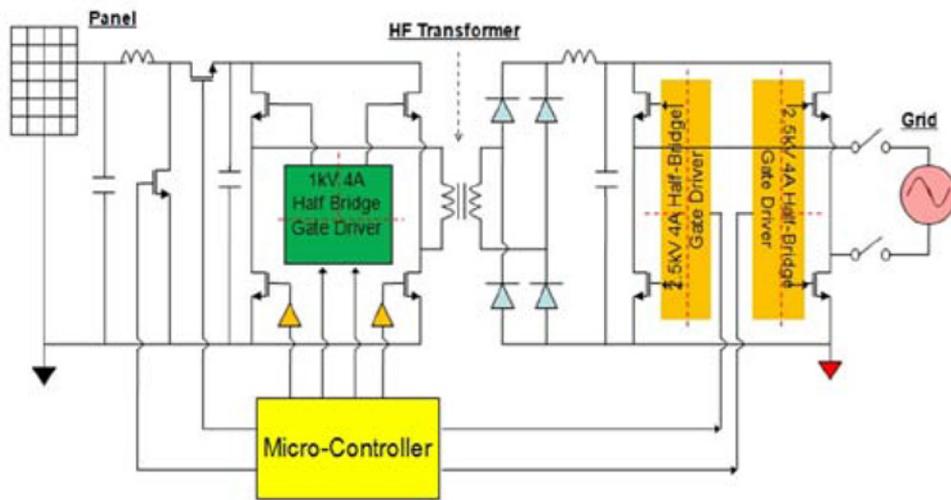


图4. 3级PV逆变器的栅极驱动器实现方案

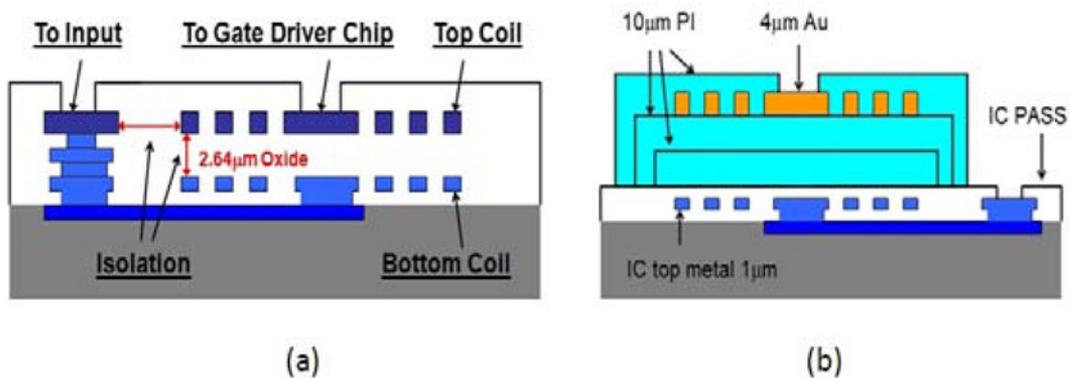


图5. 变压器结构(a) 1 kV栅极驱动器(b) 2.5 kV栅极驱动器

对于多逆变器并联系统（如串式逆变器），逆变器之间也需要通信，这一般是通过RS-485总线、RS-232总线或者CAN总线（需要隔离时）实现的。自驱动隔离收发器将能够从电池板端获得总线端所需要的电源。

微逆变器也开始受到人们的青睐，因为它们有助于提升系统的可靠性和性能。它们还有利于解决串式逆变器存在的潜在直流电弧问题。微逆变器一般安装在楼顶电池板的下方，这种条件下的环境温度可能非常高。高温会加快光耦合器中LED性能的下落；另一方面，基于微变压器的隔离方法，其性能不会随时间而下降，在这些极端条件下表现卓越。微逆变器可以使用单级逆变器而非全三级逆变器，以降低系统成本。每个微逆变器的功耗可能仅仅为两三百瓦特，在这一功耗水平下，隔离集成法为降低系统成本、提升系统可靠性带来了许多系统集成机会。

结论

基于微变压器的隔离集成方法是满足并网PV逆变器、中央逆变器或微逆变器的隔离需求的理想解决方案。其集成式信号和电源隔离能力可以大幅减少元件数量，提高系统可靠性和使用寿命，同时，其精密的栅极驱动时序特性则可能进一步提高逆变器的效率。利用基于微变压器的隔离ADC，可以对电网电流和电压进行更加准确的测量，结果给电网带来高品质的单位功率系数正弦电流。

参考文献

- ¹ Chen, B. "Fully integrated isolated dc-dc converter using micro-transformers," 23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings, p. 335-338, February 2008.
- ² Chen, B. "Isolated half bridge gate driver with integrated high-side supply," 39th IEEE Power Electronics Specialist Conference Proceedings, p. 3615-3618, June 2009.

iCoupler技术为AC/DC设计中的氮化镓(GaN)晶体管带来诸多优势

Robbins Ren, 现场应用工程师

大规模数据中心、企业服务器或电信交换站使得功耗快速增长，因此高效AC/DC电源对于电信和数据通信基础设施的发展至关重要。但是，电力电子行业中的硅MOSFET已达到其理论极限。同时，近来氮化镓(GaN)晶体管已成为能够取代硅基MOSFET的高性能开关，从而可提高能源转换效率和密度。为了发挥GaN晶体的优势，需要一种具有新规格要求的新隔离方案。

GaN晶体管的开关速度比硅MOSFET要快得多，并可降低开关损耗，原因在于：

- ▶ 栅极电容和输出电容更低。
- ▶ 较低的漏源极导通电阻($R_{DS(ON)}$)可实现更高的电流操作，从而降低了传导损耗。
- ▶ 无需体二极管，因此反向恢复电荷(Q_{RR})低或为零。

GaN晶体管支持大多数包含单独功率因数校正(PFC)和DC-DC部分的AC/DC电源：前端、无电桥PFC以及其后的LLC谐振转换器（两个电感和一个电容）。此拓扑完全依赖于图1所示的半桥和全桥电路。

如果将数字信号处理器(DSP)作为主控制器，并用GaN晶体管替换硅MOSFET，就需要一种新的隔离技术来处理更高的开关频率。这主要包括隔离式GaN驱动器。

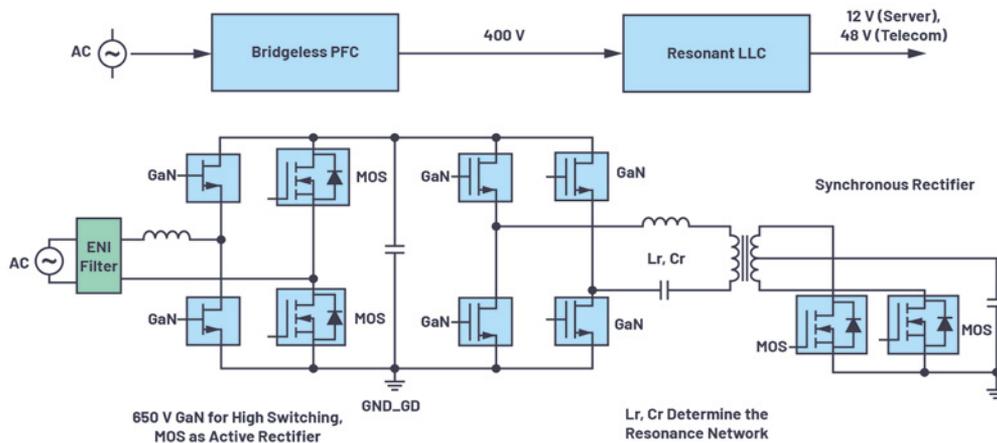


图1. 适合电信和服务器的典型AC/DC电源。

典型隔离解决方案和要求

UART通信隔离

从以前的模拟控制系统转变为DSP控制系统时，需要将脉宽调制(PWM)信号与其他控制信号隔离开来。双通道ADuM121可用于DSP之间的UART通信。为了尽量减小隔离所需系统的总体尺寸，进行电路板组装时使用了环氧树脂密封胶。小尺寸和高功率密度在AC/DC电源的发展过程中至关重要。市场需要小封装隔离器产品。

PFC部分隔离

与使用MOS相比，使用GaN时，传输延迟/偏斜、负偏压/箝位和ISO栅极驱动器尺寸非常重要。为了使用GaN驱动半桥或全桥晶体管，PFC部分可使用单通道驱动器ADuM3123，LLC部分则使用双通道驱动器ADuM4223。

为隔离栅后的器件供电

ADI公司的isoPower®技术专为跨越隔离栅传输功率而设计，ADuM5020紧凑型芯片解决方案采用该技术，能够使GaN晶体管的辅助电源与栅极的辅助电源相匹配。

隔离要求

为了充分利用GaN晶体管，要求隔离栅极驱动器最好具有以下特性：

- ▶ 最大允许栅电压<7 V
- ▶ 开关节点下dv/dt>100 kV/ms，CMTI为100 kV/μs至200 kV/μs
- ▶ 对于650 V应用，高低开关延迟匹配≤50 ns
- ▶ 用于关断的负电压箝位(-3 V)

有几种解决方案可同时驱动半桥晶体管的高端和低端。关于传统的电平转换高压驱动器有一个传说，就是最简单的单芯片方案仅广泛用于硅基MOSFET。在一些高端产品（例如，服务器电源）中，使用ADuM4223双通道隔离驱动器来驱动MOS，以实现紧凑型设计。但是采用GaN时，电平转换解决方案存在一些缺点，如传输延迟很大，共模瞬变抗扰度(CMTI)有限，用于高开关频率的效果也不是很理想。与单通道驱动器相比，双通道隔离驱动器缺少布局灵活性。同时，也很难配置负偏压。表1对这些方法做了比较。

表1. 驱动GaN半桥晶体管不同方法的比较

解决方案	技术	优点	挑战	ADI产品
集成高端和低端驱动器	电平转换	最简单的单芯片解决方案	大延迟时间、有限的CMTI、外部自举电路	
双通道隔离集成驱动器	磁性	单芯片解决方案	牺牲布局灵活性、需要时间给自举电容充电	ADuM4223
单通道隔离驱动器	磁性	易于布局、高CMTI、低传输延迟/偏斜	需要外部辅助电源	ADuM3123、ADuM4121
隔离器和isoPower	磁性	布局灵活、负偏压配置简单、无自举电路	成本高、EMI问题	ADuM110+、ADuM5020

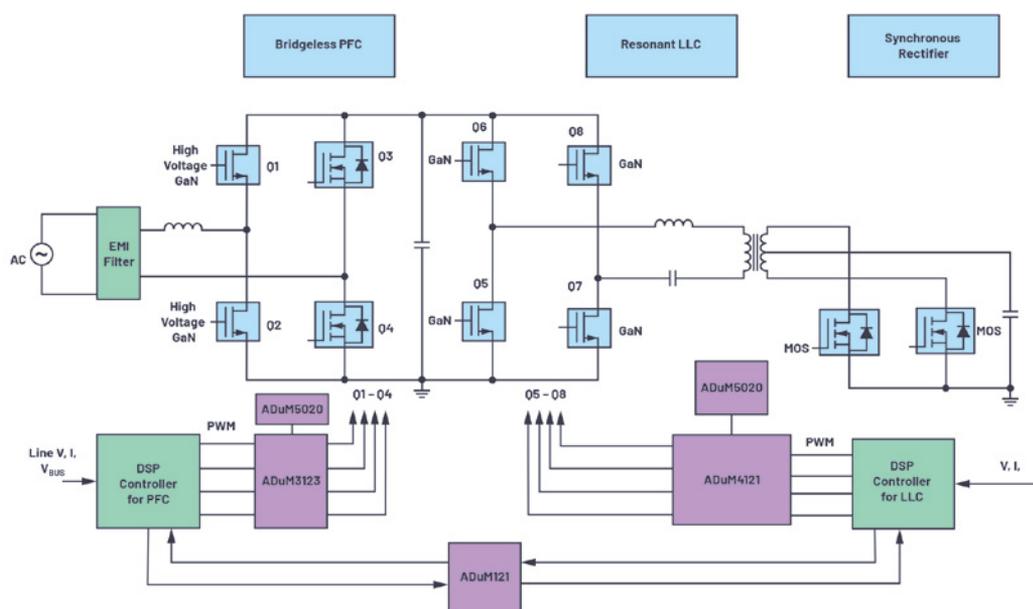


图2. 在isoPower器件中实现UART隔离和PFC部分隔离，需要采用ISO技术及其要求。

对于GaN晶体管，可使用单通道驱动器。ADuM3123是典型的单通道驱动器，可使用齐纳二极管和分立电路提供外部电源来提供负偏压（可选），如图3所示。

新趋势：定制的隔离式GaN模块

目前，GaN器件通常与驱动器分开封装。这是因为GaN开关和隔离驱动器的制造工艺不同。未来，将GaN晶体管和隔离栅驱动器

集成到同一封装中将会减少寄生电感，从而进一步增强开关性能。一些主要的电信供应商计划自行封装GaN系统，构建单独的定制模块。从长远来看，用于GaN系统的驱动器也许能够集成到更小的隔离器模块中。如图4所示，ADuM110N等微型单通道驱动器（低传输延迟、高频率）和isoPower ADuM5020设计简单，可支持这一应用趋势。

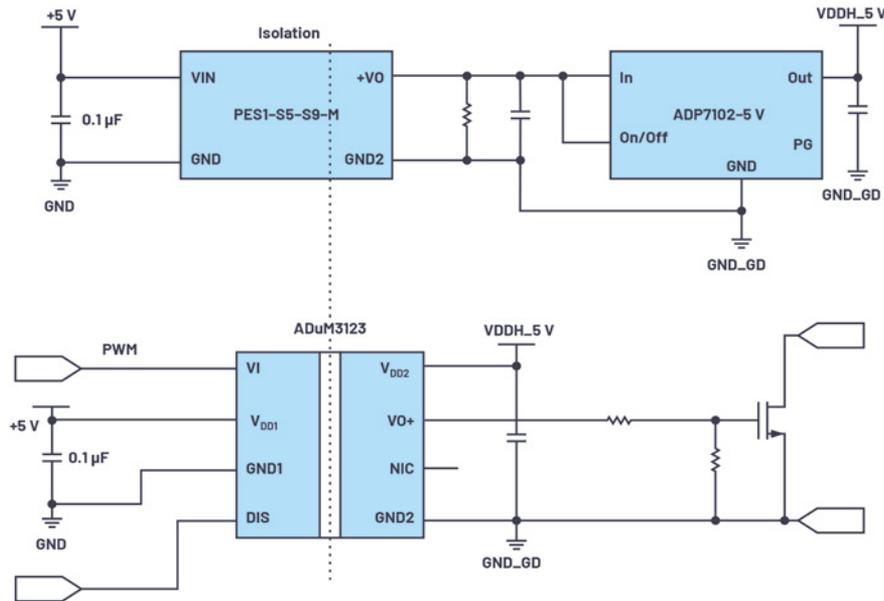


图3. 用于GaN晶体管的单通道、隔离式isoCoupler驱动器。

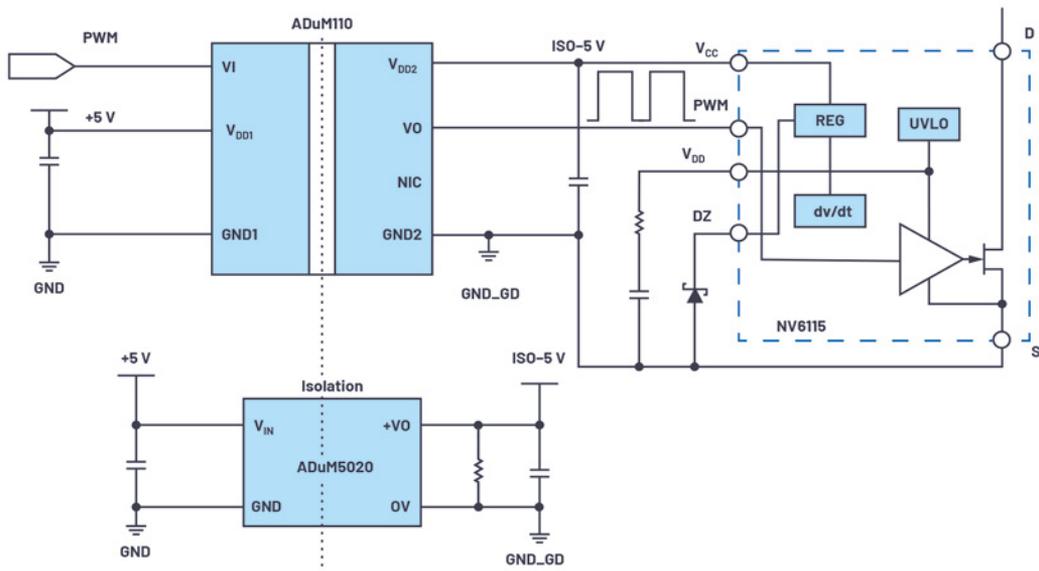


图4. iCoupler ADuM110N和isoPower ADuM5020非常适合Navitas GaN模块应用。

结论

与传统硅基MOSFET相比，GaN晶体管具有更小的器件尺寸、更低的导通电阻和更高的工作频率等诸多优点。采用GaN技术可缩小解决方案的总体尺寸，且不影响效率。GaN器件具有广阔的应用前景，特别是在中高电压电源应用中。采用ADI公司的*iCoupler*®技术驱动新兴GaN开关和晶体管能够带来出色的效益。

参考资料

Bismuth、Alain。 “[针对数据中心能源效率即将到来的硬件革命](#)。” GaN Systems, Inc., 2020年4月。

“[EiceDRIVER 1EDF5673K和1EDS5663H](#)。” Infineon Technologies AG, 2018年5月。

“[GN001应用简报：如何驱动GaN增强模式HEMT](#)。” GaN Systems, Inc., 2016年4月。

Oliver、Stephen。 “[GaN功率IC：通过集成提升性能](#)。” 慕尼黑Bodo功率会议。Navitas, 2017年12月。

关于作者

[Robbins Ren](#)是中国深圳的一名现场应用工程师。Robbins于2010年加入ADI公司，负责中国通信客户的电源和*iCoupler*产品支持。他获得了华南理工大学电力电子硕士学位。

隔离式栅极驱动器的重要特性

Thomas Brand, ADI公司现场应用工程师

在功率电子（例如驱动技术）中，IGBT经常用作高电压和高电流开关。这些功率晶体管由电压控制，其主要损耗产生于开关期间。为了最大程度减小开关损耗，要求具备较短的开关时间。然而，快速开关同时隐含着高压瞬变的危险，这可能会影响甚至损坏处理器逻辑。因此，为IGBT提供合适栅极信号的栅极驱动器，还执行提供短路保护并影响开关速度的功能。然而，在选择栅极驱动器时，某些特性至关重要。

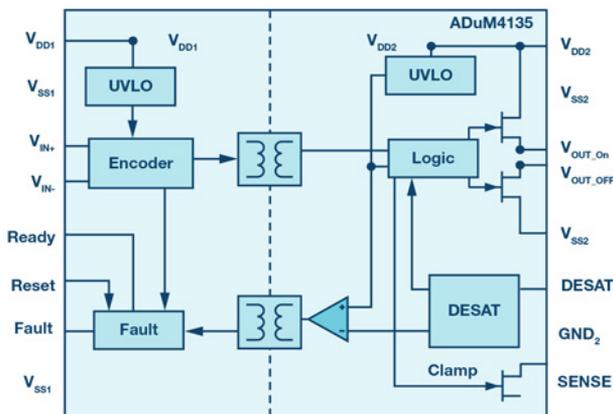


图1. 隔离式栅极驱动器ADuM4135的简化原理图。

电流驱动能力

在开关期间，晶体管会处于同时施加了高电压和高电流的状态。根据欧姆定律，这将导致一定的损耗，具体取决于这些状态的持续时间（参见图2）。目标是要最大程度地减小这些时间段。此处的主要影响因素是晶体管的栅极电容，为实现开关必须对其进行充电/放电。较高的瞬态电流会加速此过程。

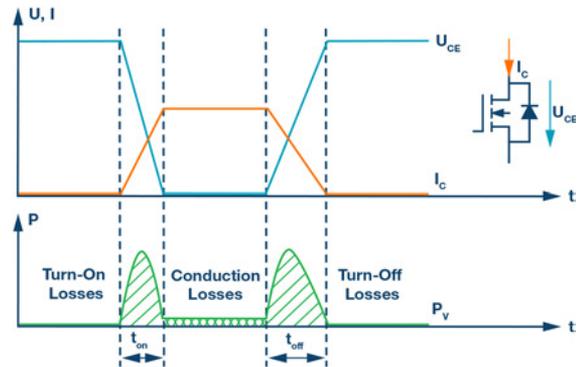


图2. 晶体管各个损耗分量的简化表示。

因此，能够在更长时间内提供更高栅极电流的驱动器对开关损耗更能起到积极作用。例如，ADI公司的ADuM4135可以提供高达4 A的电流。根据IGBT的不同，这可能会使开关时间处于很小的几ns范围内。

时序

开关时间最小化的决定性因素是输出上升时间（t_r）、下降时间（t_f）和传播延迟（t_p）。传播延迟定义为输入沿到达输出所需的时间，并取决于驱动器输出电流和输出负载。传播延迟通常伴随脉冲宽度失真（PWD），其为上升沿时延和下降沿时延之间的差值：

$$PWD = |t_{DLH} - t_{DHL}|$$

因为驱动器通常具有多个输出通道，尽管采用相同的输入驱动，但仍会具有不同的响应时间，因此会产生小的附加偏置，即传播延迟偏斜（t_{skew}）。

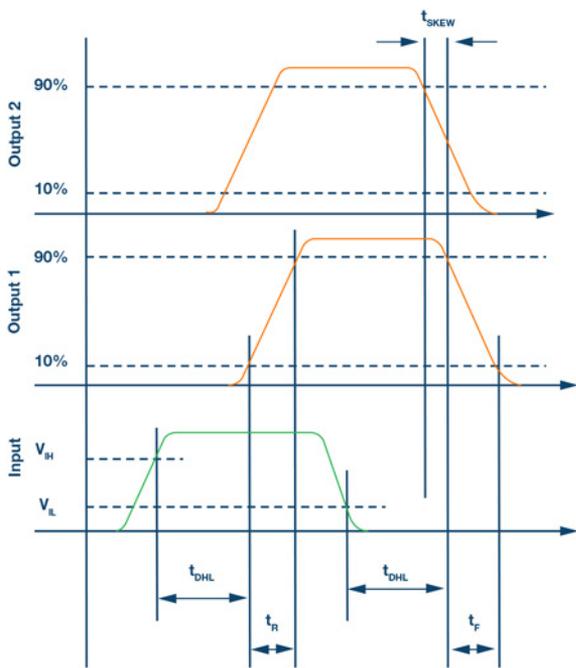


图3. 具有多个输出的栅极驱动器的时序行为。

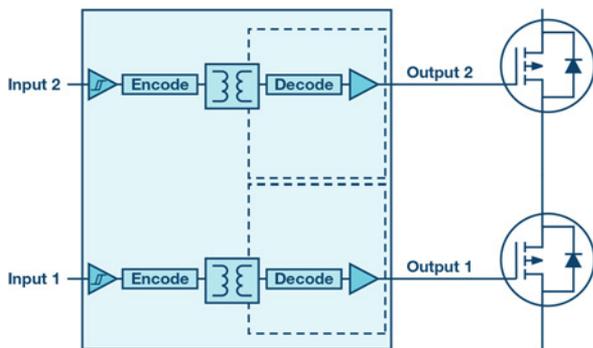


图4. 具有多个输出的栅极驱动器的简单原理图。

隔离耐受电压

在电力电子中，出于功能和安全考虑需要进行隔离。由于采用了栅极驱动器（例如在驱动技术中采用半桥拓扑形式），因此会与高总线电压和电流接触，隔离不可避免。功能方面的原因是功率级的驱动通常发生在低压电路中，因此无法驱动半桥拓扑的高端开关，因为低端开关同时打开时，它的电位较高。同时，隔离代表在发生故障时高压部分与控制电路的可靠隔离，从而可以进行人为接触。隔离式栅极驱动器的 V_{iso} （隔离耐压等级）通常为5 kV(rms)/min或更高。

抗扰度

恶劣的工业环境要求应用对于干扰源具有最佳抗扰度或抗干扰性。例如，RF噪声、共模瞬变和干扰磁场是关键性因素，因为它们可以耦合到栅极驱动器中，并且会激励功率级，使其在不希望的时间内进行开关。隔离式栅极驱动器的共模瞬变抗扰度(CMTI)定义了抑制输入和输出之间共模瞬变的能力。例如，ADuM4121具有出色的大于150 kV/ μ s的规格值。

本文提到的参数仅代表栅极驱动器规格的一部分，并不代表完整列表。其他决定性因素包括工作电压、电源电压、温度范围以及附加集成功能（如米勒箝位和去饱和保护）。因此，可根据应用需求选择大量不同的栅极驱动器。

关于作者

Thomas Brand于2015年10月加入德国慕尼黑的ADI公司，当时他还在攻读硕士。2016年5月至2017年1月，他参加了ADI公司的现场应用工程师培训生计划。2017年2月，他开始担任现场应用工程师职位，主要负责工业大客户。此外，他还专注于研究工业以太网，并为中欧的相关事务提供支持。他毕业于德国莫斯巴赫的联合教育大学电气工程专业，之后在德国康斯坦茨应用科学大学获得国际销售硕士学位。

医疗健康能源存储系统通过高级电池管理提高了可靠性、安全性，并延长了30%的使用寿命

Stefano Gallinaro, ADI公司再生能源战略营销经理

摘要

电池监控系统是不同市场的基本促进因素。电池在各种应用中都发挥着重要作用，包括在电动汽车领域取得更大的成就，为智能电网储存再生能源。相同和类似的电池技术用于医疗器械，可提高手术的安全性，并在医院自由移动器械。所有这些应用都使用需要精确、高效半导体来进行监控、平衡、保护和通信的电池供电。本文将介绍一流的电池监控系统（包括电池平衡和隔离通信网络）如何利用新锂电池化学的优势。使用创新集成电路可提高可靠性，延长30%的电池使用寿命，特别是大规模储能系统。

用于医疗应用的电池需要在通常使用这些电池的所有应用中满足非常高的可靠性、效率和安全标准，这些应用包括：胸部按压系统等患者便携式系统、医院急诊室设备、供电式医疗车和床、便携式超声设备、远程监控以及市场上的新产品储能系统(ESS)。

储能系统既不与患者直接相连，也不由医生操作。它们是不间断电源(UPS)的升级。UPS历来被用作最关键应用的备用电源，如急诊室设备、IT网络关键基础设施。医院的储能系统涵盖越来越多的功能，由新锂电池供电。它们正与医院电网完全集成，从而带来以下优势：

- ▶ 用于整个设施而不仅仅是一小部分关键设施的完整备用电源，以及停电保护，防止电网的电源/电压质量不良，减少使用应急柴油发电机。借助千兆瓦小时(MWh)规模的ESS，医院甚至可以在长时间停电的情况下做手术，并且可以参与电网稳定。
- ▶ 电费开支的经济效益。借助ESS，医院可以直接控制电力使用配置，并减少高功率峰值需求，从而降低水电费。

医院的屋顶通常很大，适用于安装光伏(PV)系统来发电。PV系统与ESS相结合可储存并自用发出的电，同时提供经济效益，减少碳排放量。



图1. 储能电池单元。

锂基化学现在是各种市场中使用的电池的先进技术，包括汽车市场、工业市场和医疗健康市场。不同类型的锂电池有不同的优势，可更好地满足各种应用和产品设计的电源需求。例如， LiCoO_2 （钴酸锂）具有极高的比能，非常适合便携式产品； LiMn_2O_4 （锂锰氧化物）的内阻很低，因此充电快，电流放电也大，这意味着它是调峰储能应用的理想选择。 LiFePO_4 （磷酸铁锂）更能承受完全充电状况，并能长时间保持在高电压下。这使其成为需要在停电期间工作的大型储能系统的最佳选择。缺点是自放电速率较高，但这在上述储存实施中无关紧要。

不同应用需求需要各种电池类型。例如，汽车应用需要高可靠性和良好的充电与放电速度，而医疗健康应用需要高峰值电流可持续性，以提高效率和延长寿命。但是，所有这些解决方案的共同点是，各种锂化学组成在标称电压范围内都有非常平坦的放电曲线。而在标准电池中，压降范围为500 mV至1V，在高级锂电池中，如磷酸铁锂(LiFePO₄)或钴酸锂(LiCoO₂)，放电曲线则显示一个压降范围为50 mV至200 mV的平坦区。

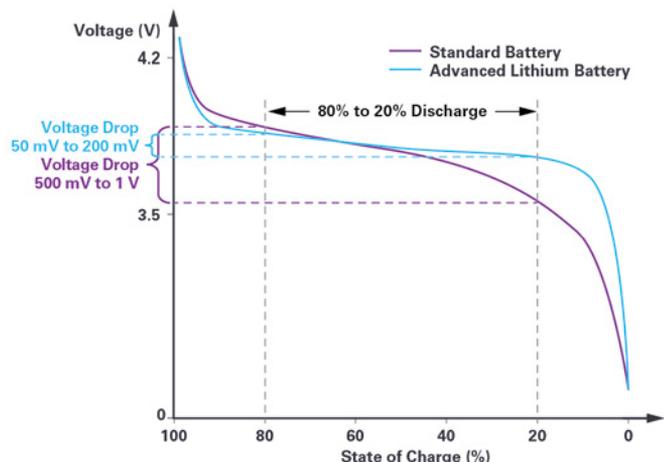


图2. 锂电池放电曲线。

电压曲线的平坦度在与电池电压轨相连的IC的电源管理链中具有巨大优势：可设计DC-DC转换器在较小的输入电压范围内在最大效率点工作。从已知 V_{in} 转换为非常接近的 V_{out} ，系统的电源链可设计为具有降压和升压转换器的理想占空比，以在所有工作条件下实现>99%的效率。此外，电池充电器可完美匹配充电电压，并根据稳定的工作电压来确定负载大小，以提高远程监控或患者体内电子产品等最终应用的精度。在旧的化学组成或非平坦放电曲线的情况下，由电池操作的DC-DC转换的效率降低，这将导致电池持续时间更短(-20%)，或者当连接到便携式医疗设备时，由于额外的功耗，需要更频繁地给它们充电。

平坦放电曲线的主要缺点是电池的充电状态(SOC)和健康状态(SOH)额定值更难确定。必须以非常高的精度计算SOC，以确保电池正确充电和放电。过度充电会带来安全问题，并产生化学降解和短路，导致火灾和气体危害。过度放电可能损坏电池，使电池寿命缩短50%以上。SOH提供有关电池性能状态的信息，以帮助防止更换掉好的电池，并在出现问题之前监控坏电池的状态。主微控制器实时分析SOC和SOH数据，修改充电算法，告知用户电池的电压（例如，在断电情况下，电池是否准备好进行大电流深度放电），以及确保在大型储能系统中，处于不良状态的电池和处于良好状态的电池之间实现最佳平衡，以增加总电池寿命。

通过用陡峭的放电曲线对一个很旧的电池进行数字建模，更容易计算出该电池的充电状态，方式是测量短时间内的压降增量并知道电池电压的绝对值。对于新的锂离子电池，进行这种测量所需的精度要高几个数量级，因为在给定的时间范围内，压降要小得多。

对于SOH，旧电池放电更快，且可预测性更强；它们的电压放电曲线变得更加陡峭，无法达到目标充电电压。新锂电池将更长时间地保持相同的良好行为，但最终会随着更特殊的行为而降低性能，并且在它们的寿命即将终结或电池即将损坏时快速改变其阻抗和放电曲线。测量温度时必须格外小心，最好是在每一节电池上，将SOC和SOH算法与这些信息整合，以使它们更准确。

精确且可靠的SOC和SOH计算在最好的情况下有助于将电池寿命从10年延长到20年，一般情况下也能使电池寿命增加30%，包括维护费用后，这会将储能系统的总拥有成本降低30%以上。再加上更准确的SOC信息，就可以避免过度充电或过度放电的情况而导致快速耗尽电池；最大限度地降低短路、火灾和其他危险情况的可能性；帮助使用电池中的所有电量；并使电池能够尽可能以最好、最高效的方式充电。

本文提出的LTC6813电池管理解决方案(BMS)可用于便携式超声设备等医疗健康设备、大规模（千兆瓦/小时）储能系统（用于医院、工厂、电网稳定、电动汽车充电基础设施和住宅单元），以及工业机器人和车辆。ADI技术的便携性在可靠性和安全性方面带来了巨大优势，它设计用于不同的恶劣环境，并且符合从汽车ASIL到工业SIL的各种功能安全标准（例如，VDE AR 2510-2/-50、IEC EN 61508等）。

一种具有最高效且可靠的电池监控系统的独特新解决方案包含一个18单元监控器和平衡IC与微控制器到SPI从隔离接口的组合。多单元电池堆栈监控器可测量多达18个串联的电池单元，总测量误差小于2.2 mV。0 V至5 V的电池测量范围适合大多数电池化学应用。可在290 μ s内测量所有18个电池单元，并选择较低的数据采集速率以便降噪。可将多个堆栈监控器串联，以便同时监控很长的高压电池串。每个堆栈监控器都具有isoSPI[™]接口，用于高速、RF抗扰、远距离通信。多个器件以菊花链形式连接，并为所有器件连接一个主机处理器。该菊花链可双向操作，即使通

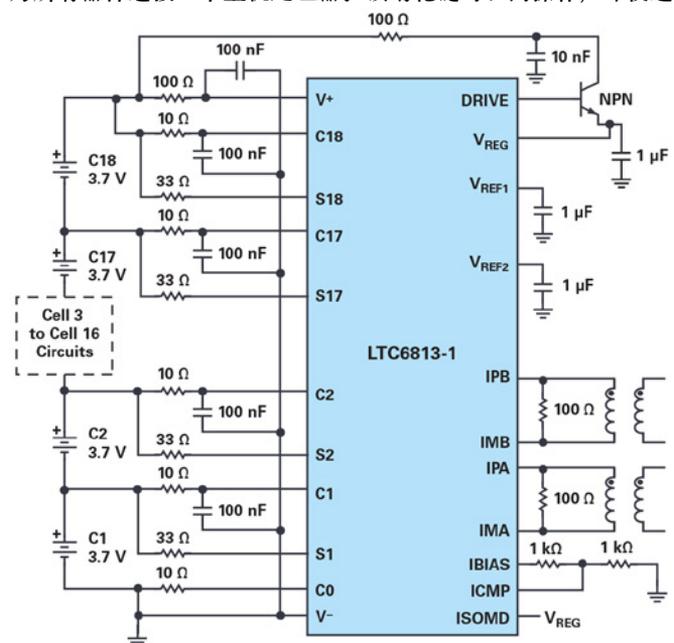


图3. LTC6813应用原理图。

信路径出错，也能确保通信完整性。电池堆栈可直接为IC供电，也可采用隔离电源为其供电。IC具有用于每个电池单元的被动式平衡和个别PWM占空比控制功能。其他特性包括一个板载5 V调节器、9个通用I/O线路和睡眠模式（在此模式下，功耗降至6 μ A）。

BMS应用具备短期和长期精度需求，因此使用嵌入式齐纳转换基准电压源而非带隙基准电压源。这能够提供稳定的低漂移（20 ppm/ $\sqrt{\text{kHz}}$ ）、低温度系数（3 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ）、低迟滞（20 ppm）原边电压基准源以及出色的长期稳定性。这种精度和稳定性至关重要，它是所有后续电池单元测量的基础，这些错误对所获数据的可信度、算法一致性和系统性能会产生累积影响。

虽然高精度基准电压源是确保卓越性能的必要功能，但光凭该功能还不够。模数转换器架构及其操作必须符合电噪声环境要求，这是系统大电流/电压逆变器的脉宽调制（PWM）瞬态特性的结果。准确评估电池的充电状态和工作状态还需要相关的电压、电流和温度测量。

堆栈监控转换器使用 Σ - Δ 拓扑结构在系统噪声影响BMS性能之前降低噪声，该拓扑由六个用户可选择的滤波器选项辅助来解决噪声环境。通过每次转换使用多次采样的天然特性，以及采用均值滤波功能， Σ - Δ 方法降低了电磁干扰（EMI）和其他瞬态噪声的影响。

在任何使用排列为电池单元或模块组的大型电池包的系统中，都不可避免地需要实现电池平衡，例如用于为医院微型电网和子电网供电的大型储能单元。虽然大多数锂电池在首次获取时匹配良好，但会随着老化损失容量。不同电池的老化过程出于多种因素可能各有不同，如电池组温度梯度。使这整个过程加剧的是，超过SOC上限工作的的电池单元将过早老化，并损失额外容量。这些容量差异以及自放电和负载电流的小差异都会导致电池不平衡。

为了解决电池不平衡问题，堆栈监控器IC直接支持被动式平衡（使用用户可设置的计时器）。被动式平衡是在电池充电周期内标准化所有电池的SOC的简单、低成本方法。通过从较低容量的电池中移除电荷，被动式平衡可确保这些较低容量的电池不会过度充电。IC也可用于控制主动平衡，这是一种更复杂的平衡技术，通过充电或放电循环在电池之间传输电荷。

无论是使用主动方法还是被动方法，电池平衡都依赖于高测量精度。随着测量误差越来越大，系统所建立的操作保护等级也必须增加，因此平衡性能的有效性将受到限制。此外，由于SOC范围受到限制，对这些误差的灵敏度也增加了。小于1.2 mV的总测量误差在电池监控系统的系统级要求范围内。

在储能系统中，要连接所有电池单元，通信环路是必不可少的。该环路将来自系统电池的数据传送到基于云的能量管理算法，该算法跟踪充电和放电事件以确定充分利用电池的最佳方式，或者在断电的情况下保持最高容量的电池完全充电。

ADI的LTC681x和LTC680x系列代表一流的电池堆栈监控器。18通道版本为LTC6813。

电池堆栈监控器设备需要与主机通信，在此期间微控制器或处理器计算SOC和SOH值并调节充电和放电配置。可以进行各种形式的互连，其中隔离通信通道是高电压应用的首选，如储能系统（400 V至1500 V）和具有高容量电池的便携式设备（40 V至200 V）。

内置在LTC6813电池堆栈监控器中的isoSPI功能，与LTC6820 isoSPI通信接口结合使用时，可通过高压屏障实现安全可靠的信息传输。isoSPI在通过串联电池产生数百伏电压的储能系统中特别有用，串联电池需要全电介质隔离以最大限度地减少对人员的伤害。

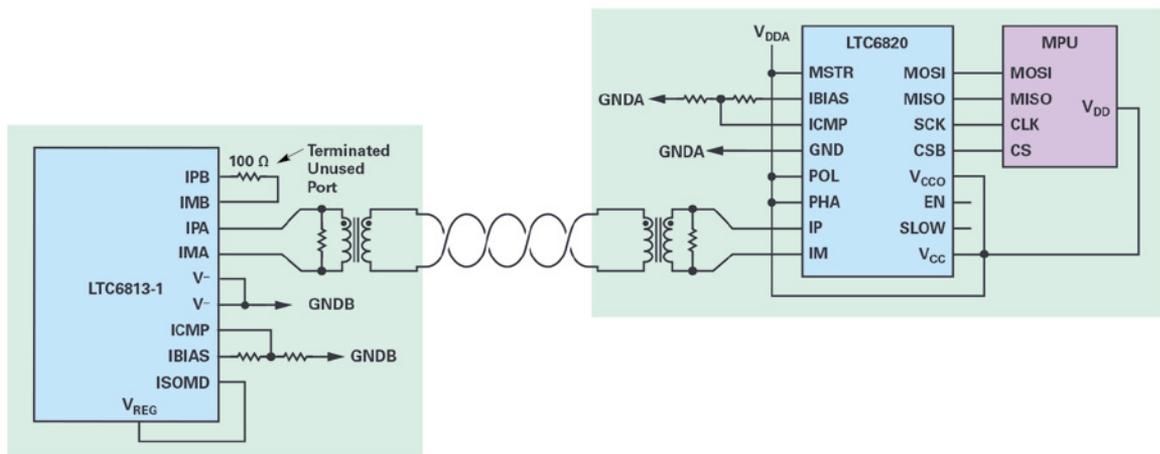


图4. LTC6813与LTC6820的隔离连接。

在这些使用超过18个电池的储存系统中，需要将多个LTC6813 BMS板连接在一起。下面是多个相同PCB的可靠互连，每个PCB都包含一个为在菊花链中操作而配置的LTC6813。微处理器位于单独的PCB上。为实现微处理器PCB和首个LTC6813 PCB之间的2线隔离，使用了LTC6820支持IC。当只需要一个LTC6813-1时，如果第二个isoSPI端口（端口B）正确偏置和端接，则可将其用作单一（非菊花链）器件。

具有平衡和通信功能的电池堆栈监控器的主要设计挑战是创建无噪声PCB布局设计，且关键走线远离开关电源等噪声源，向堆栈监控器发出清晰的信号。采用ADI解决方案，堆栈监控器出色的准确度和精度有助于优化现有的良好设计。电池将得到有效利用，使用寿命将延长30%，并且操作更安全。

为了支持客户设计自己的最终产品，ADI为电池监控设备提供了全系列评估系统和平台，以及满足所有需求的完整版本组合。

关于作者

Stefano Gallinaro于2016年加入ADI公司再生能源业务部。他负责管理太阳能、电动汽车、充电和储能领域的战略营销活动，同时特别关注功率转换。他在慕尼黑工作，负有全球业务责任。

Stefano曾在意大利都灵理工大学学习电子工程，获学士学位。他的职业生涯始于意大利奥斯塔的STMicroelectronics Srl—DORA S.p.A.，担任应用工程师。2016年加盟ADI之前，他在德国安达赫治Vincotech公司工作了两年半，任产品营销经理。

驱动新一代SiC/GaN功率转换器的IC生态系统

Stefano Gallinaro, ADI公司再生能源战略营销经理

新型和未来的SiC/GaN功率开关将会给方方面面带来巨大进步，从新一代再生电力的大幅增加到电动汽车市场的迅速增长。其巨大的优势—更高功率密度、更高工作频率、更高电压和更高效率—将有助于实现更紧凑、更具成本效益的功率应用。为了获得所有这些优势，必须设计更高性能的开关驱动系统。实际的以开关为中心的视角正在演变成一种更完整的系统解决方案，新一代的具有更鲁棒的片上隔离的先进栅极驱动器IC、检测IC、电源控制器和高集成度嵌入式处理器，将能管理复杂的多电平、多级功率回路，从而正确发挥新一代SiC/GaN功率转换器的优势。

各种应用的功率转换器正从纯硅IGBT转向SiC/GaN MOSFET。一些市场（比如电机驱动逆变器市场）采用新技术的速度较慢，而另一些市场（比如太阳能逆变器、电动汽车牵引逆变器和充电器市场）在创新中发挥着关键作用。

预计未来五年太阳能市场将以10%的年复合增长率增长，非常乐观，而光伏系统价格预计将再下降20%。这很可能是光伏逆变器电子元件技术进步的结果。功率开关(SiC/GaN MOSFET)的新技术将提高开关频率，从而减小电感和电容尺寸，同时要求更精确、更快速、能效更高的检测、控制和驱动IC。到2021年，在全部电站级逆变器中，30 kW至100 kW的1500 V_{DC}电站级串式逆变器将占有90%以上的市场份额。它们代表了采用创新多电平拓扑结构的新型高密度SiC/GaN功率开关的测试基准。

电动汽车(EV)和储能系统(ESS)等颠覆性新应用，产生了对超高效率、高功率密度、高频SiC功率转换器的需求。车载牵引电机驱动器希望获得最高功率密度以减小尺寸和重量，并刷新新的效率记录，而车外快速充电器希求高电压（高达2000 VDC、>150 kW）和复杂的高频拓扑结构，从而降低磁性部件、机械部件和总成的整

体系统成本。除此之外，这些新应用也推动了创新多核控制处理器的发展，并能管理复杂的控制算法，确保系统在双向模式下（从交流电网到直流负载及相反）工作时的效率和稳定性。

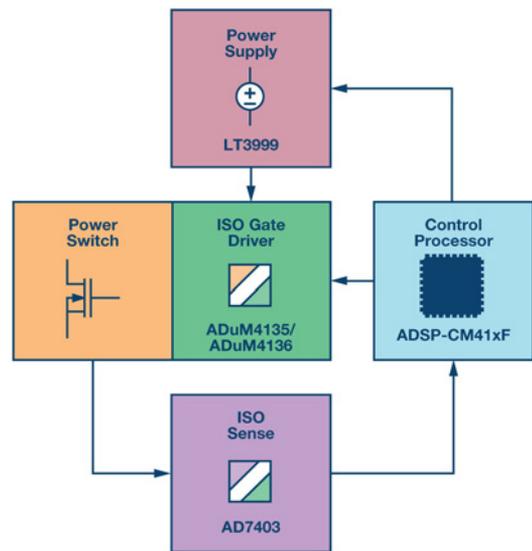


图1. ADI公司IC生态系统

驱动SiC/GaN功率开关需要设计一个完整的IC生态系统，这些IC经过精密调整，彼此配合。设计重点不再只是以开关为中心，必须加以扩大。应用的工作频率、效率要求和拓扑结构的复杂性要求使用同类最佳的隔离式栅极驱动器（例如ADuM4135），其由高端隔离式电源电路（例如LT3999）供电。控制须利用集成高级模拟前端和特定安全特性的多核控制处理器（例如ADSP-CM419F）完成。最后，利用高效隔离式 Σ - Δ 型转换器（例如AD7403）检测电压，从而实现设计的紧凑性。

在Si IGBT到SiC MOSFET的过渡阶段，必须考虑混合拓扑结构，其中SiC MOSFET用于高频开关，Si IGBT用于低频开关。隔离式栅极驱动器必须能够驱动不同要求的开关，其中较多的是并联且采用硅IGBT/SiC MOS混合式多电平配置。客户希望一种器件就能满足其所有应用要求，从而简化BOM并降低成本。利用多电平转换器很容易达到1500 V_{DC}以上的高工作电压（例如大规模储能使用2000 V_{DC}），此类电压对于为安全而实施的隔离栅是一个重大挑战。

ADuM4135隔离式栅极驱动器采用ADI公司经过验证的*iCoupler*®技术，可以给高电压和高开关速度应用带来诸多重要优势。ADuM4135是驱动SiC/GaN MOS的最佳选择，出色的传播延迟优于50 ns，通道间匹配小于5 ns，共模瞬变抗扰度(CMTI)优于100 kV/μs，单一封装能够支持高达1500 V_{DC}的全寿命工作电压。

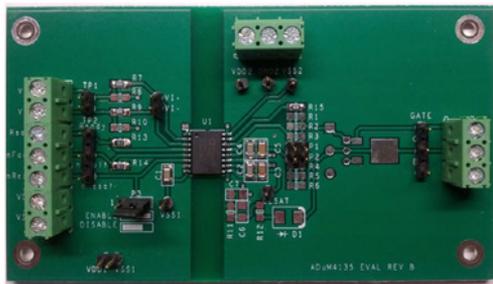


图2. ADuM4135评估板

ADuM4135采用16引脚宽体SOIC封装，包含米勒箝位，以便栅极电压低于2 V时实现稳健的SiC/GaN MOS或IGBT单轨电源关断。输出侧可以由单电源或双电源供电。去饱和和检测电路集成在ADuM4135上，提供高压短路开关工作保护。去饱和保护包含降低噪声干扰的功能，比如在开关动作之后提供300 ns的屏蔽时间，用来屏蔽初始导通时产生的电压尖峰。内部500 μA电流源有助于降低器件数量；如需提高抗噪水平，内部消隐开关也支持使用外部电

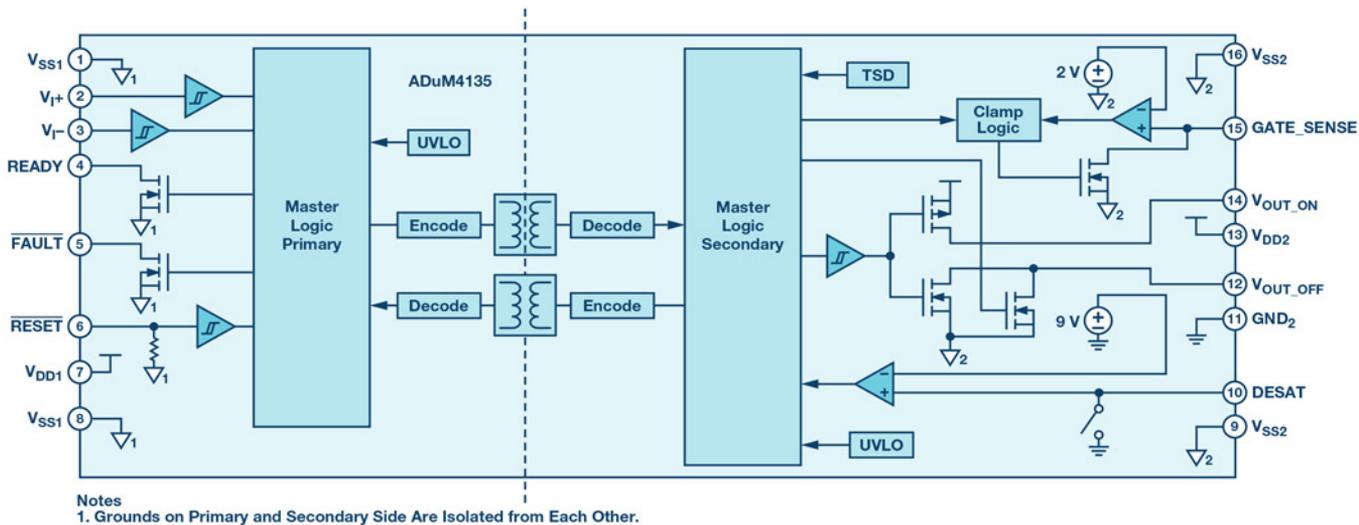


图3. ADuM4135框图

流源。考虑到IGBT通用阈值水平，副边UVLO设置为11 V。ADI公司*iCoupler*芯片级变压器还提供芯片高压侧与低压侧之间的控制信息隔离通信。芯片状态信息可从专用输出读取。器件原边控制器件在副边发生故障后复位。

对于更紧凑的纯SiC/GaN应用，新型隔离式栅极驱动器ADuM4121是解决方案。该驱动器同样基于ADI公司的*iCoupler*数字隔离技术，其传播延迟在同类器件中最低(38 ns)，支持最高开关频率和150 kV/μs的最高共模瞬变抗扰度。ADuM4121提供5 kV rms隔离，采用宽体8引脚SOIC封装。

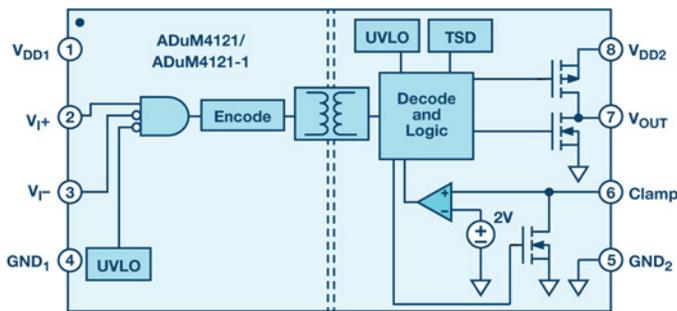


图4. ADuM4121框图

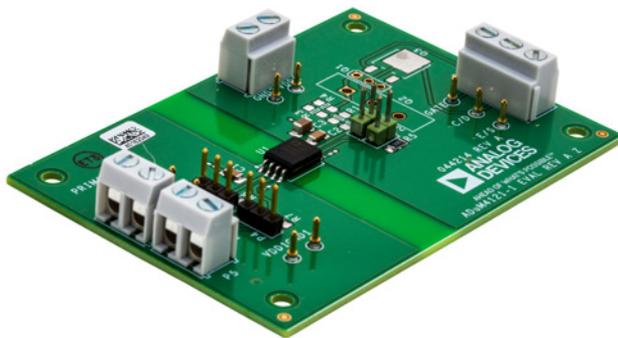


图5. ADuM4121评估板

当隔离栅极驱动器用在高速拓扑中时，必须对其正确供电以保持其性能水平。ADI公司的LT8304/LT8304-1是单芯片、低功耗、隔离式反激转换器。这些器件从原边反激式波形直接对隔离输出电压采样，无需第三绕组或隔离器进行调节。输出电压通过两个外部电阻和第三个可选温度补偿电阻进行编程。边界工作模式提供一种具有出色负载调整率的小型解决方案。低纹波突发工作模式可在小负载时保持高效率，同时使输出电压纹波最小。散热增强型8引脚SO封装中集成了2 A、150 V DMOS功率开关，以及所有高压电路和控制逻辑。LT8304/LT8304-1支持3 V至100 V的输入电压范围，最多可提供24 W的隔离输出功率。



图6. LT3999评估板

ADI公司的LT3999是一款单芯片、高电压、高频率DC-DC变压器驱动器，提供隔离电源，解决方案尺寸很小。LT3999的最大开关频率为1 MHz，具有外部同步能力和2.7 V至36 V的宽输入工作电压范围，代表了为高速栅极驱动器提供稳定受控谐波和隔离电源的最高技术水准。它采用裸露焊盘的10引脚MSOP和3 mm × 3 mm DFN封装。

系统控制单元（一般是MCU、DSP或FPGA的组合）必须能够并行运行多个高速控制环路，而且还能管理安全特性。它们必须提供冗余性以及大量独立的PWM信号、ADC和I/O。ADI公司的ADSP-CM419F支持设计人员通过一个混合信号双核处理器来管理并行高功率、高密度、混合开关、多电平功率转换系统。

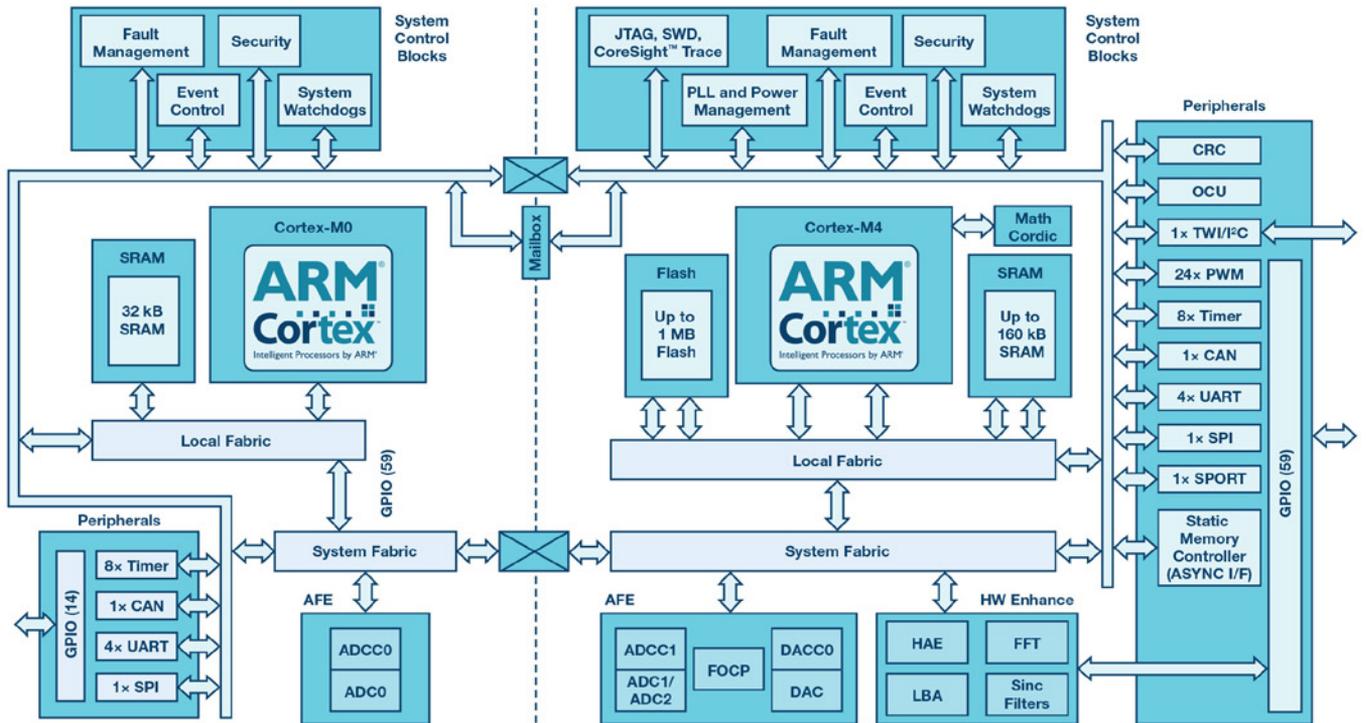


图7. ADSP-CM419F框图

ADSP-CM419F基于ARM® Cortex®-M4处理器内核，浮点单元工作频率高达240 MHz，而且包含一个工作频率高达100 MHz的ARM Cortex-M0处理器内核。这使得单个芯片可以集成双核安全冗余性。主ARM Cortex-M4处理器集成带ECC（错误检查与校正）的160 KB SRAM存储器，带ECC的1 MB闪存，针对功率转换器控制而优化的加速器和外设（包括24个独立的PWM），以及由两个16位SAR型ADC、一个14位M0 ADC和一个12位DAC组成的模拟模块。ADSP-CM419F采用单电源供电，利用内部稳压器和一个外部调整管自行生成内部电压源。它采用210引脚BGA封装。



图8. ADSP-CM419F评估板

快速精确的电压检测是高速设计必备的功能。ADI公司的AD7403是一款高性能二阶 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制器，能将模拟输入信号转换为高速（高达20 MHz）单比特数据流。8引脚宽体SOIC封装中集高速互补金属氧化物半导体(CMOS)技术与单芯片变压器技术（iCoupler技术）于一体。AD7403采用5 V电源供电，可输入 ± 250 mV的差分信号。通过适当的数字滤波器可重构原始信息，以在78.1 kSPS时实现88 dB的信噪比(SNR)。

为使客户的新一代功率转换器设计具备高性能、高可靠性和市场竞争力，ADI公司已决定开发各种硬件和软件设计平台，其既可用于评估IC，又可作为完整系统的构建模块。这些设计平台目前针对战略客户而推出，代表了驱动新一代SiC/GaN功率转换器的完整IC生态系统的最高水准。设计平台类型众多，既有用于高电压、大电流SiC功率模块的隔离式栅极驱动器板，也有完整的交流/直流双向转换器，其中ADSP-CM419F的软件在正确控制SiC/GaN功率开关方面起着关键作用。

关于作者

Stefano Gallinaro于2016年加入ADI公司再生能源业务部。他负责管理太阳能、电动汽车、充电和储能领域的战略营销活动，同时特别关注功率转换。他在慕尼黑工作，负责全球相关业务。Stefano曾在意大利都灵理工大学学习电子工程，获学士学位。他的职业生涯始于意大利奥斯塔的STMicroelectronics Srl—DORA S.p.A.，担任应用工程师。2016年加入ADI公司之前，他在德国安达赫治Vincotech GmbH担任了两年半的产品营销经理。

ADSP-CM403 Sinc— 太阳能应用中的隔离测量

Martin Murnane

简介

太阳能应用中的电压和电流测量需采用隔离测量技术。DSP Sinc输入以及ADI AD7401A隔离式ADC恰好提供ADI信号链的一个示例，实现这种隔离测量。

本文介绍采用ADSP-CM403xy和AD7401A器件，并由ADI设计的测量应用典型信号链。

太阳能光伏逆变器系统

太阳能光伏逆变器转换来自太阳能面板的电能并高效地将其部署到公用电网中。来自太阳能面板的电能基本上属于直流源，它会被转换成交流，并与电网频率成一定的相位关系，馈送至公用电网，且效率极高。转换可以采用单级，也可以采用多级（见图1）。第1级通常为DC-DC转换，其中太阳能面板的低电

压与高电流输出转换为高电压与低电流。这样做的目的是为了将电压提升至与电网峰值电压兼容的水平。第2级通常将直流电压和电流转换为交流电压和电流，一般使用H-电桥拓扑。

ADC理论—AD7401A

AD7401A是一款二阶 Σ - Δ 调制器，片上的数字隔离采用ADI公司的*iCoupler*®技术，能将模拟输入信号转换为高速1位数据流。AD7401A采用5 V电源供电，可输入 ± 250 mV的差分信号（满量程 ± 320 mV）。模拟调制器对模拟输入信号连续采样，因而无需外部采样保持电路。输入信息以数据流密度的形式包含在输出数据流内，该数据流的最高数据速率可到20 MHz。通过适当的数字滤波器（称为Sinc滤波器）可重构原始信息。处理器侧（非隔离）可采用5 V或3 V电源(V_{DD2})。

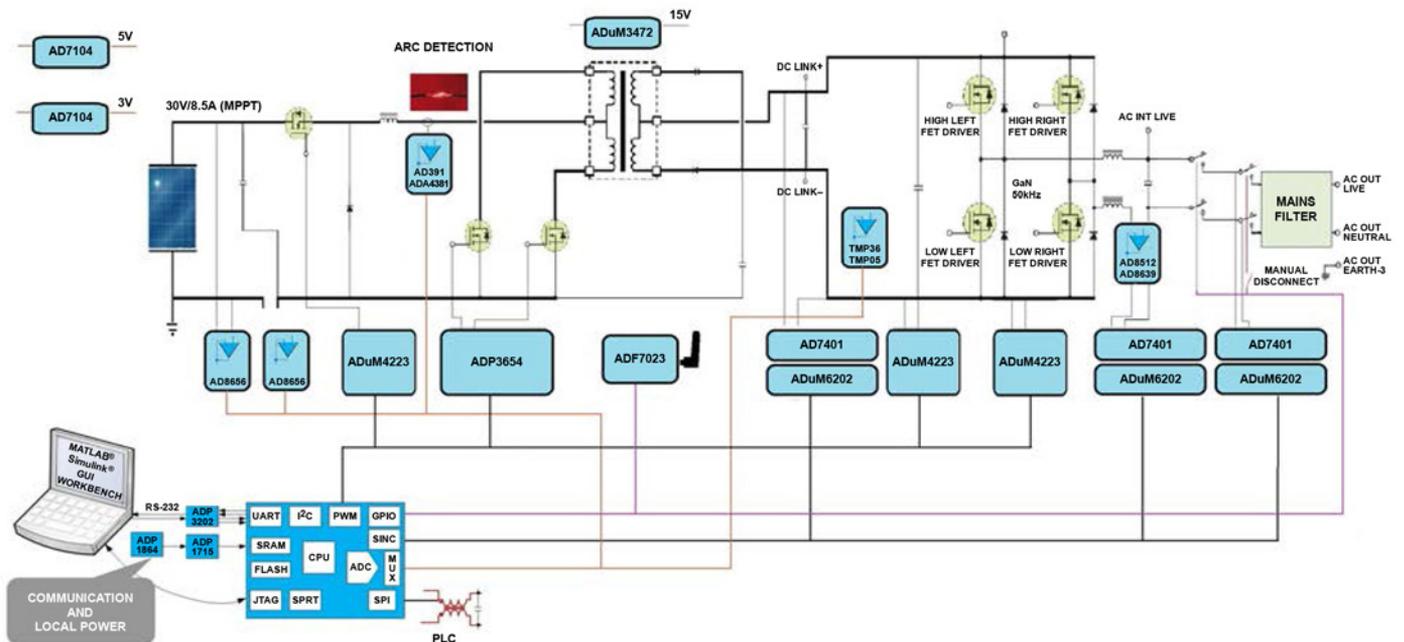


图1. 太阳能光伏逆变器信号链(ADI公司)

示例电路 - 描述

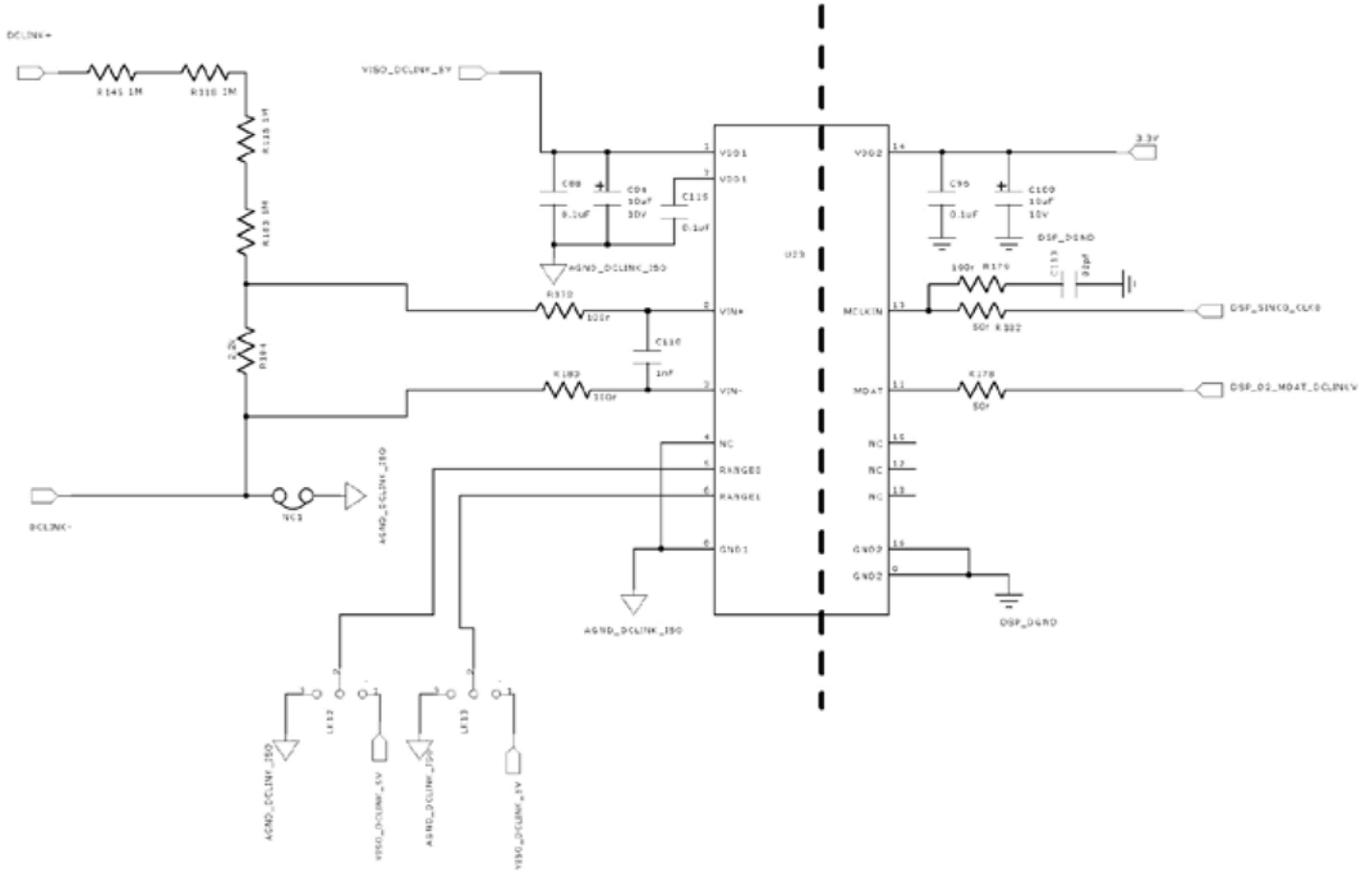


图2. 隔离式电压电路

Σ - Δ 调制器的交流输入是一个交流正弦波，表示单相电网发出的 220 V rms 信号。电阻分频器将输入范围缩小到 ADC 的额定输入范围。输入滤波器可降低输入端的噪声。

Σ - Δ 调制器输出包含两个信号：来自 ADSP-CM403xy DSP 处理器的高速时钟输入，以及保持调制数据的数据信号。该数据可直接输入 Sinc3 滤波器，直接将数据转换为 ADC 结果。下文显示该数据的一个示例。

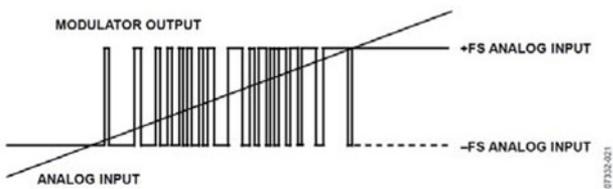


图3. 调制器示例数据

在 ADC 的下限范围内，输入信号具有窄脉冲宽度，而在上限范围内脉冲宽度几乎达到其最大值。输出数据通过 Sinc 滤波器后，便如对角线所示。AD7401A 工作电压高达 891 V 单极性范围，或 565 V 双极性范围，并横跨隔离栅；20 μ m 聚酰亚胺。更多有关这些内容的信息以及各种认证可在相关数据手册中找到。

ADSP-CM403XY SINC3外设模块

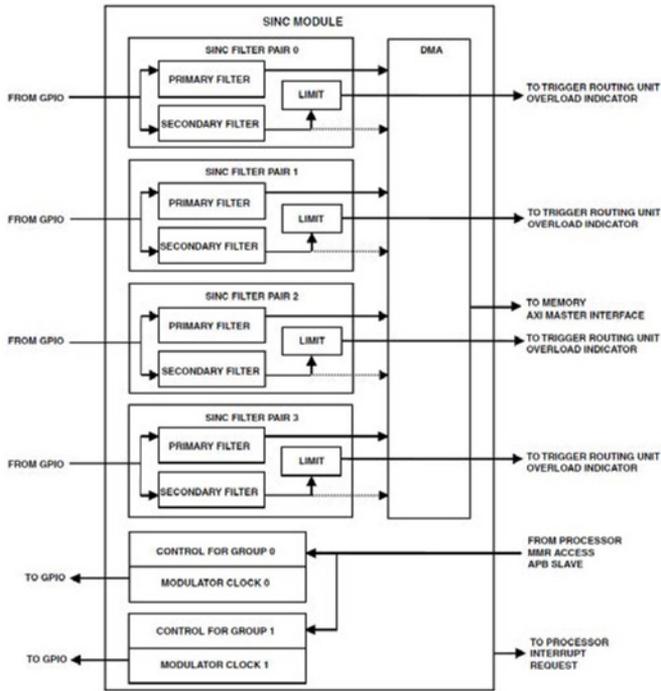


图4. ADSP-CM403 Sinc外设框图

框图显示4对Sinc滤波器（Sinc0至Sinc3）、2个调制器时钟源和2组控制寄存器（单元）。模块接受4路来自GPIO输入引脚的 Σ - Δ 位流，并将2个调制器时钟源导入GPIO输出引脚。脉冲宽度调制(PWM)信号使调制器时钟同步，以获得最佳的系统性能。每个Sinc滤波器对均包含初级滤波器、次级滤波器、DMA接口和过载限值检测功能。初级Sinc滤波器通过DMA将其数据传输至存储器。次级Sinc滤波器产生过载信号，可通过触发路由单元(TRU)路由该信号，使PWM调制器产生跳变，生成中断。

使用AD7401A时，器件额定抽取速率(DR)为256，但也可在其他抽取速率下使用该器件。

对于DR=256的情况而言，Sinc3滤波器的响应见下文中的图5a和5b。

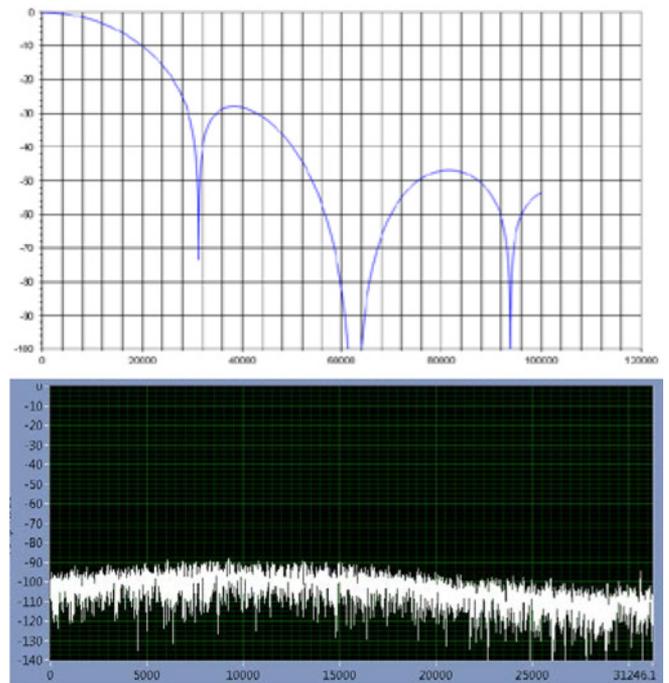


图5. (a) Sinc3抽取速率=256 (b)模块噪底

数字滤波器

Sinc滤波器的传递函数使其能用在数字逻辑中（使用一系列求和与抽取函数）。使用滤波器移除调制器采样时钟，恢复采样信号的数字值。滤波器设计匹配双极性 Σ - Δ 调制器，0V输入下具有50%脉冲密度，正输入时超过50%，而负输入时不足50%，如图6所示。

数字滤波器是一组累加器，由调制器时钟(M_CLK)驱动，后接一组由抽取时钟(D_CLK)驱动的微分器。输入累加器将输入位流转换为多字节字，而输出微分器获取位流的均值1密度。

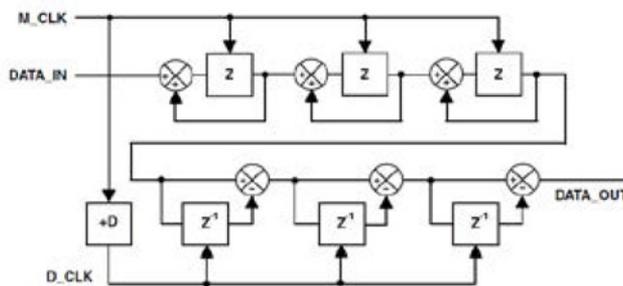


图6. ADSP-CM403 Sinc滤波器框图

累加器和微分器的级数可以为3或4，具体取决于滤波器阶数。滤波器的直流增益和带宽为滤波器阶数(D)和抽取速率(D)的函数，即调制器时钟与抽取时钟的比值。Sinc滤波器传递函数由累加器与微分器的传递函数之积确定，Z域内的表达式为：

$$H(z) = \left[\frac{1}{D} \times \frac{1 - z^{-D}}{1 - z^{-1}} \right]^0$$

PWM和SINC数据对齐

Sinc外设时钟和PWM本质上运行在同样的ADSP-CM403系统时钟下，典型值为100 MHz。PWM和Sinc可以同步以便提供数据，并且时间

与速率恰好和控制算法一致。通常与PWM电平波形对齐。下图显示使用Sinc输入进行电网同步所需时序的示例。当PWM运行在20 kHz (50 μs)时，PWM_SYNC信号（同步不同DSP的PWM模块或外部PWM时需要用到该信号）位于PWM波形中央，几乎不发生切换。若要对齐Sinc数据，则AD7401A的时钟速率应设为10.24 MHz，并且抽取速率为256（见AD7401A数据手册）。这将产生40 KHz (50μs)的16位字速率，两倍于PWM频率。由于Sinc还可设为与PWM_SYNC输出对齐（如下框图所示），Sinc现在能在每个PWM周期内产生两个数据输出。输出字在SRAM中可用，位置在下一个PWM_SYNC信号位置处。显然，它说明Sinc数据可用于电网同步算法控制中。

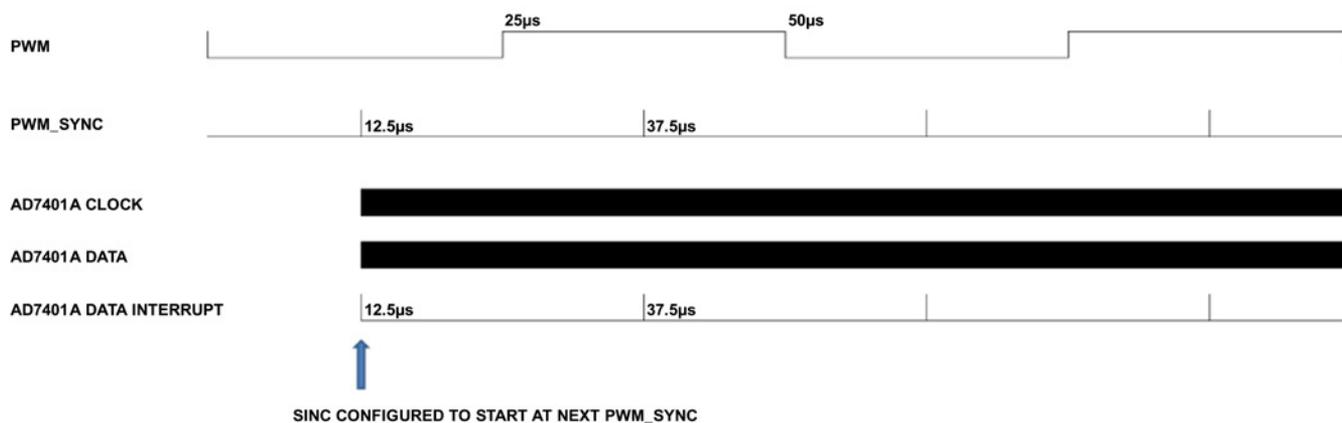


图7. PWM与Sinc外设对齐(ADSP-CM403)

编程示例

```
/* SPECIFY DECIMATION RATE OPTIONS */

/* 256 */
// RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_PRIMARY, DECRATE_256, 0);
// RESULT = ADI_SINC_SETLEVELCONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, 0, 0, SAMPLECOUNT_INTRATE, PSCALE_256); // PCINT INT RATE

/* 128 */
RESULT = ADI_SINC_SETLEVELCONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, 0, 0, SAMPLECOUNT_INTRATE, PSCALE_128); // PCINT INT RATE
RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_PRIMARY, DECRATE_128, 0);

/* 64 */
RESULT = ADI_SINC_SETLEVELCONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, 0, 0, SAMPLECOUNT_INTRATE, PSCALE_64); // PCINT INT RATE
RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_PRIMARY, DECRATE_64, 0);

/* SET SECONDARY RATE CONTROL */
RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_SECONDARY, 8, 0);
RESULT = ADI_SINC_SETFILTERORDER (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_THIRD_ORDER, ADI_SINC_FILTER_THIRD_ORDER); RESULT = ADI_SINC_SETCIRCBUFFER(DEV, ADI_SINC_GROUP_0, SINC_CIRCBUFFER, CIRC_BUF_SIZE);

/* SET OVERLOAD AMPLITUDE DETECTION LIMITS TO 0 - FULLSCALE */
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_0, 0X0000, 0XFFFF);
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_1, 0X0000, 0XFFFF);
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_2, 0X0000, 0XFFFF);
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_3, 0X0000, 0XFFFF);

/* SPECIFY MODULATOR CLOCK FREQUENCY, PHASE & STARTUP SYNCHRONIZATION */
RESULT = ADI_SINC_CONFIGMODCLOCK (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, FSYSCLK, MODCLK, 0, FALSE); // UP TO 20MHZ

/* IT'S THE SAME CLOCK AS THE PWM - SO PWM AND SINC ARE SYNCHRONOUS */
RESULT = ADI_SINC_ENABLEMODCLOCK (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_MOD_CLK_IMMEDIATE);

/* ASSIGN BUFFERS TO RECEIVE SINC DATA - AUTOMATICALLY DMA'D INTO SRAM IN THE ADSP-CM403*/
RESULT = ADI_SINC_SUBMITBUFFER(DEV, ADI_SINC_GROUP_0, SINC_DATA0, NUM_SAMPLES);

/* ROUTE THE TRU INTERRUPT */
RESULT = ADI_SINC_ENABLEDATAINTERRUPT (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_DATA_INT_0, TRUE);

/* ENABLE & ASSIGN USED SINC FILTER PAIR, AND SPECIFY INTERRUPT MASKS */
RESULT = ADI_SINC_SETCONTROLINTMASK (DEV, ADI_SINC_INT_EPCNT0|ADI_SINC_INT_EFOVF0|ADI_SINC_INT_EPCNT1|ADI_SINC_INT_EFOVF1);
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_0, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // ACV_EXTERNAL
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_1, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // ACV_INTERNAL
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_2, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // DC LINK
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_3, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // AC_CURRENT

/* WAIT AND READ FULL SINE WAVE INTO SRAM - START NEAR AC CROSSOVER. */
DO
{
    PWM_SINC_LOOP=0;
    GET_ADC_DATA_PWM();
}
WHILE ((SINC_VEXT_DATA[0] > 50) || (SINC_VEXT_DATA[0] < -50)); // START SINC AT 0 V MEASUREMENT - ALIGNS WITH SINEWAVE
```

技术文章

一次通过EMI合规性测试—— 第1部分：相关物理知识

James Niemann, 现场应用工程师

摘要

对于任何需要高速时钟的产品设计，电磁兼容性(EMC)合规问题可能是一大困扰。本文从电磁(EM)场定向的角度概述了印刷电路板(PCB)设计，旨在帮助读者一次性通过电磁干扰(EMI)合规性测试。用于降低EMI的技术也将减轻干扰，这体现了通用的PCB布局理念。本文分为三个部分。文章将首先介绍基本物理知识，帮助读者了解为什么本文所述的技术能够减轻PCB布局上的EMI。第2部分将举例说明如何将第1部分的材料应用于实际电路板布局。最后，第3部分将讨论满足所提议解决方案的复杂电路板的PCB布局策略。

简介

在设计过程中，为什么合规性往往是最后才考虑的因素？这通常是因为在开展任何实际测试之前，需先确保整个系统可用。如果在设计后期才发现问题，那么可能需要调整印刷电路板(PCB)，当产品设计周期的后期涉及到多人操作时，这项工作的成本总是很高。这种情况常令人可惜。但实际上，只需遵循本文中描述的最佳实践，就必然可以符合电磁兼容性(EMC)（辐射、传导或敏感性）要求。本文所述方法有助于将电磁干扰(EMI)合规性贯穿整个PCB的架构、设计和布局过程。本文的目的不仅仅是演示如何设计电路板以使其通过EMC测试，更是希望读者能理解相关基本原则及工作原理，以便读者可以在其他地方运用这些原则。

EMI、干扰和敏感性背后的基本原理非常简单。减少EMI的关键就在于控制和约束电场与磁场。简单来说，如果电磁(EM)场暴露在自由空间中并可以进一步扩展，干扰和EMI就会随之产生。如何实现这种场约束？只需在电路板上（以及任何连接的电缆中）各处设计实现零净加速电荷即可。这意味着对于每个正在加速的电荷，其附近都有另一个电荷可以沿与原始电荷相反的方向加速。当这些事件在远场一起发生时，每个电荷的效应将能够抵消。没有了场能，就不会产生EMI或干扰。也就是说所有电磁

场能量将会被约束在元件内部，或者约束在信号走线与接地层之间的PCB电介质中。上述理念适用于电路板上的走线，但事实上，孤立系统中带有无约束场且长度较长的天线是更大的问题。我们将在日后的文章中讨论这一主题。

电荷上静态和动态力的物理知识

电荷只有暴露在电场中时才会移动。空间中给定位置的电场可以是静态的（例如静止电荷产生的场）。某一位置的电场也会随时间而变化（例如运动电荷产生的场）。当电荷开始运动时，磁场便随之产生。与电场类似，磁场既可以是静态的，也可以随时间变化。根据洛伦兹力公式 $F = q(E + v \times B)$ ，我们可以得知，磁场中的运动电荷会受到一个力，这个力的方向要么朝向产生磁场的运动电荷，要么远离它们。由于只有电场才能对电荷施加力，因此磁场实际上是由相对论效应产生的电场。这是运动电荷原始库仑场的一种表现形式。电场和磁场本质上是同一种物理现象，只是在不同的参考系下呈现出不同的形态。

当这些场随时间而变化时，可能会产生辐射或EMI。电荷可以是静态的，可以在空间中移动，或者被加速。只有当电荷被加速时，才会产生辐射。这本质上是简单的事实：磁场本质上是电场，而加速电荷将导致该相对论场释放其能量。加速电荷同时

满足安培定律和法拉第定律的条件，从而在空间中形成了传播的电磁场。通过仔细研究下方所示的麦克斯韦方程组，我们可以从数学上解释这一现象。其中，安培和法拉第提出的第三和第四个方程是理解辐射和EMI的关键。

电场的高斯定律：

$$\oint_S D \times dn = \oint_S \rho v dv \quad (1)$$

磁场的高斯定律：

$$\oint_S B \times dn = 0 \quad (2)$$

安培-麦克斯韦定律：

$$\int_L H \times dl = \int_S J \times dn + \delta / \delta t \int_S D \times dn \quad (3)$$

法拉第定律：

$$\int_L E \times dl = -\delta / \delta t \int_S B \times dn \quad (4)$$

这些方程表明，除了使用电荷，还有其他方法可以产生电场和磁场。变化场或动态场也可以创建场，进而会在自由空间或PCB上传播电磁场能量。坡印廷能量矢量描述了该能量的运动。

坡印廷矢量：

$$S = E \times H \quad (5)$$

有电压和电流的地方始终存在场。电磁场是信息和能量的载体。消除电磁场既不可行，也不可取。我们的目标是控制场的位置，以使电磁场不能对受扰电荷施加力（即避免干扰），也不会向自由空间辐射（即避免EMI）。

好消息是，如果PCB设计合理，就可以自动约束这些场。

无论是运动电荷还是静止电荷，任何电荷分布都会自行排列，从而尽可能减少因电荷分布而存储或耗散的能量。

这一规律不仅适用于静电能，也适用于磁能。参与分布的电荷首先会自行排列，以尽可能减少存储的能量。随着时间推移，该排列将恢复成耗散尽可能少的能量。这种行为实际上是电荷之间相互作用力的结果。

那么，应如何设计电路板以尽可能减少其存储的能量？这可以通过在信号和电源路径附近设置接地层来实现。接地层的靠近

使得铜几何结构能够存储最少的电能和磁能。这是因为电场将从接地层获取电荷，从而几乎抵消从外部观察到的净电场，正如从该偶极外部所见。同样，当电荷加速时，法拉第定律会在接地层中感应出电流，从而抵消外部磁场。在设计电路板时，应确保这种自然现象能够顺利发生。需要注意的是，这两种效应几乎是即时发生的，唯一的延迟是信号从电荷到接地层的传播速度（即光速C）。

上文还描述了传输线路的属性。大多数工程师对传输线路了如指掌，并且每天都会为高速电路使用传输线路。为了避免干扰和EMI，必须将这些传输线路技术融入所有PCB应用。微带线传输线路可能是PCB设计中较常用的结构，基本上只是接地层上方的一条走线。理论上，这会将电场和磁场约束在走线和接地层之间的空间内。如图1所示，在体积A中，麦克斯韦方程组表明，封闭的总电荷等于穿过该体积表面的电通量的积分。由于零电荷被包围，且内部相等和相反电荷的分离发生在同一个地方，表面外的净电场将趋近于零。传输线路，表面B，将包围零加速电荷。麦克斯韦方程组表明，如果穿过表面B的净电流为零，那么围绕该表面的磁场的线积分也将趋近于零。根据法拉第定律，围绕表面C的线积分同样会趋近于零。

需要注意的是，传输线与接地层之间的空间不能为零（否则会导致外部场为零）。在RF和高速数字应用中，通常使用50 Ω的传输线以最大化信号带宽。而对于电源电路，则使用阻抗低得多的设计，通常仅为几欧姆。

值得注意的是，所有这些物理知识可归纳为三个良好实践，在布局过程中应遵循这些实践。下一部分将逐一介绍各个实践。

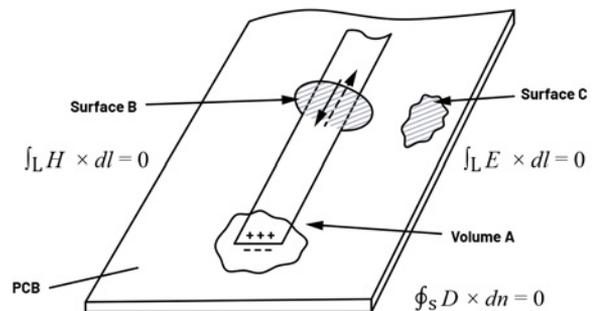


图1. 传输线路周围的电场和磁场示意图。

良好实践

#1 追求零净加速电荷

该实践鼓励设计人员关注PCB设计中的电流路径。根据法拉第定律，考虑电路板布局是否允许自然提供抵消电流。请记住，任何电流的存在都意味着它在某一时刻经历了变化，才能达到当前的值。

#2 设计布局时，将电场和电磁场约束在特定的较小区域内

这是第一个实践的应用结果。如果布局设计能够实现零净加速电荷，那么电场也会被有效地限制在特定区域内。在布局过程中，设计者需要特别关注这一点，因为无论是电场还是磁场，都是能量传输的必要条件。

#3 关注电磁场，而非仅仅关注电压和电流

能量和信息是通过电磁场实现的，而不是通过PCB上的铜线。如果微带线有瑕疵，那么完全消除外部电磁场是不可能的。传输线路阻抗越大，场受到的约束就越少。幸运的是，阻抗较高的线路（最大带宽时阻抗为 $50\ \Omega$ ）通常以较低的电流工作，其初始值限制为电压除以 $50\ \Omega$ 特性阻抗。电源层的阻抗较低（这是理想状态），但以较高的电流运行（这不太好），并且需要处于欠阻尼状态（即具有最小的实际电阻），否则损耗会太大。这些高 Q 电路会产生显著辐射，这一问题将在后续文章中详细讨论。从EMI的角度来看，自然现象实际上是在帮助设计者，而不是制造障碍——电荷总是会以消耗最少能量（无论是存储还是耗散）的方式排列。

由于磁耦合或静电耦合（互感和互容），PCB布局会引起EMI和干扰。这种耦合现象的产生，主要是因为PCB上用于传输能量和信息的结构并不完美，无法像同轴电缆那样完全约束电磁场。波导（走线和接地层）之间的空间（电介质）将导致干扰和EMI，除非该几何结构能够完全约束场。

下一篇文章将深入讨论实际电路板布局，介绍由于不完善的布局技术而导致的辐射源，并提供改进方法。我们将分析以下PCB布局中常见的情况。

在PCB上，发生以下情况时，通常会失去场约束：

- 信号在层间转换
- 信号在公共接地层上方共用相同的空间
- 信号在共用接地层上方相互交叉
- 信号并行运行
- 出现场边缘
- 信号沿微带线或其他有缺陷的传输线路传播

结论

本文介绍了为低辐射和EMI合规性测试设计电路板布局所需的基本物理知识和思维过程。通过分析，我们了解到只有电场可以作用于电荷，运动电荷产生的磁场实际上是一种相对论电场。电荷加速时，麦克斯韦方程组和坡印廷矢量揭示了场如何在自由空间中传播。所有PCB铜几何结构均可视为传输线路，能够利用场对电荷的影响，将其约束在PCB的特定区域内。本文第2部分在此基础上，介绍了如何布局PCB以尽可能减少无约束场。这些无约束场正是干扰和EMI的主要来源。无约束场可能有两个来源：电路本身或外界（敏感性）。下一篇文章将分别讨论这两个来源。

只需遵循以下三个良好实践，即可兼顾关键点和所有物理效应。

- **良好实践#1：**追求零净加速电荷。
- **良好实践#2：**设计布局时，将电场和电磁场约束在特定的较小区域内。
- **良好实践#3：**关注电磁场，而非仅仅关注电压和电流。

无论是运动电荷还是静止电荷，任何电荷分布都会自行排列，从而尽可能减少因电荷分布而存储或耗散的能量。

参考文献

- Richard P. Feynman、Robert B. Leighton和Matthew Sands。《费曼物理学讲义》，盒装：新千年版。Basic Books，2011年1月。
- Johnson, Howard W.和Martin Graham。《High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic》，PTR Prentice Hall，1993年4月。
- Ralph Morrison。《Fast Circuit Boards: Energy Management》，John Wiley & Sons Publications，2018年1月。

作者简介

James Niemann于2020年3月加入ADI公司，目前担任现场应用工程师，在美国俄亥俄州克里夫兰工作。James拥有35年的丰富工作经验，曾从事测试与测量设备设计工作，目前担任ADI现场应用工程师。他持有14项专利。

一次通过EMI合规性测试—— 第2部分：PCB辐射示例

James Niemann, 现场应用工程师

摘要

对于任何需要高速时钟的产品设计，电磁兼容性(EMC)合规问题可能是一大困扰。本文从电磁(EM)场定向的角度概述了印刷电路板(PCB)设计，旨在帮助读者一次性通过电磁干扰(EMI)测试。用于降低EMI的技术也将减轻干扰，这体现了通用的PCB布局理念。本文分为三个部分。第2部分通过几个PCB互连示例，清晰地说明了如何实施第1部分提出的技术。最后，第3部分将讨论满足所提议解决方案的复杂电路板的PCB布局策略。

简介

为了说明为什么需要使用传输线来约束布局中的场能量以管理电磁干扰(EMI)，第1部分介绍了所有必要的物理知识。文章最后简单列出了需要应对的常见印刷电路板(PCB)布局挑战，如下所示。

在PCB上，发生以下情况时，通常会失去场约束：

1. 信号在层间转换
2. 信号在公共接地层上方共用相同的空间
3. 信号在共用接地层上方相互交叉
4. 信号并行运行
5. 出现场边缘效应
6. 信号沿微带线或其他有缺陷的传输线路传播

针对这些问题，本文通过两个例子，剖析了甚至连经验丰富的工程师也容易忽视的最常见PCB辐射来源。

传输线会产生辐射

假设有一个逻辑门，其输出电压即将升高。而IC的去耦电容就在附近，那么即将被利用的能量应储存在哪里呢？它储存在本地，即去耦电容内部的电介质（空间）中。接下来，设想IC将电荷移动到先前处于地电位的输出引脚，从而提高其输出电压。移动的电荷会产生一个电磁场，该电磁场以光速向外传播，并对遇到的其他电荷施加力。幸运的是，接地平面是最近的电荷源，而且它具有良好的导电性，只需要很少的能量就能在走线正下方产生一个抵消电荷。电场可确保该抵消电荷尽可能接近逻辑门提供的原始电荷。从此时起，在这个小偶极子之外的较远位置，电磁场将接近于零。而且，距离这两个相互抵消的电荷越远，时间越长，电磁场就越接近于零。对于加速电荷产生的电磁场，去耦电容中以及输出走线和接地平面之间发生电压转换的电介质中，都会出现位移电流。整个电气小环路中都存在加速电荷（其中一部分由变化的电场提供，即电流）。当电流环路的尺寸相对于观察距离而言很小时，环路加速段的电磁效应会相互抵消。因此，从远处看，净加速电荷似乎为零。

谐振电路

法拉第定律描述的相对论场对于理解EMI至关重要。所有电荷都有库仑场，但当电荷移动（相对而言）和加速时，还会产生其他两种电场，这些电场共同形成总电场。运动和加速会“扭曲”库仑场，使其变成三个分量之和。当电荷作相对运动时，狭义相对论的空间压缩效应会使原本电中性的电路出现净电荷。从数学上讲，这种现象被称为磁场，而其本质是相对运动产生的电场。第三个电场，也是最后一个电场，源于电荷的加速，其与原始加速度方向相反且垂直。这两个额外电场中包含的能量与库仑场中储存的能量不同。磁场和横向电场都是相对论效应的产物，这意味着，它们所蕴含的能量会因情况而异。只有在正交维度视角下，能量才具有真实意义，这导致了一个有趣的结果：空间的一个维度似乎消失了。库仑场的能量储存在三维空间中，而这种横向场的能量则存在并储存于二维空间中。根据法拉第定律，这意味着当存在该横向场时（即当电荷加速时），沿任何闭合路径计算的电场线积分将不为零。这也意味着，该能量随距离衰减的速度比库仑场要慢，其扩散是基于表面积，而非体积。

源于加速电荷的横向场会产生一个相反的场，这个场也会作用于接地平面中的电荷。接地平面中的电荷基于所有三种电力的叠加而移动，净效应导致抵消电流从所需的方向移动，以消除原始加速电荷的变化磁场。掌握了这些知识，我们就能准确预测信号前沿沿传输线传播时会发生什么。当位移电流沿传输线移动时，去耦电容以及传播前沿之前的传输线会看到固定的前向和返回电流。然而，微小电气片段（长度等于信号走线和接地平面之间距离）沿着传输线传播时，只有波前沿的位移电流才会产生辐射。这段位移电流没有闭合的回流路径，所以它产生的电磁场会扩散，引起辐射和EMI。如前所述，前沿之前和之后的传输线部分不会产生任何电活动。传输线上电压发生变化的位置所发生的位移电流，是一种经常被忽视的常规辐射源。这段非常微小的加速电荷可能看似无关紧要，但在复杂的电路板上，会有成千上万条传输线在同一时钟信号下运行。通常情况下，同频时钟产生的辐射会在网络分析仪上以复杂的方式相互叠加，进而可能会形成一个相当可观的辐射源。

除了不理想的传输线之外，普通PCB上还存在着大量谐振电路。这些都是必要的模拟连接，包括运算放大器输入/输出网络、开关电源互连、测量路径等等。问题是，对于大多数设计人员而言，它们与传输线并没有什么区别。我们可以通过将传输线端接电容（或短路），而不是电阻，来将一个正确端接的传输线转变为谐振电路。经过这一简单的改变，整个电路现在仅包含电抗元件，即传输线的L和C以及容性或感性终端。如果线路足够长或容性端电极足够大，此电路便可能在较低频率产生谐振，进而影响电磁辐射。尤其当线路中的电流很大时，这种影响尤为显著。电流越大，产生的辐射也越强。

在正确端接的传输线中，对于每个边沿，能量只会单向传输一次。即使对于0.66倍光速的长传输线，哪怕PCB走线非常长，这段小小的辐射也不会持续太久。参见图1。相比之下，谐振电路没有任何电阻来消耗能量，因此当输入一个阶跃信号时，线路会以 $1/2\pi\sqrt{LC}$ 的频率持续振荡，直到能量以辐射的形式散失出去。

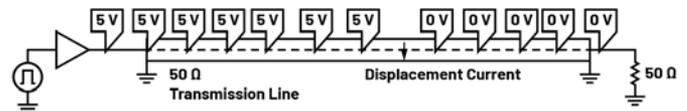


图1. 对于正确端接的传输线，由于电场变化产生位移电流，在信号转换的地方将会发生辐射。

最麻烦的谐振电路莫过于开关电源上的热环路。图2为两种开关电源布局。大多数工程师会认为第二种布局很好，但实则不然。热环路是一个高Q谐振电路，由一些低电阻互连线组成，一端端接至阻抗非常低（高电容）的电源，而另一端连接至降压MOSFET，如图所示。简化电路和仿真如图3所示。虽然几纳亨的电感和下方400 pF Cds的MOSFET，看似不会在CISPR B级频率范围内产生谐振，但实际上却会产生显著谐振。此电路简直是噪声产生的“完美风暴”。

- 因为谐振电路恰好位于EMI合规要求的频率范围内。
- 它是一个串联谐振电路，在谐振时会短路（使电流最大化），并且由低电感电压源驱动。

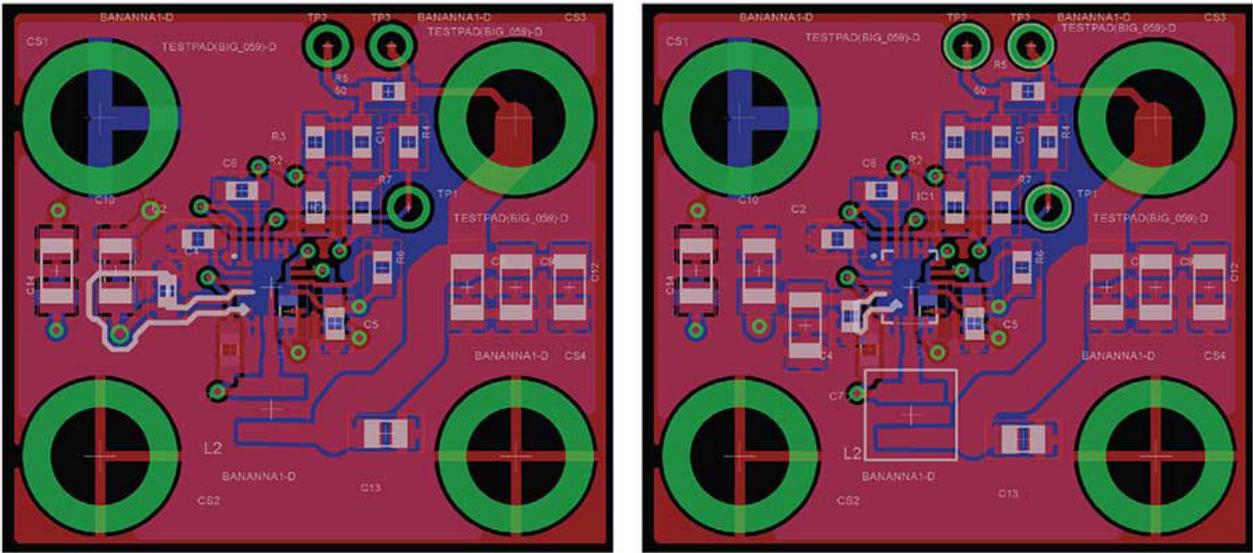


图2. 左图为LT8641A的错误热环路布局。突出显示的环路很容易在1GHz以下产生谐振。右图是开关电源热环路良好布局的示例。

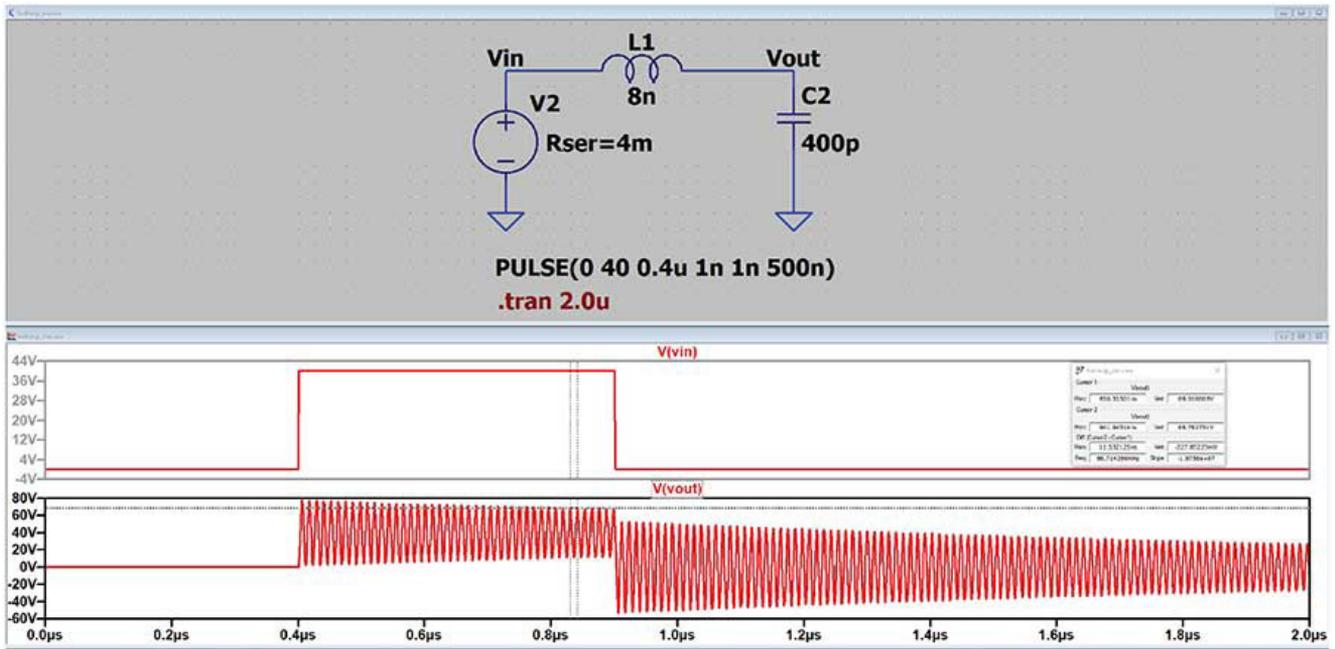


图3. 上面的仿真强调了管理热环路电感的重要性。请注意，8 nH热环路可以在88 MHz时产生谐振。即使这个环路在电气意义上很小，但由于电流很大，所以会产生强烈的辐射。

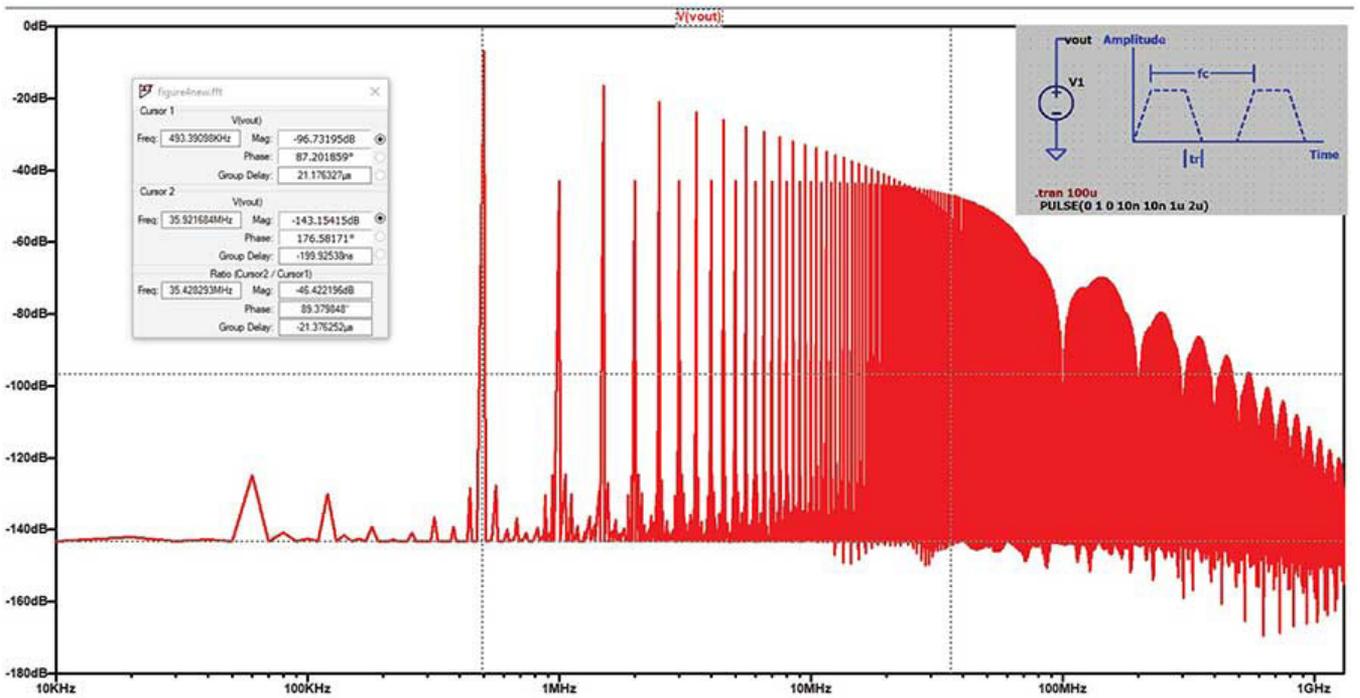


图4. 对非理想方波的傅里叶分析表明，每个奇次谐波中都存在能量。这个实际波形也有两个拐点。一个位于 $f = 2fc/(n)$ (20 dB/dec)，另一个位于 $1/(n)tr$ (40 dB/dec)。

- 它由高压方波驱动，方波信号包含显著的谐波成分，并且频率接近谐振频率。谐振频率附近总是伴随着一定的谐波成分。
- 由于电路的Q值较高（实部电阻非常低），因此能量会在电感和电容之间来回震荡，直到所有能量以辐射的形式耗散殆尽。
- 同步MOSFET的慢速高电容（高于Cds）体二极管会使开关导通时的初始电流最大化。例如，对于 $V_{in} = 48\text{ V}$ 的降压转换器，体二极管在短短1 ns的时间内就可能经受48 V的电压。对于 $C_{ds} = 400\text{ pF}$ （不考虑同步开关的导电体二极管的电感和反向恢复电荷），初始电流将为 $I = C_{dv}/dt$ ，既约20 A。该电流仅受电感L限制。

由于初始电流非常高，最终在电路谐振频率附近的谐波中会存储大量能量。这就是为什么对于不同设计中的相同降压控制器，在相同频率下工作时，也会在各种位置出现电磁辐射超标问题。辐射的位置与串联LC谐振电路的短路点密切相关，同时也受到谐波电流成分的影响。降低基频电流（降低电压）或降低开关电源(SMPS)基频（以较低频率运行转换器）会有所帮助，因为这样做会衰减有害谐波。将摆率降至谐振频率以下，也能起到改善作用。参见图3。为了避免这个问题，可以提高该谐振电路的频率，进而可以消除热环路。在较高谐振频率下，谐波成分会低得多（见图4），较小的电感和电容储存的能量也会较少。

同样的问题也存在于栅极导通电路中，但程度要小得多。对于该电路，可以添加10 Ω 的栅极电阻来抑制振荡，并将元件布置得更紧凑以降低电感，从而实现阻尼效果更好、谐振频率更高的环路。

需要注意的是，电路板上的直流电源系统必须采用低阻抗传输线构建。当传输线阻抗 $\sqrt{L/C}$ ，呈现低特性阻抗时，意味着电感(L)较小而电容(C)较大。这可以通过缩短供电走线与接地回路之间的距离来实现。这种几何结构能为所有接收电力的电路提供更大的能量管道。导体之间距离非常近，因此该结构提供的外部磁场非常小。而由于所有磁场都集中在一个较小的空间中，内部的磁场强度会大大增强。由于薄电介质的存在，电场也会很高，因此坡印廷矢量所描述的功率流 $P = E \times H$ 也会很大。PCB制造工艺存在限制，因此只能通过使用多层电源和接地平面对来降低电路板阻抗，从而改善上述情况。请注意，特性阻抗较高的线路仍然能够传输大量能量。然而，为实现此目的，必须增加线路面积。因为在相同电压和电流条件下，电介质中的电场（E场）和磁场（H场）强度会降低。电感越大，改变储存能量所需的时间就越长（负载电流更大），但对于该固定电源，电容上的线电压根本没有变化。这意味着，当需要快速改变功率流时，较低电感的线路会更加灵活。

回顾引言中列出的常见PCB布局挑战，很容易看出上述示例中这些缺陷是如何在不经意之间引入的。在布局中，为调整电路层而暂时断开传输线是很常见的。这种层变化很容易引入一段传输线（过孔距离），若不在此附近设置接地缝合过孔，该传输线就不会有回流路径。对于多层电路板，如果多个信号层共用一个接地平面，设计性能可能会受影响。在紧凑型电路板中，走线可能在同一接地平面上长距离平行布线。无论哪种做法，都会导致不同信号产生的电磁场相互影响，造成干扰。最后，与上面描述的过孔类似，微带传输线同样无法限制信号传播前沿的磁场。该能量会在电路板平面上自由辐射。

在第3部分中，我们将讨论PCB布局策略，以帮助尽可能地避免各种缺陷。此外，基于本文所呈现的两个示例，第3部分还会增加第三个关于电力传输的例子。

结语

本系列的第一篇文章从电场的角度介绍了布局概念，并阐述了支撑所提出布局策略的基础物理原理。本文是第二篇文章，通过两个PCB互连示例（传输线和谐振电路），说明了一些常见布

局做法如何导致电磁干扰(EMI)问题。不合理的电路布局，即使电流很小，也可能因受影响电路的位置、传输线数量以及电流强度（如SMPS中的热环路）等因素，造成干扰和EMI。用于管理EMI和干扰的技术，也能增强PCB对外部电磁场的抗干扰能力。最后，本文探讨了仅由电抗元件组成的常用谐振电路，当发生谐振时，前文所讨论的缺陷会使其辐射能量。

本系列的下一篇文章将介绍最后一种电路类型，即电力传输电路，并将提出一种兼顾电力和信号传输的复杂PCB布局策略。

参考文献

Richard P. Feynman、Robert B. Leighton和Matthew Sands。《费曼物理学讲义》，盒装：新千年版。Basic Books，2011年1月。

Howard W. Johnson，Martin Graham。《High-Speed Digital Design A Handbook of Black Magic》。PTR Prentice Hall，1993年4月。

Ralph Morrison。《Fast Circuit Boards》。John Wiley & Sons Publications，2018年1月。

作者简介

James Niemann于2020年3月加入ADI公司，目前担任现场应用工程师，在美国俄亥俄州克里夫兰工作。James拥有35年的丰富工作经验，曾从事测试与测量设备设计工作，目前担任ADI现场应用工程师。他持有14项专利。

技术文章

简单制胜—第一部分： 深入探讨BMS中的主动均衡

Frank Zhang, 应用工程师

摘要

简单高效，即便不是所有设计人员的共同追求，也是大多数人的目标。本着“简单制胜”的原则，本文针对电池管理系统(BMS)，深入探讨了一种简单而高效的主动均衡系统的设计原型。

引言

您是否依然认为电芯的主动均衡方案要么复杂昂贵，要么简单经济但效率低下？其实，这种看法并不全然源于评估者的主观偏见，而更多是基于对市面上各类主动均衡方案所做的客观且公正的分析所得出的判断。

本系列文章分为三个部分：

- **第一部分**探讨电芯容量不匹配和阻抗不匹配对电池管理系统(BMS)电池包的影响。
- **第二部分**介绍市面上几种传统的主动均衡解决方案，并分析为什么过去的设计未能实现简单高效。文中还会讨论为什么电池包之间的均衡与电芯之间的均衡同样重要。
- **第三部分**深入评估一个简单高效的主动均衡原型，包括电路设计、算法、GUI和均衡性能。

随着讨论从基础概念逐步进入细致分析，无论是BMS和主动均衡领域的专业人士和工程师，还是仅仅因标题而产生兴趣的普通读者，都能从中获得有价值的见解和启示。

电芯不匹配对BMS电池包的影响

在BMS中，多个电芯通常串联连接，形成高压电池包。这种高压电池包能够为多种系统供电，包括电动汽车、高压储能系统和不间断电源。对于这些串联连接的电芯，理想的工作条件是所有电芯具有一致的参数，例如一致的电芯电压、内阻、荷电状态(SoC)、健康状态(SoH)和工作温度。

实际上，当一批全新电芯刚刚由制造商生产出来时，它们的性能和指标通常是一致的。但在投入实际使用后，随着电芯的老化，负载、环境温度和湿度、充电循环次数等因素会导致电芯性能不可避免地出现差异。

当电芯之间的性能差异较小时，一般不会对电池包的正常运行造成影响，也无需予以特别关注。但一旦电芯之间的性能差异变得足够显著，威胁到电池包的正常运作，就必须解决此问题。在以下章节中，电芯之间的显著性能差异将被称为电芯不匹配。

电芯容量不匹配

如图1所示，如果电池包中有几个电芯的容量明显低于其他电芯，则称这几个电芯为弱电芯。在充电和放电过程中，弱电芯都会带来问题。在充电过程中，弱电芯会更快达到满电压，先于其他电芯充满电。然而，电池包由多个电芯串联而成，当弱电芯充满电时，充电电流并不会自动停止。因此，一旦弱电芯充满电，整个电池包的充电过程必须立即停止，以避免过充风险，防止危及弱电芯和整个电池包。

类似地，在放电过程中，弱电芯的电压会更快下降，先于其他电芯更早达到完全放电状态。同样，一旦弱电芯完全放电，整个电池包的放电过程必须立即停止，否则就会有过放电风险，也会带来安全隐患。细心的读者可能很快就意识到，在包含弱电芯的电池包中，整体容量利用率显著降低。若没有电芯均衡，健康的电芯在每次循环中将无法完全充电或完全放电。随着时间推移，电芯经历反复充放电循环，其中弱电芯由于经历更多的循环，往往会出现更快的容量衰减，从而加剧与其他健康电芯之间的不匹配。

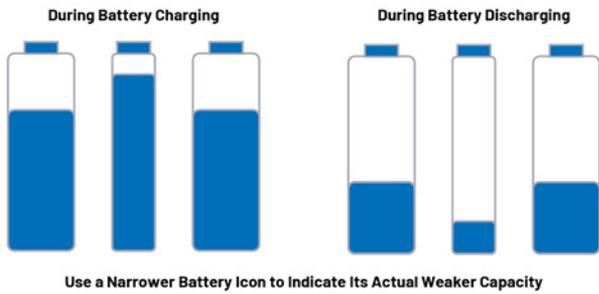


图1. 电池包充电和放电过程中电芯容量不匹配的影响

电芯阻抗不匹配

除了电芯容量，另一个需要高度关注的重要参数是电芯阻抗。与容量不匹配类似，阻抗不匹配是指电池包中一个电芯的阻抗与其他电芯的阻抗明显不同。一些工程师使用电化学阻抗谱分析(EIS)方法来测量每个电芯的阻抗，并评估它们的健康状态。健康或相对较新的电芯通常具有较低的阻抗，而老化或不健康的电芯往往具有较高的阻抗。通过以下图示，可以更直观地理解阻抗不匹配对电池包性能的影响。

为了便于讨论，我们将电池包中阻抗明显较高的电芯称为不健康电芯。图2直观地展示了这一现象，将电芯在充放电时的行为简化为一个由电容和电阻串联构成的等效电路模型。需要注意的是，这种抽象是为本文的讨论而作出的必要简化。尽管它有助于说明阻抗不匹配的影响，但并不反映真实电芯的实际物理和电气特性。

在充电过程中，内阻较高的不健康电芯在给定的充电电流下，会经历更大的电压降。在这种情况下，如果所有电芯都表现出相同的电压值，不健康电芯存储的电能实际上更少。如图所示，不健康电芯在充电过程中具有较小的 V_{cell_actual} 值。此外，由于其阻抗造成的功率损耗更高，不健康的功率电芯通常会经受更高的充电温度。

在放电过程中，更高的阻抗导致在给定的放电电流下，电压降更大，功耗更高。因此，不健康电芯的电压和容量下降速度更快，放电温度通常也更高。随着时间推移，经过反复充放电循环，更高的温度和老化效应会进一步加速不健康电芯的阻抗增加，从而加剧电池包内的阻抗不匹配问题。

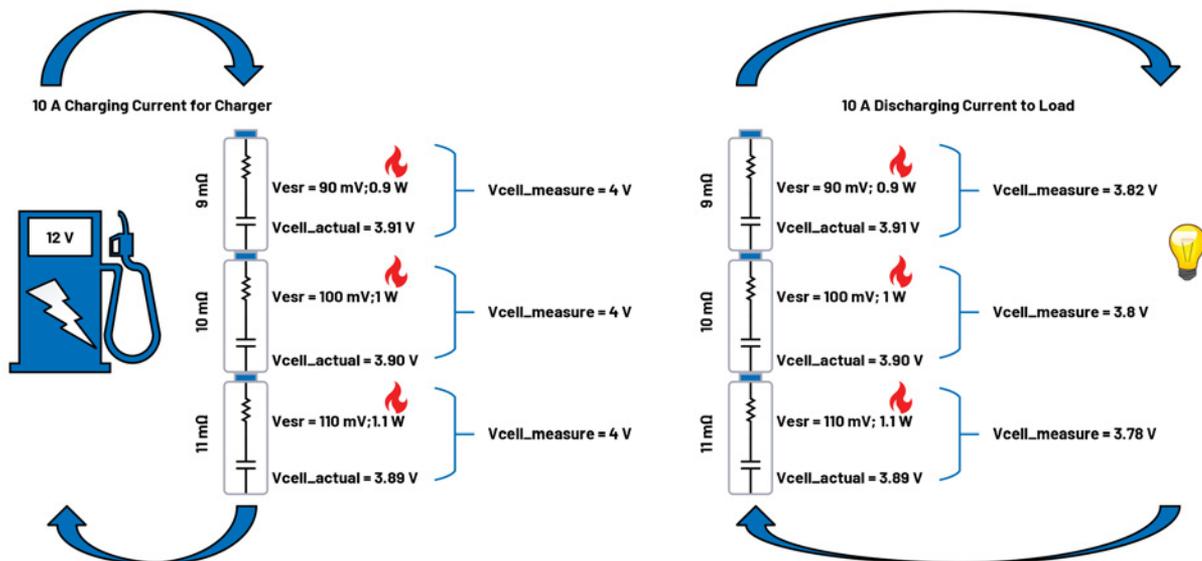


图2. 电池包充电和放电过程中电芯阻抗不匹配的影响

通过分析容量不匹配和阻抗不匹配，细心的读者可能注意到，尽管这两种不匹配代表了电芯不均衡的不同方面，但它们最终产生的影响非常相似。无论是容量较低的弱电芯，还是阻抗较高的不健康电芯，它们主要影响的都是电池包的可用容量和工作电压。含有弱电芯或不健康电芯的电池包，其整体容量利用率和安全工作时间会显著减少。此外，这些不匹配的电芯会对电池包内表现良好的电芯的安全性和正常运行构成持续威胁。

BMS中的被动/主动均衡至关重要

基于上文关于电芯不匹配问题的讨论，理解BMS中被动和主动均衡的应用就会容易得多。

被动均衡是一种耗散性方法，通常在充电周期中进行。弱电芯的容量较低，因此在相同的充电电流下，其电压上升得更快。当弱电芯首先达到或接近满电时，多余的电能必须立即耗散掉。虽然这种电能耗散会导致热量产生和热管理挑战，但可以延长健康电芯的充电时间，最终会提升电池包的整体运行时间。被动均衡在BMS中广泛采用，大多数电芯监测IC都集成了这一功能。

主动均衡则是通过变压器、电容和电感在电芯之间转移电能。这种方法在充电和放电周期中均有效，能够高效地重新分配电荷。虽然被动均衡和主动均衡各有优缺点（如表1所总结），但在实际BMS设计中，选择哪种均衡方法并非简单地基于优缺点的直接比较，而是取决于电池系统的容量和规模。

通常，均衡电流设为电芯容量的约1%到5%。例如，在一个4 Ah锂电芯中，如果均衡电荷是容量的5%，则需要进行200 mAh的均衡。这种情形非常适合被动均衡，BMS设计人员可实现一个200 mA被动均衡电路，在大约一小时内完成电荷耗散，或实现一个100 mA电路，在两小时内完成电荷耗散。最终，设计人员可以根据所选的电芯监测IC的被动均衡电流能力和电芯容量，制定具有针对性的被动均衡策略。

作为对比，考虑一个300 Ah大容量储能电芯，5%的均衡电荷相当于15 Ah。即便使用300 mA的被动均衡电流（已经相当高），也需要50多个小时才能完成均衡。实际的均衡时间会更长，因为在单

个电芯通道上长时间地持续进行被动均衡会导致过热，并可能损坏BMS芯片。因此，主动均衡对于大容量电芯是必不可少的。

例如，如果一个主动均衡电路可以处理15 A的电荷转移电流，则15 Ah的不均衡可在大约一小时内得到纠正。如果容量为7.5 Ah，则可能需要大约两小时，依此类推。与被动均衡不同，主动均衡不会浪费电能，而是将电能重新分配到其他电芯或电池包，因此能够提升整体能效，同时减轻BMS的热管理负担。

表1. 被动和主动电池均衡的优缺点

	被动均衡	主动均衡
优点	<ul style="list-style-type: none"> 1. 尺寸小 2. 成本低 3. 复杂度低且易于控制 4. 延长电池包充电时间 	<ul style="list-style-type: none"> 1. 电池充电和放电期间均可有效应用 2. 提升电池包总运行时间和容量利用效率 3. 改善电路系统热管理 4. 实现快速均衡，支持大均衡电流
缺点	<ul style="list-style-type: none"> 1. 多余电能以热量形式耗散（浪费电能且不环保） 2. 均衡电流有限（通常为数十到数百毫安） 3. 在大均衡电流下产生的高热量可能会影响电池和BMS芯片 4. 均衡速度慢，放电期间不太可能使用 	<ul style="list-style-type: none"> 1. 需要更多空间，并可能需要使用变压器 2. 变压器可能需要定制 3. 需要更多IC，电路设计和控制逻辑较为复杂 4. 昂贵（并非总是如此，但通常更昂贵）

结语

本文介绍了电芯容量不匹配和阻抗不匹配对电池包正常运行的影响。文中还概述了BMS中的被动均衡和主动均衡方法，为后续文章的进一步讨论奠定了基础。

作者简介

Frank Zhang是ADI公司中国技术支持中心的应用工程师。他的专业领域是电池管理系统(BMS)、精密信号链和嵌入式软件开发。他于2022年获得福州大学电子工程硕士学位，同年加入ADI公司。

技术文章

简单制胜—第二部分： 探索适用于BMS设计的 高效主动均衡解决方案

Frank Zhang, 应用工程师

摘要

简洁与高效未必不可兼得，优秀且成功的设计往往能两者兼顾。本文介绍了电池管理系统(BMS)的几种传统主动均衡解决方案，并讨论了如何综合利用主流方法的优势，形成一种更具实用性、更能实现简洁与高效设计的解决方案。最后，文中阐述了为什么电池包之间的均衡与电芯之间的均衡同样重要。

引言

主动均衡设计的简洁与高效，绝非华而不实的宣传噱头。本文将审视并介绍目前市场上广泛采用的几种主动均衡解决方案。我们将分析每种方法的优缺点，目的是整合它们的优势，形成一种更具实用性、更能实现简洁与高效设计的解决方案。最后，我们将强调，尽管大多数现有主动均衡设计主要关注电芯之间的均衡，但电池包之间的均衡同样重要，不容忽视。

市场上现有的几种主动均衡解决方案

本系列文章的第一部分讨论了主动均衡在电池管理系统(BMS)中的重要性。事实上，市面上早已存在多种主动均衡解决方案。这里将重点介绍图1展示的三种常见主动均衡解决方案。限于篇幅，这里无法探讨所有可用解决方案，但本文介绍的三种方案极具代表性。这三种主动均衡解决方案分别基于反激、多电感和开关电容，利用了电路中广泛使用的三种储能元件：变压器、电感和电容。表1总结了这三种主动均衡解决方案的工作原理及优缺点。

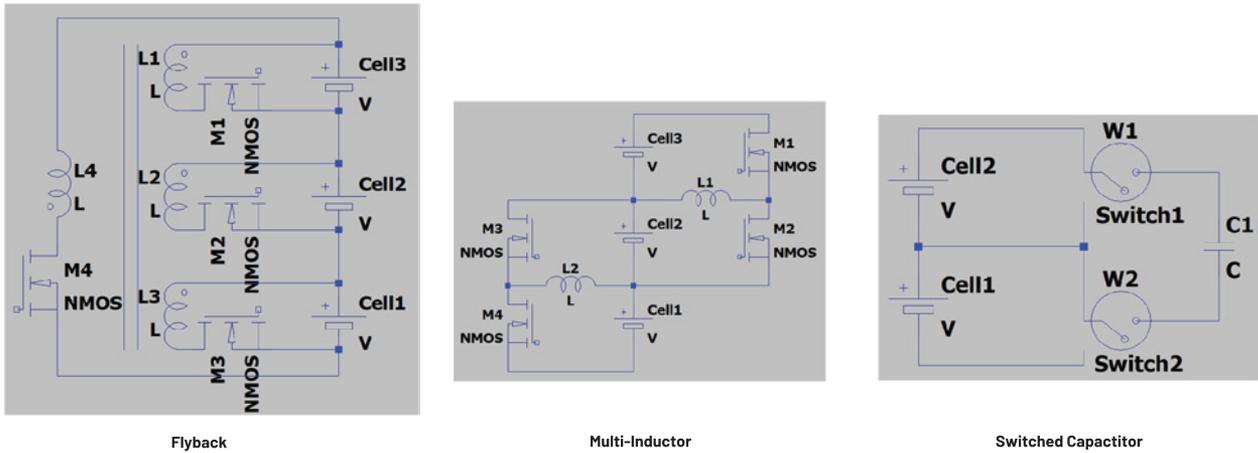


图1. 三种最具代表性的主动均衡解决方案架构：反激式（左）、多电感（中）和开关电容（右）。

表1. 三种主动均衡解决方案的工作原理和优缺点比较

	反激式	多电感	开关电容
工作原理	反激式电源架构方法支持在由多个电芯组成的模块与单个电芯之间进行单向或双向能量传输。这种方法主要基于隔离式DC-DC拓扑进行能量传输。	对于每n个电芯，需要n-1个电感和 $2 \times (n-1)$ 个开关来传输电能。开关采用脉宽调制(PWM)方式以相对高的频率运行，电流流动和PWM占空比根据公式 $V/L = di/dt$ 进行控制。通过开关的通断和电感的充放电，电能可以在相邻电芯之间传输。这种方法主要基于非隔离式DC-DC拓扑进行能量传输。	对于每n个电芯，需要n-1个电容和 $4 \times (n-1)$ 个开关来传输电能。通过开关的通断和电容的充放电，电能可以在相邻电芯之间传输。
优点	均衡时间短，均衡效率高；甚至非相邻电芯也可以快速实现电荷转移。	如果仅需要在相邻电芯之间进行电荷转移，则这种方法相对高效；控制机制的复杂度适中。	如果仅需要在相邻电芯之间进行电荷转移，则这种方法相对高效，且控制机制简单。
缺点	很可能需要定制变压器；控制机制相对复杂。	难以在非相邻电芯之间实现电荷转移；非相邻电芯之间的电荷转移路径较长，多次转移必然导致能量损耗增加。	难以在非相邻电芯之间实现电荷转移；非相邻电芯之间的电荷转移路径较长，多次转移必然导致能量损耗增加。此外，利用电容来扩展功率水平时，会面临 I^2R 损耗过大的难题。

简化主动均衡：更巧妙的设计方法

如上文所述，传统的主动均衡解决方案要么复杂昂贵，要么简单经济但效率低下。本文探讨的关键问题是如何在确保主动均衡设计足够简洁的同时，维持出色的效率。

重新评估主动均衡的设计要求

得益于日益先进的电池制造技术和严格的质量控制流程，单体电芯的性能，尤其是规格相同且来自同一制造商的电芯的性能，通常高度一致。然而，单体电芯通常不会直接出售给电动汽车(EV)或储能系统(ESS)市场中的终端用户。相反，专业电池包制造商会将多个规格相同的新电芯组装成中高压电池包，然后将其出售给电动汽车和储能系统制造商这样的终端用户。

由此不难明白，对于新组装的电池包，内部的电芯应具有相似且一致的性能。但需要注意的是，在新电池包首次使用之前，电池包中各个电芯的电压和荷电状态(SOC)未必一致。这是因为，新制造的电池不一定会在生产出来后就立即组装成电池包。此外，在电池包完成组装后，产品运送到终端用户并投入实际使用之前，也会需要一些时间。

在长时间的储存或运输期间，无论是对于单体电芯还是组装好的电池包，电芯之间的电压和SOC不均衡很容易发生。这个问题并不少见。新的（或相对较新的）电池包经过长时间储存或运输后，如果出现不均衡迹象，并不一定表明电芯性能不匹配。事实上，这些电芯仍可能具有非常相似的特性。务必注意，性能相似并必然意味着电压或SOC水平相似，尤其是在经过长时间储存或运输之后。

因此，对于已储存或运输较长时间的电池包或电芯，在投入使用之前，一般建议进行主动或被动均衡处理。

除了储存和运输场景之外，还有一个需要注意的情况：随着电池包运行时间的延长及充放电循环次数的增加，单体电芯之间的性能差异可能较电池包组装初期有所扩大。

随着储能系统容量的持续增长，单体电芯的容量现在已达到320 Ah、600 Ah，甚至1000 Ah。其中，320 Ah代表以前的主流容量，600 Ah正成为当前标准容量，而1000 Ah被视为未来方向，有些制造商已经实现1000 Ah大容量电芯的量产能力。

对于不具备主动均衡能力或仅使用被动均衡的大容量电池包，电芯之间的初始微小不均衡随着时间的推移，可能会逐渐演变为显著的不匹配，原因是均衡能力有限，而且长期充放电循环会带来累积效应。最终，这种电芯不匹配可能导致电池包在实际运行过程中出现显著的容量损失和安全风险（例如过充和过放）。

主动均衡的两个关键作用

电池包内电芯不匹配问题几乎无法避免，主动均衡因此成为改善性能的必要手段，可实现如下两大功能：

- 1. 预防功能：**在没有显著不匹配的电池包中，电芯状况良好，性能差异极小。在这种情况下，主动均衡的工作量相对较轻。如果将主动均衡比作监测电芯健康状况的医生，那么它只需定期对电芯进行检查即可。这种简单的监测有助于防止或延迟性能差异的放大，使电芯不匹配的可能性最小化，并有效延长电池包的使用寿命。
- 2. 纠正功能：**在已经存在较弱或不健康电芯的电池包中，主动均衡可利用灵活性、大均衡电流和快速均衡特性，在较弱、不健康和表现良好的电芯之间重新分配电荷。由此可以有效延长受电芯不匹配影响的电池包的使用寿命，确保电池包安全稳定地运行，同时降低过充和过放的风险。更重要的是，电芯不匹配对电池包容量损失的影响被尽可能降低。在此阶段，主动均衡如同外科医生，努力缓解电芯不匹配问题并延长电池包的使用寿命。

为何要简化设计？具体如何实现？

既然上述三种主流的主动均衡解决方案已经在市场上得到广泛应用，为什么还要继续进一步简化主动均衡设计？原因在于，虽然这三种解决方案（及其他未介绍的方法）都已成熟且有效，但它们仍然存在相当大的改进潜力。

本文的主要目标是分析过去的解决方案，综合利用各种主流方法的优势，形成一种更具实用性、更能实现简洁与高效设计的解决方案。

例如，反激式隔离主动均衡架构的特点是效率高，特别是在非相邻电芯之间进行均衡时，这种架构的性能明显优于其他方法。另一方面，基于多电感和开关电容的主动均衡方法在均衡相邻电芯时表现出色，控制逻辑更简单，运行稳定且性能强大。

总之，如果期望简化后的解决方案能够实现高均衡效率，则应优先考虑基于反激的均衡电路架构。然而，基于反激的均衡电路通常需要变压器，而使用大量变压器会导致成本增加、系统体积增大，控制逻辑变得更加复杂。因此，当追求简化设计时，务必在保持高效率的同时，尽量减少变压器的数量。对此，容易想到的一个思路是让电池包内的所有电芯共享同一反激电路和变压器。

但是，仅仅简化硬件和减少变压器数量还不够。控制逻辑和运行策略的简化也同样重要。主动均衡是一种系统级解决方案，设计人员不仅需要考虑到使用哪些IC和元件来实现能量传输（属于硬件设计），还必须密切关注均衡策略，即主动均衡算法的设计（属于系统软件设计）。

一般而言，电池均衡算法的设计取决于所支持的硬件架构。因此，在简化均衡硬件设计的同时降低算法设计的复杂度，仍然是一个必须解决的关键挑战。

一种经过简化的主动均衡设计

基于上文讨论的概念，本文提出了一种简单而高效的主动均衡解决方案，如图2所示。这种设计具有一个16电芯的电池包，利用两个独立的反激电路和两个变压器：一个用于电芯之间的均衡，另一个用于电池包之间的均衡。

在电芯间均衡部分，所有16个电芯共享一个基于反激的主动均衡电源电路。通过开关矩阵选择性地将均衡电路连接到不同电芯，实现对相同硬件资源的分时利用。这种设计既简单又精巧，避免了不必要的复杂性，同时保持了高效率 and 稳健的性能。因此，这种方法在主动均衡系统设计中表现出显著的优势。

此外，这种解决方案支持单体电芯之间和多个电池包之间的双向均衡，显著增强了跨电池包均衡的有效性。常规解决方案往往依赖外部独立电源（如单独的12 V或24 V电池）来支持电芯间甚至电池包间的均衡，但这种设计则不同，它完全利用电池包内部的能量实现均衡。这样不仅提高了系统整体效率，还减少了硬件和软件设计的复杂度。

关于简化的均衡算法设计，将在本系列文章的第三部分详细讨论。然而，这种算法有如下两个关键原则：

1. 在电池包内实现真正的双向电芯间均衡会导致设计过于复杂，因此这种算法依赖中间充电缓冲区来实现间接均衡。具体而言，电池包内的 n 个相邻电芯被指定为缓冲区。然后通过两步流程实现均衡：电芯到缓冲区放电，随后是缓冲区到电芯充电，从而有效模拟单体电芯之间的双向电荷转移。
2. 在电芯到缓冲区放电期间，源电芯的能量均匀分配到 n 个缓冲电芯中。而在缓冲区到电芯充电期间，目标电芯所需的能量均匀地从 n 个缓冲电芯中获取。

这种方法在简化硬件架构的同时，依然具备高性能均衡能力，在成本、效率与实际应用价值之间实现了理想平衡，因而成为先进BMS部署的高度实用且可扩展的解决方案。

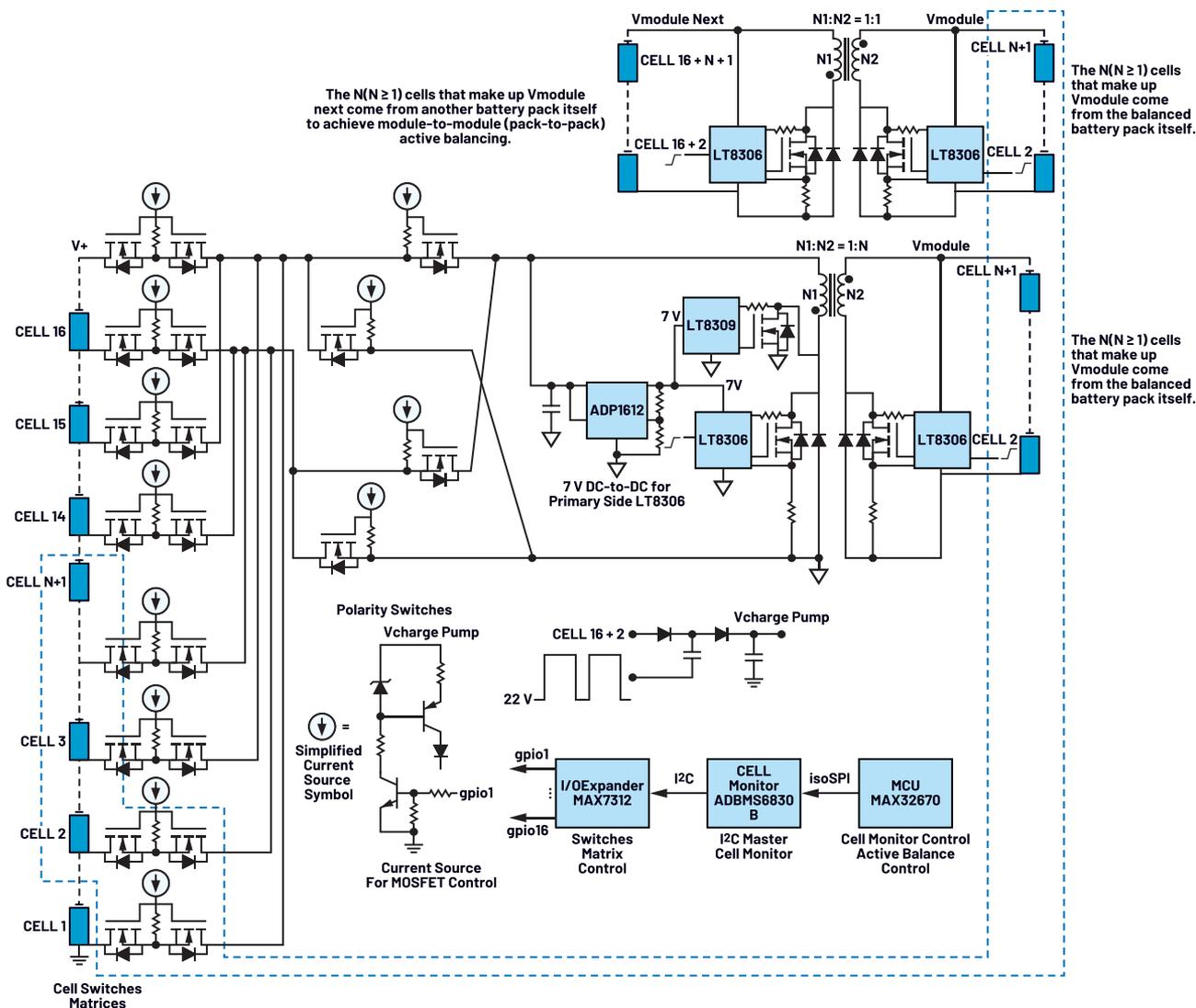


图2. 经过简化的主动均衡解决方案的示意图，采用LT8306、LT8309、ADP1612、MAX7312、MAX32670和ADBMS6830B。

为什么电池包之间的均衡同样重要

在继续讨论建议的解决方案之前，让我们首先探讨为什么电池包之间的均衡也非常重要。

在由BMS和电池包组成的系统中，当BMS工作时，多个电路模块会消耗电力，包括电芯监控、隔离通信、温度传感器、主动均衡和被动均衡等。然而，让不同BMS电路实现相同的功耗水平非常有挑战性。即使两个BMS电路的功耗几乎相同，但如果它们监

控的电池包具有不同数量的电芯（并不罕见），情况也会变得更加复杂。

在这种情况下，电芯较少的电池包需要为其电芯监控器提供更大的 $I_{MONITOR}$ 电流。随着时间推移，供电电流的差异会累积，两个电池包之间的不平衡会变得更加严重。如果没有适当的均衡调整，这种差异会导致电池包的容量显著不匹配。因此，电池包之间的均衡同样重要。参见图3。

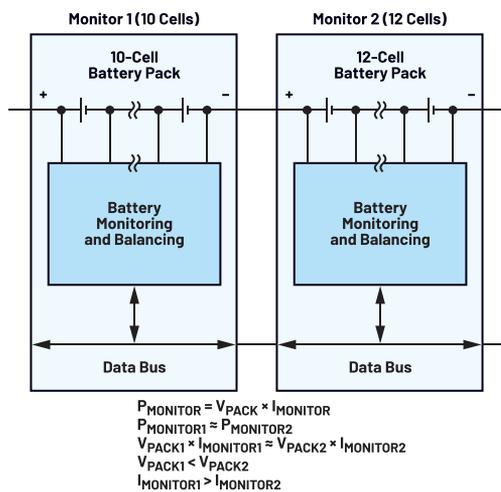


图3. 电池包之间不匹配情况的示意图。

结语

本文介绍了市场上常见的几种主动均衡架构。通过综合利用每种架构的优势，我们提出了一种更具实用性、更能实现简洁与高效设计的解决方案。

作者简介

Frank Zhang是ADI公司中国技术支持中心的应用工程师。他的专业领域是电池管理系统(BMS)、精密信号链和嵌入式软件开发。他于2022年获得福州大学电子工程硕士学位，同年加入ADI公司。

然而，必须要承认的是，尽管这种均衡解决方案注重简洁与高效，但在实际应用场景下，任何单一设计都无法轻松解决所有电芯不匹配问题。随着单体电芯容量从320 Ah提升到600 Ah，甚至1000 Ah，电芯不匹配问题会更加明显。在这种情况下，任何均衡策略在部署到电池包之前，都必须进行仔细评估和验证。

ADI公司提供的解决方案涵盖了几乎所有主流的主动均衡架构，包括本文讨论的三种架构。每种架构都有其优点、局限性和理想应用场景。系统设计人员可以根据具体需求，灵活选择合适的解决方案。

下一篇文章将深入实践层面，引导读者设计和实现一个简单而高效的主动均衡原型。

技术文章

简单制胜—第三部分： 高效主动均衡背后的架构

Frank Zhang, 应用工程师

Henry Chen, 资深工程师

Meng Wang, 资深工程师

Nandin Xu, 经理

摘要

在系统级电路解决方案中，为了实现或平衡“简洁与高效”这两大目标，往往需要统筹考量硬件架构与软件算法。主动均衡正是这种系统级解决方案的典型体现。在硬件层面，设计人员需审慎选择合适的IC和元器件以实现能量转移；与此同时，主动均衡策略的设计，即主导均衡过程的关键算法，也应给予同等重视。本文深入探讨了电池管理系统(BMS)高效主动均衡设计背后的架构和算法。

引言

承续本系列已阐述的主动均衡概念，接下来将从两个维度继续讨论该主题：均衡架构和均衡算法。我们将从硬件和软件两个层面，探讨如何设计一个高效、精简、易于部署与评估的系统级主动均衡解决方案。

本文（本系列的第三部分）重点介绍均衡架构。设计方案中包括一个开关矩阵主板、两个反激电源板、一个电池管理系统(BMS)控制板、一个微控制器单元(MCU)评估板和一个isoSPI隔离通信评估板。以下章节将简要介绍每个硬件板的功能。

开关矩阵电路板

在主动均衡设计中，电荷需要在电芯之间以及电池包之间传输。正如本系列第二部分所述，更高效、更精简的均衡解决方案采用多电芯电池包，并使用两个独立的反激电路和两个变压器：一个专用于电芯之间的均衡，另一个专用于电池包之间的均衡。开关矩阵以时分复用的方式，选择性地将不同电芯连接到主动均衡电路。

该主动均衡架构中的开关矩阵是基于先前讨论的概念构建而成。它包含一个16通道电芯选择矩阵，能够精确接入目标电芯进行均衡。此外还有四个极性选择开关，用于在选定电芯连接到反激电路时调整电压极性。整体均衡架构如图所示。

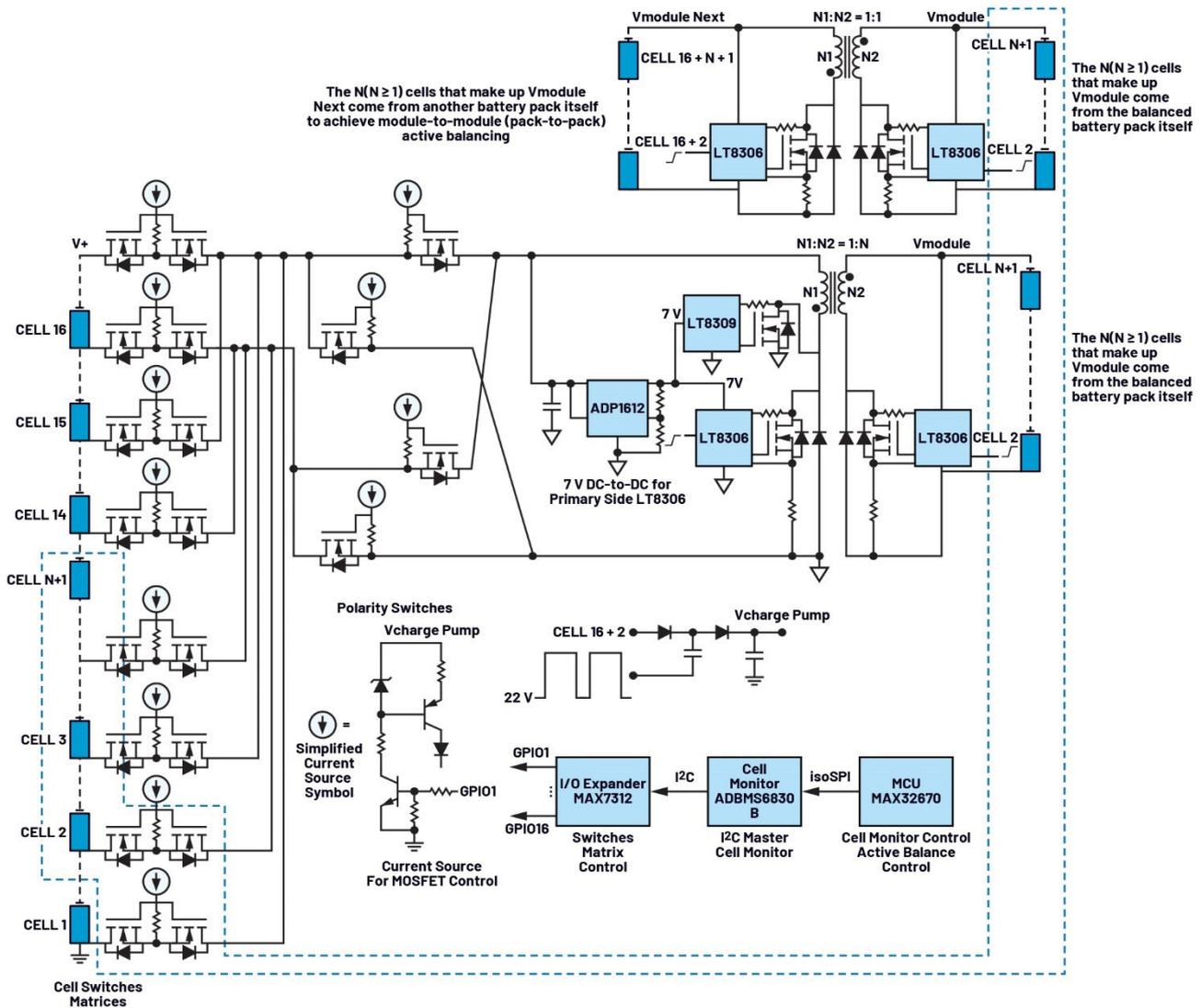


图1. 主动均衡电路架构示意图

该架构使用单个反激电源级，通过在电池包内的多个电芯之间分时共享一个反激转换器来实现电芯间均衡。可选择已均衡电池包中16个电芯中的任何一个进行均衡。

反激电源级由LT8306驱动，后者是一款高集成度且高效的控制器，只需极少的外部元件，非常适合主动均衡系统中的隔离式能量转移应用。模组电压直接来源于已均衡的电池包，因此在

运行期间，即使单个电芯电压出现波动，占空比变化仍能保持最小。这使得充电和放电能够接近恒流，从而带来更稳定的硬件性能，并大大简化主动均衡算法的开发和调试，如表1所示。

理论上，源自电池包中N个电芯的模组电压 V_{module} 可能并不完全等于 $N \times V_{cell}$ （任何单个电芯的电压），但实际上，配置良好且运行正常的主动均衡系统能以非常高的一致性维持 $V_{module} \approx N \times V_{cell}$ 。

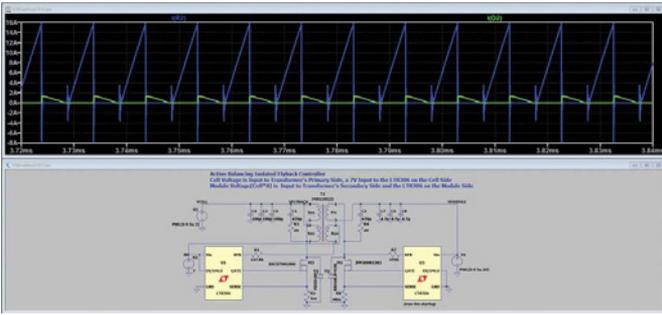


图2. 基于本文所提出架构的单电芯放电的LTSpice仿真

表1. 电芯均衡期间的占空比变化（假设模组电压为N个电芯的电压之和，其中N=8）

Vcell (V)	占空比 (电芯放电)	占空比 (电芯充电)
4.2	0.5022	0.5172
4.1	0.5023	0.5176
4.0	0.5023	0.5181
3.9	0.5024	0.5185
3.8	0.5025	0.5190
3.7	0.5025	0.5195
3.6	0.5026	0.5200
3.5	0.5027	0.5205
3.4	0.5027	0.5211
3.3	0.5028	0.5217
3.2	0.5029	0.5224
3.1	0.5030	0.5231
3.0	0.5031	0.5238

$$\text{占空比 (电芯放电)} = (V_{\text{cell}} \times N + V_{\text{F}}) \times \text{NPS} / (V_{\text{cell}} + (V_{\text{cell}} \times N + V_{\text{F}}) \times \text{NPS})$$

$$\text{占空比 (电芯充电)} = (V_{\text{cell}} + V_{\text{F}}) \times \text{NSP} / (V_{\text{cell}} \times N + (V_{\text{cell}} + V_{\text{F}}) \times \text{NSP})$$

$$\text{NPS} = 1:N; \text{NSP} = N:1; V_{\text{F}} = 0.3 \text{ V}$$

反激电路设计和仿真

LT8306与Würth变压器（产品型号749119533）和必要的无源元件结合使用，可实现隔离式反激电源级，作为主动均衡架构的一部分，用于电芯之间的能量转移。

图2和图3展示了该架构中使用的反激电路的LTSpice®原理图和相应的仿真结果。仿真清楚地表明，该电路实现了预期的电芯充放电双向均衡。

升压转换器和同步整流

在该架构中：

- 在电芯侧，LT8306由7 V稳压电源供电。假设单个锂离子电池的最大电压为4.2 V，该架构的推荐工作范围为3.0 V至4.2 V，则7 V电源轨由ADP1612升压转换器对电芯电压进行升压来产生。该器件是一款高性价比、高效率转换器，非常适合将均衡电路中的低电芯电压升高至适当的电平，以确保LT8306在最佳范围内工作。
- 在电芯均衡充电期间，反激输出与单个电芯的电压一致。在如此低的电压和相对较高的充电电流下，使用二极管进行续流会造成显著的损耗和过热问题，而且这些问题会随着电芯电压下降而变得更加严重。但是，若将LT8306与LT8309等同步次级控制器配合使用，则可实现高效率转换路径，同时最大限度地减轻热应力，尤其是在低电压、高电流情况下。

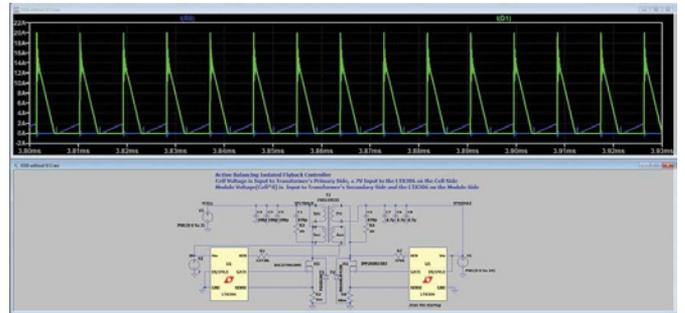


图3. 基于本文所提出架构的单电芯充电的LTSpice仿真

图4显示了采用ADP1612升压转换器和LT8309同步整流以实现主动均衡的反激电源级的完整LTSpice仿真。

反馈设计考量因素

利用LT8306进行主动均衡的一个关键因素是其反馈网络的设计。从电芯到反激电路输入端的路径的总电阻（称为 R_{ROUTE} ）通常不容忽视。该电阻由以下几部分构成：电芯内阻、母线电阻、线束电阻、连接器电阻、保险丝电阻、PCB走线电阻以及六个串联MOSFET的总导通电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 。

根据元件选择、线束质量和实际装配条件， R_{ROUTE} 可能会有很大差异，从几十毫欧到几百毫欧不等。其精确值通常需要现场测量才能确定。当乘以平均充电电流（ I_{CHARGE} ，可达数安培）时， R_{ROUTE} 两端的电压降可能在几十到几百毫伏之间。对电芯充电时，次级侧LT8306以相对较高的开关频率(F_{sw})工作。在这种情况下，由电芯输入端反激级的大布线电阻(R_{ROUTE})和大输入电容器(C_{INPUT})形成的时间常数 $\tau = R_{\text{ROUTE}} \times C_{\text{INPUT}}$ 变得非常重要。如果该 τ 超过反激开关周期($T_{\text{sw}} = 1/F_{\text{sw}}$)，特别是如果它超过次级LT8306关断时间(T_{off})，那么当LT8306采样保持误差放大器对次级电压进行采样时， R_{ROUTE} 两端的电压降尚未衰减到0 V。

因此，当 τ 较大时，必须将此电压降的影响纳入LT8306反馈电阻网络的计算中。虽然与总模组电压相比，此电压降相对较小，但相较于单个电芯的电压，此电压降却很大。

因此，使用LT8306设计电池充电电路时，必须将此电压降纳入反馈电阻的计算中。与数据手册中给出的公式相比，改进后的反馈电阻计算公式为：

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \times (V_{OUT} + V_F + V_{ROUTE})}{100 \mu A} \quad (1)$$

而原式为：

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \times (V_{OUT} + V_F)}{100 \mu A} \quad (2)$$

RFB = 反馈电阻

V_{OUT} = 输出电压

V_F = 输出二极管正向电压

N_{PS} = 变压器有效初级/次级匝数比

V_{ROUTE} = R_{ROUTE} 两端的电压降

这种调整可确保电压调节精准且运行稳定，尤其是在电芯充电电流较高的情况下

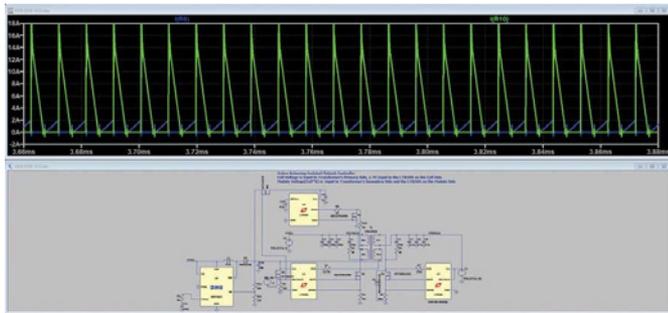


图4. 基于本文所提出架构（同步整流）的单电芯充电的LTSpice仿真

电池包间的主动均衡设计

我们还针对电池包间均衡场景进行了LTSpice仿真和实验验证。由于核心操作与电芯间均衡非常相似，因此图5中仅展示了仿真原理图和关键结果。

实施基于电压的电池包间均衡策略时，务必确保电池模组之间的均衡电流路径不经过电池包的主端子（V+和V-）。这种预防措施可防止干扰电池包总电压的测量，无论是直接在V+和V-之间测量，还是通过对电芯1至电芯16的各个电芯电压求和来计算。

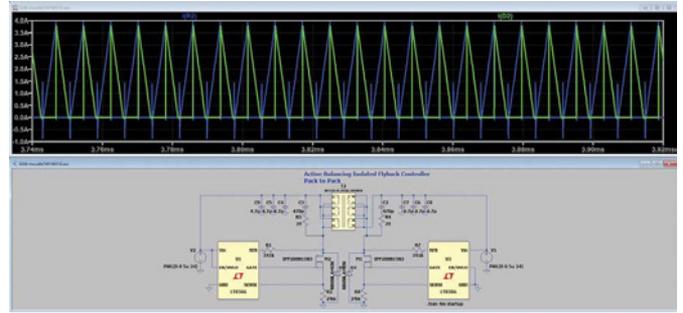
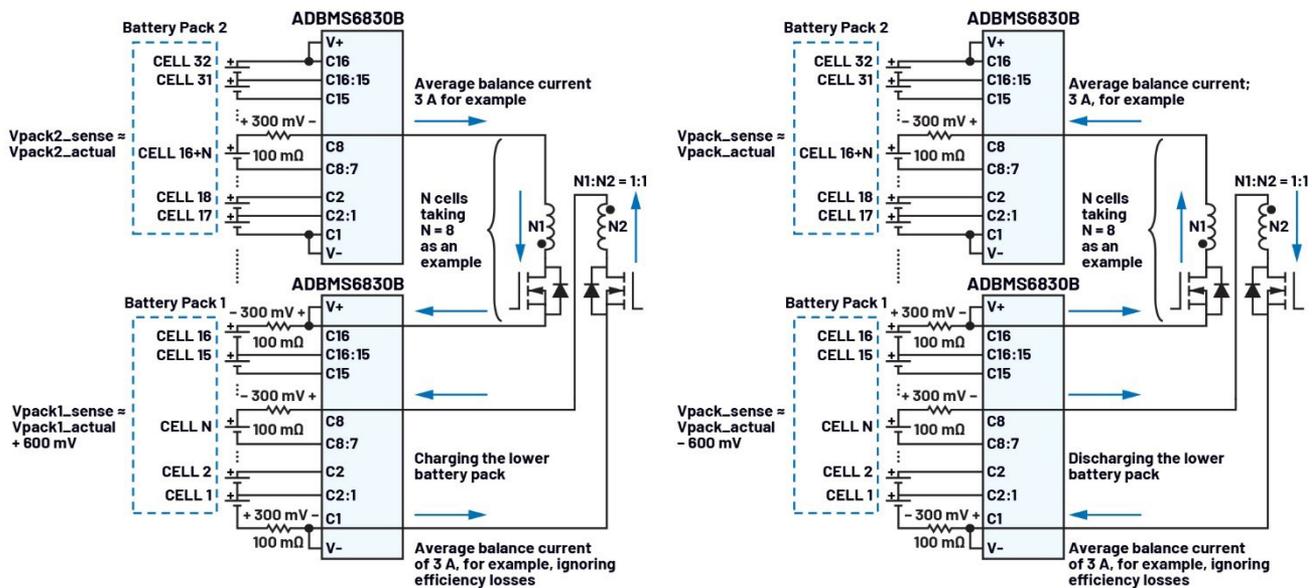


图5. 基于本文所提出架构的电池包间均衡的LTSpice仿真



Vpack_sense can be measured either directly between the battery pack's V+ and V- terminals or by summing the voltages of cells 1 through 16

By sharing the same wiring for both the cell-voltage sampling harness and the active-balancing harness to simplify the design and reduce the number of harnesses used, the resistance labeled in the figure above primarily represents the resistance of the wiring harness and connectors—not the resistance of the RC filter.

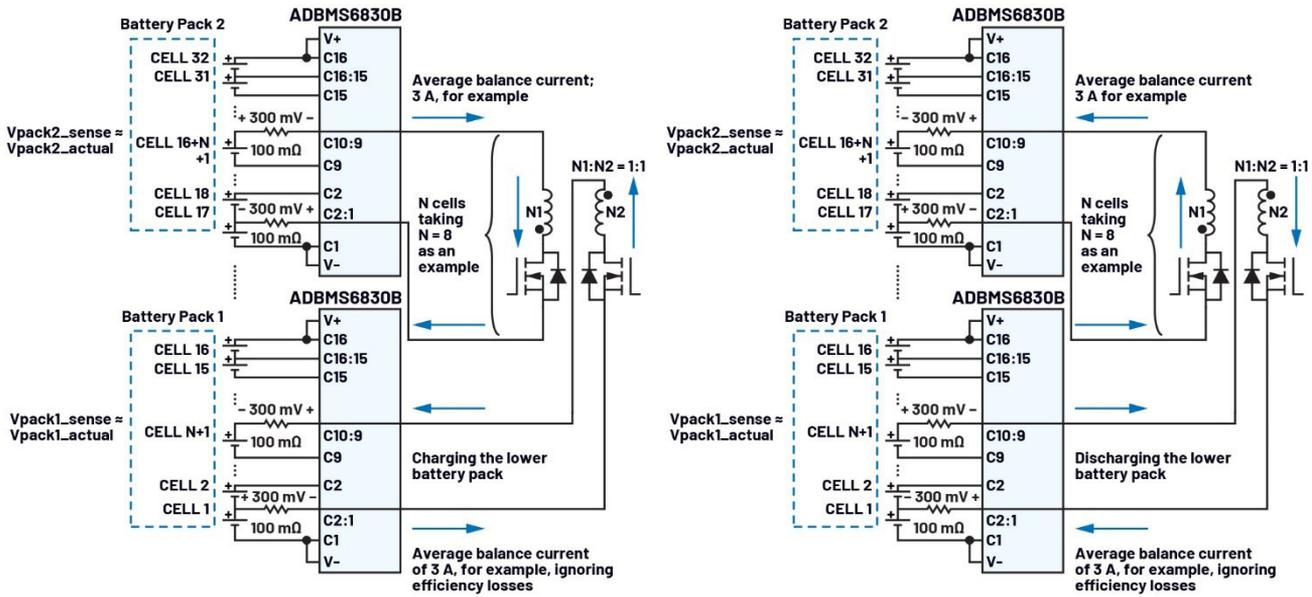


图6. 不同电池包间均衡连接方法对电池包电压测量的影响

图6展示了不同接线方法对电池包电压测量精度的影响，而图7显示了针对电池包间均衡的建议连接方案。

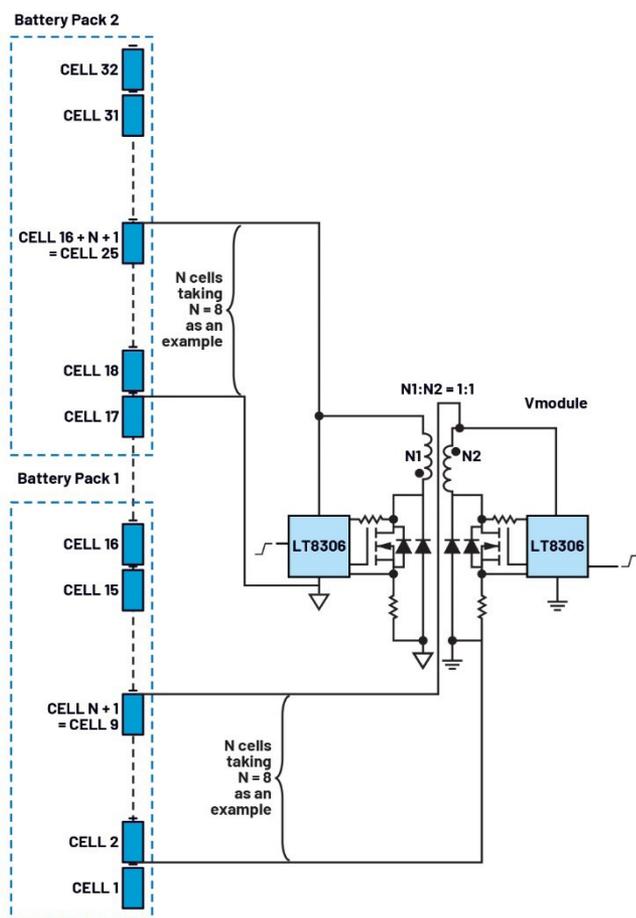


图7. 电池包间均衡的建议连接方法

BMS控制板

主动电芯均衡的实现根本上依赖于BMS，更具体地说，依赖于BMS电芯监控单元提供的功能。在主动均衡架构中，电芯监控器发挥着几个重要作用，包括：

1. 实时监控每个电芯的状态—跟踪电压、温度和保护限值（如过压和欠压状况）。
2. 开路故障检测和诊断—确保整个系统的安全性和可靠性。
3. 均衡开关控制—充当I²C主机，解译从MCU通过isoSPI接收到的均衡指令，并将其转发到I/O扩展器芯片，根据需要管理读/写操作。
4. 均衡状态管理—通过I²C来处理板载EEPROM运行数据的读写操作。
5. 菊花链通信—以菊花链配置高效传输数据，尽量减少MCU的需求量。

以上只是主动均衡电路中电芯监控器众多功能的一部分，但已清楚地说明了其所发挥的关键作用。

在该架构中，ADBMS6830B用作BMS控制单元。这款高性能多电芯电池组监控器支持测量多达16个串联电芯，在全温度范围内，整个使用寿命期内的总测量误差(TME)小于2 mV。因此，它能够对已均衡电池包中的所有16个电芯进行精确、实时的电压监控。

ADBMS6830B的输入测量范围为-2 V至+5.5 V，兼容多种电池化学体系，从高电压的锂镍锰钴氧化物(NMC)电芯到低电压的LiFePO₄电芯，可灵活适配不同类型的电池。此外，所有电芯均可通过两个独立的ADC进行同步和冗余采样，从而确保电压数据高度准确可靠，使均衡算法有效运行。

MCU评估板

在此架构中，MAX32670用作主要控制单元。除非另有说明，后续提及的所有MCU均指MAX32670。它是一款超低功耗、高性价比且高度可靠的32位微控制器，能够提供复杂传感器和控制任务所需的处理裕量，非常适合工业和物联网应用。

在该主动均衡架构中，控制逻辑分布在两个主要位置：

1. 主机端控制—PC上运行的主动均衡GUI。
2. 嵌入式控制—MCU上执行的固件。

MCU通过UART与主机GUI通信，并通过SPI与BMS对接；通常采用isoSPI模块来实现电气隔离并提升通信稳健性。MCU还利用定时器和GPIO等内部外设来管理均衡过程中的时序、状态控制和I/O功能。

目前，该架构未设计定制MCU板，而是采用MAX32670EVKIT评估板。这种方式可加快开发速度，固件和驱动程序代码可利用SDK编写和调试，然后写入到MCU的闪存中，并与主动均衡GUI一起进行验证，从而实现全功能系统验证，而无需在早期阶段使用定制MCU PCB。

isoSPI隔离通信评估板

在该架构中，DC2792B隔离通信评估板（基于LTC6820）用于实现MCU与电芯监控器之间的通信。LTC6820支持两个电气隔离器件之间通过单条双绞线缆进行双向SPI通信。

在运行过程中，它将MCU的4线SPI信号转换为2线isoSPI脉冲信号，以传输到电芯监控器，同时能够反其道而行，将从电芯监控器接收到的isoSPI信号解码回MCU使用的标准4线SPI信号。

LTC6820的隔离功能并非强制要求，但它通过在电气上隔离高压域和低压域，显著提升了系统的可靠性和安全性。这可以保护电池包、BMS控制电路和MCU硬件，同时将高压风险降至最低，

从而增强系统开发人员和最终用户的安全保障。出于这些原因，强烈建议在该架构中使用LTC6820。

均衡过程中的SOC计算

该架构实现了接近恒流的充电和放电过程，有利于电芯均衡，大大简化了均衡过程中对荷电状态(SOC)的估算和监控。由于该架构在整个均衡过程中维持接近恒定的电流，因此用户通常只需要跟踪三个关键参数：均衡持续时间、均衡状态（充电或放电）和预测量的均衡电流。利用这些参数可以获得近似的SOC估计值，而无需专用库仑计数器IC。

当然，对于均衡过程中需要更高精度SOC计算的应用，使用库仑计仍然是最准确的方法。

主动均衡架构的物理演示

该架构的物理实现如图8至图11所示。这些图片展示了用于在由16电芯组成的电池包中实现主动均衡的硬件设置。

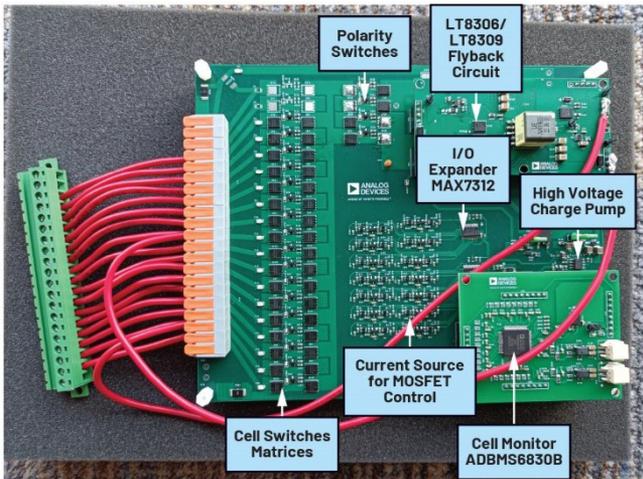


图8. 主动均衡架构内的主板

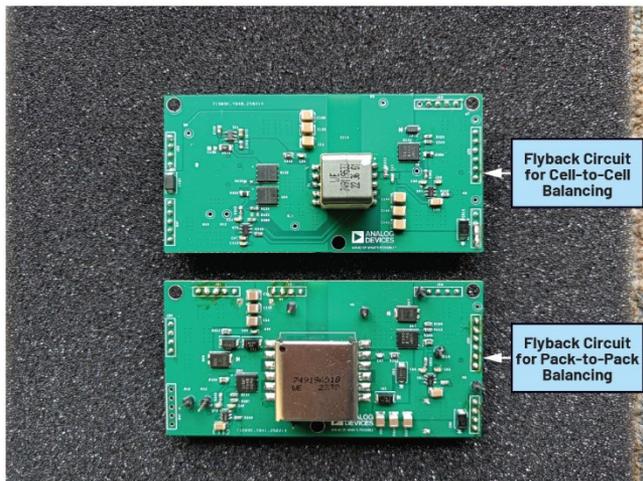


图9. 架构中有两个反激电路：一个专用于电芯间均衡，另一个专用于电池包间均衡

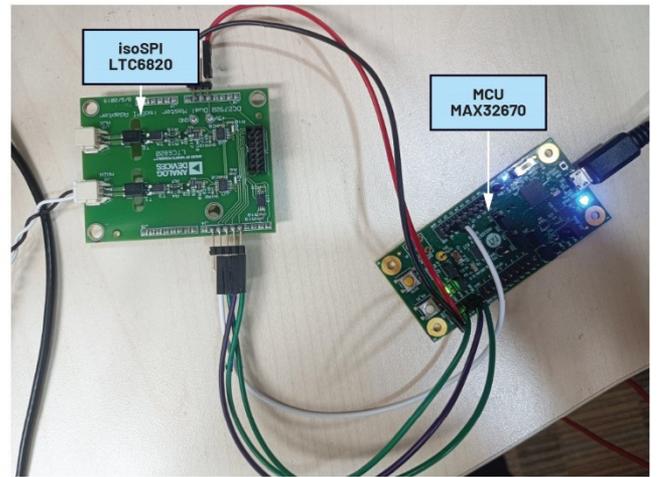


图10. 架构中的isoSPI通信板和MCU控制板

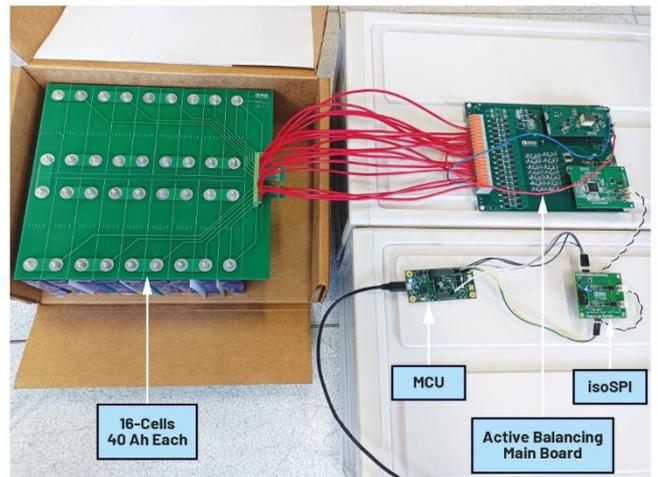


图11. 在使用真实16电芯电池包（每个电芯的额定容量为40 Ah）的主动均衡实验中，该架构的物理接线和连接图

结语

本文重点介绍了一种高效、精简的主动均衡硬件架构的设计，着重阐述了如何审慎选择和整合关键IC与硬件板以开发出合适的解决方案。其中的元器件经过精心挑选，旨在创建一个简洁而有效的主动均衡系统。

在下一篇文章中，我们将深入探讨BMS高效主动均衡解决方案背后的算法设计。

作者简介

Frank Zhang是ADI公司中国技术支持中心的应用工程师。他的专业领域是电池管理系统(BMS)、精密信号链和嵌入式软件开发。他于2022年获得福州大学电子工程硕士学位，同年加入ADI公司。

Henry Chen是ADI公司广泛市场解决方案部门的一名资深应用工程师。他的专业领域是电源相关应用。他于2003年获得华中科技大学电子工程硕士学位，并于2010年加入ADI公司。

Meng Wang是ADI北京公司的一名产品应用工程师。他于2014年加入ADI，为工业测试、物联网、3D相机系统和电池管理系统提供设计技术支持。他拥有北京科技大学机械设计与理论专业的学士和硕士学位（2011年）。

Nandin Xu是ADI上海公司技术支持中心经理。他负责管理中国CAC和CIC团队。他毕业于武汉华中科技大学，并获得控制科学与控制技术硕士学位，于2013年加入ADI公司。

技术文章

简单制胜—第四部分： 高效主动均衡背后的算法

Frank Zhang, 应用工程师

摘要

一般而言，主动均衡算法的设计取决于所支持的硬件架构。因此，在简化均衡硬件设计的同时降低算法设计的复杂度，仍然是一个必须解决的关键挑战。本文将深入剖析电池管理系统(BMS)高效主动均衡设计背后的算法。需要注意的是，由于均衡算法与硬件架构通常深度集成且需协同优化，本文所讨论的算法主要针对本系列文章中介绍的架构。即便如此，文中提出的诸多设计原则、权衡考量及实现思路，仍可为工程师开发其他主动均衡架构的均衡算法提供灵感。

引言

在本系列文章的前几部分中，讨论重点主要集中在如何选择合适的集成电路(IC)与元器件，以构建主动均衡电路或架构。虽然均衡算法在主动均衡系统中举足轻重，但仍需对其进行更深入的探讨。

因此，本文旨在尝试开发一种专门针对本系列所介绍的均衡架构的算法。目标是提供一套高效、简洁且易于部署和评估的主动均衡算法参考设计，帮助工程师及从业者快速实现、测试，并直接观察ADI解决方案在电池包中的实际均衡性能。

话虽如此，有一点值得反复强调：尽管本文所提出的均衡算法强调简洁性与高效性，但在实际应用中，不存在任何一种单一算法能一劳永逸地应对所有电芯不一致场景。任何均衡策略在投入实际电池系统使用前，都必须经过全面的评估与验证。

主动均衡图形用户界面软件

基于本系列之前文章中介绍的主动均衡概念，主动均衡系统的控制代码主要部署在两个位置：嵌入式微控制器(MCU)和基于个人电脑(PC)的主动均衡图形用户界面(GUI)。MCU的作用与功能已在之前的文章中讨论过，本部分将重点介绍PC端评估软件，即主动均衡GUI。

图1和图2展示了本设计架构中所用GUI界面的截图。为避免视觉混乱，仅对功能不直观的部分进行了标注，以确保清晰明了。

该GUI既是MCU与电脑之间的通信桥梁，也提供实时数据可视化功能，可显示电芯电压、指示每个电芯的均衡状态，并捕获和记录系统故障或异常运行情况。最重要的是，该GUI集成了自动化主动均衡算法，因而不仅是一款监控工具，更是执行均衡过程的关键驱动程序。



图1. 主动均衡GUI：显示电芯电压、均衡状态和错误警报的图形界面。

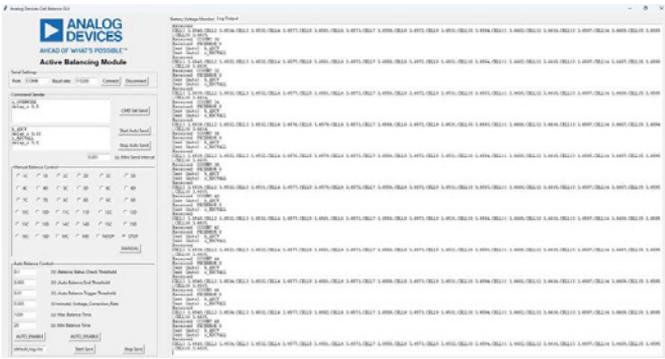


图2. 主动均衡GUI，调试期间用于监控MCU与GUI数据交互的日志窗口。

主动均衡算法下的性能表现

本设计架构支持主动均衡过程的两种控制模式：手动均衡控制和全自动算法控制。

1. 手动均衡控制

在手动模式下，用户可直接发送指令，对单个电芯进行充电、放电或禁用均衡操作。该模式适用于诊断测试，或针对特定电芯执行定向均衡干预与微调。

2. 自动化主动均衡算法

在自动模式下，操作流程经过简化以提升易用性：将电池包连接至系统、启动GUI软件、建立与MCU的串行通信，然后点击AUTO_ENABLE按钮。此后，系统将自动使所有16个电芯达到相同电压水平，无需用户进一步干预。

图3至图5展示了在启用自动化均衡功能的情况下，三种不同运行状态（充电、放电、空闲）下电芯电压的收敛过程。测试所用的电池包中包含16个镍锰钴(NMC)锂离子电芯，每个电芯的额定容量为40 Ah。

- 充电状态：使用最大电流为10 A的充电器为电池包充电，电芯电压从约3.65 V升至接近4.1 V。
- 放电状态：将电池组连接至10 Ω的大功率电阻负载，电芯电压从约3.85 V降至约3.65 V。
- 空闲状态：电池包处于空闲状态，未连接充电器或负载。

在所有这三种情况下，测试开始时均有意使电芯电压处于不均衡状态，以更好地展示主动均衡电路的收敛效果。当所有电芯的电压偏差收敛到阈值范围内（定义为与平均电压的差值在±3 mV以内）时，自动均衡停止条件被触发，实验随即终止。

如图3至图5所示，启用自动化算法后，16个电芯的电压收敛到了较窄的容差范围内。由此证明，所提出的架构与算法不仅在空闲状态下，在充电和放电阶段均能实现稳定且有效的均衡。

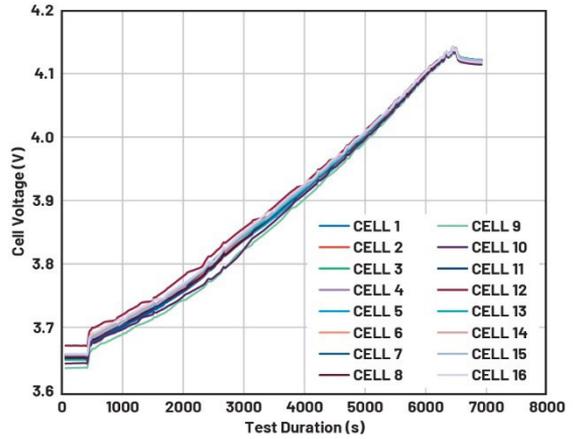


图3. 电池包以最大电流10 A充电，启用自动化主动均衡算法。

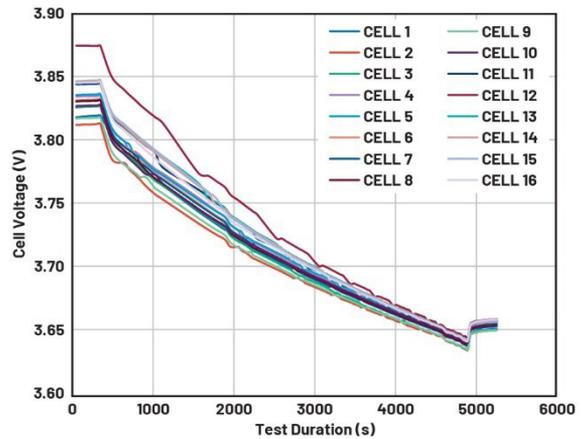


图4. 电池包通过10 Ω大功率电阻放电，启用自动化主动均衡算法。

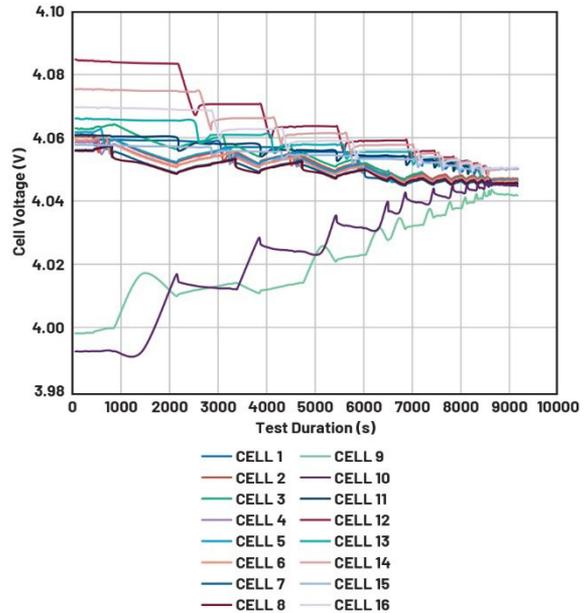


图5. 电池包处于空闲状态，启用自动化主动均衡算法。

自动化均衡算法的执行逻辑

自动化均衡算法以循环、顺序的方式运行：依次对16个电芯进行均衡，之后重复该过程。它不会尝试在一次循环中完全平衡单个电芯，而是采用轮询策略，执行多次短时间的均衡周期。这种方式可避免单个电芯的均衡停留时间过长，因为停留过长会降低整体均衡效率，还可能影响电池包安全性。持续聚焦单个电芯的均衡，还可能导致其他长时间空闲的电芯面临过充或过放风险。通过在所有电芯间分配均衡任务，电芯电压偏差能高效收敛至预设的停止阈值。

算法根据电芯分组，采用两种互补的均衡方法：

1. 缓冲区均衡（2-9号电芯）—相对均衡

- 计算缓冲区组（2-9号电芯）的平均电压，记为Avg(2-9)。
- 每个缓冲区电芯（2-9号）均以Avg(2-9)为基准进行均衡，而非以电池包整体平均电压(AvgALL)为基准。

2. 独立电芯均衡（1号、10-16号电芯）—绝对均衡

- 计算全部16个电芯的电池包整体平均电压，记为AvgALL。
- 每个独立电芯（1号、10-16号）均以AvgALL为基准进行均衡，向该电压值靠拢。

无论是缓冲区电芯还是独立电芯，其均衡方向（充电或放电）与均衡时长，均由各个电芯电压偏差的正负符号和偏差幅度决定。尽管均衡时长大致与偏差幅度成正比，但不会出现单个电芯主导整个均衡过程的情况。算法通过短时间、迭代式的循环遍历所有电芯，确保电压偏差快速、稳定地收敛。

均衡过程的最终目标是让电池包内所有电芯的电压尽可能接近AvgALL。将算法划分为“缓冲区组相对均衡”与“独立电芯绝对均衡”，原因是为了提升效率：如果缓冲区电芯直接以AvgALL为基准均衡，它们在作为其他电芯的能量储备库时，会反复经历充放电循环，导致均衡收敛效率低下。通过相对均衡，先让缓冲区电芯电压与Avg(2-9)对齐，再以缓冲区整体为独立电芯充电，系统能实现更快的整体收敛。在一个完整均衡周期结束

时，Avg(2-9)与AvgALL可能并非完全一致，但会非常接近，从而确保整个电池包达到良好的均衡状态。

为进一步提升效率与可靠性，倘若某一电芯的电压偏差已在容差范围内，或检测到异常情况，算法会跳过这一电芯，继续处理下一个符合条件的电芯。

架构设计原理与基于缓冲区的均衡机制

细心的读者或许会发现，上述均衡策略与理想的全双向电芯间均衡拓扑存在差异。原因一目了然：若不引入极高的架构复杂度，要在电池包内任意两个电芯之间实现真正的直接双向能量传输，在实际应用中并不可行。

为解决这一难题，该算法借助中间充电缓冲区实现间接均衡。具体而言，电池包内n个相邻的电芯被指定为缓冲区。这一配置在均衡架构图（图6）中也有体现，图中缓冲区被描绘为由这n个连续电芯组成的模块。

传统设计依赖独立的外部电源（如大容量12 V或24 V电池）作为缓冲区，而本架构则完全利用电池包内部已存储的能量运行。这种方式不仅提高了系统整体效率，还降低了软硬件的设计复杂度。

本架构与算法中的均衡过程通过两步式能量传输实现。

1. 电芯到缓冲区放电：将过充电芯的能量转移至缓冲区电芯中。
2. 缓冲区到电池充电：而后将缓冲区的能量重新分配给欠充电芯。

这种两步式流程，在功能上等效于实现了双向电芯间均衡，同时避开了直接一对一传输拓扑的工程复杂度。这种拓扑虽被视为理想的均衡形式，但因其电路复杂度高、成本高，在大型电池包中往往难以落地。在这种方法中，当某个电芯需要充电时，所需能量会从缓冲区电芯中统一获取；反之，当某个电芯需要放电时，其多余能量会被均匀重新分配回缓冲区电芯。

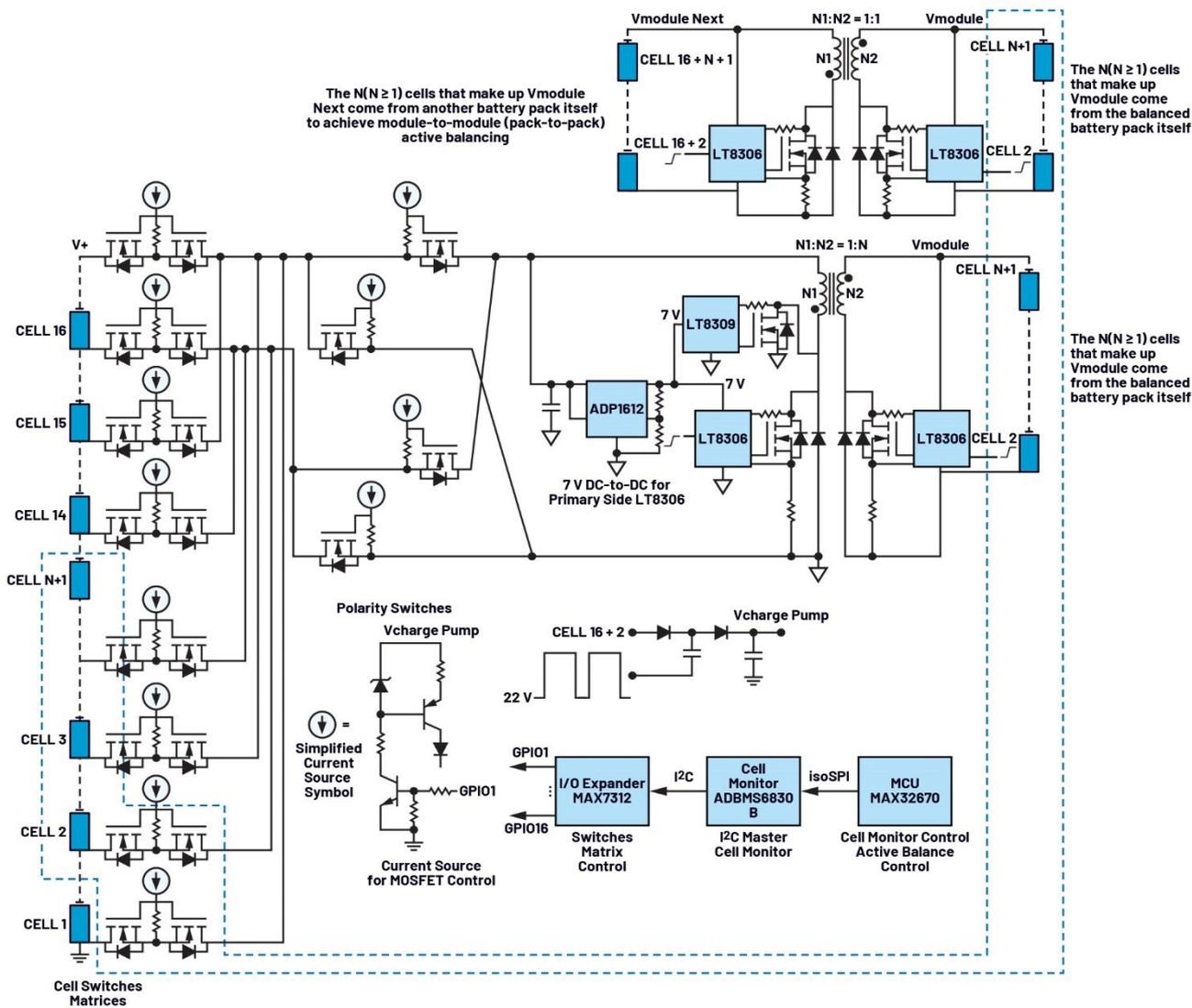


图6. 基于LT8306、LT8309、ADP1612、MAX7312、ADBMS6830和MAX32670的主动均衡电路架构图。

临时暂停和重新激活自动均衡的条件

当2到9号电芯相对Avg(2-9)的电压偏差降至设定阈值（例如 ± 3 mV）以下，且1号、10到16号电芯相对AvgALL的电压偏差也处于同一阈值内时，自动化均衡过程会临时暂停。此时，Avg(2-9)与AvgALL可能并非完全一致，但会十分接近。满足这些条件后，算法将转入待机状态，等待下一次均衡触发。

自动化均衡算法在激活状态下，会持续轮询电池系统，判断是否需要启动均衡。触发条件可由用户配置，默认触发逻辑为：当16个电芯中最高电芯电压与最低电芯电压的差值超过10 mV时，启动均衡。

算法激活后，会持续运行直至满足暂停条件，随后停止并等待下一次触发事件。如前所述，暂停条件保持不变，此处不再赘述。

为避免均衡过程过度循环及不必要的能量损耗，在触发阈值（10 mV）与暂停阈值（ ± 3 mV）之间设置了“滞回带”。这可确保仅当电芯出现显著电压偏差时，均衡才会重新激活，从而同时提升系统效率与使用寿命。

特殊注意事项

由于电芯电压采样线束与主动均衡线束共用同一布线，且受本系列之前文章提及的线路电阻(R_{route})及大均衡电流的共同影响，主动均衡过程中会出现电压降。如图7至10所示，该电压降会影响电芯电压测量的准确性。因此，必须定期暂停主动均衡，以获取准确的电压读数。

- 如果暂停过于频繁，会降低均衡效率。
- 如果暂停间隔过长，可能导致过度均衡。

在本架构中，算法会根据观测到的电压偏差估算所需均衡时长，例如每5 mV偏差对应约1分钟均衡时间。达到计算出的时长后，均衡会自动暂停以进行准确的电压测量，随后算法将决定下一步操作。

这种自适应时序策略相比固定间隔方式提升了效率，但它依赖于“充放电电流接近恒定”这一前提。在本设计中，电流稳定性通过直接从电池包获取缓冲区电压而非依赖外部电源来实现，即便电芯电压在3.0 V至4.2 V之间变化，也能确保电流接近恒定。

尽管组合使用采样线束与均衡线束会在均衡期间引入测量误差，但也带来了显著优势：

- 减少线束数量，简化布线，节省印刷电路板(PCB)空间。
- 均衡期间观测到的电压降可作为运行状态指示器，帮助确认主动均衡电路是否正常工作。

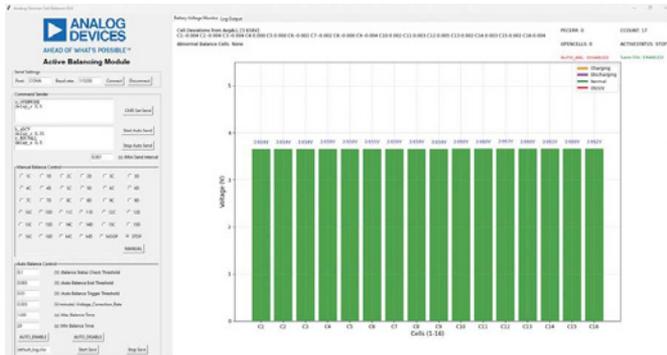


图7.主动均衡功能未激活时，电芯电压测量值保持稳定。

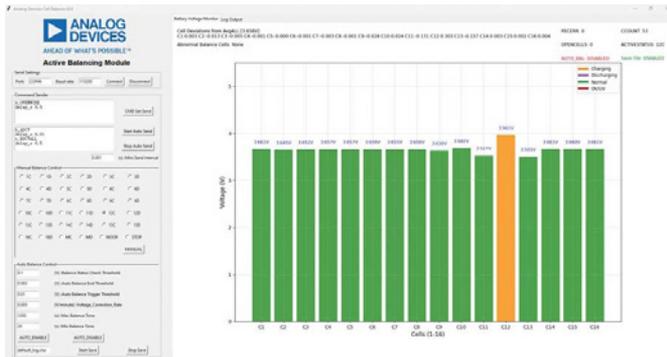


图8.主动均衡运行期间，为特定电芯充电时对电压测量的影响。

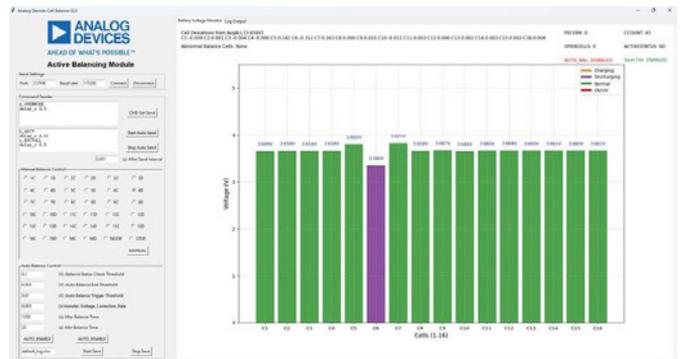


图9.主动均衡运行期间，为特定电芯放电时对电压测量的影响。

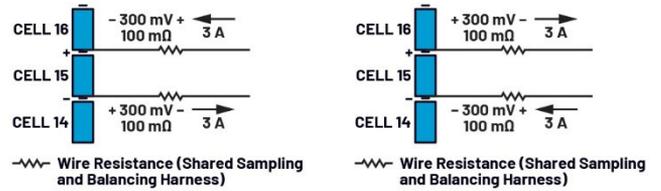


图10.主动均衡运行期间，均衡电流对电芯电压测量的影响：左侧为电芯充电，右侧为电芯放电。

结语

至此，本系列关于主动均衡的文章已画上圆满句号。显然，即便我们力求详尽阐述，要在有限篇幅内将这类系统性设计的所有细节囊括无遗，仍是不小的挑战。许多错综复杂的设计要素，尤其是本主动均衡方案中涉及的完整软件编程内容，终究无法在此一一铺陈。

本系列文章的核心目标，在于点燃对电池主动均衡技术感兴趣的工程师及电子爱好者的探索热情与创新灵感。我们诚挚鼓励读者，或是直接采纳文中介绍的设计方案，或是以此为基石进一步深耕拓展，通过持续创新，打造出兼具简洁性与高效性的主动均衡解决方案。

作者简介

Frank Zhang是ADI公司中国技术支持中心的应用工程师。他的专业领域是电池管理系统(BMS)、精密信号链和嵌入式软件开发。他于2022年获得福州大学电子工程硕士学位，同年加入ADI公司。

技术文章

智能电表现场诊断的进展

Cosimo Carriero, 现场应用工程师

简介

一百多年来，能源输送在技术方面变化很小，但近年来，配电网发生了巨大变化。在一个由技术演进主导的世界中，能源部门已经发展到包括风能和太阳能等可再生能源。我们面临着新的挑战，例如电能的双向流动、可再生能源发电的间歇性、电力分配、电力线上的噪声等，这些可能导致电网稳定性问题。为了保证向最终客户提供持续和优质的服务，配电公司开始采用智能电表，以便能对电网进行实时诊断并即时检测故障。这项技术为电力公司和最终用户带来了诸多好处。本文介绍智能电表的基础知识和现场诊断方面的进展。

智能电表

智能电表是配电网的基本组成部分。除了监测能耗外，智能电表还能收集有关供电质量的数据。例如，它能测量无功电能、总谐波失真、谐波成分、电压浪涌和瞬变是否存在以及频率的变化，所有这些都是电网状态的指标。但是，电表如何工作呢？

图1中的框图显示了单相系统和三相系统电表的主要组成部分。

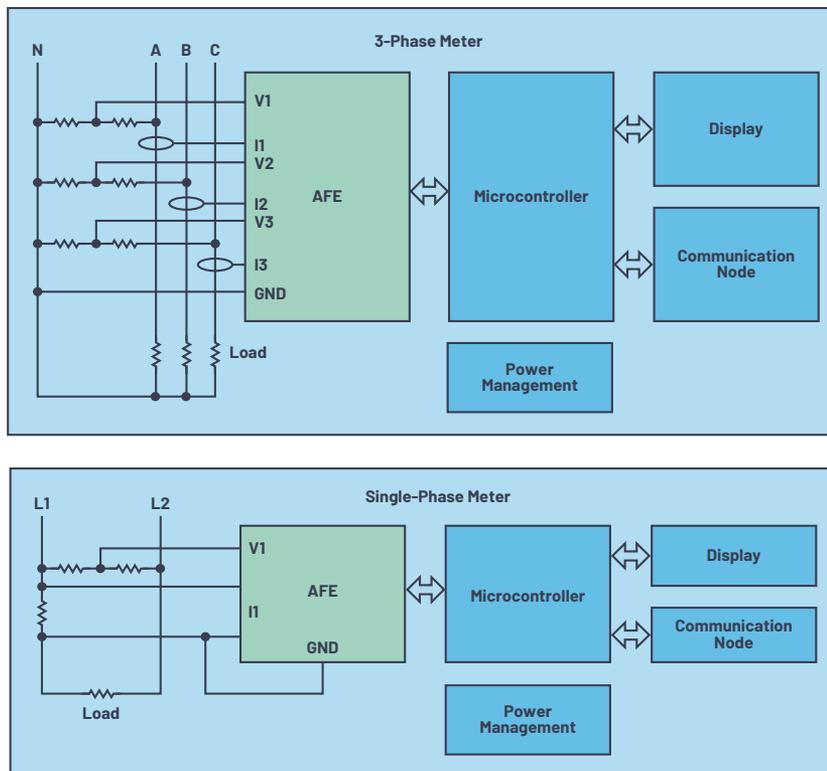


图1. 单相和三相智能电表框图

在智能电表中，基本电力质量是从电压和电流测量获得的。这些测量结果由一个特殊的模拟前端(AFE)处理并提供给微控制器，微控制器显示结果或将其提供给通信节点以进行远程传输。完整结构还包括一个电源管理单元。

测量电压和电流的传感器

电表的一个关键方面是电流测量。在电压测量中，测量结果与标称值可能只有很小的偏差，但电流测量不同，电流具有非常宽的动态范围，从几毫安到数百安，整个范围内都必须以尽可能高的精度进行测量。使用简单的电阻分压器（较少情况下使用变压器）就可以进行电压测量，但用于读取电流的传感器则有很多种类。一般使用以下四种传感器：分流器、电流互感器(CT)、罗氏线圈和霍尔效应传感器。这些传感器各有其优缺点。例如，分流器广泛用于家用电表，具有经济优势和实用性。分流器的最大缺点是焦耳热效应，这限制了它在大电流下的使用。

相比之下，电流互感器在最大电流方面消除了分流器的限制，并且其本质上是隔离的，这非常有利。CT以环形形式提供，其初级绕组由导体表示，要测量的电流流过环路。次级绕组缠绕在铁磁材料上，匝数决定互感器匝数比。与分流器相比，CT成本更高，尺寸更大。电流互感器的一个重大限制是其铁磁芯，如果饱和，智能电表的运行会受到严重影响。饱和可能由交流中的直流偏置、高电流峰值或外部磁场（例如永磁体产生的磁场）引起。由于此限制，使用电流互感器的系统必须提供屏蔽或其他保护机制以避免被篡改。

霍尔效应传感器具有出色的频率响应，可以测量高强度电流。然而，这些优势会因高温漂移而减弱；为了获得所需的精度，必须在多个点进行系统校准。

与电流互感器和霍尔效应传感器一样，罗氏线圈本质上也是隔离的。罗氏线圈是一个与导体互耦的电感器，待测电流流经该导体。磁耦合通过空气芯发生，因此不会引入铁磁材料常见的饱和问题。罗氏线圈的特点是传感器产生的信号与电流的导数成正比，因此需要积分器来重建原始信号。

为了实现宽动态范围和高线性度，以及能够测量非常高的电流，使用罗氏线圈进行电流检测需要使用稳定的积分器。此外，罗氏线圈特别容易受到外部场的影响，最终用户可以藉此操纵功率测量。

为下一代智能电表引入mSure技术

智能电表必须能够在相对较长的时间内（可能超过10年）准确执行其功能。良好的设计和硅电子器件的稳定性使其可以多年保持高精度水平。然而，闪电、电流尖峰或电压瞬变等环境事件会永久性地改变传感器的性能。如果没有先进的诊断系统，则很难检测到这种影响。mSure[®]是ADI公司开发的一种新型电表诊断技术，可以实时检查测量链的状态，防止传感器受到环境影响。mSure技术不受环境影响，可以通过诊断检测有无人为操纵。

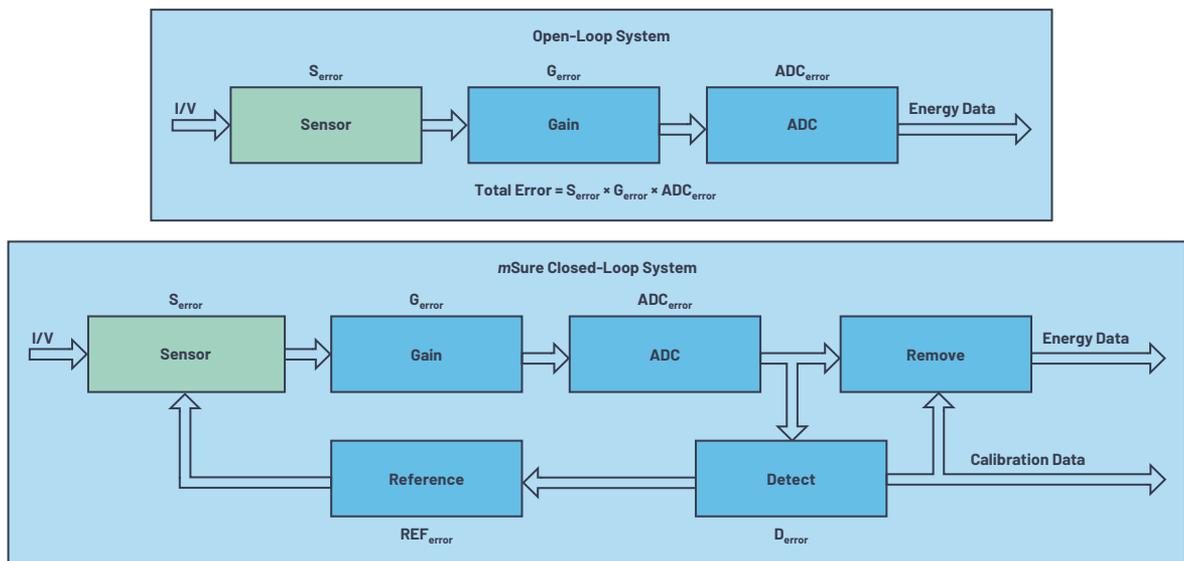


图2. 采用mSure技术的开环系统和闭环系统的比较

mSure技术的工作原理如图2所示。标准电表在没有反馈路径的情况下以开环方式工作。电流和电压由传感器转换，有一个处理链会增加增益，最后是模数转换，以便直接在数字域中提取数据。每个器件都对总误差有贡献；下线校准用于补偿初始误差，并确保电表精度保持在特定等级的规格范围内。

标准电表一旦安装到现场，要测试其精度就只剩下一种办法，那就是将其物理移除并送到实验室测试。一种侵入性较小的替代方法是验证生产批次的性能，但这种方法成本很高。与标准电表相比，采用mSure技术的电表可以在现场通过更复杂的闭环系统实时验证精度，如图2所示。闭环系统包括添加一个基准电压模块，其生成一个稳定且非常精确的信号以注入传感器。该信号穿过整个测量链，由检测模块拾取。整个信号链受到实时监控，任何误差（如增益、漂移等）都会被捕获，支持连续校准以调整这些误差。此外，mSure技术的最大优势之一是欺诈检测。大多数篡改都涉及到改变测量链的增益，因此与开环系统不同，mSure能够立即检测到这种变化。

mSure是非侵入式的，可以在电表运行时激活。为确保读数准确，一个适当的模块会检测并扣除mSure器件对最终电能测量的贡献。因此，电表的精度取决于基准电压模块的精度。根据定义，基准电压模块的精度优于系统所用传感器的精度。

自动校准功能可以随时激活。校准数据由电流和电压测量链的增益组成。mSure技术可以高精度地提取这些数据，而无需求助于昂贵的校准工作台。要执行自校准，首先应将电表连接到一个电压源。是否加负载是可选的。

一旦将具备mSure技术的智能电表安装到现场，您就可以连续或以预定时间间隔检查电表的精度。如果电表存在精度漂移，可以校正校准数据，使电能计数准确。迄今为止，政府法规不允许在现场更改标准电表的校准数据。借助mSure技术，电力公司将能在需要时及时进行干预；如果干预时间较长，对电能差异将有一个准确估计。

ADE9153B和ADE9322B是内嵌mSure®的电能计量IC，具有传感器监控和自校准功能，适用于ADI公司的下一代智能电表。

Energy Analytics Studio

mSure产品组合包括Energy Analytics Studio (EAS)。EAS是一种支持mSure技术的云分析服务，可验证每只电表的健康状况（健康监测），最终保护电力公司的收入。mSure Manager软件在系统微控制器上运行，可报告与电表参数相关的数据。报告频率可由运营商确定。mSure Manager允许您检查单只电表的状态，某个地理区域的所有电表（例如，那些受到某些异常天气事件影响的电表）的状态，或者某个生产批次的所有电表的状态。

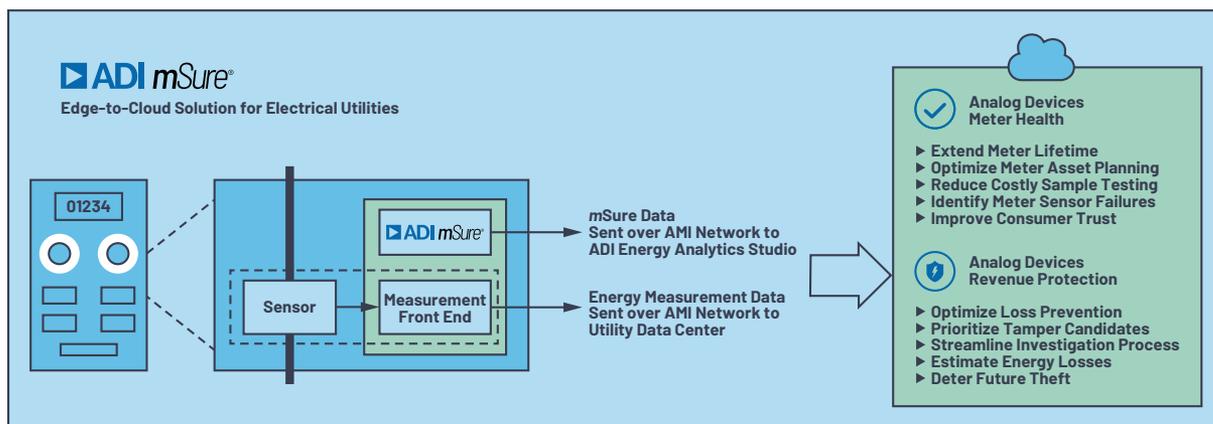


图3. 适用于电力公司的边缘到云解决方案

结论

创新的mSure技术支持对现场电表进行实时诊断。结合Energy Analytics Studio，它能监控电表健康状况，发生实际故障时无需干预，并能防止欺诈。这给电力公司带来的好处是优化电表管理，减少损失，节省成本，同时延长电表的平均使用寿命。

作者简介

Cosimo Carriero于2006年加入ADI公司，担任现场应用工程师，为战略和关键客户提供技术支持。他拥有意大利米兰Università degli Studi的物理学硕士学位。他过去的经历包括：在意大利核物理研究所(INFN)定义和开发核物理实验仪器，与小公司合作开发工厂自动化传感器和系统，以及在Thales Alenia Space担任卫星电源管理系统高级设计工程师。

三相电能计量趋势： 创新的隔离式ADC架构支持利用 分流电阻进行三相电能计量

Petre Minciunescu, ADI公司系统工程师

内容提要

传统三相电表使用电流互感器(CT)检测相电流和零线电流。CT的优势之一是能够在数百伏的电力线与电表地（通常连接到零线）之间提供固有的电隔离。CT可以实现良好的线性度；通过调整匝数比和负载电阻，可以灵活地测量各种类型的电流。然而，CT用于电表时也有一些缺点。首先，外部直流磁场可能会使CT的磁芯饱和。现在，非常强大的稀土直流磁体很容易为普通民众所获得并应用于窃电。其次，电源电子设备也能使CT饱和，例如用于分布式太阳能发电的直连逆变器，它在线路上产生直流电流。制造商可以通过屏蔽和使用直流兼容CT来克服这两种影响，但这会增加成本。有人说，无论是何种CT，都可以找到一个永磁体来干扰它。第三，CT会引入一个与线电流频率相关的测量相位延迟。如果应用仅关注线电流的基波成分，那么补偿此延迟相对容易。然而，测量谐波成分日益变得重要，而要补偿基波和所有谐波的总延迟则非常困难。

其它电流传感器在三相电表应用中使用较少，包括罗氏线圈等 di/dt 传感器或霍尔效应传感器。虽然这些传感器在某些应用中具有优势，但也存在特殊的困难。例如，罗氏线圈具有出色的线性度，可以检测非常高的电流，但难以制造，而且难以实现良好的抗扰度，不适合精确的低电流测量。在防窃电方面，罗氏线圈也容易受交流磁场干扰。霍尔效应传感器要求对温度失调进行主动补偿，而且本身很容易受磁场影响。

分流电阻与三相电能计量

近年来，在成本、磁场抗扰度和尺寸等因素的推动下，分流电阻在单相电表中的使用迅速增加。许多情况下，单相电表以线电压为基准，因而无需额外的隔离。在三相电表中，必须在各分流电阻与电表内核之间提供一个隔离栅，这是严重的挑战。热量也是一个问题，迫使分流电阻一般只能用于最大电流不超过120 A的电表。

我们先考虑一个三相系统的A相及其负载。假设利用分流电阻来检测相电流（图1）。

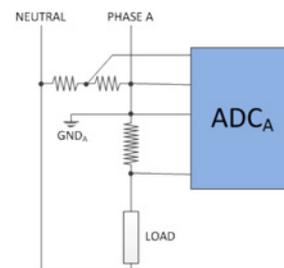


图1. 利用分流电阻检测相电流时的A相电流和电压检测

这恰好是一个单相电表配置：分流电阻位于电力线上，一个分压器检测相至零线电压。分流电阻和分压器上的电压由一个模数转换器(ADC)检测。地为分流电阻与分压器共用的极点。单相电表大部分用于住宅，其最大电流一般低于120 A。这一限制加上低成本要求，使得分流电阻成为单相电能计量中使用最广泛的电流传感器。

所有三相都复制这一方案，各ADC有其自己的地(图2)。

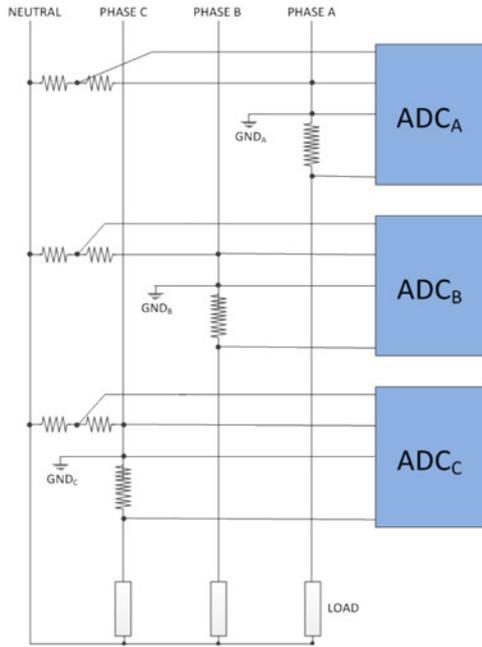


图2. 利用分流电阻检测相电流时的三相电流和电压检测

管理所有活动的微控制器(MCU)与零线处于相同的电位，为了在ADC与MCU之间进行通信，必须隔离数据通道。这样，每个ADC都有其自己的隔离电源（图3）。

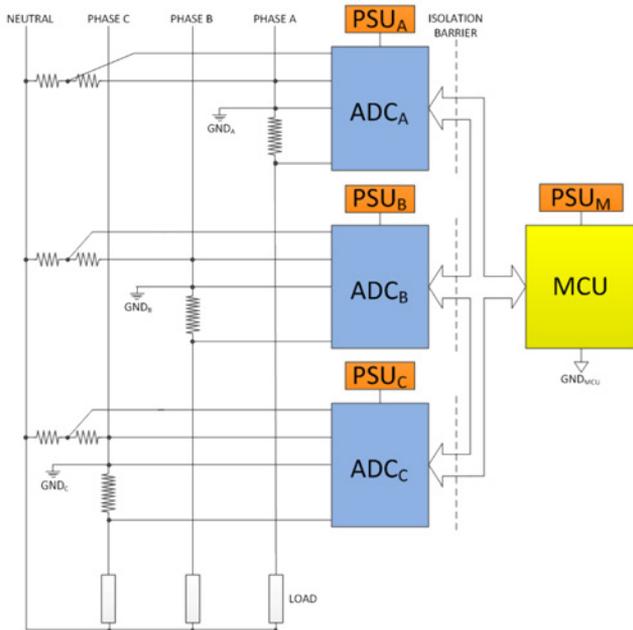


图3. 具有分流电阻、独立电源和隔离通信的三相电表

这种电表架构已在使用：双通道ADC利用光耦合器或芯片级变压器，跨越隔离栅将信息串行传输到MCU。隔离电源利用独立器件或采用芯片级变压器的隔离DC-DC转换器来构建。

理想情况下，所有相电流和电压都应同步采样，以便利用瞬时值进行全面的三相分析。但是，各相的ADC读数完全独立，因为不存在ADC同步。这是这种架构的第一个局限。使用电流互感器或罗氏线圈的电表则不存在这种问题，因为它们可以使用一个计量模拟前端(AFE)来同时读取所有相电流和电压。

这种架构的另一个问题是高器件数：一个MCU、三个ADC、三个多通道数据隔离器以及四个电源。使用CT的电表不存在这个问题，因为电路板通常具有一个MCU、一个计量AFE和一个电源。

那么，如何构建一款具有分流电阻的优势，器件数对于这种架构而言最少（即一个MCU、一个电源和三个ADC），并且能对所有相电流和电压同步采样的电表呢？

隔离式ADC架构

答案是构建一种集成至少两个ADC、一个隔离式DC-DC转换器和数据隔离器，并能使属于不同芯片的ADC同步采样数据的芯片（图4）。MCU的电源VDD也为此芯片供电。采用芯片级变压器技术的隔离式DC-DC转换器为ADC的第一级提供隔离电源。一个ADC检测分流电阻上的电压，另一个ADC利用分压器检测相至零线电压。由分流电阻极点之一所确定的地就是芯片隔离侧的地。ADC为sigma-delta型，仅第一级放在芯片的隔离侧。第一级输出的位流经过芯片级变压器，后者是隔离数据通信通道的一部分。芯片的非隔离侧收到位流，滤波后将其变为24位字，然后通过SPI串行端口提供给外部。

芯片级变压器技术对这种新型ADC架构的贡献最大。与光耦合器相比，ADI公司获得专利的*iCoupler*®数字隔离器更可靠、尺寸更小、功耗更低、通信速度更快、时序精度更佳。但这还不够。隔离式sigma-delta调制器上市已久，采用光耦合器或芯片级变

压器。芯片级变压器技术的最重要贡献是伴随*isoPower*®隔离式DC-DC转换器，它可以与ADC、数字模块、隔离数据通道一同集成到一个表贴薄型封装中。

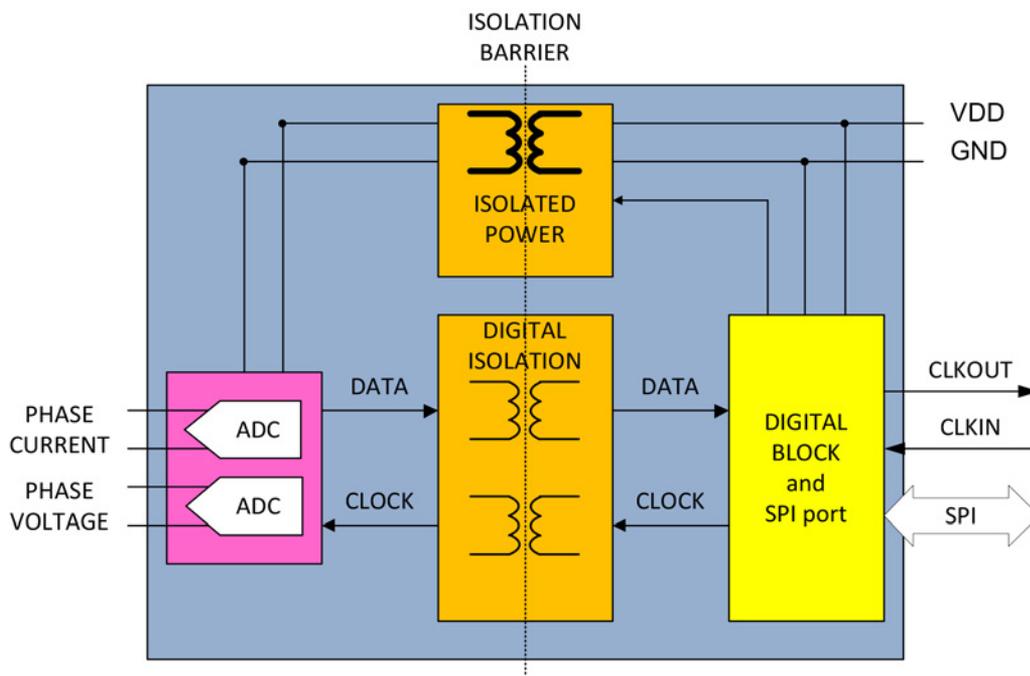


图4. 新型ADC架构包括双通道ADC、数据隔离和一个隔离式DC-DC转换器

芯片级变压器的核心是空气，因此*iCoupler*数字隔离器和*isoPower*隔离式DC-DC转换器根本不受永磁体的影响，使得电表这一侧完全不受直流磁场干扰。这种变压器对交流磁场同样具有高抗扰度。线圈面积非常小，要影响*isoPower*线圈运行，必须产生一个10 kHz、2.8 T的磁场。换言之，为了影响芯片级变压器的行为，必须让69 kA的10 kHz电流通过一根导线，并让该导线与芯片相隔5 mm。

信息利用极高频PWM脉冲传输到隔离栅另一侧。由此产生的高频电流会在电路板中传播，引起边沿和偶极子辐射。隔离式DC-DC转换器的负载仅由sigma-delta ADC的第一级构成，其幅度是已知的。因此，线圈是针对已知负载进行设计，从而可以降低一般与DC-DC转换器相关的辐射，并且无需四层电路板。使用这种架构的IC时，电表制造商可以使用两层电路板，并通过所需的CISPR 22 Class B标准。

为使与MCU的接口尽可能简单，芯片的数字模块对来自第一级的位流进行滤波，并通过简单的从机SPI串行端口提供24位ADC输出。电表每一相都有一个隔离式ADC，因此获得一致ADC输出的挑战仍未解决。如果采用同一时钟工作，则所有相上的ADC第一级可以在同一时刻采样。如果图4中的CLKIN信号产生自MCU，则这很容易实现。另一个方案是使用一个晶振为一个芯片产生时钟，然后利用缓冲CLKOUT信号为所有其它隔离式ADC提供时钟。控制所有隔离式ADC以在同一时刻产生ADC输出。现在，电表就能利用分流电阻检测电流，执行精确、全面的三相分析。

图5显示一款采用三个隔离式ADC的三相电表。该电表仅有一个电源为MCU和隔离式ADC供电。MCU利用SPI接口从各IC读取ADC输出。

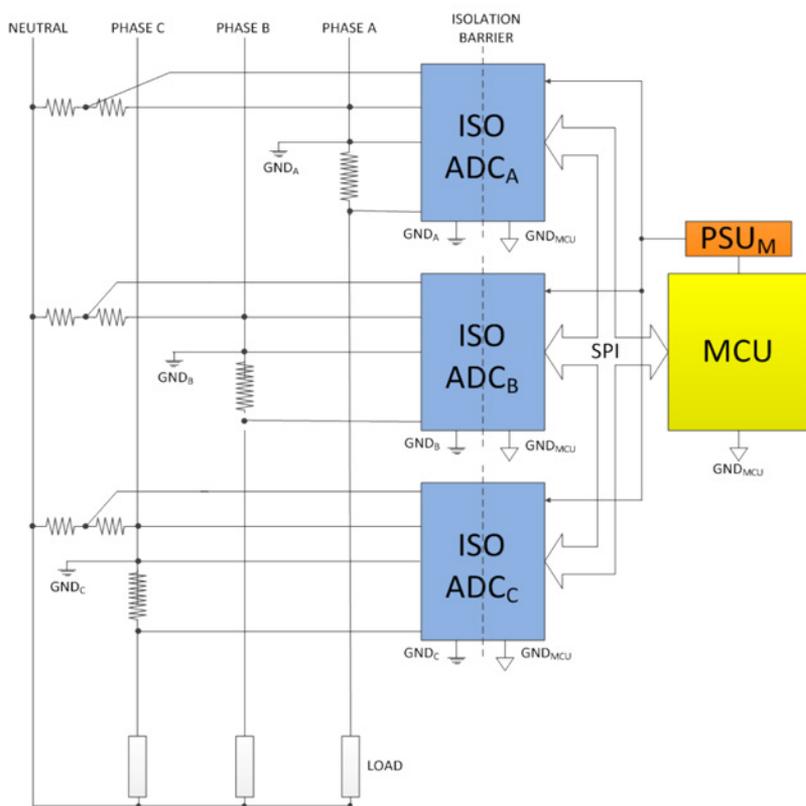


图5. 采用新型隔离式ADC的三相电表

上面的说明假设利用外部MCU执行计量计算。对于希望解决方案包括计量计算的电表制造商，可以将隔离式ADC耦合到一个IC以执行所有计量计算，如图6所示。

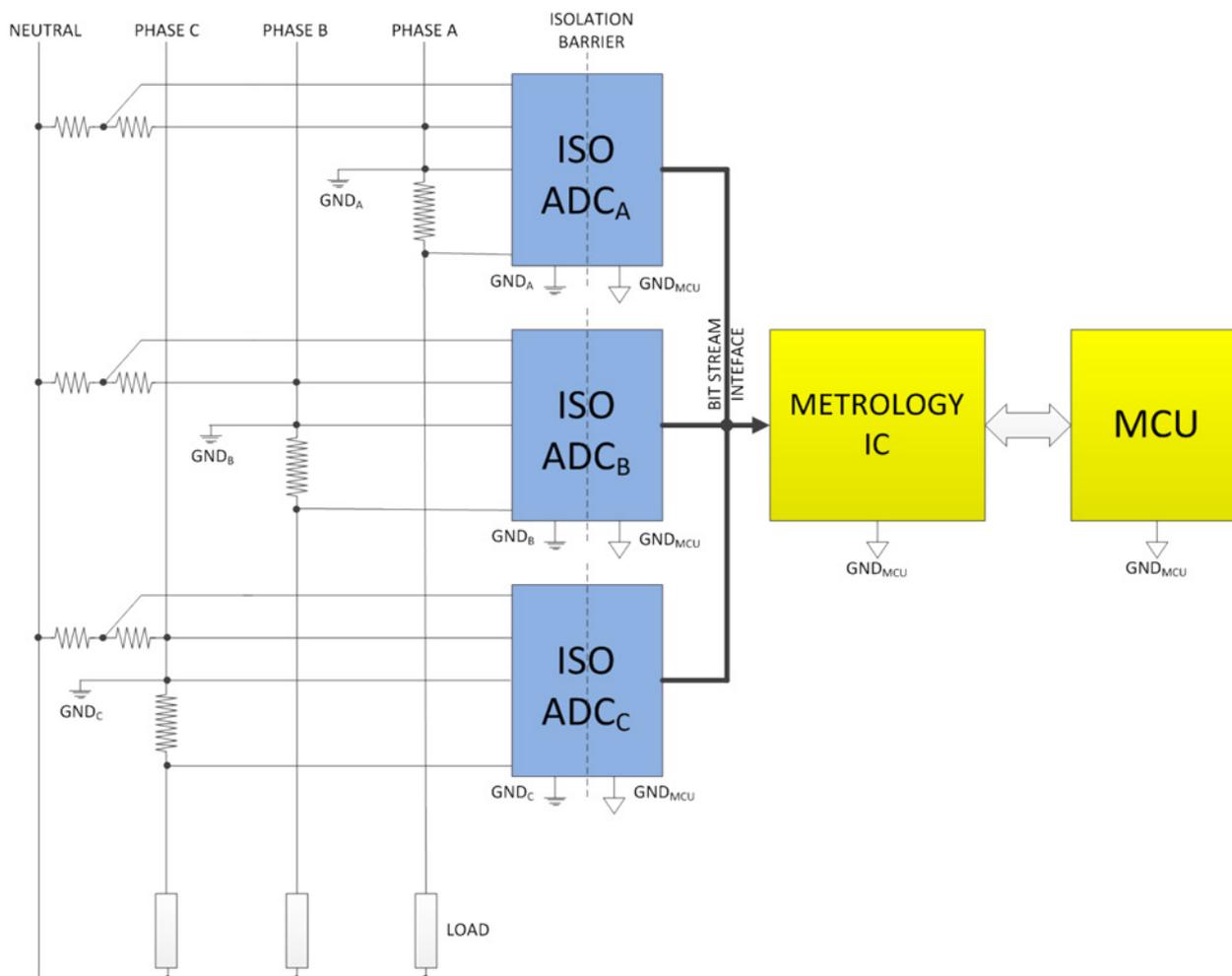


图6. 采用新型隔离式ADC和计量IC的三相电表

基于此架构的新产品

此架构已被ADI公司的一系列新产品采用：[ADE7913](#)、[ADE7912](#)、[ADE7933](#)和[ADE7932](#)。图7显示了ADE7913的框图。它与图4非常相似，但有一个额外ADC通道用于检测与温度传感器复用的辅助电压。该辅助电压可以是断路器上的电压，温度传感器可用于校正分流电阻的温度变化。ADE7912是一个变体，无辅助电压测量功能，但有温度传感器。

ADE7933和ADE7932将SPI接口替换为位流接口，其余特性分别与ADE7913和ADE7912相同。它们就是图6所示的隔离式ADC。图中的计量IC已通过[ADE7978](#)实现。

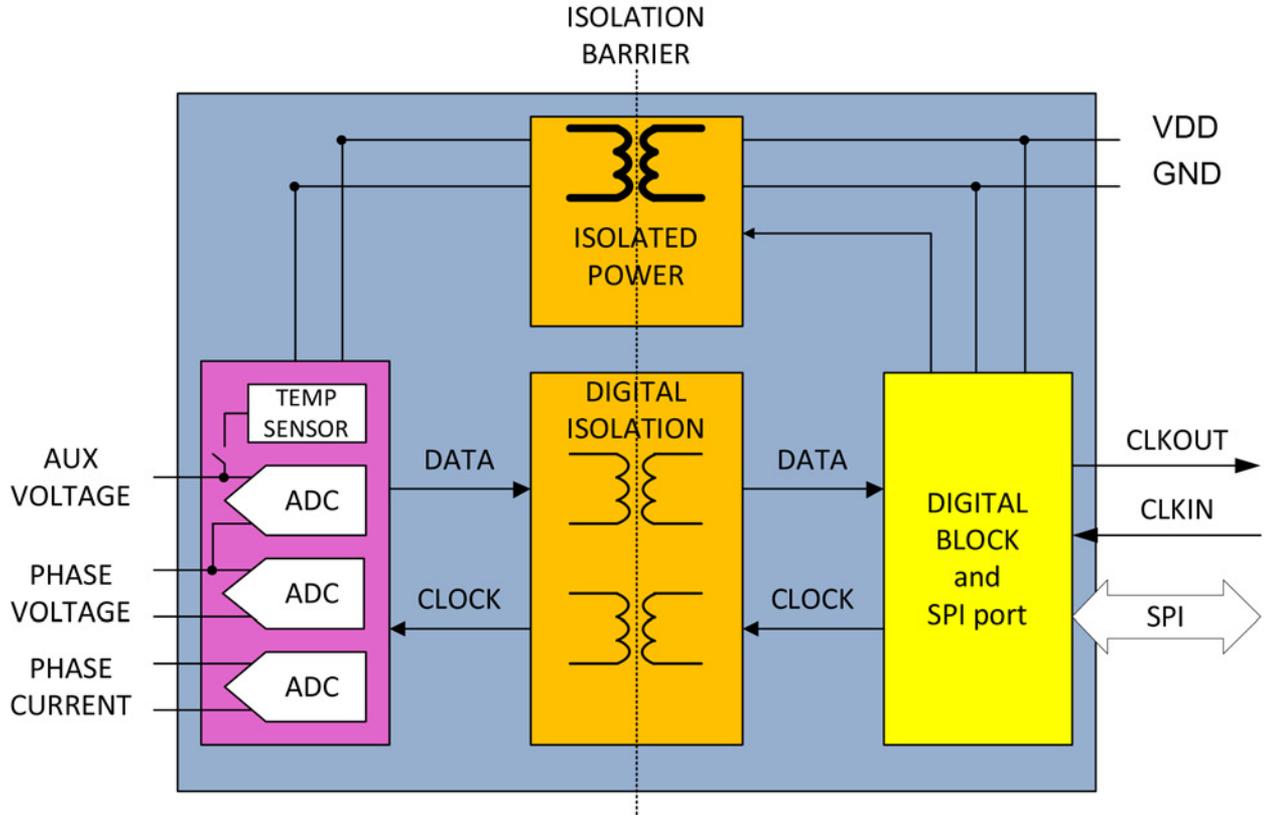


图7. 基于此架构的新型ADE7913隔离式ADC

结束语

本文说明了一种新型隔离式ADC架构。它包含一个isoPower隔离式DC-DC转换器，利用MCU电源为隔离栅另一侧的多通道sigma delta ADC第一级供电。ADC输出的位流经过iCoupler数据隔离器，由数字模块接收。此模块对其进行滤波，产生24位ADC输出，可利用简单的SPI接口读取。一个ADC可以测量经过一个分流电阻的电流，第二个ADC可以利用分压器测量相至零线电压，第三个ADC可以测量辅助电压或温度传感器。它支持三相电表使用分流电阻，

确保完全不受直流和交流磁场干扰，执行电流检测时不会产生任何相移，同时可降低系统总成本。小尺寸解决方案确保电路板非常小，只需安装非常少的器件。集成式isoPower芯片级变压器针对已知ADC负载而设计，辐射降至最低，并通过测试，利用两层电路板即可达到CISPR 22 Class B标准。

当然，使用分流电阻的电流检测并不局限于电能计量应用，电能质量监控、太阳能逆变器、过程监控和保护设备均可受益于这种新型ADC架构。

作者简介

Petre Minciunescu博士是ADI公司电能计量部门（美国马萨诸塞州威明顿）的系统工程师。他于2000年加入ADI公司，在电机控制和DSP部门担任多项系统工程师职务。他于1988年毕业于罗马尼亚布加勒斯特理工学院，获电气工程学位，并于1996年获得意大利都灵米兰理工大学博士学位。

技术文章

无线智能计量技术

Cosimo Carriero, ADI公司高级现场应用工程师
Michele Bissanti, Smart Metering总经理

简介

技术的进步使人们淘汰了机械和机电式的水、电、气表，取而代之的是具备高级功能的数字仪表。拥有这些新工具后，用户将摆脱被动消极的角色，变得更加积极主动，每个人都能控制自己的消费习惯并制定各自的资源节约策略。这里的关键词是“通信”二字。利用新的技术，公用事业公司和用户便能实现相互沟通，进而开创基础资源智能化利用的新局面。

智能仪表

使用智能仪表具有诸多优势。公用事业公司能够从自动化数据收集中受益，避免了人工抄表带来的人为差错，并最终降低人工成本。此外，静态数据收集变得更加容易，因而能够实现最优容量规划，并充分利用配送网。利用诊断和瞬时故障检测功

能，还可以开展预见性维护，构建更高效、更可靠的配送网。此外，公用事业公司还可以提供更多服务，例如根据一天中的不同时间段进行实时计费。某些能源使用行为可以推迟到服务成本较低的时间段，这样既能让用户节省资金，又能让公用事业公司有效管理峰值需求。

智能仪表连接到家庭网络之后，便能提供关于消费习惯的实用信息，这样就能了解某个洗衣循环的能耗、浇灌花园所需的用水量、每日供暖所需的用气量等等。多项研究表明，仅凭加强节能意识一项，就能节省20%或更多的能源。消费者如果有机会通过减少能源使用来节省资金，并获得可降低能耗的技术，他们愿意采取行动，并因此实现高达50%的能源节约效益。

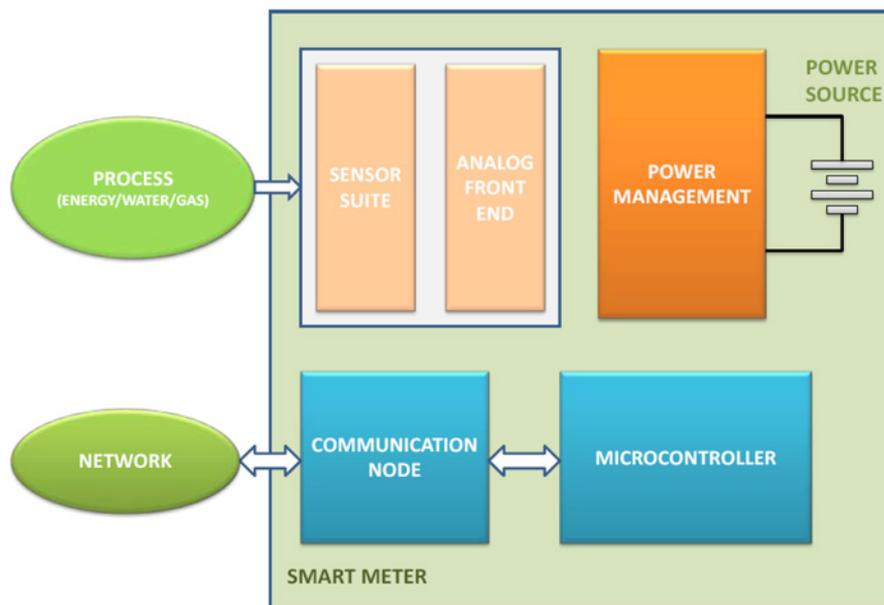


图1. 智能仪表框图

智能仪表能够减少用户一端所耗用的基础资源，降低公用事业公司一端的损耗，最终有助于实现“减少碳排放、让地球更环保”的目标。

智能仪表的结构

智能仪表的总体框图如图1所示。根据、水、电、气计量等具体应用，可以包含一个或多个与前端电子装置连接的传感器、电源，以及相关的电源管理电路、通信节点和系统管理微控制器。

可以使用多种技术实现网络化的计量系统，然而，其中两种技术占据主导地位，即无线短程(SRD)和电力线通信(PLC)。PLC作为免费提供的电力线载波，特别适用于电能计量；对于水、气计量，由于缺少适用的电力线载波，SRD成为当仁不让的选择。此外，水表和气表采用电池供电，因此功耗是一个至关重要的因素。

为了在功耗和通信范围之间达成最佳平衡，北美的仪表设计师选择sub-GHz频段（如915 MHz）的无线电，而在欧洲，目标频段为868 MHz和433 MHz，同时169 MHz频段也日益受到关注。此外，大多数仪表制造商纷纷考虑2.4 GHz全球免费频段；然而，在给定的功耗下，这些频率的无线电通信距离短于sub-GHz无线电。水表和气表由于安装在恶劣的环境中进行RF传播（如地下室和地下坑洞），因此获得较宽的通信范围至关重要。

水计量—Smart Metering开发的MultiReader系统

无线短程传输技术的进步实现了对配水网的监控。过去，监控用水情况依靠的是数学模型，以及在配水网的输入端和用户接口进行零星的测量。如今，有了适用的硬件，便能执行同步多次测量，进而能够妥善管理配水网。

该仪表实现了AMR（自动抄表），不仅能够用于计费，还能检测网络中的损耗。由于可以在输入端和输出端进行同步而频繁的测量，公用事业公司得以执行每月、每周，甚至是每天的水量预算。如此一来，就能更轻松地监控由于故障或非法用水造成的网络损耗。公用事业公司还可以为客户提供更多的服务，例如通过监控夜间或非高峰时段的使用情况来检测用户网络中的损耗。

通过电池供电式无线网络进行水资源监控是一项棘手的任务。仪表需要在恶劣的环境中连续工作多年，甚至长达10年或15年，而且电能来源也非常有限。带外干扰信号（如无线电和电视广播、GSM基站）或带内干扰信号（如遥控）会带来电磁干扰，降低接收机的灵敏度，有时还会造成接收机本身的阻塞。另外，天气条件和金属物体（如排水管和停泊的车辆）也会影响天线性能和无线电波传播。较高的湿度和热循环则会产生机械应力或影响电池性能。

上述因素都会影响系统的总体可靠性，并使维护成本难以保持低水平。

从上述工作条件明显可以看出，设备应具备极高的灵敏度、稳定的抗干扰能力以及较低的功耗。Smart Metering对一系列短程设备进行了对比分析，最终决定选择ADI公司的ADF702x系列无线收发器，因为该系列产品在满足上述严苛要求方面具有冠绝市场的表现。

MultiReader系统

Smart Metering开发了基于ADF702x系列的MultiReader系统（图2），以满足公用事业公司的水资源监控需求。该系统由水表MultiReader-C、中继器MultiReader-R和集中器MultiReader-G组成。

MultiReader-C是一个电池供电计数器，最多可连接三个脉冲发射极器件。该仪表可提供实时用水情况、根据固定日历存储的数据，以及应用特定算法处理的测量数据。上述功能实现了多项服务，例如不同位置的同步测量、按规定时间间隔提供耗水数据，以及报告其他有价值的信息，如回流、计数器关闭和最终用户损耗等等。



图2. MultiReader系统

MultiReader-R是一个电池供电中继器，通常安装在电线杆上，用于扩展单个仪表的通信范围。该中继器能与仪表、其他中继器以及集中器实现通信。

MultiReader-G收集来自仪表的数据，并能够通过GSM网络与中央交换局实现通信。

要对可靠的无线水计量网络进行安装和维护，需要具备硬件、软件和系统管理能力，而Smart Metering已在长期实践中发展了这种能力。

图3所示为MultiReader-C单元装置，其中每个单元与三个脉冲发射极器件相连。图4所示为安装在电线杆上的中继器。



图3. MultiReader-C三个输入单元



图4. MultiReader-R中继器

ADI的ISM频段收发器技术

ADI的SRD收发器可以覆盖75 MHz至1 GHz的频段。最受欢迎的器件包括ADF7020中频收发器（100 kHz至200 kHz，数据速率最高可达200 kbps）、ADF7021窄带收发器（9 kHz至25 kHz，数据速率最高可达32 kbps）及其衍生产品。灵活性是这些器件的主要特性之一。为了在性能和功耗之间达成最佳平衡，可以对多种参数进行编程。这些收发器提供了ASK、FSK、OOK、GFSK、MSK调制方案、-16 dBm至+13 dBm范围内的可编程输出功率，以及许多适用于低噪声前置放大器(LNA)的编程选项，可在灵敏度、线性度和功耗之间进行权衡取舍。差分LNA输入级、功率放大器(PA)斜坡控制以及高斯和升余弦数据滤波均可保证器件在复杂的电磁环境中正常工作。

同一系列中的ADF7023嵌入了一个8位通信处理器，以提供数据包处理、无线电控制和智能唤醒模式功能。该通信处理器通过集成一个典型通信协议堆栈的低层，减轻了配套处理器的处理负担。

资源

欲了解ADI能源解决方案的更多详情，请浏览

<https://www.analog.com/cn/energy>

本文提到的产品

产品	描述
ADF7020	ISM频段收发器IC
ADF7021	高性能窄带ISM收发器IC
ADF7023	高性能、低功耗ISM频段FSK/GFSK/OOK/MSK/GMSK收发器IC

技术文章

自适应实时DSP架构可以 监控电网中的谐波成分和 各种电源品质因数

Gabriel Antonesei, ADI公司

简介

在过去，谐波分析仪不仅非常昂贵，而且难以集成到大规模制造的电表中。因此，对电网进行谐波污染分析是一件非常困难的事情，只能偶尔由专业操作员在某些特定位置进行。如今，芯片不仅可以集成更多的信号处理功能，而且尺寸更小、价格更低廉，能够实现对电网的高效使用和监控。

过去几十年来，电源系统呈指数式增长，其非线性特性引起了严重的谐波污染。这可能带来多方面的不利影响，例如：电气设备过热和过早老化，传输线路损耗增加，以及继电器保护失灵等。

因此，业界越来越关注谐波污染问题，并采取了各项措施以实现更好的电网管理。其中，最佳的一个方法是在电网内设置更多的观测和分析点，并且延长监控时间。随着智能电表在全世界范围内的加快部署，满足上述要求的最佳器件会被用于其

中。用于智能电表的ASIC集电能计量特性与谐波分析功能于一身，可能是最适合当下的理想解决方案。请切记，考虑到一块芯片内要嵌入大量DSP资源，同时又必须廉价、尺寸小、功耗低，可想而知频谱分析绝非易事。本文将讨论一种尝试满足所有这些需求的DSP架构解决方案。

基频估算和频谱成分提取

电网上不断变化的负载与相对恒定的发电输出之间存在一种动态的平衡关系，这导致在负载较高时，主电源频率会略微降低，而在负载较低时，主电源频率会略微提高。在电网高度发达并受到密切监控的国家，频率偏移量相当小，但在电网控制不佳的地区，频率偏移量可能大到足以影响电气设备。为此，业界已进行大量研究工作，试图找到通过优化各种参数，如精度、速度、噪声和谐波抗扰度等，来实现跟踪频率的最有效方法。

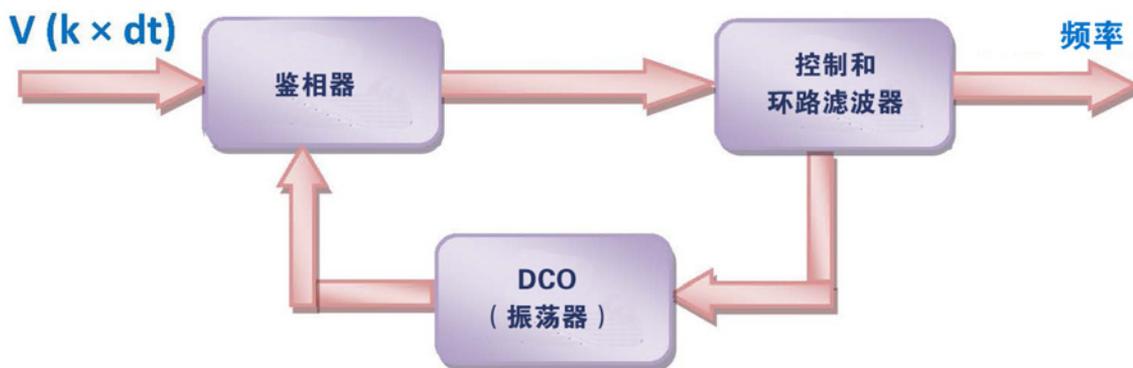


图1. 基于数字PLL结构的频率估算

就电源系统的安全性、稳定性和效率而言，电网的频率是与电流和电压同等重要的工作参数。可靠的频率测量是有效的进行电源控制、负载减轻、负载恢复和系统保护的先决条件。

检测和估算频率的方法有许多种。例如，过零方法通过测量两个相继过零点之间的时间间隔来检测频率，这种方法的优点是非常容易实现，缺点是精度较低，并且易受谐波、噪声、直流成分等影响。基于DFT的算法可以利用采样序列来估算频率，但它对输入信号中的谐波非常敏感。针对本文所述的DSP架构，我们考察了一种基于数字PLL的方法，发现它很有效，具有高抗扰度，同时还能提供精确的频率估算。

图1所示为标准数字PLL结构及其三个主要模块。相位误差检波器将输出发送到环路滤波器，环路滤波器进一步控制一个数字振荡器，目的是最大程度地降低相位误差。因此，最终可以获得输入信号基频的估算值。控制环路经过优化，在45 Hz到66 Hz的标准电网频率范围内可提供最佳的锁定参数性能。

知道了要从频谱中所提取成分的精确频率后，我们就可以考察各种用于提取的选项。谈到采样系统的频谱分析，我们自然会想到利用离散傅里叶变换(DFT)这个工具将信号从时域映射到频域。有多种数值算法和处理架构专门用于实现这种变换，FFT是其中最著名的一种。对比考虑提取的信息量和所需的DSP资源量，每种方法都有其优点和缺点。

有一种交流电源系统理论使用复平面中的相量来代表电压和电流，该理论与一种以类似格式提供频谱成分的DFT变化形式相一致。从根本上说，在目标频率直接实现DFT公式也能达到同样的效果。但是，为使测量具有实时性，我们采用了一种从DFT公式获得求和元素的递归方法。实施方式有多种（取决于可用的DSP资源），但必须牢牢控制一个重要方面，这就是最大程度地降低频谱泄漏和噪声引起的误差。

图2以框图形式说明了频谱成分提取的工作原理。

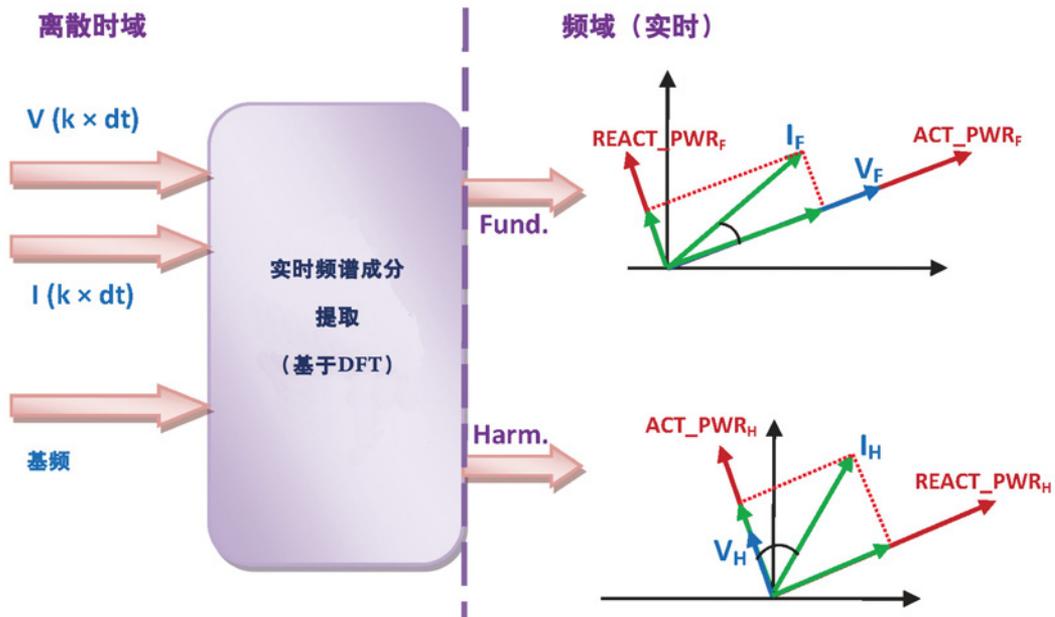


图2. 提取基波和谐波频谱成分

某一相的采样电压和电流与基波频率值一起通过一个计算模块，该计算模块以相量形式提供计算结果。针对每个基波频率和某些用户可选的谐波频率，都会提供一对相量（电压和电流）。有了这些分量之后，我们就可以运用电源理论中的已知方法来提取RMS值和功率。RMS值相当于这些相量的幅度，视在功率则等于这些幅度的乘积。将电流相量直接投影到电压上并将二者相乘，就可以获得有功功率。分解电流的另一个正交元素与电压相乘就得到无功功率。

说到这里，我们要讨论一下采用实时方法的可能优点（动机）。例如，这种架构能够很好地监控变压器中的浪涌电流。这种电流发生在变压器通电期间，由磁芯的部分周期饱和引起。初始幅度为额定负载电流的2到5倍（然后慢慢降低），并具有极高的二次谐波，四次和五次谐波也会携带有用的信息。如果只看总RMS电流，浪涌电流可能会被误认为短路电流，因而可能错误地让变压器退出服务。为了识别这种情形，必须获得二次谐波幅度的精确实时值。当我们只需要几个谐波的信息时，运用完整的FFT变换可能不是非常有效。

这种有选择地计算几个谐波成分的方法可能比FFT方法更有效率，所谓三次谐波序列就是另一个很好的例子。有时需要特别注意三次谐波的奇数倍谐波（3、9、15、21...）。在接地Y型系统中，当电流在零线上流动时，这些谐波就会成为一个重要问题。它会引发两个典型问题：零线过载和电话干扰。有时候，零线的三次谐波序列压降导致线路到零线电压严重失真，致使某些设备发生故障。本文提出的解决方案可以只监控零线电流以及所有相位电流之和上的这些谐波。

顶层DSP架构

上述DSP模块已添加到一个根据基本公式计算总RMS值和功率的现有架构。我们还加入了一个用于计算多个电源品质因数的元件。首先，我们计算谐波失真(HD)，以便根据基波RMS值归一化所有谐波RMS值。然后，利用总RMS值和基波RMS值，我们根据标准定义计算总谐波失真加噪声(THD+N)。最后，根据有功功率与视在功率的比值，提取所有功率因数。如图3所示，三个相位并行执行所有这些信号处理，但谐波分析模块是例外，任一给定时间只能将该模块分配给某一相位。

通过计算谐波功率因数，可以找出电网中的谐波源。虽然业界仍然对查找主要谐波源的最佳方法存在争议，但是其中一种传统方法是基于“有功功率的流动方向”。这相当于确认该特定谐波频率在系统某一点或多个点上的有功功率符号。在失真电压下工作时，线性负载会针对每个谐波产生有功功率，而且如果客户端存在非线性元件，该功率会进入网络。通过测量污染谐波电压和电流的相位角度，然后计算其差值，可以确定该值。而在此架构中则不必如此，因为谐波功率因数可以提供该信息。

这种DSP架构已在三相电能计量器件上成功实现，它具有如下硬件资源：单MAC架构，工作时钟频率为16 MHz，信号采样速率为8 kHz，具有1k字的数据存储器。所有三相的基波测量结果连续计算，谐波分析仪则能从给定相位（A、B或C）连续提取三个随机谐波值。该架构是可扩展的，某些性能参数已根据已知的电网工作条件进行了优化。

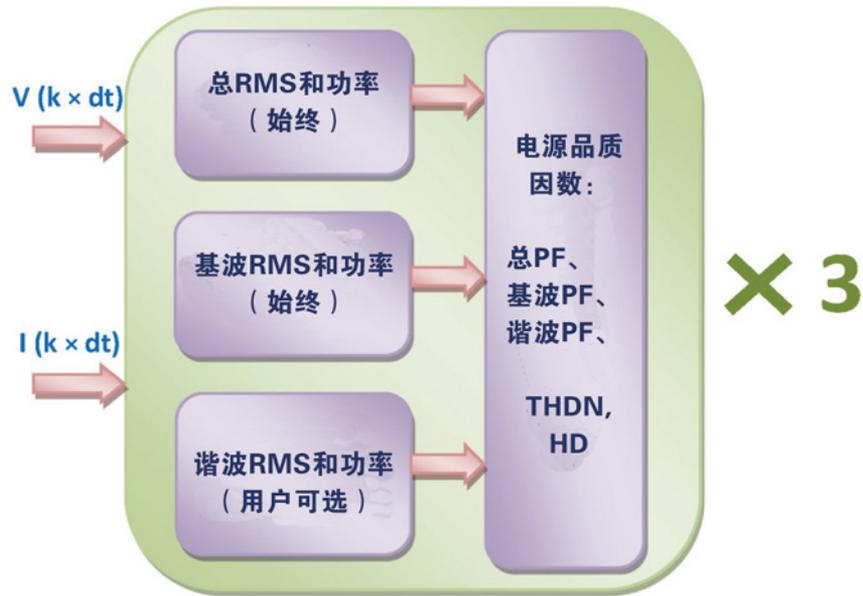


图3. 顶层DSP架构

虽然不能一次性提供所有谐波值看起来像缺点，但我们要记住，电网中的谐波污染最重要的影响还是在于准稳现象。实际上，对于工业和商用负载，建议分析至少一周内的谐波污染，而应避免任何零星的测量。在上述前提下，凭借该架构的多功能性，用户可以通过扫描所有三相上的所有可用谐波内容来获取近似FFT的结果。

结束语

在过去，谐波分析仪不仅非常昂贵，而且难以集成到大规模制造的电表表中。因此，对电网进行谐波污染分析是一件非常困难的事情，只能偶尔由专业操作员在某些特定位置进行。将更多信号处理功能集成到小型且经济的芯片中将彻底改变这一现状，为更有效地理解和使用电网打开方便之门，让电力公司和

消费者均将从中获益。本文介绍的DSP架构现已集成到ADI公司的一款器件中，该器件是ADI电能计量部门针对多相市场推出的最新器件(ADE7880)之一。

资源

若要了解有关电能计量的更多信息，请访问：

<https://www.analog.com/cn/energy>

本文提到的产品

产品	描述
ADE7880	集成谐波监控的多相多功能电能计量IC

技术文章

电表数据分析的 重大机遇

Jed Hurwitz, ADI公司技术人员

简介

电表行业拥有了超过100年的悠久历史，而且在未来必将持续发展，就部署和使用而言，智能电表在该行业中还处于婴儿期。对于电力公司而言，电表就是前端的收银机，其精度不容折扣。无论是电表制造商，还是力图确保精度的电力公司，都必须遵守很多要求、规范和法规。但实际上，一旦电表通过认证并完成制造和部署，大多数电表的精度只在最初生产测试时可知。电表在使用寿命内的现场工作情况，只能通过统计采样测试了解。

从机械式和电子式电表到智能电表，其主要变化是通讯方式，现在我们不仅可以远程获取使用的电量，还能实现诊断功能，可报告电表自身的状态、运行状况和性能。这种全新的可能性让我们能够在电表现场工作的同时获取各种信息，从而无需人工干预、断开连接或专用设备。

精度和监控整个信号链是关键

在汽车和工业等其他行业中，关键功能已将安全性概念纳入诊断要求中，其实质是要求确认功能在整个流程中正常运转。对于电表行业，电力公司需要定期检查现场工作的电表的精度。电表行业目前执行现场样本测试，该方法主要依赖现场工作电表内部元件的默示精度，但这种方法也存在风险。《Metering International》最近发表的一篇文章讨论了需要现场监控精度的原因。¹重要的是，精度变化的原因在很大程度上受传感器影响，传感器很容易受到大电流和高电压以及恶劣环境的影响。因此，任何诊断功能必须监控整个电力测量信号链，例如传感器和电子元件。

大数据分析机遇

针对信息系统架构的一个问题是：“如果能够定期获取现场所有电表的精度数据，您将如何利用这种功能？”首先可以利用这个功能来排除故障和异常情况，但它还提供了更多的可能，可以收集现场的所有电表的相关信息，并进行某种形式的大数据分析。

远程监控现场所有电表的精度不会违反任何法规，而且收集的大量数据可为您带来优势，具体取决于管理电表的方式。每小时或每天收集的数据量并不庞大，但带来了无穷的可能性。图1显示了一种场景，您可以监控所有电表的精度，让这些数据达到高分辨率，还可以分析所有电表在使用寿命期间的差异。这样就能够获得电表之间的差异，包括制造批次、供应商、区域、不同电网拓扑结构。您还可将精度数据与其他指标关联起来，例如季节性、温度、湿度和耗电量，以便确定是否存在某些趋势，帮助您推动未来电表的设计及制造规范，提供更加可重复的现场测量。

此外，了解所有电表的工作情况，可让您洞察监管机构要求的样本测试的结果。针对所有仪表实施大数据分析，可帮助您更好地处理电力公司承担的责任风险。

解决方案：mSure

迄今为止，没有任何测试能够包括整个信号链、现场运行并自检精度。因此，没有任何方法能够识别并报告仪表设备精度的变化。15年之前，ADI公司率先开发针对电表的集成计量芯片，全球部署的电表中有近5亿台内置ADI计量芯片，现在又开发出一种在电表中使用的全新监控技术，称为mSure™。该系统能够在现场持续监控电表精度，提供内置的自我测试功能，用于监查电表在使用寿命内的性能。

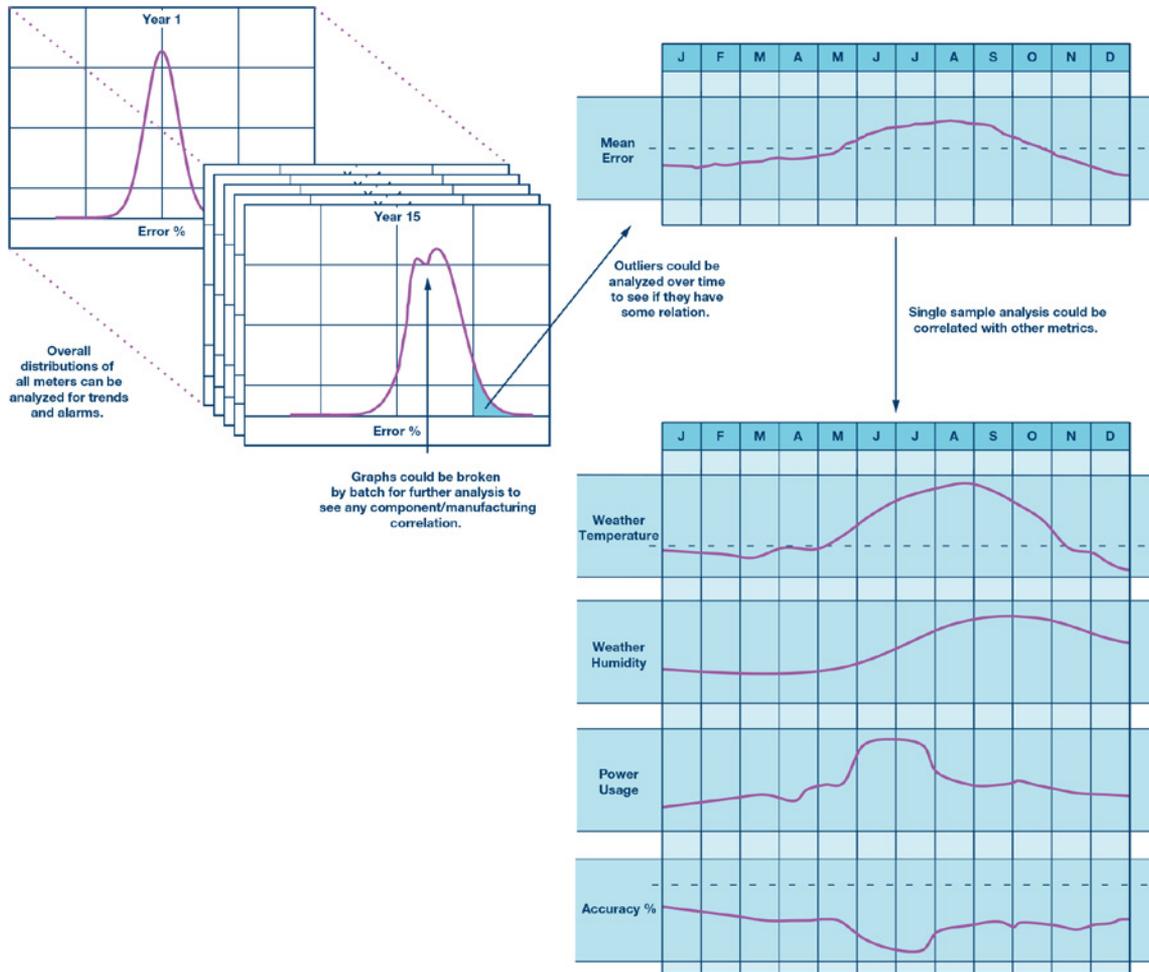


图1. 对电表精度测量的图表数据分析被发送至云，展示如何提高分析数据本体及与其他关联参数的能力

mSure可以测试电表精度，最重要的是，可在仪表工作时运行，且不影响计量功能，因此无需断开接线。下图2显示了采用mSure的电表的前端框图。与传统的计量前端非常相似，由传感器(橙色)和一些电子器件组成，实现电压或电流信号(蓝色)数字化，集成电路(绿色)内部包括参考信号生成器、检测器和移除电路等模块，以实现mSure功能。

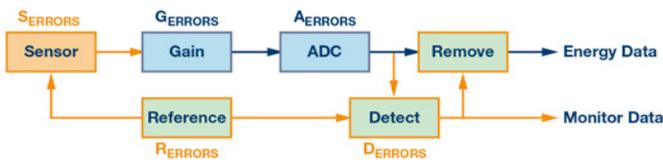


图2. mSure模型

在制造过程中，电表供应商通过传感器测量标准的电流和电压，校准传感器和电子元件的精度，使得整个电表符合规范。在剩余工作寿命中，电表要依赖于这些元器件的精度来维持精度。工作寿命中环境出现的任何误差，都会导致传感器和电子元件的后续误差。

mSure系统将已知参考信号注入与输入传感器的负载信号相同路径，持续监控该信号路径的反馈。通过叠加，传感器能够同时感应参考信号和负载信号。这个组合信号通过了相同的路径，并由后端的电子元件将该组合信号的数字化。检测电路将从组合信号中提取参考信号分量，一旦实现这一点，mSure系统就会使用传递函数描述从传感器到数字化的完整信号链。根据叠加理论，该传递函数同样适用于负载信号数字化，从而能够确定精度是否发生变化。为了确保计量精度，mSure信号将从测量及计量计算链路中被移除。

为了得到广泛适用性，mSure系统旨在实现经济、节能，能够在电表很长的使用寿命内保持稳定，耐受所有类型的负载和干扰。它可以适配业内使用的主要类型传感器，包括锰铜分流器、电流互感器、分压采样电路和罗氏线圈。监控功能不会影响计量认证，也不需要更改任何认证流程，同样也不会修改校准参数或精度设置。

保护收益

电表窃电是电力公司收入损失的罪魁祸首。虽然该问题在发展中国家更严重，但在很多发达地区也呈上升趋势。英国天然气与电力市场办公室最近发布的报告中，估计每年窃电导致的收入损失达2亿英镑，另外电力公司还需要花费2500万英镑来调查窃电事件，维修或更换现场被篡改的电表。²虽然mSure本身并不能预防所有类型的窃电方法，但它具有监控传感器和电子元件的独特功能，能够检测到当前的防窃电电表无法识别的篡改企图，例如篡改传感器。即便供电公司只能防止一小部分窃电方法，挽回的收入损失也对赢利状况大有裨益。

摘要

如今的电表在售出和现场安装前会进行认证、校准和出厂前测试，以确保达到不同地区规定的不同标准各种。因此，保证电

表的精确是一种行业共识（元器件质量和统计测试）。mSure该项新技术可以充分利用智能电表的现有接线，在现场对电表进行持续非侵入式精度测试。它可以带来诸多优势，例如大数据分析，帮助我们了解所有电表的精度，识别任何窃电企图，有助于电力公司提高业务收入。

未来，mSure方法还将超出计量相关范畴，应用于监控电网设备，特别是资产运转情况、故障位置隔离及供电恢复(FLISR)方面。

参考文献

¹ Bal Mukund Vyas. “保持精度的重要性——不精确仪表带来的商业影响。”《Metering International》，2015年第2期。

² “解决窃电问题——咨询。”Ofgem，2013年7月。

作者简介

Jed Hurwitz（工程学学士）在Vision Group从事CMOS成像器的开发，共同创立了Gigle Semiconductor（2010年被Broadcom收购）和Metroic（2014年被ADI公司收购）。他现在担任ADI公司电源管理产品部门的技术人员。他拥有18项已授予专利和50多项正在申请的专利。

电能质量监测第1部分： 符合标准的电能质量 测量的重要性

Jose Mendia, 产品应用高级工程师

摘要

本文讨论了电能质量(PQ)测量在当今电力基础设施中的重要性,并回顾了PQ监测的应用领域。本文将介绍IEC电能质量标准及其参数。最后,本文总结了A类和S类电能质量仪表的主要区别。后续文章将阐述关于“如何设计符合标准的电能质量仪表”的推荐解决方案。

当今电力基础设施对电能质量测量的需求

由于发电模式以及能源消费结构不断变化,电能质量重新受到关注。不同电压水平的可再生能源实现了前所未有的增长,导致PQ相关的问题增多。由于在电网的多个入口点增加了多种电压水平的不同步负载,消费模式也发生了广泛的变化。例如,电动汽车(EV)充电桩可能需要数百千瓦功率和大量数据中心及其相关设备,如供暖、通风和空调。在工业应用中,由变频驱动器运行的电弧炉、开关变压器等不仅会给电网增加许多不良谐波,而且会导致电压突降、突升、瞬时掉电和闪烁。

电力领域的电能质量是指输送给消费者的电压质量。关于幅度、相位和频率的一系列规定决定了这种服务质量。然而,根

据定义,它表示电压和电流两者。电压很容易由发电方控制,但电流在很大程度上取决于消费者的使用情况。根据最终用户的不同,PQ问题的概念和含义相当广泛。

过去几年里,人们对不良PQ的经济影响进行了广泛的研究和调查。据估计,其在全球范围内造成的经济影响约为数十亿美元¹。所有这些研究的结论是,监测电能质量对许多商业部门的经济效益有直接影响。尽管不良PQ对商业经济的负面影响显而易见,但有效且高效地大规模监测PQ并非易事。监测设施中的PQ需要训练有素的人员和昂贵的设备,这些设备长时间或无限期地安装在电力系统的多个节点上。

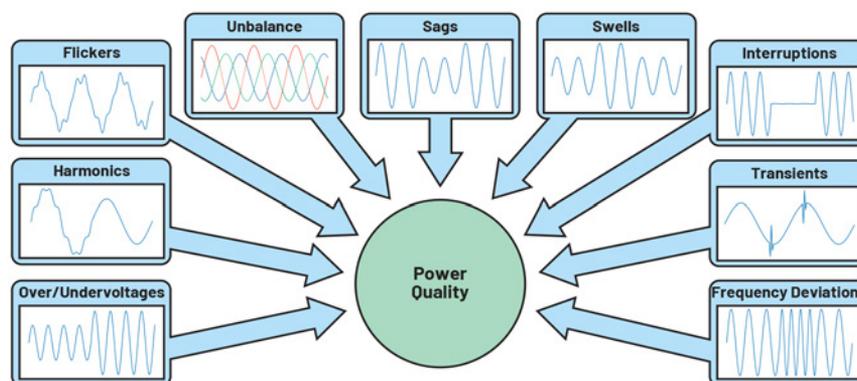


图1. 电能质量问题



图2. 发电和用电的动态变化可能导致各种电力基础设施出现电能质量问题

电能质量监测应用领域

电能质量监测常被一些商业部门视为成本节约策略，而对另一些商业部门来说，它是一项关键活动。如图2所示，电能质量问题可能出现在各种电力基础设施中。正如我们将在后面所讨论的，电能质量监测在发电和配电、电动汽车充电、工厂、数据中心等商业领域变得越来越重要。

电力公司和输配电

电力公司通过输配电系统为消费者服务，输配电系统包括变电站，变电站经由输电线路供应电力。通过这些输电线路提供的电压由变电站变压器降压到较低电平，变压器会向系统注入一些谐波或间谐波。配电系统中的谐波电流可能导致谐波失真、低功率因数、额外损耗以及电气设备过热²，进而造成设备寿命缩短和散热成本增加。由这些变电站变压器供电的非线性单相负载会使电流波形变形。非线性负载的不平衡会导致电力变压器的额外损耗、额外中性负载、低功率断路器的意外操作以及用电量的不正确测量³。图3显示了此类非线性负载的影响。

风力和光伏(PV)太阳能系统产生的电力注入电网后，也会导致一些电能质量问题。在风力发电方面，风的间歇性会产生谐波和短期电压变化⁴。光伏太阳能系统中的逆变器会产生噪声，这些噪声可能引起电压瞬变、失真谐波和射频噪声，因为逆变器通常使用高速开关来提高能量手机的效率。

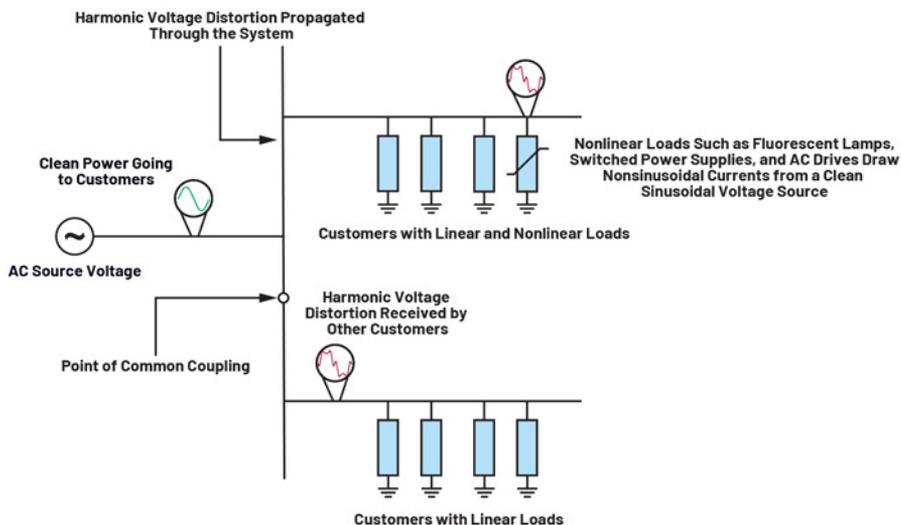


图3. 非线性负载产生的电流谐波的影响

电动汽车充电桩

电动汽车充电桩可能面临多种电能质量挑战，既有送至电网的电力方面的，又有来自电网的电力方面的（见图4）。从配电公司的角度来看，电动汽车充电桩中使用的基于电力电子的转换器会注入谐波和间谐波。电源转换器设计不当的充电桩可能会注入直流电(DC)。此外，快速电动汽车充电桩会将快速电压变化和电压闪烁引入电网。从电动汽车充电桩方面来看，输电或配电系统中的故障会导致电压突降或充电桩电源电压中断。电动汽车充电桩的电压容限降低会导致欠压保护激活和与电网断开（这会造成非常糟糕的用户体验）⁵。

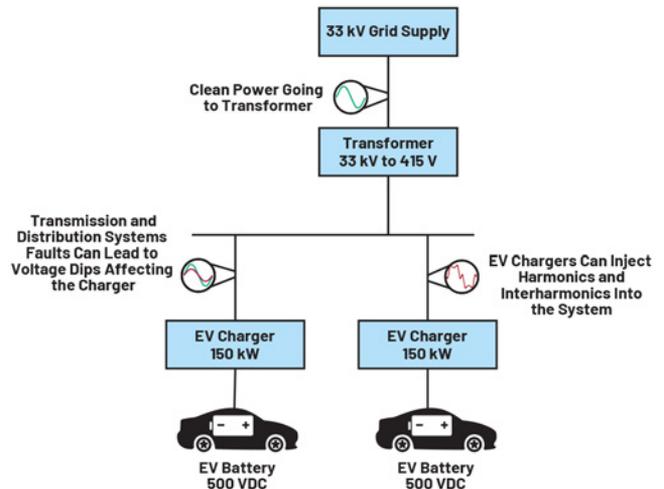


图4. 电动汽车充电桩面临的电能质量问题

工厂

根据美国电力研究所(EPRI)的报告, 美国工业设施每年因为电源变化和电压扰动引起的电能质量问题而蒙受的损失约为1190亿美元⁶。此外, 根据欧洲铜业研究所的数据, 25个欧盟国家每年因为不同的PQ问题而遭受相当于1600亿美元的财务损失⁷。这些数字与后续的停工和生产损失以及知识生产力的折算损失直接相关⁸。

电能质量的下降通常是由电弧炉和工业电机的间歇性负载和负载变化引起的。此类干扰会引起浪涌、突降、谐波失真、中断、闪烁和信令电压⁹。为了在工厂设施内部检测和记录这些干扰, 有必要在整个电气设施中的多个节点上使用电能质量监测设备, 或在负载级使用电能质量监测设备会更好。随着新的工业4.0技术的到来, 负载处的电能质量监测可以通过工业面板仪表或子仪表来解决, 以全面了解输送到每个负载的电能质量。

数据中心

目前, 大多数商业活动都以这样或那样的方式依赖数据中心来提供电子邮件、数据存储、云服务等。数据中心需要高水平、清洁、可靠、不间断的电力供应。出色的PQ监测有助于管理人员预防代价高昂的停电, 并帮助管理因电源单元(PSU)问题而需要进行的设备维护或更换。不间断电源(UPS)系统集成到机架配电单元(PDU)中, 是需要向数据中心内的IT机架添加PQ监测的另一个原因。这种集成可以提供电源插座级别的电源问题可见性。

根据Emerson Network Power的一份报告, UPS系统故障(包括UPS和电池)是数据中心意外停电的首要原因¹⁰。在所有报告的停电事件中, 约有三分之一给公司造成了接近25万美元的损失¹¹。每个数据中心都会使用UPS系统, 以确保清洁和不间断的电力供应。这些系统隔离并减轻了电力公司方面的大部分电力问题, 但它们不能防范IT设备本身的PSU产生的问题。IT设备PSU是非线性负载, 此类负载可能引入谐波失真和其它由设备造成的问题, 有些问题可能导致需要使用带有变频调速风扇的高密度散热系统。除了这些问题, PSU还面临多种形式的干扰, 如电压瞬变和浪涌、电压突升、下降和尖峰、不平衡或波动、频率变化、设备接地不良。

电能质量标准说明

电能质量标准规定了电力幅度的可测量限值, 即它们可以偏离标称额定值多远。不同的标准适用于电力系统的不同组成部分。具体来说, 国际电工委员会(IEC)在IEC 61000-4-30标准中定义了交流(AC)电力系统PQ参数的测量方法和结果解释。PQ参数是针对50 Hz和60 Hz的基频声明的。此标准还规定了两类测量设备: A类和S类。

▶ A类定义了PQ参数测量的最高准确度和精确度, 用于合同事务和争议解决中需要非常精密测量的仪器。它也适用于需要验证标准合规性的设备。

▶ S类用于电能质量评估、统计分析应用和低不确定度的电能质量问题诊断。此类仪器可以报告标准定义的参数的一个有限子集。使用S类仪器进行的测量可以在网络上的多个站点、在全部位置、甚至在单台设备上进行。

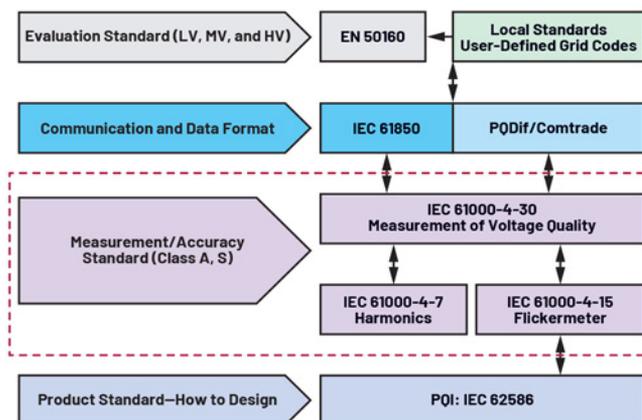


图5. IEC电能质量标准

需要注意的是, 该标准定义了测量方法, 说明了解释结果的指南, 并规定了电能质量仪表的性能。它没有给出仪器本身的设计指南。

IEC 61000-4-30标准为A类和S类测量设备定义了如下PQ参数¹²。

- ▶ 工频
- ▶ 电源电压和电流的幅度
- ▶ 闪烁
- ▶ 电源电压突降和突升
- ▶ 电压中断
- ▶ 电源电压不平衡
- ▶ 电压和电流谐波和间谐波
- ▶ 快速电压变化
- ▶ 欠偏差和过偏差
- ▶ 电源电压上的交流电源信令电压

IEC 61000-4-30标准定义的A类和S类的主要区别

尽管A类定义了比S类更高的准确度和精确度, 但差异不仅仅是精度水平。仪器必须符合时间同步、探头质量、校准周期、温度范围等要求。表列出了仪器要获得某类认证所应当满足的要求。

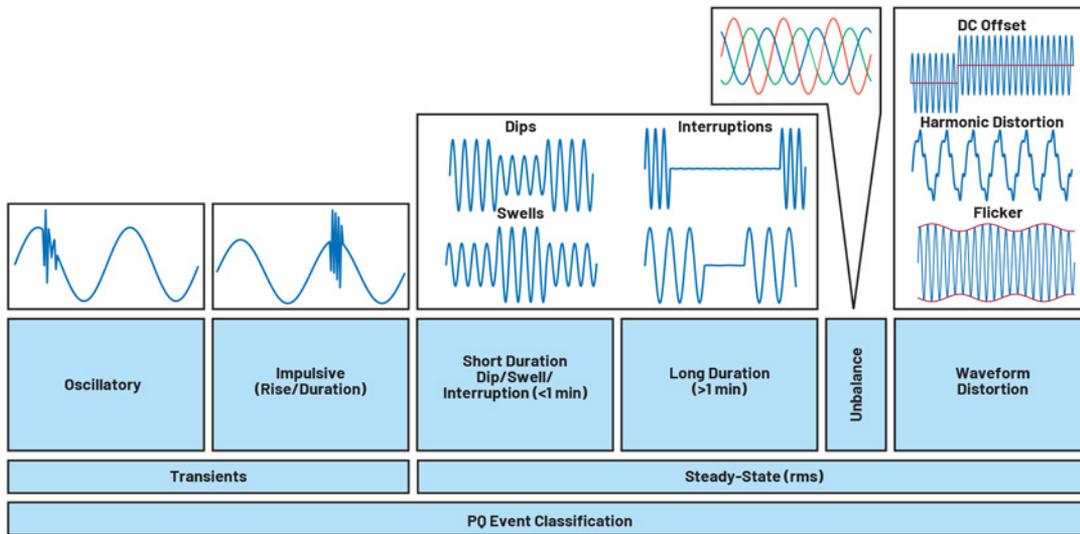


图6. 电能质量参数在时间尺度上的分类

表1. IEC 61000-4-30 A类和S类的主要区别

	A类	A类
电压测量精度	±0.1%	±0.5%
电流测量精度	±1%	±2%
电压和电流有效值计算	半周期步进	单周期步进
频率测量精度	±10 mHz	±50 mHz
150/180周期聚合	不允许间隙， 每10分钟与UTC同步	聚合之间 允许存在间隙
谐波测量最高次数	50th	40th
每24小时时钟不确定度	±1秒	±5秒
时间同步	GPS接收机、 无线电定时信号或 网络定时信号	不需要
工作温度范围	0°C至45°C	由制造商指定

结语

电能质量问题存在于整个电力基础设施中。拥有监测这些PQ问题的设备有助于改善性能、服务质量和设备寿命，同时减少经济损失。在后续文章“如何设计符合标准的电能质量仪表”中，我们将介绍一种集成解决方案和一个即用型平台，它们能够显著加快开发速度并降低PQ监测产品的开发成本。

参考资料

- 1 Panuwat Teansri、Worapong Pairindra、Narongkorn Uthathip Pornrapeepat Bhasaputra和Woraratana Pattaraprakorn。“泰国金属、机械和设备制造相关行业的电能质量扰动的成本”。GMSARN国际杂志，第6卷，2012年。
- 2 Sai Kiran Kumar Sivakoti、Y. Naveen Kumar和D. Archana。“传输线路中使用D-Statcom给配电系统带来的电能质量改进”。国际工程研究与应用杂志(IJERA)，第1卷第3期。

- 3 Gabriel N. Popa、Angela Lagar和Corina M. Dinis。“住宅和教育建筑中的变电站的一些电能质量问题”。第10届电气工程高级主题(ATEE)国际研讨会，IEEE，2017年。
- 4 Sulaiman A. Almohaimeed和Mamdouh Abdel-Akher。“风电穿透功率给电网带来的电能质量问题和缓解措施”。应用科学，2020年10月。
- 5 George G. Karady、Shahin H. Berisha、Tracy Blake和Ray Hobbs。“电动汽车充电站的电能质量问题”。SAE会议论文，1994年。
- 6 David Lineweber和Shawn McNulty。“工业和数字经济公司的电能扰动的成本”。Electric Power Research Institute, Inc., 2001年6月。
- 7 Roman Targosz和Jonathan Manson。“泛欧电能质量调查”。第9届电能质量和利用国际会议，IEEE，2007年。
- 8 Subrat Sahoo。“电能质量的近期趋势和进步”。现代电力系统的电能质量，2020年。
- 9 A. El Mofty和K. Youssef。“工业电能质量问题”。第16届国际配电会议与展览会，2001年。第一部分：征稿。CIREN (IEE会议出版号482)，IEEE，2001年6月。
- 10 “数据中心断电的成本”。Ponemon Institute，2016年1月。
- 11 “数据中心断电是常见事故，成本高昂，但可预防”。Uptime Institute。
- 12 “IEC 61000-4-30:2015：电磁兼容性(EMC)-第4部分-30：测试测量技术-电能质量测量方法”。国际电工委员会，2015年2月。

作者简介

Jose Mendia拥有电子和计算机科学与工程学士学位，于2016年加入ADI公司的能源和工业系统部。目前，他是爱丁堡英国设计中心的产品应用高级工程师。

电能质量监测第2部分： 符合标准的电能质量 仪表的设计考虑因素

Jose Mendia, 产品应用高级工程师

摘要

本文介绍如何借助即用型平台加快开发速度，高效设计符合标准的电能质量(PQ)测量仪表。文中详细探讨设计A类和S类电能表的不同解决方案，包括新的S类电能质量测量集成解决方案，该方案可大幅缩短电能质量监测产品的开发时间并降低成本。文章“[电能质量监测第1部分：符合标准的电能质量测量的重要性](#)”详细阐述了电能质量IEC标准及其参数。

实施电能质量解决方案面临的挑战

图1显示了用于测量电能质量的仪表所包含的基本组件。首先，电流和电压传感器必须支持该仪器的工作范围，且输入信号应根据模数转换器(ADC)输入的动态范围进行调整。传统传感器是导致测量结果不准确的第一个来源；因此，正确选择传感器至关重要。然后，信号传输至ADC；其各种特性，例如偏置、增益和非线性度误差成为导致测量结果不准确的第二个来源。正确选择ADC来执行此功能，这是设计电能质量仪表时的一大难点。最后，必须开发一系列信号处理算法，以便从输入信号获取电气和电能质量测量结果。

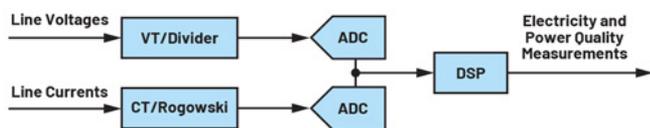


图1. 电能质量测量仪表的主要组件。

电压和电流传感器

电能质量仪表的位置和应用不同，标称电源电压(U_{NOM})、标称电流(I_{NOM})和频率也会不同。除了仪表测得的标称值，IEC 61000-4-7标准要求电能质量测量仪表达到表1所示的精度；因此，在选择传感器时，必须确保在使用该传感器后，仪器能够达到要求的测量精度。

表1. IEC 61000-4-7标准指定的电流、电压和电能测量精度要求

类别	测量	条件	最大误差
A	电压	$U_M \geq 1\% U_{NOM}$	$\pm 5\% U_M$
		$U_M < 1\% U_{NOM}$	$\pm 0.05\% U_{NOM}$
	电流	$I_M \geq 3\% I_{NOM}$ $I_M < 3\% I_{NOM}$	$\pm 5\% I_M$ $\pm 0.15\% I_{NOM}$
S	电压	$U_M \geq 3\% U_{NOM}$	$\pm 5\% U_M$
		$U_M < 3\% U_{NOM}$	$\pm 0.15\% U_{NOM}$
	电流	$I_M \geq 10\% I_{NOM}$ $I_M < 10\% I_{NOM}$	$\pm 5\% I_M$ $\pm 0.15\% I_{NOM}$

I_{NOM} : 测量仪表的标称电流范围

U_{NOM} : 测量仪表的标称电压范围

U_M 、 I_M 和 P_M : 测量值

IEC61000-4-7标准推荐在设计输入电路时，采用这些标称电压(U_{NOM})和标称电流(I_{NOM}):

- ▶ 对于50 Hz系统: 66 V、115 V、230 V、400 V、690 V
- ▶ 对于60 Hz系统: 69 V、120 V、240 V、277 V、347 V、480 V、600 V
- ▶ 0.1 A、0.2 A、0.5 A、1 A、2 A、5 A、10 A、20 A、50 A、100 A

此外，在连续施加 $1.2 \times U_{NOM}$ 和 I_{NOM} 时，用于测量电压和电流的传感器的特性和精度必须保持不变。对仪器施加四倍标称电压信号或1 kV rms (以低值为准) 1秒，不得导致任何损坏。同样，对仪器施加 $10 \times I_{NOM}$ 1秒，不得导致任何损坏。

模数转换器

尽管IEC 61000-4-30标准未明确给出最低采样速率要求，但ADC的采样速率必须足以测量一些振荡和快速的电能质量现象。采样速率如果不足，会导致电能质量事件分类出错，或无法检测到事件。IEC 61000-4-30标准规定，仪表的电压和电流传感器应该能够支持高达9 kHz。因此，必须按照信号分析规则选择ADC的采样频率，以测量高达9 kHz (包含在内)的能量谱分量。图2显示在采样速率不足时会造成的后果。左上方的波形每10个周期(200 ms)包含64个样本，右上方的波形每10个周期包含1024个样本。如图2所示，左上图显示电压突降事件，右上图则显示这种突降是由瞬变引起的。

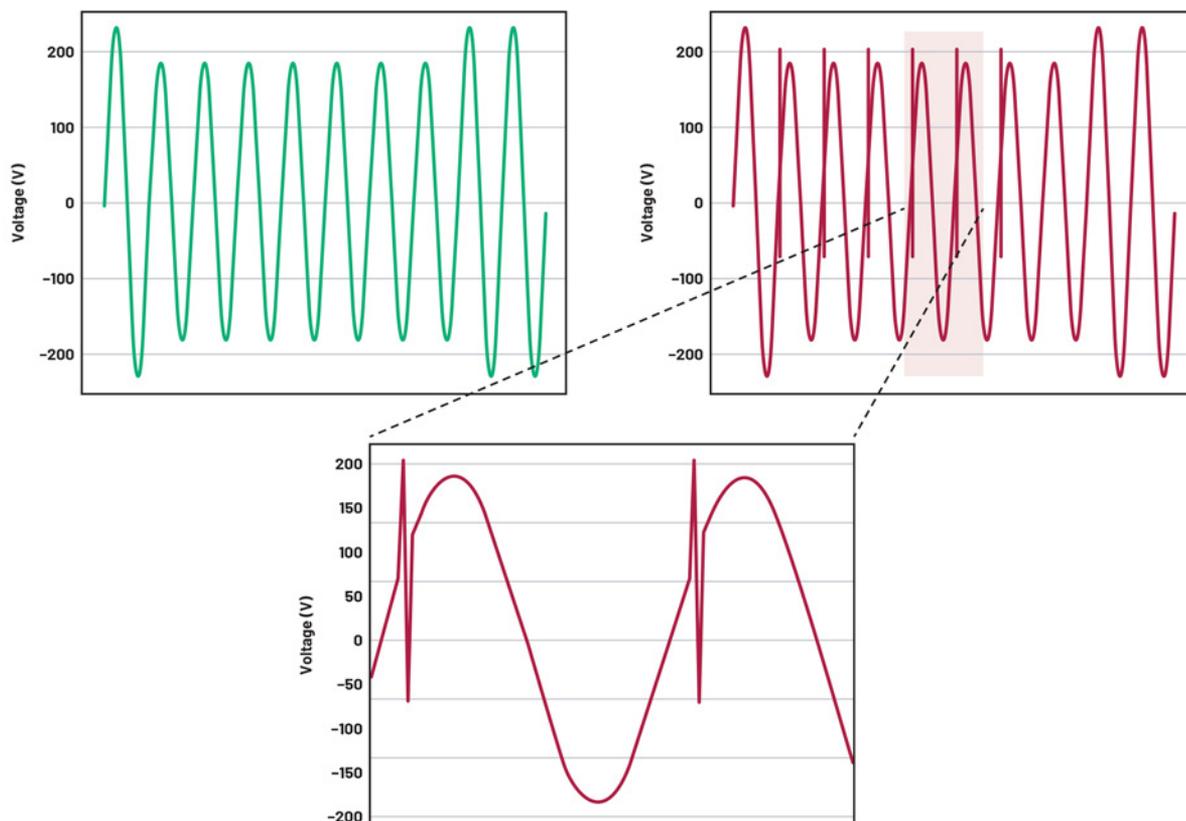


图2. ADC采样速率会影响电能质量测量。

IEC标准适用于单相和三相系统；因此，所选的ADC必须能够同时对规定数量的电压和电流通道采样。能够同时对仪表上的所有电压和电流通道执行测量，这样就能检查所有参数并在发生电能质量事件时，立即触发这些参数。

数字信号处理(DSP)

尽管为电能质量测量应用选择传感器和ADC需要付出全面的工程努力，但毫无疑问，开发算法来处理ADC原始测量数据才是电能质量测量过程中最费时间和资源的任务。要构建符合标准的仪表，必须选择正确的DSP硬件，还必须开发基于波形样本计算电能质量参数的算法并进行适当测试。这项标准不止要求进行计算，还要求基于不同的时间进行整合，要求A类的时间精度小于 ± 1 秒/24小时，S类的时间精度小于 ± 5 秒/24小时。这些算法必须执行谐波分析。此外，电能质量参数依赖快速傅立叶变换(FFT)分析(谐波、间谐波、电源信号电压、失衡)，但这种分析很难实施。FFT分析要求以最低每200 ms (10个周期) 1024个样本的速率对波形进行采样。要按规定的速率对ADC的原始波形重采样，必须非常小心，以免造成谐波失真和混叠。

算法开发完成之后，IEC标准要求仪表必须通过400多项测试，才能获得完全认证。

图3所示的框图显示了DSP系统进行电能质量测量时所需的最相关功能。

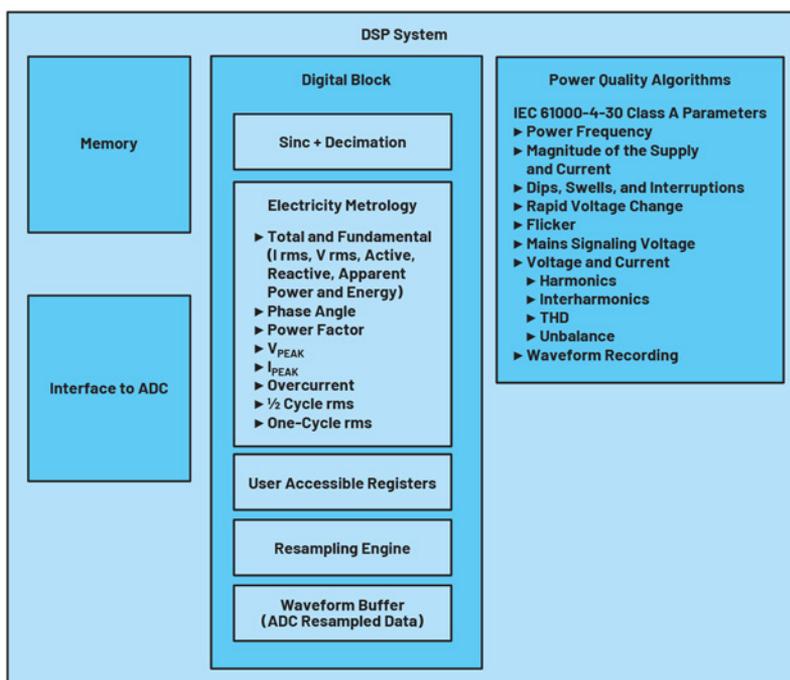


图3. 框图：DSP电能质量系统的相关功能。

ADI公司的电能质量测量解决方案

多通道同步采样ADC，符合IEC 61000-4-30 A类标准

在开发A类PQ仪表时，我们需要考虑精度、通道数量和采样速率要求，所以我们推荐使用AD777x和AD7606x系列产品来进行信号链/系统的ADC转换。注意，这些解决方案只提供来自输入信号的原始数字化数据。必须开发DSP系统，以获取通过认证的PQ测量结果。

AD777x系列 Σ - Δ ADC

AD777x是8通道、24位同步采样ADC系列器件。片内集成8个完整的 Σ - Δ ADC，提供16 kSPS/32 kSPS/128 kSPS采样速率。AD777x提供低输入电流，允许直接连接传感器。每个输入通道都有一个增益为1、2、4和8的可编程增益级，可将低幅度传感器输出映射到满量程ADC输入范围，从而尽量扩大信号链的动态范围。AD777x支持1 V至3.6 V V_{REF} 电压，模拟输入范围为0 V至2.5 V或者 ± 1.25 V。模拟输入可配置为接受真差分、伪差分或单端信号以匹配不同的传感器输出配置。采样速率转换器可以用来对AD7770进行精细分辨率控制，还可用于线路频率变化为0.01 Hz时，需要ODR分辨率用于保持采样频率跟随维持相干性的应用。AD777x还提供5 kHz 大信号输入带宽（AD7771为10 kHz）。通过SPI提供的数据输出和SPI通信接口还可配置用于输出 Σ - Δ ADC转换数据。其温度范围为-40°C至+105°C，采用3.3 V或 ± 1.65 V电源时，最高可达到+125°C。

图4显示了PQ仪器使用的AD777x系列ADC的典型3相应用系统框图，其中使用电流互感器作为电流传感器，且使用电阻分压器作为电压传感器。

AD7606x系列16/18位ADC数据采集系统

AD7606x是8通道16/18位同步采样模数数据采集系统(DAS)系列。每个通道均包含模拟输入箝位保护、可编程增益放大器(PGA)、低通滤波器、16/18位逐次逼近型(SAR) ADC。AD7606x还内置灵活的数字滤波器、低漂移2.5 V精密基准电压源和基准电压缓冲器，可驱动ADC及灵活的并行和串行接口。

AD7606B采用5 V单电源供电，支持 ± 10 V、 ± 5 V和 ± 2.5 V真双极性输入范围，所有通道均能以800 kSPS (AD7606B)/1 MSPS (AD7606C)的吞吐速率采样。输入箝位保护容忍不同的电压输入，它们是用户可选的模拟输入范围（ ± 20 V、 ± 12.5 V、 ± 10 V、 ± 5 V和 ± 2.5 V）。AD7606x采用单个5 V模拟电源供电。它采用单电源工作方式，具有片内滤波和高输入阻抗，因此无需采用需要双极性电源的外部驱动运算放大器。

在软件模式下，可以使用以下先进功能：

- ▶ 额外的过采样(OS)选项，高达 $OS \times 256$
- ▶ 每通道的系统增益、系统失调和系统相位校准
- ▶ 模拟输入开路检测器
- ▶ 用于诊断的多路复用器
- ▶ 监控功能：SPI无效读/写、循环冗余校验(CRC)、过压和欠压事件、忙卡监控和复位检测

图4显示了适用于电能质量仪表的AD7606x系列ADC的典型3相应用系统框图，其中使用电流互感器作为电流传感器，且使用电阻分压器作为电压传感器。

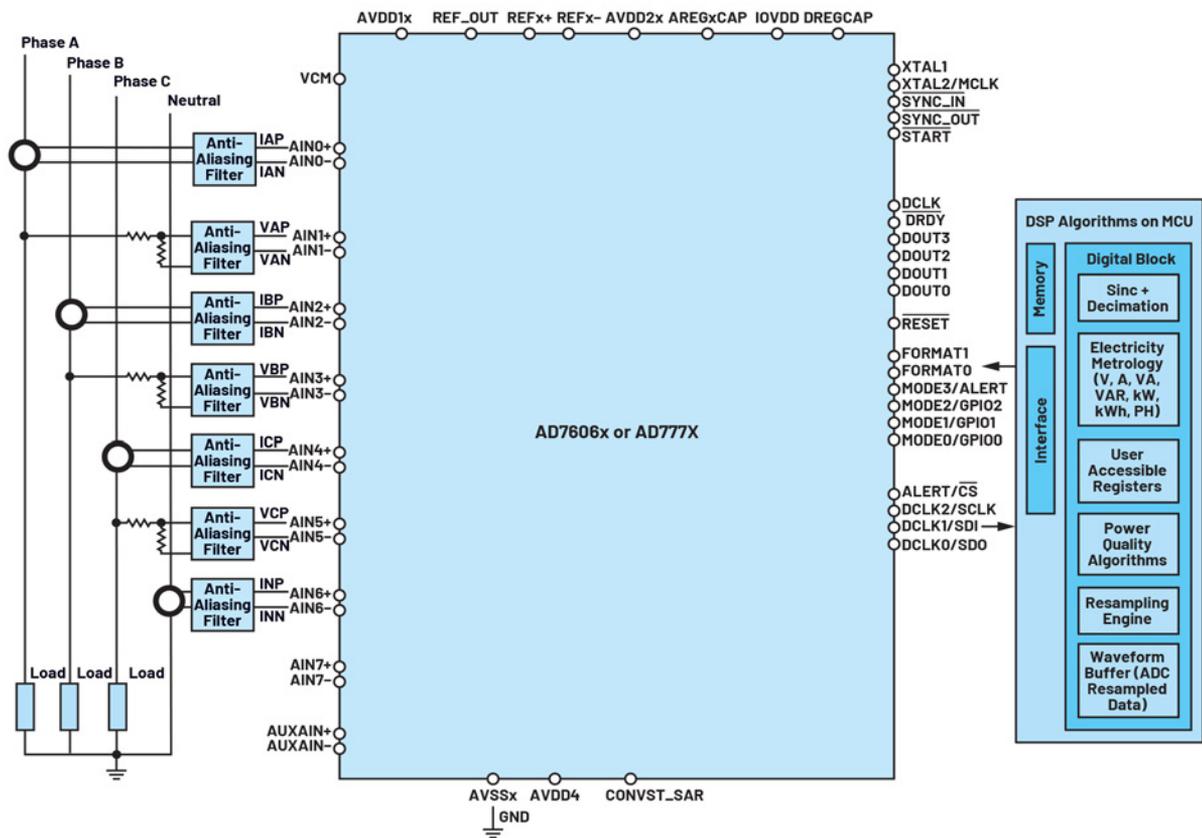


图4. AD777X和AD7606x系列ADC的电能质量3相应用系统框图。

ADI公司预认证的IEC S类电能质量解决方案

ADE9430是一款高精度、全集成多相电能计量IC，结合主机微控制器上运行的ADSW-PQ-CLS软件库，共同构成符合IEC 61000-4-30 S类标准的完整解决方案。通过集成大幅缩短了PQ监控产品的开发时间，且降低了成本。ADE9430 + ADSW-PQ-CLS解决方案紧密集成采集引擎和计算引擎，简化了电能和PQ监控系统的实现和认证。图5显示了适用于电能质量仪表的ADE9430 + ADS W-PQ-CLS解决方案的3相应用系统框图，其中使用电流互感器作为电流传感器，且使用电阻分压器作为电压传感器。

ADE9430 S类电能质量模拟前端

ADE9430集成七个输入通道，可在三相系统或多达三个单相系统上使用。配合外部模拟积分器使用时，该器件支持使用电流互感器(CT)或罗氏线圈来进行电流测量。它提供集成式模拟前端来进行电能质量监控和电能计量。ADE9430与ADE9000和ADE9078引脚兼容，提供同等的模拟和计量性能。具有以下特性：

- ▶ 7个高性能24位 Σ - Δ ADC
- ▶ 101 dB SNR
- ▶ 宽输入电压范围： $\pm 1V$ ，707 mV rms，满量程，增益为1
- ▶ 差分输入

- ▶ 0.2级精度计量
- ▶ 1周期rms、线路频率、过零、先进计量方法
- ▶ 波形缓冲器
- ▶ 连续重采样数据：每10/12线路周期1024点
- ▶ 先进计量方法覆盖50 Hz和60 Hz基波频率
- ▶ 支持有功电能标准：IEC 62053-21和IEC 62053-22；EN 50470-3 OIML R46；以及ANSI C12.20
- ▶ 支持无功电能标准：IEC 62053-23、IEC 62053-24
- ▶ 高速通信端口：20 MHz串行端口接口(SPI)

ADSW-PQ-CLS软件库

ADSW-PQ-CLS软件库专用于与ADE9430集成，以生成符合IEC 61000-4-30标准的S类PQ测量值。它采用了IEC 61000-4-30中定义的有关S类仪器的所有参数。用户可以决定使用哪些PQ参数。此库需要低CPU/RAM资源，且与内核/OS无关（最低需要采用Arm® Cortex®-M）。支持的MCU架构包括Arm Cortex-M0、Cortex-M0+、Cortex-M1、Cortex-M3和Cortex-M4。在提供给最终用户时，该库以CMSIS-PACK文件(.pack)的形式提供，兼容Keil Microvision、IAR Embedded Workbench (8.x版本)，或者ADI公司的CrossCore® Embedded Studio。在购买ADE9430时，会随附提供该软件库的许可证。提供一个PC串行命令行接口(CLI)示例，用于评估该库及其功能。图6显示此CLI如何显示PQ参数。

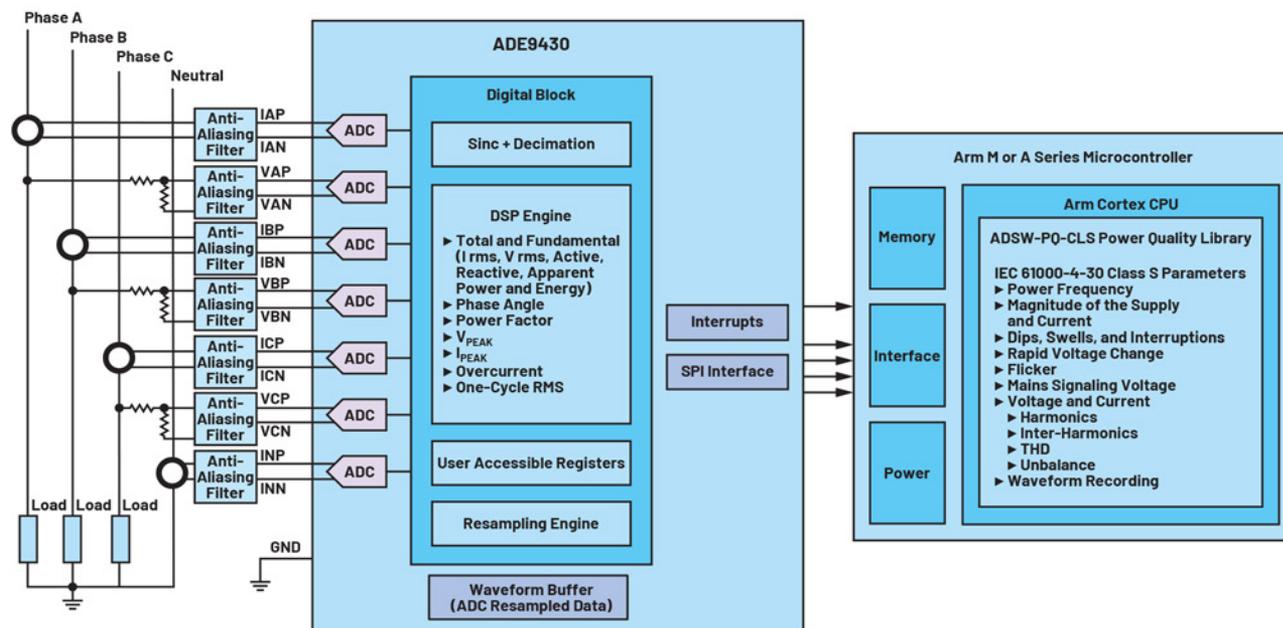


图5. ADE9430和ADSW-PQ-CLS PQ3相系统框图。

```

COM4 - Tera Term V1
File Edit Setup Control Window KanjiCode Help
INB,150180cycles,1,6,0,946706645130,Y,0,15,0,13
MAG,150180cycles,VA,7,0,946706645130,Y,229,22478
HARM,150180cycles,VA,7,0,946706645130,Y,0,00,0,00,0,00,0,00
THD,150180cycles,VA,7,0,946706645130,Y,0,00
MAG,150180cycles,VB,7,0,946706645130,Y,172,78564
HARM,150180cycles,VB,7,0,946706645130,Y,0,00,0,00,0,00,0,00
THD,150180cycles,VB,7,0,946706645130,Y,0,00
MAG,150180cycles,VC,7,0,946706645130,Y,164,84148
HARM,150180cycles,VC,7,0,946706645130,Y,60,25,55,18,50,16,41,14
THD,150180cycles,VC,7,0,946706645130,Y,104,32
INB,150180cycles,1,7,0,946706645130,Y,89,11,50,39
MAG,150180cycles,1A,7,0,946706645130,Y,10,18533
HARM,150180cycles,1A,7,0,946706645130,Y,0,00,0,00,0,00,0,00
THD,150180cycles,1A,7,0,946706645130,Y,0,00
MAG,150180cycles,1B,7,0,946706645130,Y,10,15129
HARM,150180cycles,1B,7,0,946706645130,Y,0,00,0,00,0,00,0,00
THD,150180cycles,1B,7,0,946706645130,Y,0,00
MAG,150180cycles,1C,7,0,946706645130,Y,10,11558
HARM,150180cycles,1C,7,0,946706645130,Y,0,00,0,00,0,00,0,00
THD,150180cycles,1C,7,0,946706645130,Y,0,00
MAG,150180cycles,1N,7,0,946706645130,Y,0,09438
HARM,150180cycles,1N,7,0,946706645130,Y,0,00,0,00,0,00,0,00
THD,150180cycles,1N,7,0,946706645130,Y,0,00
INB,150180cycles,1,7,0,946706645130,Y,0,15,0,14
ADSW-PQ-CLS>

```

图6. ADSW-PQ-CLS 软件库串行 CLI 接口。

ADE9xxx系列电能质量功能汇总

表2. ADE9xxx系列电能计量IC的电能和电能质量特性；S类数值表示功能符合IEC 61000-4-30 S类标准

参数	ADE9078 电表计量	ADE9000 电能质量	ADE9430 + ADSW-PQ-CLS
瓦特、瓦时	✓	✓	✓
I rms、V rms、 VA、VA-hr	✓	✓	✓
总VAR、VAR-hr	✓	✓	✓
基波无功功率、 VAR-hr	✓	✓	✓
功率因数	✓	✓	✓
电流相位角	✓	✓	✓

参数	ADE9078 电表计量	ADE9000 电能质量	ADE9430 + ADSW-PQ-CLS
电压相位角	✓	✓	✓
线路频率—3	✓	✓	S类
相序检测	✓	✓	✓
1/2周期rms	—	✓	—
1周期rms	—	✓	S类
10/12周期rms	—	✓	S类
150/180周期rms	—	—	S类
突降/突升	—	✓	S类
中断	—	—	S类
过流	—	✓	✓
基波功率瓦特、 瓦时、VA、VA-hr	—	✓	✓
快速电压变化	—	—	S类
上/下偏差	—	—	S类
闪变	—	—	S类
电压/电流失衡	—	—	S类
电压/电流谐波、 间谐波	—	—	S类最高达到 第40位
ITHD、VTHD	—	✓	S类

参数	ADE9078 电表计量	ADE9000 电能质量	ADE9430 + ADSW-PQ-CLS
电源信号电压	-	-	S类 (<3 kHz)
基波 I rms、V rms	-	✓	✓
数据速率	16 kSPS/4 kSPS	32 kSPS/8 kSPS	32 kSPS/8 kSPS
重采样数据	64 pts/cycle	128 pts/cycle	128 pts/周期, 或者1024 pts/ (10/12周期)
最大SPI频率	10 MHz	20 MHz	20 MHz

ADE9430评估套件

EVAL-ADE9430ARDZ能够使用ADE9430和ADSW-PQ-CLS电能质量库，快速评估和构建电能和S类功率质量测量系统的原型。提供的功率质量库和应用示例能够帮助简化大型系统的实现。此套件提供即插即用型体验，易于使用，可用于测试3相电气系统的电能质量参数。

此套件具有如下硬件特性：

- ▶ 电流互感器输入
- ▶ 高压/电流输入
- ▶ 240 V rms标称值（采用分压器）
- ▶ 80 A rms最大值（采用提供的CT传感器）
- ▶ 2.5 kV隔离
- ▶ 板载RTC，用于标记测量时间
- ▶ 预先通过IEC 61000-4-30 S类认证（需要用户进行校准）
- ▶ ADSW-PQ-CLS库和示例应用（在Arm Cortex-M4 MCU上运行）
- ▶ 与PC之间的串行CLI，用于进行配置，并记录电能质量参数

图7显示在PC上使用EVAL-ADE9430ARDZ需要进行的连接。

EVAL-ADE9430ARDZ由一个PCB（具有4个电流和3个电压 + 零线输入连接器）、板载ADE9430、隔离器、实时时钟）、一个Cortex-M4 STM NUCLEO-413ZH开发板（包含ADSW-PQ-CLS库的示例应用）和三个电流传感器组成。

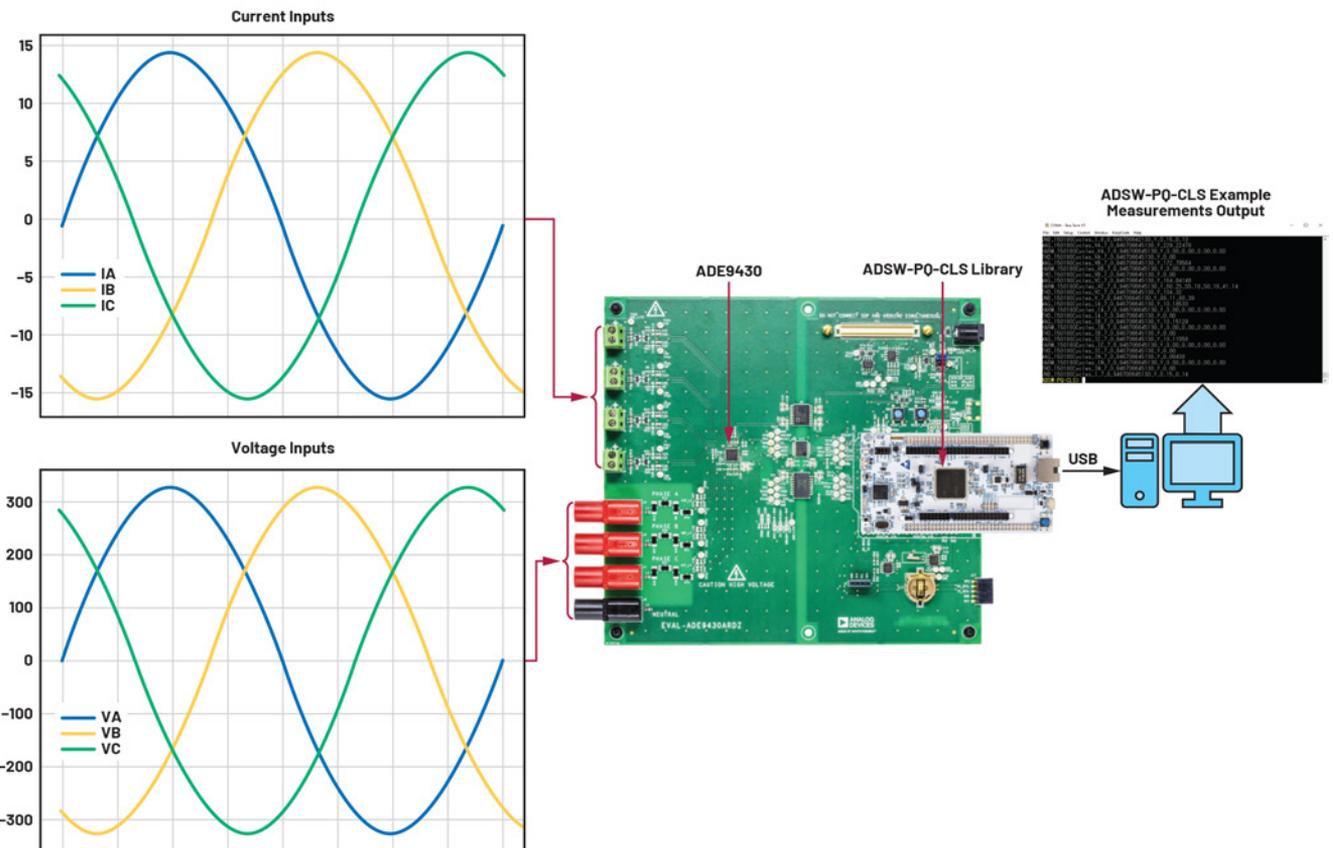


图7. 连接至PC的EVAL-ADE9430ARDZ的框图。

认证

ADE9430 + ADSW-PQ-CLS解决方案已通过认证，可以按照IEC 61000-4-30 S类标准的要求准确测量电能质量参数。

结论

设计符合标准的电能质量表是一项颇具挑战性的任务。为了减少构建符合IEC 61000-4-30 S类标准的PQ测量仪表的时间和工程资源，我们提供了ADE9430 + ADSW-PQ-CLS解决方案，该方案为设计人员提供即用型平台，可加快开发速度，并帮助解决多项关键设计挑战。

参考资料

¹ “IEC 61000-4-30:2015. 电磁兼容性(EMC)第4-30部分：测试和测量技术——电能质量测量方法。” International Electrotechnical Commission, February 2015.

作者简介

Jose Mendia拥有电子和计算机科学工程学士学位，于2016年加入ADI公司的能源和工业系统部。目前，他是爱丁堡英国设计中心的产品应用高级工程师。

直流电能计量应用

Luca Martini, 系统工程师

为什么直流电能计量很重要？

21世纪，世界各国政府都在制定行动计划，以应对长期复杂的减少CO₂排放的挑战。CO₂排放已证实是造成气候变化严重后果的原因，同时对新型高效能源转换技术和改进电池化学组成的需求也在迅速增长。

包括可再生和不可再生能源在内，仅去年一年，世界人口就消耗了近18万亿千瓦时，而这一需求还在继续增长；事实上，在过去的15年里，消耗了超过一半的现有能源。

为此，我们的电网和发电机还在不断地增长；如今，对更高效、更环保的能源的需求与日俱增。由于更容易使用，早期的电网开发人员使用交流电(ac)向世界供电，但在许多地区，直流电(dc)可显著提高效率。

在基于宽带隙半导体（例如GaN和SiC器件）的高效经济型功率转换技术发展的推动下，许多应用现在都看到了转换为直流电能的好处。因此，精确的直流电能计量变得越来越重要，特别是涉及到电能计费的地方。本文将讨论直流计量在电动汽车充电站、可再生能源发电、服务器场、微电网和点对点能源共享方面的发展机会，并介绍一种直流电表设计。

直流电能计量应用

电动汽车直流充电站

预计到2018年¹，插电式电动汽车(EV)的复合年均增长率为+70%，并且预计2017至2024年将以+25%的复合年均增长率增长。²充电站市场从2018至2023年将以41.8%的复合年均增长率增长。³然而，为了加速减少私人交通造成的二氧化碳排放，电动汽车需求成为汽车市场的首选。

近年来，人们在提高电池容量和使用寿命方面做了大量工作，但同时必须提供广泛的电动汽车充电网络，这样才能无需担心行驶里程或充电时间问题，从容实现长途旅行。许多能源供应商和私营企业都在部署高达150 kW的快速充电器，并且每个充电桩功率高达500 kW的超快充电器也引发了公众的兴趣。考虑到局部充电峰值功率高达兆瓦的超快充电站和相关的快速充电能源溢价率，电动汽车充电将成为一个巨大的电能交换市场，随之需要进行准确的电能计费。

目前，标准电动汽车充电器在交流侧计量，缺点是无法测量交流-直流转换过程中损失的电能，因此，对最终客户来说，计费不准确。自2019年以来，新的欧盟法规要求能源供应商只能向客户收取传输到电动汽车的电能费用，使得电源转换和分配损失都由能源供应商来承担。

虽然先进的SiC电动汽车转换器可达到97%以上的效率，但快速和超快充电器直接连接到汽车电池时，电能以直流方式传输，在这种情况下，显然需要在直流侧实现准确计费。除了涉及电动汽车充电计量公共利益外，私人住宅点对点电动汽车充电计划可能对于直流侧进行精确的电能计费具有更大的激励作用。

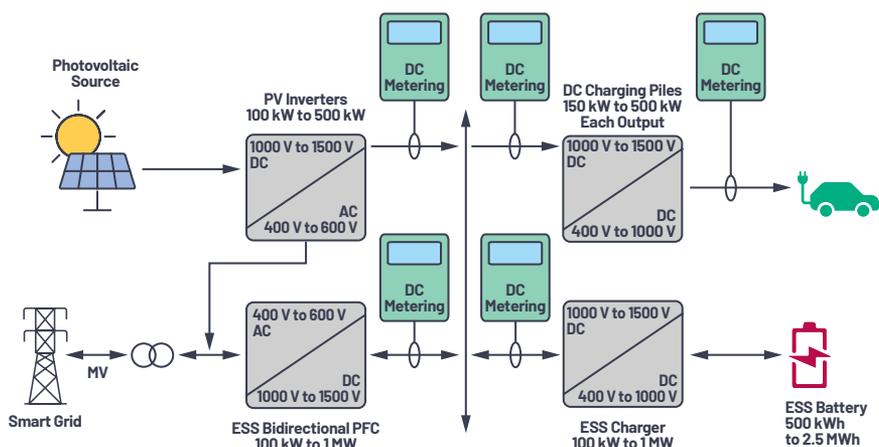


图1. 未来电动汽车充电站的直流电能计量。

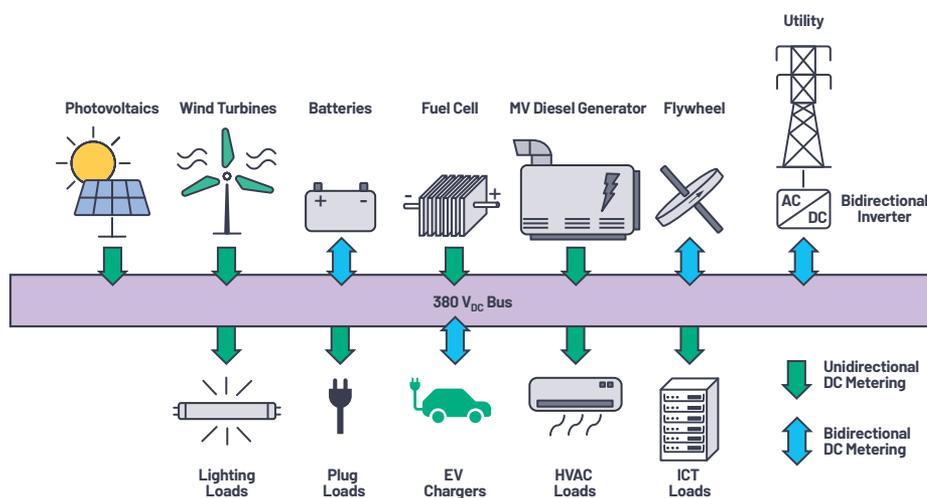


图2. 可持续微电网基础设施的直流电能计量。

直流配电—微电网

什么是微电网？从本质上讲，微电网是更小版本的公用电力系统。因此，需要安全、可靠、高效的电源。医院、军事基地都可能使用微电网，微电网甚至会作为公用系统的一部分，其中可再生能源发电、燃料发电机和储能共同作用形成一个可靠的能源分配系统。

楼宇建筑中也会使用微电网。随着可再生能源发电机的广泛使用，建筑物甚至可以自行供电，屋顶太阳能电池板和小型风力涡轮机产生的电能足够使用，独立运行但仍提供公共电网支持。

此外，建筑物多达50%的电力负载是直流电。目前，每台电子设备都必须将交流电转换为直流电，在这个过程中会损失高达20%的电能，与传统交流配电相比，估计总能耗可节省多达28%。⁴

在部署直流电的建筑物中，可以通过将交流电一次转换为直流电，并将直流电直接馈入所需设备（如LED灯和电脑）来降低能耗。

随着大家对直流微电网日益关注，对标准化的需求也在增加。

IEC 62053-41是一个即将推出的标准，将规定住宅直流系统和封闭式电表（类似于直流电能计量的等效交流计量）的要求和标称水平。

截止2017年⁵，直流微电网领域价值约为70亿美元，并且随着新兴直流配电的发展趋势将会进一步增长。

直流供电数据中心

数据中心运营商正在积极考虑使用不同的技术和解决方案来提高设施的电力效率，因为电力是其最大的成本之一。

数据中心运营商看到了直流配电的相关好处，不仅可减少交流和直流之间需要进行的最少转换次数，而且与可再生能源的整合也更轻松、更高效。转换级数的减少按下式估计：

- ▶ 节能5%至25%：提高传输和转换效率，并减少热量产生
- ▶ 双倍可靠性和可用性
- ▶ 占地面积减少33%

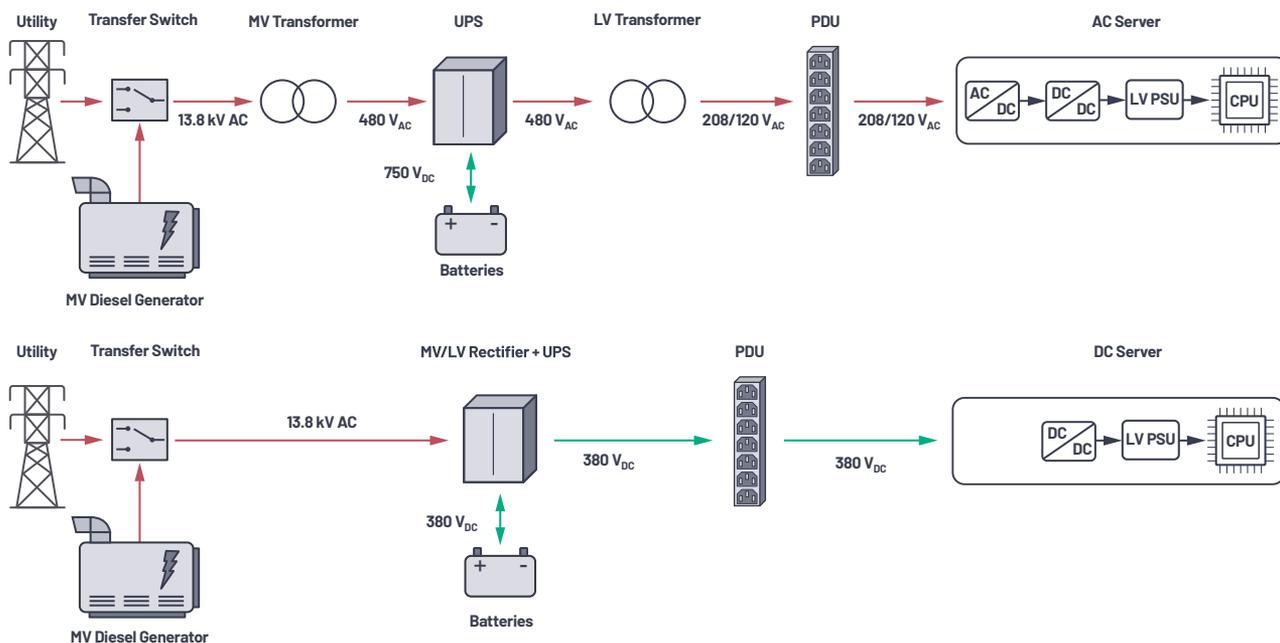


图3. 与传统交流配电相比，数据中心直流供电需要的组件更少，损耗也更低。

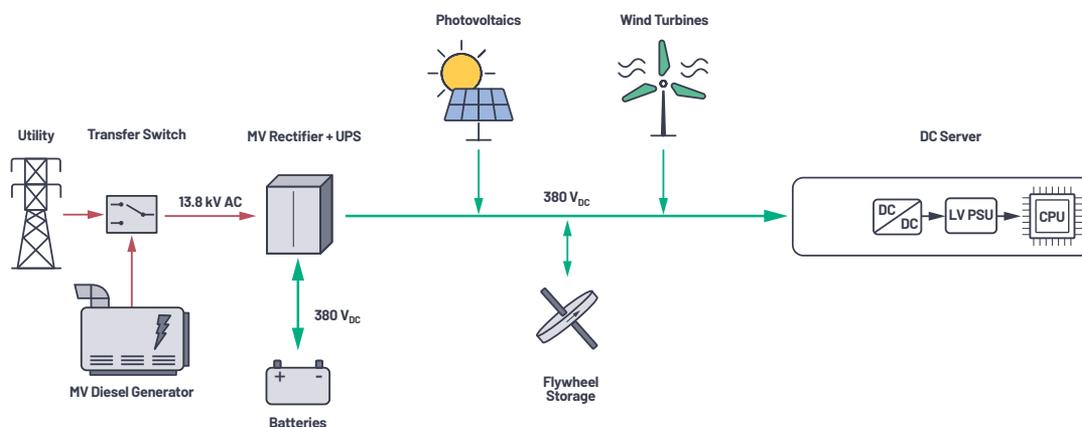


图4. 直流供电数据中心的可再生能源整合。

配电总线电压范围高达380 V_{DC}左右，由于许多运营商开始采用按用电量向托管客户收费的测量方法，因此精确的直流电能计量越来越倍受关注。

向托管客户收取电费的两种常用方式：

- ▶ 每次（每个出口固定费用）
- ▶ 消耗的电能（计量出口—对所消耗的每千瓦时收取电费）

为了鼓励提高电源效率，计量输出方法越来越受欢迎，客户定价涉及以下几部分：

经常性费用 = 空间费用 + (IT设备抄表 × PUE)

- ▶ 空间费用：固定，包括安全保障和所有建筑物运营成本
- ▶ IT设备抄表：IT设备消耗的千瓦时数乘以电能成本
- ▶ 电源使用效率(PUE)：考虑IT背后基础设施的效率，例如散热冷却

一个典型的现代机架会消耗高达40 kW的直流电。因此，需要使用计费级直流电表来监测高达100 A的电流。

精密直流电能计量挑战

20世纪初，传统交流电表完全是机电式。使用电压和电流线圈的组合在旋转铝盘中感应涡流。铝盘上产生的转矩与电压和电流线圈产生的磁通量的乘积成正比。最后，在铝盘上添加一个破碎磁铁，使转速与负载消耗的实际功率成正比。此时，只需计算一段时间内的旋转次数即可计量耗电量。

现代交流电表则更复杂，也更准确，并可防止窃电。现在，先进的智能电表甚至可以监测其绝对精度，并且安装在现场时可全天候检测是否存在窃电迹象。ADI公司的ADE9153B计量IC就具有此功能，它采用mSure®技术。

无论是现代电表、传统电表、交流电表还是直流电表，都是根据其每千瓦时脉冲常数和百分比等级精度进行分类的。每千瓦时脉冲数表示电能更新率，即分辨率。等级精度表示电能的最大计量误差。

与老式机械电表类似，给定时间间隔内的电能也是通过计算这些脉冲数进行计量；脉冲频率越高，瞬时功率也越高，反之亦然。

直流电表架构

直流电表的基本架构如图5所示。要测量负载所消耗的功率($P = V \times I$)，至少需要一个电流传感器和一个电压传感器。当低电压侧为地电位时，流过电表的电流通常在高电压侧测量，以便尽量减少未计量漏电的风险，但电流也可在低电压侧测量，如果设计架构需要，也可以在两侧测量。通常使用测量和比较负载两侧电流的技术，使电表具有故障和窃电检测能力。但是，在测量两侧的电流时，至少需要隔离一个电流传感器，以便处理导体间的高电位。

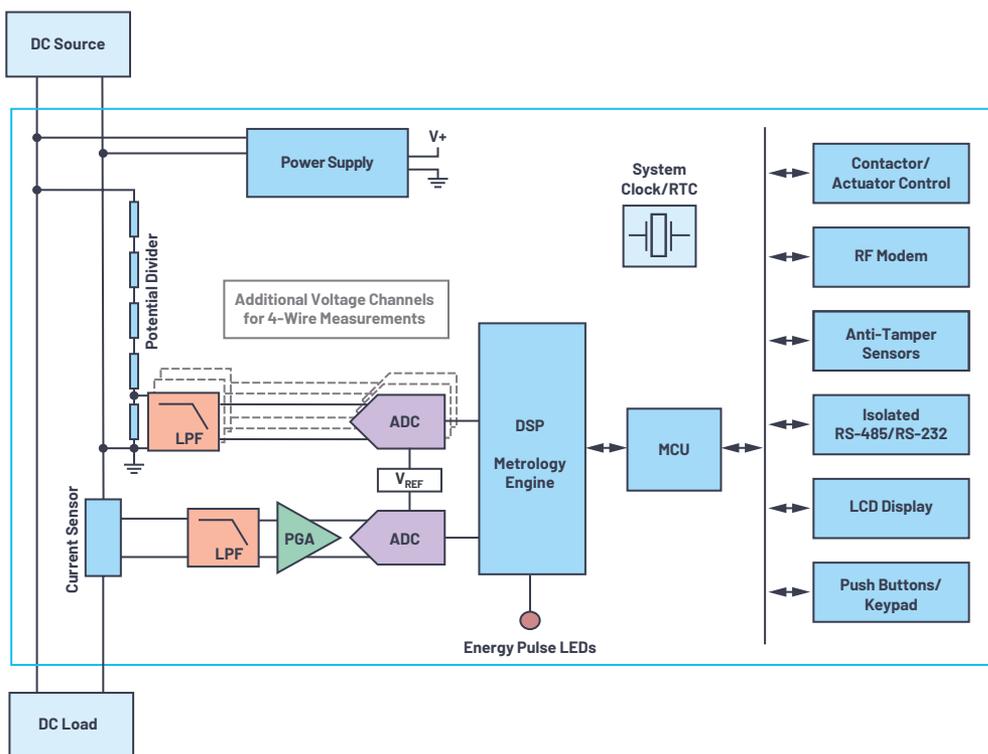


图5. 直流电表系统架构。

电压测量

电压通常用电阻分压器来测量，其中使用阶梯电阻将电位以一定比例降低到与系统ADC输入兼容的电平。

由于输入信号的幅度很大，使用标准组件可轻松实现精确的电压测量。但是，必须注意所选组件的温度系数和电压系数，以确保在整个温度范围内具有所需的精度。

如前所述，用于电动汽车充电站等应用的直流电表有时需要专门对传输到车辆的电能计费。为了满足测量要求，电动汽车充电器的直流电表可能需要有多个电压通道，使电表也能在车辆的入口点检测电压(4线测量)。采用4线配置的直流量电计量方式，就可以将充电桩和电缆的所有电阻损耗从总电能账单中扣除。

直流电能计量的电流测量

电流可通过直接连接测量，也可通过感应电荷载体流动所产生的磁场来间接测量。下一节将讨论最常用的直流电流测量传感器。

分流电阻

直接连接电流检测是一种成熟可靠的交流和直流电流测量方法。电流流过一个已知阻值的分流电阻。根据欧姆定律($V = R \times I$)，分流电阻两端的压降与流经电阻的电流成正比，将压降放大和进行数字化处理，就可以精确地得出电路中的电流。

分流电阻检测是适合测量mA至kA电流的准确高效的低成本方法，理论上具有无限的带宽。但是，这种方法有一些缺点。

当电流流过电阻时，产生的焦耳热与电流的平方成比例。这不仅会造成效率损失，而且自热效应还会影响分流电阻值，从而导致精度下降。为了限制自热效应，可使用低值电阻。但是，使用小电阻时，通过传感元件的电压也很小，有时会与系统的直流偏移相当。在这些情况下，要在动态范围的低端实现所需精度并不容易。可使用具有超低直流偏移和超低温漂的先进模拟前端，来克服低值分流电阻的限制。但是，由于运算放大器具有恒定增益-带宽乘积，高增益将会限制可用带宽。

低值电流检测分流器通常由特定的金属合金制成，如锰铜或镍铬，这些金属合金可以抵消其各成分的反向温度漂移，从而导致总漂移约为数十ppm/°C。

直接连接直流测量中的另一个误差因素是热电动势(EMF)现象，也称为塞贝克效应。在塞贝克效应这种现象中，在形成结的至少两个不同电导体或半导体之间的温差会在两者之间产生电位差。塞贝克效应是一种众所周知的现象，广泛用于检测热电偶的温度。

在4线连接的分流器中，焦耳热会在电阻合金元件的中心形成，与铜传感导线一起传播，铜传感导线可能连接到PCB（或其他介质），也可能有不同的温度。

传感电路将形成不同材料的对称分布，因此，将大致抵消正负极传感导线上的结电势。但是，热容量的任何差异，如连接到更大铜块（接地层）的负极传感导线，会导致温度分布不匹配，从而产生由热电动势效应引起的测量误差。

因此，必须注意分流器的连接和所产生热量的分布情况。

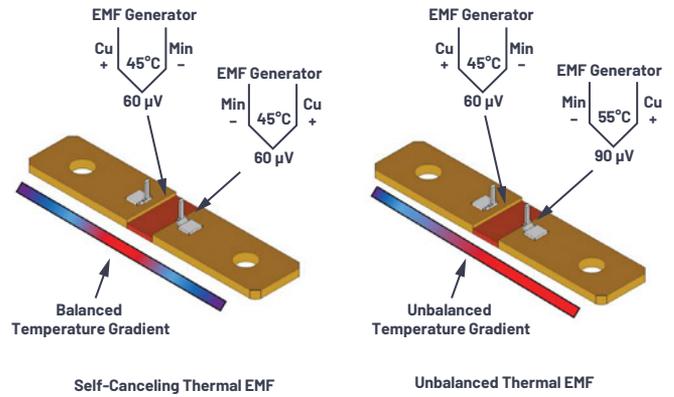


图6. 由温度梯度引起的分流器中的热电动势。

磁场感应—间接电流测量

开环霍尔效应

传感器由一个高磁导率环构成，感应电流导线通过该环。这会将被测导体周围的磁力线集中到一个霍尔效应传感器上，该传感器插在磁芯的横截面内。该传感器的输出经过预先处理，通常有不同的配置可供选择。最常见的有：0 V至5 V、4 mA至20 mA或数字接口。以相对低成本提供隔离和高电流范围的同时，绝对精度通常不低于1%。

闭环霍尔效应

由电流放大器驱动的磁通磁芯上的多匝次级绕组提供负反馈，以实现总磁通量为零的情况。通过测量补偿电流，线性度得到了提高，不存在磁芯磁滞，总体上具有出色的温漂，并且精度比开环解决方案更高。典型误差范围下降到0.5%，但是额外的补偿电路使传感器成本更高，有时带宽也受到限制。

磁通门

是一个复杂的开环或闭环系统，通过监测有意饱和磁芯的磁通量变化来测量电流。线圈绕在高磁导率铁磁芯上，磁芯由对称方波电压驱动的二次线圈有意饱和。每当磁芯接近正负饱和时，线圈的电感就会崩溃，其电流变化率也会增加。线圈的电流波形保持对称，除非外加一个外部磁场，这样波形就会变得不对称。通过测量这种不对称性的大小，就可以估算出外部磁场的强度，以及由此产生的电流。它可以提供良好的温度稳定性和0.1%的精度。但是，传感器中复杂的电子器件使其成为一种昂贵的解决方案，其价格比其他隔离式解决方案高10倍。

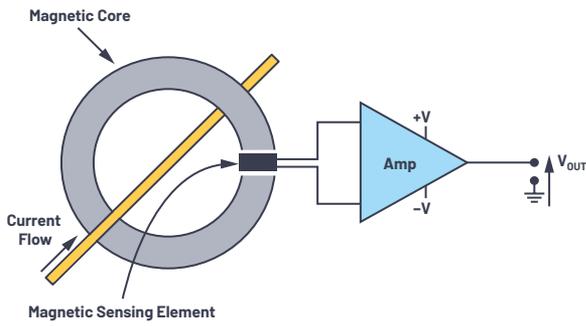


图7. 基于通量集中器和磁性传感器的开环电流传感器。

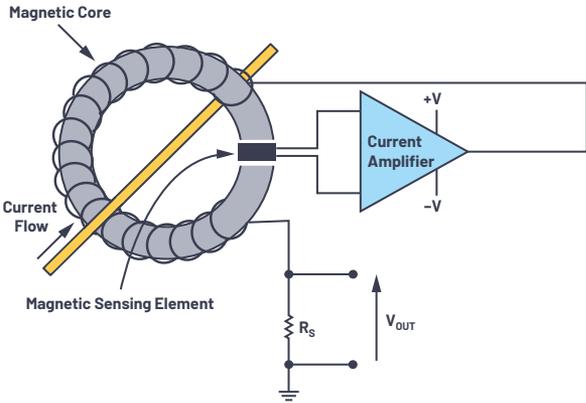


图8. 闭环电流传感器的工作原理示例。

直流电能计量：要求和标准化

虽然与现有交流计量标准生态系统相比，直流电能计量的标准化似乎不难实现，但行业利益相关者仍在讨论不同应用的要求，这就需要更多的时间来敲定直流计量的具体细节。

IEC正在制定IEC 62053-41，以定义精度等级为0.5%和1%的有功电能直流静电电表的具体要求。

该标准提出了一个标称电压和电流的范围，并对电表的电压和电流通道的最大功耗进行了限制。此外，与交流计量要求一样，定义了动态范围内的具体精度，以及空载条件下的电流阈值。

草案中对系统带宽没有具体要求，但要求成功完成快速负载变化测试，并对系统最小带宽定义了隐含要求。

电动汽车充电应用中的直流计量有时符合德国标准VDE-AR-E 2418或旧铁路标准EN 50463-2。根据EN 50463-2，对每个传感器都指定了精度，组合电能误差是电压、电流和计算误差的正交和，

$$c = \sqrt{e_V^2 + e_I^2 + e_{calc}^2} \quad (1)$$

表1. 根据EN 50463-2标准确定的最大电流误差百分比

电流范围	0.2R级	0.5R级	1R级
1%至5% I _N	1%	2.5%	5%
5%至10% I _N	0.4%	1%	1.5%
10%至120% I _N	0.2%	0.5%	1%

表2. 根据EN 50463-2标准确定的最大电压误差百分比

电压范围	0.2R级	0.5R级	1R级
<66% V _N	0.4%	1%	2%
66%至130% V _N	0.2%	0.5%	1%

结语：符合概念验证标准的直流电表

ADI公司是精密传感技术的行业领导者，为精密电流和电压测量提供完整信号链，以满足严格的标准要求。下一节将介绍符合即将推出的专用标准IEC 62053-41要求的直流电表的概念验证。

考虑到微电网和数据中心计费级直流电能计量的空间，我们可以假设表3中所示的需求。

表3. 直流电表规格—概念验证

额定值	标称值	动态范围	测量 (最大范围)
电压	±400 V _{DC}	100:1	±600 V
电流	±80 A	100:1	±240 A
精度	1%至5% I _{NOM}	1%	
	5%至120% I _{NOM}	0.5%	
温度	-25°C至+55°C		-40°C至+70°C 储存
电表常数	1000 imp/kWh		
电压和电流带宽	2.5 kHz		

使用低值和低电动势分流器可以实现准确的低成本电流检测 (<1 μV_{EMF}/°C)。采用低值分流电阻对于减少自热效应并使功率电平低于标准要求的限值至关重要。

商用75 μΩ分流器将会使功耗保持在0.5 W以下。

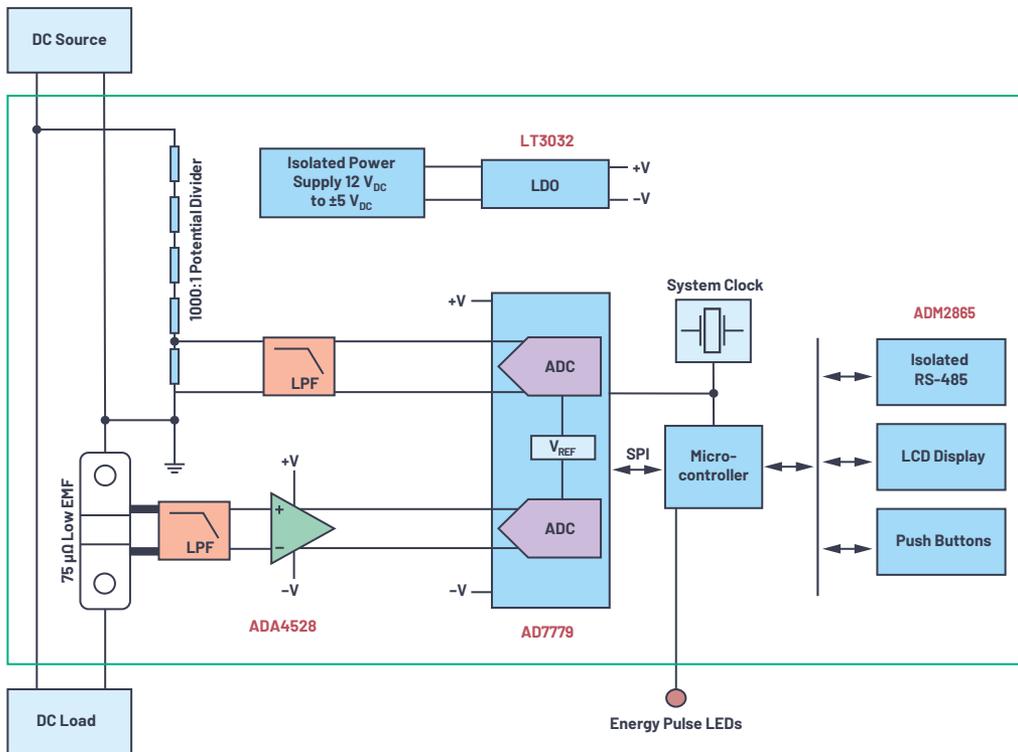


图9. 直流电表系统架构。

但是，在75 µΩ分流器上，80 A标称电流的1%会产生60 µV的小信号，需要使用在亚微伏的失调漂移性能范围内的信号链。

ADA4528的最大失调电压为2.5 µV，最大失调电压漂移为0.015 µV/°C，非常适合为小分流信号提供超低漂移、100 V/V放大。因此，同步采样、24位ADC AD7779可直接连接到放大级，具有5 nV/°C输入参考失调漂移量。

通过直接与AD7779 ADC输入端相连的1000:1比率的电阻电位分压器，可以精确测量高直流电压。

最后，利用微控制器实现简单的逐样本、中断驱动计量功能，其中对于每个ADC样本，中断例程为：

- ▶ 读取电压和电流样本
- ▶ 计算瞬时功率($P = I \times V$)
- ▶ 在电能累加器中累加瞬时功率
- ▶ 检查电能累加器是否超过电能阈值以产生电能脉冲，并清除电能累加寄存器

此外，除了计量功能，微控制器还支持系统级接口，如RS-485、LCD显示和按钮。



图10. 概念验证—原型制作。

参考资料

- ¹ Tom Turrentine、Scott Hardman和Dahlia Garas。“[引导电动汽车向可持续发展过渡](#)。”国家可持续交通中心，加州大学戴维斯分校，2018年7月。
- ² “[按类型（纯电动汽车、混合动力电动汽车、插电式混合动力电动汽车）、车辆类型（两轮车、客车、商务车）和地区划分的全球电动汽车市场报告—行业趋势、规模、份额、增长、估计和预测，2017-2024](#)。”Value Market Research。
- ³ [按充电站（交流充电站、直流充电站）、安装类型（住宅、商业）和地区（北美、欧洲、亚太地区和世界其它地区）划分的电动汽车充电站市场—到2023年的全球预测](#)。Research and Markets，2018年4月。
- ⁴ Venkata Anand Prabhala、Bhanu Prashant Baddipadiga、Poria Fajri和 Mehdi Ferdowsi。“[直流配电系统架构及优势概述](#)。”MDPI，2018年9月。
- ⁵ “[按类型（交流微电网、直流微电网、混合）、连接（并网、远程/孤岛）、产品（硬件、服务、软件）、电源（天然气、太阳能、燃料电池、热电联产、柴油等）、应用（医疗健康、工业、军事、公用电力事业和教育机构）、地区（北美、欧洲、亚太地区、南美以及中东和非洲地区）划分的全球微电网市场、全球行业分析、市场规模、份额、增长、趋势和预测，2018-2025](#)。”Researchstore.biz。

作者简介

Luca Martini于2016年获得意大利博洛尼亚大学能源电子及通信工程硕士学位。在攻读硕士学位期间，他在德国纽伦堡弗劳恩霍夫集成电路研究所(Fraunhofer IIS)工作了7个月，开发了用于表征压电能量收集器的精密实时控制系统。从2006至2016年，Luca从事生物医学领域的系统和硬件开发工作。2016年，Luca加入英国爱丁堡ADI公司的能源和工业系统事业部。

智能化电能计量技术提升能效，让世界变得更环保

Austin Harney

引言

我们都很熟悉那些隐藏在车库、地下室或其它隐蔽之处的电表了。我们甚至可能每月会检查它一次或两次，并将电表上的最新读数打电话告诉电力公司，而不是估算一个数字。随着技术的发展，一场静悄悄的革命正在这普普通通的电表上发生。

图1显示的是一款在19世纪后期开发的传统机电式电表，它带有一个转盘和一个机械计数显示器。这种电表通过计算该转盘的旋转圈数来计量电能，金属转盘的旋转速度与所用电量成一定比例。转盘周围的线圈通过施加一个与瞬时电流和电压成比例的涡电流和推力转动转盘，它利用一个永久磁铁在转盘上施加阻尼力，以在断电后使之停止旋转。



图1. 机电式电表

电表发展的第一个里程碑是机电式电表被固态电子式电表所代替。电子式电表利用高度集成的器件（如ADE516x¹、ADE556x²、ADE716x³、ADE756x⁴和ADE77xx⁵系列电能计量IC⁶来计量电能。这些器件通过一个高精度的 Σ -ADC来将瞬时电压和电流转成数字量，然后计算电压和电流的乘积，就能得到以瓦特为单位的瞬时功率。对瞬时功率按时间进行积分就可以得出已消耗的电能值，它通常以千瓦时(kWh)为单位计量。消耗的电能数据显示在一个液晶显示屏(LCD)上，如图2所示。

电子式电表有很多优势。除了可计量瞬时功率以外，它还可以计量其它参数，如功率因数和无功功率。它能够每隔一个特定时段计量并存储数据，这就允许电力公司提供分时段计费服务。这样一来，聪明的用户在费率较低的非高峰时期使用主要电器（如洗衣机和烘干机），这样能节省电费，而且高峰期的电能需求量减少了，电力公司也可以避免建设新的发电厂。电子式电表还不会受到外部磁场或电表本身放置角度的影响，因此它们的防窃电性能要优于机电式电表。此外，电子式电表的可靠性也非常高。

ADI公司在机电式电表向电子式电表的演变过程中起到了关键的作用，迄今为止已经销售了超过2.25亿块电能计量IC。根据IMS Research公司的报告，2007年付运的所有电表中，75%是电子式的，25%是机电式的⁷。



图2. 固态电子式电表

电子式电表打开新的机遇

一旦电表数据可以以电子形式得到，在电表上增加通信功能就变得很有意义了，因为这样就允许电表通过通信链路使用自动抄表(AMR)功能远程发送电表数据。电表制造商已经开发出多种不同的远程抄表系统架构，大致可分为近距离无线抄表系统、车载无线抄表系统和联网抄表系统。图3显示了车载抄表系统。在该案例中，电力公司派出一部装有无线数据收集器的汽车，该车只要经过居住区就可高效地收集电表数据。车载抄表系统

使一个电力公司员工能够在一天内抄到的电表数量是近距离抄表系统的五倍，是人工抄表数量的十倍。在联网抄表系统中，电表数据被传输到一个固定的数据收集器，它通常位于某街道或居民区尽头的一根电线杆上。然后数据会通过宽带或无线蜂窝网络传输到电力公司。

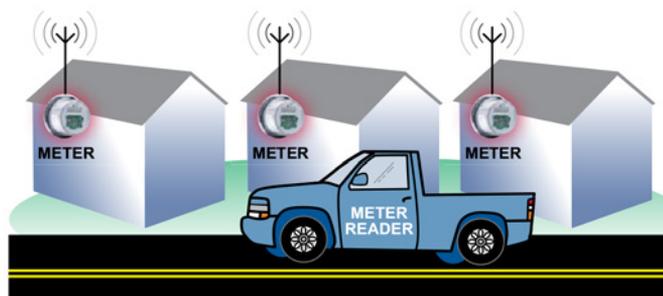


图3. 车载抄表器

从AMR到AMI

最初，以AMR系统取代人工抄表只被简单地看作是一种降低人工成本的途径，但这一看法正在改变，因为业界认识到AMR允许电力公司方便地提供更大的好处和更好的服务（如实时计费），从而进一步提升能效、实现故障即时报告，以及提供更精确的数据来规范网络内用户的用电习惯。AMI（先进抄表基础设施）有时会替代AMR，以突出与简单远程抄表的区别。AMI联网抄表系统可以利用从卫星到低成本无线电在内的各种技术来实现，其中两种主导性新兴技术是RF技术（利用开放的工业、科学和医学(ISM)频段）和电力线载波技术(PLC)。

RF技术采用低功耗、低成本的无线电系统来无线传输电表信息，PLC则利用电力线本身来传输。ADI公司已经开发出了针对这两种技术的解决方案，ADF7xxx系列短距离收发器⁸可满足ISM频段RF应用的需要，而基于广泛使用的Blackfin[®]处理器⁹的SALEM[®]系列则可满足PLC技术的需要。这两种技术都各有利弊。特别对于水表和气表来说，基于在水或气旁边部署电力线的安全问题考虑，RF技术正变成主要的选择。水表由于经常被埋于地下，情况也更复杂一些。对于电表而言，混合使用这两种技术看起来可能性最大，北美青睐RF，而欧洲则倾向于PLC。在美国，一小部分家庭通常只连接到一个变压器，这使得PLC方案不太经济。在某些情况下，电力公司采用混合方案部署AMI，电力线用于数据收集器和电表之间的通信，RF用于电表和室内其它计量表或设备之间的通信。Google地图中有一个显示全球AMR/AMI部署¹⁰和现场试验的很有意思的页面，它显示了最新的部署信息。

设计AMR/AMI电表中的RF电路

电表通常位于拥有越来越多无线设备的房屋内部或周边，确保可靠的无线电通信是一大挑战，这就要求RF电路必须具备高性能，以抑制无线LAN等设备发出的较强信号的干扰，RF输入端可能接收低至1微伏以下的信号，并进行解码。

RF模块也要求具有良好的无线电灵敏度，因为更高的灵敏度意味着更长的信号传输距离。记住，电表可能位于地下室甚至地底下，它需要和几条街之外某根电线杆上的无线电设备或与街上电力公司的抄表车进行通信。灵敏度越低，接收无线电就必须

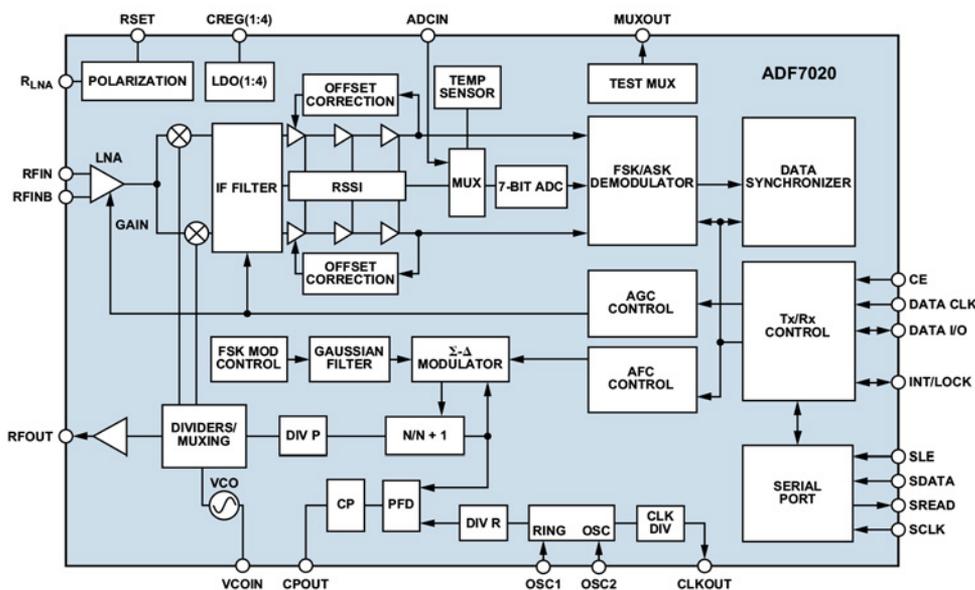


图4. ADF7020的功能框图

须靠得越近才能正确地解码信息。对于一个移动的车载抄表系统来说，这意味着抄表车必须与您的房屋靠得更近，但固定网络基础设施必须使用更小的单元和相应更多的数据收集器。因此，高灵敏度可以使网络基础设施的成本最小。

低功耗是电池供电的气表和水表的关键性能要求。电表供应商常常努力尝试降低电表的功耗，因为这样一来他们就可以将相同的设计移植到水表或气表上。此外，为了在开放的频段内工作，计量表和抄表器使用的通信协议必须符合所在国家的无线电发射规定。目前全世界有多个开放频段，其中最常用的是900MHz、2.4GHz和5.8GHz。大部分电表制造商都选择了900MHz频段作为电表之间和电表与数据收集器之间的通信频段。在某一给定的功率预算下，900MHz频段的无线传输距离比2.4GHz频段更长，基站或数据收集器就可以覆盖更大的范围。不过，从电力公司的角度来说，使用这个频段的一个缺点在于缺乏可用的标准。1GHz以下频段显然是电池供电型气表和水表的最佳技术选择，这推动了业界对标准化的要求，以便不同制造商的系统之间实现互操作性。已经从有线M-Bus用户群体成长起来的无线M-Bus，就是一个计量表之间以及计量表和数据收集器之间通信标准的例子。M-Bus[®]目前是欧洲规范标准的一部分，详情可见EN 13757标准。无线M-Bus协议的详细内容在衍生标准EN 13757-4中。900MHz频段的其它标准化工作也在进行之中。

ADF7020[™]和即将推出的ADF7023就是900MHz的无线电器件，这两款器件在设计过程中就考虑了计量应用的需求，这两款器件也都适用于必须符合无线M-Bus标准的系统。图4显示了ADF7020的功能框图。

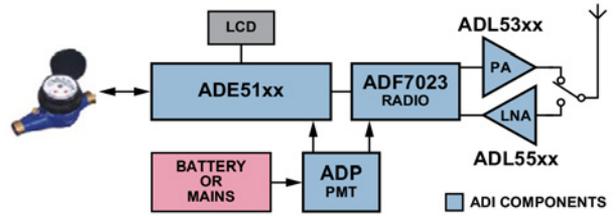


图5. 具有AMR功能的公用仪表

ADF7020全集成的低功耗无线电收发器可工作在以下开放ISM频段上：中国是433MHz，欧洲是868MHz，北美则是915MHz。它集成了完整的RF发射和接收电路以及模拟和数字基带。如图5所示，实现一个用于AMR电表[®]的射频卡，通常只需要ADF7020、一根天线、几个外部无源器件和一个运行通信协议的简单微控制器。ADF7020通过集成一个超低功耗的8位RISC内核来执行一些低级的通信功能，大幅减轻了外部微控制器的负担。在很多情况下，这样可以避免采用通信专用微控制器。电表制造商选择ADF702x系列收发器而不是其竞争器件的另一个原因是，ADF702x系列收发器能提供业内最好的灵敏度和阻塞性能，它允许电表和数据收集器之间有更长的通信距离。ADF7020提供超过70dB的阻塞性能，这意味着，即便在一个带外信号比所需信号高出70dB的情况下，ADF7020也可以正确地检测出所需的信号并进行正确的解码。ADF7020的相邻信道抑制指标大约为40dB，灵敏度可以达到-120dBm，具体需取决于数据率。这比表现最好的ZigBee[®]解决方案[®]的灵敏度还低出20dB。

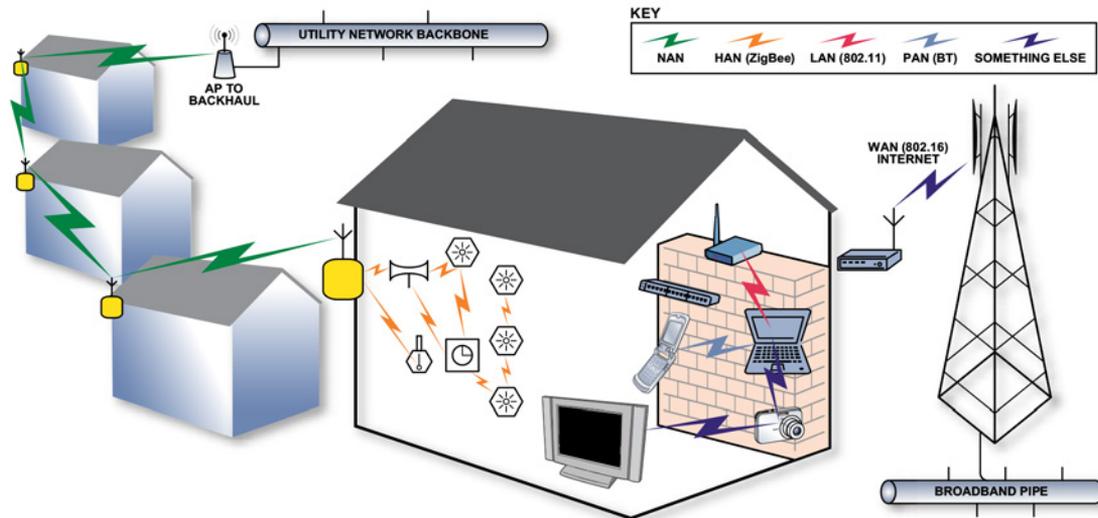


图6. 家庭区域网

HAN网络

随着很多家庭将很快配备一个具有通信能力的电表，电力公司和能源管理机构开始思考未来如何利用该技术来提高能效和节能意识。利用这个有时被称为“智能电网”的概念，电力公司可以利用这一扩展到千家万户的网络，来积极地管理电能输送负荷。例如可以提供实时价格信息，从而让用户可以调整用电习惯。在用电高峰期，比如炎热天气时，电力公司可以给用户发送一个信息，提醒用户下一个小时的费率会提高，鼓励其关掉电器，这就需要在室内安装一个可以显示该信息的显示器。电力公司还可以更进一步地通过电表来控制用户家中的电器，比如调低空调或关闭游泳池的水泵，这个系统需要电表和家用电器之间进行通信，有时这被称为家庭区域网(HAN)。900-MHz射频解决方案（如ADF702x和ZigBee射频解决方案）都在这一领域找到了用武之地。

大多数业内人士都认识到，一个与先进的计量基础设施相连的能够完全运行的家庭区域网还需要若干年才能实现。然而，这样的系统的好处让今天很多公司都积极为家庭区域网开发解决方案。图6显示了家庭区域网的示意图。

结束语

ADI公司专注于为电表市场提供一流的技术和产品，包括RF收发器、电能计量芯片组、RF放大器、隔离产品和电力线控制产品。ADF702x高性能全集成收发器适用于具有通信功能或支持AMI的电表，为全球电表制造商提供了紧凑、可靠和低成本解决方案。

AMI和智能电网被视为是提高能效的关键潜在技术，将最终帮助实现减少二氧化碳排放的目标。ADI公司承诺提供推动这一市场发展的创新型高效器件，并在未来继续为提高能效和促进节能作出其应有的贡献。

参考资料

- www.analog.com/cn/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE5166/products/product.html
- www.analog.com/cn/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE5566/products/product.html
- www.analog.com/ADE7166
- www.analog.com/cn/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE7566/products/product.html
- www.analog.com/cn/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE7751/products/product.html
- www.analog.com/cn/analog-to-digital-converters/energymeasurement/products/overview/CU_over_analog_ICs_meter__energy-sensitive_world/resources/fca.html?ref=ASC961
- IMS Research Report 2008
- www.analog.com/cn/rfif-components/short-range-transceivers/products/index.html
- www.analog.com/cn/embedded-processing-dsp/blackfin/content/index.html
- <http://maps.google.com/maps/ms?ie=UTF8&hl=en&msa=0&msid=115519311058367534348.0000011362ac6d7d21187&om=1&ll=43.325178,-4.21875&spn=90,-33.046875&source=embed>
- www.m-bus.com
- www.analog.com/ADF7020
- www.analog.com/cn/instrumentation-solutions/electronic-energymeter-lcd-display/applications/index.html
- www.zigbee.org/en/index.asp

作者简介

Austin Harney 1999年毕业于爱尔兰国立都柏林大学，获得工学学士学位，并在毕业后加入ADI公司。他现在是位于爱尔兰Limerick的ADI公司ISM频段无线产品部的应用工程师。Austin业余时间喜欢足球、音乐，以及和他的女儿共度闲暇时光。

访问ADI在线支持社区，与ADI技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答，或参与讨论。

ez.analog.com/cn

 **ADI EngineerZone™**
中文技术论坛

**ANALOG
DEVICES**
超越一切可能™

analog.com/cn

如需了解区域总部、销售和分销商，或联系客服和技术支持，请访问analog.com/cn/contact。

©2025 Analog Devices, Inc. 保留所有权利。商标和注册商标属各自所有人所有。