

高性能模拟产品

模拟应用期刊

2011 年第四季度



重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

产品应用

数字音频	www.ti.com.cn/audio	接口	http://www.ti.com.cn/interface
通信与电信	www.ti.com.cn/telecom	安防应用	www.ti.com.cn/security
放大器和线性器件	http://www.ti.com.cn/amplifiers	逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
计算机及周边	www.ti.com.cn/computer	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
数据转换器	ers http://www.ti.com.cn/dataconvert	电源管理	http://www.ti.com.cn/power
消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps	视频和影像	www.ti.com.cn/video
DLP® 产品	www.dlp.com	微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontroll
能源	www.ti.com.cn/energy	无线通信	www.ti.com.cn/wireless
DSP - 数字信号处理器	http://www.ti.com.cn/dsp	RFID 系统	http://www.ti.com.cn/rfidsys
工业应用	www.ti.com.cn/industrial	RF/IF 和 ZigBee® 解决方案	www.ti.com.cn/radiofre
时钟和计时器	ers http://www.ti.com.cn/clockandtim		
医疗电子	www.ti.com.cn/medical		

TI E2E 工程师社区 <http://e2e.ti.com/cn/> IMPORTANT NOTICE

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道1568 号, 中建大厦32 楼邮政编码: 200122

Copyright © 2011 德州仪器半导体技术(上海)有限公司

Contents

Introduction	4
Data Acquisition	
How delta-sigma ADCs work, Part 2	5
This article continues the exploration of the topology and functionality of delta-sigma ADCs that was begun in Part 1. The modulator described in Part 1 requires a digital/decimation filter to minimize high-frequency noise and reduce the output-data rate. Operation of this filter is discussed, including the conversion of the modulator's 1-bit data stream to 24-bit words and adjusting the decimation ratio by changing the master-clock and output-data-rate ratio.	
Power Management	
Solar charging solution provides narrow-voltage DC/DC system bus for multicell-battery applications	8
Systems powered directly by a solar panel typically do not allow the solar panel to operate at maximum efficiency. This article presents a solution that efficiently charges multicell batteries and provides system bus voltage by operating the solar panel at its maximum power point (MPP). This solution also intelligently connects and disconnects the battery from the system.	
Solar lantern with dimming achieves 92% efficiency	12
Solar lanterns with LEDs have become very popular, and switching regulators are typically used to efficiently drive LEDs from a variety of battery voltages. Analog and PWM dimming techniques provide an easy method of controlling light output and extending operating time between charges. This article presents two 2.8-W solar-lantern solutions, one configured with analog dimming and the other with PWM dimming. The linearity and efficiency of the two techniques are evaluated to determine how various operating conditions affect dimming performance.	
Interface (Data Transmission)	
Extending the SPI bus for long-distance communication	16
Communications between integrated circuits typically use a single-ended interface designed for short distances. As the distance increases, interface designs that work in the lab may fail on the factory floor because of added propagation delay and other problems prevalent in the harsh environment. This article describes typical problems and solutions related to clock synchronization, noise immunity, large ground-potential differences, unterminated data lines, and electrical transients.	
General Interest	
Analog linearization of resistance temperature detectors	21
Precision temperature measurements often use resistance temperature detectors (RTDs) because they are very stable and useful for temperatures ranging from cryogenic to over 800°C. RTDs have second-order nonlinearity of approximately 0.38% per 100°C measurement range. In applications where digital compensation is not available, an analog technique for RTD linearization can be used. This article describes this technique, which can also be used with bridge sensors and other ratiometric devices.	
Index of Articles	25
TI Worldwide Technical Support	31

To view past issues of the
***Analog Applications Journal*, visit the Web site**
www.ti.com/aaaj

引言

《模拟应用期刊》收录了众多模拟应用文章，旨在让广大读者对德州仪器 (TI) 产品有一个基本的认识，并为读者介绍一些简单但却实用的典型应用例子。这些文章不仅仅适合于设计工程师，同时也适合于广大工程经理、技术人员、系统设计师以及市场营销和销售人员。本杂志通过冗长、详实的数学分析，重点介绍一般应用概念。

这些应用文章并非是针对某些具体电路的设计指南，而是通过一些例子，教您如何使用器件解决一些具体的设计问题。阅读本杂志，您可以获得下列相关教程和实用工程解决方案：

- 数据采集
- 电源管理
- 接口（数据传输）
- 放大器：音频
- 放大器：运算放大器
- 低功耗 RF
- 常见问题

适当情况下，文章还会向读者介绍软件程序和程序架构。最后，《模拟应用期刊》还为您提供了许多有用的建议和经验法则，指导您做好设计准备工作。

$\Delta \Sigma$ ADC工作原理，第2部分

作者: Bonnie Baker,
TI 信号完整性工程师

$\Delta \Sigma$ 模数转换器 (ADC) 的加入, 大大增强了过程控制设计环境。这种器件的主要贡献便是其24位高分辨率, 它可以提供224或者约1.6千万的输出代码。即便不是所有低位都为无噪, 但一个 $\Delta \Sigma$ ADC 拥有 20 个无噪位即约 1 百万无噪输出代码, 也是很正常的事情。这至少比 16 位转换器的性能高 4 倍。

图 1 显示了一个 $\Delta \Sigma$ ADC 的架构图。正如我们在本系列文章第 1 部分中所讲的那样 (见《参考文献 1》), $\Delta \Sigma$ 转换器的调制器通过降低低频噪声获得高分辨率, 从而对数据进行整形。系列文章的第1部分还表明, 调制器输出的不良特性为高频噪声和高速、1 比特输出速率。如果信号驻留在数字域中, 我们可以使用低通数字滤波器模块降低高频噪声, 然后再使用一个抽取滤波器模块降低输出数据速率。本文也即系列文章的第 2 部分, 将

单独介绍每一种功能模块, 尽管现实世界的设计均将这些模块集成到同一块硅片上。

数字滤波器模块

数字滤波器模块通过首次对1比特代码调制器数据流采样, 实现低通滤波器功能。图 2 显示了一个一阶、低通求平均滤波器。求平均滤波器是 $\Delta \Sigma$ 转换器中最为常用的滤波器技术。正如我们所看到的那样, 图 2 中的数字滤波器是一种加权求平均滤波器。几乎所有的 $\Delta \Sigma$ ADC 都有一些被称作 Sinc 滤波器的求平均滤波器, 它们因其频率响应而得名。许多 $\Delta \Sigma$ 器件, 特别是音频器件, 都使用其他滤波器和 sinc 滤波器, 一起作为被称作两级抽取的一个过程的组成部分。低速工业用 $\Delta \Sigma$ ADC 一般只使用 sinc 滤波器。

图 1 $\Delta \Sigma$ ADC 架构图

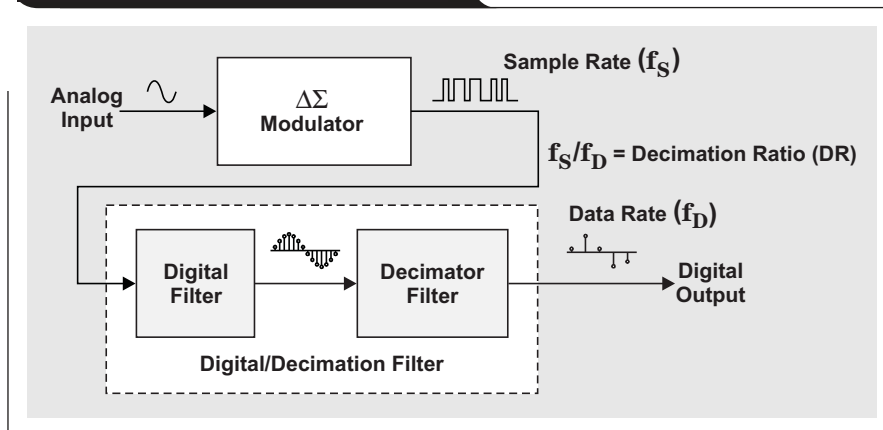
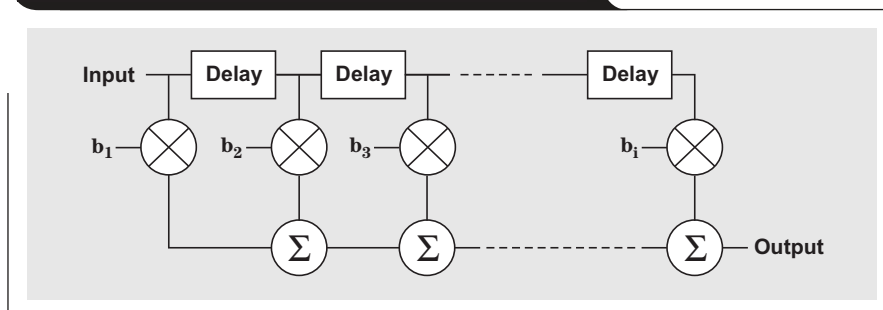


图 2 一阶、低通求平均滤波器



数字滤波器的输出速率与采样速率相同。图 3 显示的是一个数字滤波器的输出。在时域（图 3a）中，数字滤波器负责 $\Delta\Sigma$ 转换器的高分辨率。请注意，24 位代码串看起来像原始信号。但是，在频域（图 3b）中，数字滤波器仅对信号使用了一个低通滤波器。这样，它便降低了调制器的量化噪声；但是它与所有低通滤波器一样，同时也降低了频率带宽。由于量化噪声降低了，信号又重新出现在时域中。

现在，信号成为一种高分辨率、数字化的输入信号，但其速率仍然过高，以至于无法使用。设计人员可能会让转换器提供每一个采样，但这样做没有意义，因为：

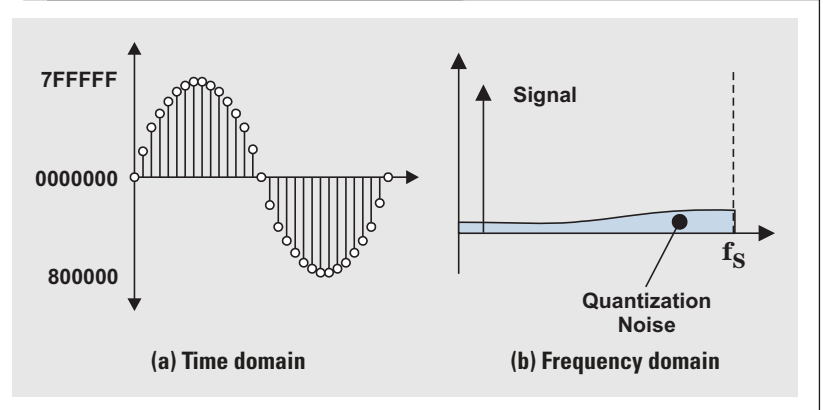
- 这种转换器需要一个高速控制器或者处理器。
- 尽管在调制器的高采样速率下好像有大量的高质量采样，但它们中的大多数并没有提供什么有用的信息，因为使用了低通滤波器。换句话说，额外采样为插值结果，也即中间结果。

抽取滤波器功能模块

数字/抽取滤波器的第二个功能模块是抽取器。“抽取”这个词最初由罗马军队使用，意思是杀死十分之一的兵变军人。换成是数字/抽取滤波器，数字滤波器采样“抽取”显得更加生动形象。在抽取电路中，通过扔掉或者“杀掉”部分输出数据，从而降低了数字信号的输出速率。这种方法是通过丢弃某些采样来实现。

这样做看起来似乎有点残酷。使用这种方法之前，有一个漂亮的正弦波，其由大量采样完美地定义。去除大量这些

图 3 数字滤波器的输出



采样以后，让原始信号成了一副空骨架；但是，请记住大多数这些采样并不“真实”。我们可以将它们看成是滤波器的半成品采样。实际上，根据奈奎斯特定理，新的“骨架”型信号拥有与之前波形完全相同的信息内容，但却具有了易于控制的数据速率。抽取一些采样并没有导致丢失任何信息。

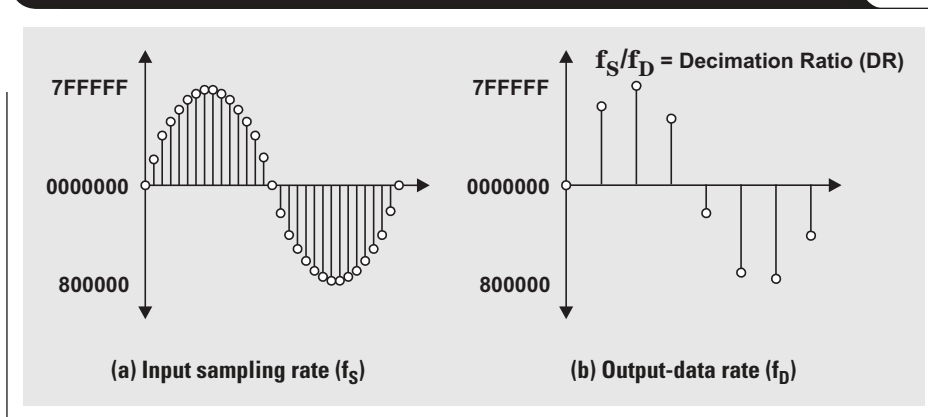
图 4 以概念的形式说明了这种抽取过程。图 3a 所示数字滤波器的时域输出，被提交至图 4a。图 4b 显示了抽取器-滤波器功能模块的输出信号。

以上便是关于 $\Delta\Sigma$ 转换器中数字滤波器和抽取器-滤波器功能模块的完整介绍。

让 $\Delta\Sigma$ ADC 各部分协同工作

系列文章的第 1 部分说明了时域和频域中调制器的内部工作原理。文章还介绍了调制器如何利用负反

图 4 抽取过程的数字/抽取滤波器输出



馈过采样系统，把噪声整形为高频率噪声。如前所述，数字/抽取滤波器可降低高频噪声，然后以低数据速率将输入信号传送至转换器的输出端。将这两种组件组合使用，可实现一种高分辨率的 ADC。

这种系统的重要变量为：调制器采样速率 (f_s) 和数字/抽取滤波器的输出数据速率 (f_D)。这两个变量之比，便为抽取比 (DR)。抽取比等于每数据输出的调制器采样数。抽取比值范围为 4 到 32768，其中 TI ADS1605 ADC 的抽取比值为 4，而 TI ADS1256 ADC 的抽取比值为 32768。

请思考图 5 中 $\Delta\Sigma$ 调制器的输出频谱。调制器在 f_s 频率下采样，从而将量化噪声整形为更高频率。许多 $\Delta\Sigma$ 转换器允许设计人员直接通过调节抽取比来控制数据速率。假设所选数据速率为 f_s 的一部分，如图 5a 所示。那么，构成输出的 0 到 f_D 频率便位于信号频带内。请注意信号频带中的噪声水平。

图 5a 中，有效位数 (ENOB) 非常高。由于输出数据速率 (f_D) 由抽取器-滤波器功能模块决定，因此其取决于抽取比 (DR)，而 $DR = f_s/f_D$ 。图 5b 表明，右移的 f_D 值更高。不幸的是，噪声还是增加了。大多数噪声都位于高频下，从而降低了信噪比和 ENOB。

有一种方法可以在保持 ENOB 不变的同时提高采样速度 (f_s)，也即提高主时钟速率。它还可以增加 f_D ，但却不会降低抽取比。不幸的是，提高主时钟速率，同时也会增加功耗。另外，大多数转换器都有一个实用 f_s 限值，超出该限值转换器就会出问题。

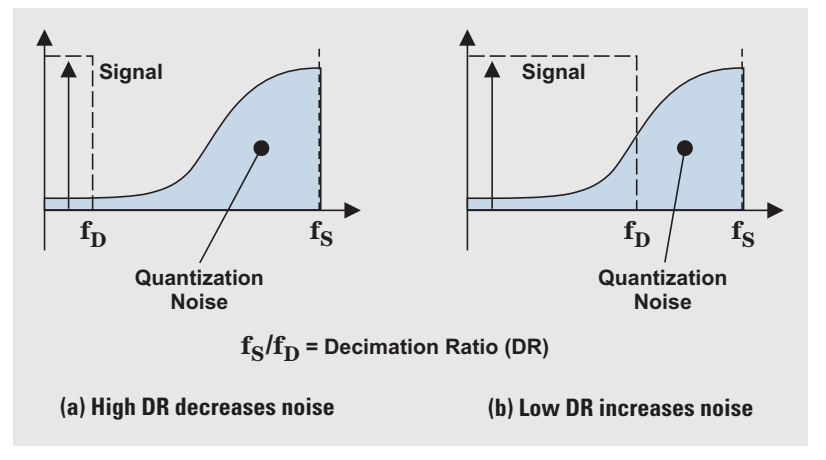
结论

$\Delta\Sigma$ ADC 基本上包括一个调制器和一个数字/抽取滤波器。调制器利用一个 1 比特 ADC 和过采样，直接将模拟信号转换成数字域。调制器拓扑实现一种噪声整形功能，将低频量化噪声推至高频。低通数字/抽取滤波器扔掉经过调制器级整形的高频噪声，然后将器件的数据输出速率降至某个可用频率。

输出数据速率和转换器分辨率之间存在密切的关系。如果采样速率保持恒定，则低数据速率可在转换器输出端提供较高的有效分辨率，即 ENOB。

除本系列文章所介绍的一些基本功能外， $\Delta\Sigma$ ADC 还有其他一些功能模块，例如：电流源功能模块、电压源功能模块、输入缓冲器等。但是，所有 $\Delta\Sigma$ ADC 都肯

图 5 改进的 RD 具有更低的噪声以及更慢的输出信号



定有一个调制器和一个数字/抽取滤波器。在选择 $\Delta\Sigma$ ADC 时，应先看它的一些基本功能，然后再看它还有一些其他什么功能。

参考文献

如欲了解本文的更多详情，敬请访问 www.ti.com/lit/litnumber (用 TI 文档编号替换“litnumber”)，下载 Acrobat® Reader® 文件，获取下列相关资料。

文献标题

TI 文献编号

- 1、《 $\Delta\Sigma$ ADC 工作原理，第 1 部分》，作者是：Bonnie Baker，刊发于 2011 年第 3 季度《模拟应用期刊》..... SLYT423
- 2、《16 位、5MSPS 模数转换器》，《ADS1605/6 产品说明书》..... SBAS274
- 3、《12 位、500-/550-MSPS 模数转换器》，ADS5463/54RF63 产品说明书..... SBAS288

相关网站

Dataconverter.ti.com
www.ti.com/product/ADS1256
www.ti.com/product/ADS1605

太阳能充电解决方案为多节电池应用提供了窄电压 DC/DC 系统总线

作者: 王力 (Wang Li),
德州仪器 (TI) 电池电源应用工程师和 Michael Day, 电源应用经理

引言

由于太阳能电池板的输出电压变化较大, 因此太阳能供电系统一般都必须有很宽的输入电压范围。这种宽工作电压范围, 限制了系统在所有光照条件下从太阳能电池获取最大功率的能力。理想的太阳能充电应用, 可以在限制系统输入电压范围的同时, 让太阳能电池在其最大功率点 (MPP) 工作供电。通过将一个窄电压 DC/DC (NVDC) 电池充电架构与太阳能充电器设计集成到一起, 便可以实现这个目标。系统电源总线的窄电压范围, 可以提供高系统效率、最小电池充电时间并延长电池工作时间¹。本文将为您说明太阳能充电应用的 NVDC 充电架构, 并向您介绍一种电路, 这种电路可以让充电器较好地运行在数种工作状态下, 例如: 电池过热、电池电量用尽、电池完全充电和系统电流过负载等。

传统的充电器拓扑

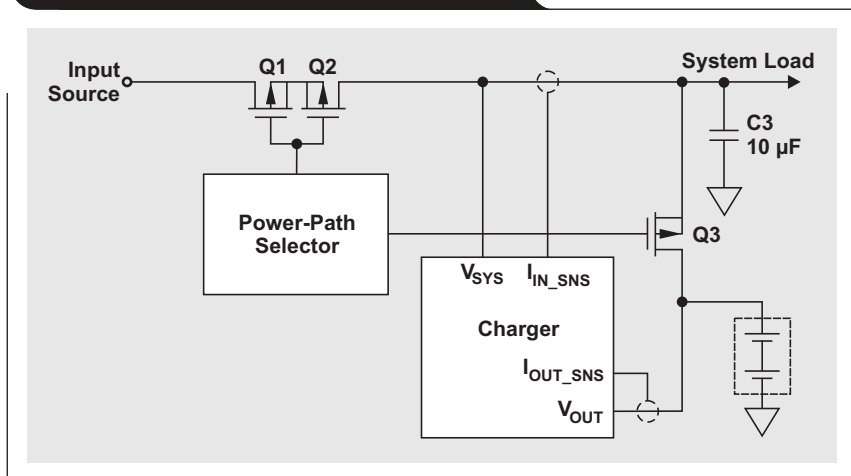
图 1 显示了一款高功耗开关式充电器的传统充电器拓扑架构。笔记本电脑充电便是这种拓扑的一种典型应用。它的一个缺点是系统宽工作电压范围, 其要求使用一些价格昂贵、效率低下的电源, 来为下游电路提供电源轨 1。系统电压范围为最高 AC 适配器电压 (轻负载适配器

一般为 22V) 到最低电池电压 (3S2P 笔记本电脑电池组为 9V)。(3S2P 为 3 串 2 并式电池连接的缩写。) 使用 AC 适配器时, 电源路径选择器 MOSFET (Q1 和 Q2) 开启, 而电池 MOSFET (Q3) 关闭。AC 适配器电压同时施加于系统电压和电池充电器输入, 同时为两个电路供电。如果 AC 适配器电压因弱电、过电流状态或者电源插头断开等影响而出现降压, 则 Q1 和 Q2 关闭, 以阻止电池电源回流至适配器中。Q3 开启, 将电池组电压直接连接系统。这样, 系统便始终能够获得供电—通过适配器或者电池。

太阳能充电器的要求

对于那些使用 AC 适配器的系统来说, 图 1 所示电池充电器架构是可以接受的, 但它却并非是一些太阳能充电应用的理想选择, 因为没有限制输入电流的方法。为了让太阳能电池能够始终工作在其 MPP (可最小化电池充电时间和太阳能电池体积), 充电器需要一种电流限制机制。与传统的 AC 适配器不同, 太阳能电池工作时, 应非常严格地控制其负载电流。图 2 显示了一种光照条件下典型太阳能电池的 V-I 特性, 有助于解释这种概念。实线表示电压变化时太阳能电池板的输出电流情况, 而

图 2 太阳能电池板的 V-I 曲线和输出功率曲线

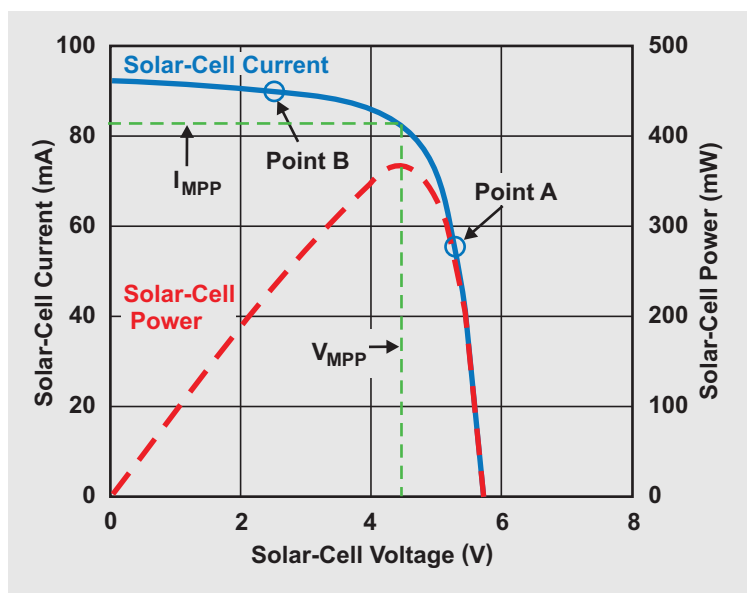


虚线表示输出功率。由于电池板提供的电流增加时其电压随之下降，因此在某个具体的电压和电流下形成 MPP。不同光照条件和温度下，太阳能电池的 MPP 也不同。如果要求的充电电流和系统电流极其小，则太阳能电池可能会工作在图 2 中 A 点处，其低于电池的 MPP。太阳能电池供电低于其最大功率，但却是可以接受的，因为系统获得了其需要的电源。但是，如果电池充电电流或者系统电源要求提高，则充电器会拉取更多的电流，太阳能电池便工作在图2中B点处。在B点这个位置，太阳能电池的输出电流增加了，但实际供给功率却下降了，因为出现了压降。由于太阳能电池功率下降，便延长了电池的充电时间。优秀的太阳能电池充电器设计，应该包含有能够将太阳能电池与系统隔离的电路，以及对太阳能电池的总电流进行控制的电路，这样太阳能电池便可以工作在其 MPP。这种组合电路可以充分利用太阳能电池的有效功率，从而实现一种成本不那么高的系统。这是因为，设计人员不必使用大号的太阳能电池来满足各种充电要求。

最大功率点追踪技术基本原理

太阳能电池充电器包括一种被称为最大功率点追踪 (MPPT) 电路的特殊电路，它可以防止充电器超出太阳能电池最大功率。我们一般通过设置与太阳能电池 MPP 相一致的最小工作电压来实现这个目标。图 2 中是一个使用了太阳能电池的设计，只要太阳能电池的电压维持在 V_{MPP} 以上，这种设计就允许充电器和系统从太阳能电池吸取所有电流。当电流增加至电压降至 V_{MPP} 的那个点时，充电器中的一种特殊控制环路便接管控制，对太阳能电池的总电流进行调节，以将太阳能电池的电压保持在 V_{MPP} 。在这个运行点上，太阳能电池提供其最大功率。系统负载不需要的所有功率，都用于对电池充电。在提供最大功率方面，这种电压型 MPPT 电路非常精确，即使在太阳能电池光照水平不断变化的条件下也是如此。尽管低光照降低了太阳能电池的最大功率和电流，但是仍然在电压基本不变的情况下达到了 MPP²。电压型 MPPT 电路一般由两个电池充电器的外部电阻器组成³。所有其他电路均集成到充电器 IC 中。太阳能电池的 V_{MPP} 一定会随温度而变化。如果需

图 2 太阳能电池板的 V-I 曲线和输出功率曲线

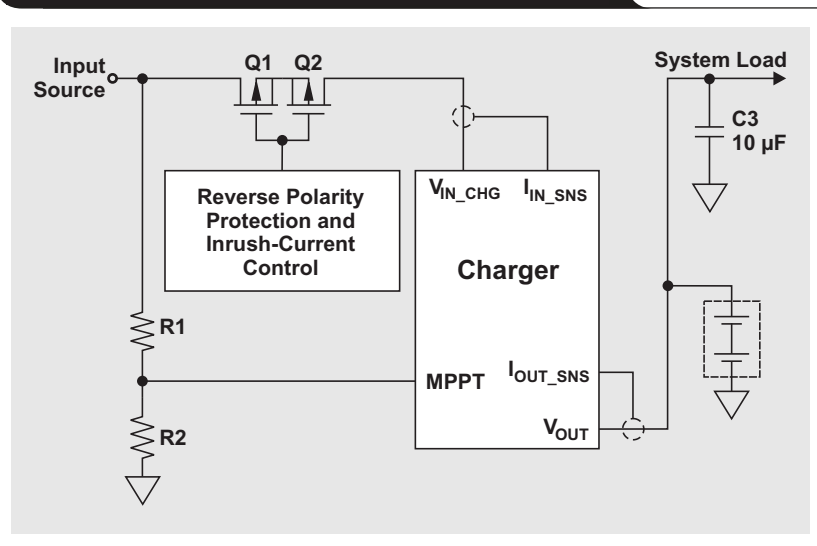


要，可以另外添加电路，来追踪太阳能电池 V_{MPP} 随温度变化情况。追踪 MPP 随温度变化情况，可以缩短充电时间 40%⁴。

添加 NVDC 充电架构

图 3 显示了窄电压 DC/DC (NVDC) 充电架构如何将太阳能电池与系统分离开。它没有通过电源路径选择器 FET 连接至太阳能电池，而是将系统直接连接电池。现在，系统电压等于电池电压，其与适配器或者太阳能电池的输入电压无关。窄工作电压，让设计人员能

图 3 MPPT 电路的 NVDC 架构



够对系统电源进行尺寸、成本和效率方面的优化¹。同时，它还消除了对于电池FET的需求。NVDC架构适用于太阳能充电，因为它对通过充电器的所有电流进行安排。这让MPPT电路可以有效地控制太阳能电池的总电流，并让其始终工作在最大额定功率下。系统直接连接电池（如图3所示），具有很多明显的优点，但在某些工作状态下其也存在不少缺点，我们应予以考虑到。这些工作状态包括：

- 1、电池电压低于电池预充电电压时，电池电流肯定会被限制为预充电电流，从而无法为系统运行提供充足的电流。
- 2、电池温度超出充电允许范围时，充电器拒绝充电，同时也让系统失去电源。
- 3、电池完全充电后应该从充电电源断开以延长电池寿命，但系统应该仍然保持开启状态。

为NVDC架构添加FET Q4和Q5后，便可以满足所有这些工作状态的要求。一个电量计或者主控制器负责监控电压、电流和电池温度，利用这些信息来控制FET，通过FET来根据具体的工作状态，决定连接还是断开电池和充电器。这种主控制器可以与具有模数转换器的微处理器一样复杂，可以持续地监控工作状态，并根据系统需求调节充电器性能；它也可以是一种简单的离散式电路，只对电池电压和温度进行监控。

深度放电的电池要求在充电以前进行预调节。典型的锂离子 (Li-Ion) 电池要求充电器使用 1/10 快速充电电流作

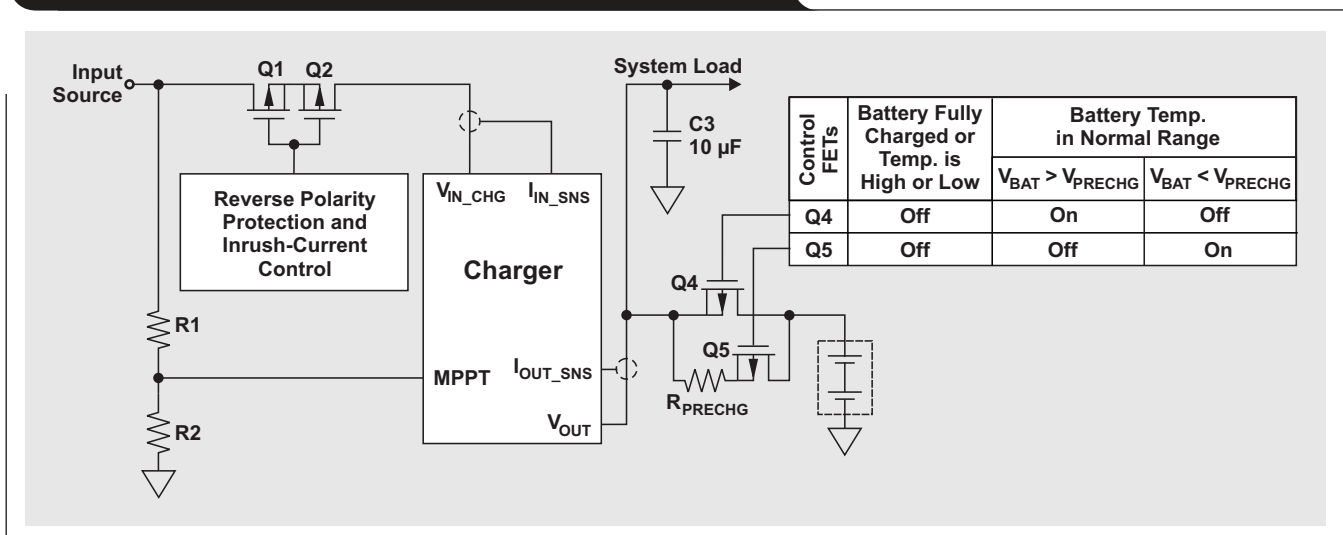
为预充电电流，直到电池电压升至某个规定电压（一般为 3 V）以上为止。当主控制器检测到低于规定预充电电压 ($V_{BAT} < V_{PRECHG}$) 的电池电压时，便开启 Q5，并通过 R_{PRECHG} 提供预充电电流。 R_{PRECHG} 值的选择，要能够在电池电压完全放电时提供最大允许预充电电流。在这种工作模式下，系统被有效地隔离于电池电压，从而让充电器能够保持NVDC调节电压，即使是一节经过放电的电池也没有问题。电池电压升至预充电电压以上时，主控制器关闭 Q5，并开启 Q4，从而有效地让电池和系统一起短路。电池充电电流增至充电器最大输出电流减去进入系统的电流。如果系统电流超出充电器的快速充电电流，则电池进入补充模式。这种模式下，电流从电池流出至系统。

如果主控制器检测到高温或者低温故障状态，便同时关闭 Q4 和 Q5。这样可以阻止电池充电，同时仍然允许充电器为系统供电。当电池达到其完全充电电压时，主控制器也会关闭 Q4 和 Q5，目的是延长电池寿命。电池断开电路的更多详情，请查看《参考文献 5》。

结论

相比标准充电架构，NVDC充电器架构同MPPT和电池断开电路结合具有许多优点。它可以在一定的工作状态下，智能地连接或者断开电池和系统，从而让设计人员能够对太阳能电池板的输出功率进行优化，以满足系统的需求。另外，这种充电器还拥有窄系统工作电压，可以提高效率和延长电池使用寿命。

图 4 电池断开电路的 NVDC 架构



参考文献

如欲了解本文更多详情，敬请访问www.ti.com/lit/litnumber（用TI文档编号替换“litnumber”）
下载Acrobat® Reader®文件，获取下列相关资料。

文献标题	TI文献编号
1、《移动计算系统中窄Vdc型供电架构设计考虑》，作者：梁小国（音）、Gnanavel Jayakanthan 和王蒙（音），刊发于 2010 年美国加利福尼亚棕榈泉《应用电源电子会议和展览会 (APEC) 草案》，第 794-800 页（在线版），网址：http://ieeexplore.ieee.org	
2、《使用 bq2031 的简单 MPPT 型铅酸电池充电器》，作者：Lokesh Ghulyani，刊发于《应用报告》	SLVA378
3、《具有最大功率点追踪功能的太阳能同步开关模式电池充电控制器》，bq24650产品说明书	SLUSA75
4、《bq24650充电器最大功率点追踪技术说明》，作者Jared Casey，刊发于《应用报告》	SLUA586
5、《多节电池离散窄电压DC/DC（NVDC）充电器解决方案》，作者王力（音），刊发于《应用报告》	SLUA620

相关网站

Power.ti.com
www.ti.com/product/bq2031
www.ti.com/product/bq24650

效率高达 92% 的亮度调节型太阳能灯

作者: Chris Glaser,
德州仪器 (TI) 应用工程师

太阳能灯正变得越来越流行, 其特别适合于装饰用夜间照明, 或者那些经常断电甚至没有电的地区。这种灯白天充电, 晚上利用存储的电能为户外道路和人行道提供照明, 也可以为室内活动提供照明, 例如: 做饭和阅读等。由于这些灯一般都通过低成本和稳健可靠的多节铅酸电池来供电, 因此人们常常碰到的一个问题就是如何高效地将这种化学能量转换为流明 (可见光输出)。为了解决这个问题, 我们常常会使用 LED, 因为它们每瓦能耗可产生大量的流明。此外, 我们一般还会使用一种开关式稳压器, 以高效地将变化的电池电压转换为 LED 中稳定但却可控 (亮度调节) 的电流, 从而产生光输出。我们必须在电池电压和亮度调节范围保持高效率, 这样才能延长电池的寿命。我们需要一整套高成本效益的解决方案, 通过使用亮度调节功能, 以一种高效的方法将常见铅酸电池组的 6V、9V、12V 或者 15V 电压转换为光。

单 LED 与 LED 串对比

在进行太阳能灯系统设计时, 设计人员必须首先决定使用多个小型、低功耗的 LED 还是一个大号、高亮度的 LED, 来产生需要的光量。一般而言, 单个 LED 驱动器驱动由多个小型 LED 串联而成的 LED 串。这种方法的好处是, 每个 LED 的电流都完全相同, 同时相比单个 LED, 多个 LED 的照明范围更大。但是, 即使电流都相同, 每个 LED 产生的灯光颜色也不可能完全一样, 除非在装配以前就对它们进行测试和相应的排列安装, 但这样又会增加成本。

单个高亮度 LED 照明范围更小, 但可以通过给 LED 安装光线扩散罩来解决这个问题。如果考虑装配过程中拾

取安装的成本, 单个高亮度 LED 总体上要比多个 LED 方案更具成本效益。单个 LED 不需要安装, 成本更低。本文将讨论低成本、单个高亮度 LED 的使用。LED 电流设置为 800mA, 得到 2.8W 可调节功率输出, 其为太阳能灯的典型输出。

易于调节

太阳能灯的光输出必须能够根据用户的需求进行调节。例如, 相比做饭, 阅读时需要更多的照明。调低光输出, 可减少电池耗电, 实现更长的电池工作时间。

模拟调节和脉宽调制器 (PWM) 调节, 是降低 LED 光输出的两种方法。模拟调节可降低 LED 的平均电流, 而 PWM 调节可使 LED 在全电流下工作, 但在使用全电流时会改变占空比。因此, PWM 调节会产生一个平均 LED 电流, 其等于全电流乘以所用 PWM 信号的占空比。PWM 调节频率应超出了人眼视觉感知的带宽, 因此人们看不到任何闪烁。总之, 模拟调节更为高效, 但 PWM 调节消除了 LED 颜色变化, 这种变化出现在以不同电流驱动 LED 时 (与模拟调节一样)。因此, LED 灯颜色在调节范围保持不变。由于两种调节方法都有优点和缺点, 理想的太阳能灯 LED 驱动器应该能够同时兼顾两种调节方法。微控制器常用于太阳能灯系统中, 用于执行电池管理和其他任务, 它的 PWM 信号为 LED 驱动器的单调节接口, 以实现同时使用两种调节方法。TI TPS62150 支持通过 PWM 信号进行模拟调节和 PWM 调节, 如图 1 和图 2 所示 (见下一页)。《参考文献 1》和《参考文献 1》有详细的设计方程式。

这些电路的优点是其相似性。若想在特定设计中使用模拟或者 PWM 调节，只需对示意图稍做修改，并改变 PWM 信号的频率便可。这就意味着，同一种 LED 驱动器电路，可以用于多种太阳能灯设计。只需为电路安装不同的组件，给微控制器加载稍有不同的代码，便可通过模拟调节或者 PWM 调节，实现太阳能灯的最高效率优化或者最稳定光颜色优化。

另一个重要问题是亮度调节线性。调节范围的 LED 电流（以及由此产生的光输出）变化速率，是否对应于输入信号（此时为 PWM 信号的占空比）的变化速率呢？如

果使用特定 LED 驱动器时是这种情况，则程序改写就十分简单，因为占空比增加 10%，光输出就增加 10%。如果这种情况不成立，则可能需要进行额外的测试和代码编写，以使特定的输入信号变化对应于光输出变化。这种关联性在调节范围内也可能会变化，从而让调节算法进一步复杂化。幸运的是，图 1 和图 2 所示电路均支持非常高的调节线性，如图 3 和图 4 所示。每个电路的可决系数 (R^2 值) 都为 1，其表示高线性。（ R^2 值为某个数据集变化性的统计量度。）这样，调节算法的代码改写就变得非常简单，并在照明灯的平滑亮度调节表现方面，提供令人愉悦的用户体验。

图 1 模拟亮度调节电路示意图

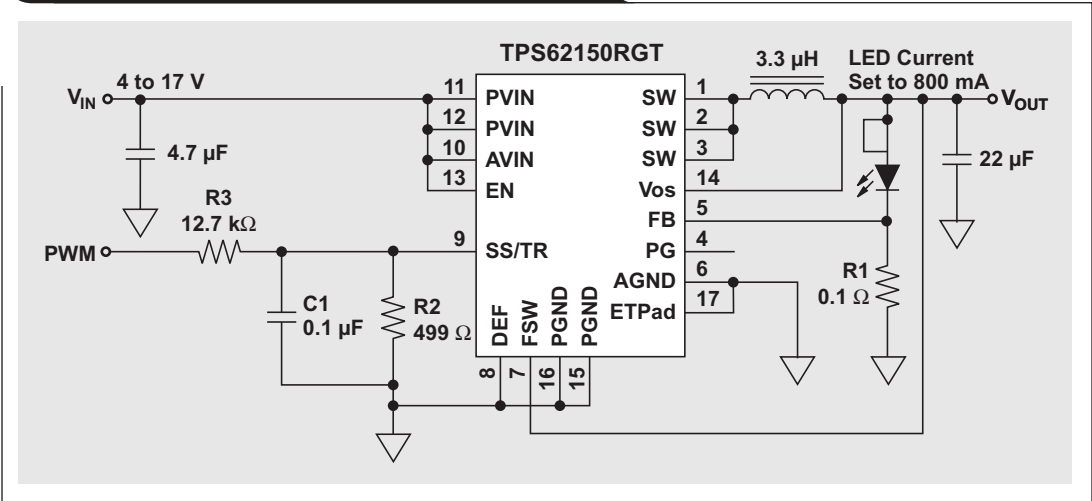
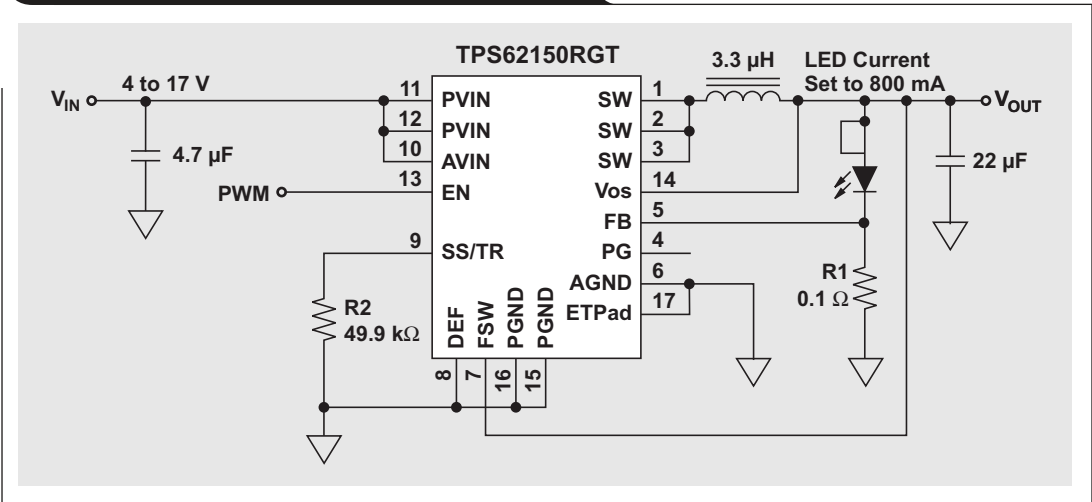


图 2 PWM 亮度调节电路示意图



但是，使用模拟调节时，对这种线性进行建模的线性方程式有一个94 mA的 y 轴截距。这表明模拟调节还有另外一个局限性——在极低输出电流条件下无法对LED 进行亮度调节。要解决这个问题，需使用 PWM 调节方法，其 y 轴截距为 -7 mA。这样便可以在极低 PWM 占空比条件下达到低 LED 电流。

实现高效率

效率对于任何电池供电型系统而言都至关重要，太阳能灯更是如此。由于我们不能假设每天都充足的阳光，电池必须能够不充电的情况下连续工作一天以上。通过高效地将存储化学能转换为光能，并调低灯的亮度来降低光输出，LED 驱动器可以增加电池工作时间。除支持亮度调节以外，高效的LED驱动器还应该（1）能够工作在相对较低的开关频率下，以减少开关损耗；（2）具有节能模式，提高低光照度的效率；

（3）使用一种高成本效益的方法来降低电流检测电阻器（图1所示R1）的损耗。TPS62150便是一种理想的选择，因为它同时具备上述三种特性，并能产生图5和图6所示高效率。由于全电流驱动 LED 时压降更高，同时在 IC 开启和关闭期间效率下降，因此 PWM 亮度调节的效率比模拟亮度调节要低。

图 3 模拟亮度调节线性

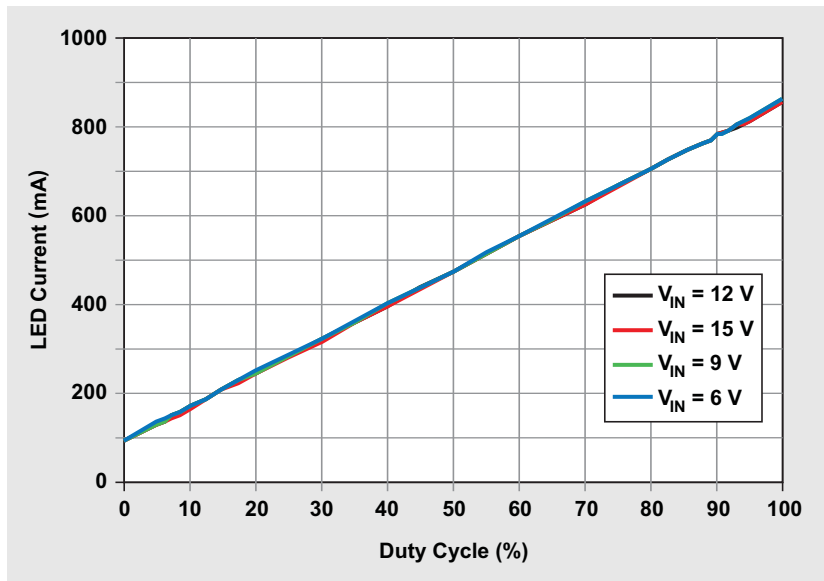
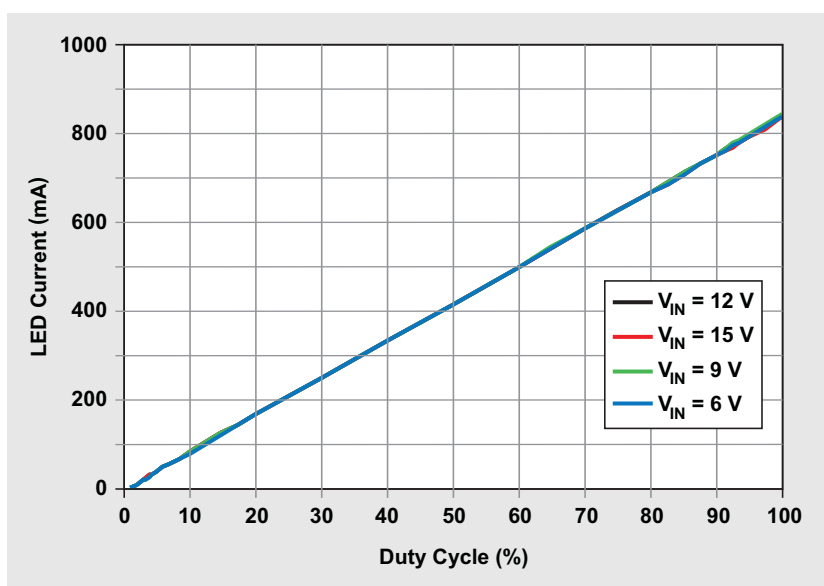


图 4 PWM 亮度调节线性



结论

本文为您介绍了一种高效的2.8 W太阳能灯解决方案，它驱动一个单高亮度LED，并通过PWM信号提供模拟或者PWM亮度调节。模拟调节在整个调节范围都具有更高的效率，而PWM调节允许低PWM占空比的极低LED电流（用于极低光照度），并且在全输出功率下效率最高。两种调节电路都极为线性。这种设计非常适合于通过可再充电铅酸电池、镍电池或者锂电池供电的太阳能灯。

参考文献

如欲了解本文更多详情，敬请访问 www.ti.com/lit/litnumber（用TI文档编号替换“litnumber”）下载 Acrobat® Reader® 文件，获取下列相关资料。

文献标题

TI文献编号

- 1、《将 TPS62150 用作亮度调节降压LED驱动器》 SLUSA75
- 2、《使用PWM信号的模拟亮度调节设计工具》 SLUA586
- 3、《3×3 QFN 封装的3-17V 1A降压转换器》
《TPS62150/1/2/3数据表》 SLUA620

相关网站

Power.ti.com

www.ti.com/product/TPS62150

图 5 模拟亮度调节效率

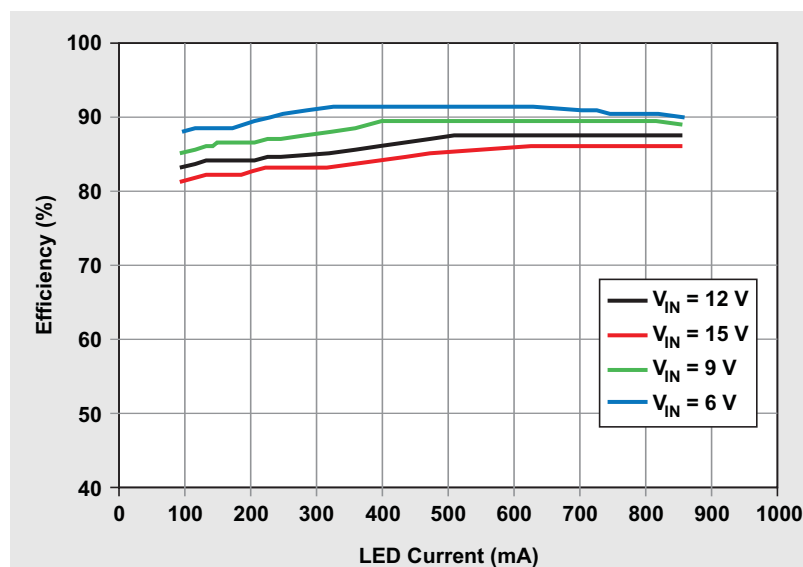
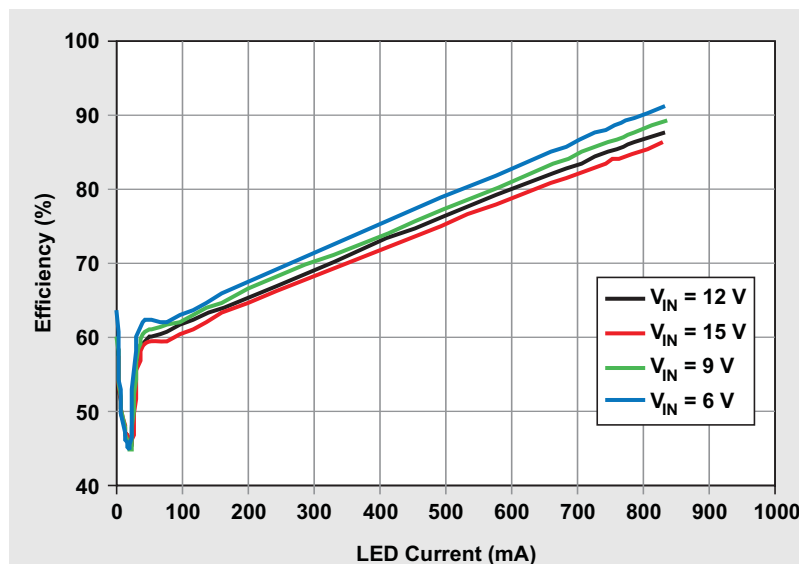


图 6 PWM 亮度调节效率



SPI 总线远距离通信扩展

作者: Thomas Kugelstadt,
德州仪器 (TI) 高级应用工程师

串行外设接口 (SPI) 总线是一种非平衡或者单端串行接口, 专为集成电路之间的短距离通信而设计。一般而言, 一个主设备可以同一个或者多个从设备交换数据。这种数据交换为全双工, 并要求与接口时钟信号同步。但是, 工业数据采集系统设计最新的发展趋势却没有考虑到这种同步要求, 而微控制器和相应模数及数模转换器 (ADC 和 DAC) 之间的距离达到 100 米甚至更远。

数据-时钟同步传播延迟增加的影响通常会被人们所忽略, 而那些在实验室环境下完美运行的接口设计, 到了工厂车间却运行不起来。接口出现故障的原因有很多。本文将对一些主要原因进行解释和说明, 具体包括:

- 信号路径大传播延迟带来的同步缺失
- 远距离、非平衡信号路径带来的低抗噪性
- 大地电位差 (GPD) 导致收发器损坏
- 无端接数据线带来的数据传输误差
- 大电瞬态带来的收发器锁定和网络故障

同步

一个 SPI 主要使用三条接口线路:

- 主设备发起的接口时钟, 目的是确保同步数据传输
- 用于主设备向从设备发送数据的数据线路
- 用于从设备向主设备发送数据的数据线路

接口流控制并不需要携带从设备选择信号的第四条线路, 但在与某个超出从设备通信距离的从设备进行通信时需要。图 1a 显示了一个微控制器单元 (MCU) 的简化版示意图, 其作为主设备, 控制两个数据转换器从设备。

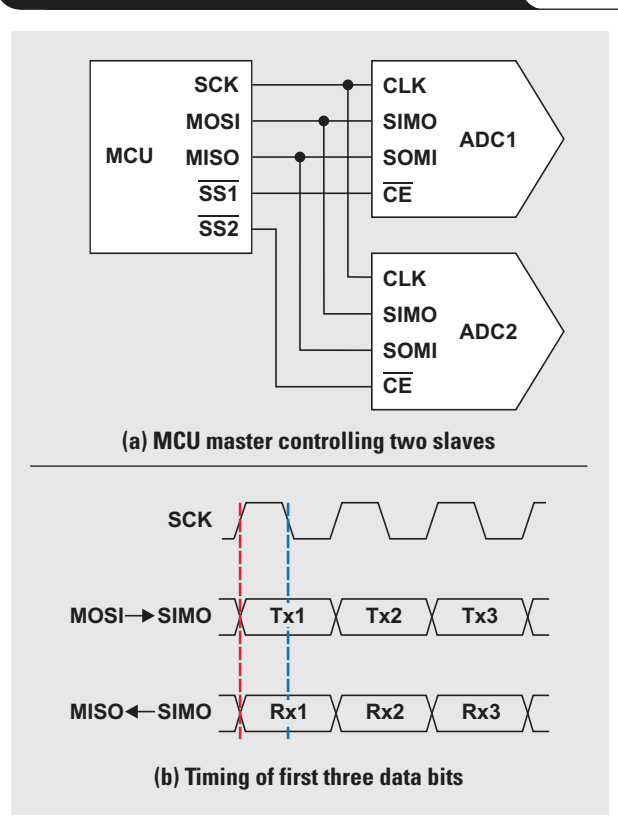
使用 8 到 12 比特及其倍数的字节长度, 数据速率为 1Mbps 到 20Mbps, 则标准 SPI 配置允许短传播时间, 因此仅适用于短距离通信, 只有这样才能保持接口时钟和双向发送数据之间的同步。图 1b 显示了 SPI 配置用于改变上升时钟沿的数据并对下降时钟沿数据采样时, 首批三个数据比特的接口时序。

但是, 远距离通信时, 传输线将极大的传播延迟引入

信号路径。假设 5ns/m 的典型信号传播速度, 一条 100 米长的线缆会产生 500ns 的传播延迟。由于主设备向从设备发送的数据经受的延迟与主设备发起的接口时钟相同, 因此二者会在整个数据链路保持同步。但是, 在反方向, 仅当首个时钟沿到达从设备时从设备才向主设备发送数据。另外, 该数据在其返回主设备时会有一秒钟延迟, 因此从数据不同步, 其延迟为线缆传播延迟的两倍。

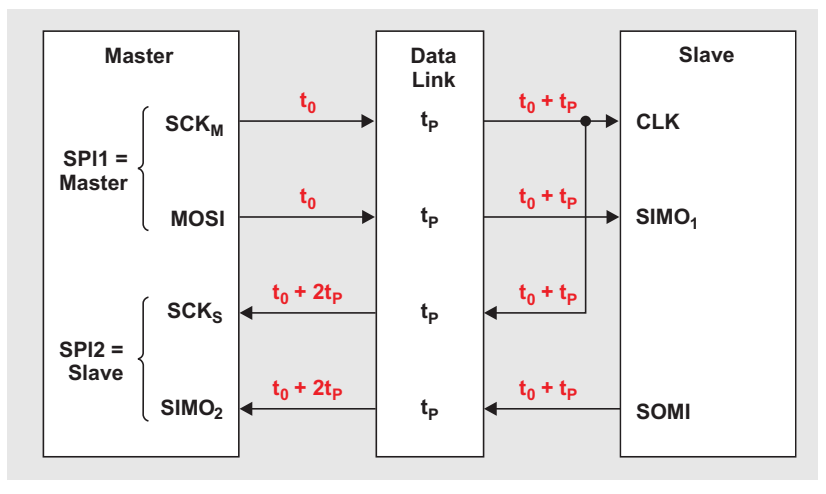
当然, 在没有正确线驱动器和接收器的情况下, 不可能使用 100 米线缆进行通信。然而, 这些组件会使传播延迟再增加约 50ns, 从而让总延迟时间达到 550ns。所以, 从数据会滞后首个时钟沿总共 1100ns, 或者说数据速率为 10Mbps 时滞后 11 比特。

图 1 SPI 的简化示意图



要保持高数据速率的同时在从数据和接口时钟之间恢复同步的唯一可行解决方案是，将时钟信号从从设备反馈给主设备。图 2 说明了这种时钟反馈的好处。这里， t_0 表示首个上升时钟沿，即数据传输开始，而 t_P 为数据链路传播延迟。在穿过数据链路以后，主时钟（SCK_M）和主数据（MOSI）都保持同步。反馈主时钟信号，可让时钟与从数据同步，这样二者延迟相同，便可同时到达主设备。唯一的要求是，主设备需有两个独立的 SPI 端口，一个作为主端口（SPI1），另一个作为从端口（SPI2）。大多数现代的微控制器，都拥有两个以上 SPI 端口，所以这个要求根本不成问题。

图 2 时钟反馈路径恢复同步



然而，在现实世界中实现一个远距离、SPI 兼容接口，并不是一件很容易的事情。远距离数据链路始终会受到外部噪声源、地电位差 (GPD) 以及电感负载开关引起的电压和电流冲击的影响，甚至还会经常受到错误或者无端接产生的反射效应的影响。图 3（见下一页）所示流程示意图，通过展示各种能够抵消这些不利影响的收发器和保护电路，为您做了一个全面的阐述。

提高抗噪性

非平衡或者单端驱动器和接收器，并不足以实现一种稳健的远距离通信数据链路，因为它们易受到共模噪声的影响。消除同步全双工接口（例如：SPI）中共模噪声的一种极好方法是，RS-422 差分驱动器和接收器电路同双绞线电缆一起组合使用。

由于双绞线导体紧密电耦合，引入两个导体的外部

噪声相等，表现为接收器输入端的共模噪声。尽管差分接收器对信号差分敏感，但它们却不会受到共模信号的影响。因此，接收器可以抑制共模噪声，从而保持了信号完整性。

紧密电耦合的另一个好处是，两个导体的电流形成相互抵消的磁场。两个导体的初始横向电磁（TEM）波得到大大降低，成为无法辐射到环境中的电场（参见图 4）。只有导体环路以外的极小弥散场会辐射，从而得到极低的电磁干扰（EMI）。

去除接地回路和 GPD

尽管 RS-485 和 RS-422 标准规定，没有接地线的数据链路可以使用的 GPD 最大值为 ± 7 V，但我们最好还是不要假设这些值就真的代表了最大 GPD。我们会在工业厂房中碰到更大的值，有时达到几百伏，甚至是数千伏。由于 GPD 大多

图 4 TEM 波辐射效应

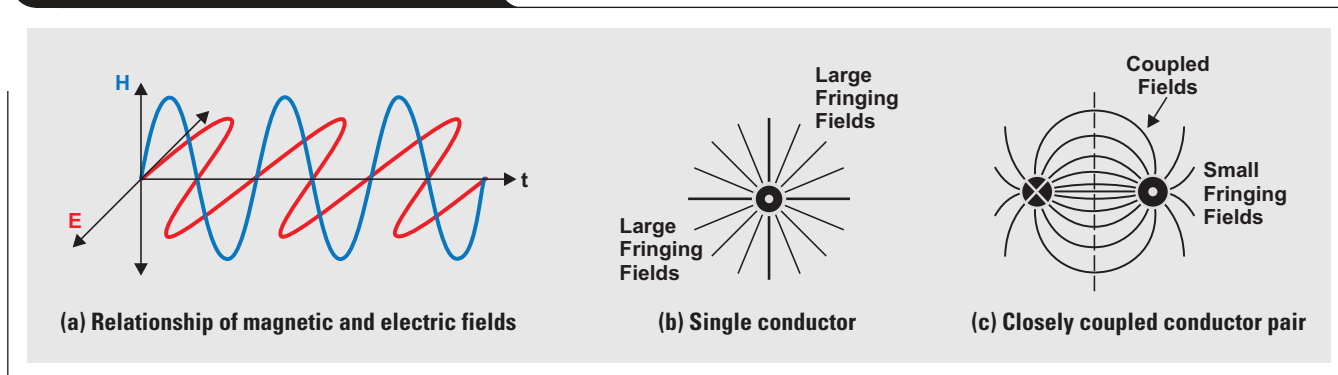
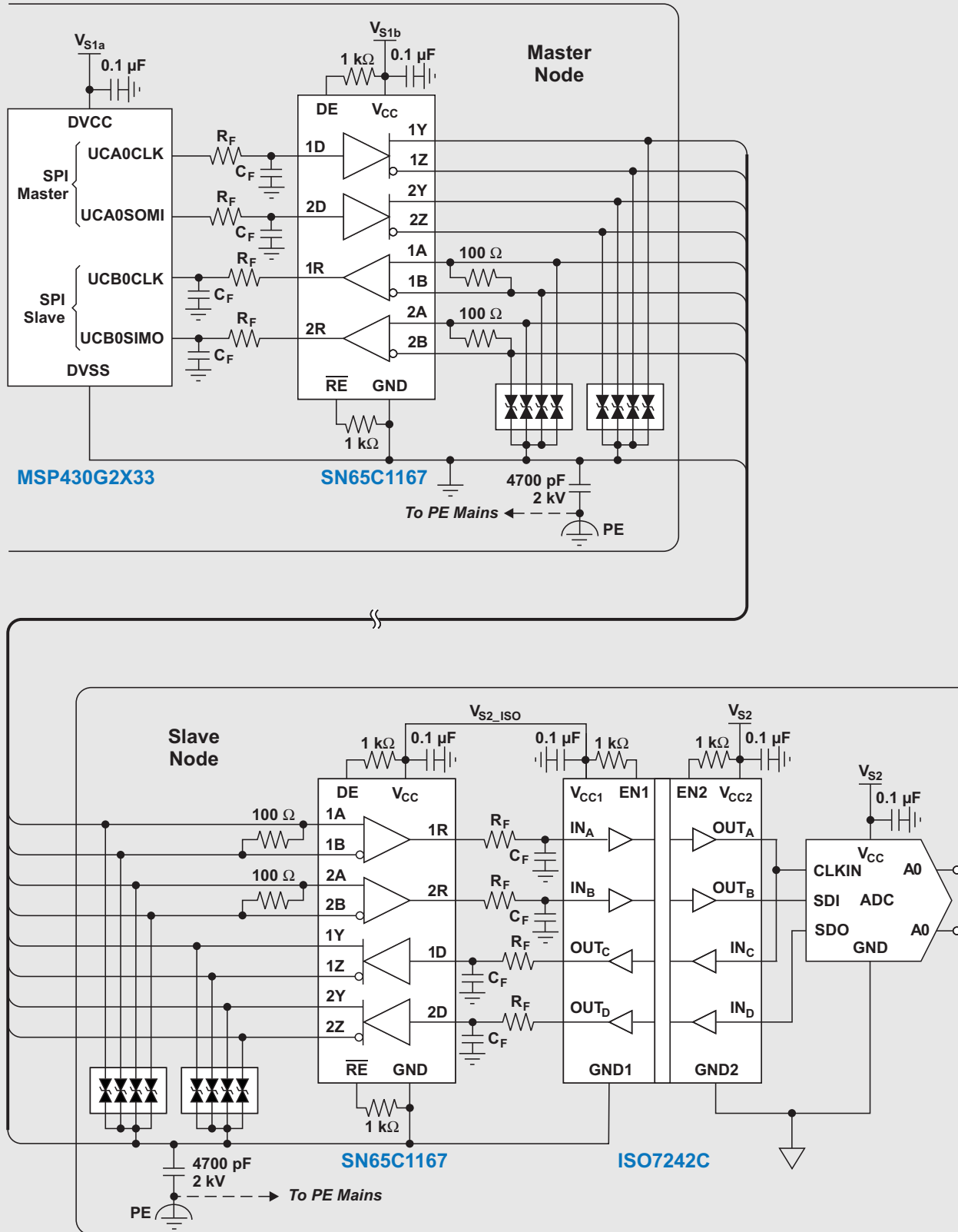


图 3 通过 RS-422 数据链路扩展的 SPI



依赖于系统设计人员无法控制的一些因素，例如：电气设备和/或电动机和发电机数等，因此防止收发器被大地电位变化损坏的一种最保险方法是，将所有远程网络节点与总线电隔离。图3所示电路对此进行了演示，它只将远程收发器连接至总线，同时对数据转换器电路实施电隔离。

另外，要通过一个稳定的地参考提供远程收发器的输入和输出信号，收发器的接地端和数字隔离器的接地端 (GND1) 都要通过一个单独的接地导体连接至主地电位。这种接地方式被称作单一地参考。

避免线路端接形成天线

正如 RS-422 标准建议的那样，图 3 中数据链路同 100-Ω 电阻器端接，从而匹配总线导线的特性阻抗。有人认为，只有几米长度的总线导线或者在低数据速率下工作的数据链路，不需要端接。请不要相信这种说法。使用没有端接的总线，会将传输线路变成一个烦人的接收器/发射器天线。没有端接电阻器一般会吸收驱动器发送的入射波功率，导致出现驻波；并且，整个入射波都被反射进入到总线中。反射波与其他入射波混合在一起，产生四分之一波长或者倍数波长等于数据链路长度的信号频率驻波。

根据其位置，波节（最小值）和波腹（最大值），对总线收发器产生不同的影响（参见图 5）。靠近波腹的驱动器有较高的阻抗，因此传输给总线的能量不足。靠近某个波节的驱动器，其阻抗极低或者说很

短。产生的输出电流会超出驱动器的最大驱动能力，甚至会在 250mA 附近触发其电流限制功能。位于波腹处的接收器，会被超大输入信号损坏，这种信号超出了接收器的共模输入范围。靠近波节的接收器信号强度不够，极易受到噪声和 EMI 的影响。任何上述情况，都会导致发送或者接收错误数据，从而出现数据误差。

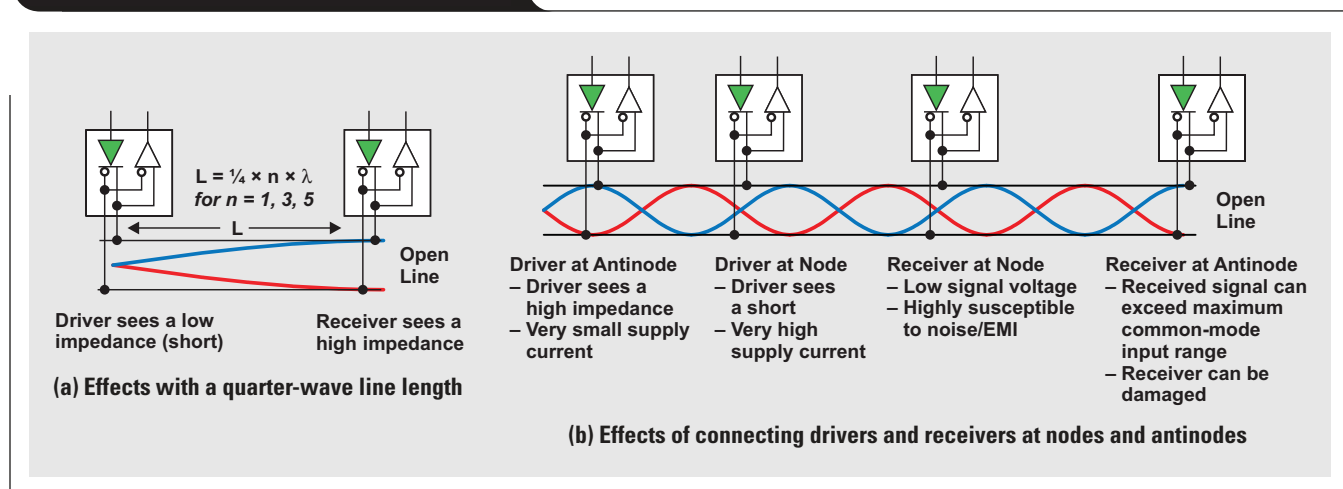
防止网络受到危险瞬态的损害

如果没有有效的保护措施，静电放电 (ESD)、电感负载开关或者雷击引起的电气过应力瞬态，会破坏数据传输，并损坏总线收发器。现代瞬态电压抑制器（如图3所示），是高速数据传输的首选保护组件，因为它们拥有低电容，可以在不降低数据速率的情况下集成到多节点网络的每个节点中。

根据所选瞬态电压抑制器的不同额定功率，最大抑制电压范围可以为 25V 到 35V，高于标准收发器的最大总线电压 14V。在这种情况下，收发器的内部保护电路必须吸收剩余抑制能量，以保护器件免受损坏。

就 ESD 和突发瞬态而言，由于较短的脉冲持续时间，抑制能量相当低，不会对内部ESD单元产生影响。但是，电涌瞬态的抑制能量就存在巨大的挑战，因为脉冲持续时间长得多。对于低 ESD 抗扰度的一些收发器来说，串联电阻器可能是必需的，作用是减少流入收发器的剩余电流。常用的电阻器值范围为 5Ω 到 10Ω。请注意，这些电阻器必须拥有额定电涌值，以拥有较高的脉冲承受能力。

图 5 非端接总线效果



尽管瞬态电压抑制器的二极管将大瞬态电流接地，但是必须确保这些电流进一步被导至真正的地电位，且没有干扰其他电路的地参考。一般而言，我们通过安装一个高压电容器，电容器一极连接至接地，另一极连接至保护接地 (PE) 安全带，从而实现保护功能。然后，通过一个较短的低电感接地线，将该安全带连接至本地交流电源的 PE 端。

除抑制器在总线侧进行的保护以外，还要求在收发器的单端侧实施信号衰减保护。这种保护是通过 R-C 低通滤

波器实现的。它对接收路径中的瞬态残余进行滤波，并阻止高频噪声进入传送路径。

相关网站

Interface.ti.com

www.ti.com/product/ISO7242C

www.ti.com/product/SN65C1167

电阻温度检测器的模拟线性化

作者: Bruce Trump,
德州仪器 (TI) 技术专家组成员

电阻温度检测器 (RTD) 常用于工业和科学温度测量。最为常见的类型是纯铂(Pt)线, 或者将纯铂金浓缩为基板上的薄片。它们都利用了这种贵金属电阻随温度而变化的属性。这种属性, 在低温到 800°C 以上高温范围, 都非常稳定和有效, 可以实现各种物理配置、电阻范围和精确度 1。常用的表示法 “Pt100”, 表示 0°C 时 100Ω 电阻。Callendar-Van Dusen 方程描述了 RTD 电阻和温度之间的关系,

其各个值定义如下:

R_0 为 0°C 时 100Ω 电阻 (Pt100)

$A = 3.9083 \times 10^{-3}$

$B = -5.775 \times 10^{-7}$

$T > 0^\circ\text{C}$ 时, $C = 0$, 或者 $T < 0^\circ\text{C}$ 时, $C = -4.23225 \times 10^{-12}$ 。

约 0.39%/°C 时, Pt100 RTD 的电阻随温度而增加。尽管它们远比热电偶线性, 但是每 100°C 测量范围, RTD 有约 0.38% 的明显二阶非线性 (参见图 1)。这种非线性通常可以通过数字方法得到纠正, 但有许多应用的 RTD 是完全的模拟处理和线性化。

本文将为您介绍一种实现 RTD 线性化的模拟技术。这种技术还用于桥接传感器, 例如: 测压组件等。本文的一些原则, 也适用于其他有二阶非线性的比率测量器件, 也即输出与激励电压或电流成正比的所有传感器或者系统。

图 2 中较为夸张的曲线图表明, 温度系统随温度升高而减小, 从而在中间形成一个向上的弓形。0°C 以上时, Pt100 的标准化数据具有一种完全二阶即抛物线函数。假设在两个末端温度处进行校准, 则其产生的误差在中点温度处达到最大。

当 RTD 由一个电流源激励时, 得到的 RTD 电压与电阻成正比, 从而产生相同的非线性。但是, 如果激励电流随 RTD 温度上升而逐渐增

图 1 Pt100 RTD 电阻与温度的曲线关系

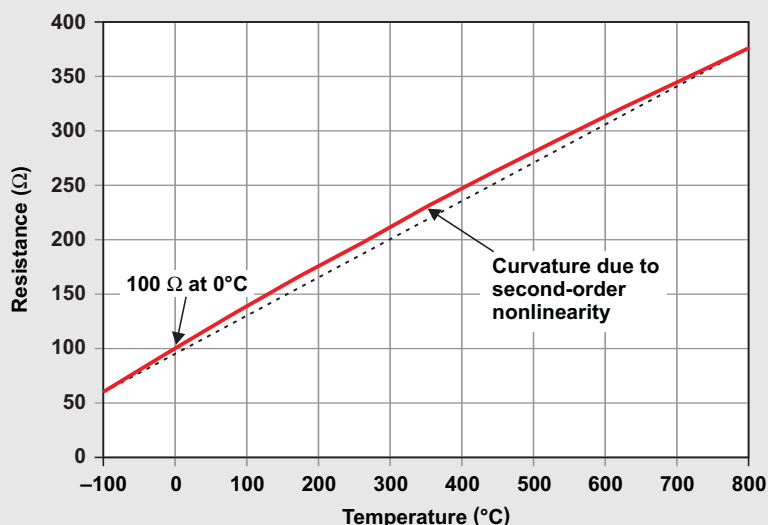
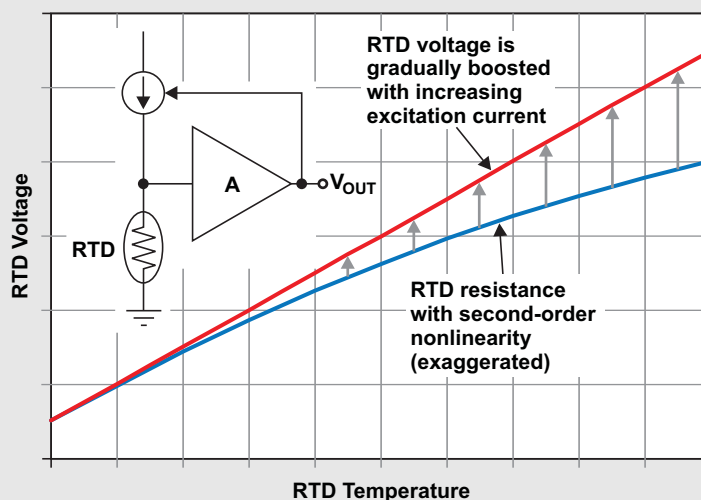


图 2 RTD 电压与温度的关系曲线图



加，则这种非线性可以得到大大降低。图 2 显示了一个不断增加的激励电流，其来自增强的 RTD 电压的输出。实际上，该电流是正反馈的受控电流。它产生了一种有趣的“先有鸡还是先有蛋”现象：放大器输出被线性化时，放大器输入端的 RTD 电压被线性化，反之亦然。正确的正反馈量才可同时实现上述两种线性化。

当对正反馈进行优化时，一种更小的 S 形误差仍然存在，且具有大约相等的正负值，其在 $\frac{1}{4}$ 和 $\frac{3}{4}$ 满量程时达到最大值（参见图 3）。这种基本三阶非线性并非来自于 RTD，而是这种线性化技术的副产品。它的大小取决于线性化选择的温度范围。图 3 显示了 -100°C 到 $+800^{\circ}\text{C}$ 温度范围（相差 900°C ）的初始非线性误差。中间量程的 3.7% RTD 非线性降至约 $\pm 0.11\%$ ，仅为原来的 $\frac{1}{33}$ 。温度范围更小时，这种改善情况会更加明显， 200°C 范围时可减少 150 倍之多，即减少至原来的 $\frac{1}{150}$ 。

使用正反馈会增加电路不稳定的可能性。但是，这种反馈量非常的小，小到对常用电路的稳定性几乎没有影响。

图 4 显示了一种 RTD 的实际实现方法。R1 提供主激励电流，其来自于 V_{REF} （一个稳定的电压参考）。R5 提供来自 A1 输出的激励电流的温变组件。R2、R3 和 R4 设置要求的放大器增益和补偿，以产生需要的输出电压范围。该例子中的德州仪器（TI）OPA188*，是一种新型低噪声、截波稳定式运算放大器，它让电路产生的误差小到可以忽略不计。它拥有非常低且稳定的补偿电压，让其能够升级到 TI OPA277 精密型工业放大器。

我们可以使用迭代技术，计算出实现最佳校正所需的电阻器值。许多设计人员可能会使用一些颇具创造性的计算方法或者近似法，对这种电路进行优化。通过求解涉及 RTD 电压、RTD 电阻、 V_{REF} 、R1、R5 和 V_{OUT} 的结点方程式，得到一个封闭解是可能的。具体如下：

图 3 RTD 误差百分比与温度曲线对比关系图

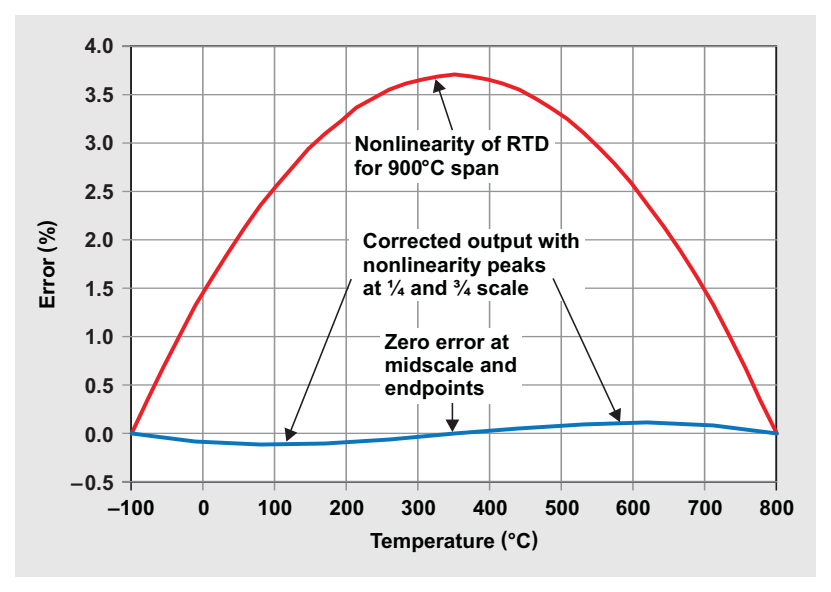
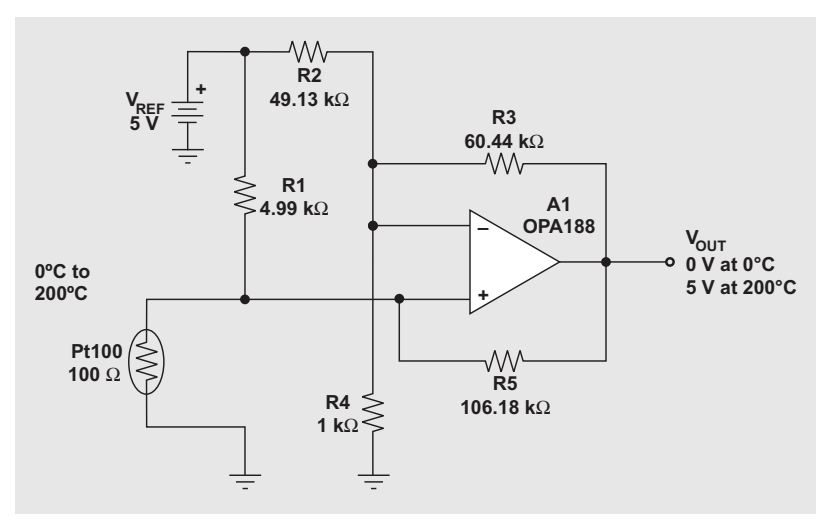


图 4 误差补偿典型 RTD 配置



$$V_{\text{RTD}} = V_{\text{REF}} \times \frac{\frac{R_{\text{RTD}} \times R5}{R_{\text{RTD}} + R5}}{\frac{R_{\text{RTD}} \times R5}{R_{\text{RTD}} + R5} + R1} + V_{\text{OUT}} \times \frac{\frac{R_{\text{RTD}} \times R1}{R_{\text{RTD}} + R1}}{\frac{R_{\text{RTD}} \times R1}{R_{\text{RTD}} + R1} + R5}$$

要在校正末端温度和中点温度下实现零误差，必须满足三个条件。我们可以将前面方程式写成三个独立的变体，用以描述这三种零误差条件。同时求解这三个变体方程式，得到唯一一个未知变量 R_5 的值。中点温度的 RTD 电阻并非为两个末端电阻的一半。该中点条件是求解最佳线性校正的关键。

数学计算得到三个 R_5 值；只有一个是正确的电阻值。 R_5 的表达式很长，因此本文没有列出来。若想下载有关计算方法的 Excel® 工作表，请访问 <http://www.ti.com/lit/zip/SLYT442>，点击“打开”在线浏览 WinZip® 目录（您也可以点击“保存”下载 WinZip 文件离线使用）。

然后，打开文件 RTD_Linearization_v7.xls，可查看计算方法工作表。这种封装解理论上让人满意，并且避免了可能出现的收敛性问题，但是其结果实际上与迭代计算得到的结果一样。

由于常常会要求精确的非标准值，因此实用的实现方法通常要求对电阻进行微调以进行校准。SPICE 模拟可帮助确定最接近标准值的实际性能。上面列出的下载 WinZip 文件，还在 TINA-TI™ SPICE 文件中包括了两个 RTD 模拟例子。一个文件基于运算放大器实现 RTD 线性化，另一个文件则基于测量放大器。SPICE RTD 模拟器的更多详情，请参见《参考文献 2》。

图 5 显示了随着校准温度范围的上升 RTD 的未校正非线性情况。最低温度到最高温度相差 500°C 时，该温度范围扩大约 2%。对这种非线性进行补偿的 RTD 激励电流的变化，约为非线性的四倍。因此， 500°C 测量跨度时，低量程温度到满量程，激励电流增加约 8%。

低电阻 RTD 连接，是保持这种电路精确度的关键。正因如此，如 Pt1000 或者 Pt5000 等高电阻 RTD 可能最为实用。利用四线（或者开尔文）连接 RTD 和一个附加运算放大器时，可以消除线阻产生的误差。

三线 RTD 连接的集成测量放大器，可以提供一种替代解决方案（参见图 6）。在三线连接中，两个

图 5 RTD 误差激励电流校正

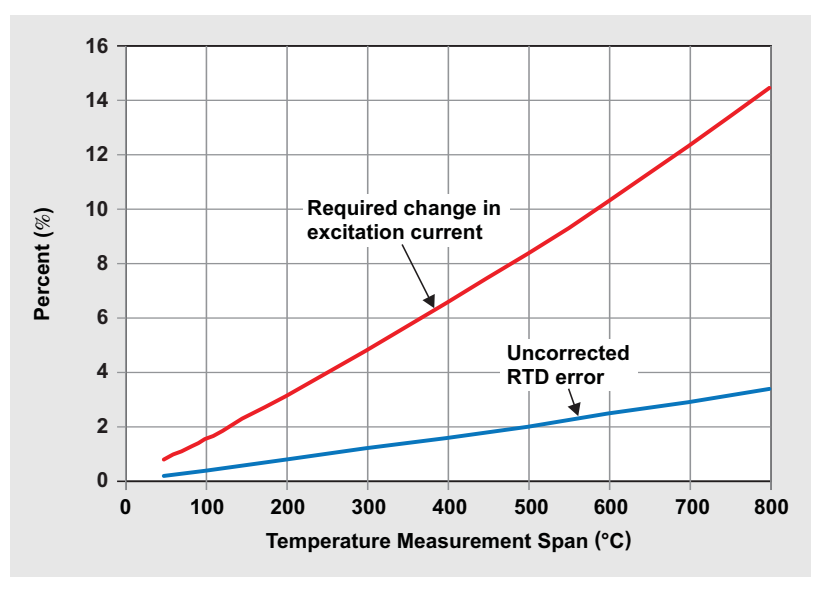
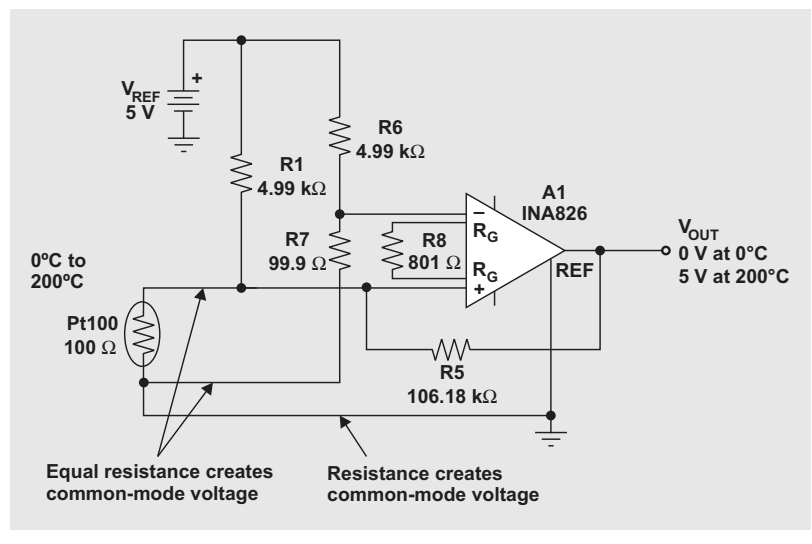


图 6 三线 RTD 连接放大器



连接用于 RTD 接地端。线阻相同的相等电流，形成共模输入电压，而其受到测量放大器的抑制。接地线连接的电流也会形成共模电压。注意，信号连接的电流并非完全相等。它们会因 R_5 的线性校正电流变化而不同。但是，这种配置消除了线阻带来的大部分误差。

其他传感器类型

如变形测量器和测压组件等桥接传感器，常常要求使用类似的技术来实现线性化。尽管电压激励也常常会用于这些

表1、RTD 和桥接传感器的 TI 集成电路部分清单

产品	传感器类型	激励电流	输出	特性
XTR105	RTD	双1mA电流	4到20mA	电阻器可编程范围和线性化
XTR106	压力桥接	电压	4到20mA	校正正或负二阶非线性
XTR108	RTD	双可编程电流	4到20mA或电压	可编程激励电流和线性化
XTR112	高阻抗RTD	双100- μ A电流	4到20mA	Pt1000 RTD激励
XTR114	高阻抗RTD	双250- μ A电流	4到20mA	Pt5000 RTD激励
PGA309	压力桥接	可编程电压	电压	线性化数控模拟信号路径

应用，但概念是一样的。激励电压因放大器输出电压不同而各异。这些传感器会有一种向下的弓形非线性，其要求激励电压随压力上升而下降。另外，非线性可能会有明显的个体差异，因此需要进行单个校准。

集成解决方案

TI 在一些为 RTD 和桥接传感器设计的集成电路中，使用可变激励进行线性化（参见表 1）。一些电路专为那些双线、4 到 20mA 电流环路输出的遥感器而设计。XTR106 和 PGA309 均拥有电压激励，是许多变形测量器型桥接传感器应用的首选。尽管是为某些具体的传感器类型而设计，但经过改进以后，这些器件已经可以成功地用于各种传感器应用，并且使用或者不使用可变激励，都可以实现线性化。

参考文献

- 1、电阻温度计。维基百科（在线）。网址：http://en.wikipedia.org/wiki/Resistance_thermometer
- 2、《SPICE精密Pt100 RTD模拟器的开发》，作者：Thomas Kuehl，发表时间 2007年 5 月 28 日，EN-Genius Network:analogZONE:acquisitionZONE（在线）。网址：http://www.analogzone.com/acqt_052807.pdf
- 3、《测压计对高度的线性响应》，作者：Bruce C. Trumpf.，发表时间1994年3月3日，EDN（在线），网址：<http://www.edn.com/archives/1994/030394/05di5.htm>

相关网站

www.ti.com/product/partnumber（用INA826、OPA277、OPA2188、PGA309、XTR105、XTR106、XTR108、XTR112或者XTR114代替网址中的“partnumber”）

Excel 电子数据表和 TINA-TI™ 模拟举例支持文件：
www.ti.com/lit/zip/SLYT442

Index of Articles

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Acquisition			
Aspects of data acquisition system design	August 1999	1	SLYT191
Low-power data acquisition sub-system using the TI TLV1572	August 1999	4	SLYT192
Evaluating operational amplifiers as input amplifiers for A-to-D converters	August 1999	7	SLYT193
Precision voltage references	November 1999	1	SLYT183
Techniques for sampling high-speed graphics with lower-speed A/D converters	November 1999	5	SLYT184
A methodology of interfacing serial A-to-D converters to DSPs	February 2000	1	SLYT175
The operation of the SAR-ADC based on charge redistribution	February 2000	10	SLYT176
The design and performance of a precision voltage reference circuit for 14-bit and 16-bit A-to-D and D-to-A converters	May 2000	1	SLYT168
Introduction to phase-locked loop system modeling	May 2000	5	SLYT169
New DSP development environment includes data converter plug-ins	August 2000	1	SLYT158
Higher data throughput for DSP analog-to-digital converters	August 2000	5	SLYT159
Efficiently interfacing serial data converters to high-speed DSPs	August 2000	10	SLYT160
Smallest DSP-compatible ADC provides simplest DSP interface	November 2000	1	SLYT148
Hardware auto-identification and software auto-configuration for the TLV320AIC10 DSP Codec — a “plug-and-play” algorithm	November 2000	8	SLYT149
Using quad and octal ADCs in SPI mode	November 2000	15	SLYT150
Building a simple data acquisition system using the TMS320C31 DSP	February 2001	1	SLYT136
Using SPI synchronous communication with data converters — interfacing the MSP430F149 and TLV5616	February 2001	7	SLYT137
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 1: Hardware	February 2001	11	SLYT138
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 2: Software and control	July 2001	5	SLYT129
Intelligent sensor system maximizes battery life: Interfacing the MSP430F123 Flash MCU, ADS7822, and TPS60311	1Q, 2002	5	SLYT123
SHDSL AFE1230 application	2Q, 2002	5	SLYT114
Synchronizing non-FIFO variations of the THS1206	2Q, 2002	12	SLYT115
Adjusting the A/D voltage reference to provide gain	3Q, 2002	5	SLYT109
MSC1210 debugging strategies for high-precision smart sensors	3Q, 2002	7	SLYT110
Using direct data transfer to maximize data acquisition throughput	3Q, 2002	14	SLYT111
Interfacing op amps and analog-to-digital converters	4Q, 2002	5	SLYT104
ADS82x ADC with non-uniform sampling clock	4Q, 2003	5	SLYT089
Calculating noise figure and third-order intercept in ADCs	4Q, 2003	11	SLYT090
Evaluation criteria for ADSL analog front end	4Q, 2003	16	SLYT091
Two-channel, 500-kSPS operation of the ADS8361	1Q, 2004	5	SLYT082
ADS809 analog-to-digital converter with large input pulse signal	1Q, 2004	8	SLYT083
Streamlining the mixed-signal path with the signal-chain-on-chip MSP430F169	3Q, 2004	5	SLYT078
Supply voltage measurement and ADC PSRR improvement in MSC12xx devices	1Q, 2005	5	SLYT073
14-bit, 125-MSPS ADS5500 evaluation	1Q, 2005	13	SLYT074
Clocking high-speed data converters	1Q, 2005	20	SLYT075
Implementation of 12-bit delta-sigma DAC with MSC12xx controller	1Q, 2005	27	SLYT076
Using resistive touch screens for human/machine interface	3Q, 2005	5	SLYT209A
Simple DSP interface for ADS784x/834x ADCs	3Q, 2005	10	SLYT210
Operating multiple oversampling data converters	4Q, 2005	5	SLYT222
Low-power, high-intercept interface to the ADS5424 14-bit, 105-MSPS converter for undersampling applications	4Q, 2005	10	SLYT223
Understanding and comparing datasheets for high-speed ADCs	1Q, 2006	5	SLYT231
Matching the noise performance of the operational amplifier to the ADC	2Q, 2006	5	SLYT237
Using the ADS8361 with the MSP430™ USI port	3Q, 2006	5	SLYT244
Clamp function of high-speed ADC THS1041	4Q, 2006	5	SLYT253
Conversion latency in delta-sigma converters	2Q, 2007	5	SLYT264
Calibration in touch-screen systems	3Q, 2007	5	SLYT277
Using a touch-screen controller's auxiliary inputs	4Q, 2007	5	SLYT283

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Acquisition (Continued)			
Understanding the pen-interrupt (PENIRQ) operation of touch-screen controllers	.2Q, 2008	5	SLYT292
A DAC for all precision occasions	.3Q, 2008	5	SLYT300
Stop-band limitations of the Sallen-Key low-pass filter	.4Q, 2008	5	SLYT306
How the voltage reference affects ADC performance, Part 1	.2Q, 2009	5	SLYT331
Impact of sampling-clock spurs on ADC performance	.3Q, 2009	5	SLYT338
How the voltage reference affects ADC performance, Part 2	.3Q, 2009	13	SLYT339
How the voltage reference affects ADC performance, Part 3	.4Q, 2009	5	SLYT355
How digital filters affect analog audio-signal levels	.2Q, 2010	5	SLYT375
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 1	.3Q, 2010	5	SLYT379
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 2	.4Q, 2010	5	SLYT389
The IBIS model: A conduit into signal-integrity analysis, Part 1	.4Q, 2010	11	SLYT390
The IBIS model, Part 2: Determining the total quality of an IBIS model	.1Q, 2011	5	SLYT400
The IBIS model, Part 3: Using IBIS models to investigate signal-integrity issues	.2Q, 2011	5	SLYT413
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 3	.3Q, 2011	5	SLYT422
How delta-sigma ADCs work, Part 1	.3Q, 2011	13	SLYT423
How delta-sigma ADCs work, Part 2	.4Q, 2011	5	SLYT438
Power Management			
Stability analysis of low-dropout linear regulators with a PMOS pass element	.August 1999	10	SLYT194
Extended output voltage adjustment (0 V to 3.5 V) using the TI TPS5210	.August 1999	13	SLYT195
Migrating from the TI TL770x to the TI TLC770x	.August 1999	14	SLYT196
TI TPS5602 for powering TI's DSP	.November 1999	8	SLYT185
Synchronous buck regulator design using the TI TPS5211 high-frequency hysteretic controller	.November 1999	10	SLYT186
Understanding the stable range of equivalent series resistance of an LDO regulator	.November 1999	14	SLYT187
Power supply solutions for TI DSPs using synchronous buck converters	.February 2000	12	SLYT177
Powering Celeron-type microprocessors using TI's TPS5210 and TPS5211 controllers	.February 2000	20	SLYT178
Simple design of an ultra-low-ripple DC/DC boost converter with TPS60100 charge pump	.May 2000	11	SLYT170
Low-cost, minimum-size solution for powering future-generation Celeron™-type processors with peak currents up to 26 A	.May 2000	14	SLYT171
Advantages of using PMOS-type low-dropout linear regulators in battery applications	.August 2000	16	SLYT161
Optimal output filter design for microprocessor or DSP power supply	.August 2000	22	SLYT162
Understanding the load-transient response of LDOs	.November 2000	19	SLYT151
Comparison of different power supplies for portable DSP solutions working from a single-cell battery	.November 2000	24	SLYT152
Optimal design for an interleaved synchronous buck converter under high-slew-rate, load-current transient conditions	.February 2001	15	SLYT139
–48-V/+48-V hot-swap applications	.February 2001	20	SLYT140
Power supply solution for DDR bus termination	.July 2001	9	SLYT130
Runtime power control for DSPs using the TPS62000 buck converter	.July 2001	15	SLYT131
Power control design key to realizing InfiniBand™ benefits	.1Q, 2002	10	SLYT124
Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications	.1Q, 2002	12	SLYT125
Why use a wall adapter for ac input power?	.1Q, 2002	18	SLYT126
SWIFT™ Designer power supply design program	.2Q, 2002	15	SLYT116
Optimizing the switching frequency of ADSL power supplies	.2Q, 2002	23	SLYT117
Powering electronics from the USB port	.2Q, 2002	28	SLYT118
Using the UCC3580-1 controller for highly efficient 3.3-V/100-W isolated supply design	.4Q, 2002	8	SLYT105
Power conservation options with dynamic voltage scaling in portable DSP designs	.4Q, 2002	12	SLYT106
Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications	.4Q, 2002	18	SLYT107
Load-sharing techniques: Paralleling power modules with overcurrent protection	.1Q, 2003	5	SLYT100
Using the TPS61042 white-light LED driver as a boost converter	.1Q, 2003	7	SLYT101
Auto-Track™ voltage sequencing simplifies simultaneous power-up and power-down	.3Q, 2003	5	SLYT095
Soft-start circuits for LDO linear regulators	.3Q, 2003	10	SLYT096
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 1	.3Q, 2003	13	SLYT097
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 2	.4Q, 2003	21	SLYT092
LED-driver considerations	.1Q, 2004	14	SLYT084
Tips for successful power-up of today's high-performance FPGAs	.3Q, 2004	11	SLYT079

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
A better bootstrap/bias supply circuit.	1Q, 2005	33	SLYT077
Understanding noise in linear regulators	2Q, 2005	5	SLYT201
Understanding power supply ripple rejection in linear regulators.	2Q, 2005	8	SLYT202
Miniature solutions for voltage isolation.	3Q, 2005	13	SLYT211
New power modules improve surface-mount manufacturability	3Q, 2005	18	SLYT212
Li-ion switching charger integrates power FETs.	4Q, 2005	19	SLYT224
TLC5940 dot correction compensates for variations in LED brightness.	4Q, 2005	21	SLYT225
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 1	1Q, 2006	9	SLYT232
TPS79918 RF LDO supports migration to StrataFlash® Embedded Memory (P30)	1Q, 2006	14	SLYT233
Practical considerations when designing a power supply with the TPS6211x	1Q, 2006	17	SLYT234
TLC5940 PWM dimming provides superior color quality in LED video displays	2Q, 2006	10	SLYT238
Wide-input dc/dc modules offer maximum design flexibility	2Q, 2006	13	SLYT239
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 2	2Q, 2006	18	SLYT240
TPS61059 powers white-light LED as photoflash or movie light	3Q, 2006	8	SLYT245
TPS65552A powers portable photoflash.	3Q, 2006	10	SLYT246
Single-chip bq2403x power-path manager charges battery while powering system	3Q, 2006	12	SLYT247
Complete battery-pack design for one- or two-cell portable applications.	3Q, 2006	14	SLYT248
A 3-A, 1.2- V_{OUT} linear regulator with 80% efficiency and $P_{LOST} < 1\text{ W}$	4Q, 2006	10	SLYT254
bq25012 single-chip, Li-ion charger and dc/dc converter for <i>Bluetooth</i> ® headsets.	4Q, 2006	13	SLYT255
Fully integrated TPS6300x buck-boost converter extends Li-ion battery life.	4Q, 2006	15	SLYT256
Selecting the correct IC for power-supply applications.	1Q, 2007	5	SLYT259
LDO white-LED driver TPS7510x provides incredibly small solution size	1Q, 2007	9	SLYT260
Power management for processor core voltage requirements	1Q, 2007	11	SLYT261
Enhanced-safety, linear Li-ion battery charger with thermal regulation and input overvoltage protection	2Q, 2007	8	SLYT269
Current balancing in four-pair, high-power PoE applications.	2Q, 2007	11	SLYT270
Power-management solutions for telecom systems improve performance, cost, and size.	3Q, 2007	10	SLYT278
TPS6108x: A boost converter with extreme versatility.	3Q, 2007	14	SLYT279
Get low-noise, low-ripple, high-PSRR power with the TPS717xx	3Q, 2007	17	SLYT280
Simultaneous power-down sequencing with the TPS74x01 family of linear regulators.	3Q, 2007	20	SLYT281
Driving a WLED does not always require 4 V	4Q, 2007	9	SLYT284
Host-side gas-gauge-system design considerations for single-cell handheld applications	4Q, 2007	12	SLYT285
Using a buck converter in an inverting buck-boost topology	4Q, 2007	16	SLYT286
Understanding output voltage limitations of DC/DC buck converters.	2Q, 2008	11	SLYT293
Battery-charger front-end IC improves charging-system safety.	2Q, 2008	14	SLYT294
New current-mode PWM controllers support boost, flyback, SEPIC, and LED-driver applications	3Q, 2008	9	SLYT302
Getting the most battery life from portable systems.	4Q, 2008	8	SLYT307
Compensating and measuring the control loop of a high-power LED driver	4Q, 2008	14	SLYT308
Designing DC/DC converters based on SEPIC topology	4Q, 2008	18	SLYT309
Paralleling power modules for high-current applications	1Q, 2009	5	SLYT320
Improving battery safety, charging, and fuel gauging in portable media applications	1Q, 2009	9	SLYT321
Cell balancing buys extra run time and battery life.	1Q, 2009	14	SLYT322
Using a portable-power boost converter in an isolated flyback application	1Q, 2009	19	SLYT323
Taming linear-regulator inrush currents.	2Q, 2009	9	SLYT332
Designing a linear Li-Ion battery charger with power-path control	2Q, 2009	12	SLYT333
Selecting the right charge-management solution.	2Q, 2009	18	SLYT334
Reducing radiated EMI in WLED drivers	3Q, 2009	17	SLYT340
Using power solutions to extend battery life in MSP430™ applications.	4Q, 2009	10	SLYT356
Designing a multichemistry battery charger	4Q, 2009	13	SLYT357
Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters.	4Q, 2009	15	SLYT358
Fuel-gauging considerations in battery backup storage systems	1Q, 2010	5	SLYT364
Li-ion battery-charger solutions for JEITA compliance.	1Q, 2010	8	SLYT365
Power-supply design for high-speed ADCs.	1Q, 2010	12	SLYT366
Discrete design of a low-cost isolated 3.3- to 5-V DC/DC converter	2Q, 2010	12	SLYT371
Designing DC/DC converters based on ZETA topology.	2Q, 2010	16	SLYT372
Coupled inductors broaden DC/DC converter usage.	3Q, 2010	10	SLYT380

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
Computing power going “Platinum”	3Q, 2010	13	SLYT382
A low-cost, non-isolated AC/DC buck converter with no transformer	4Q, 2010	16	SLYT391
Save power with a soft Zener clamp	4Q, 2010	19	SLYT392
An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI's compliant solutions	1Q, 2011	10	SLYT401
Fine-tuning TI's Impedance Track™ battery fuel gauge with LiFePO ₄ cells in shallow-discharge applications	1Q, 2011	13	SLYT402
Implementation of microprocessor-controlled, wide-input-voltage, SMBus smart battery charger	2Q, 2011	11	SLYT410
Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter	2Q, 2011	14	SLYT411
I _Q : What it is, what it isn't, and how to use it	2Q, 2011	18	SLYT412
Backlighting the tablet PC	2Q, 2011	23	SLYT414
Challenges of designing high-frequency, high-input-voltage DC/DC converters	2Q, 2011	28	SLYT415
A boost-topology battery charger powered from a solar panel	3Q, 2011	17	SLYT424
Solar charging solution provides narrow-voltage DC/DC system bus for multicell-battery applications	4Q, 2011	8	SLYT439
Solar lantern with dimming achieves 92% efficiency	4Q, 2011	12	SLYT440
Interface (Data Transmission)			
TIA/EIA-568A Category 5 cables in low-voltage differential signaling (LVDS)	August 1999	16	SLYT197
Keep an eye on the LVDS input levels	November 1999	17	SLYT188
Skew definition and jitter analysis	February 2000	29	SLYT179
LVDS receivers solve problems in non-LVDS applications	February 2000	33	SLYT180
LVDS: The ribbon cable connection	May 2000	19	SLYT172
Performance of LVDS with different cables	August 2000	30	SLYT163
A statistical survey of common-mode noise	November 2000	30	SLYT153
The Active Fail-Safe feature of the SN65LVDS32A	November 2000	35	SLYT154
The SN65LVDS33/34 as an ECL-to-LVTTL converter	July 2001	19	SLYT132
Power consumption of LVPECL and LVDS	1Q, 2002	23	SLYT127
Estimating available application power for Power-over-Ethernet applications	1Q, 2004	18	SLYT085
The RS-485 unit load and maximum number of bus connections	1Q, 2004	21	SLYT086
Failsafe in RS-485 data buses	3Q, 2004	16	SLYT080
Maximizing signal integrity with M-LVDS backplanes	2Q, 2005	11	SLYT203
Device spacing on RS-485 buses	2Q, 2006	25	SLYT241
Improved CAN network security with TI's SN65HVD1050 transceiver	3Q, 2006	17	SLYT249
Detection of RS-485 signal loss	4Q, 2006	18	SLYT257
Enabling high-speed USB OTG functionality on TI DSPs	2Q, 2007	18	SLYT271
When good grounds turn bad—isolate!	3Q, 2008	11	SLYT298
Cascading of input serializers boosts channel density for digital inputs	3Q, 2008	16	SLYT301
RS-485: Passive failsafe for an idle bus	1Q, 2009	22	SLYT324
Message priority inversion on a CAN bus	1Q, 2009	25	SLYT325
Designing with digital isolators	2Q, 2009	21	SLYT335
Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators	3Q, 2010	19	SLYT381
Interfacing high-voltage applications to low-power controllers	4Q, 2010	20	SLYT393
Designing an isolated I ² C Bus® interface by using digital isolators	1Q, 2011	17	SLYT403
Isolated RS-485 transceivers support DMX512 stage lighting and special-effects applications	3Q, 2011	21	SLYT425
Industrial data-acquisition interfaces with digital isolators	3Q, 2011	24	SLYT426
Extending the SPI bus for long-distance communication	4Q, 2011	16	SLYT441
Amplifiers: Audio			
Reducing the output filter of a Class-D amplifier	August 1999	19	SLYT198
Power supply decoupling and audio signal filtering for the Class-D audio power amplifier	August 1999	24	SLYT199
PCB layout for the TPA005D1x and TPA032D0x Class-D APAs	February 2000	39	SLYT182
An audio circuit collection, Part 1	November 2000	39	SLYT155
1.6- to 3.6-volt BTL speaker driver reference design	February 2001	23	SLYT141
Notebook computer upgrade path for audio power amplifiers	February 2001	27	SLYT142
An audio circuit collection, Part 2	February 2001	41	SLYT145
An audio circuit collection, Part 3	July 2001	34	SLYT134

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Audio (Continued)			
Audio power amplifier measurements	July 2001	40	SLYT135
Audio power amplifier measurements, Part 2	1Q, 2002	26	SLYT128
Precautions for connecting APA outputs to other devices	2Q, 2010	22	SLYT373
Amplifiers: Op Amps			
Single-supply op amp design	November 1999	20	SLYT189
Reducing crosstalk of an op amp on a PCB	November 1999	23	SLYT190
Matching operational amplifier bandwidth with applications	February 2000	36	SLYT181
Sensor to ADC — analog interface design	May 2000	22	SLYT173
Using a decompensated op amp for improved performance	May 2000	26	SLYT174
Design of op amp sine wave oscillators	August 2000	33	SLYT164
Fully differential amplifiers	August 2000	38	SLYT165
The PCB is a component of op amp design	August 2000	42	SLYT166
Reducing PCB design costs: From schematic capture to PCB layout	August 2000	48	SLYT167
Thermistor temperature transducer-to-ADC application	November 2000	44	SLYT156
Analysis of fully differential amplifiers	November 2000	48	SLYT157
Fully differential amplifiers applications: Line termination, driving high-speed ADCs, and differential transmission lines	February 2001	32	SLYT143
Pressure transducer-to-ADC application	February 2001	38	SLYT144
Frequency response errors in voltage feedback op amps	February 2001	48	SLYT146
Designing for low distortion with high-speed op amps	July 2001	25	SLYT133
Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems	2Q, 2002	35	SLYT119
Worst-case design of op amp circuits	2Q, 2002	42	SLYT120
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 1	2Q, 2002	46	SLYT121
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 2	3Q, 2002	21	SLYT112
FilterPro™ low-pass design tool	3Q, 2002	24	SLYT113
Active output impedance for ADSL line drivers	4Q, 2002	24	SLYT108
RF and IF amplifiers with op amps	1Q, 2003	9	SLYT102
Analyzing feedback loops containing secondary amplifiers	1Q, 2003	14	SLYT103
Video switcher using high-speed op amps	3Q, 2003	20	SLYT098
Expanding the usability of current-feedback amplifiers	3Q, 2003	23	SLYT099
Calculating noise figure in op amps	4Q, 2003	31	SLYT094
Op amp stability and input capacitance	1Q, 2004	24	SLYT087
Integrated logarithmic amplifiers for industrial applications	1Q, 2004	28	SLYT088
Active filters using current-feedback amplifiers	3Q, 2004	21	SLYT081
Auto-zero amplifiers ease the design of high-precision circuits	2Q, 2005	19	SLYT204
So many amplifiers to choose from: Matching amplifiers to applications	3Q, 2005	24	SLYT213
Getting the most out of your instrumentation amplifier design	4Q, 2005	25	SLYT226
High-speed notch filters	1Q, 2006	19	SLYT235
Low-cost current-shunt monitor IC revives moving-coil meter design	2Q, 2006	27	SLYT242
Accurately measuring ADC driving-circuit settling time	1Q, 2007	14	SLYT262
New zero-drift amplifier has an I_Q of 17 μ A	2Q, 2007	22	SLYT272
A new filter topology for analog high-pass filters	3Q, 2008	18	SLYT299
Input impedance matching with fully differential amplifiers	4Q, 2008	24	SLYT310
A dual-polarity, bidirectional current-shunt monitor	4Q, 2008	29	SLYT311
Output impedance matching with fully differential operational amplifiers	1Q, 2009	29	SLYT326
Using fully differential op amps as attenuators, Part 1: Differential bipolar input signals	2Q, 2009	33	SLYT336
Using fully differential op amps as attenuators, Part 2: Single-ended bipolar input signals	3Q, 2009	21	SLYT341
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 1: Current-sinking DACs	3Q, 2009	24	SLYT342
Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters	3Q, 2009	33	SLYT343
Using fully differential op amps as attenuators, Part 3: Single-ended unipolar input signals	4Q, 2009	19	SLYT359
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 2: Current-sourcing DACs	4Q, 2009	23	SLYT360
Operational amplifier gain stability, Part 1: General system analysis	1Q, 2010	20	SLYT367
Signal conditioning for piezoelectric sensors	1Q, 2010	24	SLYT369
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 3: Current-sourcing DACs simplified	1Q, 2010	32	SLYT368
Operational amplifier gain stability, Part 2: DC gain-error analysis	2Q, 2010	24	SLYT374
Operational amplifier gain stability, Part 3: AC gain-error analysis	3Q, 2010	23	SLYT383

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Op Amps (Continued)			
Using single-supply fully differential amplifiers with negative input voltages to drive ADCs4Q, 2010		26	SLYT394
Converting single-ended video to differential video in single-supply systems	.3Q, 2011	29	SLYT427
Low-Power RF			
Using the CC2430 and TIMAC for low-power wireless sensor applications: A power-consumption study	.2Q, 2008	17	SLYT295
Selecting antennas for low-power wireless applications	.2Q, 2008	20	SLYT296
General Interest			
Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensors	February 2001	52	SLYT147
Analog design tools	.2Q, 2002	50	SLYT122
Spreadsheet modeling tool helps analyze power- and ground-plane voltage drops to keep core voltages within tolerance	.2Q, 2007	29	SLYT273
Analog linearization of resistance temperature detectors	.4Q, 2011	21	SLYT442

TI Worldwide Technical Support

Internet

TI Semiconductor Product Information Center Home Page

support.ti.com

TI E2E™ Community Home Page

e2e.ti.com

Product Information Centers

Americas Phone +1(972) 644-5580

Brazil Phone 0800-891-2616

Mexico Phone 0800-670-7544

Fax +1(972) 927-6377
Internet/Email support.ti.com/sc/pic/americas.htm

Europe, Middle East, and Africa

Phone

European Free Call 00800-ASK-TEXAS
(00800 275 83927)
International +49 (0) 8161 80 2121
Russian Support +7 (4) 95 98 10 701

Note: The European Free Call (Toll Free) number is not active in all countries. If you have technical difficulty calling the free call number, please use the international number above.

Fax +(49) (0) 8161 80 2045
Internet support.ti.com/sc/pic/euro.htm
Direct Email asktexas@ti.com

Japan

Phone Domestic 0120-92-3326
Fax International +81-3-3344-5317
Domestic 0120-81-0036
Internet/Email International support.ti.com/sc/pic/japan.htm
Domestic www.tij.co.jp/pic

Asia

Phone

International +91-80-41381665
Domestic Toll-Free Number

Note: Toll-free numbers do not support mobile and IP phones.

Australia 1-800-999-084
China 800-820-8682
Hong Kong 800-96-5941
India 1-800-425-7888
Indonesia 001-803-8861-1006
Korea 080-551-2804
Malaysia 1-800-80-3973
New Zealand 0800-446-934
Philippines 1-800-765-7404
Singapore 800-886-1028
Taiwan 0800-006800
Thailand 001-800-886-0010

Fax +8621-23073686
Email tiasia@ti.com or ti-china@ti.com
Internet support.ti.com/sc/pic/asia.htm

Important Notice: The products and services of Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries described herein are sold subject to TI's standard terms and conditions of sale. Customers are advised to obtain the most current and complete information about TI products and services before placing orders. TI assumes no liability for applications assistance, customer's applications or product designs, software performance, or infringement of patents. The publication of information regarding any other company's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

A122010

DLP is a registered trademark and Auto-Track, E2E, FilterPro, Impedance Track, MSP430, OMAP, and SWIFT are trademarks of Texas Instruments. Acrobat and Reader are registered trademarks of Adobe Systems Incorporated. The *Bluetooth* word mark and logos are owned by the Bluetooth SIG, Inc., and any use of such marks by Texas Instruments is under license. Celeron is a trademark and StrataFlash is a registered trademark of Intel Corporation. Excel is a registered trademark of Microsoft Corporation. I²C Bus is a registered trademark of NXP B.V. Corporation. InfiniBand is a service mark of the InfiniBand Trade Association. WinZip is a registered trademark of WinZip International LLC. All other trademarks are the property of their respective owners.