

高性能模拟产品

模拟应用杂志

2014年第1季度



德州仪器2014年版权所有

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	(MCU) ers 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/rfid
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

目录

引言	4
电源管理	
分轨法可扩展升压转换器的输入电压范围.....	5
<p>宽输入范围 DC/DC 控制器常常具有内置的 UVLO 电路，其负责在单轨配置中设定输入电压的下限，从而避免控制器在低于其 UVLO 门限的输入电压条件下工作。本文介绍了几种用于扩展升压转换器输入电压范围的分轨法，借助此类方法可在输入电压低于其 UVLO 门限的情况下使用这些控制器。文中还提供了设计实例与测试结果以验证这些方法的有效性。</p>	
用于 10 mW 待机电源的低成本反激式解决方案.....	9
<p>对于许多用于给消费电子产品供电的低功率 AC/DC 设计而言，反激式拓扑的简单性与成本效益性使其成为优选方案。业界正在对反激式转换器的待机功耗进行细致的研究观察，以最大限度地降低当转换器似乎未执行任何操作时的总体功率消耗。本文深入探讨了如何以较低的成本实现同样的性能或者在成本不变的情况下改善性能。另外，文中还讨论了怎样通过明智地选择高电源效率的控制器来降低电源解决方案的成本。</p>	
准确地测量超低 I_Q 器件的效率	13
<p>在测量具有超低静态电流 (I_Q) 之器件的效率时，有许多重要的细微差异是必须加以考虑的。对于流耗低于 $1 \mu A$ 的器件而言，电路的电流非常之小以至于很难测量。本方评述了测量效率的基本要素，讨论了在测量超低 I_Q 器件的轻负载效率过程中所常见的错误，并演示了克服此类错误以获得准确效率测量结果的方法。</p>	
数据转换器	
在什么情况下 JESD204B 接口是正确的选择?	18
<p>任何从事过那种采用 FPGA 之高速数据捕获设计的开发人员很可能都考虑过 JESD204B 标准，因为该标准可支持高达 12.5 Gbps 的接口速度。那么，JESD204B 接口是什么呢？本文将讨论 JESD204B 标准的发展历程及其对于系统设计工程师意味着什么。</p>	
接口	
CAN 总线、以太网、或 FPD-Link：哪个最适合汽车通信	20
<p>目前，CAN 总线主宰着低速、低成本的控制应用。然而，当需要较高的带宽时，以太网或 FPD-Link 可作为一种增强型接口而介入。本文审查了三种汽车通信标准 - CAN 总线、以太网和 FPD-Link，并探究了哪种接口最适合哪类系统</p>	
新一代 ESD 保护器件无需 V_{CC} 连接	23
<p>在许多应用中，为了保证足够的系统级 ESD 保护能力，分立式 ESD 保护二极管已经成为必不可少的元件。过去，采取的做法是给二极管增添 V_{CC} 连接以减小其结电容。随着新型二极管技术的出现，不再需要采用这种做法。本文说明了过去采用 V_{CC} 连接的必要性以及现今无需使用该连接所具备的优势。</p>	
文章索引	27
TI 全球技术支持	34

如需查阅《模拟应用杂志》
(*Analog Applications Journal*)
的过往期刊，敬请访问以下网址：

www.ti.com/aaaj

通过下面的网址订阅 AAJ：
www.ti.com/subscribe-aaaj

引言

《模拟应用期刊》是一本模拟技术文摘，由 TI 按季度发行。这些文章面向广大设计工程师、工程经理、系统设计师和技术员，旨在让他们了解如何运用 TI 模拟产品解决各种设计问题和满足设计要求。读者可以在文中找到一些指导性的内容、实际工程设计和详细的数学计算方法，其适用产品类别如下：

- 数据转换器
- 电源管理
- 接口
- 放大器
- 低功耗 RF
- 一般产品

《模拟应用期刊》文章包括许多有用的建议和经验法则，为广大年青工程人员或者刚刚进入模拟行业的新手以及高级模拟技术工程师们提供指导。适当情况下，读者还会看到软件程序和程序结构相关内容。

利用分离轨方法扩大升压转换器输入电压范围

作者: Haifeng Fan, 德州仪器 (TI) 系统工程师

引言

宽输入范围DC/DC控制器通常都具有内置欠压锁定 (UVLO) 电路, 以在输入电压低于UVLO阈值时防止转换器误操作。但是, 在一些应用中, 启动时的输入电压高于UVLO阈值但稍后却可能降至该阈值以下, 倘若出现负载瞬态或者超级电容放电, UVLO电路便可能会引起我们不需要的关断。除此以外, 在一些应用中, 输入电压始终低于UVLO阈值, 我们一般无法使用这些控制器。本文为您介绍几种分离轨方法, 用于扩大升压转换器输入电压范围, 从而让我们可以使用这些输入电压低于其UVLO阈值的控制器。文章提供了设计例子和测试结果, 旨在验证这些方法的有效性。

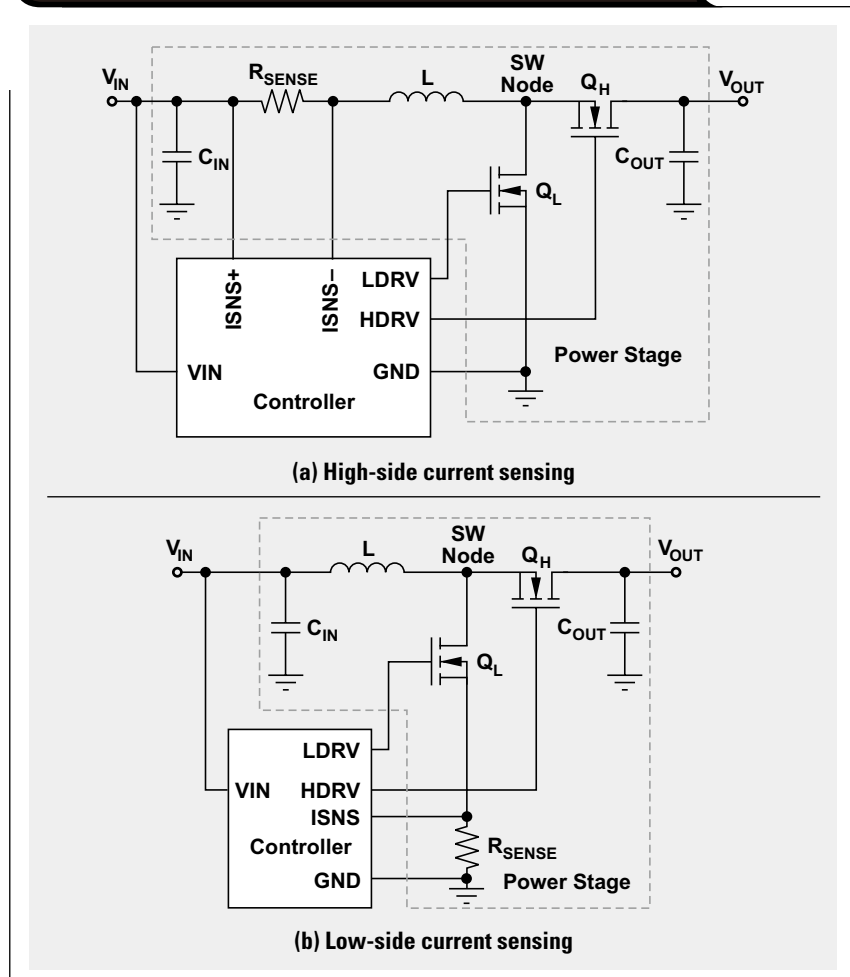
升压转换器的最小输入电压

图1显示了单输入电源 (V_{IN}) 的典型升压转换器, 其向功率级提供输入电压, 并向控制器提供偏置电压。 V_{IN} 引脚的控制器最小偏置电压由控制器的输入UVLO阈值设置。为了保证高侧电流检测升压转换器的功能 (请参见图1a), 功率级的最小输入电压由电流检测比较器的最小共模电压定义。

这是因为, 输入电压同时也连接电流检测比较器的非反相输入。电流检测比较器的最小共模电压通常小于控制器的输入UVLO阈值。对于低侧电流检测的升压转换器 (请参见图1b) 来说, 功率级的输入电压并非直接连接电流检测比较器。因此, 不要求匹配最小共

模电压。所以, 使用单轨结构时, 功率级的输入电压和控制器的偏置电压连接在一起, 这样, 控制器的输入UVLO阈值便强行限制了升压功率级输入电压下降的程度。

图1 单轨结构升压转换器



如图2所示，升压转换器的输入电源可以被分离为两个轨：功率级输入轨 (V_{IN}) 和控制器的偏置输入轨 (V_{BIAS})。使用分离轨结构时，尽管仍然要求 V_{BIAS} 高于控制器的 UVLO 阈值来开启控制器，但是， V_{IN} 可以降至 UVLO 阈值以下。由于 V_{BIAS} 仅需提供非常小的功率，因此其可以由一个充电泵产生，甚至可以共用另一个系统内已存在的电压轨。这样，便可以扩大电源轨 (V_{IN}) 的电压范围。

本文将为您介绍几种实施这种分离轨结构的方法。TI 的 TPS43061 同步升压控制器，将用于阐述这种分离轨概念，并验证所介绍方法的有效性。该升压控制器拥有一个高侧电流检测比较器，并在偏置电源输入 (V_{IN}) 引脚有一个内部输入 UVLO 电路。

图3显示了图1a所示单轨结构下升压转换器的关闭波形。一旦 V_{IN} 降至 3.9V（控制器的 UVLO 关闭阈值）以下，转换器便停止开关操作。仅当 V_{IN} 升至 4.1V UVLO 开启阈值以上时，升压转换器才会开启。

扩大启动后的输入电压范围

在一些仅有一个输入电源的应用中，启动时，输入电源电压大于控制器的 UVLO 开启阈值。但在启动之后，它会降至输入 UVLO 阈值以下，从而导致意外关闭。例如，在使用光伏板和超级电容作为输入电源的电力系统中，放电会使输入电压降至控制器 UVLO 关闭阈值以下。另一个例子是，USB 电源线驱动电源系统，在负载瞬态期间，其电压会明显下降，导致意外系统关闭。

图 2 分离轨结构升压转换器

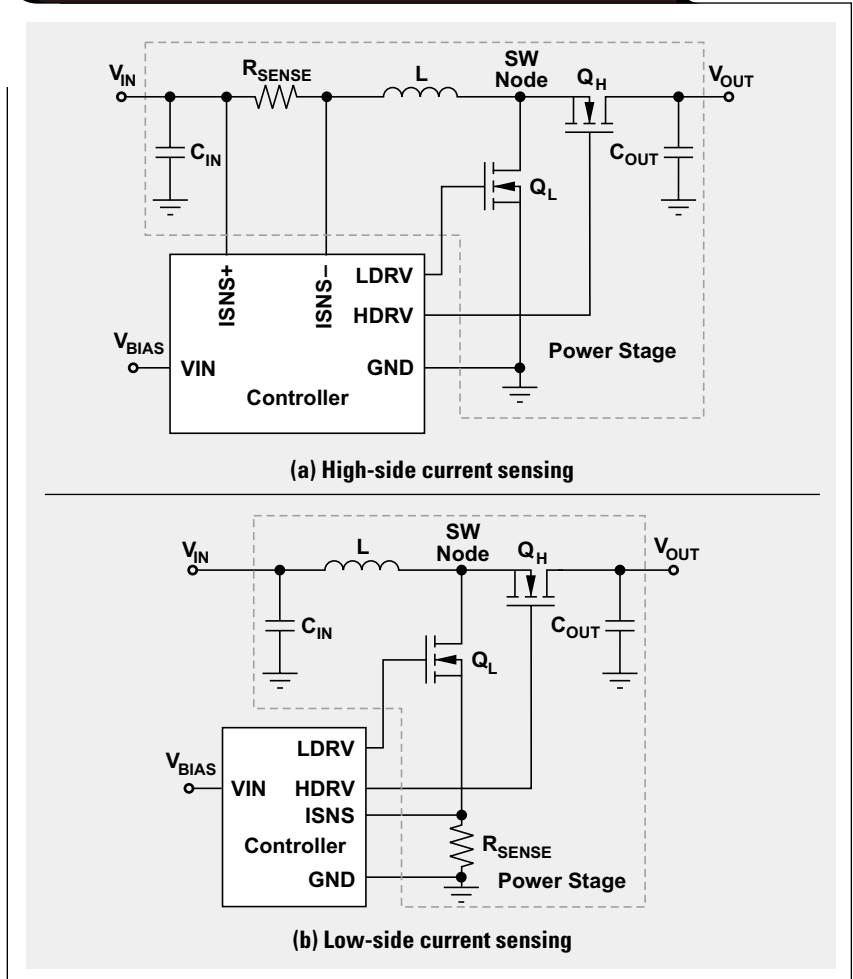


图3 单轨结构升压转换器的关闭波形

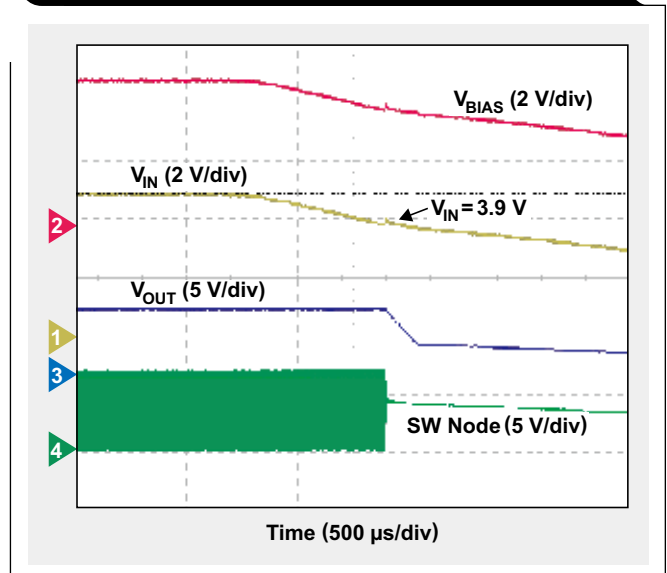
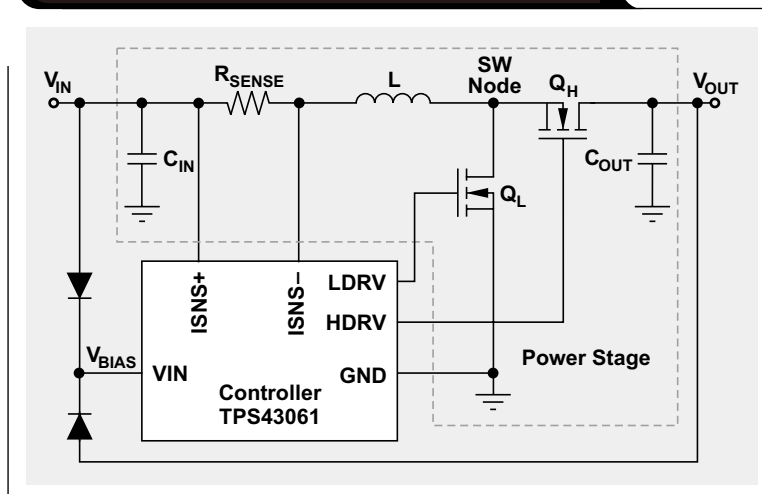


图 4 将 V_{OUT} 反馈为偏置电源的分离轨方法

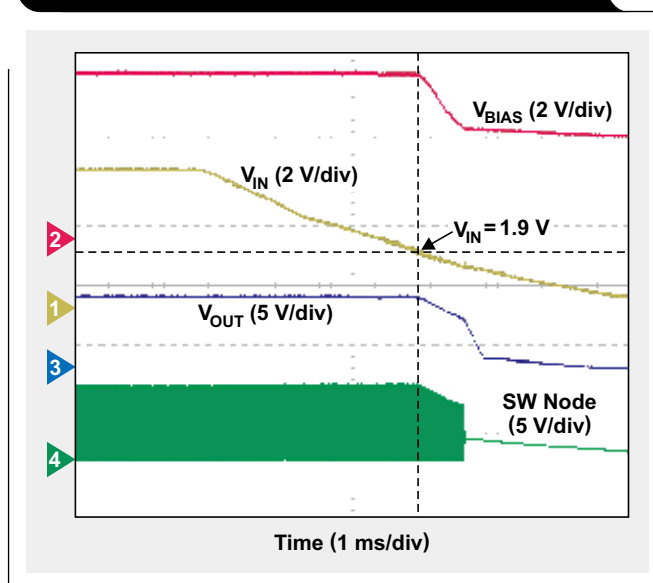
就这些应用而言，如果 V_{OUT} 在 V_{BIAS} 规格范围内（其总是大于 $UVLO$ 开启阈值），则 V_{OUT} 可通过一个二极管反馈为偏置电源（ V_{BIAS} ）。在启动以后， V_{BIAS} 被控制在 V_{OUT} ，其大于 V_{IN} ，并且即使在 V_{IN} 降至该阈值以下时它也保持在 $UVLO$ 阈值以上。只要 V_{IN} 可以满足电流检测比较器的最小共模电压要求，升压转换器便可以维持正常工作。

图5显示了图4所示升压转换器的关闭波形，其中， V_{OUT} 设置为6V，并且反馈为偏置电源。忽略二极管正向压降的情况下，启动后 V_{OUT} 高于 V_{IN} 时，偏置电源电压（ V_{BIAS} ）被控制为大于 V_{IN} 的 V_{OUT} 。因此，当 V_{IN} 降至3.9V以下时， V_{BIAS} 保持在3.9V $UVLO$ 关闭阈值以上。 V_{OUT} 保持稳压范围以内，直到 V_{IN} 降至电流检测比较器的最小共模电压以下（本例中为1.9V）。这就意味着，启动后的最小输入电压（ V_{IN} ）从3.9V降至1.9V。

扩大启动输入电压范围

锂离子（Li-Ion）电池广泛应用于智能电话、平板电脑和其他手持设备中。由于需要放电和充电，单节锂离子电池3.6V的额定电压通常具有2.7V到4.2V的范围。即使在启动之前，它也比一些宽输入范围升压控制器的 $UVLO$ 阈值要低。就这些应用而言，不管是单轨方案还是把 V_{OUT} 反馈为偏置电源的分离轨方法都不起作用。我们需要一种不同于电池输入的单轨偏置电源。

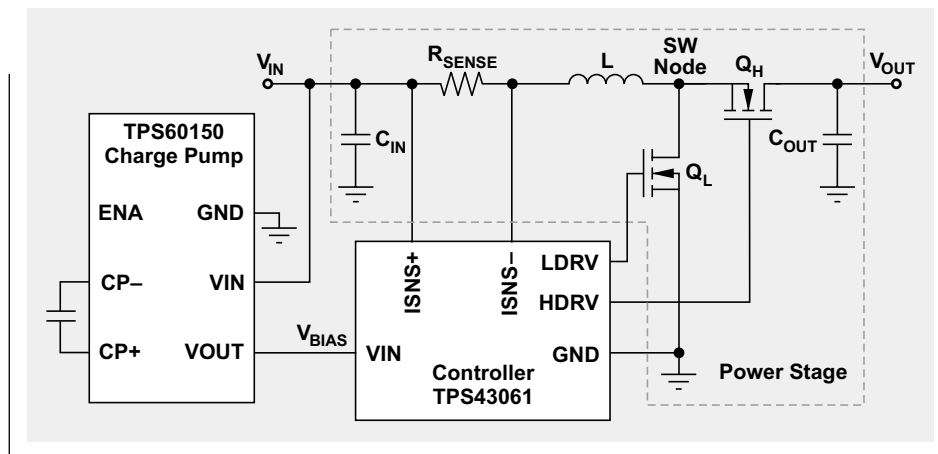
图 5 图4所示结构的关闭波形



幸运的是，偏置电源仅提供非常低的功率。如果在系统中，存在另一个高于已有 $UVLO$ 开启阈值的电源轨，则它可以在连接电源轨（ V_{IN} ）至电池（请参见图2）的同时连接至 V_{BIAS} 。如果没有，则可以为偏置电源添加一个充电泵（请参见图6）。

在本例中，由于电池输入范围为2.7V到4.2V，因此TI的TPS60150充电泵产生一个经过稳压的5V电源，其

图 6 利用充电泵产生偏置电压的分离轨方法



高于TPS43061控制器的UVLO开启阈值，这样它便可以用作偏置电源。通过一个使用分离轨方法的充电泵，升压转换器可以使用一个电压高于升压控制器UVLO开启阈值的单输入电源来启动和运行。

图7显示了图6所示升压转换器的启动波形。尽管VIN仅为2.7V，但由于VBIAS在5V下稳压，因此该转换器可以使用一个单2.7V电源启动和运行。通过这种分离轨方法，升压转换器的最小工作输入电压范围从4.1V进一步扩展至2.7V。

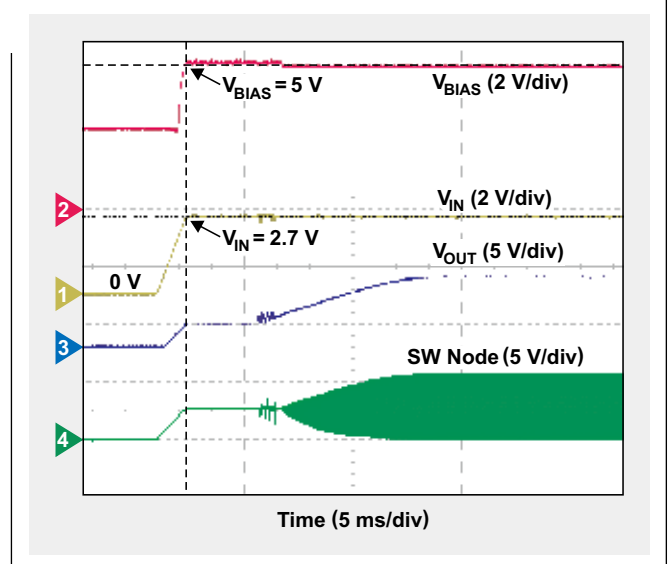
结论

升压转换器工作通常要求两个输入：功率级输入电源和控制器偏置电源。控制器的UVLO阈值决定了偏置电源的下限。另外，如果这两个轨连接在一起共用一个输入电源，则它还限制了功率级的输入电源。分离轨方法把电源轨分离于偏置电源轨，目的是消除对电源轨最小工作电压的限制。这样做可扩大升压转换器的输入电压范围。

参考文献

- 1、《宽VIN范围的低静态电流同步升压DC-DC控制器》，见《TPS43060/61产品说明书》，网址：
www.ti.com/slvsbp4-aaj
- 2、《TPS60150 5V/140mA充电泵器件》，见《TPS60150产品说明书》，网址：www.ti.com/slvs888-aaj

图 7 图6所示结构的启动波形



相关网站

电源管理

www.ti.com/power-aaj
www.ti.com/tps43060-aaj
www.ti.com/tps43061-aaj
www.ti.com/tps60150-aaj

订阅《模拟应用期刊》请访问：
www.ti.com/subscribe-aaj

10mW待机功耗低成本反向解决方案

作者：Adnaan Lokhandwala，德州仪器 (TI) 产品经理

就低功率AC/DC转换而言，反向拓扑因其结构简单和成本低仍然是人们的首选。只需使用少量的外部组件，这种拓扑便可提供一个或多个输出，实现非常宽的输入电压范围。它能够以隔离和非隔离方式使用，适用于大量应用，例如：智能电话和平板电脑的电池充电器；电视机、桌面计算机和各种家用电器的辅助电源；便携计算机、机顶盒和网络设备的AC适配器等。图1显示了这些应用中一部分的典型功率电平。消费类市场中对反向拓扑结构的大量采用及其广泛的适用性（图1所示2012年世界市场估计出货量超过数十亿件），让它成为对所有性能指标进行优化的一个理想选择，例如：成本、效率和待机功耗等。

在大多数应用中，反向转换器都是墙上充电器/适配器的单独外部电源。在一些情况下，它们为更大型设备的一部分供电，或者在设备不执行其主要功能时提供待机功率，以维持一些系统功能，例如：用户显示和远程控制等。在所有情况下，反向转换器的待机功耗都被严格监控，目的是在转换器闲置时最小化总功耗。例如，AC墙上充电器中使用的反激电源，其批量生产型产品的待机功耗规格小于30mW。如果实际

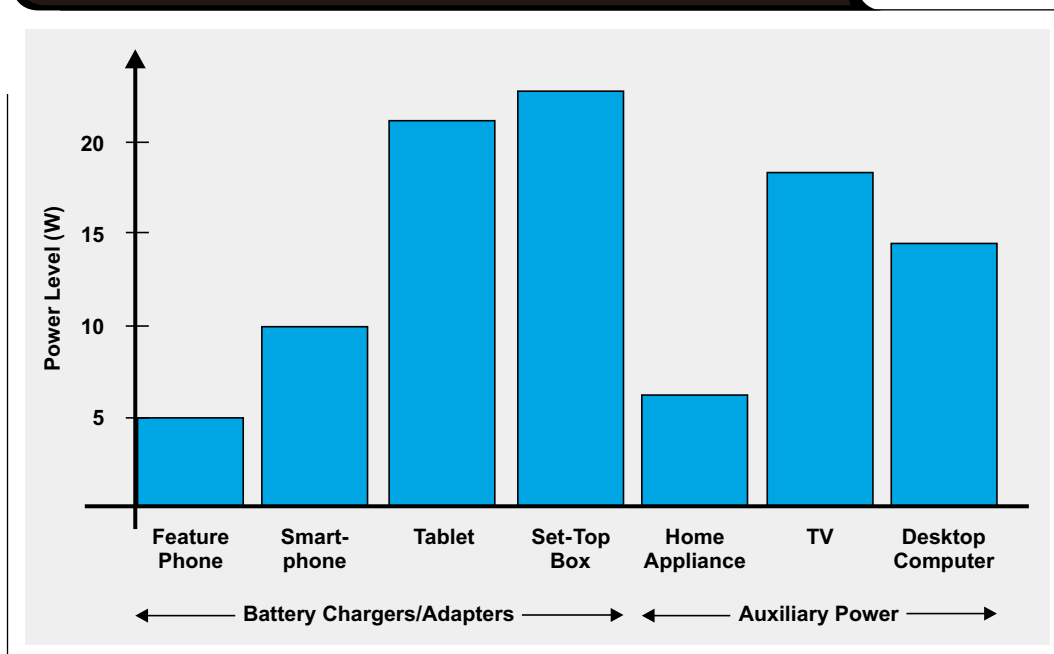
电源的待机功耗仅为10mW，那么节省出来的20mW可以为漏电电路组件带来更大的余量，例如：输入滤波器、电容和各种偏置组件，从而降低总解决方案成本。同样，低待机功耗的反向转换器可以允许在待机模式下运行更多的系统功能，并同时让终端设备总功耗保持最小。

推动绿色电源发展

在电源行业，有关电源效率和待机功耗的发展计划和规范有很多，但因终端设备、功率电平和管理部门不同而各异。在美国，有加州能源委员会与环保局颁布的“能源之星®”，欧盟有“待机功耗发展计划”等，诸如此类。在大概了解这些节能计划之后，我们可以清楚地知道，它们都有一个共同的主题—不断降低轻负载和无负载/待机的功耗。世界许多地区还正在推行一些针对外部电源待机功耗和轻负载工作效率的强制和自愿规定。

在美国，加州能源委员会于2013年2月开始在本州实施一项电池充电效率标准。另外，美国能源部正在最终敲定一份草案，它将在世界范围内影响目前的电源

图 1 AC/DC反向转换器设计的典型功率电平



效率规定。同样，在2013年10月，欧洲委员会 (EC) 联合研究中心发布了外部电源能源效率规范第5版的最终草案。相比欧洲委员会目前的《节能化设计规定》(Ecodesign Directive)，这些新近颁布的非强制性规定（降低产品工作模式效率和无负载功耗建议）更难达到。

为了确保外部电源在一些应用的闲置和待机模式下更加高效，欧洲委员会在四点工作模式平均效率规定以外，又增加了一个10%负载状态的效率规定。另外，从2014年开始，欧洲委员会还增加了一个针对8W以下移动手持式电池供电外部电源的附加分类，其规定必须将无负载功耗控制在75mW以下。最后，欧洲委员会能源相关产品的《节能化设计规定》(Tier 2的 Lot 6) 已在2013年1月生效。这部分规定把家用和办公设备的总系统待机功耗限制在低于0.5W。

10mW以下待机功耗

图2显示了一个待机功耗低于10mW的隔离式反激转换器的典型构架。图中显示了，一次反激中对待机功耗影响最大的4个关键要素（使用A到D四个字母标识）及其相关成本。一般而言，这种类型的转换器会将其输出电压与一个次侧基准电压进行比较。一个光耦合器用于在隔离层之间传输误差信号。

这种方法存在两个基本问题。首先，低成本基准器件

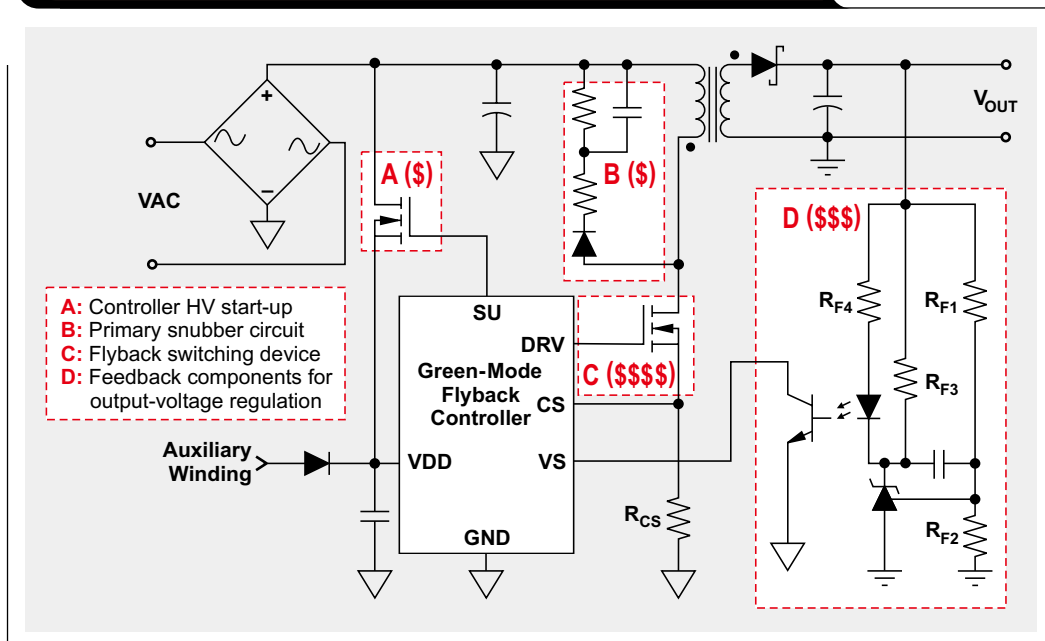
（如广泛使用的 TI TL431分路稳压器）需要一个最小阴极偏置电流（~1 mA），其与所有状态下的负载转换器均无关。其次，标准光耦合器结构在无负载状态下时消耗大部分的电流。请注意，为了达到低于10mW的待机功耗，反馈控制可能需要使用一个成本更高的基准器件，例如：超低偏置电流的TI TLV431分路稳压器。

解决这个问题一个方法是，使用一个带一次侧稳压的恒定电压、恒定电流 (CVCC) 控制器，例如：TI 的UCC28710。这种控制器可以简化AC/DC设计，并提高其性能。UCC28710可在5%精确度范围内稳压反馈输出电压和输出电流，无需光耦合器反馈。另外，它还处理来自一次侧电源开关和变压器辅助绕组的信息，以实现精确的输出CVCC控制。

为了降低其无负载功耗，转换器负载降低并且控制器将其平均电流消耗降至95 μ A时，控制器进入智能睡眠模式。控制算法对转换器的开关频率和一次电流的峰值大小进行调制，并同时维持MOSFET谷值开关，以在线压和负载之间实现高转换效率。最后，由于高压IC技术的发展，外部HV启动MOSFET也被集成到控制器中，进一步减少了组件数量，并简化了解决方案（请参见图3a）。

反向转换器开关的选择要根据具体的应用和性能要求。在一些情况下，相比MOSFET，双极面结型晶

图 2 待机功耗小于10mW的传统AC/DC反向功耗



晶体管 (BJT) 是一种更好的选择。从根本上讲, BJT成本比功率MOSFET更低, 因为它们的制造过程中的工艺更简单, 层数更少, 特别是面向高压 ($\geq 700\text{V}$) 和低功耗应用时, 更是如此。今天, 超高压 ($>900\text{V}$) BJT是较为经济的选择, 在工业市场以及一些AC工作电压差异较大的地区, 离线电源中使用基于BJT的设计具有较大的吸引力。

使用BJT的转换器拥有更低的制造成本, 因为它们常常具有更低的 di/dt 和 dV/dt 开关应力, 无Y电容的EMI兼容更容易, 不要求共模扼流圈, 并且变压器结构更简单。另外, 由于较为缓慢的关闭 di/dt , 变压器漏电感的一部分能量可在BJT关闭过渡期间耗散掉, 从而消除了一些设计中对于缓冲器电路的潜在需求。在反面, BJT承受着更高的开关损耗, 被限于更低开关频率的一些设计, 并且要求复杂的驱动方案。

图3b显示了驱动一个BJT的高集成度解决方案。UCC28720控制器集成了一个驱动器, 它根据转换器负载, 动态地稳压基极电流大小。这样可以确保BJT始终工作在最佳开关状态下, 即使是更高功率的AC/DC设计, 开关和传导损耗也都最小。

两个5V/1A USB充电器用于描述前面的一些点。图4简单列出了它们的测试数据。请注意, 该控制器让低于10mW的超低待机功耗成为现实。经过优化的调制和驱动方案, 还帮助实现高平均效率, 以达到世界上大多

图 3 简化版反向拓扑示意图

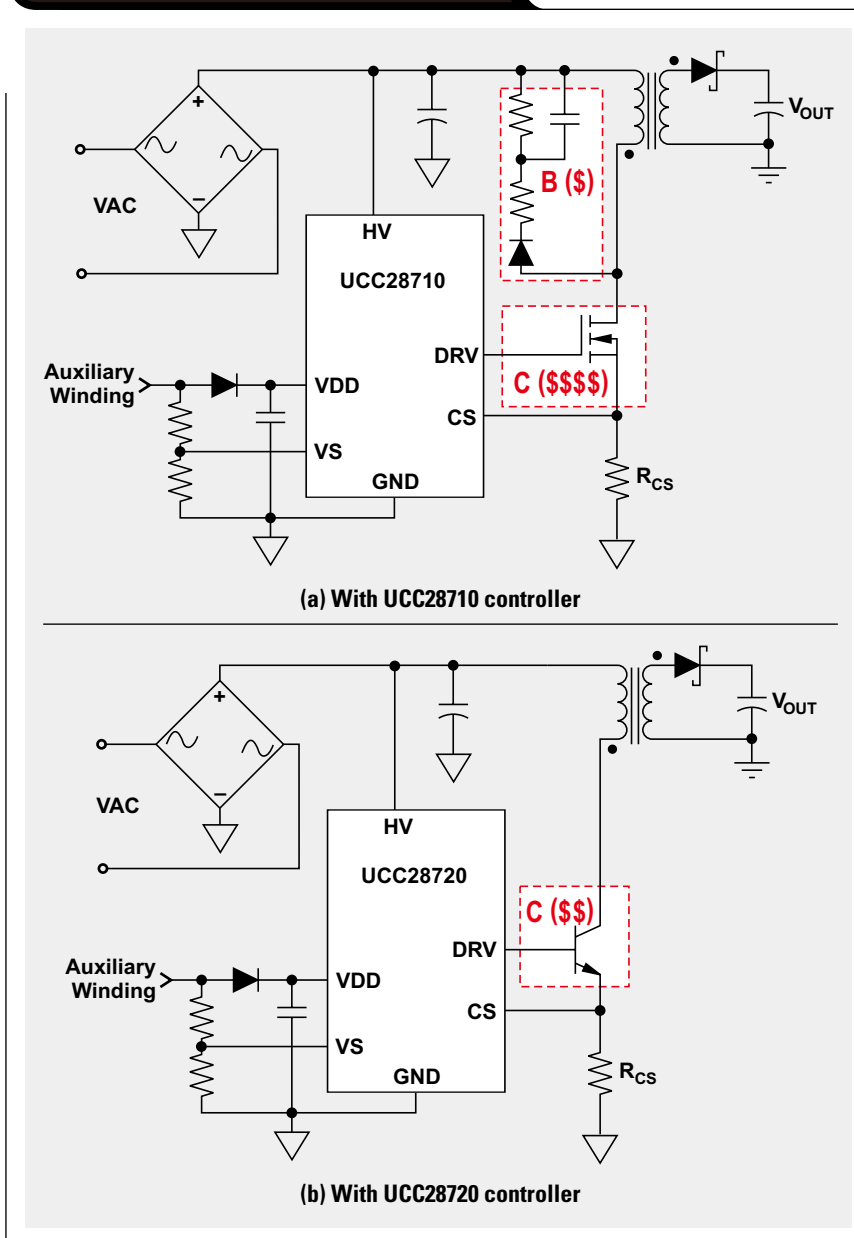
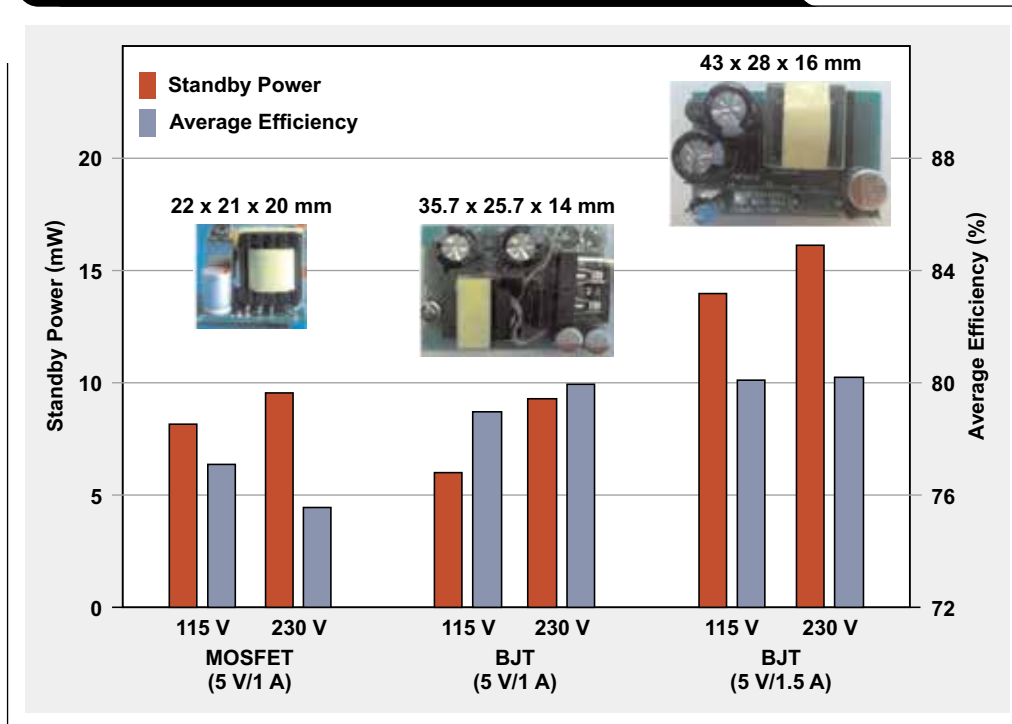


图8 负载瞬态期间的集成线性稳压器



数严格的能耗规定。参考2和3给出了这些设计的完整测试数据和一份材料清单。图4包括了一个高功率5V/1.5A设计的测试数据，目的是说明这种BJT型解决方案可以提供80+%的平均效率。⁴

结论

反向拓扑的简单性和高成本效益，让其成为许多驱动消费类电子产品的低功耗AC/DC设计的首选。为了以更低的成本达到相同的性能，或者在成本不变的情况下实现更高的性能，电源设计人员面临众多的挑战。本文只介绍了一部分这些性能，并说明了如何灵活地选择高功效的控制器来解决电源解决方案的成本问题。TI的700V反向控制器系列产品UCC28710和UCC28720，拥有同级别中最低的待机功耗和最高的效率，可实现最为经济的设计，能够达到目前和未来的行业标准。

参考文献

- 1、《无负载功耗：30mWc以上》，作者：Adnaan Lokhandwala, 2013年5月20日，见于《电源系统设计》（在线版），网址：www.powersystemsdesign.com

- 2、《无负载功耗小于10mW的通用AC输入5V@1.2A充电器》，见《使用UCC28710的参考设计》，网址：www.ti.com/pmp4344-aaaj
- 3、《低成本BJT解决方案的5V1A低待机电源AC充电器》，见《使用UCC28720的参考设计》，网址：www.ti.com/pmp4373-aaaj
- 4、《使用BJT解决方案的高效率5V@1.5A适配器》，见《使用UCC28720的参考设计》，网址：www.ti.com/pmp4372-aaaj

相关网站

电源管理：

- www.ti.com/power-aaaj
- www.ti.com/tl431-aaaj
- www.ti.com/tlv431-aaaj
- www.ti.com/ucc28710-aaaj
- www.ti.com/ucc28720-aaaj
- www.ti.com/adapterpower-aaaj

订阅《模拟应用期刊》请访问：

- www.ti.com/subscribe-aaaj

超低 I_O 器件的精确效率测量

作者: Chris Glaser, 德州仪器 (TI) 应用工程师

引言

尽管几乎每一名电源工程师都清楚地知道和理解效率测量的实验室装置,但在通过超低静态电流 (I_O) 测量某个器件的效率时,还是有许多我们必须考虑到的重要细节。对于一个消耗电流小于 $1\mu\text{A}$ 的器件来说,电路的电流非常小,很难测量到。这些测量可能相当于计算得到的轻载效率,其远低于各种产品说明书的标称值,同时也低于在实际应用中所看到的情况。本文将回顾效率测量的基础,讨论超低 I_O 器件轻负载效率测量过程中常见的一些错误,并说明如何克服这些错误,从而顺利地获得精确的效率测量结果。

效率测量基础

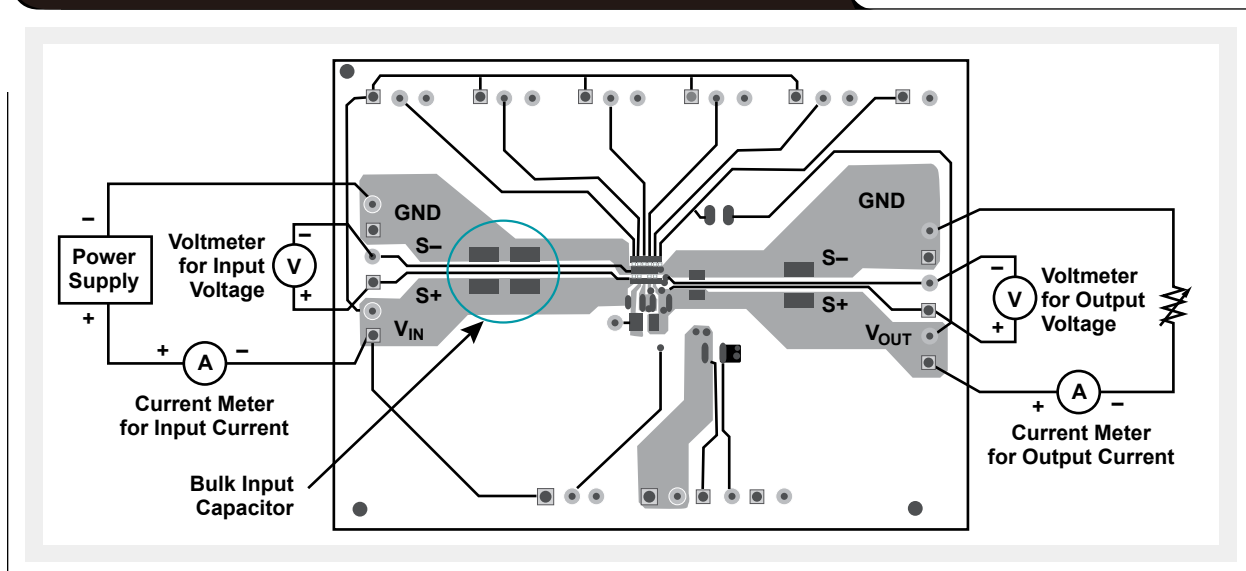
参考文献1详细说明了通过节能或者脉冲频率调制 (PFM) 模式精确测量某个器件的效率的最理想装置。该参考为本文涉及的话题提供了一个很好的基础,读者应首先阅读。一般而言,特别是在本文中,效率的定义如下:

$$\eta (\text{efficiency}) = \frac{\text{Power}_{\text{OUT}}}{\text{Power}_{\text{IN}}} = \frac{V_{\text{OUT}} \times I_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}} \times I_{\text{IN}}}$$

下面总结了参考文献1中的两个重点。第一点是,所有节能模式都会从输入电源吸取相对较大的电流脉冲。这些电流脉冲是来自输入的AC电流。始终工作在连续导电或者脉宽调制 (PWM) 模式下的器件从输入电源吸取DC电流。与PWM模式下吸取的DC电流不同,节能模式的电流脉冲在输入电流计中形成一个错误RMS电流读取值。因此,在节能模式下测量效率的正确测试装置包括输入电流计之后的充足输入电容,目的是消除PFM模式吸取的AC电流,最终给电流计呈现DC电流。

参考文献1中的第二个重点是,伏特计相对于电流计的放置问题。在效率计算过程中,严禁把电流计的压降包括在内,这一点在PFM和PWM模式下都至关重要。因此,每个伏特计都应连接至PCB的输入和输出电压(理想情况下,在大多数评估组件的S+/S-头上)。这样便可使输入电流计远离该电路,让输出电流计成为负载的一部分。图1显示了这种布局方法以及建议的测量装置,以对PFM模式效率进行最为精确的测量。

图 1 PFM模式效率测量的建议装置



超低 I_Q 器件效率测量的装置问题

超低 I_Q 器件应特别考虑其效率测量装置。为了简单起见，超低 I_Q 可取近似值为约10 μA 以下。低于这一水平时，一个或者两个伏特计吸取的输入电流以及附加输入电容的漏电流，会明显影响所测得的输入电流，从而影响计算得到的轻负载效率。请注意，如果使用更高漏电流的设备，则这些问题还会关系到更高 I_Q 的器件。参考文献2详细说明了 I_Q 。

输入伏特计的输入电阻

在图1所示测试装置中，两个伏特计都有一些有限输入电阻。例如，标准手持式电池供电型弗卢克 (Fluke) 数字万用表 (DMM) 具有约10M Ω 的输入电阻。尽管这看似非常大，并且似乎不可能影响效率测量，但在对一个非常常见的3.6V输入电压进行测量时计算它吸取的电流大小后，我们便可知道答案。在这种情况下，当对DMM终端（电阻）施加3.6V电压时，0.36 μA 电流流入该表。它是360 nA的漏电流，其直接从运用于器件的输入电压吸取，并流经输入电流计。把输入伏特计连接该电路，可增加输入电流360nA。如果受测器件的 I_Q 为20- μA ，则这个360 nA小于2%输入电流，不是非常明显。但是，如果测试的是360-nA I_Q 降压转换器（例如：TI TPS62740等），则伏特计吸取的该额外电流会高达输入电流的一半。这会导致非常大的效率测量差异。

输出伏特计的额外负载电流

在输出端连接的伏特计具有相同的表现。它吸取一些未测作负载电流的额外（漏）电流。在效率计算过程中，该漏电流并未包括在分数分子中。输出伏特计构成一个额外负载，吸取额外（以及受测）输入电流。由于这种额外未测负载电流形成高输入电流，因此测得效率低于实际效率。

额外输入电容的高漏电流

最后，用于消除输入电流的附加输入电容，可能会有足够高的漏电流，从而从输入吸取大量的电流。例如，一些高电容电容的最大漏电流达到数百微安级别。这种漏电流可能随时间而变化，因此在进行任何效率测试以前都应对其进行检查。如果过高，这种额外电流肯定会干扰效率计算。

测量装置问题的解决方案

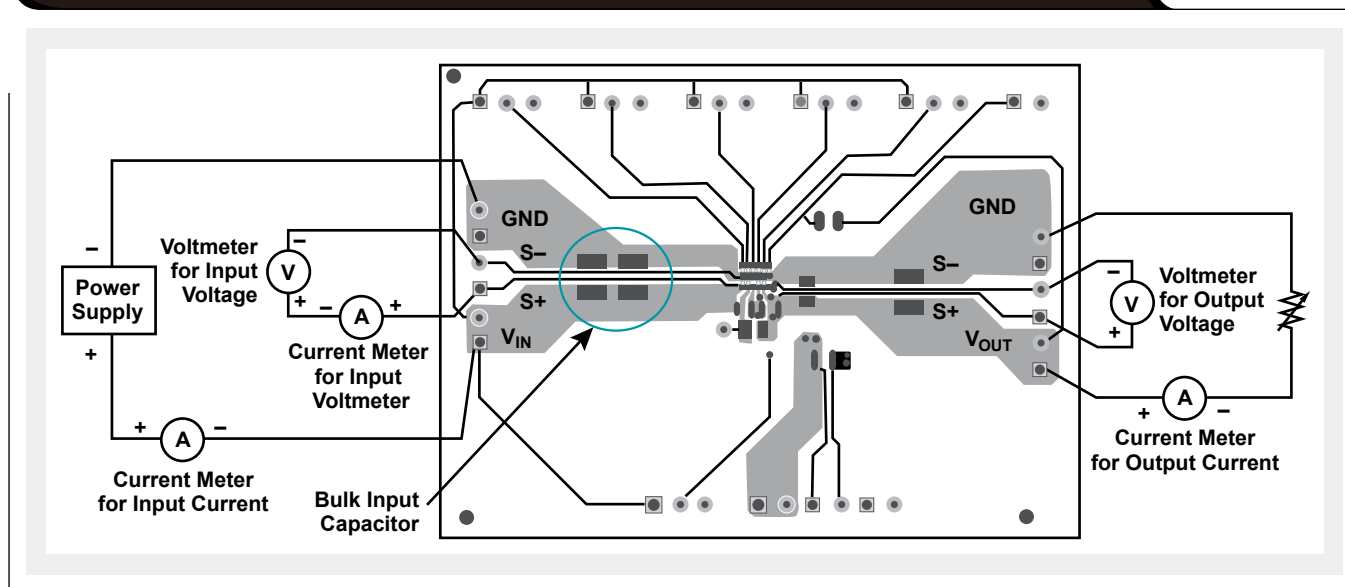
上述3个测量装置问题，都有一些简单的解决方案。但是，最重要的一点是，知道用于获得效率数据的装置反而会引起效率数据的不准确。在轻负载状态下更是如此，因为其电流非常小，很难测量。

克服输入伏特计输入电阻效应

处理输入伏特计电流泄露问题的方法有3种：（1）断开伏特计；（2）在不同位置连接它；（3）对流入它的电流进行补偿。第一种也是最简单的方法是，正常连接伏特计，并通过它记录下输入电压，然后在记录输入电流以前将其与输入端断开。这样，便可以在不增加输入电流的情况下，准确地测量输入电压。这种方法使用了最小测量误差。从输入电源显示器（通常未经校准）读取输入电压，然后把读取的值用于效率计算，这种方法并不可取。相反，我们应该使用一种高质量、高精度的伏特计来测量EVM的输入电压。这样做可以克服输入电源和EVM之间线路和连接的小压降。

解决漏电流问题的第二种方法是，在不同位置连接输入伏特计。特别是，伏特计的正极引线可连接至输入电流计的正极端，同时伏特计的接地引线仍然与之前一样连接至相同位置（EVM上的S-头）。使用这种方法，输入伏特计不吸取任何受测电流，因此也就不影响效率计算。这种方法的缺点是，没有考虑到输入

图 2 输入伏特计漏电流补偿的效率测量装置



电流计的压降。但是，在非常轻的负载状态下，这种压降通常并不明显。为了最小化更大负载下出现的这种误差，一旦受测输入电流是伏特计漏电流的约100倍时，我们便可以把输入伏特计移至其初始位置（在输入电流计之后）。这样便可实现一种简单的测量装置，在整个测试过程中，其输入伏特计保持连接，并且误差测量得到最小化。

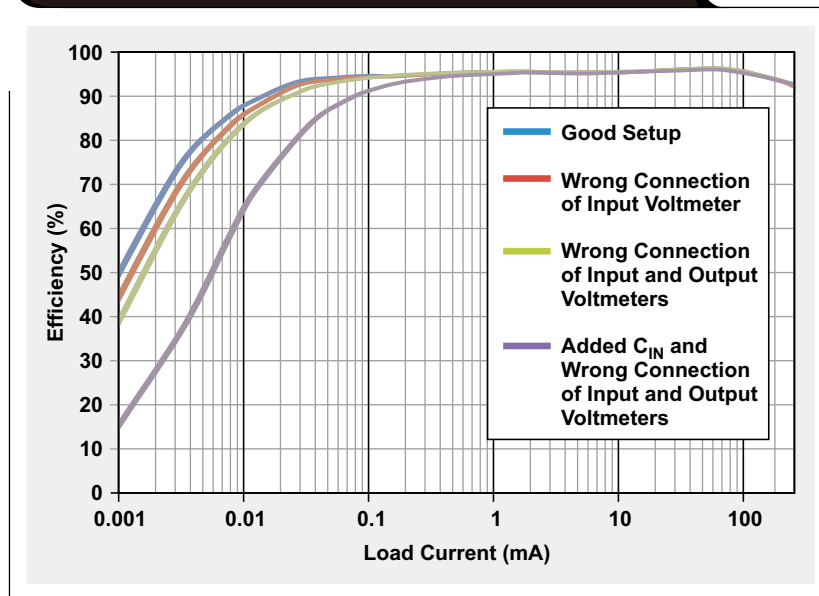
处理输入伏特计漏电流的第三种方法是，使用一个附加电流计测量流经它的电流（请参见图2）。用测得输入电流减去流经这个新加电流计的电流。所得结果用于计算效率。这是处理输入伏特计漏电流的最准确方法。计算得到的效率高度准确，因为输入伏特计仍然保持连接（应贯穿整个测试过程）。另外，假设在整个测试过程，输入电压未明显变化，则漏电流也保持非常恒定。这样，便可在给定输入电压情况下进行单次漏电流测量，并且该值可用于效率测试的所有数据点。换句话说，无需为所有测量点都记录该附加万用表的数据。

克服输出伏特计的额外负载电流

使用与输入伏特计相同的这三种方法，也可以处理输出伏特计的漏电流问题。第一种方法（断开输出伏特计）的使用完全相同——正常连接伏特计，读取输出电压，然后断开它，并读取输入电流。第二种方法（在不同位置连接伏特计）对于输出电压稍有不同。使用这种方法时，输出伏特计应在输出电流计之后连接，这样它的电流加上负载电流，便是总输出电流。一旦负载电流是输出伏特计漏电流的约100倍，则可将伏特计移回其位于S+/S-头的正常位置。第三种方法（对伏特计吸取电流进行补偿）的使用与输入伏特计相同。注意，使用这种方法时，用于绘制效率数据图的负载电流应为负载的电流与输出伏特计漏电流之和。如若不考虑这一点，负载电流轴上的效率曲线图可能会稍有偏差。

当然，消除伏特计漏电流所带来误差的最佳方法是使用漏电流极低的伏特计。例如，TPS62740产品说

图 3 不同测试装置的效率比较



说明书中的效率数据便是使用安捷伦公司 (Agilent) 34410A 万用表测量获得，其 10-G Ω 输入电阻设置用于电压测量，它产生的漏电流可以忽略不计，不会影响效率计算。

额外输入电容漏电流的最小化

最后，通过选择正确的降压输入电容，输入电容的漏电流问题可得到最大的缓解。X5R 或者 X7R 介电陶瓷电容及其固有的低漏电流特性，适于测量超低功率效率，因为这些电容中使用的陶瓷技术带来最低的漏电流。如果电压对于陶瓷电容过高，则应使用低漏电流聚合物或者钽电容。查看所选电容的产品说明书，以确定其漏电流是否会引入测量误差，这一点很重要。另外，对效率测试中使用的实际电容的漏电流进行测量也很重要。

效率测量装置的测试结果

图 3 比较了使用 TPS62740EVM-186 评估模块的几种不同测试装置的测得效率。我们使用了一个 100- μ F 陶瓷降压输入电容的正确测试装置，并对进入输入和输出伏特计的漏电流进行补偿。该降压输入电容足以产生准确的结果，正如 DC 输入电流所证明的那样。如果使用阻抗更大、更长的输入电源连线，则输入电流形状

可能会变得更为正弦。这会产生不准确的输入电流读取值，显示需要更多大容量输入电容才能实现准确的测量。

图 3 还显示了三种错误测试装置的测试结果：未考虑输入伏特计漏电流；未考虑输出伏特计漏电流；使用约 5 μ A 漏电流的附加输入电容。就这三种错误测试装置而言，错误结构相互叠加，它们累加在一起。输入伏特计的错误连接使用正确的输入电容和正确的输出伏特计。输入和输出伏特计的错误连接使用正确的输入电容。使用大漏电流输入电容的装置还把错误的连接用于输入和输出伏特计。正如我们预计的那样，使用这些最为糟糕的测试装置，得到的效率测量结果肯定也不准确。

效率测量的其他考虑事项

理解测量装置对超低 I_O 器件效率测量产生的影响以后，最后还有两个方面需要考虑：输入电源的遥测线路；外部或者内部反馈电阻器的使用。尽管并不常见，但它们都会影响效率。

具有遥测功能的输入电源有时用于效率测量测试装置，目的是在输入电流计的负载和压降变化时，提供一个经过稳压的输入电压。但是，正如输入伏特计，

这些遥测线路会吸取电流。在许多情况下，这种电流相对较大—有时达到数百微安。无需赘言，测试装置吸取如此高的电流肯定会影响效率计算结果，从而得到错误的结果。因此，为了获得最佳结果，应在输入电流计“之前”（而非之后）连接输入电源的遥测线路。

在超低 I_O 器件效率测量过程中，需要考虑的最后一点是，使用外部还是内部反馈电阻器来设置输出电压。大多数电源都在输出电压（FB引脚）和接地之间使用两个外部电阻器来设置输出电压。这样便赋予用户完全的灵活性，让其可以把输出电压设置在任何希望的点。但是，使用外部电阻器和高敏感外部FB引脚，让其更容易受到噪声的影响。FB引脚处的所有外部噪声都获得了增益，从而带来错误的输出电压。为了避免出现这种情况，一般应有1 μ A和10 μ A之间的电流流入这两个反馈电阻器，以保持它们对于外部噪声源的稳健性。由于该电流未流至负载，因此应把它看作是一种带来效率降低的损耗。

为了保持高效率，FB引脚和两个电阻器应位于电源内部，以让其远离变化、高噪声的外部环境。利用这种方法，一种电流最小的大电阻用于反馈电阻器，所以效率没有明显降低。尽管内部反馈电阻器设置电源内部的输出电压，并防止用户对所有输出电压进行设置，但是如TPS62740等降压转换器克服了这种局限性。它拥有四个数字输入引脚，让用户能够从最为常见的输出电压范围（1.8V到3.3V）进行选择。同样，许多其他TI TPS62xxx器件使用内部方式设置输出电压为完全固定（与TPS62091一样），或者可通过I²C稳压（与TPS62360一样）。这些低 I_O 器件是首选，因为它们不使用外部电阻器，不会降低效率，但仍然允许充分的用户可结构性。

结论

准确测量超低 I_O 器件的效率很难，因为电路的电流非常小。必须对基本效率测量测试装置进行稍微改动，以获得准确的测量结果，以便能够反映最终应用中真实电路的性能。考虑及（或）消除测量设备中的各种漏电流是实现准确测量的关键。

参考文献

- 1、《如何进行准确PFM模式效率测量》，作者：Jatan Naik，网址：www.ti.com/slva236-aaj
- 2、《 I_O ：什么是 I_O ，什么不是 I_O ，如何使用它》，作者：Chris Glaser，见《模拟应用期刊》（2011年第2季度），网址：www.ti.com/slyt412-aaj
- 3、《低功耗应用的360nA I_O 降压转换器》，见《TPS62740产品说明书》，网址：www.ti.com/slvb02-aaj
- 4、《TPS62740EVM-186评估模件》，见《用户指南》，网址：www.ti.com/slvu949-aaj

相关网站

电源管理：

www.ti.com/power-aaj

www.ti.com/tps62091-aaj

www.ti.com/tps62360-aaj

www.ti.com/tps62740-aaj

www.ti.com/tps62740evm-aaj

www.ti.com/dcs-control-aaj

订阅《模拟应用期刊》请访问：

www.ti.com/subscribe-aaj

何时选择JESD204B接口?

作者: Sureena Gupta, 德州仪器 (TI) 全球模拟市场营销部门

引言

涉足使用FPGA的高速数据捕获设计的人可能都听说过新JEDEC标准这个时髦术语: JESD204B。最近, 许多工程师联系 TI, 要求获得JESD204B接口的相关资料, 包括它与FPGA如何工作, 以及如何让其设计更容易实现。那么, JESD204B到底是什么呢? 本文将讨论JESD204B标准的发展过程, 以及它对系统设计工程师的意义。

是什么导致了JESD204B标准的出现?

大约十年以前, 高速数据转换器的设计师们从使用传统单端CMOS接口, 转向使用差动LVDS接口, 因为后者实现了更高的数据速率。(CMOS接口速率被限制在约200Mbps。) LVDS接口还改善了信号线路和电源的噪声耦合。这种接口的缺点是在低采样速度下功耗更高。这便给了CMOS接口一个存在的理由, 直到今天人们仍然在使用。

但是, 随着模数转换器 (ADC) 的发展, 其要求更快的采样速率和更高的通道密度, 行业要求使用比并行LVDS更快速、功效更高的数字接口。为了克服这个挑战, 2006年4月, JEDEC制订并批准了一种真正的串行接口 (称作JESD204)。JESD204接口被定义为一种单通道、高速串行链路, 其使用高达3.125 Gbps的数据速率把单个或者多个数据转换器连接至数字逻辑器件。它需要向转换器和FPGA发送一个公共帧时钟, 以对帧进行同步。

由于仅支持一条通道和一条串行链路, 因此JESD204很快便被认为并不如之前希望的那样有效。所以, 在2008年4月, 该标准被修订为JESD204A。JESD204A扩展了对多条对齐通道和多点链路的支持, 但是最大速度仍然被限定在3.125 Gbps。这成了2011年7月订制JESD204B标准的推动力, 其旨在克服几种不同的系统设计问题。除将支持数据速率从3.125 Gbps提高至12.5 Gbps以外, 它还通过添加确定性延迟功能大大简化了多通道同步。

什么是JESD204B标准?

JESD204B最高支持12.5 Gbps的接口速度, 使用器件时钟代替之前使用的帧时钟, 并且拥有三个不同的子类。除高速以外, 子类0可向下兼容JESD204A, 但它并不支持确定性延迟。另外, SYNC信号具有特殊的错误报告时序要求 (请参见图1)。子类1使用同步信号SYSREF来在各器件之间发起和对齐局部多帧时钟 (请参见图2)。它同步数据传输, 并在数字链路之间实现已知、确定性延迟。子类2使用SYNC信号, 用于相同的目的 (请参见图3)。由于存在SYNC时序限制, 因此子

图 1 JESD204B子类0接口

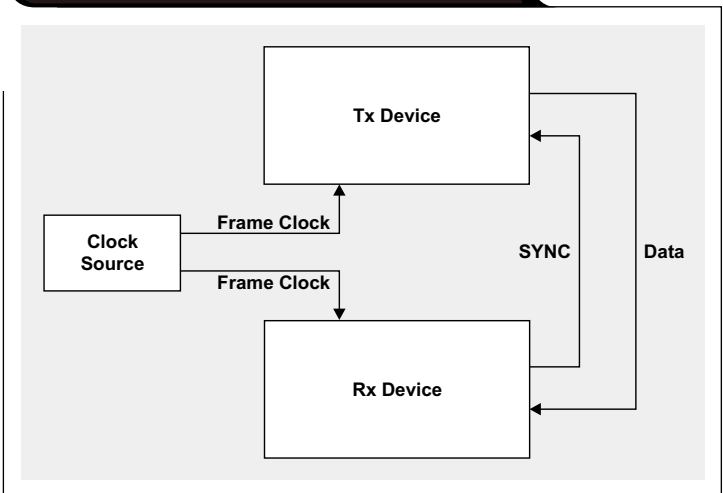
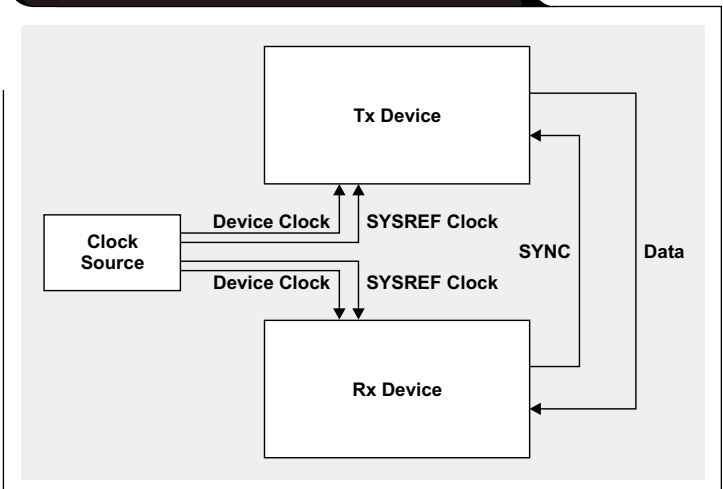


图 2 JESD204B子类1接口



类2通常用于500 MSPS以下的数据速率。为了达到500 MSPS以上的速度，具有一个外部SYSREF时钟的子类1常常是首选。

符合JESD204B标准的接收器具有一个弹性缓冲器，用于补偿串行器/解串器（SerDes）通道之间的歪斜，它简化了电路板布局。在最慢通道的数据到达以前，该弹性缓冲器会一直存储数据。之后，同时释放所有通道的数据，进行数字处理。这种歪斜控制是可能的，因为数据时钟被嵌入到串行数据流中。

为什么关注JESD204B接口？

由于JESD204B标准的数据转换器使用比以前接口都要高的速率串行化和发送输出数据，因此数据转换器和处理器或者FPGA上要求的引脚数目大大减少，从而带来更小的封装尺寸和更低的成本。但是，引脚数目减少所带来的最大好处是，印刷电路板（PCB）的布局更加简单，布线也更加容易，因为电路板上的通道更少了。

通过降低对于歪斜管理的需求，布局和布线进一步简化。通过在数据流中嵌入数据时钟以及接收器中弹性缓冲器的存在，让降低歪斜管理需求成为现实。因此，不需要再弯弯曲曲地走线来匹配长度。JESD204B标准还允许更远的传输距离。歪斜要求的降低，让逻辑器件可以远离数据转换器，从而避免对敏感模拟部件产生影响。

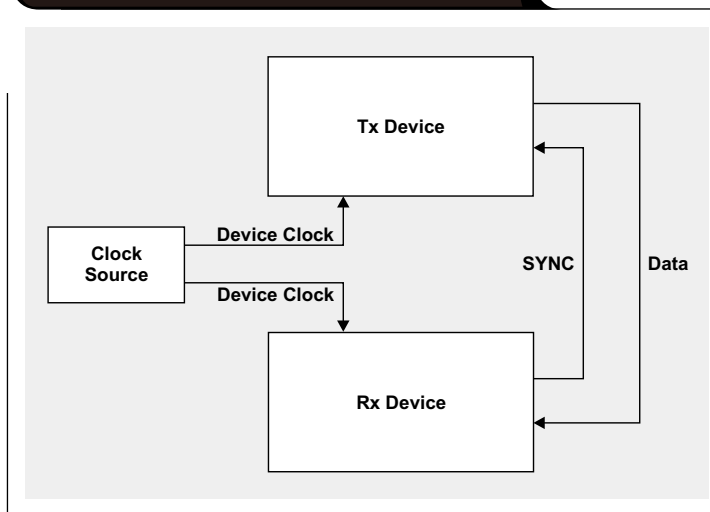
另外，JESD204B接口可适应不同的数据转换器分辨率。这样，无需对收发器/接收器（Tx/Rx）板（逻辑器件）进行物理重新设计，便可用于以后的ADC和数模转换器（DAC）。

这意味着LVDS接口的终结吗？

CMOS接口通过低数据速率降低数据转换器的功耗，而JESD204B接口则比传统LVDS接口拥有更多的优势。那么，LVDS接口还有机会存活下来吗？

答案是肯定的。尽管JESD204B标准通过确定性延迟简化了多通道同步，但是有一些应用要求最小延迟（理想情况下无延迟）。这些应用（例如：雷达等航空应用）需要对某个动作或者探测行为立即做出响应。必须让所有潜在延迟都最小化。就这些应用而言，应该考虑LVDS接口，因为JESD204B标准数据转换器的数据串行化延迟被忽略了。

图 3 JESD204B子类2接口



结论

本文讨论了JEDEC JESD204B标准的发展过程，并说明了使用这种接口的诸多好处，包括更高的数据速率、更简单的PCB布局、更小的封装尺寸以及更低的成本。我们希望，读者现在可以更加理解JESD204B标准系统了。

参考文献

- 1、TI《Altera FPGA模拟技术》，访问网址：www.ti.com/altera-aaj
- 2、《利用JESD204B实现更大的相位阵列雷达》，作者：Thomas Neu，见2013年8月2日《RF Globalnet》（在线版），网址：www.rfglobalnet.com

相关网站

接口：

www.ti.com/interface-aaj

订阅《模拟应用期刊》请访问：

www.ti.com/subscribe-aaj

CAN总线、以太网还是FPD链路：哪一种最适合车载通信？

作者：Mark Sauerwald，德州仪器 (TI) 应用工程师

引言

1915年，福特汽车公司把电灯和电子喇叭用于其T型汽车。自那时起，汽车对于电气和电子系统的依赖便不断增加。初始系统往往都是局部和独立的，例如，一个控制车头灯的开关直接连接至电池。但在今天，这些系统都相互连接在一起。当车头灯开启时，仪表盘照明、后视镜和其他系统可能都会转入新的工作状态。为了实现这些功能，各种系统必须彼此相互通信。随着汽车技术的发展，汽车拥有了许多网络，让这种通信成为可能。由于自动驾驶汽车的不断发展，对于汽车内部和汽车之间进行数据传输的需求日益增长。本文为您介绍三种汽车通信标准—控制器局域网 (CAN)、以太网和平板显示链路 (FPD-Link)，并探讨每种接口最适合的系统。

CAN总线

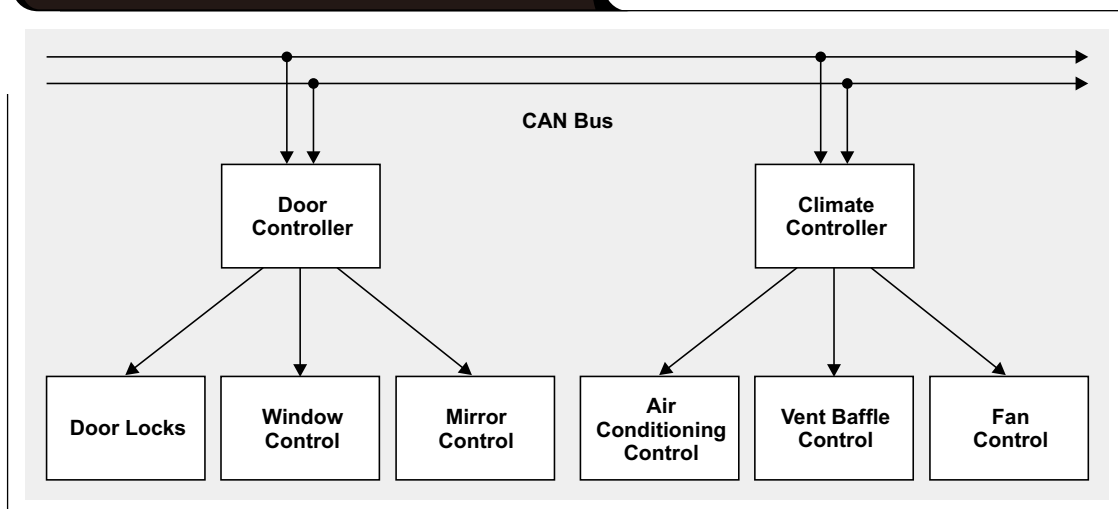
CAN总线最初于20世纪80年代由Robert Bosch GmbH制订。今天，它得到许多集成电路和子系统制造厂商的支持，并应用于所有现代汽车中。CAN总

线允许通过总线上传输的消息，让总线上的不同控制器或者处理器进行相互通信。它使用一种优先次序方法，这样低优先级的消息便不会干扰高优先级的消息。CAN总线的传输速率小于1 Mbps，消息长度 (CAN帧) 通常为50到100比特。

由于许多不同控制器可以共用一条CAN总线，因此它一般不太适合发送要求每秒进行约100次以上更新的消息。理想情况下，它适合于转播更缓慢的状态更新，从传感器到引擎控制单元。它所包括的应用为与其他机械系统相关的通信 (变速器、制动、巡航定速控制、动力转向、车窗、门锁等等)，其数据量有限，并且涉及带宽往往相对较低。

由于越来越多的传感器和处理器不断被加入到这个网络中，总传输速度进一步降低，汽车系统变得更加复杂。图1显示了用于实现车门和温度控制功能的CAN总线。由于所有这些都是低带宽应用，因此相互干扰并不是一个大问题。但是，如果同一条总线还要处理更高的带宽，如引擎控制等更重要的功能，则需要把

图1 部分CAN总线实施



车门和温度控制的优先级设为足够的低，以使这些功能不干扰引擎控制。

最终结果是，CAN总线同样适合于作为汽车机械传感器和系统之间的一个通信网络，但它很难达到如娱乐系统或者摄像头或雷达传感器等应用的高带宽要求。

以太网

以太网是我们家里和办公室最为常见的高速接口之一，一些汽车通过以太网来传输各种高速数据。与CAN总线一样，以太网是一种打包分组系统，网络各部分上节点之间的信息以包的形式传输。同CAN总线一样，以太网为双向网络，随着系统节点数量的增加，所有单条链路的传输速度随之下降。但是，以太网传输数据的链路速度是CAN总线的100倍。

以太网适合于应用中中等带宽通信，例如：导航系统与控制等。它能够以相同的方法用作CAN总线，并同时提供更多的带宽。以太网是代替CAN总线的一个理想选择，但是由于以太网的每节点成本较高，因此它可能不会取代CAN总线，而会作为CAN总线的补充。

今天，一些汽车正在将以太网用于满足大数据传输要求，例如：车尾摄像头和娱乐系统等。汽车应用中特别需要提及的是德州仪器公司（TI）的DP83848Q-Q1。它是一种以太网PHY（归为AEC-Q100 2级），包括一个辅助系统诊断的回路测试。

要想通过以太网网络传输视频，即使传输的视频通道只有一条，也必须在其源头对视频进行压缩，然后在目的地解压缩，以避免超出以太网带宽限制。就如车尾摄像头等应用而言，意味着摄像头内部需要有一颗相对高功耗的处理器，以对图像进行充分的压缩，使其能够通过以太网传输。也就是说，摄像头的物理尺寸更大，成本更高，并且与不要求更多图像压缩工作的解决方案相比，它的功耗也更高。这种解决方案的另一个缺点是，视频压缩和解压缩增加了链路的延迟。

如果同一条以太网被汽车内数个摄像头或者其他视频源共用，则需要对压缩量（以及相应的视频质量）和支持视频通道数目之间做出折中与平衡。利用分层结构，在汽车内建立起多个网络，可以缓解这个问题。一个网络仅处理引擎控制和诊断程序，第二个网络处理汽车后排娱乐和音频系统，而另一个网络则处理驾驶辅助功能，例如：视线增强摄像头等。最后，以太网拥有比CAN总线更强的功能，代价是更高的复杂度，并且仍然很难应对最高带宽应用（例如：视频等）。

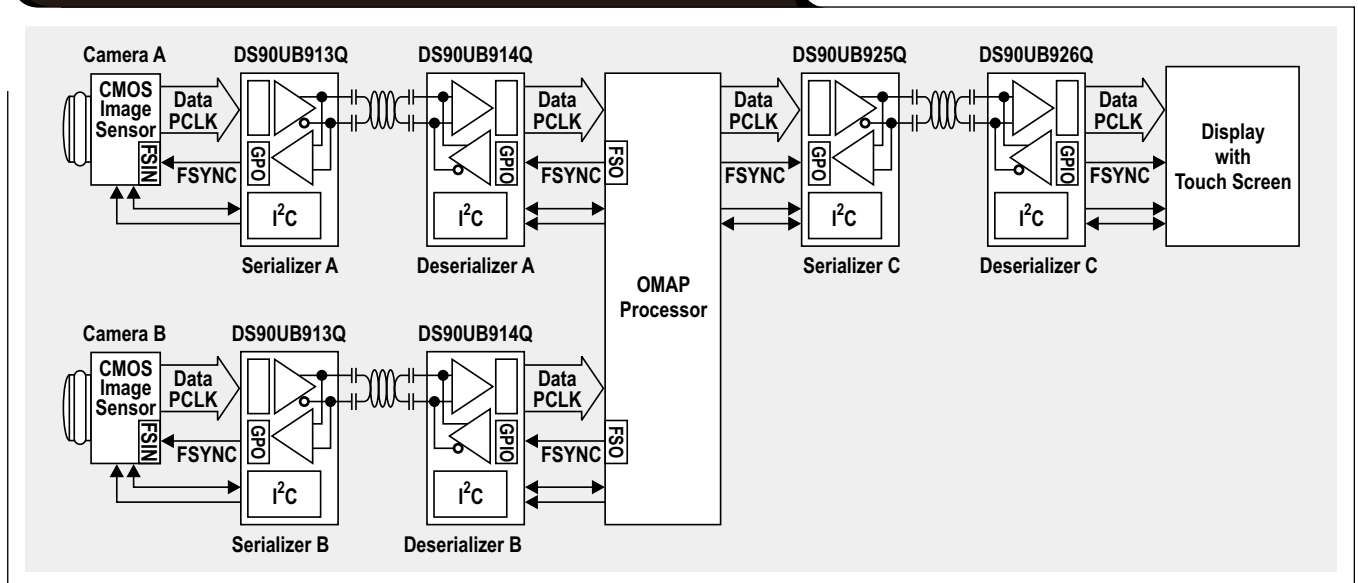
FPD链路

FPD链路是一种专为高带宽数据点对点传输而开发的技术。它拥有一条速度非常高（每秒几千兆比特）的正向通道，以及一条低速反向通道。反向通道用于以400 kbps速率传输I²C，或者以1 Mbps的最高速率控制GPIO。开发FPD链路的目的是在汽车内部传输视频数据。例如，它可以用于把未经压缩的视频传输至视频显示器，而反向通道则把显示屏触摸板的信息发回给产生该视频的处理器。FPD链路的物理层可以是一条双绞线或者同轴线缆。布线为专用，所以，如果FPD链路用于车尾摄像头，则一条线缆从车尾摄像头连接至处理器，另一条线缆从处理器连接至车载显示器。

本应用中，使用FPD链路的重要好处是，摄像头和显示器都可以是十分简单的一些电路，因为不要求使用压缩和解压缩。另外，由于该链路为专用，因此视频系统的图像质量与汽车内其他部分无关。反向通道可用于结构摄像头，操作变焦镜头，或者把触摸屏信息发回控制器，无需中断正向通道的视频流。

就自动驾驶汽车而言，另一个重要的因素是链路的延迟量。压缩和解压缩图像所要求的处理工作，会增加这种延迟。对于如后排娱乐等应用而言，从DVD读取数据和在屏幕上显示其内容之间的延迟并不是很重要。但是，如果所传输的图像来自摄像头，显示的是

图 2 使用 FPD 链路连接双摄像头和显示器



公路上行人的情况，则这种延迟可能就会造成可怕的后果。

当高带宽和低延迟是最为重要的考虑因素时，应首选 FPD 链路来实现一些重要的连接。另外，由于可以支持反向通道，并且能够通过单条双绞线对或者同轴线连接来供电，因此布线更加简单。图 2 显示了一个 OMAP™ 视频处理器，它连接两个不同的摄像头和显示器，通过单条双绞线对线缆连接外围设备。这种双绞线对线缆支持摄像头视频数据和触摸屏/摄像头设置数据。它还为显示器或者摄像头供电。由于每条链路专用于一个外围设备，因此两个摄像头的信号之间不会出现干扰。

结论

那么，哪种接口最适合于汽车通信呢？它们都适合，但需根据具体的用途来确定。CAN 总线在用

于那些要求不断降低成本的低速控制应用中占据统治地位。当带宽要求提高时，以太网作为一种增强型接口，可满足中等带宽要求。当要求最高带宽和最低延迟链路时，例如：为自动驾驶程序提供周围环境情况的环视摄像头系统，则 FPD 链路完全可以满足要求。

相关网站

接口：

www.ti.com/interface-aaj

www.ti.com/dp83848qq1-aaj

www.ti.com/ds90ub913qq1-aaj

www.ti.com/ds90ub914qq1-aaj

www.ti.com/ds90ub925qq1-aaj

www.ti.com/ds90ub926qq1-aaj

订阅《模拟应用期刊》请访问：

www.ti.com/subscribe-aaj

新一代ESD保护器件不再需要 V_{CC} 连接

作者: Roger Liang, 德州仪器 (TI) 大容量线性部门

引言

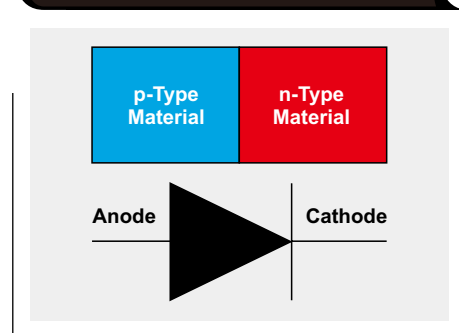
由于其不断减少的处理节点, 数字和模拟IC越来越容易受到静电放电 (ESD) 的损坏, 因此为了保证充分的系统级ESD保护, 离散式ESD保护二极管成为一种必需组件。过去, 我们把 V_{CC} 连接添加至二极管, 目的是降低其结电容。随着新型二极管技术的出现, 现在却不再需要。本文将向您介绍过去为什么需要 V_{CC} 连接, 并解释现在却不使用它的一些原因。

ESD是两个不同电势的物体接触时出现的静电释放现象。例如, 在天气干燥的冬天, 在把印刷电路板 (PCB) 封装到填充有泡沫的箱子里时, 最高可产生20 kV的ESD。为了确保电子终端设备不受日常ESD现象的损害, 通常要求使用离散式二极管, 其拥有比标准2kV人体模型 (HBM) 更稳健的ESD额定值。离散二极管的ESD额定值直接与二极管的p-n结点面积成比例关系; 但是, 结点越大, 寄生电容就越大。为了不影响二极管的ESD额定值, 添加一个 V_{CC} 连接是一种IC设计方法, 它可以有效降低二极管的寄生电容, 但有可能会损坏连接至 V_{CC} 的所有其他器件。然而, 工艺技术的最新进展, 让二极管设计人员不再需要 V_{CC} 连接, 并同时能够保证低电容和高ESD额定值。

二极管特性

二极管是最为基本的半导体器件。它由一个p型和一个n型结点组成, 具有两个端头: 一个p型端的阳极和一个n型端的阴极 (请参见图1)。当从阴极向阳极 (反向偏置) 施加一个足够大的电压时, 二极管进入其击穿区域。理论上讲, 电阻为零时, 它可以传导无限数量的电流。使用另一个方向 (正向偏置) 施加电压, 会使二极管进入其正向导电区域。图2显示了一个基本二极管的IV曲线, 它的阴极接地, 电压穿过阴极。尽管针对不同应用有许多不同类型的二极

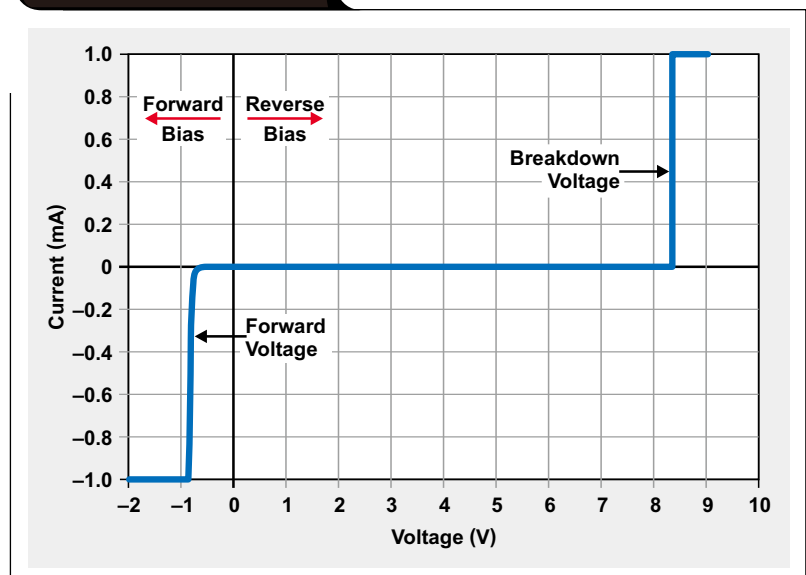
图 1 二极管结构



管, 但这里要讨论的是ESD保护应用的超快速响应二极管。这些二极管可以非常快速地对高ESD电压做出响应, 并通过分流ESD电流至接地, 在几纳秒时间内便可把数千伏电压降低至仅仅数十伏。

影响二极管寄生电容的因素有两个: 结电容 (由于过渡层内的电荷变化) 和扩散电容 (由于中性区域内的过剩载流子)。在反向偏置区域由结电容主导, 其

图 2 二极管IV曲线



为ESD二极管的正常应用区。二极管的结电容描述如下:

$$C_j(V) = A \sqrt{\frac{\epsilon_{Si} q}{2} \left(\frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \right)} \left(\frac{1}{\sqrt{\phi_0 - V_A}} \right)$$

其中:

A为结面积。

ϵ_{Si} 为硅的介电常数。

q为一个库仑电荷。

N_A 为受主掺杂浓度。

N_D 为施主掺杂浓度。

ϕ_0 为结点的内建电压。

V_A 为在结点上施加的偏置电压。

在应用级, V_A 越高, 结电容越低(请参见图3)。这是因为, 以前的二极管技术要求一个 V_{CC} 偏置来稳压 V_A , 从而降低寄生电容。使用 V_{CC} 连接还让系统工程师可以在 V_{CC} 节点添加一个大电容(请参见图4), 它起到一

图 3 TPD4E001电容与偏置电压的关系

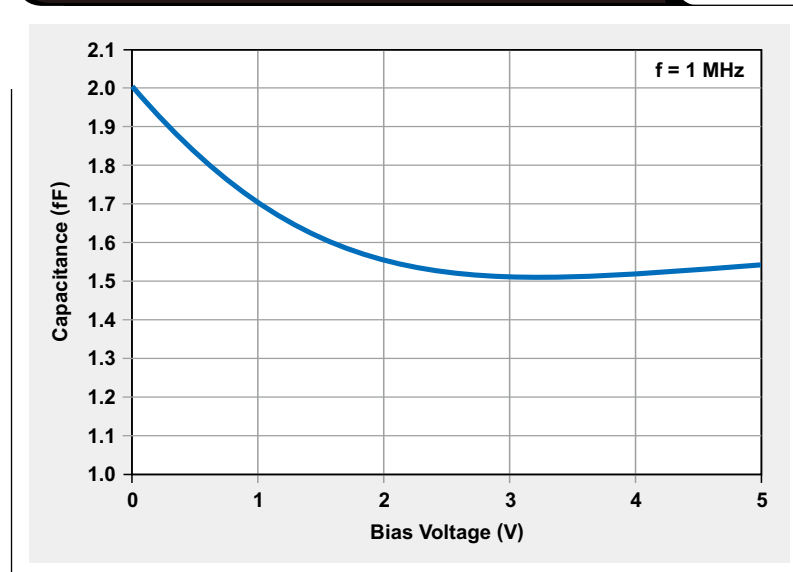


图 4 过去使用 V_{CC} 连接的二极管技术

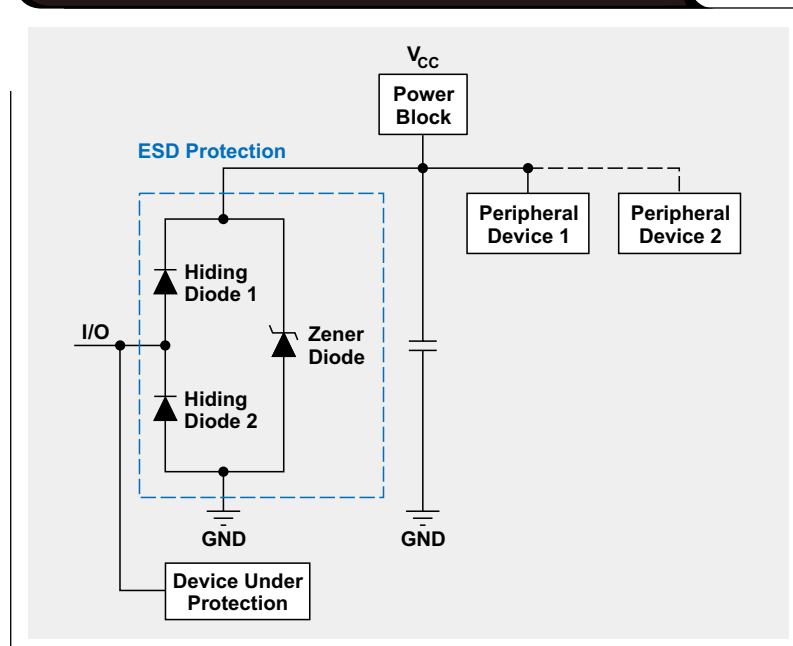
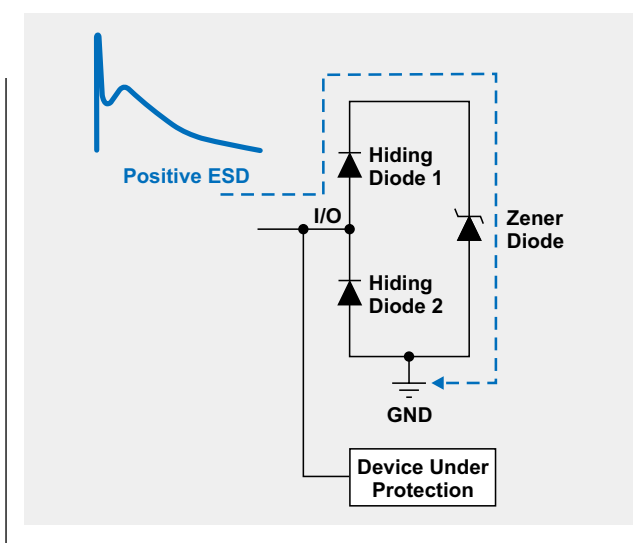


图 5 正ESD电击的放电路径



个电荷库的作用，目的是吸收一些过多的ESD能量，从而逐渐增加ESD保护。

把高速二极管用于ESD保护

为了设计出一种高ESD额定值、低电容的二极管结构，通常使用三极管方法（参见图5和6），原因有三个：

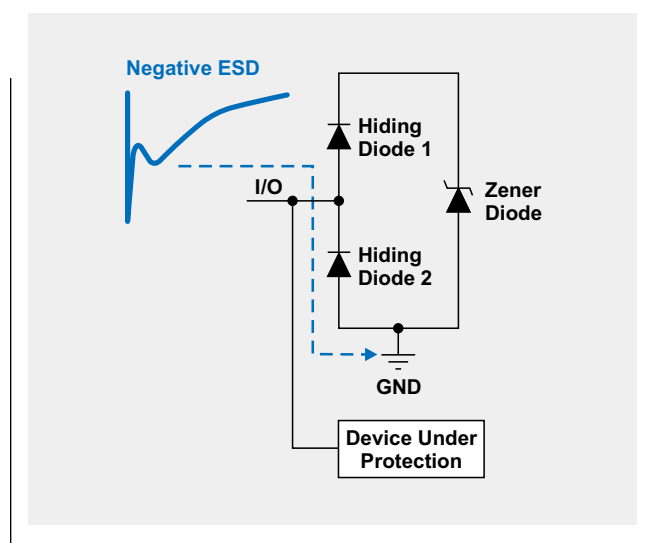
- 1、相比在反向击穿区域，二极管在正向导电区域可以承受更强的电流。
- 2、隐藏式 (hiding) 二极管1和齐纳二极管可抵制正ESD电击。
- 3、隐藏式二极管2可抵制负ESD电击。

两个更小的“隐藏式”二极管与一个更大的齐纳二极管串联。由于其串行结构，隐藏式二极管的电容更小，可有效隐藏齐纳二极管的大电容。在正ESD电击期间，隐藏式二极管1进入其正向导电区域。齐纳二极管进入其反向击穿区域，从而形成一条通路，让ESD电流被分流至接地，而不会进入受保护器件内部。大齐纳二极管的大尺寸，让其能够在击穿区域承受大电流。在负ESD电击期间，隐藏式二极管2进入其正向导电区域，把ESD能量直接引导至接地。在上面任何一种电击事件中，隐藏式二极管都可处理大量的ESD电流，因为它们绝对不会击穿，只会进入正向导电区域。

不使用 V_{CC} 连接的好处

过去几年，二极管制造技术取得了巨大的进

图 6 负ESD电击的放电路径



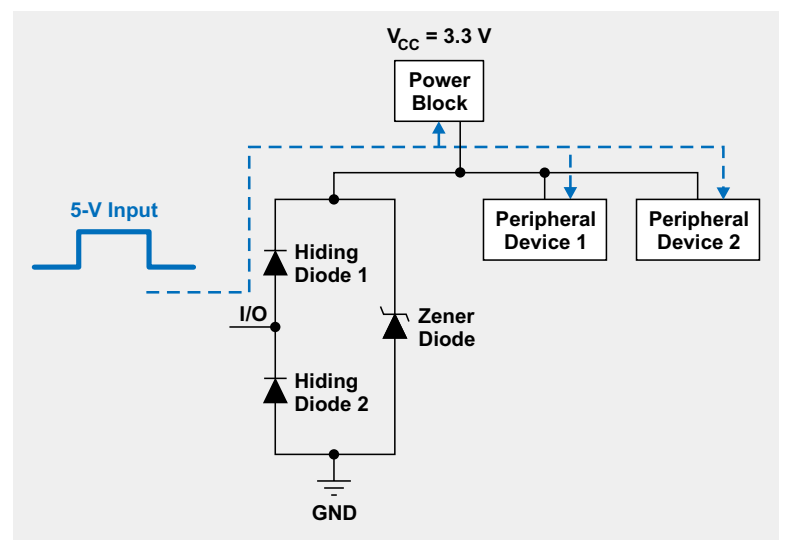
步，实现了更低的结电容，并且没有牺牲高ESD额定值。这些进步包括：

- 从横向二极管结构变为纵向二极管结构
- 更高的单位面积ESD性能
- N_A 和 N_D 掺杂更少，却可以达到相同的正向击穿电压

这些进步意味着，在降低结电容来支持高速接口时不再需要使用 V_{CC} 连接。不使用 V_{CC} 连接，给系统工程师带来如下三方面的好处：

1、没有泄露电流进入内部电源

如果一个高压输入信号通过低 V_{CC} 电平连接ESD二极管I/O，则信号电流可能会通过隐藏式二极管1泄露进入

图 7 I/O到 V_{CC} 的漏电流路径

到 V_{CC} 以及该节点上连接的其他器件内（图7）。这可能会损坏连接它的电源或者器件。如果 V_{CC} 没有连接ESD二极管，则无需有这方面的担心。

2、不会对内部电源造成ESD损坏

在正ESD电击期间， V_{CC} 沿着ESD电流的放电路径，并且它的电压水平为I/O处箝位电压以下一个 V_F （~0.5到0.7 V）。尽管由于分流电容的使用，在面对ESD时电源已经非常稳健，但这种升高的电压水平非常可能会损坏由 V_{CC} 驱动的器件（图8）。情况一样，如果 V_{CC} 不连接至ESD二极管，则无需担心。

3、无需外部电容

德州仪器公司（TI）的ESD二极管工艺开

发重点加强整体p-n结构，以便让其能够承受更大的ESD电压。由于TI的新一代ESD保护二极管拥有高达30 kV的额定值，因此使用一个附加电容仅可提高少许总ESD额定值。使用一个便会达到“收益递减”点。不使用电容，可减少材料数目清单，节省成本，并为其他重要器件留出更多的PCB空间。

TI新一代ESD保护器件例子

TI的TPD2E2U06 ESD保护器件便是二极管技术进步的一个重要例子。与它的前辈不同，TPD2E001不要求 V_{CC} 连接，但保持相同的电容，电压更低，并且ESD额定值增加了两倍。（参见表1）其他TI的类似ESD保护器件还包括TPD4E1U06、TPD4E1U06和TPD4E05U06。

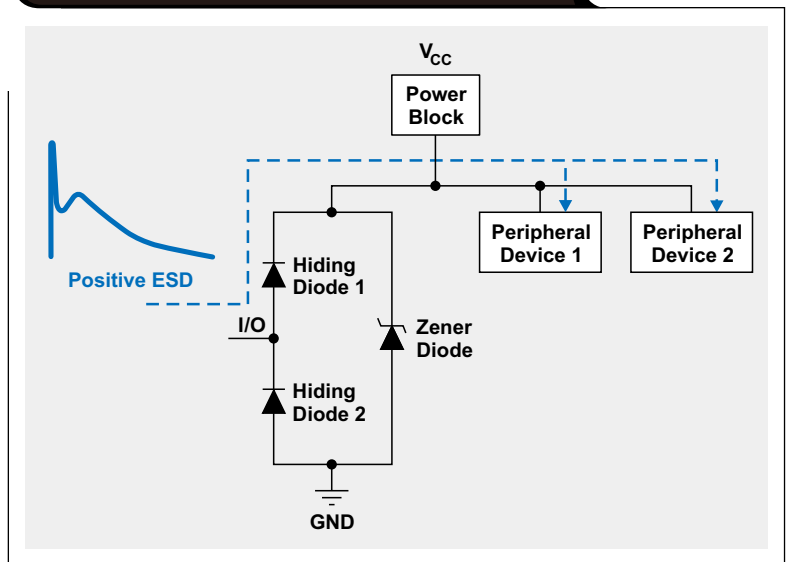
表 1 TPD2E001和TPD2E2U06规范对比表

规范	TPD2E001	TPD2E2U06
V_{CC} 连接	推荐	不需要
接触放电 (kV)	± 8	± 25
空气放电 (kV)	± 15	± 30
C_{IN} (pF)*	1.5	1.5
钳位电压 (V)**	12	9.5

* $f=1\text{MHz}$ 时电容测量， $V_{BIAS}=2.5\text{V}$

**1A、100ns 脉宽时使用 TLP 曲线进行钳位电压测量

图 8 正ESD电击会损坏 V_{CC}



结论

不要求 V_{CC} 连接的ESD保护二极管带来了许多好处。 V_{CC} 引脚不需要电容来增加ESD额定值。它减少了组件数目，简化了布局，并且降低了布局成本。不使用 V_{CC} 连接，还保证了没有漏电流进入到电源中，同时不会对本应通过 V_{CC} 连接至电源的内部节点造成ESD损坏。

相关网站

接口：

www.ti.com/interface-aaaj
www.ti.com/tpd2e001-aaaj
www.ti.com/tpd2e2u06-aaaj
www.ti.com/tpd4e001-aaaj
www.ti.com/tpd4e05u06-aaaj
www.ti.com/tpd4e1u06-aaaj

TI新一代ESD保护器件的更多详情，请访问：

www.ti.com/esd-aaaj

订阅《模拟应用期刊》，请访问：

www.ti.com/subscribe-aaaj

Index of Articles

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Converters			
When is the JESD204B interface the right choice?	1Q, 2014	18	SLYT559
Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 2	2Q, 2013	5	SLYT512
Add a digitally controlled PGA with noise filter to an ADC	1Q, 2013	9	SLYT500
Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 1	1Q, 2013	5	SLYT499
WEBENCH® tools and the photodetector's stability	4Q, 2012	5	SLYT487
How delta-sigma ADCs work, Part 2	4Q, 2011	5	SLYT438
How delta-sigma ADCs work, Part 1	3Q, 2011	13	SLYT423
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 3	3Q, 2011	5	SLYT422
The IBIS model, Part 3: Using IBIS models to investigate signal-integrity issues.	2Q, 2011	5	SLYT413
The IBIS model, Part 2: Determining the total quality of an IBIS model.	1Q, 2011	5	SLYT400
The IBIS model: A conduit into signal-integrity analysis, Part 1	4Q, 2010	11	SLYT390
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 2	4Q, 2010	5	SLYT389
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 1	3Q, 2010	5	SLYT379
How digital filters affect analog audio-signal levels	2Q, 2010	5	SLYT375
How the voltage reference affects ADC performance, Part 3.	4Q, 2009	5	SLYT355
How the voltage reference affects ADC performance, Part 2.	3Q, 2009	13	SLYT339
Impact of sampling-clock spurs on ADC performance	3Q, 2009	5	SLYT338
How the voltage reference affects ADC performance, Part 1.	2Q, 2009	5	SLYT331
Stop-band limitations of the Sallen-Key low-pass filter.	4Q, 2008	5	SLYT306
A DAC for all precision occasions	3Q, 2008	5	SLYT300
Understanding the pen-interrupt (PENIRQ) operation of touch-screen controllers	2Q, 2008	5	SLYT292
Using a touch-screen controller's auxiliary inputs.	4Q, 2007	5	SLYT283
Calibration in touch-screen systems	3Q, 2007	5	SLYT277
Conversion latency in delta-sigma converters	2Q, 2007	5	SLYT264
Clamp function of high-speed ADC THS1041	4Q, 2006	5	SLYT253
Using the ADS8361 with the MSP430™ USI port	3Q, 2006	5	SLYT244
Matching the noise performance of the operational amplifier to the ADC	2Q, 2006	5	SLYT237
Understanding and comparing datasheets for high-speed ADCs.	1Q, 2006	5	SLYT231
Low-power, high-intercept interface to the ADS5424 14-bit, 105-MSPS converter for undersampling applications	4Q, 2005	10	SLYT223
Operating multiple oversampling data converters.	4Q, 2005	5	SLYT222
Simple DSP interface for ADS784x/834x ADCs	3Q, 2005	10	SLYT210
Using resistive touch screens for human/machine interface.	3Q, 2005	5	SLYT209A
Implementation of 12-bit delta-sigma DAC with MSC12xx controller.	1Q, 2005	27	SLYT076
Clocking high-speed data converters	1Q, 2005	20	SLYT075
14-bit, 125-MSPS ADS5500 evaluation	1Q, 2005	13	SLYT074
Supply voltage measurement and ADC PSRR improvement in MSC12xx devices.	1Q, 2005	5	SLYT073
Streamlining the mixed-signal path with the signal-chain-on-chip MSP430F169.	3Q, 2004	5	SLYT078
ADS809 analog-to-digital converter with large input pulse signal	1Q, 2004	8	SLYT083
Two-channel, 500-kSPS operation of the ADS8361	1Q, 2004	5	SLYT082
Evaluation criteria for ADSL analog front end.	4Q, 2003	16	SLYT091
Calculating noise figure and third-order intercept in ADCs	4Q, 2003	11	SLYT090
ADS82x ADC with non-uniform sampling clock	4Q, 2003	5	SLYT089
Interfacing op amps and analog-to-digital converters	4Q, 2002	5	SLYT104
Using direct data transfer to maximize data acquisition throughput.	3Q, 2002	14	SLYT111
MSC1210 debugging strategies for high-precision smart sensors	3Q, 2002	7	SLYT110
Adjusting the A/D voltage reference to provide gain.	3Q, 2002	5	SLYT109
Synchronizing non-FIFO variations of the THS1206	2Q, 2002	12	SLYT115
SHDSL AFE1230 application.	2Q, 2002	5	SLYT114
Intelligent sensor system maximizes battery life: Interfacing the MSP430F123 Flash MCU, ADS7822, and TPS60311.	1Q, 2002	5	SLYT123
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 2: Software and control.	July 2001	5	SLYT129

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Converters (Continued)			
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 1: Hardware	February 2001	11	SLYT138
Using SPI synchronous communication with data converters — interfacing the MSP430F149 and TLV5616	February 2001	7	SLYT137
Building a simple data acquisition system using the TMS320C31 DSP	February 2001	1	SLYT136
Using quad and octal ADCs in SPI mode	November 2000	15	SLYT150
Hardware auto-identification and software auto-configuration for the TLV320AIC10 DSP Codec — a “plug-and-play” algorithm	November 2000	8	SLYT149
Smallest DSP-compatible ADC provides simplest DSP interface	November 2000	1	SLYT148
Efficiently interfacing serial data converters to high-speed DSPs	August 2000	10	SLYT160
Higher data throughput for DSP analog-to-digital converters	August 2000	5	SLYT159
New DSP development environment includes data converter plug-ins	August 2000	1	SLYT158
Introduction to phase-locked loop system modeling	May 2000	5	SLYT169
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
The operation of the SAR-ADC based on charge redistribution	February 2000	10	SLYT176
A methodology of interfacing serial A-to-D converters to DSPs	February 2000	1	SLYT175
Techniques for sampling high-speed graphics with lower-speed A/D converters	November 1999	5	SLYT184
Precision voltage references	November 1999	1	SLYT183
Evaluating operational amplifiers as input amplifiers for A-to-D converters	August 1999	7	SLYT193
Low-power data acquisition sub-system using the TI TLV1572	August 1999	4	SLYT192
Aspects of data acquisition system design	August 1999	1	SLYT191
Power Management			
Accurately measuring efficiency of ultralow-I _Q devices	1Q, 2014	13	SLYT558
Low-cost flyback solutions for 10-mW standby power	1Q, 2014	9	SLYT557
Split-rail approaches extend boost-converter input-voltage ranges	1Q, 2014	5	SLYT556
Techniques for accurate PSRR measurements	4Q, 2013	19	SLYT547
Dynamic power management for faster, more efficient battery charging	4Q, 2013	15	SLYT546
Low-cost solution for measuring input power and RMS current	4Q, 2013	11	SLYT545
Driving solenoid coils efficiently in switchgear applications	4Q, 2013	5	SLYT544
Improved LiFePO ₄ cell balancing in battery-backup systems with an Impedance Track™ fuel gauge	3Q, 2013	14	SLYT528
Linear versus switching regulators in industrial applications with a 24-V bus	3Q, 2013	9	SLYT527
High-efficiency, low-ripple DCS-Control™ offers seamless PWM/power-save transitions	3Q, 2013	5	SLYT531
Digital current balancing for an interleaved boost PFC	2Q, 2013	19	SLYT517
Designing a negative boost converter from a standard positive buck converter	2Q, 2013	13	SLYT516
Synchronous rectification boosts efficiency by reducing power loss	2Q, 2013	9	SLYT515
How to pick a linear regulator for noise-sensitive applications	1Q, 2013	25	SLYT504
35-V, single-channel gate drivers for IGBT and MOSFET renewable-energy applications	1Q, 2013	22	SLYT503
Power MOSFET failures in mobile PMUs: Causes and design precautions	1Q, 2013	17	SLYT502
Design of a 60-A interleaved active-clamp forward converter	1Q, 2013	13	SLYT501
Simple open-circuit protection for boost converters in LED driver applications	4Q, 2012	21	SLYT490
LDO noise examined in detail	4Q, 2012	14	SLYT489
Harnessing wasted energy in 4- to 20-mA current-loop systems	4Q, 2012	10	SLYT488
Designing a Qi-compliant receiver coil for wireless power systems, Part 1	3Q, 2012	8	SLYT479
Easy solar-panel maximum-power-point tracking for pulsed-load applications	3Q, 2012	5	SLYT478
Design considerations for a resistive feedback divider in a DC/DC converter	2Q, 2012	18	SLYT469
Charging a three-cell nickel-based battery pack with a Li-Ion charger	2Q, 2012	14	SLYT468
Remote sensing for power supplies	2Q, 2012	12	SLYT467
A solar-powered buck/boost battery charger	2Q, 2012	8	SLYT466
Controlling switch-node ringing in synchronous buck converters	2Q, 2012	5	SLYT465
High-efficiency AC adapters for USB charging	1Q, 2012	18	SLYT451
Downslope compensation for buck converters when the duty cycle exceeds 50%	1Q, 2012	14	SLYT450
Benefits of a multiphase buck converter	1Q, 2012	8	SLYT449
Turbo-boost charger supports CPU turbo mode	1Q, 2012	5	SLYT448
Solar lantern with dimming achieves 92% efficiency	4Q, 2011	12	SLYT440

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
Solar charging solution provides narrow-voltage DC/DC system bus for multicell-battery applications	4Q, 2011	8	SLYT439
A boost-topology battery charger powered from a solar panel	3Q, 2011	17	SLYT424
Challenges of designing high-frequency, high-input-voltage DC/DC converters	2Q, 2011	28	SLYT415
Backlighting the tablet PC	2Q, 2011	23	SLYT414
I _Q : What it is, what it isn't, and how to use it	2Q, 2011	18	SLYT412
Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter	2Q, 2011	14	SLYT411
Implementation of microprocessor-controlled, wide-input-voltage, SMBus smart battery charger	2Q, 2011	11	SLYT410
Fine-tuning TI's Impedance Track™ battery fuel gauge with LiFePO ₄ cells in shallow-discharge applications	1Q, 2011	13	SLYT402
An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI's compliant solutions	1Q, 2011	10	SLYT401
Save power with a soft Zener clamp	4Q, 2010	19	SLYT392
A low-cost, non-isolated AC/DC buck converter with no transformer	4Q, 2010	16	SLYT391
Computing power going "Platinum"	3Q, 2010	13	SLYT382
Coupled inductors broaden DC/DC converter usage	3Q, 2010	10	SLYT380
Designing DC/DC converters based on ZETA topology	2Q, 2010	16	SLYT372
Discrete design of a low-cost isolated 3.3- to 5-V DC/DC converter	2Q, 2010	12	SLYT371
Power-supply design for high-speed ADCs	1Q, 2010	12	SLYT366
Li-Ion battery-charger solutions for JEITA compliance	1Q, 2010	8	SLYT365
Fuel-gauging considerations in battery backup storage systems	1Q, 2010	5	SLYT364
Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters	4Q, 2009	15	SLYT358
Designing a multichemistry battery charger	4Q, 2009	13	SLYT357
Using power solutions to extend battery life in MSP430™ applications	4Q, 2009	10	SLYT356
Reducing radiated EMI in WLED drivers	3Q, 2009	17	SLYT340
Selecting the right charge-management solution	2Q, 2009	18	SLYT334
Designing a linear Li-Ion battery charger with power-path control	2Q, 2009	12	SLYT333
Taming linear-regulator inrush currents	2Q, 2009	9	SLYT332
Using a portable-power boost converter in an isolated flyback application	1Q, 2009	19	SLYT323
Cell balancing buys extra run time and battery life	1Q, 2009	14	SLYT322
Improving battery safety, charging, and fuel gauging in portable media applications	1Q, 2009	9	SLYT321
Paralleling power modules for high-current applications	1Q, 2009	5	SLYT320
Designing DC/DC converters based on SEPIC topology	4Q, 2008	18	SLYT309
Compensating and measuring the control loop of a high-power LED driver	4Q, 2008	14	SLYT308
Getting the most battery life from portable systems	4Q, 2008	8	SLYT307
New current-mode PWM controllers support boost, flyback, SEPIC, and LED-driver applications	3Q, 2008	9	SLYT302
Battery-charger front-end IC improves charging-system safety	2Q, 2008	14	SLYT294
Understanding output voltage limitations of DC/DC buck converters	2Q, 2008	11	SLYT293
Using a buck converter in an inverting buck-boost topology	4Q, 2007	16	SLYT286
Host-side gas-gauge-system design considerations for single-cell handheld applications	4Q, 2007	12	SLYT285
Driving a WLED does not always require 4 V	4Q, 2007	9	SLYT284
Simultaneous power-down sequencing with the TPS74x01 family of linear regulators	3Q, 2007	20	SLYT281
Get low-noise, low-ripple, high-PSRR power with the TPS717xx	3Q, 2007	17	SLYT280
TPS6108x: A boost converter with extreme versatility	3Q, 2007	14	SLYT279
Power-management solutions for telecom systems improve performance, cost, and size	3Q, 2007	10	SLYT278
Current balancing in four-pair, high-power PoE applications	2Q, 2007	11	SLYT270
Enhanced-safety, linear Li-Ion battery charger with thermal regulation and input overvoltage protection	2Q, 2007	8	SLYT269
Power management for processor core voltage requirements	1Q, 2007	11	SLYT261
LDO white-LED driver TPS7510x provides incredibly small solution size	1Q, 2007	9	SLYT260
Selecting the correct IC for power-supply applications	1Q, 2007	5	SLYT259
Fully integrated TPS6300x buck-boost converter extends Li-Ion battery life	4Q, 2006	15	SLYT256
bq25012 single-chip, Li-Ion charger and dc/dc converter for Bluetooth® headsets	4Q, 2006	13	SLYT255
A 3-A, 1.2-V _{OUT} linear regulator with 80% efficiency and P _{LOST} < 1 W	4Q, 2006	10	SLYT254
Complete battery-pack design for one- or two-cell portable applications	3Q, 2006	14	SLYT248
Single-chip bq2403x power-path manager charges battery while powering system	3Q, 2006	12	SLYT247

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
TPS65552A powers portable photoflash.	3Q, 2006	10	SLYT246
TPS61059 powers white-light LED as photoflash or movie light	3Q, 2006	8	SLYT245
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 2	2Q, 2006	18	SLYT240
Wide-input dc/dc modules offer maximum design flexibility	2Q, 2006	13	SLYT239
TLC5940 PWM dimming provides superior color quality in LED video displays	2Q, 2006	10	SLYT238
Practical considerations when designing a power supply with the TPS6211x	1Q, 2006	17	SLYT234
TPS79918 RF LDO supports migration to StrataFlash® Embedded Memory (P30)	1Q, 2006	14	SLYT233
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 1	1Q, 2006	9	SLYT232
TLC5940 dot correction compensates for variations in LED brightness	4Q, 2005	21	SLYT225
Li-Ion switching charger integrates power FETs	4Q, 2005	19	SLYT224
New power modules improve surface-mount manufacturability	3Q, 2005	18	SLYT212
Miniature solutions for voltage isolation	3Q, 2005	13	SLYT211
Understanding power supply ripple rejection in linear regulators	2Q, 2005	8	SLYT202
Understanding noise in linear regulators	2Q, 2005	5	SLYT201
A better bootstrap/bias supply circuit	1Q, 2005	33	SLYT077
Tips for successful power-up of today's high-performance FPGAs	3Q, 2004	11	SLYT079
LED-driver considerations	1Q, 2004	14	SLYT084
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 2.	4Q, 2003	21	SLYT092
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 1.	3Q, 2003	13	SLYT097
Soft-start circuits for LDO linear regulators.	3Q, 2003	10	SLYT096
Auto-Track™ voltage sequencing simplifies simultaneous power-up and power-down.	3Q, 2003	5	SLYT095
Using the TPS61042 white-light LED driver as a boost converter	1Q, 2003	7	SLYT101
Load-sharing techniques: Paralleling power modules with overcurrent protection	1Q, 2003	5	SLYT100
Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications.	4Q, 2002	18	SLYT107
Power conservation options with dynamic voltage scaling in portable DSP designs	4Q, 2002	12	SLYT106
Using the UCC3580-1 controller for highly efficient 3.3-V/100-W isolated supply design	4Q, 2002	8	SLYT105
Powering electronics from the USB port	2Q, 2002	28	SLYT118
Optimizing the switching frequency of ADSL power supplies	2Q, 2002	23	SLYT117
SWIFT™ Designer power supply design program.	2Q, 2002	15	SLYT116
Why use a wall adapter for ac input power?	1Q, 2002	18	SLYT126
Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications.	1Q, 2002	12	SLYT125
Power control design key to realizing InfiniBand SM benefits.	1Q, 2002	10	SLYT124
Runtime power control for DSPs using the TPS62000 buck converter.	July 2001	15	SLYT131
Power supply solution for DDR bus termination	July 2001	9	SLYT130
–48-V/+48-V hot-swap applications	February 2001	20	SLYT140
Optimal design for an interleaved synchronous buck converter under high-slew-rate, load-current transient conditions	February 2001	15	SLYT139
Comparison of different power supplies for portable DSP solutions working from a single-cell battery	November 2000	24	SLYT152
Understanding the load-transient response of LDOs	November 2000	19	SLYT151
Optimal output filter design for microprocessor or DSP power supply	August 2000	22	SLYT162
Advantages of using PMOS-type low-dropout linear regulators in battery applications	August 2000	16	SLYT161
Low-cost, minimum-size solution for powering future-generation Celeron™-type processors with peak currents up to 26 A.	May 2000	14	SLYT171
Simple design of an ultra-low-ripple DC/DC boost converter with TPS60100 charge pump.	May 2000	11	SLYT170
Powering Celeron-type microprocessors using TI's TPS5210 and TPS5211 controllers	February 2000	20	SLYT178
Power supply solutions for TI DSPs using synchronous buck converters.	February 2000	12	SLYT177
Understanding the stable range of equivalent series resistance of an LDO regulator	November 1999	14	SLYT187
Synchronous buck regulator design using the TI TPS5211 high-frequency hysteretic controller	November 1999	10	SLYT186
TI TPS5602 for powering TI's DSP	November 1999	8	SLYT185
Migrating from the TI TL770x to the TI TLC770x.	August 1999	14	SLYT196
Extended output voltage adjustment (0 V to 3.5 V) using the TI TPS5210	August 1999	13	SLYT195
Stability analysis of low-dropout linear regulators with a PMOS pass element.	August 1999	10	SLYT194

Title	Issue	Page	Lit. No.
Interface			
New-generation ESD-protection devices need no VCC connection	1Q, 2014	23	SLYT561
CAN bus, Ethernet, or FPD-Link: Which is best for automotive communications?	1Q, 2014	20	SLYT560
Correcting cross-wire faults in modern e-metering networks	4Q, 2013	22	SLYT548
Basics of debugging the controller area network (CAN) physical layer	3Q, 2013	18	SLYT529
RS-485 failsafe biasing: Old versus new transceivers	2Q, 2013	25	SLYT514
Design considerations for system-level ESD circuit protection	4Q, 2012	28	SLYT492
How to design an inexpensive HART transmitter	4Q, 2012	24	SLYT491
Data-rate independent half-duplex repeater design for RS-485	3Q, 2012	15	SLYT480
Extending the SPI bus for long-distance communication	4Q, 2011	16	SLYT441
Industrial data-acquisition interfaces with digital isolators	3Q, 2011	24	SLYT426
Isolated RS-485 transceivers support DMX512 stage lighting and special-effects applications	3Q, 2011	21	SLYT425
Designing an isolated I ² C Bus [®] interface by using digital isolators	1Q, 2011	17	SLYT403
Interfacing high-voltage applications to low-power controllers	4Q, 2010	20	SLYT393
Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators	3Q, 2010	19	SLYT381
Designing with digital isolators	2Q, 2009	21	SLYT335
Message priority inversion on a CAN bus	1Q, 2009	25	SLYT325
RS-485: Passive failsafe for an idle bus	1Q, 2009	22	SLYT324
Cascading of input serializers boosts channel density for digital inputs	3Q, 2008	16	SLYT301
When good grounds turn bad— isolate!	3Q, 2008	11	SLYT298
Enabling high-speed USB OTG functionality on TI DSPs	2Q, 2007	18	SLYT271
Detection of RS-485 signal loss	4Q, 2006	18	SLYT257
Improved CAN network security with TI's SN65HVD1050 transceiver	3Q, 2006	17	SLYT249
Device spacing on RS-485 buses	2Q, 2006	25	SLYT241
Maximizing signal integrity with M-LVDS backplanes	2Q, 2005	11	SLYT203
Failsafe in RS-485 data buses	3Q, 2004	16	SLYT080
The RS-485 unit load and maximum number of bus connections	1Q, 2004	21	SLYT086
Estimating available application power for Power-over-Ethernet applications	1Q, 2004	18	SLYT085
Power consumption of LVPECL and LVDS	1Q, 2002	23	SLYT127
The SN65LVDS33/34 as an ECL-to-LVTTL converter	July 2001	19	SLYT132
The Active Fail-Safe feature of the SN65LVDS32A	November 2000	35	SLYT154
A statistical survey of common-mode noise	November 2000	30	SLYT153
Performance of LVDS with different cables	August 2000	30	SLYT163
LVDS: The ribbon cable connection	May 2000	19	SLYT172
LVDS receivers solve problems in non-LVDS applications	February 2000	33	SLYT180
Skew definition and jitter analysis	February 2000	29	SLYT179
Keep an eye on the LVDS input levels	November 1999	17	SLYT188
TIA/EIA-568A Category 5 cables in low-voltage differential signaling (LVDS)	August 1999	16	SLYT197
Amplifiers			
Designing active analog filters in minutes	4Q, 2013	28	SLYT549
Exploring anti-aliasing filters in signal conditioners for mixed-signal, multimodal sensor conditioning	3Q, 2013	25	SLYT530
Using a fixed threshold in ultrasonic distance-ranging automotive applications	3Q, 2012	19	SLYT481
Source resistance and noise considerations in amplifiers	2Q, 2012	23	SLYT470
Measuring op amp settling time by using sample-and-hold technique	1Q, 2012	21	SLYT452
Converting single-ended video to differential video in single-supply systems	3Q, 2011	29	SLYT427
Using single-supply fully differential amplifiers with negative input voltages to drive ADCs	4Q, 2010	26	SLYT394
Operational amplifier gain stability, Part 3: AC gain-error analysis	3Q, 2010	23	SLYT383
Operational amplifier gain stability, Part 2: DC gain-error analysis	2Q, 2010	24	SLYT374
Precautions for connecting APA outputs to other devices	2Q, 2010	22	SLYT373
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 3: Current-sourcing DACs simplified	1Q, 2010	32	SLYT368
Signal conditioning for piezoelectric sensors	1Q, 2010	24	SLYT369
Operational amplifier gain stability, Part 1: General system analysis	1Q, 2010	20	SLYT367
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 2: Current-sourcing DACs	4Q, 2009	23	SLYT360
Using fully differential op amps as attenuators, Part 3: Single-ended unipolar input signals	4Q, 2009	19	SLYT359
Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters	3Q, 2009	33	SLYT343
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 1: Current-sinking DACs	3Q, 2009	24	SLYT342

	Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: (Continued)				
	Using fully differential op amps as attenuators, Part 2: Single-ended bipolar input signals	3Q, 2009	21	SLYT341
	Using fully differential op amps as attenuators, Part 1: Differential bipolar input signals	2Q, 2009	33	SLYT336
	Output impedance matching with fully differential operational amplifiers	1Q, 2009	29	SLYT326
	A dual-polarity, bidirectional current-shunt monitor	4Q, 2008	29	SLYT311
	Input impedance matching with fully differential amplifiers	4Q, 2008	24	SLYT310
	A new filter topology for analog high-pass filters	3Q, 2008	18	SLYT299
	New zero-drift amplifier has an I_Q of 17 μ A	2Q, 2007	22	SLYT272
	Accurately measuring ADC driving-circuit settling time	1Q, 2007	14	SLYT262
	Low-cost current-shunt monitor IC revives moving-coil meter design	2Q, 2006	27	SLYT242
	High-speed notch filters	1Q, 2006	19	SLYT235
	Getting the most out of your instrumentation amplifier design	4Q, 2005	25	SLYT226
	So many amplifiers to choose from: Matching amplifiers to applications	3Q, 2005	24	SLYT213
	Auto-zero amplifiers ease the design of high-precision circuits	2Q, 2005	19	SLYT204
	Active filters using current-feedback amplifiers	3Q, 2004	21	SLYT081
	Integrated logarithmic amplifiers for industrial applications	1Q, 2004	28	SLYT088
	Op amp stability and input capacitance	1Q, 2004	24	SLYT087
	Calculating noise figure in op amps	4Q, 2003	31	SLYT094
	Expanding the usability of current-feedback amplifiers	3Q, 2003	23	SLYT099
	Video switcher using high-speed op amps	3Q, 2003	20	SLYT098
	Analyzing feedback loops containing secondary amplifiers	1Q, 2003	14	SLYT103
	RF and IF amplifiers with op amps	1Q, 2003	9	SLYT102
	Active output impedance for ADSL line drivers	4Q, 2002	24	SLYT108
	FilterPro™ low-pass design tool	3Q, 2002	24	SLYT113
	Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 2	3Q, 2002	21	SLYT112
	Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 1	2Q, 2002	46	SLYT121
	Worst-case design of op amp circuits	2Q, 2002	42	SLYT120
	Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems	2Q, 2002	35	SLYT119
	Audio power amplifier measurements, Part 2	1Q, 2002	26	SLYT128
	Audio power amplifier measurements	July 2001	40	SLYT135
	An audio circuit collection, Part 3	July 2001	34	SLYT134
	Designing for low distortion with high-speed op amps	July 2001	25	SLYT133
	Frequency response errors in voltage feedback op amps	February 2001	48	SLYT146
	An audio circuit collection, Part 2	February 2001	41	SLYT145
	Pressure transducer-to-ADC application	February 2001	38	SLYT144
	Fully differential amplifiers applications: Line termination, driving high-speed ADCs, and differential transmission lines	February 2001	32	SLYT143
	Notebook computer upgrade path for audio power amplifiers	February 2001	27	SLYT142
	1.6- to 3.6-volt BTL speaker driver reference design	February 2001	23	SLYT141
	Analysis of fully differential amplifiers	November 2000	48	SLYT157
	Thermistor temperature transducer-to-ADC application	November 2000	44	SLYT156
	An audio circuit collection, Part 1	November 2000	39	SLYT155
	Reducing PCB design costs: From schematic capture to PCB layout	August 2000	48	SLYT167
	The PCB is a component of op amp design	August 2000	42	SLYT166
	Fully differential amplifiers	August 2000	38	SLYT165
	Design of op amp sine wave oscillators	August 2000	33	SLYT164
	Using a decompensated op amp for improved performance	May 2000	26	SLYT174
	Sensor to ADC — analog interface design	May 2000	22	SLYT173
	PCB layout for the TPA005D1x and TPA032D0x Class-D APAs	February 2000	39	SLYT182
	Matching operational amplifier bandwidth with applications	February 2000	36	SLYT181
	Reducing crosstalk of an op amp on a PCB	November 1999	23	SLYT190
	Single-supply op amp design	November 1999	20	SLYT189
	Power supply decoupling and audio signal filtering for the Class-D audio power amplifier	August 1999	24	SLYT199
	Reducing the output filter of a Class-D amplifier	August 1999	19	SLYT198

Title	Issue	Page	Lit. No.
Low-Power RF			
Selecting antennas for low-power wireless applications2Q, 2008	20	SLYT296
Using the CC2430 and TIMAC for low-power wireless sensor applications: A power- consumption study2Q, 2008	17	SLYT295
General Interest			
Introduction to capacitive touch-screen controllers2Q, 2013	29	SLYT513
High-definition haptics: Feel the difference!3Q, 2012	29	SLYT483
Applying acceleration and deceleration profiles to bipolar stepper motors3Q, 2012	24	SLYT482
Industrial flow meters/flow transmitters.2Q, 2012	29	SLYT471
Analog linearization of resistance temperature detectors.4Q, 2011	21	SLYT442
Spreadsheet modeling tool helps analyze power- and ground-plane voltage drops to keep core voltages within tolerance2Q, 2007	29	SLYT273
Analog design tools.2Q, 2002	50	SLYT122
Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensorsFebruary 2001.	52	SLYT147



WEBENCH® 设计中心: 易于使用且可提供定制结果的设计工具。
PowerLab™ 参考设计库, 包含了近千个适用于所有应用的参考设计。
电源在线培训课程

www.ti.com.cn/webench
www.ti.com.cn/powerlab
www.ti.com.cn/powertraining

WEBENCH® Designer

Power | **FPGA/μP** | Sensors | LED

Enter your power supply requirements:

	Min	Max
Vin	14.0 V	22.0 V
	Vout	Iout
Output	3.3 V	2.0 A
Ambient Temp	30 °C	

Multiple Loads | Single Output

Power Architect | **Start Design**

WEBENCH® Designer My Designs

	最小	最大
输入电压	14.0 V	22.0 V
	输出电压	输出电流
输出	3.3 V	2.0 A
环境温度	30 °C	

SIMPLE SWITCHER®
开始设计 ▶



从通讯、计算机、消费类电子到汽车、工业, 从能源、医疗到安防、航空航天, TI推出一系列创新、完整、独特的制胜解决方案, 给您带来前所未有的技术支持体验。 <http://www.ti.com.cn/www/more/>



德州仪器在线技术支持社区

www.deyisupport.com

中国产品信息中心 免费热线:

800-820-8682

TI新浪微博



e.weibo.com/tisemi

热门产品

- | | |
|-----------|--|
| TPS92075 | 具有自适应基准的非隔离式、相位可调光、降压 PFC LED 驱动器 |
| BQ24195 | 具有 5.1V 1A/2.1A 同步升压运行的由 I2C 控制的 2.5A/4.5A 单电池 |
| LM3447 | 相位调光、初级侧电源调整的准谐振反激式控制器 |
| LM34917 | 具有智能电流限制的超小型 33V、1.25A 恒准时降压开关稳压器 |
| ADS1298 | 具有集成 ECG 前端的 8 通道 24 位模数转换器 |
| SN65HVD82 | 针对要求严格的工业类应用的稳健耐用的驱动器和发送器 |
| LM22670 | 具有同步或可调节开关频率的 3A SIMPLE SWITCHER、降压电压稳压器 |
| ISO1050 | 电镀隔离的隔离式 CAN 收发器 |

了解更多, 请搜索以下产品型号:

TPS92075



重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 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, 并有权根据 JESD48 最新标准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 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。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。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件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 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权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中 TI 信息的重要部分, 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。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 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与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

产品	应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio 通信与电信 www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers 计算机及周边 www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters 消费电子 www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com 能源 www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp 工业应用 www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers 医疗电子 www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface 安防应用 www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic 汽车电子 www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power 视频和影像 www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity 德州仪器在线技术支持社区 www.deyisupport.com

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 © 2014, 德州仪器半导体技术(上海)有限公司