

高性能模拟产品

# 模拟应用期刊

2013年第4季度



德州仪器2013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	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">http://www.ti.com.cn/interface</a>
通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">http://www.ti.com.cn/amplifiers</a>	逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">http://www.ti.com.cn/logic</a>
计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconvert">ers http://www.ti.com.cn/dataconvert</a>	电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">http://www.ti.com.cn/power</a>
消费电子	<a href="http://www.ti.com.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	微控制器	(MCU) <a href="http://www.ti.com.cn/microcontroll">ershttp://www.ti.com.cn/microcontroll</a>
能源	<a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/energy</a>	无线通信	<a href="http://www.ti.com.cn/wireless">www.ti.com.cn/wireless</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">http://www.ti.com.cn/dsp</a>	RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">http://www.ti.com.cn/rfidsys</a>
工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>	RF/IF 和 ZigBee® 解决方案	<a href="http://www.ti.com.cn/radiofre">www.ti.com.cn/radiofre</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtim">ers http://www.ti.com.cn/clockandtim</a>		
医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>		

### 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
<b>电源管理</b>	
在开关设备应用中有效驱动螺线管线圈.....	5
螺线管和继电器是所有开关设备中不可或缺的组成部分。本文为您介绍继电器、电流接触器和阀门中常见的螺线管线圈的一些特性。此外，文章还介绍了一些驱动它们的方法，并说明有效驱动的发展趋势。本文还列举了一些应用电路的例子。	
用于测量输入功率和 RMS 电流的低成本解决方案.....	11
本文介绍了一款用于测量输入功率和 RMS 电流的成本低但准确度高的解决方案。该解决方案采用现有的 PFC 控制芯片和硬件，以及简单的两点校准和优化的数学计算，从而可在不影响正常 PFC 控制的情况下提供出色的测量准确度。	
用于实现更快、更有效电池充电的动态电源管理 .....	15
当今电池管理系统必须具有一定的智能以支持不同类型的适配器和电池化学组成。本文将探讨如何利用动态电源管理来实现快速电池充电和改善电池放电性能。文中介绍了用于实现以下目标的方法：在不损坏电源的情况下最大限度地增加可用功率、在不降低系统功率的情况下给深度放电电池充电、延长电池运行时间、以及改善热性能。	
用于完成准确 PSRR 测量的方法 .....	19
PSRR 测量对于设置噪声高度敏感，包括来自探测环路区和 PCB 布局的噪声。本文探讨了那些会对 PSRR 测量准确度造成限制的常见设置问题，并介绍了一种采用高保真度信号注入器和一个高度灵敏 / 选择性矢量网络分析仪来解决这些问题的方法。	
<b>接口（数据传输）</b>	
校正新式电力计量网络中的交叉线错误 .....	22
远程传输、差分网络必须克服设置较远的总线节点之间常见的大接地电位差，甚至必须弥补配线错误。本文阐述了 TI 的极性校正 (POLCOR) 收发器如何在几乎不影响总线负载的情况下补偿交叉配线。	
<b>放大器</b>	
在几分钟内完成有源模拟滤波器的设计器 .....	28
几乎所有的电子电路都采用了有源模拟滤波器。本文说明了怎样使用 TI 的 WEBENCH® Filter Designer 软件来有效设计此类滤波器。讨论的范围涉及到软件的功能，包括提供滤波器变量的深入调节、优化滤波器、帮助找到适合的 TI 运算放大器、以及提供 SEPIC 仿真模型。	
文章索引 .....	33
TI 全球技术支持 .....	40

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](http://www.ti.com/aaaj)

通过下面的网址订阅 AAJ：  
[www.ti.com/subscribe-aaaj](http://www.ti.com/subscribe-aaaj)

## 引言

《模拟应用期刊》是一本模拟技术文摘，由德州仪器 (TI) 按季度发行。这些“说明”类文章面向广大设计工程师、工程经理、系统设计师和技术员，旨在让读者对如何运用TI模拟产品解决各种设计问题和满足设计要求有一个基本的了解。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
- 低功耗射频
- 一般常见问题

《模拟应用期刊》文章包括许多有用的建议和经验法则，为广大工程入门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。

# 在开关设备应用中有效驱动螺线管线圈

作者: Sanjay Pithadia, 德州仪器 (TI) 高级模拟应用工程师

## 引言

所有电源系统的主要目的都是维持高水平的持续供电能力, 并在出现不可承受状态时, 最小化其影响范围和断电时间。功率损耗、电压下降、过电流和过压总会出现, 因为我们无法避免自然事件、物理事故、设备故障或者人为误操作。组合使用一些器件, 用于保护电气设备免受这些事件的损害, 也即“接电装置”。螺线管和继电器是所有接电装置中不可或缺的组成部分。它们通过线圈通电和接触, 连接/断开受保护设备的电源。本文为您介绍继电器、电流接触器和阀门中常见的螺线管线圈的一些特性。另外, 文章还介绍了一些驱动它们的方法, 并说明有效驱动的发展趋势。本文还列举了一些接电装置应用电路的例子。

过电流保护器件(例如: 断路器等), 用于保护导体不受过电流的损害。设计这些保护器件的目的是, 让电路中的电流保持在一个安全水平, 以防止电路导体过热。电流接触器主要用于连接或者断开导体接触电流。它们用于一些频繁或者长期不变的导通-断开连接。

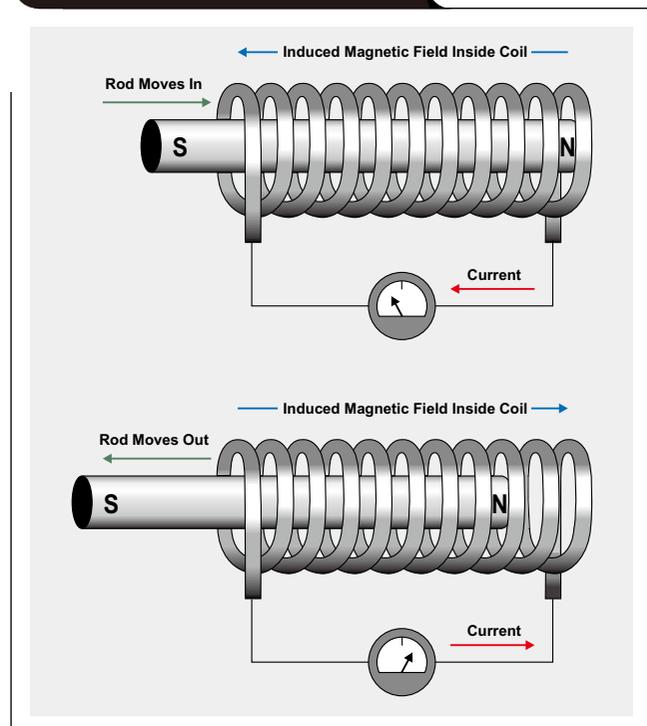
为了保护电路免受强电流的损害, 保护性器件必须知道故障状态何时出现, 并能自动将电气设备同电源断开。过电流保护器件必须能够区分过电流与短路的区别, 并以正确的方式做出反应。可以允许一定时间的小过电流, 但是, 随着电流量的增加, 保护器件必须能够更加迅速地做出响应, 例如: 迅即阻止短路。

## 螺线管线圈特性

机电螺线管由一个围绕可移动钢或铁芯(称作“电枢”)的电磁感应线圈绕组组成。该线圈的形状可让电枢移入或移出其中心, 从而改变线圈的电感, 最终形成电磁(请参见图1)。电枢用于向一些机械装置提供机械力。

螺线管的主要电特性是, 它是一种电感器, 拥有电感, 这是一种对抗电流变化的特性。这就是当螺线

图1螺线管工作原理



管带电时电流不会立即达到最大水平的原因。相反, 电流以一种稳定的速率增加, 直到其受到螺线管DC电阻的限制为止。电感器(例如: 螺线管)以集中磁场的方式存储能量。只要线路或者导体内存在电流, 就会在线路周围形成磁场(尽管很小)。把线路绕成一个线圈(例如: 螺线管中的线圈)以后, 磁场便变得非常集中。通过电信号, 电磁可用于控制机械阀门。螺线管一通电, 电流便增加, 从而使磁场不断扩展, 直到其强至能够移动电枢为止。电枢移动会增加磁场的集中度, 因为电枢自有磁质量移至更远, 进入该磁场。记住, 磁场变化的方向与让其形成的电流的方向相同, 从而在绕组中引起反向电压。由于电枢运动时磁场迅速扩展, 它会使通过螺线管绕组的电流短暂下降。在电枢运动后, 电流继续沿其正常路径上升至最大水平。结果如图2中电流波形所示。注意观察电流波形上升过程中的明显下探点。

### 螺线管线圈驱动：电压还是电流驱动？

前所述，螺线管的电枢用于为机械装置提供机械力。施加给电枢的力与电枢位置变化时线圈的电感变化成比例关系。另外，它还与流经线圈的电流成比例关系（根据法拉第的电感定律）。方程式1计算螺线管电磁对某个通过电荷所施加的力：

$$F = Q \times V \times (\text{磁常量} \times N \times I), \quad (1)$$

其中，Q为通过点电荷的电荷；V为该点电荷的速度；磁常量为 $4\pi \times 10^{-7}$ ；N为螺线管线圈的匝数；I为通过螺线管的电流。这表明，螺线管的电磁力直接与电流有关。

传统上，电压驱动用于驱动螺线管线圈；因此，线圈内持续消耗电力。这种功率消耗的一个不利影响是线圈发热，之后扩散至整个继电器。线圈温度由环境温度、 $V \times I$ 线圈功耗带来的自发热、接触系统引起的发热、涡流产生的磁化损耗以及其它热源（例如：继电器附近的一些组件）共同决定。由于线圈发热，线圈电阻增加。高温电阻计算方法如方程式2所示：

$$R_{\text{Coil}_T^{\circ\text{C}}} = R_{\text{Coil}_{20^{\circ\text{C}}}} [1 + k_{R,T}(T^{\circ\text{C}} - 20^{\circ\text{C}})], \quad (2)$$

其中， $R_{\text{Coil}_{20^{\circ\text{C}}}}$ 为电阻 $20^{\circ\text{C}}$ 值，而 $k_{R,T}$ 则为铜的热系数，其等于0.0034每摄氏度。根据 $R_{\text{Coil}_{20^{\circ\text{C}}}}$ （一般可在螺线管线圈产品说明书中找到），可计算得到高温下的极端线圈电阻。在电路设计期间，需注意进行极端条件下的相关计算，例如：工作拾取电压的最高可能线圈温度。

需要注意的另一点是，就特定线圈而言，在任何条件下拾取电流都保持不变。拾取电流取决于拾取电压和线圈电阻（ $I_{\text{Pick-up}} = V_{\text{Pick-up}} / R_{\text{Coil}}$ ）。大多数继电器均由铜线制成。根据方程式2，由于线圈温度上升，线圈电阻增加。因此，热线圈的拾取电压应更高，以产生要求的拾取电流。例如，如果一个12VDC继电器的拾取电压为9.6VDC，并且 $20^{\circ\text{C}}$ 下线圈电阻为 $400\ \Omega$ ，则 $I_{\text{Pick-up}} = 24\ \text{mA}$ 。当线圈温度上升至 $40^{\circ\text{C}}$ 时，线圈电阻增加至 $432\ \Omega$ 。因此，拾取电压为10.36 VDC。（拾取电流保持不变。）换句话说，温度增加 $20^{\circ\text{C}}$ ，拾取电压上升0.76VDC。继电器使用更高占空比时，由于线圈的温度上升，每个连续周期的拾取电压可能会稍微上升。图3表明，如果使用电压驱动，则用户可能不得不对线圈进行

图2 螺线管电流

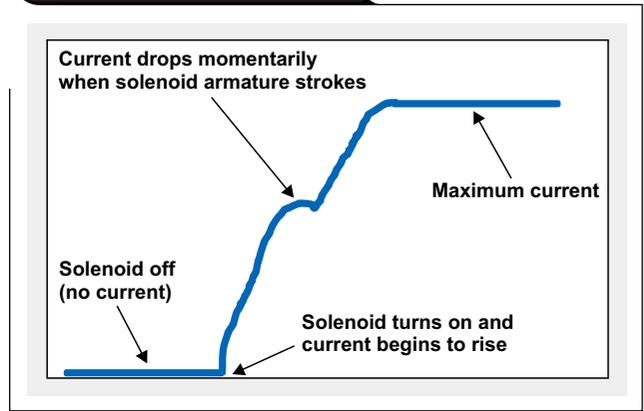
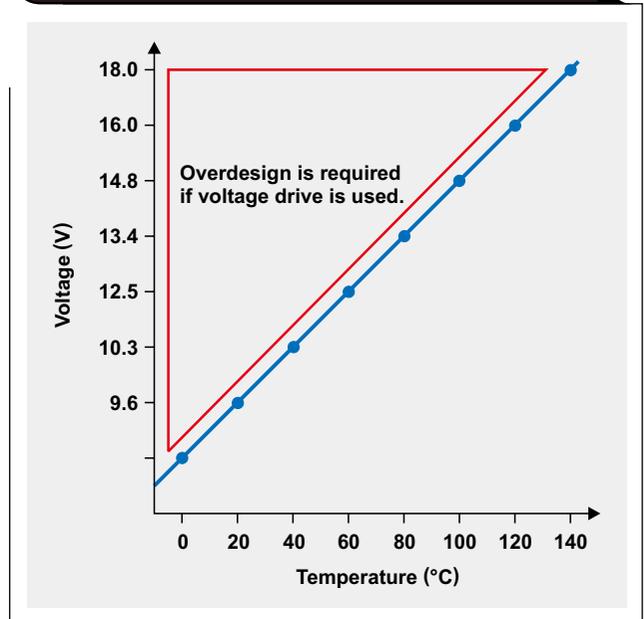


图3 螺线管电压驱动的超裕量设计



超裕度设计。

简而言之，由于电流随线圈电阻、温度、电源电压等变化而变化，因此电压驱动迫使我们只能进行超裕度设计。所以，对于许多螺线管的器件来说，使用电流驱动是最佳方式。

### 功耗优化

关闭一个继电器或者阀门，要求使用大量的能量。激活螺线管致动器的瞬间电流（称作“峰值电流”， $I_p$ 。

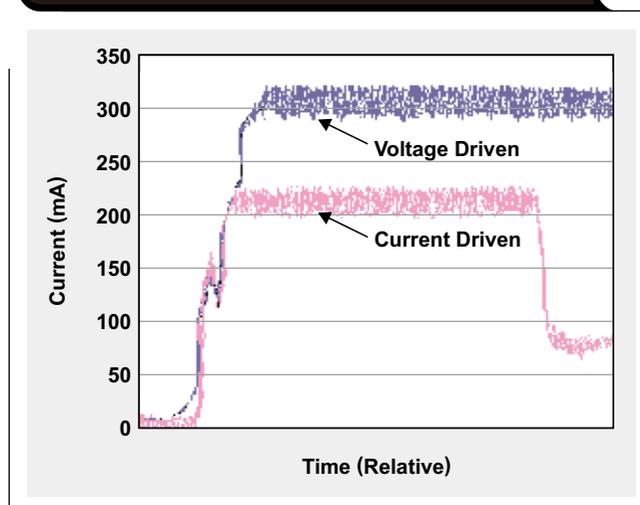
peak) 会非常高。但是,一旦继电器或者阀门关闭,将其维持在这种状态下所要求的电流(称作“保持电流”,  $I_{\text{Hold}}$ ) 则大大小于峰值电流。一般而言,保持电流均小于峰值电流:  $I_{\text{Hold}} \ll I_{\text{Peak}}$ 。

使用电压驱动时,螺线管线圈的电流持续,并且高于使用电流驱动的情况(图4)。与电压驱动不同,电流驱动无需为温度或者螺线管差异引起的参数变化留出余量。这种设计要求使用单独的峰值电流值(大小可能为数安培),并同时使用固态保持电流(可能仅为峰值电流值的1/20)。

### 螺线管线圈驱动的电控制实施

传统上,我们直接通过微控制器(MCU)的通用输入/输出(GPIO)来驱动螺线管线圈(图5a)。通过一个由MCU的GPIO控制的一个开关,激活线圈。人们开发出了一种新的驱动系统,其使用波形的脉宽调制(PWM)(图5b)。线圈经由一个受MCU的PWM控制的开关来激活,然后占空比决定通过线圈的平均电流。我们使用了德州仪器DRV110,它是一种带有集成电源调节的节能型螺线管控制器(图5c)。这种基于DRV110的系统,设计它的目的是通过较好控制的波形来调节电流,以降低功耗。在初始上升以后,螺线管电流保持在

图4 电压驱动和电流驱动的螺线管电流



峰值上,以确保正常工作,之后降至某个更低的保持水平,目的是避免发热问题和降低功耗。图6的曲线图比较了传统驱动器和DRV110的工作情况。注意,其它一些方法也可降低电压,但却需要一定的开销才能保证在各种温度下保持电流始终不变。

图5 线圈驱动方法

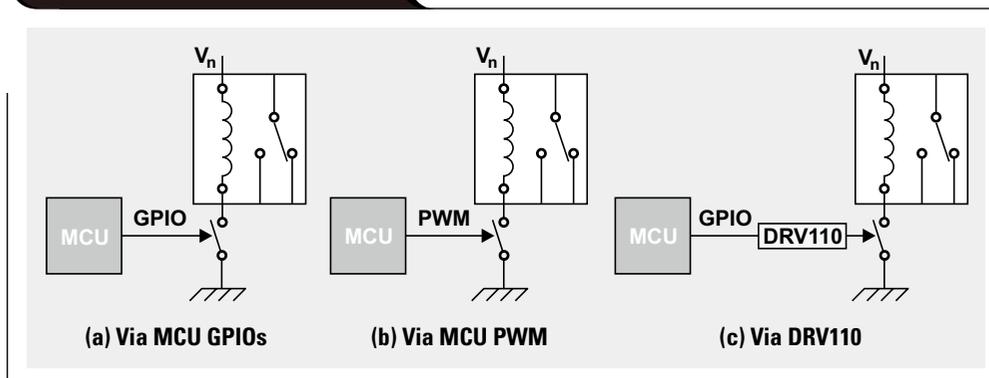


图6 传统驱动器和DRV110工作原理比较

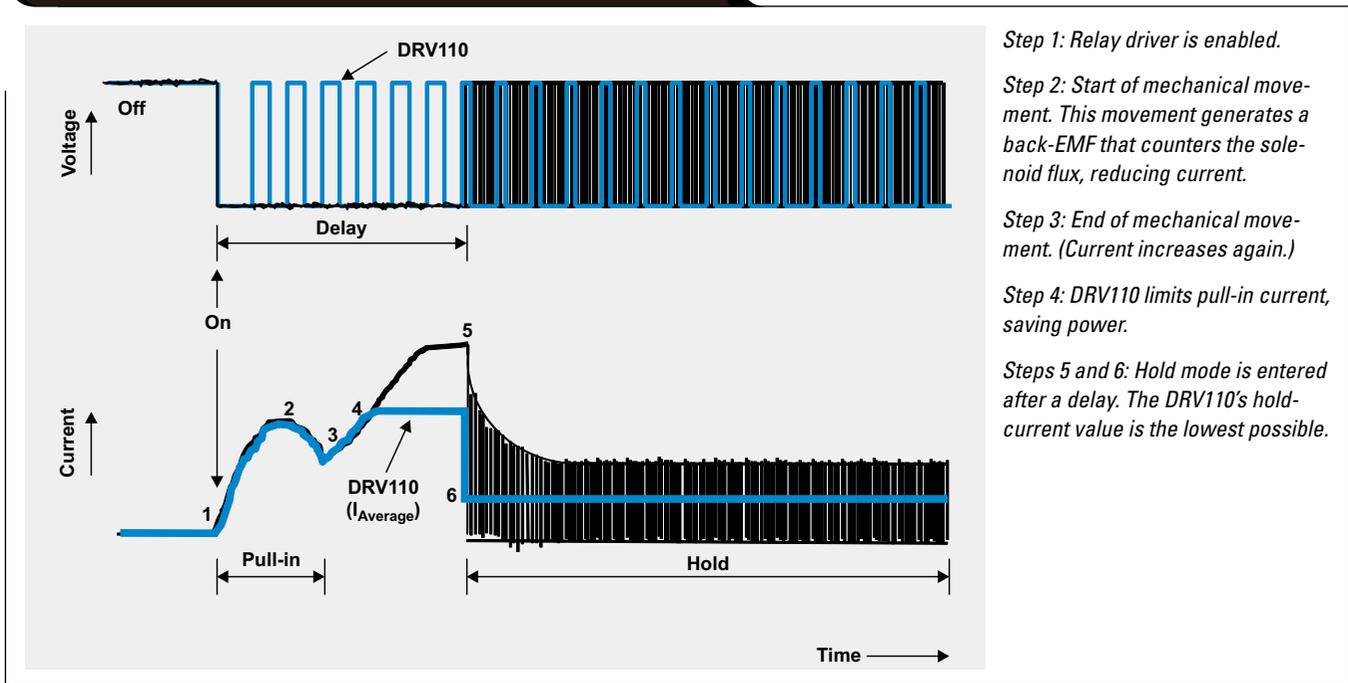


图7显示了基于DRV110的一个典型应用电路。DRV110控制通过螺线管的电流 ( $I_S$ )，如图7所示。EN引脚电压被（内部或者外部驱动器）拉高时，激活开始。在激活之初，DRV110允许负载电流升高至峰值 ( $I_{Peak}$ )，然后在降低至  $I_{Hold}$  以前对其进行  $t_{Keep}$  时间的调节。只要EN引脚维持高电平，则把负载电流调节至保持值。初始电流上升时间取决于螺线管的电感和电阻。一旦EN引脚被驱动至GND，则DRV110允许螺线管电流降至零。

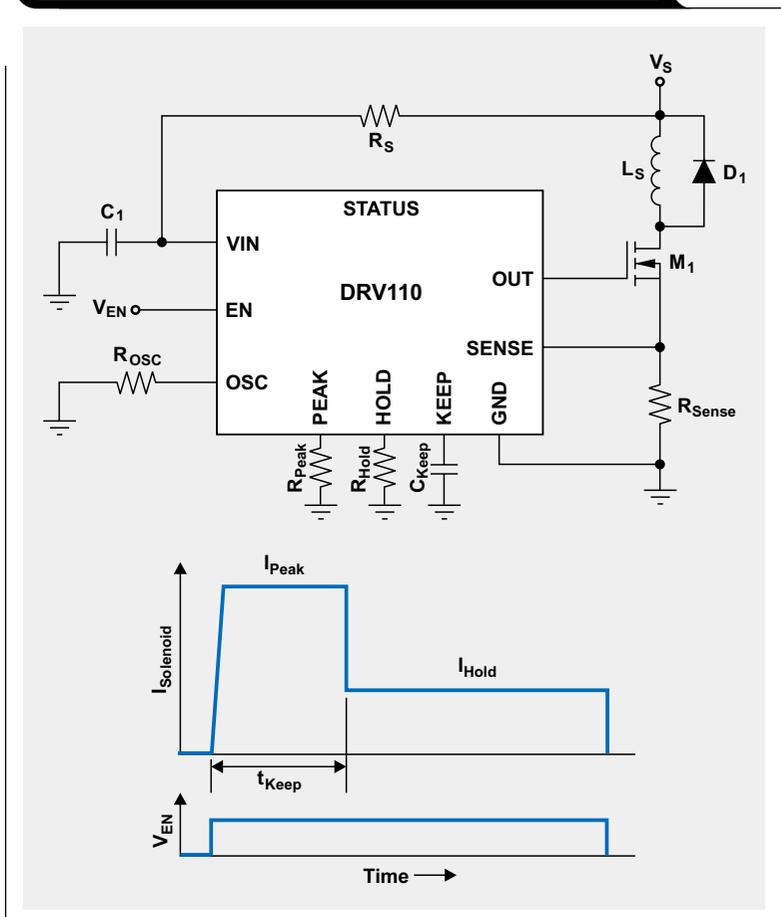
**计算DRV110的  $I_{Peak}$  和  $I_{Hold}$**

DRV110的激活（峰值）电流由线圈的“导通”电阻和继电器要求的拾取电压所决定。最高温度电阻值 ( $R_{Coil\_T(max)}$ ) 和继电器额定工作电压 ( $V_{nom}$ ) 可用于计算最高温度下要求的  $I_{Peak}$  值：

$$I_{Peak} = \frac{V_{nom}}{R_{Coil\_T(max)}} \quad (3)$$

DRV110的保持电流由线圈的“导通”电阻以及避免继电器出现压降所要求的电压决定。为了使继电器不出现压降，制造厂商均在其产品说明书中列出了建议电压值；

图7 DRV110和螺线管电流波形的典型应用电路



但是，应为振动和其它意外情况留出一定的余量。许多继电器制造厂商把额定电压的35%作为安全极限。假设这一极限值够用，则可使用 $R_{Coil\_T(max)}$ 值和继电器额定工作电压( $V_{nom}$ )来计算不同工作温度的 $I_{Hold}$ 值：

$$I_{Hold} = \frac{0.35 \times V_{nom}}{R_{Coil\_T(max)}} = 0.35 \times I_{Peak} \quad (4)$$

### 接电装置应用举例

如果在规定时间负载超出器件的额定电流，则过载

保护会让器件断开电路连接。图8所示保护电路实现通过测量电流和电压来产生激活(EN)信号。(为了简化图8-10,未显示OSC、PEAK、HOLD和KEEP的DRV110引脚连接。)

磁接触器需要一个电流通过线圈，以移动该接触器进入关闭或者开启位置。图9显示了使用DRV110的一个接触器系统的RMS电压检测电路实现。

利用DRV110还可以实现欠压和过压保护(图10)。使用两个比较器来测量高低阈值电压。根据每个比较器的输出，SR触发器向DRV110发送一个激活(EN)信号。

图8 过载保护

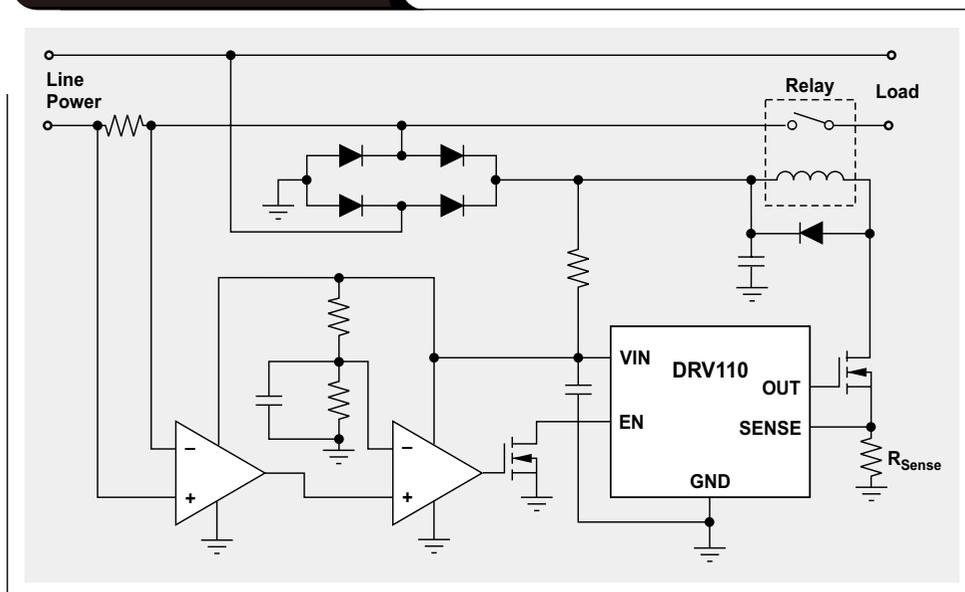


图9 RMS电压检测磁接触器系统

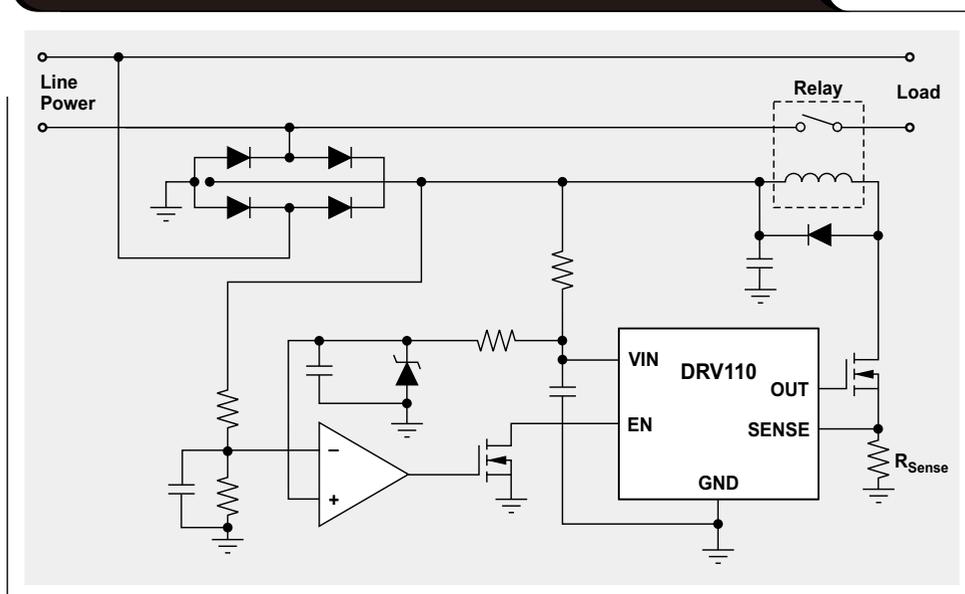
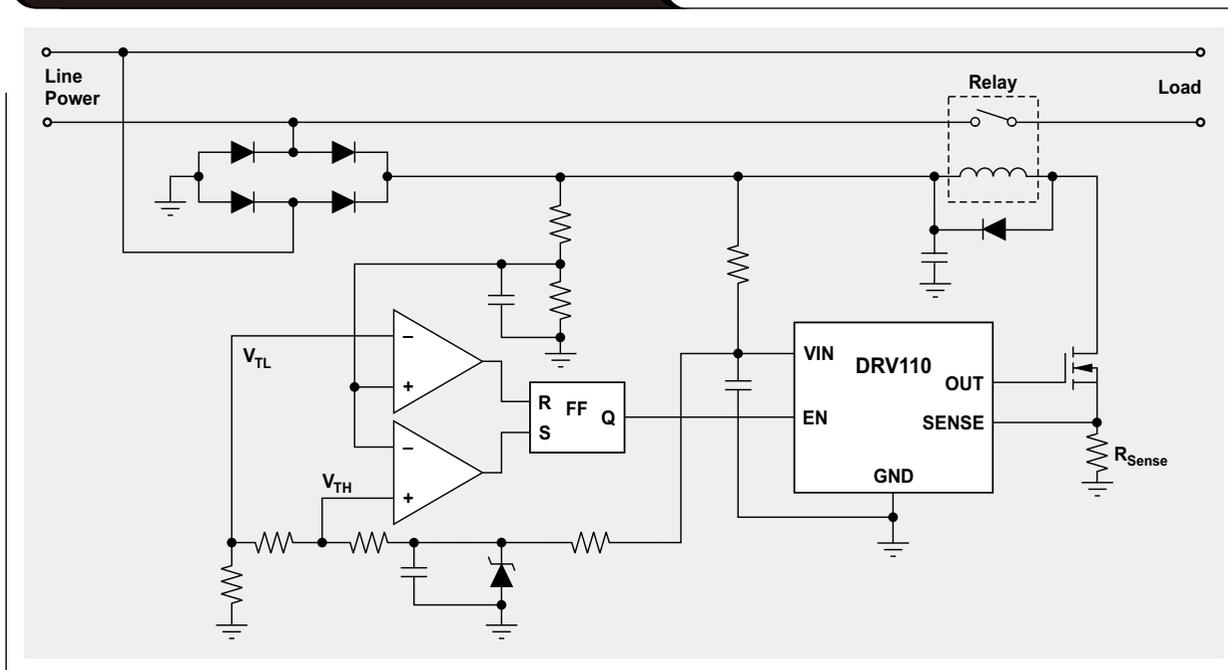


图10 欠压和过压保护



结论

使用集成电源调节的节能型螺线管控制器有很多好处。为了实现节能的目的，电流调节是致动器力控制最为精确的方法。由于这种系统不受线圈电阻、电源电压和温度变化的影响，因此无需增加余量。另外，系统可靠性也得到了提高，因为螺线管行为经过了反复优化。最后，还降低了系统成本。由于能量得到精确控制，使用更小、更便宜的线圈，便可轻松获得可以接受的驱动性能。

参考文献

- 1、《集成电源调节的节能型螺线管控制器》，DRV110产品说明书，网址：[www.ti.com/slvsba8-aaj](http://www.ti.com/slvsba8-aaj)。

相关网站

电源管理：

[www.ti.com/power-aaj](http://www.ti.com/power-aaj)

[www.ti.com/drv110-aaj](http://www.ti.com/drv110-aaj)

《模拟应用期刊》订阅：

[www.ti.com/subscribe-aaj](http://www.ti.com/subscribe-aaj)

# 输入功率和RMS电流测量低成本解决方案

作者: Bosheng Sun, 德州仪器 (TI) 系统工程师

## 引言

今天, 包括离线电源真实输入功率和输入RMS电流测量在内的能耗实时测量, 正变得愈加重要。这些测量可用于调节供电和优化能源利用。例如, 安装有许多服务器的一些数据中心对服务器层辅助功耗测量就很感兴趣, 因为这样可以实现低成本数据服务, 并对低功耗工作期间的处理能力进行智能的管理。输入功率和电流的一般测量方法是使用一个专用功率计芯片和附加检测电路。尽管功率计芯片能够提供可接受的测量结果, 但它大大增加了成本和设计工作量。本文为您介绍一种新颖、低成本且精确的输入功率和RMS电流测量解决方案。它使用现有的数字功率因数校正 (PFC) 控制芯片和硬件, 以及简单的两点校准和优化数学计算。这样便可提供优异的测量精确度, 并极大降低成本和减少工作量, 同时不影响正常的PFC控制。

## 测量装置

图1显示了由一个数字控制器进行电源隔离控制的传统PFC装置。输入线路和中性点电压通过一个衰减网络检测, 之后由两个单独的模数转换器 (ADC) 输入采样。电流信号经由一个分流器检测, 然后被信号调节电路放大和滤波。之后, 连接至一个ADC进行电流环路控制。由于输入电压和电流测量已经具备, 因此可用它们来测量输入功率和RMS电流。一样的传统PFC装置用于这些测量, 无需传统专用功率计芯片和附加检测电路。

## 电流测量与校准

电流检测信号调节电路 (图1) 一般由一个运算放大器和一个低通滤波器组成, 目的是放大小检测信号和去除高频噪

声。之后, 通过一个ADC测量该信号, 并以ADC计数报告。为了获得真实的电流值, 需把ADC计数转换为以安培为单位的电流。ADC计数与安培的关系可由原理图推导得出; 但是, 组件容差可能会使测量精确度变得不可接受。因此, 需要进行一次校准。

电路如图1所示, 在任何时候, 分流器的输入电流 (单位毫安培) 均为:

$$i = k_i C_i - m_i, \quad (1)$$

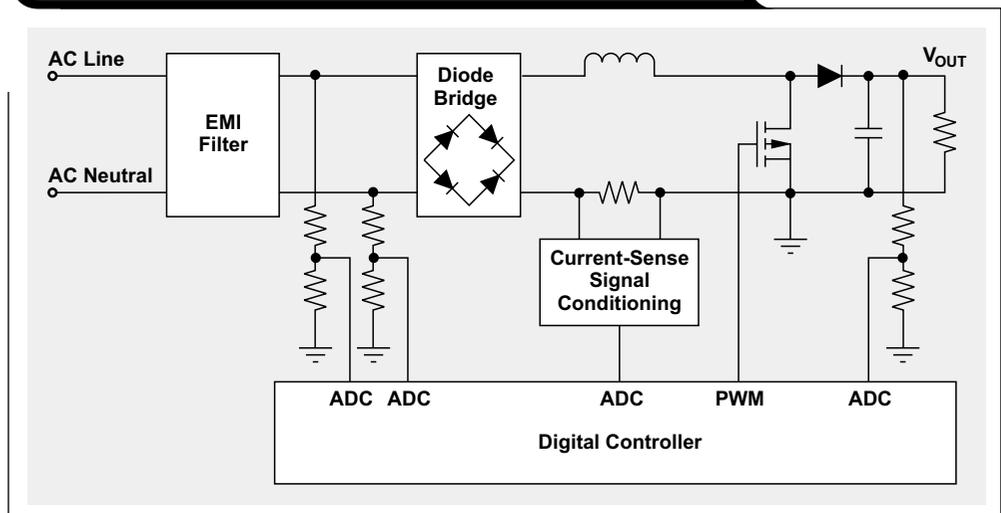
其中,  $k_i$  为电流检测增益或者斜率,  $C_i$  为ADC转换输出 (计数), 而  $m_i$  为电流检测偏移量。

直流 (DC) 输入恒定时, 平均值等于瞬时值, 因此方程式1仍然有效:

$$I_{DC} = k_i C_i - m_i \quad (2)$$

方程式2表明, DC电源可用于对电流测量电路进行校准。恒定DC电源用于PFC输入, 先使用25%负载然后再75%负载进行测量。为了方便比较, 使用一个电表对两种负载状态的实际输入电流进行基准测量。另外, 读取对两种负载状态的ADC转换计数输出, 以确定数字控制器的精确度。控制器使用下列数学关系。

图1 输入功率和电流测量PFC装置



25%负载状态时:

$$I_{DC1} = k_1 C_{i1} - m_1 \quad (3)$$

75%负载状态时:

$$I_{DC2} = k_1 C_{i2} - m_1 \quad (4)$$

使用方程式3和4计算电流斜率和偏移量:

$$k_i = \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{C_{i2} - C_{i1}} \quad (5)$$

$$m_i = \frac{C_{i1} I_{DC2} - C_{i2} I_{DC1}}{C_{i2} - C_{i1}} \quad (6)$$

计算得到的 $k_i$ 和 $m_i$ 为小数, 小于1, 而PFC应用的大多数数字控制器均使用定点数学计算。为了降低计算的化整误差和保持足够高的精确度, 把这些小数值乘以 $2^N$ , 然后四舍五入为最为接近的整数。例如, 如果PFC电路的电流检测增益和偏移量计算得到为 $k_i = 1.59$ 和 $m_i = 229.04$ , 则 $k_i$ 乘以 $2^8$ , 然后四舍五入为407;  $m_i$ 乘以 $2^0$ 。电流斜率和偏移量分别为:

$$k_i = \text{iin\_slope} \gg \text{iin\_slope\_shift}$$

和

$$m_i = \text{iin\_offset} \gg \text{iin\_offset\_shift}$$

其中,  $\text{iin\_slope} = 407$ ,  $\text{iin\_slope\_shift} = 8$ ,  $\text{iin\_offset} = 229$ , 而 $\text{iin\_offset\_shift} = 0$ 。

计算得到输入功率和RMS电流以后, 如果 $k_i$ 和 $m_i$ 为倍数, 则不要直接使用它们, 你可以先使用 $\text{iin\_slope}$ 和 $\text{iin\_offset}$ 来做乘法运算。然后, 使用 $\text{iin\_slope\_shift}$ 和 $\text{iin\_offset\_shift}$ 来转换结果。例如, 不要使用 $y = k_i \times x + m_i \times z$ 进行计算, 而要使用下面的计算方法:

$$y = [(\text{iin\_slope} \times x) \gg \text{iin\_slope\_shift}] + [(\text{iin\_offset} \times z) \gg \text{iin\_offset\_shift}]$$

### 输入电压测量与校准

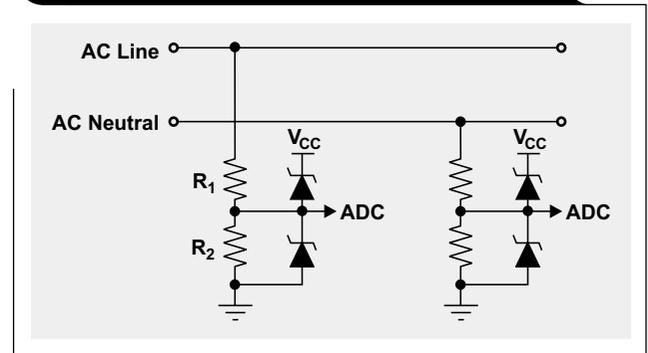
电压检测电路十分简单, 它可以只是一个分压器, 如图2所示。一般, 会有一些箝制二极管来保护ADC引脚。由于二极管的反向漏电流影响ADC的测量精确度, 因此应选择使用低反向漏电流的二极管。

任何时候, 输入电压均为:

$$v = k_v C_v - m_v \quad (7)$$

其中,  $k_v$ 为电压检测增益,  $C_v$ 为ADC转换输出(计数), 而 $m_v$ 则为电压检测偏移量。 $k_v$ 和 $m_v$ 的校准方

图2 AC输入电压检测电路



法类似, 都是对电流检测增益和偏移量进行校准。但是, 一种更加简单的方法是只需根据原理图进行计算。由于没有了校准, 因此分压器使用的电阻会影响测量精确度。我们推荐把低容差电阻器用作分压器, 例如: 0.1%容差。

一个12位ADC和2.5V基准电压的数字控制器, 输入电压被分压器衰减至2.5V以下。这样, 经过衰减的信号被ADC转换为数字信号。因此:

$$C_v = \frac{v R_2}{2.5(R_1 + R_2)} \times 4096 \quad (8)$$

重写方程式8之后, 输入电压为:

$$v = \frac{2.5(R_1 + R_2)}{4096 R_2} \times C_v \quad (9)$$

因此:

$$k_v = \frac{2.5(R_1 + R_2)}{4096 R_2} \quad (10)$$

以及:

$$m_v = 0 \quad (11)$$

与输入电流测量类似, 需要对电压检测增益和偏移量进行一些操作, 以使其适应定点微处理器, 并降低计算误差。

### $V_{IN}$ 和 $I_{IN}$ 相互关系

真实输入功率定义为:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (12)$$

使用离散格式后, 其定义为:

$$P = \frac{\sum [v(n) i(n)]}{N} \quad (13)$$

其中,  $N$ 为总采样数。方程式13表明, 需同时对 $V_{IN}$ 和 $I_{IN}$ 采样。但是,  $V_{IN}$ 和 $I_{IN}$ 却是由两个不同的ADC通道在不同时间采样。即使是很小的时间差, 也会引起测

量误差。在一些数字控制器中，例如：TI UCD3138等，具有一种被称作“双采样保持”的机制，其允许两种通道同时采样，从而消除了这种误差。

由于电流检测电路中使用了低通滤波器，被测电流信号出现延迟，并且实际电流存在相移。图3显示了这种情况，图中，通道2为实际电流信号，通道1为经过放大的相同信号，其随后经低通滤波器输出。该放大信号有约220 μs的相位延迟。需要对这种延迟进行补偿，否则会影响输入功率测量的精确度。一种简单的补偿方法是，让 $V_{IN-sense}$ 信号延迟约220 μs，然后使用该经过延迟的 $V_{IN}$ 信号来进行输入功率计算。所以，如果每隔20 μs测量一次 $V_{IN}$ ，则需要对其延迟220/20 = 11次。

真实输入功率计算

组合方程式1、7和13，得到：

$$P = \frac{k_v k_i \sum C_v(n) C_i(n)}{N} - \frac{k_v m_i \sum C_v(n)}{N} - \frac{k_i m_v \sum C_i(n)}{N} + m_v m_i \quad (14)$$

$V_{IN}$ 和 $I_{IN}$ 由ADC在标准中断环路中测量，其具有一定的限制时间，并且主要用于PFC环路控制。因此，为了节省CPU计算时间和防止标准中断环路溢出，仅在该环路中计算 $C_v(n)C_i(n)$ 。另外，方程式14的

$$\frac{\sum C_v(n) C_i(n)}{N}, \frac{\sum C_v(n)}{N} \text{ 以及 } \frac{\sum C_i(n)}{N}$$

各项，使用无限脉冲响应（IIR）滤波器来实现。在背景环路中完成真实输入功率的最终计算。

### 输入RMS电流计算

图1所示数字控制器所进行的电流测量并不代表总输入电流，因为电磁干扰（EMI）滤波器中电容的作用未包括在内。在高线压和轻负载条件下，这种滤波器电流不再可以忽略不计，必须将其包括进来，以实现精确的输入电流报告。

图4显示了一种简化版的EMI滤波器，我们去除了电感器，并使用一个单电容器（C）来代替总电容。图中， $I_{EMI}$ 为EMI电容器的RMS电抗性电流， $I_{Measure}$ 为数字控制器测量的输入RMS电流，而 $I_{IN}$ 则为总输入RMS电流。

EMI滤波器产生的电抗性电流为：

$$I_{EMI} = 2\pi f C V_{IN(RMS)} \quad (15)$$

为了计算EMI电容器的电抗性电流，首先需要知道输

图3 电流检测相移

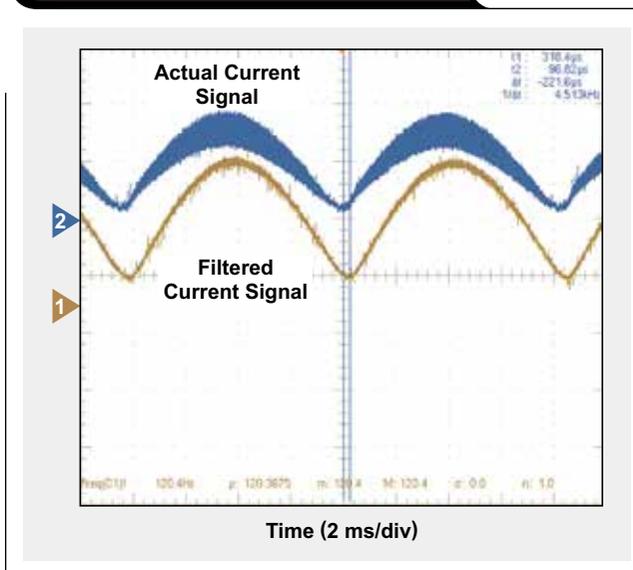
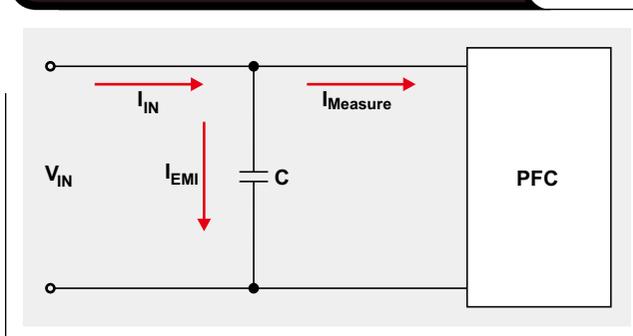


图4 简化版EMI滤波器的电流



入电压频率。AC线压和中性点电压由两个ADC通道检测，然后通过固件整流。通过对比两个ADC结果，我们可以发现零交叉。由于使用固定率对输入电压进行采样，因此可以通过计数两个连续零交叉点之间的采样数来计算AC频率。一旦知道输入电压频率，便可计算EMI电容器的电抗性电流：

$$I_{EMI} = 2\pi f C \sqrt{\frac{k_v^2 \sum C_v^2(n)}{N} - \frac{2k_v m_v \sum C_v(n)}{N} + m_v^2} \quad (16)$$

如前所述，在标准中断环路中测量电压，因此为了节省CPU计算时间和防止该环路溢出，仅在其内计算 $C_v^2(n)$ 。方程式16的

$$\frac{\sum C_v^2(n)}{N} \text{ 和 } \frac{\sum C_v(n)}{N} \text{ 项，}$$

通过IIR滤波器实现。在背景环路中计算最终EMI电抗性电流。ADC测得电流为：

$$I_{Measure(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (17)$$

使用离散格式，它可以写为：

$$I_{\text{Measure(RMS)}} = \sqrt{\frac{\sum i_{\text{IN}}(n)^2}{N}} \quad (18)$$

组合方程式1和18得到：

$$I_{\text{Measure(RMS)}} = \sqrt{\frac{k_i^2 \sum C_i^2(n)}{N} - \frac{2k_i m_i \sum C_i(n)}{N} + m_i^2} \quad (19)$$

所前所述，在标准中断环路中测量电流，因此仅在该环路中计算  $C_i^2(n)$ 。方程式19的

$$\frac{\sum C_i^2(n)}{N} \text{ 和 } \frac{\sum C_i(n)}{N} \text{ 项}$$

通过IIR滤波器实现。

最后，把EMI滤波器的电抗性电流 ( $I_{\text{EMI}}$ ) 加上  $I_{\text{Measure(RMS)}}$ ，得到总输入电流。 $I_{\text{EMI}}$  领先受测电流 ( $I_{\text{Measure(RMS)}}$ )  $90^\circ$ ，因此，在背景环路中计算最终输入RMS电流。

$$I_{\text{IN(RMS)}} = \sqrt{I_{\text{EMI}}^2 + I_{\text{Measure(RMS)}}^2} \quad (20)$$

## 测试结果

这种输入功率和RMS电流测量方法在一个360W的PFC评估模块上进行了测试。结果（表1）表明，这种方法拥有优异的测量精确度。

## 结论

我们为您介绍了一种低成本但却精确的离线电源输入功率和RMS电流测量方法。这种方法使用现有PFC控制器芯片和硬件，无需传统的专用功率计芯片和额外的检测电路，并且不影响正常的PFC控制。另外，它还具有如下一些特点：

- 极低的成本
- 简单的两点校准
- 使用双采样保持，VIN和IIN同时采样
- 固件EMI电流补偿
- 固件电流检测，相移补偿
- 优化的数学计算，CPU使用开销较少

## 参考文献

- 1、《隔离式电源的高集成度数字控制器》，见于《UCD3138数据手册》，网址：[www.ti.com/slusap2-aa](http://www.ti.com/slusap2-aa)

## 相关网站

电源管理：

[www.ti.com/power-aa](http://www.ti.com/power-aa)

《模拟应用期刊》订阅网址：

[www.ti.com/subscribe-aa](http://www.ti.com/subscribe-aa)

表1 输入功率和RMS电流测量的测试结果

OUTPUT LOAD (%)	P <sub>IN</sub> (W)			I <sub>IN(RMS)</sub> (mA)		
	WITH METER	WITH DIGITAL CONTROLLER	DIFFERENCE	WITH METER	WITH DIGITAL CONTROLLER	DIFFERENCE
<b>V<sub>IN(RMS)</sub> = 110 V</b>						
2.50	11.5	10.3	1.2	112	101	11.0
5	18.8	17.9	0.9	180	170	10.0
10	35.4	34.3	1.1	328	317	11.0
20	72.7	71.7	1.0	665	659	6.0
30	107.7	107.2	0.5	989	985	4.0
40	143.5	143.1	0.4	1314	1315	-1.0
50	181.0	180.4	0.6	1656	1661	-5.0
60	216.3	215.4	0.9	1980	1987	-7.0
70	251.6	250.4	1.2	2305	2315	-10.0
80	287.0	285.3	1.7	2631	2643	-12.0
90	324.9	322.8	2.1	2981	2994	-13.0
100	360.6	357.9	2.7	3313	3325	-12.0
<b>V<sub>IN(RMS)</sub> = 230 V</b>						
2.50	11.0	9.1	1.9	88	87	1.0
5	19.0	16.8	2.2	111	105	6.0
10	36.5	34.5	2.0	177	168	9.0
20	71.1	69.1	2.0	320	311	9.0
30	107.7	106.0	1.7	477	469	8.0
40	144.9	143.1	1.8	637	631	6.0
50	179.4	177.6	1.8	786	782	4.0
60	216.1	214.6	1.5	945	942	3.0
70	253.1	251.6	1.5	1105	1106	-1.0
80	287.7	286.4	1.3	1256	1258	-2.0
90	324.5	322.9	1.6	1416	1419	-3.0
100	361.2	359.9	1.3	1576	1580	-4.0

# 动态电源管理，实现更快速、更高效的电池充电

作者：Samuel Wong，德州仪器 (TI) 系统工程师

## 引言

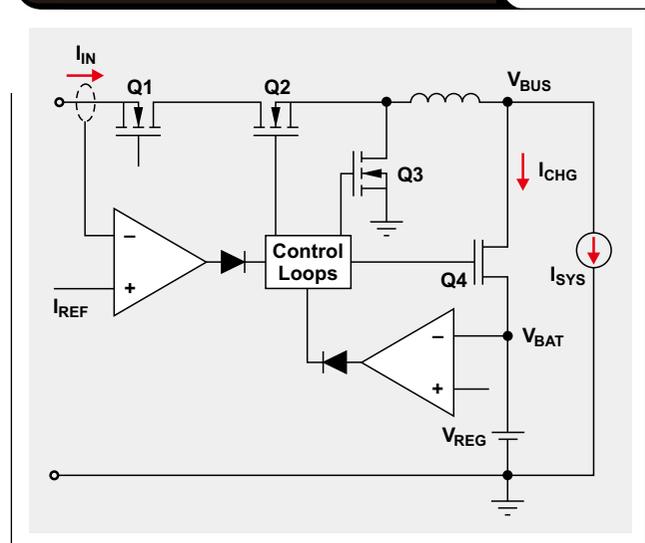
随着对于新兴便携式设备（例如：平板电脑和智能电话等）需求的快速增长，在如何提高电池供电型系统性能方面出现了许多新的挑战。电池管理系统必须能够智能地支持不同类型的适配器和电池化学成份，并且必须拥有高效的快速充电能力。与此同时，提供良好的用户体验也非常重要，例如：系统瞬间开启、更长的电池使用时间以及快速充电等。本文将讨论如何通过动态电源管理（DPM）实现快速电池充电和提高电池充电性能。DPM帮助避免系统崩溃，并可最大化适配器的可用功率。它可以基于输入电流或者输入电压，或者与电池补充供电模式一起组合使用。本文还会介绍一些延迟电池使用时间的重要设计考虑。

锂离子（Li-Ion）电池对于便携式设备不断增长的电力需求来说是一种理想选择，因为它拥有非常高的能量密度。今天，一部10英寸屏幕的平板电脑，通常会使用一块6到10Ah容量的电池组来提供更长的工作时间。利用大容量电池，便携式设备便可拥有快速、高效的充电能力，从而实现良好的用户体验。另外，平板电脑还要求具备其它一些功能，例如：优异的散热性能和瞬间开机的能力（即使在电池被深度放电的情况下）。这些要求带来了许多技术挑战。一个挑战是，如何在使电源崩溃的同时，最大化电源的可用功率，以高效和快速地对电池充电。另一个挑战是，如何在系统工作的同时对深度放电的电池进行充电。最后一个挑战是，如何延迟电池使用时间和提高散热性能。

## 动态电源管理（DPM）

如何最大化可用功率，对电池进行快速、高效的充电？所有电源都有其输出电流或者功率限制。例如，高速USB（USB 2.0）端口的最大输出电流限定在500mA，而超高速USB（USB 3.0）端口的最大输出电流为900mA。如果系统的功率需求超出电源能够提供的功率，则电源会崩溃。电池充电时，如何在使功率输出最大化的同时防止电源崩溃呢？下面，我们介绍3种控制方法：基于输入电流的DPM，基于输入电压的DPM，以及与电池补充供电模式一起使用的DPM。

图1 基于输入电流的DPM



## 基于输入电流的DPM

图1显示了使用DPM控制的高效开关模式充电器。MOSFET Q2及Q3与电感器L组成了一个同步开关降压型电池充电器。使用一个降压转换器，可确保有效转换适配器的输入功率，以实现更快速的电池充电。MOSFET Q1用作一个电池反向阻塞MOSFET，用于防止电池到输入的漏电流通过MOSFET Q2的体二极管。另外，它还起到一个输入电流检测器的作用，以监测适配器电流。

MOSFET Q4用于主动监测和控制电池充电电流，以实现DPM功能。当输入功率足以支持系统负载和电池充电时，使用理想的充电电流值  $I_{CHG}$  来对电池充电。如果系统负载 ( $I_{SYS}$ ) 突然增加且其总适配器电流达到限流设置 ( $I_{REF}$ )，则输入电流调节环路主动调节，并使输入电流保持在预定义  $I_{REF}$  输入基准电流上。给予更高的优先权为系统供电，以让其达到最高性能，并同时降低充电电流，这样便可实现上述目标。因此，我们始终可以在输入功率电源不崩溃的同时最大化输入功率，并且让可用功率动态地在系统和电池充电之间共用。

## 基于输入电压的DPM

如果一个第三方电源插入系统，而系统却无法识别其电池限制，则难以根据输入电流限制来使用DPM。这种情况下，我们可以使用基于输入电压的DPM（图2）。电阻分压器R1和R2用于检测输入电压，然后馈给输入电压调节环路的误差放大器。同样，如果系统负载增加，致使输入电流超出适配器的电流限制，则适配器电压开始下降，并最终达到预设的最小输入电压。输入电压调节环路被激活，以让输入电压维持在预设水平。通过自动降低充电电流以便让来自输入功率电源的总电流达到其最大值（电源不崩溃），可以完成这项工作。因此，系统可以追踪适配器的最大输入电流。设计输入电压调节的目的是，让电压保持足够高，以便对电池完全充电。例如，可把电压设置为4.35V左右，以对一块单节锂离子电池组完全充电。

## 电池补充供电模式

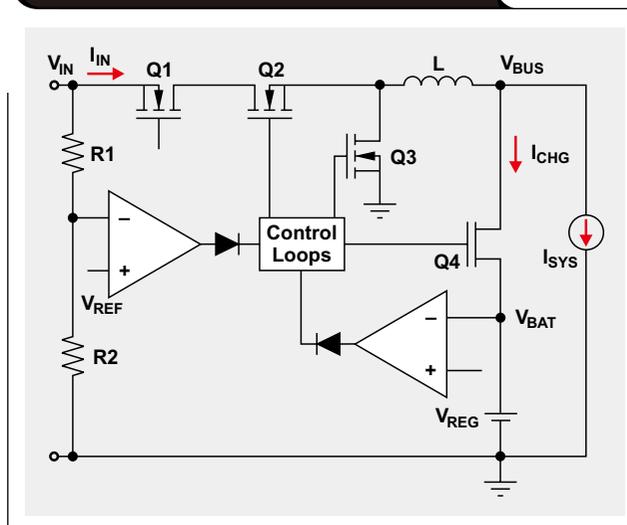
基于输入电流或者输入电压的DPM可在电源不崩溃的情况下从适配器获得最大功率。对于一些便携式设备而言，例如：智能电话和平板电脑等，系统负载通常是动态的，并且有高脉冲电流。即使是充电电流已降至零，如果出现脉冲电流的系统的峰值功率高于输入功率怎么办？如果不主动控制，则输入功率电源可能会崩溃。

一种解决方案是，增加适配器的额定功率，但这会增加适配器的体积和成本。另一种解决方案是，开启MOSFET Q4对电池放电而非充电，从而暂时性地为系统提供更多的功率。组合运用DPM控制和电池补充供电模式，可优化适配器，以提供平均功率而非最大峰值系统功率，从而降低成本，并实现最小的解决方案尺寸。

## 提高系统性能设计考虑

如平板电脑和智能电话等便携式设备，均要求实现瞬时开机功能，从而提供良好的用户体验。这就意味着，不管电池是完全充电还是深度放电，插入适配器时系统都要瞬时开启。

图2 基于输入电压的DPM



例如，我们假设，系统使用一块单节锂离子电池，如图1和2所示。如果在没有MOSFET Q4的情况下，电池直接连接至系统，则系统总线电压（ $V_{BUS}$ ）与电池电压一样。电压小于3V的一块深度放电电池，可能会阻止系统开启。用户可能不得不等待电池充电至3.4V以后才能开启系统。为了支持瞬时开启功能，我们添加了MOSFET Q4，以便工作在线性模式下，实现对深度放电电池充电的同时维持最小系统工作电压。最小系统电压通过开关式转换器调节，而Q4的充电电流则通过一个线性控制环路来调节。一旦电池电压达到最小系统电压，MOSFET Q4便完全开启。它的充电电流通过同步降压转换器的占空比来调节。所以，系统电压始终维持在最小系统工作电压和最大电池电压之间，以为系统供电。

在一个5V的USB充电系统中，电源和电池之间的所有串行电阻都会影响充电效率。充电通路的电阻由FET Q1、Q2及Q4的“导通”电阻以及USB线缆约250 mΩ的电阻共同组成。如果线缆电压下降，充电器输入电压很少能达到4.5V。因此，设计一种FET“导通”电阻最低的充电器，可以最小化充电时间，这一点至关重要。图3比较了使用TI bq24190

USB/适配器充电器设计和80 mΩ充电通路额外电阻替代设计的充电时间。我们可以看到，相比另一种设计，由于输入电压达到4.5V，bq24190设计的充电时间缩短了20%。

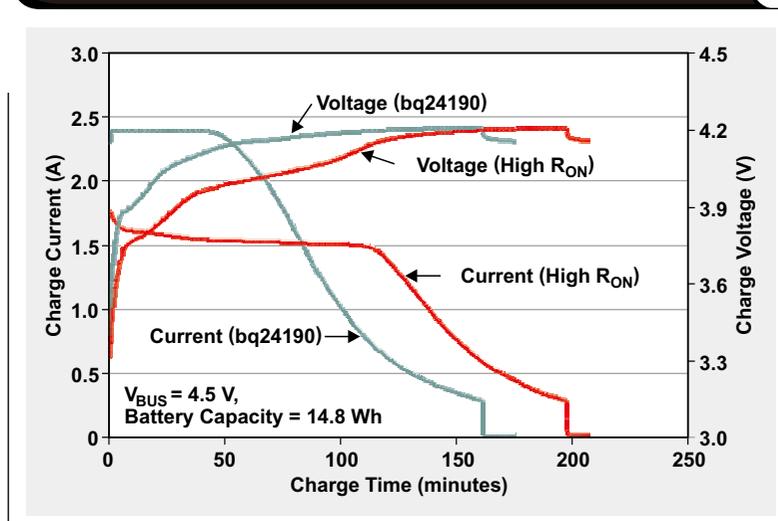
### 延迟电池使用时间

当然，电池容量越高，电池使用时间也就越长。对于一个单电池供电的系统而言，通常要求3.3V的输出电压，其典型最小系统电压为3.4V左右。如果MOSFET Q4的“导通”电阻为50 mΩ，并且电池放电电流为3A，则电池截止电压为3.55V。这就意味着，超过15%的电池容量并未得到利用。为了最大化电池使用时间，MOSFET Q4的“导通”电阻

必须尽可能地小。例如，“导通”电阻为10 mΩ，并且峰值电池放电电流同样为3A，则电池截止电压为3.43V。相比50 mΩ的“导通”电阻，它所提供的电池电量多10%。

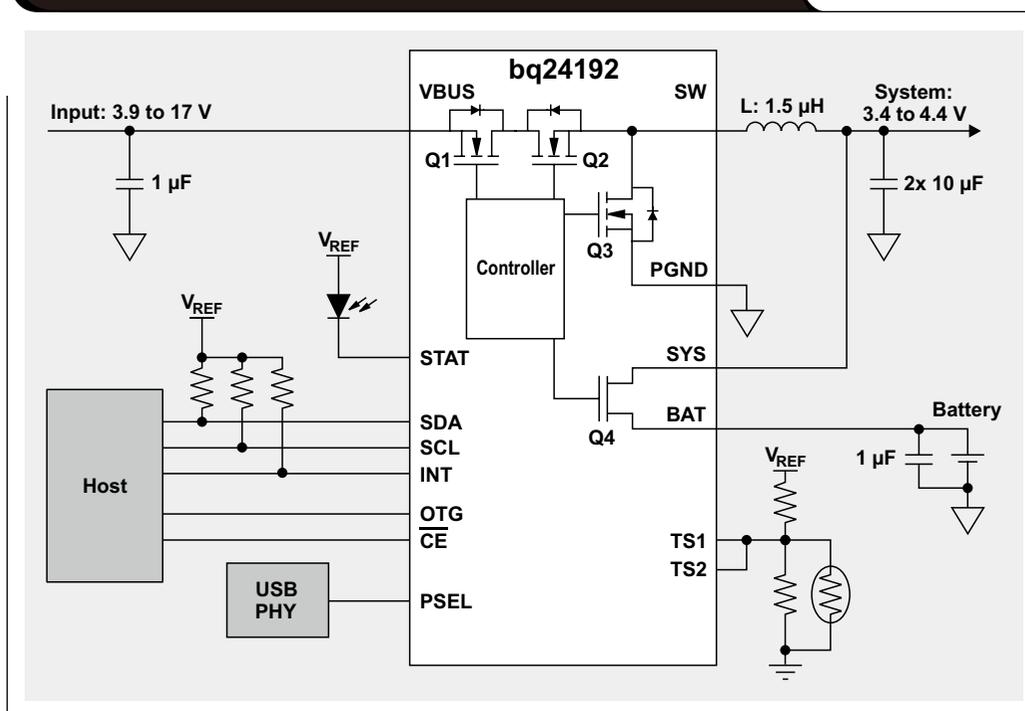
图4显示了一个使用集成MOSFET的高效、单电池I<sup>2</sup>C充电器举例。这种充电器同时支持USB和AC适配器输入，适用于平板电脑和便携式媒体设备。集成了所有4个功率MOSFET，同时MOSFET Q1和Q4用于检

图3 充电通路中高“导通”电阻的影响



测输入电流和电池充电电流，从而进一步最小化系统的解决方案尺寸。这种充电器还可区分USB端口和适配器，以快速设置正确的输入电流限制。另外，充电器可以单独工作（即使在系统关闭的情况下），拥有内部默认充电电流、充电电压、安全计时器和输入电流限制。这种充电器还具有USB On-the-Go (OTG) 功能，其工作在增压模式下，通过电池在USB输入端提供5V、1.3A输出。

图4 使用DPM的高效、4A I<sup>2</sup>C开关式充电器



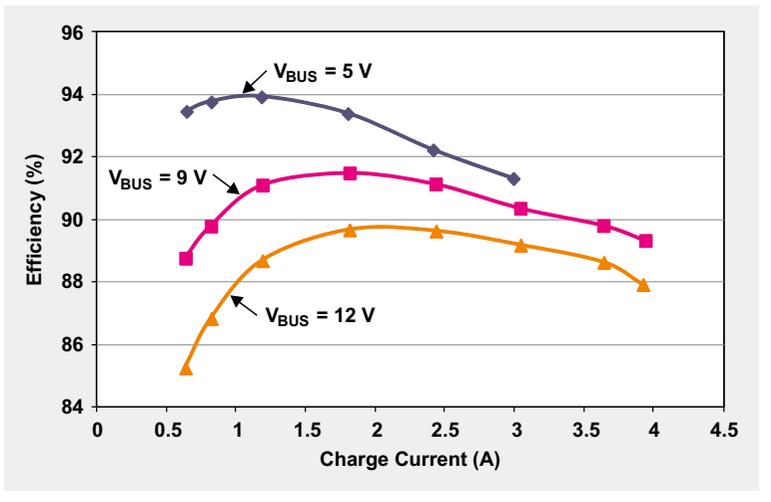
## 散热性能

对于那些具有超薄外形的便携式设备而言，散热性能至关重要，因为用户可以很容易地感觉到来自印刷电路板的发热情况。这种热是由一些高功耗组件所产生，例如：电池充电器等。要想解决这个问题，使用高效的充电器和良好的电路板布局非常重要。为了进一步提高散热性能，bq2419x系列产品内部使用了一个热调节环路。它通过在器件达到预设结点温度时降低充电电流，来控制最大结点温度。图5显示了bq24190设计的测得电池充电效率。使用5V USB输入时，它的效率可高达94%。9V输入和4A充电电流时，温升仅32°C。

## 结论

本文表明，基于输入电流或者输入电压的DPM可用于为便携式设备供电，从而在对电池充电的同时实现系统瞬时开启。另外，它还表明，增加电池补充供电模式对于电源系统性能优化至关重要。我们还讨论了其它一些设计考虑，例如：如何使用低电量电池实现瞬时系统开启、电池使用时间、充电通路电阻以及散热性能等。

图5 不同充电电流下的测得电池充电效率



## 相关网站

电源管理:

[www.ti.com/power-aaj](http://www.ti.com/power-aaj)

[www.ti.com/battery-aaj](http://www.ti.com/battery-aaj)

[www.ti.com/bq24190-aaj](http://www.ti.com/bq24190-aaj)

[www.ti.com/bq24192-aaj](http://www.ti.com/bq24192-aaj)

《模拟应用期刊》订阅:

[www.ti.com/subscribe-aaj](http://www.ti.com/subscribe-aaj)

# 精确PSRR测量方法

作者：德州仪器 (TI) 系统工程师John Rice和Picotest执行总监Steve Sandler

## 引言

在理论上，电源抑制比 (PSRR) 测量相对简单。变频信号对电源输入进行调制，然后在输出端测量该信号的衰减情况。但是，这种测量对装置噪声高度敏感，包括来自探测环路区域和印刷电路板 (PCB) 布局的噪声。本文利用高保真信号注入器和高敏感/选择性矢量网络分析器 (VNA)，对限制PSRR测量的一些常见装置问题进行探讨，并介绍一种克服这些问题的方法。

## 输入信号调制

调制输入至稳压器的最简单方法是使用线路注入器，例如：Picotest J2120A等。这种器件可适应50V输入电压和5A输入电流。与VNA结合使用时，J2120A直接对输入电压进行调制，而VNA则测量输入/输出衰减。这种方法的缺点是，需要中断输入线路，并需要适应注入器的压降。对于实验室测试而言，这些缺点一般并不是问题，但是当在电路内进行测量时它们会

成为棘手的问题。

对输入进行调制的一种替代方法是，使用一个低频DC阻断器，通过电容方式把VNA连接至受测器件，例如：J2130A DC偏置注入器。输入端信号的量级受到VNA 50Ω电源阻抗的限制，但该信号一般较大，足以让VNA测量到。这种方法不要求中断输入连接，因此可在电路中进行，无需给受调制的电压总线添加任何DC负载。

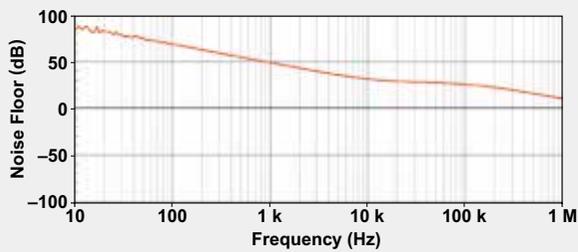
## 校准

在进行PSRR测量以前，进行校正非常重要，以查看是否存在探测变化。另外，测量装置的噪声底限以确定测量限制，这一点也很重要。图1中的照片显示了这种用于校准的测试电路板装置。黑白线为J2120A线路注入器的输入。右边的红和黑色夹子，连接至一个J2111A电流注入器（起到一个25mA负载的作用）。两个探针连接至公共输出接地，两个探针尖均连接至同一个输入，这样它们便有相同的调制信号。

图1 THRU校准测试电路板装置



图2 使用示波器探针装置的噪声底限测量



之后，对VNA执行THRU校准，以对探针或者线缆相关缺陷进行校正。在相关频带，应能在VNA看到一个扁平的增益响应。

**噪声底限评估**

探针校准完成以后，通过让输出检测探针短路至接地连接评估噪声底限（图2）。由该测量，我们可以清楚地看到，就今天大多数稳压器的PSRR而言，这种噪声底限太高了，并且要求使用更好的装置来探明实际PSRR。总之，如PSRR等高保真测量，必需使用仔细端接的连接点，并且探针环路面积最小。实际上，图2所示低保真测量，大多都是由示波器探针接地线夹所形成线环路内的噪声产生。

在下一个测量装置中（如图3所示），使用50Ω同轴线代替输出示波探针，一个SMA适配器直接焊接至输出电容器。线缆通过一个J2130A DC阻断器和J2102A共模变压器连接至VNA。在输出接地探针短路，以对噪声底限进行评估。由图3，我们可以清楚地知道，1kHz时噪声底限改善超过90dB。但是，德州仪器（TI）拥有最为安静的电源稳压器，在1MHz以上可提供较好的PSRR，因此这种噪声底限仍然不可接受。

图3 使用50 Ω同轴线缆替代输出示波器探针以后的噪声底限测量

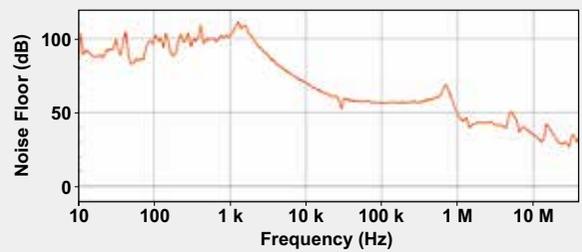
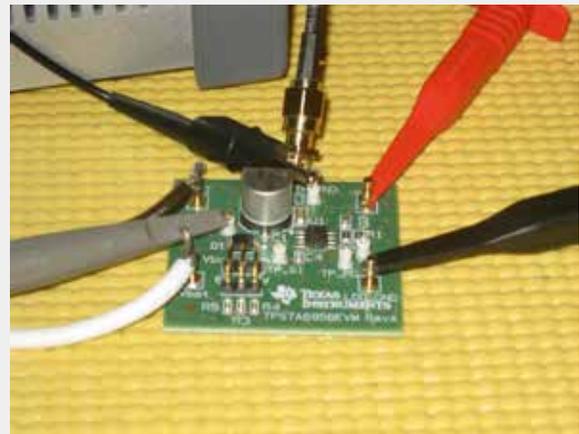


图4 50 Ω同轴线缆代替输入示波器探针

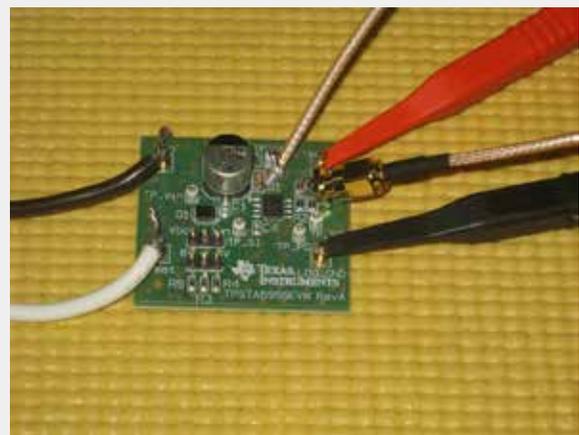
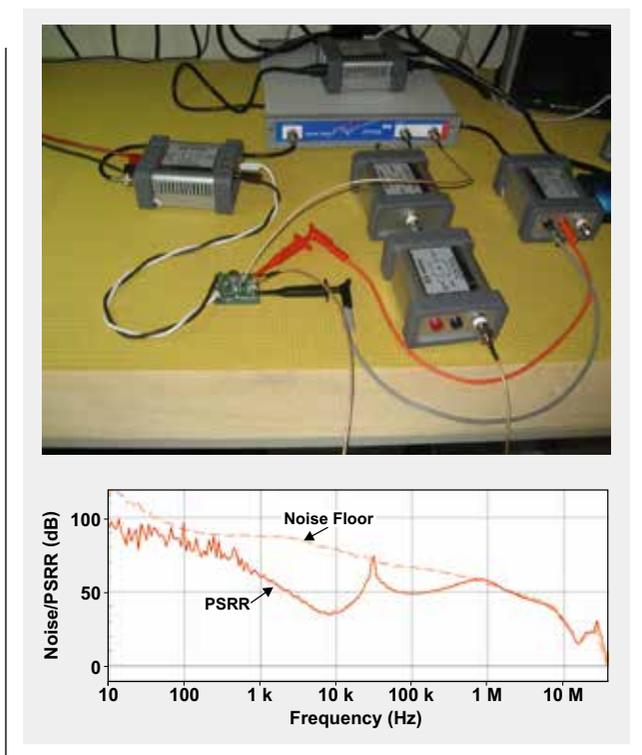


图5 完整装置和噪声底限/PSRR测量



接下来，使用直接焊接至输入电容器的50Ω同轴线缆来替代输入端示波探针（图4）。完整的装置（两条50Ω同轴线缆和J2102A、J2130A、J2120A以及J2111A）和噪声底限/PSRR测量显示在图5中。该装置拥有低得多的噪声底限，帮助PSRR测量达到1MHz，并实现90dB的低频PSRR。30kHz附近的PSRR谐振，可能是PCB布局或者组件寄生相互作用的结果。

为了说明优秀装置的重要性，图6显示了精心设计的稳压器、PCB布局和装置的PSRR。这种测量表明，利用精心设计的装置和正确的测量设备，是可以获得极低噪声底限的，从而实现高精度的PSRR测量。最后，为了验证上述注入方法，使用一个J2120A线路注入器（方法1）和一个J2130A DC偏置注入器（方法2），对TI的LM317可调稳压器的PSRR进行了测量。图7显示了近乎完美的重叠图，其意味着在两种注入方法之间进行了非常好的校正。

图6 优化以后的高保真PSRR和噪声底限测量

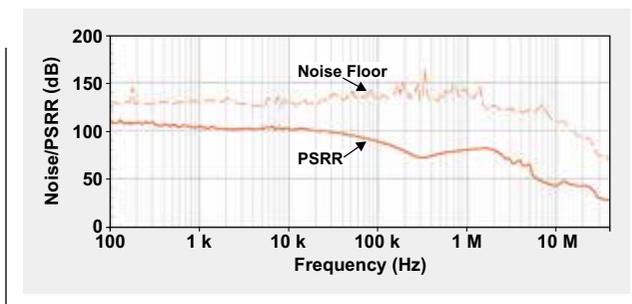
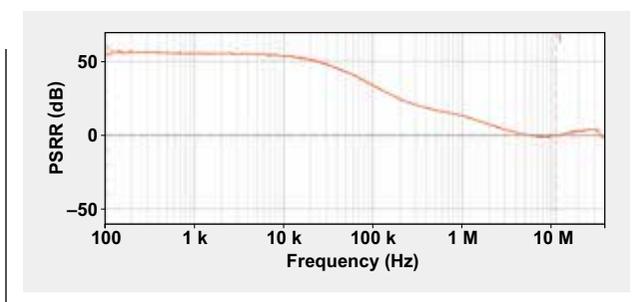


图7 使用J2120A和J2130A测量LM317的PSRR



## 结论

本文表明，尽管PSRR测量在概念上很简单，但要想获得精确的测量结果，装置的好坏极为重要。另外，我们还介绍了降低噪声底限的方法。

## 参考文献

1、《TI LDO应用手册题目索引》，作者：Masashi Nogawa，见《应用报告》，网址：[www.ti.com/sb-va026-aaj](http://www.ti.com/sb-va026-aaj)

## 相关网站

电源管理：

[www.ti.com/power-aaj](http://www.ti.com/power-aaj)

[www.ti.com/lm317-aaj](http://www.ti.com/lm317-aaj)

《模拟应用期刊》订阅：

[www.ti.com/subscribe-aaj](http://www.ti.com/subscribe-aaj)

# 现代电表网络跨接故障校正方法

作者：Thomas Kugelstadt, 德州仪器 (TI) 高级系统工程师

商用和住宅应用的电表严重依赖基于TIA/EIA-485标准（常称作RS-485）的长距离、差分数据传输网络。为了克服偏远总线节点之间常遇到的大接地电势差问题，在信号和电源线路方面，所有节点均与本地电表电路进行电隔离。

电表网络是一种典型的主/从系统，其主节点（放置在控制中心内）的主机处理器按序对总线上的多个从节点（位于单个终端客户的营业场所内）进行寻址。

单个网络通常由多达60个节点组成，因此如果在网络安装期间没有预防措施或者网络工作期间没有相应纠正办法的话，双绞线总线的两条导线发生意外跨接的可能性非常高。

美国和欧洲的各大电表公司主要依靠经过严格培训的网络安装人员，并利用视觉区分方法，即以不同颜色标示线缆作为防止跨接的措施。这种方法允许使用标准收发器和线缆，例如：隔离式RS-485收发器和5类线缆。

为了进一步降低接线错误的风险，最近的一些网络设计纷纷使用一种被称作训练序列的方法，它让从节点适应主节点的信号极性。在这种序列中，主节点向所

有从节点广播一种独特的位模式。最初于上电期间存储在每个从处理器内的相同位模式，与主节点所发送的模式进行比较。如果模式匹配，则从节点保持其信号极性。如果不匹配，则从处理器反转接收数据和发送数据的信号极性。这种反转通常通过从处理器内的互斥或（Exclusive-OR）函数来完成，并不要求对硬件设计进行任何修改。因此，仍然维持了标准收发器的正常工作。

与这种方法形成对比的是，亚洲电表公司推动发展更为低成本的网络设计，它们利用：

- 经验不足的网络安装人员
- 低成本、非颜色编码线，而非双绞线
- 具有集成信号极性校正的专用收发器

图1显示了使用TI SN65HVD888极性校正（POLCOR）收发器的典型电表网络。主节点包含一个故障保护偏置电阻器网络（ $R_{FS}$ 和 $R_T$ ），用于确定总线的信号极性。主节点和从节点均要求使用完整极性校正逻辑，目的是在总线闲置期间匹配总线的信号极性。这种校正逻辑由一个去抖动滤波器组成，其去抖动时间可区分相同信号极性长数据串时间和实际总线闲置

图1 使用POLCOR收发器的典型电表总线

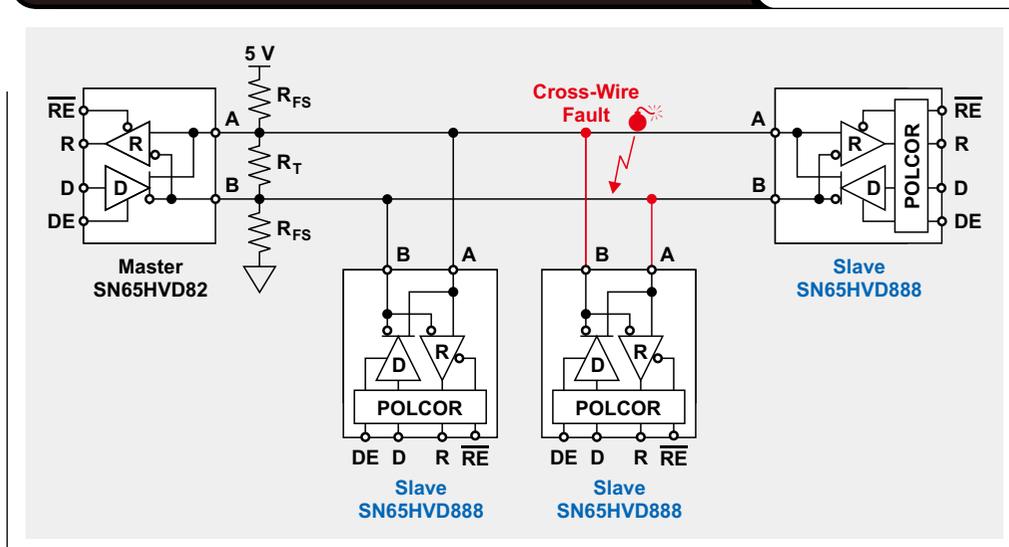
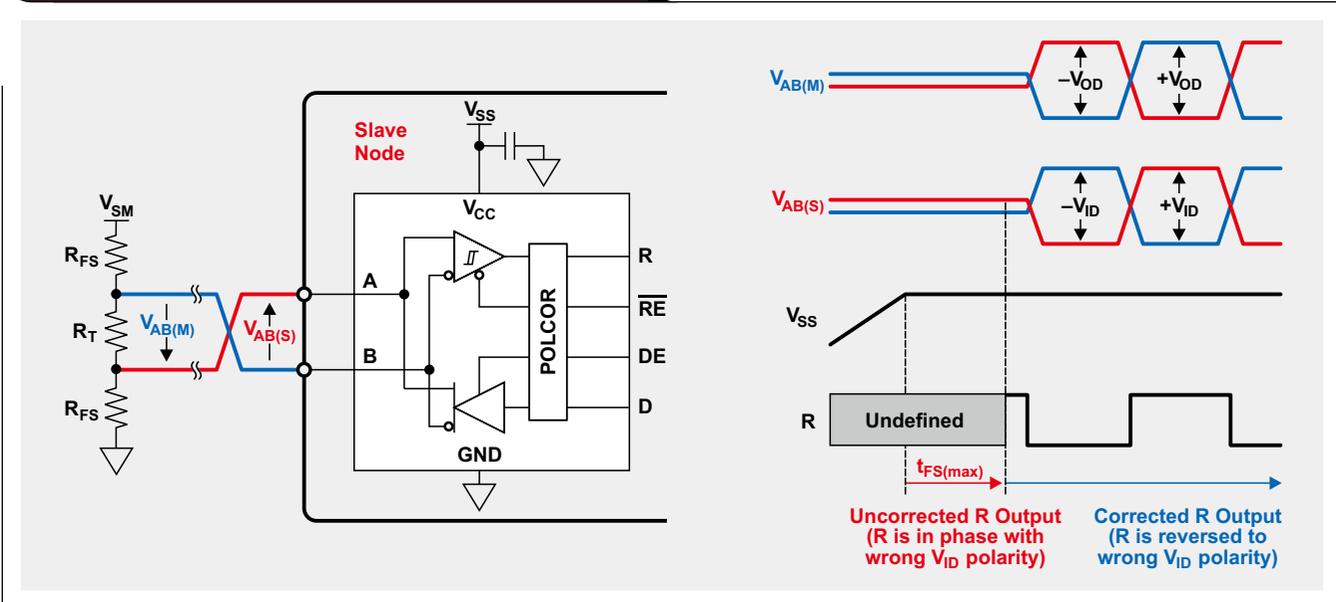


图2 上电以后的极性校正时序



时间。由于SN65HVD888的工作温度范围较宽，因此  $t_{FS(min)} = 44\text{ ms}$  下限和  $t_{FS(max)} = 78\text{ ms}$  上限之间的去抖动时间不同。

这就意味着，一个存在时间短至44ms的恒定总线电压可以发起极性校正。因此，连续0位的数据串必须短于44ms，以避免引起极性校正。在网络上电或者安装一个新的总线节点以后通常都会要求进行极性校正，它要求总线闲置电压的存在时间长于78ms，以确保极性校正完成。

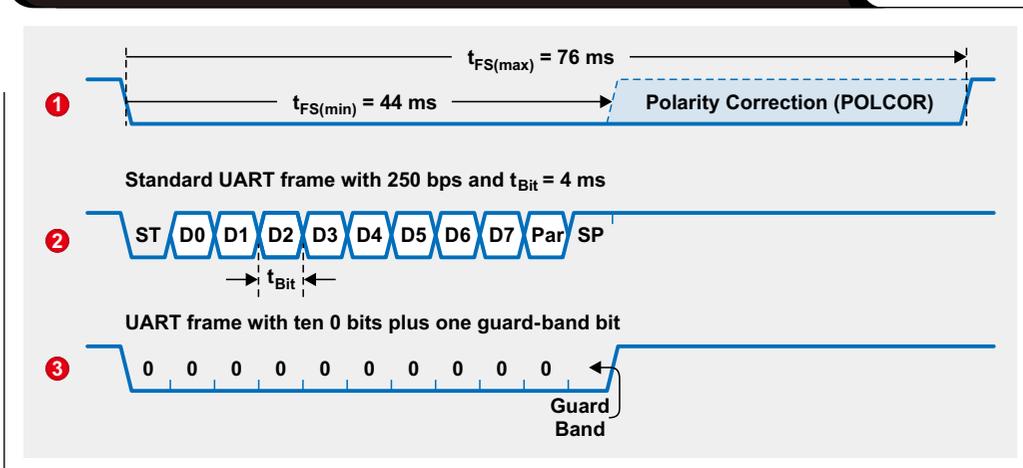
因此，时间短于44ms的恒定总线信号被视为有效数据。那些超出78ms的信号则被视为总线闲置状态。只有小于负接收器输入阈值 ( $V_{IT-}$ ) 的差分电压才引起校正逻辑反转信号极性。否则，收发器维持其极性状态。图2显示了一个上电序列以后的极性校正例子。

在上电期间，接收器输出 (R) 未定义。一旦从节点电源 ( $V_{SS}$ ) 稳定以后，总线必须闲置至少  $t_{FS-}$

$t_{FS(max)}$ ，以确保极性校正完成。由于跨接故障，主节点故障保护网络 ( $V_{AB(M)}$ ) 的正总线电压会以负的形式出现在收发器输入端。因此，在  $t_{FS(max)}$  结束以后，收发器的内部极性被切换，以反转接收和发送数据极性。所以，负输入电压 ( $V_{AB(S)}$ ) 被转换为正输出电压。

$t_{FS(min)} = 44\text{ ms}$  的最小去抖动时间，允许传输11个0位的250-bps UART框架，并且不触发POLCOR逻辑。选择250 bps的位速率，其低于电表使用的300 bps最小位速率。图3显示了UART框架的结构以及其起始、数据、极性和停止位。

图3 标准UART框架不会触发极性校正



### 使用DL/T645协议实现极性校正

电表协议标准DL/T645说明了如何区分相同极性长数据串和总线闲置状态。图4表明了340078.56 W的举例功率值如何在主从节点内得到处理。

DL/T645协议要求驱动从节点的测得小数值，分成多个两位数。每个两位数对被转换为16进制格式（使用“h”表示）。当这些16进制值到达驱动器输入端时，增加33h值。然后，通过总线到主节点的驱动器输出，发送所得到的和值。

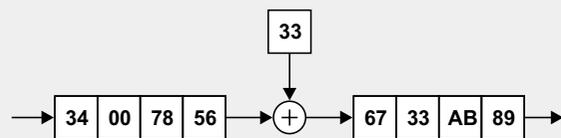
在接收主输入端，用接收和值减去33h，得到最初的原始发送数据。另外，数据处理再把16进制值转换回小数格式。

图5显示了300bps最小速率下工作的DL/T645规范数据框架，并将其同44ms的最小去抖动时间进行比较。这里，DL/T645协议要求10个0位数据串（8个数据位加上起始位和校验位）被转换为最大两个连续1或者0位的位序列。但是，由于起始位始终为0，因此在框架一开始，会出现三个连续0位的最大情况。然而，其相加时间为10ms，太短以至于无法引起意外极性校正。根据框架开始的三个0位，添加一个位作为保护带以后，我们可以知道数据速率可安全地降低到什么程度。如果四个位分布于44ms时间窗口，则位间隔变为11ms。这带来1/11 ms ~ 91 bps的最小数据速率。因此，我们可以肯定地说，SN-65HVD888收发器支持低至100 bps的DL/T645规范数据速率。

图4 给原始发送数据增加33h以确保相同极性短位串

0 0 1 1   0 1 0 0	34h	0 0 0 0   0 0 0 0	00h	0 1 1 1   1 0 0 0	78h	0 1 0 1   0 1 1 0	56h
0 0 1 1   0 0 1 1	+ 33h	0 0 1 1   0 0 1 1	+ 33h	0 0 1 1   0 0 1 1	+ 33h	0 0 1 1   0 0 1 1	+ 33h
0 1 1 0   0 1 1 1	= 67h	0 1 0 0   0 1 0 1	= 33h	1 0 1 0   1 0 1 1	= ABh	1 0 0 0   1 0 0 1	= 89h

Driver Input and Output Data



Receiver Input and Output Data

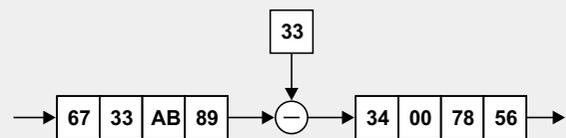


图5 DL/T645规范数据框架不会错误触发极性校正

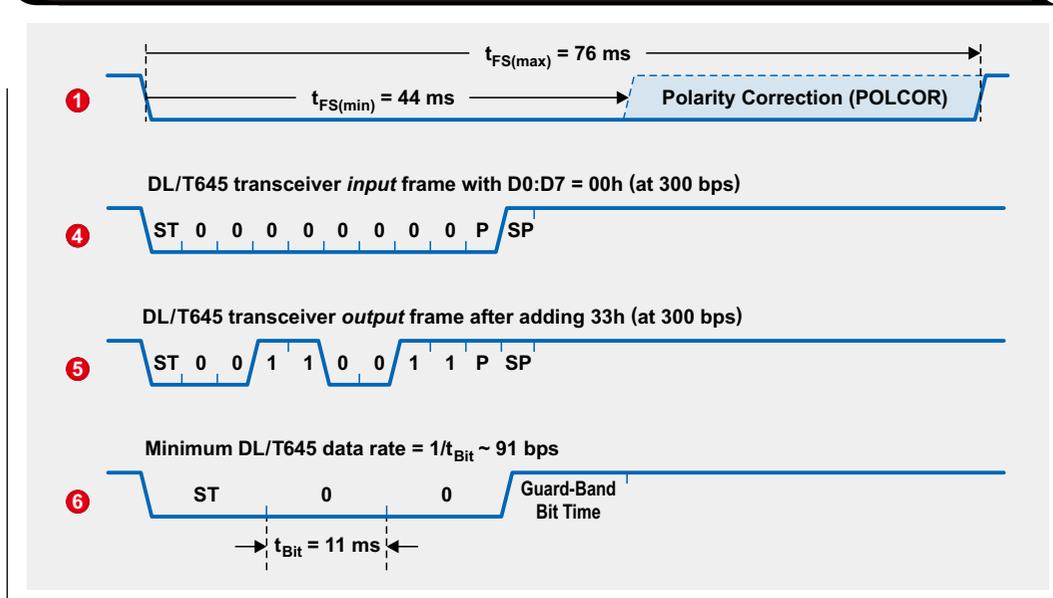
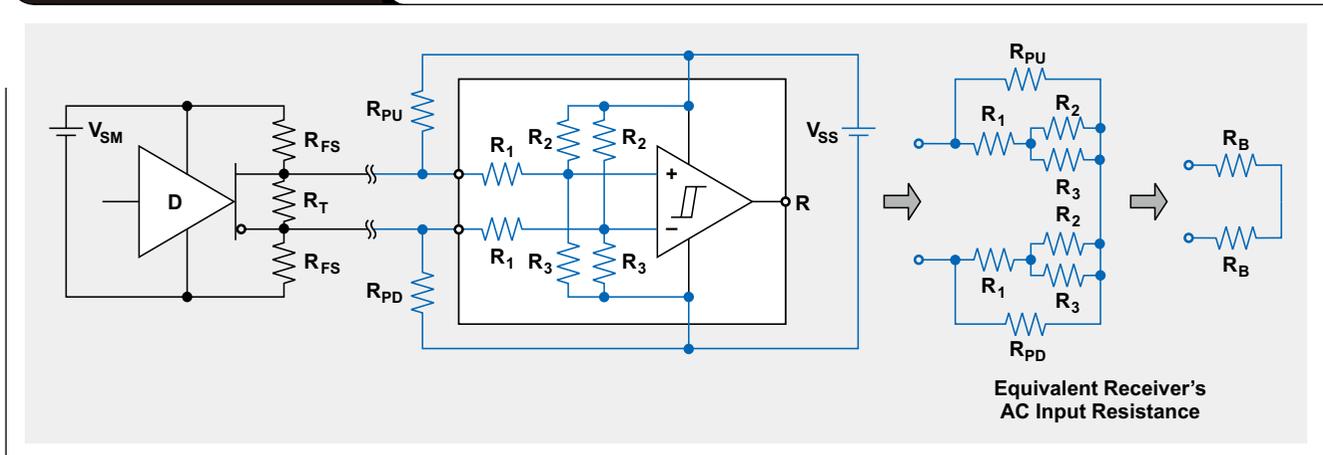


图6 简化版数据链



### 总线负载

为了确定主节点可以驱动的最大从节点数，需对两种负载状态进行评估—动态或者AC负载以及静态或者DC负载。

### AC负载

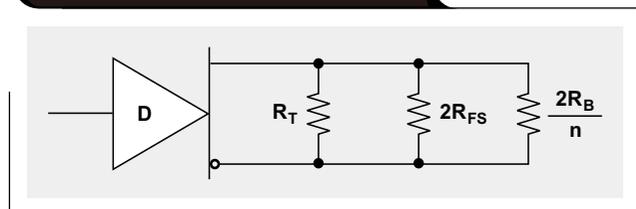
当主节点命令某个从节点发送数据并且该从节点对这种请求做出响应时，数据传输期间存在AC负载。在这种正常工作期间，总线上出现信号瞬态，其受到总线缆线电容、节点连接器、收发器输入和电源的影响。为了最小化容抗对信号的影响，电表网络工作在300 bps到20 kbps的低数据速率下。因此，下面内容仅考虑电阻性负载。

图6显示了主节点及其故障保护偏置网络和远程从接收器之间的一个简化数据链。由于它们的电容较大，主节点（ $V_{SM}$ ）和从节点（ $V_{SS}$ ）的电压电源可被看作是AC信号的短路。所以，对于主节点来说，两个故障保护电阻器（ $R_{FS}$ ）串联，并与端接电阻器（ $R_T$ ）并排放置。以类似方法连接从节点。这里，内部DC偏置电阻器（ $R_2$ 和 $R_3$ ）相互并联，并且其组合电阻与典型高阻抗 $R_1$ 串联。有时，外部上拉/下拉电阻器（分别为 $R_{PU}$ 和 $R_{PD}$ ）用于进一步对节点输入进行偏置。这些电阻器什么作用也没有，只会增加总线的负载，因为它们与接收器的内部电阻网络并联。

请注意，当 $R_{FS}$ 保持在1 k $\Omega$ 到2 k $\Omega$ 之间时，足以在主节点对低阻抗偏置网络的整条总线进行偏置，无需再从节点进行偏置。

图7显示了所得到的等效AC电路。这里， $2R_B/n$ 代表多（ $n$ ）收发器的输入电阻。由于EIA-485标准规定了

图7 等效AC网络



最大差分驱动器负载为 $R_L = 54 \Omega$ ，因此总线所有电阻的并联组合必须不得超过该值。方程式1表示了这种要求：

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_T} + \frac{1}{2R_{FS}} + \frac{n}{2R_B} \quad (1)$$

求解 $n$ 得到方程式2，得到AC负载状态下使用的最大总线节点数：

$$n = 2R_B \times \left( \frac{1}{R_L} - \frac{1}{R_T} - \frac{1}{2R_{FS}} \right) \quad (2)$$

两种常用的网络设计如下：

- 1、主节点使用一个 $R_T = 120 \Omega$ 且 $R_{FS} = 1 \text{ k}\Omega$ 的故障保护网络，而每个从节点则通过 $R_{PU} = R_{PD} = 20 \text{ k}\Omega$ 的外部上拉/下拉电阻器偏置，这样 $R_B \sim 18 \text{ k}\Omega$ 。在这些条件下，总线上的最大节点数便被限定在：

$$n = 2 \times 18 \text{ k}\Omega \times \left( \frac{1}{54 \Omega} - \frac{1}{120 \Omega} - \frac{1}{2 \text{ k}\Omega} \right) = 348 \text{ nodes.} \quad (3)$$

- 2、另一种情况不使用端接电阻器，而使用10k $\Omega$ 的高阻抗故障保护电阻器。另外，从节点工作在在没有外部偏置的情况下（ $R_{PU} = R_{PD} = \infty$ ）。这时， $R_B$ 仅包括接收器的内部电阻（使用SN65HVD888

时，其为184 kΩ每输入）。由于这种高阻抗负载，总线节点数理论上会急剧增加至：

$$n = 2 \times 184 \text{ k}\Omega \times \left( \frac{1}{54 \text{ }\Omega} - \frac{1}{40 \text{ k}\Omega} \right) = 6805 \text{ nodes.} \quad (4)$$

相比仅有40到60个节点的普通电表网络，这两个例子都拥有非常高的总线节点数。下一小节“DC负载”将说明，AC负载评估正在误导我们，因为它并未考虑总线节点电源带来的总线漏电流。

## DC负载

当没有收发器主动驱动总线时，总线闲置期间出现DC负载。在这种状态下，主节点电源（ $V_{SM}$ ）通过附近的故障保护网络驱动电流，从而形成正总线故障保护电压（ $V_{FS}$ ）。这种电压确定了所有从节点的信号极性。与主节点电源一样，从节点电源（ $V_{SS}$ ）通过其内部电阻器网络驱动电流。这种电流的一部分通过输入电阻（ $R_1$ ）泄露进入总线。剩余电流则流经 $R_T$ ，然后通过反向端 $R_1$ 回流（图6）。

正确接线的节点以与主节点电源相同的方向，驱动 $R_T$ 的电流。但是，错误跨接的节点会以相反方向驱动 $R_T$ 的电流。它会减少 $R_T$ 的组合电流，并影响故障保护电压（ $V_{FS}$ ）。跨接节点达一定数量以后， $V_{FS}$ 会变得非常小，以至于降至接收器输入灵敏度以下，使所有总线节点进入不确定输出状态。为了避免出现这种状态，必须规定主节点的故障保护网络，以便即使所有从节点都被跨接也仍然能够保持正 $V_{FS}$ 。

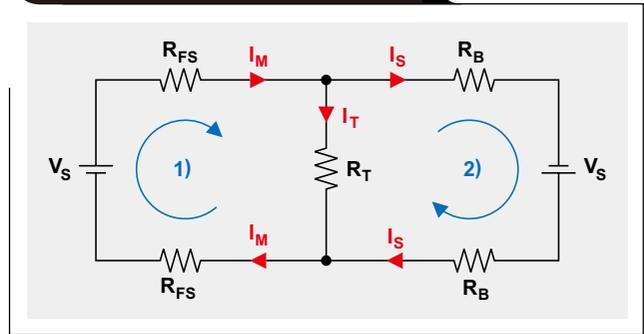
图8仅描述了一个从节点的这种情况，目的是简化网络内电压和电流关系的数学推导过程。由于 $V_{SM}$ 等于 $V_{SS}$ ，因此两个电源可简化为 $V_S$ 。

方程式5和6描述了两个现有电压环路，而方程式7则表示了上面相加节点的电流：

$$-V_S + I_M \times 2R_{FS} + I_T \times R_T = 0 \quad (5)$$

$$-V_S + I_S \times 2R_B - I_T \times R_T = 0 \quad (6)$$

图8 等效DC网络



$$I_T = I_M - n \times I_S \quad (7)$$

注意，方程式7中，从节点电流（ $I_S$ ）乘以因数 $n$ ，其表示多个从节点。

求解方程式5的 $I_M$ 和方程式6的 $I_S$ ，可知道主从电流，并得到方程式8和9，其分别为：

$$I_M = \frac{V_S - I_T \times R_T}{2R_{FS}} \quad (8)$$

$$I_S = \frac{V_S + I_T \times R_T}{2R_B} \quad (9)$$

把 $I_M$ 和 $I_S$ 的方程式插入方程式7，然后使用 $V_{FS}/R_T$ 代入 $I_T$ ，得到：

$$\frac{V_{FS}}{R_T} = \frac{V_S \times (R_B - R_{FS} \times n)}{R_B \times (2R_{FS} + R_T) + R_{FS} \times R_T \times n} \quad (10)$$

对方程式10求解 $R_{FS}$ ，得到保持 $V_{FS}$ 为正所必需的故障保护电阻器值：

$$R_{FS} = \frac{V_S - V_{FS}}{2V_{FS}/R_T + n \times (V_S + V_{FS})/R_B} \quad (11)$$

对于没有端接电阻器（ $R_T = \infty$ ）的应用来说，方程式11可简化为：

$$R_{FS} = \frac{R_B \times (V_S - V_{FS})}{n \times (V_S + V_{FS})} \quad (12)$$

图9显示了 $R_{FS}$ 的值和主节点电源电流( $I_M$ )与总线节点数目的关系。使用方程式11得到图9a,其假设端接电阻器为 $120\ \Omega$ 。使用方程式12得到图9b,其假设没有端接电阻器。两幅图的故障保护电压均为 $110\ mV$ 。

图9c显示了两种情况的主节点电源电流( $I_M$ )。尽管低阻抗负载为 $120\ \Omega$ ,但使用端接的故障保护网络电流 $I_M$ 仅为 $1\ mA$ ,大于无端接电阻器的网络电流 $I_M$ 。

**结论**

SN65HVD888 POLCOR通过去抖动滤波,提供跨接总线线缆的极性校正。滤波器的最小去抖动时间( $t_{FS(min)}$ )决定了相同极性最大连续位时间,而其最大去抖动时间( $t_{FS(max)}$ )则决定了一次完整信号极性校正的最小总线闲置时间。

仅在上电序列以后,SN65HVD888才要求进行极性校正。一旦完成,极性状态便存储于收发器内,并一致应用于接收和发送数据。在发送和接收模式之间切换收发器,不会改变极性状态。

这种收发器支持 $300\ bps$ 以下的DL/T645数据速率。推荐故障保护偏置网络使用一个 $120\ \Omega$ 端接电阻器和两个 $1.1\ k\Omega$ 故障保护偏置电阻器。

**参考文献**

1、《带IEC-ESD保护的总线极性校正RS-485收发器》,见于《SN65HVD888产品说明书》,网址: [www.ti.com/sllseh3-aaj](http://www.ti.com/sllseh3-aaj)

2、《DL/T645-1997多功能瓦时电表通信协议》,中华人民共和国电力部。  
 3、《TIA/EIA-485(RS-485)接口电路》,见于《应用报告》,网址: [www.ti.com/slla036-aaj](http://www.ti.com/slla036-aaj)  
 4、《RS-422和RS-485标准概览与系统配置》,见于《应用报告》,网址: [www.ti.com/slla070-aaj](http://www.ti.com/slla070-aaj)  
 5、《平衡数字多点系统中TIA/EIA-485-A生成器和接收器的电特性》,2003年,电信行业协会,网址: [www.tiaonline.org](http://www.tiaonline.org)  
 6、《TIA/EIA-TSB 89: TIA/EIA-485-A应用指南》,2006年1月1日,电信行业协会,网址: [www.techstreet.com/products/1525598](http://www.techstreet.com/products/1525598)  
 7、《ISO/IEC 8482: 1993年信息技术(系统间远程通信与信息交换)双绞线多点互连》,1993年,国际标准化组织,网址: [www.iso.org](http://www.iso.org)

**相关网站**

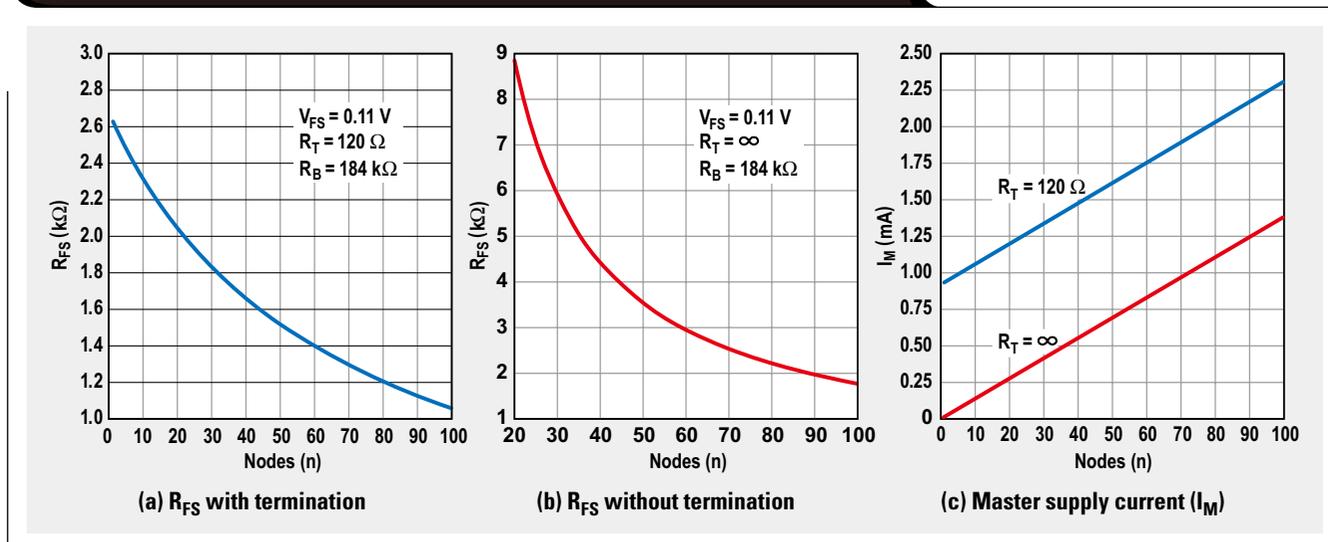
访问入口:

- [www.ti.com/interface-aaj](http://www.ti.com/interface-aaj)
- [www.ti.com/sn65hvd82-aaj](http://www.ti.com/sn65hvd82-aaj)
- [www.ti.com/sn65hvd888-aaj](http://www.ti.com/sn65hvd888-aaj)

《模拟应用期刊》订阅:

[www.ti.com/subscribe-aaj](http://www.ti.com/subscribe-aaj)

**图9 有无端接的故障保护电阻( $R_{FS}$ )的效果**



# 有源模拟滤波器的快速设计

作者: Bonnie Baker, 德州仪器 (TI) 高级WEBENCH®应用工程师

## 引言

几乎所有电子电路中都能看到有源模拟滤波器的身影。音频系统使用滤波器进行频带限制和平衡。通信系统设计师使用滤波器调谐特定频率并消除其它频率。为了使高频信号衰减,所有数据采集系统都在模数转换器(ADC)前面有一个抗锯齿(低通)滤波器,或者在数模转换器(DAC)后面有一个抗镜像(低通)滤波器。这种模拟滤波还可以在信号到达ADC之前或者离开DAC之后,消除叠加在信号上面的高频噪声。如果ADC的输入信号超出转换器采样频率的一半,则该信号的大小被可靠地转换;但是,在其变回数字输出时,频率也发生改变。

利用TI的WEBENCH®滤波器设计器软件,可以高效地设计出低通、高通、带通或者带阻滤波器。这种

应用程序替代了TI的FilterPro™和以前国家半导体的WEBENCH有源滤波器设计器软件。在生成有源滤波器时,它使用这些程序和公式。但是,它允许深度调节各种滤波器变量,优化滤波器,为滤波器电路寻找正确的TI运算放大器(op amp),并具有SPICE模拟功能,比上面两个程序更加强大。

## 低通模拟滤波器的重要设计参数

低通模拟滤波器的频域规范包括4个基础参数:

- $f_c$ , 即滤波器的-3-dB截止频率
- $A_o$ , 即滤波器的增益
- $A_{sb}$ , 即阻带衰减
- $f_s$ , 即阻带衰减的中断频率

图1所示WEBENCH滤波器设计器的滤波器类型窗口

图1 WEBENCH®滤波器设计器重要模拟滤波器参数

The screenshot shows the 'Filter Type' window in the WEBENCH Filter Designer. It includes the following sections:

- Filter Type:** Radio buttons for Lowpass (selected), Highpass, Bandpass, and Bandstop. A button 'Click to design with default Filter Order and default Filter Response.' and a 'Start Filter Design' button are also present.
- Attenuation:** Input fields for Cutoff Frequency( $f_c$ ): 1000 Hz, Gain( $A_o$ ): 1 V/V, and 0.00 dB.
- Search Filter Response:** Radio buttons for 'Search Filter Response' (selected) and 'Pick Filter Response'.
- Stopband:** Input fields for Stopband Attenuation( $A_{sb}$ ): -45 dB and Stopband Frequency( $f_s$ ): 5000 Hz.
- Supply Voltage:** Radio buttons for Dual Supply (selected) and Single Supply. A dropdown menu shows '+/-5'.
- Advanced Options:** Three checkboxes: 'Enter Flatness Specs', 'Enter Group Delay Flatness Specs', and 'Enter Step Response Specs'.

On the right side of the window, there is a graph showing the filter response. The graph plots attenuation in dB against frequency. Key points on the graph are labeled:  $f_{1P}$ ,  $f_{2P}$ ,  $f_c$ , and  $f_z$ . A vertical line at  $f_c$  indicates the -3dB cutoff frequency. A vertical line at  $f_z$  indicates the stopband frequency. The stopband attenuation is labeled as  $A_{sb}$ . A peak in the passband is labeled as  $2\Delta A_{max}$ .

列出了这些参数。DC到截止频率（ $f_c$ ）的频率范围为带通区域。图1中 $A_o$ 为带通响应量级。使用巴特沃兹（Butterworth）或者贝塞尔（Bessel）滤波器时，带通响应可以为扁平，并且无纹波。相反，一直到截止频率，切比雪夫（Chebyshev）滤波器都有纹波。切比雪夫滤波器的纹波误差量级为 $2\Delta A_{MAX}$ 。

滤波器响应超出 $f_c$ 时，它会通过过渡带降至阻带区域。滤波器近似法（巴特沃兹、贝塞尔和切比雪夫等）决定过渡带的带宽和滤波器的阶数（ $M$ ）。传输函数的极点数决定滤波器阶数。例如，如果某个滤波器的传输函数内有3个极点，则其为一个三阶滤波器。

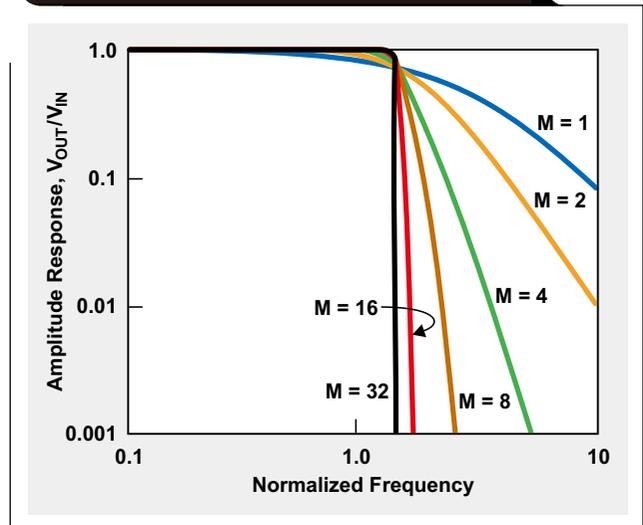
一般而言，当更多极点用于实现滤波器设计时过渡带变得更小，如图2巴特沃兹低通滤波器所示。理想情况下，低通、抗锯齿滤波器应有“砖墙”式响应，并且过渡带极小。实际而言，这并不是最好的抗锯齿方法。进行有源滤波器设计时，每两个极点就要求有一个运算放大器。例如，32阶滤波器要求16个运算放大器、32个电容器和多达48个电阻器。

### 模拟滤波器近似计算类型

图3显示了WEBENCH滤波器设计器观察屏幕的解决方案窗口中一些可用的低通滤波器类型。用户点击“开始滤波器设计”按钮（图1）以后，出现该屏幕。

巴特沃兹、贝塞尔和切比雪夫是一些比较流行的滤波

图2 上电以后的极性校正时序



器近似法类型。查看量级和频率域对比以及量级和时间域对比情况以后，可以知道滤波器类型。

### 巴特沃兹滤波器

巴特沃兹滤波器传输函数包括所有极点，并且没有零，其表达式如下：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A_o}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} \dots a_{n-1} s^2 + a_n s + 1}$$

图3 WEBENCH®滤波器设计器的低通滤波器类型

Solutions										
Solutions: ( 7 found )										
Select	Filter Response	Color	Order	Max Q	Att (dB)	Passband Ripple (dB)	Group Delay (usec)	Group Delay Flatness (usec)	Settling Time (usec)	Step Response Overshoot (%)
Select	Transitional Gaussian to 6dB	Green	4	1.32	-47.59	0.380	367.676	9.147	1489.356	0.79
Select	Linear Phase 0.05°	Blue	4	1.07	-46.41	0.437	361.873	2.088	1490.866	1.06
Select	Butterworth	Black	4	1.31	-55.91	0.002	448.464	32.576	2717.626	10.82
Select	0.2dB Chebyshev	Yellow	4	2.435	-60.15	0.199	816.477	405.321	4215.482	15.20
Select	Linear Phase 0.5°	Magenta	4	1.34	-48.78	0.317	379.450	16.052	1529.731	1.78
Select	Bessel	Red	5	0.92	-49.26	0.446	385.154	1.83e-4	1169.675	0.77
Select	Transitional Gaussian to 12dB	Aqua	5	1.52	-52.56	0.562	400.004	13.012	1521.612	0.00

图4表明四阶、低通巴特沃兹滤波器的响应在带通部分为扁平。这种特性的技术术语称作“最大扁平”。之后，它会显示，过渡带的衰减速率不如切比雪夫滤波器。

图5表明，相同四阶巴特沃兹滤波器的阶跃响应在时域中有一些过冲和振铃。如果滤波器阶数更高，则这种过冲也会更高。如果这种滤波器用在多路器之后，则应考虑其稳定时间。

图4 四阶、低通巴特沃斯滤波器的频率响应

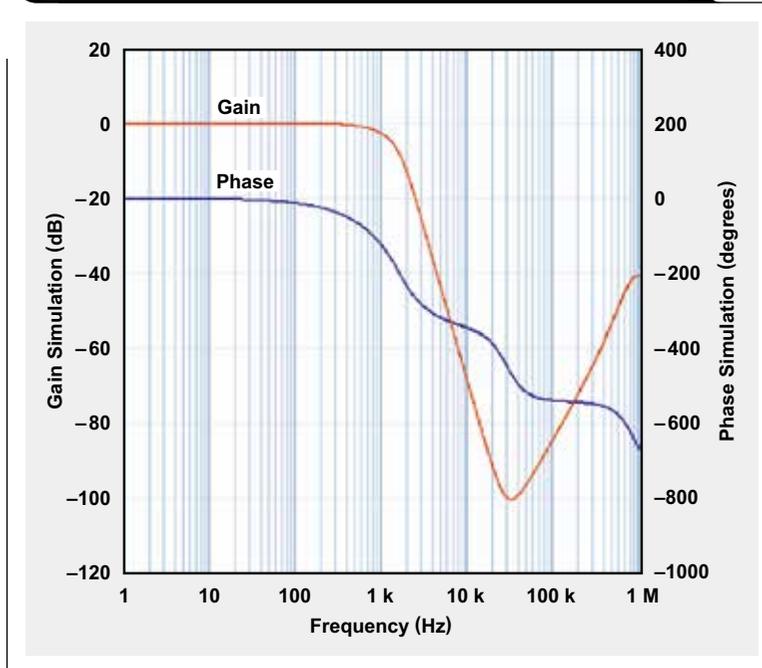
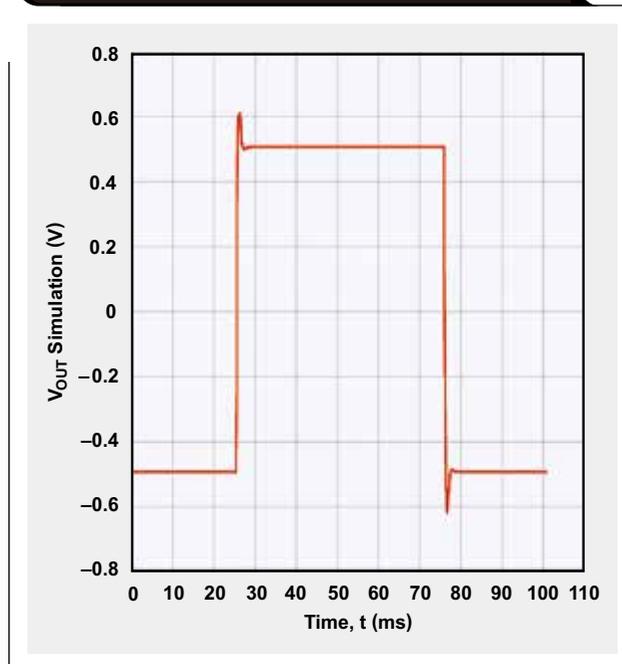


图5 四阶、低通巴特沃斯滤波器的阶跃响应



切比雪夫滤波器的传输函数与巴特沃兹滤波器类似，因为它具有所有极点，并且没有零：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A_0}{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n}$$

图6表明，四阶、低通切比雪夫滤波器的频率响应在带通区域有0.2dB的纹波。电路设计的极点布局决定了这种纹波。总之，纹波量级的增加会降低过渡带的宽度。

理论上， $2\Delta A_{MAX}$ （图1）的纹波量级可以如我们预期的那样大或者小。高纹波量级一般会带来更多的带通区域误差，但却可以实现更快的过渡带衰减。

相比巴特沃兹滤波器，过渡带衰减速率变化更剧烈。例如，为了满足0.5dB纹波的三阶切比雪夫滤波器的过渡带宽要求，要求使用一个四阶巴特沃兹滤波器。尽管使用切比雪夫滤波器时在带通区域存在振铃，但阻带没有振铃。

0.2dB纹波的四阶、低通切比雪夫滤波器的阶跃响应，存在相当程度的过冲和振铃（图7）。

过冲和振铃现象是频域中相位响应的结果。我们都还记得，阶跃响应（或者方波）傅立叶分析表明，通过增加奇数谐波正弦信号可以建立方波。结果是，来自阶跃输入的高频在低频之前到达滤波器的输出端。它被称作“失真群延迟”。这种时长数秒的群延迟计算方法如下：

$$\frac{\text{Change in phase/Change in frequency}}{360}$$

图6 四阶低通切比雪夫 (Chebyshev) 滤波器的频率响应

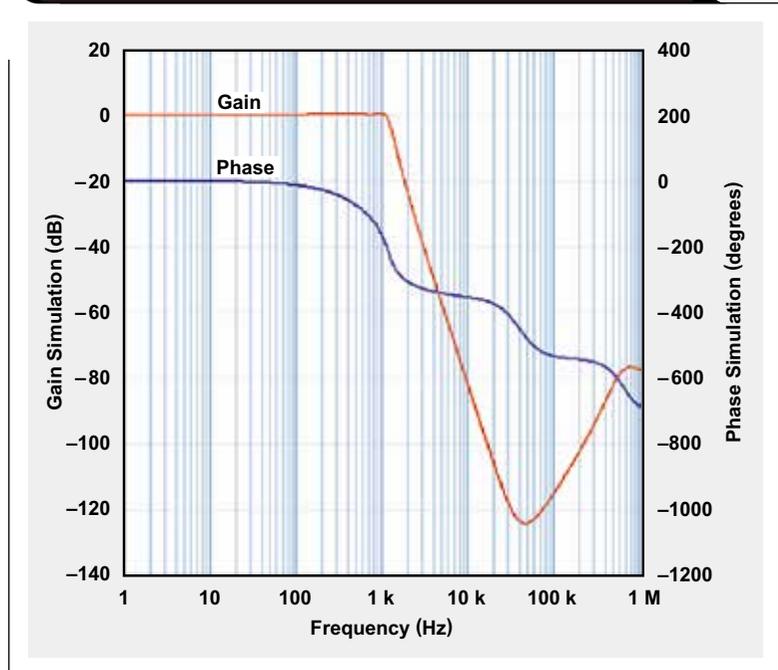
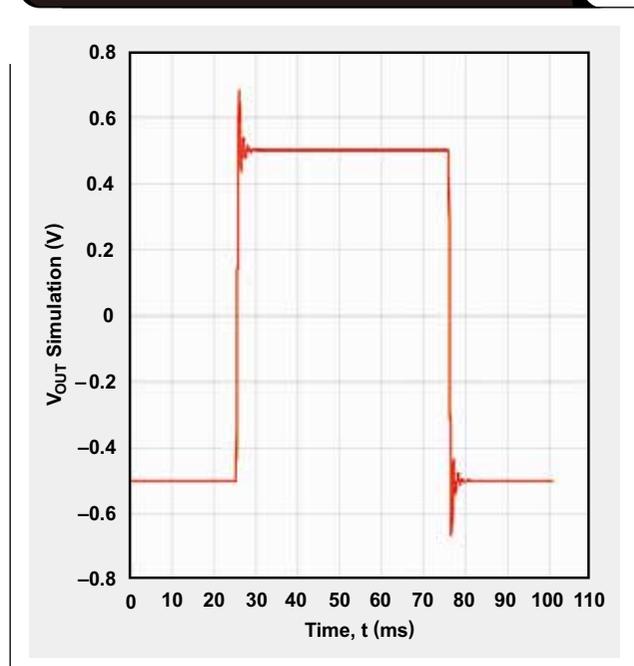


图7 四阶、低通切比雪夫滤波器的阶跃响应



### 滤波器近似法类型比较

对于低通滤波器来说，滤波器近似法类型影响滤波器截止频率之前和之后的频率响应。由于频率（单位赫兹）倒转为数秒时间，因此滤波器类型会对时域产生相反影响。表1对频域（带通和过渡区域）和时域（阶跃响应）中的低通巴特沃兹、贝塞尔和切比雪夫滤波器进行了比较。

**表1 滤波器近似法类型比较表**

滤波器类型	带通	过渡区域	阶跃响应
巴特沃兹滤波器	带通中最大的平坦幅度	比贝塞尔滤波器陡峭，但不如切比雪夫滤波器性能好	有一些过冲和振铃，但低于切比雪夫滤波器
切比雪夫滤波器	带通中的纹波	比巴特沃兹滤波器和贝塞尔滤波器陡峭	过冲和振铃合理
贝塞尔滤波器	带通中的平坦幅度响应	比巴特沃兹滤波器和切比雪夫滤波器慢	与巴特沃兹滤波器和切比雪夫滤波器相比，过冲或振铃非常小

### 使用WEBENCH滤波器设计器开始设计

利用滤波器设计器，工程师可在数分钟内完成对整套多级有源滤波器解决方案的设计、优化和模拟工作。通过TI厂商合作伙伴提供的TI运算放大器和无源组件，可创建出许多经过优化的滤波器设计。

滤波器设计器软件和快速上手指南下载网址为[www.ti.com/webenchfilters-aaj](http://www.ti.com/webenchfilters-aaj)。你可以从众多低通、高通、带通和带阻类型中选择一个滤波器。如果需要，可以规定衰减、群延迟和阶跃响应等性能规范，并且还有大量的滤波器响应可供选择，例如：巴特沃兹、贝塞尔、切比雪夫、线性相位和过渡高斯等。通过优化脉冲响应、稳定时间、最低成本、带通纹波和阻带衰减，可确定最为适合于具体设计的滤波器响应。

Sallen-Key或者多反馈拓扑结构是所有滤波器级的设计选项，并且通过评估增益带宽、电流、成本以及其它参数之间的关系，选择最适合于设计的最佳运算放大器。电阻器/电容器容差可规定为理想状况，即0.5、1、2、5、10或者20%。使用用户定义的电容器种子值进行实验，调节滤波器设计的电阻器值范围。另外，还可对滤波器拓扑结构进行优化，以实现灵敏度要求、最低成本和最小体积。

之后，使用闭环频率响应、阶跃响应或者正弦波响应选项运行SPICE电气模拟，以对设计进行分析。可对这些选项的输入条件进行调整，以对不同输出结果进行评估。

### 参考文献

- 1、《更接近现实世界的模拟滤波器》，作者：Bonnie Baker，2013年7月23日刊发于《EDN》（在线版），网址：[www.edn.com](http://www.edn.com)
- 2、《一个简单的可调节低通过滤波器》，作者：Bonnie Baker，2013年9月19日刊发于《EDN》（在线版），网址：[www.edn.com](http://www.edn.com)
- 3、《电子滤波器设计手册》，作者：Arthur B. Williams，1981年，纽约：McGraw-Hill公司。
- 4、《有源和无源模拟滤波器设计概述》，作者：Lawrence P. Huelsman，1993年，纽约：McGraw-Hill公司

### 相关网站

放大器：

[www.ti.com/amplifier-aaj](http://www.ti.com/amplifier-aaj)

[www.ti.com/webenchfilters-aaj](http://www.ti.com/webenchfilters-aaj)

《模拟应用期刊》订阅：

[www.ti.com/subscribe-aaj](http://www.ti.com/subscribe-aaj)

# Index of Articles

Title	Issue	Page	Lit. No.
<b>Data Converters</b>			
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
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 1: Hardware . . . . .	February 2001 . . . . .	11	SLYT138

Title	Issue	Page	Lit. No.
<b>Data Converters (Continued)</b>			
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
<b>Power Management</b>			
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 <sub>4</sub> 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
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

Title	Issue	Page	Lit. No.
<b>Power Management (Continued)</b>			
I <sub>Q</sub> : 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 <sub>4</sub> 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 <sub>OUT</sub> linear regulator with 80% efficiency and P <sub>LOST</sub> < 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
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

Title	Issue	Page	Lit. No.
<b>Power Management (Continued)</b>			
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 <sup>SM</sup> 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.
<b>Interface</b>			
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 <sup>2</sup> C Bus <sup>®</sup> 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
<b>Amplifiers</b>			
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
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

Title	Issue	Page	Lit. No.
<b>Amplifiers: (Continued)</b>			
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 $\mu$ 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.
<b>Low-Power RF</b>			
Selecting antennas for low-power wireless applications . . . . .	.2Q, 2008 . . . . .	20	SLYT296
Using the CC2430 and TIMAC for low-power wireless sensor applications: A power- consumption study . . . . .	.2Q, 2008 . . . . .	17	SLYT295
<b>General Interest</b>			
Introduction to capacitive touch-screen controllers . . . . .	.2Q, 2013 . . . . .	29	SLYT513
High-definition haptics: Feel the difference! . . . . .	.3Q, 2012 . . . . .	29	SLYT483
Applying acceleration and deceleration profiles to bipolar stepper motors . . . . .	.3Q, 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 tolerance . . . . .	.2Q, 2007 . . . . .	29	SLYT273
Analog design tools. . . . .	.2Q, 2002 . . . . .	50	SLYT122
Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensors . . . . .	.February 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](http://www.ti.com.cn/webench)  
[www.ti.com.cn/powerlab](http://www.ti.com.cn/powerlab)  
[www.ti.com.cn/powertraining](http://www.ti.com.cn/powertraining)

**WEBENCH® Designer**

Power | **FPGA/μP** | Sensors | LED

Enter your power supply requirements:

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

Multiple Loads **Power Architect** | Single Output **Start Design**

**WEBENCH® Designer** My Designs

输入电压	最小 14.0 V	最大 22.0 V
输出电压	3.3 V	输出电流 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](http://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](http://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	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a>	计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a>	消费电子	<a href="http://www.ti.com.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a>	工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a>	医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>		
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>		
OMAP应用处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/omap">www.ti.com.cn/omap</a>		
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a>	德州仪器在线技术支持社区	<a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

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 © 2013 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司