

高性能模拟产品

模拟应用期刊

2012 年第 1 季度



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Management	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP™ Mobile Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity

Applications

Automotive and Transportation	www.ti.com/automotive
Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Video and Imaging	www.ti.com/video

TI E2E™ Community Home Page

e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

SSZZ022C

Contents

Introduction	4
Power Management	
Turbo-boost charger supports CPU turbo mode	5
<p>High-performance mobile computers with turbo-mode CPUs have peak power demands that could require an AC adapter with a significantly higher power rating than standard CPUs. Instead of a higher-cost adapter, a high-efficiency, turbo-boost charger can be used to manage the power from the battery and adapter to meet the excessive power demands when the CPU operates in turbo mode. This article discusses the operation of a typical turbo-boost charger and presents efficiency analysis of its two modes of operation.</p>	
Benefits of a multiphase buck converter	8
<p>Single-phase, low-voltage buck converters work well at up to about 25 A; but at higher currents, multiphase buck converters offer several performance advantages. These include higher efficiency due to lower transitional losses; lower output ripple; better transient performance; and lower ripple-current-power dissipation in the input capacitor, FETs, and inductors. This article discusses these advantages, shows waveforms from a typical application, and provides a performance analysis and tips for board layout.</p>	
Downslope compensation for buck converters when the duty cycle exceeds 50%	14
<p>Current-mode control in a PWM forward converter with a duty cycle greater than 50% has the potential of going into subharmonic oscillations. This article presents as an example a three-switch forward converter that provides improved stability with downslope compensation and extends the maximum duty cycle to 67%. Included are typical waveforms and calculations to determine the value of the current-sensing resistor.</p>	
High-efficiency AC adapters for USB charging	18
<p>Battery chargers with USB outlets are becoming a universal standard for 10- to 25-W chargers. This article explores the advantages of using a synchronous rectifier to increase efficiency and satisfy the push towards high-density, small-form-factor adapters. Included are typical waveforms and efficiency plots comparing the performance of a Schottky diode to that of a synchronous rectifier.</p>	
Amplifiers: Op Amps	
Measuring op amp settling time by using sample-and-hold technique	21
<p>This article describes a new methodology that has proven to be effective in making settling-time measurements for modern op amps. Detailed is a relatively inexpensive and simple way to measure settling time that bases accuracy and precision on the relative speed of the waveform generator and the sample-and-hold circuit. Included with a description of the test setup are typical waveforms and settling-time plots.</p>	
Index of Articles	25
TI Worldwide Technical Support	31

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

引言

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

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

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

在合适的情况下，读者还可以了解到软件例程和程序结构。最后，《模拟应用期刊》还有一些有用的提示和经验法则，以指导读者完成其设计准备工作。

涡轮加速升压 (Turbo-boost) 充电器可为 CPU 涡轮加速模式提供支持

作者：德州仪器 (TI) 产品线经理钱金荣 (Jinrong Qian) 和设计工程师 Suheng Chen

引言

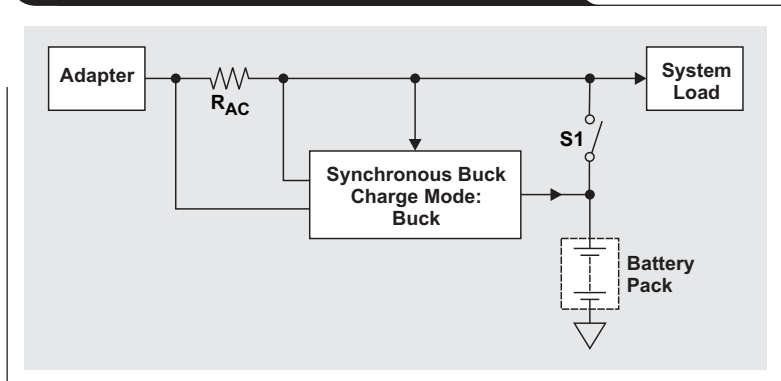
为了不断提高 CPU 的动态性能，让笔记本电脑拥有高速处理复杂多任务的能力，我们首先必须短时间提高 CPU 时钟频率，并充分利用其散热能力。但是，这样做会使系统要求的总功耗超出电源（例如：AC 适配器等）所供功率，从而导致适配器崩溃。一种可能的解决方案是提高适配器的额定功率，但成本也随之增加。本文介绍的涡轮加速升压 (turbo boost) 充电器，允许适配器和电池同时为系统供电，以满足笔记本电脑在 CPU 内核加速模式下工作时出现的猝发、超高功率需求。

在传统笔记本电脑系统中，使用一个 AC 适配器供电，并利用系统不需要的功率为电池充电。AC 适配器不可用时，通过开启 S1 开关（请参见图 1）让电池为系统供电。适配器可以为系统供电的同时为电池充电，因此要求其具有较高的额定功率，从而难以有效控制体积和成本。动态电源管理 (DPM) 一般用于精确地监控适配器总功率，实现优先为系统供电。

一旦达到适配器的功率限制，DPM 便通过降低充电电流，并在没有最佳效率功率转换的情况下直接由适配向系统供电，并对输入电流（功率）进行调节。系统负载最大时，所有适配器功率全部用于为系统供电，不对电池充电。因此，主要设计标准就是确保适配器的额定功率足以支持峰值 CPU 功率和其他系统功率。

人们对于使用多 CPU 内核和增强型图形处理器单元 (GPU) 高速处理复杂任务的高系统性能的需求越来越大。为了满足这种需求，英特尔为其 Sandy Bridge 处理器开发出了 turbo-boost 技术。这种技术允许处理器短时间内（数十毫秒到数十秒）出现超出热设计功耗 (TDP) 的猝发式功率需求。但是，在考虑到设计容差的情况下，AC 适配器的设计仅能在某个 TDP 电平满足处理器和平台的高功率需求。当充电器系统发现，充电电流被动态电源管理单元降至零后适配器达到其输入额定功率时，避免 AC 适配器崩溃的一种最简单方法是通过降低 CPU 频率来实现 CPU 降频工作，但这会降低系统性能。如何能在适配器不崩溃或者不增加其额定功率的情况下，让 CPU 在 TDP 电平以上短时间高速运行呢？

图 1 适配器和电池充电器系统



Turbo-boost 电池充电器

当系统负载和电池充电器要求的总功率达到适配器功率极限时，动态电源管理便开始减少电池的充电电流。电池充电器停止充电，并在系统负载达到 AC 适配器功率极限时其充电电流降至零。CPU 内核加速模式下系统不断增加其负载，电池充电器（通常为一种同步降压转换器）闲置，原因是没有剩余功率可用于对电池充电。这种同步降压转换器实际为一个双向 DC/DC 转换器，它可以根据不同的工作状态运行在降压模式或者升压模式下。如果电池电量足够，电池充电器便工作在升压模式下，同 AC 适配器一起为系统供电。图 2 显示了一个 turbo-boost 电池充电器的结构图。

那么，电池充电器何时以及怎样从降压模式转到升压放电模式呢？系统可在任何时候进入 CPU 内核加速模式，因此常常无法及时通过 SMBus 通知充电器开始实施这种模式转换。充电器应能自动检测到系统需要哪种工作模式。另外，系统设计应能实现升降压模式之间的快速转换，这一点非常重要。DC/DC 转换器需要几百微秒到几毫秒的软启动时间来最小化浪涌电流。适配器应拥有较强的过负载能力，以在充电器转入升压放电模式以前支持总系统峰值功率需求。目前的大多数 AC 适配器都可以维持其输出电压数毫秒。

图 3 显示了一个支持 CPU 内核加速模式的 turbo-boost 电池充电器的应用电路。R_{AC} 电流检测电阻器用于检测 AC 适配器电流，以便实现动态电源管理功能，并确定电

池充电器是工作在降压充电模式还是升压放电模式下。电流检测电阻器 R7 根据电池状态通过 SMBus 检测主机编程电池充电电流。如果需要, 可以通过 IOUT 输出监测充电器和系统提供的总功率, 其为检测电阻器 R_{AC} 压降 (实现 CPU 降频工作) 的 20 倍。通过 SMBus 控制寄存器, 可根据电池充电状态和温度条件开启或者关闭电池升压放电模式。在升压放电模式下, 电路通过监测低侧 MOSFET Q4 的压降, 提供额外逐周期限流保护。为了实现如英特尔超级本™ 等超薄型笔记本电脑, 可将开关频率设定为 615、750 或者 885 kHz。这样可以最小化电感尺寸和

输出电容器数量。充电器控制芯片完全集成充电电流环路补偿器、充电电压和输入电流调节环路, 可以进一步减少外部组件数目。电源选择器 MOSFET 控制器也集成在充电器中。另外, 充电器系统使用所有 n 通道 MOSFET, 而非传统充电解决方案中使用的 p 通道功率 MOSFET, 目的是降低成本。使用这种 turbo-boost 充电器系统的另一个好处是, 它可以在不改变材料清单的情况下用于上述任何一种功能。系统设计人员可在不增加硬件设计工作量的情况下进行快速系统性能评估。

图 2 CPU 内核加速模式下工作的 turbo-boost 电池充电器

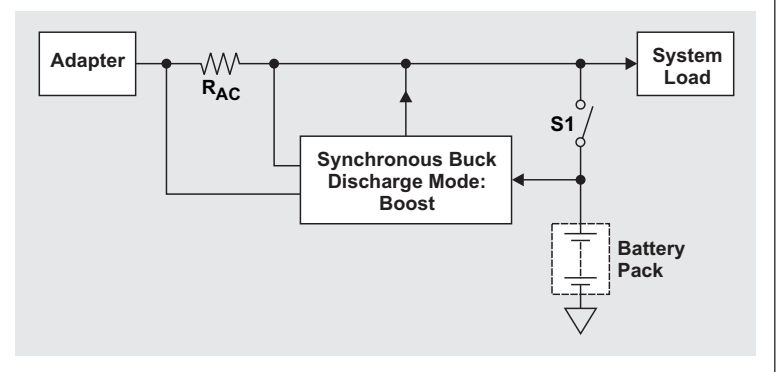
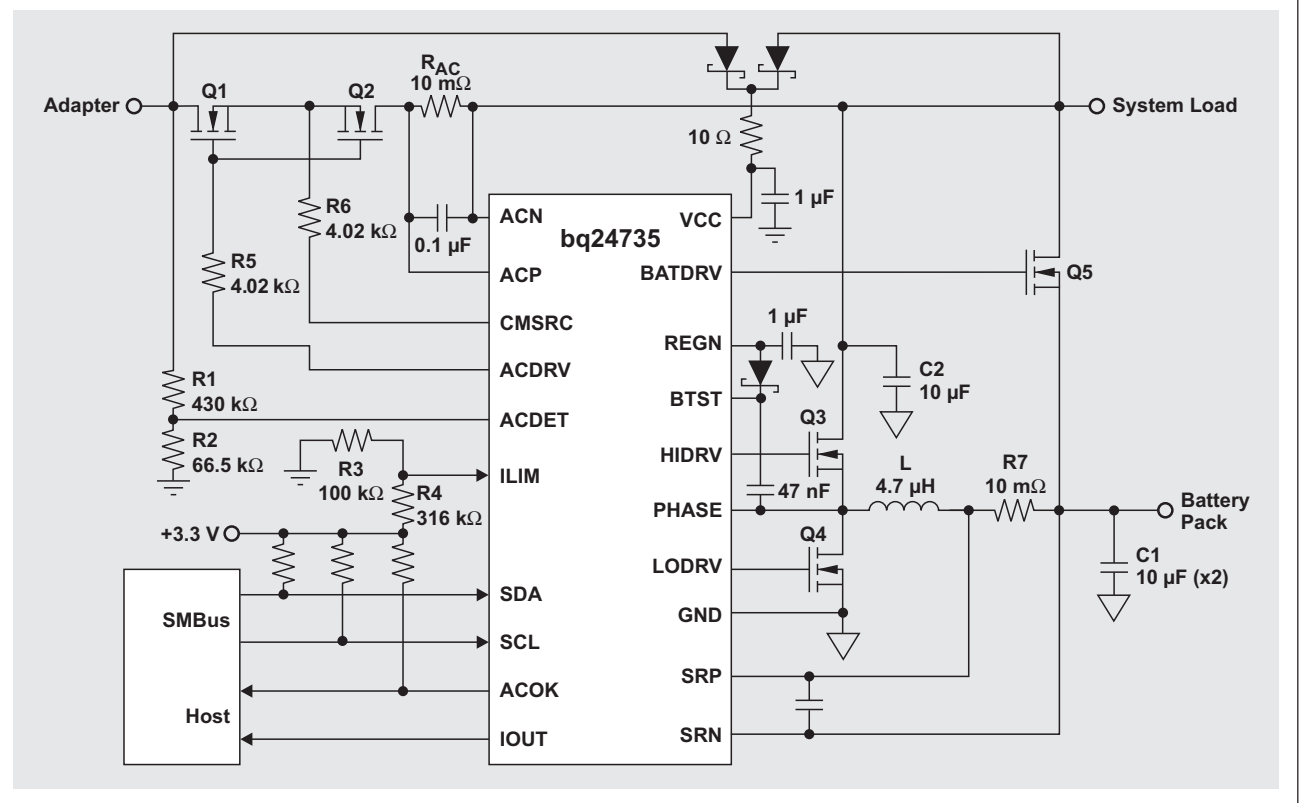


图4显示了从降压充电模式转换到升压放电模式期间出现的开关波形。由于系统负载增加输入电流达到适配器最大功率极限时, 电池充电器便停止充电, 同时电池转入升压模式为系统提供额外功率。

图 5 显示了 turbo-boost 充电器的效率。我们可以看到, 对一块 3 节或者 4 节电池组充电和放电时, 可以达到 94% 以上的效率。如果电池被取下, 或者电池剩余电量过低时, 必需让 CPU 降频工作, 以避免适配器崩溃。

图 3 turbo-boost 电池充电器应用电路



现在，即使适配器处于连接状态也可以对电池放电。但是，一个潜在问题是电池使用寿命。由于升压放电模式仅能持续数十毫秒到数秒，因此其对电池使用寿命产生的影响也降至最小。电池老化速度与单节电池电压正比关系；因此，这种电压越高，电池老化也越快，而电池老化越快其使用寿命也就越短。升压放电模式下对电池放电会使单节电池电压变得更低，从而降低电池老化程度，最终延长其使用寿命。

结论

turbo-boost 充电器是一种简单、高成本效益的方法。当 AC 适配器和电池同时为系统供电时，它让电池能够在短时间内弥补 AC 适配功率的不足。这种拓扑结构支持 CPU 内核加速模式，保证最低系统成本，且无需为了满足峰值系统功率需求而提高 AC 适配器额定功率。测试结果表明 turbo-boost 充电器是现实笔记本电脑设计中一款实用的解决方案。

相关网站

Power.ti.com

www.ti.com/product/bq24735

图 4 降压充电模式和升压放电模式之间的波形

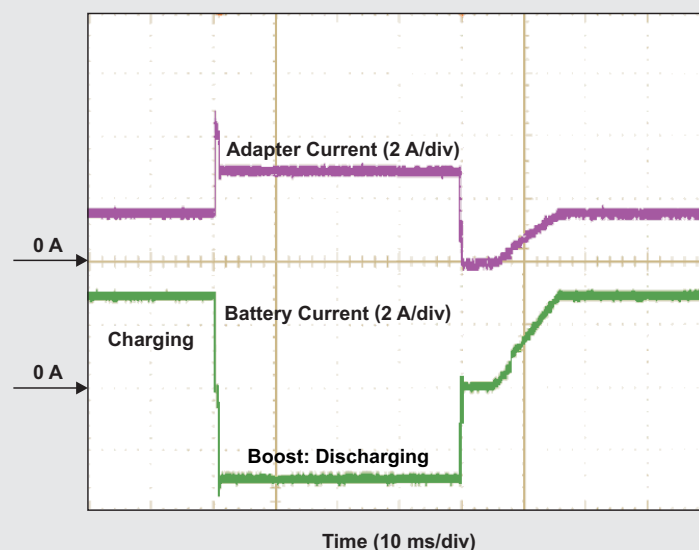
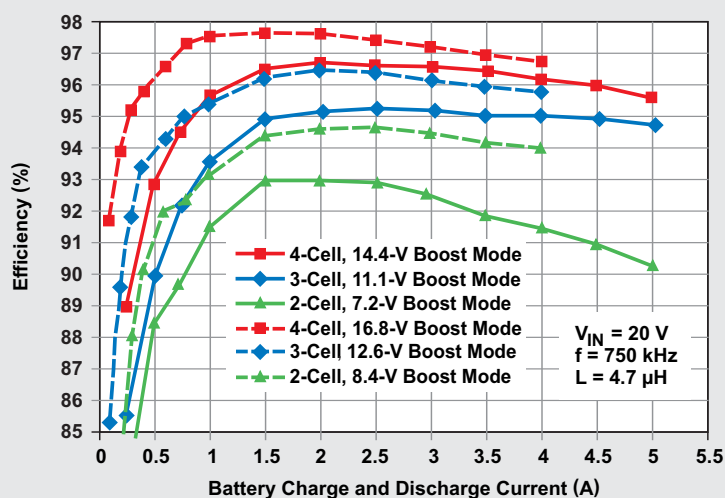


图 5 turbo-boost 充电器效率



使用多相降压转换器的好处

作者: David Baba, 德州仪器 (TI)
应用工程部经理

引言

对于电流在 25 A 左右的低压转换器应用而言, 单相降压控制器非常有效。若电流再大的话, 功耗和效率就开始成为问题。一种较好的方法是使用多相降压控制器。本文将简单比较使用多相降压转换器和单相转换器的好处, 并说明电路实现时一个多相降压转换器能够提供什么样的值。

图 1 显示了一款二相电路。由该电路的波形 (图 2 所示) 可以清楚地看到各相互相交错。这种交错可减少输入和输出纹波电流。另外, 它还减少了印刷电路板或者某个特定组件上的热点。实际上, 二相降压转换器让 FET 和电感的 RMS-电流功耗降低了一半。相交错还可以降低传导损耗。

输出滤波器考虑

由于每个相位的功率级电流更低, 多相实现的输出滤波器要求也随之降低。对于一款 40-A 二相解决方案来说, 向每个电感提供的平均电流仅为 20A。相比 40-A 单相方法, 由于平均电流和饱和电流更低, 电感和电感器体积都大大减小。

输出纹波电压

输出滤波器级中的纹波电流抵消可带来比单相转换器更低的输出电容器纹波电压。这就是多相转换器为什么是首选的原因。方程式 1 和方程式 2 计算出了每个电感中所抵消的纹波电流百分比。

$$m = D \times \text{Phases} \quad (1)$$

and

$$I_{\text{Rip_norm}}(D) = \text{Phases} \times \frac{\left[D - \frac{m \cdot p(D)}{\text{Phases}} \right] \times \left[\frac{1 + m \cdot p(D)}{\text{Phases}} - D \right]}{(1 - D) \times D}, \quad (2)$$

图 1 二相降压转换器

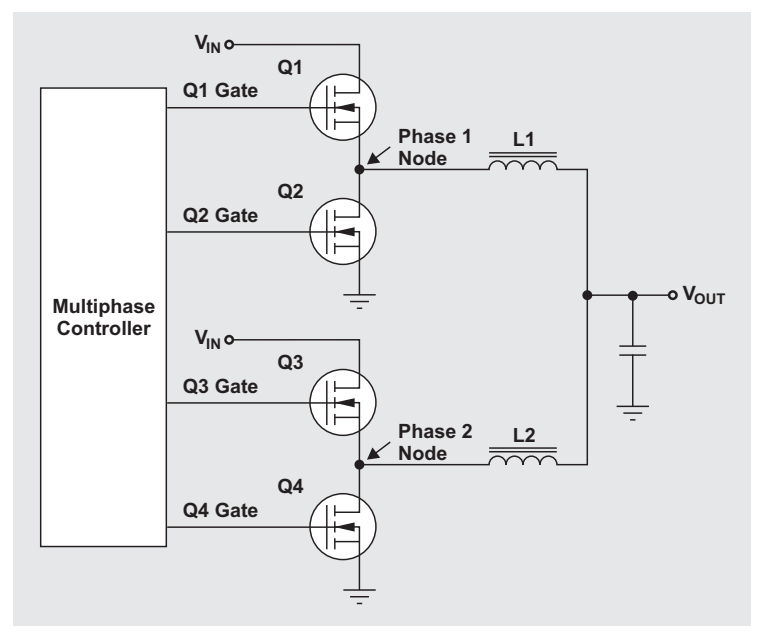
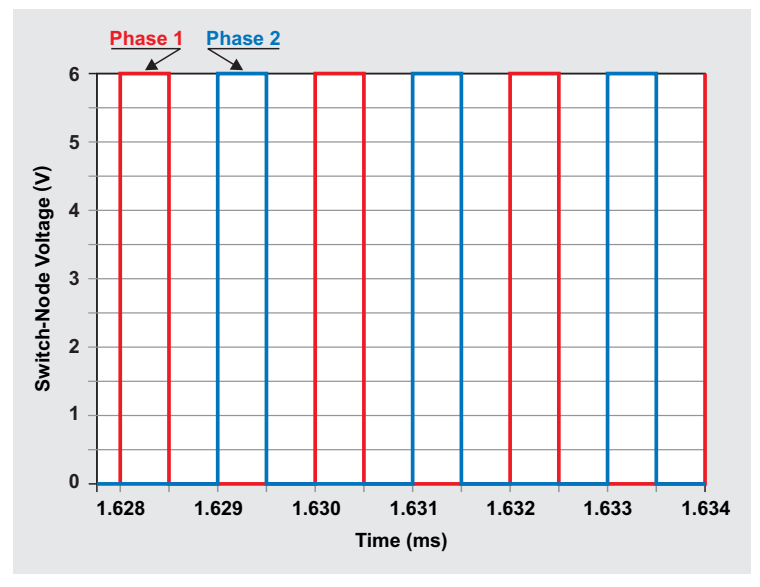


图 2 相 1 和 2 的节点波形



其中, D 为占空比, I_{Rip_norm} 为标准化的纹波电流, 其为 D 的函数, 而 m_p 为 m 的整数。图 3 为这些方程式的曲线图。例如, 20% 占空比 (D) 时使用 2 个相, 可降低 25% 纹波电流。电容器必须承受的纹波电压大小, 可通过纹波电流乘以电容器的等效串联电阻计算得到。很明显, 最大电流和电压要求都降低了。

图 4 显示了 25% 占空比下一个二相降压转换器的仿真结果。电感纹波电流为 2.2A, 但是输出电容器电流仅为 1.5A, 原因是纹波电流抵消。50% 占空比下使用二相时, 电容器完全没有纹波电流。

负载瞬态性能

由于每个输出电感中存储的能量降低, 负载瞬态性能随之提高。电流抵消带来的纹波电压降低, 帮助实现了最小输出电压过冲和下

冲, 因为在环路响应以前许多周期都已结束。纹波电压越低, 干扰越小。

输入 RMS 纹波电流抵消

图 3 标准化电容器纹波电流为占空比的函数



如果连接转换器的输入线存在电感效应, 则输入电容器将所有输入电流供给降压转换器。要仔细选择这些电容器, 以满足 RMS 纹波电流要求, 确保它们不会出现过热状态。很明显, 对于一个 50% 占空比的单相转换器

图 4 D=25% 时电感纹波电流抵消

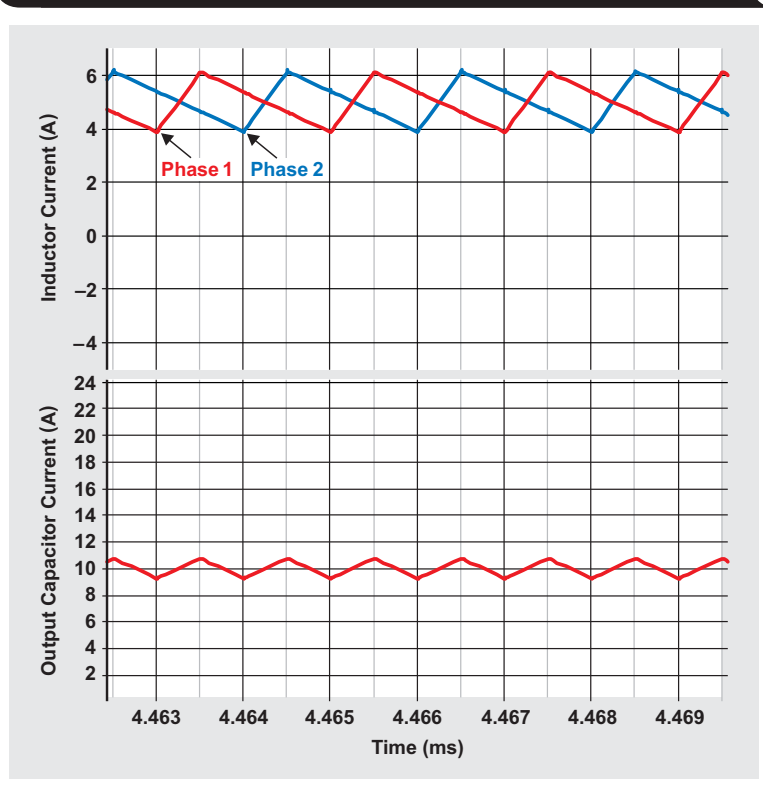
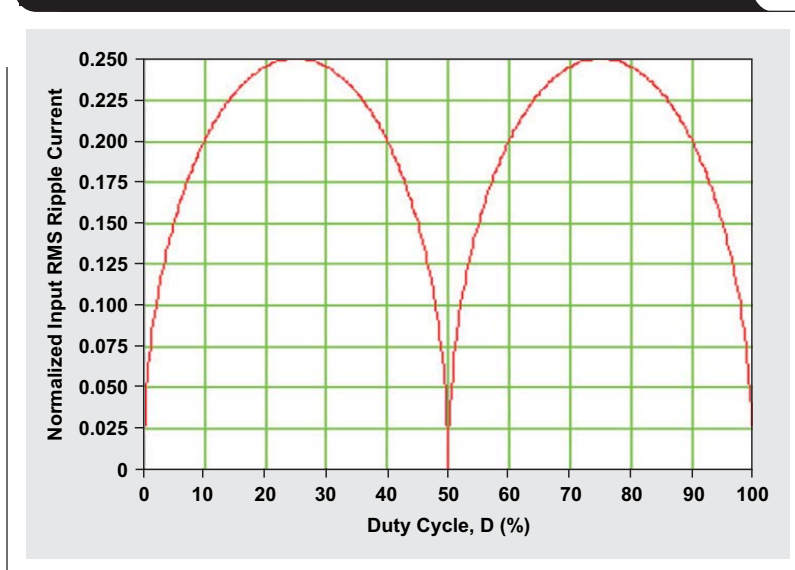


图 5 标准化输入RMS纹波电流为占空比的函数



来说，极限输入 RMS 纹波电流一般固定为 50% 输出电流。图 5 和方程式 3 表明，使用二相解决方案时，25% 和 75% 占空比时出现极限 RMS 纹波电流，其仅为 25% 输出电流。

$$I_{\text{Input_norm}}(D) = \sqrt{\left[D - \frac{\text{mp}(D)}{\text{Phases}}\right] \times \left[\frac{\text{mp}(D)+1}{\text{Phases}} - D\right]} \quad (3)$$

相比单相解决方案，多相解决方案的值更明确。只需用更小的电容，便可满足降压级的 RMS 纹波电流需求。

应用实例

LM3754 高功率密度评估板通过一个 12-V 输入电源供电，提供电压为 12V，电流为 40A。该评估板体积大小为 2 × 2 英寸，组件占用面积为 1.4 × 1.3 英寸。每个相的开关频率设定为 300kHz。表 1 对上述及其他工作条件进行了概括。组件放置在一个 4 层板上，层上铜为 1 盎司。板上还有一些引脚，用于远程检测，另有一个引脚用于获得输出电压余量。

根据设计，LM3754 评估板以高功率密度配置工作，因此它利用经过优化的输入电容器，其要求的 RMS 纹波电流更低。另外，评估板还拥有较低的纹波电压和较高的瞬态性能。应尽可能地遵循 LM3754 应用说明介绍的板布局。但是，如果不能遵循这种布局，应密切注意上述考虑因素。现在，我们还将为您说明其

表 1 LM3754 评估板
工作条件

输入电压	10.8 到 13.2 V
输出电压	1.2 V ± 1%
输出电流	40 A (最大)
开关频率	300 kHz
模块体积	2 × 2 英寸
电路面积	1.4 × 1.3 英寸
模块高度	0.5 英寸
气流	200 LFM
相数	2

他一些考虑因素，之后是使用 LM3754 的测试板测试结果。第 12-13 页的图 6-11 显示了这些结果。在进行必要的修改时，这些结果便是您需要得到的，或者说需要改进获得的目标。

电路板布局考虑

强电流导线要求有足够的铜，才能最小化压降和温升。一般原则是，2 盎司铜最少每安培 7 密耳，内部层 1 盎司铜最少每安培 14 密耳。每个相的输入电容器都应尽可能地靠近顶部 MOSFET 漏极和底部 MOSFET 源极放置，以确保最小接地“跳动”。

连接至 IC 的信号组件

所有连接至 IC 的小信号组件均尽可能地靠近 IC 放置。VREF 和 VCC 耦合电容器也要尽可能地靠近 IC。对信

号接地 (SGND) 进行配置, 确保信号组件接地到IC接地之间有一条低阻抗通路。

SGND 和 PGND 连接

较好的布局方法包括专用接地层; 电路板尽可能多地将内部层 2 专用作接地层。应从宏观上对通孔和信号线路进行布局, 避免出现可能掐掉宽铜区域的一些高阻抗点。让电源接地 (PGND) 和 SGND 分离开, 仅在接地层 (内部层 2) 相互连接。

栅极驱动

设计人员应确保高栅极输出到顶部 MOSFET 栅极的来回双向差动对导线连接, 其为开关节点。控制与 MOSFET 之间的距离应尽可能地短。对低侧 MOSFET 导线进行布局时, LG 和 GND 引脚的布局应遵循相同的工作程序。

CSM 和 CS2 引脚到穿过输出电感的 RC 网络之间, 也必须进行差动对布线。注意《参考文献 1》中介绍的布局, 为了获得更高的噪声抑制性能, 滤波器电容被分拆成 2 个电容器——一个放置于电感旁边, 另一个则靠近 IC。靠近开关节点时, 这些检测线路的有效长度较短。如果可能, 应使用一个接地层对它们实施屏蔽。

最小化开关节点

一般原则是, 让开关节点面积尽可能地小, 但要能够传输强电流, 因此开关节点要位于多个层上。由于这种小型评估板本身可以从输入到输出折起来, 所以开关节点便位于外层上, 而 IC 直接位于开关节点下面。因此, 必需让开关节点远离检测线路, 同时也远离 IC。这样, 开关节点便得到合理布局, 向外朝向电路板的边缘。

结论

使用多相降压转换器有许多好处, 例如: 低过渡损耗带来的高效率、低输出纹波电压、高瞬态性能以及更低的输入电容器纹波电流额定要求等。能够为您带来上述诸多好处的一些多相降压转换器例子包括 LM3754、LM5119 和 LM25119 系列产品。

参考文献

“LM3753/54评估板”, 作者: Robert Sheehan 和 Michael Null, 美国国家半导体公司, 发表于 2009 年 12月刊在线版《应用手册2021》, 下载地址为: <http://www.national.com/an/AN/AN-2021.pdf>

相关网站

power.ti.com
www.ti.com/product/partnumber
用 LM3754、LM5119 或者 LM25119 替换地址中的 “partnumber”

Test results

图 6 12-V 输入效率曲线图

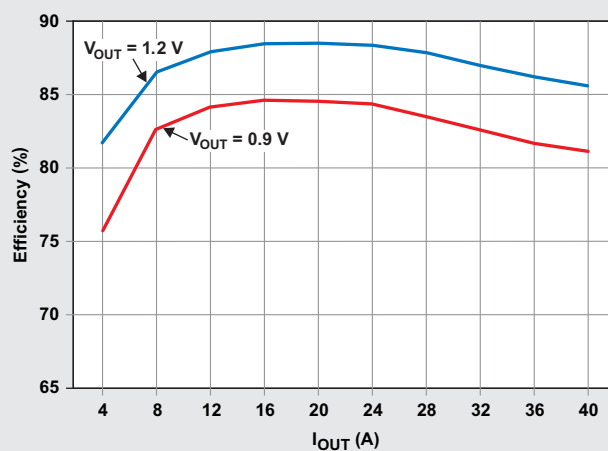


图 7 12-V 输入功耗

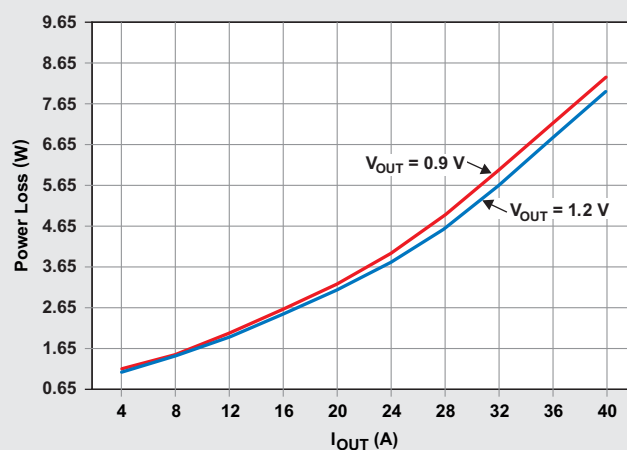
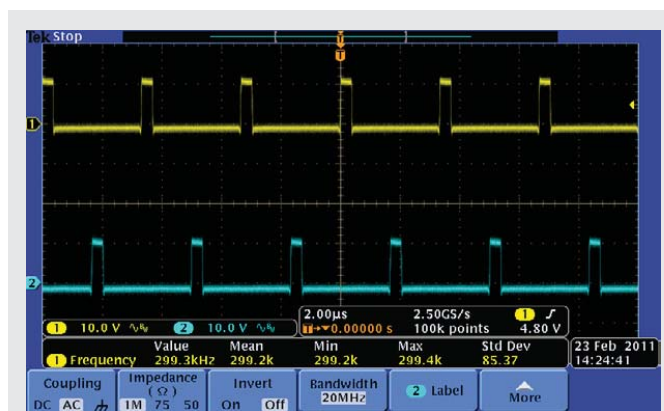


图 8 开关节点电压



$V_{IN} = 12$ V, $V_{OUT} = 1.2$ V at 40 A

图 9 输出电压纹波

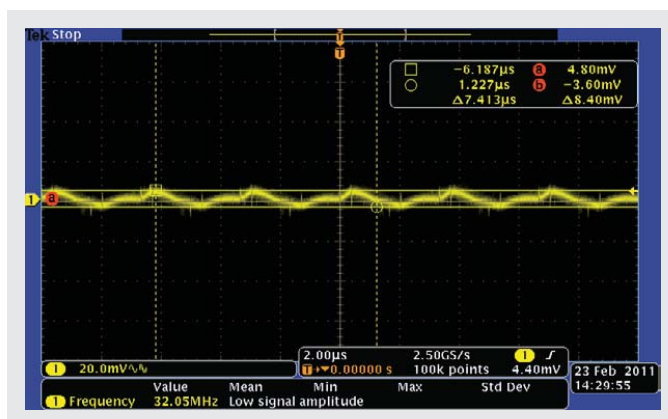
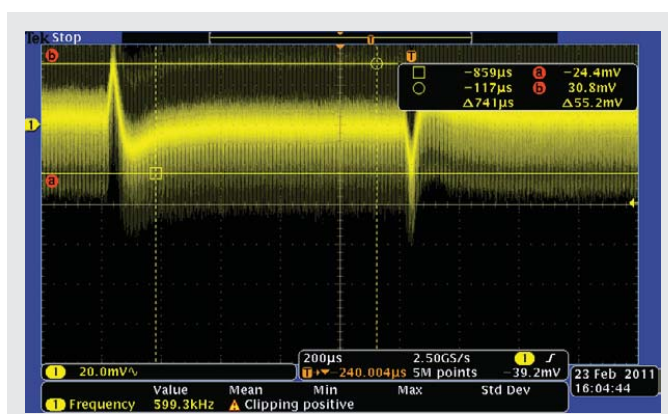
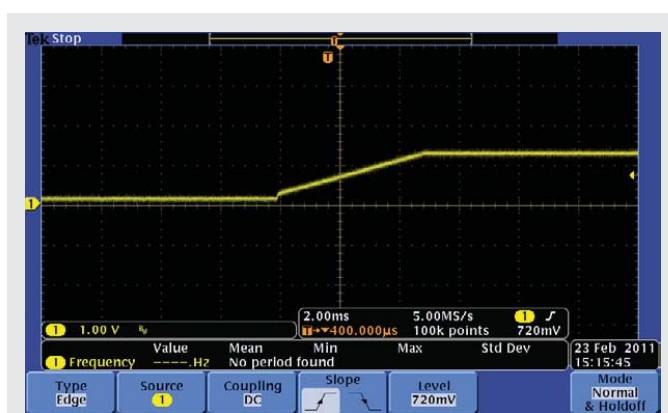

 $V_{IN} = 12\text{ V}, V_{OUT} = 1.2\text{ V at } 40\text{ A}$
图 10 瞬态响应：10-A负载步长20 μs
(过冲/下冲约 27 mV)

图 11 40-A 负载 1.2-V 输出 Vout 启动图

ad



ZHCT153

13

50% 以上占空比降压转换器 下坡 (Downslope) 补偿

作者: John Bottrill,
德州仪器 (TI) 高级应用工程师

50% 以上占空比脉宽调制 (PWM) 降压转换器的电流模式控制 (CMC) 可能会进入次谐波振荡。Lloyd H Dixon 在《参考文献 1》中对此做了详细的论述。Dixon 表示, 这种解决方案给电流检测信号增加一个斜率, 其等于输出电感电流的下斜率。需将该额外电压加入要求计算过程中, 以便选择正确的电流检测电阻器。

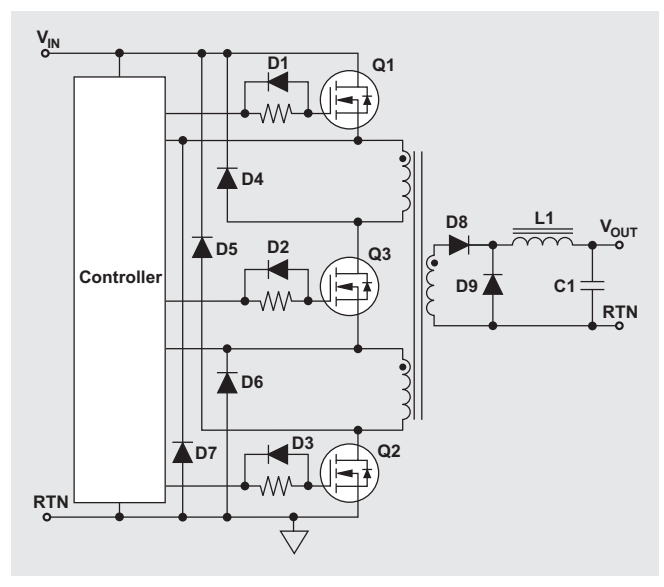
输出电感占空比大于 50% 的推挽式转换器、相移全桥转换器或者任何正向转换器, 都是一些需要这种补偿的拓扑结构。但是, 为了方便演示, 本文选择的拓扑是一种人们相对不熟悉的拓扑结构: 三开关正向转换器。请参见图 1 所示电源部分基本原理图。尽管这种拓扑的专利权归 TI 所有, 但电路中使用 TI 控制 IC 时都可以使用。

这种拓扑拥有许多优点, 特别是输入电压范围为手机电池的 36 到 72 V 时。拓扑的最大占空比为 67%, 从而将设计限定在 67% 最小输入电压时的最大占空比。与此同时, 关闭时主开关的电压被限定为电源轨输入电压。这就意味着, 低压 FET 会与其相应低 $R_{DS(on)}$ 电阻一起使用。这种拓扑还提供了一种恢复电源变压器和主侧漏电感中磁能的方法, 从而不再需要高损耗的缓冲器。

这种转换器设计在许多其他方面都与降压拓扑结构一样, 但是占空比必须限定在 67%, 以避免出现变压器饱和。通过选择一个具有编程最大占空比的控制 IC (例如: UCC2807-1 等), 可以实现这种限制 (见《参考文献 2》)。由于这种控制器具有要求的占空比限制功能, 因此它是这种应用的首选。所以, 本文使用了这种控制器, 利用其各种特性进行分析。

下面的分析均假设有一个 100W、3.3V 输出的理论开关电源。该电源流过输出电感的最大峰值到峰值纹波电流等于 30A 最大输出 DC 负载电流的 10%, 而输入电压范围为 36V 到 78V 之间。另外, 我们还假设 0.5V 正向压降 V_{fd} 的同步整流器用于输出。第一步是确定变压器的匝数比。最小输入电压时, 占空比处在最大极限 (67%)。利用下列方程式可计算出变压器输出端需要的电压。

图 1 三开关正向拓扑



$$\frac{V_{OUT} + V_{fd}}{D_{max}} = \frac{3.3 \text{ V} + 0.5 \text{ V}}{0.67} = 5.672 \text{ V} \quad (1)$$

如果假设变压器一次绕组电压为 36V, 则匝数比 (N_p) 为 6.147, 因此会使用 6 匝的一次绕组。一次绕组被分成两部分, 每部分 3 匝 (参见图 1)。标准方法是, 把二次绕组夹在两个分拆开的一次绕组之间, Q3 也放置在它们两个之间。输入为 78V 时, 变压器输出电压为 12.3V, 从而得到约 31% 的最小占空比 D_{min} 。因此, 最大“关闭”时间等于

$$\frac{1 - D_{min}}{f_{sw}}$$

其中, f_{sw} 为 200kHz 的计划开关频率。达到 10% 理想峰值到峰值纹波电流的最小输出电感 (图 1 所示 L1) 为:

$$L_{OUT} = \frac{(V_{OUT} + V_{fd}) \times (1 - D_{min}) / f_{sw}}{I_{OUT} \times 0.1} \quad (2)$$

通过计算得到，方程式 2 中输出电感为 $4.33 \mu\text{H}$ 。为了设计方便，我们使用 $4.5 \mu\text{H}$ 。使用该值以后，可以计算得到输出电感的下降电流 I_{ds} 为：

$$I_{ds} = \frac{V_{OUT} + V_{fd}}{L_{OUT}} \quad (3)$$

通过计算得到，电感的下降电流 (I_{ds}) 为 $0.844 \text{ A}/\mu\text{s}$ 。

同时还得到，最大输入电压时输出电感的峰值电流为：

$$I_{OUT} + 0.5 \times (I_{OUT} \times 0.1),$$

由于最大峰值到峰值纹波电流被定义为 10% 输出电流，该电流经过平衡后得到额定 DC 输出。所得峰值电流为 31.884 A 。

最小输入电压时，确定 L_{OUT} 的差动电压是可能的。由此，我们可以知道输出电感的变化速率为 $0.489 \text{ A}/\mu\text{s}$ 。

知道占空比和频率后，便可以计算出输出电感中电流增加的时间，从而能够确定这些状态下的纹波电流大小。最后，我们可以知道最小输入电压下的峰值电流为 31.122 A 。具体波形显示在图 2 中。这些值几乎都相等，但如果增加下降电流，它们便会变化—以一种令人吃惊的方式。为了获得最大输入电压必须给峰值电流增加的下降电流为：

$$\frac{I_{ds} \times D_{min}}{f_{sw}} = 1.306 \text{ A},$$

为了获得最小输入电压而必须给峰值电流增加的下降电流为：

$$\frac{I_{ds} \times D_{max}}{f_{sw}} = 2.829 \text{ A}.$$

请参见图 3，其有效下降电流被添加至图 2 所示电流。结果，即使实际峰值相反，但最小输入电压的有效峰

图 2 $V_{IN(min)}$ 和 $V_{IN(max)}$ 的最大负载输出电感纹波

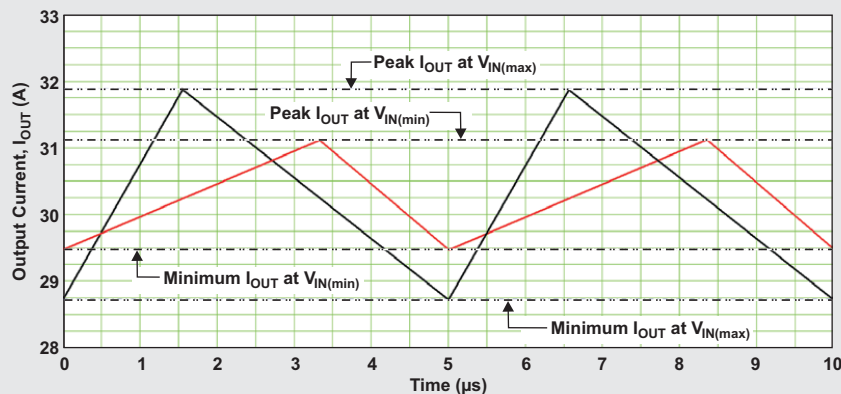


图 3 二次电流加有效下降电流

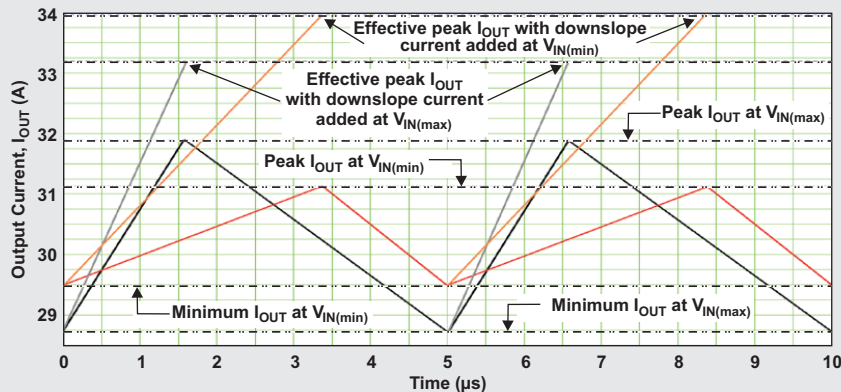
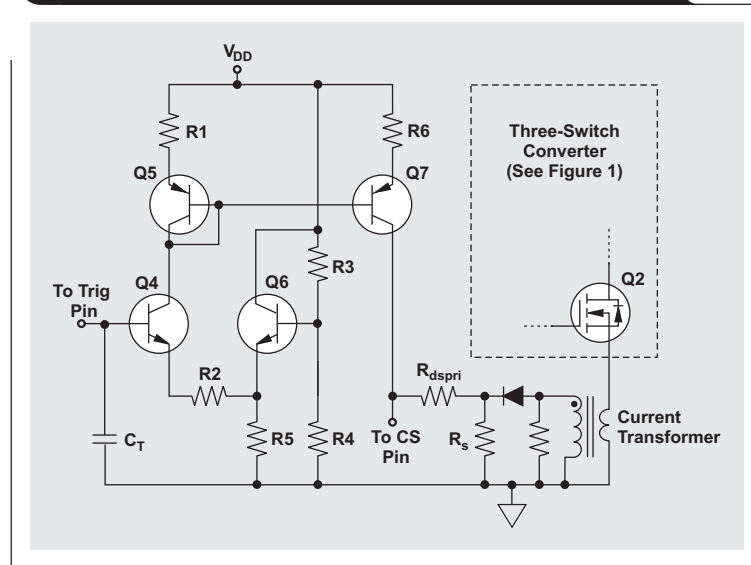


图 4 用于生成预期 R_{dspr} 电流的电路

值电流还是高于最大输入电压的有效峰值电流。有效最大电流（包括最小输入电压的下降电流）的峰值为 33.9A，其为设置电流检测电阻器 R_s 必须使用的值。该电流（包括转变为一次电流的下降电流）为 5.658A。

选作控制器的 IC 拥有 1.0V 的典型电流自动切断电平，但容差值在 0.9 到 1.1V 之间。要确保所有单元都能提供要求的功率，需使用下限，并设定 R_s 值，以便让 5.658A 时它的电压为 0.9V 最小值的 95%。这样便可实现 5% 的瞬态安全余量，并将 R_s 设定在 0.15Ω 。当然，会有 5W 左右的功率损耗，其最有可能由一个电流变压器产生。使用一个 100:1 的变压器时， R_s 可能会增加至 15Ω 。后面内容，我们假设使用这样一个变压器。

实际上，下降电流 (I_{ds}) 既没有流过电流变压器，也没有流过电源变压器，但却需要考虑其影响，它会影响电阻器 R_s 的电压。因此，需在电阻器 R_s 和 IC 的电流检测引脚之间增加一个电阻器 R_{dspr} 。在 IC 的电流检测引脚处，电流斜波被注入到电路中。这种电流斜波的存在，让 IC 电流检测引脚和电阻器 R_s 之间电阻器 R_{dspr} 中形成的等变电压 (r_{amp} voltage)，等于 I_{ds} 转变为一次电流在电阻器 R_s 中形成的电压。我们假设，一个等效下降电流正流经电阻器 R_s ，从而同时考虑到电源变压器和电流变压器绕组比。这种情况下，为了计算简单，我们将电阻器 R_{dspr} 设定为 $1k\Omega$ ，其远大于电阻器 R_s 。

接下来，计算 R_{dspr} 要求的 dv/dt ：

$$V_{dspr} = \frac{I_{ds} \times R_s}{N_p \times 100} = 21 \text{ V/ms} \quad (4)$$

由该结果，我们可以计算得到 $1k\Omega$ 电阻器需要的电流斜波：

$$I_{dspr} = \frac{V_{dspr}}{R_{dspr}} = 21.1 \mu\text{A}/\mu\text{s} \quad (5)$$

由该结果，我们可以计算得到 $1k\Omega$ 电阻器需要的电流斜波：

最大“开”时间的这种电流带来 $70.7 \mu\text{A}$ 的峰值电流。

使用一个可编程、最大占空比 PWM 控制器（例如： U_{CC2807} ）时，通过将两个计时电阻器设定为相同值来将最大占空比设定为 67% 相对更加简单，如产品说明书所示。另外，这种组件的规格额定，计时电容器的谷值电压和峰值电压分别等于 $1/3V_{CC}$ 和 $2/3V_{CC}$ 。这样便得到一个 $1/3V_{CC}$ 的电压斜波幅值。知道这一点以后，我们现在便可以对电路进行设计，让它产生一个可注入到电流检测电路中的斜波电流，以向电流信号提供下降电流。

图 4 显示了用于产生期望电流的一个电路。该电路基于 $U_{CC2807-1}$ 控制 IC， V_{DD} 设定为 11V。“三角”斜波的谷值电压和峰值电压为 3.667V 最小值和

7.33V 最大值，并且最小值到最大值的时间等于最大“开”时间。在该电路中，R3 等于 2 倍 R4。这样便让 Q6 基极的电压等于 $1/3V_{CC}$ ，其为“三角”电压的谷值。由于“三角”引脚的电压在谷值到峰值 ($2/3V_{CC}$) 之间摆动，R2 的电压便在 0 到 $1/3V_{CC}$ 之间线性变化。给 R2 选择一个值，让其获得 70.7 μA 的电流和 3.667 V 的 (51.8 k Ω) 电压，然后使用 Q5/R1 和 Q7/R6 构建起统一电流反射镜。这样，设计人员便可以生成电流检测信号，将所需电流加至电流检测信号，并拥有正确的形态和 1K ω 电阻计时。

结论

三开关正向转换器在能量回收方面拥有许多独到之处，它可以将磁能和一次侧漏能量返回至源，无需使用缓冲器，降低了普通正向转换器中常见的电磁干扰。相比占空比大于50%的双开关正向拓扑结构，它同样具有许多优势。本文为您介绍了一个计算举例。在确定电流检测电阻器值，以及了解降压转换器50%以上占空比稳定工作所需下降电流的影响时，这种计算都是必需的。文章还介绍了增加转换器下降电流的一种方法。

参考文献

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

文档名称

TI文档编号

- | | |
|---|---------|
| 1、《开关式电源的电流模式控制》，作者：Lloyd H Dixon，发表于1985年《TI电源设计研讨 (SEM400)》 | SLUP075 |
| 2、《可编程最大占空比PWM控制器》，《UCC1807-x/2807-x/3807-x产品说明书》 | SLUS163 |

相关网站

Power.ti.com
www.ti.com/product/UCC2807-1

USB 充电用高效 AC 适配器

作者: Adnaan Lokhandwala,
德州仪器 (TI) 产品经理

通用串行总线 (USB) 充电已经成为小型电子产品的一种常见供电方法。许多新型消费类电子设备 (例如: 智能手机、平板电脑和电子阅读器等) 的 AC 电源适配器/电池充电器的功率范围均为 5 到 25W, 并且都有一个 USB 标准 A 接口。5V 适配器输出电压已经成为兼容 PC/桌面端口充电和通信的首选。目前主流的连接方法是使用一条标准 (mini 或者 Micro-B) USB 线, 而大多数情况下使用的却是非标准型连接器。随着人们对电池充电问题关注度的提高, 老式的“块儿砖式适配器”正变身成为一种外形“酷”、重量轻、设计时尚并且安全绿色的充电器。除满足标准调节要求外, 原始设备制造商还在不断打破适配器效率和空载功耗 (待机功耗) 方面的性能局限性。例如, 各大主要移动电话充电器制造商已经一致推行五星 (空载功耗小于 30 mW) 充电器功耗评级制度。这让广大消费者可以更加容易地比较和选择那些能效高的充电器。

最近, 人们在激烈讨论如何标准化移动电话输入, 以及如何生产出一种能为所有手机充电的通用充电器。2006 年, 中国发布了一项新规定, 旨在标准化墙上充电器及其连接线。无独有偶, 现在 GSM 协会 (GSMA) 也正领导制定“通用充电解决方案”适配器计划, 其目标是用 micro USB 接口移动电话供电。普通充电器要求提供 $5V \pm 5\%$ 的电压, 最小电流为 850 mA, 空载功耗小于 150 mW。另外, 它还必须符合 USB 设计论坛 (USB-IF) 电

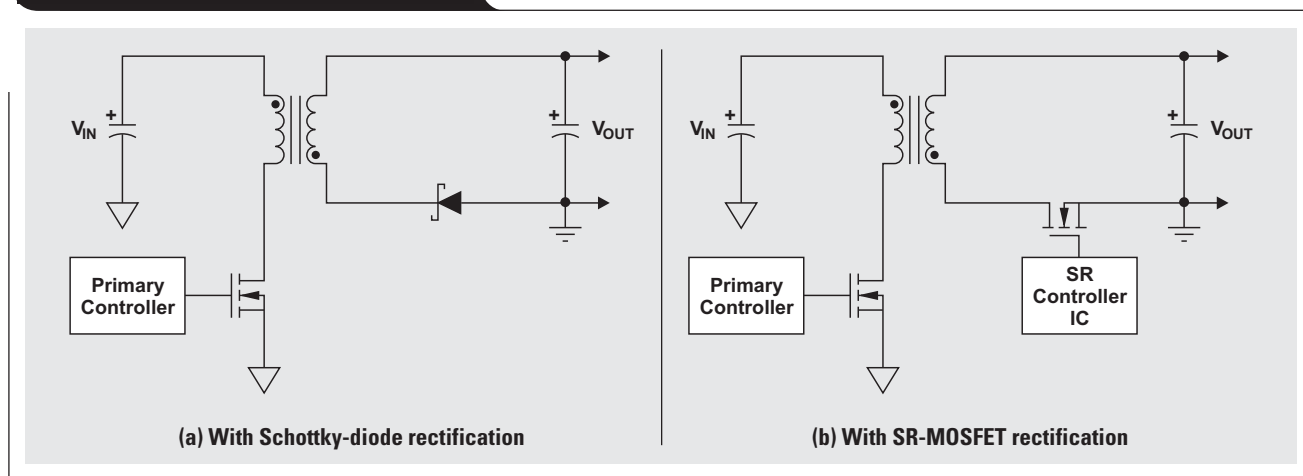
池充电规范 1.1 (BC1.1)。*除便于消费者使用以外, 标准化充电器还可减少大量的多余充电器。另外, 带有多个 USB 插孔的 AC 适配器, 让消费者可以在无需使用众多专用充电器的情况下方便地为多种电子设备充电。一些高输出电流充电器还允许进行快速电池充电。相比限制电流 500mA 的标准 USB 2.0 端口, 这是一个重要优势。人们对于这些改进性能的需求日益增加, 同时适配器设计也越来越小型化, 这些都让这种“黑匣子”中的热管理成为摆在广大电源设计者面前的一道巨大难题。

电源架构

考虑到功耗大小问题, 图 1 所示反向拓扑结构因其简单性和低成本成为我们的首选。二次侧肖特基二极管整流器 (图 1a) 的传导损耗, 成为实现高效率、紧凑型适配设计的一个限制因素。例如, 在一个典型 5-V/3-A 适配器中, 满负载条件下二极管整流器本身的功率损耗便可达到总系统损耗的 30% 到 40% (忽略二次损耗对高一次侧损耗的综合影响)。为输出 (图 1b) 安装一个同步整流器 (SR), 可以提高转换器的总效率, 并且由于产生的热量更少 (适配器设计中至关重要), 因此系统热管理更加容易。

*USB-IF BC1.2 将充电电流范围从 1.5A 扩展至 5A。

图 1 简化反向拓扑



给经典反向拓扑增加一个SR并不复杂，但却可以大大降低总系统功耗。这种方法可有效改变功耗电平，功耗随着MOSFET技术的快速发展而不断降低。因此，同步整流现在适用于种类繁多的各种产品。SR的低功耗特性让设计人员可以使用一些体积更小的组件。这些组件拥有更少的散热组件，从而实现降低组装成本、产品尺寸和包装重量的同时提高功率密度。

请注意，如果允许SR MOSFET在空载/待机状态下开关，系统功耗性能可能会降低。除SR控制器IC所要求的静态功耗以外，SR-MOSFET开关功耗会成为实现最佳可行系统空载性能的限制因素。

绿色输出整流：满负载到空载

本文现在将为您介绍如 TI UCC24610™绿色整流器控制器等IC如何简化USB充电器设计，以及如何实现满负载范围的高系统效率。图2显示了有和没有同步整流的反向转换器的简化系统波形。这些波形是某个控制方案所产生的结果，其直接检测MOSFET漏极到源极电压 (V_{DS})。相比其他实现方法，例如：一次侧同步或者使用二次侧电流变压器实现的同步控制，这种控制方法在今天获得了广泛的使用。这种控制方案中，需让SR控制器的关闭阈值尽可能地接近零，从而实现MOSFET通道的最大传导时间。

我们可以对反向转换器进行设计，让它可以根据终端应用要求工作在不同模式下。对于工作在连续导电模式 (CCM) 下的设计来说，变压器二次绕组的电流在一次侧MOSFET开启以前不会降至零，从而导致一定时间的交叉导电。在这类转换器中实现同步整流后，一旦一次侧开关开启SR MOSFET马上就要关闭，这点极为重要。这样可以防止出现反向导电，并控制额外功耗和器件应力。“绿色整流器”的同步功能检测到一次侧导通跃迁后，关闭SR MOSFET。图3描述了SR门关断跃迁现在如何受到一次侧同步信号的控制，而不受 V_{DS} 检测的控制。

如前所述，实现同步整流可能会降低轻载效率和空载功耗。轻载或者空载功耗的主要原因是SR-MOSFET开关和SR控制器IC偏置。“绿色整流器”成功地解决了这些问题，方法是：（1）使用一个自动轻载检测电路，在其导电时间降至某个阈值以下时关闭SR MOSFET的门开关；（2）使用EN功能，让IC进入睡眠模式，消除静

图 2 使用肖特基二极管和SR-MOSFET输出整流的简化反向波形

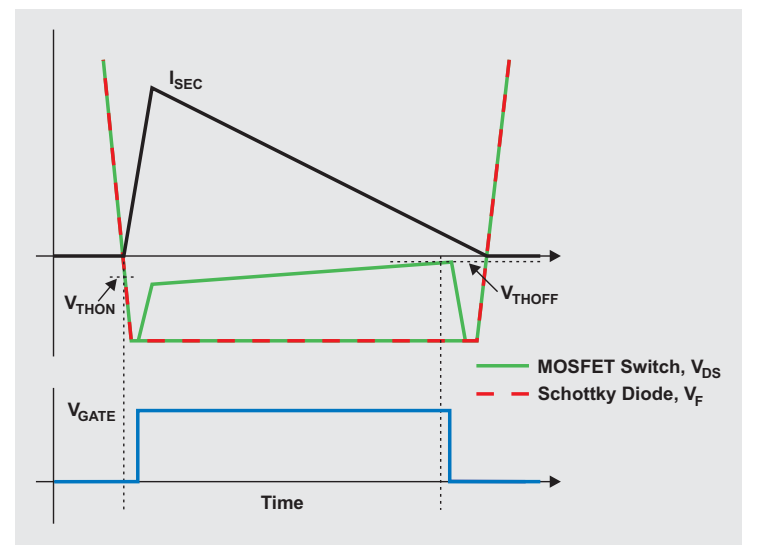
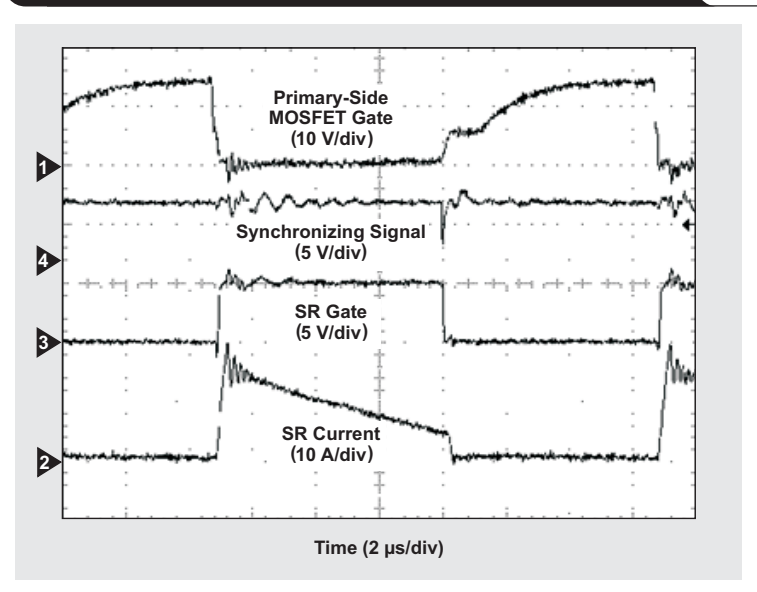


图 3 一次侧同步的典型 CCM 反向波形



态功耗。轻载检测电路对每个开关周期的SR导电时间和设定最小“导通”时间 (MOT) 进行比较。当负载降低时，二次导电时间短于MOT，且下一个SR门脉冲失效。利用控制器IC的EN功能，可实现进一步降低空载功耗。我们可以使用一种MOSFET漏极电压的简易均衡电路，空载状态下让IC进入睡眠模式，从而将IC的偏置电流消耗限制在100 μ A。利用这种方法，可以再降低10mW的空载功耗。提高空载性能的最后一步是添加一个低电流肖特基二极管，并与SR MOSFET并联在一起。

例如，我们使用两个控制器芯片组（TI UCC28610和UCC24610），为平板电脑终端应用设计一种3A额定电流的USB充电器。访问本文末尾的网站地址，可以查看到这种充电器的参考设计（PMP4305）。UCC24610非常适合于那些使用5-V反向开关模式电源的应用，并且可以工作在4.75到5.25 V规定USB电压范围内。因此，这种SR控制器直接偏置于转换器输出，无需在主电源变压器上安装辅助绕组。这种控制器还允许使用两个消隐计时器的外部编程，防止导通和关断过渡期间检测到的VDS振铃引起SR伪触发。图4显示了满负载状态下PMP4305的典型功率级波形。IC控制方案不受导通时VDS信号的严重振铃所影响，因为可编程MOT计时器在此期间禁用了 V_{THOFF} 比较器。

图5显示了115V和230V AC线压状态下SR-MOSFET和肖特基二极管输出整流效率之间的对比情况。实现同步整流，可在满负载到约25%满负载范围内实现80%以上的效率。另外，在这一负载范围内，通过肖特基二极管整流可实现3到5个百分点的效率提高。

结论

消费类设备USB充电解决方案正受到越来越多的关注。拥有多个USB接口的10W到25W充电器通用标准，可为多种设备供电，无需为每一种新的电子设备都配备一个新的墙上充电器。我们需要使用一些高效率的AC/DC转换器，才能满足高密度小型适配不断发展的需求。如UCC24610“绿色整流器”等器件，可以帮助提高AC/DC转换器效率，并实现高密度USB充电器设计。

相关网站

power.ti.com

www.ti.com/product/UCC24610

www.ti.com/product/UCC28610

如欲了解平板电脑充电器参考设计的更多详情，敬请访问：www.ti.com/tool/PMP4305

图 4 PMP4305 满负载波形

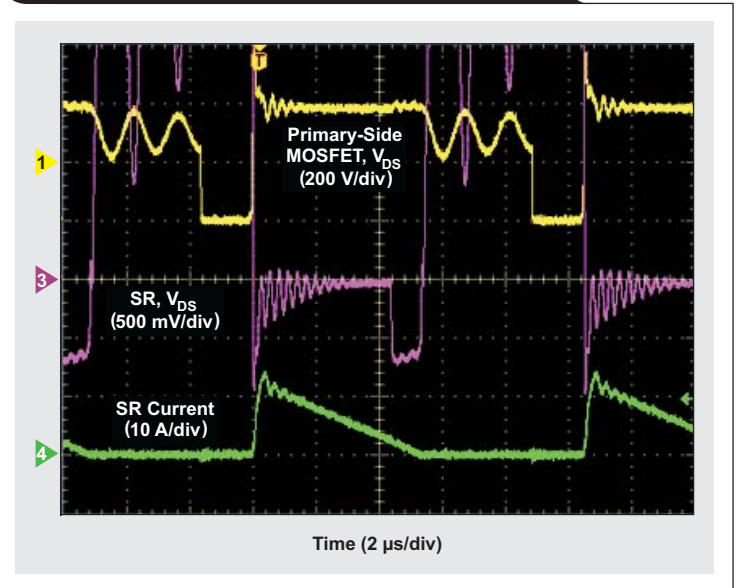
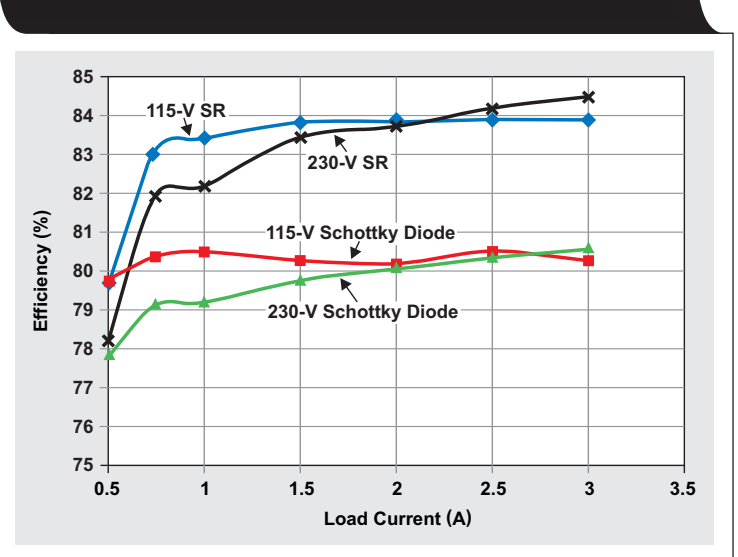


图 5 肖特基二极管与同步整流（SR）系统效率对比图



使用采样保持技术实现运算放大器建立时间测定

作者: Roger Liang,
德州仪器 (TI) 系统工程师

引言

现代高速运算放大器 (op amps) 的建立时间都为几纳秒左右。这个时间是如此的短暂。因此, 要想在某个合理误差范围内对其进行测定, 不仅仅对自动测试设备 (ATE) 是一个难题, 即使在工作台上也难以完成。今天的运算放大器产品说明书中, 常常以模拟值的形式给出产品的建立时间数据, 原因是在工作台上对其进行测试需要安装更多硬件设备, 而这会增加测定的成本和难度。传统的高速示波器仅有一个10比特模数转换器, 限制了测量分辨率 (最大0.1%)。

本文将介绍一种新方法, 其经过证明可以有效地完成这些测量工作。它是一种相对低成本、简单的建立时间测量方法。这种方法把准确性和精确度建立在波形生成器和采样保持电路的相对速度上。

受测器件的步进输入

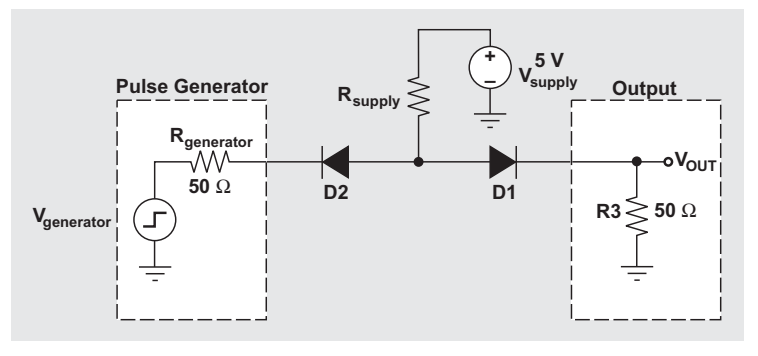
本文中, 建立时间是指使用某个理想步进输入, 到受测器件 (DUT) 进入并维持在某个规定误差范围 (终值对称) 内的时间。理想步进输入很容易在模拟中产生得到, 但在实验室中却没有能够产生理想步进波形的仪器设备。即使在理想条件下, 过阻尼和高阻尼仪器的输出可能需要一些RC时间常量, 以单调地稳定在0.1%终值范围以内。

对于一些欠阻尼系统而言, 步进波形会超出终值, 并且可能会出现振铃。实际上, 即使是高阻尼系统也会有欠阻尼现象。一般而言, 步进波形下降越快, 过冲和振铃也就越多。之后, 这种非理想状况传播至受测器件的测量输出波形。幸运的是, 利用计算机日志记录输入和输出数据, 通过排列这两种数据并用输出减去输入便可实现输出标准化 (受测器件使用同相单位增益配置)。

平底脉冲生成器

波形生成器降沿用作受测器件的输入时, 可以使用一个平底脉冲生成器 (FBPG) 来平整生成信号的低压电平。平底脉冲生成器将降电压钳制接地, 代价是出现更大的过冲。这样便让测试工程师能够通过测试装置调节平衡实现一定程序的控制。同样, 我们可以使用平顶脉冲生

图 1 平底脉冲生成器 (FBPG)



成器来平整高压电平。

图 1 显示了两个背靠背放置的高速齐纳二极管, 每个二极管都有一个单独、可调节电源。一般原则是, 按照如下顺序启动装置: 调节 R_{supply} , 获得 D1/D2 连接 5V 电压, 然后调节 $V_{generator}$ 输出电压, 让其在 2V 高压和 -5V 低压之间摆动。这样便可在 2V_{pp} 高压电平和 0V 低压电平下对输出进行偏置。当 $V_{generator}$ 为高时, D2 关闭, D1 开启。在此期间, 输出电压成为 D1 正向电压 (V_{supply}) 的函数, 同时也是流经 R_{supply} 和 D1 电流量的函数。当输入为低时, D1 关闭, D2 开启。在此期间, 输出电压摆至接地电压, 同时其转换速率与流入相应电阻器 R3 的电流大小成正比例关系。瞬态响应与二极管电容、反向恢复时间和正向恢复电压有关。

由于二极管的非线性特性, 需使用严密的方程式来计算 DC 电平和平底脉冲生成器瞬态响应。作为一种替代方法, 也可以在软件 (例如: 德州仪器公司的 TINA-TI™) 中模拟这些方程式。假设脉冲生成器的速度非常快, 则输出波形的降时间和过冲与二极管的速度和恢复时间有关, 同时也与寄生电容和安装平底脉冲生成器的印刷电路板 (PCB) 的电感有关。换句话说, 设计人员应该选择最快速、最健壮的二极管, 并在将平底脉冲生成器用于高速波形生成时遵循优秀 PCB 布局原则。

建立时间测量的采样保持方法

就这里介绍的例子而言, 我们选择使用 TI 的 OPA615 (见图 2) 来实现建立时间测量的采样保持 (S/H) 功能, 这是因为: 它拥有宽带运算跨导放大器 (OTA),

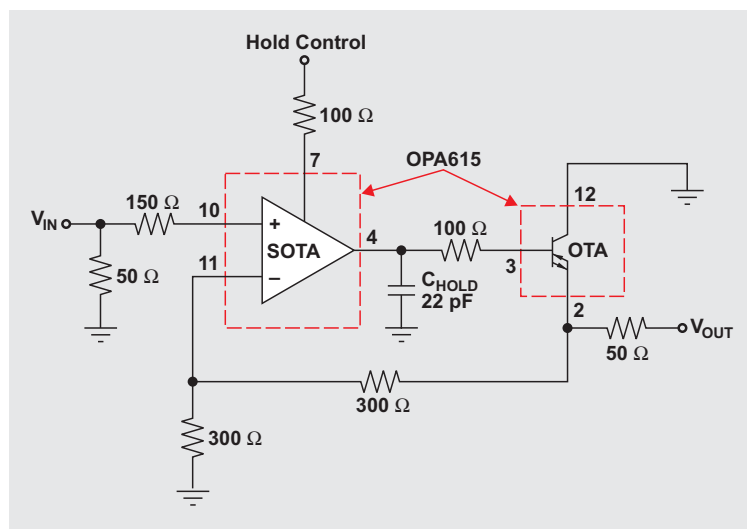
针对低输入偏置电流进行了优化；另外，它还拥有快速、精确的采样OTA（SOTA），其同时起到一个比较器和缓冲器的作用。当保持控制引脚为高时，通过SOTA在电容器（ C_{HOLD} ）上对模拟输入（ V_{IN} ）采样。当保持控制引脚变低时， C_{HOLD} 电压在输出（ V_{OUT} ）端得到保持和反射。采样期间， C_{HOLD} 电压被调节至输入实时电压电平。如果输入和 C_{HOLD} 之间的差异较大，并且采样时间仅为几纳秒，则要求高转换速率。保持期间， C_{HOLD} 电压始终充电/放电，原因是其漏电流和OTA所需的偏置电流。电流反馈环路可确保SOTA转换速率足以捕获 V_{IN} 的正确电压电平。

图3显示了一个100kHz正弦波输入S/H输出的例子。我们可以使用一个波形生成器来产生受测器件的输入阶跃函数，并将S/H信号与

该阶跃函数同步。S/H电路可用于捕获受测器件输出波形上的各个点。如果有一个与输出同步的标记输出，则任何任意波形生成器都有效，从而产生非常合适的保持控制信号。举例测试使用一个Tektronix AWG610，其拥有2.6 Gbps的采样时间和100 ps的最小标记步进，让它适用于大多数高速运算放大器建立时间的测量工作。

图4描述了如何使用一个S/H电路捕获曲线上的各个点，而该S/H电路将标记用作保持控制信号。设计人员可以通过移动标记位置来捕获曲线上的连续各点。在记录

图2 采样保持（S/H）电路



完所有点以后，可将S/H曲线绘制出来进行分析。使用MATLAB®或者LabVIEW™等软件对波形生成器编程，以此来改变标记和记录结果，是一种非常简单的办法。将标记设定在位置1后，S/H电路追踪标记为高时的VIN电压电平，并在标记为低时保持该值。在位置1处，输出保持在1V。在位置2处，输出保持在0.2V。

图5显示了建立时间测量的测试装置，其使用AWG610和OPA615实现S/H功能。所有信号线路均为50Ω。波形生成器输出用作测试信号，并使用两个S/H电路：一个测量

图3 100kHz正弦波的举例1MHz S/H输出

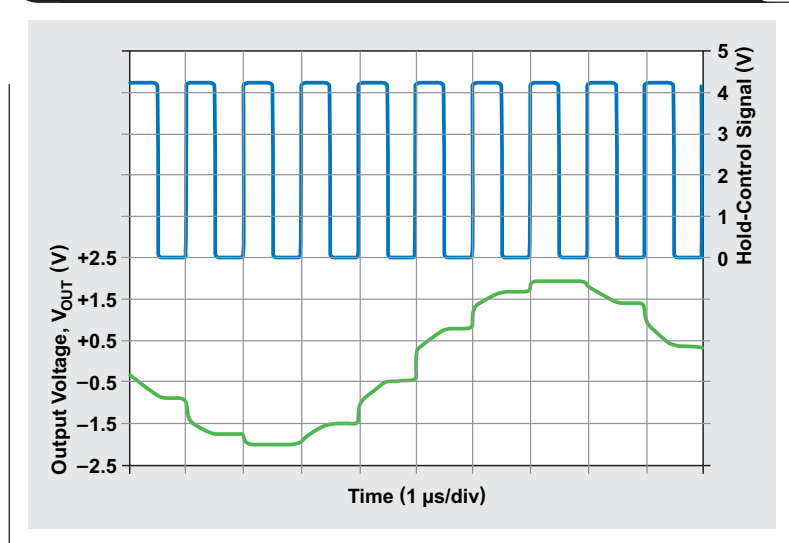
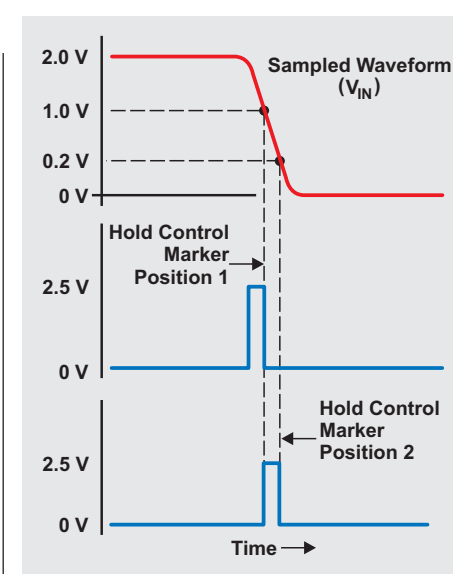


图4 AWG610输出的标记同步例子



受测器件（OPA656）的输入，另一个测量受测器件的输出。数字万用表（DMM）用于记录各个保持值。

例如，我们对100 ns的建立时间进行测量。假设波形生成器经过了编程，目的是不断输出50%占空比的方波，持续时间为200ns。标记最初被设定在波形生成器输出的降沿开端处。生成器持续工作（执行许多个采样和保持周期），而S/H电路对其输出电压求积分，以获得一个稳定的DC值。之后，由DMM记录该值，然后测试工程师将标记移至下一个位置，重复前面的周期，直到记录完100 ns的数据为止。

图6显示了使用图5所示测试装置所得结果的波形图。为了获得建立时间误差波形，对DC误差进行补偿，并对输出进行输入标准化。图7显示了所得结果。

局限性与挑战

需要时刻谨记的是，这里介绍的测试装置存在一些局限性。如果有疑问，设计人员应始终使用下列方程式：

$$I = C_{\text{HOLD}} \times dv/dt$$

使用该方程式时，应根据下列3个因素选择初始 C_{HOLD} 的大小：

- 1、保持期间，OTA偏置电流会流入或者流出电容器，从而影响保持电压的准确性。
- 2、由于电容器会因偏置电流而出现压降，应根据测量应达到的误差百分比选择三角接线电压。
- 3、增量时间为采样电压保持的时间，不能长于要测量的计划建立时间。

例如，下列条件下 C_{HOLD} 不能小于50 pF：OTA偏置电流为0.5 μA ；欲达到 $1-V_{\text{PP}}$ 信号0.1%以下的误差；要测量的时长为100 ns。

其他考虑因素

采样时间的长短会极大影响测量结果。保持期间，采样电容器电压始终会偏离于预计DC值，因为OTA要求偏置电流。之后，电压被再调节回到采样期间的预计DC值。因此，读取S/H电路输出的DMM必需使用这种三角波形的平均值。图8描述了这种现象。要想减小这种误差，需最小化保持时间，并最大化电容器尺寸。记住，采样电容器越大，充电电荷积分获得稳定DC值所需的S/H周期（积分时间）也就越多。

图 5 建立时间测量测试装置

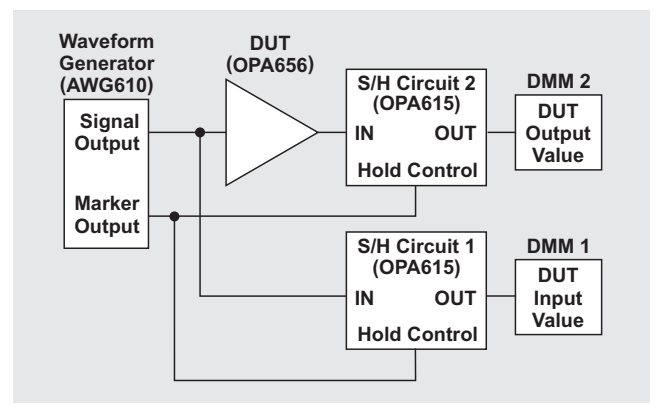


图 6 运算放大器输入和输出阶跃波形

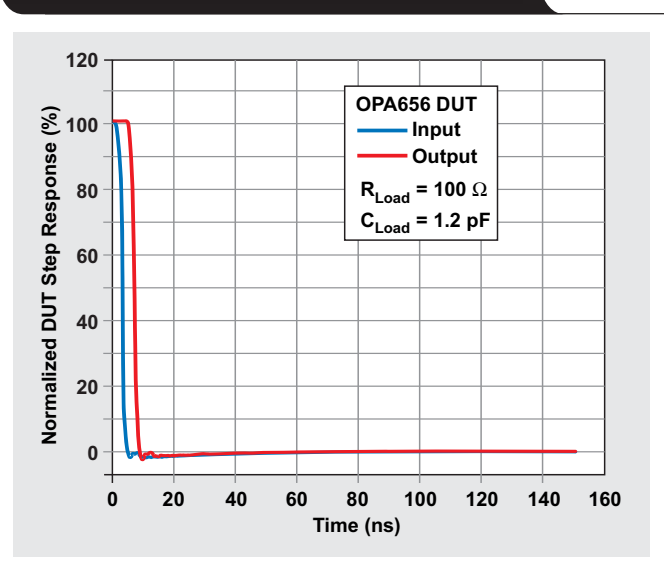


图 7 运算放大器标准化稳定误差

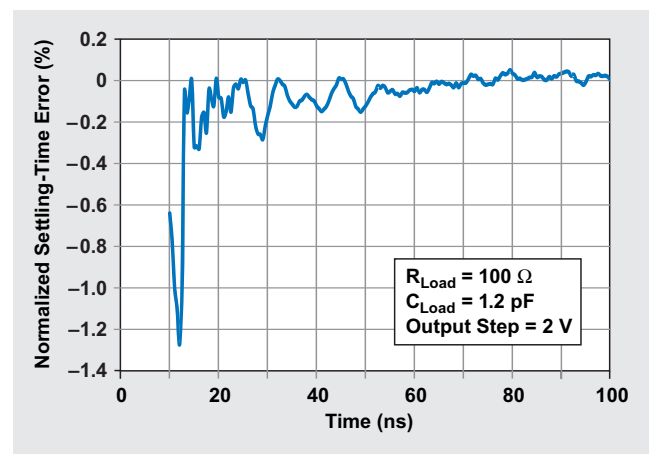
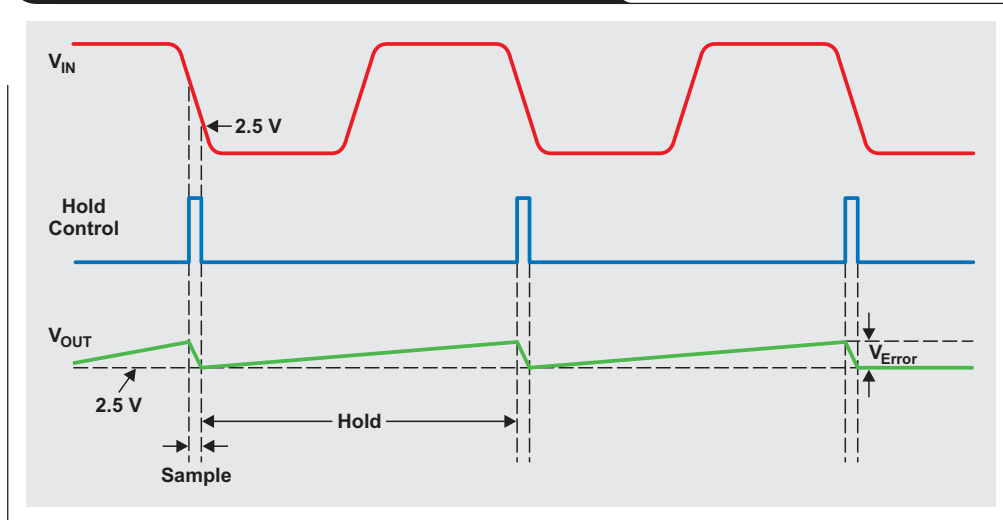


图 8 采样电容器的充电漏电



当然，增加采样时间并不能缓解漏电问题。应使用最小采样时间，以保证SOTA保持时间延迟，并确保追踪S/H电路输入的同时有足够的时间采样电容器的充电/放电。图9显示了相同保持和积分时间使用不同采样时间时，所记录的运算放大器建立时间。这些结果均根据一个6GHz、10比特示波器的相同波形测量得到，其显示最大过冲为-60mV。使用20ns采样时间的测量结果与该示波器显示情况相匹配，但需对结果使用大滤波。相反，使用6ns的测量仅使用了小滤波，但产生了更大的过冲，其为测量中产生的人为现象。

结论

测量建立时间的方法有很多。本文为您介绍了一种简单但却准确的测量方法，它使用一个相对快速的波形生成器和一个S/H电路。了解这种方法存在的局限性以后，使用者便能够对所有测量参数进行必要的调整，从而获得给定时间范围和预计准确度的最佳结果。

相关网站

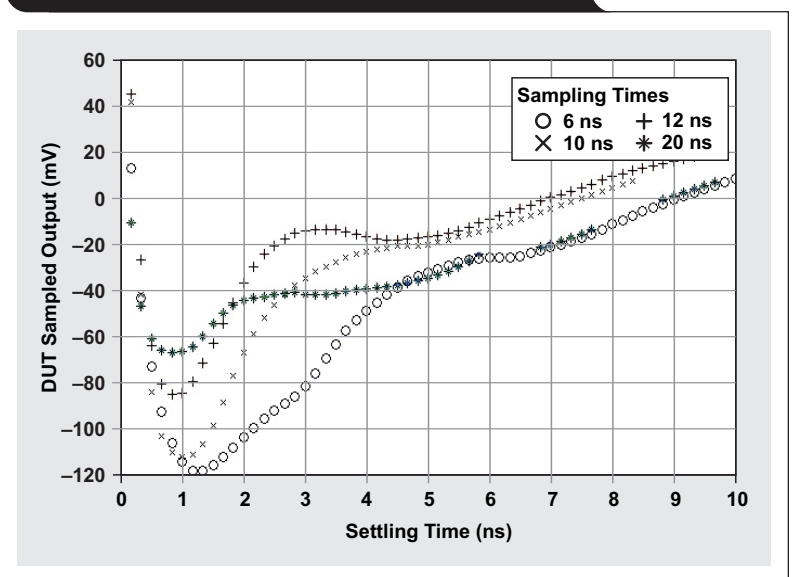
amplifier.ti.com

www.ti.com/product/OPA615

www.ti.com/product/OPA656

www.ti.com/tinati-ca

图 9 不同采样时间测量得建立时间



Index of Articles

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

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

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

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
Computing power going “Platinum”	3Q, 2010	13	SLYT382
A low-cost, non-isolated AC/DC buck converter with no transformer	4Q, 2010	16	SLYT391
Save power with a soft Zener clamp	4Q, 2010	19	SLYT392
An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI's compliant solutions	1Q, 2011	10	SLYT401
Fine-tuning TI's Impedance Track™ battery fuel gauge with LiFePO ₄ cells in shallow-discharge applications	1Q, 2011	13	SLYT402
Implementation of microprocessor-controlled, wide-input-voltage, SMBus smart battery charger	2Q, 2011	11	SLYT410
Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter	2Q, 2011	14	SLYT411
I _Q : What it is, what it isn't, and how to use it	2Q, 2011	18	SLYT412
Backlighting the tablet PC	2Q, 2011	23	SLYT414
Challenges of designing high-frequency, high-input-voltage DC/DC converters	2Q, 2011	28	SLYT415
A boost-topology battery charger powered from a solar panel	3Q, 2011	17	SLYT424
Solar charging solution provides narrow-voltage DC/DC system bus for multicell-battery applications	4Q, 2011	8	SLYT439
Solar lantern with dimming achieves 92% efficiency	4Q, 2011	12	SLYT440
Turbo-boost charger supports CPU turbo mode	1Q, 2012	5	SLYT448
Benefits of a multiphase buck converter	1Q, 2012	8	SLYT449
Downslope compensation for buck converters when the duty cycle exceeds 50%	1Q, 2012	14	SLYT450
High-efficiency AC adapters for USB charging	1Q, 2012	18	SLYT451
Interface (Data Transmission)			
TIA/EIA-568A Category 5 cables in low-voltage differential signaling (LVDS)	August 1999	16	SLYT197
Keep an eye on the LVDS input levels	November 1999	17	SLYT188
Skew definition and jitter analysis	February 2000	29	SLYT179
LVDS receivers solve problems in non-LVDS applications	February 2000	33	SLYT180
LVDS: The ribbon cable connection	May 2000	19	SLYT172
Performance of LVDS with different cables	August 2000	30	SLYT163
A statistical survey of common-mode noise	November 2000	30	SLYT153
The Active Fail-Safe feature of the SN65LVDS32A	November 2000	35	SLYT154
The SN65LVDS33/34 as an ECL-to-LVTTL converter	July 2001	19	SLYT132
Power consumption of LVPECL and LVDS	1Q, 2002	23	SLYT127
Estimating available application power for Power-over-Ethernet applications	1Q, 2004	18	SLYT085
The RS-485 unit load and maximum number of bus connections	1Q, 2004	21	SLYT086
Failsafe in RS-485 data buses	3Q, 2004	16	SLYT080
Maximizing signal integrity with M-LVDS backplanes	2Q, 2005	11	SLYT203
Device spacing on RS-485 buses	2Q, 2006	25	SLYT241
Improved CAN network security with TI's SN65HVD1050 transceiver	3Q, 2006	17	SLYT249
Detection of RS-485 signal loss	4Q, 2006	18	SLYT257
Enabling high-speed USB OTG functionality on TI DSPs	2Q, 2007	18	SLYT271
When good grounds turn bad—isolate!	3Q, 2008	11	SLYT298
Cascading of input serializers boosts channel density for digital inputs	3Q, 2008	16	SLYT301
RS-485: Passive failsafe for an idle bus	1Q, 2009	22	SLYT324
Message priority inversion on a CAN bus	1Q, 2009	25	SLYT325
Designing with digital isolators	2Q, 2009	21	SLYT335
Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators	3Q, 2010	19	SLYT381
Interfacing high-voltage applications to low-power controllers	4Q, 2010	20	SLYT393
Designing an isolated I ² C Bus® interface by using digital isolators	1Q, 2011	17	SLYT403
Isolated RS-485 transceivers support DMX512 stage lighting and special-effects applications	3Q, 2011	21	SLYT425
Industrial data-acquisition interfaces with digital isolators	3Q, 2011	24	SLYT426
Extending the SPI bus for long-distance communication	4Q, 2011	16	SLYT441

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Audio			
Reducing the output filter of a Class-D amplifier	August 1999	19	SLYT198
Power supply decoupling and audio signal filtering for the Class-D audio power amplifier	August 1999	24	SLYT199
PCB layout for the TPA005D1x and TPA032D0x Class-D APAs	February 2000	39	SLYT182
An audio circuit collection, Part 1	November 2000	39	SLYT155
1.6- to 3.6-volt BTL speaker driver reference design	February 2001	23	SLYT141
Notebook computer upgrade path for audio power amplifiers	February 2001	27	SLYT142
An audio circuit collection, Part 2	February 2001	41	SLYT145
An audio circuit collection, Part 3	July 2001	34	SLYT134
Audio power amplifier measurements	July 2001	40	SLYT135
Audio power amplifier measurements, Part 2	1Q, 2002	26	SLYT128
Precautions for connecting APA outputs to other devices	2Q, 2010	22	SLYT373
Amplifiers: Op Amps			
Single-supply op amp design	November 1999	20	SLYT189
Reducing crosstalk of an op amp on a PCB	November 1999	23	SLYT190
Matching operational amplifier bandwidth with applications	February 2000	36	SLYT181
Sensor to ADC — analog interface design	May 2000	22	SLYT173
Using a decompensated op amp for improved performance	May 2000	26	SLYT174
Design of op amp sine wave oscillators	August 2000	33	SLYT164
Fully differential amplifiers	August 2000	38	SLYT165
The PCB is a component of op amp design	August 2000	42	SLYT166
Reducing PCB design costs: From schematic capture to PCB layout	August 2000	48	SLYT167
Thermistor temperature transducer-to-ADC application	November 2000	44	SLYT156
Analysis of fully differential amplifiers	November 2000	48	SLYT157
Fully differential amplifiers applications: Line termination, driving high-speed ADCs, and differential transmission lines	February 2001	32	SLYT143
Pressure transducer-to-ADC application	February 2001	38	SLYT144
Frequency response errors in voltage feedback op amps	February 2001	48	SLYT146
Designing for low distortion with high-speed op amps	July 2001	25	SLYT133
Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems	2Q, 2002	35	SLYT119
Worst-case design of op amp circuits	2Q, 2002	42	SLYT120
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 1	2Q, 2002	46	SLYT121
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 2	3Q, 2002	21	SLYT112
FilterPro™ low-pass design tool	3Q, 2002	24	SLYT113
Active output impedance for ADSL line drivers	4Q, 2002	24	SLYT108
RF and IF amplifiers with op amps	1Q, 2003	9	SLYT102
Analyzing feedback loops containing secondary amplifiers	1Q, 2003	14	SLYT103
Video switcher using high-speed op amps	3Q, 2003	20	SLYT098
Expanding the usability of current-feedback amplifiers	3Q, 2003	23	SLYT099
Calculating noise figure in op amps	4Q, 2003	31	SLYT094
Op amp stability and input capacitance	1Q, 2004	24	SLYT087
Integrated logarithmic amplifiers for industrial applications	1Q, 2004	28	SLYT088
Active filters using current-feedback amplifiers	3Q, 2004	21	SLYT081
Auto-zero amplifiers ease the design of high-precision circuits	2Q, 2005	19	SLYT204
So many amplifiers to choose from: Matching amplifiers to applications	3Q, 2005	24	SLYT213
Getting the most out of your instrumentation amplifier design	4Q, 2005	25	SLYT226
High-speed notch filters	1Q, 2006	19	SLYT235
Low-cost current-shunt monitor IC revives moving-coil meter design	2Q, 2006	27	SLYT242
Accurately measuring ADC driving-circuit settling time	1Q, 2007	14	SLYT262
New zero-drift amplifier has an I_Q of 17 μ A	2Q, 2007	22	SLYT272
A new filter topology for analog high-pass filters	3Q, 2008	18	SLYT299
Input impedance matching with fully differential amplifiers	4Q, 2008	24	SLYT310
A dual-polarity, bidirectional current-shunt monitor	4Q, 2008	29	SLYT311
Output impedance matching with fully differential operational amplifiers	1Q, 2009	29	SLYT326
Using fully differential op amps as attenuators, Part 1: Differential bipolar input signals	2Q, 2009	33	SLYT336
Using fully differential op amps as attenuators, Part 2: Single-ended bipolar input signals	3Q, 2009	21	SLYT341
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 1: Current-sinking DACs	3Q, 2009	24	SLYT342

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Op Amps (Continued)			
Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters	3Q, 2009	33	SLYT343
Using fully differential op amps as attenuators, Part 3: Single-ended unipolar input signals	4Q, 2009	19	SLYT359
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 2: Current-sourcing DACs	4Q, 2009	23	SLYT360
Operational amplifier gain stability, Part 1: General system analysis	1Q, 2010	20	SLYT367
Signal conditioning for piezoelectric sensors	1Q, 2010	24	SLYT369
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 3: Current-sourcing DACs simplified	1Q, 2010	32	SLYT368
Operational amplifier gain stability, Part 2: DC gain-error analysis	2Q, 2010	24	SLYT374
Operational amplifier gain stability, Part 3: AC gain-error analysis	3Q, 2010	23	SLYT383
Using single-supply fully differential amplifiers with negative input voltages to drive ADCs	4Q, 2010	26	SLYT394
Converting single-ended video to differential video in single-supply systems	3Q, 2011	29	SLYT427
Measuring op amp settling time by using sample-and-hold technique	1Q, 2012	21	SLYT452
Low-Power RF			
Using the CC2430 and TIMAC for low-power wireless sensor applications: A power-consumption study	2Q, 2008	17	SLYT295
Selecting antennas for low-power wireless applications	2Q, 2008	20	SLYT296
General Interest			
Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensors	February 2001	52	SLYT147
Analog design tools	2Q, 2002	50	SLYT122
Spreadsheet modeling tool helps analyze power- and ground-plane voltage drops to keep core voltages within tolerance	2Q, 2007	29	SLYT273
Analog linearization of resistance temperature detectors	4Q, 2011	21	SLYT442

TI Worldwide Technical Support

Internet

TI Semiconductor Product Information Center Home Page

support.ti.com

TI E2E™ Community Home Page

e2e.ti.com

Product Information Centers

Americas Phone +1(972) 644-5580

Brazil Phone 0800-891-2616

Mexico Phone 0800-670-7544

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

Europe, Middle East, and Africa

Phone

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

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

Fax +(49) (0) 8161 80 2045
Internet www.ti.com/asktexas
Direct Email asktexas@ti.com

Japan

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

Asia

Phone

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

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

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

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

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

A011012

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