

高性能模拟产品

模拟应用期刊

2012 年第二季度



重要声明

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

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

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

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

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

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

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

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

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

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

产品应用

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

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

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

Copyright © 2011 德州仪器半导体技术(上海)有限公司

Contents

Introduction	4
Power Management	
Controlling switch-node ringing in synchronous buck converters	5
When switching speed is increased to reduce losses, there are negative trade-offs such as increased EMI to consider. This article focuses on three circuit designs that control switch-node ringing with either a boot resistor, a high-side gate resistor, or a snubber. Data is presented for each approach, and the benefits of each are also discussed.	
A solar-powered buck/boost battery charger	8
The typical solar-powered battery charger uses a simple buck converter to drop the panel voltage to charge a single Li-Ion cell. If an application requires two series cells (8.4 V), the converter must step up or boost the panel voltage. This article identifies the key concerns of changing a buck charger into a buck/boost SEPIC charger. A design example is included to show how a standard charger controller IC can be configured to charge an 8.4-V battery pack from a solar panel that provides 5 to 19 V.	
Remote sensing for power supplies	12
This article discusses design considerations for remote sensing, including power-plane shortages, component placement, parasitic resistance, and potential oscillations. Also, a practical example demonstrates the effectiveness of a high-frequency bypass capacitor for mitigating oscillations associated with remote sensing.	
Charging a three-cell nickel-based battery pack with a Li-Ion charger	14
Due to the popularity of Li-Ion cells for portable devices, there are few modern, integrated, and easy-to-use nickel-charger ICs available today. This article shows the justification for using a highly integrated, low-cost, Li-Ion single-cell charger IC to charge nickel-cell packs and discusses the benefits and trade-offs.	
Design considerations for a resistive feedback divider in a DC/DC converter	18
Designers must carefully choose the resistive values of a feedback divider because they influence the overall performance of the converter. This article discusses the design considerations for the resistive divider and how the divider affects a converter's efficiency, output-voltage accuracy, noise sensitivity, and stability.	
Amplifiers: Op Amps	
Source resistance and noise considerations in amplifiers	23
While amplifier design for low-noise applications requires many factors to be considered, this article describes how a modeled source resistance can affect the total voltage-noise output of bipolar and CMOS amplifiers. Included is an analysis of the three primary noise contributors that comprehends a method of modeling the source resistance so that the noise performance of bipolar and CMOS amplifiers can be compared.	
General Interest	
Industrial flow meters/flow transmitters	29
Key factors for determining the right flow meter for a particular application are fluid characteristics, flow profile, flow range, and measurement accuracy. This article provides an overview of the working operation of the four most common flow meters: differential-pressure, electromagnetic (magmeter), Coriolis, and ultrasonic. The key uses of these meters are presented along with their advantages/disadvantages and system considerations.	
Index of Articles	33
TI Worldwide Technical Support	39

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》是一本模拟应用文章的合集，旨在让广大读者了解 TI 产品，同时介绍一些简单但却很实用的典型应用例子。本期刊不仅仅面向设计工程师，而且还面向工程经理、技术人员、系统设计人员和市场营销及销售人員。本期刊通过大篇幅的数学分析突出说明了一般应用概念。

介绍这些应用的目的，并非是作为某些具体电路的“使用指南”说明书，而是作为如何利用器件来解决具体设计问题的例子。通过下列目录，读者可以获得教学资料和一些实用的工程解决方案：

- 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。

同步降压转换器的开关节点振铃控制

作者: Robert Taylor,

TI 应用工程师和 Ryan Manack TI 现场应用工程师

引言

由于电源效率变得越来越重要, 我们必须使用更高的开关速度来降低损耗。然而, 开关速度提高以后, 我们必须考虑进行一些折中选择, 例如: 电磁干扰 (EMI) 的随之增加。

同步降压转换器中, 高速开关场效应晶体管 (FET) 在开关节点会有巨大的电压过冲和振铃。振铃的大小与高侧 MOSFET 的开关速度以及布局和 FET 封装的杂散电感有关。我们必须注意选择正确的电路和布局设计方法, 以将这种振铃维持在同步 FET 最大绝对额定值以下。

本文将侧重于为您介绍三种电路设计, 其利用一个自举电阻器、一个高侧栅极电阻器或者一个缓冲器来控制开关节点振铃。文中列出了每种方法的数据, 并讨论每种方法的优点。如

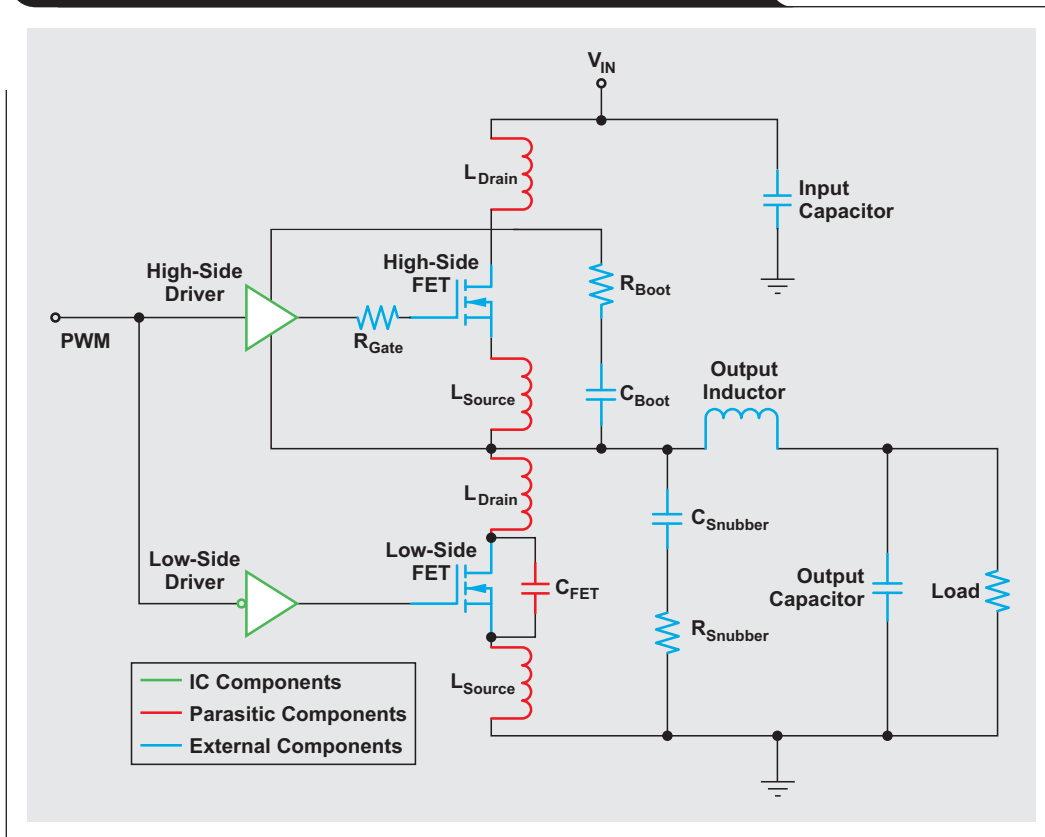
果使用的是糟糕的电源布局, 则这些方法都无效。因此, 我们同时也要考虑到电源布局这一因素。如欲了解电源布局的更多详情, 请参见《参考文献 1》。

同步降压转换器寄生带来的振铃

图 1 电路显示的是一个同步降压转换器的功率级组件。该模块中包括一些寄生电感和电容, 它们是产生开关节点振铃的原因。

我们假设该转换器状态稳定。在低侧 FET 开启时的部分开关周期, 负载功率仅通过输出电感和电容提供。这样, 能量存储于寄生电感, $E = \frac{1}{2}L \times I^2$ 。在开关周期末尾, 转换器将会把低侧 FET 关闭, 并将高侧 FET 重新开启, 目的是为输出 L 重新提供功率。

图 1 降压转换器寄生示意图



一些强大的栅极驱动器和一个高速开关 FET 可以使低侧 FET 快速关闭。假设负载状态足以让电感电流持续流至输出，则电流被分流至低侧 FET 的体二极管，并且能量保留在低侧 FET 的寄生漏极和源极电感中。在固定无反应时间以后，高侧 FET 开启，而来自低侧和高侧 FET 寄生电感的能量以开关节点 LC 振铃波形的形式出现。

这种振铃的电压大小可超出低侧 MOSFET 的最大绝对漏到源电压。如 (TI) CSD87350Q5D 等高速开关 MOSFET 都使用了一个堆栈式 MOSFET 对，其通过一些创新的封装技术控制这些寄生电感。

降低振铃

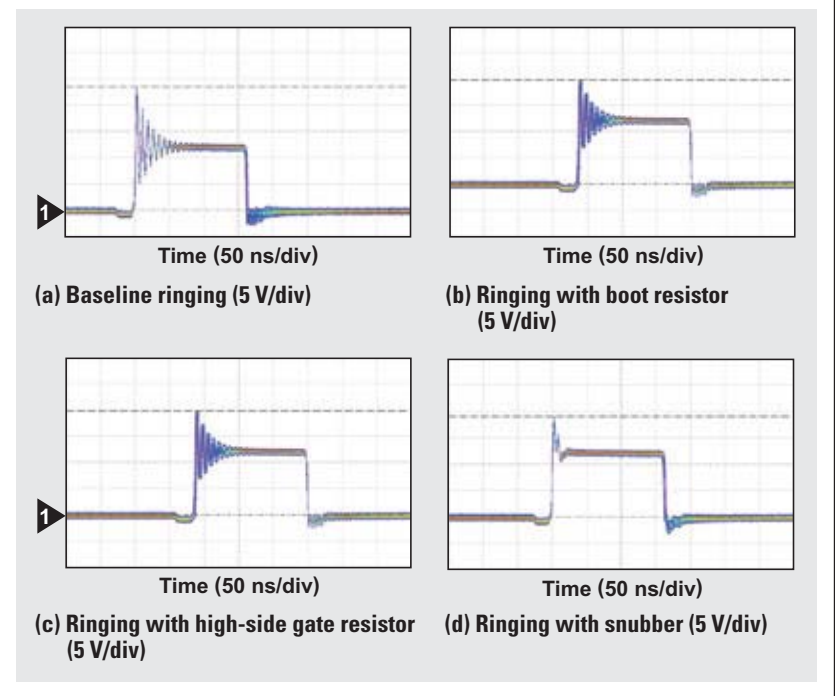
我们使用了一个 1.1-V/20-A 降压转换器测试电路，用于表明开关节点振铃的影响。该电路使用了 TI 的 TPS40304 600-kHz 降压控制器和 CSD87350Q5D 高速开关 NexFET™ 电源模块。输入电压范围为 8 到 16V。作为一个基线参考，我们绘制出了开关节点波形（请参见图 2）和效率曲线图（请参见图 3），但其没有连接自举电阻器、高侧栅极电阻器或者缓冲器。使用一个 12V 输入时峰值振铃为 23.4 V。最大负载的效率为 87.2%。

我们对自举电阻器、高侧栅极电阻器和缓冲器进行了优化，以将这种电压过冲降低至 20V 以下。这种电压过冲控制方法为 FET 保护提供了一定的裕量，而 FET 的最大额定电压为 30V。图 2 显示了基线电路的过冲以及降低后的自举电阻器、栅极电阻器和缓冲器振铃过冲。栅极电阻器的波形与自举电阻器非常类似。需要注意的是，仅振铃的量级受到了自举电阻器和栅极电阻器方法的影响。缓冲器方法还改变了振铃频率，并渐次减弱振铃波形。图 3 显示了每种状态的测得效率。

使用一个自举电阻器

图 1 所示充电泵电路利用 CBoot 来将高侧栅极电源升压至功率级电源电压以上。降低振铃的一种方法是用一个自举电阻器与自举电容串联，降低高侧 FET 的开启速度。这样做让寄生网络有更多的时间来放电，最终达到控制振铃的目的。确定该自举电阻器值的方法是：从 0Ω 开始，然后逐渐增加电阻，直

图 2 12V 输入开关节点振铃波形



到出现理想的振铃程度为止。要想将这种设计的振铃降低至 20V 以下，则必须使用一个 6.8Ω 自举电阻器。有趣的是，该自举电阻器仅影响高侧 FET 的开启，从而让这种方法成为降低振铃的一种有效方法。但是，如果自举电阻器过大，则自举电容可能不会在每个周期都获得完全充电。这种情况下，栅极驱动器可能没有足够的电压来让高侧 FET 保持开启，并可能会在周期的中间关闭高侧 FET。这样便限制了可以利用自举电阻器方法降低的振铃量。

图 3 效率与负载电流的关系

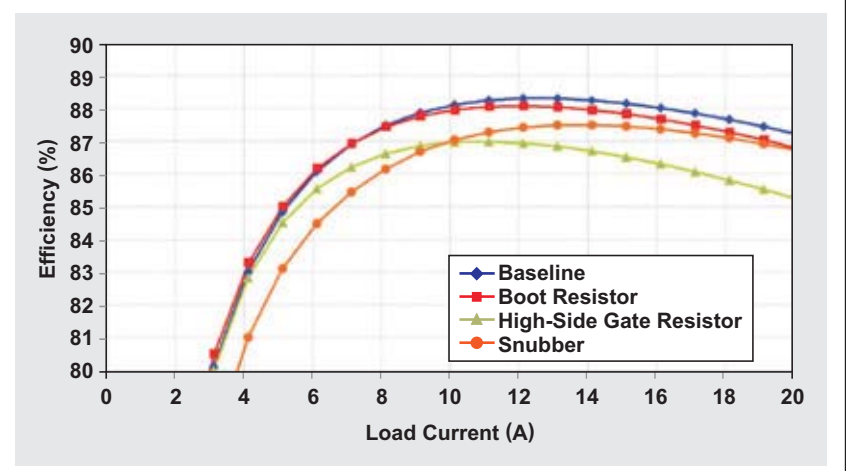


表 1 三种振铃降低方法测试产品说明书

METHOD	振铃 (V)			满负载效率 (%)		
	V _{IN} =8V	V _{IN} =12V	V _{IN} =16V	V _{IN} =8V	V _{IN} =12V	V _{IN} =16V
基线方法	18.0	23.4	28.3	88.3	87.2	85.4
自举电阻器方法	15.9	19.8	22.6	88.1	86.8	85.1
栅极电阻器方法	15.4	19.8	23.2	87.1	85.2	83.1
缓冲器方法	14.2	19.1	23.7	88.1	86.7	84.7

使用一个高侧栅极电阻器

使用一个与高侧 FET 栅极极串联的电阻器，是降低振铃的另一种有效方法。同自举电阻器方法类似，该电阻器减慢高侧 FET 的开启。但是，由于该电阻器与栅极极串联，它也在放电通路中，因此它同时也减慢了关闭的速度。为了把这种设计的振铃降低至 20V 以下，我们使用了一个 6.8Ω 栅极电阻器。这种方法是三种方法中效率最低的一种。

使用缓冲器

可用于降低振铃的第三种方法是使用一个缓冲器。缓冲器电路由一个电阻器和电容组成，它们与开关节点和接地以串联方式连接。缓冲器电路用于减少开关过渡期间的寄生电感和电容。这种电路降低了振铃电压和频率，同时也减少了振铃周期数。这样做可以帮助降低系统产生的 EMI。

选择电容和电阻器组件时，首先应测量原始电路的振铃频率。一旦确定了频率，便可将一个电容放回低侧 FET 并联放置，将振铃频率改变为原始值的一半。当频率为原始值的一半时，该并联电容值便等于原始电路寄生电容的三倍。知道电容和频率以后，我们可以通过公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 计算出寄生电容，其中， f 为 $R = \sqrt{L/C}$ 原始振铃频率，而 C 为寄生电容。电路阻尼电阻器的值可以通过方程式 计算得到。该电阻器可能会也可能不会提供必要的振铃控制。增加电阻值会产生一个弱阻尼系统，其有更多振铃存在，但却可以降低功耗。增加电容可以降低振铃，但会增加功耗。就本例而言，使用一个 2200-Pf 电容和一个 1Ω 电阻器以后，振铃降低至 19.1 V。

结论

随着 MOSFET 开关速度的不断提高，如何控制同步降压转换器的开关节点振铃变得至关重要。要想实现这种控制，要求有良好的布局和正确的模拟电路设计，并使用一个自举电阻器、高侧栅极电阻器或者缓冲器。表 1 显示了利用测试电路达到的振铃降低情况以及每种方法的相应效率。

自举电阻器可在不影响关闭的情况下减慢高侧 FET 的开启。在设计举例中，使用自举电阻器是最为有效的一种方法。但是，如果使用这种方法，则必须注意防止让栅极极缺电。一个电阻器与栅极极串联，可同时增加高侧 MOSFET 的开启和关闭时间，从而对开关节点升降振铃进行控制。这种方法消耗掉了高

侧 FET 的大多数功率，因此效率较低。RC 缓冲器可以降低振铃的频率和过冲，但是它要求使用两个额外组件，并且在轻负载条件下效率较低。

每一种电源设计都有其优缺点，因此我们应该认真研究每一种方法，了解其给电源带来的成本/好处。通常情况下，最好的方法可能是组合使用所有三种电路。最终目标是在尽可能保持功率级高效率的同时，在 MOSFET 最大绝对额定电压以下维持足够的安全裕量。

参考文献

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

文献名称

1、《构建您的电源—布局考虑因素》，作者：Robert Kollmann，刊发于《2004-05 TI Unitrode 设计研讨系列—SEM1600，课题4》

TI 文献编号

SLUP230

相关网站

power.ti.com
www.ti.com/nexfet
www.ti.com/product/CSD87350Q5D
www.ti.com/product/TPS40304

太阳能降压/升压电池充电器

作者: Jeff Falin, 德州仪器 (TI) 现场应用工程师和
王力 (Wang Li) 德州仪器 (TI) 现场应用工程师

引言

太阳能电池充电已经非常普遍。一节太阳能电池的典型电压为 0.7V。一些太阳能电池板可以有一块到数块串联电池, 能够产生较宽的电压范围。今天市场上的大多数电池充电器都会对其输入电压进行调低或者降低处理。因此, 如果要对一块两节式锂离子 (Li-Ion) 电池充电, 我们就需要一块至少能够产生 8.4V 电压的太阳能板。然而, 这种充电器却无法用于对笔记本电脑中所使用的多节锂离子电池进行充电, 也不能对太阳能灯使用的 12V 铅酸电池进行充电。把一个降压电池充电器改造成一个同时能够进行降压和升压处理的电池充电器是可以实现的。本文将为您说明降压电池充电器改造成降压/升压 SEPIC 充电器过程中需要注意的一些问题, 并把 TI bq24650 电池充电器控制器用于太阳能电源, 以为您提供一个设计实例。

SEPIC 功率级与降压功率级的比较

图1显示了一个电池充电器控制器的简化结构图。充电器控制器 IC 对 R_{SNS} 的充电电流和反馈电阻器 (R_{TFB} 和 R_{BFB}) 的电池电压进行监控, 并对功率级输出进行调节, 以满足各种充电参数要求。如果输入源电压可以高于和低于最大电池电压, 则可以使用一个同时拥有降压和升压功能的 SEPIC 功率级。

图 2 对比了同步降压功率级和非同步 SEPIC 功率级。我们使用降压控制器的高侧栅极驱动 ($GDRV_{HI}$) 来驱动 SEPIC 转换器的功率 FET (Q_{PWR})。但是, 要想对降压控制器进行配置让其驱动 SEPIC 转换器的同步整流开关, 并不是一件容易的事情。因此, 我们用二极管 D_{RECT} 代替 Q_{SYNC} , 并且没有使用低侧栅极驱动。另外, 不管哪个开关处于开启状态, 降压转换器

都向负载提供经过电容 C_{O_BUCK} 和 C_{O_CHRG} 滤波的连续电感电流。与降压转换器不同, SEPIC 转换器仅使用 Q_{PWR} 对电感充电。在这期间, 输出电容必须提供电池充电电流。当 D_{RECT} 开启时, 当前接受充电的电感同时提供输出电容再充电电流和电池充电电流。因此, SEPIC 转换器的输出电压纹波始

图 1 电池充电器控制器结构图

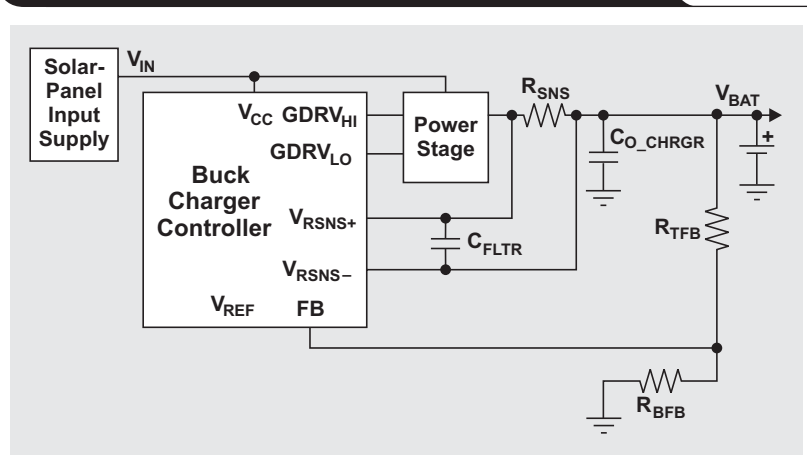
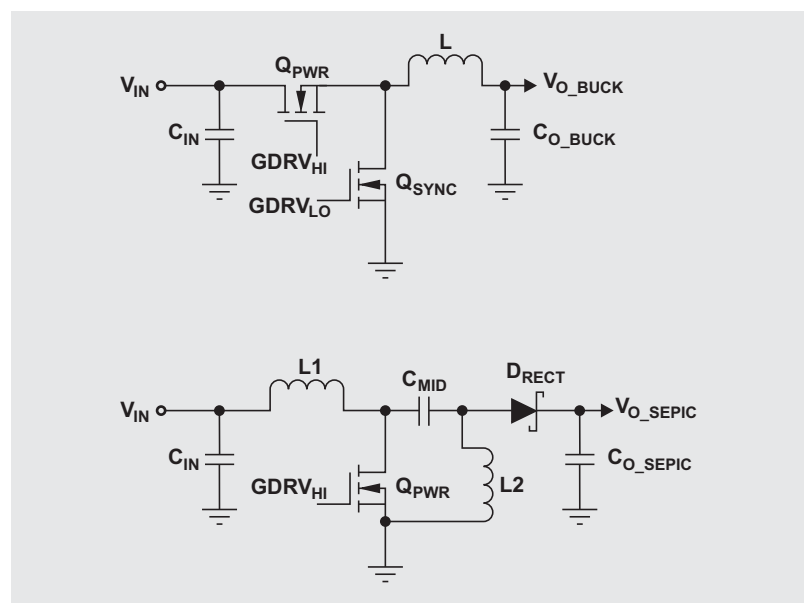


图 2 降压功率级 (顶部) 与 SEPIC 功率级 (底部) 的对比



终会高于相同电感和输出电容以及相同输出功率的降压转换器。这种纹波会使电流检测电阻得到错误的电流测量结果。如图 1 所示, 相比降压式充电器, SEPIC 充电器要求使用更大的滤波电容 (C_{FLTR}) 和输出电容 (C_{O_SEPIC} 和 C_{O_CHRG})。

$V_{BAT} \ll V_{BAT(LOW)}$ 时限制预充电电流

电池经过深度放电以后，电池电压会低于预定 $V_{BAT(LOW)}$ 阈值。为了电池的安全性，充电器不能向电池提供全充电电流。因此，我们建议在充电器和电池之间使用一个限流电阻器，以将充电电流限定在某个更低的预充电电流值。一旦电池电压超出该选定 $V_{BAT(LOW)}$ ，便利用一个 FET 让电阻器短路，以让控制器提供更高的充电电流。图 3 显示了如何利用电阻器 $R_{PRECHRG}$ 、FET (Q_{SHRT}) 和比较器来实现这一功能。

正确选择 $R_{PRECHRG}$ 的大小，以便流经 $R_{PRECHRG}$ 的电流 $I_{PRECHRG}$ 的压降加上深度放电电池电压 ($V_{BAT(LOW)}$)，高于充电器的低电池阈值（例如： V_{LOWV} ），其通常由 VFB 引脚检测。正确选择 Q_{SHRT} 的大小，以适应最大电池电压 ($V_{BAT(MAX)}$) 和最大充电电流 ($I_{CHRG(MAX)}$)。连接比较器的电阻器 (R_{HYS}) 提供磁滞。因此，比较器反馈给检测电压需要电阻分压器。

$V_{BAT} > V_{IN}$ 或者 $V_{BAT} < V_{TH(BATSHORT)}$ 时确保正常运行

降压充电器期望电池电压始终都低于其输入电压。实际上，许多充电器都有一种功能，可以在 V_{BAT} 大于 V_{IN} 时让充电器进入睡眠模式。另一种方法是，如果 V_{BAT} 降到某个阈值以下，则 IC 假设电池短路，然后进入保护模式。如果使用电流检测引脚 (V_{RSNS+} 和 V_{RSNS-}) 来确定电池的状态，则需要对检测电压进行电平转换。图 4 显示了如何使用一个配置为分流监控器的测量放大器，如何对 R_{SNS} 的检测电流信息进行电平转换。该电路可以让检测电压的 DC 设置点保持足够低，

以使 IC 不进入睡眠模式；它还可以让电压保持足够高，以使 IC 不进入短路保护模式。如果充电器没有自带基准电压 (V_{REF})，则可以使用一个外部基准 IC。

最大充电电流计算

SEPIC 转换器的最大充电电流与其有效输入功率有关，包括电压和电流。估算最大充电电流的一种简单方法是计算功率平衡 $P_{OUT}/P_{IN} = \eta_{EST}$ ，其中 η_{EST} 为类似工作条件下升压充电器的效率估算值。下面方程式可用于计算具体电池电压的最大充电电流：

$$I_{CHRG(MAX)} = \frac{V_{IN(MPP)} \times I_{IN(MPP)} \times \eta_{EST}}{V_{BAT}}$$

图 3 预充电电路

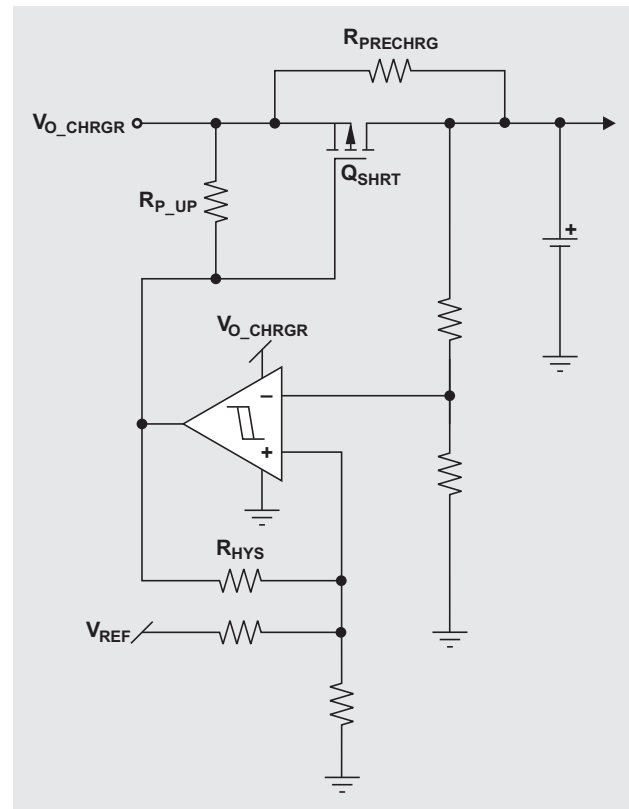
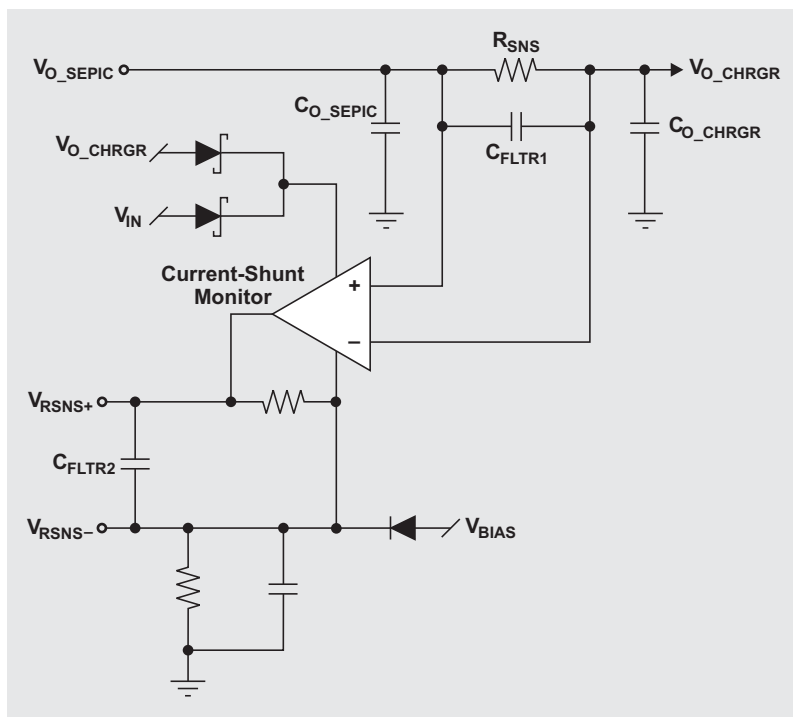


图 4 电流检测电平转换电路



其中 $V_{IN(MPP)}$ 为太阳能电池板的最大功率点电压，而 $I_{IN(MPP)}$ 为太阳能电池板的最大功率点电流。

需正确选择 R_{SNS} 的大小，以提供 $I_{CHRG(MAX)}$ 。由于电感之间的电容 $CMID$ 被充电至输入电压， Q_{PWR} 必须具有稍高于 $V_{IN(MAX)} + V_{BAT(MAX)}$ 的额定电压。在SEPIC转换器中，L1的峰值电流为最大输入电流 ($I_{IN(MPP)}$) 加上一半纹波电流 ($\Delta I_L/2$)，而 L2 的峰值电流和二极管理论为最大输出电流 ($I_{CHRG(MAX)}$) 加上 $\Delta I_L/2$ 。开启时 Q_{PWR} 承受这些峰值电流的总和，因此它必须有高于 $(I_{IN(MPP)}) + I_{CHRG(MAX)} + \Delta I_L$ 的定额电流。bq24650 充电器控制器可对充电电流进行调节，以让太阳能电池板输出维持在其最大功率点。

太阳能充电电池设计举例

表 1 列出了图 1 功能引脚名称和图 5 中相应的 bq24650 引脚名称。图 5 显示了经过配置的充电控制器，其使用 8.4V 的最大充电电压对一块两节锂离子电池充电。最大充电电流限定在 1.3A。我们使用标准设计原则来选择功率 NFET (Q2) 和整流二极管 (D1) 的大小以用于 SEPIC 转换器。正确选择电感和输出电容 (C3和C4) 的大小，以降低电感电流纹波及其产生的输出电压纹波，并增加小信号控制环路相位裕量。我们使用了占用面积相同但比其他单电感组件稍高一点的耦合电感，代替两个单独的电感。如果已经使用了两个单独的电感，则这种耦合

效应允许使用1/2电感，而这是相同电流纹波所必需的。R18 用于减慢Q1 快速开启。另外，控制器的 PH 引脚接地，以帮助提供升压输出电压。要想减少耦合至分流监控器 (U2) 中的开关噪声，必需使用一个 10- μ F 滤波电容 (C5)。为了防止分流监控器 (U2) 输出给 SRP 引脚施加负载，需要使用一个单位增益缓冲器 (U3)，且需改变接地来匹配电流监控器的电压。放电后的电池电压为 4.5V，而 bq24650 的 $V_{LOWV}=1.55V/2.1V \times 8.4V=6.2V$ 时，则需要最小预充电电阻 ($R_{PRECHRG(MIN)}$) 大于：

$$\frac{6.2V - 4.5V}{0.133A} = 13\Omega$$

表 1 控制器引脚名称对照表

图 1 控制器引脚名称	Bq24650引脚名称
GDRV _{HI}	HIDRV
GDRV _{LO}	LODRV
V _{RSNS+}	SRP
V _{RSNS-}	SRN
FB	VFB

图 5 配置为 SEPIC 充电器的 bq24650

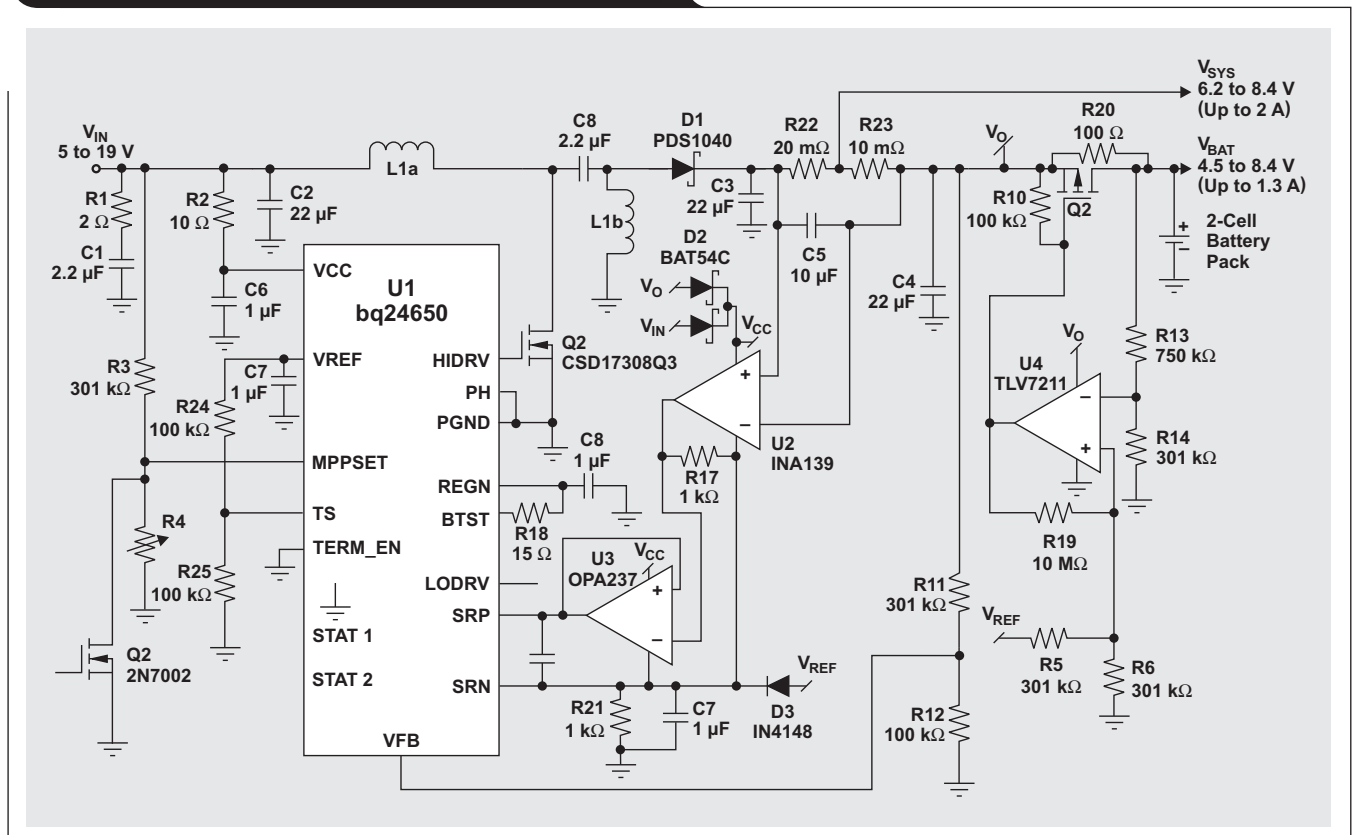


图6显示了这种充电器的效率。尽管 bq24650 经过内部补偿用于降压充电器，但是当其配置为一个 SEPIC 充电器时，它的小信号控制环路在一个较宽的运行范围均可保持稳定，如图 7 所示。bq24650 与不同的功率级电感和不同电容及电池一起使用时，设计人员必须确认环路稳定性。

结论

人们对于降压/升压电池充电器的需求不断增长，特别是在对太阳能充电需求快速增长的背景下。遵循本文中介绍的设计原则，并使用建议附加电路，设计人员可以将 bq24650 等降压充电器控制器转换成一个 SEPIC 充电器。把不同降压充电器转换成降压/升压 SEPIC 充电器时，设计人员必须了解充电器的工作原理，以便确定需要使用哪一种附加电路，并确定能够稳定地运行。

相关网站

power.ti.com

www.ti.com/product/partnumber

用bq24650、CSD17308Q3、INA139、OPA237或者TLV7211替换上面的“partnumber”

图 6 图 5 所示充电器的效率

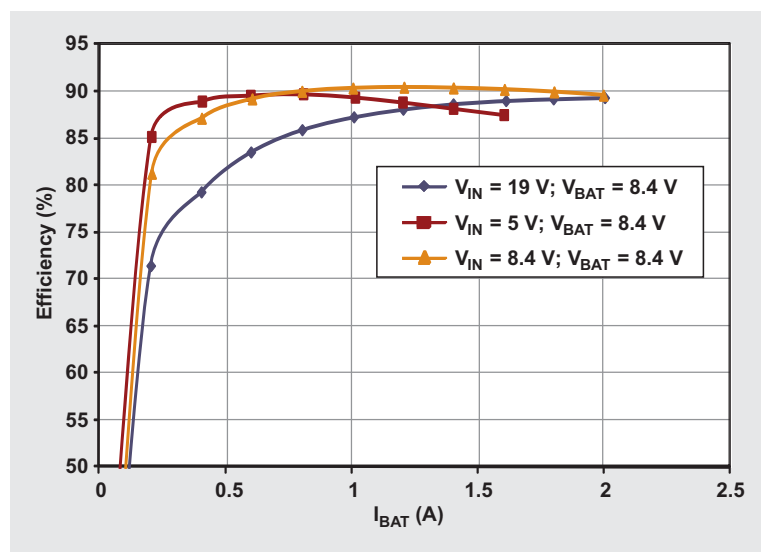
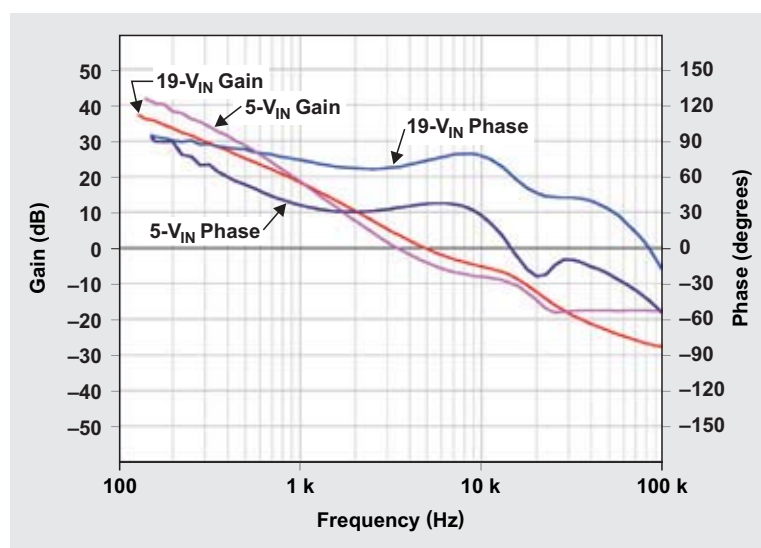


图 7 完全充电电流时使用开反馈环路的增益和相位波特图



远程电源检测

作者: Tiger Zhou, 德州仪器 (TI) 高级应用工程师

远程检测广泛用于电信应用, 旨在满足重要 ASIC 和处理器苛刻的精确度要求。本文将讨论远程检测技术的一些设计考虑因素, 包括电源层不足、组件布局、寄生电阻和电位振荡等。另外, 我们还将用一个例子说明高频旁路电容对于缓解远程检测相关振荡问题的效果。在一些高端电信应用中, 设计人员通常要面临为大尺寸印刷电路板提供电源的难题。为了把宝贵的资源提供给关键 ASIC 和处理器, 我们通常把电源分配给电路板的边或者角。要想对电源通路的电阻压降进行补偿, 一般会使用远程检测—特别是对于低压、高电流应用。如果不这样做, 电源通路寄生电阻耦合负载的动态性就会影响电源的运行。

降低电源路径阻抗

利用有效电源层可将 DC 电压变化坡度降低至调节容限范围内。电源层有助于提高 DC 调节精确度, 并通过降低电源通路的电阻压降提高系统效率。

分离输出电容

对于如栅极驱动器等动态负载而言, 分离电源和远程负载之间的输出电容很重要。远程负载的输出电容起到动态负载旁路电容的作用, 从而降低了传导通路的纹波/噪声电流。它还可以让远程检测点的输出电压变得稳定, 从而使监控与检测电路变得更加精确和可靠。

高频旁路电容

在本地电源添加一个高频旁路电容同样有好处。现代的一些转换器通常都有一个差分放大器, 用于实现远程检测。两个检测电阻器放置于远端附近, 并通过差分对将负载电压接回控制器。如图1所示, TI TPS40400 同步降压控制器有一个专用差分放大器, 其对电源通路寄生电阻 (R_P) 的压降进行补偿。

但是, 当动态负载如图 2 所示时, 远程检测线路处理压降, 尝

图 1 寄生电阻压降的差分放大器远程反馈补偿

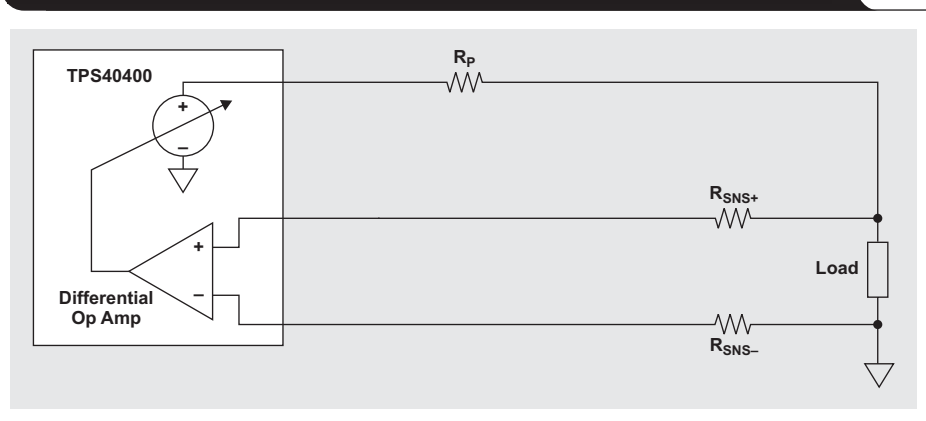
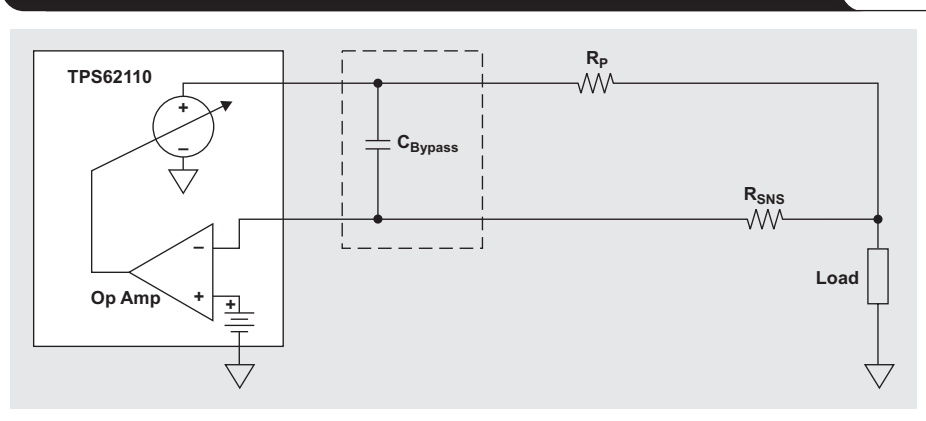


图 2 通过电阻器 R_{SNS} 实现远程检测可调节 R_P 压降输出



试对寄生电阻 (R_P) 的压降进行补偿。这可能会导致控制器传播延迟引起的低频振荡。它以开关波形轻重抖动的形式出现, 并在输出端引起高高抬起的纹波。高频旁路电容 (C_{Bypass}) 可以轻松解决这个问题。它在维持 DC 远程检测特性的同时滤波掉高频动态电压。

我们用 TPS62110 降压转换器对一个 $1\mu F$ 旁路电容的 7V 栅极驱动电源进行了测试。图 3 显示了 33kHz 振荡的输出纹波, 其在不使用旁路电容时出现。图 4 表明添加一个 $1\mu F$ 旁路电容可以很明显地将 33kHz 振荡从输出电压去除, 并带来 20mV 的低输出纹波, 其为稳定电压的 0.3%。

相关网站

power.ti.comwww.ti.com/product/TPS40400www.ti.com/product/TPS62110

图 3 33kHz 振荡的原始输出纹波

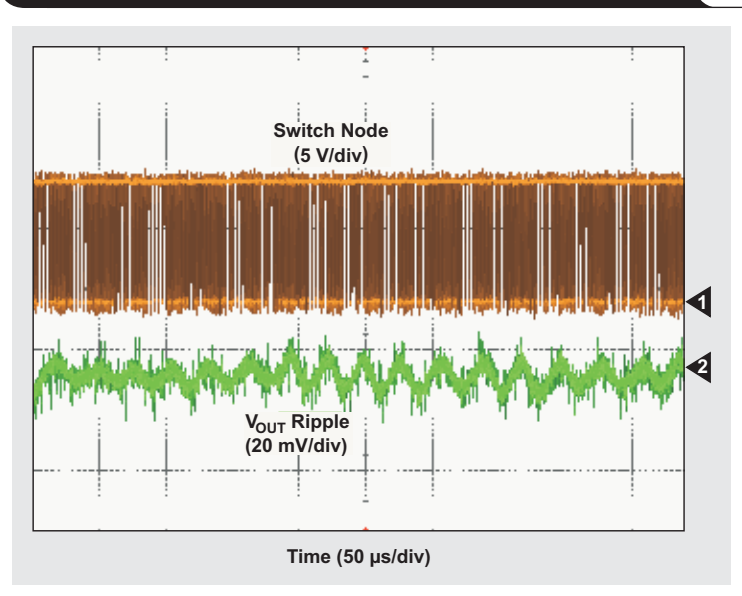
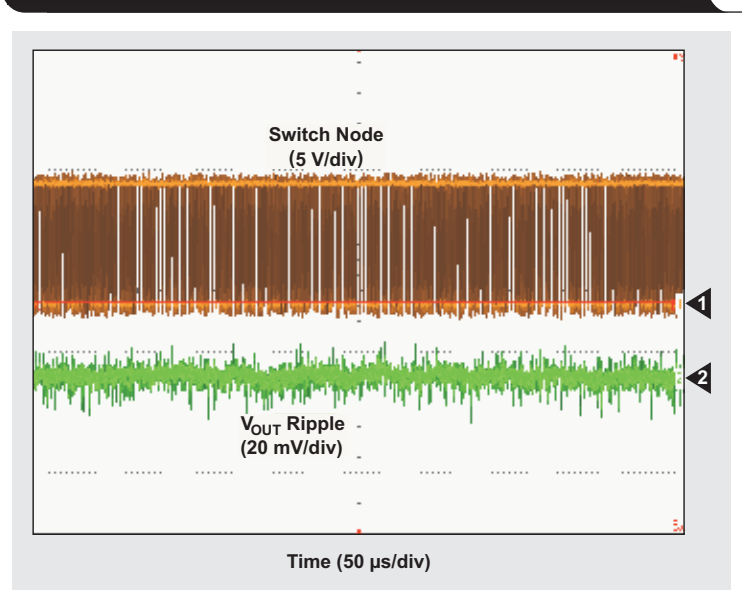


图 4 1 μF 旁路电容消除振荡后的低输出纹波



如何使用锂离子电池充电器对三节式镍电池组充电

作者: Charles Mauney, 德州仪器 (TI)
电源产品营销高级应用工程师

引言

所有便携式设备都有一个共同点: 都需要有一款便携式电源来驱动设备。许多便携式设备都使用锂离子聚合物电池, 其拥有较高的能量密度, 因此具有重量轻、体积小的优点。为了给这些设备充电, 市场上出现了大量低成本、高集成度的锂离子电池充电器 IC 设计。但是, 要求使用大电流镍电池的设备仍然非常普遍, 因为其低阻抗、低成本和购买方便。另外, 人们认为它们比锂离子电池要更安全, 因为它们要求具有许多安全功能。

大多数系统都要求至少有 3V 的电压才能正常运行, 也即需要使用一节锂离子电池或者三节串联 (3S) 镍电池。两种电池都可以驱动便携式设备, 但要求使用的“快速充电”方法却不同, 因此充电器 IC 也完全不同。由于我们的设计重点都放在了锂离子电池上, 并且镍电池充电器 IC 需要使用外部组件, 因此今天的市场上少有现代、集成和易于使用的镍电池充电器 IC。本文将为您说明使用高集成度、低成本、锂离子单节电池充电器 IC 对镍电池组进行充电的合理性, 并讨论这样做所带来的优点和缺点。

镍和锂离子电池的充电过程

所有镍电池都要求有一个大于 0.3C 且小于 3C 的恒定电流 (CC) 快速充电率, 以获得可检测的充电终止信号。在一个小时时间内对整块电池放电需要 1C 的电流。例如, 如果 2300 Ma 负载持续一个小时, 则可以对一节 2300mAh 电池完全充电。镍电池充电器 IC 使用峰值电压检测算法来监控镍电池组的电压。当电池组达到某个峰值电压, 然后从该电压开始下降 (通常每节电池 3 到 6 mV) 时, 终止快速充电。一旦电池充满, 电池中多余的能量便以热的形式耗散掉, 同时电压下降, 因为电池的内部阻抗由于温度上升而下降。要求使用一种非常精确的采样电路, 以检测指示快速充电终止的这种小电压变化。图 1 显示了 1A (1C) 恒定电流 (CC) 快速充电时一个完整充电周期内 3S 镍氢电池组充电曲线。

图 1 3S 镍氢电池组充电曲线

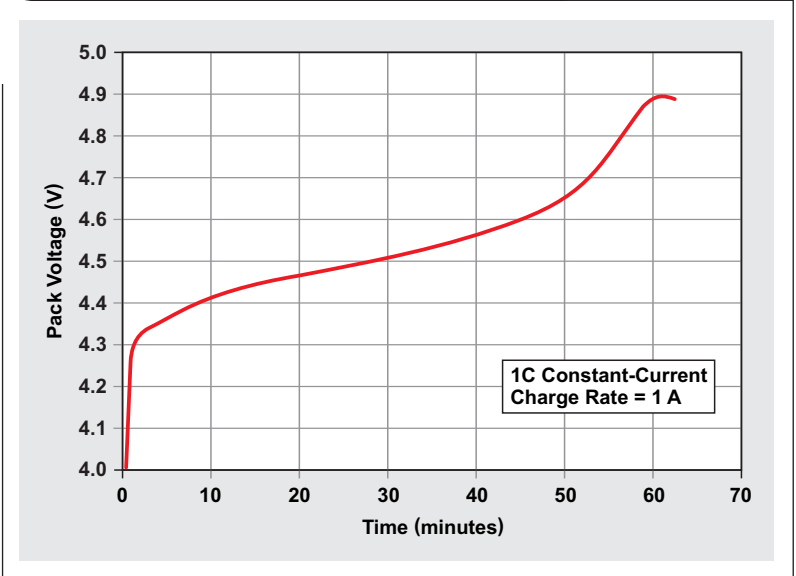
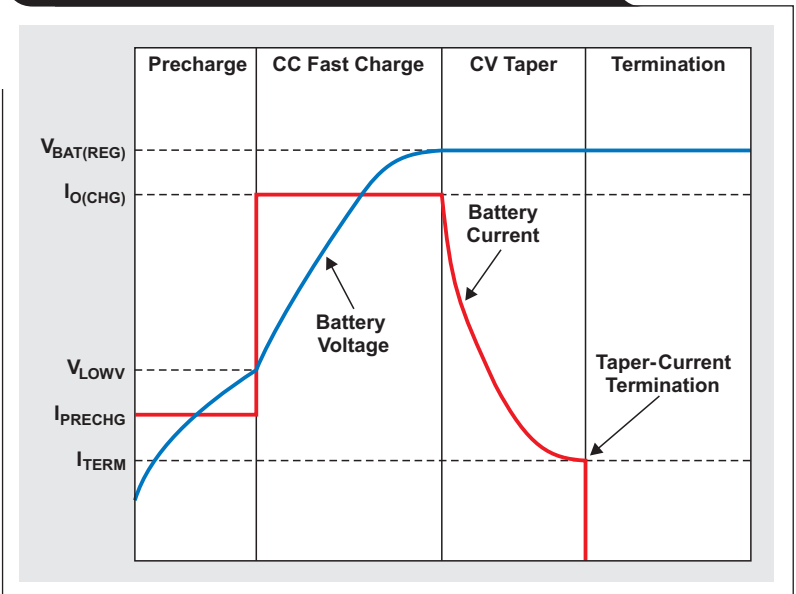


图 2 典型锂离子电池充电曲线



与之形成对比的是, 锂离子电池充电器具有恒定电流和恒定电压 (CC-CV) 充电算法 (请参见图 2)。在快速充电期间, 充电电流恒定, 直到电池组电压达到 4.2V 为止。这时, 电压环路

启动，并在电流逐渐减小时也始终保持恒定，其通常为快速充电电流的 1/10。当充电电流减少至该电平时，终止充电。预充电模式是内部短路锂离子电池的一种安全特性，我们将在后面进行讨论。电流逐渐减少曲线不过是一个慢 RC 时间常量。电池组都有内部电阻和电容。随着电池电压上升，电池内部电阻的压降减小，也即充电电流更少。

典型的锂离子电池充电器只检测下降电流终止 (I_{TERM})，但是当用作镍电池充电器时会存在一些设计挑战。利用标准 CC 方法，一节典型的镍氢电池可在充电终止以前充电至 ~ 1.55 V。在充电终止以后，电压降低至 ~ 1.45 V。镍镉电池在电压达到 ~ 1.45 V 时终止充电，之后电压降至 ~ 1.35 V。因此，3S 镍氢电池组的总电压为 4.65V/4.35V，而 3S NiCd 电池组为 4.35V/4.05V。由于降低以后的电压非常接近于锂离子电池的 4.2V 充电终止点，本文将研究如何使用一个锂离子单节电池充电器对 3S 镍电池组进行充电。镍电池充满至完全电量以后，电池组电

压接近 4.2V，从而使锂离子电池充电器电流逐渐下降至一个非常低的水平。

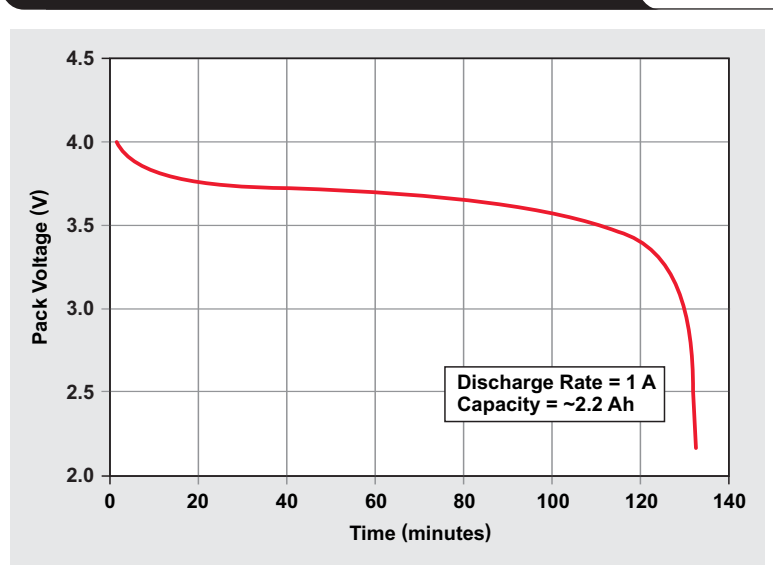
安全问题

使用锂离子 CC-CV 方法将一块 3S 镍电池组充电至 4.2V 不存在实际安全问题，因为电池组达到完全电量后电流会自然地逐渐降低 0A。因此，一旦充满，电池组接受的电能几乎没有。不要启用锂离子电池充电器的充电终止功能，因为没有必要，并且如果设置过高它会降低镍电池的已充电量。例如，利用 TI bq24040/50/90 系列，我们可以对充电终止阈值进行编程，以达到理想的低水平。

可能的情况是 3S 镍电池中的一节短路，并且电流逐渐降至零时快速充电可能不会达到电压调节要求。这个问题可以通过在电池组中放置一个热敏电阻来解决，这样充电器 IC 便可以在出现故障状态时监控和限制最大温度。典型镍电池组充电并不需要使用锂离子电池充电器的预充电模式。但是，这种模式可以让充电更安全。如果电池组电压由于短路降至预充电阈值 (2.5 到 3V)，它可以降低充电电流。降低电池短路风险的另一种方法是把快速充电电流降至 C/5。这种方法可以降低温升，但代价是适当增加充电时间。

许多镍电池充电器设计本身都存在一些问题，但是利用电路监控充电过程、声明故障状态并停止充电，可以缓解这些问题。使用典型的 CC 快速充电方法时，IC 检测 $-dV$ 或者 dT/dt 。这种方法存在的一个问题是，在充电终止以后，如果拔除设备

图 3 传统 CC 充电终止后 3S 镍氢电池组的放电曲线



并使用一会儿，然后再重新连接充电器，电池组肯定会充电并且出现温升，这会让 dV 进一步下降，或者 dT/dt 增加。如果拔除设备然后再重新连接几次，阻抗急剧下降，并且充电不会终止。但是，如前所述，如果达到温度故障阈值则增加热敏电阻会使充电器 IC 终止充电。使用锂离子电池充电器便没有温度变化引起的再充电问题，除非电池短路，因此总体而言其作为一种更加安全的设计。

测试结果

我们对一块镍氢电池组充电后再放电，以了解 CC 和 CC-CV 充电过程之间的结果差异。图 3 显示了一块典型 3S 2.3-Ah 镍氢电池组的放电过程和电量变化情况。我们在 1C 下使用传统的 CC 方法对它充电。电量测得为 ~ 2.2 Ah，它是判断 CC-CV 充电方法的参考点。

由于我们仍然针对 0.1C (230 mA) 设置充电终止，第一次使用 CC-CV 方法充电的结果就让我们吃惊。电池充电没多久就终止了，测得电量为 0.76 Ah。图 4 显示了经过部分充电的电池的放电曲线。很明显，电池因 0.1C 终止而充电不足。快速充电终止阈值与 0.1C “细流”充电率类似，其意味着如果允许持续进行细流充电则可以获得更高的电量。为了在电池中存储更多的电量，下一步是关闭充电终止功能，然后观察电量变化情况。

图 5 显示了在没有开户充电终止功能情况下电池组的充电曲线。由于电池电流不断变化，并且 99% 的充电时间中电池都在进行电压调节，因此该曲线图绘制的是电流而非电压变化情况。在充电初期，我们看到有几分钟的 CC 模式。电流数据在充电期间经过整合，用于确定是否向电池提供了 ~2 Ah 的电流。图 6 显示了无充电终止情况下进行充电后的电池组放电曲线。电池组测得电量为 1.99Ah。

正如我们看到的那样，使用 CC-CV 方法进行 3S 镍氢电池组充电，其结果与使用标准 CC 快速充电方法差不多，但最后 30% 电量的充电时间更长。

其他应用

通过调节输出电压，用 CC-CV 方法让多节锂离子电池充电器对三节以上镍串联电池进行充电是可能的。如果利用 4.2 V/3 电池=1.4V 每节电池原则设置调节电压，则这种方法较为有

图 4 230Ma 充电终止 CC-CV 充电后 3S 镍氢电池组的放电曲线

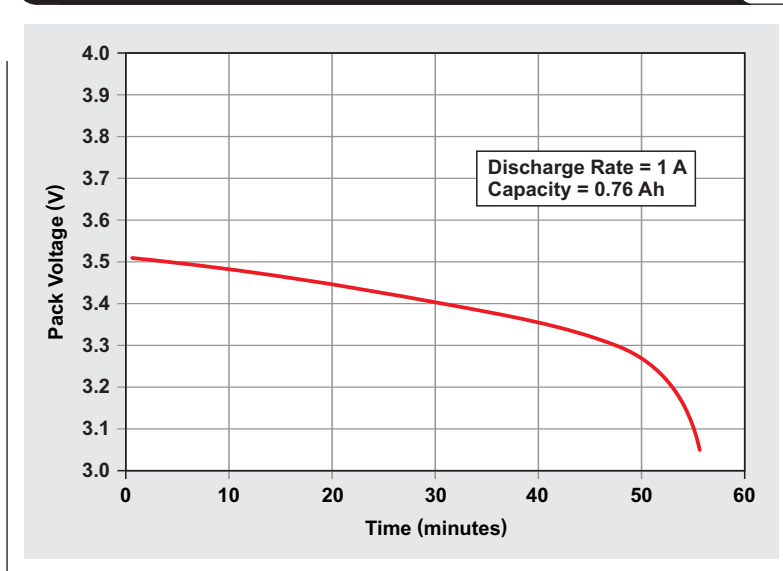
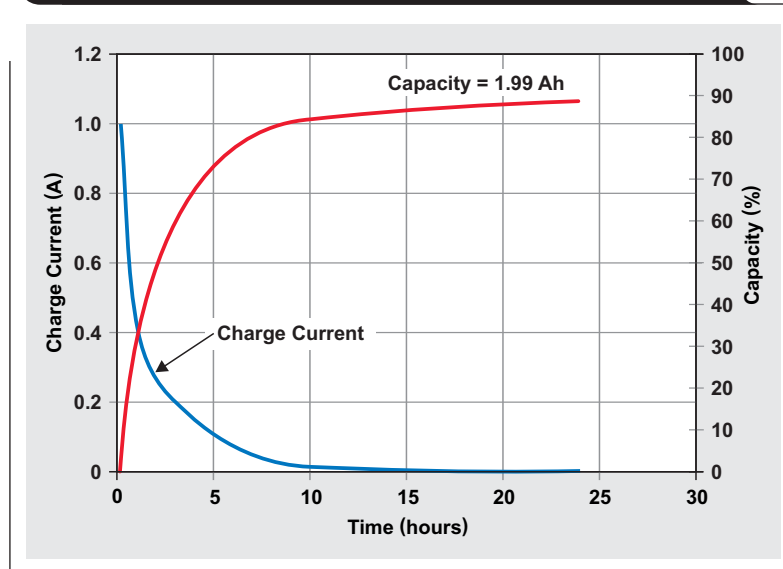


图 5 无充电终止 3S 镍氢电池组的 CC-CV 充电曲线



效。通过选择一个更为接近 0.1C 电流电平的电池组完全电量的电压的调节电压，可以使设计得到优化。这样便可以获得稍多一点的驱动力，更加快速地将电池组充满，并拥有稍高一点的电量。本文所述镍氢电池在充满电时拥有 0.1C (30° C) 下 4.45V 的电池组电压。

CC-CV 充电方法还可用于镍镉电池组。充满电时，0.1C (30° C) 下镍镉电池组的规定电压为 4.32V。快速充电终止后的镍镉开路电压为每节电池 $\sim 1.4\text{ V}$ 乘以 3，即 4.2V，其意味着电池组接近完全电量后电流达到零。

当对最大调节电压进行优化时，设计人员应考虑利用哪些电池特性以及它们是否可以替代。要想找出所有的系统设计问题，我们需要使用所有变量在所有运行范围不断对充电器应用进行测试，并确保有一定的安全裕量。

CC-CV 充电方法可用于适配器或者 USB 电源，实现更加广泛的应用。

结论

本文表明，使用一个单节锂离子电池充电器对 3S 镍氢电池组进行安全的充电并将其充至完全电量是可以实现的。锂离子“镍充电器”可以被归类为一种混合式快速/慢速充电器，其

在 5 个小时便可获得 70% 的充电量。充电电流在充电结束时逐渐降至 0A，从而降低了出现散热问题的概率，最终实现更长的电池寿命。最值得注意的是，在无需改变硬件或者固件的情况下，便可以利用 CC-CV 方法对镍或者锂离子电池组进行充电，从而让其成为一种低成本、高集成度的解决方案。

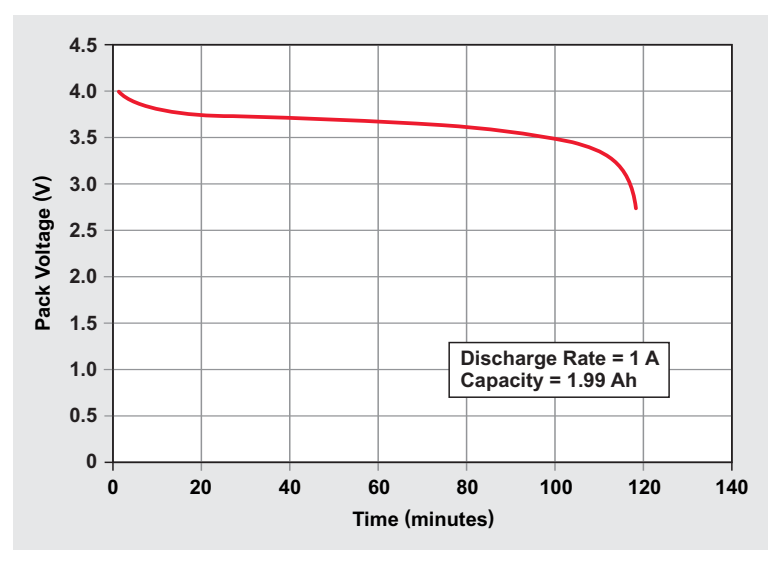
相关网站

www.ti.com/battery

www.ti.com/product/partnumber

用 bq24040、bq24050 或者 bq24090 替换上面的“partnumber”

图 6 119 分钟 CC-CV 充电后 3S 镍氢电池组的放电曲线



DC/DC 转换器中电阻式反馈分压器设计考虑因素

作者: Darwin Fernandez, 德州仪器 (TI)

应用工程师

引言

电阻式分压器是所有 DC/DC 转换器反馈系统中最为常见的网络。但是, 人们常常错误地认为, 它是一种简单地通过将电压调低至某个基准电压来实现输出电压调节的电路。在计算得到正确的分压器分压比以后, 在选择实际电阻值时电源设计人员还必须沉思熟虑, 因为它们会影响转换器的总体性能。本文将讨论反馈系统中电阻式分压器的一些设计考虑, 以及这种分压器对转换器效率、输出电压精确度、噪声敏感性和稳定性的影响。

效率

开关式 DC/DC 转换器拥有相对较高的效率, 因为它们通过一些低损耗组件 (例如: 电容、电感和开关) 为负载提供电力输送。高效率带来更长的电池使用时间, 从而延长便携式设备的工作时间。

对低功耗 DC/DC 转换器而言, 典型的电阻式反馈设计均要求分压器电阻器($R1+R2$) 具有非常大的总电阻 (高达 $1\text{M}\Omega$)。这样可以最小化反馈分压器的电流。该电流会加到负载上, 因此如果反馈分压器电阻较小, 则电池必需为相同负载提供

更多的电流和功率。这样一来, 效率也就更低。这种状况并不理想, 特别是在一些需要长电池使用时间的便携式应用中。

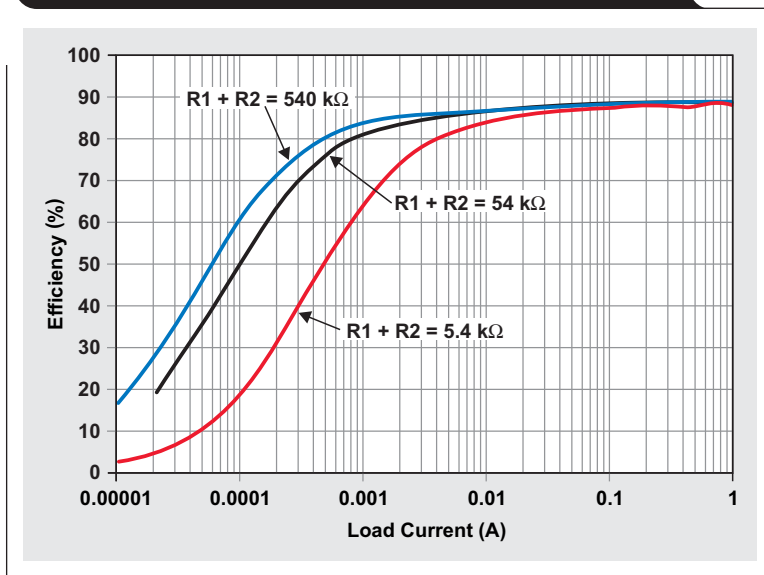
设计实例 1

图 1 表明, 反馈电阻较低时, 低负载的效率下降。本例中, 我们使用 (TI) TPS62060EVM, 其中 $V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{OUT} = 1.8\text{V}$, 并且启用节能模式。在高负载电流下, 负载功耗远大于电阻式反馈网络的功耗。这就是不同 $R1$ 和 $R2$ 值的效率会集中在高负载电流的原因。但是, 在低负载电流下, 不同反馈电阻的效率差异更加明显。这是因为, 分压器的电流主导了负载的电流。因此, 要想拥有更高的轻负载效率, 一种较好的设计方法是使用产品说明书单中建议的大反馈电阻值。如果在某个特定设计中轻负载效率并不重要, 则可以在对效率无明显影响的情况下使用更小的电阻。

输出电压精确度

我们刚刚讨论了如何利用大反馈电阻来提高效率。然而, 选择的电阻过大则会影响转换器的输出电压精确度, 因为存在进入转换器反馈引脚的漏电流。图 2 显示了电阻式反馈分压

图 1 不同反馈分压器电阻时 TPS62060 降压转换器的效率



器 (R1 和 R2) 的电流通路。反馈漏电流 (I_{FB}) 固定不变时, R1 的电流 (I_{R1}) 随着 R1 和 R2 值增加而减小。因此, 分压器电阻增加也就意味着进入反馈引脚的 I_{R1} 漏电流百分比更大, 并且 R2 的电流 (I_{R2}) 降低, 从而产生低于预期的反馈引脚电压 (V_{FB})。我们将 V_{FB} 同一个内部基准电压比较, 以此来设置输出电压, 因此反馈电压的任何一点误差都会导致输出电压不精确。我们可以由基尔霍夫 (Kirchhoff) 电流定律推导出方程式 1, 其表明 V_{FB} 为 R1 和 R2 的函数:

$$V_{FB} = R2 \times \frac{V_{OUT} - I_{FB}R1}{R1 + R2} \quad (1)$$

请注意, I_{FB} 在实际系统中并非固定不变, 会因器件不同而各异, 并随工作状态变化。要想估算出漏电流引起的输出电压极端变化情况, 需在计算中使用 I_{FB} 的最大规定值。

设计实例 2

方程式 1 和 TI TPS62130 降压转换器用于绘制反馈引脚电压及相应输出电压情况, 其为反馈分压器电阻的函数 (请参见图 3)。该电压图基于理想电阻, 其可产生一个 3.3V 的输出电压, 并且反馈引脚电压为 0.8V。需要考虑的唯一误差项是产品说明书中规定的 100nA 最大反馈漏电流。

图 2 进入转换器反馈引脚的漏电流

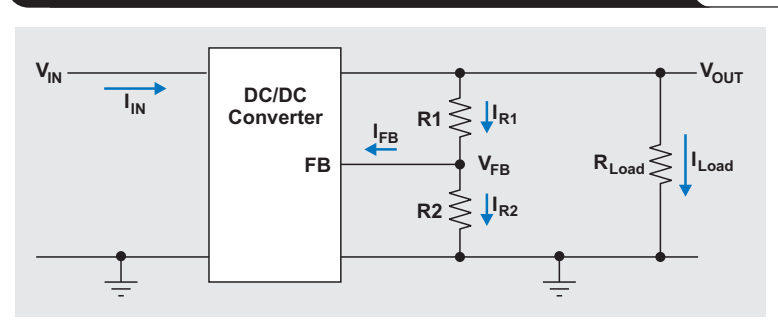


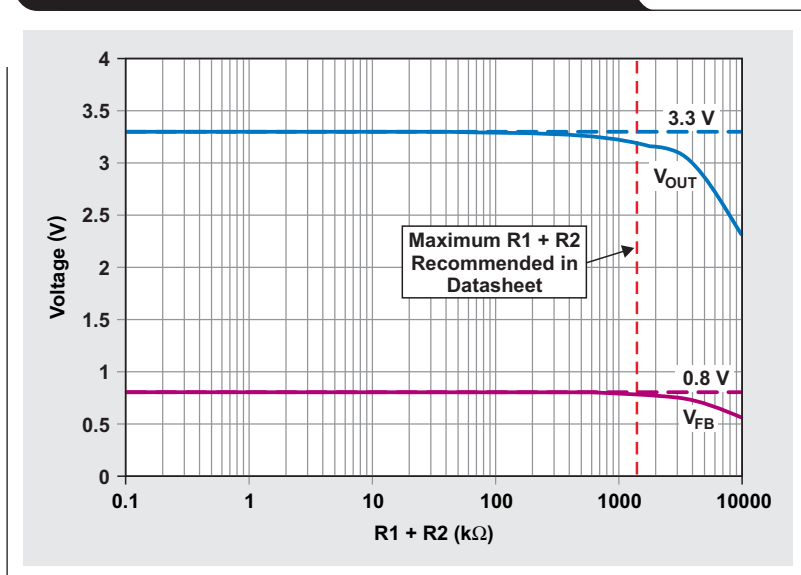
图 3 表明, 反馈引脚电压随反馈分压器电阻增加而下降。由于反馈引脚电压得到补偿, 转换器输出也得到补偿。低电阻时, 没有反馈引脚电压的补偿, 并且输出调节至设计规定的 3.3V。

如果电阻器 R2 使用 400kΩ 的建议最大值 (得到 1650 kΩ 总分压器电阻), 则漏电流仅产生最小的输出电压下降。一般而言, 产品说明书规定电阻器最大值的因为让输出电压维持在产品说明书规定精确度范围内。

噪声敏感性

电阻式分压器是转换器的一个噪声源。这种噪声 (也称作热噪声) 等于 $4K_BTR$, 其中 K_B 为波尔兹曼 (Boltzmann) 常量, T 为开氏温度, 而 R 则为电阻。分压器使用大电阻值时, 这种噪声增加。

图 3 TPS62130 V_{FB} 和 V_{OUT} 为反馈分压器电阻的函数



另外，大电阻会使更多噪声耦合进入转换器中。产生这种噪声的源头有很多，包括 AM 和 FM 无线电波、手机信号和 PCB 上的开关式转换器或者 RF 发射器。噪声甚至可以来自开关式 DC/DC 转换器本身，特别是 PCB 布局方法不当时。由于电阻式分压器连接反馈引脚，因此转换器闭环增益会放大噪声，从而出现在输出端。要想降低对其他噪声源的敏感性，设计人员可以使用更小的反馈电阻、更理想的电路板布局或者实施屏蔽。使用小反馈电阻的确可以降低噪声敏感性，但代价是效率稍有降低。

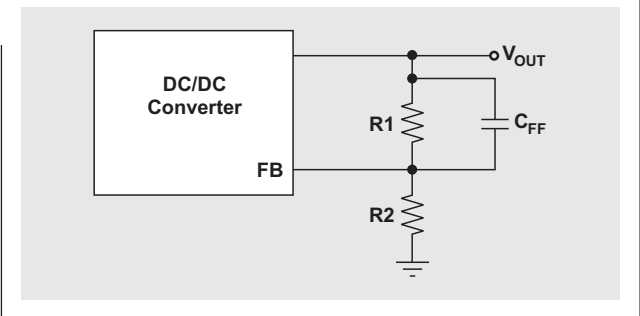
控制环路、瞬态响应和转换器稳定性

理想状态下，在使用网络分析仪测量时，一个稳定的转换器应有至少 45° 的相位裕量。这么大的相位裕量降低甚至消除了输出电压振铃，从而防止输入电压瞬态或者负载瞬态期间对电压敏感型负载的破坏。

根据不同的控制拓扑，产品说明书可能会要求或者建议电阻式反馈网络使用前馈电容 (C_{FF})。图 4 显示了这种装置。给电阻式分压器添加前馈电容可产生零频和极频，得到相升压，增加转换器的相位裕量和交叉频率，从而获得一个更高带宽、高稳定性的系统。《参考2》详细介绍了这种电路。由图 4 所示电路传输函数，分别利用方程式 2 和 3 计算出零频 (f_z) 和极频 (f_p)：

$$f_z = \frac{1}{2\pi R1 \times C_{FF}} \quad (2)$$

图 4 使用前馈电容的电阻式反馈网络



$$f_p = \frac{1}{2\pi C_{FF} \times \frac{R1 \times R2}{R1 + R2}} \quad (3)$$

很明显，零频和极频都与电阻式分压器和前馈电容所使用的值有关。因此，增加或者降低电阻值来优化效率、电压精确度或者噪声，会改变相升压的频率位置和系统的整体环路。要想保证稳定性，需根据前面的零频或者是产品说明书建议的零频（哪个值可用，就用哪个值），用方程式 4 计算一个新的 C_{FF} 值：

$$C_{FF}(\text{new}) = \frac{1}{2\pi R1(\text{new}) \times f_z(\text{recommended})} \text{ or } \frac{1}{2\pi R1(\text{new}) \times f_z(\text{old})} \quad (4)$$

$$f_z(\text{old}) = \frac{1}{2\pi R1(\text{old}) \times C_{FF}(\text{old})}$$

设计实例 3

通过使用一个降压转换器，我们看到了电阻式分压器对转换器稳定性的影响。本例中，我们使用了 TI TPS62240 降压转换器，并且 $V_{IN} = 3.6 \text{ V}$ ， $V_{OUT} = 1.8 \text{ V}$ ， $L_{OUT} = 2.2 \mu\text{H}$ ， $C_{OUT} = 10 \mu\text{F}$ ， $I_{Load} = 300 \text{ mA}$ 。

图 5 和图 6 分别显示了三种不同电阻式分压器网络的闭环响应及其相应瞬态响应。每个网络都使用一个前馈电容，以描述分压器网络组件如何改变降压转换器稳定性。当使用分压器网络组件的产品说明书建议值时 ($R_1 = 365 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 182 \text{ k}\Omega$ 和 $C_{FF} = 22 \text{ pF}$)，转换器稳定，并且相位裕量为 59° 。它的瞬态响应对此进行了验证，其输出电压稍许下降，并且

没有振荡。

当反馈分压器电阻按比例降至 $R_1 = 3.65 \text{ k}\Omega$ 和 $R_2 = 1.82 \text{ k}\Omega$ ，但使用相同前馈电容 ($C_{FF} = 22 \text{ pF}$) 时，反馈网络的零频和极频变化将相升压从环路交叉频率移除。频率响应表明转换器不太稳定，相位裕量为 40° 。转换器的瞬态响应证明输

图 5 不同 R_1 、 R_2 和 C_{FF} 值的降压转换器闭环频率响应

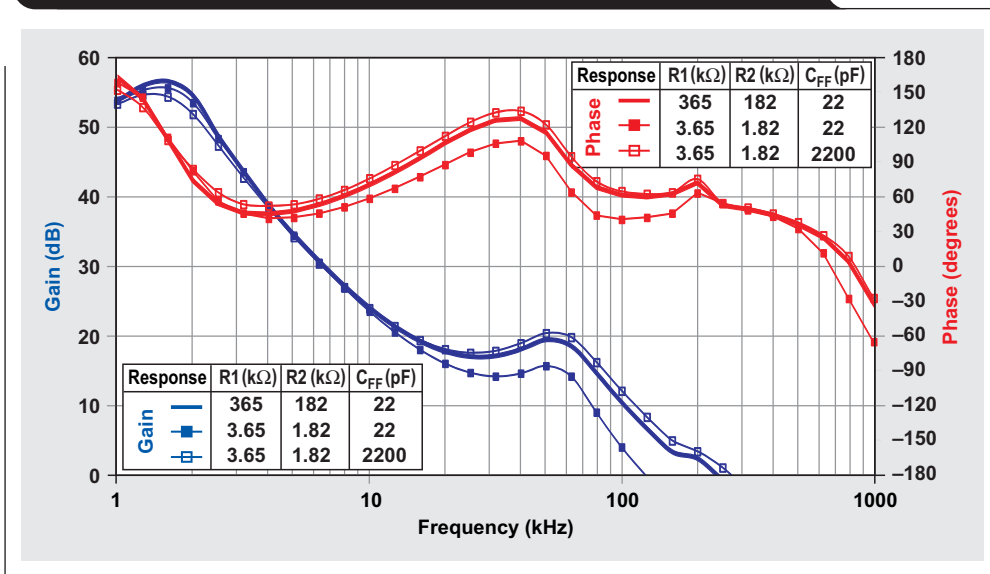
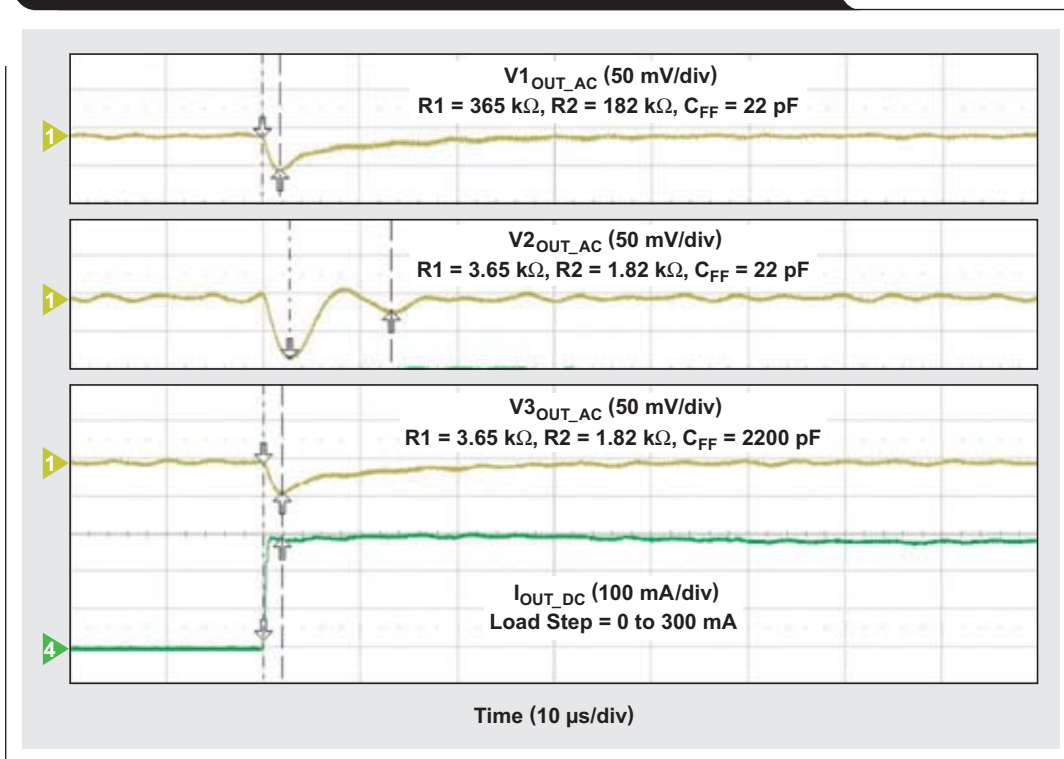


图 6 不同 R_1 、 R_2 和 C_{FF} 值的降压转换器负载瞬态响应



出电压压降更大，且振铃更多。为了维持原始频率响应和稳定性，我们重新计算 C_{FF} 值，用于新的反馈电阻值。

利用方程式4，使用更小电阻值，前馈电容为2200pF，可计算得到新值。这样得到的结果与每一种情况类似。相位裕量 56° 时，转换器稳定，其瞬态响应得到验证，输出电压微降，并且没有振荡。

对于一个在其控制拓扑中使用前馈电容的转换器来说，改变电阻式分压器的值很容易让转换器稳定降低。但是这个例子仅仅表明，只要前馈电容调节适当，改变这些值便可维持相同的频率响应和瞬态响应。

特殊情况设计

如果设计人员必须使用前馈电容来提高稳定性，则一些转换器的内部补偿要求特定的 C_{FF} 值。这种情况下，不应使用方程式 4。设计人员应使用产品说明书的建议设计方程式。例如，TI TPS61070 便有高侧反馈电阻器 (R1) 的内部补偿。它的产品说明书建议使用下列设计方程式，用于添加一个与 R1 并联的电容：

$$C_{FF} = 3 \text{ pF} \times \left(\frac{200 \text{ k}\Omega}{R2} - 1 \right) \quad (5)$$

结论

电阻式反馈分压器或者网络会影响DC/DC转换器的效率、输出电压精确度、噪声敏感度和稳定性。要想获得具体产品说明书所列的性能，给反馈组件选择使用产品说明书建议值非常重要。另外，有些时候系统要求可能会背离这些建设，以达到其他一些设计目标。在理解这些不同参数之间的优缺点以后，设计人员才能正确地选择更大或者更小的电阻来满足其应用需求。

参考文献

如欲本文更多详情，敬请访问 www.ti.com/lit/litnumber（用TI文献编号替换地址中的“litnumber”）下载 Acrobat® Reader® 文件，获取下列相关资料。

文献名称

TI 文献编号

- | | |
|---|---------|
| 1、《比较器输入端电阻分压器的优化》，作者：Anthony Fagnani，刊发于《应用报告》 | SLVA450 |
| 2、《dc-dc转换器前馈电容内部补偿瞬态响应优化》，作者：Brian Butterfield，刊发于《应用报告》 | SLVA289 |

相关网站

www.ti.com/battery

www.ti.com/product/partnumber

用TPS61070、TPS62060、TPS62130 或者TPS62240 替换上面的“partnumber”

放大器的电源电阻和噪声考虑因素

作者: Jorge Vega, 德州仪器 (TI)

数据分析工程师

引言

在许多应用中, 低噪声设计至关重要。各种传感器、滤波器和音频设计都是需要优秀低噪声设计的常见例子。这些应用可以建模成同信号源串联的电源电阻。该电源电阻具有热噪声, 并且将电流噪声转换成电压噪声, 从而增加放大器的总输出电压噪声。

在对某个电源电阻建模时, 一个常见问题是如何选择一个能够最小化总输出电压噪声的放大器。这个问题很重要, 因为我们使用双极或者 CMOS 技术制造放大器。双极放大器会有巨大的电流噪声, 但在特定静态电流情况下其电压噪声比 CMOS 放大器要低。当电源电阻较高时, 电流噪声成为最大的问题。本文将说明, 当使用高电源电阻并且噪声是唯一的问题时, 为什么一个 CMOS 放大器才是我们最好的选择。了解这些因素, 并知道放大器的电压噪声规范以后, 可以帮助您做出正确的选择。为了进行这项分析工作, 我们假设双极和 CMOS 放大器都有兼容带宽、功率和固有电压噪声。另外, 我们还研究了这两种放大器各自存在的优缺点。

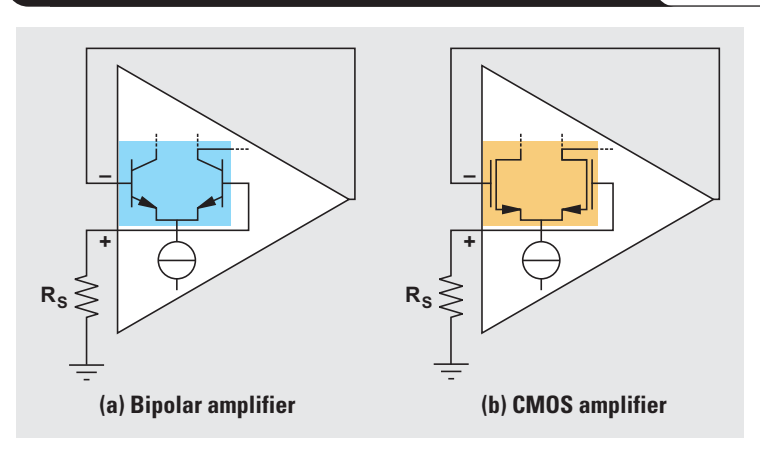
图 1 显示了缓冲器配置中的所有放大器, 建模电源电阻连接至正输入和接地。我们同时需要考虑建模电源电阻、输入参考电压噪声和输入参考电流噪声对于噪声形成的影响程度。这些模型作为参考例子, 用于分析和比较低噪声应用的放大器噪声性能, 而这种应用中噪声是唯一的有效参数。

图 1 显示了缓冲器配置中的所有放大器, 建模电源电阻连接至正输入和接地。我们同时需要考虑建模电源电阻、输入参考电压噪声和输入参考电流噪声对于噪声形成的影响程度。这些模型作为参考例子, 用于分析和比较低噪声应用的放大器噪声性能, 而这种应用中噪声是唯一的有效参数。

总电压噪声贡献

选择最佳放大器的关键是, 理解放大器的电流噪声、电压噪声和电阻器热噪声如何共同形成总输出电压噪声。根据电源电阻的大小, 有时候低电流噪声为关键规格。在其他时候, 低电压噪声为关键规格。为了更好地理解这一点, 设计人员需要知道放大器的总电压噪声密度, 其可由下列均方根 (RMS) 运算得到¹:

图 1 电源电阻连接正输入和接地的缓冲器配置放大器



$$E_O = \sqrt{(e_N)^2 + (i_N \times R_S)^2 + (4K_B T R_S)} \quad (1)$$

在方程式 1 中, E_O 为放大器输出端的总电压噪声密度。 e_N 和 i_N 分别为放大器的电压和电流噪声密度。 R_S 为连接至正输入的电源电阻。 K_B 为波尔兹曼 (Boltzman) 常量, 其等于 1.38×10^{-23} J/K, 而 T 为开尔文绝对温度。在室温下, T 等于 300K。本文中出现的所有计算, 都假设 T 为室温。

方程式 1 的三个项表明放大器输出的噪声密度贡献值。第一个项 e_N 为放大器的固有电压噪声密度, 其与电源电阻无关。第二个项 $i_N \times R_S$ 表示电流噪声密度的电压贡献值乘以电源电阻。第三个项 $\sqrt{4K_B T R_S}$, 相当于电源电阻的热噪声密度。这三项的 RMS 和, 得到赫兹每平方根伏特为单位的放大器总电压噪声密度。

在方程式 1 中, 我们需要注意的是, 随着电源电阻增加, $i_N \times R_S$ 增加快于 $\sqrt{4K_B T R_S}$ 。这种情况很明显, 因为对于低电源电阻来说, 电源电阻热噪声密度为主导。但是, 会出现 $i_N \times R_S$ 噪声贡献变得明显的某个点, 其主导噪声源。图 2

使用线性-线性刻度绘制出这两种噪声贡献值的曲线图。

双极放大器具有较大的电流噪声密度，电源电阻将其转换成电压噪声密度。相比双极放大器，CMOS 放大器在这方面拥有较大的优势，因为它们的组件具有极低的电流噪声密度。即使双极放大器和 CMOS 放大器都有三个噪声贡献因素，但 CMOS 放大器的总噪声密度仍然主要来自于两个噪声贡献因素，即 e_N 和 $\sqrt{4K_BTR_S}$ 。这是因为， $i_N \times R_S$ 的电流噪声密度非常小，并且其对总噪声密度的影响可以忽略不计。

低噪声放大器的产品说明书绘制出了典型的图表，其表明电压和电流噪声密度同频率变化轨迹线的对比关系。图 3a 显示了双极放大器的曲线图，而图 3b 显示了 CMOS 放大器的曲线图。请注意，电流噪声密度线并未显示在图 3b 中，因为它极其的低，仅为毫微微安培级别。双极放大器的电流噪声密度为微微安培级别，这一数量值为 CMOS 放大器的 1000 倍。

要对这两种放大器的噪声贡献因素进行比较，可将 1 kHz 下的电压和电流噪声用作参考。这样做可以帮助进行比较说明，因为我们研究的是曲线图表的热噪声区域而非闪烁区域。图 3a 中，双极放大器具有 $3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的电压噪声密度，和 $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的电流噪声密度。在图 3b 中，CMOS 放大器具有 $4.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的电压噪声密度。确定固有噪声密度的这些值以后，我们可以把方程式 1 的所有三项用于双极放大器，并把第一项和第三项用于 CMOS 放大器，便可量化噪声密度贡献因素。方程式 1 的扫描变量为电源电阻。换句话说，使用 1 kHz 电压和电流噪声密度时，电压噪声密度为电源电阻的函数，以此可以计算得到。例 1 显示了双极放大器的这种情况。

图 2 电压噪声密度对比电源电阻

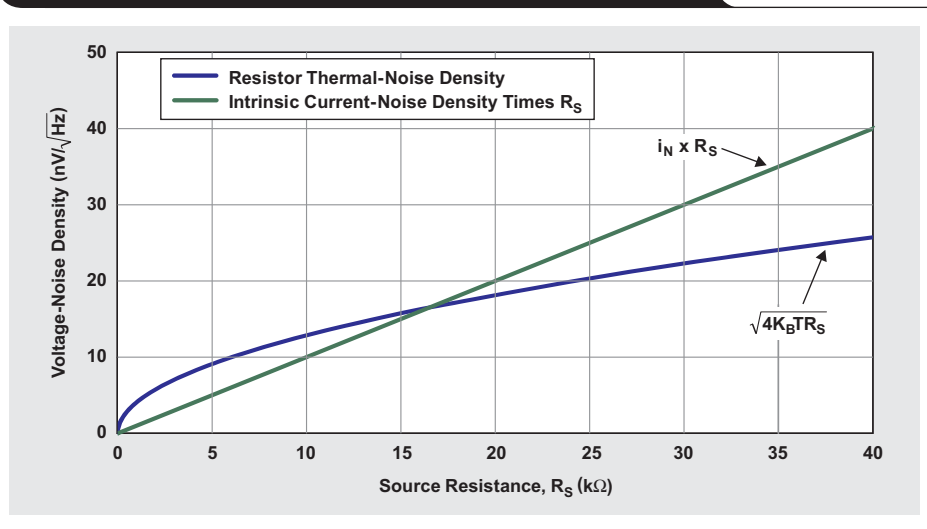
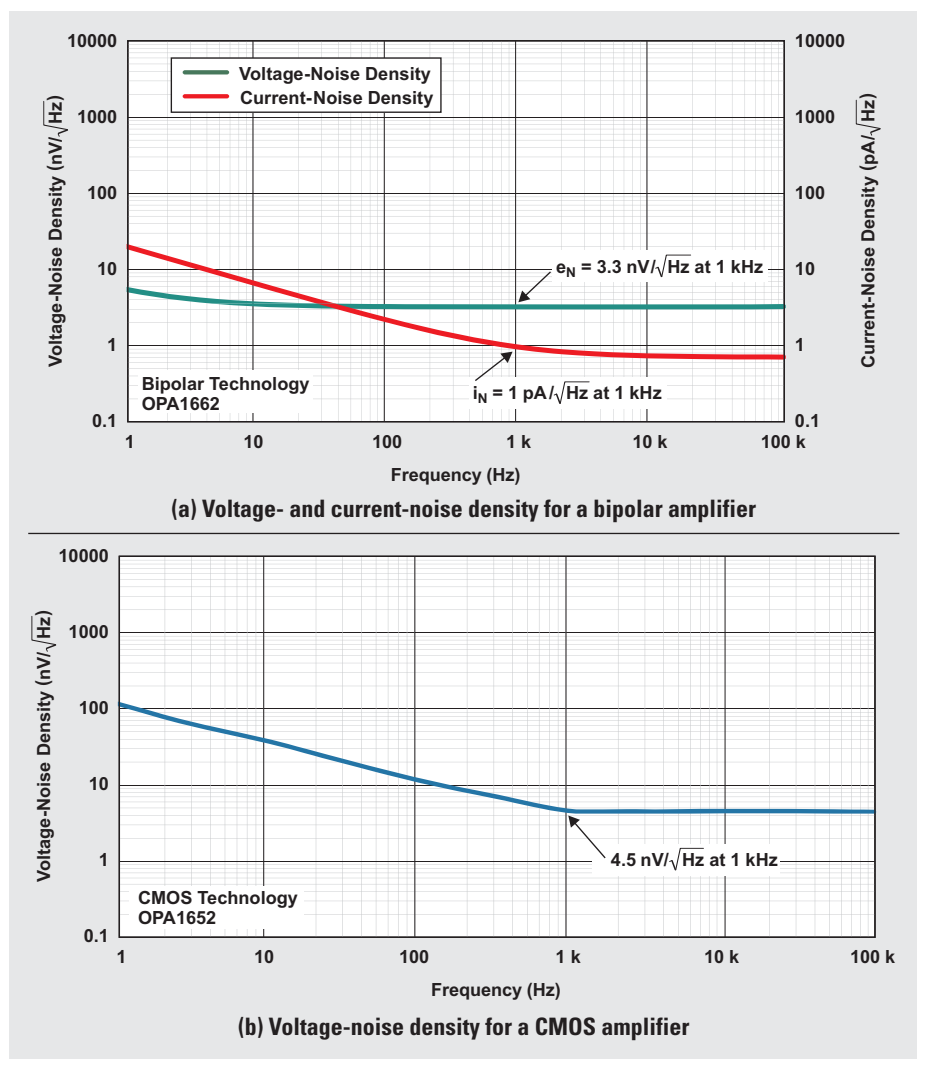


图 3 双极放大器和 CMOS 放大器噪声密度与频率比较图



例1：双极放大器的噪声贡献因素

$$e_N = 3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$i_N \times R_S = 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \times R_S$$

$$\sqrt{4K_B T R_S} = \sqrt{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}) \times (300 \text{ K}) \times (R_S)}$$

方程式 1 的第二项不用于 CMOS 放大器，因为电流噪声密度在 CMOS 放大器中可以忽略不计。例 2 显示了 CMOS 放大器的计算方法。

例 2 CMOS 放大器的噪声贡献因素

$$e_N = 4.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

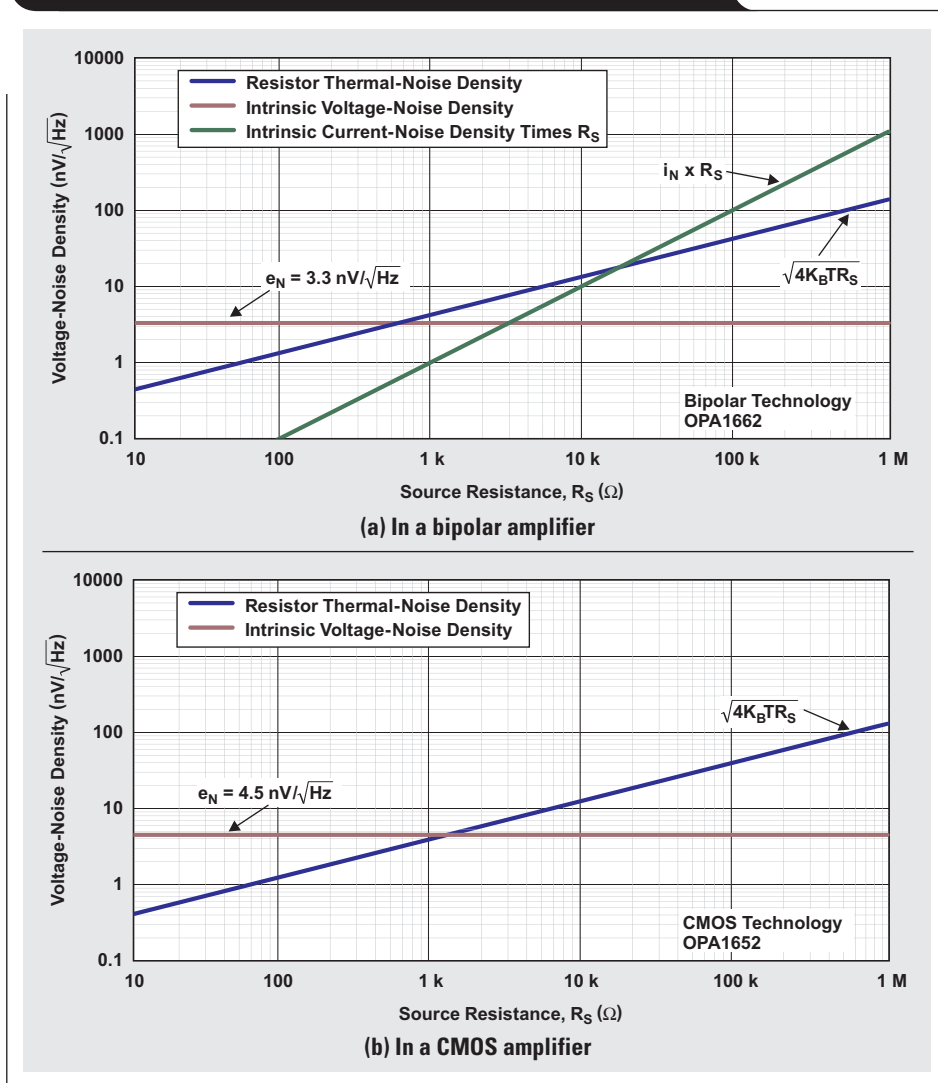
$$\sqrt{4K_B T R_S} = \sqrt{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}) \times (300 \text{ K}) \times (R_S)}$$

图 4a 绘制了双极放大器的三个噪声密度贡献因素。固有电压噪声密度 (e_N) 线恒定不变，并与电源电阻无关。随着电源电阻增加， $i_N \times R_S$ 值（尽管低电源电阻的较小）增加快于 $\sqrt{4K_B T R_S}$ ，从而主导噪声源。

图 4b 显示了 CMOS 放大器的噪声密度贡献因素。

双极放大器时，1 kHz 下的总电压噪声密度 (EO) 可利用方程式

图 4 电压噪声密度与电源电阻比较图



1 计算得到。方程式2求解CMOS放大器总噪声密度如下：

$$E_O = \sqrt{(e_N)^2 + (4K_B T R_S)} \quad (2)$$

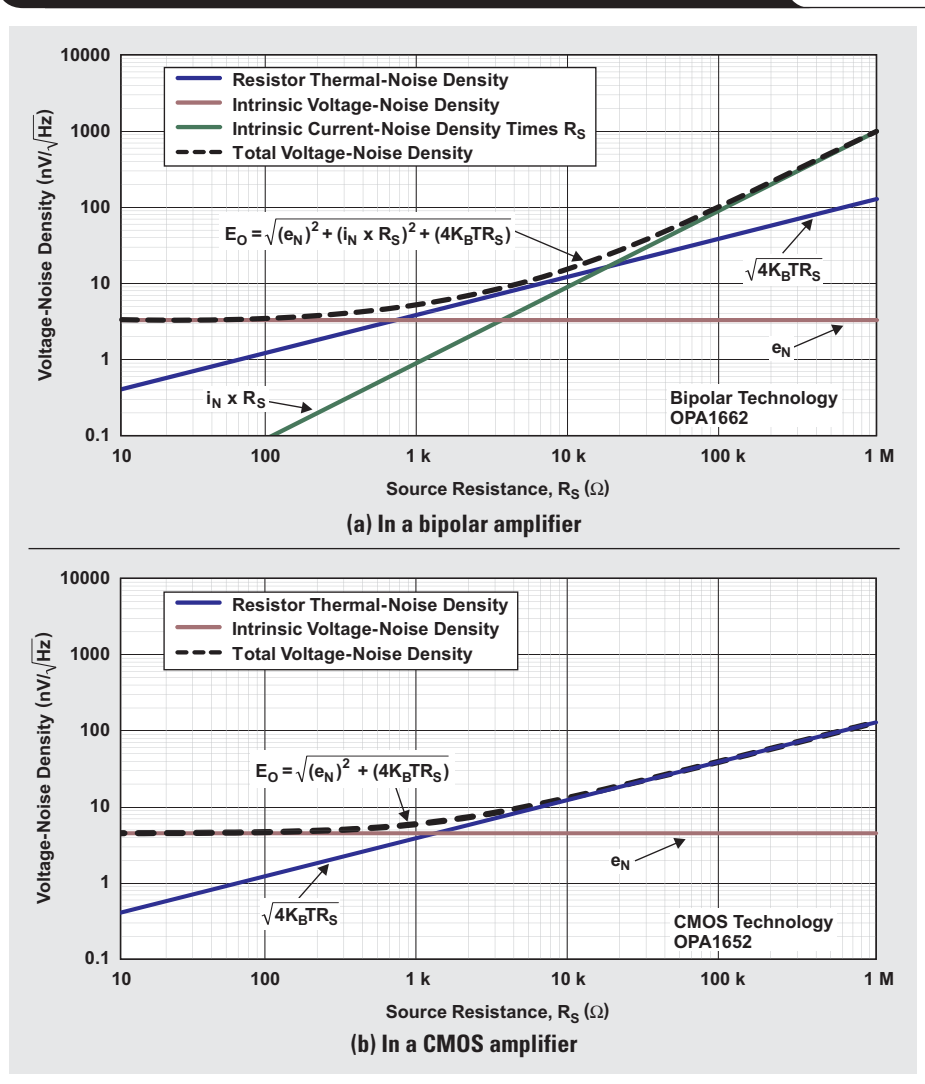
图5a和5b分别显示了双极放大器和 CMOS 放大器的总电压噪声密度曲线图

图 5a 显示，在使用低电源电阻值的双极放大器上，总电压噪声密度 (E_O) 接近放大器固有电压噪声密度 (e_N)。使用中间范围电源电阻值时， E_O 接近电源电阻 ($\sqrt{4K_B T R_S}$) 的热噪声密度。使用大电源电阻值时， E_O 接近电流噪声密度和电源电

阻乘积 ($i_N \times R_S$)。随着电源电阻增加，电流噪声密度成为一个重要的噪声贡献因素，并趋向于放大器的总输出电压噪声密度。

图5b显示，对于低电源电阻而言，CMOS放大器的 E_O （与双极放大器类似），接近放大器的固有电压噪声密度 (e_N)。双极放大器和CMOS放大器之间的差别在于高电源电阻时噪声密度的变化趋势。如前所述，大电源电阻时，双极放大器 E_O 趋向于。但是，如图5b所示，CMOS放大器的 E_O 趋向于电源电阻 ($\sqrt{4K_B T R_S}$) 的热噪声密度。

图 5 总电压噪声密度与电源电阻比较图



使用不同 R_S 值进行 噪声分析

图 6 显示了双极放大器和 CMOS 放大器 1kHz 下总电压噪声密度为电源电阻的函数。它包括了电源电阻的热噪声，以作为一种参考。我们可以在一些低噪声放大器（例如：TI OPA166² 和 OPA165³等）的产品说明中看到这种图。它可以帮助系统工程师们决定哪种放大器是最佳选择，但具体将取决于建模的电源电阻。如果电源电阻曲线不可用，工程师可以通过将电压噪声密度曲线的值插入到方程式 1 和 2 来进行点计算，以确定哪种放大器可以获得最佳的噪声特性。

例 3 中，双极放大器（图 3a）在 1kHz 下具有 3.3 nV/√Hz 的电压噪声 (e_N)。该产生相同量噪声的等效电阻值，可通过重写 $e_N = \sqrt{4K_B T R_S}$ 对 R_S 求解来计算得到。

例 3: $i_N \times R_S \ll \sqrt{4K_B T R_S}$ and a 和小 R_S 值时的计算方法如下：

$$R_S = \frac{e_N^2}{4K_B T},$$

其中 $e_N = 3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $K_B = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, and $T = 300 \text{ K}$.

$$R_S = \frac{(3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2}{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}) \times (300 \text{ K})} \approx 660 \Omega$$

R_S 代入 660 Ω ，得到噪声密度贡献因素：

$$e_N = 3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

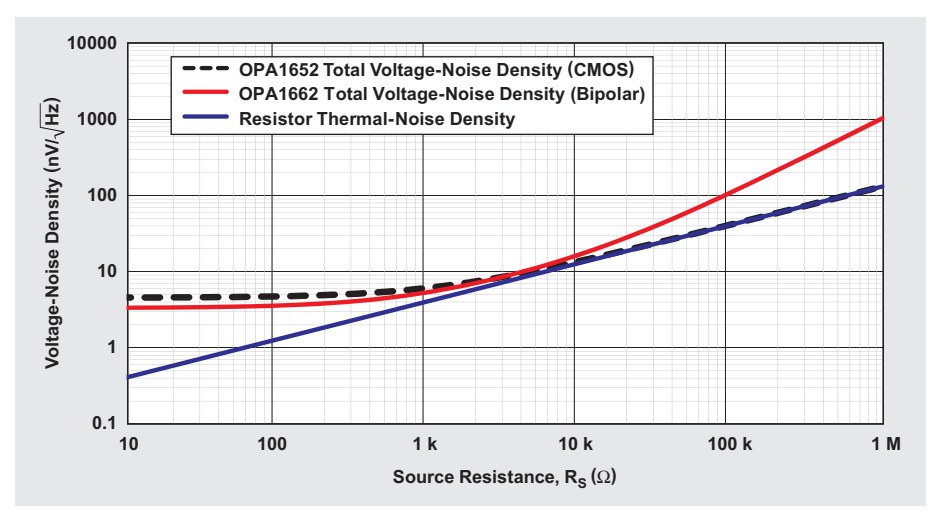
$$i_N \times R_S = (1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (660 \Omega) = 0.66 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\sqrt{4K_B T R_S} = \sqrt{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}) \times (300 \text{ K}) \times (660 \Omega)} = 3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

总噪声为：

$$E_O = \sqrt{(3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (0.66 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} = 4.71 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

**图 6 相对于 R_S 热噪声密度的双极放大器
与 CMOS 放大器总电压噪声密度**



请注意，如果忽略电流噪声密度，则可得到：

$$E_O = \sqrt{(3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} = 4.66 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

因此，电源电阻为 660 Ω 时忽略此项，对总电压噪声密度几乎没有影响。分解因子计算得到 $\sqrt{2}$ 项，即 3dB：

$$E_O = \sqrt{2} \times (3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \approx 4.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

因此，如果使用 660 Ω 电源电阻，则噪声增加约为 4.7 nV/√Hz，也即 3dB。如果超出 660 Ω ，则总噪声开始趋向于电源电阻的热噪声。

例 4: 使用 $i_N \times R_S = \sqrt{4K_B T R_S}$ 和更大的 R_S 值计算：

和例 3 一样，当 $\sqrt{4K_B T R_S}$ 约等于 $i_N \times R_S$ 时，电流噪声密度开始成为主要因素：

$$i_N \times R_S = \sqrt{4K_B T R_S}$$

$$R_S = \frac{4K_B T}{(i_N)^2},$$

其中 $i_N = 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $K_B = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, and $T = 300 \text{ K}$.

$$R_S = \frac{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}) \times (300 \text{ K})}{(1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}})^2} \approx 16 \text{ k}\Omega$$

R_S 代入 16k Ω ，得到噪声密度贡献因素为：

$$e_N = 3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$i_N \times R_S = (1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (16 \text{ k}\Omega) = 16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\begin{aligned} \sqrt{4K_B T R_S} &= \sqrt{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}) \times (300 \text{ K}) \times (16 \text{ k}\Omega)} \\ &= 16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

总噪声为：

$$\begin{aligned} E_O &= \sqrt{(3.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} \\ &= 23.06 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}. \end{aligned}$$

如果忽略固有电压噪声密度，可得到：

$$\begin{aligned} E_O &= \sqrt{(16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} = \sqrt{2} \times (16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \\ &= 22.82 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

16k Ω 电源电阻的固有电压噪声密度，对总噪声密度几乎不产生影响，因为放大器开始仅受到电源电阻电流噪声密度和热噪声密度的影响。如果超出 16k Ω ，总电压噪声密度开始趋向于 $i_N \times R_S$ 。两种放大器中，双极放大器在低电源电阻（约 660 Ω 及以下）时拥有最低噪声。

CMOS 放大器在高电源电阻时拥有最低噪声。3Db 点为电源电阻热噪声等于 4.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 时的那个点，其相当于 1.2k Ω 。超过这个点以后，输出噪声开始趋向于电源电阻的热噪声，因为 CMOS 放大器的电流噪声可以忽略不计。

选择正确的放大器

我们可以利用一条快速有效的经验法则来确定最佳选择是双极放大器还是 CMOS 放大器：如果 e_N 大于或者等于 $i_N \times R_S$ ，则应选择双极放大器；否则应选择 CMOS 放大器。例如，如果使用 OPA1662 的数据，且 R_S 等于 100 Ω ，则 e_N 为 3.3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，而 $i_N \times R_S$ 为 1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ $\times$ 100 Ω ，即 0.1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。由于 3.3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ > 0.1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，因此最好是使用一个双极放大器。如果 R_S 等于 100 Ω ，则 $i_N \times R_S$ 为 1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ $\times$ 100 Ω ，即 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。由于 3.3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ < 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，因此正确的选择是 CMOS 放大器。这条经验法则忽略了电源电阻的热噪声，其与选择哪种放大器无关。图 6 对这种经验法则进行了验证。

如果应用需要约 4k Ω 的中等电源电阻，那么根据图 6 我们应该选择使用哪种放大器呢？当增益带宽、功率和 DC 规格兼容时，一个双极放大器的价格几乎是 CMOS 放大器的两倍。因此应选择 CMOS 放大器，因为在这种电源电阻条件下使用它获得的噪声特性与双极放大器差不多。

电源电阻的选择，也会影响放大器的总谐波失真加噪声 (THD+N)。电源电阻增加，会使双极放大器的 THD+N 变得糟糕，而 CMOS 放大器的电流噪声可以忽略不计，因此允许总失真增加。在大电源电阻的低噪声、低失真应用中，CMOS

放大器是更好的选择。

无独有偶，通过选择热噪声值低于 $i_N \times R_S$ 的电源电阻，完成双极放大器的电流噪声测量工作。 $i_N \times R_S$ 带来的电压噪声趋向大于电源电阻的热电压噪声，因此测量较为容易。

结论

要求使用电源电阻的一些低噪声应用，均要求使用一个能够最小化总输出电压噪声的放大器。本文为您介绍了双极放大器和 CMOS 放大器的各种电压噪声贡献因素。这两种放大器具有兼容的带宽、功率和固有电压噪声。文章还表明双极放大器不宜用于高电源电阻，因为来自 $i_N \times R_S$ 的电压噪声逐渐成为主要噪声贡献因素。CMOS 放大器是一种更好的选择，因为它的电流噪声可以忽略不计。了解这些信息以后，在为某个噪声是唯一关键因素的低噪声应用选择放大器时，系统设计人员便可以在双极放大器和 CMOS 放大器之间做出正确的选择。

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 文献编号替换地址中的“litnumber”）下载 Acrobat® Reader® 文件，获取下列相关资料。

文献名称

TI 文献编号

1、《模拟集成电路设计》，作者：David Johns 和 Kenneth W. Martin, John Wiley & Sons 公司，刊发时间为 1997 年。

2、《SoundPlus™ 低功耗、低噪声、低失真的双极输入音频运算放大器》，刊发于 OPA1662/64 产品说明书

SBOS489

3、《SoundPlus™ 低功耗、低噪声、低失真、通用、FET 输入音频运算放大器》，刊发于 OPA1652/54 产品说明书

SBOS477

4、《谐波失真：第 1 部分—运算放大器中谐波失真与频率测量对比关系》，作者：Jorge Vega 和 Raj Ramanathan，刊发于在线版《EN-天才网络：模拟地带：数据采集区》，网址：http://www.en-genius.net/site/zones/acquisitionZONE/technical_notes/acqt_013012

相关网站

amplifier.ti.com

www.ti.com/product/OPA1652

www.ti.com/product/OPA1662

工业流量计/流量发送器

作者: **Deepa Kalyanaraman**, 德州仪器 (TI) 终端设备
解决方案业务开发经理析工程师

引言

流量计是用于在某些应用中对液体、气体或者两者的混合物流量进行测量的一整套工具, 应用环境包括食品与饮料行业、石油与天然气生产工厂以及化工/制药厂。市场上在售的流量计种类繁多、五花八门。在为特定应用选择正确的流量计过程中, 液体特性 (单相还是双相, 粘稠度、浑浊度等)、流量剖面 (层流式、过渡型或者紊流等)、流量范围以及对于精确测量的需求, 都是我们需要注意的重要因素。另外, 其他一些因素也会影响我们的选择, 例如: 机械限制和输出连接方法等。流量计的总精确度, 在一定程度上取决于应用环境。压力、温度、流体和动态影响都可能会改变测量的结果。

工业用流量计的工作环境存在大量的噪声和高压脉冲源。这就意味着, 模拟前端(AFE) 需要工作在高共模电压下, 并拥有极好的噪声性能, 除此以外还要能够高精度地重复处理小电信号。4 到 20mA 的环路是流量发送器和流量控制设备之间最为常见的接口, 例如: 可编程逻辑控制器。流量发送器可以通过这种环路驱动, 也可以使用一条专用电源线路。专为使用这种环路而设计的一些流量发送器都具有极为严格的功率限制, 因为所有信号采集/处理和传输电子组件都需要在没有 4 到 20mA 环路的情况下单独工作。如 TI MSP430™ 和 TMS320C5000™ DSP 系列等超低功耗处理器, 结合高精度、低功耗 AFE 解决方案, 常常用于一些环路驱动型发送器。拥有许多数字连接特性 (例如: 过程现场总线 (PROFIBUS)、I/O 链路和/或无线连接等) 的发送器正越来越流行, 因为它们可以缩短启动时间, 并能够提供持续的监控和故障诊断。所有这些因素都极大地提高了自动环路的产生力和效率。

本文将概述四种最常见流量计的工作原理: 压差、电磁 (直读式频率计)、科里奥利 (Coriolis) 和超声波。最后一种包括多普勒频移和瞬时流量计。本文将介绍这些流量计的主要应用及其优缺点和系统设计考虑。

压差流量计

这种流量计的工作原理是伯努利原理 (Bernoulli's principle)。它对流动路径收缩的压差下降情况进行测量, 从而推导出流量速度。常见压差流量计类型有孔口流量计、皮托管流量计和文

丘里流量计。孔口流量计 (请参见图 1) 用于形成流动路径收缩。液体流过孔板的孔洞后, 根据质量守恒定律, 流过孔口的流量速度大于液体接近孔口时的速度。根据伯努利原理, 入口处的压力高于出口处的压力。对该压差进行测量, 通过计算体积流量, 便可直接得到流量速度。

压差流量计系统考虑因素

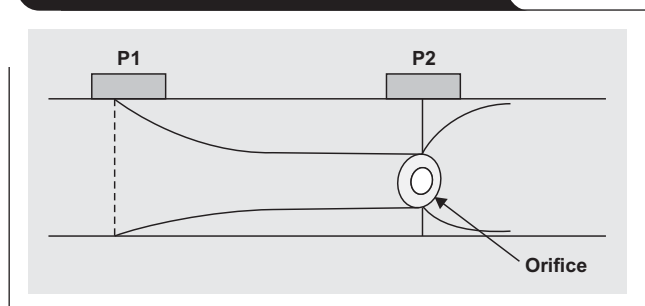
- 稳健和成熟的技术易于保养维护 (无移动部件)
- 适合于紊流测量
- 低流量测量的低准确度
- 使用优异的流量测量技术, 利用额外抽运能量克服始终存在的永久压力损失
- 下游和上游收缩头的管件、弯头和弯管布局要求严格

电磁流量计 (直读式频率计)

这种电磁流量计也称作直读式频率计, 基于电磁法拉定律, 仅可用于测量导电流体流量。它使用两块激励线圈磁铁在管道之间形成强磁场 (请参见图 2)。根据法拉定律, 流体流过管道时, 会引起小电压。位于管道之间的两个传感器电极, 将捕捉到该电压。流体的流动速率与所引起的电压大小成正比。

用于形成磁场的这两个线圈, 可通过 AC 或者 DC 电源激励。使用 AC 激励时, 线圈通过一个 50Hz AC 信号激励。这样做的优点是, 从系统所吸取的电流小于 DC 激励方法。但是, AC 激励方法易受到附近电源线和线路变压器的干扰。因此, 它会引起测量信号误差。另外, 零漂移是 AC 驱动系统的一个共有问

图 1 压差孔口流量计

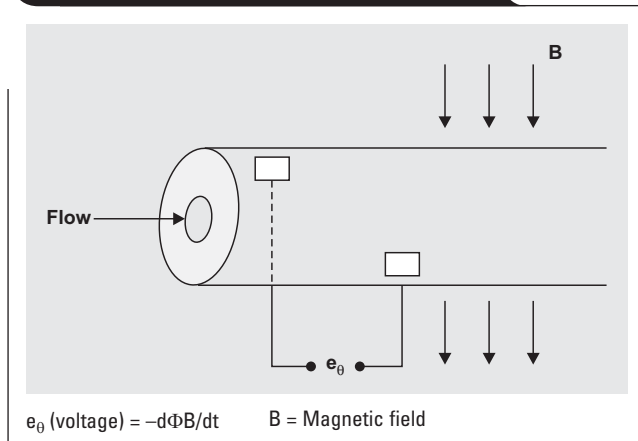


题，并且无法获得校准。使用DC激励时，应用于激磁线圈的电流极性会被定期反向，它常常被用作是一种降低电流需求和缓解 AC 驱动系统问题的方法。

电磁流量计（直接式频率计）系统考虑因素

- 仅可测量导电性大于 $10 \mu\text{S}/\text{cm}$ 的流体，无法应用于石油、油和天然气行业，因为碳氢化合物导电性较差
- 传感器电极取决于流体导电性、管道结构和装置类型

图 2 电磁流量计



- 无系统压力损失，在一些不允许压力下降的应用中这一点至关重要，例如：低速流量应用
- 是腐蚀性和脏液体、料浆等的理想选择，其液相具有足够的导电性，流量计没有内部组件
- 拥有高精度，流量速度指示准确度在 $\pm 1\%$ 范围内
- 成本更高

科里奥利流量计

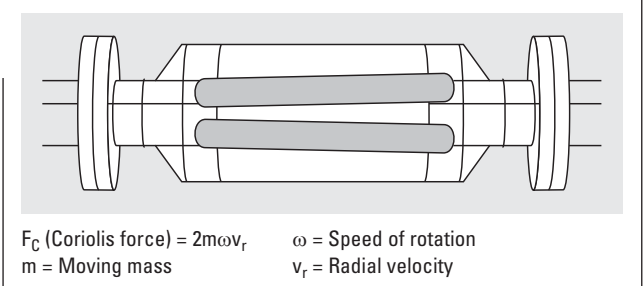
这是一种普遍使用的流量计，它直接对质量流速率进行测量。这种装置包括一个单直管或者一根双曲管（如图 3 所示）。单直管的结构更容易制造和维护，因为它承受更小的应力，但是它易受到干扰和噪声的影响。双曲管的结构可以消除所有噪声，因为两根管反相振荡。

在科里奥利流量计中，我们通过管道上强制形成一个强磁场，来让流体流过的管道以特殊的共振频率振荡。流体开始流过管道时，其受制于科里奥利力。管道的这种振荡运动强制施加于流体线性运动上，从而对管道施加扭曲力。这种扭曲力由管道两端的反向科里奥利加速度，以及流体对于垂直运动的抗力所产生。位于内侧和外侧的传感器电极，获取这种运动所产生的时间差。扭曲力产生的相移，便为对质量流动速率的测量结果。图 4 显示了典型的检测结果。

科里奥利流量计系统考虑因素

- 直接测量质量流动速率，消除了温度、压力和流量剖面对测量结果的影响
- 高精度
- 传感器可以同时测量流量速率和密度，因为管道的基本振荡频率取决于内部流动流体的密度
- 无法对夹带了颗粒物（带气体或者固体颗粒的液体；带有气泡的气体等）的流体流动速率进行测量，因为这些颗粒物会阻滞管道振荡，让其难以测量。

图 3 科里奥利流量计

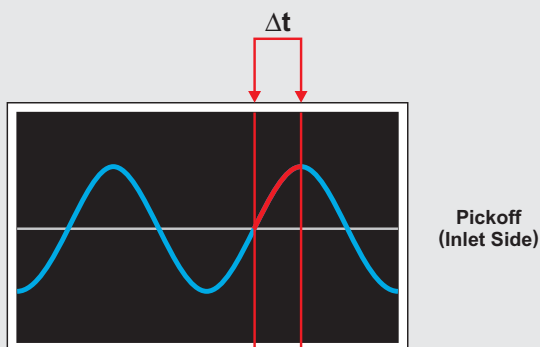


超声波流量计

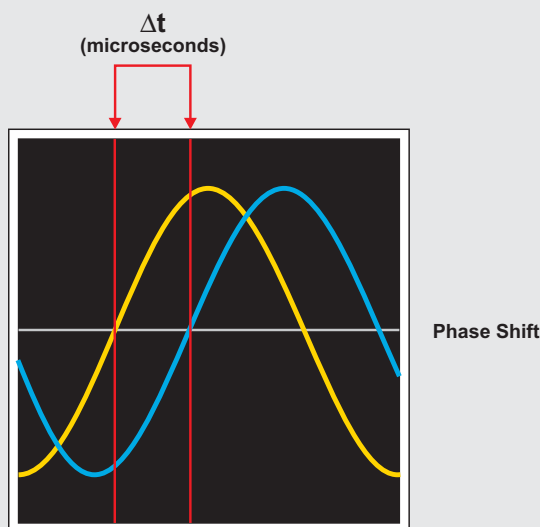
多普勒频移流量计

顾名思义，多普勒频移流量计的原理是多普勒效应。这种流量计（请参见图 5）由一些发射和接收节点传感器组成。发射节

图 4 科里奥利流量计中传感器检测信号



(a) Time difference between inlet and outlet



(b) Phase shift translates to flow rate

点向流体发射一个0.5到10MHz的超声波，其以速度 v 移动。我们假设流体的颗粒或者气泡以相同速度移动。这些颗粒反射超声波，接收器接收到带有移频的反射超声波。利用发射超声波和接收超声波之间的频率差，便可测量流体速度。由于这种超声波流量计要求有足够的流体反射颗粒物，因此它对纯的单相流体无效。

瞬时流量计

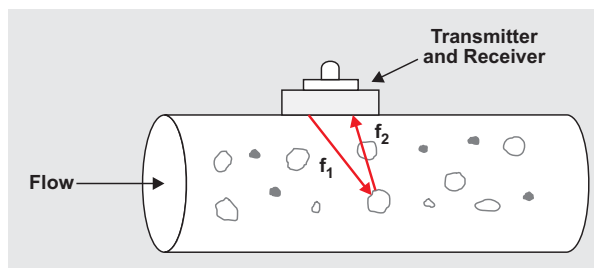
相反，瞬时超声波流量计则可用于极纯液体或者气体的测量。它由一对超声波传感器组成，这些传感器以相对于流体轴的角度成排放置（请参见图 6）。这些传感器（每个包含一个发射器/接收器对），交替向对方发射超声波。流过管道的流体会引起上游和下游传输波束瞬时之间的不同。对该瞬时差进行测量，便可得到流量速度。

瞬时差一般为纳秒级别。因此，不管是直接对时间进行测量，还是要进行频率差转换，都需要使用精密的电子组件才能完成这种测量工作。频率差转换更为普遍一些，它涉及对流动正反方向接收超声波之间频率差进行 FFT 分析。

超声波流量计系统考虑因素

- 多普勒频移流量计相对便宜
- 瞬时流量计是少数几种能够提供对非导电料浆和腐蚀性流体测量的技术之一
- 超声波流量计从外部夹住管道，从而允许在不切割或者断开管件的情况下进行安装，可将人员暴露在危险液体下的概率降至最低，并降低了系统污染。
- 超声波流量计的最大缺点是它对于流体流量剖面的依赖性；平均流速相同时，不同的流量剖面会得到不同的输出读数。

图 5 多普勒频移超声波流量计



Q (volumetric flow rate) = $K\Delta(f_1, f_2)$
 f_1 and f_2 = Incident and reflected frequencies, respectively
 K = A constant that is a function of angle of incidence/reflection, reflective-particle position, cross section

结论

本文讨论了四种最常见流量计的工作原理。另外，我们还讨论了这四种流量计的主要应用和设计考虑因素，表 1 对此进行了概括。

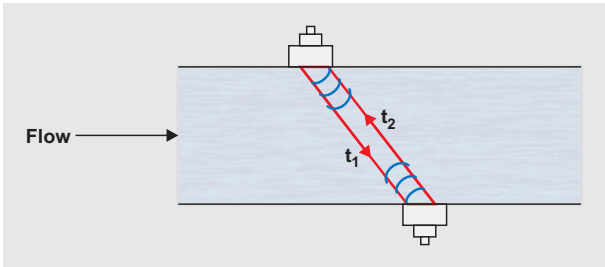
市场上有大量的流量计解决方案，包括工业现场总线收发器接口、各种 AFE 和低功耗处理解决方案等。从市场上五花八门的各种技术和设计中为某种应用选择正确的流量计，是一项颇具

挑战性的工作。通过理解所用流体的属性，知道应用的流量速率和要求测量精确度，并清楚实际限制和工作条件以后，设计人员便能更加快速地缩小选择范围。

相关网站

www.ti.com/solution/flow_meter

图 6 瞬时超声波流量计



Q (volumetric flow rate) = $K \times (t_1 - t_2)/(t_1 \times t_2)$
 K = A constant that is a function of acoustic-path length, ratio between the radial and axial distances from the sensors, velocity distribution (flow-velocity profile), cross section
 t_1 = Transit time for downstream path
 t_2 = Transit time for upstream path

表 1 四种最常见流量计的特性

特性	压差	电磁	科里奥利	超声波
体积/质量测量	体积	体积	质量	体积
流体/流量速率	不适合低流速的气体	不适合气体流	不适合超高流速 (>20,000 l/min)	不适合气体流
颗粒流/料浆	有条件地适合	适合	有条件地适合	有条件地适合
液体/气体混合物	不适合	有条件地适合	有条件地适合	有条件地适合
液体导电性	完全适合	仅导电液体	完全适合	完全适合
食品和饮料（可饮用品）	不适合	适合	适合	最适合非侵入式测量
安装/保养维护	易于安装；要求定期清洁	中等安装难度；最低维护	安装费用相当高；相对免维护	易于安装和维护
典型精确度	满量程的0.6到2%	读数的0.2到1%	读数的0.1到0.5%	多普勒频移流量计：读数1%到满量程的2% 瞬时流量计：读数0.35%到满量程的2%

Index of Articles

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Acquisition			
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
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

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Acquisition (Continued)			
Hardware auto-identification and software auto-configuration for the TLV320AIC10 DSP Codec — a “plug-and-play” algorithm	November 2000	8	SLYT149
Smallest DSP-compatible ADC provides simplest DSP interface	November 2000	1	SLYT148
Efficiently interfacing serial data converters to high-speed DSPs	August 2000	10	SLYT160
Higher data throughput for DSP analog-to-digital converters	August 2000	5	SLYT159
New DSP development environment includes data converter plug-ins	August 2000	1	SLYT158
Introduction to phase-locked loop system modeling	May 2000	5	SLYT169
The design and performance of a precision voltage reference circuit for 14-bit and 16-bit A-to-D and D-to-A converters	May 2000	1	SLYT168
The operation of the SAR-ADC based on charge redistribution	February 2000	10	SLYT176
A methodology of interfacing serial A-to-D converters to DSPs	February 2000	1	SLYT175
Techniques for sampling high-speed graphics with lower-speed A/D converters	November 1999	5	SLYT184
Precision voltage references	November 1999	1	SLYT183
Evaluating operational amplifiers as input amplifiers for A-to-D converters	August 1999	7	SLYT193
Low-power data acquisition sub-system using the TI TLV1572	August 1999	4	SLYT192
Aspects of data acquisition system design	August 1999	1	SLYT191
Power Management			
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
I _Q : What it is, what it isn't, and how to use it	2Q, 2011	18	SLYT412
Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter	2Q, 2011	14	SLYT411
Implementation of microprocessor-controlled, wide-input-voltage, SMBus smart battery charger	2Q, 2011	11	SLYT410
Fine-tuning TI's Impedance Track™ battery fuel gauge with LiFePO ₄ cells in shallow-discharge applications	1Q, 2011	13	SLYT402
An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI's compliant solutions	1Q, 2011	10	SLYT401
Save power with a soft Zener clamp	4Q, 2010	19	SLYT392
A low-cost, non-isolated AC/DC buck converter with no transformer	4Q, 2010	16	SLYT391
Computing power going “Platinum”	3Q, 2010	13	SLYT382
Coupled inductors broaden DC/DC converter usage	3Q, 2010	10	SLYT380
Designing DC/DC converters based on ZETA topology	2Q, 2010	16	SLYT372
Discrete design of a low-cost isolated 3.3- to 5-V DC/DC converter	2Q, 2010	12	SLYT371
Power-supply design for high-speed ADCs	1Q, 2010	12	SLYT366
Li-Ion battery-charger solutions for JEITA compliance	1Q, 2010	8	SLYT365
Fuel-gauging considerations in battery backup storage systems	1Q, 2010	5	SLYT364
Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters	4Q, 2009	15	SLYT358
Designing a multichemistry battery charger	4Q, 2009	13	SLYT357
Using power solutions to extend battery life in MSP430™ applications	4Q, 2009	10	SLYT356
Reducing radiated EMI in WLED drivers	3Q, 2009	17	SLYT340
Selecting the right charge-management solution	2Q, 2009	18	SLYT334
Designing a linear Li-Ion battery charger with power-path control	2Q, 2009	12	SLYT333
Taming linear-regulator inrush currents	2Q, 2009	9	SLYT332
Using a portable-power boost converter in an isolated flyback application	1Q, 2009	19	SLYT323

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
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 <i>Bluetooth</i> ® headsets.	4Q, 2006	13	SLYT255
A 3-A, 1.2- V_{OUT} linear regulator with 80% efficiency and $P_{LOST} < 1$ W.	4Q, 2006	10	SLYT254
Complete battery-pack design for one- or two-cell portable applications.	3Q, 2006	14	SLYT248
Single-chip bq2403x power-path manager charges battery while powering system.	3Q, 2006	12	SLYT247
TPS65552A powers portable photoflash.	3Q, 2006	10	SLYT246
TPS61059 powers white-light LED as photoflash or movie light	3Q, 2006	8	SLYT245
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 2	2Q, 2006	18	SLYT240
Wide-input dc/dc modules offer maximum design flexibility	2Q, 2006	13	SLYT239
TLC5940 PWM dimming provides superior color quality in LED video displays	2Q, 2006	10	SLYT238
Practical considerations when designing a power supply with the TPS6211x	1Q, 2006	17	SLYT234
TPS79918 RF LDO supports migration to StrataFlash® Embedded Memory (P30)	1Q, 2006	14	SLYT233
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 1	1Q, 2006	9	SLYT232
TLC5940 dot correction compensates for variations in LED brightness.	4Q, 2005	21	SLYT225
Li-Ion switching charger integrates power FETs.	4Q, 2005	19	SLYT224
New power modules improve surface-mount manufacturability	3Q, 2005	18	SLYT212
Miniature solutions for voltage isolation.	3Q, 2005	13	SLYT211
Understanding power supply ripple rejection in linear regulators.	2Q, 2005	8	SLYT202
Understanding noise in linear regulators	2Q, 2005	5	SLYT201
A better bootstrap/bias supply circuit.	1Q, 2005	33	SLYT077
Tips for successful power-up of today's high-performance FPGAs	3Q, 2004	11	SLYT079
LED-driver considerations.	1Q, 2004	14	SLYT084
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 2.	4Q, 2003	21	SLYT092
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 1.	3Q, 2003	13	SLYT097
Soft-start circuits for LDO linear regulators.	3Q, 2003	10	SLYT096
Auto-Track™ voltage sequencing simplifies simultaneous power-up and power-down.	3Q, 2003	5	SLYT095
Using the TPS61042 white-light LED driver as a boost converter.	1Q, 2003	7	SLYT101
Load-sharing techniques: Paralleling power modules with overcurrent protection	1Q, 2003	5	SLYT100
Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications.	4Q, 2002	18	SLYT107
Power conservation options with dynamic voltage scaling in portable DSP designs	4Q, 2002	12	SLYT106
Using the UCC3580-1 controller for highly efficient 3.3-V/100-W isolated supply design	4Q, 2002	8	SLYT105
Powering electronics from the USB port	2Q, 2002	28	SLYT118
Optimizing the switching frequency of ADSL power supplies	2Q, 2002	23	SLYT117
SWIFT™ Designer power supply design program.	2Q, 2002	15	SLYT116

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
Why use a wall adapter for ac input power?	1Q, 2002	18	SLYT126
Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications	1Q, 2002	12	SLYT125
Power control design key to realizing InfiniBand SM benefits	1Q, 2002	10	SLYT124
Runtime power control for DSPs using the TPS62000 buck converter	July 2001	15	SLYT131
Power supply solution for DDR bus termination	July 2001	9	SLYT130
–48-V/+48-V hot-swap applications	February 2001	20	SLYT140
Optimal design for an interleaved synchronous buck converter under high-slew-rate, load-current transient conditions	February 2001	15	SLYT139
Comparison of different power supplies for portable DSP solutions working from a single-cell battery	November 2000	24	SLYT152
Understanding the load-transient response of LDOs	November 2000	19	SLYT151
Optimal output filter design for microprocessor or DSP power supply	August 2000	22	SLYT162
Advantages of using PMOS-type low-dropout linear regulators in battery applications	August 2000	16	SLYT161
Low-cost, minimum-size solution for powering future-generation Celeron TM -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
Interface (Data Transmission)			
Extending the SPI bus for long-distance communication	4Q, 2011	16	SLYT441
Industrial data-acquisition interfaces with digital isolators	3Q, 2011	24	SLYT426
Isolated RS-485 transceivers support DMX512 stage lighting and special-effects applications	3Q, 2011	21	SLYT425
Designing an isolated I ² C Bus [®] interface by using digital isolators	1Q, 2011	17	SLYT403
Interfacing high-voltage applications to low-power controllers	4Q, 2010	20	SLYT393
Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators	3Q, 2010	19	SLYT381
Designing with digital isolators	2Q, 2009	21	SLYT335
Message priority inversion on a CAN bus	1Q, 2009	25	SLYT325
RS-485: Passive failsafe for an idle bus	1Q, 2009	22	SLYT324
Cascading of input serializers boosts channel density for digital inputs	3Q, 2008	16	SLYT301
When good grounds turn bad—isolate!	3Q, 2008	11	SLYT298
Enabling high-speed USB OTG functionality on TI DSPs	2Q, 2007	18	SLYT271
Detection of RS-485 signal loss	4Q, 2006	18	SLYT257
Improved CAN network security with TI's SN65HVD1050 transceiver	3Q, 2006	17	SLYT249
Device spacing on RS-485 buses	2Q, 2006	25	SLYT241
Maximizing signal integrity with M-LVDS backplanes	2Q, 2005	11	SLYT203
Failsafe in RS-485 data buses	3Q, 2004	16	SLYT080
The RS-485 unit load and maximum number of bus connections	1Q, 2004	21	SLYT086
Estimating available application power for Power-over-Ethernet applications	1Q, 2004	18	SLYT085
Power consumption of LVPECL and LVDS	1Q, 2002	23	SLYT127
The SN65LVDS33/34 as an ECL-to-LVTTL converter	July 2001	19	SLYT132
The Active Fail-Safe feature of the SN65LVDS32A	November 2000	35	SLYT154
A statistical survey of common-mode noise	November 2000	30	SLYT153
Performance of LVDS with different cables	August 2000	30	SLYT163
LVDS: The ribbon cable connection	May 2000	19	SLYT172
LVDS receivers solve problems in non-LVDS applications	February 2000	33	SLYT180
Skew definition and jitter analysis	February 2000	29	SLYT179
Keep an eye on the LVDS input levels	November 1999	17	SLYT188
TIA/EIA-568A Category 5 cables in low-voltage differential signaling (LVDS)	August 1999	16	SLYT197

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Audio			
Precautions for connecting APA outputs to other devices	.2Q, 2010	22	SLYT373
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
An audio circuit collection, Part 2	February 2001	41	SLYT145
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
An audio circuit collection, Part 1	November 2000	39	SLYT155
PCB layout for the TPA005D1x and TPA032D0x Class-D APAs	February 2000	39	SLYT182
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
Amplifiers: Op Amps			
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
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
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 μA	.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
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
Pressure transducer-to-ADC application	February 2001	38	SLYT144

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Op Amps (Continued)			
Fully differential amplifiers applications: Line termination, driving high-speed ADCs, and differential transmission lines	February 2001	32	SLYT143
Analysis of fully differential amplifiers	November 2000	48	SLYT157
Thermistor temperature transducer-to-ADC application	November 2000	44	SLYT156
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
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
Low-Power RF			
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
General Interest			
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

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 0800-446-934
Philippines 1-800-765-7404
Singapore 800-886-1028
Taiwan 0800-006800
Thailand 001-800-886-0010

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

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

A011012

DLP is a registered trademark and Auto-Track, E2E, FilterPro, Impedance Track, MSP430, NexFET, OMAP, SoundPlus, SWIFT, and TMS320C5000 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. All other trademarks are the property of their respective owners.