



电源开关设计秘笈 30 例



Robert Kollman

Roger Chan

Alan Hastings

Rich Nowakowski

www.ti.com.cn

2011-2-28

前 言

电源设计一直是工程师面对的一个难题，随着全球节能环保意识的提升，设计简捷、高效、轻巧的绿色电源成为工程师的首要任务，为了帮助工程师解决这方面的难题，现在特别隆重推出大量实用资料供工程师朋友下载，目前推出的一本电子书叫做《电源开关设计秘笈 30 例》，对电源开关设计技巧做出了详细的说明，相信一定对工程师朋友们有很大帮助。

《电源开关设计秘笈 30 例》电子书收集了 TI 公司专家撰写的有关电源设计的 30 个秘笈，现特做出合订本，方便工程师朋友进行下载，这 30 个秘笈的前十个分别如下，后二十个会分两次逐次与大家分享，敬请期待。

秘笈 1 为您的电源选择正确的工作频率

秘笈2 驾驭噪声电源

秘笈 3 多相升压转换器为车载音频放大器提供电力

秘笈 4 单芯片 bq2403x 电源路径管理器在为系统供电的同时可对电池进行充电

秘笈5 适用于单节或两节电池供电的便携式应用的完整电池组设计

秘笈 6 使用 TPS65552A 驱动便携式相机闪光灯

秘笈 7 白光 LED 电源设计技术

秘笈 8 运用多相数字电源解决方案应对系统问题

秘笈 9 首款 PWM 器件：打开了电源管理产业发展的的大门

秘笈 10 电池容量：如何精确预测便携式设备的剩余电池电量和运行时间



作者简介



Robert Kollman 现任 TI 高级应用经理兼科技委员会的资深委员。他拥有在电源电子领域超过 30 年的工作经验，并为电源电子设计了从低功耗 (sub-watt) 到超低功耗 (sub-megawatt) 的磁性元件，工作频率在兆赫兹范围内。Robert 毕业于得克萨斯 A&M 大学 (Texas A&M University)，获电子工程理学士学位，后又毕业于南卫理公会大学 (Southern Methodist

Roger Chan 现任 TI 设计工程师，主要负责电源接口和热插拔设计。Roger 拥有一项专利和 3 项未决专利。他毕业于德克萨斯大学奥斯汀分校 (University of Texas at Austin)，获电子工程理学士学位，后又毕业于密歇根大学安娜堡分校 (University of Michigan, Ann Arbor)，获电子工程硕士学位。



Alan Hastings 现任 TI 高级设计工程师，主要设计针对热插拔和以太网供电市场的产品。他现为 TI 科学家并拥有 20 多项专利。Alan 毕业于佛罗里达大学甘城分校 (University of Florida, Gainesville)。

Rich Nowakowski 现任 TI 高性能模拟产品部 DC/DC 转换器产品营销经理。他毕业于北达科他州立大学 (North Dakota State University)，获电子工程理学士学位和工商管理硕士学位。





目录

秘笈 1 为您的电源选择正确的工作频率	1
秘笈 2 驾驭噪声电源	3
秘笈 3 多相升压转换器为车载音频放大器提供电力	6
秘笈 4 单芯片 bq2403x 电源路径管理器在为系统供电 的同时可对电池进行充电	9
秘笈 5 适用于单节或两节电池供电的便携式应用的完整电池组设计	12
秘笈 6 使用 TPS65552A 驱动便携式相机闪光灯	16
秘笈 7 白光 LED 电源设计技术	19
秘笈 8 运用多相数字电源解决方案应对系统问题	27
秘笈 9 首款 PWM 器件：打开了电源管理产业发展的的大门	32
秘笈 10 电池容量：如何精确预测便携式设备的剩余电池电量和运行时间	35



秘笈 1 为您的电源选择正确的工作频率

欢迎来到电源设计小贴士！随着现在对更高效、更低成本电源解决方案需求的强调，我们创建了该专栏，就各种电源管理课题提出一些对您有帮助的小技巧。该专栏面向各级设计工程师。无论您是从事电源业务多年还是刚刚步入电源领域，您都可以在这里找到一些极其有用的信息，以帮助您迎接下一个设计挑战。

为您的电源选择最佳的工作频率是一个复杂的权衡过程，其中包括尺寸、效率以及成本。通常来说，低频率设计往往是最为高效的，但是其尺寸最大且成本也最高。虽然调高频率可以缩小尺寸并降低成本，但会增加电路损耗。接下来，我们使用一款简单的降压电源来描述这些权衡过程。

我们以滤波器组件作为开始。这些组件占据了电源体积的大部分，同时滤波器的尺寸同工作频率成反比关系。另一方面，每一次开关转换都会伴有能量损耗；工作频率越高，开关损耗就越高，同时效率也就越低。其次，较高的频率运行通常意味着可以使用较小的组件值。因此，更高频率运行能够带来极大的成本节约。

图 1 显示的是降压电源频率与体积的关系。频率为 100 kHz 时，电感占据了电源体积的大部分（深蓝色区域）。如果我们假设电感体积与其能量相关，那么其体积缩小将与频率成正比例关系。由于某种频率下电感的磁芯损耗会极大增高并限制尺寸的进一步缩小，因此在此情况下上述假设就不容乐观了。如果该设计使用陶瓷电容，那么输出电容体积（褐色区域）便会随频率缩小，即所需电容降低。另一方面，之所以通常会选用输入电容，是因为其具有纹波电流额定值。该额定值不会随频率而明显变化，因此其体积（黄色区域）往往可以保持恒定。另外，电源的半导体部分不会随频率而变化。这样，由于低频开关，无源器件会占据电源体积的大部分。当我们转到高工作频率时，半导体（即半导体体积，淡蓝色区域）开始占据较大的空间比例。

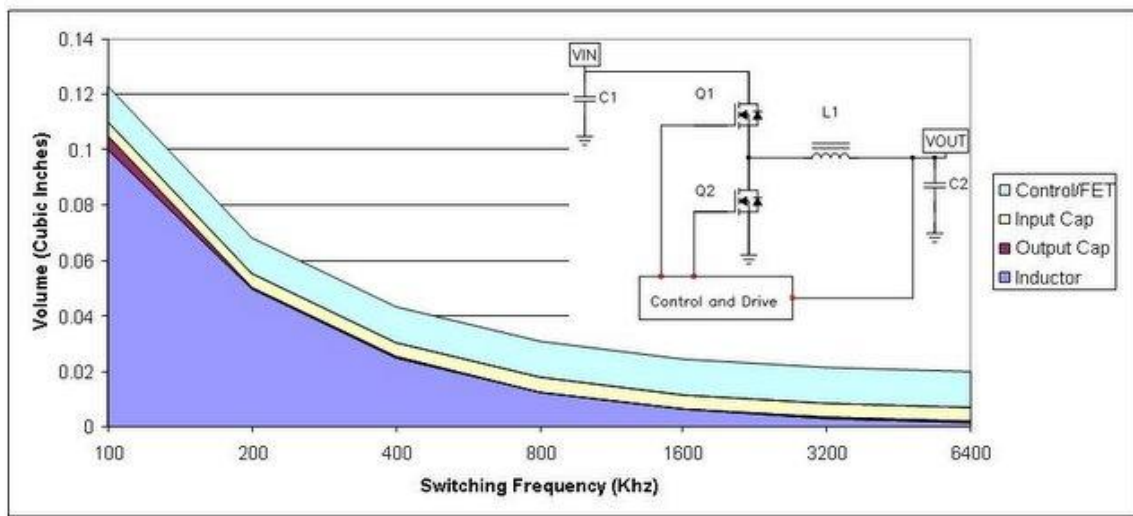


图 1 电源组件体积主要由半导体占据



该曲线图显示半导体体积本质上并未随频率而变化，而这一关系可能过于简单化。与半导体相关的损耗主要有两类：传导损耗和开关损耗。同步降压转换器中的传导损耗与 MOSFET 的裸片面积成反比关系。MOSFET 面积越大，其电阻和传导损耗就越低。

开关损耗与 MOSFET 开关的速度以及 MOSFET 具有多少输入和输出电容有关。这些都与器件尺寸的大小相关。大体积器件具有较慢的开关速度以及更多的电容。图 2 显示了两种不同工作频率 (F) 的关系。传导损耗 (P_{con}) 与工作频率无关，而开关损耗 ($P_{sw F1}$ 和 $P_{sw F2}$) 与工作频率成正比例关系。因此更高的工作频率 ($P_{sw F2}$) 会产生更高的开关损耗。当开关损耗和传导损耗相等时，每种工作频率的总损耗最低。另外，随着工作频率提高，总损耗将更高。

但是，在更高的工作频率下，最佳裸片面积较小，从而带来成本节约。实际上，在低频率下，通过调整裸片面积来最小化损耗会带来极高成本的设计。但是，转到更高工作频率后，我们就可以优化裸片面积来降低损耗，从而缩小电源的半导体体积。这样做的缺点是，如果我们不改进半导体技术，那么电源效率将会降低。

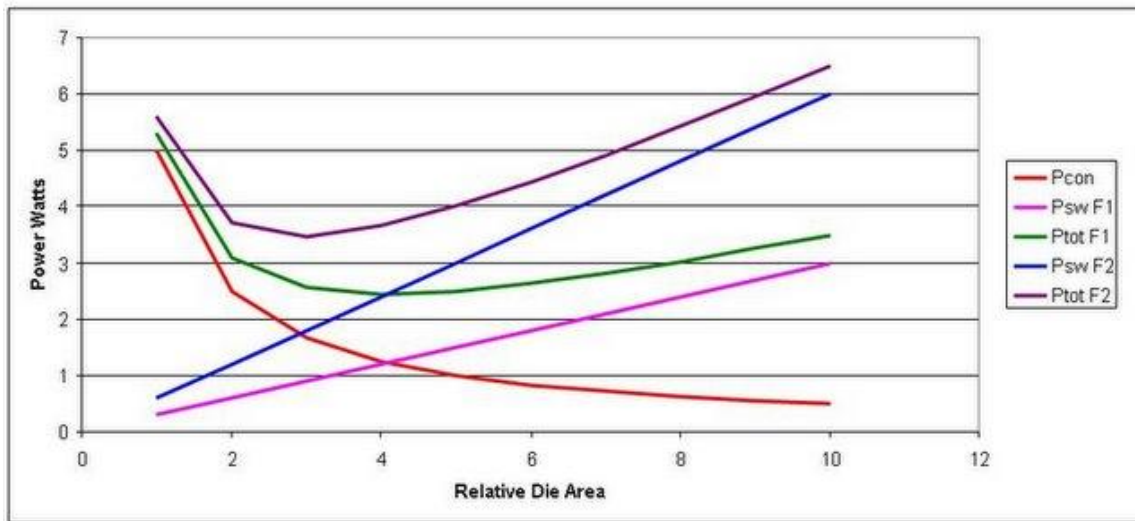


图 2 提高工作频率会导致更高的总体损耗

如前所述，更高的工作频率可缩小电感体积；所需的内层芯板会减少。更高频率还可降低对于输出电容的要求。有了陶瓷电容，我们就可以使用更低的电容值或更少的电容。这有助于缩小半导体裸片面积，进而降低成本。

秘笈2 驾驭噪声电源

无噪声电源并非是偶然设计出来的。一种好的电源布局是在设计时最大程度的缩短实验时间。花费数分钟甚至是数小时的时间来仔细查看电源布局，便可以省去数天的故障排查时间。

图 1 显示的是电源内部一些主要噪声敏感型电路的结构图。将输出电压与一个参考电压进行比较以生成一个误差信号，然后再将该信号与一个斜坡相比较，以生成一个用于驱动功率级的 PWM（脉宽调制）信号。

电源噪声主要来自三个地方：误差放大器输入与输出、参考电压以及斜坡。对这些节点进行精心的电气设计和物理设计有助于最大程度地缩短故障诊断时间。一般而言，噪声会与这些低电平电路电容耦合。一种卓越的设计可以确保这些低电平电路的紧密布局，并远离所有开关波形。接地层也具有屏蔽作用。

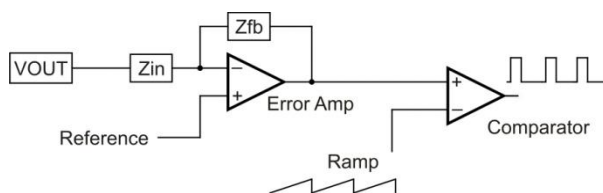


图 1 低电平控制电路的诸多噪声形成机会

误差放大器输入端可能是电源中最为敏感的节点，因为其通常具有最多的连接组件。如果将其与该级的极高增益和高阻抗相结合，后患无穷。在布局过程中，您必须最小化节点长度，并尽可能近地将反馈和输入组件靠近误差放大器放置。如果反馈网络中存在高频积分电容，那么您必须将其靠近放大器放置，其他反馈组件紧跟其后。并且，串联电阻-电容也可能形成补偿网络。最理想的结果是，将电阻靠近误差放大器输入端放置，这样，如果高频信号注入该电阻-电容节点时，那么该高频信号就不得不承受较高的电阻阻抗——而电容对高频信号的阻抗则很小。

斜坡是另一个潜在的会带来噪声问题的地方。斜坡通常由电容器充电（电压模式）生成，或由来自于电源开关电流的采样（电流模式）生成。通常，电压模式斜坡并不是一个问题，因为电容对高频注入信号的阻抗很小。而电流斜坡却较为棘手，因为存在了上升边沿峰值、相对较小的斜坡振幅以及功率级寄生效应。

图 2 显示了电流斜坡存在的一些问题。第一幅图显示了上升边沿峰值和随后产生的电流斜坡。比较器（根据其不同速度）具有两个电压结点 (potential trip points)，结果是无序控制运行，听起来更像是煎熏肉的声音。

利用控制 IC 中的上升边沿消隐可以很好地解决这一问题，其忽略了电流波形的最初部分。波形的高频滤波也有助于解决该问题。同样也要将电容器尽可能近地靠近控制 IC 放置。正如这两种波形表现出来的那样，另一种常见的问题是次谐波振荡。



这种宽-窄驱动波形表现为非充分斜率补偿。向当前斜坡增加更多的电压斜坡便可以解决该问题。

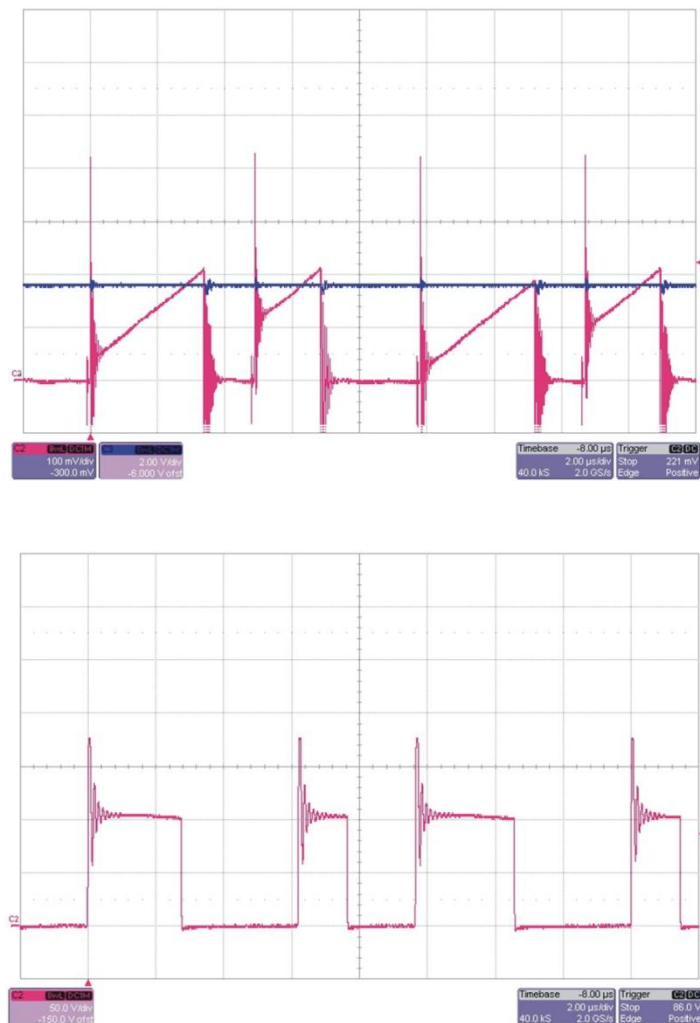


图 2 两种常见的电流模式噪声问题

尽管您已经相当仔细地设计了电源布局，但是您的原型电源还是存在噪声。这该怎么办呢？首先，您要确定消除不稳定因素的环路响应不存在问题。有趣的是，噪声问题可能会看起来像是电源交叉频率上的不稳定。但真正的情况是该环路正以其最快响应速度纠出注入误差。同样，最佳方法是识别出噪声正被注入下列三个地方之一：误差放大器、参考电压或斜坡。您只需分步解决便可！

第一步是检查节点，看斜坡中是否存在明显的非线性，或者误差放大器输出中是否存在高频率变化。如果检查后没有发现任何问题，那么就将误差放大器从电路中取出，并用一个清洁的电压源加以代替。这样您应该就能够改变该电压源的输出，以平稳地改变电源输出。如果这样做奏效的话，那么您就已经将问题范围缩小至参考电压和误差放大器了。



有时，控制 IC 中的参考电压易受开关波形的影响。利用添加更多（或适当）的旁路可能会使这种状况得到改善。另外，使用栅极驱动电阻来减缓开关波形也可能会有助于解决这一问题。如果问题出在误差放大器上，那么降低补偿组件阻抗会有所帮助，因为这样降低了注入信号的振幅。如果所有这些方法都不奏效，那么就从印刷电路板将误差放大器节点去除。对补偿组件进行架空布线 (air wiring) 可以帮助我们识别出哪里有问题。



秘笈 3 多相升压转换器为车载音频放大器提供电力

作者：Brian King 和 Dave Parks，德州仪器 (TI) 应用工程师

车载音频放大器通常使用升压转换器来生成 18 V~28 V（或更高）的电池输出电压。在这些 100W 及 100W 以上的高功耗应用中，需要大升压电感、多个级别的输出电容器、并行 MOSFET 及二极管。将功率级分成多个并行相位减少了许多功率组件的应力，加速了对负载变化（如那些重低音音符）的响应，并提高了系统效率。

找到一款能够用于 2 相升压转换器的脉宽调制控制器 (PWM) 相对较容易。大多数双通道交错式离线控制器或推挽式控制器均可以被直接异相地驱动两个升压 MOSFET。但是，在 4 相解决方案中，控制器的选择范围更加有限。幸运的是，可以轻松地对一些多相降压控制器进行改装，以在 4 相升压转换器中使用。

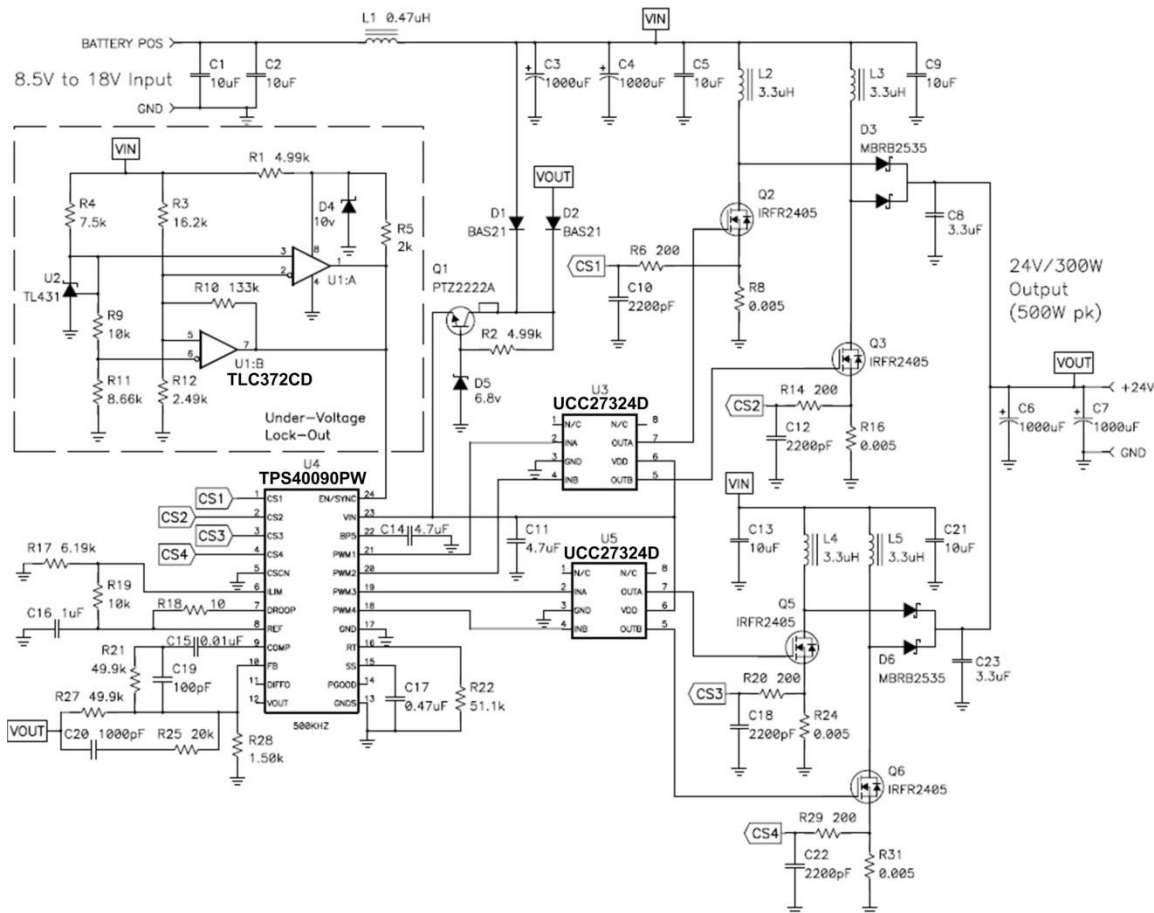
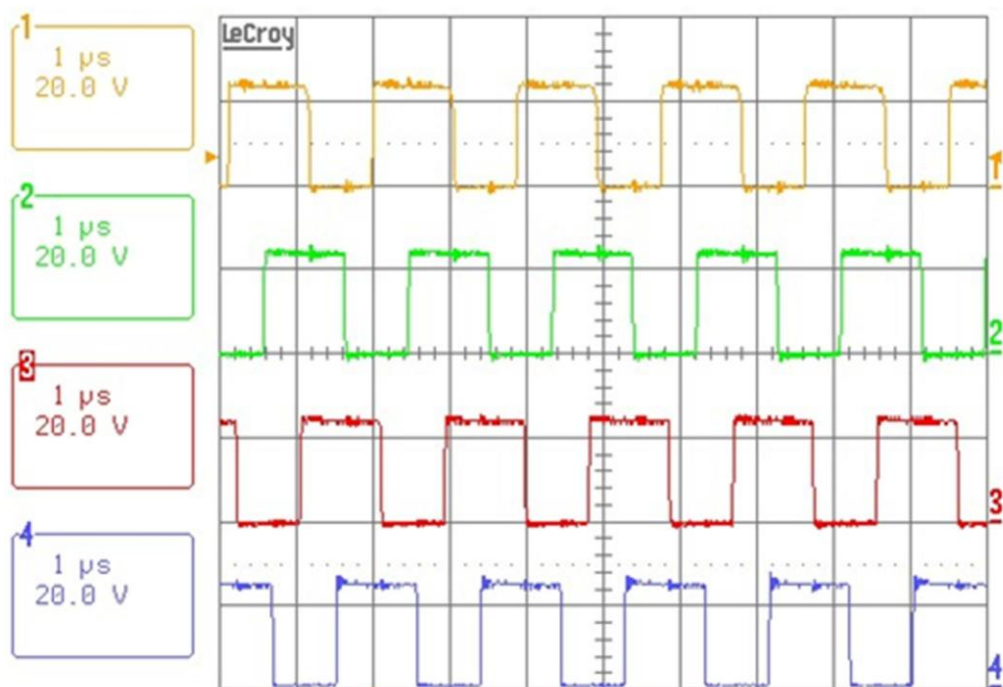


图 1 显示了一款使用了 TI 的 TPS40090 多相降压控制器的 4 相、300W 升压电源，该转换器设计旨在处理一般会出现在音频应用中的 500W 峰值突发。通常，在多相降压结构中，该控制器通过感知输出电感中的平均电流来平衡每一相位的电力。相反，在一个多相升压结构中，对电流的感知是在安装于每一个 FET 源极上的电阻器中进行的。

通过在每一个 FET 中平衡峰值电流，多相控制器在所有升压相位中均匀地分配电力。来自控制器的栅极驱动信号为逻辑电平，因此每一个相位都要求具有一个 MOSFET 驱动器。本设计中，可以使用一个双通道 MOSFET 驱动器（例如：UCC27324）来减少组件的数量。

通过对每一个相位施加一个流限，多相控制器则可以保护控制器免于受到过载条件的损害。音频应用具有比平均输出功率要高很多的短暂的峰值功率需求。必须将流限设置得足够高，以满足这些峰值功率要求。

外部欠压锁定 (UVLO) 电路还提供了另一层级的保护，其可防止系统在低电池电压状态下运行。当电池电压下降时，升压电源将试图提供尽量多的输入电流，这样会导致电池电量耗尽时电池电压的急剧下降。这种情况会使电池受到损坏，最坏的情况甚至会使电池报废。简单且低成本的 UVLO 电路由一个参考电路、一个双通道比较器和数个电阻器（未显示在图中）组成。



本设计中，四个相位均以 500 kHz 进行切换，并且分别为 90 度同步。图 2 显示了所有四个相位的漏-源电压波形。来自每一个相位的纹波电流在输入端和输出端进行求和，同时它们在输入端和输出端部分地互相抵消。这就同时减少了输入和输出电容器的 ac 纹波电流。另外，综合纹波电流为 2 MHz 时，相位频率则是单个的四倍。

由于降低的纹波电流以及更高的频率，与单相解决方案相比，输入和输出电容量在多相解决方案中要小得多。更高效的开关频率还允许转换器更为快速地对负载电流的变化做出响应。

所有单个相位的功率级都是由一个电感、MOSFET、肖特基二极管和电流感应电阻组成。例如，L2、Q2、R8 和 D3 的一个引脚构成一个相位。与单相解决方案相比，其功耗更低，分布区域更广，从而简化了散热管理。减少的电流和额定功率提供了一个更宽的现货供应电感、FET 和二极管选择范围。驱动 300-W 负载的情况下，这种 4 相设计拥有 94% 的效率，从而产生低于 20W 的损耗。

高效率使得这种设计实现了小外形尺寸封装。对于较轻负载功率要求而言，这种设计可以被缩减至 2 相。如果是那样的话，推挽式或交错式正向 PWM 控制器都可以被用来代替 TPS40090。对于一些高功率负载而言，可以增加功率组件来应对增长的电流和功耗。在确定恰当的尺寸后，4 个相位应该足以支持任何高功耗的音频应用。

秘笈 4 单芯片 bq2403x 电源路径管理器在为系统供电的同时可对电池进行充电

由于锂离子电池在重量与容量两方面都具有较高的能量密度，因此广泛应用于便携式设备中。使用智能电话、PDA 及 MP3 播放器等设备的用户希望在无需使用电池的情况下，通过输入电源为设备供电。这就需要一种被称为“电源路径管理”的电源架构以单独的路径分别为设备系统供电并对电池充电。

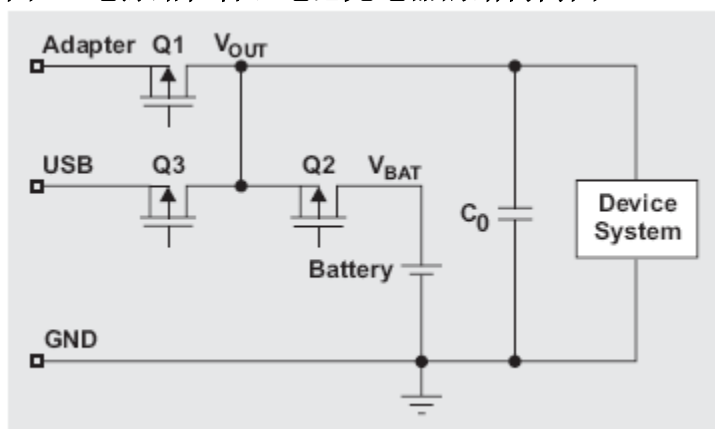
动态电源路径管理 (DPPM) 电池充电器

在最常用的电池充电和系统供电配置中，系统负载可直接连接到电池充电器的输出端。虽然这种架构不仅简便易用而且成本较低，但由于电池充电电流的无效控制可能会引起充电异常终止和安全定时器误报警。

bq2403x 系列 DPPM 电池充电器具有电源共享功能，可在为系统供电的同时对电池进行充电。这就避免了充电终止和安全定时器等问题，从而尽可能降低了 AC 适配器的额定功率并提高了系统稳定性。这一功能还允许系统在为过度放电的电池充电的同时正常工作。

电源路径管理电池充电器的结构简图如图 1 所示。当 AC 适配器接通电源时，MOSFET Q1 对系统总线电压 V_{OUT} 进行预稳压，该值高于最大电池稳压值 V_{BAT} 。这就建立起了适配器输入端与系统之间的直接路径。MOSFET Q2 专门用于电池充电，所以电池与系统互不干扰。当接通并选中 USB 时，MOSFET Q3 全部开启，Q3 输出提供与 USB 输出几乎等量的输出电压，并由 MOSFET Q2 来控制电池充电。

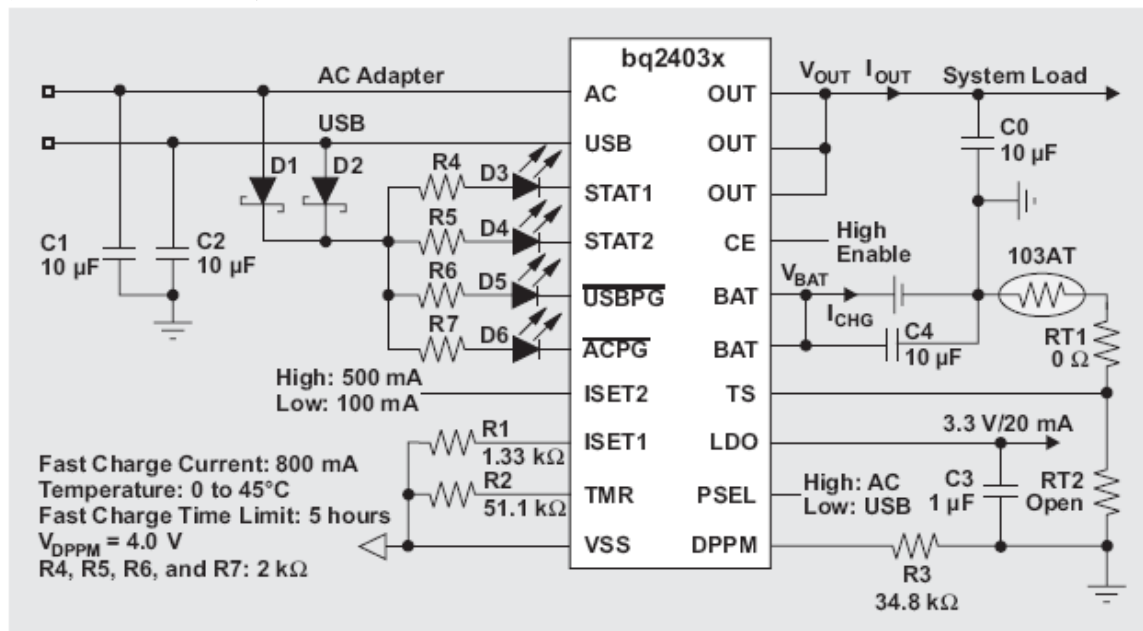
图 1 电源路径管理电池充电器的结构简图



DPPM 可动态监控系统总线电压。如果由于适配器或 USB 的输入电流较小而引起系统总线电压降至预置值，则电池充电电流就会减少直至输出电压停止下降。只有 DPPM 控制尽可能处于稳态条件时，系统才能获得所需电流，并利用剩余电流对电池进行充电。正因如此，适配器是基于系统平均功率而设计的，而不是系统最大峰值功率。这使设计人员可以采用额定功率较小且成本更低的适配器。

典型 DPPM 应用电路如图 2 所示。当系统与电池充电器的电流总量超过 AC 适配器或 USB 的电流限制时，与系统总线相连的电容则开始放电，且系统总线电压也开始随之降低。当系统总线电压降至 DPPM 引脚设置的预定阈值时，充电电流降低，以防止因 AC 适配器过载而导致系统崩溃。如果充电电流降至 0 A 时仍然无法维持系统总线电压，则电池将暂时放电，并向系统供电以防止系统崩溃。这就是“电池补充模式”，图 3 为该模式随同 DPPM 实验波形工作的情况。

图 2 DPPM 电池充电器



DPPM 电压阈值 V_{DPPM} 由电阻器 R3 设置，且通常低于 OUT 引脚的稳压值，以保证系统安全工作。R3 可由下式计算得出：

$$R3 = \frac{1.15 \times V_{DPPM}}{100 \mu A}$$

R1 的作用是设置快速充电电流，其可由下式计算得出：

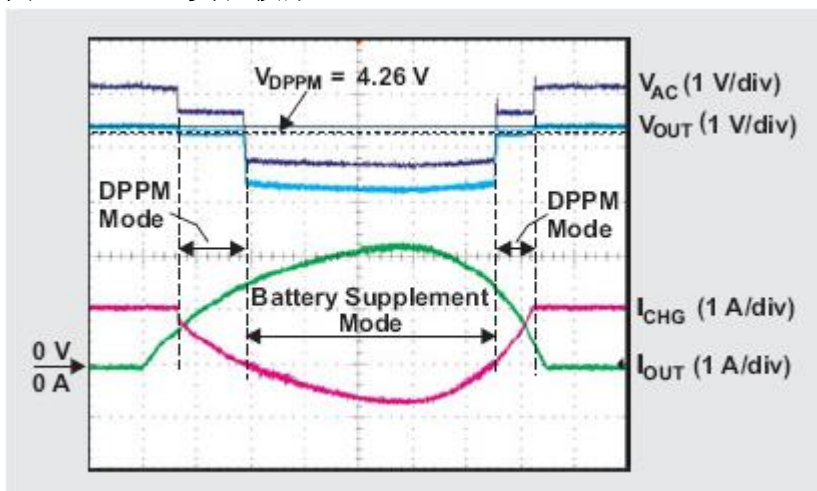
$$R1 = \frac{450 \times 2.5 \text{ V}}{I_{\text{CHG}}}$$

R2 用于设置安全定时器值。通常要求锂离子电池的充电温度范围介于 $0^{\circ}\text{C}\sim 45^{\circ}\text{C}$ 之间。RT1 和 RT2 经过编程，可用于其他温度范围。

电池充电器通过 PSEL 引脚可以选择 AC 或 USB 电源作为主电源，如果选择 USB 端口，则可通过 ISET2 选择最大电流。



图 3 DPPM 实验波形



该器件的三个功率 MOSFET 和一个电源控制器均集成在 3.5 x 4.5 毫米散热增强型 QFN 封装中。热调节环路可降低充电电流，以防止硅芯片温度超过 125℃。无论是有源热调节电路还是有源 DPPM 引起充电电流的降低，安全定时器时间都将自动延长，以防止发生安全定时器误报警的意外情况。DPPM 或热调节环路为有源时可禁用充电终止功能。这种办法可防止发生充电异常终止。

结论

当系统总线电压因输入电流不足而降至预设阈值时，DPPM 会在继续为系统负载供电的同时降低电池充电电流。DPPM 还完全消除了充电异常终止和安全定时器误报警等电池与系统相互干扰的问题。DPPM 电池充电器非常适用于需要同时为电池充电和为系统供电的应用。



秘笈 5 适用于单节或两节电池供电的便携式应用的完整电池组设计

引言

尽管电压测量已经单独被用于许多便携式产品估算电池的剩余电量，但是这种方法可能存在高达 50% 的误差。电池电压和电量之间的关系会随放电率、温度和电池老化程度而有所不同。例如，相比相同电量损耗的低放电率，高放电率会带来更大的压降。当电池在不同温度下放电时，我们会注意到一些类似的特征。

随着对长运行时间产品的需求不断增长，系统设计人员需要一款更为精确的解决方案。在一个宽范围的应用功率级中，使用电池电量监测计 IC 来测量流入或流出电池的电荷，将得到一种更好的电池电量估算方法。

电池电量监测计原理

电池电量监测计就是一种自动监控电池电量的 IC，其向做出系统电源管理决定的处理器报告监控情况。一个不错的电池电量监测计至少需要一些测量电池电压、电池组温度和电流的方法、一颗微处理器、以及一种业经验证的电池电量监测计算法。

bq2650x 和 bq27x00 均为完整的电池电量监测计，其拥有一个用于电压和温度测量的模数转换器 (ADC) 以及一个电流和充电感应 ADC。这些电池电量监测计还拥有一颗运行 TI 电池电量监测计算法的内部微处理器。这些算法将对锂离子 (Li-ion) 电池的自放电、老化、温度和放电率进行补偿。该微处理器可以使主机系统处理器不用进行没完没了的计算。

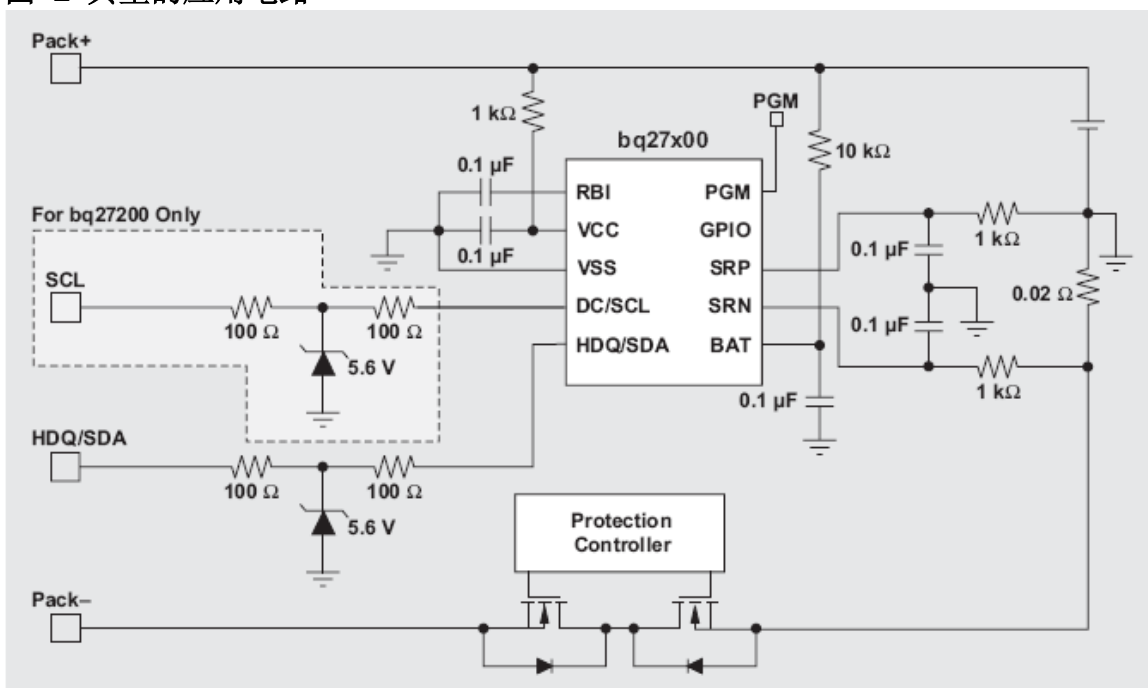
电池电量监测计提供了诸如“电量剩余状态”等信息，同时 bq27x00 系统还提供了“剩余运行时间”信息。主机在任何时候都可以询问到这种信息，并由主机来决定是通过 LED 还是通过屏幕显示消息来通知最终用户有关电池的信息。由于系统处理器只需要一个 1^2C 或一个 HDQ 通信驱动，因此使用电池电量监测计非常简单。

电池组电路描述

图 1 描述了电池组中的应用电路。根据所使用电池电量监测计 IC 的不同，电池组将至少具有三到四个可用外部终端。



图 1 典型的应用电路



VCC 和 BAT 引脚将接入电池电压，用于 IC 功率和电池电压的测量。一只低阻值感应电阻被安装在电池的接地端，以使感应电阻两端的电压能够被电池电量监测计的高阻抗 SRP 和 SRN 输入监控到。流经感应电阻的电流有助于我们确定电池的已充电量或已放电量。在选择感应电阻值时，设计人员必须考虑到其两端的电压不应该超过 100 mV。太小的电阻值在低电流条件下可能会带来误差。电路板布局必须确保 SRP 和 SRN 到感应电阻的连接尽可能地靠近感应电阻的各个端点；即 Kelvin 连接测量。

HDQ/SDA 和 SCL 引脚均为开漏器件，二者都要求有一个外部上拉电阻。这种电阻应该位于主机侧或主应用侧上，以使电池电量监测计的睡眠功能在电池组与便携式设备的连接断开后能够被激活。推荐上拉电阻器值为 10 kΩ。

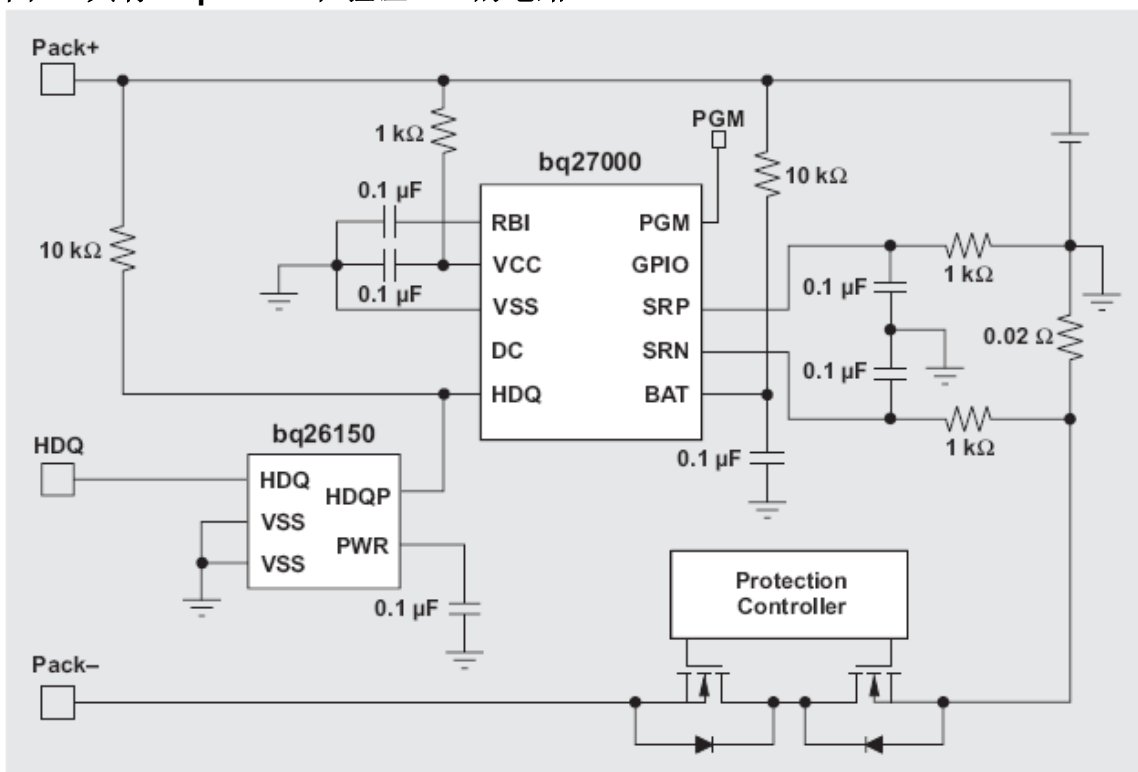
电池组验证

便携式设备的可充电电池必须在设备寿命结束之前得到更换。这就给那些提供便宜的替代电池的厂商打开了一个巨大的市场，而这些电池可能并没有原始设备制造商要求的安全和保护电路。

因此，除了电池电量监测计功能以外，电池组可能还包括验证特性（请参见图 2）。主机将验证包含计算循环冗余码校验 (CRC) IC (TI 的 bq26150) 的电池组。这种 CRC 基于这种身份验证以及在 IC 中秘密定义的 CRC 多项式之上。主机还对 CRC 进行计算，并对各种值进行比对，以确定是否成功获得了验证。如果没有，那么主机将决定是再进行一次验证还是不允许该电池的系统供电。

一旦电池通过验证，那么 bq26150 将接收到一个命令，以确保所有通过数据线的通信在主机和电池电量监测计之间得到传输。

图 2 具有 bq27000 和验证 IC 的电路

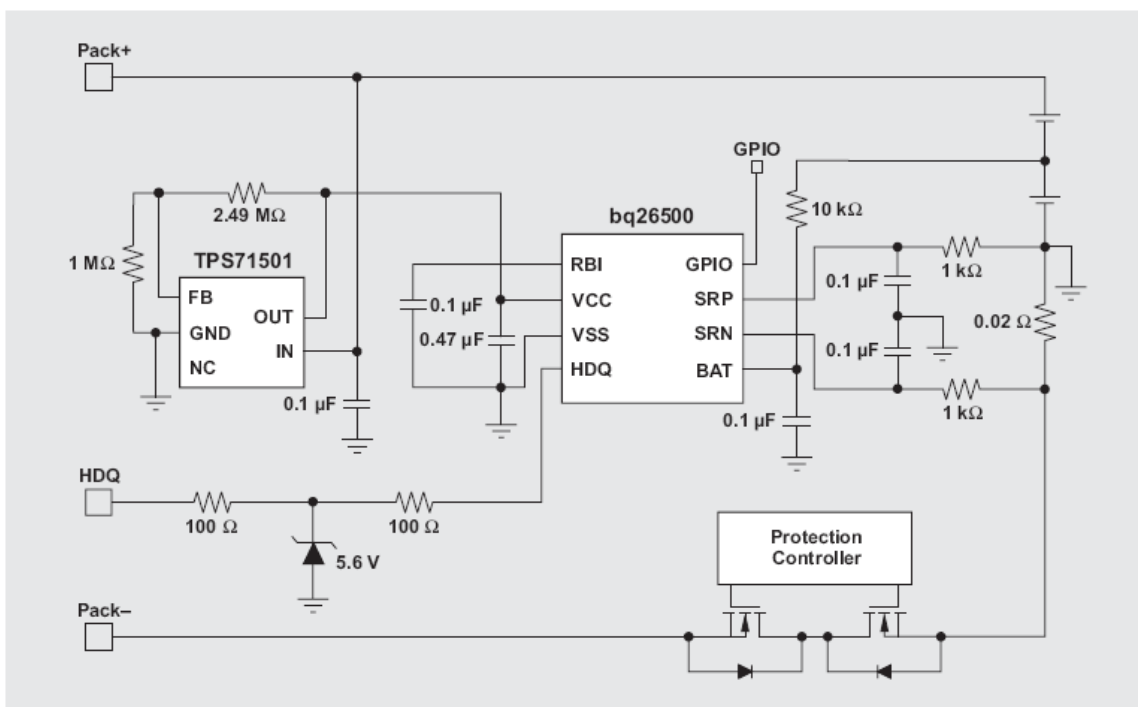


就此来看，主机可以继续利用电池电量监测计的功能。在断开电池以及重新连接至电池时，都必须重复进行整个验证过程。

两节电池应用

图 3 显示了具有 bq26500 的支持两节锂离子电池的典型应用电路。一个可调电压调节器被添加至系统中，以实现多电池支持。电池电量监测计的 BAT 引脚被连接至底部电池的正极，以实现电池组的调节电压测量。

图 3 具有 bq26500 的两节电池应用



主机需要对电池电量监测计测得的电池组调节电压进行解释，以确定放电结束阈值和充电终止时间。我们可以按照电池电量监测计报告的那样利用“电量剩余状态”等信息。

结论

bq2650x 和 bq27x00 为电池厂商提供了一种简单的电池电量报告替代方法。只需通过从电池电量监测计的寄存器中读取数据，主机便可以获得剩余电量值，然后将这一结果显示给最终用户。利用电池电量监测计，最终用户可以在剩余电量极少的情况下尽可能多地使用电池的所充电量，因为电量估计将会比仅对电池电压进行测量所获得的数据更加准确。电池电量监测计可以用于各种结构中，其拥有验证特性，并允许在许多两节电池供电的应用中使用。

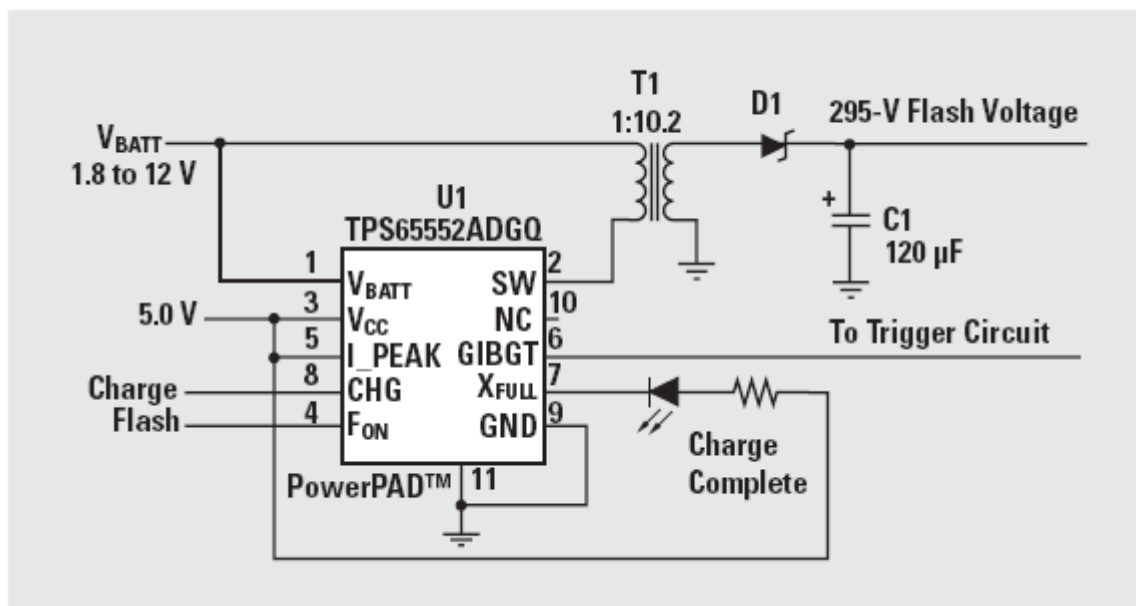
秘笈 6 使用 TPS65552A 驱动便携式相机闪光灯

在光线较弱的条件下，胶卷或数码摄影的高端设备需要氙气闪光灯管来进行拍摄。氙气闪光灯管可提供瞬间的高强度光源，在对较远处、高速移动或弱光条件下的物体进行拍摄时，这是最基本的要求。这种由氙气放电管产生的光谱与太阳的光谱非常接近，从而提供了非常精确的色彩再现。

一旦施加了触发信号，氙气闪光灯便要求其电极上的高压（通常，该电压大约为 300V）来进行闪光。闪光需要的所有能量都被存储在一个称之为“闪光灯电容器”的大电容器中。一旦闪光灯被触发，所有这些存储在闪光灯电容器中的能量便通过闪光灯管被释放出来，以产生光源。这些在闪光灯电容器中存储的能量由一种专门的升压转换器提供，其将闪光灯电容器从一个非常低的电池输入电压充电至高达 300V 的电压。在过去，这种转换器由较大体积的分立组件组成，很难被整合到诸如相机等一些小型设备中。

TI 推出的 TPS65552A 极大地简化设计并缩小了相机闪光灯充电器电路的尺寸。图 1 就显示了一款基于这种器件的闪光灯电容器充电器。TPS65552A 提供了所有必需的充电控制、输出反馈、充电完成状态、绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 驱动器，以及实施一个小型、高效闪光灯充电器所必需的一些电路保护。

图 1 TPS65552A 相机闪光灯电容充电器

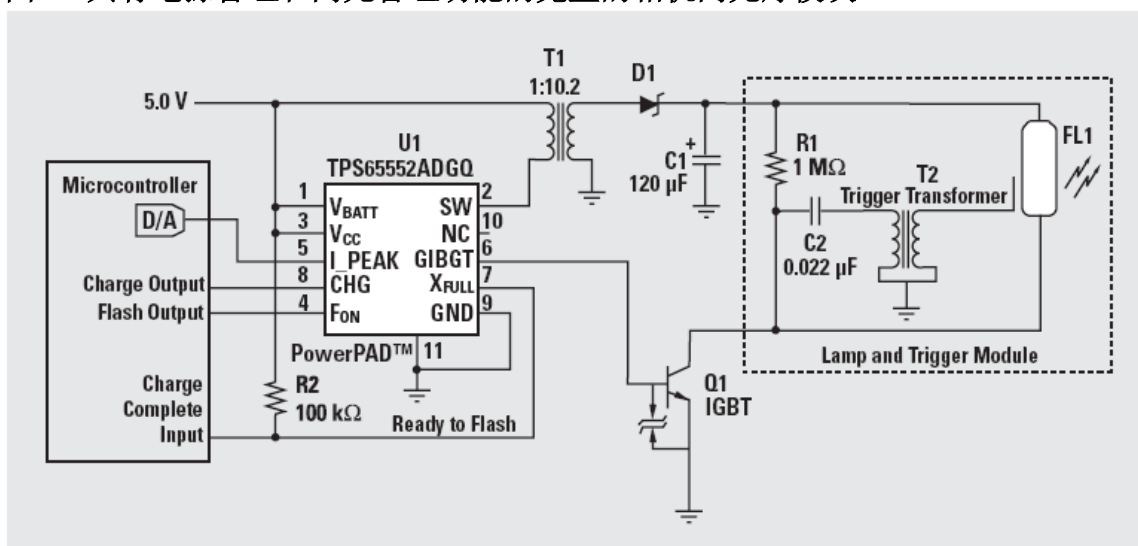


TPS65552A 基于一种反向拓扑结构。在内部开关断开期间，其可以感应到输出电压。在这一期间，输出电压通过变压器被反射回输入端。这就没有必要在输出端使用大体积、高压反馈网络，同时还提供了输入端至输出端的电气隔离。一旦这种输出电压达到其目标值，TPS65552A 就自动地停止充电，同时开路集电极输出降低，从而发出一个“闪光灯就绪”状态的信号。该输出能够驱动一个指示状态 LED，或者

驱动一个输入至微控制器。

TPS65552A 的 I_{PEAK} 引脚对在所有开关周期中流经反向变压器 T1 初级绕组的峰值电流进行控制。为了调节电容器充电时间，通过改变施加在 I_{PEAK} 引脚的电压，可以在 0.9A 到 1.8A 之间对主电流进行动态的调节。这一特性允许微控制器动态地对充电器的流出电流进行控制，以进行电源管理。例如，在数码相机中，微控制器可以在强电流变焦马达工作时减少充电器电流，以使变焦马达和充电器能够同时起作用，而不会超出相机电池的最大电流能力（请参见图 2）。该特性还可以被用于延长电池使用时间。降低充电期间的峰值电流还可降低平均电流消耗，从而使得电量不足的电池也可以对闪光灯电容器进行充电。

图 2 具有电源管理和闪光管理功能的完整的相机闪光灯模块



在过去，闪光灯由一个按钮开关或可控硅整流器 (SCR) 来触发。但是，更新的闪光模式（例如：防红眼模式）使用多重氙气灯曝光。闪光灯被触发进行短闪光，其并没有完全使相机闪光灯电容器放电。于是，在短暂延迟后，闪光灯被重新触发，进行主闪光。按钮和 SCR 不能可靠地开始和停止闪光灯中间闪光。IGBT 能够处理闪光期间通常为 150A 的电流。但是，像 MOSFET 一样，IGBT 栅极要求一个大电流脉冲来快速地开启；因此需要一个高电流驱动器。

TPS65552A 具有一个集成的高电流缓冲器来驱动触发电路中使用的 IGBT 栅极。在闪光期间，IGBT 栅极可以被驱动开启和关闭，以支持诸如防红眼等闪光模式，或者通过镜头 (E-TTL) 对 IGBT 栅极进行评估。

表 1 图 2 中电路的典型部件清单

器件	符号	描述	厂商
330 FW 120A	C1	铝电容、120 μF、330 VDC、±20%	Rubycon
C3216X7R2J223KT	C2	陶瓷电容、0.022 μF、630V、X7R、10%	TDK



ES1G	D1	二极管、整流器、1A、400V	Diodes Inc.
36FT050	FL1	闪光灯管、最高 400V	Xicon
SSM25G45EM	Q1	晶体管、N 通道 IGBT、450V、150A	Silicon Standard
CTX16-17360	T1	变压器、反向、1: 10.2	Coiltronics
422-2304	T2	变压器、触发器	Xicon

相关网站

www.ti.com.cn/power<http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/tps65552a.html>

秘笈 7 白光 LED 电源设计技术

摘要

随着彩色显示屏在便携市场（如手机、PDA 以及超小型 PC）中的广泛采用，对于一个单色 LCD 照明而言，就需要一个白色背光或侧光。与常用的 CCFL（冷阴极荧光灯）背光相比，由于 LED 需要更低的功耗和更小的空间，所以其看起来是背光应用不错的选择。白光 LED 的典型正向电压介于 3V~5V 之间。由于为白光 LED 供电的最佳选择是选用一个恒流电源，且锂离子电池的输入电压范围低于或等于 LED 正向电压，因此就需要一款新型电源解决方案。

主要的电源要求包括高效率、小型的解决方案尺寸以及调节 LED 亮度的可能性。对于具有无线功能的便携式系统而言，可接受的 EMI 性能成为我们关注的另一个焦点。当高效率为我们选择电源最为关心的标准时，升压转换器就是一款颇具吸引力的解决方案，而其他常见的解决方案是采用充电泵转换器。在本文中，我们分别对用于驱动白光 LED 的两款解决方案作了讨论，并探讨了他们与主要电源要求的关系。另外一个很重要的设计考虑因素是调节 LED 亮度的控制方法，其亮度不但会影响整个转换器的效率，而且还有可能会出现白光 LED 的色度变换。下面将介绍一款使用一个 PWM 信号来控制其亮度的简单的解决方案。与其他标准解决方案相比，该解决方案的另外一个优势就是其更高的效率。

任务

一旦为白光 LED 选定了电源以后，对于一个便携式系统来说，其主要的要求就是效率、整体解决方案尺寸、解决方案成本以及最后一项但非常重要的 EMI（电磁干扰）性能。根据便携式系统的不同，对这些要求的强调程度也不尽相同。效率通常是关键的设计参数中最重要或次重要的考虑因素，因此在选择电源时，要认真考虑这一因素。图 1 示显示了白光 LED 电源的基本电路。

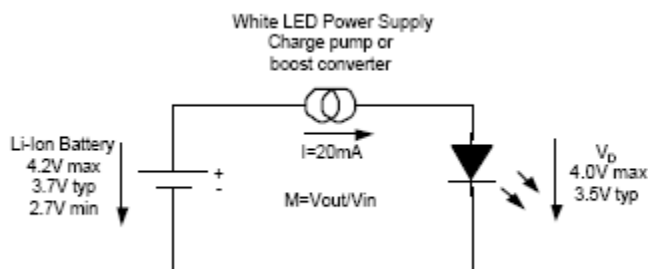


图 1 一个优异的效率需要一个可变转换增益 M

该锂离子电池具有一个介于 2.7V~4.2V 的电压范围。该电源的主要任务是为白光 LED 提供一个恒定的电流和一个典型的 3.5V 正向电压。

与充电泵解决方案相比，升压转换器可实现更高的效率

一般来说，用于驱动白光 LED 的电源拓扑结构有两种：即充电泵或开关电容解决方案和升压转换器。这两款解决方案均可提供较高的输出和输入电压。二者主要的不同之处在于转换增益 $M=V_{out}/V_{in}$ ，该增益将直接影响效率；而通常来说，充电泵解决方案的转换增益是固定不变的。一款固定转换增益为 2 的简单充电泵解决方案通常会产生比 LED 正向电压高很多的电压，如方程式 (1) 所示。其将带来仅为 47% 的效率，如方程式 (2) 所示。

$$(1) V_{chrgpump} = V_{Bat} \cdot M = 3.7V \cdot 2 = 7.4V$$

$$(2) \eta = \frac{V_{LED}}{V_{chrgpump}} = \frac{3.5V}{7.4V} = 47\%$$

式中 $V_{chrgpump}$ 为充电泵 IC 内部产生的电压， V_{Bat} 为锂离子电池的典型电池电压。充电泵需要提供一个恒定的电流以及相当于 LED 3.5V 典型正向电压的输出电压。通常，固定转换增益为 2 的充电泵会在内部产生一个更高的电压 (1)，该电压将会导致一个降低整体系统效率的内部压降 (2)。更为高级的充电泵解决方案通过在 1.5 和 1 转换增益之间进行转换克服了这一缺点。这样就可以在电池电压稍微高于 LED 电压时实现在 90%~95% 效率级别之间运行，从而允许使用增益值为 1 的转换增益。方程式 (3) 和方程式 (4) 显示了这一性能改进。

$$(3) V_{chrgpump} = V_{Bat} \cdot M = 3.7V \cdot 1.0 = 3.7V$$

$$(4) \eta = \frac{V_{LED}}{V_{chrgpump}} = \frac{3.5V}{3.7V} = 95\%$$

当电池电压进一步降低时，充电泵需要转换到 1.5 增益，从而导致效率下降至 60%~70%，如示例 (5) 和 (6) 所示。

$$(5) V_{chrgpump} = V_{Bat} \cdot M = 3.4V \cdot 1.5 = 5.1V$$

$$(6) \eta = \frac{V_{LED}}{V_{chrgpump}} = \frac{3.5V}{5.1V} = 68\%$$

图 2 显示了充电泵解决方案在不同转换增益 M 条件下理论与实际效率曲线图。

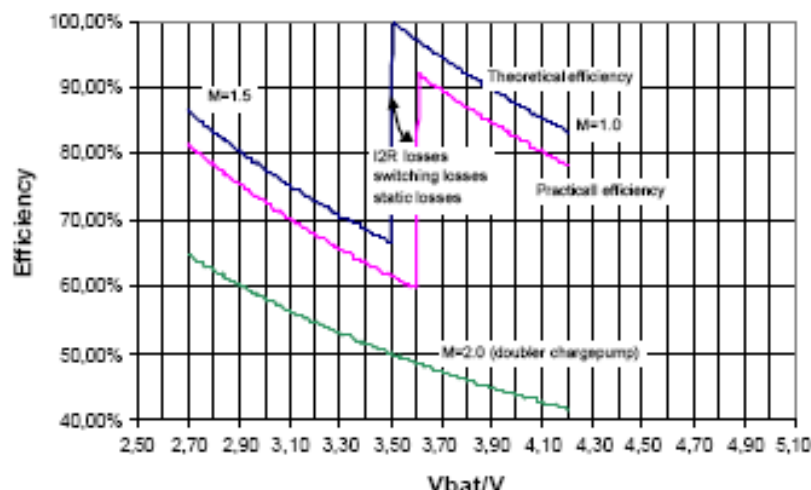


图 2 充电泵解决方案的效率变化

转换增益为 2 的真正的倍压充电泵具有非常低的效率（低至 40%），且对便携式设备没有太大的吸引力；而具有组合转换增益（增益为 1.0 和 1.5）的充电泵则显示出了更好的效果。这样一款充电泵接下来的问题就是从增益 $M=1.0$ 向 $M=1.5$ 的转换点转换，这是因为发生增益转换后效率将下降至 60% 的范围。当电池可在大部分时间内正常运行的地方发生效率下降（转换）时，整体效率会降低。因此，在接近 3.5V 的低电池电压处发生转换时就可以实现高效率。但是，该转换点取决于 LED 正向电压、LED 电流、充电泵 I^2R 损耗以及电流感应电路所需的压降。这些参数将把转换点移至更高的电池电压。因此，在具体的系统中必须要对这样一款充电泵进行精心评估，以实现高效率数值。

计算得出的效率数值显示了充电泵解决方案最佳的理论值。在现实生活中，根据电流控制方法的不同会发生更多的损耗，其对效率有非常大的影响。除了 I^2R 损耗以外，该器件中的开关损耗和静态损耗也将进一步降低该充电泵解决方案的效率。

通过使用一款感应升压转换器可以克服这些不足之处，该升压转换器具有一个可变转换增益 M ，如方程式 (7) 和图 3 所示。

$$(7) \quad M_{boost} = \frac{1}{1-D}$$

该升压转换器占空比 D 可在 0% 和实际的 85% 左右之间发生变化，如图 3 所示。

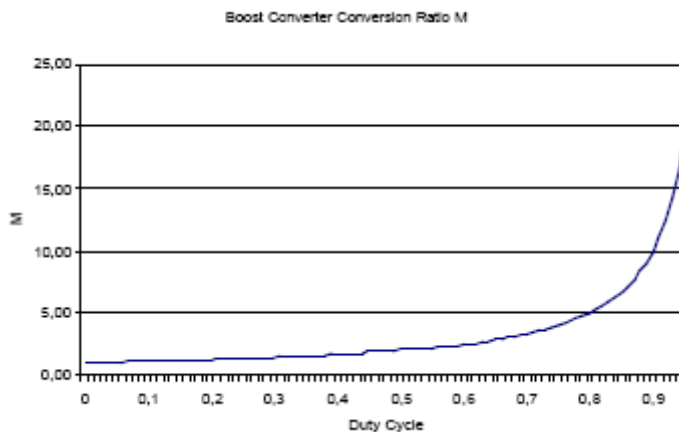


图 3 升压转换器的可变转换增益 M

可变转换增益可实现一个刚好与 LED 正向电压相匹配的电压，从而避免了内部压降，并实现了高达 85% 的效率。

可驱动 4 白光 LED 的标准升压转换器

图 4 中的升压转换器被配置为一个可驱动 4 白光 LED 的电流源。该器件将检测电阻器 R_s 两端的电压调节至 1.233V，从而得到一个定义的 LED 电流。

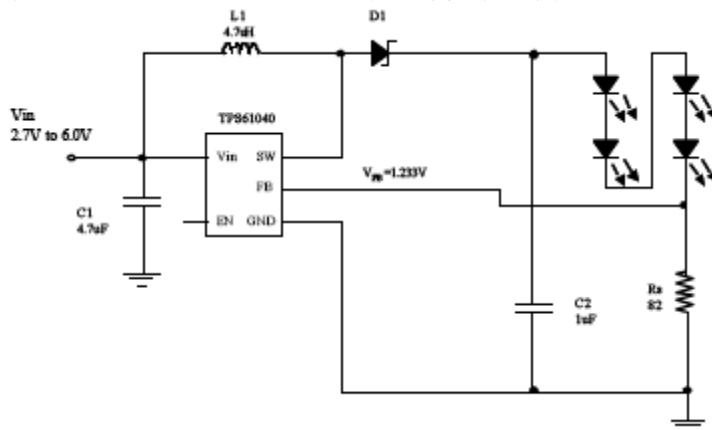


图 4 配置为电流源的升压转换器

本结构中使用的升压转换器在 1.233V 电流检测电阻器两端将有一个压降，而检测电阻器的功耗会降低该解决方案的效率。因此，必须降低检测和调节该 LED 电流的压降。除此之外，对于许多应用来说，调节 LED 电流和 LED 亮度的可能性也是必须的。图 5 中的电路实现了这两个要求。

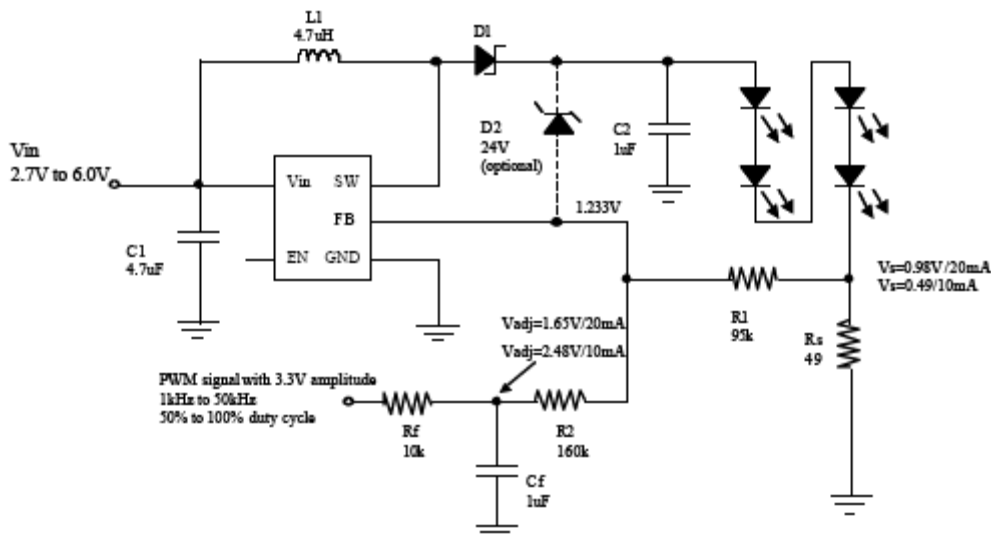


图 5 通过降低电流感应电压来提高效率

在图 5 中，一个可选齐纳二极管被添加到了电路中，用钳位控制输出电压，以防止一个 LED 断开连接或出现高阻抗。一个具有 3.3V 振幅的 PWM 信号被施加到该转换器的反馈电路上，同时使用了一个低通滤波器 R_f 和 C_f ，以过滤 PWM 信号的 DC 部分并在 R_2 处建立一个模拟电压 (V_{adj})。通过改变所施加 PWM 信号的占空比，使该模拟电压上升或下降，从而调节该转换器的反馈电压，此举会增加或降低转换器的 LED 电流。通过在 R_2 处施加一个高于转换器反馈电压 (1.233V) 的模拟电压，可以在检测电阻器两端实现一个更低的感应电压。对于一个 20mA LED 电流而言，感应电压从 1.233V 下降到了 0.98V（对于 10mA LED 电流而言，甚至会降至 0.49V）。

当使用一个具有 3.3V 振幅的 PWM 信号时，必须要将控制 LED 亮度的占空比范围从 50% 调整到 100%，以得到一个通常会高于 1.233V 反馈电压的模拟电压。在 50% 占空比时，模拟电压将为 1.65V，从而产生一个 20mA、0.98V 的感应电压。将占空比范围限制在 70%~100% 之间会进一步降低感应电压。由此得出的效率曲线如图 6 所示。

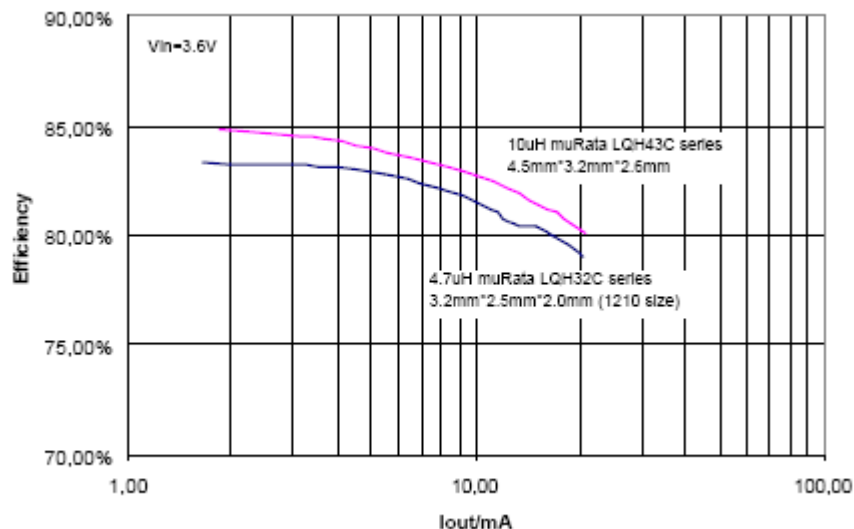


图 6 通过降低电流感应电压实现更高的效率

效率还取决于所选电感。在此应用中，一个尺寸为 1210 的小型电感可以实现高达 83% 的效率，从而使总体解决方案尺寸可与一个需要两个尺寸为 0603 的飞跨电容充电泵解决方案相媲美。

图 7 显示了 LED 电流作为控制 LED 亮度的 PWM 占空比的一个线性函数。

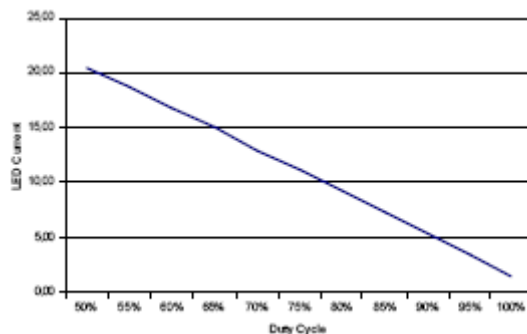


图 7 通过施加 PWM 信号实现简单的 LED 电流控制

上述解决方案显示了用于驱动白光 LED 的标准升压转换器的结构以及通过限制 PWM 占空比范围并选择一个不同的电流控制反馈网络来提高效率的可能性。按照逻辑思维，我们接下来将讨论一款集成了所有这些特性的解决方案。

专用 LED 驱动器减少了外部组件数量

图 8 显示了一款集成了前面所述特性的器件。直接在 CTRL 引脚上施加一个 PWM 信号就可以对 LED 电流进行控制。

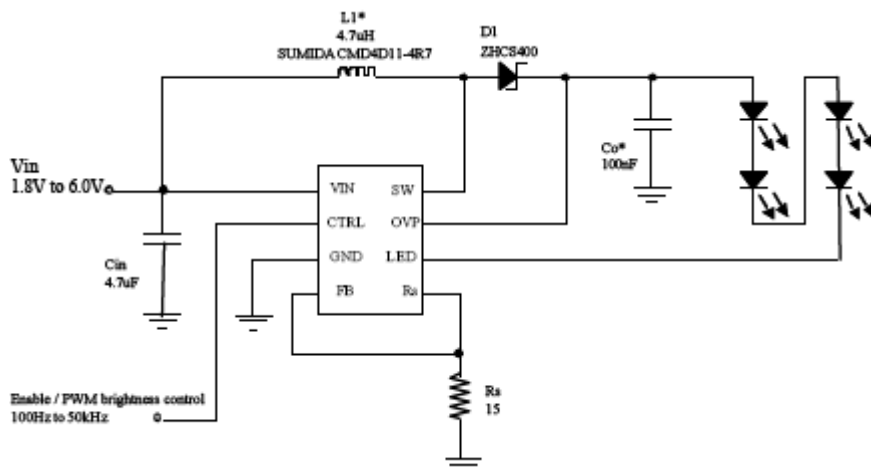


图 8 白光 LED 恒流驱动器 IC

电流感应电压被降至 250mV，且过压保护功能被集成到一个采用小型3mm×3mm QFN 封装的器件中。其效率曲线如图 9 和图 10 所示。

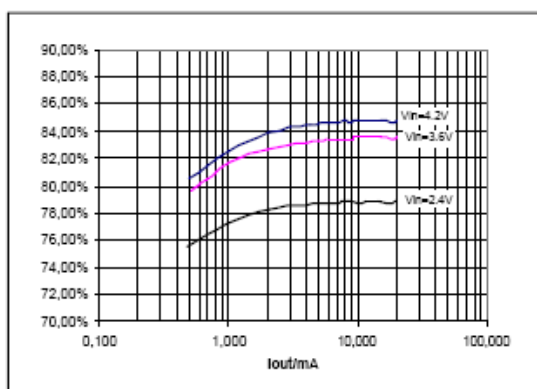
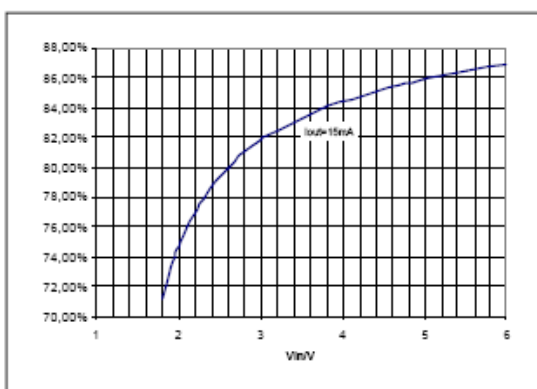

图 9 效率与负载电流的关系曲线
高效率


图 10 整个电池输入电压范围内的高效率

图 10 显示整个锂离子电池电压范围（2.7V~4.2V）内均可以实现 80% 以上的效率。在此应用中，使用了一个高度仅为 1.2mm 的电感 (Sumida CMD4D11-4R7, 3.5mm×5.3mm×1.2mm)。

从图 10 中的效率曲线可以看出：在大多数应用中，升压转换器可以实现比充电泵解决方案更高的效率。但是，在无线应用中使用升压转换器或充电泵时还需要考虑 EMI 问题。

对 EMI 加以控制

由于这两款解决方案均为运行在高达 1MHz 转换频率上的开关转换器，且可以快速的上升和下降，因此无论使用哪一种解决方案（充电泵还是升压转换器）都必须特别谨慎。如果使用的是充电泵解决方案，则不需要使用电感，因此也就不存在

磁场会引起 EMI 的问题了。但是，充电泵解决方案的飞跨电容通过在高频时开启和关闭开关来持续地充电和放电。这将引起电流峰值和极快的上升，并对其他电路发生干扰。因此飞跨电容应该尽可能地靠近 IC 连接，且线迹要非常短以最小化 EMI 放射。必须使用一个低 ESR 输入电容以最小化高电流峰值（尤其是出现在输入端的电流峰值）。

如果使用的是一款升压转换器，则屏蔽电感器将拥有一个更为有限的磁场，从而实现更好的 EMI 性能。应对转换器的转换频率加以选择以最小化所有对该系统无线部分产生的干扰。PCB 布局将对 EMI 产生重大影响，尤其要将承载开关或 AC 电流的线迹保持尽可能小以最小化 EMI 放射，如图 11 所示。

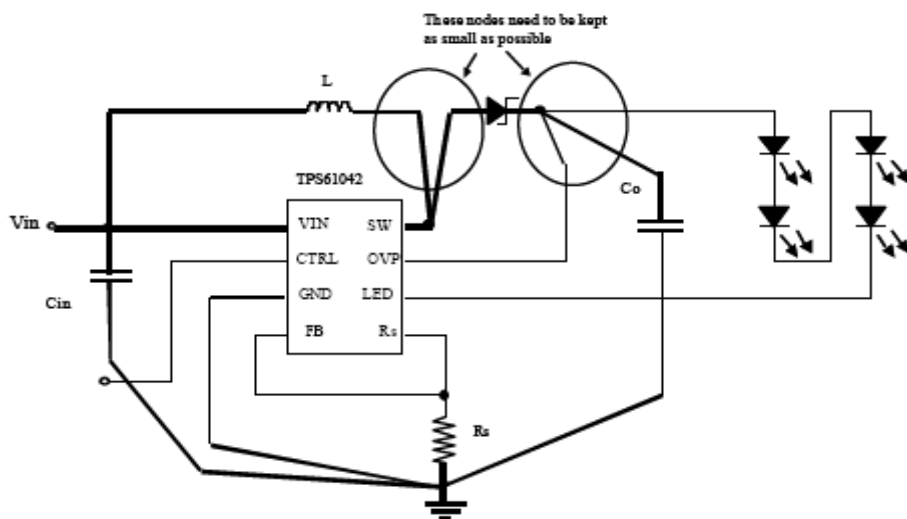


图 11 承载开关电流的节点和线迹应保持最小化

粗线迹应先完成布线，且必须使用一个星形接地或接地层以最小化噪声。输入和输出电容应为低 ESR 陶瓷电容以最小化输入和输出电压纹波。

结论

在大多数应用中，与充电泵相比，升压转换器显示出了更高的效率。使用一个升压转换器（其电感大小与 1210 外壳尺寸一样）降低了充电泵在总体解决方案尺寸方面的优势。至少需要根据总体解决方案的尺寸对效率进行评估。在 EMI 性能方面，对升压转换器的设计还需要考虑更多因素和对更多相关知识的了解。

总之，对于许多系统而言，尤其在器件拥有一个从 1.0 到 1.5 的灵活转换增益的时候，充电泵解决方案将是一个不错的解决方案。在稍微高于 LED 正向电压处发生从 1.0 到 1.5 的转换增益时，这样一款解决方案将实现绝佳的效率。在为每个应用选择升压转换器或充电泵解决方案时，需要充分考虑便携式系统的关键要求。如果效率是关键的要求，则升压转换器将为更适宜的解决方案。

参考文献

- (1) TI 产品说明书: 采用 SOT23 封装的 TPS61040 低功耗 DC/DC 升压转换器
- (2) TI 产品说明书: TPS61042 恒流 LED 驱动

秘笈 8 运用多相数字电源解决方案应对系统问题

所面临的挑战

当前的处理器、图像及存储系统均使用多相电源解决方案。这些多相解决方案可提供一个极高开关频率转换器的响应及调节性能，同时以一个更加适度的频率上单独地进行开关。对单通道降压转换器而言，它们还可以提供比实际更高的输出电流。多相电源的优势来自于相位交错。通过以统一的时间间隔进行相位交错（例如：在一款三相交错转换器中以 120° 的时间间隔进行交错），其本身单个相位固有的输出纹波被其它相位降至平均水平，从而总体输出纹波就被降低了。这样使用更低的脉宽调制开关频率，就可以实现给定输出纹波设计的目标，与此同时通过降低开关损耗提高了效率。

管理多相电源系统存在一些其自身特有的问题，包括轻负载效率和系统冗余的切相 (phase shedding)，以及系统寿命的相位电流平衡。在传统模拟电源中实施这些功能会比较困难，然而使用一个数字控制器则可以很轻松地完成这些任务。在该案例研究中，引入了一款数字电源解决方案，其具有多相同步降压转换器的优点，同时可以运用数字方法关闭电压控制环路，并且对不同负载和散热条件下的相位进行管理，以获得最佳电源性能。

解决方案

这种系统由多达 6 个交错式同步降压转换器组成，这些转换器均由一个单微处理器控制，如图 1 所示。

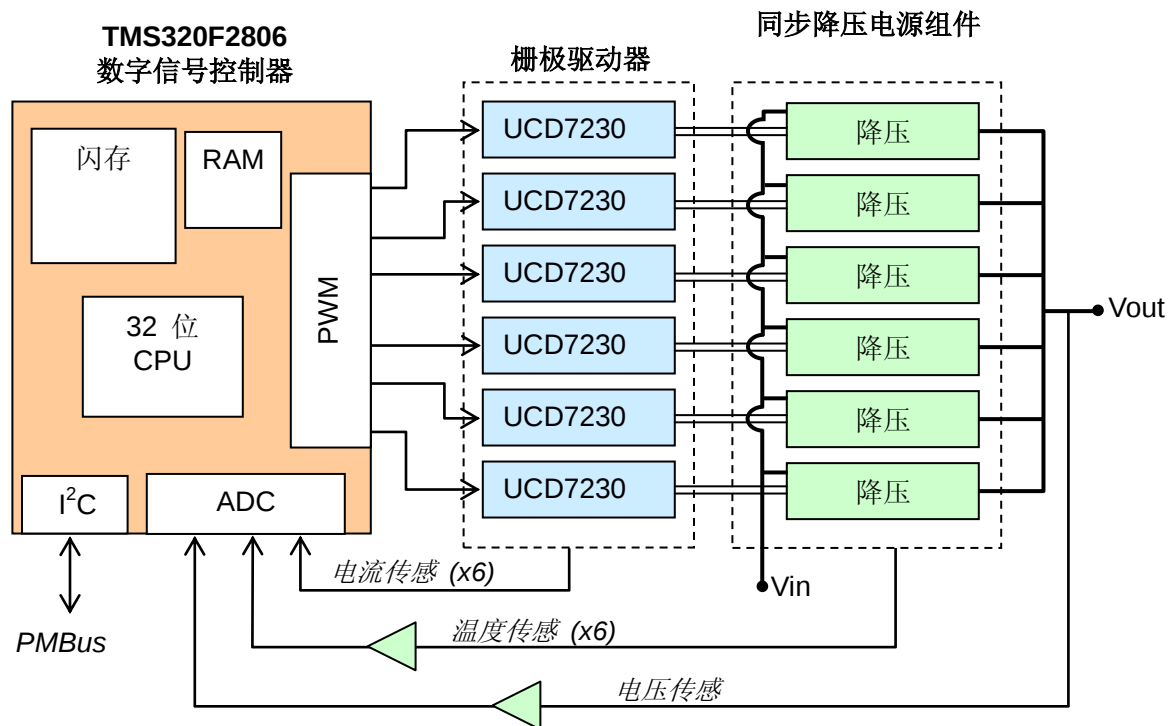


图 1 数控多相交错式同步降压

TI 推出的 32 位 TMS320F2806 数字信号控制器 (DSC) 运行在 100 MHz 频率下, 并且以电源应用为目标。在本例中, 其在软件中实施电压模式控制, 该软件使用一个在 PWM 开关频率上进行采样的单通道 2 极点 2 零点数字补偿器。随后产生的占空比值将被传给每一个降压相 (所有为实现相位平衡所作的占空比调节除外)。通过使用片上 12 位模数转换器 (ADC) 获得系统输出电压反馈。MOSFET 温度在整个 ADC 中均为可用, 以实现监控的目的, 并且片上内部集成电路 (I^2C) 端口提供了对 PMBus™ 通信的支持。针对同步降压应用专门设计了一款 UCD7230 栅极驱动器, 从而提供了采用 TI TrueDrive™ 输出架构的双通道 4-A MOSFET 驱动器、周期性电流限制以及一个内置低失调、高增益、差分电流传感放大器。

切相和增相

切相提供了一种提高电源效率和可靠性的方法。在轻负载条件下, 动态地减少运行相位的数量通常会带来效率的提高。当负载需求增加时, 一个切相可以被重新激活。类似地, 通过重新平衡各剩余相位之间的交错, 切除一个失效的相位或者一个运行在边界状态以外的相位, 有助于维持系统的性能。在那些需要极高可靠性的应用中, 一个备用相位可以被带上线以取代失效的相位, 也就是 $N+1$ 冗余设计。不考虑切除一个相位的原因, 剩余相位 (或者在 $N+1$ 冗余设计中增加相位) 的交错角应该重新调整, 以维持最佳性能。例如, 从一个三相 120° 交错式转换器中切除一个相位就应该将两个相位分离隔开 180° 。

TMS320F2806 控制器的 PWM 元件均支持软件同步及相位控制。每一个 PWM 输出均具有一个相位同步寄存器, 它将其计数值与首个 PWM 输出的计数值发生偏移。这就允许所有交错式降压相位的相位角不仅仅可以在系统初始化期间被静态地配置, 而且还可以在系统运行期间被动态地重新调整。

图 2a 显示了一款 120° 交错式 (条件: 10V 输入、2V 输出、3A 负载及 300 kHz PWM 开关) PWM 结构的三相交错式降压转换器的示波器屏幕采集图。示波器通道 1 至 3 显示的是单个相位电压, 而通道 4 显示的是交错式输出电压 (所有示波器通道均为 AC 耦合)。通过所有运行中的三个相位, 可以得出该输出纹波为 4.9 mV (输出电压的 0.25%)。在没有调整两个剩余相位 (见图 2b) 角的情况下, 切除相位 2 会引起输出纹波增加 86%, 即为 9.1 mV。为了获得 180° 交错 (见图 2c), 对两个剩余相位进行软件调整以后, 该纹波减少至 7.9 mV。在仍然比初始值大的同时 (因为一个两相位系统无法获得如一个三相系统一样的低纹波), 其比未被调整的剩余相位角提高了 13%。

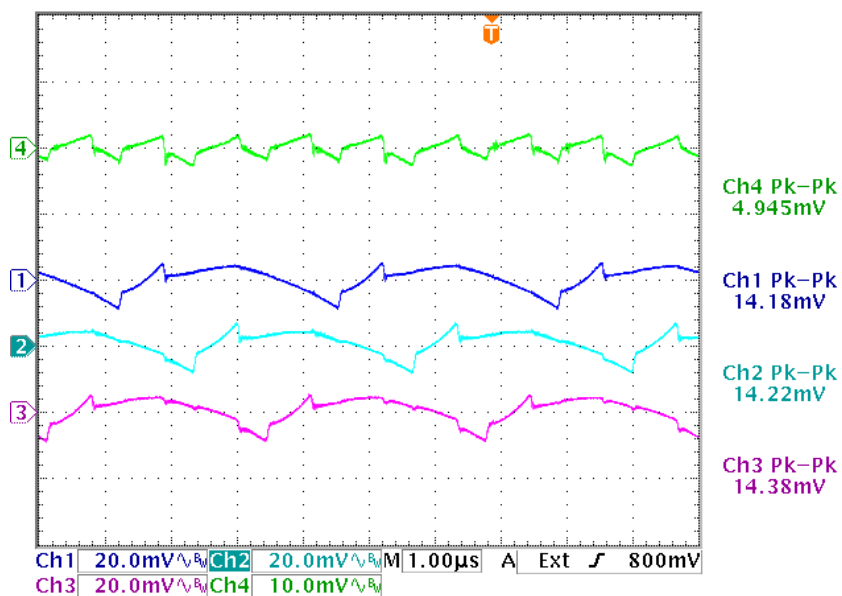


图 2a 三相交错式同步降压输出

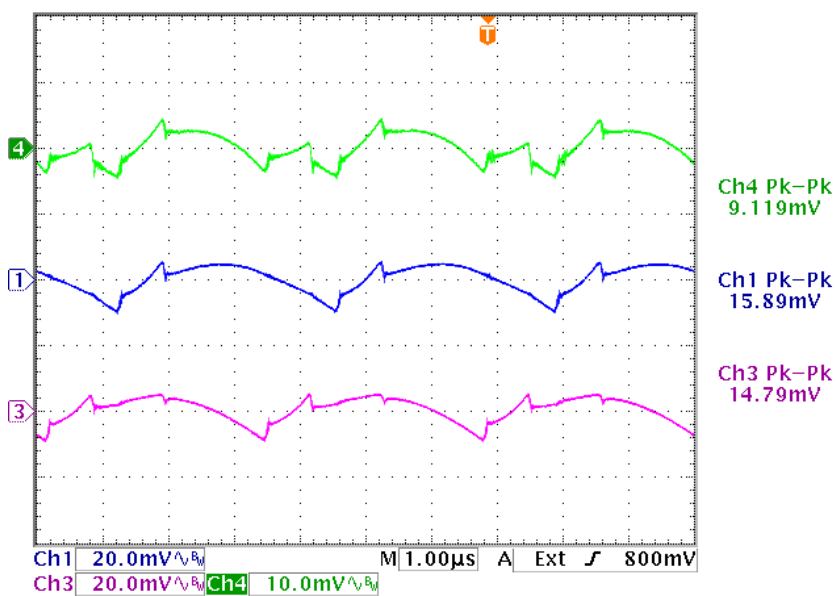


图 2b 在 120° 交错时，切除相位 2，保留相位 1 和相位 3

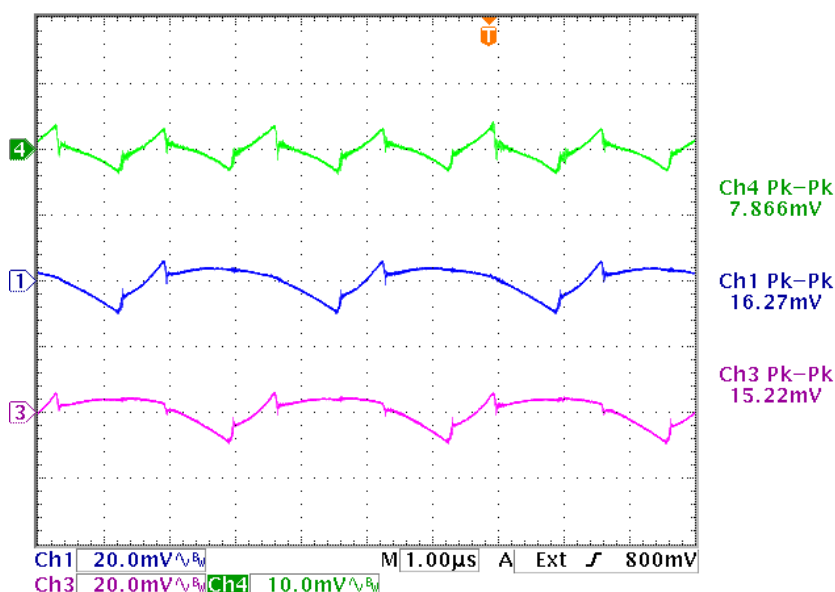


图 2c 对相位 1 和相位 3 进行调整以实现 180° 交错

相位电流平衡

为了最佳化电源组件可靠性和使用寿命，使多相系统中的每一个相位都等量地分担电源负荷是值得的。由于电源开关和电感的组件间的不同，以及电路板布局和散热的非对称性，因此流经相位的电流是不一样的。基本平衡方法包括测量相位电流，以及对每一个相位要求的 PWM 占空比进行单独地调节，以对电流进行平衡。电流非均衡动态十分缓慢，因而平衡环路的采样率可以较低，差不多可以是几十分之几秒，甚至是几秒。因此，微处理器上额外的计算负担可以被忽略不计。为了减少传感器噪声的影响，对平衡环路速率电流读取进行过采样，并随着时间的变化平均每一个相位的电流测量。简单低增益完整行为“仅”控制算法通常被用于关闭平衡环路。在使用平均相位电流作为参考的每一个环路反复过程中，可以在每一个相位上执行平衡。另一种方法是，有时只有将在那个时刻测量出的最高和最低电流相位彼此平衡，才能达到相位电流平衡。无论使用哪一种方法，所有相位电流最终都将汇聚到相同值上。

PWM 精度是进行相位电流平衡时通常会碰到的一个问题。将一个 10V 输入看作是由一个 100 MHz PWM 时钟的 300 kHz PWM 驱动的 2V 输出同步降压转换器。该降压输出上的 PWM 精度将会是 30 mV，或者等同于 2V 输出的 1.5%。一般而言，相比达到相位平衡和避免平衡控制环路极限循环期 (limit cycling) 所需要的较好占空比调节，这样的粒度将会大一个甚至是两个数量级。F2806 控制器为这一问题提供了一种解决方案，并且别具一格地增强了 PWM 模块的高精度。这种高精度 PWM 提供了 ~150 ps 的边缘定位。这就相当于为上述降压实例提供 0.45



mV 的输出精度，或者 0.02% 的 2V 输出。这种解决方案可提供高精度以及较好的相位电流平衡功能。

结论

本文描述了一款数控多相交错式 DC/DC 降压系统，其可实现电压模式调节控制，并具有切相及增相和多相电流平衡的特点。使用传统模拟控制器来实施这些特性将会十分具有挑战性，而使用一款基于微处理器的数字控制器便可以轻松地完成这些任务。F2806 数字信号控制器与 UCD7230 栅极驱动及电流传感放大器的完美结合提供了一款完整的信号控制解决方案，并具有单机运行的片上闪存、同步高精度 PWM 模块、测量反馈信号的 ADC 以及 PMBus 通信功能。



秘笈 9 首款 PWM 器件：打开了电源管理产业发展的大门

当您知道产品的市场空间以后，要想改进一项产品的技术是轻而易举的。但是，在尚不十分确定其市场接受程度时，要想得到一个最初的理念并将其转化为产品就显得困难多了。

这就是我们 1975 年在美国 Silicon General 公司开发第一款脉宽调制 (PWM) 控制芯片时所面临的挑战（至少我们市场营销经理是这么对我讲的）。他认为开发一款实施电源控制转换技术的 PWM 器件等于浪费我们的时间。当时，我就想知道他的想法正确与否。我知道，我们至少在军事应用中会有一个 SG1524 的市场。我们以前并不知道，第一款集成 PWM 控制器会打开几代开关调节器和开关模式电源 (SMPS) 发展的大门。

正确的地点，适宜的时机！

在 20 世纪 50 年代，开关技术被当作一种控制算法使用以调节开关电源的输出。军事与航空公司通常使用开关电源（或称为“转换开关”），这是由于其比基于变压器的传统线性电源体积要小，而且重量要轻。虽然转换开关具有较低的内部损耗，但设计起来比较复杂且需要使用大量的分立组件，从而增加了成本。

现在，许多家公司（如：摩托罗拉、仙童以及西格尼蒂克公司）都推出了大量的模拟 IC，许多都是针对 PWM 控制而专门设计的。但是，还没有专门针对转换开关的分立设计，且几乎没有任何一家公司具有成功创建 SMPS 的经验。更为重要的是，至今还没有人能够将所有这些模块集成在单个芯片上。因此，在客户上门寻求一款针对单芯片 PWM 控制器的解决方案时，我们决定冒险尝试一下。

美国 Teletype 公司打算将其较老的机械式电传打字机设备转换成更小更静音的电子机械。他们相信只要找到一款转换开关就等于找到了解决方案的一部分，但是即使是一个 SMPS 的分立实施方案也未免有点太大，因此他们让我们设计一款单芯片控制器。

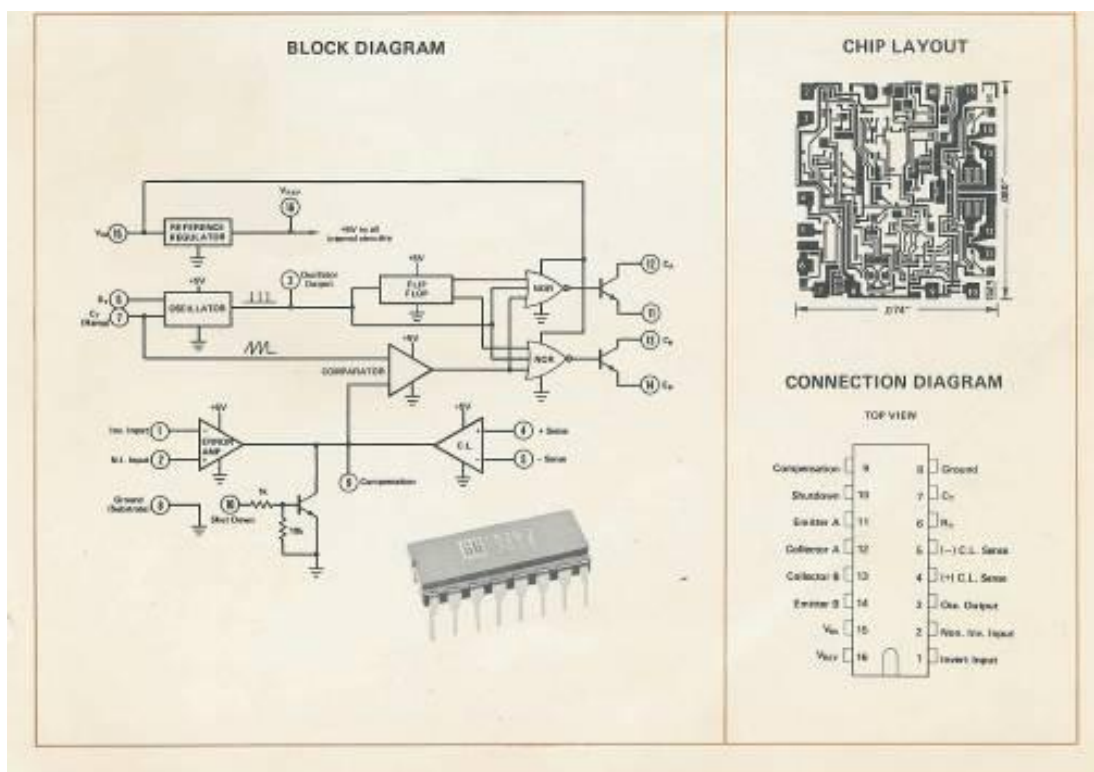
当时，所有功能模块都是可以找到的且可以被集成，但是没有人能真正地将模拟和数字电路集成在同一颗硅芯片上。数字逻辑是由掺金硅制成的，其与模拟电路不兼容。

最终，我们只好求助于成就半导体产业的第一款逻辑门设计（这是对 TI Jack Kilby 数年前开发的一款数字电路的变异），该设计实现了电阻晶体管逻辑 (RTL)。该组合可允许我们实施数字电路和模拟电路。就我所知道的而言，这可能是第一款集成的混合信号半导体。

这是一个很大的挑战，而且花费了我们近一年的时间，但最终我们还是成功地设计出了 16 引脚、双列直插封装。从诸多方面来讲，SG1524 都是绝无仅有的，其中



包括一个模拟误差放大器和电压参考、一个固定频率振荡器、一个脉宽定义比较器、双通道输出的门电路以及逐脉冲电流限制保护等。当然后来的器件和拓扑结构在此技术的基础上作了改进, 然而, 是 **SG1524** 为该技术奠定了基础。



打开了电源管理产业发展的大门

自从我们推出 **SG1524** 那天起, 我们就开始不断地对其进行改进。我们的这些努力为 **SG1525** 和 **SG1526** 器件带来了更多的容量和更高的性能。最后, 作为其它同类产品竞争提供商的改进或改版, 我们开发出了许多由 **SG1524** 演变而来的全新控制电路系列。

在我加盟 **Unitrode** 公司以后, 20 世纪 80 年代电源产业又发生了重大的变革, 即电流模式控制的出现。尽管我希望自己能够赶上这种电流模式控制概念潮流, 但是我力不从心。当数字设备需要这种电源技术时, 我们抓住了这种概念, 并且将其转换成了硅芯片产品。电流模式控制具有更佳的动态响应和易于补偿性能以及轻松整合过电流保护的功能。

电流模式控制首先在 **UC1846** (其为 16 引脚器件) 中完成了实施, 业已证明该器件非常受电源设计人员的青睐。但是, 人们公认一种 8 引脚版本则更为理想且成本更低, 我们紧接着研发出了首款 8 引脚器件 **UC1842** 系列产品。不久, **UC1842** 便在销量上超过了 **SG1524**。



在 21 世纪初期，电源电压降至 2.2V 甚至更低，并在升压时需要更高的电流。现在，由于在低压条件下有效地检测电流变得更为困难，因此钟摆 (pendulum) 正趋向于更多地使用电压模式控制。

在整个 80 年代，其它电源管理技术和拓扑结构均得到了发展，其中的一些要比其它更为成功。从某种程度上来讲，我们对谐振模式控制寄予了很大的期望，其产生出了替代电流矩形脉冲的正弦波。我们原来认为这样会最小化开关损耗。然而，我们发现，我们在脉冲转换中节省的就是我们在高峰值中损耗的部分。80 年代和 90 年代都是探索新观念和新概念的年代。我们不断地开发出新型技术，希望让我们用户的生活更轻松，以使他们能够为其客户制造出更好的产品。在 90 年代，同一些重大突破（例如：准谐振和相移控制、功率因数校正等）相比，大多数这些技术的发展均为改进性的。

面向未来

除了在 80 年代和 90 年代期间由该产业发明的新型电路设计以外，我们有幸拥有 BiCMOS 工艺技术发展带来的重大突破。BiCMOS 对电源管理具有深远的影响。

90 年代中期以前，电源管理采用双极工艺技术。BiCMOS 工艺的推出使得在同一块硅芯片上将电源器件和控制电路组合在一起变得更加容易。其他的好处还包括更高的开关速度、更少的寄生效应、更低的静态电流以及充分利用数字处理工艺几何体积缩小优势的能力（今天日益发展的一种趋势）。

更小的几何形状对于电源管理产业的未来十分重要，因为它是许多器件成本不断降低的重要因素之一。对于消费类电子产品（当今发展最为迅速的细分市场）来说，更是这样。与那些对成本敏感度不太高的计算机和电信行业不同，在消费类电子产品行业，最低价格决定产品未来成败，其承受了极大的成本控制压力。在 TI 收购 Unitrode 之后，我认识到 TI 的高效制造技术将会在维持产品低成本和不断提升产品质量的过程中扮演一个极为重要的角色。

当我一想到在电源管理产业中我应该从哪里开始时，我就会对今天所看到的发明感到着实吃惊。模糊模拟和数字处理技术之间的界线仅仅是一个例子。您可以看到其是如何实现电源管理技术在片上系统 (SOC) 器件中集成的。这种现象正出现在无线行业，而且没有理由不能将其应用于其它行业中。据我估计，我们在电源管理领域还可以有更多的技术突破。



秘笈 10 电池容量：如何精确预测便携式设备的剩余电池电量和运行时间

挑战

在过去的几年里，诸如笔记本电脑、手机以及媒体播放器等便携式设备的数量显著增长。这些具有更多特性与功能的设备要求更高的电量，所以电池必须能够提供更多的能量以及更长的运行时间。对于电池供电的系统而言，最大的挑战在于电池的运行时间。通常，电子系统设计人员通常将注意力集中在提高 **dc-dc** 电源转换效率上以此来延长电池的运行时间，而往往会忽略与电源转换效率和电池容量同等重要的电池电量监测计的精确度问题。如果电池电量监测计的误差范围是 $\pm 10\%$ ，那么就会有相当于 **10%** 的电池容量或运行时间损失掉。然而，电池的可用电量与其放电速度、工作温度、老化程度以及自放电特性具有函数关系。此外，传统的电池电量监测计还要求对电池进行完全充电和完全放电以更新电池容量，但是这在现实应用中很少发生，因而造成了更大的测量误差。因此，在电池运行周期内很难精确预测电池剩余容量及工作时间。

设计目标：为了充分利用电池电量，当每节电池达到 **3.0V** 的终止电压时，用户希望能够在电池的运行周期内对其剩余电量进行精确度为 $\pm 1\%$ 的电池电量监测。此外，他们也希望去除耗时的充放电周期以更新使用 **3S2P** 锂离子电池组（三节锂离子电池串联以及两节锂离子电池并联）的笔记本型电脑的电池容量，每节电池的容量为 **2200mAh**。

解决方案

当前用于电池电量监测的最常见的技术就是库仑计数算法或对流入和流出电池的电流进行积分的算法。对于刚刚充满电量的新电池而言，这种方法非常有效。但是，随着电池老化和自放电，这种方法就显得不那么有效了。我们没有办法来测量自放电速度。因此通常用一个预定义的自放电速度公式来对其进行校正。这种方法不是很精确，因为电池间的自放电速度各不相同，而且一个模型不能适用于所有的电池。

库仑计数算法的另一个弊端在于只有在完全充电以后立即进行完全放电才能对电池的总容量进行更新，而便携式设备用户很少对电池进行完全放电，因此，实际电量在完成更新之前可能会被大大降低。

第二种方法是利用电池电压与充电状态 (**SOC**) 之间的相互关系来进行电池电量监测。这种方法看起来比较直观，但是只有当未对电池接入负载电流时，电池电压才与 **SOC** 或电池电量具有很高的关联性。这是因为如果接入了一个负载电流，那么电池内部阻抗两端就会有一个压降。温度每下降 **100°C**，电池阻抗就会提高 **1.5** 倍。此外，当电池老化时，会出现与阻抗有关的重大问题。一个典型的锂离子电池在完成 **100** 次充放电周期以后，其 **DC** 阻抗会增加一倍。最后，该电池对阶跃负载 (**step-load**) 变化会有一个非常大的时间常数瞬态响应。在接入负载以后，电池电压会随着时间的变化以不同的速度逐渐下降，并在去除负载以后逐渐上升。仅仅在其完成 **15.0%** 的标准的充放电周期 (**500** 个) 以后，对于全新电池而言，基于非常有效的电压算法就可能会引起高达 **50%** 的误差。

基于阻抗跟踪 TM 技术的电池电量监测

通过上述结果可以看出，无论是库仑计数算法还是基于电池电压相关算法的电池电量监测，要想实现 1% 的电池容量估计都是不可能的。因此，TI 开发出了一种全新电池电量监测算法——阻抗跟踪 TM 技术，该技术综合了基于库仑计数算法和电压相关算法的优点。

当笔记本型电脑系统处于睡眠或关机模式时，其电池及其电池组处于没有负载的空闲状态。这时在电池开路电压 (OCV) 和 SOC 之间存在非常精确的相关性。该相关性给出了 SOC 确切的开始位置。由于所有自放电活动都在电池的 OCV 降低过程中反应出来，所以无需进行自放电校正。在便携式设备开启之前，精确的 SOC 通常取决于对电池 OCV 的测量。当设备处于活动模式而且接入了负载，便开始执行基于电流积分的库仑计数算法。库仑计数器测量通过的电荷量并进行积分，从而不间断地算出 SOC 值。

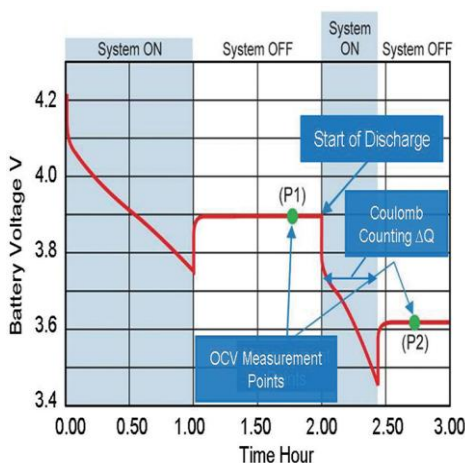


图 1：估计电池的最高总容量 Q_{max}

图 1 显示了电池总容量测量的更新。电池总容量是通过电池在充放电前后电压的变化足够小、处于全空闲状态时，在 P1 和 P2 处的两个 OCV 读数计算得出的。在 P1 处电池完成放电之前，SOC 值可由下式得出：

$$SOC_1 = \frac{Q_1}{Q_{max}}$$

电池完成放电且通过电荷为 DQ 时，SOC 值可由下式得出：

$$SOC_2 = \frac{Q_2}{Q_{max}}$$

两个等式相减，得出：

$$Q_{max} = \frac{\Delta Q}{|SOC_1 - SOC_2|}$$

其中

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2$$

式中，通过分别在 P1 处和 P2 处测量电池的 OCV，可由电池 OCV 以及 SOC 之间的相关性得出 SOC1 和 SOC2。从该等式可以看出，无需经历完全的充放电周期即可确定电池总容量。

在接入了外部负载之后，可以通过测量出在负载条件下的电池电压差来测量每节电池的阻抗。压差除以接入的负载电流，就可以得出低频电池阻抗。

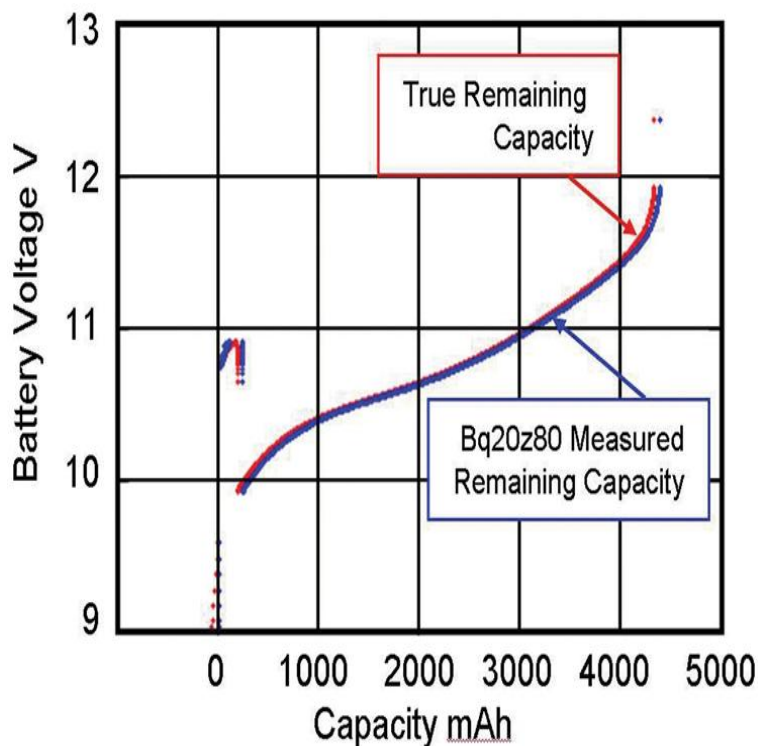


图 2: 由基于实时更新电池阻抗的电量监测计 bq20z80 算法预测的剩余电量与真正剩余电量的比较

此外，当采用描述温度效应的模型进行测量工作时，阻抗的大小与温度高低有关。有了该阻抗信息，我们就可以对终止电压进行预测，从而可以精确计算所有负载或温度下的剩余电量。有了该电池阻抗信号，我们通过使用一种电压仿真方法就可以确定剩余电量。该仿真方法先计算出当前的 SOCstart 值，然后计



算出在负载电流相同且 SOC 值持续降低的情况下未来的电池电压值。当仿真电池电压低于电池终止电压（典型值为 3.0V/每节）时，获取与此电压对应的 SOC 值并记做 SOC_{final}。剩余电量 RM 可由下式得出：

$$RM = (SOC_{start} - SOC_{final}) \times Q_{max}$$

图 2 说明了 bq20z80 如何精确地预测电池的剩余电量。对剩余电量预测的误差不到 1.0%。该误差率会贯穿于整个电池组的使用寿命。

结论

基于阻抗跟踪 TM 技术的电池电量监测计综合了基于库仑计数算法与基于电压相关算法的优点，从而实现了最佳的电池电量监测精确度。通过测量空闲状态下的 OCV，可以得出精确的 SOC 值。由于所有自放电活动都在电池的 OCV 降低过程中反应出来，所以无需进行自放电校正。当设备的运行模式为活动模式且接入了负载，便开始执行基于电流积分的库仑计数算法。通过实时测量实现对电池阻抗的更新，而且通过阻抗跟踪技术我们还可以省去耗时的电池自动记忆周期。因此，在整个电池使用周期内都实现了 1% 的电池电量监测精度。