



电源开关设计秘笈 30 例



Robert Kollman

Roger Chan

Alan Hastings

Rich Nowakowski

www.ti.com.cn

2011-3-8

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 个秘笈的中间十个分别如下。

秘笈 11 阻尼输入滤波器

秘笈 12 降压—升压电源设计中降压控制器的使用

秘笈 13 精确测量电源纹波

秘笈 14 高效驱动 LED 离线式照明

秘笈 15 通过改变电源频率来降低 EMI 性能

秘笈 16 针对医疗设备的精确电池备份

秘笈 17 驱动 WLED 未必需要 4 V 的电压

秘笈 18 利用有源电池平衡技术增加大型锂离子电池组能量供给

秘笈 19 应用处理器专用电源

秘笈 20 针对负载点消费类电子设备的方便易用的电源管理解决方案

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)，获电子工程学士学位和工商管理硕士学位。





目 录

秘笈 11	阻尼输入滤波器	1
秘笈 12	降压—升压电源设计中降压控制器的使用	4
秘笈 13	精确测量电源纹波	6
秘笈 14	高效驱动 LED 离线式照明	8
秘笈 15	通过改变电源频率来降低 EMI 性能	10
秘笈 16	针对医疗设备的精确电池备份	13
秘笈 17	驱动 WLED 未必需要 4 V 的电压	18
秘笈 18	利用有源电池平衡技术	
	增加大型锂离子电池组能量供给	24
秘笈 19	应用处理器专用电源	36
秘笈 20	针对负载点消费类电子设备的	
	方便易用的电源管理解决方案	41

秘笈 11 阻尼输入滤波器

电源管理

开关调节器通常优于线性调节器，因为它们更高效，而开关拓扑结构则十分依赖输入滤波器。这种电路元件与电源的典型负动态阻抗相结合，可以诱发振荡问题。本文将阐述如何避免此类问题的出现。

一般而言，所有的电源都在一个给定输入范围保持其效率。因此，输入功率或多或少地与输入电压水平保持恒定。图 1 显示的是一个开关电源的特征。随着电压的下降，电流不断上升。

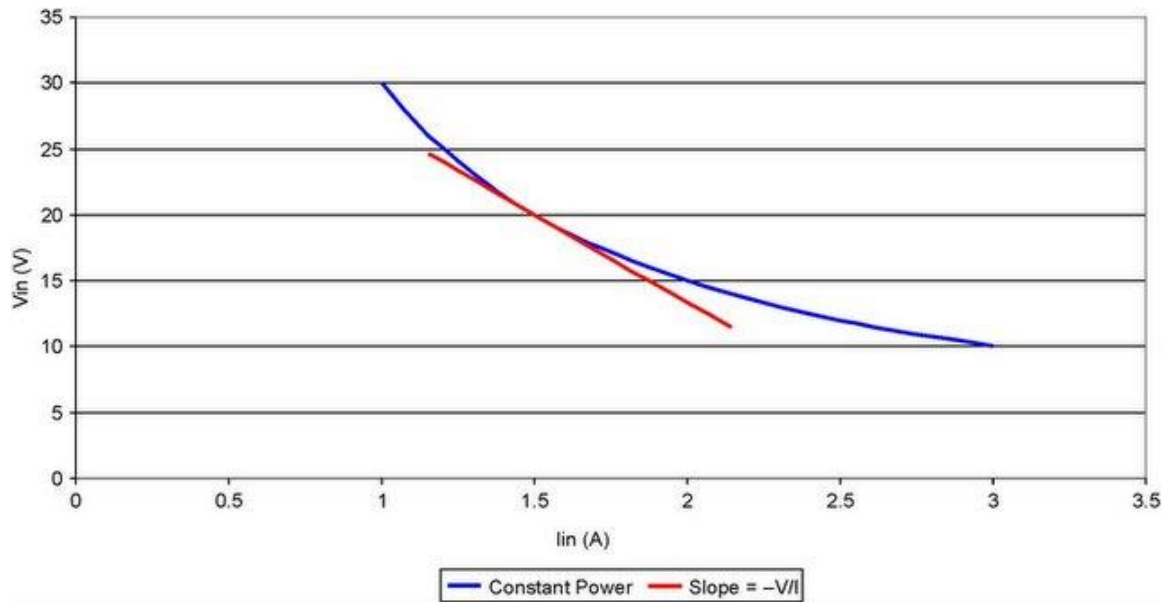


图 1 开关电源表现出的负阻抗

负输入阻抗

电压-电流线呈现出一定的斜率，其从本质上定义了电源的动态阻抗。这根线的斜率等于负输入电压除以输入电流。也就是说，由 $P_{in} = V \cdot I$ ，可以得出 $V = P_{in}/I$ ；并由此可得 $dV/dI = -P_{in}/I^2$ 或 $dV/dI \approx -V/I$ 。

该近似值有些过于简单，因为控制环路影响了输入阻抗的频率响应。但是很多时候，当涉及电流模式控制时这种简单近似值就已足够了。

为什么需要输入滤波器

开关调节器输入电流为非连续电流，并且在输入电流得不到滤波的情况下其会中断

系统的运行。大多数电源系统都集成了一个如图 2 所示类型的滤波器。电容为功率级的开关电流提供了一个低阻抗，而电感则为电容上的纹波电压提供了一个高阻抗。该滤波器的高阻抗使流入源极的开关电流最小化。在低频率时，该滤波器的源极阻抗等于电感阻抗。在您升高频率的同时，电感阻抗也随之增加。在极高频率时，输出电容分流阻抗。在中间频率时，电感和电容实质上就形成了一种并联谐振电路，从而使电源阻抗变高，呈现出较高的电阻。

大多数情况下，峰值电源阻抗可以通过首先确定滤波器 (Z_o) 的特性阻抗来估算得出，而滤波器特性阻抗等于电感除以电容所得值的平方根。这就是谐振下电感或者电容的阻抗。接下来，对电容的等效串联电阻 (ESR) 和电感的电阻求和。这样便得到电路的 Q 值。峰值电源阻抗大约等于 Z_o 乘以电路的 Q 值。

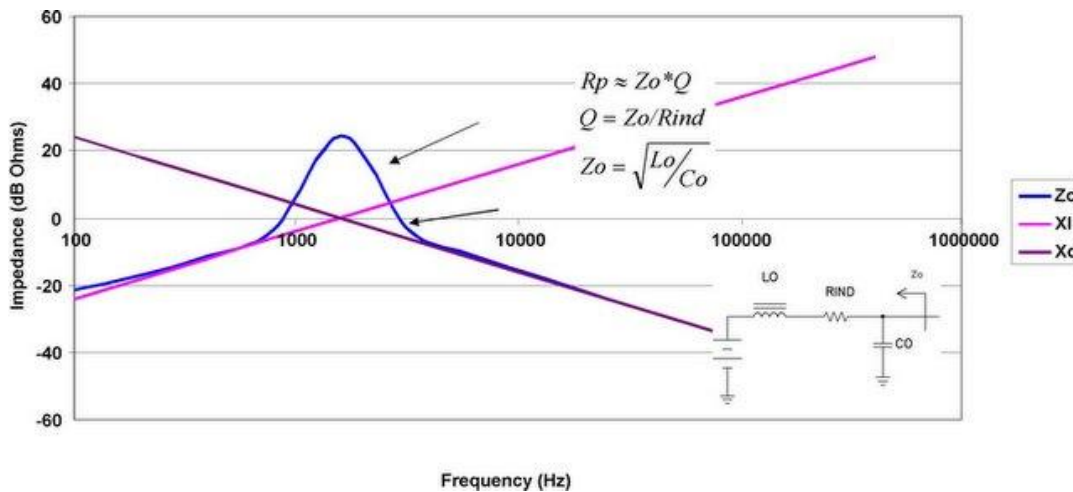


图 2 谐振时滤波器的高阻抗和高阻性

振荡

但是，开关的谐振滤波器与电源负阻抗耦合后会出现问题。图 3 显示的是在一个电压驱动串联电路中值相等、极性相反的两个电阻。这种情况下，输出电压趋向于无穷大。当您获得由谐振输入滤波器等效电阻所提供电源的负电阻时，您也就会面临一个类似的电源系统情况；这时，电路往往就会出现振荡。

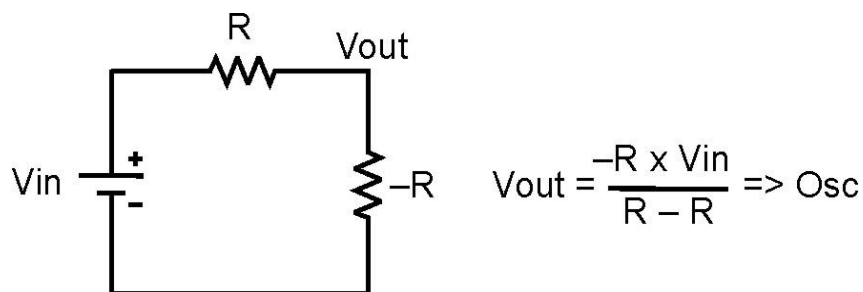


图 3 与其负阻抗耦合的开关谐振滤波器可引起不必要的振荡

设计稳定电源系统的秘诀是保证系统电源阻抗始终大大小于电源的输入阻抗。我们需要在最小输入电压和最大负载（即最低输入阻抗）状态下达到这一目标。在电源设计小贴士 4 中，我们将讨论控制电源阻抗的一些实用方法。

秘笈 12 降压—升压电源设计中降压控制器的使用

电子电路通常都工作在正稳压输出电压下，而这些电压一般都是由降压稳压器来提供的。如果同时还需要负输出电压，那么在降压—升压拓扑中就可以配置相同的降压控制器。负输出电压降压—升压有时称之为负反向，其工作占空比为 50%，可提供相当于输入电压但极性相反的输出电压。其可以随着输入电压的波动调节占空比，以“降压”或“升压”输出电压来维持稳压。

图 1 显示了一款精简型降压—升压电路，以及电感上出现的开关电压。这样一来该电路与标准降压转换器的相似性就会顿时明朗起来。实际上，除了输出电压和接地相反以外，它和降压转换器完全一样。这种布局也可用于同步降压转换器。这就是与降压或同步降压转换器端相类似的地方，因为该电路的运行与降压转换器不同。

FET 开关时出现在电感上的电压不同于降压转换器的电压。正如在降压转换器中一样，平衡伏特-微秒 ($V\cdot\mu s$) 乘积以防止电感饱和是非常必要的。当 FET 为开启时（如图 1 所示的 t_{on} 间隔），全部输入电压被施加至电感。这种电感“点”侧上的正电压会引起电流斜坡上升，这就带来电感的开启时间 $V\cdot\mu s$ 乘积。FET 关闭 (t_{off}) 期间，电感的电压极性必须倒转以维持电流，从而拉动点侧为负极。电感电流斜坡下降，并流经负载和输出电容，再经二极管返回。电感关闭时 $V\cdot\mu s$ 乘积必须等于开启时 $V\cdot\mu s$ 乘积。由于 V_{in} 和 V_{out} 不变，因此很容易便可得出占空比 (D) 的表达式： $D=V_{out}/(V_{out}+V_{in})$ 。这种控制电路通过计算出正确的占空比来维持输出电压稳压。上述表达式和图 1 所示波形均假设运行在连续导电模式下。

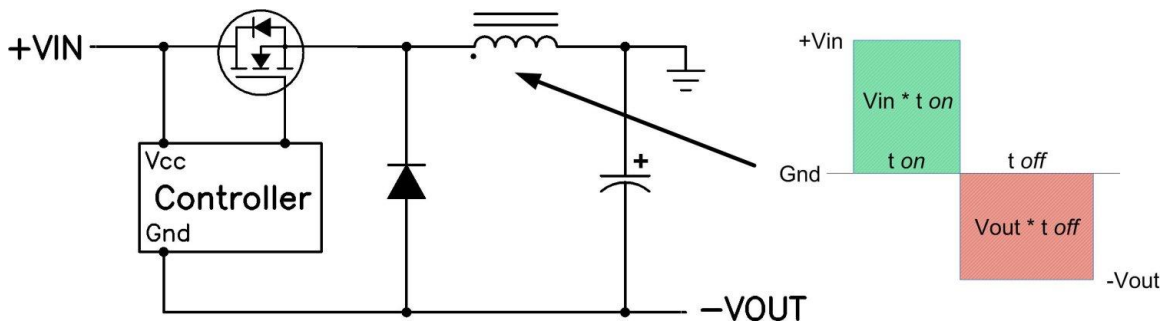


图 1 降压—升压电感要求平衡其伏特-微秒乘积

降压—升压电感必须工作在比输出负载电流更高的电流下。其被定义为 $I_L = I_{OUT}/(1-D)$ ，或只是输入电流与输出电流相加。对于和输入电压大小相等的负输出电压 ($D = 0.5$) 而言，平均电感电流为输出的 2 倍。

有趣的是，连接输入电容返回端的方法有两种，其会影响输出电容的 rms 电流。

典型的电容布局是在 $+V_{in}$ 和 Gnd 之间，与之相反，输入电容可以连接在 $+V_{in}$ 和 $-V_{out}$ 之间。利用这种输入电容配置可降低输出电容的 rms 电流。然而，由于输入电容连接至 $-V_{out}$ ，因此 $-V_{out}$ 上便形成了一个电容性分压器。这就在控制器开始起作用以前，在开启时间的输出上形成一个正峰值。为了最小化这种影响，最佳的方法通常是使用一个比输出电容要小得多的输入电容，请参见图 2 所示的电路。输入电容的电流在提供 dc 输出电流和吸收平均输入电流之间相互交替。rms 电流电平在最高输入电流的低输入电压时最差。因此，选择电容器时要多加注意，不要让其 ESR 过高。陶瓷或聚合物电容器通常是这种拓扑较为合适的选择。

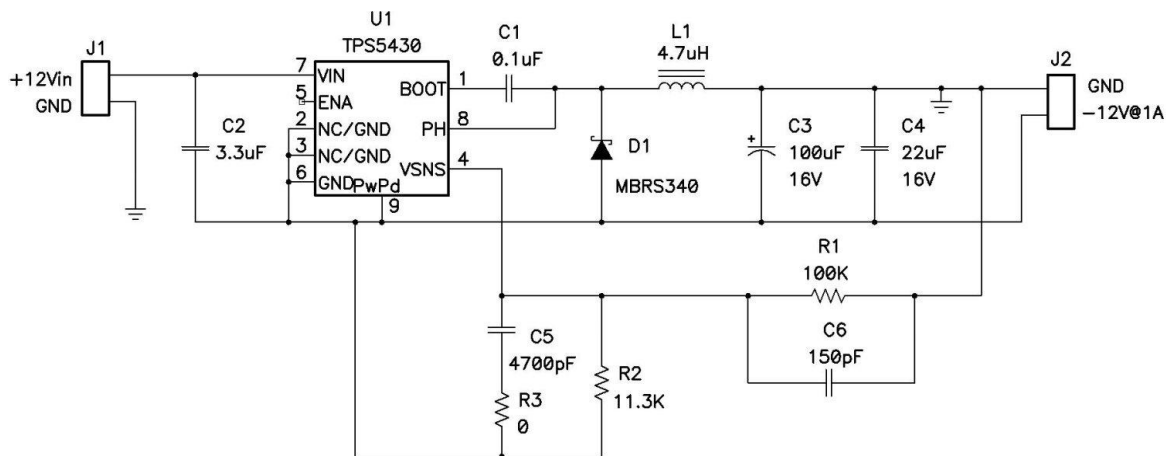


图 2 降压控制器在降压—升压中的双重作用

必须要选择一个能够以最小输入电压减去二极管压降上电的控制器，而且在运行期间还必须能够承受得住 V_{in} 加 V_{out} 的电压。FET 和二极管还必须具有适用于这一电压范围的额定值。通过连接输出接地的反馈电阻器可实现对输出电压的调节，这是由于控制器以负输出电压为参考电压。只需精心选取少量组件的值，并稍稍改动电路，降压控制器便可在负输出降压—升压拓扑中起到双重作用。

秘笈 13 精确测量电源纹波

精确地测量电源纹波本身就是一门艺术。在图 1 所示的示例中，一名初级工程师完全错误地使用了一台示波器。他的第一个错误是使用了一支带长接地引线的示波器探针；他的第二个错误是将探针形成的环路和接地引线均置于电源变压器和开关元件附近；他的最后一个错误是允许示波器探针和输出电容之间存在多余电感。该问题在纹波波形中表现为高频拾取。在电源中，存在大量可以很轻松地与探针耦合的高速、大信号电压和电流波形，其中包括耦合自电源变压器的磁场，耦合自开关节点的电场，以及由变压器互绕电容产生的共模电流。



图 1 错误的纹波测量得到的较差的测量结果

利用正确的测量方法可以大大地改善测得纹波结果。首先，通常使用带宽限制来规定纹波，以防止拾取并非真正存在的高频噪声。我们应该为用于测量的示波器设定正确的带宽限制。其次，通过取掉探针“帽”，并构成一个拾波器（如图 2 所示），我们可以消除由长接地引线形成的天线。将一小段线缠绕在探针接地连接点周围，并将该接地连接至电源。这样做可以缩短暴露于电源附近高电磁辐射的端头长度，从而进一步减少拾波。

最后，在隔离电源中，会产生大量流经探针接地连接点的共模电流。这就在电源接地连接点和示波器接地连接点之间形成了压降，从而表现为纹波。要防止这一问题的出现，我们就需要特别注意电源设计的共模滤波。另外，将示波器引线缠绕在铁氧体磁心周围也有助于最小化这种电流。这样就形成了一个共模电感器，其在不影响差分电压测量的同时，还减少了共模电流引起的测量误差。图 2 显示了该完全相同电路的纹波电压，其使用了改进的测量方法。这样，高频峰值就被真正地消除了。

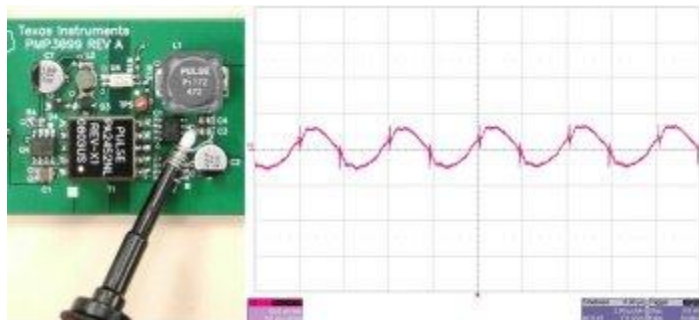


图 2 四个轻微的改动便极大地改善了测量结果

实际上，集成到系统中以后，电源纹波性能甚至会更好。在电源和系统其他组件之间几乎总是会存在一些电感。这种电感可能存在于布线中，抑或只有蚀刻存在于 PWB 上。另外，在芯片周围总是会存在额外的旁路电容，它们就是电源的负载。这二者共同构成一个低通滤波器，进一步降低了电源纹波和/或高频噪声。在极端情况下，电流短时流经 15 nH 电感和 $10 \mu\text{F}$ 旁路电容的一英寸导体时，该滤波器的截止频率为 400 kHz 。这种情况下，就意味着高频噪声将会得到极大降低。许多情况下，该滤波器的截止频率会在电源纹波频率以下，从而有可能大大降低纹波。经验丰富的工程师应该能够找到在其测试过程中如何运用这种方法的途径。

感谢 TI 的 Brian King 在实验室试验方面提供的帮助。下个月，我们将讨论 LED 补偿电源，敬请期待。

秘笈 14 高效驱动 LED 离线式照明

用切实可行的螺纹旋入式 LED 来替代白炽灯泡可能还需要数年的时间，而在建筑照明中 LED 的使用正在不断增长，其具有更高的可靠性和节能潜力。同大多数电子产品一样，其需要一款电源来将输入功率转换为 LED 可用的形式。在路灯应用中，一种可行的配置是创建 300V/0.35 安培负载的 80 个串联的 LED。在选择电源拓扑结构时，需要制定隔离和功率因数校正 (PFC) 相关要求。隔离需要大量的安全权衡研究，其中包括提供电击保护需求和复杂化电源设计之间的对比权衡。在这种应用中，LED 上存在高压，一般认为隔离是非必需的，而 PFC 才是必需的，因为在欧洲 25 瓦以上的照明均要求具有 PFC 功能，而这款产品正是针对欧洲市场推出的。

就这种应用而言，有三种可选电源拓扑：降压拓扑、转移模式反向拓扑和转移模式 (TM) 单端初级电感转换器 (SEPIC) 拓扑。当 LED 电压大约为 80 伏特时，降压拓扑可以非常有效地被用于满足谐波电流要求。在这种情况下，更高的负载电压将无法再继续使用降压拓扑。那么，此时较为折中的方法就是使用反向拓扑和 SEPIC 拓扑。SEPIC 具有的优点是，其可钳制功率半导体器件的开关波形，允许使用较低的电压，从而使器件更为高效。在该应用中，可以获得大约 2% 的效率提高。另外，SEPIC 中的振铃更少，从而使 EMI 滤波更容易。图 1 显示了这种电源的原理图。

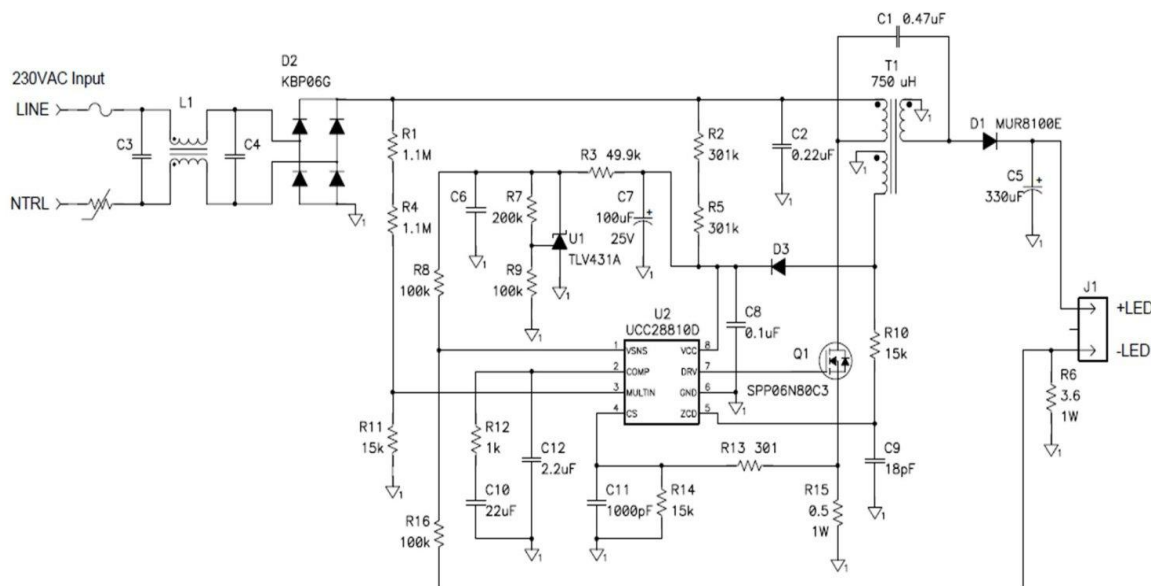


图 1 转移模式 SEPIC 发挥了简单 LED 驱动器的作用

该电路使用了一个升压 **TM PFC** 控制器来控制输入电流波形。该电路以离线为 **C6** 充电作为开始。一旦开始工作，控制器的电源就由一个 **SEPIC** 电感上的辅助绕组来提供。一个相对较大的输出电容将 **LED** 纹波电流限定在 **DC** 电流的 **20%**。补充说明一下，**TM SEPIC** 中的 **AC** 电通量和电流非常高，需要漆包绞线和低损耗内层芯板来降低电感损耗。

图 2 和图 3 显示了与图 1 中原理图相匹配的原型电路的实验结果。与欧洲线路范围相比，其效率非常之高，最高可达 **92%**。这一高效率是通过限制功率器件上的振铃实现的。另外，正如我们从电流波形中看到的一样，在 **96%** 效率以上时功率因数非常好。有趣的是，该波形并非纯粹的正弦曲线，而是在上升沿和下降沿呈现出一些斜度，这是电路没有测量输入电流而只对开关电流进行测量的缘故。但是，该波形还是足以通过欧洲谐波电流要求的。

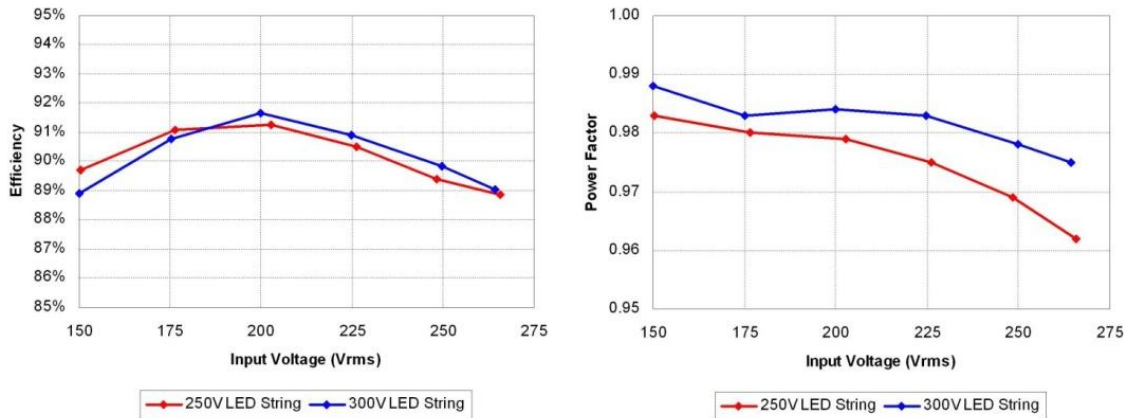


图 2 TM SEPIC 具有良好的效率和高 PFC 效率

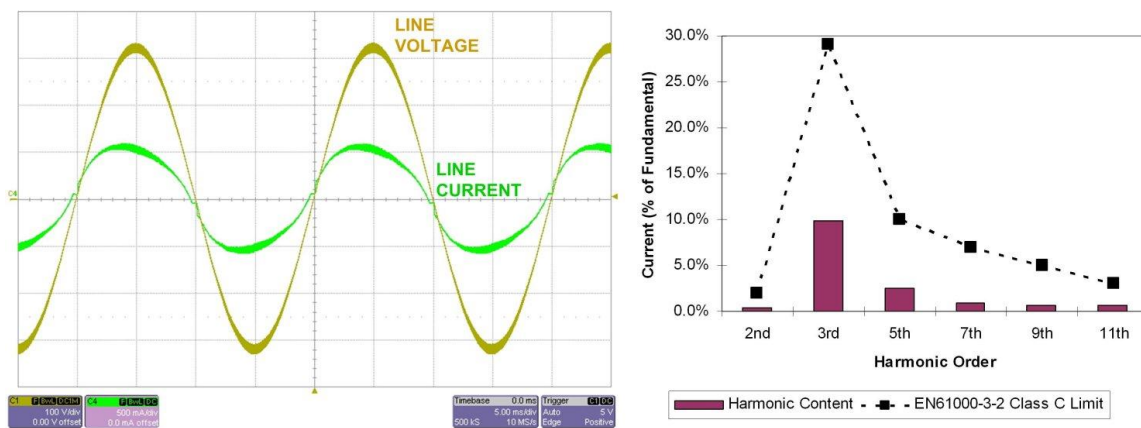


图 3 线路电流轻松地通过 EN61000-3-2 Class C 标准

感谢 TI 的 **Brian King** 在实验室试验方面提供的帮助。下次，我们将讨论降低电源噪声的扩频技术，敬请期待。

秘笈 15 通过改变电源频率来降低 EMI 性能

在测定 EMI 性能时，您是否发现无论您采用何种方法滤波都依然会出现超出规范几 dB 的问题呢？有一种方法或许可以帮助您达到 EMI 性能要求，或简化您的滤波器设计。这种方法涉及了对电源开关频率的调制，以引入边带能量，并改变窄带噪声到宽带的发射特征，从而有效地衰减谐波峰值。需要注意的是，总体 EMI 性能并没有降低，只是被重新分布了。

利用正弦调制，可控变量的两个变量为调制频率 (f_m) 以及您改变电源开关频率 (Δf) 的幅度。调制指数 (B) 为这两个变量的比：

$$B = \Delta f / f_m$$

图 1 显示了通过正弦波改变调制指数产生的影响。当 $B=0$ 时，没有出现频移，只有一条谱线。当 $B=1$ 时，频率特征开始延伸，且中心频率分量下降了 20%。当 $B=2$ 时，该特征将进一步延伸，且最大频率分量为初始状态的 60%。频率调制理论可以用于量化该频谱中能量的大小。Carson 法则表明大部分能量都将被包含在 $2 * (\Delta f + f_m)$ 带宽中。

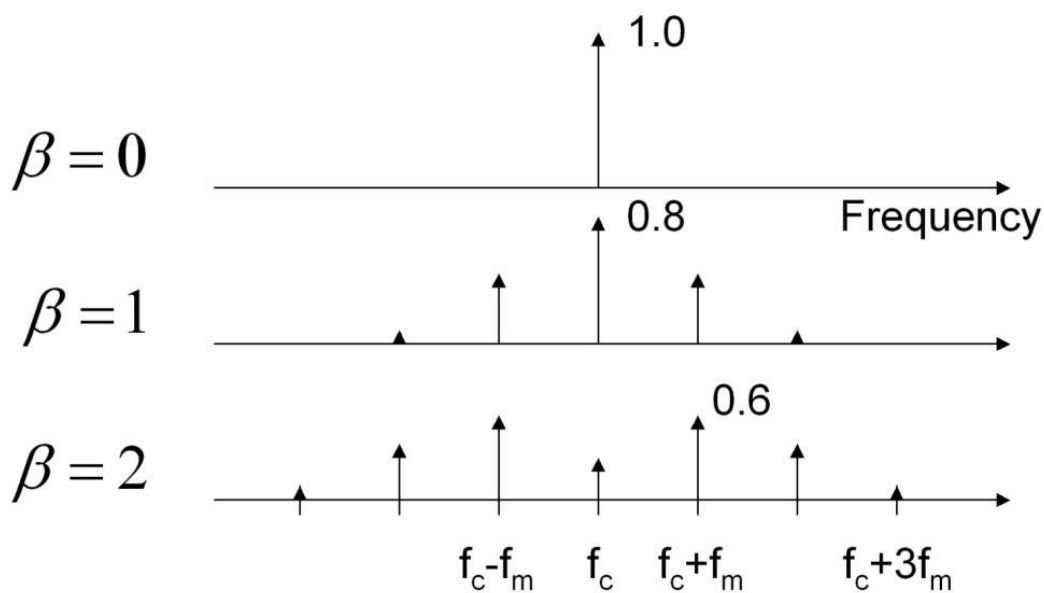


图 1 调制电源开关频率延伸了 EMI 特征

图 2 显示了更大的调制指数，并表明降低 12dB 以上的峰值 EMI 性能是有可能的。

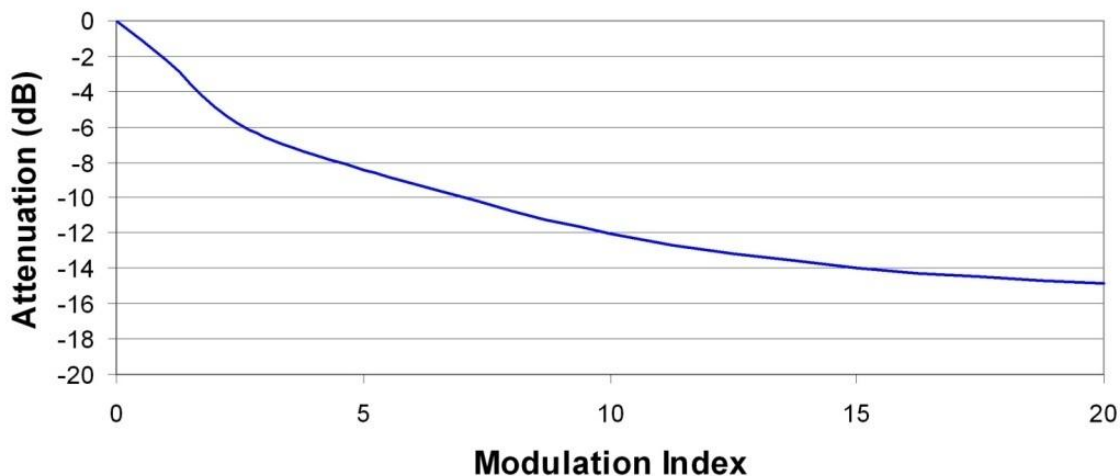


图 2 更大的调制指数可以进一步降低峰值 EMI 性能

选取调制频率和频移是两个很重要的方面。首先，调制频率应该高于 EMI 接收机带宽，这样接收机才不会同时对两个边带进行测量。但是，如果您选取的频率太高，那么电源控制环路可能无法完全控制这种变化，从而带来相同速率下的输出电压变化。另外，这种调制还会引起电源中出现可闻噪声。因此，我们选取的调制频率一般不能高出接收机带宽太多，但要大于可闻噪声范围。很显然，从图 2 我们可以看出，较大地改变工作频率更为可取。然而，这样会影响到电源设计，意识到这一点非常重要。也就是说，为最低工作频率选择磁性元件。此外，输出电容还需要处理更低频率运行带来的更大的纹波电流。

图 3 对有频率调制和无频率调制的 EMI 性能测量值进行了对比。此时的调制指数为 4，正如我们预料的那样，基频下 EMI 性能大约降低了 8dB。其他方面也很重要。谐波被抹入 (smear into) 同其编号相对应的频带中，即第三谐波延展至基频的三倍。这种情况会在一些较高频率下重复，从而使噪声底限大大高于固定频率的情况。因此，这种方法可能并不适用于低噪声系统。但是，通过增加设计裕度和最小化 EMI 滤波器成本，许多系统都已受益于这种方法。

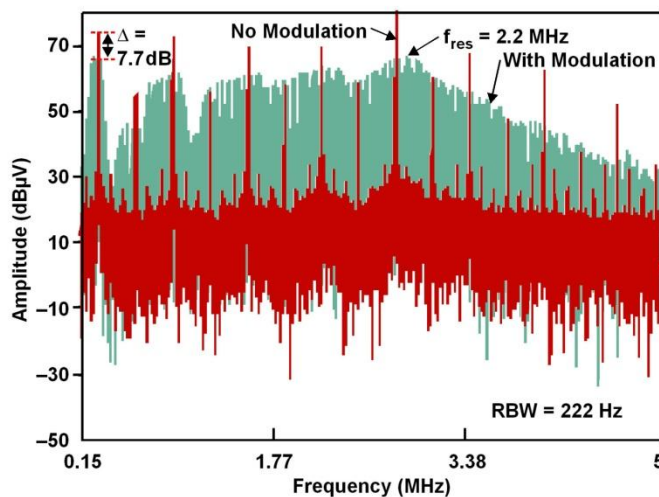


图 3 改变电源频率降低了基频但提高了噪声底限

感谢 TI 的 John Rice 和 Mike Segal 在这方面所做的工作。下个月，我们将讨论如何估计组件温度升高，敬请期待。

参考文献：

- 1、《通过开关频率调制来降低电源 EMI 干扰》，作者：Feng 和 Chen，摘自《IEEE 电力电子学会刊》，1994 年版。
- 2、EMI 滤波器设计，SEM1500，标题 1

秘笈 16 针对医疗设备的精确电池备份

所面临的挑战

在医疗系统中，稳定可靠的电源至关重要。为了保证有一个不间断的电源，我们使用了一个备用电池。过去，较大的医疗设备都是使用铅酸电池来提供不间断的电源。事实上，他们还需要非常昂贵的复杂的动态系统，从而使医疗设备系统的体积变大、变得笨重且很昂贵。现在有了最新一代电池电量监测电子产品，我们就可以放心地使用锂离子 (Li-Ion) 电池以便精确地确定可用电量。相对于过去的铅酸电池技术而言，这就使医疗设备变得更小巧、更轻便。

铅酸电池通常的替代产品为镍氢 (NiMH) 电池或锂离子 (Li-Ion) 化学电池，这两种替代产品均可提供更好的能量密度。锂离子电池利用更易挥发的化学成分提供了最高的能量密度，如果处理不当，这种化学成分可能会带来一定的危险。就对于患者很关键的系统而言，无论使用哪种电池化学，精确预测剩余电量都是至关重要的。有了锂离子电池，我们就可实现上述的最佳特性：精确地了解电池电量和最高的能量密度。

利用以前的电池电量测量电子产品，其报告的剩余电量误差会随着时间的推移而逐渐加大。我们只能根据经验对单个电池随着时间的推移而“老化”的程度进行猜测。锂离子电池的可用电量会随时间推移而下降的主要原因在于电解质正极/阴极材料不断增加的内部阻抗。锂离子电池具有一些众所周知的特性，如：阻抗与温度的关系非常密切、在放电时阻抗会发生变化以及高温和快速过压充电会使电池容量大大下降。100 个充/放电周期以后电池的内部阻抗^[1]会增加一倍，如图 1 所示（流入或流出电池的电量超过 70% 即定义为一个周期）。甚至以超过 4.2V 最大电池电压 50mV 的电压进行充电也会使电池的使用寿命缩短一半^[1]（请参见图 2）。从室温到 0 摄氏度^[1]放电超过 80% 的电池的阻抗将会增加 5 倍（从 ~300mOhm 增加到超过 1.5ohm DC 阻抗），请参见图 3。

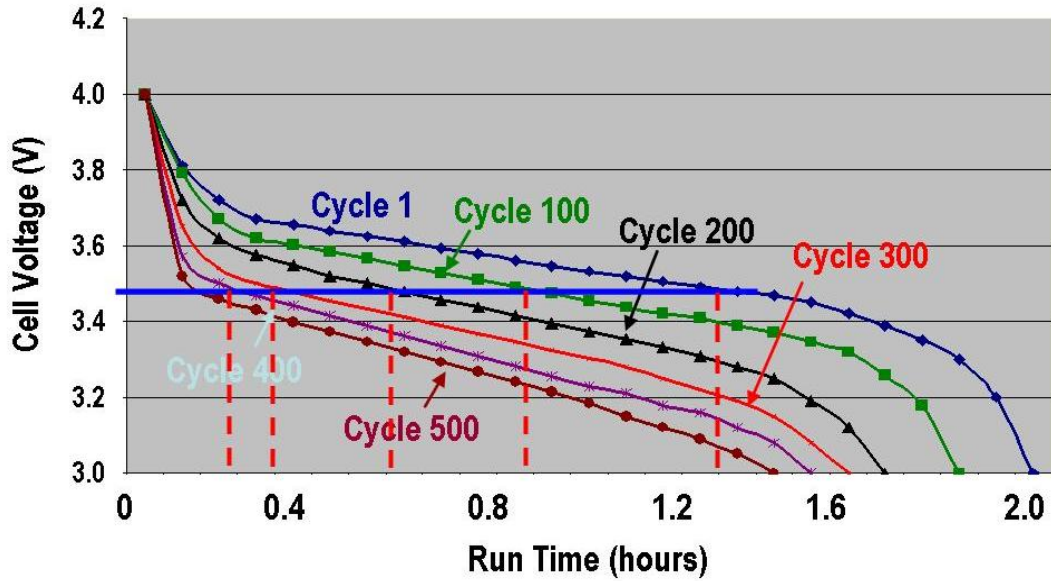


图 1 随着充/放电次数的增加阻抗的变化
具有更高阻抗的老化的锂离子电池会更早地达到系统终止电压

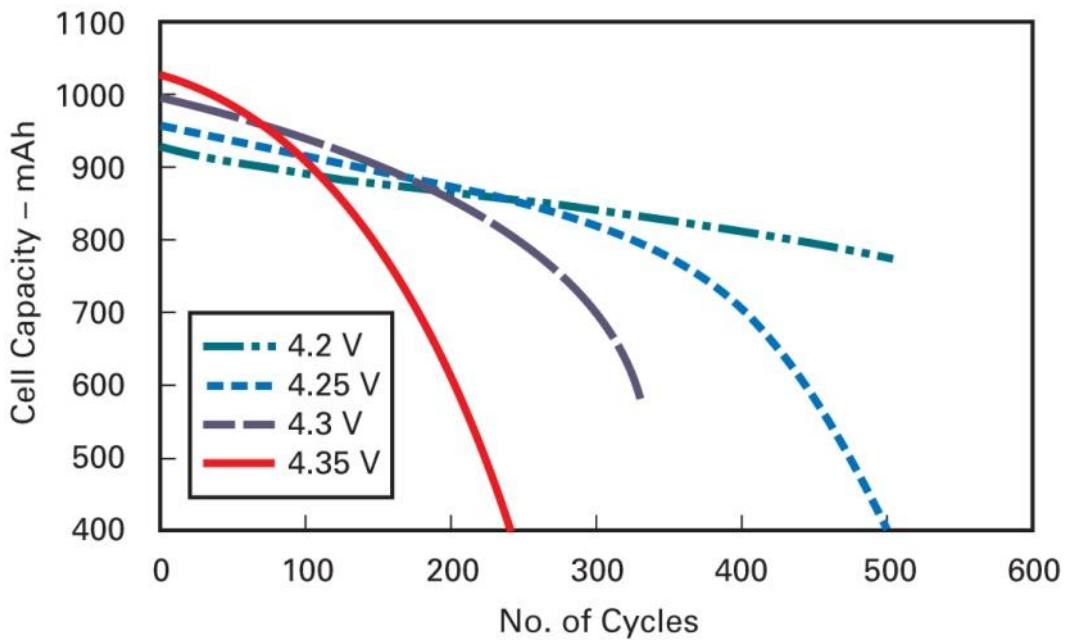


图 2 充电电压会影响电池的使用寿命
正确地锂离子电池充电需要非常精确的充电电压，过压充电会缩短电池的使用寿命

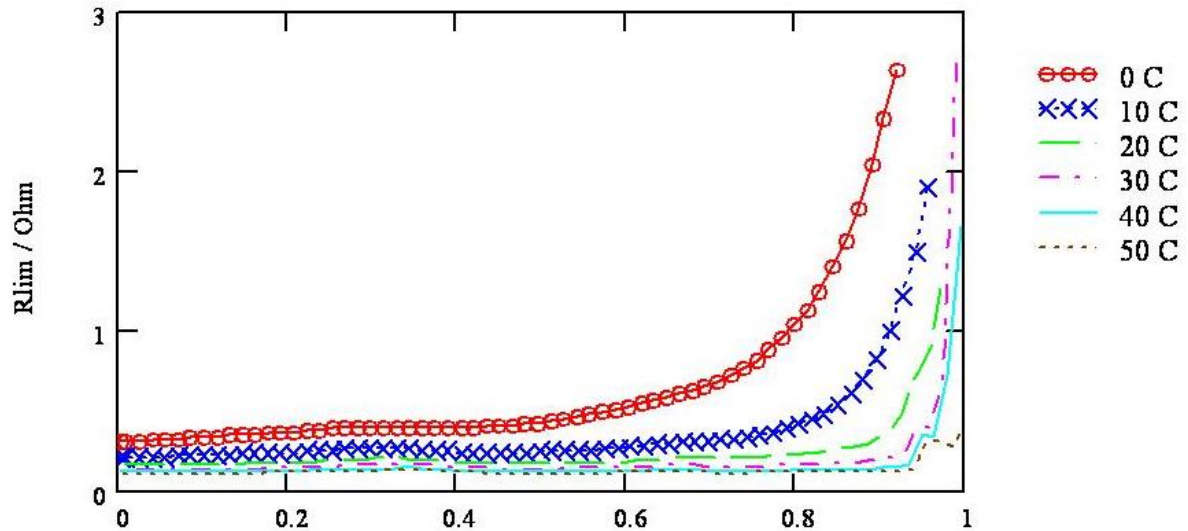


图 3 锂离子电池阻抗与温度和放电深度 (DOD) 的关系

锂离子电池阻抗与温度的关系非常密切，温度升高 10°C 阻抗大约会降低 1.5 倍

阻抗是整个方程式的关键。在过去，要想利用电池组设计进行生产工作非常棘手。需要获得在最低/室温/最高温度下的典型放电特性以生成放电估计多项式方程中使用的系数。只有知道各个电池的阻抗如何发生变化才能估计出上述放电特性。此外，传统的电池电量监测器件需要“复位”电池组在近乎完全放电时的最大容量。通常，这是由一个 7% 的特定电压脱扣 (trip) 和 3% 估计剩余电量实现的。作为一种改进，补偿性放电终止电压值 (CEDV) 根据电池负载电流被用于修改 7% 的脱扣电压和 3% 估计剩余电量，这只是基于电压测量值。

解决了所有这些不确定因素以后，设计人员了解到所报告的容量精确性可能会有高达 20% 的偏差。由于电池可能会因为使用时间过长而意外老化，并有可能对由气压计估算以及提供给用户的估计电量信息进行缓冲，设计人员可能会事先将实际需要的电量增加一倍。当然，一个稳定可靠的医疗系统不会像膝上型电脑那样报告剩余电量：“还有 20 分钟的剩余电量，您需要立即插上电源。”（当电池达到估计的 7% 剩余电量电压时就会出现该信息。）

解决方案

TI 推出的新一代阻抗跟踪算法技术解决了真实剩余电池电量报告的不准确性问题。该算法确定了锂离子电池的充电状态，并将下列参数作为整个电池模型的一部分来全面预测放电行为：

- 1、最初，电池总化学容量 (Q_{max}) 就是产品说明书规定的容量（例如，18650 圆柱形锂离子电池的容量为 2400mAh），但是电池电量监测计会在电池的第一个充/放电周期以后自动更新。

- 2、由“库仑计算”程序对已流入或流出电池的电荷数量进行测量/采集。
- 3、系统的当前负载电流（平均负载电流和峰值负载电流）。
- 4、由于单个电池阻抗在各种充电状态下不尽相同，因此在提供电流的同时电池的内部阻抗会随着温度、电池老化的影响和放电的情况而变化。
- 5、在轻负载时 ($<C/20$)，利用电池在一个采样周期内不到几毫瓦的电池电压变化对电池的开路“松弛”电压进行测量。完全充满时所需的休眠期要比电池完全耗尽时所需的休眠期要短。

精确的电池容量估计可由下列方法计算得出：

- 1、 测量电池开路电压（在松弛状态下）
- 2、 监控负载时的电池电压曲线（找出电池阻抗）以及
- 3、 积分流入和流出电池的电流。

采用完全相同的化学/阳极/阴极材料的锂离子电池具有非常相似的松弛电压/充电状态曲线，令人惊讶的是，其不会因电池制造的不同而不同。这就使我们可以确定电池的最大容量和电池的剩余容量。

例如，如果您已知：1) 3.6V 松弛电压与 10% 的充电状态密切相关；2) 在充电过程中，电池电量监测计对 1000mA 的电流进行了积分；3) 得出的 3.95V 开路电压与 93% 的充电状态密切相关，该电池的真实容量为 1206mAh (1000mA/83%)。利用 1A 电流进行充电时，如果电池电压从 3.6V 上升到 3.8V，那么在 10% 充电状态和室温条件下 DC 阻抗为 0.2Ω。如果系统可以容许的最小电压为 3V，那么阻抗跟踪将会计算并报告在 10% 充电状态的 1A 负载条件下还有大约 7 分钟的剩余电池电量。

在刚刚过去的几年里，电子硬件实施得到了发展。最初的芯片组是由三个独立的芯片组成：1) 电池电量计微处理器；2) 模拟前端 (AFE)；以及 3) 二次过压保护器。微处理器对电流进行了积分并运行电池电量计监测算法，并且还直接与 AFE 通信。高压容限 AFE 利用集成的模数转换器 (ADC) 对电池电压进行了测量，提供了过流保护并进行电池平衡。两个芯片都能安全地独立运行。第三级保护来自一个独立的二次电压保护器，对于一个永久性错误条件，该保护器会触发一个化学保险丝（对于锂离子电池而言，过压是最危险的情况，因为其有可能会引起燃烧）。

最新一代锂离子电池容量指示器在一个塑料封装中集成了微控制器和 AFE 芯片，从而大大降低了系统级复杂性和板级空间要求。与电池电量监测计的通信是通过 SMBus 标准协议完成的 (SMBus 基于 I2C 通信协议)，登录 www.smbus.org 可以了解更多详情。该电池电量监测计可以直接与一个兼容的电池充电器或微控制器进行通信。

阻抗跟踪技术实际上就是一种更低成本的电池解决方案实施，该技术无需使用电池自动记忆周期功能。对于所有大容量电池而言，实现该功能都要花费数小时的时间。现在，所有下线的电池都利用一个称为“黄金图像”的工具进行了编程。在工程评估

阶段就完成了该文件的创建。该阻抗跟踪算法将一直适合电池的状态，因此电池在现场的第一次放电期间，阻抗跟踪会在电池的第一个 40% 放电或充电中精确记忆真正的电池组容量。之后，所报告的电池容量精确度将达到 99%。

结论

阻抗跟踪电池电量测量技术可以使医疗工程组织利用比以往稳定的备用电池设计出的生命支持设备和便携式设备更加可靠。更重要的是，该技术不但提供了大大改进的电量监测精度，而且还去除了 7% 估计剩余电量所必需的“复位”环节（在生命支持医疗应用中，该环节并不合乎实际）。其无需全面过分设计 (over-engineer) 电池容量来满足特定的备用期限，并且在生产阶段无需重复每一个电池组从而提供了更低成本的解决方案。

了解并跟踪单个电池阻抗是精确预测剩余电量的关键。如前所述，最重要的电池老化效应是由于高温以及以高于其最高额定电压进行充电引起的，甚至以高于额定电压 50mV 的电压进行充电也可能使电池的使用寿命缩短一半。锂离子电池内部阻抗会在正常使用充/放电周期内增加（老化），并且阻抗在低温时会大大增加（而不会缩短使用寿命）。

阻抗跟踪算法的自适应特性通过监控松弛和负载状态下的电池电压，并积分充/放电过程中的电流来监控这些老化因子。由于是连续监控，所以没有必要对阻抗进行“猜测”，因此在整个电池使用寿命内都可以精确地计算真正的电池容量。

参考书目

[1] 《影响电源使用寿命的因素和基于 LiCoO₂ 的锂离子电池的潜在老化机制》电源期刊文章，111 (2002) 130-136

如欲下载 TI 阻抗跟踪解决方案 (bq20z95) 的产品说明书、订购样片或评估板 (EVM)，敬请访问：www.ti.com/impedancetrack。

秘笈 17 驱动 WLED 未必需要 4 V 的电压

白光发光二极管 (WLED) 应用相当普遍, 主要原因在于白光发光二极管可用于提供便携式电子产品显示器的背光。一般认为单一 WLED 需要 4 V 的驱动电压。由于锂电池提供 3.6 V 的电压, 因此一般业界认定需要升压转换器 (step-up converter), 才能以单节锂电池为 WLED 供电。因此, 许多 IC 都可用于驱动 WLED, 其中大部分需要外部电感或飞驰电容器 (flying capacitor), 才能将电池电力提升到足够的电压。由于 WLED 技术日渐成熟, 因此需要正向电压的需求逐渐减少。目前有许多 LED 的一般正向电压 (VF) 范围介于 3.2 至 3.5 V 之间, 最大范围则介于 3.7 至 4 V 之间。资料表通常针对大约 15 至 25 mA 的 LED 电流指明这类电压。本文探讨较低电流的应用, 以及这些应用如何影响 WLED 的正向电压。

LED 正向电压

WLED 与其它标准 p-n 接面二极管类似, 必须有足够的正向电压才能导电。当电压超过临界值时, 会以 WLED 的正向电压提升正向电流。图 1 显示两个 WLED 的一般 I-V 曲线。

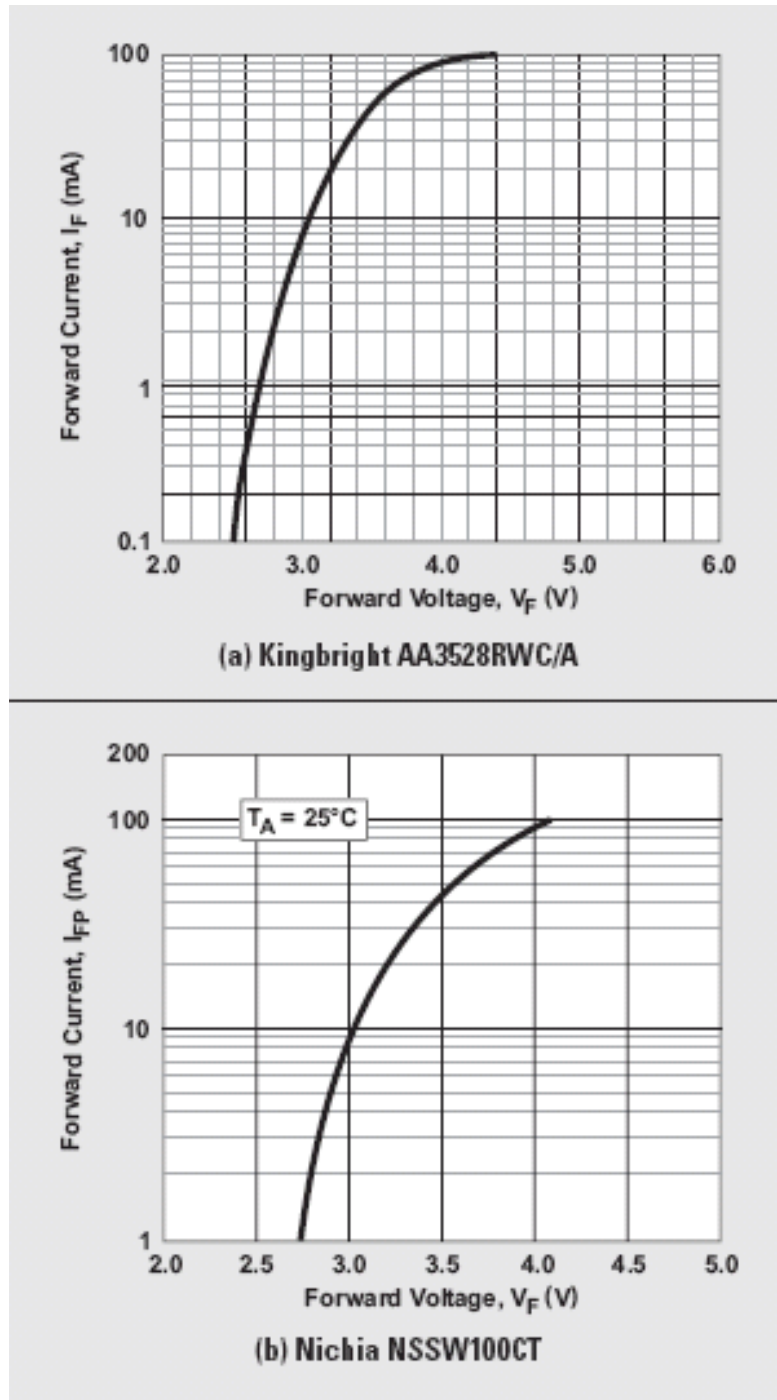


图 1. 一般 WLED I-V 曲线

判读此图相当容易。在一般二极管 I-V 曲线上，当电压超过临界值时，电流便会随着电压急速提升。图 1a 显示装置的一般正向电压经指定为 3.2 V，正向电流为 20 mA，处理过程及温度变化中最高出现 3.7 V。从其中可看出应用需要升压 DC/DC 转换器，才能以单节锂电池的 3 至 4.2 V 输出驱动 WLED。然而，实际状况并非

如此。以 5 mA WLED 电流应用为例，图 1a 的曲线显示驱动 5 mA 所需的正向电压大约是 2.9 V，这远低于数据表显示的驱动 20 mA 所需一般电压，因此，只需使用 3.6 V 锂电池即可驱动 2.9 V 输出电压，完全不需要升压转换器。

WLED 的规格涵盖了批次间程序及制作变化的一般值及最大值。数据表提供的 I-V 曲线通常是零件符合一般规格的情况。虽然曲线形状对于制作的各零件都有效，然而视个别装置的不同测试条件，曲线会偏右或偏左。如果使用前例中相同零件编号的其它 LED，在一般测试条件 (20 mA 正向电流) 下测出的正向电压为 3.7 V (额定上限)。这个电压比一般装置高出 0.5 V，这表示需要 3.4 V (2.9 V 加上 0.5 V) 的最大正向电压，才能以 5 mA 驱动这个 WLED。根据应用的截止电压，不需要使用升压转换器，便能够以 5 mA 驱动这个特殊 WLED。借由这项技巧可判断任何应用的最大正向电压。

温度变化有何影响？

某些应用要求 WLED 在极端温度的严峻环境下运作。温度变化会影响 LED 特性，但是对于低电流与高电流的影响并不十分强烈。图 2 中来自一般 WLED 数据表的图形显示正向电压与温度两者之间的关系。

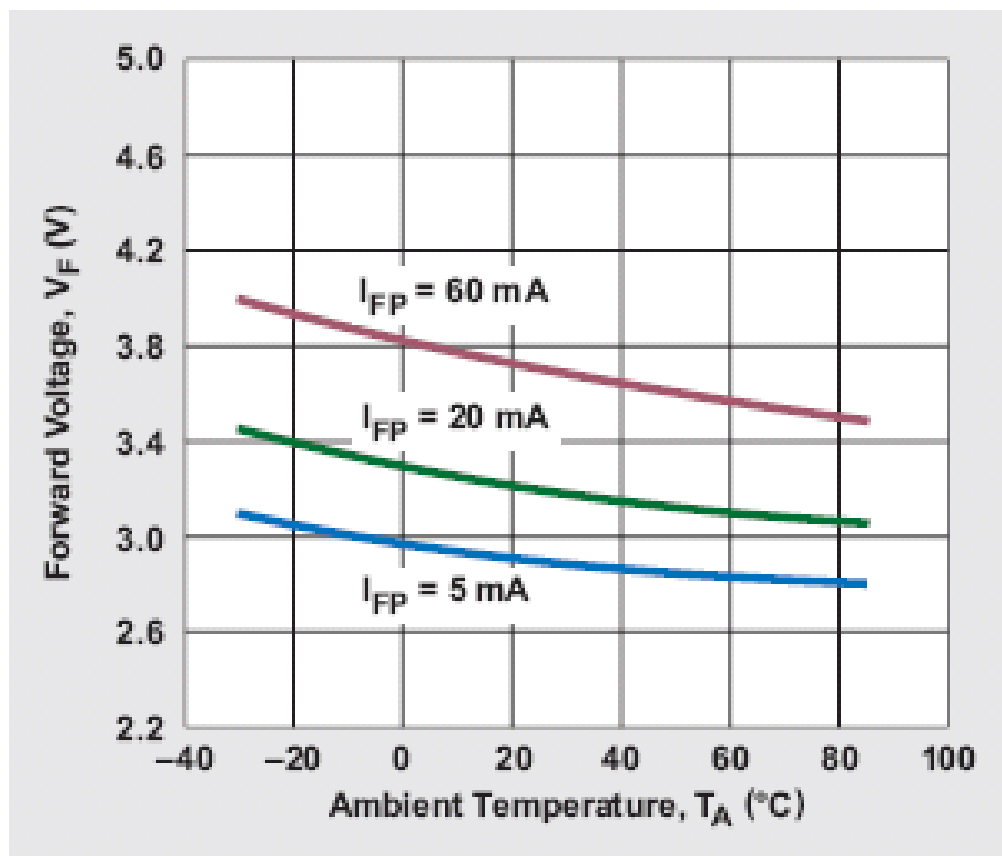


图 2. 正向电压与温度之间的关系 (Nichia NSSW100CT)

此图显示温度的关联性随着电流与正向电压的增加而更为显著。此外，一旦温度升高，正向电压便会降低。5 mA 曲线显示，从室温 (25°C) 变化至额定上限温度 (85°C) 时，正向电压大约降低 0.1 V。判断所需的正向电压时，应将其纳入考虑，不过其中的影响不甚明显。如果特定应用要求在极寒冷的环境下驱动 LED，则正向电压增加时，会使得低输入电压的亮度降低。

极小型 LED 驱动器解决方案

一般驱动多重 WLED 的方法是将这些 WLED 串联，然后以电感升压转换器或电荷泵驱动串联串行。对于需要较高正向电压的较高 WLED 电流而言，这是绝佳的方法。然而，如前所述，并不是所有的 WLED 驱动器应用都需要升压转换器。用于低电流 WLED 应用的简易、低成本驱动器为极小型 TPS75105 LED 驱动器 IC。TPS75105 属于线性电源，包含极低的 28 mV 漏失电压，适用于驱动分为单独两组的四个平行 WLED。此装置在单独启动的两组中提供四个 2% 相符电流路径。此装置采用极小型 9 球 1.5 平方毫米芯片级封装 (WCSP)，不需要任何外部组件，即可使用预设电流输出，因此体积缩小为 1.5 平方毫米。值得一提的是，TPS75105 是德州仪器所提供其中一种成本最低廉的 WLED 照明解决方案，图 3 显示 TPS75105 的应用电路。

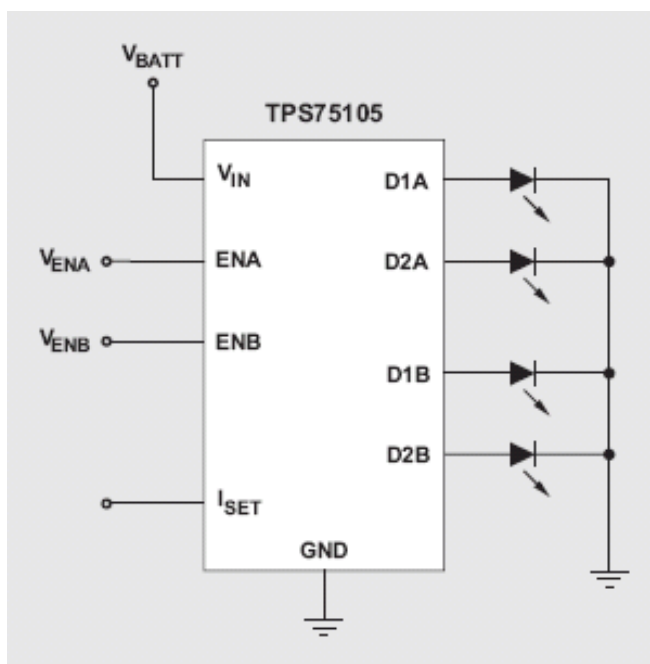


图 3. TPS75105 应用电路

乍看之下，使用低漏失线性电路似乎不切合实际，因为线性调节器一直存在效率较低的问题。事实上，一般都对于 LDO 存在误解。LDO 效率完全根据输入/输出电压比而定，因此，驱动 WLED 的效率相当高。例如，以 3.6 V 锂电池的输入电力驱动 3 V WLED，能够达到 83% 的 LED 效率。图 4 显示锂电池范围内多种不同 WLED 正向电压的 TPS75105 效率。TPS75105 的 LED 效率不亚于甚至优于其它 WLED 驱动器解决方案。

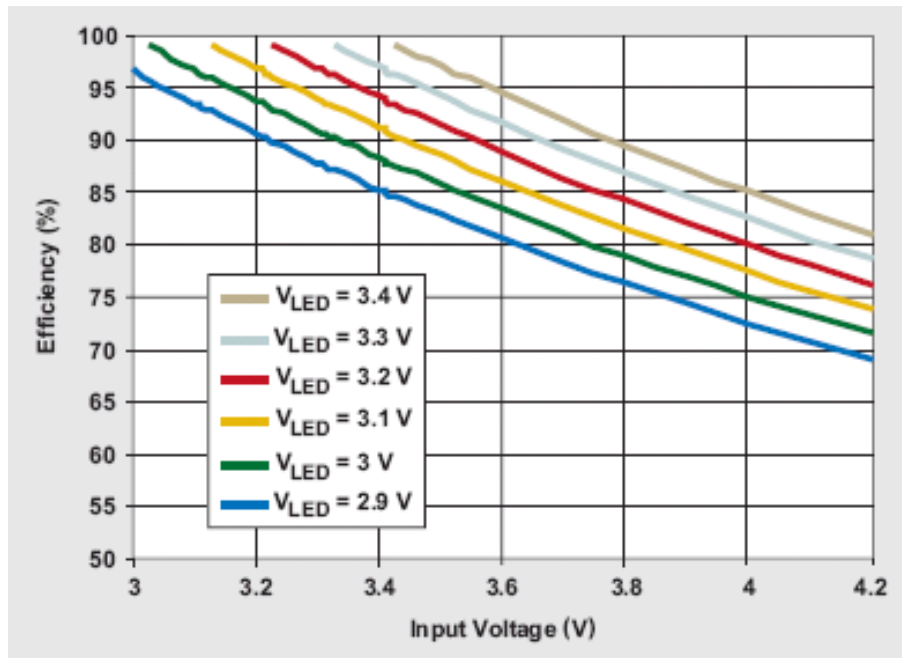


图 4. TPS75105 LED 效率

图 5 显示锂电池放电曲线上 TPS7510x LED 效率。在所有三条曲线中，整个放电范围的平均效率都超过 80%，并且在 V_{LED} 为 3.3 V 时达到 90%。由于本文着重于低电流应用，因此，只要输入电压足够，TPS7510x 便能够使各个 LED 达到 25 mA。这些应用都具有体积尺寸极小的优点。

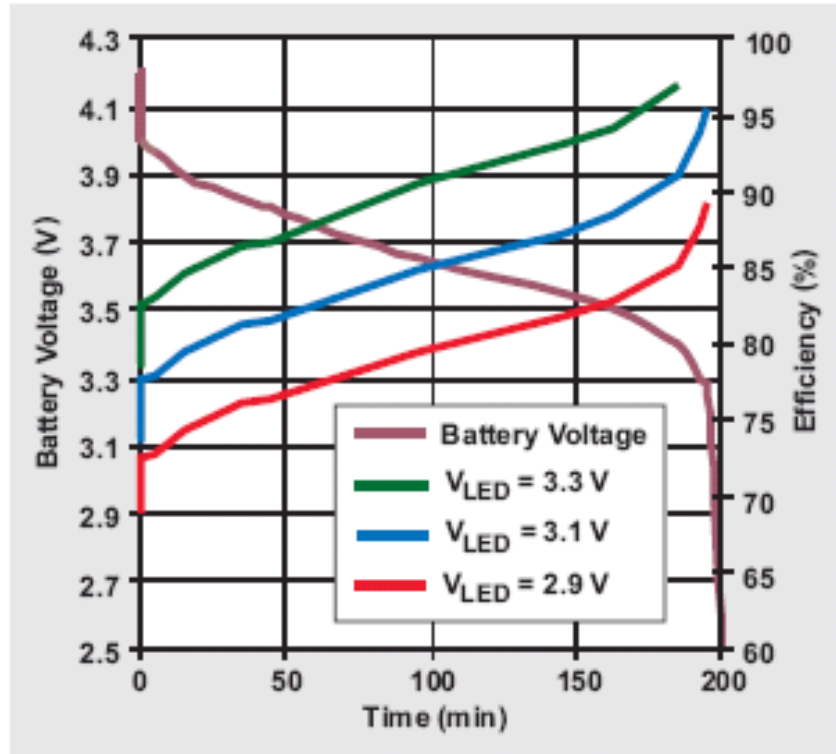


图 5. 锂电池放电曲线上的 TPS7510x LED 效率。

结论

评估 LED 驱动器应用时，必须特别考虑应用需要多少电流。如果需要的电流远低于应用 WLED VF 规格的电流，则必须检查 WLED 数据表 I-V 曲线，决定应用的实际 VF。该应用可使用 TPS75105 之类的低漏失线性电源以缩小体积并降低成本，同时不降低切换升压转换器的效率。

秘笈 18 利用有源电池平衡技术

增加大型锂离子电池组能量供给

近年来，由于电池供电的便携式产品市场日益快速增长，锂离子 (Li-Ion) 电池的使用也随之变得普遍起来。锂离子电池的一些卓越特性包括较高的重量及容积能量密度、低自放电率以及无记忆效应。消费类电子产品世界将锂离子电池作为主要的便携式电源。手机和笔记本电脑日益成为锂离子电池的主要用户。随着锂离子电池的发展以及各种化学成份的日益普及，其他设备也可以利用锂离子的许多特性。许多电动设备、电动汽车、医疗和工业设备现在也都使用锂离子电池作为其电源。

一些消费类应用要求单锂离子电池(如手机),或者需要三节串联和两节并联电池(如笔记本电脑)。采用这种新设备,要求更高功率、更高容量以及更加稳健的电池组。串联安装电池可以提高电压,而并联安装的电池则可以增加容量。这些电池组数量不一,从笔记本电脑使用的六节电池到电动汽车中使用的数百节电池。由于放大了锂离子电池的一些不足,这些要求给电池设计人员带来许多新的设计困难。

这些大容量电池要求先进的管理来确保获得高品质的设计。我们必须考虑合适的温度、电压和电流测量。随着锂离子电池组越来越大型,要求更多地关注散热管理、电池组可靠性、电池使用寿命和电池平衡。实际上,随着电池组中所需电池数量的增加,电池单元之间的温度、容量和串联阻抗差异成为一个重要问题。本文的大部分内容都将用于讨论这些差异带来的影响,以及如何在电池设计中控制这些差异。

问题: 电池状态不匹配

电池的作用是为其主机存储和提供能量。我们想尽可能多地向(从)电池组存储和获取能量。妨碍多节电池组完成这一工作的主要方面是电池阻抗。让我们来看一看其是如何影响向电池主机供电的。

在锂离子电池组中,存在一些允许每节串联电池达到的预定义电压最小值和最大值。这是一种由电池组中 IC 控制的安全特性,请参见图 1A。只要每一节电池均保持在过压和欠压断开范围之间,则该电池组便能够放电和充电。如果一节电池达到上述任何一个阈值,则整个电池组便会关闭(欠压),从而让主机本应可用的电池组处于无法充电状态(请参见图 1B)。另外,它不允许充电器向电池组充入应有的大量能量(请参见图 1C)(过压)。

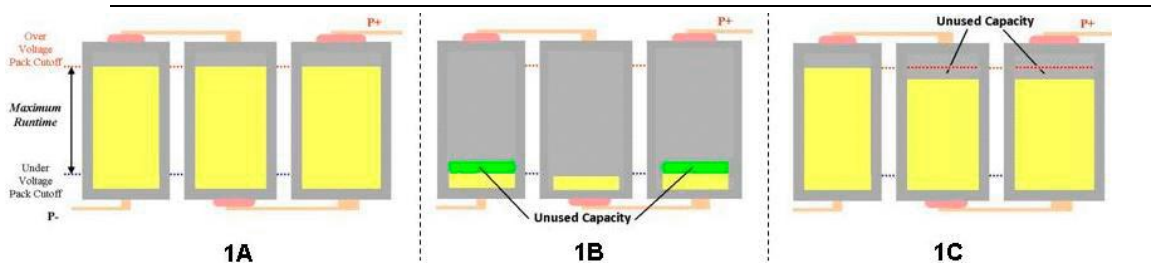


图 1 电池不平衡对于电池容量使用的影响

电池不平衡的原因有很多：

- 非均匀热应力
- 阻抗变量
- 低电池容量匹配
- 化学差别

这些原因中的有一些可以通过电池选择和较好的电池组设计来得到最小化。即便如此，所有前期设计工作中，电池不平衡的主要原因是非均匀热应力。电池与电池之间的温度差异可引起阻抗变量和化学反应的变化。这就形成了温度差异，而电池暴露在这种差异下的时间较长（请参见图 2）。这是一幅笔记本电脑 FLIR 图，其表明温度差异的程度，即便在消费类电子应用中也是如此。温度每升高 10C，一节锂离子电池的自放电率便翻一番。锂离子电池的一个特点是，内部阻抗是温度的函数。较低温度的电池表现出高阻抗，因此在充电或放电期间 IR 压降更大。这种电阻还随暴露在高充电状态和高温下持续时间的增加以及充电周期时间的延长而增大。

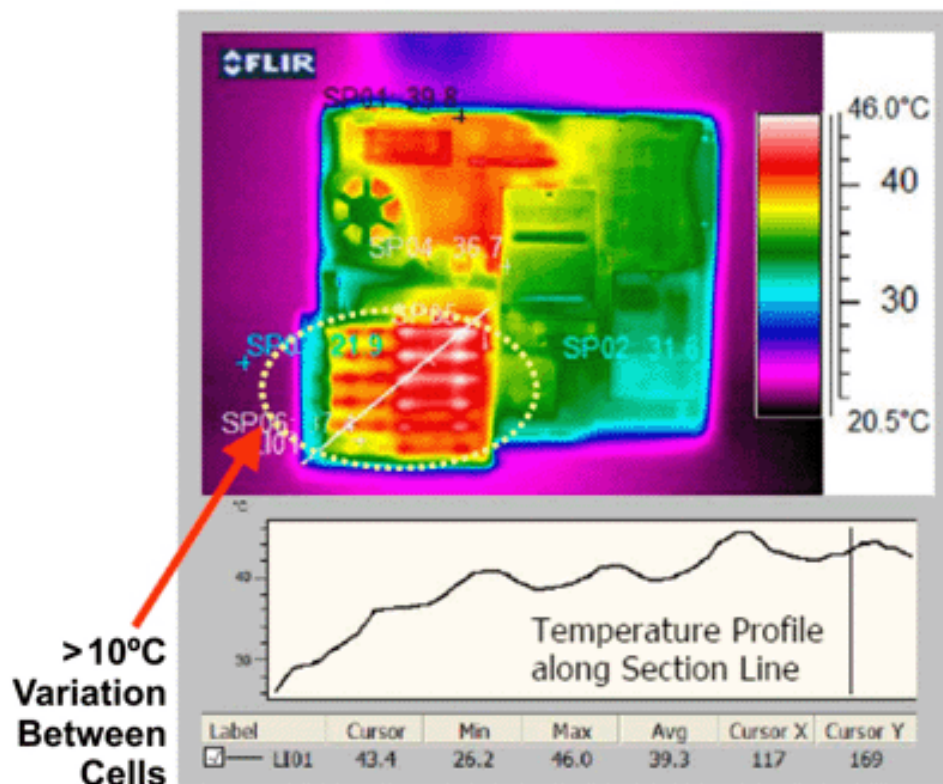


图 2 笔记本电脑电池组的散热变量 FLIR 图

解决方案：电池平衡技术

由于对能量供给的影响，以及串联电池应用中存在锂离子电池过充电的危险性，必须使用电池平衡技术来对失衡进行校正。共有两类电池平衡技术：无源电池平衡技术和有源电池平衡技术。

无源电池平衡技术

被称为“电阻泄漏”平衡的无源电池平衡方法使用一条简单的电池放电路径，在所有电池电压相等以前一直为高压电池放电。除其他电池管理功能以外，许多器件都具有电池平衡功能。

诸如 bq77PL900 等锂离子电池组保护器主要用于许多无绳电池供电设备、助力自行车及轻便摩托车、不间断电源以及医疗设备。其电路主要起到一个独立电池保护系统的作用，使用 5~10 节串联电池。除通过 I2C 端口控制的许多电池管理功能以外，还可将电池电压同可编程阈值对比来决定是否需要进行电池平衡。如果任何特定电池达到该阈值，则充电停止，并激活一条内部旁路。当高压电池降至恢复极限值时，电池平衡停止，而继续充电。

电池平衡算法只使用电压发散作为平衡标准，具有过平衡（或欠平衡）的缺点，这是由于存在阻抗失衡影响（请参见图 3" 4）。问题是，电池阻抗还会在充电期间引

起电压差异 (V_{Diff_Start} 和 V_{Diff_End})。简单的电压电池平衡并未区分是电量失衡还是阻抗失衡。因此, 这种平衡不能保证完全充电后所有电池均获得 100% 的电量。

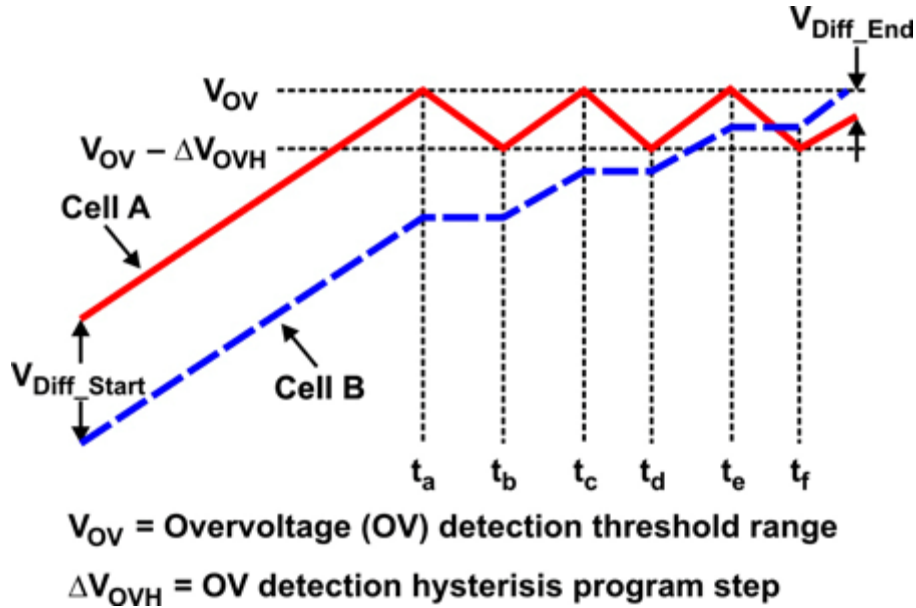


图 3 基于电压的无源放电平衡

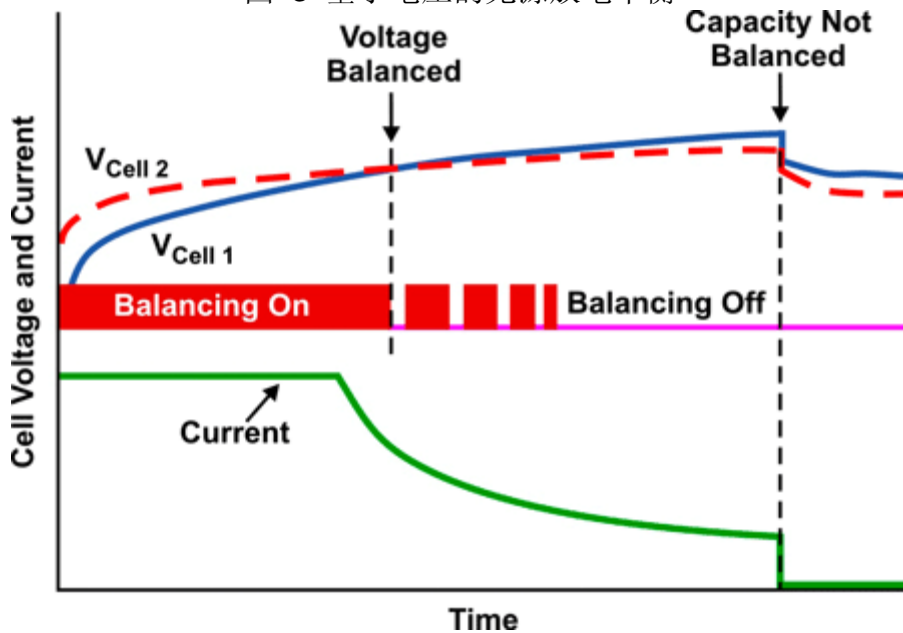


图 4 简单的电压平衡法或许不能有效地平衡电量

一种解决方案是使用电池电量监测计, 例如: bq2084 等。它们都拥有改进的电压平衡技术。由于电池间的阻抗差异会误导算法, 因此它只在充电周期末端附近进行平衡。这种方法最小化了阻抗差异的影响, 这是因为当充电电流逐渐减弱至终止阈

值时 IRBAT 压降也变得更小。另外，这种 IC 还使平衡判断基于所有电池电压，所以它是一种更加高效的实施方法。尽管有了许多改进，但是单独依靠电压电平的这种需求将平衡操作限制在高 SOC 区域，并且仅在充电时工作。

另一个例子是 bq20zxx 电池电量监测计产品系列，其使用阻抗追踪平衡方法。这种电量计不再尝试最小化电压差异错误的影响，而是计算每节电池达到完全充电状态所需要的电荷 (QNEED)。这种平衡算法，在充电期间开启电池平衡 FET，以提供要求的 QNEED。这类电池电量监测计可轻松地实施基于 QNEED 的电池平衡方案，这是由于总电量和 SOC 在监测功能中均较稳定地处于可用状态。因为电池平衡并未让电池阻抗差异失真，所以它可以独立于电池充电、放电甚至闲置状态工作。更为重要的是，它获得了最佳的平衡精度。

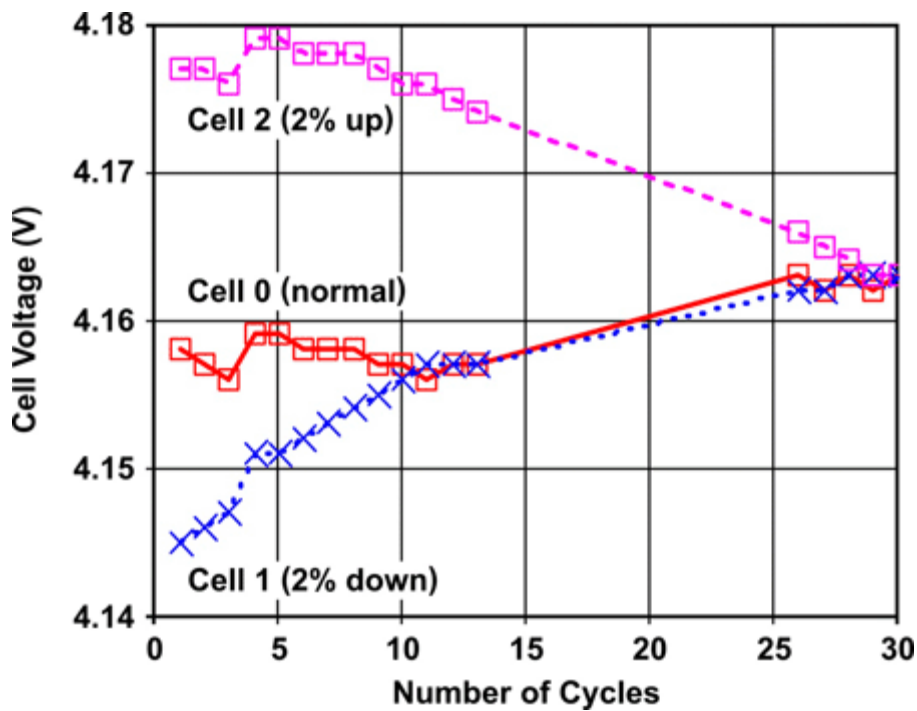


图 5 基于 QNEED 的电池平衡

由于使用集成 FET 解决方案的无源电池平衡技术的平衡能力有限，因此电池差异或失衡率可能超过电池平衡。另外，由于存在低旁路电流，它可能会占用几个周期来对一般失衡进行校正。利用现有组件设计一些外部旁路电路可以增强电池平衡(请参见图 6 " 7)。在图 6 中，当决定对某节电池进行平衡时内部平衡 MOSFET 首先开启。这便形成一条低电流通路，其通过连接电池端（电池 1 和电池 2）及 IC 引脚的外部滤波器电阻。当内部 FET 栅-源电压在电阻中形成，该外部 MOSFET 便被开启。其缺点是，邻近电池无法快速、同时获得平衡。例如，如果邻近内部 FET 被开启，则 Q2 不能被开启，因为没有通过 R2 的电流。

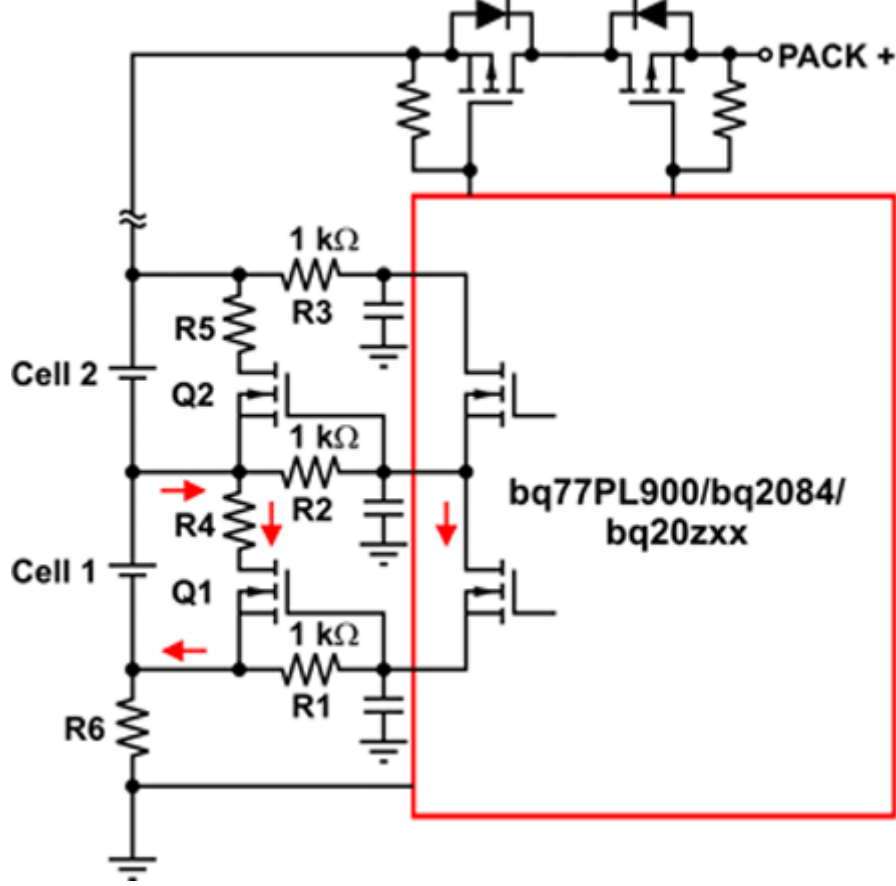


图 6 外部 FET 无源电池平衡

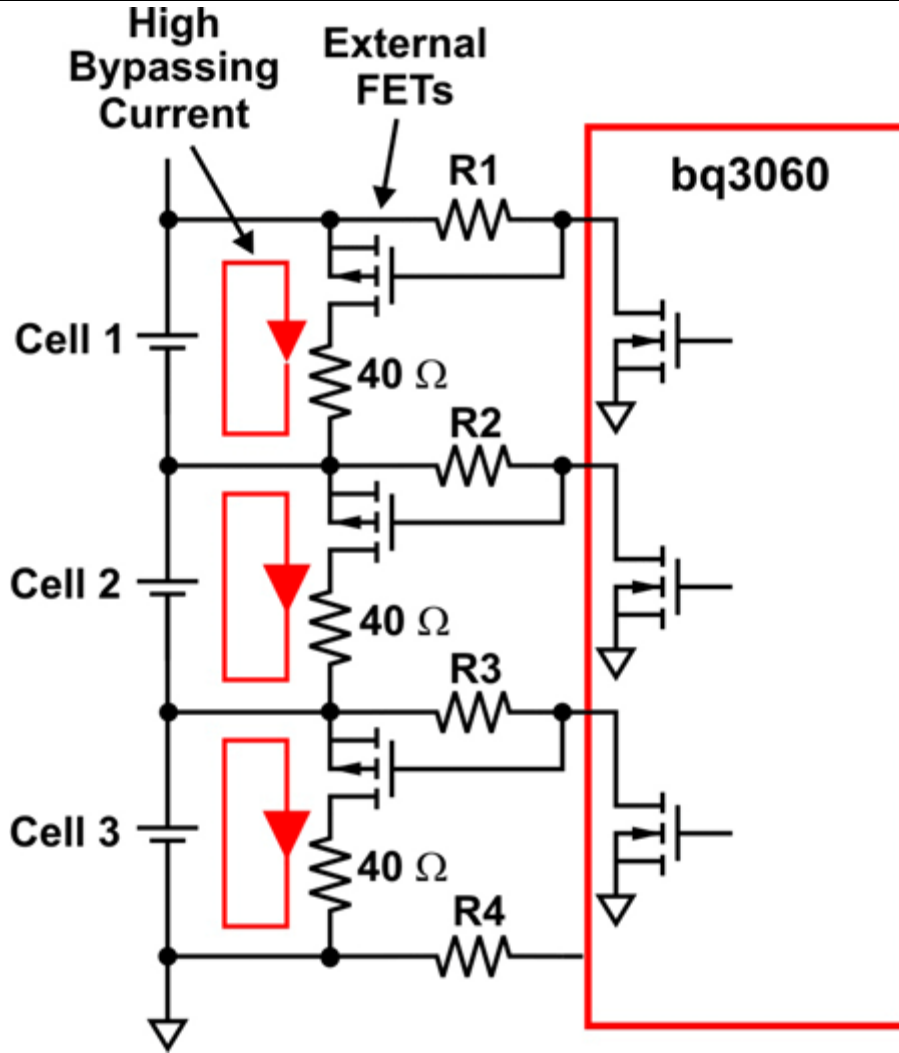


图 7 外部 FET 无源电池平衡的新型拓扑结构

图 7 显示了无源电池平衡的最新例子。它是一款低成本、单芯片电池电量监测计解决方案。与前面所述的电池电量监测计解决方案不同，这种 IC 没有内部电池平衡，但需要一个类似的外部旁路电路来完成平衡。然而，由于该平衡实现电路是一个 IC 内部的开路漏极，因此它可以同时平衡包括邻近电池在内的数节电池。这种平衡电路使用一种改进的电压算法，其如图 6 所示电路。但是，图 7 中的外部 FET 驱动器描述了更为有效的电池平衡方法。

由于高能量电池中 100% 的多余能量都以热的形式耗散掉了，因此无源平衡并非放电期间的首选方法。有源电池平衡使用电容或电感电荷穿梭来转移电池之间的电荷，这是一种极为高效的方法。这是因为，能量被转至需要的地方，而非被放掉。这样做的代价是会增加更多的部件和成本。

获得专利的 bq78PL114 PowerPump™ 电池平衡技术是使用电感电荷传输的有

源电池平衡的最新例子。它使用一对 MOSFET（N 通道和 P 通道）以及一个功率电感来实现在两个邻近电池之间建立电荷转移电路。

电池组设计人员设定串联电池之间的失衡阈值。如果 IC 测量到超出该阈值的失衡，它就会启用 PowerPump。图 8 显示的是使用了两个 MOSFET（Q1 和 Q2）及一个功率电感的降压升压电路简图。顶部电池（V3）需要将能量转移至低位电池（V2），P3S 信号（工作在约 200 kHz 和 30% 占空比下）触发该能量转移，随后能量通过 Q1 流至电感。当 P3S 信号重置时，Q1 关闭，电感能量水平处在最高水平。因为电感电流必须不断流动，因此 Q2 的主体二极管被正向偏置，从而完成向 V2 位置电池的电荷转移。需要注意的是，存储于该电感中的能量只有轻微的损耗，这是由于其低串联电阻。

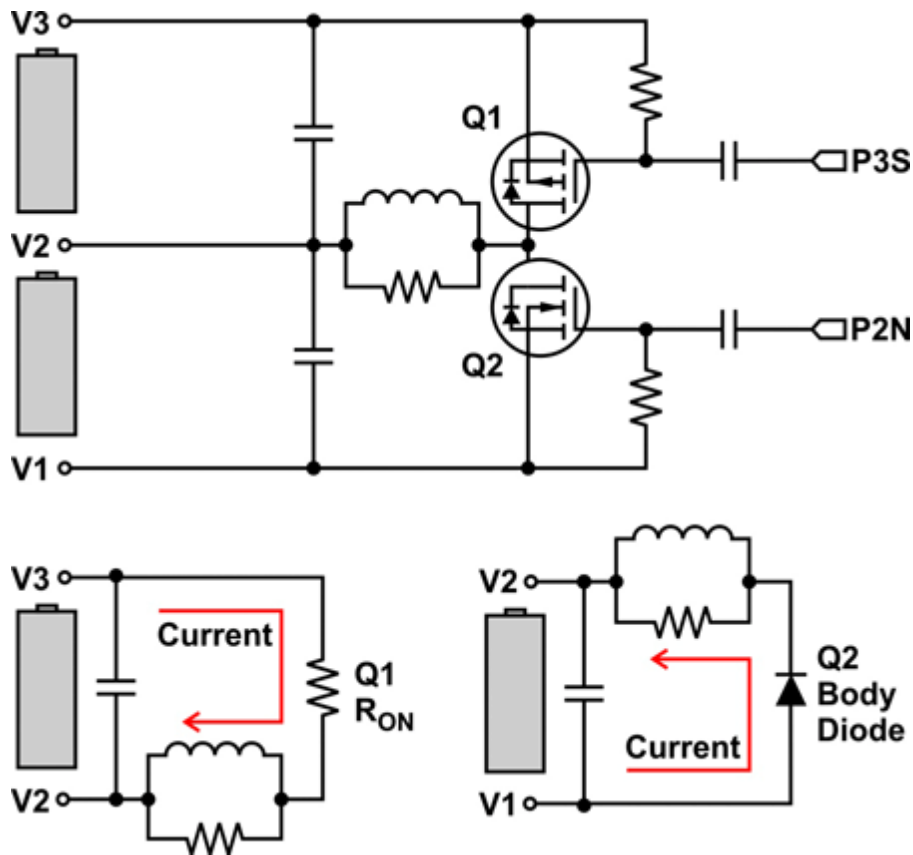


图 8 使用 PowerPump 技术的电池平衡

假定串联电池的长度和容量不定，则转移电荷时有一些限制。一种考虑是在我们不再获得能量供给优化之前，我们能将能量移至多远。换句话说，在转换器的低效率压过平衡电池的诸多好处以前，我们能将电荷移至多远。在我们的测试中使用 85% 的估计效率，PowerPump 仅将能量转移至不到 6 节电池远的地方。但重要的是，忽略效率的情况下，在整个电池组可能达到完全平衡以前必须取得“区域平衡”。

除了这些明显的优点以外，PowerPump 电池平衡技术的好处是平衡可能忽略单个电池电压。这意味着，如果你决定在两节电池之间转移电荷，它可以在任何电池工作模式序列（充电、放电和重置）期间进行。即使提供电荷的电池电压比接收电荷的电池电压低（例如，充电或放电时较低的电池电阻引起的低电压）也可以完成转移。相比放电电阻平衡，能量的热损耗较小。

下列为三种可选平衡算法：

- 端压 (TV) 抽取
- 开路电压 (OCV) 抽取
- 充电状态 (SOC) 抽取 (预平衡)

TV 抽取就像前面介绍的电压无源电池平衡。正如图 4 所示，充电期间的 TV 平衡并不总是产生一种趋向放电结束的平衡电量。这是由于我们前面提到过的电池阻抗不匹配。OCV 抽取根据电池组电流和电池阻抗测量结果，通过估计 OCV 来补偿阻抗差异。

SOC 抽取以一种同阻抗追踪器件类似的方式工作，它计算出每一节电池的精确电荷电平，并在电池之间转移能量，这样电池电量在充电结束时 (EOC) 就实现了平衡（请参见图 9）。观察放电 OCV 图（见图 10），我们将每一节电池预平衡到一个反映其电量的失调电压。几个百分点的电量差异会使该放电曲线中下方出现巨大差异。如果我们已知 1% 到 2% 的电量，我们便可以在放电结束时拥有极为接近的匹配性。这就是在充电完成和放电结束时，你想要利用有源平衡技术有效地让电池获得最佳平衡的区域。

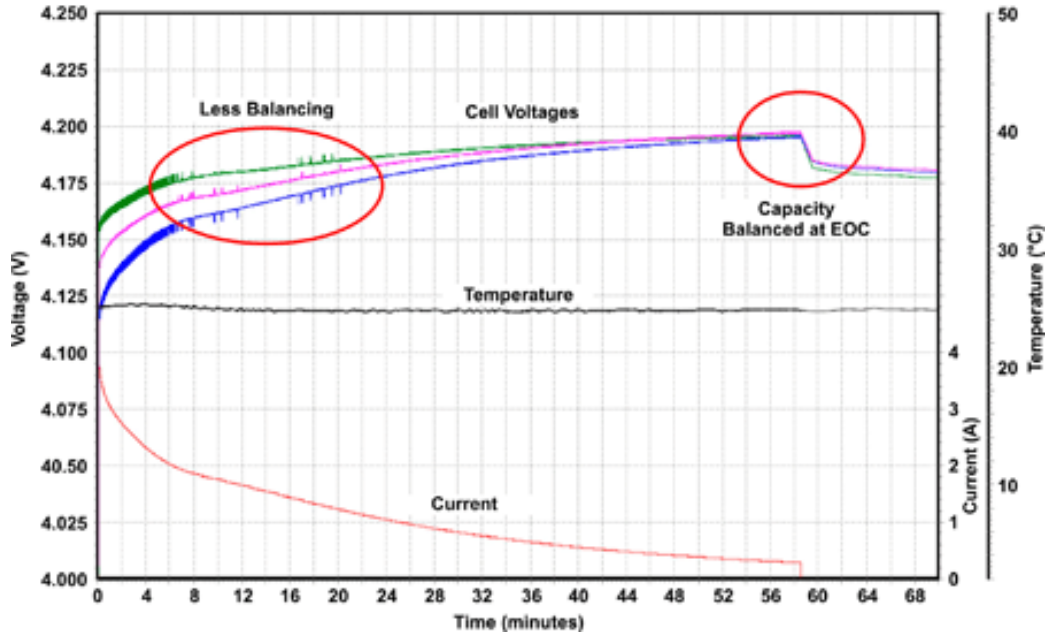


图 9 PowerPump™ 技术提供了快速、准确的电池平衡—[点击此处](#)，观看更清晰图片

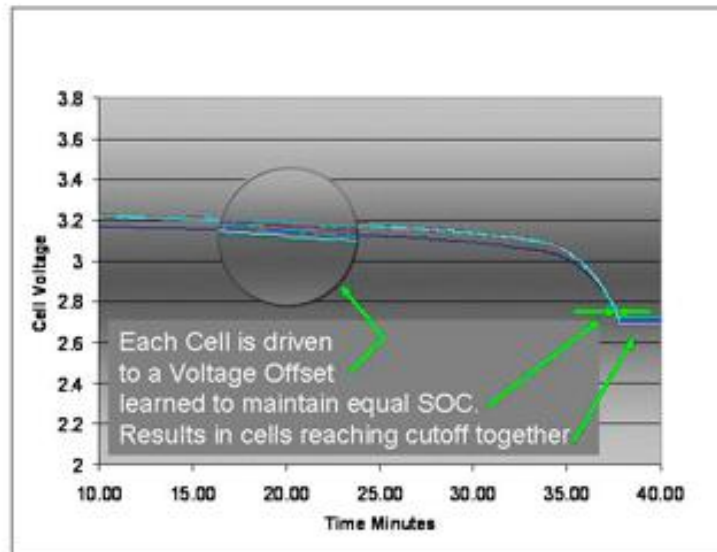


图 10 使每节电池均达到一个反映其电量的失调电压—[点击此处](#)，观看清晰图片
相比传统的无源平衡技术，PowerPump 技术可以更好地校正电池失衡，这是由于

可以通过改变组件值来控制更高的平衡电流。

笔记本电脑中，有效的平衡电流通常为 25 到 50 mA，其为内部旁路平衡的 12 到 20 倍。利用这个优势，有源电池平衡可以在一个周期（95% 时间）内对电量失衡进行校正。

在更大的电容式电池中，PowerPump 技术的结果差异甚至更大。需要考虑到使用电压无源平衡时一个电池组能够获得平衡的时间长短。唯一的电池能量电平即为一个充电周期放出部分中出现的正平衡。因此，大容量电池组整个寿命中，只有百分之几的时间允许平衡。所以，许多电池组设计人员都选择 1 安培电流平衡，甚至是 10 安培以上的电流。这就产生许多散热问题，以及大型 FET 的成本问题。倘若利用 PowerPump 可获得真正的不间断平衡可能性，那么就可以最小化这些设计障碍。

外部组件的选择决定你平衡电流的多少。峰值电感电流由电池电压、电感和接通时间决定。整个周期来自电源电池的平均电流等于 $0.5 \times (\text{峰值电流}) \times \text{占空比}$ 。在正常抽取模式下，占空比为 33%。例如：使用一个 15uH 的建议电感，并假设峰值电流约为 460mA，则我们得到来自电源电池的平均电流为 75mA。这个 75mA 的电流可长时间出现。这便让整个系统维持在平衡状态下，因此在充电完成和放电结束时我们交换了最多的能量。

问题不断出现，“那么我需要多少平衡流呢？”没有人喜欢听这个问题的答案，“这取决于几方面！”。首先，要知道一定时间下你期望的失衡漏电量。如果你的系统 1 小时 20Ahr 电池组放电后出现 5% 的失衡，则你就需要转移大量的能量。PowerPump FET 和电感需要相应地安排大小尺寸。另外，也可以使用最新固件的 SuperPump 选项。它让您能够拥有更大的占空比，以便在正常模式期间某些测量暂停时移动能量。如前所述，在确定可以获得多少平衡时，电池质量和散热控制是重要的前提因素。

有源电池平衡的一个安全方面好处是，我们可以跟踪一节电池使用的时间。我们可以跟踪每节电池的净抽取值，该净值定义为抽入电池的正数值，以及从电池抽取的负数值。如果一节电池的净值过高，那么就会导致从其他电池接收太多的能量，则表明这是一块坏电池。这是 SOH 计算的一个组成部分，同其他参数类似，例如：电池阻抗和完全充电电量等。

结论

侧重于安全性和使用寿命的一些新兴电池技术，通常都拥有先进的电池平衡和有效的散热管理。由于新的电池平衡技术可跟踪单个电池需要的平衡，因此电池组的使用寿命和总体安全性都已提高。在每个周期都对电池进行平衡，可避免电池的不当使用，而它通常是导致更多失衡和早期电池老化的原因。电池化学成份、结构和应用越来越多样化，要求电池组设计人员也要技术升级。

参考文献

如欲了解更多详情并下载产品说明书或应用手册，敬请访问：

- www.ti.com/bq2084-ca
- www.ti.com/bq77pl900-ca
- www.ti.com/bq76pl102-ca
- www.ti.com/bq78pl114-ca
- www.ti.com/bq3060-ca

Sihua Wen (Simon) 现任德州仪器 (TI) 便携式电源电池管理产品部应用工程师。他毕业于清华大学 (Tsinghua University)，获材料学学士学位，后又毕业于美国弗吉尼亚理工大学 (Virginia Tech. Dr.)，获电源电子工程硕士学位和博士学位。

Matthew Borne 现任 TI 市场营销经理，主要负责 LED 解决方案。他毕业于爱荷华州立大学 (Iowa State University)，获电子工程学士学位辅修工商管理 (business)。他业余爱好广泛，其中包括：背包旅行、攀岩以及骑山地车。

秘笈 19 应用处理器专用电源

在为智能电话开发一款集成电路时，一个小的解决方案尺寸是最重要的设计参数。其他重要的参数包括高效率、灵活性以及外部组件的数量。但是，在导航系统中，由于较大尺寸的显示屏以及外形尺寸，因此与纯手持终端应用相比，其对空间的要求就显得不那么关键了。根据设计，由于手持终端设备、导航系统每次只能运行数个小时，因此将他们与汽车的仪表盘相连，并由一个连接至汽车蓄电池的 12 V 适配器来供电是极为常见的。该适配器通常包括一个为导航系统的输入提供 5V DC 电压的预调节器。这样就可以使用一个专用电源输入或 USB 连接器进行供电。输入电压通常用于为一个锂离子电池充电。有两种不同的电池充电器概念，即具有电源通道的电池充电器和不具有电源通道的电池充电器。

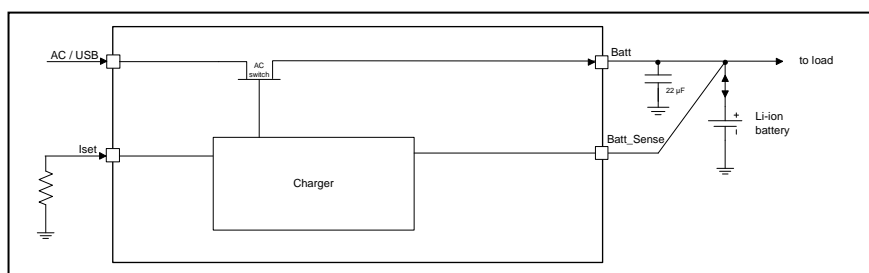


图 1 不具有电源通道的充电器

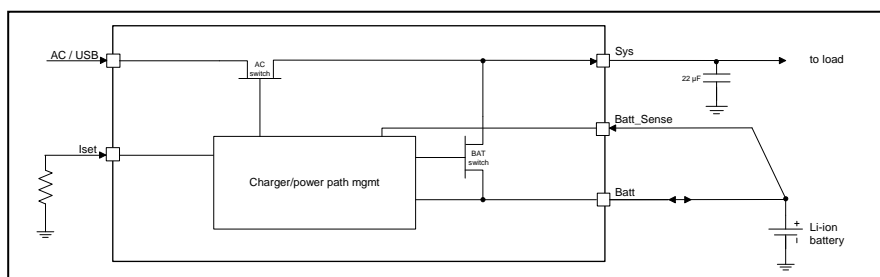


图 2 具有电源通道的充电器

两者最主要的不同之处在于电池连接至负载的方法不同。对于不具有电源通道的充电器而言，电池直接连接至负载，且充电器所提供的电流在负载和电池之间进行拆分。如果应用被关闭且没有负载电流，那么充电器所提供的所有电流则全部用于为电池充电。如果应用被开启，则充电电流就会减少且部分电流将用于为应用供电。虽然这一概念非常简单，但是我们无法预测进入电池的充电电流。只有当电池和应用充电器的总输出电流为已知时，才可对进入电池的充电电流进行预测。

第二种充电器拓扑结构包含了一个所谓的电源通道。电池由一个开关与负载隔离开来，如果充电器上没有输入电压，那么开关将关闭且电池与输出连接，从而为应用

供电。在与一个外部电源连接以后，电池和功率输出之间的开关将开启，且充电器输入和功率输出之间的第二个开关将被关闭。该输入电压要么被直接连接至输出，要么被预调节至高于电池电压的 100mV 左右或调节至一个稳压。第二种电路可独立为电池充电。具有电源通道的充电器提供了限制输入电流、汽车适配器电流或 USB 总线电流的选项。可以对充电电流进行单独设置。这一概念具有诸多优点：

- 电池的充电电流不依赖于负载；
- 精确的充电端
- 如果是外部供电，输出电压可以与输入电压相当

对于电源而言，根据所使用的充电器的类型的不同，输入电压范围也不尽相同。最低的工作电压通常由锂离子电池的最低电压定义，其可能会低至 3.0V 标准锂离子电池的电压。最高的电压则取决于充电器，对于那些不具有电源通道的充电器而言，最高的电压与最高的电池电压相等，通常为 4.2V 。由于电源通道激活，电压可能会上升至 5V 以上，因此，理想的状况是拥有一个在整个输入电压范围内都具有良好效率的电源。如果在一个电源芯片上集成了低压降线性稳压器 (LDO)，这就显得至关重要了，因为其效率主要取决于旁路元件两端的电压，该电压由输入和输出电压之间的差来定义的。

对一块集成电路来说，总会存在是否要集成充电器的问题。即使能够将一种应用供电所需的全部电路都包括到一个小型器件中，这种解决方案也存在折衷处理和缺乏灵活性的问题。从功耗和布局的角度来看，不在电源管理单元 (PMU) 中集成电池充电器的解决方案是可行的。充电器能够适应于可用输入源和更具使用灵活性的电池。可将这种充电器靠近电池或者输入连接器放置，同时可以将 PMU 靠近处理器放置来获得供电。

另外，还有一些解决方案，它们不但集成了如音频放大器和音频 CODEC 的模块，同时还集成了显示器及显示器背光电源。与充电器一样，这些附加模块也面临同样的问题。一个集成了各种模块的器件从一个用于许多不同应用的灵活解决方案转向一种用户特定器件，使得在没有损害某些参数的情况下适应于不同应用变得困难。具有限制功能的器件可在终端上提供较高的灵活性。在以下例子中，显示了一种专门用于某种应用和/或某些处理器的器件。TI 的 TPS65024x 系列电源管理单元专门优化用于处理器的输出电流能力和输出电压。当然，这种器件并不是不能被用于为其他设备供电，而是说将其专门用于处理器只需要少量的外部组件。

TPS65024x 系列电源管理单元包括三个专门用于 I/O、存储器和手持设备内核电压的降压转换器。另外，还有三个要求具有极低纹波或低电流电压轨的 LDO。两个 LDO (LDO1 和 LDO2) 可以提供一个 200mA 的输出电流，同时第三个 LDO (LDO3) 专门用于一个电压轨 (Vdd_alive)，即使在应用处理器处于睡眠模式的情况下也需要开启该电压轨。输出电流能力为 30mA ，LDO3 的电源电流仅为 $10\mu\text{A}$ ，其将来自于处于睡眠模式下的电池的电流保持尽可能的小。

一般而言，宽范围输出电流的高效率是许多电池供电应用的关键。因此，所有设备

要进行优化，以用于低静态电源电流，即未向输出提供任何电流但却仍然维持输出电压的芯片所需要的电流。对于那些长期在待机模式下工作的应用而言，这一参数至关重要。低静态电源电流不仅延长了待机时间（在应用不需要任何电源电流的情况下），而且在提到极低 DC/DC 转换器输出电流条件下的效率时这也是一个重要的参数。

DC/DC 转换器（例如：降压转换器）的效率受到三个因素的影响。在高输出电流条件下，效率主要由内部电源开关电阻决定，因此低电阻在该工作范围内非常重要。在降压转换器中，工作在固定频率脉宽调制模式 (PWM) 下时，占空比取决于输入—输出电压比。对低输出电压而言，同高侧开关 (PMOS) 相比，内部低侧开关 (NMOS) 的开启时间更长，而对于高输出电压而言，高侧开关在大多数时间内均被开启。因此，适应这种尺寸以及其面向转换器输出电压开关的电阻是非常具有意义的。当然，假设条件是输入电压对于所有转换器而言（通常为一节锂离子电池或来自墙上电源适配器的一个固定电压）都相同。

对于 10mA 到 200mA 范围的输出电流而言，开关电阻不再是出现损耗的主要原因。取而代之的是电源开关栅极电荷和电感损耗决定了效率的高低。使开关频率适应输出电流是在该工作范围（被称为“脉冲频率调制” (PFM)）内保持高效率的关键技术。PFM 只向输出提供恒定能量。这就带来高输出电流下的高开关频率，以及低输出电流下的低开关频率和随之而来的低开关损耗。在转换器极低输出电流条件下，由静态电源电流引起的持续损耗决定了上述效率的高低。所有 TPS65024x 系列产品均是以这种最小化损耗的方法来设计，从而带来宽电压和电流范围的最佳效率。表 1 是对 TPS5024x 系列产品的纵览，图 3 则显示了其结构图。

表 1 TPS65024x 的选项

器件	DCDC3 处的电压	DCDC1、DCDC2、DCDC3 上的输出电流	VDD_ALIVE 处的电压	所支持的处理器
TPS650240	1.0V / 1.3V	1.0A / 0.8A / 0.8A	1.2V	Samsung S3C2443-400MHz
TPS650241	0.9V / 1.375V	1.6A / 1.0A / 0.8A	1.2V	Samsung S3C2443-533MHz
TPS650242	1.0V / 1.5V	1.0A / 0.8A / 0.8A	1.2V	Samsung S3C2442

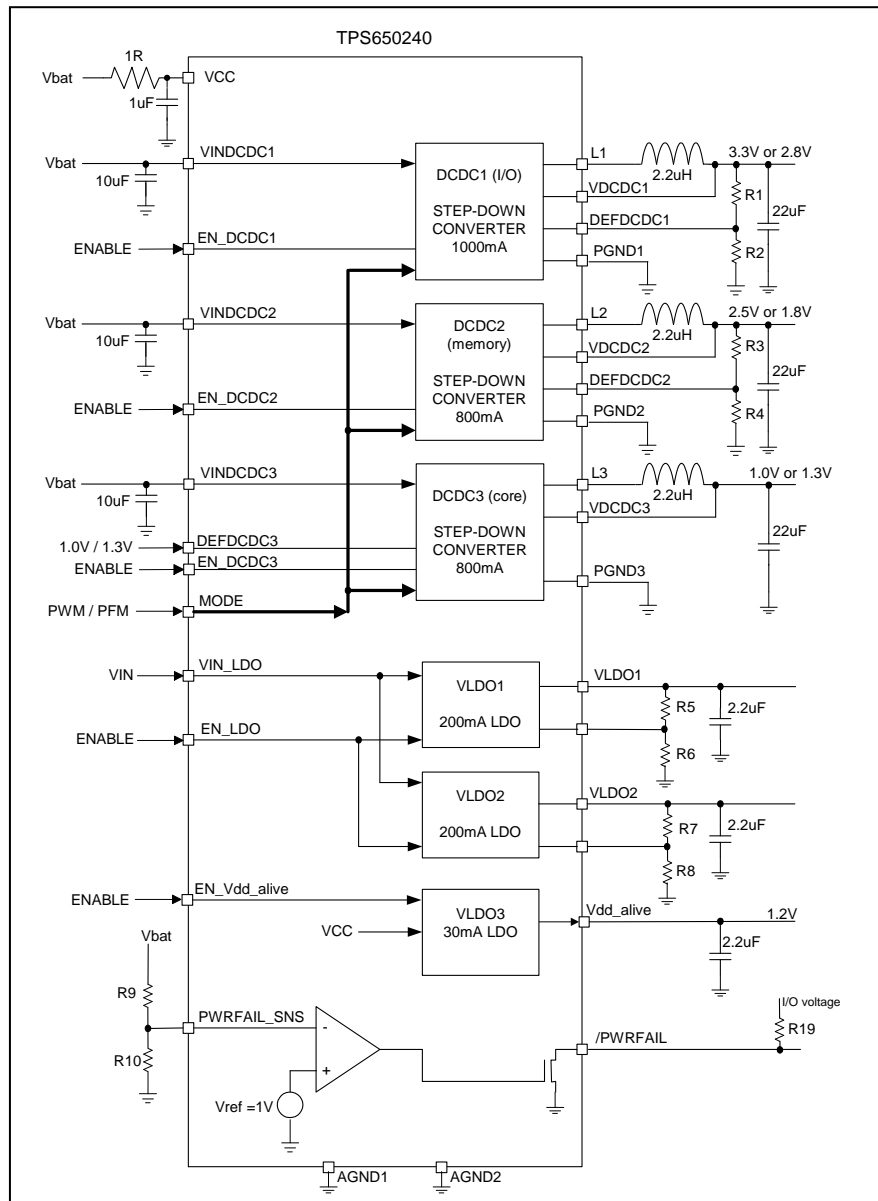


图 3 TPS650240 结构图

图 3 中所显示的这种器件专门优化用于三星公司的应用处理器，这种处理器在低功耗模式下需要一个 1.0V 的内核电压，在正常工作模式下则需要一个 1.3V 的内核电压。为了最小化外部组件使用数量，降压转换器 1 拥有一个 3.3V 的固定电压，或一个用于 I/O 电压的 2.8V 输出。转换器 2 提供了 2.5V 或 1.8V 的存储器电压。转换器 3 的输出电压可以在 1.0V 和 1.3V 之间进行切换，其取决于被称为 DEFDCDC3 的数字输入状态。因此，无需外部组件来为降压转换器 1 和 2

设置电压。为了保持灵活性，可以连接一个外部电压分配器来在 0.6V 至输入电压 (Vbat) 范围内设置转换器 1 和转换器 2 的输出电压。图 4 显示了设置转换器 1 和转换器 2 输出电压的一些选项。

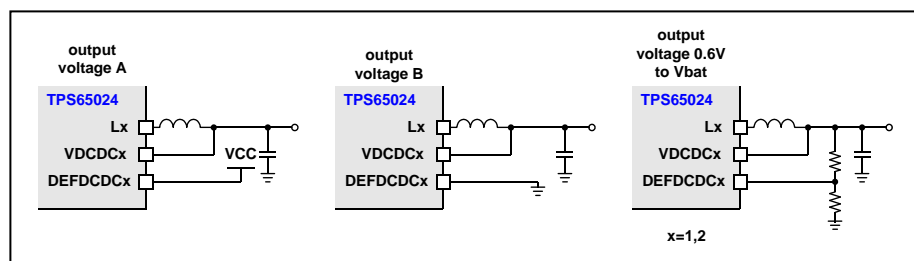


图 4 设置转换器 1 和转换器 2 上的输出电压

三个 LDO 中的两个均具有一个单独输入电压引脚，从而使它们可以在 1.5V 到 6.5V 的范围内由任何输入电压来供电。LDO3 由输入电压引脚 Vcc 内部供电。另外，它还具有一个电压比较器，其可以被用于探测电池电压是否降至某一阈值以下，并向应用处理器发出告警。

参考文献

- 如欲下载 TPS650240 产品说明书副本，敬请访问：
<http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/tps650240.html>。
- 如欲了解其他已有电源解决方案的更多详情，敬请访问：
www.ti.com.cn/power。

秘笈 20 针对负载点消费类电子设备的

方便易用的电源管理解决方案

技术进步

由于更高的集成度、更快的处理器运行速度以及更低的价格目标,针对数字电视、线缆调制解调器以及机顶盒的负载点 (POL) 处理器电源设计变得越来越具挑战性。多年来,随着集成度的提高和工艺技术的进步,设计旨在用于消费类电子应用的数字处理器和模拟 ASIC 受益匪浅。现在,工艺技术的进步也可用于现成的负载点电源管理电路。本文将讨论一些电源管理设计所面临的挑战,如:选择最佳的输出电容、解决排序问题以及最少化部件数量等问题。为了解决这些问题,通过利用可保持系统低成本的电源管理器件工艺技术的进步,TI 开发出了一款新型双通道、降压 DC/DC 转换器。现在只需要电源设计的基础知识就可以设计出一款高性能电源,从而使设计人员将主要精力放在其他重要方面,以使其消费类电子产品更成功、成本更低而且功能更强大。

负载点消费类应用的典型电源架构

非便携式消费类电子设备都是由不同类型的 AC/DC 电源供电的。例如:线缆调制解调器是由一个简单的墙上适配器供电的,而液晶电视则在其机壳中集成了一个具有功率因数校正功能 (PFC) 的可提供数百瓦功率的比较复杂的电源。在上述每个 AC/DC 电源中,根据具有较大负载电流的系统所需要的最高 DC 电压,AC 电源可转换为常见的 DC 电压,如:5V、12V 或 24V。其负载可以是线驱动器、冷阴极灯管 (CCFL) 背光逆变器或调谐器模块。

考虑使用一款双通道输出电源解决方案

对于消费类应用而言,将两个电源集成到一个硅芯片上并将采用低引脚数量的小型封装具有诸多好处。大多数消费类应用都需要多个低电压轨来为逻辑电路供电。在这些应用中,双通道转换器可以将单个控制器和两个转换器的 MOSFET 组合在一个紧凑型器件中。许多 ASIC 和处理器都需要内核电压和 I/O 电压,这可能存在排序要求。一款双通道输出 DC/DC 转换器可以将电路集成,以实现输出电压排序要求的轻松实施。减少 DC/DC 转换器芯片的数量可以从多方面节约成本,例如:由于在电路板上焊接的组件数量的减少,从而加速了产品上市进程,简化了设计、降低了采购限制并提高了可靠性。

要获得一项使双通道、高电流 DC/DC 转换器成为现实的技术需要考虑诸多设计因素。由于在一个封装中包含了两个转换器,所以要保持器件的低功耗就是一个很大的挑战。如欲实现较小的电路面积,低阻抗 MOSFET 的集成至关重要,

但同时还要满足转换器封装的散热要求。不幸的是，降低电源 MOSFET 的导通电阻就意味着增大硅裸片的面积，此举会增加芯片的尺寸和成本。DC/DC 转换器厂商经常面临着这样进退两难的僵局：要么缩小 MOSFET 的尺寸以满足芯片小型封装的要求，要么增大 MOSFET 的尺寸以降低功耗并提高效率。借助一流的工艺技术，TPS54386 在尺寸与效率之间实现了最佳的平衡——小型 14 引脚 HTSSOP 封装中每个 MOSFET 的导通电阻为 85 毫欧姆。对于消费类电子设计人员来说，将同类竞争产品宽输入电压范围的 DC/DC 转换器的导通电阻进行比较并对其效率进行测量以确保获得最佳的值是个不错的想法。图 1 显示了一款用于双通道输出 DC/DC 转换器的典型应用电路，该转换器具有集成的高压侧 MOSFET。

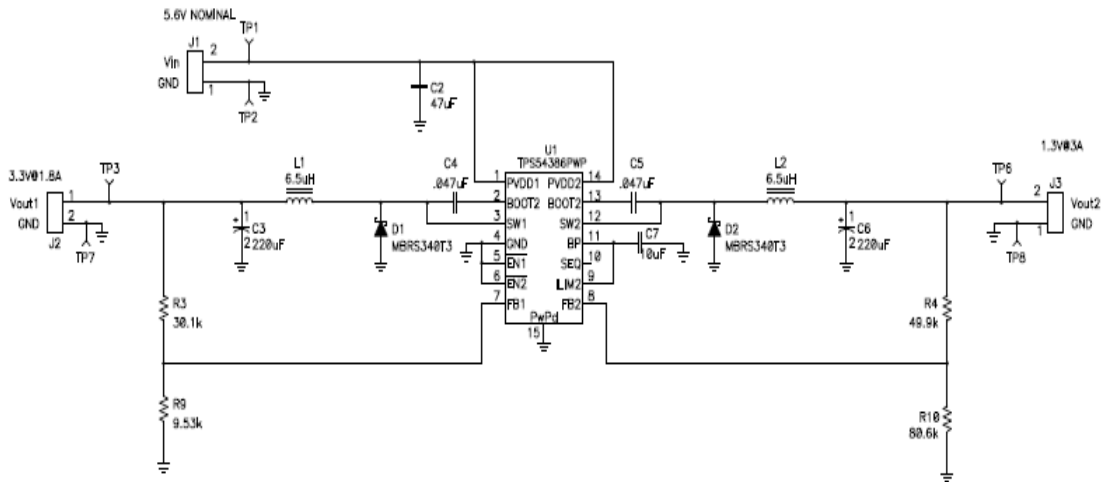


图 1 双输出电源的参考设计，其拥有最低的组件数量

虽然使用双通道转换器有诸多好处，但相似的单通道 DC/DC 转换器通常也有很广的市场前景。当两个低压输出的目标负载之间相隔很大的距离时，使用两个单通道控制器要比使用一个双通道转换器好的多。在高电流的情况下，PWB 线迹的电阻会降低负载的输出电压。这样就会影响电源的稳压精度以及功耗^[1]。在完成电路布局之前对电路板做一个精心的规划有助于确定是采用一个双通道转换器，还是采用两个单通道转换器更好些。

排序

实施电源排序是一个相当不错的设计实践^[2]。越来越多的处理器厂商开始针对内核与 I/O 上电时序提供建议的时序指南。除了可以满足内核与 I/O 上电时序要求以外，对电源进行排序还有助于降低启动时的浪涌电流。当多个电源轨同时启动时，就对主电源就提出了更高的要求。如果在大电流充电 (charging bulk) 时伴随着电流消耗 (current draw) 且旁路电容非常大，那么主电源可能会跳变其电流限制设置值，从而导致其关断。交错电压轨有助于最少化与浪涌电流有关的问题。为了解决这些问题，图 1 所示的双通道转换器提供了单独开启的引脚以

适应具体的启动顺序。在向电源输入引脚施加电力以后，可能会使用一个与启动引脚相连的 R-C 电路来延迟相关输出的开启。此外，排序引脚还允许用户选择顺序排序或比例排序。对于比例排序而言，每个输出端都会在进入稳压的同时，以最终输出电压决定的比例斜坡上升（请参见图 2）。而对于顺序排序而言，当一个输出端实现稳压以后，另一个输出端才开始启动（请参见图 3 和图 4）。通过 SEQ 引脚，用户可以对其中的任何一个输出端进行编程以实现一个输出端先完成斜坡上升。但是如果需要的话，开启引脚可以实现单独转换运行。

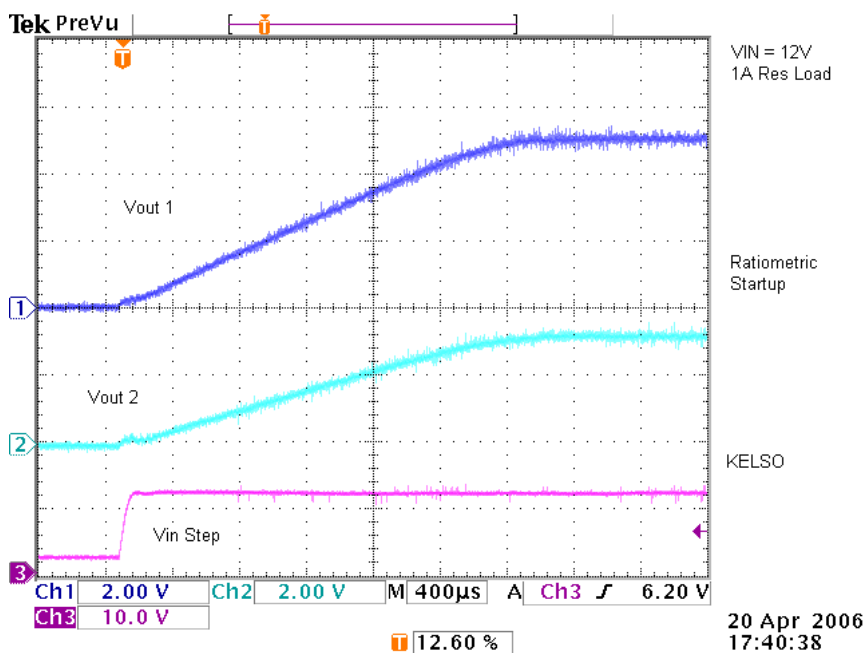


图 2 比例排序启动顺序

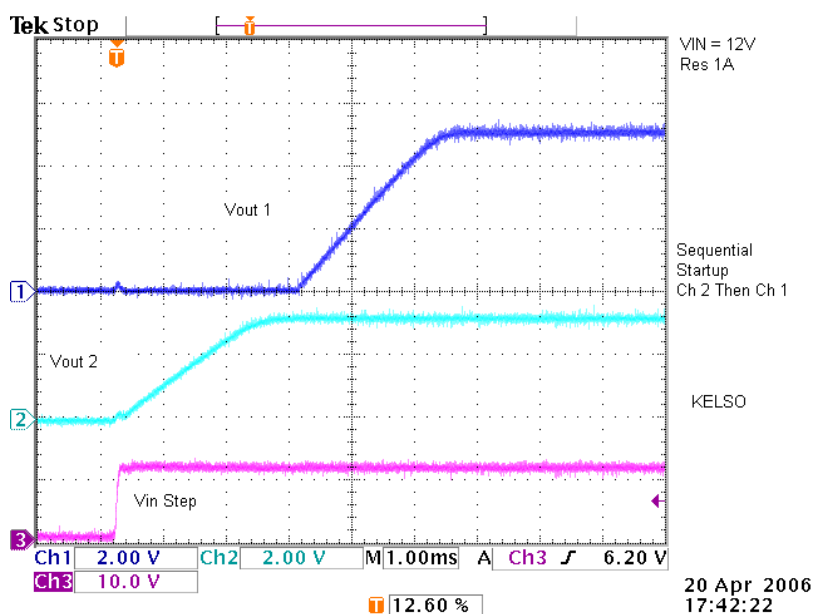


图 3 顺序排序启动顺序，先启动输出端 #2，然后再启动输出端 #1

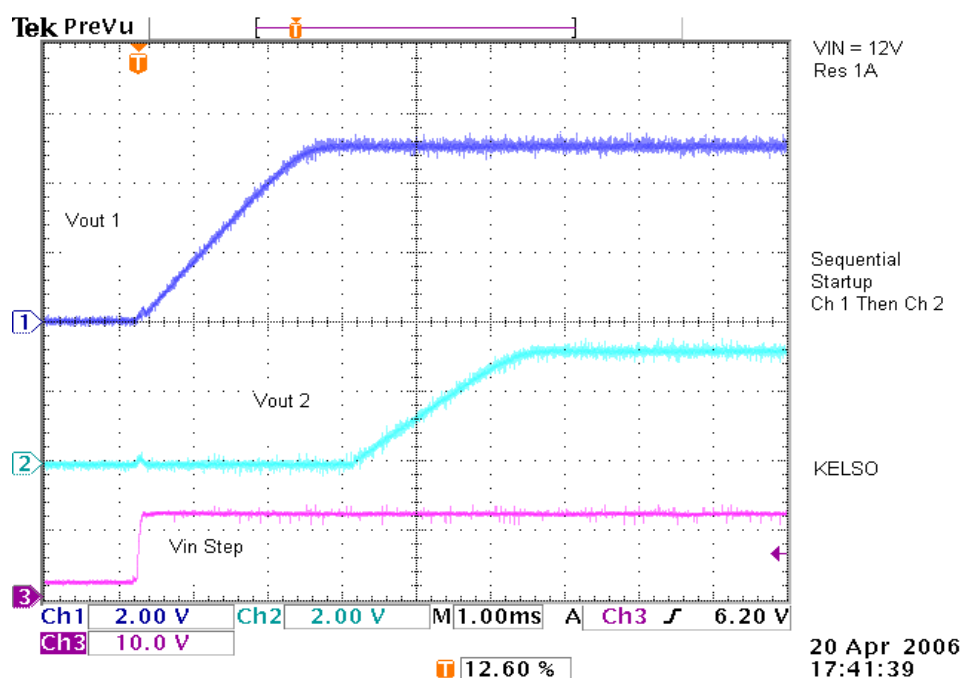


图 4 顺序排序启动顺序，先启动输出端 #1，然后再启动输出端 #2

缩小外部组件尺寸并减少其数量

近年来，将两个输出电压转换为异相的技术得到广泛的青睐。实现两个独立电压稳压器在一个系统中的运行可以共享一个输入电容，并以单个转换器频率 2 倍的比例吸收 (draw) 纹波电流。当以 180° 的相位差运行这两个电压稳压器时，总 RMS 输入电流被降低了，从而减少了所需输入电容的数量。在此情况下，振荡器频率也实现了内部稳定（该频率是转换频率 2 倍）。这两个输出端在内部实现了交互转换周期运行（即，以 180° 的相位差运行）。该技术减少了大体积电容的数量，因此降低了系统成本。此外，通过消除两个转换器之间的拍频 (beat frequency)，同步技术还减少了 EMI。

DC/DC 转换器可以用来实施反馈网络中的内部或外部补偿。外部补偿提供了选择各种电感与电容组合的灵活性，但是对于那些不擅长模拟设计的数字设计人员来说，控制环路补偿与稳定性判断标准无疑是非常麻烦的。在此方法中，首先是要选择 LC 滤波器，然后再决定补偿网络。内部补偿不但简化了设计，而且减少了外部组件的数量，但是设计人员必须在一定的 LC 组件范围内进行选择。因此，必须选择适当的 LC 滤波器以保持稳定性。为了降低设计和生产成本，该转换器集成了补偿组件。这样就可以在提供选择电感和输出电容值灵活性的同时，减少部件的总数量。

使用高阻抗铝电容或低阻抗陶瓷输出大型电容

由于成本较低，铝电解质电容在消费类电子领域已非常受欢迎。铝电解质电容具有相对较高的等效串联电阻 (ESR)，其阻值随着温度的变化会发生很大的变化，但是可提供大量的电容。为了降低总 ESR（随之而来的是降低输出纹波电压），必须将若干个铝电解质电容并联起来，这样会占据一定的空间。而一个相对较小的陶瓷电容则可以和铝电容并联，以降低纹波电压。无论采用哪种方法，都必须对功率级进行适当的补偿。有了内部补偿组件的帮助，如果在输出滤波器中采用了一个高 ESR 电容，那么在环路响应中就会引入一个零点，这样会导致环路的不稳定。通过引入一个极点（该极点的单个小型陶瓷电容与较低的分压电阻^[3]并联），该零点可以被轻松地去除。

陶瓷电容技术的最新发展已将电容值大大提高，并降低了成本。低 ESR 陶瓷电容将被用于较高的转换频率，并且是铝电解质电容替代解决方案。在使用具有内部补偿器件的低 ESR 陶瓷电容时，需要在反馈网络中添加一个零点以减小交叉频率 (crossover frequency) 处的增益斜坡，并提供一个相位升压。可以通过将一个小型电容与上面的分压电阻^[3]并联来添加一个零点。

结论

电源电子的集成使数字设计人员可以集中精力专注于其主要工作任务，而将更多的设计任务留给电源芯片厂商。严峻的消费类电子应用的成本目标以及更多的电源管理功能有助于降低总体系统成本。通过在一个芯片上集成多个转换器、集成排序方案并使用可最小化布置成本的低成本滤波器组件，DC/DC 转换器厂商实现了多种功能的集成以降低成本和复杂性。

参考书目

[1] 《构建你自己的电源——布局考虑》，TI 2004/05 电源设计研讨会— SEM1600，作者：Robert Kollman。

[2] 《在多电源轨环境中对电源进行排序》，TI 2004/05 电源设计研讨会— SEM1600，作者：David Daniels、Dirk Gehrke 以及 Mike Segal。

[3] TPS54386 产品说明书，SLUS774：
<http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/tps54386.html>