



电源开关设计秘笈 30 例



Robert Kollman

Roger Chan

Alan Hastings

Rich Nowakowski

www.ti.com.cn

2011-3-14



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 个秘笈的最后十个分别如下：

秘笈 21 如何实现便携式产品电池的物尽其用

秘笈 22 整合与弹性 - 通往最佳电源管理架构之路

秘笈 23 多重转换：冗余电源系统电流限制的一种新方法

秘笈 24 专门针对数字光投影仪而优化的电源设计

秘笈 25 POL 电源设计技术和参考设计

秘笈 26 满足处理器内核电压要求的电源管理

秘笈 27 针对电信系统的电源管理解决方案——提高性能、减低成本，减小尺寸

秘笈 28 可靠的车载电源管理设计

秘笈 29 动态电源路径管理简化了太阳能板对电池的充电

秘笈 30 电源应用的散热仿真

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 21 如何实现便携式产品电池的物尽其用	1
秘笈 22 整合与弹性 – 通往最佳电源管理架构之路	5
秘笈 23 多重转换：冗余电源系统电流限制的一种新方法	14
秘笈 24 专门针对数字光投影仪而优化的电源设计	18
秘笈 25 POL 电源设计技术和参考设计	26
秘笈 26 满足处理器内核电压要求的电源管理	32
秘笈 27 针对电信系统的电源管理解决方案——提高性能、减低成本，减小尺寸	37
秘笈 28 可靠的车载电源管理设计	
抛负载和冷启动问题的解决	45
秘笈 29 动态电源路径管理简化了太阳能板对电池的充电	52
秘笈 30 电源应用的散热仿真	57



秘笈 21 如何实现便携式产品电池的物尽其用

关键词：便携式，电源管理，降压-升压转换器，线性稳压器

摘要：手机、智能电话、数字媒体播放器或数码相机等便携式产品的设计中正出现一种增加功能或提升性能的发展趋势。这通常是通过使用一些功能更为强大的处理器并添加更为复杂的模拟电路来实现，但其结果是使应用电路的功耗更高。通过增加电池容量可以满足日益增长的功耗需求，但这就需要更大容量的电池或者改进电池技术。随着许多应用对电流需求的增长，一些线性稳压器已经被更为昂贵却更加高效的降压转换器取而代之。诸如处理器内核和 I/O 的一些电源轨通常就是这样产生的。

在许多诸如手机、智能电话、数字媒体播放器或数码相机等便携式产品的设计中正出现一种增加功能或提升性能的发展趋势。这通常是通过使用一些功能更为强大的处理器并添加更为复杂的模拟电路来实现，但其结果是使应用电路的功耗更高。通过增加电池容量可以满足日益增长的功耗需求，但这就需要更大容量的电池或者改进电池技术。通常，人们不会选择增大电池尺寸，因为外壳尺寸有限。由于当前电池技术的进步以及新型技术的发展并不能满足相同尺寸水平的高功耗要求，因此需要更多先进的电源管理电路。与此同时，对小型解决方案的需求使这种挑战变得更为棘手。

过去，为了获得要求的性能，只需使用数个线性稳压器即可。这些稳压器被直接连接至电池，以产生要求的系统电压轨。便携式产品中使用的许多电源管理单元只使用了一些线性稳压器来对功耗进行控制。当时已经运用的典型电池技术为 3 节 NiCd 或 NiMH 电池组。同时，这些化学特性已经几乎全部被单节锂离子电池所取代，因为这些锂离子电池具有更高的性能。随着许多应用对电流需求的增长，一些线性稳压器已经被更为昂贵却更加高效的降压转换器取而代之。诸如处理器内核和 I/O 的一些电源轨通常就是这样产生的。

由于线性稳压器和降压转换器仅能在其输入电压较高时对输出端电压进行调节，因此，如果电池电压降低至已编程的输出电压以下时，那么就需要将该系统关闭。一个线性稳压器的最小压降裕度或电感和开关上的压降裕度都必须被加到输出电压之中。因此，对于一个来自一节锂电池的典型 3.3V 电压轨来说，系统关闭的典型电池电压为 3.4V。当放电至 3.0V 时出现的剩余电量在此情况下将不会被使用到。测量显示，当前锂离子电池中的剩余电量大约为 10%。这就是说，能够利用这一剩余电量的任何电源管理解决方案都必须能够在一个高于降压转换器解决方案效率减去 10% 以后的效率下工作。换句话说就是说，任何使用 97% 平均效率的降压转换器的替代解决方案都必须至少在一个比 87% 更高的平均效率下运行，以延长应用一次电池充电的运行时间。对于许多降压-升压转换器解决方案来说，这是一个巨大的挑战。SEPIC 或反向解决方案的一般效率为经济可行解决方案 85% 的最大

范围。为了获得这一效率，已经考虑使用诸如同步整流的多种提高效率的方法，同时这种解决方案的尺寸会比降压转换器大。4 开关降压-升压转换中总是有 2 个开关同时开关，在一个非常优化的解决方案中，使用这种降压转换将会产生同样的效率 (85%)。因此，从这一角度来看，使用一个降压-升压转换器并不能起作用，也正由于这个原因人们过去未曾考虑使用这种降压转换器。

但是，还存在一些其他的挑战。例如，手机在数据传输期间使用高电流脉冲来驱动其 RF-PA。这些脉冲电流可以直接从电池获得，其可引起电池阻抗和电池连接器上额外的压降。由于低电源电压，这可能会使系统电压监控器在出现电流脉冲时关闭系统。手机中基于 LED 的照相机闪光灯应用，或在媒体播放器应用中启动硬盘驱动器，都会在电池上产生类似的影响。由于老化或低温导致电池阻抗的增加使这些问题变得更为严重。在此情况下，降压-升压转换器可以被用于应对关键系统电压轨的电压降。这就使系统运行更加稳定可靠，同时其还允许更低的电池电压放电。

除此以外，电池也正在得到改进。通常，增加电池容量会伴随着使用更宽的输出电压范围。例如，利用未来的锂电池技术，电池可以被充电至高达 4.5V，同时可以被放电低至 2.3V。取一个中间电压 3.4V，其就可以使电池容量相当大的一部分处于未使用状态。还有一些正处于开发阶段的电池技术将可以在 3.4V 电压以下出色地工作（例如：Li-S）。

在此情况下，肯定会需要降压-升压转换。解决这一问题的一种简单方法是，生成一个较高的系统电压轨（例如：5V），其可以用于生成所有系统电压轨，这些电压轨高于电池的截止电压。通过使用一个较大的高效升压转换器和级联降压转换器可以完成这一工作。总电源转换效率可以轻松达到 90% 以上。不幸的是，更多的升压转换器需要更多的空间，而在便携式手持设备中通常并不具备这样的空间。

另外一个选项是使用一个降压-升压转换器来直接从电池生成系统电压轨。正如上面所述，电源转换效率是设计一款具有竞争力电源管理解决方案的关键因素。另一个重要的因素是解决方案的尺寸。考虑到这一点，基于 SEPIC 或反向拓扑结构的降压-升压转换解决方案并不适合，因为其需要更多较大体积的无源组件，而且通常效率较低。一个使用 4 个开关的单电感解决方案具有满足这些要求的最大潜能。但是，在一个简单驱动器方案中，其在运行中任何时候都有 2 个开关同时在工作，使用这种解决方案不但牺牲了效率，而且还提高了对于电感和开关尺寸的要求，因为存在流经这些组件较高的 RMS 电流。仅有源地驱动这些开关的一侧，意味着总是将该器件以一个降压或升压转换器来运行可以实现最高效率，同时较低的 RSM 电流还带来了最小的解决方案尺寸。在此情况下，降压和升压转换在两种拓扑结构均具有最高效率的工作点上得到完成。图 1 中效率与升压 (TPS61020) 和降压 (TPS62046) 转换器输入电压曲线的关系实例显示了这一情况。

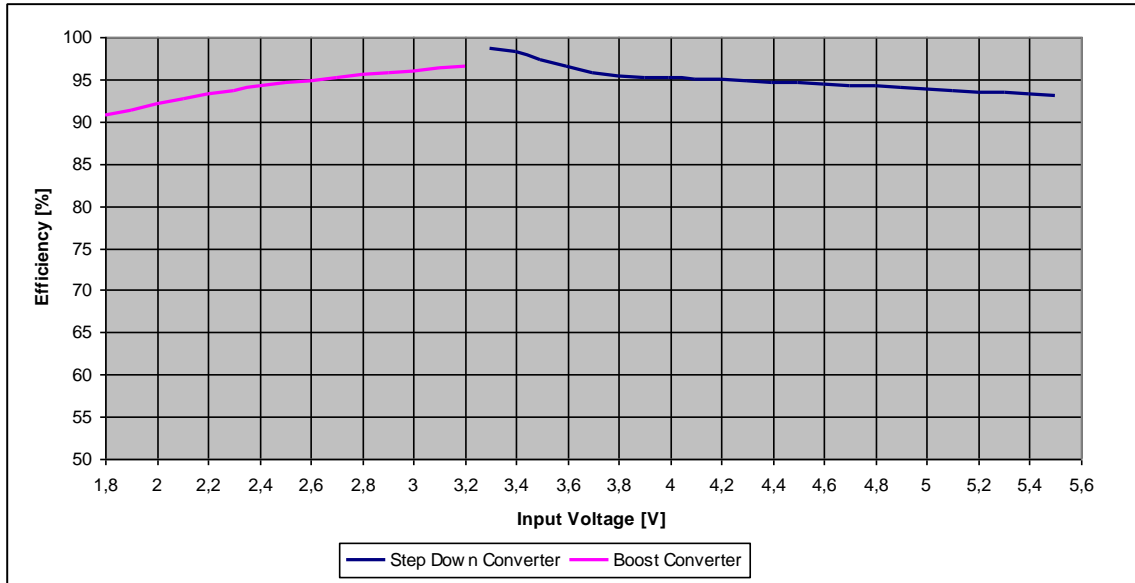


图 1 升压 (TPS61025) 和降压 (TPS62046) 转换器效率曲线与输入电压的关系曲线

图 2 显示了效率与一款诸如 TPS63001 的优化的降压-升压解决方案输入电压的关系曲线，其显示了这种控制方法的完美实施。

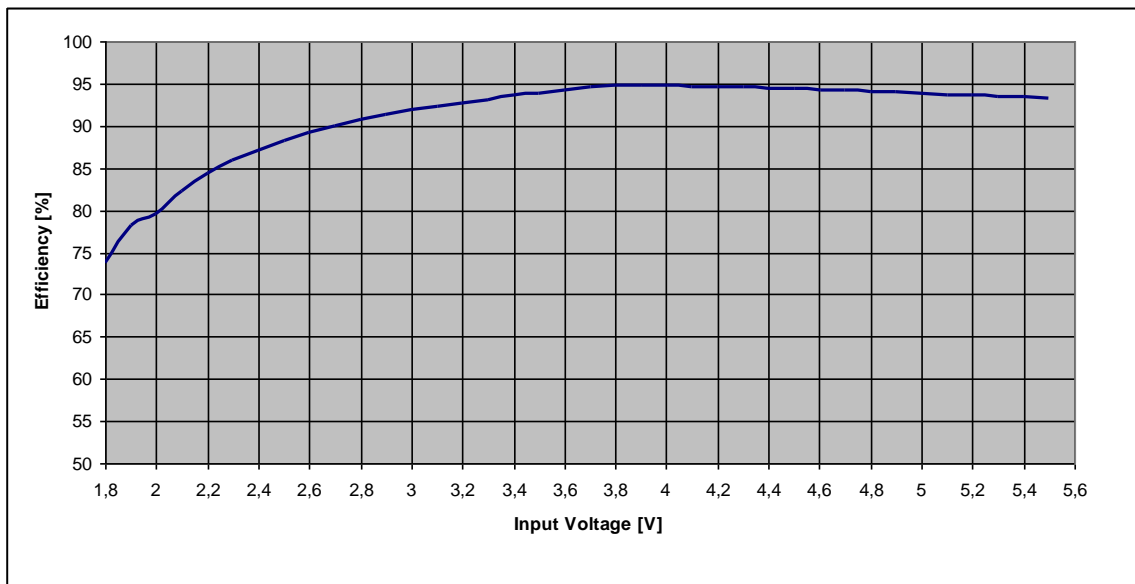


图 2 降压-升压转换器 TPS63000 效率与输入电压的关系曲线

正如前面所预测的那样，当对独立升压和降压转换器的效率曲线进行讨论时，其在输入和输出电压接近时达到最高效率。由于这是最为可能的降压-升压运行状态，因此 TPS63001 完美地解决了该应用出现的一些问题。正如我们在图 2 中看到的一

样，该优化控制方案可获得临界工作输入和输出电压状态下 95% 范围内的效率。TPS63001 还可以用于延长由标准锂离子电池供电的应用的运行时间。只要在集成的安全电路允许的范围，将电池放电至 3.0V 或者甚至 2.5V 时将其完全充电，可以达到这一目标。图 3 显示了使用 TPS63000 将一节 Li-MnO 电池放电至 2.5V 的电源转换效率。同基于高性能降压转换器的电源解决方案 (TPS62046) 相比，两个转换器架构均使用相同负载的情况下，电池使用时间可以延长 15%。

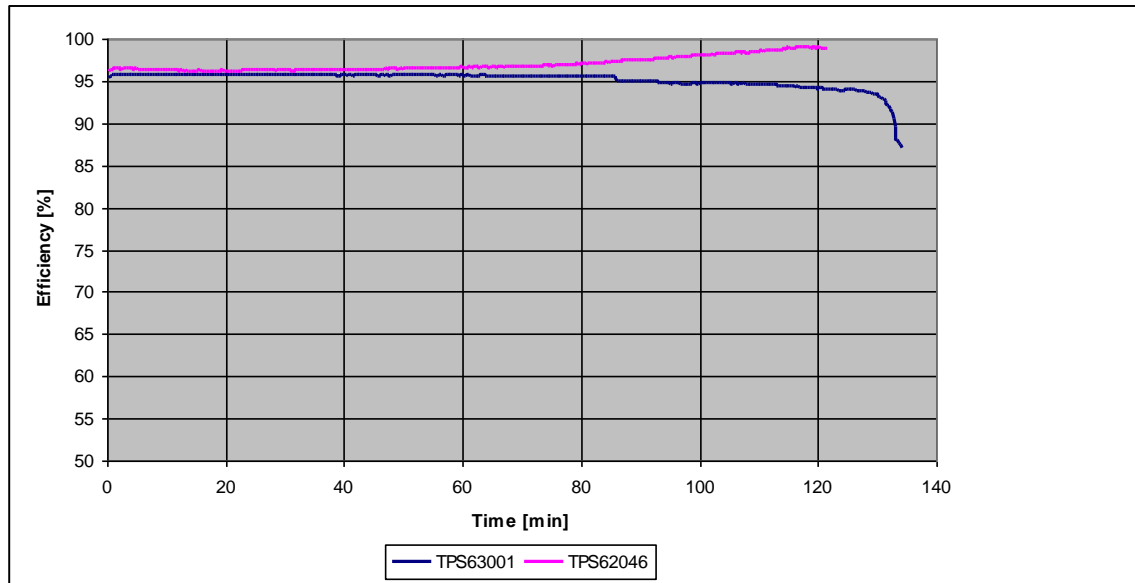


图 3 降压-升压和降压转换器在 Li-MnO 放电期间的效率

参考文献:

1. <http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/tps62046.html>
TPS62046 技术资料和数据表
2. <http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/tps63001.html>
TPS63001 技术资料和数据表
3. <http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/tps61025.html>
TPS61025 技术资料和数据表
4. www.ti.com.cn/powermanagement
TI 电源管理解决方案
5. http://focus.ti.com.cn/cn/paramsearch/docs/parametricsearch.tsp?family=analogue&familyId=752&uiTemplateId=NODE_STRY_PGE_T
TI 升压稳压器

秘笈 22 整合与弹性 - 通往最佳电源管理架构之路

现代可携式装置电源管理解决方案的开发商正面临各种挑战,不仅要让设计更精巧、更便宜与更省电,还要有更大弹性。一个平台只须要略为修改就能适应不同市场的各种终端产品。本文以一套可携式导航系统为例介绍三种不同的电源管理解决方案概念,同时说明这些概念会随着主要需求不同而各有优点与用途。这三种概念是全整合式设计 (full integration)、热最佳化局部整合设计 (thermally optimized partial integration) 和布局最佳化离散设计 (layout-optimized discrete),至于个别环境的最佳架构则必须视整体的技术、应用和商业需求而定。

可携式导航系统又称为个人导航辅助系统 (Personal Navigation Assistants),是消费电子市场成长最快的领域之一,可满足使用者基本的方向感与导航要求。利用可携式导航系统提供定位服务 (LBS) 现仍在初步发展阶段,但此领域将自 2010 起快速成长,尤其是欧洲新部署的伽利略 (Galileo) 商业系统必然会带动进一步发展。可携式导航功能还可扩大到其它的可携式使用者装置,这正是许多可携式产品都必须面对电源架构挑战的原因。

本文把重点放在售后零件市场的典型商用可携式导航系统。图 1 是这类系统的方块图。

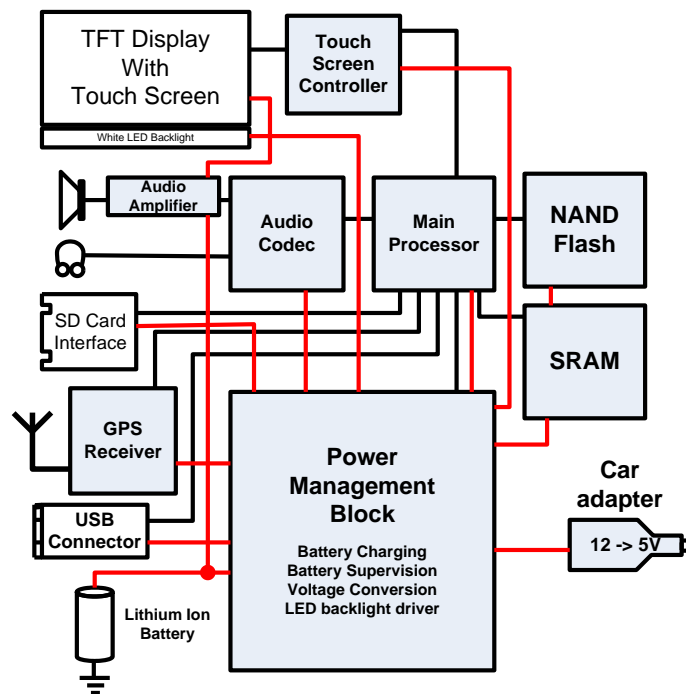


图 1：导航系统方块图 (红线为电源路径)

系统的 GPS 卫星接收器会将原始资料提供给处理器，处理器则根据数字地图信息(通常透过储存卡提供) 比对这些数据，再以图形和数字将结果显示在 6 到 12 公分的大型 TFT 屏幕。系统通常还会提供 USB 界面以便数据交换使用，此界面有时还能做为充电电池的电源。控制界面通常包含触控屏幕和某些按键，电源供应则由一颗锂离子电池和汽车电路系统的联机提供。充电电池能让消费者连续使用装置数小时，例如行人可用它寻找特定地点。户外专用装置的要求则有所不同，譬如登山者或摩托车骑士就需靠着电池在外面使用一整天。系统还会透过整合式喇叭发出语音导航指示。多数制造商都会使用单一技术平台，然后增加适当功能以满足不同市场需求。

电源管理要求

此处所述的应用环境基本上决定了电源管理系统设计的主要需求；除了电压与电流外，它还要如图 1 所示提供不同消费者所需的功能。系统还须采取措施监控充电电池、确保充电安全和控制屏幕亮度；另外，由于可用空间相当有限，解决方案必须很精巧。仪表板位置须能减少热量产生，因为直接曝晒在夏日阳光下会使周围温度升高。接收机灵敏度是很重要的因素，它会对使用者造成直接影响。整个系统因此只能产生很少的电磁辐射，以避免内部干扰造成接收机的讯号杂波比下降。一套适用不同市场的共通平台架构还需要最大弹性，以便支持硬件与软件修改与其它附加功能。

电源管理架构的主要需求可总结如下：

- 设计精巧，零件数目很少
- 电磁干扰很小
- 弹性设计
- 电源效率很高，热量产生很少

如何才能让最佳架构设计满足这些要求？基本上有三种不同方法，它们各有其重点。本文将利用市场上买得到的组件详细说明这些方法，然后讨论它们的优缺点。

1) 完全整合设计

一种显而易见的解决方案是把所有的主动电源管理功能整合至一颗芯片。图 2 就以德州仪器 (TI) 的 TPS65820 为例说明这种方式。这款芯片不仅有两个降压转换器

提供电源给处理器核心、程序内存和闪存，还包含多组线性稳压器做为储存卡的电源供应以及卫星接收器和音讯编码译码器的低噪声电源。它还整合电池充电电路以及屏幕背光照明的升压转换器，使一颗芯片就能提供所有的电源管理功能。

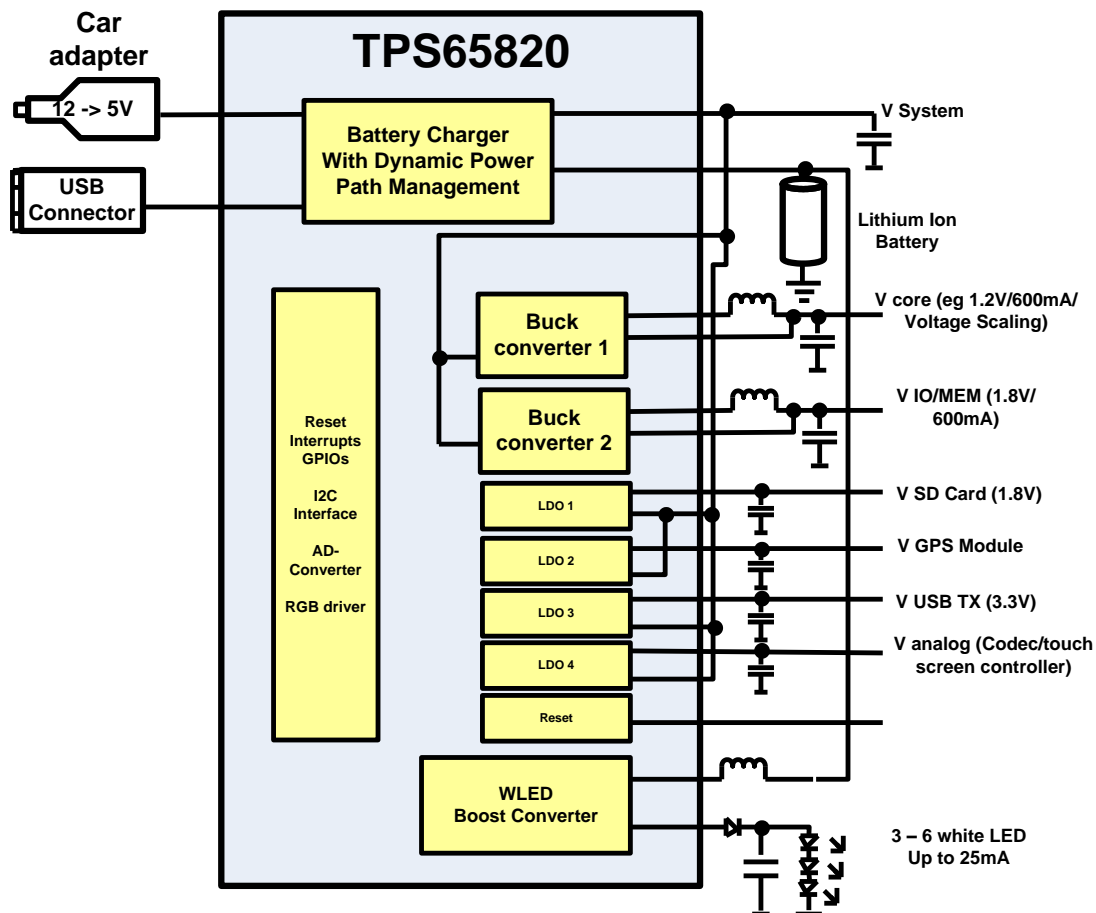


图 2：以 TPS65820 为例的完全整合式电源管理

TPS65820 采用 7 x 7 毫秒 QFN 封装。由于电源转换器的开关频率很高，故能使用很小的电感与电容。此处的设计还将芯片的最大高度列入考虑，因此电路板的所有主动与被动零件高度都小于 1 毫米。

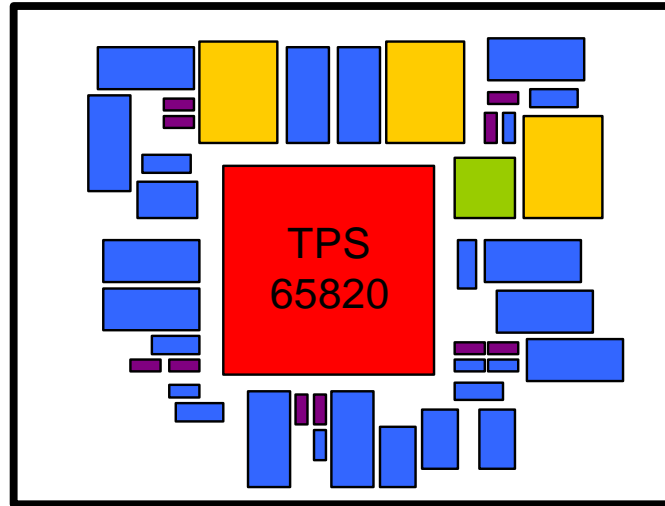


图 3: 完全整合式设计的零件位置安排 (芯片为红色, 电感黄色, 电容蓝色, 电阻棕色, 二极管绿色), 电路板面积约 170 平方毫米

整个模块的设计布局相当精简。这可以是项优点, 只不过它需要接近正方形的电路板空间, 如果布局太不规则就可能发生问题。完全整合式解决方案的另一缺点是缺乏弹性, 很难同时达到不同市场的要求, 譬如充电器对低阶产品可能过于庞大, 或者驱动电路无法满足高阶系统的大型屏幕背光照明需求。完全整合式系统还可能造成应用范围受限, 例如只能用在低成本而高产量的市场。

2) 热最佳化局部整合设计

这种设计较注重弹性, 它会把平台所有机种的相同电源供应全部结合至一颗芯片。图 4 以 TI 的 TPS65050 为例说明这种做法, 它会提供电源给处理器核心、外部内存电路、卫星接收器的储存卡和模拟电路以及音讯编码译码器。

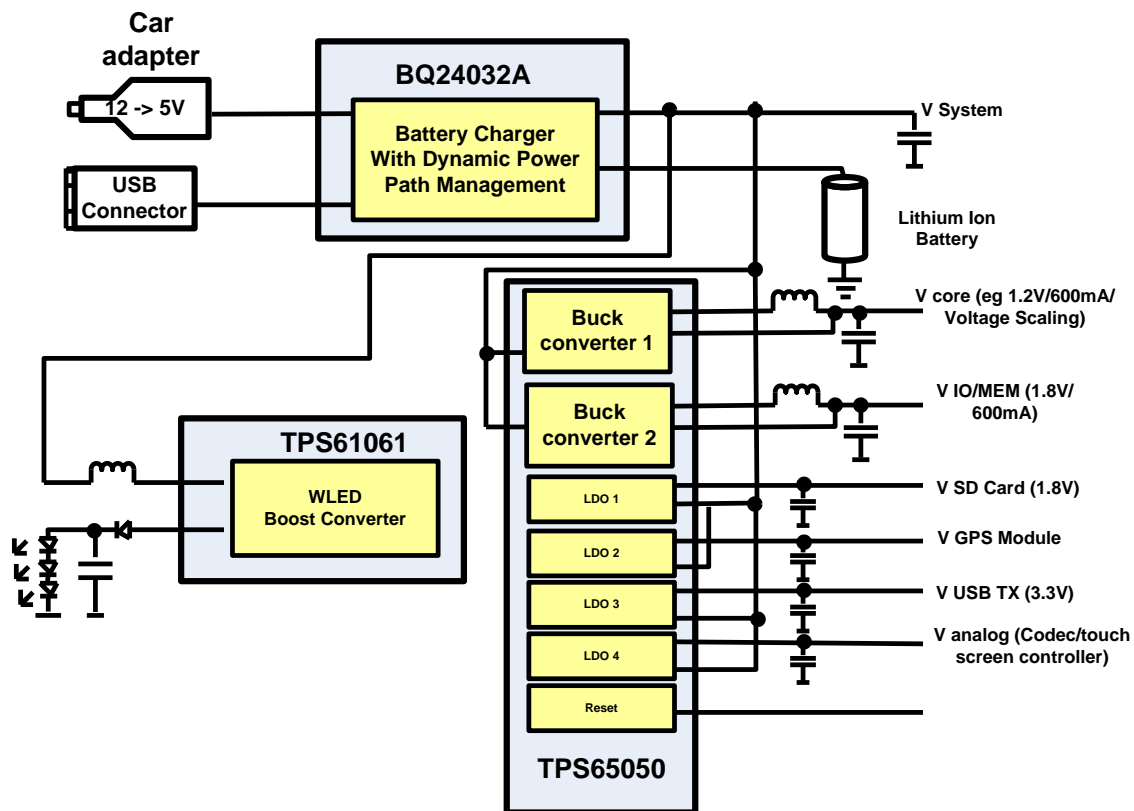


图 4: 利用 TPS65050 局部整合处理器相关电源，并以 BQ24032A 做为充电组件，TPS61061 担任白光 LED 驱动器

屏幕背光照明的白光 LED 电源是由离散组件提供，这能让同一平台的不同机种使用不同的屏幕。例如只要以 TPS60230 之类采用电荷泵浦技术的解决方案取代离散式 LED 驱动组件 TPS61061，就能使用 LED 并联 (而非串联) 的屏幕。

使用独立充电组件 BQ24032A 让「热最佳化局部整合」更为明显。2Ah 以上高容量电池的充电电流最高可达到 1.5A。由于应用装置在耗尽电力的电池透过此方式充电时仍须继续工作，因此总电流会等于操作电流与充电电流之和，这将使充电组件因为外部电源与电池之间的电压降而出现庞大功耗。「热最佳化局部整合」则将这项功能移到采用散热最佳化封装的独立芯片，这样就算出现很大的耗电也只会造成充电电流下降，而不会像完全整合式解决方案一样导致过热关机，或是因为降压转换器 (尤其是 LDO) 的功耗而产生更多热量。另外，只要使用独立的充电组件，设计人员即可调整这项功能以适应同一平台的不同机种，例如采用大型或小型电池，或者选择是否提供 USB 充电功能。

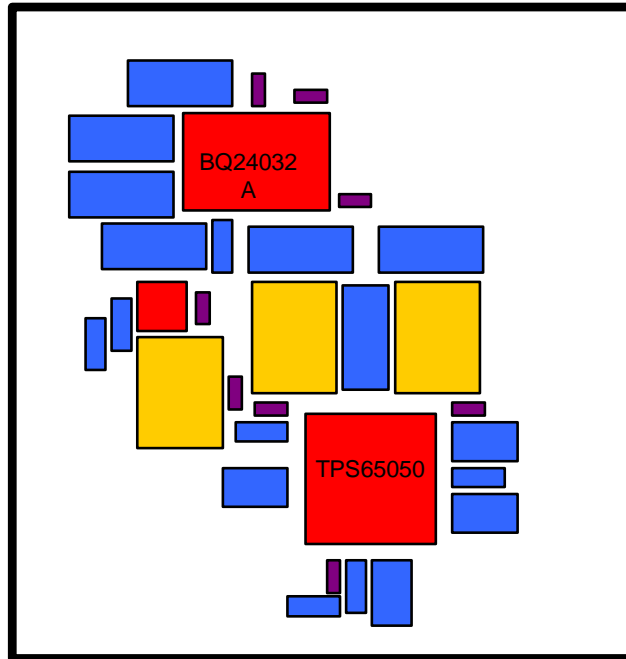


图 5：热最佳化局部整合设计的零件位置安排。颜色标示方式图 3 相同，电路板面积约为 165 平方毫米。热量主要来自 BQ24032A 和 TPS65050，它们在电路板的位置可以尽量隔开

这种设计不会浪费电路板空间，解决方案的大小大与完全整合式设计差不多。零件的位置则更有弹性，这对形状不规则的电路板很有帮助。设计人员还能将温度很高的组件放在适当位置，并确保这些容易发烫的零件均匀分布在电路板上。

3) 布局最佳化的离散解决方案

如果从完全整合到热最佳化局部整合算是一种局部分解，我们当然能更进一步创造出完全由离散零件构成的解决方案。这类解决方案必然会有最多的零件，这不仅使零件清单和库存管理更复杂，通常也会是最昂贵的架构。但尽管如此，这类解决方案仍有许多值得采用的理由。

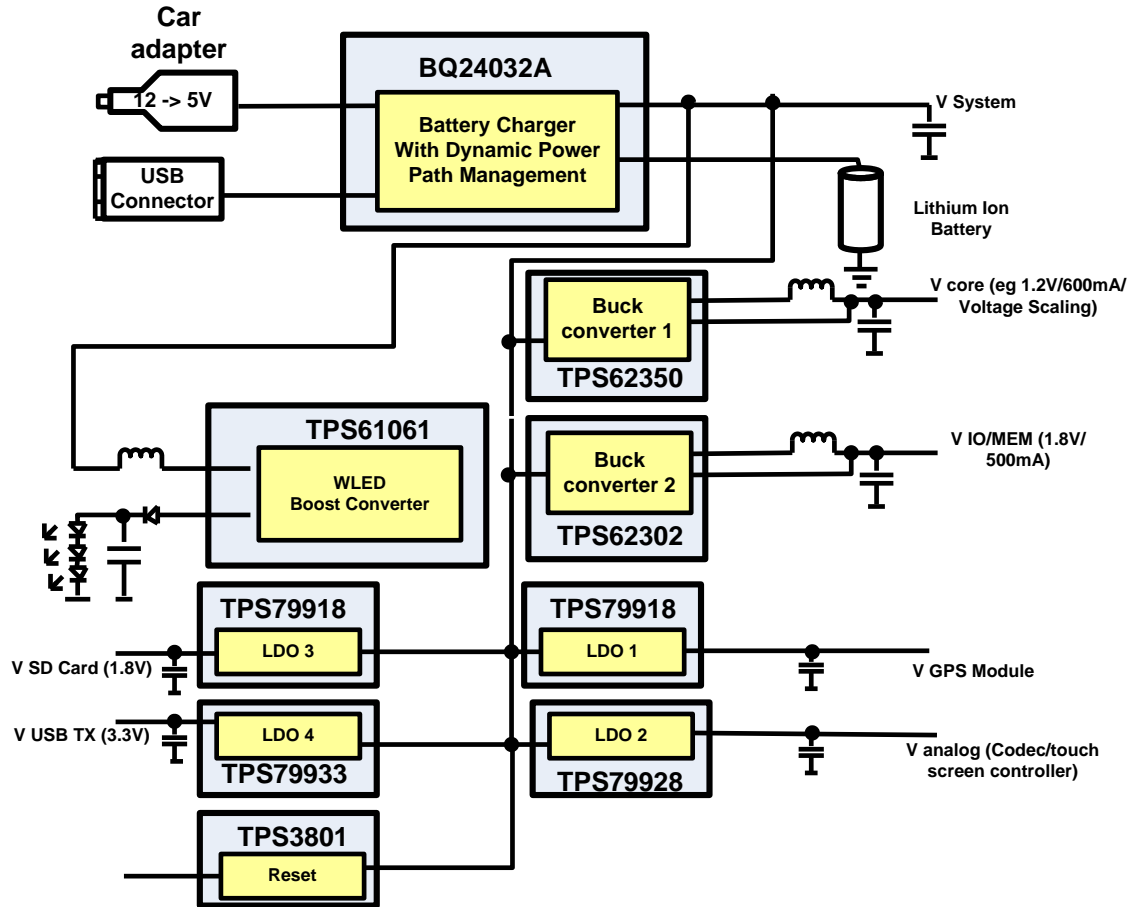


图 6：离散解决方案利用不同的电源供应组件提供不同的电压

我们的可携式导航系统将以前面提到的 BQ24032 做为电池充电稳压器，以 TPS61061 做为屏幕背光照明电源，处理器相关电源则由两个降压转换器产生 (TPS62300)。离散解决方案必须采用晶圆芯片级封装 (WCSP) 之类的先进微型封装技术，才能将设计缩小至完全整合或热最佳化局部整合解决方案的水平。由于封装的体积和寄生阻抗都很小，这类设计可将开关频率提高至 3MHz 以便使用小型芯片线圈和输出电容。这类解决方案还能采用芯片级封装的线性稳压器，例如此处所用的 TI TPS799xx 组件。

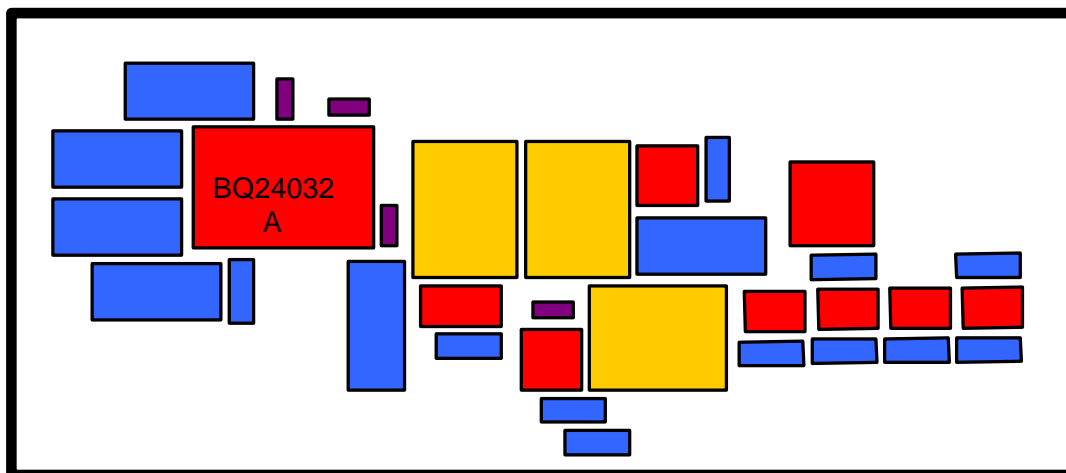


图 7：离散解决方案的零件位置安排。颜色标示方式与图 3 相同，所需电路板面积约为 175 平方毫米。设计的形状会随着电路板形状而改变

只要采用最合适的微型封装组件，这类设计就能将电路板面积缩小到高度或完全整合式解决方案的水平。

有两种理由可能促使设计人员选择离散解决方案。首先，许多电路板的形状很不规则，尤其使用电池的可携式产品最常遇到这种情形。它们有很多凹口来安装电池、控制组件、天线或屏幕。日益流行的平面模块则让电路板参差不齐，有时甚至无法使用高度整合的解决方案。随着电压转换器的开关频率达到 2MHz 以上，被动零件的位置必须尽量靠近组件接脚以避免电路不稳定并降低电磁干扰。完全整合式解决方案对零件位置的限制很严苛，任何改变都会影响系统功能。这类电源管理方块大都采用正方形或略似长方形的结构。

若采用离散解决方案，就算是很不规则的电路板也能实现功能完整的设计。使用离散设计的第二个理由是可将电磁干扰减至最小。导航系统的接收机灵敏度是非常重要的使用者考虑因素，必须在天线端提供良好的讯号杂波比才能确保接收灵敏度。离散设计可以将潜在的噪声源与干扰源安排在距离天线较远的地方，同时将线性稳压器或电池充电器等较不重要的功能放到靠近天线的位置。除此之外，我们也更容易在设计发生问题时更换特别重要的零件，而不必从头修改整个设计。例如背光照明就是非常重要的功能，这是因为多数用来驱动白光 LED 的升压转换器都会泄漏电流，所以在某些情形下会产生电磁干扰。在完全整合式组件里，背光驱动器的电磁

辐射是一项非常重要的特性，若发生问题就可能需要使用另一颗独立的驱动组件，而对产品成本造成不利的影响。

未来展望

到目前为止，本文都把重点放在个人导航辅助系统 (PNA) 这种目前最常见的可携式导航装置。我们现在将开始考虑每一种做法的未来发展性。举例来说，导航系统与可携式多媒体应用的整合不仅是在意料之中，而且很有必要。MP3 播放机的整合不需额外的电源管理组件，因此不用大幅修改平台即可将此功能加入导航系统。视讯播放机的整合则完全不同，储存媒介 (多半是硬盘) 通常需要升降压转换器来产生操作电压。大型屏幕需要更多 LED 做为背光照明，故需更强大的电源转换器。如果高画质视讯应用也在规划中，整个处理器电路有时就要彻底修改，因为它需要运算能力更强大的其它处理器方块，但这也会使总电流消耗大增。想在不使用汽车电源的情形下延长产品操作时间，电池的容量就必须增加。此时，整个系统比较像一台包含导航等扩充功能的可携式视讯播放机。这些概念还能用于可携式游戏应用。热最佳化局部整合是这类汇聚系统 (convergent system) 的最佳解决方案，因为这种解决方案能将处理器相关功能的电源管理标准化，同时维持完整的外围设计弹性。汇聚系统的完全整合芯片常遇到内建电源转换器不符实际需求的情形，热最佳化局部整合解决方案则能避免这类问题，进而将系统成本最佳化。

结语

本文介绍的三种方法都能在不影响电路板面积的情形下完成设计工作。完全整合式解决方案适合不需弹性的高产量应用，离散解决方案则有助于实现困难电路板布局并达到严苛的电磁兼容性要求。热最佳化局部整合解决方案通常是前两种做法的折衷，特别适合必须支持不同市场的模块化设计。

特定环境下的最佳做法须视系统设计的主要需求而定。整体需求是由个别市场需要、技术可能性和商业环境等许多因素组合而成，因此各部门必须在概念阶段密切合作才能得到最好的结果。幸而 TI 等大型半导体厂商已能提供种类广泛的组件支持这些概念，并由受过电源管理技术专业训练的应用工程师提供协助。

秘笈 23 多重转换：冗余电源系统电流限制的一种新方法

摘要

新型 TPS2359 热插拔控制器集成了两个 AdvancedMC™ (AMC) 模块的所有电源管理功能，其电流限制电路使得设计人员可以满足苛刻的 AMC 要求。这具有非常重要的意义，因为许多应用都使用了冗余电源。无论连接到负载的电源数量如何，一种称为多重转换 (multiswap) 的独特特性均可保持一个固定的电流限制。

引言

高级电信计算架构 (ATCA) 标准提供了一种设计电信设备的模块化方法。该行业标准的采用不但加速了产品设计而且还简化了现场升级。

在 ATCA 构架中，每一个 Carrier Blade 设备都要包括多达 8 个 AMC 模块，而这些模块均需要热插拔保护。载波板为每个 AMC 模块提供了两个主要电源：一个 3.3V 管理电源以及一个 12V 有效负载电源。

为了帮助设计人员满足这些要求，我们设计了一款全功能双插槽 AdvancedMC™ 控制器 TPS2359，以提供支持两个 AMC 模块所必须的所有保护和监控电路。该控制器全面集成了管理电源浪涌控制、过电流保护以及 FET ORing 功能。添加两个外部电源晶体管可为每一个有效负载电源通道提供所有这些相同的功能。图 1 显示了双通道 AMC 应用的简化结构图，两个通道均由同一个电源供电。也可使用独立的电源为这两个通道供电。

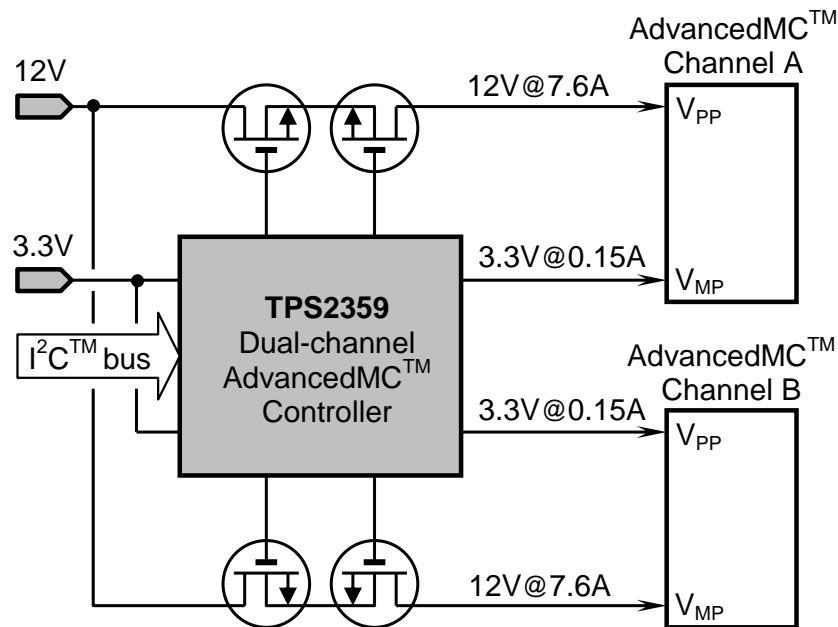


图 1 利用 TPS2359 双通道控制器为两个 AdvancedMC 供电的应用的简化结构图

该独特的控制器集成了有效负载电源和管理电源通道的精确的电流限制功能。有效负载电源电流限制的每个通道使用三个外部电阻，以满足 8.25A+/- 10% ATCA 规范。管理电源电流限制的每个通道使用一个外部电阻，以满足 195mA +/- 15% 的规范。

高精度电流限制

图 2 显示了该控制器的有效负载电流限制电路的简化结构图。放大器 A_1 通过感应检测电阻器两端的电压来监控负载电流 I_{LOAD} 。管理电源通道使用了相类似的电路，所不同的是集成了电阻器 R_{SENSE} 和 R_{SET} 。

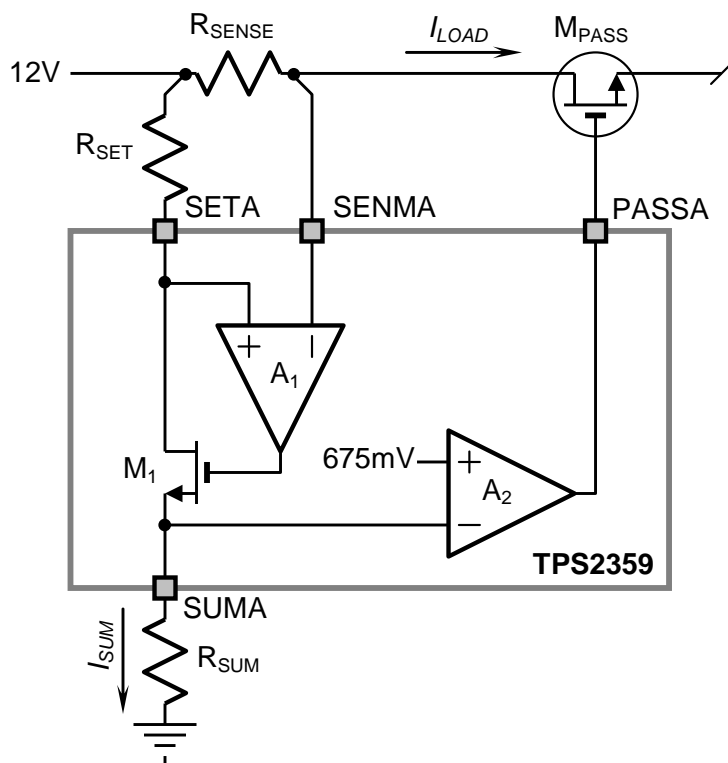


图 2 有效负载电源电流限制电路示意图

电流限制电路包括两个放大器： A_1 和 A_2 。放大器 A_1 使得外部电阻器 R_{SET} 两端的电压与外部电阻器 R_{SENSE} 两端的电压相等。流经 R_{SET} 的电流同时也会流经外部电阻器 R_{SUM} ，从而就在 $SUMA$ 引脚上生成了一个如下式所示的电压：

$$V_{SUMA} = \left(\frac{R_{SENSE} R_{SUM}}{R_{SET}} \right) I_{LOAD}$$

放大器 A_2 会检测 $SUMA$ 引脚上的电压。只要该电压保持在 675mV 以下，放大器就会向 $PASSA$ 供应 30 μ A 的电流。当 $SUMA$ 引脚上的电压超过 675mV 时，

放大器 A_2 就开始从 $PASSA$ 吸收电流。导通 $FET M_{PASS}$ 的栅—源电压会一直下降，直到放大器 A_2 的两个输入端上的电压平衡为止，则流经该通道的电流就等于：

$$I_{LIMIT} = \left(\frac{R_{SET}}{R_{SUM} R_{SENSE}} \right) \cdot 0.675V$$

取 $R_{SENSE} = 5m\Omega$ 和 $R_{SUM} = 6810\Omega$ 的典型值，则得出：

$$I_{LIMIT} = (0.0198A/\Omega) \cdot R_{SET}$$

为了设置一个 $MicroTCA^{\text{TM}}$ 规范所要求的 $8.25A$ 电流限制，选择 $R_{SET} = 417\Omega$ 。最新的 EIA 标准 1% 电阻器为 422Ω 。该电阻器使得系统可以为一个 $80W$ AMC 模块供电。

有效负载和管理通道都有其自己的可编程默认定时器。只要各自的通道进入电流限制，则这些定时器就会开启。如果一个通道处于电流限制状态时间过长且默认定时器超时，该通道就会将导通 FET 关闭并报告错误状态。管理通道集成了一个过温过温关断 ($OTSD$) 特性。如果由于内部导通电阻附近的裸片温度超过了大约 $140^{\circ}C$ 管理通道保持在电流限制状态的时间足够长，那么 $OTSD$ 特性就会发生跳变。一旦出现这种情况，运行在电流限制状态的管理通道就会关闭。这一特性避免了时间过长的故障对内部导通晶体管的损坏。

电流限制反馈环路具有特定的响应时间。诸如短路负载之类的严重故障要求有一个快速的响应以避免对导通 FET 的损坏或电压轨电压骤降。 $TPS2359$ 包括了一个快速跳变比较器，该比较器会在这些条件下关闭该通道（尽管在本文中未谈及这一问题）。此外，该控制器还支持使用了一个更多阻断 FET 的 $ORing$ 功能。这一特性可以阻断当输出—输入差动电压超过 $3mV$ 时的反向传导。

多重转换冗余

$ATCA$ 系统通常都要求冗余并行电源。 $MicroTCA$ 规范倡导了一种冗余技术，该技术需要一个微控制器来独立限制每一个电源的电流。负载所吸引的电流不能超过各个电源电流限制之和。

一种可用的替代运行模式是多重转换冗余。无论工作电源的数量如何，其都可以将负载电流限制在一个固定值。在一个多重转换系统中去除或插入电源均不会影响负载的电流限制。该技术不需要微控制器，从而使得与上述 $MicroTCA$ 标准中所描述的冗余方法相比显得更简单和快速。这对于要求不必完全符合 $MicroTCA$ 电源模块标准的 AMC 应用而言是一个颇具吸引力的方法。

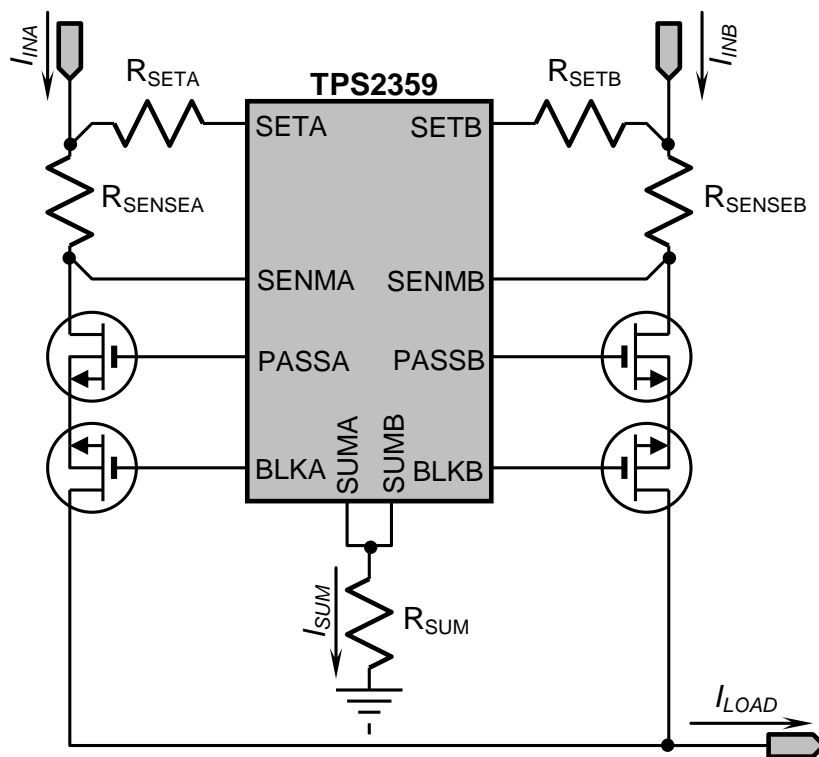


图 3 有效负载电源电流限制使用多重转换功能的应用

为了实施多重转换冗余，将冗余通道的 SUM 引脚连接在一起，并在该节点到接地之间绑定一个 R_{SUM} 电阻器。不像 MicroTCA 冗余结构那样（在结构中每一个电源都有其自己的电阻器 R_{SUM} ）， R_{SUM} 需要驻留在多重转换结构的背板之上。图 3 显示了有效负载电源使用多重转换功能的一种应用。现在，电流限制阈值将适用于冗余电源所提供的电流的总和。在有效负载电源通道上实施多重转换冗余时，所有通道都必须使相同的 R_{SENSE} 和 R_{SET} 值。

结论

ATCA 是第一个解决电信设备电源要求的开放性标准。就 ATCA 而言，系统设计人员所面临的电源管理挑战包括有限的电流限制、高可用性冗余电源、热插拔要求、故障保护以及复杂性的状态监控。在 TPS2359 以紧凑的 36 引脚 QFN 封装实现了高精度电流限制电路、独特的多重转换特性以及所有必要的保护和监控电路的整合以后，这些问题都迎刃而解了。TPS2358 具有所有相同的功能性，但占用了一个 48 引脚 QFN 封装的面积，该封装可支持使用外部控制和指示（而不是 I²C™ 接口）的设计。

参考文献

1. J. Bird, U.S. 专利申请号 20071088198, 2006 年
2. 如欲下载 TI 产品说明书 SLUS792A, “TPS2359 全功能的双插槽 AdvancedMC 控制器”2008, 请登录: www.ti.com/sc/device/tps2359。

秘笈 24 专门针对数字光投影仪而优化的电源设计

投影系统中的电源设计优化体现在高强度放电 (HID) 或 LED 要求、功率因数校正以及能效方面。

TI 开发的数字光投影仪 (DLP) 显示技术采用光半导体来进行数字化光处理。DLP 芯片作为一款纯数字器件, 能够为大量产品提供高品质的图片, 其中所涉及的产品包括大屏幕数字 HDTV、商用/家用或适合专业场所的投影仪以及数字影院。由于光源 (其可能为高强度放电灯泡或 LED 阵列) 的不同而造成对电源的要求各异, 并且在功率因数校正 (PFC) 和能效方面也提出了基于标准的要求, 因此这些应用就提出了一些独特的电源设计挑战。

为了满足这些电源要求, 设计人员需要了解 DLP 芯片的基本工作原理以及在应用中用于提供电力的一些选项。

DLP 工作原理

DLP 芯片是一种复杂的电灯开关, 其中内含一个由多达 200 万个安装在铰链上的微镜所组成的矩形阵列, 每个微镜的尺寸为 16 微米×16 微米。当 DLP 芯片与数字视频或图形信号、光源和投影镜头相互协调工作时, 其镜面就会将纯数字图像反射到屏幕或其他表面上。

DLP 芯片的每个微镜都安装使它们在 DLP 投影系统 (打开时) 中或远离投影系统 (关闭时) 时都能对着光源倾斜的微型铰链上, 从而使投影表面上的像素或明或暗。输入半导体的位流图像编码可指令每个微镜进行开关操作, 其速度可高达每秒几千次。当微镜开启时的频率大于关闭时的频率时, 它就会反射浅灰色的像素; 而当微镜关闭时的频率更高一些时, 则会反射深灰色的像素。这样一来, DLP 投影系统中的微镜就能反射高达 1024 级灰度梯度的像素, 以便将输入 DLP 芯片的视频或图形信号转化为一个非常复杂的灰度级图像。

DLP 投影系统中的灯泡所产生的白光会在其传输到 DLP 芯片的表面时通过一个红、绿和蓝三色彩色图像滤波器。在通过该滤波器之后, 彩色光随后将按顺序落到 DLP 芯片上以形成一个具有多达 1670 万色的图像。某些 DLP 投影系统包含了一个可投射出多达 35 万亿色的三芯片架构。

每个微镜的开关状态会与这三种基本的构建色块进行相互协调。例如, 负责投射紫色像素的微镜将只反射红色和蓝色的光到投影表面。随后, 我们的眼睛会将这些快速地交替闪烁的颜色混合起来, 于是在投射的图像中就可看到预期的色调 (请参见图 1)。

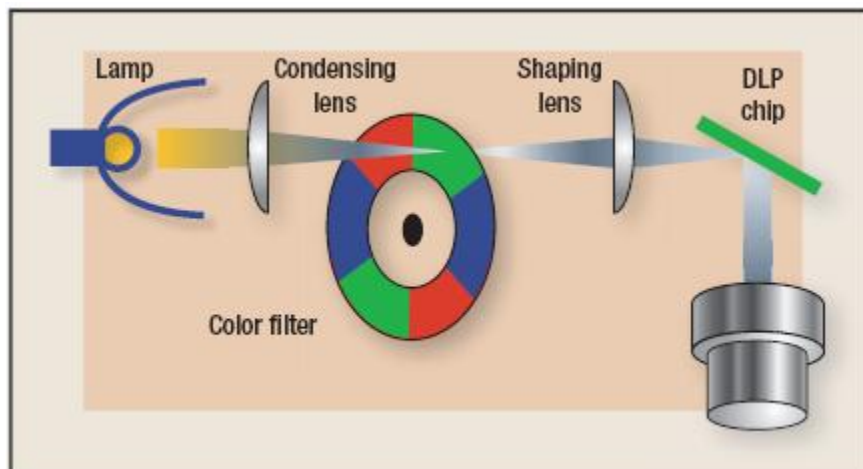


图 1 DLP 芯片中的大量微镜将光反射到屏幕上以实现高分辨率图像

DLP 系统供电

图 2 显示了一款典型 DLP HDTV 电源系统的结构图，其供给的总功率可达 200W。因为这些产品专供欧洲市场，因此通常还需要提供 PFC 电路以满足他们的谐波要求。PFC 电路可提供稳定的 400V 电压，用于为灯泡、低压逻辑和模拟电路供电。此外，在关闭期间还有一个可供较小持续负载的备用电源。通常，此备用电源应为节能型或绿色环保电源。为了符合“能源之星”标准，在无负载的情况下，该电源所消耗的输入功率必须要低于 0.5W。

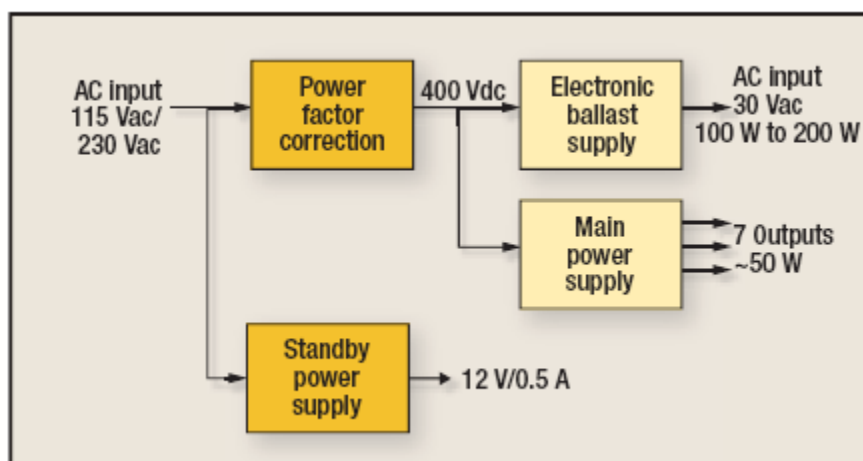


图 2 镇流器是 HID TV 的最大负载

采用 LED 作为光源是另一个可直接影响到 DLP 产品电源设计的趋势。除了无需镇流器之外，LED 还带来了更长的灯泡使用寿命和更高的光效，并且还去除了彩色图像滤波器。LED 为生成质量极佳的图像提供了一系列全新的可能性。颜色分块不再依赖于彩色图像滤波器设计和旋转速度，这样就能获得更多的混频选项并通过电流电平管理来提供更快的开关切换速度和强度控制。LED 光引擎的小尺寸设计在便

便携式产品也是一个很明显的优势。

图 3 显示了 LED 投影仪的电源结构图。和 DLP LED HDTV 非常类似，它也提供了一个备用电源、PFC 电路、主电源和 LED 电源。在此结构图中，LED 是由其中一个主电源输出驱动。备用的电路结构则通过 PFC 的 400V 输出为 LED 驱动器供电。尽管这些电源在结构图中看起来非常简单，但实际上它们都有其各自的设计挑战。

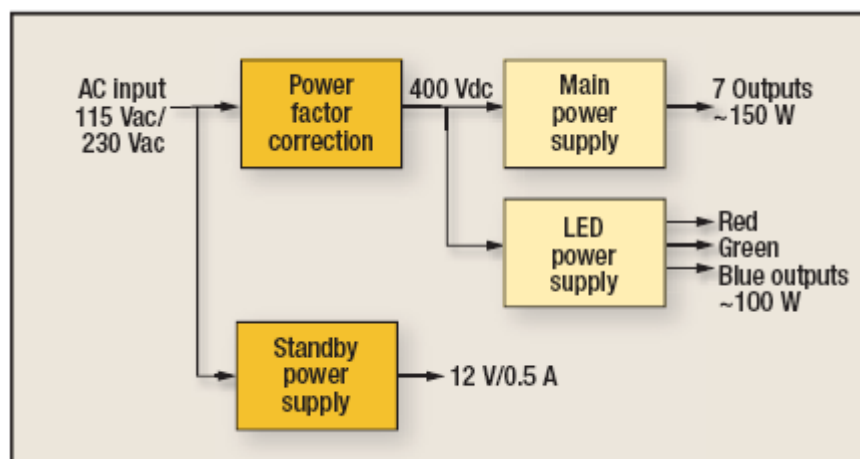


图 3 LED 省去了便携式投影仪中的 HID 灯

转移模式还是连续导电模式？

在采用 HID 灯和镇流器的 DLP 应用中，必须要在使用转移模式 PFC 还是连续导电模式 (CCM) PFC 之间做出决定。两种拓扑结构均为非隔离型升压转换器，这种转换器可从全波整流的 AC 线路输入生成稳定的 400V DC 输出。除了生成一个 DC 电压之外，PFC 还会迫使线路电流（即 PFC 升压电感中的电流）在波形和相位上顺从输入电压。这样就减少了线路频率谐波并提高了功率因数。

连续导电模式 (CCM) 和转移模式控制之间的差异如图 4 所示。一款采用 CCM 的 PFC 会使用固定频率的 PWM 来调节电感中的平均电流。因此，PFC MOSFET 就必须在电流仍流经电感和二极管时保持开启状态，这样就会导致较高的开关和逆向恢复损耗。超快二极管虽然会使成本有所增加，但通常将其用于 CCM PFC 中以降低逆向恢复损耗。

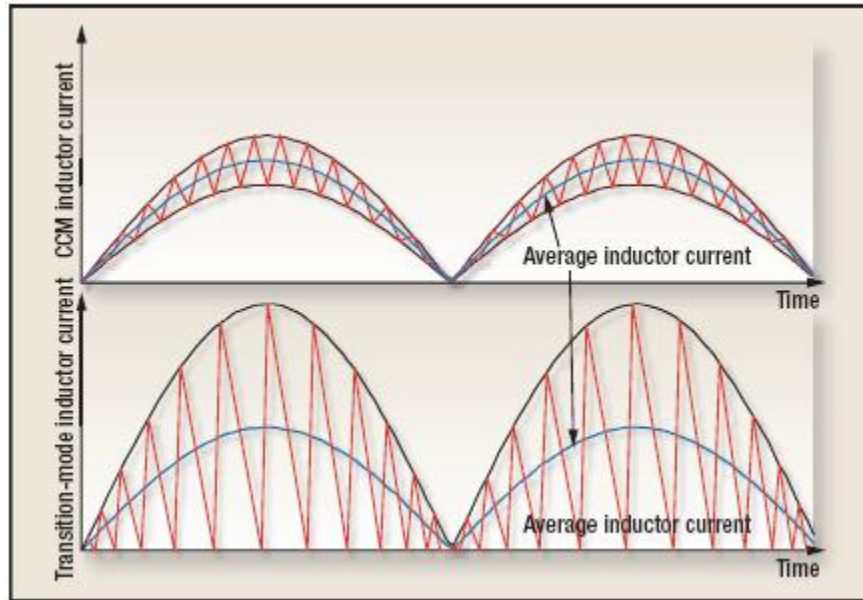


图 4 转移模式控制 PFC 消除了逆向恢复损耗

相反，转移模式 PFC 可调节电感的峰值电流，并在下一脉冲开始之前一直等待，直到电感电流归零为止。这样就显著降低了逆向恢复和开启损耗，但同时也会导致更高的峰值电流。高峰值电流可导致在 PFC 电感中出现邻近损耗和一个相当大的 EMI 滤波器。此外，转移模式开关频率为可变量，这就使 EMI 滤波器设计变得更加复杂。

与 CCM 控制器相比，转移模式控制器更简单且更便宜。如表中所示，典型的经验法则则是采用转移模式来实现低于 200W 的输出功率，采用 CCM 模式来实现高于 200W 的输出功率。

	CCM 模式	转移模式
峰值电流	$1.2 \times I_{LINE}$	$2 \times I_{LINE}$
二极管	15 ns	50 ns
电感器	传统型	绞合线 (Litz wire)
FET	高 P_{SW} 和 P_{RR}	低 P_{SW} 和 P_{RR}
EMI 滤波器	1~2 级	2~3 级
典型的功率范围	>200W	<200W

镇流器供电

当 TV 中的灯光来自于 HID 灯时，就需要使用电子镇流器来控制 HID 灯。HID 灯由两个位于高压充气灯泡中的相反电极所组成。高压气必须被击穿以便电流在灯中流动，并随后利用高压电路所产生的 30kV 脉冲在灯泡的气体内部形成一个电弧。在把间隙击穿之后，它就具有大约 40V 几乎恒压的特性。由于灯泡中的气体变热而使得压力增大，于是电压就会发生短暂的改变。当电极末端受到侵蚀且间隙长度

增加时，电压也会出现长时间的变化。此时，电子镇流器必须要对灯泡的功率进行调节以保持灯输出长时间稳定。

如图 5 所示，必须将多个保护特性内置于 HID 镇流器电源之中。一旦将点火器点燃，即会做出灯是否能保持电弧持续不变的决定。如果不能，则会增加一个计数器，并做出是否重点火的决定。如果存在持续电弧，就会限制镇流器电源的功率并随即监控输出电压。如果电压监控器感应到由于灯老化或开路而导致的过压状态，那么就会禁用电源。最后，就留下许多常规事务需要处理，并对灯的预热和冷却进行控制，如果电源进入了待机模式则还必须禁用 PFC。满足了上面这些开销，微控制器就能成为适合电源全面控制和故障监控的最佳选择，并且对于电源的 PWM 部分而言也是切实可行的。

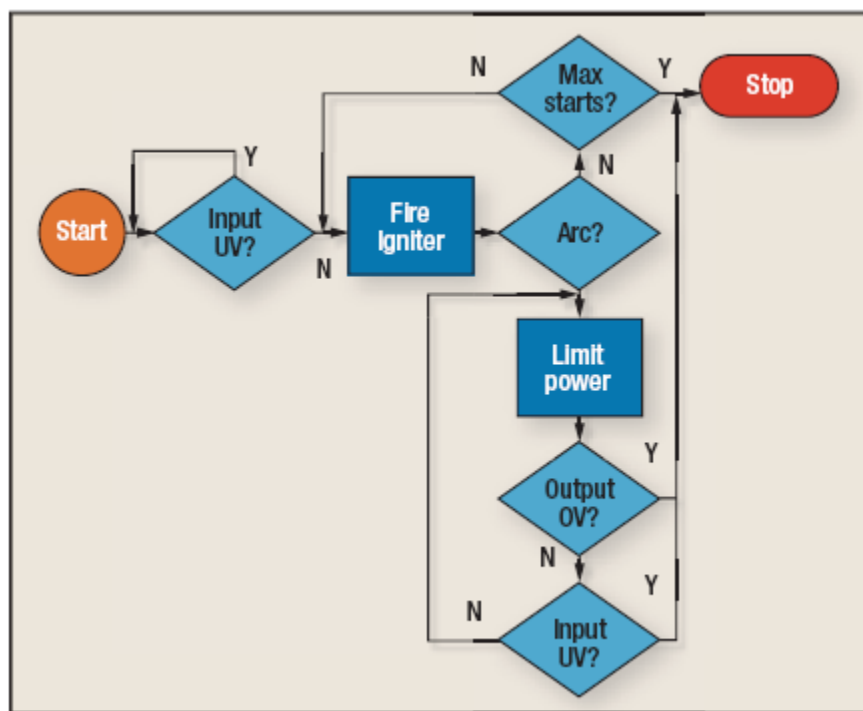


图 5 HID 镇流器采用了一个控制算法来监控灯的各种故障

节能

根据节能计划和电视类型的不同，全球范围内的待机功耗要求介于 1W 到 15W 之间不等。例如，为了获得 EPA 的“能源之星”认证，数字电视在待机模式下其功耗必须要低于 3W。

降低待机功耗的一种显著方式是 minimized 待机模式时系统所需的功耗。遗憾的是，通常电源设计人员会对此束手无策，并且他们还得承受不得不从有限的输入功率预算中提供大约 300 mW 的负担。虽然这可能看上去很容易实现，但 PFC 和 250W

的主电源通常会在无负载运行时耗用足够多的功率，从而造成远高于可接受限值的损耗。因此，在待机期间禁用所有未使用的电源（包括 PFC）是非常有必要的。一般情况下，这可通过栅极控制至电源控制器的偏置电源来实现。

幸运的是，IC 厂商已注意到高效率轻负载控制器的必要性，并且现在提供了专门针对这些应用而设计的控制器。图 6 显示了 PFC 和绿色环保模式反向转换器待机电源的示例。该电路采用了节能的 UCC28600 来最小化待机模式下的功耗。UCC28600 能够在轻负载时进入猝发模式运行，并提供一个信号以禁用至 PFC 控制器的偏置电源。

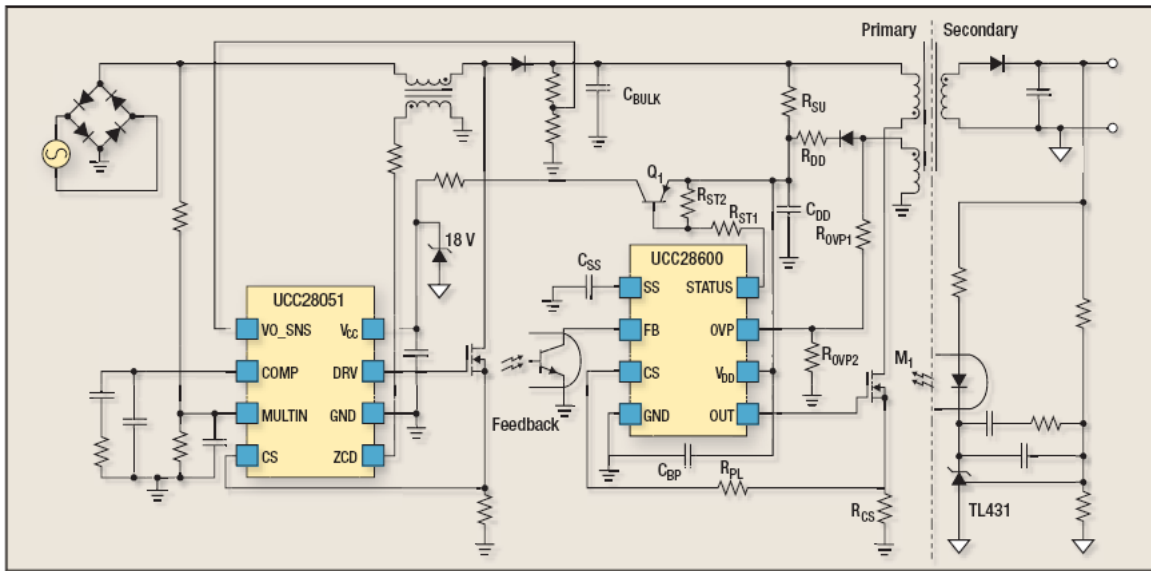


图 6 UCC28600 控制器（其实施了一个反向转换器作为待机电源）在提供一个信号以禁用至 PFC 控制器的偏置电源的同时在轻负载时进入了猝发模式

图 6 中所显示的电路足以将待机功耗降至 3W 以下，但是不足以获得低于 1W 的输入功率。PFC 控制器需要电阻分压器来感应 AC 线路电压和 PFC 输出电压。这些电阻器很轻松地就能耗散超过 200mW 的功率。此外，PFC 输出电容器的漏电流也可导致另外 200mW 不必要的损耗。将这些损耗加到一起就能使待机损耗远高于可接受的限值。在这些情况下，可能就需要使用继电器来断开至 PFC 和所有下行转换器的 AC 电源。该继电器可与专用的待机电源配合使用。此外，当系统处于待机模式时，只要该继电器不需要显著的偏置电源，它就可以为固态型继电器。

利用 LED 降低功耗

最基本的 LED 光引擎由红色、绿色和蓝色 LED 组成，这些 LED 会在模仿彩色图像滤波器旋转的负载占空比和频率下进行脉冲启动和停止运行。每个颜色的单独开/关信号将从微处理器发送到 LED 驱动器，并且每个颜色的强度也会通过光学传感器反馈给微处理器。为了获得适当的颜色平衡，微处理器会向 LED 驱动器发送信号以调节各个 LED 中的电流。

图 7 显示了一个便携式 DLP 投影仪 LED 驱动器电路的示例。在该电路中，TPS40071 控制器用于控制同步降压功率级，该功率级在 LED 开启时作为电流源运行，而在 LED 关闭时则作为电压源运行。从微处理器发出的 LED 开/关信号通过打开 FET Q1 并将开关 S1 移至向下的位置（这样可提供电流反馈信号）即可开启 LED。而当 LED 关闭时，S1 将返回至向上的位置，这样就允许 TPS40071 调节驱动器的输出电压。通过改变由微处理器发送的 10kHz 数字脉冲序列的脉冲宽度，即可对 LED 电流进行控制。PWM 信号在完成滤波后将被加到 TPS40071 的反馈引脚中。

在图 7 中，专门设计了 R1 和 R2 的电阻分压器，以便 LED 处于关闭状态时的稳定电压能够完美匹配 LED 处于开启状态时的正向压降。这不仅可保持 TPS40071 内部误差放大器的输出在两种状态下都处于几乎相同的电平，而且还最小化了在 LED 开启时 LED 电流的上升时间。由于快速的电流上升时间可在投影灯的数字控制方面提供更高的灵活性，因此这就显得非常重要。

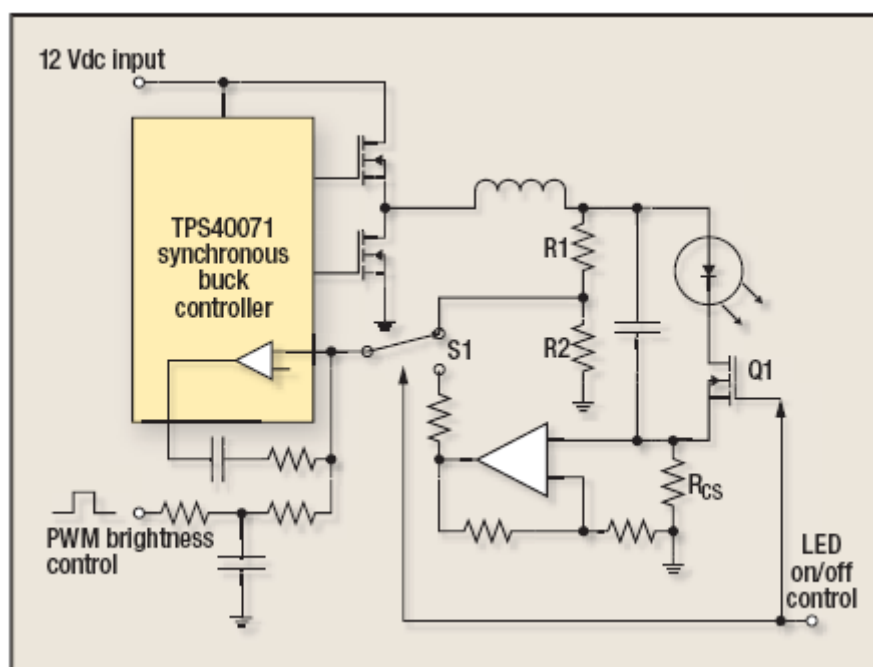


图 7 驱动 LED 需要有精确的时序、占空比以及振幅控制

图 8 中的波形显示了转换期间的输出电压和 LED 电流。对于这些波形而言，LED 驱动器将为两个串联的 1A 绿色 LED 供电。同步降压电流源大约为 100kHz 的带宽有助于最小化电流的上升时间。

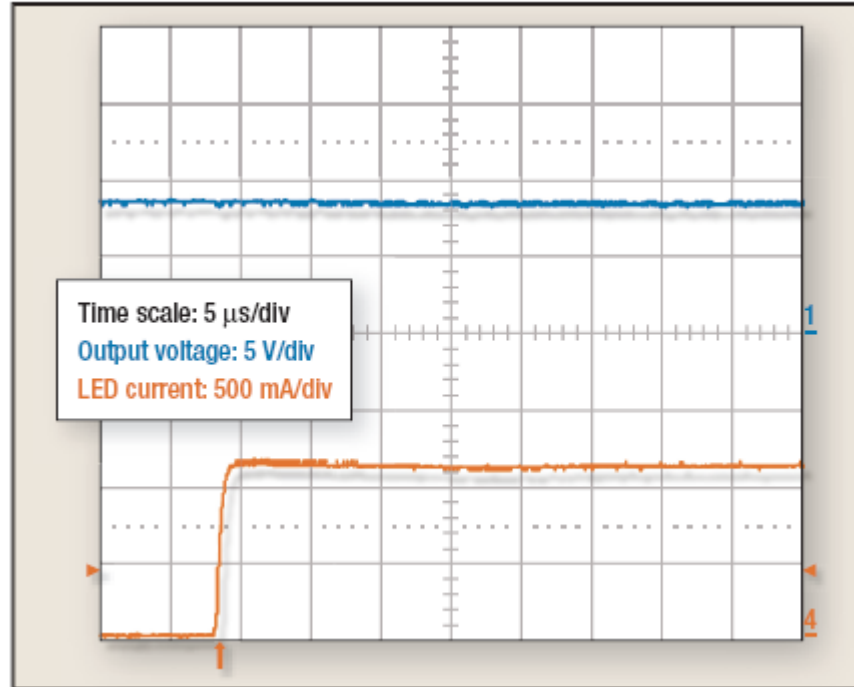


图 8 具有宽带宽的降压稳压器为 LED 供电

DLP 之外的优势

与任何独特的产品一样，DLP 技术也给设计人员带来了一些需要解决的新问题。但是这些问题为组件的开发带来了灵感，这可能会使其他应用受益匪浅并满足 DLP 系统的要求。

目前已开发出了如先前所述的控制器来为 HID 灯供电。因为该控制器要求在绿色环保模式下运行，因此就需要开发出可关断部分电源系统的变频控制系统。

与此同时，LED 在推进快速转换率电源发展的同时也为 DLP 投影仪带来了更高的可靠性。最后，PFC 级中对转移模式控制的需求还使电路的成本和尺寸都有所降低。

秘笈 25 POL 电源设计技术和参考设计

处理器技术的发展

由于更高的集成度、更快的处理器运行速度以及更小的特征尺寸，内核及 I/O 电压的负载点 (POL) 处理器电源设计变得越来越具挑战性。处理器技术的发展必须要和 POL 电源设计技术相匹配。5 年或 10 年以前使用的电源管理解决方案，对于当今的高性能处理器而言，可能已不再那么行之有效了。因此，当我们为 TI 的 DaVinci™ 数字信号处理器 (DSP) 进行 POL 电源解决方案设计时，对基本电源技术的充分了解可以帮助我们克服许多设计困难。本文将对一系列适用于该 DaVinci 处理器的电源去耦、浪涌电流、稳压精度和排序技术进行讨论。我们将以使用了 TI 电源管理产品的一个电源管理参考设计为例来提供对这些论述的支持。

能量之源——大型旁路去耦电容

处理器所使用的所有电流除了由电源本身提供以外，处理器旁路和一些电源的大型电容也是提供电流的重要来源。当处理器的任务级别 (level of activity) 急剧变化而出现陡峭的负载瞬态时，首先由一些本地旁路电容提供瞬时电流——这种电容通常为小型陶瓷电容，其可以对负载的变化快速响应。随着处理速度的增加，对于更多能量存储旁路电容的需求变得更为重要。另一个能量来源是电源的大型电容。为了避免出现稳定性问题，必须注意一定要确保电源的稳定性，并且可以利用添加的旁路电容正确地启动。因此，我们要保证对电源反馈回路的补偿以适应额外的旁路电容。电源评估板 (EVM) 在试验台上可能非常有效，但在负载附近添加了许多旁路电容的情况下其性能可能会发生变化。

作为一个经验法则，我们可以通过尽可能近地在处理器功率引脚处放置多个 0603 或 0402 电容 (60 用于内核电压，而 30 则用于 DM6443 的 I/O 电压)，从而将 DaVinci 电源电压从系统噪声中完全去耦。更小型的 0402 电容是较好的选择，因为其寄生电感较低。较小的电容值 (例如：560pF) 应该最为接近功率引脚，其距离仅为 1.25cm。其次最为接近功率引脚的是中型旁路电容 (例如：220nF)。TI 建议每个电源至少要使用 8 个小型电容和 8 个中型电容，并且应紧挨着 BGA 过孔安装 (占用内部 BGA 空间，或者至少应在外部角落处)。在更远一点的地方，可以安装一些较大的大型电容，但也应该尽可能地靠近处理器^[1]。

浪涌电流

具有大旁路电容的电源存在启动问题，因为电源可能无法对旁路电容充电，而其正是启动期间满足处理器要求所需要的。因此，在启动期间，过电流可能会引起电源

的关断，或者电压可能会暂时地下降（变为非单调状态）。一个很好的设计实践是确保电压在启动期间不发生压降、过冲或承受长时间的高压状态。为了减少浪涌电流，可以通过增加内核电压电源的启动时间，来允许旁路电容缓慢地充电。许多 DC/DC 调节器都具有独特的可调软启动引脚，以延长电压斜坡时间。如果调节器不具有这种软启动引脚，那么我们可以利用一个外部 MOSFET 以及一种 RC 充电方案，来从外部对其进行实施。我们还推荐使用一种带有电流限制功能的 DC/DC 调节器，来帮助维持一种单调的电压斜坡。实施一个软启动方案有助于满足 DaVinci 处理器的排序要求。

排序

越来越多的处理器厂商将提供推荐的内核及 I/O 上电排序的时序准则。一旦获知时序要求，POL 电源设计人员便可选择一种适当的技术。对一个双路电源上电和断电的方法有很多种：顺序排序和同时排序是最为常用的两种方法。

当在内核和 I/O 上电之间要求一个较短的毫秒级时间间隔时，我们就可以任何顺序实施顺序排序。实施顺序排序的一种方法是，只需将一个稳压器的 PWERGOOD 引脚连接至另一个稳压器的 ENABLE 引脚即可。当内核和 I/O 电压差在上电和断电期间需要被最小化时，就需要使用同时排序。要实施同时排序，内核和 I/O 电压应彼此紧密地跟踪，直到达到较低的理想电压电平。在这一点上，较低的内核电压达到了其设定值要求，而较高的 I/O 电压将继续上升至其设定值^[2]。

在自升压模式中，DaVinci 处理器要求对 CV_{DD} 和 CV_{DDDSP} 内核电源进行同时排序。在主机升压模式中， CV_{DD} 必须斜坡上升，并在 CV_{DDDSP} 开始斜坡上升以前达到其设置值 (1.2V)。作为一个最大值， CV_{DDDSP} 电源必须在关闭（开启）“始终开启”和 DSP 域之间的短路开关以前上电。我们可以以任何顺序启动 I/O 电源（ DV_{DD18} 、 DV_{DDR2} 和 DV_{DD33} ），但是必须在 CV_{DD} 电源 100ms 的同时达到其设定值^[3]。

稳压精度

电源系统的电压容差有几个影响因素。电压基准精度就是最为重要的一个影响因素，我们可以在电源管理器件的产品说明书中找到其规范。新型稳压器要求达到 $\pm 1\%$ 的精度或更高的温度基准精度。一些成本较低的稳压器可能会要求 $\pm 2\%$ 或 $\pm 3\%$ 的基准电压精度。请在产品说明书中查看稳压器厂商的相关规范，以确保稳压精度可以满足处理器的要求。另一个影响稳压精度的因素是稳压器外部反馈电阻的容差。

在要求精确容差值的情况下，我们推荐使用 $\pm 1\%$ 的容差电阻。另外，在将这种电

阻用于编程输出电压时，其将会提供额外 $\pm 0.5\%$ 的精度。具体的计算公式如下：

$$\text{输出电压精度} = 2 * (1 - V_{\text{REF}} / V_{\text{OUT}}) * \text{TOL}_{\text{RES}}$$

第三个影响因素是输出纹波电压。一个卓越的设计实践是针对低于 1% 输出电压的峰至峰输出电压进行设计，其可使电源系统的电压精度提高 $\pm 0.5\%$ 。假设为 $\pm 2\%$ 基准精度，那么这三个影响因素加在一起则为 $\pm 3\%$ 的电源系统精度。

DaVinci CV_{DD} 电源要求一个可带来 $\pm 4.2\%$ 精度的 50mV 容差的 1.2V 典型内核电源。3.3V DV_{DD} 电源具有一个可带来 $\pm 4.5\%$ 精度的 150mV 的容差，而 1.8V DV_{DD} 电源则具有一个可带来 $\pm 5\%$ 精度的 90mV 的容差。使稳压器靠近负载来减少路由损耗是非常重要的。需要注意的是，如果电源具有 3% 的容差，且处理器内核电压要求具有 4.2% 容差的情况下，我们就必须要对去耦网络进行设计，以能够适应 1.2V 电压轨^[4] 的 1.2% 精度或 14mV 容差。

历史经验数据显示，内核电压随着处理技术的发展而不断降低。对内核电压稍作改变，便可提供更高的性能，或节省更多的电量。选择一个具有可编程输出电压和 $\pm 3\%$ 以上输出电压容差的稳压器是一种较好的设计方法。相比从零开始重新设计一种全新的电源，简单的电阻器变化或引脚重新配置要容易得多。因此，我们要选择一款可以支持低至 0.9V 或更低输出电压的稳压器，以能够最大化地重用，并帮助简化 TI 片上系统 (SoC) 器件未来版本的使用。

参考设计

我们构建了若干个电源管理参考设计，并经过数字音频/视频应用的测试。这些应用均使用了 TI 的 TMS320DM6443 和 TMS320DM6446 处理器，其能够满足排序、电压精度和启动要求。图 1 显示了 12V 电源的参考设计，该设计使用了 TPS62111 同步降压转换器、TPS62040 同步降压转换器以及 TPS73618 低压降调节器，以分别提供 3.3V、1.2V 和 1.8V 电压轨。这种参考设计包含了一个简单的外部 MOSFET、电阻和电容延迟电路，以使 3.3V 电压轨能够适应自升压模式排序方案要求。TPS62040 不但提供了 1.2V 的内核电压，而且还可满足引脚 5 软启动电容的排序要求。这种解决方案拥有 $\pm 3\%$ 容差，90% 以上的效率。为了能够适应主机升压模式排序方案要求，我们可以添加一个类似的 MOSFET、电阻以及电容电路添加至 1.2V 电压轨。

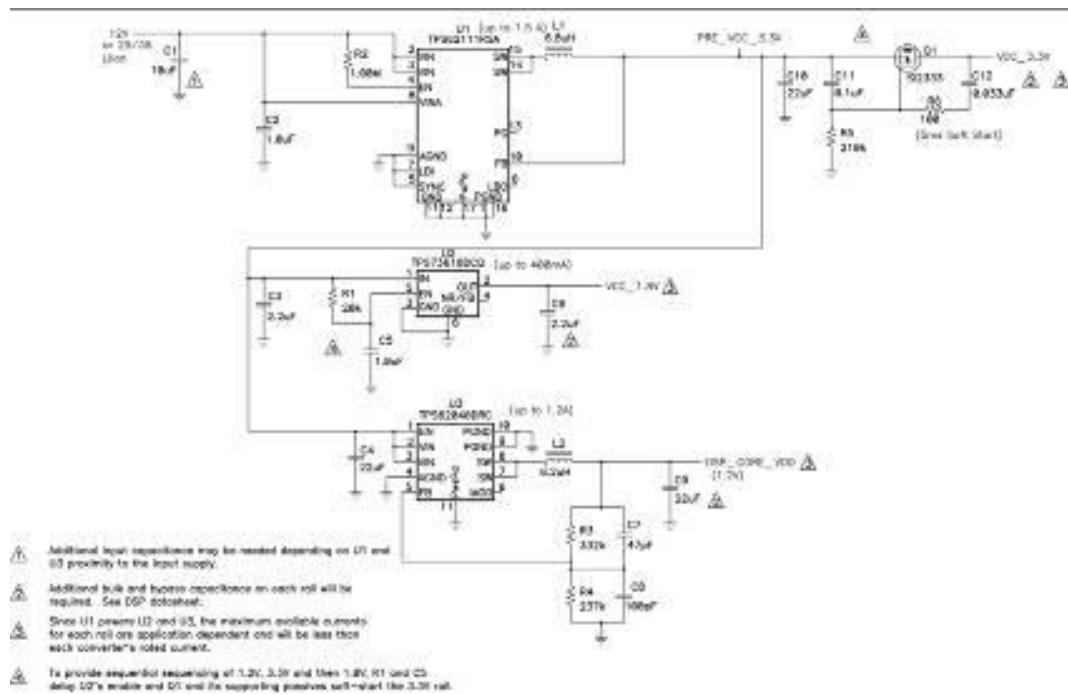


图 1 轨电压的电源参考设计

图 2 显示了复位电路，该电路使用 TPS3808 和 TPS3803 电源电压监控器来监控电压轨的变化情况。请您使用最小值的 TPS3808G01 (U5)，来安装图中所示的复位电路电源。如果需要超过 3.3V 电压轨的 1.5A 电流和 1.2V 电压轨的 1.2A 电流的话，那么 TPS54350 和 TPS54110 SWIFT™ DC/DC 转换器可能会被分别用于实现 3A 和 1.5A 电流。SWIFT 稳压器具有基于 DaVinci 技术的数字视频 EVM 的特点。如欲了解更多使用线性调节器、TPS40K DC/DC 转换器、TPS62xxx DC/DC 转换器或多输出电源管理单元 (PMU) 的 5V 和 12V 输入电源参考设计，敬请访问 www.ti.com/dsppower。

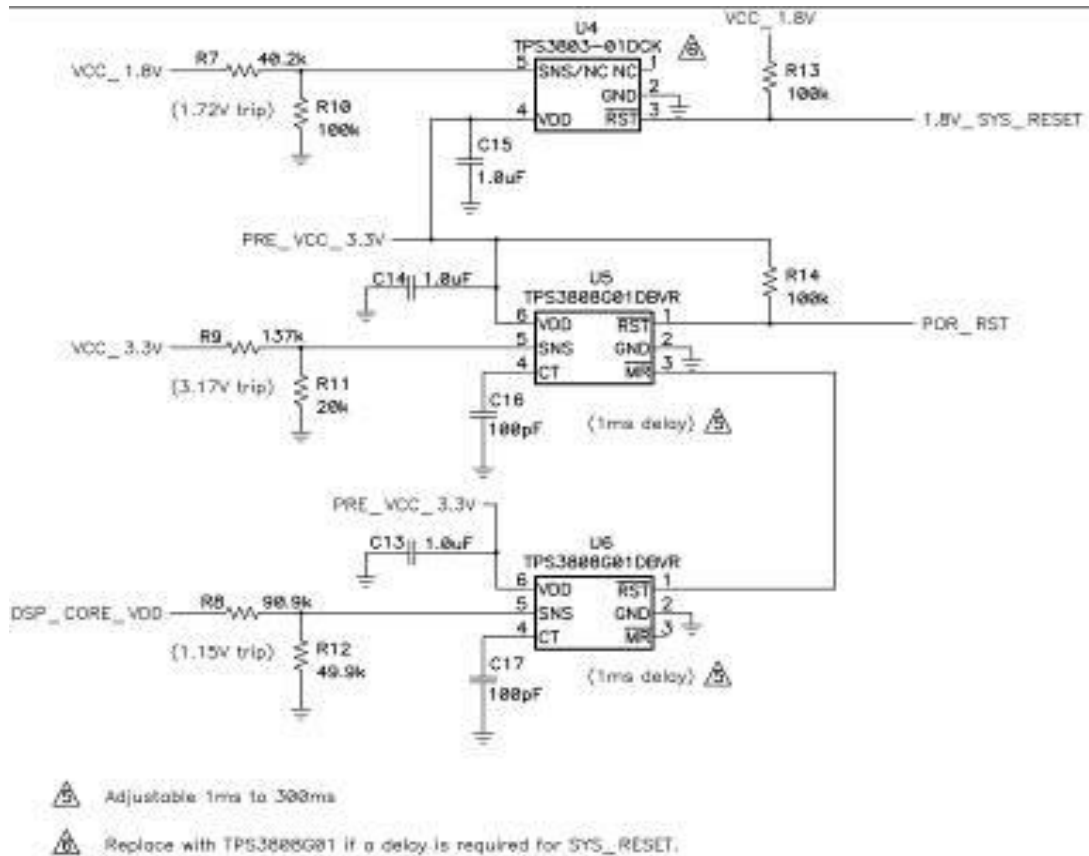


图 2 轨电压复位和电压监控电路

总结

一旦充分了解了去耦、排序和容差要求以后，为 DaVinci 处理器设计一款电源解决方案就变得非常简单明了。在为所有高性能处理器设计电源时，坚持使用上述技术是一个相当不错的设计实践。如果还需要其他支持，可从 TI 获取一些参考设计以加速产品的上市进程。

参考文献

[1] 请参见 TMS320DM6443 产品说明书的第 90 页《TMS320DM6443 数字媒体片上系统硅芯片修订版 1.3、1.2 以及 1.1》（文献编号：SPRZ282E），网址：<http://focus.ti.com/lit/er/sprz240f/sprz240f.pdf>。

[2] 请参见应用手册：1)《利用 TPS54x80 和 TPS54x73 SWIFT DC/DC 转换器进行排序》（文献编号：SLVA007），网址：<http://focus.ti.com/general/docs/techdocsabstract.jsp?abstractName=slva007>；以及 2)《双路电源电压 DSP 的电源排序解决方案》（文献编号：SLVA073A），请登

录 TI 网站<http://focus.ti.com/lit/an/slva073a/slva073a.pdf> 了解有关排序的更多详情。

^[3]请参见 TMS320DM6443 产品说明书的第 89 页《TMS320DM6443 数字媒体片上系统硅芯片修订版 1.3、1.2 以及 1.1》（文献编号：SPRZ282E），网址：<http://focus.ti.com/lit/er/sprz240f/sprz240f.pdf>。

^[4]请参见 TMS320DM6443 产品说明书的第 85 页《TMS320DM6443 数字媒体片上系统硅芯片修订版 1.3、1.2 以及 1.1》（文献编号：SPRZ282E），网址：<http://focus.ti.com/lit/er/sprz240f/sprz240f.pdf>。

秘笈 26 满足处理器内核电压要求的电源管理

引言

当今的高性能处理器对于电源都有很严格的要求。一般来说，电源至少要求有两个电压。一个电压用于满足处理器内核电压要求，即 V_{CORE} ，而另一个电压则用于满足输入-输出电压要求，即 V_{IO} 。

内核电压要求介于 $0.9\text{V}\sim 1.3\text{V}$ 之间，且通常取决于具体的处理器性能标准。最新的内核电源电压容差通常为 $\pm 3\%$ 。大电流瞬态的出现使得推出可靠的处理器电源更具挑战性。

为了解决这些难题，TI 推出了其插入式快速瞬态响应电源模块系列。这些高性能产品设计旨在提供结构紧凑、低成本的稳定可靠的处理器内核电源。

TMS320TCI648x 数字信号处理器电源要求

TI 的新型 TMS320TCI648 数字信号处理器就是一个很好的高性能处理器范例。查阅了该产品的说明书和相关的电源要求以后，我们得到了以下资料信息。

电压容差、噪声以及瞬态

产品说明书中规定的电压容差包括了所有 DC 容差以及电源的瞬态响应。这些容差还包括了在所有条件下必须要在 TCI6488 引脚上保持的最大和最小绝对电平。需要特别注意电源解决方案（特别是内核电源层上的 3% 容差 (V_{CORE})），以达到该性能级别。为了保持该引脚上 3% 的容差，该容差必须是电源 DC 输出精度与瞬态影响的组合。DC 电源输出精度的适当目标为 1.5%，从而使瞬态有 3% 的容差。在额定的 $1.0\text{V } V_{\text{CORE}}$ 时，3% 的容差为 $\pm 30\text{mV}$ 。由于瞬态的存在，这就容许了 15 mV 的电源输出 DC 精度以及额外的 15 mV 电源输出 DC 精度。

由于存在大的电流瞬态，利用传统的解决方案几乎不可能满足 $\pm 3\%$ 容差以及 1V 的内核电压要求。通常需要一款定制电源模块或一款采用专用控制设计的完全分立的解决方案。

第二代 PTH 系列 (T2) 电源模块

附录 A 中所示的新型 T2 系列插入式电源模块具有一种称为 TurboTrans™ (专利未决) 的新型特性。TurboTrans 技术可以帮助设计人员按客户具体要求来完成电源模块的控制设计，以满足目标电压偏差规范。这些 T2 产品具有如下三个主要优势。

输出电容降低了高达 8 倍—更少的电容可以节省电容成本以及 PCB 空间。在高负载瞬态应用中，这两方面的节省可以轻松地实现与模块本身差不多的成本。

更快速的负载瞬态响应—对于输出电容的一个给定值而言，设计人员将会看到在一个负载瞬态之后输出电压峰值偏差会减少高达 50%。

提高超低 ESR 电容器的稳定性—设计人员可以放心地采用最新的 Oscon[®] 电容、聚合物钽电容或所有陶瓷输出电容，而不用担心稳定性的问题。

作为第二代 PTH 产品的一部分，TI 已开发出了一系列新型超快速瞬态响应产品。这些产品设计旨在满足高速处理器（如 TMS320TCI648x 系列）颇具挑战性的电源要求。其控制设计得到了充分地补偿，超过了标准 T2 模块的补偿。这就实现了在瞬态响应方面的更多改进，并降低了与减少的输出电容有关的成本。

例如，让我们来看一下上述 TMS320TCI648x DSP 的要求。

- 内核电压 (V_{CORE})=1V
- V_{CORE} 容差=3% (DC 容差为 1.5%，AC 瞬态为 1.5%)
- 最大电流瞬态=5A
- 瞬态的最大峰值电压偏差= $V_{\text{CORE}} \times 1.5\% = 15\text{mV}$
- 输出阻抗要求= $15\text{mV} \div 5\text{A} = 3\text{mV/A}$

为了满足 TMS320TCI648x 的电压容差要求，电源必须要具有一个 3mΩ 或更低的输出阻抗。该要求超过了任何标准“现成的”电源模块的能力。

图 1 说明了同类竞争电源模块不能满足 3mΩ 的要求。即使是一款标准的 PTH08T240W 电源模块在没有使用大量电容的情况下也不能满足该低阻抗要求。但是，PTH08T240F 模块仅使用 3000 μF 的外部输出电容就可满足这一低阻抗要求。典型的设计如附录 B 所示。

图 1 瞬态响应与电容的关系曲线图

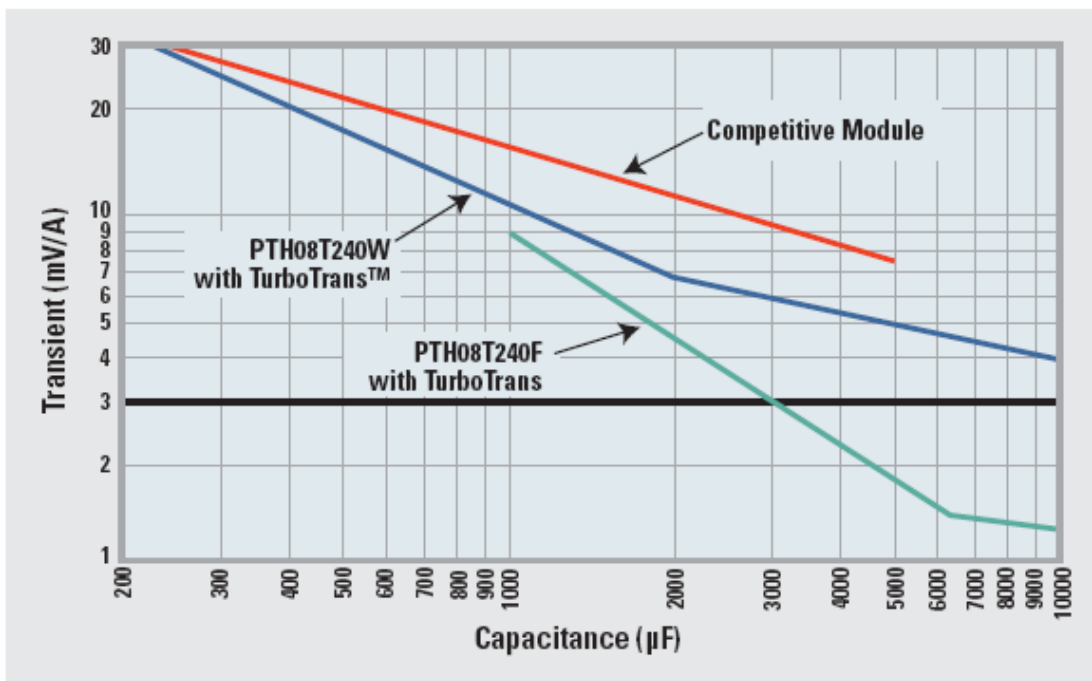


Figure 1 compares the output impedance characteristics of a standard T2 module, PTH08T240W; a fast-transient-response module, PTH08T240F; and a similarly rated competitive product.

结论

TI 的新型超快速瞬态响应模块系列设计旨在满足最新系统处理器颇具挑战性的电源电压要求。这些模块允许设计人员在最少化输出电容的同时优化瞬态性能，从而优化板级空间并降低系统成本。

相关网站

www.ti.com.cn/power

www.ti.com.cn/dsp

<http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/pth08t240f.html>

<http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/pth08t240w.html>

附录 A: T2 产品选择列表

标准的 T2 非隔离式负载点电源模块

V _{IN} (V)	描述	3A	6A	10A	16A	30A	50A
+3.3	T2 PTH	PTH04T2 60W	PTH04T 230W	PTH04T 240W	PTH04T 220W	PTH04T 210W	
+5	T2 PTH	PTH04T2 60W	PTH04T 230W	PTH04T 240W	PTH04T 220W	PTH05T 210W	
		PTH08T2 60W	PTH08T 230W	PTH08T 240W	PTH08T 220W		
+12	T2 PTH	PTH08T2 60W	PTH08T 230W	PTH08T 240W	PTH08T 220W	PTH08T 210W	PTV08T 250W

已推出的产品用**粗体红色**表示

超快瞬态响应 T2 非隔离式负载点电源模块

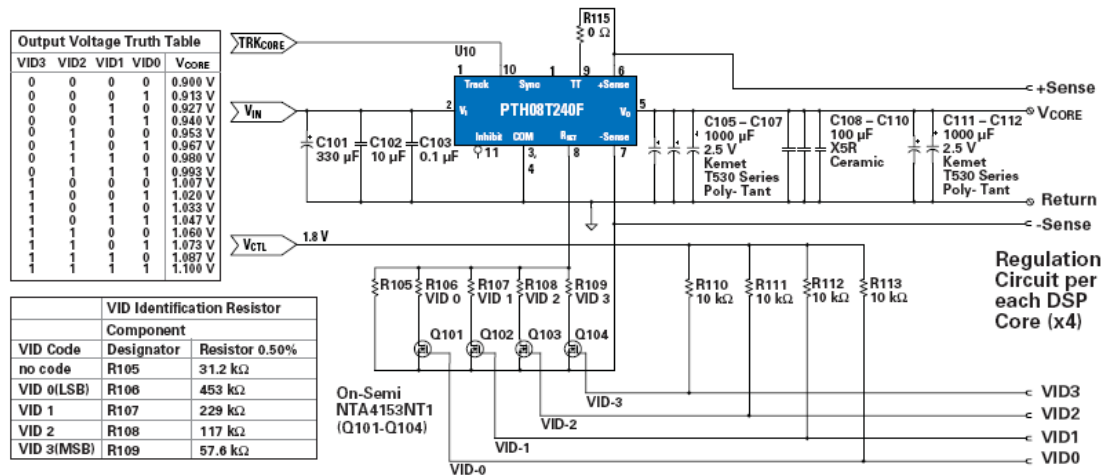
V _{IN} (V)	描述	3A	6A	10A	16A	30A	50A
+3.3	T2-F PTH	PTH04T 260F	PTH04T 230F	PTH04T 240F	PTH04T 220F	PTH04T 210F	
+5	T2-F PTH	PTH04T 260F	PTH04T 230F	PTH04T 240F	PTH04T 220F	PTH05T 210F	
		PTH08T 260F	PTH08T 230F	PTH08T 240F	PTH08T 220F		
+12	T2-F PTH	PTH08T 260F	PTH08T 230F	PTH08T 240F	PTH08T 220F	PTH08T 210F	PTV08T 250F

已推出的产品用**粗体红色**表示。根据商业机会和系统要求，也可按照客户要求开发出更多产品。

附录 B: 法拉第 DSP 的缩放内核扩展设计

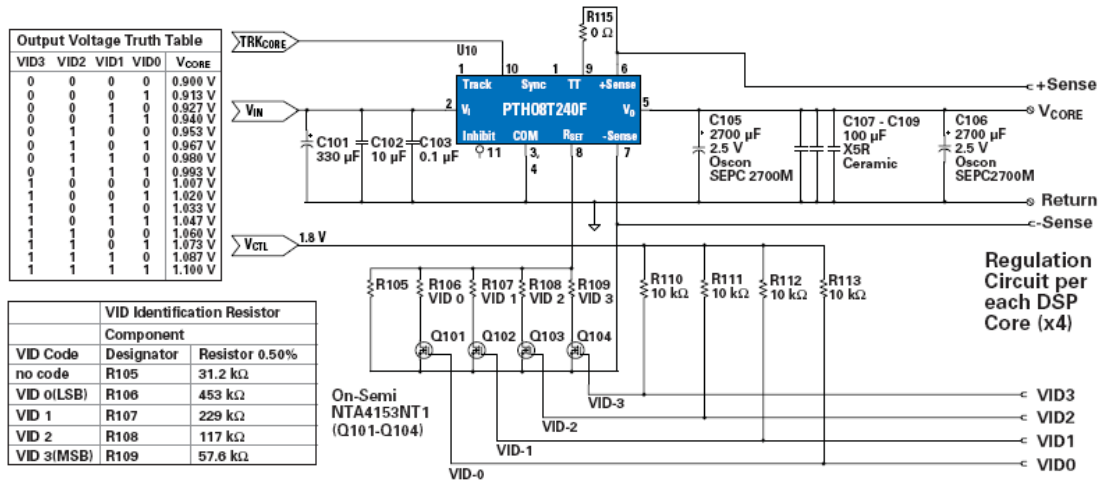
PTH08T240F 瞬态性能数据

(Kemet T530 系列—大型聚合物钽电容)



PTH08T240F 瞬态性能数据

(OSCON SEPC 系列大型输出电容)



秘笈 27 针对电信系统的电源管理解决方案——提高性能、减低成本，减小尺寸

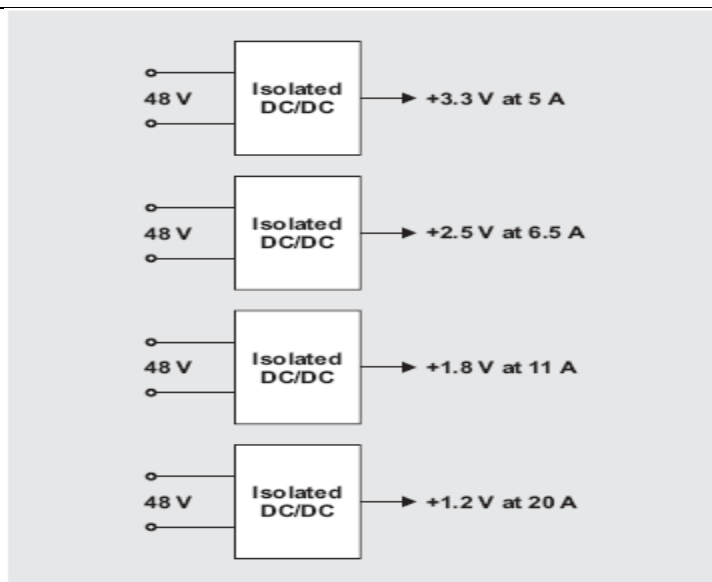
随着带宽的不断增加，有线和无线基础电信系统中的放松管制和竞争推动了对于低成本设备解决方案的需求。电信设备电源管理要求中需要应对的挑战不断增加，这就愈加要求设计人员能够为各种数字信号处理器 (DSP)、现场可编程门阵列 (FPGA)、专用集成电路 (ASIC) 和微处理器提供更多的电压轨。简而言之，就是要求电源管理解决方案能够在更小的空间内，更高效地生成更多不同的电压和更大的电流，并降低噪声。另外，如果说这些要求还不够具有挑战性的话，那么这种解决方案还必须要实现低成本，这恐怕就颇具挑战性了！

更加靠近用户地部署接入设备要求更小的附件（衬垫和安装孔），其必须能够经受得住较为恶劣的环境考验。由于局端的空间非常小，因此基础设施设备将被设计为更加小型化。推动电源管理产品发展的因素是外形尺寸、散热管理、成本，以及电气性能（稳压、瞬态响应以及噪声产生）。本文将让您对板上电源系统的发展以及最新一代解决方案如何以更小的封装实现更高的性能和更低的成本等方面有一个基本的了解。

外形尺寸/效率/成本

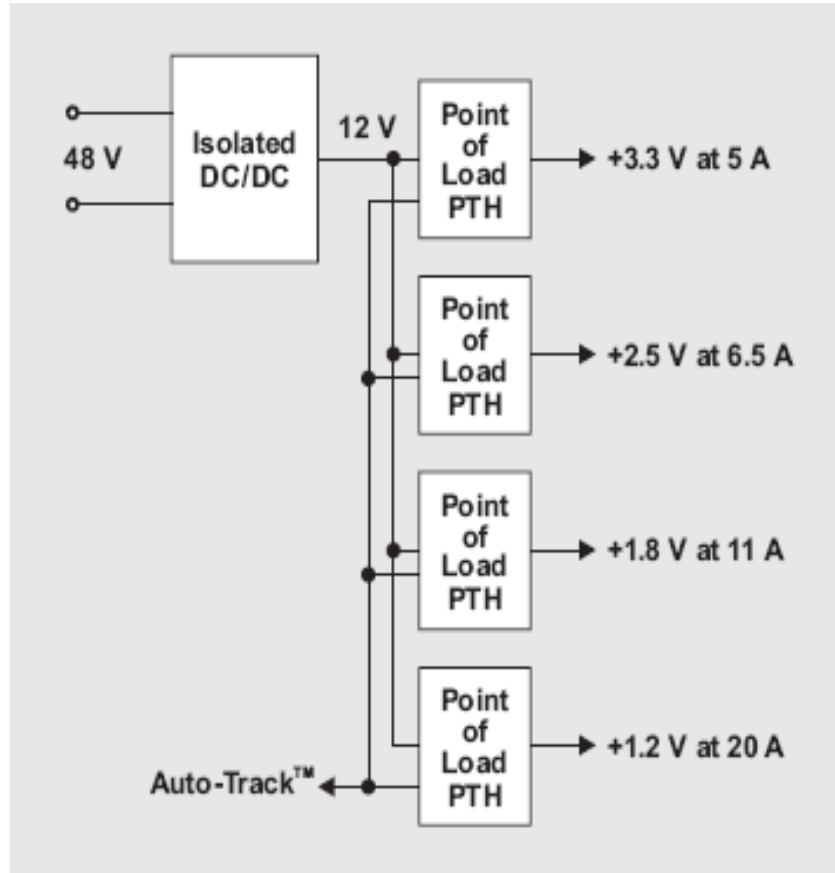
同时解决外形尺寸、效率和成本问题的需要，再一次激发了人们对电源架构的兴趣。第一代板上电源使用的电源架构被称为分布式电源架构 (DPA)（请参见图 1）。这种架构每个电压轨均使用了一个隔离式（砖形）电源模块，因此其在电源轨非常有限的情况下能够很好地工作，但是每增加一个电压轨，成本和 PCB 空间都会随之大大增加。电压轨的排序也同样非常困难，而且还要求增加外部电路，从而会增加成本和板级空间占用。

图 1 典型的 DPA 架构



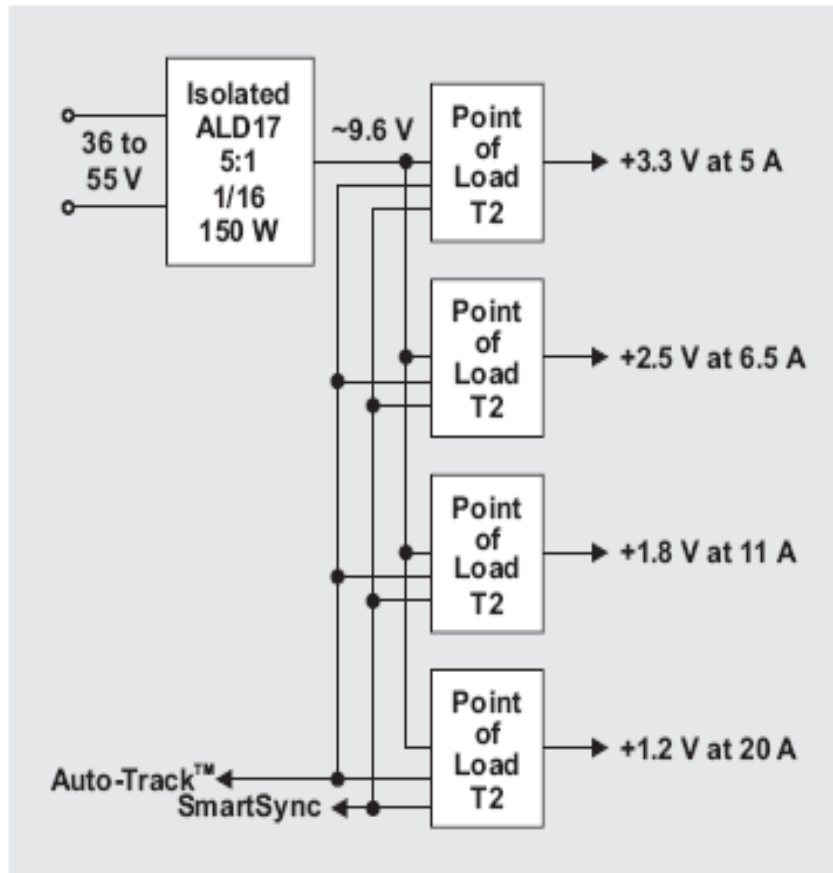
为了解决 DPA 在尺寸和成本方面的局限性，第二代板上电源系统转而采用固定电压中间总线架构 (IBA) (请参见图 2)。IBA 采用了单个隔离式砖形电源模块和许多非隔离式负载点 (POL) DC/DC 转换器。POL 可以是一些电源模块 (例如: TI 的 PTH 系列), 也可以是一些分立降压转换器。隔离式转换器工作在与第一代板上电源系统相同的输入电压范围上, 即 36V~75V 或 18V~36V。该降压转换器会创建一个 IBA 电源, 并将电压稳压固定在 3.3V、5V 和 12V。如何选择电压取决于系统设计人员。凭借 TI 的 Auto-Track™ 等特性, 这种设计可减少板级空间的占用, 降低成本, 简化电压排序。这种架构唯一的缺点在于效率较低, 这是因为每个电压都需要进行双转换。

图 2 固定电压 IBA



当今，大多数电信系统都使用固定电压 IBA。但是，由于接入设备设计采用了密封封装 (sealed enclosure)，不再需要强制风冷，我们就需要一款效率更高、占用面积更小的解决方案了。正如每一个设计人员都了解的那样，系统散热的最佳方法就是避免热量的产生。由于所有电能都要通过前端隔离式转换器，因此在考虑提高效率时，前端隔离式转换器就是要重点讨论的问题。实践证明，提高隔离式转换器效率的方法是使其以固定占空比运行，并且不对输出电压进行稳压操作，这就是非稳压式中间总线架构（请参见图 3）。

图 3 非稳压式 IBA

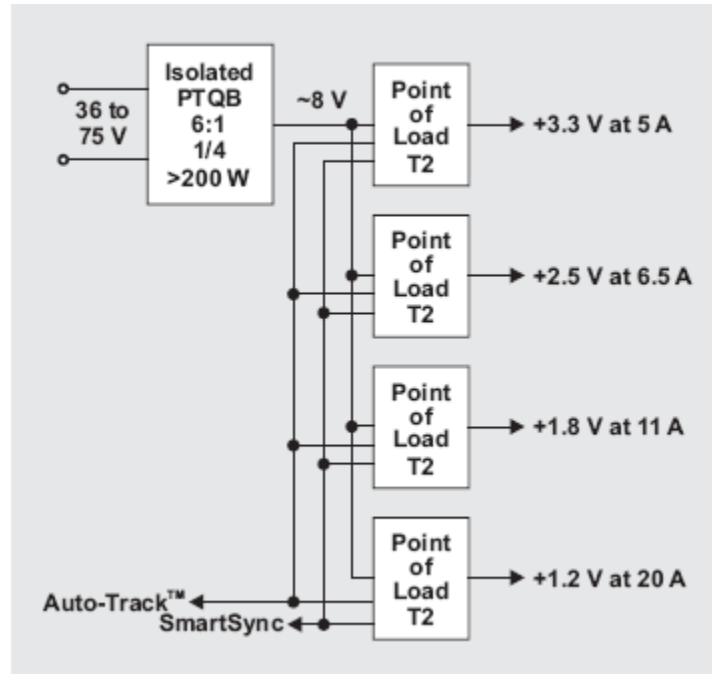


这种架构使用一个非稳压总线转换器，其会产生一个与输入电压成一定比例的输出电压。在本例中，ALD17 5: 1 转换器生成了一个输出电压，该电压为输入电压的 1/5。这种技术允许一个 150W 系统/电路板实现 1/16 的砖形设计，从而在第一个转换阶段实现 96% 的效率。有了宽泛输入电压范围(4.5~14V)的 PWM 以及 TI 的 T2 产品等电源模块，就能采用这种非稳压式电压架构。这种架构的局限性在于总线转换器的最大输入电压范围是 36~55V，以确保 POL 的输入电压小于 12V。之所以最大不能超过 12V，是因为 POL 要生成不高于 1V 的输出电压，输入电压不能超过输出电压的 10~12 倍。但是，越来越多的电信原始设备制造商 (OEM) 都在考虑转而采用这种输入范围，以通过这种架构来节约成本、缩小尺寸并提高效率。

一些电信 OEM 厂商坚持使用传统的 36V~75V 的宽输入电压规范，输入瞬态电压为 100V。为了满足这些要求，电源行业推出了半稳压 IBA（请参见图 4）。该半稳压 IBA 和非稳压式 IBA 之间的主要区别是，如果输入电压超过了 55V~60V 的范围，那么该半稳压 IBA 就将输出电压稳压至 10V 左右。这种方法的缺点是，隔离式电源模块必须增加尺寸来容纳稳压电路，同时当输入电压超过 55V 时其效

率会降低。TI 的 PTQB 系列就是这类产品的一个例子。

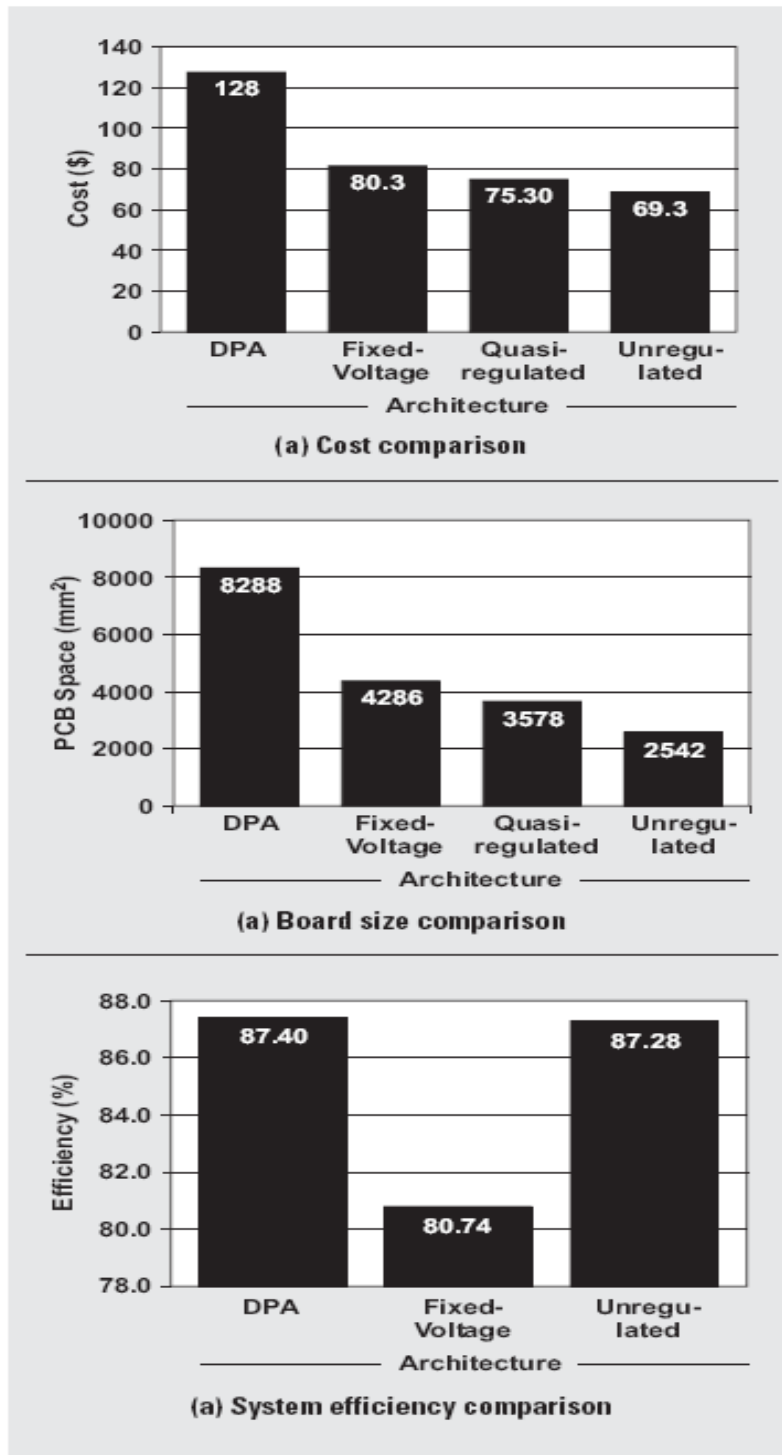
图 4 半稳压 IBA



架构比较

为了提供有意义的对比，图 2、3 和 4 中的每一个例子都采用了相同的输出电压和电流要求。这些例子均基于使用多个高性能 DSP 的理论基站，并配套使用了模拟和数字电路。在 5A 时该输出电压为 3.3V，6.5A 时为 2.5V，11A 时为 1.8V，20A 时为 1.2V。图 5 对之前所述的架构进行了比较。从图 5 可以看出，确实有可能实现终极目标。半稳压或非稳压电源系统不仅实现了更高的效率，而且还节约了板级空间与系统成本。与第二代固定电压 IBA 相比，半稳压/非稳压 IBA 最为显著的改进是效率。如图 5 所示，电源转换效率提高了大约 7%。对于一个 200W 的系统而言，这就相当于将热负载降低了 14W。

图 5 架构的比较



在这些例子中之所以均使用了电源模块，是因为它们可提供最大的功率密度，并且是许多电信 OEM 厂商的首选解决方案。所有系统中均可以使用分立 POL 来降低

成本，但是板级空间将会增加一倍。

电气性能

设计人员接下来需要应对的挑战是，满足所有系统内核中不断增加的高性能 DSP 和 ASIC 电气性能要求。主要性能问题包括电压稳压、电流瞬态响应和噪声。

稳压和电流瞬态响应密切相关。为了在解决方案尺寸越来越小且功耗越来越低的情况下获得更高的性能，要使用所需的电压也不断降低的更小的晶体管来制造数字半导体。现在低于 1V 的内核电压要求将成为标准的电压要求。除了低压以外，对电压容差的要求也越来越高。目前常用的标准是：线路（输入电压变化）、负载（负载电流微小变化）、时间、温度和电流瞬变等造成的总电压容差不超过 3%。这样，电源设计人员就只有 30mV 的电压空间来满足所有的数字系统要求。线路、负载、时间和温度等 DC 参数还要占用大约一半 (15mV) 的容差预算。剩余的 15mV 则用来处理计算或数据传输负载带来的突发电流变化（1~3 个时钟周期）。

容差预算对那些想在出现电流瞬态条件下最小化电压偏离的电源系统设计人员提出了挑战。如果内核电压 (V_{CC}) 超出规定容差极限，那么数字 IC 可能会开始重设，否则就会产生逻辑错误。为了防止这一情况的发生，设计人员需要特别注意所使用的 POL 模块的瞬态性能。数字负载（例如：最新的千兆赫 DSP）要求极快速的瞬态响应和极低电压偏离。为了达到这些目标，许多附加的输出电容器通常会被添加到 DC/DC 转换器中，以提供直到其反馈环路能够响应的保持时间。这种电源模块（包括为了满足瞬态电压容差而添加的电容）形成了这一完整的电源解决方案。

多年来，电容技术不断发展，容积效率不断提高。即便使用更高的容积效率，整个电源解决方案也会超过单个电源模块体积的两倍。这就要求占用 PCB 较大的空间，而在今天更为小型化的系统中通常不能提供这样大的空间。另外，在计入电容器成本的情况下，电源材料的成本甚至可能比电源模块成本的一倍还高。

随着 DC/DC 电源模块技术的不断创新，系统设计人员现在可以在使用更少输出电容的同时获得更快的瞬态响应、更小的电压偏离。TI 推出的 T2 系列下一代 PTH 模块（请参见图 6）便是一个典型的例子。这些器件集成了一种被称为 TurboTrans™ 的新型专利技术，其允许对模块进行自定义调谐以满足特定的瞬态负载要求。只需使用一个单独的外部电阻器即可完成调谐。

图 6 具有 TurboTrans™ 特性的 T2 系列电源模块



TurboTrans 可以使输出电容降为原来的 $8/1$ ，从而降低了电容的成本并节约了 PCB 空间。这种技术的另一个好处是，使用具有超低等效串联电阻 (ESR) 的电容可提供增强的模块电路稳定性。这些更新型的 **Osccon**、聚合物钽电容和陶瓷输出电容都具有一个额外的好处，即不但能够经受高温、而且采用无铅焊接工艺。

影响隔离式和 **POL** 转换器性能的决定性因素是噪声。交换 **POL** 运行在不同频率上并共享一个共有输入总线时，由此产生的不同频率及其差异会造成拍频问题，对 **EMI** 滤波造成困难。由这些频率的和差分所产生的频率可以产生拍频，其使 **EMI** 过滤变得困难。

举例而言，如果一个系统拥有两个 **POL**，其中一个运行在 **300kHz** 下，而另一个运行在 **301 kHz** 下，那么其拍频就是 **1 kHz**。这就要求具有更大、更复杂的系统滤波器。**TI** 推出的 **T2** 电源模块拥有一个 **SmartSync** 特性，该特性使设计人员能够将多个 **T2** 模块的开关频率与特定频率同步，从而消除拍频，并使 **EMI** 滤波更加轻松。**SmartSync** 可以用来设定频率，以使开关噪声在一个特别频率带(即 **xDSL** 传输频率)中被最小化。**TurboTrans** 和 **SmartSync** 是 **T2** 电源模块上的标准特性，其并不会额外增加前面所述的系统的成本。

利用业界一流的电源模块构建的电信系统让系统将有助于系统设计人员缩小系统尺寸、降低功耗、满足高性能数字电路的电源要求，同时相比稳压电压 **IBA** 系统还可以降低电源成本。

相关网站

www.ti.com.cn/power

秘笈 28 可靠的车载电源管理设计

抛负载和冷启动问题的解决

车载电源管理的要求正变得愈加苛刻，其要求电源能够工作在更宽泛的输入电压范围、更高的电流及更高的温极值条件下。这些要求将使开关模式电源设计成为主流，因为这种电源设计具有更大的灵活性、更优异的可配置性和更高的散热效率。

作者：德州仪器 John Constantopoulos、Sanmukh Patel 以及 Brad Little

开关模式的电源的核心组件是 DC-DC 转换器。今天车载转换器必须能够支持各种运行条件，例如：低压运行（也就是冷启动）和正瞬态生存性（positive transient survivability）（也就是抑制或未抑制的抛负载状态）。车载子系统的出现所带来的更高负载需求使得这些数据的设计变得更为复杂。本文将给设计者提供一个关于车载电源需求的简要介绍，并且介绍一款由 TI 最近推出的新型 DC-DC 转换器 TPIC74100。

瞬态保护

a) 抛负载

几乎所有直接连接至汽车电池的电子组件和电路都要求保护，以免于受到抑制、瞬态电压（高达60V）和反向电压状态的损害。对于这些电子电路而言，必须能够经受住电源线路上一定程度的过电压，这也是种常见的要求。对于那些要求任何特殊车载电子系统的主电源输入均能够在各种不同瞬态电压状态（包括交流发电机抛负载）下工作的车载系统来说尤为如此。

由于交流发电机控制环路关闭的速度不够快，因此，在将电池电压去除掉时，其会产生一个高输出电压脉冲。正常情况下，在汽车某个中央位置，这种高能脉冲被控制（或抑制）在一个较低的电压范围内。但是，汽车制造商还是给其供应商规定了在其电源输入端可能出现的剩余过电压。这种情况在不同轿车厂商中有所差异，但是轿车的标准峰值大约为 40V，而商务车的标准峰值则大约为 60V。一个典型抛负载脉冲的持续时间为十分之几秒，下图（图 1）显示了该抛负载状态下的典型脉冲。

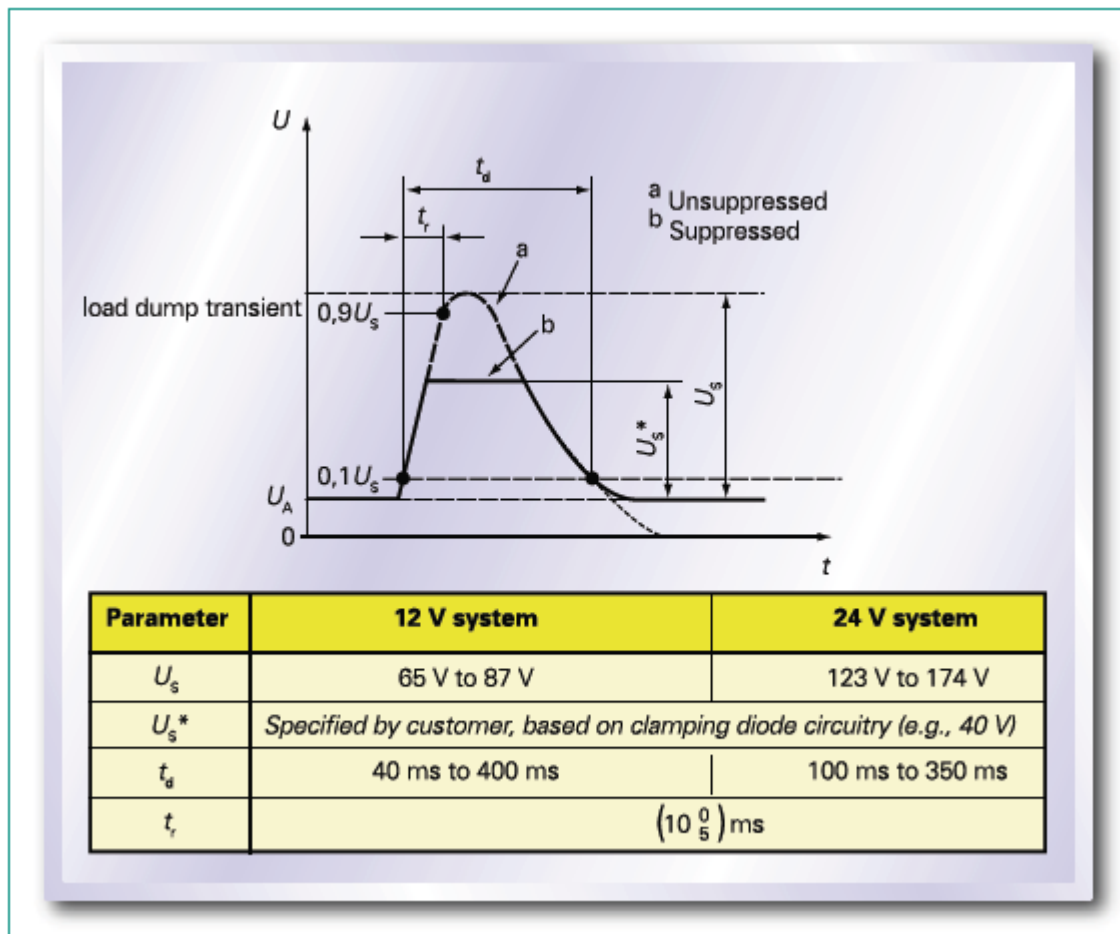


图 1 抛负载瞬态

b) 仪表板应用中的冷启动

车载环境对于电源管理芯片的需求正日益增加。这些需求之一便是需要电源管理 IC 能够在宽电压偏移范围内工作，直接连接至电池的电子系统通常都会有这种电压偏移范围。通过观察该冷启动脉冲，可以描述出此类瞬态的一个实例。这种状态可发生在寒冷环境下车辆的第一次启动。如果温度足够低（冷却至零摄氏度），那么引擎的油就会变得粘稠，通过要求提供更高的功率（扭矩），这就对马达提出了重负载要求。这样就需要能够提供更高电流的电池。重负载需求可以在该点火周期内将电池电压立刻下拉至 3V。

我们所面临的挑战是，一些应用必须在该过程中保持运行。这些应用并非只限于动力传动系 ECU 或者安全关键应用，在一些集群和信息娱乐子系统中也同样可以看到这些应用的踪影。当出现该状态时，电源管理芯片必须对输入电压进行升压，以便保持正确的调节输出电压，从而使这些电子系统可以正确地发挥作用。

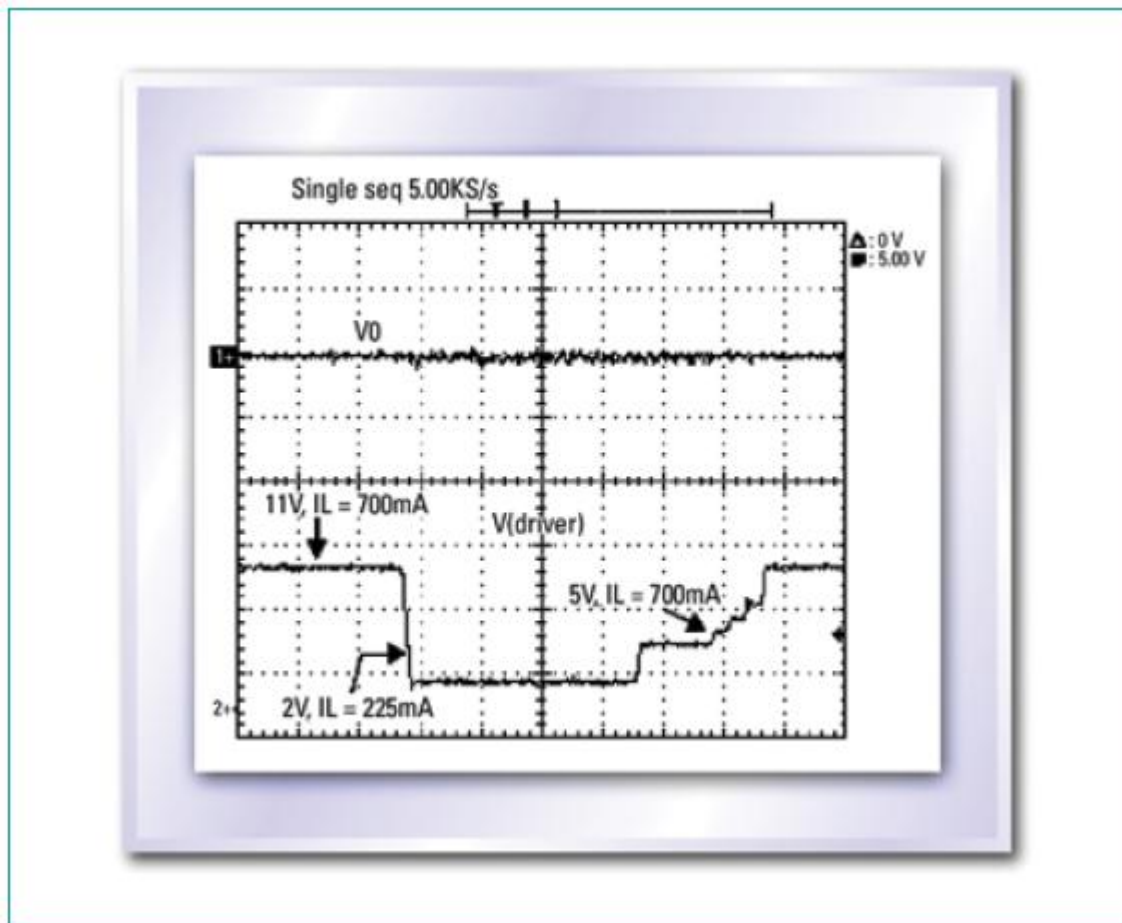


图 2、输入电压变化——冷启动

可用于升压/降压转换的拓扑结构包括若干种类：SEPIC（单端初级电感转换器），或一种纯降压/升压转换器。

SEPIC 转换器

SEPIC 转换器提供了一种降压转换，直到输入电压等于或者降到输出电压电平之下。然后，其将提供升压转换，直到电池电压降至最小容许输入电压的电平。使用 SEPIC 的一个主要弊端是，它需要一个单耦合电感器（变压器）或者两个单独电感器，以及一个耦合电容器，如图 3 所示。

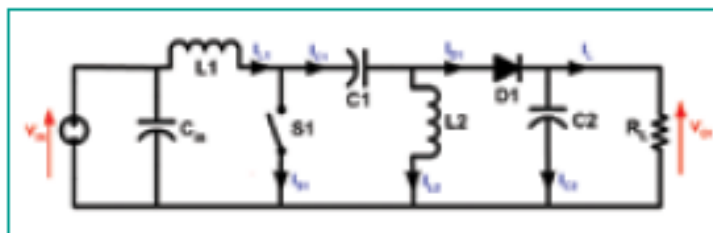


图 3、使用两个单独电感器的 SEPIC 拓扑结构

这些电感器和线圈的体积均较大，需要占用更多的 PCB 空间。在那些必须保持体积尺寸和板级空间的应用中，这种情况就更加不适宜。

启动降压—升压转换器

车载应用中，对于降压—升压转换器的需求在过去的几年中急剧增长。对于那些电压瞬态期间（例如：冷启动）需要继续“存活”的应用而言，这就更加有益。

该**降压—升压转换器**是一款典型的 DC-DC 转换器，它具有一个大于或者小于输入电压幅度的输出电压幅度。它是一款开关模式电源，具有同升压转换器和降压转换器相类似的电路拓扑结构。根据开关晶体管的占空比，可是可以对该输出电压进行调节。

这种拓扑结构由一个降压功率级及其两个功率开关组成，这两个开关又通过功率电感被连接至一个升压功率级及其两个功率开关。这些开关能够以三种不同的运行模式进行控制：降压—升压模式、降压模式和升压模式。运行的特殊芯片模式是输入到输出电压比率的函数，同时也是芯片的控制拓扑结构。

TPIC74100-Q1 是一款降压—升压开关模式调节器，其在电源概念下工作，以确保一个带输入电压偏移和规定负载范围的稳定输出电压。

TPIC74100-Q1 拥有完整的电压模式控制开关，也是在同步配置中被设计出来的，以获得整体增强效率。借助于一些外部组件（LC 组合），该器件可将输出调节至 $5V \pm 3\%$ ，以实现一个宽泛的输入电压范围，使其可以被许多高输入电压所应用。当 5V 输出轨超出规定容差时，该器件还可提供一种复位功能，用于检测和指示。

TPIC74100-Q1 拥有一个频率调制方案，允许系统设计通过在频带上扩散频谱噪声（而非在特定频率上达到峰值）来满足 EMC 要求...

5Vg 输出是一种开关 5V 调节输出，其带有内部电流限制功能，以在驱动一个电源线路电容性负载时防止“复位”坚持 (assert)。这种功能由 5Vg_ENABLE 终端控制。如果该输出（5Vg 输出）上有一个接地短路，那么输出将通过在斩波模式下运行来进行自我保护。但是，在该故障状态下，这样做就会增高 VOUT 的输出纹波电压。

降压—升压转换

根据输入电压 (Vdriver) 和输出负载条件的不同，该运行模式在降压和升压模式之间进行自动切换。

在正常运行模式中，该系统将会被配置为一个降压转换器。但是，在低输入电压脉冲期间，该器件自动地转换到升压模式运行，以维持 5V 的电压调节。当该器件正运行于升压模式且处于 5.8V 至 5V 的转换 (crossover) 窗口中时，输出调节可能包含一个高于正常情况的纹波，并且仅维持一个 3% 的容差。这种纹波和容差取决于负载情况，负载条件越高，性能就越高。

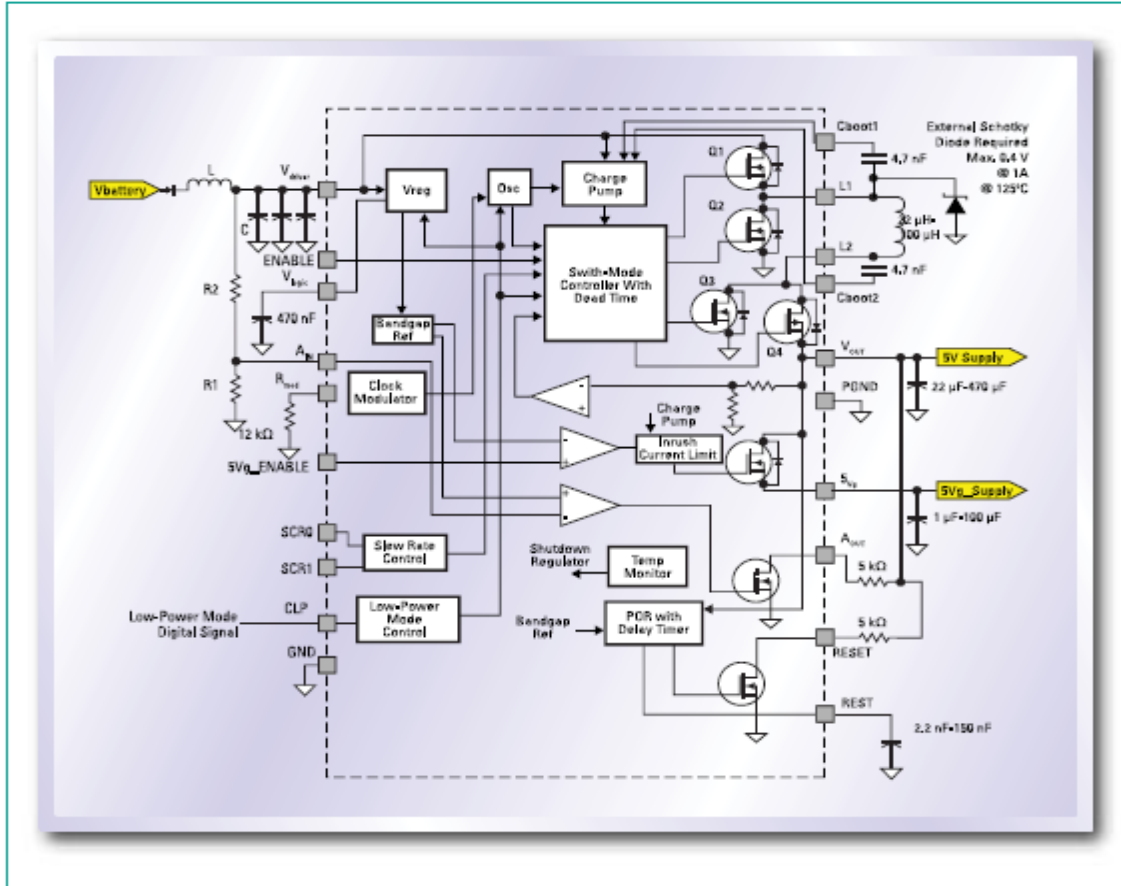


图 4、TPIC74100 概述

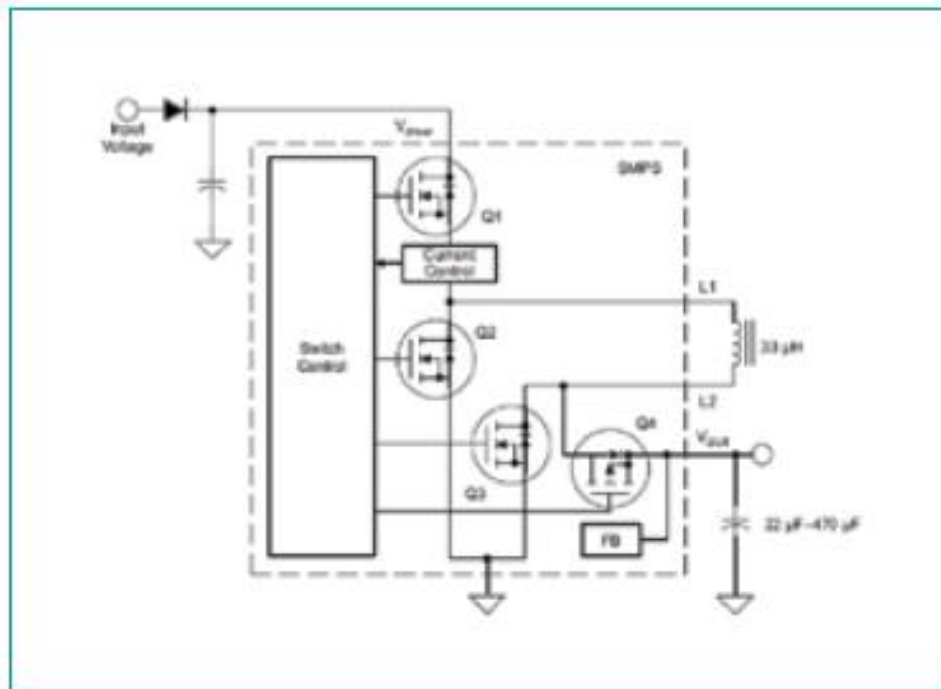


图 5、降压-升压结构

低功耗运行

在一些应用中,例如:传动系和仪表板群,要求低功耗模式运行以使车辆点火处于“关闭”时的功耗处于最小。TPIC74100-Q1 拥有一个输入 LPM,当其在轻负载(通常小于 30mA)期间被开启时将运行在 PFM(脉冲频率调制)中。在大多数系统中,许多存储器设备在点火处于“关闭”状态时仍然需要一些功率来保留数据,通常需要不到 100uA 的电流。为了支持这种运行模式,总模耗应低于 300uA。TPIC74100-Q1 拥有 150uA(典型值)静态电流的低功耗模式。通过开关频率的变化完成调节。

在 PFM 模式下,用于输出负载的减少的负载电流是不存在的。在这种模式下,转换器效率更低,由于更高的负载电流,输出电压纹波将比 PWM 模式下稍大一些。实现低功耗模式功能,以实现降压模式运行。在升压模式条件下,该器件将会自动进入 PWM 模式。通过开启低功耗模式,降压和升压之间的转换还有 PWM 模式和 PFM 模式之间的转换将同时进行。

结论

在许多车载应用中,车载瞬态电压是一个将会不断给设计人员带来挑战的问题。在许多需要在这些条件下不断保持运行的车载电源管理系统应用中,或者当电池电压意外地降到要求输出电压电平之下时,降压-升压转换器将起到一个关键作用。TPIC74100-Q1 车载降压/升压转换器将简化车载环境中的设计,并且使设计工程师可以节省外部组件数量和 PCB 空间(其具有功率开关和同步运行集成的特点)。



TPIC74100-Q1 采用一个具有散热焊盘的 20 引脚 PWP 封装，其规定的工作温度范围为 $-40^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ 。

秘笈 29 动态电源路径管理简化了太阳能板对电池的充电

最初，TI 的线性充电稳压器 bqTINY-III 系列只是设计用于通过一个 AC 适配器或 USB 端口为单体锂离子电池充电，然而，这些 IC 也非常适用于由太阳能板供电的应用。

太阳能电池通常是由 p-n 结组成的，p-n 结中入射光线能量（光子）通过导致电子和空穴的重新组合来产生电流。由于 p-n 结的特性类似于二极管的特性，因此我们通常以如图 1 中所示的电路作为太阳能电池特性的一个简化模型。

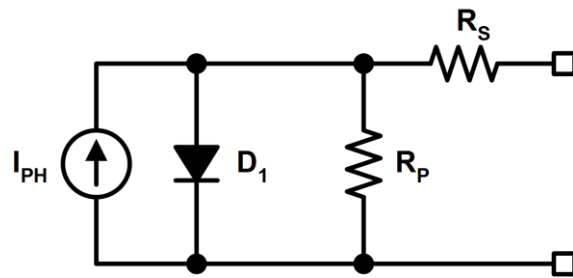


图 1 太阳能电池简化电路模型

电流源 I_{PH} 会产生一个和太阳能电池上的光量度成正比的电流。在没有负载连接的情况下，几乎所有产生的电流均流经二极管 D_1 ，其正向电压决定了太阳能电池的开路电压 (V_{OC})。该电压会因不同类型太阳能电池的特性不同而有所差异，但是，对于大多数硅电池而言，这一电压都在 $0.5V \sim 0.6V$ 之间（这也是 p-n 结二极管的标准正向电压）。在实际太阳能电池应用中，并联电阻 R_P 的漏电流很小。随着负载电流的增加， I_{PH} 产生的大部分电流从二极管中流出来并进入负载。对于大多数负载电流而言，这个过程对于输出电压仅有很小的影响。由于二极管的 I-V 特性会有轻微的变化，并且由于串联电阻 R_S 的原因（其具有连接损耗）电压会稍有下降，但输出电压却保持大体恒定。然而，有时流经 D_1 的电流太小，从而导致二极管偏置不够，并且二极管两端的电压会随着负载电流的增加而急剧下降。最后，如果所有产生的电流均只流经负载（而不流经二极管），则输出电压就会变为零。这个电流被称为太阳能电池的短路电流 (I_{SC})。 I_{SC} 和 V_{OC} 都是定义太阳能电池工作性能的主要参数之一（请参见图 2）。

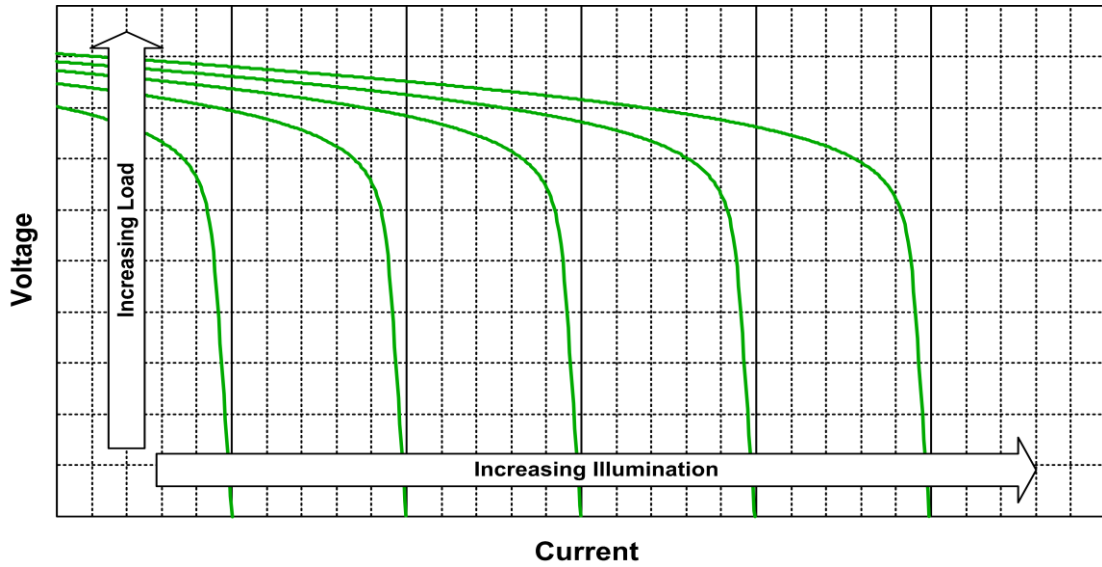


图 2 典型的太阳能电池 I-V 特性

在大多数应用中，人们都期望太阳能电池能提供尽可能多的电能。由于输出功率是输出电压和电流的乘积，因此就必须确定电池工作区域中的哪一部分所产生的 VI 值最大。这一点被称为最大功率点 (MPP)。当输出电压为其最大数值 (V_{oc}) 时，输出电流为零，这是一个极端情况；而当输出电流达到最大值 (I_{sc})，但输出电压为零时，则是另一种极端情况。在这两种情况下 VI 的乘积均为零，因此，这两种极端情况肯定都不是 MPP 点。我们可以很容易证明（或通过实验进行观察），在任何应用中，MPP 一般会出现在太阳能电池输出特性（请参见图 3）下半部分的某个位置。但问题是太阳能电池 MPP 的确切位置会因入射光线和环境温度不同而变化。所以，设计旨在动态地调节太阳能电池的输出电流，以达到太阳能电量生成系统的最大化，以便在实际应用中其能够在 MPP 点或者其临近点工作。

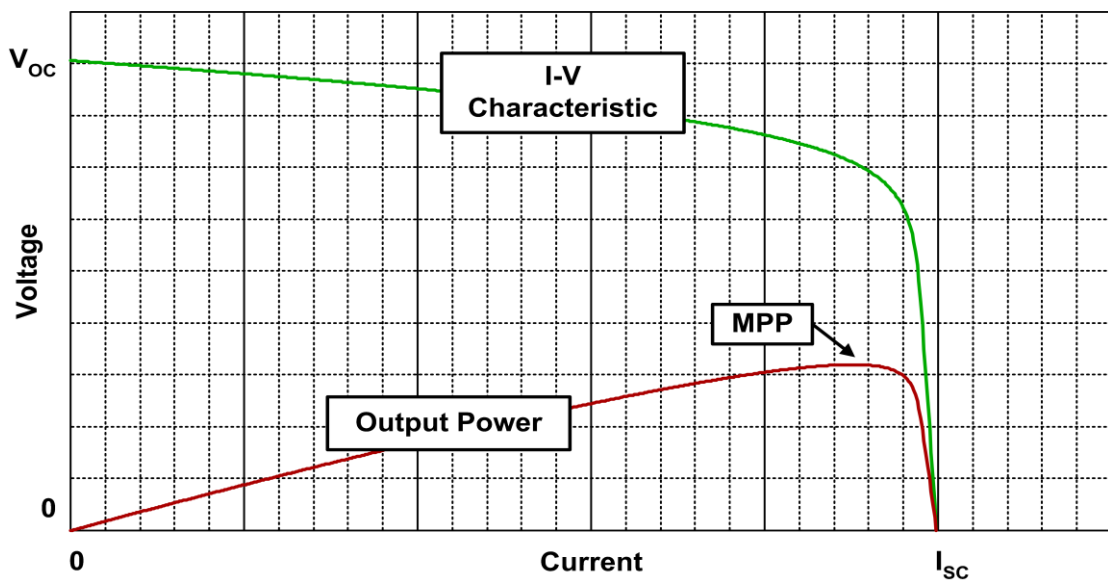


图 3 太阳能电池输出特性



实施这一方案（最大功率点跟踪器）的方法有很多，但都非常复杂，尤其是在卫星等任务关键型系统中。然而，在很多小型应用中，并不需要极其精确的 MPP 跟踪方案，只需要一个能利用率约 90%-95% 可用电能的简单低成本解决方案即可。TI 线性充电控制器 bqTINY-III 系列的动态电源路径管理 (DPPM) 功能就可用于诸如简化 MPP 跟踪器的实施。

DPPM 功能的主要原理如图 4 所示。暂时忽略 USB 输入，电路的工作原理如下：Q1 对 OUT 引脚的电压进行调节，Q2 根据一个典型的 CC-CV 锂离子充电曲线对充电电流进行调节。如果连接至 AC 引脚的电源电流不足而无法为系统供电并为电池充电，则 V_{OUT} 开始下降。如果 V_{OUT} 达到了预定义的阈值 V_{DPPM} ，bqTINY-III 则会自动将充电电流降至一个可保持 V_{DPPM} 时 V_{OUT} 的水平。

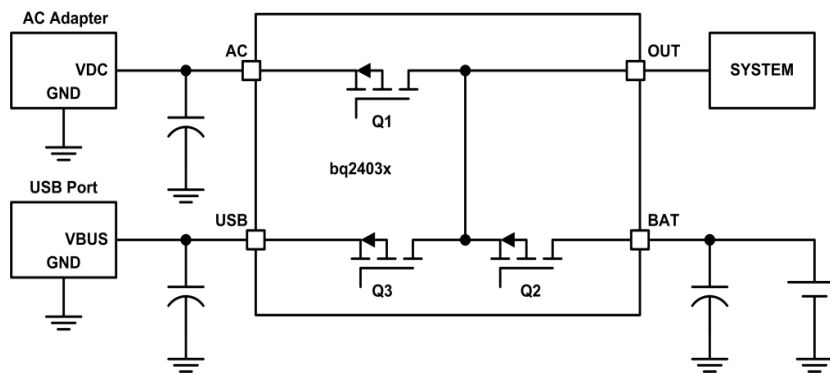


图 4 bqTINY-III 线性充电器的 DPPM 工作原理

该特性可用于图 5 所示的应用。其中，一个太阳能板被用于为一个单体锂离子电池再充电。该太阳能板由若干电池串组成，每个电池串包括 11 个串联硅电池。它的作用类似于电流限制电压源，其中电流限制是由太阳能板的大小以及照射在上面的光量来确定的。

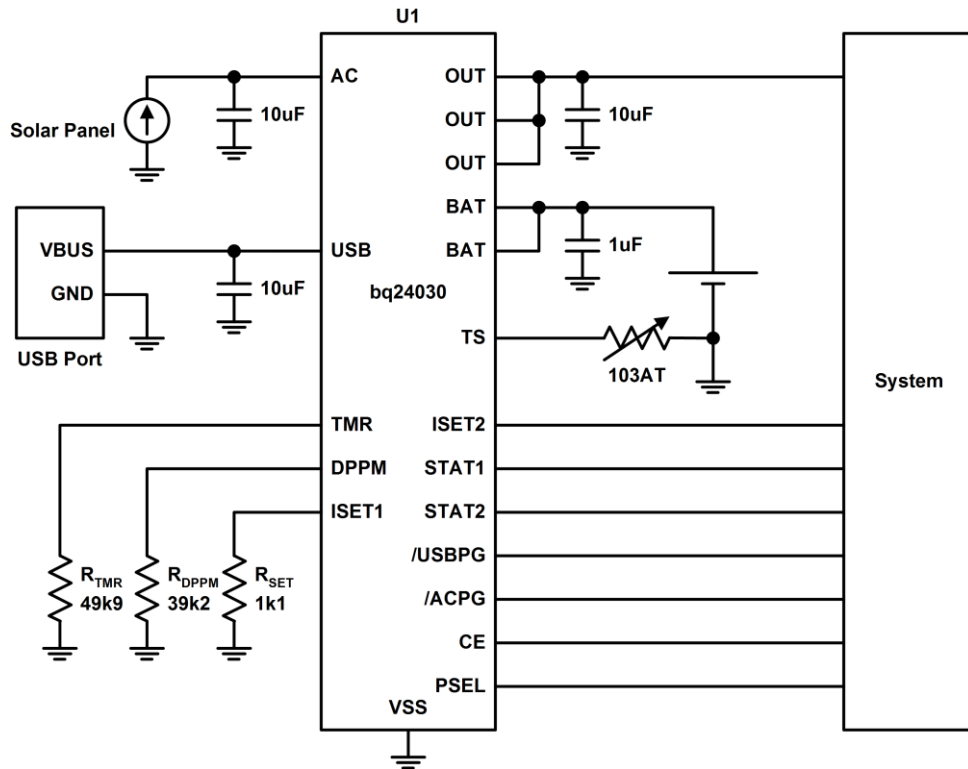


图 5 使用太阳能板对电池进行充电

从该太阳能板上获得的最大输出电压 (V_{OC}) 通常介于 $5.5V \sim 6V$ 之间。因为该电压低于 bq24030 预定义的 $6V$ 输出调节电压，Q1 被完全开启 (turned hard-on)。R_{SET} 定义了一个 $1A$ 的最大充电电流。如果其超过了太阳能电池的输出电流（取决于光线强弱），太阳能板的输出电压就会下降，从而降低了 bq24030 OUT 引脚的电压。R_{DPPM} 对 bq24030 进行了编程以自动将 I_{CHG} 降到一个容许 V_{OUT} 保持在最小 $4.5V$ 的电平。之所以采用 V_{DPPM} 这个值，是因为它非常符合太阳能板的最大功率点 (MPP)。假设 Q1 两端的电压降为 $300mV$ ，那么每个电池的电压就将会变为 $436mV$ ，这样就会最大化太阳能板的功率输出。如果 V_{OUT} 高于 $4.5V$ ，则 DPPM 就会不起作用，太阳能板的工作状态就会偏离 MPP。但是，只有所需的电能少于太阳能板所能提供的电能时，才会发生这样的情况，此时效率的降低不会有太大的影响。如图 3 所示，随着输出功率逼近 MPP，输出功率曲线变得十分平稳，然后突然急剧下降。因此，把 V_{DPPM} 设置得稍高些比设置得稍低些要好。这样就可以将不恰当的工作点对输出功率的影响最小化。

如果太阳能板提供的电能不足以为系统供电，甚至当电池充电电流已经被降低至零的时候，Q2 就会被开启， V_{OUT} 将下降到恰好低于电池电压 V_{BAT} ，而电池则能提供任何太阳能板所不能提供的电流。

bqTINY-III 还允许通过 USB 端口对电池进行充电。在这种情况下，Q₃ 就会被用来调节输入电流，以确保 USB 规范可根据 IC 的 ISET2 引脚状态满足 $100mA$ 或 $500mA$ 的要求。如果系统和充电电流的总和超过了所选 USB 的电流极限，则 V_{OUT} 就会下降且 DPPM 功能会降低充电电流，或像从前那样还



原为电池补充模式。

bqTINY-III 系列器件的另一个非常有用的特性就是如果充电器正处于 **DPPM** 状态，则其内部安全定时器就会自动延长时间。因此在低光照或电流限制的条件下，当电池充电速度较慢时，在出现错误条件之前对电池进行再充电所允许的时长得到了适当的延长，从而避免了过早的充电终止。

秘笈 30 电源应用的散热仿真

散热仿真是开发电源产品以及提供产品材料指南一个重要的组成部分。

作者：Sanmukh Patel 和 Gerry Balanon，德州仪器 (TI)

优化模块外形尺寸是终端设备设计的发展趋势，这就带来了从金属散热片向 PCB 覆铜层散热管理转换的问题。当今的一些模块均使用较低的开关频率，用于开关模式电源和大型无源组件。对于驱动内部电路的电压转换和静态电流而言，线性稳压器的效率较低。

随着功能越来越丰富，性能越来越高，设备设计也变得日益紧凑，这时 IC 级和系统级的散热仿真就显得非常重要了。

一些应用的工作环境温度为 70 到 125C，并且一些裸片尺寸车载应用的温度甚至高达 140C，就这些应用而言，系统的不间断运行非常重要。进行电子设计优化时，上述两类应用的瞬态和静态最坏情况下的精确散热分析正变得日益重要。

散热管理

散热管理的难点在于要在获得更高散热性能、更高工作环境温度以及更低覆铜散热层预算的同时，缩小封装尺寸。高封装效率将导致产生热量组件较高的集中度，从而带来在 IC 级和封装级极高的热通量。

系统中需要考虑的因素包括可能会影响分析器件温度、系统空间和气流设计/限制条件等其他一些印刷电路板功率器件。散热管理要考虑的三个层面分别为：封装、电路板和系统（请参见图 1）。

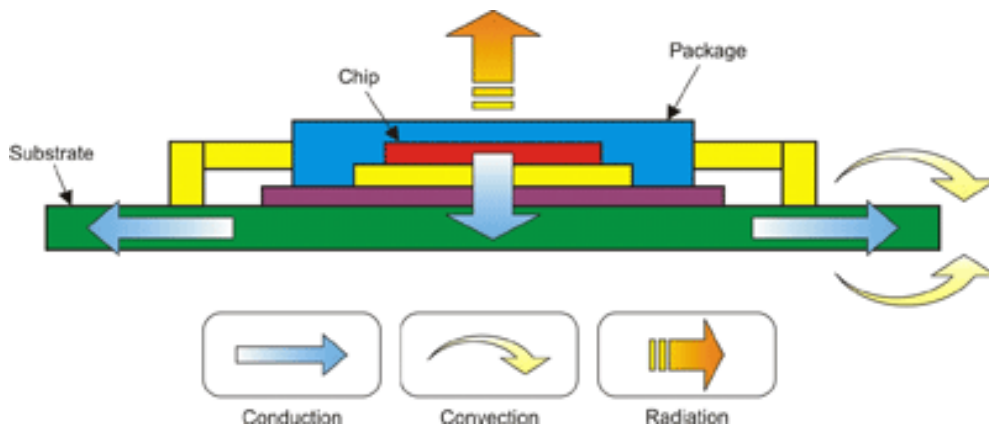


图 1 IC 封装中典型的热传递路径

低成本、小外形尺寸、模块集成和封装可靠性是选择封装时需要考虑的几个方面。由于成本成为关键的考虑因素，因此基于引线框架的散热增强封装正日益受到人们的青睐。这种封装包括内嵌散热片或裸露焊盘和均热片型封装，设计旨在提高散热性能。在一些表面贴装封装中，一些专用引线框架在封装的每一面均熔接几

条引线，以起到均热器的作用。这种方法为裸片焊盘的热传递提供了较好的散热路径。

IC 与封装散热仿真

散热分析要求详细、准确的硅芯片产品模型和外壳散热属性。半导体供应商提供硅芯片 IC 散热机械属性和封装，而设备制造商则提供模块材料的相关信息。产品用户提供使用环境资料。

这种分析有助于 IC 设计人员对电源 FET 尺寸进行优化，以适用于瞬态和静态运行模式中的最坏情况下的功耗。在许多电源电子 IC 中，电源 FET 都占用了裸片面积相当大的一部分。散热分析有助于设计人员优化其设计。

选用的封装一般会让部分金属外露，以此来提供硅芯片到散热器的低散热阻抗路径。模型要求的关键参数如下：

- 硅芯片尺寸纵横比和芯片厚度。
- 功率器件面积和位置，以及任何发热的辅助驱动电路。
- 电源结构厚度（硅芯片内分散情况）。
- 硅芯片连接至外露金属焊盘或金属突起连接处的裸片连接面积与厚度。可能包括裸片连接材料气隙百分比。
- 外露金属焊盘或金属突起连接处的面积和厚度。
- 使用铸模材料和连接引线的封装尺寸。

需提供模型所用每一种材料的热传导属性。这种数据输入还包括所有热传导属性的温度依赖性变化，这些传导属性具体包括：

- 硅芯片热传导性
- 裸片连接、铸模材料的热传导性
- 金属焊盘或金属突起连接处的热传导性。
- 封装类型 (package product) 和 PCB 相互作用

散热仿真的一个至关重要的参数是确定焊盘到散热片材料的热阻，其确定方法主要有以下几种：

- 多层 FR4 电路板（常见的为四层和六层电路板）
- 单端电路板
- 顶层及底层电路板

散热和热阻路径根据不同的实施方法而各异：

- 连接至内部散热片面板的散热焊盘或突起连接处的散热孔。使用焊料将外露散热焊盘或突起连接处连接至 PCB 顶层。
- 位于外露散热焊盘或突起连接处下方 PCB 上的一个开口，可以和连接至模块金属外壳的伸出散热片基座相连。
- 利用金属螺钉将散热层连接至金属外壳的 PCB 顶部或底部覆铜层上的散热片。使用焊料将外露散热焊盘或突起连接处连接至 PCB 的顶层。

另外，每层 PCB 上所用镀铜的重量或厚度非常关键。就热阻分析而言，连接至外露焊盘或突起连接处的各层直接受这一参数的影响。一般而言，这就是多层印刷电路板中的顶部、散热片和底部层。

大多数应用中，其可以是两盎司重的覆铜（2 盎司铜=2.8 mils 或 71 μm ）外部层，以及 1 盎司重的覆铜（1 盎司铜= 1.4 mils 或 35 μm ）内部层，或者所有均为 1 盎司重的覆铜层。在消费类电子应用中，一些应用甚至会使用 0.5 盎司重的覆铜（0.5 盎司铜 = 0.7 mils 或 18 μm ）层。

模型资料

仿真裸片温度需要一张 IC 平面布置图，其中包括裸片上所有的电源 FET 以及符合封装焊接原则的实际位置。

每一个 FET 的尺寸和纵横比，对热分布都非常重要。需要考虑的另一个重要因素是 FET 是否同时或顺序上电。模型精度取决于所使用的物理数据和材料属性。

模型的静态或平均功耗分析只需很短的计算时间，并且一旦记录到最高温度时便出现收敛。

瞬态分析要求功耗一时间对比数据。我们使用了比开关电源情况更好的解析步骤来记录数据，以精确地对快速功率脉冲期间的峰值温度上升进行捕获。这种分析一般费时较长，且要求比静态功率模拟更多的数据输入。

该模型可仿真裸片连接区域的环氧树脂气孔，或 PCB 散热板的镀层气孔。在这两种情况下，环氧树脂/镀层气孔都会影响封装的热阻（请参见图 2）。

散热定义

Θ_{ja} —表示周围热阻的裸片结点，通常用于散热封装性能对比。

- Θ_{jc} —表示外壳顶部热阻的裸片结点。
- Θ_{jp} —表示外露散热焊盘热阻的芯片结点，通常用于预测裸片结点温度的较好参考。
- Θ_{jb} —表示一条引线热阻路径下电路板的裸片结点。
-

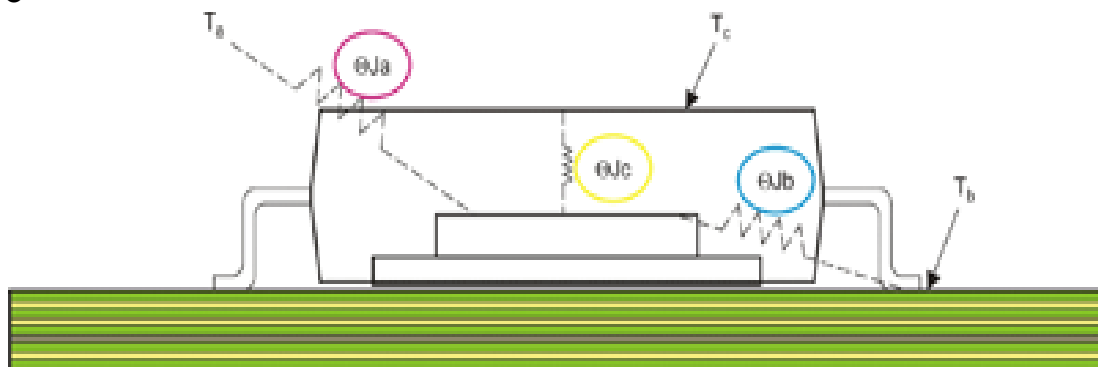


图 2 热传递的热阻路径

PCB 与模块外壳的实施

数据表明需要进行一些改动来降低顶部层附近裸片上的 FET 最高温度，以防止热点超出 150C 的 T 结点（请参见图 3）。系统用户可以选择控制该特定序列下的功率分布，以此来降低裸片上的功率温度。

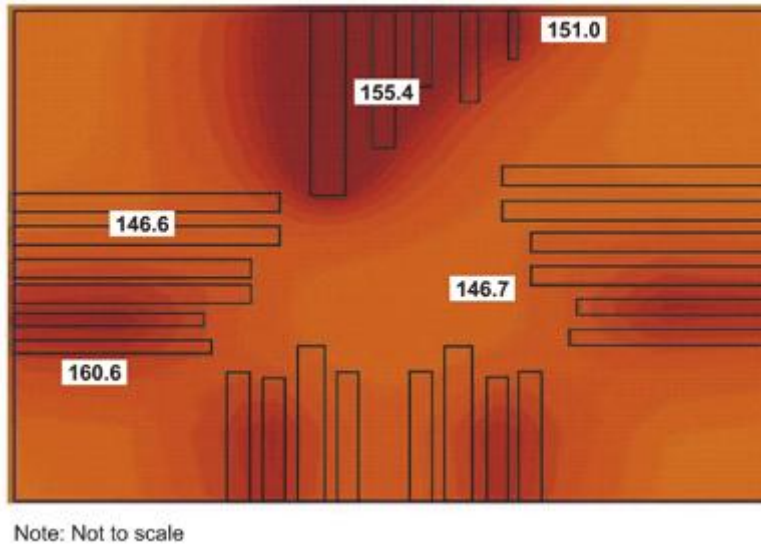


图 3 由散热仿真得到的一个结果示例

散热仿真是开发电源产品的一个重要组成部分。此外，其还能够指导您对热阻参数进行设置，涵盖了从硅芯片 FET 结点到产品中各种材料实施的整个范围。一旦了解了不同的热阻路径之后，我们便可以对许多系统进行优化，以适用于所有应用。

该数据还可以被用于确定降额因子与环境运行温度升高之间相关性的准则。这些结果可用来帮助产品开发团队开发其设计。

如欲了解有关封装和散热参考文献的更多详情，敬请访问：
<http://www-s.ti.com/sc/techlit/slma002.pdf>