
模拟应用期刊

2015 年第 4 季度



德州仪器 2015年版权所有

目录

引言	3
汽车	
了解 DCS-Control™ 拓扑中的频率变化	4
DCS-Control™ 拓扑是基于导通时间之拓扑的一个实例，其可有效地提供许多汽车应用中所需的低噪声和快速瞬态响应。本文介绍了该拓扑的操作细节和应用实例，以阐释引起频率变化的因素。	
工业	
具有两个运放的仪表放大器的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图	8
仪表放大器的常见问题包括失真的输出波形、错误的器件增益或“阻塞”输出。本文介绍了 V_{CM} 与 V_{OUT} 的关系曲线图，并透彻地分析了两运放拓扑。推导出了内部节点方程，并使用这些方程来绘制一个内部放大器的输入共模和输出摆幅限值与仪表放大器的共模电压之间的函数关系曲线。另外，还介绍了一款用于模拟 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图的软件工具。	
隔离式栅极驱动器的共模瞬变抗扰度	13
具有良好共模瞬变抗扰度 (CMTI) 的栅极驱动器支持较快的开关操作速度。本文介绍了通用脉宽调制 (PWM) 方案的背景、与高开关频率相关联的转换损耗，并提供了能够减少转换时间损耗的隔离式栅极驱动器解决方案。	
利用高性能的数字隔离技术来超越极限	18
传统的光纤和磁隔离解决方案如今可用电容式数字和模拟器件来取代，以满足强化型隔离应用的要求。本文将讨论那些正在推动隔离技术领域中的尖端创新并受益于这些创新的主要终端应用。	
通信	
如何为图腾柱 PFC 减少 AC 过零点上的电流尖峰	23
在 AC 过零点上的电流尖峰阻止了图腾柱 PFC 的广泛应用普及。电流尖峰的诱因是很复杂的：接通顺序、MOSFET 体二极管的缓慢反向恢复、MOSFET 的大 C_{OSS} 、具有几乎 100% 占空比的有源 FET 的突然接通、同步 FET 的骤然接通，等等。本文阐述了发生常见问题的四种情形。随后介绍了一款可显著减少电流尖峰并改善 THD 的解决方案，并提供了定时分析和性能波形。	
个人电子产品	
利用双充电器实现更快、温升更低的充电	27
人们对于较高充电电流和较小设备尺寸的需求增多了充电器的热管理问题。本文将说明 I-FET 双充电器（按照应用的允许，可采用并联或级联配置）如何提供更好的散热效果，从而在实现更快、温升更低的充电和更长的设备运行时间之外还可降低 IC 和外壳温度。	
TI 全球技术支持	31

如需查阅《模拟应用期刊》
(Analog Applications Journal)
 的过往期刊，敬请访问以下网址：
www.ti.com.cn/aaj
 通过下面的网址订阅 AAJ：
www.ti.com.cn/subscribe-aaj

引言

《模拟应用期刊》(AAJ) 是一本模拟技术文摘，由 TI 按季度发行。这些文章面向广大设计工程师、工程经理、系统设计师和技术员，旨在让他们了解如何运用 TI 模拟产品解决各种设计问题和满足设计要求。读者可以在文中找到一些指导性的内容、实际工程设计和详细的数学计算方法，其涉及的应用门类如下：

- 汽车
- 工业
- 通信
- 企业系统
- 个人电子产品

《模拟应用期刊》文章包括许多有用的建议和经验法则，为广大年轻工程人员或者刚刚进入模拟行业的新手以及高级模拟技术工程师们提供指导。适当情况下，读者还会看到软件例程和程序结构相关内容，并且了解和学习设计工具。这些前瞻性的文章针对当前及未来的产品解决方案提供了有价值的见解。不过，针对许多涉及了作为当今产品之基础的传统技术和解决方案的文章，这份长期出版的精选文摘还为读者提供了档案查阅服务。这意味着 AAJ 可以作为一种适用于众多模拟产品、应用和设计工具的关联搜索工具。

了解 DCS-Control™ 拓扑中的频率变化

作者：Chris Glaser

应用工程师

引言

在汽车市场里，有一个常见的要求是避免干扰 AM 无线电波段或其他敏感的电子器件（如传感器）。对于电源的一个例子是将其开关频率设定在高于约 1.8 MHz，旨在把所有的噪声均保持在一个比最高 AM 无线电信号更高的频率。

如果把该频率设定得比最低无线电信号更低，则较高频率谐波将在带内并很有可能产生干扰。大多数新式电源都不像在传统的电压或电流模式控制中那样采用一个实际的振荡器来设定其开关频率。取而代之的是，控制导通时间或关断时间，然后提供一个相对恒定的工作频率。

DCS-Control™ 拓扑是基于导通时间的拓扑的一个实例，其可有效地提供许多汽车应用中所需的低噪声和快速瞬态响应。虽然其开关频率确实变化，但是这种变化是得到理解和控制的，而且对于汽车和其他频率敏感型应用而言通常是足够的。

应用示例

图 1 示出了典型汽车信息娱乐设备中使用的 DCS-Control 拓扑的基本方框图。^[1, 2]

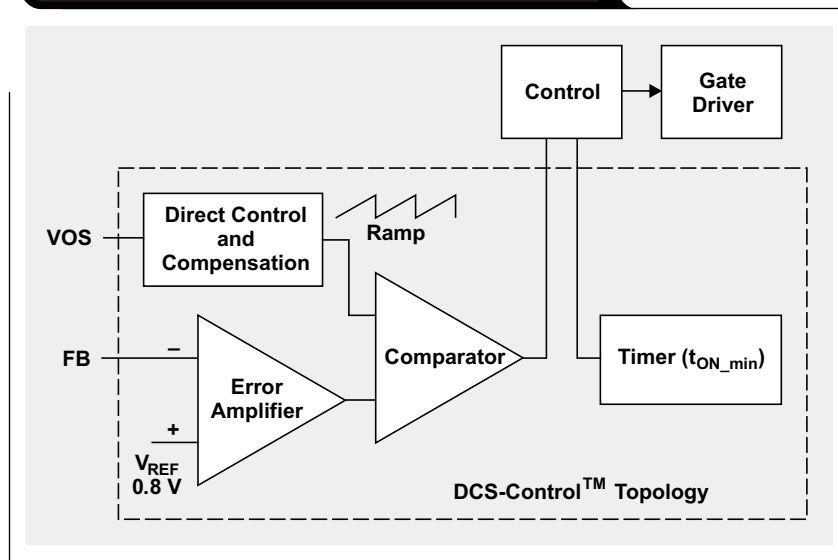
如参考文献 1 中解释的那样，定时器 (t_{ON_MIN}) 负责通过根据 V_{IN} 和 V_{OUT} 调整导通时间（借助 (1) 式）来提供一个受控的开关频率。

$$t_{ON} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times 400 \text{ ns} \quad (1)$$

当 DCS-Control 器件在导通时间由定时器设定的情况下工作时，400 ns 的数值把理想的开关频率设定在 2.5 MHz。然而，由于电路损耗、传播延迟的原因，而且在某些特定的应用情况下，操作并非始终遵循由定时器设定的导通时间。因此，频率发生变化。根据器件工作的占空比（理想情况下为 V_{OUT}/V_{IN} ）对引起这种变化的原因分组在一起。

实测数据阐释了 DCS-Control 拓扑之频率变化背后的原理。为了更好地说明此概念，选择了 TPS62130（目录版本），这款器件提供了两种开关频率，即：2.5 MHz 和 1.25 MHz。2.5 MHz 数据精确地匹配 TPS62130A-Q1 数据，因为这两款器件均提供了 2.5 MHz 设定值。所有的数据都是在具有一个 $2.2 \mu\text{H}$ 电感器和两个 $22 \mu\text{F}$ 输出电容器（以抑制 DC 偏置的影响）的评估模块上获取的。

图 1: TPS62130A-Q1 转换器中的 DCS-Control™ 拓扑的方框图



中等占空比

在把 12 V 汽车电池转换为用于通用串行总线 (USB) 端口之 5 V 的典型应用中, 所需的占空比不是极高或极低。该场合中的频率变化非常低, 因为导通时间和关断时间并不位于其极限值。图 2 示出了采用一个 5 V 输出电压、两种频率设置和两种不同负载电流时的实测开关频率、导通时间和关断时间。中等占空比指的是那些高于 9 V (对于 2.5 MHz 设置) 和高于 7 V (对于 1.25 MHz 设置) 的输入电压。

图 2b 示出了频率变化水平很低背后的原因。导通时间与定时器设定的理想导通时间以及 (1) 式匹配得非常好 (对于负载和频率设定值)。在中等占空比条件下频率变化幅度很小的原因是: 抑制了损耗和传播延迟。

在图 2a 中, 由于损耗的缘故, 频率随着负载的加重而增加。较高的负载需要略高一点的占空比以抑制电路中的阻性损耗。由于导通时间对于 1 A 负载和 3 A 负载是相同的, 因此减少关断时间以实现较高的占空比 (图 2c)。相同的导通时间和一个缩短的关断时间将导致较短的周期和较高的频率。

而且, 频率随着输入电压的增加而轻微减小。由于导通时间随着输入电压的增加而减少, 因此对于较小的导通时间值而言, 器件中的固定传播延迟对实现的导通时间具有更加明显的影响。定时器负责设定导通时间以实现某个频率, 但是其输出信号在到达功率晶体管之前通过控制和栅极驱动器 (示于图 1)。穿越该路径需要花费有限的时间量。例如, 倘若需要一个 200 ns 的导通时间, 而且传播延迟为 20 ns, 则实际导通时间将为 220 ns (比所需的高出 10%)。但是, 假如输入电压增加且期望的导通时间减少至 100 ns, 那么相同的 20 ns 延迟将使实际导通时间增加 20%。对于低占空比, 这种影响将进一步明显。

高占空比

虽然汽车电池的标称工作电压在 12 V 左右, 但来自大电流负载的瞬变 (比如: 起动引擎) 会降低电池电压。对于电源这表现为线路电压瞬变, 这意味着在某些应用中需要采用更加先进的控制。只要输入电压未降至低于输出电压的电平, DCS-Control 拓扑就可在此类线路电压和负载瞬变期间保持输出调节作用。

图 2: 具有一个 5 V 输出的 TPS62130

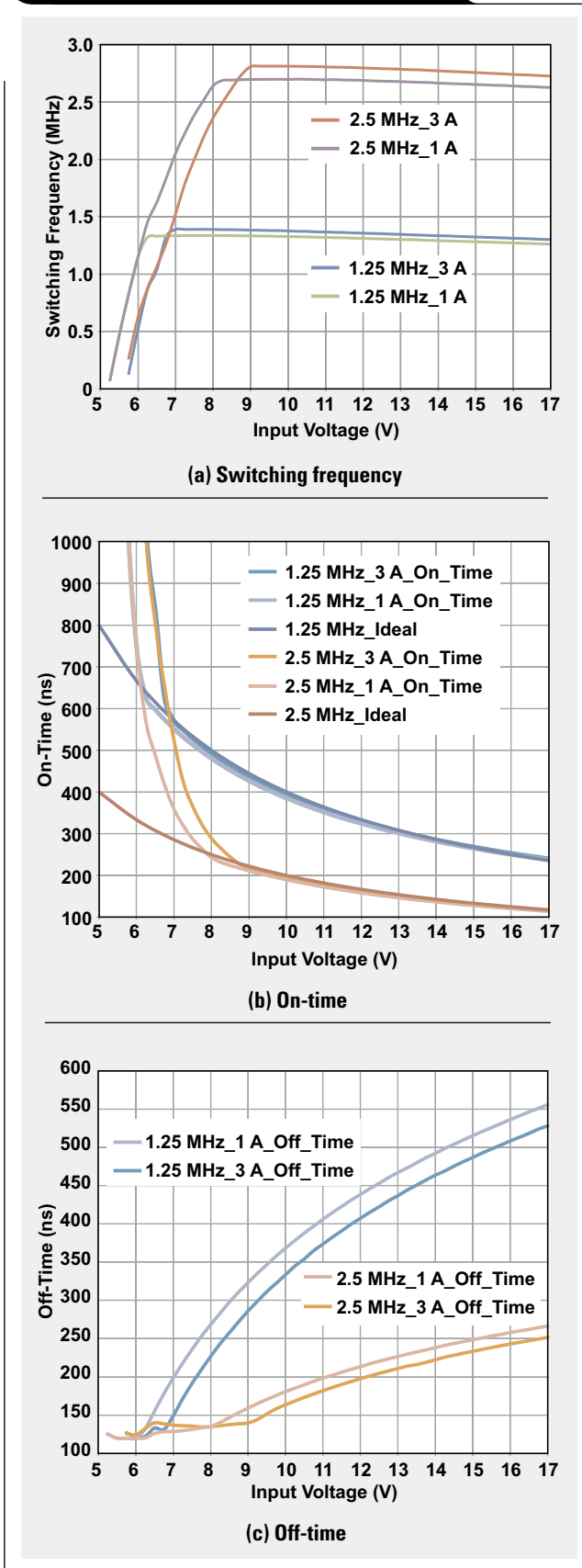


图 3 示出了对于一个 3.3 V 输出的实测数据。当转换器的输入电压下降时，占空比增加。在高占空比条件下，开关频率由于损耗和最小关断时间的原因而减小。高占空比指的是图 2a 和 3a 最左边的部分，开关频率在此区域中从其标称值逐渐减小至接近于零。

高占空比在该拓扑中展示了一个最小关断时间。由于高占空比出现在较低输入电压和较高输出电压的条件下，所以在导通时间里存储于电感器中的能量较低。这个结果源于电感器两端的电压低得多。为了最大限度地提升效率，设定了一个最小关断时间以确保给输出端提供充足的电能。这在省电模式中是特别有帮助的，此模式中提供一定量的电能以使输出在更长的时间里处于较高的电平。这在开关脉冲和较高效率之间导致了一个间隙。从图 3c 可见，一旦达到最小关断时间（对于 2.5 MHz 设置，其在一个 6 V 输入电压的附近），导通时间开始从理想值上升，以在与较低输入电压对应的占空比中实现所需的增加。图 2c 和图 3c 示出了最小关断时间的 120 ns 近似值。

此外，由于输入电压值也较低，因此最小关断时间在高占空比条件下迅速达到。当输入电压低于 6 V 时，位于 DCS-Control 器件内部的高端 MOSFET 的电阻 ($R_{DS(on)}$) 增大，从而产生较高的损耗并加大了所需的占空比扩展。例如：在较低的输入电压条件下，3 A 负载显示的导通时间长于 1 A 负载。

低占空比

低占空比随着较低的输出电压（例如：1 V 和 1.8 V）而出现。相对高的 12 V 输入电压需要有时低于 10% 的占空比。至于期望的 400 ns 周期，这要求接近甚至低于 40 ns 的导通时间。对于任何转换器而言，要实现这么小的导通时间都是颇具挑战性的，或者实际上是不可能的（因绝对最小导通时间之故）。TPS62130 数据表注释了一个在这些场合中出现的 80 ns（典型值）绝对最小导通时间。这是在低占空比条件下引起频率变化的主要根源。如前文说明的那样，添加至小导通时间的固定传播延迟是另一个导致频率变化的起因。图 4 示出了对于一个 1.8 V 输出电压的实测数据。

图 3: 具有一个 3.3 V 输出的 TPS62130

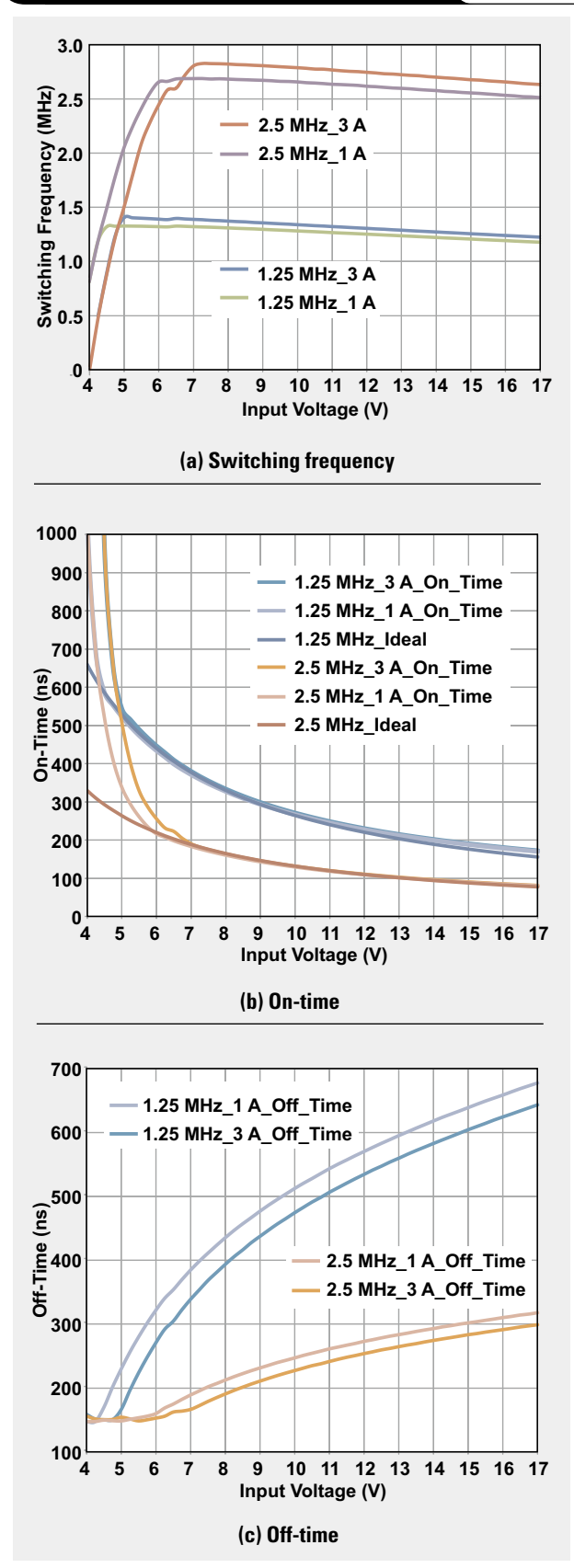


图 4b 中的 2.5 MHz 曲线清楚地显示了一个在 80 ns 左右的最小导通时间。这给可实现的开关频率设定了一个上限。1.25 MHz 曲线显示了与图 2a 和 3a 相似的良好频率变化。由于该 1.8 V 输出时的导通时间较小，因此固定的传播延迟相对于输出电压的升高引起了一个更加陡峭的向下频移，这导致了一个较低的频率。

此外，我们在 2.5 MHz 曲线中看到的颠簸不平（图 4a）还显示了对导通时间的第三个影响因素：比较器。在某个瞬变期间，该比较器把导通时间扩展至超过定时器的输出以向输出端提供更多的能量，从而使输出电压更快地恢复。这是迟滞转换器的一个关键的方面，并解释了 DCS-Control 拓扑的快速瞬态响应。

尽管 80 ns 的最小导通时间和定时器的输出在整个输入电压范围内并未发生很大的改变，然而输出信号则由于电感器电流上变化不定的纹波之故而确实有所变化。输入电压升高时纹波增大。在输出电容器中的等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL) 两端拥有更大的纹波将产生更多供比较器做出响应的信号，从而提高系统的速度。在 12 V 和 13 V 之间，存在足够的信号且比较器不再控制导通时间。最小导通定时器负责控制它。于是，在高于该输入电压的条件下实现了较高的频率。

针对较低频率的一种解决方案是 12 V 至负载的两级转换。由于更加适中的每级导通时间，所以至非常低输出电压的两级转换（比如：通过 5 V）可在两级中均实现一个较高的频率。

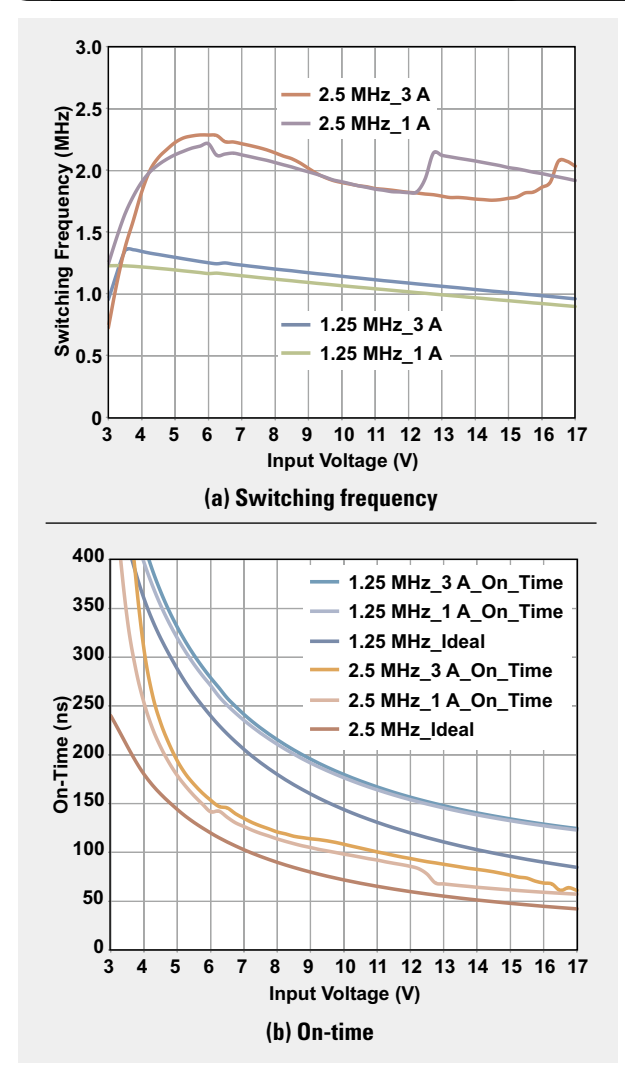
最后，随着输出电压的降低而出现的较低开关频率将增加电感器电流纹波，但是此纹波已经因为低输出电压的缘故而被降低了（(2) 式）。较低的输出电压在开始时具有较少的电流纹波。当遵循数据表中针对电感和开关频率给出的建议时，这个较低的开关频率并未把输出电流限制在 3 A 的器件额定值以下。

$$\Delta I_{L(\max)} = V_{\text{OUT}} \times \left(\frac{1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\max)}}}{L_{(\min)} \times f_{\text{SW}}} \right) \quad (2)$$

结论

DCS-Control 拓扑和其他非基于振荡器的控制拓扑的开关频率随着应用条件的变化而改变。视占空比的不同，导通时间和频率受到损耗、最小关断时间、绝对最小导通时间、传播延迟或比较器的影响。这种运行方式是得到理解并在预料之中的，并且保持了输出电压调节。较低的工作频率提供了较高的效率，且并未降低输出电流能力。对于 USB 端口和具有较高电压的系统电源轨的常见应用，高频操作得以保持。

图 4: 具有一个 1.8 V 输出的 TPS62130



参考文献

1. 作者: Chris Glaser, 《高效率、低纹波 DCS-Control 可提供脉宽调制 (PWM) / 节能模式的无缝转换》, TI 模拟应用期刊, 2013 年第三季度 (SLYT531)。
2. 数据表, “采用 DCS-Control™ 的 TPS6123xA-Q1 3 V 至 17 V 3 A 降压型转换器”, 德州仪器, 2014 年 5 月。
3. TPS62130EVM-505, “用于采用 3 x 3 mm、16 引脚 QFN 封装的 3 A、同步、降压型转换器 TPS62130 的评估模块”, 德州仪器。

相关网站

订阅 AAJ:

www.ti.com/subscribe-aj

具有两个运放的仪表放大器的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图

作者: Pete Semig

模拟应用工程师, 精密型放大器

背景

在 TI E2E™ 社区中, 针对仪表放大器最常见的问题涉及到解释产品数据表中给出的“共模电压与输出电压 (V_{CM} 与 V_{OUT})”关系曲线图。对这幅曲线图的曲解和误解将导致那些说明失真输出波形、错误器件增益或“阻塞”输出的论坛帖子随之出现。当答复某个应用问题时, 验证器件工作在“ V_{CM} 与 V_{OUT} 关系”曲线图的限值范围之内始终是我检查的第一件事。

本文介绍了一款具有两个运算放大器(运放)的仪表放大器的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图, 并透彻地分析了这种放大器拓扑。此外, 还推导出了内部节点方程, 并使用这些方程来绘制每个内部放大器的输入共模和输出摆幅限值与仪表放大器的共模电压之间的函数关系曲线。最后, 介绍了一款用于模拟 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图的软件工具。

V_{CM} 与 V_{OUT} 的关系曲线图

仪表放大器之所有内部放大器的输入共模和输出摆幅限制因素在 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图中进行了表示。

两运放仪表放大器的典型 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图示于图 1。该曲线图的内部限定了仪表放大器的线性工作区, 因为曲线图中的每根线对应于两个内部放大器之一的某个输入或输出限制因素。 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图是针对一个特定的电源电压、基准电压和增益而规定的, 如图 1 所示。

在 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图的边界以外运作将致使器件工作于一种非线性模式, 如图 2 所示。

一篇包括三个部分的系列文章和博客帖子讨论了广泛使用的三运放仪表放大器的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。^{[1], [2]} 两运放仪表放大器因其低成本和相对大的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图而很受欢迎。

图 1: 两运放仪表放大器的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图

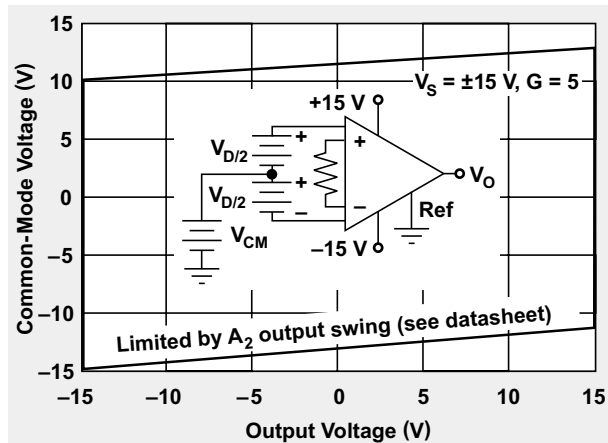
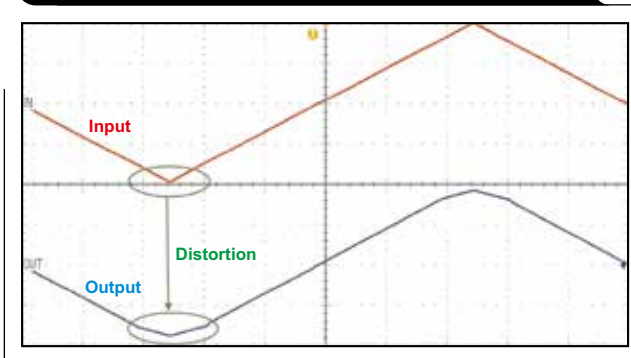


图 2: 由于违犯 V_{CM} 与 V_{OUT} 的关系而产生的仪表放大器输出失真^[1]



两运放仪表放大器的分析

图 3 描绘了连接至一个输入信号的典型两运放仪表放大器。该拓扑具有高输入阻抗且仅需一个电阻器 R_G 来设定增益，这与三运放拓扑是相同的。

另外，图 3 还表达了共模 (V_{CM}) 和差模 (V_D) 电压的定义。理想情况下，差分放大器（例如：运放、差动放大器、仪表放大器）可抑制共模电压 V_{CM} 。

然而，从 V_{+IN} 和 V_{-IN} 至输出的信号路径不平衡降低了器件的共模抑制比 (CMRR)，特别是在整个频率范围内（图 4）。CMRR 的这种下降是两运放仪表放大器的成本通常低于同档次三运放仪表放大器的主要原因之一。

用于图 3 所示电路的转移函数在 (1) 式中给出。请注意电压并未出现在该式中，因为在理想的情况下其被仪表放大器所抑制。

$$V_O = (V_{+IN} - V_{-IN}) \times G + V_{REF} = V_D \times G + V_{REF} \quad (1)$$

推导该拓扑的转移函数有助于理解 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。

图 5 示出了图 3 中原理图的一幅更加传统的制图。为了确定基准电压在输出端上产生的电压 $V_{O(VREF)}$ ，通过把输入电源短路至地来应用叠加。

放大器 A_2 根据 R_{FA2} 与 R_R 之比给 V_{REF} 施加一个反相增益。同样， A_1 根据 R_{FA1} 与 R_{OA2} 之比给 A_2 的输出电压施加一个反相增益。(2) 式描述了用于 V_{REF} 的转移函数。

$$\begin{aligned} V_{O_VREF} &= V_{REF} \left(\frac{-R_{FA2}}{R_R} \right) \left(\frac{-R_{FA1}}{R_{OA2}} \right) \\ &= V_{REF} \left(\frac{R_{FA1} \times R_{FA2}}{R_R \times R_{OA2}} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

图 3：两运放仪表放大器的拓扑

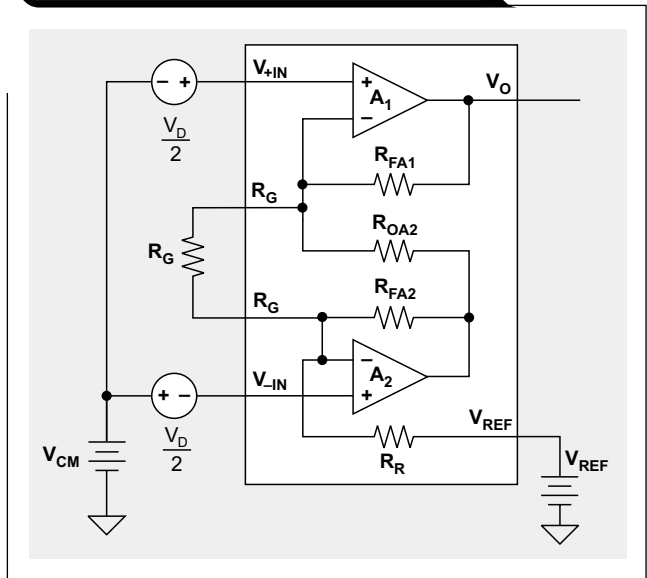


图 4：两运放与三运放拓扑的 CMRR 比较

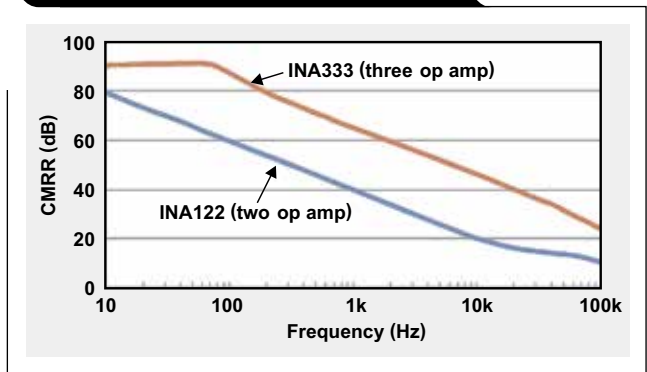
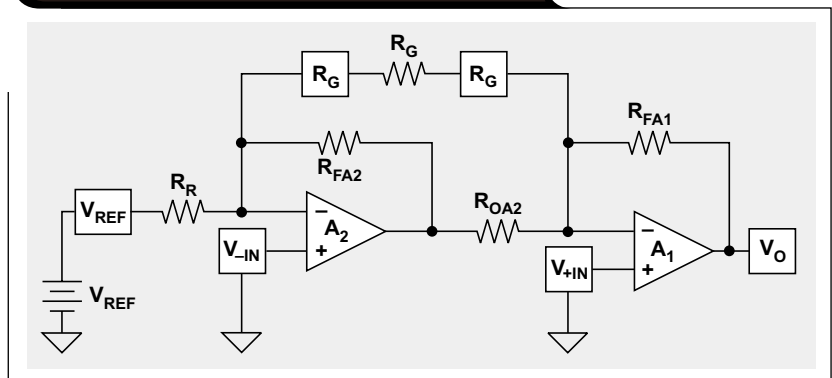


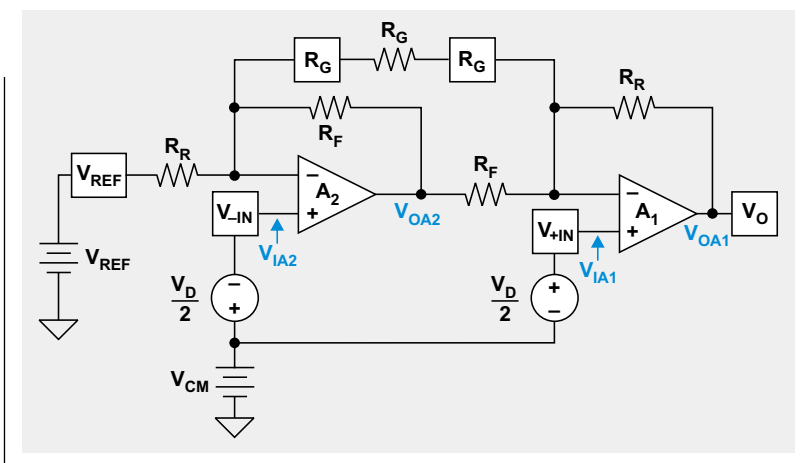
图 5：用于图 3 的替换制图



施加至仪表放大器之基准电压的增益应为 1 V/V。为了满足这一要求，设定 $R_{FA1} = R_R$ 和 $R_{FA2} = R_{OA2} = R_F$ 。图 6 示出了经过更新的两运放拓扑，该拓扑产生了用于基准电压的单位增益。此外，为了便于今后的分析还给内部节点做了标记。

尽管只有两个放大器和五个电阻器，但图 6 中的电路却有 6 个增益项。这是因为每个放大器给三个输入信号施加了增益。虽然可能很明显 A_2 给 V_{-IN} 和 V_{REF} 施加了增益，不过 A_2 也通过 A_1 和 R_G 输入两端的虚短路给 V_{+IN} 施加了增益。同样， A_1 给 V_{OA2} 、 V_{+IN} 和 V_{-IN} 施加了增益。(3)~(8) 式描述了与两运放仪表放大器相关的 6 个增益项。

图 6：两运放拓扑（给内部节点做了标记）



$$G_{A2VR} = \frac{-R_F}{R_R} \tag{3}$$

$$G_{A1VOA2} = \frac{-R_R}{R_F} \tag{6}$$

$$G_{A2V-IN} = 1 + \frac{R_F}{R_G \parallel R_R} \tag{4}$$

$$G_{A1V+IN} = 1 + \frac{R_R}{R_G \parallel R_F} \tag{7}$$

$$G_{A2V+IN} = \frac{-R_F}{R_G} \tag{5}$$

$$G_{A1V-IN} = \frac{-R_R}{R_G} \tag{8}$$

(9) 式和 (10) 式描述了放大器 A_1 和 A_2 的输出电压。

$$V_{OA1} = V_O = V_{+IN}(G_{A1V+IN}) + V_{-IN}(G_{A1V-IN}) + V_{OA2}(G_{A1VOA2}) \tag{9}$$

$$V_{OA2} = V_{+IN}(G_{A2V+IN}) + V_{-IN}(G_{A2V-IN}) + V_{REF}(G_{A2VR}) \tag{10}$$

用 (10) 式代替 (9) 式中的 V_{OA2} ，并通过简化得出了 (11) 式。

$$V_O = V_{+IN}(G_{A1V+IN} + G_{A2V+IN}G_{A1VOA2}) + V_{-IN}(G_{A1V-IN} + G_{A2V-IN}G_{A1VOA2}) + V_{REF} \tag{11}$$

(11) 式中增益项之间的关系示于 (12) 式。

$$\begin{aligned} G_{A1V+IN} + G_{A2V+IN}G_{A1VOA2} &= -(G_{A1V-IN} + G_{A2V-IN}G_{A1VOA2}) \\ &= G_{A1V+IN} - G_{A1V-IN} = 1 + \frac{R_R}{R_F} + \frac{2R_R}{R_G} \end{aligned} \tag{12}$$

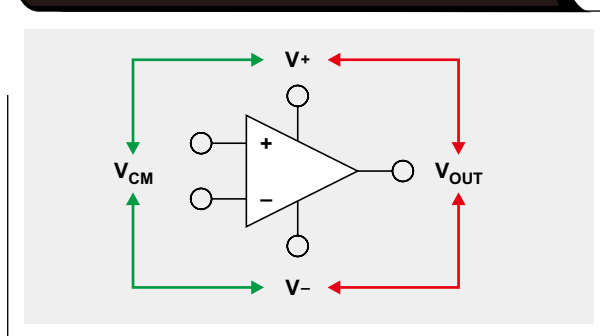
最后，采用 (11) 和 (12) 式，两运放仪表放大器的转移函数如 (13) 式所示，其与 (1) 式相符。

$$\begin{aligned} V_O = V_{OA1} &= (V_{+IN} - V_{-IN}) \times G + V_{REF} \\ &= V_D \times \left(1 + \frac{R_R}{R_F} + \frac{2R_R}{R_G} \right) + V_{REF} \end{aligned} \tag{13}$$

运放限制因素

仪表放大器的线性操作取决于其主要构件的线性操作：运放。当输入和输出信号分别处在器件的输入共模和输出摆动范围之内时，运放线性地工作。用于给运放供电的电源电压 (V_+ 和 V_-) 限定了这些范围 (图 7)。

图 7：运放输入共模和输出摆动范围取决于电源^[1]



共模和输出摆幅限值的实例示于图 8。请注意，共模范围和输出摆动范围不必相同。

两运放节点方程

在扎实地了解了两运放仪表放大器和运放限制因素之后，下一步是细阅如图 6 中所示的节点方程。 V_{OA2} 和 V_{OA1} 的方程已分别由 (10) 式和 (13) 式给出。用于图 6 中的 V_{IA1} 和 V_{IA2} 的方程给出如下：

$$V_{IA1} = V_{+IN} = V_{CM} + \frac{V_D}{2} \quad (14)$$

$$V_{IA2} = V_{-IN} = V_{CM} - \frac{V_D}{2} \quad (15)$$

V_{CM} 与 V_{OUT} 的关系曲线图会随着增益和基准电压而变化。因此，必须求解 (10) 式和 (13)~(15) 式，以得出作为增益项、 V_{CM} 和 V_{REF} 之函数的 V_O 。实现这点的一个重要关系是通过 (13) 式求解 V_D 获得的，如 (16) 式所示。

$$V_O = V_D \times G + V_{REF} \rightarrow V_D = \frac{V_O - V_{REF}}{G} \quad (16)$$

在完成了所有的正确代换并求解了 V_O 之后，(17)~(20) 式在两款两运放仪表放大器的输出端捕捉其线性工作区，作为每个放大器的增益项、 V_{CM} 和 V_{REF} 、以及共模和输出限制因素 (V_{IA1} 、 V_{IA2} 、 V_{OA1} 、 V_{OA2}) 的一个函数。

$$V_{O_IA1} = 2 \times G \times (V_{IA1} - V_{CM}) + V_{REF} \quad (17)$$

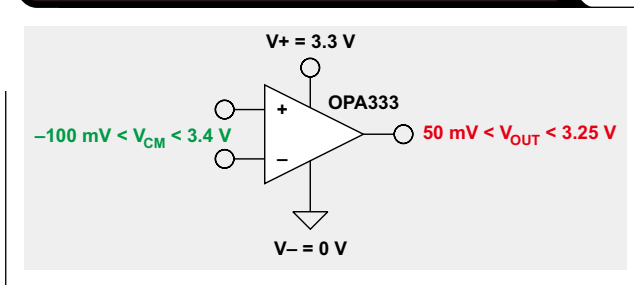
$$V_{O_IA2} = -2 \times G \times (V_{IA2} - V_{CM}) + V_{REF} \quad (18)$$

$$V_{O_OA1} = V_{OA1} \quad (19)$$

$$V_{O_OA2} = 2V_{CM} - V_R + 2G_{A1}V_{OA2} (V_{OA2} - V_{CM}) \quad (20)$$

如欲工作在线性区域中，则 V_{IA1} 上的电压一定不能违犯 A1 的输入共模范围。同样，节点 V_{OA1} 上的电压切不可违犯 A₁ 的输出摆幅限制。对于运放 A₂ 的 V_{IA2} 和 V_{OA2} 情况也是如此。内部运放限制的数值在仪表放大器的数据表中通常并未明确地表述。作为此类信息的替代，可通过采用“检查器件的限制因素”与“测量线性工作区”两者的组合来确定这些数值。

图 8: 运放 V_{CM} 和 V_{OUT} 范围 (对于 3.3 V 电源) [1]



为了把输入共模范围移动至更靠近负电源电压，有些仪表放大器（如 INA122）采用精准型晶体管缓冲器对输入进行电平移位。[1] 当采用单电源运作时这是特别有用处的。

图 9 示出了 TINA-TI™ 仿真，其针对 INA122 之内部放大器的最大和最小共模以及输出摆幅限值标绘了 (17)~(20) 式。线性工作区位于所有直线的内部。

图 9: V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图

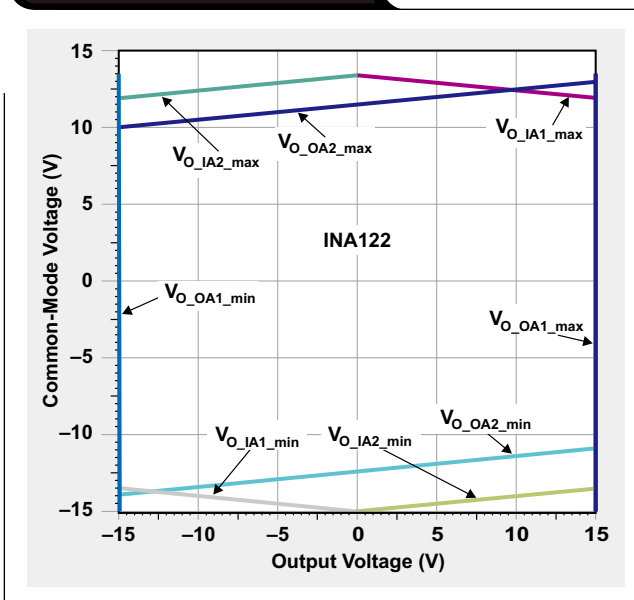
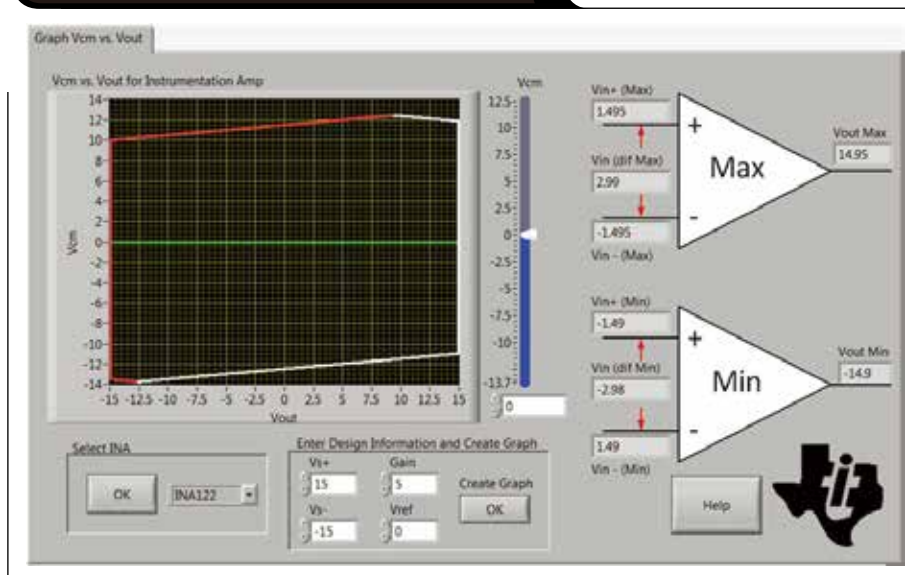


图 10: 用于生成 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图的软件工具

开发了一款软件工具，以使针对变动的增益、基准电压和电源电压来生成 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图的工作得以简化。下载链接请见本文末尾处的“相关网站”。图 10 示出了给定的标准数据表条件下 INA122 的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。请注意，其与图 1 和图 9 吻合得很好。不过，图 1 中的数据表曲线图仅描述了 A_1 和 A_2 的输出限制，而此软件工具则包括了共模限制因素。最后，要注意的是该软件工具是可以下载的，用以为两运放和三运放仪表放大器生成 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。

总结

本文讨论了两运放仪表放大器的最大误解概念：数据表中给出的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。在推导内部节点方程的同时对两运放拓扑进行了全面透彻的分析。这些方程用于生成 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。由可下载软件工具提供的输出被发现与 INA122 数据表中给出的对应曲线图相当一致。这款工具为设计人员提供了一种确保仪表放大器在其设计中执行线性操作的简单方法。

鸣谢

本文作者希望感谢在德州仪器负责开发用于生成 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图之软件工具的 Art Kay，以及在技术方面为本文提供大力支持的 Collin Wells。

参考文献

1. 作者：Peter Semig 和 Collin Wells，《仪表放大器 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图》，第一部分、第二部分和第三部分，EDN Network，2014 年 12 月。
2. 作者：Peter Semig，《仪表放大器 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图是如何随着电源和基准电压而变化的》，TI 精密技术杂谈，2015 年 1 月 30 日。

相关网站

软件工具：

V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图生成器

产品信息：

INA122

INA333

OPA333

订阅 AAJ：

www.ti.com/subscribe-aaaj

隔离式栅极驱动器的共模瞬变抗扰度

作者: Shailendra Baranwal,
高级设计工程师, 隔离式产品团队

引言

隔离式栅极驱动器广泛地用于在各种不同的应用中驱动绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 和 MOSFET, 如电机驱动器、太阳能逆变器和汽车等。除了接通和关断 IGBT 或 MOSFET 之外, 这些驱动器还可提供电流隔离。器件的开关速率取决于应用和所用器件的类型。10 kHz 至 20 kHz 的开关频率在 IGBT 中是常见的, 然而, 基于碳化硅 (SiC) 和氮化镓 (即 GaN) 的系统则能工作在 50 kHz 至 200 kHz。采用较高开关频率的部分优势是较小的滤波器尺寸、快速控制和较低的失真。不过, 这些优势伴随着转换期间功率损耗的增加。当在较高的开关频率上运作栅极驱动器时, 共模瞬变抗扰度 (CMTI) 是栅极驱动器的一个需要考虑的重要参数。本文介绍了通用脉宽调制 (PWM) 方案的背景、与高开关频率相关联的转换损耗、以及用于缩短转换时间的隔离式栅极驱动器解决方案。

典型逆变器操作

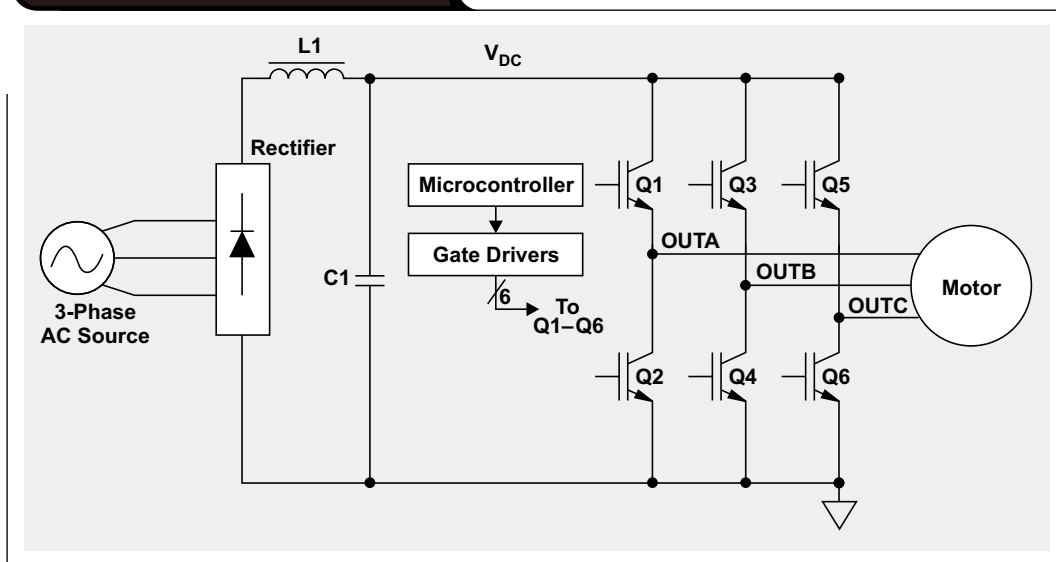
一种逆变器配置用于一种 DC-AC 转换。这些电压源逆变器 (VSI) 可用于一般的 AC 电压输出生成或电机控制。

AC 电压输出应用的例子包括太阳能逆变器、不间断电源 (UPS) 或采用汽车中的电池来供电的 AC 应用。相同的逆变器配置可提供输出电压幅度和频率控制, 这对于电机控制是更加有用的。感应电机控制是把逆变器用于电机控制的常见示例。

图 1 包含一个高级示意图, 其示出了 AC-DC 转换和随后的 DC-AC 转换。该系统具有一个三相输入和可控制的三相 AC 输出。整流器模块负责把 AC 转换成 DC, 而一个采用 L1 和 C1 的滤波器则用于滤除残留的纹波。该整流器的一个关键参数是其功率因数。整流器的最简单形式是使用二极管。基于二极管的整流器具有非常差的功率因数, 而且不适合高功率应用。作为替代, 采用有源功率因数校正 (PFC) 的整流器是高功率解决方案的首选。^[1]

逆变器主要包括 Q1~Q6 IGBT 和栅极驱动器电路。逆变器的输入是由整流器产生的 DC 电源 (V_{DC})。逆变器的用途是把 DC 电压转换成 AC 电压。逆变器输出的频率和幅度由 IGBT 的开关方式来控制。在诸如 UPS 或太阳能逆变器等应用中, 由电池向逆变器供电。负载可以是任何通用的 AC 负载, 也可连接至电网。逆变器的基本结构对于许多应用保持不变。

图 1: 电机控制示意图



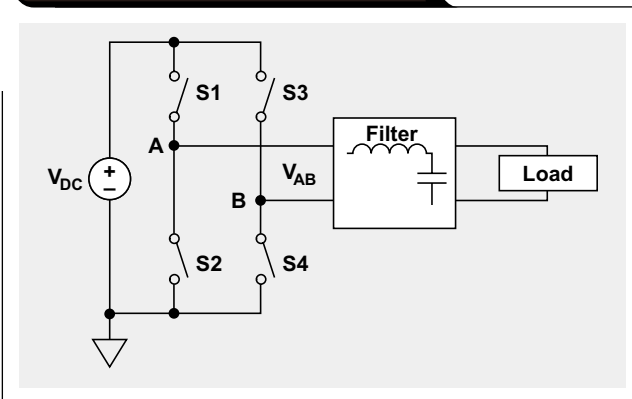
电池供电式逆变器在电动汽车中十分常见。一个微控制器用于产生 PWM 波形，以驱动 IGBT 及介于 0 V 和 V_{DC} 之间的输出 (OUTA、OUTB 和 OUTC) 开关。感应电机需要控制电压和频率以控制其转矩和速度。微控制器负责监视速度和电机中的电流，并根据用户输入来提供正确的 PWM 模式。IGBT 通常需要具有隔离式输出的栅极驱动器，因为输出侧在 0 V 和 V_{DC} 之间切换。基于 IGBT 的逆变器的开关频率一般在 8 kHz 至 16 kHz 的范围内，而 SiC 或 GaN IGBT 则可采用更高的开关频率。^[2, 3] 在此方案中，栅极驱动器还需要支持更快的开关速度。逆变器可配置为一个只具有两条支路和四个开关的单相输出。三相系统通常用于获得更大的功率。

脉宽调制

PWM (即脉宽调制) 是一种通过改变占空比来实现幅度控制的方法。

图 2 示出了单相逆变器的一种简单形式。逆变器的输入是一个 DC 电压 (V_{DC})，而负载两端的电压为 $V_{AB} = V_A - V_B$ 。节点 A 上的电压通过开关 S1 和 S2 在 V_{DC} 和 0 V 之间切换。类似地，节点 B 上的电压通过开关 S3 和 S4 在 V_{DC} 和 0 V 之间切换。开关 S1 和 S2 是互补的，与开关 S3 和 S4 相同。采用该系统所能实现的最大输出电压为 V_{DC} 。图 3 给出了未进行滤波时节点 A 和 B 上的开关波形示例。开关速率的范围可从 10 kHz 至 200 kHz，这取决于应用和开关的类型。在图 3a 中，节点 A 上的占

图 2：单相逆变器的高级示意图



空比大于 50%，而在图 3b 中，节点 B 上的占空比小于 50%。这在负载的两端产生了一个正电压，如图 3c 所示。

在图 3d 中，节点 A 上的占空比小于 50%，而在节点 B 上的占空比则大于 50% (图 3e)，这在负载的两端产生了一个正电压 (图 3f)。

负载 / 滤波器两端的平均电压 V_{AB} 可写作：

$$V_{AB} = V_{DC} \times D_A - V_{DC} \times D_B \text{ 或 } V_{AB} = V_{DC} \times (D_A - D_B) \quad (1)$$

式中的 D_A 为节点 A 上的占空比，而 D_B 是节点 B 上的占空比。

图 3：简化的 PWM 操作 (具有正和负输出电压)

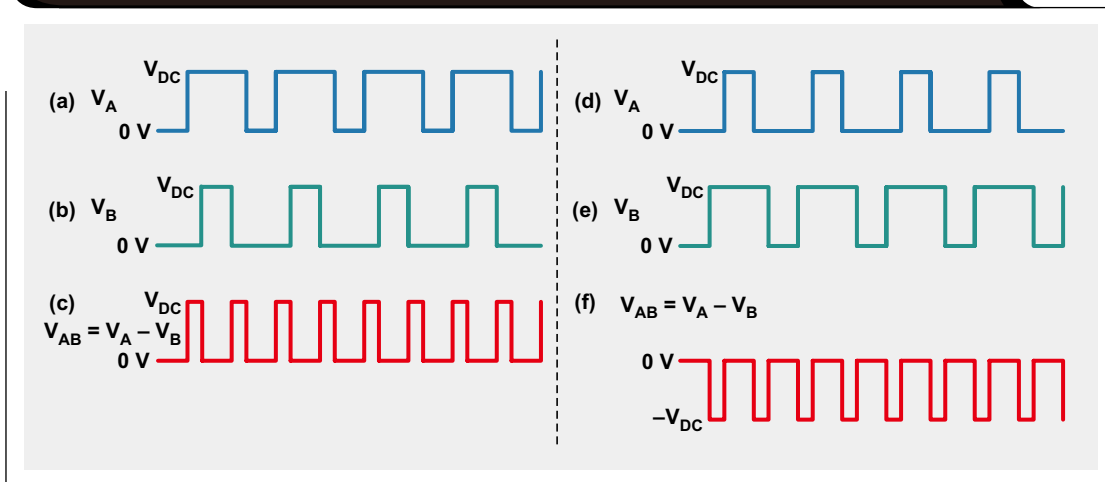
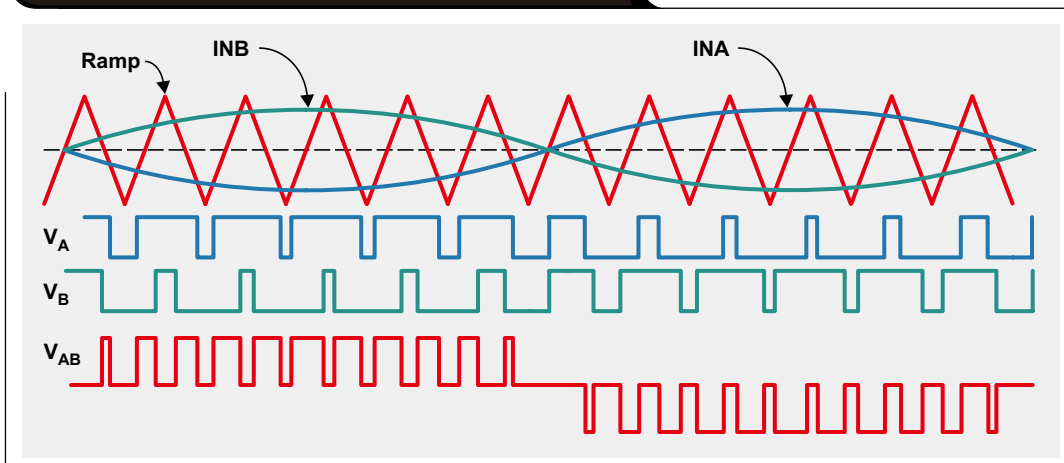


图 4: 单相 PWM 输出波形



控制占空比 D_A 和 D_B 可实现对输出电压 V_{AB} 的控制。通过把一个基准正弦波 INA 和 INB 与一个高频三角信号进行比较, 获得了一个正弦单相 PWM 波形 (如图 4 所示)。

输出的基波分量具有一个与差分基准输入 ($V_{INA} - V_{INB}$) 成正比的幅度, 而且频率与基准频率相同。这使得电压和频率能够由基准信号来控制。高频音调位于频率 $2nf_{SW} \pm mf_{IN}$, 其中的 f_{SW} 是三角信号频率, f_{IN} 是基准输入频率, 而乘数 n 和 m 可以为 1、2、3, 等等。高频分量利用 LC 滤波器 (或者在电机控制中则是电机电感) 来滤除。

输入信号幅度与三角信号幅度之间的比值被称为幅度调变比, 或 m_A 。

$$m_A = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \quad (2)$$

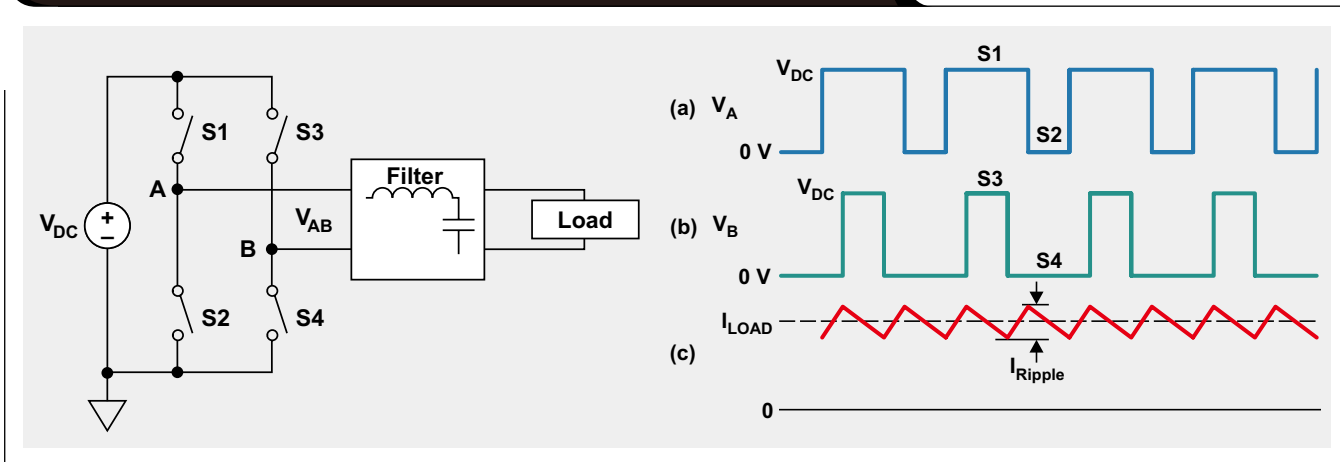
式中的 V_{IN} 为基准输入信号的幅度, V_{RAMP} 为三角波信号的幅度。基本输出电压为 $m_A \times V_{DC} \times \text{sine}(\omega t)$; 其中的 ω 为基准输入信号的频率。基本信号的均方根 (rms) 可被写作:

$$V_{RMS} = \frac{m_A \times V_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

逆变器中的转换损耗

逆变器输出以 PWM 频率在地电位与 V_{DC} 之间切换, 然而, 输出电流则由 LC 滤波器或电机电感进行滤波。图 5 示出了 PWM 开关输出中的电压和电流波形。图 5c 示出了一个具有非常小纹波分量的 DC 电流。纹波幅度取决于滤波器尺寸。虽然该例示出的是一个 DC 输出, 但相同的概念可针对一个正弦波输出进行扩展。不过, 该电流是一个其上“骑”有小纹波的正弦波。

图 5: 逆变器的电压和电流波形 (采用一个 LC 滤波器时)



瞬时输出功率为 $V_{AB} \times I_{LOAD}$ ，其中的 V_{AB} 为平均 DC 输出，它取决于节点 A 和 B 上的占空比。假设在电压和电流之间没有相位差，则一个正弦输出的输出功率为：

$$P_{OUT} = V_{RMS} \times I_{RMS} = \frac{m_A \times V_{DC} \times I_{RMS}}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

节点 A 上的电压的 0 V 至 V_{DC} 和 V_{DC} 至 0 V 转换时间是有限的。开关的 ON 阻抗在完全导通时是非常低的，但在转换时间里则较高。这导致了转换开关损耗。此损耗在每个 PWM 周期出现两次。在转换期间通过开关的电流与负载电流相同，因为它是经过滤波的。单一过程的转换损耗为 $V_{DC} \times I_{LOAD} \times t_{RF} / 2$ 。

单相逆变器的总转换损耗为

$$P_{LOSS} = 2 \times 2 \times f_{SW} \times I_{LOAD} \times V_{DC} \times t_{RF} / 2 \\ = 2 \times V_{DC} \times I_{LOAD} \times t_{RF} \times f_{SW}$$

式中的 t_{RF} 为电压的上升 / 下降时间。如果是一个正弦电流输出，那么穿过开关的电流是负载电流的一个平均值：

$$|I_{LOAD}| = \frac{2\sqrt{2} \times I_{RMS}}{\pi} \quad (5)$$

而功率损耗为：

$$P_{LOSS} = \frac{4\sqrt{2} \times V_{DC} \times I_{RMS} \times t_{RF} \times f_{SW}}{\pi} \quad (6)$$

该损耗与输出功率的比值为：

$$\frac{P_{LOSS}}{P_{OUT}} = \frac{8 \times t_{RF} \times f_{SW}}{\pi \times m_A} \quad (7)$$

(6) 式表明该损耗与开关频率成正比。具有 16 kHz 开关频率和 200 ns 上升 / 下降时间的逆变器将产生 1% 的转换损耗（假设 $m_A = 0.8$ ）。若想降低转换损耗，则对于

较高的开关频率，上升 / 下降时间必须较低。例如：为了保持 1% 的转换损耗，基于 SiC 且开关频率为 64 kHz 的逆变器需要一个 50 ns 的上升 / 下降时间。

用于逆变器的栅极驱动器

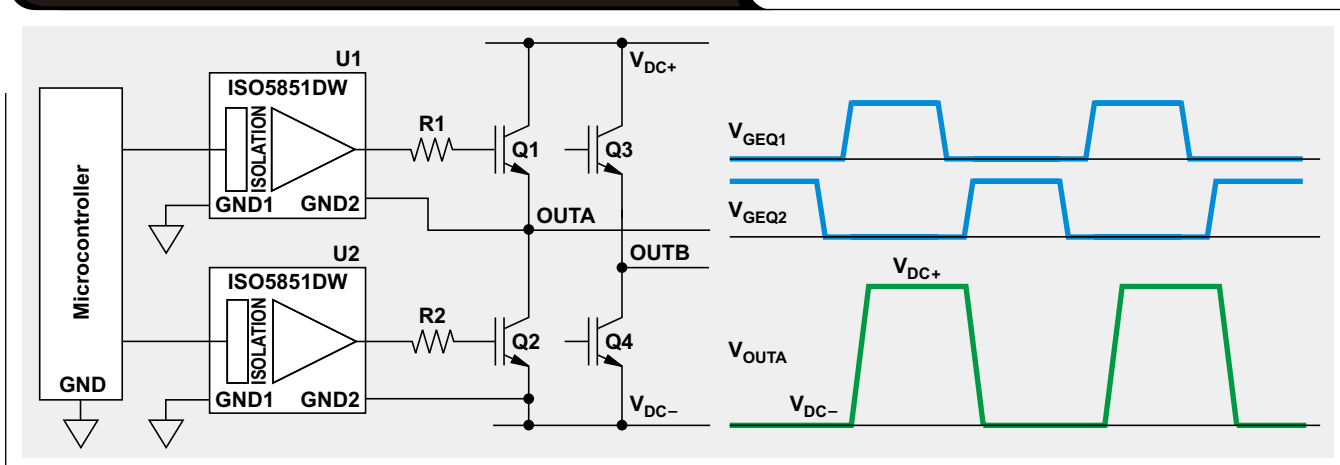
基于 IGBT 的电压源逆变器的典型驱动器示于图 6。该图示出了一款单相逆变器，但通过增设一个电桥支路可将其扩展至一个三相逆变器。输出 OUTA 或 OUTB 上的电压从 V_{DC-} 切换至 V_{DC+} 。IGBT 栅极驱动器是隔离式的，因为驱动器的输出侧地与逆变器输出一起切换，而输入侧地则是固定的并连接至一个底盘。

两个栅极驱动器的 GND1 和 GND2 之间的电位差要求对驱动器实施隔离。栅极驱动器支持跨两个地的高电压隔离以及 GND2 上的电压转换速率。另外，栅极驱动器还是根据其隔离额定值及其对 GND2 上的转换的抗扰度（即共模瞬变抗扰度 (CMTI)）来选择的。例如：倘若 DC 总线为 1500 V 且 OUTA 的转换时间为 100 ns，则栅极驱动器所要求的抗扰度为 15 V/ns。如果上升 / 下降时间较低，则对驱动器的抗扰度要求增加。具较高开关频率的电压源逆变器 (VSI) 将有着较高的 CMTI 要求。一个以 64 kHz 频率运行且上升 / 下降时间为 50 ns 的 1500 V VSI 要求至少 30 V/ns 的 CMTI。如果转换损耗将较低，则增加对 CMTI 要求。

栅极驱动器在其数据表中针对 CMTI 拟定了规格。例如：ISO5851 和 ISO5852S 均具有一个 100 kV/ μ s 的最小 CMTI。针对栅极驱动器的较高 CMTI 可确保不会由于瞬态噪声而引起伪故障或错误的输出切换。

另外，组件布局或电路板设计对于实现抗瞬态噪声能力也是至关重要的。应最大限度地减小驱动器一侧至驱动器另一侧之间的寄生电容。[接下页]

图 6：具有栅极驱动器的单相逆变器



[续上页] 通过采用 ISO5851 数据表提供的示意图，图 7 给出了一幅典型应用示意图。就绪 (RDY) 和故障 (FLT) 引脚利用 10 kΩ 电阻器上拉。这些电阻器的阻值可能必须较低以拥有抗噪声能力。瞬态噪声会产生伪故障或低的欠压闭锁 (UVLO) 信号。这个问题可通过减小电阻器阻值或增大 C1 和 C2 的电容量予以解决。

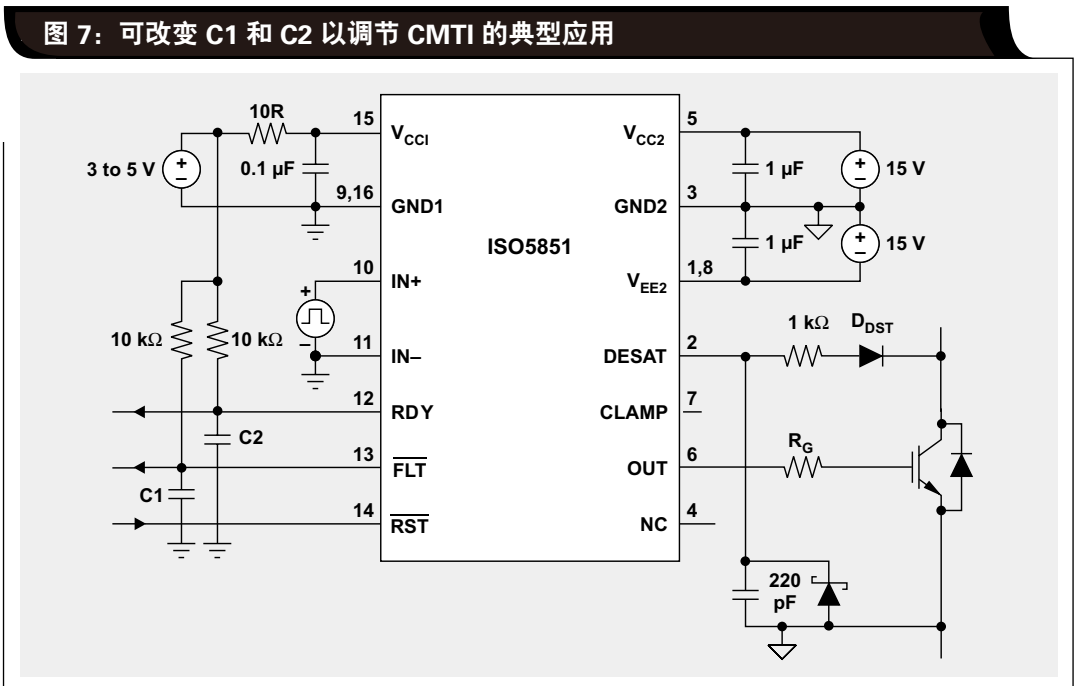
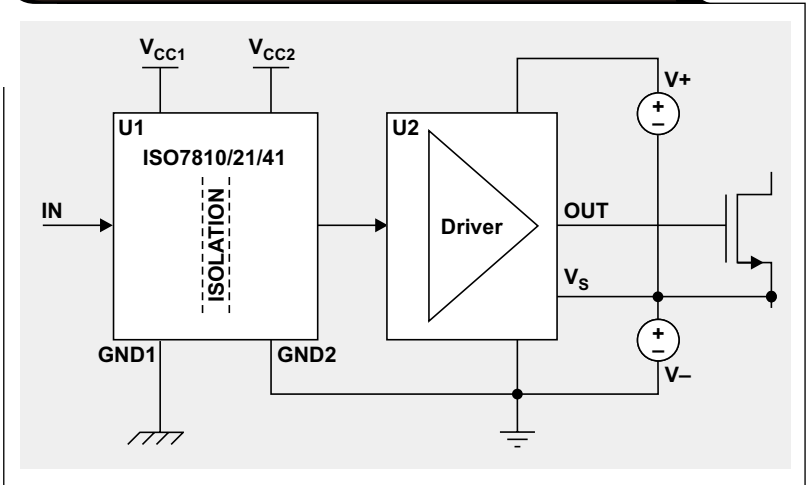


图 7: 可改变 C1 和 C2 以调节 CMTI 的典型应用

另外，诸如 ISO7810、ISO7821 或 ISO7841 等数字隔离器也可与 SiC、GaN 或 IGBT 驱动器一起使用。数字隔离器提供了强化的隔离性能和最小值为 100 kV/μs 的最小 CMTI。图 8 示出了一款采用了数字隔离器的隔离式驱动器解决方案。视具体应用的不同，数字隔离器可以从单通道至高达 4 通道。数字隔离器具有低传播延迟、低时钟偏移和低抖动等附加优势，这些优势在高频设计中是有用处的。

图 8: 采用数字隔离器的栅极驱动器解决方案



结论

采用 PWM 拓扑的电压源逆变器 (VSI) 是电机控制的上佳选择，因为输出幅度和频率控制具有很大的灵活性。较高的 PWM VSI 开关频率允许减小滤波器尺寸。采用高开关频率时上升 / 下降时间应较低，以保持较低的转换损耗。具有良好 CMTI 的栅极驱动器支持较快的开关速度。由德州仪器提供的栅极驱动器解决方案能够支持最小值为 100 kV/μs 的 CMTI。

参考文献

1. 作者: A. R. Prasad、P. D. Ziogas 和 S. Manias, 《用于三相二极管整流器的一种有源功率因数校正方法》, IEEE Trans. Power Electronics, 1991 年, pp. 83~92.
2. 作者: Scott Allen 博士, 《用于高功率模块的碳化硅 MOSFET》, CREE Inc., 2013 年 3 月 19 日.
3. 作者: Jang-Kwon Lim、D. Pefitsis、J. Rabkowski、

M. Bakowski、H.-P. Nee, 《制造工艺容差和电路寄生效应对并联连接 SiC JFET 瞬态均流之影响的分析和实验验证》, Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 29, Issue: 5, 2014 年 5 月, pp. 2180~2191.

相关网站

产品信息:

ISO5851、ISO5852S、ISO7810、ISO7821、ISO7841

订阅 AAJ:

www.ti.com/subscribe-aaaj

利用高性能的数字隔离技术来超越极限

作者: Anant Kamath

系统经理, 隔离、接口产品组

引言

隔离是一种用于防止某系统的两个部分之间出现 DC 和未受控制的 AC 电流、同时允许在这两个部分之间进行信号和功率传输的手段。用于隔离的电子器件和集成电路 (IC) 被称为隔离器。出于多种原因, 在新式电气系统中需要采用隔离。部分示例包括保护人工操作员和避免高电压系统中的昂贵处理器受损、断开通信网络中的接地环路、以及向电机驱动器或电源转换器系统中的高压侧器件传送信息 (图 1)。需要隔离的应用实例包括了工业自动化系统、电机驱动器、医疗设备、太阳能逆变器、电源和电动汽车 (EV)。

隔离技术的近期进步正逐步地实现新的解决方案, 降低成本, 并使得用户能够突破其设备的性能极限。本文将讨论那些正在推动隔离技术领域中的尖端创新并受益于这些创新的主要终端应用。

强化型隔离

强化型隔离器是能够提供等同于两个串联的基本隔离器之绝缘度的器件。强化型隔离器被认为凭借其自身足以独立地提供针对高电压的电气安全。然而, 强化型隔离器必须满足日益严格的性能要求。电机驱动应用具有最严格的强化型隔离技术规范, 因为此类系统采用了非常高的输入电源电压, 而且它们包含人工操作员可以使用的接口。电机控制中的隔离要求在安全标准中规定。比如: 用于可调速驱动器的 IEC 61800-5-1 电、热及能量安全标准。根据该标准, 对于强化型隔离的要求随着系统电压的增加而相应地提高, 系统电压被定义为输入电源线和地之间的均方根 (rms) 电压。

为了保证针对系统电压超过 600 V_{AC} 的驱动器的强化隔离, 隔离器必须能承受持续 5 秒且至少为 4400 V_{RMS} 的短时过压。[接下页]

图 1: 用于动力驱动系统的典型隔离配置

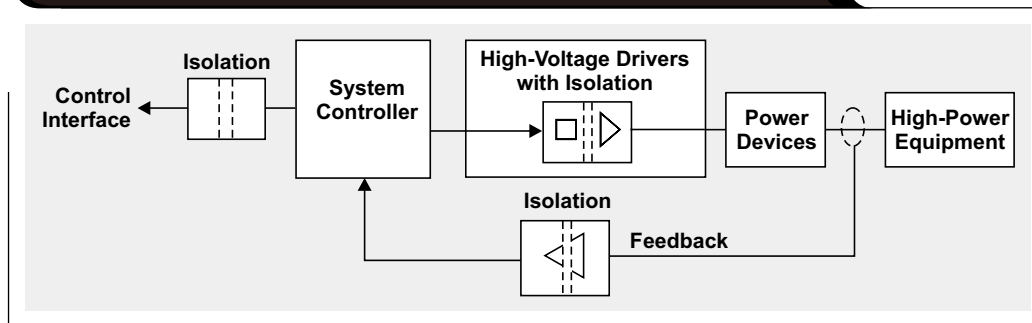
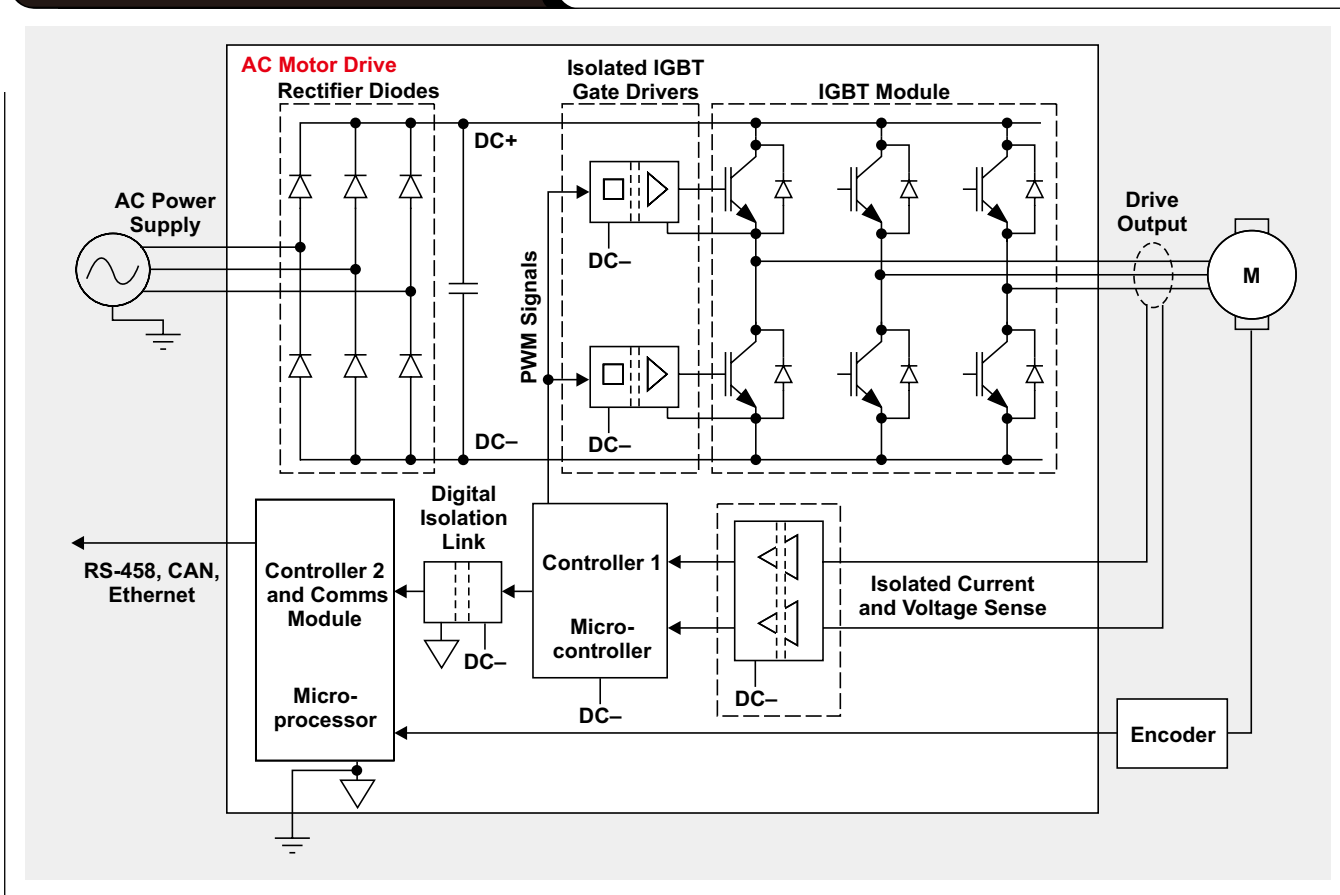


图 2：新型电机驱动架构

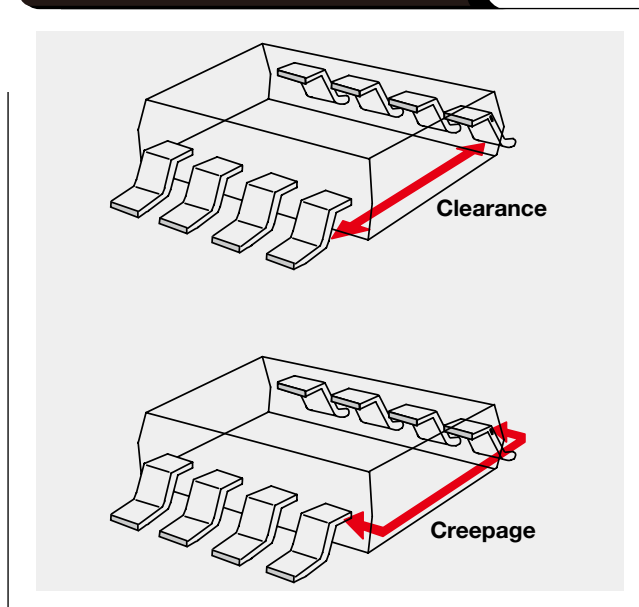


[续上页] 另外，该隔离器还必须具有至少 12 kV_{PK} 的浪涌电压耐受能力、至少 14 mm 的空间及爬电距离、以及一个在 600 V_{RMS} 至 1000 V_{RMS} 范围内的工作电压（其取决于电源线电压和驱动器架构）。让问题变得更具挑战性的是，新型电机驱动架构正逐步地把本地现场可编程门阵列 (FPGA) 和控制器增设到参考于 DC 总线的电源板上（图 2，控制器 2）。这降低了对电源板的本地隔离要求。然而，它增加了对一个多通道集成型高速强化链路（图 2，数字隔离链路）的数据速率和带宽要求。直到最近，可满足这些隔离要求以及定时和数据速率要求的隔离器未见上市供应。唯一的替代方案是光纤隔离。

电容式强化型隔离解决方案如今已经面市，它们能够满足针对高隔离度、宽体封装和高数据速率的上述要求。这些解决方案很适合于那些系统电压超过 600 V_{AC} 的电机驱动应用。有些光耦合器确实可满足高隔离度要求，但并不满足数据速率或多通道集成要求。此外，主要的磁隔离解决方案还不满足对于工作电压 / 长期可靠性的要求。

空间及爬电距离的例子示于图 3。

图 3：空间和爬电距离的图形表示



高工作电压

太阳能和风能应用通常采用额外的隔离势垒（例如：在网络通信信道的路径之中）以实现强化型隔离。因此，与强化型隔离有关的要求不像在电机驱动应用中那么高。然而，对于高工作电压的要求则会超过电机驱动器见到的数值。发电厂集中式太阳能逆变器和风能逆变器正倾向于采用较高的 DC 总线电压（扩展至 1500 V 及更高）来运作。较高的 DC 总线电压可在不增加电流水平的情况下实现较高的额定功率，从而保持铜成本不变。这有助于降低产生能量的单位成本。较高电压的另一个好处是可提高效率，因为总的功率输出会随着电压的升高而增加，但是当电流未改变时，传导损耗也是保持不变的。

对于在逆变器的开关功率晶体管中使用的隔离器而言，较高的 DC 总线电压直接转化为较高的工作电压。在图 4 中，隔离式栅极驱动器（或任何与分立型栅极驱动器配对使用的数字隔离器）连续承受一个梯形电压。这些电压出现在连接至逆变器输出的一侧与连接至接地基准的另一侧之间。该电压波形的峰至峰值是 DC 链接电压。对于任何隔离器来说，其寿命都会随着隔离势垒两

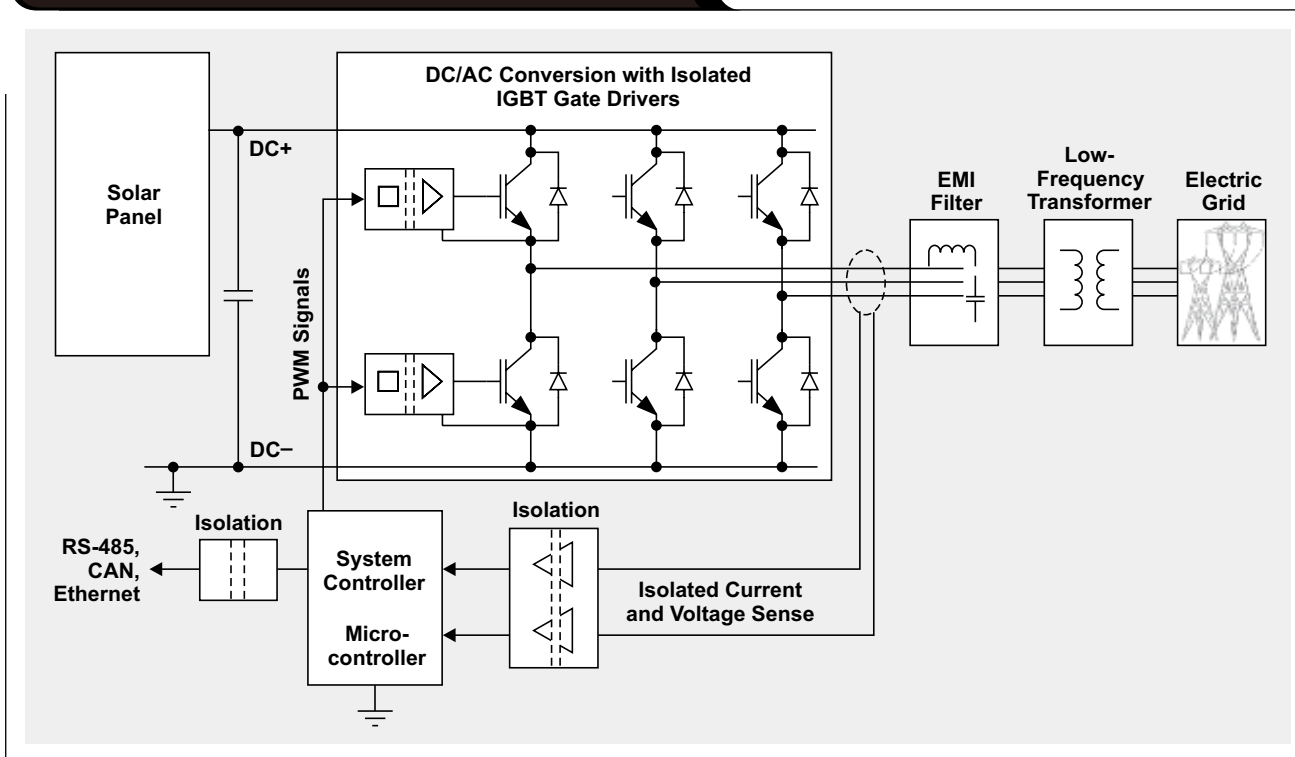
端电压应力的增大而呈指数性的缩减。太阳能和风能逆变器系统的目标寿命超过 25 年。至关紧要的是选择一个满足工作电压要求（具有充足裕量）的隔离器，以使完整系统的寿命不受限于隔离器。

新型电容式隔离器实现了 $1500 V_{RMS}$ ($2121 V_{PK}$) 的工作电压。与常用的器件相比，该电压增加了 50%，从而以较低的成本实现了较高电压和更高效的逆变器系统。光耦器具有一般的隔离和工作电压性能；然而，从电气性能的观点来看，它们所用的 LED 则限制了其寿命。如前文提到的那样，基于聚酰亚胺的主要磁隔离技术具有低的额定工作电压和低的长期绝缘可靠性，这就限制了其在高电压、太阳能逆变器应用中的使用。

高共模瞬变抗扰度

共模瞬变抗扰度 (CMTI) 是隔离器在不损坏穿过其的信号的情况下耐受介于其两个地之间的高转换速率电压瞬变的能力。在电动汽车电机驱动器以及太阳能和风能逆变器应用中，把栅极控制信号传递至功率晶体管的隔离式栅极驱动器或隔离器会承受大的接地瞬变，因为一个地被连接至快速开关切换的逆变器输出。[接下页]

图 4：集中式太阳能逆变器的方框图



[续上页] 图 5 示出了这些栅极驱动器所经历的地电位差。在这些系统中，CMTI 是一个至关重要的参数，因为由瞬变引起的任何位错误都会导致危险的短路事件。

近期的应用要求逐步地推动了对具有越来越高 CMTI 之隔离器的需要。如上所述，一项要求是增加 DC 总线电压。第二项要求是利用功率晶体管中更快的开关操作来减少转换时间，从而改善逆变器效率。第三项要求是提高开关频率，这将实现较低的成本和不太庞大的磁性元件，如电感器、变压器和电机。基于碳化硅 (SiC) 的可靠功率晶体管比传统 IGBT 开关速度更快且能耐受更高的电压，其面市基于逆变器以更高的速度和效率执行开关操作的趋势。

2014 年发布的电容式隔离器突破了 100 kV/μs CMTI 大关。电容式隔离器和栅极驱动器继续凭借最高的最小保证 CMTI 引领业界，从而实现更快、更高效和成本较低的逆变器设计。

高海拔地带的操作

对于在高海拔地带以及被污染或高湿环境中工作的设备中所使用的隔离器，需要采用先进的封装技术。经过改进和较宽的封装可防止沿着封装表面发生劣化以及穿过引脚之间空气的电弧放电，从而确保隔离质量。在太阳能、风能和电子计量应用中使用的隔离器属于这一类。

在重度污染环境中连续工作的隔离器电压会引起封装表面的劣化并产生一条穿越隔离器的导电路径。这种现象被称为“漏电痕迹”。对于某给定的封装爬电距离和工作电压，选择一种属于某个具有较高相比漏电起痕指数 (CTI) 的较低材料组别的较高质量封装模制化合物可最大限度地减轻该影响。另一种方法是选择一种增加了爬电距离的较宽封装以降低出现漏电痕迹的风险。

表 1 罗列了依工作电压、污染等级和用于实现强化隔离的隔离器封装模制化合物的材料组别而定的爬电距离要求（按照 IEC 60664-1 标准）。对爬电距离的要求随着工作电压和污染等级而增加，不过，选择一个具较高 CTI 的较低材料组别可以降低爬电距离要求。

在高出海平面 2000~5000 米的高海拔地带，空气压力较低。因此，峰值过压（例如：浪涌或短时过压）会更容易引起隔离器引脚之间的电弧放电。在高海拔地带工作的设备要求在隔离器引脚之间留有更大的间隔（更大的空隙）。表 2 列出了在高海拔地带必须增加空隙以防止发生电弧放电所用的乘法因数（按照 IEC 60664-1 标准）。

图 5: 逆变器输出开关模式转化为隔离器的高 CMTI

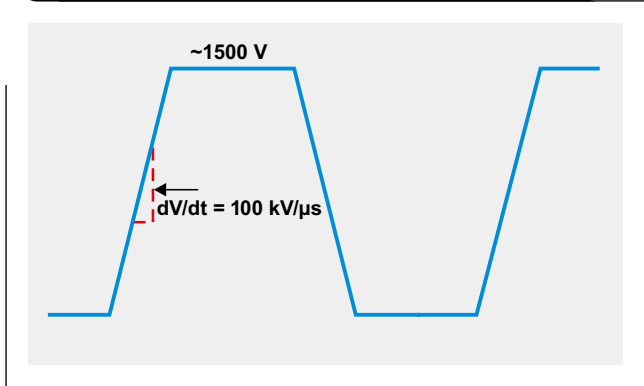


表 1: 取决于工作电压和封装材料组别的爬电距离要求

工作电压 (V _{RMS})	最小爬电距离 (mm)					
	污染等级 2 材料组别			污染等级 3 材料组别		
	I	II	III	I	II	III
200	2	2.4	4	5	5.6	6.4
400	4	5.6	8	10	11.2	12.6
800	8	11.2	16	20	22	25
1000	10	14.2	20	25	28	32

表 2: 用于增大空隙的乘法因数（在较高海拔地带）

海拔	用于空隙的乘法因数
2000	1
3000	1.14
4000	1.29
5000	1.48
6000	1.7
7000	1.95

传统上，一直采用在印刷电路板 (PCB) 上沉积绝缘聚合物或其他材料的保形涂敷或灌封方法来降低隔离器周围的污染程度。这降低了对爬电距离和空隙的要求。不过，这些方法会增加成本，不太可靠，而且在 PCB 制造过程中需要额外的检验工序。采用高质量模制化合物制造的宽体隔离器不再需要进行保形涂敷或灌封，简化了 PCB 设计，并提高了制造可靠性。

新型隔离器采用了质量最好的模制化合物（CTI 材料组别 I），并可提供宽体封装（14.5 mm 爬电距离 / 空隙）。这些隔离器能够实现高海拔设计并耐受较高的污染程度，而且在 PCB 制造中不需要额外的工序。

电容式数字隔离器

电容式数字隔离器近期取得的进步将其置于技术的前沿。这些新型隔离器可提供较高的隔离性能、长期可靠性、增加的通道集成度、较高的数据速率和精准的定时性能、质量更好的封装模制化合物、较宽的封装（14.5 mm 爬电距离 / 空隙）以及超过 100 kV/ μ s 的 CMTI。整合这些特性可实现新的应用，降低系统成本，并使得终端设备制造商能够突破其解决方案的性能极限。

德州仪器提供了 ISO78xx 系列强化型数字隔离器以及 ISO585x 和 ISO545x 系列强化型隔离式 IGBT 栅极驱动器。这些隔离器拥有可解决隔离难题的特性和功能。这些隔离器具有高达 1500 V_{RMS} 的工作电压，额定规格针对 40 年的寿命而拟订，能耐受 12.8 kV 的浪涌电压，并可承受 5700 V_{RMS} 的短时过压。它们提供了达 100 Mbps 的高数据速率、低的时钟偏移和部件间偏差、及超过 100 kV/ μ s 的 CMTI。另外，它们还采用了属于材料组别 I 的模制化合物，并可提供业界领先的宽体封装。

参考文献

1. IEC 61800-5-1 Ed. 2.0, 《可调速电气传动系统：安全要求 — 电、热和能量》。2007 年 7 月。
2. 作者：Anant S Kamath 和 Kannan Soundarapandian, 《高电压强化型隔离：定义和测试方法》，德州仪器白皮书，2014 年 11 月 (SLYY063)。
3. 作者：Anant S Kamath, 《AC 电机驱动器中的隔离：理解 IEC 61800-5-1 安全标准》，德州仪器白皮书，2015 年 11 月 (SLYY080)。
4. IEC 60664-1 Ed. 2.0, 《低电压系统内设备的绝缘配合：原则、要求和试验》，2007 年 4 月。

相关网站

产品信息：

ISO7821, ISO7831

ISO7840, ISO7841, ISO7842

ISO5851, ISO5852S

ISO5451, ISO5452

订阅 AAJ：

www.ti.com/subscribe-aaaj

如何为图腾柱 PFC 减少 AC 过零点上的电流尖峰

作者: Bosheng Sun

应用工程师, 精密型模拟产品

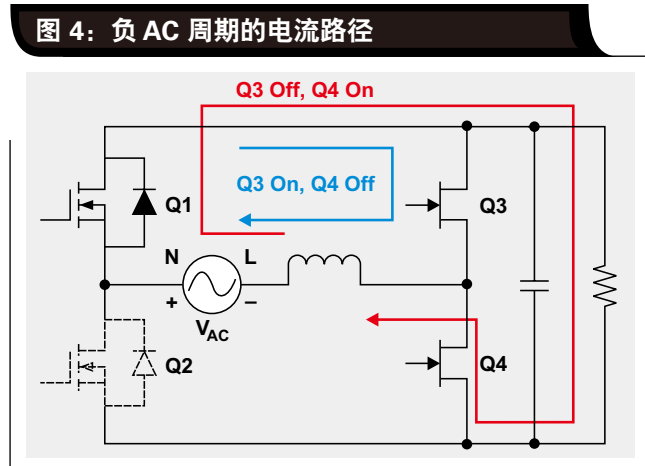
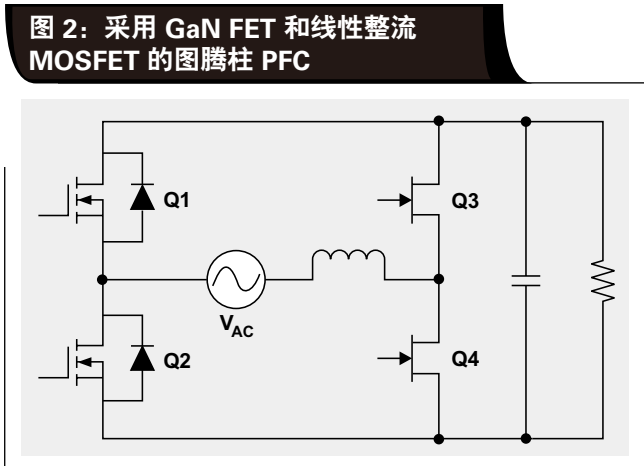
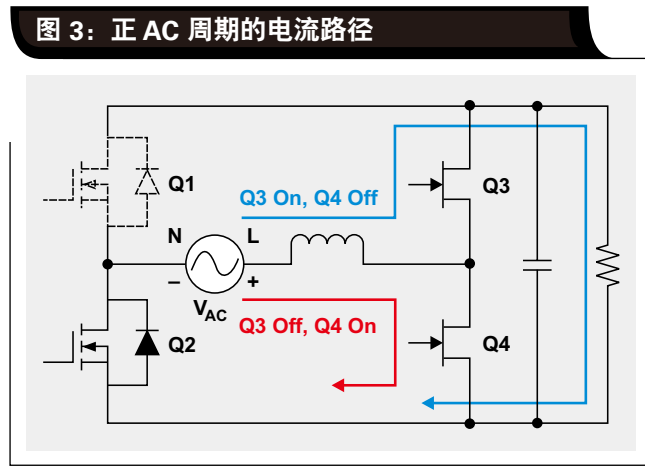
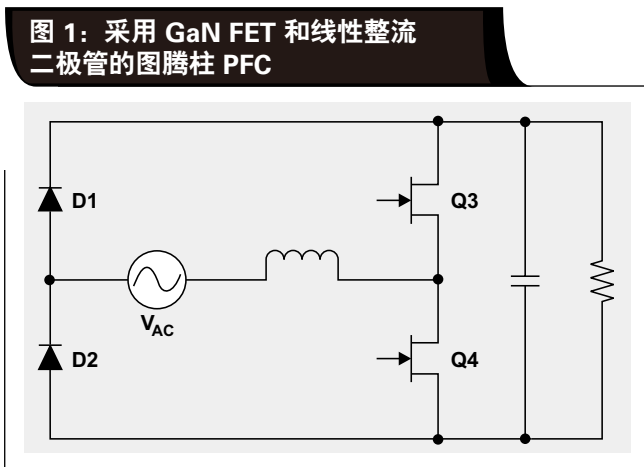
引言

功率因数校正 (PFC) 在具有 75 W 或更大输入功率的 AC/DC 电源中得到了广泛的使用。PFC 强制输入电流跟随输入电压, 以使任何电负载都看似一个电阻器。在所有不同的 PFC 拓扑中, 图腾柱 PFC^[1, 2] 最近受到了更多的关注, 因为其所用的组件数量最少, 具有最少的传导损耗, 而且拥有最高的效率。由于 MOSFET 的体二极管反向恢复缓慢, 因此图腾柱 PFC 通常不能工作于连续导通模式 (CCM)。然而, 随着氮化镓 (GaN) FET 的出现, 其无二极管的结构使得 CCM 图腾柱 PFC 成为可能。图 1 是一种图腾柱 PFC 结构。

在图 1 中, Q3 和 Q4 是 GaN FET。视 V_{AC} 极性的不同,

它们交替地起一个 PFC 有源开关或同步开关的作用。为了进一步改善效率, 用普通的 MOSFET 取代了 D1 和 D2, 因为 MOSFET 的传导损耗低于二极管。经过改进的结构示于图 2, 其中的 Q1 和 Q2 是普通的 MOSFET, 并以 AC 频率进行驱动。

图腾柱 PFC 的电流流动路径示于图 3 和图 4。在正 AC 周期中, Q4 是有源开关, 而 Q3 起一个同步 FET 的作用。用于 Q4 和 Q3 的驱动信号是互补的: Q4 由 D (控制环路的占空比) 控制, Q3 则由 $1 - D$ 控制。当 Q4 接通时, 电流通过 AC 线路、电感器、Q4、Q2、然后返回至 AC 中性线。当 Q4 关断时, Q3 接通, 电流穿过 AC 线路、电感器、Q3、负载、Q2、然后回到 AC 中性线。Q2 在整个正 AC 半周期中处于导通, 而 Q1 保持断开状态。



在负 AC 周期中，Q4 和 Q3 的功能交换：Q3 变成了有源开关，而 Q4 则充当一个同步 FET。用于 Q4 和 Q3 的驱动信号仍然是互补的，但是 Q3 现在由 D 控制，而 Q4 由 1 - D 控制。当 Q3 接通时，电流通过 AC 中性线、Q1、Q3、电感器、然后回到 AC 线路。当 Q3 关断时，Q4 接通，电流穿过 AC 中性线、Q1、负载、Q4、电感器、并随后返回 AC 线路。Q1 在整个负 AC 半周期中处于导通，而 Q2 则保持断开状态。

图腾柱 PFC 中的挑战之一是输入电流在 V_{AC} 过零点上具有大的尖峰。此问题是图腾柱 PFC 所固有的，而且非常复杂。事实上，这些尖峰包含了正尖峰和负尖峰，而且导致它们出现的原因不同。会引起电流尖峰的情形有几种。

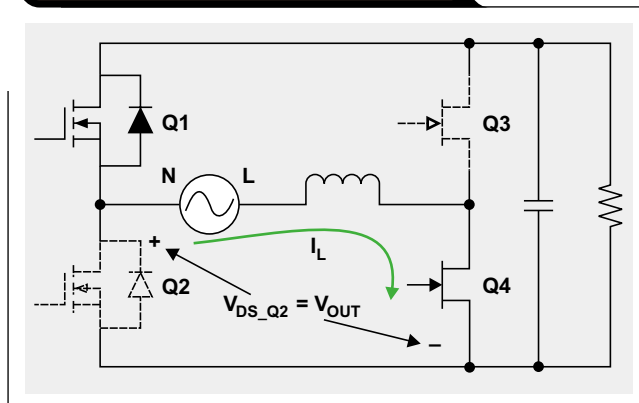
情形一

如图 5 中所示，当操作模式在 AC 过零点上从负周期变至正周期时，开关 Q3 的占空比突然从几乎 100% 变至 0。开关 Q4 的占空比则骤然从 0 变为几乎 100%。由于 Q1 体二极管的缓慢反向恢复和 Q2 的大 C_{OSS} ，因此 Q2 的 V_{DS} 电压仍然等于 V_{OUT} (400 V)。因为该高电压在 Q4 接通时被加至电感器，因此产生了一个正电流尖峰。参考文献 3 中对此情形进行了分析，并提出了一种旨在解决该问题的 Q4 软起动方法。

情形二

然而，即使利用了 Q4 的软接通，仍然存在过多的电流尖峰。这是因为 V_{AC} 在过零点之后是非常低的，故而并不足以让电感器电流积累起来。另一方面，当 Q3 利用 $1 - D$ 接通时，即使其占空比不高，施加至电感器的电压也是很高的 ($400 V + V_{OUT}$)。最终形成的流过电感器的高反向电流引起了一个负电流尖峰。

图 5：由 Q4 的突然接通所引起的电流尖峰



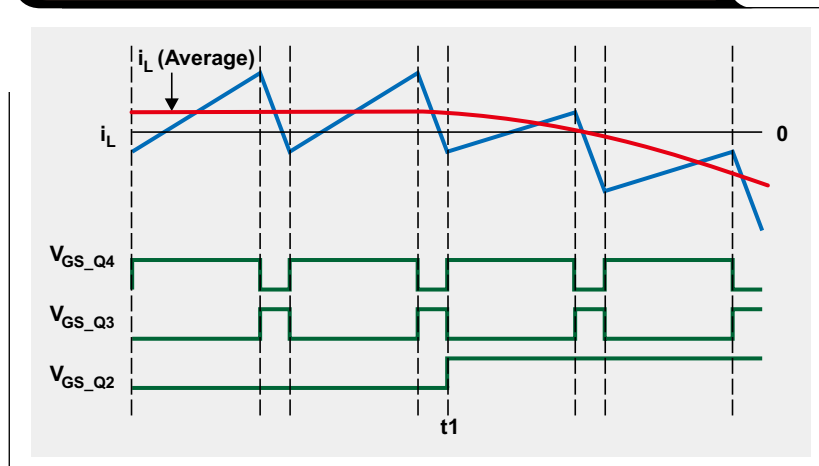
情形三

Q2 接通的定时也是至关重要的。如果 Q2 在 Q4 软起动之前接通以及假如 Q1 的体二极管的恢复不是足够快，就会发生贯通。

情形四

倘若 Q4 接通过迟，则可产生一个负电流尖峰（图 6）。当 Q3 导通而 Q2 断开时，高的 V_{BUS} 电压产生一个反向电感器电流。该反向电流首先关断 Q2 体二极管，然后开始对 Q2 的 C_{OSS} 进行充电，而且 Q2 的 V_{DS} 积累到一个高电压。接着，当 Q4 接通时，施加至电感器的高电压 ($V_{DS} + V_{IN}$) 在电感器中产生高的上升电流。因此，电感器的上升和下降电流都是大幅值的，这实现了一种把平均电流保持在一个小正值的平衡。现在，如果 Q2 在 t_1 时点突然接通，则 Q2 的 V_{DS} 将被箝位至零。当 Q4 接通时，仅 V_{IN} 被加至电感器。由于 V_{IN} 非常之小，不足以让电感器把电流积累至足够高的水平，所以电感器的上升电流变得非常小。由于下降电流仍然具有大的幅值，故而打破了平衡并产生一个大的负电流尖峰。

图 6：由 Q2 接通过迟而引起的电流尖峰



减少 AC 过零点上的电流尖峰

本文提供了一种用于解决电流尖峰问题的新型控制方法。在此方法中，Q1、Q2、Q3 和 Q4 以一种特殊的顺序接通，且各执行一种软起动机理。图 7 示出了用于这种新方法的驱动信号。

在该解决方案中，当 V_{AC} 在 AC 过零点之后从一个负周期变至正周期时，Q4 首先以一个非常小的脉冲宽度接通。该脉冲宽度随后逐渐增加至 D （由控制环路产生的占空比）。通过在 Q4 上执行软起动，Q1 完全地反向恢复。现在，Q2 的电压 V_{DS} 逐渐降至地电位，从而消除了由情形一所引起的正尖峰。

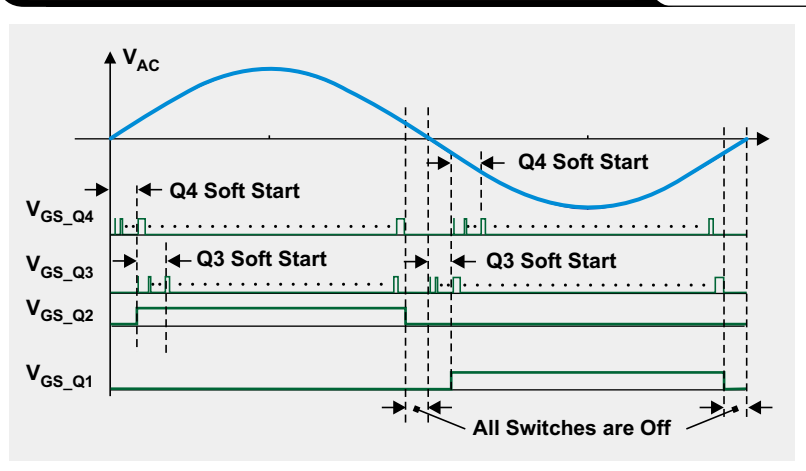
一旦 Q4 软起动完成，同步 FET Q3 以微小的脉冲宽度起动一个软接通并逐渐地增加，直到脉冲宽度达到 $1 - D$ 为止。这消除了由情形二所引起的负电流尖峰。

与此同时，当 Q4 软起动结束且 Q3 软起动开始时，低频开关 Q2 接通。由于 Q1 的体二极管已被恢复，因此不存在情形三中提到的那种贯通问题。

另外，由于 Q3 以非常小的脉冲宽度起动，因此不足以让电感器建立一个足够高的负电流尖峰，从而消除了情形四中引起的电流尖峰。

最后，过零点检测可能由于噪声而被误触发。为安全起见，所有的开关在一个正周期结束时都被断开。这留下了一个小的死区，以避免输入 AC 遭受短路的损坏。请注意，在该死区里应冻结控制环路。否则，当 PFC 重新

图 7：推荐方法的栅极信号定时



接通时，该环路中的积分器累积将产生一个大的 PWM 脉冲，这会引发一个大的电流尖峰。

相同的工作原理适用于从一个正周期至一个负周期的 AC 转换。

实验结果

前面介绍的方法是在一个利用德州仪器的 UCD3138 数字控制器进行控制的 1 kW 图腾柱 PFC 上验证的。图 8 是采用传统控制方法时的电流波形，而图 9 则示出了运用推荐方法时的电流波形。两者是在相同的条件进行测试的。注意一下使用推荐方法如何使电流尖峰显著地减少，以及电流波形在 AC 过零点上变得平滑了许多。因此，总谐波失真 (THD) 从 8.1% 降至 3.7%。

图 8：采用传统控制方法时的电流波形

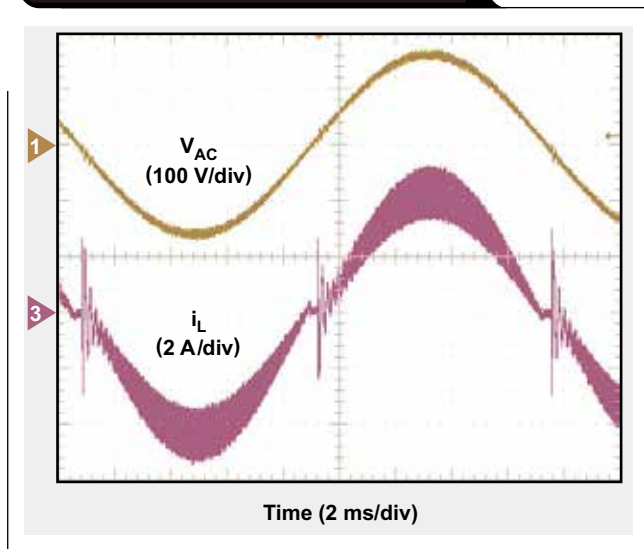
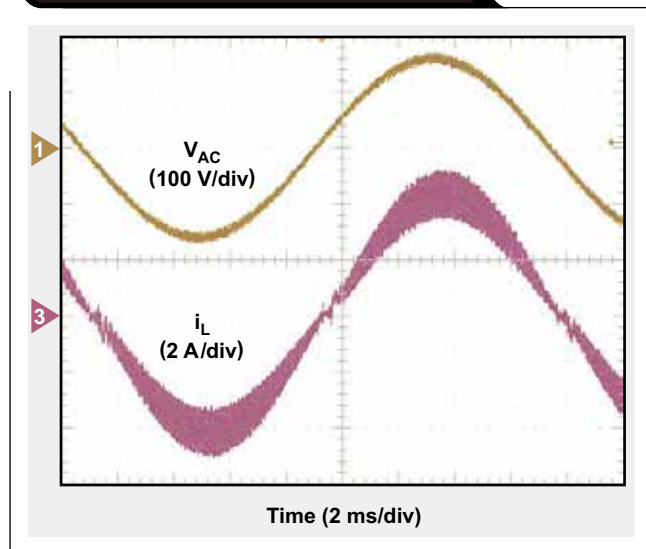


图 9：采用推荐控制方法时的电流波形



结论

虽然图腾柱 PFC 正吸引着人们越来越多的关注，但是一些设计难题却阻止了它的广泛应用普及。图腾柱 PFC 中的一个固有问题是在 AC 过零点上的电流尖峰。电流尖峰的诱因是很复杂的：接通顺序、MOSFET 体二极管的缓慢反向恢复、MOSFET 的大 C_{OSS} 、具有几乎 100% 占空比的有源 FET 的突然接通、同步 FET 的骤然接通，等等。所有这些情形都会导致尖峰。通过以一种特殊的顺序接通开关，并在主 FET 和同步 FET 上均执行一种软起动机理，就能够显著地减少电流尖峰并大幅度地改善 THD。

参考文献

1. 作者：J. C. Salmon，《用于依靠单相和三相 AC 电源运作并采用单个或分离型 DC 轨电压输出的 PWM 升压整流器的电路拓扑》，Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., 1995 年 3 月，pp. 473~479。
2. 作者：L. Huber、Y. Jang 和 M. Jovanovic，《无桥 PFC 升压整流器的性能评估》，IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 23, No. 3, 2008 年 5 月。
3. 作者：B. Su、J. Zhang 和 Z. Lu，《采用简单的零电流检测和工作于 DCM/CCM 之边界的全范围 ZVS 的图腾柱升压型无桥 PFC 整流器》，IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.2, 2011 年 2 月。
4. 作者：Z. Ye、A. Agular、Y. Bolurian 和 B. Daugherty，《基于 GaN FET 的 CCM 图腾柱无桥 PFC》，第 23 届 TI 电源设计研讨会，2014 年。

相关网站

产品信息：

UCD3138

订阅 AAJ：

www.ti.com/subscribe-aaaj

利用双充电器实现更快、温升更低的充电

作者: Jeff Falin,

应用工程师, 电源管理电池管理系统高功率充电器

随着智能手机和相机等采用可再充电电池供电的电子产品的功能和功率需求的增长, 其电池的容量也在增加以延长运行时间。利用较高功率的墙上适配器以及可在 5 V、9 V 和 12 V 电压下提供较高电流的 USB 3.x 规范, 增大充电器的输入电流限值以接受额外的功率可为加快充电速度提供更大的充电电流。这也导致了被充电器作为热量耗散掉的更多损耗。历史上, 通过外部 FET 和充电控制器 IC 的谨慎布局使这些损耗经由 PCB 接地平面进行分布。消费者对于体积较小的便携式电子产品的需求迫使 IC 制造商开发具有集成型 FET (I-FET) 和采用较小封装的电池充电器 IC。为了确保这些高电流、I-FET 充电器能在不使 PCB 发生过热的情况下提供设计的充电电流, 在设计的前期阶段即纳入热考虑因素是至关重要的。

便携式设备中的热管理需要谨慎的 PCB 布局。例如, 若想把热量从一个采用具有裸露底部散热衬垫的 QFN 封装中的 IC 移除, 则要求该散热衬垫连接至一个没有热饱和、最好是裸露 (而不是内部) 的铜接地平面。相互靠近且试图使用同一个散热接地平面的过多 IC 会以热量使此接地平面达到饱和状态, 从而导致 IC 发生过热并进入功耗较低的热调整模式 (甚至是停机模式)。

此外, 当印刷电路板 (PCB) 的接地平面处于热饱和状态时, 器件的外壳温度将上升至不可接受的水平。为避免发生这种情况, 应给每个 IC 及其相邻接地平面的一块区域分配一部分热预算。热预算给单个小占板面积、输出电流为几安培的 I-FET 充电器在不使器件外壳升高的情况下所能耗散的热量设定了一个硬限值。

对于具有集成型 FET 的降压型充电器, IC 的效率为:

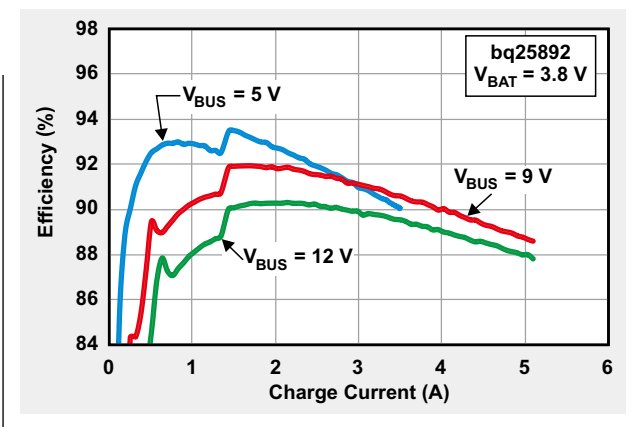
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{BAT} \times I_{CHRG}}{V_{BUS} \times I_{BUS}}$$

而通过发热产生的损耗为:

$$P_L = P_{IN} - P_{OUT} = P_{OUT} \times \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

当电流较高时, 该损耗以内部 FET 两端的 I^2R 损耗为主。图 1 示出了电池充电器 (如 bq25890) 在不同充电电流和输入电压条件下的效率。

图 1: I-FET 充电器效率示例

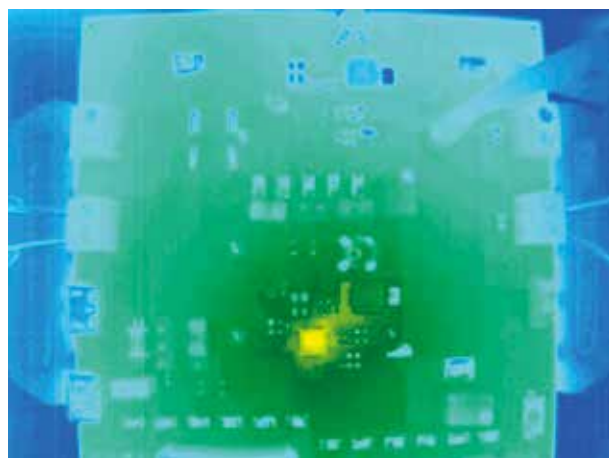


当采用一个 9 V 输入适配器时, 效率为 91% 的电池充电器被设定为向一个 3.8 V 充电电池提供 3 A 充电电流, 产生的损耗为:

$$P_L = 3.8 \text{ V} \times 3 \text{ A} \times (1 / 0.91 - 1),$$

其等于 1.13 W (按热量)。充电器 IC 被焊接在一块具有 2 盎司铜箔的四层、31 密耳厚的 FR-4 电路板上。封装的散热衬垫正确地焊接到顶层接地敷铜并穿过每个内部层和底层上的过孔至地敷铜。所有这些铜都起一个散热器的作用。图 2 示出了一个在 25°C 环境气温条件下 IC 顶部外壳的温升为 16.1°C 的 4 mm x 4 mm QFN 封装的热成像。[接下页]

图 2: 单个充电器工作的热成像 (V_{IN} = 9 V, V_{BAT} = 3.8 V, I_{CHRG} = 3 A)



[续上页] 在该热成像中，“凉爽”用蓝/绿色表示，“温暖”用黄色表示，而“较热”则显示为红色至白色。

为图 2 所测试的 PCB 不包含其他的功率耗散 IC，因此铜接地平面近似于一个无限大的散热器且没有达到饱和。这种状态由围绕在 IC 黄色热点周围的蓝色和绿色加以证实。

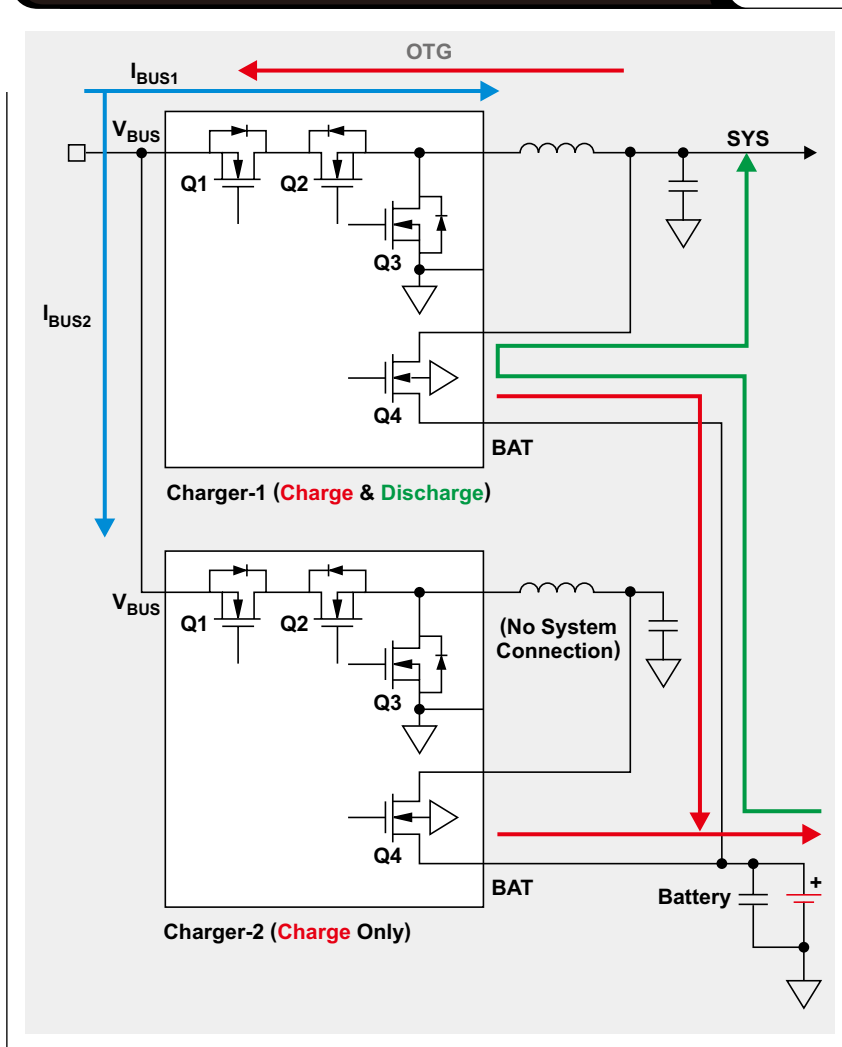
把这同一个充电器的充电电流增大 50%（至 4.5 A）导致了一个 37° C 的温升（相比于 25° C 的环境温度）。该温升或许在某些器件的热预算之内，但超过了其他器件的热预算。

把在 PCB 上进行热分布的相同原理用作一种具有外部 FET 的充电控制器，可以采用两个并联的 I-FET 充电器 IC（其被称为“双充电器配置”）。一般来说，当连接多个并联充电器的电池输出引脚时不存在稳定性问题。这是因为：当处于恒定电流 (CC) 模式时，充电器的电池引脚 (BAT) 具有高阻抗电流源的特征。当处于恒定电压 (CV) 模式时（但远在充电终止之前），电池引脚特征类似于一个低阻抗电压调节器。采用一种并联配置的双充电器 IC 示于图 3。

充电器 1 配置为充电，然而，如果提供一条电源路径的内部电池 FET (Q4) 具有足够低的 $R_{DS(on)}$ ，则该 IC 还提供了通过 Q4 的电池放电。充电器 2 仅配置为充电。如果需要的话，充电器 1 在充电器 2 针对高阻抗模式进行配置之后专门在 V_{BUS} 上提供一个 USB On-The-Go (OTG) 5 V 电源轨。即使采用相同的充电终止电压和电流设定值，并具有高的调节准确度，但由于每个充电器的内部基准电压和电流中存在失配，因此一个充电器始终试图在另一个充电器之前终止充电操作。如果两个充电器被设定为相同的充电终止电流，则两个充电器在终止充电时都将有困难。于是，应把一个充电器（通常是充电器 2）的终止电流设定得高于另一个充电器（通常是充电器 1）以实现平稳的充电终止。

当所需的总输入电流很高时（例如：采用一个 5 V 适配器时 $I_{CHARGE} > 5 A$ ），建议采用并联配置以实现最佳的热分布。当两个输入引脚皆连接时，任何一个充电器都不能

图 3：采用并联配置的双充电器 IC



采用用于输入电流限值优化 (ICO) 的控制环路来提取最大的适配器功率，而不在其相互的 V_{BUS} 节点上引起环路不稳定性。因此，应把每个充电器的电流限制功能设定在适配器最大输出电流的一半。而且，电感器额定电流也可以减半。

为了防止 V_{INDPM} 环路引起不稳定性，并使充电器拥有给系统供电的优先等级，应把充电器 2 的 V_{INDPM} 设定得比充电器 1 的高。如果充电器具有一个集成型模数转换器 (ADC) 以提供充电电流以及输入、系统和电池电压的实时测量，主机软件必须连续监视该信息以及环路状态位。主机软件随后必须刷新每个充电器的电流限值和充电电流设定值，以实现适配器功率的最大化并在两个充电器之间平衡功率负载和热负载。

当所需的总输入电流较低（例如， $I_{\text{CHARGE}} < 5 \text{ A}$ ，或者适配器从 9 V 变更为 12 V）且充电器 1 的反向隔离和电流限制 FET (Q1) 具有足够低的 $R_{\text{DS(on)}}$ 时，图 4 中示出的级联式配置也许是一种更好的选项。

在级联配置中，充电器 1 负责控制两个充电器的总输入电流。由于可充分利用充电器 1 的 V_{INDPM} 和 ICO 功能来最大限度地增加适配器的抽取功率，因此极大地简化了主机软件开发。如果在 CV 模式中遭遇一个大的系统负载瞬变，则用于充电器 1 的降压型转换器可能承受一个较高的输入电流。因此，必需确定用于充电器 1 的电感器大小以处理适配器的全输入电流。如果可使用同一个充电器系列中具有不同 I²C 地址的器件（比如：bq25890 用于充电器 1，bq25892 用于充电器 2），则开发工作将更加容易，因为不需要用于在每个充电器的 I²C 通信线路之间进行切换的额外硬件。

当采用与图 2 相同的 PCB 和测试设置时，将级联式充电器（图 4）设定为给一个 3.8 V 电池提供 2.25 A 的充电电流，且效率为 92%。每个充电器的损耗仅为：

$$P_L = 3.8 \text{ V} \times 2.25 \text{ A} (1/0.92 - 1) = 0.74 \text{ W}$$

两个充电器的顶部外壳温度仅上升至比 25° C 环境温度高 17° C，如图 5 中的热敏摄像机成像测试结果所示。在充电电流增大 50% 的情况下，这比图 2 所示的单充电器外壳的温度只高 1° C。

图 4：采用一种级联式配置的双充电器 IC

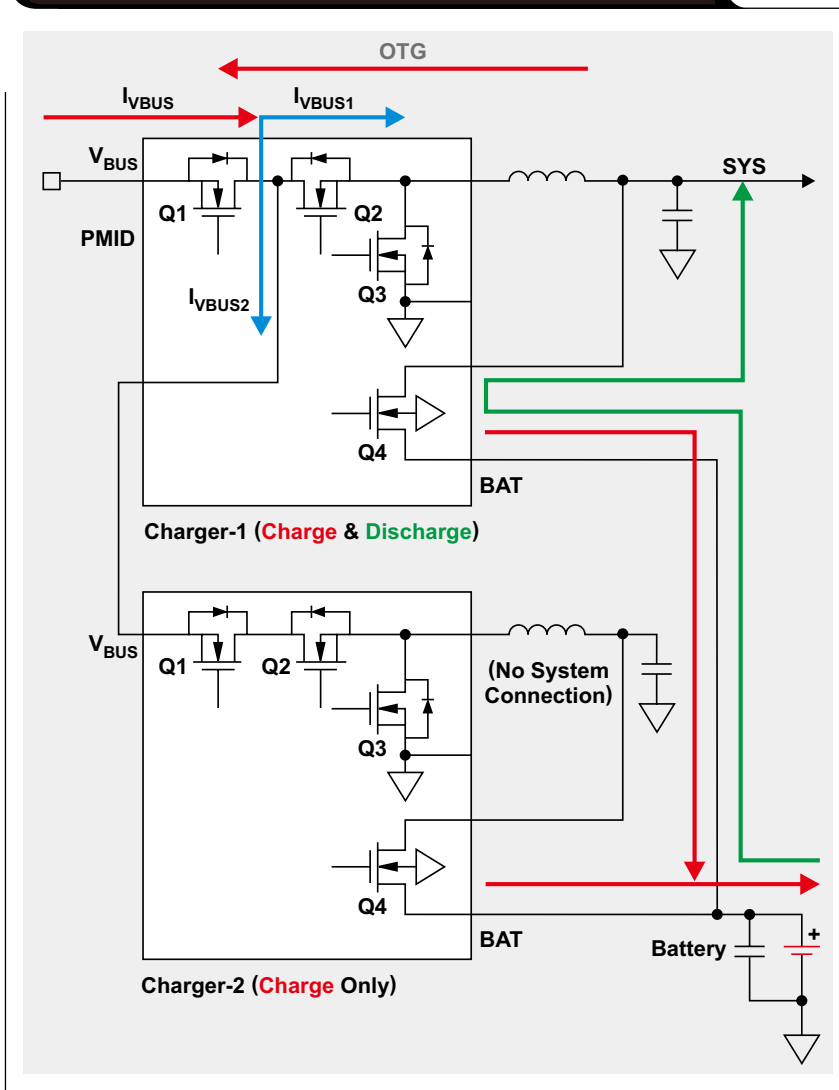


图 5：双充电器工作的热成像 ($V_{\text{IN}} = 9 \text{ V}$, $V_{\text{BAT}} = 3.8 \text{ V}$, $I_{\text{CHRG}} = 4.5 \text{ A}$)

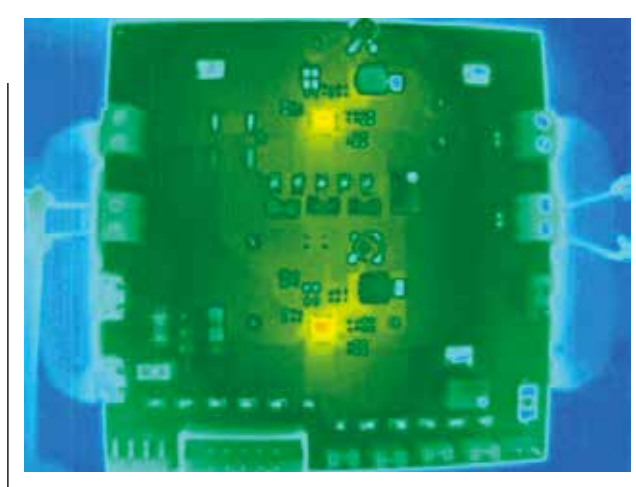


图 6 示出了当充电器从恒定电流调节过渡到恒定电压调节时的典型充电器终止曲线。依照前文的建议，为了实现干净的充电终止，充电器 2 应在充电器 1 之前终止充电操作。

结论

大多数电池充电器 IC 都具有一个负责减小其充电电流的热调节环路，旨在避免 IC 遭受过热的损坏。正因如此，对于在保持实际的外壳温度之外尽量增大进入当今高容量电池的充电电流（这将缩短充电时间）而言，PCB 热管理是至关重要的。热管理包括把热预算分配给所有产生热量的 IC、谨慎的 IC 布局、以及 PCB 上的散热接地（用于在不使 PCB 的敷铜和平面发生热饱和的情况下散发热量）。采用 I-FET 双充电器（按照应用的允许，可采用并联或级联配置）能提供更好的散热效果，从而实现更低的 IC 和外壳温度以及更快、温升更低的充电和更长的设备运行时间。

参考文献

1. 《双电池充电器 IC 参考设计（采用共源共栅配置进行连接）》，TI Designs 参考设计库，TIDA-00590。

相关网站

产品信息：

bq25890

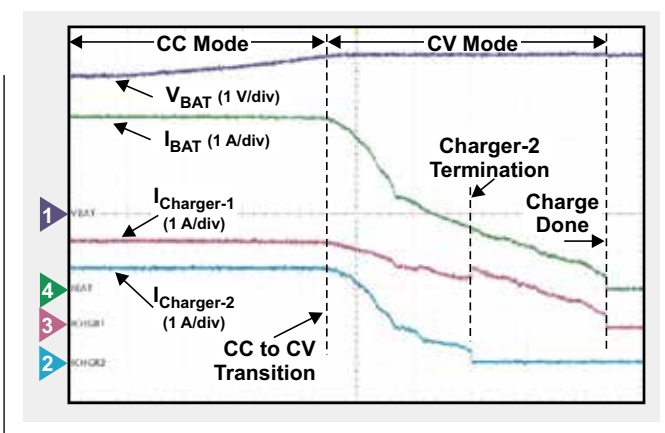
bq25892

bq24715

订阅 AAJ：

www.ti.com/subscribe-aaaj

图 6：双充电器充电终止曲线



TI Designs 参考设计库提供完整的设计方案，由资深工程师团队精心创建，支持汽车、工业、医疗、消费等广泛应用的设计。在这里，您能找到包括原理图、物料清单、设计文件及测试报告的全面设计方案。登陆TI Designs，找寻更多适合您的参考设计！简单设计，从TI起步。

马上登录 ti.com.cn/tidesigns 查询最适合您的设计文档。



WEBENCH® 设计中心: 易于使用且可提供定制结果的设计工具。
PowerLab™ 参考设计库, 包含了近千个适用于所有应用的参考设计。
电源在线培训课程

www.ti.com.cn/webench
www.ti.com.cn/powerlab
www.ti.com.cn/powertraining

WEBENCH® Designer My Designs

Clocks	Filters	传感器
电源	FPGA/μP	LED

输入您的供电要求:

直流 交流

输入电压: 最小 14.0 V, 最大 22.0 V

输出电压: 3.3 V

输出电流: 2.0 A

环境温度: 30 °C

多负载: **Power Architect**

单输出: **开始设计**

WEBENCH® Designer My Designs

输入电压: 最小 14.0 V, 最大 22.0 V

输出电压: 3.3 V

输出电流: 2.0 A

环境温度: 30 °C

SIMPLE SWITCHER®

开始设计 ▶

德州仪器在线技术支持社区

www.deyisupport.com

中国产品信息中心 免费热线:

800-820-8682

TI新浪微博



weibo.com/tisemi

热门产品

DAC8760	用于 4-20mA 电流回路应用的单通道、16 位、可编程电流/电压输出 DAC
DAC7760	单通道、12 位可编程电流输出和电压输出 DAC
ADS1247	极低噪声、精密 24 位 模数转换器
ADS1120	具有串行外设接口的低功耗、低噪声、16 位 ADC
ISO7242	四通道 2/2 25Mbps 数字隔离器
ISO7631FM	4kV _{PK} 低功耗三通道、150Mbps 数字隔离器
TPS54062	4.7V 至 60V 输入、50mA 同步降压转换器
TLK105L	工业温度、单端口 10/100Mbps 以太网物理层
SN65HVD255	CAN 收发器具有快速循环次数, 可用于高度已加载网络

了解更多, 请搜索以下产品型号:

DAC8760



重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

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

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

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独自负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated