



# 电源设计基础知识精选

**ADI** 智库

一站式电子技术宝库



## 简介

相较于数字逻辑产品，电源作为模拟产品中的重要类别，随着行业应用日趋广泛多元，电源产品也不断向高频、高效、高密度化、低压、大电流化和多元化方向发展。对于电源产品设计者而言，哪些技术是目前影响系统电源设计的核心要素？在功率密度，转换效率和减少体积这几个方向上，关键的推动技术有哪些？

《电源设计基础知识精选》以 ADI 官方网站的 Power 相关技术文章和模拟对话为基础资料来源整理成册，按 ADI 电源产品类别分为 6 个章节，49 篇文章，共 11 万字。从设计实践角度出发，介绍在电源电路设计中需要掌握的各项技术及技能。

**ADI 智库**  
一站式电子技术宝库

ADI 智库是 ADI 公司面向中国工程师打造的一站式资源分享平台，除了汇聚 ADI 官网的海量技术资料、视频外，还有大量首发的、免费的培训课程、视频直播等。九大领域、十项技术，加入 ADI 智库，您可以尽情的浏览收藏、下载相关资源。此外，您还可一键报名线上线下会议活动，更有参会提醒等贴心服务。

# 目录

|  |     |
|--|-----|
| 开关稳压器 .....                                | 4   |
| 开关模式电源电流检测——第一部分：基础知识 .....                | 4   |
| 开关模式电源电流检测——第二部分：何处放置检测电阻 .....            | 6   |
| 开关模式电源电流检测——第三部分：电流检测方法 .....              | 11  |
| 关于开关频率需考虑的因素 .....                         | 16  |
| 开关电源（DC-DC 转换器）真的会降低模数转换器的性能吗？ .....       | 18  |
| 旁路电容和耦合电容：以正确的方式稳定电压 .....                 | 19  |
| 电源电压为动态时 .....                             | 22  |
| 关键的短脉冲 .....                               | 24  |
| 最大限度降低 Ćuk 稳压器的辐射 .....                    | 26  |
| 不同开关稳压器拓扑的噪声特性 .....                       | 28  |
| 热回路究竟是什么？ .....                            | 30  |
| 通过降低电源对电容的要求来解决 MLCC 短缺问题 .....            | 32  |
| 最小化 SEPIC 转换器的排放 .....                     | 43  |
| 两级方式实现高电压 .....                            | 45  |
| 设计开关电源中使用的二级输出滤波器 .....                    | 47  |
| 在功耗敏感型应用中利用高效率超低功耗开关稳压器为精密 SARADC 供电 ..... | 58  |
| 轻松快速设计开关模式电源 EMI 滤波器 .....                 | 67  |
| 突破约束：基于简单降压控制器的精密双极性电源设计 .....             | 78  |
| 带有次级 LC 滤波器的电流模式降压转换器的建模与控制 .....          | 82  |
| 如何选择散热性能良好的高功率可扩展式 POL 调节器并节省电路板空间 .....   | 100 |
| 使用微型 DC-DC 升压转换器的超低噪声、48V、幻像麦克风电源 .....    | 112 |
| 关于在开关模式电源印刷电路板上放置电感的指南 .....               | 116 |
| 如何确保尽可能高效地测试开关稳压器 .....                    | 118 |
| μModule 控制器如何装入如此小的空间内？ .....              | 120 |
| 迈向 100A 的演进历程 μModule 稳压器 .....            | 125 |
| 如何测量电感电流？ .....                            | 133 |
| 无线功率传输 .....                               | 136 |

|   |            |
|---|------------|
| 是否可以将低 EMI 电源安装到拥挤的电路板上.....                  | 138        |
| <b>电池管理.....</b>                              | <b>149</b> |
| 无线电流检测电路检测电阻浮空 .....                          | 149        |
| 电池单元主动均衡.....                                 | 153        |
| 被动均衡可让所有电芯容量近乎具有相同容量.....                     | 159        |
| 医疗健康能源存储系统通过高级电池管理延长 30%的使用寿命 .....           | 162        |
| 在不使用数字控制器的情况下，<br>闭合无线充电器接收器和发射器之间的控制环路 ..... | 169        |
| 即使电池单元老化，也能最大化汽车电池包的运行时间.....                 | 178        |
| 通用电池充电器 .....                                 | 185        |
| 电池充电器的反向电压保护 .....                            | 192        |
| <b>LDO 线性稳压器 .....</b>                        | <b>203</b> |
| 如何产生低噪声电压 .....                               | 203        |
| 使用超低噪声 LDO 提供“干净”的电源 .....                    | 205        |
| <b>LED 驱动器 IC.....</b>                        | <b>213</b> |
| 即使在低输入电压下，同步升压型转换器也能为大电流 LED 供电 .....         | 213        |
| 用于高功率机器视觉闪光灯的 LED 驱动器.....                    | 218        |
| <b>isoPower .....</b>                         | <b>225</b> |
| 突破 PLCDCS 多通道模拟输入通道间隔离、高密度和 EMI 高辐射的设计障碍..... | 225        |
| 无需专用隔离反馈回路的简洁反激式控制器设计 .....                   | 237        |
| 在密集 PCB 布局中最大限度降低多个 isoPower 器件的辐射 .....      | 239        |
| <b>其他电源设计技巧.....</b>                          | <b>242</b> |
| 如何防止由电源线引起的电压波动.....                          | 242        |
| 低功耗会烧毁器件？低电流损耗也可能带来麻烦 .....                   | 245        |
| 为什么我的处理器漏电？这听起来像一个开放式问题 .....                 | 248        |
| 如何防止由电源线引起的电压波动.....                          | 254        |
| 扩频频率调制以降低 EMI.....                            | 256        |



# 开关稳压器

## 开关模式电源电流检测——第一部分：基础知识

电流模式控制由于其高可靠性、环路补偿设计简单、负载分配功能简单可靠的特点，被广泛用于开关模式电源。电流检测信号是电流模式开关模式电源设计的重要组成部分，它用于调节输出并提供过流保护。图 1 显示了 LTC3855 同步开关模式降压电源的电流检测电路。LTC3855 是一款具有逐周期限流功能的电流模式控制器件。检测电阻  $R_s$  监测电流。

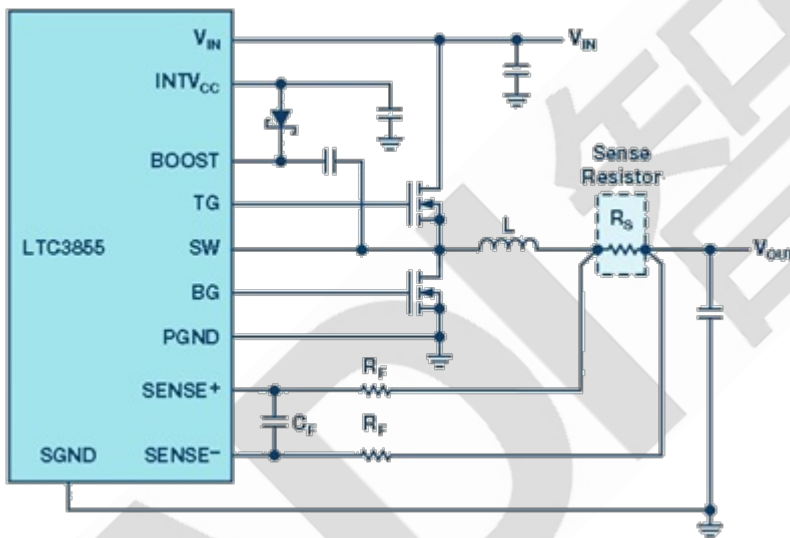


图 1. 开关模式电源电流检测电阻( $R_s$ )。

图 2 显示了两种情况下电感电流的示波器图像：第一种情况使用电感电流能够驱动负载（红线），而在第二种情况下，输出短路（紫线）。

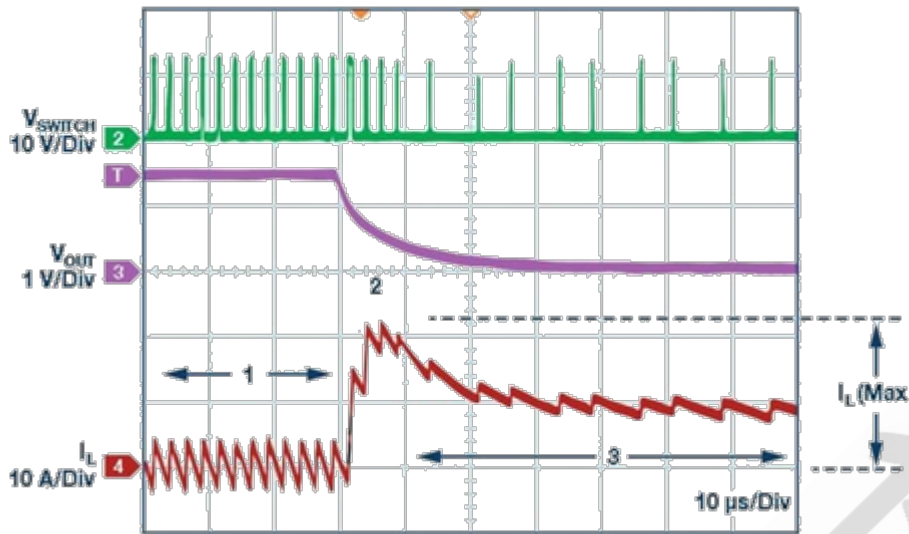


图 2. LTC3855 限流与折返示例，在 1.5 V/15 A 供电轨上测量。

最初，峰值电感电流由选定的电感值、电源开关导通时间、电路的输入和输出电压以及负载电流设置（图中用“1”表示）。当电路短路时，电感电流迅速上升，直至达到限流点，即  $R_S \times I_{INDUCTOR}(IL)$  等于最大电流检测电压，以保护器件和下游电路（图中用“2”表示）。然后，内置电流折返限制（图中数字“3”）进一步降低电感电流，以将热应力降至最低。

电流检测还有其他作用。在多相电源设计中，利用它能实现精确均流。对于轻负载电源设计，它可以防止电流反向流动，从而提高效率（反向电流指反向流过电感的电流，即从输出到输入的电流，这在某些应用中可能不合需要，甚至具破坏性）。另外，当多相应用的负载较小时，电流检测可用来减少所需的相数，从而提高电路效率。对于需要电流源的负载，电流检测可将电源转换为恒流源，以用于 LED 驱动、电池充电和驱动激光等应用。

## 开关模式电源电流检测——第二部分：何处放置检测电阻

### 在哪里放置电流感应电阻器

电流检测电阻的位置连同开关稳压器架构决定了要检测的电流。检测的电流包括峰值电感电流、谷值电感电流（连续导通模式下电感电流的最小值）和平均输出电流。检测电阻的位置会影响功率损耗、噪声计算以及检测电阻监控电路看到的共模电压。

### 放置在降压调节器高端

对于降压调节器，电流检测电阻有多个位置可以放置。当放置在顶部 MOSFET 的高端时（如图 1 所示），它会在顶部 MOSFET 导通时检测峰值电感电流，从而可用于峰值电流模式控制电源。但是，当顶部 MOSFET 关断且底部 MOSFET 导通时，它不测量电感电流。

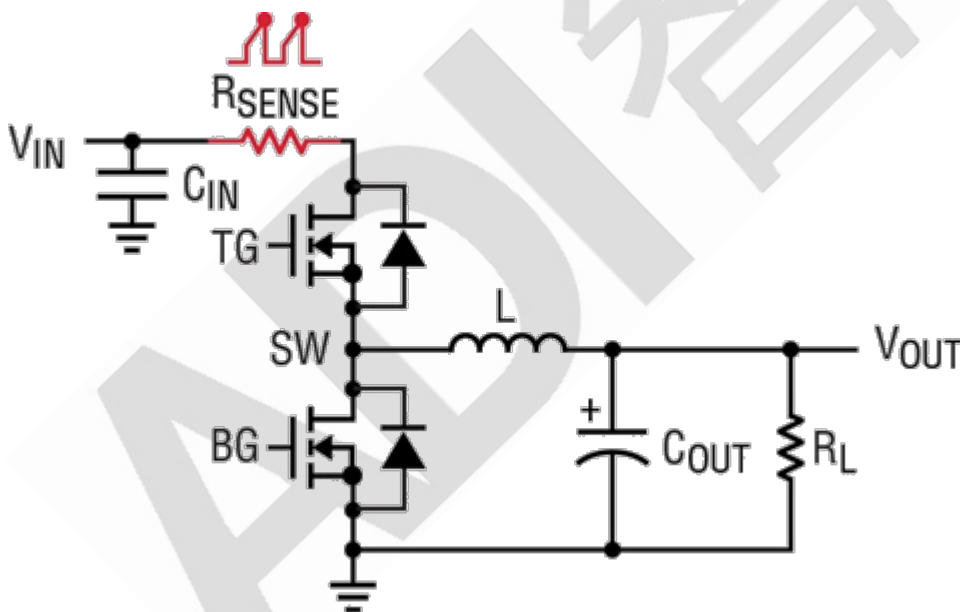


图 1. 带高端  $R_{SENSE}$  的降压转换器。

在这种配置中，电流检测可能有很高的噪声，原因是顶部 MOSFET 的导通边沿具有很强的开关电压振荡。为使这种影响最小，需要一个较长的电流比较器消隐时间（比较器忽略输入的时间）。这会限制最小开关导通时间，并且可能限制最小占空比（占空比 =  $V_{OUT}/V_{IN}$ ）和最大转换器降压比。注意在高端配置中，电流信号可能位于非常大的

共模电压( $V_{IN}$ )之上。

### 放置在降压调节器低端

图 2 中，检测电阻位于底部 MOSFET 下方。在这种配置中，它检测谷值模式电流。为了进一步降低功率损耗并节省元件成本，底部 FET  $R_{DS(on)}$  可用来检测电流，而不必使用外部电流检测电阻  $R_{SENSE}$ 。

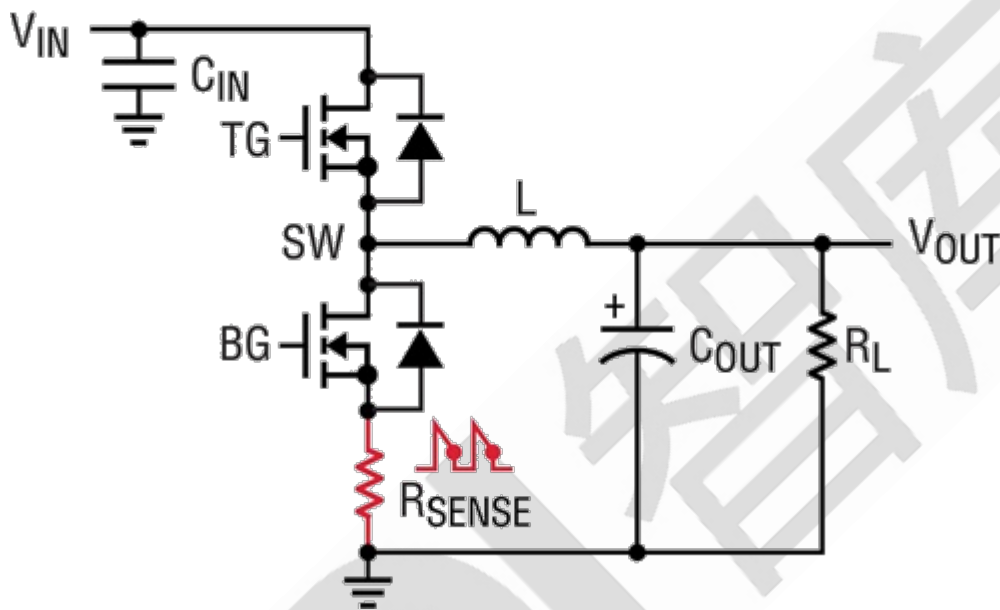


图 2. 带低端  $R_{SENSE}$  的降压转换器。

这种配置通常用于谷值模式控制的电源。它对噪声可能也很敏感，但在这种情况下，它在占空比较大时很敏感。谷值模式控制的降压转换器支持高降压比，但由于其开关导通时间是固定/受控的，故最大占空比有限。

### 降压调节器与电感串联

图 3 中，电流检测电阻  $R_{SENSE}$  与电感串联，因此可以检测连续电感电流，此电流可用于监测平均电流以及峰值或谷值电流。所以，此配置支持峰值、谷值或平均电流模式控制。

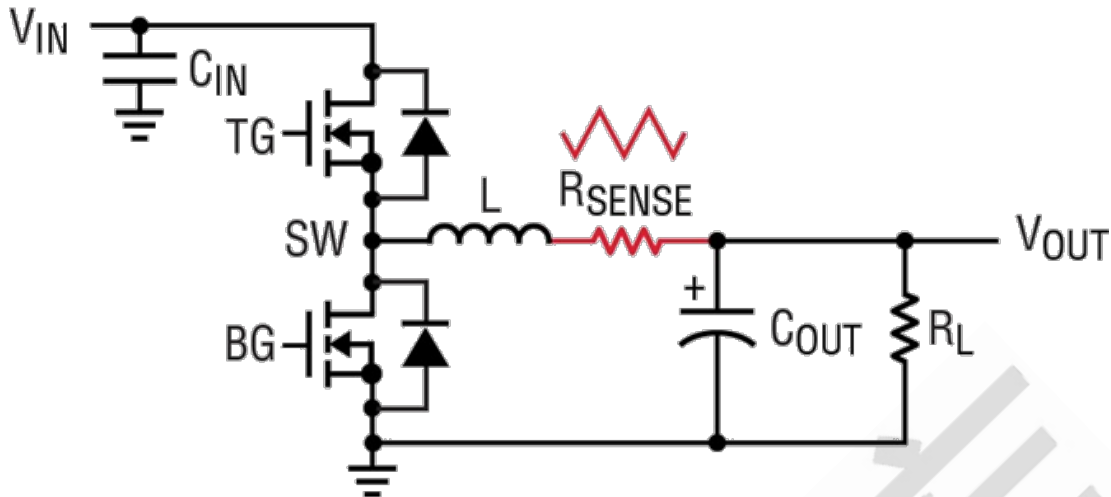


图 3.  $R_{SENSE}$  与电感串联。

这种检测方法可提供最佳的信噪比性能。外部  $R_{SENSE}$  通常可提供非常准确的电流检测信号，以实现精确的限流和均流。但是， $R_{SENSE}$  也会引起额外的功率损耗和元件成本。为了减少功率损耗和成本，可以利用电感线圈直流电阻(DCR)检测电流，而不使用外部  $R_{SENSE}$ 。

#### 放置在升压和反相调节器的高端

对于升压调节器，检测电阻可以与电感串联，以提供高端检测（图 4）。

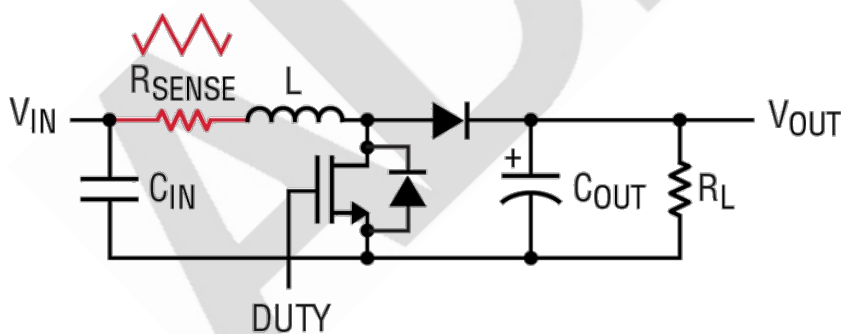


图 4. 带高端  $R_{SENSE}$  的升压转换器。

升压转换器具有连续输入电流，因此会产生三角波形并持续监测电流。

#### 放置在升压和反相调节器的低端

检测电阻也可以放在底部 MOSFET 的低端，如图 5 所示。此处监测峰值开关电流（也



是峰值电感电流)，每半个周期产生一个电流波形。MOSFET 开关切换导致电流信号具有很强的开关噪声。

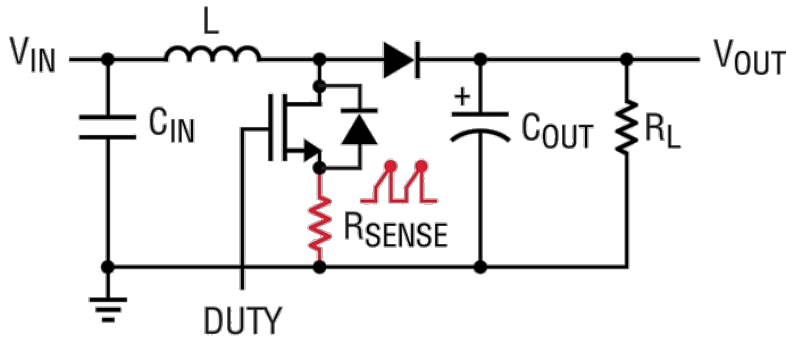


图 5. 带低端  $R_{SENSE}$  的升压转换器。

### SENSE 电阻放置在升降压转换器低端或与电感串联

图 6 显示了一个 4 开关升降压转换器，其检测电阻位于低端。当输入电压远高于输出电压时，转换器工作在降压模式；当输入电压远低于输出电压时，转换器工作在升压模式。在此电路中，检测电阻位于 4 开关 H 桥配置的底部。器件的模式（降压模式或升压模式）决定了监测的电流。

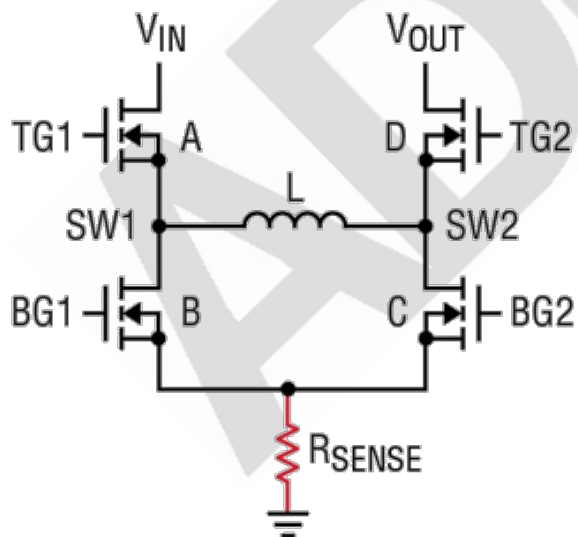


图 6.  $R_{SENSE}$  位于低端的升降压转换器。

在降压模式下（开关 D 一直导通，开关 C 一直关断），检测电阻监测底部开关 B 电流，电源用作谷值电流模式降压转换器。

在升压模式下（开关 A 一直导通，开关 B 一直关断），检测电阻与底部 MOSFET (C) 串联，并在电感电流上升时测量峰值电流。在这种模式下，由于不监测谷值电感电流，因此当电源处于轻负载状态时，很难检测负电感电流。负电感电流意味着电能从输出端传回输入端，但由于这种传输会有损耗，故效率会受损。对于电池供电系统等应用，轻负载效率很重要，这种电流检测方法不合需要。

图 7 电路解决了这个问题，其将检测电阻与电感串联，从而在降压和升压模式下均能连续测量电感电流信号。由于电流检测  $R_{SENSE}$  连接到具有高开关噪声的 SW1 节点，因此需要精心设计控制器 IC，使内部电流比较器有足够长的消隐时间。

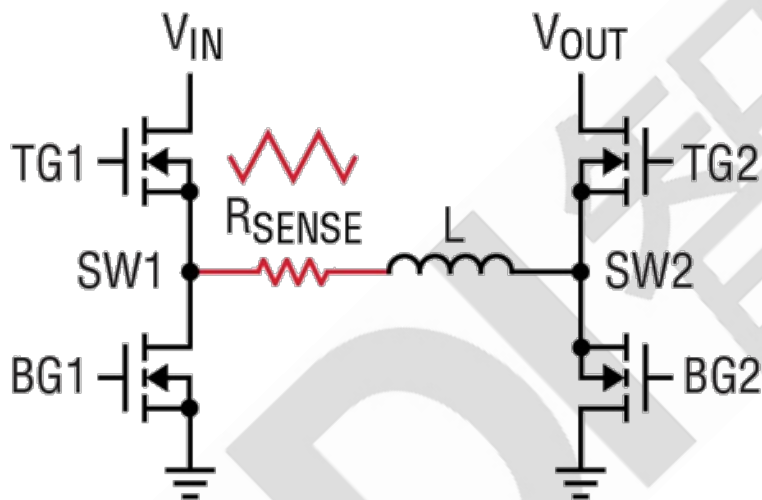


图 7. LT8390 升降压转换器， $R_{SENSE}$  与电感串联。

输入端也可以添加额外的检测电阻，以实现输入限流；或者添加在输出端（如下图所示），用于电池充电或驱动 LED 等恒定输出电流应用。这种情况下需要平均输入或输出电流信号，因此可在电流检测路径中增加一个强 RC 滤波器，以减少电流检测噪声。

上述大多数例子假定电流检测元件为检测电阻。但这不是强制要求，而且实际上往往并非如此。其他检测技术包括使用 MOSFET 上的压降或电感的直流电阻(DCR)。

## 开关模式电源电流检测——第三部分：电流检测方法

开关模式电源有三种常用电流检测方法是：使用检测电阻，使用 MOSFET  $R_{DS(ON)}$ ，以及使用电感的直流电阻(DCR)。每种方法都有优点和缺点，选择检测方法时应予以考虑。

### 检测电阻电流

作为电流检测元件的检测电阻，产生的检测误差最低（通常在 1% 和 5% 之间），温度系数也非常低，约为  $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  (0.01%)。在性能方面，它提供精度最高的电源，有助于实现极为精确的电源限流功能，并且在多个电源并联时，还有利于实现精密均流。

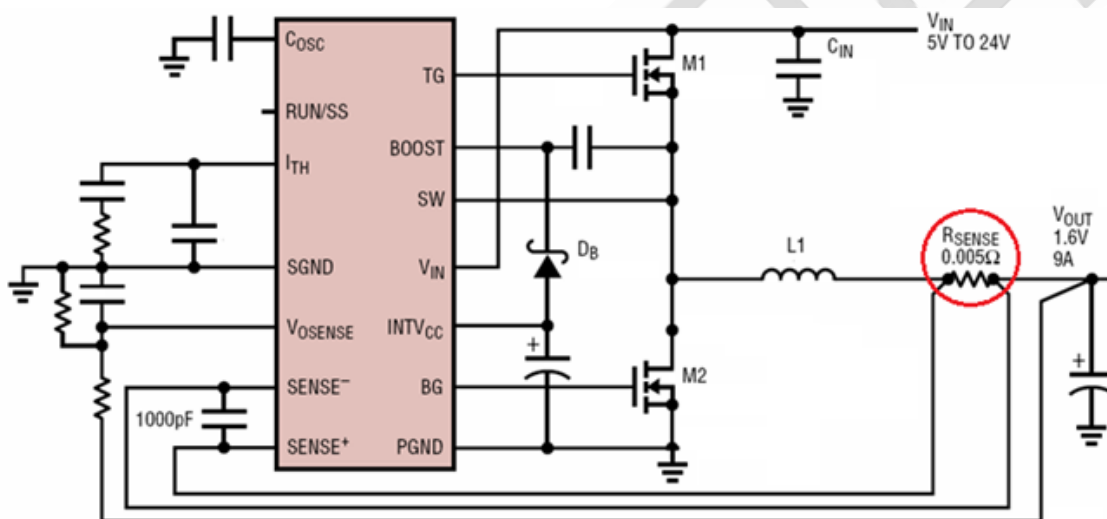


图 1. RSENSE 电流检测。

另一方面，因为电源设计中增加了电流检测电阻，所以电阻也会产生额外的功耗。因此，与其他检测技术相比，检测电阻电流监测技术可能有更高的功耗，导致解决方案整体效率有所下降。专用电流检测电阻也可能增加解决方案成本，虽然一个检测电阻的成本通常在 0.05 美元至 0.20 美元之间。

选择检测电阻时不应忽略的另一个参数是其寄生电感（也称为有效串联电感或 ESL）。检测电阻可以用一个电阻与一个有限电感串联来正确模拟。

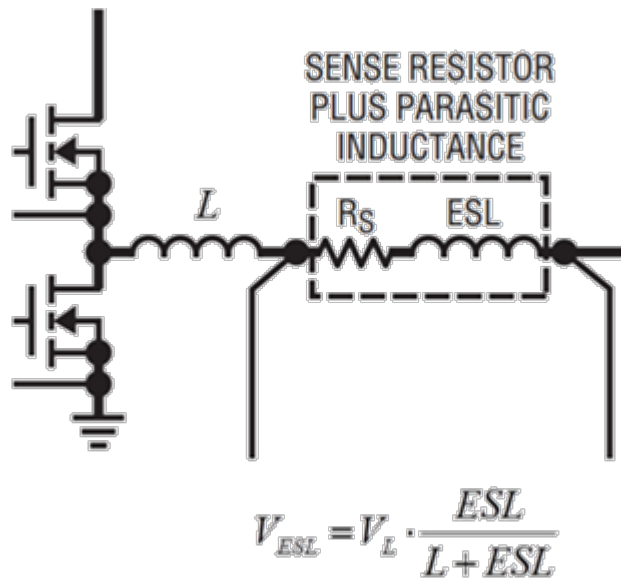


图 2.  $R_{SENSE}$  ESL 模型。

此电感取决于所选的特定检测电阻。某些类型的电流检测电阻，例如金属板电阻，具有较低的 ESL，应优先使用。相比之下，绕线检测电阻由于其封装结构而具有较高的 ESL，应避免使用。一般来说，ESL 效应会随着电流的增加、检测信号幅度的减小以及布局不合理而变得更加明显。电路的总电感还包括由元件引线和其他电路元件引起的寄生电感。电路的总电感也受到布局的影响，因此必须妥善考虑元件的布局，不恰当的布局可能影响稳定性并加剧现有电路设计问题。

检测电阻 ESL 的影响可能很轻微，也可能很严重。ESL 会导致开关栅极驱动器发生明显振荡，从而对开关导通产生不利影响。它还会增加电流检测信号的纹波，导致波形中出现电压阶跃，而不是预期的如图 3 所示的锯齿波形。这会降低电流检测精度。

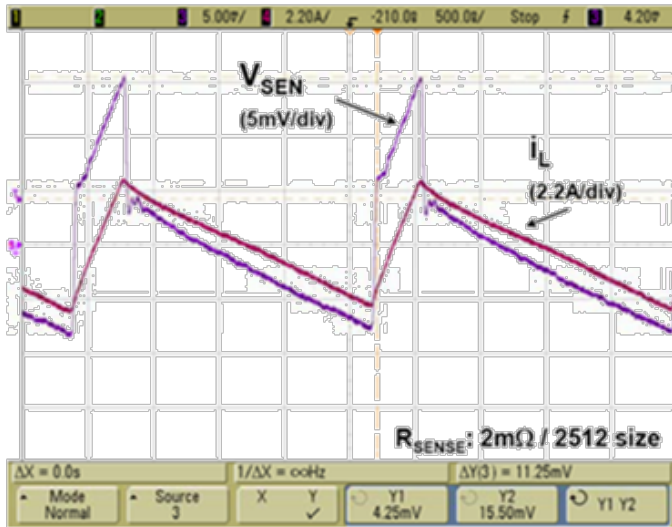


图 3.  $R_{SENSE}$  ESL 可能会对电流检测产生不利影响。

为使电阻 ESL 最小，应避免使用具有长环路（如绕线电阻）或长引线（如厚电阻）的检测电阻。薄型表面贴装器件是首选，例子包括板结构 SMD 尺寸 0805、1206、2010 和 2512，更好的选择包括倒几何 SMD 尺寸 0612 和 1225。

### 基于功率 MOSFET 的电流检测

利用 MOSFET  $R_{DS(ON)}$  进行电流检测，可以实现简单且经济高效的电流检测。LTC3878 是一款采用这种方法的器件。它使用恒定导通时间谷值模式电流检测架构。顶部开关导通固定的时间，此后底部开关导通，其  $R_{DS}$  压降用于检测电流谷值或电流下限。

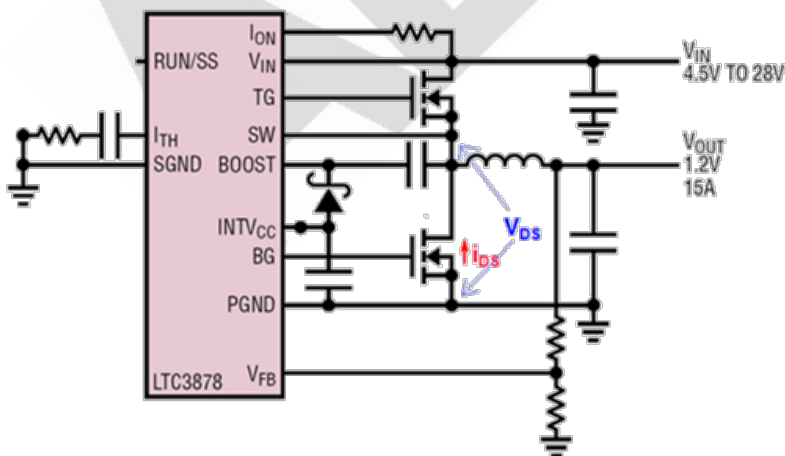


图 4. MOSFET  $R_{DS(ON)}$  电流检测。



虽然价格低廉，但这种方法有一些缺点。首先，其精度不高， $R_{DS(ON)}$ 值可能在很大的范围内变化（大约 33%或更多）。其温度系数可能也非常大，在  $100^{\circ}\text{C}$  以上时甚至会超过 80%。另外，如果使用外部 MOSFET，则必须考虑 MOSFET 寄生封装电感。这种类型的检测不建议用于电流非常高的情况，特别是不适合多相电路，此类电路需要良好的相位均流。

## 电感 DCR 电流检测

电感直流电阻电流检测采用电感绕组的寄生电阻来测量电流，从而无需检测电阻。这样可降低元件成本，提高电源效率。与 MOSFET  $R_{DS(ON)}$ 相比，铜线绕组的电感 DCR 的器件间偏差通常较小，不过仍然会随温度而变化。它在低输出电压应用中受到青睐，因为检测电阻上的任何压降都代表输出电压的一个相当大部分。将一个 RC 网络与电感和寄生电阻的串联组合并联，检测电压在电容 C1 上测量（图 5）。

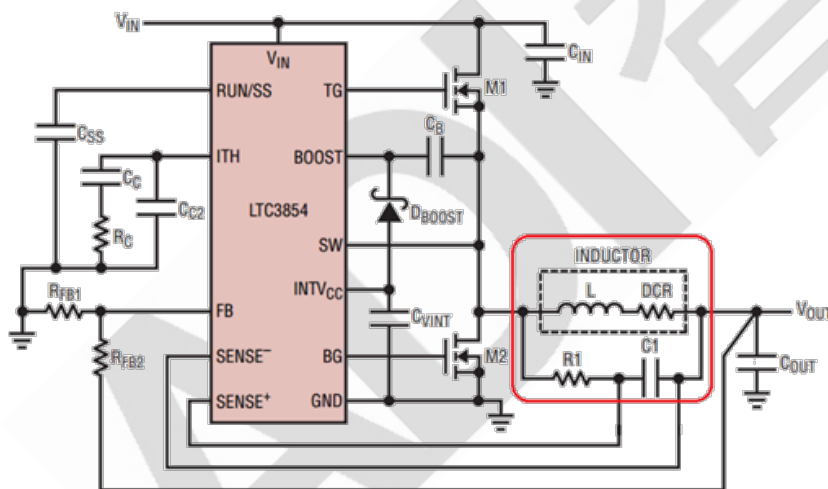


图 5. 电感 DCR 电流检测。

通过选择适当的元件( $R1 \times C1 = L/DCR$ )，电容 C1 两端的电压将与电感电流成正比。为了最大限度地减少测量误差和噪声，最好选择较低的 R1 值。

电路不直接测量电感电流，因此无法检测电感饱和。推荐使用软饱和的电感，如粉芯电感。与同等铁芯电感相比，此类电感的磁芯损耗通常较高。与  $R_{SENSE}$  方法相比，电感

DCR 检测不存在检测电阻的功率损耗，但可能会增加电感的磁芯损耗。

使用  $R_{SENSE}$  和 DCR 两种检测方法时，由于检测信号较小，故均需要开尔文检测。必须让开尔文检测痕迹（图 5 中的 SENSE+和 SENSE-）远离高噪声覆铜区和其他信号痕迹，以将噪声提取降至最低，这点很重要。某些器件（如 LTC3855）具有温度补偿 DCR 检测功能，可提高整个温度范围内的精度。

表 1 总结了不同类型的电流检测方法及其优缺点。

表 1 中提到的每种方法都为开关模式电源提供额外的保护。取决于设计要求，精度、效率、热应力、保护和瞬态性能方面的权衡都可能影响选择过程。电源设计人员需要审慎选择电流检测方法和功率电感，并正确设计电流检测网络。ADI 公司的 LTpowerCAD 设计工具和 LTspice 电路仿真工具等计算机软件程序，对简化设计工作并获得最佳结果会大有帮助。

| Sensing Method      | Sense Error @ 25°C (%) | Temperature Variation (%/°C) | Detects Inductor Saturation | Reliability/ Protection | Current & Thermal Balance | Component Cost                 | Supply Efficiency |
|---------------------|------------------------|------------------------------|-----------------------------|-------------------------|---------------------------|--------------------------------|-------------------|
| $R_{SENSE}$         | 1 or 5                 | ~0.01                        | Yes                         | Highest                 | Best                      | $R_{SENSE}$ (\$0.05 to \$0.20) | Baseline Value    |
| Inductor DCR        | ≥10                    | ~0.39                        | -                           | Medium                  | Medium                    | n/a                            | Higher            |
| MOSFET $R_{DS(ON)}$ | ≥30                    | ~0.8                         | -                           | Lower                   | Worst                     | n/a                            | Higher            |

### 其他电流检测方法

还有其他电流检测方法可供使用。例如，电流检测互感器常常与隔离电源一起使用，以跨越隔离栅对电流信号信息提供保护。这种方法通常比上述三种技术更昂贵。此外，近年来集成栅极驱动器(DrMOS)和电流检测的新型功率 MOSFET 也已出现，但到目前为止，还没有足够的推断 DrMOS 在检测信号的精度和质量方面表现如何。

## 关于开关频率需考虑的因素

开关模式电源采用固定、可调或与外部时钟同步的频率进行开关转换。开关频率值决定了电源电容和电感的外形尺寸，因此也决定了其成本。为设计出小型低成本电路，设计人员开始使用更高的开关频率。

根据其数据手册技术规格，开关稳压器 IC 中内置的振荡器通常可用于非常宽的频率范围。例如：单片 ADP2386 降压变换器 IC 可确保其开关频率在设定值的  $\pm 10\%$  范围内。其他常用的开关稳压器 IC 则指定为设定值的  $\pm 20\%$  或更高范围。由于 ADP2386 开关频率具有  $\pm 10\%$  的变化范围，在极端情况下，ADP2386 使用 RT 将开关频率设置为 600kHz，即可在 540kHz 和 660kHz 频率下进行开关转换。

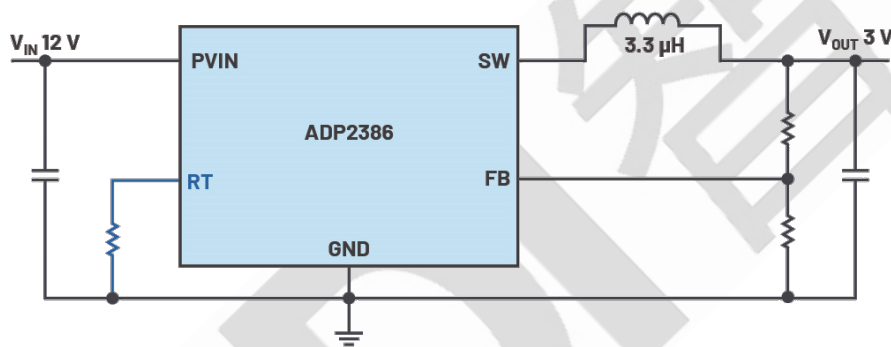


图 1. ADP2386 降压变换器，其开关频率由电阻 RT 设置。

在设计电路时，必须考虑到开关频率可能会有 20% 的变化，由于流经电感的峰值电流会随实际开关频率有所不同，因此，电感电流纹波会直接影响输出电压纹波。

图 2 显示了开关频率对电感电流纹波的影响。图中，600kHz 的标称开关频率以蓝色显示。最小(540kHz)开关频率以紫色显示，最大(660kHz)开关频率以绿色显示。在 600kHz 的标称设置频率下，当稳压器在 540kHz 频率下开关时，可以看到峰峰纹波电流为 1.27A。但是，在 600kHz 的相同频率设置下，开关稳压器也能够在 660kHz 频率下开关，相应的纹波电流为 1.05A。在此例中，220mA 的线圈电流纹波差异可能是由于电路中不同组件的开关频率变化导致的。这已经超过了整个允许的温度范围。

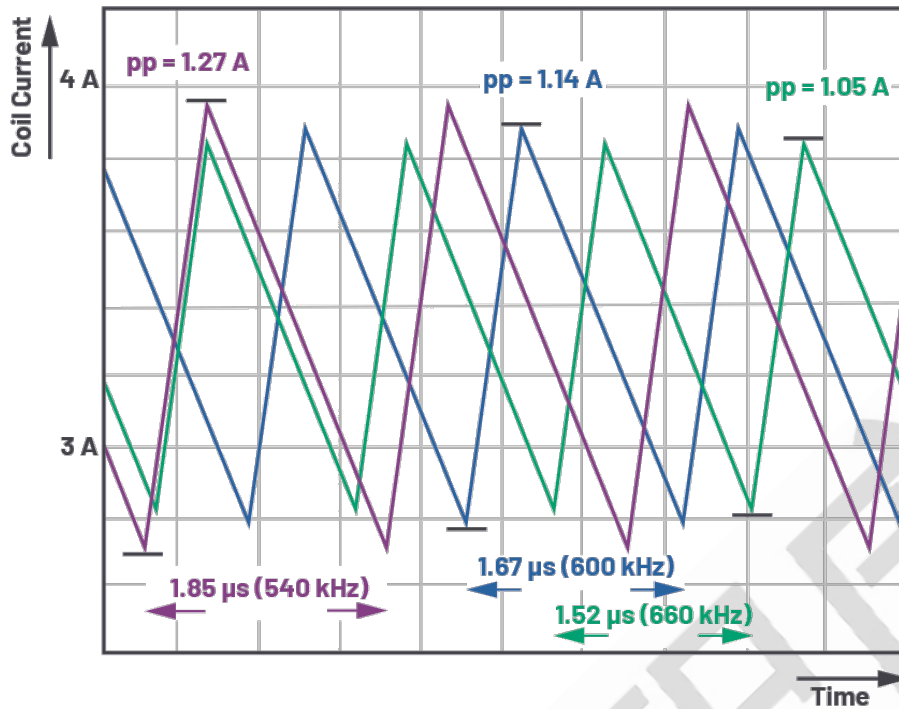


图 2. 受开关频率变化影响的峰到峰线圈电流纹波。

开关稳压器的限流值设置必须考虑这个因素。峰值电流必须足够低，才能确保在正常运行期间不会激活现有的任何过流保护。

请注意，本例未考虑所有其他可能出现的变化因素，如电感和电容值变化。

图 3 显示了不同的电流纹波变化的相应输出电压纹波值。电路设计为开关频率为 600kHz 时产生 4.41mV 纹波电压。在 540kHz 开关频率下，纹波电压为 5.45mV；在 660kHz 开关频率下，纹波电压为 3.66mV。

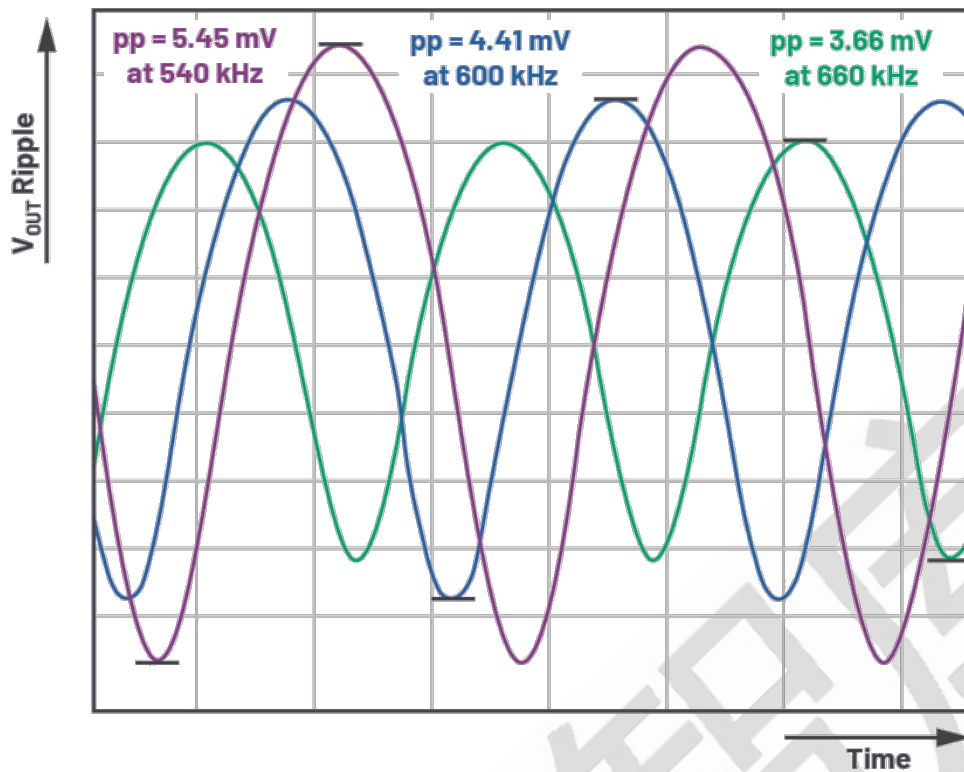


图 3. 在开关模式稳压器 IC 中，开关频率变化导致的输出电压纹波变化。

本例中，考虑的唯一变量就是允许的温度范围内开关频率的变化。在实际应用中，可能存在许多其他变量，如电感和电容的实际值变化。这些亦受工作温度的影响。但是，我们也可以假设，在大多数情况下，开关频率的实际变化不会达到  $\pm 10\%$  的限值。通常，开关频率会在指定范围中间的典型值附近变化。为了系统地考虑电源中的所有动态变量，我们可以通过蒙特卡罗分析找到答案。其中不同分量和变量参数的变化根据其发生的概率进行加权，并相互关联。使用 ADI 公司免费提供的 LTspice<sup>®</sup> 仿真软件可进行蒙特卡罗分析。

## 开关电源（DC-DC 转换器）真的会降低模数转换器的性能吗？

工程师一般认为开关电源会降低 ADC 的性能，因此通常愿意选用低压差(LDO)线性稳压器，而不使用开关稳压器，但这种认识并非完全正确。LDO 具有较低的纹波和噪声指标，但最近的研究表明，高效的开关稳压器也可用于一些转换器设计中，前提是设计师



对电路拓扑有很好的理解，运用一些实用技巧，同时采取一些必要的防范措施。

首先是选择转换器，然后选择正确的开关稳压器，并不是任何开关稳压器都可以使用。从数据手册上查阅开关稳压器的噪声和纹波指标，以及开关频率。典型的开关稳压器在 100kHz 带宽范围内大概有  $10\mu\text{Vrms}$  的噪声。假设它们都是白噪声，那么有关频带内的噪声密度相当于  $31.6\text{nVrms}/\text{rt-Hz}$ 。

其次，要查阅转换器的电源抑制(PSR)指标，以了解由于电源噪声引起的转换器性能下降的关键点。大多数高速转换器在第一奈奎斯特区内的 PSR 典型值为 60dB (1mV/V)。

在使用具有 2Vpp 满量程输入范围、78dB 信噪比和 125MSPS 采样速率的 16 位 ADC 时，本底噪声为  $11.26\text{nVrms}$ 。不管噪声源自何处，都必须低于这个值，这样才能不影响转换器的性能。在第一奈奎斯特区  $f_s/2$ ，转换器噪声等于  $89.02\mu\text{Vrms}$  ( $11.26\text{nVrms}/\text{rt-Hz} \times \sqrt{125\text{MHz}/2}$ )。虽然开关稳压器的噪声( $31.6\text{nV}/\text{rt-Hz}$ )高过这个转换器噪声的两倍，但注意转换器还有 60dB 的 PSRR，它可将开关稳压器的噪声抑制到  $31.6\text{pV}/\text{rt-Hz}$  ( $31.6\text{nV}/\text{rt-Hz} \times 1\text{mV}/\text{V}$ )。这个噪声比转换器的本底噪声要小得多，因此开关稳压器的噪声不会降低转换器性能。

另外，电源滤波、接地和布线也很重要。在 ADC 电源引脚处增加  $0.1\mu\text{F}$  电容，可以使噪声降低到比上面的计算结果还要小。在电源输出端增加一个简单的 LC 滤波器也可行，但级联的滤波器能将开关稳压器噪声抑制得更多。众所周知，滤波器每增加一级就能获得约 20dB/10 倍频程的噪声抑制效果。紧密叠层的电源和地平面（间距 $<4\text{mil}$ ）可以为 PCB 设计增加固有的高频去耦效果。最后，良好的物理划分是关键，尽量使敏感的模拟电路远离开关电路。

## 旁路电容和耦合电容：以正确的方式稳定电压

电子产品开发期间经常需要用到旁路电容。图 1 所示为一个开关稳压器，可以从高压产生低电压。在这种类型的电路中，旁路电容( $C_{\text{BYP}}$ )尤为重要。它必须支持输入路径

上的开关电流，使得电源电压足够稳定，能够支持设备运行。

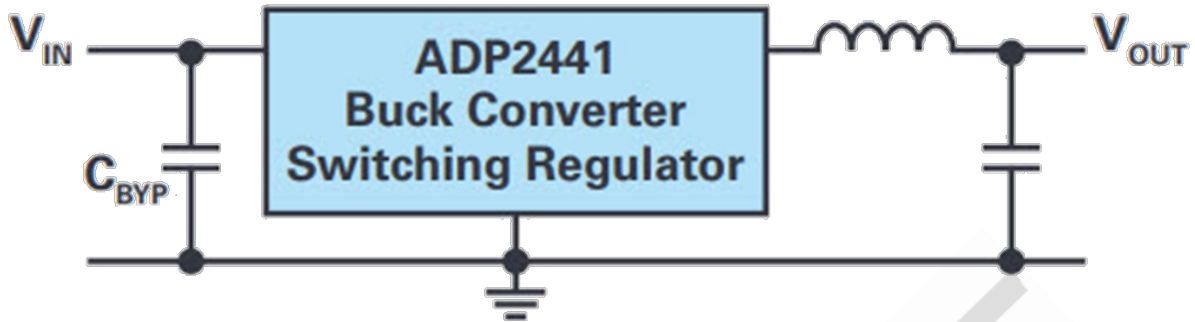


图 1. ADP2441 开关稳压器，输入端具有旁路电容  $C_{BYP}$ 。

因为降压转换器中的输入电容是这种拓扑结构的关键路径（热回路）的一部分，所以  $C_{BYP}$  的连接必须保证尽可能少的寄生电感。因此，这个元件的安装位置至关重要。图 2 左侧显示的是不太好的布局。连接到旁路电容的走线细。流入电压转换器的电流也不是直接从旁路电容流入。旁路电容只是微微接触主电路。这会增加电容产生的寄生电感，并降低此元件的作用。建议采用图 2 右侧所示布局，旁路电容的效率非常高。连接本身只会产生非常少量的寄生电感。从图中还可以看出，变换器（例如开关稳压器）的引脚分配会对电路板的布局产生影响。从图 2 右侧可以看到， $V_{IN}$  和 GND 引脚之间的距离很近，比左侧不太好的布局的距离更近。如此，旁路电容和集成电路之间的回路区域会更小。

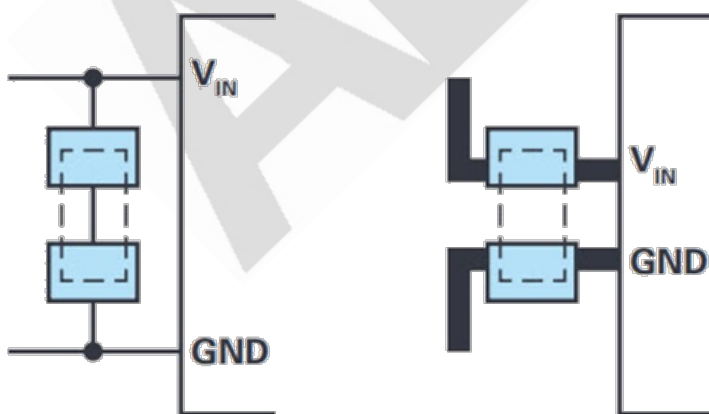


图 2. 以不利方式连接的旁路电容（左侧）和以有利方式连接的旁路电容（右侧）。

因为旁路电容的连接应该保证尽可能少地产生寄生电感，所以建议将旁路电容和开关

稳压器放在电路板的同一侧。但是，在某些应用中，正面的开关稳压器只能在电路板底部与旁路电容解耦。在没有足够空间容纳较大的解耦电容时即是如此。在这种情况下，会采用通孔来连接电容。遗憾的是，通孔会产生几个纳亨的寄生电感。为了让这种连接的阻抗达到最低，人们提出了多种连接建议，具体如图 3 所示。

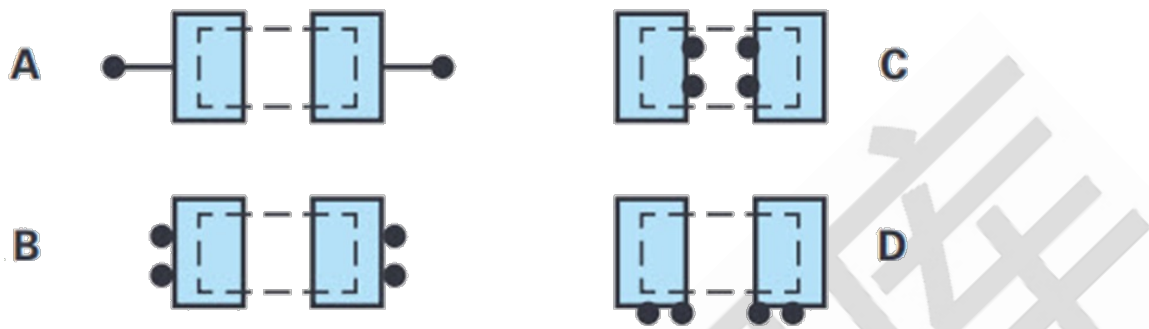


图 3. 当旁路电容与通孔连接时，有多种连接选项。

版本 A 并不是非常有利。在这个选项中，通孔和旁路电容之间采用细线路连接。根据电路板另一侧支持路径运行的位置，这种布局安排也可能导致寄生电感增加。在版本 B 中，通孔的位置更靠近旁路电容，所以这个连接比较有利。此外，两个通孔是并行使用。这可以降低整个连接的总电感。版本 C 更加有利，其中连接的回路区域非常小，所以只会产生极少量的寄生电感。但是，因为旁路电容非常小，且制造成本很低，所以无法或不能在组件下方做出通孔。

版本 D 提供了一个非常有趣的连接。根据特定的陶瓷旁路电容的设计方式，横向连接至电路板产生的寄生电感可能最少。

这些元件要实现高效率，旁路电容位于电路板上的位置就至关重要。也就是，采用寄生电感可能最低的连接，这点非常重要。合适的连接应该使用电路所在的电路板同一侧，具体如图 2 所示。在某些特殊情况下，可能需要将旁路电容连接在电路板背面，在这种情况下，应该选择图 3 的 B、C 和 D 版本所示的寄生电感可能最低的连接。

## 电源电压为动态时

稳压器一般用于生成恒定的输出电压。利用控制环路，可通过未经调节的输入电压生成稳定、精准的输出电压。动态电压调节(DVS)有什么作用？

动态电压调节意味着可以在运行期间调节电源的输出电压。进行此类调节有多种原因。

### 在轻载运行条件下，提高 PFC 级的转换效率

用于功率补偿的功率因数校正(PFC)级，可将电网电压的交流电压提升至直流中间电路电压。在 240V 交流系统中，这种中间电路电压一般为 380V，如图 1 所示。ADP1047 PFC 控制器可以使用 DVS，在不影响设定的 380V 电压的情况下独立降低输出电压负载，例如，降低至 360V。在采用部分负载运行期间，此举可以提高电源的转换效率。

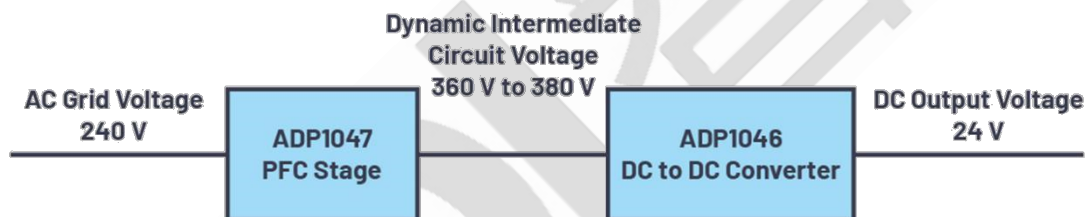


图 1. 带下游 ADP1046 直流-直流转换器的 ADP1047PFC 级。

### 微控制器在各种工作状态下高效运行

另一个 DVS 使用示例如图 2 所示。在此示例中，ADP2147 降压型开关稳压器为数字信号处理器(DSP)供电。在许多应用中，都可以使用微控制器、DSP 或 FPGA 来提高系统效率，方法是：在处理器处于待机模式时降低内核电压。在 VDD\_INT 电压（内核电压）降低（例如，在 DSP 在低负载状态下运行时，从 1.2V 降低至 1.0V）时，多种 DSP，包括 ADI 公司提供的 ADSP-BF527 都可以更高效地运行。处理器的功耗在很大程度上与其时钟频率和工作电压的平方成比例。将 ADSP-BF527 的电源电压降低 25%，动态功耗会降低超过 40%。ADI 的许多 DSP 都具有类似特性。

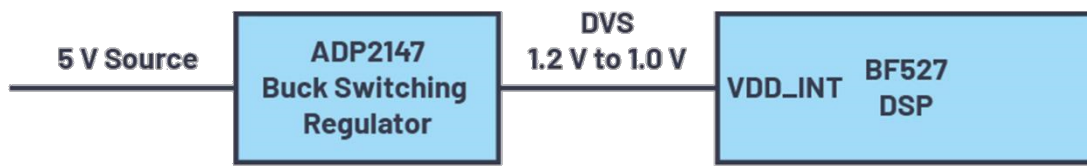


图 2. 具有 DVS 功能的 ADP2147 开关稳压器可实现 ADSP-BF527 的高效运行。

### 改善负载瞬态后的恢复速度

如之前的两个示例所示，使用 DVS 的常见原因是提高效率或降低损耗。但是，也存在其他一些有趣的应用。许多系统都要求采用经过精准调节的电源电压。对于图 3 所示的电压范围，可以使用 1.2V 内核电压。该电压可以为  $1.2V \pm 10\%$ 。在这个示例中，在静态负载下和负载动态变化时都要保持电压不变。如果将反馈控制设置在允许范围的中间，一半范围适用于静态误差源，也适用于负载瞬态之后的动态电压变化。有一个小技巧，即在低负载时稍微提高输出电压，在高负载时稍微降低输出电压。在高负载情况下，有时会采用更低负载，此时一般出现小幅度电压过冲。可以通过稍微降低高负载的设定点电压，将这种电压过冲保持在允许范围内，如图 3 所示。左侧为高负载，右侧为低负载。

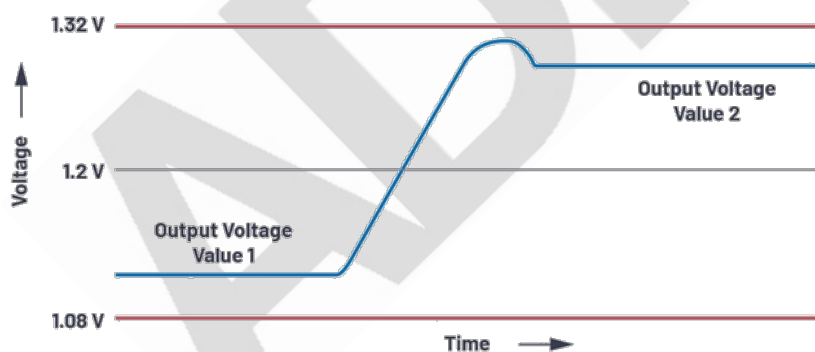


图 3. 基于负载电流动态调节电源电压。

相反的情况自然也适用。当负载较低时，它在某个时间点会上升。可能动态出现电压过冲。在低负载下，电压稍微升高，因此仍保持在允许范围内。对于这种特性，通常称之为电压自动定位。



除了上述应用外，还有许多其他应用的动态变化电压也是有利的。例如控制直流电机、操作执行器，或驱动 Peltier 元件进行温度调节。动态电压调节是指动态调节生成的电压，对于许多应用，这种调节非常有帮助，甚至是必要的。特别是在数字控制电源中，DVS 很常见，也很容易实现。

## 关键的短脉冲

虽然占空比有最大限制，但本电源管理技巧重点探讨占空比的最小限制。

在连续导通模式(CCM)下，降压型开关稳压器（降压变换器）的占空比相当于输出电压除以输入电压。因此如果输出电压正好是输入电压的一半，对应的占空比为 50%。根据实际分量和相应的寄生损失，这个占空比实际上稍有不同。不过这个简单的占空比计算公式已足够用于估算。

因此，如果通过 5V 电源电压产生 1V 输出电压，对应的占空比为 20%。图 1 显示采用 ADI 公司 ADP2389 稳压器的降压转换器拓扑。该稳压器的开关频率可高达 2.2MHz。在图 2 的时域图中，可以看到当开关频率为 2.2Mhz 时，在新周期开始之前，周期 T 值只有大约 450ns。

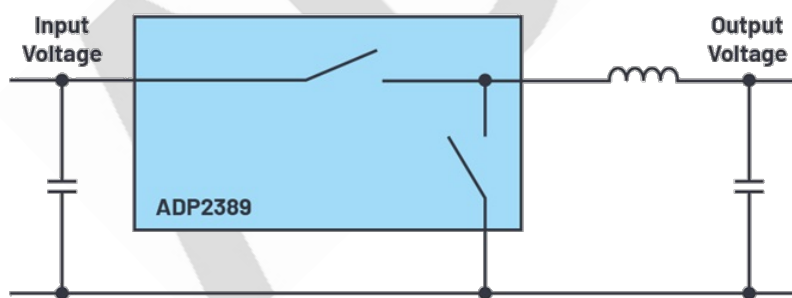


图 1. 采用 ADP2389 的典型降压型开关稳压器，最高输出电流为 12A。



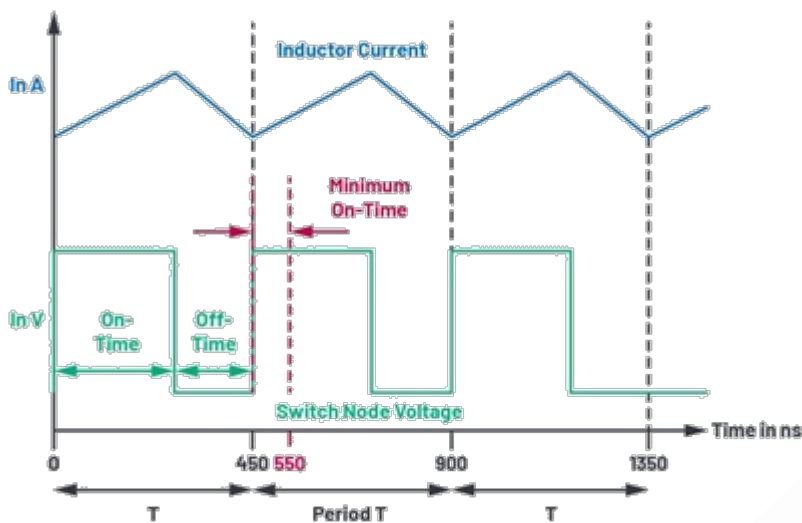


图 2. 开关频率为 2.2MHz 时显示的最小导通时间。

ADP2389 的最小导通时间为 100ns。因此在 2.2MHz 开关频率下，无法实现 5V 到 1V 的电压转换。它需要 20% 的占空比，相当于在 450ns 周期内只有 90ns 的导通时间。这个时间低于 ADP2389 电压转换器的额定最小导通时间。

尽管如此，如果依然想用 ADP2389 来实现 5V 到 1V 转换，可通过降低开关频率的方式。这样，图 2 中的周期 T 变得更长，而 100ns 的最小导通时间所占百分比也变低。在 2MHz 开关频率下，周期为 500ns。要达到 20% 的占空比，需要 100ns 的导通时间。根据技术规格，可采用 ADP2389 来实现。

这就有个问题，为何会出现限制输入电压与输出电压之比的最小导通时间。在许多开关模式电源转换器中，原因在于电感电流是在导通时间内测量的。此电流用于过流保护，并用于根据电流闭环控制原理（电流模式控制）工作的稳压器中。环路调节也需要测量电感电流。在开关瞬变后，必须先降低产生的噪音才能进行准确的电流测量。这需要一些时间，也称为消隐时间。尤其对于 MHz 级别的极高开关频率，最小导通时间的影响也更大，目前正在研发能够实现更短的最小导通时间的电路。

对于低占空比，例如降压型开关稳压器中的高输入电压和低输出电压，最小导通时间是关键限制。它通常会限制支持开关模式电源工作的最大开关频率。

## 最大限度降低 Ćuk 稳压器的辐射

Ćuk 拓扑非常适合用于从正电源电压生成负输出电压。许多系统都需要负电源电压，以便读取某些传感器发出的信号。因此，可能需要为信号链提供（例如）+5V 和-5V，或者甚至+15V 和-15V 电压。负电源电压也用于安全切换某些开关元件，例如碳化硅 (SiC)。

Ćuk 拓扑也称为 2L 反相拓扑，因为其电源路径中需要使用两个电感。图 1 为 Ćuk 拓扑的电路图。

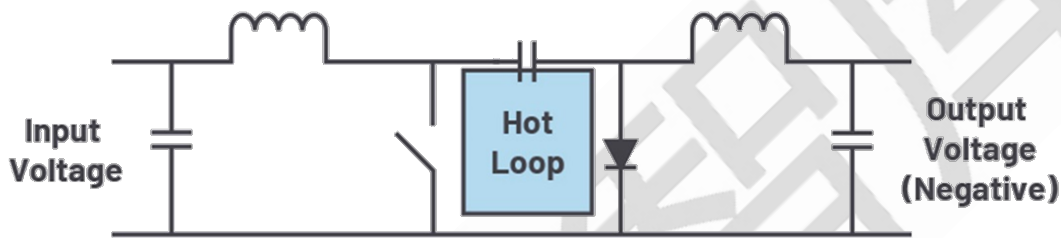


图 1. 用于生成负电源电压的 Ćuk 拓扑原理图。

在选择合适的开关稳压器 IC 时，需要确保其中包含负电源电压反馈引脚，这非常重要。ADI 公司拥有大量带有集成开关的单片开关稳压器 IC，以及带有外部开关晶体管的控制器 IC，均适合此类应用。

最重要的是，所需的两个电感分别代表成本和空间因素。但是，这两个组件也导致输入端和输出端的电源路径中产生电感。这可以防止在输入端和输出端产生快速开关电流。因此，Ćuk 拓扑通常被视为特定的低噪声拓扑。当然，和其他开关稳压器一样，Ćuk 拓扑也提供开关电流。在图 1 中，它们表现为热回路（蓝色）。热回路指的是一组具有快速  $di/dt$  瞬变的轨迹。为了最大限度降低开关电流产生的干扰，以及伴随的寄生电容，此回路占用的空间面积必须尽可能达到最小。

因此，在适合 Ćuk 拓扑的优化板布局中，续流二极管 D、耦合电容 C 和开关 S1 必须彼此非常靠近。利用对应的 IC 引脚排列，例如 LT8330，即可紧凑排列这些线路。图 2

所示为在实际的板布局中，开关电流（热回路）的电源路径所在的区域。

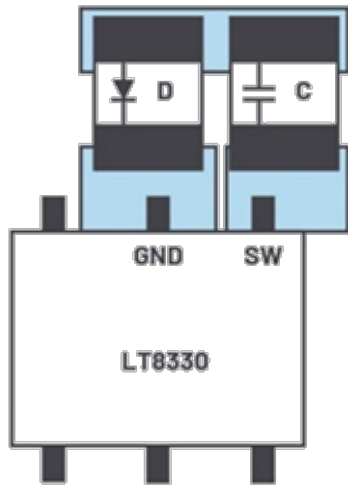


图 2. 针对 Ćuk 拓扑优化的板布局。

图 3 所示为包含 LT8330 的电路示例，它在 Ćuk 拓扑中可以当做稳压器。一个重要的特性就是 FBX 引脚，这是一种特殊的 FB 引脚，可以处理负电源电压（根据 Ćuk 拓扑的要求）和正电源电压。如果 LT8330 用于升压或 SEPIC 拓扑中，则需要具备正反馈引脚极性。

图 3 所示为包含 LT8330 的电路示例，它在 Ćuk 拓扑中可以当做稳压器。一个重要的特性就是 FBX 引脚，这是一种特殊的 FB 引脚，可以处理负电源电压（根据 Ćuk 拓扑的要求）和正电源电压。如果 LT8330 用于升压或 SEPIC 拓扑中，则需要具备正反馈引脚极性。

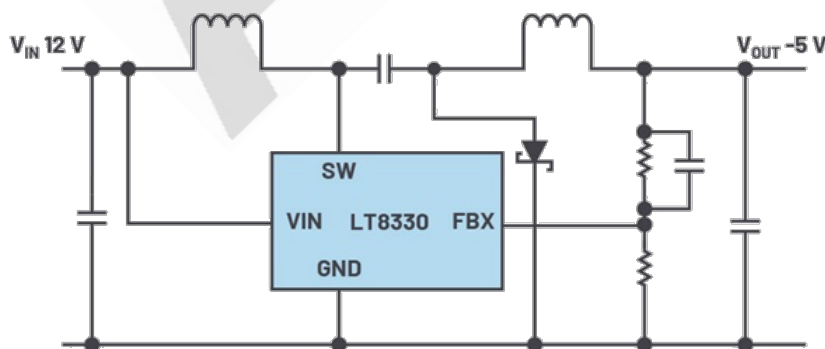


图 3. 采用 LT8330 的 Ćuk 稳压器电路示例。

稳压器输入端和输出端的电感会影响稳压器产生的传导发射量。如果采用包含非常紧凑的热回路的优化板布局，则可以实现极低噪声的解决方案。这些特性使得 Ćuk 稳压器非常适合用于产生低噪声和负电源电压。

## 不同开关稳压器拓扑的噪声特性

目前存在许多不同的开关稳压器拓扑。有些拓扑应用十分广泛，例如经典的降压型转换器，也称为降压转换器。然而，也有一些少为人知的开关模式 DC-DC 转换器，包括 Zeta 拓扑。这些拓扑分为基本拓扑和扩展拓扑。基本拓扑只使用两个开关、一个电感和两个电容。它们都属于非隔离式开关稳压器；即，未进行电气隔离的开关稳压器。此类拓扑包括降压转换器、升压转换器和反相降压-升压拓扑。所有其他拓扑都需要额外的元件。例如，SEPIC 转换器还需要耦合电容和第二电感。除了非隔离式开关稳压器外，还有一些稳压器是通过变压器来实现电气隔离。

电路设计人员通常将电源视为黑盒子或 4 极元件。其具有两个输入线路和两个输出线路。图 1 所示为 DC-DC 转换器的框图符号。顶部是非电气隔离式 DC-DC 转换器，底部是电气隔离式转换器。

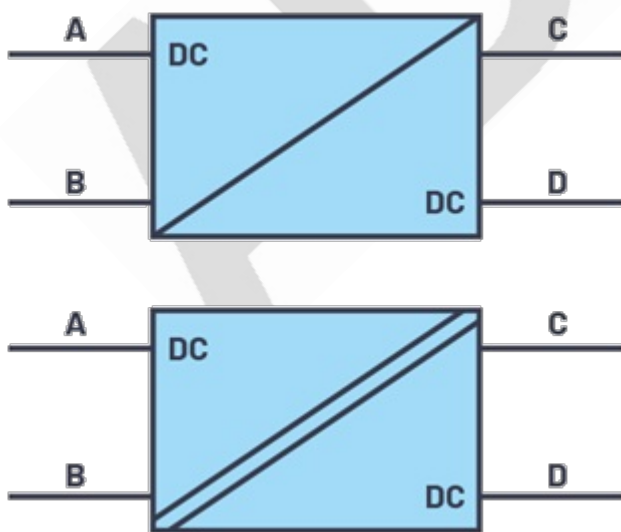


图 1. 开关模式电源显示为黑盒子。

图 1 中未体现端子的噪声特性。不同的开关稳压器拓扑在 2 端口网络端子处具有不同的噪声特性。图 2 显示适合工业应用的 ADP2441 通用降压转换器。它可以将 24V 输入电压转换为 3.3V 输出电压。采用这种拓扑时，可以看出，输入侧会产生脉冲电流，因此噪声很大。当 ADP2441 上的高端开关导通时，电流流入端子 A。当此开关关断时，没有电流流经节点 A。但是，输出端 C 的噪声很小。其中，输出路径中的电感可确保输出端没有脉冲电流。

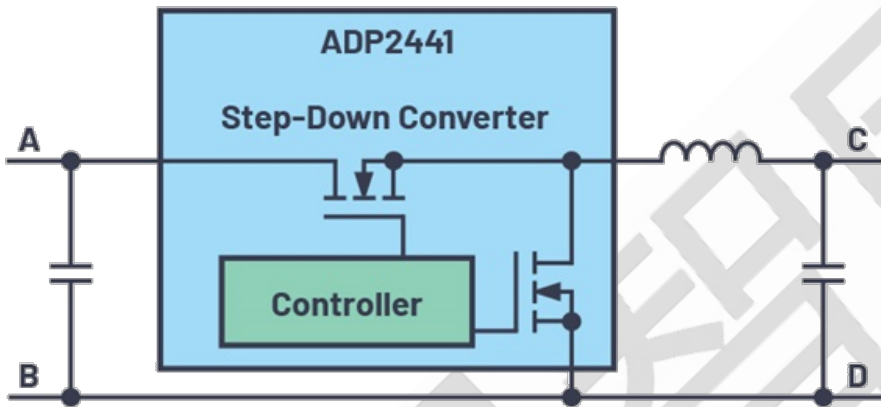


图 2. 实际的开关稳压器拓扑设计。

表 1 总结了开关稳压器基本噪声特性，为系统设计人员的概念设计提供了重要参考。表中列出了最常见的开关稳压器拓扑。第一行指示输入端（即 2 端口网络的端子 A 和 B）的噪声水平高低。第二行指示相应拓扑的输出端（即 2 端口网络的端子 C 和 D）噪声水平高低。表 1 显示了噪声水平的高低。

|       | 降压 | 升压 | 反相降压升压 | 全桥式 | SEPIC | Cuk | 4开关降压升压 |
|-------|----|----|--------|-----|-------|-----|---------|
| 输入端噪声 | 高  | 低  | 高      | 高   | 低     | 低   | 高       |
| 输出端噪声 | 低  | 高  | 高      | 高   | 高     | 低   | 高       |

表 1. 常用开关稳压器拓扑及其输入和输出端噪声特性概览。

例如，使用单独的 LC 滤波器进行额外滤波，可以大幅减少开关稳压器电路中的传导噪

声。通过这种方式，可以避免出现表 1 中的高噪声。然而，系统设计人员应清楚哪些 DC-DC 转换器在哪些端子具有很高的噪声。这样，他们就可以预先考虑相应的滤波器，以及这些滤波器必须占用的额外空间。

## 热回路究竟是什么？

当涉及到开关稳压器及其电磁兼容性(EMC)时，总是会提到热回路。尤其是优化印刷电路板上的走线布局时，更是离不开这个话题。但热回路到底指的是什么？

开关稳压器中需要不断开关电流。这些电流通常比较大。每当电流流动时，会产生磁场。如果快速开关大电流，就会产生交变磁场。此外，如果开关电流时，路径中存在寄生电感，就会产生电压失调。电流会容性耦合到相邻的电路部件中，并增加电源的噪声辐射。综上所述，我们可以说开关电流是导致开关模式电源产生噪声的主要原因。图 1 显示了简化的降压转换器拓扑结构。所有存在连续电流的线路都用蓝色表示。所有快速开关电流的线路都用红色表示。

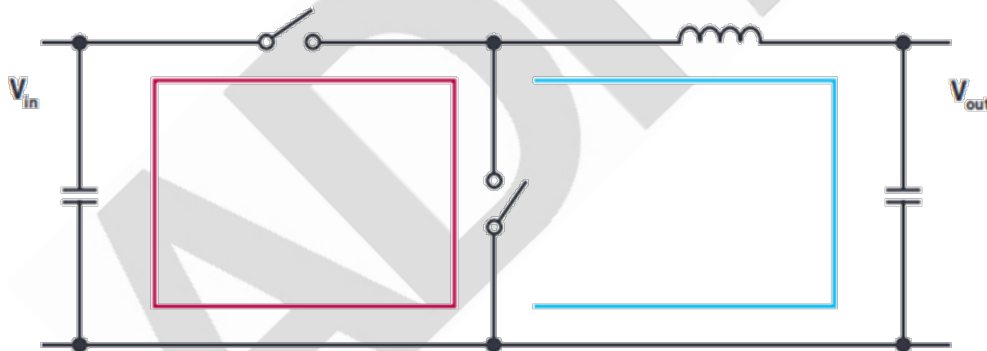


图 1. 具有连续电流的线路用蓝色表示，存在开关电流的线路用红色表示。

图 1 中的红色线路是关键线路。它们看起来像一个电流回路，因此被称为回路。热回路意味着这个回路特别关键，因为它涉及到快速开关电流。如果我们仔细观察这个回路，可以看到图 1 中的红色回路从来没有真正的电流流过，这个因为两个开关从来不会同时打开。它只是单条线路的组合，在特定时间会有电流流过，在其他时间则没有电流流过。在图 2 中，各连接线路旁的箭头表示电流流动的方向。同时，通过指定的



符号表示电流流过的时间。在其他时间，没有电流流经该导体。

表 1 显示图 2 中的每条红色线路何时传导电流，何时不传导电流。在降压稳压器占空比周期的开启时段，高压侧开关开启，低压侧开关关闭，我们看到电流从输入电容流出，通过高压侧开关，但是没有电流流经低压侧开关。在占空比周期的关闭时段，电流通过低压侧开关（从地到开关节点），其他三条红色线路则没有电流流过。

表 1. 高压侧和低压侧开关状态与降压稳压器占空比周期之间的关系

| 降压稳压器占空比周期 | 占空比符号  | 高压侧开关 | 低压侧开关 |
|------------|--|-------|-------|
| 开启时段       |   | 开     | 关     |
| 关闭时段       |  | 关     | 开     |

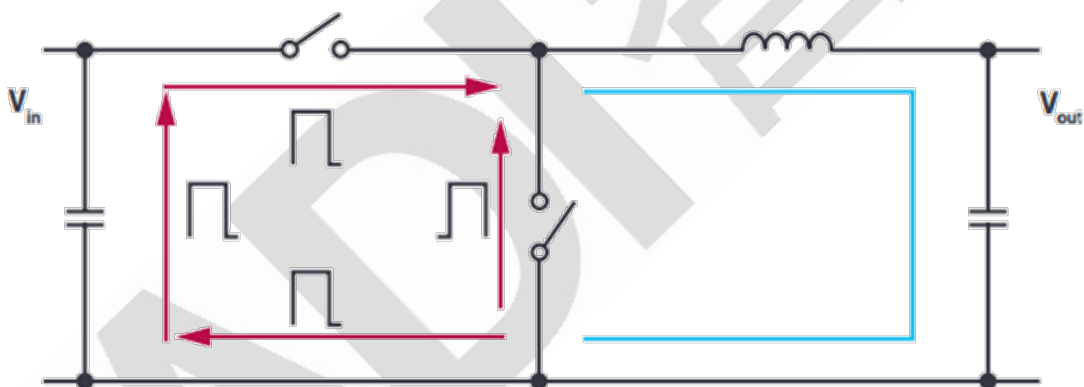


图 2. 热回路中电流方向不同的各个线路。

从图 2 中很容易看出，热回路并不是一个独立的电流回路，而是由两个真实的电流回路组成的虚拟电流回路。

图 3 显示电路所基于的实际电流回路。一个电流回路显示为蓝色，另一个显示为绿色。在这些完整的电流回路之间，确实会反复出现开关操作；但是，在某些线路中，两个电流回路中的电流流动方向相同，因此会叠加形成连续电流，就 EMC 而言影响不大。这些线路不会被称为热回路。

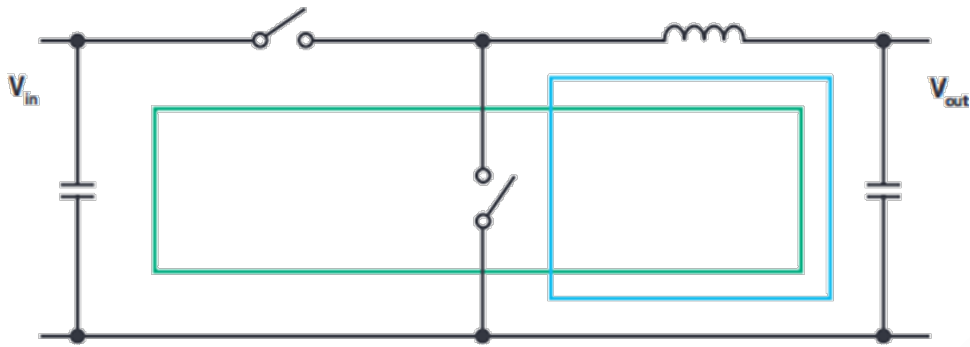
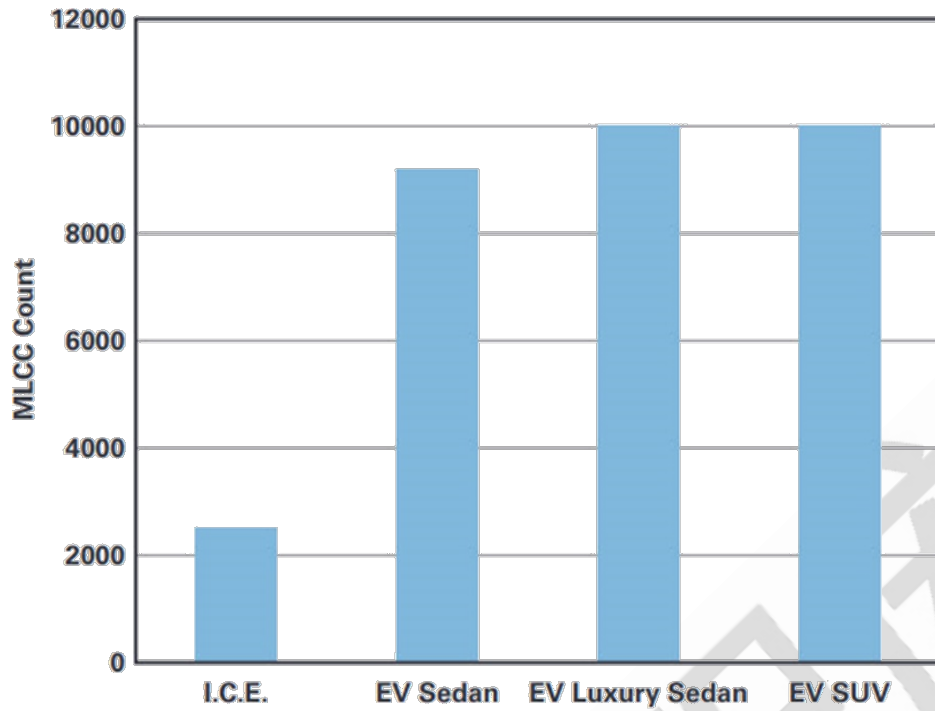


图 3. 会导致所谓热回路的实际电流回路。

开关稳压器的热回路因开关稳压器的拓扑结构而异。其设计应尽可能窄小紧凑，以减少噪音产生和传播。ADI 公司提供的 SilentSwitcher® 技术通过将输入电容集成到 IC 封装，尽可能缩小关键热回路。同时，将热回路分成两个对称的形状，可以产生两个极性相反的磁场，从而大幅抵消辐射噪声。ADI 提供的 LT8609S 就是采用这种技术的开关稳压器。

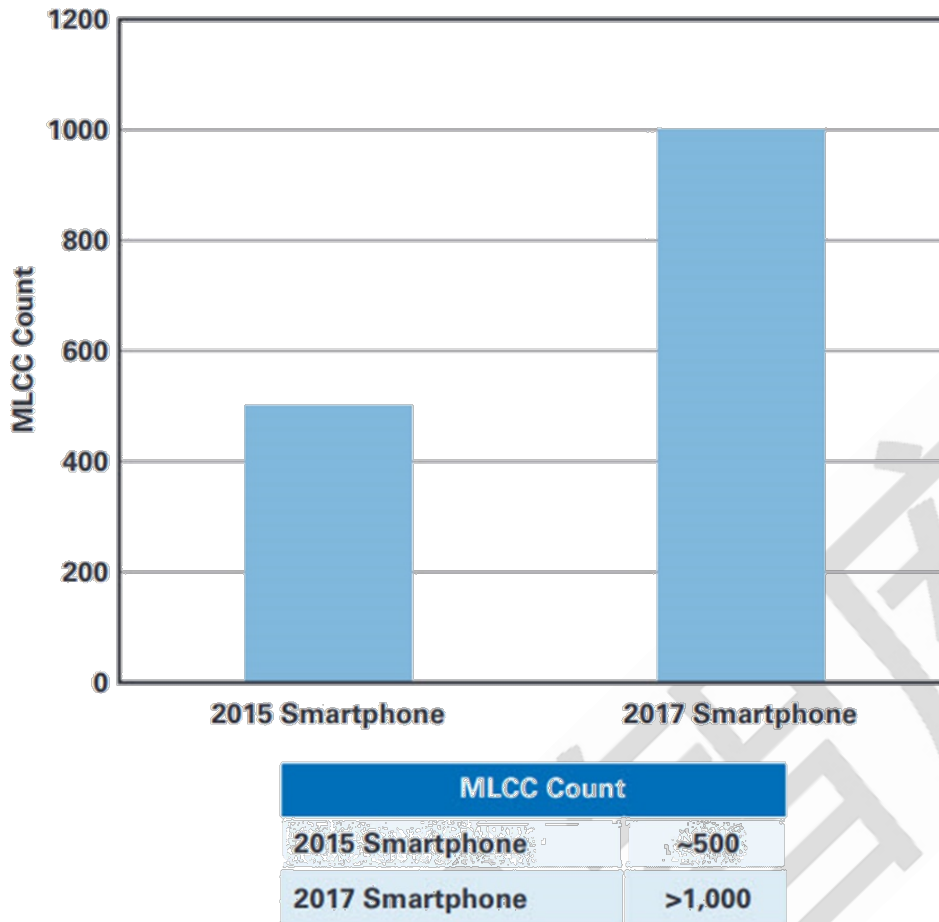
## 通过降低电源对电容的要求来解决 MLCC 短缺问题

在全球范围内，多层陶瓷电容(MLCC)供不应求。很大部分原因是因为手机的电子复杂性提高、电动汽车的销售量增加，以及全球各行各业电子内容的扩展。相比几年前，一些智能手机的 MLCC 用量翻了一番；相比使用典型的现代内燃机的汽车，电动汽车的 MLCC 用量增加至少 4 倍 (图 1)。MLCC 从 2016 年底开始缺货，这使得生产大电容值产品 (几十  $\mu\text{F}$  或更高) 变得尤其困难，而最新电子器件采用的高能电源需要这种电容才能运行。制造工厂想要降低 MLCC 要求不可避免地想要从电源的电容要求着手，尤其是开关稳压器的电容。因此，电源设计人员成为解决电容短缺问题的关键。



| MLCC Count      |         |
|-----------------|---------|
| I.C.E.          | 2,500   |
| EV Sedan        | 9,200   |
| EV Luxury Sedan | >10,000 |
| EV SUV          | >10,000 |

(a).



(b).

图 1. 全球范围内电动汽车(a)和手机(b)对 MLCC 的用量增加，但生产量没有相应增加，导致 MLCC 缺货。

### 电源电路使用电容——大量电容

典型的直流-直流降压变换器使用下列电容（参见图 2）：

- 输出电容：在负载瞬态响应期间，平缓输出电压波纹和电源负载电流。一般使用几十  $\mu\text{F}$  到  $100\mu\text{F}$  的大电容。
- 输入电容：除了稳定输入电压之外，它还被用于输入电流的即时供应。一般在几  $\mu\text{F}$  到几十  $\mu\text{F}$  之间。
- 旁路电容：吸收开关操作产生的噪声和来自其他电路的噪声。一般在  $0.01\mu\text{F}$  到

0.1 $\mu$ F 之间。

- 补偿电容：保证反馈回路中的相位裕量并防止振荡。通常为几百 pF 或几十 nF。有些开关稳压器 IC 中采用了补偿电容。

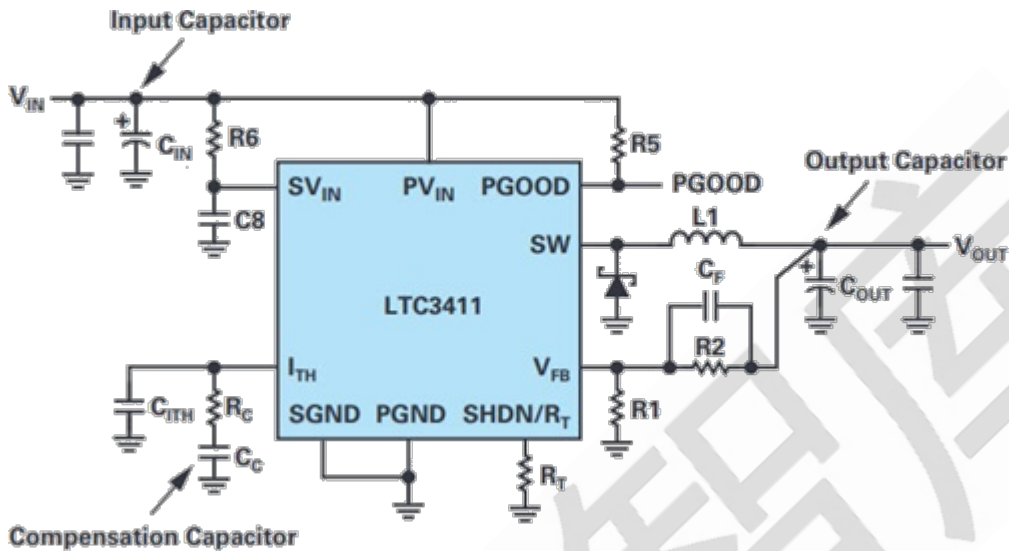
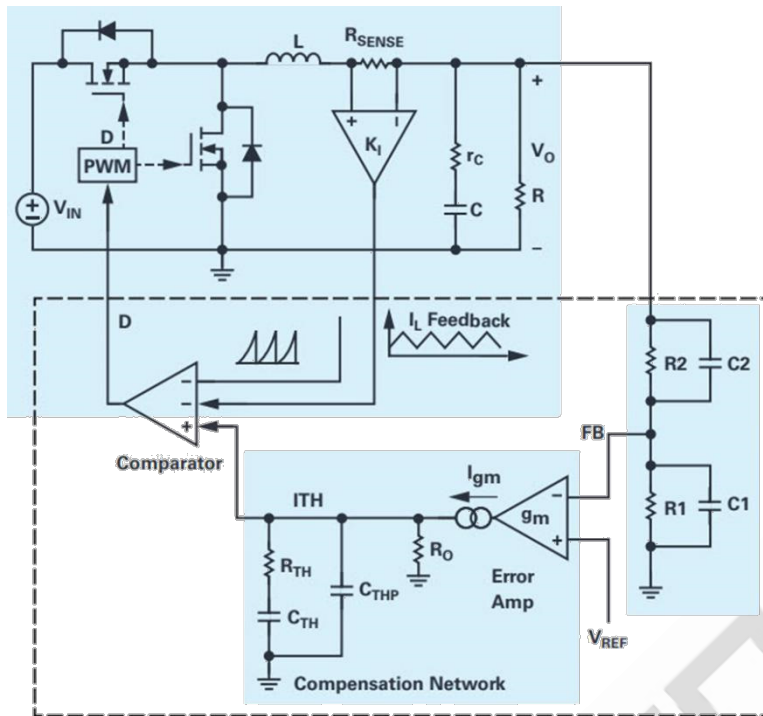


图 2. 典型降压稳压器使用的电容。

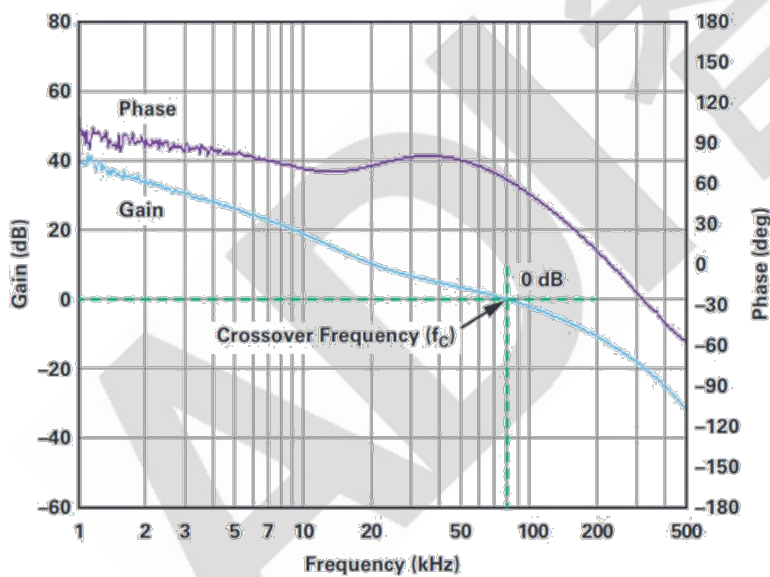
降低电容的最好方法是想办法最小化输出电容的数量。本文接下来将介绍减少输入电容的策略方法，然后介绍降低旁路电容要求，以及，在一定程度上，减少输入电容的解决方案。

### 增加开关频率，以降低输出电容

图 3a 显示的是典型的电流模式降压变换器的框图，下部电路区域表示反馈回路和补偿电路。



(a).



(b).

图 3. 典型降压稳压器(a)的框图和典型的反馈特性(b)。

反馈回路的特性如图 3b 所示。回路增益为 0dB (增益=1) 时的频率被称为交越频率 ( $f_c$ )。交越频率越高, 稳压器的负载阶跃响应性能越出色。例如, 图 4 显示的是支持负载电流从 1A 快速增加到 5A 的稳压器的负载阶跃响应。所示结果对应的交越频率为



20kHz 和 50kHz，分别导致 60mV 和 32mV 压降。

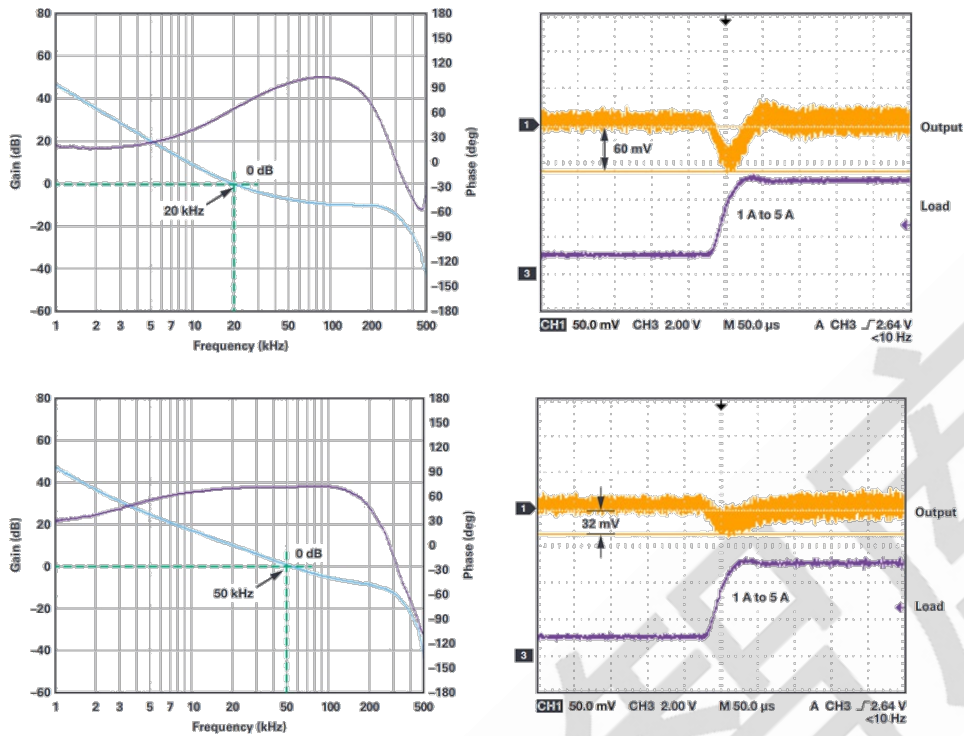


图 4. 比较采用两种交越频率时，降压稳压器的负载阶跃响应。

从表面上看，提高交越频率似乎是个简单方法：可以通过最小化输出压降来改善负载阶跃响应，从而减少输出电容数量。但是，提高交越频率会导致两个问题。第一，需要保证反馈回路具备足够的相位裕量，以防止振荡。一般来说，采用该交越频率时，需要  $45^\circ$  或更高（最好是  $60^\circ$  或以上）的相位裕量。

第二，需要注意开关频率( $f_{SW}$ )和  $f_c$  之间的关系。如果它们的幅度相当，负反馈会响应输出电压波纹，从而影响到稳定运行。作为一项指导，可以将交越频率设置为开关频率的 1/5（或更低），如图 5 所示。

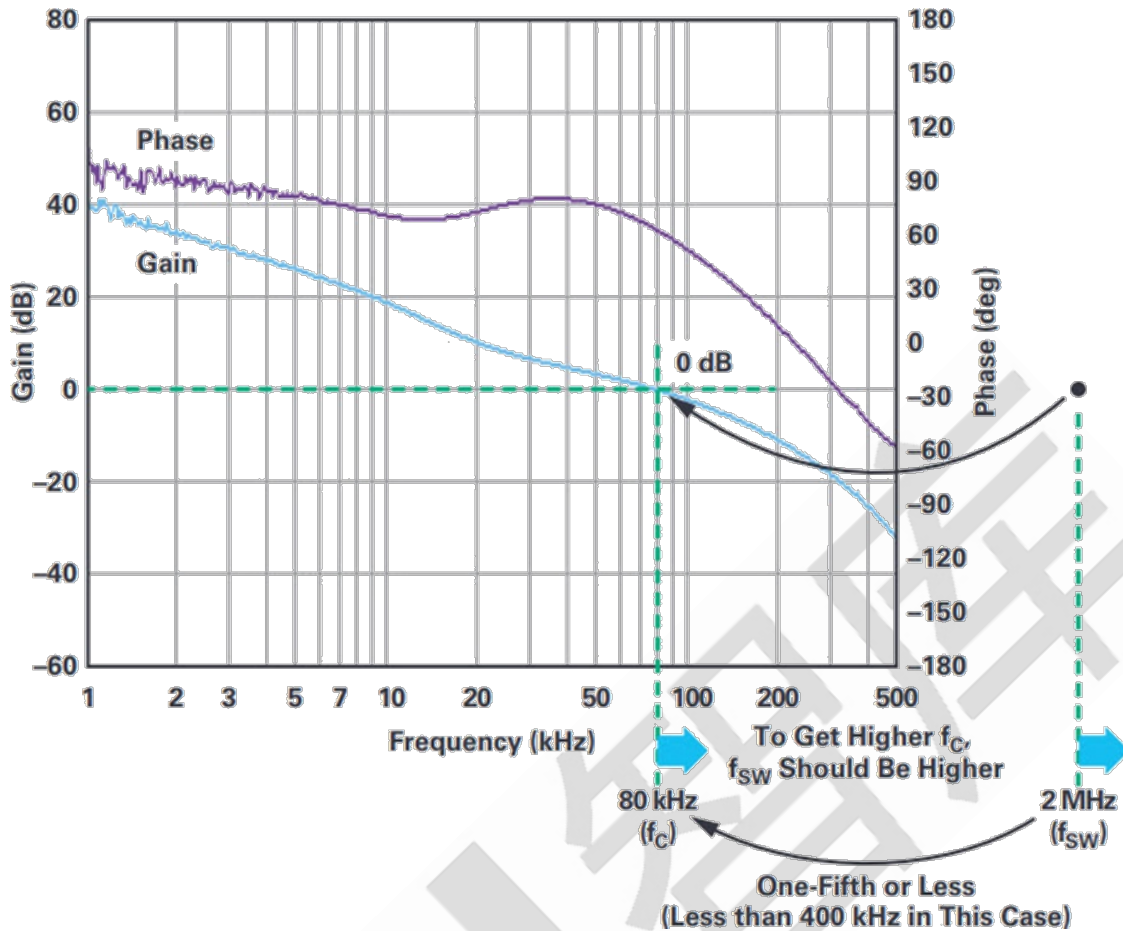


图 5. 如果开关频率和控制回路交越频率太过接近，负反馈可能响应输出电压波纹。最好是让交越频率低于开关频率 1/5。

要增加交越频率，需要同时增加开关频率，但是，这会导致顶部和底部 FET 的开关损耗增加，会降低转换效率和产生更多热量。在电容上实现的节省会因为增加散热元件带来的复杂性抵消：比如鳍状散热器、风扇或额外的板空间。

是否能够在高频率下保持高效率？答案是肯定的。使用 ADIPower 稳压器 IC 就可以达到这种效果，这些稳压器 IC 采用独特的 FET 控制功能，在更高开关频率下也能保持高效率（图 6）。

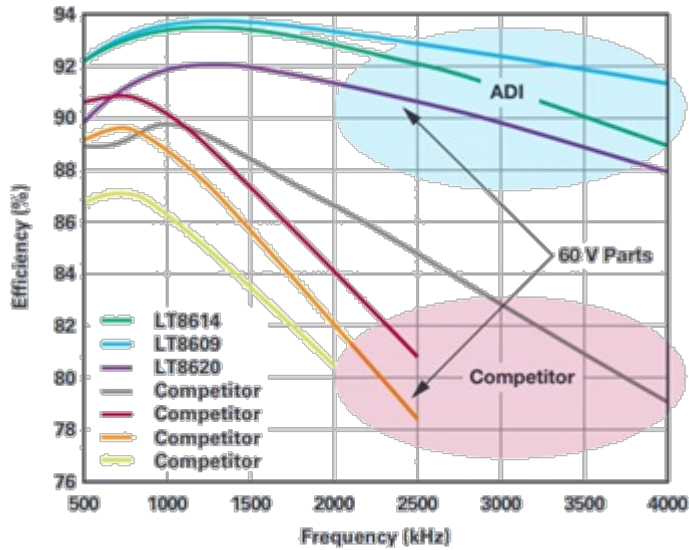


图 6. ADIPower 稳压器与竞争产品。对于典型的稳压器，开关频率增高时，效率会下降。ADIPower 稳压器可以在非常高的操作频率下保持高效率，因而支持使用值更小的输出电容。

例如，LT8640S 6A 输出降压稳压器在操作频率为 2MHz 时（12V 输入和 5V 输出），在整个负载范围内（0.5A 至 6A）能保持高于 90% 的效率。

这个稳压器也可以通过减少电流波纹( $\Delta I_L$ )来降低电容要求，从而降低输出纹波电压( $\Delta V_{OUT}$ )，如图 7 所示。或者，使用更小的电感。

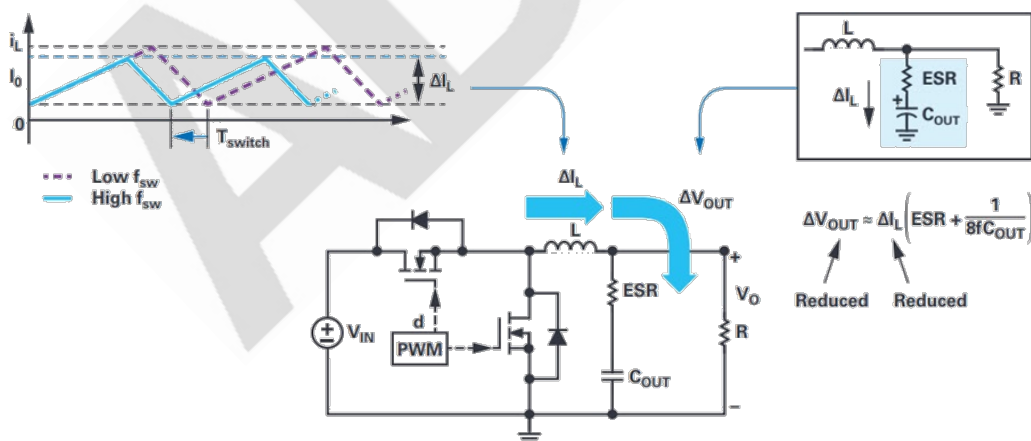


图 7. 通过增加开关频率来减小电容和电感的尺寸。

开关频率更高时，可以增加交越频率，以改善负载阶跃响应和负载调整，如图 8 所示。

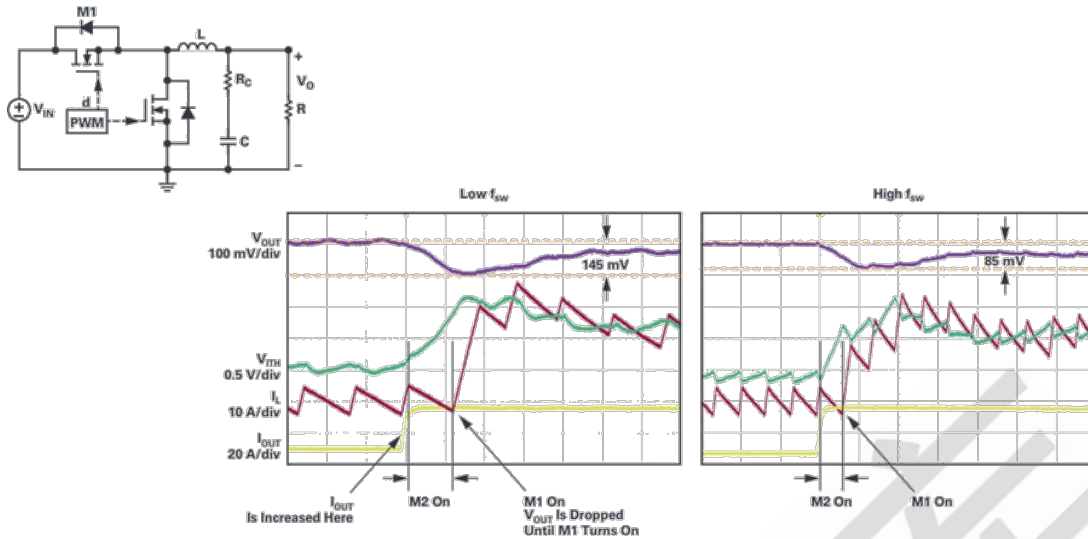


图 8. 增加开关频率可以改善负载阶跃响应。

### SilentSwitcher 稳压器可以大幅降低旁路电容

如果减少旁路电容的数量，会如何？旁路电容主要被用于吸收开关操作产生的噪声。

如果能从其他方面降低开关噪声，就可以减少旁路电容的数量。有一个特别简单的方法可以实现这种效果，即使用 SilentSwitcher® 稳压器。

SilentSwitcher 稳压器如何降低开关噪声？开关稳压器具有两个电流回路：顶部 FET 开启，底部 FET 关闭（红色回路）；顶部 FET 关闭，底部 FET 开启（蓝色回路），如图 9 所示。热回路传输完全开关的交流电流，也就是说，从 0 切换到  $I_{PEAK}$ ，然后回到 0。它具备最高的交流和 EMI 能源，会产生最强变化的磁场。

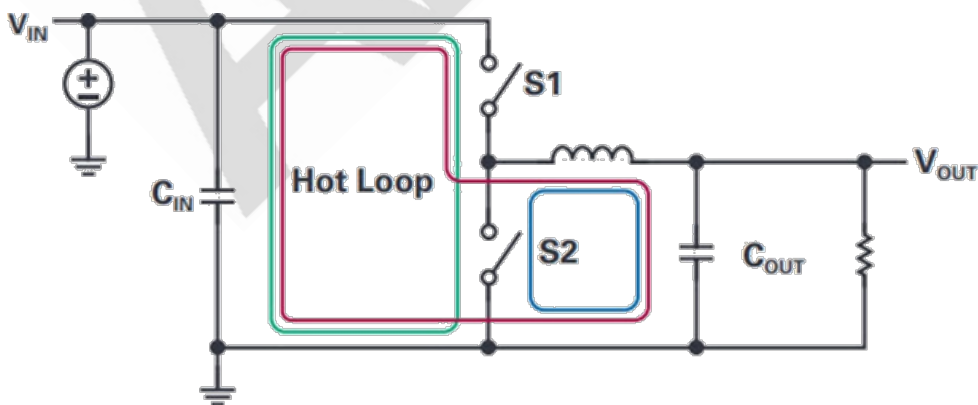


图 9. 开关稳压器中的热回路会因为本身产生的交变磁场而导致大量辐射噪声。

可以使用压摆率控制来降低栅级信号变化的频率（降低  $di/dt$ ），以便抑制开关噪声。这种方法虽然能够抑制噪声，但会增加开关损耗，导致产生更多热量，在之前所述的高开关频率下尤其如此。压摆率控制在某些条件下是有效的，ADI 公司也提供包含这种控制的解决方案。

SilentSwitcher 稳压器可以抑制热回路中产生的电磁噪声，但不是使用压摆率控制。而是将  $V_{IN}$  引脚一分为二，令热回路可以分成两个对称的热回路。产生的磁场被限制在靠近 IC 的区域，其他位置大幅降低，从而最大限度地降低辐射开关噪声（图 10）。

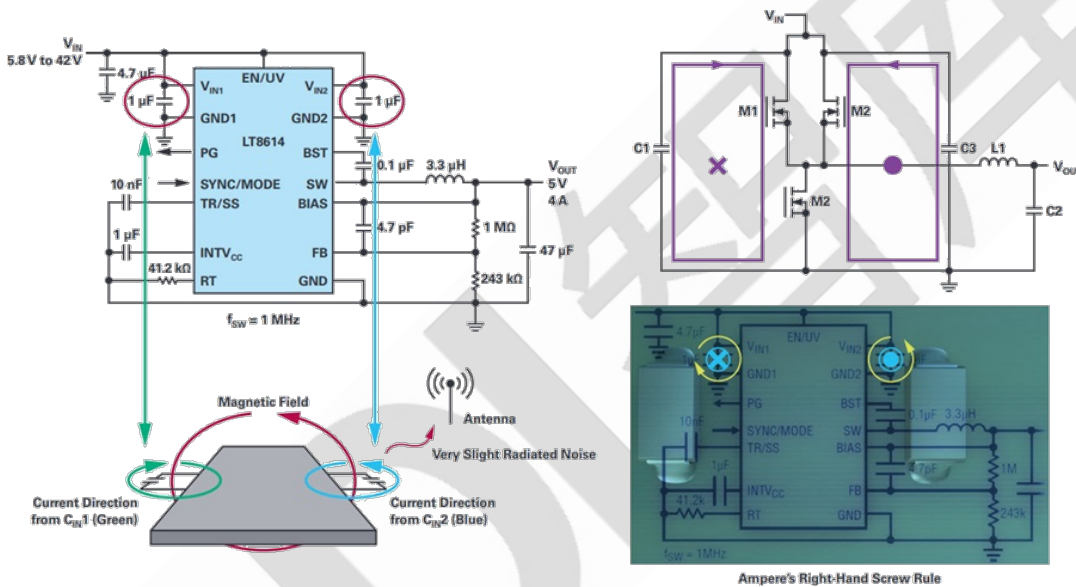


图 10. 获得专利的 SilentSwitcher 技术。

LT8640S 是 SilentSwitcher 技术的第二代，即 SilentSwitcher2（图 11），IC 内部集成高频输入电容。这可以确保最大限度地抑制噪声，因此也无需如以前一样非常小心地在布局中确定输入电容的位置。毫无疑问，这也会降低对 MLCC 的要求。另一项功能——展频，会通过动态改变开关频率来降低噪声峰值。LT8640S 兼具这些功能，因此能够轻松满足 CISPR255 级 EMC 汽车标准（图 12）。



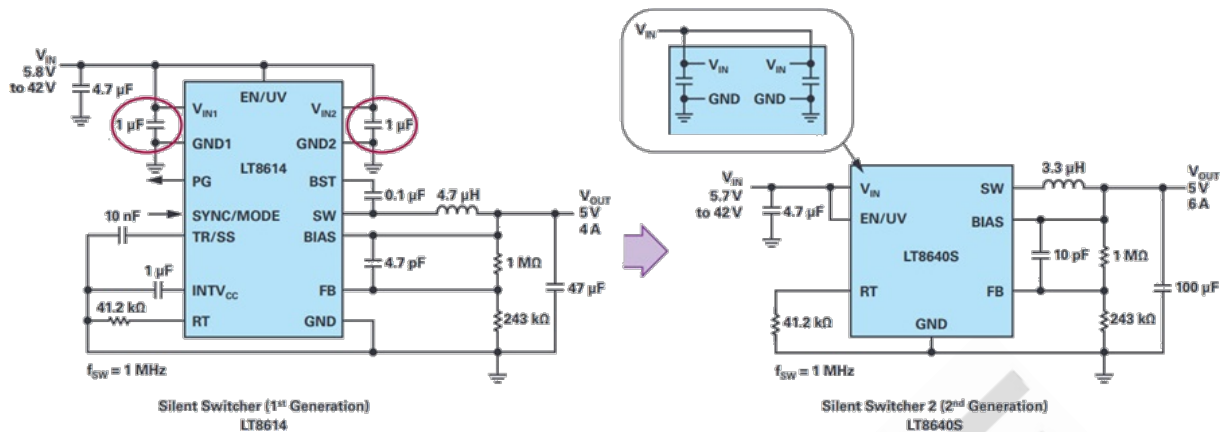


图 11. ADI 公司提供的 SilentSwitcher2 技术在 IC 中集成输入电容，由此简化布局和提升噪声抑制性能。

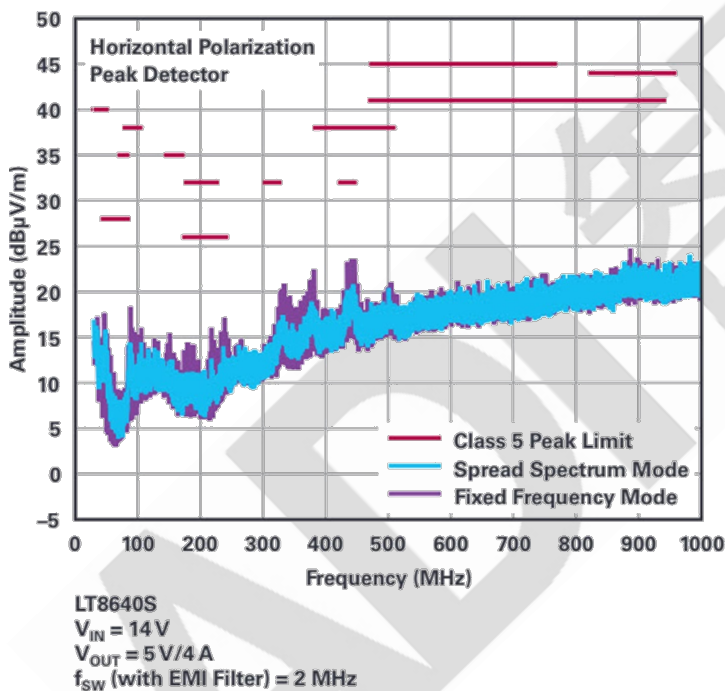


图 12. 在 SilentSwitcher2 器件（例如 LT8640S）中采用这些降噪功能使得产品能够轻松满足 CISPR255 级峰值限值标准，甚至降低输入和旁路电容。

## 结论

ADIPower 器件有助于降低 MLCC 要求，从而帮助设计人员解决 MLCC 短缺问题。可以通过使用高频率操作来降低输出电容要求，同时保持出色的高效率。采用 SilentSwitcher 架构的器件可以大幅抑制 EMI 噪声，从而降低旁路电容要求。



SilentSwitcher2 器件进一步降低了对 MLCC 的需求。

## 最小化 SEPIC 转换器的排放

用于电压转换的每个开关模式稳压器都会引起干扰。在电压转换器的输入端和输出端，有一部分是通过线传输的，但也有一部分是辐射的。这些干扰主要是由快速开关的边缘引起的。对于现代开关模式稳压器，它们只有几纳秒长。采用新开关技术（例如 SiC 或 GaN）之后，这些开关转换的时间特别短。图 1 所示为大约 1 纳秒长的开关转换时间。基础频率不能与降压型稳压器的开关频率混淆。但是，有一些方法可以克服干扰问题。如图 1 所示，应该尽可能快地开关边缘，以便尽可能减少开关损失。

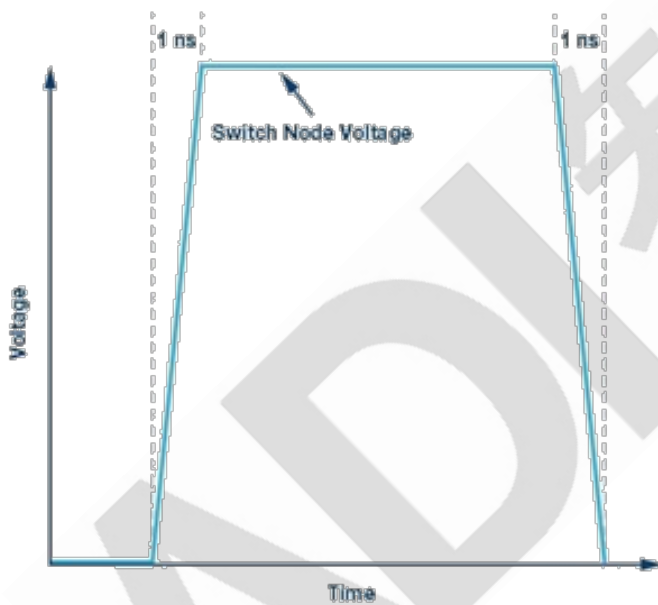


图 1. 快速开关转换引发干扰。

为了创建一个辐射干扰尽可能低的优化电路板布局，开关模式稳压器的热回路必须尽可能小——也就是说，寄生电感越小越好。为了说明快速开关电流产生的影响，我们针对一个示例进行了计算。如果在一纳秒内开关 1A 电流，且该电流路径中存在 20nH 的寄生电感，则会产生 20V 电压偏移。计算公式如下：

$$V(t) = L \times di/dt$$

产生的干扰(EMI)是由热回路中 20nH 寄生电感导致的 20V 电压偏移引起的。为了尽可能减少这种干扰，必须让寄生电感尽可能最小。

降压型开关模式稳压器要求输入电容尽可能靠近高侧开关以及低侧开关的接地连接。对于单片同步降压型开关稳压器，这相当于输入电容与降压稳压器集成电路的 VIN 和 GND 连接。如果这些连接的电感尽可能低，产生的电压偏移和电磁干扰就会尽可能低。

根据 SEPIC 拓扑，采用开关式稳压器的情况下，这个概念如何实施？SEPIC 拓扑非常受欢迎，因为输入电压可以高于或低于输出电压。因此，这相当于升降压拓扑。图 2 显示了这个拓扑。除降压拓扑外，还需采用第二电感和耦合电容。

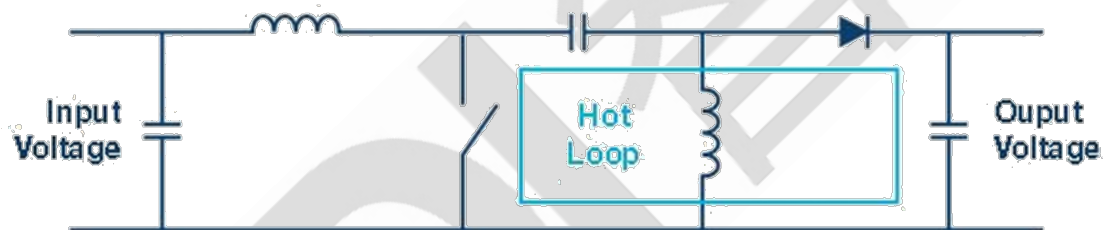


图 2. 关键路径（热回路），含 SEPIC 转换器。

由于 SEPIC 转换器也是一种开关模式稳压器，所以这种拓扑中也会出现相同的快速开关电流（与降压转换器类似）。为了尽量减少产生干扰，这些热回路电流路径应该尽可能短。出于这个目的，必须考虑降压稳压器的每条路径。导体是连续导电，还是在通电或断电时导电？在图 2 中，所有用浅蓝色线路的电流随快速切换而变化。因此，这些路径是关键的热循环路径，构建时需保证电感尽可能低。不可在这些路径中插入过孔或不必要的长连接线缆。

SEPIC 开关模式稳压器也具备关键的热回路，这对于实现低电磁干扰行为是必不可少的。如果这些热回路设计巧妙，寄生电感很低，那么只会产生很小的电压偏移，从而

减少辐射干扰。在 SEPIC 开关模式稳压器中，并非如降压型稳压器一样，关键的是输入电容，而是本文中描述的电流路径，如图 2 所示。

## 两级方式实现高电压

如果需要从低电压生成高电压，可采用升压转换器。它是三种基本开关稳压器拓扑中的一种，仅需两个开关、一个电感以及输入和输出电容。除了升压转换器以外，其他基本拓扑结构还包括降压转换器和反相降压-升压转换器。图 1 显示了升压转换器的原理图。在导通期间，开关 S1 闭合，电能存储在线圈 L 中。电感电流随输入电压与地电位之间的差值线性增加，也就是说，随输入电压而增加。在关断期间，当 S1 开启且 S2 闭合时，存储在电感中的电能提供至输出端。电感两端的电压在此时间段内等于输出电压减去输入电压。

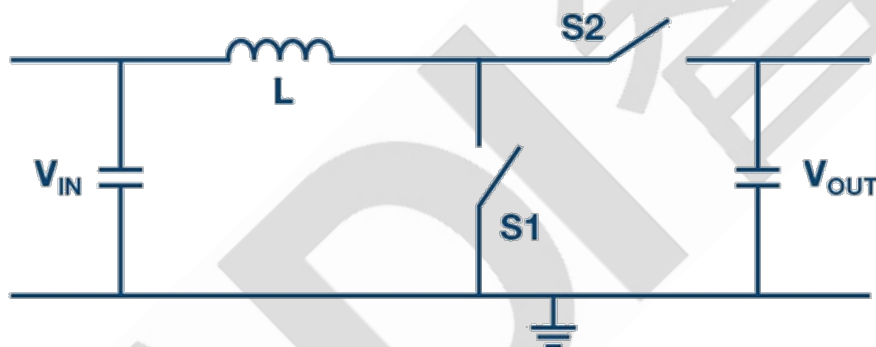


图 1. 用于从低电压生成高电压的升压拓扑。

要使这种相互作用生效，必须具有足够的时间供电感充电和放电。通过控制环路时，可以进行如下想象：当输出端需要更多电能时，必须从输入端获取更多的电能传送到输出端。因此，必须有更多的电能临时存储在电感中。开关 S1 也需要更长的导通时间。然而，对固定开关频率而言，这导致可用于从电感获得电能的关断时间更短。因此，输出电压降至设定目标值以下。这对升压拓扑来说尤其是一种限制。采用该拓扑，输出电压超出可用输入电压的水平受到限制。在典型应用中，这一最大升压因数介于 3 至 7 之间。

图 2 所示的曲线说明了最大可能升压因数与对应占空比之间的典型关系。具体曲线依据升压转换器输出端的负载电阻与电感的直流电阻之间的关系而变化。图 2 所示的示意图选用的负载电阻为  $100\Omega$ 。对于  $48V$  的输出电压而言，这相当于  $480mA$  的负载电流。当电感的串联电阻(DCR)对应  $2\Omega$  时，可能实现的最大升压因数只比 3 略高一点。当 DCR 为  $1\Omega$  时，可实现的升压因数略高于 5。如果需要更高的升压因数，必须选择具有最低串联电阻值的电感。

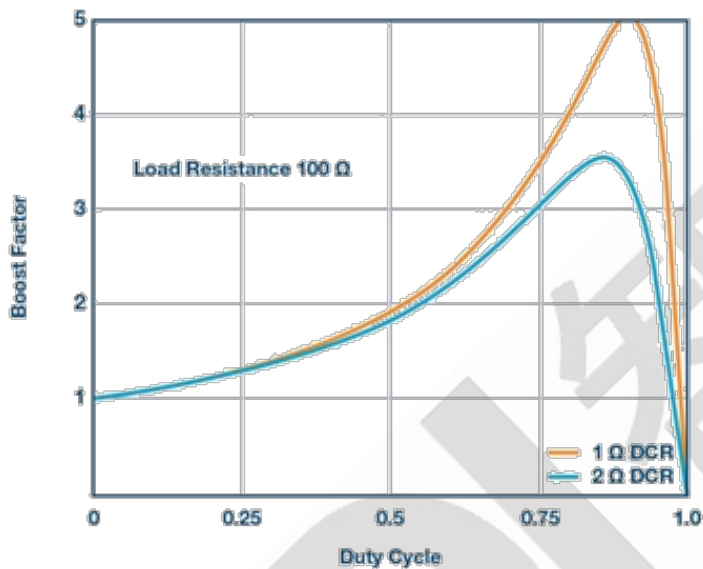


图 2. 最大可能升压因数取决于电感电阻 DCR (直流电阻)。

如果应用中需要更高的升压因数，那么两级式概念也是一种选择。ADI 公司的新型 LTC7840 在单芯片中包含两个升压控制器，可轻松实现两级式升压概念。图 3 显示了一个从  $12V$  电源电压升压至  $240V$  输出电压的例子。两个升压级可分步提升电压，使每一级仅需将电压提升 4.5 倍左右。

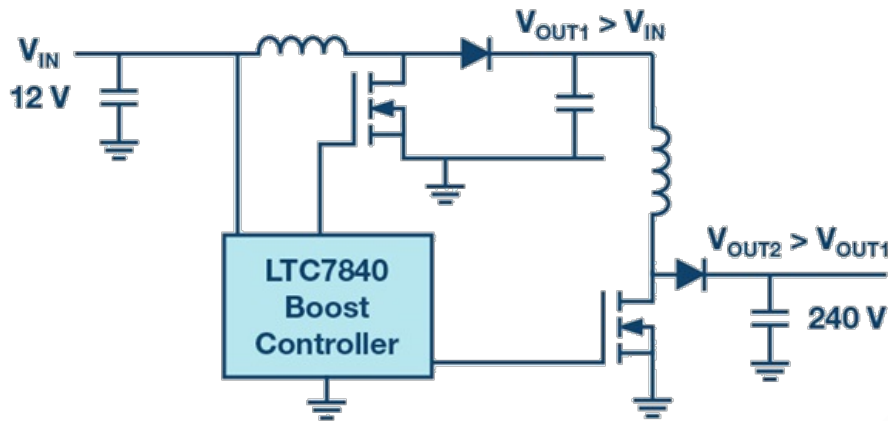


图 3. 用于从低输入电压生成极高输出电压的两级式概念。

## 结论

本文介绍了一个两级式概念，它可实现比单级式概念高得多的升压因数。当然，也可选择基于变压器的拓扑以显著提高输入电压。例如，反激式转换器就是一种常见拓扑。但是，如果无需电流隔离，两级式升压概念与反激式转换器相比则具有一些优势。它无需又大又贵的变压器，因为开关频率不再受限于变压器磁芯中的损耗，并且电源负载是连续负载而非脉冲负载。因此，在许多应用的选择过程中应考虑两级式升压概念。

## 设计开关电源中使用的二级输出滤波器

最近，开关电源几乎用于所有电子设备中。它们由于尺寸小、成本低和效率高而具有极高的价值。但是，它们最大的缺点就是高开关瞬态导致高输出噪声。这个缺点使它们无法用于以线性稳压器供电为主的高性能模拟电路中。实践证明，在很多应用中，经过适当滤波的开关转换器可以代替线性稳压器从而产生低噪声电源。哪怕在要求极低噪声电源的苛刻应用中，上游电源树的某个地方也有可能存在开关电路。因此，有必要设计经过优化和阻尼处理的多级滤波器，来消除开关电源转换器的输出噪声。此外，了解滤波器设计如何影响开关电源转换器的补偿也很重要。

本文示例电路将采用升压转换器，但结果可以直接应用于任意 DC-DC 转换器。图 1 所

示为升压转换器在恒定电流模式(CCM)下的基本波形。

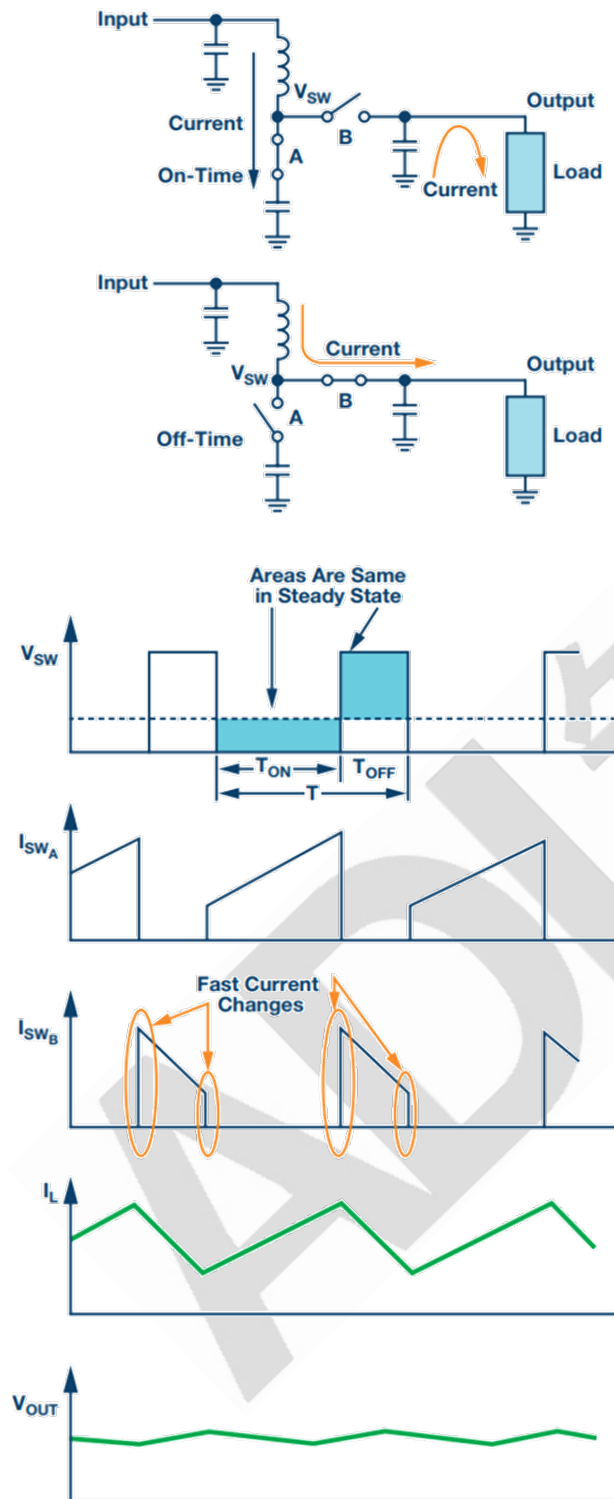


图 1. 升压转换器的基本电压和电流波形。

输出滤波器对升压拓扑或其它任何带有断续电流模式的拓扑之所以重要，是因为它在



开关 B 内电流具有快速上升和下降时间。这会导致激励开关、布局 and 输出电容中的寄生电感。其结果是，在实际使用中，输出波形看上去更像图 2 而非图 1，哪怕布局布线良好并且使用陶瓷输出电容。

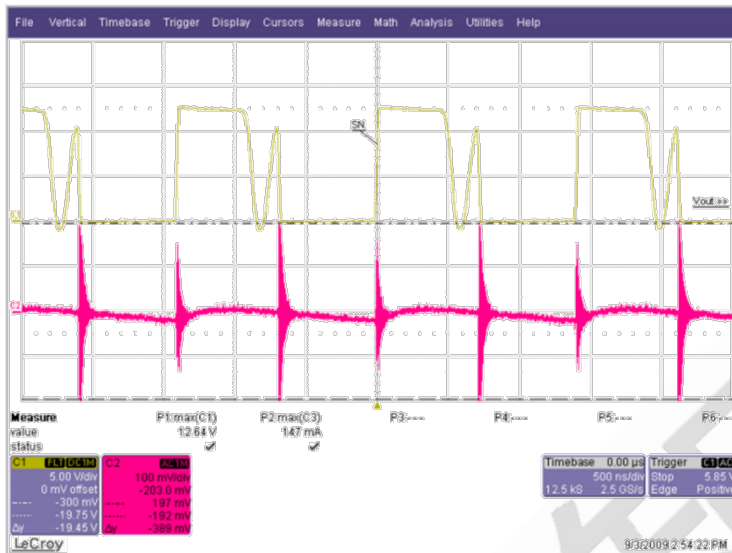


图 2. DCM 中升压转换器的典型测量波形。

由于电容电荷的变化而导致的开关纹波（开关频率）相比输出开关的无阻尼振铃而言非常小，下文称为输出噪声。一般而言，此输出噪声范围为 10MHz 至 100MHz 以上，远超出大部分陶瓷输出电容的自谐振频率。因此，添加额外的电容对噪声衰减的作用不大。

还有很多各类滤波器适合对此输出滤波。本文将解释每一种滤波器，并给出设计的每一个步骤。文中的公式并不严谨，且做了一些合理的假设，以便一定程度上简化这些公式。仍然需要进行一些迭代，因为每一个元件都会影响其它元件的数值。ADIsimPower 设计工具利用元件值（比如成本或尺寸）的线性化公式在实际选择元件前进行优化，然后从成千上万器件的数据库中选出实际元件后对其输出进行优化，从而避免了这个问题。但在刚开始进行设计时，这种程度的复杂性是没有必要的。通过提供的计算公式，使用 SIMPLIS 仿真器——比如免费的 ADIsimPE™——或者在实验室工作台上花费一些时间，就能以最少的精力得到满意的设计。

开始设计滤波器前，考虑一下单级滤波器 RC 或 LC 滤波器可以做什么。通常采用二级

滤波器可以合理地将纹波抑制到几百  $\mu\text{Vp-p}$  范围内，并将开关噪声抑制在  $1\text{mVp-p}$  以下。降压转换器噪声较低，因为电源电感提供了很好的滤波能力。这些限制是因为，一旦纹波降低至  $\mu\text{V}$  级别，元件寄生和滤波器级之间的噪声耦合便开始成为限制因素。如果使用噪声更低的电源，则需添加三级滤波器。然而，开关电源的基准电压源一般不是噪声最低的元件，并且常常受到抖动噪声的影响。这些都导致了低频噪声（ $1\text{Hz}$  至  $100\text{kHz}$ ），通常不易滤除。因此，对于极低噪声电源而言，使用单个二级滤波器然后在输出端添加一个 LDO 可能更合适。

在更详细地介绍各类滤波器的设计步骤前，部分在设计步骤中使用的各类滤波器的数值定义如下：

- $\Delta I_{\text{PP}}$ ：进入输出滤波器的峰峰值电流近似值。为方便计算，假定是正弦信号。数值取决于拓扑。对于降压转换器而言，它是电感中的峰峰值电流。对于升压转换器而言，它是开关 B（通常是一个二极管）中的峰值电流。
- $\Delta V^{\text{RIP}}_{\text{OUT}}$ ：转换器开关频率处的输出电压纹波近似值。
- $R_{\text{ESR}}$ ：所选输出电容的 ESR。
- $F_{\text{SW}}$ ：转换器开关频率。
- $C_{\text{RIP}}$ ：输出电容的计算中，假定所有  $\Delta I_{\text{PP}}$  流入其中。
- $\Delta V^{\text{TRAN}}_{\text{OUT}}$ ： $I_{\text{STEP}}$  施加于输出时， $V_{\text{OUT}}$  的变化。
- $I_{\text{STEP}}$ ：输出负载的瞬时变化。
- $T_{\text{STEP}}$ ：转换器对于输出负载瞬时变化的近似响应时间。
- $F_u$ ：转换器的交越频率。对于降压转换器而言，其值通常为  $F_{\text{SW}}/10$ 。对于升压或降压/升压转换器而言，它通常位于右半平面零点(RHPZ)约  $1/3$  位置处。

最简单的滤波器类型为 RC 滤波器，如图 3 中基于低电流 ADP161x 升压设计的输出端所

连接的那样。该滤波器具有低成本优势，无需阻尼。但是，由于功耗的原因，它仅对极低输出电流转换器有用。本文假定陶瓷电容具有较低 ESR。

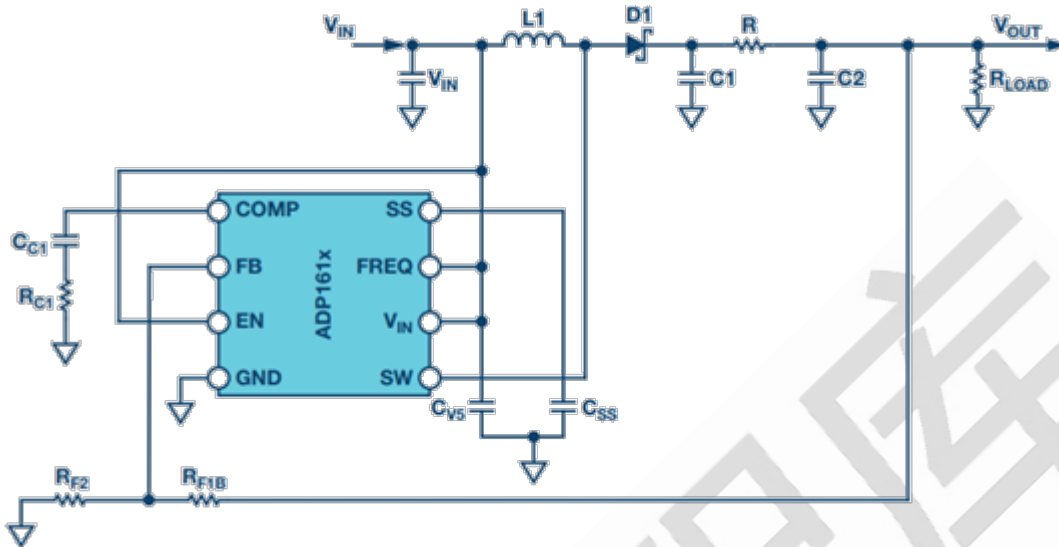


图 3. 在输出端添加 RC 滤波器的 ADP161x 低输出电流升压转换器设计。

## RC 二级输出滤波器设计步骤

第 1 步：C<sub>1</sub> 根据以下条件选择：假设 C<sub>1</sub> 的输出纹波近似值可以忽略其余滤波器，5mVp-p 至 20mVp-p 就是一个很好的选择。C<sub>1</sub> 随后可通过公式 1 计算得出。

$$C_1 = \frac{I_{PP}}{8F_{SW} \Delta V_{OUT}^{RIP} - \Delta I_{PP} R_{ESR}} \quad (1)$$

第 2 步：R 可以根据功耗选择。R 必须远大于 R<sub>ESR</sub>，电容和这个滤波器才能起作用。这将输出电流的范围限制在 50mA 以下。

第 3 步：C<sub>2</sub> 随后可通过公式 2 至公式 6 计算得出。A、a、b 和 c 是简化计算的中间值，没有实际意义。这些公式假定 R<sub>LOAD</sub>，且每个电容的 ESR 较小。这些都是很好的假设，引入的误差很小。C<sub>2</sub> 应等于或大于 C<sub>1</sub>。可调节第 1 步中的纹波，使其成为可能。

$$A = \frac{\Delta V_{OUT}^{RIP}}{\Delta I_{PP} R_{LOAD}} \quad (2)$$

$$a = AR^2R_{LOAD}^2C_1^2\omega^4 + AR_{LOAD}^2\omega^2 \quad (3)$$

$$b = 2AR_{LOAD}^2\omega^2C_1 - 2AR_{LOAD}C_1\omega^2 \quad (4)$$

$$c = AR_{LOAD}\omega^2C_1 + A - 1 \quad (5)$$

$$C_2 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (6)$$

对于较高电流电源而言，将 pi 滤波器中的电阻以如图 4 中的电感代替是有好处的。这种配置提供了极佳的纹波和开关噪声抑制能力，并具有较低的功耗。问题在于，我们现在引入了一个额外的储能电路，它可能产生谐振。这就有可能导致振荡，使电源不稳定。因此，设计该滤波器的第一步是如何选择阻尼滤波器。图 4 显示了三种可行的阻尼技术。添加  $R_{FILT}$  具有额外成本和尺寸增加较少的优势。阻尼电阻的损耗通常很少（甚至没有），哪怕大电源情况下都很小。缺点是，它会降低电感的并联阻抗，从而大幅降低滤波器的有效性。第二种技术的优势是滤波器性能最大化。如果需要采用全陶瓷设计，则  $R_D$  可以是与陶瓷电容串联的分立式电阻。否则需使用具有高 ESR 且物理尺寸较大的电容。这个额外的电容( $C_D$ )会大幅增加设计的成本和尺寸。阻尼技术 3 看上去具有极大的优势，因为阻尼电容  $C_E$  添加至输出端，它可能对瞬态响应和输出纹波性能有所助益。然而，这种技术成本最高，因为所需电容数量极大。此外，输出端相对而言较多的电容会降低滤波器谐振频率，进而减少转换器可实现的带宽——因此不建议使用第 3 种技术。对于 ADIsimPower 设计工具来说，我们采用第 1 种技术，因为它成本较低，且在自动化设计步骤中相对来说较为容易实现。

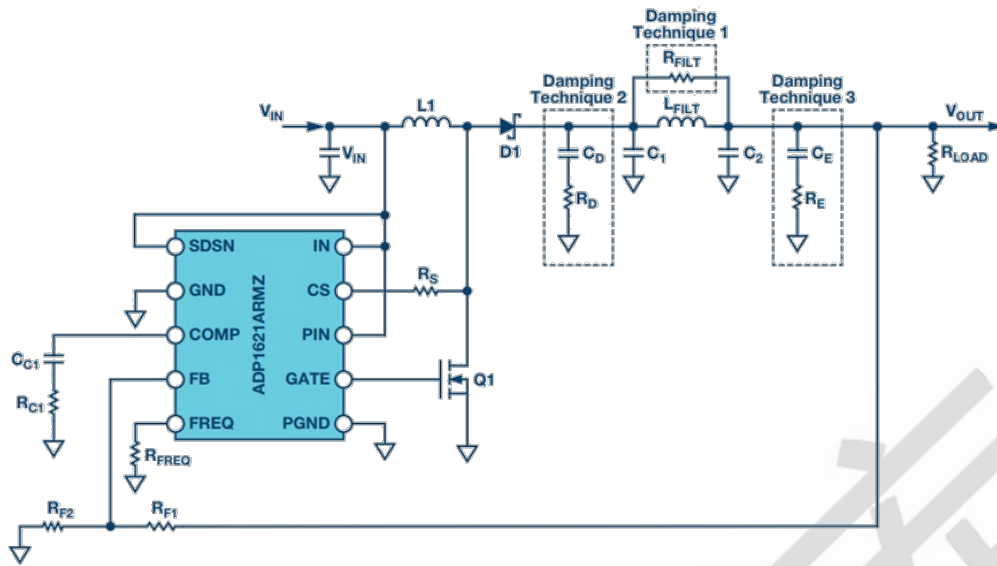


图 4. 采用输出滤波器并突出多种不同阻尼技术的 ADP1621。

需注意的另一个问题是补偿。尽管这可能不符合直觉，但把滤波器放在反馈环路内部几乎一直都是更好的做法。这是因为，将其放在反馈环路内有助于在一定程度上抑制滤波器，消除直流负载偏移和滤波器的串联电阻，同时能提供更好的瞬态响应、更低的振铃。图 5 显示了一个升压转换器的波特图，其在输出端添加了 LC 滤波器输出。

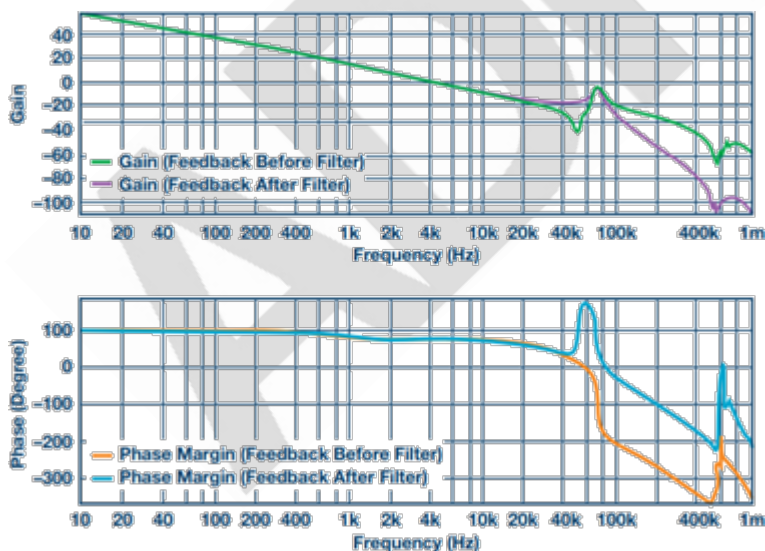


图 5. 输出端带 LC 滤波器的升压转换器。

反馈在滤波器电感之前或之后获取。人们没有想到的是，哪怕滤波器不在反馈环路内部，开环波特图依然存在非常大的变化。由于控制环路无论滤波器是否在反馈环路中



都会受影响，因此也应对其进行适当补偿。一般而言，这意味着将目标交越频率向下调整至不超过滤波器谐振频率( $F_{RES}$ )的五分之一到十分之一。

$$F_{RES} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_{FILT} C_1 C_2}} \quad (7)$$

这类滤波器的设计步骤本质上是一个迭代过程，因为每一个元件的选择都会影响其它元件的选择。

### 使用并联阻尼电阻的 LC 滤波器设计步骤（图 4 中的第 1 种技术）

第 1 步：选择  $C_1$ ，使其等于输出端没有输出滤波器时的情况。5mV 至 20mVp-p 是一个很好的开端。 $C_1$  随后可通过公式 8 计算得出。

$$C_1 = \frac{\Delta I_{PP}}{8F_{SW} \Delta V_{OUT}^{RIP} - \Delta I_{PP} R_{ESR}} \quad (8)$$

第 2 步：选择电感  $L_{FILT}$ 。根据经验，较好的数值范围为 0.5 $\mu$ F 至 2.2 $\mu$ F。应按照高自谐振频率(SRF)来选择电感。较大的电感具有较大的 SRF，这意味着它们的高频噪声滤波效率较差。较小的电感对纹波的影响没有那么大，需要更多电容。开关频率越高，电感值越小。比较电感值相同的两个电感时，SRF 较高的器件具有较低的绕组间电容。绕组间电容用作滤波器周围的短路，作用于高频噪声。

第 3 步：如前所述，添加滤波器会影响转换器补偿，具体表现为降低可实现的交越频率( $F_U$ )。根据公式 7 的计算，对于电流模式转换而言，可实现的最大  $F_U$  是开关频率的 1/10 以下，或者是滤波器  $F_{RES}$  的 1/5 以下。幸运的是，大部分模拟负载不需要太高的瞬态响应。公式 9 计算转换器输出所需的输出电容近似值( $C_{BW}$ )，以提供指定的瞬态电流阶跃。



$$C_{BW} = \frac{I_{STEP}}{\pi F_u (\Delta V_{OUT}^{RIP} - I_{STEP} R_{ESR})} \quad (9)$$

第 4 步：将  $C_2$  设为  $C_{BW}$  和  $C_1$  的最小值。

第 5 步：利用公式 10 和公式 11 计算阻尼滤波器电阻近似值。这些公式并非绝对精确，但它们是不使用迭代数的最接近的闭式解决方案。ADIsimPower 设计工具通过计算转换器在滤波器和电感短路时的开环传递函数(OLTF)从而计算  $R_{FILT}$ 。 $R_{FILT}$  值为猜测值，直到滤波器仅为转换器 OLTF 以上 10dB 时转换器 OLTF 的峰值（电感短路）。这种技术可用于 ADIsimPE 等仿真器中，或用于使用频谱分析仪的实验室中。

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2(C_1 + C_2)}{L_{FILT} C_1 C_2}} \quad (10)$$

$$R_{FILT} = \frac{\left( R_{LOAD} L_{FILT} (C_1 + C_2) - \frac{L_{FILT}}{\omega_o} \right)}{\frac{R_{LOAD} (C_1 + C_2)}{\omega_o} - L_{FILT} C_1} \quad (11)$$

第 6 步： $C_2$  现在可以通过公式 12 至公式 15 计算得出。a、b、c 和 d 用于简化公式 16。

$$a = \frac{L_{FILT} R_{LOAD} \omega I_{PP}}{\Delta V_{OUT}^{RIP}} - L_{FILT} \omega - R_{LOAD} C_1 R_{FILT} \omega \quad (12)$$

$$b = \frac{R_{FILT} R_{LOAD} I_{PP}}{\Delta V_{OUT}^{RIP}} - R_{FILT} + R_{FILT} L_{FILT} C_1 \omega^2, \quad (13)$$

$$+ R_{LOAD} C_1 L_{FILT} \omega^2$$

$$c = R_{FILT} R_{LOAD} \omega - R_{FILT} R_{LOAD} C_1 L_{FILT} \omega^3 \quad (14)$$

$$d = -R_{LOAD} R_{FILT} \omega^2 \quad (15)$$

$$C_2 = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{c^2 + c^2}} \quad (16)$$

第 7 步：应重复第 3 步至第 5 步，直至计算出满足所需纹波和瞬态规格的优秀阻尼滤波器设计。应注意，这些公式忽略了滤波器电感的直流串联电阻  $R_{DCR}$ 。对于较低的电源电流而言，该电阻可能非常大。它通过帮助抑制滤波器而改善了滤波器性能，增加了所需  $R_{FILT}$  的同时也增加了滤波器阻抗。这两个效应都会极大地改善滤波器性能。因此，以  $L_{FILT}$  中的少量功耗换来低噪声性能是很划算的，这样可以改善噪声性能。 $L_{FILT}$  中的内核损耗还有助于衰减部分高频噪声。因此，高电流供电的铁磁芯是一个很好的选择。它们在电流能力相同的情况下尺寸更小、成本更低。当然，ADIsimPower 具有滤波器电感电阻值以及两个电容的 ESR 值，可实现最高精度。

第 8 步：选择实际的元件来匹配计算值时，注意需对任意陶瓷电容进行降低额定值处理，以便将直流偏置纳入考量中！

如前文所述，图 4 给出了抑制滤波器的两种可行技术。如果未选择并联电阻，那么可以选择  $C_D$  来抑制滤波器。这会增加一些成本，但相比其它任何技术它能提供最佳的滤波器性能。

### 使用 RC 阻尼网络的 LC 滤波器设计步骤（图 4 中的第 2 种技术）

第 1 步：正如之前的拓扑，选择  $C_1$ ，使其等于没有输出滤波器时的情况。10mVp-p 至 100mVp-p 是个不错的开始，具体取决于最终目标输出纹波。 $C_1$  随后可通过公式 8 计算得出。 $C_1$  在这个拓扑中可以采用比之前拓扑更小的数值，因为滤波器效率更高。

第 2 步：在之前的拓扑中，选择数值为 0.5 $\mu$ H 至 2.2 $\mu$ H 的电感。对于 500kHz 至 1200kHz 的转换器而言，1 $\mu$ H 是一个很好的数值。

第 3 步：与前文相同， $C_2$  可以从公式 16 中选择，但  $R_{FILT}$  应设为较大的值，比如 1M $\Omega$ ，因为不会安装该元件。无论  $C_1$  是否有额外的电容，它的值不变的原因是，为了提供良

好的阻尼， $R_D$  会足够大，以至于  $C_D$  不会过多地降低纹波。将  $C_2$  设为  $C_2$ 、 $C_{BW}$  和  $C_1$  计算得出的最小值。此时回到第 1 步并调节  $C_1$  上的纹波会很有用，这样计算得到的  $C_2$  近似等于  $C_{BW}$  和  $C_1$ 。

第 4 步： $C_D$  的值应当等于  $C_1$ 。理论上，使用更大的电容可以实现滤波器的更多抑制，但它不必要地增加了成本和尺寸，并且会降低转换器带宽。

第 5 步： $R_D$  可以通过公式 17 计算得出。 $F_{RES}$  通过公式 7 计算得出，忽略  $C_D$ 。这是一个很好的近似，因为  $R_d$  通常足够大，从而  $C_D$  几乎不影响滤波器谐振位置。

$$R_D = \frac{1}{\pi C_1 F_{RES}} \quad (17)$$

第 6 步：现在， $C_D$  和  $R_D$  都已算出，可以使用带有串联电阻的陶瓷电容，或者选择带有大 ESR 的钽电容或类似电容来满足计算得出的规格。

第 7 步：选择实际的元件来匹配计算值时，注意需对任意陶瓷电容进行降低额定值处理，以便将直流偏置纳入考量中！

另一种滤波器技术是以铁氧体磁珠代替之前滤波器中的  $L$ 。但是，这种方案有很多缺点，它限制了开关噪声滤波的有效性，而对开关纹波几乎没有好处。首先是饱和。铁氧体磁珠将在极低的偏置电流电平处饱和，这意味着铁氧体会比所有数据手册中零偏置曲线所表示的都要低得多。它可能依然需要抑制，因为它仍然是一个电感，因此会跟随输出电感谐振。但现在电感是一个变量，而且以大部分数据手册所能提供的极少量数据进行极差的特性化。由于这个原因，不建议使用铁氧体磁珠作为二级滤波器，但可以用在下游以进一步降低极高的频率噪声。

## 结论

本文提供了多种开关电源输出滤波器技术。本文为每一个拓扑提供了逐步骤的设计过程，缩短猜测时间并减少滤波器设计中的检查。文中的公式都在一定程度上经过了简

化，工程师可以通过了解二级输出滤波器可以达到的程度而实现快速设计。

## 在功耗敏感型应用中利用高效率超低功耗开关稳压器为精密 SARADC 供电

精密测量已延伸到需要越来越高电源效率的应用领域。物联网的到来使这一点尤为明显，因为物联网更加需要具有精密测量能力的无线传感器节点，电池供电的可穿戴健身/医疗设备，以及使用隔离电源供电、4mA 到 20mA 环路供电或电池供电现场仪表的工业信号链。在这些场景中，电源效率越高，意味着电池使用时间越长，维护越少，电源设计越简单。

通常，精密测量系统将低压差稳压器(LDO)作为其电源方案的一部分，利用它来为精密 ADC 产生低噪声电源轨。然而，LDO 的功率输出效率非常低下，大部分功率常常作为热量损失掉。本文讨论为精密逐次逼近型(SAR)ADC 实现更高效电源解决方案的途径。实现方法是在迟滞模式下使用超低功耗开关稳压器，并分析性能得失——包括通过某种方式来智能控制开关稳压器，使之与 SAR 转换同步，从而改善噪声性能。

在中高负载电流（数百 mA 到数 A）的测量系统中，固定频率或脉宽调制(PWM)开关稳压器可非常有效地（常常大于 90%）产生电源轨。然而，效率虽然高，但代价是会有开关纹波，其频率通常是固定的，从数百 kHz 到数 MHz。如图 1 所示，典型精密 SARADC 的电源抑制比(PSRR)在低频至约 100kHz 时是非常好的——超过此频率时，PSRR 迅速下降。

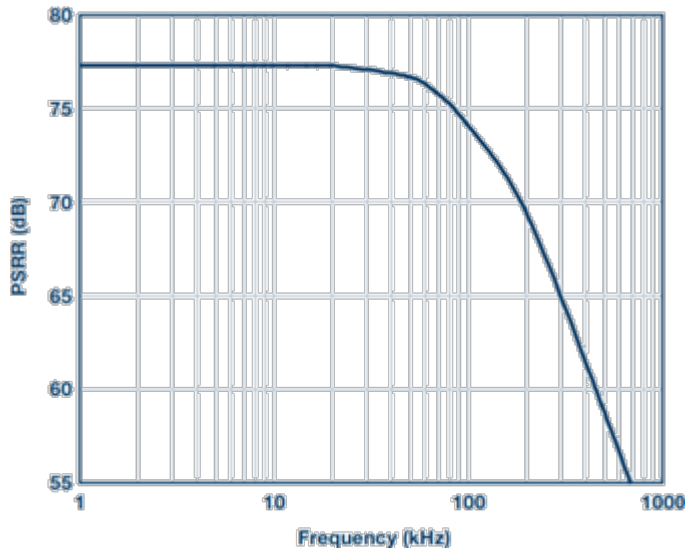


图 1. SARADC 模拟电源抑制与频率的关系。

精密 SARADC 以较低吞吐速率运行时，供应 VDD 线的典型负载电流在数 mA 或  $\mu\text{A}$  范围——因此，相比于 LDO，使用固定频率开关稳压器直接为 ADC 供电在效率上没有优势。

然而，高效率、超低功耗降压开关稳压器可在迟滞模式下工作，其静态电流非常低。

在迟滞模式下，通过调节恒定峰值电感电流，稳压器利用 PWM 脉冲使输出电压略高于标称输出电压。当输出电压提高到输出检测信号超过迟滞上限时，稳压器进入待机模式。在待机模式下，高端和低端 MOSFET 及大部分电路都禁用，静态电流很低，效率性能很高，如图 2 所示。待机模式期间，输出电容将能量送入负载，输出电压降低到低于迟滞比较器下限为止。稳压器唤醒，产生 PWM 脉冲，再次对输出充电。



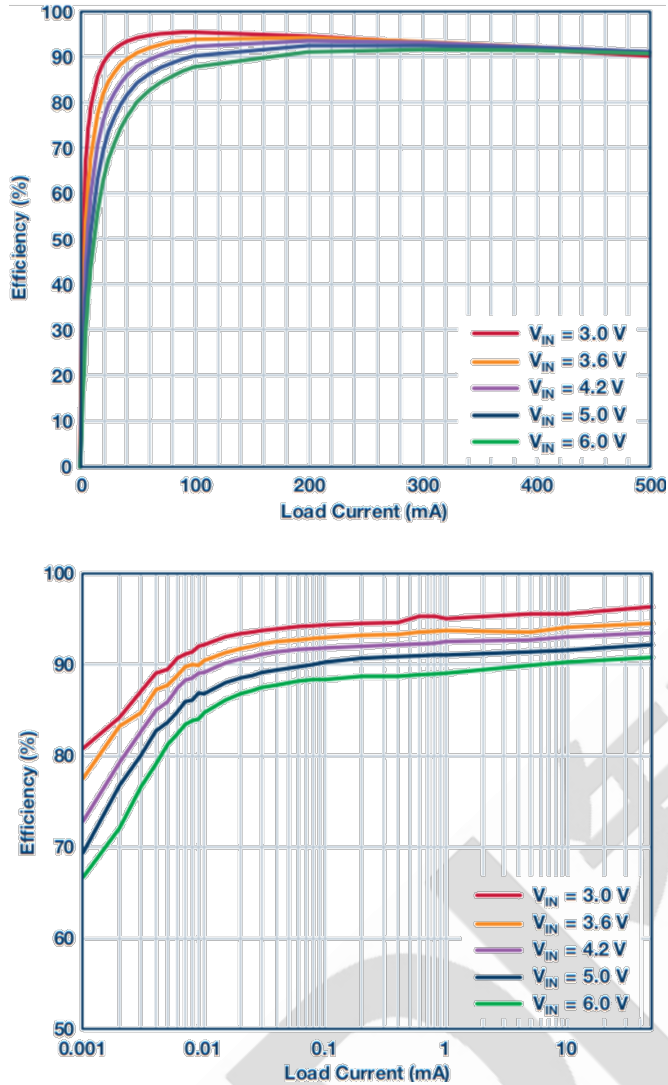


图 2. PWM（上图）和迟滞模式（下图）——效率与负载电流的关系。

在迟滞情况下，开关纹波频率与负载电流和 LC 网络有关；对于数 mA 的负载，其在 kHz 范围内。在数 kHz 时，精密 ADC 的 PSRR 非常好，能够很好地抑制/衰减 ADC 数字输出端的开关纹波。

以图 3 所示电路为例，它使用 AD7980ADC；在全吞吐速率(1MSPS)时，其 VDD 电流消耗典型值为 1.5mA；若降低吞吐速率，电流消耗会按比例线性下降。这可从图 4 看出：采用 5V 电压轨供电时，2.5V 稳压输出端的开关频率纹波为 4.5kHz 和 50mV 峰峰值。在 ADC 数字输出端，ADC 以 PSRR 额定值衰减此纹波。在 ADCFFT 输出中，它表现为幅度-120dBFS、频率 4.5kHz 的杂散。对于 ADC 的 5V 输入范围，这相当于



$$5 \text{ V} \times 10 \frac{-120 \text{ dB}}{20} = 5 \mu\text{V p-p}$$

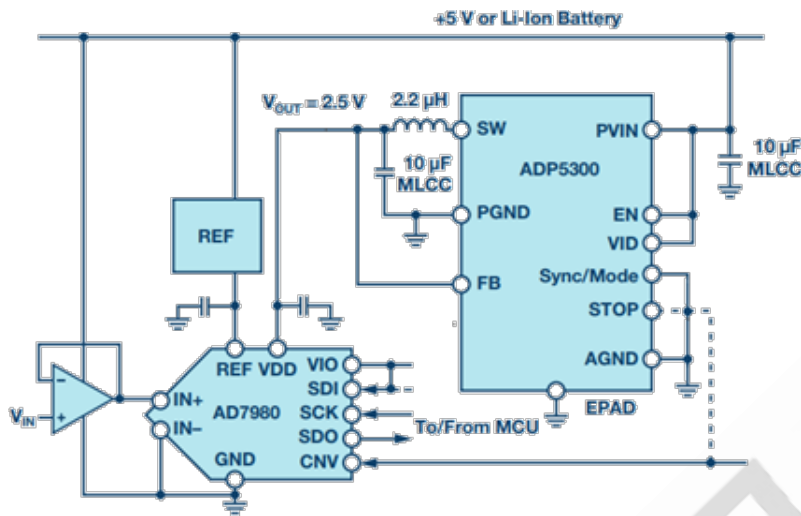


图 3. AD7980 和 ADP5300 应用电路。

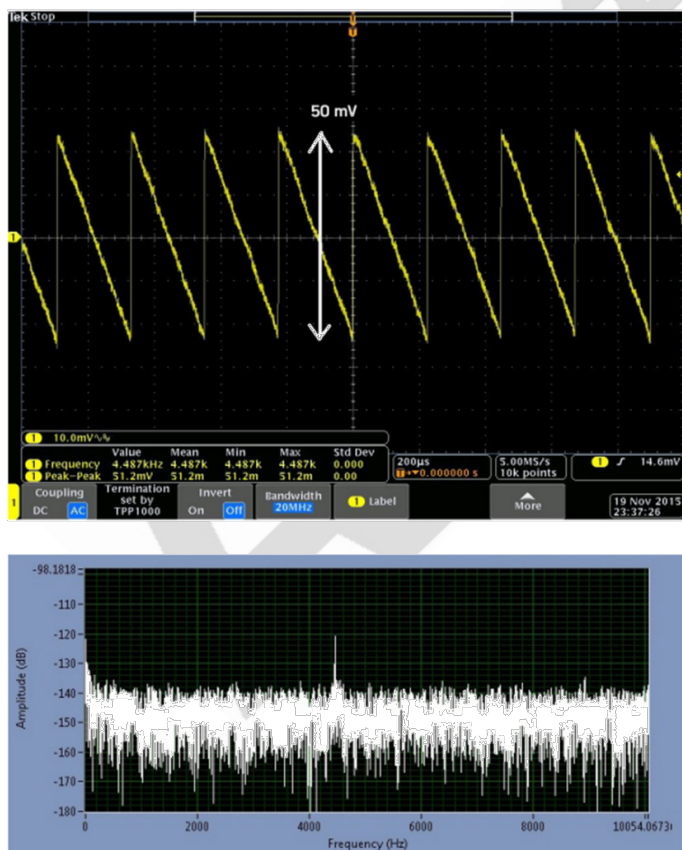


图 4. ADP5300 为 AD7980 供电时的迟滞开关纹波（交流耦合），以及 1MSPS 吞吐速率时的 ADCFFT 输出中的纹波音。

出现在 ADC 输出端的这种纹波水平对一个 16 位转换器而言是非常低的，5μV 峰峰值对应于 16 位下的 0.07LSB。这种水平的纹波会被埋在 ADC 噪底中，需要大量均值操作才能发现，在很多应用中都不会看到它。此输出纹波对应的 PSRR 为

$$20 \times \log_{10} \frac{50 \text{ mV}}{5 \mu\text{V}} = 80 \text{ dB}$$

该要求与图 1 所示相似，AD7980 在 4.5kHz 时的 PSRR 约为 77dB。

若 ADC 吞吐速率降低到 10kSPS，则 ADC 的电流消耗按比例线性下降到 15μA（约 100 倍），ADP5300 的开关频率纹波相应地降低到 46.5Hz（约 100 倍），幅度为 55mV 峰峰值，如图 5 所示。在 46Hz 时，该纹波再次在 ADCFFT 输出中出现，幅度为-120dB（5μV 峰峰值），因为在该频率的 PSRR 相似。有证据表明存在 93Hz 的二次谐波，其幅度更低，为-125dB。

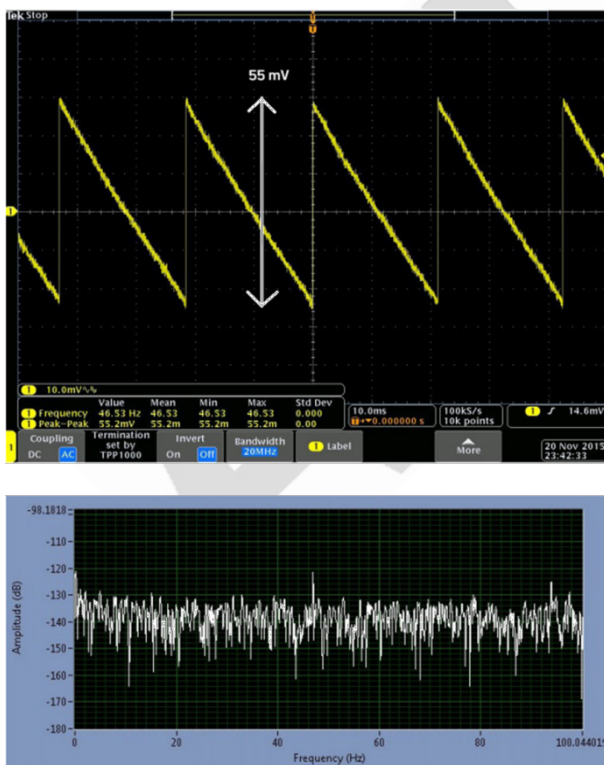


图 5. ADP5300 为 AD7980 供电时的迟滞开关纹波（交流耦合），以及 10kSPS 吞吐速率时的 ADCFFT 输出中的纹波音。

图 6 对照显示了 ADP5300 和 LDO 在不同 ADC 吞吐速率时的效率，两种情况均采用 5V 电压轨供电，调节 2.5V 输出。同预期一样，开关稳压器输送功率的效率远胜于 LDO，在 1MSPS 时是 90%对 50%（针对 5V 输入），在较低 ADC 吞吐速率/较低电流消耗时保持得也更好，始终高于 80%，直至 5kSPS。

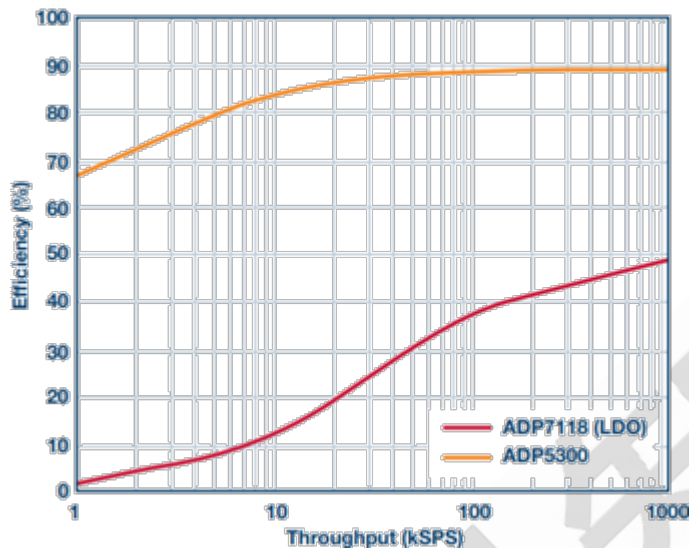


图 6. ADP5300 和 LDO 的效率与 ADC 吞吐速率的关系。

ADC 吞吐速率为 1MSPS 且使用 LDO 时，从 5V 电压轨消耗的电流为 1.5mA 或 7.5mW。使用 ADP5300 时，从 5V 电压轨消耗的电流为 828 $\mu$ A 或 4.1mW，即 ADC 电源的功耗减少 3.4mW 或 45%。

使用 ADP5300 作为 VDD 电源以及 10kHz 近满量程输入信号(-0.5dB)，AD7980 在 1MSPS 时的性能如图 7 所示。在 SNR(91.5dB)和 THD(-103dB)方面，ADC 仍然符合数据手册规格。然而，ADP5300 的 4.5kHz 开关纹波会在输入信号上进行调制，显示为 10kHz-4.5kHz(5.5kHz)和 10kHz+4.5kHz(14.5kHz)的杂散。这些杂散仍然处于非常低的水平(-116dBFS)，远小于基波信号的二次谐波引入的 THD（其在 20kHz 时为-103.8dBFS）。在 16 位水平时，这些伪像只是一个 LSB 的很小一部分，因而在许多应用中，考虑到 ADP5300 稳压器的省电优势，这是完全可以接受的。

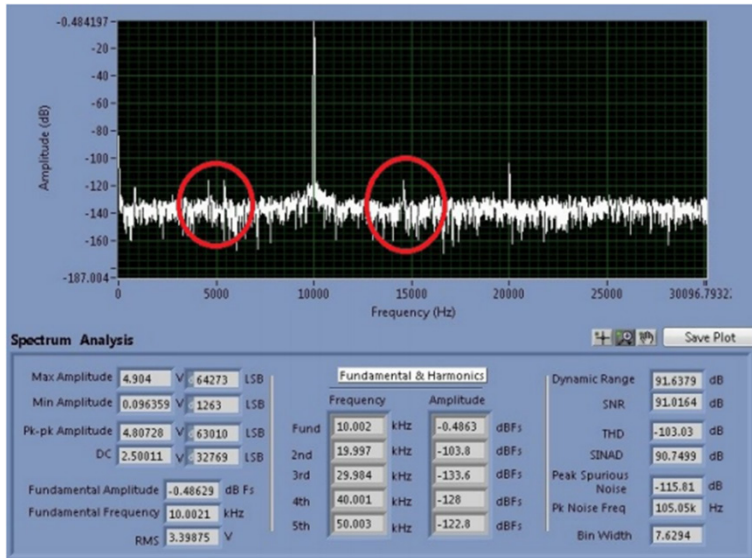


图 7. AD7980 使用 ADP5300 作为 VDD 电源时的性能基波信号周围可以看到开关纹波调制引起的边频带(10kHz ± 4.5KHz)。

ADP5300 开关稳压器有一个 STOP (停止) 切换特性, 它可以完全消除开关纹波伪像, 使其不会出现在 ADCFFT 输出中。当 STOP 处于高电平时, ADP5300 的 STOP 引脚就会阻止 SW 引脚切换。在对噪声敏感的 ADC 转换过程中, 可利用该特性防止切换发生。为实现这一功能, CNV 信号和 STOP 信号应连在一起 (参见图 3), 并且对来自处理器的 CNV 信号进行定时, 使其在 ADC 转换时保持高电平。对于 AD7980, 此时间最大值为 710ns, 转换在 CNV 上升沿启动。结果如图 8 所示。这种情况下的纹波频率更加变化不定, 因为只有在特定时间, SW 节点才会开启和调节。另请注意, 从 STOP 信号变为低电平到 SW 开启的时间可能为数百 ns。图 8 中, STOP 下降沿后大约 850ns, SW 引脚开启。这意味着, 当 ADC 吞吐速率为 1MSPS 时, 我们不能使用 STOP 特性, 因为 SW 引脚将没有足够的时间来变为高电平并调节, VDD 电源将失去调节而崩溃。STOP 功能在吞吐速率为 500kSPS 或更低时有效。



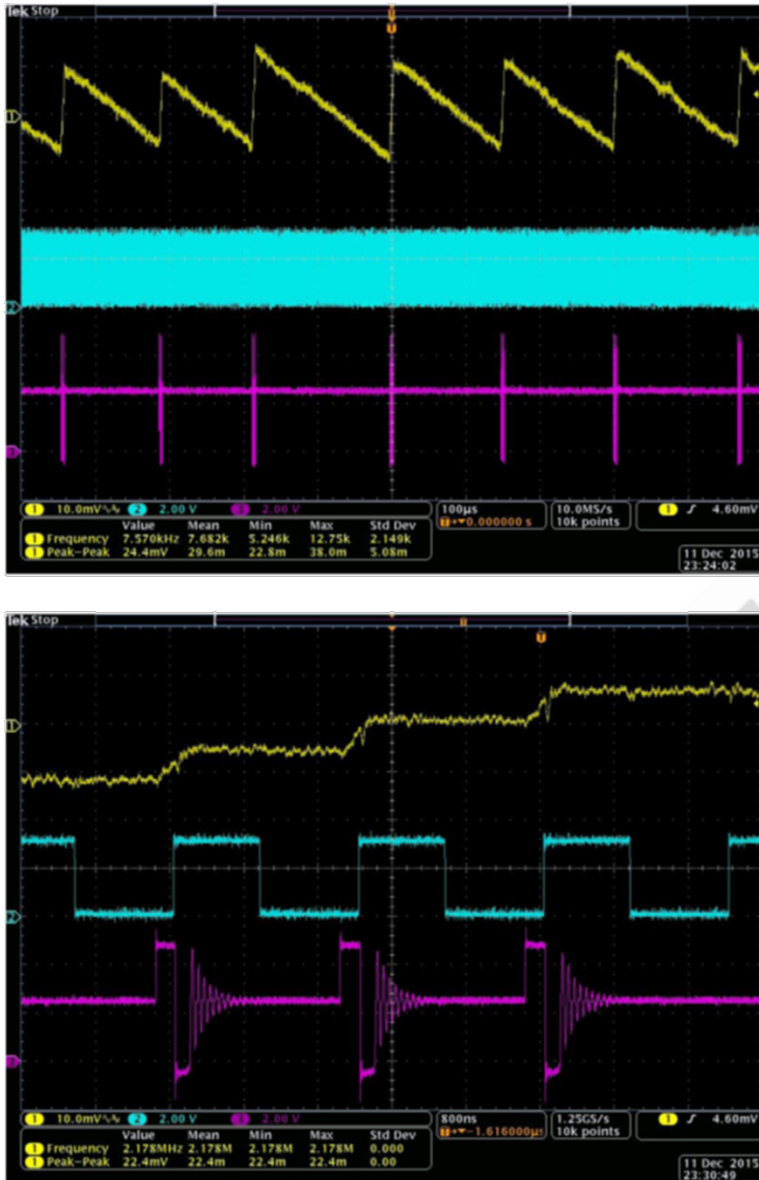


图 8. 500kSPS 时使用 STOP 功能的 ADP5300 开关纹波（黄色）、CNV/STOP 信号（蓝色）及 ADP5300 的 SW 引脚（粉红）。

从图 9 可以看出，使用 STOP 信号后，ADC 噪底中完全不存在开关纹波杂散。当施加 10kHz 的输入信号时，除一般谐波之外，基波周围没有调制。然而，当 SW 引脚禁用（STOP 为高电平）时，由于 SW 引脚上的振铃，使用 STOP 特性的效率会下降。对于 500kHz 的 ADC 吞吐速率，ADP5300 的效率降至约 75%。这仍然显著高于 LDO 能够实现的效率(<50%)，并且提供了一个功耗/性能权衡选择；在受处理器/微控制器控制且 STOP 特性使用独立控制线的应用中，就可以做出适当的权衡。

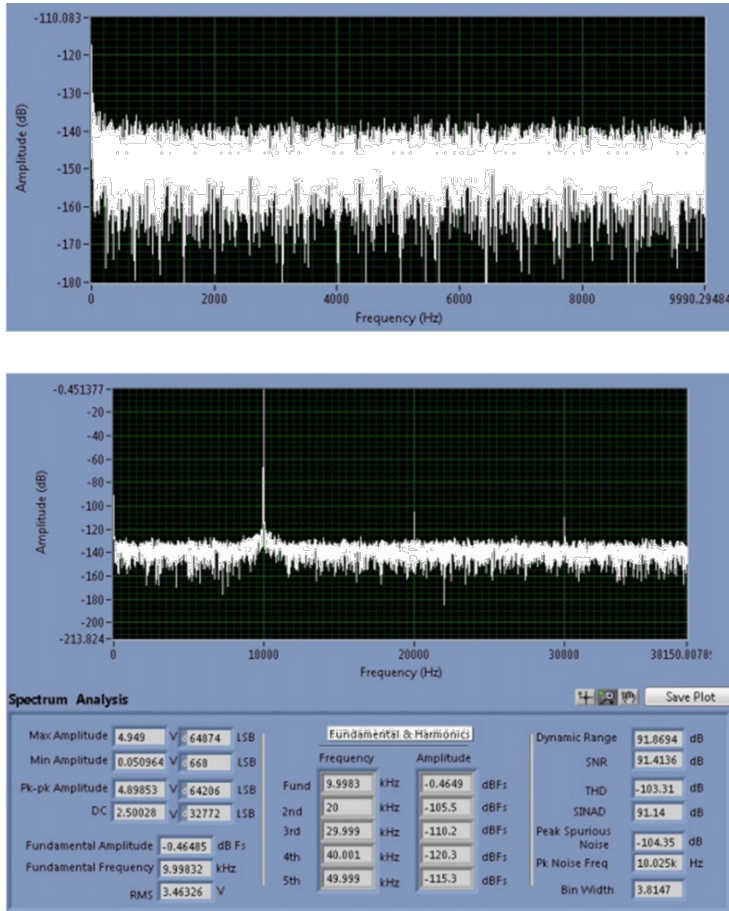


图 9. AD7980 使用 ADP5300 作为 VDD 电源时的性能，STOP 特性时序根据转换周期进行调整。

ADP5300 等开关稳压器解决方案与 LDO 解决方案在成本和 PCB 面积方面具有一定的可比性。BOM 主要增加一个电感，2.2 $\mu$ H 电感可以小到 0603 封装，而对于输入和输出电容，LDO 解决方案同样需要。因此，在功耗敏感型应用中，它是 LDO 的有力替代方案，对精度性能并无明显影响。

当从 5V 电源轨为 AD7980 等精密 ADC 供电时，ADP5300 等高效率、超低功耗开关稳压器与 LDO 相比，可节省 45% 的功耗。这对物联网应用（延长无线传感器节点或可穿戴设备的电池使用寿命）、功耗敏感型隔离式工业系统、4mA 至 20mA 环路供电系统有很多好处。



## 轻松快速设计开关模式电源 EMI 滤波器

凭借其高功率转换效率，开关模式电源在现代电子系统中被广泛应用。但是，开关模式电源数量增加的一个副作用是会产生开关噪声。这些噪声一般被称为电磁干扰 (EMI)、EMI 噪声，或者单纯就是噪声。例如，典型的降压转换器输入侧的开关电流属于脉动电流，富含谐波成分。快速开启和关闭功率晶体管会导致电流突然中断，导致高频电压振荡和尖峰。

问题在于，高频率噪声会与系统中的其他器件耦合，降低敏感的模拟或数字信号电路的性能。因此，工业界产生了许多标准，来设定了可接受的 EMI 限值。为了满足开关模式电源的这些限值，我们首先必须量化其 EMI 性能，如果必要，还要添加合适的输入 EMI 滤波，以衰减 EMI 噪声。遗憾的是，EMI 分析和滤波器设计对工程师常常是一项困难任务，需要反复进行设计、构建、测试和重新设计，非常耗费时间——这还是在拥有合适的测试设备的前提下。为了加快 EMI 滤波器设计过程，以满足 EMI 规格要求，本文介绍如何轻松快速地对 EMI 噪声分析和滤波器设计进行估算，并使用 ADI 的 LTpowerCAD<sup>®</sup>程序进行预构建。

### 不同类型的 EMI：辐射和传导噪声、共模和差模

EMI 噪声主要分为两种类型：辐射型和传导型。在开关模式电源中，辐射型 EMI 一般由开关节点上的快速变化，高  $dv/dt$  噪声产生。电磁辐射行业标准一般覆盖 30MHz 至 1GHz 频段。在这些频率下，开关稳压器产生的辐射 EMI 主要来自开关电压振荡和尖峰。这种噪声在很大程度上取决于 PCB 板的布局。因为这些噪声由电路寄生参数决定，对一个工程师来说，除了保证良好 PCB 布局实践之外，几乎不可能在“演算纸上”准确预测开关模式电源会传输多少辐射 EMI。要量化其辐射 EMI 噪声等级，我们必须在设计完备的 EMI 实验室内测试电路板。

传导型 EMI 由开关稳压器传导输入电流的快速变化引起，包括共模(CM)和差模(DM)噪

声。传导 EMI 噪声的行业标准限值覆盖的频率范围一般比辐射噪声的范围小，为 150kHz 至 30MHz。图 1 所示为 DC-DC 电源（即 EMI 实验室中的待测设备 DUT）的共模和差模噪声的常见传导路径。

为了量化输入端传导 EMI，我们需要测试时在稳压器的输入端设置一个线路阻抗稳定网络(LISN)，用以提供标准输入源阻抗。在每条输入线路和接地之间测量共模传导噪声。共模噪声在高  $dv/dt$  开关节点上生成，通过器件的寄生 PCB 电容  $C_P$  接地，然后传输至电源输入 LISN。与辐射 EMI 一样，高频开关节点噪声和寄生电容很难被准确地建模预估。

差模(DM)噪声是在两条输入线路之间进行差分测量。DM 传导噪声从开关模式电源的高  $di/dt$ 、脉冲输入电流中产生。幸运的是，不像其他 EMI 类型，输入电容和 LISN 电路中产生的脉冲输入电流和由此导致的相对低频率 EMI 可以利用 LTpowerCAD 等软件预测，且精度较高。这也是本文讨论的重点。

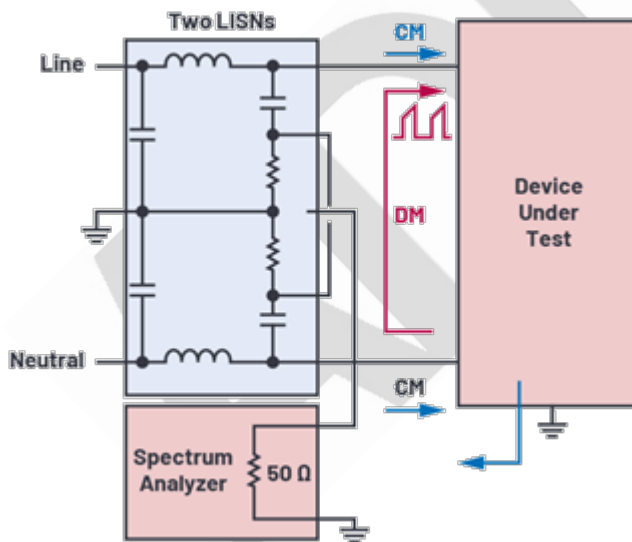


图 1. 对开关模式电源的差模和共模传导 EMI 实施基于 LISN 的测量的概念概述。

图 2 所示为开关模式降压型电源（不带输入 EMI 滤波器）的典型差模 EMI 噪声图。最显著的 EMI 尖峰在电源的开关频率下出现，额外的尖峰则在谐波频率下出现。在图 2 所示的 EMI 图中，这些尖峰的峰值超过了 CISPR22 EMI 限值。要满足这些标准，需采

用一个 EMI 滤波器来衰减差模 EMI。

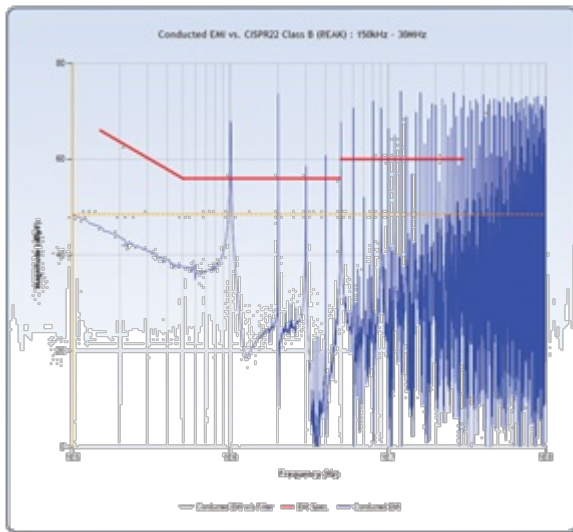


图 2. 不带输入 EMI 滤波器的开关模式降压型电源的典型差模 EMI 图。

### 差模传导 EMI 滤波器

图 3 所示为开关模式电源输入侧的典型差模传导 EMI 噪声滤波器。在本例中，我们在电源的本地输入电容  $C_{IN}$  (EMI 噪声源一侧) 和输入源 (LISN 接收器一侧) 之间添加了一个简单的一阶低通  $L_f C_f$  网络。这与标准 EMI 实验室的测试设置匹配，其中 LISN 网络被连接到 LC 滤波器的滤波电容  $C_f$  一侧。使用频谱分析仪测量 LISN 电阻 R2 上的差分信号，就可以量化 DM 传导 EMI 噪声。

图 4 所示为 LC 滤波器的衰减增益图。在极低频率下，电感有低阻抗，本质上近似短路，而电容的阻抗高，本质上近似开路。对应得出的 LC 滤波器增益为 1(0dB)，使得直流信号能够无衰减传输。随着频率升高，在  $L_f C_f$  的谐振频率处出现增益尖峰。当频率高于谐振频率时，滤波器增益按 -40dB/10 倍频程的速率衰减。在相对较高的频率下，滤波器增益基本由元件的寄生参数决定：比如滤波器电容的 ESR 和 ESL，以及滤波器电感的并联电容。

由于此 LC 滤波器的衰减能力随频率升高而迅速增强，所以前几次的低频噪声谐波的幅度在很大程度上决定了 EMI 滤波器的大小，其中电源开关频率( $f_{SW}$ )处的基本噪音成分

是最重要的目标。因此，我们可以将重点放在降低 EMI 滤波器的低频增益上，以满足行业标准。

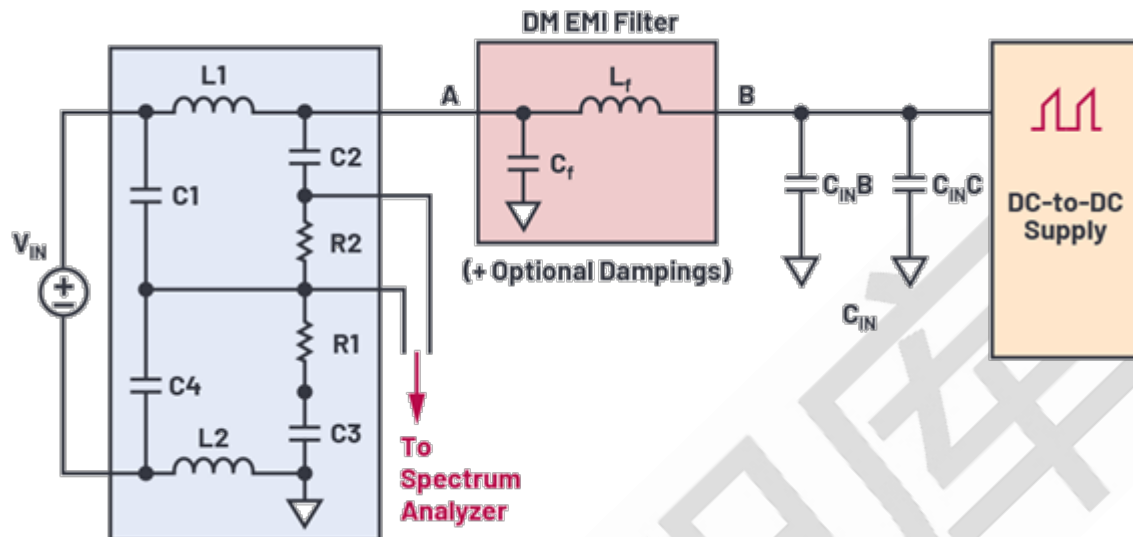


图 3. 差模 EMI 噪声滤波器（从节点 B 至节点 A）。

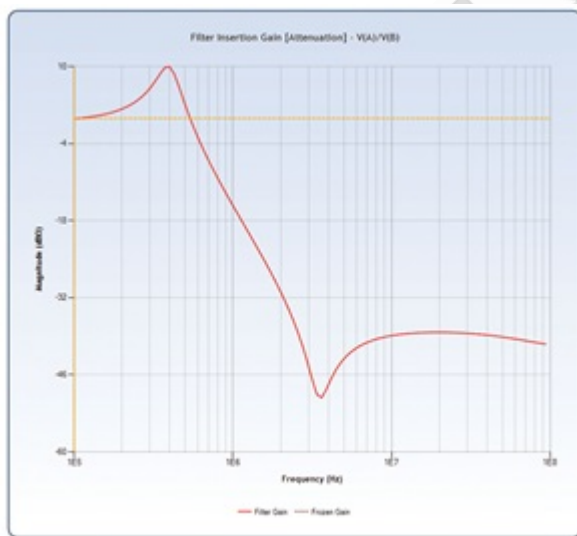


图 4. 典型的单 LCEMI 滤波器插入增益与频率之间的关系图。

### LTpowerCAD 可以方便预测电源的滤波器性能

LTpowerCAD 是一款电源设计辅助工具，可以在 [analog.com/LTpowerCAD](http://analog.com/LTpowerCAD) 免费下载安装。该程序可以为工程师提供辅助设计，让他们只需简单几步，在几分钟内就能设计和优化整个电源参数。

LTpowerCAD 引导用户完成整个电源选择和设计过程。用户可以开始输入电源规格，在此基础上，LTpowerCAD 选择的合适的解决方案，然后帮助用户选择功率级组件，优化电源效率、设计环路补偿和负载瞬态响应。

在本文中，我们要介绍的是 LTpowerCAD 的输入 EMI 滤波器设计工具，它使工程师能够快速估算差模传导 EMI，并确定满足 EMI 标准需要哪些滤波器组件。LTpowerCAD 的滤波器工具可以帮助工程师在实际制板和测试前，就预估滤波器的参数，从而显著缩短设计时间和降低设计成本。

## 采用 LTpowerCAD 实施 EMI 滤波器设计

现在让我们来看看 DMEMI 滤波器设计示例。图 5 所示为 LTpowerCAD 原理图设计页面，显示了使用 LTC3833 降压转换控制器的电源组件选择。在这个例子中，该转换器采用 12V 输入和 5V/10A 输出。开关频率  $f_{sw}$  是 1MHz。在设计 EMI 滤波器之前，我们应首先通过选择开关频率、功率级电感、电容和 FET 来设计降压转换器。

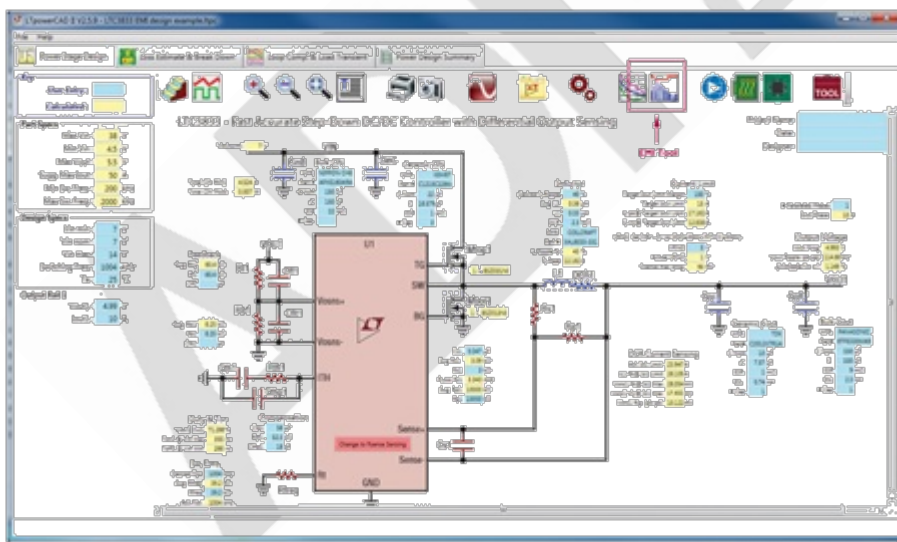


图 5. LTpowerCAD 原理图设计页面和集成式 EMI 工具图标。

在选择功率级组件后，如图 6 所示，我们可以点击 EMI 设计图标，来打开 DMEMI 滤波器工具窗口。这个 EMI 设计窗口显示了电源输入电容  $C_{INB}/C_{INC}$  和输入端 LISN 之间的输入滤波器网络  $L_f C_f$ 。此外，还有备用的阻尼电路，例如 LISN 一侧的网络  $C_{dA}/R_{dA}$ 、电源



输入电容一侧的网络  $C_{dB}/R_{dB}$ ，以及滤波器电感  $L_f$  中的备用阻尼电阻  $R_{fP}$ 。图 6 右侧是估算的传导 EMI 噪声图和所选的 EMI 标准限值。

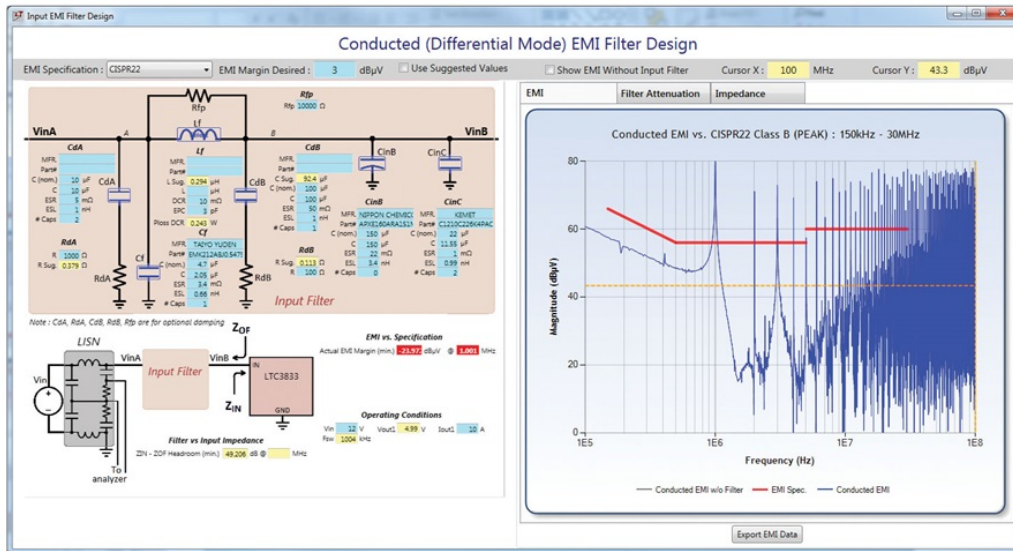


图 6. LTpowerCAD 传导 D MEMI 滤波器设计窗口 ( $L_f=0$ ，无滤波器)。

## 选择一项 EMI 标准

在设计 EMI 滤波器时，您需要了解设计目标——即 EMI 标准本身。LTpowerCAD 内置 CISPR22（常用于电脑和通讯设备）、CISPR25（常用于汽车器件）和 MIL-STD-461G 标准的示意图。您可以直接从 EMI 规格下拉菜单中选择您所需的标准。

在图 6 的例子中，滤波器电感的值设置为 0，以显示在没有输入滤波器的情况下的 EMI 结果。EMI 尖峰在基波和谐波频率下出现，都超过了所示的 CISPR25 标准的限值，导致 EMI 与规格原理图显示屏上出现红色警示。

## 设置 EMI 滤波器参数

在选择所需的 EMI 标准后，你可以输入所需的 EMI 裕量，即所选标准限值与基波频率峰值之间的距离。一般可以选择 3dB 至 6dB 裕量。在这些选项中，LTpowerCAD 程序利用给定的滤波器电容  $C_f$  和电源工作条件计算出建议的滤波器电感值  $L_{\text{sug}}$ ，显示在 LTpowerCAD 黄色单元格中。你可以在  $L$  单元格中输入一个略大于建议值的电感值，



以满足 EMI 限值和所需的裕量。

在本例中，图 7 显示设计工具建议采用  $0.669\mu\text{H}$  滤波器电感，用户实际输入  $0.72\mu\text{H}$  电感，以满足其要求。关于滤波器带来的好处，可以通过比较带滤波器时的结果和不带滤波器时的结果得出。打开显示不带输入滤波器的 EMI 选项，你可以查看叠加在不带滤波器的灰色示意图上方的滤波结果。

在选择滤波器电容  $C_f$  时，有一个重要细节需要注意。X5R、X7R 等类型的介电材料的多层陶瓷电容(MLCC)，其电容值会随着直流偏置电压的增大而显著下降。因此，除了 LTpowerCAD 的标称电容  $C(\text{nom})$  之外，用户还应该在施加直流偏置电压 ( $V_{\text{INA}}$  或  $V_{\text{INB}}$ ) 的情况下输入实际电容值。

关于降额曲线，请参考电容供应商提供的数据手册。如果所选的 MLCC 电容来自 LTpowerCAD 库，程序会自动估算该电容与直流偏置电压相关的降额。

另外，我们也需要考虑输入滤波器电感值的变化。电感随直流电流饱和时，会产生非线性电感。随着负载电流增加，电感值可能明显下降，特别是对于铁氧体磁珠类型电感而言。用户应输入实际电感，以生成准确的 EMI 预测。

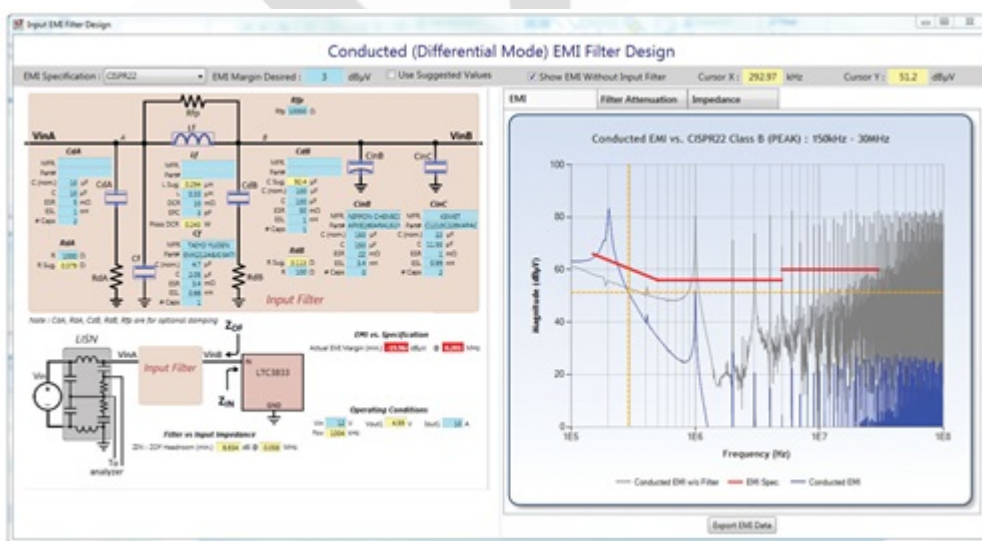


图 7. 选择滤波器电感值以满足 EMI 标准限值。

### 检查滤波器衰减增益

在图 7 所示的带输入滤波器的 EMI 图中，LC 输入滤波器在 245kHz 处谐振（频率低于电源开关频率），产生了一个噪声尖峰。图 8 所示为滤波器衰减增益图，该图代替了 LTpowerCADEMI 窗口（点击滤波器衰减选项卡）中的 EMI 结果，用于显示滤波器在 245kHz 时的谐振衰减增益。

在某些情况下，LC 谐振峰值可能导致噪声超过 EMI 标准。为了衰减这个谐振峰值，可以添加一对额外的阻尼组件  $C_{dA}$  和  $R_{dA}$ ，与滤波器电容  $C_f$  并联。除了显示衰减图之外，LTpowerCAD 还简化了选择这些组件的过程。一般情况下，选择值为真实滤波器  $C_f$  值的 2 到 4 倍的阻尼电容  $C_{dA}$ 。LTpowerCAD 会提供建议的阻尼电阻  $R_{dA}$  值，以降低谐振峰值。

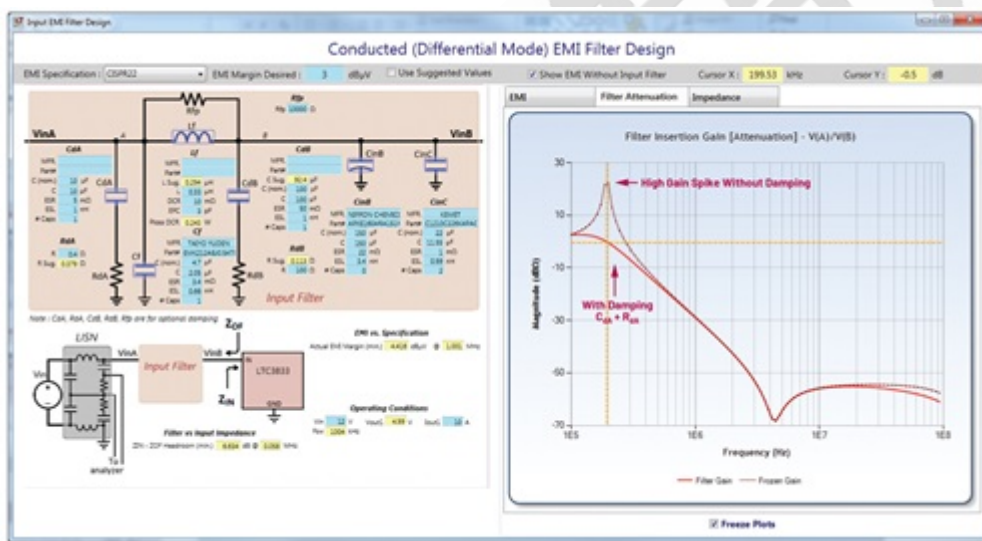


图 8. EMI 滤波器衰减增益（在 LISN 端有和没有阻尼）。

### 检查滤波器阻抗和电源输入阻抗

在开关模式电源前添加一个输入 EMI 滤波器时，滤波器的输出阻抗  $Z_{OF}$  会与电源的输入阻抗  $Z_{IN}$ ，相互作用，可能会造成电路振荡。为了避免这种不稳定的情况，EMI 滤波器的输出阻抗幅度  $Z_{OF}$ ，应该远低于电源输入的阻抗幅度  $Z_{IN}$ ，并留有足够的裕量。图 9 显示  $Z_{OF}$  和  $Z_{IN}$  的概念以及它们之间的稳定裕量。

为了简化分析过程，可以将具备高反馈环路带宽的理想电源用作恒定功率负载；也就是说，输入电压  $V_{IN}$  乘以输入电流的值是恒定的。随着输入电压增大，输入电流减小。因此，理想电源具有负输入阻抗  $Z_{IN} = -(V_{IN}^2)/P_{IN}$ 。

为了便于设计输入滤波器，LTpowerCAD 在图 10 所示的阻抗图中显示滤波器输出阻抗  $Z_{OF}$  和电源输入阻抗  $Z_{IN}$ 。注意，电源输入阻抗是输入电压和输入功率的函数。最坏的情况（即最低的阻抗电平）在  $V_{IN}$  最小、 $P_{IN}$  最大时发生。

如图 10 所示，EMI 滤波器输出阻抗在滤波器电感  $L_f$  和电源输入电容  $C_{IN}$  引起的谐振频率上出现峰值点。在一个好的设计中，这个峰值的幅度应该低于最坏情况下  $Z_{IN}$  引起的谐振频率上出现峰值点。在一个好的设计中，这个峰值的幅度应该低于最坏情况下  $C_{dB}$  和电阻  $R_{dB}$ ，与电源输入电容  $C_{IN}$  并联。这种  $C_{IN}$  侧阻尼网络可以有效降低滤波器  $Z_{OUT}$  峰值。LTpowerCADEMI 工具提供了建议的  $C_{dB}$  和  $R_{dB}$  参数。

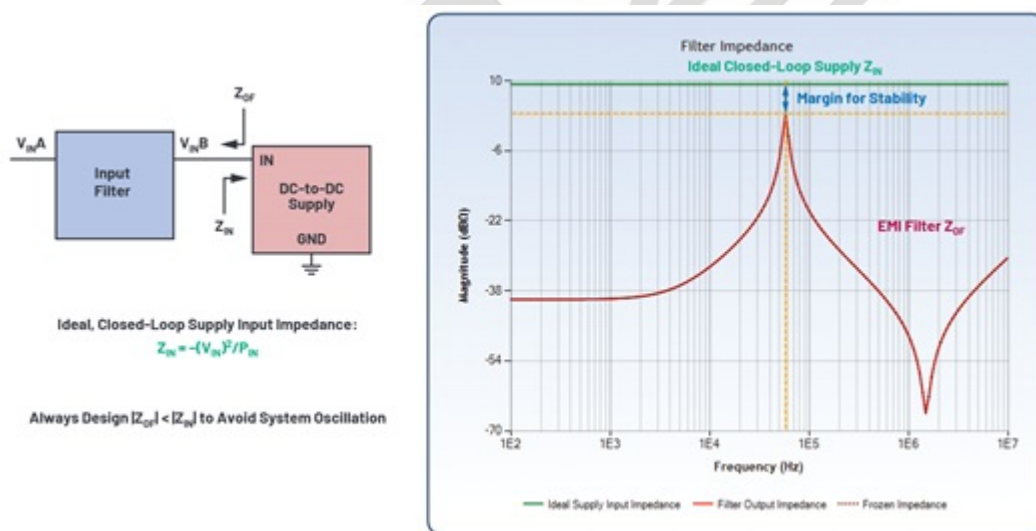


图 9. 检查 EMI 滤波器输出阻抗和电源输入阻抗是否稳定。

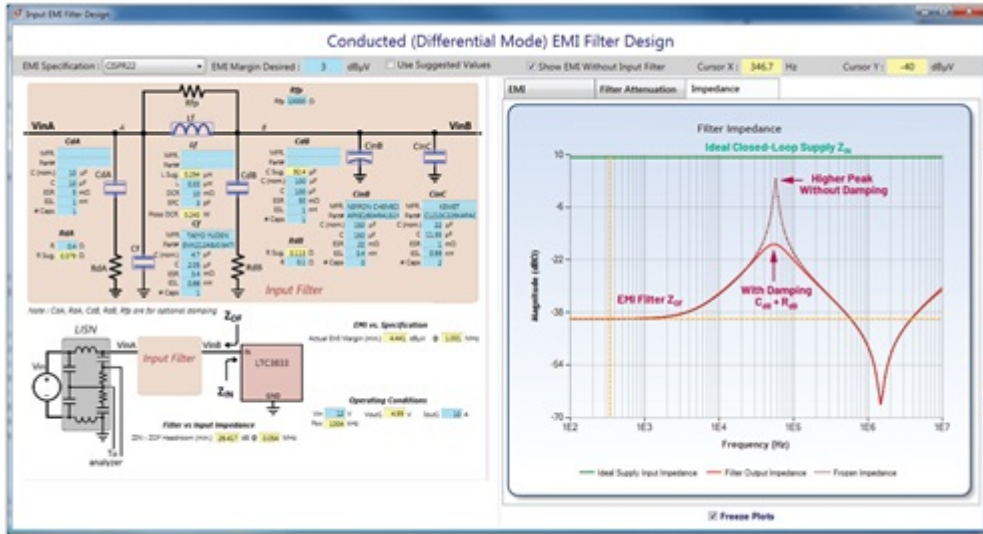


图 10. LTpowerCADEMI 滤波器阻抗图（有阻尼和无阻尼）。

### LTpowerCADEMI 滤波器工具的精度

为了验证 LTpowerCADEMI 滤波器工具的精度，我们进行了基于真实的电路板在 EMI 实验室的实际测试比较。图 11 所示为使用经过修改的 LTC3851 降压型电源演示板（采用 750kHz、12V 输入电压、1.5V 输出电压和 10A 负载电流）实施真实测试得出的结果和 LTpowerCAD 预测 EMI 噪声之间的比较。如图 11 所示，测试得出的 EMI 数据和使用 LTpowerCAD 模拟得出的 EMI 数据的低频段噪声峰值是大致匹配的。实际测试的峰值比模拟得出的 EMI 峰值略低几个 dB。

在更高频率段，不匹配的幅度更大，但是如前所述，由于 DM 传导 EMI 滤波器的大小主要由低频率噪声峰值决定，所以这些高频段的误差并不太重要。很多高频段误差是由电感和电容寄生模型的精度导致，包括 PCB 布局寄生值；就目前而言，基于 PC 的设计工具还达不到这种精度。



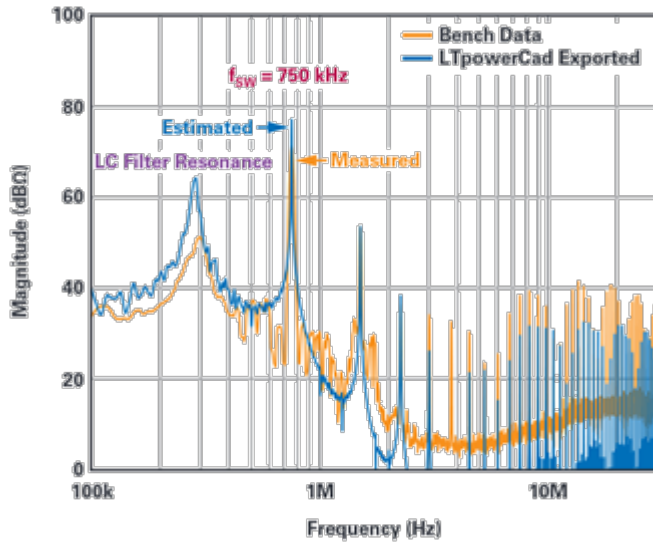


图 11. 真实的板实验测量得出的 EMI 和 LTpowerCAD 估算的 EMI (12V<sub>IN</sub> 至 1.5V<sub>OUT</sub>/10A 降压示例)。

值得强调的是，LTpowerCAD 过滤器工具是一款估算工具，可用于提供 EMI 滤波器初始设计。要获得真正准确的 EMI 数据，用户还需要构建电源电路板原型，并进行真实的实验测试。

## 总结

许多行业使用的系统都需要越加严格地抑制电磁噪声干扰。因此，工业界针对 EMI 噪声发布了许多明确的标准。与此同时，开关模式电源的数量不断增加，且安装位置更加靠近敏感电路。开关模式电源是系统中 EMI 的主要来源，因此在很多情况下都需要量化其噪声输出并降低。问题是，EMI 滤波器的设计和测试往往是一个反复尝试的过程，非常耗费时间和设计成本。

为了解决这个问题，LTpowerCAD 工具可以让设计人员能够在实施真实的设计和测试前，使用基于计算机的预测模拟，从而极大地节省时间和成本。易于使用的 EMI 滤波器工具可以预估差模传导 EMI 滤波器参数，包括可选的阻尼网络，以最大程度降低 EMI，同时保持稳定的电源。实验测试结果验证了使用 LTpowerCAD 预测结果的准确性。



## 突破约束：基于简单降压控制器的精密双极性电源设计

工业、汽车、IT 和网络公司是电源电子、半导体、器件和系统的主要购买者与消费者。这些公司使用各种可用的 DC-DC 转换器拓扑结构，采用不同形式的降压、升压和 SEPIC 结构。理想情况下，这些公司会针对每个新项目使用专门的控制器。然而，采用新芯片需要大量投资，因为必须花费很多时间和成本来测试新器件是否符合汽车标准，以及验证其在特定应用、条件和设备中的功能。显然，为了降低开发和设计成本，不同应用应采用已经过批准和验证的控制器。

用于生成电源的最常用拓扑结构是降压转换器。但是，这种拓扑结构仅限于从高于输出的输入电压产生正输出。当输入电压低于输出电压时，不能直接利用它来产生负电压或提供稳定的输出。产生输出的这两个方面在汽车电子中均很重要，因为需要负电压来为放大器供电，或者当输入电压轨显著降低时，在冷起动的情况下整个系统必须连续正常工作。本文详细介绍了在 SEPIC、Cuk 和升压转换器中使用简单降压控制器的方法。

### 从公共输入轨产生负电压和正电压

图 1 显示了基于单个降压控制器（具有两路输出）的双极性电源设计。

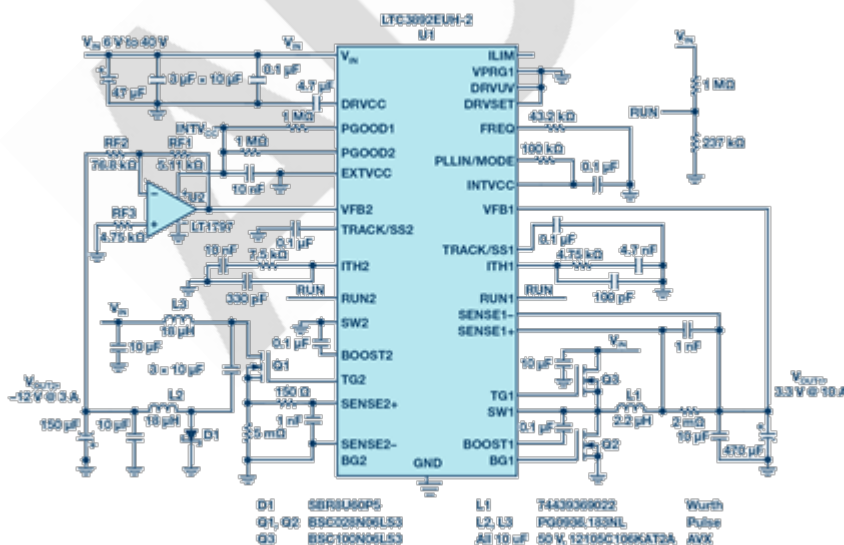


图 1. LTC3892 的电气原理图，可产生正负电压。 $V_{\text{OUT1}}$  为 10A、3.3V， $V_{\text{OUT2}}$  为 3A、-12V。

为了最大限度地利用该芯片，必须使用一路输出来产生正电压，使用第二路输出来产生负电压。此电路的输入电压范围为 6V 至 40V。 $V_{OUT1}$  产生 10A、3.3V 的正电压， $V_{OUT2}$  产生 3A、-12V 的负电压。两路输出均由 U1 控制。第一路输出  $V_{OUT1}$  是简单的降压转换器。第二路输出的结构更复杂一些。 $V_{OUT2}$  相对于 GND 为负，故使用差分放大器 U2 来检测负电压并将其调整为 0.8V 基准电压。在这种方法中，U1 和 U2 均以系统 GND 为基准，这大大简化了电源的控制和功能。如果需要其他输出电压，以下表达式有助于计算 RF2 和 RF3 的电阻值。

$$KR = \frac{0.8 \text{ V}}{|V_O|}$$

$$RF1 = 5.11 \text{ k}$$

$$RF2 = \frac{RF1}{KR}$$

$$RF3 = \frac{RF1 \times RF2}{RF1 + RF2}$$

$V_{OUT2}$  电源系采用 Cuk 拓扑结构，相关技术文献中对此有广泛介绍。为了解电源系元件上的电压，需要使用以下基本公式。

$$D = \frac{|V_O|}{|V_O| + V_{IN}}$$

$$V_C = \frac{V_{IN}}{1 - D}$$

$$V_{DS} = V_D = V_C$$

$V_{OUT2}$  效率曲线如图 2 所示。这种方法的 LTspice® 仿真模型参见此处在本例中，LTC3892 转换器的输入为 10V 至 20V。输出电压为 10A、+5V 和 5A、-5V。

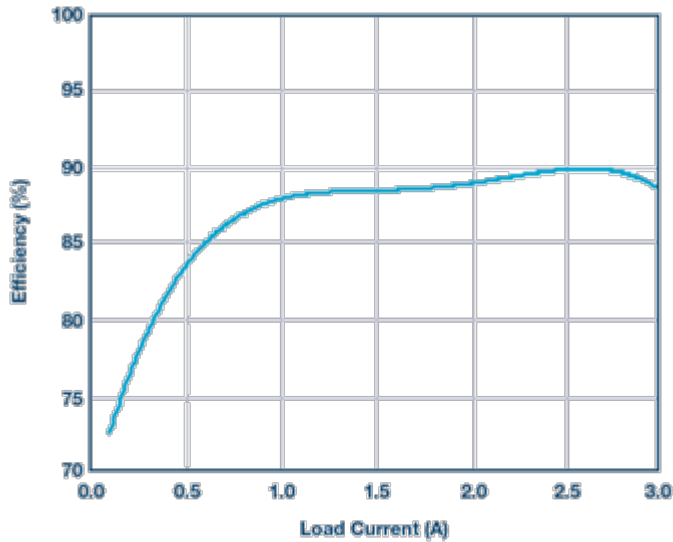


图 2. 14V 输入电压时负输出的效率曲线。

### 从波动输入轨产生稳定电压

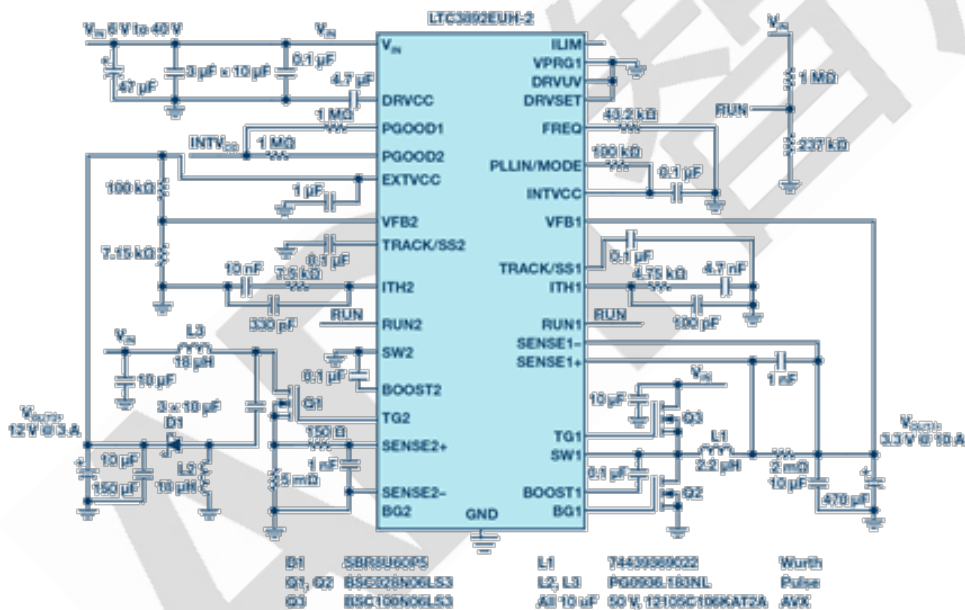


图 3. SEPIC 结构的 LTC3892 在降压应用中的电气原理图。

图 3 所示转换器的电气原理图支持两路输出： $V_{OUT1}$  为 10A、3.3V， $V_{OUT2}$  为 3A、12V。输入电压范围为 6V 至 40V。 $V_{OUT1}$  以类似方式创建，如图 1 所示。第二路输出是 SEPIC 转换器。与上面的 Cuk 一样，该 SEPIC 转换器基于非耦合的双分立电感解决方案。分立扼流圈的使用显著扩大了可用磁性材料的范围，这对于成本敏感型器件非常重要。

$$D = \frac{V_O}{V_O + V_{IN}} \quad V_C = V_{IN}$$

$$V_{DS} = V_D = V_{IN} + V_O$$

图 4 和图 5 显示了该转换器在电压下降和达到尖峰时（例如在冷起动或电源切断时）的功能。轨电压  $V_{IN}$  围绕相对标称值 12V 下降或上升。但是， $V_{OUT1}$  和  $V_{OUT2}$  均处于稳压状态，为关键负载提供稳定的电源。双电感 SEPIC 转换器可以轻松重新连接成单电感升压转换器。

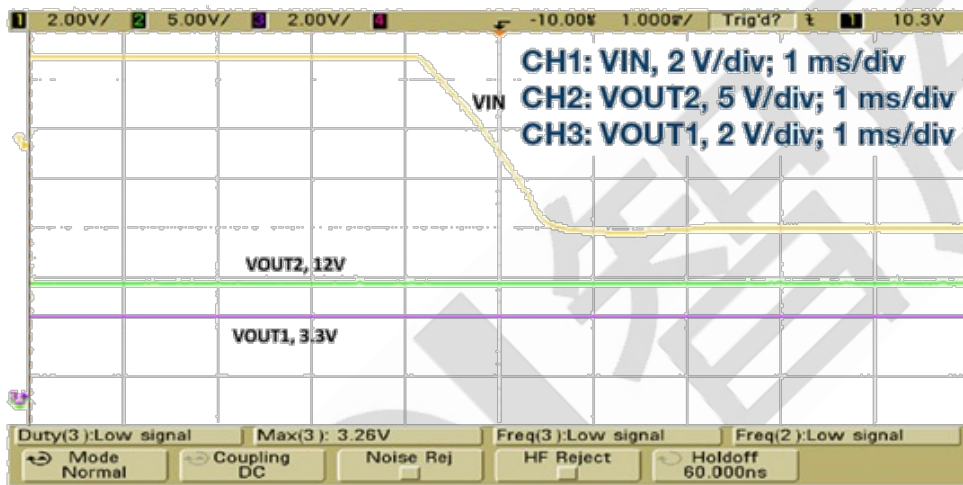


图 4. 轨电压从 14V 降至 7V， $V_{OUT1}$  和  $V_{OUT2}$  均处于稳压状态。

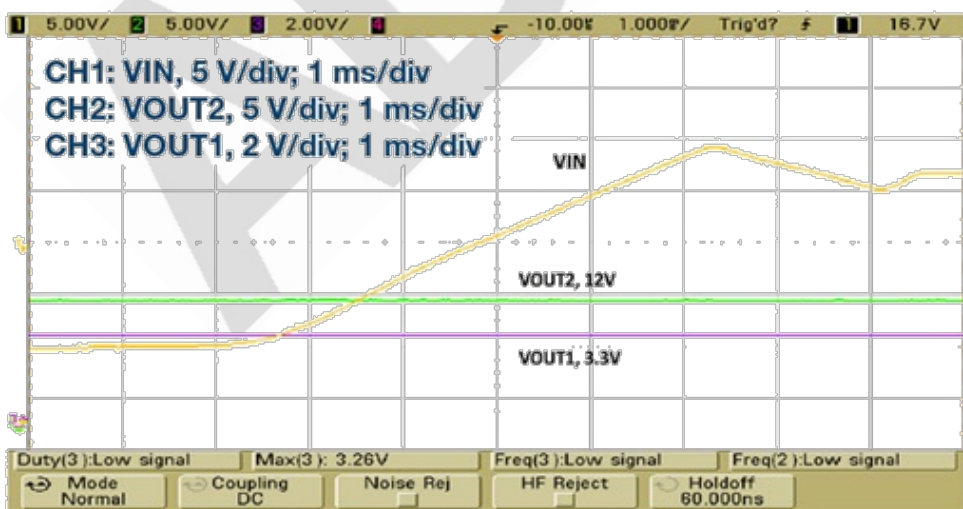


图 5. 轨电压从 14V 升至 24V，但  $V_{OUT1}$  和  $V_{OUT2}$  均处于稳压状态。

相关 LTspice 仿真模型参见此处。它显示 LTC3892 转换器的输入为 10V 至 20V。输出电压为 10A、+5V 和 5A、-5V。

## 结论

本文介绍了基于降压控制器构建双极性和双输出电源的方法。这种方法支持在降压、升压、SEPIC 和 Cuk 拓扑中使用相同的控制器。这对于汽车和工业电子供应商来说非常重要，因为一旦经过核准，他们便可基于同一控制器设计出提供各种输出电压的电源。

## 带有次级 LC 滤波器的电流模式降压转换器的建模与控制

利用 ADC、PLL 和 RF 收发器的现代信号处理系统设计通常需要更低的功耗和更高的系统性能。为这些噪声敏感的设备选择合适的电源始终是系统设计人员的难点。这些设计总是需要在高效率和高性能之间做出取舍。

传统上，LDO 稳压器通常被用于为那些噪声敏感的设备供电。LDO 稳压器能够抑制系统电源中经常出现的低频噪声，并且为 ADC、PLL 或 RF 收发器提供干净的电源。但是 LDO 稳压器通常效率较低，尤其是在 LDO 稳压器必须将高于输出电压几伏的电源轨降压的那些系统中。在这种情况下，LDO 稳压器通常可提供 30%至 50%的效率，而使用开关稳压器则可实现 90%甚至更高的效率。

开关稳压器虽然比 LDO 稳压器效率更高，但它们的噪声太大，无法在不显著降低 ADC 或者 PLL 的性能的同时，直接为它们供电。开关稳压器的噪声源之一是输出纹波，它可能在 ADC 的输出频谱中表现为明显的信号音或杂散。为避免降低信噪比(SNR)和无杂散动态范围(SFDR)，最大程度地减少开关稳压器的输出纹波和输出噪声非常重要。

为了同时保持高效率和高系统性能，通常需要在开关稳压器的输出端增加一个次级 LC 滤波器 ( $L_2$  和  $C_2$ )，以减少纹波和抑制噪声 (如图 1 所示)。然而，二级 LC 输出滤波器也具有相应的缺点。理想情况下，功率级传输函数的建模为四阶系统，很不稳定。



如果再考虑电流环路 1 的采样数据效应，则完整的控制至输出的传递函数为五阶系统。另一种替代解决方案是检测初级 LC 滤波器 ( $L_1$  和  $C_1$ ) 点的输出电压来稳定系统。然而，当负载电流很大时，由于次级 LC 滤波器上的压降很大，应用这种方法会导致输出电压调节性能较差，这在某些应用中令人无法接受。

本文提出了一种新的混合反馈方法，能够在应用中采用带有次级 LC 滤波器的开关稳压器为 ADC、PLL 或 RF 收发器提供高效率、高性能的电源，同时所有负载条件下提供足够的稳定性裕量并保持输出精度。

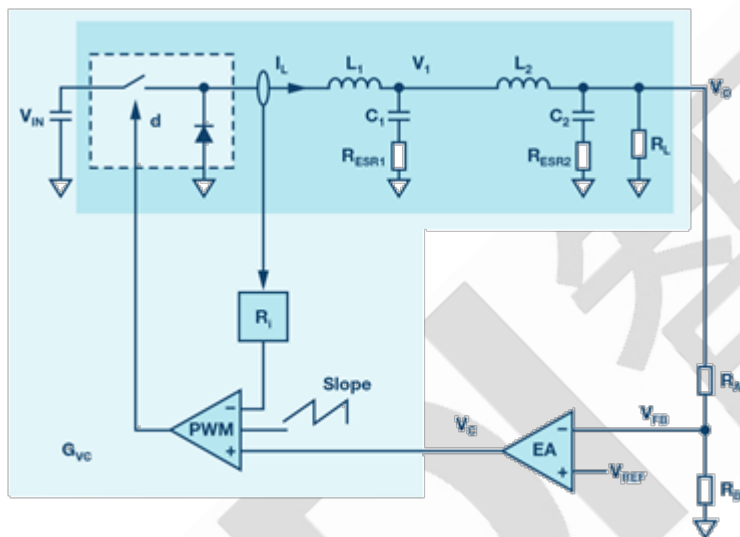


图 1. 带有次级 LC 滤波器的电流模式降压转换器的电路图。

本文的内容提纲如下：

分析了具有次级 LC 滤波器的降压转换器的小信号建模。提出了一个新的五阶控制至输出的传递函数，无论外围电感和电容参数如何，都非常精确。

提出了一种新的混合反馈方法，可在提供足够的稳定性裕量的同时保持输出电压良好的直流精度。首次分析了反馈参数的限值，为实际设计提供了基本依据。

基于功率级小信号模型和新的混合反馈方法，设计了补偿网络。利用奈奎斯特图评估了闭环传递函数的稳定性。

提供了一个基于电源管理产品 ADP5014 的简单设计实例。借助次级 LC 滤波器，ADP5014 在高频范围内的输出噪声性能甚至优于 LDO 稳压器。

附录 I 和附录 II 分别列出了功率级和反馈网络所需的小信号传递函数。

### 功率级小信号建模

图 2 显示了对应于图 1 的小信号框图。控制环路由内部电流环路和外部电压环路组成。电流环路中的采样数据系数  $H_e(s)$  是指 Raymond B. Ridley 在“用于电流模式控制的新型连续时间模型”中提出的模型。请注意，在图 2 所示的简化小信号框图中，假设输入电压干扰和负载电流干扰为零，因为本文不讨论与输入电压和负载电流相关的传递函数。

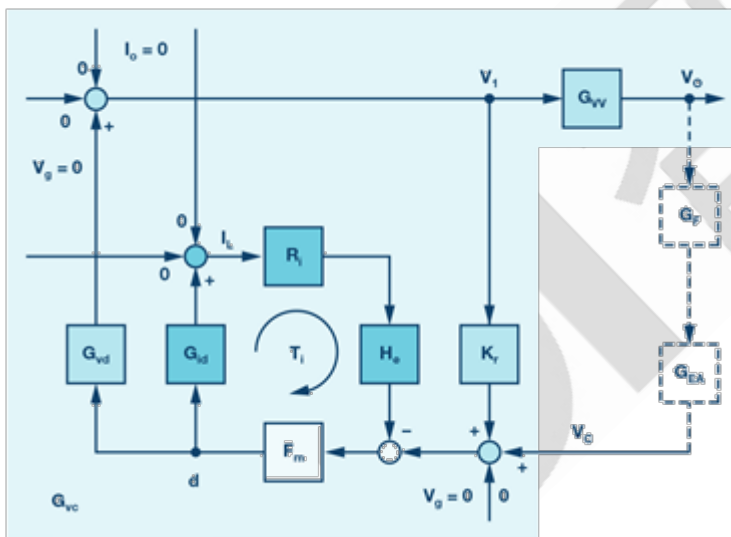


图 2. 带有次级 LC 滤波器的电流模式降压转换器的小信号框图。

### 降压转换器示例

使用电流模式降压转换器所演示的新的的小信号模型具有以下参数：

- $V_g = 5V$
- $V_o = 2V$
- $L_1 = 0.8\mu H$

- $L_2 = 0.22\mu\text{H}$
- $C_1 = 47\mu\text{F}$
- $C_2 = 3 \times 47\mu\text{F}$
- $R_{\text{ESR1}} = 2\text{m}\Omega$
- $R_{\text{ESR2}} = 2\text{m}\Omega$
- $R_L = 1\Omega$
- $R_i = 0.1\Omega$
- $T_s = 0.833\mu\text{s}$

### 电流环路增益

我们关心的第一个传递函数是在占空比调制器的输出点测得的电流环路增益。由此产生的电流环路传递函数（见附录 I 中的公式 16）表现为具有两对复数共轭极点的四阶系统，该系统产生两个系统谐振频率（ $\omega_1$  和  $\omega_2$ ）。这两个谐振频率均由  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_1$  和  $C_2$  决定。负载电阻  $R_L$  以及  $C_1$  和  $C_2$  产生主零点。一对复数共轭零点( $\omega_3$ )由  $L_2$ 、 $C_1$  和  $C_2$  决定。此外，电流环路中的采样数据系数  $H_e(s)$  将在开关频率的 1/2 处引入一对复数的右半平面(RHP)零点。

与不带次级 LC 滤波器的传统电流模式降压转换器相比，新的电流环路增益增加了一对复数共轭极点和一对复数共轭零点，并且它们彼此的位置非常接近。

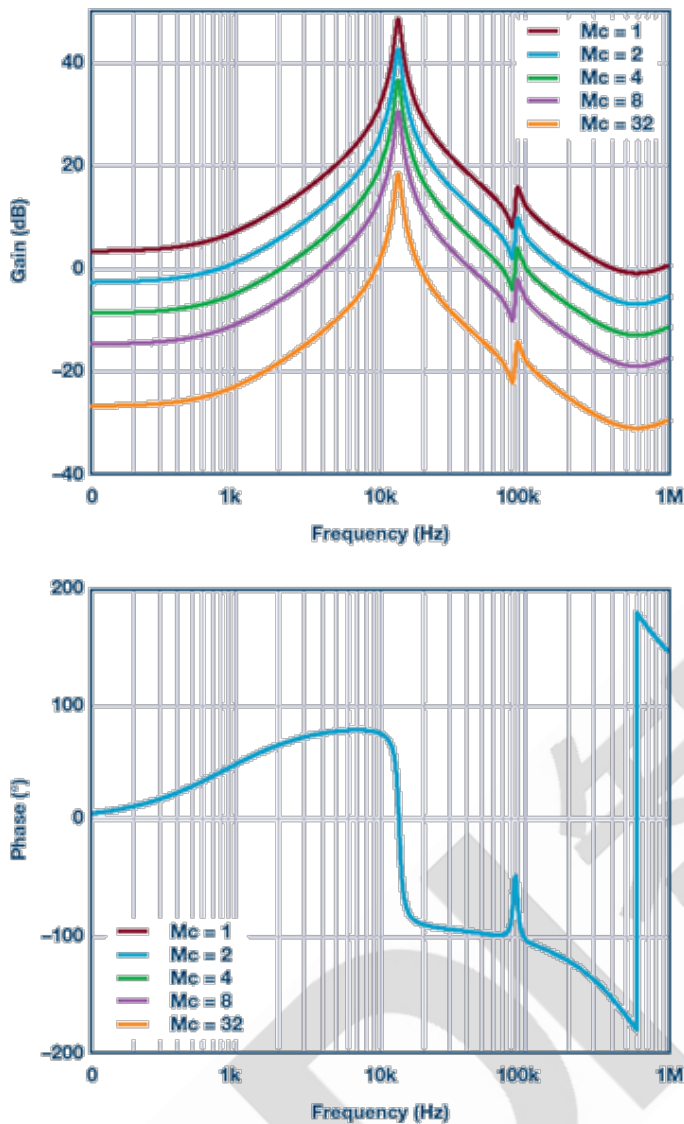


图 3. 降压转换器电流环路增益。

图 3 显示了具有不同外部斜坡值的电流环路增益图。对于没有外部斜率补偿( $M_c=1$ )的情况，可以看出电流环路中的相位裕量非常小，这可能导致次谐波振荡。通过增加外部斜率补偿，增益和相位曲线的形状不会改变，但增益的幅度将减小，相位裕量将增加。

### 控制至输出增益

当电流环路闭合时，会产生一个新的控制至输出的传递函数。由此产生的控制至输出的传递函数（见附录 I 中的公式 19）表现为具有一个主极点( $\omega_p$ )和两对复数共轭极点( $\omega_l$  和  $\omega_h$ ) 的五阶系统。主极点主要取决于负载电阻  $R_L$ 、 $C_1$  和  $C_2$ 。频率较低的一对

共轭极点由  $L_2$ 、 $C_1$  和  $C_2$  确定，而频率较高的一对共轭极点位于开关频率的  $1/2$  处。此外， $C_1$  的 ESR 和  $C_2$  的 ESR 分别影响两个零点。

图 4 显示了具有不同外部斜坡值的控制至输出的环路增益图。与传统的电流模式降压转换器相比，在带有次级 LC 滤波器的电流模式降压转换器的控制至输出的增益中增加了一对复数共轭极点 ( $\omega_1$ )。额外的谐振极点可以提供最大可达  $180^\circ$  的额外的相位延迟。相位裕量将急剧下降，即便使用 III 型补偿系统也会很不稳定。此外，图 4 清楚地显示了随着斜率补偿的增加，从电流模式控制到电压模式控制的转换。

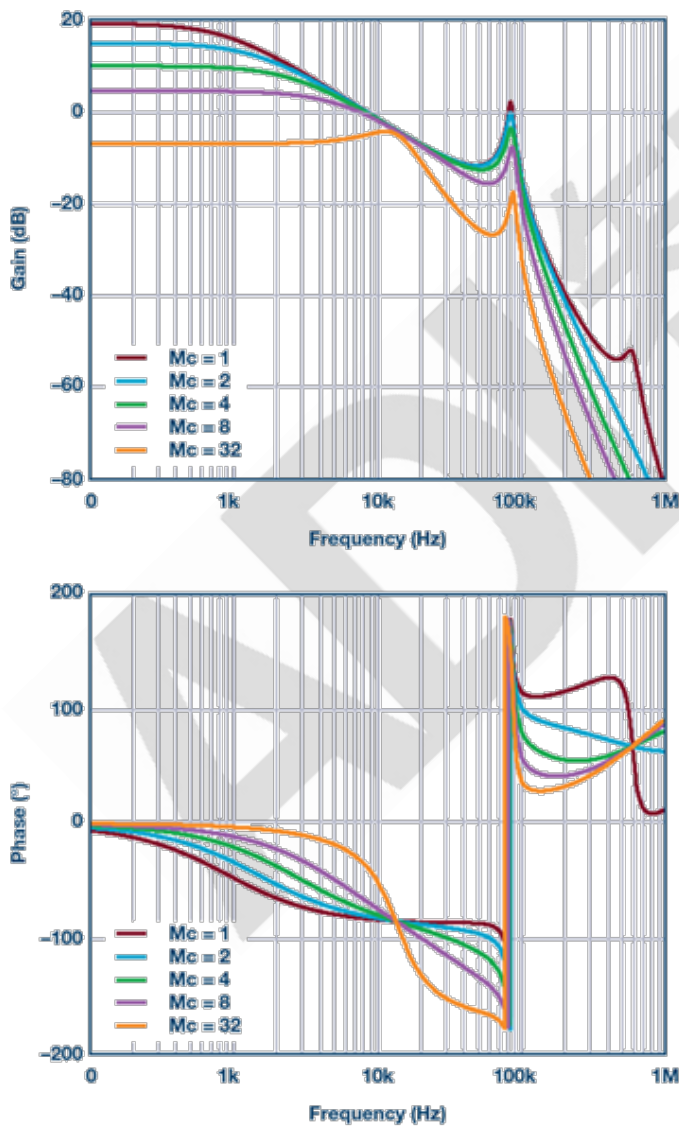


图 4. 降压转换器的控制至输出的传递函数。



## 混合反馈方法

本文将介绍一种新的混合反馈结构，如图 5(a)所示。混合反馈的构思是通过利用来自初级 LC 滤波器的附加电容反馈来稳定控制环路。从输出端经过电阻分压器的外部电压反馈定义为远程电压反馈，而经过电容器  $C_F$  的内部电压反馈将在下文中定义为本地电压反馈。远程反馈和本地反馈在频域上承载不同的信息。具体而言，远程反馈检测低频信号以便提供良好的直流输出调节，而本地反馈检测高频信号以便为系统提供良好的交流稳定性。图 5(b)显示了对应于图 5(a)的简化小信号框图。

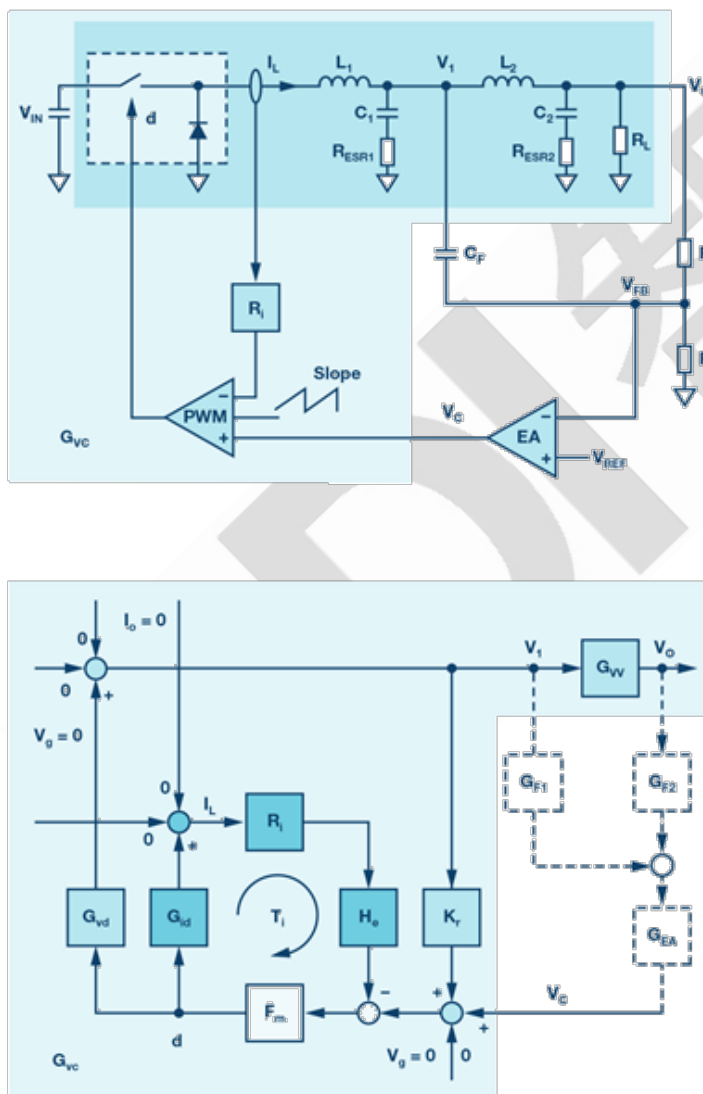


图 5. 使用所提出的混合反馈方法的电流模式降压转换器，图(a)所示为电路图，图(b)所示为小信号模型。

## 反馈网络的传递函数

由此产生的混合反馈结构的等效传递函数（见附录 II 中的公式 31 和公式 32）与传统电阻分压器反馈的传递函数明显不同。新的混合反馈的传递函数零点比极点更多，并且额外的零点将在由 L2 和 C2 确定的谐振频率处产生  $180^\circ$  的相位提前。因此，利用混合反馈方法，控制至输出的传递函数中的附加相位延迟将通过反馈传递函数中的附加零点进行补偿，这可以实现基于整个控制至反馈的传递函数的补偿设计。

## 反馈参数的限值

除了功率级中的那些参数之外，反馈传递函数中还包含两个参数。众所周知，参数  $\beta$ （见附录 II 中的公式 30）是输出电压放大率。而参数  $\alpha$  则是一个全新的概念。

可以调整反馈参数  $\alpha$ （参见附录 II 中的公式 29）来理解反馈传递函数的行为。图 6 显示了当  $\alpha$  减小时反馈传递中零点的变化趋势。该图清楚地表明，随着  $\alpha$  逐渐减小，一对共轭零点将从左半平面(LHP)向 RHP 推进。

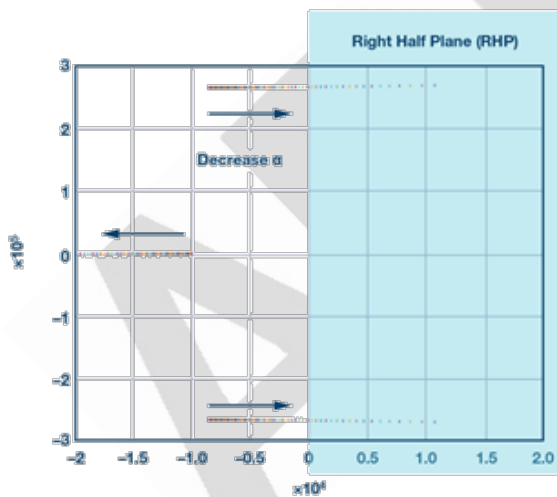


图 6. 反馈参数  $\alpha$  对反馈网络零点的影响。

图 7 是具有不同  $\alpha$  值的反馈传递函数的曲线图。它表明当  $\alpha$  减小至  $10^{-6}$  时（例如： $R_A = 10k$ ， $C_F = 1nF$ ），反馈网络的传递函数将表现为  $180^\circ$  的相位延迟，这意味着复数零点已成为 RHP 零点。反馈传递函数已简化为新形式（参见附录 II 中的公式 33）。要将零点

保持在 LHP 中，参数  $\alpha$  应始终满足以下条件：

$$\alpha > \frac{L_2 \times C_2}{\frac{L_2}{R_L} + R_{ESR2} \times C_2}$$

公式 1 给出了反馈参数  $\alpha$  的最小限值基准。只要满足这一条件，控制系统就很容易保持稳定。但是，由于  $R_A$  和  $C_F$  在负载瞬态跳变期间将作为输出电压变化的 RC 滤波器工作，因此负载瞬态性能将因很大的  $\alpha$  值而降低。所以  $\alpha$  值不应该太大。在实际设计中，建议参数  $\alpha$  比最小限值大 20% 到 30% 左右。

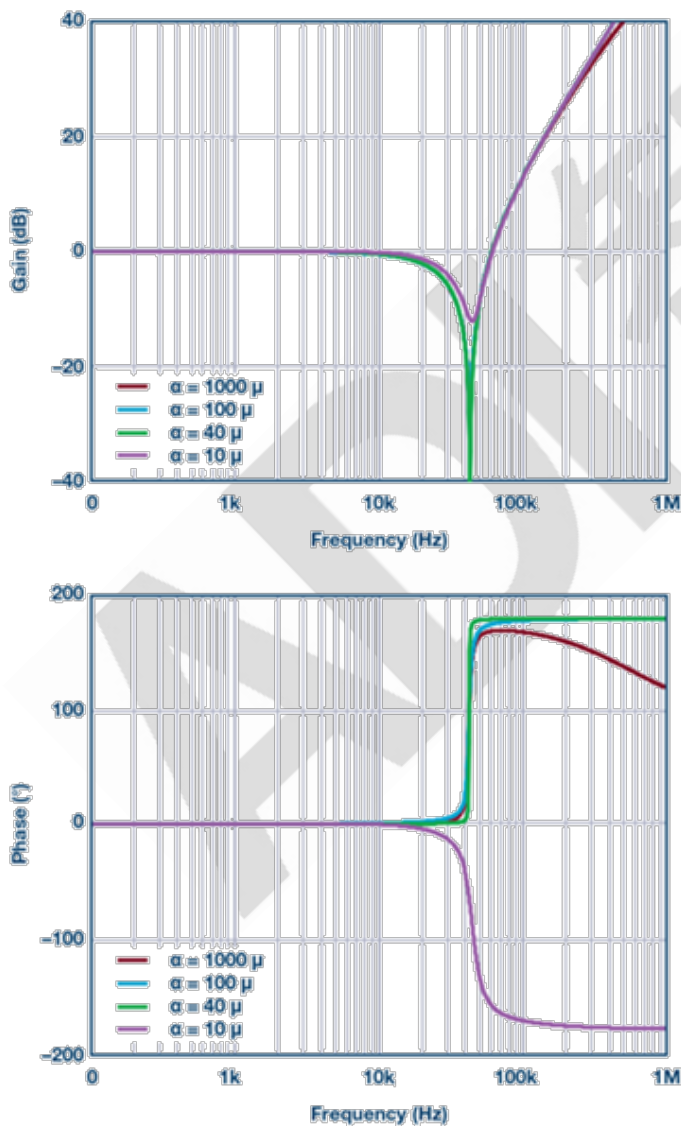


图 7. 具有不同参数  $\alpha$  的混合反馈网络的传递函数。

## 环路补偿设计

### 设计补偿

控制至反馈的传递函数  $G_P(s)$  可以通过控制至输出的传递函数  $G_V(s)$  和反馈传递函数  $G_{FB}(s)$  的乘积导出。补偿传递函数  $G_C(s)$  设计为具有一个零点和一个极点。控制至反馈的传递函数和补偿传递函数以及闭环传递函数  $T_V(s)$  的渐近波特图如图 8 所示。以下步骤说明了如何设计补偿传递函数。

确定穿越频率( $f_c$ )。由于带宽受  $f_{z1}$  限制，建议选择小于  $f_{z1}$  的  $f_c$

在  $f_c$  处计算  $G_P(s)$  的增益，而  $G_C(s)$  的中频带增益应为  $G_P(s)$  的相反数

将补偿零点置于功率级的主极点( $f_{p1}$ )处

将补偿极点置于由输出电容  $C_1$  的 ESR 产生的零点( $f_{z2}$ )处。

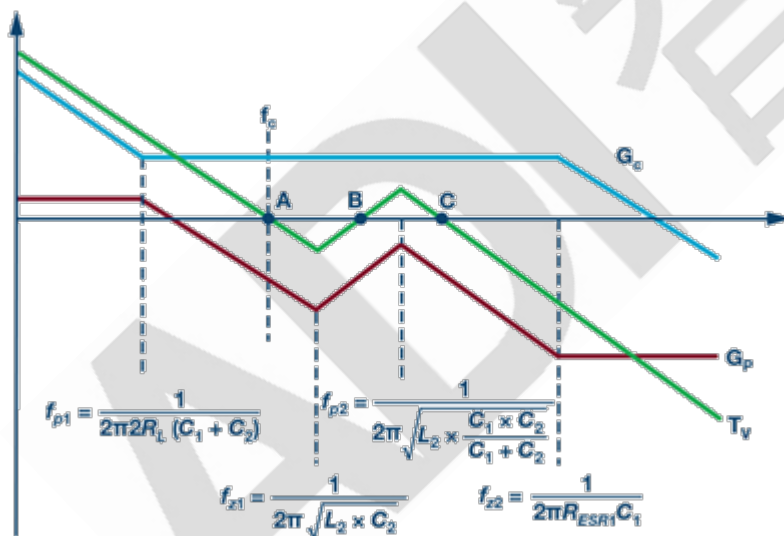


图 8. 基于所提出的控制至输出和混合反馈的传递函数的环路增益设计。

### 使用奈奎斯特图分析稳定性

根据图 8，闭环传递函数  $T_V(s)$  已经三次经过 0dB 点。奈奎斯特图用于分析闭环传递函数的稳定性，如图 9 所示。由于曲线图远离  $(-1, j0)$ ，闭环稳定并具有足够的相位裕量。请注意，奈奎斯特图中的点 A、B 和 C 对应于波特图中的点 A、B 和 C。

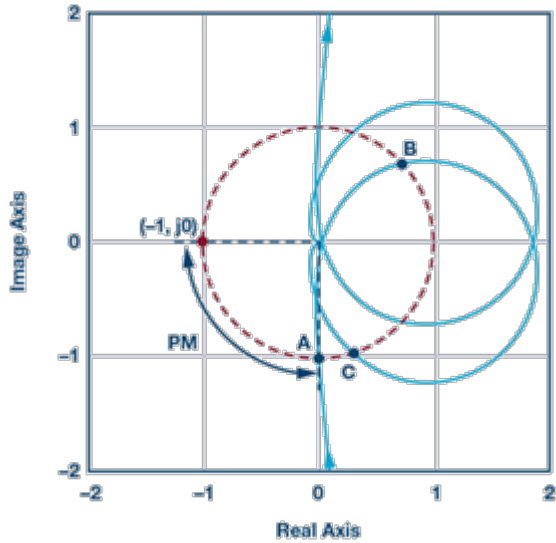


图 9. 闭环传递函数的奈奎斯特图。

### 设计示例

ADP5014 对许多模拟模块进行了优化，可在低频范围内实现更低的输出噪声。当  $V_{OUT}$  设置为小于  $V_{REF}$  电压时，单位增益电压基准结构也可使输出噪声与输出电压设置无关。设计中又增加了一个次级 LC 滤波器，从而可以衰减高频范围的输出噪声，特别是对于基波下的开关纹波及其谐波。图 10 显示了设计详情。



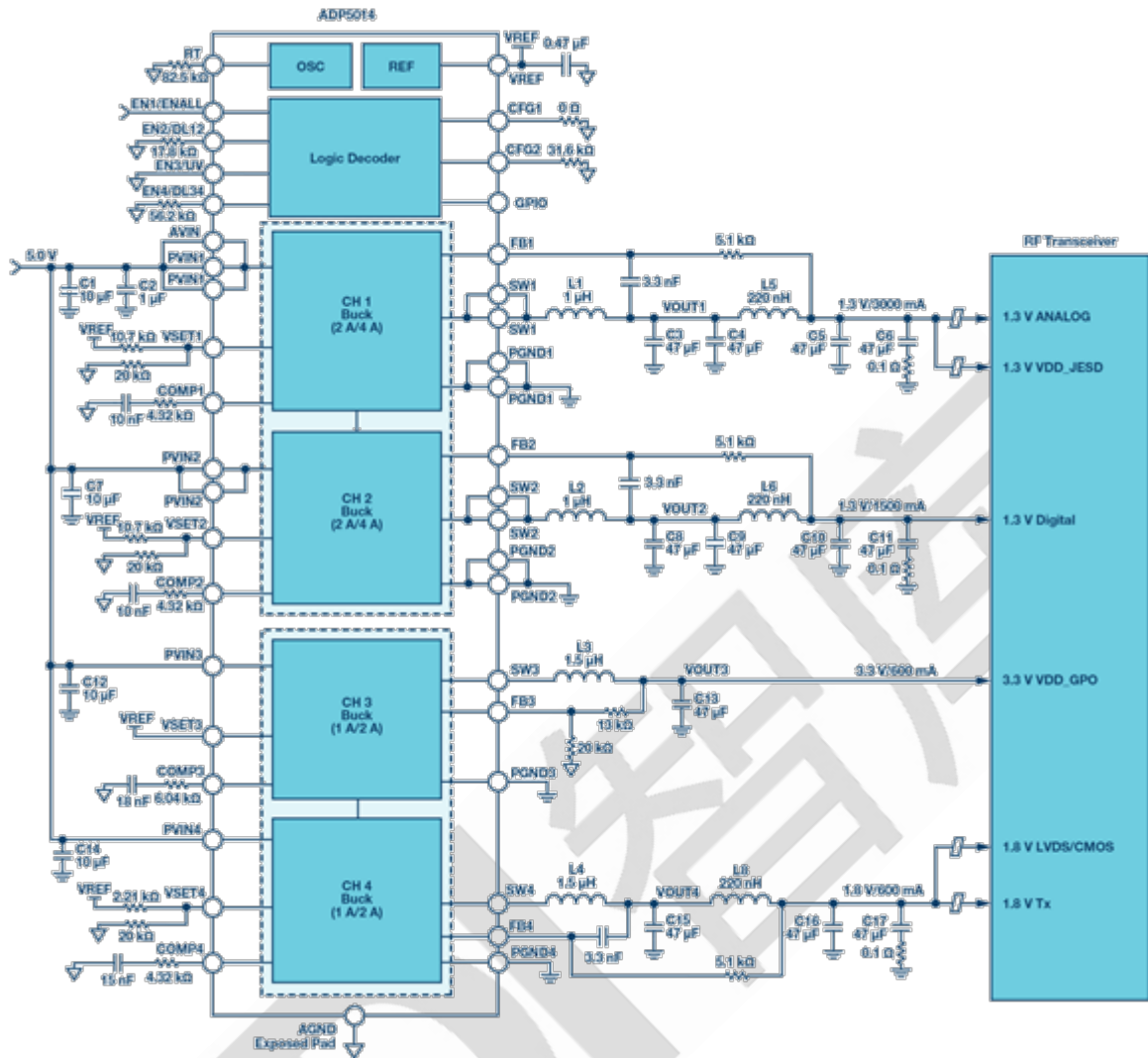


图 10. 由带有次级 LC 滤波器的 ADP5014 供电的 RF 收发器。

图 11 显示了 ADP5014 在 10Hz 至 10MHz 频率范围内的噪声谱密度测量结果，以及 10Hz 至 1MHz 频率范围内的积分有效值噪声，与之作比较的 ADP1740 则是另一款传统的 2A 低噪声 LDO 稳压器。ADP5014 在高频范围内的输出噪声性能甚至优于 ADP1740。

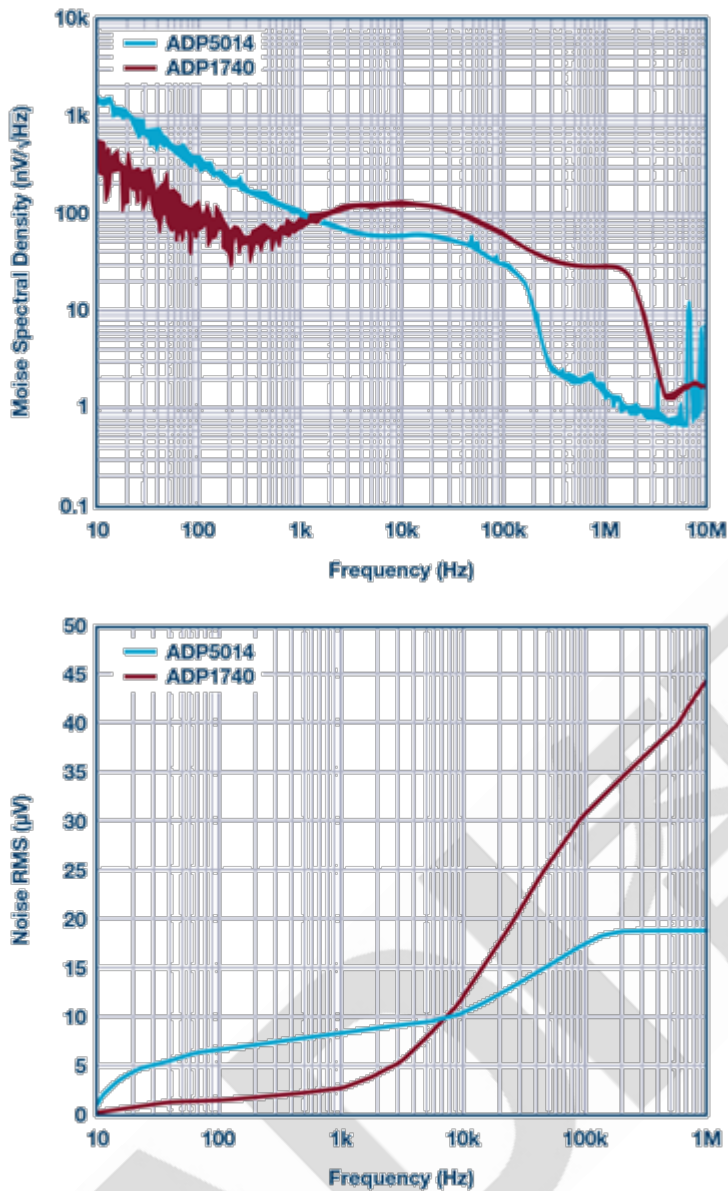


图 11. ADP5014 与 ADP1740 的输出噪声性能比较，图(a)所示为噪声谱密度，图(b)所示为积分有效值噪声。

## 结论

本文介绍了用于建模和控制带有次级 LC 输出滤波器的电流模式降压转换器的通用分析框架，讨论了精确的控制到输出的传递函数，提出了一种新的混合反馈结构，并对反馈参数限值进行了推导。

设计示例表明，带有次级 LC 滤波器和混合反馈方法的开关稳压器可以提供干净、稳定

的电源，性能堪比 LDO 稳压器，甚至更好。

本文中的建模和控制主要关注电流模式降压转换器，但此处描述的方法也适用于电压模式降压转换器。

## 附录 I

图 2 中的功率级传递函数如下。

$$G_{id} = \frac{i_L}{d} = \frac{V_g}{R_L} \times \frac{[1 + R_L \times (C_1 + C_2) \times S] \times \left(1 + \frac{S}{Q_3 \times \omega_3} + \frac{S^2}{\omega_3^2}\right)}{\left(1 + \frac{S}{Q_1 \times \omega_1} + \frac{S^2}{\omega_1^2}\right) \times \left(1 + \frac{S}{Q_2 \times \omega_2} + \frac{S^2}{\omega_2^2}\right)} \quad (1)$$

$$G_{vd} = \frac{v_1}{d} = \frac{V_g \times (1 + R_{ESR1} \times C_1 \times S) \times \left(1 + \frac{S}{Q_4 \times \omega_4} + \frac{S^2}{\omega_4^2}\right)}{\left(1 + \frac{S}{Q_1 \times \omega_1} + \frac{S^2}{\omega_1^2}\right) \times \left(1 + \frac{S}{Q_2 \times \omega_2} + \frac{S^2}{\omega_2^2}\right)} \quad (2)$$

$$G_{vv} = \frac{v_o}{v_1} = \frac{1 + R_{ESR2} \times C_2 \times S}{1 + \frac{S}{Q_4 \times \omega_4} + \frac{S^2}{\omega_4^2}} \quad (3)$$

其中：

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \times (C_1 + C_2) + L_2 \times C_2}} \quad (4)$$

$$Q_1 = \frac{1}{\omega_1 \times \left(\frac{L_1}{R_L} + \frac{L_2}{R_L} + R_{ESR1} \times C_1 + R_{ESR2} \times C_2\right)} \quad (5)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_1 \times L_2 \times C_1 \times C_2}{L_1 \times (C_1 + C_2) + L_2 \times C_2}}} \quad (6)$$

$$Q_2 = \frac{1}{\omega_2 \times \left( \frac{(L_1 + L_2) \times C_1 \times C_2 \times R_{ESR1} + \frac{L_1 \times L_2 \times C_1}{R_L} + L_1 \times C_1 \times C_2 \times R_{ESR2}}{L_1 \times C_1 + L_1 \times C_2 + L_2 \times C_2} \right)} \quad (7)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_2 \times \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (8)$$

$$Q_3 = \frac{1}{\omega_3 \times \frac{L_2 \times C_1 + R_{ESR1} \times R_L \times C_1 \times C_2 + R_{ESR2} \times R_L \times C_1 \times C_2}{R_L \times (C_1 + C_2)}} \quad (9)$$

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_2 \times C_2}} \quad (10)$$

$$Q_4 = \frac{1}{\omega_4 \times \left( \frac{L_2}{R_L} + R_{ESR2} \times C_2 \right)} \quad (11)$$

其中： $L_1$ 为初级电感。

$C_1$ 为初级电容。

$R_{ESR1}$ 为初级电容的等效串联电阻。

$L_2$ 为次级电感。

$C_2$ 为次级电容。

$R_{ESR2}$ 为次级电容的等效串联电阻。 $R_L$ 为负载电阻。

电流环路中的增益模块如下。

$$F_m = \frac{1}{m_c \times S_n \times T_s} \quad (12)$$

$$H_e = 1 - \frac{T_s}{2} \times S + \frac{S}{\omega_h^2} \quad (13)$$

其中:

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} \quad (14)$$

$$\omega_h = \frac{\pi}{T_s} \quad (15)$$

其中:  $R_i$  为等效电流检测电阻

$S_e$  为斜率补偿的锯齿斜坡

$S_n$  为电流检测波形的导通时间斜率

$T_s$  为开关周期

电流环路增益为

$$T_i(S) = F_m \times R_i \times G_{id} \times H_e = \frac{L_1}{R_L \times D' \times m_c \times T_s} \times \frac{[1 + R_L \times (C_1 + C_2) \times S] \times \left(1 + \frac{S}{Q_3 \times \omega_3} + \frac{S^2}{\omega_3^2}\right)}{\left(1 + \frac{S}{Q_1 \times \omega_1} + \frac{S^2}{\omega_1^2}\right) \times \left(1 + \frac{S}{Q_2 \times \omega_2} + \frac{S^2}{\omega_2^2}\right)} \times H_e \quad (16)$$

其中:

$$D' = 1 - D \quad (17)$$

其中:

$D$  为占空比



根据图 2，增益块  $k_r$  的计算如下

$$k_r = \frac{R_i \times T_s}{2 \times L_1} \quad (18)$$

控制至输出的传递函数为

$$G_{vc} = \frac{v_o}{v_c} = \frac{R_L}{R_i} \times \frac{1}{1 + \frac{R_L \times T_s}{L_1} \times (m_c \times D' - 0.5)} \times F_l(s) \times F_h(s) \quad (19)$$

其中：

$$F_l(s) = \frac{(1 + R_{ESR1} \times C_1 \times S) \times (1 + R_{ESR2} \times C_2 \times S)}{\left(1 + \frac{S}{\omega_p}\right) \times \left(1 + \frac{S}{Q_1 \times \omega_1} + \frac{S^2}{\omega_1^2}\right)} \quad (20)$$

$$F_h(s) = \frac{1}{1 + \frac{S}{Q_h \times \omega_h} + \frac{S^2}{\omega_h^2}} \quad (21)$$

$$\omega_p = \frac{1 + \frac{R_L \times T_s}{L_1} \times (m_c \times D' - 0.5)}{R_L \times (C_1 + C_2)} \quad (22)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 \times \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (23)$$

$$Q_1 = \frac{1}{\omega_1 \times \frac{L_2 \times C_1 + (R_{ESR1} + R_{ESR2}) \times R_L \times C_1 \times C_2}{R_L \times (C_1 + C_2)}} \quad (24)$$

$$Q_h = \frac{1}{\pi \times [m_c \times (1 - D) - 0.5]} \quad (25)$$

## 附录 II

在图 5 中，本地反馈和远程反馈传递函数为

$$G_{F1} = \frac{R_A \times C_F \times S}{1 + \frac{R_A}{R_B} + R_A \times C_F \times S} \quad (26)$$

$$G_{F2} = \frac{1}{1 + \frac{R_A}{R_B} + R_A \times C_F \times S} \quad (27)$$

根据公式 1 至公式 27，控制至反馈传递函数的计算如下

$$G_P = \frac{v_{FB}}{v_C} = \frac{1 + (\alpha + R_{ESR2} \times C_2) \times S + \alpha \times \left( \frac{L_2}{R_L} + R_{ESR2} \times C_2 \right) \times S^2 + \alpha \times L_2 \times C_2 \times S^3}{(\beta + \alpha \times S) \times (1 + R_{ESR2} \times C_2 \times S)} \times G_{VC} \quad (28)$$

其中

$$\alpha = R_A \times C_F \quad (29)$$

$$\beta = 1 + \frac{R_A}{R_B} \quad (30)$$

其中： $R_A$  为反馈电阻分压器的上部电阻

$R_B$  为反馈电阻分压器的下部电阻

$C_F$  为本地反馈电容

等效反馈网络传递函数为

$$G_{FB} = \frac{v_{FB}}{v_o} = \frac{1 + (\alpha + R_{ESR2} \times C_2) \times S + \alpha \times \left( \frac{L_2}{R_L} + R_{ESR2} \times C_2 \right) \times S^2 + \alpha \times L_2 \times C_2 \times S^3}{(\beta + \alpha \times S) \times (1 + R_{ESR2} \times C_2 \times S)} \quad (31)$$

近似反馈传递函数为

$$G_{FB\_appr} = \frac{1 + \alpha \times S}{(\beta + \alpha \times S) \times (1 + R_{ESR2} \times C_2 \times S)} \times \Delta \quad (32)$$

其中:

$$\Delta = 1 + \left( \frac{L_2}{R_L} + R_{ESR2} \times C_2 - \frac{L_2 \times C_2}{\alpha} \right) \times S + L_2 \times C_2 \times S^2 \quad (33)$$

在典型的低噪声应用中，通常应用单位增益电压参考结构，因此参数  $\beta$  将等于 1。那么，反馈传递函数为

$$G_{FB} = \frac{\Delta}{1 + R_{ESR2} \times C_2 \times S} \quad (34)$$

## 如何选择散热性能良好的高功率可扩展式 POL 调节器并节省电路板空间

从事高效、紧凑式 DC-DC 转换器设计艺术的是一群精英工程师，他们对转换设计相关物理学原理和相关数学知识有着深入的理解，还拥有丰富的实践工作经验。凭借对波特图、麦克斯韦方程组以及极点和零点的深入理解，他们可以打造出优雅的 DC-DC 转换器设计。然而，IC 设计师通常会回避棘手的散热问题——这项工作通常属于封装工程师的职责范围。

在负载点(POL)转换器中，专用 IC 之间的空间有限，因此散热是个大问题。POL 调节器会产生热量，因为（目前）还没有电压转换的效率能达到 100%。受结构、布局和热阻影响，封装会变得多热？封装的热阻不仅会提高 POL 调节器的温度，还会增加 PCB 及周围组件的温度，因而会增加系统散热机制的复杂性、尺寸和成本。

PCB 上的 DC-DC 转换器封装主要有两种散热方式:

通过 PCB 散热:

如果转换器 IC 采用表贴封装，则 PCB 上的导热性铜通孔和隔层会从封装底部散热。如果封装对 PCB 的热阻很低，采用这种散热方式足矣。

增加气流：

利用冷气流去除封装的热量（更准确地说，热量被转移到与封装表面接触的快速运动的较冷空气分子中）。

当然还有被动式散热法和主动式散热方法，但为简化讨论，我们将它们视为第二类的子集。

面对上升的组件温度，PCB 设计师可以从标准散热工具箱里去找常用的工具，比如增加铜，加装散热器，使用更大、更快的风扇，也可以简单地增加空间——使用更多 PCB 空间，增加 PCB 上组件之间的距离，或者增加 PCB 层的厚度。

任何这些工具都可以用在 PCB 上，使系统温度维持在安全限值以内，但是使用这些补救措施会降低最终产品在市场上的竞争优势。产品（如路由器）可能需要使用更大的外壳，才能在 PCB 上为组件留出必要的间隔空间；如果加装速度更快的风扇以增加气流，结果可能会增加噪声。这可能会使最终产品在市场上失去优势，因为企业的竞争优势体现在紧凑性、计算能力、数据速率、效率和成本等方面。

要在高功耗 POL 调节器周围成功实现散热管理，就需要选择正确的调节器，而这又要求进行仔细的研究。本文将展示如何通过选择正确的调节器简化电路板设计师的工作。

### 切勿仅凭功率密度来判断 POL 调节器

市场上有多种因素要求我们完善电子设备的散热性能。最为明显的是，即使产品尺寸不断缩小，性能也会持续提升。例如，28nm 至 20nm 和亚 20nm 级的数字器件需要较大功耗才能达到性能要求，因为创新设备设计师要用这些小型工艺生产更快、更小、更安静、更高效的器件。从这一趋势可以得出的明显结论是 POL 调节器必须提高功率密度： $(\text{功率}) / (\text{体积})$  或  $(\text{功率}) / (\text{面积})$ 。

不足为奇的是，在有关调节器的文献中，功率密度一般被当作一项重要指标。较大的功率密度可使调节器脱颖而出——当设计师从众多调节器中进行选择时可以作为参考指标。40W/cm<sup>2</sup> POL 的调节器必然优于 30W/cm<sup>2</sup> 的调节器。

产品设计师想把更高的功率塞进更紧凑的空间中——乍一看，超高的功率密度数值似乎是实现最快、最小、最安静、最高效的产品的最佳途径，就如用马力比较汽车性能一样。但是，功率密度在实现成功的最终设计方面到底有多重要？可能不如你想像的重要。

POL 调节器必须符合其应用的要求。选择 POL 调节器时，必须确保其具备在 PCB 上完成任务的能力，因为热量处理既可能成就应用，也可能毁掉应用。以下是针对 POL 调节器的逐步选择流程建议，其中突出了热性能的重要性：

忽略功率密度数值：

功率密度指标忽略了热衰减问题，但该问题对真实有效功率密度的影响要大得多。

检查调节器的热衰减曲线：

配有完整文档并且技术指标齐全的 POL 调节器应该配有对应的图形，其中标示了不同输入电压、输出电压和气流风速下的输出电流。数据手册应该展示 POL 调节器在真实工作条件下的输出电流能力，以便从热性能和负载电流性能的角度判断调节器的适用性。是否符合系统的典型和最大环境温度和气流风速要求？记住，输出电流热衰减与器件的热性能相关。二者密切相关，同等重要。

效率考虑：

是的，效率不是第一考虑因素。独立使用时，效率结果可能无法准确体现 DC-DC 调节器的热特性。当然，效率值对于计算输入电流和负载电流、输入功耗、功率损耗和结温是必不可少的。效率值必须与输出电流衰减和与器件及其封装相关的其他热数据结



合使用。

例如，效率为 98% 的 DC-DC 降压转换器是非常不错的，如果它的功率密度值也非常出色，无异于锦上添花。与效率更低、功率密度更低的调节器相比，你会买它吗？精明的工程师应该问问看似不重要的 2% 效率损失有什么影响。在运行过程中，这些功耗会对封装温度的升高产生什么样的影响？在 60°C 环境温度以及 200LFM（线性英尺/分）的风速下，高功率密度型高效调节器的结温有多高？不要只看 25°C 室温下的典型值。极温下的最大值和最小值是多少：-40°C、+85°C 或 +125°C？高功率密度下，封装热阻会升高到非常高的水平使结温快速超过安全工作温度吗？效率很高但价格昂贵的调节器要求多少衰减？衰减输出电流值会不会削弱输出功率性能，从而使器件的额外成本失去意义？

考虑 POL 调节器冷却的便利性：

数据手册中的封装热阻值是模拟和计算器件结温、环境温度和外壳温度的关键。由于表贴式封装中会有大量热量从封装底部流到 PCB 电路板，所以，必须在数据手册中标明有关热量测量的布局指引和讨论结果，以减少系统原型开发过程出现的突发情况。

设计精良的封装应该通过表面高效、均匀地散热，从而消除可能导致 POL 调节器性能出现衰减的热点。如上所述，PCB 负责吸收和路由来自表贴式 POL 调节器的大部分热量。随着强制气流散热方式在当今的高密度和高复杂度的系统中日渐流行，设计精良的 POL 调节器也应该利用这一免费的冷却机会，为 MOSFET、电感等发热部件散热。

### **把热量从封装顶部引至空气中**

高功率开关 POL 调节器用电感或变压器把输入电源电压转换成稳压输出电压。在非隔离式降压 POL 调节器中，器件采用电感。电感和相关开关元件（如 MOSFET）在 DC-DC 转换过程中会产生热量。

大约十年前，封装技术取得显著进步，使得包括磁体在内的整个 DC-DC 调节器电路均

可被设计和安装在称为模块或 SiP 的超模压塑封装中。在该超模压塑封装中，产生的大部分热量都被通过封装底部路由至 PCB。试图改善封装散热能力的任何常规做法（比如在表贴封装顶部加装一个散热器）都会增大封装尺寸。

几年前，一种新型模块封装技术被开发出来，利用气流辅助冷却。在该封装设计中，一个散热器被集成到模块封装当中并经嵌件注塑处理。在封装内部，散热器底部直接连接 MOSFET 和电感，散热器的顶面则是一个平面，裸露在封装顶部。借助这种新型封装内散热技术，用气流即可使器件快速冷却下来（有关示例，请点击此处，观看 LTM4620TechClip 视频）。

### **采用垂直模式：以堆叠式电感作为散热器的 POL 模块调节器**

POL 调节器中的电感的大小取决于电压、开关频率、电流处理性能及其结构。在模块化设计中，DC-DC 电路（包括电感）被超模压塑并密封在塑料封装中，与 IC 类似；电感而非任何其他组件决定封装的厚度、体积和重量。电感也是一个重要的热源。

把散热器集成到封装中有助于将来自 MOSFET 和电感的热量传导至封装顶部，从而散发到空气、冷板或无源散热器中。在可以轻松将较小的低电流电感装进封装塑料模具材料的情况下，这种技术非常有效；但在 POL 调节器需要采用大型高电流电感的情况下，由于要把磁体装进封装就必须扩大其他电路组件的间距，会大幅增大封装 PCB 占位面积，所以其有效性会大打折扣。为了既保持较小的占位面积又改进散热性能，封装工程师开发了另一种技术——垂直、堆栈或称 3D（图 1）。

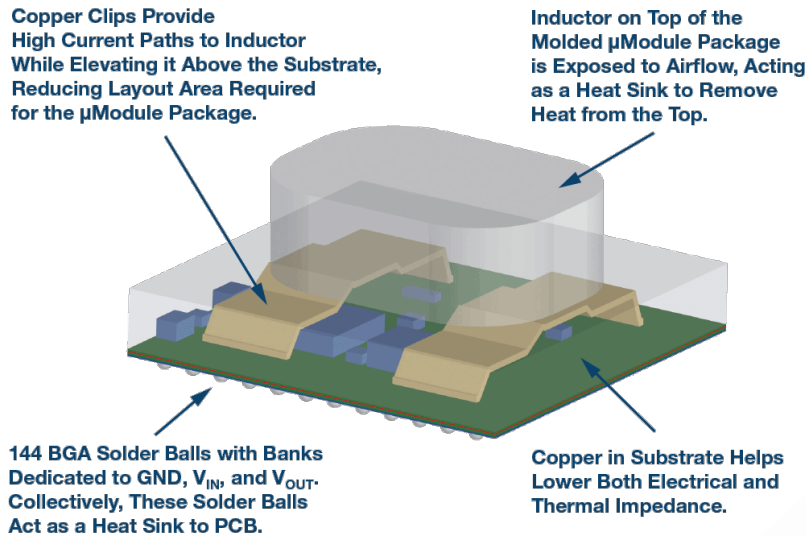


图 1. 高功率 POL 调节器模块运用 3D（垂直）封装技术升高电感位置并使电感作为散热器暴露在气流下。剩下的 DC-DC 电路装配在电感下方的衬底上，既能减少需要的 PCB 面积，又能改善热性能。

### 采用裸露堆叠式电感的 3D 封装：保持较小的占位面积，提高功率，完善散热

较小的 PCB 占位面积、更高的功率和更好的散热性能——有了 3D 封装（一种新型 POL 调节器构造方法，见图 1），可以同时实现这三个目标。LTM4636 是一款  $\mu$ Module<sup>®</sup>调节器，板载 DC-DC 调节器 IC、MOSFET、支持电路和一个大型电感，可减少输出纹波，提供最高 40A 的负载电流，输入电压为 12V，精密调节输出电压范围为 0.6V 至 3.3V。4 个 LTM4636 器件并联可以通过电流共享方式提供 160A 的负载电流。封装的占位面积仅为 16mm × 16mm。该系列另有一款调节器 LTM4636-1，可以检测过温和输入/输出过压条件，并且能断开上行电源或断路器以保护自己及其负载。

功率至上者可以计算 LTM4636 的功率密度，并对计算得到的数值感到满意——但如前所述，功率密度数值并非全部。这款  $\mu$ Module 调节器还能给系统设计师的工具箱带来其他显著优势：卓越的 DC-DC 转换效率和无与伦比的散热能力成就出色的散热性能。

为了尽量减小调节器的占位面积(16mm × 16mmBGA)，将电感抬高并固定在两个铜引线框架上，以便把其他电路组件（二极管、电阻、MOSFET、电容、DC-DCIC）装在其下

方的衬底上。如果将电感装在衬底上， $\mu$ Module 调节器可以轻松占用超过  $1225\text{mm}^2$  而非  $256\text{mm}^2$  的 PCB 面积 (图 2)。

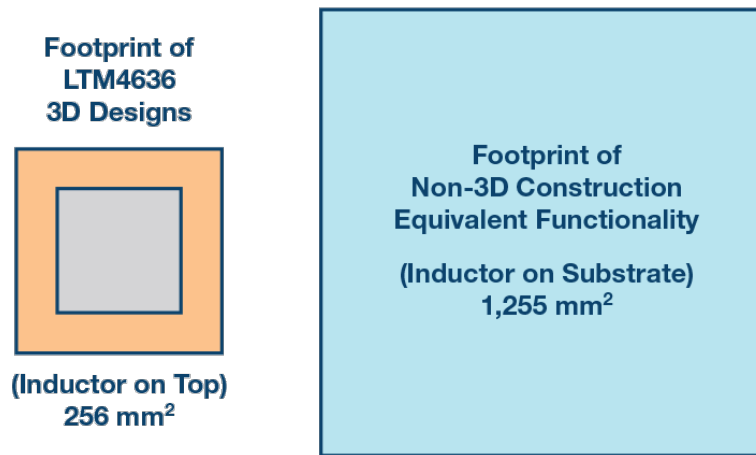


图 2. 作为一款完整的 POL 解决方案，LTM4636 堆叠式电感兼任散热器之职，可实现卓越的散热性能，具有占位面积小巧的特点。

借助堆叠式电感结构，系统设计师既可打造出紧凑的 POL 调节器，同时还可享有卓越的散热性能。与其他组件不同，LTM4636 中的堆叠式电感未采用超模压塑（密封）封装，而是直接暴露在气流下。电感外壳的形状采用圆角设计，以提高空气动态性能（减少对气流的阻碍）。

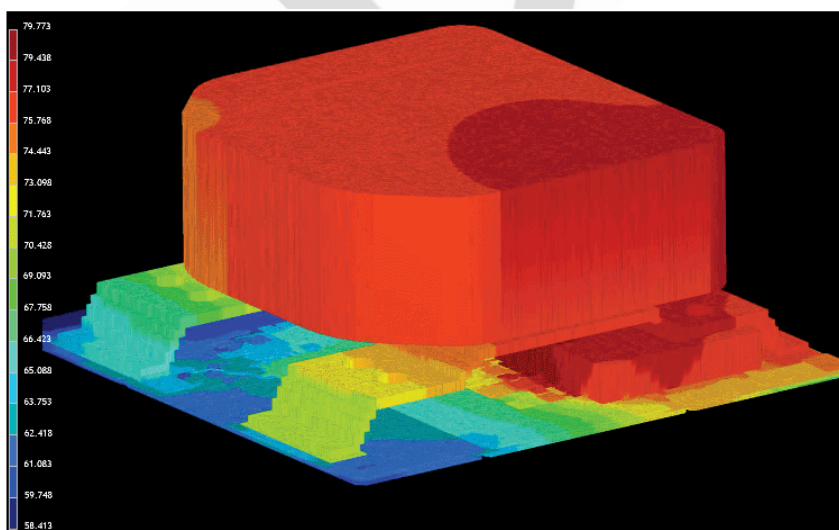


图 3. LTM4636 的模拟散热行为显示，热量可以被轻松转移到暴露在气流下的电感封装上。



## 散热性能和效率

主体是 16mm × 16mm × 1.91mm 超模 BGA 封装。LTM4636 的电感堆叠于超模成型部分的顶部，从 BGA 焊球（共 144 个）底部到电感顶部的封装总高度为 7.16mm。

除了从顶部散热以外，LTM4636 还采用了专门设计，可以高效地把来自封装底部的热量散发到 PCB。这款器件有 144 个 BGA 焊球，高电流在 GND、VIN 和 VOUT 专用库中流动。这些焊球共同充当 PCB 的散热器。LTM4636 经过优化，可以同时散发来自封装顶部和底部的热量，如图 3 所示。

即使在较大转换比、12V 输入/1V 输出、40A(40W)的全负载电流和 200LFM 的标准气流条件下，LTM4636 封装的温度也只会比环境温度（25°C 至 26.5°C）高 40°C。图 4 所示为 LTM4636 在这些条件下的热图。

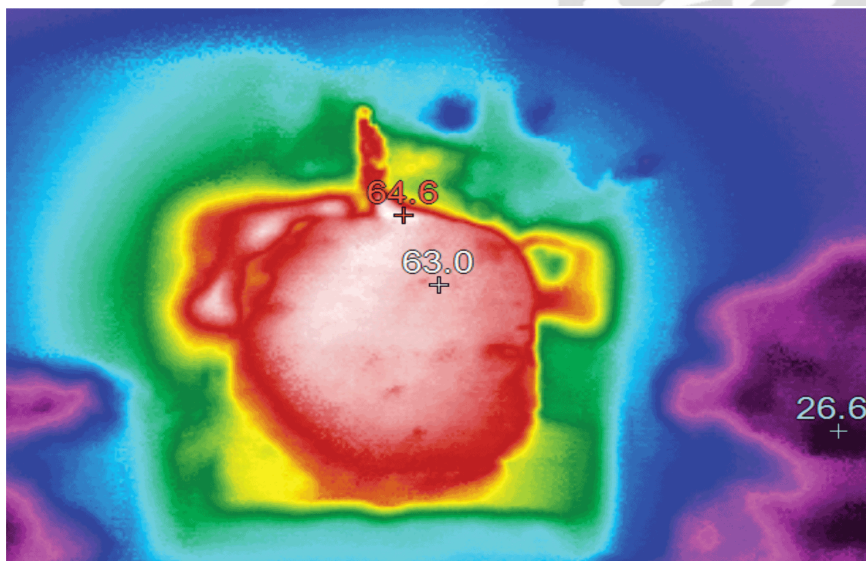


图 4. 调节器在 40W 下的热性能结果表明，温度只会提高 40°C。

图 5 所示为输出电流热衰减结果。在 200LFM 下，LTM4636 的性能非常出色，可输出 40A 的全电流，环境温度最高为 83°C。20A 半电流衰减只会出现在环境温度达到 110°C 时。这样，只要有气流，LTM4636 都能在高容量下运行。



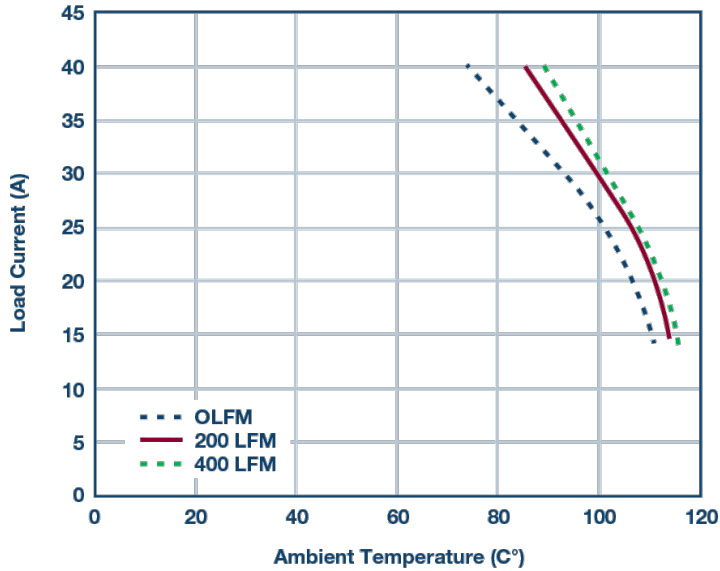


图 5. 热衰减表明在 83°C 最高环境温度、200LFM 下，全电流可达 40A。

图 6 所示高转换效率主要归功于高性能 MOSFET 和 LTM4636 超强的性能。例如，12V 输入电源降压 DC-DC 转换器可以实现：

- 95%，12V 输入电压转换为 3.3V，25A
- 93%，12V 输入电压转换为 1.8V，40A
- 88%，12V 输入电压转换为 1V，40A

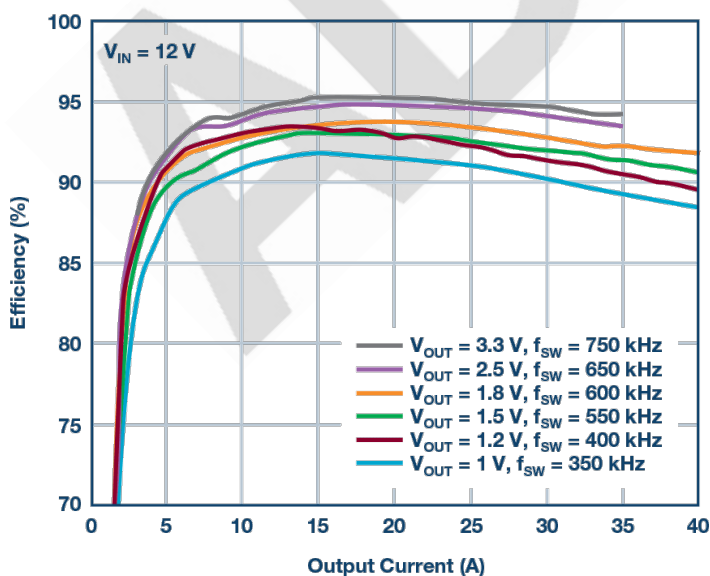


图 6. 多种输出电压下的高 DC-DC 转换效率。

## 带热平衡的 140W 可扩展式 4A × 40A $\mu$ ModulePOL 调节器

一个 LTM4636 的额定输出负载电流为 40A。在电流共享模式（或并联）下，2 个 LTM4636 可以支持 80A，4 个可以支持 160A。通过并联 LTM4636 的方式提高电源电流非常简单；只需复制和粘贴单个调节器的占位面积即可，如图 7 所示（提供符合和占位面积）。

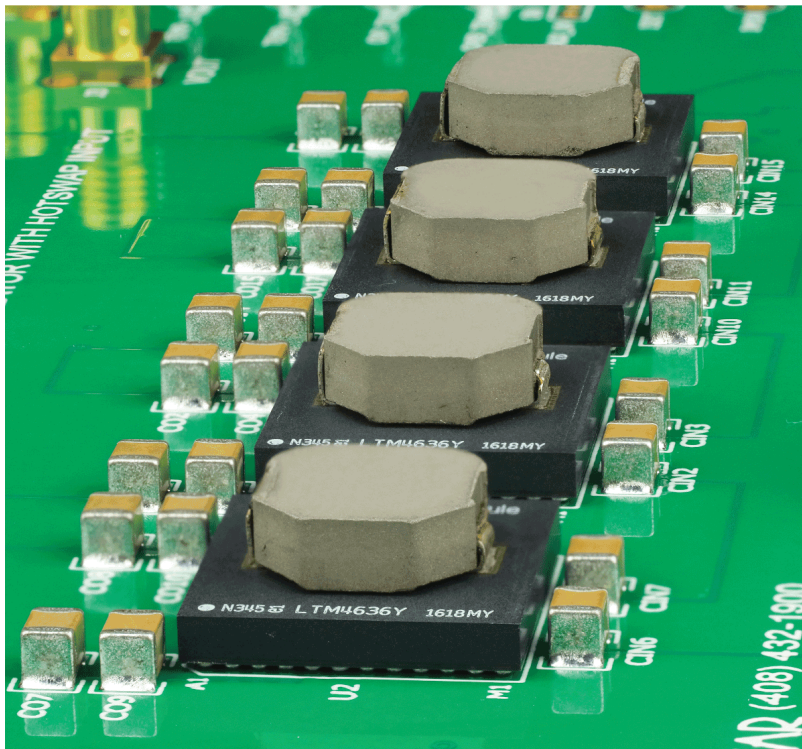


图 7. 并联 LTM4636 设计起来非常简单。只需复制一个通道的布局即可。

借助 LTM4636 的电流模式结构，可以在多个 40A 模块之间实现精确电流共享。在精密电流共享模式下，电流会把热量均匀地分布在各个器件上。图 8 所示 160A 调节器有 4 个  $\mu$ Module 模块。在满足这些指标下，所有器件的工作温度都能相互平衡，确保任何单个器件都会过载或过热。这就极大地简化了散热机制的设计。

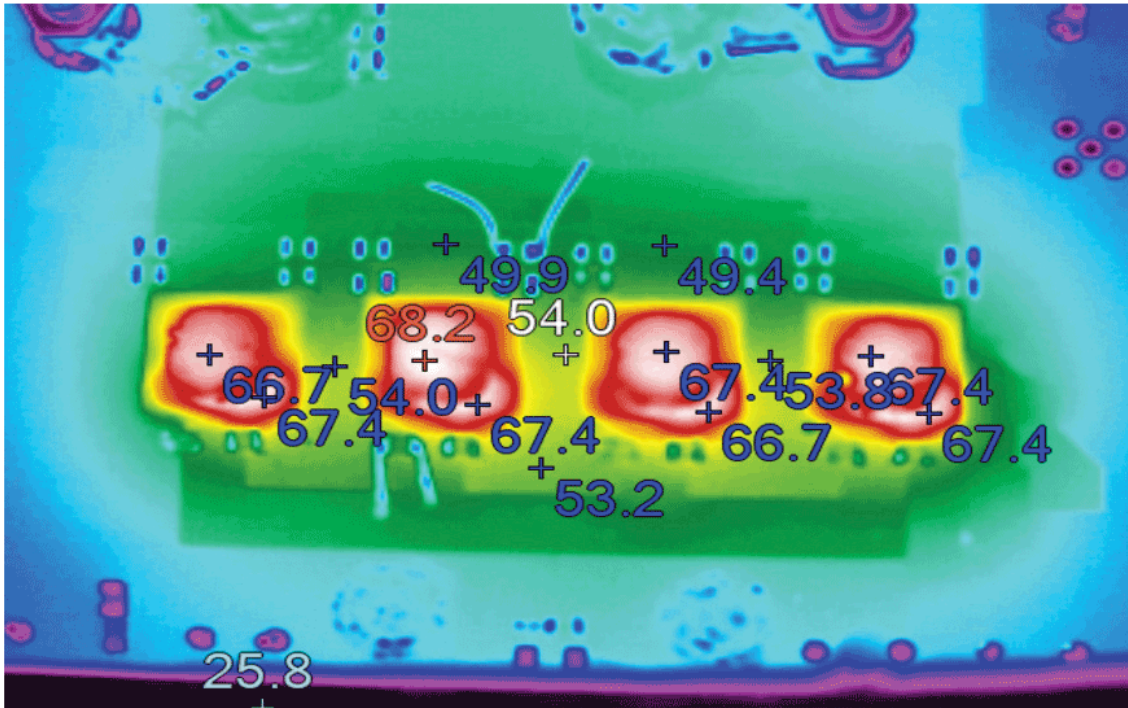


图 8. 并行运行的 4 个 LTM4636 之间的精确电流共享，在 160A 应用中，温度仅升高 40°C。

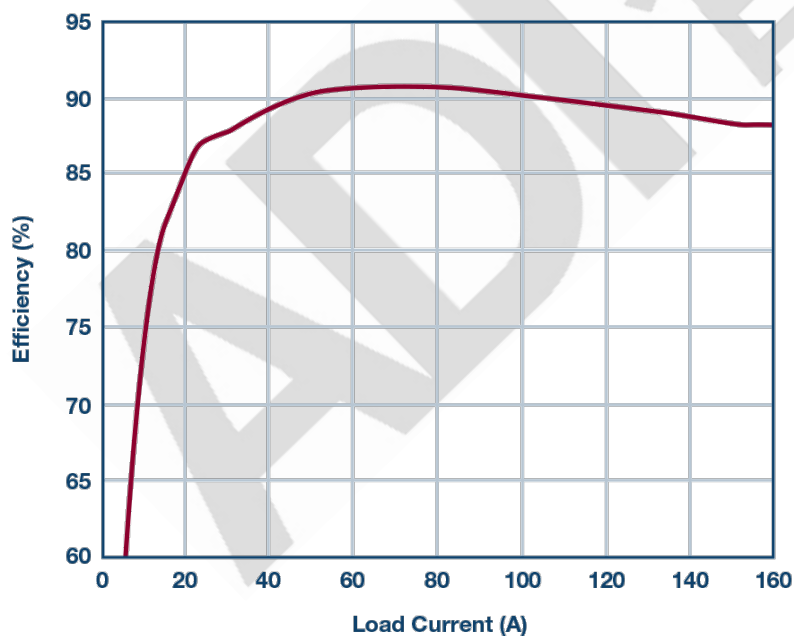


图 9. 带 4 个  $\mu$ Module 模块的 140W 调节器的效率。

图 10 所示为完整的 160A 设计。注意，LTM4636 无需时钟器件即可相互反相工作——包括时钟和相位控制。多相工作模式下可以减少输出和输入纹波电流，从而减少所需

输入和输出电容的数量。在图 10 中，4 个 LTM4636 相互反相 90°。

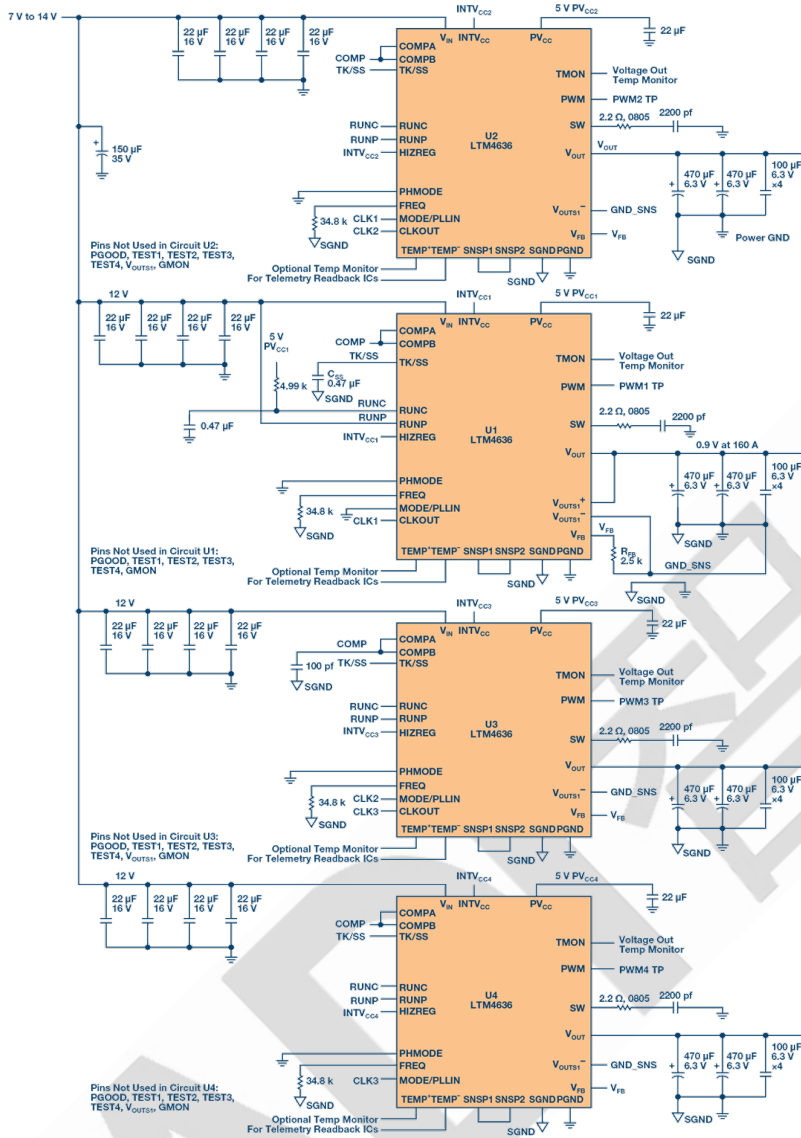


图 10. 这款 140W 的调节器搭载 4 个并行运行的 LTM4636，采用精确电流共享模式，在 160A 应用中，12V 输入电压转换为 0.9V 输出电压的效率非常出色。

## 结论

为密集型系统选择 POL 调节器，仅仅检查器件的额定电压和额定电流是不够的。必须评估器件封装的热特性，因为此项指标决定着冷却成本、PCB 的成本以及最终产品的尺寸。使用 3D（也称为堆叠、垂直技术）CoP 封装，可以将高功率 POL 模块调节器放在较小的 PCB 空间中，但更重要的是，可以实现效率冷却。LTM4636 是从这种堆叠式



封装技术受益的第一个  $\mu$ Module 调节器系列。作为一款以堆叠式电感作为散热器的 40APOL $\mu$ Module 调节器，其效率高达 95%至 88%，全负载下温度最多升高 40°C，PCB 占用面积只有 16mm $\times$ 16mm。

## 使用微型 DC-DC 升压转换器的超低噪声、48V、幻像麦克风电源

是否可以利用 5V、12V 或 24V 输入生成紧凑的超低噪声幻像电源(48V)? 可以，需要使用一个简单的升压转换器、一个滤波器电路来降低 EMI，通过一个小技巧则可实现小尺寸。

专业级电容麦克风需要使用 48V 电源为内部电容传感器充电，以及为内部缓冲器供电，以提供高阻抗传感器输出。该电源的电流很低，一般只有几 mA，但因为麦克风的输出电平非常低，并且缓冲器本身的电源波纹抑制性能不佳，因此要求电源必须具有极低的噪声。此外，幻像电源不得将 EMI 注入相邻的低电平电路，这是紧凑型产品始终需要解决的一大挑战。

我们可以使用 LT8362 升压转换器构建一个高性能电源，该转换器采用 60V、2A 开关，工作频率最高可达 2MHz，且采用 3mm $\times$ 3mm 小型封装。下面的电路基于标准的 LT8362 演示板 DC2628A，其原理图如图 1 所示。

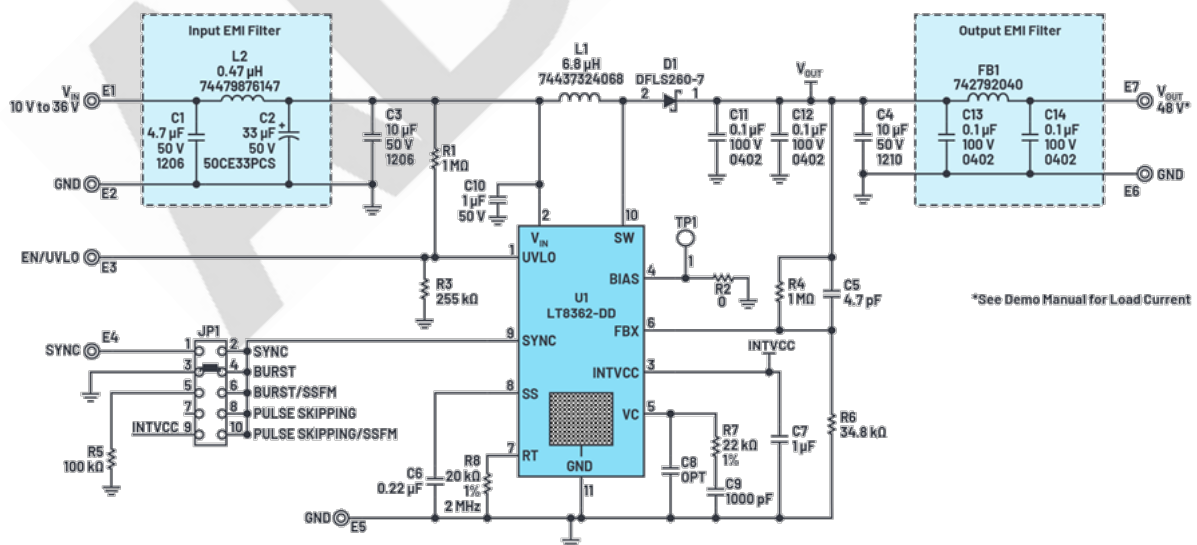


图 1. 用于构建幻像电源的演示电路 DC2628 的原理图。



该演示板上的输入 EMI 滤波器能够借助与输入串联的开关电感器，有效过滤高频率噪声。在输出端，情况则没有这般理想。输出 EMI 滤波器能够有效抑制 MHz 区域的噪声，但对音频区域的噪声没什么效果。这些噪声主要由反馈环路中的  $30\times$  增益引起，这会放大 LT8362 的基准电压源噪声。

消除这些噪声的方法之一是在输出端增加电容。只要增加足够电容就有效，但对于 48V 输出，实际电容的最低工作电压为 63V，这意味着所需的电容既大又昂贵。第二种方法是将 LT8362 输出增大 1V 或 2V，并在输出端增加一个 LDO 稳压器。这需要采用高压 LDO 稳压器，其成本一般高于低压稳压器。此外，虽然这些稳压器在低输出电压下具有低噪声，但是使用基准电压的器件也会遇到与 LT8362 一样的基准电压源噪声倍增问题。

第三种方法是：因为麦克风输出的灵敏性并非高度依赖电源电压，所以无需对幻像电源实施完全调节。这意味着，我们可以将一些电阻与输出电容串联，以提升其有效性；但是，这只能在一定程度上减小高压电容的尺寸。

比较好的方法是让输出电容看起来比实际大。我们可以使用一种称之为电容倍增的传统方法来实现。在图 2 的灰色阴影部分可看到这个简单电路。

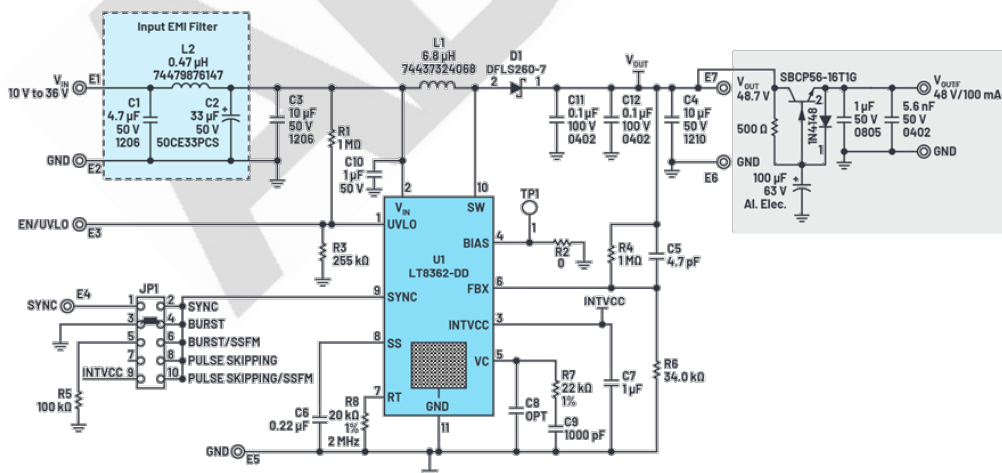


图 2. 与图 1 所示的电路相同，但输出端配有电容倍增器（灰色）来抑制开关稳压器产生的音频噪声。

其中，100 $\mu$ F 电容控制基极电流的波纹，所以其对集电极电流的影响会以 NPN 晶体管的 beta 值放大。影响非常显著。图 3a 显示 LT8362 电路在 C4（滤波之前）处的输出，负载为 1k $\Omega$  (50mA)。

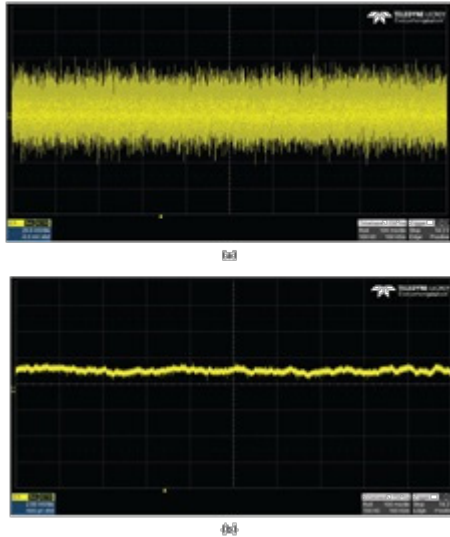


图 3. 滤波之前和之后。(a)在 C4 处（滤波之前）测量时，升压稳压器输出的噪声含量约为 0.2%。(b)滤波之后，输出的噪声含量明显减少，为 0.002%。

噪声约为 80mVp-p，相当于约 0.2%的噪声含量。对于非关键应用，这种噪声含量可能足够，但在滤波之后，输出噪声性能明显改善，约为 1mVp-p，如图 3b 所示。这相当于约 0.002%或 20ppm 噪声含量，足以满足最严苛的应用要求。图 4 显示工作台设置。

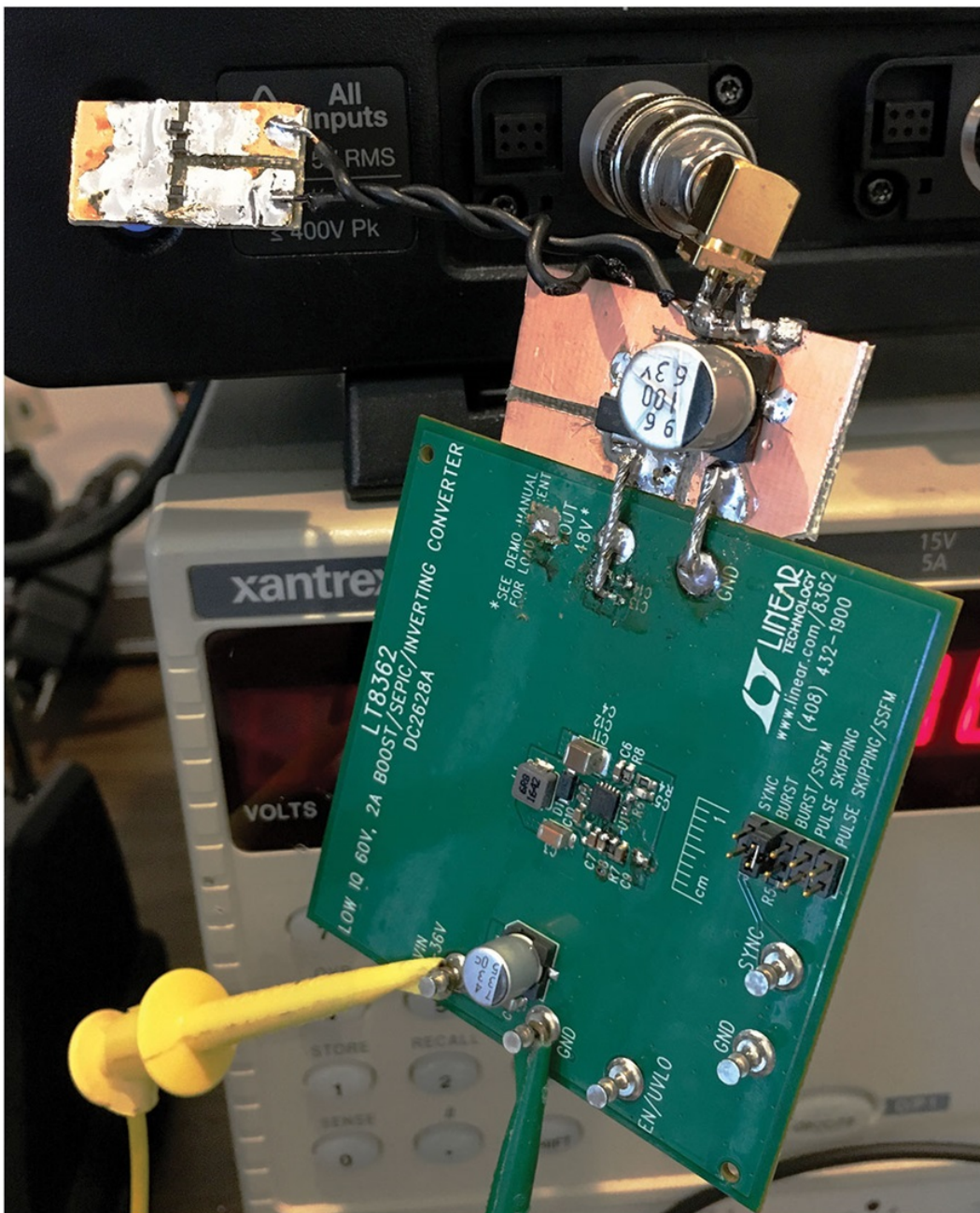


图 4. 使用演示电路 DC2628 的干净幻像电源的工作台设置。

晶体管 SBCP56-16T1G 用于在低电流下实现高  $V_{CE0}$  (80V) 和高  $\beta$ 。高  $\beta$  让电容倍增器具备高表观电容，并且随输出电流变化保持相对恒定的压降。输出电压从  $2k\Omega$  负载时的 47.8V 降低至  $500\Omega$  负载时的 47.5V，足以满足麦克风应用的要求。在没有测试噪声和稳压效果的情况下，不要替换另一个晶体管。

测试时使用 16V 输入，但性能与 12V 至  $24V_{IN}$  类似。有些应用可能要求从 5V 开始升

压，这可以通过将 LT8362 的开关频率从 2MHz 降至 1MHz 来实现，从而实现 75ns 的最小关断时间。这也要求提高 L1，达到约 10 $\mu$ H 至 15 $\mu$ H，并且将大容量输出电容 C4 加倍，以保持等效性能。

## 关于在开关模式电源印刷电路板上放置电感的指南

用于电压转换的开关稳压器使用电感来临时存储能量。这些电感的尺寸通常非常大，必须在开关稳压器的印刷电路板(PCB)布局中为其安排位置。这项任务并不难，因为通过电感的电流可能会变化，但并非瞬间变化。变化只可能是连续的，通常相对缓慢。

开关稳压器在两个不同路径之间来回切换电流。这种切换非常快，具体切换速度取决于切换边缘的持续时间。开关电流流经的走线称为热回路或交流电流路径，其在一个开关状态下传导电流，在另一个开关状态下不传导电流。在 PCB 布局中，应使热回路面积小且路径短，以便最大限度地减小这些走线中的寄生电感。寄生走线电感会产生无用的电压失调并导致电磁干扰(EMI)。

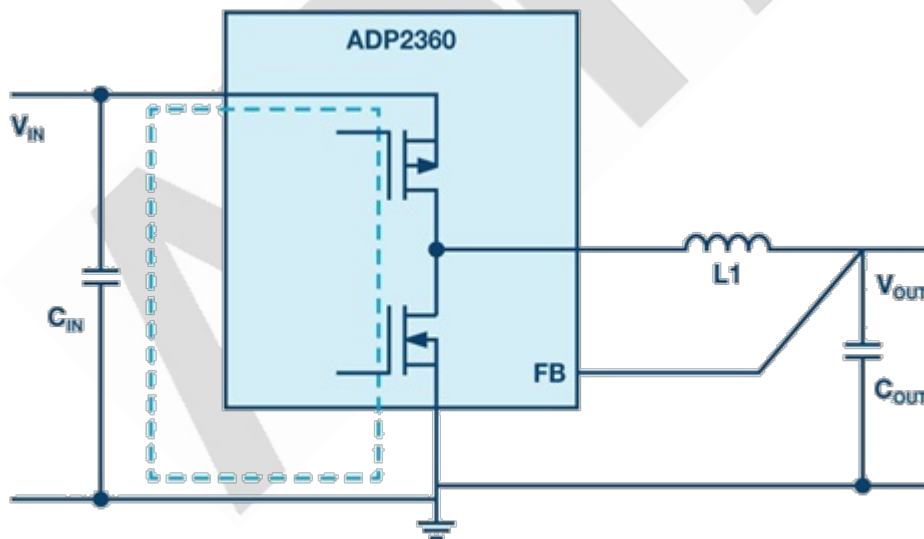


图 1. 用于降压转换的开关稳压器（带如虚线所示的关键热回路）。

图 1 所示为一个降压调节器，其中关键热回路显示为虚线。可以看出，线圈 L1 不是热回路的一部分。因此，可以假设该电感器的放置位置并不重要。使电感器位于热回路以外



是正确的——因此在第一个实例中，安放位置是次要的。不过，应该遵循一些规则。

不得在电感下方（PCB 表面或下方都不行）、在内层里或 PCB 背面布设敏感的控制走线。受电流流动的影响，线圈会产生磁场，结果会影响信号路径中的微弱信号。在开关稳压器中，一个关键信号路径是反馈路径，其将输出电压连接到开关稳压器 IC 或电阻分压器。

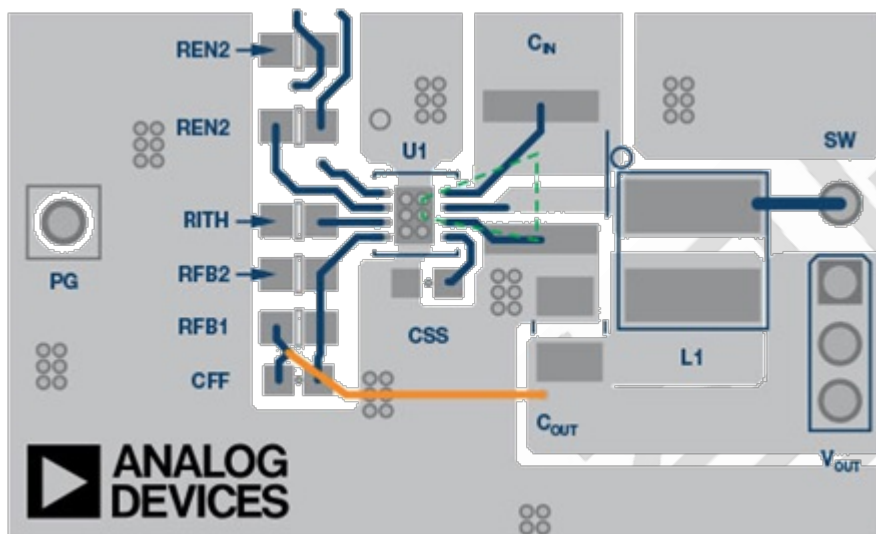


图 2. 带有线圈安放位置的 ADP2360 降压转换器的示例电路。

还应注意，实际线圈既有电容效应，也有电感效应。第一个线圈绕组直接连接到降压开关稳压器的开关节点，如图 1 所示。结果，线圈里的电压变化与开关节点处的电压一样强烈而迅速。由于电路中的开关时间非常短且输入电压很高，PCB 上的其他路径上会产生相当大的耦合效应。因此，敏感的走线应该远离线圈。

图 2 所示为 ADP2360 的示例布局。在本图中，图 1 中的重要热回路标为绿色。从图中可见，黄色反馈路径离线圈 L1 有一定距离。它位于 PCB 的内层。

一些电路设计者甚至不希望线圈下的 PCB 中有任何铜层。例如，它们会在电感下方提供切口，即使在接地平面层中也是如此。其目标是防止线圈下方接地平面因线圈磁场形成涡流。这种方法没有错，但也有争论认为，接地平面要保持一致，不应中断。



- 用于屏蔽的接地平面在不中断时效果最佳。
- PCB 的铜越多，散热越好。
- 即使产生涡流，这些电流也只能局部流动，只会造成很小的损耗，并且几乎不会影响接地平面的功能。

因此，我同意接地平面层，甚至是线圈下方，也应保持完整的观点。

总之，我们可以得出结论，虽然开关稳压器的线圈不是临界热回路的一部分，但不在线圈下方或靠近线圈处布敏感的控制走线却是明智的。PCB 上的各种平面——例如，接地平面或 VDD 平面（电源电压）——可以连续构造，无需切口。

## 如何确保尽可能高效地测试开关稳压器

电路设计人员在决定使用某个特定电源之前，首先会对它进行仔细测试。开关稳压器 IC 的数据手册提供了整个电源在实际应用中如何运行，以及如何通过实验室测试来获得相应特性的有价值信息。电路仿真（例如 LTspice®）很有用，可以帮助优化电路。但是，仿真并不能代替硬件测试。就此而言，寄生参数要么难以估计，要么难以仿真。

因此，电源要在实验室中进行彻底测试。用于测试的可以是内部开发的原型，大多数情况下则是使用相应电源 IC 制造商的现有评估板。

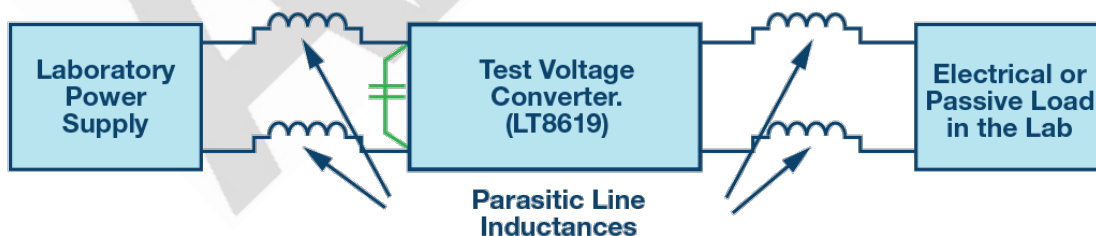


图 1. 用于电源运行的连接。

连接测试电路时，应考虑若干事项。图 1 所示为测试设置的原理图。被测电路的输入侧必须连接到电源，输出侧连接到负载。这听起来微不足道，但有一些重要细节必须

注意。

### 尽可能减小线路电感

图 1 是用于评估电源转换器的设置原理图。我们要测试的是电源电路的行为，而不是测试板与实验室电源之间或与输出端负载之间的连接线路的影响。为降低这些连接线路的影响，应采取两项重要措施。第一，连接线路应尽可能短，短线路的电感值比长线路低。第二，尽量缩小电流路径面积可进一步降低寄生电感。为实现目标，一个显而易见的办法是使用绞合线。这使得电流路径面积仅取决于线路长度和绞合线外皮的厚度。图 2 显示了测试电压转换器的连接，其使用绞合连接线来降低线路寄生电感。

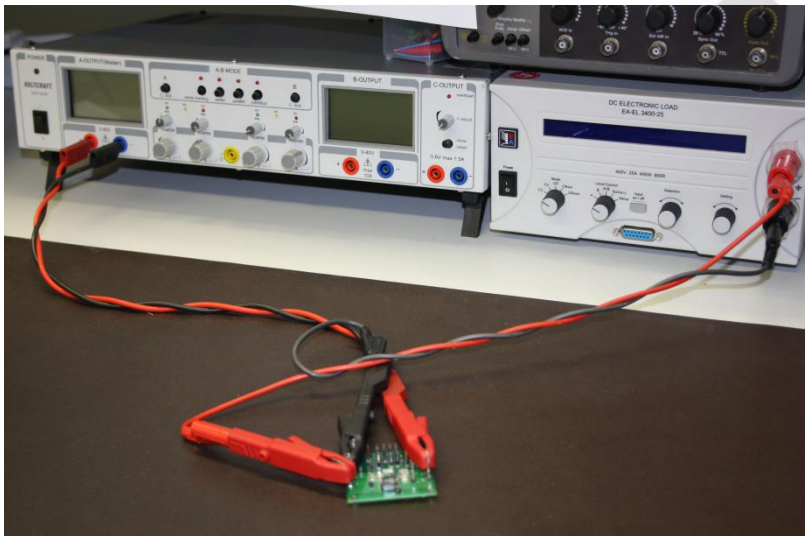


图 2. 使用短绞合线的实用操作设置。

在基于开关稳压器的电源中，输入侧和输出侧均有交流电。根据电路拓扑结构，输入侧可能出现脉冲电流，例如在降压转换器（降压控制器）中就会如此。启动行为以及负载跳变也需要测试。在这些工作条件下，测试设置中的连接线路也承载交流电。

### 输入端增加本地储能器件

如果要测试电源对负载瞬变的响应速度有多快，则被测设计必须提供足够多的能量。被测设计输入侧的能量来源不应是限制因素。为确保不出现这种情况，建议在电源输入端放置一个较大容值的电容，如图 1 中的绿色部分所示。它确保负载瞬变测试可以

正确执行。

但是，必须确保电源的后续使用受到非常明确的条件限制。对输入端储能器件的影响必须有很好的了解，以便可以正确选定电源输入电容的大小。

还必须考虑图 1 中大电容的另一个方面。如果需要在电源输入端施加电压瞬变以测试相应的行为，则此电容会大大减慢被测电路经受的电压瞬变。因此，对于这些测试，应移除该电容。

总之，与电源设计相关的任务看似简单，但有很多事情必须考虑，例如将电路连接到实验室工作台。被测电路的电源线以及远离被测电路的电源线需要作为交流电路处理，因此，这些电缆必须很短并绞合，以减小这些连接电缆的寄生电感。对电路设计人员而言，这并不是多余的工作，这样做会使测试结果接近我们测试的初衷。如果测试设置的影响得以降低，其余结果将更有价值。随着时间推移，经验丰富的电源工程师已开发出优化电路评估的方法。如果遵循本文中的所有提示，就能顺利地完成评估。

## **μModule 控制器如何装入如此小的空间内？**

电源模块上市已经很长时间了。电源模块是一种通常采用开关模式的封装电源，能够轻松焊接到电路板上，用于将输入电压转换为经过控制的输出电压。与通常只在芯片上集成控制器和电源开关的开关稳压器 IC 相比，电源模块还可以集成无数个无源组件。通常，“电源模块”一词一般在集成电感时使用。图 2 显示了开关模式降压型转换器（降压拓扑）所需的组件。虚线表示开关稳压器 IC 和电源模块。这些模块的电压转换电路由电源模块制造商开发，所以用户无需非常了解电源。除此以外，还有其他优点。由于模块高度集成，所以开关模式电源的尺寸会非常小。

### **更安静、更小巧的 DC-DC 调节**

S 开关稳压器本身会产生辐射 EMI，在相对较高的频率工作时需要高  $di/dt$  事件。在医疗设备、RF 收发器以及测试和测量系统中，通常强制要求 EMI 合规，这也是信号处理

领域的一项关键设计挑战。例如，如果系统未能达到 EMI 合规要求，或者开关稳压器会影响到高速数字或 RF 信号的完整性，则需要进行调试和重新设计，这样不仅会延长设计周期，还要重新进行评估，从而导致成本增加。此外，在更密集的 PCB 布局中，DC-DC 开关稳压器一般非常接近噪声敏感型元件和信号路径，这更有可能产生噪声。

与其依赖于繁琐的 EMI 缓解技术，例如降低开关频率、在 PCB 上添加滤波电路或安装屏蔽，更好的方法是从源头抑制噪声，即 DC-DC 硅芯片本身。为了实现更紧凑的 DC-DC 解决方案，可以将所有组件，包括 MOSFET、电感、DC-DCIC，以及所有支持型组件集成到一个类似于表贴 IC 的微型超模压塑封装中。参见图 1。



图 1. LTM8074 使用 SilentSwitcher® 架构，实现完整的小型封装低噪声解决方案。

除了能够实现更安静的 DC-DC 转换，满足大部分 EMI 合规标准要求（例如 EN55022B 类），以及实现小尺寸之外，还需要尽可能减少 PCB 上输出电容等其他组件的数量，这点至关重要。通过采用快速瞬态响应 DC-DC 调节器，可以降低对输出电容的依赖。这意味着通过优化内部反馈环路补偿，可在多种工作条件下提供足够的稳定性裕量，支持各种输出电容，从而简化整体设计。



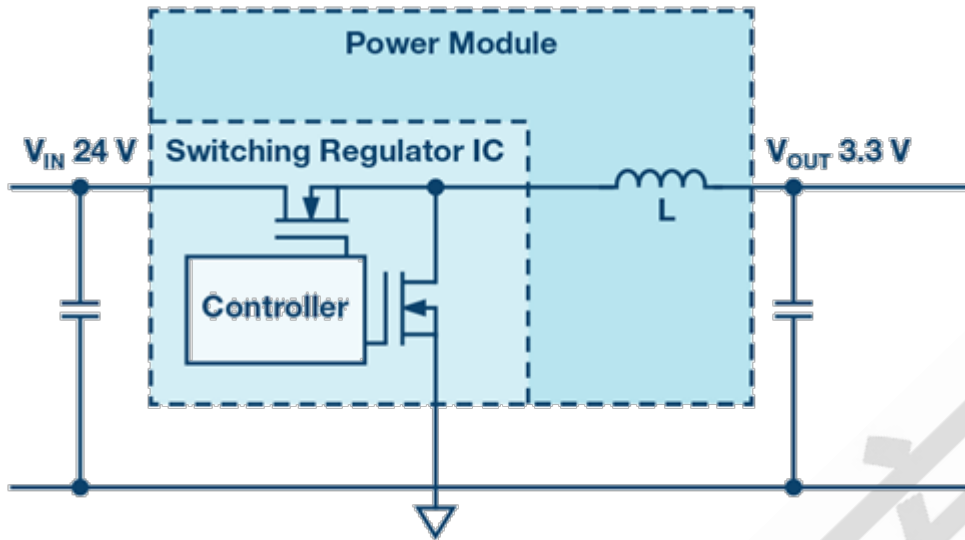


图 2. 降压型（降压）开关稳压器高度集成电源模块中的电感。

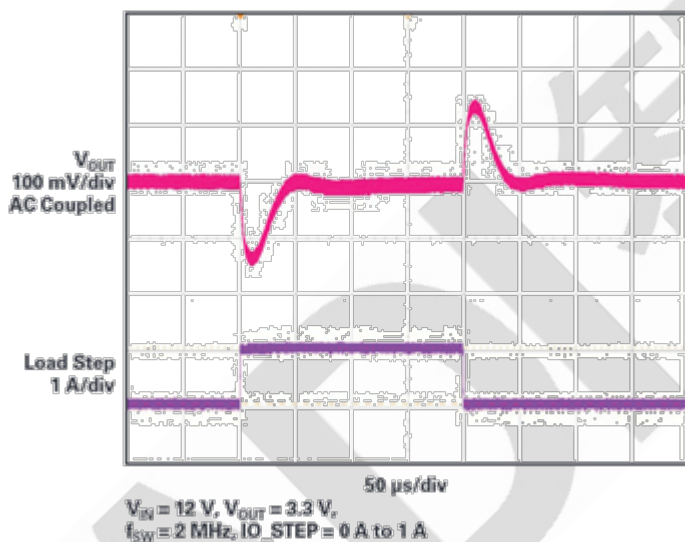


图 3. 使用最小输出电容（ $2\mu\text{F}\times 4.7\mu\text{F}$  陶瓷电容）时，LTM8074 提供快速瞬态响应（ $12V_{\text{IN}}$ ， $3.3V_{\text{OUT}}$ ）。

LTM8074 是一个  $1.2\text{A}$ ， $40V_{\text{IN}}$   $\mu\text{Module}$  降压稳压器，采用  $4\text{mm}\times 4\text{mm}\times 1.82\text{mm}$ ， $0.65\text{mm}$  间距 BGA 微型封装。 $3.2V_{\text{IN}}$  到  $40V_{\text{IN}}$ ， $3.3V_{\text{OUT}}$  产品解决方案的整体尺寸为  $60\text{mm}^2$ ，只需要两个 0805 电容和两个 0603 电阻。这种小巧、轻质( $0.08\text{g}$ )的封装使得器件可以安装在 PCB 的背面，而 PCB 正面通常密布各种元件。该产品采用的 SilentSwitcher 架构可以最小化 EMI 辐射，让 LTM8074 能够通过 CISPR22B 类测试，



并降低与其他敏感电路产生 EMC 问题的可能性。

并非始终能够集成所有外部组件。原因如下。例如，某些设置（例如开关频率或软启动时间）应该是可调的，必须向电路发出指令。这些操作可以通过数字化方式完成。但是，这可能意味着在系统中使用微控制器和非易失性存储，并支持相应成本。解决这个问题的一种常见方法是使用外部无源组件来实现这些设置。

输入和输出电容通常被集成到该电源模块中，但有时候需要从外部连接。图 2 显示了采用了 ADILTM8074 的电路。

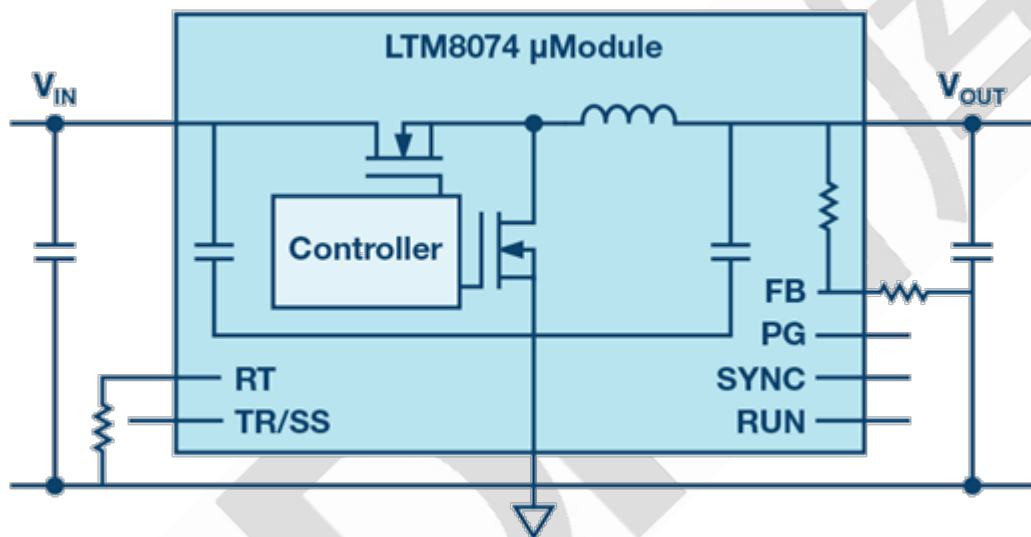


图 4. LTM8074 的  $V_{IN}$  最高可达 40V，输出电流 1.2A，占用空间面积仅为  $4\text{mm} \times 4\text{mm}$ 。

通过使用一个外部电阻来设置所需的输出电压，可以减少类型数量，并为应用提供一定的灵活性。如果不需要软启动，则无需将电容连接到相应的引脚上。所有这些功能结合起来，就能够在极小的电路板面积内实现电压转换。凭借 LTM8074 仅  $4\text{mm} \times 4\text{mm}$  的边沿长度，以及最少量的外部接线，整个电源单元可以在仅约  $8\text{mm} \times 8\text{mm}$  的电路板区域内运行，提供高达 40V 的输入电压和高达 1.2A 的输出电流。图 3 显示了采用最少数量的必需外部组件的示例布局。

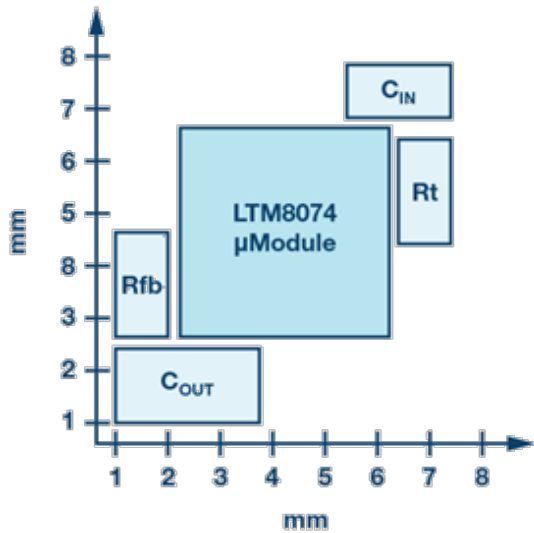


图 5. 约 8mm × 8mm 电路板面积上的示例布局。

对于小型电源，能否提供极高转换效率至关重要，否则可能会遇到散热问题。

新产品 LTM8074 的尺寸仅为紧凑，能够完美解决这一问题。凭借集成的 SilentSwitcher 技术，它可以用于对噪声极为敏感，通常配备线性稳压器的电路中。

高度集成的电源模块不仅可用于简化开关电源的设计，还可用于在极小的空间内实现高效的电压转换。

ADI μModule 器件的关键性能特征包括：

- 噪声更低（超低噪声和 SilentSwitcher 器件）
- 超薄封装
- 6 面高效降温(CoP)
- 在线路、负载和温度范围中，精准实现 V<sub>OUT</sub> 调节
- 极端可靠性测试
- 接地环路最少
- 在衬底上实现多重输出

● 极端温度测试

## 迈向 100A 的演进历程 $\mu$ Module 稳压器

### 简介

$\mu$ Module<sup>®</sup>器件与表贴 IC 类似，但它们还包括通常用于构建电源转换电路的所有必要支持器件。这包括直流到直流控制器、MOSFET 芯片、磁性元件、电容和电阻等，均安装在热效率高的层压衬底上，然后使用注塑帽进行封装。结果便得到一款可以简单地粘附到印刷电路板(PCB)的完整电源。

该产品系列按业内最高质量标准构建，大大降低了成功设计高性能、高功率密度解决方案的风险、时间和精力。就好像我们把所有 ADI 公司的电源专业知识和专有技术都投入到类似 IC 尺寸的产品中。有些人设计电源转换电路是有严格时间限制的，须在短短几周内投入量产，因此不得不加班加点，许多晚上进行电源调试，直到第二天凌晨。如果使用  $\mu$ Module 稳压器代替“自己设计”(DIY)的分立解决方案，这样的情况就不会再出现。

仔细看一下典型  $\mu$ Module 产品的内部结构，就会注意到所提供的封装选项为基板栅格阵列(LGA)或球栅阵列(BGA)。构成内部开关模式功率转换电路所需的内部元件可以是裸片形式，而其他元件则是完整封装产品。尽管如此，这些元件都安装在 Bismaleimide-Triazine（通常称为 BT）层压衬底上，该衬底具有优异的电气和热性能。此外， $\mu$ Module 产品不只是简单的集成，因为与竞争对手的产品相比，它们还具备其他特性和更好的性能参数。

全球电源设计专家正在减少，而且在大多数客户现场，根本没有足够的电源设计资源来开发每一种电源。据商业媒体报道，有学位工程师的平均年龄为 57 岁，这是一个全球统计数据，而中国的平均年龄则最小。

电源设计工程师最关心的三个问题是：

- 没有足够的人来完成工作。
- 为其设计寻找最佳器件。
- 产品上市时间的压力。

鉴于这些问题，我们希望提供一个现成的完整电源，随时可用，并能满足最终应用所需的所有性能标准。而且与此同时，PCB 面积也很宝贵，因为每个人都试图将更多的功能和性能集成到更小的空间中。仿佛这还不够糟糕，由于设计人员试图将更多功能放到前所未有的更小空间中，同时提供更多功率，而环境的散热气流有限，所以散热设计约束正变得更加复杂。最后，由于电源是系统中最后设计的项目之一，批量生产可能几周后就会开始，因此产品上市时间压力紧迫！

PCB 面积是大多数设计的关键优先事项。例如，所有特定的数据通信或电信板必然会安装许多数字处理器、ASIC 和存储器。在变化范围为 12V 到 48V 的中间系统总线电压之后，所有这些器件都需要在电路板上供电，其电压电平从 5V 到 0.6V。同时，系统设计人员还持续被要求在不断缩小的外形尺寸中加入更多功能，这些要求可能是相互排斥的！

### **需要解决的设计问题**

热设计约束变得更加严厉。随着越来越多的功能被纳入 PCB，在电路板上为其供电所需的总功率水平也在增加。同时，散热也很重要，因为散热空间存在限制，并且气流量有限。这对设计人员来说很头疼，因为系统中存在最大内部环境温度限制，违反这些限制就会损害性能和长期可靠性。

近年来，由于竞争压力加大以及需要更快的收入流，产品上市时间压力急剧增加。仿佛是在枪口之下，电源设计人员必须在几周内，甚至几天内完成电源转换电路的设计并让其有效运行！

简言之， $\mu$ Module 产品提供经过验证、简单且成熟的电源转换解决方案。因此，使用

它们意味着不再需要在实验室挑灯夜战来调试电源!

当然，这些产品需要具有严格的质量水准和长期可靠性，以确保其在终端系统中部署后具有长期使用寿命。因此，ADI 已经进行了严格的质量与可靠性测试，以确保可在恶劣环境中长期部署。

以下是自 2005 年 10 月推出第一款  $\mu$ Module 产品 LTM4600 以来我们积累的测试和数据总结。包括：

- 供电开关机循环超过 2200 万次。
- 高温使用寿命超过 500 万设备小时。
- 温度循环超过 200 万小时，以确保这些模块可以全年无休运行 10 年时间，而封装引脚与 PCB 不会出现任何间歇性接触问题。
- 从  $-65^{\circ}\text{C}$  到  $150^{\circ}\text{C}$ ，温度循环超过 2500 万次。
- 从  $-65^{\circ}\text{C}$  到  $150^{\circ}\text{C}$ ，热冲击循环超过 1600 万次。记住，这是对成品电源进行的液体到液体测试!

最终结果是 FIT 率小于 0.4。具体说来，这相当于每运行十亿小时出现 0.4 次器件故障。这是对完整电源来说的。联系实际来说，很多我们竞争对手的集成电路（单一封装中的单芯片）FIT 率更高!

### 封装演变

我们来仔细看看  $\mu$ Module 封装选项。当我们在 2005 年首次推出 LTM4600 时，我们使用了 LGA 封装。当时的想法是，由于许多 VLSI 数字 IC 具有相似的 LGA 外形尺寸，因此这种封装可以让用户更轻松地使用我们的  $\mu$ Module 产品。虽然在某些时候事实的确如此，但并非总是如此。

于是，我们认为采用 BGA 封装选项也是一个创新理念。事实证明这很成功，有两个原



因。首先，对于不习惯于用 LGA 封装量产的用户来说，这个封装更容易。其次，将焊球放在圆形引脚焊盘上也更容易。此外，它支持含铅和无铅焊球。由于我们的许多  $\mu$ Module 器件用户都在航空航天和军用市场领域，他们都很乐于用 BGA 封装。

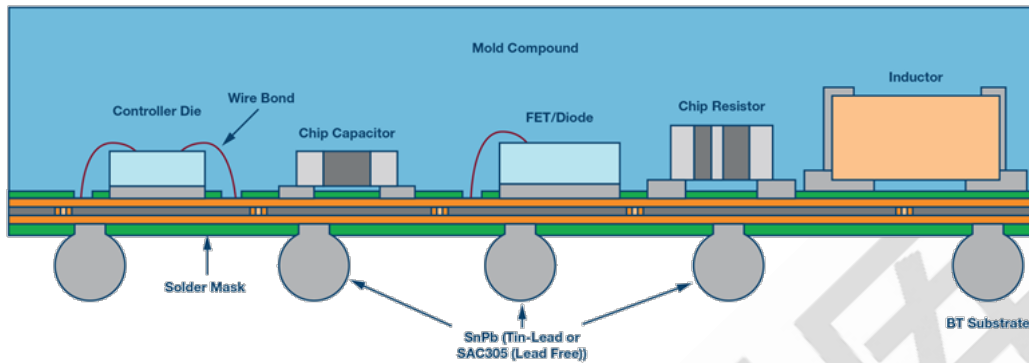


图 1.  $\mu$ Module 稳压器 BGA 封装截面图。

在这个产品类别中，我们推出的首款器件是 LTM4600，它具有 4.5V 至 20V 输入电压/0.6V 至 5.5V 输出电压，连续输出电流最高可达 10A。它采用 15mm × 15mm × 2.82mm LGA 表贴封装。在从 12VIN 转换至 3.3VOUT 并提供 10A 电流时，其应用的效率为 90%。记住，这是在 2005 年 10 月，在当时是突破性的性能水平。

然而，我们的关键指标之一是改善  $\mu$ Module 的散热性能，从而可以提高其输出电流密度，同时保持 15mm × 15mm 的相同尺寸。由于明显存在严重的热问题，我们需要将热量从封装中引出。为了实现这一目标，我们的设计人员决定使用 BT 层压衬底，因为它具有优异的热性能，有助于让热量从  $\mu$ Module 封装底部进入 PCB，从而在其中散逸。虽然这在 2000 年代中期是可以接受的，但五年以后，我们的客户群告诉我们，他们不再能通过 PCB 消散大部分热量。相反，需要能将热量从封装顶部引出并散到空气中！因此，我们设计了一种置于封装内部并连接到内部 MOSFET 和电感顶部的特殊散热器。此散热器暴露在  $\mu$ Module 稳压器上表面。现在，用户可以在  $\mu$ Module 器件上方添加自己的散热器，以更好地将热量从其中引出。如果有 200LFM 或气流，这也有助于提高散热性能。这是一种真正的双赢。

无论如何改进，我们不断发展，开发出顶部有电感的  $\mu$ Module 稳压器，因为它们可充当散热器以进一步改善散热性能。

最后，需要提一下我们为何要推出超薄型  $\mu$ Module 器件。我们认识到，在许多情况下，由于空间限制，我们的客户只能利用带分立器件的 PCB 的下表面。事实上，很多机架安装系统的 PCB 下表面只有 2.2mm 的高度可用于安装器件。因此，我们开发了最大高度只有 1.8mm 和 1.9mm 的  $\mu$ Module 稳压器，以便它们既能很容易地放入其中，又能帮助解决空间和密度问题。

了解这些背景后，就很容易理解  $\mu$ Module 器件的热性能。可以将其视作一条演变之路，在十多年的历程中，从  $\mu$ Module 的诞生到现在最新的产品，我们不断改进其热性能。

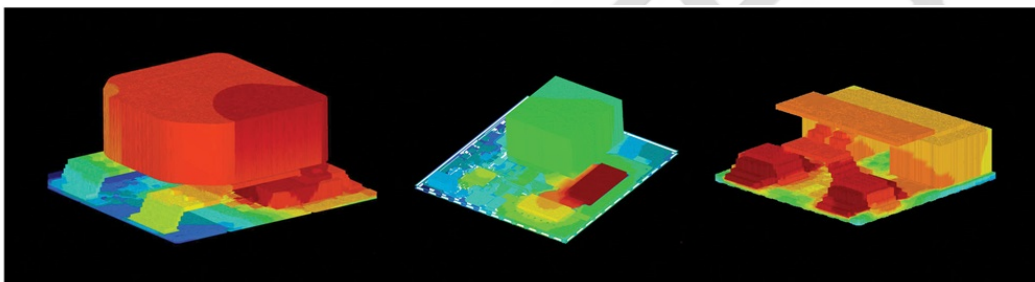


图 2.  $\mu$ Module 稳压器结构的热成像和散热。

图 2 显示了三个热成像照片，它们代表几类具有不同结构的  $\mu$ Module 稳压器，其目的是提高器件将热量从  $\mu$ Module 顶部引出到自由空气中的能力，以促进系统内部空气流的散热，或者可以使用额外的散热器，与这类系统中通常存在的 VLSI 数字 IC 共享。蓝色表示低温（功耗最低），从橙色到红色表示温度升高（功耗增加）。当然，这是我们希望发生的事情，我们希望在电源转换过程中产生的热量被引出到自由空气中，而不是进入 PCB。

在改善该产品热性能参数的同时，我们还继续通过不断缩小  $\mu$ Module 稳压器的外形尺寸来提高其功率密度。图 3 显示的 LTM4627，是一款输入为 20V 的器件，可以提供 15A 输出电流，输出电压低至 0.6V，标称效率范围在 90% 以内，取决于具体的  $V_{IN}$  和

VOUT 条件。它旁边的是 LTM4638，这也是一款输入为 20V 的器件，可以提供 15A 输出电流，输出电压低至 0.6V，标称效率为 86%，非常接近！不过，LTM4638 的体积比 LTM4627 小 5.6 倍。体积比较参见图 3。

关键在相同工作条件下，这两款产品的转换效率只有很小的差距，但实施所需的面积和空间却相差了几个数量级。所有这些改进都是在不到 4 年的时间里完成的。



图 3. LTM4627(15mm × 15mm × 4.92mm)与新款更小尺寸的等效产品 LTM4638(6.25mm × 6.25mm × 5.02mm)对比。

### 寻求单路 100A μModule 器件

长时间以来，我们现有的高功率 μModule 封装用户不断要求我们提供更小、更高效、高电流密度的器件，哪怕此特性组合可能是相互排斥的。尽管如此，我们的设计团队把这一要求铭记在心，开始研究实现的办法。

从历史角度来看，早在 2013 年至 2016 年期间，我们已拥有 15mm × 15mm 尺寸的 μModule 稳压器，能够在每个器件内提供范围为 26A 至 50A 的输出电流。还应当注意的是，我们的高功率 μModule 器件的一项关键测量指标是它们应该能够以 90% 的转换效率实现从 12V 输入到 1V 输出的转换，并提供满量程额定输出电流。原因是在大多数应用中，将 10% 的功率损失当作热量处理是通常可接受的。到 2016 年底，我们 40A 以上的 μModule 稳压器的效率在 88% 到 89% 之间，已经非常接近这个目标。

实现单路 100A  $\mu$ Module 稳压器的演化过程要求我们使用多款器件，如下所示：

2010 年，在 Polyphase<sup>®</sup>多相并联配置中使用 12 个 LTM4601，使得我们能够从 12V 输入到 1V 输出的转换中提供 100A 输出电流。

2012 年，在多相并联配置中仅使用 4 个 LTM4620，就使我们能够从 12V 到 1V 输出转换中提供 100A 输出电流。

2014 年，在多相并联配置中仅使用 3 个 LTM4630，就使我们能从 12V 到 1V 输出的转换中提供 100A 输出电流。

2016 年，在多相并联配置中仅使用 2 个 LTM4650，就使我们能从 12V 到 1V 输出的转换中提供 100A 输出电流。并且在线路、负载和温度范围内的总直流误差为  $\pm 1\%$ 。

最后，我们于 2018 年 11 月推出了 LTM4700，一款双路 50A 或单路 100A 输出的  $\mu$ Module 稳压器。实际器件的图片参见图 4

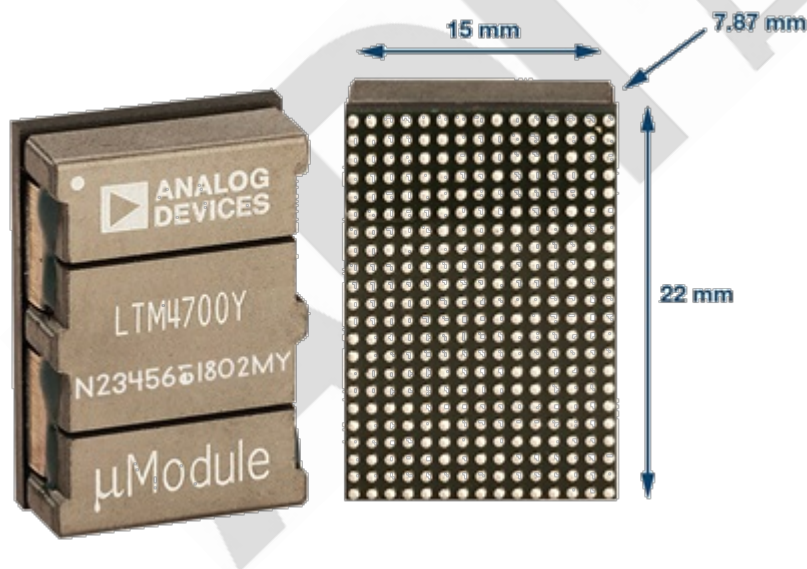


图 4. LTM4700 能够在单个封装中提供高达 100A 的输出电流。



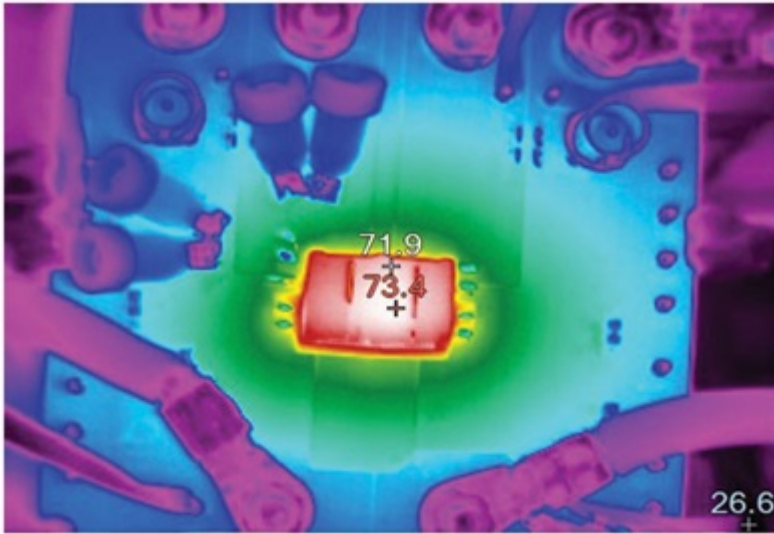


图 5. LTM4700100A $\mu$ Module (效率为 89.6%)。

图 5 显示了 LTM4700 在正常工作期间的热成像。工作条件为 12V 到 1V 的转换，提供 100A 电流和高转换效率，气流仅为 200LFM。因此，其一流的高能效使其成为降低数据中心基础设施冷却要求的绝佳选择。

深入讨论一下 LTM4700 的部分关键规格：

- 它是一款支持单路 100A 输出的  $\mu$ Module 器件。它也可以用作双路 50A 输出。
- 当从 12V 至 1V 降压转换中提供 100A 输出且气流仅为 200LFM 时，其转换效率非常接近 90%。并且它在整个温度范围内具有  $\pm 0.5\%$  的最大直流误差。
- 其 x、y、z 尺寸为 15mm  $\times$  22mm  $\times$  7.82mm。

除了可支持双路 50A 或单路 100A 输出外，LTM4700 还集成了 PMBus/I<sup>2</sup>C 接口或电源系统管理(PSM)。

这可以实现许多不同的功能，包括：

- 通过数字通信总线配置电压，定义复杂的开/关时序布置，定义故障条件（如过压和欠压限值），设置重要的电源参数（如开关频率、电流限值等）。



- 在同一通信总线上，您可以回读重要的工作参数，如输入电压和输出电压、输入和输出电流、输入和输出功率、内部和外部温度，以及在某些产品中测量所消耗的能源。
- 用户可以实现对设计的精确闭环裕量测试，并将电源电压调整到非常精确的水平。
- PSM 器件可提高可靠性和质量。
- 我们的内置伺服回路可在产品的整个使用寿命期间保持更高的电源精度，从而提高可靠性。
- 我们 PSM 器件的回读功能可用于改进在线测试的测试覆盖率，筛选出可能存在缺陷的器件，防止其进入实测现场。
- 在客户产品使用寿命期间，我们的 PSM 器件会继续监测重要参数。电压、电流和温度的变化趋势可用于给电源系统构建特征轮廓。一旦找到好系统的特征，就可以轻松识别出存在缺陷的系统或即将失效的系统。

## 结论

我们早在 2005 年就推出了首款  $\mu$ Module 稳压器 LTM4600。它采用  $15\text{mm} \times 15\text{mm} \times 2.8\text{mm}$  LGA 封装，可以从 12V 输入至 1.2V 输出电压条件下提供 10A 输出电流，效率为 89%。经过 13 年的快速发展，LTM4700 可在 12V 输入至 1V 输出的条件下提供 100A 输出电流，效率为 89.6%（气流为 200LFM）。但这还不是全部：我们的设计人员已经在开发其他能够实现更高性能和更多功能的模块。

## 如何测量电感电流？

开关电源通常使用电感来临时储能。在评估这些电源时，测量电感电流通常有助于了解完整的电压转换电路。但测量电感电流的最佳方法是什么？

图 1 以典型的降压型转换器（降压拓扑）为例，显示了针对这类测量的建议设置。接入一根辅助小电缆与电感串联。将它用来连接一个电流探头，并通过示波器显示电感电流。建

建议在电感具有稳定电压的那一侧进行测量。大多数开关稳压器拓扑使用电感的方式是，一侧电压在两个极限值之间切换，而另一侧电压则保持相对稳定。对于图 1 所示的降压型转换器，开关节点（即电感 L 的左侧）上的电压以开关边沿的速率在输入电压和地电压之间切换。电感的右侧是输出电压，通常相对稳定。为了减少由于电容耦合（电场耦合）引起的干扰，电流测量环路应放置在电感安静的一侧，如图 1 所示。

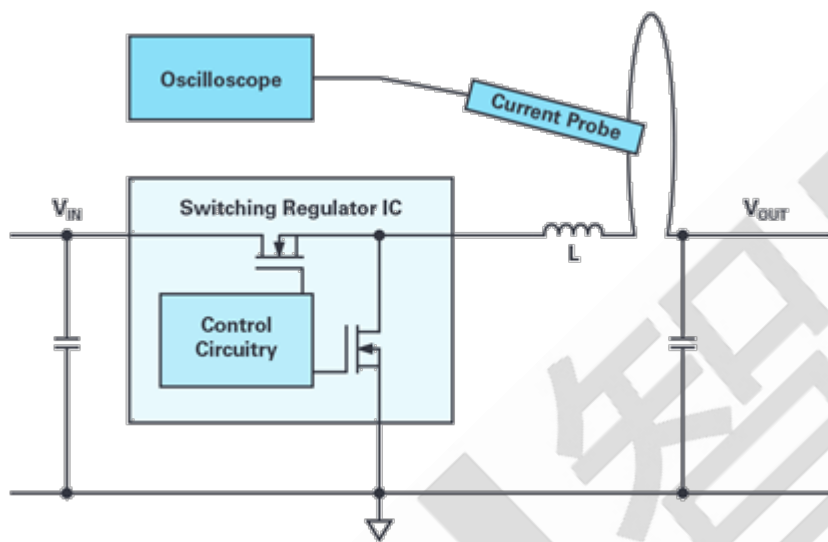


图 1. 开关电源中的电感电流测量示意图。

图 2 显示了用于该测量的实际设置。将电感提起，并将两个端子中的一个斜焊到电路板上。另一个端子通过辅助电线连接到电路板上。这种转换很容易就可以完成。热气流脱焊是拆卸电感的一种行之有效的方法。许多 SMD 返修站都提供温度可调的热气流处理。

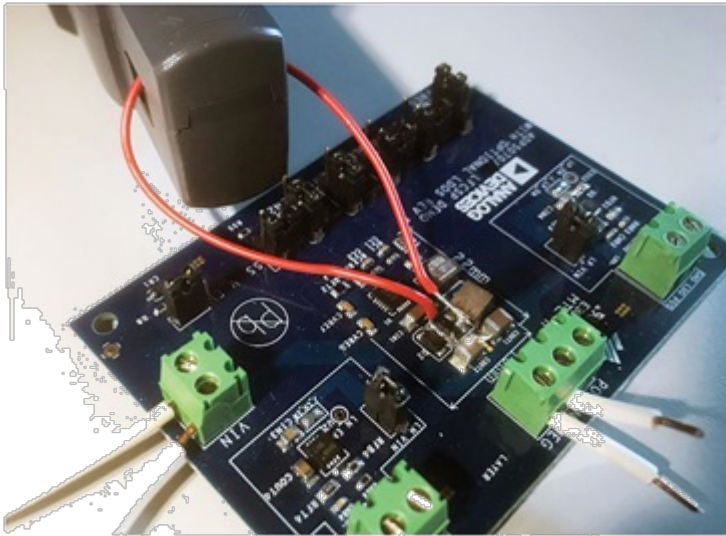


图 2. 电感电流测量的实际设置。

电流探头由示波器制造商提供。遗憾的是，它们通常非常昂贵，因此有一个问题不断地被提出，即是否也可以通过分流电阻来测量电感电流。原则上这是可行的。但是，这种测量方法的缺点是，在开关电源中产生的开关噪声很容易通过分流电阻耦合到电压测量中。因此，特别是在关注的点上，当电感电流改变方向时，测量结果并不能真正代表电感电流的行为。

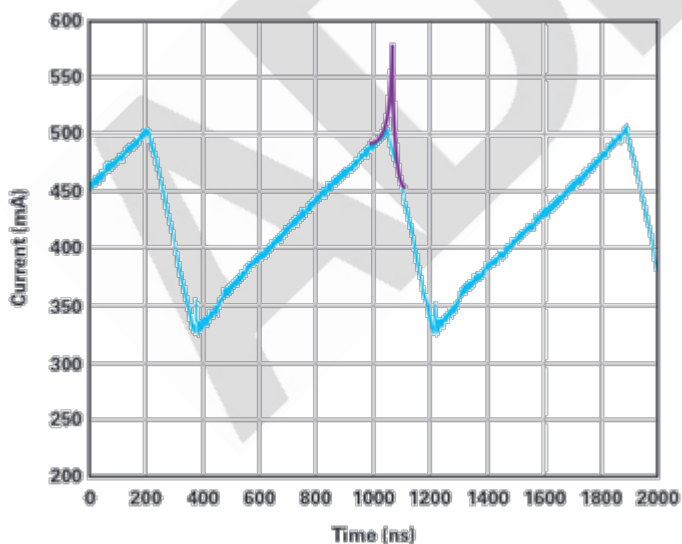


图 3. 电感电流的测量结果显示为蓝色，饱和电感的行为显示为附加的紫色。

图 3 显示了通过与所用示波器兼容的电流探头检测到的开关电源的电感电流（蓝色）的测量结果。除了显示为蓝色的测量结果之外，还添加了紫色标记，它指示当电感开始接近峰值电流进入过度饱和时，流过电感的电流状况。当选择的电感对于给定的应用不能提供足够的额定电流时，就会发生这种情况。在开关电源中进行电感电流测量的主要原因之一是，它可以帮助识别是否正确选择了电感，或者在工作中或故障情况下是否会出现电感饱和。

用分流电阻代替电流箝位进行测量将会出现强耦合噪声，尤其是在峰值电流处，这使得电感饱和的检测非常困难。

线圈电流的检测在电源评估中非常有用，并且可以通过合适的设备轻松实现。

## 无线功率传输

功率的无线传输拥有众多的优势。例如，它使易于发生故障的插头成为多余，可以将设备内置在具备防潮能力的外壳中，用户也无须忍受插入电缆的麻烦，大多数无线功率传输应用存在于便携式设备电池充电领域。

在该领域中有几项已经确立的标准。不过，有很多应用不需要任何标准。因此，可以使用个别优化的功率传输。图 1 示出了一种感应式功率传输概念。将两个线圈紧靠在一起，在原边线圈中会产生交流电。像在变压器中一样，通过产生的磁场，在副边线圈中感生交流电。

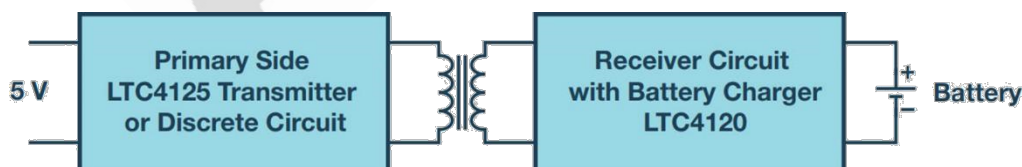


图 1. 具有原边控制和接收器的感应式功率传输概念。

原则上，原边发送器可采用一个简单的振荡器和少量分立组件构建而成。这对于低功率级别的传输是十分有效的。对于较高的功率，应采用一个诸如 AnalogDevices 的

LTC4125 等集成化发送器电路。发送器非常精确地调节到给定的谐振频率。这使得可利用特定的组件实现最大功率传输。LTC4125 还能检测原边线圈上的异物。例如，倘若一块金属紧靠在线圈上，就会在该金属中形成涡流。它们使这块金属升温（尤其是在高功率的场合），并会导致人员受伤。在低功率级别，异物仅会引起极其微弱的发热，并不会产生重大的风险。LTC4125 能检测到金属物体，然后降低功率或中断功率传输。

为节省电能，LTC4125 可依据副边的功率要求调整发送功率。

图 2 显示了一个采用特定组件的演示电路实例。该图示出了当两个线圈之间存在特定的偏移或间隔量时会发生什么。在变压器中，耦合系数通常介于 0.95 和 1 之间。在无线功率传输系统中，0.8 至 0.05 的耦合系数是很常见的。在图 2 中，线圈偏移（单位：毫米）示于 x 轴。在 y 轴上显示了两个线圈之间的间隔（也以毫米为单位）。因此，对于 1W 的电池充电功率，假如两个线圈完全垂直对准（比如，线圈偏移为零），则两个线圈的间隔距离最大可为 12mm。功率越高，两个线圈必须越靠近和更精确地对准。可发送功率可以通过电路元件的选择进行调整。然而，线圈偏移和线圈间隔之间的关系将与例中所示的相似。

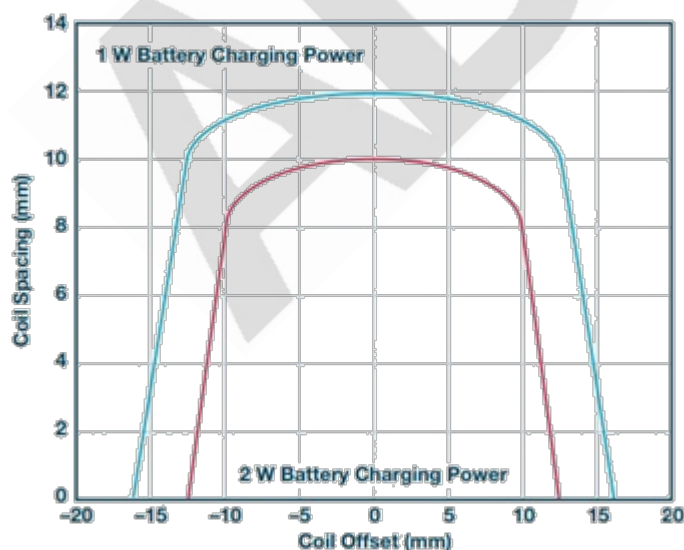


图 2. 两个线圈之间的偏移和间隔所产生的影响。



对于更长距离的无线功率传输，可使用 RF 功率传输。有工作在 ISM 频段的测试装置。不过，与这里所述的感应式耦合方法相比，它们的可发送功率和传输效率要低得多。

## 是否可以将低 EMI 电源安装到拥挤的电路板上

有限且不断缩小的电路板空间、紧张的设计周期以及严格的电磁干扰(EMI)规范（例如 CISPR32 和 CISPR25）这些限制因素，都导致获得具有高效率 and 良好热性能电源的难度很大。在整个设计周期中，电源设计通常基本处于设计过程的最后阶段，设计人员需要努力将复杂的电源挤进更紧凑的空间，这使问题变得更加复杂，非常令人沮丧。为了按时完成设计，只能在性能方面做些让步，把问题丢给测试和验证环节去处理。简单、高性能和解决方案尺寸三个考虑因素通常相互冲突：只能优先考虑一两个，而放弃第三个，尤其当设计期限临近时。牺牲一些性能变得司空见惯，其实不应该是这样的。

本文首先概述了在复杂的电子系统中电源带来的严重问题：即 EMI，通常简称为噪声。电源会产生 EMI，必须加以解决，那么问题的根源是什么？通常有何缓解措施？本文介绍减少 EMI 的策略，提出了一种解决方案，能够减少 EMI、保持效率，并将电源放入有限的解决方案空间中。

### 什么是 EMI?

电磁干扰是会干扰系统性能的电磁信号。这种干扰通过电磁感应、静电耦合或传导来影响电路。它对汽车、医疗以及测试与测量设备制造商来说，是一项关键设计挑战。上面提到的许多限制和不断提高的电源性能要求（功率密度增加、开关频率更高以及电流更大）只会扩大 EMI 的影响，因此亟需解决方案来减少 EMI。许多行业都要求必须满足 EMI 标准，如果在设计初期不加以考虑，则会严重影响产品的上市时间。

### EMI 耦合类型

EMI 是电子系统中的干扰源与接收器（即电子系统中的一些元件）耦合时所产生的问

题。EMI 按其耦合介质可归类为：传导或辐射。

传导 EMI (低频, 450kHz 至 30MHz)

传导 EMI 通过寄生阻抗以及电源和接地连接以传导方式耦合到元件。噪声通过传导传输到另一个器件或电路。传导 EMI 可以进一步分为共模噪声和差模噪声。

共模噪声通过寄生电容和高  $dV/dt(C \times dV/dt)$  进行传导。它通过寄生电容沿着任意信号 (正或负) 到 GND 的路径传输, 如图 1 所示。

差模噪声通过寄生电感 (磁耦合) 和高  $di/dt(L \times di/dt)$  进行传导。

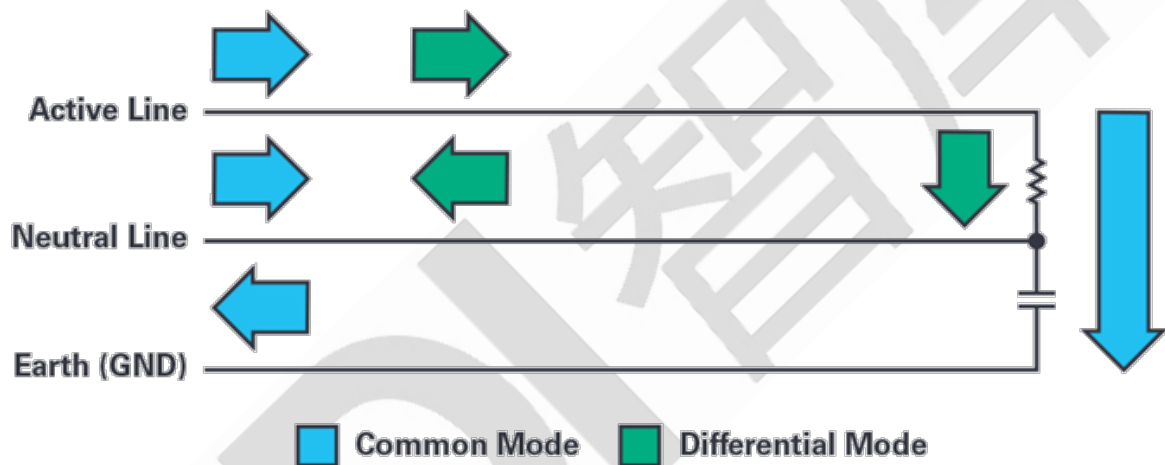


图 1. 差模和共模噪声。

辐射 EMI (高频, 30MHz 至 1GHz)

辐射 EMI 是通过磁场能量以无线方式传输到待测器件的噪声。在开关电源中, 该噪声是高  $di/dt$  与寄生电感耦合的结果。辐射噪声会影响邻近的器件。

## EMI 控制技术

解决电源中 EMI 相关问题的典型方法是什么? 首先, 确定 EMI 就是一个问题。这看似很显而易见, 但是确定其具体情况可能非常耗时, 因为它需要使用 EMI 测试室 (并非随处都有), 以便对电源产生的电磁能量进行量化, 并确定该电磁能量是否符合系统的 EMI 标准要求。

假设经过测试，电源会带来 EMI 问题，那么设计人员将面临通过多种传统的校正策略来减少 EMI 的过程，其中包括：

- **布局优化：**精心的电源布局与选择合适的电源组件同样重要。成功的布局很大程度上取决于电源设计人员的经验水平。布局优化本质上是个迭代过程，经验丰富的电源设计人员有助于最大限度地减少迭代次数，从而避免耽误时间和产生额外的设计成本。问题是：内部人员往往不具备这些经验。
- **缓冲器：**一些设计人员会提前规划并为简单的缓冲器电路（从开关节点到 GND 的简单 RC 滤波器）提供占位面积。这样可以抑制开关节点的振铃现象（一项产生 EMI 的因素），但是这种技术会导致损耗增加，从而对效率产生负面影响。
- **降低边沿速率：**减少开关节点的振铃也可以通过降低栅极导通的压摆率来实现。不幸的是，与缓冲器类似，这会对整个系统的效率产生负面影响。
- **展频(SSFM)：**许多 ADI 开关稳压器都提供该特性，它有助于产品设计通过严格的 EMI 测试标准。采用 SSFM 技术，在已知范围内（例如，编程频率  $f_{SW}$  上下  $\pm 10\%$  的变化范围）对驱动开关频率的时钟进行调制。这有助于将峰值噪声能量分配到更宽的频率范围内。
- **滤波器和屏蔽：**滤波器和屏蔽总是会占用大量的成本和空间。它们也使生产复杂化。

以上所有制约措施都可以减少噪声，但是它们也都存在缺陷。最大限度地减少电源设计中的噪声通常能够彻底解决问题，但却很难实现。ADI 公司的 SilentSwitcher® 和 SilentSwitcher2 稳压器在稳压器端实现了低噪声，从而无需额外的滤波、屏蔽或大量布局迭代。由于不必采用昂贵的反制措施，加快了产品上市时间并节省大量的成本。

### 最大限度地减小电流回路

为了减少 EMI，必须确定电源电路中的热回路（高  $di/dt$  回路）并减少其影响。热回路如图 2 所示。在标准降压转换器的一个周期内，当 M1 关闭而 M2 打开时，交流电流沿

着蓝色回路流动。在 M1 打开而 M2 关闭的关闭周期中，电流沿着绿色回路流动。产生最高 EMI 的回路并非完全直观可见，它既不是蓝色回路也不是绿色回路，而是传导全开关交流电流（从零切换到 IPEAK，然后再切换回零）的紫色回路。该回路称为热回路，因为它的交流和 EMI 能量最大。

导致电磁噪声和开关振铃的是开关稳压器热回路中的高  $di/dt$  和寄生电感。要减少 EMI 并改进功能，需要尽量减少紫色回路的辐射效应。热回路的电磁辐射骚扰随其面积的增加而增加，因此，如果可能的话，将热回路的 PC 面积减小到零，并使用零阻抗理想电容可以解决该问题。

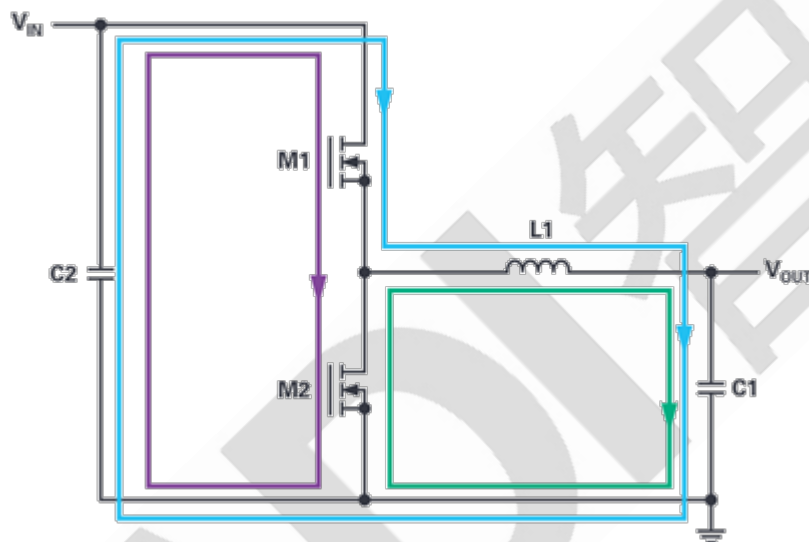


图 2. 降压转换器的热回路。

## 使用 SilentSwitcher 稳压器实现低噪声

### 磁场抵消

虽然不可能完全消除热回路区域，但是我们可以将热回路分成极性相反的两个回路。这可以有效地形成局部磁场，这些磁场在距 IC 任意位置都可以有效地相互抵消。这就是 SilentSwitcher 稳压器背后的概念。

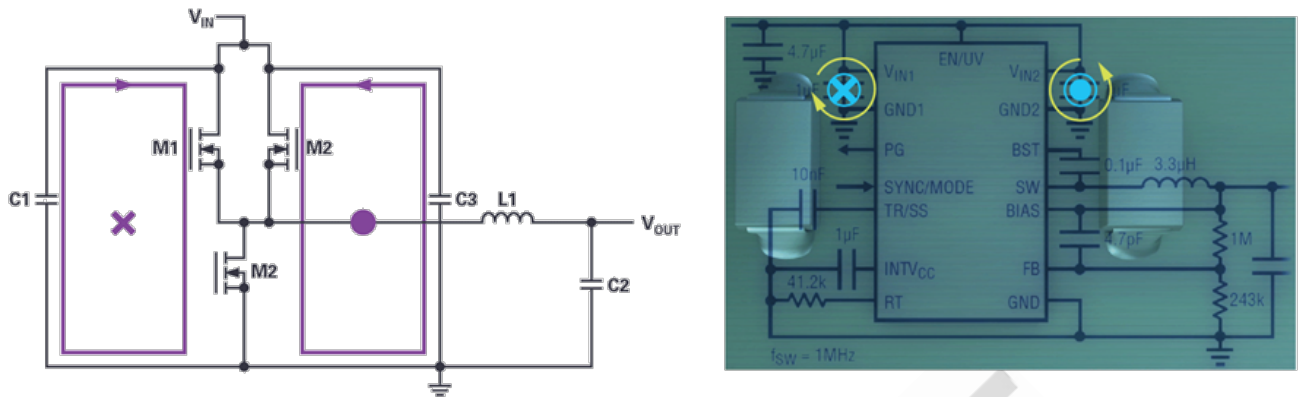


图 3. SilentSwitcher 稳压器中的磁场抵消。

### 倒装芯片取代键合线

改善 EMI 的另一种方法是缩短热回路中的导线。这可以通过放弃将芯片连接至封装引脚的传统键合线方法来实现。在封装中倒装硅芯片，并添加铜柱。通过缩短内部 FET 到封装引脚和输入电容的距离，可以进一步缩小热回路的范围。

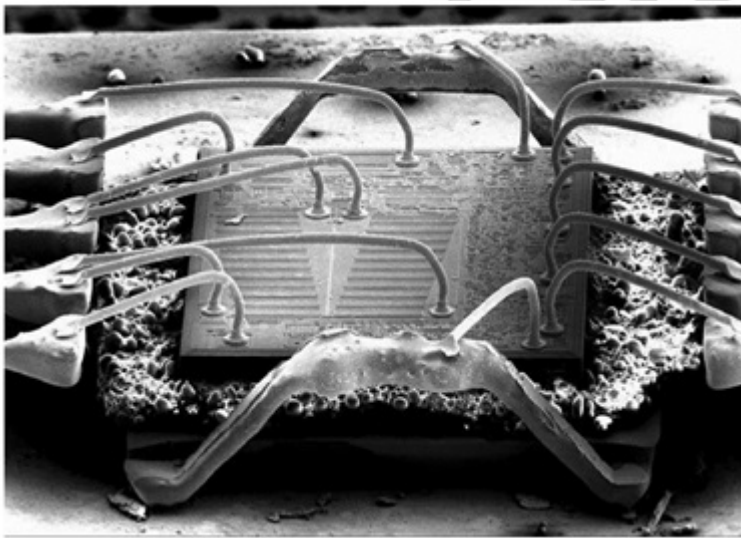


图 4. LT8610 键合线的拆解示意图。



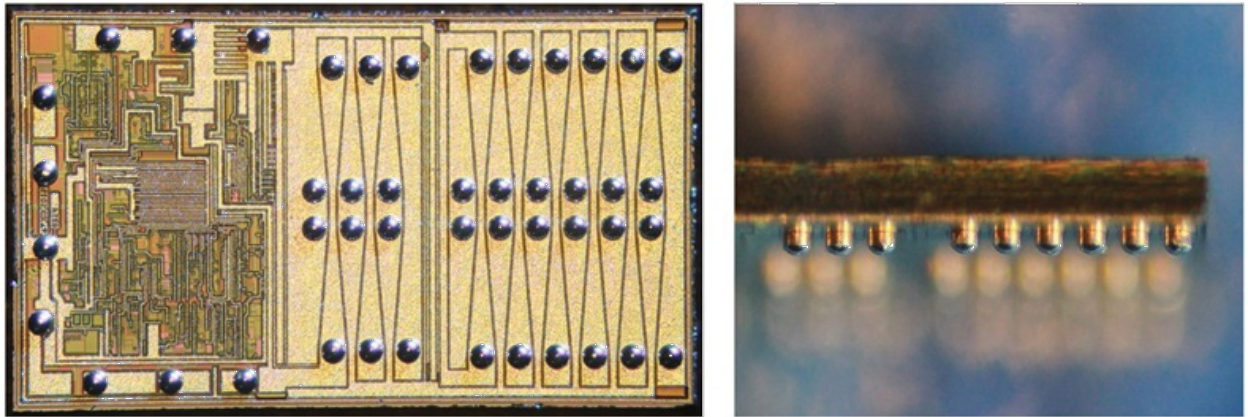


图 5. 带有铜柱的倒装芯片。

### SilentSwitcher 与 SilentSwitcher2

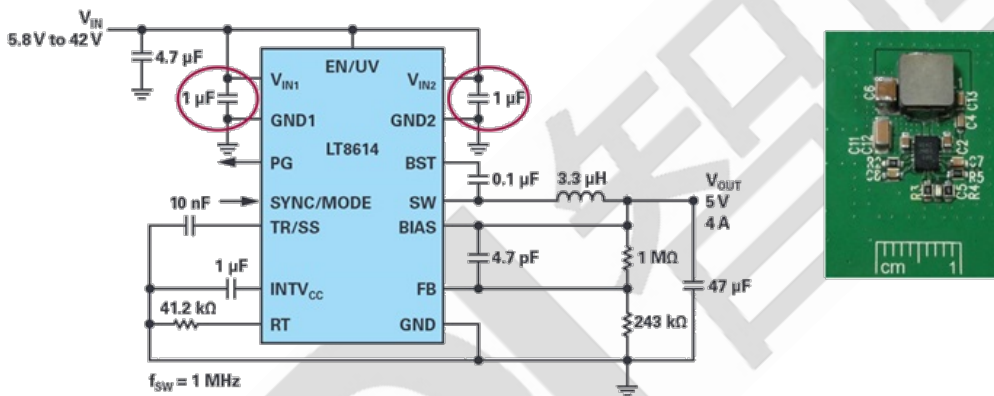


图 6. 典型的 SilentSwitcher 应用原理图及其在 PCB 上的外观。

图 6 显示了使用 SilentSwitcher 稳压器的一个典型应用，可通过两个输入电压引脚上的对称输入电容来识别。布局在该方案中非常重要，因为 SilentSwitcher 技术要求尽可能将这些输入电容对称布置，以便发挥场相互抵消的优势。否则，将丧失 SilentSwitcher 技术的优势。当然，问题是如何确保在设计及整个生产过程中的正确布局。答案就是 SilentSwitcher2 稳压器。

### SilentSwitcher2

SilentSwitcher2 稳压器能够进一步减少 EMI。通过将电容 (VIN 电容、INTVCC 和升压电容) 集成到 LQFN 封装中，消除了 EMI 性能对 PCB 布局的敏感性，从而可以放置到尽可能靠近引脚的位置。所有热回路和接地层都在内部，从而将 EMI 降至最低，并使解

决方案的总占板面积更小。

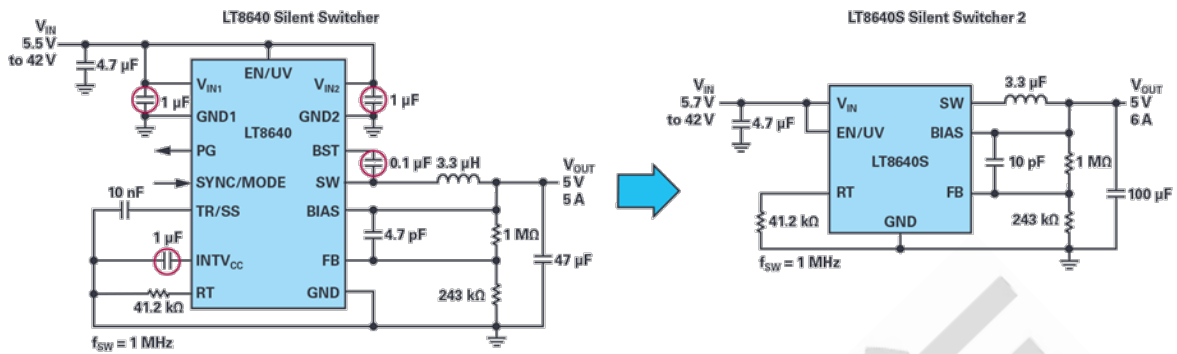


图 7. SilentSwitcher 应用与 SilentSwitcher2 应用框图。

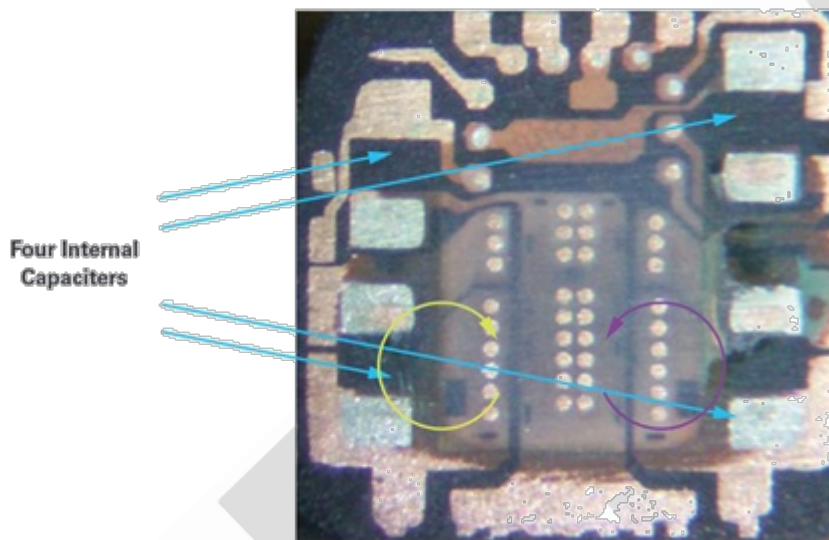


图 8. 去封的 LT8640SSilentSwitcher2 稳压器。

SilentSwitcher2 技术还可以改善热性能。LQFN 倒装芯片封装上的多个大尺寸接地裸露焊盘有助于封装通过 PCB 散热。消除高电阻键合线还可以提高转换效率。在进行 EMI 性能测试时，LT8640S 能满足 CISPR25Class5 峰值限制要求，并且具有较大的裕量。

### µModuleSilentSwitcher 稳压器

借助开发 SilentSwitcher 产品组合所获得的知识和经验，并配合使用现有的广泛 µModule®产品组合，使我们提供的电源产品易于设计，同时满足电源的某些重要指标要求，包括热性能、可靠性、精度、效率和良好的 EMI 性能。

图 9 所示的 LTM8053 集成了可实现磁场抵消的两个输入电容以及电源所需的其他一些无源组件。所有这些都通过一个  $6.25\text{mm} \times 9\text{mm} \times 3.32\text{mm}$  BGA 封装实现，让客户可以专心完成电路板的其他部分设计。

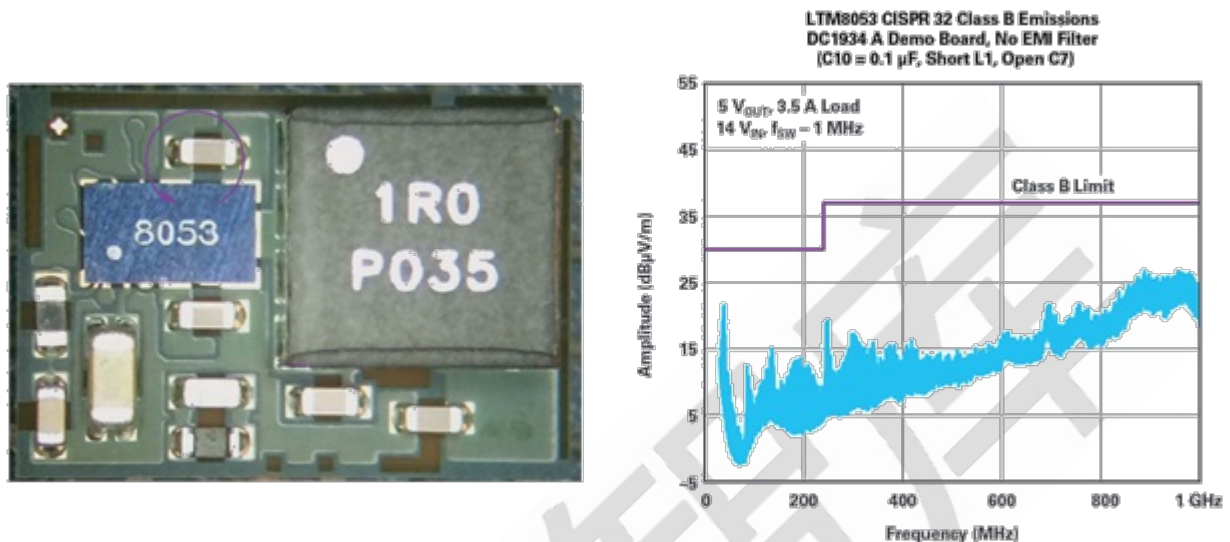


图 9. LTM8053 Silent Switcher 裸露芯片及 EMI 结果。

### 无需 LDO 稳压器——电源案例研究

典型的高速 ADC 需要许多电压轨，其中一些电压轨噪声必须非常低才能实现 ADC 数据表中的最高性能。为了在高效率、小尺寸板空间和低噪声之间达成平衡，普遍接受的解决方案是将开关电源与 LDO 后置稳压器结合使用，如图 10 所示。开关稳压器能够以更高效率实现更高的降压比，但噪声相对也较大。低噪声 LDO 后置稳压器效率相对较低，但它可以抑制开关稳压器产生的大部分传导噪声。尽可能减小 LDO 后置稳压器的降压比有助于提高效率。这种组合能产生干净的电源，从而使 ADC 以最高性能运行。但问题在于多个稳压器会使布局更复杂，并且 LDO 后置稳压器在较高负载下可能会产生散热问题。

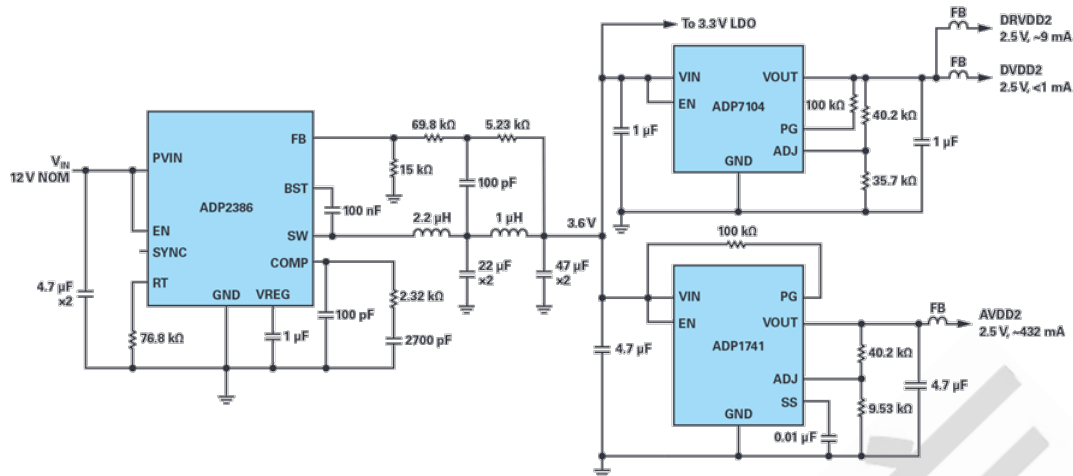


图 10. 为 AD9625 ADC 供电的典型电源设计。

图 10 所示的设计显然需要进行一些权衡取舍。在这种情况下，低噪声是优先考虑事项，因此效率和电路板空间必须做些让步。但也许不必如此。最新一代的 SilentSwitcher $\mu$ Module 器件将低噪声开关稳压器设计与  $\mu$ Module 封装相结合，能够同时实现易设计、高效率、小尺寸和低噪声的目标。这些稳压器不仅尽可能减少了电路板占用空间，而且实现了可扩展性，可使用一个  $\mu$ Module 稳压器为多个电压轨供电，进一步节省了空间和时间。图 11 显示了使用 LTM8065 SilentSwitcher $\mu$ Module 稳压器为 ADC 供电的电源树替代方案。



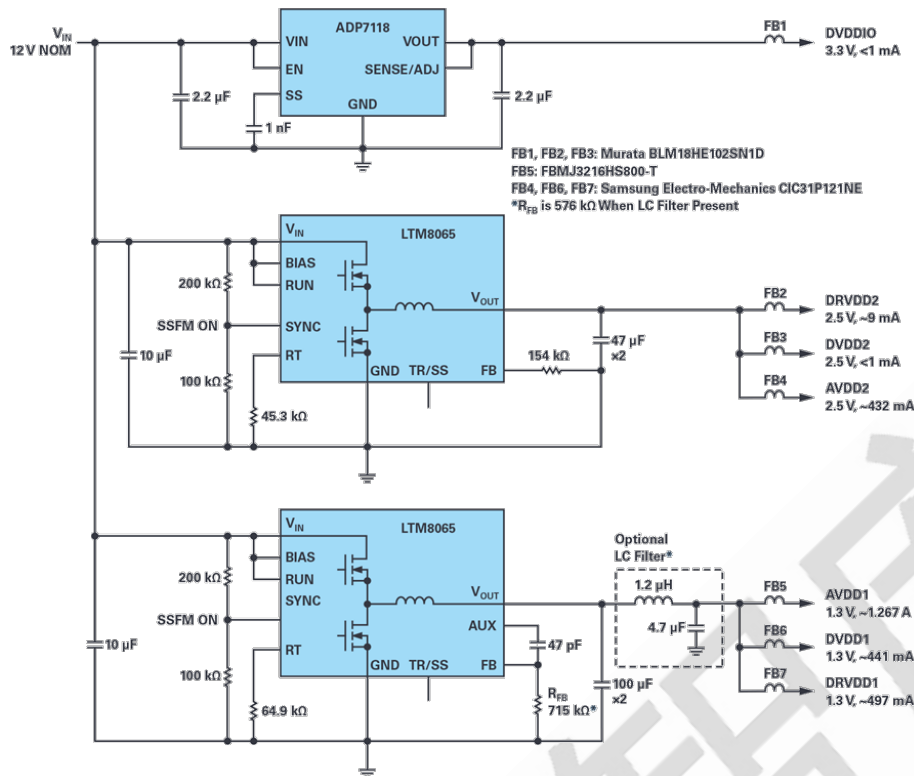


图 11. 使用 SilentSwitcher $\mu$ Module 稳压器为 AD9625 供电，可节省空间的解决方案。

这些设计都已经过相互测试比较。ADI 公司最近发表的一篇文章对使用图 10 和图 11 所示电源设计的 ADC 性能进行了测试和比较<sup>1</sup>。测试包括以下三种配置：

- 使用开关稳压器和 LDO 稳压器为 ADC 供电的标准配置。
- 使用 LTM8065 直接为 ADC 供电，不进行进一步的滤波。
- 使用 LTM8065 和额外的输出 LC 滤波器，进一步净化输出。

测得的 SFDR 和 SNRFS 结果表明，LTM8065 可用于直接为 ADC 供电，并不会影响 ADC 的性能。

这个实施方案的核心优势是大大减少了元件数量，从而提高了效率，简化了生产并减少了电路板占位空间。

## 小结

总之，随着更多系统级设计需要满足更加严格的规范，尽可能充分利用模块化电源设



计变得至关重要，尤其在电源设计专业经验有限的情况下。由于许多细分市场要求系统设计必须符合最新的 EMI 规范要求，因此将 SilentSwitcher 技术运用于小尺寸设计，同时借助  $\mu$ Module 稳压器简单易用的特性，可以大大缩短产品上市时间，同时还可以节省电路板空间。

### **SilentSwitcher $\mu$ Module 稳压器的优势**

- 节省 PCB 布局设计时间（无需重新设计电路板即可解决噪声问题）。
- 无需额外的 EMI 滤波器（节省元件和电路板空间成本）。
- 降低了内部电源专家进行电源噪声调试的需求。
- 在宽工作频率范围内提供高效率。
- 为噪声敏感型器件供电时，无需使用 LDO 后置稳压器。
- 缩短设计周期。
- 在尽可能小的电路板空间中实现高效率。
- 良好的热性能。

# 电池管理

## 无线电流检测电路检测电阻浮空

### 简介

测量流经检测电阻的电流似乎很简单。放大电压，用 ADC 读取，就可以知道电流是多少；但如果检测电阻上的电压与系统地电压相差很远，检测就会变得比较困难。典型解决方案是在模拟域或数字域消弭该电压差。但这里介绍一种不同的方法——无线。

模拟电流检测 IC 是紧凑型解决方案，但其可承受的电压差受限于半导体工艺。很难找到额定电压超过 100V 的器件。如果检测电阻共模电压迅速变化或在系统地电压上下摆动，这些电路便无法精确测量。

数字隔离技术（磁或光学）体积有点大，但能以高精度工作，并且通常可以承受数千伏电压。这些电路需要隔离电源，但有时可以将它集成在隔离器中。如果检测电阻与主系统在物理上隔开，那么可能还要使用长导线或电缆。

无线电流检测电路克服了上述诸多限制。让整个电路随同检测电阻的共模电压浮空，并在空中无线传输测量数据，电压限制也就无从谈起。检测电阻可以位于任何地方，无需布置电缆。如果电路功耗非常低，那么甚至不需要隔离电源，一个小电池便能让它运行多年。

### 设计概览

图 1 显示了设计的框图。该电流检测电路基于斩波稳定运算放大器 LTC2063，其用来放大检测电阻上的压降。低功耗 SAR ADC AD7988 将值数字化，并通过一个 SPI 接口报告结果。LTP5901-IPM 是无线电模块，不仅包含无线电，而且含有自动形成 IP 网络网络所需的组网固件。此外，LTP5901-IPM 内置微处理器以读取 AD7988 ADC SPI 端口。LTC3335 是一款低功耗 DC-DC 电源，其将电池电压转换为恒定输出电压。LTC3335 还

含有库仑计，用以报告从电池获取的累计电荷。

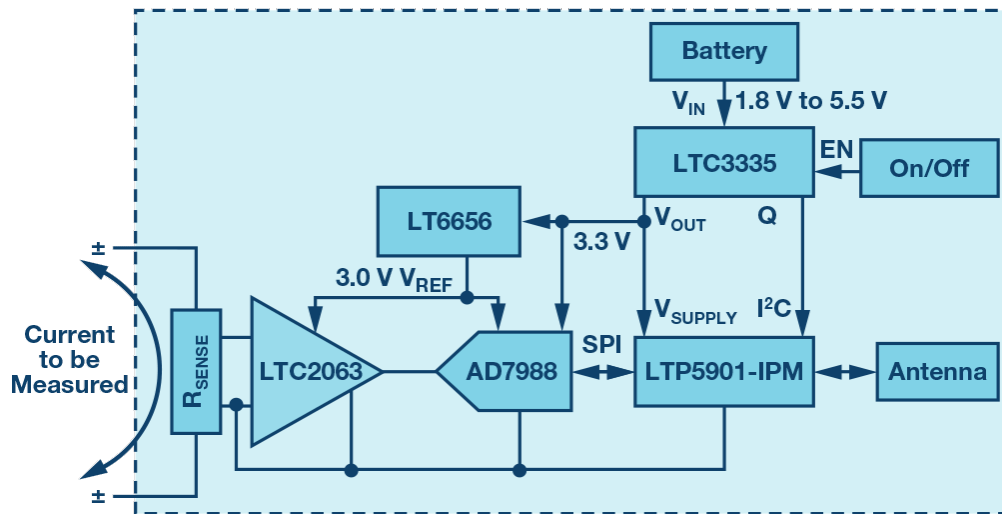


图 1. 低功耗无线电流检测电路由一个低功耗斩波运算放大器（用以放大检测电压）组成，利用低功耗 ADC 和基准电压源进行数字化处理，连接到 SmartMeshIP 无线电模块。电池输出到低功耗 DC-DC 转换器得到恒定电源，同时记录从电池获取的电荷。

## 信号链

LTC2063 是一款超低功耗斩波稳定运算放大器，其最大电源电流为  $2\mu\text{A}$ ，特别适合电池供电应用。失调电压小于  $10\mu\text{V}$ ，因此它可以测量非常小的压降而不会丧失精度。图 2 显示 LTC2063 配置用来放大  $10\text{m}\Omega$  检测电阻上的电压并进行电平转换。选择适当的增益，使检测电阻的  $\pm 10\text{mV}$  满量程输入（对应于  $\pm 1\text{A}$  电流）映射到接近输出端的满量程范围，其以  $1.5\text{V}$  为中心。这一放大信号被输入至 16 位 SARADC。选择 AD7988 是因为其极低的待机电流和良好的直流精度。采样速率较低时，ADC 在两次转换之间自动关断， $1\text{kSPS}$  时的平均功耗低至  $10\mu\text{A}$ 。LT6656 用于偏置放大器、电平转换电阻和 ADC 基准输入。LT6656 基准电压源功耗小于  $1\mu\text{A}$ ，可驱动高达  $5\text{mA}$  负载，压差很低，因此即使采用  $3.3\text{V}$  系统电源供电，它也很容易输出精密  $3\text{V}$  电压。

此信号链中有三个大致相等的失调误差源，相对于  $\pm 10\text{mV}$  满量程输入，它们共同贡献大约  $0.5\%$  的误差。这包括 LTC2063 和 AD7988 的失调电压，以及电平转换电阻的不匹

配（推荐使用 0.1%电阻）。单点校准可在很大程度上消除该失调。增益误差一般以可用检测电阻的不精确性为主，它往往比 LT6656 基准电压源的 0.05%、10ppm/°C 规格还要差。

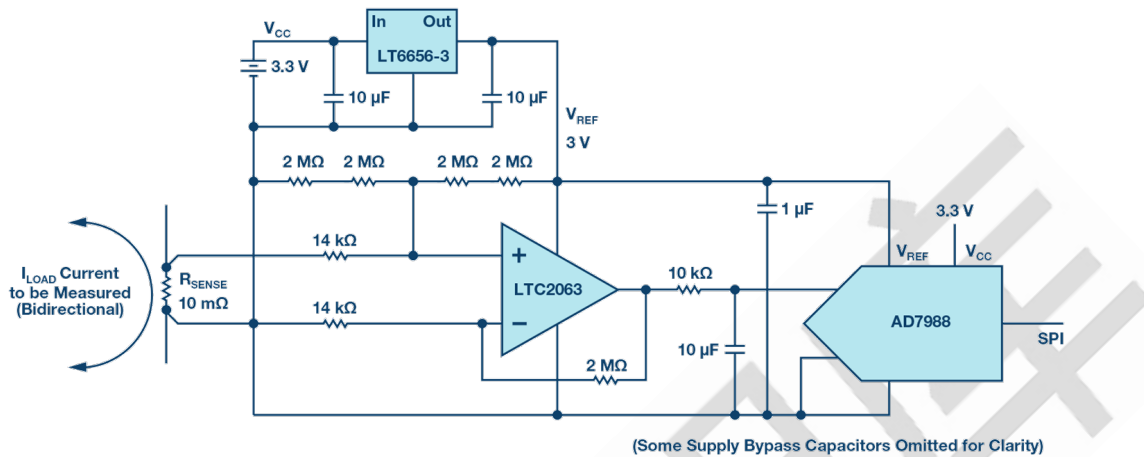


图 2. 电流检测电路随同检测电阻电压浮空。斩波运算放大器 LTC2063 放大检测电压，把它偏置到 AD7988ADC 的中间轨。LT6656-3 提供精密 3V 基准电压源。

## 电源管理

LTC3335 是一款集成库仑计的纳安功耗降压-升压转换器。它配置用来从 1.8V 到 5.5V 的输入电源产生 3.3V 稳压输出。这使得该电路可以利用两节碱性原电池的电源供电。对于占空比型无线应用，负载电流的变化范围很容易达到 1μA 至 20mA，取决于无线电是处于工作模式还是睡眠模式。LTC3335 在空载时的静态功耗仅 680nA，因此当无线电和信号链处于睡眠模式时，整个电路的运行功耗非常低。另外，LTC3335 可以输出多达 50mA 的电流，在无线电发射/接收期间可轻松提供足够的功率，故适合各种信号链电路。

LTC3335 还内置一个库仑计，非常方便。切换时，它会记录从电池获取的总电荷。此信息可通过 I2C 接口读出，用来预测何时需要更换电池。

## 无线组网

LTP5901-IPM 是一个完整的无线电模块，包括无线电收发器、嵌入式微处理器和



SmartMeshIP 组网软件。LTP5901-IPM 在本应用中执行两个功能：无线组网和管理（进程）。当网络管理器附近有多个 SmartMeshIP 终端上电时，这些终端会自动识别彼此，形成一个无线网络网络。整个网络自动进行时间同步，这意味着每台无线电仅在非常短的特定时间间隔内上电。因此，各节点不仅是传感器信息源，而且充当路由节点，用以将数据从其他节点传递到管理器。这样就形成一个高可靠性、低功耗无线网络，从各节点到管理器有多条路径可走，不过所有节点（包括路由节点）的工作功耗都非常低。

LTP5901-IPM 包括一个运行组网软件的 ARM® Cortex®M3 微处理器内核。此外，用户可以写入应用固件以完成特定于用户应用的任务。在本例中，LTP5901-IPM 内部的微处理器读取电流测量 ADC(AD7988)的 SPI 端口和库仑计(LTC3335)的 I2C 端口。微处理器还能将斩波运算放大器(LTC2063)置于关断模式，使其功耗从  $2\mu\text{A}$  进一步降低至  $200\text{nA}$ 。在测量间隔时间极长的使用场合中，这可以节省更多功耗。

## 总功耗

完整应用电路的总功耗取决于多种因素，包括信号链多长时间获取一次读数、节点在网络中如何配置等等。对于一个每秒报告一次的终端，测量电路的典型功耗低于  $5\mu\text{A}$ ，无线电的典型功耗可能为  $40\mu\text{A}$ ，很小的电池即可让它工作数年。

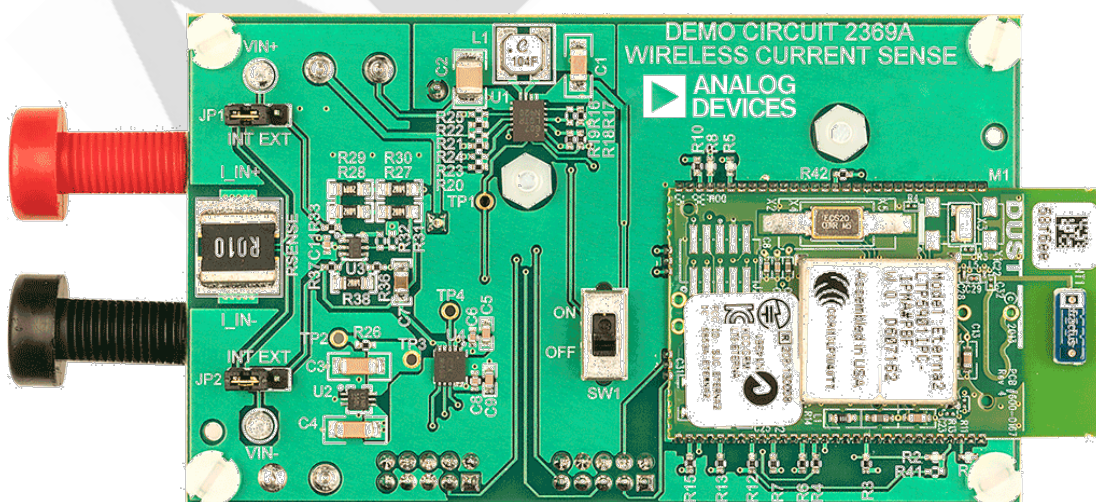


图 3. 在小型 PCB 上实现的一个完整无线电流检测电路。唯一的物理连接是待测电流



的香蕉插座。无线电模块如右图所示。电路由连接到板背面的两节 AAA 电池供电。

## 结论

ADI 公司信号链、电源管理、无线组网产品的结合，使得我们可以设计真正的无线电流检测电路。图 3 显示了一个实现示例。新型超低功耗斩波运算放大器 LTC2063 可以精确读取检测电阻上的小压降。包括微功耗 ADC 和基准电压源在内的整个电路随同检测电阻的共模电压浮空。只要一个小电池，纳安功耗 LTC3335 开关稳压器便可为该电路供电数年之久，同时利用内置库仑计报告电池累计使用率。LTP5901-IPM 无线模块管理整个应用，自动连接到一个高可靠性 SmartMeshIP 网络。

## 电池单元主动均衡

通过被动和主动电池均衡，电池组中的每个单元都得以被有效监控并保持健康的荷电状态(SoC)。这样不仅可以增加电池循环工作次数，还能够提供额外的保护，防止电池单元由于过度充电/深度放电而产生损坏。被动均衡通过泄放电阻消耗多余的电荷，使所有电池单元都具有大致相当的 SoC，但是它并不能延长系统运行时间。主动电池平衡是一种更复杂的平衡技术，由于在充电和放电循环期间，电池单元内的电荷得到重新分配，因此电池组中总的可用电荷也得到增加，从而延长了系统运行时间。与被动均衡相比，主动平衡能够缩短充电时间，并减少均衡时产生的热量。

### 主动电池均衡放电期间：

图 1 表示的是一个典型的处于满容量状态的电池组。在此示例中，满容量指的是充电量达到 90%，因为长时间将电池保持在（或接近）100%的容量位置会使其使用寿命下降得很快。而完全放电指的是放电至 30%，这样可以防止电池进入深度放电状态。

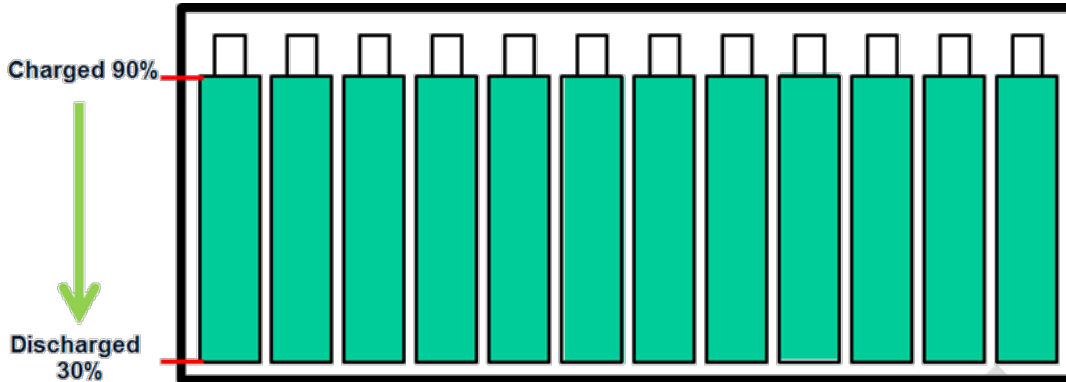


图 1. 满容量。

随着时间的推移，一些电池的特性会变得比其他电池差，从而导致电池组放电特性如图 2 所示。

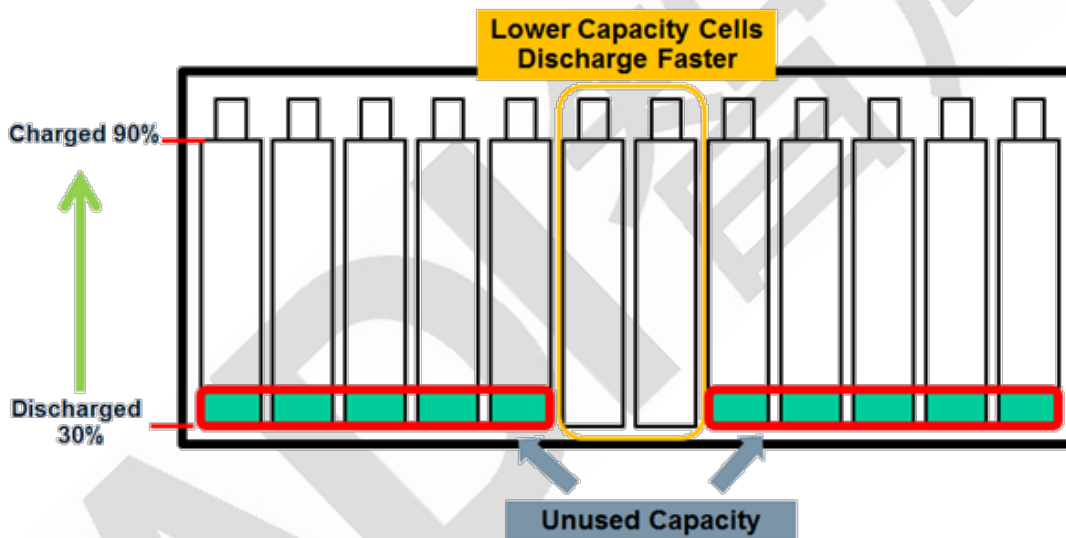


图 2. 不匹配放电。

可以看到，即使有些电池单元仍然残留了很大的能量，但弱电池单元限制了系统运行时间。5%的电池容量不匹配将导致 5%的能量不能发挥作用。对于大容量电池而言，就意味着有大量的能量被浪费掉，这种情况对于远程系统和不易维护的系统显得尤为关键。有一部分能量未被使用，还会导致电池充电和放电循环次数增加，降低了电池寿命，并会因为电池频繁更换而产生更高的成本。

通过主动均衡，电荷从强电池单元重新分配到弱电池单元，可以将电池组中的能量完

全耗尽。

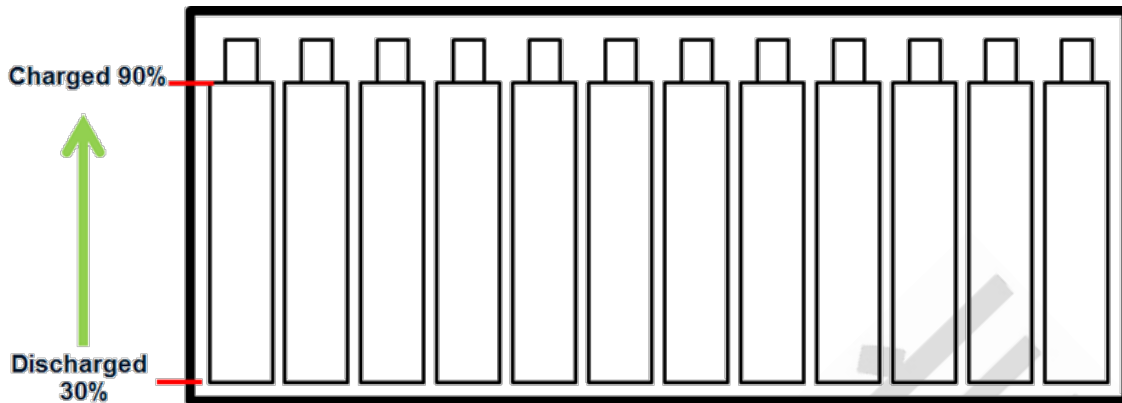


图 3. 通过主动平衡完全耗尽能量。

### 主动电池均衡充电期间：

如果对电池组充电时不进行均衡，弱电池单元会比强电池单元先达到满容量。弱电池单元再一次成为限制因素，此时，它们限制了系统中可容纳的总能量。图 4 演示了充电时的这种限制。

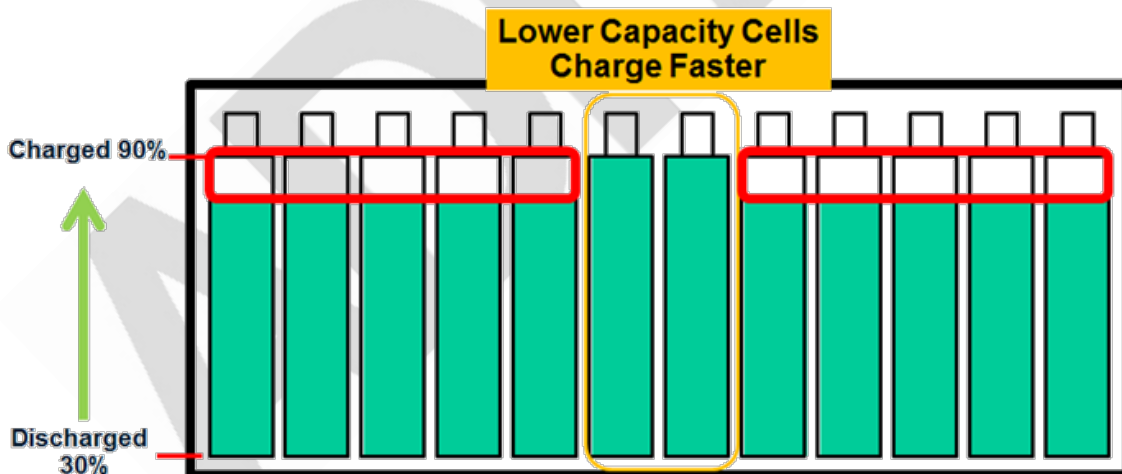


图 4. 不进行均衡时的充电。

主动均衡通过在充电期间对电荷进行再分配，能够使电池组达到满容量状态。需要注意的是，虽然本文没有讨论均衡所需的时间占比和均衡电流对时间的影响等因素，但它们仍需要被重点考虑。

## ADI 公司主动电池均衡控制器

ADI 公司拥有一系列主动电池均衡控制器，分别针对不同的系统要求。LT8584 是一款具有 2.5A 放电电流的单片反激式变换器，与 LTC680x 系列多元化合物电池单元监测器配合使用；它可以将电荷从一个电池单元重新分配到整个电池组，也可以分配到电池组中的另一个电池单元或几个电池单元的组合。每个电池单元需要配备一颗 LT8584。

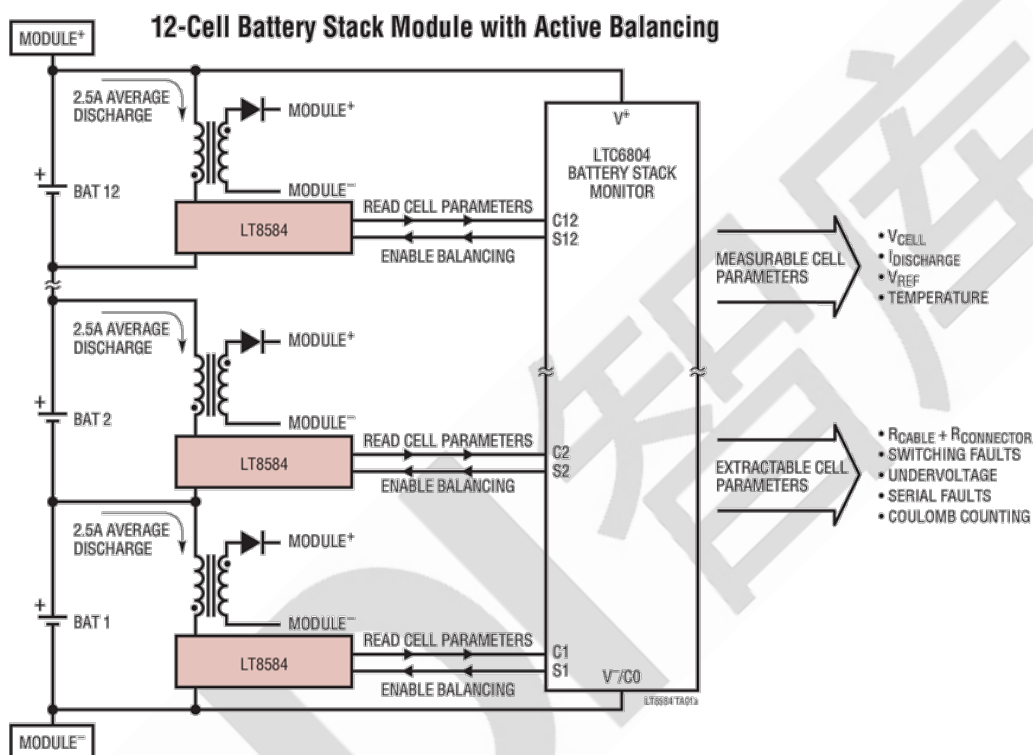


图 5. 采用主动均衡的 12 串电池组模块。

LTC3300 是一款独立的双向反激式控制器，适用于锂电池和 LiFePO<sub>4</sub> 电池，可提供高达 10A 的均衡电流。由于控制是双向的，任意电池单元中的电荷都能高效率的与 12 节甚至更多串联电池单元进行来回传输。单个 LTC3300 最多可以均衡六个电池单元。

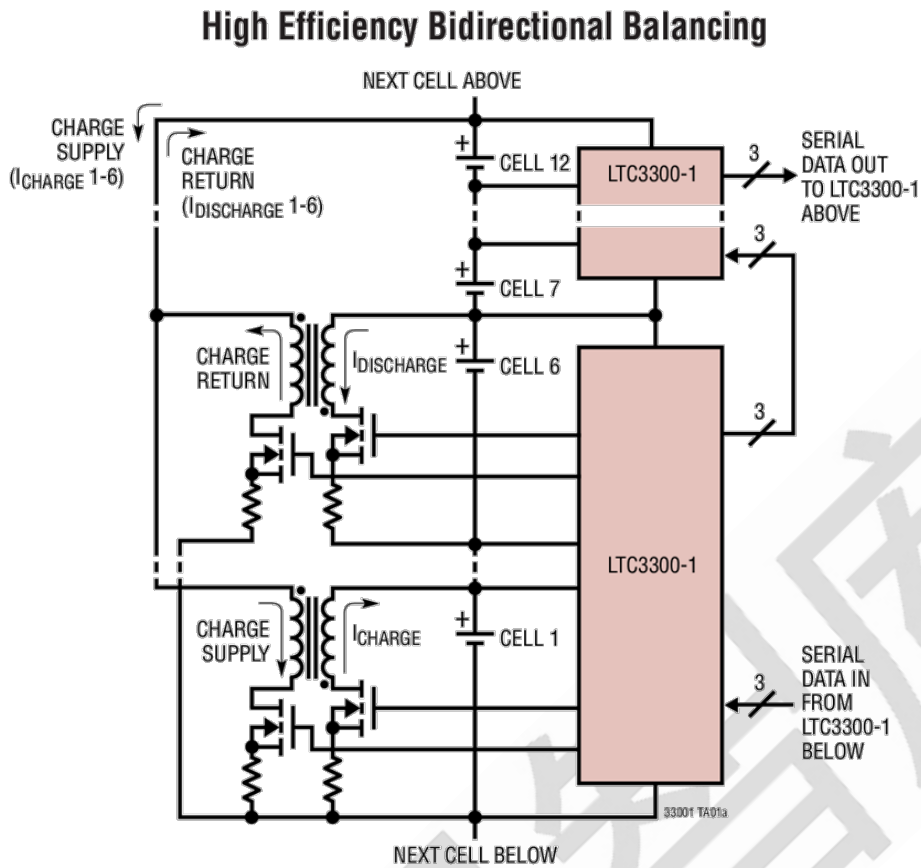


图 6. 高效双向均衡。

LTC3305 是一款独立的铅酸电池均衡控制器，可同时均衡多达四个电池单元。它通过不断的将第五个存储电池单元(Aux)，与其他每个电池单元（一次一个）并联最终达到均衡所有电池单元的目的（铅酸电池很耐用，因此可以采取这个方式）。



4-Battery Balancer with Programmed High and Low Battery Voltage Faults

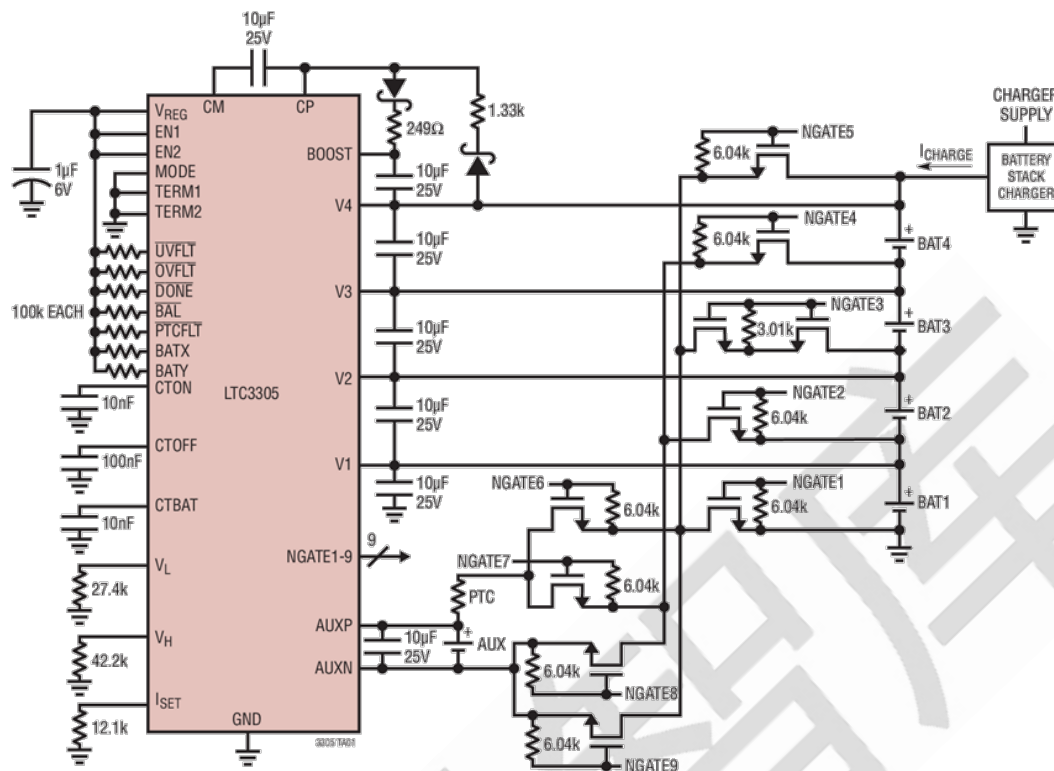


图 7. 带有可编程电池高压故障门限的四节电池均衡控制器。

## 结论

主动电池均衡和被动电池均衡通过监控和匹配每个电池单元的 SoC，都能有效的促进电池系统健康。与被动电池均衡只在充电期间消耗多余电荷不同，主动电池平衡能够在充电和放电期间对电荷进行重新分配。因此，主动电池均衡能够延长系统运行时间，还能够提高充电效率。主动电池均衡需要的解决方案往往更复杂，尺寸也更大，而被动电池均衡则更具成本效益。无论哪种方式更符合您的应用需求，ADI 公司都能够提供相应的解决方案，并通过与我们的电池管理 IC（如 LTC6803 和 LTC6804）以及其他外围器件配合，为您提供精确、稳健的电池管理系统。

## 被动均衡可让所有电芯容量近乎具有相同容量

在汽车和运输市场，大型电池组可提供高输出功率，但不会像汽油动力内燃机那样产生有害排放物（即一氧化碳和碳氢化合物）。理想情况下，电池组中的每个电池对系统的贡献相同。但是，当谈到电池时，所有电池并不都是同等的。即使电池的化学成分、物理尺寸和形状都相同，其总容量、内阻、自放电速率等也可能不同。此外，其老化速率可能不同，这又会在电池寿命方程式中增加一个变量。

电池组的性能受电池组中容量最低的电池单元限制；一旦最弱的电池单元耗尽，整个电池组便完全耗尽。电池组中每个电池单元的健康状况根据其充电状态(SoC)测量结果（即测量剩余电量与电池容量的比率）来确定。SoC 利用电池测量（如电压、积分充电和放电电流、温度等）来确定电池中剩余的电量。精密单芯片和多芯片电池管理系统(BMS)将电池监控（包括 SoC 测量）与被动或主动电池均衡相结合，以提高电池组性能。这些测量产生如下结果：

- 与单电芯容量独立的健康的电池电量状态
- 电池单元间的充电状态不匹配程度最小化
- 电池单元老化影响最小化（老化导致容量损失）

对电池组而言，被动和主动电芯均衡有不同的优势，ADI 公司的电池管理产品组合为这两种方法均提供了解决方案。我们先来看看被动平衡均衡。

### 被动均衡可让所有电芯近乎具有相同容量

最初，电池组的电芯可能匹配得相当好。但随着时间推移，电芯匹配度会因充电/放电循环、高温和一般老化而降低。弱电芯的充放电速度将快于强（或较高容量）电池单元，因此前者成为系统运行时间的限制因素。被动均衡会让电池组每个电芯的容量看起来与最弱电芯相同。它在充电周期中使用相对较低的电流，从高 SoC 电池消耗少量

能量，使得所有电池单元充电至其最大 SoC。这是通过与每个电芯并联的开关和泄放电阻来实现的。

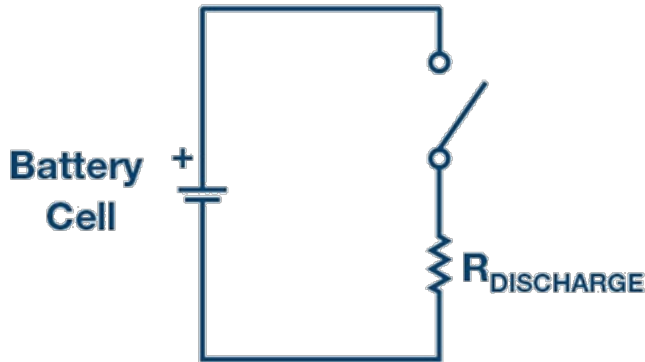


图 1. 带泄放电阻的被动电池均衡器。

高 SoC 电池放电（功率消耗在电阻中），因此充电可以继续，直至所有电芯都充满电。

被动均衡使得所有电池具有相同的 SoC，但它并未改善电池供电系统的运行时间。它提供了一种成本相当低的电池均衡方法，但由于放电电阻的存在，该过程中会浪费能量。被动均衡还能校正不同电池单元间的自放电电流的长期不匹配。

### 采用被动均衡的多节电池监控器

ADI 公司推出了一系列含有被动电池均衡能力的多节电池监控器。这些器件采用可堆叠架构，可以监控数百个电芯。每个器件可测量多达 12 个串联连接的电芯，总测量误差小于 1.2mV。每电池单元 0V 至 5V 的测量范围使其适用于大部分电池化学成分。

LTC6804 如图 2 所示。

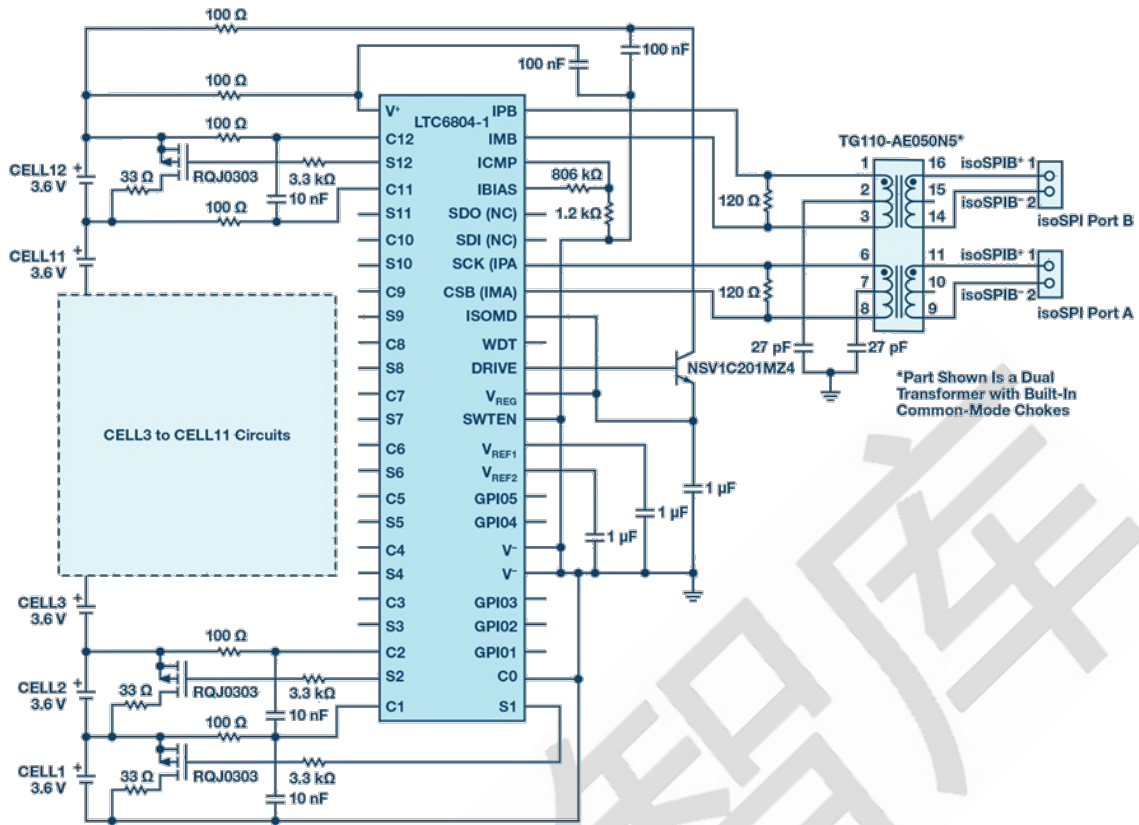


图 2. 采用外部被动均衡的 LTC6804 应用电路。

LTC6804 具有内部被动均衡功能（图 3）；如果需要，它还可以配置外部 MOSFET（图 4）。它还具有可选的可编程被动均衡放电计时器，可为用户提供更多的系统配置灵活性。

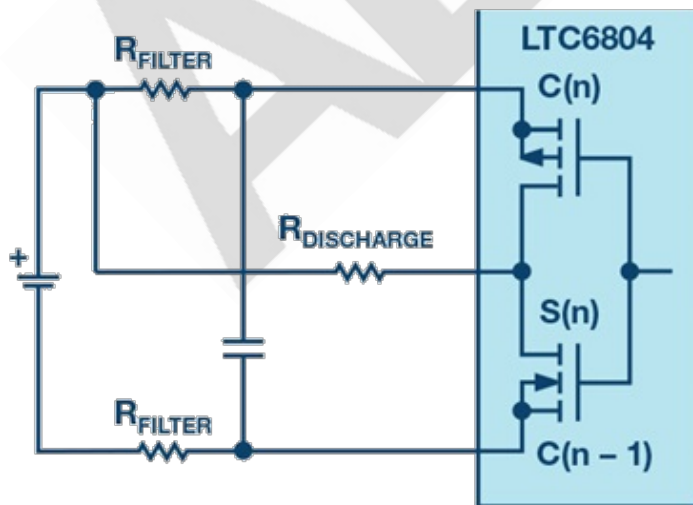


图 3. 带内部放电开关的被动均衡。

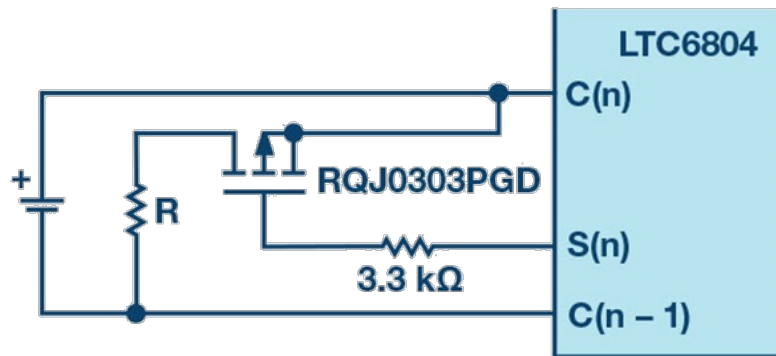


图 4. 带外部放电开关的被动均衡。

对于希望系统运行时间最大化和充电效率更高的客户，主动均衡是最佳选择。在充电和放电期间，主动电池均衡不会浪费能量，而是将能量重新分配给电池组中的其他电池单元。放电时，较强的电池单元会给较弱的电池单元补充能量，从而延长电池单元达到其完全耗尽状态的时间。

## 医疗健康能源存储系统通过高级电池管理延长 30%的使用寿命

电池监控系统是不同市场的基本促进因素。电池在各种应用中都发挥着重要作用，包括在电动汽车领域取得更大的成就，为智能电网储存再生能源。相同和类似的电池技术用于医疗器械，可提高手术的安全性，并在医院自由移动器械。所有这些应用都使用需要精确、高效半导体来进行监控、平衡、保护和通信的电池供电。本文将介绍一流的电池监控系统（包括电池平衡和隔离通信网络）如何利用新锂电池化学的优势。使用创新集成电路可提高可靠性，延长 30% 的电池使用寿命，特别是大规模储能系统。

用于医疗应用的电池需要在通常使用这些电池的所有应用中满足非常高的可靠性、效率和标准，这些应用包括：胸部按压系统等患者便携式系统、医院急诊室设备、供电式医疗车和床、便携式超声设备、远程监控以及市场上的新产品储能系统(ESS)。

储能系统既不与患者直接相连，也不由医生操作。它们是不间断电源(UPS)的升级。UPS 历来被用作最关键应用的备用电源，如急诊室设备、IT 网络关键基础设施。医院的储能系统涵盖越来越多的功能，由新锂电池供电。它们正与医院电网完全集成，从



而带来以下优势:

用于整个设施而不仅仅是一小部分关键设施的完整备用电源，以及停电保护，防止电网的电源/电压质量不良，减少使用应急柴油发电机。借助千兆瓦小时(MWh)规模的 ESS，医院甚至可以在长时间停电的情况下做手术，并且可以参与电网稳定。

电费开支的经济效益。借助 ESS，医院可以直接控制电力使用配置，并减少高功率峰值需求，从而降低水电费。

医院的屋顶通常很大，适用于安装光伏(PV)系统来发电。PV 系统与 ESS 相结合可储存并自用发出的电，同时提供经济效益，减少碳排放量。



图 1. 储能电池单元。

锂基化学现在是各种市场中使用的电池的先进技术，包括汽车市场、工业市场和医疗健康市场。不同类型的锂电池有不同的优势，可更好地满足各种应用和产品设计的电源需求。例如， $\text{LiCoO}_2$ （钴酸锂）具有极高的比能，非常适合便携式产品； $\text{LiMn}_2\text{O}_4$ （锂锰氧化物）的内阻很低，因此充电快，电流放电也大，这意味着它是调峰储能应用的理想选择。 $\text{LiFePO}_4$ （磷酸铁锂）更能承受完全充电状况，并能长时间保持高电压下。这使其成为需要在停电期间工作的大型储能系统的最佳选择。缺点是自放电速率

较高，但这在上述储存实施中无关紧要。

不同应用需求需要各种电池类型。例如，汽车应用需要高可靠性和良好的充电与放电速度，而医疗健康应用需要高峰值电流可持续性，以提高效率和延长寿命。但是，所有这些解决方案的共同点是，各种锂化学组成在标称电压范围内都有非常平坦的放电曲线。而在标准电池中，压降范围为 500mV 至 1V，在高级锂电池中，如磷酸铁锂(LiFePO<sub>4</sub>)或钴酸锂(LiCoO<sub>2</sub>)，放电曲线则显示一个压降范围为 50mV 至 200mV 的平坦区。

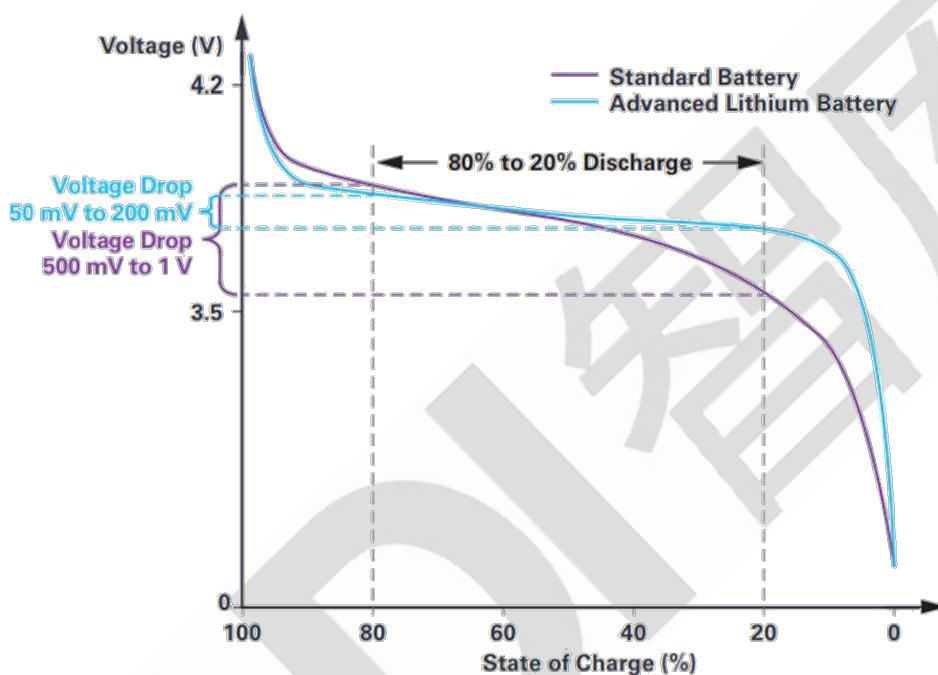


图 2. 锂电池放电曲线。

电压曲线的平坦度在与电池电压轨相连的 IC 的电源管理链中具有巨大优势：可设计 DC-DC 转换器在较小的输入电压范围内在最大效率点工作。从已知  $V_{IN}$  转换为非常接近的  $V_{OUT}$ ，系统的电源链可设计为具有降压和升压转换器的理想占空比，以在所有工作条件下实现 99% 的效率。此外，电池充电器可完美匹配充电电压，并根据稳定的工作电压来确定负载大小，以提高远程监控或患者体内电子产品等最终应用的精度。在旧的化学组成或非平坦放电曲线的情况下，由电池操作的 DC-DC 转换的效率降低，这将导致电池持续时间更短(-20%)，或者当连接到便携式医疗设备时，由于额外的功耗，

需要更频繁地给它们充电。

平坦放电曲线的主要缺点是电池的充电状态(SOC)和健康状态(SOH)额定值更难确定。必须以非常高的精度计算 SOC，以确保电池正确充电和放电。过度充电会带来安全问题，并产生化学降解和短路，导致火灾和气体危害。过度放电可能损坏电池，使电池寿命缩短 50%以上。SOH 提供有关电池性能状态的信息，以帮助防止更换掉好的电池，并在出现问题之前监控坏电池的状态。主微控制器实时分析 SOC 和 SOH 数据，修改充电算法，告知用户电池的电位（例如，在断电情况下，电池是否准备好进行大电流深度放电），以及确保在大型储能系统中，处于不良状态的电池和处于良好状态的电池之间实现最佳平衡，以增加总电池寿命。

通过用陡峭的放电曲线对一个很旧的电池进行数字建模，更容易计算出该电池的充电状态，方式是测量短时间内的压降增量并知道电池电压的绝对值。对于新的锂基电池，进行这种测量所需的精度要高出几个数量级，因为在给定的时间范围内，压降要小得多。

对于 SOH，旧电池放电更快，且可预测性更强：它们的电压放电曲线变得更加陡峭，无法达到目标充电电压。新锂电池将更长时间地保持相同的良好行为，但最终会随着更特殊的行为而降低性能，并且在它们的寿命即将终结或电池即将损坏时快速改变其阻抗和放电曲线。测量温度时必须格外小心，最好是在每一节电池上，将 SOC 和 SOH 算法与这些信息整合，以使它们更准确。

精确且可靠的 SOC 和 SOH 计算在最好的情况下有助于将电池寿命从 10 年延长到 20 年，一般情况下也能使电池寿命增加 30%，包括维护费用后，这会将储能系统的总拥有成本降低 30%以上。再加上更准确的 SOC 信息，就可以避免过度充电或过度放电的情况而导致快速耗尽电池；最大限度地降低短路、火灾和其他危险情况的可能性；帮助使用电池中的所有电量；并使电池能够尽可能以最好、最高效的方式充电。

本文提出的 LTC6813 电池管理解决方案(BMS)可用于便携式超声设备等医疗健康设备、大规模（千兆瓦/小时）储能系统（用于医院、工厂、电网稳定、电动汽车充电基础设施和住宅单元），以及工业机器人和车辆。ADI 技术的便携性在可靠性和安全性方面带来了巨大优势，它设计用于不同的恶劣环境，并且符合从汽车 ASIL 到工业 SIL 的各种功能安全标准（例如，VDEAR2510-2/-50、IECEN61508 等）。

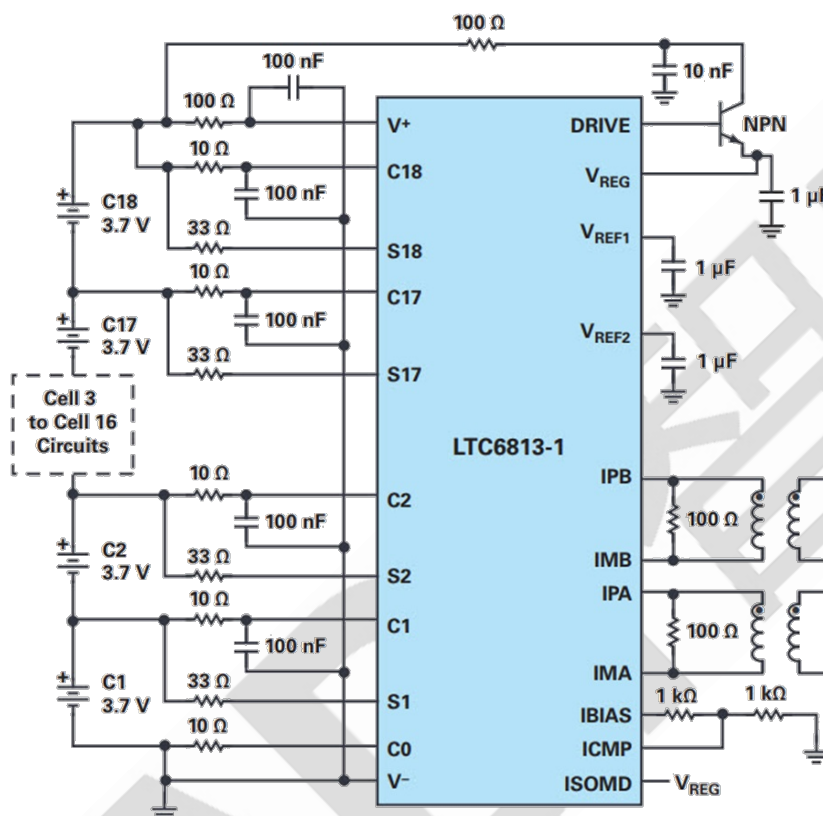


图 3. LTC6813 应用原理图。

一种具有最高效且可靠的电池监控系统的独特新解决方案包含一个 18 单元监控器和平衡 IC 与微控制器到 SPI 从隔离接口的组合。多单元电池堆栈监控器可测量多达 18 个串联的电池单元，总测量误差小于 2.2mV。0V 至 5V 的电池测量范围适合大多数电池化学应用。可在 290μs 内测量所有 18 个电池单元，并选择较低的数据采集速率以便降噪。可将多个堆栈监控器件串联，以便同时监控很长的高压电池串。每个堆栈监控器都具有 isoSPI™ 接口，用于高速、RF 抗扰、远距离通信。多个器件以菊花链形式连接，并为所有器件连接一个主机处理器。该菊花链可双向操作，即使通信路径出错，



也能确保通信完整性。电池堆栈可直接为 IC 供电，也可采用隔离电源为其供电。IC 具有用于每个电池单元的被动式平衡和个别 PWM 占空比控制功能。其他特性包括一个板载 5V 调节器、9 个通用 I/O 线路和睡眠模式（在此模式下，功耗降至 6 $\mu$ A）。

BMS 应用具备短期和长期精度需求，因此使用嵌入式齐纳转换基准电压源而非带隙基准电压源。这能够提供稳定的低漂移(20ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$ )，低温度系数(3ppm/ $^{\circ}\text{C}$ )、低迟滞(20ppm)原边电压基准源以及出色的长期稳定性。这种精度和稳定性至关重要，它是所有后续电池单元测量的基础，这些错误对所获数据的可信度、算法一致性和系统性能会产生累积影响。

虽然高精度基准电压源是确保卓越性能的必要功能，但光凭该功能还不够。模数转换器架构及其操作必须符合电噪声环境要求，这是系统大电流/电压逆变器的脉宽调制(PWM)瞬态特性的结果。准确评估电池的充电状态和工作状态还需要相关的电压、电流和温度测量。

堆栈监控转换器使用  $\Sigma$ - $\Delta$  拓扑结构在系统噪声影响 BMS 性能之前降低噪声，该拓扑由六个用户可选择的滤波器选项辅助来解决噪声环境。通过每次转换使用多次采样的天然特性，以及采用均值滤波功能， $\Sigma$ - $\Delta$  方法降低了电磁干扰(EMI)和其他瞬态噪声的影响。

在任何使用排列为电池单元或模块组的大型电池包的系统中，都不可避免地需要实现电池平衡，例如用于为医院微型电网和子电网供电的大型储能单元。虽然大多数锂电池在首次获取时匹配良好，但会随着老化损失容量。不同电池的老化过程出于多种因素可能各有不同，如电池组温度梯度。使这整个过程加剧的是，超过 SOC 上限工作的电池单元将过早老化，并损失额外容量。这些容量差异以及自放电和负载电流的小差异都会导致电池不平衡。

为了解决电池不平衡问题，堆栈监控器 IC 直接支持被动式平衡（使用用户可设置的计时器）。被动式平衡是在电池充电周期内标准化所有电池的 SOC 的简单、低成本方



法。通过从较低容量的电池中移除电荷，被动式平衡可确保这些较低容量的电池不会过度充电。IC 也可用于控制主动平衡，这是一种更复杂的平衡技术，通过充电或放电循环在电池之间传输电荷。

无论是使用主动方法还是被动方法，电池平衡都依赖于高测量精度。随着测量误差越来越大，系统所建立的操作保护等级也必须增加，因此平衡性能的有效性将受到限制。此外，由于 SOC 范围受到限制，对这些误差的灵敏度也增加了。小于 1.2mV 的总测量误差在电池监控系统的系统级要求范围内。

在储能系统中，要连接所有电池单元，通信环路是必不可少的。该环将来自系统电池的数据传送到基于云的能量管理算法，该算法跟踪充电和放电事件以确定充分利用电池的最佳方式，或者在断电的情况下保持最高容量的电池完全充电。

ADI 的 LTC681x 和 LTC680x 系列代表一流的电池堆栈监控器。18 通道版本为 LTC6813。

T 电池堆栈监控器设备需要与主机通信，在此期间微控制器或处理器计算 SOC 和 SOH 值并调节充电和放电配置。可以进行各种形式的互连，其中隔离通信通道是高电压应用的首选，如储能系统（400V 至 1500V）和具有高容量电池的便携式设备（40V 至 200V）。

内置在 LTC6813 电池堆栈监控器中的 isoSPI 功能，与 LTC6820 isoSPI 通信接口结合使用时，可通过高压屏障实现安全可靠的信息传输。isoSPI 在通过串联电池产生数百伏电压的储能系统中特别有用，串联电池需要全电介质隔离以最大限度地减少对人员的伤害。

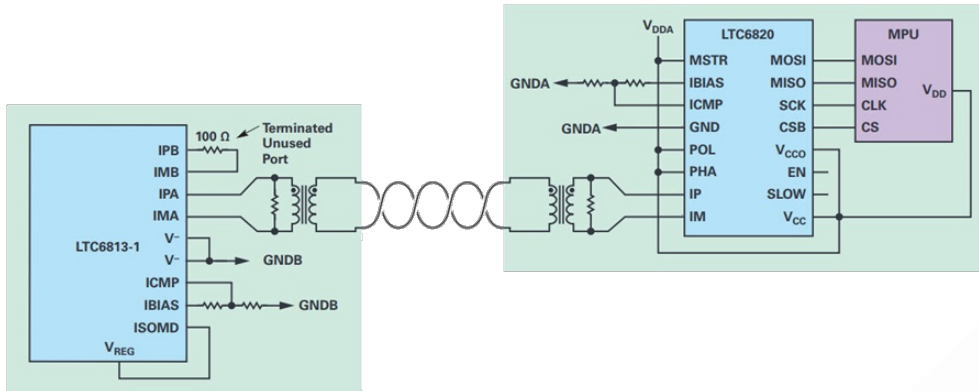


图 4. LTC6813 与 LTC6820 的隔离连接。

在这些使用超过 18 个电池的储存系统中，需要将多个 LTC6813BMS 板连接在一起。下面是多个相同 PCB 的可靠互连，每个 PCB 都包含一个为在菊花链中操作而配置的 LTC6813。微处理器位于单独的 PCB 上。为实现微处理器 PCB 和首个 LTC6813PCB 之间的 2 线隔离，使用了 LTC6820 支持 IC。当只需要一个 LTC6813-1 时，如果第二个 isoSPI 端口（端口 B）正确偏置和端接，则可将其用作单一（非菊花链）器件。

具有平衡和通信功能的电池堆栈监控器的主要设计挑战是创建无噪声 PCB 布局设计，且关键走线远离开关电源等噪声源，向堆栈监控器发出清晰的信号。采用 ADI 解决方案，堆栈监控器出色的准确度和精度有助于优化现有的良好设计。电池将得到有效利用，使用寿命将延长 30%，并且操作更安全。

为了支持客户设计自己的最终产品，ADI 为电池监控设备提供了全系列评估系统和平台，以及满足所有需求的完整版本组合。

## 在不使用数字控制器的情况下，闭合无线充电器接收器和发射器之间的控制环路

### 简介

小尺寸可穿戴设备越来越多地采用无线充电，因为这样无需使用充电线，在设备上也无需配备外露式接口。对于充电电流小于 10mA 的应用，由于功耗很低，因此无需在

无线充电器接收器和发射器之间实施闭环控制。但是，要获得更高的充电电流，就需要发射器根据其接收器的需求，以及两端之间的耦合系数，主动调节其输出功率。否则，接收器可能需要以热量的形式消耗多余的功率，这会影响用户体验，并且可能损害电池性能。无线充电发射器和接收器间的控制回路通常用数字通信的方式来实现闭合，但是数字控制会增加总体设计的复杂性和增大应用的大小。

本文介绍一种方法，可以在不增加接收器电路板上组件数量（和宝贵的整体尺寸）的情况下，闭合接收器和发射器之间的控制环路。我们使用 LTC4125 AutoResonant™发射器和 LTC4124 无线锂离子充电器接收器来构建闭环控制无线充电器原型，以演示此理念。

### 搭建带占空比控制输入的 AutoResonant 发射器

LTC4125 是一款单芯片全桥 AutoResonant 无线功率发射器，用于最大限度提高接收器可用功率，提升整体效率，并为无线充电系统提供全面保护。

LTC4125 采用 AutoResonant 转换器来驱动串联 LC 谐振电路；该谐振电路由发射线圈 ( $L_{TX}$ ) 和谐振电容 ( $C_{TX}$ ) 组成。AutoResonant 驱动器使用电流过零检测器，使其驱动频率与 LC 谐振电路的谐振频率一致。SW1 和 SW2 引脚是 LTC4125 内部两个半桥的输出。当 SWx 引脚检测到其输出电流的方向是从负极过零位到正极时，SWx 与  $V_{IN}$  导通，占空比与其对应的 PTHx 引脚电压成比例。当 SWx 引脚与  $V_{IN}$  导通时，流经发射器谐振电路的电流增加。因此，每个电桥驱动器的占空比控制发射端谐振电路电流的幅值，电流幅值与发射功率成比例。图 1 所示为占空比低于 50% 的谐振电路电流和电压波形。谐振电路电流幅值的绝对值由总体电路阻抗决定，包括来自无线接收器的折算负载阻抗。

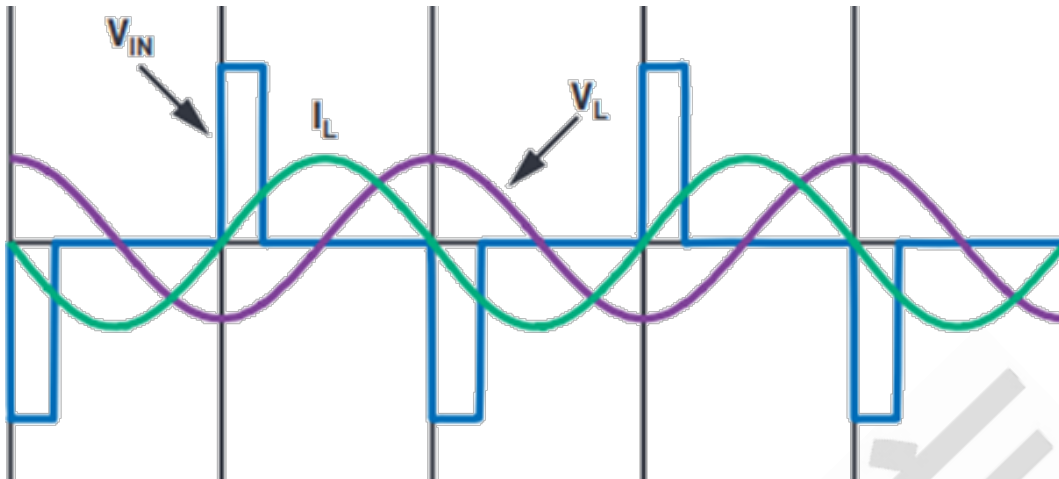


图 1. 占空比低于 50%、具有方波输入的 AutoResonantLC 电路电压和电流波形。

在传统工作模式下，LTC4125 使用内部 5 位 DAC 来扫描 SWx 占空比；该 DAC 设置 PTHx 电压以搜索有效负载。如果 FB 引脚出现某种形式的电压变化，扫描将停止，占空比在可调节的扫描周期内（一般设置为约 3 到 5 秒）保持不变。然后，开始新扫描周期，重复上述相同步骤。如果负载条件在扫描周期内发生变化，LTC4125 会在下一个扫描周期开始时做出响应。

为了形成闭环，电桥驱动器的发射功率应根据控制输入来调节。LTC4125 具备多项特性，其中 PTHx 引脚不仅可用于指示电桥驱动器占空比，还可作为输入驱动，以设置占空比。芯片内部 5 位 DAC 使用内部上拉电阻来设置 PTHx 引脚的电压目标值。但是，如图 2 所示，可将外部下拉电阻与 FET 串联，用于使 PTHx 引脚上的电容放电，从而降低 PTHx 引脚的平均电压。这个下拉 FET 栅级的 PWM 信号占空比可以控制 PTHx 引脚的平均电压，从而控制输出功率。

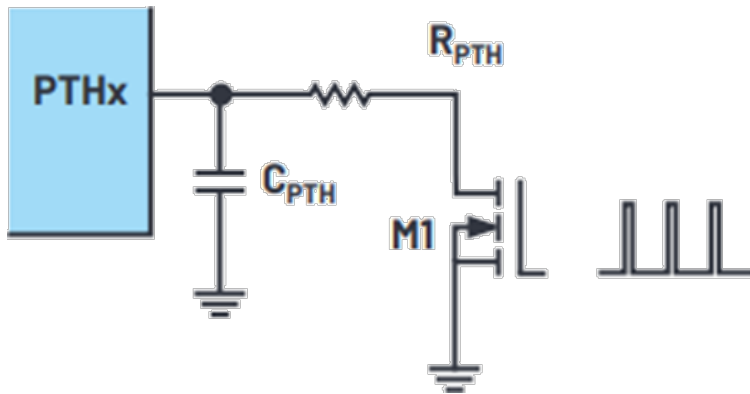


图 2. PTHx 受 PWM 输入信号控制。

LTC4125 旨在为合适的接收器提供超过 5W 的功率。与 LTC4124 接收器配对时，可通过停用其中一个半桥驱动器来降低发射功率。这可以通过让 SW2 引脚保持开路，让 PTH2 短接至 GND 来实现。然后，可以在 SW1 引脚和 GND 之间连接发射谐振电路。这样 LTC4125 就成为半桥发射器，可以在 PTH1 引脚上实现更低的增益，提高 PTH1 引脚有效控制电压的范围。

### 使用 LTC4124 从无线充电器接收器生成反馈信号

LTC4124 是一款高度集成的 100mA 无线锂离子充电器，专为空间受限的应用而设计。它包含一个高效的无线电源管理器、一个引脚可编程的全功能线性电池充电器以及一个理想的二极管 PowerPath™ 控制器。

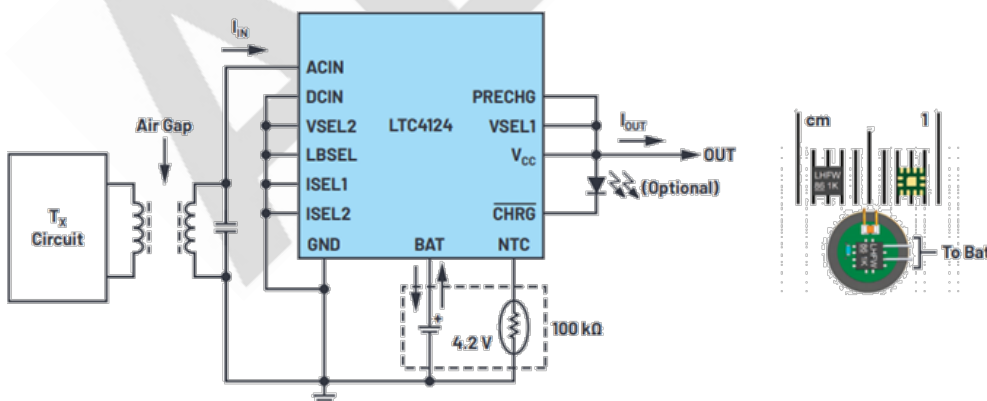


图 3. 在 6mm 应用电路板上使用 LTC4124 的完整无线电池充电器解决方案。

LTC4124 中的无线电源管理器通过 ACIN 引脚连接至并联谐振电路，从而允许线性充电



器从发射线圈产生的交变磁场无线接收电源。当 LTC4124 接收的电能超过以设定速率为电池充电所需的电能时，多余的电能将对  $V_{CC}$  引脚上的线性充电器的输入电容充电。当  $V_{CC}$  引脚电压升高至电池电压  $V_{BAT} + 1.05V$  时，无线电源管理器将接收器谐振电路分流至地，直到  $V_{CC}$  降低至  $V_{BAT} + 0.85V$ 。这样，线性充电器将非常高效，因为其输入始终恰好高于其输出。

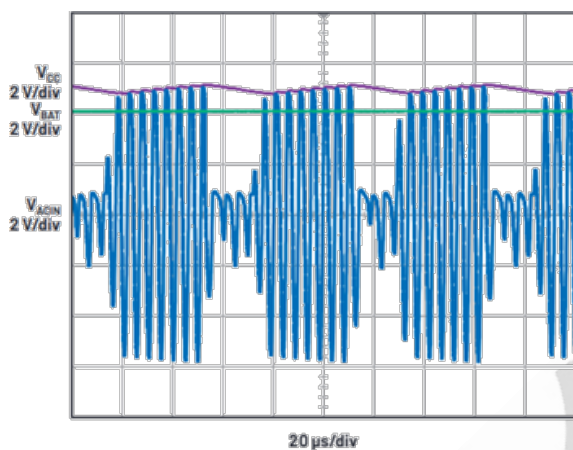


图 4. LTC4124 接收器的交流输入整流和直流轨电压调节。

LTC4124 将接收器谐振电路分流至地也会降低发射谐振电路上的折算负载阻抗，导致发射谐振电路的电流和电压幅度上升。因为分流意味着接收器已从发射器获得足够功率，所以发射器谐振电路峰值电压升高可以用作发射器调节其输出功率的反馈信号。

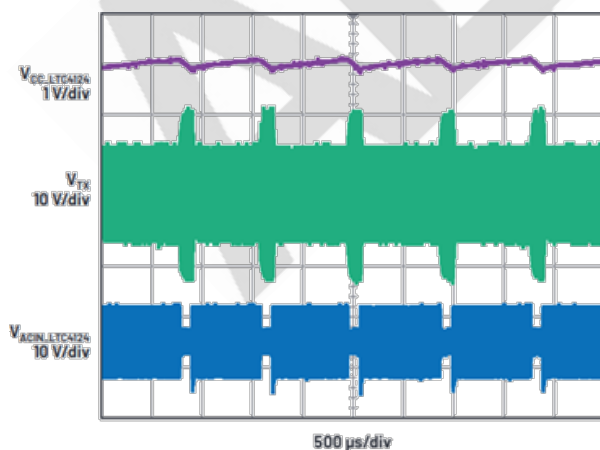


图 5. TLTC4124 接收器分流期间的发射电路电压(VTX)升高。

## 解调反馈信号并闭合控制环路

谐振发射器一侧得到接收器的反馈信号后，需要将反馈信号进行转换，并馈送至发射器的控制输入，以闭合控制环路。如图 6 所示，峰值电路电压信号可从由二极管和电容  $C_{FB1}$  构成的半波整流器获取。此电压信号由电阻  $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$  进一步分压。为了检测峰值电压的变化，使用由电阻( $R_{AVG}$ )和电容( $C_{AVG}$ )构成的低通滤波器来过滤峰值电压信号，以得到电压信号的均值。通过比较这个均值信号和原始峰值电压信号，可生成方波脉冲。然后，将这个脉冲馈送至 LTC4125 的占空比控制输入，即可实现发射器输出功率的调节。

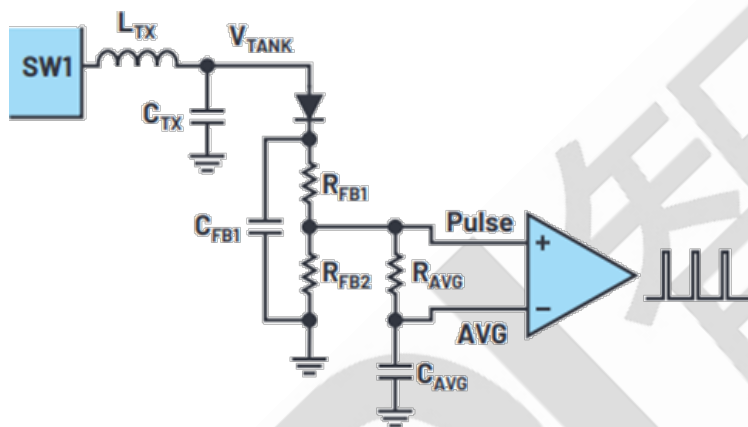


图 6. 发射器一侧的反馈信号解调电路。

当接收器未获取足够电能时，LTC4125 应增加其输出功率。这可以通过为 PTHx 引脚设置内部电压目标来实现。内部电压目标可通过 PTHM 引脚设置，它在开始 LTC4125 搜索周期之前设置了初始 5 位 DAC 电压电平。可以在 IMON 引脚连接 1V 基准电压以禁用搜索，使得 PTHx 引脚目标电压在运行期间始终保持初始值。如果 LTC4124 接收器需要更多功率，分流会停止，给 PTHx 放电的 FET 将不会导通。LTC4125 将以内部电压目标为基准，对 PTHx 电压充电，直至 LTC4124 接收到足够功率来启用分流。

当接收器在应用中最糟糕的耦合系数位置，输出预设的最大充电电流时，通过测量 PTHx 电压可以确定所需的最大发射功率。设置 PTHM 引脚电压时，应满足最大发射功率要求。

## 基于 LTC4124 和 LTC4125 的闭环控制无线充电器的特性和性能

图 7 所示为基于 LTC4125 的闭环控制发射器和基于 LTC4124 的 100mA 接收器的完整示意图。如图所示，接收器一侧所需的组件数量极少，从而可以降低成本，缩减接收器尺寸。与 LTC4125 典型应用相比，发射器一侧只需增加几个额外组件即可实现闭环控制。LTC4125 的大部分特性都得以保留，包括 AutoResonant 开关、多种异物检测方法、过温保护和谐振电路过压保护。有关这些特性的详情，请参考 LTC4125 数据手册。

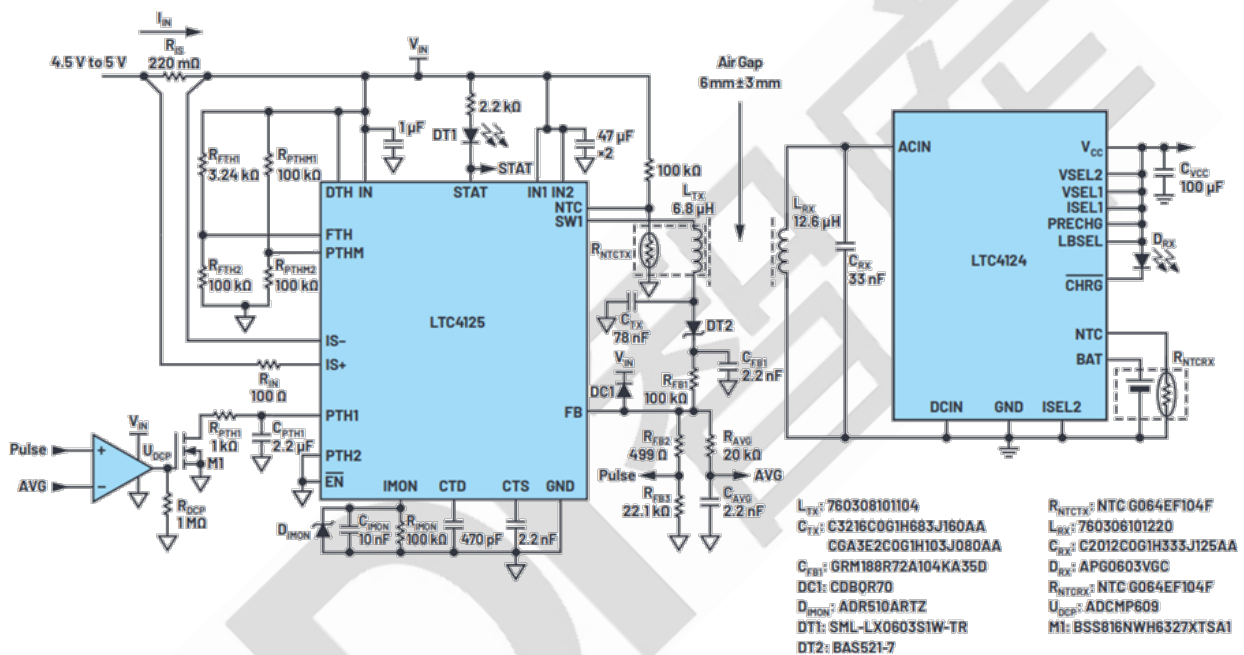


图 7. 100mALTC4124 充电器接收器与 LTC4125AutoResonant 闭环控制发射器配对。

基于 LTC4125 的闭环无线发射器可以动态调节其输出功率，以匹配接收器的功率要求。

图 8 显示了在接收器线圈偏离发射器线圈中心，然后快速回到原始位置时，这款无线充电器的响应。LTC4125 发射器的输出功率由峰值发射电路电压  $V_{TX\_PEAK}$  表示，它会对两个线圈之间的耦合系数变化做出平稳响应，以使充电电流保持恒定不变。

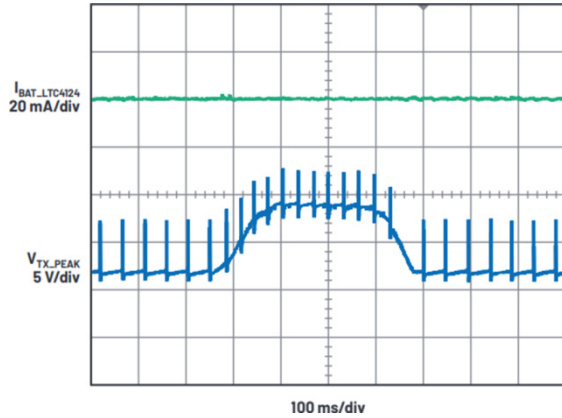


图 8. 基于 LTC4124 和 LTC4125 的闭环无线充电器会响应发射器和接收器之间耦合系数的突然变化。

在充电电流瞬态上升期间，LTC4124 分流停止，允许 LTC4125 从内部为其 PTH1 引脚充电。因此，LTC4125 会增加其半桥驱动器占空比，以提高发射功率。一旦发射功率足够高，使 LTC4124 能够调节其充电电流，就会恢复分流，占空比则保持在效能最佳水平。在充电电流瞬态降低期间，LTC4124 会更频繁地分流。LTC4125 的外部电路使其 PTH1 引脚上的电容快速放电，以降低占空比，并降低 LTC4125 的发射功率。

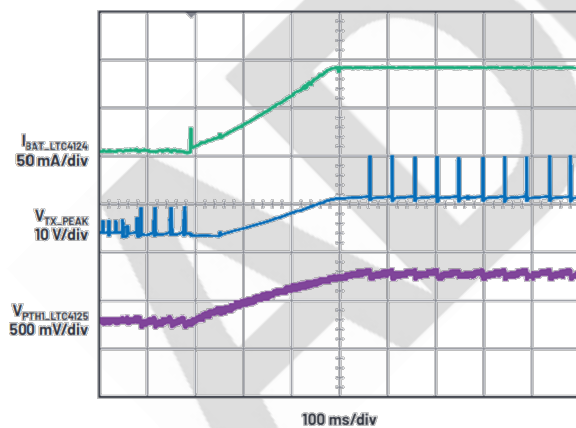


图 9. 基于 LTC4124 和 LTC4125 的闭环无线充电器会响应充电电流上升。

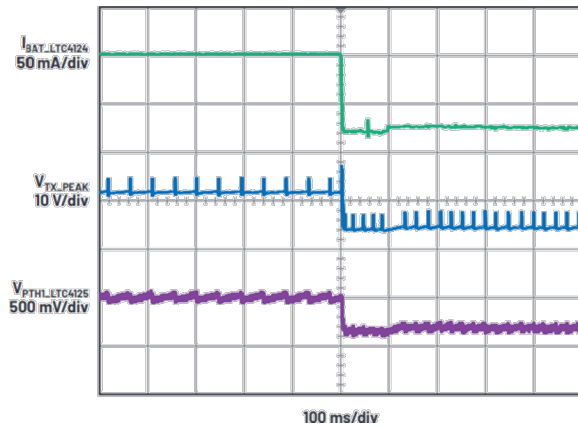


图 10. 基于 LTC4124 和 LTC4125 的闭环无线充电器会响应充电电流下降。

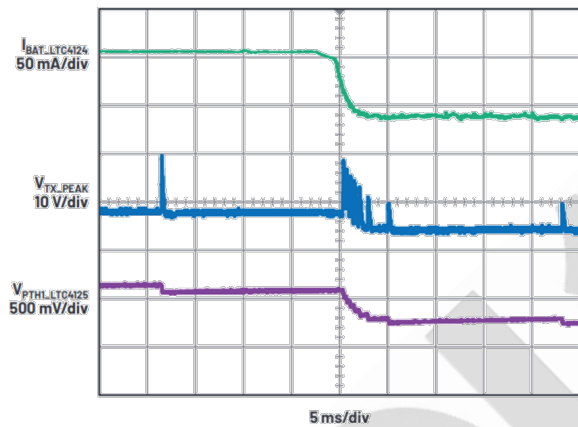


图 11. 放大波形，用于显示图 10 所示的瞬变详情。

因为发射功率始终匹配接收器的需求，所以与无闭环控制的基于 LTC4124 和 LTC4125 的无线充电器典型配置相比，整体效率得到大幅提高。由于没有采用 LTC4125 原本的最佳功率搜索模式，因而不产生 DAC 的步进效应，该配置的效率曲线更加平稳。由于功率损耗大幅降低，所以 LTC4124 充电器和电池在整个充电期间始终保持接近室温的状态。



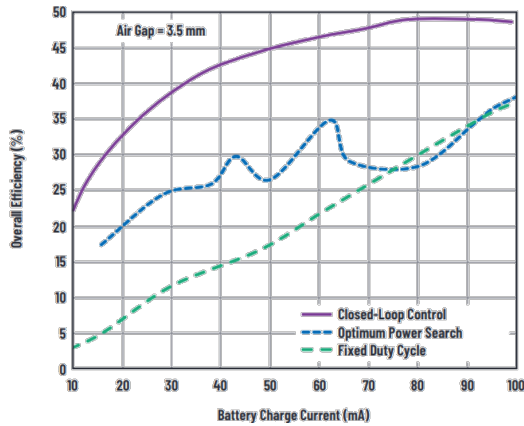


图 12. 基于 LTC4125 和 LTC4124 的无线充电器多种配置在 3.5mm 气隙下的效率。

## 结论

LTC4125 可以配置为带控制输入的功率可调发射器。通过 LTC4124 无线充电器接收器分流可以为发射器提供反馈信号。通过半波整流器、分压器、低通滤波器和比较器，可对反馈信号进行解调。将处理后的信号馈送至基于 LTC4125 的功率可调发射器中，以闭合控制环路。我们已构建了原型，用于验证此概念。此原型能够对耦合系数和充电电流的变化做出快速平稳的响应。通过这种方法，最终用户将接收器放置在发射器上方时，可以允许更大偏差，无需担心接收器是否能够获取所需的功率。此外，这种闭环方法可以让发射器输出功率始终匹配接收器的功率需求，从而提高了整体效率，使整个充电周期更加安全可靠。

## 即使电池单元老化，也能最大化汽车电池包的运行时间

由串联连接、高能量密度、高功率的锂聚合物或磷酸铁锂(LiFePO<sub>4</sub>)电池单元组成的大电池包，广泛用于从纯电动车辆 (EV 或 BEV)、油电混合动力车辆(HEV)、插电式混合动力车辆(PHEV)到能源存储系统(ESS)的各类应用中。特别是电动汽车市场，预计会对大型串联/并联电池单元阵列产生巨大需求。2016 年全球 PHEV 汽车销量为 77.5 万辆，预计 2017 年销量为 113 万辆。尽管对大容量电池单元的需求不断增长，电池价格仍然相当高，构成 EV 或 PHEV 中价格最高的组件，支持续航小几百公里的电池价格

通常在 10,000 美元左右。高成本可以通过使用低成本/翻新的电池单元来化解，但此类电池单元也将具有更大的容量不匹配性，进而减少单次充电后的可用运行时间或可行驶距离。即便是较高成本、较高质量的电池单元，重复使用后也会老化且不匹配。提高具有不匹配电池单元的电池包容量有两种办法：一种是从一开始就使用更大的电池，但这样做的性价比不高；另一种是使用主动均衡，这是一种新技术，可以恢复电池包中的电池容量，快速增强动力。

### 全串联电池单元需要均衡

当电池包中的每个电池单元具有相同的充电状态(SoC)时，我们说电池包中的电池单元是均衡的。SoC 是指当电池充电和放电时，单个电池的当前剩余容量相对于其最大容量的比例。例如，一个 10 安时的电池单元若有 5 安时的剩余容量，则其 SoC 为 50%。所有电池单元都必须保持在某一 SoC 范围内，以避免损坏电池或缩短寿命。SoC 的允许最小和最大值因应用而异。在电池运行时间至关重要的应用中，所有电池单元可以在 20%的最小 SoC 和 100%的最大 SoC（或满电状态）之间工作。需要最长电池寿命的应用可能会将 SoC 范围限制在最小 30%到最大 70%之间。这些是电动汽车和电网储存系统的典型 SoC 限制，它们使用非常大且昂贵的电池，更换成本极高。电池管理系统(BMS)的主要作用是严密监控电池包中的所有单元，确保没有任何电池单元充电或放电超出该应用的最小和最大 SoC 限值。

对于串联/并联电池单元阵列，一般可以认为并联连接的电池单元彼此之间会自动均衡。也就是说，随着时间推移，只要电池单元端子之间存在导电路径，并联连接的电池单元之间的充电状态就会自动均衡。同样可以认为，串联连接的电池单元的充电状态会随着时间推移而出现差异，原因有多方面。整个电池包中的温度梯度、阻抗、自放电速率或各电池单元负载之间的差异，可能导致 SoC 逐渐变化。尽管电池包充电和放电电流有助于使这些电池单元间差异变小，但除非周期性地均衡电池单元，否则累积的不匹配性将会有增无减。补偿电池单元的 SoC 渐变是均衡串联电池的最基本原则。

因。通常情况下，被动或耗散均衡方案足以重新均衡电池包中容量接近的电池单元的 SoC。

如图 1a 所示，被动均衡既简单又便宜。然而，被动均衡也非常缓慢，会在电池包内部产生有害的热量，均衡结果是将所有电池单元的剩余容量减少到与电池包中 SoC 最低的电池单元一致。此外，被动均衡缺乏能力有效解决另一种常见现象——容量不匹配引起的 SoC 误差。所有电池单元在老化时都会损失容量，损失速率往往不同，原因类似于串联电池单元的充电状态随着时间推移而出现差异。电池包电流均等地流入和流出所有串联电池单元，因此电池包的可用容量取决于电池包中容量最低的电池单元。只有图 1b 和图 1c 所示的主动均衡方法可以让电荷在整个电池包中重新分配，补偿电池单元间不匹配所造成的容量损失。

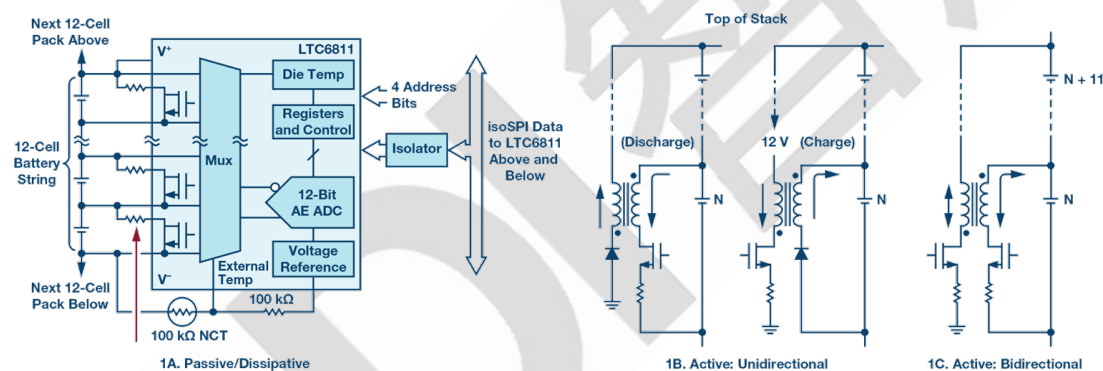


图 1. 电池单元均衡典型拓扑结构。

### 电池单元间不匹配会显著缩短运行时间

电池单元间的容量或 SoC 不匹配可能会严重降低电池包可用容量，除非均衡电池单元。为使电池包容量最大化，要求在电池包充电和放电期间，电池单元是均衡的。在图 2 所示的例子中，一个 10 单元串联电池包由（标称）100 安时电池单元组成，最小容量单元与最大容量单元的容量误差为  $\pm 10\%$ ，对该电池包充电和放电，直至达到预定 SoC 限值。如果 SoC 值限制在 30% 和 70% 之间，并且不进行均衡，则经过一次完全充电/放电循环之后，电池包可用容量相对于理论可用容量减少 25%。被动均衡理论上可

以在电池包充电阶段均衡各电池单元的 SoC，但在放电期间，无法阻止第 10 个单元先于其他单元达到 30% 的 SoC 水平。即使在电池包充电期间进行被动均衡，在电池包放电期间也会损失可观的容量（不可用）。只有主动均衡解决方案才能恢复容量，在电池包放电期间将电荷从高 SoC 单元重新分配给低 SoC 单元。

### No Active Balancing (30% to 70% SoC Limits)

| Cell #         | Initial         |         | Post-Discharge  |         | Post-Discharge  |         |
|----------------|-----------------|---------|-----------------|---------|-----------------|---------|
|                | Capacity (A/hr) | SoC (%) | Capacity (A/hr) | SoC (%) | Capacity (A/hr) | SoC (%) |
| 1              | 110             | 100     | 47              | 43      | 77              | 70      |
| 2              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 3              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 4              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 5              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 6              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 7              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 8              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 9              | 100             | 100     | 37              | 37      | 67              | 67      |
| 10             | 90              | 100     | 27              | 30      | 57              | 63      |
| Stack Capacity | 1000            |         | 370             |         | 670             |         |

Usable Stack Capacity: 670 A/hr to 370 A/hr = 300 A/hr  
 (75% of 400 A/hr Theoretical Max Capacity → 100 A/hr lost)

图 2. 电池单元间不匹配导致电池包容量损失的例子。

图 3 显示了使用理想主动均衡功能可以 100% 恢复因电池单元间不匹配而导致的容量损失。在稳态使用期间，当电池包从 70% SoC 的完全充电状态放电时，必须从第 1 个单元（最高容量电池单元）中取出存储的电荷并转移到第 10 个单元（最低容量电池单元），否则第 10 个单元会先于其他单元达到最小 30% 的 SoC 点，导致电池包必须停止放电以防寿命进一步缩短。类似地，在充电阶段必须将电荷从第 10 个单元中移除，重新分配到第 1 个单元，否则第 10 个单元会率先达到 70% 的 SoC 上限，导致充电周期必须停止。在电池包使用寿命中的某个时间点，电池单元老化的差异将不可避免地造成电池单元之间的容量不匹配。只有主动均衡解决方案才能恢复容量，根据需要将电荷从高 SoC 单元重新分配给低 SoC 单元。为在电池包使用寿命期间实现最大容量，需

要通过主动均衡解决方案来给单个电池单元有效充电和放电，以使整个电池包维持 SoC 均衡。

### 100% Efficient (30% to 70% SoC Limits)

| Cell #         | Initial         |         | Post-Discharge  |         | Post-Discharge  |         |
|----------------|-----------------|---------|-----------------|---------|-----------------|---------|
|                | Capacity (A/hr) | SoC (%) | Capacity (A/hr) | SoC (%) | Capacity (A/hr) | SoC (%) |
| 1              | 110             | 100     | 33              | 30      | 77              | 70      |
| 2              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 3              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 4              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 5              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 6              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 7              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 8              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 9              | 100             | 100     | 30              | 30      | 70              | 70      |
| 10             | 90              | 100     | 27              | 30      | 63              | 70      |
| Stack Capacity | 1000            |         | 370             |         | 700             |         |

**Usable Stack Capacity: 700 A/hr to 370 A/hr = 400 A/hr  
(100% of 400 A/hr Theoretical Max Capacity)**

图 3. 理想主动均衡实现容量恢复。

### 高效率、双向均衡提供最高容量恢复

LTC3300-2 (见图 4) 是专为满足高性能主动均衡需求而设计的新产品。高效率、双向、主动均衡控制 ICLTC3300-2 是高性能 BMS 系统的关键组成部分。每个 IC 可以同时均衡多达 6 个串联连接的锂离子或磷酸铁锂电池单元。



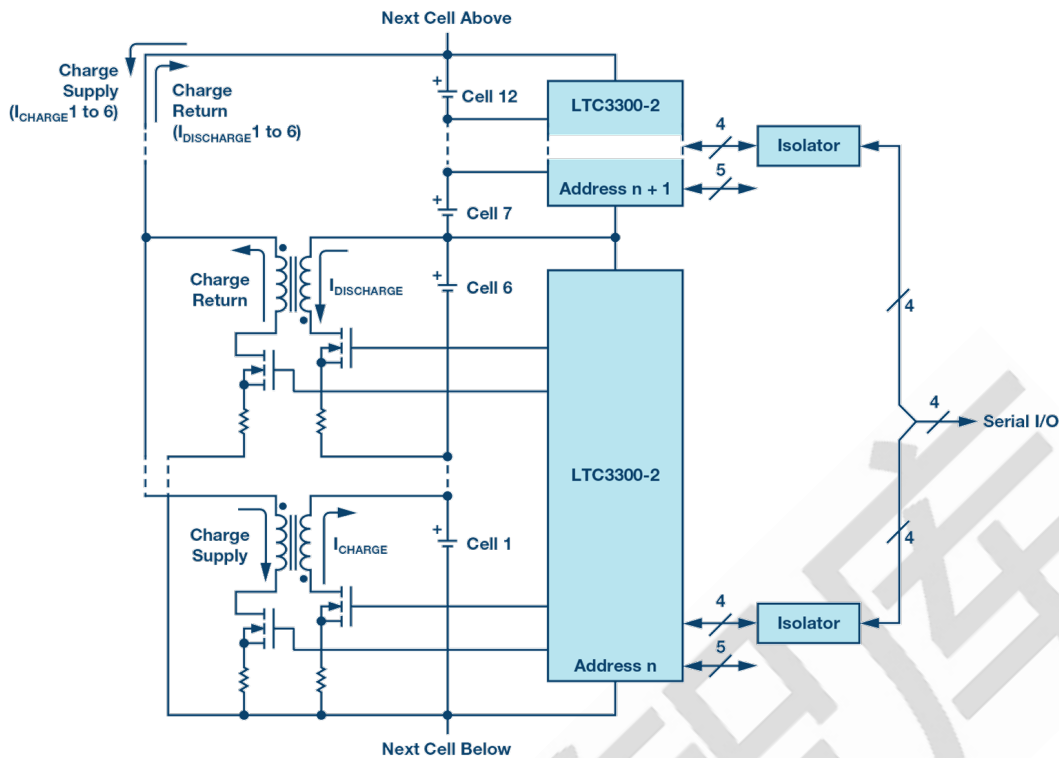


图 4. LTC3300-2 高效率、双向、多电池单元主动均衡器。

通过在选定电池单元和一个由多达 12 个或更多相邻电池单元组成的子电池包之间重新分配电荷来实现 SoC 均衡。均衡决策和均衡算法必须由另外的电芯监控器件和控制 LTC3300-2 的系统处理器来处理。电池单元放电时，电荷从选定电池单元重新分配到整组相邻电池单元（12 个或更多）。类似地，电池单元充电时，电荷从整组相邻电池单元（12 个或更多）转移到选定电池单元。所有均衡器可以沿任一方向同时工作，以尽量缩短电池包均衡时间。LTC3300-2 有一个兼容 SPI 总线的串行端口。器件可以利用数字隔离器并联连接。多个器件由 A0 到 A4 引脚来确定器件地址唯一标识。LTC3300-2 的串行接口由 4 个引脚组成：CSBI、SCKI、SDI 和 SDO。如果需要，SDO 和 SDI 引脚可以连接在一起，形成单个双向端口。5 个地址引脚（A0 到 A4）设置器件地址。所有与串行通信相关的引脚都是电压模式，其电平以 VREG 和 V-电源为基准。

LTC3300-2 中的每个均衡器都使用非隔离边界模式同步反激式功率级，以实现每个电池单元的高效充电和放电。6 个均衡器各自都需要自己的变压器。每个变压器的原边连

接在要均衡的电池单元两端，副边连接在 12 个或更多的相邻电池单元上，包括要均衡的电池单元。副边的电池单元数量仅受外部器件的击穿电压限制。电池单元的充电和放电电流由外部检测电阻结合相应的外部开关和变压器调整来设置，最高达到 10A 以上。高效率是通过同步操作和适当的器件选择来实现的。各均衡器通过 BMS 系统处理器使能，并且保持使能状态，直到 BMS 命令均衡停止或检测到故障状态。

## 均衡器效率问题

电池包面临的最大克星之一是热量。高环境温度会让电池寿命和性能迅速降低。遗憾的是，在大电流电池系统中，为了延长运行时间或实现电池包快速充电，均衡电流也必须很大。均衡器效率低下会导致电池系统内部产生有害的热量，必须通过减少给定时间内可运行的均衡器数量或昂贵的散热方法来解决。如图 5 所示，LTC3300-2 在充电和放电方向均实现 90% 以上的效率，相对于均衡器功耗相同但效率为 80% 的解决方案，前者的均衡电流可以增加一倍以上。此外，更高的均衡器效率会产生更有效的电荷再分配，进而实现更有效的容量恢复和更快的充电。

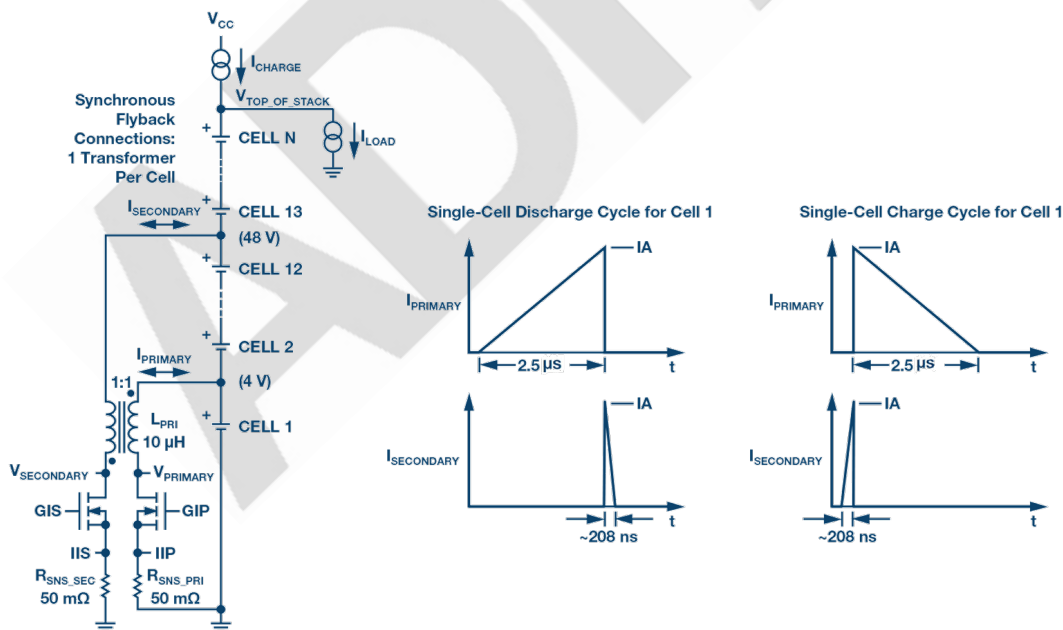


图 5. LTC3300-2 功率级性能。

## 结论

诸如 EV、PHEV 和 ESS 之类的新应用正在迅速增多。消费者始终期望电池使用寿命长，运行可靠，无性能损失。无论使用电池还是汽油作为动力，人们都要求汽车能运行五年以上没有任何明显的性能下降。对 EV 或 PHEV 而言，性能等同于电池动力支持的可行驶距离。EV 和 PHEV 供应商不仅要提供高电池性能，还要提供数年的包括最短行驶距离的保修服务，以保持竞争力。随着电动汽车的数量和行驶时间的不断增长，电池包内无规律的电池单元老化正在成为一个长期问题，这也是运行时间缩短的主要原因。串联连接的电池运行时间总是受到电池包中最低容量电池单元的限制。一个较弱的电池单元就能拖累整个电池包。对于车辆供应商，由于行驶距离不足而更换或翻新保修期内的电池是非常不划算的。为防止此类代价巨大的事件发生，可以为每个单元使用更大、更昂贵的电池，或者采用 LTC3300-2 等高性能主动均衡器来补偿电池单元不均匀老化引起的单元间容量不匹配问题。LTC3300-2 可以让严重不匹配的电池包拥有与电池单元完全匹配且平均容量相同的电池包不相上下的运行时间。

## 通用电池充电器

设计电池充电器的第一步是从众多可用解决方案中选择电池充电器 IC。为了做出明智的决定，设计团队首先必须明确定义电池参数（化学组成、电池单元数量等）和输入参数（太阳能、USB 等）。然后，团队必须搜索符合输入和输出参数的充电器，比较大量的数据手册，以确定最佳解决方案。方案选择的过程应允许团队为应用选择最佳解决方案，当然一旦设计参数发生改变，则需重新回到数据手册比较。

如果可以完全跳过此步骤会怎么样呢？如果设计人员能够专注于应用解决方案，将电池充电器 IC 视为一个黑匣子，在真正需要生成一个可行的解决方案时才放入实际的 IC，那该多好啊。到那时，无论基本设计参数如何，设计人员只需要从现成产品中选取一个通用电池充电器 IC 即可。即使应用参数发生变化（输入切换、电池类型改变等），现成的电池充电器 IC 仍然适用。无需重新额外搜索数据手册。

我们通过评估两个截然不同的电池充电器来说明这个问题：

- 设计团队 A 的任务是设计一个电池充电器，该产品需要太阳能面板输入并为铅酸电池充电。充电器必须是独立的（没有微控制器），但应该具有足够的多样性，可以支持几种不同的太阳能面板型号。他们有一周的时间来完成原理图设计。
- 设计团队 B 有一个更复杂的充电器项目。他们的设计采用一个 5VUSB 电源，为一节锂离子电池充电，电流为 1.3A，每节电池的端电压为 4.1V。他们希望在 47°C 以上时，每节电池的充电电压降至 4V、电流为 0.5A，并且在超过 72°C 时，充电停止。系统中的微控制器需要知道电池的电压、电流、温度和健康状况。他们也是只有一周的时间完成原理图设计。

事实证明，两个设计团队都可以使用相同的电池充电器 IC，而且该器件可以说是两个应用的最佳选择。

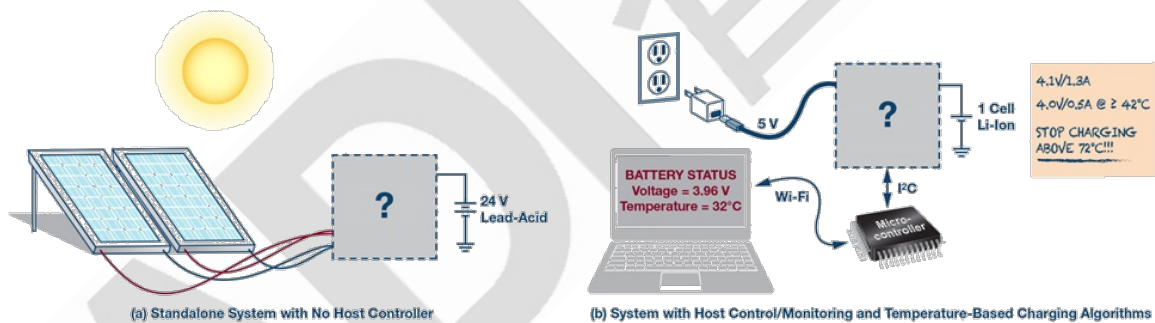


图 1. 适合什么样的充电器？这是两个截然不同的电池充电系统：它们可以使用同样的充电器 IC 吗？

## 好产品、小尺寸

LTC416235V/3.2A 单芯片降压充电器设计简单、功能多样。LTC4162 既可以独立工作，也可以与主控制器一起工作，可提供从基本到复杂的解决方案。功能齐全的 I<sup>2</sup>C 遥测系统让用户可以有选择性地监控电池，并可根据电池型号实现自定义充电参数。真正的最大功率点跟踪(MPPT)算法允许充电器针对任何高阻抗源（如太阳能面板）进行

优化运行。充电算法根据选择的电池化学组成量身定制：锂离子、LiFePO<sub>4</sub> 或铅酸。

这些功能整合在一个 4mm × 5mm QFN 封装中，典型解决方案的尺寸约为 1cm × 2cm。

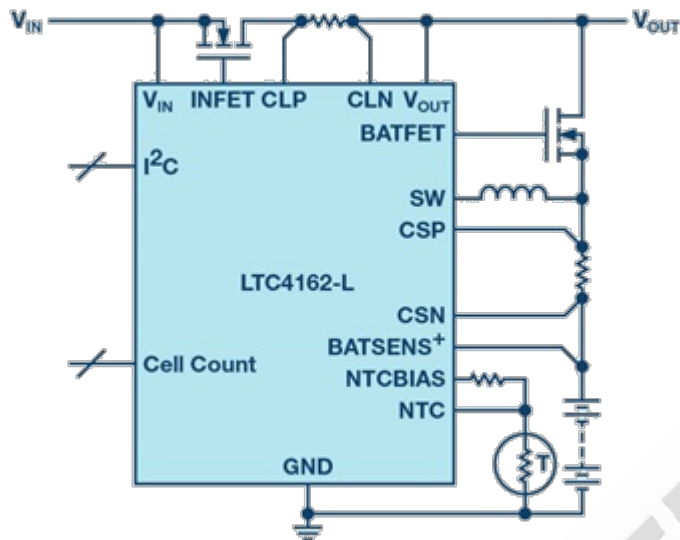


图 2. LTC4162 的应用电路非常简单，就如同一个功能齐全的开关电池充电器。

### 感受大功率!

千万不要因为小尺寸而小看它。即使只使用集成开关 FET，LTC4162 也可以支持 60W 以上的充电功率。LTC4162 可利用芯片温度的内部热量自监控功能调节充电电流，因此，即使在最热的环境或最小的外壳中也从来不会发生过热现象。

PowerPath™ FET (INFET 和 BATFET) 确保系统负载( $V_{OUT}$ )在有输入电压( $V_{IN}$ )时，始终由  $V_{IN}$  供电；如果没有  $V_{IN}$ ，则由电池供电。使用外部 N 通道 FET 能够实现低损耗路径，并且不会限制可传递到负载的电流。

### 遥测和控制

虽然 LTC4162 可以在没有主控制器的情况下运行，但通过 I<sup>2</sup>C 端口仍然可以监控和控制充电的许多方面。片内遥测系统实时读取系统与电池电压和电流。可以设置各种限值和警报，在测量值满足某个可配置阈值或进入特定充电状态时通知主控制器。例如，当电池电压降至某个下限值时，常见的设计功能是进入低功耗模式。但是



LTC4162 不需要微控制器不断轮询电池电压，而是可以进行监控，并在达到这个限值时通知主控制器。此时，主机可以关闭主负载并进入低功耗状态。

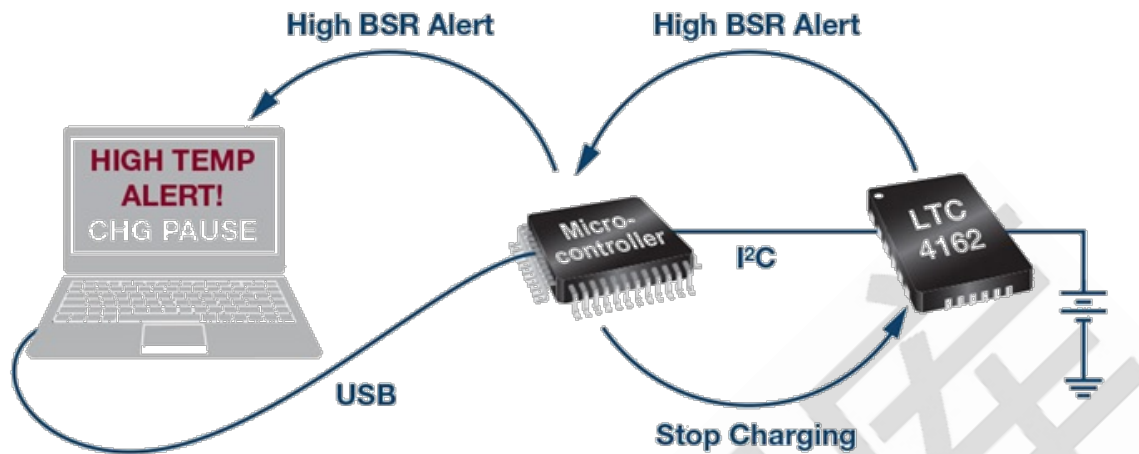


图 3. LTC4162 的集成遥测系统几乎可以满足任何监控和警报要求。

遥测系统还能测量电池串联电阻(BSR)，将其作为电池健康状况的指标。可将 BSR 测量设置为自动运行，并且可以配置警报，在 BSR 超出自定义的上限值时通知主控制器，此时，主机可以向用户发出需要更换电池的信号。

当输入电源不可用并且系统由电池供电时，LTC4162 会自动关闭遥测系统以延长电池寿命。如果仍需要测量，遥测系统可以通过 I2C 命令强制执行，此时，它进入速率较慢的低功耗遥测模式，每 5 秒测量一次。如若需要，可以随时将遥测速率设置为高速 11ms/读取速率。

### 这里变得越来越热

LTC4162 可实现温度调节型可定制充电器。对于锂基化学组成（锂离子和  $\text{LiFePO}_4$ ），LTC4162 可采用 JEITA 温控充电。JEITA 规范允许用户设置定制温度范围，在此温度范围中以自定义的电池充电电压和电流为电池充电。这也使设计人员可以决定电池应停止充电的高温和低温。默认的 JEITA 设置适用于多种电池，无需主机处理器干预，而这一功能使 LTC4162 能够满足任何电池的温度曲线要求。

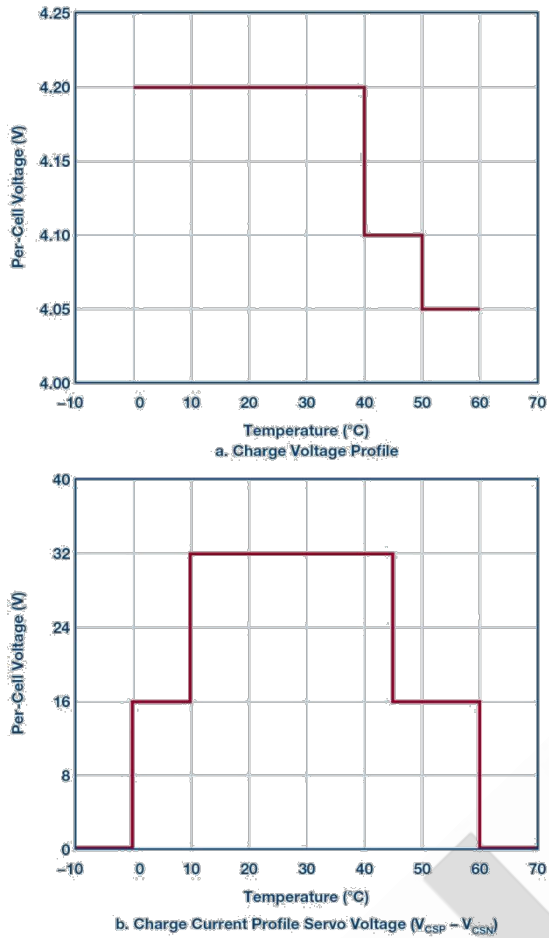


图 4. 默认的锂离子电池 JEITA 曲线。

类似地，对于铅酸电池而言，温度补偿算法随着温度的升高会线性降低每个充电阶段的目标电压。这些电压可以通过 I<sup>2</sup>C 命令进行失调设置，仅需改变热敏电阻即可修改补偿斜率。

### MPPT 和输入调节

为了简单起见，许多太阳能电池板的稳压电路将最大功率点电压设定为恒定值。在现实中， $V_{MPP}$  随光照漂移，并且部分遮挡的太阳能面板可能有多个功率峰值。通过扫描与其输入电源相连的面板的整个电压范围，LTC4162 先进的最大功率点跟踪(MPPT)算法可以考虑所有变量的影响，始终能设定在最大功率点。除了偶尔扫描太阳能面板的范围外，LTC4162 还对输入调节电压进行抖动调整，以不断发现  $V_{MPP}$  的微小变化。这些功能无需自定义编程，所以无需修改充电器即可切换面板。

输入调节的优势还可延伸至太阳能面板电源以外。例如，许多 USB 线缆具有大量串联阻抗，这导致汲取电流时充电器输入端的电压下降。LTC4162 的欠压限流功能可调节此电流，从而在输入端保持最低电压。

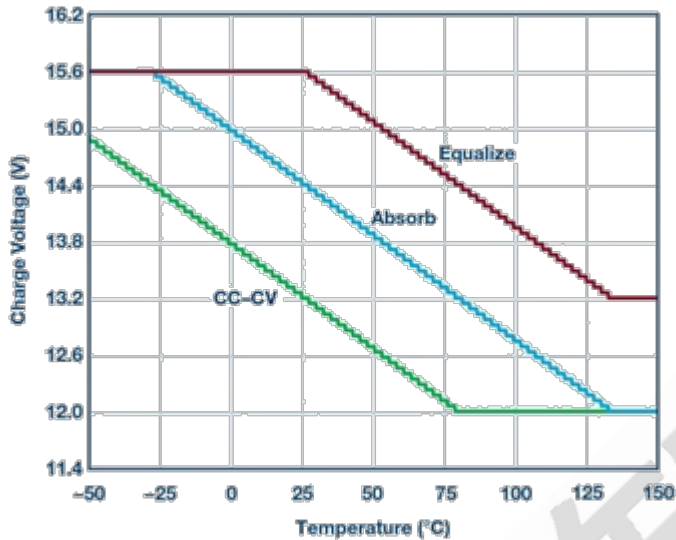


图 5. 默认的 12V 铅酸电池温度曲线。

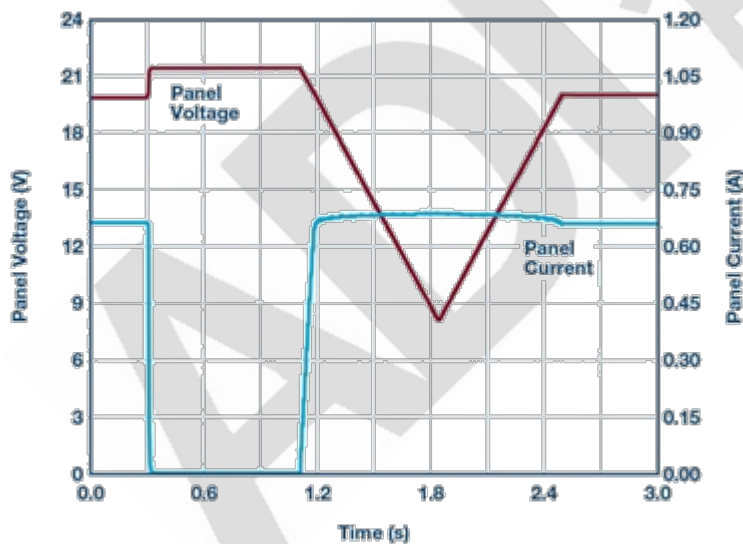


图 6. 太阳能面板全局扫描。

## USB 功率传输

LTC4162 还兼容 USB 供电规范，可通过 USBTypeC 线缆提供高达 100W 的电源。

LTC4162 的输入电流限值可配置，以防止输入适配器过载。当输入电流达到限值时，

系统负载仍然可以从输入中提取所需功率，但电池充电电流会降低，从而不会超过输入电流限值。对于 USBPD 而言，这意味着一个 LTC4162 电路可通过各种电源适配器配置供电。

### 低功耗运输模式

当产品需要长时间运输或存储时，I<sup>2</sup>C 命令可以将 LTC4162 置于低功耗状态，从而将电池上的电流消耗降低至约 3.5μA。在此期间，可以选择将电路配置为切断系统负载的电源。

### IC 版本

为了简化设计和文档，根据电池的化学组成、充电参数以及默认情况下是否启用 MPPT，LTC4162 分为不同版本。表 1 列出了 LTC4162 的所有可选版本。

表 1.18 个 IC 版本为用户的任何应用提供最适用的器件

| IC 产品型号  |  | 电池                  |  |
|--|--|---------------------|--|
| 默认 MPPT 禁用   | 默认 MPPT 启用   | 化学组成                | 电池单元电压   |
| LTC4162EUFD-LAD<br>LTC4162EUFD-L40<br>LTC4162EUFD-L41<br>LTC4162EUFD-L42 | LTC4162EUFD-LADM<br>LTC4162EUFD-L40M<br>LTC4162EUFD-L41M<br>LTC4162EUFD-L42M | 锂离子                 | I <sup>2</sup> C 可调<br>4.0V 固定<br>4.1V 固定<br>4.2V 固定 |
| LTC4162EUFD-FAD<br>LTC4162EUFD-FST<br>LTC4162EUFD-FFS                    | LTC4162EUFD-FADM<br>LTC4162EUFD-FSTM<br>LTC4162EUFD-FFSM                     | LiFePO <sub>4</sub> | I <sup>2</sup> C 可调<br>3.6V 固定<br>3.8V 快充            |
| LTC4162EUFD-SAD<br>LTC4162EUFD-SST                                       | LTC4162EUFD-SADM<br>LTC4162EUFD-SSTM   | 铅酸                  | I <sup>2</sup> C 和调固定                                |

每个版本都引脚兼容，可以在原型设计期间与另一个版本互换。LTC4162 版本之间可以互换，采用不同化学组成的电池、充电电压或输入电源的产品均可使用相同的电路，从而简化了产品创建。

为简化文档，LTC4162 的数据手册基于不同的化学组成成分成不同版本。锂离子、LiFePO<sub>4</sub> 和铅酸电池各自有单独的数据手册。

## 结论

过去，设计团队成员要花一整天的时间阅读各种电池充电器、电源监视器以及太阳能调节器的数据手册，过去还需要花数小时为自定义温度调节型充电算法编写代码，并手动轮询测量以检测何时超出限值，他们现在可能只需考虑有一个通用电池充电器即可。LTC4162 将会是最佳选择。

## 电池充电器的反向电压保护

处理电源电压反转有几种众所周知的方法。最明显的方法是在电源和负载之间连接一个二极管，但是由于二极管正向电压的原因，这种做法会产生额外的功耗。虽然该方法很简洁，但是二极管在便携式或备份应用中是不起作用的，因为电池在充电时必须吸收电流，而在不充电时则须供应电流。

另一种方法是使用图 1 所示的 MOSFET 电路之一。

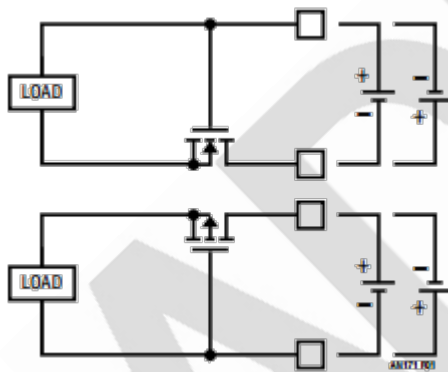


图 1. 传统的负载侧反向保护。

对于负载侧电路而言，这种方法比使用二极管更好，因为电源（电池）电压增强了 MOSFET，因而产生了更少的压降和实质上更高的电导。该电路的 NMOS 版本比 PMOS 版本更好，因为分立式 NMOS 晶体管导电率更高、成本更低且可用性更好。在这两种电路中，MOSFET 都是在电池电压为正时导通，电池电压反转时则断开连接。MOSFET 的物理“漏极”变成了电源，因为它在 PMOS 版本中是较高的电位，而在 NMOS 版本



中则是较低的电位。由于 MOSFET 在三极管区域中是电对称的，因此它们在两个方向上都能很好地传导电流。采用此方法时，晶体管必须具有高于电池电压的最大  $V_{GS}$  和  $V_{DS}$  额定值。

遗憾的是，这种方法仅对负载侧电路有效，无法配合能够给电池充电的电路工作。电池充电器将产生电源，重新启用 MOSFET 并重新建立至反向电池的连接。图 2 展示了采用 NMOS 版本的一个实例，图中所示的电池处于故障状态。

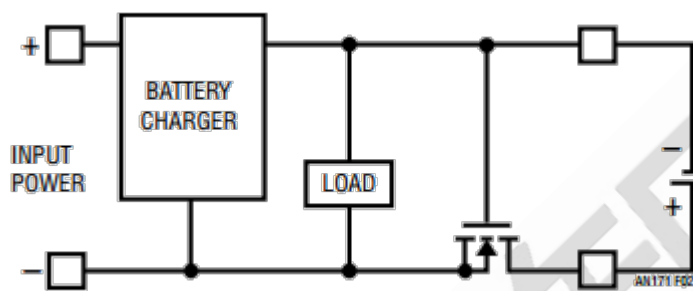


图 2. 具有一个电池充电器的负载侧保护电路。

当电池接入时，电池充电器处于闲置状态，负载和电池充电器与反向电池安全去耦。然而，如果充电器变至运行状态（例如：附联了输入电源连接器），则充电器在 NMOS 的栅极和源极之间产生一个电压，这增强了 NMOS，从而实现电流传导。这一点在图 3 中更形象。

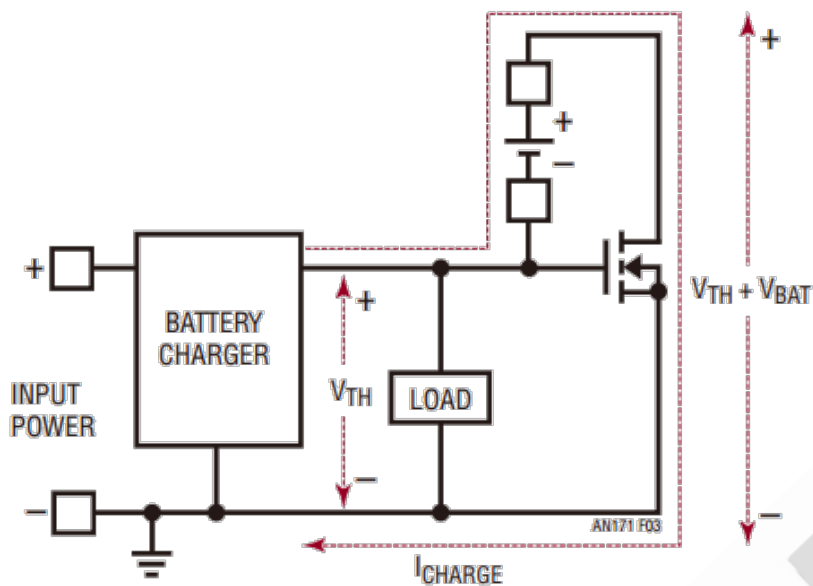


图 3. 传统的反向电池保护方案对电池充电器电路无效。

负载和充电器虽与反向电压隔离，但是起保护作用的 MOSFET 现在面临的一大问题是功耗过高。在这种情况下，电池充电器变成了一个电池放电器。当电池充电器为 MOSFET 提供了足够的栅极支持以吸收由充电器输送的电流时，该电路将达到平衡。例如，如果一个强大 MOSFET 的  $V_{TH}$  约为 2V，而且充电器能够在 2V 电压下提供电流，则电池充电器输出电压将稳定在 2V（MOSFET 的漏极处在 2V+电池电压）。MOSFET 中的功耗为  $I_{CHARGE} \cdot (V_{TH} + V_{BAT})$ ，因而使 MOSFET 升温发热，直到产生的热量散逸离开印刷电路板。该电路的 PMOS 版本也是一样。

下面将介绍该方法的两种替代方案，这些替代方案各有优缺点。

### N 沟道 MOSFET 设计

第一种方案采用一个 NMOS 隔离器件，如图 4 所示。

该电路的算法是：如果电池电压超过了电池充电器输出电压，则必须停用隔离 MOSFET。

如同上述的 NMOS 方法一样，在该电路中，MN1 连接在介于充电器/负载和电池端子之间接线的低压侧。然而，晶体管 MP1 和 Q1 现在提供了一个检测电路，该电路在电池反

接的情况下将停用 MN1。反接电池将 MP1 的源极升举至高于其连接至充电器正端子的栅极。接着，MP1 的漏极通过 R1 将电流输送至 Q1 的基极。然后，Q1 将 MN1 的栅极分流至地，防止充电电流在 MN1 中流动。R1 负责控制在反向检测期间流到 Q1 的基极电流，而 R2 则在正常操作中为 Q1 的基极提供泄放。R3 赋予了 Q1 将 MN1 的栅极拉至地电位的权限。R3/R4 分压器限制 MN1 栅极上的电压，这样栅极电压在反向电池热插拔期间不必下降那么多。最坏情况是电池充电器已经处于运行状态、产生其恒定电压电平，并联了一个反接电池时。在这种情况下，必需尽可能快地关断 MN1，以限制消耗高功率的时间。该电路带有 R3 和 R4 的这一特殊版本最适合 12V 铅酸电池应用，但是在单节和两节锂离子电池产品等较低电压应用中，可以免除 R4。电容器 C1 提供了一个超快速充电泵，以在反向电池并联期间下拉 MN1 的栅极电平。对于最差情形（并联一个反向电池时充电器已使能的状况再次出现），C1 非常有用。

该电路的缺点是需要额外的组件，R3/R4 分压器在电池上产生了一个虽然很小、但却是持续的负载。

此类组件大多是纤巧的。MP1 和 Q1 不是功率器件，而且通常可采用 SOT23-3、SC70-3 或更小的封装。MN1 应具有非常优良的导电性，因为它是传输器件，但是尺寸不必很大。由于它在深三极管区工作，并且得到了大幅的栅极强化，因此其功耗即使对于导电性中等的器件来说也很低。例如，100mΩ 以下的晶体管也经常采用 SOT23-3 封装。

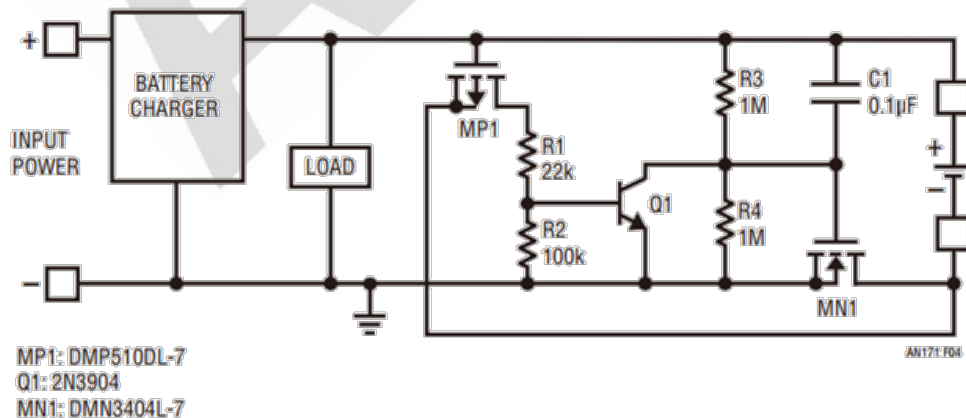


图 4. 一款可行的反向电池电路。

不过，采用一个小传输晶体管的缺点是：与电池充电器串联的额外阻抗延长了恒定电压充电阶段的充电时间。例如，如果电池及其配线具有 100mΩ 的等效串联电阻，并且采用了一个 100mΩ 的隔离晶体管，那么恒定电压充电阶段中的充电时间将加倍。

MP1 和 Q1 组成的检测和停用电路停用 MN1 的速度不是特别快，而且它们无须如此。虽然 MN1 在反向电池附联期间产生高功耗，但是关断电路只需“在最后”断开 MN1 连接。它必需在 MN1 升温幅度大到导致受损之前断开 MN1 连接。几十微秒的断开连接时间可能比较适合。另一方面，在反接电池有机会将充电器和负载电压拉至负值之前停用 MN1 至关重要，因而需要采用 C1。基本上，该电路具有一条 AC 和一条 DC 停用路径。

用一个铅酸电池和 LTC4015 电池充电器对此电路进行了测试。如图 5 所示，当反向电池热插拔时电池充电器处于 OFF 状态。反向电压不会被传送到充电器和负载。

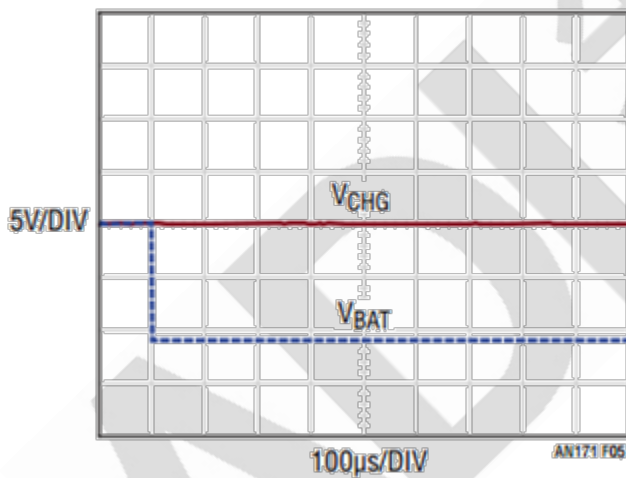


图 5. 充电器处于关断状态的 NMOS 保护电路。

值得注意的是，MN1 需要一个等于电池电压的  $V_{DS}$  额定值和一个等于 1/2 电池电压的  $V_{GS}$  额定值。MP1 需要一个等于电池电压的  $V_{DS}$  和  $V_{GS}$  额定值。

图 6 显示了一种更加严重的情况，就是在反向电池进行热插拔时电池充电器已处于正常运行状态。电池反接将下拉充电器侧电压，直到检测和保护电路使其脱离运行状态，从而让充电器安全返回至其恒定电压电平。动态特性将因应用而异，而电池充电

器上的电容将对最终结果起到很大的作用。在该测试中，电池充电器兼具一个高 Q 值陶瓷电容器和一个 Q 值较低的聚合物电容器。

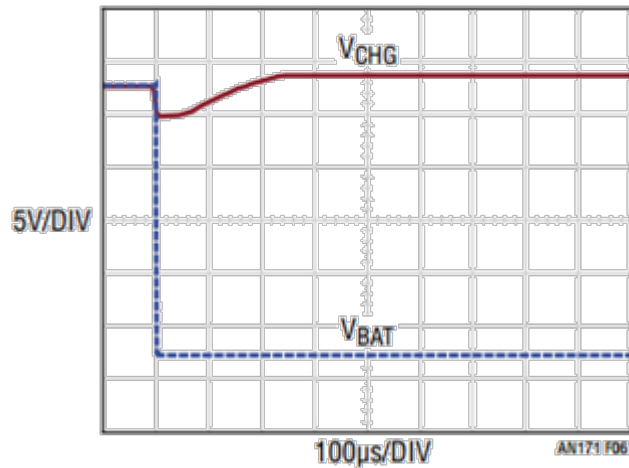


图 6. 充电器处于运行状态的 NMOS 保护电路。

总之，建议在电池充电器上采用铝聚合物电容器和铝电解电容器，以改善正常的正向电池热插拔期间的性能。由于极度的非线性，纯陶瓷电容器会在热插拔期间产生过高的过冲，背后的原因是：当电压从 0V 升至额定电压时，其电容的降幅可达惊人的 80%。这种非线性在低电压条件下激发高电流的流动，而当电压上升时则使电容快速递减；这是一种导致非常高电压过冲的致命组合。凭经验，一个陶瓷电容器与一个较低 Q 值、电压稳定的铝电容器甚至钽电容器的组合似乎是最稳健的组合形式。

### P 沟道 MOSFET 设计

图 7 示出了第二种方法，即采用一个 PMOS 晶体管作为保护器件。



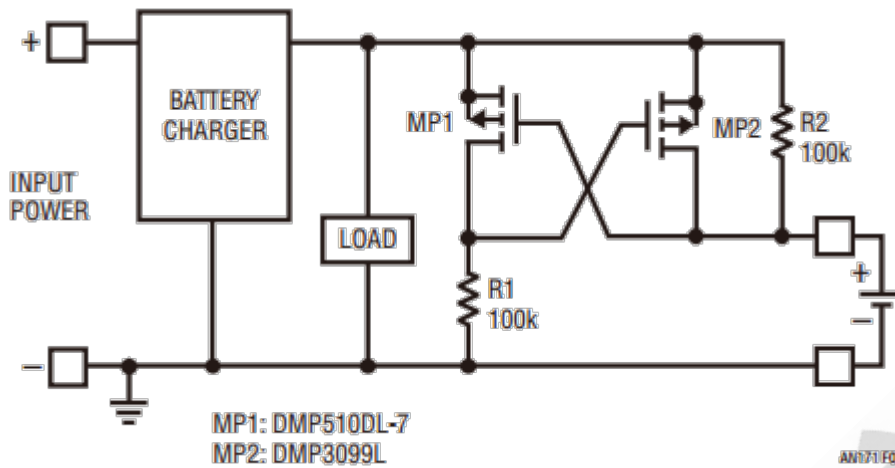


图 7. PMOS 晶体管传输元件版本。

在此电路中，MP1 是反向电池检测器件，MP2 是反向隔离器件。利用 MP1 的源极至栅极电压来比较电池的正端子与电池充电器输出。如果电池充电器端子电压高于电池电压，则 MP1 将停用主传输器件 MP2。因此，如果电池电压被驱动至低于地电位，则显然，检测器件 MP1 将把传输器件 MP2 驱动至关断状态（将其栅极干扰至其源极）。不管电池充电器是使能并形成充电电压还是停用(0V)，它都将完成上述操作。

该电路的最大优势是 PMOS 隔离晶体管 MP2 根本不具备将负电压传送至充电器电路和负载的权限。图 8 对此做了更加清晰的图解。

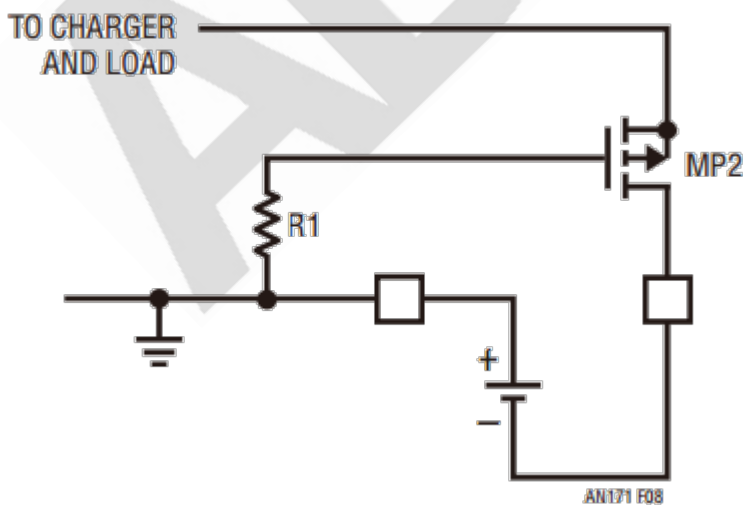


图 8. 共源共栅效应的图解。

通过 R1 在 MP2 的栅极上可实现的最低电压为 0V。即使 MP2 的漏极被拉至远低于地电位，其源极也不会施加显著的电压下行压力。一旦源极电压降至晶体管高于地电位的  $V_{TH}$ ，晶体管将解除自身偏置，而且它的传导性逐渐消失。源极电压越接近地电位，晶体管的偏置解除程度越高。这种特性加上简单的拓扑，使得这种方法比前文介绍的 NMOS 方法更受青睐。与 NMOS 方法相比，它确实存在着 PMOS 晶体管导电性较低且成本较高的不足。

尽管比 NMOS 方法简单，但是该电路还有一个很大的缺点。虽然它始终提供针对反向电压的保护作用，但是它可能不会总是将电路连接到电池。当栅极如图所示交叉耦合时，该电路形成了一个闭锁存储元件，此元件有可能选择错误的状态。虽然难以实现，但存在这样一种情况：充电器正在产生电压（比如 12V），在一个较低的电压（比如 8V）串联电池，电路断开连接。在这种情况下，MP1 的源极至栅极电压为 +4V，因而强化 MP1 并停用 MP2。这种情况如图 9 所示，并在节点上列出了稳定的电压。

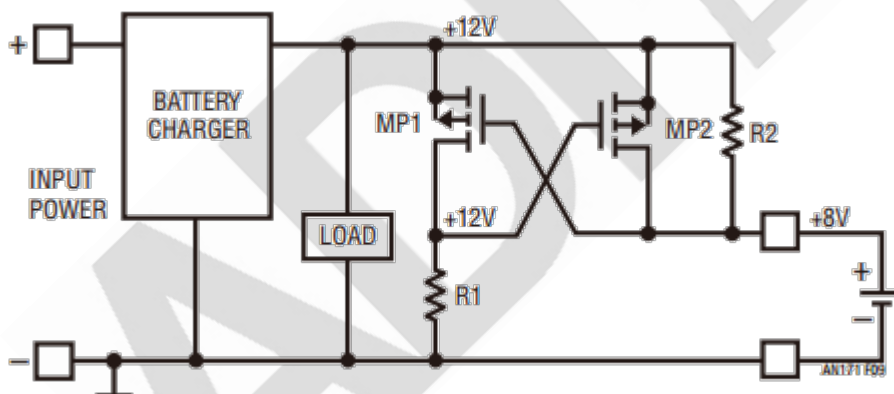


图 9. 采用 PMOS 保护电路时可能的阻塞状态图解。

为了实现该条件，电池接入时充电器必须已经处于运行状态。如果电池在充电器使能之前接入，则 MP1 的栅极电压完全由电池上拉，因而停用 MP1。当充电器接通时，它产生一个受控的电流（而不是高电流冲击），这降低了 MP1 接通、MP2 关断的可能性。

另一方面，如果充电器在电池串联之前启用，则 MP1 的栅极只需简单地跟随电池充电器输出，因为它是由泄放电阻器 R2 上拉的。未接入电池时，MP1 根本没有接通和使

MP2 脱离运行状态的倾向。

当充电器已经启动并运行、而电池并联在后时，就会出现这个问题。在这种情况下，在充电器输出和电池端子之间存在瞬间差异，这将促使 MP1 使 MP2 脱离运行状态，因为电池电压强制充电器电容进行吸收。这使 MP2 从充电器电容器吸取电荷的能力与 MP1 使 MP2 脱离运行状态的能力之间形成了竞争。

该电路也用一个铅酸电池和 LTC4015 电池充电器进行了测试。将一个承受重负载的 6V 电源作为电池模拟器连接至一个已经使能的电池充电器绝对不会触发“断开连接”状态。所做的测试并不全面，应在关键应用中更加全面彻底地进行测试。即使电路确已锁定，停用电池充电器并重新启用它仍将始终导致重新连接。

故障状态可通过人为操控电路（在 R1 的顶端和电池充电器输出之间建立临时连接）进行演示。然而，普遍认为该电路更倾向于连接。如果连接失败确实成为一个问题，那么可以设计一款利用多个器件停用电池充电器的电路。图 12 给出了一个更加完整的电路例子。

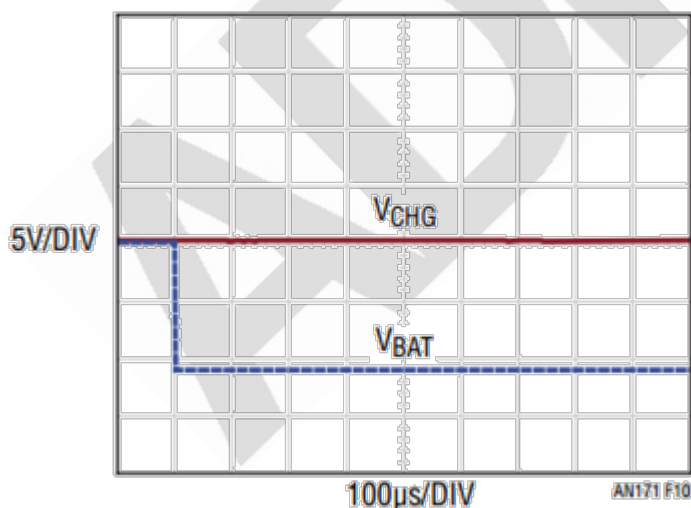


图 10. 充电器处于关断状态的 PMOS 保护电路。

图 10 示出了充电器被停用的 PMOS 保护电路的效果。

请注意，不论什么情况，电池充电器和负载电压都不会出现负电压传送。图 11 示出了

该电路处于“当反接电池进行热插拔时充电器已进入运行状态”这种不利情况下。

与 NMOS 电路的效果相差无几，在断开电路连接使传输晶体管 MP2 脱离运行状态之前，反向电池略微下拉充电器和负载电压。

在电路的这个版本中，晶体管 MP2 必须能够经受两倍于电池电压的  $V_{DS}$ （一个用于充电器，一个用于反接电池）和等于电池电压的  $V_{GS}$ 。另一方面，MP1 必须能够经受等于电池电压的  $V_{DS}$  和两倍于电池电压的  $V_{GS}$ 。这项要求令人遗憾，因为对于 MOSFET 晶体管来说，额定  $V_{DS}$  始终超过额定  $V_{GS}$ 。可以找到具有  $30V_{GS}$  容限和  $40V_{DS}$  容限的晶体管，适合铅酸电池应用。为了支持电压较高的电池，必须增添齐纳二极管和限流电阻器来修改电路。

图 12 示出了一个能够处理两个串联堆叠铅酸电池的电路实例。

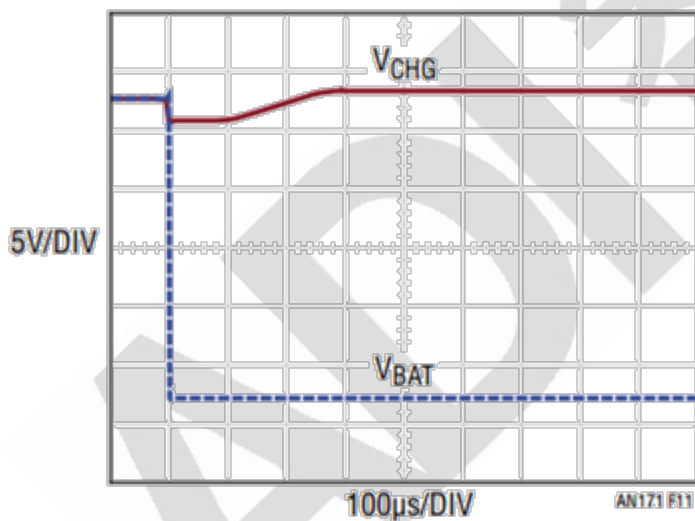


图 11. 充电器处于运行状态的 PMOS 保护电路。

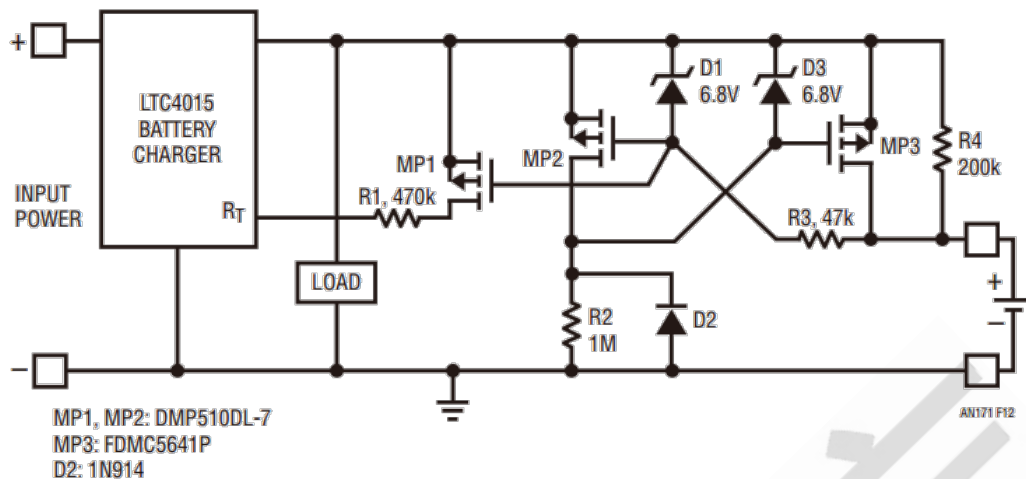


图 12. 较高电压反向电池保护。

D1、D3 和 R3 保护 MP2 和 MP3 的栅极免受高电压的损坏。当一个反接电池进行热插拔时，D2 可防止 MP3 的栅极以及电池充电器输出快速移动至地电位以下。当电路具有反接电池或处于错误断开连接闭锁状态时，MP1 和 R1 可检测出来，并利用缺失的 LTC4015 的 RT 特性来停用电池充电器。

## 结论

可以开发一种面向基于电池充电器应用的反向电压保护电路。人们开发了一些电路并进行了简略的测试，测试结果令人鼓舞。对于反向电池问题并不存在什么高招，不过，希望本文介绍的方法能够提供充分的启示，即存在一种简单、低成本的解决方案。



## LDO 线性稳压器

### 如何产生低噪声电压

线性稳压器特别适合用来滤除开关稳压器产生的电压。开关稳压器总会产生一定量的输出电压纹波。在许多处理非常小的信号的应用中，这种纹波可能会造成干扰。通常使用无源组件来滤除开关稳压器的输出电压，但 LC 滤波器等无源滤波器（请参阅图 1）存在一些缺点。根据滤波器所需的截止频率，有时空间要求会相当大，而且电感器成本高昂。不过，无源滤波器的最大缺点是滤波器会增加一些损耗和随工作电流变化的输出电压（如同图 1 中的  $V_{OUT}$ ）。因此，所产生电压的直流调节精度相当低。

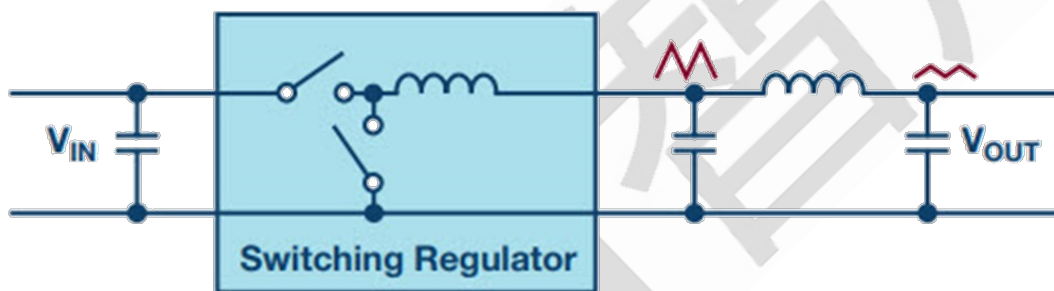


图 1. 开关稳压器输出端的无源滤波器。

人们常常使用线性稳压器代替无源 LC 滤波器来清理开关稳压器产生的电压。它们通常具有很高的电源电压抑制比(PSRR)。这意味着，线性稳压器的大部分输入纹波会被阻挡，因此线性稳压器的输出纹波很少。此外，线性稳压器的输出电压有自己的闭环回路，因此会进行较好的精确调节。

线性稳压器的另外一个重要规格也与无源 LC 滤波器有所不同，即其本征的由其内部基准电压及内部误差放大器产生的噪声。在要求低于干扰（低噪声）的应用中，线性稳压器产生的本征干扰影响不容忽视。为此，可使用超低噪声线性稳压器。

使用线性稳压器滤除开关稳压器产生的电压的概念如图 2 所示。此方案不仅适用于正

电源电压，也适用于负电源电压。例如，以下典型应用电路：必须能够精确测量-5V 至 +5V 之间的双极性信号，并使用模数转换器进行数字化处理。信号路径的输入级要求使用具有正负电源电压的低噪声双极性电源。对于正电源电压，市面上有许多线性稳压器都能提供高 PSRR 和低于干扰性能。特别是对于非常关键的应用，ADI 公司提供了许多解决方案。不过，对于负电源电压，只有几种线性稳压器适合此类应用。例如，新型 LT3094 可用于在极高的 PSRR 下滤除负电源电压滤波，并具有极低的噪声电平，这一点对于能够敏锐响应电源干扰的应用十分重要。图 3 显示了 LT3094 在不同频率下的 PSRR。对于开关频率为 1MHz 的开关稳压器，LT3094 线性稳压器的 PSRR 约为 75dB。LT3094 在 10Hz 到 100kHz 之间的噪声电平只有 0.8 $\mu$ Vrms。

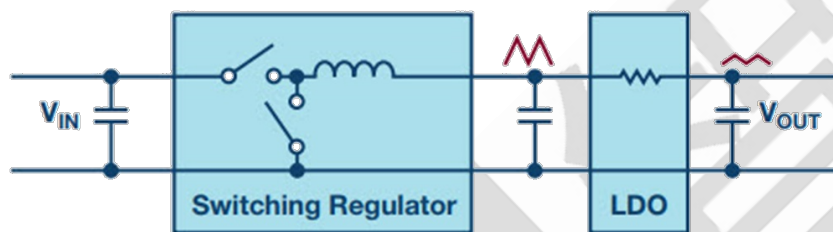


图 2. 在开关稳压器输出端用作有源滤波器的线性稳压器。

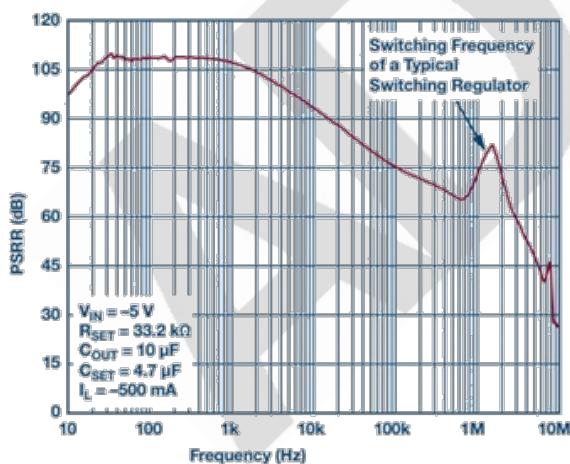


图 3. LT3094 线性稳压器针对负电源电压的电源电压抑制比。

线性稳压器可以滤除正负电源输出电压的电源纹波。这种滤除对于负电源电压范围也很有用。由于适用于负电源电压的低噪声类型产品有限，所以很难找到合适的部件。随着 ADI 公司推出全新的 LT3094，现在客户也拥有噪声非常低而 PSRR 极高的产品选项。

## 使用超低噪声 LDO 提供“干净”的电源

线性稳压器集成电路(IC)将电压从较高电平降至较低电平，且无需电感。低压差(LDO)线性稳压器是一种特殊类型的线性稳压器，其压差（需要保持稳压的输入和输出电压之间的差值）通常低于 400mV。早期的线性稳压器设计提供大约 1.3V 的压差，这意味着对于 5V 的输入电压，器件进行调节可实现的最大输出仅为 3.7V 左右。然而，在当今更复杂的设计技术和晶圆制造工艺条件下，“低”大致定义为<100mV 到 300mV 左右。

此外，虽然 LDO 稳压器通常是任何给定系统中成本最低的元件之一，但从成本/效益角度来说，它往往是最有价值的元件之一。除了输出电压调节之外，LDO 稳压器的另一个关键任务是保护昂贵的后端负载免受恶劣环境条件的影响，例如电压瞬变、电源噪声、反向电压、电流浪涌等。简而言之，其设计必须坚固耐用，包括所有的保护功能，以抑制在保护负载的同时由环境带来的性能影响。许多低成本的 LDO 线性稳压器因没有必要的保护功能而失效，不仅会对稳压器本身造成损害，而且还会损坏后端负载。

### LDO 稳压器与其他稳压器的比较

低压降压转换和调节可以通过各种方法来实现。

开关稳压器可在很宽的电压范围内高效工作，但需要外部元件（如电感和电容）才能工作，因此占用的电路板面积相对较大。无电感电荷泵（或开关电容电压转换器）也可用来实现更低的电压转换，并且通常工作效率更高（取决于转换区域），但输出电流能力受限，瞬态性能较差，并且与线性稳压器相比，需要更多的外部元件。

新一代高电流、低电压的快速数字 IC（如 FPGA、DSP、CPU、GPU 和 ASIC）对内核和 I/O 通道供电电源提出了更严格的要求。过去，由于电荷泵不能提供足够的输出电流和瞬态响应，因此这些器件一直采用高效的开关稳压器供电。但是，开关稳压器存在潜在的噪声干扰问题，有时它们的瞬态响应较慢，并且布局受限。

因此，在这些应用以及其他低压系统中，可采用 LDO 稳压器代替。得益于近来的产品

创新和功能增强，LDO 稳压器具有更受欢迎的一些性能优势。

此外，当涉及对噪声敏感的模拟/射频应用（常见于测试和测量系统中，其机器或设备的测量精度需要比被测实体高几个数量级）时，相对于开关稳压器，LDO 稳压器通常是首选。低噪声 LDO 稳压器为各种模拟/射频设计供电，包括频率合成器(PLL/VCO)、射频混频器和调制器、高分辨率的高速数据转换器以及精密传感器。然而，这些应用的灵敏度已经达到了传统低噪声 LDO 稳压器的测试极限。例如，在许多高端 VCO 中，电源噪声直接影响 VCO 输出相位噪声（抖动）。此外，为了满足整体系统效率的要求，LDO 稳压器通常用于对噪声相对较高的开关转换器的输出进行后级调节，因此 LDO 的高频电源纹波抑制(PSRR)性能变得至关重要。再者，与业界标准的开关稳压器相比，LDO 稳压器的噪声水平可降低两到三个数量级，从 mV(rms)范围降至几个 V(rms)范围。

## LDO 设计挑战

一些集成电路，如运算放大器、仪表放大器和数字转换器（如数模转换器(DAC)和模数转换器(ADC)），均称为双极性，因为它们需要两个输入电源供电：一个正电源和一个负电源。正供电轨通常由正基准电压供电，或者是由更好的线性或低压差稳压器供电。负供电轨传统上由负开关稳压器或逆变器供电。但是，基于电感的开关稳压器很容易将噪声引入系统。随着负输出稳压器的出现，负输出 LDO 稳压器用于负系统轨供电更具优势，它可以充分利用 LDO 稳压器的所有特性（无电感、低噪声、更高 PSRR、快速瞬态响应和多重保护）。较旧的老式 LDO 稳压器 PSRR 和噪声性能要差很多，虽然仍然可以使用它们创建这类低噪声电源，但却需要大量额外的元件、电路板空间，并花费大量的设计时间才能将系统整合在一起。这些额外的元件也会依其特性（如寄生电阻等）对功率预算产生负面影响。

客户使用运算放大器、ADC 或其他信号链元件还将面临另一个系统性能的难题：这些 IC 的电源抑制能力有限，更糟糕的是，高频时的电源抑制能力可能会显著降低。在过



去，这意味着需要在电路板上使用额外的滤波元件，但这会增加解决方案的尺寸。此外，如果设计人员试图获得更高的精度，一旦稳压器电源噪声过高，则可能产生更多麻烦，这会导致测量场景出现不希望的变化。

许多业界标准的线性稳压器采用单电压供电执行低压差工作，但大多数无法同时实现低输出噪声，极低电压转换、宽范围输入/输出电压以及广泛的保护功能。PMOSLDO 稳压器可实现压降并在单电源下运行，但在低输入电压下受到传输晶体管 VGS 特性的限制，并且它们不具备高性能稳压器所提供的许多保护功能。基于 NMOS 的器件可提供快速瞬态响应，但它们需要两个偏置电源为器件供电。NPN 稳压器可提供宽输入和输出电压范围，但它们需要两个电源电压或具有更高的压差。相比之下，通过适当的设计架构，PNP 稳压器可实现低压差、高输入电压、低噪声、高 PSRR 以及极低的电压转换，具有多重保护功能，并且只需单电源轨。

为了获得最佳的整体效率，许多高性能模拟和射频电路采用 LDO 稳压器对开关转换器的输出进行后级调节来供电。这需要在 LDO 稳压器在输入至输出电压差很小时具有高 PSRR 和低输出电压噪声。具有高 PSRR 的 LDO 稳压器可以轻松过滤和抑制来自开关稳压器的输出噪声，而无需体积庞大的滤波元件。此外，器件在宽带宽范围内的低输出电压噪声对当今的供电轨很有好处，因为噪声灵敏度是其中的关键考虑因素。高电流时的低输出电压噪声显然是必备规格要求。

### 新型超低噪声、超高 PSRR LDO 稳压器

显然，能够解决本文所述问题的 LDO 解决方案应具有以下特性：

- 极低输出噪声
- 宽频率范围内的高 PSRR
- 低压差工作
- 单电源工作（易于使用，轻松应对电源时序难题）



- 快速瞬态响应时间
- 在宽输入/输出电压范围内工作
- 适中的输出电流能力
- 出色的散热性能
- 紧凑的尺寸

针对这些特定需求，ADI 公司推出了超高 PSRR、超低噪声正输出 LDO 稳压器 LT304x 系列。最新成员是一款超低噪声、超高 PSRR 的 500mA 低压差负线性稳压器 LT3094。该器件是常用的 500mALT3045 (LT3042 为 200mA) 的负输出版本。LT3094 的独特设计使其在 10kHz 时具有仅 2nV/Hz 的超低点噪声，在 10Hz 至 100kHz 宽带范围内具有 0.85Vrms 的集成输出噪声。其 PSRR 性能非常出色：接近 4kHz 时的低频 PSRR 超过 100dB，2MHz 时的高频 PSRR 超过 70dB，可以消除噪声或高纹波输入电源。LT3094 采用特殊的 LDO 架构：精密电流源基准后面接着高性能的单位增益缓冲器，可实现几乎恒定的带宽、噪声 PSRR 和负载调整性能，不受输出电压影响。此外，该架构允许多个 LT3094 并联，以进一步降低噪声，增加输出电流，并可在印刷电路板上散热。

LT3094 在满负载时以 230mV 压差提供高达 500mA 的输出电流，可在 -2V 至 -20V 的宽输入电压范围内工作。输出电压范围为 0V 至 -19.5V，输出电压误差精度高，线路、负载和温度范围内的精度为  $\pm 2\%$ 。该器件具有宽输入和输出电压范围、高带宽、高 PSRR 和超低噪声性能，非常适合为多种应用供电，包括：噪声敏感应用（如 PLL、VCO、混频器和 LNA）；非常低噪声的仪器仪表，如测试和测量以及高速/高精度数据转换器；医疗应用，如成像和诊断以及精密电源；以及用于开关电源的后级调节器。

LT3094 采用小尺寸、低成本的 10F 陶瓷输出电容工作，可优化稳定性和瞬态响应。利用单个电阻器可编程外部精密电流限值 ( $\pm 10\%$  过温)。该器件的 VI OC 引脚可控制前

端稳压器，以最大限度地降低功耗并优化 PSRR。单个 SET 引脚电容可降低输出噪声，并提供基准软启动功能，防止输出电压在开启时过冲。此外，该器件的内部保护电路还包括具有折返功能的内部限流和带迟滞的热过载。其他功能包括快速启动功能（如果使用的 SET 引脚电容值较大，则非常有用）和电源良好标志（业界首款具有此功能的负输出 LDO 稳压器），具有可编程阈值，用于指示输出电压调节。

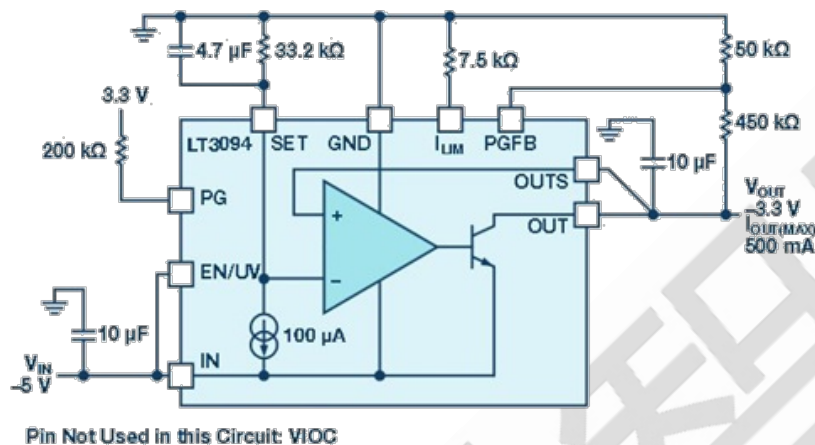


图 1. LT3094 的典型应用原理图和特性。

LT3094 采用耐热增强型 12 引脚、3mm × 3mmDFN 和 MSOP 封装，尺寸紧凑。E 级和 I 级版本的工作结温范围为 -40°C 至 +125°C，有现货供应。

LT3094 需要一个输出电容才能保持稳定。鉴于其高带宽，建议使用低 ESR 和 ESL 的陶瓷电容。为达到稳定性，要求输出电容最小值为 10F，ESR 小于 30m，ESL 小于 1.5nH。由于使用单个 10F 陶瓷输出电容可获得高 PSRR、低噪声性能，而较大的输出电容值仅仅略微提高了性能，因为稳压器带宽随着输出电容的增加而降低，因此，使用比最小输出电容值 10F 更大的输出电容并不会获得多大的收益。尽管如此，较大的输出电容值确实会降低负载瞬变期间的峰值输出偏差。

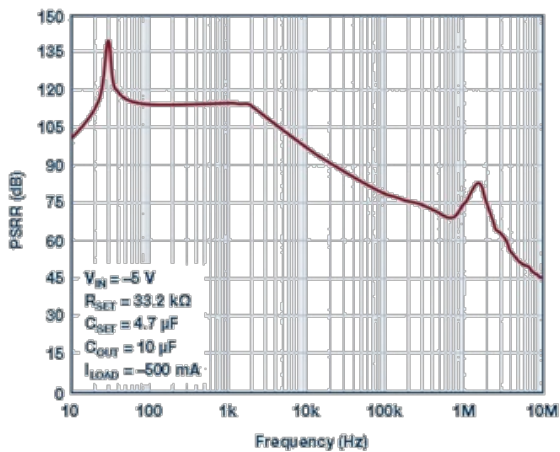


图 2. LT3094 PSRR 性能。

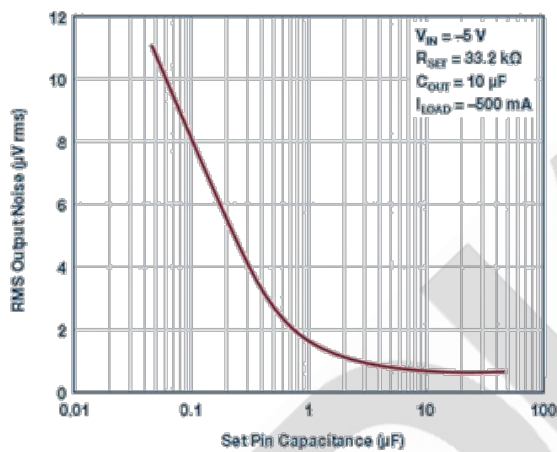


图 3. LT3094 输出噪声性能。

### 器件并联的好处

并联多个 LT3094 可获得更高的输出电流。将所有 SET 引脚和所有 IN 引脚并在一起。使用小尺寸的 PCB 走线（用作镇流电阻）将 OUT 引脚连接在一起，以均衡 LT3094 中的电流。也可以将两个以上的 LT3094 进行并联，实现更高的输出电流和更低的输出噪声。输出噪声的降低与并联器件数的平方根成比例。并联多个 LT3094 对于在 PCB 上散热也很有用。对于具有高输入至输出电压差的应用，也可以使用一个输入串联电阻或与 LT3094 并联的电阻进行散热。图 4 所示为并联电路实现方案。

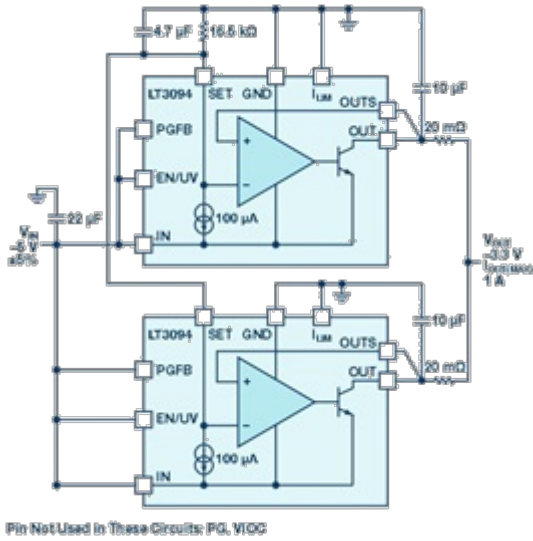


图 4. LT3094 并联工作。

表 1 所示为 ADI 的超高 PSRR、超低噪声系列 LDO 稳压器的产品成员。

| 产品型号        | $V_{IN}$ 范围    | $V_{OUT}$ 范围  | $I_{OUT}$ | 稳压精度   | PSRR @ 1 MHz | 输出噪声            | 纹波噪声                | 封装                                       |
|-------------|----------------|---------------|-----------|--------|--------------|-----------------|---------------------|--|
| 负输出 LDO 稳压器 |                |               |           |        |              |                 |                     |  |
| LT3094      | -2.0 V 至 -20 V | 0 V 至 -19.5 V | -500 mA   | 300 mV | 75 dB        | 0.8 $\mu$ V rms | 2.2 nV/ $\sqrt{Hz}$ | 12 引脚 MSOP 封装, 3 $\times$ 3, 12 引脚 DFN   |
| 正电压 LDO 稳压器 |                |               |           |        |              |                 |                     |  |
| LT3042      | 1.8 V 至 20 V   | 0 V 至 -15 V   | 200 mA    | 350 mV | 79 dB        | 0.8 $\mu$ V rms | 2.2 nV/ $\sqrt{Hz}$ | 12 引脚 MSOP 封装, 3 $\times$ 3, 10 引脚 DFN*  |
| LT3045      | 1.8 V 至 20 V   | 0 V 至 -15 V   | 500 mA    | 260 mV | 76 dB        | 0.8 $\mu$ V rms | 2.2 nV/ $\sqrt{Hz}$ | 12 引脚 MSOP 封装, 3 $\times$ 33, 10 引脚 DFN* |

\*引脚兼容

## 结论

正输出 200mA LT3042、500mA LT3045 以及现在的新型互补的负输出 500mA 的 LT3094LDO 具有突破性的噪声和 PSRR 性能。这些特性结合其宽电压范围、低压差、广泛的保护功能/鲁棒性和易用性，使它们非常适合在测试和测量或医学成像系统中为噪声敏感的双极正/负轨供电。借助基于电流基准的架构，它们的噪声和 PSRR 性能不受输出电压的影响。此外，多个器件可以直接并联，以进一步降低输出噪声，增加输出电流，并可在 PCB 上散热。LT3042、LT3045 和 LT3094 可在节省时间和成本的同时提高应用的性能。



## LED 驱动器 IC

### 即使在低输入电压下，同步升压型转换器也能为大电流 LED 供电

高功率 LED 在现代照明系统中的应用数量不断激增，涵盖汽车前照灯、工业/商业标识、建筑照明以及各种消费电子等应用。行业之所以转向 LED 技术，是因为固态照明与传统光源相比具有明显的优势：电能转换为光输出不仅效率高，而且使用寿命长。

随着越来越多的应用采用 LED 照明，为了提高光输出，对 LED 更高电流的需求也日益增长。驱动大电流 LED 串的最大挑战之一是在功率转换器级保持高效率，从而提供稳定调节的 LED 电流。功率转换器效率不高体现为电流调节器电路的开关元件引起的发热现象。

LT3762 是一款同步升压型 LED 控制器，旨在减少高功率升压型 LED 驱动器系统中常见的效率损耗源。该器件的同步运行可最大限度地减少异步 DC-DC 转换器中箝位二极管的正向压降通常会产生的损耗。这一效率提升使 LT3762 能够提供比类似异步升压型 LED 驱动器更高的输出电流，特别是在低输入电压时。为了改善低输入电压时的工作性能，通过配置一个板载 DC-DC 稳压器，即使输入电压降至 7.5V 以下，也能为栅极驱动电路提供 7.5V 的电压。在低输入电压条件下提供强大的栅极驱动电压源，使得 MOSFET 在输入电压降低时产生较少的热量，从而使工作电压输入范围最低达 3V。

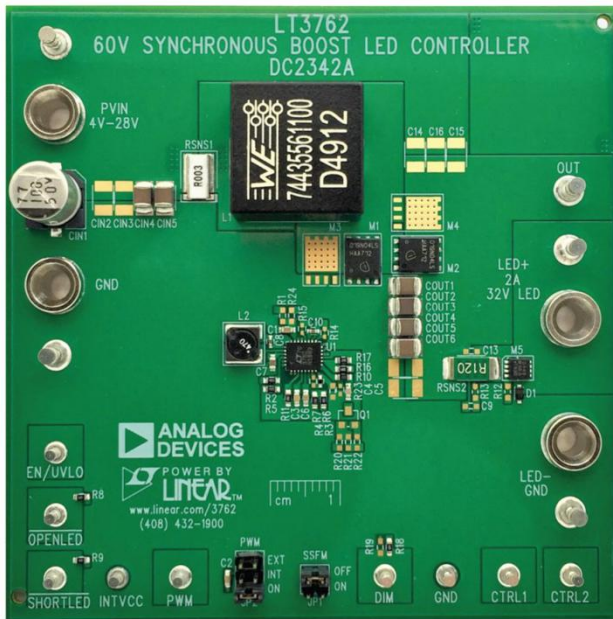


图 1. LT3762 演示电路(DC2342A)可在宽输入电压范围内以 2A（最高 32V）驱动 LED。通过额外的 MOSFET 和电容可轻松修改该演示电路，以提高输出功率。

该款升压型 LED 控制器可配置为在 100kHz 至 1MHz 固定开关频率之间工作，提供  $-30\% \times f_{SW}$  展频调制选项，以降低与开关相关的 EMI 能量峰值。LT3762 可采用升压、降压或升压/降压拓扑驱动 LED。高端 PMOS 断开开关有助于 PWM 调光，并在 LED 处于开路/短路状态时保护器件免受潜在损害。

LT3762 采用内部 PWM 发生器，利用单个电容和一个直流电压来设置频率和脉冲宽度，以实现高达 250:1 的 PWM 调光比，也可使用外部 PWM 信号实现高达 3000:1 的调光比。图 2 中的原理图显示使用 LT3762 的演示电路应用(DC2342A)，其中 LT3762 配置为在 4V 至 28V 的输入电压范围内以 2A（最高 32V）驱动 LED。LT3762 同步升压型 LED 控制器采用 4mm × 5mm QFN 封装和 28 引脚 TSSOP 封装。

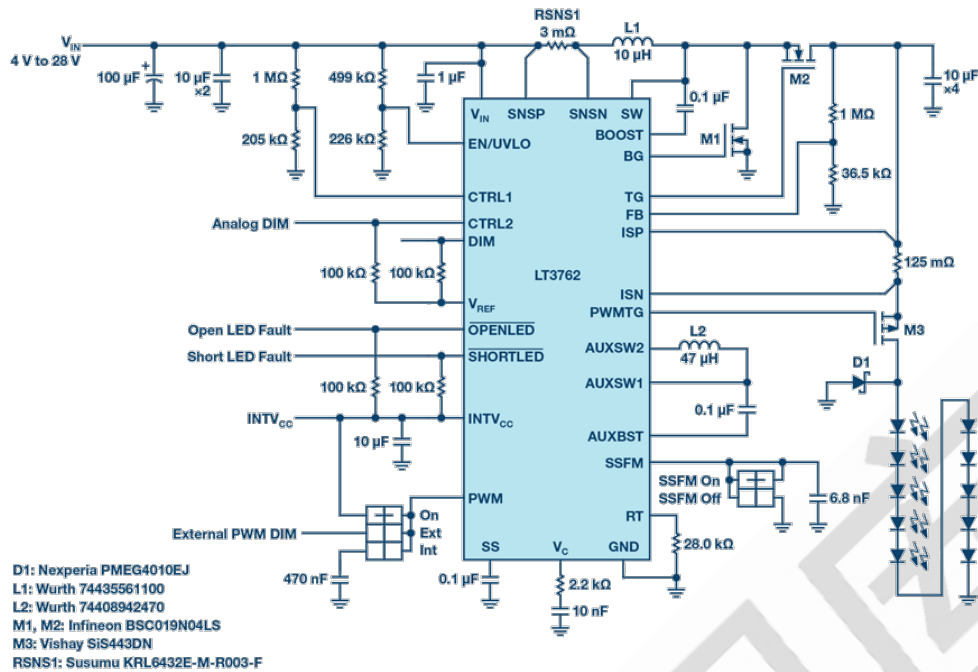


图 2. 32V、2A LT3762 升压型 LED 驱动器。

## 同步开关

在异步 DC-DC 转换器拓扑中，肖特基箝位二极管用作无源开关，以简化转换器对单个 MOSFET 进行脉冲宽度调制的控制方案。虽然这确实简化了控制，但它限制了输出电流的大小。肖特基二极管与 PN 结器件一样，在任何电流通过器件之前都会具有正向压降。由于肖特基二极管的功耗是其正向压降与电流的乘积，因此输出电流水平过高将产生数瓦的导通功耗，从而使肖特基二极管升温，最终导致转换器效率降低。

LT3762 同步开关转换器与异步转换器不同，不会有输出电流受限的情况，这是因为同步转换器采用第二 MOSFET 代替肖特基二极管。MOSFET 与肖特基二极管不同，它没有正向压降。相反，当 MOSFET 处于完全增强状态时，其漏极到源极间的电阻非常小。在大电流下，MOSFET 产生的导通损耗远低于肖特基二极管，因为功耗与漏源电阻的平方和通过器件的电流的乘积成正比。即使在最低 7V 的全功率输入电压下，MOSFET 也只会面临大约 30°C 的温升（如图 3 所示）。

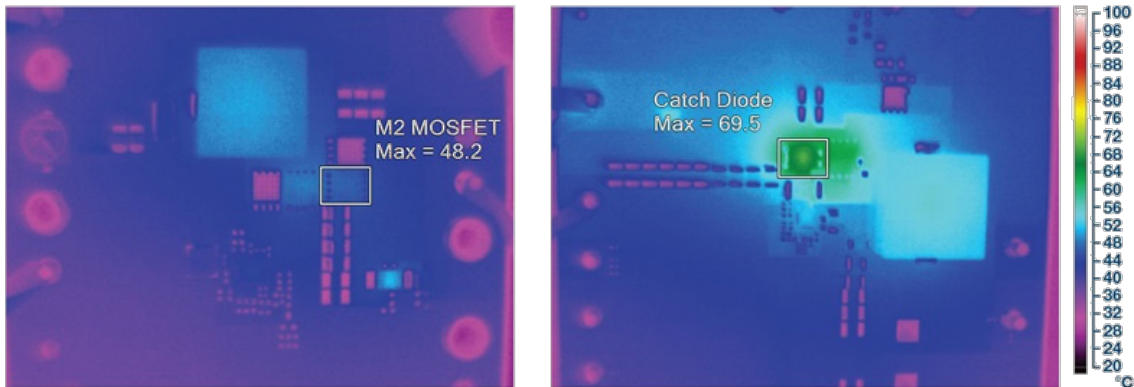


图 3. 在相同测试条件下，选用类似的元件，同步 LT3762（左图）驱动 2A、32V 的 LED 串，其温升远低于异步 LT3755-2 电路（右图）。这种热性能的提高归功于以同步 MOSFET 代替肖特基箝位二极管，从而可消除二极管正向压降引起的损耗。

### 低输入电压工作

高功率升压型 LED 控制器的另一个挑战发生在低输入电压工作期间。大多数升压型 DC-DC 稳压器 IC 使用由器件输入端供电的内部 LDO 稳压器，为 IC 中的模拟和数字控制电路提供较低的电压电源。在从内部 LDO 稳压器获取电源的电路中，栅极驱动器消耗的功率最大，并且它的性能受 LDO 稳压器输出波动的影响。当输入电压降至 LDO 的输出电压以下时，LDO 输出开始骤降，这将限制栅极驱动器正常增强 MOSFET 的能力。当 MOSFET 处于未完全增强状态时，它们工作于较高电阻状态，因此当电流通过器件时会以热量形式耗散功率。

升压转换器拓扑中的低输入电压工作特性将导致输入电流较高，当该电流必须流过电阻更大的 MOSFET 器件时，会加剧导通损耗。根据稳压器 IC 的栅极驱动电压，这会严重限制器件可实现且不发生过热的低输入电压范围。

LT3762 采用集成式降压-升压型 DC-DC 稳压器，而非 LDO 稳压器，即使输入电压很低时，也可为内部电路提供 7.5V 的电压。该降压-升压型稳压器仅占用 LT3762IC 的三个引脚，只需两个额外元件。与具有 4.5V 和 6V 最小输入电压的内部 LDO 控制器器件相比，LT3762 能够将输入电压工作范围下限扩展至 3V。降压-升压型转换器的 7.5V 输出



可为栅极驱动器提供电源，并允许使用 6V/7V 栅极驱动 MOSFET。MOSFET 的栅极驱动电压越高，往往漏源电阻就越低，并且与栅极驱动电压较低的类似器件相比，（除开关损耗以外）工作效率更高。

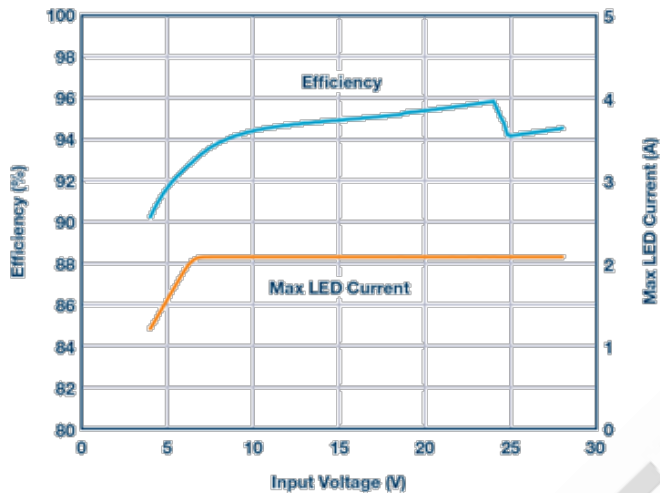


图 4. 32V、2ALT3762LED 驱动器可在宽输入范围内保持高效率。低 VIN 折返有助于避免过大的开关/电感电流。异步开关以 24V 输入电压启动。

## 灵活的拓扑

与 ADI 公司大多数其他升压型 LED 驱动器一样，LT3762 驱动 LED 的模式可重新配置，既可采用升压配置，也可采用降压、升压-降压和降压-升压模式。在这些升压型转换器的拓扑变体中，利用 ADI 公司获得专利的升压-降压模式配置可作为升压/降压型转换器工作，同时还具有低 EMI 工作的优势。该拓扑利用两个电感，一个面向输入，另一个则面向输出，帮助滤除开关所产生的噪声。这两个电感有助于抑制耦合到输入电源、可能连接的其他器件以及 LED 负载的 EMI。

还可在升压-降压模式的拓扑中添加额外电路，以提供 LED-节点到 GND 的短路保护。

图 5 中的原理图显示 LT3762 采用升压-降压模式配置，并增加了该保护电路。当 LED-短路到 GND 时，会强制关闭 M4，以阻断经过电感到输入的导通路径并防止过度消耗电流。强制关闭 M4 时，D3 将 EN/UVLO 引脚拉至低电平，从而在消除短路前阻止转换器开关。将这一额外保护电路与 LT3762 的内置开路/短路检测结合使用，就能获得一



个能够应对恶劣环境中各种故障状况的强健解决方案。

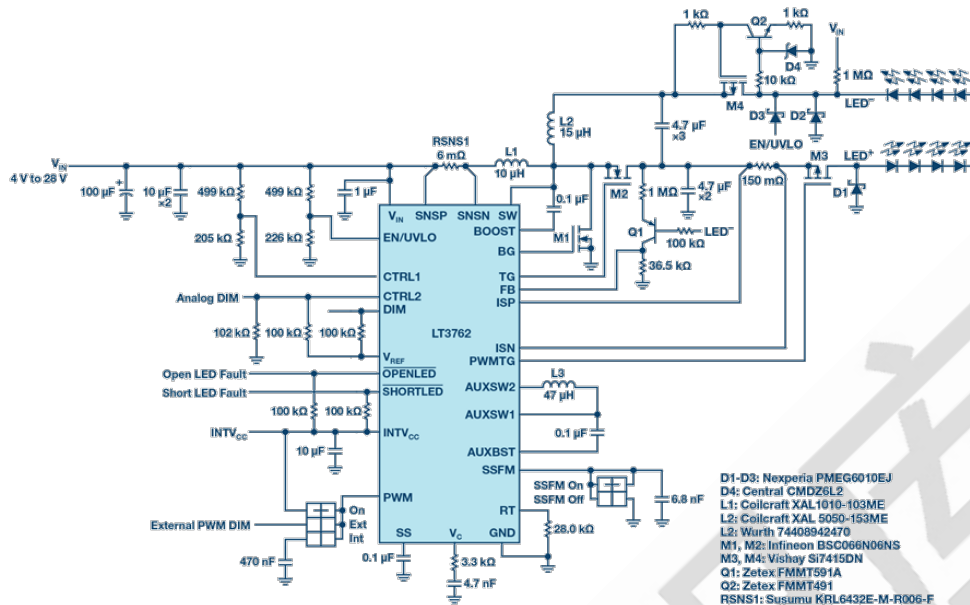


图 5. LT3762 采用 25V、1.5A 升压-降压配置，带有额外的 LED-至 GND 的短路保护。

## 结论

异步升压型转换器正常工作时，通常很难避免在提供高输出电流时，不会产生大量的功率损失并造成箝位二极管发热。除了肖特基二极管产生的损耗之外，这些转换器在输入电压降低时难以保持最大功率输出能力，这限制了输入范围内的功率输出。异步 DC-DC 转换器根本无法适用于更高功率水平，因此必须采用同步开关方案以满足应用规格要求。LT3762 升压型 LED 控制器通过其同步开关解决了提供大电流输出的问题，由于采用了板载 DC-DC 转换器，它能够在更低的输入电压下工作，并且可灵活采用各种电路拓扑。

## 用于高功率机器视觉闪光灯的 LED 驱动器

机器视觉系统使用非常短的强光闪烁来产生用于各种数据处理应用的高速图像。例如，快速移动的传送带通过机器视觉系统进行快速标签和缺陷检测。红外和激光 LED 闪光灯常用于近程和运动检测机器视觉。安全系统发出高速、难以察觉的 LED 闪光灯

来检测运动，捕获和存储安全影像。

所有这些系统都存在的一个挑战，即产生非常高的电流和短时间（微秒）LED 相机闪光波形，这些波形可能散开在较长时间内，例如 100ms 到 1s 以上。产生间隔较长时间的短时 LED 闪光方波并非易事。当 LED（或 LED 串）的驱动电流上升到 1A 以上，并且 LED 开启时间缩短到几微秒时，挑战难度进一步加大。许多具有高速 PWM 能力的 LED 驱动器可能无法有效处理较长关断时间和短时间的高电流，而又不降低适当处理高速图像所需的方波质量。

### 专有 LED 闪光灯

幸运的是，LT3932 高速 LED 驱动器可为高达 2A 的 LED 串提供机器视觉相机闪光灯，关断时间可以长达 1 秒、1 小时、1 天或更长时间。LT3932 的特殊相机闪光灯功能允许其保持输出电容和控制环路充电状态，哪怕是在长关断时间内。对输出和控制环路电容的状态进行采样后，LT3932 继续在长关断期间对这些元件进行涓流充电，以补偿通常都会有的漏电流，而这是其他 LED 驱动器未予考虑的。

LT3932 的专有闪光技术可以扩展，驱动器可以并联以提供更高的 LED 闪光电流。所需的闪光形状和完整性保持不变。图 1 显示了并联两个驱动器以支持 3A 相机闪光灯是多么容易，高达 4A 的设计也是可行的。

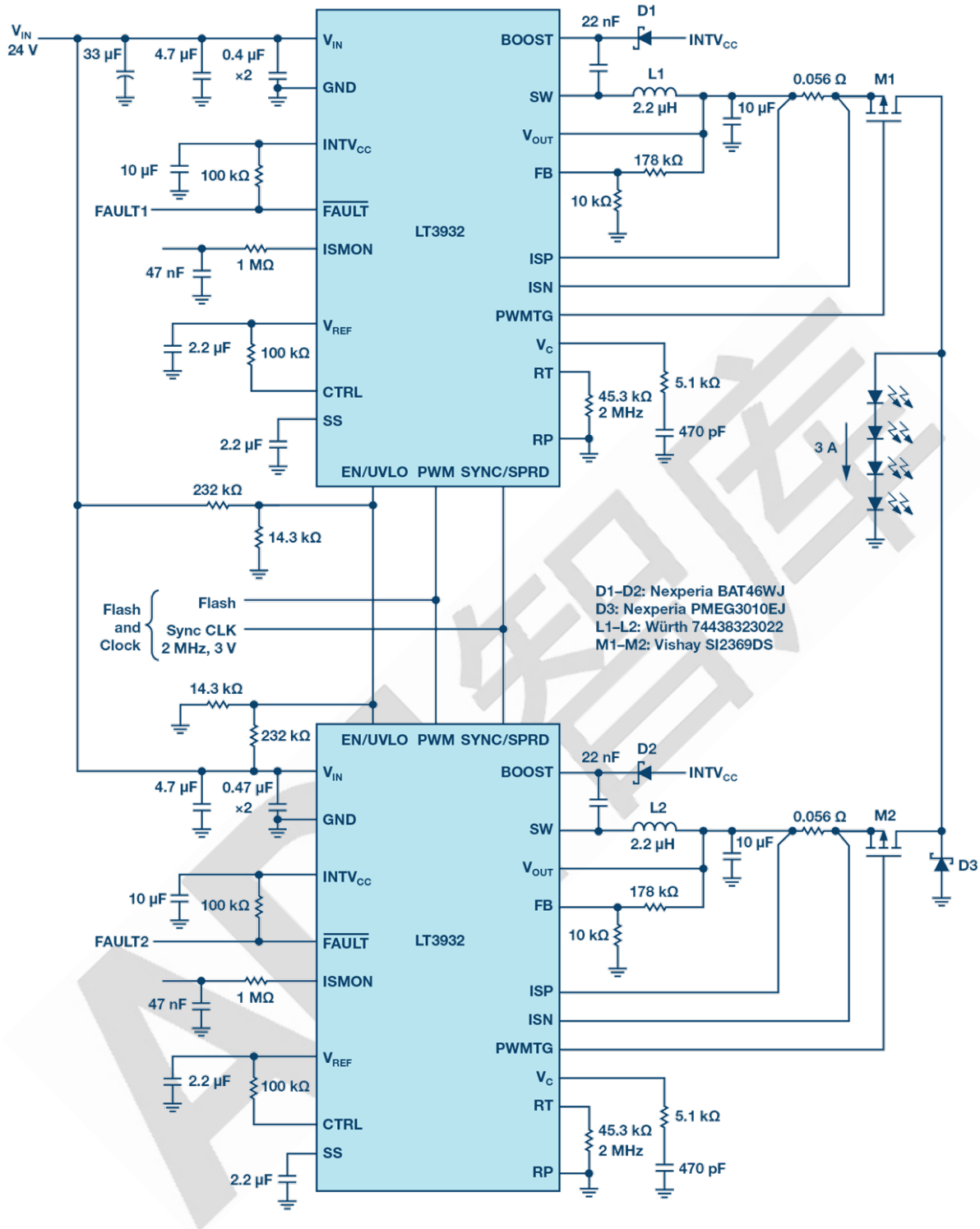


图 1. 相对于标准 PWM 调光频率，并联 LT3932 1.5A LED 驱动器产生具有长关断时间的 3A 机器视觉 LED 脉冲。

机器视觉系统的 LED 闪光灯要求远远高于标准 PWM 调光驱动器所能达到的要求。也就是说，大多数高端 LED 驱动器设计用于在至少 100Hz 的 PWM 频率下提供 PWM 调光

亮度控制。这是因为，若频率较低，哪怕 LED 波形是方形且可重复的，人眼看到的也是令人讨厌的闪烁或频闪。在 100Hz 时，理论最大关断时间约为 10ms。在 10ms 关断时间内，如果设计正确，LED 驱动器会损失极少输出电容电荷，使其在大约相同的状态下启动控制环路，从而结束最后一个 PWM 导通脉冲。电感电流和下一个 LED PWM 导通脉冲的快速响应和斜坡上升可以很快且可重复，并且启动时间极短。较长关断时间（频率低于 100Hz 时）可能会导致输出电容因漏电而损失电荷，从而使 LED 重新开启时无法快速响应。

### 并联 LED 驱动器以提供更高电流

LED 驱动器充当电流源，调节通过发光二极管发出的电流。电流仅沿单一方向流向输出，因此可将多个 LED 驱动器并联起来，其电流汇总后通过负载。电流源不需要防范电流通过一个转换器反向流动，也无需担心输出不匹配。另一方面，电压调节器本身并不擅长均流。如果它们都试图将输出电压调节到某一点，并且其反馈网络存在细微差异，则调节器可能会吸收反向电流。

LED 驱动器会保持其输出电流不变，无论其他驱动器是否提供额外电流并汇总在输出负载上。这使得并联 LED 驱动器非常简单。例如，图 1 所示两个并联 LT3932 LED 驱动器构成的 LED 闪光灯系统能以 3A 高效驱动 4 个 LED，10 $\mu$ s 短脉在机器视觉系统所定义的较长期间内冲散开来。在 PWM 导通时间内，每个 LT3932 转换器产生总串电流的一半；在 PWM 关断时间内，转换器关闭并保存其输出状态。关断时间可短可长，对闪光波形的重复性没有影响。

在长关断期间，并联相机闪光灯应用几乎与单个转换器一样简单。转换器观察最后一个 PWM 导通脉冲结束时的共享输出电压，让输出电容充电至该状态并保持，即使在长关断时间内也如此。每个转换器将其 PWM MOSFET 与共享负载断开连接，并向其输出电容供应电流以补偿泄漏的能量，使该电容充电至接近最后电压状态并保持。这些电容在长关断时间内发生的任何泄漏都可以通过少量维持电流来补偿。当下一个 PWM 导

通脉冲开始时，每个转换器的 PWM MOSFET 导通，输出电容以与最后一个脉冲大致相同的状态启动，无论是经过了 10ms 还是一整天。

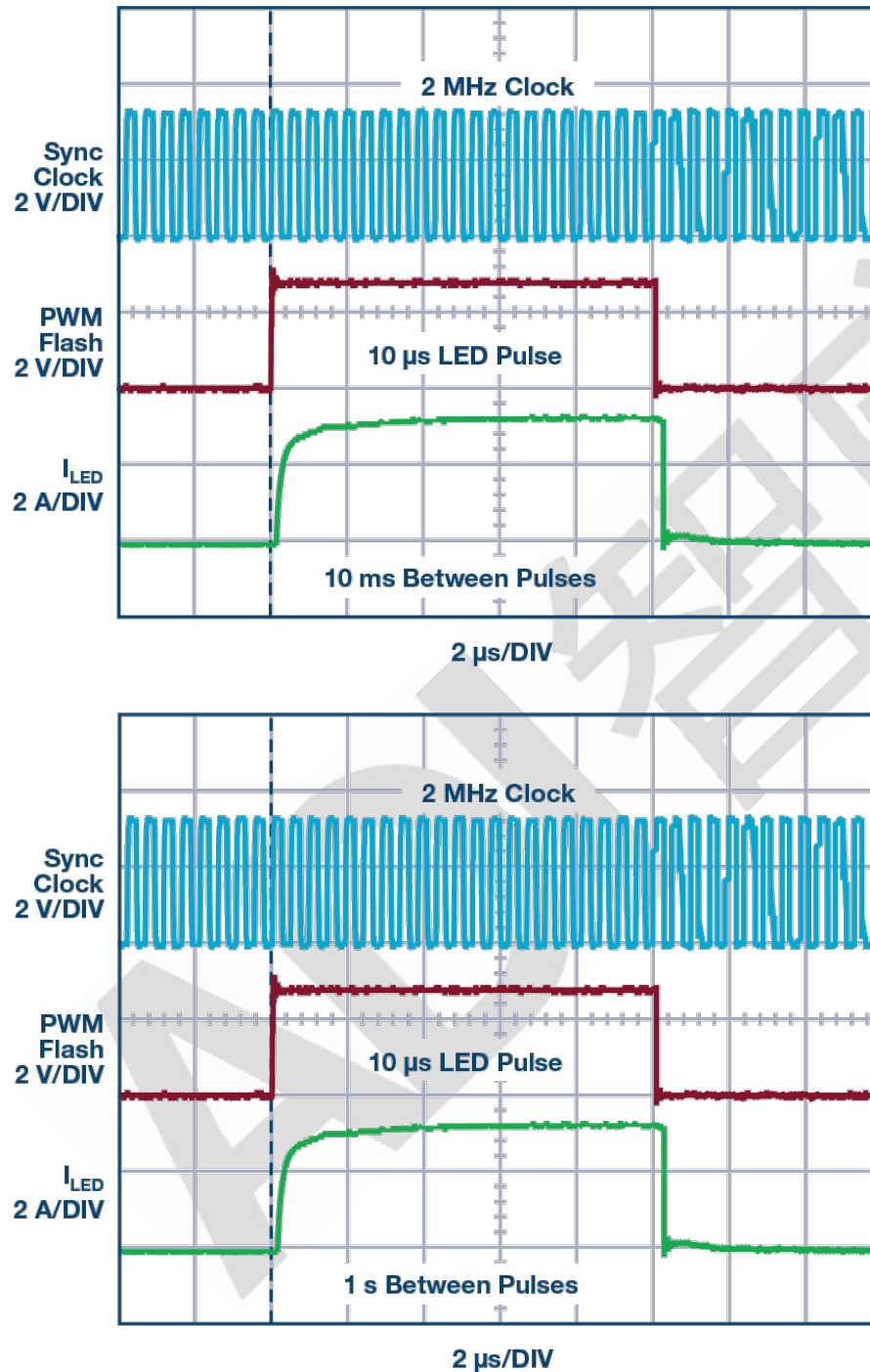


图 2(a)和 2(b)显示了 LT3932 并联 LED 驱动器以 3A 驱动 4 个 LED，机器视觉相机脉冲为 10 μs。无论是 10ms PWM 关断时间(100Hz)还是 1s PWM 关断时间(1Hz)，LED 脉冲都很陡峭且快速，这对于机器视觉系统是非常理想的。



## 实现更高电流亦可

并联 LED 驱动器不限于两个转换器。三个或更多转换器也可以并联在一起，产生具有陡沿的更高电流波形。该系统没有主器件或从器件，因此所有转换器都提供相同量的电流并平均分担负载。建议所有并联 LED 驱动器转换器共享相同的同步时钟并保持同相。这样可确保所有转换器的输出电容纹波具有大致相同的相位，故而纹波电流不会反向流动或在不同转换器之间流动。PWM 脉冲波形与 2MHz 同步时钟保持同相很重要。这样可确保 LED 闪光波形保持方形且无抖动，从而产生最佳图像处理结果。

LT3932 演示电路(DC2286A)设计为通过一个或两个 LED（作为降压 LED 驱动器）驱动 1A 的 LED 电流。如图 1 所示，它很容易进行更改和并联，以实现更高电流、更高电压或并联运行。图 4 显示了如何将两个这样的电路轻松连接在一起，从 24V 输入以 10 $\mu$ s、3A 脉冲驱动 4 个 LED。出于测试目的，脉冲发生器可用于提供同步时钟信号，如图 4 所示。在量产机器视觉系统中，可利用时钟芯片生成同步时钟信号和 PWM 脉冲。如需更高电流脉冲，可使用相同的并联方案添加更多演示电路 DC2286A 转换器。

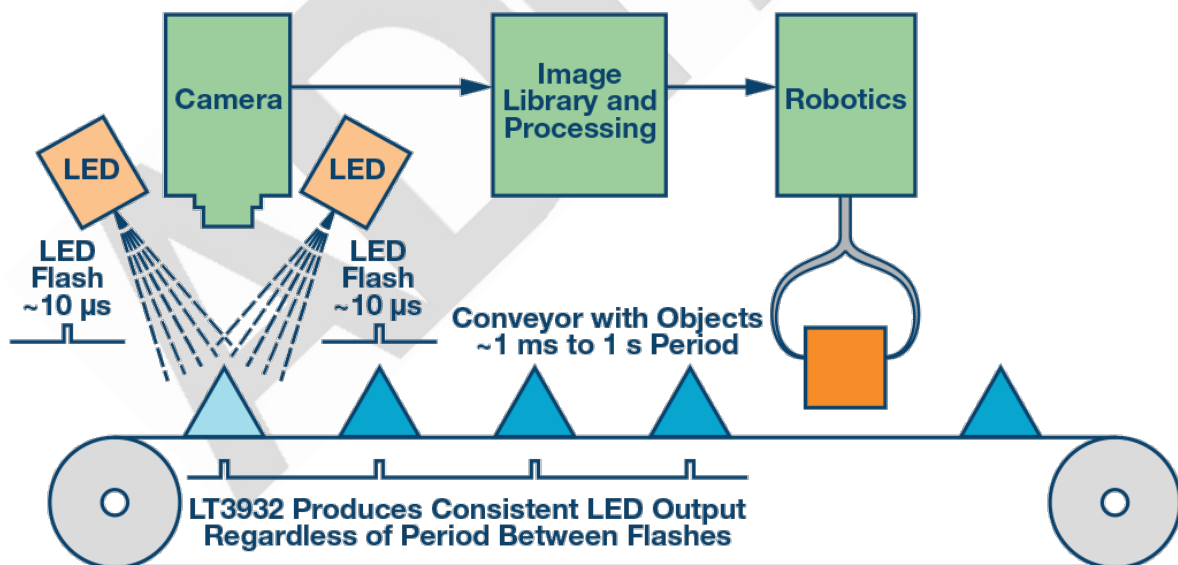


图 3. 工业传送带上的机器视觉例子。检测系统以多种不同速度移动，但闪光技术必须快速而清晰。

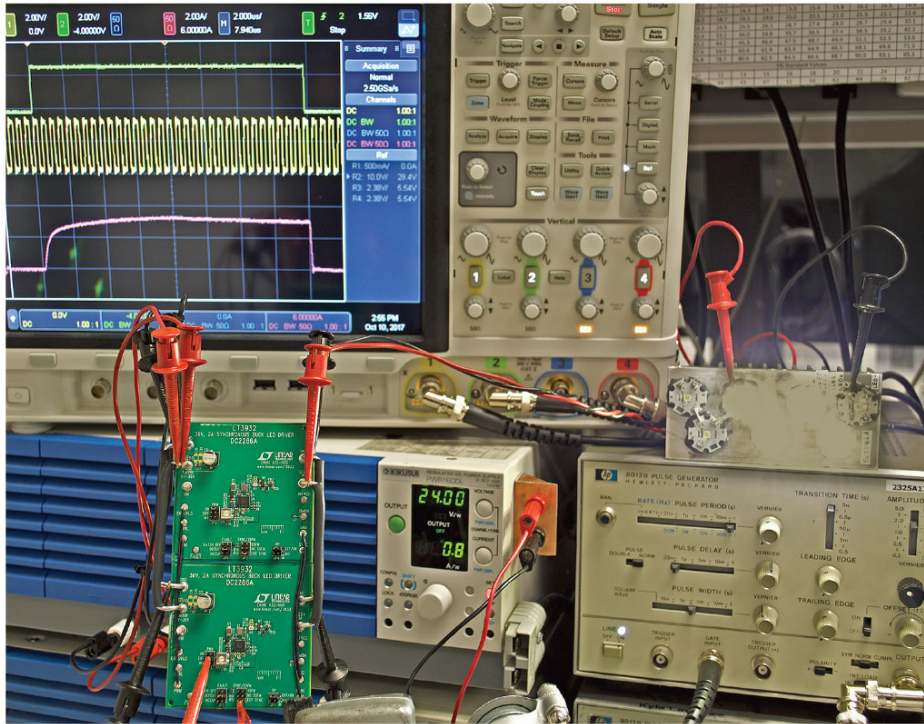


图 4. 两个 DC2286ALT3932 演示电路可轻松并联，以创建图 1 所示的 3A 至 4A 机器视觉 LED 闪光灯应用。

## 结语

机器视觉系统可以使用并联 LED 驱动器来创建自动图像处理所需的快速、方形、高电流波形。通过并联转换器，LT3932 LED 驱动器的专有相机闪光灯技术可以扩展到更高的电流。采用并联 LT3932 转换器，即使关断时间较长，也可以实现 3A 和更高的微秒级脉冲。无论 LED 闪光之间的关断时间有多长，LED 相机闪光波形都能保持方形且无抖动。

# isoPower

## 突破 PLCDCS 多通道模拟输入通道间隔离、高密度和 EMI 高辐射的设计障碍

在高端工厂自动化应用中（如油气厂和电厂），常会要求多路采集通道与通道之间进行隔离，其中高耐压、小尺寸、低 EMI、高可靠性和低成本等要求在通道间隔离设计中别具挑战性。通常目前现有成熟方案，标准模块实现的通道密度往往仅限于四个通道或八个通道，通道间隔离只能承受数百伏特耐压。

本文将简要讨论在过程控制中模拟量输入模块中的隔离问题以及其传统解决方法，然后将提出一种替代性的高密度、易于设计的通道间隔离模拟输入模块的完整解决方案。测试结果表明，这个 16 通道、2.5kVrms 通道间隔离演示模块可以轻松通过 EN55022ClassB 和 ClassA 的 IEC 辐射标准。

### 过程控制模拟量输入模块中的隔离

电气隔离原理是以物理和电气方式分开两个电路，使二者之间无直接传导路径，但仍然可以交换数据和电源。这通常是通过变压器、光耦合器或电容来实现的。隔离用于保护电路和人，隔断接地环路，提高共模电压和噪声抑制性能。

一般地，过程控制的输入要么采用组块隔离，要么采用通道间隔离（见图 1）。对于组块隔离，多路输入通道组合在一起以共用一组隔离器，包括电源隔离和信号隔离。与通道间隔离相比，这样可以节省成本，但限制了组中通道间的共模耐压，这意味着这些通道和设备将被建议安装在相同区域中。通道间隔离（如图 1 右侧所示）相比前者在适用稳定性等方面会大大改善。话虽如此，每通道却需要更高的成本，因此工厂设计人员必须仔细评估和权衡。

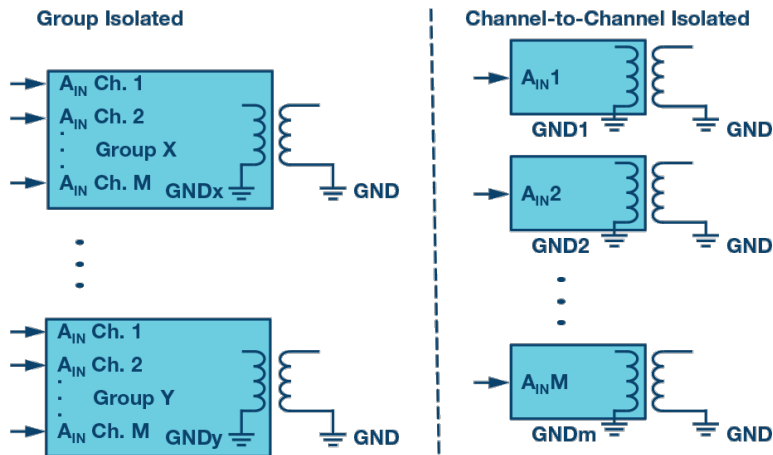


图 1. 组隔离和通道间隔离。

在通道间隔离设计中，每个通道都需要专用的电源隔离和信号隔离。隔离是限制输入模块通道密度、EMI、成本和可靠性的主要因素之一。在之前的新设计中，每个通道用数字隔离器来实现数据隔离，典型的数字隔离器（如 ADuM141E）有四个隔离数据通道，采用 16 引脚 SOIC(6.2mm × 10mm)封装。但是，每个通道仍然需要电源隔离。接下来，我们就来讨论一下三种传统的电源隔离方法：多抽头变压器、推挽式设计和隔离式 DC-DC 模块的优缺点。

图 2 所示为带有一个多抽头变压器的反激式隔离 DC-DC 架构：一个反激式转换器驱动变压器，在抽头上产生多个输出。这是一种成熟的电源架构，但在过程控制应用中有六大劣势：

1. 变压器需要具有多个抽头和降低 EMI 的屏蔽层。在小尺寸封装中很难实现这一目标并保证足够的可靠性。
2. 反馈控制环路只能使用一路通道，意味着只能对其他通道进行更为松散的调控。为了确保工作的可靠性，就需要对此进行仔细的评估。
3. 通道密度很大程度上受到具体变压器放置方案的限制。对于来自各个抽头输出端的电源，变压器置于模拟输入模块的中央，每个输入通道围绕变压器呈扇出形排列，将模拟输入模块卡通道限制为四个或八个。



- 来自其中一路通道的干扰噪声可能通过变压器抽头之间的耦合扩散到其他通道中。
- 隔离所能够承受耐压等级。多抽头变压器只能实现几百伏特的通道间隔离，除非其采用特殊绝缘材料或设计，然而那样做会大幅增加变压器成本。
- 定制变压器取得 UL/CSA 认证的成本很高。

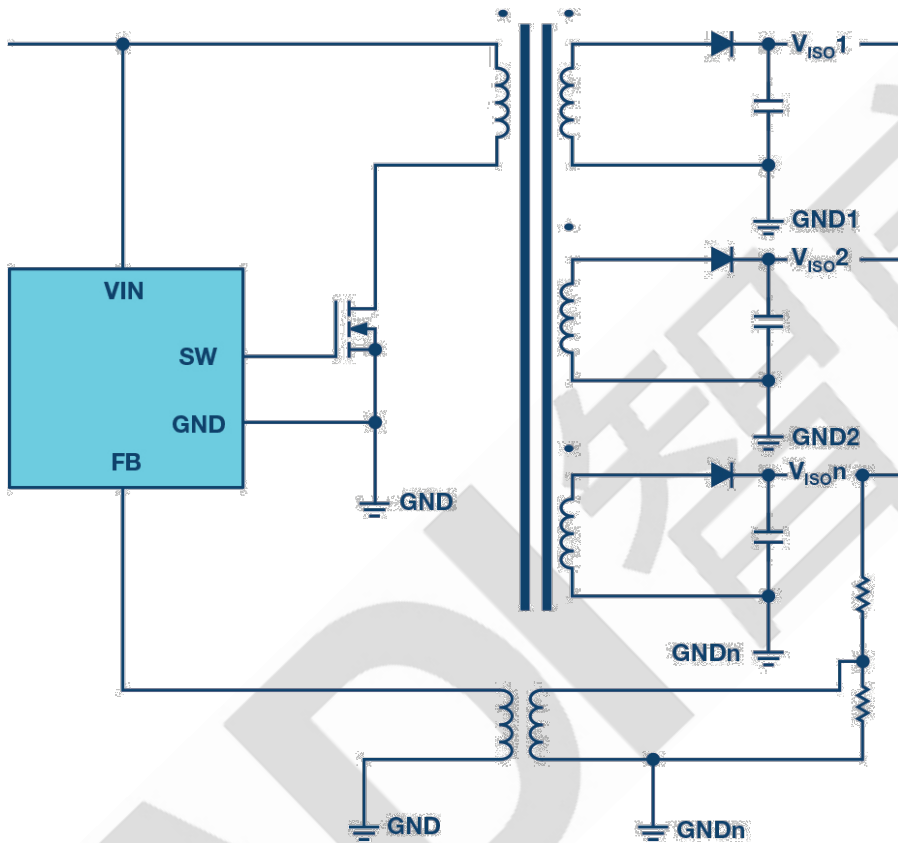


图 2. 多抽头变压器电源隔离设计。

第二种方法是每个通道使用独立的变压器，并用推挽法来隔离各个通道。这种方法不使用反馈，而用适当调节的电源（如 7V）来驱动各个变压器，然后用 LDO 在副边做进一步调节。这种方法是可行的，因为副边上的电流消耗相对较低，使得充分调节成为可能。

这种方法的不足之一是需要进行预调节，每个通道还要使用额外的元件。所选变压器必须符合要求的隔离额定值。预调节、变压器、开关和每个通道需要的 LDO 会占用电路板



空间，增加成本。同时还需要进行大量评估，确保各个条件下都已达到充分调节。

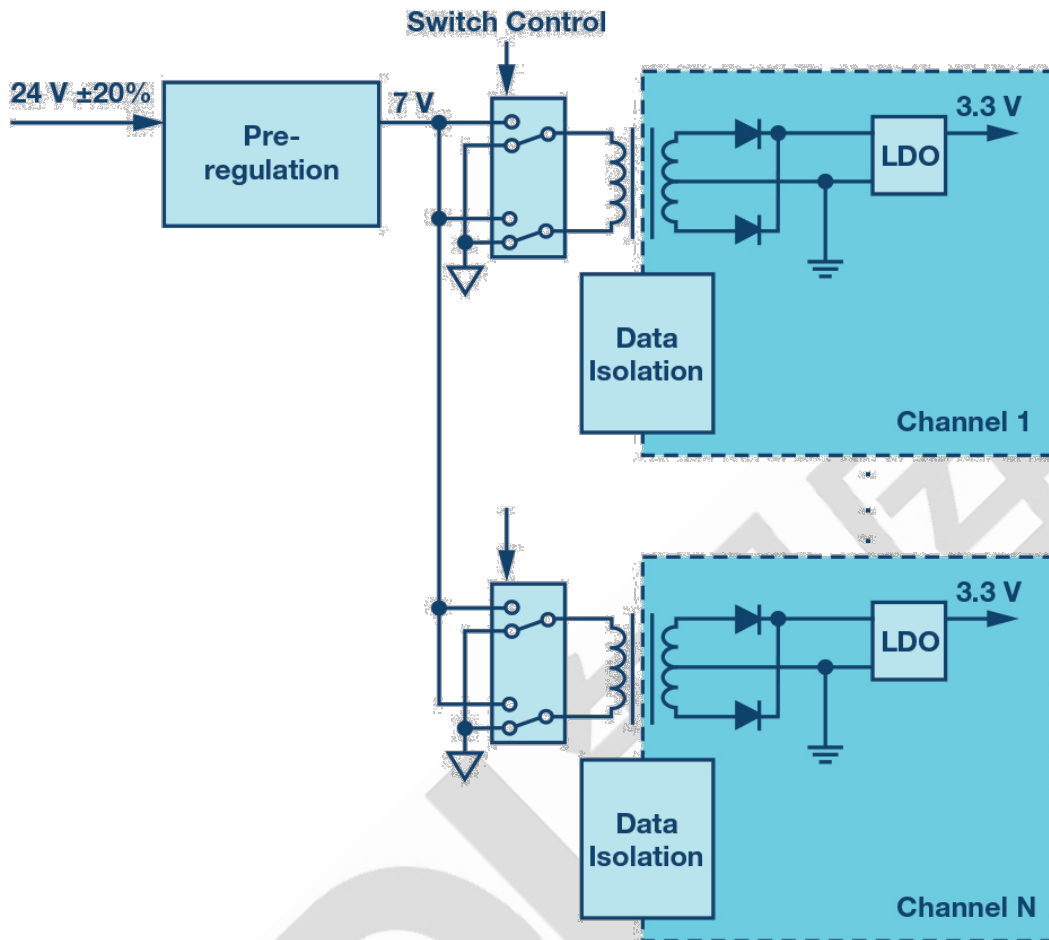


图 3. 推挽式隔离设计。

使用经 UL/CSA 认证的表贴式隔离 DC-DC 模块可以大幅简化隔离式电源设计的复杂性，并使隔离耐压电压等级有一定程度提升。即便如此，其成本仍然较高，而且体积并不能有效减少，并且一般只能通过 EN55022A 类标准。这些模块也可能存在传导性电磁干扰问题，因为多数模块的 PWM 频率为降低电磁辐射干扰都低于 1MHz。同时，多数过程控制模拟量输入模块的模拟侧电流消耗不到 10mA，远远低于市场上的多数隔离式电源模块标称值。

上面讨论的三种传统方法都难以同时达到隔离性能和成本要求。这些方法还要求每个通道采用独立的数据隔离器，进一步增加了空间要求和成本。如果电源隔离可以作为数据隔离器的一部分，则结果会怎样？事实上这一点可以做到，并且也已经成为现实。

ADLiCoupler®技术和 isoPower®技术广泛用于工业和汽车市场，这两种技术可以集成到单个封装中。以 ADuM5411 为例（其功能框图如图 4 所示），该器件采用 7.8mm × 8.2mm 24 引脚 TSSOP 封装，包括完整的电源隔离和四个数据隔离通道。其输出功率高达 150mW，足以满足模拟输入信号调理和数字化的要求，并能通过 2500VrmsUL1577 隔离标准。另外，CMTI（共模瞬变抗扰度）大于 75kV/μs，使其成为存在高瞬变电压和电流的恶劣工业环境（如电厂）的理想选择。

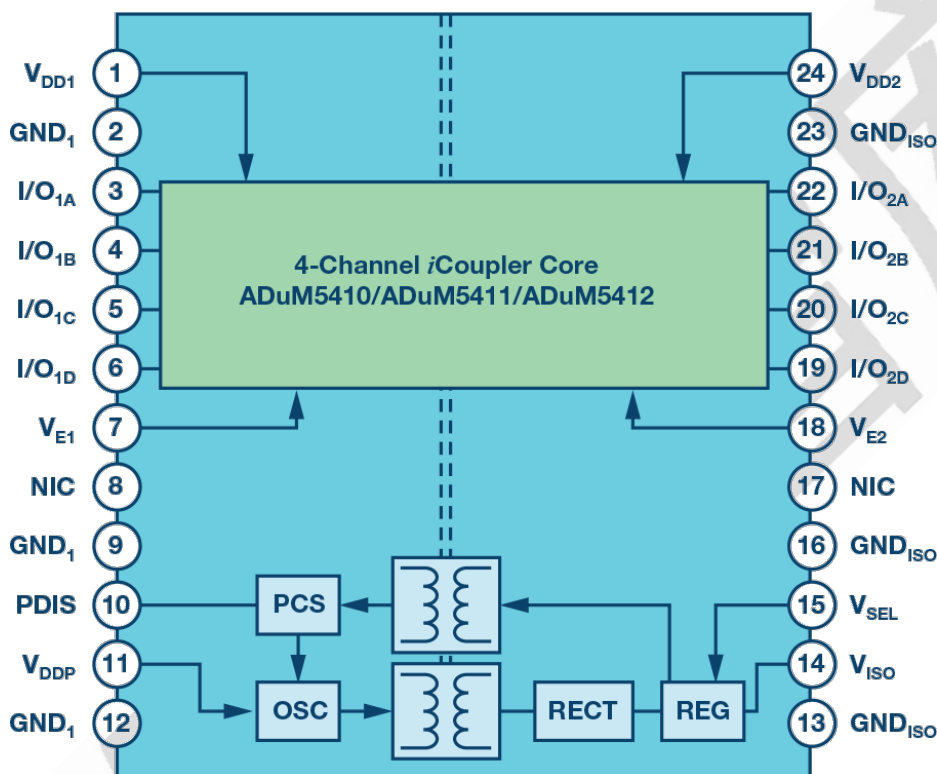


图 4. ADuM5411 功能框图。

基于数据和电源隔离的高度集成，模拟量输入模块设计得以大幅简化，同时还能实现更高的通道密度；可以在传统隔离八通道空间里实现 16 个或以上的隔离通道数量。

我们用这种方案设计了一个 16 通道的通道间隔离的温度输入模块（见图 5），并进行了 EMI 相关的测试。模块中的 ADuM5411 器件为 16 路温度输入通道分别提供隔离电源和数据。热电偶和/或 RTD 测量是用高度集成的温度前端 IC（AD7124 或 AD7792）实施的，比分立式设计更加节省空间。ADP2441 将 24V 背板电源转换成 3.3V 的低电压源用

于驱动 MCU、触摸屏和 ADuM5411。每个输入通道只需要 63.5mm × 17.9mm 的面积。

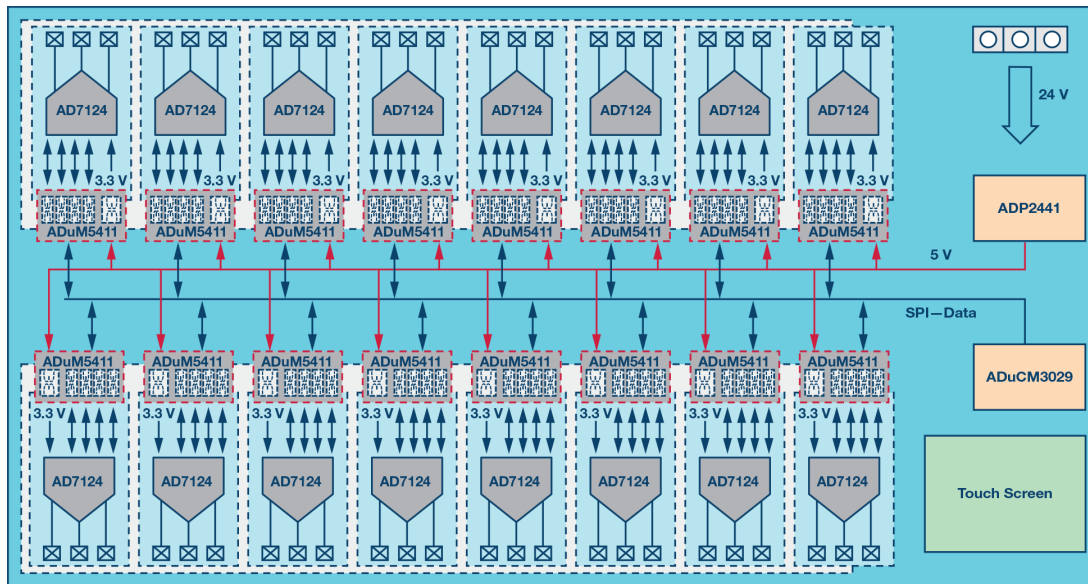


图 5.16 通道的通道间隔离温度输入模块功能框图。

## ADuM5411 的布局设计

ADuM5411 所用开关频率为 125MHz。由于通道数量较多，所以我们特别注意，以确保电路板能顺利通过 EN5022ClassB 的电磁辐射标准测试。

为了尽可能减少辐射，我们采取的原则就是尽量降低功耗、缩短电流环路返回路径，减少共模影响。我们使用了超低功耗集成式温度前端 IC 降，这意味着，隔离现场侧消耗的功率会非常小，由此达到减少辐射能量的目的。完全活跃状态下 AD7124 的功耗仅为 0.9mA。而为了缩短电流返回环路，我们同时采用了铁氧体磁珠和少量的旁路电容。

铁氧体磁珠是在源头控制辐射信号的一种有效方法，因为它会形成比 PCB 走线高得多的阻抗。如图 6 所示，铁氧体磁珠与 ADuM5411 的引脚串联（电源引脚起到主要作用）。铁氧体磁珠的频率响应是一个很重要的考虑因素，我们使用的铁氧体磁珠是 BLM15HD182SN1，其频率范围在 100MHz 至 1GHz 之间的阻抗大于 2kΩ。铁氧体磁珠应尽量靠近 ADuM5411 焊盘。VISO 路径上的 E9 和 GNDISO 路径上的 E10 上的铁氧体磁珠是必不可少的。

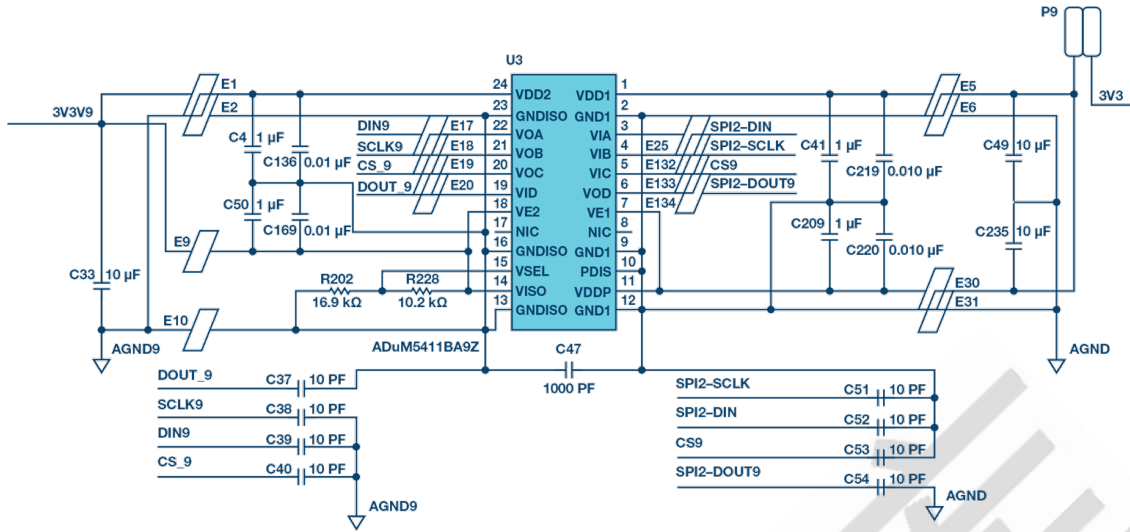


图 6. ADuM5411 原理图。

也可以用耦合电容来提供低阻抗的返回路径，从而减少辐射。一种方法是在隔离栅上使用表贴式高压电容，确保符合爬电距离、电气间隙和耐受电压标准。Murata、Vishay 等供应商均提供此类电容。受安装电容带来的寄生的电感影响，这种方法仅在不超 200MHz 左右的频率下有效。为此，一种更有效的技术是在 ADuM5411 下方的 PCB 电路板内构建一个旁路电容。其可以是浮动式旁路电容，也可以是重叠式旁路电容，如图 7 所示。

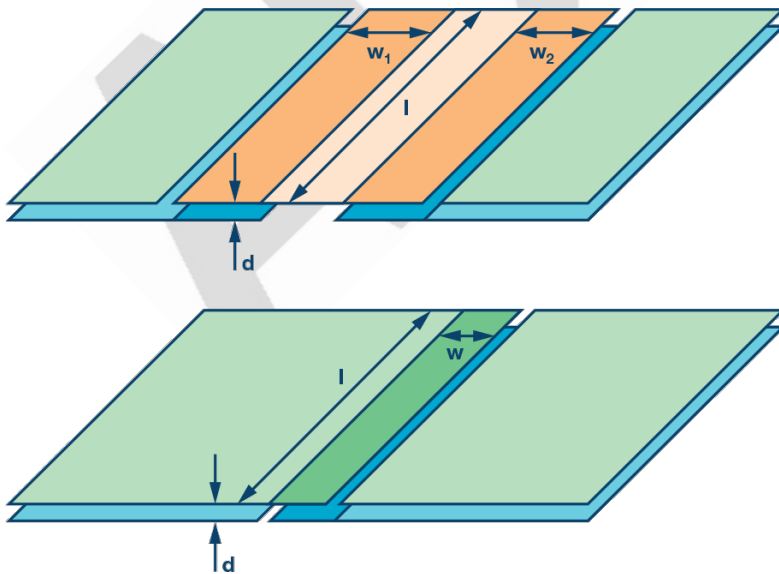


图 7. 浮动式旁路电容与重叠式旁路电容。

浮动式旁路电容集成了两个串行电容，即 C1 和 C2。总电容通过公式 1 计算。

$$C = \frac{C1 \times C2}{C1 + C2}, C1 = \frac{lw_1\varepsilon}{d}, C2 = \frac{lw_2\varepsilon}{d}$$

其中：

$\varepsilon$  为 PCB 绝缘材料的介电常数，FR4 材料为 4.5。

对于重叠式旁路电容，其电容通过公式 2 计算。

$$C1 = \frac{lw\varepsilon}{d}, \varepsilon$$

其中：

$\varepsilon$  为 PCB 绝缘材料的介电常数，FR4 材料为  $4 \times 10^{-11} \text{F/m}$ 。

在材料、面积和距离相同的条件下，浮动式旁路电容的总电容值为重叠式旁路电容的一半，但绝缘材料的厚度则增加了一倍。依据 IEC609502.10.6.4，加强绝缘要求内层绝缘材料的最低厚度为 0.4mm(15.74mil)，但基本绝缘无此类要求。由于 ADuM5411 仅提供 2.5kVrms 的基本隔离，所以，我们选择了重叠式旁路电容以实现电容值的最大化。因相同的原因，内层的厚度也控制在 5mil。

16 通道的通道间温度输入模块 PCB 采用的是一块 6 层的电路板。为了兼顾机械和 EMI 性能，顶层和底层的厚度控制为 20mil，内层控制为 5mil，如图 8 所示。



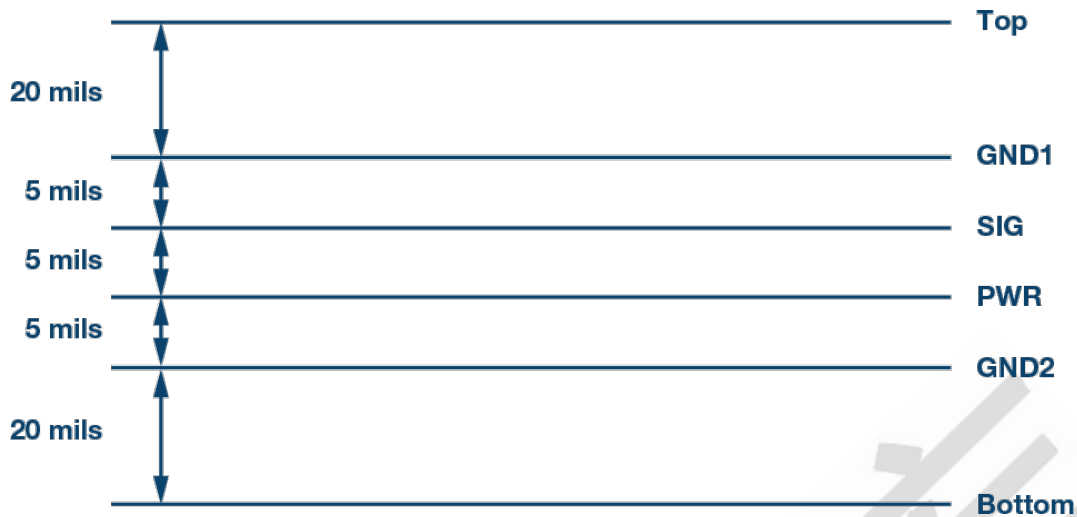


图 8. 六层 PCB 堆栈分配。

如图 9 所示，重叠式旁路电容的各层集成在 GND1、SIG、PWR 和 GND2 中。GND1 和 PWR 上的各层连接至 ADuM5411 的副边，SIG 和 GND2 中的各层连接至 ADuM5411 的原边。这意味着，GND1 与 SIG、SIG 与 PWR、PWR 与 GND2 之间共形成了三个并行的旁路电容。重叠区宽 4.5mm，长 17mm，即总旁路电容为 72pF。



## 基于 EN55022 规格的测试结果

根据 EN55022 规范在 10m 条件下执行两组 EMI 测试。对于第一个测试，带 stitching 电容的电路板使用情况如图 10 所示。图 11 显示了测试结果，该测试通过了 EN55022ClassB 的标准，裕量约为 11.59dB。对于第二个测试，使用了不带 stitching 电容的电路板，而将 3kV、150pF 外部高压电容 KEMETC1812C102KHRACTU 安装在电路板上。图 12 显示了测试结果——通过了 EN55022ClassB 的标准，裕量为 0.82dB，距离 ClassA 的阈值还是有足够多的余量。

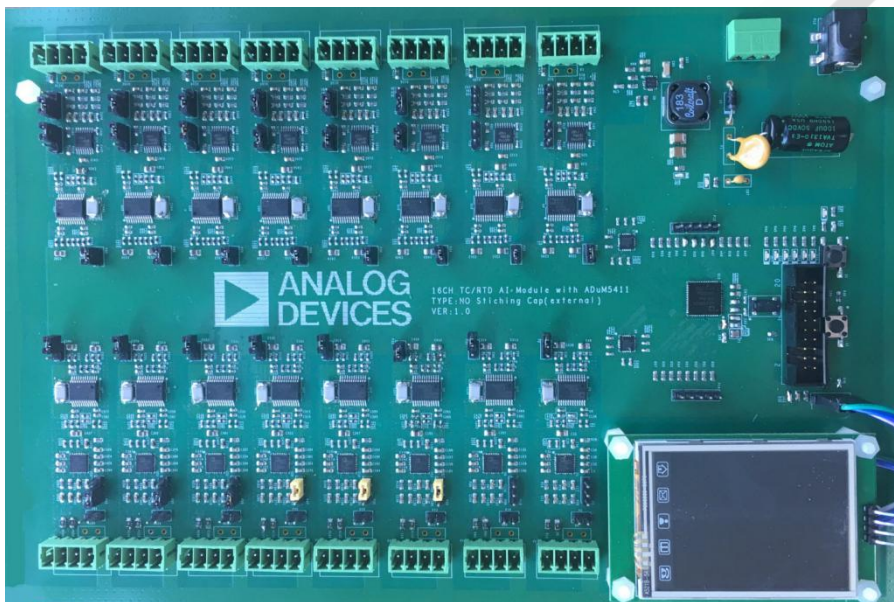


图 10. PCB 中内置无安规电容的旁路电容。

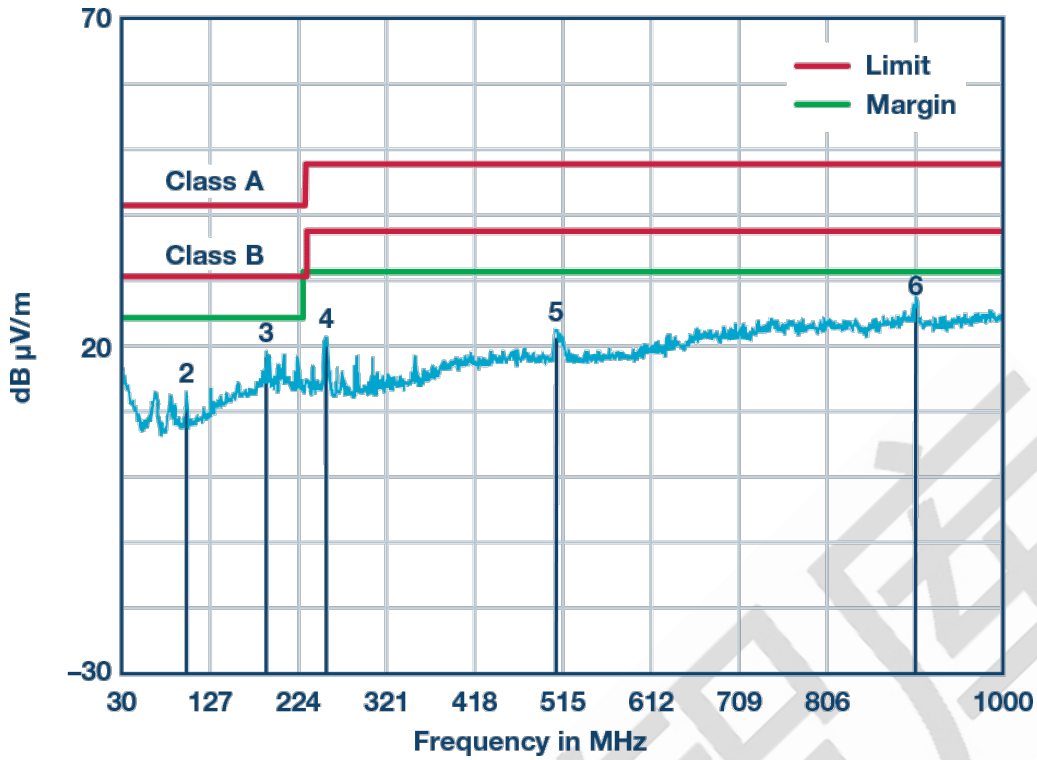


图 11. EN55022B 类测试结果 (PCB 中内置旁路电容)。

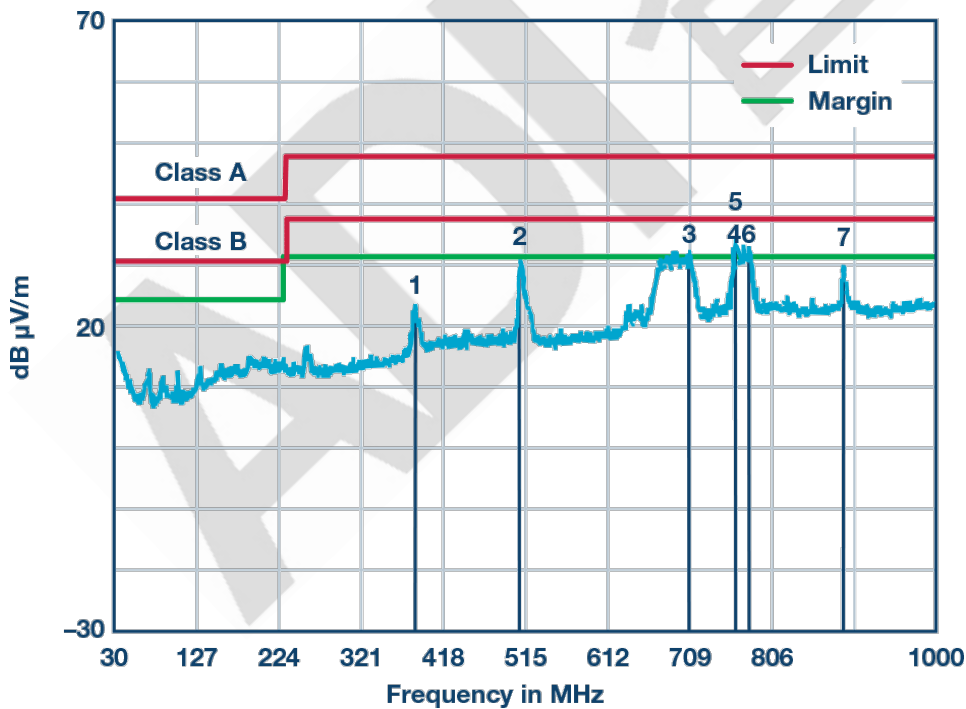


图 12. EN55022B 类测试结果 (无旁路电容, 有安规电容 PCB)。

测试结果证明, 相比高压电容, IC 下的 stitching 电容是更有效的去耦合方法。



## 结语

通道间隔离往往被视为高端过程控制系统设计中的一项挑战。相比传统数字和电源分别隔离的方法，ADI 的 isoPower 技术和 iCoupler 技术可以大幅提高通道密度，还大大简化了设计工作，可以提高通道稳定性和可靠性。利用 PCB 中内置的 stitching 电容或安装在 PCB 旁边的高压电容，可以轻松地控制 EMI 辐射以便通过 EN55022B 类或 A 类标准，这是一项技术上的突破。

## 无需专用隔离反馈回路的简洁反激式控制器设计

图 1 显示了传统的隔离型反激式转换器的架构。这些转换器的功率等级通常可达 60W 左右。通过调整变压器的匝数比，借助原边开关和可以将电源电压转换为输出电压。有关输出电压的信息会通过反馈路径传输到原边的 PWM 发生器，以使该输出电压尽可能保持稳定。如果输出电压太高或太低，则将调整 PWM 发生器的占空比。

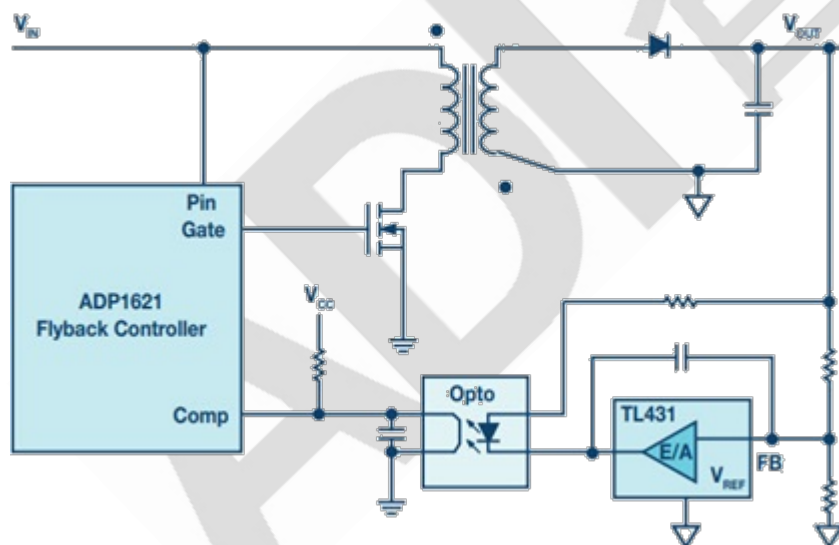


图 1. 传统的带有光耦合器反馈路径的反激式控制器。

这种反馈路径会增加成本，占用电路板上的空间，并与变压器的隔离电压共同决定电路的最大隔离电压。光耦合器通常会老化，随着时间的推移其特性会改变，并且通常不适用于 85°C 以上的温度。



除光耦合器外，可使用第三个变压器绕组来提供有关输出电压状态的信息。可以基于此信息来调节输出电压。但是，这个额外的变压器绕组使变压器更加昂贵，并且输出电压的调节不是特别精确。

更好的替代方法是以替代器件取代光耦合器和光耦合器的副边控制模块。ADuM3190 应运而生，它采用 iCoupler® 隔离技术，通过电感耦合（即无需光耦合器）跨过电隔离传输反馈信号。

但是，除此之外，还有另一种选择。一个特别简洁的解决方案是彻底消除分立式反馈路径。图 2 显示了无需分立式反馈回路的反激式转换器。图 2 所示为一款适用的转换器 IC，即 ADILT8300，它可以通过从副边反激回原边的电压来识别是否需要以及如何调节 PWM 发生器产生的占空比。该解决方案的优势是无需光耦合器或其他反馈电路。这样可以节省成本和空间。而且不会存在与反馈路径的最大隔离电压相关限制影响。只要将所使用的变压器设计用于特定隔离电压，整个电路就可以在该最大隔离电压下工作。

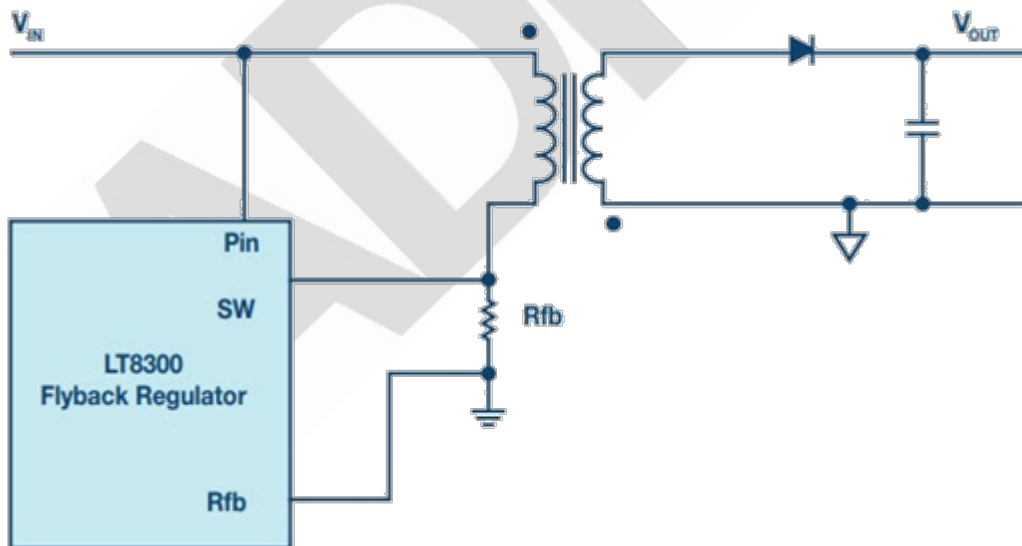


图 2. 反激式控制器无需分立式反馈路径，但可通过原边变压器绕组进行调节。

此概念基于边界模式调节。这时，副边电流在每个周期内均降至零安培。然后，可以测量反激回变压器原边绕组的输出电压，并将其用于原边调节。

是否可以在指定应用中使用不带分立式反馈路径的此类电路，在很大程度上取决于所需的输出电压调节精度。该精度可以优于  $\pm 1\%$ ，但偏差也可能更大，具体取决于应用。

输出电压可通过下式计算得出：

$$V_{OUT} = 100 \mu A \times (R_{fb}/N_{ps}) - V_f$$

$R_{fb}$  如图 2 所示。可以借助它调节输出电压。 $N_{ps}$  是所用变压器的匝数比， $V_f$  是副边反激二极管两端的压降。它通常与温度密切相关。对于设置为较高值（例如 12V 或 24V）的输出电压，温度对  $V_f$  的绝对影响较小。对于设置为 3.3V 或更低的输出电压，温度对输出电压的影响非常大。一些无光耦合器的系列产品内置温度校正功能，以补偿不同的整流二极管在不同温度下的压降。

为了使电压调节功能正常工作，通常还需要在输出端施加最小负载。在 LT8300 中，它约为最大可能负载的 0.5%。

## 结论

反激式控制器不使用分立式反馈路径，但可以通过原边变压器绕组进行控制，从而简化了设计，并避免使用易失效的光耦合器。

## 在密集 PCB 布局中最大限度降低多个 isoPower 器件的辐射

集成隔离电源 isoPower® 的 iCoupler® 数字隔离器采用隔离式 DC-DC 转换器，能够在 125MHz 至 200MHz 的频率范围内切换相对较大的电流。在这些高频率下工作可能会增加对电磁辐射和传导噪声的担心。ADI 公司的 AN-0971 应用笔记 isoPower 器件的辐射控制建议提供了最大限度降低辐射的电路和布局指南。实践证明，通过电路优化（降低负载电流和电源电压）和使用跨隔离栅拼接电容（通过 PCB 内层电容实现），可将峰值辐射降低 25dB 以上。

倘若设计中具有多个 isoPower 器件并且布局非常密集，情况又将如何？是否仍然能够

明显降低辐射？本笔记将针对此类情况提供一些一般指导原则。

由于内层拼接电容能够构建低电感结构，因此最具优势。在整体 PCB 区域受限的情况下，采用多层 PCB 就是很好的方式。采用尽可能多的层数切实可行，同时尽可能多的交叠电源层和接地层（参考层）。图 1 为一个堆叠示例。

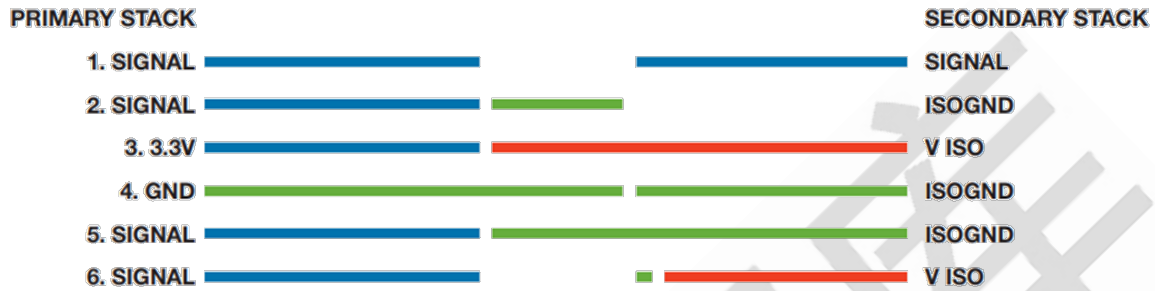


图 1. PCB 层堆叠示例。

埋层（原边 3、4 层，副边 2 至 5 层）可承载电力和接地电流。跨越隔离栅的交叠（例如原边上的第 4 层 GND 和副边上的第 3 层 V Iso）可形成理想的拼接电容。通过多层 PCB 堆叠可形成多个交叠，从而提高整体电容。为使电容最大，还必须减小参考层之间 PCB 电介质材料的厚度。

另一个布局技巧就是交叠相邻的 isoPower 通道的各层。图 2 显示了一个具有四条相邻通道的示例。

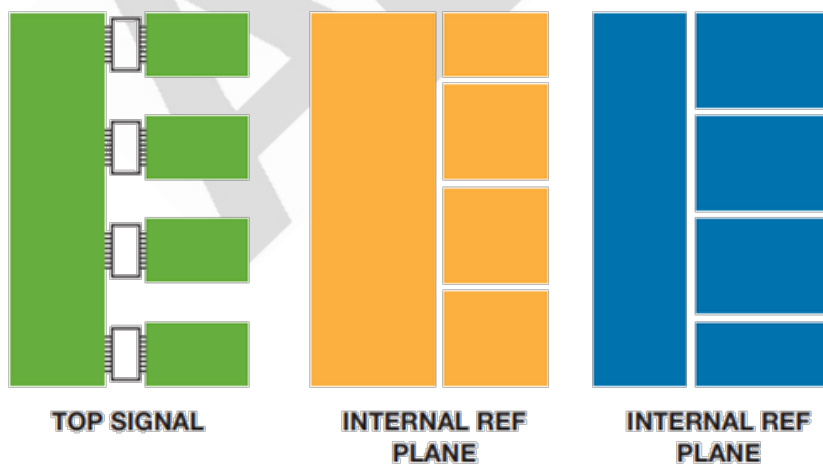


图 2. 具有交叠拼接电容的四个相邻通道。

本示例中，每个输出域与其他域隔离，但是我们仍能利用一些交叠电容。图 3 显示了这种堆叠，可看到每个 isoPower 器件可增加电容以及相邻隔离区连接的情况。

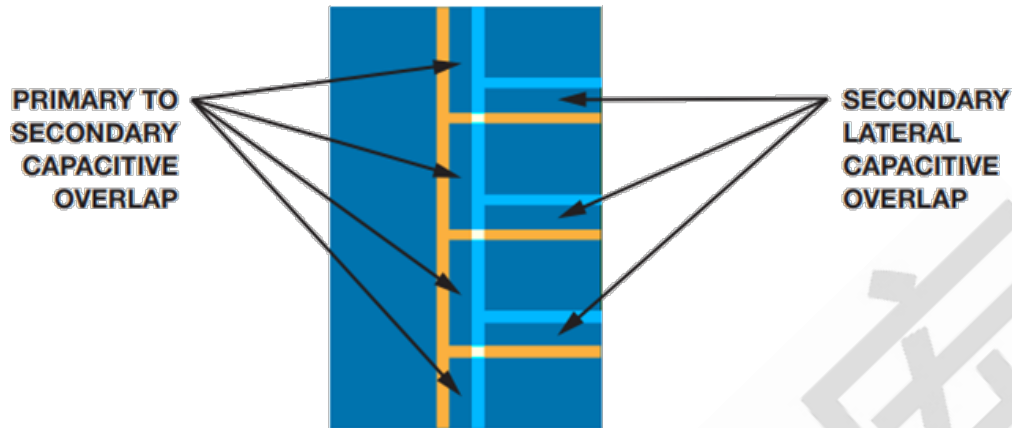


图 3. 具有交叠拼接电容的四个相邻通道。

必须确保内部和外部间隙要求符合最终应用。还可使用铁氧体磁珠在任意电缆连接上提供过滤，从而减少可能产生辐射的天线效应。

#### 小结：

- 最大程度降低每个通道的电源要求
- 在多个 PCB 层上构建拼接
- 采用尽可能多的 PCB 层切实可行
- 在各参考层间使用最薄的电介质
- 在相邻域之间进行连接
- 确保内部和外部爬电距离仍然符合要求
- 电缆连接上提供过

## 其他电源设计技巧

### 如何防止由电源线引起的电压波动

当采用降压型稳压器或线性稳压器电源时，一般是将电压调节为设定值来为负载供电。在一些应用中（例如，实验室电源或需采用较长电缆连接各种元件的电子系统），由于互连线上存在各种电压降，因此无法确保在所需位置点始终提供准确的稳压电压。控制精度取决于许多参数。一个是负载需要连续恒定电流时的直流电压精度。另一个是生成电压的交流精度，这取决于生成的电压如何随负载瞬变而变化。影响直流电压精度的因素包括所需的基准电压（可能是一个电阻分压器）、误差放大器的行为以及电源的一些其他影响因素。影响交流电压精度的关键因素包括所选的功率等级、后备电容以及控制环路的架构与设计。

然而，除了所有这些会影响生成的电源电压精度的因素以外，还必须考虑其他影响。如果电源与所需供电的负载空间分离，则在稳压电压和需要电能的位置之间将存在电压降。该电压降取决于稳压器和负载之间的电阻。它可能是带插头触点的电缆或电路板上的较长走线。

图 1 显示电源和负载之间存在电阻。可以通过略微提高电源生成的电压，来补偿该电阻上的电压损耗。不幸的是，线路电阻上产生的电压降取决于负载电流，即流过线路的电流。相较于低电流，高电流会导致更高的电压降。因此，负载由精度相当低的调节电压供电，而调节电压取决于线路电阻和相应的电流。



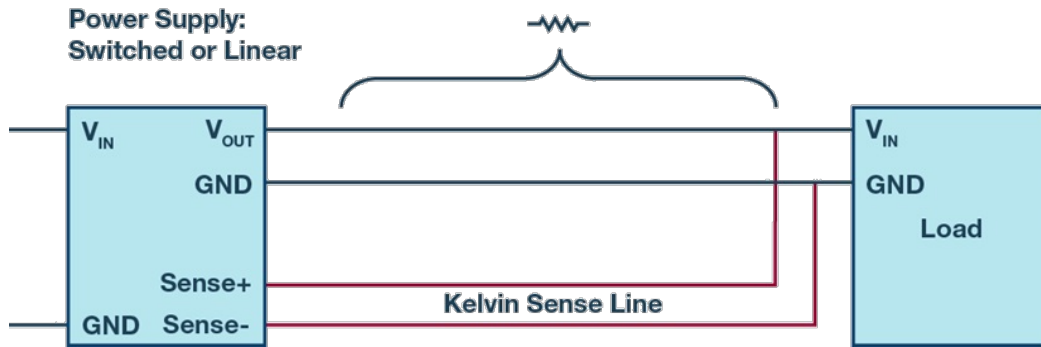


图 1. 稳压器与相关负载之间的物理距离。

对于这个问题早就有了解决方案。可与实际连线并联，额外增加一对连接。采用开尔文检测线测量电子负载侧的电压。在图 1 中，这些额外的线路显示为红色。然后将这些测量值整合到电源侧的电源电压控制中。这种方式很有效，但缺点是需要额外的检测引线。由于无需承载高电流，这类引线的直径通常非常小。然而，在连接电缆中设置测量线以获得更高的电流会带来额外的工作量和更高的成本。

无需额外的一对检测引线，也可以对电源和负载之间连接线上的电压降进行补偿。对于一些电缆布线复杂、成本高昂并且所产生的 EMC 干扰很容易耦合到电压测试引线的应用而言，这一点特别有意义。第二种方案是使用 LT6110 这类专用线路压降补偿 IC。将此 IC 插入电压发生侧，并测量进入连接线之前的电流。然后根据测得的电流来调节电源的输出电压，从而能够非常精确地调节负载侧电压，而不用考虑负载电流。

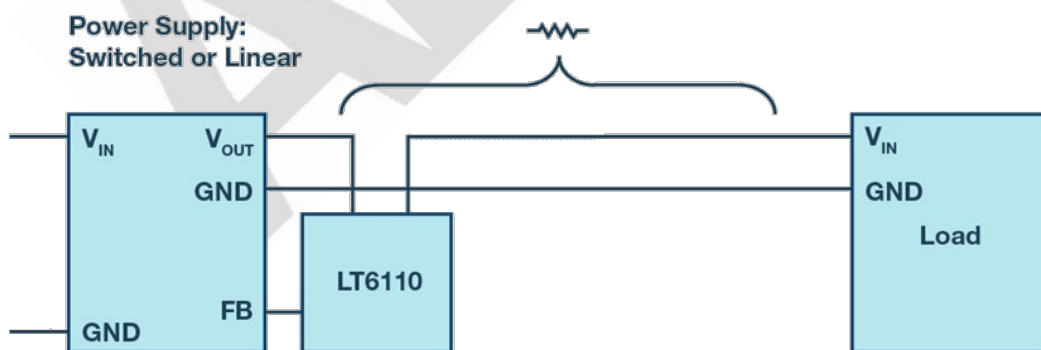


图 2. 利用 LT6110 调节电源输出电压，以补偿连接线上的电压降。

采用 LT6110 这类元件，就可以根据相应的负载电流来调节电源电压；不过，进行这种

调节需要了解线路电阻相关信息。大多数应用都会提供此信息。如果在器件的使用寿命期间，将连接线更换成更长或更短的连接线，则还必须对采用 LT6110 实现的电压补偿进行相应调整。

如果在器件工作期间线路电阻可能会发生变化，可使用 LT4180 这类元件，在负载侧具有输入电容时，通过交流信号对连接线电阻进行虚拟预测，从而为负载端提供高精度电压。

图 3 显示了一个采用 LT4180 的应用，其中传输线路的电阻未知。线路输入电压根据相应的线路电阻进行调节。使用 LT4180，无需开尔文检测线路，只需逐步改变线路电流并测量相应的电压变化即可实现电压调节。利用测量结果确定未知线路中的电压损耗。根据电压损耗信息实现 DC/DC 转换器输出电压的最佳调节。

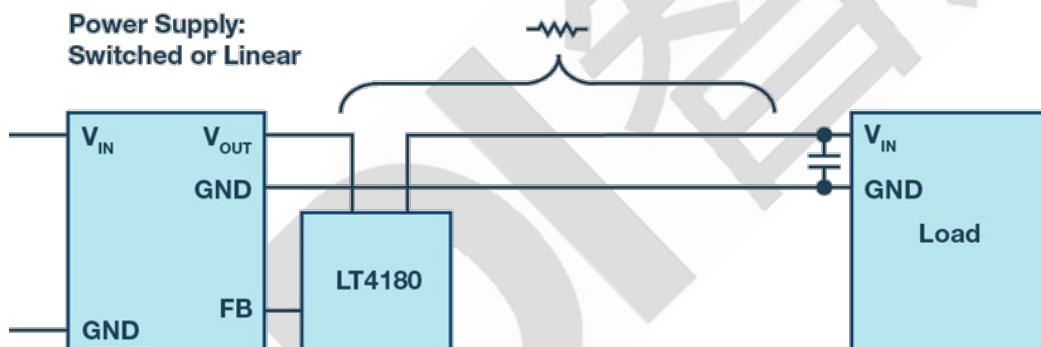


图 3. 使用 LT4180 对线路进行虚拟远程测量。

只要负载侧的节点具有低交流阻抗，这种测量方式就很有效。在许多应用中都有效，因为长连接线之后的负载需要一定量的能量存储。由于阻抗低，可以对 DC/DC 转换器的输出电流进行调节，并通过测量连接线前侧的电压来确定线路电阻。

能否获得稳定的电源电压不仅与电压转换器本身有关，而且与负载的电源线也有关。

## 结论

通过额外配置开尔文检测线可以提高所需的直流精度。除此之外，也可以使用集成电路来补偿线路上的电压降，无需开尔文检测线。如果开尔文检测线的成本太高，或者

必须使用现有线路，且没有额外的检测线，这种方案会很有用。利用这些设计技巧，可以很容易实现更高的电压精度。

## 低功耗会烧毁器件？低电流损耗也可能带来麻烦

我更换了一个更新更好的器件，具有更低的电流损耗。结果发生故障，新器件甚至烧毁。请问如何解释这一现象？线性稳压器是相当简单的器件，并没有太多挑战。尽管如此，偶尔还是会遇到麻烦。

我当现场应用工程师时，有时客户会请我推荐替代其他供应商的器件。在许多情况下，器件的替换由客户的生产、采购团队决定，而原来的电路设计师可能并不知晓这个变更。决策过程相当简单：替换器件应当具有相同的功能、封装和引脚配置，以及与被替换器件同等甚至更好的电气规格。只要满足所有这些要求，就向元器件工程师提供必要的比较数据，将新元器件添加到材料清单中，作为第二供应商备选件。做完这些，应当大功告成。但事实上，使用旧器件正常工作的产品在替换为备选件后，在生产线上开始失效。哪里出错了呢？

我曾参与解决这样一个案例，我们遵循上述流程，在客户设计中，将一个隔离式 RS-485 收发器作为另一供应商器件的第二供应商。两个器件形状、尺寸和功能兼容，而我们的器件具有更好的电气规格。客户随后向我们下了大量此器件的订单，似乎没有任何理由出错。然而，客户报告说，新的 RS-485 收发器在生产测试台上开始失效。由于设计中没有任何别的改变，所以一定是图中的新器件出错了。

经过进一步调查，我们发现为收发器总线侧供电的线性稳压器未按预期稳压至 5V，而是上升到更高的电压。我们不得不仔细检查、比较旧收发器和替换件的数据手册，以及线性稳压器的数据手册，以确定哪里出错了。

“更好”是一个定性术语，具体取决于所讨论的参数。例如，当涉及到速度、CMRR、PSRR 时，越高越好；当涉及到失调电压、漂移时，越低越好；而您不需要太多工程知

识就知道功耗总是越低越好。真的是这样吗？在这个特殊案例中，并非如此。旧收发器闲置状态下在总线侧消耗 15mA（典型值）电流，而新器件仅消耗 2mA（最大值）。毫无疑问，新器件在数据上看起来更好。不幸的是，线性稳压器似乎失常了。

正如本文开头提到的，线性稳压器相当简单，并没有太多要求。然而，它的一个特殊要求是需要最小负载电流才能正常工作。如果这一需求没有被满足，稳压器将无法正常稳压，输出电压超出范围。如果稳压器的输入电压远高于期望的输出电压，情况将变得更差。

许多现代线性稳压器在设计中特别注意了这个问题，因而不会产生故障。一些旧器件（如本案中客户设计所用的器件）没有考虑此点，因此在系统设计时需要额外的预防措施。某些情况下，可调输出 LDO 的反馈电阻网络负责最小负载电流。不幸的是，如果决定大幅提高电阻，同时保持相同比值，很可能无意中闯祸。还有另外一种情况，即由 LDO 供电的器件在正常工作期间满足负载要求，而在待机状态下则不行。这些都是需要注意的潜在缺陷，因此请务必仔细阅读 LDO 数据手册。如果有最小负载电流要求，通常以某种形式体现出来。下面是几个示例：

|                  |  |   |      |      |    |
|------------------|--|---|------|------|----|
| Load Regulation  | $10 \text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}^{(1)(3)}$ | $T_J = 25^\circ\text{C}$                    | 0.1% | 0.3% |    |
|                  |  | Over Full Operating Temperature Range       | 0.3% | 1%   |    |
| $I_{\text{MIN}}$ | Minimum Load Current <sup>(3)</sup>                              | $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ | 1    |      | mA |

图 1. 数据手册中的最小负载电流实例。

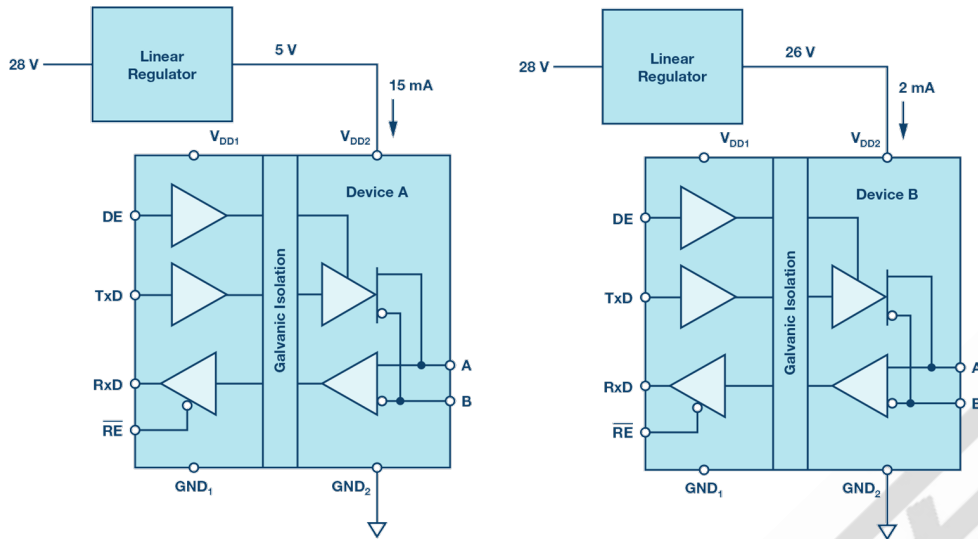


图 2. 左边线路图：采用旧器件的稳压器正常工作（满足最小负载电流要求）。右边线路图：采用新器件的稳压器不稳定（负载电流不足）。

回到我们的故事——一旦了解了问题产生的根本原因，那么修复就相当简单。我们要做的就是调节器输出端加一个泄放电阻，以消耗最小负载电流。虽然不理智的客户很容易将问题简单地归咎于我们的器件，但本例中的客户看到了积极的一面，很高兴能从这一案例中学习到新技术。



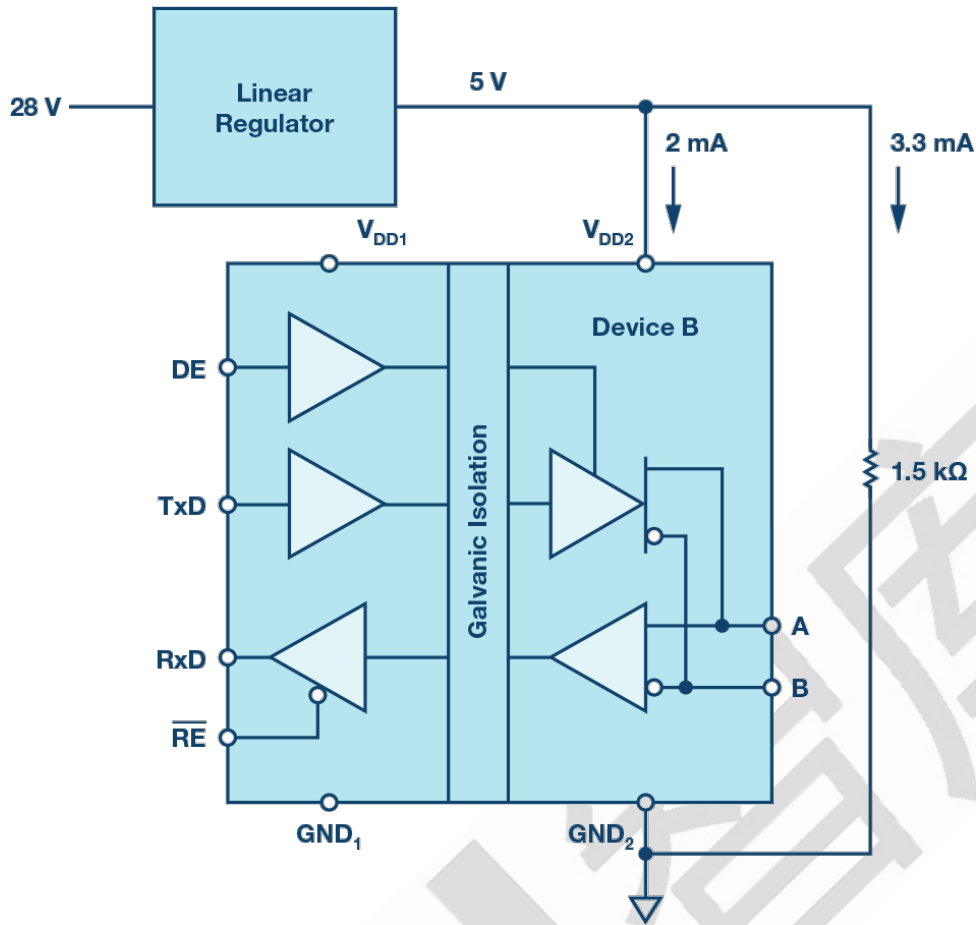


图 3. 增加一个泄放电阻满足最小负载电流要求后，问题解决了。

有如童话中的完美结局——虽然有牺牲，但最终每个人都过上了幸福快乐的生活。

## 为什么我的处理器漏电？这听起来像一个开放式问题

记得有一次，客户拿着处理器板走进我的办公室，说它的功耗太大，耗尽了电池电量。由于我们曾骄傲地宣称该处理器属于超低功耗器件，因此举证责任在我们这边。我准备按照惯例，一个一个地切断电路板上不同器件的电源，直至找到真正肇事者，这时我想起不久之前的一个类似案例，那个案例的“元凶”是一个独自挂在供电轨和地之间的 LED，没有限流电阻与之为伍。LED 最终失效是因为过流，还是纯粹因为它觉得无聊了，我不能完全肯定，不过这是题外话，我们暂且不谈。从经验出发，我做的第一件事是检查电路板上有无闪闪发光的 LED。但遗憾的是，这次没有类似的、昭示问题的希望曙光。另外，我发现处理器是板上的唯一器件，没有其他器件可以让我

归咎责任。客户接下来抛出的一条信息让我的心情更加低落：通过实验室测试，他发现功耗和电池寿命处于预期水平，但把系统部署到现场之后，电池电量快速耗尽。此类问题是最难解决的问题，因为这些问题非常难以再现“第一案发现场”。这就给数字世界的问题增加了模拟性的无法预测性和挑战，而数字世界通常只是可预测的、简单的1和0的世界。

在最简单意义上，处理器功耗主要有两方面：内核和 I/O。当涉及到抑制内核功耗时，我会检查诸如以下的事情：PLL 配置/时钟速度、内核供电轨、内核的运算量。有多种办法可以使内核功耗降低，例如：降低内核时钟速度，或执行某些指令迫使内核停止运行或进入睡眠/休眠状态。如果怀疑 I/O 吞噬了所有功耗，我会关注 I/O 电源、I/O 开关频率及其驱动负载。

我能探究的只有这两个方面。结果是，问题同内核方面没有任何关系，因此必然与 I/O 有关。这时，客户表示他使用该处理器纯粹是为了计算，I/O 活动极少。事实上，器件上的大部分可用 I/O 接口都没有得到使用。

“等等！有些 I/O 您没有使用。您的意思是这些 I/O 引脚未使用。您是如何连接它们的？”

“理所当然，我没有把它们连接到任何地方！”

“原来如此！”

这是一个令人狂喜的时刻，我终于找到了问题所在。虽然没有沿路尖叫，但我着实花了一会工夫才按捺住兴奋之情，然后坐下来向他解释。

典型 CMOS 数字输入类似下图：

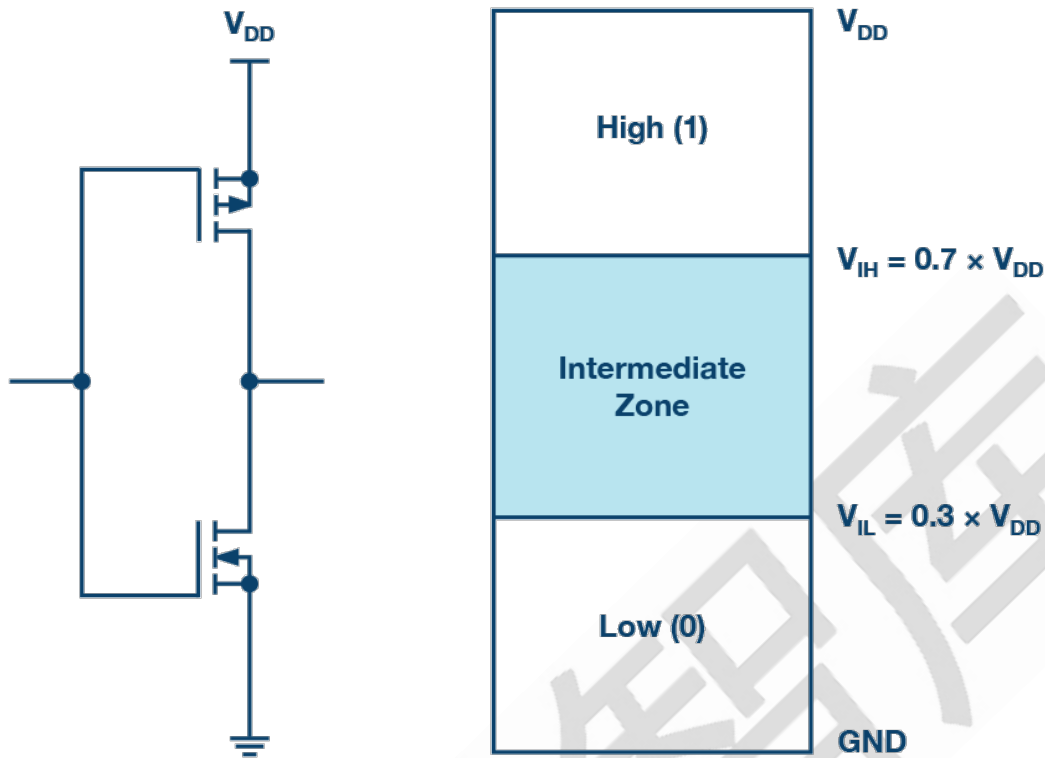


图 1. 典型 CMOS 输入电路（左）和 CMOS 电平逻辑（右）。

当以推荐的高(1)或低(0)电平驱动该输入时，PMOS 和 NMOSFET 一次导通一个，绝不会同时导通。输入驱动电压有一个不确定区，称为“阈值区域”，其中 PMOS 和 NMOS 可能同时部分导通，从而在供电轨和地之间产生一个泄漏路径。当输入浮空并遇到杂散噪声时，可能会发生这种情况。这既解释了客户电路板上功耗很高的事实，又解释了高功耗为什么是随机发生的。

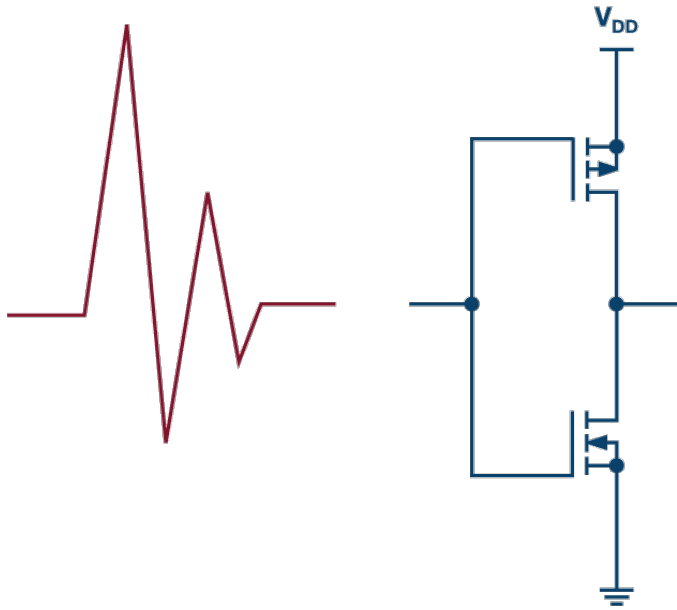


图 2. PMOS 和 NMOS 均部分导通，在电源和地之间产生一个泄漏路径。

某些情况下，这可能引起闩锁之类的状况，即器件持续汲取过大电流，最终烧毁。可以说，这个问题较容易发现和解决，因为眼前的器件正在冒烟，证据确凿。我的客户报告的问题则更难对付，因为当您在实验室的凉爽环境下进行测试时，它没什么问题，但送到现场时，就会引起很大麻烦。

现在我们知道了问题的根源，显而易见的解决办法是将所有未使用输入驱动到有效逻辑电平（高或低）。然而，有一些细微事项需要注意。我们再看几个 CMOS 输入处理不当引起麻烦的情形。我们需要扩大范围，不仅考虑彻底断开/浮空的输入，而且要考虑似乎连接到适当逻辑电平的输入。

如果只是通过电阻将引脚连接到供电轨或地，应注意所用上拉或下拉电阻的大小。它与引脚的拉/灌电流一起，可能使引脚的实际电压偏移到非期望电平。换言之，您需要确保上拉或下拉电阻足够强。

如果选择以有源方式驱动引脚，务必确保驱动强度对所用的 CMOS 负载足够好。若非如此，电路周围的噪声可能强到足以超过驱动信号，迫使引脚进入非预期的状态。

我们来研究几种情形：

在实验室正常工作的处理器，在现场可能莫名重启，因为噪声耦合到没有足够强上拉电阻的 RESET（复位）线中。

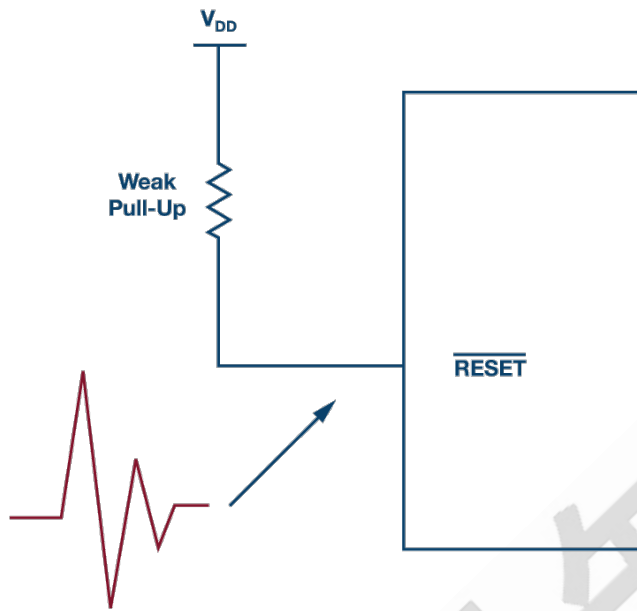


图 3. 噪声耦合到带弱上拉电阻的 RESET 引脚中，可能引起处理器重启。

想象 CMOS 输入属于一个栅极驱动器的情况，该栅极驱动器控制一个高功率 MOSFET/IGBT，后者在应当断开的时候意外导通！简直糟糕透了。

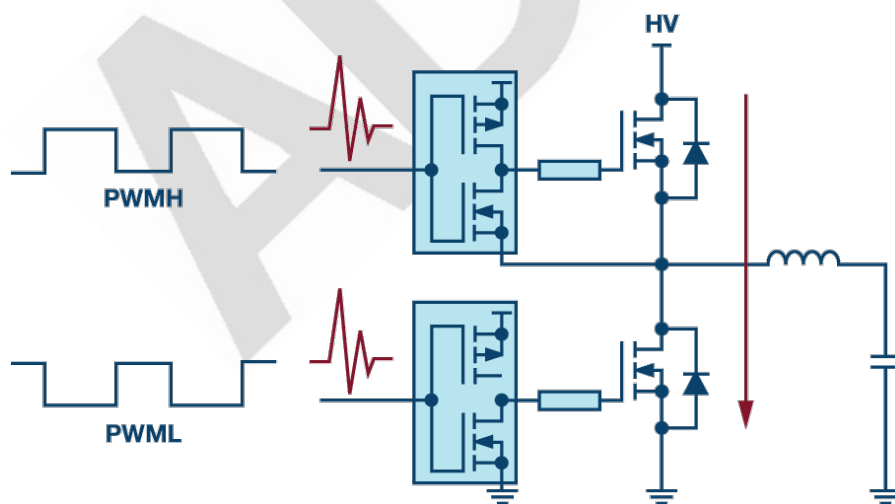


图 4. 噪声过驱一个弱驱动的 CMOS 输入栅极驱动器，引起高压总线短路。

另一种相关但不那么明显的问题情形是当驱动信号的上升/下降非常慢时。这种情况



下，输入可能会在中间电平停留一定的时间，进而引起各种问题。

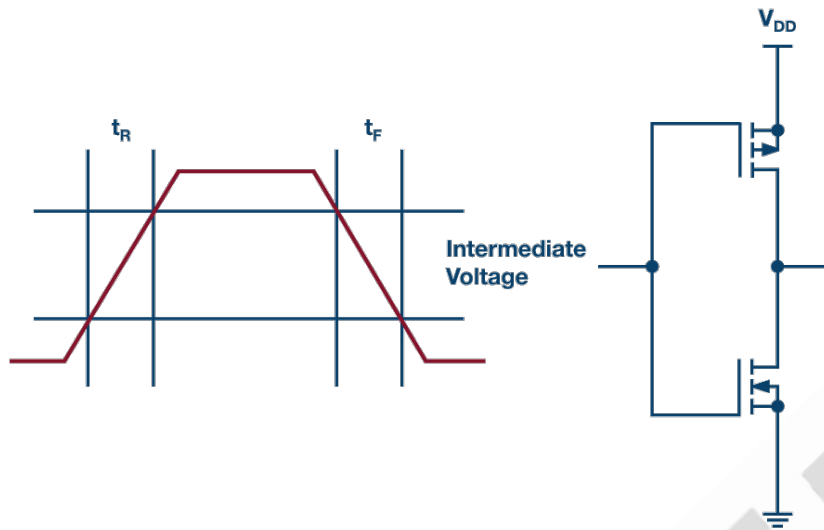


图 5. CMOS 输入的上升/下降很慢，导致过渡期间暂时短路。

我们已经在一般意义上讨论了 CMOS 输入可能发生的一些问题，值得注意的是，就设计而言，有些器件比其他器件更擅长处理这些问题。例如，采用施密特触发器输入的器件能够更好地处理具有高噪声或慢边沿的信号。

我们的一些最新处理器也注意到这种问题，并在设计中采取了特殊预防措施，或发布了明确的指南，以确保运行顺利。例如，ADSP-SC58x/ADSP-2158x 数据手册清楚说明了有些管脚具有内部端接电阻或其他逻辑电路以确保这些管脚不会浮空。

**ADSP-SC582/SC583/SC584/SC587/SC589/ADSP-21583/21584/21587**

Table 27. ADSP-SC58x/ADSP-2158x Designer Quick Reference

| Signal Name | Type  | Driver Type | Int Term  | Reset Term | Reset Drive | Power Domain | Description and Notes                                |
|-------------|-------|-------------|---|------------|-------------|--------------|--|
| JTG_TCK     | Input |             | PullUp  | none       | none        | VDD_EXT      | Desc: JTAG Clock<br>Notes: No notes                  |
| JTG_TRST    | Input |             | PullDown  | none       | none        | VDD_EXT      | Desc: JTAG Serial Data In Notes:<br>No notes         |
| MLB0_CLKN   | Input | NA          | Internal logic ensures that input signal does not float | none       | none        | VDD_EXT      | Desc: MLB0 Differential Clock (-)<br>Notes: No notes |

图 6. ADSP-SC58x/ADSP-2158x 数据手册快速参考。

最后，正如大家常说的，正确完成所有收尾工作很重要，尤其是 CMOS 数字输入。

## 如何防止由电源线引起的电压波动

当采用降压型稳压器或线性稳压器电源时，一般是将电压调节为设定值来为负载供电。在一些应用中（例如，实验室电源或需采用较长电缆连接各种元件的电子系统），由于互连线上存在各种电压降，因此无法确保在所需位置点始终提供准确的稳压电压。控制精度取决于许多参数。一个是负载需要连续恒定电流时的直流电压精度。另一个是生成电压的交流精度，这取决于生成的电压如何随负载瞬变而变化。影响直流电压精度的因素包括所需的基准电压（可能是一个电阻分压器）、误差放大器的行为以及电源的一些其他影响因素。影响交流电压精度的关键因素包括所选的功率等级、后备电容以及控制环路的架构与设计。

然而，除了所有这些会影响生成的电源电压精度的因素以外，还必须考虑其他影响。如果电源与所需供电的负载空间分离，则在稳压电压和需要电能的位置之间将存在电压降。该电压降取决于稳压器和负载之间的电阻。它可能是带插头触点的电缆或电路板上的较长走线。

图 1 显示电源和负载之间存在电阻。可以通过略微提高电源生成的电压，来补偿该电阻上的电压损耗。不幸的是，线路电阻上产生的电压降取决于负载电流，即流过线路的电流。相较于低电流，高电流会导致更高的电压降。因此，负载由精度相当低的调节电压供电，而调节电压取决于线路电阻和相应的电流。

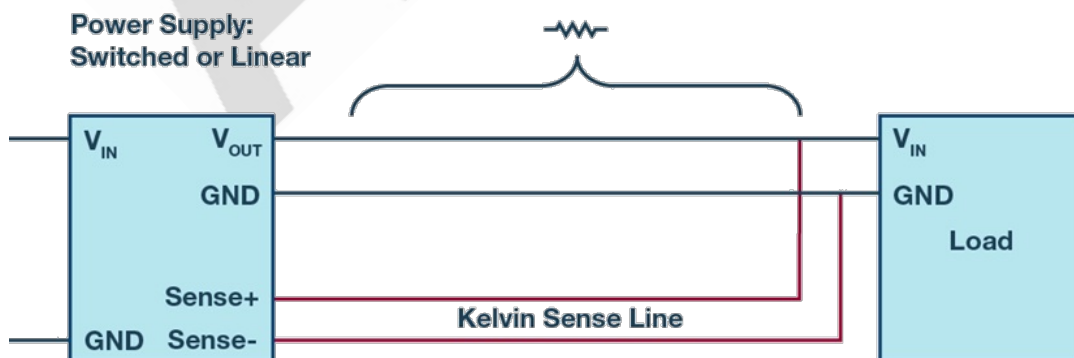


图 1. 稳压器与相关负载之间的物理距离。

对于这个问题早就有了解决方案。可与实际连线并联，额外增加一对连接。采用开尔文检测线测量电子负载侧的电压。在图 1 中，这些额外的线路显示为红色。然后将这些测量值整合到电源侧的电源电压控制中。这种方式很有效，但缺点是需要额外的检测引线。由于无需承载高电流，这类引线的直径通常非常小。然而，在连接电缆中设置测量线以获得更高的电流会带来额外的工作量和更高的成本。

无需额外的一对检测引线，也可以对电源和负载之间连接线上的电压降进行补偿。对于一些电缆布线复杂、成本高昂并且所产生的 EMC 干扰很容易耦合到电压测试引线的应用而言，这一点特别有意义。第二种方案是使用 LT6110 这类专用线路压降补偿 IC。将此 IC 插入电压发生侧，并测量进入连接线之前的电流。然后根据测得的电流来调节电源的输出电压，从而能够非常精确地调节负载侧电压，而不用考虑负载电流。

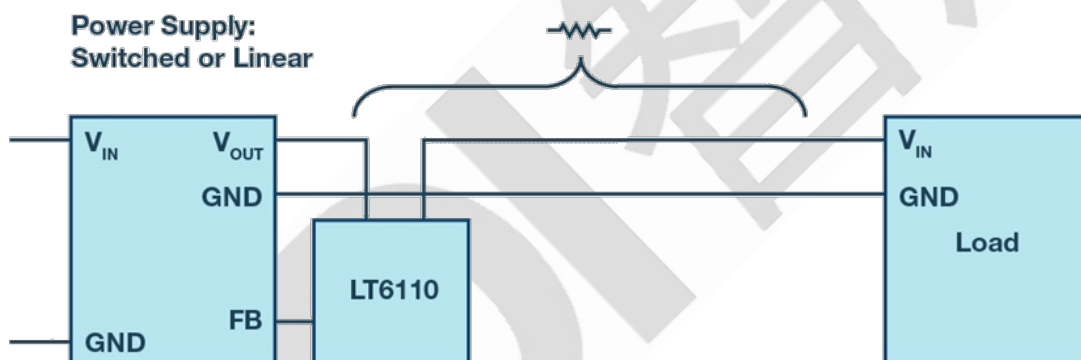


图 2. 利用 LT6110 调节电源输出电压，以补偿连接线上的电压降。

采用 LT6110 这类元件，就可以根据相应的负载电流来调节电源电压；不过，进行这种调节需要了解线路电阻相关信息。大多数应用都会提供此信息。如果在器件的使用寿命期间，将连接线更换成更长或更短的连接线，则还必须对采用 LT6110 实现的电压补偿进行相应调整。

如果在器件工作期间线路电阻可能会发生变化，可使用 LT4180 这类元件，在负载侧具有输入电容时，通过交流信号对连接线电阻进行虚拟预测，从而为负载端提供高精度电压。

图 3 显示了一个采用 LT4180 的应用，其中传输线路的电阻未知。线路输入电压根据相应的线路电阻进行调节。使用 LT4180，无需开尔文检测线路，只需逐步改变线路电流并测量相应的电压变化即可实现电压调节。利用测量结果确定未知线路中的电压损耗。根据电压损耗信息实现 DC/DC 转换器输出电压的最佳调节。

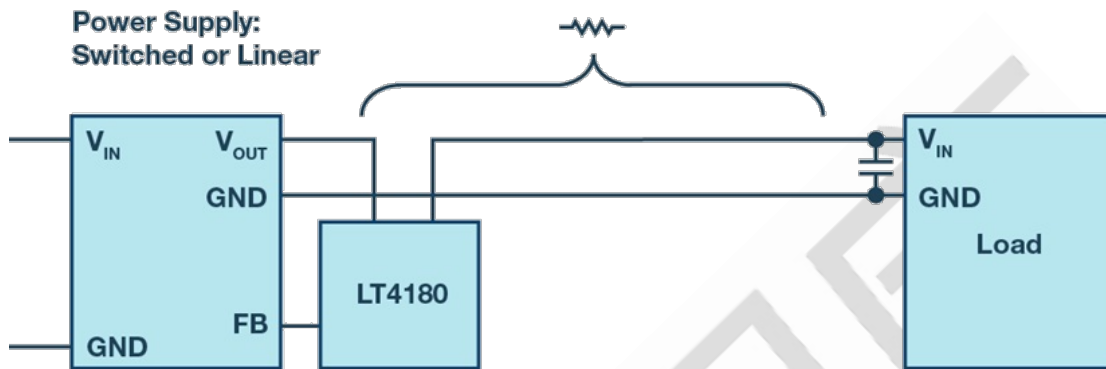


图 3. 使用 LT4180 对线路进行虚拟远程测量。

只要负载侧的节点具有低交流阻抗，这种测量方式就很有效。在许多应用中都有效，因为长连接线之后的负载需要一定量的能量存储。由于阻抗低，可以对 DC/DC 转换器的输出电流进行调节，并通过测量连接线前侧的电压来确定线路电阻。

能否获得稳定的电源电压不仅与电压转换器本身有关，而且与负载的电源线也有关。

## 结论

通过额外配置开尔文检测线可以提高所需的直流精度。除此之外，也可以使用集成电路来补偿线路上的电压降，无需开尔文检测线。如果开尔文检测线的成本太高，或者必须使用现有线路，且没有额外的检测线，这种方案会很有用。利用这些设计技巧，可以很容易实现更高的电压精度。

## 扩频频率调制以降低 EMI

电磁辐射(EMR)、电磁干扰(EMI)和电磁兼容性(EMC)是涉及来自带电粒子的能量以及可能干扰电路性能和信号传输的相关磁场的术语。随着无线通信的激增，通信装置不计

其数，再加上越来越多的通信方法（包括蜂窝、Wi-Fi、卫星、GPS 等）使用的频谱越来越多（有些频带相互重叠），电磁干扰成了客观存在的事实。为了减轻此影响，许多政府机构和监管组织对通信装置、设备和仪器可发射的辐射量设定了限制。这类规范的示例之一是 CISPR16-1-3，它涉及无线电干扰和抗扰度测量设备和测量方法。

根据其特征，电磁干扰可分为传导干扰（通过电源传输）或辐射干扰（通过空气传输）。开关电源会产生两种类型的干扰。ADI 公司为减少传导干扰和辐射干扰实施的一项技术是扩频频率调制(SSFM)。该技术用于我们一些基于电感和电容的开关电源、硅振荡器和 LED 驱动器，将噪声扩展到更宽的频带上，从而降低特定频率下的峰值噪声和平均值噪声。

SSFM 不允许发射能量在任何接收器的频带中停留过长时间，从而改善了 EMI。有效 SSFM 的关键决定因素是频率扩展量和调制速率。对于开关稳压器应用来说，典型扩展量为  $\pm 10\%$ ，最佳调制速率取决于调制方式。SSFM 可采用各种频率扩展方法，例如使用正弦波或三角波调制时钟频率。

## 调制方法

大多数开关稳压器都会呈现与频率相关的纹波：开关频率越低则纹波越多，开关频率越高则纹波越少。因此，如果对开关时钟进行频率调制，则开关稳压器的纹波将呈现幅度调制。如果时钟的调制信号是周期性的（例如正弦波或三角波），则将呈现周期性的纹波调制，而且在调制频率上存在一个明显的频谱分量（图 1）。



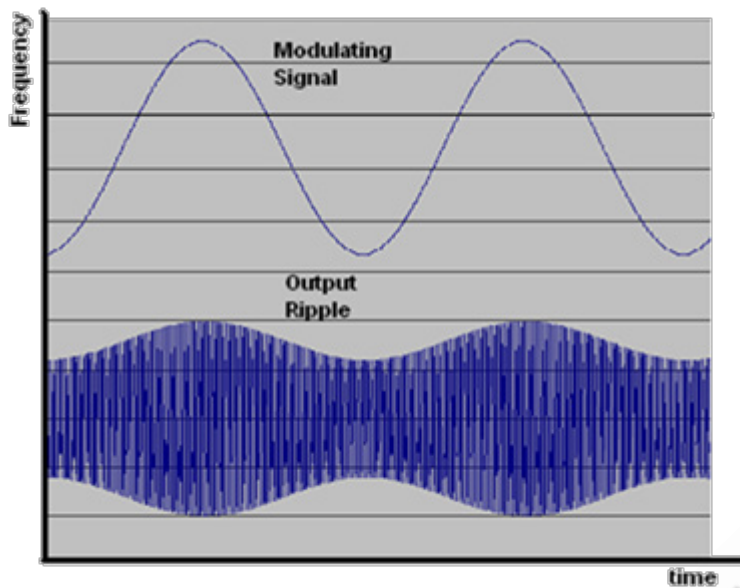


图 1. 由时钟的正弦波频率调制引起的开关稳压器纹波图解。

由于调制频率远低于开关稳压器的时钟频率，因此可能难以滤除。由于下游电路中的电源噪声耦合或有限的电源抑制，这可能导致可听音或明显的伪像等问题。伪随机频率调制能够消除这种周期性纹波。采用伪随机频率调制时，时钟以伪随机方式从一个频率转换到另一个频率。由于开关稳压器的输出纹波由类噪声信号进行幅度调制，因此输出看似没有进行调制，而且下游系统的影响可以忽略不计。

### 调制量

随着 SSFM 频率范围的增加，带内时间的百分比减少。从下方图 2 中可以看到，与单个未调制的窄带信号相比，调制频率呈现为宽带信号而且峰值降低 20dB。如果发射信号不常进入接收器的频带而且停留的时间很短（相对于其响应时间），则可以显著降低 EMI。例如，在降低 EMI 方面， $\pm 10\%$  的频率调制比  $\pm 2\%$  的频率调制有效得多。1 不过，开关稳压器所能容许的频率范围是有限的。一般来说，大多数开关稳压器都能轻松容忍  $\pm 10\%$  的频率变化。

Output Frequency Spectrum With and Without SSFM

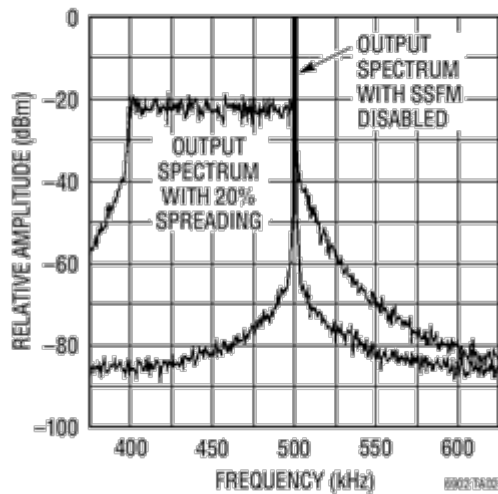


图 2. 扩频调制在更宽的时钟频带内产生更低的峰值能量。

### 调制速率

与调制量类似，对于某个给定的接收器，随着频率调制速率的增加（跳频速率），给定接收器的 EMI 处于带内的时间将减少，因此 EMI 将降低。然而，开关稳压器所能跟踪的频率变化速率( $dF/dt$ )具有一个限值。其解决方案则是找出那个不影响开关稳压器输出调节性能的最高调制速率。

### 测量 EMI

测量 EMI 的典型方法为峰值检测、准峰值检测或平均值检测。对于这些测试而言，适当地设置测试设备的带宽，以反映实际目标带宽并确定 SSFM 的有效性。在进行频率调制时，检测器会随着发射扫描整个检测器的频带而进行响应。当检测器的带宽相较于调制速率较小时，检测器的有限响应时间会导致 EMI 测量值衰减。相反，检测器的响应时间不会影响固定频率发射，从而不会观测到 EMI 衰减。峰值检测测试显示通过 SSFM 得到的改善直接对应于衰减量。准峰值检测测试还可以显示进一步的 EMI 改善，因为它包括了占空比的影响。具体而言，固定频率发射产生 100% 的占空比，而来自 SSFM 的占空比随发射在检测器频带内所占的时间量而减少。最后，平均值检测测试能

够显示最明显的 EMI 改善，因为它使用低通过滤峰值检测信号，从而生成平均带内能量。在固定频率发射时，平均值和峰值能量相等，SSFM 则不同，它对峰值检测能量和带内时间量均进行衰减，从而产生更低的平均值检测结果。许多监管测试要求系统通过准峰值和平均值两种检测测试。

### SSFM 和接收器带宽

无论是否启用 SSFM，在任何时刻，开关稳压器的峰值发射可能看起来都是相同的。这怎么可能？SSFM 的有效性部分取决于接收器的带宽。要接收瞬时的发射快照，需要无限带宽。每个实际系统的带宽都是有限的。如果时钟频率的变化快于接收器的带宽，将显著降低接收干扰。

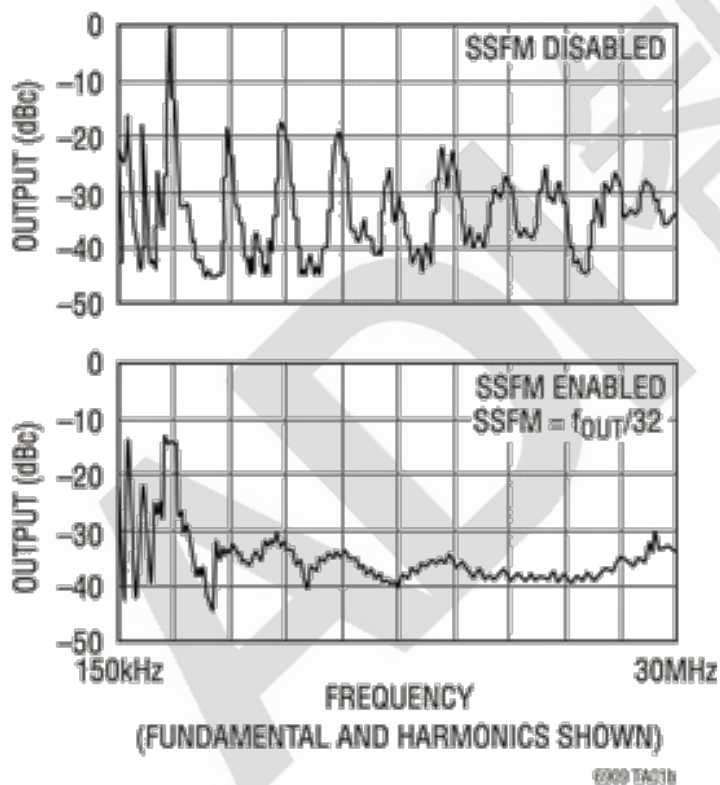


图 3. 使用启用 SSFM 和未启用 SSFM 的 LTC6908 开关稳压器的输出频谱（9kHz 分辨率带宽）。

### 硅振荡器中的 SSFM

LTC6909, LTC6902 和 LTC6908 是具有扩频调制的八相、四相和双相输出的多相硅振

荡器。这些器件通常用于为开关电源提供时钟。多相操作有效地增加了系统的开关频率（因为相位表现为开关频率的增加），并且扩频调制使每个器件在一定频率范围内开关，从而在更宽的频带上扩展传导 EMI。LTC6908 具有 5kHz 至 10MHz 的频率范围，提供两个输出，并具有两种可选版本：LTC6908-1 提供具有  $180^\circ$  相移的两个输出，而 LTC6908-2 提供具有  $90^\circ$  相移的两个输出。前者非常适合同步两个单开关稳压器，后者则非常适合同步两个双相双开关稳压器。四通道 LTC6902 具有 5kHz 至 20MHz 的频率范围，可编程用作等间距的双相、三相或四相输出。LTC6909 具有 12kHz 至 6.67MHz 的频率范围，最多可编程提供八相输出。

为了解决上述周期性纹波问题，这些硅振荡器使用伪随机频率调制。利用该技术，开关稳压器时钟以伪随机方式从一个频率转换到另一个频率。频率偏移率或跳频速率越高，开关稳压器在给定频率下的工作时间越短，并且对于给定的接收器间隔，EMI 在带内的时间将越短。

但是，跳频速率有一个限制。如果频率以超出开关稳压器带宽的速率跳变，则可能会在时钟频率转换边沿发生输出尖峰。较小的开关稳压器带宽会导致更明显的尖峰。因此，LTC6908 和 LTC6909 包含一个专有的跟踪滤波器，可以实现从一个频率到下一个频率的平滑转换（LTC6902 采用一个 25kHz 的内部低通滤波器）。内部滤波器跟踪跳频速率，为所有频率和调制速率提供最佳平滑性能。

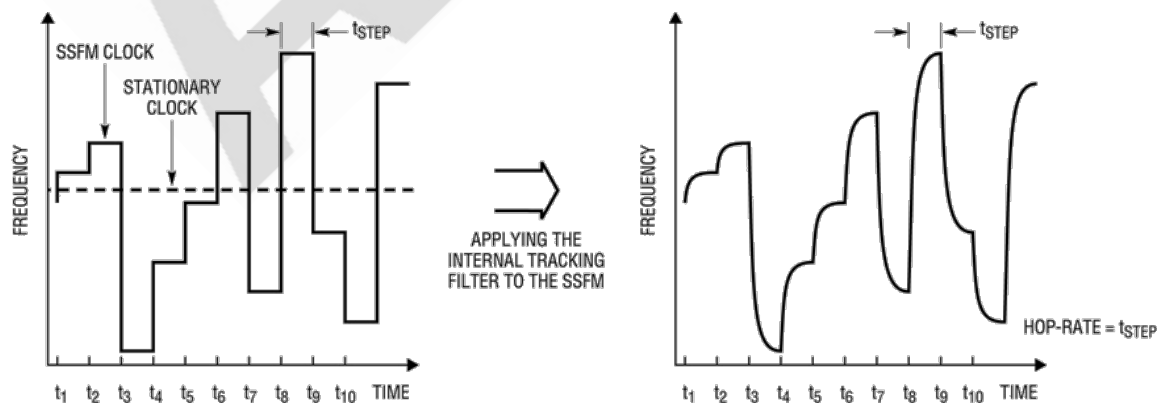


图 4. 伪随机调制说明了 LTC6908/LTC6909 内部跟踪滤波器的影响。

对于许多逻辑系统来说，这种滤波调制信号可能是可接受的，但必须仔细考虑逐周期的抖动问题。即便使用了跟踪滤波器，给定稳压器的带宽仍有可能不足以满足高速率频率调制的要求。为应对带宽限制，LTC6908/LTC6909 的跳频速率可以从默认速率（即标称频率的 1/16）降低到标称频率的 1/32 或 1/64。

## 电源中的 SSFM

开关稳压器基于逐周期运行，以将功率传输到输出。在大多数情况下，工作频率要么是固定的，要么是基于输出负载的常数。这种转换方法在工作频率（基波）和工作频率的倍频（谐波）下产生较大的噪声分量。

### LTM4608A：具有 SSFM 的 8A、2.7V 至 5.5V IN DC/DCμModule 降压型稳压器

为了降低开关噪声，可以将 LTM4608AA 的 CLKIN 引脚连接到 SVIN（低功耗电路电源电压引脚）以启用扩频功能。在扩频模式下，LTM4608A 的内部振荡器设计用于产生时钟脉冲，其周期在逐周期的基础上是随机的，但固定在标称频率的 70% 到 130% 之间。这有利于在一定频率范围内扩展开关噪声，从而显著降低峰值噪声。如果 CLKIN 接地或由外部频率同步信号驱动，则禁用扩频操作。图 5 显示了启用扩频操作的工作电路。必须在 PLLPF 引脚上放置一个 0.01μF 的接地电容，以控制扩频频率变化的压摆率。元件值由以下公式确定： $RSR \geq 1 / -(\ln(1 - 0.592/V_{IN})) * 500 * CSR$

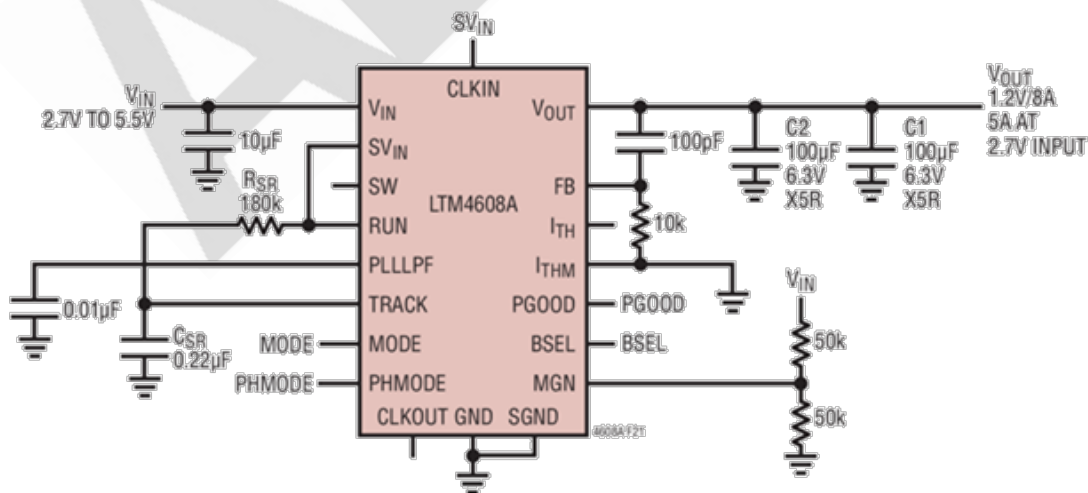


图 5. 启用扩频的 LTM4608A。



### LT8609 具有 SSFM 的 42V 输入、2A 同步降压型转换器

LT8609 是一款微功率降压型转换器，可在高开关频率下保持高效率（2MHz 时为 93%），从而允许使用更小的外部元件。SSFM 模式的操作类似于跳跃脉冲工作模式，其主要区别在于开关频率由 3kHz 三角波上下调制。调制范围的低端通过开关频率（由 RT 引脚上的电阻设置）设置，高端则设置为比 RT 设置的频率高约 20%。要启用扩频模式，须将 SYNC 引脚连接到 INTVCC 或将其驱动到 3.2V 和 5V 之间的电压。

### LTC3251/LTC3252 具有 SSFM 的电荷泵降压型稳压器

LTC3251/LTC3252 是 2.7V 至 5.5V、单路输出 500mA/双路输出 250mA 的电荷泵降压型稳压器，可生成时钟脉冲，其周期在逐周期的基础上是随机的，但固定在 1MHz 到 1.6MHz 之间。图 6 和图 7 显示了与传统降压型转换器相比，LTC3251 的扩频特性显著降低了峰值谐波噪声并几乎消除了谐波。LTC3251 提供可选的扩频操作，而 LTC3252 则始终启用扩频。

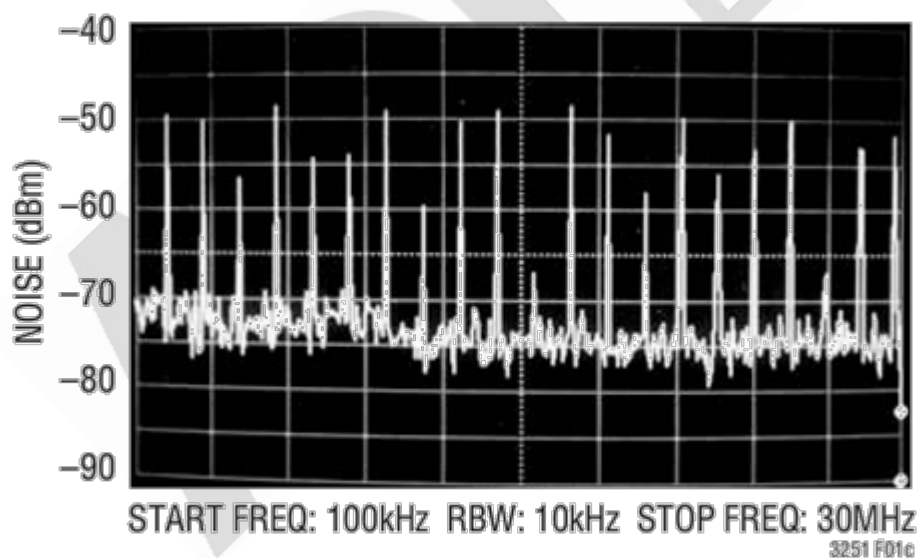


图 6. 禁用 SSFM 的 LTC3251。

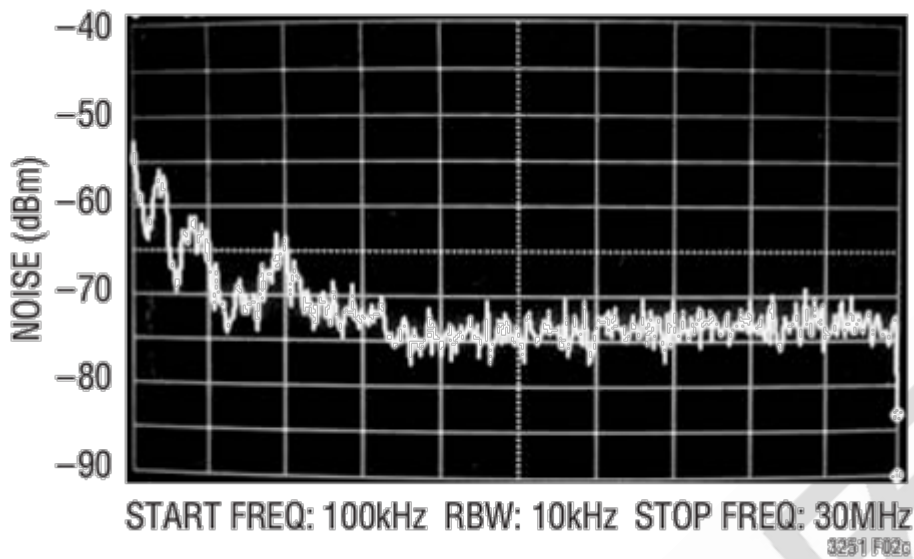


图 7. 启用 SSFM 的 LTC3251。

## LED 驱动器中的 SSFM

### LT3795：具有 SSFM 的 110V 多拓扑 LED 控制器

对于汽车和显示屏照明应用的 EMI 问题而言，开关稳压器 LED 驱动器也是个麻烦。为了提高 EMI 性能，LT3795 110V 多拓扑 LED 驱动控制器集成了 SSFM。如果 RAMP 引脚上有一个电容，则会产生一个介于 1V 和 2V 之间的三角波。然后将该信号馈入内部振荡器，在基频的 70% 和基频之间对开关频率进行调制，基频由时钟频率设置电阻  $R_T$  设定。调制频率计算公式如下： $12\mu A / (2 \cdot 1V \cdot C_{RAMP})$  图 8 和图 9 显示了传统的升压开关转换器电路（将 RAMP 引脚连接到 GND）和启用扩频调制的升压开关转换器（RAMP 引脚上为 6.8nF）之间的噪声频谱比较。图 8 显示了平均值传导 EMI，图 9 显示了峰值传导 EMI。EMI 测量的结果易受使用电容选择的 RAMP 频率的影响。1kHz 是优化峰值测量的良好起点，但为了在特定系统中获得整体 EMI 的最佳结果，可能需要对该值进行一些微调。

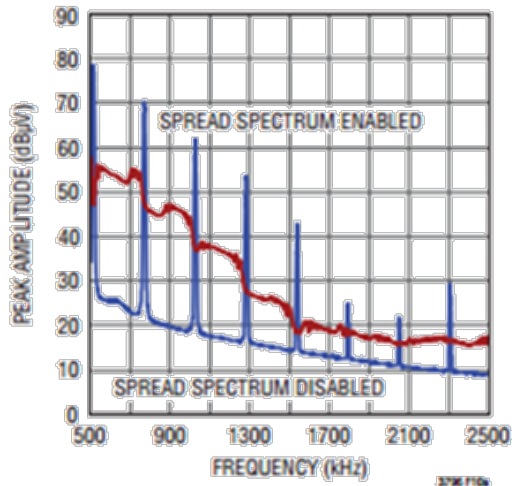


图 8. LT3795 平均值传导 EMI。

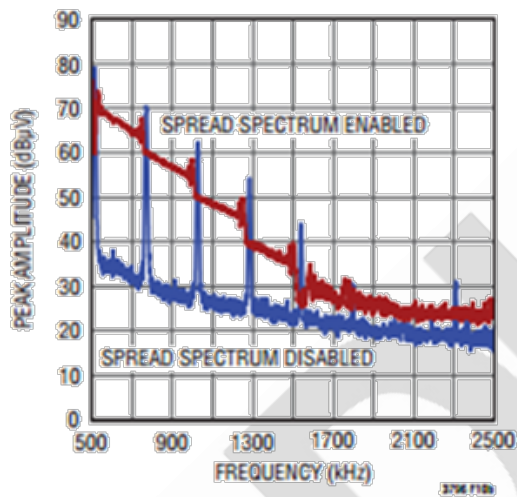


图 9. LT3795 峰值传导 EMI。

LT3952: 具有 SSFM 的多拓扑 42VIN, 60V/4A LED 驱动器

LT3952 是一款 60V/4A 电源开关式、恒流、恒压、多拓扑 LED 驱动器，提供可选的 SSFM。振荡器频率以伪随机方式从标称频率( $f_{SW}$ )变化到高于标称值的 31%，步长为 1%。这种单向调整使 LT3952 只需将标称频率编程至其上方一点就可以避免系统中的敏感频带（例如 AM 无线电频谱）。成比例的步长允许用户轻松确定适用于指定的 EMI 测试仓大小的时钟频率值（RT 引脚），并且伪随机方法可以从频率变化本身提供音调抑制。

伪随机值的更新使用  $f_{SW}/32$  的速率，与振荡器频率成正比。该速率允许整组频率在标准 EMI 测试停留时间内多次通过。

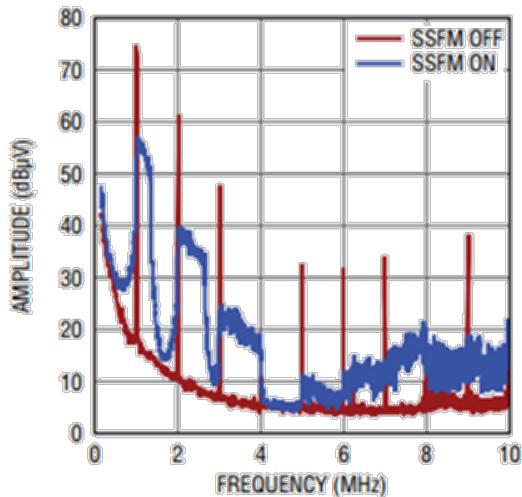


图 10. LT3952 平均值传导 EMI。

ADI 公司还提供许多其他产品，可以有效地利用设计技术来降低 EMI。如上所述，使用 SSFM 是其中一种技术。其他方法还包括减缓快速内部时钟边沿和内部滤波。采用我们的 SilentSwitcher™ 技术实现了另一种创新方法，通过布局有效降低 EMI。LT8640 是一款独特的 42V 输入、微功率同步降压型开关稳压器，它将 SilentSwitcher 技术和 SSFM 相结合以降低 EMI。因此，当您在设计中再次遇到 EMI 问题时，请务必查看我们的低 EMI 产品，以帮助您更轻松地符合 EMI 标准。