
模拟应用期刊

2015 年第 3 季度



德州仪器 2015年版权所有

目录

引言	3
汽车	
符合汽车 EMC/EMI 要求之成功设计的十个技巧	4
汽车行业及各家汽车制造商必须满足多种电磁兼容性 (EMC) 要求。本文探究了部分此类要求，并介绍了一些可用于确保设备设计符合这些要求的技巧和方法。	
工业	
面向 LDO 和降压型稳压器的瞬变测试平台和自动化方法	7
用于实现高速瞬变测试自动化的平台涉及到非常多学科的知识，因为其所需要的功能超出了典型的验证与测试 R & D 范围。本文描述了高边缘速率的实施方案和可重复使用的测试装置。涵盖的内容包括了测试夹具的改进和大幅度抑制寄生效应的方法，以及支持半自动化测试的实验室设备概述。	
调试电源启动问题	13
电源故障也许是由某个有缺陷或错误的组件引起的。然而，诸如软启动、过压保护 (OVP)、过流保护 (OCP)、欠压闭锁 (UVLO) 或过温保护 (OTP) 等高级功能则会使故障检修过程复杂化。重要的是了解这些功能的意义，以便能够确定哪些功能有可能在特定的情况下阻止电源工作。本文提供了一种针对故障设计的逻辑调试过程。故障检修过程从简单的“陷阱”开始，然后再处理更加棘手的问题，即便是经验丰富的设计人员也可能觉得这些内容是颇有帮助的。	
在 DC/DC 转换器中采用陶瓷或电解输出电容器 — 为什么不能兼用呢?	16
当今的降压型转换器通常只采用一种类型的输出电容器，因为针对不同的电容和 ESR 进行设计将变得过于困难。现在，通过运用新型设计工具，只需短短几分钟便可做好使用混合型输出电容器来实现稳定设计的准备。为了阐明该原理，本文将描述采用混合型输出电容器进行的 DC/DC 电源设计。	
针对工业过程控制系统中的阻性桥压力传感器的设计小贴士.....	21
工业过程控制应用中的阻性桥压力传感器具有许多设计考虑因素。对传感器、输入信号调节级、ADC 和模拟输出级的性能和规格指标均必须进行评估。本文逐个介绍了这些信号链路级的主要设计考虑因素，并为设计人员选择设计所用的组件提供了相关的指导。	
通信	
采用数字控制型隔离式 DC/DC 转换器实现快速输入电压瞬态响应	26
设计具有用于处理所有输入电压瞬变的数字控制器的隔离式转换器会很困难。本文提供了针对以下两个典型问题的解决方案和测试结果，即：针对处在电源标称输入范围之内的瞬变，输入电压前馈不充分；以及在输入电压降至低于输出电压保持门限时产生的过大反向电流。	
TI 全球技术支持	31

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

引言

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

- 汽车
- 工业
- 通信
- 企业系统
- 个人电子产品

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

符合汽车 EMC/EMI 要求之成功设计的十个技巧

作者：Mark Sauerwald

应用工程师，汽车连通性与以太网

引言

汽车行业及各家汽车制造商必须满足多种电磁兼容性 (EMC) 要求。比如：其中有两项要求是确保电子系统不会产生过多的电磁干扰 (EMI) 或噪声，以及必需能够免受其他系统所产生之噪声的影响。本文探究了部分此类要求，并介绍了一些可用于确保设备设计符合这些要求的技巧和方法。

EMC 要求概述

CISPR 25 是一项标准，其提出了几种配有建议限值的测试方法，用以对某个即将安装到汽车上的组件所产生的辐射发射进行评估。[1, 2] 除了 CISPR 25 为制造商提供的指导之外，大多数制造商还拥有一套自己的标准作为 CISPR 25 指导准则的补充。CISPR 25 测试的主要目的是确保即将安装到汽车中的组件不会干扰车内的其他系统。

CISPR 25 要求执行测试的房间里的电磁噪声电平必须至少比实测的最低电平低 6 dB。由于 CISPR 25 具有其期待噪声电平低至 18 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) 的场所，因此需要一个低于 12 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) 的环境噪声电平。作为参考，这大约相当于距离天线 1 km 以外的一个典型 AM 广播电台的场强。[3]

在当今的环境中，满足该要求的唯一办法就是在一个专为把测试环境与外界电磁场加以屏蔽而设计和建造的特殊房间里进行测试。此外，由于正常的预算都要求对测试室的大小做一定的限制，故而应避免测试环境遭受测试室内部产生的信号反射的不良影响，这一点很重要。于是，测试室的墙壁必须镶嵌有某种不会反射电磁 (EM) 波的材料 (图 1)。测试室的造价十分昂贵，其通常是按小时来租用的。为了节省成本，最好是在设计阶段即对 EMC/EMI 问题进行评估，从而在测试室中实现一次成功。

另一种测试标准是 ISO 11452-4 大电流注入 (BCI) 系列测试，其用于验证某个组件是否受到了窄带电磁场的不利影响。测试是通过利用一个电流探针将扰动信号直接感应到线束中来进行的。

实现成功 EMC 测试的 10 个技巧

1. 保持小的环路

当存在一个磁场时，一个由导电材料形成的环路充当

图 1：采用特殊的锥形瓷砖以阻止反射的典型测试室



了天线，并且把磁场转换为围绕环路流动的电流。电流的强度与闭合环路的面积成正比。因此，应尽量地避免环路的存在，并使必要的封闭区域的面积尽可能地小。比如，当有差分数据信号时，就可能存在一个环路。在采用差分线路的发送器和接收器之间会形成一个环路。

另一种常见的环路出现在两个子系统共用某个电路的场合，也许是一台显示器和负责驱动该显示器的引擎控制电路 (ECU)。在汽车底盘中有一根公共的接地 (GND) 线，即显示端和系统的 ECU 端至该 GND 的一根连接线。当视频信号连接至具有其自己的接地线的显示器时，会在接地平面的内部形成一个巨大的环路。在有些场合中，此类环路是不可避免的。然而，通过在至地的连接中引入一个电感器或铁氧体磁珠，虽然 DC 环路仍然存在，但是从 RF 辐射的角度来看，这个环路被断开了。

另外，当通过双绞线电缆传送信号时，每对差分驱动器 / 接收器都将形成一个环路。一般地，由于双绞线是紧密耦合的，因此对于链路的电缆部分而言该环路的面积很小。不过，一旦该信号到达电路板，则应保持紧密耦合以避免扩大环路面积。

2. 旁路电容中必不可少的

CMOS 电路非常受欢迎，部分原因即在于其拥有高速度 and 非常低的功率耗散。理想的 CMOS 电路仅在其改变状态以及节点电容需要充电和放电时消耗功率。从电源的观点来看，平均流耗为 10 mA 的 CMOS 电路在时钟转换期间吸收的电流可能要高出许多倍，而在时钟转换周期之间的流耗则非常低甚至为零。因此，辐射限制方法重点关注的是电压和电流的峰值，而不是平均值。

在时钟转换过程中从电源至芯片电源引脚的电流浪涌是一个主要的辐射源。通过在每个电源引脚的附近布设一个旁路电容器，在时钟脉冲边沿期间为芯片供电所需的电流将直接由该电容器提供。随后，在时钟转换周期之间该电容器上的电荷利用一个较低、较稳定的电流来积聚。较大的电容器适合于提供电流的激增，但对于高速要求的反应能力欠佳。非常小的电容器能够对需求做出快速反应，但是它们的总电荷容量有限并且很快就会耗尽。对于大多数电路来说，最佳的解决方案是将不同大小的电容器并联混用（也许是 $1\ \mu\text{F}$ 和 $0.01\ \mu\text{F}$ 电容器的并联）。把较小的电容器布设在非常靠近器件电源引脚的地方，而较大的电容器则可安放在距离电源引脚远一点的地方。

3. 良好的阻抗匹配可最大限度地降低 EMI

当高速信号通过一根传输线传送并在该传输线上遇到了特征阻抗的变化时，部分信号将被反射回信号源，部分信号将沿着原来的方向继续传送。反射将导致辐射，这一点是不会改变的。为了实现低 EMI，必需遵循合适的高速设计惯例。有大量上佳的资源为您提供了有关传输线设计的信息。[4, 5] 这里给出了一些在设计传输线时建议采取的预防措施：

· 请记住，在接地平面和信号走线之间存在信号。辐射可以由信号走线或接地平面的中断所引起，因此应留意信号走线下方的接地平面切口或中断。

· 设法避免在信号走线的排布当中出现锐角。精巧弯曲的拐角要比直角转弯好得多。

· 通常，FPD-Link 信号将让组件对其进行分接；例如：同轴电缆供电、电源连接、AC 耦合电容器，等等。为了最大限度地减少这些组件上的反射，可尝试使用诸如 0402 规格的小型组件，并把走线的宽度设定得与 0402 组件焊盘的宽度相同。而且，还务必通过控制叠层中的电介质厚度来设定走线的特征阻抗。

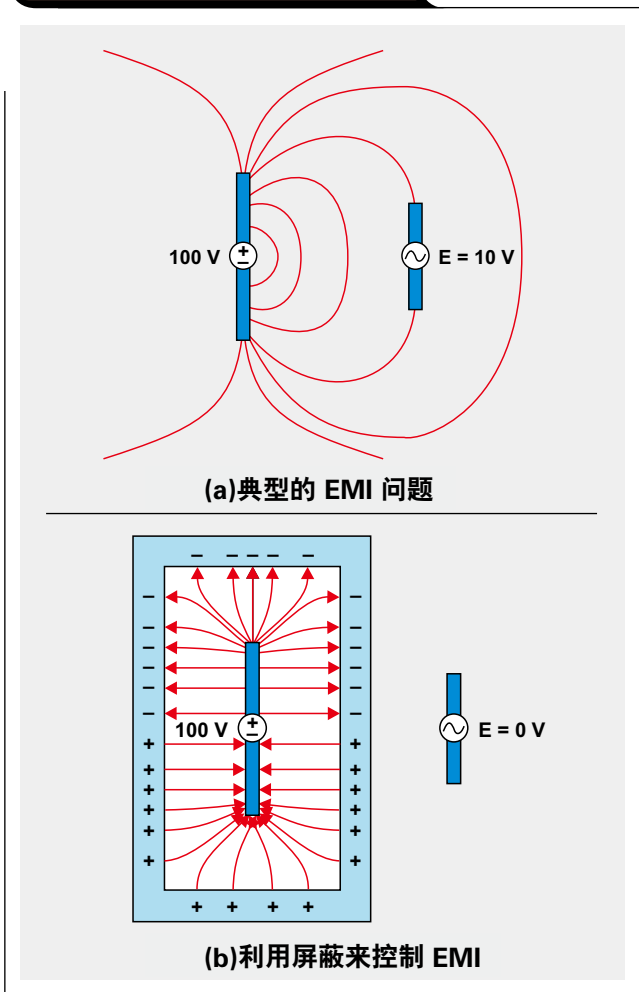
4. 屏蔽

应采用优良的屏蔽方法，在这一点上没有捷径可走。当以最大限度地减少辐射为目标进行设计时，需在会引发

问题的电路部分的周围实施屏蔽。虽然它仍有可能辐射能量，但是良好的屏蔽能够捕获辐射并在它们从系统逸出之前将其发送至地。图 2 示出了屏蔽是如何控制 EMI 的。

屏蔽可以采取多种形式。也许简单到把某个系统封闭在一个导电外壳之中，或者，也可能是采用一个焊接在辐射源上方的精加工的小型定制金属外壳。

图 2：屏蔽示例



5. 简短的接地线

流入一颗芯片的所有电流都将再次从该芯片流出。本文中介绍的几个技巧都谈到了这样一点，就是至芯片的连接线必需简短，比如：旁路电容器要靠近 IC、应保持小的环路等。然而，接地电流返回其来源所必须经由的路径则常常被遗忘。在理想的情况下，电路板的一层是专门用于接地的，至 GND 的路径比一个过孔长不了多少。然而，有些电路板布局在接地平面中有切口，因而会迫使接地电流经由一条很长的路径从芯片返回电源。当 GND 电流通过该路径传输时，它就充当了一个发送或接收噪声的天线。

6.速度不要超过所需的水平

业界有这样一种倾向，就是担心时序裕度并采用尽可能快的逻辑器件来提供最佳的时序裕度。不幸的是，非常快的逻辑器件具有陡峭的脉冲边沿和甚高频成分，往往会产生 EMI。降低系统 EMI 量的一种方法是使用速度尽可能低但仍将满足时序要求的逻辑器件。许多 FPGA 允许把驱动强度设置在较低的水平，这是一种降低边缘速率的方法。在某些场合中，可采用逻辑线上的串联电阻器来减低系统中的信号转换速率。

7.电源线电感器

在第二个技巧中我们讨论了，可以将旁路电容器用作降低电流浪涌影响的手段。电源线上的电感器则是同一个问题的另一个方面。通过在电源线上布设电感器或铁氧体磁珠，将强制连接至该电源的电路从电容器（而不是大老远地从电源）来满足其动态功率需求。

8.在开关电源的输入端上布设电容器

在寻求解决 EMI 问题时，一个反复出现的主题是在可能的情况下降低 dv/dt 和 i/dt 。关于这一点，DC/DC 转换器也许看似完全没有危害，直到人们意识到其并非直接完成从 DC 至 DC 的转换，而是从 DC 至 AC 再到 DC。因此，处在转换中间阶段的 AC 有可能引起 EMI 问题。

汽车设计人员担心产生干扰的地方在于 AM 无线电波段。绝大多数汽车都配备了一台 AM 收音机，其具有一个可调谐频率范围为 500 kHz 至 1.5 MHz 的非常灵敏的高增益放大器。如果某个组件发射了处在该频段之内的信号，将很有可能在 AM 收音机里听到。许多开关电源所采用的开关频率就位于此频段内，从而在汽车应用中导致问题的发生。因此，大多数汽车开关电源都采用高于该频段的开关频率——通常是在 2MHz 或者更高。假如在开关电源的输入端或输出端上未提供充分的滤波，那么部分此类开关噪声就会进入其他也许对基频或次谐波频率很敏感的系统。

9.密切注意谐振

对于各种不同的干扰源，已规定利用电感器和电容器来缓解有可能导致 EMI 的 dv/dt 和 di/dt 问题。然而，电感器和 i/dt 或电容器会具有与自谐振有关的不良特性。这个问题常常可以通过增设一个与电感器并联的电阻器来纠正，该电阻器可吸收振荡所产生的能量，从而避免其变大到足以引发问题的地步。当存在一个通向某个带有旁路电容器的组件的串联电感器（一个分立的组件或者一个源自电源线的寄生电感）时，就会引发另一个潜在的问题。由此形成的 LC 电路有可能在谐振频率上振荡。同样，这个问题也可以利用一个电阻器（通常是与该电感器并联）加以解决。

10.扩频计时可降低峰值辐射

对于 FPD-Link 串行器或解串行器 (SerDes) 等组件而言，

常常存在一个具有扩频计时选项的数据总线和时钟。在扩频计时中，对时钟信号进行调制。结果是把由时钟和数据信号脉冲边沿产生的能量散布在比其必需占用的频段更宽的频率范围内。由于 EMI 规范被设置为限制某个频段内的任何频率上的峰值辐射，因此把噪声散播在较宽的频段内可帮助大幅减少噪声峰值。

DS90UB914A-Q1 是一个很好的解串行器实例，它常常与 DS90UB913A-Q1 串行器一起使用。这些器件用于在先进驾驶辅助系统 (ADAS) 中的摄像机和处理器之间提供视频链接。该解串行器负责恢复摄像机中的图像传感器提供给串行器的时钟，并将该时钟与数据一起输出以供处理器使用。与一个高速时钟同时执行转换操作的 10 或 12 根高速数据线是引发 EMI 的一个主要来源。为了降低该 EMI，DS90UB914A 具有一种使用扩频时钟和输出数据（而不是图像传感器提供的低抖动时钟）的选项。该扩频时钟通过解串行器中的寄存器来控制。

结论

由于汽车越来越多地依赖电子产品来实现不限于娱乐和舒适功能的关键型汽车运转，因此对于在存在干扰的情况下执行无差错操作以及不对车内的其他系统产生干扰的需求日渐攀升。通过遵循本文所概述的技巧和方法，以及选择合适的组件，工程师们就可以设计稳健型系统，从而使汽车系统能够不受 EMI 问题的干扰而可靠地工作。

参考文献

1. CISPR 25 规范，ANSI eStandards Store。
2. 作者：Vincente Rodriguez，《汽车组件 EMC 测试：CISPR 25、ISO 11452-2 及等效标准》，摘自 Safety & EMC 2011。
3. 《AM 广播地波场强图》，摘自 FCC Encyclopedia。
4. 作者：Brian C. Wadell，《传输线设计手册》，Artech House 出版社，1991 年 1 月 1 日。
5. 作者：Howard W Johnson 和 Martin Graham，《高速信号传播：高级黑魔法》，Prentice Hall Professional 出版社，2003 年。

相关网站

产品信息：

DS90UB914A-Q1
DS90UB913A-Q1

订阅 AAJ：

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

面向 LDO 和降压型稳压器的瞬变测试平台和自动化方法

作者: Kern Wong

首席设计应用工程师, 移动照明与电源

引言

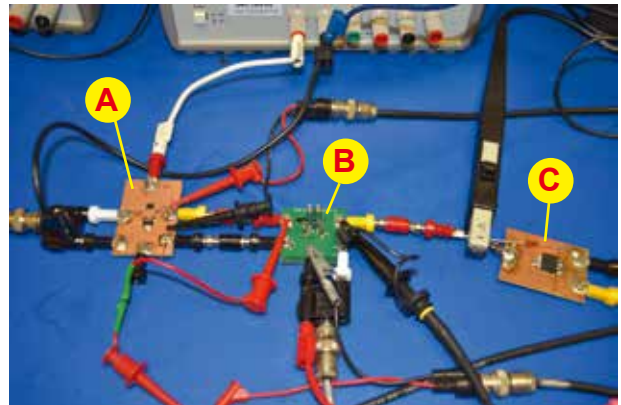
随着无线设备中的移动处理器的工作频率达到千兆赫兹 (GMz) 级, 消费者对于更高性能、更长电池寿命、更小尺寸及更低成本的需求不断地增长。因此, 电源管理电路的设计正逐渐成为一个日益复杂的问题。在具有独立型稳压器和电源管理单元 (PMU) 的便携式系统中, 低压降稳压器 (LDO) 和开关稳压器是不可或缺的组件。由于高速和便携式通信设备采用了要求较快响应时间的稳压器, 因此有必要严格地验证稳压器的性能和优劣以确保打造可靠的电源管理产品。主要的性能参数包括线路电压瞬变、负载瞬变、启动、负载和线路电压调节, 等等。为了完整地分析这些参数, 必需拥有用于硬件测试平台的尖端工具和成熟的方法。除了支持能够加速测试和确保可重复结果的自动化方法之外, 这些工具还可提供用于参数特性分析的准确而且很高的采样速率。

实现高边缘速率和可重用的测试装置

为了准确地评估稳压器的主要参数, 有必要在线路电压和负载电流中生成快速 (相对于稳压器的控制环路响应时间) 阶跃。实验室设备和许多采用了运算放大器 (运放)、无源组件和大型驱动器链路的商用仪器能够限制具有大摆幅的激励脉冲信号的上升和下降时间。如欲获得针对负载瞬变 ($\gg 1 \text{ A}/\mu\text{s}$) 和线路电压瞬变 ($\gg 0.1 \text{ V}/\mu\text{s}$, 采用了输入电容器) 的高速边缘速率, 市场上几乎没有现成的产品。

慢瞬变激励脉冲信号有可能让一个性能不佳的稳压器看起来还不错。为此, 人们通过持续不断的研发 (R & D) 活动造就了寄生电感 (L) 和电容 (C) 很低的简单设计, 此类设计可以容易地创建和复制以在设计和应用实验室里使用。一旦建立了上乘的测试夹具 (test jig), 便可以说解决方案完成了一半。为了实现最优的响应性能, 被测器件 (DUT) 必须正确地布线或插入印刷电路板 (PCB) 上的插座中。另外, 应正确地选择最优的接地和电源电路、旁路、电荷储存器和外部支持组件, 这一点也是很

图 1: 用于瞬变测试的陈旧设置



- A. 射极跟随器和脉冲发生器在线路电压瞬变测试期间产生 V_{IN} 阶跃电压。
- B. 被测器件 (DUT) 是一块 LDO 评估板 (EVB)。
- C. 用于 NMOS 瞬态负载开关的 PCB。在线路电压瞬变测试期间施加了一个恒定的负载。

重要的。归根结底, 应该确定的是 DUT 的优劣, 而不是由于不当的组件选择或物理布局所造成的寄生效应或不良影响。

有关测试硬件挑战和局限性的导言

在负载瞬变测试中, 稳压器的输入由一个恒定的电压电源来供电, 而且输出被快速地切换至一个较大的阻性负载或电流吸收器。线路电压瞬变测试与之相似, 因为在稳压器的输入端上快速地注入了一个线路电压阶跃, 而其输出则利用一个恒定的负载来支持。图 1 示出了一种用于瞬变测试的典型测试设置。该设置的模块化程度相对较高 (旨在简化装配), 而且电缆很长 (足以适合采用老式技术的需要)。然而, 由于寄生效应、接地环路、以及电压和电流较高的原因, 这种设置对于当今的要求而言并不让人满意。

测试夹具寄生效应和自动化

2013 年 1 月，启动了一项旨在实现 PMU 和稳压器的半自动化测试的瞬变测试计划。一款通用的稳压器试验台已经设计和构建完成，用以验证其优劣。图 2 和图 3 示出了一款 LDO 稳压器测试夹具，其能够通过机加工的插座引脚来容纳一块评估板 (EVM)，以实现半自动化的测试。电路原理图示于图 4。

图 2：带 LDO EVM (蓝色PCB) 的瞬变测试夹具

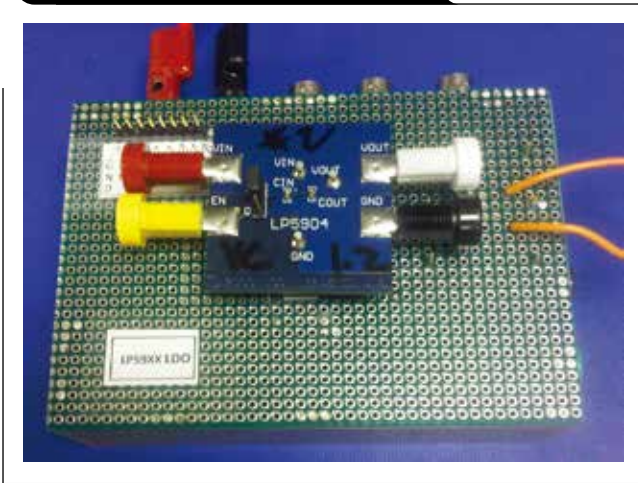
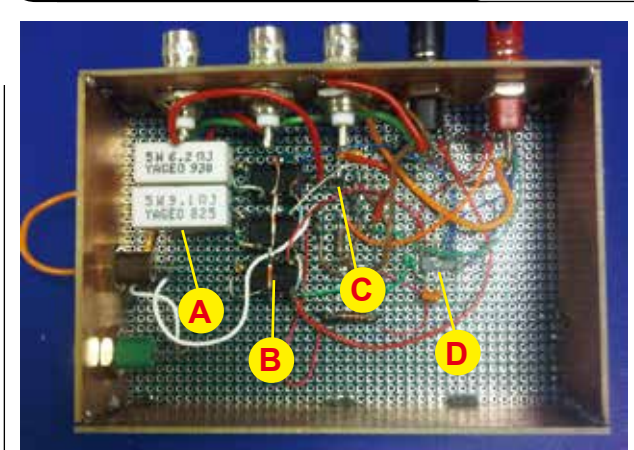


图 3：LDO 测试夹具的背面



- A. NFET 负载阶跃开关 (在电阻器的下方)。
- B. 用于选择负载的继电器。
- C. NPN 跟随器。
- D. 48 mA 继电器驱动器。

图 4：LDO 测试夹具的电路原理图

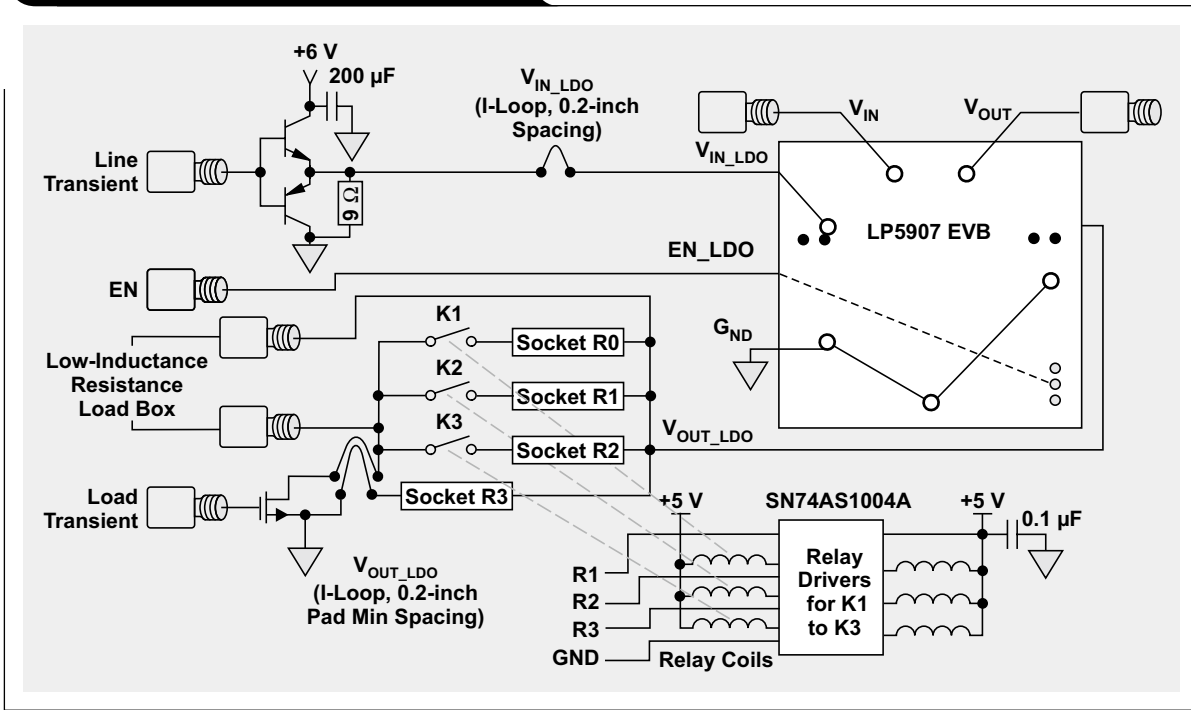


图 5~7 示出了用于降压型稳压器的几款相似的瞬变测试夹具和原理图。

图 5: 瞬变测试夹具和降压型稳压器 EVB (绿色 PCB)

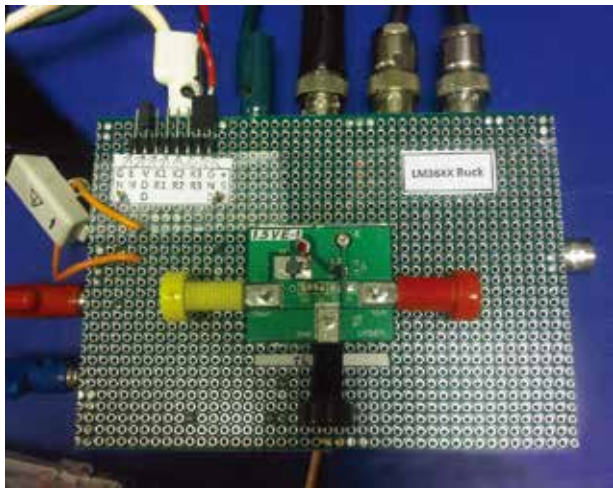
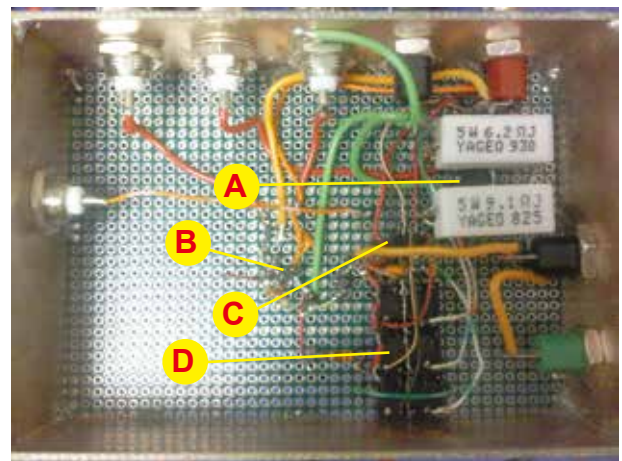
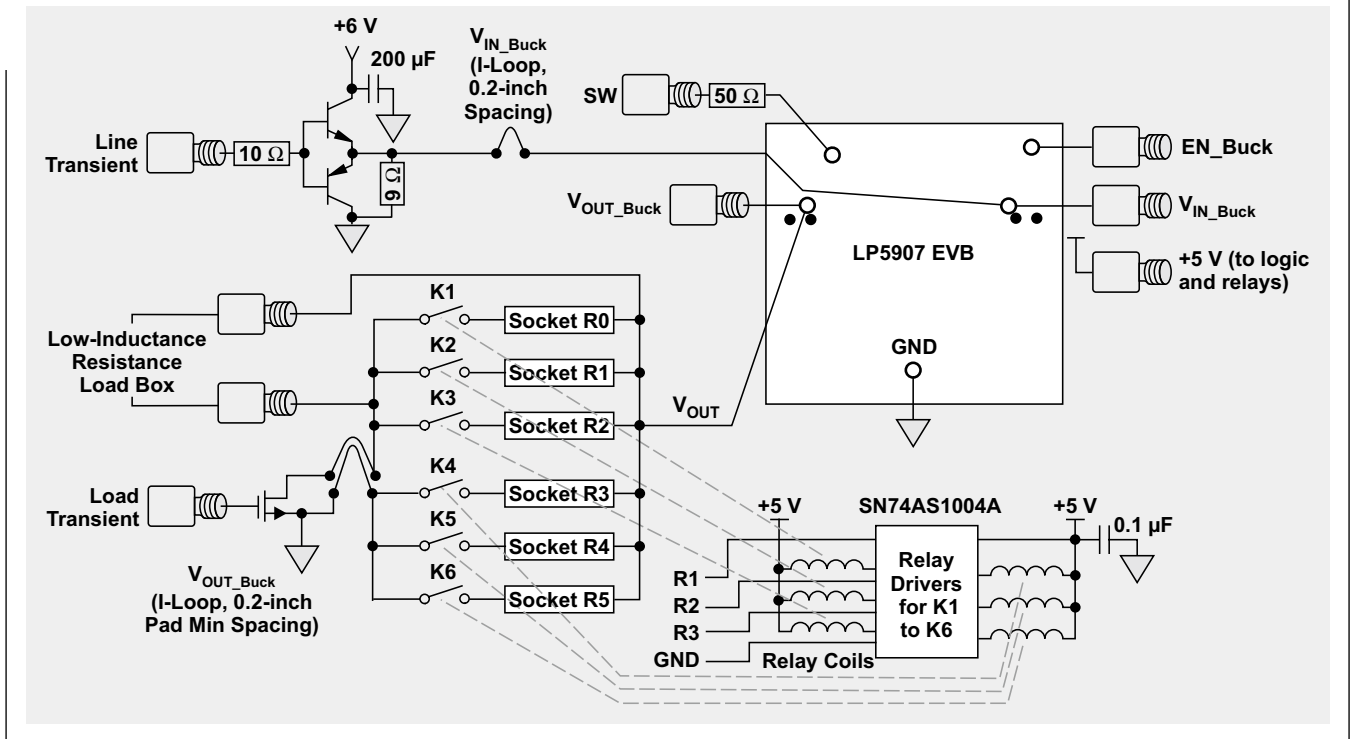


图 6: 降压型稳压器测试夹具的背面



- A. NFET 负载阶跃开关 (在电阻器的下方)。
- B. 用于线路电压阶跃的 NPN 跟随器。
- C. 48 mA 继电器驱动器。
- D. 用于选择负载的继电器。

图 7: 降压型稳压器测试夹具的电路原理图

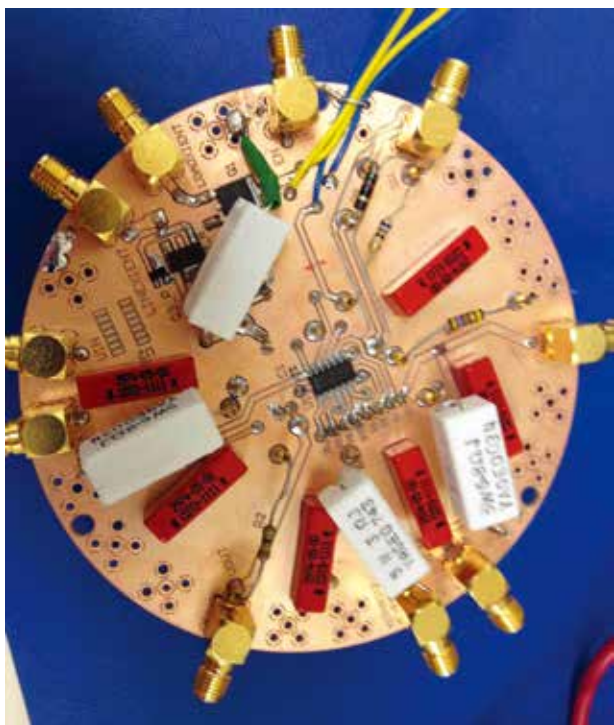


进一步的改进

上面介绍的测试夹具在实现设计目标方面是很成功的，因为它们显著地抑制了寄生效应并缩小了电流环路，从而实现了用于验证目标产品的较快边缘速率激励脉冲。2013年6月，进行了一项旨在打造更高性能的集成型瞬变测试夹具的后续改进型设计。该平台能够适应当今的高带宽和快速边缘速率产品以及未来的产品系列。

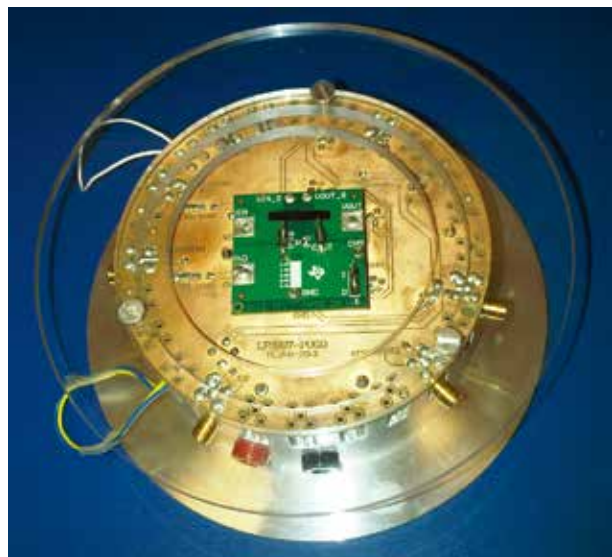
如图8所示，改进的测试夹具的设计采用一种圆形PCB配置，而且还可以适应DUT的EVB以提供最大的灵活性。一种可供替换的DUT布局是将其焊接在PCB上以实现最优的性能。在电路板上使用了射频(RF)波导设备，而且PCB走线是匹配和阻抗受控的。另外，该测试夹具还提供了一个可再充电电池组，此电池组可为DUT提供干净和安静的电源以满足低噪声应用的需要。

图 8: 在电路板上具有阻性负载的改进型测试夹具



对于更加极端的测试要求，重新设计了测试夹具以便与可实施气密密封（无泄漏）的温度循环、气流系统相连，从而将避免在极端温度条件下出现结冰。改进的结果是图9所示的城堡型金属外壳结构，其支持一种用于EVB的专用插件PCB。一种替代方案可以是把DUT直接安装在电路板上的圆形PCB。另外，还包括了一个耐高温的透明塑料适配器以连接至温度循环外壳。

图 9: 具有用于 PMU 的专用 PCB 的温度循环测试夹具

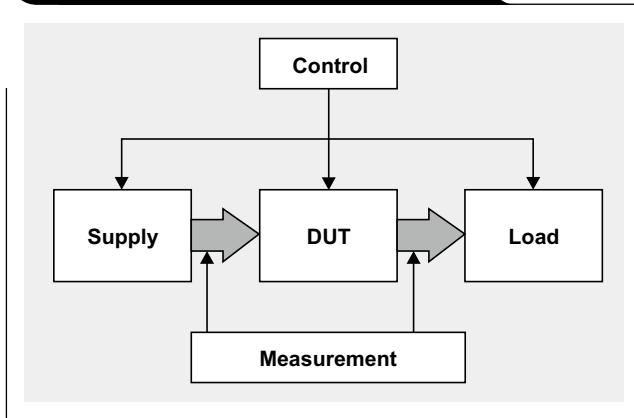


架构及自动化测试流程

用于自动化测试平台的测试环境的方框图示于图10。

电源功能块用于提供至DUT的所有电压输入和线路电压瞬态输入。负载功能块提供了多个利用继电器控制的阻性负载。控制功能块负责与DUT的连接以及更改电源和负载设置。测量功能块负责测量输入和输出电压及电流。

图 10: 一般的测试环境



LDO 测试夹具

根据图 4 中的测试夹具原理图，线路电压瞬态输入被连接至一个信号函数发生器，以给 LDO 提供线路电压瞬态输入。由于该信号函数发生器不能提供大量的电流，故而使用了一个射极跟随器来增加供应至输入端的电流。在射极跟随器电路的输出端上连接了一个 9Ω 电阻器，用以在输入线路电压瞬变的下降时间里提供输入电容器的快速放电。

对于那些不需要线路电压瞬变的测试，则通过线路电压瞬态输入提供一个恒定的 DC 电压，其连接至 LDO 的输入。启用 (EN) 输入可用于借助一个函数发生器来提供用于启动测试的脉冲。在其他测试场合中，给 EN 引脚施加一个恒定的 DC 电压以执行常规的启用操作。负载瞬变输入也受控于一个函数发生器，该函数发生器在负载瞬变测试期间对 NMOSFET 实施持续的开关切换。有一个基本负载（对于 LDO 为 1 mA 负载），其始终连接至 LDO 的输出端。不过，如果需要可将其断连。其他三个阻性负载则采用三个继电器来控制。接着，利用计算机通过一个 USB 继电器控制器来控制这三个继电器。

降压型稳压器测试夹具

示于图 7 的降压型稳压器测试夹具的系统架构与用于 LDO 的测试夹具几乎相同。仅有的重大变更是增设了三个新的继电器。之所以增添这些继电器，原因在于降压型 IC 负载瞬变测试的复杂特性。与 LDO 不同，负载瞬变包括了用于负载瞬变测试的不同基础电流。例如，对于 LDO 来说，所需的负载瞬变为 1 mA 至 20 mA、1 mA 至 100 mA 和 1 mA 至 250 mA。然而对于降压型稳压器而言，各种负载瞬变测试则需要 1 mA 至 50 mA、50 mA 至 400 mA、200 mA 至 400 mA 和 0.6 A 至 1 A。于是，增加了额外的继电器。PCB 设计具有某些其他的变更。降压型稳压器是一款开关稳压器，因此有一个需要探测的额外开关引脚。通过在该走线和引脚的两侧建立 20 mm 的隔离区，可将此引脚与电路板的其他部件隔离开来。针对降压型稳压器测试平台的测试与针对 LDO 平台的测试是完全相同的。

PCB 设计和问题

关于重新设计的用于高性能验证的自动化测试平台的布局，有两个主要的关注点。第一个关注点是维持激励脉冲的高边缘速率和信号完整性。测试设置是专为产生用于 DUT 的快速线路电压和负载瞬变而设计的。然而，走线之间的阻抗失配和串扰会显著地影响这些高速线路。第二个关注点是由源自长走线的衰减在电源线中引起

的电压降。因此，必需按照合适的 RF 方法进行正确的 PCB 设计。另外，很有必要在尽可能靠近信号源的地方测量信号，以减少电压降或抑制寄生效应。

部署的实验室设备

对于线路电压 / 负载瞬变和启动测试，测试平台包括了一个可编程电源、三个函数发生器、一个示波器和一个测试夹具。电源用于提供测试电路执行线路电压和负载瞬变测试所需的功率。另外，电源还用于给 DUT 的继电器驱动器芯片的启用引脚供电，从而允许用户针对某种特定的测试来选择不同的负载。函数发生器用于生成线路电压瞬变阶跃、负载瞬变阶跃的脉冲波形（采用任意函数波形），以及给启用引脚施加脉冲。

示波器负责测量输入和输出电压及电流。测试平台还用于观察启用引脚以进行启动测试。该架构方法被设计为一款即插即用型测试平台（DUT 必需安装在测试夹具上），其可针对不同的 DUT 实现该平台的重复使用。此测试设置依赖受控于一台运行 LabVIEW® 软件的笔记本电脑并通过一根通用接口总线 (GPIB) 连接的仪器。所有的仪表（示波器除外）均采用 GPIB 电缆进行菊链式连接（使用一根 USB 至 GPIB 电缆连接至笔记本电脑）。示波器利用一根 USB 电缆直接连接至笔记本电脑。BNC 至 SMA 电缆用于测量或探测所有的信号。

用于实现测试自动化的 LabVIEW 工具 (LVT)

写入了用于虚拟仪器 (VI) 的 Visual Basic 例程以实现瞬变测试的自动化。这些测试包括三个功能块。LVT 测试的第一个功能块负责选择用于测试的负载。第二个功能块包含了反馈校正环路，其持续地测量输入瞬变激励脉冲的上升和下降时间，并校正函数发生器的输出，直到示波器测量到正确的上升和下降时间为止。LVT 测试的第三个功能块负责在反馈结束后立即捕获输出和输入电压的屏幕截图。另外，它还用于获取实测的上升和下降时间以及最大和最小输出电压。LVT 直接从示波器获得所有参数的最小值、最大值和平均值。其还计算实测最大值和最小值的平均值。LVT 随后填充显示在前面板上的测量结果矩阵和图表。这些测量结果还被写入“Text Files”文件夹中的一个文本文件。屏幕截图被保存到一个插入示波器的笔式驱动器中。这些文件的名称根据负载的类型和边缘速率设置来决定。不过，文件的名称在 LVT 的方框图中可以更改。

结论

用于实现高速瞬变测试自动化的平台涉及到非常多学科的知识，因为其所需要的功能超出了典型的验证与测试 R & D 范围。涵盖的学科领域十分广泛，比如：线性和开关稳压器的启动及瞬变运行方式特性的基本知识、用于测试与测量的最佳惯例和新颖方法、电路板级系统设计和软件开发等。

借助用于 LDO 和降压型 IC 的测试夹具原型，可就线路电压瞬变、负载瞬变和启动测试对提出的测试程序进行验证和自动化。利用正确的驱动、接口和终接可实现纳秒级的激励脉冲边缘速率。采用高性能测试设备和探针能够实施高速波形捕获采样。器件模式、操作和测试设备的串行接口控制可在执行中编程，以实现测试的自动化。而且，除了准确地记录响应时间延迟之外，闭环控制和监视功能还简化了定时事件和电参数激励脉冲的编程。

鸣谢

本文作者向 Sheng Jin（德州仪器 MLP 应用经理）和 Aditya Jain（我们的特别助理）表示感谢。同时感谢 Hoang Duong、Robin Gupta 和 Hak-Leong Ng。

参考文献

1. 作者：Kern Wong，《用于测试快速响应 POL 稳压器的高速负载 / 线路电压瞬变夹具及应用报告》，德州仪器应用报告 (SNOA895)，2013 年 4 月。
2. 作者：Kern Wong，《围绕 PSRR 规范的谬见》，摘自 TI E2E 社区电源之家 (Power House) 系列博客，2013 年 10 月 22 日。
3. 《负载瞬变测试得以简化》，德州仪器应用报告 (SNOA507)，2007 年 11 月。

相关网站

产品信息：

LP5907

LM3671

LabVIEW 工具信息：

www.ni.com/labview

订阅 AAJ：

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

调试电源启动问题

作者: Robert Taylor, 应用工程师, 电源设计服务, 模拟产品市场

Ryan Manack, 应用工程师, 电源设计服务, 模拟产品市场

引言

您刚刚收到由制造商提供的组装好的电源印刷电路板 (PCB)。您插上电源, 猜猜怎么着? 它出故障了。不管您是新入行的工程师, 抑或是业内的资深人士, 对那种沮丧感都是深有体会的。无论您花多少天多少小时进行运算、不断地完善自己的设计、并谨小慎微地实施 PCB 的布局和布线, 您的 3.3 V 输出在万用表上只显示为“0”, 或者更糟, 在一阵轻烟之后它就烧毁了。

对于电源来说, 使用简单的脉宽调制器 (PWM) 和有限的特别部件、零件或功能元件的日子已经一去不复返了。集成电路 (IC) 具有几十个引脚以及诸如软启动、电流限制、预偏压启动和启动电容器等功能。但是, 其中一些功能的意义是什么, 又是哪些功能将会在特定的情况下阻止电源的工作呢?

本文提供了一种针对故障设计的逻辑调试过程。故障检修过程从简单的“陷阱”开始, 然后再处理更加棘手的问题, 即便是经验丰富的设计人员也可能觉得这些内容是颇有帮助的。

测量概述

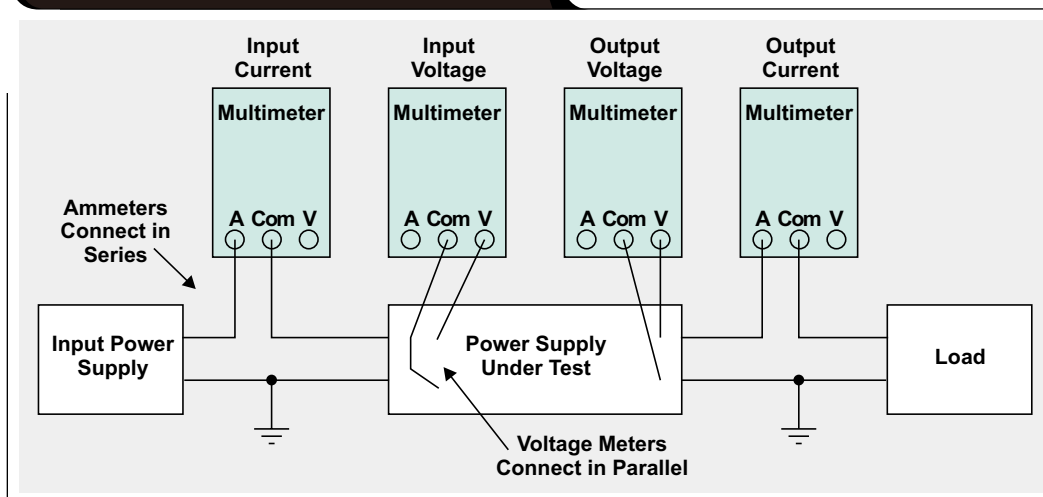
当调试电源问题时, 最明显的错误会耗费大量的时间。在电源首次通电之前, 最好是对电路板进行一下目视检

查。设计人员必需查实安装了正确的部件、检查缺失的部件、查验所有的焊接点并检验部件焊接朝向的正确与否。再次确认表面贴装型电阻器和电容器在装配中未被调换, 而且正方形的 IC 没有被旋转 90° 或 180°。如果您没有做目视检查, 而电路板在接通时发生了故障, 那么这正是找出和更换受损部件并对电路板的其余部分进行检查的好时机。

一旦完成了目视检查和器件更换, 下一步要做的事情就是检查输入电缆是否正确地连接。图 1 示出了典型的单输入、单输出电源测试设置。

在验证了输入连接之后, 启动调试过程最简易的方法是利用一个万用表或示波器。万用表可用于确保输入电压被传递至 PCB 并到达电路板上的正确位置。如果使用一个安培表来测量输入电流, 则该表有可能连接错误或者具有一个将阻止输入电压到达电路板的熔断丝。当验证至电路板的电源时, 测量布设在 IC 旁边的电容器两端的电压。有些转换器具有分别用于模拟电路和功率级的 AVIN 和 PVIN 引脚。确认这些节点均接收指定的电压。一旦您验证 IC 已在接收电压, 下一个需要检查的事项就是内置的线性稳压器或基准电压。核对产品数据表以确保这些引脚上的电压是正确的。在调试过程上花费过多的时间之前, 这将是检查另一块电路板的绝佳机会。如果其他的电路板工作正常, 那么这有助于把发生的问题从设计问题压缩为装配问题或 PCB 问题。

图 1: 典型的电源测试设置



电源 IC 通常具有输入使能和欠压闭锁 (UVLO) 电路。示波器可用于查看这些电压电平。探测输入电压和使能引脚以观察它们是否各自超过了 IC 数据表所规定的启动门限。有些转换器需要在施加输入和切换使能引脚之前提供 5 V 或 3.3 V 偏压。应验证该偏压存在于正确的时序中。

详细的调试程序

在验证了 IC 于输入和使能引脚上接收正确的电压之后，下一步是检测 IC 是否尝试启动。虽然万用表在输出端上显示的读数为 0.0 V，但是器件在关断之前也许已经启动了开关操作。把示波器探头安放在开关节点、输入电压、输出电压和使能引脚上。在开关节点上将示波器设定为正常触发，并把 x 轴标度放大为每格约 1 ms。给电路板加电并观察示波器是否触发。如果触发器执行捕捉操作且有波形出现，则表明 IC 尝试了一次输出充电。电源有可能因为短路而被关断。将电源从输入拿掉并测量从输出至地 (GND) 的阻抗。如果是短路或异常低的阻抗，则必需确定起因。

取消电感器可帮助将输出节点与 IC 隔离开来。如果短路位于输出端，则可能是输出电容器短路。如果短路位于电感器的 IC 侧，则可能存在诸多问题。隔离短路的第一步是开始移除短路节点上的部件。如果这不奏效，则可使用一个电源和热感摄像机来查找短路所在的位置。把电源的电流限制为几个安培并在短路端子的两端加电。注意不要超过该节点上任何组件的额定电压。然后使用热感摄像机来观察电路板的升温点。用显微镜来检查以查明问题。

如果电源未尝试执行开关操作，则需验证半导体元器件安装正确且未损坏。检查 MOSFET 阻抗。栅极至源极阻

抗和漏极至源极阻抗均应该很高。接着，使用万用表上的二极管测量工具来测量所有 MOSFET 的体二极管。MOSFET 的源极至漏极体二极管电压应在 0.3 V 至 1 V 的范围内。如果这些端子短路，则器件烧毁且必须更换。检查该电路中任何其他二极管的正向电压以证实其安装朝向是正确的。

软起动电路可用于控制电源输出的斜坡上升。这通常是负责给一个电容器馈电的电流源。如果该电容器短路或有意地保持在低电平，则将阻止器件执行开关操作。

在某些场合中，电源启动并尝试进行调节。应了解电源控制器内部的保护功能，这一点很重要。此类功能可以包括过压保护 (OVP)、欠压保护 (UVP)、过流保护 (OCP)、欠压闭锁 (UVLO) 和过温保护 (OTP)。

如果电源执行开关操作且输出电压斜坡上升并发生过冲，则控制器有可能由于 OVP 而闭锁。检查顶端反馈电阻器以验证其安装正确。如果输出电压未及时斜坡上升，则 UVP 会起作用。假如在启动期间出现过流，抑或在启动过程中电源电压低于输出电压设定点，就会发生这种情况。倘若电源即将达到一种过流状态，它或许会不触发 UVP 跳变。然而，其可能拥有另一种保护方法。这些保护包括了电压折返、打嗝模式或器件锁断。

另一个问题可能是输出电容过大，转换器不能在软起动时间用完之前给输出充电。在该场合中，采用一个较大的软起动电容器可帮助解决该问题。大多数 IC 都具备过温保护功能电路，以避免器件出现热失控。当温度能够升至远高于 100°C 时，采用热感摄像机来诊断此故障。IC 可以在冷却之后立即尝试重新启动，并提供某种故障标志。

表 1: 针对电源启动问题的故障检修清单

步骤	问题	症状	解决方案
在连接任何电缆之前, 进行目视检查。			<ul style="list-style-type: none"> 对照电路板来核对物料清单 (BOM) 和原理图 (SCH) 确保安装了跳线和 0Ω 电阻器 确保不存在 DNP 部件 查验所有的焊接点
连接电缆			<ul style="list-style-type: none"> 确保所有的电缆均正确地布线 确保安培表采用导线进行串联连接! 确保电缆直径足够大以处理电流
加电	冒烟		<ul style="list-style-type: none"> 判定为不合格, 修复失效部件, 在启动时使用电流限制功能。检查多块电路板。
	不启动	无电压输送至 IC	<ul style="list-style-type: none"> 检查输入电缆 检查万用表熔丝 检查板载熔丝 检查从电源至 IC 的路径
		检查 EN、VREG、VREF	<ul style="list-style-type: none"> 检查使能电压、UVLO、软启动电压、内部稳压器和内部基准。更换不正确的 IC。
		无开关操作	<ul style="list-style-type: none"> 检查 MOSFET 是否短路 检查 MOSFET 的体二极管 检查其他二极管的安装朝向是否正确
		短暂的开关操作	<ul style="list-style-type: none"> 检查输出是否短路 取消电感器以帮助提供隔离 使用热感摄像机以帮助发现问题
	启动立即关断		<ul style="list-style-type: none"> 检查 OCP、OVP、UVP 取消电感器并增添一个电流环路 检查反馈路径以确保连通性 隔离电路板上的任何外部负载 检查以确保软启动即将完成, 可能需要使用一个较大的电容器

结论

电源是复杂的电路, 因此对其设计、布局、制造和装配必须谨慎从事。在事情不完美的情况下调试过程其本身就是一项技巧。遵循本文所描述的小贴士和过程可帮助设计人员以有效和及时的方式找到补救的方法。德州仪器拥有一个包含了 1000 多款制作完成并经过测试的电源设计存档。^[1] 所有这些设计方案都配套提供了电路原理图、测试报告和光绘文件。

参考文献

面向电源管理器件的 TI 参考设计库。

相关网站

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

在 DC/DC 转换器中采用陶瓷或电解输出电容器 – 为什么不能兼用呢?

作者: Michael Score

高级技术组成员, 现场应用工程

引言

在几乎所有需要长电池寿命、低发热量及满足能源之星 (ENERGY STAR®) 指导方针的终端设备中, 都采用了开关电源。当设计开关电源时, 决定使用哪种类型的输出电容器是一件很困难的事情。

电解电容器具有高等效串联电阻 (ESR), 这使得功率损耗很高且瞬态响应过差, 因而无法在负载响应要求严苛的场合中使用。然而, 电解电容器在高偏置电压条件下拥有稳定的电容, 而且价格便宜。

陶瓷电容器具有非常低的 ESR, 但其电容在高偏置电压下大幅减小, 而且大数值陶瓷电容器的价格会很昂贵。在许多降压型转换器中, 陶瓷电容器的有效电容有可能不到其额定电容的一半。

如今的降压型转换器通常只采用一种类型的输出电容器, 因为针对不同的电容和 ESR 进行设计将变得过于困难。这造成许多设计人员被迫采用诸如聚合物或钽等更加昂贵的电容器类型, 此类电容器可提供低于电解电容器的 ESR, 但没有陶瓷电容器那么低。现在, 通过运用新型设计工具, 只需短短几分钟便可做好使用混合型输出电容器来实现稳定设计的准备。为了阐明该原理, 本文将描述采用混合型输出电容器进行的 DC/DC 电源设计。

在负载条件下发生输出变化的原因

第一步需要弄清输出电容器在系统所起的作用。图 1 给

出了理想化波形, 并示出了输出电容器特性产生的影响以及它们在负载瞬变过程中出现的位置。

负载瞬变时出现的尖峰主要是由输出电容器的等效串联电阻 (ESR) 或阻抗在非常高的频率下引起的。固定的电感器电流斜坡导致电感器中的大部分瞬变扰动产生过冲和下冲。^[1] 另外, 从负载阶跃瞬变的恢复过程也会引发过冲和下冲。要想最大限度地减少这些低频误差, 则需仰仗输出电容器中存储的电能和电压环路响应时间。因此, 应拥有宽环路带宽、低 ESR 以及足够的输出电容 (以提供充足的电能存储), 这一点很重要。

在负载条件下保持低噪声输出涉及两个主要的因素: 1) 稳压器将具有多大的过冲和下冲; 2) 在开关频率下出现的纹波电压有多大。峰值过冲 / 下冲约为负载阶跃电流乘以输出电容器在环路交叉频率下的阻抗 ((1) 式)。该式强调了在环路交叉频率 (f_c) 下拥有低输出电容器阻抗对于实现低过冲或下冲的重要性。环路交叉频率通常被定为开关频率的十分之一。较高的环路交叉频率可最大限度地抑制过冲 / 下冲。

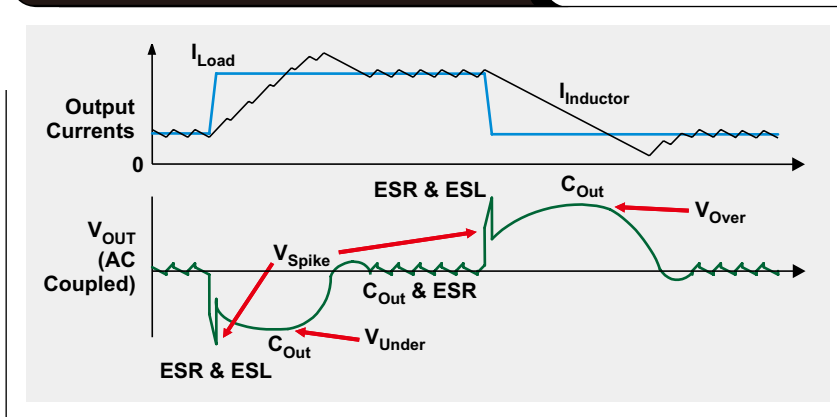
$$V_{\text{OVER/UNDER SHOOT}} \approx \Delta I_{\text{OUT}} \times Z_{\text{OUT}}(f_c) \quad (1)$$

输出纹波电压的一种近似计算法为: 输出电容器在开关频率下的阻抗乘以峰至峰电感器电流。^[2]

$$V_{\text{RIPPLE}} \approx I_{\text{L(P-P)}} \times Z_{\text{OUT}}(f_{\text{SW}}) \quad (2)$$

(2) 式表明: 输出纹波电压可通过减小峰至峰电感器电流 (其通过增加电感值来控制) 得以降低。

图 1: 理想化的负载瞬变曲线图



然而，这种做法是存在缺陷的。大幅降低纹波的一种更为有效的方法是减小输出电容器在开关频率下的阻抗。用于纹波电压的阻抗处在一个高得多的频率上，因为开关频率是环路交叉频率的十倍左右。

为了尽量地降低负载瞬变情况下的纹波和过冲电压，稳压器需要一个宽的环路交叉频率。此外，还应具有用于能量存储的足够电容，而且输出电容器的阻抗在整个频率范围内应当很低。

输出电容器最大限度地减小输出阻抗

最理想的是：输出电容器非常大（以存储充足的能量），并在环路交叉频率和开关频率条件下具有非常低的阻抗。聚合物电容器和钽电容器具有大的数值和低 ESR，但是它们价格昂贵，而且 ESR 仍然不如陶瓷电容器低。电解电容器非常适合以低成本获得大电容值，然而，其具有较大的 ESR 和 ESL。这使它们不适用于要求高输出阶跃性能の場合。

陶瓷电容器具有非常低的 ESR 和 ESL，从而使其成为实现优良瞬态性能的绝佳选择，但它们在电容值上存在局限性。22 μF 及以下数值的陶瓷电容器相对便宜。陶瓷电容器的有效电容随着偏置电压的增加而减小，这使其更加难以提供针对大负载阶跃的足够能量存储。我们采用 TDK SEAT 软件获得了图 2 中给出的曲线，以显示 V_{BIAS} 对有效电容的影响。当偏置电压为 12 V 时，两个额定电容值为 22 μF 的陶瓷电容器减小至 19 μF 和 16 μF 。请注意，来自同一家供应商的两个 22 μF 、25 V、X7R 型电容器具有迥异的 V_{BIAS} 曲线，因此一定要核对实际的 V_{BIAS} 曲线。

借助相同的软件，图 3 示出了 22 μF 和 47 nF 陶瓷电容器的阻抗与频率之间的关系曲线。22 μF 电容器在 100 kHz 及更高的频率上具有低阻抗，但其未提供足够的能量存储。可以把电解电容器与 22 μF 陶瓷电容器相并联，以在低于 100 kHz 的频率条件下提供低阻抗。在低频条件下电解电容器是合乎需要的，因为其具有很大的电容，而增设一个并联的小陶瓷电容器将降低源于开关噪声的电磁干扰 (EMI)。

选择了一个 47 nF 陶瓷电容器，原因是它在 20 MHz 及更高的频率上具有低于

22 μF 电容器的阻抗。增加的 47 nF 电容非常之小，因而不会影响稳定性。黑色曲线显示了 22 μF 和 47 nF 电容器并联组合的阻抗。图 3 把 22 μF 陶瓷电容器显示为阻抗的主导曲线（贯穿大部分频段）。然而，在低频条件下电解电容器居主导地位，而在非常高的频率下则是 47 nF 陶瓷电容器起支配作用。

图 2：不同的 22 μF 、25 V、X7R 型陶瓷电容器的有效电容

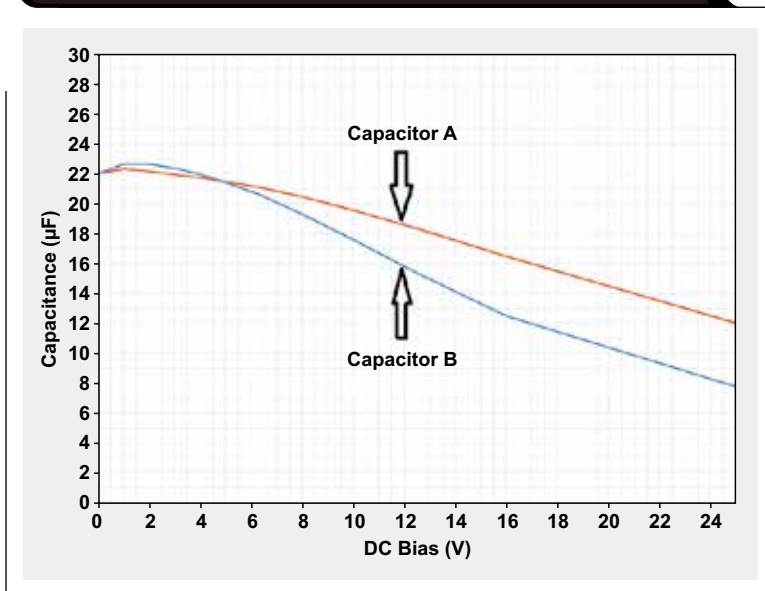
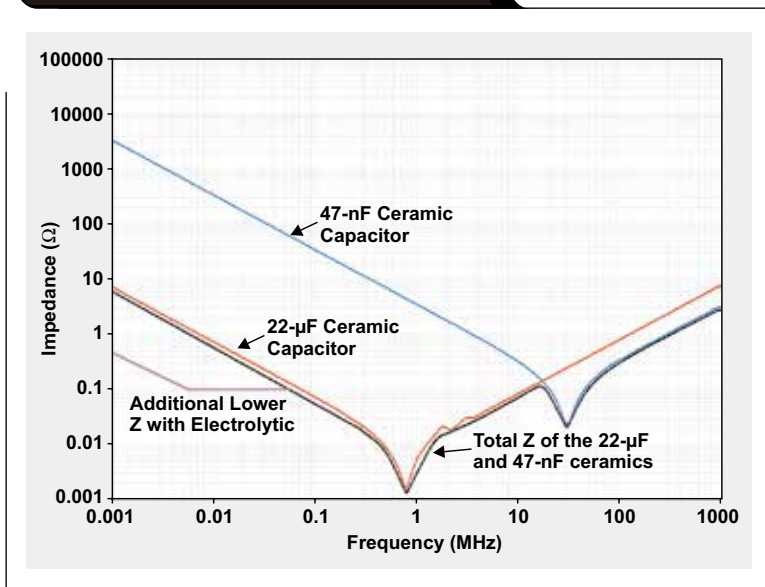


图 3：陶瓷电容器和电解电容器的阻抗



采用混合型输出电容器的设计可在极宽的频率范围内提供最低的输出阻抗。不过，降压型稳压器反馈环路的补偿因此变得很难计算。由于源自陶瓷电容器的较低 ESR 和电容与来自电解电容器的较高 ESR 和电容组合在了一起，因此重要的是考虑极点 / 零点的位置。电感器和每个电容器提供了不同的极点 / 零点位置。TI 的 WEBENCH[®] 软件单独地考虑了每条路径，这使得设计比人工计算更加容易和稳健。

混合型电容器设计示例

我们为一款降压型稳压器选择了混合型电容器设计，该稳压器具有 24 V (±20%) 的输入电压和 12 V/6 A 的输出电压。关注的重点是利用低成本解决方案获得上佳的瞬态响应。

您既可将要求输入 WEBENCH 面板中，也可以直接输入到选定稳压器的产品网页上的面板中。就本例而言，选择的是 LM25117 降压型控制器，而且输入条件在产品网页上输入。在启动设计之后，一个高级选项部分将出现在左侧，如图 4 所示。这款设计需要良好的瞬态性能，因此勾选“user preferred frequency”框，并在其下面的方框中输入“500 kHz”以提供一个宽的环路交叉频率。在“Output Cap Options”下方选择“Mixed”，然后点击“Update”以启动一个允许使用 500 kHz 频率和混合型输出电容器的新设计。这些选择在图 4 中用红色圆圈标出。

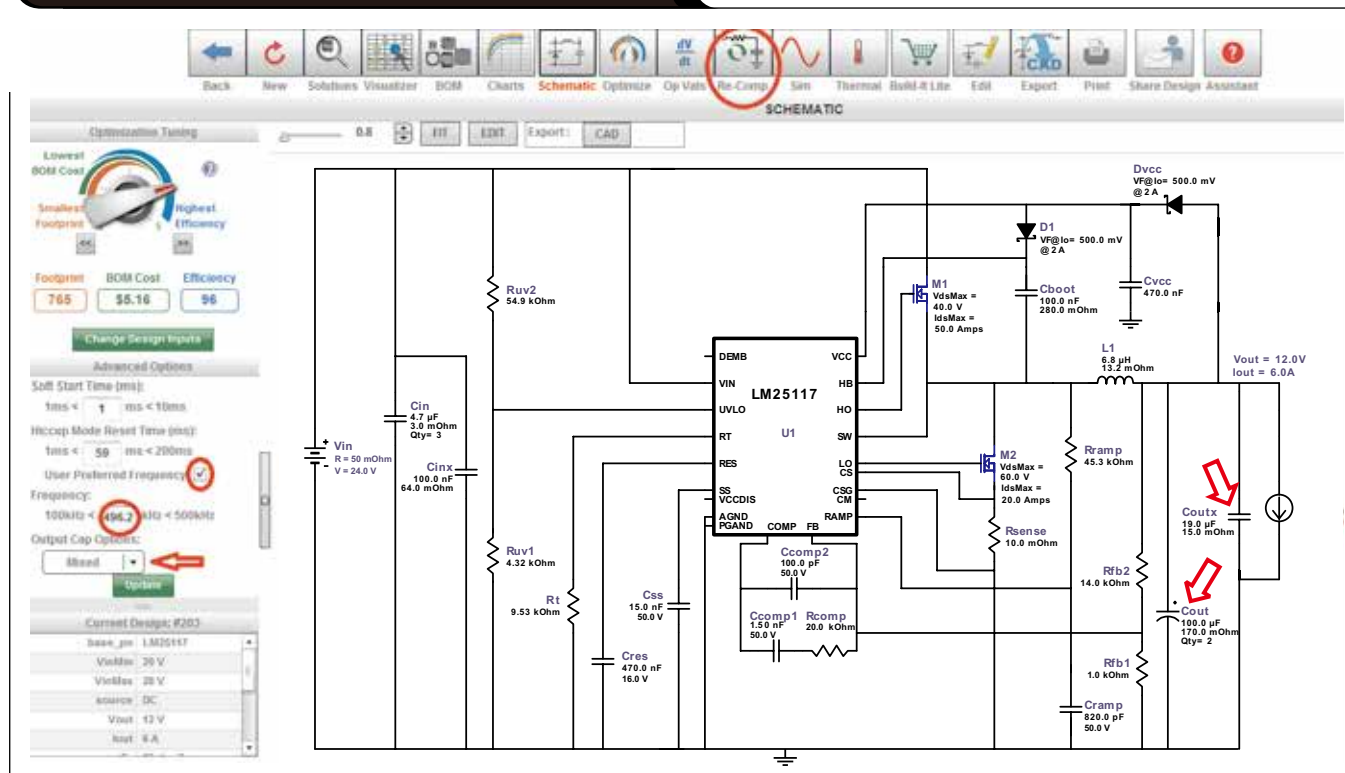
在点击原理图以放大视图之后，即可变更原理图上的组件（通过在相应组件上双击鼠标来完成）。在此场合中，双击电感器 (L1) 以选择一款成本略低的选项。每个输出电容器（图 4 中的红箭头）针对期望的电解电容器与陶瓷电容器之混合进行变更。C_{OUT} 更改为两个 100 μF 的电解电容器（取自该设计工具的数据库），而 C_{OUTX} 则改为一个陶瓷电容器。数据库中有一些合适的陶瓷电容器。然而，此设计工具并没有图 2 和图 3 中所示的 22 μF 陶瓷电容器。双击 C_{OUTX} 电容器并随后选择“Create Custom Part”（窗口的底部）。用一个 19 μF 陶瓷电容器来代替 22 μF 的典型值，以针对在 12 V 偏置电压下减小的电容进行调节，并为 ESR 输入了 15 mΩ，这给印制线增加了少量的电阻。

在变更了输出电容器之后，点击“Re-Comp”钮（图 4，用红圈标出）以查看博德图并更改补偿。

在下一页上，图 5 中的蓝色曲线示出了总的环路幅值和相位，而橙色曲线则显示了功率级响应。该工具标示了混合型输出电容器设计的功率级的极点和零点位置以及功率级增益曲线。

选定设计的稳定性是足够的，但我们的目标是获得较宽的交叉频率。WEBENCH 补偿设计器 (WEBENCH Compensation Designer) 可实现自动补偿，并提供了用于选择交叉频率、增益裕量和相位裕量范围的选项。然而在本例中，（接下页）

图 4：采用混合型输出电容器的电路原理图



(续上页) 却选择了手动补偿作为替代来实施补偿极点和零点的控制。“Edit Poles/Zeroes”选项允许移动补偿极点和零点及自动变更组件值,以满足极点/零点位置要求。“Zero1”从 5.3 kHz 减低至 2.8 kHz 以提高交叉频率,并消除 1 kHz 频率下的某些相位下降。Pole1 保持在其最初的 80 kHz 频率附近是可以接受的。

把补偿零点移动至 2.8 kHz 将交叉频率从 21 kHz 提高至 56 kHz。相位裕量减小至 65°, 增益裕量至 15 dB, 这仍然是一款非常稳定的设计。稳定性结果在图 6 中用圆圈标出。选择“Apply Changes to Design”钮可更新原理图。

图 5: 采用混合型输出电容器的初始博德图 (在功率级幅值曲线上显示了极点和零点)

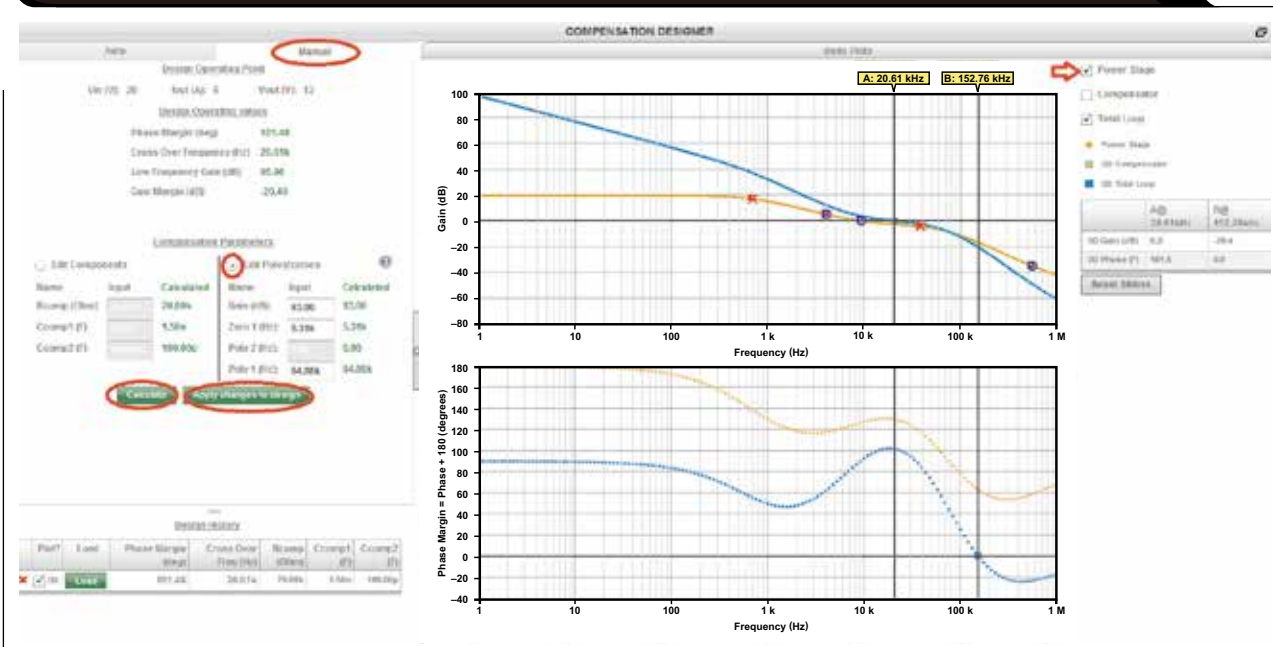


图 6: 在手动补偿之后, 采用混合型输出电容器的博德图显示了增加的带宽和充足的相位裕量

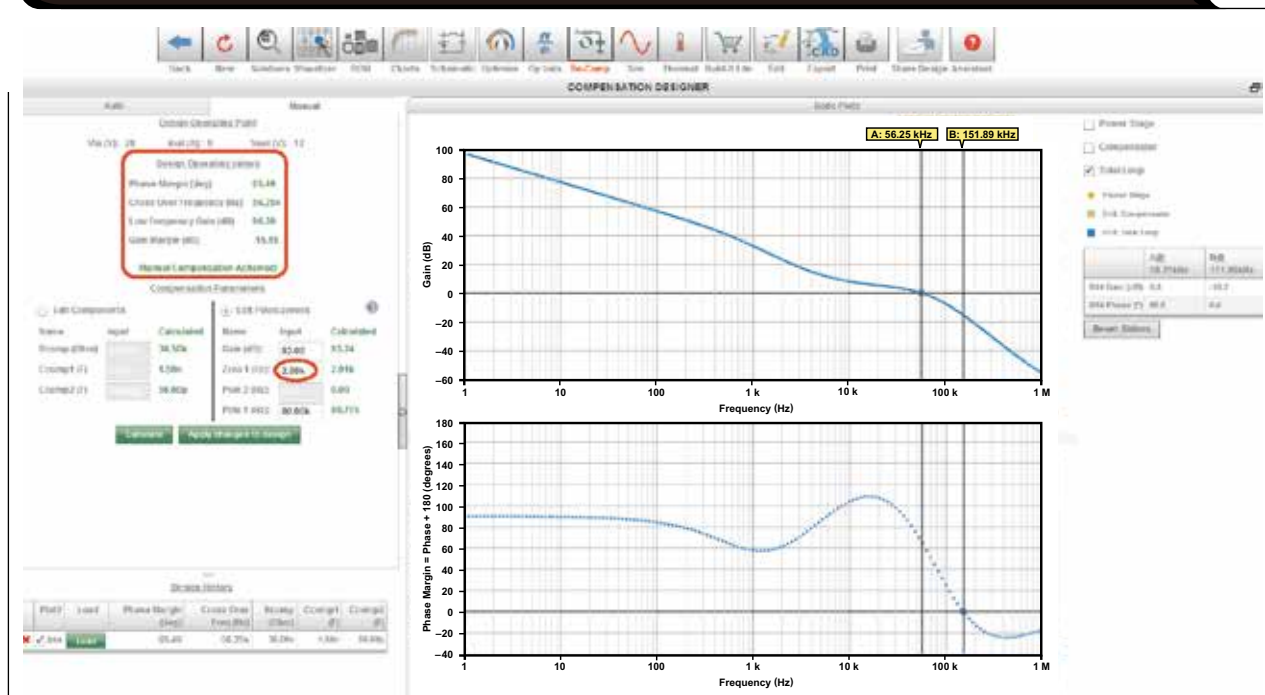
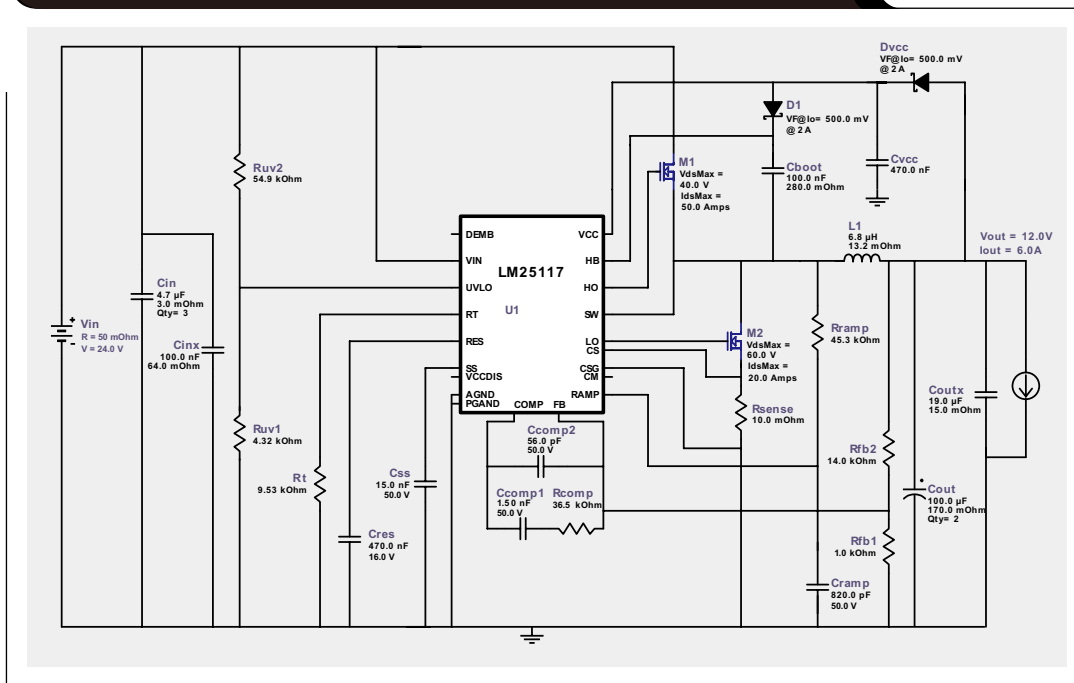


图 7: 最终的 WEBENCH 原理图 (采用混合型输出电容器)



最终的电路原理图示于图 7。如果系统尚不具备大容量去耦电容, 则应在输入端上增设一个电解电容器以提供额外的体电容。假如需要的话, 可给输出增添一个图 3 所示的 47 nF 电容器以降低 EMI。

结论

输出电容器在整个频率范围内的低阻抗以及一个高的环路交叉频率可提供优良的瞬态响应。同时采用陶瓷和电解输出电容器能够最大限度地减小整个频率范围内的电容器阻抗。陶瓷电容器是高频段的最佳选择, 而大数值电解电容器则适合低频范围。靠纸和笔来完成一款采用混合型输出电容器的稳定设计是极其困难的, 但是 WEBENCH 电源设计器 (WEBENCH Power Designer) 则可帮助设计人员轻而易举地采用混合型电容器进行设计并通过重新补偿来改善性能。

参考文献

- 1、作者: Briditte Hauke, 《降压型转换器功率级的基本计算》, 应用笔记 (SLVA477A), 德州仪器, 2012 年 8 月。

- 2、作者: Surinder P Singh, 《降压型开关稳压器的输出纹波电压》, 应用笔记 (SLVA630A), 德州仪器, 2014 年 10 月。

相关网站

一般信息:

www.energystar.gov/product.tdk.com/en/technicalsupport/seat

产品信息:

LM25117
CSD18504Q5A

WEBENCH® Design Center:

www.ti.com/webench

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

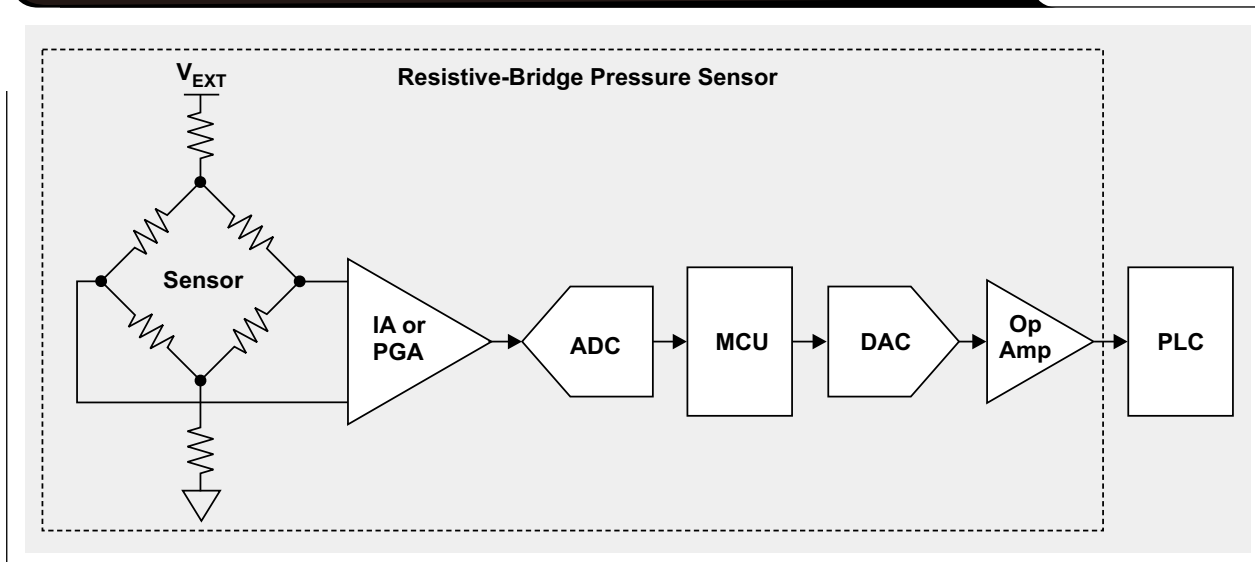
针对工业过程控制系统中的阻性桥压力传感器的设计小贴士

作者: Peter Semig, 应用工程师, 精密型模拟产品

Collin Wells, 应用工程师, 精密型模拟产品

Miro Oljaca, 高级应用工程师, 医疗、高可靠性与感测产品

图 1: 至过程控制系统的阻性桥压力传感器连接



引言

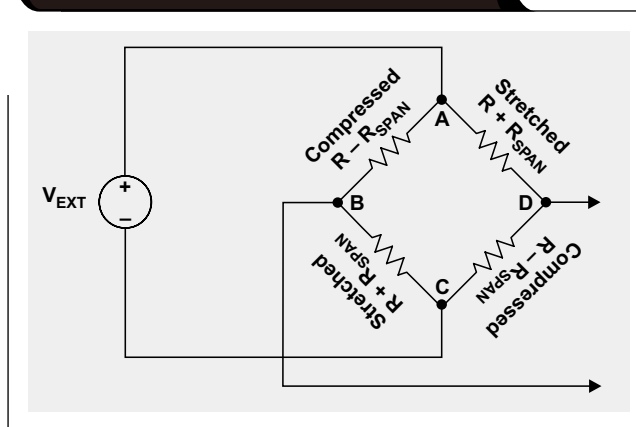
在工业自动化系统中有许多需要测量和控制的物理参数。温度、压力、流量和电平等只是此类物理参数中的区区几个而已。阻性桥传感器在这些应用中是常用的。图 1 给出了过程控制系统中使用的阻性桥压力传感器的典型示意图。本文阐述了阻性桥压力传感器每个功能部件的主要设计考虑因素。

传感器基础知识

工业过程控制系统常常使用阻性桥传感器来测量电阻的变化，其最终代表了诸如应变、压力、温度、湿度等物理参数的变化。虽然阻性桥拓扑的种类繁多，但惠斯通电桥（图 2）则是其中知名度最高和记录最详细的一种。

压力传感器中的每个电阻器被压缩或拉伸（图 2）。当把压力施加至传感器时，电阻 R_{AB} 和 R_{CD} 通过压缩而减小，而电阻 R_{AD} 和 R_{BC} 则经由拉伸而增大。电阻中的这

图 2: 施加压力的阻性桥传感器



些变化在差分电压中产生了一个变化 V_{BD} ，它被一个差分放大器所放大（图 1）。当与桥式传感器相连接时，设计人员常常使用具有非常大输入阻抗的差分放大器，如仪表放大器 (IA) 和可编程增益放大器 (PGA)。

共模电压与输出电压范围的关系

电桥的共模电压 (V_{CM}) 是存在于差分放大器输入端子上的平均电压。

$$V_{CM} = (V_{BC} + V_{DC})/2 \quad (1)$$

如果电桥是平衡的, 则 V_{CM} 为桥激励电压的一半, $V_{EXT} = V_{AC}$ 。例如, 倘若 $V_{AC} = 5\text{ V}$, 则 $V_{CM} = 2.5\text{ V}$ 。对于阻性桥传感器来说, 电桥的共模电压也许是最重要的设计考虑因素。这是因为 IA 的输出电压范围 (V_{OUT}) 取决于诸多的因素, 包括了共模电压、增益、基准电压、拓扑和电源电压。^[1] 作为一个例子, 图 3 示出了一款具有三个运算放大器 (运放) 的 IA 的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图。

回顾一下, 当 $V_{AC} = 5\text{ V}$ 时, $V_{CM} = 2.5\text{ V}$ 。对于单向传感器, 通常希望利用一个单 5 V 电源来给 IA 供电, 并把 V_{REF} 连接至 0 V (GND)。不幸的是, 这将限制 IA 的输出摆幅。以 INA826 为例, 我们在图 3 中注意到: 如果 $V_{CM} = 2.5\text{ V}$, 则输出仅能从 100 mV 摆动至大约 3.2 V 。因此, 当采用一个 5 V 基准电压时, 系统无法使用模数转换器 (ADC) 的最大分辨率。在该场合中, 可考虑采用一款可供替换的 IA、选择一个不同的电源电压和 / 或一个不同的 IA 基准电压、或者变更电桥共模电压, 如图 4 所示。

初始输入失调电压 (V_{OS})

初始失调电压是差分放大器的输入端子 (比如: 运放、IA、PGA, 等等) 之间的 DC 误差电压。对于具有三个运放的传统型 IA 而言, 该电压取决于器件的增益。^[2] 失调电压会增加解决方案的总失调误差, 而且假如不予以校正, 它还将使共模电压产生位移。因此, 具有非常低失调电压的零漂移 IA 或 PGA (如 PGA900) 可能是一种更好的选择。

零漂移这个术语适用于具有自动归零拓扑的斩波器或器件, 这种拓扑可针对诸如初始输入失调电压、输入失调电压漂移、电源抑制比 (PSRR)、共模抑制比 (CMRR) 及某些其他的失调误差进行内部校正。

输入失调电压漂移 ($\Delta V_{OS}/\Delta T$)

输入失调电压漂移是当温度偏离室温 (25°C) 时输入失调电压中的变化。这是初始输入失调电压以外的失调误差。由于大多数工业系统都必须在很宽的温度范围内保持准确度, 所以零漂移 IA 或 PGA 是首选方案。虽然初始输入失调电压可利用室温校准予以消除, 但是失调电压漂移则需要采用一种更加复杂且费时的过温校准例程来消除。必须在各种不同的温度条件下对每个单独的系统进行校准, 因为每个系统组件

图 3: INA826 IA 的 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图

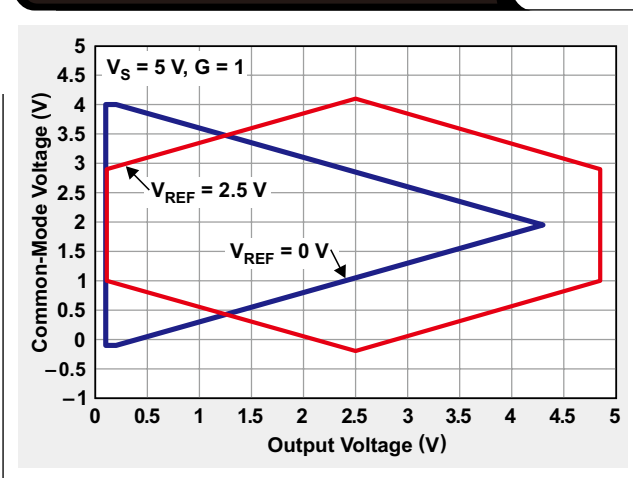
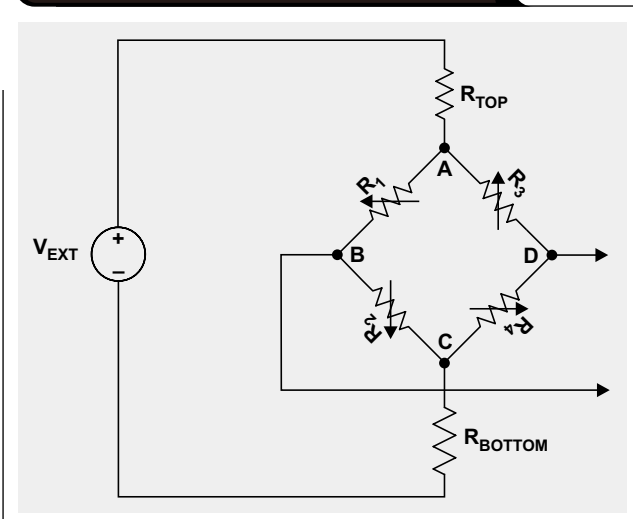


图 4: 通过增设 R_{TOP} 和 / 或 R_{BOTTOM} 来调节 V_{CM}



的漂移方向也许是不同的。在某些场合中, 如果系统校准只是在 25°C 温度下进行的 (而并未在其他温度条件下实施), 则整个温度范围内的误差实际上有可能增加。^[3]

噪声

当选择桥式放大器时, 放大器的固有噪声是一个主要关注的对象。人们特别感兴趣的是放大器的低频 (即 $1/f$) 噪声, 因为工业系统一般是低带宽的。由放大器产生的噪声与 ADC 的噪声相加, 最终将导致测量的无噪声分辨率下降。尽管零漂移放大器可能因其噪声频谱密度曲线的 $1/f$ 区域很平坦而成为首选, 然而某些非零漂移 IA 则或许拥有更好有总体噪声性能。应进行完整的噪声分析以确定放大器的整体噪声成分。

模数转换器

可采用高分辨率（24 位）增量-累加型模数转换器（ $\Delta \Sigma$ ADC）来测量阻性桥信号。一般地，此类 ADC 内置了一个调制器和数字滤波器。由于每样本位数极低，因此总体量子化能量对于 $\Delta \Sigma$ 调制器来说是非常高的。抽取器必须把高于奈奎斯特频段的频谱中不希望有的噪声滤除，这样噪声就不会经由抽取过程而混叠至基带之中。

在大多数 $\Delta \Sigma$ ADC 中实现的抽取滤波器是 Sinc 滤波器。这种滤波器拓扑因其固有的稳定性和易于实现的特点而广受欢迎。该 Sinc 滤波器的阶数和抽取比决定了 ADC 的性能。^[4]

ADC 的无噪声代码分辨率被定义为这样的分辨率位数，如果超过该位数将无法解析各个代码。ADC 的无噪声分辨率可根据总代码数量 (2^N) 和峰至峰噪声代码测量值来计算。

$$\text{无噪声代码分辨率} = \log_2 \left(\frac{2^N}{\text{峰至峰噪声代码}} \right) \quad (3)$$

有效分辨率可通过给无噪声代码分辨率计算值增加 $\log_2(6.6)$ （即大约 2.7 位）来计算。

$$\text{有效分辨率} = \text{无噪声代码分辨率} + 2.7 \text{ 位} \quad (3)$$

例如，PGA900 中的 $\Delta \Sigma$ ADC 具有一个工作于 1 MHz 采样频率的二阶调制器，以及一个采用 128 倍过采样的三阶 Sinc 滤波器。图 5 中示出的噪声性能针对的 7.8 kHz 输出数据速率、3.9 kHz 带宽和 384 μ s 阶跃响应时的情形。

应用额外的数字滤波

让该应用中所使用的 ADC 拥有远远高于所需系统带宽的数据速率是很常见的。因此，可运用额外的数字滤波以进一步降低 ADC 噪声，从而以牺牲输出数据速率为代价来换取无噪声分辨率的提高。

一个简单的平均滤波器可创建一个低通滤波器，其将使带内噪声降低 3 dB，并把测量分辨率提高 0.5 位（对于每两个被取平均的连续样本）。这在 (4) 式中进行了定义，式中的 M 是取平均的连续样本的数量，而 W 是输出信号分辨率的增加。

$$W = (1/2)\log_2(M) \quad (4)$$

由图 5 可见，40 dB 的增益将产生 13.84 位的无噪声输出分辨率。对 ADC 输出数据应用一个 M = 32 的滑动平均滤波器将使无噪声输出分辨率提升 2.5 位，如 (5) 式和图 6 所示。

$$W = (1/2)\log_2(32) = 2.5 \text{ 位} \quad (5)$$

图 5：在 7.813 kHz 输出数据速率条件下实测性能与增益的关系曲线

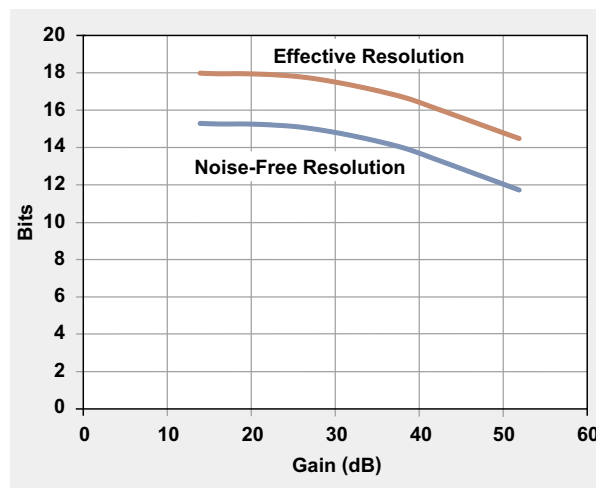
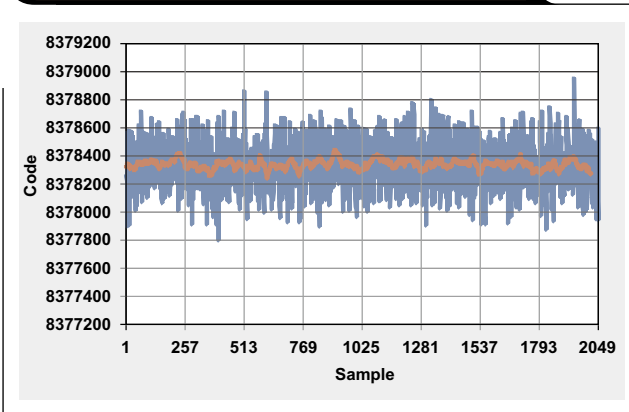


图 6：ADC 输出与滤波器输出的关系曲线



现在，输出无噪声分辨率从 13.8 位提高至 16.34 位。不过，输出信号的数据速率则从 7.8 kHz 降低至 244 Hz。

模拟输出级

一旦采集并处理了传感器信号，下一步则是创建一个用于代表零标度至全标度传感器测量值的线性模拟输出信号。线性传感器输出通过一个两线式电流环路或三线式电压输出信号（这取决于传感器发送器的要求）来传输。两线式传感器发送器的最常用输出范围为 4 至 20 mA，但是偶尔也会使用其他的输出范围。（接下页）

(续上页) 最常用的三线式电压输出范围为 0 V 至 10 V, 但也可实施其他的输出范围, 如 ±10 V、0 V 至 5 V 和 ±5 V。

模拟输出级的两个主要构件是一个数模转换器 (DAC) 和一个的运放电路, 其通过配置以建立期望的电流或电压输出范围。一定要使模拟输出级的性能与传感器采集电路的性能严密匹配; 包括分辨率、偏移、增益误差、非线性及噪声。

DAC 考虑因素

DAC 常常设定了模拟输出级的性能, 因此其选择必须谨慎仔细。虽然许多传感器发送器是采用 16 位 DAC 设计的, 但是分辨率要求较低的系统则可使用 12 位 DAC。与输入级和 ADC 相似, DAC DC 偏移、增益和漂移误差也可利用校准予以消除。

积分非线性 (INL) 误差无法借助标准的增益和偏移校准来消除, 而且它设定了校准后的准确度。于是, 应确定 DAC INL 规格远远低于期望的最终系统准确度。为了确保提供一个单调输出, 几乎总是要求差分非线性 (DNL) 规格小于 1 LSB。

两线式、4 至 20 mA 输出运放电路

图 7 示出了一款标准的两线式、4 至 20 mA、发送器运放电路。该电路需要一个具有非常低静态电流的运放, 以尽量减轻对于有限的两线式电源电流预算 (4 mA) 的影

响。通常使用一个线性电压调节器以降低 +24 V 回路电源电压, 从而允许采用低电压运放。

运放输入共模范围必须包括负电源轨。为了最大限度地增加可用的输出电压摆幅, 输出摆幅应包含两个电源轨。由于运放仅需驱动双极结型晶体管 (BJT) 的基极电流, 所以对输出电流的要求很低。4 至 20 mA 电流的大部分流过 BJT (从集电极至发射极)。

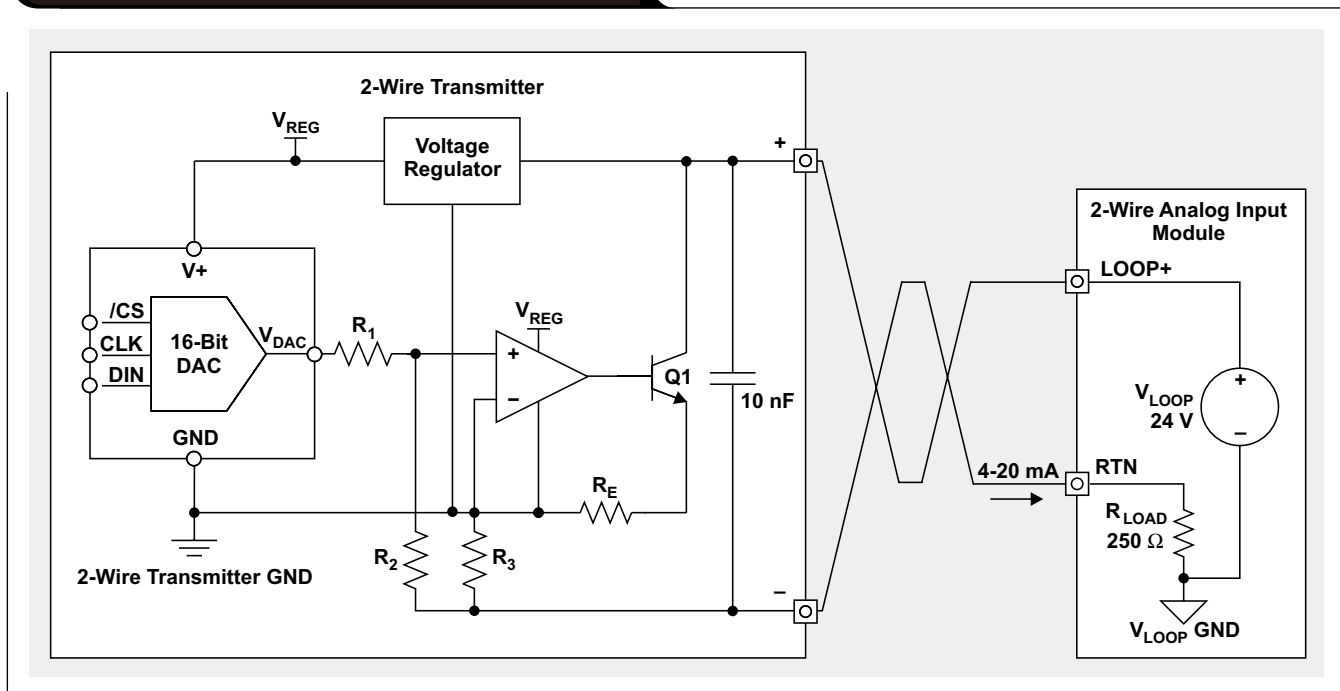
应选择合适的运放性能规格以与 DAC 及信号链路的其余部分相匹配。运放必须具备低的输入失调电压和漂移。高 CMRR 和 PSRR 将改善设计的 DC 性能和抗噪声能力。通常使用 eTrim™、激光修整和零漂移 (斩波器 / 自动归零) CMOS 运放以满足该电路的性能要求。

如 (6) 式中的转移函数所示, 电阻器 R₁、R₂ 和 R₃ 设定了电路的增益。应选择具有低容差和温度系数的高精度电阻器。实现电阻器的比例式容差及漂移匹配可极大地改善整个温度范围内的电路性能。

$$I_{OUT} = \frac{V_{DAC}}{R_1 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)} \tag{6}$$

针对负载瞬变和输出电流中的变化, 该电路必须保持稳定的输出响应。因此, 应根据 V-I 曲线负载线上的 Q 点来选择正确的发射极电阻器 (R_E), 这一点很重要。^[5] 正确选定的 R_E 阻值可形成一个稳定的反馈网络。

图 7: 由回路供电的 4 至 20 mA 发送器



三线式电压输出运放电路

图 8 示出了一款用于建立一个三线式电压输出的标准运放电路。三线式电路需要使用高电压运放以满足输出电压范围要求。单电源、0 V 至 10 V 输出需要一个包括地 (GND) 的输入共模范围和一个轨至轨输出级, 旨在减少系统中的零代码误差。^[6] 对于运放的性能要求与两线式电路相同; 例如: 低失调和漂移以及高 CMRR 和 PSRR。

增益由电阻器 R_F 和 R_G 来设定。它们的选择标准与两线式电路中的增益设定电阻器是一样的。

$$V_{OUT} = V_{IN} \times \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \quad (7)$$

在三线式电压输出电路中, 运放直接驱动系统负载, 此类负载会因最终应用的不同而千差万别。于是, 需要一个能够为各种各样的电容性负载提供超过 ± 30 mA 输出电流的稳健型运放输出级。几乎没有放大器能直接驱动大的电容性负载, 因而需要利用由 R_{ISO} 、 R_F 、 C_F 和 C_L 构成的补偿网络来提供一个稳定的输出。^[7] 为了对电路实施正确的补偿, 必须获知运放开环增益 (A_{OL}) 和开环输出阻抗 (Z_O)。此外, 还必需考虑所有系统工作条件下 A_{OL} 和 Z_O 曲线中的变化, 否则设计有可能变得不稳定。^[8, 9]

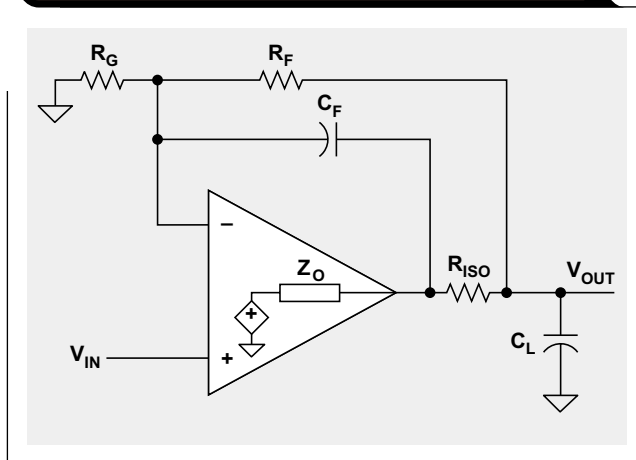
结论

工业过程控制应用中的阻性桥压力传感器具有许多设计考虑因素。对输入信号调节级、ADC 和模拟输出级的性能和规格指标均必须进行评估。本文逐个介绍了这些信号链路级的主要设计考虑因素, 并为设计人员选择设计所用的组件提供了相关的指导。

参考文献

- 1、作者: Peter Semig 和 Collin Wells, 《仪表放大器 V_{CM} 与 V_{OUT} 关系曲线图》, 第一部分、第二部分、第三部分, 摘自 EDN Network, 2014 年 12 月。
- 2、作者: Peter Semig, 《INA: 失调电压与增益的关系》, 摘自 TI 模拟精密技术杂谈博客, 2014 年。
- 3、作者: Peter Semig 和 Tim Claycomb, 《低漂移双向单电源低侧电流感测参考设计》, 摘自 TI Precision Reference Design (TIPD156)。
- 4、作者: Miroslav Oljaca 和 Tom Hendrick, 《将 ADS1202 与 FPGA 数字滤波器相组合以用于电机控制应用中的电流测量》, TI 应用报告 (SBAA094), 2003 年 6 月。

图 8: 用于电容性负载驱动的补偿电路



- 5、作者: Miro Oljaca、Tim Green 和 Collin Wells, 《将 PGA900 用作 4 至 20 mA 电流环路发送器》, TI 应用报告 (SLDA030), 2015 年 5 月。
- 6、作者: Collin Wells 和 Reza Abdullah, 《采用 DACx760 实现的组合式电压和电流输出》, TI 应用报告 (SBAA199), 2014 年 7 月。
- 7、作者: Miro Oljaca、Tim Green 和 Collin Wells, 《将 PGA900 用作电容性负载驱动器》, TI 应用报告 (SLDA020), 2015 年 3 月。
- 8、作者: Miro Oljaca、Collin Wells 和 Tim Green, 《了解 PGA900 DAC 增益放大器的开环增益》, TI 应用报告 (SLDA031), 2015 年 4 月。
- 9、作者: Miro Oljaca、Collin Wells 和 Tim Green, 《了解 PGA900 DAC 增益放大器的开环输出阻抗》, TI 应用报告 (SLDA033), 2015 年 5 月。

相关网站

产品信息:

PGA900

PGA300

INA826

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

采用数字控制型隔离式 DC/DC 转换器实现快速输入电压瞬态响应

作者: Frank Tang, 中国区系统解决方案与应用经理, 高电压电源解决方案

Tan Jack, 固件工程师, 高电压电源解决方案

Mark Ng, 市场经理, 高功率控制器解决方案

Natarajan Ramanan, 全球系统解决方案与应用经理, 高电压电源解决方案

引言

电信设备常常会遭受诸如雷击、设备故障和电容器组开关切换等环境及其他电应力。这些事件会引起高达 100 V 且持续时间为 10 ms 的输入电压瞬变。各种电信标准, 包括美国国家标准 (ANSI T1.315-2001 规范) 和电信业解决方案联盟 (ATIS-0600315.2007 规范) 在内, 都指定了电信环境中所使用的 DC 供电型设备的运行方式。

特别地, 这些标准规定了当遭遇过压瞬变时所必需的运行方式。针对上述规范的过压瞬变相符性要求电源必须拥有以下特性:

- 能够处理持续时间为 10 ms 的 100 V 输入浪涌电压
- 不会受损或导致性能劣化

当今顶尖的隔离式 DC/DC 转换器的设计目标一般是在所有的输入电压瞬变条件下实现低于 10% 的输出电压扰动。输出端上的大过冲有可能损坏下游设备, 而大的输出电压下冲则会导致设备停机或复位。对于采用同步

整流的隔离式 DC/DC 转换器而言, 也许会产生一个大的反向电流, 该电流将使电气组件承受过应力并增加系统噪声, 因而干扰转换器的正常工作。

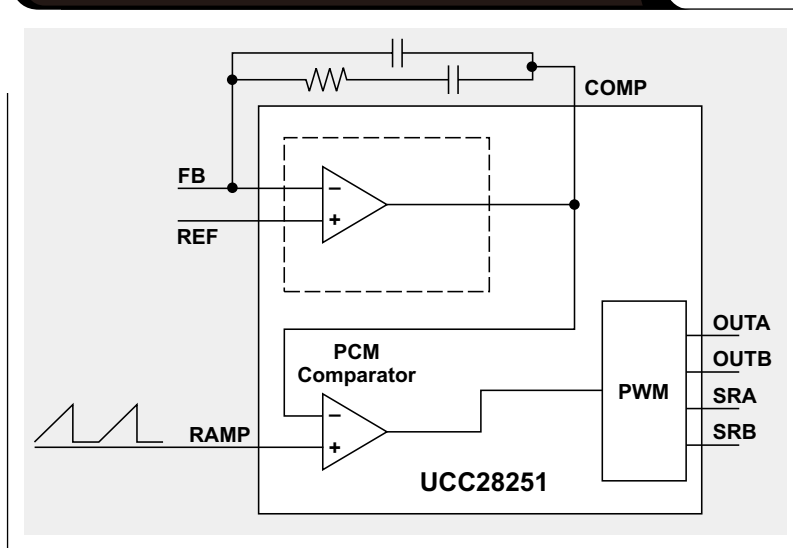
设计人员必须注意的一个条件是输入电压转换速率。极快的电压转换速率 (例如: 在 2 μ s 内从 50 V 至 75 V) 常常会导致输出电压扰动超过 $\pm 10\%$ 。短时间内上述标准不大可能放宽。事实上, 最有可能的是这些条件将变得更加严苛。因此, 如今的隔离式 DC/DC 电源必须具备一种非常好的控制方法 (即电压前馈) 以限制由输入电压瞬变引起的输出电压下冲和过冲的幅值。

电源标称输入范围内的输入电压前馈

对于数字控制型隔离式 DC/DC 转换器的设计人员来说, 面临的一个巨大的难题是如何减小突发输入电压瞬变 (在电源的标称输入电压范围之内) 期间输出电压的波动。然而, 在传统的初级侧控制型解决方案 (图 1) 中, 这是很容易管理的。至比较器的锯齿波信号具有一个与输入电压成正比的峰值, 并用于终止脉宽调制器 (PWM) 的工作周期。这样, 无论输入电压变化的速度有多快, 输入电压与初级接通时间的乘积都几乎是一个恒定值。利用这种方法, 针对线路电压输入瞬变, 输出电压可提供非常快的响应。

在数字控制型解决方案中, 数字控制器通常位于变压器的次级或输出侧。这使得控制器能够实现更好的负载瞬态响应, 并通过 I²C 或 PMBus™ 轻松完成与主机微控制器的通信。

图 1: 具有 PWM 生成功能的模拟控制器



相比于最初的模拟控制器解决方案，数字控制器要想快速而准确地检测出现在变压器初级侧上的输入电压瞬变变得更加困难了。在纯数字解决方案中，设计人员必须考虑深一层的复杂性，如 A/D 转换延迟、数字处理延迟和数字脉宽调制器 (DPWM) 生成延迟。

解决方案

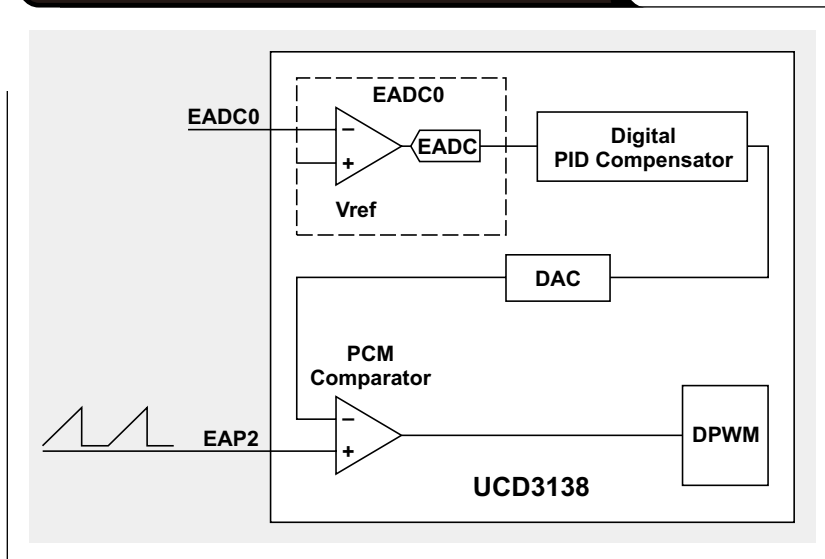
数字控制型解决方案可以采用与模拟解决方案非常相似的方式来控制占空比。这意味着可通过配置使图 2 中的数字电源控制器拥有与图 1 中的模拟控制器相似的性能，同时保持其数字灵活性。

主要的挑战是怎样生成一个类似于模拟解决方案的斜坡。在由降压导出的隔离式 DC/DC 隔离式拓扑中，输入电压可在

主开关的有效导通时间里反射在变压器的次级绕组上。在用于生成该斜坡的方法中，图 3 中示出的硬开关全桥 (HSFB) 式拓扑便是一个例子。

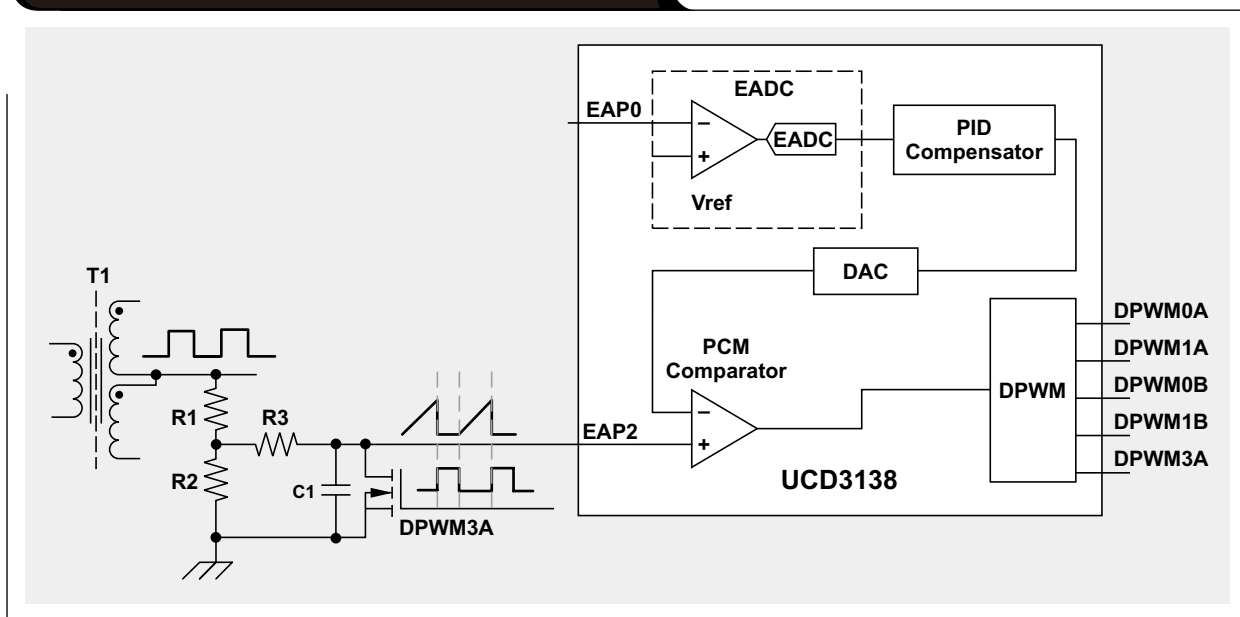
T1 代表 HSFB 拓扑中使用的电源变压器。当一对主开关接通时，反射在次级绕组上的输入电压通过 R1 和 R3 给

图 2：被配置为类似于模拟 PWM 控制器的数字控制器



C1 充电。这将持续到 PCM 比较器在 EAP2 引脚上的锯齿波电压超过 DAC 的输出时终止主栅极驱动器的脉冲为止。DPWM3A 是主栅极驱动器的一个互补信号，其由数字控制器产生。该控制器用于给 C1 放电（每半个开关周期一次）。增设 R2 的目的在于限制 EAP2 引脚上的电压，在任何条件下该电压都低于其最大电压额定值。

图 3：采用 HSFB 拓扑的斜坡生成



测试结果

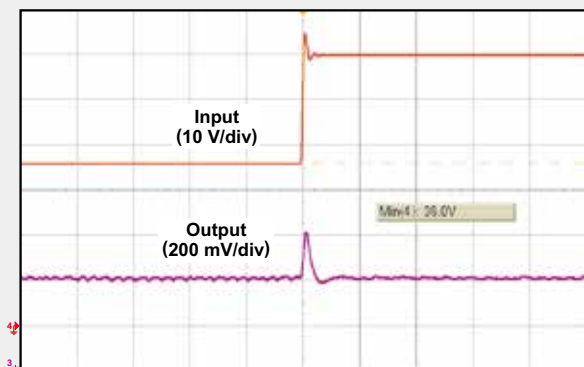
图 4 中的测试结果比较是利用 UCD3138HSFBEVM-029 评估模块 (EVM) 生成的, 其为一款具有 12 V 输出的 HSFBE 演示模块。该 EVM 采用了一种非线性乘法器解决方案, 以实施能够实现优良输出响应的输入电压前馈控制。不过, 这里提出的方法能够实现更好的性能。当输入电压阶跃介于 36 V 至 60 V 之间且电压转换速率为 $1 \mu\text{V/s}$ 时, 过冲和下冲的幅度均降低了 4 倍。该瞬变测试之所以选择 36 V 的最小电压, 原因是在该限值 (即输出电压保持门限) 以下无法维持输出电压。

避免在输入电压降至低于输出电压保持门限时出现反向电流

当输入电压降至输出电压保持门限以下时, 占空比达到其最大值。此时, 输入电压与占空比的乘积减小。如果功率级仍然工作于同步整流模式, 则将导致输出电容器中的储存能量反方向流动至输入端。

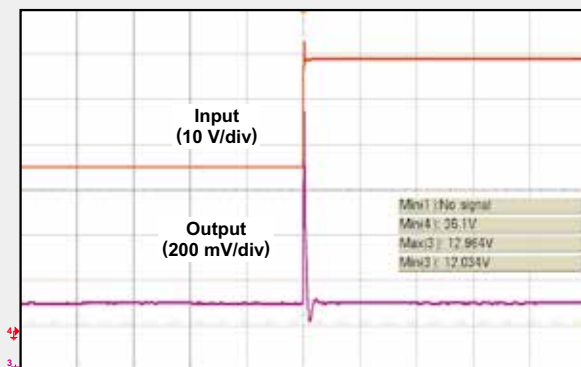
反向电流有可能很大, 这或许会在功率链路上引起过流应力。常用的解决方案是增设一个反向电流保护电路, 该电路将在反向电流大于某个安全门限时关闭同步整流器 (SR)。(接下一页)

图 4: 针对 36 V 至 60 V 输入瞬变的测试结果比较



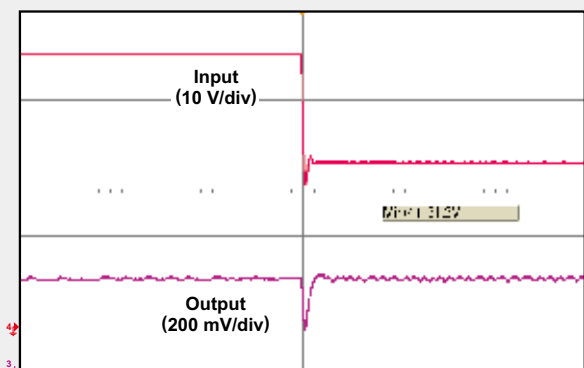
Time (1 ms/div)

(a) 建议的解决方案: 过冲小于 200 mV



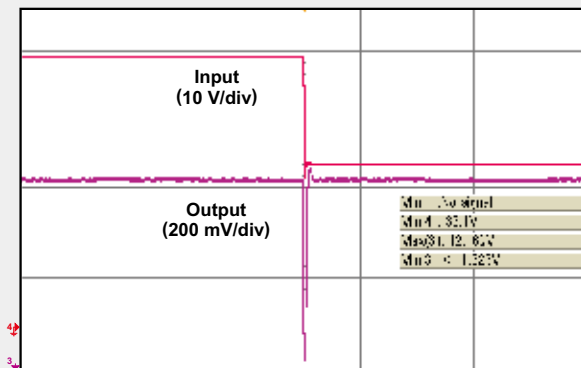
Time (5 ms/div)

(b) 原先的解决方案: 过冲大于 900 mV



Time (1 ms/div)

(c) 建议的解决方案: 下冲小于 200 mV



Time (5 ms/div)

(d) 原先的解决方案: 下冲大于 800 mV

(续上页) 这样，通过输出电感的反向电流环路被突然切断。存储在输出电感中能量引起 SR 的雪崩击穿，从而会导致 SR 失效。

解决方案

为了解决该问题，采用一个电压检测电路能够立即关闭 SR。这发生在反向电流生成之前以及输入电压降至低于输出电压保持门限之时。图 5 中示出的电路可检测来自变压器中心抽头的输入电压 (V_TAP)。属于 UCD3138 前端功能块的 EAP1 引脚可配置为仅在主开关的导通时间进行电压采样(当 V-TAP 的电压反射一个输入电压时)。

在图 6 中，调低的输入电压被转换为一个数字值存储在 ABS 寄存器中。数字控制器内部的一对数字窗口比较器被配置为检测欠压输入和输入电压恢复。当检测到一个低于输出电压保持门限的输入电压时，数字比较器 0 将在几纳秒之内向 DPWM 模块发送一个故障信号，以

关断 DMPM0B/1B (SR 栅极驱动信号)。当输入电压恢复时，数字比较器 1 将触发一个快速固件中断，以使能 SR 栅极驱动器。启动一个预偏压启动例程以便输出电压能够在最短的时间里恢复。

图 5: 输入电压检测电路

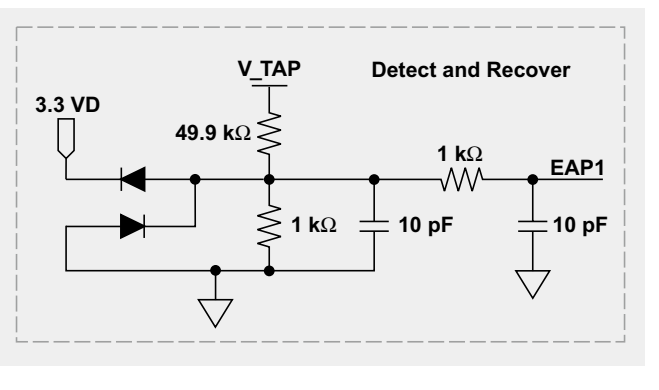


图 6: 同步整流器的接通 / 关闭控制

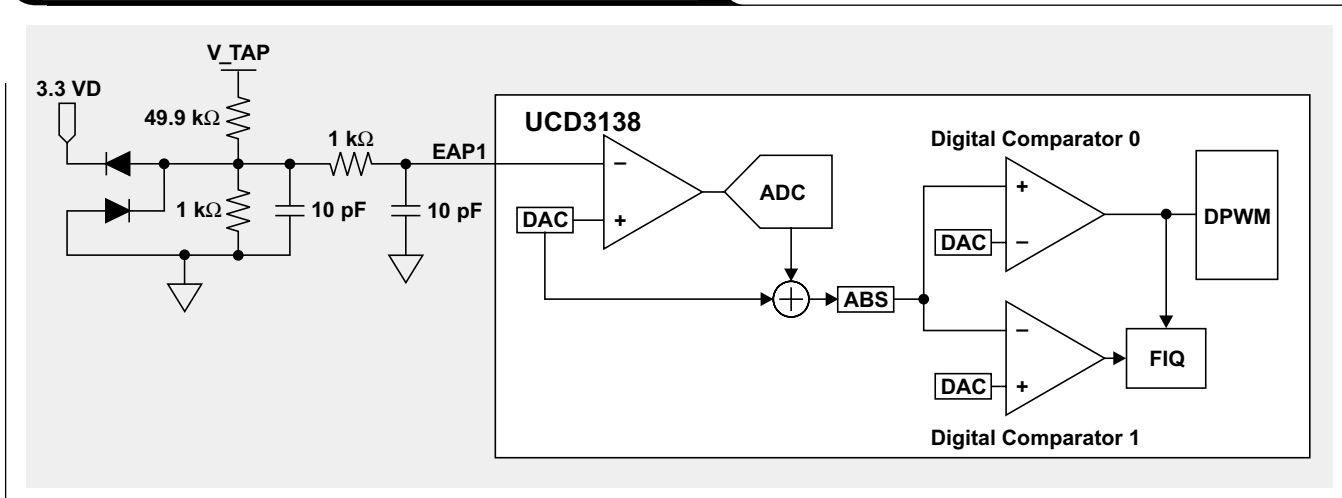
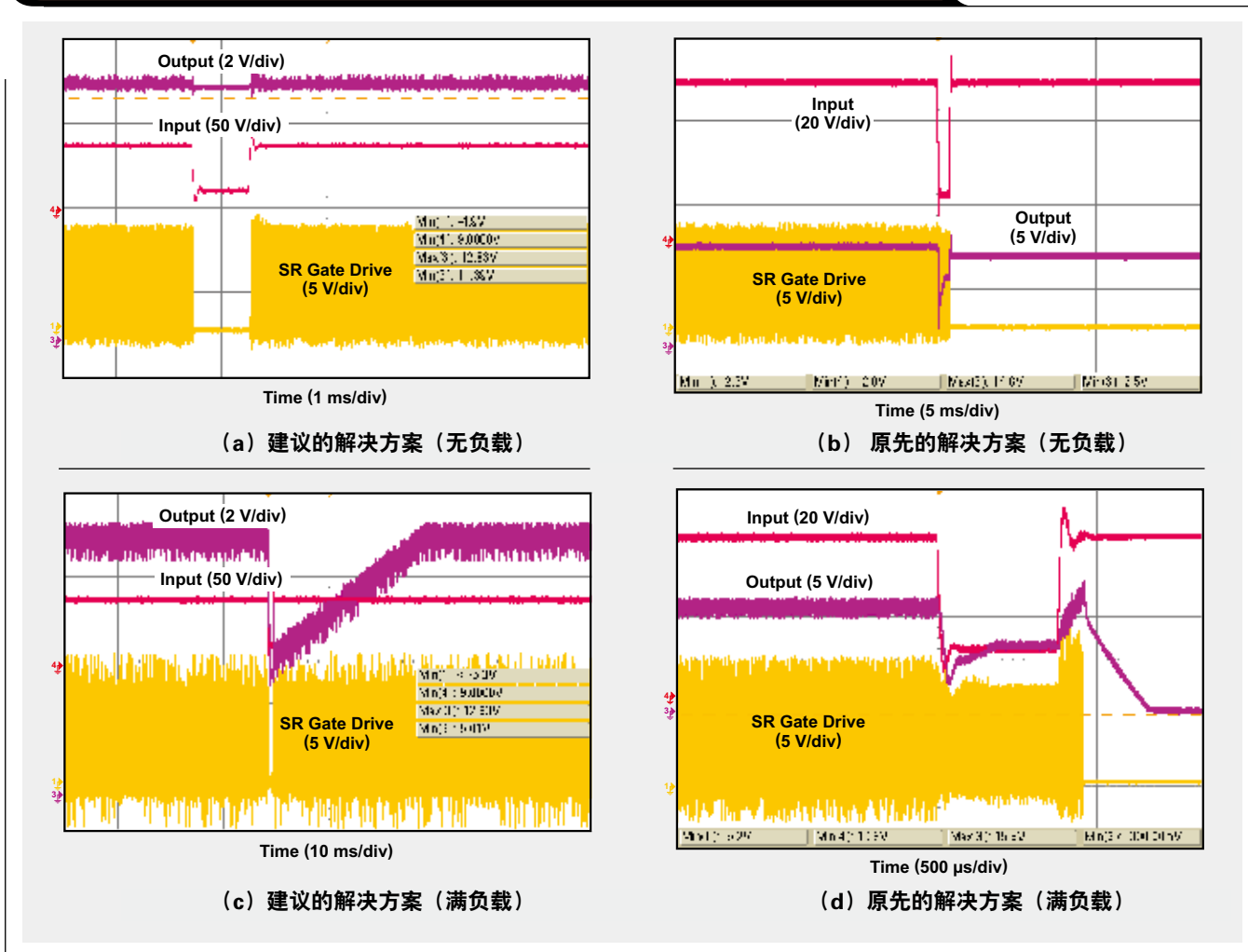


图 7：输入电压瞬变介于 60 V 和 20 V 之间时的测试结果



测试结果

建议的解决方案专为在输入电压降至低于 36 V 时立即关断 SR 栅极驱动器信号而设计 (图 7a)。没有对输出电容器放电的反向电流, 而且当输入电压处于 22 V 时, 无负载测试条件下的输出电压几乎不变。相比之下, 原先的 SR 栅极驱动器 EVM 解决方案 (图 7b) 则继续运行, 即使输入电压降至 36 V 以下也不例外。这生成了反向电流, 从而引起输出电压放电, 即便在无负载情况下也是如此。

当输入电压恢复至其正常值时, 原先的 EVM 解决方案不具备预偏压启动功能, 这将引起输出电压过冲并在输入电压恢复之后触发过压保护 (OVP) (图 7d)。对于满负载测试, 建议解决方案中的输出电压由负载放电 (图 7c)。当输入电压恢复时, 输出能够立刻和单调地回升至稳定电压, 这受控于预偏压启动例程。

结论

结果表明, 一款次级侧、数字控制型解决方案可在线路电压瞬变测试条件下提供良好的性能。

建议的解决方案显示: 只要输入电压瞬变高于输出电压保持门限, 则输出电压几乎保持不变。该解决方案还能够避免在输入电压低于输出电压保持门限时出现反向电流。此外, 当输入电压恢复时还实现了严格和单调的启动波形。

相关网站

产品信息:

UCD3138HSFBEM-029
UCC28251
UCD3138

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

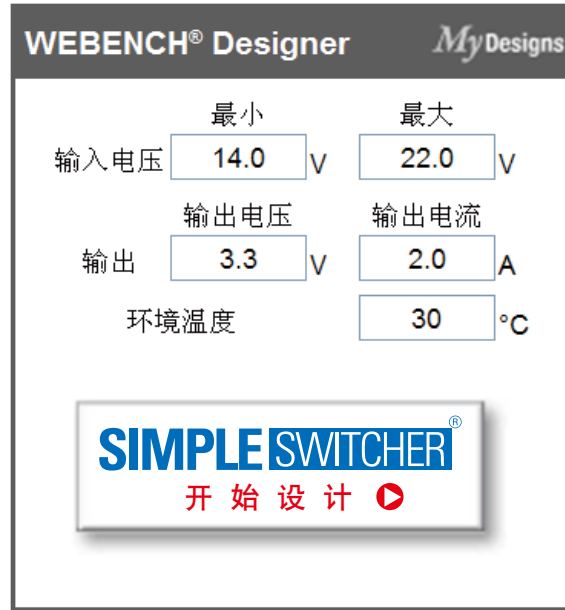
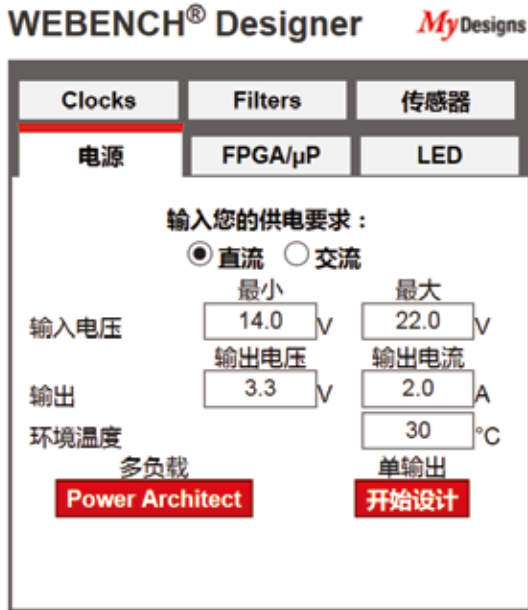
TI Designs 参考设计库提供完整的设计方案，由资深工程师团队精心创建，支持汽车、工业、医疗、消费等广泛应用的设计。在这里，您能找到包括原理图、物料清单、设计文件及测试报告的全面设计方案。登陆TI Designs，找寻更多适合您的参考设计！简单设计，从TI起步。

马上登录 ti.com.cn/tidesigns 查询最适合您的设计文档。



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

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



德州仪器在线技术支持社区

www.deyisupport.com

中国产品信息中心 免费热线:

800-820-8682

TI新浪微博



weibo.com/tisemi

热门产品

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

了解更多, 请搜索以下产品型号:

DAC8760



重要声明

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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