

共阴极 LED 显示屏的共阳极电源解决方案

Yang Wu

FAE/South China

ABSTRACT

近年来，随着户外视频广告业的兴起，越来越多的全彩 LED 显示屏正出现在购物中心，写字楼，会展中心，和火车站等地方。LED 显示屏正在逐步取代传统的大画幅平面广告或者机械翻转式显示屏。户外 LED 显示屏的尺寸通常较大，其带来了更好的视觉体验，也不可避免地引入了新的问题，包括发热量大和高功耗。最近，业界提出了一种新的共阴极 LED 屏显示驱动解决方案，显著地降低了 LED 显示屏的功耗。

共阴极 LED 显示屏的关键技术在于电源方式的创新，使得不同颜色的 LED 能够采用不同的供电电压以提高系统效率。传统的通用方法是使用共阴极（地）的双输出反激或 LLC 电源，但存在成本高，尺寸大以及输出交叉调整率差的问题。本应用笔记详细介绍了一种基于 TI 器件 [TPS548D22](#) 的单输出反激/LLC + 灌电流同步 Buck 的新型共阳极电源电路实现，这是一种实现低成本和小尺寸的简单可行的解决方案。

Contents

1. 引言	3
1.1 LED 驱动方案	3
1.2 共阴极 LED 显示屏电源方案	4
2. 灌电流同步 BUCK 的工作原理	6
3. 设计考量和分析	9
3.1 选择允许足够大负电流流过的 IC	9
3.2 选择支持负电流过流保护 (NOCP) 的 IC	9
3.3 选择支持预偏置启动的 IC	9
3.4 系统启动分析	10
4. TI 器件和功能	11
4.1 负电流过流保护 (NOCP) 功能	11
4.2 打嗝模式和闩锁模式	12
4.3 欠压保护 (UVP) 和过压保护 (OVP) 功能	12
5. TI 解决方案	14
6. 实验测试和结果	15
6.1 实验测试台配置	15
6.2 启动波形和行为分析概述	16

6.3	第一次过压保护时的启动波形和行为分析	17
6.4	第一次过压保护后的启动波形和行为分析	18
6.5	延迟加载解决方案的启动波形和行为分析	22
7.	结论	26
8.	参考文献	27

商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

PMBus® is a registered trademark of SMIF, Inc.

All other trademarks are the property of their respective owners.

1. 引言

LED 显示屏 (LED 矩阵显示系统, LED 标牌) 是一种使用发光二极管阵列作为视频显示像素的显示设备。目前, LED 显示屏为了达到更好的视觉效果, 其分辨率越来越高, 像素间距越来越小。但是较高的像素密度会带来较高的功耗和散热问题。传统的共阳极 LED 显示屏已经不能满足高分辨率 LED 显示屏的节能要求。因此, 最近业界提出了一种适用于高分辨率 LED 显示器的新型共阴极 LED 显示器。

1.1 LED 驱动方案

LED 正向压降因颜色而异。通常, 红色 LED 为 1.8V~2.2V, 蓝色和绿色 LED 为 2.8V~3.4V。如下图片显示了三种类型的 LED 驱动解决方案: 传统的共阳极 LED 显示屏驱动解决方案; 传统的共阴极 LED 显示屏驱动解决方案; 新的共阴极 LED 显示屏驱动解决方案。

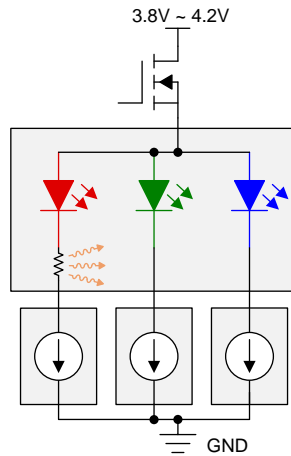


图 1-1. 传统的共阳极 LED 显示屏驱动解决方案

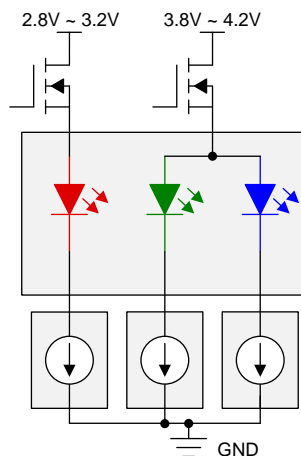


图 1-2. 传统的共阴极 LED 显示屏驱动解决方案

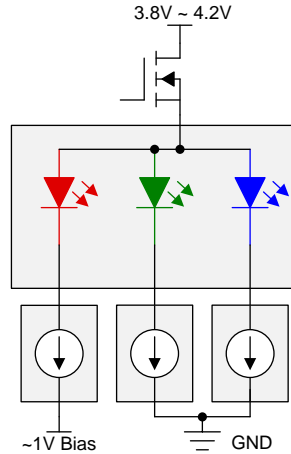


图 1-3. 新的共阴极 LED 显示屏驱动解决方案

传统的共阳极 LED 显示屏驱动如图 1-1 所示。其使用单个电源对三色 RGB LED 供电。针对红色 LED，必须串联添加一个外部电阻以限制红色 LED 两端的电压，这样做的缺点是电阻会带来的额外功率损耗。消除电阻的一种方法是使用共阴极 LED 显示屏驱动，通过分离的电源轨分别为红色和蓝色/绿色 LED 供电，如图 1-2 和图 1-3 所示。

传统的共阴极 LED 显示屏驱动 (驱动共阴 LED) 有两个电源轨，如图 1-2 所示。以地为参考点，其中一个专用于红色 LED 供电，另一个用于蓝色和绿色 LED 供电。这种电源架构称为共阴极电源，因为参考点是地 (阴极)。

新的共阴极 LED 显示屏驱动 (驱动共阳 LED) 同样有两个电源轨，如图 1-3 所示。以电源正极为参考点，其中一个电源连接到所有 3 个 LED 的公共阳极，另一个电源用于给红色 LED 提供偏置电压。这种电源架构称为共阳极电源，因为参考点是电源正极 (阳极)。这里关键的挑战是如何为红色 LED 产生 1V 偏置电源。

对于视频或图像显示，通常红色 LED 可占据驱动电流的 40%~50%。使用共阴极 LED 驱动方法，LED 显示屏表面温度可以显著地降低十度以上，这对于 LED 颜色均匀性和寿命是有益的，且功耗可降低 30%~75%。

1.2 共阴极 LED 显示屏电源方案

LED 显示屏采用模块化设计，扩展容易。每个 LED 模块由一个电源板、一个 LED 控制板和一个或多个 LED 面板组成 (请访问 ti.com 上的 [LED 标牌](#) 了解更多关于该系统的信息)。对于双电源共阴极 LED 显示屏驱动，常用的方法是双路输出反激或 LLC。图 1-4 和图 1-5 显示了与图 1-2 和图 1-3 对应的电源解决方案。

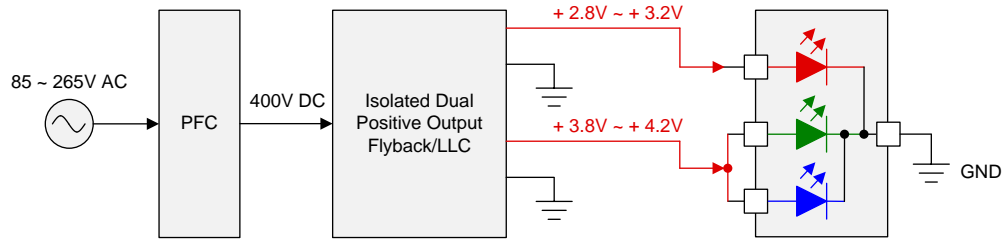


图 1-4. 驱动共阴 LED 的电源架构

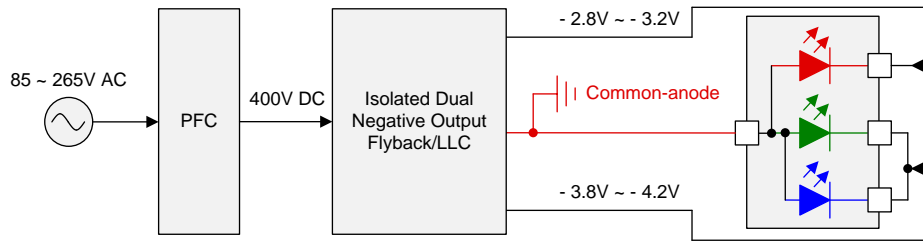


图 1-5. 驱动共阳 LED 的电源架构

图 1-4 和图 1-5 中的两种方法都广泛用于共阴极 LED 显示屏驱动。但是由于较大的磁性元件(双输出变压器)，两者都存在成本高和尺寸大的缺点。此外，针对 LED 显示屏中宽范围的动态负载调整，双路输出的交叉调整可能会是一个问题。为了解决这些问题，图 1-6 中呈现了一种反激/LLC + 同步降压变换器架构来驱动共阳极 LED 显示屏的解决方案。

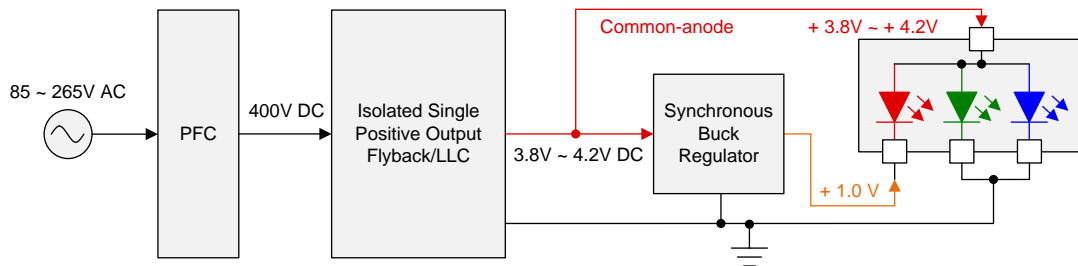


图 1-6. Flyback/LLC + 同步降压变换器方案

在图 1-6 中，直接来自反激/LLC 的输出用于驱动蓝色和绿色 LED，另一个跨在反激/LLC 输出和 Buck 输出之间的电压差用于驱动红色 LED。这里的诀窍是使用 Buck 为红色 LED 产生一个 1V 的浮地。有趣的是，Buck 在稳态时完全是灌电流，而不是拉电流。实际上，灌电流转换器已经在某些应用中被广泛使用，例如 TEC 驱动器。请参考 TI 针对降压-升压转换器的应用笔记 [slva677](#) 和参考设计 [tiduen2](#)。

本应用笔记仅关注灌电流应用的同步 Buck 的分析和实现。一些 TI 器件，例如 [TPS548B22/TPS54922](#) (集成开关的同步降压)，[TPS549D22](#) (集成开关和 PMBus™ 的同步降压) 和 [TPS53819A](#) (带外部开关 PMBus™ 的同步降压控制器) 将被讨论。

下一节将详细分析灌电流同步 Buck 的操作。此外，仿真也会用于比较拉电流和灌电流 Buck 的行为，以更好地理解它们之间的异同。

2. 灌电流同步 Buck 的工作原理

图 2-1 和图 2-2 分别显示了拉电流 (常规使用) 和灌电流同步 Buck 的满载稳态操作。注意到灌电流情况下的行为与拉电流情况下的行为完全相反。其中, 电感电流反向流动, 高端和低端 MOS 管电流从源极流向漏极。另外, 当低端 MOS 管导通, 高端 MOS 管关断时, 电感储能; 当低端 MOS 管关断而高端 MOSFET 导通时, 电感放电并且续流。

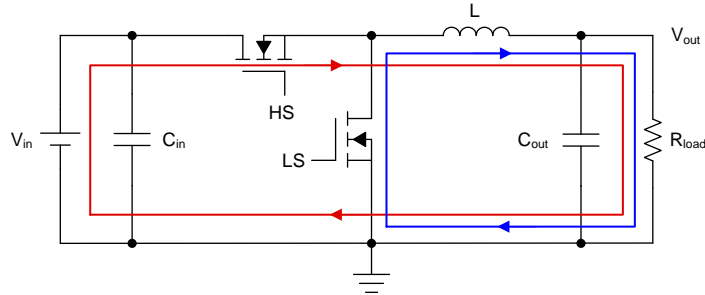


图 2-1. 拉电流同步 Buck 的稳态操作

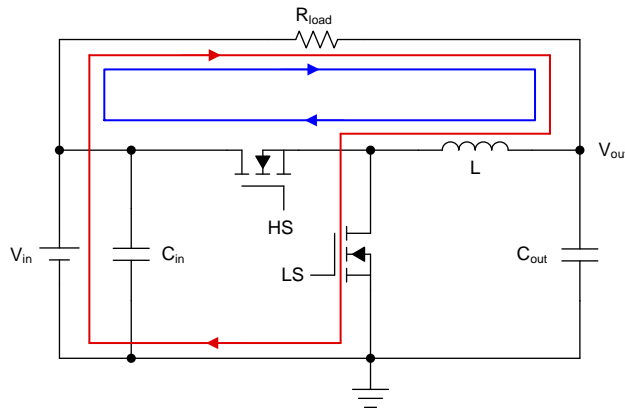


图 2-2. 灌电流同步 Buck 的稳态操作

图 2-3 和图 2-4 分别显示了拉电流和灌电流同步 Buck (理想开环情况) 的仿真电路。图 2-5 和图 2-6 分别显示了它们的稳态波形。两个电路除负载外的其他器件值都相同, 将 12V 输入调节为 5V 1A 输出, 以确保两个负载电流均为 1A。实时仿真显示两个电路具有相同的占空比, 即 41.67%, 这符合 Buck 的输出-输入关系($V_{OUT} = D \times V_{IN}$)。

从图 2-5 和图 2-6 还可以看出, 除了输入电容波形外, 所有其他波形彼此中心对称。输入电容波形的差异是由于负载差异引起的。图 2-3 的负载功率为 7 瓦, 与相同输入纹波要求的图 2-4 的 5 瓦负载功率相比, 它需要更大的输入电容来提供 MOS 管导通时所需的更大的开关电流。

因此, 可以得出结论, 对于相同的输入和输出条件, 拉电流和灌电流同步 Buck 具有相同的功率级(输入电容器除外) 以及相同的设计方法和公式。

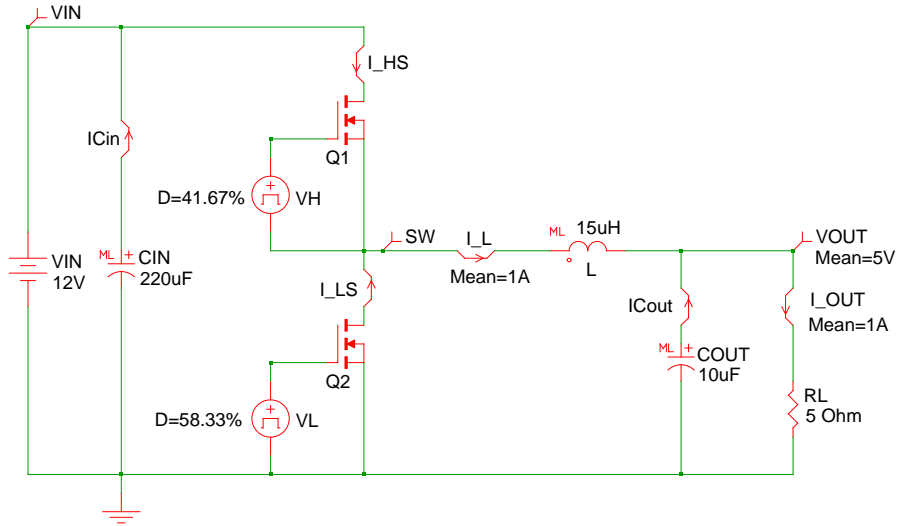


图 2-3. 拉电流同步 Buck 的仿真电路

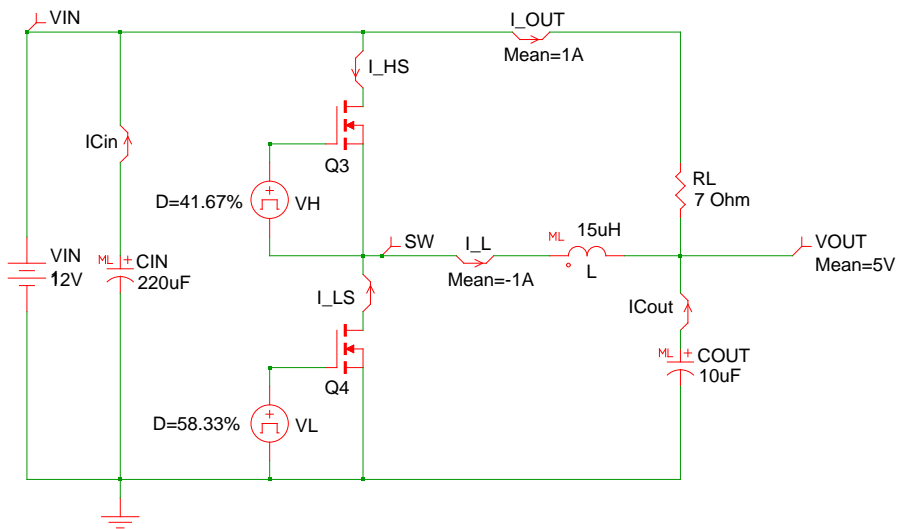


图 2-4. 灌电流同步 Buck 的仿真电路

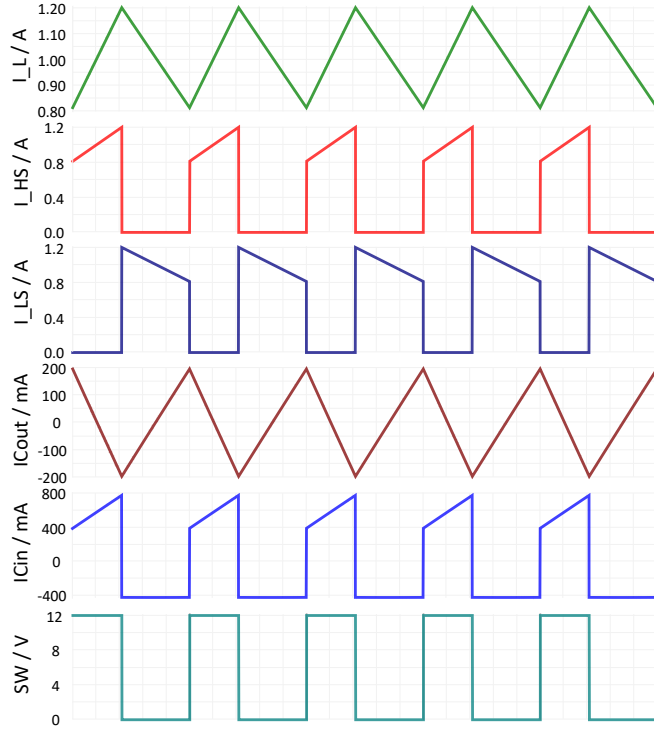


图 2-5. 拉电流同步 Buck 的稳态波形

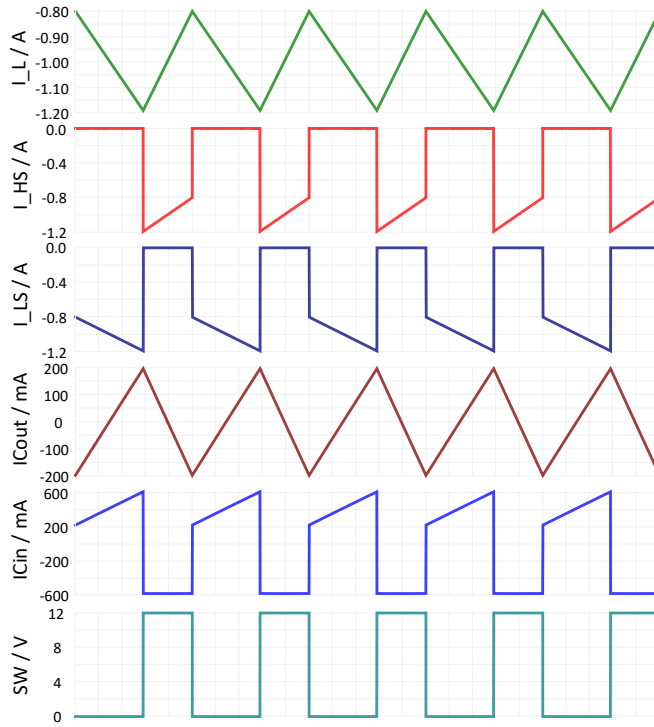


图 2-6. 灌电流同步 Buck 的稳态波形

3. 设计考量和分析

上一节对于灌电流同步 Buck 的分析是开环状态下的稳态分析，但实际上还需要考虑一些其他情况，比如上电启动，闭环控制和瞬态等。电源变换器通常设计用于拉电流，而不是灌电流。从 IC 和系统的角度来看，灌电流应用存在四个问题，或者说设计挑战：

- 控制器是否允许足够大的负电流流过？
- 控制器是否支持负 OCP (过电流保护)？
- 控制器是否支持预偏置启动？
- 系统是否可以正常启动？

3.1 选择允许足够大负电流流过的 IC

同步 Buck 允许 FPWM 操作。通常，它被设计为仅在轻载条件下才工作在 FPWM 模式，而不是在全负载情况下。因此，大多数同步 Buck 允许流过的负(电感)电流比正(电感)电流小得多。如果选择的 IC 不允许流过足够大的负电感电流来支持灌电流，则输出功率会受到较小的负电感电流阈值的限制。

幸运的是，某些 TI 器件(例如 [TPS548B22/TPS548D22](#)) 的正电感电流阈值和负电感电流阈值的幅度相同，从而允许灌电流应用与拉电流应用具有相同的输出电流能力。

3.2 选择支持负电流过流保护 (NOCP) 的 IC

负电流过流保护 (NOCP) 功能使电路在灌电流情况下，和拉电流一样，具有对过流事件做出反应的能力。大多数基于低端 MOS 管导通电阻 ($R_{DS(on)}$) 做电流检测的 TI 器件都具有幅度与正过流保护相同的负过流保护功能。这是通过负电流过流保护 (NOCP) 功能章节中讨论的 OCP 比较器和过零检测电路实现的。

3.3 选择支持预偏置启动的 IC

预偏置启动条件出现在电源启动之前，电源输出端已经存在外部电压的情况下。对于同步转换器，这可能是个问题，因为在启动期间，输出将向转换器提供能量。灌电流同步 Buck 的预偏置启动条件如图 3-1 所示。

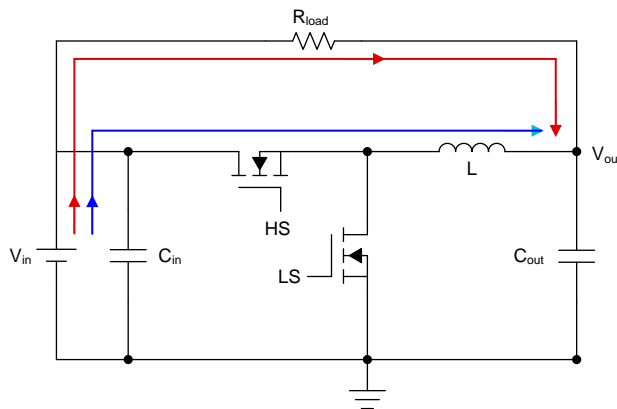


图 3-1. 灌电流同步 Buck 的预偏置条件

由于负载连接在输入和输出之间，因此电路上电输入电压上升，在使能开关操作使得输出电压上升之前（输出电容通过高端 MOS 管充电，蓝色标记线），输入电压会通过负载路径出现在输出端（输出电容器通过负载充电，标记为红色）。输出电压随着输入电压的上升而上升，最终等于输入电压（如果在此期间未使能转换器）。假设转换器已使能，并且在输出电压高于过压保护 (OVP) 阈值之前完成启动，如果转换器不支持预偏置启动会发生什么？

对于通过将占空比从零逐渐增加到调节所需的占空比的软启动逻辑，在软启动的早期占空比非常小，这意味着低端 MOS 管的导通时间比高端 MOS 管的导通时间长得多。当低端 MOS 管导通时，它可能会通过电感路径从输出中吸收很大的电流，从而导致输出和输入的电压下降。如果输入不能提供大的浪涌电流导致压降过大，则转换器可能进入欠压锁定 (UVLO)，并在释放 UVLO 后尝试重新启动。最后，转换器可能会打嗝并卡在启动状态。在最坏的情况下，系统根本无法启动。

对于通过将参考电压从零逐渐增加到目标电平的软启动逻辑下，反相误差放大器输入端的反馈电压远高于同相输入端的缓慢上升的参考电压，因为在输出端已经存在电压。因此，控制逻辑将尝试减小占空比以使输出端预偏置电压放电，这将导致低端 MOS 管不断导通，并且电感电流将在负方向上可能上升到一个非常大的值，恒定的大电流可能会损坏低端 MOS 管。即使有负电流保护，OCP 事件也可能使转换器进入打嗝模式或门锁模式，这意味着转换器仍然无法摆脱启动难题，并且在最坏的情况下系统也永远无法启动。

为了确保转换器可以正常启动，需要选择支持预偏置启动的设备，例如 [TPS548B22/TPS548D22](#)。实现预偏置启动的想法是，禁止高端和低端 MOS 管的开关动作，直到软启动参考电压上升并超过反馈电压为止。在预偏置启动条件下禁止开关，使输出没有放电路径并传导过大的电流。当软启动基准电压超过反馈电压时，转换器开始开关动作并从预偏置电平启动。

3.4 系统启动分析

上一节讨论了预偏置启动，其前提是启动期间不会触发 OVP。如果输出电压缓慢上升（通过负载路径对输出电容器充电），可能会发生这种情况；如果目标输出电压高于最小所需输入电压，并且转换器在触发 OVP 之前完成启动，也会发生这种情况。

但是，如果负载电阻非常小，则在使能转换器之前，输出电压会随着输入电压的上升而迅速上升，最终等于输入电压，一旦使能转换器，就会发生 OVP 事件。然后，转换器输出电压放电和重新启动。接下来，输出电容器通过负载路径充电，OVP 将被再次触发。在最坏的情况下，OVP 事件会反复出现。转换器会打嗝并卡在启动状态。

因此，如何确保转换器不会卡在启动状态？以下章节将以 TI 器件 [TPS548D22](#) 作为实例，根据实验测试波形分析转换器在启动期间的行为。此外，还将讨论解决启动卡住问题的方案。

4. TI 器件和功能

LED 显示屏模块的功率等级因像素间距不同而从 100 瓦到 300 瓦不等。市场上小像素间距 LED 标牌的常用功率等级为 110 瓦, 150 瓦和 220 瓦等。根据不同的功率等级, 表 4-1 列出来相应的设计参数和推荐器件。

TPS548B22 和 TPS548D22 是 P2P 的 25A 和 40A 同步降压转换器器件。TPS549B22 和 TPS549D22 是具有额外 PMBus™ 编程功能的同系列器件。对于 LED 显示屏供电, 可以通过 PMBus™ 设置或动态调节输出电压(红色 LED 阴极电压)以更精确地匹配红色 LED 正向压降来进一步优化设计。由于路径上的压降会因电流不同(亮度决定电流)而异, 如果施加固定的输出电压, 可能会使红色 LED 正向压降下降或升高。

表 4-1. 设计参数和推荐器件

Design Parameters	Specifications		
	110 Watts	150 Watts	220 Watts
Input Voltage	4.2V	4.2V	4.2V
Output Voltage	1V	1V	1V
Red LED Forward Voltage	3.2V	3.2V	3.2V
Red LED Total Load Current	15A	20A	30A
Blue & Green LED Forward Voltage	4.2V	4.2V	4.2V
Blue & Green Total Load Current	15A	20A	30A
Recommended Device	TPS548B22	TPS548B22	TPS548D22
Recommended Device With PMBus™	TPS549B22	TPS549B22	TPS549D22

该系列器件支持软启动, 预偏置启动, 通过精确使能迟滞来达到可外部调整的欠压锁定保护, 以及故障保护 (OVP, UVP, OCP, OTP)。此外, 还可以通过外部电阻设置选择打嗝模式或门锁模式。以下各节将讨论 TPS548D22 的一些关键功能。有关更多详细信息, 请参阅数据手册。

4.1 负电流过流保护 (NOCP) 功能

TPS548D22 具有逐周期过流限制控制。电感电流通过低端 MOS 管 $R_{DS(on)}$ 两端的电压来采样, 并在上管关断(下管导通) 状态下被监控。在电感电流大于过电流触发电平的期间内, 控制器保持上管关断, 下管导通状态。器件使用 GND 引脚作为电流检测的正端, 在上管关断状态期间进行电流采样比较, V_{ILIM} 设置电感电流的谷值。同样, 该器件正电流过流保护和负电流过流保护具有相同的幅值。正电流限制通常用于保护电感饱和引起的 MOS 管损坏。负电流限制通常用于在 OVP 放电期间来保护低端 MOS 管。对于灌电流应用的同步降压转换器, 负电流限制也可用来防止电感饱和和带来的 MOS 管损坏问题, 就像正电流限制一样。

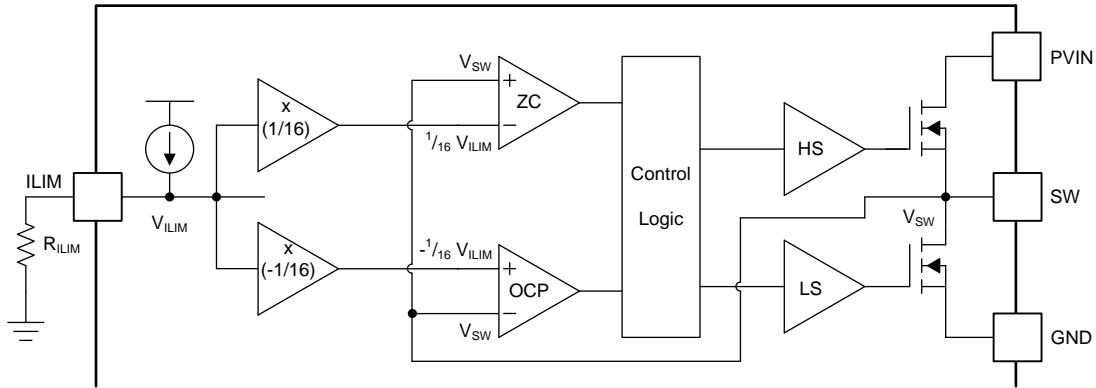


图 4-1. TPS548D22 的过流保护 (OCP) 功能框图

图4-1显示了TPS548D22的过流保护 (OCP) 功能框图。电阻 R_{ILIM} 连接在ILIM引脚和GND之间以设置OCP触发电平。从内部电流源流出的电流流经 R_{ILIM} ，从而确定ILIM引脚上的电压 V_{ILIM} 。 V_{ILIM} 衰减至原始值的1/16，然后连接到过零比较器的反相输入端。 V_{ILIM} 也会衰减到原始值的-1/16，然后连接到OCP检测器的同相输入端。开关节点连接到过零检测器的同相输入端和OCP检测器的反相输入端。

对于正OCP，一旦采样电压 V_{SW} (V_{SW} 为负，因为电流从源极流向漏极) 的幅度超过 $-1/16 V_{ILIM}$ ，OCP比较器就会输出高电平，并记录一个正OCP事件。对于负OCP，检测阈值被设置为与正OCP具有相同的绝对值，但具有负极性，一旦采样电压 V_{SW} (V_{SW} 为正，因为电流从漏极流向源极) 的幅值超过 $1/16 V_{ILIM}$ ，过零比较器输出高电平，并记录一个负OCP事件。请注意，负OCP阈值仍代表电感电流的谷值。

4.2 打嗝模式和闩锁模式

当OVP或UVP事件触发时，TPS548D22支持打嗝模式或闩锁模式。通常，OVP事件发生时，输出放电可能导致输出欠压并触发UVP事件，然后OVP事件将被UVP事件复位。OCP事件发生时，会导致输出电压下降，从而引发UVP事件。

对于闩锁模式，如果OVP或UVP事件发生，器件将关闭。只有重新使能EN引脚或对VDD引脚重新上电，器件才会再次重启。对于打嗝模式，如果OVP或UVP事件发生，器件会在打嗝延时后重启。打嗝时间取决于软启动斜坡时间设置。对于典型的1ms软启动，典型的打嗝时间为16ms。在打嗝期间，软启动逻辑以1ms为周期，周期性地逐渐将基准电压从零增加到目标电平。

4.3 欠压保护 (UVP) 和过压保护 (OVP) 功能

TPS548D22监控反馈电压以检测过压和欠压状况。当反馈电压低于目标电压的68%时，UVP比较器输出变为高电平，并且内部UVP延时计数器开始计数。1ms之后，该器件同时关闭高端和低端MOS管驱动。如果选择打嗝模式，则器件会在打嗝延时后重新启动。注意，UVP功能仅在软启动操作完成后才会生效。

当反馈电压高于目标电压的120%时，OVP比较器输出将变为高电平，并且该器件将高端MOS管驱动锁存为OFF状态，将低端MOS管驱动锁存为ON状态，直到达到负电流限值以使输出放电。如果采样到的电感电流达到负电流限制 (OCP为负)，则低端MOS驱动将关闭，高端MOS管驱动将以最小的导通时间导通，以限制电感器电流超过负电流限制，从而在OVP放电期间保护低端MOS管。在高端MOS管以最

小导通时间导通的情况下，电感电流沿正方向流动，但是仍然处在负电流区域。在最小导通时间之后，低端MOS管导通，高端MOS管关断，电感电流沿负方向持续流动并再次达到负电流限制。该循环操作将持续进行，直到不再触发负OCP为止。那时，输出电压接近完全放电，高端MOS管保持关断状态，而低端MOS管保持导通状态，直到1ms UVP延迟完成。1ms UVP延迟完成后，该器件会同时关闭高端和低端MOS管驱动。如果选择打嗝模式，则设备会在打嗝延迟时后重新启动。

5. TI 解决方案

以 220 瓦 Buck 电源为例，选择打嗝模式，设计 4.2V 输入，1V 30A 输出。对于元器件参数设计，在灌电流同步 Buck 的工作原理章节中已经得出结论，拉电流和灌电流同步 Buck 的具有相同的功率级(输入电容除外) 以及相同的设计方法和公式。幸运的是，评估板 [TPS548D22EVM-784](#) 可在 12V 输入下提供高达 40A 的 1V 输出。因此可以使用评估板来验证此共阳极电源解决方案，而只需进行一些小的更改，如图 5-1 所示。

第一个改动是 VDD 电源电压。注意到 TPS548D22 的 VDD 欠压锁定上升阈值典型值为 4.25V。将 4.2V 输入连接到 VDD 时，器件将处于欠压锁定状态，无法启动。因此，需要使用升压电路或外部电源 (例如 12V) 来确保设备正确供电并启动。第二个改动是设置参考电压的电阻分压网络。评估板设置为闩锁模式，因此，在本设计中，选择打嗝模式需要将 R_{sel} (评估板中的 R23) 更改为 33.2 kohm。打嗝时间为 16ms (1ms 软启动设置)。

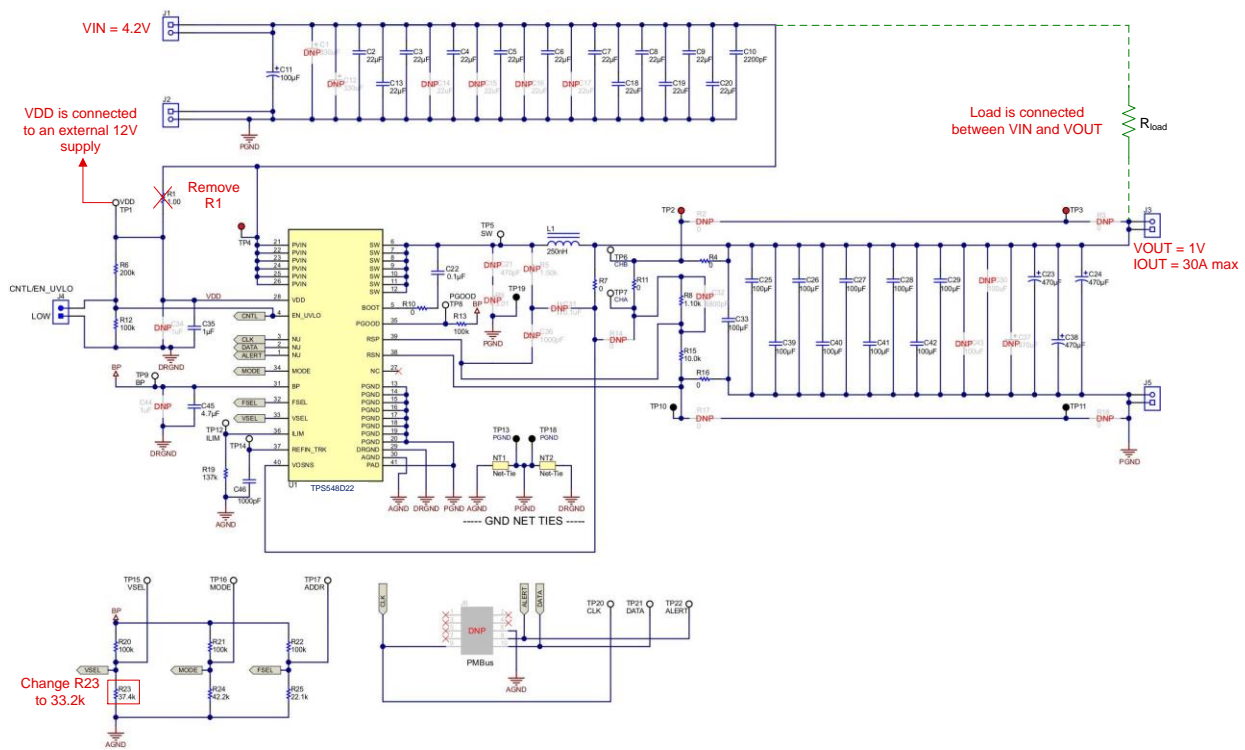


图 5-1. TPS548D22 灌电流应用原理图

系统启动分析章节中留有一个问题，即如何确保转换器不会卡在启动状态？由于较小的负载电阻将使输出电容快速充电（输出电压上升）并触发 OVP，因此一个直观的方法是以轻载启动，从而减慢输出电容的充电速度，因此 OVP 在器件使能后可能不会被触发，设备可能会从预偏置状态启动。或者更简单的方法是空载启动。在空载条件下，通过负载电阻对输出电容充电的路径将不再存在，则器件可以像通常情况一样正常启动，并且不会再触发 OVP 事件。一旦启动完成，PGOOD 信号可以用作使能信号来加载。最终，灌电流同步 Buck 可以在稳态以及瞬态条件下正常工作。

下一部分将基于实验测试波形分析灌电流同步 Buck 应用的启动行为。此外，解决启动卡住的延迟加载解决方案，即空载启动然后在启动完成后再加载，也将被测试并分析其波形。

6. 实验测试和结果

本节将首先分析灌电流同步 Buck 应用的启动行为和波形，以解释启动卡住的问题。然后，还将基于启动行为和波形讨论延迟加载解决方案。

6.1 实验测试台配置

图 6-1 显示了 TPS548D22 灌电流应用的实验测试台配置。由于受到直流电源最大只能提供 8A 电流的限制，该测试无法验证 30A 满负载 ($R_{load} = 3.2V/30A = 0.107 \text{ ohm}$) 的条件。但是，实际上大约 9.3A 的负载 ($R_{load} = 3.2V/0.34 \text{ ohm} = 9.3A$) 足以验证 TPS548D22 在灌电流应用中的可行性。请注意，直流电源的输出电压设置为 4.7V，高于 4.2V 输入电压，以补偿由于大电流流过导线而引起的线路压降。

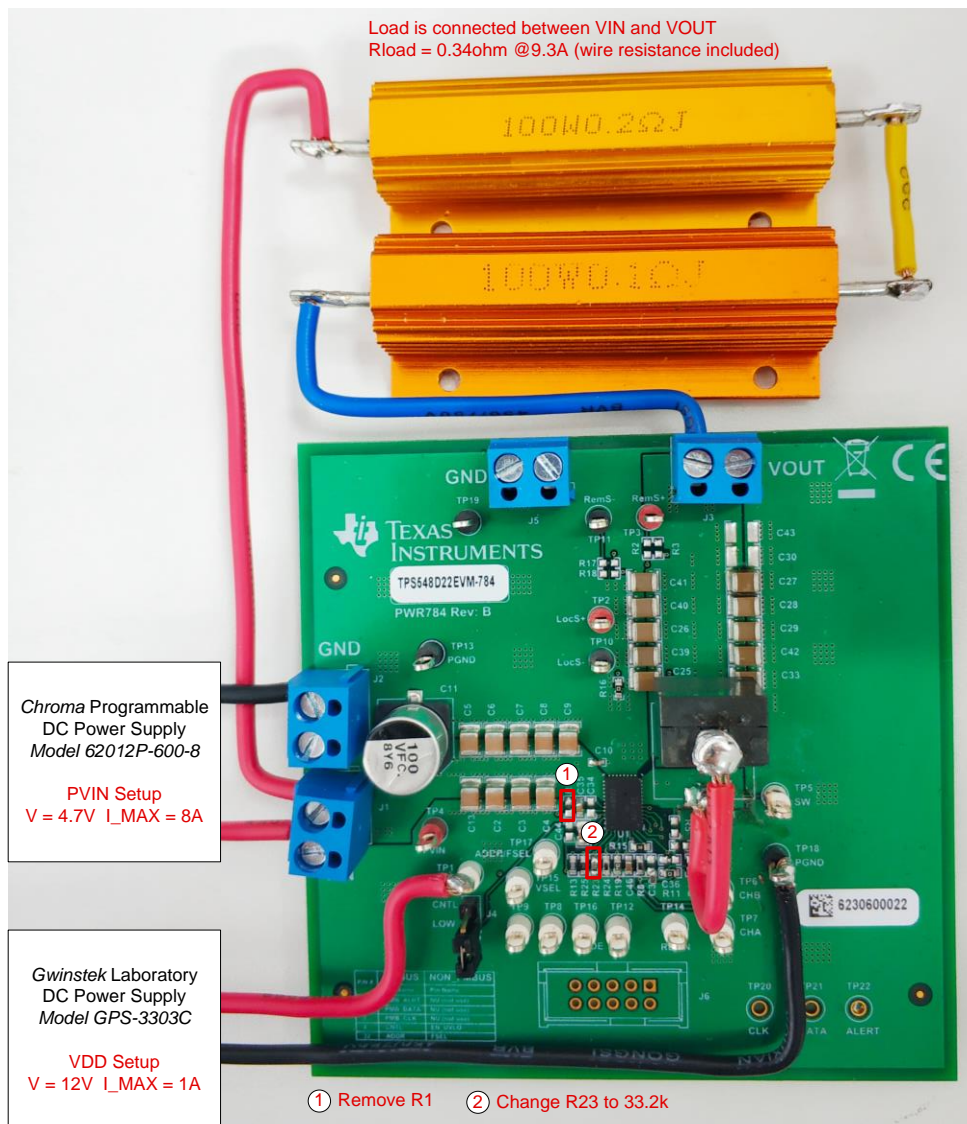


图 6-1. TPS548D22 灌电流应用的实验测试台配置

6.2 启动波形和行为分析概述

图 6-2 为 TPS548D22 在上电前加载 9.3A 的启动波形。

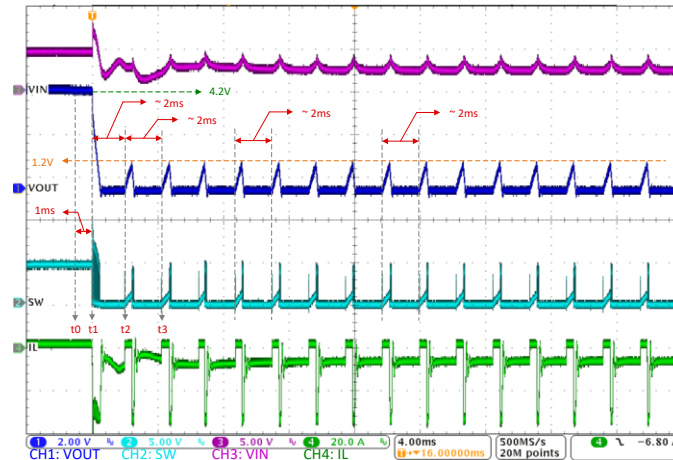


图 6-2. 启动波形 (9.3A 负载)

在 t_0 之前的某个时刻，PVIN 和 VDD 上电，但器件未使能。可以看出，输出电压等于输入电压 4.2V，这意味着输出电容通过负载路径被完全充电至输入电压。输出电压为 4.2V，远高于 OVP 触发电平 1.2V（阈值 120%），但由于器件未使能，因此在 t_0 之前 OVP 不会被触发。

在 t_0 时刻，器件使能。经过大约 1ms 开机延时 t_{PODLY} 后的 t_1 时刻，器件的功能模块开始工作，例如软启动和保护功能等。软启动从 t_1 开始持续 1ms，参考电压从 0 V 上升到最终设定水平。该器件无法启动，因为在 t_1 时刻也发生了 OVP 事件，输出开始放电至 0V。

在 t_2 时刻，大约在 t_1 时刻后 2ms，输出电压开始上升到 OVP 触发电平 1.2V，然后放电到 0V。在 t_3 时刻，输出电压开始上升到 OVP 电平，然后再次放电，就像从 t_2 时刻开始发生的一样。可以发现，OVP 事件是在大约以 2ms 周期性地被触发。这看起来器件以 2 毫秒为周期“打嗝”，并在启动状态下卡住。

这里可能有一些问题。为什么 t_1 和 t_2 之间的持续时间约为 2ms？为什么器件以 2ms 为周期“打嗝”？我们知道，对于 1ms 的软启动，打嗝时间“应该”为 16ms。在这里，2ms 的“打嗝时间”看起来完全不同。波形的行为如何？输出是如何爬升和下降的？为什么 SW 电压跟随输出而上升，并且还会有一些脉冲？

从电感电流和输入电压波形也可以看到，由于电感电流瞬变较大，输入电压也会随之剧烈波动。这对输入级是不利的，在电源设计中应该避免。

关于上述问题，需要考虑器件内部的软启动操作。请注意，在 [打嗝模式和闩锁模式](#) 章节中提到，发生 OVP 事件时，输出放电可能会导致欠压情况并触发 UVP，然后 OVP 事件将被 UVP 事件重置。此外，在 [欠压保护 \(UVP\) 和过压保护 \(OVP\) 功能](#) 章节也指明，UVP 功能仅在软启动操作完成后才会生效。

为了更好地理解输出行为与内部软启动操作之间的关系，图 6-3 详细显示了输出电压和关键的时间节点。

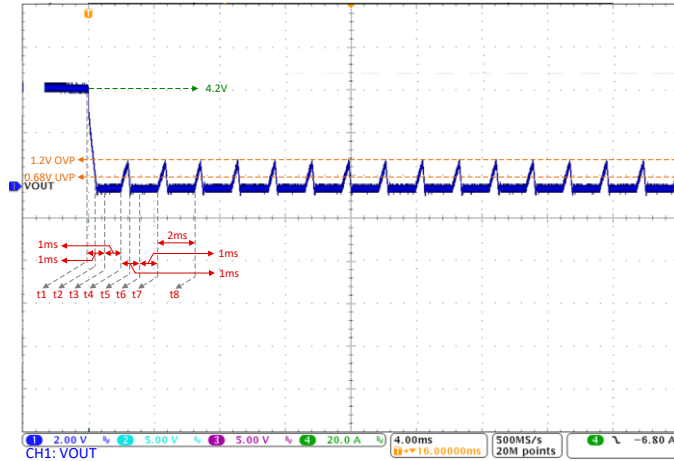


图 6-3. 启动输出波形细节 (9.3A 负载)

在 t_1 时刻，OVP 被触发，然后输出开始放电。在 t_2 时刻，反馈电压 (与输出电压相同) 低于目标电压的 68% (0.68V)，UVP 比较器输出高电平，但是内部 UVP 延时计数器将不会开始计数，因为软启动操作还未完成。输出继续从 t_2 时刻放电到 t_3 时刻。在 t_3 时刻，软启动操作完成时，内部 UVP 延时计数器开始从 t_3 时刻计数 1ms 到 t_4 时刻。在 t_4 时刻，器件会同时关闭高端和低端 MOS 管驱动，然后器件会由于 UVP 而进入打嗝模式，打嗝延时为 16ms (t_1 的 OVP 被 UVP 复位)。在 1ms UVP 延时后的 t_4 时刻，内部 1ms 软启动计时器从 t_4 到 t_6 开始计数 (重复 16 次 1ms 计时)。在 t_4 时刻，输出开始爬升，继而导致 OVP 被触发。输出在 t_4 时刻爬升到 1.2V OVP 的原因将在[第一次过压保护后的启动波形和行为分析](#)章节中进行解释。在 t_5 时刻，输出下降到了 UVP 触发电平，但是 1ms UVP 延时计数器只有到 t_6 时刻软启动操作完成时才会开始计数，就像 t_2 时刻到 t_3 时刻发生的行为。然后，在 1ms UVP 延时后的 t_7 时刻 (就像重复 t_4 时刻)，内部 1ms 软启动计时器开始计数，这和 t_4 时刻的情况相同。

OVP 和 UVP 事件周期性地发生。总体而言，2ms 的“打嗝”时间包括 1ms 的 UVP 延时和 1ms 的软启动。实际上，如果将软启动选项配置为 2ms (将 R24 更改为 47.5k Ω)，则将观察到 3ms 的“打嗝”时间 (1ms 的 UVP 延时和 2ms 的软启动)。

6.3 第一次过压保护时的启动波形和行为分析

图 6-4 和图 6-5 展示了第一次过压保护时的波形细节。

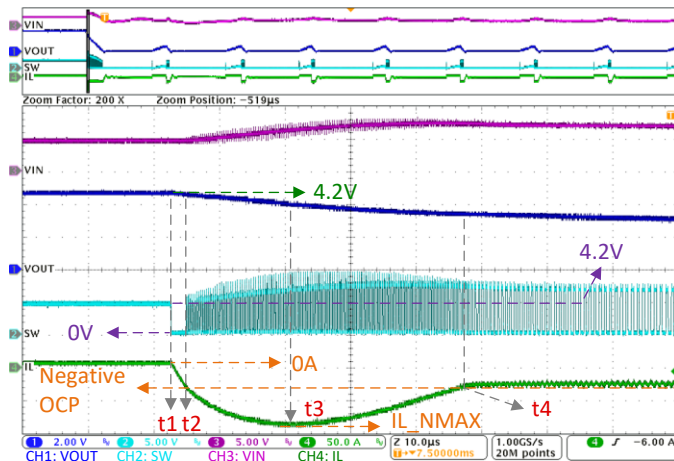


图 6-4.第一次过压保护时的启动波形细节 1

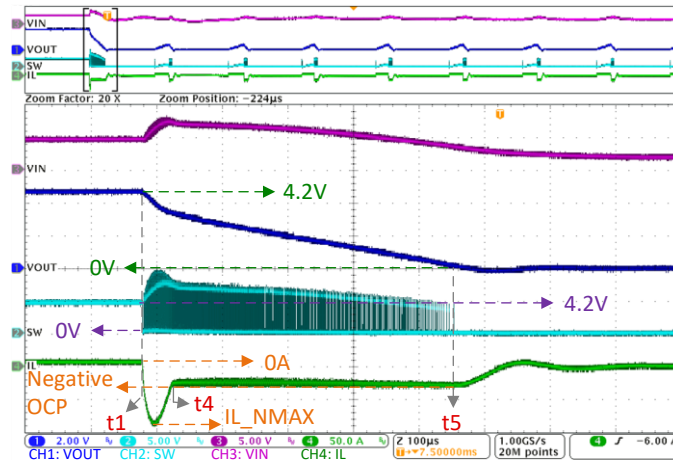


图 6-5.第一次过压保护时的启动波形细节 2

在 t_1 时刻 OVP 发生时，高端 MOS 管一直保持关断状态，而低端 MOS 管一直保持导通状态，直到在 t_2 时刻达到负电流限值以使输出放电。相应地，在 t_1 时刻到 t_2 时刻之间，输出电压下降，SW 电压保持为 0V，并且电感电流沿负方向增加。

通常，在 t_2 时刻，器件应使高端 MOS 管以最小的导通时间导通，以限制电感器电流超过负电流限制，从而在 OVP 放电期间保护低端 MOS 管。但是从 t_2 时刻到 t_3 时刻，这里看起来电感电流超过了负 OCP 阈值并在负方向上增加，因为在负方向上，电感电流的上升速度快于下降速度。并且随着输出的持续放电，电感电流上升和下降速度差值越来越小。

在高端 MOS 管的最小导通时间内，电感电流沿负方向下降。在低端 MOS 管导通期间，电感电流在负方向上至少在最小导通时间内增加，这导致负方向上电感电流增量大于减量，并且负电感电流幅值变得越来越大。较大的电感电流可能会超过电感饱和电流，并且损坏 MOS 管。

在 t_3 时刻，负方向上的电感电流的上升速度等于下降速度。从 t_3 时刻到 t_4 时刻，负方向上的电感电流的上升速度慢于下降速度。并且随着输出的持续放电，电感电流上升和下降速度差值逐渐增大。因此，电感电流幅值在负方向上减小，并最终在 t_4 时刻回到负 OCP 电平。从 t_4 时刻到 t_5 时刻，高端 MOS 管持续地以最小导通时间导通，直到输出电压在 t_5 时刻接近完全放电为止。在此期间，负 OCP 会周期性地被触发。更多的有关 OCP 行为的详细信息将在下一节中介绍。

6.4 第一次过压保护后的启动波形和行为分析

图 6-6, 图 6-7, 图 6-8 和图 6-9 详细显示了第一次过压保护之后的波形。相应的每个阶段的电路行为如图 6-10, 图 6-11, 图 6-12, 图 6-13, 图 6-14 和图 6-15 所示。

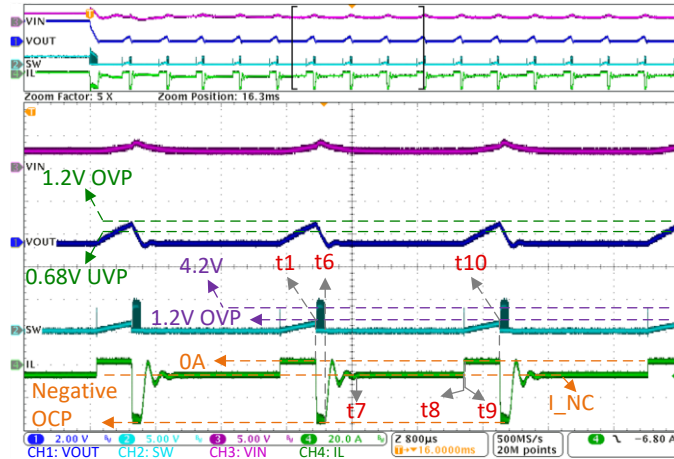


图 6-6.第一次过压保护之后的启动波形细节 1

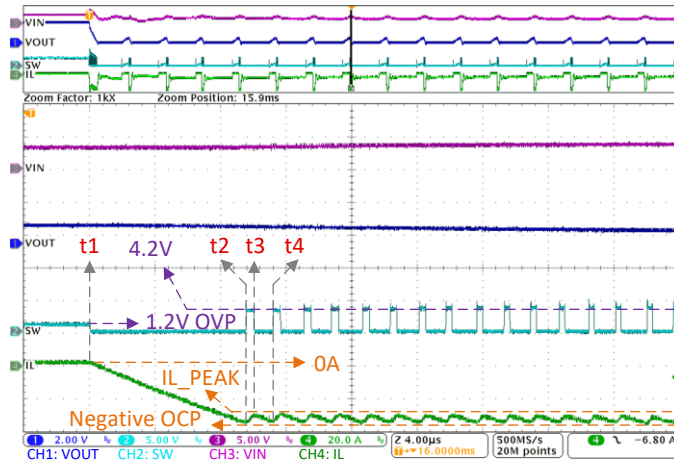


图 6-7.第一次过压保护之后的启动波形细节 2

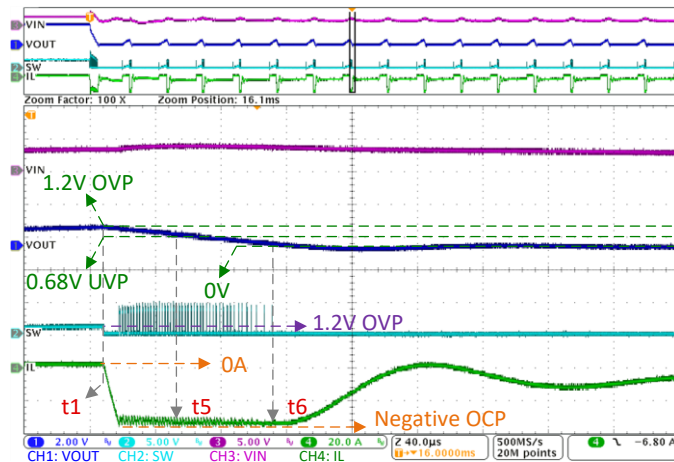


图 6-8.第一次过压保护之后的启动波形细节 3

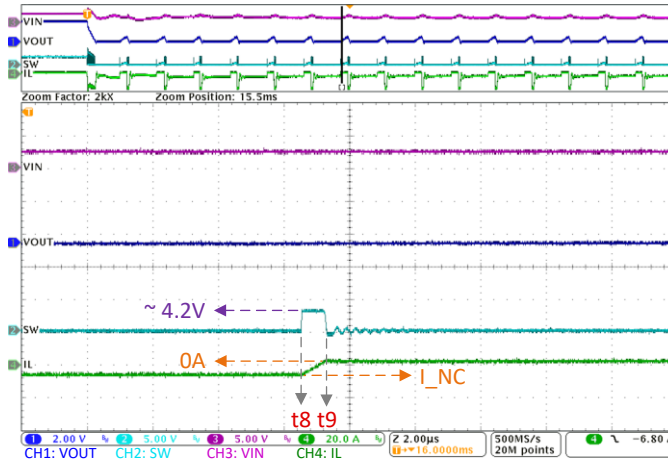


图 6-9.第一次过压保护之后的启动波形细节 4

从 t_1 时刻到 t_2 时刻, OVP 在 t_1 时刻被触发, 高端 MOS 管保持关断, 低端 MOS 管保持导通以使输出放电到 t_2 时刻, 此时达到负电流限值 (负 OCP)。相应地, 在 t_1 时刻到 t_2 时刻之间, 输出电压下降, SW 电压保持为 0V, 并且电感电流沿负方向增加。

从 t_2 时刻到 t_6 时刻, 首先在 t_2 时刻达到负 OCP。然后低端 MOS 管关断, 高端 MOS 管导通以保持最小导通时间来限制电感器电流超过负电流限制, 从而在 OVP 放电期间保护低端 MOS 管。在高端 MOS 管最短导通时间 (t_2 时刻到 t_3 时刻) 内, 电感器电流沿正方向流动, 但是仍然处在负电流区域。在最小导通时间之后, 低端 MOS 管导通, 高端 MOS 管关断, 电感电流沿负方向持续流动 (t_3 时刻到 t_4 时刻) 并在 t_4 时刻再次达到负电流限制。该循环操作将持续进行, 直到在 t_6 时刻负 OCP 不再被触发为止。此时, 输出电压接近完全放电, 高端 MOS 管保持关断状态, 而低端 MOS 管保持导通状态, 直到 1ms UVP 延迟完成。请注意, 在 t_5 时刻达到了 UVP 触发电平, 但是内部 1ms UVP 延迟计数器不会开始计数, 因为软启动操作尚未完成, 这已经在 [启动波形和行为分析概述](#) 章节中讨论过了。

从 t_6 时刻到 t_7 时刻, 输出电容在 t_6 时刻完全放电且此时电感两端的电压为零。由于电感两端没有电压来维持电流, 因此电感电流开始下降, 但仍沿原始方向流动以对输出电容反向充电。然后, 电容再次通过电感放电, 并重复整个过程。显然, 电压的极性随着能量在电容器和电感器之间来回传递而改变, 从而产生 LC 振荡, 并且最终由于某些能量损失振荡在 t_7 时刻衰减至零。

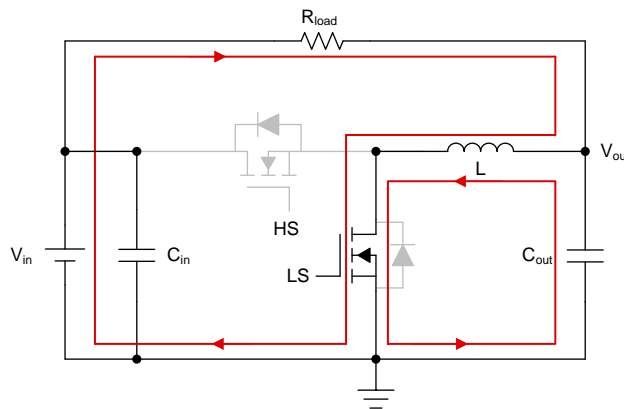


图 6-10. t_1 ~ t_2 : OVP 触发, 输出放电直至达到负的 OCP

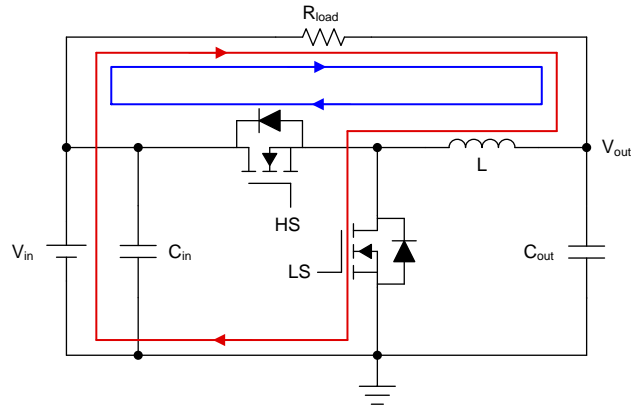


图 6-11. t_2 ~ t_6 : 高端 MOS 管以最小时间导通

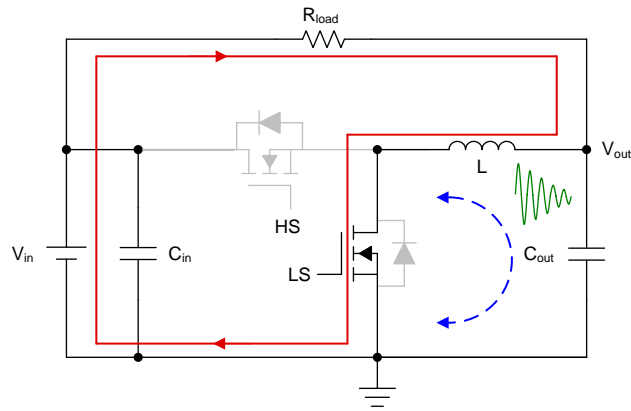


图 6-12. t_6 ~ t_7 : LC 振荡，输出电压跟随振荡

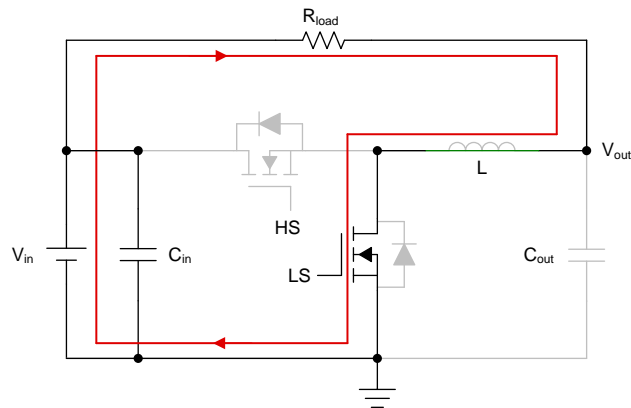


图 6-13. t_7 ~ t_8 : 输出电压为 0V，电感表现为一根导线

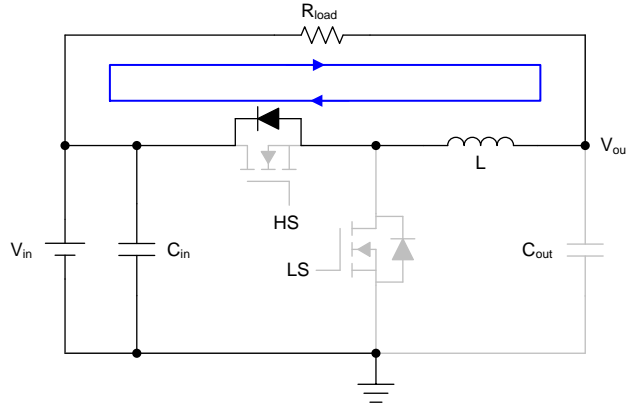


图 6-14. t8~t9: 电感电流通过高端 MOS 管的体二极管续流

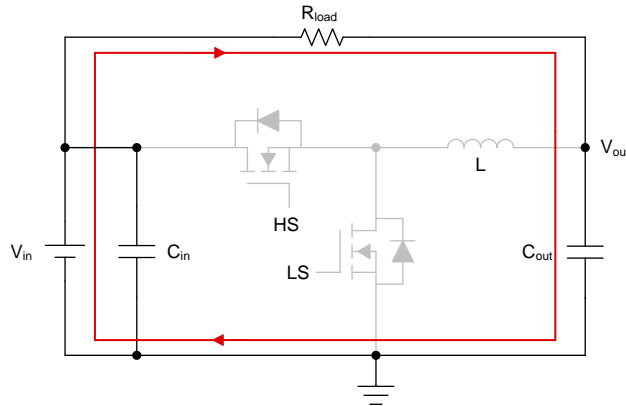


图 6-15. t9~t10: 输出电容充电，OVP 再次被触发

从 t7 时刻到 t8 时刻，储存在 LC 振荡器中的能量在 t7 时刻完全释放，那么电感可以等同于短路。因此，整个电路是一个纯电阻电路，具有恒定流经电感的负电流，即 V_{out}/R_{load} 。

从 t8 到 t9，1ms UVP 延迟在 t8 时刻完成后，该器件同时关闭高端和低端 MOS 管驱动。但是，电感中仍然有电流，且电流不会突然改变。因此，电感的续流电流继续流过高端 MOS 管的体二极管，并衰减至零。相应地，SW 节点电压大致等于输入电压。

从 t9 时刻到 t10 时刻，输出电容仅通过负载路径再次被充电。这导致输出电压爬升，并且 OVP 在 t10 时刻再次被触发（就像重复 t1 时刻），继而新的 OVP 周期开始。还应注意，SW 电压变化完全跟随输出电压变化，因为电感没有电流流动。

上面的波形分析解释了 OVP 事件周期性地被触发继而导致启动卡死问题的原因。除此之外，其他一些现象，例如输入电压的剧烈波动，可能的电感饱和和 MOS 管损坏等，在实际的电源应用中是无法被接受的。

6.5 延迟加载解决方案的启动波形和行为分析

图 6-16，图 6-17 和图 6-18 显示了延迟加载解决方案的启动波形。可以看出，电感电流朝负方向逐渐增加，然后进入稳定状态。电感电流波形看起来像拉电流 Buck 应用的正常启动，但水平对称。拉电流

Buck 应用的输出电压在启动之前为 0V 接地。类似地，对于灌电流 Buck 应用，在启动之前，输出电压需要在启动之前被预偏置到目标电平，因为该输出电压被当作负载的浮地。

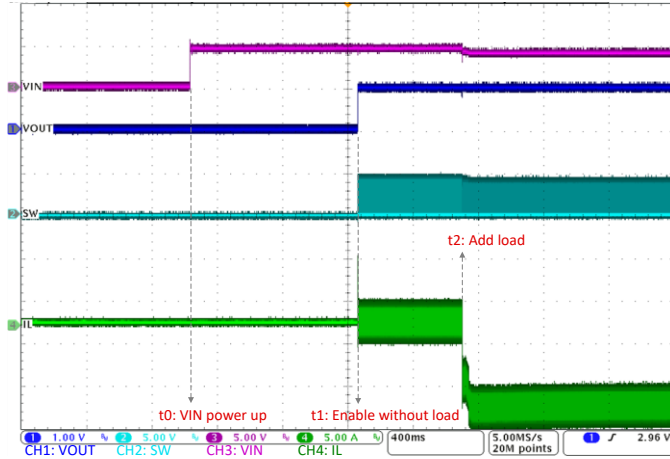


图 6-16. 延迟启动启动波形 1

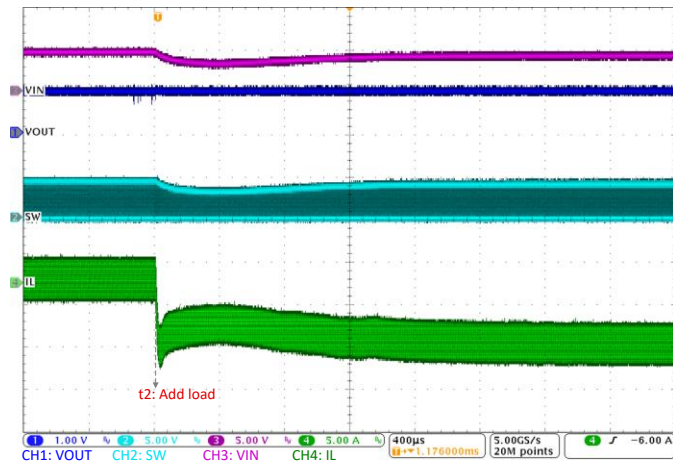


图 6-17. 延迟启动启动波形 2

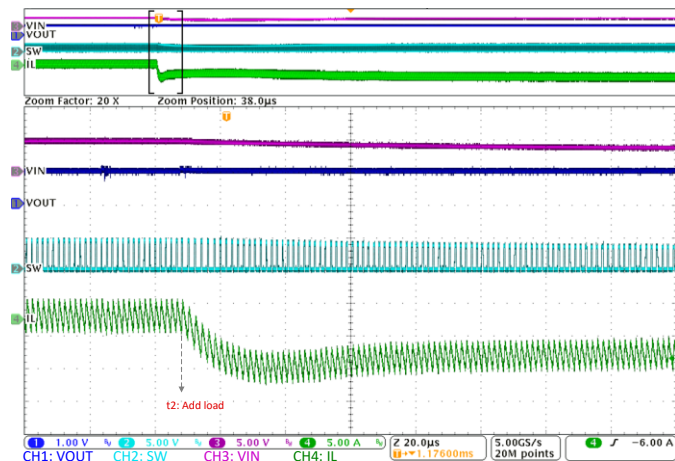


图 6-18. 延迟启动启动波形 3

图 6-19, 图 6-20, 图 6-21 和图 6-22 分别显示了稳态波形, 输出纹波, 瞬态响应和下电关断波形。

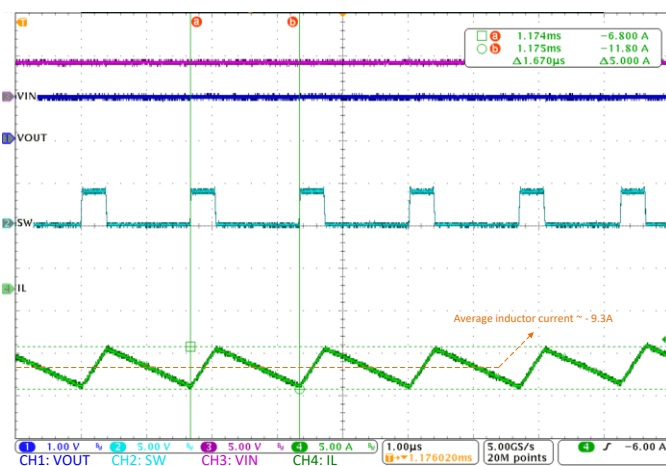


图 6-19. 稳态波形——4.2V 输入, 1V 9.3A 输出

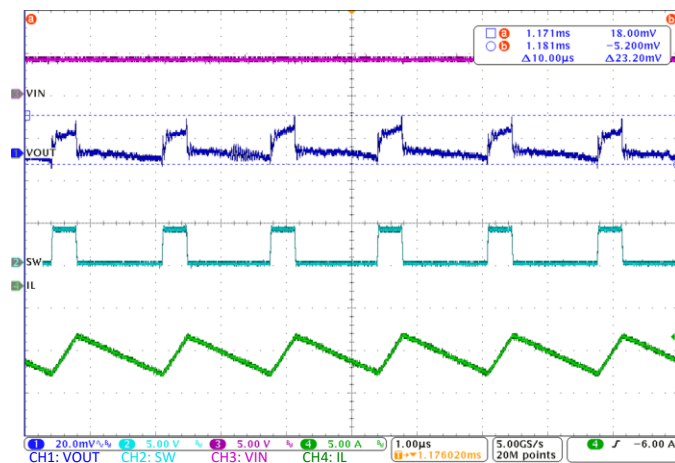


图 6-20. 输出纹波——4.2V 输入，1V 9.3A 输出

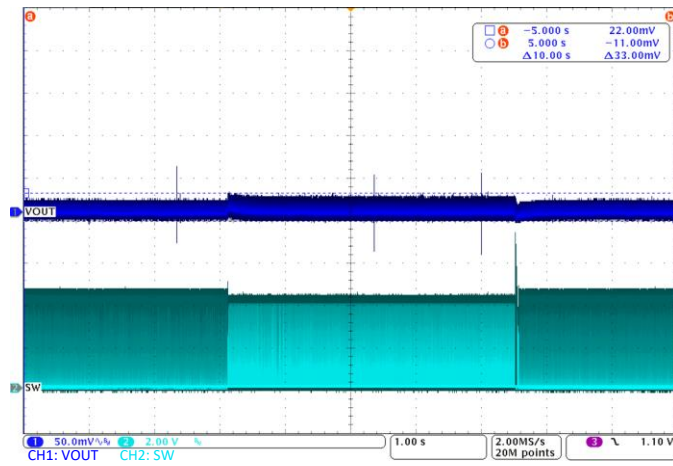


图 6-21. 瞬态响应——4.2V 输入，1V 0A 输出到 4.2V 输入，1V 9.3A 输出跳变

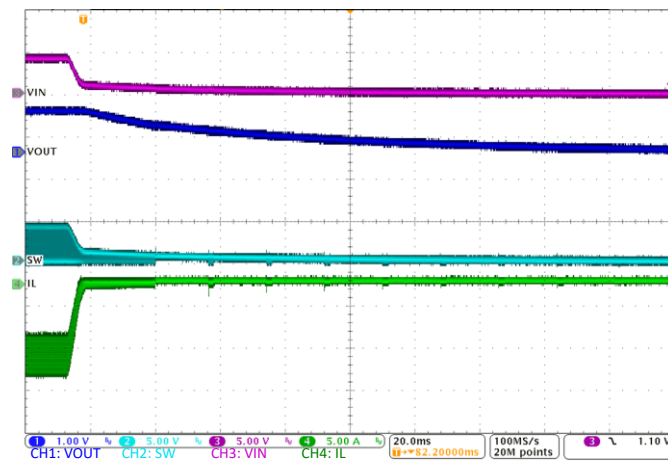


图 6-22. 下电关断波形

7. 结论

本应用笔记讨论了基于 TI 器件 TPS548D22, 用于共阴极 LED 显示屏驱动的灌电流同步 Buck 的共阳极电源电路实现。首先分析了灌电流 Buck 的工作原理, 并总结得出了在输入和输出条件相同的情况下, 拉电流和灌电流同步 Buck 具有相同的功率级 (输入电容器除外), 设计方法和公式的结论。然后讨论了设计注意事项和分析, 以帮助选择适合灌电流应用的器件。接下来, 详细分析了灌电流电路的启动卡住问题。最后, 提出了一种延迟加载的解决方案来解决启动卡住问题且工作正常。

8. 参考文献

1. [LED Display](#)
2. [Integrated Systems Europe](#)
3. Texas Instruments, [Power Management](#)
4. Texas Instruments, [Low-Power TEC Driver Application Note](#)
5. Texas Instruments, [TEC driver reference design for 3.3-V inputs Design Guide](#)
6. Texas Instruments, [TPS548D22 1.5-V to 16-V VIN, 4.5-V to 22-V VDD, 40-A SWIFT™ Synchronous Step-Down Converter with Full Differential Sense Data Sheet](#)
7. Texas Instruments, [Plug-In Modules: Understanding Margining and Prebias Start-Up Application Note](#)
8. TI E2E™ support forums: [TPS53819A: How does OCP TPS53819A work](#)

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性 & 可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用 TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及 TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它 TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对 TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受 TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及 [ti.com.cn](http://www.ti.com.cn) 上或随附 TI 产品提供的其他可适用条款的约束。TI 提供所述资源并不扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2020 德州仪器半导体技术（上海）有限公司