

Application Note

Vout 降至 Vin 以下时的升压行为：启动阶段和输出短路保护

Travis Wang, Shelly Xie

摘要

升压转换器能够产生高于输入电压的直流输出电压。对于常见的非同步升压转换器，在启动阶段或输出短路情况下，若输出电压低于输入电压，可能存在高侧二极管持续正向偏置、电流失控的风险。

为克服非同步升压转换器的这些缺陷，德州仪器 (TI) 采用了多种控制策略与拓扑结构，以在启动或输出短路条件下限制电感电流。本应用手册介绍了实现软启动和输出短路电流限制的不同方法。

内容

1 简介.....	2
2 启动.....	3
2.1 体二极管导通.....	3
2.2 预充电.....	7
2.3 向下计数模式.....	8
3 输出短路保护.....	10
3.1 连续重启.....	10
3.2 断续重启.....	11
3.3 升压转换器短路保护行为汇总.....	13
4 升压转换器启动行为总结.....	13
5 参考资料.....	13

插图清单

图 1-1. 常见非同步升压转换器.....	2
图 2-1. 体二极管漏电路径.....	3
图 2-2. TPS61088 浪涌电流.....	4
图 2-3. I_{Lpeak} 与 a 和 C_{out} 的关系.....	4
图 2-4. 电池连接等效电路.....	4
图 2-5. 计算得出的电感电流.....	6
图 2-6. 浪涌电流波形.....	6
图 2-7. I_{Lpeak} 与 L 和 C_{out} 的关系.....	7
图 2-8. TPS61088 启动波形.....	7
图 2-9. TPS61022 上可切换体二极管.....	7
图 2-10. TPS61022 启动波形.....	8
图 2-11. TPS61299 降压模式行为.....	8
图 2-12. 降压模式的高侧相位.....	9
图 2-13. TPS61299 启动波形.....	9
图 3-1. TPS61022 进入短路状态的波形.....	10
图 3-2. TPS61022 短路解除后的波形.....	10
图 3-3. TPS61299 进入短路状态的波形.....	11
图 3-4. TPS61299 短路解除后的波形.....	11
图 3-5. TPS61253A 短路波形.....	12
图 3-6. TPS61378 短路波形.....	12

表格清单

表 3-1. 预充电、降压模式和断续模式之间的比较.....	13
--------------------------------	----

表 4-1. 硬启动、预充电和降压模式的比较.....	13
-----------------------------	----

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

对于常见的非同步升压转换器，当输出电压降至输入以下时，负载 (V_{out}) 通过高侧二极管和电感器连接到输入端口，从而导致器件中出现很大的电流尖峰。图 1-1 展示了 V_{out} 降至 V_{in} 以下时的器件行为。

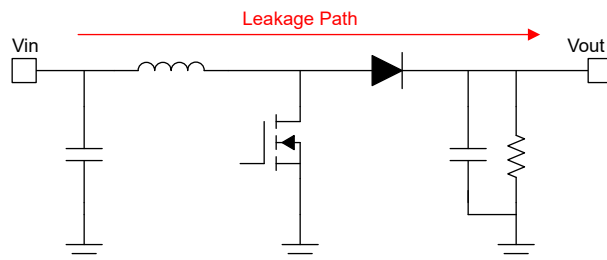


图 1-1. 常见非同步升压转换器

显然，图 1-1 的网络不允许控制电感电流。在启动过程中，在连接 V_{in} 时，二极管就会变为正向偏置，并且会有很大的浪涌电流流入输出电容器。对于输出短路情况， V_{in} 通过漏电路径短接至 GND ，从而对整个系统造成损坏。

为了抑制此浪涌电流并在 $V_{in} > V_{out}$ 的情况下实现平滑的电流控制，德州仪器 (TI) 采用多种控制策略和拓扑结构，以在启动或输出短路条件下限制电感电流。本应用手册介绍了 TI 同步升压转换器的行为，通过应用可切换体二极管或额外的隔离场效应晶体管 (ISO FET)，它能够在启动和输出短路情况下，当 $V_{in} > V_{out}$ 期间控制电流。

2 启动

2.1 体二极管导通

与非同步升压转换器类似，部分早期同步器件（如 [TPS61088](#)）由于高侧开关存在体二极管，当 $V_{in} > V_{out}$ 时，无法阻断漏电路径。

图 2-1 中的电路网络无法像非同步器件那样实现对电感电流的控制。

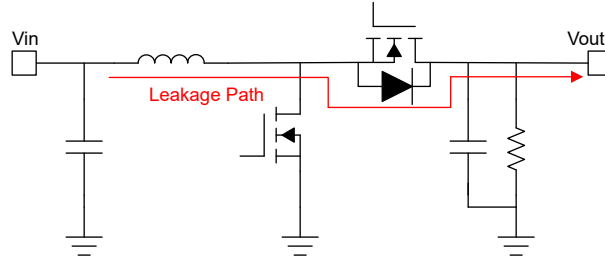


图 2-1. 体二极管漏电路径

以启动场景为例，当施加 V_{in} 且二极管开始导通时，方程式 1 展示了该状态：

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -i_L \times DCR - V_o - V_D + V_{in} \\ C \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \end{cases} \quad (1)$$

对于电源或转换器输入， V_{in} 的压摆率受输入电容器和输入能力的限制。浪涌电流的时间常数远小于 V_{in} 上升时间，因此系统可以被视为斜坡响应，如方程式 2 所示。

$$V_{in} = a \times t \quad (2)$$

方程式 3 展示了此期间的电感电流。

$$i_L = \frac{at(DCR + R_o) - a(L - C_o R_o^2)}{(DCR + R_o)^2} + \frac{e^{-\frac{t\sigma_2}{2C_oLR_o}} \left(\cosh(\sigma_3) - \frac{C_oLR_o \sinh(\sigma_3) \left(\frac{DCRaC_o^2R_o^3 + 2aC_oLR_o^2 - aL^2}{\sigma_1} + \frac{\sigma_2}{2C_oLR_o} \right)}{\sigma_4} \right) \sigma_1}{C_oLR_o(DCR + R_o)^2} \quad (3)$$

其中

$$\sigma_1 = C_oL^2R_oa - C_o^2LR_o^3a \quad (4)$$

$$\sigma_2 = L + C_oDCRR_o \quad (5)$$

$$\sigma_3 = \frac{t\sigma_4}{C_oLR_o} \quad (6)$$

$$\sigma_4 = \sqrt{\frac{C_o^2DCR^2R_o^2}{4} - \frac{C_oDCRLR_o}{2} - C_oLR_o^2 + \frac{L^2}{4}} \quad (7)$$

该设计假定电感器具有 $1 \mu H$ 电感和 $25m\Omega$ 直流电阻 (DCR)。 V_{in} 压摆率为 $20 \mu s/V$ ，输出电容为 $88 \mu F$ 。方程式 8 用于计算电流。

$$i_L = 3.10e^{-7.42 \times 10^5 t} - 3.10e^{-9.62 \times 10^3 t} \cos(7.55 \times 10^4 t) + 27.09e^{-9.62 \times 10^3 t} \sin(7.55 \times 10^4 t) + 4 \times 10^{-10} \quad (8)$$

最坏的情况出现在 $t = 30 \mu s$ 时。电流尖峰可达到 7.43A。图 2-2 显示了波形。

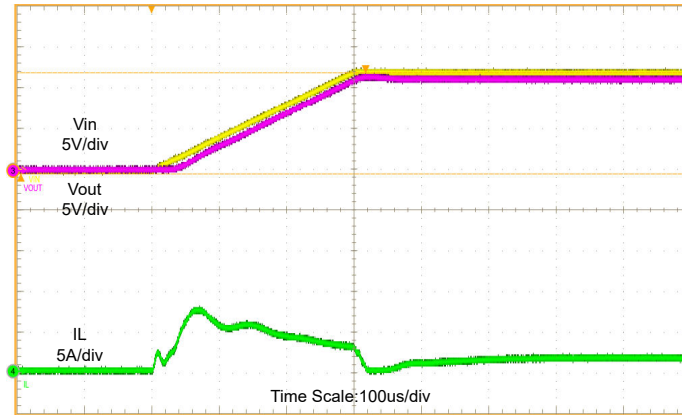


图 2-2. TPS61088 浪涌电流

根据前面的分析，较小的 C_{out} 和较慢的 V_{in} 压摆率可抑制浪涌峰值电流。假设其他条件与图 2-2 保持一致，图 2-3 给出了 I_{Lpeak} 与 V_{in} 压摆率及输出电容的关系。

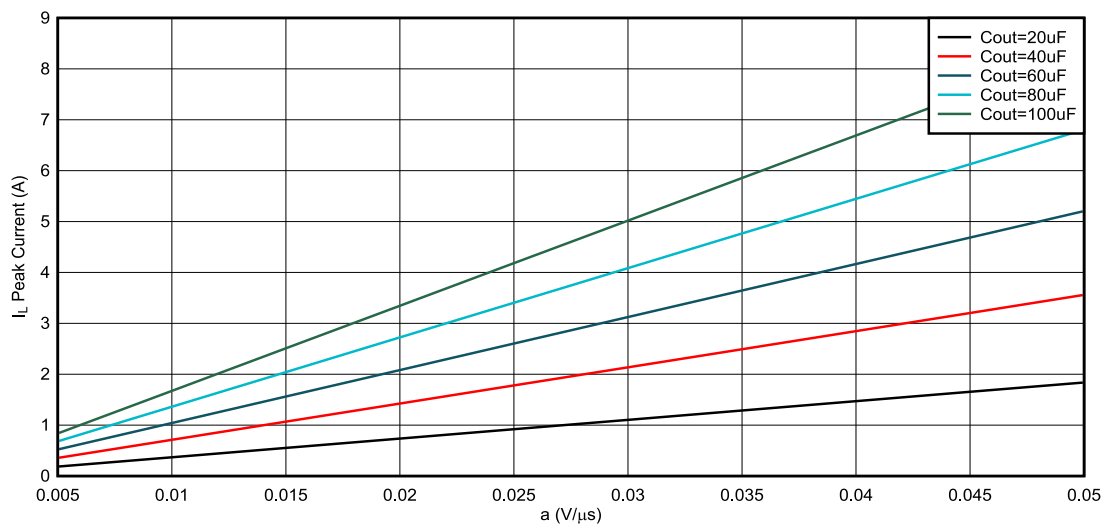


图 2-3. I_{Lpeak} 与 a 和 C_{out} 的关系

对于通过物理开关连接的电池输入，需考虑输入电容、电池内部电阻及物理接触点电阻的影响。

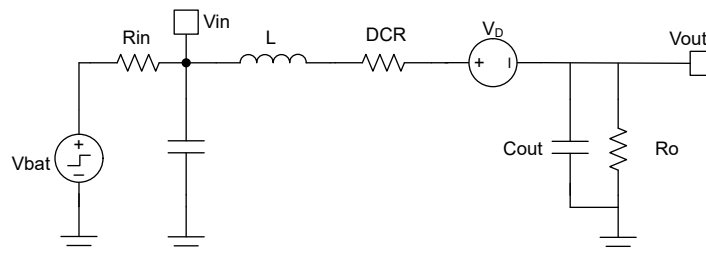


图 2-4. 电池连接等效电路

在图 2-4 中，电池的电阻与物理接触点电阻合并表示为 R_{in} ， V_{bat} 表示电池开路电压。二极管正向电压保持在一个较小的恒定值，不会影响浪涌电流。忽略 V_D ，状态方程可以表示为 方程式 9。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - i_L \times DCR - V_o \\ C_{in} \frac{dV_{in}}{dt} = (V_{bat} - V_{in})/R_{in} - i_L \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = i_L - V_o/R_o \end{cases} \quad (9)$$

此期间的电感电流将得出 方程式 10。

$$i_L = \frac{V_{bat}}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{LV_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} + \frac{C_o R_o^2 V_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} L R_{in} V_{bat}\sigma_2}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_o L R_o V_{bat}\sigma_2}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} DCR R_{in} V_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} R_{in} R_o V_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} C_o L R_{in} R_o V_{bat}\sigma_3}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} C_o DCR R_{in} R_o V_{bat}\sigma_2}{DCR + R_{in} + R_o} \quad (10)$$

其中

$$\bullet \quad \sigma_1 = \sum_{n=0 \text{ to } 3} e^{tz(n)} / \sigma_{4(n)} \quad (11)$$

$$\bullet \quad \sigma_2 = \sum_{n=0 \text{ to } 3} z(n) e^{tz(n)} / \sigma_{4(n)} \quad (12)$$

$$\bullet \quad \sigma_3 = \sum_{n=0 \text{ to } 3} z(n)^2 e^{tz(n)} / \sigma_{4(n)} \quad (13)$$

$$\bullet \quad \sigma_{4(n)} = L + C_{in} DCR R_{in} + C_o DCR R_o + C_{in} R_{in} R_o + C_o R_{in} R_o + 2C_{in} L R_{in} z(n) + 2C_o L R_o z(n) + 2C_{in} C_o DCR R_{in} R_o z(n) + 3C_{in} C_o L R_{in} R_o z(n)^2 \quad (14)$$

其中 $z(1)$ 、 $z(2)$ 、 $z(3)$ 是以下方程的根：

$$- (C_{in} C_o L R_{in} R_o) z^3 + (C_{in} C_o DCR R_{in} R_o + C_o L R_o + C_{in} L R_{in}) z^2 + (C_o R_{in} R_o + C_{in} R_{in} R_o + C_o DCR R_o + C_{in} DCR R_{in} + L) z + R_o + R_{in} + DCR = 0 \quad (15)$$

系统假定电感器具有 $2 \mu H$ 电感（包括寄生电感）和 $8m\Omega$ DCR。该电池提供 $4V$ 开路电压（典型的单锂电池应用）。输入电容为 $44 \mu F$ 。 R_o 保持开路，而 R_{in} 为 $30m\Omega$ 。输出电容包括 $4 \times 22 \mu F$ 。浪涌电流在 V_{out} 上升之前达到峰值。直流偏置效应无需计算。方程式 16 提供电感电流。

$$i_L = 3.10e^{-7.42 \times 10^5 t} - 3.10e^{-9.62 \times 10^3 t} \cos(7.55 \times 10^4 t) + 27.09e^{-9.62 \times 10^3 t} \sin(7.55 \times 10^4 t) + 4 \times 10^{-10} \quad (16)$$

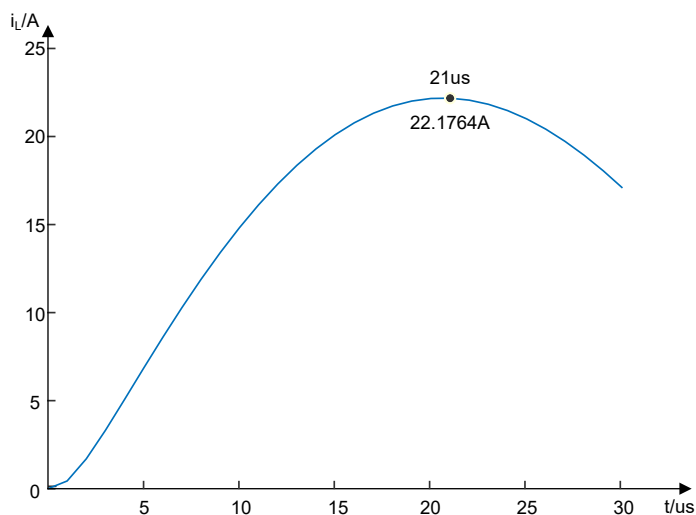


图 2-5. 计算得出的电感电流

图 2-5 展示了计算得出的 i_L 。当 $t = 21 \mu s$ 时，电感电流达到峰值。电流尖峰可达到 22.176A。图 2-6 显示了实际波形。

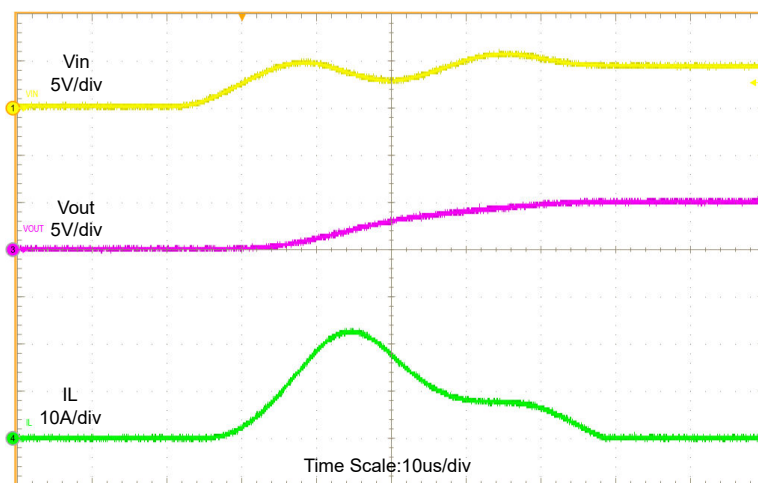


图 2-6. 浪涌电流波形

前文分析表明，较大的 L 和较小的 C_{out} 抑制了峰值电流。假设其他条件与图 2-5 保持一致，图 2-7 展示了 I_{Lpeak} 与电感值及输出电容之间的关系。

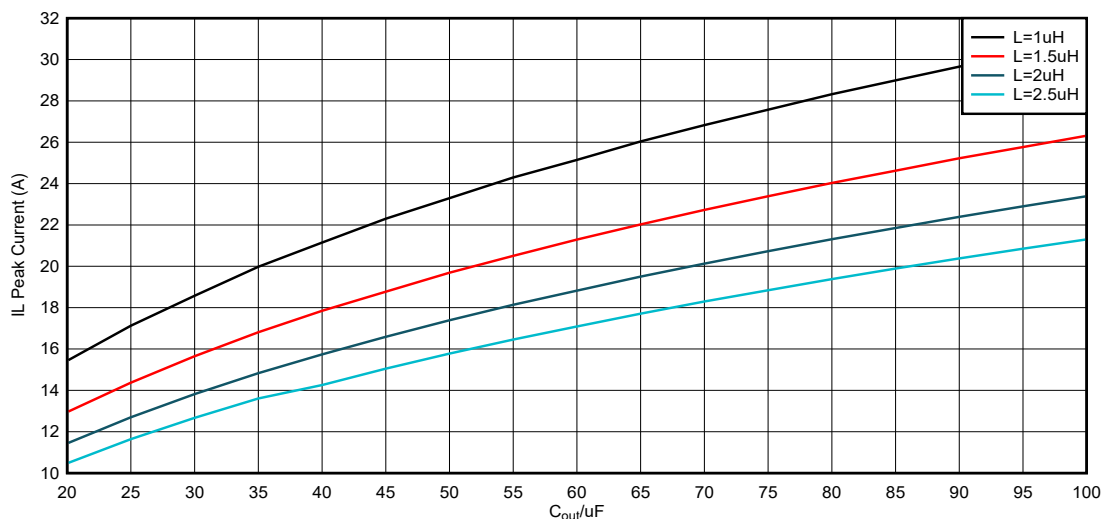


图 2-7. I_{Lpeak} 与 L 和 C_{out} 的关系

V_{out} 达到 V_{in} 后，器件可使用升压模式启动。图 2-8 展示了启动波形。当 EN 变为高电平时，器件基准电压开始斜升，直至达到目标。在适当的控制环路下，输出电压跟随基准值并斜升至目标。

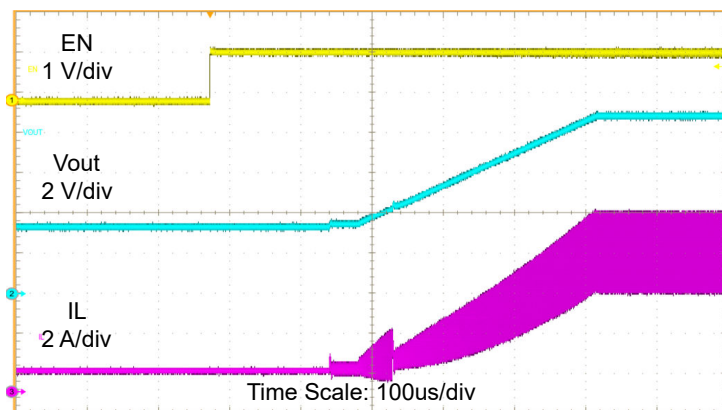


图 2-8. TPS61088 启动波形

2.2 预充电

称为预充电阶段，一些升压器件利用高侧 MOSFET 的饱和区特性，在 V_{out} 达到 V_{in} 之前持续为输出电容充电。以 TPS61022 为例，器件高侧 MOSFET 上有一个内部开关。此开关使 MOSFET 能够在 $V_{in} > V_{out}$ 时，改变体二极管方向并阻断浪涌电流。

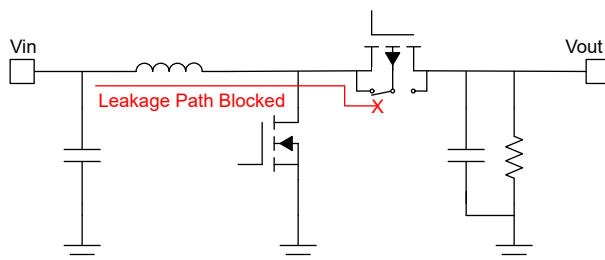


图 2-9. TPS61022 上可切换体二极管

进入预充电阶段时，低侧开关关断，而高侧 MOSFET 进入饱和区域。此过程中，源极会切换至 SW 引脚。处于饱和状态的 MOSFET 相当于一个电流源，其电流由栅极电压控制。因此，输出电容器以有限的电流充电。图 2-10 描绘了 TPS61022 在启动期间的器件行为。

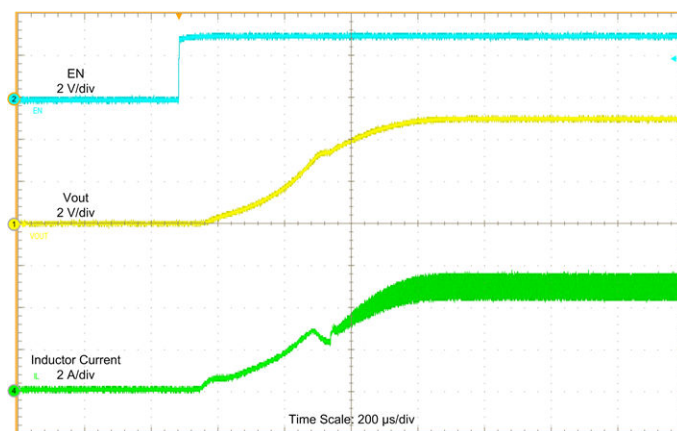


图 2-10. TPS61022 启动波形

当输出电压达到输入电压后，TPS61022 进入升压启动模式。器件开始开关动作，输出电压斜升，直至达到目标值。

2.3 向下计数模式

TPS61299 与 TPS61022 的预充电方法不同。当输出电压低于输入电压时，TPS61299 采用一种称为“降压模式”的开关充电方法为输出充电。电流控制需要产生一个高于输入电压，以便实现伏秒平衡。

TPS61299 是 PMOS 降压模式的典型示例。与 TPS61022 等预充电器件类似，TPS61299 将源极切换到 SW 引脚，以阻断前面提到的浪涌电流。图 2-11 展示了 TPS61299 的降压模式行为。

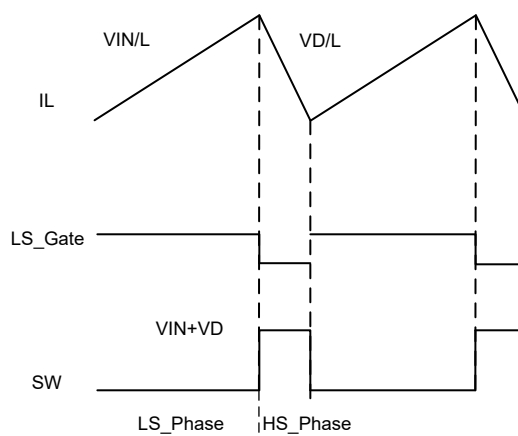


图 2-11. TPS61299 降压模式行为

与升压模式开关过程类似，一个降压模式开关周期分为低侧相位和高侧相位。在低侧相位期间，低侧开关导通，电感电流以斜率 V_{IN}/L 上升。接着在高侧相位期间，低侧开关关断，而高侧开关将栅极连接到输入。如图 2-12 所示，电感电流为栅极电容充电，并升高 SW 引脚的电压。

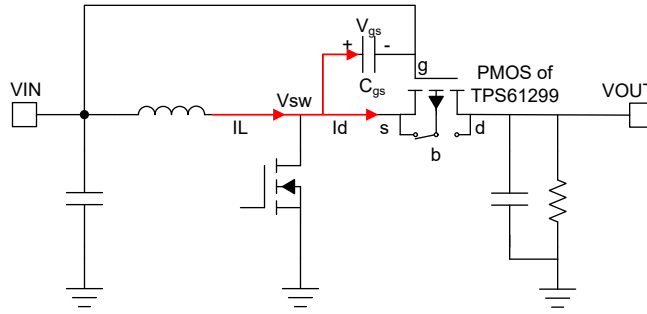


图 2-12. 降压模式的高侧相位

随着 V_{gs} 上升，高侧进入饱和区域，并使用 I_d 为输出电容器充电。电流 I_g 继续对 C_g 充电并升高 V_{sw} ，直到 I_d 与 I_L 匹配。此时，[方程式 17](#) 给出了 SW 引脚上的电压。

$$V_{sw} = V_{gs} + V_{in} \quad (17)$$

当该 SW 电压高于 V_{in} 时，可以实现伏秒平衡，并且可以通过与升压模式相同的方式来控制器件。[图 2-13](#) 显示了 TPS61299 启动波形。

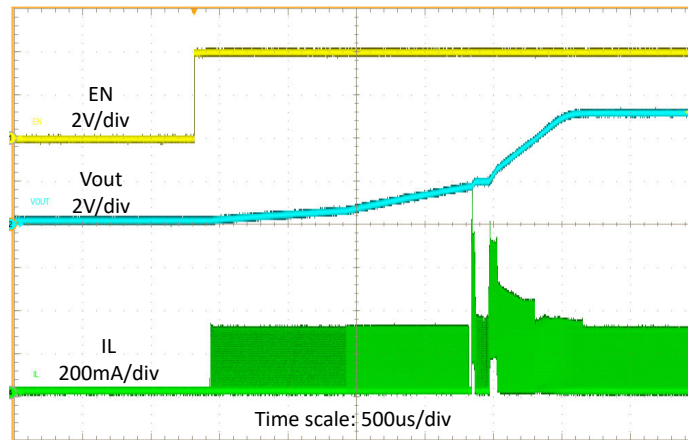


图 2-13. TPS61299 启动波形

降压模式器件克服了预充电在低 V_{in} 启动能力方面的缺点。对于预充电器件，高侧开关的 V_{gs} 接收来自输入电压的电源，且不能超过输入电压。如果输入电压不足以使开关形成导电沟道，器件将无法启动。然而，由于 V_{gs} 由电感电流（而非输入电流）充电，降压模式器件可以在低得多的输入电压下启动。这使得降压模式器件更适用于低 V_{in} 产品。

此外，对于使用 NMOS 作为高侧开关的高电流器件，无法进行预充电。对于 NMOS 上部开关，栅极电压必须超过输入电压才能使接口反相。如果不进行开关操作，自举电容器便无法充电，栅极电压也就无法提供。

然而，与预充电器件相比，降压模式器件的效率较差。降压模式的功率损耗由 [方程式 18](#) 给出，预充电的功率损耗由 [方程式 19](#) 给出。显然，由于高侧 MOSFET 上的电压较高，降压模式器件比预充电器件损耗更大。

$$P_{loss} = (V_{gs} + V_{in} - V_o)I_o \quad (18)$$

$$P_{loss} = (V_{in} - V_o)I_o \quad (19)$$

3 输出短路保护

当输出短路，或电流限制激活导致输出压降时，会出现另一种 $V_{in} > V_{out}$ 的情况。当 V_{out} 保持低于 V_{in} 时，一些器件可以持续保持启动过程。当短路解除时，这些器件会立即重启。其他器件会关闭，并尝试间歇性地重启，直至成功（称为断续运行）。本章介绍德州仪器 (TI) 同步升压器件使用的输出短路保护策略。

3.1 连续重启

3.1.1 通过预充电持续重启

在输出短路情况下，TPS61022 的行为与启动方式相同。 V_{in} 降至 V_{out} 以下后，器件停止开关并进入预充电模式，此时发生电流限制。

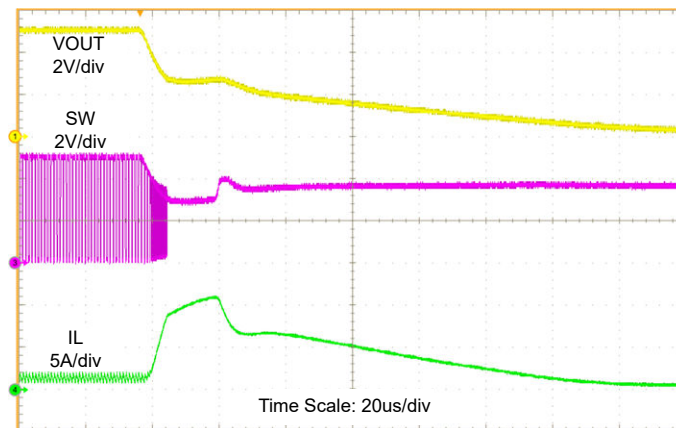


图 3-1. TPS61022 进入短路状态的波形

器件会持续保持预充电状态，直到短路解除并且器件能够重启。

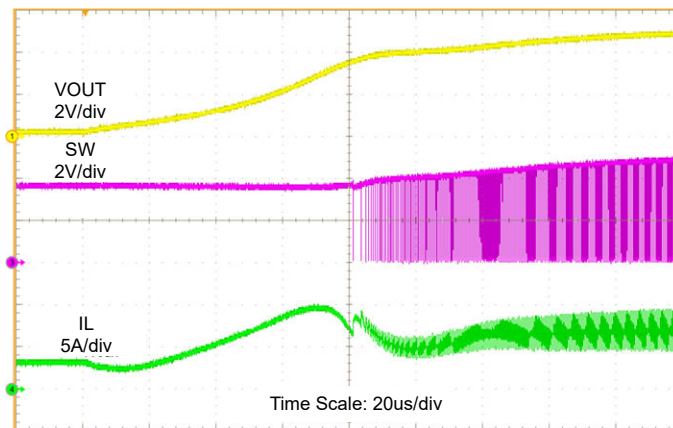


图 3-2. TPS61022 短路解除后的波形

3.1.2 通过降压模式实现连续重启

具备降压模式启动功能的 TI 升压器件（如 TPS61299），在输出短路时会复用该启动策略。只要输出电压下降至低于输入电压，器件就会进入降压模式。 I_{LIMIT} 会限制电感电流，直至 V_{out} 降至 0.5V 以下。此后，软启动电流限制生效，将电流峰值钳位在 350mA。图 3-3 展示了输出短路时的器件工作状态。

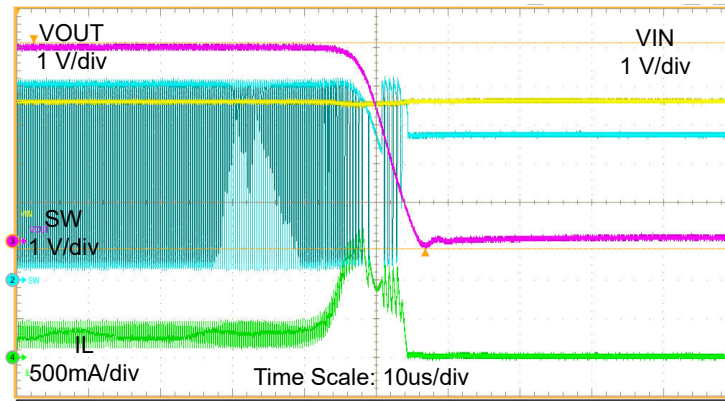


图 3-3. TPS61299 进入短路状态的波形

器件会持续维持降压模式启动流程，直至短路解除且能够正常启动。

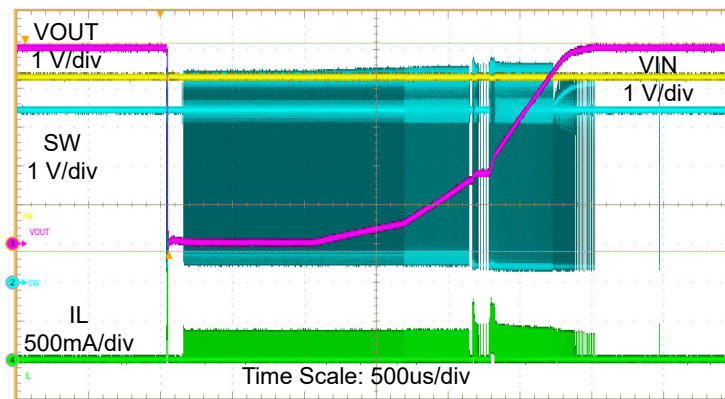


图 3-4. TPS61299 短路解除后的波形

3.2 断续重启

与预充电或降压模式等电流限制方法不同，TPS61253A 或 TPS61378 等一些器件采用名为“断续”的 SCP 策略。该策略的目标是：当检测到输出短路故障时，器件先关断；之后以间歇方式重启，直至短路故障解除。

3.2.1 通过预充电实现断续重启

TPS51253A 采用预充电断续策略来提供短路保护。当 V_{out} 降至 V_{in} 以下时，高侧开关将栅极连接至 V_{in} ，并切换体二极管方向以阻断浪涌电流。 V_{sw} 可能会升至 V_{in} 以上，而 I_L 可能会下降，直至归零。在关断阶段结束后，器件可以尝试预充电重启，持续 1ms，电流限制为 1A。每 20ms 会重复一次重启尝试，直至输出短路解除且器件能够正常启动。图 3-5 展示了输出短路行为。

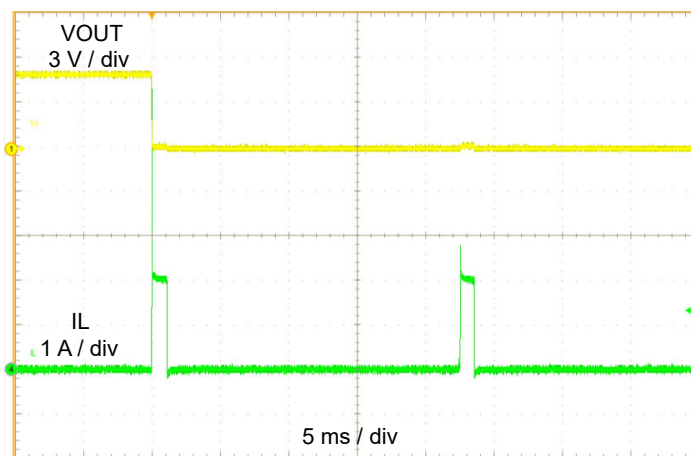


图 3-5. TPS61253A 短路波形

3.2.2 通过降压模式实现断续重启

与 TPS61253A 类似，TPS61378 也会在发生输出短路时关断。关断阶段结束后，器件会尝试以降压模式重启，持续 1.8ms。每 67ms 会重复一次重启尝试，直至输出短路解除且器件能够正常启动。图 3-6 展示了输出短路行为。

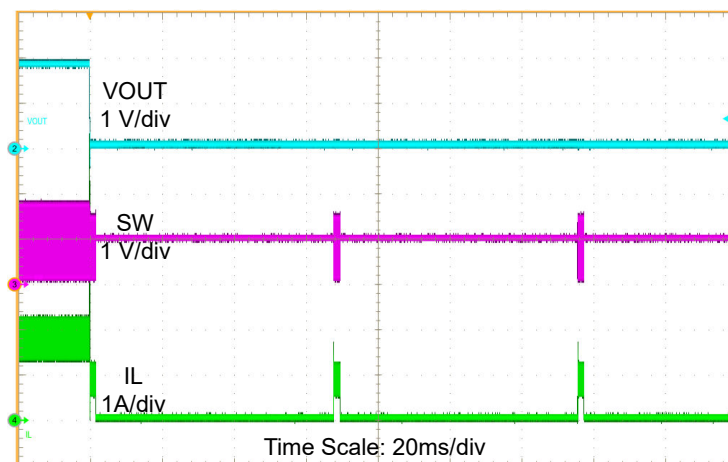


图 3-6. TPS61378 短路波形

与持续重启的器件相比，断续重启器件的重启频率更低，因此平均损耗更小，热性能更优。

3.3 升压转换器短路保护行为汇总

表 3-1 比较了三种短路保护行为之间的性能。

表 3-1. 预充电、降压模式和断续模式之间的比较

	故障解除后重启	功率损耗
预充电	即时	$V_{in}I_{SCP}$ (20)
向下计数模式	即时	$(V_{GS} + V_{in})I_{SCP}$ (21)
断续	$< t_{wait}$ (20ms 至 80ms)	$\frac{V_{in}I_{SCP}t_{reboot}}{t_{wait}}$ (22)

总之，在短路故障解除时，需要快速恢复的器件可以使用预充电或降压模式器件。在输出短路条件下优先考虑温升的应用可从断续模式中受益，因该模式可提供更低的功率损耗。

4 升压转换器启动行为总结

表 4-1 比较了三种启动行为的性能。

表 4-1. 硬启动、预充电和降压模式的比较

	降压	功率损耗	输出短路重启
硬启动	不适用	不适用	不适用
预充电	受控	$(V_{in} - V_o)I_o$ (23)	受控
向下计数模式	受控	$(V_{GS} + V_{in} - V_o)I_o$ (24)	受控

总之，具有大电流能力（不优先考虑浪涌电流）的低成本器件可采用硬启动。对于需要频繁重启且优先考虑启动阶段功耗的场景，预充电模式更具优势，因其效率更高。对于以 AA 电池为输入的应用，降压模式器件优势明显，其在最低启动电压方面表现突出。

5 参考资料

- 德州仪器 (TI), [TPS61088 10A 全集成同步升压转换器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TPS61022 具有 0.5V 超低输入电压的 8A 升压转换器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TPS61299 具有输入电流限制和快速瞬态性能的 95nA 静态电流、5.5V 升压转换器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TPS61253A、TPS61253E 采用 1.2mm x 1.3mm WCSP 封装的 3.8MHz、5V、4A 升压转换器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TPS61378-Q1 带负载断开功能的 25μA 静态电流同步升压转换器数据表](#)

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（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，不保证没有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、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(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、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月