

防止开关转换器输出浪涌引发的启动问题

作者：Fil Paulo Balat、Jefferson Eco和James Macasaet



摘要

在要求降低输出噪声的应用中，由于输出浪涌过大，开关转换器可能会遇到延迟启动的问题，或者可能根本无法启动。输出滤波器设计不当引起的输出浪涌电流及其影响，可以通过增加软启动时间、提高开关频率或减小输出电容来降低。本文介绍一些实用设计考虑事项，以防止输出浪涌过大引发启动问题。

简介

许多开关转换器设计是由严苛的输出噪声要求驱动的。对低输出噪声的需求促使设计人员加大输出滤波，例如在输出端使用多个电容。随着输出轨上电容的增加，过大浪涌电流可能会给启动过程造成问题，导致电感饱和或损坏功率开关。

不同于开关控制器，单片开关稳压器的功率开关在芯片内部。这对于负载点开关转换器应用而言是一种理想方法，因为它具有更小的PCB尺寸和更好的栅极驱动电路设计等优点。这意味着，为了避免损坏开关和稳压器芯片本身，过流保护是必须的。双通道、高性能DC-DC单芯片开关稳压器ADP5070就是一个例子，如图1所示。

在输出过载情况下或启动时会有大电流流过内部开关的情况下，为防止电路受损，开关稳压器制造商在单芯片开关稳压器上会采用不同的限流技术。尽管存在限流保护，开关稳压器仍可能无法正常工作，尤其是在启动期间。例如，打嗝模式用作限流保护手段时，在初始上电期间，输出电容仍处于完全放电状态，开关稳压器可能进入打嗝模式，导致启动时间延长或可能根本不启动。

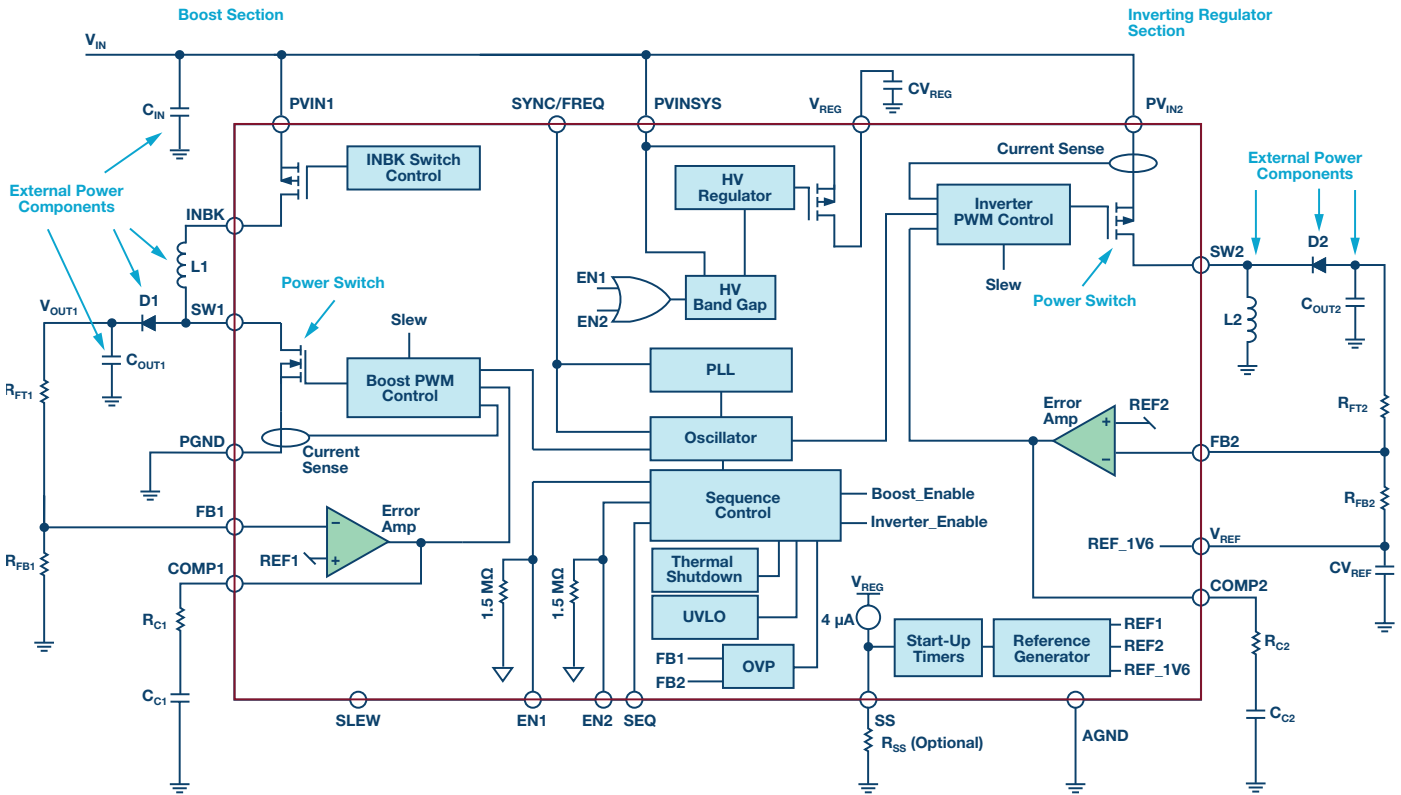


图1. 采用ADP5070稳压器的开关转换器

除负载外，输出电容可能会引起过大的浪涌电流，导致电感电流升高并达到打嗝模式限流阈值。

过流保护方案

开关转换器内部集成功率开关，使限流保护成为基本功能。常用限流方案有三种：恒流限流、折返限流和打嗝模式限流。

恒流限流

对于恒流限流方案，当发生过载情况时，输出电流保持恒定值(I_{LIMIT})。因此，输出电压会下降。这种方案通过逐周期限流实现，利用流经功率开关的峰值电感电流信息检测过载状况。

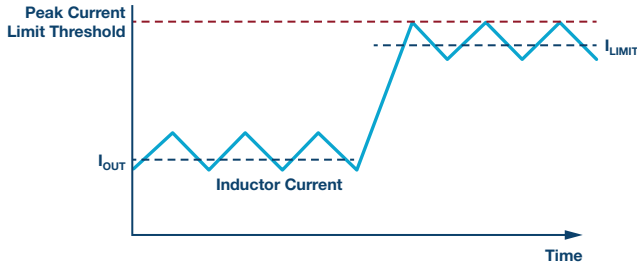


图2. 逐周期恒流限流

图2显示了在峰值限流方案中，一个降压转换器在正常和过载情况下的典型电感电流。在过载状况期间，如 I_{LIMIT} 所示，当检测到峰值电流大于预定阈值时，开关周期终止。

在恒流限流方案中，输出电流保持在 I_{LIMIT} ，导致稳压器功耗很高。此功耗会导致结温升高，可能超过热限值。

折返限流

折返限流方案部分解决了恒流限流的问题，在故障或过载情况下有助于将晶体管保持在安全工作区域。图3比较了恒流和折返限流两种方案的 V_{OUT} 与 I_{OUT} 响应曲线。与恒流限流相反，输出电流(I_{OUT})的减小降低了功耗，从而降低了开关转换器的热应力。

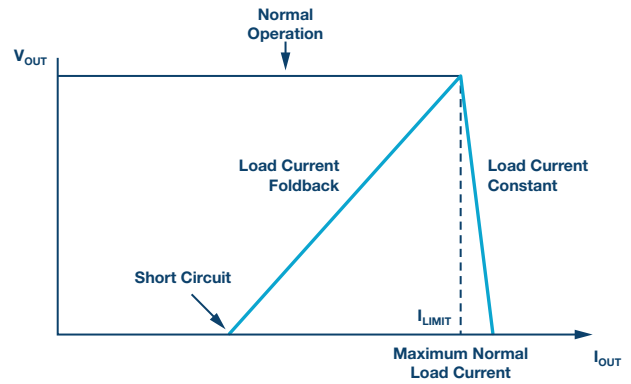


图3. 恒流和折返两种方案的 V_{OUT} 与 I_{OUT} 曲线

该方案的缺点是不能完全自恢复。由于其折返特性，并且取决于负载性质，一旦达到或超过限流阈值，工作点可能落入趋向短路工作点的折返区域。这将需要断电重启器件或重新使能器件，使其恢复正常工作状态。

打嗝模式限流

在打嗝模式限流方案中，转换器开关进入一系列突发短脉冲，然后是睡眠时间，“打嗝”名称正是由此而来。一旦发生过载状况，开关转换器即进入打嗝模式，其中的睡眠时间是指开关断开预定时间。睡眠时间结束时，开关转换器将尝试从软启动状态重新启动。如果限流故障已清除，器件将恢复正常工作，否则重新进入打嗝模式。

打嗝模式限流方案克服了上面讨论的两种过流保护的缺点。首先，它解决了散热问题，因为睡眠时间降低了平均负载电流，使转换器得以冷却。其次，一旦过载条件消除，器件便能平稳地自动恢复。

但是，如果启动过程中打嗝模式检测处于激活状态，则可能会出现一些问题。除负载电流外，过大浪涌电流可能会导致电感电流超出限流阈值，从而触发打嗝模式，阻止转换器启动。例如，ADP5071的反相稳压器的负输出配置为-15V输出电压、100 mA输出电流和大约63 μF 的总输出电容，由3.3 V电源供电后不会启动。如图4所示，由于大输出浪涌电流触发限流阈值，负轨处于打嗝模式。电感电流峰值达到1.5 A左右，超过了约1.32 A的典型限流阈值。



图4. 打嗝模式下的ADP5071反相稳压器

另外，如果由于输出电容较大而引起浪涌过大，转换器的启动时间可能会意外变长，如图5所示。

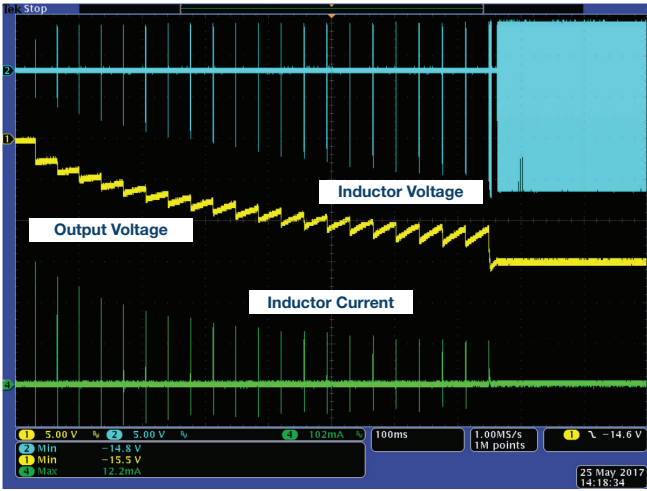


图5. ADP5070反相稳压器延迟启动

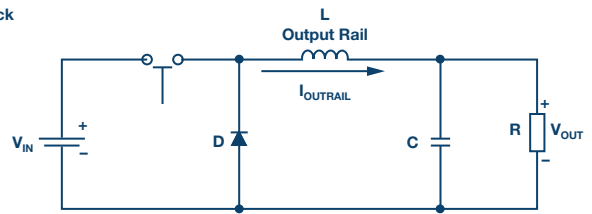
开关变换器中的电感电流

电感平均电流

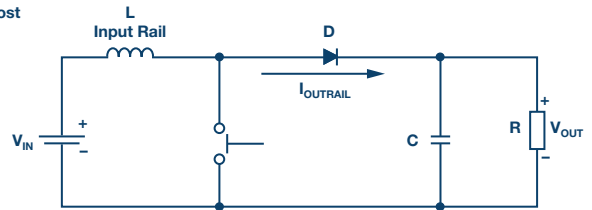
在非隔离式开关变换器中，电感的位置决定转换器的拓扑结构。输入和输出之间有一个共用参考地，电感位置只有三个可能的不同轨：输入、输出和接地轨。

图6显示了这三种基本开关拓扑结构。当电感位于输出轨时，拓扑结构为降压型。当电感位于输入轨时，拓扑结构为升压型。当电感位于接地轨时，拓扑结构为反相升降压型。

a. Buck



b. Boost



c. Buck-Boost Inverter

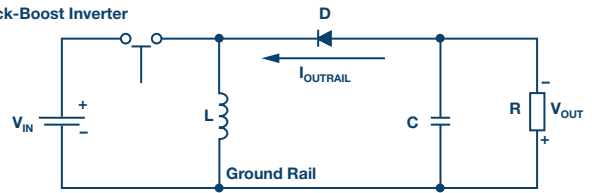


图6. 基本开关拓扑结构

在稳态条件下，由于电容上的平均电流为零，所以输出轨上的平均电流($I_{OUTRAIL}$)必定等于输出电流。对于降压拓扑， $I_{L-AVE} = I_{OUT}$ 。但对于升压和反相升降压型拓扑， $I_{D-AVE} = I_{OUT}$ 。

对于升压和反相升降压型拓扑，电流仅在开关关断期间流过二极管。因此在开关关断期间， $I_{D-AVE} = I_{L-AVE}$ 。要计算相对于输出电流的平均电感电流，请参考图7。关断时间内绿色矩形区域是平均二极管电流 I_{D-AVE} ，其高度等于 I_{L-AVE} ，宽度等于 T_{OFF} 。此电流全部到达输出端，因此可以转换成平均宽度为 T 、高度为 I_{OUT} 的矩形区域。

$$I_{L-AVE} \times (T - T_{ON}) = I_{OUT} \times T$$

$$I_{L-AVE} = \frac{I_{OUT}}{(1-D)} \text{ 其中, } D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (1)$$

表1. 平均电感电流和占空比电感电流峰值

拓扑结构	电感电流	占空比
降压型	$I_{L-AVE} = I_{OUT}$	$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$
升压型	$I_{L-AVE} = \frac{I_{OUT}}{(1-D)}$	$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$
反相升降压型		$D = \frac{ V_{OUT} }{ V_{OUT} + V_{IN}}$

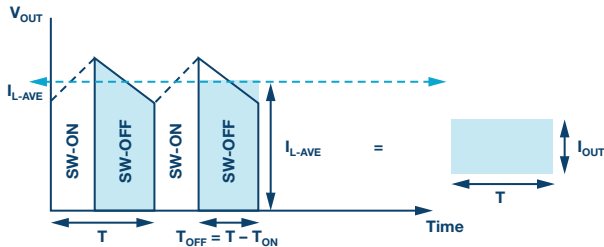


图7. 升压型或反相升降压型的二极管电流

表1是对平均电感电流 I_{L-AVE} 和开关占空比D的总结。基于这些公式，当输入电压处于最小值以提供最大占空比时，并且当输出电流处于最大值时，电感电流将处于最大值。

电感电流峰值

图8显示了升降压逆变器在稳态条件和连续导通工作模式下的电感电压和电流波形。对于任何开关拓扑结构，电感电流纹波量(ΔI_L)都可以根据理想电感公式2得出。

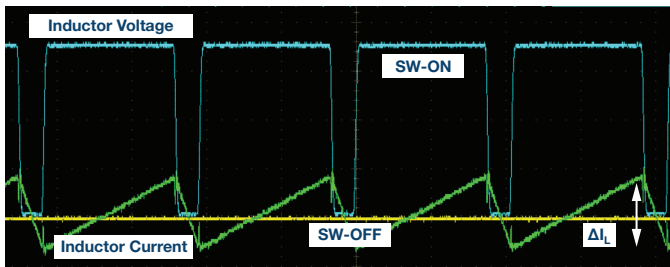


图8. 电感电流的“摆幅”

$$V_L = L \times \frac{dI_L}{dt} \quad (2)$$

在电感电流为三角形且呈现恒定变化率（因此有恒定感应电压）的开关转换器应用中，($\Delta I_L/\Delta t$)可以用在电感公式中，重新整理的公式3中就这一项。电感电流纹波由施加到电感的伏秒和电感值决定。

$$\Delta I_L = \frac{V_L \times \Delta t}{L} \quad (3)$$

开关导通时间很容易与占空比和开关频率相联系，如公式4所示。因此，在后面的公式中在开关导通期间使用伏秒乘积要比开关关断期间更方便。

$$t_{ON} = \frac{t_{ON}}{T} \div \frac{1}{T} = \frac{D}{f_{SW}} \quad (4)$$

表2总结了三种不同拓扑结构中的电感电流纹波。公式3中的伏秒乘积项 t_{on} 被公式4代替， V_{L-on} 项被电感上的感应电压（取决于拓扑结构）代替。

表2. 电感电流纹波

拓扑结构	电感电流纹波
降压型	$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{L \times f_{SW}}$
升压型	$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}}$
升降压型	

回顾图8中的稳态电感电流，可观察到，电感电流平均值恰好位于斜坡的几何中心，或波形摆幅的 $\Delta I_L/2$ 点处。因此，电感电流峰值等于电感电流均值与电感电流纹波的一半之和，如公式5所示。

$$I_{L-PK} = I_{L-AVE} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5)$$

电容浪涌电流

公式6定义了电容的充电电流或位移电流。它指出，流经一个电容的电流对应于该电容上的电压变化率。

$$I_C = C \times \frac{dV_C}{dt} \quad (6)$$

选择开关转换器的输出电容值时，应考虑电容充电电流。启动时，假定电容电压等于零或没有电荷，输出电容开始充电，汲取的电流取决于总电容和电容电压变化率，直至电容电压达到稳定状态。

开关转换器中输出电压的上升是一个斜率恒定的受控斜坡，因此变化率方程可以简化，如公式7所示。输出电压(ΔV)的变化对应于稳态输出电压， Δt 对应于启动期间输出达到最终值所需的时间，或通常称为软启动时间。

$$I_{CAP} = C_{OUT} \times \frac{\Delta V}{\Delta t} = C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \quad (7)$$

如果输出电容(C_{OUT})过大或软启动时间较短，则稳压器需要的电流 I_{CAP} 可能太高，导致转换器操作出现问题。这种大电流脉冲量称为浪涌电流。图9显示了输出为15 V、输出电容为10 μF 、软启动时间为4 ms的反相降压-升压转换器启动期间的电容浪涌电流和输出电压。

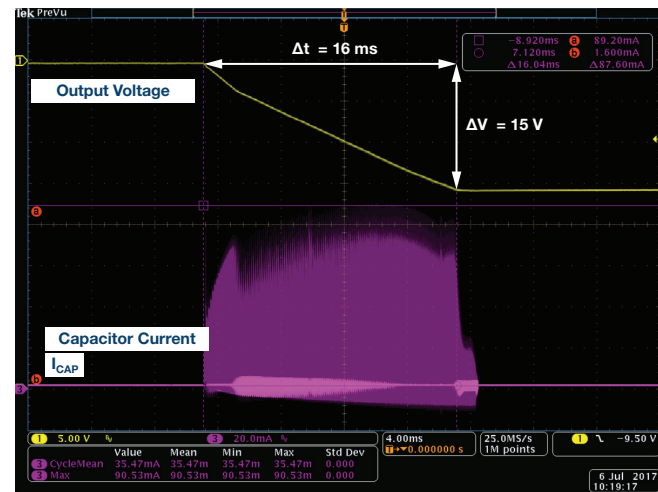


图9. 输出电容浪涌电流

启动时的电感电流峰值

图10显示了一个典型升压转换器电路。当晶体管开关闭合时，电流流过电感，但没有电流流过输出轨。在 C_{OUT} 放电阶段，放电电流(I_{CAP})流向输出端，但没有电流流经反向偏置二极管。当晶体管开关断开时，电流 I_D 流过二极管。

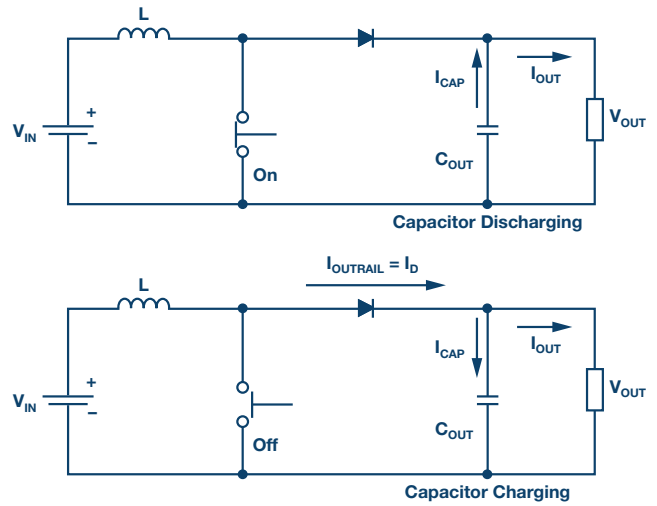


图10. 升压DC-DC转换器电路

根据基尔霍夫电流定律，通过输出轨的电流(I_D)必须等于流过输出电容(I_{CAP})和输出负载(I_{OUT})的电流之和。这可以通过公式8表示。

$$I_{OUTRAIL} = I_D = I_{CAP} + I_{OUT} \quad (8)$$

此公式适用于每个充电阶段或电容两端的电压上升时。因此，它也适用于开关转换器的启动过程，当输出电容的初始状态为放电时，或当输出电压尚未处于稳态值时。

启动期间的电感电流峰值可使用公式5进行定义，其中包括输出电容引起的浪涌电流影响。公式8将被应用于表1中的 I_{L-AVE} 公式，用 $I_{OUT} + I_{CAP}$ 代替 I_{OUT} 。表3总结了启动过程中的电感电流峰值公式。

表3. 启动时的电感电流峰值

拓扑结构	电感电流纹波
降压型	$I_{L-PK} = \left(C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \right) + I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{2 \times L \times f_{SW}}$
升压型	$I_{L-PK} = \frac{\left(C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \right) + I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{V_{IN} \times D}{2 \times L \times f_{SW}}$
升降压型	

对于三种拓扑结构中的任何一种，电感电流峰值都与 I_{OUT} 成正比。就输出电流而言，输出电容必须按照满载条件进行设计。

大多数应用要求在一定输入电压范围内工作。因此，针对输入电压，就电感电流的直流和交流分量电压的大小而言，降压拓扑结构与其他两种拓扑结构之间存在差异。通过图11可以更好地明白这一点。对于降压拓扑，随着输入电压升高，交流分量电压升高。平均电流等于输出电流，所以直流分量电压保持不变。因此在最大输入电压下，电感电流峰值最大。

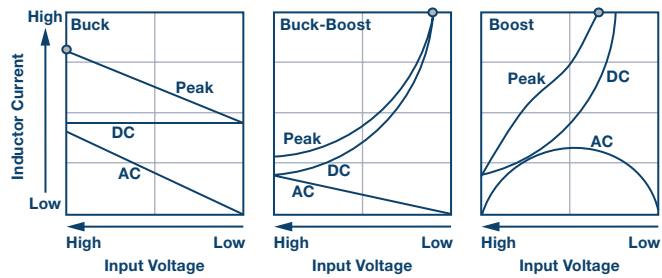


图11. 电感电流与输入电压的关系

对于升压型和升降压型，随着输入电压升高，交流分量电压升高，但由于占空比对平均电流的影响，直流分量电压下降，如表1所示。直流分量电压占主导地位，因此电感峰值电流在最小输入电压时处于额定最大值。就输入电压而言，对于降压拓扑，输出电容的设计必须在最大输入电压下完成，升降压型，则应使用最小输入电压进行设计。

降低浪涌影响

输出电容滤波器

如前面部分所述，输出端电容过大会引起高浪涌电流，导致电感电流峰值在启动期间达到限流阈值。因此，在保持良好的转换器启动性能的同时，必须使用合适的电容来实现最小输出电压纹波。

对于降压转换器， C_{OUT} 和峰峰值电压纹波之间的关系由公式9定义。

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times V_{OUT_{ripp_{pk-pk}}}} \quad (9)$$

其中：

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{f_{SW} \times L}$$

对于升压和反相降压-升压转换器， C_{OUT} 和峰峰值纹波之间的关系由公式10定义。

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \times D}{f_{SW} \times V_{OUT_{ripp_{pk-pk}}}} \quad (10)$$

请注意，这些公式忽略了寄生元件对电容和电感的影响。根据转换器的额定规格，这可以帮助设计者限制输出端增加的电容。关键考虑是让滤波水平和输出浪涌电流实现良好平衡。

二级LC滤波器

在某些情况下，输出电压上会出现开关瞬变，如图12所示。如果幅度显著，这对输出负载将是一个问题。开关尖峰主要由输出轨上的电流（对于升压型和升降压型是二极管电流）的开关转换引起。PCB铜线上的杂散电感可能会将其放大。由于尖峰频率比转换器开关频率高得多，所以仅通过输出滤波电容无法减小峰峰值纹波，需要进行额外的滤波。

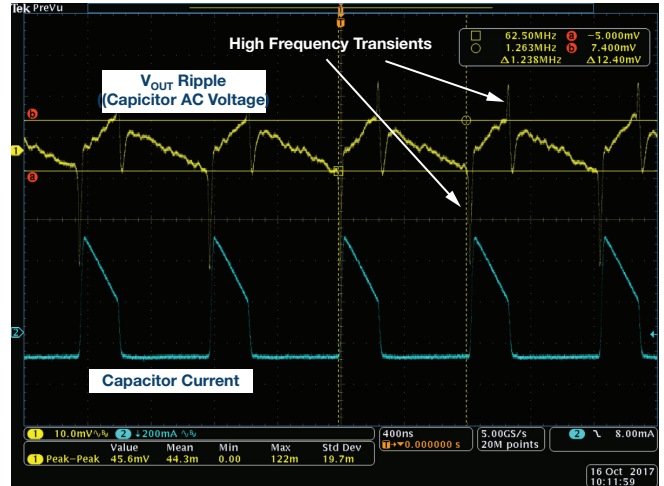


图12. 输出电压纹波和开关瞬变

图12中的蓝色线表示升压转换器中电感的周期性开关动作，黄线表示输出电压纹波。当电感电流开关转换时，纹波电压内可观察到高频瞬变。

analog.com/cn上有一篇很好的文章介绍了如何通过二级LC滤波来降低高频瞬态，其标题为“为开关电源设计二级输出滤波器”，作者是Kevin Tompsett。

纹波测量

获取输出电压纹波时，正确的测量方法也很重要。不正确的测量设置可能导致高压纹波读数不准确，从而可能造成输出电容过度设计。很容易犯把过多电容放在输出端的错误，以期降低电压纹波，而没有意识到这样做的坏处。

Aldrick Limjoco撰写的题为“测量开关稳压器中的输出纹波和开关瞬变”的应用笔记对此应该有所帮助。详情参见参考文献。

软启动特性

对于升压型和反相降压-升压型，电感电流直流分量电压的增加产生的影响更大。在较低输入电压时，占空比的增加导致电感电流均值大幅增加，如表3公式中的(1-D)因子所示，图11也显示了这一现象。这意味着必须显著降低输出电容的浪涌电流。通过增加公式7中的软启动时间(t_{SS})可实现这一点。

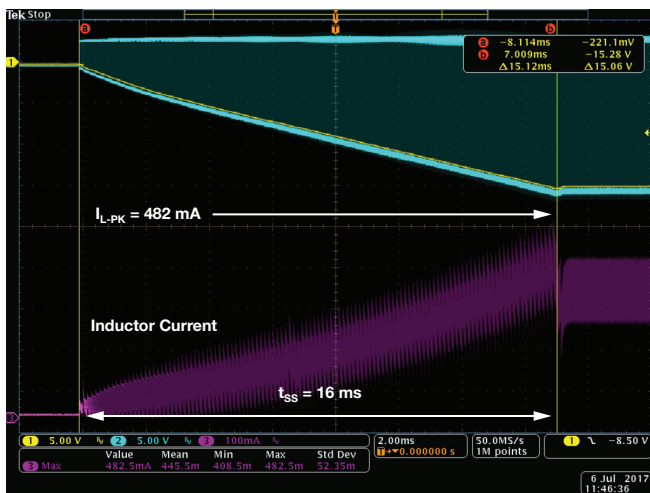
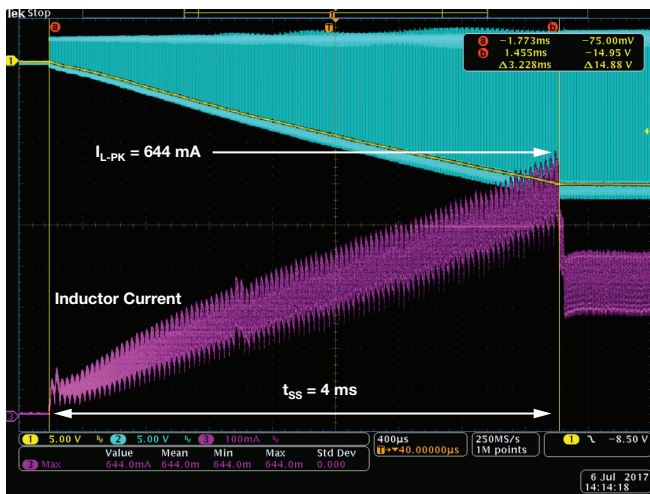


图13. 电感电流与软启动时间的关系

大多数开关稳压器(t_{SS})具有软启动特性，这是为了让设计人员能够调整启动期间的输出电压上升时间。改变单个电阻的值常常是调整软启动时间的便利方法。图13显示了升降压型变器的启动波形。软启动时间从4 ms变到16 ms时，可以看到电感电流峰值显著下降25%。

提高开关频率

图14显示了改变开关频率(f_{sw})对电感电流的影响。假定占空比D和输出电流保持不变，则电感电流的交流分量电压或 $\Delta I_L/2$ 受 f_{sw} 变化

的影响，而直流分量电压不受影响。因此，当开关频率较高时，与之成反比电感电流峰值会较低。

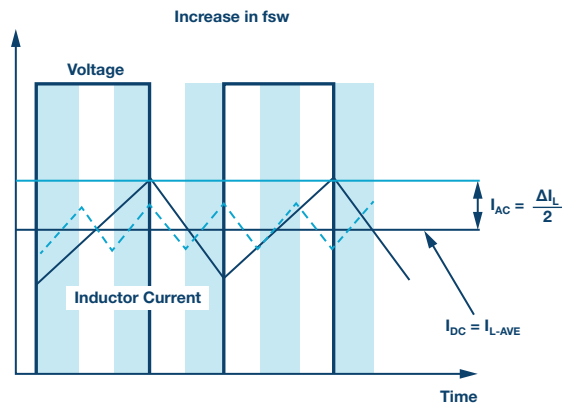


图14. 影响电感电流峰值的因素

ADP5070：示例

输出电容可以有多大？

ADP5070是一款单芯片、双通道、升压和反相升降压型稳压器，通过打嗝模式限流方案提供过流保护。有些客户忘记考虑在输出端放置太多电容的弊端，特别是在高占空比工作条件下或在最小输入电压下。这通常会导致反相输出端发生启动问题，因为反相降压-升压调节器设计的限流阈值低于升压调节器。

图15可用来帮助应用工程师确定ADP5070输出端允许多大的电容，以避免启动问题。它使用电感峰值电流与输出电流的直接关系（包括表3公式中的浪涌），显示了不同输入和输出电压组合下的最大 C_{OUT} 与最大 I_{OUT} 的关系曲线。利用公式9或公式10考虑最佳 V_{OUT} 纹波性能，将有助于设计输出电容限值。

两张图均基于调节器的最短 t_{SS} 和限流阈值计算。所选外部元件的电流处理能力比调节器高得多。换言之，如果 t_{SS} 增加，这些图中的数值肯定会变大。

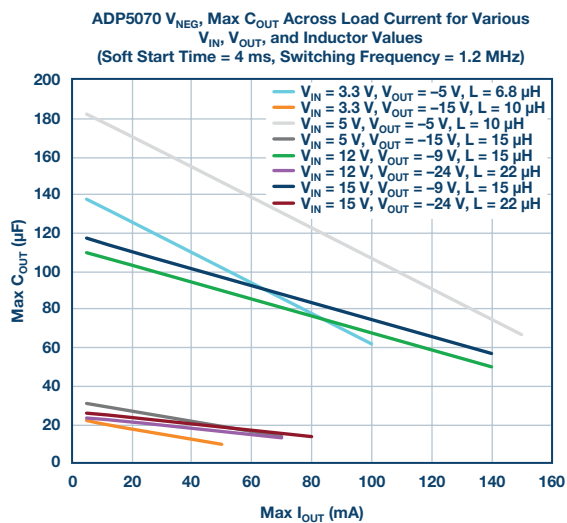
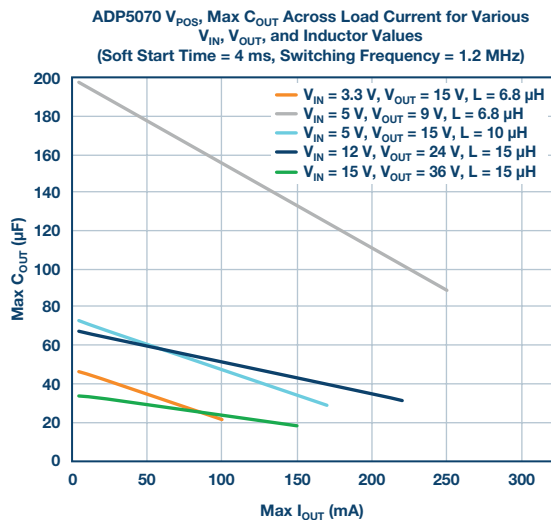


图15. 最大 C_{OUT} 与最大负载电流的关系

对于需要更高输出负载电流的应用，应考虑ADP5071。对于升压和反相降压-升压调节器，ADP5071设计的限流阈值均高于ADP5070。

计算结果与测量数据

图16显示了反相调节器的电流感应电压和电流的启动波形，而图17显示了利用表3中公式计算出的电感电流数据和实测基准数据。

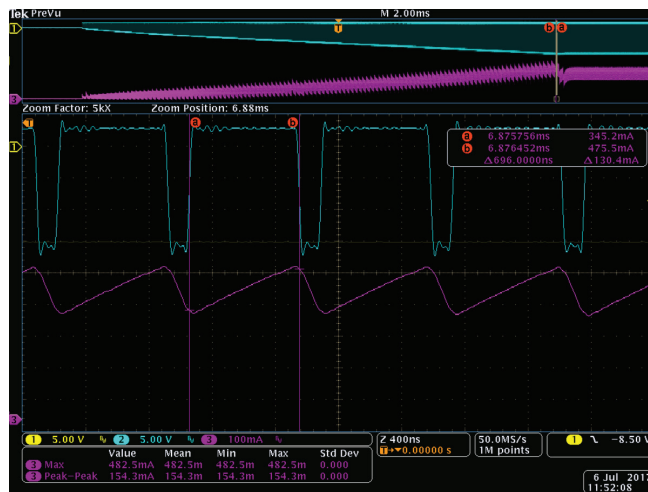


图16. 启动时的电感电流和感应电压

Input Parameters:

V_{IN} =	3.3 V	V_{OUT} =	-15 V
f_{SW} =	1.2 MHz	I_{OUT} =	50 mA
L =	15 μ H	V_{DIODE} =	0.5 V
		C_{OUT} =	10 μ F

$t_{SS} = 3.22ms$				
Data	DUTY (%)	I_{CAP} (mA)	I_{L-PK} (mA)	I_{L-PP} (mA)
Computed	82.4	46.6	625.8	151.2
Measured	84.1	46.8	644	161.4

$t_{SS} = 15.14ms$				
Data	DUTY (%)	I_{CAP} (mA)	I_{L-PK} (mA)	I_{L-PP} (mA)
Computed	82.4	9.9	416.9	151.2
Measured	83.5	7.6	481.6	149.7

$t_{SS} = 30.32ms$				
Data	DUTY (%)	I_{CAP} (mA)	I_{L-PK} (mA)	I_{L-PP} (mA)
Computed	82.4	4.9	388.6	151.2
Measured	84.3	5.2	465.6	147.4

图17. 电感电流: 计算值与测量值

数据表明，如果 t_{SS} 增加，浪涌电流会大大降低，从而降低电感峰值电流。当 t_{SS} 为4 ms时，反相调节器已经达到0.6 A的限流阈值，并有发生启动问题的趋势。补救办法是将 t_{SS} 增加到16 ms，以提供足够的电感峰值电流裕量。

结论

本文已阐明，仔细设计输出滤波电容对于开关转换器设计十分重要。深入了解影响启动期间电感峰值电流的因素有助于避免启动问题。升压和反相降压-升压转换器更容易出现这些问题，特别是那些使用打嗝模式限流方案的转换器。

电感峰值电流和输出浪涌电流之间的直接关系已给出。当设计输出电容时，对照限流阈值考虑电感峰值电流将很有帮助。对于相同的输出条件，通过增加软启动时间或转换器开关频率可以降低输出浪涌电流。

使用ADI公司的ADP5070/ADP5071/[ADP5073](#)/[ADP5074](#)/[ADP5075](#)系列单芯片开关稳压器设计DC-DC开关转换器时，本文可作为参考资料。

参考文献

R.B. Erickson和D. Maksimovic。《电源电子基础》，第二版。Springer，2001年。

Gustav Kirchhoff。“基尔霍夫电流定律”。电子教程。

Aldrick S. Limjoco。应用笔记AN-1144“测量开关稳压器的输出纹波和开关瞬变”。ADI公司，2013年1月。

Kevin Tompsett。“设计开关电源中使用的二级输出滤波器”。ADI公司，2016年2月。

Fil Paulo S. Balat [fil.balat@analog.com]担任ADI应用工程师，负责电源管理、DC-DC产品，拥有17年的开关电源设计经验。他丰富的经验还涉及用于移动电话充电器的反激式准谐振交流直流转换器。Fil毕业于菲律宾卡加延德奥罗泽维尔大学，获电子工程学士学位。



Fil Paulo Balat

Jeferson Eco [jeferson.eco@analog.com]于2011年加入ADI菲律宾公司，目前担任应用开发工程师一职。他毕业于菲律宾纳加市卡马里内斯苏尔职业技术学院，获得电子工程学士学位。



Jeferson Eco

该作者的其它文章：
[铁氧体磁珠揭秘](#)
第50卷，第1期

James Jasper Macasaet [james.macasaet@analog.com]于2013年4月毕业于菲律宾马尼拉圣托马斯大学，获电子工程学士学位，目前在利默里克大学继续攻读工程硕士学位。他目前担任ADI公司菲律宾马尼拉地区系统应用开发工程师，专注于通过一系列混合信号产品（如DAC和ADC）对ADI高性能电源管理产品进行特性分析。他曾就单电源系统中的双电源精密DAC供电问题与他人合作撰写过应用笔记。



James Macasaet