

Application Note

开关频率对降压转换器性能的影响



Henry Xie, Eric Guo

摘要

降压转换器使用固有的开关操作调节电压。开关频率会影响降压转换器的性能，因此非常重要。本应用报告从效率、散热、纹波和瞬态响应等方面分析了开关频率对降压转换器性能的影响。它还展示了使用 TPS568230 在 600kHz 和 1000kHz 下的基准测试结果[1]。

内容

1 引言.....	2
2 功率损耗.....	2
2.1 开关损耗.....	2
2.2 导通损耗.....	2
2.3 驱动器损耗.....	3
2.4 测试结果.....	3
3 输出纹波.....	4
4 瞬态响应.....	5
5 PCB 布局.....	6
6 结语.....	7
7 参考文献.....	7
8 修订历史记录.....	8

商标

D-CAP3™ and Eco-mode™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

所考虑的系统是具有 D-CAP3™ 控制模式的典型降压 SMPS 电路。应用中有许多特定的要求。为了实现更高的性能，务必要了解开关频率在电源系统中的作用。本应用报告分析了主要功率损耗、输出电压纹波和瞬态响应，并最终给你展示了不同频率下的解决方案尺寸。

2 功率损耗

对于降压转换器的功率损耗来说，开关频率是一个重要因素。功率损耗主要分为三个部分：开关损耗、导通损耗和驱动器损耗。本节提供了基于降压转换器的简单公式。

2.1 开关损耗

开关损耗与开关从导通状态转换到关断状态以及从关断状态转换到导通状态的过程相关联。图 2-1 是关于电感负载的完整开关过程。它显示了漏极电流和漏极电压随时间的变化情况。 T_{cross} 定义为电压和电流完成瞬变所需的时间[2]。

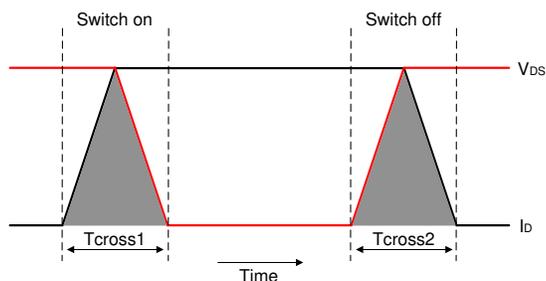


图 2-1. 开关电感负载时的电压和电流波形

如图 2-1 所示，电压、电流和时间轴所包围的区域就是 MOSFET 在转换期间的功率损耗。单周期功率损耗可根据方程式 1 得出。

$$E = 2 \times \int_0^{t_{cross}} V(t)I(t)dt = V_{DSmax} \times I_{Dmax} \times t_{cross} \quad (1)$$

其中

- V_{DSmax} 是 (关断时) 开关上的电压
- I_{Dmax} 是 (导通时) 流过开关的电流
- T_{cross} 分别是导通和关断期间的交叉时间

降压转换器在输出侧配有滤波电感器，因此符合上述开关损耗公式。方程式 2 展示了重复开关时的电感开关损耗。开关频率越高，开关每秒改变状态的次数就越大，因此这些损耗与开关频率成正比。

$$P = V_{in} \times I_{Dmax} \times t_{cross} \times f_{sw} \quad (2)$$

其中

- V_{in} 是输入电压
- f_{sw} 是开关频率

2.2 导通损耗

在现代电源转换中，尽管在开关断开时 $V \times I$ 损耗非常接近理想值或零值，但在开关导通时，由于 MOSFET 的导通电阻，损耗会相当大。这个特定的损耗项显然是导通损耗。

导通损耗与转换器中处理功率的时间段重合。与开关损耗不同，导通损耗与频率无关。它确实取决于占空比。方程式 3 展示了 MOSFET 的导通损耗。

$$P = I_{RMS}^2 \times R_{DS} \quad (3)$$

其中

- I_{RMS} 为开关电流的 RMS
- R_{DS} 为 MOSFET 的导通电阻

二极管导通损耗是降压转换器中的另一个主要导通损耗项。它等于 $V_D \times I_{D_AVG}$ ，其中 V_D 是二极管正向压降。 I_{D_AVG} 是流经二极管的平均电流，等于降压转换器的 $I_O \times (1-D)$ 。它也与频率无关。

2.3 驱动器损耗

MOSFET 的开关过程总是伴随着电极间电容的充放电。通过控制驱动端子的栅极电压，然后控制 MOSFET 的开关，这个过程中会产生驱动器损耗，具体如下：

$$P = V_{drive} \times Q_g \times f_{sw} \quad (4)$$

其中

- V_{drive} 为栅极驱动电压
- Q_g 为栅极电荷因子

Q_g 与有效输入电容和栅极驱动电压有关。方程式 4 展示了驱动器损耗与开关频率成正比。

2.4 测试结果

效率和热性能是实际应用中的两个重要特性。从上面的分析可以看出，开关频率直接影响开关损耗和驱动器损耗。表 2-1 列出了使用 TPS568230 器件时的测试参数。TPS568230 具有 MODE 引脚，可设置三种不同的工作模式，以实现轻负载运行以及重负载下的 600kHz/800kHz/1MHz 开关频率。本文的轻负载运行均选择了 Eco-mode™。

表 2-1. TPS568230 测试参数

Fsw/kHz	Vin/V	Vout/V	L/μH	DCR/mΩ	Cin/μF	Cout/μF
600	12	1	0.68	4.7	44	88
1000	12	1	0.47	3.8	22	44

根据表 2-1 中的测试条件，图 2-2 展示了负载范围从 1mA 到 8A 时的效率比较。图 2-3 和图 2-4 展示了 8A 负载下的热性能比较结果。得出的结论是，由于开关损耗和驱动器损耗的差异，两种频率条件下的效率和热性能有所不同。当开关频率设置为 600kHz 时，效率更高，热性能更好。

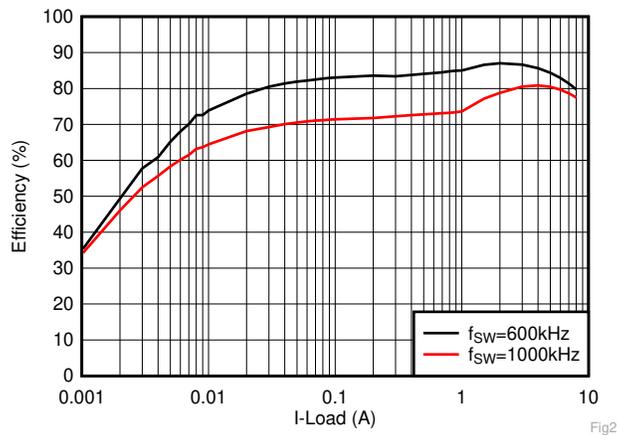
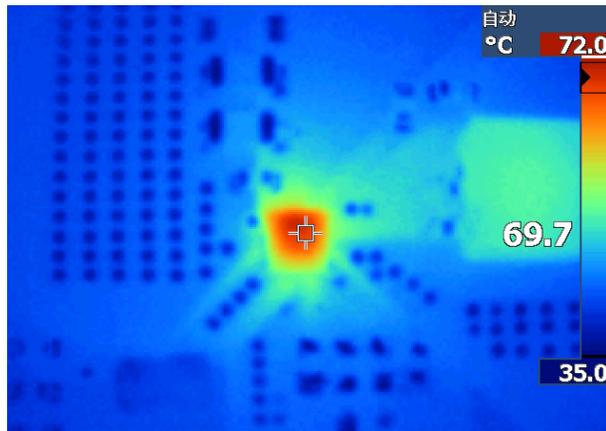
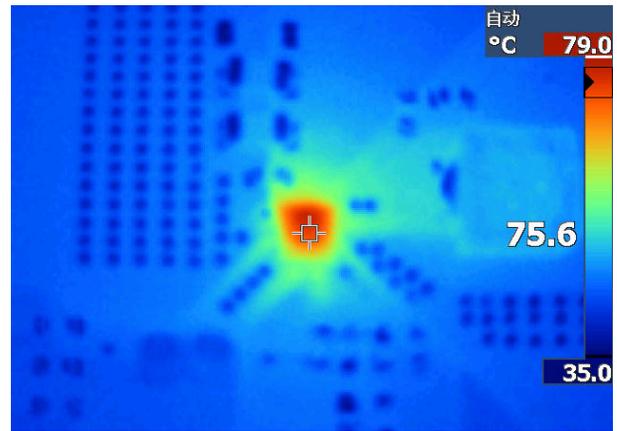


图 2-2. 效率比较数据


 图 2-3. 热性能, $F_{sw} = 600\text{kHz}$

 图 2-4. 热性能, $F_{sw} = 1000\text{kHz}$

3 输出纹波

降压转换器具有固有的开关操作，该操作会导致电路中的电流和电压波动。输出电压还会在稳压稳态直流值之上产生纹波。电源系统的设计人员将输出电压纹波视为设计注意事项的关键参数。本节简要介绍了输出电压纹波的公式并分析了与开关频率的关系。

同步 MOSFET 的开关操作会导致电感器中的电流出现三角波形。电感电流的直流分量流经输出负载，电感电流的交流分量流经输出电容，如图 3-1 所示。流经电容器的时变电流会导致电容器上的电压发生波动[3]。

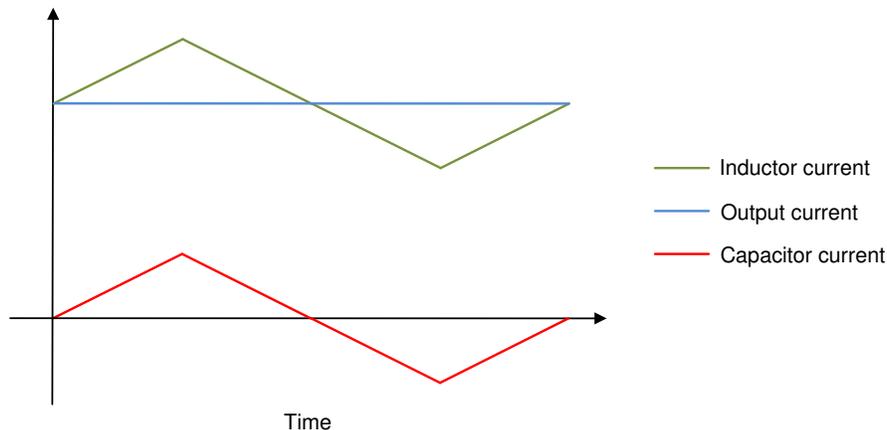


图 3-1. 降压转换器中的电流

D-CAP3 模式控制技术支持使用具有低 ESR 的陶瓷输出电容器。[降压开关稳压器的输出纹波电压应用报告 \(SLVA630\)](#) 提供了一个准确且易于实现的公式，用于计算低 ESR 条件下的输出电压纹波。在轻负载条件下，转换器采用功率跳跃模式 (PSM) 运行，并且输出电压纹波取决于输出电容值和电感值。使用较大的输出电容值和电感值可尽可能地减小 PSM 模式下的电压纹波。在重负载条件下，器件以 PWM 模式运行。由于陶瓷电容器具有极低的 ESR 和相对较小的电容，因此总输出电压纹波是输出电容器 ESR 导致的电压尖峰与输出电容器充放电导致的电压纹波之和：

$$V_{ripple} = \frac{I_{ripple}}{8Cf_{sw}} + \frac{I_{ripple}R^2C}{2} \times \frac{f_{sw}}{D(1-D)} \quad (5)$$

需要注意：

$$I_{ripple} = V_{out} \times \frac{1-D}{L \times f_{sw}} \quad (6)$$

其中

- I_{ripple} 为电感电流纹波
- C 为输出电容器的电容值
- R 为输出电容器的等效串联电阻 (ESR)
- D 为开关的占空比
- V_{out} 为输出电压

为了快速计算，这里使用了一个更简单的输出电压纹波模型。总输出纹波是仅由电容器引起的电压纹波和仅由电阻器引起的电压纹波的线性总和：

$$V_{ripple} = \frac{I_{ripple}}{8Cf_{sw}} + I_{ripple}R \quad (7)$$

方程式 6 和方程式 7 表明总输出纹波主要受占空比、输出电容器和电感器的影响。另一个重要因素是开关频率。提高频率对于减少输出电压纹波非常有用。根据表 2-1 中的参数，图 3-2 和图 3-3 显示了 8A 负载条件下的纹波测试结果。在 600kHz 下，纹波为 11mV，而在 1000kHz 下则为 10mV。尽管使用电感和电容较小的输出功率级 (LC) 会增加开关频率，但纹波也会变小。

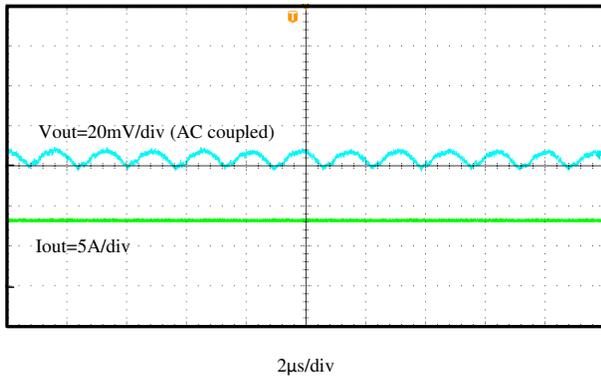


图 3-2. 输出电压纹波， $F_{sw} = 600\text{kHz}$

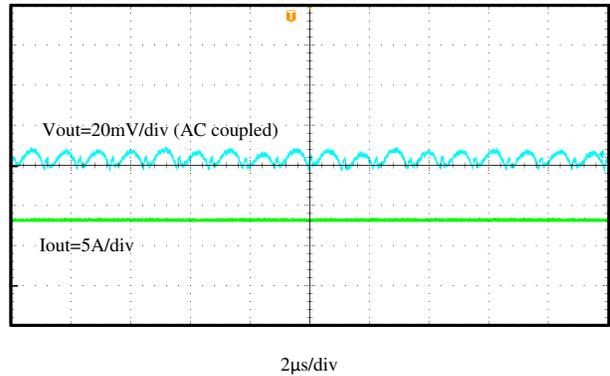


图 3-3. 输出电压纹波， $F_{sw} = 1000\text{kHz}$

4 瞬态响应

在某些高端应用中，负载瞬态要求非常严格。D-CAP3 瞬态响应非常快，并且输出瞬态通常很小。可能影响负载瞬态的关键因素有两个。一个因素是负载阶跃大小和瞬态压摆率。另一个因素是输出电容器/电感器和开关频率。输出 LC 应设计为满足瞬态要求。图 4-1 展示了 D-CAP3 拓扑在发生负载瞬态事件时如何工作[4]。

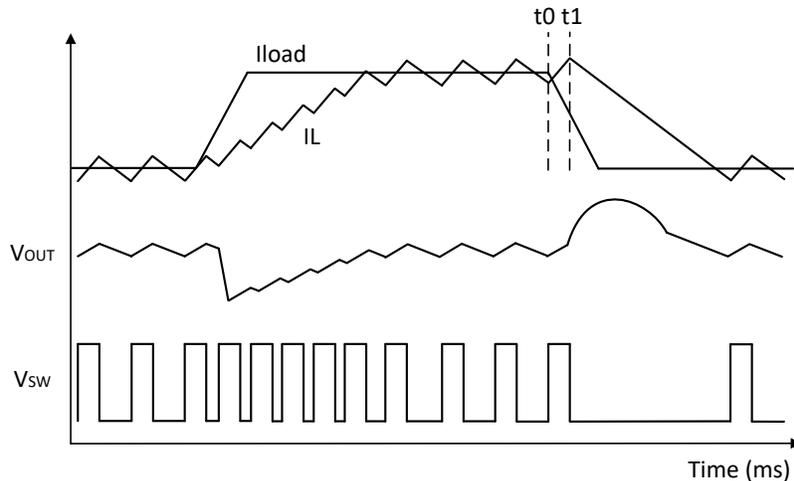


图 4-1. D-CAP3 转换器的负载瞬态响应

负载升压期间：基于 D-CAP3 的转换器会通过以下方式做出响应：减少关断时间响应，直到达到最短关断时间，同时保持恒定的导通时间，如图 4-1 所示。由于没有误差放大器，电感器赶上负载阶跃所需的时间相对较短。输出下冲主要受环路响应时间、输出电感、电容和最短关断时间的影响。

负载降压期间：当输出电压大于基准电压时，转换器停止开关。由于导通时间计时器的启动，从负载释放到非开关可能会有一些延迟。图 4-1 中的 $t_0 - t_1$ 显示了延迟周期。D-CAP3 控制中通常会出现两种延迟：一种是比较器延迟，另一种是导通延迟时间。在任何 D-CAP3 控制中，导通时间始终是恒定的。如果负载释放发生在导通时间的起始阶段，则导通时间必须在完成其预编程的持续时间后才能关闭。当 $T_{on} = D \times 1 / f_{sw}$ 时，最坏情况下的延迟预计为 $1 \times T_{on}$ 。延迟时间直接影响提供给输出电容器的能量，因此输出过冲主要由输出电感器/电容器和恒定导通时间控制。频率越高， T_{on} 越短，这有利于抑制过冲。

图 4-2 和图 4-3 显示了表 2-1 中条件下的负载瞬态测试结果。负载瞬态为 0.8A 到 7.2A，压摆率为 2.5A/ μ s。在 600kHz 下，过冲/下冲分别为 35mV/-27mV；在 1000kHz 下，过冲/下冲分别为 25mV/-15mV。尽管使用了较小的输出电容器，但 1000kHz 的下冲也更好。由于 1000kHz 模式的环路响应速度快于 600kHz 模式，因此在更高频率下可以使用较小的输出电感器和电容器。此外，在选择了 1000kHz 模式时，由于 T_{on} 相对较短，1MHz 下的过冲优于 600kHz。

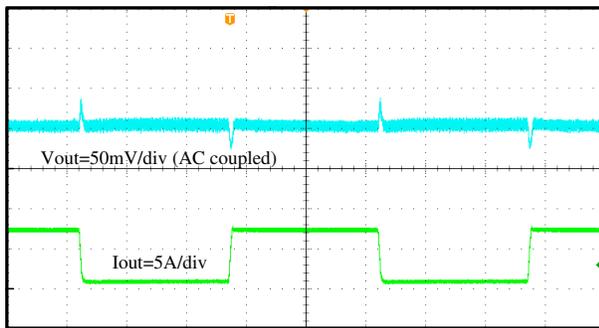

 200 μ s/div

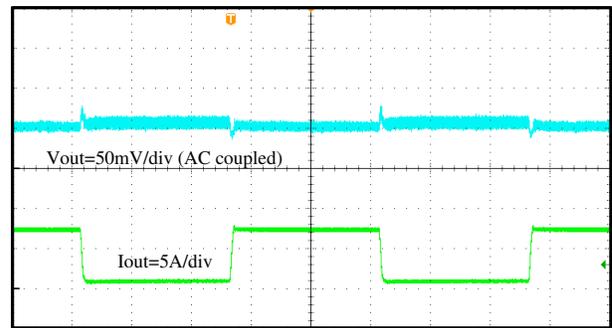
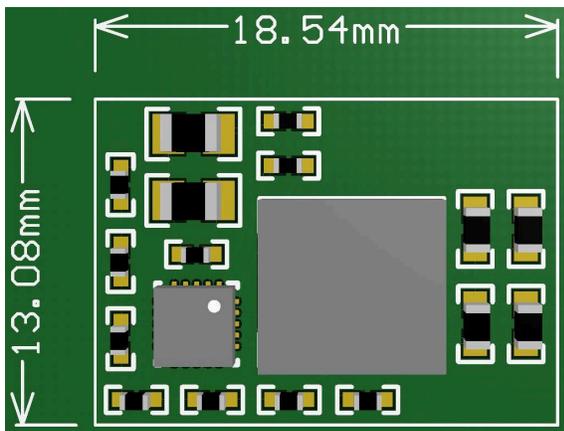
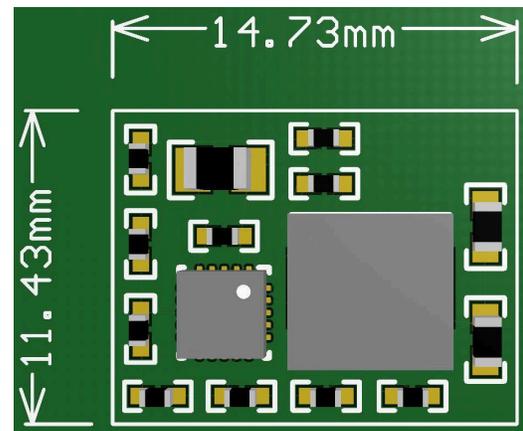
 图 4-2. 负载瞬态， $F_{sw} = 600\text{kHz}$

 200 μ s/div

 图 4-3. 负载瞬态， $F_{sw} = 1000\text{kHz}$

5 PCB 布局

设置更高的开关频率后，工程师可以选择更小的滤波电感器和更小的输出电容器。此外，较高的开关频率对于减小输入侧的电压纹波很有帮助，因此也可以减小输入电容器的大小。PCB 解决方案的尺寸缩小，可实现更灵活的应用。根据表 2-1 中的参数，图 5-1 展示了 600kHz 下的 PCB 解决方案。图 5-2 展示了 1000kHz 下的 PCB 解决方案。与 600kHz 应用相比，1000kHz 应用的解决方案尺寸缩小约 30%。


 图 5-1. PCB 解决方案， $F_{sw} = 600\text{kHz}$

 图 5-2. PCB 解决方案， $F_{sw} = 1000\text{kHz}$

6 结语

本应用手册分析了开关频率对降压转换器性能的影响。开关频率越高，所需的电感器和电容器越小，并可以实现更好的动态性能，但随着开关频率的增加，效率会下降。

表 6-1 总结了使用 TPS568230 在 600kHz 和 1000kHz 下的基准测试结果。在 1000kHz 模式下，该器件可与较小的滤波电感器和输出电容器搭配使用。它可以提高这种情况下的纹波和负载瞬态性能。在 1000kHz 模式下，功率损耗会增加，同时效率会低于 600kHz 模式。通常，动态性能和效率之间存在一种权衡关系。如果工程师更关心效率，可以选择 600kHz 模式，否则，1000kHz 模式是实现更好动态性能的更优选择。

表 6-1. 600kHz 和 1000kHz 下的 TPS568230 基准测试结果

Fsw/kHz	8A 时的效率	8A 时的热性能/°C	纹波/mV	过冲/下冲/mV	设计尺寸/mm ²
600	80.01%	72	11	35/-27	242
1000	77.48%	79	10	25/-15	168

7 参考文献

- 德州仪器 (TI), [TPS568230 4.5V 至 18V 输入、8A 同步降压稳压器](#) 数据表。
- Sanjaya Maniktala, [Switching Power Supplies A-Z, 2E](#)
- 德州仪器 (TI), [降压开关稳压器的输出纹波电压](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [计算能满足基于 D-CAPx™ 调制器集成 POL 转换器设计瞬态和纹波要求的输出电容](#) 应用手册。

8 修订历史记录

Changes from Revision * (July 2019) to Revision A (April 2014)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 更新了表格设计尺寸.....	7

重要声明和免责声明

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、某特定用途方面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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

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 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/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。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司