



摘要

省电模式是大多数直流/直流转换器的一个常见特性，可在轻负载条件下节省功耗并提高效率。这里提供了多种控制方案来控制省电模式下的行为。

大多数省电模式控制方案都会引入高输出纹波，因为在轻负载条件下大多数内部电路都将被禁用，包括误差放大器。只有低功耗电压基准和电压比较器处于有效状态，用于监控输出电压。一旦输出电压降至目标阈值之下，器件便会开始切换。这种控制方案对一些噪声敏感型子系统并不友好，如使用，应添加更多电容器，以确保实现安静的输出。

此应用采用了单脉冲省电模式，可实现超低的输出纹波并支持减少输出电容器。其中，以 TI 全新的 TPS613221A 低静态电流升压转换器为例展开介绍。

内容

1 传统省电模式控制方案.....	2
2 单脉冲省电模式控制方案.....	3
3 输出纹波计算.....	4
4 试验结果.....	5
5 结论.....	6
6 修订历史记录.....	6

插图清单

图 1-1. 传统省电模式控制方案.....	2
图 2-1. 单脉冲控制方案.....	3
图 2-2. 单脉冲控制方案.....	3
图 4-1. $V_{IN} = 1.8V$, $C_{OUT} = 10\mu F$	5
图 4-2. $V_{IN} = 1.8V$, $C_{OUT} = 4.7\mu F$	5
图 4-3. $V_{IN} = 3V$, $C_{OUT} = 10\mu F$	5
图 4-4. $V_{IN} = 3V$, $C_{OUT} = 4.7\mu F$	5

表格清单

表 4-1. 输出纹波.....	5
------------------	---

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 传统省电模式控制方案

在轻负载条件下，传统省电模式使用低功耗电压比较器来启用和禁用控制环路。当输出电压达到目标值时，除电压比较器和基准电压外，所有内部模块都将被禁用。从根本上而言，它是突发模式控制拓扑。在输出负载处于节能模式和正常 PWM 模式边界的系统中，器件可多次打开和关闭控制环路。为了尽可能降低器件在这两种模式之间切换的可能性，增加了一个高迟滞。在这种控制方案中，直流输出电压高于标称值。通常，省电模式下的直流电压比标称值高 0.5% 至 3%。以 TPS61021A 为例，TPS61021A 在轻负载下的典型操作行为如图 1-1 所示。

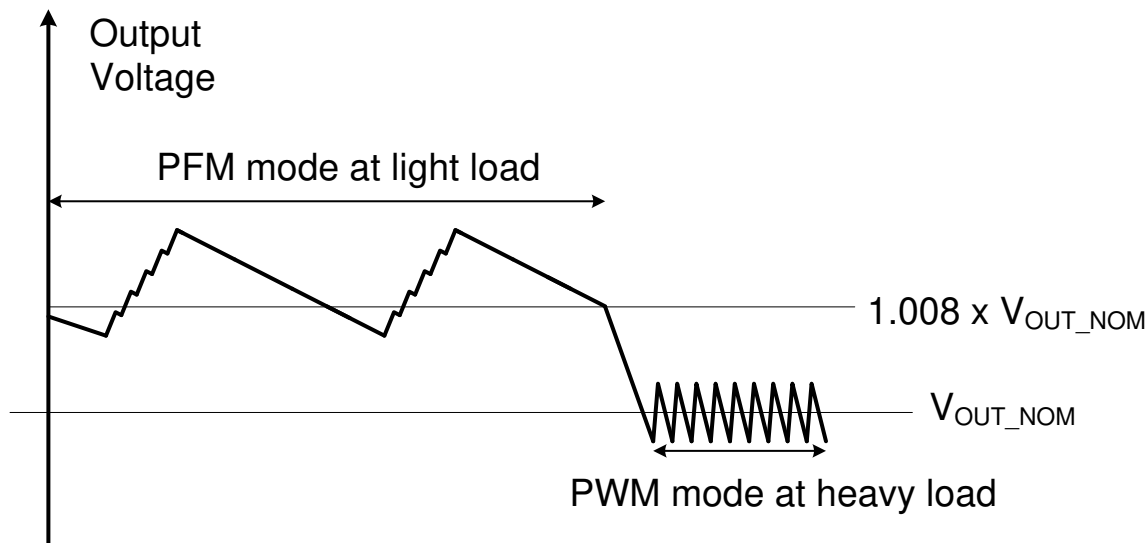


图 1-1. 传统省电模式控制方案

当输出负载降低时，误差放大器输出被钳制在特定水平。然后输出电压增加，器件进入省电模式。在开关周期，控制环路处于有效状态并继续输出开关信号，直到输出电压达到 PFM 基准电压（比标称电压高 0.8%）。然后，控制环路命令器件停止切换，但实际上由于内部比较器延迟，器件将继续切换一些周期。之后，器件最终停止切换。在非开关期间，负载由输出电容器供电，输出电压下降。当 FB 电压低于 PFM 基准电压时，器件会再次开始切换以在比较器延迟一段时间后升高输出电压。

此控制方案非常简单有效，但由于在一个省电模式周期内有多个开关脉冲，因此它会引入高输出纹波。

2 单脉冲省电模式控制方案

TPS61322xx 是基于滞环电流控制拓扑的低静态、高效率同步升压转换器系列。TPS61322xx 适用于需要恒定导通和安静电源轨的系统。输入源可以是一节碱性电池、CR2032 和锂电池。图 2-1 所示为 TPS61322xx 的典型应用原理图。

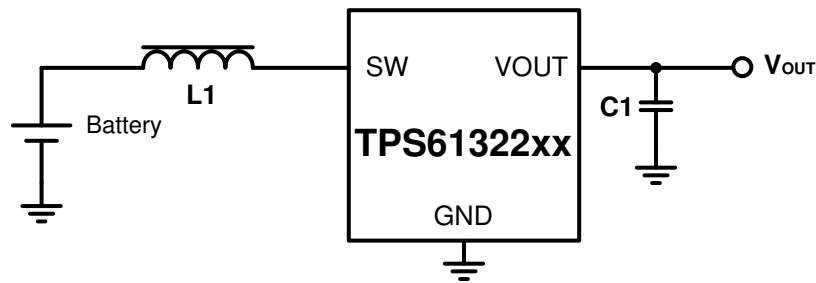


图 2-1. 单脉冲控制方案

TPS61322xx 使用单脉冲省电模式，并在所有负载范围内保持输出电压不变。图 2-2 显示了典型控制方案。

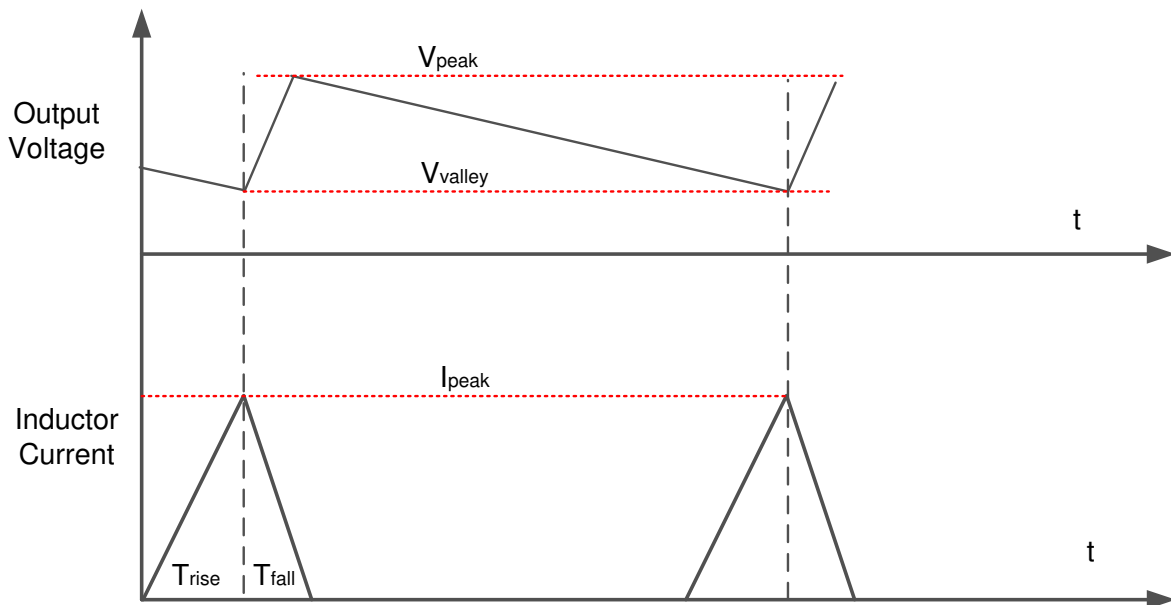


图 2-2. 单脉冲控制方案

轻负载时 TPS61322xx 有 3 个工作子间隔：导通相、关断相和停止相。在导通阶段，低侧 MOSFET 导通，高侧 MOSFET 关闭，输入源为电感器充电，子系统由输出电容器供电。电感器电流逐渐上升，直到触发迟滞电流 I_{hys} ，然后导通相结束，关断相开始。在关断相，低侧 MOSFET 处于关闭状态，而高侧 MOSFET 处于导通状态。电感器为输出电容器充电并同时为子系统供电。电感器电流逐渐下降，直到触发零电流，然后关断相开始。在停止相，低侧和高侧 MOSFET 都关闭，所有能量都来自输出电容器。内部控制环路始终处于有效状态并调节停止相时间。

此控制方案有助于显著减少输出电容器，因为在每个省电模式周期中只输出一个电流脉冲。

3 输出纹波计算

以 TPS61322xx 系列中的 3.3 版本 TPS613221A 为例。

为了简化计算，TPS613221A 的输出端没有负载，效率为 100%。电感器中的所有输入能量都将放电至输出电容器。从功率平衡角度来看，放电到输出电容器的能量如 [方程式 1](#) 所示：

$$V_{IN} \times I_{IN} \times T = \frac{1}{2} \times C \times (V_{peak}^2 - V_{valley}^2) = C \times V_{OUT} \times \Delta V \quad (1)$$

其中

$$\Delta V = V_{peak} - V_{valley}$$

$$I_{IN} = \frac{1}{2} \times I_{peak}$$

轻负载下的峰值电感器电流根据 [方程式 2](#) 计算得出：

$$I_{peak} = I_{hys} + \frac{V_{IN}}{L} \times t_{delay} \quad (2)$$

其中

- L 为功率电感器电感
- I_{hys} 通常为 80mA
- t_{delay} 通常为 120ns

电感器电流脉冲周期根据 [方程式 2](#) 计算得出：

$$T = T_{rise} + T_{fall} \quad (3)$$

其中

$$T_{fall} = \frac{I_{peak}}{V_{OUT} - V_{IN}} \times L$$

$$T_{rise} = \frac{I_{hys}}{V_{IN}} \times L + t_{delay}$$

最后，由于输出电容器中的 ESR，输出纹波会稍高，可按如下所示计算：

$$V_{Ripple} = \Delta V + ESR \times I_{peak} \quad (4)$$

其中

- ESR 为输出电容器的有效串联电阻。

当输入电压为 1.8V 时，根据前面的公式，峰值电感器电流将为 200mA。使用 ESR 为 $8m\Omega$ 的 $10\mu F$ 输出电容器时，输出波纹为 7.6mV ($\Delta V = 6mV$ ， $ESR \times I_{peak}$ 为 1.6mV)。

4 试验结果

不同的输出电容器用于验证单脉冲省电模式。

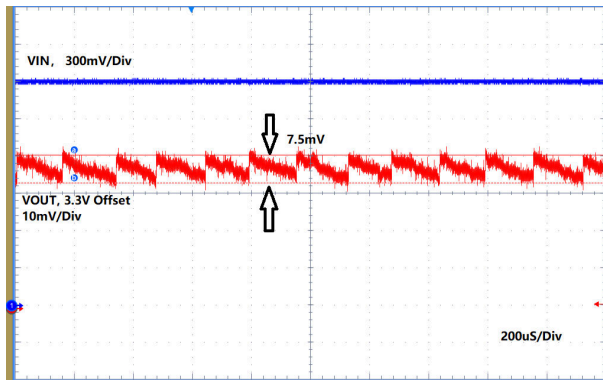


图 4-1. $V_{IN} = 1.8V$, $C_{OUT} = 10\mu F$

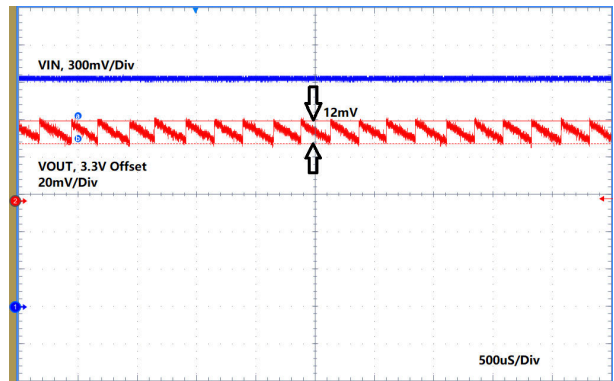


图 4-2. $V_{IN} = 1.8V$, $C_{OUT} = 4.7\mu F$

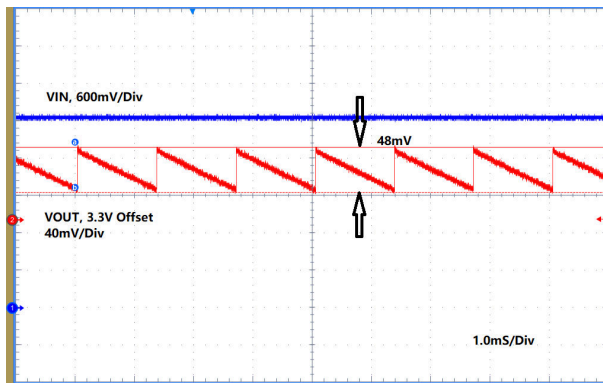


图 4-3. $V_{IN} = 3V$, $C_{OUT} = 10\mu F$

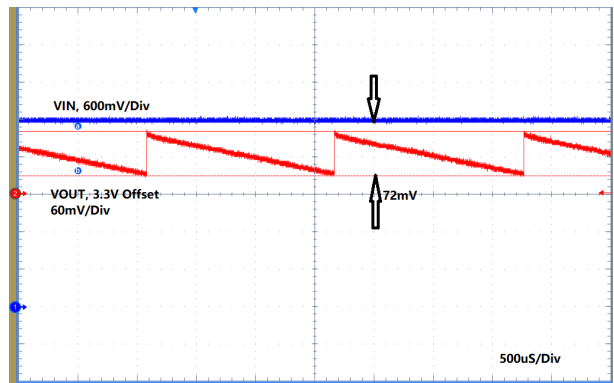


图 4-4. $V_{IN} = 3V$, $C_{OUT} = 4.7\mu F$

表 4-1. 输出纹波

VIN	负载	$C_1 = 4.7\mu F$	$C_1 = 10\mu F$
3V	100µA	71.58	48.52
	1mA	71.58	48.52
	10mA	29.79	18.26
1.8V	100µA	12.26	7.53
	1mA	11.86	7.53
	10mA	20.26	11.33
0.9V	100µA	7.86	7.53
	1mA	7.86	7.53
	10mA	46.92	23.46

从典型应用曲线和表中列出的输出纹波值来看，当输出电容器为 $10\mu F$ 时，TPS613221A 的输出纹波分别为 $7.5mV$ 和 $48.5mV$ ($3.3V$ 偏置电压下的实际输出电容为 $7\mu F$)。如果将输出电容器修改为 $4.7\mu F$ ，它会增加到 $12mV$ 和 $72mV$ (在 $3.3V$ 偏置电压下，实际电容为 $3.6\mu F$)

作为比较，传统省电模式引入了超过 $0.8\% \times V_{OUT}$ 的输出波纹，远高于单脉冲省电模式控制方法，前提是 TPS61021A 具有与 TPS613221A 完全相同的输出电容、电感和内部比较器延迟时间。即使输出电压会触发 $1.008 \times V_{OUT}$ 阈值，也会引入另外一两个脉冲。这意味着当输出电容为 $10\mu F$ 时，输出纹波可以达到 $34mV$ 或更高。当输入电压为 $3V$ 时，情况变得更糟，因为单个脉冲会引入 $48mV$ 的输出纹波。这意味着对于某些周期，输出纹波可能高达 $83mV$ 。

5 结论

各种子系统（例如对电源轨纹波敏感的 ADC）需要通过直流/直流转换器产生小的输出纹波。单脉冲模式有助于保持较小的输出纹波，同时不会增加输出电容器。这种控制方案克服了很多由噪声引起的问题，从而实现强大的系统性能。

6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (November 2018) to Revision A (July 2021)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式。	2

重要声明和免责声明

TI 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安全、安保或其他要求。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 (<https://www.ti.com/legal/termsofsale.html>) 或 [ti.com](https://www.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。

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2021, 德州仪器 (TI) 公司

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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司