



*Markus Zehendner*

开关模式电源设计可能比较神秘，因为有各种各样的拓扑和控制器类型可供选择。本应用简报系列介绍了如何为应用选择合适的电源拓扑以及实现这一点所需的知识。理想起点通常是应用的专用规格。该规格至少应包含有关输入电压范围、输出电压和最大负载电流的信息。但是，如果可以回答下列的部分后续问题，则可以更轻松选择合适的拓扑和/或系统设计：

- 应用是否需要在输入和输出之间使用隔离栅？如果是，需要哪种隔离级别？能否通过初级侧或次级侧调节来实现输出电压调节？
- 电源是用于直流/直流转换还是用于交流/直流转换？有关输入的其他有用信息包括最大浪涌电流、最大输入电流和最大可接受反射纹波。
- 该应用的输出功率范围是多少？在许多情况下，此信息会减少可用拓扑和控制器的数量。该规格还应包括对电源输出电压容差、最大可接受输出电压纹波、平均输出电流和峰值输出电流的要求。此外，该规格还必须包括对负载调节、瞬态响应和线路调节（后者对于汽车启动之类的应用非常重要）等动态行为的其他要求，因为有时需要相应地调整功率级来满足规格要求。
- 所需的开关频率是多少？是否需要频率抖动来降低峰值发射？系统中是否有多个电源？如果是，这些电源是否需要同步？对于汽车应用，请选择低于 450kHz 或高于 2.1MHz 的开关频率，避免 AM 频带干扰。对于高功率应用，请选择低开关频率，实现尽可能高的效率。
- 环境温度和工作温度范围是多少？该设计适用于哪个应用领域？是否需要商业级、汽车级、军用级或航天级器件？
- 电源的主要优先事项是什么？通常，对于每种电源设计，都需要在性能、外形尺寸和成本之间进行权衡。了解其中哪些因素具有最高优先级，因为这些因素直接影响设计的质量。
- 电源是否需要满足有关效率、电磁干扰 (EMI)、功率因数校正 (PFC) 或美国保险商实验室 (UL) 认证的某些标准？是否需要轻负载效率或特定的待机功耗等级？

所有这些信息并非总是必需的。电源规格越详细，就越容易选择合适的拓扑和性能出色的元件。

以下列表包含常见的开关模式电源拓扑：

- |                     |          |            |
|---------------------|----------|------------|
| • 降压                | • 反激式    | • 推挽       |
| • 升压                | • 双开关反激式 | • Weinberg |
| • 反相降压/升压           | • 有源钳位正向 | • 半桥       |
| • 单端初级电感转换器 (SEPIC) | • 单开关正向  | • 全桥       |
| • Cuk               | • 双开关正向  | • 移相全桥     |
| • Zeta              | • LLC 半桥 | • LLC 全桥   |

TI 的 Power Stage Designer™ 软件工具支持这些拓扑。

表 1 总结了常见的电源规格参数。

**表 1. 实用规格参数汇总**

说明	参数
输入	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 直流/直流或交流/直流</li> <li>• 电压纹波</li> <li>• 浪涌电流</li> </ul>
输出	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 电压容限</li> <li>• 电压纹波</li> <li>• 平均电流</li> <li>• 峰值电流</li> <li>• 瞬态响应</li> <li>• 负载调整率</li> <li>• 线性调整率</li> </ul>
隔离	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 无</li> <li>• 功能模式</li> <li>• 增强型</li> <li>• 双精度</li> <li>• 安全类别</li> </ul>
优先级	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 性能</li> <li>• 外形</li> <li>• 成本</li> </ul>
开关频率	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 范围</li> <li>• 同步</li> <li>• 抖动，展频</li> </ul>
标准	<ul style="list-style-type: none"> <li>• EMI</li> <li>• PFC</li> <li>• UL</li> <li>• 效率</li> <li>• 轻负载效率</li> <li>• 待机功耗</li> </ul>

本系列的 [第 2 部分](#) 介绍了如何根据规格参数选择合适的拓扑。

#### 附加资源

- [Power Stage Designer™](#) 软件工具
- 请访问[训练门户](#)，获取更多拓扑训练
- 请参阅本系列的下一篇应用简报：[如何进行电源设计 - 第 2 部分](#)

## 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出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 © 2023, 德州仪器 (TI) 公司

Markus Zehendner

本系列的第一部分 [如何进行电源设计 - 第 1 部分](#) 描述了拥有良好的规格对于正确设计电源有多么重要。本应用简报概述了哪些规格参数（请参阅图 1）会影响特定拓扑的决策。

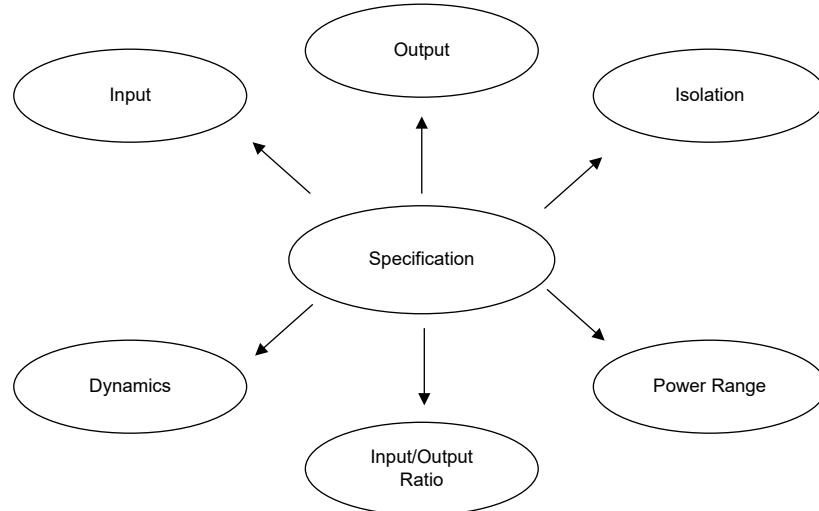


图 1. 可能影响特定拓扑决策的规格参数

当应用不需要在输入和输出之间使用隔离栅时， $V_{IN}$  和  $V_{OUT}$  之间的比率、输入和输出电压的纹波要求以及最大输出功率通常决定了要选择的拓扑。降压、升压、降压/升压、单端初级电感转换器 (SEPIC) 和 Zeta 是功率范围高达 250W 的常见非隔离式电源拓扑。降压转换器可降低输入电压，升压转换器可升高输入电压。降压/升压、SEPIC 和 Zeta 的输入电压可以等于、小于或大于其输出电压。如果设计中的输入电压与输出电压具有不同的符号，请选择反相降压/升压或 Cuk 转换器。对于这两种拓扑，输入电压的绝对值可以等于、小于或大于输出电压的绝对值。

表 1 列出了输入电压和输出电压与所述非隔离式拓扑的典型功率范围之间的关系。如果应用所需的输出功率超过表 1 中所示的限值，则可以并行使用两个或更多个交错式转换器级，或使用隔离式拓扑（请参阅表 2），因为这些已经打算用于更高功率级别。

**表 1. 非隔离式拓扑概述**

拓扑	输入电压和输出电压之间的关系	典型输出功率限制
降压	$V_{IN} \geq V_{OUT}$	100W
升压	$V_{IN} \leq V_{OUT}$	100W
降压/升压	$V_{IN} \leq V_{OUT}$ 和 $V_{IN} \geq V_{OUT}$	100W (两个开关)， 250W (四个开关)
SEPIC	$V_{IN} \leq V_{OUT}$ 和 $V_{IN} \geq V_{OUT}$	50W
Zeta	$V_{IN} \leq V_{OUT}$ 和 $V_{IN} \geq V_{OUT}$	50W
反相降压/升压	$ V_{IN}  \leq  V_{OUT} $ 和 $ V_{IN}  \geq  V_{OUT} $	100W
Cuk	$ V_{IN}  \leq  V_{OUT} $ 和 $ V_{IN}  \geq  V_{OUT} $	50W

隔离式拓扑可以升高或降低输入电压。输出电压可以是正电压，也可以是负电压。通过添加额外的变压器绕组，也有可能产生不止一个输出电压。反激式、正激式、推挽式、半桥和全桥转换器是常见的隔离式拓扑。尽可能降低这些拓扑的损耗的常见方法是让转换器在谐振或准谐振模式下运行。谐振转换器利用零电压开关 (ZVS) 或零电流开关 (ZCS)。示例包括准谐振反激式、有源钳位反激式或正激式、电感器-电感器-转换器 (LLC) 半桥和全桥以及相移全桥。表 2 展示了不同隔离式拓扑的功率范围。

**表 2. 隔离式拓扑概述**

拓扑	输入电压和输出电压之间的关系	典型输出功率限制
Fly-buck	$V_{IN} \geq V_{OUT, pri}$	10W
反激式	$V_{IN} \leq  V_{OUT} $ 和 $V_{IN} \geq  V_{OUT} $	150W
正激	$V_{IN} \leq  V_{OUT} $ 和 $V_{IN} \geq  V_{OUT} $	250W
推挽	$V_{IN} \leq  V_{OUT} $ 和 $V_{IN} \geq  V_{OUT} $	500W
半桥	$V_{IN} \leq  V_{OUT} $ 和 $V_{IN} \geq  V_{OUT} $	500W
全桥	$V_{IN} \leq  V_{OUT} $ 和 $V_{IN} \geq  V_{OUT} $	> 500W

如果转换器的输出端可能发生非常彻底的负载瞬变，请务必要了解，在连续导通模式下运行的反激式拓扑不可能具有良好的动态行为。这是因为转换器传递函数中的右半平面零点 (RHPZ) 通常会将此类转换器的带宽限制为低于 5kHz 的频率。隔离式拓扑的输出电压反馈路径通常需要光电隔离器的带宽，这可能是瞬态响应行为的另一个缺点。如果电源确实需要非常好的瞬态响应行为，但您必须使用与降压转换器不同的拓扑，那么最好使用双级方法。另一种选择是将控制器放置在电源的次级侧。

降压、升压、SEPIC 和反激式拓扑可用作功率因数校正 (PFC) 电路。常见的选择是 PFC 升压。

本系列的第 3 部分介绍了降压、升压和降压/升压转换器。

## 附加资源

- 使用 Power Stage Designer 设计您的功率级。
- 下载 [电源拓扑手册](#) 和 [电源拓扑快速参考指南](#)。

## 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出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 © 2023, 德州仪器 (TI) 公司

Markus Zehendner

本拓扑系列的第 2 部分介绍了如何根据电源规格参数选择合适的拓扑。本应用简报深入介绍了降压、升压和降压/升压拓扑的不同方面。

### 降压转换器

图 1 展示了非同步降压转换器的原理图。降压转换器将输入电压降为较低的输出电压。当开关 Q1 导通时，能量转移到输出端。

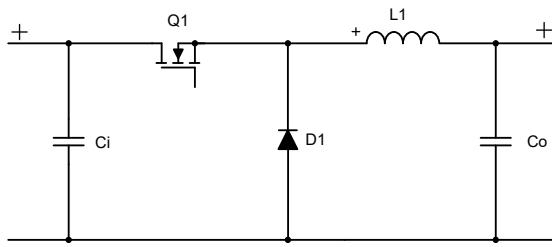


图 1. 非同步降压转换器原理图

方程式 1 计算占空比：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_f}{V_{IN} + V_f} \quad (1)$$

方程式 2 计算最大金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 应力：

$$V_{Q1} = V_{IN} + V_f \quad (2)$$

方程式 3 计算最大二极管应力：

$$V_{D1} = V_{IN} \quad (3)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压

输入电压和输出电压之差越大，降压转换器与线性稳压器或低压降稳压器 (LDO) 相比的效率就越高。

虽然降压转换器在输入端有脉冲电流，但由于电感器-电容器 (LC) 滤波器位于转换器的输出端，因此输出电流是连续的。因此，与输出端的纹波相比，反射到输入端的电压纹波更大。

对于占空比较小且输出电流大于 3A 的降压转换器，请使用同步整流器。如果电源需要大于 30A 的输出电流，请使用多相或交错式功率级，由于这样可以更大限度地减小组件的应力、在多个功率级之间分散产生的热量以及减少转换器输入端的反射纹波。

由于自举电容器在每个开关周期都需要再充电，因此使用 N-FET 时会出现占空比限制。在这种情况下，最大占空比在 95% – 99% 范围内。

由于降压转换器采用正向拓扑结构，因此通常具有良好的动态特性。可达到的带宽取决于误差放大器的质量和所选的开关频率。

图 2 至图 7 展示了非同步降压转换器中 FET、二极管和电感器在连续导通模式 (CCM) 下的电压和电流波形。

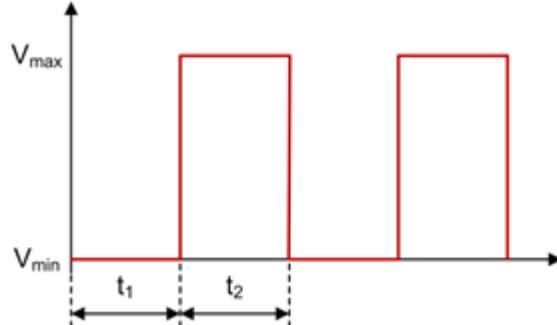


图 2. CCM 下的降压 FET 电压波形

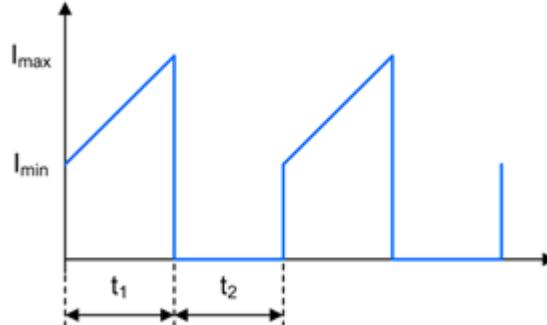


图 3. CCM 下的降压 FET 电流波形

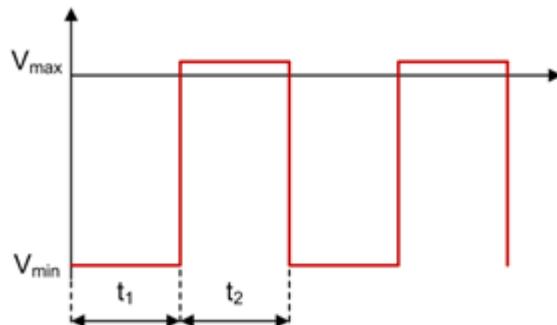


图 4. CCM 下的降压二极管电压波形

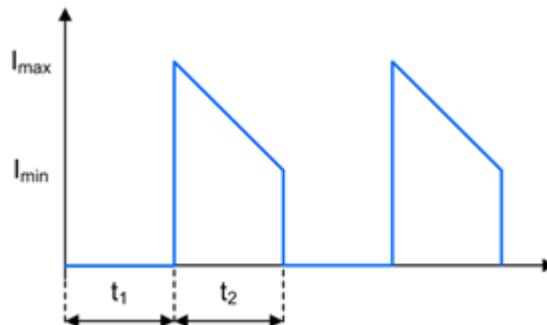


图 5. CCM 下的降压二极管电流波形

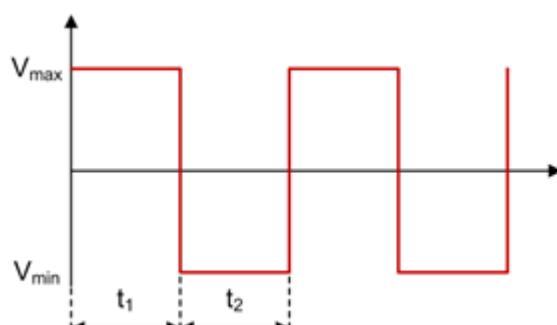


图 6. CCM 下的降压电感器电压波形

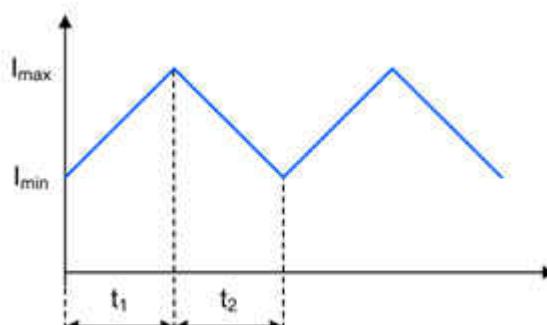


图 7. CCM 下的降压电感器电流波形

## 升压转换器

升压转换器将输入电压升高到更大的输出电压。当开关 Q1 不导通时，能量转移到输出端。图 8 是非同步升压转换器的原理图。

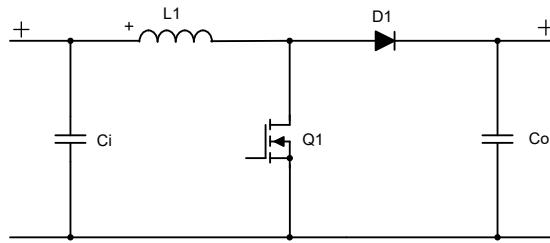


图 8. 非同步升压转换器原理图

方程式 4 计算占空比：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_f - V_{IN}}{V_{OUT} + V_f} \quad (4)$$

方程式 5 计算最大 MOSFET 应力：

$$V_{Q1} = V_{OUT} + V_f \quad (5)$$

方程式 6 计算最大二极管应力：

$$V_{D1} = V_{OUT} \quad (6)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压

对于升压转换器，由于 LC 滤波器位于输入端，可以看到脉冲输出电流。因此，输入电流是连续的，输出电压纹波大于输入电压纹波。

在设计升压转换器时，务必要确认，即使转换器处于非开关状态时，输入和输出之间仍然存在持久连接。输出端可能发生短路事件时要采取相应的预防措施。

如果输出电流大于 4A，请将二极管替换为同步整流器。如果电源需要提供大于 10A 的输出电流，建议使用多相或交错式功率级方法。

在 CCM 下运行时，由于传递函数存在右半平面零点 (RHPZ)，升压转换器的动态特性会受到限制。由于无法补偿 RHPZ，可达到的带宽通常小于 RHPZ 频率的五分之一到十分之一。请参见方程式 7：

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{OUT} \times (1 - D)^2}{2 \times \pi \times L_1 \times I_{OUT}} \quad (7)$$

其中

- $V_{OUT}$  是输出电压
- $D$  为占空比
- $I_{OUT}$  是输出电流
- $L_1$  是升压转换器的电感

图 9 至图 14 展示了非同步升压转换器中 FET、二极管和电容器在 CCM 模式下的电压和电流波形。

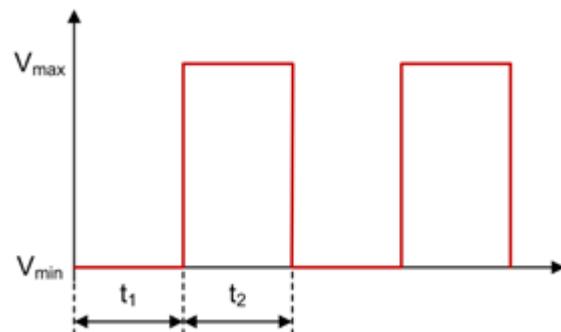


图 9. CCM 下的升压 FET 电压波形

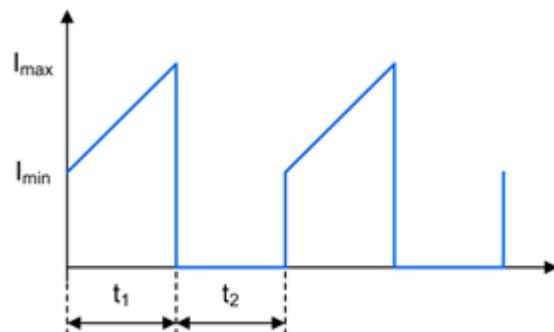


图 10. CCM 下的升压 FET 电流波形

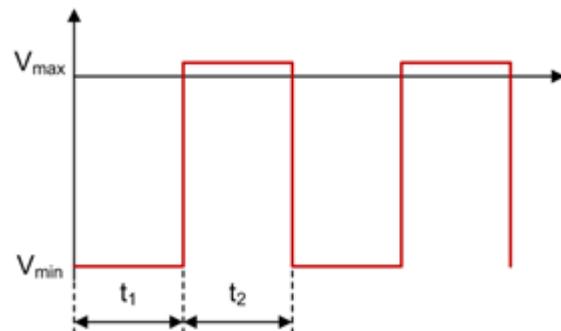


图 11. CCM 下的升压二极管电压波形

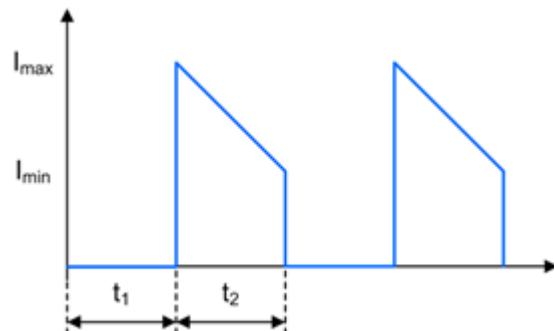


图 12. CCM 下的升压二极管电流波形

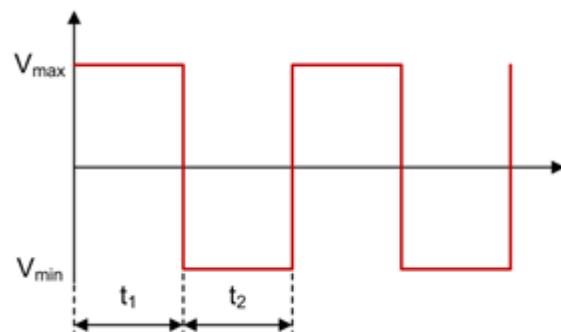


图 13. CCM 下的升压电感器电压波形

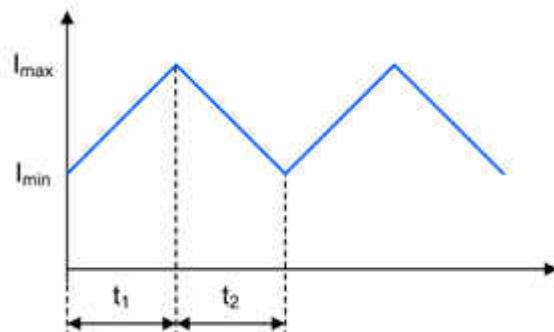


图 14. CCM 下的升压电感器电流波形

## 降压/升压转换器

降压/升压转换器是降压和升压功率级的组合，它们共享同一个电感器（请参阅图 15）。

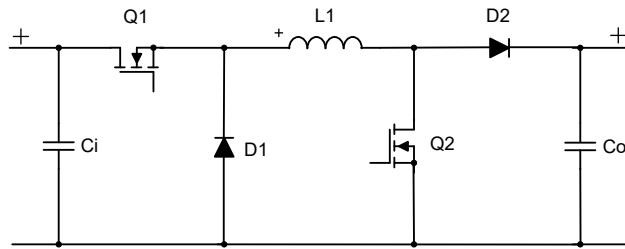


图 15. 双开关降压/升压转换器原理图

由于输入电压可以小于、大于或等于输出电压，而所需的输出功率大于 50W，因此降压/升压拓扑非常有用。

对于小于 50W 的输出功率，由于单端初级电感转换器 (SEPIC) 使用的元件较少，因此它是更具成本效益的选择。

当输入电压大于输出电压时，降压/升压转换器在降压模式下运行，而当输入电压小于输出电压时，降压/升压转换器在升压模式下运行。当转换器在传输区域工作时，即当输入电压在输出电压范围内时，有两种处理这些状况的构想：降压级和升压级同时激活，或降压级和升压级之间的开关周期交替进行，每个周期通常以常规开关频率的一半运行。第二种构想会在输出端引起次谐波噪声，与常规降压或升压操作相比，输出电压精度可能会略低一些，但与第一种构想相比，转换器的效率要高得多。

在降压/升压拓扑中，由于缺乏指向输入和输出的 LC 滤波器，因此输入端和输出端都会出现脉冲电流。

您可以分别对降压/升压转换器使用降压和升压功率级计算。

具有两个开关的降压/升压转换器设计用于 50W 至 100W 之间的功率范围（例如 [LM5118](#)），同步整流可高达 400W（与 [LM5175](#) 一样）。使用同步整流器时，建议使用与未组合的降压和升压功率级相同的电流限制。

由于 RHPZ 是稳压器带宽的限制因素，请为升压级设计降压/升压转换器的补偿网络。

[第 4 部分](#)介绍了 SEPIC 和 Zeta 转换器的特性和缺点。

### 附加资源

- 观看以下 TI 培训视频：
  - [拓扑教程：什么是降压拓扑？](#)
  - [拓扑教程：什么是升压拓扑？](#)
  - [拓扑教程：什么是降压/升压拓扑？](#)

## 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出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 © 2023, 德州仪器 (TI) 公司

Markus Zehendner

本应用简报介绍了单端初级电感转换器 (SEPIC) 和 Zeta 转换器。这两种拓扑都可以作为功率范围高达 25W 的降压/升压转换器具有成本效益的替代品。

### SEPIC

SEPIC 拓扑可升高和降低输入电压。当开关 Q1 不导通时，能量从输入端转移到输出端。图 1 展示了非同步 SEPIC 的原理图。

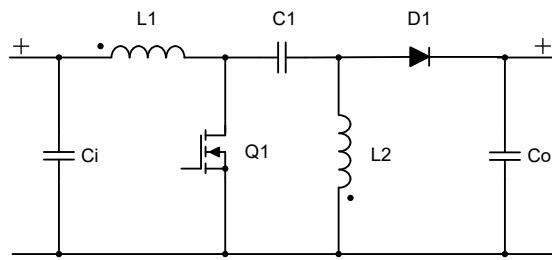


图 1. 非同步 SEPIC 原理图

方程式 1 计算连续导通模式 (CCM) 下的占空比：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_f}{V_{OUT} + V_f + V_{IN}} \quad (1)$$

方程式 2 计算最大金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 应力：

$$V_{Q1} = V_{IN} + V_{OUT} + V_f + \frac{V_{C1:\text{ripple}}}{2} \quad (2)$$

方程式 3 计算最大二极管应力：

$$V_{D1} = V_{IN} + V_{OUT} + \frac{V_{C1:\text{ripple}}}{2} \quad (3)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $V_{C1,\text{ripple}}$  是耦合电容器两端的电压纹波

电感器-电容器 (LC) 滤波器 L1 和 Ci 指向 SEPIC 的输入。由于电流连续流动，这会导致输入端的纹波更小。在输出端，由于存在脉冲输出电流，因此纹波更大。

由于非同步 SEPIC 只需要一个栅极驱动器（而与之相比，双开关降压/升压转换器需要两个栅极驱动器）和两个半导体组件（而不是四个），因此它的成本低于降压/升压拓扑。SEPIC 相对于降压/升压拓扑的另一项优势是，当由于 SEPIC 存在连续输入电流，两个转换器都以降压模式运行时，它具有更好的电磁干扰 (EMI) 行为。

由于需要在低侧驱动 MOSFET Q1，因此使用升压控制器可轻松构建 SEPIC。

右半平面零点 (RHPZ) 是 SEPIC 可达到的调节带宽的限制因素。最大带宽约为 RHPZ 频率的五分之一。[方程式 4](#) 计算 SEPIC 传递函数的单个 RHPZ 频率的估算值：

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{OUT} \times (1 - D)^2}{2 \times \pi \times D^2 \times L_2 \times I_{OUT}} \quad (4)$$

因此，求解[方程式 5](#) 中的  $s$  得到一两个 RHPZ：

$$1 - s \times \frac{C_1 \times (L_1 + L_2) \times \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}}}{L_1} \times \frac{(1 - D)^2}{D^2} + s^2 \times \frac{L_2 \times C_1}{D} = 0 \quad (5)$$

其中

- $V_{OUT}$  是输出电压
- $D$  为占空比
- $I_{OUT}$  是输出电流
- $L_1$  是电感器 L1 的电感
- $L_2$  是电感器 L2 的电感
- $C_1$  是耦合电容器 C1 的电容， $s$  是复数频率变量

[图 2 至图 11](#) 展示了非同步 SEPIC 中 FET Q1、电感器 L1、耦合电容器 C1、二极管 D1 和电感器 L2 在 CCM 下的电压和电流波形。

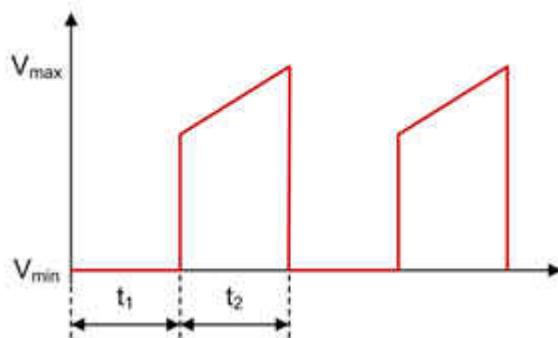


图 2. CCM 下的 SEPIC FET Q1 电压波形

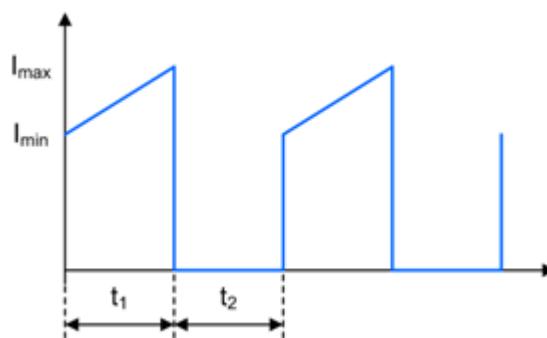


图 3. CCM 下的 SEPIC FET Q1 电流波形

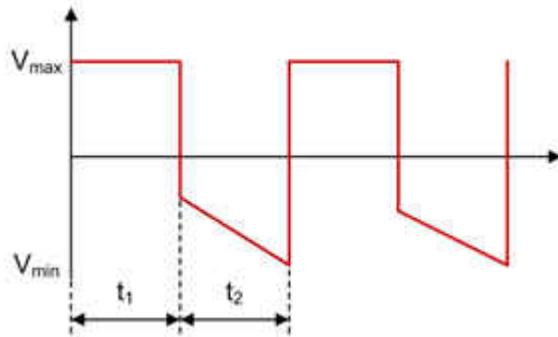


图 4. CCM 下的 SEPIC 电感器 L1 电压波形

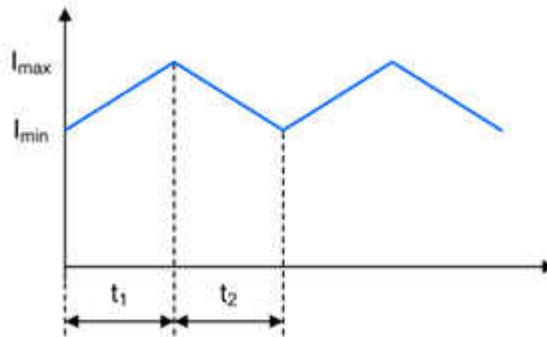


图 5. CCM 下的 SEPIC 电感器 L1 电流波形

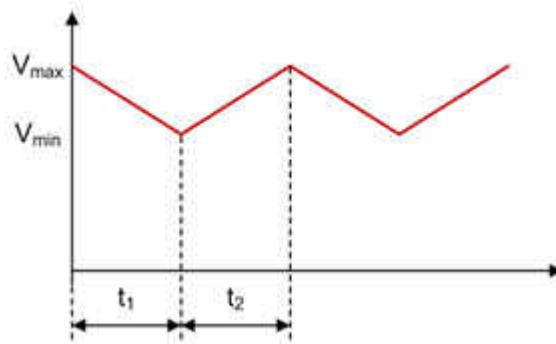


图 6. CCM 下的 SEPIC 耦合电容器 C1 电压波形

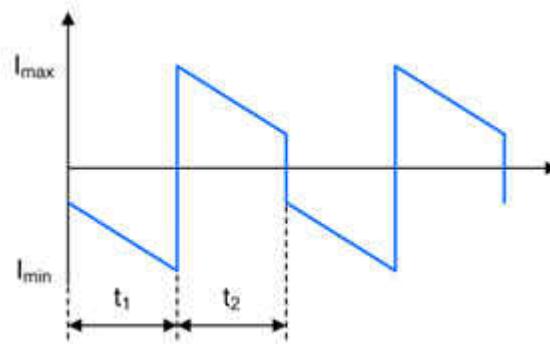


图 7. CCM 下的 SEPIC 耦合电容器 C1 电流波形

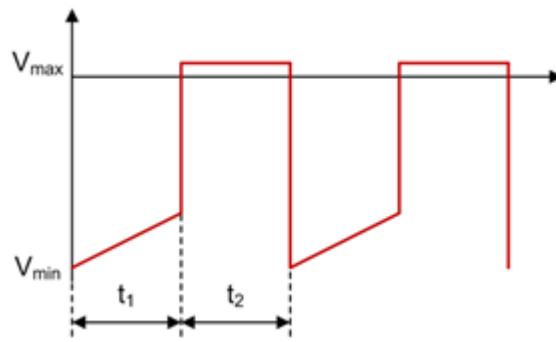


图 8. CCM 下的 SEPIC 二极管 D1 电压波形

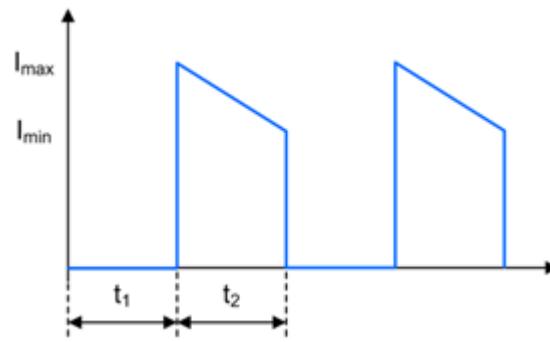


图 9. CCM 下的 SEPIC 二极管 D1 电流波形

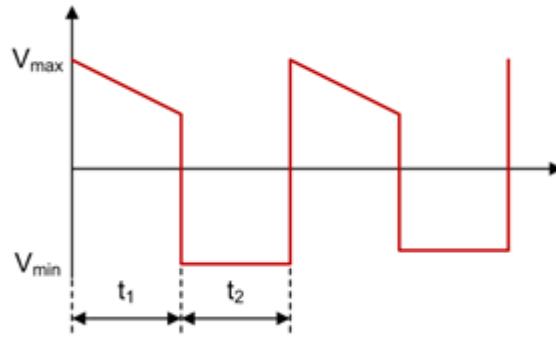


图 10. CCM 下的 SEPIC 电感器 L2 电压波形

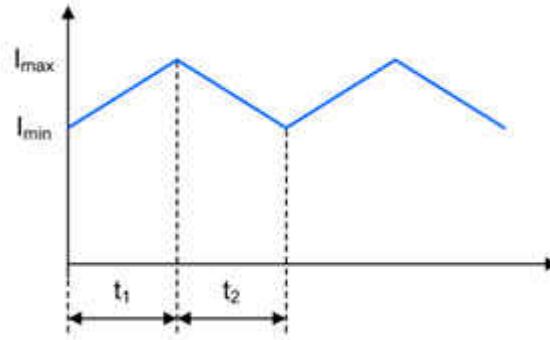


图 11. CCM 下的 SEPIC 电感器 L2 电流波形

## Zeta 转换器

Zeta 拓扑可升高和降低输入电压。当开关 Q1 导通时，能量从输入端转移到输出端。图 12 展示了非同步 Zeta 转换器的原理图。

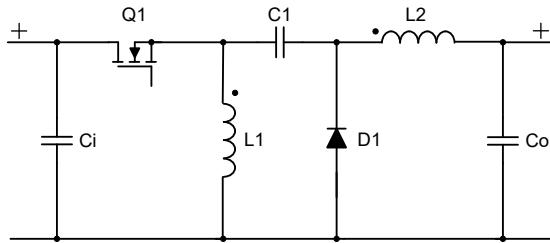


图 12. 非同步 Zeta 转换器原理图

方程式 6 计算 CCM 下的占空比：

$$D = \frac{V_{\text{OUT}} + V_f}{V_{\text{OUT}} + V_f + V_{\text{IN}}} \quad (6)$$

方程式 7 计算最大 MOSFET 应力：

$$V_{Q1} = V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}} + V_f + \frac{V_{C1:\text{ripple}}}{2} \quad (7)$$

方程式 8 计算最大二极管应力：

$$V_{D1} = V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}} + \frac{V_{C1:\text{ripple}}}{2} \quad (8)$$

其中

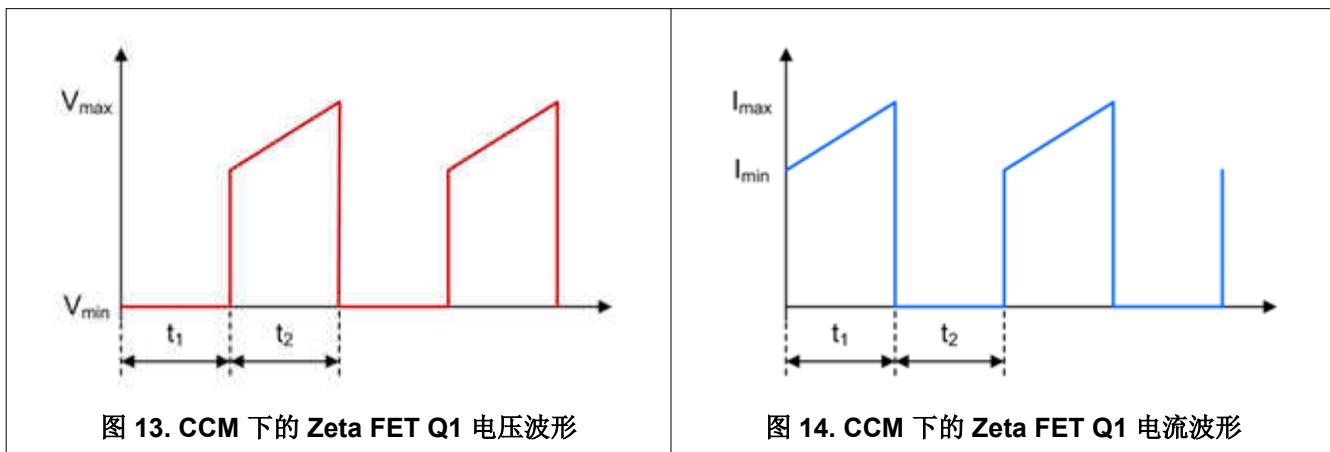
- $V_{\text{IN}}$  是输入电压
- $V_{\text{OUT}}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $V_{C1:\text{ripple}}$  是耦合电容器两端的电压纹波

Zeta 转换器中的 LC 滤波器  $L_2$  和  $C_o$  指向输出。由于输出电流是连续的，而输入电流是脉冲的，因此，与输入纹波相比，输出纹波更小。由于 SEPIC 或降压/升压转换器的输出纹波较高，因此不适合，建议为非常敏感的负载使用 Zeta 拓扑。与降压/升压转换器相比，Zeta 拓扑在成本和组件数量方面具有与 SEPIC 相同的优势。

可以使用降压控制器或转换器构建 Zeta 转换器；需要 P 沟道 MOSFET 或高侧 MOSFET 驱动器。

由于控制器可以立即对输出端的变化作出反应，因此 Zeta 转换器没有 RHPZ。因此，与 SEPIC 或降压/升压转换器相比，使用 Zeta 转换器可实现更高的带宽，同时使用更小的输出电容。

图 13 至 图 22 展示了非同步 Zeta 转换器中 FET  $Q_1$ 、电感器  $L_1$ 、耦合电容器  $C_1$ 、二极管  $D_1$  和电感器  $L_2$  在 CCM 下的电压和电流波形。



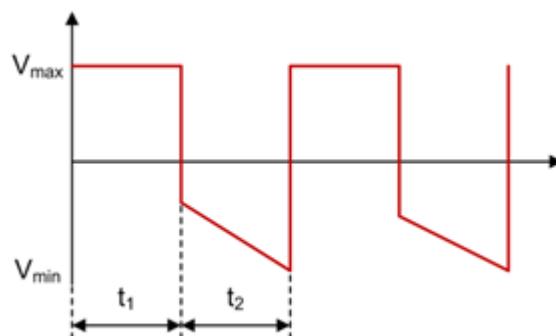


图 15. CCM 下的 Zeta 电感器 L1 电压波形

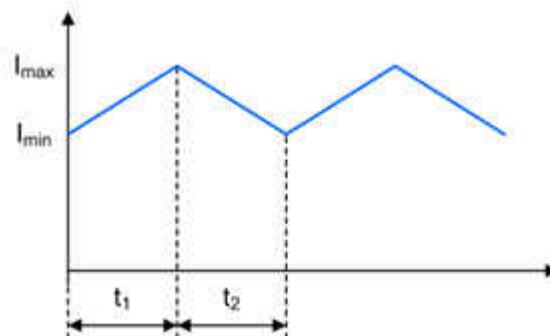


图 16. CCM 下的 Zeta 电感器 L1 电流波形

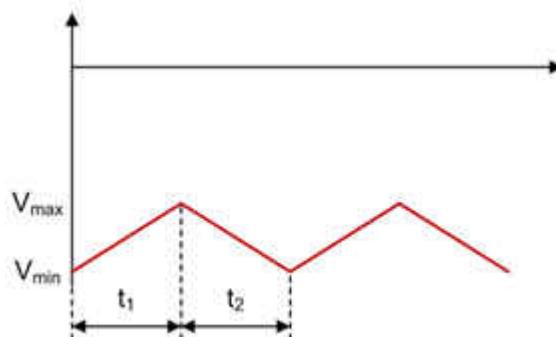


图 17. CCM 下的 Zeta 耦合电容器 C1 电压波形

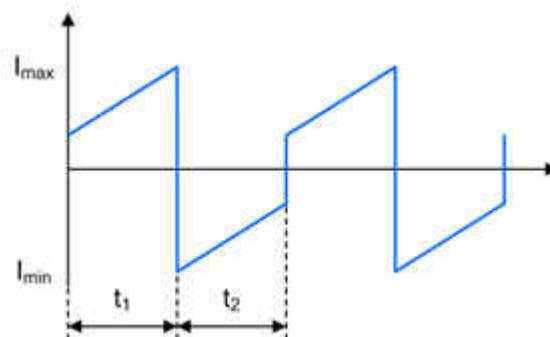


图 18. CCM 下的 Zeta 耦合电容器 C1 电流波形

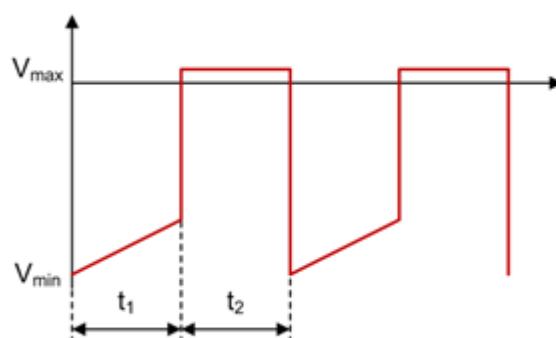


图 19. CCM 下的 Zeta 二极管 D1 电压波形

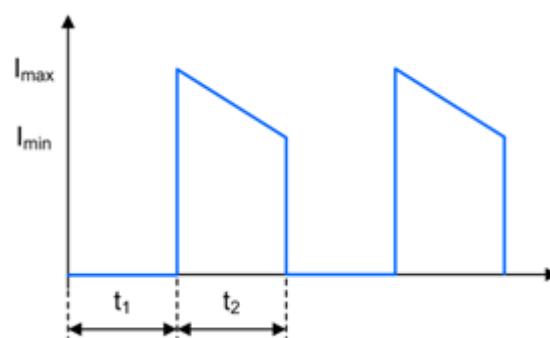


图 20. CCM 下的 Zeta 二极管 D1 电流波形

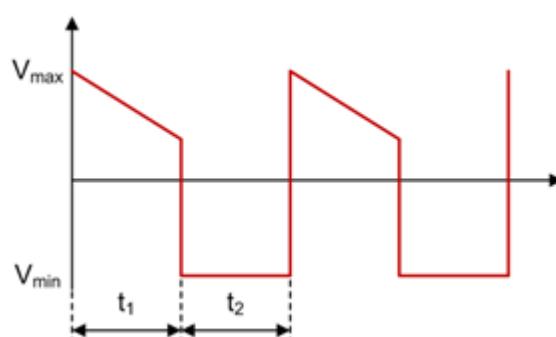


图 21. CCM 下的 Zeta 电感器 L2 电压波形

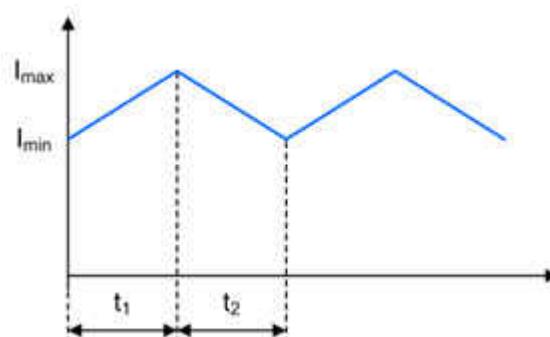


图 22. CCM 下的 Zeta 电感器 L2 电流波形

对于这两种拓扑，使用耦合电感器代替两个单独的电感器有两个优势。第一个优势是，由于通过耦合绕组来消除纹波，因此类似的电流纹波（与双电感器设计相比）只需要一半的电感。第二个优势是，可以消除由两个电感器和耦合电容器引起的传递函数谐振。如果需要，使用与耦合电容器 C1 并联的电阻器-电容器 (RC) 网络来抑制这种谐振。

使用耦合电感器的一个缺点是两个电感器必须使用相同的电感值。另一项限制通常是它们的电流额定值。具有高输出电流的应用有时可能需要单个电感器。

可以将两种拓扑配置为具有同步整流功能的转换器。但是，如果使用此方法，则必须对高侧栅极驱动信号进行交流耦合，因为许多控制器需要将其连接到开关节点。两种拓扑都有两个开关节点，请注意避免在开关引脚上出现负电压额定值违例。同步 SEPIC 和同步 Zeta 转换器的两个示例分别是 [12V@5A 同步 SEPIC 转换器参考设计](#) 和 [具有两个电感器的 40W 同步 Zeta 转换器参考设计](#)。

## 附加资源

- 观看以下 TI 培训视频：
  - [拓扑教程：什么是 SEPIC 拓扑？](#)
  - [拓扑教程：什么是 Zeta 转换器？](#)
- 阅读这些模拟应用期刊文章：
  - [耦合电感器 SEPIC 转换器的优势](#)
  - [基于 ZETA 拓扑设计直流/直流转换器](#)
- 使用 [Power Stage Designer](#) 设计您的功率级。
- 下载[电源拓扑手册](#)和[电源拓扑快速参考指南](#)。

## 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出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 © 2023, 德州仪器 (TI) 公司

Markus Zehendner

本拓扑应用简报系列的第五部分介绍了反相降压/升压转换器和 Cuk 转换器。这两种拓扑都可以从正输入电压生成负输出电压。

### 反相降压/升压转换器

反相降压/升压拓扑可以在输出电压为负时升高和降低输入电压。当开关 Q1 不导通时，能量从输入端转移到输出端。[图 1](#) 展示了非同步反相降压/升压转换器的原理图。

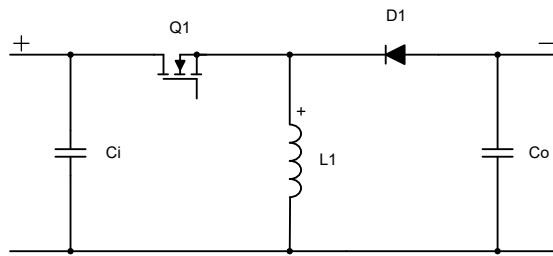


图 1. 非同步反向降压/升压转换器原理图

[方程式 1](#) 计算连续导通模式 (CCM) 下的占空比：

$$D = \frac{-V_{OUT} + V_f}{-V_{OUT} + V_f + V_{IN}} \quad (1)$$

[方程式 2](#) 计算最大金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 应力：

$$V_{Q1} = V_{IN} + V_f - V_{OUT} \quad (2)$$

[方程式 3](#) 计算最大二极管应力：

$$V_{D1} = V_{IN} - V_{OUT} \quad (3)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- 对于所有三个公式， $V_{OUT}$  的值需要为负。

由于没有指向反相降压/升压转换器输入端或输出端的电感器-电容器 (LC) 滤波器，因此该拓扑在转换器两端都具有脉冲电流，可产生相当高的电压纹波。为了符合电磁干扰 (EMI) 标准，可能需要额外的输入滤波。如果转换器需要给一个非常敏感的负载供电，那么输出端的第二级滤波器可能无法提供足够的衰减来减小输出电压纹波。在这种情况下，建议改为使用 Cuk 转换器。

由于需要 P 沟道 MOSFET 或高侧 MOSFET 驱动器，因此可以使用降压控制器或转换器构建反相降压/升压转换器。但是，控制器或转换器集成电路 (IC) 的接地端子需要连接到负输出电压。然后，IC 调节接地信号与负输出电压。

右半平面零点 (RHPZ) 是反相降压/升压转换器可达到的调节带宽的限制因素。最大带宽约为 RHPZ 频率的五分之一。[方程式 4](#) 估算反相降压/升压转换器传递函数的单个 RHPZ 频率：

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{OUT} \times (1 - D)^2}{2 \times \pi \times D \times L_1 \times I_{OUT}} \quad (4)$$

其中

- $V_{OUT}$  是输出电压
- $D$  为占空比
- $I_{OUT}$  是输出电流
- $L_1$  是电感器  $L_1$  的电感。
- $V_{OUT}$  和  $I_{OUT}$  的值都需要为负。

[图 2 至图 7](#) 展示了非同步反相降压/升压转换器中 FET Q1、电感器 L1 和二极管 D1 在 CCM 下的电压和电流波形。

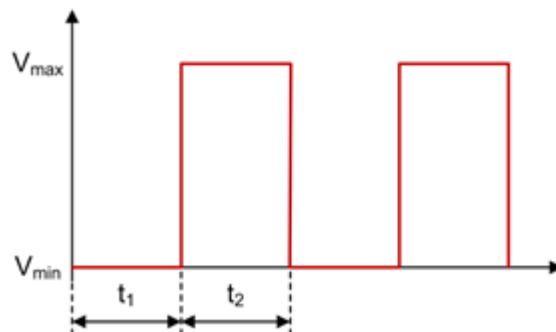


图 2. CCM 下的反相降压/升压 FET Q1 电压波形

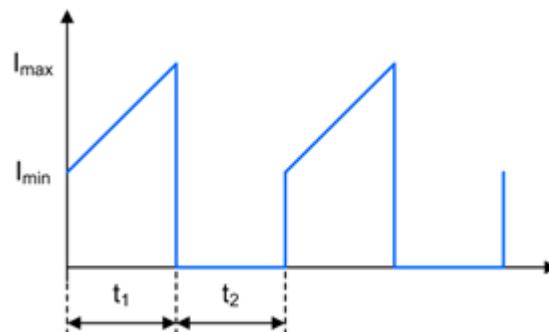


图 3. CCM 下的反相降压/升压 FET Q1 电流波形

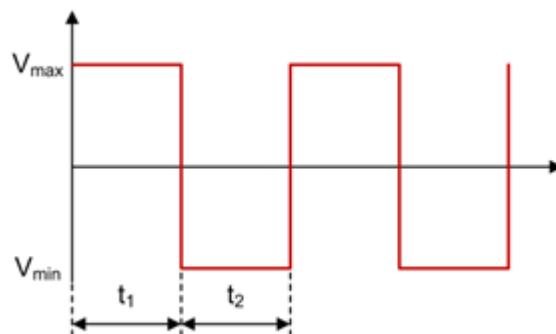


图 4. CCM 下的反相降压/升压电感器 L1 电压波形

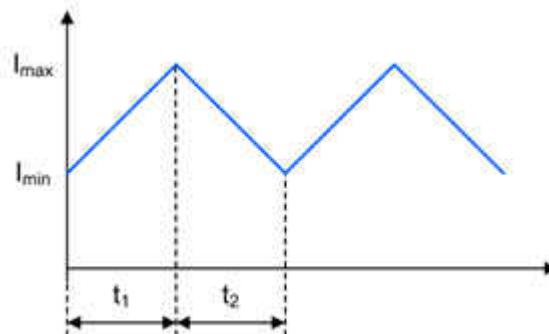


图 5. CCM 下的反相降压/升压电感器 L1 电流波形

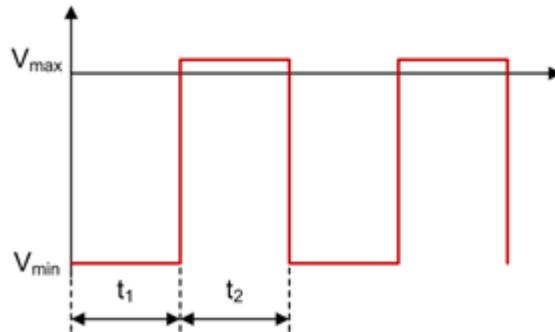


图 6. CCM 下的反相降压/升压二极管 D1 电压波形

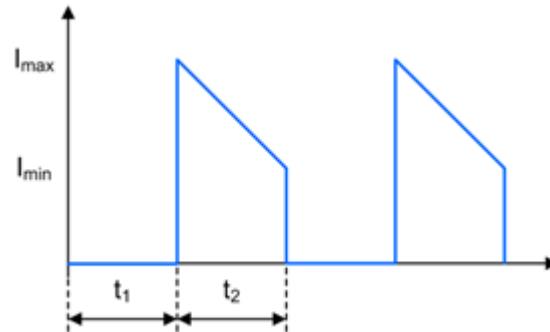


图 7. CCM 下的反相降压/升压二极管 D1 电流波形

## Cuk 转换器

Cuk 拓扑可以在输出电压为负时升高和降低输入电压。当开关 Q1 不导通时，能量从输入端转移到输出端。图 8 展示了非同步 Cuk 转换器的原理图。

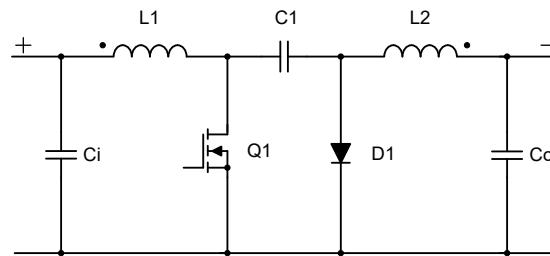


图 8. 非同步 Cuk 转换器原理图

方程式 5 计算 CCM 下的占空比：

$$D = \frac{-V_{OUT} + V_f}{-V_{OUT} + V_f + V_{IN}} \quad (5)$$

方程式 6 计算最大 MOSFET 应力：

$$V_{Q1} = V_{IN} - V_{OUT} + V_f + \frac{V_{C1:\text{ripple}}}{2} \quad (6)$$

方程式 7 计算最大二极管应力：

$$V_{D1} = V_{IN} - V_{OUT} + \frac{V_{C1:\text{ripple}}}{2} \quad (7)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $V_{C1,\text{ripple}}$  是耦合电容器 C1 两端的电压纹波

对于这三个公式， $V_{OUT}$  的值需要为负。

Cuk 转换器中的 LC 滤波器 L2/Co 指向输出。由于输出电流是连续的，因此输出纹波非常小。查看输入时，有另一个具有 L1/Ci 的 LC 滤波器。因此，输入电流也是连续的，这也会导致出现非常小的输入纹波。因此，Cuk 转换器非常适合需要负输出电压，同时对输入和输出都非常敏感的应用，例如用于电信应用的电源。

由于需要在低侧驱动 MOSFET Q1，因此使用升压控制器可以轻松构建 Cuk 转换器。升压转换器或控制器 IC 通常仅接受反馈引脚上的正反馈电压。通过使用简单的反相运算放大器电路，负输出电压可转换为正电压信号。

Cuk 转换器也有 RHPZ。功率级无法立即对输出端的变化作出反应，由于当开关 Q1 关断时，能量会转移到输出端。可达到的最大交叉频率也是 RHPZ 频率的五分之一。请注意，Cuk 转换器有多个 RHPZ。方程式 8 估算 Cuk 转换器的其中一个 RHPZ：

$$f_{RHPZ} = \frac{1}{2 \times \pi} \times \sqrt{\frac{1-D}{L_1 \times C_1}} \quad (8)$$

其中

- D 为占空比
- $L_1$  是电感器  $L_1$  的电感
- $C_1$  是耦合电容器  $C_1$  的电容

图 9 至图 18 展示了非同步 Cuk 转换器中 FET Q1、电感器 L1、耦合电容器 C1、二极管 D1 和电感器 L2 在 CCM 下的电压和电流波形。

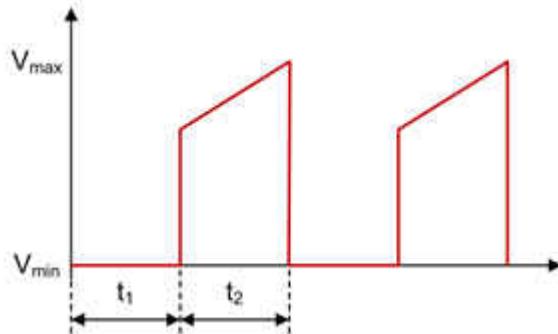


图 9. CCM 下的 Cuk FET Q1 电压波形

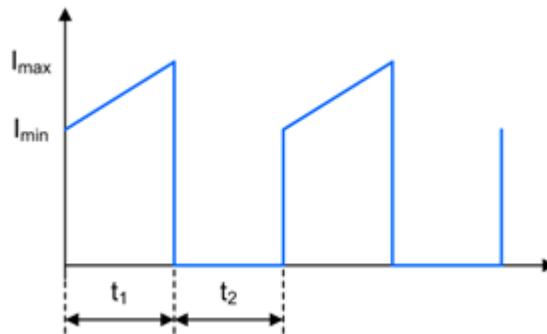


图 10. CCM 下的 Cuk FET Q1 电流波形

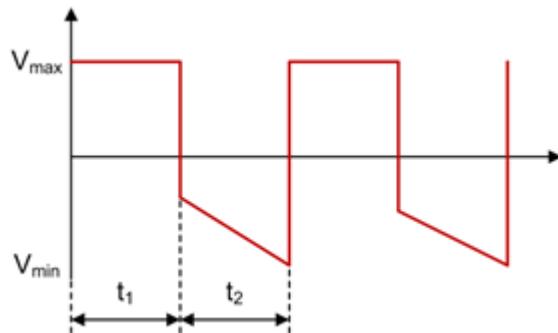


图 11. CCM 下的 Cuk 电感器 L1 电压波形

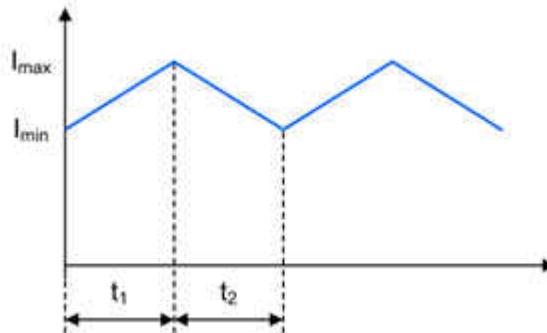


图 12. CCM 下的 Cuk 电感器 L1 电流波形

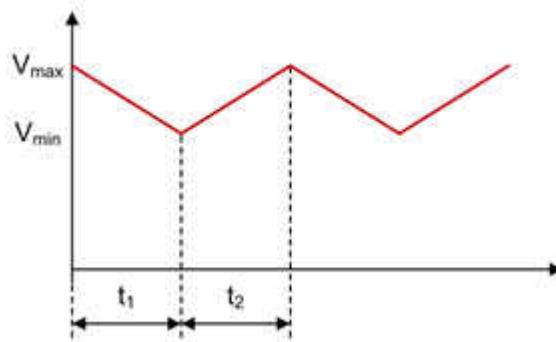


图 13. CCM 下的 Ćuk 耦合电容器 C1 电压波形

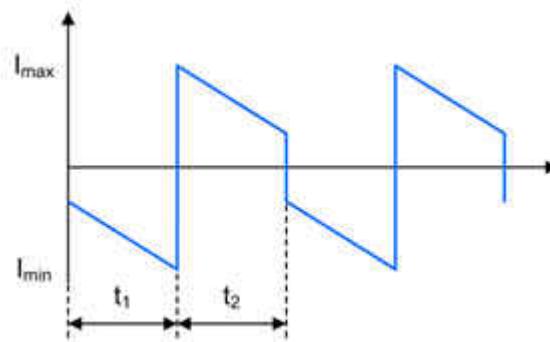


图 14. CCM 下的 Ćuk 耦合电容器 C1 电流波形

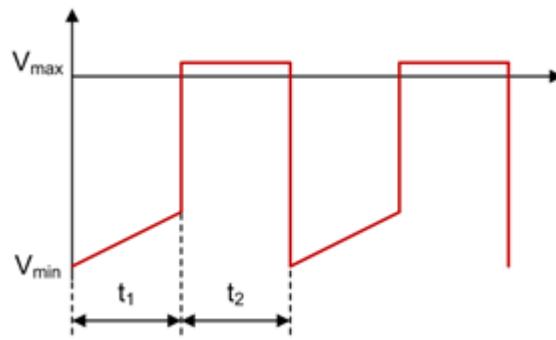


图 15. CCM 下的 Ćuk 二极管 D1 电压波形

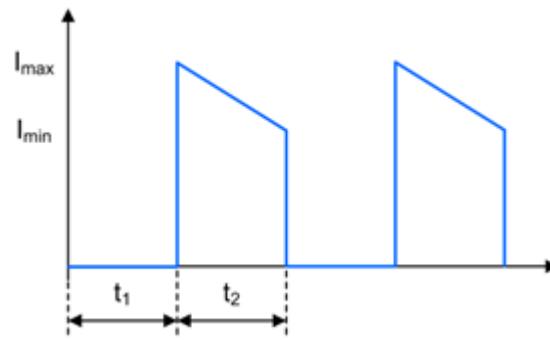


图 16. CCM 下的 Ćuk 二极管 D1 电流波形

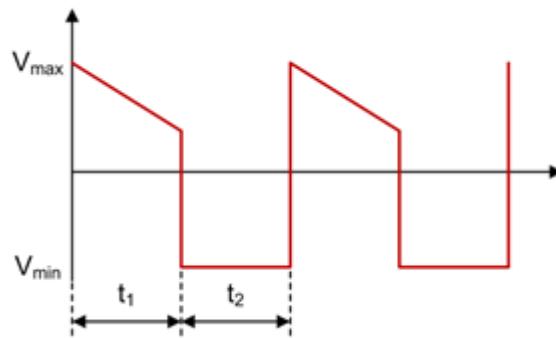


图 17. CCM 下的 Ćuk 电感器 L2 电压波形

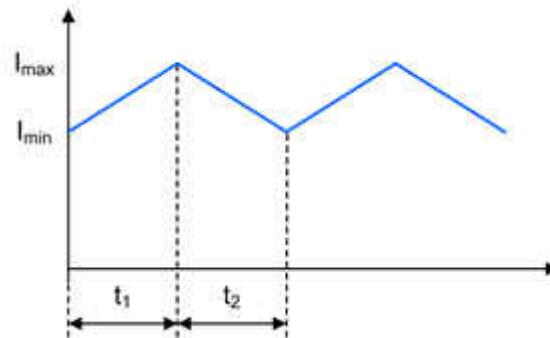


图 18. CCM 下的 Ćuk 电感器 L2 电流波形

与单端初级电感转换器 (SEPIC) 和 Zeta 转换器非常相似，对于 Ćuk 转换器，可以使用耦合电感器代替两个单独的电感器。使用耦合电感器具有两个优势：第一个优势是，由于耦合绕组会导致纹波消除，因此与双电感器设计相比，只需一半的电感即可实现类似的电流纹波。第二个优势是可以消除由两个电感器和耦合电容器引起的传递函数谐振。通常需要通过与耦合电容器 C1 并联的电阻器-电容器 (RC) 网络来抑制此谐振。

使用耦合电感器的一个缺点是两个电感器必须使用相同的电感值。耦合电感器的另一项限制通常是其电流额定值。对于具有高输出电流的应用，除了使用单个电感器之外，可能没有其他选择。

如果应用需要大于 3A 的输出电流，则将反相降压/升压和 Ćuk 转换器配置为具有同步整流功能的转换器。如果为 Ćuk 转换器实施同步整流，由于需要许多控制器将其连接到开关节点，因此需要将高侧栅极驱动信号进行交流耦合。Ćuk 转换器有两个开关节点，因此应注意避免 SW 引脚上出现负电压额定值违例。

## 附加资源

- 观看以下 TI 培训视频：
  - “[拓扑教程：什么是反相降压/升压转换器？](#)”
  - “[拓扑教程：什么是 Cuk 转换器？](#)”
- “[在反相降压/升压拓扑中使用降压转换器。](#)”
- 使用 [Power Stage Designer](#) 设计您的功率级。
- 下载[电源拓扑手册](#)和[电源拓扑快速参考指南](#)。

## 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出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

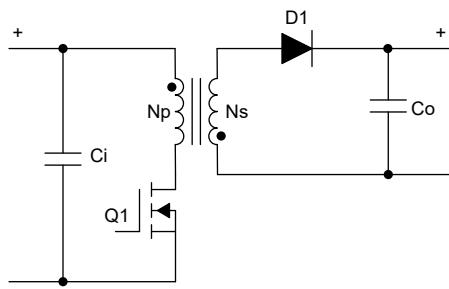
Copyright © 2023, 德州仪器 (TI) 公司

Markus Zehendner

本应用简报重点介绍了低功耗隔离式拓扑的主要形式：反激式转换器。此拓扑可达到的最大输出功率通常在 100W 范围内。对于高于此水平的输出功率，使用正向拓扑可提高效率。这些拓扑是本系列后续部分的主题。

### 反激式转换器

反激式拓扑可使输入电压升高或降低，从而生成可为正或负的隔离式输出电压。当开关 Q1 导通时，能量储存在耦合电感器的空气间隙中，通常称为反激式变压器。然后，当开关 Q1 停止导通时，能量转移到输出端。[图 1](#) 是非同步反激式转换器的原理图。



**图 1.** 非同步反激式转换器原理图

[方程式 1](#) 计算连续导通模式 (CCM) 下的占空比。

$$D = \frac{(V_{OUT} + V_f) \times \frac{n_p}{n_s}}{V_{IN} + (V_{OUT} + V_f) \times \frac{n_p}{n_s}} \quad (1)$$

[方程式 2](#) 计算最大金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 应力。

$$V_{Q1} = V_{IN} + (V_{OUT} + V_f) \times \frac{n_p}{n_s} \quad (2)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $n_p / n_s$  是耦合电感器的匝数比

如果耦合电感器的耦合不完美，则漏电感中储存的多余能量会产生额外的电压尖峰。因此，请为 Q1 选择一个包含合理裕度的额定电压。通常，钳位电路可以减少电压尖峰并需要耗散多余的能量。通常，允许过冲达到反射电压的 50%，以便使储存的能量适当地换向到输出端。

方程式 3 计算最大二极管应力。

$$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \frac{n_s}{n_p} \quad (3)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $n_p / n_s$  是耦合电感器的匝数比

由于转换器采用特殊方式将能量转移到次级侧，因此反激式转换器的两端都有脉冲电流。这种情况会导致转换器两端产生相当高的电压纹波。为了实现电磁兼容性，可能需要额外的输入滤波。如果转换器需要给一个非常敏感的负载供电，那么输出端的第二级滤波器有助于抑制输出电压纹波。

由于反激式转换器仅需要低侧栅极驱动器，因此可以使用升压或通用脉宽调制控制器来构建反激式转换器。对于低输出功率，升压转换器集成电路 (IC) ( 具有集成 MOSFET ) 是可行的选择。

就动态行为而言，隔离式反馈路径中的光耦合器和右半平面零点 (RHPZ) 是反激式转换器可达到的调节带宽的主要限制因素。如果反馈路径中没有光耦合器或带宽大于 RHPZ 频率，则可达到的最大带宽约为 RHPZ 频率的五分之一。但是，对于大多数设计而言，选择 RHPZ 频率的十分之一来提供足够的相位和增益裕度是一种好的做法。

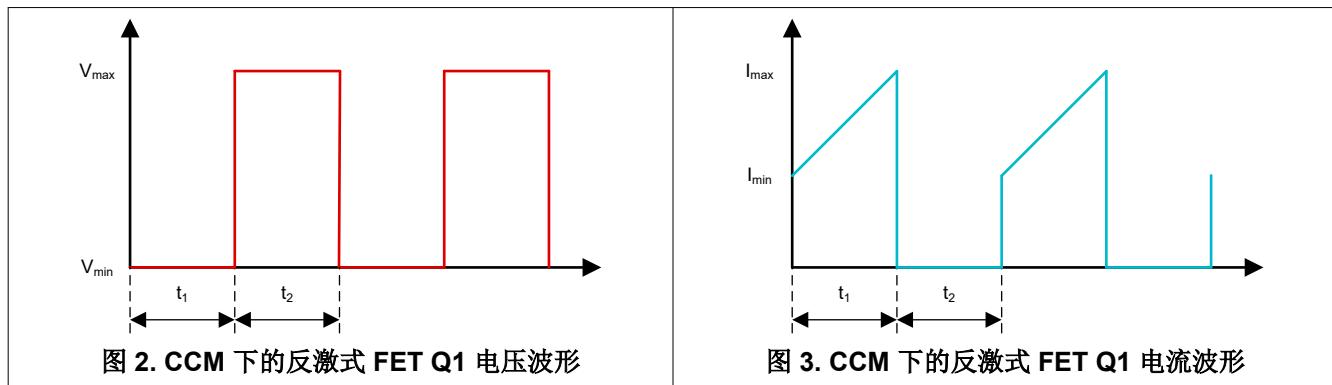
方程式 4 估算反激式转换器传递函数的单个 RHPZ 频率。

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{OUT} \times (1 - D)^2}{2 \times \pi \times D \times \frac{L_p}{\left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2} \times I_{OUT}} \quad (4)$$

其中

- $V_{OUT}$  是输出电压
- $D$  为占空比
- $I_{OUT}$  是输出电流
- $L_p$  是耦合电感器的初级电感
- $n_p / n_s$  是耦合电感器的匝数比

图 2 至图 7 展示了非同步反激式转换器中 FET Q1、初级电感器 Np 和二极管 D1 在 CCM 下的电压和电流波形。



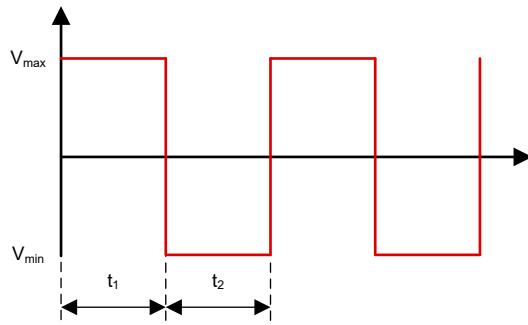


图 4. CCM 下的反激式初级电感器 Np 电压波形

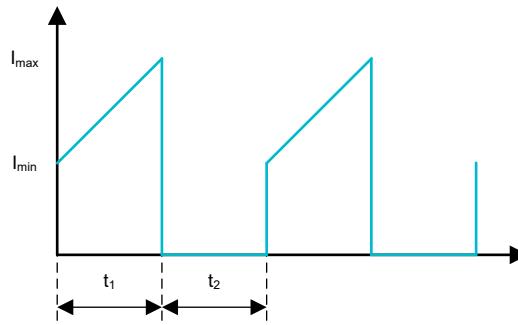


图 5. CCM 下的反激式初级电感器 Np 电流波形

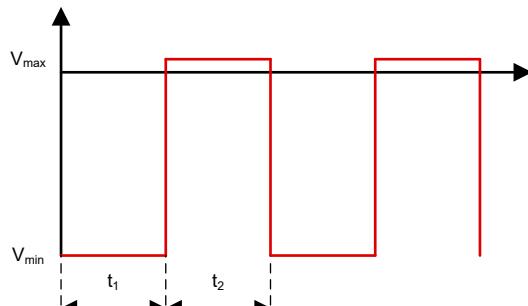


图 6. CCM 下的反激式二极管 D1 电压波形

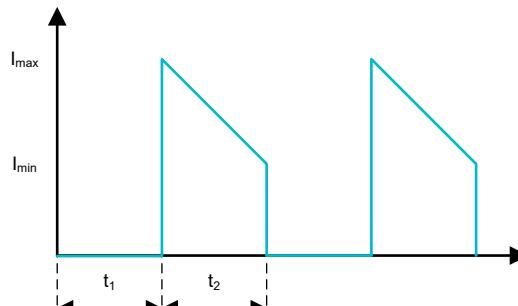


图 7. CCM 下的反激式二极管 D1 电流波形

低功耗或低输出电流反激式转换器通常设计为在不连续导通模式 (DCM) 下运行，以便更大限度地减小变压器尺寸、重量和成本。这种方法的另一个好处是，R<sub>HPIZ</sub> 频率会移至高于 100kHz 的区域，从而实现比 CCM 更高的调节带宽。

[方程式 5](#) 计算 DCM 下的占空比。

$$D = f_{\text{switch}} \times \sqrt{2 \times I_{\text{OUT}} \times L_p \times \frac{V_{\text{OUT}} + V_f}{f_{\text{switch}} \times V_{\text{IN}}^2}} \quad (5)$$

其中

- $f_{\text{switch}}$  是开关频率
- $V_{\text{IN}}$  是输入电压
- $V_{\text{OUT}}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $I_{\text{OUT}}$  是输出电流
- $L_p$  是耦合电感器的初级电感

图 8 至图 13 展示了非同步反激式转换器中 FET Q1、初级电感器 Np 和二极管 D1 在 DCM 下的电压和电流波形。

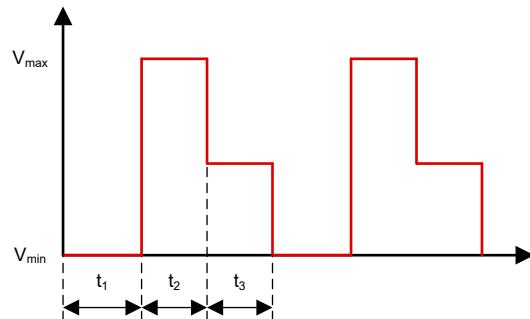


图 8. DCM 下的反激式 FET Q1 电压波形

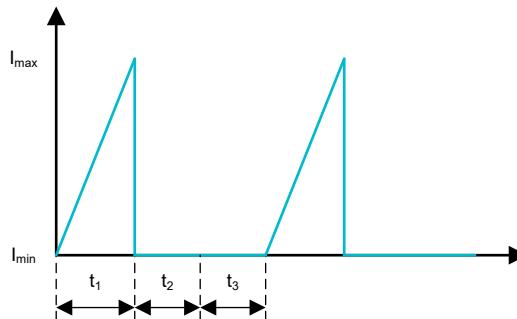


图 9. DCM 下的反激式 FET Q1 电流波形

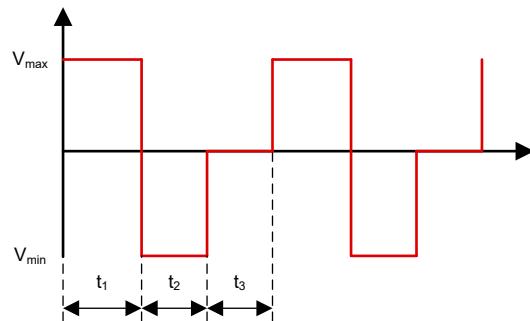


图 10. DCM 下的反激式初级电感器 Np 电压波形

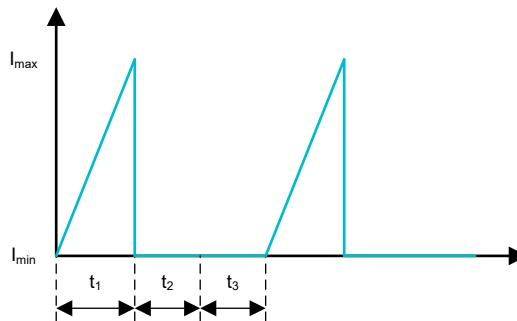


图 11. DCM 下的反激式初级电感器 Np 电流波形

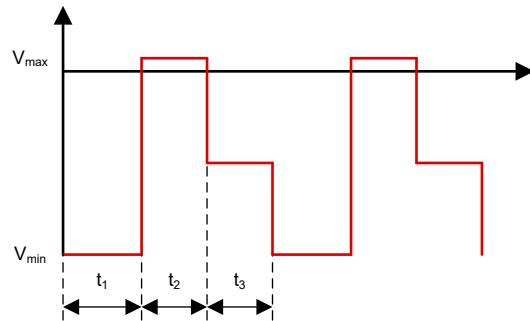


图 12. DCM 下的反激式二极管 D1 电压波形

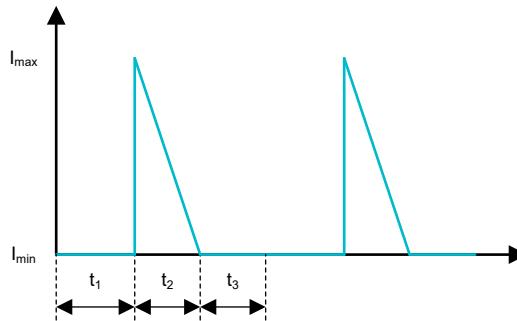


图 13. DCM 下的反激式二极管 D1 电流波形

## 输出电压调节概念

根据应用的不同，有两个不同的选项可将隔离式输出电压反馈回初级侧的控制器：

- 次级侧调节 (SSR)，通常使用光耦合器将反馈信息从次级侧传输到初级侧。光耦合器的带宽有限，当 RHPZ 频率相当高时，这会影响可达到的最大调节带宽。光耦合器中玻璃钝化的老化效应在某些应用中会产生不利影响。然后，这些应用需要采用初级侧调节或隔离式放大器电路。
- 初级侧调节 (PSR) 依赖于初级侧提供的信息，例如辅助反激式变压器绕组上的整流电压。调节精度取决于次级绕组和辅助绕组之间的耦合。为了实现良好的输出调节，建议使用大于 99% 的耦合系数。辅助绕组可实现最小 5mA 至 10mA 的负载电流，从而实现良好的抗噪性和良好的调节能力。还有其他构想可以仅仅通过分析和利用初级绕组上的反射电压进行调节，如果输入能够以高效的方式为控制器供电，那么辅助绕组就不再需要了。使用初级侧调节时，次级整流器上的压降随负载电流的变化而变化。除非 IC 有专用的集成功能，否则控制 IC 不会补偿此效应。TI 的控制器可在次级电流降至 0A 时，在退磁时间结束时采集电压样本。由于二极管不传导任何电流，这样可消除二极管压降的影响。没有此功能的良好非同步初级侧调节设计在负载和输入电压范围内的输出电压偏差为  $\pm 5\%$ 。

通过向耦合电感器添加额外的次级绕组，可以使用反激式器件生成多个隔离式输出。但是，如果这多个输出也相互隔离，则只能对其中一个输出进行适当调节。对于大多数设计而言，获得令人满意的调节结果的一种好做法是选择具有最高电流电平的绕组进行调节。

对于 2A 以上的负载电流，建议使用同步整流，尤其是在需要提高效率或需要避免使用外部散热器时。同步整流器可以从初级侧进行控制，也可以使用自驱动构建进行控制，后者通常是更具成本效益的选择。

## 附加资源

- 观看 TI 培训视频：[拓扑教程：什么是反激式？](#)
- 使用 [Power Stage Designer](#) 设计您的功率级。
- 下载[电源拓扑手册](#)和[电源拓扑快速参考指南](#)。

## 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出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 © 2023, 德州仪器 (TI) 公司

*Application Brief*

## 如何进行电源设计 - 第 7 部分

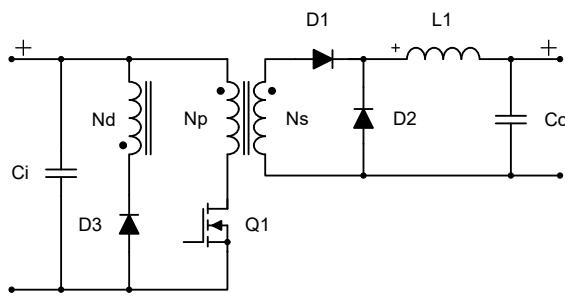


Markus Zehendner

本应用简报重点介绍了正激式转换器。此拓扑的输出功率范围通常介于 100W 和 250W 之间。如果输出功率高于此级别，可以使用推挽或半桥拓扑来提高效率，从而实现更好的设计。这些拓扑是本系列后续部分的主题。

### 单开关正激式转换器

单开关正激式拓扑可使输入电压升高或降低，从而生成可为正或负的隔离式输出电压。当开关 Q1 导通时，能量从初级侧转移到次级侧。绕组 Nd 和二极管 D3 在退磁期间提供一条复位变压器的路径。二极管 D2 在开关 Q1 未导通时提供续流路径。[图 1](#) 是非同步单开关正激式转换器的原理图。



**图 1.** 非同步单开关正激式转换器的原理图

[方程式 1](#) 计算连续导通模式 (CCM) 下的占空比：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_f}{V_{IN} \times \frac{n_s}{n_p}} \quad (1)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_{OUT}$  是输出电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $n_p / n_s$  是初级绕组和次级绕组之间的匝数比

最大占空比限制为 50%，因为变压器需要足够的时间通过退磁绕组复位。

[方程式 2](#) 计算最大金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 应力：

$$V_{Q1} = 2 \times V_{IN} + V_f \quad (2)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_f$  是二极管正向电压

如果变压器的耦合不确定，则漏电感中储存的多余能量会产生额外的电压尖峰。因此，请为 Q1 选择一个包含合理裕度的额定电压。

方程式 3 可计算最大整流器二极管应力：

$$V_{D1} = (V_{IN} + V_f) \times \frac{n_s}{n_d} - V_f \quad (3)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $n_s / n_d$  是初级绕组和次级绕组之间的匝数比

方程式 4 可计算最大续流二极管应力：

$$V_{D2} = V_{IN} \times \frac{n_s}{n_p} - V_f \quad (4)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $n_s / n_p$  是初级绕组和次级绕组之间的匝数比

由于正激式转换器可以看作是带有变压器的降压转换器，因此由于输出 LC 滤波器和通过二极管 D2 的续流路径，该转换器系列也具有连续输出电流。与降压转换器一样，正激式转换器在输入端具有脉冲电流。这种情况会导致转换器输入端产生相当高的电压纹波。为了实现电磁兼容性，可能需要额外的输入滤波。如果转换器需要给一个非常敏感的负载供电，那么输出端的第二级滤波器有助于抑制输出电压纹波。

由于单开关正激式转换器仅需要低侧栅极驱动器，因此可以使用升压或通用脉宽调制 (PWM) 控制器集成电路 (IC) 来构建该转换器。

就动态行为而言，隔离式反馈路径中的光耦合器是正激式转换器可达到的调节带宽的主要限制因素。如果需要高稳定带宽，可将 PWM 控制器放置在转换器的次级侧。

图 2 至图 11 展示了非同步单开关正激式转换器中 FET Q1、初级变压器绕组 Np、二极管 D1、续流二极管 D2 和电感器 L1 在 CCM 下的电压和电流波形。

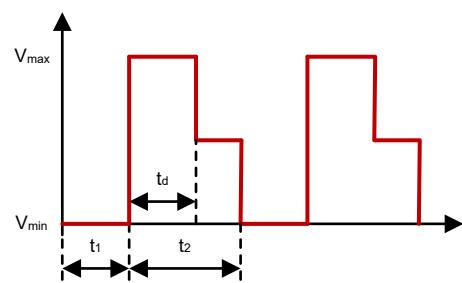


图 2. CCM 下的单开关正激式 FET Q1 电压波形

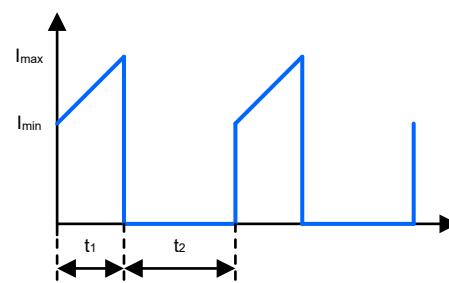


图 3. CCM 下的单开关正激式 FET Q1 电流波形

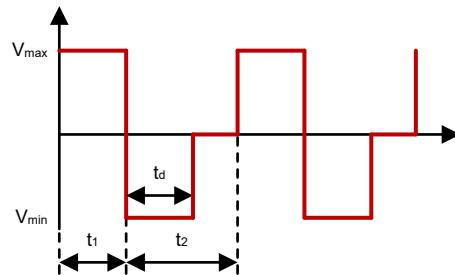


图 4. CCM 下的单开关正激式初级变压器绕组  $N_p$  电压波形

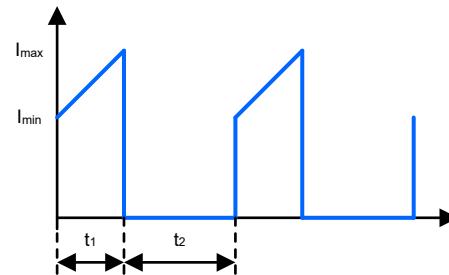


图 5. CCM 下的单开关正激式初级变压器绕组  $N_p$  电流波形

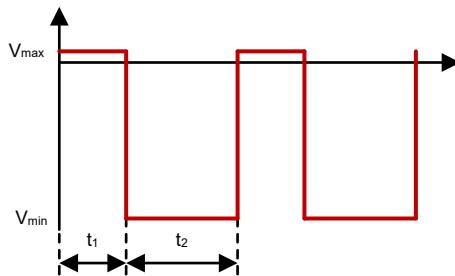


图 6. CCM 下的单开关正激式整流器二极管  $D_1$  电压波形

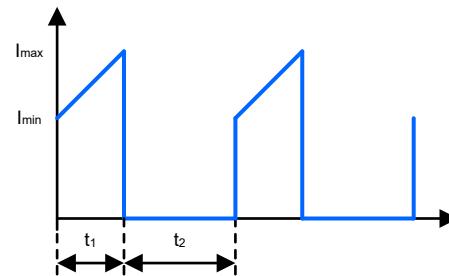


图 7. CCM 下的单开关正激式整流器二极管  $D_1$  电流波形

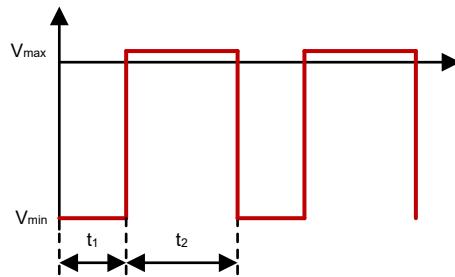


图 8. CCM 下的单开关正激式续流二极管  $D_2$  电压波形

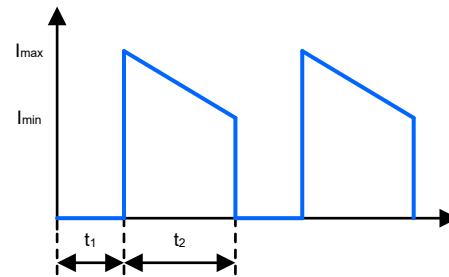


图 9. CCM 下的单开关正激式续流二极管  $D_2$  电流波形

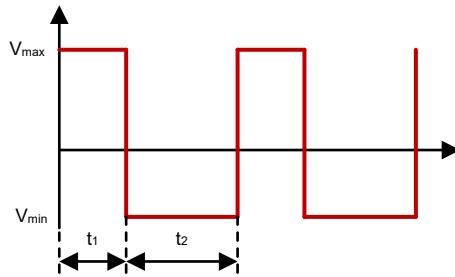


图 10. CCM 下的单开关正激式电感器  $L_1$  电压波形

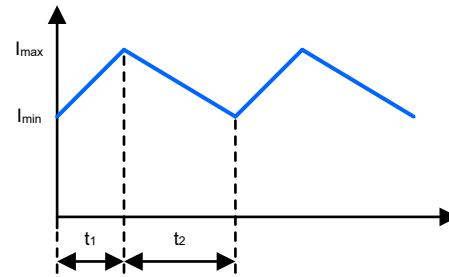


图 11. CCM 下的单开关正激式电感器  $L_1$  电流波形

## 双开关正激式转换器

对于高输入电压电平，可以利用双开关正激式配置，这样就能使用具有更低击穿电压和更好性能参数的 MOSFET，因为这些 MOSFET 会共享整体电压应力。图 12 展示了双开关正激式转换器的原理图。使用两个开关的优点在于，可以通过将两个钳位二极管连接到 VIN 和 GND 来实现退磁，从而允许移除退磁绕组。为了同时驱动两个开关（其中一个开关位于高侧），可以将不具有互锁功能的半桥栅极驱动器与标准 PWM 控制器结合使用。

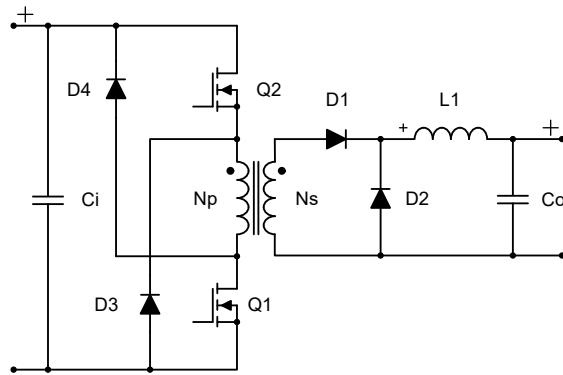


图 12. 非同步双开关正激式转换器的原理图

方程式 5 可计算双开关正激式转换器中的最大 MOSFET 应力：

$$V_{Q1/2} = V_{IN} + V_f \quad (5)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_f$  是二极管正向电压

该公式假设电压应力均匀分布在两个 MOSFET 之间。在某些情况下，由于电路板和元件寄生效应以及器件参数容差，电压应力分布不均匀。为避免致命器件故障，应选择具有足够裕度的 MOSFET 击穿电压。

方程式 6 可计算最大整流器二极管应力：

$$V_{D1} = (V_{IN} + 2 \times V_f) \times \frac{n_s}{n_p} - V_f \quad (6)$$

其中

- $V_{IN}$  是输入电压
- $V_f$  是二极管正向电压
- $n_p / n_s$  是初级绕组和次级绕组之间的匝数比

方程式 1 和 方程式 4 也适用于双开关正激式转换器。

此外，对于双开关配置，最大占空比限制为 50%，因为变压器需要足够的时间通过退磁二极管复位。

图 13 至图 22 展示了非同步双开关正激式转换器中 FET Q1、初级变压器绕组 Np、二极管 D1、续流二极管 D2 和电感器 L1 在 CCM 下的电压和电流波形。

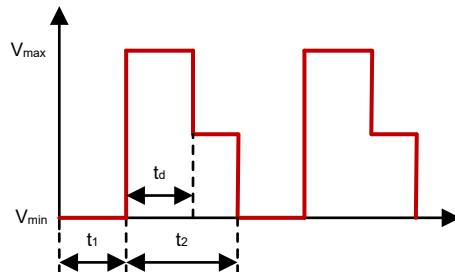


图 13. CCM 下的双开关正激式 FET Q1 电压波形

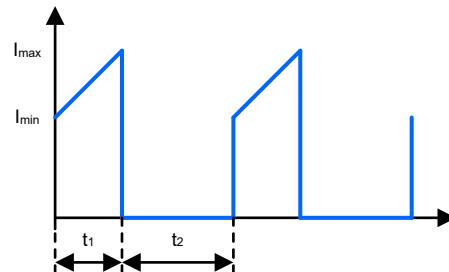


图 14. CCM 下的双开关正激式 FET Q1 电流波形

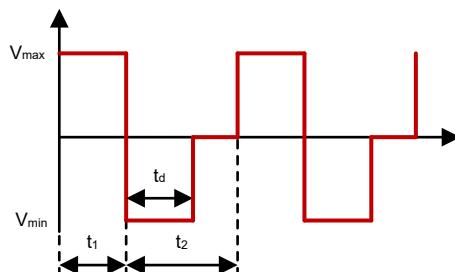


图 15. CCM 下的双开关正激式初级变压器 Np 电压波形

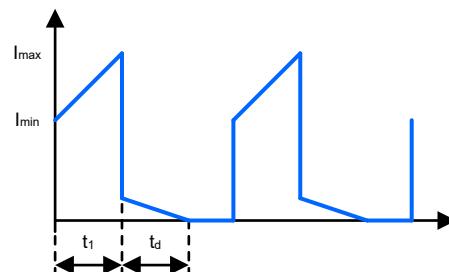


图 16. CCM 下的双开关正激式初级变压器 Np 电流波形

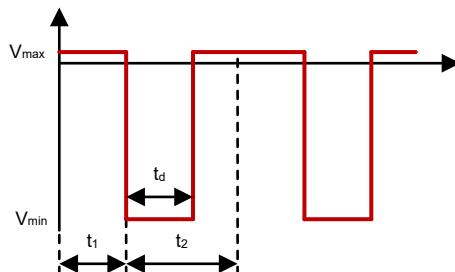


图 17. CCM 下的双开关正激式整流器二极管 D1 电压波形

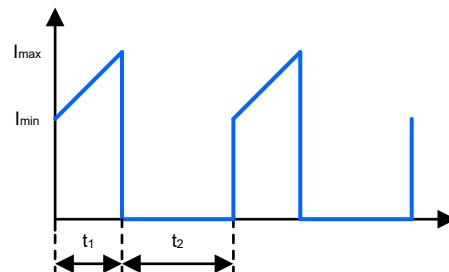


图 18. CCM 下的双开关正激式整流器二极管 D1 电流波形

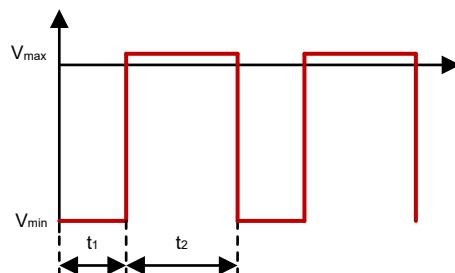


图 19. CCM 下的双开关正激式续流二极管 D2 电压波形

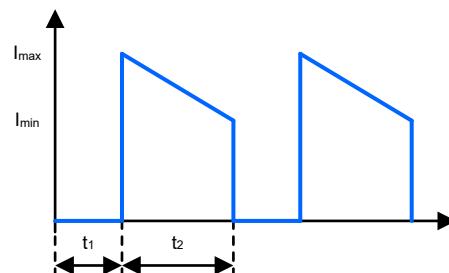


图 20. CCM 下的双开关正激式续流二极管 D2 电流波形

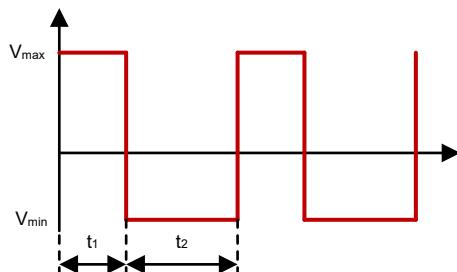


图 21. CCM 下的双开关正激式电感器 L1 电压波形

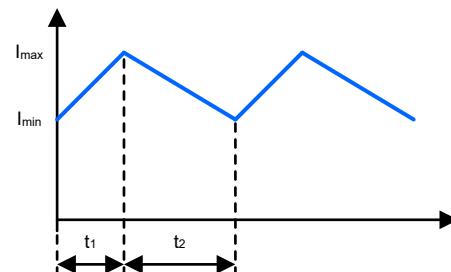


图 22. CCM 下的双开关正激式电感器 L1 电流波形

### 有源钳位正激式转换器

配置此拓扑的第三种选择是在初级侧使用有源钳位电路从变压器的漏电感中恢复能量，然后将能量反馈到输入电容器，从而提高效率并实现比其他两种配置更高的输出功率级别。有源钳位配置还允许占空比大于 50%。图 23 显示了在钳位电路中采用 N 沟道 MOSFET 的非同步有源钳位正激式转换器的原理图。

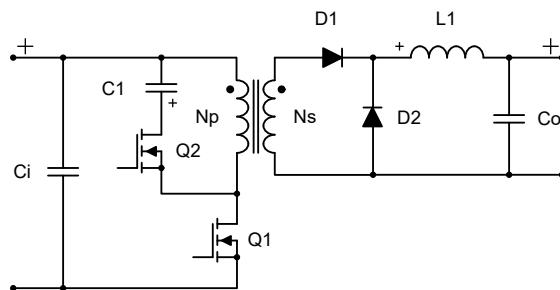


图 23. 非同步有源钳位正激式转换器的原理图

图 24 至图 35 展示了非同步有源钳位正激式转换器中 FET Q1、FET Q2、初级变压器绕组  $N_p$ 、二极管  $D_1$ 、续流二极管  $D_2$  和电感器  $L_1$  在 CCM 下的电压和电流波形。

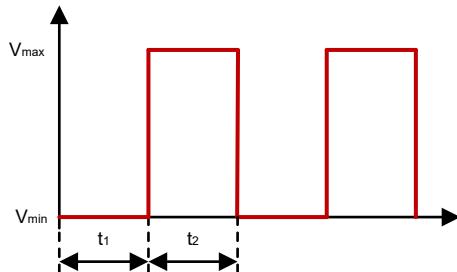


图 24. CCM 下的有源钳位正激式 FET Q1 电压波形

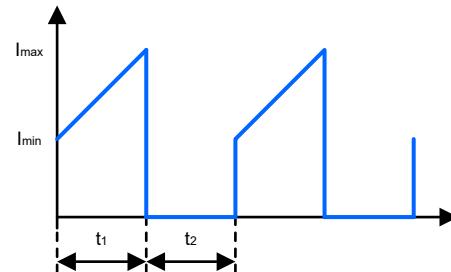


图 25. CCM 下的有源钳位正激式 FET Q1 电流波形

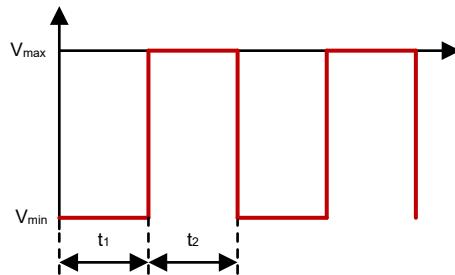


图 26. CCM 下的有源钳位正激式 FET Q2 电压波形

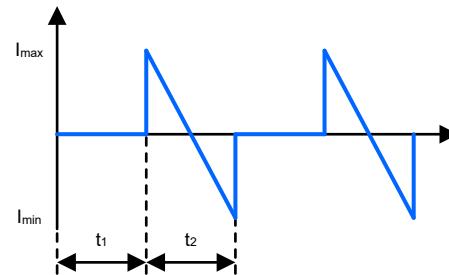


图 27. CCM 下的有源钳位正激式 FET Q2 电流波形

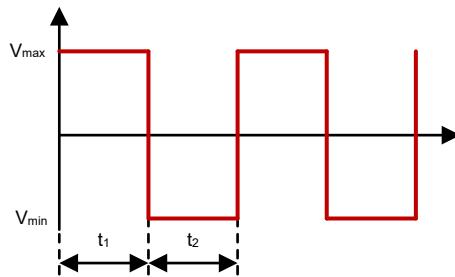


图 28. CCM 下的有源钳位正激式初级变压器 Np 电压波形

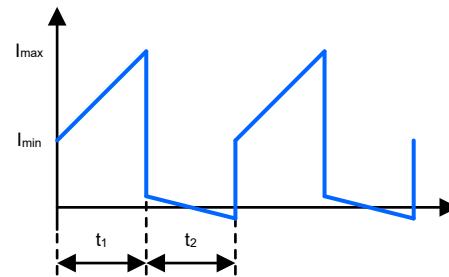


图 29. CCM 下的有源钳位正激式初级变压器 Np 电流波形

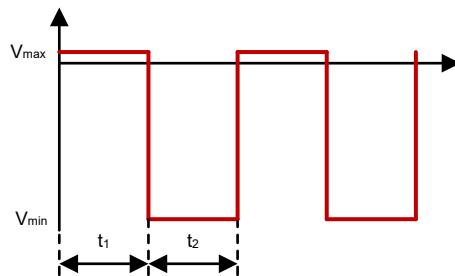


图 30. CCM 下的有源钳位正激式整流器二极管 D1 电压波形

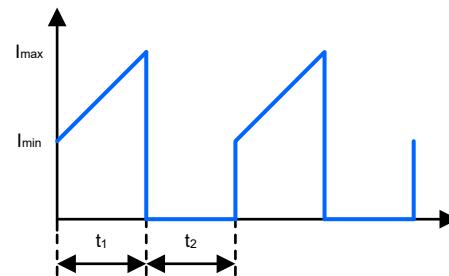


图 31. CCM 下的有源钳位正激式整流器二极管 D1 电流波形

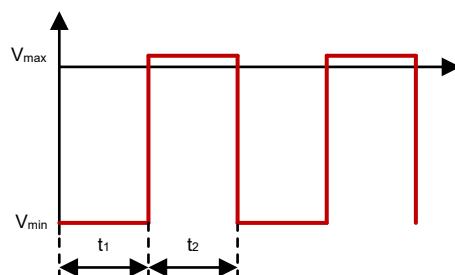


图 32. CCM 下的有源钳位正激式续流二极管 D2 电压波形

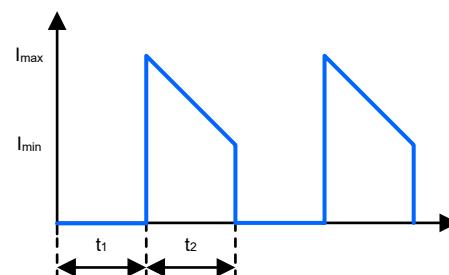


图 33. CCM 下的有源钳位正激式续流二极管 D2 电流波形

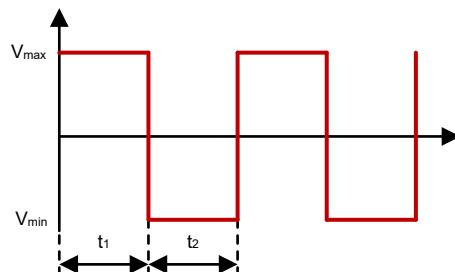


图 34. CCM 下的有源钳位正激式电感器 L1 电压波形

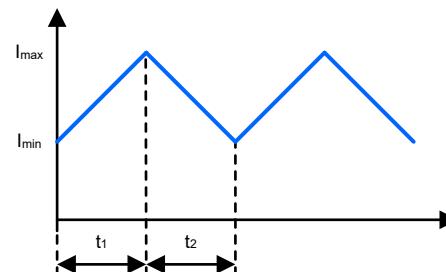


图 35. CCM 下的有源钳位正激式电感器 L1 电流波形

## 输出电压调节概念

根据应用的不同，有两个不同的选项可将隔离式输出电压反馈回控制器：

- 次级侧调节 (SSR)，通常使用光耦合器将反馈信息从次级侧传输到初级侧。光耦合器的带宽有限，这会影响可达到的最大调节带宽。光耦合器中玻璃钝化的老化效应在某些应用中会产生不利影响。这些应用随后需要采用光耦合器替代产品，例如隔离式放大器电路或光耦仿真器。
- 将控制器放置在次级侧可以通过消除反馈环路中的光耦合器来帮助实现更高的调节带宽。但是，需要针对启动和短路情况使用辅助电源为次级侧的 PWM 控制器供电。此外，初级侧的 MOSFET 需要由隔离式栅极驱动电路进行驱动，这一点可以通过专用的隔离式栅极驱动 IC 来实现，也可以通过采用栅极驱动变压器和非隔离式驱动器的分立式电路来实现。

对于 3A 以上的负载电流，建议使用同步整流，尤其是在需要提高效率或需要避免使用外部散热器时。同步整流器可以从初级侧进行控制，也可以使用自驱动构建进行控制，后者通常是更具成本效益的选择。

## 其他资源

- 观看 TI 培训视频：[拓扑教程：什么是正激式转换器？](#)
- 使用 [Power Stage Designer](#) 设计您的功率级。
- 下载 [电源拓扑手册](#) 和 [电源拓扑快速参考指南](#)。

## 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出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