

Technical Article

如何设计高电压 DCM 反向电荷泵转换器



John Betten

需要低电流、高负电压来偏置高级驾驶辅助系统中的传感器、用于声纳应用的超声波传感器和通信设备。反激式、 C_{uk} 和反向降压/升压转换器都是可能的解决方案，但会受到笨重的变压器（反激式和 C_{uk} ）阻碍，或受到控制器输入电压额定值（反向降压/升压）对最大负电压的限制。在本期电源设计要点中，我将详细介绍将单个电感器与一个在不连续导通模式（DCM）下运行的反向电荷泵配对的转换器的工作原理。与接地参考的升压控制器配合使用时，能够以更低的系统成本生成较大的负输出电压。

图 1 展示的是经过简化的功率级原理图。请注意，该原理图与传统的反向降压/升压转换器不同，该转换器会使控制“浮动”在 V_{IN} 和 $-V_{OUT}$ 之间。在该转换器中，可实现的最大 $-V_{OUT}$ 等于控制器的最大 V_{CC} 减去最大输入电压。因此几乎无法找到一个能够驱动输出电压为 $-100V$ 或更负大的 N 通道场效应晶体管 (FET) 的控制器。

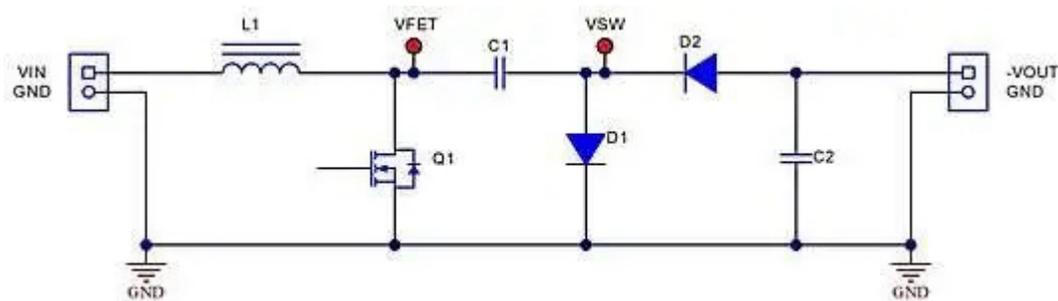


图 1. 电感驱动的反向电荷泵的简化功率级

电路的操作可以分为三个间隔 (图 2)。在第一个间隔中，FET 在占空比 (d) 期间导通，这会在电感器两端施加 V_{IN} ，允许电流从零开始上升并存储能量。但是，在上一个周期中， $C1$ (保持大约等于 V_{OUT} 的电压) 已经耗尽了多余的能量，从而使 $D1$ 和 $D2$ 处于反向偏置状态。这就是为什么在此间隔中未显示 $D1$ 、 $D2$ 和 $C1$ 。 $C2$ 提供所有负载电流。

在下一个间隔 d' 中，FET 关断，电感电流开始放电，导致其电压极性反转。这大大增加了节点 VFET 上的电压，从而允许 $C1$ 通过 $D1$ 充电。在此间隔期间，电流会下降，直到 $D1$ 关断。但是，由于 $D1$ 的反向恢复特性，电流在最终关断之前变为负值，此时电感器的电流斜率会发生变化，其电压极性会再次反转。

第三个间隔 d'' 是能量从 $C1$ 转移到 $C2$ 的过程。当 $D1$ 停止导通时，电感器电压被钳位至 V_{IN} ，因为 VFET 节点电压由流经 FET 体二极管的电流路径强制接地。电流流经 $D2$ ，直到 $C1$ 和 $C2$ 上的电压均衡为止，但电流会持续流经 FET 体二极管，直到电感电流降为零。此时，电感器两端的电压会崩溃并与电路寄生效应谐振，直到 FET 再次导通为止。

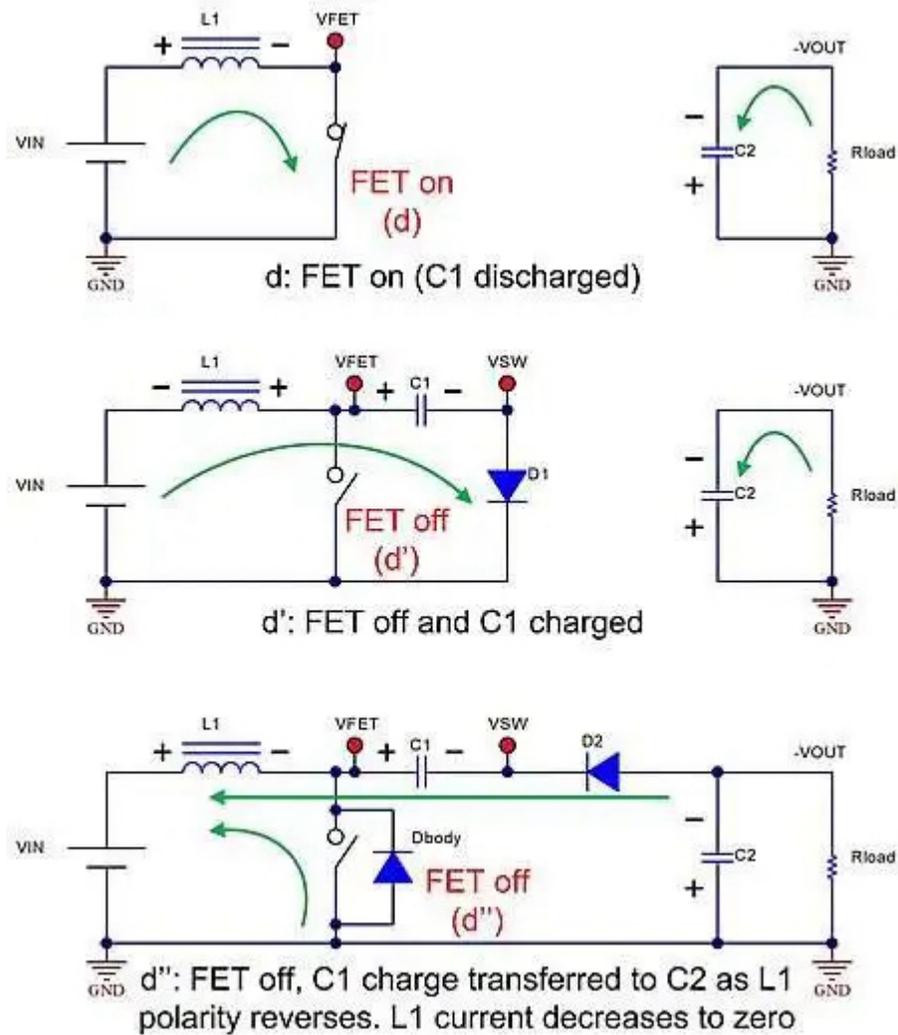


图 2. DCM 运行的三个相位

图 3 详细说明了关键电压和电流波形。DCM 运行可实现尽可能小的电感，但峰值电流更高。DCM 运行的电感在最大占空比、最小 V_{IN} 和满负载的条件下确定。对照控制器数据表仔细检查最大占空比，但通常可以选择 60%-90%，否则可能发生脉冲跳跃。较大的电感会使电路进入连续导通模式 (CCM)，因为在下一个开关周期之前，电流不会恢复为零。这导致使用的电感器可能大于必要值，并需要额外注意以防止发生次谐波振荡。

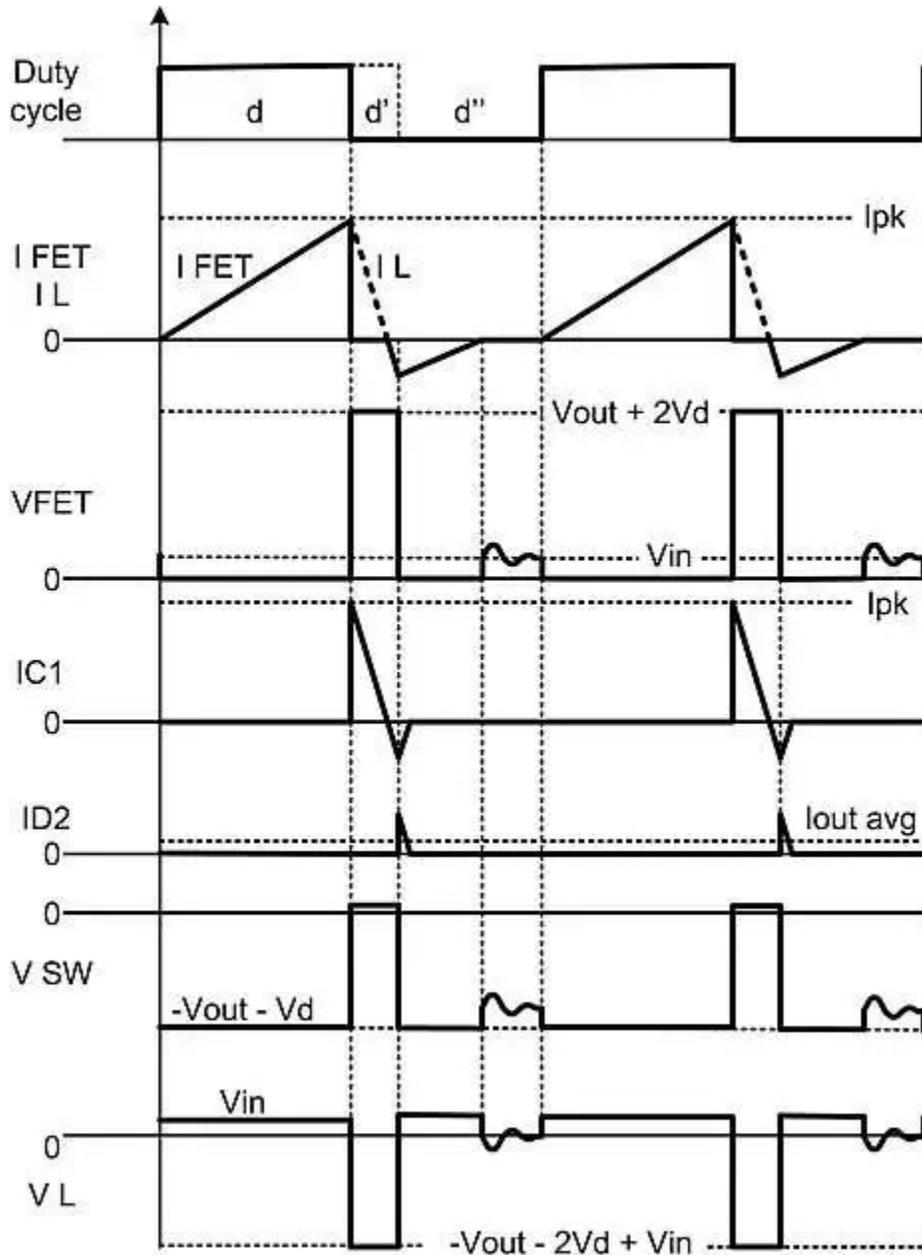


图 3. DCM 中的主要电路波形

设计公式

对于 DCM 运行，公式 1 满足涉及电感器存储能量的关系：

$$\frac{1}{2} * L * i_{pk}^2 * f_{sw} = \frac{V_{out}^2}{R_{load} * \eta} \quad (1)$$

其中， i_{pk} 是指示器峰值电流， η 是转换器的效率。然后，电感器峰值电流等于公式 2：

$$i_{pk} = \sqrt{\frac{2 * V_{out}^2}{R_{load} * L * f_{sw} * \eta}} \quad (2)$$

根据以下两个公式，公式 3 以如下方式表示占空比 (d)：

$$V_L = L \frac{di}{dt} \text{ and } d = dt * f_{sw}, \text{ then, } d = \frac{di * L * f_{sw}}{V_L} \quad (3)$$

由于 V_{IN} 是 FET 导通时电感器两端的电压，而 i_{pk} 是占空比 d 结束时的电感器电流，因此将公式 2 代入公式 3 可得到公式 4 和 5：

$$d = \frac{V_{out}}{V_{in}} \sqrt{\frac{2 * L * f_{sw}}{R_{load} * \eta}} \quad (4)$$

$$\text{or, } L = \frac{V_{in}^2 * d^2 * R_{load} * \eta}{2 * V_{out}^2 * f_{sw}} \quad (5)$$

在间隔 d' 内、平均负载电流由公式 6 和 7 中的几何关系确定：

$$\frac{V_{out}}{R_{load}} = \frac{i_{pk} + d r}{2} \quad (6)$$

$$\text{or, } d' = \frac{2 * V_{out}}{i_p * R_{load}} \quad (7)$$

将公式 2 代入公式 7 可得到公式 8：

$$d' = \sqrt{\frac{2 + L * f_{sw} * \eta}{R_{load}}} \quad (8)$$

该周期的剩余部分定义为 d'' ，即当能量转移到 C2 中，且剩余电感电流放电至零时（公式 9）：

$$d'' = 1 - d - d' = 1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \sqrt{\frac{2 * L * f_{sw}}{R_{load} * \eta}} - \sqrt{\frac{2 * L * f_{sw} * \eta}{R_{load}}} \quad (9)$$

图 4 展示了使用倍压器实施此转换器的示例原理图，其中使每个功率级元件的电压应力等于完整输出电压的一半。这样做可以从更多的元件中进行选择。在此应用中，在输出电压为一半但负载电流为两倍的情况下计算电感。

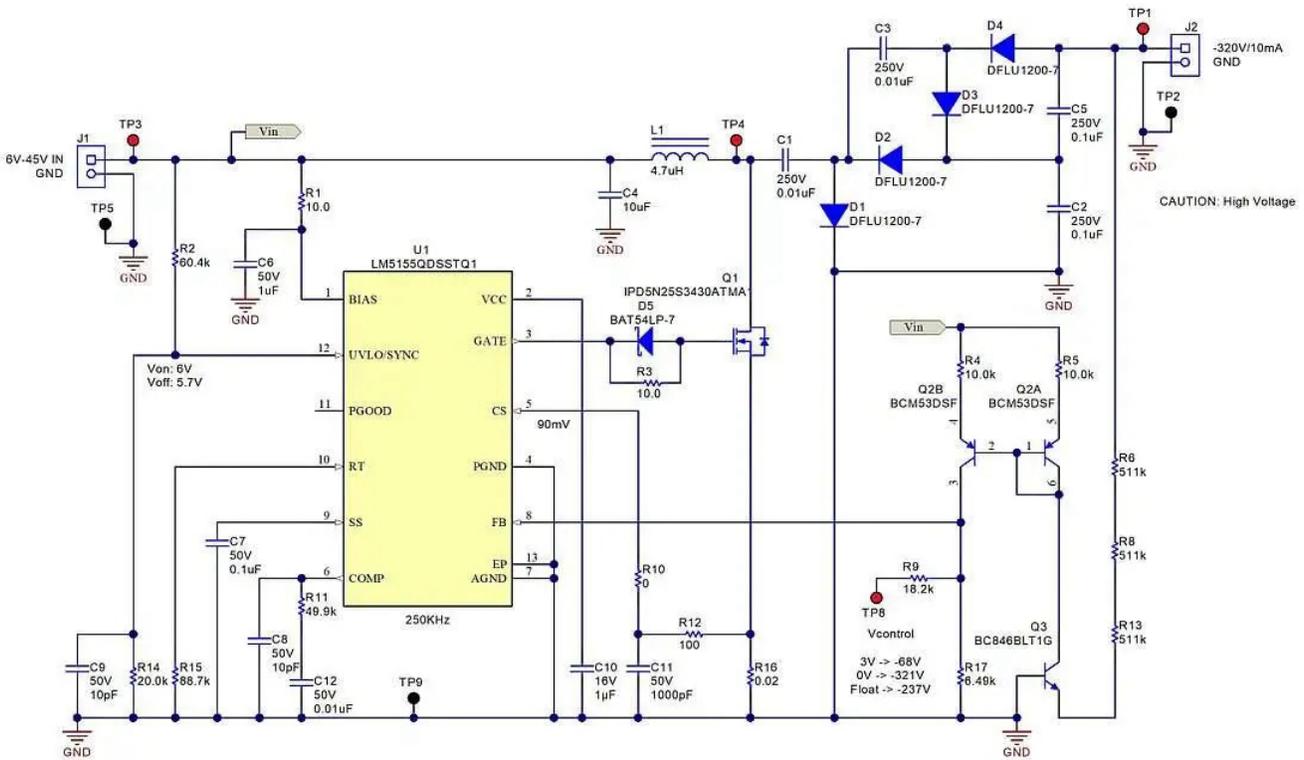


图 4. 具备倍压器和电平转换电流镜的电感器驱动反向电荷泵原理图

该转换器提供了一个小型单电感器解决方案来生成较大的负电压。此外，它还允许使用价格低廉的接地参考升压控制器来驱动 N 通道 FET。

有关更多电源设计要点，请查看 TI 在 Power House 上的[电源设计要点博客系列](#)。

其他资源

- [电源设计小贴士：用倍压器增大输出电压](#)，EETimes
- [使用 TPS5430 作为反向降压/升压转换器 \(修订版 A\)](#)，TI 应用报告

相关文章

- [电荷泵拓扑使电压加倍，破坏 DC 路径](#)
- [使用调制电荷泵从数字信号中提取电力](#)
- [电荷泵转换器 IC 的详细解析](#)
- [SEPIC/Cuk 转换器提供第二个输出](#)
- [不连续导通会使电流模式转换器出现问题](#)

先前已发布于 EDN.com 上。

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

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、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。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司