

Application Note

适用于三相 AC/DC 应用的三电平飞跨电容器转换器的设计注意事项



Riccardo Ruffo, Bowen Ling

摘要

由于采用三电平飞跨电容器转换结构，可以在直流电压高于 650V 的三相直流/交流应用中使用额定电压为 650V 的晶体管。本文介绍了三电平飞跨电容器拓扑。本文提供设计建议和实验结果，以验证在使用 TI GaN 晶体管时该拓扑的优势。

内容

1 简介.....	2
2 飞跨电容器开关单元的工作原理.....	3
2.1 三电平飞跨电容器开关单元的开关模式.....	4
3 飞跨电容器开关单元的设计注意事项.....	5
3.1 导通和开关损耗.....	5
3.2 无源元件设计.....	6
3.3 布局布线注意事项.....	9
3.4 预充电网络.....	10
4 实验结果.....	11
4.1 为 TIDA-010957 的飞跨电容器进行预充电.....	11
4.2 稳态运行情况.....	12
5 总结.....	14
6 参考资料.....	14

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

如今，在可再生能源领域，具有高效率和高功率密度的电源转换系统正成为一个必备项。在以额定直流总线电压为 400V 的单相应用为目标时，采用 GaN 技术便成为一种先进的设计方案 [1、2]。在面向 800V 的系统时，采用两级拓扑的 GaN 需要击穿高于 1000V 的电压，很难找到能够承受这种高电压的 GaN 晶体管。在传统的半桥单元中，每个开关器件都需要承受最高直流总线电压。为了降低三相应用中出现的电压应力，需要考虑使用替代多级拓扑。通过添加额外的电源元件，在采用多电平转换器时，可显著降低器件上的整体电压应力。从 3 中可以看出，文献中可以找到多种拓扑，但飞跨电容器的结果在设计上最具成本效益。本文档讨论了三级飞跨电容器拓扑。着重介绍了德州仪器 (TI) GaN FET 的实现方式。

2 飞跨电容器开关单元的工作原理

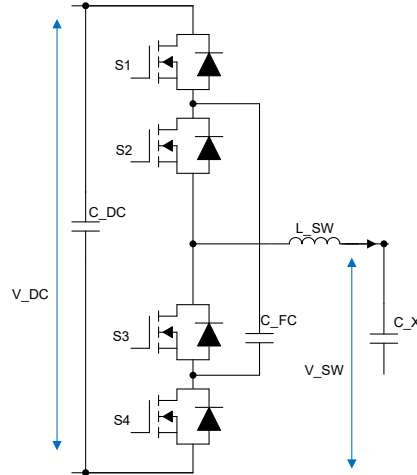


图 2-1. 三电平飞跨电容器开关单元

在三电平开关单元中，可以找到以下元件，如图 2-1 所示：

- S1、S2、S3 和 S4 是四个电源开关。
- C_{FC} 是飞跨电容器。
- L_{SW} 是开关节点电感。
- C_{DC} 是直流链路电压电容器。

请注意，此拓扑被视为升压转换器拓扑，其中 V_{SW} 电压始终低于直流链路电压 (V_{DC})。

在该拓扑中，通过合理的晶体管导通组合，实现开关节点输出的三种电压电平：

1. 输出等于 V_{dc} ：S1 和 S2 导通。
2. 输出等于 $0V$ ：S3 和 S4 导通。
3. 输出等于 $V_{DC}-V_{FC}$ ：S1 和 S3 导通。
4. 输出等于 V_{FC} ：S2 和 S4 导通。

从第三和第四种开关状态可以看出，保持两个电容 (V_{fc} 和 V_{dc}) 电压恒定是非常重要的。如果飞跨电容器电压被控制为直流链路电压的一半，在该情况下可确保开关节点电压为直流链路电压的一半。

2.1 三电平飞跨电容器开关单元的开关模式

根据图 2-1 可知，每个相位都实现了四个开关 (S1、S2、S3 和 S4)。在此拓扑中，每个 FET 的额定电压均为直流链路电压的一半。虽然可以有各种开关方案来控制该功率级，但应选择更简单的方案以降低复杂性。在此设计中，所有晶体管都以标称频率 f_{sw} 进行开关。需要为每个 FET 定义死区时间、载波和占空比：

- 开关对 S1 和 S4 以及 S2 和 S3 可互补切换。每个开关单元需要两对死区时间。如果 S1 和 S4 彼此不互补，则存在 C_{DC} 短路的风险，从而在 S2 和 S3 上造成严重的过电流和过电压。如果 S2 和 S3 不互补切换，则存在 C_{FC} 短路的风险，从而在 S1 和 S4 上造成严重的过电流加过电压。
- S1 和 S4 以及 S2 和 S3 信号彼此之间存在 180 度相移。由于这种相移，开关节点电感器可看到两倍的开关频率，因此所需的电感值更小。
- 在进行初步近似时，应用于两个 PWM 对的占空比将是相同的。占空比指的是 V_{sw} 和 V_{DC} 之间的比率。

研究了开关单元的三个不同工作点。占空比被定义为 S1 和 S2 的导通时间：

- 当占空比大于 50% 时，S1 和 S2 处于导通状态的时间比 S3 和 S4 更长。当存在 1000V 直流链路时，输出开关电压在 500V 和 1000V 之间切换。
- 当占空比低于 50% 时，S3 和 S4 比 S1 和 S2 处于导通状态的时间更长。当存在 1000V 直流链路时，输出开关电压在 0V 和 500V 电平之间切换。
- 当请求的占空比等于 50% 时，四个开关处于导通状态的时间都将为开关时间的 50%。在初步估计时，输出开关节点电压将固定为 500V。

有关三电平飞跨电容器转换器的开关模式图，请参阅 [TIDA-010957 设计指南](#) 的第 2.2.1 节。

3 飞跨电容器开关单元的设计注意事项

3.1 导通和开关损耗

3.1.1 交流导通损耗

导通损耗主要取决于 FET 的 $R_{DS,ON}$ 。在任何时候，始终有两个器件同时传导开关节点电流。单个 FET 的总导通损耗可按方程式 1 计算。

$$P_{COND} = \frac{R_{DS,ON} \times I_{SW}^2}{\sqrt{2}} \quad (1)$$

其中 I_{SW} 表示电感器的 RMS 电流。

3.1.2 AC 开关损耗

开关损耗是开关频率以及每个晶体管相关开关能量的函数。开关能量与开关瞬态下的器件电流和电压有关。使用数据表中的开关能量曲线（例如 LMG3522R030 数据表中的开关能量曲线），可以估算总开关损耗。

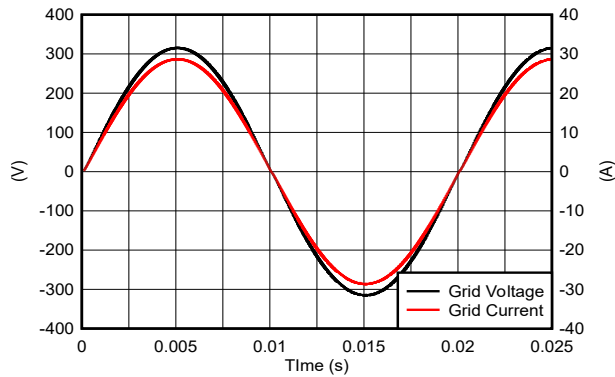


图 3-1. 电网电压和电网电流

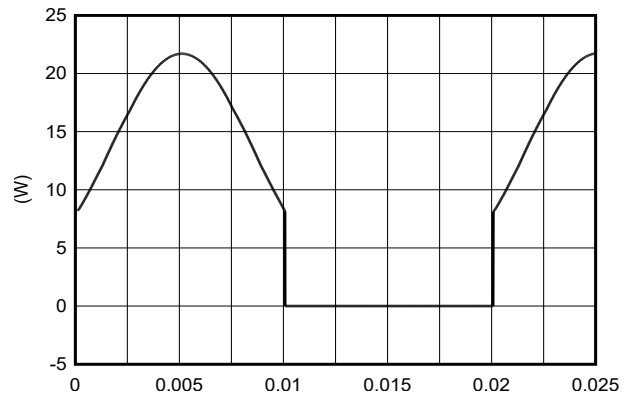


图 3-2. 开关损耗：S1 和 S2

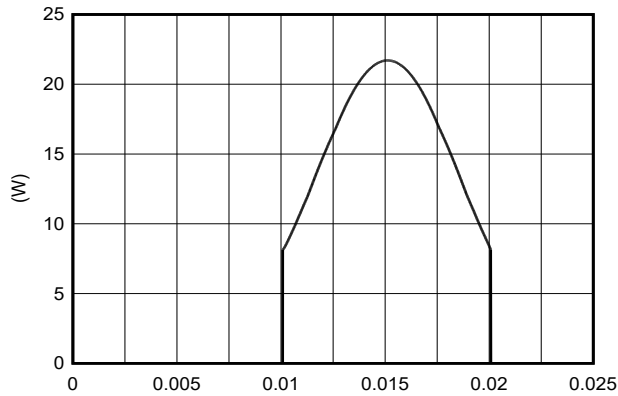


图 3-3. 开关损耗：S3 和 S4

在图 3-1 中，显示了前面所示开关单元的开关节点上的电流和电压。请注意，电流和电压同相，因此涉及开关单元的逆变器操作。四个晶体管的开关损耗如图 3-2 和图 3-3 所示。请注意，开关损耗仅存在于半电气周期。这意味着在一个半周期内开关器件为硬开关状态，而在另一个半周期内 FET 处于软开关状态。在整个交流周期内，所有 FET 的平均交流损耗相等。进一步研究表明，在下述所有运行模式中，开关损耗始终相同，其中“运行模式”指的是：

- 从交流电到直流电的功率因数校正器 (PFC) 功率
- 逆变器功率从直流侧流向电网侧。
- 仅向电网注入或吸收无功功率时的电容式和电感式补偿器。

3.2 无源元件设计

3.2.1 升压电感器设计

升压电感器或开关节点电感器用于滤除开关单元产生的电压脉冲。在选择合适的电感器时，需要考虑三个重要参数：

- 峰值间纹波电流，可驱动电感器损耗
- 应用峰值电流，用于驱动磁芯的饱和电流
- 应用本身的 RMS 电流。

在三电平飞跨电容器转换器中，峰值间纹波电流会流经升压电感器 (L_{SW}) 计算公式如下：

$$D_{\text{eff}} = 2 \times D - \text{floor}(2 \times D) \quad (2)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{DC}} \times (D_{\text{eff}}(1 - D_{\text{eff}}))}{4 \times L_{\text{SW}} \times f_{\text{SW}}} \quad (3)$$

其中：

- V_{DC} 为直流链路电压
- D_{eff} 是应用于电感器的有效占空比
- L_{SW} 是升压电感
- f_{SW} 为开关频率

该公式随占空比变化如图 3-4 所示。

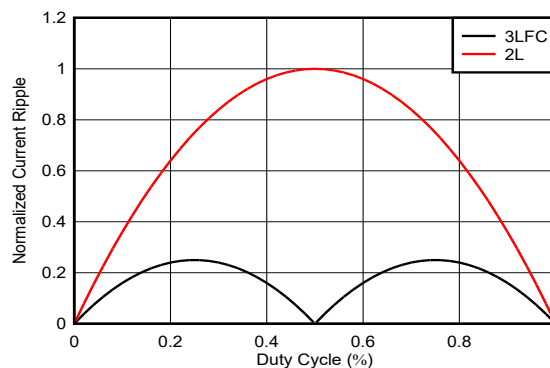


图 3-4. 使用三电平和二电平转换器时的标准化纹波电流与占空比之间的关系

请注意，与二电平转换器相比，三电平转换器的峰值间电流降低了 75%。峰值间电流降低了 75%，因为电感器观察到的频率是原来的两倍，而施加的电压是原来的一半。图 3-4 表明，占空比等于 25% 和 75% 时，纹波达到最大值。在正弦应用中，TI 建议将 25% 和 75% 的占空比视为最坏情况。

3.2.2 直流链路高频率纹波

直流链路电压纹波和 RMS 电流的计算方式如下：

$$\Delta V_{DC} = \frac{D(1-D) \times I_{boost}}{C_{out} \times f_{sw}} \quad (4)$$

$$I_{out,RMS} = \sqrt{D \times I_L^2 \times (1-D) + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (5)$$

其中：

- ΔV_{DC} 是 C_DC 端子上可见的直流链路电压纹波。
- D 是开关节点平均电压与直流链路电压之比。该值对应占空比。
- I_L 是开关节点电流。
- f_{sw} 是四个 FET 的开关频率。

这两个公式是根据占空比绘制的，如图 3-5 和图 3-6 所示。

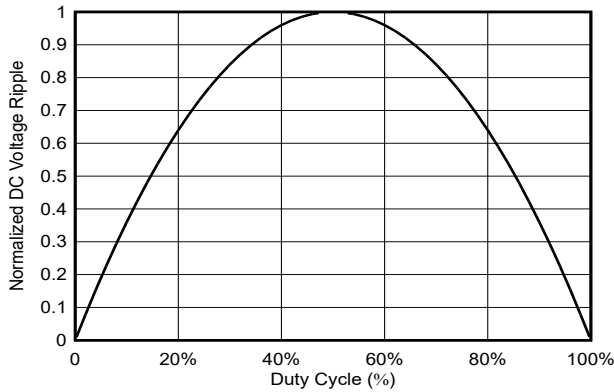


图 3-5. 直流电压纹波与占空比的关系

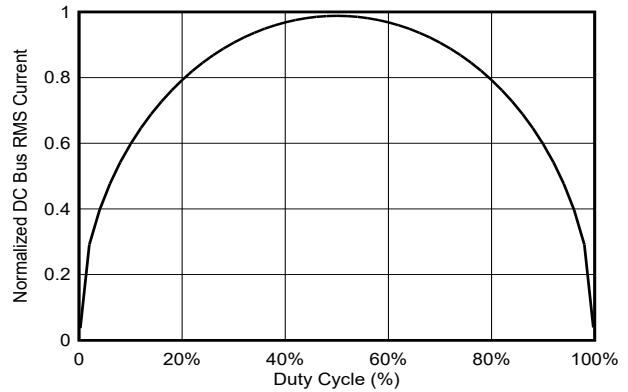


图 3-6. 直流总线 RMS 电流与占空比的关系

图 3-6 表明，最坏情况总是发生在占空比等于 50% 时。选择电容器时，必须考虑交流周期内的平均纹波。电容器看到的开关频率等于 f_{sw} ，该时间没有像电感器那样增加一倍。

3.2.3 飞跨电容器设计

在此拓扑中，飞跨电容器是关键元件。所选元件的额定电压必须大于直流链路电压的一半。这是因为，当整个电感器的电流流入飞跨电容器时，会出现大电压纹波。可使用如下方法计算飞跨电容器上的峰值间电压纹波：

$$\Delta V_{FC} = \frac{(0.5 - \text{ABS}(D - 0.5)) \times I_L}{C_{FC} \times f_{sw}} \quad (6)$$

C_{FC} 为飞跨电容器的电容值。

需要注意的是，根据该公式，当提高开关频率时，纹波电压会显著降低，从而使得 GaN 晶体管在该拓扑中更具优势。

此外，RMS 电流的计算公式如下。

$$I_{FC, \text{RMS}} = \sqrt{2(0.5 - \text{ABS}(D - 0.5)) \times \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (7)$$

图 3-7 和图 3-8 中绘制了飞跨电容器纹波电压和 RMS 电流随占空比变化的关系。

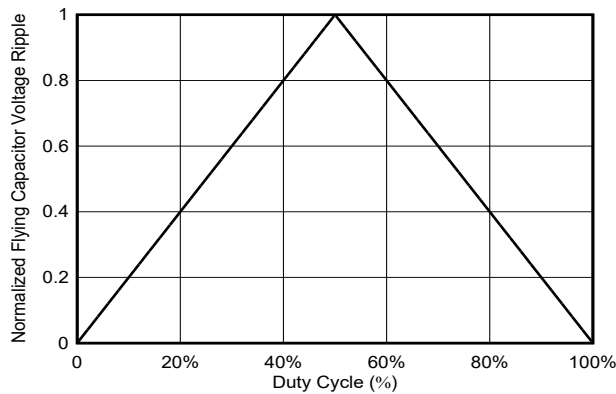


图 3-7. 飞跨电容器峰峰值电压随占空比的变化关系

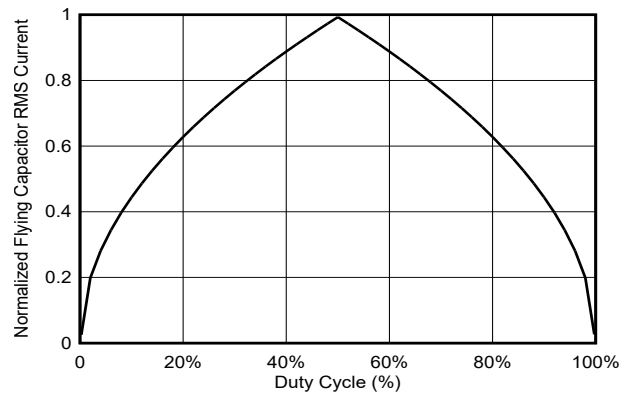


图 3-8. 飞跨电容器 RMS 电流与占空比的关系

请注意，图 3-7 和图 3-8 表明，最坏情况发生在占空比等于 50% 时。飞跨电容器中的基础纹波频率等于开关频率。为实现所设计变换器的良好成本结构，TI 建议采用薄膜电容器，因为其具有较高电容值，同时能够承受较大的纹波电流，适用于低成本设计。

3.3 布局布线注意事项

如第 3.2 节所示，通过公式可以看出，使用更高的开关频率进行开关，可以显著减小飞跨电容器和升压电感器的值。为了实现更高的开关频率，可采用 GaN 晶体管。这些晶体管的开关速度快于标准 Si FET，从而降低了开关损耗。更快的开关速度会导致高 di/dt ，同时产生环路寄生电感，这会导致重要器件过压。过压会导致 EMI 问题，甚至导致器件损坏。在此拓扑结构中，两个换向环路可以如图 3-9 中所示。

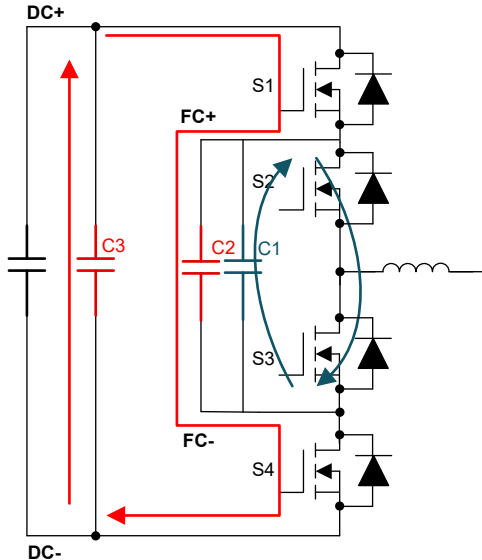


图 3-9. 三电平飞跨电容器开关引脚的换向环路

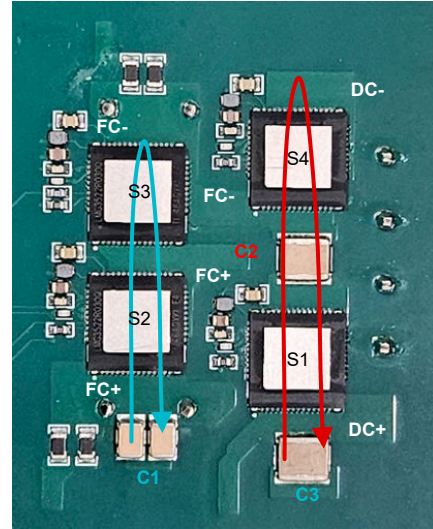


图 3-10. 基于 LMG3522R030 的三电平飞跨电容器开关单元的布局

请注意，图 3-10 中未显示飞跨电容器。仅显示了去耦合的陶瓷电容器。蓝色箭头表示内部环路，由 S2、S3 和 C1 的寄生电感组成。可以按照 LMG3522R030 数据表中所示的布局建议优化此布局。红色圆圈表示外部环路，由 S1、S4 和 C3 组成。为了解耦 S2 和 S3 的寄生电感，可以将电容器 C2 与 C1 并联放置。拥有这个额外的电容器可以改善本地布局，实现 FET 展频，而不会影响电源性能。三电平飞跨电容器开关单元的建议布局如图 3-10 所示。

请注意，从这张图中可以看出，通过添加电容器 C2，开关环路的寄生电感会减小。在添加额外元件时，由于电路板的机械尺寸更大，因此对栅极驱动器信号的处理会变得复杂。这可能会导致需要降低 FET 的额定开关速度，从而增加总损耗。该问题可通过采用集成栅极驱动器的 GaN 晶体管（如 LMG3522R030）来解决。由于内部栅极驱动器的设计，可以快速驱动 GaN 晶体管。

3.4 预充电网络

飞跨电容器转换器的一个关键主题是飞跨电容器本身的预充电方法。

在转换器的标称运行期间，通过电压控制环路将飞跨电容器电压电平设置为 $V_{dc}/2$ 标称电压。通过将飞跨电容器的电压控制为直流总线电压的一半，FET 两端的电压应力即可被设定为直流总线电压的一半。

首次将转换器连接到电网时，MCU 和 AUX 电源处于关闭状态。在转换器的预充电序列期间，直流链路电压开始上升，但飞跨电容器电压仍等于零。如果电网电压较高且直流总线电压达到高于晶体管击穿电压的值，则 FET 有损坏的风险。使用与 S1 和 S4 并联的齐纳二极管和电阻器可以解决此问题，如图 3-11 所示。

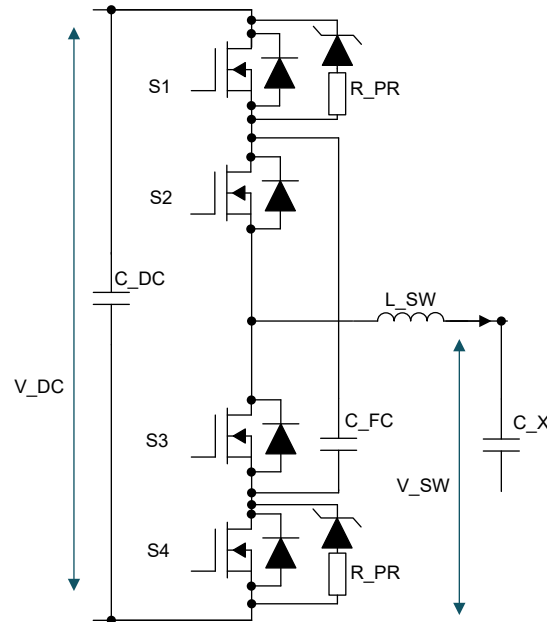


图 3-11. 三电平飞跨电容器转换器的预充电网络

将齐纳二极管与 FET 并联有助于钳位其两端的电压。这样一来，一旦达到齐纳电压，飞跨电容器就会开始充电。为控制充电电流，可在回路中串联一个几欧姆的电阻，从而限制充电电流。通过根据电容值改变电阻的阻值，可以在充电电流与充电时间之间找到一个折中方案。电路的常量时间可通过 [方程式 8](#) 计算得出。

$$\tau = 2R_{PR}C_{FC} \quad (8)$$

4 实验结果

本章提供了名称为 TIDA-010957 的参考设计的实验结果 [5]。这是一款基于 TI GaN FET (LMG3522R030) 的 TI 参考设计，额定功率为 15kVA，适用于三相中性应用。该参考设计在仍使用 650V GaN 晶体管的情况下，可以连接到 900V 直流链路。得益于 GaN FET 的集成栅极驱动器，可实现 70kV/us 的开关速度。参考设计的示意原理图可在图 4-1 中找到。

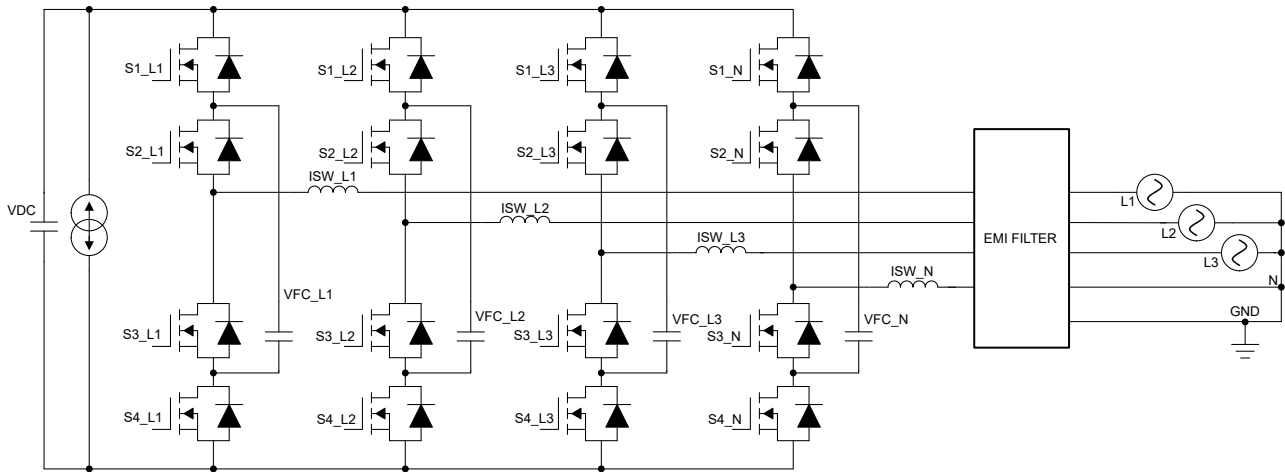


图 4-1. TIDA-010957 参考设计的示意原理图

可以发现，在此拓扑中，通过为所有分支实施飞跨电容器拓扑来实现四个克隆分支。转换器的每个开关单元都能够处理 $21A_{rms}$ 。

4.1 为 TIDA-010957 的飞跨电容器进行预充电

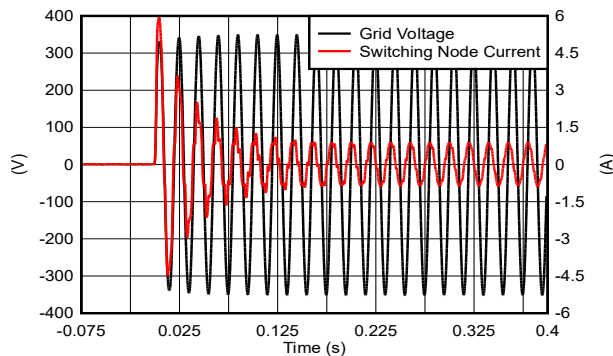


图 4-2. 飞跨电容器预充电序列：电网电压与电网电流

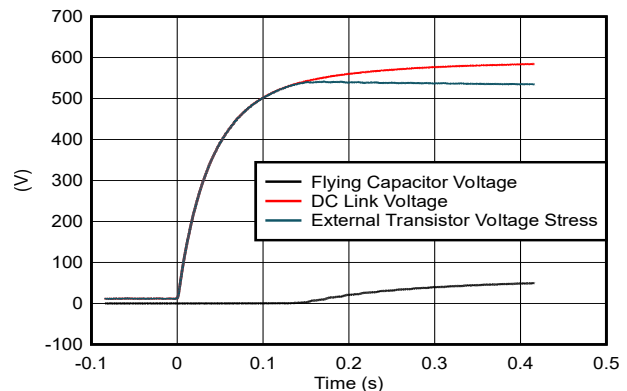


图 4-3. 飞跨电容器预充电序列：直流链路电压、飞跨电容器电压及外部晶体管电压应力

图 4-2 和图 4-3 中提供了与预充电序列相关的波形。显示下述波形：

- L1 相位上的电流
- L1 相位上的电压
- 直流链路电压
- 飞跨电容器的电压
- 外部晶体管电压应力

在此测试中，被测转换器已连接到电网。请注意，电网电压会立即出现在变换器的端子上。建立电网电压后，就会产生电网浪涌电流。FET 两端的电压被齐纳二极管有效钳位至 520V。

4.2 稳态运行情况

本参考设计在四种不同的工作模式下进行了测试：

- 逆变器操作：功率从直流侧转换至电网侧。
- PFC 操作：从电网侧到直流侧的功率转换器。
- 逆变器加电容功率补偿器：有功功率与无功功率一起注入电网。
- 逆变器加感性功率补偿器：向电网注入有功功率，并从电网吸收无功功率。

在实验过程中收集的数据被收集并显示在图 4-4 至图 4-11 中。这些图中显示了所有四个工作点的开关节点电压、电网电流和电网电压。

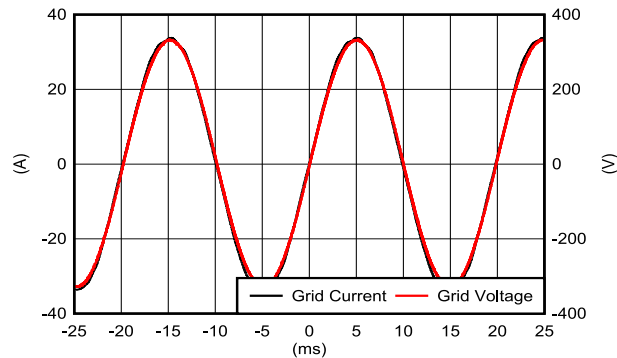


图 4-4. 实验性 PFC 运行：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 A)

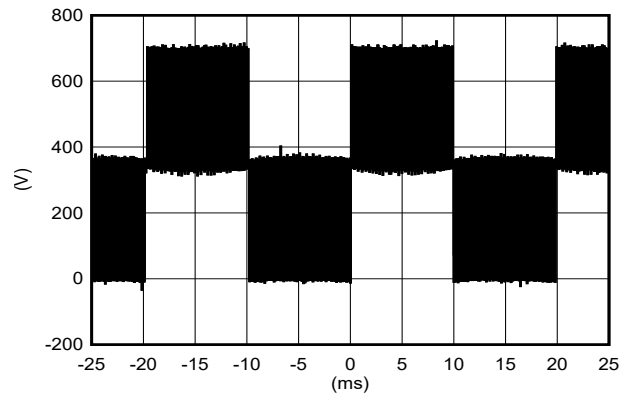


图 4-5. 实验性 PFC 运行：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 B)

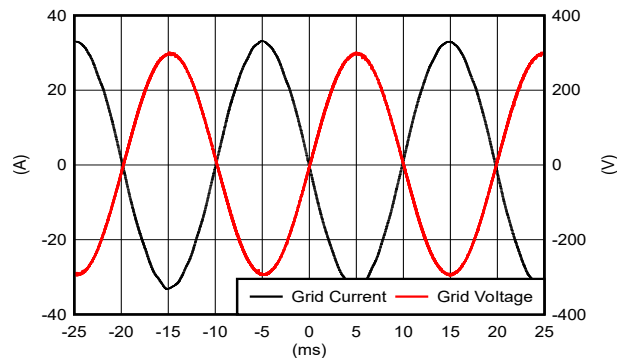


图 4-6. 实验性逆变器运行：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 A)

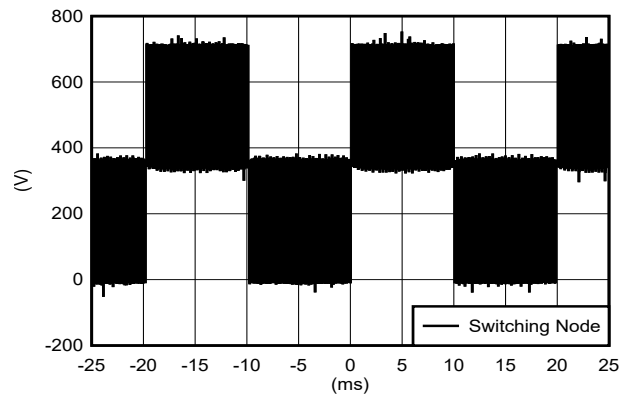


图 4-7. 实验性逆变器运行：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 B)

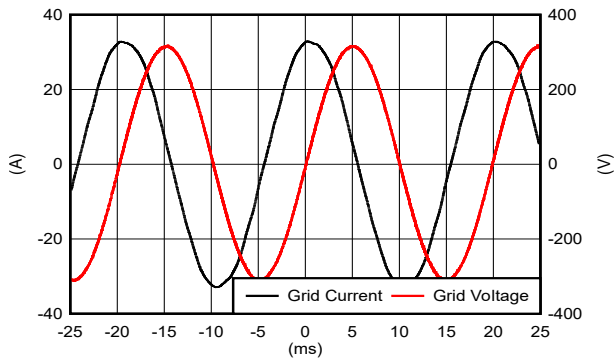


图 4-8. 实验逆变器与电容补偿：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 A)

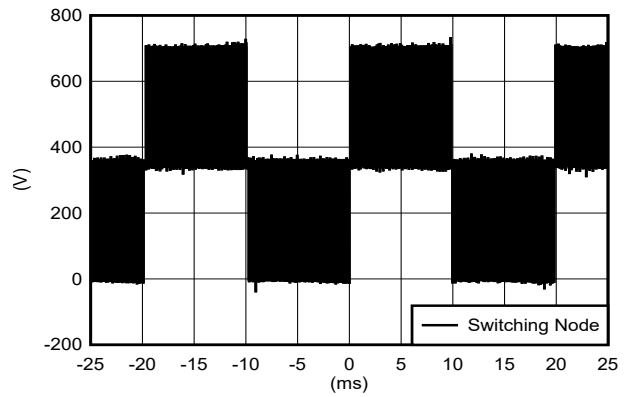


图 4-9. 实验逆变器与电容补偿：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 B)

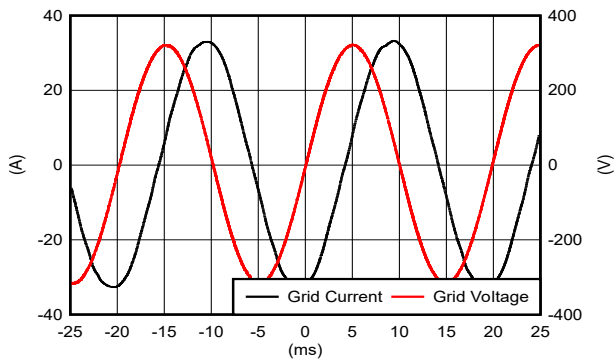


图 4-10. 实验性逆变器和电感式补偿：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 A)

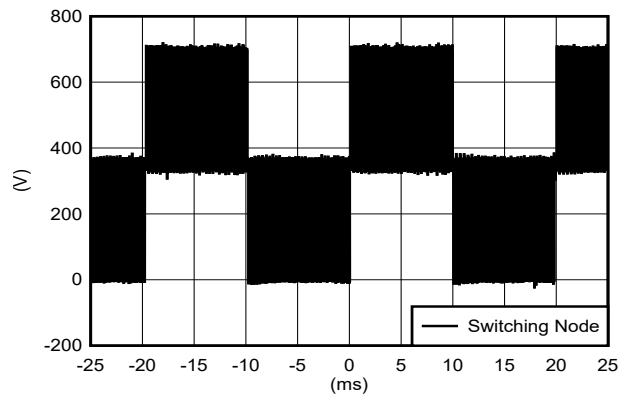


图 4-11. 实验性逆变器和电感式补偿：线路电流、线路电压和开关节点电压 (图 B)

首先可以观察到，在电网工频周期内，开关节点电压呈现三个明显的电平。这是因为在一个周期的前半段需要小于 50% 的占空比，而在后半段则需要大于 50% 的占空比。如前面各图所示，三个电压电平再加上等效开关频率的倍增，使得电网电流能够具有较低的纹波电流。其次，请注意，从这些结果来看，由于未观察到纹波电流或效率的恶化，因此该拓扑可以通过保持相同的性能在所有工作点上运行。在该参考设计中，通过使用 LMG3522R030，在 18kW 下测量到 98.9% 的峰值效率（平均结温为 105°C）。结温是使用集成温度检测功能从器件得出的。

5 总结

在尝试减小转换器尺寸和提高效率时，飞跨电容器拓扑是首选设计。采用 GaN 晶体管时，开关频率可以显著提高，使得这种拓扑结构更具吸引力。通过使用具有集成栅极驱动器的 TI GaN FET，已经证明可充分优化电源布局。70kV/ μ s 的开关速度已在没有明显电压过冲的情况下实现。

本文采用设计额定功率为 15kW 的三相中性线参考设计作为参考。该拓扑可在逆变器、PFC 和反应式功率补偿中运行。已实现接近 99% 的峰值效率。

6 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[基于 TI GaN FET 的 10kW 单相串式逆变器的设计注意事项](#)，技术文章。
2. How2Power，[评估基于 GaN FET 的 10kW 串式逆变器的性能](#)，文章。
3. 德州仪器 (TI)，[三相工业系统的 AC/DC 电源转换拓扑比较](#)，研讨会。
4. IEEE，[用于缓解基于 SiC 的驱动器中电机过压问题的逆变器侧 RL 滤波器精确设计](#)，文章。
5. 德州仪器 (TI)，[基于 GaN 的 15kW 双向三相带中性线飞跨电容器参考设计](#)，设计指南。

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、与某特定用途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、安保法规或其他要求。

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。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月