

Power Supply Design Seminar

三相工业系统的交流/直流电源转换 拓扑比较



Reproduced from
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar
SEM2600
Topic 7
Riccardo Ruffo, Kelvin Le and Harald Parzhuber
Literature Number: ZHCP236

Power Supply Design Seminar resources
are available at:
www.ti.com/psds

本文比较了适用于三相工业应用的两级和三级交流/直流转换器，重点分析了两级 T 型有源中性点钳位 (ANPC)、中性点钳位 (NPC) 和飞跨电容器 (FC) 拓扑。我们的评估包括系统权衡，例如效率、电磁干扰 (EMI)、工作原理、电源开关选择和直流链路电容器应力，并讨论了各种拓扑对物料清单 (BOM) 的影响。

电源转换系统概述

概述：具有交流/直流转换器的终端设备

近年来，随着全球朝着更加可持续的未来迈进，人们越来越快地采用可再生能源（太阳能和风能）、储能系统和电动汽车 (EV)。这种快速采用对从发电、储能、输电到配电网的整个能源生态系统产生了深远影响。

图 1 展示了可持续生态系统模型。本例中的终端设备包括风力涡轮机、太阳能电池板、储能系统、电动汽车充电桩和具有车辆到电网功能的车载充电器。与这类终端设备相关的总体挑战包括电网稳定性、电源质量、能源输送时间和效率。

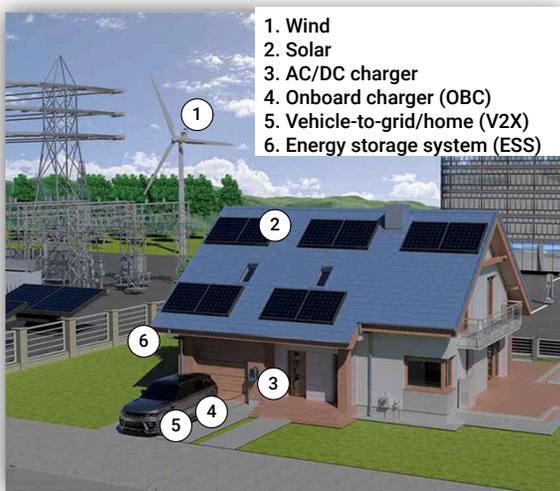


图 1. 可持续生态系统模型。

如图 2 中突出显示部分所示，交流/直流转换器是这类设备（混合逆变器、车辆到电网和 EV 车载充电器）中的一个常见子系统。交流/直流转换器的性能会显著影响整体系统稳定性（或可靠性）、电能质量、能源输送速率（如 EV 的充电时间）和效率。让我们来仔细看看交流/直流转换器。

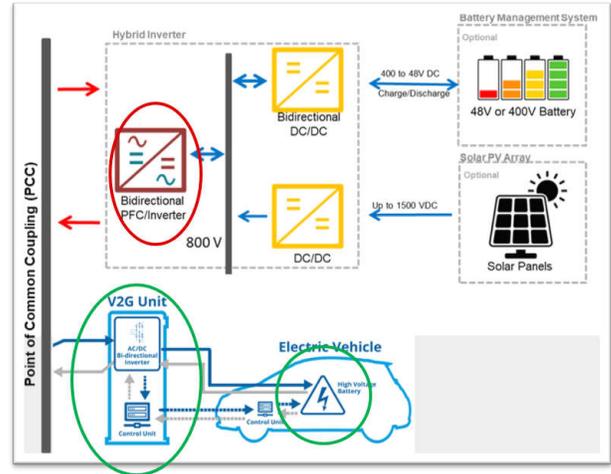


图 2. 交流/直流级连接到电网的原理图。

概述：现有的交流/直流拓扑

本节将仅讨论升压拓扑，因为升压拓扑是三相工业应用中最常用的拓扑。但在深入探讨之前，让我们先看一个三相升压交流/直流级的通用示例，如图 3 所示。方框图中突出显示的元件是电网侧的公共耦合点、EMI 滤波器级、升压交流/直流级以及 VDC+ 和 VDC- 处的直流负载。

采用升压交流/直流拓扑具有诸多优势：

- 更高的效率（升压拓扑意味着更低的应用电流，因此 I^2R 损耗更少）。
- 由于电感耦合，在电网中注入的 EMI 噪声更少。
- 考虑到直流链路的电容行为，因此能够更好地处理电网中的浪涌。

升压交流/直流转换器的基本要求如下：

- 升压功率因数校正 (PFC) ($V_{DC} \gg \sqrt{2} V_{LL}$)，其中 V_{DC} 是直流链路的直流电压， V_{LL} 是电网的线间电压。
- 电网侧的电感行为。
- 直流侧的电容行为。

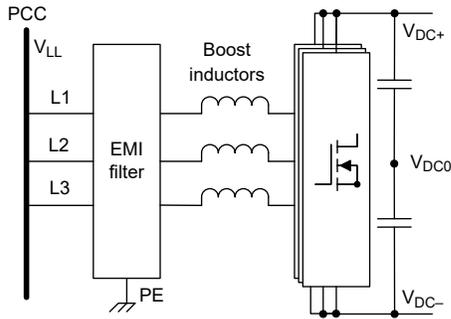


图3. 升压交流/直流方框图。

概述：单相与三相

针对给定的电源要求，与单相转换器相比，三相转换器需要的电流更少、尺寸更小并且产生的功率纹波更小。例如，11kW 单相 PFC 需要 48A，而 11kW 三相 PFC 每相只需要 16A。电流越小，损耗就越少，从而提高了此类系统的功率密度。

单相转换器在直流链路中存在功率纹波，而平衡的三相转换器则没有。图 4 和图 5 分别展示了单相和三相 PFC 的示例。在图 5 中，蓝色矩形突出显示了开关单元，我们将在三相升压转换器拓扑：概述和工作原理中讨论一些常见的交流/直流拓扑。请注意，在图 5 中，电网的中性点几乎连接到直流链路（高频）的中点，用 V_{DC0} 表示。

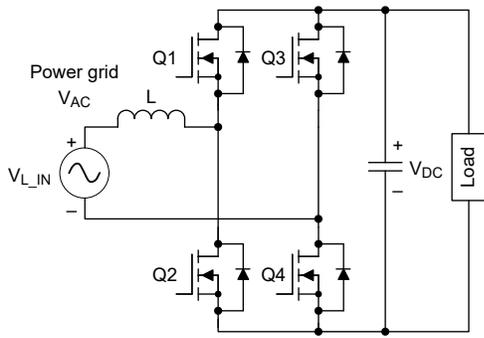


图4. 单相两级 PFC。

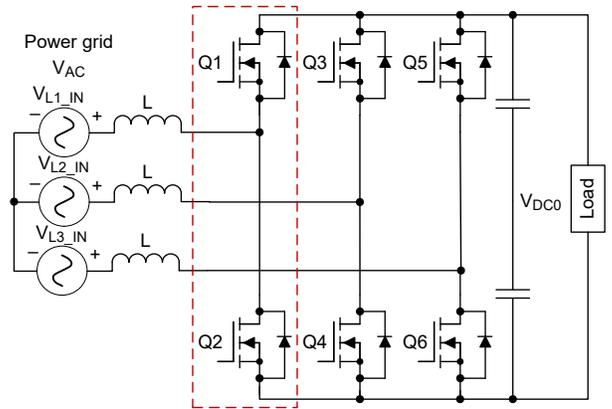


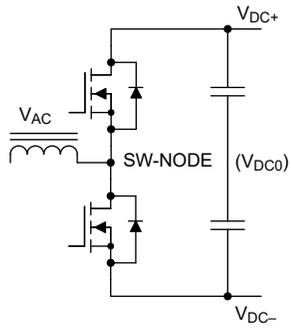
图5. 三相 PFC，其中突出显示了用于两级拓扑的开关单元。

三相升压转换器拓扑：概述和工作原理

多级拓扑交流/直流功率级概述

我们来了解下工业应用中采用的一些最常见的交流/直流拓扑。为简单起见，以下原理图仅突出显示了这些拓扑的开关单元（因此，仅显示了三个桥臂中的一个）。两级和三级 FC 拓扑都需要两个直流链路连接（ V_{DC+} 和 V_{DC-} ）。T 型、Vienna、ANPC 和 NPC 拓扑需要三个直流链路连接（ V_{DC+} 、 V_{DC0} 和 V_{DC-} ）。

2L 两级转换器



FC 3L、飞跨电容器

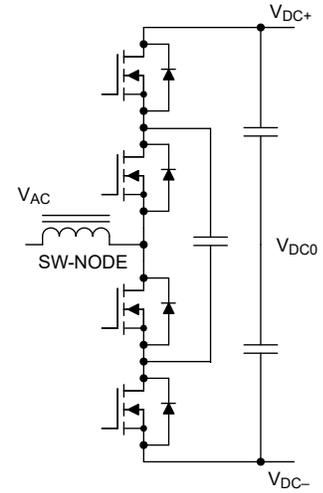
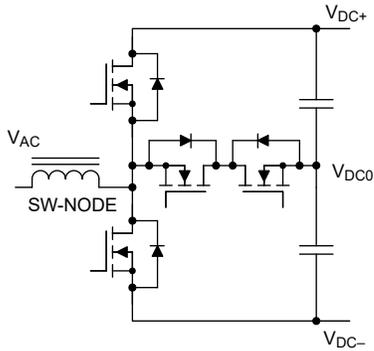
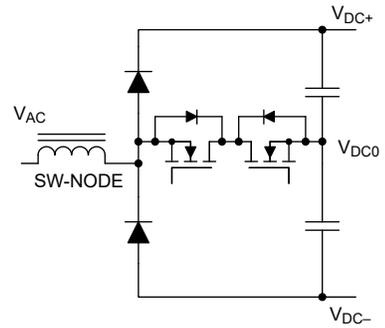


表 1. 需要两个直流链路连接的拓扑。

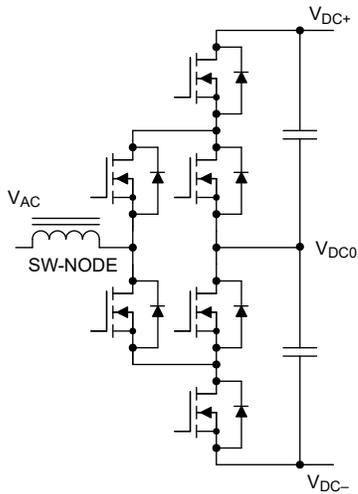
T 型 3L、三级 T 型转换器



3L、Vienna 整流器



ANPC 3L、有源中性点转换器



NPC 3L、中性点转换器

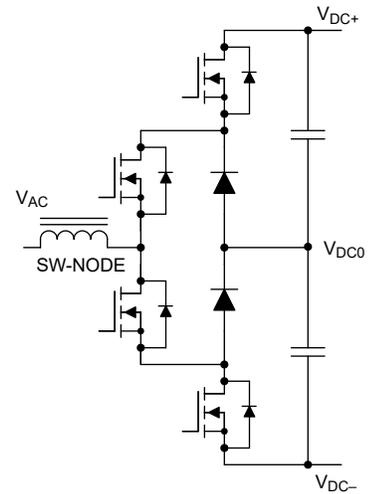


表 2. 需要三个直流链路连接的拓扑。

两级逆变器基本工作原理

图 6 展示了两级逆变器的基本操作，其中 V_{AC} 以 V_{DC0} 为基准。这是一种支持逆变器和 PFC 模式的双向拓扑。图 7 和图 8 展示了两个周期内逆变器模式的相应开关特性。在图 8 中，正开关节点电流表示流入电网 V_{AC} 的电感电流。

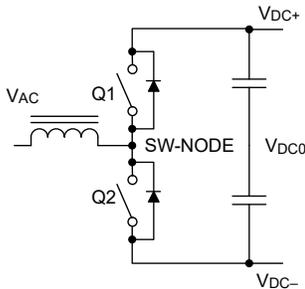


图 6. 两级逆变器单个开关单元的原理图。

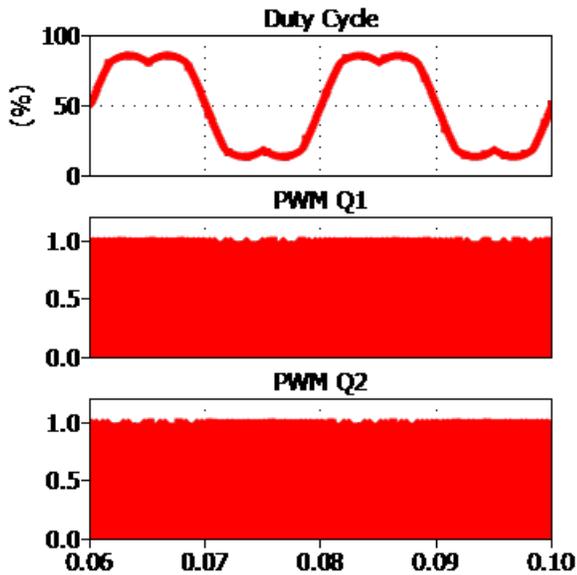


图 7. 开关占空比与栅极驱动器脉宽调制 (PWM) 信号。

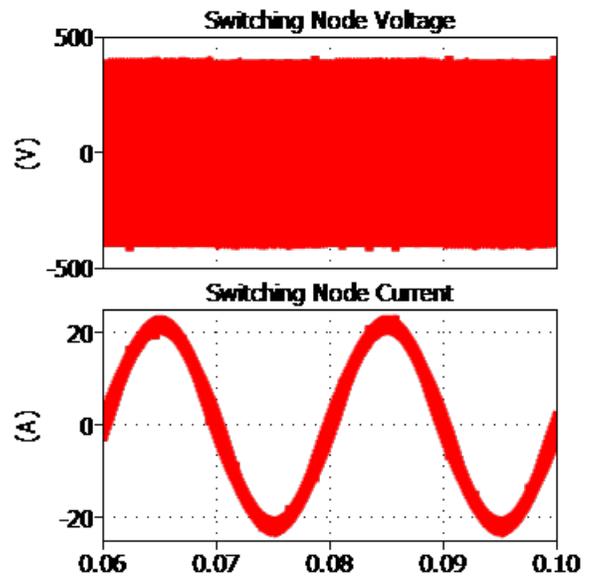


图 8. 开关电压和电流。

对于正正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) 和大于 50% 的占空比， $Q1$ 和 $Q2$ 以 f_{PWM} 的频率进行开关。输出电压由 PWM 的占空比定义（其中， $Q1$ 比 $Q2$ 更频繁地导通）。

图 9 突出显示了正正弦波的 PWM 曲线示例。 $Q1$ 和 $Q2$ 之间存在死区时间，以防止开关转换期间发生击穿。对于负正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) 和小于 50% 的占空比， $Q1$ 和 $Q2$ 以 f_{PWM} 的频率进行开关。同样，输出电压由 PWM 的占空比定义（ $Q1$ 比 $Q2$ 更频繁地关断）。

图 10 突出显示了负正弦波的 PWM 曲线示例。

如图 11 所示，在正弦波过零点处，占空比接近 50%。对于这种两级拓扑，输出纹波频率 (f_{RIPPLE}) 等于 f_{PWM} 。 f_{RIPPLE} 定义了磁性元件和电容器等滤波元件的尺寸。此外， $Q1$ 和 $Q2$ 需要额定电压为 V_{DC} ；例如，当 V_{DC} 为 800V 时，开关的额定电压需要为 1200V。

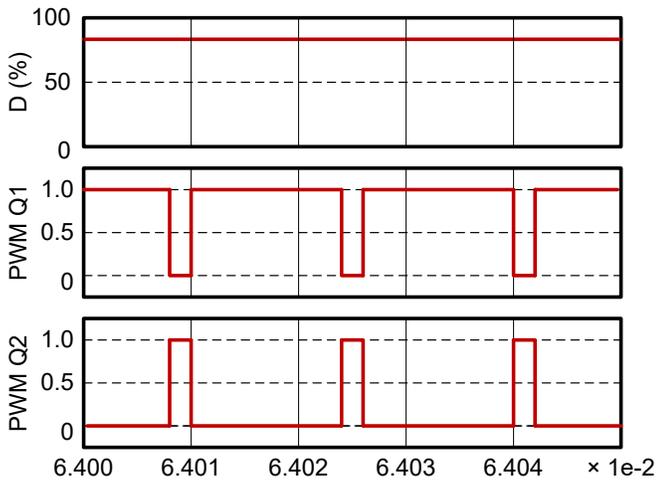


图9. 电网相电压为正时的 PWM 曲线。

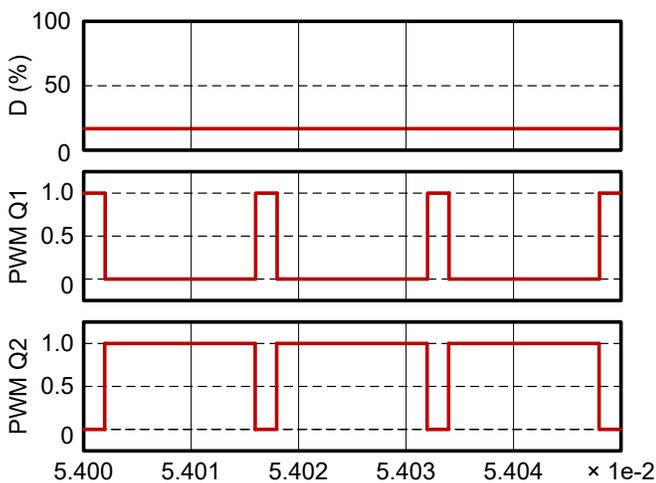


图10. 电网相电压为负时的 PWM 曲线。

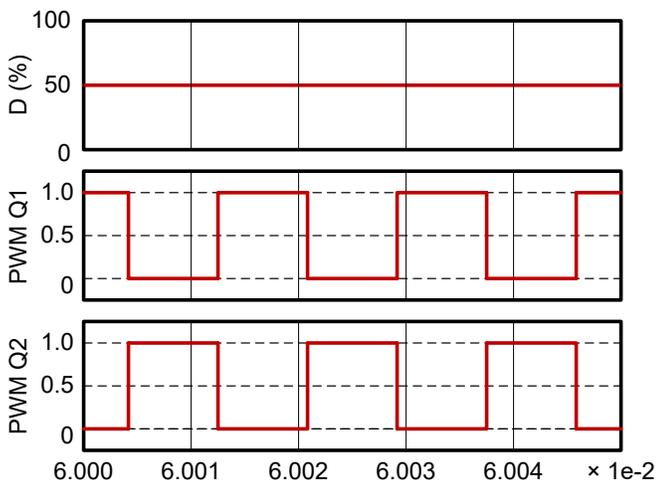


图11. 过零处的 PWM 曲线。

三级 T 型逆变器基本工作原理

图 12 展示了三级 T 型逆变器的基本操作，这是一种支持逆变器和 PFC 模式的双向拓扑。对于正正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$)，Q4 永久处于导通状态，而 Q2 永久处于关断状态。以红色显示的 Q1 和 Q3 以 f_{PWM} 的频率进行开关（请参阅图 12）。正如预期的那样，需要考虑 Q1 和 Q3 之间的死区时间。对于负正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$)，Q3 永久处于导通状态，而 Q1 永久处于关断状态。以蓝色显示的 Q2 和 Q4 以 f_{PWM} 的频率进行开关，如图 13 所示。同样，需要考虑 Q2 和 Q3 之间的死区时间。在该拓扑中，输出 f_{RIPPLE} 等于 f_{PWM} 。Q1 和 Q2 需要额定电压为 V_{DC} （当 V_{DC} 为 800V 时，开关的额定电压需要为 1200V），Q3 和 Q4 的额定电压可以是 V_{DC} 的一半（当 V_{DC} 为 800V 时，开关的额定电压需要为 600V）。

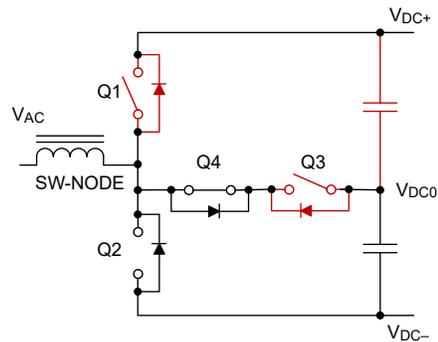


图12. 当电网电压为正时的 T 型逆变器单个开关单元原理图，其中换向器件以红色突出显示。

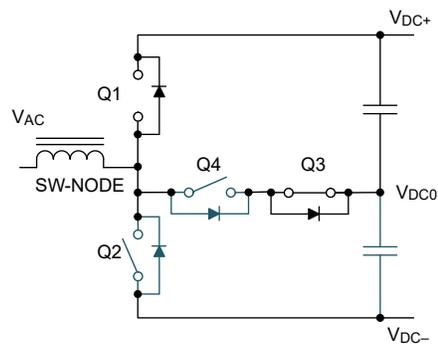


图13. 当电网电压为负时的 T 型逆变器单个开关单元原理图，其中换向器件以蓝色突出显示。

图 14 和图 15 展示了两个周期内逆变器模式的相应开关特性。正如预期的那样，输出电压有三个电平 (V_{DC+} 、 V_{DC-}

和 V_{DC0})。此外，三级逆变器的电流纹波小于两级逆变器的电流纹波。

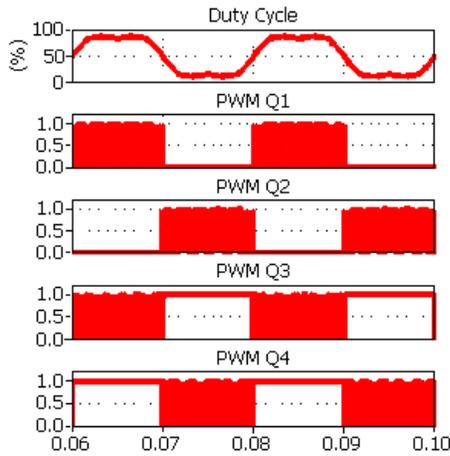


图 14. 开关占空比与栅极驱动器 PWM 信号。

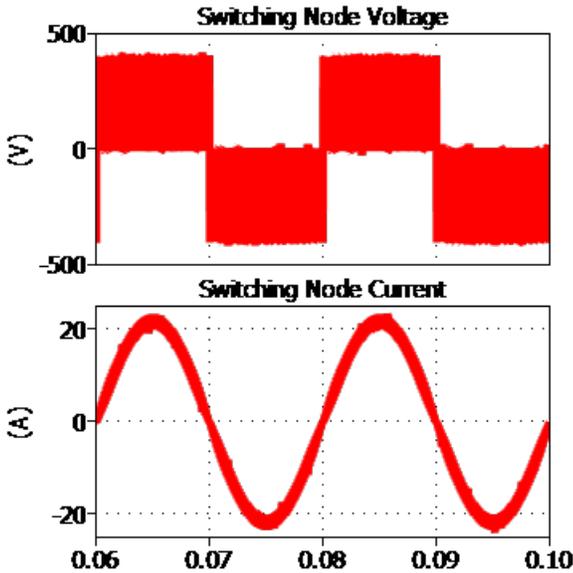


图 15. 开关电压和电流。

PFC 模式下的三级 Vienna 基本工作原理

图 16 展示了三级 Vienna 整流器的基本操作。这是一种仅支持 PFC 模式的单向拓扑。图 18 和图 19 展示了两个周期内 PFC 模式的相应开关特性。在图 19 中，由于 PFC 模式（正电流定义为流入电网 V_{AC} 的电流），电流为负。

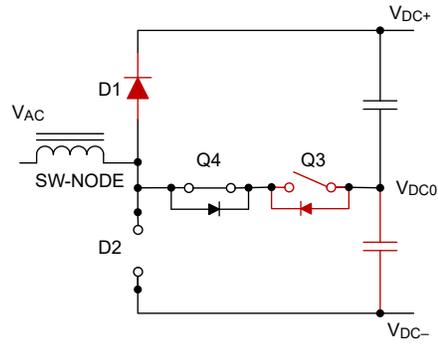


图 16. 正电网周期内的 Vienna 整流器单个开关单元原理图，其中换向器件以红色突出显示。

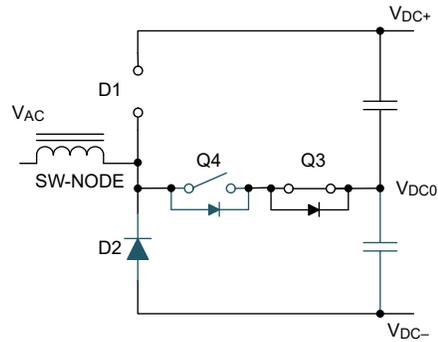


图 17. 负电网周期内的 Vienna 整流器单开关单元原理图，其中换向器件以蓝色突出显示。

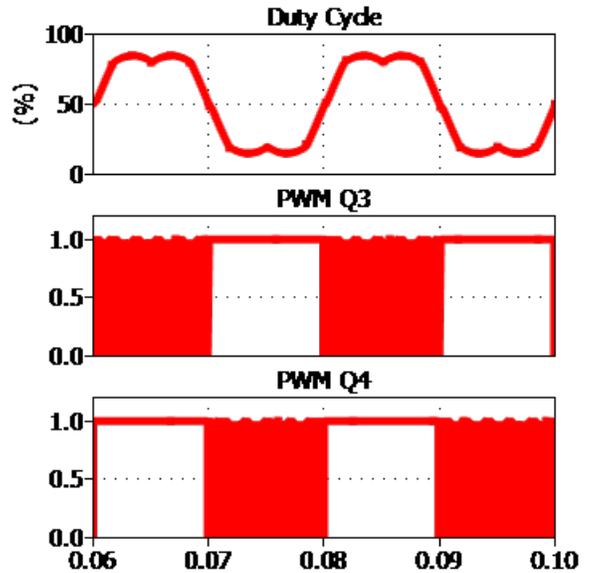


图 18. 开关占空比与栅极驱动器 PWM 信号。

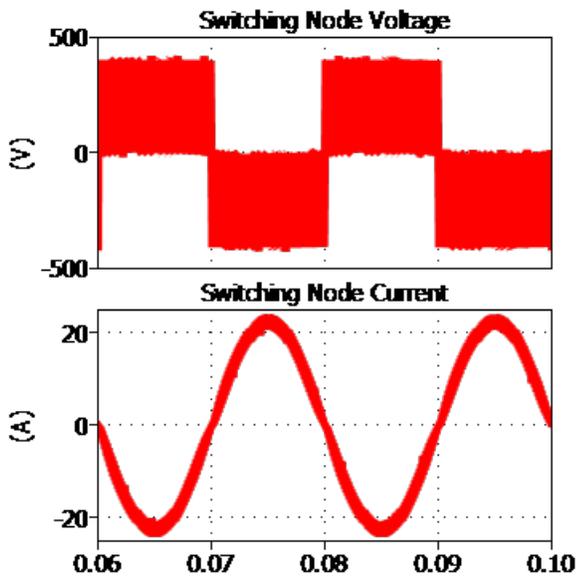


图 19. 开关电压和电流。

对于正正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$)，Q4 永久处于导通状态，而红色的 Q3 以 f_{PWM} 的频率进行开关（请参阅图 16）。对于负正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$)，Q3 永久处于导通状态，而蓝色的 Q4 以 f_{PWM} 地方频率进行开关（请参阅图 17）。与 T 型类似，Vienna 的 f_{RIPPLE} 等于 f_{PWM} 。D1 和 D2 需要额定电压为 V_{DC} （例如，对于 800V 的 V_{DC} 总线，您需要额定电压为 1200V 的器件），Q3 和 Q4 的额定电压可以是 V_{DC} 的一半（例如，800V V_{DC} 总线需要额定电压为 600V 的器件）。可以看到，Vienna 操作与 T 型非常相似。

三级 ANPC 逆变器基本工作原理

图 20 展示了三级 ANPC 逆变器的基本操作，这是一种支持逆变器和 PFC 模式的双向拓扑。

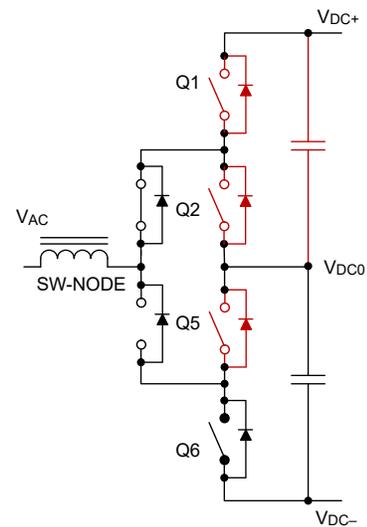


图 20. 当电网电压为正时的 ANPC 逆变器单个开关单元原理图，其中换向器件以红色突出显示。

对于正正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$)，Q3 永久处于导通状态，而 Q4 处于关断状态（请参阅图 20）。以红色显示的 Q1 和 Q2 以 f_{PWM} 的频率进行开关。此外，Q5 与 Q1 一起开关，以便在 Q4 和 Q6 之间保持一半的 V_{DC} 。对于负正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$)，Q4 永久处于导通状态，Q3 处于关断状态（请参阅图 21）。以蓝色显示的 Q5 和 Q6 以 f_{PWM} 的频率进行开关。此外，Q2 与 Q6 一起开关，以便在 Q1 和 Q3 之间保持一半的 V_{DC} 。此处， f_{RIPPLE} 等于 f_{PWM} ，但 Q3 和 Q4 以 f_{AC} （50Hz 或 60Hz）的频率进行开关。所有开关的额定电压都可以是 V_{DC} 的一半（800V 至 600V）。与 T 型逆变器相比，ANPC 逆变器具有一个特殊要求，那就是它需要通过关断时序控制来将电压平衡到 V_{DC} 的一半。

图 22 和图 23 展示了两个周期内 ANPC 逆变器模式的相应开关特性。

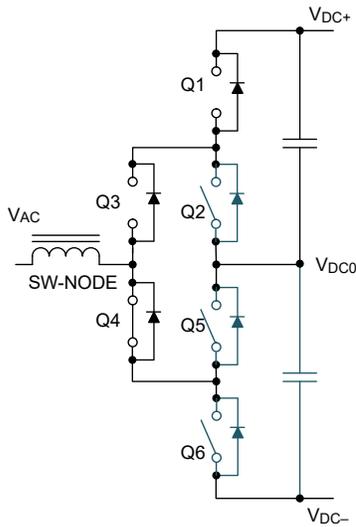


图 21. 当电网电压为负时的 ANPC 逆变器单个开关单元原理图，其中换向器件以蓝色突出显示。

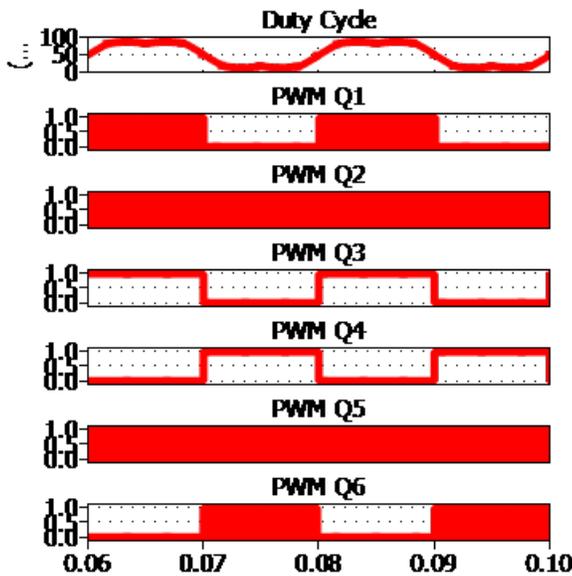


图 22. 开关占空比与栅极驱动 PWM 信号。

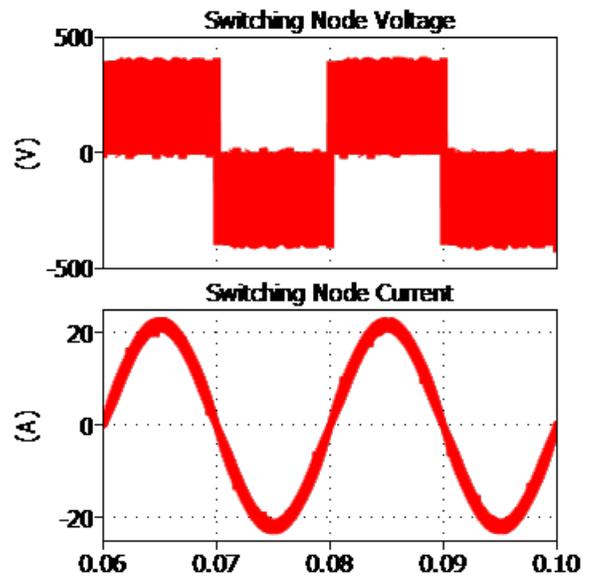


图 23. 开关电压和电流。

三级 NPC 逆变器基本操作原理

图 24 展示了三级 NPC 逆变器的基本操作，这是一种支持逆变器和 PFC 模式的双向拓扑。

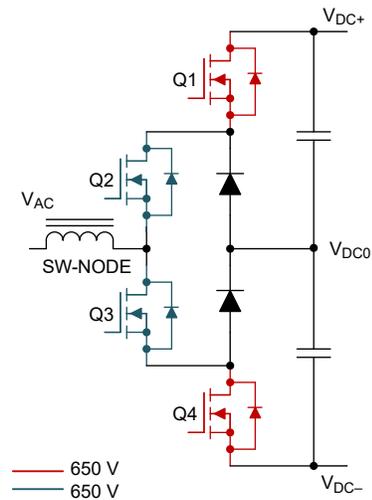


图 24. 当电网电压为正时的 NPC 逆变器单个开关单元原理图，其中换向器件以红色突出显示。

对于正正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$)，Q2 永久处于导通状态，而 Q4 处于关断状态（请参阅图 24）。以红色显示的 Q1 和 Q3 以 f_{PWM} 的频率进行开关。根据电感电流方向，当 Q1 关断而 Q3 导通时，D5 或 D6 中的一个可以处于导通状态（自由轮转）。例如，如果电感电流从开关节点流向 V_{AC} ，则 D5 正向偏置，D6 反向偏置。相比之下，如果电感电流从 V_{AC} 流向开关节点，则 D6 正向偏置，D5 反向

偏置。对于负正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$)，Q3 永久处于导通状态，Q1 处于关断状态（请参阅图 25）。以蓝色显示的 Q4 和 Q2 以 f_{PWM} 的频率进行开关。输出 f_{RIPPLE} 等于 f_{PWM} 。正如我们提到的，D5 或 D6 中的一个可以处于导通状态（自由轮换），具体取决于电感电流方向。像 ANPC 逆变器一样，所有开关的额定电压均为 V_{DC} 的一半（例如，800V_{DC} 总线需要额定电压为 600V 的器件）。此拓扑还需要通过关断时序控制来将电压平衡到 V_{DC} 的一半。

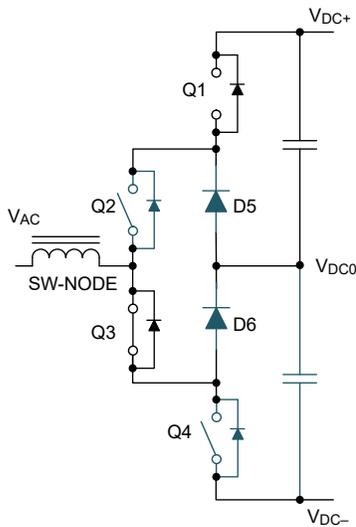


图 25. 当电网电压为负时的 NPC 逆变器单个开关单元原理图，其中换向器件以蓝色突出显示。

图 26 和图 27 展示了两个周期内逆变器模式的相应开关特性。

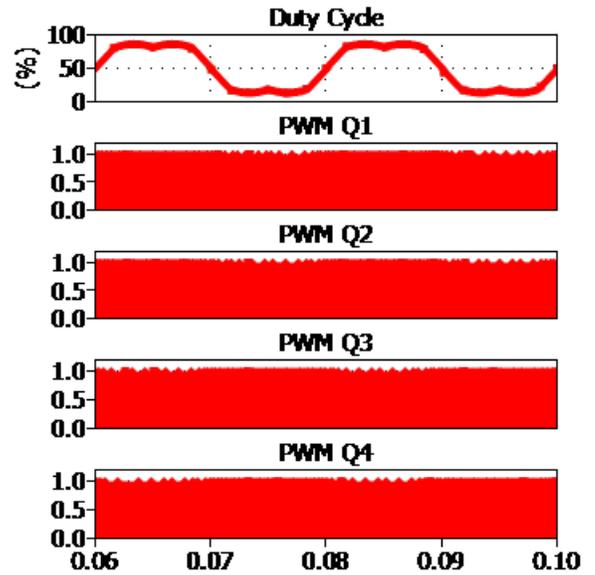


图 26. 开关占空比与栅极驱动器 PWM 信号。

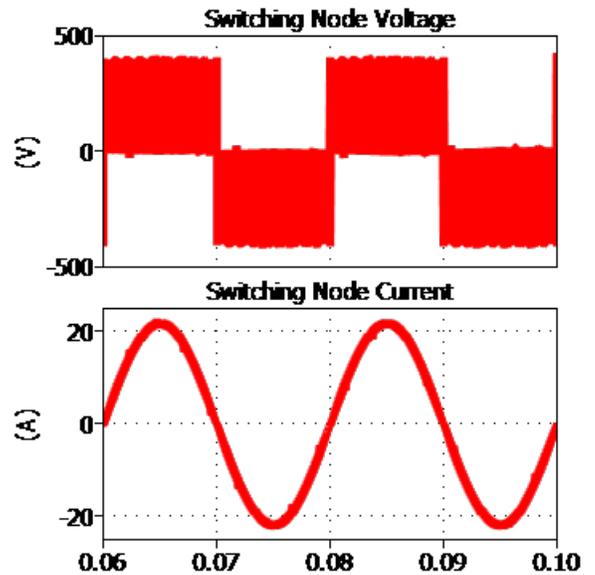


图 27. 开关电压和电流。

三级 FC 逆变器基本工作原理

图 28 展示了三级 FC 逆变器的基本操作，这是一种支持逆变器和 PFC 模式的双向拓扑。图 29 和图 30 展示了两个周期内逆变器模式的相应开关特性。

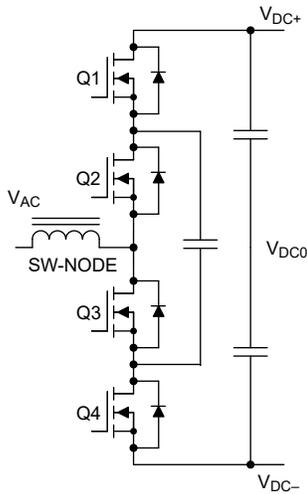


图 28. 三级 FC 逆变器单个开关单元的原理图。

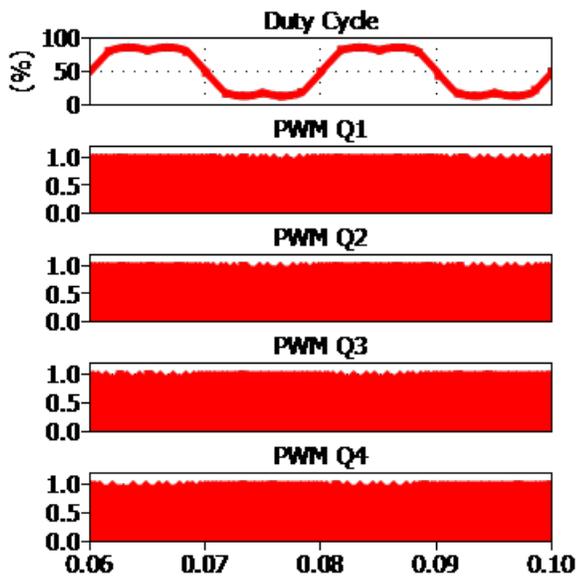


图 29. 开关占空比与栅极驱动器 PWM 信号。

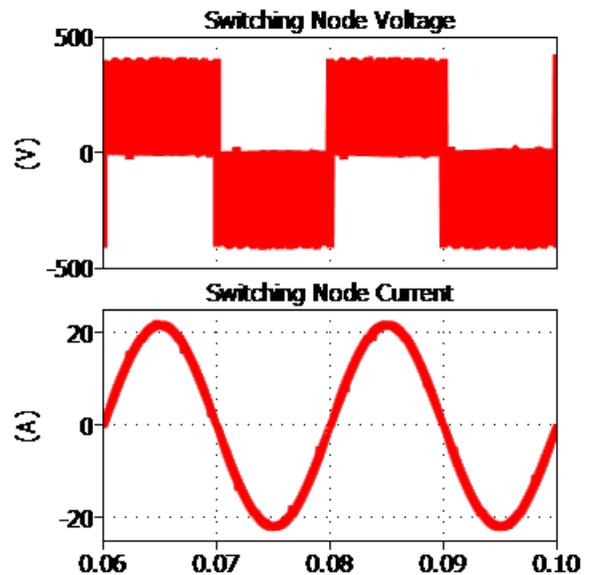


图 30. 开关电压和电流。

在此拓扑中，所有场效应晶体管(FET)均以 f_{PWM} 的频率进行开关。开关对 Q1 和 Q4 以及 Q2 和 Q3 是互补的，因此需要两对死区时间。对于正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$)，在正峰值处，Q1 和 Q4 以及 Q2 和 Q3 之间具有 180 度相移。Q1 和 Q2 的导通状态比 Q3 和 Q4 更明显（请参阅图 31）。对于负正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$)，在负峰值处，Q1 和 Q4 以及 Q2 和 Q3 之间具有 180 度相移。Q1 和 Q2 的关断状态比 Q3 和 Q4 更明显（请参阅图 32）。在过零处，Q1 和 Q4 以及 Q2 和 Q3 的占空比均为 50%（请参阅图 33）。

与之前的拓扑相比， f_{RIPPLE} 等于 f_{PWM} 的两倍。这意味着磁性元件和电容器的滤波器元件尺寸更小。对于三级 FC，所有开关的额定电压均为 V_{DC} 的一半（例如，800V_{DC} 总线需要额定电压为 600V 的器件）。将 FC 初始充电至 V_{DC} 的一半至关重要。此外，需要主动控制每个 FC 的电压，使其保持为直流总线电压的一半，从而增加控制方案的复杂性。与 ANPC 和 NPC 逆变器一样，三级 FC 逆变器需要通过关断时序控制将电压平衡到 V_{DC} 的一半。

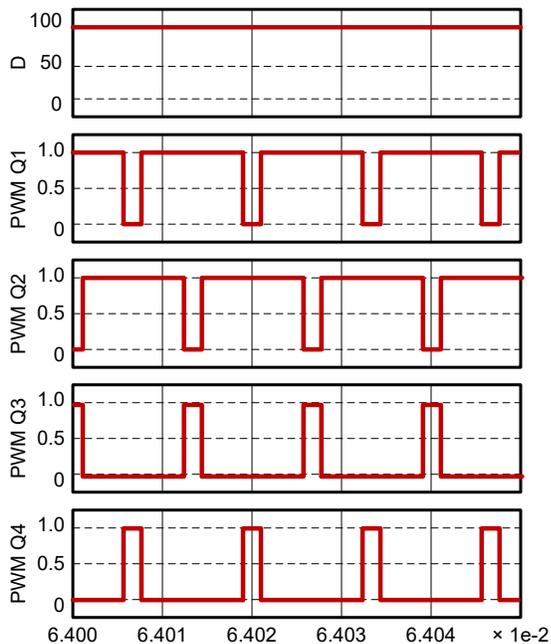


图 31. 电网相电压为正时的 PWM 曲线。

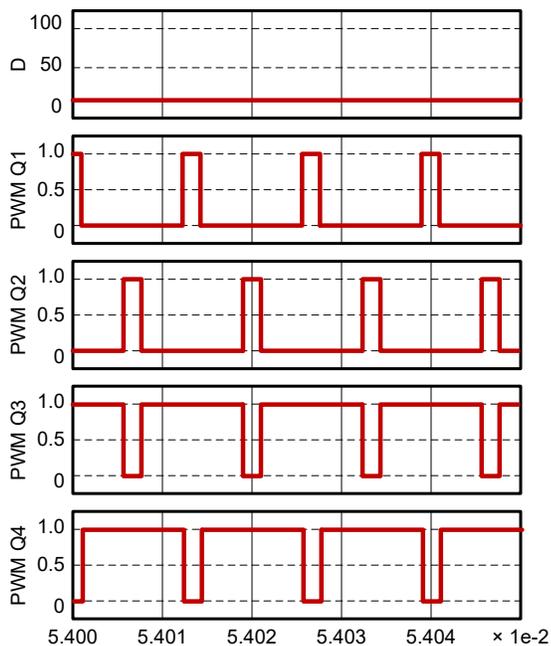


图 32. 电网相电压为负时的 PWM 曲线。

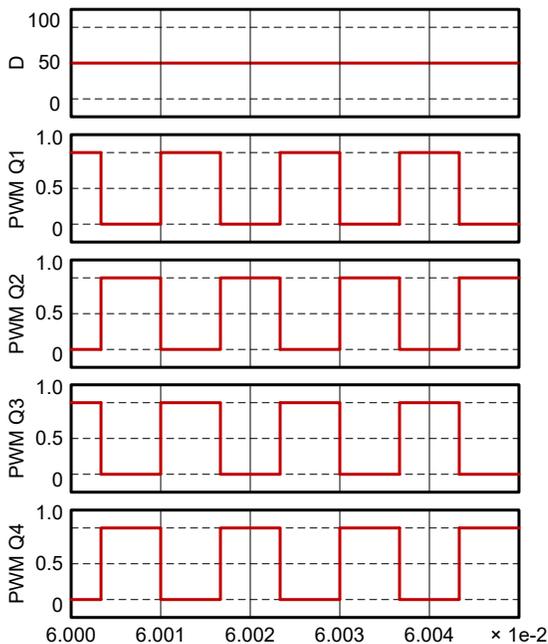


图 33. 过零时的 PWM 曲线。

电源拓扑比较

在设计三相转换器时，需要考虑：

- 输入滤波。
- 输出滤波。
- 有源元件选择。
- 控制。
- 驱动器。
- 测量。

在进行初步估计时，影响转换器尺寸、效率和成本的因素为：

- 有源元件和冷却。
- 输出滤波（电容器）。
- 输入滤波（EMI 滤波）。

应用的方法

我们来比较一下直流链路中的功率损耗、均方根 (RMS) 电流以及 Vienna、T 型、ANPC、NPC 和 FC 转换器的共模噪声。为了保持研究的一致性，我们规定了 $800V_{DC}$ 和 $400V_{AC}$ 下的功率恒定为 11kVA。转换器将以不同的开关频率切换，但始终以有源元件的功率损耗保持 130W 为目标。

交流/直流转换器以固定视在功率运行，但功率因数会变化，因此会表现出 PFC、逆变器、电容和电感行为。图 34 展示了对称系统中三相逆变器的四象限工作点。图中显示了交流/直流转换器分别作为 PFC、电感负载、逆变器和容性负载工作时的三相电流、电压及其相应的相移。电流和电压具有恒定的振幅，因此意味着视在功率是恒定的。

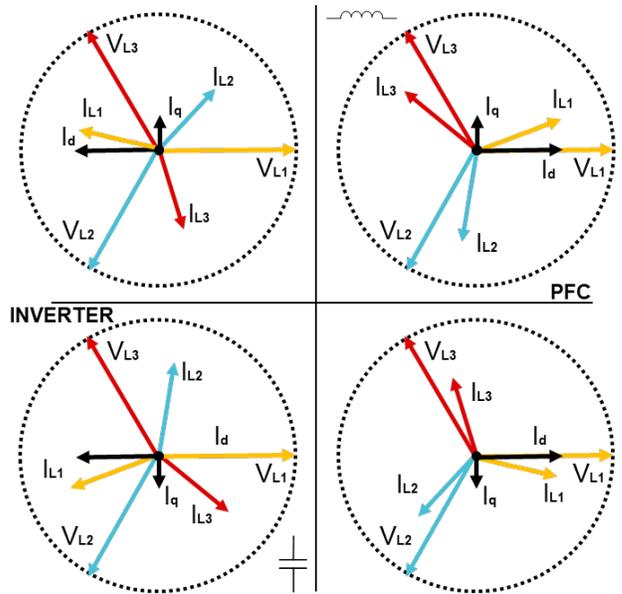


图 34. 三相转换器的工作区域。

通过应用同步坐标系控制方案来在保持振幅固定的情况下相对于电压控制电流，我们能够精确地控制有功功率和无功功率（请参阅图 35）。

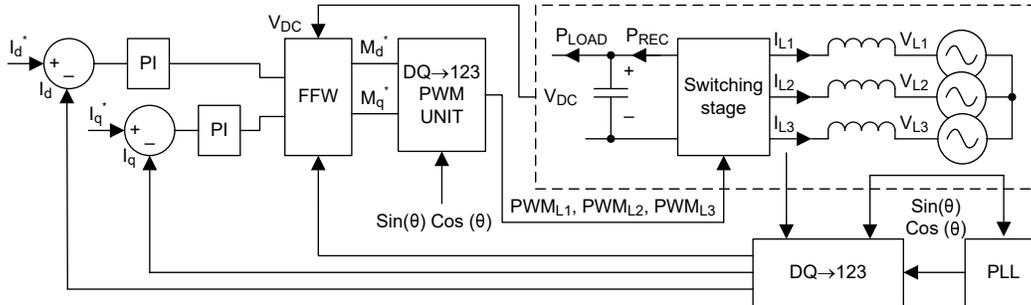


图 35. 具有电流控制环路时的同步坐标系控制方框图。

在图 35 中:

- 锁相环 (PLL) 负责将电网与转换器进行同步。PLL 通过计算电网电压测量值来提供相对于电网的参考角。
- Clarke 和 Park 变换通过使用从 PLL 获得的角度 (123 -> DQ), 将三相变量转换为直接变量和正交变量。直流电流和正交电流直接控制有功功率和无功功率, 从而控制视在功率 (I_d 和 I_q)。
- 前馈 (FFW) 使得电流控制环路速度更快, 并保持系统带宽固定, 同时在内部施加直流链路电压归一化和电网电压。
- 两个比例积分 (PI) 控制环路控制 I_d 和 I_q 电流。

图 35 还展示了如何通过更改 I_d^* 和 I_q^* 来控制三相转换器中的电流。方程式 1 和方程式 2 表示 I_d 和 I_q 的值:

$$I_d^* = I_{ref} \times \cos(\theta) \quad (1)$$

$$I_q^* = I_{ref} \times \sin(\theta) \quad (2)$$

其中 I_{ref} 是电网电流 (本例中为 $16A_{RMS}$), 而 θ 是电流和电压之间所需的位移。

在实际情况下, θ 可以在 -180 度到 180 度之间变化, 以实现 PFC、逆变器以及电感和电容行为。

有源元件功率损耗比较

元件损耗测量

运行时域仿真时, 每个拓扑所用每个有源元件的导通损耗和开关损耗随时间而变化, 如图 36 所示。

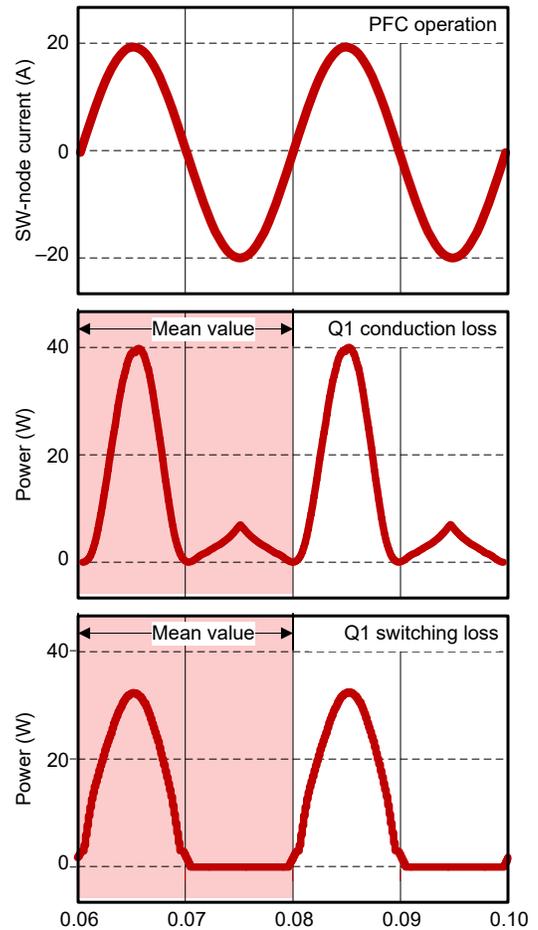


图 36. 有源元件的导通损耗和开关损耗。

在图 36 中, I_{SW} 表示三相两级转换器的开关节点电流以及 Q1 的导通损耗和开关损耗 (请参阅图 37)。

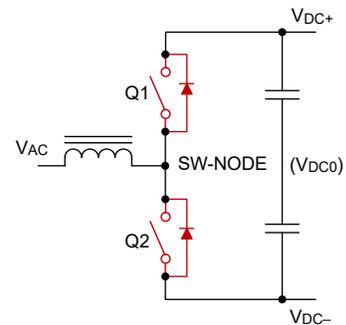


图 37. 两级转换器单桥臂原理图。

从图 36 中可以看出，导通损耗和开关损耗会随着时间（相对于 20ms 的电气周期）的变化而变化，因为电流也在变化。在前半个周期（0.06s 到 0.07s 之间），开关损耗和导通损耗与电流的变化趋势相同。在后半个周期（0.07s 到 0.08s 之间），开关损耗为零，因为 Q1 始终是软开关。

另一方面，由于空间矢量调制，导通损耗不是完全正弦波形（请参阅图 37）。通过计算瞬时功率的平均值，可以得到导通损耗和开关损耗的平均值。图 36 中的红色矩形表示计算损耗平均值的区域。

两级转换器有源元件损耗分析

一个两级三相转换器包含三个基本开关单元，如图 37 所示。我们选择了一个额定功率为 11kVA 的转换器，其中 Q1 和 Q2 都是漏源导通电阻 $R_{DS(on)}$ 为 75m Ω 且阻断电压为 1.2kV 的碳化硅 (SiC) 器件。在 60kHz 的开关频率下，六个开关中有源元件的总损耗为 130W。图 38 和图 39 分别突出显示了 Q1 和 Q2 的导通损耗和开关损耗与功率因数之间的关系（请参阅图 37）。开关损耗是器件的导通和关断损耗。

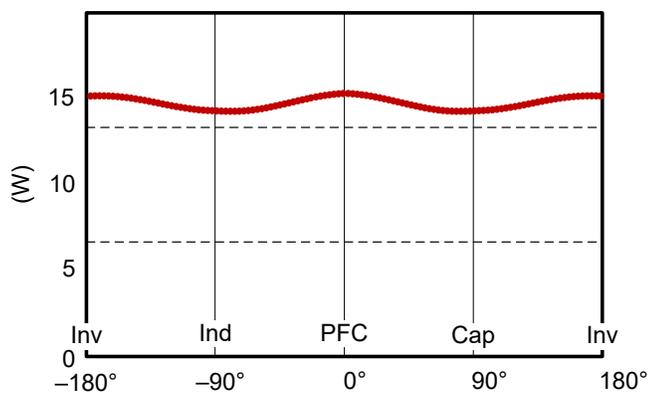


图 38. 在 11kW 下运行时两级转换器的 Q1 和 Q2 导通损耗与功率因数之间的关系。

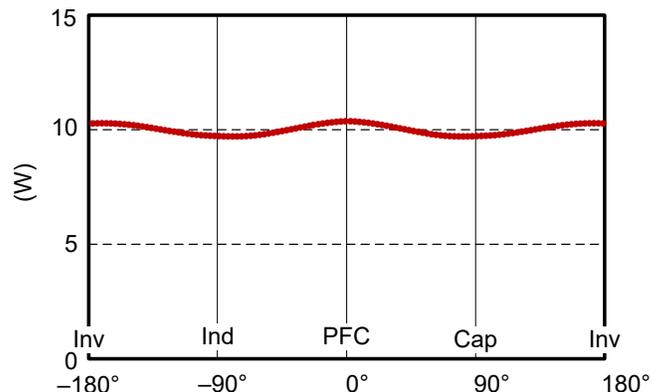


图 39. 两级转换器的 Q1 和 Q2 开关损耗与功率因数之间的关系。

由于转换器本身呈现正弦行为，顶部和底部开关内的导通损耗和开关损耗是相同的。由于电流在半个周期流经 Q1，并在另外半个周期流经 Q2，因此损耗将会相等。更改转换器的功率因数时，导通损耗和开关损耗没有显著差异。从这些结果可以得出以下结论：在更改功率因数时，两级三相转换器在效率和功率耗散方面的表现大致相同。换言之，无论是作为 PFC 还是逆变器，对器件选择的影响都不大。即使选择相同的电源开关，该拓扑仍然得到了优化。

三级 T 型和 Vienna 整流器

对于额定功率为 11kVA 的三级 T 型逆变器，我们为 Q1 和 Q2 选择了 $R_{DS(on)}$ 为 75m Ω 且阻断电压为 1.2kV 的 SiC 器件，并为 Q3 和 Q4 选择 60m Ω 、650V 的器件（请参阅图 40）。在 100kHz 的开关频率下，我们测得 12 个开关中有源元件的平均总损耗为 130W。

在 Vienna 整流器中，我们为 D1 和 D2 选择了阻断电压为 1.2kV 且额定电流为 30A 的 SiC 二极管，并为 Q3 和 Q4 选择了 60m Ω 和 650V SiC 金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)（请参阅图 40）。在 95kHz 的开关频率下，我们达到了预期的损耗目标。

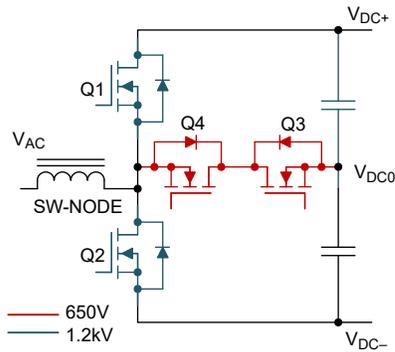


图 40. 三级 T 型单臂原理图，其中 1.2kV 元件以蓝色突出显示，650V 元件以红色突出显示。

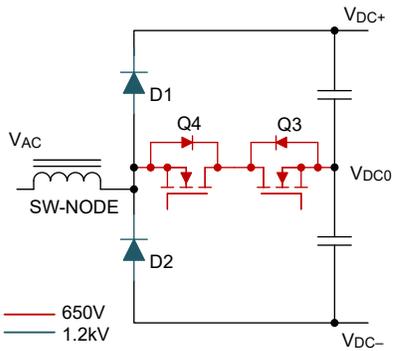


图 41. 三级 Vienna 单桥臂原理图，其中 1.2kV 元件以蓝色突出显示，650V 元件以红色突出显示。

图 42 至图 45 展示了 Q1、Q2、Q3 和 Q4 的导通损耗和开关损耗与功率因数之间的关系。

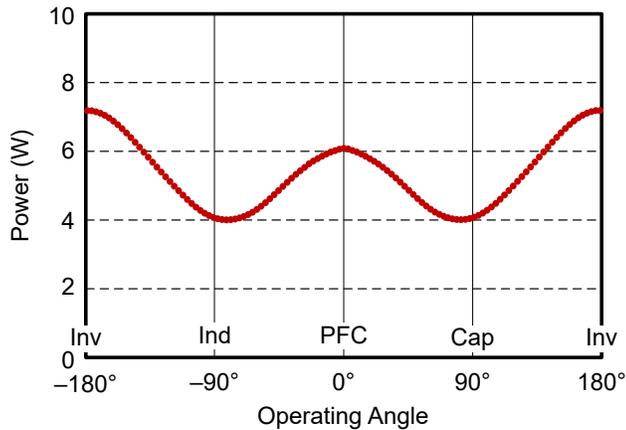


图 42. T 型转换器的 Q1 和 Q2 导通损耗与功率因数之间的关系。

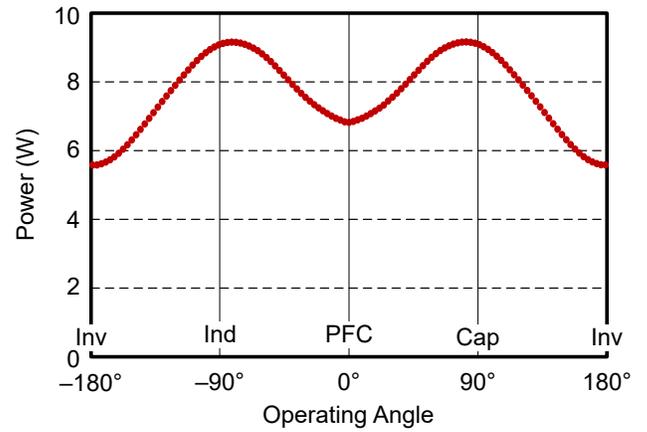


图 43. T 型转换器的 Q3 和 Q4 导通损耗与功率因数之间的关系。

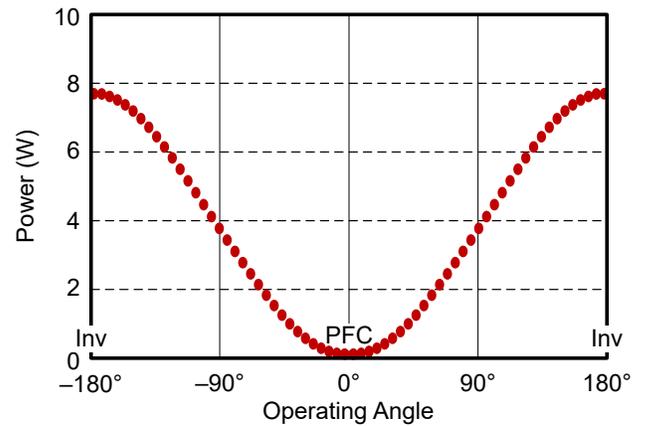


图 44. T 型转换器的 Q1 和 Q2 开关损耗与功率因数之间的关系。

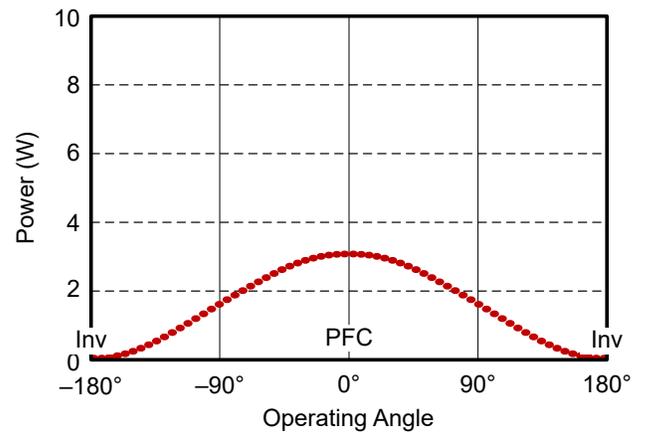


图 45. T 型转换器的 Q3 和 Q4 开关损耗与功率因数之间的关系。

从图 42 和图 43 中可以看出，Q1、Q2、Q3 和 Q4 的导通损耗绝不会为零。当用作 PFC 时，Q1 和 Q2 具有较低的损耗，而当将无功功率推向电网（电容和电感）时，Q3 和 Q4 具有更高的损耗。从图 44 和图 45 中可以看出，当 T 型转换器作为逆变器工作时，Q3 和 Q4 中不存在开关损耗，但在 Q1 和 Q2 中测量最大损耗。此外，与两级转换器相比，Q1 和 Q2 中的开关损耗要低得多，即使在更高的开关频率（从 60kHz 到 100kHz）下进行开关也是如此。原因是 Q1 和 Q2 的开关电压为 400V，而不是 800V。当转换器作为逆变器工作时，例如在光伏 (PV) 应用中，Q3 和 Q4 不必使用宽带隙器件，而是可以使用成本更低的器件，例如带有反并联二极管的绝缘栅双极晶体管或硅超结 MOSFET。

当转换器在 PFC 模式下运行时，Q1 和 Q2 中没有开关损耗。在这种情况下，您可以评估 Q1 和 Q2 的较便宜选项，因此这种转换器非常适合用于单向直流充电站等应用。像在 Vienna 整流器中一样将 Q1 和 Q2 替换为二极管可降低 BOM 成本，但会影响无功功率的最佳补偿。图 46 至图 48 展示了 Vienna 整流器的损耗。

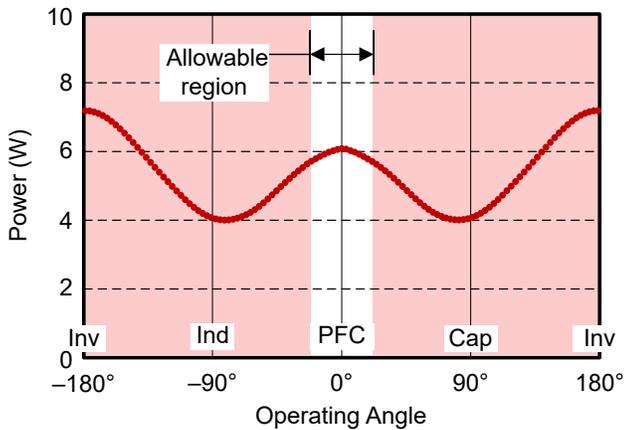


图 46. Vienna 整流器中的 D1 和 D2 导通损耗。

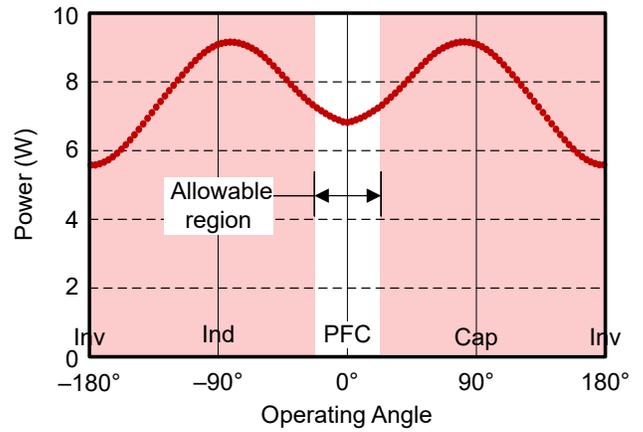


图 47. Vienna 整流器中的 Q3 和 Q4 导通损耗。

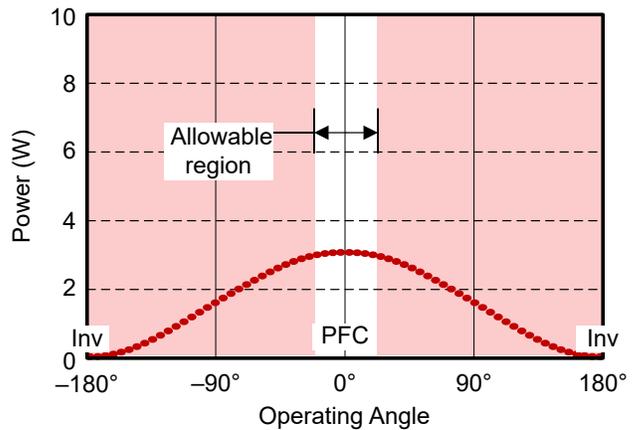


图 48. Vienna 整流器中的 Q3 和 Q4 开关损耗。

三级 NPC 转换器

在额定功率为 11kVA 的三级 NPC 转换器中，为 Q1 和 Q2 选择了 $R_{DS(on)}$ 为 3mΩ 且阻断电压为 600V 的 SiC 器件，并为二极管选择了额定值为 30A 和 650V 的 SiC 肖特基势垒二极管 (SBD (请参阅图 49))。转换器在 98kHz 下工作，因此会产生 130W 的功率损耗。

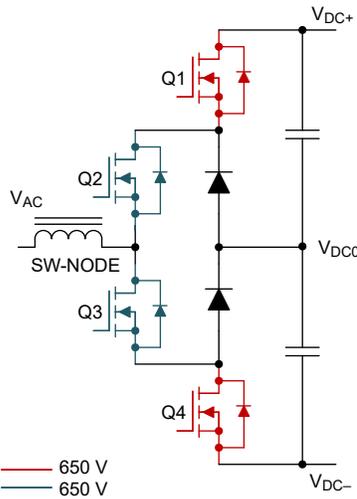


图 49. 三级 NPC 单桥臂原理图。

我们得出了所有有源元件的导通损耗和开关损耗，如图 49 所示。图 50 至图 53 展示了结果。

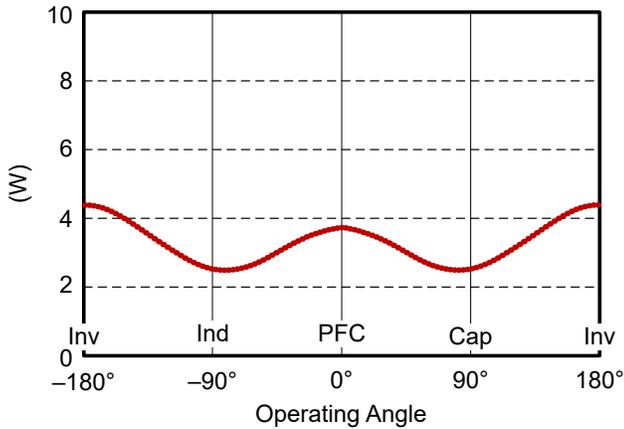


图 50. NPC 转换器的 Q1 和 Q4 导通损耗与功率因数之间的关系。

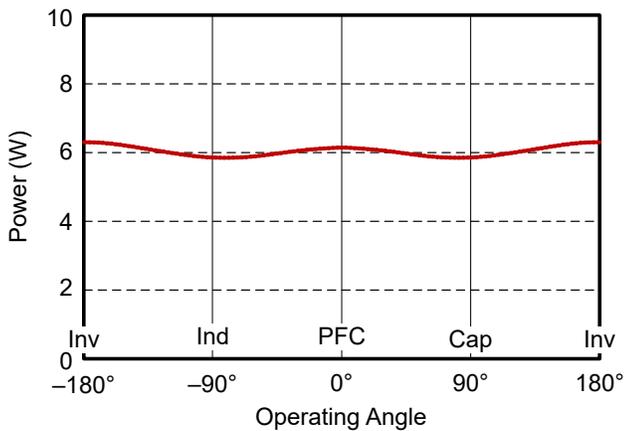


图 51. NPC 转换器的 Q2 和 Q3 导通损耗与功率因数之间的关系。

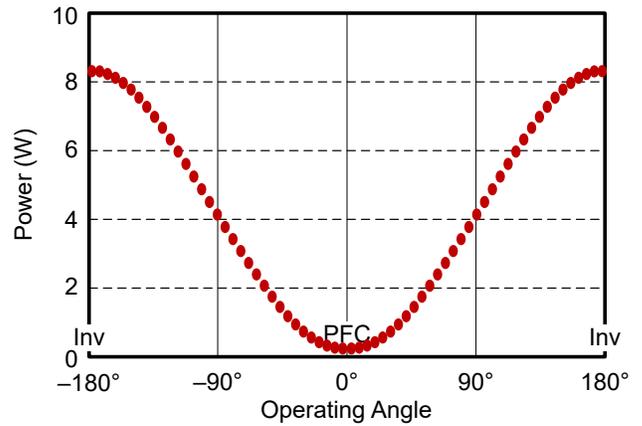


图 52. NPC 转换器的 Q1 和 Q4 开关损耗与功率因数之间的关系。

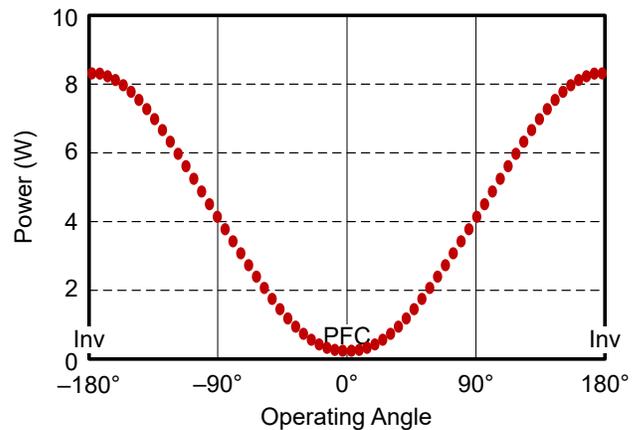


图 53. NPC 转换器的 Q2 和 Q3 导通损耗与功率因数之间的关系。

Q1、Q2、Q3 和 Q4 始终存在导通损耗。由于电网和直流链路之间的电压比，Q1、Q4、Q2 和 Q3 的导通损耗存在显著差异。直流链路上的电压越高，Q2 和 Q3 上的功率损耗越大，因此如果设计不当，可能会导致单个器件过热。您可以根据交流/直流电压比选择合适的开关器件，例如在交流/直流电压比较高时，为 Q2 和 Q3 选择 $R_{DS(on)}$ 较低的器件。

开关损耗图显示，有源器件在峰值时具有相同的开关损耗。当三级 NPC 转换器作为 PFC 运行时，Q1 和 Q4 不存在开关损耗，因此您可以选择 SiC 之外的低成本器件。同样，当三级 NPC 转换器仅用作逆变器时，您可以为 Q2 和 Q3 使用硅器件。

三级 ANPC 转换器

对于额定功率为 11kVA 的三级 ANPC 转换器，我们选择了 $R_{DS(on)}$ 为 35mΩ 的 SiC 器件；Q1、Q2、Q5 和 Q6 的阻断电压为 650V，用于高频运行；以及对于低频运行（Q3、Q4），额定值为 35mΩ 和 650V。请参阅图 54。

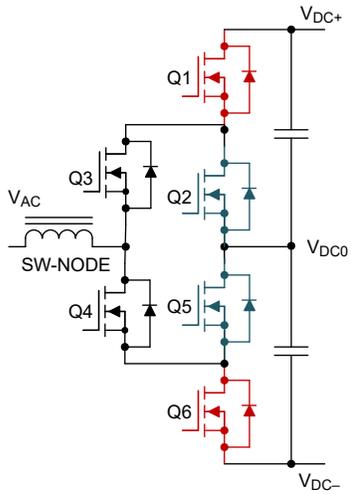


图 54. 三级 ANPC 单桥臂原理图。所有元件的额定电压均为 600V，Q1、Q2、Q5 和 Q6 是高频开关。

转换器在 108kHz 下工作，因此会产生 130W 的功率损耗。图 55 至图 58 展示了开关损耗和导通损耗与功率因数之间的关系。

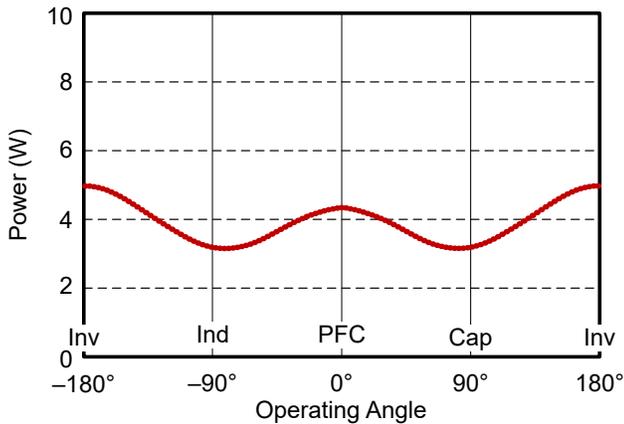


图 55. ANPC 转换器的 Q1 和 Q6 导通损耗与功率因数之间的关系。

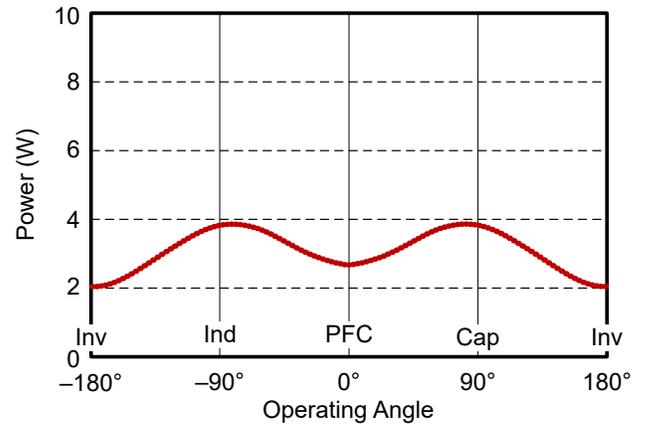


图 56. ANPC 转换器的 Q2 和 Q5 导通损耗与功率因数之间的关系。

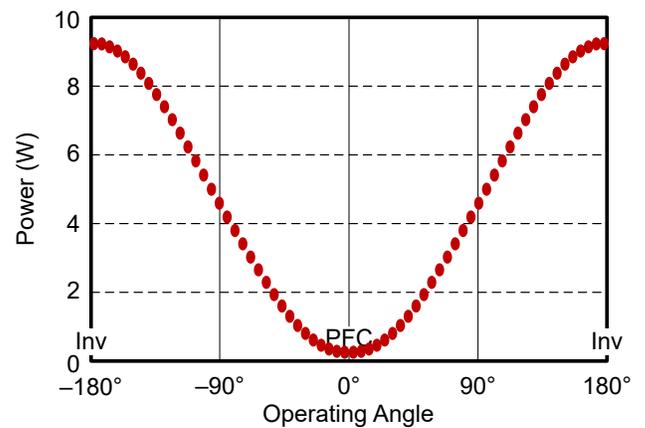


图 57. ANPC 转换器的 Q1 和 Q6 开关损耗与功率因数之间的关系。

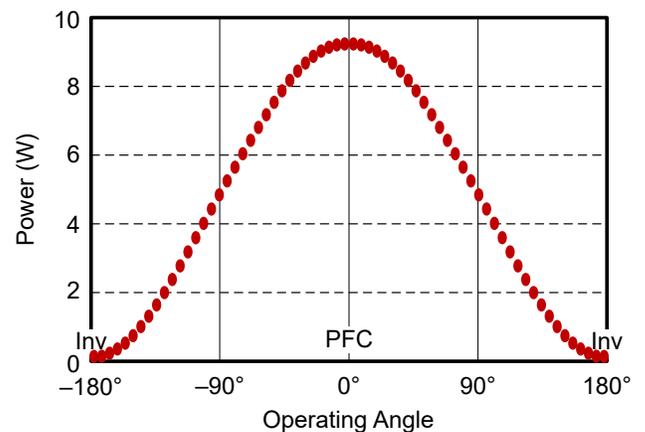


图 58. ANPC 转换器的 Q2 和 Q5 开关损耗与功率因数之间的关系。

Q1、Q2、Q5 和 Q6 始终存在导通损耗。相对于 NPC 转换器，Q1、Q4 和 Q2 与 Q3 的导通损耗没有显著差异。开关损耗图显示，有源器件在峰值时具有相同的开关损

耗。当转换器作为 PFC 运行时，Q1 和 Q6 不存在开关损耗，您可以选择非 SiC 器件。同样，当转换器仅用作逆变器时，您可以为 Q2 和 Q5 选择非 SiC 器件。

三级 FC 转换器

在此拓扑中，我们为所有开关选择了额定值为 35mΩ、600V 的器件。请参阅图 59。为此拓扑选择的开关频率为 69kHz，因此产生的功率损耗为 130W。开关的导通损耗推断值如图 60 所示。

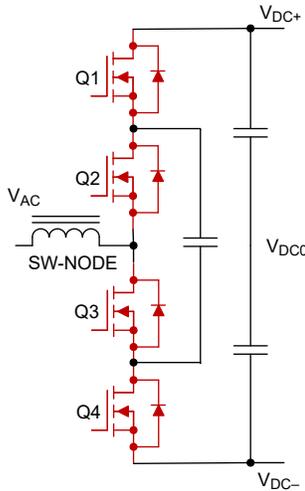


图 59. 三级 FC 单桥臂原理图。所有开关的额定电压均为 600V (Q1、Q2、Q3 和 Q4)。

从图 60 中可以看出，在所有四个器件中和各个工作模式下，导通损耗大致保持恒定，因此可以得出以下结论：损耗在各器件之间进行了优化。得出的开关损耗（请参阅图 61）表明，PFC 和逆变器操作之间没有显著差异。

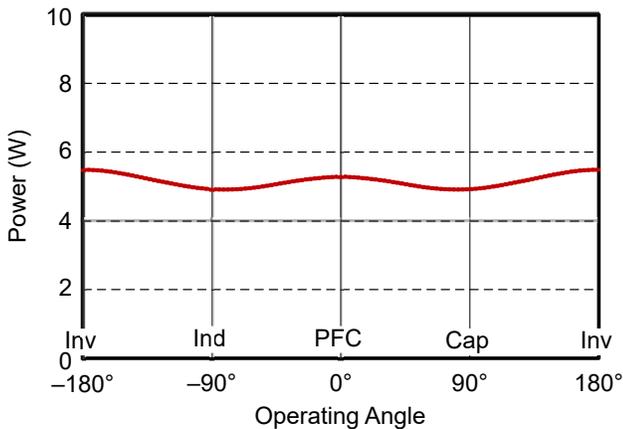


图 60. FC 转换器的 Q1、Q2、Q3 和 Q4 导通损耗与功率因数之间的关系。

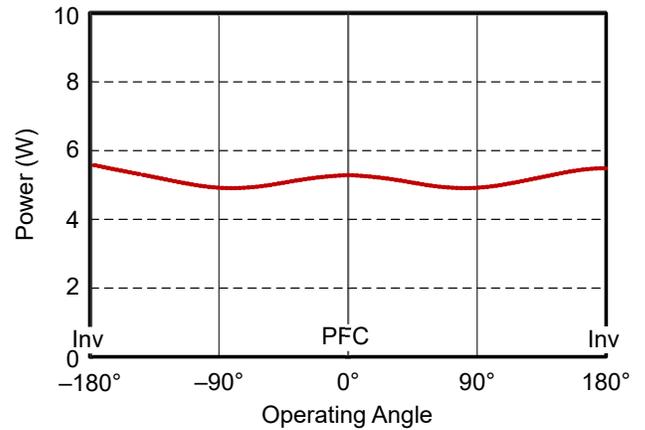


图 61. FC 转换器的 Q1、Q2、Q3 和 Q4 开关损耗与功率因数之间的关系。

电容器中的纹波电流

按照应用的方法中提出的相同方法，我们以全功率运行所有转换器，并根据功率因数分析了流经直流链路电容器的纹波电流，以便收集每种转换器拓扑中薄膜电容器、电解电容器和陶瓷电容器的相关信息。

两级拓扑

我们通过调整功率因数来运行两级转换器，同时保持电网中的 RMS 电流不变，并测量直流链路电容器中的 RMS 电流；请参阅图 62。对于两级转换器，我们没有发现流经电容器的 RMS 电流发生显著变化。

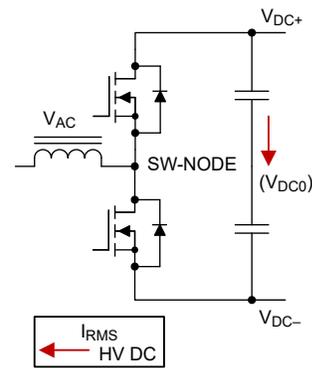


图 62. 电流的两级原理图。

从图 63 中可以看到，RMS 电流主要包括高频（低频分量可以忽略不计）。因此，薄膜电容器和陶瓷电容器的组合非常适合用于设计直流链路电容器。

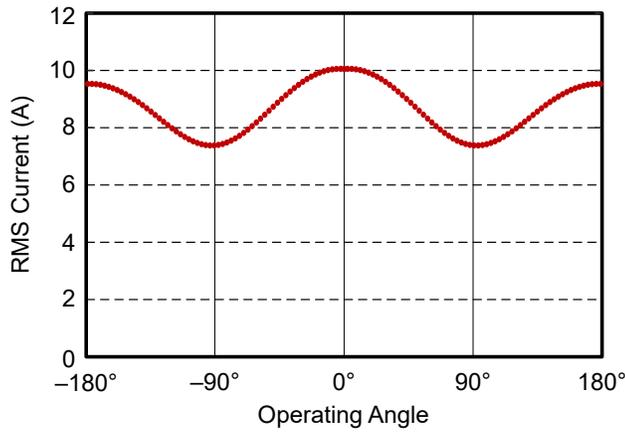


图 63. 流入直流链路电容器的高频 RMS 纹波电流。

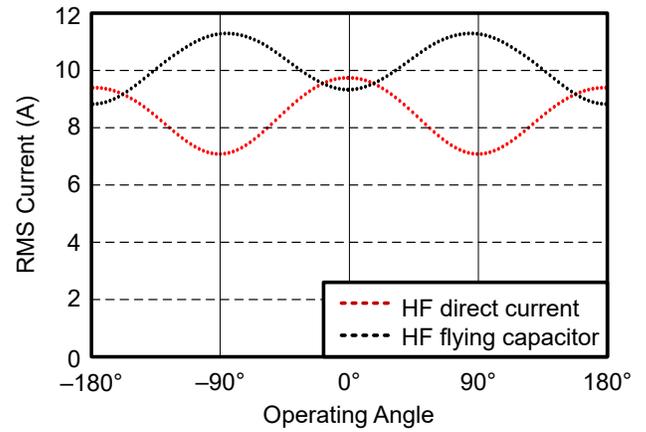


图 65. 流经直流链路电容器和 FC 的高频纹波电流与功率因数之间的关系。

无直流中点的三级拓扑

我们通过调整功率因数来运行三级 FC 转换器，同时保持电网中的 RMS 电流不变，并测量直流链路电容器中的 RMS 电流；请参阅图 64。

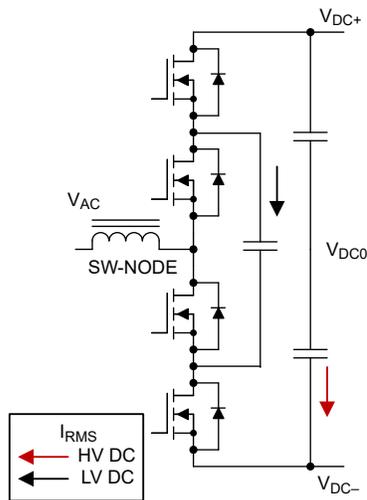


图 64. 直流链路和飞跨电容器中存在电流的三级 FC 原理图。

从图 65 中可以看出，对于直流链路和 FC，RMS 电流主要包括高频（低频分量可以忽略不计）。因此，薄膜电容器和陶瓷电容器的组合非常适合用于设计直流链路电容器。对于 FC，选择陶瓷电容器可以减少电源环路中的寄生电感。

三级拓扑直流中点

根据图 66，我们通过调整功率因数来运行三级转换器，同时保持电网中的 RMS 电流不变并测量流经直流链路电容器的 RMS 电流。

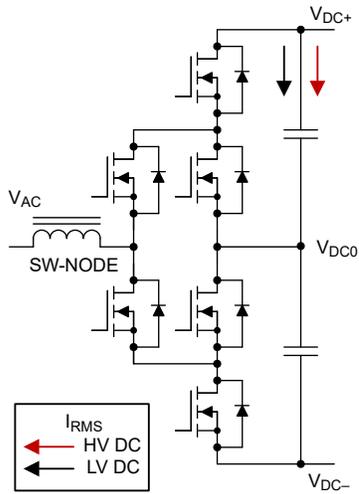


图 66. 直流链路中存在电流的三级 ANPC 原理图。

在所有具有中点 (V_{DC0}) 的三级转换器上，我们都获得了相同的结果。从图 67 中可以看到，直流链路中存在高频分量和低频分量，这表明这种拓扑中需要使用陶瓷电容

器、薄膜电容器和电解电容器。无论转换器作为 PFC 还是逆变器运行，都可以进行设计优化，因为低频分量极低，因而不需要很多电容器。

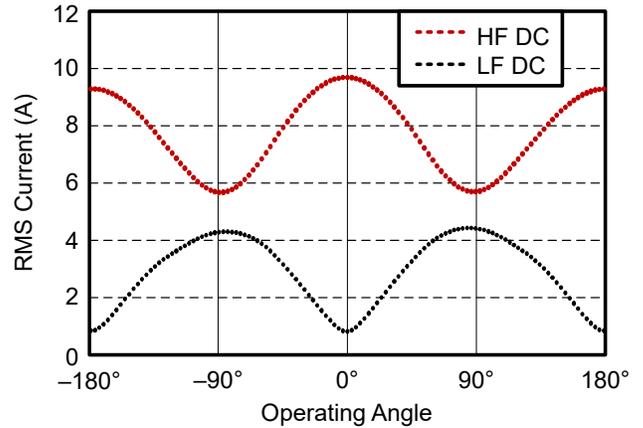


图 67. 直流链路中存在电流且高频和低频分量分开的三级 ANPC 原理图。

共模噪声比较

为了找到共模噪声电压，我们测量了相对于中间点参考 V_{DC0} 的开关节点电压。图 68 和方程式 3 展示了我们如何测量和计算共模噪声。

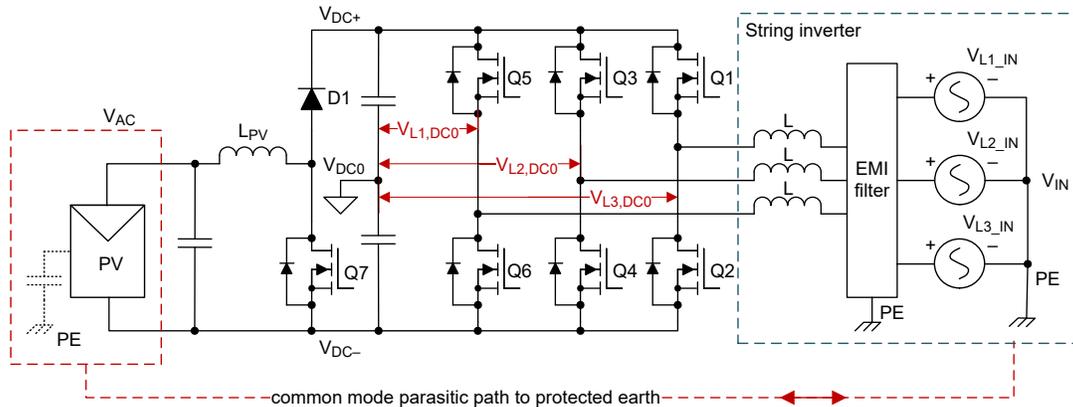


图 68. 三相逆变器向电网注入噪声的原理图。

$$V_{CM} = \frac{(V_{L1,DC0} + V_{L2,DC0} + V_{L3,DC0})}{3} \quad (3)$$

三相转换器在开关时会产生共模电压，从而产生寄生电流。共模噪声可能很大，尤其是在表面电容对地耦合明显较高的光伏应用中。太阳能电池板的寄生电容通常为 200nF/kWp （装机千瓦峰值功率）。大寄生电容可能会引发安全相关问题，并可能意外触发漏电保护器。

两级转换器

我们在不同的功率因数和负载下进行了各种测试，以确定直流链路电压和拓扑类型对共模电压产生的影响。

图 69 展示了两级转换器产生的共模电压。图 70 放大展示了图 69 的一部分。

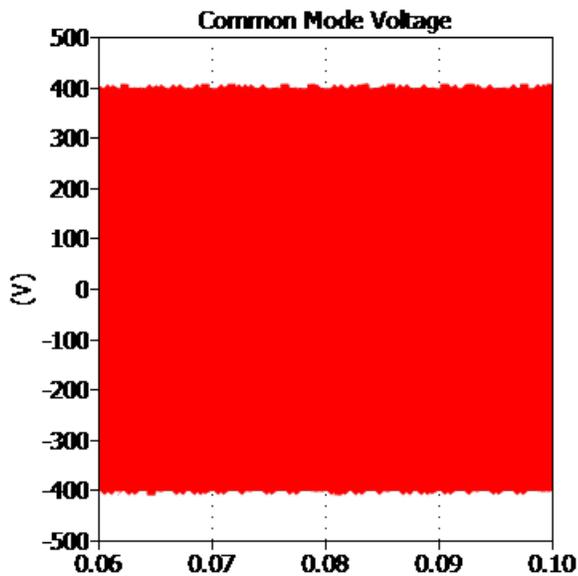


图 69. 运行两级转换器时测得的共模噪声。

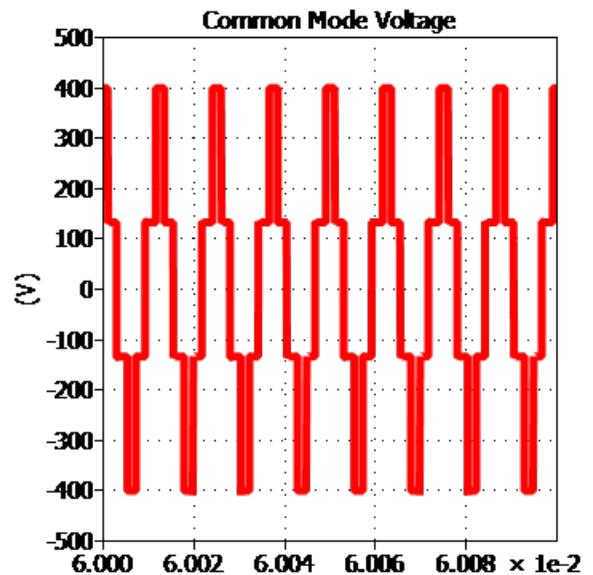


图 70. 图 69 的放大区域。

当具有 800V_{DC} 链路时，我们测得了 400V 的高峰值共模电压和 310V_{RMS} 的 RMS 电压，这可能需要一个超大型共模滤波器来缓解高共模噪声。

三级转换器

我们在不同的功率因数和负载下进行了各种测试。在所有测试中，共模电压主要受直流链路电压值的影响，而不受负载影响。正如本文所述，我们未检测到三级转换器之间存在显著的噪声差异。

图 71 展示了三级转换器产生的共模电压。图 72 放大展示了图 71 的一部分。

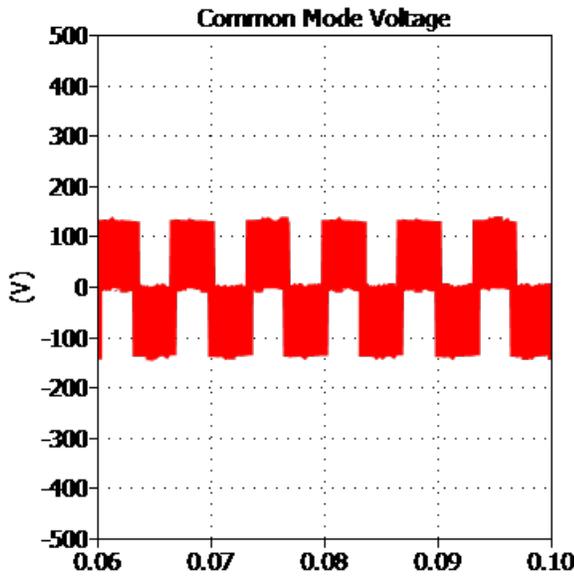


图 71. 运行三级转换器时测得的共模噪声。

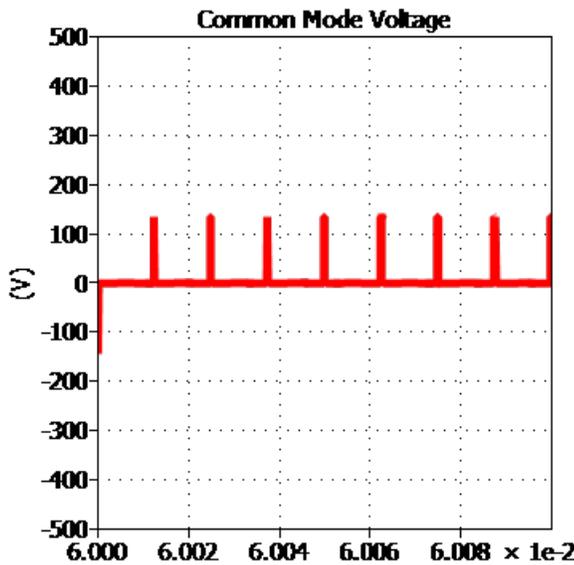


图 72. 图 71 的放大区域。

根据图 71 和图 72，使用 800V 直流链路时峰值电压高达 133V，RMS 电压为 74V_{RMS}，这表明与两级转换器相比，共模噪声显著改善。这有助于降低输入和输出 EMI 滤波器的成本并减小其尺寸。

BOM 比较

现在，我们来比较一下不同升压转换器的 BOM 成本，前提是所有拓扑在总谐波失真、EMI 和效率方面的表现大致相同。

在图 73 中，我们将 BOM 分为四类：

- 电源开关：电源器件，例如高压硅 MOSFET 或 SiC MOSFET。
- 无源器件：共模扼流圈、薄膜电容器和 PFC 电感器。
- 电解电容器：用于直流纹波抑制的高压电解电容器。
- 半导体：栅极驱动器、隔离式电源、电流测量器件、电压测量器件和微控制器。

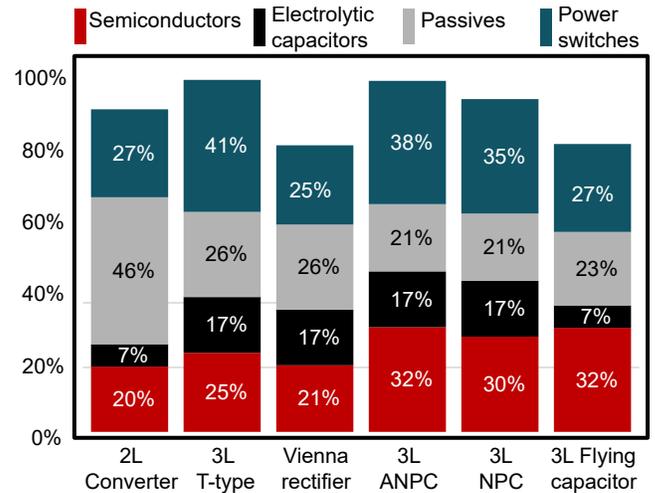


图 73. BOM 比较。

参考成本模型是两级转换器，成本占 100%。包含电解电容器的无源器件占相对总成本的 53%。电源开关仅占 27%。Vienna 整流器具有最低的相对成本，因为其无源器件、电容器和开关的成本最低。NPC、T 型和 ANPC 转换器的成本相似。这些转换器的功率密度也相当。由于其无源元件成本较低，FC3L 显著节省了成本，这使得这种拓扑非常适合以经济实惠的方式实现高功率密度。

实验结果比较

T 型和两级转换器以及 Vienna 整流器

我们使用了 **10kW 双向三相三级 (T 型) 逆变器** 和 **PFC 参考设计** 作为两级和三级转换器以及 Vienna 整流器。这是一个额定功率为 11kW 的转换器。我们在 PFC 模式下以 800V 和 50kHz 的条件运行转换器。

作为 T 型转换器运行时的规格为 650V、60mΩ (SiC) 和 1,200V、75mΩ (SiC)。作为两级转换器运行时的规格为 1,200V、75mΩ (SiC)。作为 Vienna 整流器运行时的规格为 1200V、40A (SBD SiC) 和 650V、60mΩ (SiC)。

图 74 展示了在实验过程中获得的效率曲线。

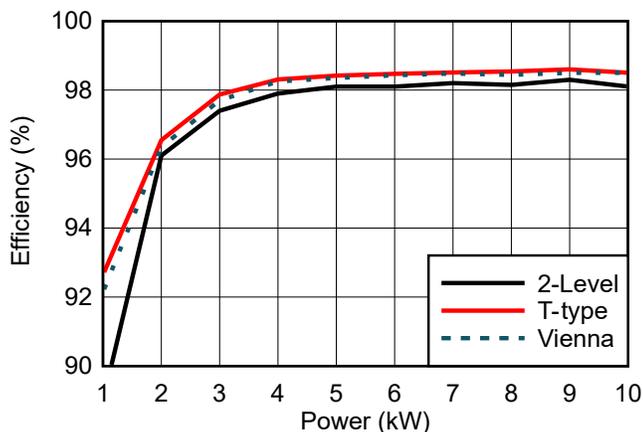


图 74. 10kW 双向三相三级 (T 型) 逆变器和 PFC 参考设计用作 T 型、2 级和 Vienna 整流器时的效率结果。

对于所有额定功率，我们实现了高于 98% 的效率。与两级转换器相比，T 型转换器和 Vienna 整流器具有更高的效率，因为这些开关采用一半的开关电压而具有更低的开关损耗。在更高的负载条件下，由于同步整流特性，T 型转换器具有出色的性能。

采用 PWM 1 技术的 ANPC

我们将基于 **GaN 参考设计的 11kW 双向三相 ANPC** 用作三级转换器。这也是一个额定功率为 11kW 的转换器。我们在 PFC 模式下以 800V 和 100kHz 的条件运行转换器。

运行期间的规格如下：

- 用于低频开关的硅超结 MOSFET (40mΩ, 600V 额定值)。
- 用于高频开关的 GaN (30mΩ, 600V GaN)。

图 75 展示了在实验过程中获得的效率曲线。

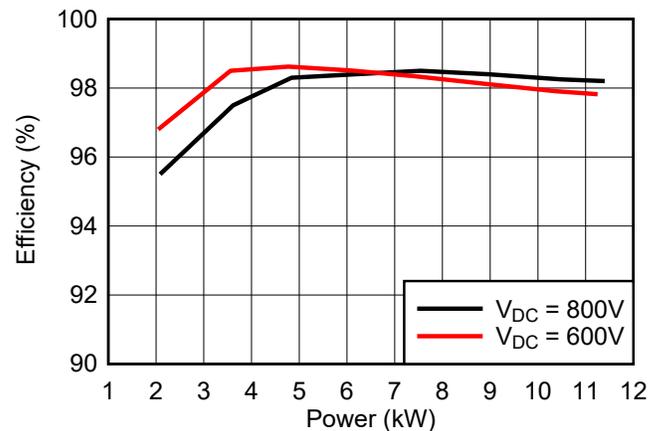


图 75. 基于 GaN 参考设计的 11kW 双向三相 ANPC 用作采用 PWM 1 技术的 ANPC 转换器时的效率结果。

在较高的直流链路电压和低负载下，效率较低。另一方面，在更高的直流链路电压和高负载下，效率显著提高。

结论

多级拓扑具有更小的无源元件，与两级逆变器相比，三级逆变器的尺寸可以减小多达 50%。多级拓扑使 FET 的开关损耗和导通损耗显著降低，从而通过在相同的直流总线电压下使用具有一半阻断电压的 FET 来提高效率。所有三级拓扑都将开关电压保持为两级逆变器的一半，从而降低了整体 EMI。

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

所有商标均为其各自所有者的财产。

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