

一种减少功率器件数量的新型 15 电平逆变器预测控制策略

邓若曦, 陈睿哲*

南京大学数学系, 南京 210023, 江苏, 中国

摘要: 本文提出一种由模型预测控制 (MPC) 驱动的新型 15 电平 H-PTC 逆变器拓扑, 可显著减少器件数量。该设计仅采用两个直流源、九只开关 (其中含一只双向开关) 与一个电容。本文通过 MATLAB/Simulink 仿真, 在稳态运行、负载变化、非线性负载与供电电压突变等多种工况下验证了系统性能。与现有拓扑相比, 所提逆变器具有硬件结构简单、输出质量高、动态鲁棒性强等优点。尤为突出的是, 其总承受电压 (TSV) 极低, 代价函数值最小, 仅为 2.05。在 $R=20\ \Omega$ 、 $L=20\ \text{mH}$ 的负载条件下, 负载电流的总谐波畸变率 (THD) 为 0.88%, 表明无需输出滤波器即可获得优异的电能质量。MPC 控制器确保了快速的动态响应与较强的适应能力, 使该拓扑非常适用于现代能量变换应用。

关键词: 模型预测控制; 多电平逆变器; 紧凑 U 单元; 总阻断电压; 总谐波畸变率; 总承受电压

Predictive Control Strategy for a Novel 15-Level Inverter with Reduced Power Components

RuoXi Deng, RuiZhe Chen*

Department of Mathematics, Nanjing University, Nanjing 210023, Jiangsu, China

Abstract: This paper proposes a novel fifteen-level H-PTC inverter topology controlled by model predictive control (MPC), which reduces the number of components. The design employs only two DC sources, nine switches, including one bidirectional switch, and a single capacitor. The system's performance is validated through MATLAB/Simulink simulations under various scenarios, such as steady-state operation, load variations, nonlinear loads, and sudden supply voltage disturbances. Compared to existing topologies, the proposed inverter demonstrates hardware simplicity, high output quality, and enhanced dynamic robustness. Notably, it features very low total standing voltage (TSV) and a minimized cost function value of 2.05. For a load characterized by $R = 20\ \Omega$ and $L = 20\ \text{mH}$, the total harmonic distortion (THD) of the load current is 0.88%, confirming excellent power quality without the need for output filters. The MPC controller ensures a fast dynamic response and strong adaptability, making this topology ideal for modern energy conversion applications.

Keywords: Model predictive control; Multilevel inverters; Packed U-Cell; Total blocking voltage; Total harmonic distortion; Total standing voltage

一、引言

近年来, 功率变换器尤其是逆变器, 已成为电动汽车等众多现代应用中的关键部件[1-2]。与传统逆变器设计相比, 多电平逆变器具有更优的性能特征, 包括输出波形谐波畸变更小、基波分量幅值更高、能量变换效率更高、功率开关电压应力更低, 以及因波形质量改善而降低的滤波器体积要求。多电平拓扑生成的阶梯电压波形非常接近正弦输出, 这一途径显著减少了所需的滤波元件。输出质量的改善降低了电磁干扰并提升了系统兼容性。上述特性使其能够在敏感应用场合中可靠运行, 同时满足相关法规标准。电压在多个开关器件之间的分配降低了单个元件的应力, 使得可以采用电压等级更低、供货更充裕的半导体器件。分布式架构还通过固有冗余提升了系统整体可靠性。高质量的电能输出减轻了所接负载与设备的应力, 从而延长了工业与可再生能源应用中的运行寿命。

常规多电平逆变器拓扑包括飞跨电容型(FC)[3]、中点钳位型(NPC)[4]与级联H桥型(CHB)[5]。这些结构已用于功率变换系统, 但仍存在明显局限, 尤其是器件数量众多, 从而增加了设计复杂度与系统体积。多电平变换器还面临直流源[6]、调制技术[7]与电容电压控制[8]等方面的挑战。另一方面, 多电平逆变器普遍面临开关器件电压应力偏高这一关键难题。该应力可通过两个重要概念来理解: 其一为总承受电压(TSV)[9], 即每只开关在关断时需要承受的最高电压; 其二为总阻断电压(TBV), 本质上是全部开关合计必须阻断的电压之和[10-12]。

当设计者为降低成本或复杂度而试图以更少的开关简化逆变器时, 每只开关最终会承担更大份额的电压。这意味着单只开关上的TSV上升, 可能需要选用更高电压等级的器件。与此同时, 总体TBV也随之增大, 尤其是在开关串联连接或电容电压未能完全均衡的情况下。更高的电压应力带来硬件实现上的困难, 并增加开关损耗, 从而降低逆变器效率与长期可靠性。研究者必须在减少器件数量所带来的收益与电压应力之间取得平衡。这一平衡对于在控制成本、防止失效的同时维持性能而言至关重要。

既有研究提出了多种拓扑以应对上述挑战。其中, 紧凑U单元(PUC)拓扑作为功率变换器设计中的一种创新方案脱颖而出, 成为可再生能源变换系统中实用而高效的选择。其关键优势之一在于, 仅用一个隔离直流源和较少的器件即可产生多个电压电平, 从而简化了整体电路设计。这不仅有助于降低安装成本, 也使系统更为紧凑、更易于控制。此外, PUC设计通过减小总谐波畸变率(THD)、降低器件电压应力来改善电能质量, 可带来更好的性能与更长的设备寿命。

事实上, PUC变换器的具体应用已经证明, 无论直流源是隔离型-还是取自光伏阵列, 它都能够以单一直流源产生较高的电压电平。PUC逆变器中多电平电压的生成依赖于智能控制策略, 可分为开环与闭环两类: 开环方法采用固定的开关模式, 而闭环策略则依据实时反馈进行主动调节。

为克服常规多电平逆变器的局限, 本文提出一种新型15电平混合H-PTC逆变器拓扑, 将基于PUC拓扑的PTC结构与H桥逆变器相结合。本文的主要贡献如下: (1) 简化的设计带来更紧凑、更具成本效益的架构; (2) 实现了更低的TSV与TBV; (3) 实现了一种鲁棒的模型预测控制(MPC)策略, 可确保电容电压的精确均衡, 并在多种运行工况下获得THD极低的高质量输出电压。

二、方法

(一) 所提拓扑与开关状态

作为参照的PTC拓扑如图1所示, 它采用五只功率开关(IGBT, 其中含一只双向开关)与一个直流源, 并配合一个电容以产生五电平输出电压。该结构由依赖两个电容的SPUC5逆变器演化而来, 而PTC拓扑仅使用

一个电容, 使配置得以简化。在此架构基础上, 本文提出一种称为 H-PTC 的新拓扑, 如图 2 所示。该设计将原有 PTC 变换器与 H 桥逆变器相结合, 包含九只功率开关 (IGBT)、两个直流源与一个电容。与其他多电平结构相比, H-PTC 逆变器能够在尽量减少电子器件的同时产生 15 电平输出电压。

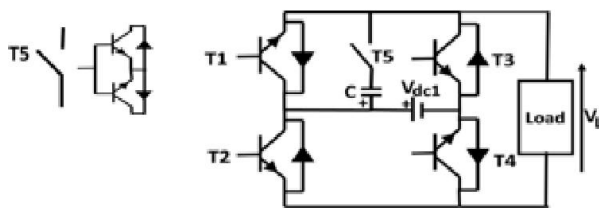


Figure 1 PTC Inverter

图 1 PTC 逆变器

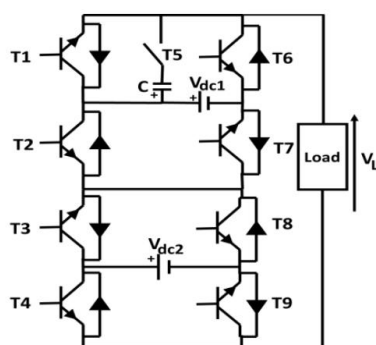


Figure 2 Proposed H-PTC Inverter

图 2 所提 H-PTC 逆变器

表 1 给出了所提逆变器的各种开关组合。当选取 $V_{dc1}=6V_{dc}=360\text{ V}$ 、 $V_{dc2}=V_{dc}=60\text{ V}$, 并令 $V_C=V_{dc1}/2=3V_{dc}=180\text{ V}$ 时, 这些组合可产生 15 个互不相同的输出电压电平。这些电平源于功率抽头变换器 (PTC) 所提供电压与 H 桥逆变器输出的叠加。值得注意的是, 表 1 中有两个冗余开关状态对应零输出电压, 为开关状态的选择提供了额外的灵活性。图 3 给出了输出为零电平与正电平时所对应的具体开关序列。在这些图中, 导通电流的开关以红色标出, 以便于观察电流通路。

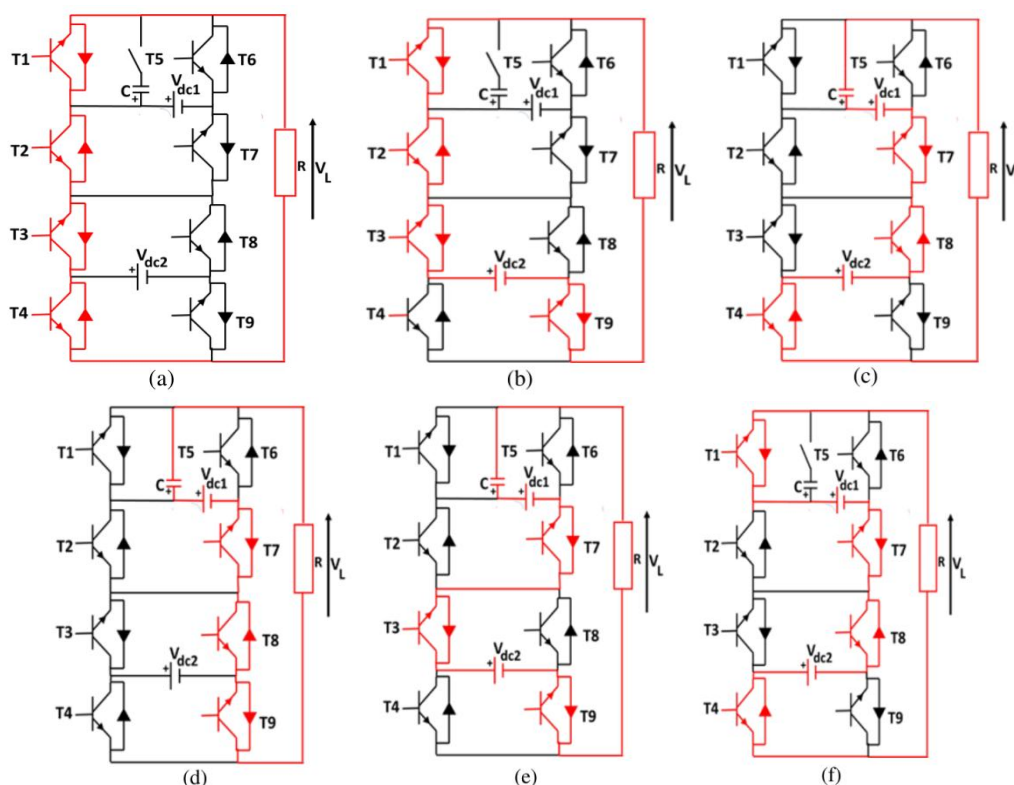
在图 3 (a) 中, 零电压通过导通开关 T1、T2、T3 与 T4 获得。图 3 (b) 给出第一个正电平 (等于 V_{dc}) 的产生方式, 由导通 T1、T2、T3 与 T9 实现。图 3 (c) 说明第二个电平 ($2V_{dc}$) 的产生: 它由电容电压与直流源共同作用形成, 通过导通 T4、T5、T7 与 T8 实现。在该配置下, 当负载电流大于零 ($i_L>0$) 时电容充电, 电流为负时电容放电。电容被预充至主直流源电压的一半, 充当能量缓冲以支持中间电压电平的生成。

图 3 (d) 给出 $3V_{dc}$ 电平的产生方式: 由电容电压与主直流源组合而成, 经开关 T5、T7、T8 与 T9 实现。在图 3 (e) 中, $4V_{dc}$ 电平由电容与两个直流源共同作用产生, 经开关 T3、T5、T7 与 T9 实现。图 3 (f) 突出显示 $5V_{dc}$ 电平的产生: 由两个直流源直接组合而成, 通过导通 T1、T4、T7 与 T8 实现。在图 3 (g) 中, $6V_{dc}$ 电平通过导通 T1、T7、T8 与 T9 获得。最后, 图 3 (h) 展示了最大输出电平 ($7V_{dc}$) 的产生: 由两个直流源经开关 T1、T3、T7 与 T9 组合而成。表 1 同时给出了负电压电平及其非对称开关组合。

Table 1 Commutation States for the H-PTC Multilevel Inverter

表 1 H-PTC 多电平逆变器的换流状态

状态	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	电容	互连关系	VL (V)
1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	—	$V_{dc1}+V_{dc2}$	420
2	1	0	0	0	0	0	1	1	1	—	V_{dc1}	360
3	1	0	0	1	0	0	1	1	0	—	$V_{dc1}-V_{dc2}$	300
4	0	0	1	0	1	0	1	0	1	—	$-VC+V_{dc1}+V_{dc2}$	240
5	0	0	0	0	1	0	1	1	1	—	$-VC+V_{dc1}$	180
6	0	0	0	1	1	0	1	1	0	充电	$-VC+V_{dc1}-V_{dc2}$	120
7	1	1	1	0	0	0	0	0	1	充电	V_{dc2}	60
8	1	1	1	1	0	0	0	0	0	充电	0	0
8'	0	0	0	0	0	1	1	1	1	—	0	0
9	0	0	0	1	0	1	1	1	0	—	$-V_{dc2}$	-60
10	0	1	1	0	1	0	0	0	1	—	$-VC+V_{dc2}$	-120
11	0	1	1	1	1	0	0	0	0	—	$-VC$	-180
12	0	1	0	1	1	0	0	1	0	放电	$-VC-V_{dc2}$	-240
13	0	1	1	0	0	1	0	0	1	放电	$-V_{dc1}+V_{dc2}$	-300
14	0	1	1	1	0	1	0	0	0	放电	$-V_{dc1}$	-360
15	0	1	0	1	0	1	0	1	0	—	$-V_{dc1}-V_{dc2}$	-420



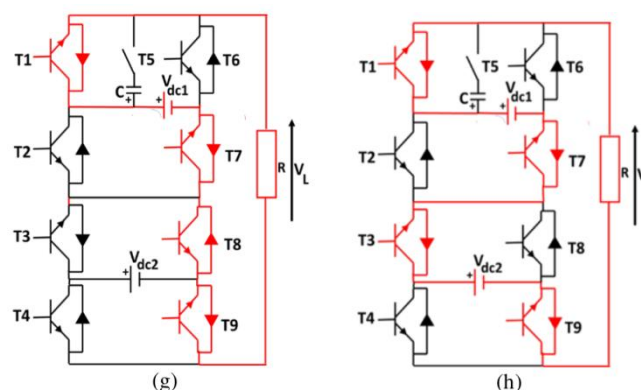


Figure 3 Switching Configurations of the Inverter Corresponding to Null and Positive Voltage States

图 3 逆变器在零电平与正电平输出状态下的开关配置：（a）0 V 电平、（b）Vdc 电平、（c）2Vdc 电平、（d）3Vdc 电平、（e）4Vdc 电平、（f）5Vdc 电平、（g）6Vdc 电平、（h）7Vdc 电平

（二）H-PTC 逆变器的控制策略

所提控制方案如图 4 所示，采用预测控制器处理电压参考信号 $V_L^*(k)$ ，并结合负载电压 $V_L(k)$ 与负载电流 $i_L(k)$ 的反馈测量值。控制器通过在单个预测步长上对离散代价函数求最小值，确定逆变器为负载供电的最优开关序列（S）；电压与电流测量共同为系统调节提供闭环反馈。该方法对所有可行的开关组合逐一评估，无需状态观测器，因而在保持优异性能的同时获得更高效率，适用于实时电力电子系统。为简化实现，本文将逆变器视为一个具有有限个开关状态向量 S_i 的系统，每个向量对应一个特定的输出电压电平。在每个采样时刻 k ，考察所有可能的开关状态，并依据预先设定的代价函数选出最优者。

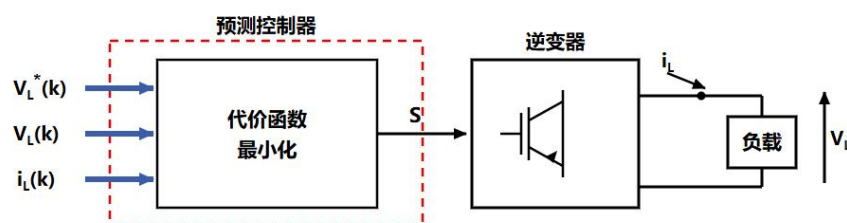


Figure 4 The Block Diagram of MPC

图 4 MPC 控制框图

该控制策略采用预测调节器，输入为电压参考 $V_L^*(k)$ 以及输出电压 $V_L(k)$ 与负载电流 $i_L(k)$ 的闭环测量值。在每个采样时刻，针对所有可能的开关状态（见表 1）预测下一时刻电压 $V_L(k+1)$ ；对每个候选状态计算代价函数，并将使其最小的状态施加于下一控制周期。开关表将每种配置与特定电压电平相关联，并间接调控电容的充放电，从而实现动态电压均衡。该方法直接评估全部可行开关方案，无需观测器，并可确保较高的动态性能。所提预测控制器的采样周期为 $T_s=50 \mu s$ ，与变换器动态特性及期望开关频率相匹配；采用单步预测时域，在保证令人满意的动态性能的同时限制计算负担。在每个采样周期 k ，MPC 控制环的执行流程为：（a）测量输出电压 $V_L(k)$ 与负载电流 $i_L(k)$ ；（b）针对所有可能的开关状态（见表 1）预测未来输出电压 $V_L(k+1)$ ；（c）计算各状态的代价函数 $g(k)$ ；（d）选出使代价最小的开关状态用于下一周期。

三、结果与讨论

为验证将 MPC 应用于所提逆变器的有效性, 本文使用 MATLAB/Simulink 开展了多个仿真场景。首先在恒定运行参数下测试逆变器, 以评估其基准性能; 随后在变化工况下考察其行为, 以检验控制策略的鲁棒性与适应能力。

(一) 固定参数下的仿真

主要仿真参数列于表 3。图 5 给出了负载电压 V_L 、电容电压 V_C 与负载电流的波形。图 5 (a) 展示了电容电压向其期望值的调节过程: 电压 V_C 稳定在约为 V_{dc1} 一半的水平, 验证了所提控制策略的性能。该图同时给出了多电平逆变器拓扑所产生的输出电压 V_L 波形, 可见 H-PTC 逆变器成功生成了 15 个离散电压电平, 这种多电平方式使输出波形接近正弦。图 5 (b) 给出负载电流波形, 其正弦度极佳, 这一性能可由仿真结果中极低的 THD 予以佐证。图 6 所示的谐波频谱分析验证了所研制系统的优异性能: 输出电压 THD 为 5.58% (图 6 (a)), 负载电流 THD 则低至 0.88% (图 6 (b))。上述测量结果证实了波形质量的优越性及其对电能质量标准的符合性。

Table 3 The Simulation Parameters

表 3 仿真参数

参数	V_{dc1}	V_{dc2}	开关频率 f	R	L	电容 C
取值	360 V	60 V	20 kHz	$20\ \Omega$	20 mH	1000 μ F

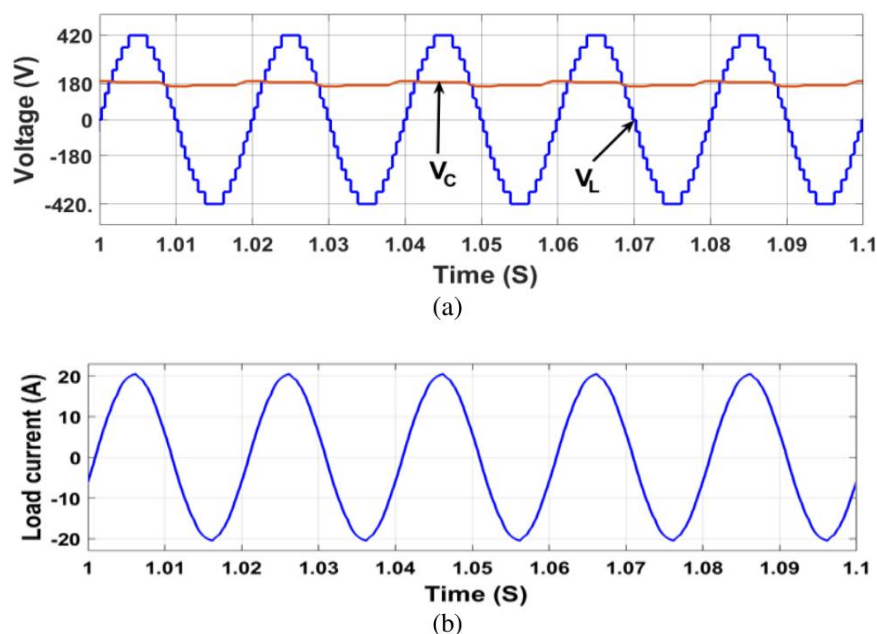
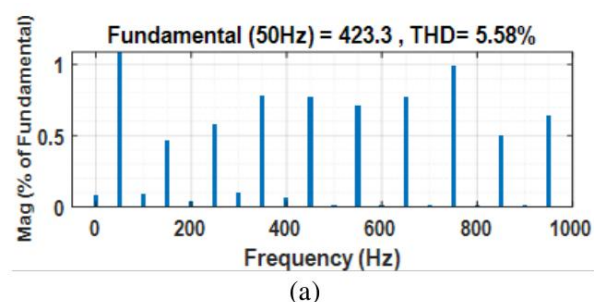


Figure 5 Waveforms of (a) Load Voltage V_L and Capacitor Voltage V_C and (b) Load Current

图 5 (a) 负载电压 V_L 与电容电压 V_C 及 (b) 负载电流的波形



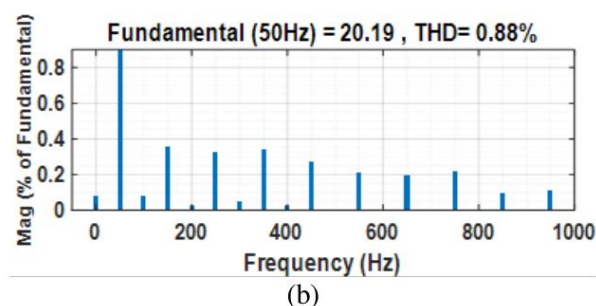


Figure 6 Fast Fourier Analysis of (a) the Load Voltage and (b) the Load Current

图 6 (a) 负载电压与 (b) 负载电流的快速傅里叶分析

(二) 负载变化工况

为验证所提 15 电平 H-PTC 逆变器的动态行为, 本文补充了一组仿真。在 $t=7\text{ s}$ 时, 负载电阻由 $20\ \Omega$ 调整为 $50\ \Omega$, 负载电感同时由 20 mH 增至 50 mH 。如图 7 所示, 负载变化后电容电压迅速重新均衡: 电压 V_C 稳定在约为 V_{dc1} 一半的水平, 从而在负载变化前后均可持续生成 15 电平输出电压, 如同图所示。此外, 图 8 给出负载电流波形, 其在该负载变化前后均保持接近正弦。

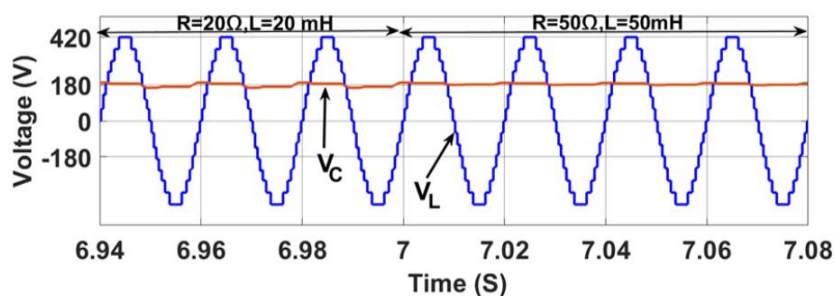


Figure 7 Waveforms of Load Voltage V_L and Capacitor Voltage V_C during Load Change

图 7 负载变化过程中负载电压 V_L 与电容电压 V_C 的波形

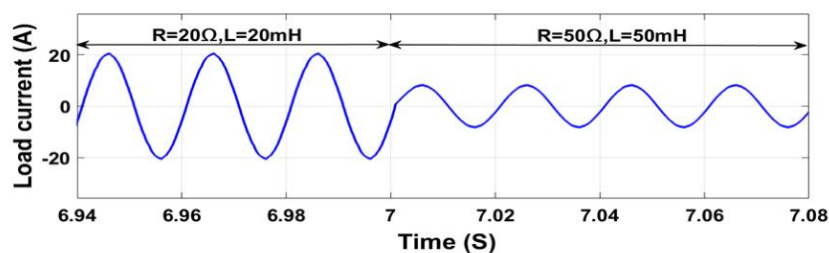


Figure 8 Waveform of Load Current During Load Change

图 8 负载变化过程中负载电流的波形

(三) 非线性负载工况

本文在非线形负载条件下对所提逆变器进行了考察。初始时负载为纯阻性, 仅含一个线性电阻; 在 $t=7\text{ s}$ 时, 将以二极管 H 桥实现的非线性负载接入逆变器输出端。如图 9 所示, 尽管负载发生切换, 电容电压仍在参考值附近保持均衡; 此外, 输出电压波形在该切换过程中基本保持不变, 仍呈现 15 电平电压的生成特征。

图 10 给出负载电流波形。尽管由于所接负载的非线性特性而略有畸变, 电流仍保持接近正弦的形状。这一观察结果进一步得到 THD 数值的支持: 阻性负载下 THD 为 5.69%, 接入非线性负载后略升至 5.98%。这一微小的变化证实了逆变器控制方法的性能, 即使在非线性器件引入谐波的情况下依然有效。

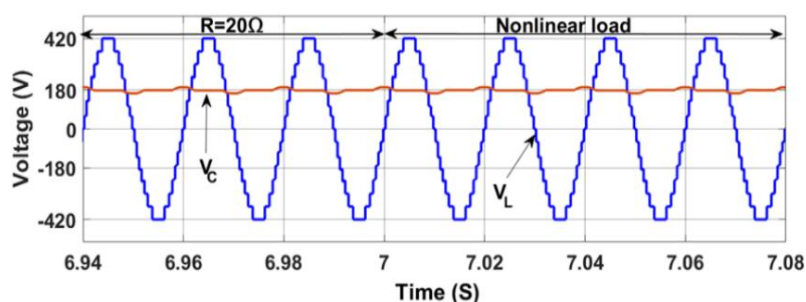


Figure 9 Waveforms of Load Voltage V_L and Capacitor Voltage V_C during Nonlinear Load Operation

图 9 非线性负载运行时负载电压 V_L 与电容电压 V_C 的波形

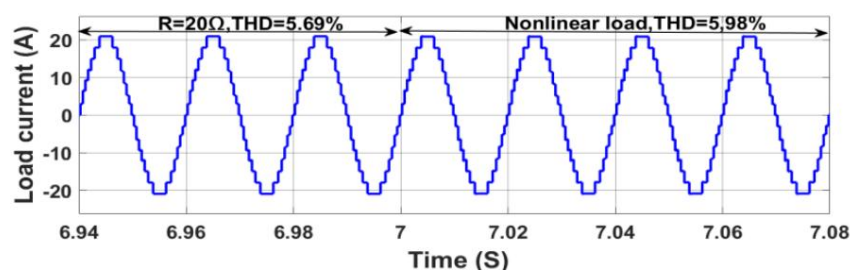


Figure 10 Waveform of Load Current during Nonlinear Load Operation

图 10 非线性负载运行时负载电流的波形

(四) 直流源变化工况

本文还在直流源电压突变条件下对所提方案进行了验证: 在 $t=7\text{ s}$ 时施加变化, V_{dc1} 由 360 V 瞬时降至 180 V, V_{dc2} 由 60 V 降至 30 V。图 11 给出了该变化前、变化中与变化后电容电压与负载电压的演变过程。在直流源变化之前, 电容电压在期望值附近保持良好均衡 (图 11 (a)), 该值对应 V_{dc1} 的一半。变化发生后可观察到一段暂态过程, 其间电容电压向新的参考值收敛; 经过短暂时间后, 电容电压稳定在新的期望值附近 (图 11 (b)), 从而使高质量的 15 电平负载电压得以生成。此外, 在直流源变化过程中负载电流仍保持正弦。在暂态阶段, 由于该期间电容电压发生变化, 电流波形出现轻微畸变; 但经过数毫秒后, 电流即恢复为接近正弦的形状, 如图 12 所示。

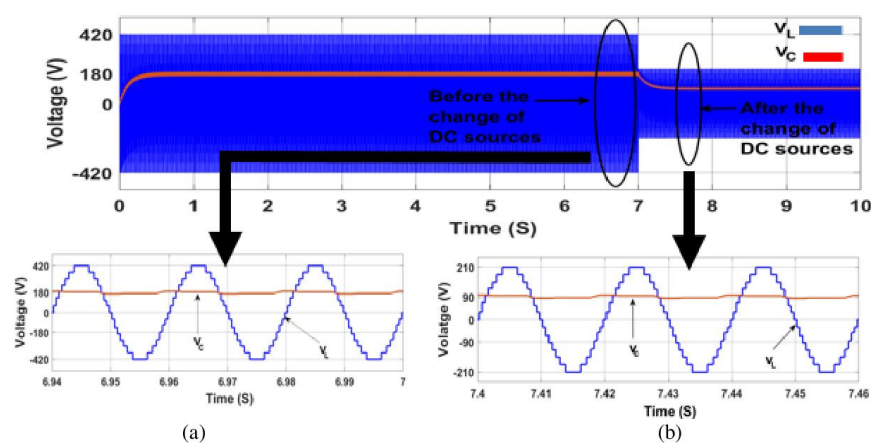


Figure 11 The Waveforms of the Load Voltage V_L and Capacitor Voltage V_C (a) before the Change of DC Sources and (b) after the Change of DC Sources

图 11 直流源变化 (a) 之前与 (b) 之后负载电压 V_L 与电容电压 V_C 的波形

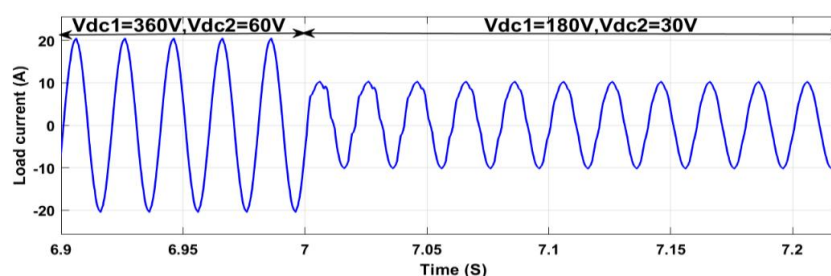


Figure 12 The Waveform of the Load Current during the Change of DC Sources

图 12 直流源变化过程中负载电流的波形

四、结论

本文提出了一种由 MPC 控制、器件数量更少的 15 电平 H-PTC 逆变器拓扑, 与常规多电平逆变器相比降低了实现成本并提升了可靠性。多种运行工况下的仿真结果表明, 所提方案能够维持电容电压均衡, 产生低畸变的 15 电平波形并具备快速暂态响应, 同时实现更低的 TSV。尽管本文尚无实验结果与详细的热分析, 简化的损耗估算已可反映预期性能。所提拓扑仅使用九只 IGBT 与一个悬浮电容, 主要产生三类热损耗: 开关的通态损耗、约 20 kHz 有效频率下的开关损耗, 以及与电容电流纹波相关的损耗 (电容纹波损耗)。基于仿真电流水平与对器件的合理假设, 上述损耗预计将保持在输出功率的百分之几以内, 理论效率有望高于 96%, 尚待实验或 HIL 验证加以确认。

所提拓扑虽具有显著优势, 但也存在固有局限。单位电压增益可能限制其在需要显著升压的系统中的应用。此外, 缺少公共参考点会引起漏电流与共模电流, 这在光伏与并网系统中尤为关键, 原因在于发电单元、电缆与大地之间存在寄生电容。可通过限制共模电压的调制或预测控制策略、带共模扼流圈的 EMI 滤波器, 以及在适当场合采用隔离变压器与合理接地等措施加以抑制。本文将这些挑战视为进一步改进与工程优化的机会。

未来工作将把所提拓扑集成到并网可再生能源系统中, 在这类系统中, 电网同步、光伏漏电流与共模电压抑制对稳定性与安全性至关重要。此外, 还将搭建实时 MPC 样机, 对通态损耗与开关损耗开展详细的解析与数值评价。

参考文献

- [1] 周秉根. 风电叶片复合材料成型工艺. 复合材料学报, 2020, 39(03): 1067-1078.
- [2] 李爱群. 老旧建筑抗震加固改造技术. 工程力学, 2022, 39(04): 1-10.
- [3] 刘吉臻. 新能源火电耦合调峰系统. 动力工程学报, 2024, 42(04): 265-273.
- [4] 张友军. 船舶动力系统减振降噪技术. 船舶工程, 2022, 44(03): 1-7.
- [5] Vahedi H, Kanaan H Y, Al-Haddad K. PUC converter review: topology, control and applications. IECON 2015, 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2015: 4334-4339.
- [6] Ounejjar Y, El Gadari A, Abarzadeh M, et al. PWM sensor-less balancing technique for the fifteen-level PUC converter. 2018 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2018: 1-6.
- [7] 杨孟飞. 星载计算机容错设计技术. 中国空间科学技术, 2020, 42(02): 1-8.
- [8] 王树国. 机器人关节驱动器高精度控制. 机器人, 2022, 44(02): 1-8.
- [9] 郝吉明. 工业烟气多污染物协同治理. 中国环境科学, 2025, 42(04): 1501-1508.
- [10] 肖立业. 超导输电线路工程化关键问题. 电工电能新技术, 2022, 41(02): 1-10.
- [11] 朱合华. 城市地下管网数字孪生建模. 地下空间与工程学报, 2022, 18(02): 369-378.
- [12] Ounejjar Y, Al-Haddad K, Grégoire L A. Packed U cells multilevel converter topology: theoretical study and experimental validation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1294-1306.