DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.17 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

基于单桥臂独立模型预测电流控制的新型十五开关三电平双输出逆变器研究

王贵峰(中国电源学会会员)，王建飞
(江苏师范大学电气工程及自动化学院，徐州 221116)

摘要：针对电动汽车800 V高压平台的多电机驱动系统逆变器开关器件数量较多、控制策略复杂等问题，提出1种十五开关三电平双输出逆变器，通过器件复用简化了逆变器拓扑结构、降低了逆变器成本。首先，对所提逆变器拓扑结构及工作原理进行了详细的分析研究，总结了该逆变器的结构特点，给出了有效开关状态及最大电压应力分析，为开关器件选型及系统设计提供了理论基础。然后，提出了1种单桥臂独立模型预测电流控制策略，建立了单桥臂双输出端口电流的预测模型，在实现三桥臂独立预测控制与单桥臂双输出电流综合最优控制前提下，有效降低了预测运算量。最后，通过Typhoon HIL 402平台对所提逆变器及其控制策略的正确性及有效性进行实验验证。

关键词：800 V高压平台；十五开关三电平双输出逆变器；单桥臂；模型预测电流控制

Novel Fifteen-switch Three-level Dual-output Inverter Based on Single-leg Independent Model Predictive Current Control

WANG Guifeng, *Member*, *CPSS*, WANG Jianfei
(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangsu Normal University, Xuzhou 221116, China)

Abstract: Aimed at the problems of a large number of switching devices and complex control strategy for an inverter in the multi-motor drive system of a 800 V high-voltage platform for electric vehicles, a fifteen-switch three-level dual-output inverter is proposed, which simplifies the inverter topology and reduces its cost by device multiplexing. First, a detailed analysis of the proposed inverter topology and working principle is performed, its structural characteristics are summarized, and the effective switching state and maximum voltage stress analysis are given, providing a theoretical basis for the selection of switching devices and system design. Then, a single-leg independent model prediction current control strategy is put forward, and a prediction model of single-leg dual-output port current is established, which effectively reduces the prediction operation under the premise of realizing three-leg independent prediction control and single-leg dual-output current integrated optimal control. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed inverter and its control strategy were experimentally verified based on a Typhoon HIL 402 platform.

Keywords: 800 V high-voltage platform; fifteen-switch three-level dual-output inverter; single-leg; model predictive current control

近年来，随着工业迅速发展，开关复用型逆变器 SMI(switch-multiplexed inverter)因具有双输出特性被广泛应用于电动汽车[1]、风力发电[2-3]及电机驱动[4-5]等领域，尤其是电动汽车 800 V 高压平台的提出，使基于800 V高压平台的电驱系统也成为了行业的重点研究方向[6-8]。其中，采用传统两电平逆变器已经无法满足800 V电驱系统对电能质量的要求，多电机驱动时的多个逆变器交错并联应用

收稿日期：2023-07-11；**修回日期**：2023-08-18，2023-09-16；
录用日期：2023-10-02；**网络首发日期**：2023-11-30
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51707086)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51707086

会大大增加开关器件的使用，直接导致器件数量过多、控制策略复杂及成本增加等问题[9-10]，如何进一步优化 SMI 拓扑及简化控制策略成为亟待解决的问题。

现在广泛应用且技术相对成熟的 SMI 主要有桥臂复用型和器件复用型 2 大类，其中极具代表的分别为五桥臂逆变器 FLI(five-leg inverter)[11]和九开关变换器 NSC(nine-switch converter)[12]。FLI 和 NSC 通过开关复用的方式减小了装置体积，降低了系统成本。但是，由于 FLI 和 NSC 是开关复用型两电平逆变器 SM-2LI(switch-multiplexed two-level inv-erter)，因此限制其在中高压大功率和高电能质量等场合应用[13-15]。而开关复用型三电平逆变器 SM-3LI(switch-multiplexed three-level inverter)与 SM-2LI 相比，在电平数增加的同时，可以改善输出电压波形，降低电压畸变率，减小开关器件损耗。SM-3LI 与传统三电平逆变器相比，优势在于 SM-3LI 采用更少的开关器件即可实现由 2 个传统三电平逆变器交错并联后的双输出效果。Haruna 等[16]提出了 1 种采用 21 个开关器件的三电平双输出逆变器，该逆变器在传统的中点钳位型三电平逆变器基础上增加了 3 个开关器件，实现了 2 组三相输出。相比之下，若采用该逆变器代替 2 个中点钳位型三电平逆变器输出，开关器件的使用数量将减少到原来的 58.3%。Wang 等[17]提出了 1 种双输出中点钳位型三电平逆变器，该逆变器的全部开关器件和二极管均承受直流链路电压的 50%，降低了开关损耗。同时，他还提出 1 种三相双输出 T 型三电平变换器，该逆变器与传统 T 型三电平逆变器 T-TLI(T-type three-level inverter)相比，通过增加 6 个开关器件实现 2 组三相电压输出[18]。Odeh 等[19]提出了 1 种基于公共桥臂的五桥臂三电平双输出逆变器，其中公共桥臂的输出端为 2 个逆变器为同一相负载供电，该逆变器不仅减少了开关器件的使用，同时也降低了控制策略的复杂性。

在逆变器控制策略上，模型预测电流控制 MPCC(model predictive current control)作为 1 种非线性高适用策略在电力电子领域广受关注[20]。Gulbudak 等[21]提出了 2 种分别对双输出负载控制和六相负载控制的模型预测控制策略，通过建立负载模型对电流及电压采样并计算下一时刻电流，再通过预测误差与参考误差进行作差求解最小值，选出最优开关矢量。李琰琰等[22]通过采样变换器的输出电流经虚拟同步发电机和电流预测模型分别生成参考电流、预测电流，再根据代价函数选取 8 种开关矢量中误差最小的一组作用于变换器，形成电流闭环控制。樊启高等[23]提出了以变换器电感电流及两侧飞跨电容电压为目标的定频寻优模型预测控制策略，通过建立电感电流与 2 个飞跨电容电压的独立闭环系统，省去了权重分配环节，实现各环独立调节，简化了模型预测控制策略并保证了输出电压稳定。综合以上分析，国内外学者研究 SM-3LI 的目的在于进一步减少开关器件的数量，简化控制策略，从而提高逆变器的性能并拓宽应用领域。因此，研究设计 1 种开关器件较少、控制策略易于实现的 SM-3LI 逆变器拓扑将有力促进 800 V 高压平台应用的发展。

本文首先提出了 1 种十五开关三电平双输出逆变器 15S-TLI-DO(fifteen-switch three-level dual-output inverter)，进一步简化了三电平双输出逆变器的结构；其次，通过分析其工作原理、拓扑结构特点以及逆变器有效开关状态与输出电压关系，提出 1 种单桥臂独立模型预测电流控制 SL-MPCC(single-leg model predictive current control)策略；最后，搭建了硬件在环实验平台进行详细的实验验证，验证了本文所提拓扑及控制策略的正确性及有效性。

1 逆变器拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构

本文所提 15S-TLI-DO 的拓扑结构如图 1 所示，由 T-TLI 和 NSC 组成。逆变器主电路包括直流侧电源 V_{dc}，直流侧电容 C_1、C_2，15 个全控开关管 S_{a1}~S_{a5}、S_{b1}~S_{b5}、S_{c1}~S_{c5} 和负载侧 Z_1~Z_6。Z_1~Z_6 分别由三相阻感负载 R、L 组成。其中，每个桥臂

由 3 个开关管和 1 个双向开关管构成。以 A、X 桥臂为例，该桥臂包括外侧开关管 S_{a1}、S_{a5} 和内侧开关管 S_{a4}，以及由开关管 S_{a2}、S_{a3} 构成的双向开关管，该双向开关管一端与开关管 S_{a1} 和 S_{a4} 的连接处连接，另一端与直流链路中点连接。逆变器任意输出端均可输出 P、O、N 3 种电平状态，对应输出电压分别为 $V_{dc}/2$、0 及 $-V_{dc}/2$。

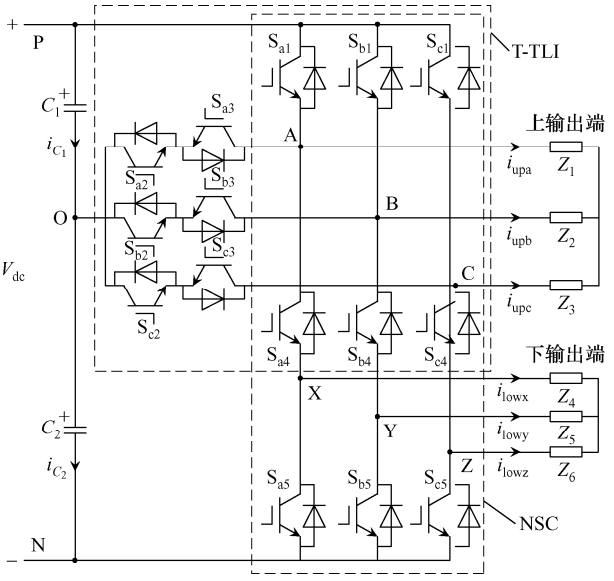


图 1　十五开关三电平双输出逆变器

Fig. 1 Fifteen-switch three-level dual-output inverter

1.2 工作原理

以 A、X 相为例，对 15S-TLI-DO 的工作原理加以分析，A、X 相等效电路如图 2 所示。此外，对 15S-TLI-DO 的有效开关状态与输出电压关系以及各开关管的最大电压应力进行研究。

在对 15S-TLI-DO 的有效开关状态进行分析时，考虑拓扑自身特点，当 A 输出 $V_{dc}/2$ 时，X 相输出电平不能为 0 电平，否则会造成短路；其次，上输出端 A 相输出电平必须大于或等于下输出端 X 相输出电平。结合以上分析可知，15S-TLI-DO 共有 5 种有效工作状态，如图 3 所示，对 5 种有效工作状态及最大电压应力分析如下。

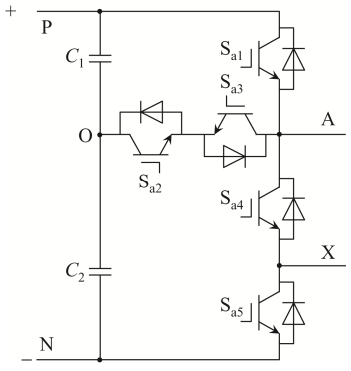


图 2　A、X 相等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit in phases A and X

有效工作状态 A：如图 3(a)所示，开关管 S_{a1}、S_{a2} 和 S_{a4} 导通，开关管 S_{a3} 和 S_{a5} 关断。当电流由逆变电路流至负载，即由 S_{a1} 和 S_{a4} 至 A、X 端口时，如灰色实线所标路径所示；当电流由负载流至逆变电路，即由 S_{a1} 所并联的二极管和 S_{a4} 所并联的二

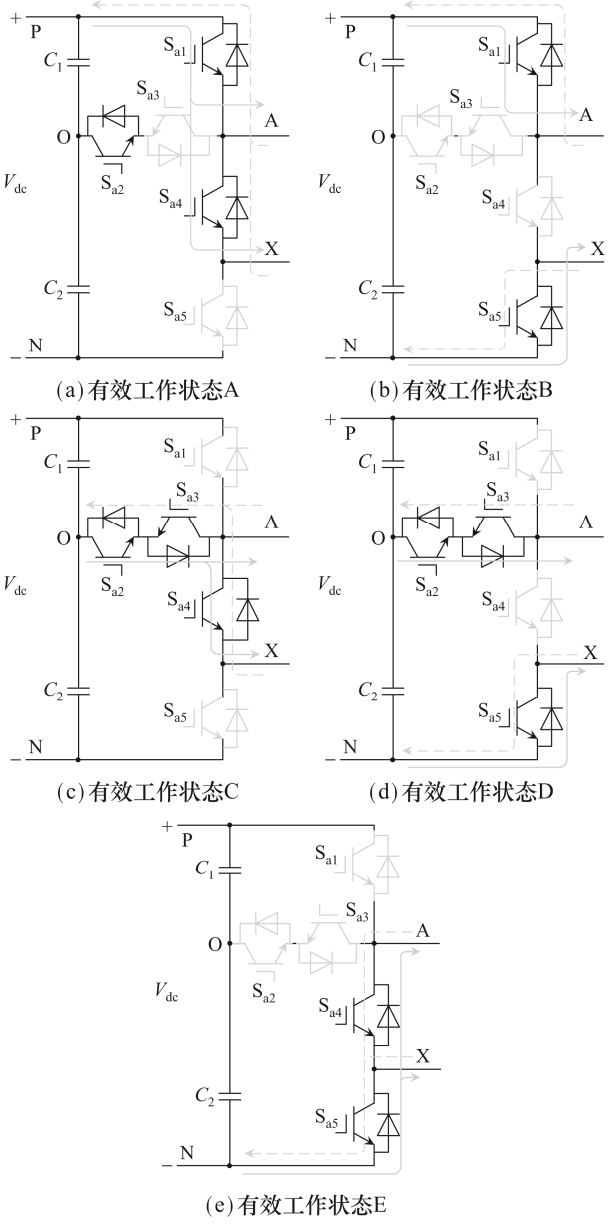


图 3　各有效工作状态电路

Fig. 3 Circuit in each active operating state

极管至逆变电路时，如灰色虚线所标路径所示；此状态下开关管 S_{a3} 所承受的最大电压应力为 $V_{dc}/2$，开关管 S_{a5} 所承受的最大电压应力为 V_{dc}，A、X 端的电位均为 $V_{dc}/2$。

有效工作状态 B：如图 3(b)所示，开关管 S_{a1} 和 S_{a5} 导通，开关管 S_{a2}、S_{a3} 和 S_{a4} 关断。当电流由逆变电路流至负载，即由 S_{a1} 至 A 端口、由 S_{a5} 所并联的二极管至 X 端口时，如灰色实线所标路径所示；当电流由负载流至逆变电路，即由 S_{a1} 并联的二极管以及 S_{a5} 至逆变电路时，如灰色虚线所标路径所示；此状态下开关管 S_{a4} 所承受的最大电压应力为 V_{dc}，A 端的电位为 $V_{dc}/2$，X 端的电位为 $-V_{dc}/2$。

有效工作状态 C：如图 3(c)所示，开关管 S_{a2}、S_{a3} 和 S_{a4} 导通，开关管 S_{a1} 和 S_{a5} 关断。当电流由逆变电路流至负载，即由 S_{a2} 和 S_{a3} 所并联的二极管至 A 端口、由 S_{a2}、S_{a3} 所并联的二极管和 S_{a4} 至 X 端口时，如灰色实线所标路径所示；当电流由负载流至逆变电路，即由 S_{a2} 所并联的二极管和 S_{a3} 及 S_{a4} 所并联的二极管至逆变电路时，如灰色虚线所标路径所示；此状态下开关管 S_{a1} 和 S_{a5} 所承受的最大电压应力均为 $V_{dc}/2$，A、X 端的电位均为 0 电位。

有效工作状态 D：如图 3(d)所示，开关管 S_{a2}、S_{a3} 和 S_{a5} 导通，开关管 S_{a1} 和 S_{a4} 关断。当电流由逆变电路流至负载，即由 S_{a2} 和 S_{a3} 所并联的二极管至 A 端口、由 S_{a5} 所并联的二极管至 X 端口时，如灰色实线所标路径所示；当电流由负载流至逆变电路，即由 S_{a2} 所并联的二极管和 S_{a3} 及 S_{a5} 至逆变电路时，如灰色虚线所标路径所示；此状态下开关管 S_{a1} 和 S_{a4} 所承受的最大电压应力均为 $V_{dc}/2$，A 端的电位为 0 电位，X 端的电位为 $-V_{dc}/2$。

有效工作状态 E：如图 3(e)所示，开关管 S_{a4} 和 S_{a5} 导通，开关管 S_{a1}、S_{a2} 和 S_{a3} 关断。当电流由逆变电路流至负载，即由 S_{a4} 所并联的二极管和 S_{a5} 所并联的二极管至 A 端口、由 S_{a5} 所并联的二极管至 X 端口时，如灰色实线所标路径所示；当电流由负载流至逆变电路，即由 S_{a4} 和 S_{a5} 至逆变电路时，如灰色虚线所标路径所示；此状态下开关管 S_{a1} 所承受的最大电压应力为 V_{dc}，开关管 S_{a2} 所承受的最大电压应力为 $V_{dc}/4$，A、X 端的电位均为 $-V_{dc}/2$。

由上述分析可得 15S-TLI-DO 有效开关状态与输出电压及最大电压应力关系见表 1，其中 V_{up}、V_{low} 分别表示上、下端口的输出电平，B、Y 相桥臂与 C、Z 相桥臂同理。由表 1 可知，15S-TLI-DO 与传统三电平逆变器相比，多了 2 组有效开关状态且部分开关管最大电压应力小于 V_{dc}。此外，相比于 2 个交错并联的三电平逆变器，15S-TLI-DO 在功能实现一致的情况下，减少了开关器件的使用且减小了部分开关管的最大电压应力，所需开关器件数量与现有文献对比结果见表 2。

表 1 有效开关状态与输出电压及最大电压应力的关系

Tab. 1 Relationship of effective switching state versus output voltage and maximum voltage stress

条件	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a5}	V_{up}	V_{low}
状态 A	1	1	0	1	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
状态 B	1	0	0	0	1	$V_{dc}/2$	0
状态 C	0	1	1	1	0	0	0
状态 D	0	1	1	0	1	0	$-V_{dc}/2$
状态 E	0	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
最大电压应力	V_{dc}	$V_{dc}/4$	$V_{dc}/2$	V_{dc}	V_{dc}	—	—

表 2 开关管及二极管数量对比

Tab. 2 Comparison of numbers of switching tubes and diodes

逆变器	开关管数量	二极管数量
文献[16]	21	0
文献[17]	20	12
文献[18]	18	0
文献[19]	20	0
所提 15S-TLI-DO	15	0

2 低运算量 SL-MPCC 策略

基于对所提 15S-TLI-DO 拓扑结构及工作原理的分析，采用单桥臂独立预测控制思想，结合传统 FCS-MPCC 建模方法，推导并建立了低运算量的 SL-MPCC 模型。由表 1 可知，单桥臂下该逆变器

共有 5 种有效工作状态，若对该逆变器采用传统 FCS-MPCC 建模，则单个采样周期内需要对 3 个桥臂的所有有效工作状态进行遍历矢量寻优，预测运算量是各桥臂有效工作状态的乘积，共 125 次；若对该逆变器采用改进 SL-MPCC 建模，则只需在单个采样周期内分别对 3 个桥臂的有效工作状态进行寻优，预测运算量是各桥臂有效工作状态的累加，共 15 次。因此，所提改进 SL-MPCC 建模与传统 FCS-MPCC 建模相比，将预测运算量从 125 次降到 15 次，大大减少了预测运算量。

2.1 传统 FCS-MPCC 建模

由表 1 可知，15S-TLI-DO 的有效开关状态与输出电压关系可表示为

$$\begin{cases} V_M=\left(\dfrac{3}{2}\mathrm{S}_{x1}+\dfrac{1}{2}\mathrm{S}_{x3}-\dfrac{1}{2}\mathrm{S}_{x4}-\dfrac{1}{2}\mathrm{S}_{x5}\right)\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2} \\ V_N=(\mathrm{S}_{x2}-\mathrm{S}_{x3}-\mathrm{S}_{x5})\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2} \end{cases} \tag{1}$$

式中：V_M 和 V_N 分别为上、下输出端的各相输出电压，其中 M=A,B,C，N=X,Y,Z；$\mathrm{S}_{x1}\sim\mathrm{S}_{x5}$ 表示 3 个桥臂的开关管导通状态，导通为 1，关断为 0，x=a,b,c。对式(1)进行坐标变换，则上、下输出端电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式分别为

$$\begin{cases} V_{\mathrm{up}\alpha}=\dfrac{1}{3}(2V_{\mathrm{A}}-V_{\mathrm{B}}-V_{\mathrm{C}})\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2} \\ V_{\mathrm{up}\beta}=\dfrac{\sqrt{3}}{3}(V_{\mathrm{B}}-V_{\mathrm{C}})\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2} \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} V_{\mathrm{low}\alpha}=\dfrac{1}{3}(2V_{\mathrm{X}}-V_{\mathrm{Y}}-V_{\mathrm{Z}})\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2} \\ V_{\mathrm{low}\beta}=\dfrac{\sqrt{3}}{3}(V_{\mathrm{Y}}-V_{\mathrm{Z}})\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2} \end{cases} \tag{3}$$

k 时刻 15S-TLI-DO 的上、下输出端负载模型表达式为

$$\begin{cases} V_{\mathrm{up}}(k)=i_{\mathrm{up}}(k)R_{\mathrm{up}}+L_{\mathrm{up}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{up}}(k)}{\mathrm{d}t} \\ V_{\mathrm{low}}(k)=i_{\mathrm{low}}(k)R_{\mathrm{low}}+L_{\mathrm{low}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{low}}(k)}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{4}$$

式中：R_{up}、L_{up} 和 R_{low}、L_{low} 分别为该逆变器上、下输出端的 2 组三相阻感负载 Z_1~Z_3 和 Z_4~Z_6；$i_{\mathrm{up}}(k)$ 和 $i_{\mathrm{low}}(k)$ 分别为上、下输出端 k 时刻输出的电流值。

对式(4)的输出电流求导项进行前向欧拉法离散化，得上、下输出端电流预测模型表达式为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{up}\alpha}(k+1)=\left(1-\dfrac{R_{\mathrm{up}}T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{up}}}\right)i_{\mathrm{up}\alpha}(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{up}}}V_{\mathrm{up}\alpha}(k) \\ i_{\mathrm{up}\beta}(k+1)=\left(1-\dfrac{R_{\mathrm{up}}T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{up}}}\right)i_{\mathrm{up}\beta}(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{up}}}V_{\mathrm{up}\beta}(k) \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} i_{\mathrm{low}\alpha}(k+1)=(1-\dfrac{R_{\mathrm{low}}T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{low}}})i_{\mathrm{low}\alpha}(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{low}}}V_{\mathrm{low}\alpha}(k) \\ i_{\mathrm{low}\beta}(k+1)=(1-\dfrac{R_{\mathrm{low}}T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{low}}})i_{\mathrm{low}\beta}(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{low}}}V_{\mathrm{low}\beta}(k) \end{cases} \tag{6}$$

式中：T_{s} 为采样周期；$i_{\mathrm{up}\alpha}(k)$、$i_{\mathrm{up}\beta}(k)$ 和 $i_{\mathrm{low}\alpha}(k)$、$i_{\mathrm{low}\beta}(k)$ 为 k 时刻该逆变器上、下输出端在 $\alpha\beta$ 坐标系下的输出电流值；$V_{\mathrm{up}\alpha}(k)$、$V_{\mathrm{up}\beta}(k)$ 和 $V_{\mathrm{low}\alpha}(k)$、$V_{\mathrm{low}\beta}(k)$ 为 k 时刻该逆变器上、下输出端在 $\alpha\beta$ 坐标系下的输出电压值。

对中点电压进行平衡分析可知，直流侧电容 C_1、C_2 的电压及电流关系可表示为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}V_{C_1}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C_1}i_{C_1} \\ \dfrac{\mathrm{d}V_{C_2}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C_2}i_{C_2} \end{cases} \tag{7}$$

中点电压波动值 V_0 为

$$V_0=V_{C_1}-V_{C_2} \tag{8}$$

对式(8)进行微分运算并将式(7)代入可得

$$\frac{\mathrm{d}V_0}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C_1}i_{C_1}-\frac{1}{C_2}i_{C_2} \tag{9}$$

对式(9)进行欧拉离散化，可得 k+1 时刻中点电压波动预测值表达式为

$$V_0(k+1)=V_0(k)+\left(\frac{i_{C_1}(k)}{C_1}-\frac{i_{C_2}(k)}{C_2}\right)T_{\mathrm{s}} \tag{10}$$

在价值函数中加入一定比例系数 e 的中点电压预测值，实现对中点电压的平衡控制。价值函数 g 为该逆变器上、下输出端输出电流的参考值与预测值差值的绝对值及一定比例系数的中点电压波动预测值的绝对值之和，其表达式为

$$g=|i^*_{up\alpha}(k+1)-i_{up\alpha}(k+1)|+|i^*_{up\beta}(k+1)-i_{up\beta}(k+1)|+|i^*_{low\alpha}(k+1)-i_{low\alpha}(k+1)|+|i^*_{low\beta}(k+1)-i_{low\beta}(k+1)|+e|V_0(k+1)| \quad (11)$$

式中：$i^*_{up\alpha}(k+1)$、$i^*_{up\beta}(k+1)$和$i^*_{low\alpha}(k+1)$、$i^*_{low\beta}(k+1)$分别为该逆变器上、下输出端的电流参考值；$i_{up\alpha}(k+1)$、$i_{up\beta}(k+1)$和$i_{low\alpha}(k+1)$、$i_{low\beta}(k+1)$分别为该逆变器上、下输出端的电流预测值；e为比例系数；$V_0(k+1)$为下一时刻中点电压波动预测值。

2.2 改进 SL-MPCC 建模

改进 SL-MPCC 建模对 AX、BY、CZ 桥臂进行了独立模型预测电流控制，因此无需再进行坐标变换，单桥臂有效开关状态与输出电压关系表达式与式(1)一致。k时刻统一负载模型表达式为

$$V_X(k)=i_X(k)R+L\frac{\mathrm{d}i_X(k)}{\mathrm{d}t} \quad (12)$$

式中：R、L为单桥臂上、下输出端阻感负载；$V_X(k)$和$i_X(k)$分别为k时刻单桥臂上、下输出端的输出电压值和电流值，其中X=A, B, C, X, Y, Z。对式(12)中的输出电流求导项进行前向欧拉法离散化，再代入式(12)中，得单桥臂独立电流预测模型表达式为

$$i_X(k+1)=\left(1-\frac{RT_s}{L}\right)i_X(k)+\frac{T_s}{L}V_X(k) \quad (13)$$

SL-MPCC 的中点电压平衡控制对中点电压波动预测值表达式与式(10)一致。通过模型预测控制思想，采样当前时刻的中点电压波动值，使用欧拉离散化方法预测得到下一时刻的中点电压波动值，所预测的中点电压波动值加上一定的比例投入到价值函数中进行最优矢量选取，得到最优开关状态。因此，SL-MPCC 的价值函数表达式为

$$J=|i^*_M(k+1)-i_M(k+1)|+|i^*_N(k+1)-i_N(k+1)|+e|V_0(k+1)| \quad (14)$$

式中：$i^*_M(k+1)$和$i^*_N(k+1)$分别为单桥臂上、下输出端的电流参考值；$i_M(k+1)$和$i_N(k+1)$分别为单桥臂上、下输出端的电流预测值；M=A, B, C；N=X, Y, Z。SL-MPCC 算法的实施流程如图 4 所示。

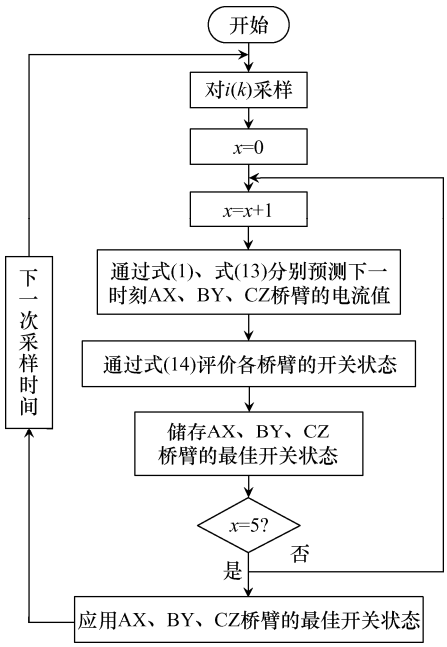


图 4 SL-MPCC 算法流程

Fig. 4 Flow chart of SL-MPCC algorithm

3 实验验证

为验证所提 15S-TLI-DO 的正确性及有效性，搭建了如图 5 所示的硬件在环实验平台对所提的逆变器及其控制策略进行实验验证，并在同频、异频模式下对 15S-TLI-DO 上、下输出端的 2 组三相



图 5 硬件在环实验平台

Fig. 5 Hardware-in-the-loop experimental platform

输出电流及总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)进行分析。其中，模型的电路在 Typhoon HIL402 平台中搭建，输出脉冲由 HDSP-DF28335P 控制器发出，通过 TBS 2000X SERIES 示波器及 HIOKI PQ3198 电能质量分析仪分析上、下输出端的电流及其谐波畸变率。基本实验参数设置为：V_{dc}=800 V，C_1= C_2=3 300 μF，Z_1~Z_6 均为 R=10 Ω、L=8 mH 的阻感负载，采样时间 T_s=70 μs，价值函数 g、J 的比例系数 e 取 10。

在同频模式下，给定 15S-TLI-DO 上、下输出端输出电流 i_{up}^* 、i_{low}^* 均为幅值 20 A、频率 50 Hz 的三相电流，基于传统 FCS-MPCC 和改进 SL-MPCC 在同频模式下的输出电流波形及 THD 分别如图 6(a)和图 7(a)所示。在异频模式下，分别给定 15S-TLI-DO 上、下输出端输出电流 i_{up}^* 、i_{low}^* 为幅值 15 A、频率 40 Hz 和 60 Hz 的三相电流，基于传统 FCS-MPCC 和改进 SL-MPCC 在异频模式下的输出电流波形及 THD 分别如图 6(b)和图 7(b)所示。

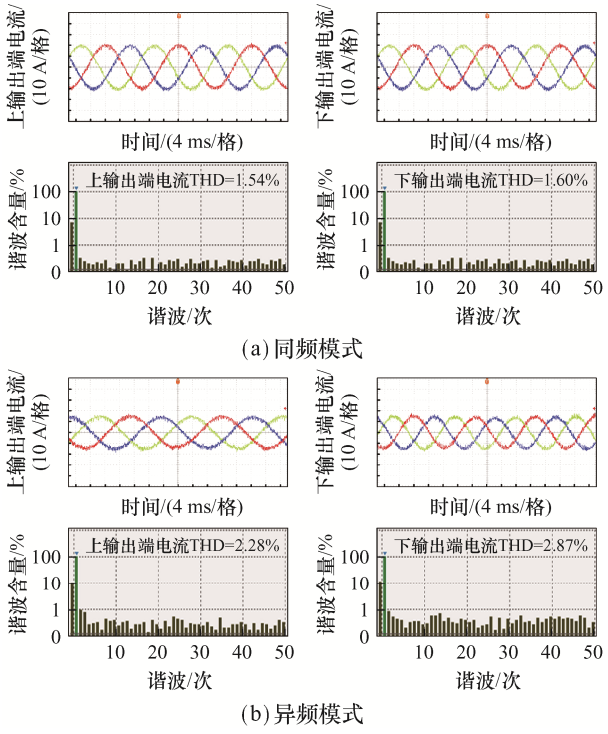


图 6　基于传统 FCS-MPCC 的输出电流波形及 THD

Fig. 6 Output current waveforms and THD based on traditional FCS-MPCC

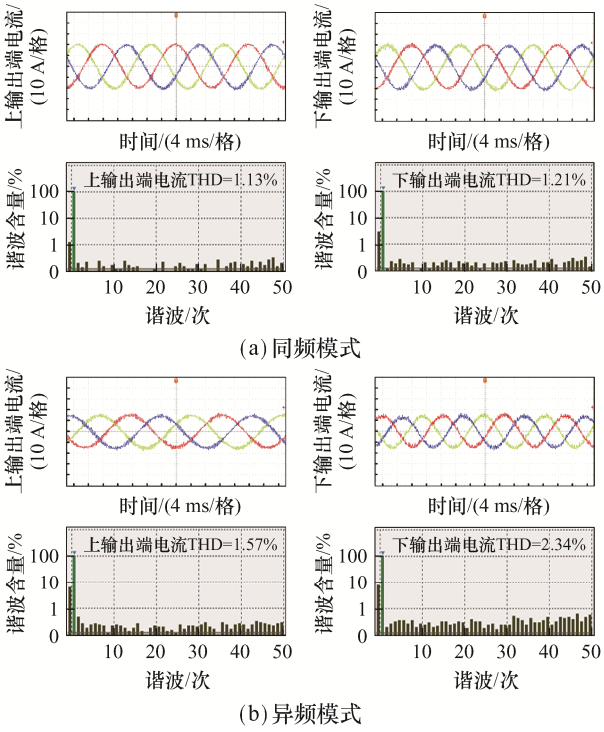


图 7　基于改进 SL-MPCC 的输出电流波形及 THD

Fig. 7 Output current waveforms and THD based on improved SL-MPCC

由图 6 和图 7 可知，在同频模式下，所述 2 种控制策略的 15S-TLI-DO 上、下输出端三相电流均为对称稳定的正弦波，且上、下输出电流大小分别稳定在期望参考电流值附近，跟踪效果良好；由同频模式的 THD 图可知，2 种控制策略的上输出端口电流 THD 均小于下输出端口电流 THD，且两者的 THD 均小于 2.00%，说明输出波形质量好。在异频模式下，所述 2 种控制策略的 15S-TLI-DO 仍能实现输出电流正弦化，输出电流大小与给定值基本一致；该模式下各三相电流的 THD 值均小于 3.00%，满足 THD 在 5.00%以内的国家入网标准。其中，同频模式上、下输出电流质量比异频模式上、下输出电流质量更好，2 种控制策略的 THD 比较见表 3。

如表 3 所示，同频模式下，改进 SL-MPCC 上、下输出端电流质量比传统 FCS-MPCC 上、下输出端电流质量分别提高了 26.62%和 24.38%；异频模式下，改进 SL-MPCC 上、下输出端电流质量比传统 FCS-MPCC 上、下输出端电流质量分别提高了

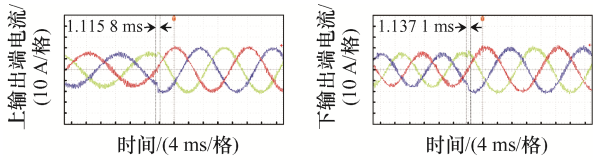
31.14%和 18.47%。综上可知，与传统 MPCC 相比，SL-MPCC 减少了矢量寻优次数，提高了逆变器在单个采样周期内的响应速度，该策略下的输出电流波形质量比传统 MPCC 输出电流波形质量更好。此外，SL-MPCC 对逆变器各桥臂分别进行矢量寻优，避免了逆变器开关器件多导致的寻优次数多以及控制响应慢等问题。

表 3 不同控制策略的 THD 比较

Tab. 3 Comparison of THD under different control strategies

模式	控制算法	上输出端电流 THD/%	下输出端电流 THD/%
同频	FCS-MPCC	1.54	1.60
模式	SL-MPCC	1.13	1.21
异频	FCS-MPCC	2.28	2.87
模式	SL-MPCC	1.57	2.34

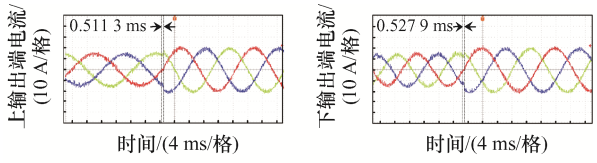
图 8、9 分别为基于传统 FCS-MPCC 和基于改进 SL-MPCC 在异频模式稳定运行时切换到同频模式下的动态切换过程。由图可知，基于传统 FCS-MPCC 的 15S-TLI-DO 上、下输出端三相电流从异频稳定切换到同频稳定的动态切换时间分别为 1.115 8 ms 和 1.137 1 ms，而基于改进 SL-MPCC 的 15S-TLI-DO 上、下输出端三相电流从异频稳定切换到同频稳定的动态切换时间分别减少到



(a) 上输出端切换过程 (b) 下输出端切换过程

图 8 基于传统 FCS-MPCC 的动态切换过程

Fig. 8 Dynamic switching process based on traditional FCS-MPCC



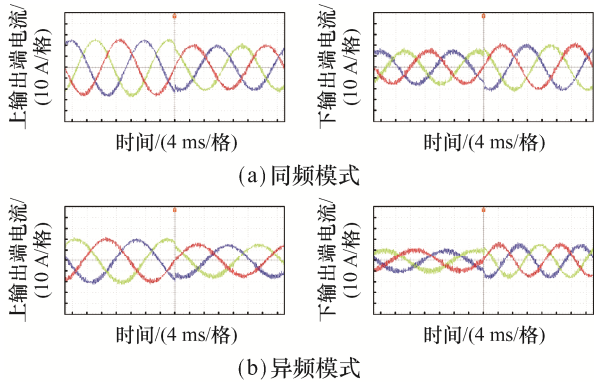
(a) 上输出端切换过程 (b) 下输出端切换过程

图 9 基于改进 SL-MPCC 的动态切换过程

Fig. 9 Dynamic switching process based on improved SL-MPCC

0.511 3 ms 和 0.527 9 ms。2 种策略相比，改进 SL-MPCC 在动态响应过程中输出端三相电流稳定控制时间平均提高了 53.88%，控制处理能力与动态稳定效果更优。

为进一步研究传统 FCS-MPCC 与改进 SL-MPCC 的动态特性，在同频模式下，给定 15S-TLI-DO 上、下输出端输出电流 i_{up}^*、i_{low}^* 由幅值 25 A 和 15 A、频率 50 Hz 的三相电流突变为幅值 20 A、频率 50 Hz 的三相电流。在异频模式下，给定 15S-TLI-DO 上、下输出端输出电流 i_{up}^*、i_{low}^* 分别由幅值 20 A、频率 40 Hz 和幅值 10 A、频率 60 Hz 的三相电流突变为幅值 15 A、频率 40 Hz 和 60 Hz 的三相电流。图 10 和图 11 所示分别为传统 FCS-MPCC 和改进 SL-MPCC 在同频、异频模式下的动态特性。

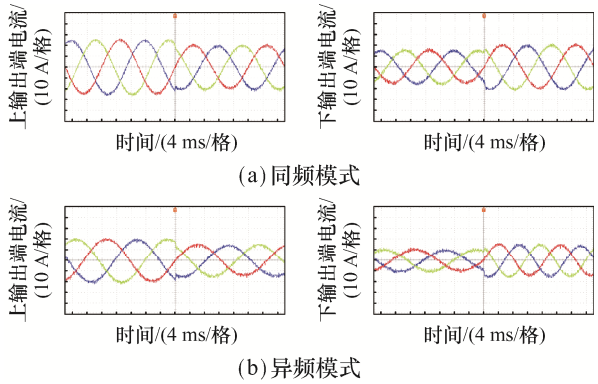


(a) 同频模式

(b) 异频模式

图 10 基于传统 FCS-MPCC 的动态特性

Fig. 10 Dynamic characteristics based on conventional FCS-MPCC



(a) 同频模式

(b) 异频模式

图 11 基于改进 SL-MPCC 的动态特性

Fig. 11 Dynamic characteristics based on improved SL-MPCC

由图 10 和图 11 可知，2 种模式下，当给定的

上、下输出端三相电流发生不同情况的突变时，传统 FCS-MPCC 和改进 SL-MPCC 均能快速稳定，验证了 15S-TLI-DO 具有良好的动态稳定性。此外，传统 FCS-MPCC 与改进 SL-MPCC 相比，在发生电流突变时，改进 SL-MPCC 所输出的 2 组三相电流达到稳定所需时间更短，能更快地调整 15S-TLI-DO 的 2 组三相输出电流并保持稳定。

图 12 所示分别为传统 FCS-MPCC 和改进 SL-MPCC 在同频、异频模式下的电容电压波形。由图 12(a)和(c)可知，在同频模式下，传统 FCS-MPCC 的最大中点电压波动值为 14.8 V，改进 SL-MPCC 的最大中点电压波动值为 11.4 V。由图 12(b)和(d)可知，在异频模式下，传统 FCS-MPCC 的最大中点电压波动值为 24.9 V，改进 SL-MPCC 的最大中点电压波动值为 11.0 V。综上所述，改进 SL-MPCC 比传统 FCS-MPCC 的中点电压平衡能力更强，一定程度上提高了输出电能质量及系统的稳定性。

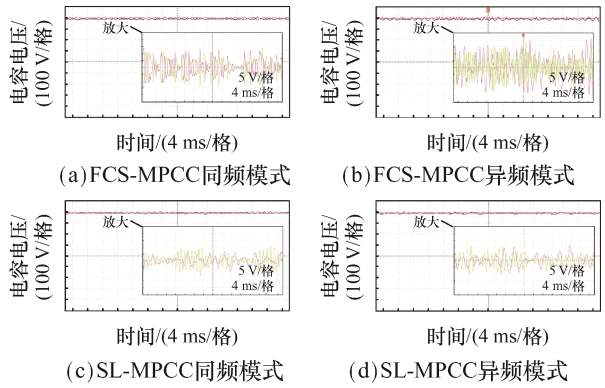


图 12　不同策略在同频、异频模式下的电容电压波形

Fig. 12 Capacitor voltage waveforms under different strategies in same- and different-frequency modes

另外，FCS-MPCC 的预测运算时间为 45.36 μs，占控制周期时间的 64.80%；SL-MPCC 的预测运算时间为 17.28 μs，占控制周期时间的 24.69%。所提 SL-MPCC 与 FCS-MPCC 相比，预测运算时间减少了 28.08 μs(占控制周期时间的 40.11%)，整体运算速度提升了约 2.625 倍。由此可见，所提 SL-MPCC 与传统 FCS-MPCC 相比，具有更强的静、动态稳定能力，输出电流波形质量更好，且有效降低了控制器的计算负荷，提高了系统效率、响应速度和稳定性。

4　结语

本文提出 1 种新型三电平双输出逆变器，仅需 15 个全控器件，无需钳位二极管，大大简化了逆变器拓扑结构，降低了成本。详细分析研究了所提拓扑的 5 种有效工作状态，给出了有效开关状态及最大电压应力，为电动汽车 800 V 平台多电机驱动系统的应用提出了 1 种潜在的可行方案。针对传统 FCS-MPCC 控制中，该拓扑结构因 125 种开关组合导致的预测运算量过大的问题，提出 1 种低运算量 SL-MPCC 策略，采用各桥臂独立预测控制思想，建立了单桥臂上、下端口输出电流与桥臂开关函数间的预测模型，单桥臂仅需 5 次预测寻优，从而将预测运算量由 125 次降低到 15 次，提高了系统控制效率和响应速度。最后，通过实验结果验证了所提 15S-TLI-DO 逆变器拓扑和改进 SL-MPCC 策略的可行性及其在静、动态方面具备更高的电流质量与稳定性能。

参考文献：

[1] Pinjala M K, Bhimasingu R. Improving the DC-link utilization of nine-switch Boost inverter suitable for six-phase induction motor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1177-1187.

[2] 邱伟康, 陈宇, 文刚, 等. 九开关双馈风力发电系统的恒定开关频率电流滑模控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(20): 6134-6144.
Qiu Weikang, Chen Yu, Wen Gang, et al. Constant switching frequency current sliding mode control method for nine-switch-converter-based doubly-fed wind generation system [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(20): 6134-6144. (in Chinese)

[3] 廉茂航, 任永峰, 韩鹏, 等. 双馈风电系统中VRB储能型网侧九开关变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 1197-1207.
Lian Maohang, Ren Yongfeng, Han Peng, et al. Grid side

nine-switch converter based on VRB energy storage for doubly-fed induction generator wind turbine system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1197-1207. (in Chinese)

[4] Guazzelli P R U, dos Santos S T C A, de Castro A G, et al. Decoupled predictive current control with duty-cycle optimization of a grid-tied nine-switch converter applied to an induction generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2778-2789.

[5] Wang Wei, Lu Zhixiang, Hua Wei, et al. Dual-level located feedforward control for five-leg two-mover permanent-magnet linear motor traction systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13673-13686.

[6] Aghabali I, Bauman J, Kollmeyer P J, et al. 800-V electric vehicle powertrains: Review and analysis of benefits, challenges, and future trends [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 927-948.

[7] Pradhan R, Narimani M, Emadi A. Converter topology comparison for a two-stage level-2 onboard charger in 800-V EV powertrains [C]// IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Brussels, Belgium, 2022: 1-6.

[8] 杨闯闯, 俞波. 基于两级结构的电动汽车直流充电桩建模[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 74-82.
Yang Chuangchuang, Yu Bo. Modeling of DC charging pile for electric vehicles based on two-stage structure [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 74-82. (in Chinese)

[9] 李戎, 李建文, 李永刚, 等. 结合特征根及模态分析法的逆变器多机并网系统谐波扰动响应分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4519-4534.
Li Rong, Li Jianwen, Li Yonggang, et al. Analysis of harmonic disturbance response of multi-inverter grid-connected system combining characteristic root and modal analysis method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4519-4534. (in Chinese)

[10] Cittanti D, Vico E, Armando E, et al. Analysis and conceptualization of a 800 V100 kVA full-GaN three-level flying capacitor inverter for next-generation electric vehicle drives [C]// 2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022-ECCE Asia). Himeji, Japan, 2022: 2320-2327.

[11] 耿强, 王亮, 周湛清, 等. 五桥臂逆变器双永磁电机三矢量预测控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 87-95.
Geng Qiang, Wang Liang, Zhou Zhanqing, et al. Three-vector-based predictive control for dual permanent magnet synchronous motors fed by the five-leg inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 87-95. (in Chinese)

[12] 李永恒, 刘陵顺. 基于九开关变换器的对称六相永磁同步电机集成车载驱动系统研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 30-38.
Li Yongheng, Liu Lingshun. The research of integrated vehicle drive system of symmetrical six-phase permanent magnet synchronous motor based on nine-switch converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 30-38.

[13] 李子欣, 高范强, 赵聪, 等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1274-1289.
Li Zixin, Gao Fanqiang, Zhao Cong, et al. Research review of power electronic transformer technologies [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1274-1289. (in Chinese)

[14] 李永东, 徐杰彦, 杨涵棣, 等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 1-12.
Li Yongdong, Xu Jieyan, Yang Handi, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 1-12. (in Chinese)

[15] 王秀云, 解媛媛, 王汝田, 等. 一种三相双输出有源中点钳位型三电平变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5786-5799, 5854.
Wang Xiuyun, Xie Yuanyuan, Wang Rutian, et al. A three-phase dual-output active-neutral-point-clamped three-level converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5786-5799, 5854. (in Chinese)

[16] Haruna J, Hoshi N. A novel three-level inverter which can drive two PMSMs [C]// 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014). Manchester, UK, 2014: 1-6.

[17] Wang Rutian, Ai Lan, Liu Chuang. A novel three-phase dual-output neutral-point-clamped three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7576-7586.

[18] Wang Rutian, Yuan Shuai, Liu Chuang, et al. A three-phase dual-output T-type three-level converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1844-1859.

[19] Odeh I C, Lewicki A, Morawiec M, et al. A five-leg three-level dual-output inverter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(2): 690-694.

[20] 任志玲, 叶俊, 王继超. 三相并网逆变器改进定频模型预测电流控制[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 88-96.
Ren Zhiling, Ye Jun, Wang Jichao. Model predictive current control with improved fixed-frequency for three-phase grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 88-96. (in Chinese)

[21] Gulbudak O, Gokdag M. An experimental assessment of predictive current control for nine-switch inverter [C]// 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM). Izmir, Turkey, 2020: 24-29.

[22] 李琰琰, 赵亚谦, 郭磊磊, 等. 虚拟同步发电机电流模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2022, 20(6): 146-154.
Li Yanyan, Zhao Yaqian, Guo Leilei, et al. Current model predictive control strategy for virtual synchronous generator [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(6): 146-154. (in Chinese)

[23] 樊启高, 吕华阳, 毕恺韬, 等. 面向直流储能系统的飞跨电容三电平双向升降压变换器及其模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4169-4179.
Fan Qigao, Lü Huayang, Bi Kaitao, et al. Flying capacitor three-level bi-directional Buck-Boost converter and its model predictive control strategy for DC energy storage system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4169-4179. (in Chinese)



王贵峰

作者简介：

王贵峰(1982—　)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动，电能变换与电能质量。E-mail：wgfmy@163.com。

王建飞(2000—　)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2020221813@jsnu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)