

基于 ANPC-5L 拓扑的 2 kV 光伏逆变器设计与控制策略研究

王一鸣¹, 许颇¹, 杨珂², 夏鲲², 王景霞²

(1. 锦浪科技股份有限公司, 浙江 宁波 315712;

2. 上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093)

摘要:针对大功率、高电压应用的需求,设计了一种基于有源中点钳位五电平(ANPC-5L)拓扑的2 kV 光伏并网逆变器系统。该拓扑通过增加输出电平数,降低了开关损耗与器件电压应力,显著提升了系统效率与可靠性。同时,提出了一种母线电压平衡控制策略,通过注入零序分量来平衡中点电压,并设计了悬浮电容的电压平衡控制,以减少电容电压波动。此外,引入RN8302电能计量芯片,简化了系统的电压、电流测量和功率计算,提升了控制系统的实时性与精度。通过仿真平台进行验证,结果表明,所设计的系统在谐波抑制、母线电压平衡及电能质量方面表现优异,能够满足2 kV 高压并网应用的要求。

关键词:2 kV 光伏逆变器;中点电压平衡;高压大功率;谐波抑制;ANPC 五电平拓扑

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd26478

Research on the Design and Control Strategy of 2 kV Photovoltaic Inverter Based on ANPC-5L Topology

WANG Yiming¹, XU Po¹, YANG Ke², XIA Kun², WANG Jingxia²

(1. *Ginlong Technologies Co., Ltd., Ningbo 315712, Zhejiang, China*; 2. *School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China*)

Abstract: A 2 kV photovoltaic grid-connected inverter system based on a five-level active neutral-point-clamped (ANPC-5L) topology was designed for high-power, high-voltage applications. This topology significantly improved the system efficiency and reliability by increasing the number of output levels and reducing the switching loss and device voltage stress. Meanwhile, a bus voltage balancing control strategy was proposed to balance the midpoint voltage by injecting zero-sequence components, and the voltage balancing control of suspended capacitors was designed to reduce capacitor voltage fluctuations. In addition, introducing the RN8302 power metering chip simplified the system's voltage and current measurement and power calculation. It improved the control system's real-time accuracy. Validation was carried out through a simulation platform, and the results show that the designed system performs well in harmonic suppression, bus voltage balancing, and power quality, and is able to meet the requirements of 2 kV high-voltage grid-connected applications.

Key words: 2 kV photovoltaic inverter; neutral point voltage balancing; high-voltage high-power; harmonic suppression; five-level active neutral-point-clamped (ANPC-5L) topology

随着全球能源需求的不断增长和环境保护意识的增强,光伏发电技术正在迅速发展并成为主流的能源供给形式之一^[1]。在大型光伏电站中,逆变器作为连接光伏阵列与电网的关键设备,其性能直接影响整个系统的效率和稳定性。近年来,1.5 kV 光伏逆变器系统得到了广泛的研

究与应用^[2],但随着光伏系统向更高电压、更大功率的发展,2 kV 光伏逆变器逐渐引起了行业和学术界的关注。

然而,目前针对2 kV 光伏逆变器系统的研究仍较为稀缺。现有的研究大多集中在1.5 kV 及以下的系统中,而2 kV 系统在拓扑结构、电压控

作者简介:王一鸣(1981—),男,硕士,教授级高级工程师,主要研究方向为新能源,Email:office@ginlong.com

通讯作者:杨珂(1999—),女,硕士,主要研究方向为逆变器设计与控制,Email:yk3965024@163.com

制、功率转换效率等方面仍面临许多技术挑战,特别是在高压大功率条件下,如何降低开关损耗、稳定中点电压、控制悬浮电容电压等问题亟需解决^[3-4]。因此,研究和设计针对2 kV光伏逆变器系统的高效拓扑结构及控制策略,具有重要的理论价值和工程应用前景。

本研究旨在通过引入有源中点钳位型五电平(ANPC-5L)拓扑,设计并优化2 kV光伏逆变器系统。ANPC-5L拓扑通过增加输出电平数,不仅有效降低了逆变器输出电压中的谐波含量,还减小了功率器件的电压应力。本文在现有拓扑研究的基础上,进一步结合针对中点电压控制、悬浮电容电压平衡等核心问题的优化控制策略,确保系统在2 kV高压下能够稳定高效地运行。

综上所述,本研究的主要目标是基于ANPC-5L拓扑,设计并优化2 kV光伏逆变器的控制策略和硬件架构,通过仿真与实验验证所提方案的有效性与可行性。

1 主电路分析

2 kV光伏逆变系统主回路如图1所示,主要包括逆变器模块、滤波器模块以及控制和采样系统,从而将光伏组件整流后的直流电通过逆变器转换为交流电,经由LCL滤波器去除高频谐波后,输出到电网。

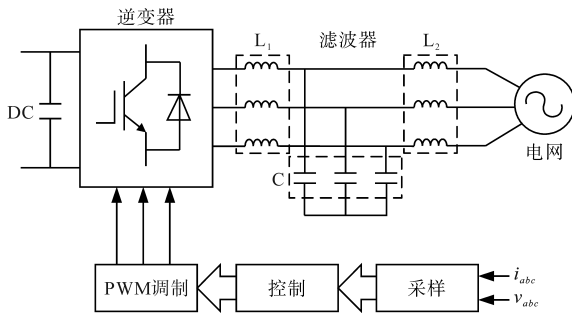


图1 并网逆变系统整体设计框图

Fig.1 The overall design block diagram of grid-connected inverter system

1.1 结构设计

本设计采用ANPC-5L拓扑,它是一种多电平逆变器拓扑,结合了二极管钳位和有源钳位两种拓扑的优点^[5],其拓扑如图2所示。这种拓扑在2 kV光伏系统中的应用具有显著的技术优势,能够满足高电压、大功率系统对稳定性和效率的要求。

通过控制开关器件,可以产生5个不同的电平(2E,E,0,-E,-2E),8种工作模式,从而减少了每

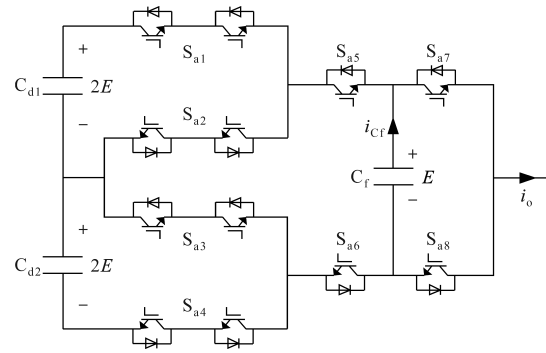


图2 ANPC-5L拓扑

Fig.2 ANPC-5L topology

个开关器件承受的电压应力,对应的开关状态和输出电平在表1中列出。相比传统的三电平拓扑,五电平结构能够显著减少输出谐波和开关损耗^[6]。

表1 ANPC-5L逆变器开关状态

Tab.1 ANPC-5L inverter switching state

开关状态								输出电平	悬浮电容电流	输出状态
S _{a1}	S _{a2}	S _{a3}	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}			
1	0	1	0	1	0	1	0	2E	0	V7
1	0	1	0	1	0	0	1	E	-i _{Cf}	V6
1	0	1	0	0	1	1	0	E	+i _{Cf}	V5
1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	V4
0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	V3
0	1	0	1	1	0	0	1	-E	-i _{Cf}	V2
0	1	0	1	0	1	1	0	-E	+i _{Cf}	V1
0	1	0	1	0	1	0	1	-2E	0	V0

ANPC-5L通过多个电平的切换,每个功率器件的电压应力较低,开关损耗大幅减少,这对于2 kV这种高压环境尤为重要。由于高电压会加剧器件的损耗与温升,通过ANPC-5L拓扑,可以在不降低系统输出质量的前提下,延长器件寿命并提高系统的可靠性^[7]。

1.2 调制方式

对于ANPC-5L这样复杂的多电平拓扑,相比空间矢量脉宽调制(SVPWM)方式的复杂计算,使用正弦脉宽调制(SPWM)会更加简便,只需对正弦调制波和三角载波进行比较即可。

SPWM可以通过两种主要的方式实现:载波层叠和载波移相。载波层叠实现比较简单,直接利用定时器的多通道输出来生成所需要的4路PWM信号,对于控制器的处理能力要求较低,比较易于实现和调试,并且输出波形质量较好,每相的电压谐波含量较低,有利于提高整个系统的性能。而对于载波移相实现过程比较复杂,需要进行复杂的数学计算,控制算法也比较复杂,对控制器的处理能力要求比较高。

因此,综合考虑实现复杂度、输出波形质量以及对控制器资源的需求,采用载波层叠方式对逆变器进行调制。

2 控制策略

2.1 母线电容电压控制与悬浮电容电压控制

在ANPC-5L拓扑中,母线电压的不平衡是一个常见的问题,通常表现为中点电位的偏移和波动。中点电位的偏移会导致直流侧两个电容的不均匀电压分布,使得其中一个电容承受过高电压,增加损坏的风险^[8-9]。此外,这种偏移还会改变逆变器的电压矢量图,导致输出电压发生畸变,影响逆变器的正常工作。而中点电位的波动则会引入低次谐波,严重影响电能质量,降低系统的输出性能。

为了避免中点电位不平衡带来的不利影响,在本设计中,通过注入零序分量来主动调节中点电位,实现对母线电压的动态平衡控制。具体算法如下:采集直流母线中点电压作为反馈量,与参考电压进行比较,得到电压偏差。通过PI调节器对电压偏差进行闭环调节,生成零序分量参考值,利用它作为电流内环的参考量,通过内环电流控制实现对零序分量的精确注入。系统的控制框图如图3所示。

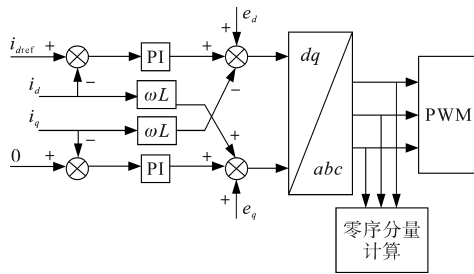


图3 系统控制框图

Fig.3 System control block diagram

悬浮电容的电压必须保持在预定的平衡状态,以保证逆变器各个开关状态下的电压等级稳定^[10]。如果出现波动,不仅会导致电平切换不稳定,还会影响系统的输出质量。因此,必须设计有效的电压平衡控制策略,来维持悬浮电容的电压在合理范围内,确保系统的高效运行。由表1可知,在V0,V3,V4,V7这4种状态下电容电流为0,不需要对悬浮电容进行控制,而当在V1,V2两种冗余状态下,悬浮电容进行充放电,因此悬浮电容电压的控制可以根据悬浮电容电压的高低以及电流方向,选择每相相应的冗余开关状态,

从而可以有效地控制每相悬浮电容的电压平衡。当输出电平为 E 、输出电流为正时,若悬浮电容电压大于 E ,则悬浮电容需要放电,调整至V5状态;若悬浮电容电压小于 E ,则悬浮电容需要充电,调整至V6状态,其他状态同理可推。控制流程图如图4所示。

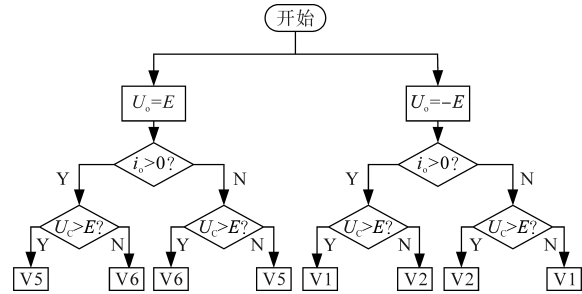


图4 悬浮电容电压控制

Fig.4 Suspended capacitor voltage control

2.2 硬件设计与优化

2.2.1 悬浮电容预充电电路

传统的悬浮电容预充电方法通常使用限流电阻进行控制,但这种方式存在能量损耗和充电效率低的问题^[11]。为了提高预充电的安全性和效率,采用基于高频变压器的预充电方案,通过隔离和精确控制减少损耗,并确保悬浮电容在启动时平稳充电。

预充电电路如图5所示,推挽式变压器的次级电压与悬浮电容并联,通过全桥整流器和滤波电容,形成高压直流电源。

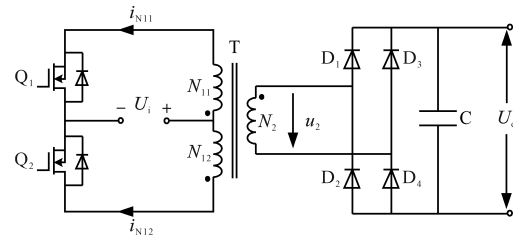


图5 悬浮电容预充电电路

Fig.5 Suspended capacitor pre-charging circuit

预充电过程分为3个阶段:

1) 软启动初始化:系统上电后,主控单元通过斜坡升压策略逐步增加推挽式变压器初级侧的PWM占空比,抑制初始电流冲击,次级侧经全桥整流滤波后为悬浮电容提供平缓上升的直流电压。

2) 电容电压爬升与闭环调节:通过电压反馈实时调整PWM占空比,结合PI控制器抑制超调;当电压接近目标值 E 时切换至恒压模式,确保充电电流与电压精度。

3)预充电完成与系统切换:悬浮电容电压稳定至 E 后,关闭推挽驱动电路并驱动主电路开关器件,由ANPC-5L拓扑的冗余状态控制维持电容电压动态平衡。

通过推挽式变压器与全桥整流滤波电路的结合,可以实现对悬浮电容的高效预充电,明显提高预充电的效率和系统的可靠性。

2.2.2 硬件设计优化

在控制策略的实现中,为提升系统性能,本系统采用了高精度电能计量芯片RN8302,并与主控单元协同工作。RN8302负责实时测量电压、电流和功率参数,大大简化了主控系统对电气信号的处理需求。

RN8302芯片直接负责采集逆变器输出的电压和电流信号,实时计算系统的功率参数。相比传统控制系统,该设计可以减轻主控芯片的运算负担,提升系统的响应速度和实时性能。在本设计中,RN8302与主控单元协同工作:RN8302用于电气测量,主控单元则负责执行复杂的控制算法,包括功率转换、PWM调制和滤波器控制。通过这种分工,主控单元能够专注于实时控制策略的执行,如电流内环的控制等,能够减少测量时延带来的影响。

3 滤波器设计

在并网逆变器系统中,LCL滤波器广泛应用于抑制高频谐波,保证输出电流的谐波含量满足电网标准。相比传统的L型滤波器,LCL滤波器具有更强的谐波抑制能力,尤其在高频段表现更加优异^[12]。为了确保系统的稳定性和滤波效果,LCL滤波器的电感、电容等参数的设计至关重要。因此需要根据逆变器的输出电流纹波、开关频率和谐振频率要求,设计LCL滤波器的参数,以在保证滤波效果的同时避免谐振和功率损耗问题。

考虑电流控制时的电感量, L_1 需要满足:

$$L_1 \geq \frac{\lambda_u U_g}{\omega_g I_i} \quad (1)$$

式中: λ_u 为降压系数,取5%; U_g 为电网电压有效值; ω_g 为电网电压角频率。

其次,滤波电容最大值为

$$C_{\max} = \frac{\lambda_c P}{n \omega_g U_g^2} \quad (2)$$

电容产生的无功功率不超过额定有功功率的5%,因此 λ_c 取5%。

LCL滤波器的总谐振频率可表示为

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (3)$$

它需要在一定范围内,即满足:

$$10f_g < f_{\text{res}} < \frac{1}{2} f_{\text{sw}} \quad (4)$$

式中: f_{res} 为总谐振频率; f_g 为电网频率; f_{sw} 为开关频率。

LCL滤波器的传递函数 $H(s)$ 表示为

$$H(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (5)$$

若令总电感量为 $L = L_1 + L_2$, $a = L_1/L$,则式(5)可转化为

$$H(s) = \frac{1}{a(1-a)C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (6)$$

在式(6)中,可以求得 $a=0.5$ 时, $a(1-a)$ 最大,即滤波效果最好,也就是说在总电感量一定的条件下, L_1 和 L_2 的电感量均分时滤波效果最好,但此时LCL滤波器的谐振频率也最小,则谐振频率会随着谐振峰向中低频移动,从而增大中低频谐波幅值,因此, L_1 和 L_2 的比值取4~6比较合适。

4 仿真验证

为了全面评估2 kV光伏逆变器系统的性能,搭建了基于Matlab/Simulink的仿真平台。按照上述系统设计,仿真平台的搭建包括主电路和控制电路两部分。表2为本系统的仿真参数。

表2 仿真参数

Tab.2 Simulation parameters

参数	取值	参数	取值
直流电压/V	2 000	悬浮电容/ μF	150
电网电压/V	800	滤波电感 L_1 / μH	400
额定功率/kW	320	滤波电容 C / μF	68
开关频率/kHz	10	滤波电感 L_2 / μH	100
母线电容/ μF	1 000		

对于采用的ANPC-5L拓扑所验证得到的电平数以及8种工作状态仿真结果如图6所示。

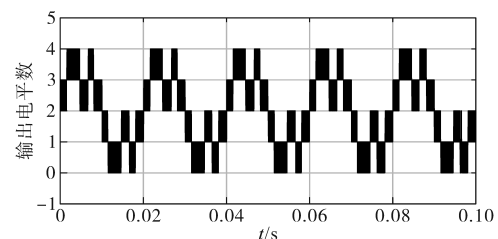


图6 输出电平及工作模式

Fig.6 Output levels and operating modes

对悬浮电容预充电阶段的波形如图7所示,电压从0 V经0.15 s软启动后充电至500 V。

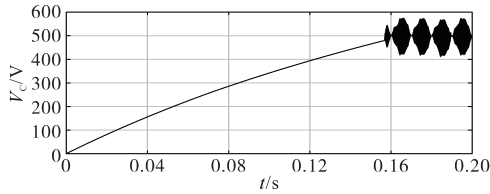


图7 悬浮电容预充电阶段电压

Fig.7 Suspension capacitor pre-charge stage voltage

在仿真中,对比了LCL滤波器接入前、后三相电压和电流的波形。从仿真结果可以看到,未经滤波的三相电流波形受到逆变器高频开关动作的影响,存在明显的高频谐波成分,波形较为粗糙且有明显的波动,导致输出电能质量较差,如图8所示。此外,三相电压和电流的相位同步性也受到谐波的影响,波形畸变严重。

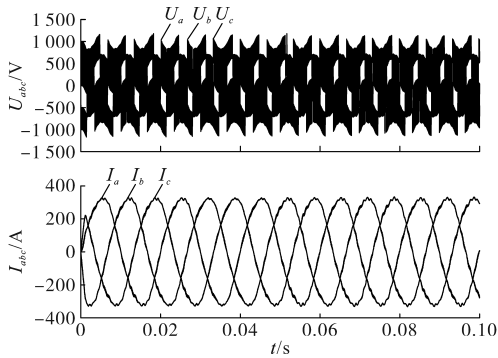


图8 逆变器侧输出三相电压、电流波形

Fig.8 Output three-phase voltage and current waveforms on the inverter side

然而,当LCL滤波器接入后,输出电流波形明显改善,如图9所示。滤波器有效抑制了高频谐波,三相电流波形趋于理想的正弦波,波形更加平滑且稳定。仿真结果显示,经过滤波后的电流总谐波失真(THD)显著降低,如图10所示,满足并网标准,三相电压和电流的相位保持高度同步,功率因数接近1。仿真结果表明LCL滤波器

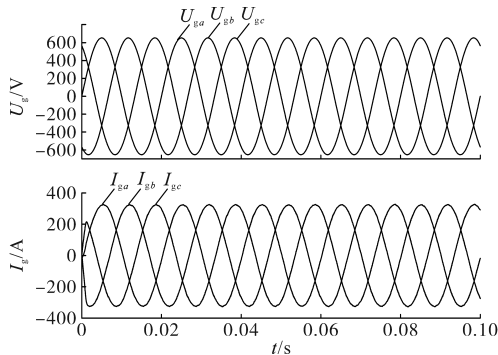


图9 网侧三相电压电流波形

Fig.9 Three-phase voltage and current waveforms on the grid side

能够显著提升系统的电能质量,为并网运行提供了良好的波形保证。

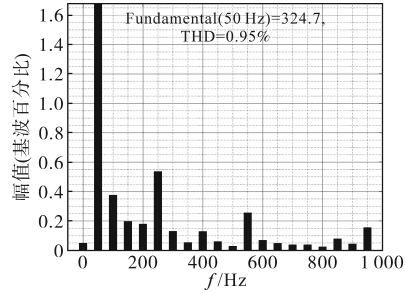


图10 谐波分析

Fig.10 Harmonic analysis

母线中点电压平衡的测试结果如图11所示,图11a是注入零序分量后调制波的波形,图11b是中点电压的波动,由仿真输出波形可以得出母线电压的波动在8 V左右。

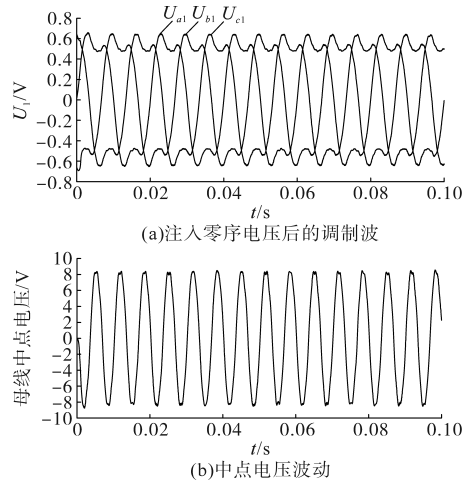


图11 母线中点电压平衡测试结果

Fig.11 Busbar midpoint voltage balance test results

通过注入零序电压改变了调制波的峰值,但得益于五电平拓扑的固有谐波抑制能力和LCL滤波器的优化设计,使得并网电流总谐波失真THD仅为0.95%,满足并网标准,所以输出电压谐波的局部波动不会影响到系统的整体性能与电能质量。

注入零序电压前、后逆变器输出的共模电压的波形图如图12所示,可以看出,在注入零序电压后共模电压波动幅度小,电压变化范围变窄,表明零序电压注入控制算法能有效抑制共模电压的波动,使其幅值更加稳定。

通过上述仿真分析可以看出,本文所设计的基于ANPC-5L拓扑的2 kV光伏逆变器系统在高压大功率运行条件下,成功实现了谐波抑制、中点电压平衡的控制,确保了并网输出的电能质量。

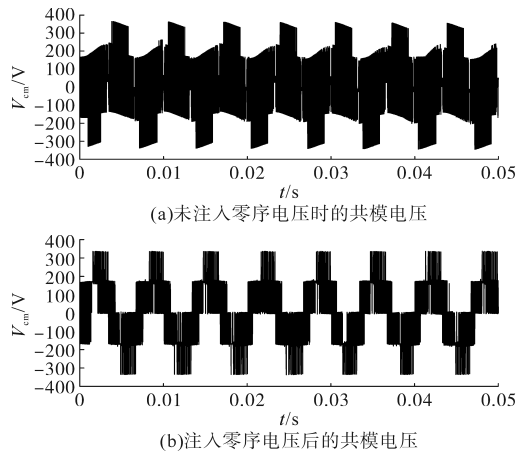


图12 注入零序电压前、后逆变器输出的共模电压

Fig.12 Common-mode voltage on the inverter output before and after the injection of zero-sequence voltage

5 结论

本文设计并优化了一种基于ANPC五电平拓扑的2 kV光伏并网逆变器系统,解决了高压大功率光伏系统中的开关损耗、谐波抑制和母线电压不平衡等关键问题。通过引入零序分量控制策略,有效抑制了中点电压的波动,确保了系统的稳定性。针对悬浮电容的电压波动问题,设计了悬浮电容的控制算法,减少了电压不平衡现象。通过仿真验证,所设计的逆变器系统表现出良好的动态响应与电能质量。本文所提出的设计和控制方案为高电压光伏系统的实际应用提供了理论基础与工程参考。

参考文献

[1] 魏芳宜,李艳,田野,等. 应用于光伏发电系统的高效双路径变换器研究[J]. 太阳能学报,2024,45(4):468-474.
WEI Fangyi, LI Yan, TIAN Ye, et al. Research on high efficiency dual-path power converter in photovoltaic system[J]. Acta Energetica Solaria Sinica, 2024, 45(4):468-474.

[2] 郭寅远,陈卓,李春阳,等. 1 500 V兆瓦级高效率三电平光伏逆变器[J]. 电力电子技术,2022,56(12):76-78.
GUO Yinyuan, CHEN Zhuo, LI Chunyang, et al. 1 500 V megawatt high efficiency three-level photovoltaic inverter[J]. Power Electronics, 2022, 56(12):76-78.

[3] 杨晗露,马海啸,蒋天健,等. 一种带飞跨电容的单相光伏逆变器[J]. 电源技术,2024,48(1):156-160.
YANG Hanlu, MA Haixiao, JIANG Tianjian, et al. A single phase PV inverter with flying capacitor[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2024, 48(1):156-160.

[4] 孙孝峰,刘鑫磊,滕甲训,等. 基于光储混合配置的级联H桥型光伏逆变器功率平衡策略[J]. 中国电机工程学报,2024,44(5):1948-1962.

SUN Xiaofeng, LIU Xinlei, TENG Jiayun, et al. Power balance strategy of cascaded H-bridge photovoltaic inverter based on hybrid configuration of photovoltaic and energy storage[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5):1948-1962.

[5] ZHAO Q, DIAO N, SUN X, et al. SVPWM for five-level active neutral-point-clamped converter based on multispace voltage vector mapping and midpoint-voltage self-balancing strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11):13456-13467.

[6] 邱长青,汪丁泉,华斌,等. 五电平有源钳位型变换器SVPWM死区效应分析与补偿方法研究[J]. 电机与控制学报,2023,27(5):117-127,137.
QIU Changqing, WANG Dingquan, HUA Bin, et al. Analysis and compensation method of dead-zone effect in SVPWM at five-level active neutral-point-clamped converter[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(5):117-127, 137.

[7] 宋琳,聂子玲,叶伟伟,等. 基于前馈解耦控制的有源中点钳位五电平模型预测控制[J]. 电工技术学报,2023,38(7):1910-1920.
SONG Lin, NIE Ziling, YE Weiwei, et al. Research on model predictive control of ANPC-5L permanent magnet synchronous motor based on feedforward decoupling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(7):1910-1920.

[8] 裘呈熠,胡亮灯,郭城,等. 三电平多相H桥变频器中点电压调方法[J]. 中国电机工程学报,2025,45(4):1550-1562.
QIU Chengyi, HU Liangdeng, GUO Cheng, et al. Neutral-point voltage control method of three-level multi-phase H-bridge inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(4):1550-1562.

[9] ZHANG W, WANG H, ZHU X, et al. A three-phase five-level inverter with high DC voltage utilization and self-balancing capacity of floating capacitor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9):10609-10619.

[10] 李科峰,高山,刘计龙,等. 有源中点钳位五电平逆变器悬浮电容预充电控制策略[J]. 电工技术学报,2022,37(8):2064-2075.
LI Kefeng, GAO Shan, LIU Jilong, et al. Floating capacitor pre-charging control strategy for five-level active neutral-point-clamped inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8):2064-2075.

[11] SONG L, DUAN S, WANG T, et al. A simplified flying capacitor voltage control strategy for hybrid clamped three-level boost converter in photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8):8004-8014.

[12] 杨明,杨杰,赵铁英,等. 弱电网下抑制谐波谐振的LCL型并网逆变器鲁棒性CCFAD方法[J]. 电机与控制学报,2023,27(11):125-137.
YANG Ming, YANG Jie, ZHAO Tieying, et al. Robust CCFAD method for suppressing harmonic resonance of LCL grid-connected inverter in weak grid[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(11):125-137.

收稿日期:2025-02-26
修改稿日期:2025-04-25