

[文章编号] 1003-4684(2022)05-0012-05

一种双输入八开关九电平逆变器及其调制策略

潘 健, 陈光义, 熊嘉鑫, 陈庆东

(湖北工业大学电气与电子工程学院, 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 针对现有多电平逆变器存在使用器件较多以及调制策略复杂的问题, 提出一种仅由 2 个直流输入源、8 个开关管、1 个开关电容和 1 个二极管组成的双输入八开关九电平逆变器。所提出逆变器的电容器充放电自平衡, 不需要额外的电容电压平衡电路和复杂控制算法。4 对开关工作状态互补, 进一步降低了调制策略的复杂度。介绍逆变器的拓扑结构和工作原理, 分析调制策略。实验结果验证了该拓扑及其调制策略的有效性和可行性。

[关键词] 九电平逆变器; 双输入; 开关电容

[中图分类号] TM464 **[文献标识码]** A

在光伏发电^[1]系统中, 光伏逆变器扮演着十分重要的角色。多电平逆变器(Multilevel Inverters, MLI)凭借其输出的多电平阶梯波更接近正弦波, 可以降低输出总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD), 提升输出电能质量, 降低了对滤波器的要求、开关损耗少和低电磁干扰等优势被广泛应用于光伏发电领域^[2]。

传统 MLI 拓扑结构包括级联 H 桥型(Cascaded H-Bridge, CHB)^[3]、中性点钳位型(Neutral Point Clamped, NPC)^[4]和飞跨电容型(Flying capacitance, FC)^[5]。这三类 MLI 所使用器件的数量会随着电平数量的增加而大大增加。传统 MLI 均不具备自主升压能力, 因此在光伏发电应用中需要在前级增加升压电路, 使得逆变器体积增大, 成本增高。此外, FC 和 NPC 结构的拓扑需要外部电路和复杂的控制算法来维持电容器的电压平衡^[6-7]。

针对传统 MLIs 的不足, 国内外研究人员进行了一系列改进。开关电容型多电平逆变器(Switched Capacitor Multilevel Inverters, SCMLI)^[8-11]以具备升压、减少元器件的突出特性而备受关注。其基本工作原理是利用开关电容(Switched Capacitor, SC)与输入电源进行串联放电或并联充电的形式, 实现逆变器的升压及多电平的输出。文献[8]提出一种使用器件较少的开关电容五电平逆变器, 同时电容电压自平衡。然而其有限的五电平输出仍将产生较多的输出谐波。文献[9]提出了一

种单输入源开关电容九电平拓扑, 进一步降低了输出谐波含量, 同时具备 4 倍升压能力。然而该拓扑需要 12 个开关和 3 个电容器, 器件总数较多。研究人员发现, 基于多输入源的 SCMLI 能在保持更多电平数量输出下, 极大减少元器件数量, 减小逆变器的体积和成本。尤其在分布式光伏发电中往往存在多个输入源, 若将多个直流电源串联集成后作为单输入源为逆变器供电, 则需要考虑串联电源之间的电压平衡问题, 而多个单输入逆变器并联工作则需要复杂的控制算法^[10]。文献[11]提出一种单相双输入九电平逆变器, 双输入端口使得该逆变器在分布式发电等存在多个直流电源的场合下应用更加灵活, 然而该逆变器结构和控制策略较为复杂。

为了进一步减少双输入九电平逆变器的器件数量并降低调制的复杂程度, 本文提出了一种双输入八开关九电平逆变器, 仅由 2 个直流输入源、1 个开关电容、8 个开关管和 1 个二极管组成。该拓扑的 SC 充放电自平衡, 无需外部电路和复杂的控制算法来维持电容器的电压平衡; 且 4 对开关工作状态互补, 简化了控制。最后在搭建的双输入八开关九电平逆变器实验原型上, 验证了所提逆变器拓扑及其调制策略的正确性。

1 拓扑结构及工作模式

1.1 拓扑结构

由图 1 知: 该拓扑仅由 2 个直流输入电压源

[收稿日期] 2021-10-29

[基金项目] 太阳能发电及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金(HBSEES201902)

[第一作者] 潘 健(1962-), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学教授, 研究方向为电力电子, 新能源发电

[通信作者] 陈光义(1996-), 男, 湖北黄石人, 湖北工业大学硕士研究生, 研究方向为多电平逆变器

V_{in1} 和 V_{in2} 、1 个开关电容 C_1 、1 个二极管 D_1 、8 个开关管 S_i 与 \bar{S}_i ($i=1,2,3,4$) 组成。当电容与输入电压 V_{in2} 并联时,电容 C_1 被充电至 V_{in2} 。通过 V_{in1} 、 V_{in2} 与电容 C_1 串并联组合以及 H 桥通断,所提出逆变器可以输出 $\pm(V_{in1}+2V_{in2})$ 、 $\pm(V_{in1}+V_{in2})$ 、 $\pm 2V_{in2}$ 、 $\pm V_{in2}$ 和 0 这九个电平。拓扑的 8 个开关中,开关 S_i 具有与 \bar{S}_i ($i=1,2,3,4$) 的互补操作,简化了开关控制。开关 S_1 与 \bar{S}_1 工作频率为基频,进一步降低了开关损耗。

表 1 给出了逆变器中各种功率器件的工作状态,其中包括开关的通断状态以及电容的充放电状态。其中数据“1”和“0”分别表示开关管处于导通和关断状态,“Charge”和“Discharge”分别表示电容处于充电和放电状态。该拓扑的母线电压为 V_{bus} 。

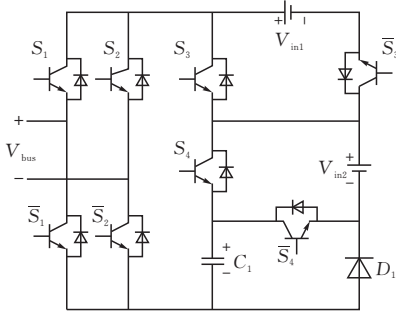


图 1 九电平拓扑结构

表 1 九电平逆变器的工作状态表

模式	S_1	S_2	S_3	S_4	C_1	v_{bus}
E_1	1	0	0	1	Discharge	$+V_{in1}+2V_{in2}$
E_2	1	0	0	0	Charge	$+V_{in1}+V_{in2}$
E_3	1	0	1	1	Discharge	$+2V_{in2}$
E_4	1	0	1	0	Charge	$+V_{in2}$
E_5	1	1	0	0	Charge	+0
—	0	0	0	0	Charge	-0
—	0	1	1	0	Charge	$-V_{in2}$
—	0	1	1	1	Discharge	$-2V_{in2}$
—	0	1	0	0	Charge	$-(V_{in1}+V_{in2})$
—	0	1	0	1	Discharge	$-(V_{in1}+2V_{in2})$

1.2 工作模式

该逆变器正半周期的工作模式如图 2a—e 所示,其中实线表示对输出负载供电的回路,虚线表示输入直流源 V_{in2} 对电容器 C_1 的充电回路。

模式 E_1 : 见图 2a, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 \bar{S}_3 、 S_4 导通, 其余开关管关断。直流电源 V_{in1} 与 V_{in2} 和电容 C_1 串联对负载供电。此时逆变器输出母线电压

$$V_{bus}=V_{in1}+V_{in2}+V_{C1}=V_{in1}+2V_{in2} \tag{1}$$

模式 E_2 : 见图 2b, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 \bar{S}_3 、 \bar{S}_4 导通, 其余开关管关断。直流电源 V_{in2} 与电容呈现一定波动 C_1 并联, 对电容 C_1 充电。直流电源 V_{in1} 与直流电

源 V_{in2} 串联对负载供电。此时逆变器输出母线电压

$$V_{bus}=V_{in1}+V_{in2} \tag{2}$$

模式 E_3 : 见图 2c, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 S_3 、 S_4 导通, 其余开关管关断。直流电源 V_{in2} 与电容 C_1 串联对负载供电。此时逆变器输出母线电压

$$V_{bus}=V_{in2}+V_{C1}=2V_{in2} \tag{3}$$

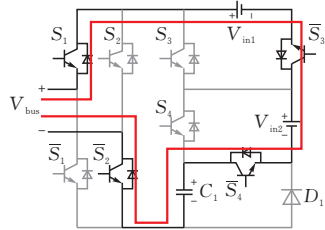
模式 E_4 : 见图 2d, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 S_3 、 \bar{S}_4 导通, 其余开关管关断。直流电源 V_{in2} 与电容 C_1 并联, 对电容 C_1 充电。直流电源 V_{in2} 对负载供电。此时逆变器输出母线电压

$$V_{bus}=V_{in2} \tag{4}$$

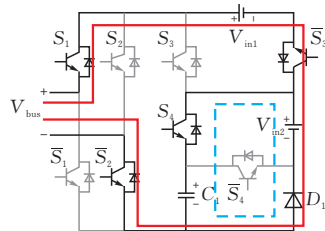
模式 E_5 : 见图 2e, 开关管 S_1 、 S_2 、 \bar{S}_3 、 \bar{S}_4 导通, 其余开关管关断。直流电源 V_{in2} 与电容 C_1 并联, 对电容 C_1 充电。此时逆变器输出母线电压

$$V_{bus}=0 \tag{5}$$

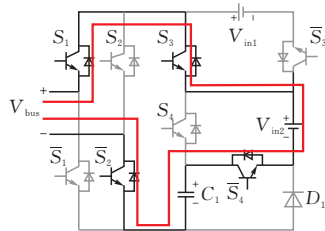
由于所提出逆变器在负半周期的工作模式与在正半周期的工作模式对称, 因此不做赘述。



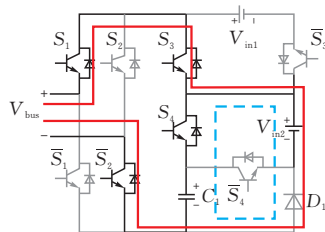
(a) 模式 E_1



(b) 模式 E_2



(c) 模式 E_3



(d) 模式 E_4

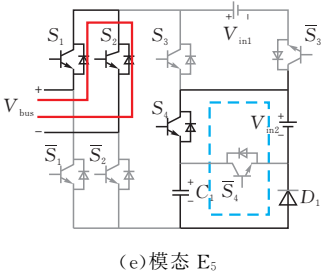


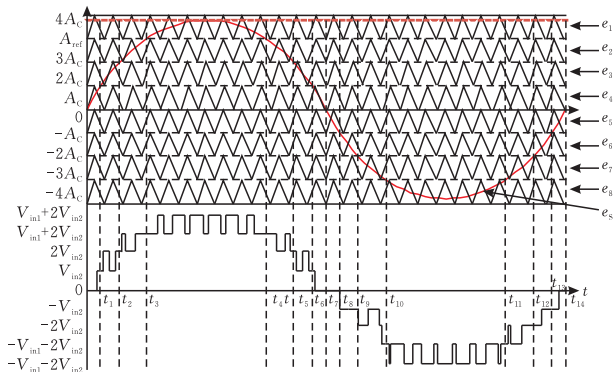
图 2 九电平逆变器的工作模式

2 调制策略

本文采用电平移位脉宽调制 (LS-PWM)^[12] 并运用逻辑组合,得到该拓扑各个开关的触发脉冲。如图 3a 所示,8 个载波 $e_1 \sim e_8$ 上下依次层叠,其具有相同的频率 f_s 和相同的幅值 $A_c/2$ 。正弦信号波形为 $e_s = A_{ref} \sin 2\pi f_{ref} t$,与八个载波共享同一时间轴。 A_{ref} 是 e_s 的幅值且 $|A_{ref}| < 4A_c$, f_{ref} 是 e_s 的频率。将载波 e_s 与 8 个载波和常数 0 分别比较,可以得到 9 个原始信号 $P_0 \sim P_8$ 。将比较结果经过图 3b 所示的具体控制逻辑电路后,可以得到该拓扑 8 个开关的触发信号 V_{Gsi} 和 \bar{V}_{Gsi} ($i=1,2,3,4$)。由于开关 S_i 与 \bar{S}_i ($i=1,2,3,4$) 的工作状态互补,所以开关 \bar{S}_i 的驱动信号 \bar{V}_{Gsi} ($i=1,2,3,4$) 可分别通过对开关 S_i 的驱动信号 V_{Gsi} ($i=1,2,3,4$) 使用非门逻辑获得。

最后,输出电压波形 V_o 的幅值由参考正弦信号波形 e_s 的幅值与载波的幅值之比决定。因此,定义调制比

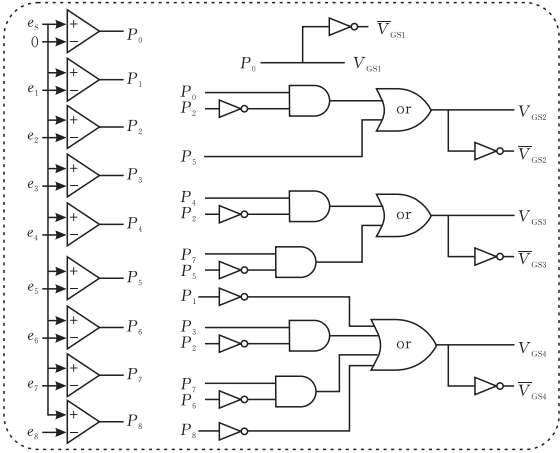
$$M = \frac{|A_{ref}|}{4|A_c|} \tag{6}$$



(a) 调制波形

3 拓扑比较分析

为了更全面分析所提出拓扑的特点,将其与文献[9]、[11]和[13]中提出的九电平逆变器进行了比较。根据直流源数量、开关数量、离散二极管数量、开关电容数量、器件总数以及有无多输入端口进行比较。表 2 为提出的九电平拓扑与最近提出的九电



(b) 控制逻辑电路

图 3 所提逆变器的 LS-PWM 调制策略

平拓扑关键特性对照。

从表 2 可以看出,文献[9]中提出的拓扑使用 12 个开关管和 3 个电容器实现了九电平输出,数量较多的开关管和电容器使得该逆变器体积较大;且该逆变器不具备多输入端口,不适用于分布式光伏发电等需要多输入源的场合。文献[11]提出的拓扑具备双输入端口,然而,与本文所提拓扑相比,文献[11]所提拓扑的离散二极管数量比本文拓扑多 2 个,且该拓扑调制策略复杂,而本文拓扑中的 4 对开关工作状态分别互补,采用非门逻辑电路可以大大降低调制策略的复杂程度。文献[13]所提拓扑同样不具备多输入端口,且该拓扑的离散二极管数量比本文拓扑多 5 个,电容数量比本文拓扑多 2 个。本文所提拓扑使用较少器件即可输出 9 电平,且具有双输入端口,可以更加灵活的应用于多输入源场合。

表 2 与最近九电平逆变器的比较分析

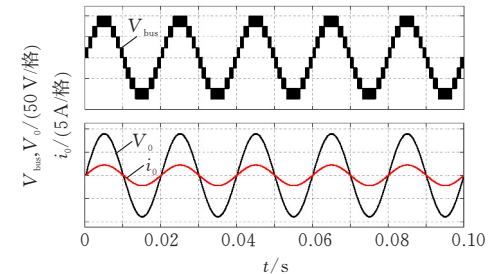
对比项	文献[9]	文献[11]	文献[13]	本文
直流源数量	1	2	1	2
开关数量	12	8	8	8
离散二极管数量	0	3	6	1
开关电容数量	3	1	3	1
器件总数	16	14	18	12
有无多输入端口	无	有	无	有

4 仿真与实验验证

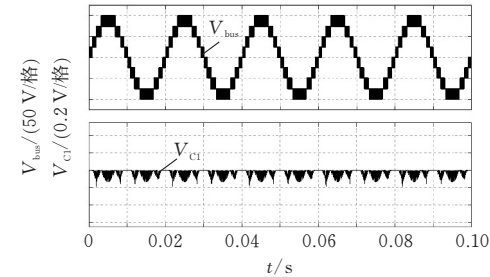
4.1 仿真验证

为了验证双输入八开关九电平逆变器及其 LS-PWM 调制策略的有效性,在 Simulink 仿真平台搭建了仿真模型,主要仿真参数如下:系统直流输入电压 $V_{in1} = 50 \text{ V}$, $V_{in2} = 25 \text{ V}$,电容 $C_1 = 2 \text{ mF}$,调制比 $M = 0.9$,根据 IXFH80N65X2 型号的数据手册对仿真中开关管进行设置。采用负载 $Z = 40 \Omega$ 的纯阻性负载,滤波电感为 1.1 mH ,滤波电容为 $8 \mu\text{F}$,开关频率为 10 kHz ,输出基波频率为 50 Hz 。

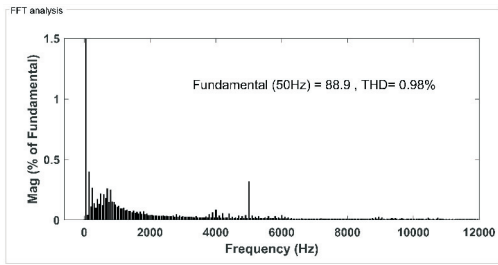
图 4 和图 5 为所提逆变器的仿真结果。如图 4a 所示,当逆变器负载为纯阻性时,输出母线电压 V_{bus} 波形为九电平,输出电流 i_o 与输出电压 V_o 的相位相同。从图 4b 可以看出,当逆变器进入稳态后,SC 两端电压在周期内充放电自平衡,电容电压在 $24\sim 24.2\text{ V}$ 之间波动,电容电压纹波 ΔV_{C1} 为 0.2 V ,电容电压纹波率仅为 0.8% 。如图 4c 所示,当调制比 $M=0.9$ 时,输出电压 V_o 的 THD 为 0.98% ,输出电压 V_o 的峰值为 88.9 V ,与理论值相比,仿真中输出电压 V_o 产生 1.1 V 的压降,这是由于在仿真中为每个开关管按照数据手册设置了 $0.038\ \Omega$ 的内阻以及受到开关电容 C_1 电压波动的影响。



(a) 母线电压 V_{bus} , 输出电压 V_o 和输出电流 i_o



(b) 开关电容电压



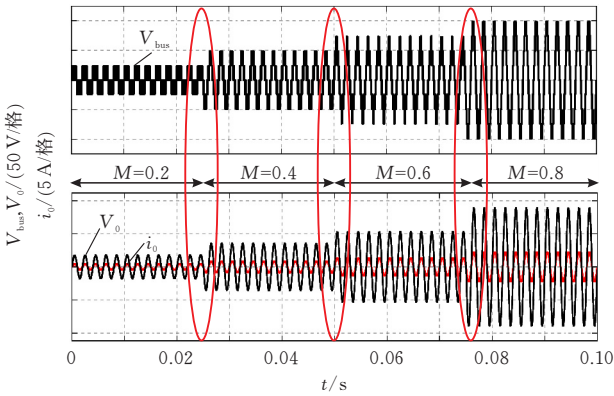
(c) 负载为 Z 时输出电压 V_o 的 FFT

图 4 稳态仿真结果

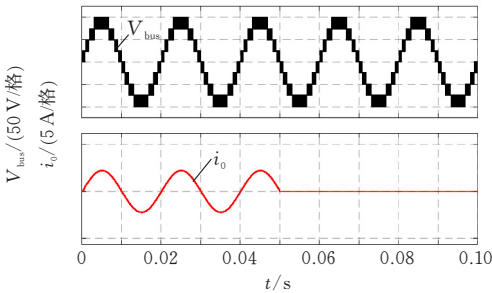
图 5 验证了该拓扑的动态性能。图 5a 为当调制比 M 变化时,所提拓扑的输出动态变化波形。随着调制比 M 逐渐增加,母线电压 V_{bus} 由三电平逐步向五电平、七电平和九电平变化。图 5b 为负载突变到空载时的母线电压 V_{bus} 、输出电压 V_o 和输出电流 i_o 的波形图。可以看出在突减负载的情况下,输出电压保持稳定,输出电流能够平滑过渡。

4.2 实验验证

为了验证所提逆变器的可行性,搭建了双输入



(a) 变调制比

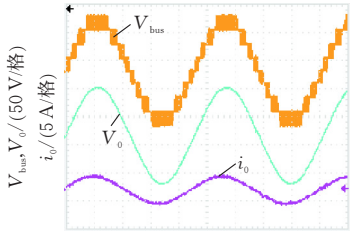


(b) 突减负载

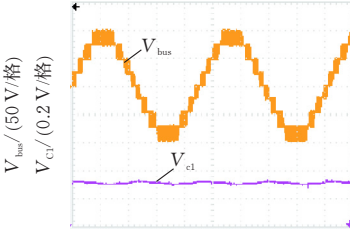
图 5 动态仿真波形

八开关九电平逆变器的实验原型。实验电路参数如下:系统的控制由 STM32H750VBT6 型号的单片机实现,开关管的型号为 IXFH80N65X2,其它实验参数与仿真参数一致。

如图 6a 所示,在纯阻性负载下,输出电压 V_o 和输出电流 i_o 相位相同。图 6b 为主电路中 SC 两端的电压波形图。逆变器进入稳态后,SC 两端电压在开关频率刻度下充放电自平衡,电容电压纹波 ΔV_{C1} 约为 0.3 V ,与仿真相近。



(a) 母线电压 V_{bus}



(b) 开关电容电压

图 6 稳态实验结果

图 7 为调制比变化和负载突变时,输出母线电压 V_{bus} 、输出电压 V_o 和输出电流 i_o 的实验波形。

图 7a 为调制比从 0.1 变为 0.7 的动态实验波形,对应的输出母线电压 V_{bus} 由三电平变为七电平,动态波形平滑过渡。图 7b 为调制比从 0.9 变为 0.3 的实验波形,此时输出母线电压 V_{bus} 从九电平输出变为五电平输出。图 7c 为所提出九电平逆变器负载突然变化时的实验结果。当突减负载时,输出母线电压 V_{bus} 波形未发生明显变化,输出电流 i_o 过渡平滑并迅速降为 0。

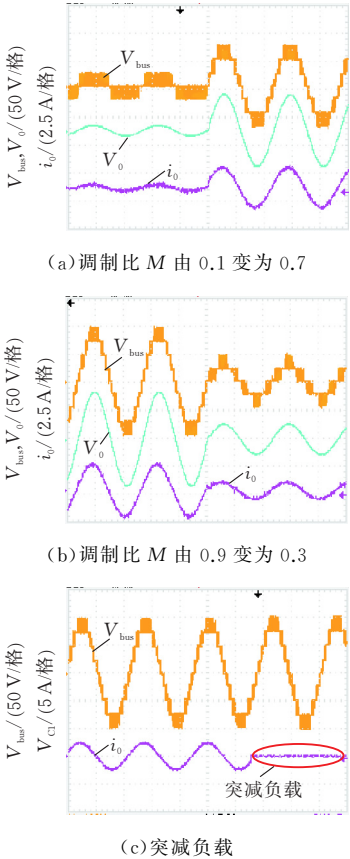


图 7 动态实验波形

5 结论

本文提出了一种基于开关电容原理且使用元器件数量较少的双输入八开关九电平逆变器,该逆变器调制策略简单,同时实现了电容电压自平衡。本文首先介绍了该逆变器的拓扑结构和工作原理,其次,采用 LS-PWM 调制策略对逆变器进行调制。最后,搭建了双输入八开关九电平逆变器实验原型进行实验验证。实验结果表明,所提逆变器能输出九电平阶梯波,电容电压自平衡且电容电压纹波很小。同时在调制比变化和负载突变的情况下能够正常工作,动态性能良好。

ers; a survey of topologies, controls, and applications [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.

[2] SOURABH K, SUBRATA B, DEEPAK R, et al. Meeting IEC and ER G4/5 harmonic standards in nine-level cascaded H-bridge inverters using an improved SHM-PAM scheme[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(18): 4395-4406.

[3] LEON J I, VAZQUEZ S, FRANQUELO L G. Multi-level converters; control and modulation techniques for their operation and industrial applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2066-2081.

[4] ATTIQUE Q M, LI Y, WANG K. A survey on space-vector pulse width modulation for multilevel inverters [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications 2017, 2(3): 226-236.

[5] AMINI J, MOALLEM M. A fault-diagnosis and fault-tolerant control scheme for flying capacitor multilevel inverter[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 1818-1826.

[6] GUPTA K K, RANJAN A, BHATNAGAR P, et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count; a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 135-151.

[7] MIREMAD A, MONFARED K K, IMAN-EINI H, et al. Design and control of a STATCOM based on hybrid cascaded H-bridge and full-bridge neutral point clamped multilevel inverter[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(17): 4019-4030.

[8] ABDEL-RAHIM O, WANG H. Five-level one-capacitor boost multilevel inverter[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(8): 2245-2251.

[9] NAKAGAWA Y, KOIZUMI H. A boost-type nine-level switched capacitor inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6522-6532.

[10] 王哲. 多输入开关电容多电平光伏逆变器研究[D]. 郑州: 郑州大学, 2020.

[11] 王要强, 王哲, 周成龙, 等. 一种单相双输入九电平逆变器及其调制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(4): 6.

[12] MCGRATH B P, HOLMES D G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 858-867.

[13] YE Y, CHENG K, LIU J, et al. A Step-up switched-capacitor multilevel inverter with self-voltage balancing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6672-6680.

(下转第 27 页)

[参 考 文 献]

[1] RODRÍGUEZ J, LAI J, PENG F Z. Multilevel invert-