一种基于开关电感的单级式高增益逆变器

顾恒¹,朱庆莉²

(1.金陵科技学院 机电工程学院,江苏 南京 211169;2.金陵科技学院 基础部,江苏 南京 211169)

摘要:在光伏微逆变器中,需要将较低的直流输入电压升到较高的直流母线电压与输出电压匹配。为此, 提出一种具有较高升压变换能力的单级式高增益升压逆变器。与传统两级式逆变器相比,该拓扑结构简单, 通过复用桥臂中开关管来减少开关管数量,降低系统成本。由于单个电感升压能力有限,在电路中引入开关 电感单元,期望在直流母线侧获得较高电压。针对该拓扑,采用混合 SPWM 调制方式,直流升压部分保持占空 比恒定,使逆变器具有稳定的直流母线电压增益,SPWM 调制使逆变器能够输出交流电流。最后搭建实验平 台,通过仿真和实验验证理论分析的正确性。

关键词:高增益;单级式逆变器;开关电感 中图分类号:TM46 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd21279

Single-Stage High-gain Inverter Based on Switching Inductance

GU Heng¹, ZHU Qingli²

(1.School of Electrical Engineering, Jinling Institute of Technology, Nanjing 211169, Jiangsu, China;
2. College of Science, Jinling Institute of Technology, Nanjing 211169, Jiangsu, China)

Abstract: In photovoltaic micro-inverters, it is necessary to increase the lower DC input voltage to a higher DC bus voltage to match the output voltage. To this end, a single-stage high-gain boost inverter with high boost conversion capability was proposed. Compared with the traditional two-stage inverter, the number of switching tubes is less by multiplexing the switching tubes in the bridge arm, thereby reducing the system cost. Due to the limited boost capability of a single inductor, a switched inductor unit was set into the circuit, aiming at getting higher voltages on the DC bus side. For this topology, a hybrid SPWM modulation method was used. The DC boost section keeps the duty cycle constant so that the inverter has a stable DC bus voltage gain. SPWM modulation enables the inverter to output AC current. Finally, an experimental platform was set up to verify the correctness of the theoretical analysis through simulation and experiments.

Key words: high gain; single stage inverter; switched inductor

由于能源短缺和环境污染加剧,可再生能源 利用受到了越来越多的关注,尤其是光伏发电已 成为太阳能利用最直接有效的形式^[1]。然而,光 伏电池输出的直流电压较低,在光伏微逆变器应 用中,需要具有较高升压能力的变换器将输入电 压泵升到较高的母线电压,并将输出直流电逆变 成为交流电供用户使用^[2]。而传统电压源型逆变 器仅能降压,输出交流电压低于直流母线电压^[3]。 对于传统两级式逆变器结构,其前级采用 DC-DC 变换器和后级逆变器级联,前级实现升压和 最大功率点跟踪,后级实现电能变换,前后级实现 的功能可分别进行控制^[4]。随着电力电子技术和 电能变换技术的发展,为节约成本和提高变换器 的效率,单级式逆变器也得到越来越多的研究。

比如Z源逆变器,其具有良好的升降压变换 能力,可靠性高,允许桥臂直通,成本低廉。在桥 臂直通时,对前端阻抗源升压网络进行储能,通 过调节直通占空比调节电压增益,调制比也受到 直通占空比的制约。但是Z源逆变器无源器件体 积较大,直通工作时损耗大,降低了系统功率密

基金项目:江苏省高校品牌专业建设工程资助项目(TAPP)

作者简介:顾恒(1985—),男,硕士研究生,实验师,Email:guheng@jit.edu.cn

度,并且直流母线电压断续,桥臂直通增加功率 管开关损耗^[5]。

文献[6]提出了一种单级式升压逆变器。该 拓扑在两级式逆变器的基础上,将前级变换器与 后级逆变器集成,通过复用开关管减少电路中器 件数量,仅多引入2只二极管防止母线侧能量传 递到输入端。电路中2路Boost变换器共用1只 输入电感,通过合理的调制方式,使逆变器能够 输出交流电流^[7]。

但是,仅采用单电感,当占空比趋近于1时, 理论上电压增益可以达到无穷大,但是占空比过 大,关断时间缩短,电感电流纹波变大,开关损耗 也增加^[8]。对于光伏微逆变器,在直流母线侧通 常要有解耦电容,根据下式,提高母线电压增益 可以减小母线电容大小,而用单电感升压,其直 流增益是有限的,因此有必要寻求具有高增益高 效率的变换器。

$$C_{\rm dc} = \frac{P_{\rm dc}}{2\pi f U_{\rm dc} \Delta U} \tag{1}$$

式中: C_{dc} 为母线解耦电容; P_{dc} 为变换器功率;f为输出交流电压频率; U_{dc} 为母线平均电压; ΔU 为母线电压纹波。

为解决电压增益低的问题,多种升压单元结构 构被提出。文献[9]提出多种升压单元结构,包括 开关电感、开关电容、耦合电感、交错并联等升压 单元,均具有一定的升压能力。文献[10]提出利 用变压器改变匝比来提升直流电压,但是变压器 增大了系统的体积和重量,降低系统的功率密 度,并且漏感易造成开关管关断电压尖峰,还需 额外设计缓冲电路吸收漏感能量,使系统变得复 杂。文献[11]提出级联H桥型多电平逆变器结 构,该拓扑需要多个输入源,将直流母线处输出 端串联进行升压,能够有效抑制谐波,但是该结 构需用大量开关管,各H桥级联也存在不稳定性。

本文在分析各种升压单元结构的基础上,为 使电路结构简单,提出一种利用开关电感升压的 具有较高增益的单级式逆变器。开关电感优点 是能够使变换器增益有所提高;可以减小电感电 流平均值,也有利于减小单个电感的体积。

1 工作原理

图1为采用开关电感作升压单元的单级式逆变器。图1中,U_{in},U_o分别为输入电压、输出电压,U_{de}为母线平均电压;L₁,L₂和二极管D₁,D₂,D₃

构成开关电感单元; S₁~S₄为开关管; D₄, D₅为二 极管; C_{dc}为母线解耦电容; C_f为滤波电容; L_f为 滤波电感; R 为输出电阻; *i*_{in}, *i*_o分别为输入和输 出电流。



图 1 开关电感单级式升压逆变器 Fig.1 Switched inductor single-stage boost inverter

1.1 混合 SPWM 调制下逆变器工作原理

为使逆变器能正常工作,并尽量减小输入电 感电流纹波,应使电感充放电时间保持恒定,且 有利于电感器设计。逆变器既要工作在直流升 压状态,又要能够输出交流电流,可采用如图2所 示的混合 SPWM 调制策略。其中,*S*_{de}保持占空比 恒定,使逆变器具有稳定的母线电压增益并且使 电感充放电时间一定;*S*_{ac1},*S*_{ac2}用正弦半波与载波 交截得到 SPWM 脉冲信号,使逆变器输出交流电 流;S₁~S₄的驱动信号分别为*S*_{d1}~*S*_{d4},并满足关系:

$$S_{d1} = \overline{S_{ac1}} \cdot S_{dc}$$

$$S_{d2} = \overline{S_{ac1}} \cdot S_{dc}$$

$$S_{d3} = \overline{\overline{S_{ac2}}} \cdot S_{dc}$$

$$S_{d4} = \overline{S_{ac2}} \cdot S_{dc}$$
(2)





假设各个开关器件理想,输入电感电流连续,母线电容足够大,逆变器在正负半周期内工 作对称,仅分析正半周工作模态。 1) t_1 — t_2 阶段: 在 t_1 时刻前, S₁, S₃导通, L₁, L₂ 线性放电。在 t_1 时刻, S₃关断, S₁, S₄导通, D₁, D₃ 和 D₅导通, D₂, D₄截止, 至 t_2 时刻结束, 如图 3a 所 示。在该区间内, L₁, L₂并联充电储能, 输入电流 i_n 和流经 L₁的电流 i_{L_1} 线性上升, 滤波电感电流 i_{L_1}

2) t_2 — t_3 阶段: t_2 时刻, S_1 关断, S_2 , S_4 导通, D_1 , D_3 , D_4 , D_5 导通, D_2 截止,至 t_3 时刻结束,如图 3b所 示。该区间内, L_1 , L_2 继续储能, i_{in} , i_{L1} 继续保持线 性上升, i_{L1} 经S₂,S₄续流,滤波电感L_f释放能量。

经S₁,S₄流过。

3) t_3 — t_4 阶段:在 t_3 时刻, S₂, S₄关断, S₁, S₃导 通, D₁, D₃截止, D₂, D₄和 D₅导通, 至 t_4 时刻结束, 如图 3c 所示。在此期间, L₁, L₂串联放电, 对电容 C_{de}充电, i_{in} , i_{L1} 线性下降, i_{Lr} 经S₁与S₃续流。



(c)t₃—t₄阶段

图 3 逆变器工作过程 Fig.3 Inverter working process

从以上分析工作状态看出,单级式逆变器的 直流升压部分与逆变部分共用全桥开关管。当 有一下管导通时,开关电感储能,下管既工作于 升压状态,也工作于逆变状态;仅当两桥臂上管 均导通时,电感才释放能量,其余时刻电感总是 处于储能状态。该电路结构通过共用开关管减 少电路中器件数量,降低了成本,与两级式逆变 器结构工作原理相似,且无需复杂的驱动电路。

1.2 逆变器电压增益

从图3分析中可知,该逆变器为Boost变换器 与逆变器合并而得,由图2可知,在1个开关周期 内,桥臂中点平均电压为

$$U_{a} = \begin{cases} (M_{ac} + 1 - D_{dc})U_{dc} & 0 \le \theta \le \pi\\ (1 - D_{dc})U_{dc} & \pi \le \theta \le 2\pi \end{cases}$$
(3)

$$U_{b} = \begin{cases} (1 - D_{dc})U_{dc} & 0 \le \theta \le \pi \\ (-M_{ac} + 1 - D_{dc})U_{dc} & \pi \le \theta \le 2\pi \end{cases}$$
(4)

式中:D_{dc}为升压占空比;M_{ac}为逆变器调制比;θ 为输出正弦交流电压的相角。

由式(3)和式(4)得逆变桥臂输出电压为

$$U_{ab} = M_{\rm ac} U_{\rm dc} \tag{5}$$

逆变器调制比为

$$M_{\rm ac} = \frac{U_{\rm o_pk}}{U_{\rm dc}} \tag{6}$$

式中:U。_в为输出交流峰值电压。

假设电感电流连续,在图 3a 和图 3b 中,电感 储能时间为*D*_{dc}*T*_s,*T*_s为开关周期。在此期间,电感 L₁两端电压为

$$U_{\rm L1} = U_{\rm in} \tag{7}$$

在图3c中,电感释放能量,L₁两端电压为

$$U_{\rm L1} = \frac{U_{\rm in} - U_{\rm dc}}{2}$$
 (8)

在一个开关周期内,电感两端平均电压为 零,根据伏秒平衡关系得直流母线电压增益为

$$G_{\rm dc} = \frac{U_{\rm dc}}{U_{\rm in}} = \frac{1 + D_{\rm dc}}{1 - D_{\rm dc}}$$
(9)

因此,逆变器输出电压增益为

$$G = \frac{U_{\text{o_pk}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1+D_{\text{dc}}}{1-D_{\text{dc}}}M_{\text{ac}}$$
(10)

图4所示为电压增益曲线,与文献[7]中采用 单个电感升压相比,利用开关电感升压可以使母 线电压增益有较大提升。



图4 逆变器母线电压增益曲线

Fig.4 Inverter bus voltage gain curve

1.3 电应力分析

在图1中,功率管S₁~S₄的电压应力与传统电 压源型全桥逆变器相同,即均承受最大直流母线 电压。由于其可看作由Boost变换器与全桥逆变 器集成演变而来,并且S₁~S₄为共用功率管,S₂,S₄ 对应Boost变换器主功率管,S₁,S₃对应Boost变 换器二极管,所以流经S₂,S₄的电流应为输入电流 *i*_{in}与滤波电感电流*i*_{Lf}之和,而流经S₁,S₃的电流则 为*i*_{in}。

因此各开关管电压、电流应力为

$$U_{\rm S1} = U_{\rm S2} = U_{\rm S3} = U_{\rm S4} = U_{\rm dc} \tag{11}$$

$$I_{s2} = I_{s4} = i_{in} + i_{Lf} \tag{12}$$

$$I_{\rm S1} = I_{\rm S3} = i_{\rm in}$$
 (13)

在输出电压正半周,当S₁,S₄导通时,D₄两端 承受反压;在输出电压负半周,当S₂,S₃导通时,D₅ 两端承受反压,而流过二极管D₄,D₅最大电流为 *i*_{in}的最大值*I*_{in_max}。因此有:

$$U_{\rm D1} = U_{\rm D2} = U_{\rm dc}$$
 (14)

$$I_{\rm D1} = I_{\rm D2} = i_{\rm in}$$
 (15)

在混合 SPWM 调制策略下, i_{in} 中含有高频脉动分量,其最大值为 $I_{in_{max}}=\Delta I_{in}/2+I_{in_{avg}}$,其中, ΔI_{in} 为输入电流纹波, $I_{in_{avg}}$ 为 i_{in} 平均值。逆变器各功率管电压、电流应力如表1所示,其中, $I_{Lf_{max}}$ 为 i_{Lf} 最大值, I_{L} 为电感L₁,L₂的电流(电感相等,故电流值一样), ΔI_{L} 为其纹波。

表1 逆变器功率管电压电流应力

Tab.1 Voltage and current stress of inverter power tube

	S_{1}, S_{3}	S_{2}, S_{4}	$\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2$
电压应力	$U_{ m dc}$	$U_{ m dc}$	$U_{ m dc}$
电流应力	$\Delta I_{\rm L}/2 + I_{\rm L_avg}$	$\Delta I_{\rm L}/2{+}I_{\rm L_avg}{+}I_{\rm Lf_max}$	$\Delta I_{\rm L}/2 + I_{\rm L_avg}$

2 参数设计

2.1 主电路参数指标

开关电感单级式升压逆变器输入电压 U_{in}范 围为 30~55 V,直流母线电压 U_{de}的范围为 240~ 260 V,输出功率为 250 W,输出交流电压 U_o有效 值为 110 V/50 Hz,开关频率f_s为 20 kHz。

2.2 输入电感与母线电容设计

在图1中集成了Boost变换器,电感 L_1 , L_2 与Boost变换器升压电感设计类似。采用混合SP-WM调制使设计的逆变器工作在电感电流连续模式下,假设逆变器效率为 $\eta=0.9$ 。

电感L₁的电流变化量为

$$\Delta I_{\rm L1} = \frac{U_{\rm in} D_{\rm dc} T_{\rm s}}{L_1} \le 20\% \cdot \frac{1}{2} I_{\rm in_max}$$
(16)

化简可得:

$$L_{1} \ge \frac{U_{\text{in}}D_{\text{dc}}}{0.1I_{\text{in}_{\text{max}}}f_{\text{s}}} = \frac{(1 - D_{\text{dc}})D_{\text{dc}}U_{\text{dc}}}{0.1I_{\text{in}_{\text{max}}}f_{\text{s}}}$$
(17)

在额定功率时,输入电流最大值为

$$I_{\text{in}_{max}} = \frac{P_{o}}{\eta U_{\text{in}_{min}}} = 9.26 \,\text{A}$$
 (18)

在 U_{in}=55 V, U_{dc}=240 V时, (1-D_{dc})D_{dc}取得最 大值 0.23。所以, 由式(17)和式(18)可得:

$$L_1 \ge \frac{0.23 \cdot 240}{0.1 \cdot 9.26 \cdot 20 \cdot 10^3} = 2.98 \,\mathrm{mH}$$
(19)

电感实际取值为 $L_1=L_2=3$ mH。

考虑母线电压有5%的电压纹波,则直流母 线处电解电容容值计算得:

$$C_{\rm dc} = \frac{P_{\rm o}}{2\pi f_{\rm o} \Delta U_{\rm dc} U_{\rm dc}} = 553\,\mu\text{F} \qquad (20)$$

母线电容 C_{ac}实际取值 600 μF,由于电解电容 ESR 较大,可采用由 4 个 150 μF/450 V 电解电容 并联作为母线电容。

2.3 滤波器设计

逆变器输出端采用LC低通滤波器,假定滤 波电感电流纹波ΔI_L为额定功率输出时正弦电流 峰峰值的20%,而逆变器输出电压有效值为110V, 所以:

$$\Delta I_{\rm Lf_max} = 20\% \times \frac{\sqrt{2} P_{\rm o}}{U_{\rm o}} = 0.64 \, \rm A \qquad (21)$$

由于逆变器开关管工作频率远大于输出电 压的工频频率,当对交流部分采用 SPWM 调制 时,脉冲宽度 d_{ac}近似为逆变器输出电压瞬时值 U_o 与直流母线电压 U_d。之比,即

$$l_{\rm ac} = U_{\rm o}/U_{\rm dc} \tag{22}$$

而电感两端电压与电流变化量关系为

$$U_{\rm L} = L_{\rm f} \frac{\Delta i}{\Delta t} \tag{23}$$

可得:

$$\Delta I_{\rm Lf} = \frac{U_{\rm L}}{L_{\rm f}} \Delta t = \frac{U_{\rm dc} - U_{\rm o}}{L_{\rm f}} \frac{d_{\rm ac}}{f_{\rm s}} = \frac{(U_{\rm dc} - U_{\rm o})U_{\rm o}}{L_{\rm f}f_{\rm s}U_{\rm dc}} \quad (24)$$

由数学关系推导得知,当U_o=U_d/2时,电感电流有最大纹波:

$$\Delta I_{\rm Lf_max} = \frac{U_{\rm dc}}{4L_{\rm f}f_{\rm s}}$$
(25)

所以计算可得滤波电感感值为

$$L_{\rm f} = \frac{U_{\rm dc_max}}{4\Delta I_{\rm Lf_max}f_{\rm s}} = 2.62\,\rm mH \qquad (26)$$

滤波电感值确定之后,可以根据滤波器的截 止频率来选择滤波电容。因为输出最低次高次 谐波是逆变器的开关频率,所以滤波器截止频率 应小于等于开关频率的1/10,即:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\rm f}C_{\rm f}}} \leqslant \frac{f_{\rm s}}{10} \tag{27}$$

所以滤波电容容值为:

$$C_{\rm f} \ge \frac{25}{\pi^2 f_{\rm s}^2 L_{\rm f}} = 2.11 \,\mu{\rm F}$$
 (28)

实际电路中选用10μF/320V薄膜电容。

2.4 功率管选取

逆变器全桥开关管承受最大电压为直流母 线电压,由于复用功率管,下管比上管承受的电 流应力更大,取输入电流纹波ΔI_{in}=0.2I_{in_max},所以 开关管电应力为

$$U_{ds_{max}} = U_{dc_{max}} = 260 \text{ V}$$

$$I_{\rm ds_max} = I_{\rm in_max} + \frac{\Delta I_{\rm in}}{2} + \frac{\lambda \times \sqrt{2} \times P_{\rm o}}{U_{\rm o}} = 16.6 \,\mathrm{A} \,(30)$$

式中:λ为逆变器的过载系数,取λ=2。

考虑一定的裕量,选取 Infineon 公司型号为 IPZ60R041P6(650 V/49 A@100℃)的 MOSFET。

逆变器输入侧有两只防反二极管,承受最大 电压为直流母线电压,流过电流为最大输入电 流,所以二极管电应力为

$$U_{d_{max}} = U_{dc_{max}} = 260 \text{ V}$$
(31)

$$I_{\rm D_max} = I_{\rm in_max} + \frac{\Delta I_{\rm in}}{2} = 10.2 \,\mathrm{A}$$
 (32)

考虑一定的裕量,选取 Infineon 公司型号为 IDP15E60(600 V/19.6 A@90℃)的二极管。

3 仿真与实验验证

3.1 变换器指标参数

为验证变换器能够正常工作,在PSIM 搭建 变换器仿真模型,各器件参数为:输入电压 U_{in} 为 30~55 V,占空比 D_{dc} =0.64,调制比 M_{ac} =0.6,输出 功率 P_{o} =200 W,开关频率 f_{s} =20 kHz,电感 L_{1} = L_{2} = 3 mH,母线电容 C_{dc} =600 µF,滤波电感 L_{f} =3 mH, 滤波电容 C_{f} =10 µF。

3.2 仿真与实验波形

逆变器采用混合 SPWM 调制,图 5 为电压仿 真波形。当输入电压为 30 V时,直流母线平均电 压为 136 V,逆变器输出电压峰值为 82 V,输出电 压增益与式(10)相符。





Fig.5 Simulation waveforms of bus voltage and output voltage

二极管两端电压与开关管漏源极间电压分 别如图6和图7所示,在工频周期内,功率管高频 工作,承受最大电压为直流母线电压。



实验参数与仿真参数一致,对逆变器采用混合 SPWM 调制, $S_1 = S_2$ 驱动信号互补, $S_3 = S_4$ 驱动信号互补,为防止桥臂直通, S_1, S_2 和 S_3, S_4 驱动信号间设置死区时间为500 ns。

图 8 为母线电压波形,输入电压为 30 V时, 直流母线平均电压为 132 V。图 9 为逆变器输出



电压与输出电流波形,输出电压峰值为82V,有效 值为57V,输出电压增益与式(10)相符。从图9中 可知,输出电压与电流波形较好,无明显畸变。



图9 输出电压与电流波形(U_{in}=30 V)

Fig.9 Output voltage and current waveforms ($U_{in} = 30 \text{ V}$)

图 10 为防反二极管 D₄, D₅两端电压波形, 二 极管在工频周期内高频工作, 对系统效率会有一 定的影响, 承受最大电压为母线电压。





图 11 为开关管 S₁,S₂漏源极电压波形,开关 管高频工作,承受最大电压为直流母线电压。





图 12 为输入电压 45 V 时的实验波形,此时 输出负载从空载突增到额定负载,输出电压能稳 定控制在 85 V,该电路由于中间储能电容的存 在,能有效抑制负载突变时对逆变器工作的影响,其特性与两级式升压逆变器类似,有利于控制的实现,其输出电压稳定性和鲁棒性较好。



4 结论

本文从逆变器角度出发,分析了基于开关电 感的高增益单级式升压逆变器,该变换器将 Boost变换器与传统桥式变换器集成为一级,通 过复用开关管减少电路中器件数量,降低了系统 成本,利用开关电感储能,实现母线电压提升,分 析了逆变器在混合 SPWM 调制和单极性倍频 SP-WM 调制下工作原理和电压增益,适用于光伏微 逆变器中小功率应用中。由于输入端二极管 D₄, D₅高频工作,二极管造成的损耗较大,而且开关 管均是高频工作,影响了变换器效率的提高。通 过仿真和实验说明了该变换器能够正常工作,验 证了理论分析的正确性。

参考文献

- Kan J, Xie S, Wu Y, *et al.* Single-stage and Boost-voltage Grid-connected Inverter for Fuel-cell Generation System[J] IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (9) ; 5480-5490.
- [2] Salvador M A, Lazzarin T B, Coelho R F. High Step-up DC-DC Converter with Active Switched-inductor and Passive Switched-capacitor Networks[J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2018, 65(7); 5644-5654.
- [3] Li D, Loh P C, Zhu M, et al. Generalized Multicell Switchedinductor and Switched-capacitor Z-source Inverters[J] IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2):837-848.
- [4] Lee S S, Heng Y E. Improved Single-phase Split-source Inverter with Hybrid Quasi-sinusoidal and Constant PWM[J].
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (3): 2024-2031.

(下转第26页)

高电平的CHB逆变器,在工业应用中具有一定的价值。

参考文献

- [1] 张颖,李崇坚,朱春毅,等.三电平H桥级联型变器[J].电工 技术学报.2011,26(5):78-82.
- [2] 高志刚,李永东.一种适用于级联H桥型逆变器的新型 PWM脉冲模型[J].中国电机工程学报,2010,30(27):96-101.
- [3] 朱思国,欧阳红林,刘鼎,等.基于电流滞环控制的H桥级联型逆变器新型调制方法[J].电工技术学报,2013,28(2): 212-218.
- [4] 朱宁辉,白晓民,董伟杰,等.空间矢量脉宽调制下有源电力 滤波器直流侧电压设定值研究[J].电网技术.2013,37(2): 568-574.
- [5] 申张亮,郑建勇,梅军,等.基于改进电压空间矢量调制的有 源滤波器双滞环电流跟踪控制策略[J].中国电机工程学报, 2011,31(15):8-14.

(上接第20页)

- [5] 赵萍.基于单级升压逆变器的光伏并网发电系统研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2013.
- [6] Ribeiro H, Pinto A, Borges B. Single-stage DC-AC Converter for Photovoltaic Systems[C]//IEEE ECCE, 2010:604-610.
- [7] Abdelhakim A, Mattavelli P, Davari P, et al. Performance Evaluation of the Single-phase Split-source Inverter Using an Alternative DC-AC Configuration[J] IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1):363-373.
- [8] Tang Y, Wang T, Fu D. Multicell Switched-inductor Switchedcapacitor Combined Active-network Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4):2063-2072.
- [9] Li K, Hu Y, Ioinovici A. Generation of the Large DC Gain Step-up Nonisolated Converters in Conjunction with Renew-

[6] 江丽丽,马文忠,李林欢,等.模块化多电平换流器的容错控 制策略[J].电网技术,2014,38(9):2497-2513.

- [7] 江才,宋文胜,王顺亮,等.一种三电平中性点钳位逆变器中 点电位控制算法[J].电力系统自动化,2014,38(7):88-94.
- [8] Parvin M, Hamid M, Reza. A Fault-tolerant Operation of Cascaded H-bridge Inverter Using One Redundant Cell[J]. IEEE Power and Energy Conference at Illinois, 2015, 15(3): 1-5.
- [9] Mingyao M, Lei H, Alian C, *et al.* Reconfiguration of Carrierbased Modulation Strategy for Fault Tolerant Multilevel Inverters[J]. IEEE Power and Energy Conference at Illinois, 2007,22(5):2050-2060.
- [10] 刘凤君.多电平逆变技术及其应用[M].北京:机械工业出版 社,2007.
- [11] Wei S, Wu B, Rizzo S, et al. Comparison of Control Schemes for Multilevel Inverter with Faulty Cells[J]. IEEE Industrial Electronics Society, 2004, 30(2):1817-1822.

收稿日期:2017-11-29 修改稿日期:2019-01-22

able Energy Sources Starting From a Proposed Geometric Structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7):5323-5340.

- [10] Abramovitz A, Zhao B, Smedley K M. High-gain Single-stage Boosting Inverter for Photovoltaic Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5):3550-3558.
- [11] Xiao B, Hang L, Mei J, et al. Modular Cascaded H-bridge Multilevel PV Inverter with Distributed MPPT for Grid-connected Applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2):1722-1731.

收稿日期:2019-12-30 修改稿日期:2020-03-25