

一种宽增益准 Z 源开关电容多电平电压源型逆变器

李群, 李强, 汪成根, 邹小明

(国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

摘要: 可再生能源如风电、光伏等, 须经电能逆变环节产生稳定交流电压连接用户负载或接入电网。逆变器作为可再生能源电能变换系统的核心设备, 应满足高效、高功率密度、电压增益宽范围可调等应用需求。传统 H 桥逆变器输出交流电压总谐波失真(total harmonic distortion, THD)高且无升压能力。近年来开关电容多电平逆变器(switched-capacitor multi-level inverter, SCMLI)受到广泛关注, 该类变换器具有高增益、均压、器件电压应力低、输出电压谐波含量少等优点。但现有 SCMLI 电压调制能力弱、输入脉冲电流峰值高、电压增益可调范围窄, 因此文中提出一种新型准 Z 源单相 SCMLI, 具有输入电压宽范围可调、输入电流连续且无脉冲、可拓展等特点。与现有拓扑相比, 文中拓扑所需器件数量较少, 电压应力较小, 且支持更宽输入电压范围。文中首先介绍该拓扑工作原理及参数设计方法, 然后确定原型机系统参数, 最后通过仿真和实验验证理论分析的正确性。相关研究结果表明文中拓扑可在较宽输入电压范围输出高质量七电平交流电, THD 为 23.8%, 远低于传统二电平逆变器, 可有效提高波形质量, 减小输出滤波器体积。

关键词: 开关电容变换器; Z 源变换器; 多电平逆变器(MLI); 脉冲宽度调制(PWM); 宽电压范围变换器; 电压源型逆变器

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2026)02-0001-10

0 引言

多电平逆变器(multi-level inverter, MLI)具有输出电压谐波含量少、器件电压应力低、效率高等优点^[1-5], 广泛用于有源滤波、无功补偿以及风力发电等领域。传统 MLI 包括二极管钳位型^[6]、飞跨电容型^[7]和级联 H 桥型^[8]。其中二极管钳位型和飞跨电容型 MLI 无升压能力, 且需要复杂的电容均压控制^[9]; 级联 H 桥型 MLI 具有升压能力但需要多个隔离直流电源^[10]。故上述 3 种传统 MLI 各有其局限性, 而开关电容多电平逆变器(switched-capacitor multi-level inverter, SCMLI)无需电感、变压器等磁性元件, 具有功率密度大、转换效率高、电容电压自平衡等优点^[11]。且开关电容结构具有升压能力, 能够将低压直流变换为更高电压的交流输出, 减少中间 DC/DC 升压环节, 提高逆变效率^[12-13]。因此 SCMLI 在风电、光伏、燃料电池为代表的可再生能源领域获得了广泛关注^[14]。

上世纪九十年代, 文献^[15]提出以串并结构为基础的 SCMLI 拓扑, 采用微法拉级电容实现高输出电压增益, 但该方案需要大量开关器件。2015 年, 有学者提出电容电压指数级增加的 SCMLI 解决

方案, 所需器件数量大大减少, 但效率较低^[16]。同期有大量研究从优化器件数量和降低电压应力出发, 提出多种新型 SCMLI 拓扑。为消除光伏系统漏电流, 文献^[17]提出基于串并结构的 SCMLI 解决方案。为减少器件数量, 文献^[18]提出虚拟直链母线电容方案。然而上述方案均无法解决纯 SCMLI 电压调制能力弱、输入脉冲电流峰值高的问题。

在实际应用场景下, 可再生能源如风电、光伏输出电压会随风力、外界光照变化而波动, 其接口变换器须面向较宽输入电压范围稳定输出固定交流电压^[19-20]。而经典 SCMLI 采用电压源对电容充电, 充电电流峰值高、时间短、非线性, 且电容纹波越大效率越低, 因此电压增益可调范围小, 无法满足宽电压输入的需求^[21-22]。为解决上述问题, 文献^[23]提出 Boost 变换器与开关电容单元复用器件的解决方案。但该拓扑中输入电源不能参与电容串联升压, 减小了电压增益, 且电容电压由交流调制指数决定, 导致 SCMLI 直流电压增益仍较低。文献^[24]提出 Boost 变换器加 SCMLI 来提高电压增益范围, 由于采用了两级变换器, 导致变换效率降低。文献^[25]提出 Boost 与 SCMLI 复用开关管的解决方案, 该拓扑为共地型 SCMLI, 减小了光伏系统漏电流, 但和同类 SCMLI 相比仍增加了 2 个双向开关管且器件电压应力仍然较大。文献^[26]仅采用 7 个开关管和 1 个输入电感即实现输出五电平

收稿日期: 2025-05-25; 修回日期: 2025-08-10

基金项目: 国家电网有限公司总部科技项目“含多构网型变流器的中远海风电场经柔直并网主动频率支撑关键技术”(5108-202218280A-2-241-XG)

交流电压,但电压增益仅和单级 Boost 相同,电压增益低。有研究人员对该拓扑进行了改进,提高了电压增益,但增加了 4 个功率开关。实现宽电压增益的另一个思路是采用准 Z 源电路。与 Boost 相比,Z 源变换器同时具有电压源和电流源的特性,可复用后级逆变器开关且无须考虑电源侧半桥开关死区时间。文献[27]给出基于准 Z 源的三相 SCMLI 解决方案,但该拓扑无法产生单相交流电压。

文中提出一种新型准 Z 源单相 SCMLI,具有输入电流连续、无输入脉冲电流、输入电压宽范围可调、可拓展等特点。文中介绍拓扑的稳态工作原理,给出电路元件参数设计方法并对器件进行选型,仿真和实验结果验证了所述拓扑的工作性能。

1 工作原理分析

文中所提新型 SCMLI 由准 Z 源单元和可拓展串并型 SCMLI 构成,如图 1 所示。 V_{in} 为输入直流电压;准 Z 源单元由 2 个电感 L_1 、 L_2 , 2 个电容 C_3 、 C_4 以及 2 个二极管 D_1 、 D_2 构成。通过复用右侧 MLI 的开关管 S_1 和 S_2 可实现准 Z 源的输出电压调制,从而实现宽电压增益。右侧 MLI 由可拓展开关电容单元以及输出桥构成。图中 C_1 、 C_2 为电容,开关管 S_1 — S_5 、 S_{T1} — S_{T4} 为单向耐压双向通流功率开关器件, V_o 为输出电压。可拓展单元数量可倍增输出电压幅值,从而提高电压增益。文中将以输出七电平为例介绍该新型 SCMLI 拓扑工作原理。

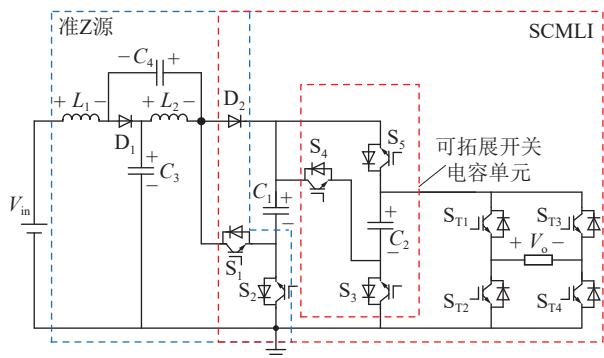


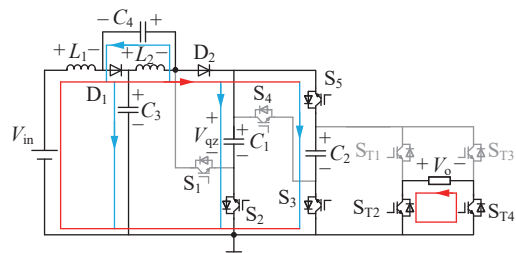
图 1 基于准 Z 源的 SCMLI
Fig.1 Quasi-Z-source based SCMLI

所提逆变器在输出正半周波时共有 7 种模式,负半周波与正半周波工作过程对称,因此文中详细介绍正半周波子工作模式。图 2 为 7 种工作模式对应的电路图和电流回路,其中红色实线为电流到负载的输出回路,蓝色实线为电容或者电感的充电电流回路。

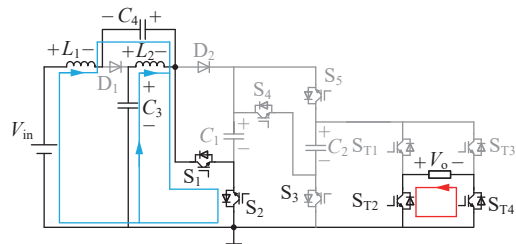
工作模式 A: 直流电源串联电感 L_1 和 L_2 给电容 C_1 和 C_2 充电,同时电感 L_2 通过二极管 D_1 给电

容 C_4 充电,直流电源串联电感 L_1 给电容 C_3 充电。

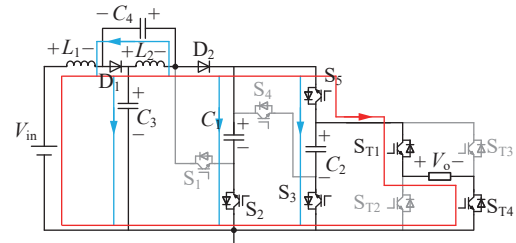
工作模式 B: 直流电源串联电容 C_4 给电感 L_1 充电,同时电容 C_3 给电感 L_2 充电。



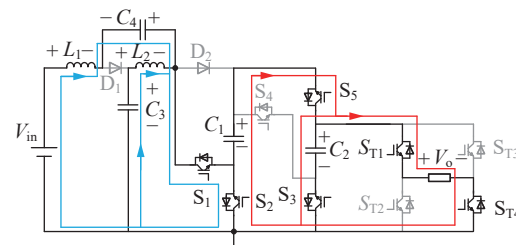
(a) 工作模式A: 输出零电平, L_1 、 L_2 放电



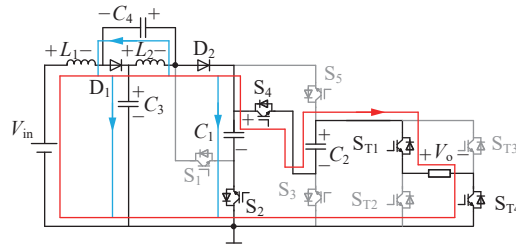
(b) 工作模式B: 输出零电平, L_1 、 L_2 充电



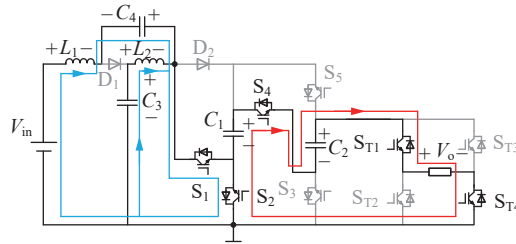
(c) 工作模式C: 输出正一电平, L_1 、 L_2 放电



(d) 工作模式D: 输出正一电平, L_1 、 L_2 充电



(e) 工作模式E: 输出正二电平, L_1 、 L_2 放电



(f) 工作模式F: 输出正二电平, L_1 、 L_2 充电

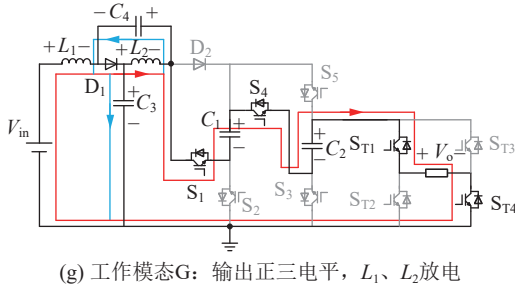


图 2 所提 SCMLI 正半周波工作模式及等效电路

Fig.2 Operational modes and equivalent circuits of the proposed SCMLI for positive half-cycle

工作模式 C: 直流电源串联电感 L_1 和 L_2 给电容 C_1 和 C_2 充电, 并给负载供电输出正一电平。同时电感 L_2 给电容 C_4 充电, 直流电源串联电感 L_1 给电容 C_3 充电。

工作模式 D: 直流电源串联电容 C_4 给电感 L_1 充电, 同时电容 C_3 给电感 L_2 充电。同时电容 C_1 和 C_2 并联给负载供电, 输出正一电平。

工作模式 E: 直流电源串联电感 L_1 和 L_2 给电容 C_1 充电, 电感 L_2 通过二极管 D_1 给电容 C_4 充电, 直流电源串联电感 L_1 给电容 C_3 充电。同时直流电源串联电感 L_1 和 L_2 以及电容 C_2 给负载供电, 输出正二电平。

工作模式 F: 直流电源串联电容 C_4 给电感 L_1 充电, 同时电容 C_3 给电感 L_2 充电。同时电容 C_1 和 C_2 串联给负载供电, 输出正二电平。

工作模式 G: 电感 L_2 通过二极管 D_1 给电容 C_4 充电, 直流电源串联电感 L_1 给电容 C_3 充电。同时直流电源串联电感 L_1 和 L_2 以及电容 C_1 和 C_2 给负载供电, 输出正三电平。

根据上述分析可见, 在所有子工作模式中, 输

入电源均通过电感给电容、负载等供电, 输入电流连续且无脉冲, 输入电流波形与经典准 Z 源电路相同^[28-29]。

表 1 为电路不同模式下的工作状态。其中输出电压的 ± 3 、 ± 2 、 ± 1 和 0 代表输出交流电压 V_o 的电平序列; 开关管和二极管状态中“1”代表开关管和二极管处于开通状态, “0”代表开关管和二极管处于截止状态; “C”代表电容或电感处于充电状态, “D”代表电容或电感处于放电状态, “N”代表电容处于不工作状态。

2 调制原理

如上文所述, 所提拓扑需要实现准 Z 源输出电压调制以及交流电压调制。文中基于经典多电平载波层叠正弦脉宽调制(level shifted pulse width modulation, LSPWM), 通过控制冗余工作模式调节准 Z 源直通状态占空比 D_{qz} , 从而调节电容电压实现宽输入电压范围, 同时用 LSPWM 的调制比来调节输出交流电压幅值。以输出正一电平为例, 如表 1 所示, 子工作模式 C、D 均可产生正一电平。但准 Z 源中的电感在子工作模式 C 下放电, 而在子工作模式 D 下充电。因此在输出正一电平时可通过控制调用模式 C、D 的时间长度来控制准 Z 源电路的占空比 D_{qz} , 从而控制准 Z 源单元输出电压。

如图 3 所示, 混合 LSPWM 策略由 3 个幅值为 A_c 、频率为 f_c 的三角载波(V_{trial} 、 V_{trial2} 和 V_{trial3}), 一个幅值为 A_{ref} 、频率为 f_o 的正弦调制波(v_m)和一个幅值为 A_p 的调制波(V_p)组成, 该调制波用于控制准 Z 源输出电压 V_{qz} 。 V_{trial1} 对应区间为区域 I, V_{trial2} 对应区间为区域 II, V_{trial3} 对应区间为区域 III。三角载

表 1 逆变器输出电平和电路各元件状态

Table 1 Output levels and component states of the proposed inverter circuit

模式	开关管和二极管状态										电容和电感状态					输出电压
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_{T1}	S_{T2}	S_{T3}	S_{T4}	D_1	D_2	C_1	C_2	C_3 、 C_4	L_1 、 L_2	
A	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	C	C	C	D	0
B	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	N	N	D	C	0
C	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	C	C	C	D	+1
D	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	D	D	D	C	+1
E	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	C	D	C	D	+2
F	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	D	D	D	C	+2
G	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	D	D	C	D	+3
H	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	C	C	C	D	-1
I	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	D	D	D	C	-1
J	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	C	D	C	D	-2
K	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	D	D	D	C	-2
L	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	D	D	C	D	-3

波(V_{trial1} 、 V_{trial2} 和 V_{trial3})和调制波(v_m)生成七电平阶梯波,准Z源输出直流电压调制波 V_p 和三角载波 V_{trial3} 控制准Z源直通状态占空比 D_{qz} 。图3中 t_2 为起始时刻, $T_0/4$ 为正弦调制波 v_m 达到峰值时刻, $T_0=1/f_0$ 。

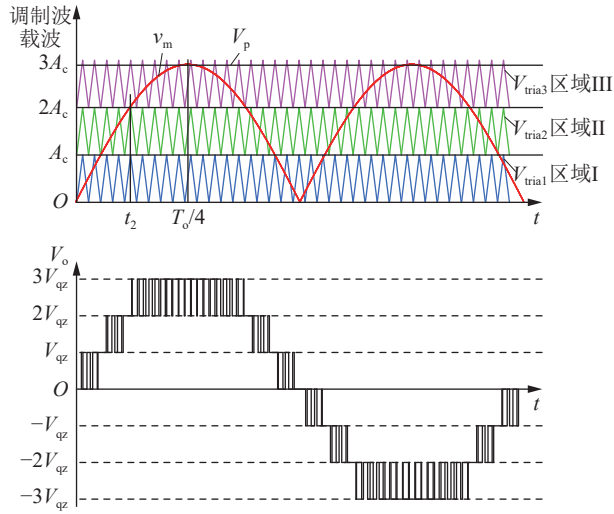


图3 所提拓扑的混合LSPWM策略

Fig.3 Hybrid LSPWM strategy for the proposed topology

三角载波表达式为:

$$V_{\text{trial1}} = \begin{cases} 2A_c f_c \left(t - \frac{k-1}{f_c} \right) & \frac{k-1}{f_c} < t \leq \frac{2k-1}{2f_c} \\ 2A_c - 2A_c f_c \left(t - \frac{k-1}{f_c} \right) & \frac{2k-1}{2f_c} < t < \frac{k}{2f_c} \end{cases} \quad (1)$$

式中: k 为任意整数。

$$V_{\text{trial2}} = V_{\text{trial1}} + A_c \quad (2)$$

$$V_{\text{trial3}} = V_{\text{trial1}} + 2A_c \quad (3)$$

式中: A_c 为三角载波高度,在文中 A_c 对应准Z源单元输出的电压 V_{qz} [29]。

准Z源电路共有桥臂直通和非直通2个子工作模式 [29]。当输出桥臂开关 S_1 、 S_2 直通时,如图2(b)、(d)、(f)所示,直流电源串联电容 C_4 给电感 L_1 充电,同时电容 C_3 给电感 L_2 充电。当桥臂非直通时,如图2(a)、(c)、(e)所示,直流电源串联电感 L_1 和 L_2 给电容 C_1 和 C_2 充电。准Z源单元内电容 C_3 、 C_4 的电压 V_{C3} 、 V_{C4} 及单元输出电压 V_{qz} 与经典准Z源变换器相同 [29]。

$$\begin{cases} V_{C3} = \frac{1-D_{\text{qz}}}{1-2D_{\text{qz}}} V_{\text{in}} \\ V_{C4} = \frac{D_{\text{qz}}}{1-2D_{\text{qz}}} V_{\text{in}} \\ V_{\text{qz}} = V_{C3} + V_{C4} = \frac{1}{1-2D_{\text{qz}}} V_{\text{in}} \end{cases} \quad 0 \leq D_{\text{qz}} < 0.5 \quad (4)$$

MLI中电容电压如图2(a)所示满足 $V_{C1} = V_{C2} =$

V_{qz} , V_{C1} 、 V_{C2} 分别为电容 C_1 、 C_2 的电压,代入式(4)可得:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{\text{qz}} = \frac{V_{\text{in}}}{1-2D_{\text{qz}}} \quad 0 \leq D_{\text{qz}} < 0.5 \quad (5)$$

交流多电平输出电压由图3中调制波 v_m 和三角载波比较得到其表达式为:

$$v_m = V_{\text{ref}} \sin(2\pi f_0 t) \quad (6)$$

式中: V_{ref} 为实际输出电压幅值。

根据脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)原理,交流输出电压调制比 M 为:

$$M = \frac{\sqrt{2}V_{\text{o,rms}}}{3V_{\text{qz}}} = \frac{V_{\text{ref}}}{3A_c} \quad (7)$$

式中: $V_{\text{o,rms}}$ 为输出电压有效值。式(7)用于调制输出电压幅值,其中 V_{qz} 由图3中 V_p 与三角载波比较可得,其占空比表达式为:

$$D_{\text{qz}} = \frac{V_{\text{qz}}}{V_{\text{in}}} = 1 - \frac{V_p}{A_c} \quad (8)$$

由于最高三电平期间准Z源电感只能放电,因此准Z源占空比 $(1-D_{\text{qz}})$ 需要小于PWM波的占空比最大值,因此准Z源调制波 V_p+2A_c 须大于等于 V_{ref} ,且小于三角载波最高值,即 $V_{\text{ref}} < V_p+2A_c < 3A_c$ 。将此条件代入式(7)、式(8),得到 D_{qz} 范围为:

$$0 < D_{\text{qz}} < 3(1-M) \quad (9)$$

为保证输出电压波形质量 [22-25],令文中电压调制比 $M=0.85$,同时考虑到准Z源占空比信号应满足 $0 \leq D_{\text{qz}} \leq 0.5$ [29],将以上参数代入式(9)可得 $0 \leq D_{\text{qz}} \leq 0.45$ 。

3 器件参数设计与比较

3.1 电容参数计算

电容电压纹波由最长放电时间决定。如表1所示,电容 C_1 在整个输出周期内均有充电和放电的模式切换,因此电容纹波与PWM开关频率相关。而电容 C_2 在半个输出周期内即区域III内没有充电模式。因此当电容 C_2 处在区域III时会因向负载供电导致电压下降, C_2 连续放电时间远大于电容 C_1 ,考虑到开关电容一般采用相同容值,须计算二者中较大容值,即 C_2 的最长放电情况。由表1可知, C_2 在区域III,即输出三电平时持续放电,该段时间为 Δd_{t2} ,计算如下:

$$\Delta d_{t2} = 2 \int_{t_2}^{\frac{T_0}{4}} 3M \sin(2\pi f_0 t) dt - 4A_c \left(\frac{T_0}{4} - t_2 \right) \quad (10)$$

如图3所示,起始时刻 t_2 为:

$$t_2 = \frac{\sin^{-1}(2/3M)}{2\pi f_0} \quad (11)$$

电容 C_2 在区域III的放电电荷由输出二电平放

电电荷量和三电平放电电荷量组成, 则电容 C_2 总的放电电荷量 ΔQ_2 为:

$$\Delta Q_2 = \frac{3V_C}{R} \Delta d_{t2} + \frac{2V_C}{R} \left(\frac{T_o}{4} - t_2 - \Delta d_{t2} \right) \quad (12)$$

式中: V_C 为电容 C_2 平均电压; R 为额定功率时等效阻性负载。

若电容的电压纹波定为 a , 则电容容值大小为:

$$C_2 = \frac{\Delta Q_2}{aV_C} \quad (13)$$

电容 C_3 和 C_4 是准 Z 源上的电容, 由准 Z 源电容设计公式^[30]可得:

$$C_3 = C_4 = \frac{(1-2D_{qz})(1+b)MI_o}{a2\pi f_o V_{in}} \quad (14)$$

式中: b 为电感的电流纹波, 即电感电流交流幅值除以电感电流平均值; I_o 为额定输出电流。

3.2 电感参数计算

电感 L_1 和 L_2 均为准 Z 源电路电感, 由准 Z 源电感设计公式可得^[31]:

$$L_1 = L_2 = \frac{aV_{in}(1-2D_{qz})}{8\pi f_o bMI_o} \quad (15)$$

选取 4.1 节所示额定工况数据, 令电容电压纹波 a 小于 5%, 输入电流纹波 b 小于 10%。为保证输出电压波形质量, 调制比 M 取 0.85, 代入式(12)—式(14)计算可得电感 L_1 、 L_2 最小值为 830 μ H, 实际取值为 1.7 mH。电容 C_1 、 C_2 最小值为 1 730 μ F, 实际取值为 2 000 μ F, $C_3 = C_4$, 取值为 1 000 μ F。

3.3 开关器件电压应力

根据上文分析可得开关器件电压应力如表 2 所示, 该参数可用于功率开关器件选型。

需要指出的是, 开关器件 S_1 和 S_2 虽然电压应力较低, 但由于其为准 Z 源单元的复用开关, 电流应力与准 Z 源变换器输出桥臂相同^[28-29], 即开关管电流有效值 $i_{s2_rms} \approx i_{s1_rms} = 2\sqrt{D_{qz}}P_o/V_{in}$ (P_o 为输出

表 2 开关器件电压应力

Table 2 Switching device voltage stress

开关器件	最大电压应力
S_1 、 S_2 、 S_4 、 S_5 、 D_1 、 D_2	$V_{in}/(1-2D_{qz})$
S_3	$2V_{in}/(1-2D_{qz})$
S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 、 S_{T4}	$3V_{in}/(1-2D_{qz})$

额定功率)。即 S_1 和 S_2 电流与输入电压成反比, 而剩余有源开关管电流与输入电压无关^[28]。因此在输入电压较低时, 开关器件 S_1 和 S_2 电流应力略大于其他开关器件电流。

3.4 与其他宽输入范围 MLI 的比较

根据上述分析, 将文中所提拓扑与其他 SCMLI 进行比较。如表 3 所示, 令所有拓扑均工作在相同交流输出电压调制比下 ($M = 0.83$), 根据电压增益公式可计算各拓扑在输出电压有效值为 220 V 条件下各变换器允许的输入电压范围, 可见文中所提拓扑具有最宽输入电压范围。文献[23]拓扑器件数量最少, 但该拓扑占空比不可调, 因而不支持宽输入电压。文献[24]输出电压增益与文中所提拓扑相同且具有相同电压变换范围, 但器件总电压应力略高于所提拓扑。综上所述, 文中所提拓扑在电压增益可调范围和电压应力方面优于现有同类拓扑。

4 仿真及实验验证

4.1 仿真结果

在仿真软件 PSIM 中搭建上述七电平准 Z 源 SCMLI, 逆变器的额定工作条件见表 4, 各器件的寄生参数见表 5。根据式(8), 考虑输入电流纹波须小于 10%, 满足输出电压有效值为 220 V, 则准 Z 源占空比 D_{qz} 实际调整范围为 0.1 ~ 0.42, 代入式(5)—式(7)可得到输入电压范围为 20~100 V。仿真结果如图 4、图 5 所示, 其中阻性负载为 100 Ω , 阻感负

表 3 所提拓扑和其他宽输入电压范围 SCMLI 拓扑对比

Table 3 Comparison of the proposed topology and other wide input voltage range SCMLI topologies

文献	电压增益 ($0.83 \leq M \leq 1$)	电平数量	开关器件数量	电容数量	总电压应力	输入电压/V
[22]	$2V_{in}/(1-D)$ $D=0.25$	5	7	2	$11V_{in}/(1-D)$	82
[24]	$2V_{in}/(1-D)$ $2M-1 \leq D \leq 0.88$	5	10	2	$14V_{in}/(1-D)$	13~63
[32]	$2V_{in}/(1-D)$ $4M-3 \leq D \leq 0.88$	9	11	4	$12V_{in}/(1-D)$	10~62
[23]	$3V_{in}/(1-D)$ $0 \leq D \leq 0.88$	7	12	3	$22V_{in}/(1-D)$	12~125
[25]	$V_{in}/(1-D)$ $2M-1 \leq D \leq 0.88$	5	7	2	$6V_{in}/(1-D)$	13~63
文中拓扑	$3V_{in}/(1-D)$ $0 \leq D \leq 0.45$	7	12	4	$21V_{in}/(1-D)$	12~125

注: D 为占空比。

载中电阻为 100 Ω、电感为 25 mH, THD 为总谐波失真。输入电压为 20 V 时,输出电压、电流在阻性负载和阻感负载条件下,波形分别如图 4 (a)、(b) 所示,输出五电平交流电压幅值有效值均为 220 V,电容电压纹波如图 4 (c) 所示,电压纹波由高频纹波(PWM 频率)叠加低频纹波(2 倍输出电压频率 100 Hz)组成,其中低频纹波占主导地位。电容 C_1 — C_4 电压纹波分别为 2.5%、3.8%、5.1%、5.7%,均满足设计要求。输入电压为 100 V 时,输出电压、电流波形如图 5(a)、(b) 所示,均与理论设计相符。

表 4 额定工作条件
Table 4 Rated operating conditions

参数	数值	参数	数值
输入电压/V	20~100	输出频率 f_o /Hz	50
调制指数 M	0.83	开关频率 f_c /kHz	10
准Z源占空比 D_{qe}	0~0.43	额定功率 P /W	480
输出电压有效值 V_o /V	220		

表 5 器件选型及寄生参数
Table 5 Device selection and parasitic parameters

型号	器件	寄生参数
IRFB4229PBF	S_1 、 S_2 、 S_4 、 S_5	300 V/38 mΩ
IRFP4848PbF	S_3	300 V/32 mΩ
IRFP460PBF	S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 、 S_{T4}	500 V/270 mΩ
LPL222M30060FVA	C_1 、 C_2	2 200 μF/200 V/0.09 Ω
LSG102M2D-A3045	C_3 、 C_4	1 000 μF/200 V/0.2 Ω
MBR20200FCT	D_1 、 D_2	200 V、20 A

不同输入电压下,电容 C_3 、 C_4 电压波形不同,二者为准 Z 源电容,其理论值分别为 $V_{C3}=[(1-D)/(1-2D)]V_{in}$ 、 $V_{C4}=[D/(1-2D)]V_{in}$ [31]。在输入为 20 V 和 100 V 情况下,为满足输出电压幅值有效值等于 220 V,令占空比分别为 0.42 和 0.1。代入计算可得 C_3 、 C_4 理论电压分别为 72.5、52.5 V ($V_{in}=20$ V),以及 112.5、12.5 V ($V_{in}=100$ V),理论计算结果与图 4 (c)、图 5(c)相符。其输入电流波形如图 6 所示,当输入电压 45 V(市场光伏组件常见最大功率电压),输出功率 480 W 时,输入电流平均值为 10.8 A,电流纹波峰峰值约为 1.85 A,纹波为 9.2%,符合输入电流纹波设计要求。输入电流纹波频率与电容电压纹波类似,由 2 倍输出电压频率分量叠加高频 PWM 频率分量组成。

4.2 实验结果

为进一步验证所述拓扑性能和理论分析的

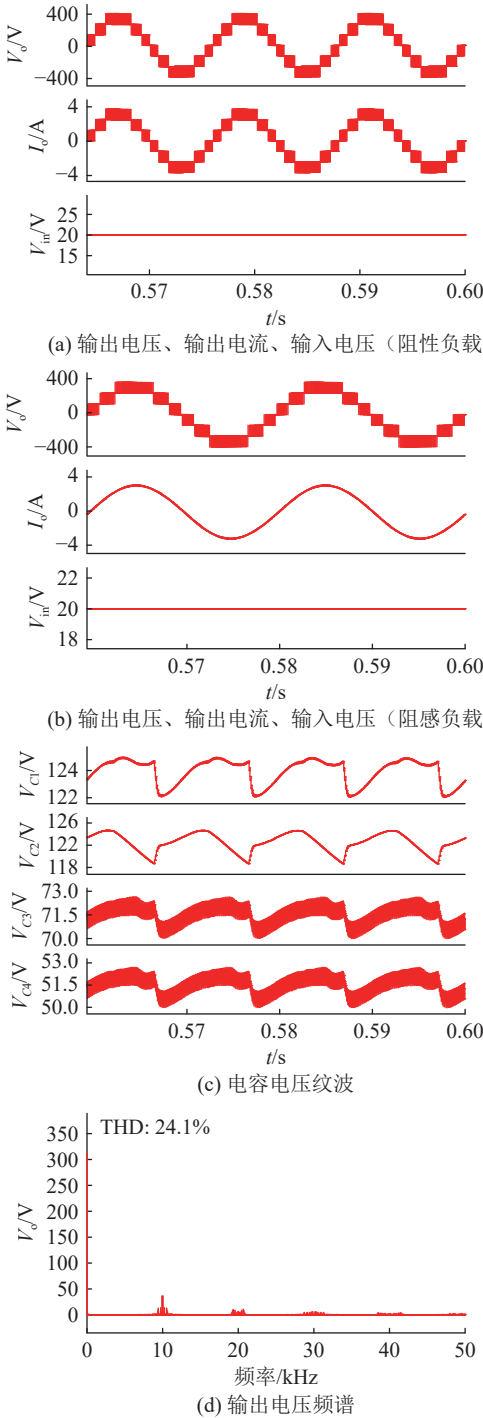
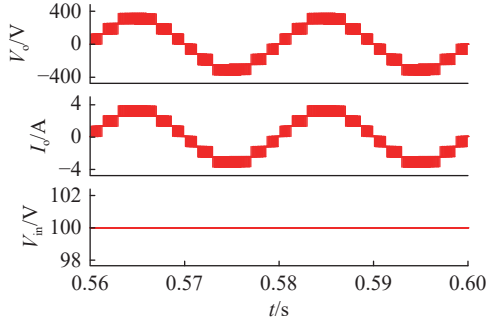


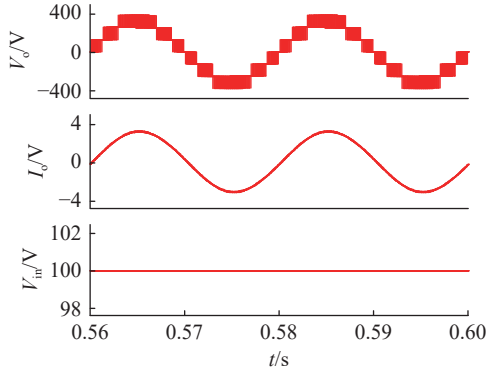
图 4 输入电压 20 V, 功率 480 W 时主要工作波形
Fig.4 Main operational waveforms at input voltage 20 V and power 480 W

正确性,搭建原型机,即图 7,原型机器件参数见表 5。

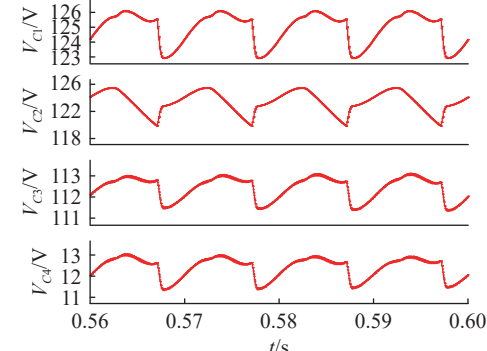
如图 8 所示,在输入电压 V_{in} 为 20 V 时,输出电压和输出电流几乎保持不变。电容 C_1 和 C_2 的电压分别下降到 124 V 和 123 V,电容 C_3 和 C_4 的电压分别为 72.1 V 和 51.2 V,与仿真结果符合。在输入电压 V_{in} 为 100 V 时,如图 9 所示,输出电压 V_o 保持不变,系统输出电压仍为 220 V,带纯阻性或阻感负载



(a) 输出电压、输出电流、输入电压 (阻性负载)



(b) 输出电压、输出电流、输入电压 (阻感负载)



(c) 电容电压纹波

图5 输入电压 100 V, 功率 480 W 时主要工作波形

Fig.5 Main operational waveforms at input voltage 100 V and power 480 W

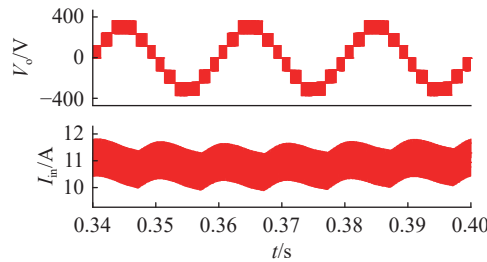
图6 所提逆变器输出电压 V_o 和输入电流 I_{in} 的工作波形(输入电压 45 V, 功率 480 W)

Fig.6 The output voltage and input current waveforms at input voltage 45 V and power 480 W

时均能高质量输出七电平交流电压, THD 实测约为 23.8%, 符合典型七电平交流输出电压特性^[18], 远低于传统二电平逆变器。当输入电压发生跳变时, 系统动态响应特性如图 10 所示。由于实际应

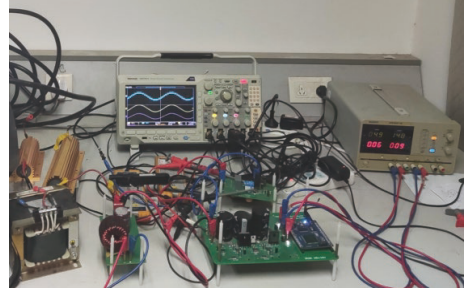
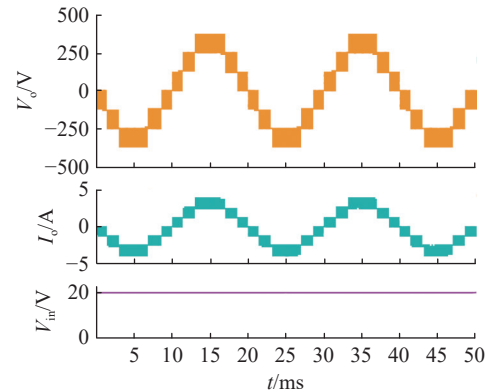


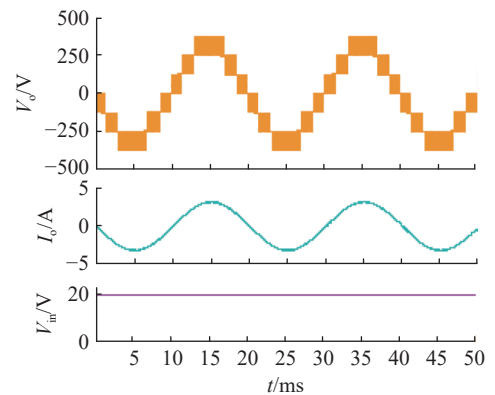
图7 所提逆变器实验平台

Fig.7 Test platform of the proposed inverter

用中, 光伏板输出电压较低时(20 V), 发出功率远低于可达到的最大功率, 因此输入电压跳变实验中负载功率为 150 W。当输入电压为 20 V 时, 输入平均电流约为 7.5 A, 输入电流纹波约为 1 A, 电流纹波约为 6.5%, 符合设计所需输入电流纹波要求。当输入电压跳变至 100 V 时, 电流下降至 1.6 A 左右。输入电压跳变过程需要 10 ms 左右, 这是实验室的可编程电源的特性。由图 10 可见, 输入电压跳变后, 输出电压波形稳定, 无明显超调, 变换器可高质量输出有效值 220 V 的交流多电平电压。具有强输出电压稳定性是 SCMLI 的共有优点。



(a) 阻性负载



(b) 阻感负载

图8 携带不同类型负载的输出电压电流实验波形 (输入电压为 20 V)

Fig.8 Experimental waveforms of output voltage and current with different types of loads (input voltage: 20 V)

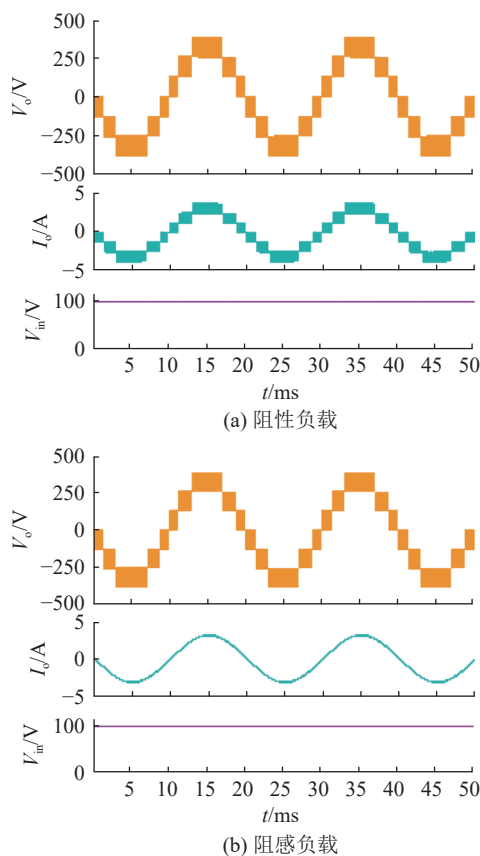


图9 携带不同类型负载的输出电压电流实验波形
(输入电压为 100 V)

Fig.9 Experimental waveforms of output voltage and current with different types of loads (input voltage: 100 V)

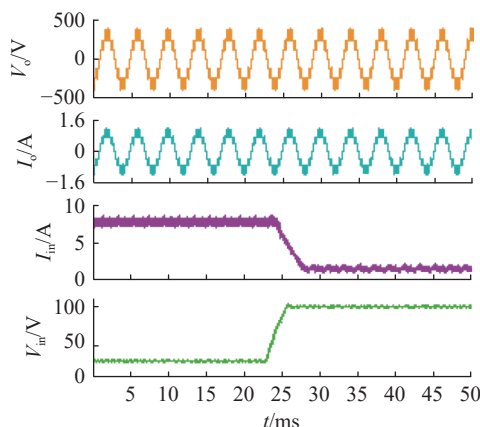


图10 输入电压变化时系统动态响应
(输入电压从 20 V 跳变至 100 V)

Fig.10 Dynamic response when input voltage changes
(input voltage changes from 20 V to 100 V)

5 结论

文中提出一种新型准 Z 源 SCMLI。与传统变换器相比,所提拓扑通过加入 Z 源电路可实现开关电容电压增益宽范围可调、输入电流纹波可控,有利于实现风力发电等可再生能源的高质转化,能够

减小电压谐波对系统稳定性的影响。该拓扑可通过增加开关电容单元提升电压增益和电平数量,提高输出交流电波形质量,有利于减小输出滤波器体积。该拓扑可作为可再生能源发电的变换器解决方案。

参考文献:

- [1] 胡文华, 丁文斌, 张建辉. 混合十三电平逆变器调制策略及功率均衡方法[J]. 电力工程技术, 2023, 42(5): 195-204.
HU Wenhua, DING Wenbin, ZHANG Jianhui. Hybrid 13-level inverter modulation strategy and power equalization method[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 195-204.
- [2] 陈怡薇, 徐永海, 袁敞, 等. 线性负载下三电平逆变器的两相相位断续脉宽调制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(8): 96-104.
CHEN Yiwei, XU Yonghai, YUAN Chang, et al. Research on two-phase clamped discontinuous pulse width modulation strategy for three-level inverters under linear load[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(8): 96-104.
- [3] 陈怡薇, 徐永海, 袁敞, 等. 基于切换调制策略的 ANPC 三电平逆变器开路故障诊断方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(2): 27-37.
CHEN Yiwei, XU Yonghai, YUAN Chang, et al. Research on open-circuit fault diagnosis method of ANPC three-level inverter based on switching modulation strategy[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(2): 27-37.
- [4] 左雷鹏, 徐斌, 张志超, 等. 一种简易单相升压型五电平逆变器[J]. 可再生能源, 2025, 43(3): 416-421.
ZUO Leipeng, XU Bin, ZHANG Zhichao, et al. A simple single-phase boost five level inverter[J]. Renewable Energy Resources, 2025, 43(3): 416-421.
- [5] 张大维, 尹渭, 贾慧, 等. 改进的不对称三电平快速模型预测控制算法[J]. 电测与仪表, 2024, 61(9): 190-196.
ZHANG Dawei, YIN Wei, JIA Hui, et al. An improved asymmetric three-level F-MPC algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(9): 190-196.
- [6] BARZEGARKHOO R, FARHANGI M, LEE S S, et al. A novel active neutral point-clamped five-level inverter with single-stage-integrated dynamic voltage boosting feature[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7796-7809.
- [7] ZHAO X, JIANG D, CHEN J N, et al. Leakage current suppression with capacitor voltage control of three-level flying capacitor grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2191-2201.
- [8] FATHI M, ALI KHAJEHODDIN S. A fault compensation scheme for cascaded H-bridge inverter with reduced common mode voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3257-3267.
- [9] VIJU NAIR R, CHATTOPADHYAY R, PARASHAR S, et al.

- Cascaded active neutral point clamped and flying capacitor inverter topology for induction motor drives applications[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland, OR, USA. IEEE, 2018: 6696-6702.
- [10] SAHOO S K, BHATTACHARYA T. Phase-shifted carrier-based synchronized sinusoidal PWM techniques for a cascaded H-bridge multilevel inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(1): 513-524.
- [11] YE Y M, CHEN S K, SUN R J, et al. Three-phase step-up multilevel inverter with self-balanced switched-capacitor[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(7): 7652-7664.
- [12] RAMAIAH S, LAKSHMINARASAMMA N, MISHRA M K. Multisource switched capacitor based boost multilevel inverter for photovoltaic-based systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(3): 2558-2570.
- [13] 孟祥有, 梁帅, 孙谦浩, 等. 基于占空比主动调节的钳位开关电容型 DC/DC 解耦控制策略[J]. *电测与仪表*, 2024, 61(5): 212-217.
- MENG Xiangyou, LIANG Shuai, SUN Qianhao, et al. Decoupled control strategy based on duty-ratio active regulation for clamping switched capacitors-based DC/DC application[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2024, 61(5): 212-217.
- [14] UMENO T, TAKAHASHI K, UENO F, et al. A new approach to low ripple-noise switching converters on the basis of switched-capacitor converters[C]//1991 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Singapore. IEEE, 1991: 1077-1080.
- [15] MAK O C, IOINOVICI A. Switched-capacitor inverter with high power density and enhanced regulation capability[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1998, 45(4): 336-347.
- [16] BARZEGARKHOO R, KOJABADI H M, ZAMIRY E, et al. Generalized structure for a single phase switched-capacitor multilevel inverter using a new multiple DC link producer with reduced number of switches[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(8): 5604-5617.
- [17] BARZEGARKHOO R, LEE S S, KHAN S A, et al. A novel generalized common-ground switched-capacitor multilevel inverter suitable for transformerless grid-connected applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(9): 10293-10306.
- [18] TSUNODA A, HINAGO Y, KOIZUMI H. Level- and phase-shifted PWM for seven-level switched-capacitor inverter using series/parallel conversion[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(8): 4011-4021.
- [19] 过亮, 陈志强, 曲慧星, 等. 基于改进下垂控制的多模块谐振变换器均衡控制策略研究[J]. *全球能源互联网*, 2024(3): 348-355.
- GUO Liang, CHEN Zhiqiang, QU Huixing, et al. Research on balanced control strategy of multi-module resonant converter based on improved droop control[J]. *Journal of Global Energy Interconnection*, 2024(3): 348-355.
- [20] 马智, 蔺红, 樊艳芳. 基于模型预测控制的输入并联输出串联双有源桥变换器均压控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(22): 12-21.
- MA Zhi, LIN Hong, FAN Yanfang. Model predictive control-based voltage equalization control strategy for an input-parallel output-series dual active bridge converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(22): 12-21.
- [21] 王小彬. 宽输入高效微功率并网光伏逆变器研究[D]. 福州: 福州大学, 2014.
- WANG Xiaobin. Research on high-efficiency PV grid-connected microinverter with wide input voltage[D]. Fuzhou: Fuzhou University, 2014.
- [22] BARZEGARKHOO R, SIWAKOTI Y P, VOSOUGHI N, et al. Six-switch step-up common-grounded five-level inverter with switched-capacitor cell for transformerless grid-tied PV applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(2): 1374-1387.
- [23] AXELROD B, BERKOVICH Y, IOINOVICI A. A cascade boost-switched-capacitor-converter-two level inverter with an optimized multilevel output waveform[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2005, 52(12): 2763-2770.
- [24] KHAN M N H, FOROUZESH M, SIWAKOTI Y P, et al. Switched capacitor integrated (2n+1)-level step-up single-phase inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(8): 8248-8260.
- [25] BARZEGARKHOO R, LEE S S, SIWAKOTI Y P, et al. Design, control, and analysis of a novel grid-interfaced switched-boost dual T-type five-level inverter with common-ground concept[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(9): 8193-8206.
- [26] LEE S S, YANG Y H, SIWAKOTI Y P. A novel single-stage five-level common-ground-boost-type active neutral-point-clamped (5L-CGBT-ANPC) inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(6): 6192-6196.
- [27] YE Y M, ZHANG Y B, WANG X L, et al. Quasi-Z-source-fed switched-capacitor multilevel inverters without inrush charging current[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(2): 1115-1125.
- [28] ANDERSON J, PENG F Z. Four quasi-Z-source inverters[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece. IEEE, 2008: 2743-2749.
- [29] LI Y, JIANG S, CINTRON-RIVERA J G, et al. Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation

- applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(4): 1532-1541.
- [30] BARZEGARKHOO R, FOROUZESH M, LEE S S, et al. Switched-capacitor multilevel inverters: a comprehensive review[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(9): 11209-11243.
- [31] SUN D S, GE B M, YAN X Y, et al. Modeling, impedance design, and efficiency analysis of quasi-Z source module in cascaded multilevel photovoltaic power system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6108-6117.
- [32] TAGHVAIE A, ADABI J, REZANEJAD M. Circuit topology

and operation of a step-up multilevel inverter with a single DC source[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(11): 6643-6652.

作者简介:



李群

李群(1967),男,博士,研究员级高级工程师,从事新能源并网、柔性交流输电、电网运行等工作(E-mail: qun_li@sina.com);

李强(1981),男,博士,高级工程师,从事新能源并网运行、交直流配用电工作;

汪成根(1981),男,博士,高级工程师,从事新能源并网运行与控制工作。

A wide-gain quasi-Z-source switched capacitor multi-level voltage source inverter

LI Qun, LI Qiang, WANG Chenggen, ZOU Xiaoming

(State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Nanjing 211103, China)

Abstract: Renewable energy such as wind power, photovoltaics require power inversion to generate stable AC voltage for connection to loads or the grid. As a core device in renewable energy power conversion systems, inverters are required to meet the application demands of high efficiency, high power density, and wide-range adjustable voltage gain. Traditional H-bridge inverter suffers from a high total harmonic distortion (THD) of the output AC voltage and no boosting capability. Recently the switched-capacitor multi-level inverter (SCMLI) excels in applications like renewable energy due to its high gain, self-balancing capabilities, low device voltage stress, and minimal output voltage harmonics. However existing SCMLIs are limited by their weak voltage modulation and high peak input pulse current. A novel quasi-Z-source single-phase SCMLI is proposed in this paper, offering a wide adjustable input voltage range, continuous and pulse-free input current, and scalability. Compared to similar topologies, the proposed topology requires fewer components and lower voltage stress, enabling direct conduction of the power switches in the output bridge arm of the quasi-Z-source circuit and supporting a wider input voltage range. Firstly, the working principle and parameter design method of the proposed topology are introduced. Based on this, the prototype system parameters are determined, and the correctness of the theoretical analysis is verified through simulation and experiments. The results indicate that the proposed topology can output high-quality seven-level AC with a wide input voltage range. The THD is as low as 23.8%, significantly lower than that of traditional two-level inverters, effectively improving the output power quality and reducing the size of the output filter.

Keywords: switched-capacitor converter; Z-source converter; multi-level inverter (MLI); pulse width modulation (PWM); wide voltage range converter; voltage source inverter

(编辑 方晶)