第 50 卷 第 2 期：861-871 高电压技术 Vol.50, No.2: 861-871
861 REF 年 \h * MERGEFORMAT 2024 年 2 月 29 日High Voltage Engineering February 29, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20240188

适用于构网型新能源发电系统的 MCSPWM 多电平逆变器

殷小东，余佶成，刘俊杰，梁思远，刘 俭，王 健
（中国电力科学研究院有限公司，武汉 430074）

摘 要：构网型新能源发电系统具备系统惯量支持和电压支撑的优势，可利用各种能源之间的互补性，提高能源利用率及系统稳定性。在该系统中，多电平逆变器发挥着重要作用。为此，提出一种新型的开关电容九电平逆变器及基于高频的多重载波正弦脉宽调制(multi-carrier sinusoidal pulse width modulation, MCSPWM)策略，该逆变器在开关数量、管压应力、升压能力和控制难度等方面具有优良的综合性能。该文分析了该逆变器的工作原理和抑制电容充电电流尖峰的方法，在软硬件设计的基础上，成功研制了新型开关电容九电平逆变器实验样机。样机实验结果证明，所提出的拓扑在高频调制策略下具有输出 2 倍升压、双向功率流的能力，开关电容可自动均压，开关管电压应力不超过输入直流源电压 U_{in}，并且开关电容纹波电压的峰峰值小于 2 V。新型开关电容九电平逆变器，在构网型新能源发电系统中具有潜在的应用前景。

关键词：开关电容九电平逆变器；多重载波正弦脉宽调制；高频调制；构网型新能源发电系统；工作模态；预充电电路

MCSPWM Multilevel Inverter for Grid-forming New Energy Generation System

YIN Xiaodong, YU Jicheng, LIU Junjie, LIANG Siyuan, LIU Jian, WANG Jian
(China Electric Power Research Institute, Wuhan 430074, China)

Abstract: Grid-forming new energy generation system has the merits of system inertia and voltage support, which improves energy usage and system stabilization by using the complementation of all kinds of energy. In this system, multilevel inverters play an important role. In this paper, a novel switched capacitor 9-level inverter was proposed, with high-frequency multi-carrier sinusoidal pulse width modulation (MCSPWM) strategy, which owns comprehensively good performances of switches amount, voltage stress of power switches, boosting ability, and control difficulty. The operation principle and the suppression method of capacitor charging current was analyzed. The prototype of switched capacitor 9-level inverter was developed based on the design. Experimental results verify that, under the high-frequency modulation strategy, the presented inverter has double output voltages and bi-directional power flow. Automatic voltage balance of the switched capacitors is achieved. Voltage stress of the power switches is limited to the input voltage U_{in}, and ripple voltage peak value of the switching capacitors is less than 2 V. The proposed switched capacitor 9-level inverter has a good application prospect in grid-forming new energy generation system.

Key words: 9-level switched capacitor inverter; multi-carrier sinusoidal pulse width modulation; high-frequency modulation; grid-forming new energy generation system; working state; pre-charging circuit

0 引言

利用以太阳能和风能为代表的新能源替代高污染又不可再生的化石燃料，是缓解地球生态环境压力的一条有效途径。虽然这些新能源具有生态环境友好、分布广泛、储量丰富、安全可靠、开发利用方便等优点，但仍存在发电启动时间长、发电难以持续稳定等缺点[1-4]。为了突破可再生能源的应用限制，构网型新能源发电系统应运而生[5-7]，该系统利用各种能源之间的互补性来提高能源利用率和系统稳定性，进而扩大其应用范围[8]。

在该系统中，逆变器将直流电能转换成各自需要的交流形式，是电能变换与传输的关键环节，对整个系统的工作性能、效率以及可靠性等方面均有重要影响[9]。多电平逆变器(multilevel inverter，MLI)具有输出总谐波失真度(total harmonic distortion，

基金资助项目：国家重点研发计划 (2022YFB2403800)。
Project supported National Key R&D Program of China (2022YFB2403800).

THD)小、输出电能质量高、开关器件电压应力低、输出滤波器小等优点[10-12]，在构网型新能源发电系统中具有巨大的应用潜力。

二极管中点箝位(neutral point clamped，NPC)型、飞跨电容(flying capacitor，FC)型和级联 H 桥(cascaded H bridge，CHB)型拓扑[13-15]是 3 种传统的 MLI 拓扑，各具优点，但在构网型新能源发电系统中应用时仍存在一定限制[16-17]。仅需单一直流输入源的 NPC 和 FC 型拓扑，所需箝位二极管和直流电容的数量多，存在二极管损耗与电容均压难题，而且没有提升输入侧电压的能力；而需要多个直流输入源的 CHB 型拓扑虽然具备升压能力，但是难以实现多个输入源的功率匹配，且多个独立输入源也增加了拓扑的复杂性。这 3 种 MLI 拓扑需要的主控开关管数量将随着输出电压电平数的增加而成倍剧增，并且前 2 种拓扑在低压直流输入场合下还需要笨重的工频升压变压器。

采用软开关技术，可以通过提高开关频率来减小电感和变压器等磁性元件的体积和重量，但当开关频率升至一定程度时，激增的磁性损耗将使得变换效率降低，而且更多的电磁噪声需要体积更大的滤波电容来消除。开关电容多电平逆变器(switched capacitor multilevel inverter，SCMLI)由功率开关管和电解电容组成的开关电容单元构成，通过合理控制电容充、放电，在无需磁性元件的条件下即可实现能量的转换与传输。该类逆变器还具备一定的升压能力。在 SCMLI 近十年的发展过程中，一些新的拓扑和调制方法被提出，各国学者一直致力于 SCMLI 的拓扑简洁性、可扩展性、开关管承受的电压应力和负载特性等关键技术的研究[18-20]。

本文在分析 SCMLI 拓扑升压能力、开关数量、电压应力等方面性能的基础上，创新地提出一种综合性能优良的九电平 SCMLI 拓扑及其 MCSPWM 高频调制策略。根据交流侧输出的不同电平，将一个输出周期分成 9 种工作状态，并给出相应的工作模态等效电路和开关序列。为了抑制九电平 SCMLI 的电容充电电流尖峰，本文为所提拓扑增添了预充电电路，确立了调制策略下的优化开关序列，并嵌入了准谐振电感。最后研制了九电平 SCMLI 样机，并开展了实验验证。

1 新型九电平 SCMLI 电路拓扑

本文提出的新型九电平 SCMLI 拓扑由输入电源单元、开关电容网络、开关电容单元以及充电连接单元构成，如图 1 所示。其中输入电源单元包括：直流输入源 U_{in}、主控开关管 S_{m11}—S_{m14}；开关电容网络包括：电解电容 C_1、C_2、二极管 D_1、D_2、主控开关管 S_0；开关电容单元包括：前述的开关电容网络、主控开关管 S_{m21}—S_{m24}；充电连接单元包括：二极管 D_0、主控开关管 S_{m15}。

所提拓扑与 3 种传统 MLI 拓扑以及近几年出现的几种典型 SCMLI 拓扑在元件数量、升压能力、电压应力、电容均压、拓扑扩展性[21-23]等方面的综合比较，如表 1 所示。表 1 中的几种 MLI 拓扑，如附录 A 图 A1 所示。

NPC 型和 FC 型 MLI 拓扑自身不具备升压能力，若要获得升压后的交流电压，则其直流侧需要先升压，故其电压应力与后 5 种拓扑进行比较无意义。CHB 型 MLI 拓扑不含均压电容或者开关电容，虽然没有电容均压问题，但若干独立直流输入源之间难以协调。无论是输入电压的提升能力，相同逆变电平数下主控开关管的数量，还是控制方法的简

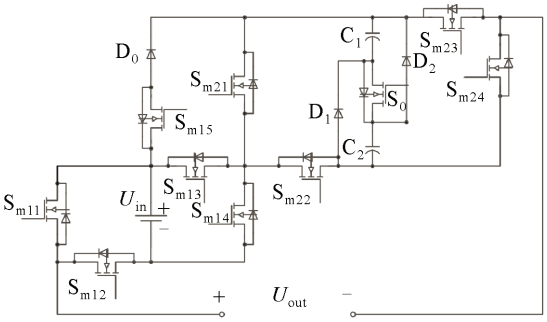


图 1 新型九电平 SCMLI 的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of a novel nine-level SCMLI

表 1 所提拓扑与其他具有类似功能拓扑的综合比较

Table 1 Comprehensive comparison between the proposed topology and other topologies with similar functions

对比指标	NPC	FC	CHB	文献[21]	文献[22]	文献[23]	本文
输入源个数	1	1	4	1	1	1	1
主控开关管个数	16	16	16	12	8	19	10
电容个数	8	9	0	3	2	3	2
二极管个数	14	0	0	0	3	3	3
升压能力	无	无	有	有	有	有	有
电压应力			U_{in}	$4U_{in}$	$2U_{in}$	U_{in}	U_{in}
电容均压	主动	主动		被动	被动	被动	被动
可拓展性	具备	具备	具备	不具备	具备	具备	具备

易性方面，SCMLI 均优于传统 MLI。综合比较主控开关管数量、升压能力以及开关管电压应力等，本文所提拓扑具有更优的综合性能。

2 新型九电平 SCMLI 工作原理

对拓扑中元件作理想化假设：C_1 和 C_2 是 2 只相同规格的大容值、无寄生电阻的电解电容；10 只主控开关管的导通阻抗不计；所有二极管的正向导通压降忽略。在这些理想化的条件下，2 只串联的电容在充电状态下储存的电能相等，可等效为 2 个电压维持在 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

以阻性负载为例，新型九电平 SCMLI 的 9 种工作状态，如图 2 所示。新型逆变器具有双向功率流的能力，以 U_{out}=+0.5U_{in} 为例，阻感负载下、输出电流反向时，输出电流的通路为：+U_{out}→S_{m11} 的体二极管→U_{in}→S_{m14} 的体二极管→S_{m22}→(D_1、C_1)//(C_2、D_2)→S_{m23}→ −U_{out}。

状态 1(U_{out}=0)：S_{m12}、S_{m14}、S_{m15}、S_{m22} 和 S_{m24} 导通，其余主控开关管截止。C_1、C_2 与 S_0 的体二极管串联，被直流输入源经 S_{m15}、S_{m14} 以及 D_0 和 S_{m22} 的体二极管充电，开关电容网络充当 2 个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 2(U_{out}=+0.5U_{in})：S_{m12}、S_{m14}、S_{m21} 和 S_{m24} 导通，其余主控开关管截止。C_1、C_2 与 D_1、D_2 并联，C_1 和 C_2 放电，开关电容网络充当一个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 3(U_{out}=+U_{in})：S_{m11}、S_{m14}、S_{m15}、S_{m22}、和 S_{m24} 导通，其余主控开关管截止。与状态 1 类似，串联的 C_1 和 C_2 充电，开关电容网络充当 2 个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 4(U_{out}=+1.5U_{in})：S_{m11}、S_{m14}、S_{m21} 和 S_{m24} 导通，其余主控开关管截止。与状态 2 类似，开关电容网络充当一个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 5(U_{out}=+2U_{in})：S_{m11}、S_{m14}、S_{m21}、S_{m24} 和 S_0 导通，其余主控开关管截止。C_1、C_2 与 S_0 串联，开关电容网络充当一个电压为 U_{in} 的“电压源”。

状态 6(U_{out}= −0.5U_{in})：S_{m12}、S_{m14}、S_{m22} 和 S_{m23} 导通，其余主控开关管截止。与状态 2 类似，开关电容网络充当一个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 7(U_{out}= −U_{in})：S_{m12}、S_{m14}、S_{m15}、S_{m22} 和 S_{m23} 导通，其余主控开关管截止。与状态 1 类似，串联的 C_1 和 C_2 充电，开关电容网络充当 2 个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 8(U_{out}= −1.5U_{in})：S_{m12}、S_{m13}、S_{m22} 和 S_{m23} 导通，其余主控开关管截止。与状态 2 类似，开关电容网络充当一个电压为 $0.5U_{in}$ 的“电压源”。

状态 9(U_{out}= −2U_{in})：S_{m12}、S_{m13}、S_{m22}、S_{m23} 和 S_0 导通，其余主控开关管截止。与状态 5 类似，开关电容网络充当一个电压为 U_{in} 的“电压源”。

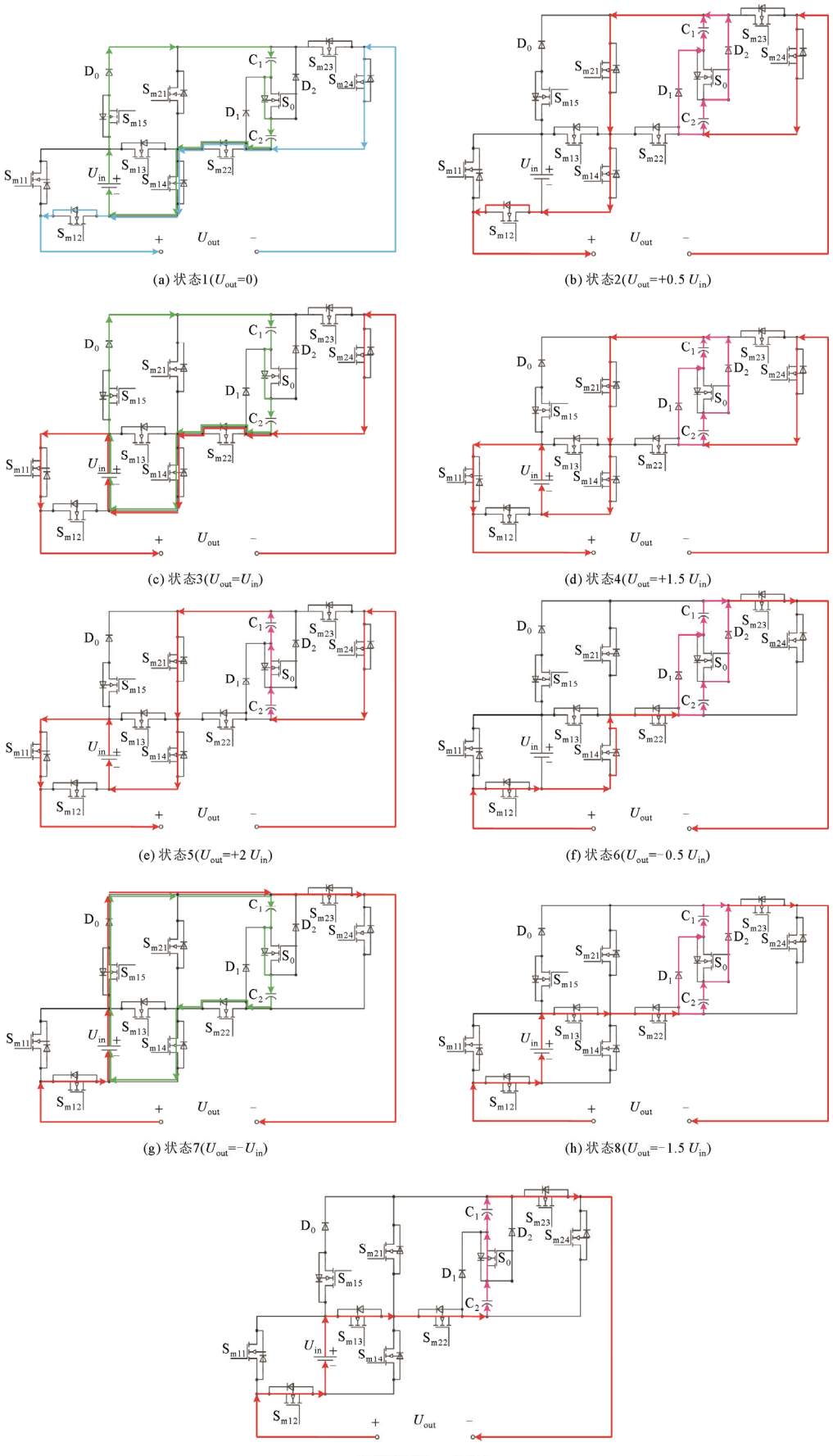
状态 10(U_{out}=+U_{in})：S_{m12}、S_{m14}、S_{m21} 和 S_{m24} 导通，其余主控开关管截止。交流负载的无功能量回馈向 C_1 和 C_2 充电，输出电压为+U_{in}。

在上述 9 种工作状态中，开关电容网络中的 C_1 和 C_2 被直流输入源充电时呈串联关系，放电的开关电容网络既可并联两只电容充当 $0.5U_{in}$ 的“电压源”，又可串联两只电容充当 U_{in} 的“电压源”。与单只开关电容与直流输入源并联充电的拓扑不同，所提拓扑的开关电容网络使用相同数量的电容，可以充当更多电平的“电压源”，这有助于减小输出电压的 THD。一个输出电压周期内，在电容放电状态中添加充电状态，有助于减小电容上的电压波动。此外，所提拓扑中 2 只电容同时串联充电和串/并联放电，因此不存在电容电压均衡问题。

3 MCSPWM 高频调制策略

针对新型九电平 SCMLI，本文提出多重载波正弦脉宽调制(MCSPWM)高频调制策略。对于交流侧输出 2N+1 种电平的 MLI，在 MCSPWM 策略中，需要先将 1 路正弦调制波与 2N 路垂直分布且同幅同频的三角载波进行交错比较，再将比较结果进行逻辑运算处理，并将运算结果作为决定电路中主控开关管通断的控制信号。MCSPWM 策略的开关频率由三角载波频率决定，为了能获得较多调制波信息，载波频率会远高于调制波的基频。在幅值调制度 m 为 1 的情况下，调制波的幅值将达到 N 倍的三角波幅值；若幅值调制度 m 不超过(N−1)/N，则交流侧输出电压波形将出现部分电平缺失，即“欠调制”现象。

本文设定的输出电压频率为 500 Hz。为了验证所提出的九电平 SCMLI 在高频下的综合性能、降低输出谐波、提高电能品质等目的，本文中 8 路三角载波的频率均选择为较高的 50 kHz。幅值调制度 m 取为 0.8(m 需大于 0.75，才能保证输出九电平电压波形的完整性)。适用于所提拓扑的 MCSPWM 原理波形以及交流侧预期输出电压波形如图 3 所示。



(a) 状态1(U_{out}=0)

(b) 状态2(U_{out}=+0.5 U_{in})

(c) 状态3(U_{out}=U_{in})

(d) 状态4(U_{out}=+1.5 U_{in})

(e) 状态5(U_{out}=+2 U_{in})

(f) 状态6(U_{out}=−0.5 U_{in})

(g) 状态7(U_{out}=−U_{in})

(h) 状态8(U_{out}=−1.5 U_{in})

(i) 状态9(U_{out}=−2 U_{in})

图 2 所提拓扑的 9 种工作状态

Fig.2 Nine working states of the proposed topology

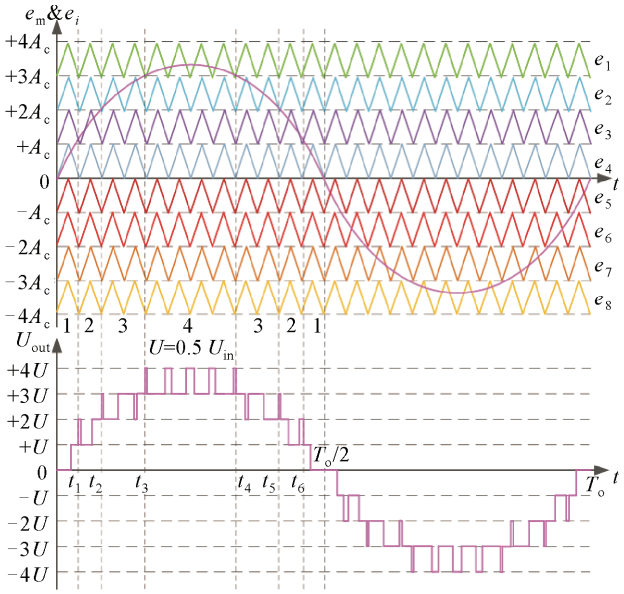


图 3　MCSPWM 的原理图和预期的输出电压波形

Fig.3　Schematic diagram of MCSPWM and expected output voltage waveform

MCSPWM 原理图的频率调制度仅为 1/24(实际所用频率调制度为 1/100)，正弦调制波 e_m 幅值为 3.2A_c，各路载波 e_i(i=1, 2, …, 8)的幅值均为 A_c，输出电压的周期为 T_o。根据前文工作原理的分析，在交流侧输出的九电平电压波形中，每阶电平的电压为每只开关电容能被充电维持的理想最大电压 U=0.5U_{in}。

4　电容电流尖峰抑制与最小容值确定

在一个输出周期内，九电平 SCMLI 开关电容的充、放电同步进行，因此不会出现电容之间的电压偏移。C_1 和 C_2 具有自动均压的能力，因而调制策略难度远低于 FC 型 MLI 拓扑。C_1 和 C_2 是所提拓扑输出多种电平的核心元器件，本章分析开关电容的充电电流尖峰抑制技术，并确定最小容值。

4.1　添加预充电工作模态

为了抑制电容充电电流尖峰，本文在主电路中添加了单向开关 S_{c1}—S_{c3} 以及充电负载 R_c，组成了图 4 所示的 C_1 和 C_2 预充电电路。

以单只开关电容电压刚好比预期电压低 2 V 为界限(2 V 是开关器件以及电容寄生参数造成的缺失电压估算值)。主电路在满足电压要求前先进入预充电模态，10 只主控开关管截止，预充电电路除 S_{c2} 以外的单向开关均导通，输入直流源通过 R_c 较为缓和地给 C_1 和 C_2 充电；满足电压要求后，主电路进入正常工作模态，10 只主控开关管可接收高频调制下的控制信号，预充电电路除 S_{c2} 以外的单向开关均截止。

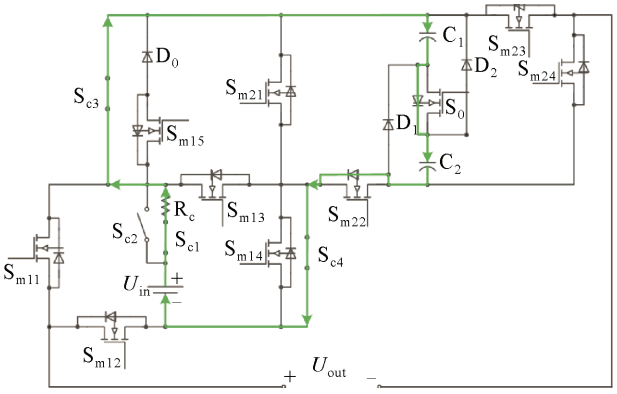


图 4　带有预充电电路的所提拓扑

Fig.4　Proposed topology with pre-charging circuit

由于所提拓扑中的 2 只开关电容统一充、放电，仅需采样其中一个的电压，以作为电路进入预充电或正常工作模态的判断依据。预充电电路中的单向开关既可用继电器，也可以参考主电路中串联的 S_{m15} 和 D_0 构建。添加预充电模块，是一种简单可行且能较大程度限制开关电容充电电流尖峰的方法。

4.2　优化正常工作模态下的开关序列

升压型 SCMLI 的开关电容大致有充电、悬空、放电 3 种工作模式：交流侧旁路时，输入直流源为开关电容充电；交流侧输出±U_{in} 时，输入直流源为交流侧负载供电，开关电容悬空；在其他工作状态下，开关电容充当对交流侧负载放电的“电压源”。

图 5 展示了本文优化的开关序列原理示意图，其中 U_{C1}、U_{C2} 分别是开关电容 C_1 和 C_2 的电压。将未优化开关序列中电容的悬空模式用充电模式代替，增加了每半个输出周期内开关电容的充电时间，从而减小了开关电容的电压波动。

4.3　嵌入准谐振电感

本文在所提九电平 SCMLI 的电路拓扑中嵌入分别与 C_1 和 C_2 串联的准谐振电感 L_{r1} 和 L_{r2}，以抑制开关电容的充电电流尖峰[17]。开关电容准谐振充电示意图，如图 6 所示。

4.4　开关电容的容值确定

在本文已优化的开关序列控制下，串联的 C_1 和 C_2 在状态 7、状态 1 和状态 3 期间储存输入直流源的电荷。MCSPWM 策略下这 3 个充电状态会与相邻的放电状态快速切换。

如图 3 所示，根据 MCSPWM 策略中调制波与各路载波的比较结果，划分了各个状态时段。每半个输出周期内 C_1 和 C_2 在不同时段交替出现的充放电状态为：[0, t_1]、[t_6, T_o/2]串联充电和并联放电；

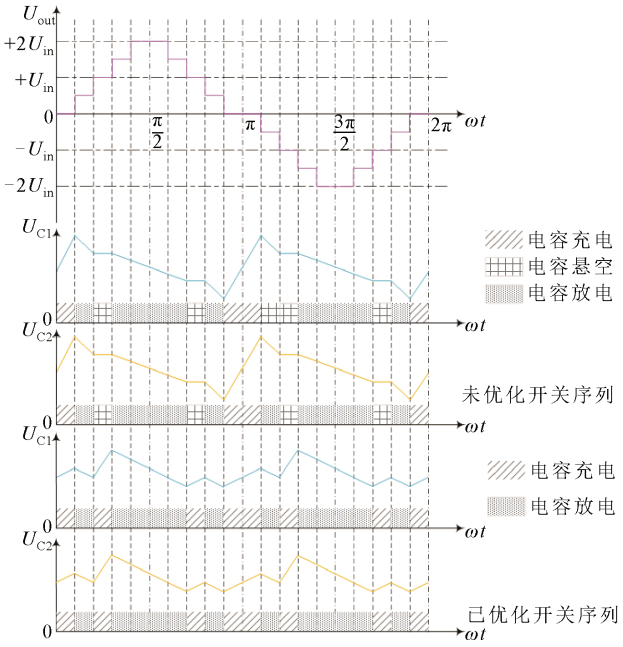


图 5 电容充/放电与电压波动示意图

Fig.5 Schematic diagram of capacitor charging/discharging and voltage fluctuations

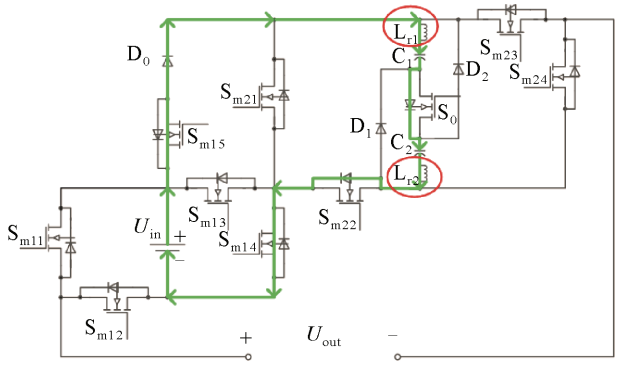


图 6 开关电容准谐振充电示意图

Fig.6 Schematic diagram of switching capacitor quasi resonant charging

$[t_1, t_2]$、$[t_5, t_6]$并联放电和串联充电；$[t_2, t_3]$、$[t_4, t_5]$串联充电和并联放电；$[t_3, t_4]$并联放电和串联放电。可以发现在 MCSPWM 策略下，开关电容的最长连续放电时段近似为$[t_3, t_4]$。

在幅值调制度为 0.8 的 MCSPWM 策略下，调制波正半周期中几个特定时刻可求得[19]，如式(1)—式(6)所示。其中 f_o 为输出电压的频率。

$$t_1 = \frac{\arcsin(1A_c / (0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \tag{1}$$

$$t_2 = \frac{\arcsin(2A_c / (0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \tag{2}$$

$$t_3 = \frac{\arcsin(3A_c / (0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \tag{3}$$

$$t_4 = \frac{\pi - \arcsin(3A_c / (0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \tag{4}$$

$$t_5 = \frac{\pi - \arcsin(2A_c / (0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \tag{5}$$

$$t_6 = \frac{\pi - \arcsin(A_c / (0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \tag{6}$$

在阻性负载情况下，忽略 C_1 和 C_2 并联放电对输出电流的减半，单只开关电容在$[t_3, t_4]$时段的最大放电量为：

$$Q_{D_\max} = \int_{t_3}^{t_4} \frac{4U_{in}}{R_o}\cdot\sin(2\pi f_o)\mathrm{d}t \tag{7}$$

每只电容的电压在理想状态下均可被充电至单位电平 E=0.5U_{in}。设最大电压纹波系数为 k_{max}，则每只开关电容在最大放电量情况下仍满足稳压要求的下限值，即：

$$C \geq Q_{D_\max} / (k_{\max}\times 0.5U_{in}) \tag{8}$$

本文中直流输入电压设定为 200 V，阻性负载设定为 400 Ω，在开关器件理想条件下每只电容可充电至 100 V 且最大电压纹波系数为 1%。在幅值调制度为 0.8、调制波频率为 500 Hz、载波频率为 50 kHz 的 MCSPWM 策略中，电容最长放电期间的始末时刻为：

$$T_{start} = t_3 = \frac{\arcsin(3A_c(0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \approx 3.869\times 10^{-4}\,\mathrm{s} \tag{9}$$

$$T_{end} = t_4 = \frac{\pi - \arcsin(3A_c(0.8\times 4A_c))}{2\pi f_o} \approx 6.131\times 10^{-4}\,\mathrm{s} \tag{10}$$

电容连续放电的最大电荷量为：

$$Q_{D_\max} = \int_{T_{start}}^{T_{end}} \frac{2U_{in}}{R_o}\sin(2\pi f_o t)\mathrm{d}t \approx 2.215\times 10^{-4}\,\mathrm{C} \tag{11}$$

综上，开关电容的下限值可确定为：

$$C \geq Q_{D_\max} / (k_{\max}\times 0.5U_{in}) = 221.5\ \mu\mathrm{F} \tag{12}$$

5 实验结果及分析

新型九电平 SCMLI 实验样机的系统结构图如图 7 所示，包括输入直流电源、九电平 SCMLI、输出滤波器、电容电压采样电路、高频调制策略的逻辑运算电路、数字控制器、驱动电路、预充电电路和交流负载等。实验样机在 MCSPWM 策略下的主要参数/元器件选型，如表 2 所示。

在阻感负载下，新型九电平 SCMLI 进入正常工作模态后的交流侧输出电压和输出电流波形如图

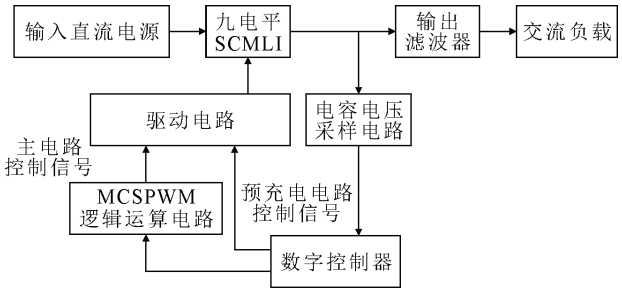


图 7　新型九电平 SCMLI 实验样机的系统结构图

Fig.7　New nine level SCMLI system configuration

表 2　高频调制策略下的主要实验参数/元器件型号

Table 2　Main experimental parameters/component models under high-frequency modulation strategy

参数名称	参数值
直流输入电压/V	100
输出侧交流电压峰值/V	200
预充电负载/Ω	200
交流侧负载	200 Ω、30 mH 串联
调制频率/Hz	500
载波频率/kHz	50
幅值调制度	0.8
直流滤波电容型号	EKMH251LGB102MA80U (1000 μF/250 V)
主控开关管型号	TK18A30D(300 V/18 A)
二极管型号	DPG15I300PA(300 V/15 A)
开关电容型号	UBY2A561MHL(560 μF/100 V)
准谐振电感型号	EPCOS/TDK(1.4 μH)
输出滤波电感型号	SC-15-05J(0.5 mH)
输出滤波电容型号	ECQ-E4394KFW(0.39 μF/400 V)

8 所示。由图 8 可知，MCSPWM 策略下的交流侧电压呈 9 电平(0、+50 V、+100 V、+150 V、+200 V、−50 V、−100 V、−150 V、−200 V)阶梯状，相邻阶梯之间的电压差为 E=0.5U_{in}=50 V，最高电平为 2U_{in}=200 V；输出电流滞后于输出电压一定的相位差。实验结果表明，所提出的逆变器拓扑在高频调制下具有输出 9 种电平和 2 倍升压的能力，并且能够实现能量的双向流动。

图 9 展示了正常工作模态下两只开关电容的电压波形对比。由图 9(a)可知，高频调制策略下开关电容 C_1 和 C_2 的稳态电压均为 50 V，实现了自动均压；由图 9(b)可知，C_1 和 C_2 纹波电压的峰峰值均小于 2 V，存在较小的电压波动。

高频调制九电平 SCMLI 的主控开关管 S_{m15} 的驱动电压、开关电容 C_1 的准谐振充电电流、C_1 的纹波电压如图 10 所示。在优化开关序列的控制下，每半个输出周期 S_{m15} 在状态 7、1、3 期间导通，为

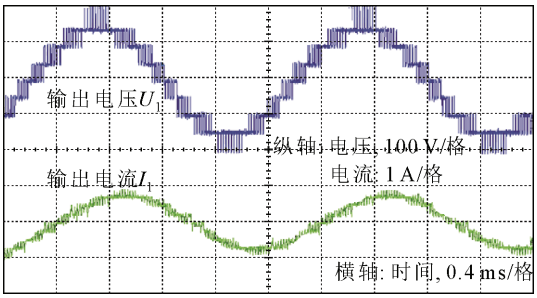
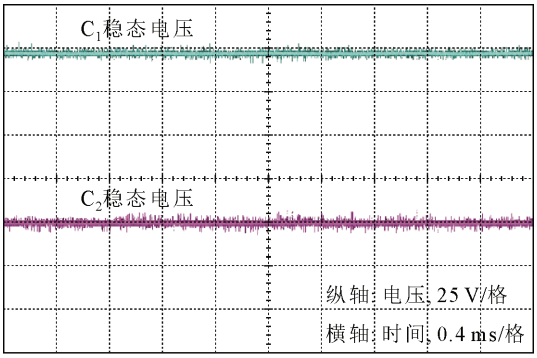
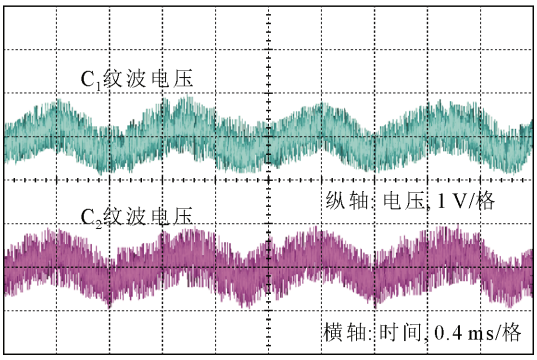


图 8　阻感负载下交流侧的输出电压和输出电流

Fig.8　Output voltage and current at AC side under resistive and inductive load



(a) 电容的稳态电压



(b) 电容的纹波电压

图 9　高频调制下 2 只开关电容的电压波形对比

Fig.9　Comparison of voltage waveforms of two switching capacitors under high-frequency modulation

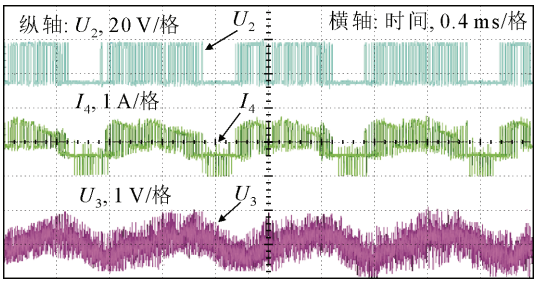


图 10　高频调制下开关电容准谐振过程中的相关波形

Fig.10　Relevant waveforms in the quasi resonance process of switched capacitors under high frequency modulation

开关电容充电电流提供通路。3 个充电状态与相邻输出电平下的放电状态快速切换，在准谐振电感的作用下，充电电流分配到各个充电时段，MCSPWM 策略有效地抑制了电容充电电流峰值。

图 11 展示了高频调制下主电路中 3 类主控开关管的电压应力。负责开关电容单元通流的 S_{m24} 漏源电压没有超过输入电压 100 V。负责 2 只开关电容串联放电的 S_0 的电压应力未超过单只电容的理想最高电压 50 V。负责电容充电的 S_{m15} 的漏源电压略高于输入电压，但显著小于传统 2 倍升压型 SCMLI 后端 H 桥承受的电压应力 200 V。

6 结论

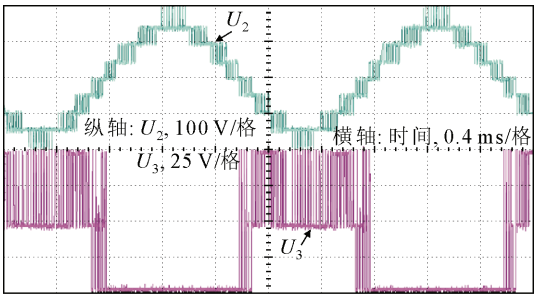
1）在分析已有 SCMLI 拓扑优缺点的基础上，本文提出了一种新型九电平 SCMLI 拓扑。该拓扑不仅继承传统 MLI 拓扑高质量逆变的优势，还具有 SCMLI 拓扑无需变压器即可实现升压的特点。在采用较少主控开关管就可以实现升压和逆变的同时，将开关管电压应力限制在输入电压范围内。

2）本文提出了适用于该逆变器的 MCSPWM 高频调制策略，分析了稳态时的 9 种工作模态。分析了添加预充电工作模态、优化开关序列和嵌入准谐振电感等几种抑制开关电容充电电流峰值的方法，并确定了开关电容的下限值。

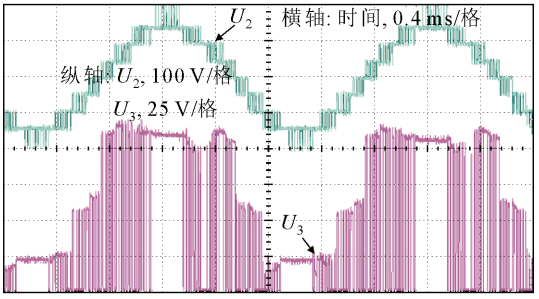
3）新型九电平 SCMLI 样机的实验结果验证了所提拓扑和高频调制策略的可行性，还表明新型逆变器具有九电平升压逆变、开关电容自动均压、电容充电电流峰值抑制、开关管电压应力小等诸多优良性能。所提出的九电平 SCMLI，在构网型新能源发电系统中常见的“低压直流输入-高压交流输出”场合具有广阔的应用前景。

以本文为基础，后续将进一步开展新型逆变器与构网型控制器相关的分析、控制、仿真与实验验证等研究工作，并将其应用于构网型新能源发电系统中。

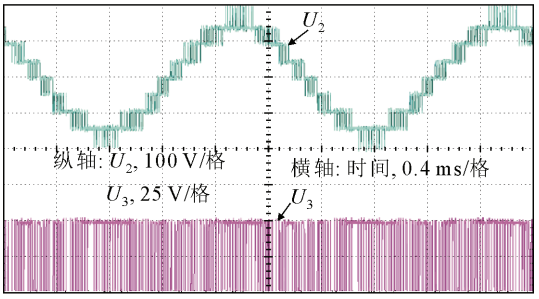
附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。



(a) 单元通流型S_{m24}的漏源电压



(b) 电容充电型S_{m15}的漏源电压



(c) 电容串联放电型S_0的漏源电压

图 11 输出电压和 3 类主控开关管的电压应力

Fig.11 Output voltage and voltage stress of three types of main power switches

参考文献 References

[1] RAMÍREZ MURILLO H, RESTREPO C, CALVENTE J, et al. Energy management of a fuel-cell serial-parallel hybrid system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8): 5227-5235.

[2] 黄雨涵，丁 涛，李雨婷，等. 碳中和背景下能源低碳化技术综述及对新型电力系统发展的启示[J]. 中国电机工程学报，2021，41(增刊 1)：28-51.
HUANG Yuhan, DING Tao, LI Yuting, et al. Decarbonization technologies and inspirations for the development of novel power systems in the context of carbon neutrality[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(Supplement 1): 28-51.

[3] WU H, WANG X F. Passivity-based dual-loop vector voltage and current control for grid-forming VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8647-8652.

[4] 于永军，张 艺，黄碧月，等. 考虑 SVG 的光伏电站次同步振荡问题[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2720-2729.
YU Yongjun, ZHANG Yi, HUANG Biyue, et al. Research on subsynchronous oscillation of photovoltaic power station equipped with SVG[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2720-2729.

[5] 刘杨华，吴政球，涂有庆，等. 分布式发电及其并网技术综述[J]. 电网技术，2008，32(15)：71-76.
LIU Yanghua, WU Zhengqiu, TU Youqing, et al. Overview of distributed generation and grid-connected technology[J]. Power System Technology, 2008, 32(15): 71-76.

[6] 魏林君，叶 华，迟永宁. 基于状态重构的构网型风机与储能系统联合频率支撑控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5095-5104.
WEI Linjun, YE Hua, CHI Yongning. Joint frequency support control strategy for grid type wind turbines and energy storage systems based on state reconstruction[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5095-5104.

[7] 迟永宁，江炳蔚，胡家兵，等. 构网型变流器：物理本质与特征[J/OL]. 高电压技术，2023：1-15[2024-02-08]. https:doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20231776.
CHI Yongning, JIANG Bingwei, HU Jiabing, et al. Grid type inverters: physical essence and characteristics[J/OL]. High Voltage Engineering,

2023: 1-15[2024-02-08]. https:doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20231776.

[8] 宋晓通，师芊芊，巨云涛，等. 综合能源系统低碳规划与运行研究述评[J/OL]. 高电压技术，2023：1-15[2024-02-08]. https:doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20232034.
SONG Xiaotong, SHI Qianqian, JU Yuntao, et al. Review of research on low carbon planning and operation of integrated energy systems[J/OL]. High Voltage Engineering, 2023: 1-15[2024-02-08]. https:doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20232034.

[9] WU F, LI X, FENG F, et al. Multi-topology-mode grid-connected inverter to improve comprehensive performance of renewable energy source generation system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3623-3633.

[10] 许津铭，凌子涵，程 成，等. 并网逆变器非线性特性建模及稳定性研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(1)：370-385.
XU Jinming, LING Zihan, CHENG Cheng et al. Overview of nonlinear characteristics modeling and stability research on grid connected inverters[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 370-385

[11] 王继磊，张 兴. 多逆变器并联系统暂态稳定性分析及其暂态电流注入策略[J/OL]. 高电压技术，2023：1-13[2024-02-08]. https:doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20231201.
WANG Jilei, ZHANG Xing. Transient stability analysis and transient current injection strategy for multi inverter parallel systems[J/OL]. High Voltage Engineering, 2023: 1-13[2024-02-08]. https:doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20231201.

[12] GUPTA K K, JAIN S. Comprehensive review of a recently proposed multilevel inverter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7): 467-479.

[13] NABAE A, TAKAHASHI I, AKAGI H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.

[14] WANG C, HU S Q, PENG H, et al. Modulation coordinated voltage balance strategy for a dual-T-type modular multilevel converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(6): 6648-6660. DOI: 10.1109/JESTPE. 2021.3106157.

[15] CUZMAR R H, PEREDA J, AGUILERA R P. Phase-shifted model predictive control to achieve power balance of CHB converters for large-scale photovoltaic integration[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9619-9629.

[16] 王 琨，冯 琳，李国杰. 一种适用于飞跨电容型多电平逆变器的新型载波同相层叠 PWM 方法[J]. 电力系统保护与控制，2014，42(14)：8-13.
WANG Kun, FENG Lin, LI Guojie. Novel carrier in-phase stacked PWM method adapted to flying capacitor type multilevel inverter[J]. Protection and Control of Power System, 2014, 42(14): 8-13.

[17] 刘 朋，陈昌松，段善旭. 带飞跨电容的三电平全桥直流变换器输入中点电压的自平衡分析[J]. 电工技术学报，2018，33(18)：4335-4344.
LIU Peng, CHEN Changsong, DUAN Shanxu. Input midpoint voltage self-balance of three-level full-bridge DC converter with flying capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(18): 4335-4344.

[18] JAGABAR S M A, VIJAYAKUMAR K. Compact switched capacitor multilevel inverter (CSCMLI) with self-voltage balancing and boosting ability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4009-4019.

[19] XU J Z, DENG W C, GAO C X, et al. Dual harmonic injection for reducing the submodule capacitor voltage ripples of hybrid MMC[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3622-3633.

[20] 黄文慧，刘 飞，庄一展，等. 九边形 MMC 环流注入和抑制混合控制策略[J]. 中国电机工程学报，2023，43(22)：8850-8861.
HUANG Wenhui, LIU Fei, ZHUANG Yizhan, et al. Circulating current injection and suppression control strategy of nonagonal MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8850-8861.

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

[22] 吴佳磊. 开关电容多电平逆变器结构与原理[D]. 广州：华南理工大学，2018.
WU Jialei. Construction and priciple of switched capacitor multilevel inverter[D]. Guangzhou, China: South China University of Science and Technology, 2018.

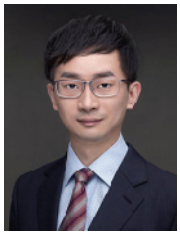
[23] TAGHVAIE A, ADABI J, REZANEJAD M, et al. A self-balanced step-up multilevel inverter based on switched-capacitor structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 199-209.

[24] HINAGO Y, KOIZUMI H. A switched-capacitor inverter using series/parallel conversion with inductive load[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 878-887.



殷小东
1985—，男，博士，博导，教授级高工
主要从事高电压试验技术、电力系统高压计量、新能源发电等方面的研究工作
E-mail: yinxiaodong3@126.com

YIN Xiaodong
Ph.D., Professor

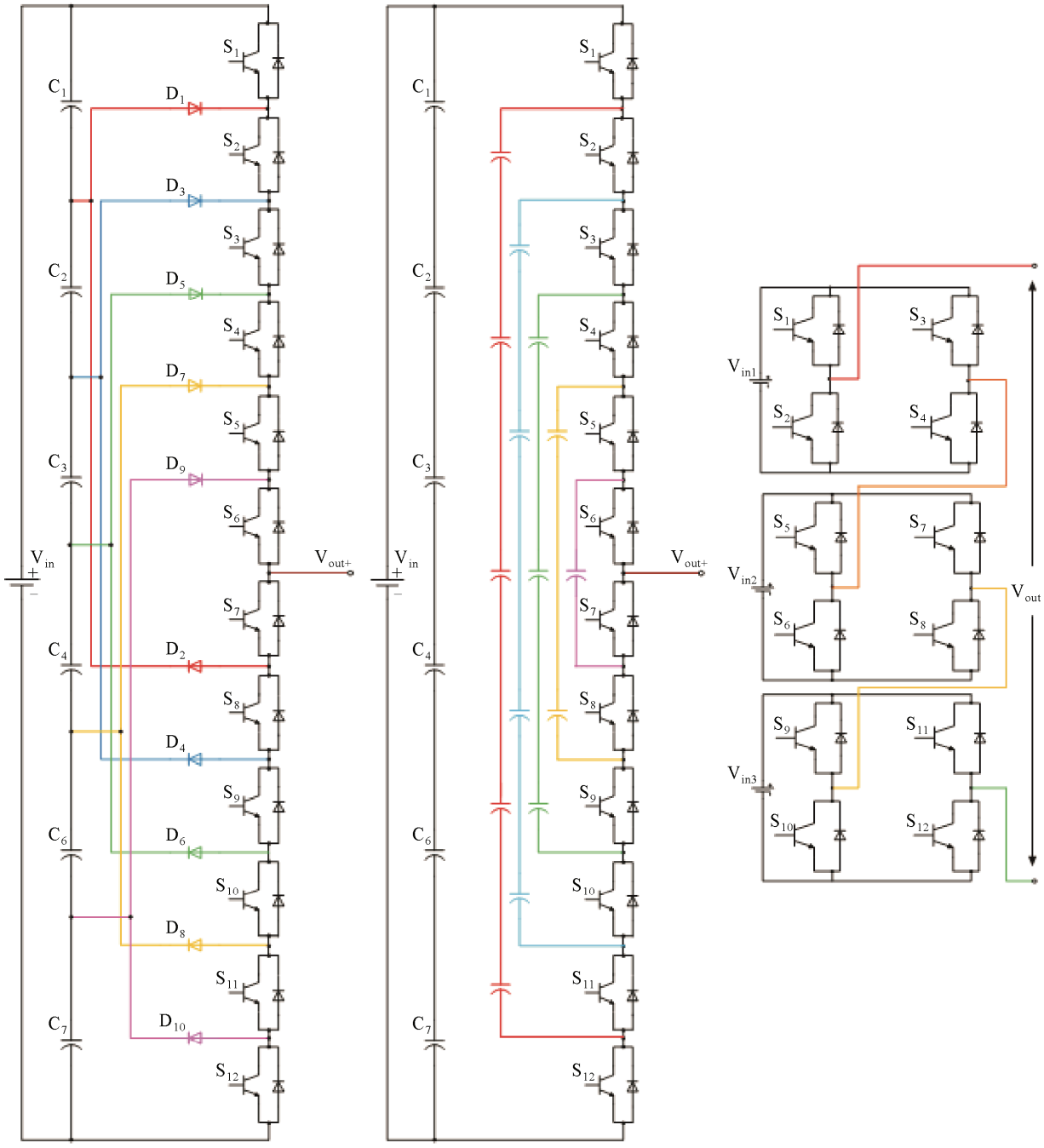


余佶成(通信作者)
1988—，男，博士，高工
主要从事电力系统高压计量、新能源并网等方面的研究工作
E-mail: yujicheng@epri.sgcc.com.cn

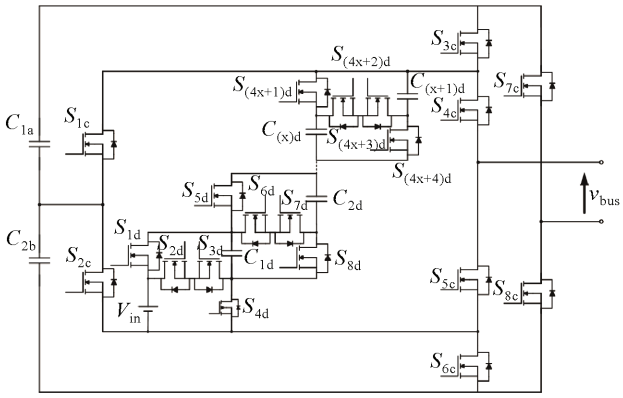
YU Jicheng
Ph.D.
Senior engineer
Corresponding author

收稿日期 2024-01-05 修回日期 2024-02-08 编辑 何秋萍

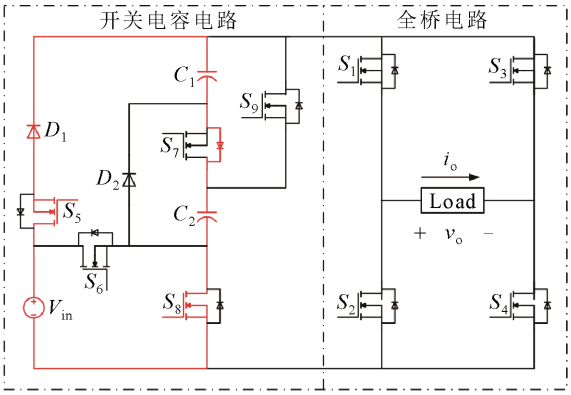
附录 A



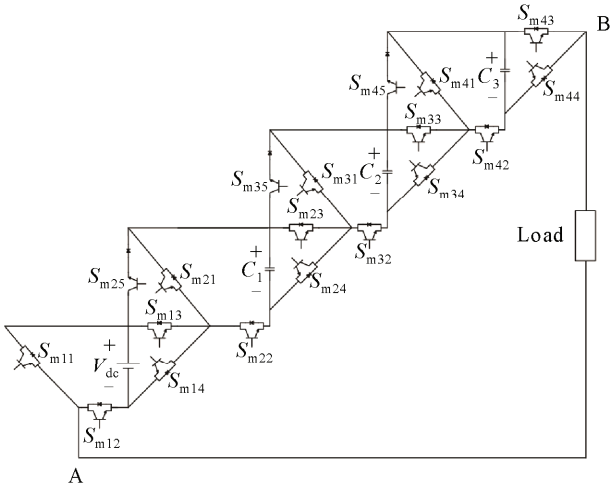
(a) NPC型拓扑　　(b) FC型拓扑　　(c) CHB型拓扑



(d) 文献[21]拓扑



(e) 文献[22]拓扑



(f) 文献[23]拓扑

附图 A1　几种典型的 MLI 拓扑