

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.220205

# 一种基于开关电容的单电源升压型六电平逆变器

岳舟, 刘小荻, 姚绍华, 周勇

(湖南人文科技学院能源与机电工程学院, 湖南 娄底 417000)

**摘要:** 针对现有开关电容型多电平逆变器存在拓扑结构复杂、器件数量较多、电容电压不平衡以及电压应力较大等缺点, 提出一种新型的基于开关电容的六电平逆变器。该电路拓扑由 6 个功率开关、1 个直流电压源和 3 个电容组成, 可以产生 2.5 倍升压增益的六电平输出电压。此外, 由于电容由输入直流电压源直接充电至固定电压, 因此电容电压能够实现自动平衡。对所提逆变器的工作原理、PWM 调制策略以及电路参数等方面进行详细分析, 同时还对该逆变器与现有多电平逆变器进行了对比研究。最后采用 Matlab 软件建立了仿真模型, 仿真结果验证了所提电路的有效性和可行性。

**关键词:** 六电平逆变器; 开关电容; 单电源; 升压逆变器

## A single supply boost six-level inverter based on a switched-capacitor

YUE Zhou, LIU Xiaodi, YAO Shaohua, ZHOU Yong

(College of Energy, Mechanical and Electrical Engineering, Hunan University of Humanities, Science and Technology, Loudi 417000, China)

**Abstract:** There are problems associated with complex topologies, large numbers of devices, unbalanced capacitor voltages and high total standing voltage stresses in existing switched-capacitor based multilevel inverters. Thus a new six-level inverter based on a switched-capacitor is proposed. The proposed structure consists of six switches with a single DC voltage source and three floating capacitors. It is capable of producing a six-level output voltage waveform with a voltage boosting gain of 2.5 times. The voltages of the capacitors are constructively balanced because they are directly charged to fixed voltage by the input DC voltage source. The operating principle, PWM modulation strategy and circuit parameters of the proposed inverter are analyzed in detail. A comparative study between the proposed inverter and other existing multilevel inverter topologies is also discussed. Finally, a simulation model is established in Matlab software, and the results verify the effectiveness and feasibility of the proposed circuit.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61702182).

**Key words:** six-level inverter; switched-capacitor; single supply; boost inverter

## 0 引言

近年来, 可再生能源系统中多电平电压源逆变器的研究与应用受到越来越多的关注。其主要原因是多电平电压源逆变器<sup>[1-2]</sup>比传统的两电平电压源逆变器具有明显的优势, 例如高质量的输出波形、半导体器件较低的阻断电压额定值、更小的滤波器以及低电磁干扰(EMI)等。然而, 传统的多电平电压

源逆变器, 包括中性点箝位(NPC)<sup>[3-4]</sup>、级联 H 桥(CHB)<sup>[5-6]</sup>和飞跨电容(FC)逆变器<sup>[7]</sup>, 都是降压变换器, 其输出交流电压峰值低于输入直流电压。此外, 还需要大量的直流链路电压源或大量的半导体器件才能产生更高电平的输出电压。对于低输入电压转换为高输出交流电压的可再生能源系统应用, 已将阻抗网络<sup>[8]</sup>或 DC-DC 升压变换器<sup>[9-10]</sup>添加到传统多电平逆变器中, 以提供升压功能。但添加的这些功率变换电路使用了更多的半导体器件以及无源元件, 会带来更高的损耗及成本。

近年来, 已经开发出许多具有升压能力和减少元件数量的多电平逆变器<sup>[11-12]</sup>。文献[11]通过将开

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61702182); 湖南省教育厅优秀青年项目资助(20B328); 湖南省创新训练项目资助(S202110553023)

关电容技术集成到传统 CHB 多电平逆变器中, 引入了 1 种混合多电平逆变器。在这种拓扑结构中, 使用由 1 个电容、2 个开关和 1 个二极管组成的开关电容网络来提高输入电压。文献[12-15]提出了基于开关电容的七电平逆变器, 其输出电压电平高达输入电压的 3 倍。此外, 所有电容直接从输入电压源充电。因此, 电容上的电压应力相同, 使得电压平衡容易。文献[16]通过将 H 桥与新型开关电容单元集成, 提出了一种具有自平衡的升压开关电容多电平逆变器。这种拓扑结构能够用 1 个直流电源提供 9 个电压电平。然而, 该拓扑仅提供低电压增益。此外, 由于串联的两个电容具有不同的放电速率, 使得这 2 个电容电压不平衡。文献[17]对文献[16]提到的拓扑结构进行了改进, 以限制半导体器件上的电压应力。然而, 这种拓扑结构存在电压增益较低和电压不平衡的问题。与文献[16-17]类似, 文献[18]提出的升压开关电容多电平逆变器使用单个直流电源能够提供多达 9 个电压电平, 并且其最大电压电平是在输入电压的 2 倍时实现的。文献[19]提出了一种新型开关电容九电平逆变器, 其输出电压电平高达输入电压的 4 倍。然而, 如文献[16-17, 19]所述, 这些拓扑结构的局限性包括半导体器件上的高压应力以及在三相拓扑中使用大量隔离直流电源。然而, 如文献[11-19]中所述, 太阳能光伏(PV)系统<sup>[20-21]</sup>中的泄漏电流问题尚未解决。因此, 要使这类拓扑适合光伏应用, 需要一种有效的方法来降低其泄漏电流。

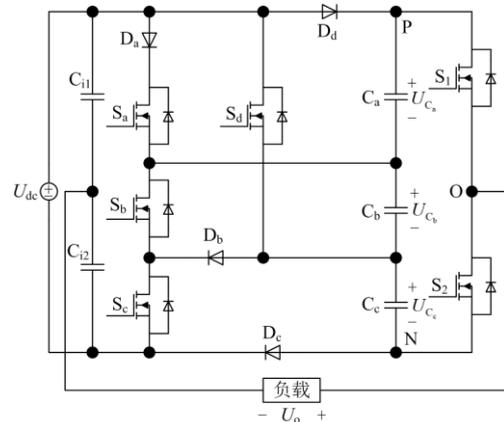
最近, 一些文献中提出了几种基于公共接地<sup>[22-27]</sup>和半桥电容概念<sup>[28-31]</sup>的开关电容型多电平逆变器, 以减少泄漏电流。基于 CHB 结构, 文献[22]提出了一种具有公共接地的单电源开关电容多电平逆变器以消除泄漏电流。该逆变器使用 1 个直流电源可以提供 7 个电压电平, 其最大电压电平为输入电压的 3 倍。然而, 与传统的多电平逆变器类似, 这种拓扑的主要缺点是使用大量的半导体器件和电容来产生多个输出电压电平。与文献[22]类似, 文献[23]提出了一种带公共接地的开关电容九电平逆变器。在这种情况下, 电源电路使用许多半导体器件。文献[24-25]讨论了两种带公共接地的开关电容五电平逆变器。在这些拓扑中, PV 的负极端子和电网中性线直接连接, 其结果是共模电压被钳制为 0。然而, 这些拓扑缺乏电压提升能力, 其峰值输出电压低于输入电压。文献[26]提出了一种新型的带公共接地的开关电容七电平逆变器, 该拓扑结构使用 1 个直流电源提供 7 个电压电平, 其最大电压电平达到输入电压的 3 倍。然而, 该拓扑包含不平衡电压,

因为 4 个电容以不同电平电压充电。文献[27]讨论了具有泄漏电流限制能力和减少元件数量的开关电容九电平逆变器, 在这种拓扑结构中, PV 的正极端子和电网中性线直接连接。因此, 共模电压保持恒定。与文献[26]类似, 该拓扑也包含不平衡电压。文献[28-30]介绍了几种开关电容型七电平逆变器, 两个去耦直流链路电容的中点直接连接电网中性线。因此, 共模电压保持恒定。然而, 这些拓扑的电压增益较低。文献[31]介绍了一种具有泄漏电流限制能力和减少元件数量的开关电容四电平逆变器。与其他开关电容多电平逆变器拓扑类似, 该拓扑存在电压增益低的问题, 峰值输出电压限制在输入电压的 1.5 倍以下。

针对上述问题, 本文提出一种新的基于开关电容的六电平逆变器拓扑结构。所提拓扑结构能够产生最大电压电平为输入电压 2.5 倍的六电平输出电压, 并且可以提供电容电压的自平衡功能。在该逆变器中, 两个去耦直流环节电容的中点与电网中性线直接连接以消除泄漏电流。本文详细讨论了采用 PWM 控制技术的工作原理, 并对其等效电路进行分析, 同时还对所提逆变器与其他现有多电平逆变器进行了比较研究。最后, 采用 Matlab 软件进行了仿真研究, 仿真结果验证了理论分析的正确性。

## 1 基于开关电容的六电平逆变器

将传统的半桥逆变器与基于开关电容的网络相结合, 提出了一种具有升压功能的单相混合六电平逆变器。图 1(a)为所提基于开关电容 (switched-capacitor, SC) 的单相六电平逆变器 (six-level inverter, SLI) 的拓扑结构, 本文简称 SCSLI。该拓扑结构由 3 个电容  $C_a$ 、 $C_b$ 、 $C_c$ 、2 个去耦直流链路电容  $C_{i1}$ 、 $C_{i2}$ 、4 个功率开关  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 、 $S_d$  和 4 个功率二极管  $D_a$ 、 $D_b$ 、 $D_c$ 、 $D_d$  组成。该拓扑结构可实现降压或升压的电压转换, 并在输出电压端提供 6 个 ( $\pm 2.5U_{dc}$ 、



(a) 单相拓扑

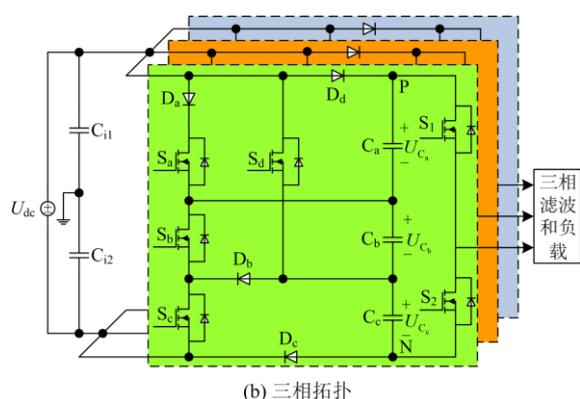


图 1 SCSLI 拓扑结构  
Fig. 1 Topology of SCSLI

$\pm 1.5 U_{dc}$  和  $\pm 0.5 U_{dc}$  电压电平。图 1(b) 为所提基于 SC 的三相 SLI 的拓扑结构, 该拓扑可以通过在单个直流电压源上并联 3 个基于 SC 的 SLI 模块, 每相可以在输出端生成 6 个电压电平。

### 1.1 工作原理

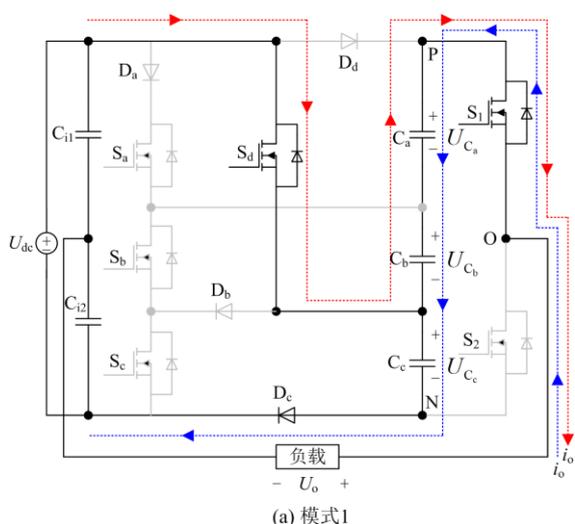
所提 SCSLI 的工作原理可以通过不同开关状态的 6 种工作模式进行分析, 如表 1 所示。

表 1 6 种工作模式下半导体器件和电容的状态

Table 1 State of semiconductor devices and capacitors under six operating modes

工作模式	开关状态						二极管状态				电容状态			输出电压
	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	S <sub>d</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	D <sub>a</sub>	D <sub>b</sub>	D <sub>c</sub>	D <sub>d</sub>	C <sub>a</sub>	C <sub>b</sub>	C <sub>c</sub>	
1	关断	关断	关断	导通	导通	关断	关断	关断	导通	关断	D	D	C	$2.5U_{dc}$
2	导通	关断	导通	关断	导通	关断	导通	导通	关断	关断	D	C	F	$1.5U_{dc}$
3	关断	导通	导通	关断	导通	关断	关断	关断	关断	导通	C	F	F	$0.5U_{dc}$
4	关断	关断	关断	导通	关断	导通	关断	关断	导通	关断	F	F	C	$-0.5U_{dc}$
5	导通	关断	导通	关断	关断	导通	导通	导通	关断	关断	F	C	D	$-1.5U_{dc}$
6	关断	导通	导通	关断	关断	导通	关断	关断	关断	导通	C	D	D	$-2.5U_{dc}$

注: “C” 表示充电模式; “D” 表示放电模式; “F” 表示浮动模式。

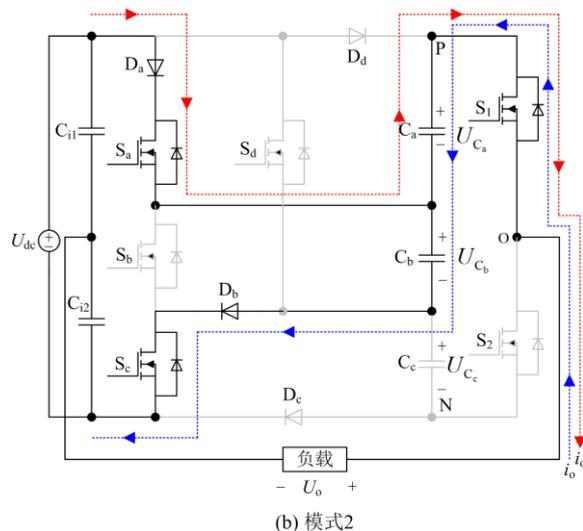


每种工作模式的等效电路如图 2 所示, 具体描述如下。

工作模式 1: 如图 2(a) 所示, 开关  $S_1$  和  $S_d$  导通, 开关  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  和  $S_2$  关断。因此, 二极管  $D_c$  导通, 二极管  $D_a$ 、 $D_b$  和  $D_d$  被阻断。在此状态下, 电容  $C_c$  通过  $U_{dc}-S_d-C_c-D_c$  回路由输入直流电源充电。将存储在电容  $C_a$  和  $C_b$  的能量释放到负载以提高输出电压。SCSLI 的输出电压( $U_o$ ) 等于电容  $C_a$ 、 $C_b$  和  $C_{i1}$  上的电压之和。

$$\begin{cases} U_{C_{i1}} = 0.5U_{dc} \\ U_{C_c} = U_{dc} \\ U_o = U_{C_{i1}} + U_{C_a} + U_{C_b} = 2.5U_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

工作模式 2: 如图 2(b) 所示, 开关  $S_1$ 、 $S_a$  和  $S_c$  导通, 开关  $S_2$ 、 $S_b$  和  $S_d$  关断。因此, 二极管  $D_a$  和  $D_b$  导通, 二极管  $D_c$  和  $D_d$  被阻断。在此状态下, 电容  $C_b$  通过  $U_{dc}-D_a-S_a-C_b-D_b-S_c$  回路由输入直流电源充电。电容  $C_c$  浮动, 电容  $C_a$  用以提高输出电压。在这种情况下, 输出电压等于电容  $C_a$  和  $C_{i1}$  电压之和。



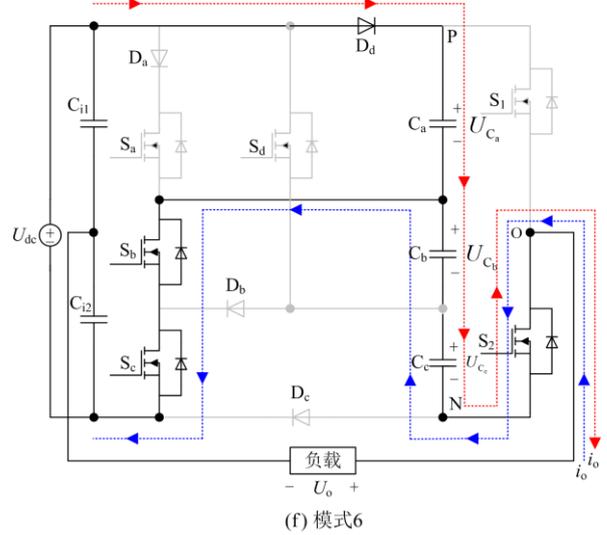
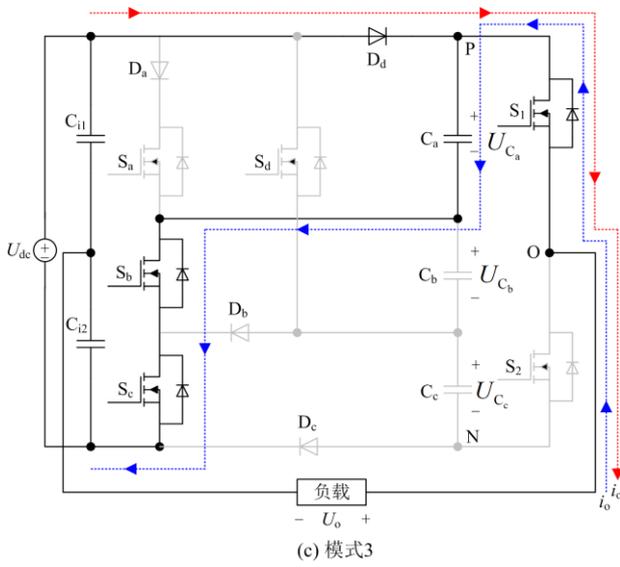
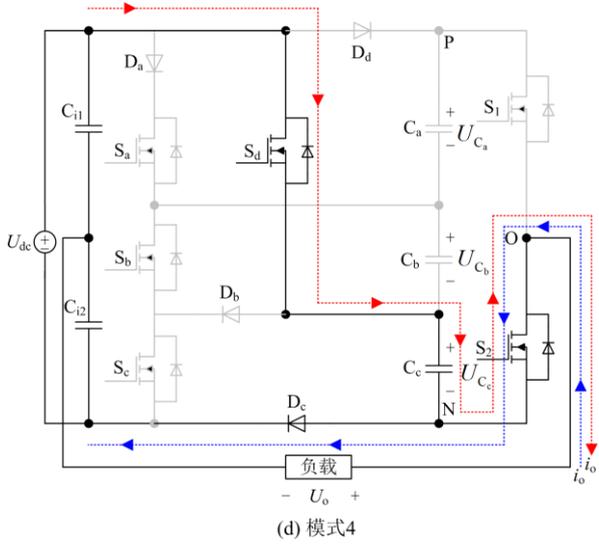


图 2 6 种工作模式的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of six operating modes



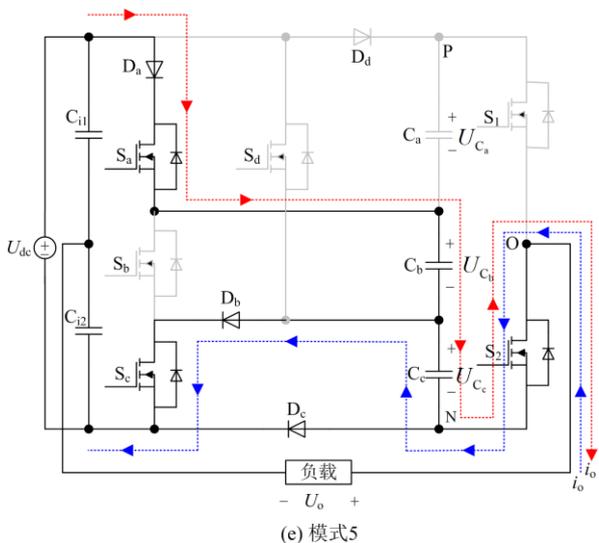
$$\begin{cases} U_{C_{11}} = 0.5U_{dc} \\ U_{C_b} = U_{dc} \\ U_o = U_{C_{11}} + U_{C_a} = 1.5U_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

工作模式 3: 如图 2(c)所示, 开关  $S_1$ 、 $S_b$  和  $S_c$  导通, 开关  $S_a$ 、 $S_d$  和  $S_2$  关断。因此, 二极管  $D_d$  导通, 二极管  $D_a$ 、 $D_b$  和  $D_c$  被阻断。在此状态下, 电容  $C_a$  由输入直流电源充电。2 个电容  $C_b$  和  $C_c$  与电路断开, 而电容  $C_{11}$  与负载并联。因此, 该逆变器的输出电压为电容  $C_{11}$  的电压。

$$\begin{cases} U_{C_{11}} = 0.5U_{dc} \\ U_{C_a} = U_{dc} \\ U_o = U_{C_{11}} = 0.5U_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

工作模式 4: 如图 2(d)所示, 开关  $S_2$  和  $S_d$  导通, 开关  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  和  $S_1$  关断。因此, 二极管  $D_c$  导通, 二极管  $D_a$ 、 $D_b$  和  $D_d$  被阻断。可以看出, 电容  $C_c$  由输入直流电源充电, 电容  $C_a$  和  $C_b$  浮动。该逆变器的输出电压为负, 等于电容  $C_{12}$  的电压。

$$\begin{cases} U_{C_{12}} = 0.5U_{dc} \\ U_{C_c} = U_{dc} \\ U_o = -U_{C_{12}} = -0.5U_{dc} \end{cases} \quad (4)$$



工作模式 5: 如图 2(e)所示, 开关  $S_2$ 、 $S_a$  和  $S_c$  导通, 开关  $S_1$ 、 $S_b$  和  $S_d$  关断。因此, 二极管  $D_a$  和  $D_b$  导通, 二极管  $D_c$  和  $D_d$  被阻断。在此状态下, 电容  $C_b$  通过  $U_{dc}-D_a-S_a-C_b-D_b-S_c$  回路由输入直流电源充电。电容  $C_a$  浮动, 电容  $C_c$  放电。输出电

压等于负的电容  $C_c$  电压和负的电容  $C_{i2}$  电压之和。

$$\begin{cases} U_{C_{i2}} = 0.5U_{dc} \\ U_{C_b} = U_{dc} \\ U_o = -U_{C_{i2}} - U_{C_c} = -1.5U_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

工作模式 6: 如图 2(f)所示, 开关  $S_2$ 、 $S_b$  和  $S_c$  导通, 开关  $S_a$ 、 $S_d$  和  $S_1$  关断。因此, 二极管  $D_d$  导通, 二极管  $D_a$ 、 $D_b$  和  $D_c$  被阻断。此外, 电容  $C_a$  由输入直流电源充电。2 个电容  $C_b$  和  $C_c$  放电。此时, 该逆变器的输出电压等于负的电容  $C_c$  电压、负的电容  $C_b$  电压和负的电容  $C_{i2}$  电压之和。

$$\begin{cases} U_{C_{i2}} = 0.5U_{dc} \\ U_{C_a} = U_{dc} \\ U_o = -U_{C_{i2}} - U_{C_b} - U_{C_c} = -2.5U_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

### 1.2 PWM 调制策略

图 3 为针对 SCSLI 提出的 PWM 调制策略。为了给所提 SCSLI 的开关提供 PWM 控制信号, 将调制正弦波与 5 个电平移位高频三角形波进行比较。所提 PWM 调整策略使用基于逻辑关系的操作为 6 个开关提供门极驱动信号。

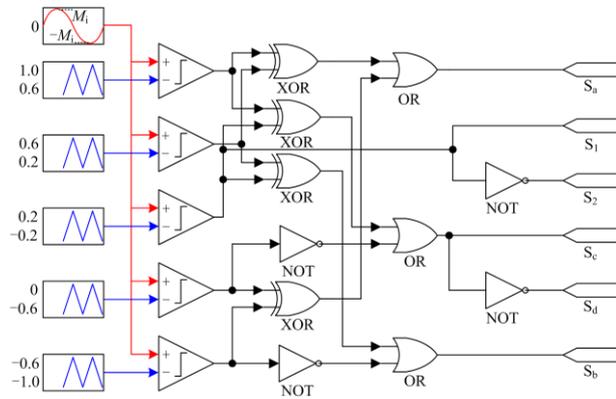


图 3 PWM 信号生成方案

Fig. 3 PWM signal generation scheme

### 1.3 电容的选择

与现有的单相开关电容多电平逆变器类似, 所提 SCSLI 在每个电容中也具有低频纹波, 这导致效率降低, 并增加功率变换的 THD。从图 1 可以看出, SCSLI 输出电流被平均分割为 2 个解耦的直流链路电容  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$ 。因此,  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$  的电压约为输入电压的一半。电容  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$  的最大放电量如式(7)表示。

$$Q_i = \frac{1}{2} \times \int_0^{T/2} i_o(t) dt \quad (7)$$

式中,  $T$  是输出电压参考信号的周期。

可以计算出  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$  的最佳电容为

$$C_i \geq \frac{Q_i}{\Delta U_{C_i}} \quad (8)$$

式中,  $\Delta U_{C_i}$  是两个去耦直流链路电容  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$  的电压纹波。

在计算电容  $C_a$ 、 $C_b$  和  $C_c$  的电压纹波时, 考虑了 3 个电容的最长放电周期。由于是对称操作,  $C_a$  和  $C_c$  的最长放电时间与表 1 中突出显示的时间相同。此外, 电容  $C_a$  的最长放电时间从  $t_2$  到  $t_4$  (开关状态模式 1 和模式 2), 如图 4 所示, 时间间隔  $t_2$  和  $t_4$  的计算公式为

$$\begin{cases} t_2 = \frac{\sin^{-1}(0.6/M_i)}{2\pi f_0} \\ t_4 = \frac{\pi - \sin^{-1}(0.6/M_i)}{2\pi f_0} \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $f_0$  和  $M_i$  分别是输出电压的基频和调制指数。

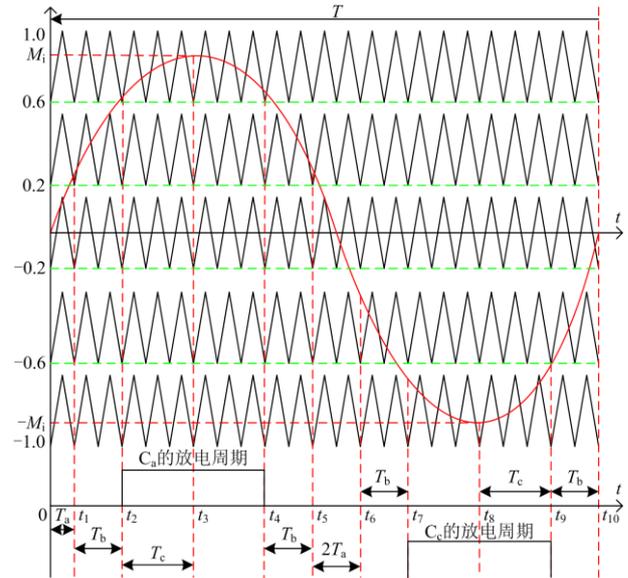


图 4 2 个浮动电容  $C_a$  和  $C_c$  的放电周期

Fig. 4 Discharge period of two floating capacitors  $C_a$  and  $C_c$

电容  $C_a$  和  $C_c$  的最大放电量可表示为

$$Q_{ac} = \int_{t_2}^{t_4} i_o(t) dt \quad (10)$$

根据式(8)和式(10),  $C_a$  的最佳电容计算公式为

$$C_a = C_c = \frac{Q_{ac}}{\Delta U_{C_a}} = \frac{Q_{ac}}{\Delta U_{C_c}} \quad (11)$$

式中,  $\Delta U_{C_a}$  和  $\Delta U_{C_c}$  分别是电容  $C_a$  和  $C_c$  的电压纹波。

电容  $C_b$  始终在  $t_2$  到  $t_4$  的时间间隔内重复放电和充电。持续时间 ( $t'_3 - t_3$ ) 是电容  $C_b$  的最长放电时间。因此, 电容  $C_b$  的最大放电量可以表示为

$$\begin{cases} Q_b \approx \int_{t_3}^{t'_3} i_o(t) dt \\ t_3 = \frac{1}{4f_0} \\ t'_3 = \frac{1}{4f_0} + \frac{5M_i - 3}{2f_{s\omega}} \end{cases} \quad (12)$$

式中,  $f_{s\omega}$  是开关频率。

求解式(12),  $C_b$  的最佳电容计算公式为

$$C_b \geq \frac{Q_b}{\Delta U_{C_b}} \quad (13)$$

式中,  $\Delta U_{C_b}$  是电容  $C_b$  的电压纹波。

根据文献[32-33], 对于纯电阻负载条件, 电容的最大放电量计算公式为

$$\begin{cases} Q_i = \frac{U_{dc}}{4R_L} [2T_a + 6(T_b - T_a) + 10T_c] \\ Q_{a.c} = \frac{5U_{dc}}{R_L} T_c \\ Q_b = \frac{5U_{dc}(5M_i - 3)}{4R_L f_{s\omega}} \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $T_a$  是时间间隔, 如式(15)所示。

$$T_a = \frac{\sin^{-1}(0.2/M_i)}{2\pi f_0} \quad (15)$$

对于阻感负载条件, 所提 SCSLI 输出电流为

$$i_o(t) = I_p \sin(2\pi f_0 t - \Phi) \quad (16)$$

式中,  $I_p$  和  $\Phi$  分别是输出电流的峰值和输出电压与输出电流之间的相位差<sup>[34]</sup>。

电容的最大放电量计算公式为

$$\begin{cases} Q_i = \frac{I_p}{2\pi f_0} \\ Q_{a.c} = \frac{I_p}{2\pi f_0} |\cos(2\pi f_0 t_2 - \Phi) - \cos(2\pi f_0 t_4 - \Phi)| \\ Q_b = \frac{I_p}{2\pi f_0} |\cos(2\pi f_0 t_3 - \Phi) - \cos(2\pi f_0 t'_3 - \Phi)| \end{cases} \quad (17)$$

可以看出, 电容的最大放电量与输出电流的峰值以及输出电压和输出电流之间的相位差有关。

由 1.1 节对所提六电平逆变器工作原理的分析和表 1 所示的功率开关和电容状态可知, 电容  $C_a$ 、 $C_b$  和  $C_c$  在输出电压的 1 个周期内均交替工作在充电状态和放电状态。 $C_a$  在输出电平为  $-2.5U_{dc}$  和  $+0.5U_{dc}$  时与直流电源并联充电, 而在输出电平为  $+2.5U_{dc}$  时与直流电源串联后一起向负载放电;  $C_c$  在输出电平为  $+2.5U_{dc}$  和  $-0.5U_{dc}$  时与直流电源并联

充电, 而在输出电平为  $-2.5U_{dc}$  和  $-1.5U_{dc}$  时与直流电源串联后一起向负载放电;  $C_b$  在输出电平为  $+1.5U_{dc}$  和  $-1.5U_{dc}$  时与直流电源并联充电, 而在输出电平为  $+2.5U_{dc}$  和  $-2.5U_{dc}$  时与直流电源串联后一起向负载放电。可见, 在输出电压的 1 个周期内, 电容  $C_a$ 、 $C_b$  和  $C_c$  均多次与直流电源串联充电, 使得它们的电压均能动态保持在输入直流电源电压(这里为  $0.5U_{dc}$ )的幅值并自动实现平衡。

#### 1.4 与其他多电平逆变器的比较

表 2 将所提 SCSLI 与其他多电平电压源逆变器进行了比较, 主要从元件器数量、电压电平数、升压能力、开关数与电压电平数的比率(开关/电平比)、充电路径中的最大开关数、开关的总持续电压(TSV)、开关的最大持续电压(MSV)、三相拓扑具有单电源能力以及消除泄漏电流能力等方面进行对比。文献[16-17, 19]中的开关电容型九电平逆变器具有升压能力, 并在不消除泄漏电流的情况下在输出端产生九电平。此外, 三相拓扑需要多个隔离直流电源, 而所提 SCSLI 仅需要单个直流电压源。文献[15]中的开关电容型七电平逆变器可以实现电压提升, 在不能消除泄漏电流的情况下产生七电平输出。其每级变换比也是最高的, 但三相电源需要多个隔离直流电源。文献[15]中的拓扑 TSV 为  $16U_{dc}$ , 而所提逆变器的 TSV 为  $11U_{dc}$ 。与文献[15]相比, 所提逆变器的 MSV 高于文献[15]中的 MSV。与文献[16]的开关电容型九电平逆变器相比, 所提 SCSLI 多使用 3 个二极管、4 个开关和 3 个电容。与文献[17, 19]中的拓扑相比, 所提 SCSLI 使用了 4 个以上的二极管、6 个以下的开关和 2 个以上的电容。表 2 表明, 文献[22]讨论的多电平电压源逆变器需要 17 个开关, 在输出端产生 9 个电平, 同时可以消除泄漏电流, 而所提 SCSLI 拓扑只需要 6 个开关。因此, 所提逆变器的开关/电平比低于文献[22]中拓扑的开关/电平比。

如表 2 所示, 文献[23]讨论的多电平电压源逆变器需要 13 个开关, 而所提 SCSLI 只需要 6 个开关。文献[24-25, 29]中的拓扑需要有源和无源元件数量低于所提的 SCSLI 拓扑。然而, 这 3 种拓扑不具有升压能力。此外, 文献[24]讨论的多电平电压源逆变器需要多个隔离直流电源作为三相电源。与文献[23]的多电平电压源逆变器类似, 文献[25-30]的拓扑可以消除泄漏电流, 并且在单相和三相拓扑中只需要 1 个直流电压源。文献[26]提出的拓扑每级变换比最低, 仅为 0.86。与文献[27]相比, 所提拓扑的 TSV 更低。与所提拓扑类似, 文献[26-27]的单相和三相拓扑中需要单个直流电压源。此外, 所提

表 2 SCSLI 与其他类似多电平逆变器的比较

Table 2 Comparison between SCSLI and other similar multilevel inverters

文献	[15]	[16]	[17]	[19]	[22]	[23]	[24]	[25]	[26]	[27]	[28]	[29]	[30]	本文
电压电平数	7	9	9	9	9	7	5	5	7	9	7	7	7	6
开关数量	16	10	12	12	17	13	8	6	6	9	9	8	10	6
开关/电平比率	2.28	1.11	1.33	1.33	1.88	1.86	1.6	1.2	0.86	1	1.14	1.43	1.43	1
充电回路最大开关数	4	2	4	4	8	2	4	2	1	4	2	4	4	2
二极管数量	0	1	0	0	5	0	0	1	4	3	1	0	0	4
电容数量	2	2	2	3	4	3	3	2	4	4	3	4	4	5
升压特性	是	是	是	是	是	是	否	否	是	是	是	否	是	是
电压增益	3	2	2	4	4	3	1	1	3	4	1.5	1	1.5	2.5
TSV( $U_{dc}$ )	16	12	11	24	17	13	6.5	7	12	21	16	5	9	11
MSV( $U_{dc}$ )	1	1	1	4	1	1	1	1	3	3	2	1	1	3
消除泄漏电流	否	否	否	否	是	是	是	是	是	是	是	是	是	是
具有单电源三相拓扑	否	否	否	否	是	是	否	是	是	是	是	是	是	是

注：“TSV”表示开关的总持续电压；“MSV”表示开关的最大持续电压。

SCSLI 拓扑可以提供 2.5 倍的电压增益，而文献 [28, 30] 的拓扑只能提供 1.5 倍的电压增益。与文献 [30] 的开关电容型九电平逆变器相比，所提 SCSLI 拓扑多使用 4 个二极管、4 个开关和 1 个电容。所提的 SCSLI 拓扑与文献 [23-30] 的拓扑一样能够消除泄漏电流。

## 2 仿真实验

在 Matlab 仿真平台上验证所提 SCSLI 拓扑的工作原理及性能。电容的最大放电量由式 (17) 给出。根据理论分析，取  $I_p \approx 5 \text{ A}$ ，工频  $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ，

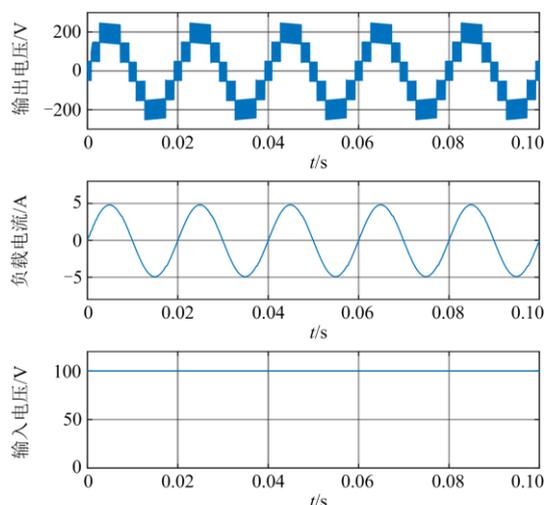
将其代入式 (17)，由  $Q_i = \frac{I_p}{2\pi f_0}$  计算得到  $Q_i = 0.016$ 。

再将计算得到的  $Q_i = 0.016$  以及  $U_{i1} = 50 \text{ V}$  代入

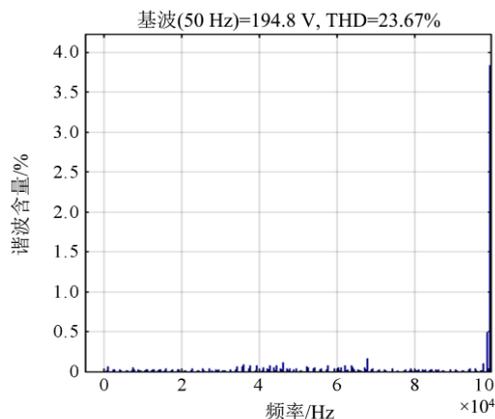
$C_{i1} = \frac{Q_i}{U_{i1}}$ ，继而计算得到  $C_{i1} = 0.0032$ 。本文取  $C_{i1} =$

3300  $\mu\text{F}$ 。同理可计算得到其他电容的取值，本文统一设置为 3300  $\mu\text{F}$ 。因此，在所建立的系统仿真模型中，仿真参数设置如下：所有功率开关的导通电阻均为 73  $\text{m}\Omega$ ，所有功率二极管的压降为 1.6 V，所有电容都为 3300  $\mu\text{F}$ ，参考频率为 50 Hz，开关频率为 10 kHz，直流输入电压为 100 V。图 5 为 SCSLI 拓扑的输出端使用 LC 滤波器 (500  $\mu\text{F} + 10 \mu\text{F}$ ) 时，在 40  $\Omega$  电阻负载下的仿真结果。在这种情况下，调制指数  $M_i$  设置为 0.8。如图 5(a) 所示，所提 SCSLI 拓扑的未滤波输出电压波形具有 6 个电平。从图 5(b) 可以看出，所提逆变器在基频下的峰值输出电压为 194.8 V，峰值负载电流为 4.864 A。未滤波输出电压和滤波负载电流的 THD 值分别为 23.67% 和 1.16%。从图 5(c) 可以看出，在稳态下，电容  $C_a$ 、

$C_b$  和  $C_c$  的平均电压分别为 96.8 V、96.3 V 和 97.2 V。此外，电容  $C_a$ 、 $C_b$  和  $C_c$  上的电压纹波分别为 6.8 V、1.3 V 和 7 V。如图 5(d) 所示，电容  $C_{i1}$  电压和电容  $C_{i2}$  电压约为输入电压的一半 ( $U_{C_{i1}} = U_{C_{i2}} = 50 \text{ V}$ )。



(a) 未滤波输出电压、负载电流和输入电压



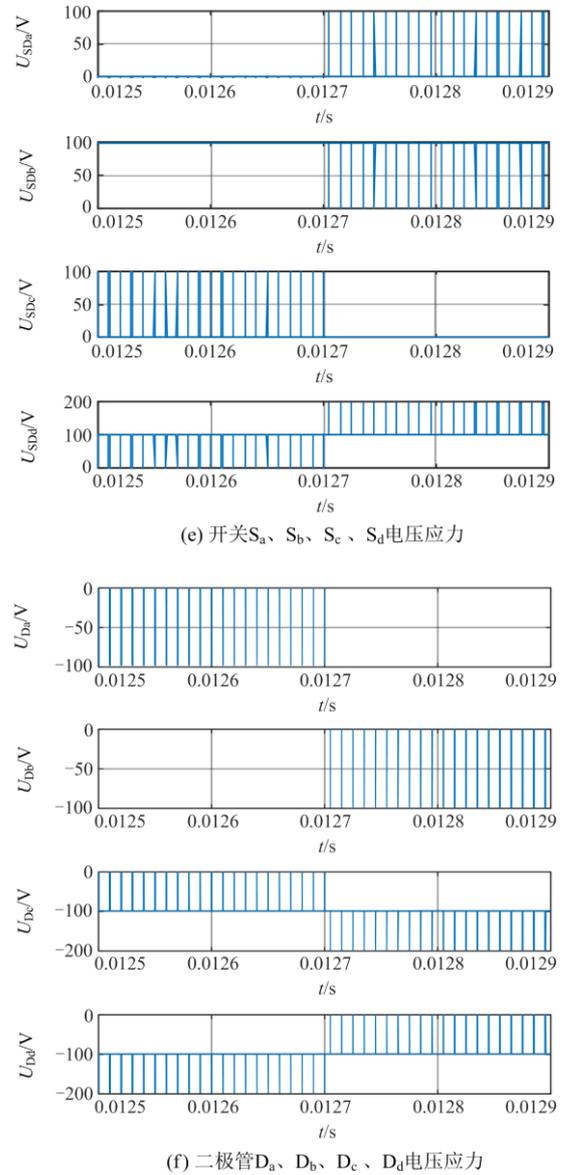
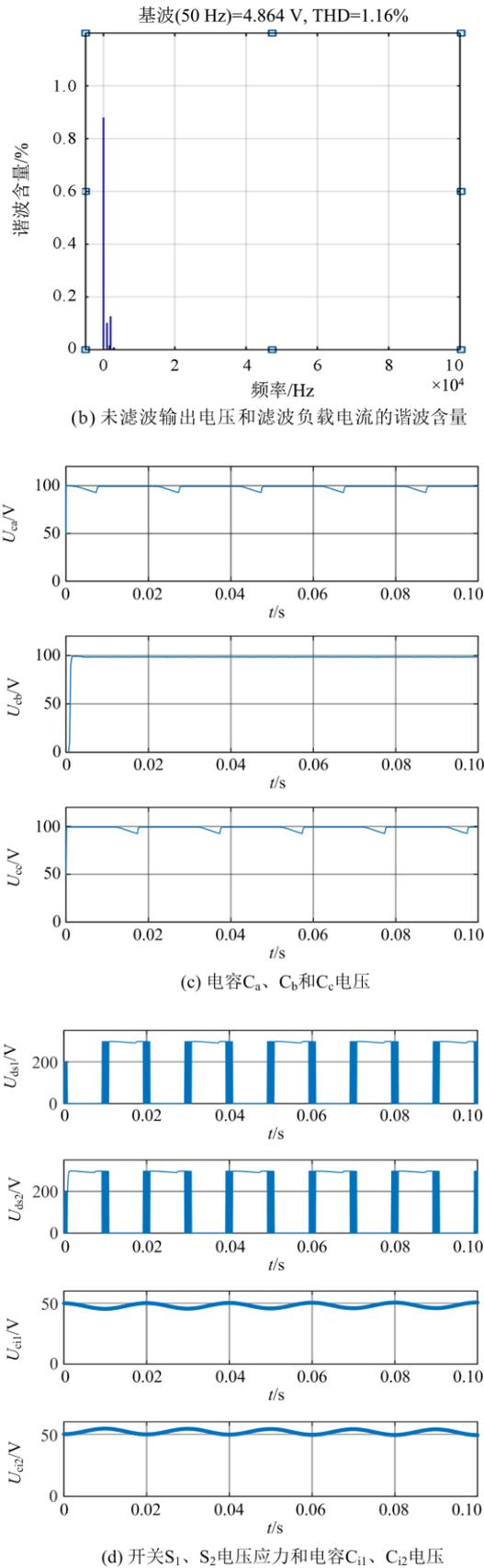


图5 单位功率因数条件下的仿真结果

Fig. 5 Simulation results under unity power-factor condition

功率半导体上的电压应力如图 5(d)~图 5(f)所示。从图 5(d)可见,开关  $S_1$  和  $S_2$  上的电压应力为 293 V。从图 5(e)可见,开关  $S_a$ 、 $S_b$  和  $S_c$  上的电压应力为 98V, 而开关  $S_d$  上的电压应力为 196 V。如图 5(f)所示,二极管  $D_a$  和  $D_b$  上的电压应力为 98 V, 而二极管  $D_c$  和  $D_d$  上的电压应力为 196 V。

与图 5 类似,图 6 是在各种调制指数( $M_i$ )下的仿真结果,该拓扑采用纯电阻负载(40  $\Omega$ )和 LC 滤波器(500  $\mu H + 10 \mu F$ )。在  $M_i > 0.6$  的情况下,所提 SCSLI 拓扑可以在输出端产生六电平电压。图 6(a)和 7(b)是在  $M_i = 1$  和  $M_i = 0.7$  时的未滤波输出电

压、滤波负载电流、电容  $C_a$  电压和电容  $C_c$  电压波形。图 6(a)中输出电压中的最大电压电平为 245 V, 约为输入电压源的 2.5 倍。在  $0.2 < M_i \leq 0.6$  的情况下, 所提 SCSLI 拓扑可以在输出端产生四电平电压波形。图 6(c)是在  $M_i = 0.5$  时的未滤波输出电压、滤波负载电流、电容  $C_a$  电压和电容  $C_c$  电压波形。当  $M_i \leq 0.2$  时, 所提 SCSLI 拓扑仅在输出端产生两电平电压波形。图 6(d)是在  $M_i = 0.2$  时的未滤波输出电压、滤波负载电流、电容  $C_a$  电压和电容  $C_c$  电压波形。

当所提 SCSLI 分别为阻感负载( $40 \Omega + 85 \text{ mH}$ )和纯电阻负载( $40 \Omega$ )供电时, 其输出电压和负载电流波形如图 7 所示, 所提逆变器提供了在交流侧传输无功功率的能力。

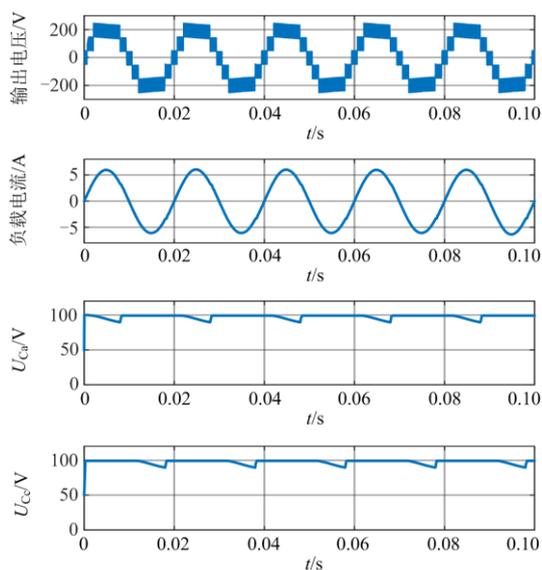
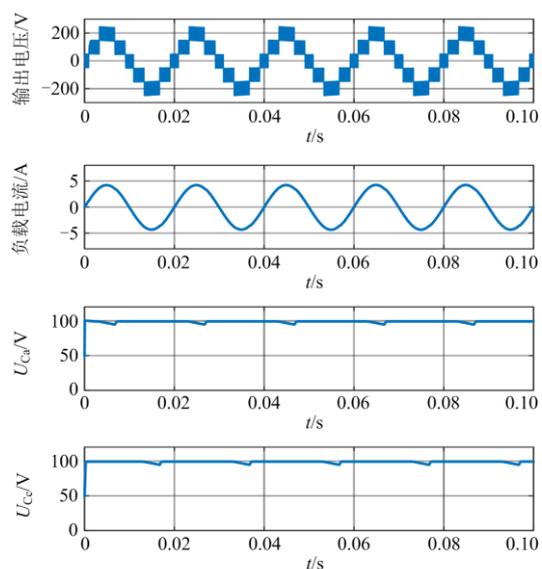
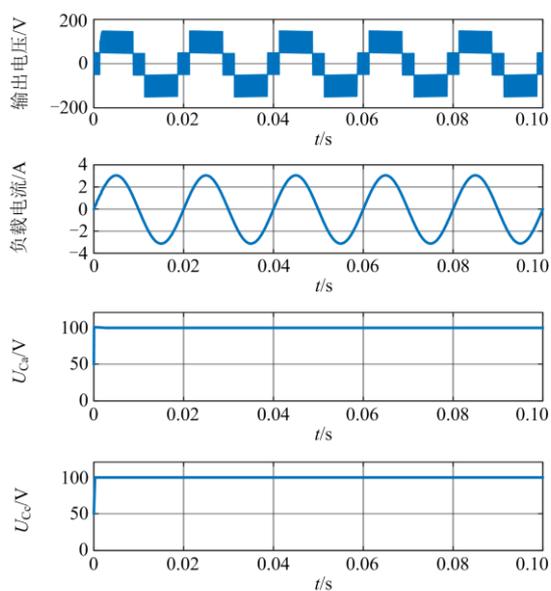
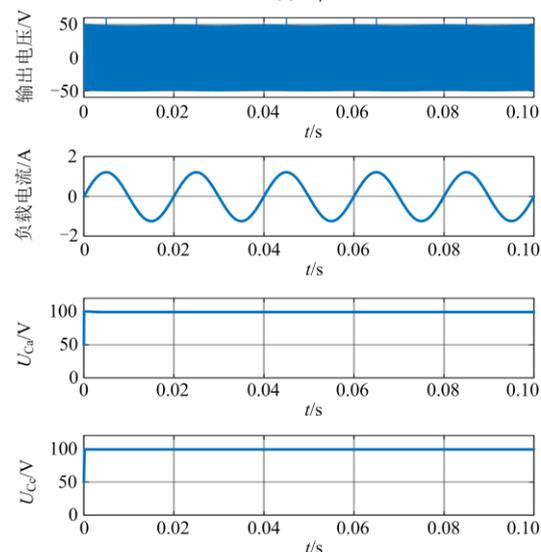
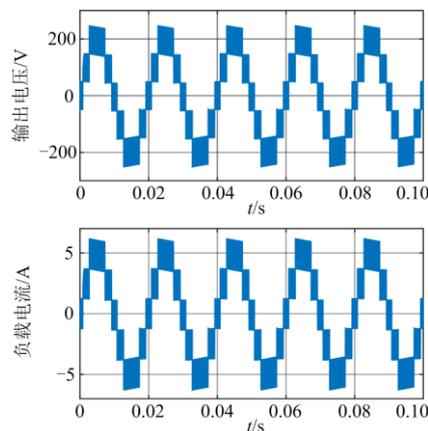
(a)  $M_i = 1$ (b)  $M_i = 0.7$ (c)  $M_i = 0.5$ (d)  $M_i = 0.2$ 

图 6 不同调制指标下的仿真结果

Fig. 6 Simulation results with different modulation indexes



(a) 纯电阻负载

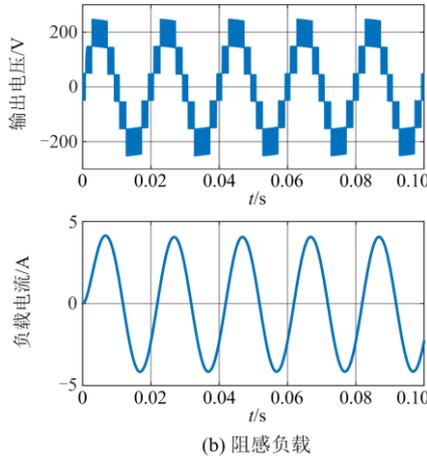


图 7 不同负载条件下的仿真结果

Fig. 7 Simulation results for different loads

图 8 分别是在三相纯电阻负载和阻感负载(40 Ω-

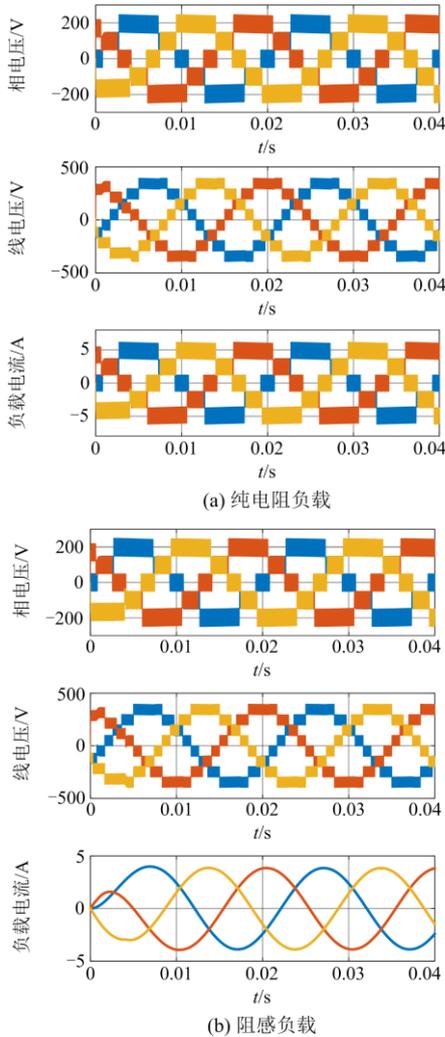


图 8 不同负载条件下三相拓扑的仿真结果

Fig. 8 Simulation results of three-phase topology for different loads

100 mH/相)情况下的输出相电压、输出线电压和负载电流波形。从图 8 可以看出,所提逆变器在使用单个直流电压源的情况下实现了三相输出。

### 3 结论

本文提出了一种基于开关电容的单相六电平逆变器拓扑结构和三相拓扑结构,并详细阐述了两种拓扑结构及其工作原理。与类似多电平逆变器对比,证实了所提逆变器的优点。仿真分析验证了所提电路的可行性。该拓扑结构可用于产生六电平输出电压,从而减小输出滤波器的尺寸。此外,该拓扑具有升压能力,最大电压电平为输入电压的 2.5 倍。与所提逆变器的单相拓扑类似,使用单个直流电压源对三相拓扑中的所有电容充电。在单相和三相拓扑中使用单个直流电压源以及电容电压的自平衡特性是其另一个优点。此外,泄漏电流是光伏应用中的关键因素之一,在该逆变器中可以得到有效地衰减。然而,该逆变器的缺点是不能产生零电压电平。

### 参考文献

[1] 徐帅, 张建忠. 多电平电压源型逆变器的容错技术综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 39-50.  
XU Shuai, ZHANG Jianzhong. Overview of fault-tolerant techniques for multilevel voltage source inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 39-50.

[2] 任兆文, 宋书中, 黄景涛, 等. 单相三电平并网逆变器多状态模型预测控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 19-28.  
REN Zhaowen, SONG Shuzhong, HUANG Jingtao, et al. Research on multi-state model predictive control for a single-phase three-level grid-tied inverter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(16): 19-28.

[3] 王奎, 郑泽东, 李永东. 五电平有源中点钳位型逆变器母线中点电压平衡问题[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 30-35.  
WANG Kui, ZHENG Zedong, LI Yongdong. Neutral-point potential balancing problem of five-level active neutral-point-clamped inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 30-35.

[4] 刘战, 谭国俊, 张云凤, 等. 有源中点钳位型五电平整流器电容建压方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3888-3899.  
LIU Zhan, TAN Guojun, ZHANG Yunfeng, et al. A capacitor voltage buildup method for active neutral-point-

- claimed five-level rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3888-3898.
- [5] 张航, 李耀华, 高范强, 等. 级联 H 桥型电力电子变压器隔离级高频电流波动抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(7): 130-138.  
ZHANG Hang, LI Yaohua, GAO Fanqiang, et al. High-frequency current fluctuation suppression strategy for isolation stage of cascaded h-bridge based power electronic transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(7): 130-138.
- [6] 游云峰, 李媛, 方番, 等. 级联多电平准 Z 源逆变器的无差拍并网控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(17): 48-53.  
YOU Yunfeng, LI Yuan, FANG Fan, et al. Deadbeat grid-connected control strategy of quasi-Z-source cascaded multilevel inverter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(17): 48-53.
- [7] 王付胜, 窦盛, 付航, 等. 一种 ANPC-5L 逆变器飞跨电容电压与中点电位优化解耦控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1150-1162.  
WANG Fusheng, DOU Sheng, FU Hang, et al. An optimized decoupling control algorithm between flying capacitor voltage and neutral-point potential in ANPC-5L inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1150-1162.
- [8] LUONG H T, NGUYEN M K, TRAN T T. Single-phase five-level Z-source T-type inverter[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(14): 2367-2376.
- [9] 张琦, 李江江, 孙向东, 等. 单相级联七电平逆变器拓扑结构及其控制方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3843-3853.  
ZHANG Qi, LI Jiangjiang, SUN Xiangdong, et al. Topology and control method of single-phase cascaded seven-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18): 3843-3853.
- [10] KUNCHAM S K, ANNAMALAI K, SUBRAHMANYAM N. A two-stage type hybrid five-level transformerless inverter for PV applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9512-9523.
- [11] 王要强, 周成龙, 李忠文, 等. 单电源自均压九电平逆变器及其调制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 817-826.  
WANG Yaoqiang, ZHOU Chenglong, LI Zhongwen, et al. Single-source self-voltage-balancing nine-level inverter and its modulation strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 817-826.
- [12] YE Yuanmao, CHEN Shikai, ZHANG Xianyong, et al. Half-bridge modular switched-capacitor multilevel inverter with hybrid pulse width modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8237-8247.
- [13] 孙立明, 杨博. 蓄电池/超导混合储能系统非线性鲁棒分数阶控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22): 76-83.  
SUN Liming, YANG Bo. Nonlinear robust fractional-order control of battery/SMES hybrid energy storage systems[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22): 76-83.
- [14] 郭佳才, 徐大勇. 基于矢量分解的多电平逆变器简化 SVPWM 算法[J]. 电测与仪表, 2021, 58(6): 55-60.  
GUO Jiakai, XU Dayong. A simplified SVPWM algorithm for multilevel inverters based on vectordecomposition[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(6): 55-60.
- [15] LEE S S. A single-phase single-source 7-level inverter with triple voltage boosting gain[J]. IEEE Access, 2018, 6: 30005-30011.
- [16] BARZEGARKHOO R, MORADZADEH M, ZAMIRI E, et al. A new boost switched-capacitor multilevel converter with reduced circuit devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6738-6754.
- [17] LEE S S. Single-stage switched-capacitor module (S3CM) topology for cascaded multilevel inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8204-8207.
- [18] SIDDIQUE M D, MEKHILEF S, SHAH N M, et al. A new single phase single switched-capacitor based nine-level boost inverter topology with reduced switch count and voltage stress[J]. IEEE Access, 2019, 7: 174178-174188.
- [19] NAKAGAWA Y, KOIZUMI H. A boost-type nine-level switched capacitor inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6522-6532.
- [20] 邱继浪, 何英杰, 焦乾明, 等. 非隔离型三电平逆变器漏电流抑制与中点电位平衡控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(17): 161-170.  
QIU Jilang, HE Yingjie, JIAO Qianming, et al. Leakage current suppression and balance control of neutral point potential for three-level transformerless inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17): 161-170.
- [21] TRAN T T, NGUYEN M K, NGO V Q B, et al. A three-phase constant common-mode voltage inverter with triple voltage boost for transformerless photovoltaic

- system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 166692-166702.
- [22] JAHAN H K, ABAPOUR M, ZARE K. Switched-capacitor-based single-source cascaded H-bridge multilevel inverter featuring boosting ability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1113-1124.
- [23] SAMIZADEH M, YANG X, KARAMI B, et al. A new topology of switched-capacitor multilevel inverter with eliminating leakage current[J]. IEEE Access, 2020, 8: 76951-76965.
- [24] SANDEEP N, SATHIK M J, YARAGATTI U R, et al. Common-ground-type five-level transformerless inverter topology with full DC-bus utilization[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2020, 56(4): 4071-4080.
- [25] GRIGOLETTO F B. Five-level transformerless inverter for single-phase solar photovoltaic applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3411-3422.
- [26] CHEN M, LOH P C, YANG Y, et al. A six-switch seven-level triple-Boost inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1225-1230.
- [27] CHEN M, YANG Y, LOH P C, et al. A single-source nine-level boost inverter with a low switch count[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(3): 2644-2658.
- [28] LIU Junfeng, WU Jialei, ZENG Jun. Symmetric/asymmetric hybrid multilevel inverters integrating switched-capacitor techniques[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1616-1626.
- [29] SIWAKOTI Y P, MAHAJAN A, ROGERS D J, et al. A novel seven-level active neutral-point-clamped converter with reduced active switching devices and dc-link voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10492-10508.
- [30] LEE S S, BAK Y, KIM S M, et al. New family of boost switched-capacitor seven-level inverters (BSC7LI)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10471-10479.
- [31] 刘俊峰, 祝祥开, 曾君. 新型低电压应力的电容自均衡七电平逆变器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(3): 97-105.
- LIU Junfeng, ZHU Xiangkai, ZENG Jun. Seven-level inverter with reduced blocking voltage and self-balancing of capacitors[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(3): 97-105.
- [32] 陈磊, 何慧雯, 王磊, 等. 基于限流器与断路器协调的混合直流输电系统故障隔离方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(19): 119-127.
- CHEN Lei, HE Huiwen, WANG Lei, et al. Fault isolation method of a hybrid HVDC system based on the coordination of a fault current limiter and a DC circuit breaker[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(19): 119-127.
- [33] 张伟晨, 熊永新, 李程昊, 等. 基于改进 VDCOL 的多馈入直流系统连续换相失败抑制及协调恢复[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 63-72.
- ZHANG Weichen, XIONG Yongxin, LI Chenghao, et al. Continuous commutation failure suppression and coordinated recovery of multi-infeed DC system based on improved VDCOL[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 63-72.
- [34] XU Yan, LIU Jingyan, FU Yuan. Fault-line selection and fault-type recognition in DC systems based on graph theory[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 267-276.

收稿日期: 2022-02-21; 修回日期: 2022-04-24

作者简介:

岳舟(1982—), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。Email: yuezhou2000@163.com

(编辑 姜新丽)