

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.4.83

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种单电源九开关二倍升压九电平逆变器

潘 健, 陈光义, 熊嘉鑫, 刘雨晴
(湖北工业大学电气与电子工程学院, 武汉 430068)

摘要: 针对现有九电平逆变器存在使用器件较多且调制策略复杂的问题, 提出1种新型的开关电容九电平逆变器, 其拓扑仅需1个直流电源、9个开关、2个电容和2个二极管即可输出九电平, 同时实现二倍升压。该逆变器具有电容电压自平衡的能力, 无需复杂的控制算法和外部均压电路来维持电容电压平衡。采用多载波层叠调制策略对该逆变器进行调制, 逆变器中4对开关的工作状态互补, 可以使用非门逻辑电路来降低调制策略的复杂度。首先对该逆变器的拓扑结构和工作原理进行理论分析; 其次, 对调制策略进行了详细介绍, 并将所提拓扑与其他九电平拓扑进行比较, 介绍了该拓扑的优点; 最后, 搭建的仿真电路和实验平台验证了所提拓扑及调制策略的可行性和有效性。

关键词: 单电源; 开关电容; 九电平逆变器; 二倍升压; 载波层叠调制

Single Supply Nine-switch Double Boost Nine-level Inverter

PAN Jian, CHEN Guangyi, XIONG Jiabin, LIU Yuqing

(School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: Aimed at the problems in the existing nine-level inverter such as many devices and a complex modulation strategy, a novel switched capacitor nine-level inverter is proposed. The topology of this inverter is composed of only one single DC power supply, nine switches, two capacitors and two diodes, and it can output nine levels and double the boost at the same time. The voltages of capacitors are self-balancing, and the complex control algorithm and external voltage sharing circuit are not required. The phase disposition PWM strategy is adopted to modulate the inverter. The working states of four pairs of switches in the inverter are complementary, and the NOT gate logic circuit can be used to reduce the complexity of the modulation strategy. First, the topology and working principle of the inverter are analysed theoretically. Second, the modulation strategy is introduced in detail, and the advantages of this topology are introduced by comparing it with other nine-level inverters. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed topology and modulation strategy were verified based on the established simulation circuit and experimental platform.

Keywords: Single power supply; switched capacitor; nine-level inverter; double boost; phase disposition PWM

多电平逆变器 MLI(multilevel inverter)与传统两电平逆变器相比, 其输出电压波形更接近正弦波, 可以减小输出总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)^[1-2], 提升输出电能质量, 降低对滤波器

的要求, 且 MLI 还具有开关损耗少和电磁干扰低等优势, 被广泛应用于可再生分布式能源系统、电机驱动和分布式发电等领域^[3-4]。传统 MLI 拓扑结构包括级联 H 桥型 CHB(cascaded H-bridge)^[5]、中性点钳位型 NPC(neutral point clamped)^[6]和飞跨电容型 FC(flying capacitance)^[7]。在光伏和风力发电等新能源并网系统的应用场合, 传统 MLI 均不具备自主升压能力, 因此需要在前级增加升压电路, 这会使逆变器的体积增大, 成本增高。同时, 传统 MLI 所使用器件的数量会随着电平数量的增加而

收稿日期: 2021-11-14; 修回日期: 2022-03-30, 2022-04-19;

录用日期: 2022-05-24; 网络首发日期: 2022-06-23

基金项目: 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金资助项目(HBSEES201902)

This work is supported by Open Fund of Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System under the grant HBSEES 201902

大大增加,且调制策略也变得更加复杂。此外,CHB 输出电平数量由隔离直流电压源的数量决定,这会限制其应用场合。FC 和 NPC 拓扑需要外部电路和复杂的控制算法来维持电容器的电压平衡^[8-9]。针对传统 MLI 存在的不足,国内外研究人员进行了一系列改进。为了减少传统九电平逆变器的器件数量,文献[10-12]在 NPC 拓扑的基础上提出了 3 种改进九电平拓扑,减少了元件总数,但这 3 种逆变器并未解决传统 MLI 不具备升压能力的问题,且文献[10]中的逆变器为降压逆变器,不适合前级需要升压电路的光伏、风能等新能源并网系统的应用。

开关电容型多电平逆变器 SCMLI(switche capacitor multilevel inverter)^[13-16]因具备升压、减少元器件的突出特性而备受关注,其基本工作原理是利用开关电容 SC(switche capacitor)与输入电源进行串联放电或并联充电的形式来实现逆变器的升压及多电平的输出。基于 SCMLI 的工作原理,文献[13]提出 1 种使用器件较少的五电平逆变器,同时电容电压自平衡,然而其有限的五电平输出仍将产生较多的输出谐波;文献[14]提出 1 种开关电容九电平拓扑,进一步降低了输出谐波含量,但使用了较多的开关和 SC 等组件;文献[15]提出 1 种具备升压能力的开关电容九电平拓扑,同时降低了控制方法的复杂度,但同样使用了较多的开关和 SC 等组件;为了减少开关电容九电平逆变器的器件数量,文献[16]提出 1 种元器件总数更少的双输入源九电平开关电容逆变器,实现了电容电压自平衡,然而这种拓扑结构与传统 CHB 拓扑存在同样的不足,即需要 2 个直流输入源,且该拓扑的调制策略较为复杂。

为了在使用单输入源的前提下进一步减少九电平拓扑的器件总数,并降低调制策略的复杂度,本文提出了一种单电源九开关二倍升压九电平逆变器。该拓扑结构仅使用 9 个开关管、2 个二极管和 2 个开关电容即可实现二倍升压九电平输出。其中,4 对开关工作状态互补,调制简单,降低了控制的复杂程度,同时可实现开关电容电压自平衡。

1 单电源九开关二倍升压九电平逆变器的结构及工作原理

1.1 九电平逆变器结构

本文所提单电源九开关二倍升压九电平逆变器拓扑结构如图 1 所示,其由直流输入电压源 V_{in} 、开关电容 C_1 和 C_2 、二极管 D_1 和 D_2 、开关管 S_i 与 \bar{S}_i ($i=1,2,3,4$) 和 S_5 组成。当 C_1 和 C_2 串联后与 V_{in} 并联时,电容 C_1 和 C_2 均被充电至 $V_{in}/2$ 。通过 V_{in} 与电容 C_1 和 C_2 串、并联组合及 H 桥的导通方式,所提逆变器可以输出 $\pm 2V_{in}$ 、 $\pm 3V_{in}/2$ 、 $\pm V_{in}$ 、 $\pm V_{in}/2$ 和 0 这 9 个电平。拓扑的 9 个开关中,开关 S_i 与 \bar{S}_i 的工作状态互补,简化了开关控制。

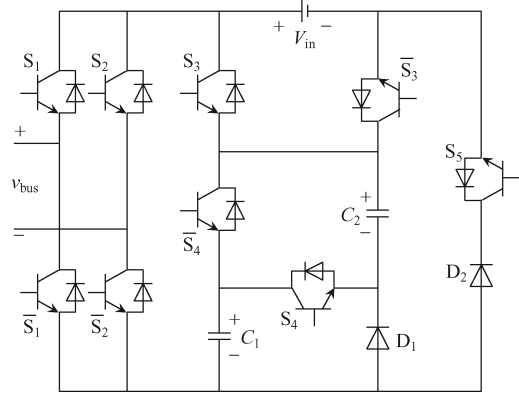


图 1 九电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of nine-level inverter

逆变器中各种功率器件的工作状态如表 1 所示,其中包括开关的通、断状态及电容的充、放电状态。

表 1 九电平逆变器的工作状态

Tab. 1 Working states of nine-level inverter

模态	母线电压 v_{bus}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	C_1	C_2
E_1	$+2V_{in}$	1	0	0	1	0	放电	放电
E_2	$+3V_{in}/2$	1	0	0	0	0	放电	放电
E_3	$+V_{in}$	1	0	1	1	1	充电	充电
E_4	$+V_{in}/2$	1	0	1	0	0	放电	放电
E_5	0	1	1	1	1	1	充电	充电
E_6	0	0	0	1	1	1	充电	充电
E_7	$-V_{in}/2$	0	1	1	0	0	放电	放电
E_8	$-V_{in}$	0	1	1	1	1	充电	充电
E_9	$-3V_{in}/2$	0	1	0	0	0	放电	放电
E_{10}	$-2V_{in}$	0	1	0	1	0	放电	放电

注：“1”和“0”分别表示开关管处于导通和关断状态。

1.2 工作原理

本文所提九电平逆变器按照输出电平可以划分为 10 种工作状态, 其正半周期的工作模式如图 2(a)~(e)所示, 其中实线表示对输出负载供电的回路, 虚线表示输入直流源对电容器的充电回路。为了方便分析, 做出如下假设: 电路中功率器件均为理想器件, 不考虑通态电阻和正向导通压降; 开关电容 C_1 和 C_2 的容量足够大, 工作过程中电容电压纹波为 0, 电容器电压恒定为 $V_{C_1} = V_{C_2} = V_{in}/2$; 电路已经进入稳定状态。具体工作原理分析如下。

模态 E_1 : 如图 2(a)所示, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 \bar{S}_3 、 S_4 导通, 其余开关管处于关断状态。直流电源 V_{in} 串联电容 C_1 和 C_2 对负载供电。此时输出电平 v_{bus} 为

$$v_{bus} = V_{C_1} + V_{in} + V_{C_2} = 2V_{in} \quad (1)$$

模态 E_2 : 如图 2(b)所示, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 \bar{S}_3 、 \bar{S}_4 导通, 其余开关管处于关断状态。电容 C_1 和 C_2 并联同时与直流电源 V_{in} 串联对负载供电。此时输出电平 v_{bus} 为

$$v_{bus} = V_{in} + V_{C_1} = V_{in} + V_{C_2} = \frac{3}{2}V_{in} \quad (2)$$

模态 E_3 : 如图 2(c)所示, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 导通, 其余开关管处于关断状态。直流电源 V_{in} 对负载供电并与电容 C_1 和 C_2 并联, 对电容 C_1 和 C_2 充电。此时输出电平 v_{bus} 为

$$v_{bus} = V_{in} \quad (3)$$

模态 E_4 : 如图 2(d)所示, 开关管 S_1 、 \bar{S}_2 、 S_3 、 \bar{S}_4 导通, 其余开关管处于关断状态。电容 C_1 和 C_2 并联对负载供电。此时输出电平 v_{bus} 为

$$v_{bus} = V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{1}{2}V_{in} \quad (4)$$

模态 E_5 : 如图 2(e)所示, 开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 导通, 其余开关管处于关断状态。直流电源 V_{in} 与电容 C_1 和 C_2 并联, 对电容 C_1 和 C_2 充电。此时输出电平 v_{bus} 为

$$v_{bus} = 0 \quad (5)$$

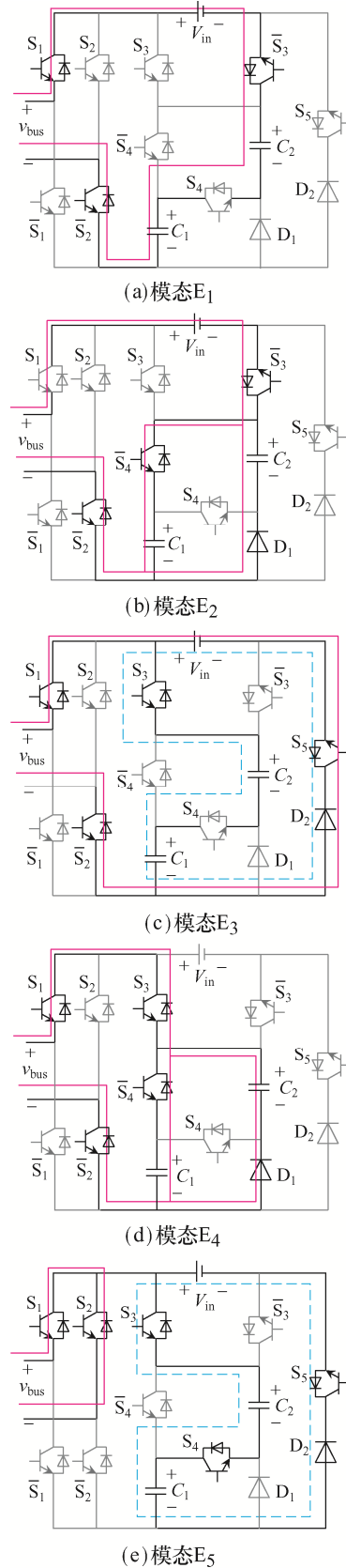


图 2 九电平逆变器的的工作模式

Fig. 2 Working modes of nine-level inverter

由于所提逆变器负半周期的工作模式与正半周期的工作模式对称, 因此不再赘述。

1.3 电容电压自平衡

由第 1.2 节对所提逆变器的分析和表 1 所示的开关管和电容状态可知, 电容 C_1 和 C_2 在输出电压的 1 个周期内均交替工作在充电和放电状态。在输出 $\pm 2V_{in}$ 、 $\pm 3V_{in}/2$ 、 $\pm V_{in}/2$ 时, 电容 C_1 和 C_2 均与电源串联对负载放电; 在输出 $\pm V_{in}$ 、0 时, 电容 C_1 和 C_2 串联后与电源并联, 电源对电容进行充电。在输出电压的 1 个周期内, 电容 C_1 和 C_2 放电量与充电量相等, 电容电压均能动态保持在 $V_{in}/2$, 并自动实现平衡。

1.4 开关电压应力与电流应力分析

表 2 为各个输出电平对应的开关管电压, 其中 V_{S_i} 和 \bar{V}_{S_i} 分别为开关 S_i 与 \bar{S}_i 两端的电压 ($i=1, 2, 3, 4, 5$)。例如, 当输出母线电压 $v_{bus}=2V_{in}$ 时, 开关 \bar{S}_1 和 S_2 的电压为 $2V_{in}$, 开关 S_3 的电压为 V_{in} , 开关 \bar{S}_4 的电压为 $V_{in}/2$, 所有开关管电压之和为 $5.5V_{in}$ 。

表 2 开关管承受电压应力
Tab. 2 Voltage stress of switches

v_{bus}	V_{S_1}	$V_{\bar{S}_1}$	V_{S_2}	$V_{\bar{S}_2}$	V_{S_3}	$V_{\bar{S}_3}$	V_{S_4}	$V_{\bar{S}_4}$	V_{S_5}
$+2V_{in}$	0	$2V_{in}$	$2V_{in}$	0	V_{in}	0	0	$V_{in}/2$	0
$+3V_{in}/2$	0	$3V_{in}/2$	$3V_{in}/2$	0	V_{in}	0	$V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$
$+V_{in}$	0	V_{in}	V_{in}	0	0	V_{in}	0	$V_{in}/2$	0
$+V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$	$V_{in}/2$	0	0	V_{in}	$V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$
0	0	V_{in}	0	V_{in}	0	V_{in}	0	$V_{in}/2$	0
0	V_{in}	0	V_{in}	0	0	V_{in}	0	$V_{in}/2$	0
$-V_{in}/2$	$V_{in}/2$	0	0	$V_{in}/2$	0	V_{in}	$V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$
$-V_{in}$	V_{in}	0	0	V_{in}	0	V_{in}	0	$V_{in}/2$	0
$-3V_{in}/2$	$3V_{in}/2$	0	0	$3V_{in}/2$	V_{in}	0	$V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$
$-2V_{in}$	$2V_{in}$	0	0	$2V_{in}$	V_{in}	0	0	$V_{in}/2$	0

表 3 为开关和二极管的电流应力, 其中 i_{busm} 为输出母线电流的最大电流, i_{cm} 为电容器的最大充电电流, i_{d1m} 和 i_{d2m} 分别为 C_1 和 C_2 的最大放电电流。例如, 承受电流应力为 i_{busm} 的开关为 S_1 、 \bar{S}_1 、 S_2 、 \bar{S}_2 和 \bar{S}_3 。

表 3 开关和二极管承受电流应力

Tab. 3 Current stress of switches and diodes

i_{busm}	S_1	\bar{S}_1	S_2	\bar{S}_2	\bar{S}_3
i_{cm}	S_3	S_4	S_5	D_2	
i_{d1m}	\bar{S}_4				
i_{d2m}	D_1				

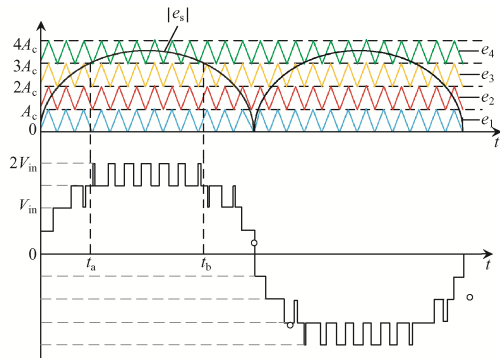
2 调制策略

多载波 PWM 有许多调制方法, 如电平移位脉宽调制 LS-PWM(level shift-PWM)^[17]和移相脉宽调制 PS-PWM(phase shift-PWM)^[18]。然而, 对于具有 N 个电平的 MLI, LS-PWM 和 PS-PWM 均需要 $N-1$ 个载波, 且需要更复杂的逻辑控制策略。为了简化调制策略, 本文采用载波层叠法 PD-PWM(phase disposition PWM)^[19-20]来生成九电平逆变器开关的触发脉冲。

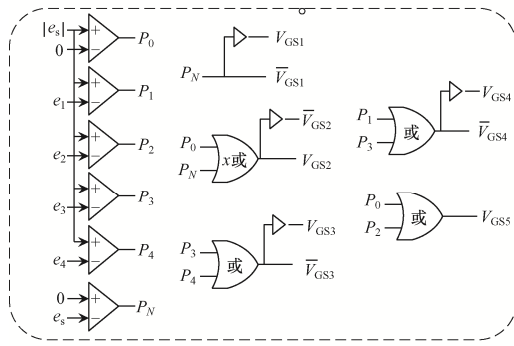
如图 3(a)所示, 载波 e_1 、 e_2 、 e_3 、 e_4 上下依次层叠, 其具有相同的频率和幅值。正弦调制信号波形 $e_s=A_{ref}\sin(2\pi)f_{ref}t$ 与这些载波共享同一时间轴。其中, A_{ref} 为正弦信号波形的幅值, $|A_{ref}|<4|A_c|$, A_c 为载波幅值, f_{ref} 为正弦信号调制波的频率。

如图 3(b)所示, 将调制波 e_s 与载波 $e_k(k=1, 2, 3, 4)$ 进行比较, 可以得到 5 个原始脉冲波形 $P_0\sim P_5$, 再根据表 1 中开关状态设计 $P_0\sim P_5$ 的控制逻辑电路, 即可得到开关 $S_i(i=1, 2, 3, 4, 5)$ 的驱动信号 $V_{GS1}\sim V_{GS5}$ 。该九电平逆变器有 4 对开关工作状态互补, 因此可以使用非门简化控制逻辑电路。最后, 调制比 M 由参考正弦信号波形 e_s 的幅值与载波的幅值之比决定, 即

$$M = \frac{|A_{ref}|}{4|A_c|} \quad (6)$$



(a) 调制波形



(b) 控制逻辑电路

图 3 九电平逆变器的 PD-PWM 调制

Fig. 3 PD-PWM for nine-level inverter

3 拓扑性能比较

为了验证所提拓扑使用器件较少及调制策略简单的特点, 将其与近年来提出的九电平逆变器进行了比较。根据直流源数量、开关管数量、离散二极管数量、开关电容数量、工作状态互补开关对数和总驻电压应力 TSV(total standing voltage)进行比较。其中, TSV 可表示为

$$TSV = \frac{\sum_{i=1}^n V_{b_sw,i} + \sum_{j=1}^m V_{b_d,j}}{V_{o_max}} \quad (7)$$

式中, $V_{b_sw,i}$ 和 $V_{b_d,j}$ 分别为拓扑中每个开关和二极管的 最大阻断电压; V_{o_max} 为最大输出峰值电压。表 4 为所提九电平拓扑与其他文献所提九电平拓扑的比较。

表 4 与其他文献所提九电平逆变器的比较分析

Tab. 4 Comparison of proposed topology with other nine-level inverters

对比项	电源	开关管	二极管	电容	工作状态互补开关	对数 TSV
文献[12]	1	12	0	2	3	5.25
文献[15]	1	12	0	3	2	6.00
文献[16]	2	8	3	1	1	7.00
文献[21]	1	8	6	3	2	7.00
本文	1	9	2	2	4	5.75

由表 4 可以看出, 文献[12]和文献[15]中提出的

拓扑在实现九电平输出时, 使用的开关管数量均比本文拓扑多 3 个, 且文献[15]拓扑的电容器数量比本文多 1 个; 文献[16]拓扑的器件总数与本文相同, 然而其九电平逆变器需要 2 个输入直流源, 这限制了其应用场合; 文献[21]中拓扑的开关管数量比本文拓扑少 1 个, 但该拓扑的二极管数量比本文多 4 个, 且电容比本文多 1 个。根据 TSV 对比结果可知, 本文所设计拓扑 TSV 较低。此外, 由表 1 和表 4 可知, 本文拓扑的 9 个开关中, 有 4 对开关工作状态互补, 与对比文献相比, 调制策略更加简单。

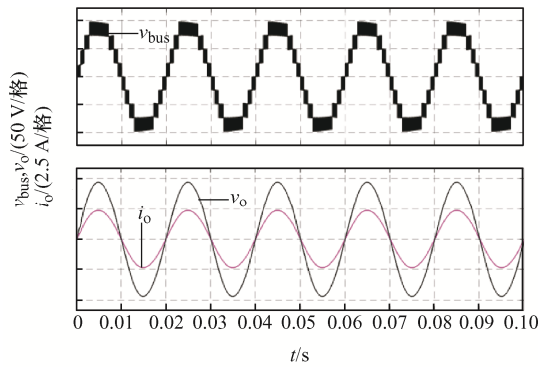
4 仿真和实验验证

4.1 仿真实验

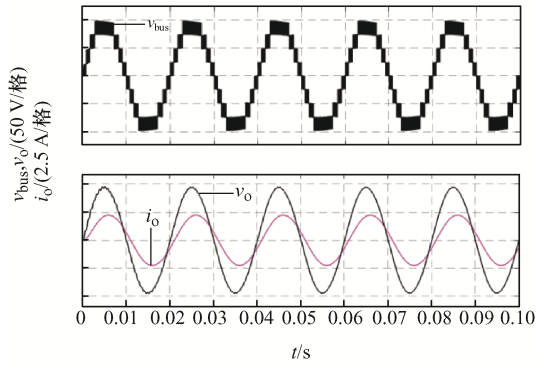
为了验证单电源九开关二倍升压九电平逆变器及其 PD-PWM 调制策略的有效性, 在 Simulink 仿真平台搭建仿真电路, 主要仿真参数: 输入电压 $V_{in}=50\text{ V}$, 调制比 $M=0.9$, 负载 $Z_1=40\ \Omega$, 负载 $Z_2=40\ \Omega+40\text{ mH}$, 开关电容 $C_1=C_2=2\text{ mF}$, 滤波电容 $C_f=10\ \mu\text{F}$, 滤波电感 $L_f=1.1\text{ mH}$, 开关频率 $f_s=10\text{ kHz}$, 正弦调制波频率 $f_{ref}=50\text{ Hz}$ 。

图 4 和图 5 分别为所提逆变器的稳态和动态仿真结果。如图 4(a)所示, 当逆变器负载为纯阻性时, 输出母线电压 v_{bus} 波形为九电平阶梯波, 且输出电流 i_o 与输出电压 v_o 的相位相同, 同时, 输出电压的幅值约等于直流输入电压幅值的 2 倍。如图 4(b)所示, 当逆变器负载为阻感性时, 输出电压 v_o 波形与输出电流 i_o 波形之间存在明显的相位差, 这说明该逆变器具备带感性负载的能力。由图 4(c)可以看出, 当逆变器进入稳态后, 电容 C_1 和 C_2 两端的电压在每个周期内自平衡, 因此该逆变器不需要额外的均衡电路和复杂调制算法来平衡电容电压。

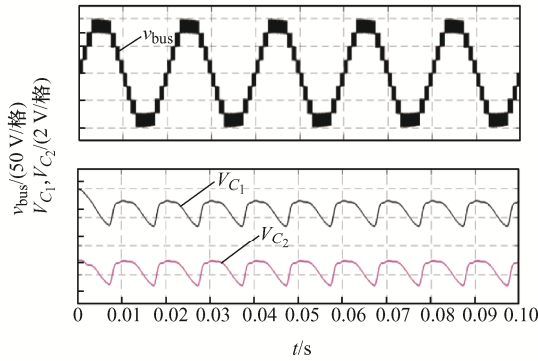
图 5 证明了该拓扑动态性能良好。图 5(a)为在阻性负载 Z_1 下, 当调制比 M 变化时, 所提拓扑的输出动态变化波形。随着调制比从 0.2 逐渐增加到 1.0, 母线电压 v_{bus} 从三电平变为五电平、七电平、



(a) 纯电阻负载为40 Ω的稳态波形



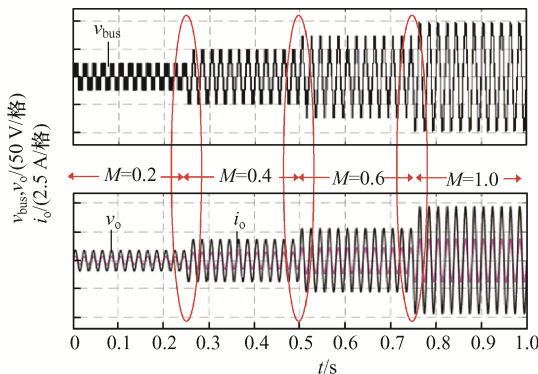
(b) 阻感性负载为40 Ω和40 mH的稳态波形



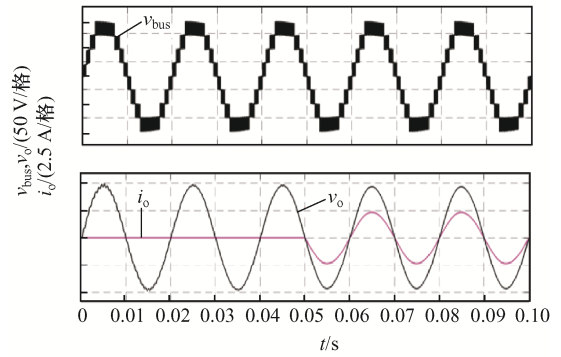
(c) 电容器 V_{C1} 和 V_{C2} 上的电压波形

图 4 九电平逆变器的稳态仿真结果

Fig. 4 Steady-state simulation results of nine-level inverter



(a) 调制比动态变化



(b) 突加负载时输出电压和输出电流波形

图 5 九电平逆变器的动态仿真结果

Fig. 5 Dynamic simulation results of nine-level inverter

九电平。图 5(b)为当负载由空载突变到阻性负载 Z_1 时, 母线电压 v_{bus} 、输出电压 v_o 和输出电流 i_o 的波形, 可以看出在突加负载的情况下, 输出电压保持稳定, 输出电流能够平滑过渡。

值得注意的是, 本文所设计九电平拓扑的输出功率受到开关电容的最大充电电流限制。其根本原因在于, 开关电容串联于电路时放电, 放电量取决于放电时间及为负载提供的功率; 当在下一个状态进行充电时, 由于 $i_c = Cdu / dt$ (其中 i_c 为电容充电电流, C 为电容容量, u 为电容两端电压), 前一个状态的放电量越多, 此时的充电电流越大, 为了避免较大的充电电流危害设备安全, 必须将充电电流维持在安全范围内。由此可见, 本文拓扑输出功率的大小受限于开关电容的充电电流, 这也是所有基于开关电容型逆变器功率提升的重要限制。具体而言, 本文所设计的拓扑的功率工作允许范围确定步骤: 首先利用仿真测算确定开关电容充电电流最大值 i_{cm} 与输出功率 P_o 间的正相关曲线, 如图 6 所示。

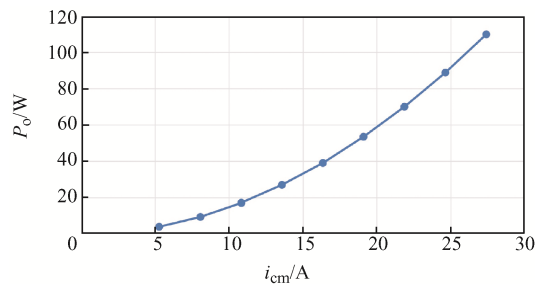


图 6 开关电容充电电流最大值 i_{cm} 与输出功率 P_o 间的正相关曲线

Fig. 6 Positive correlation curve of i_{cm} vs P_o

在进行实物设计时通常会保留一定的安全裕度,使流过开关管的电流在安全范围内,其中电容充电电流最大值 i_{cm} 与开关管所能承受最大电流 I_{sm} 满足

$$i_{cm} \leq \alpha I_{sm} \quad (8)$$

式中, α 为裕度系数, $0 \leq \alpha \leq 1$ 。在实验验证中,选用型号为 IXFH80N65X2 的开关管,可以根据其数据手册找到该型号开关管所能承受最大电流 I_{sm} 。取裕度系数 $\alpha=0.5$,得到允许的最大充电电流,根据 i_{cm} 与 P_o 间的正相关曲线得到输出功率。

4.2 实验验证

为进一步验证所提拓扑的可行性,搭建九电平逆变器实验原型。实验参数: $C_1=C_2=2$ mF, 滤波电容 $C_F=10$ μ F, 滤波电感 $L_F=1.1$ mH, 系统直流侧电压为 50 V, 调制比 $M=0.9$, 负载为 40 Ω , 开关频率 $f_s=10$ kHz。稳态和动态实验波形,分别如图 7 和图 8 所示。

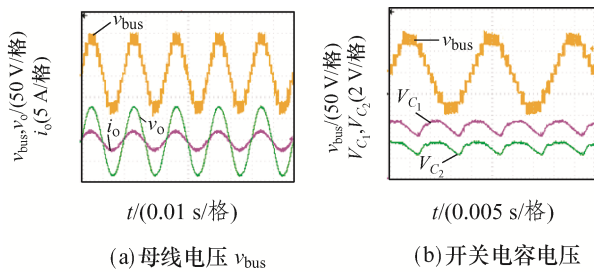


图 7 稳态实验结果

Fig. 7 Steady-state experimental results

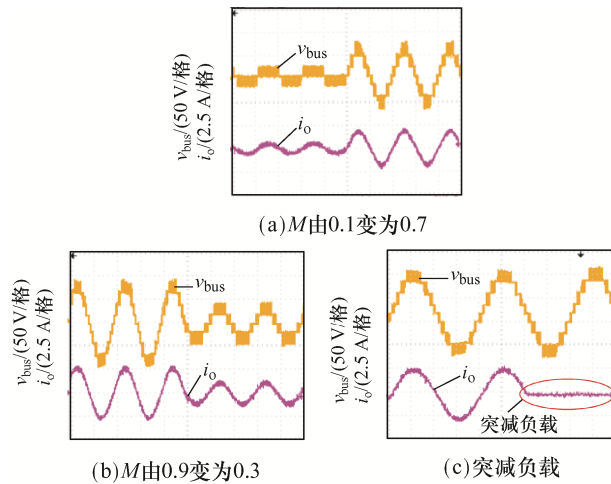


图 8 动态实验波形

Fig. 8 Dynamic experimental waveforms

如图 7(a)所示,在纯阻性负载下,所提九电平逆变器拓扑的输出电压和输出电流相位相同。图 7(b)为主电路中 2 个 SC 两端的直流电压波形,实验情况与仿真类似,电压波动较小,且电容电压在每个周期内充、放电平衡。

当调制比动态变化时,在图 8(a)中,当调制比从 0.1 增加到 0.7 时,输出母线电压由三电平输出过渡到七电平输出,输出电平增加时,输出波形保持稳定;图 8(b)为调制比从 0.9 减少到 0.3 的动态变化情况,此时输出母线电压对应电平从九电平输出过渡到五电平输出,当输出电平减少时,输出波形依旧稳定;图 8(c)为所提九电平 SC 逆变器负载突然变化下的实验结果,当突减负载时,输出母线电压稳定不变,输出电流过渡平滑。

5 结语

本文提出 1 种使用器件较少的二倍升压开关电容九电平逆变器,该逆变器中的 4 对开关工作状态互补,可以简化调制策略。首先,对该逆变器的拓扑结构、工作原理、电容电压自平衡和开关电压应力进行了理论分析;其次,对调制策略进行了详细介绍,并将所提拓扑与部分其他开关电容九电平拓扑进行比较,验证了该逆变器使用器件较少和调制策略简单的特点;最后,搭建单电源九开关二倍升压九电平逆变器的仿真模型和实验模型,验证了理论分析的正确性,仿真和实验结果表明,所提逆变器的稳态性能与动态性能良好。

需要说明的是,本文重点为简化拓扑结构和调制策略,但尚未对所提拓扑进行对 EMC 影响的仿真分析与实验验证。

参考文献:

- [1] Sourabh K, Subrata B, Deepak R, et al. Meeting IEC and ER G4/5 harmonic standards in nine-level cascaded H-bridge inverters using an improved SHM-PAM scheme [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(18): 4395-4406.
- [2] 鲁思兆, 邓晓婷, 李凯, 等. 三相四桥臂模块化多电

- 平变换器控制方法研究[J]. 昆明理工大学学报(自然科学版), 2018, 43(5): 60-67.
- Lu Sizhao, Deng Xiaoting, Li Kai, et al. A control strategy of three-phase four-arms modular multilevel converter [J]. Journal of Kunming University of Science and Technology(Natural Science Edition), 2018, 43(5): 60-67 (in Chinese).
- [3] Rodríguez J, Lai J, Peng F Z. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [4] 刘芳, 赖良发, 苏建徽. 推挽型光伏并网微逆变器控制策略研究[J]. 昆明理工大学学报(自然科学版), 2012, 37(6): 85-91.
- Liu Fang, Lai Liangfa, Su Jianhui. Research on control strategy of push-pull micro-inverter in photovoltaic grid-connected applications [J]. Journal of Kunming University of Science and Technology(Natural Science Edition), 2012, 37(6): 85-91 (in Chinese).
- [5] Leon J I, Vazquez S, Franquelo L G. Multilevel converters: Control and modulation techniques for their operation and industrial applications [J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2066-2081.
- [6] Attique Q M, Li Yongdong, Wang Kui. A survey on space-vector pulse width modulation for multilevel inverters [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017, 2(3): 226-236.
- [7] Amini J, Moallem M. A fault-diagnosis and fault-tolerant control scheme for flying capacitor multilevel inverter [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 1818-1826.
- [8] Gupta K K, Ranjan A, Bhatnagar P, et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 135-151.
- [9] Miremad A, Monfared K K, Iman-Eini H, et al. Design and control of a STATCOM based on hybrid cascaded H-bridge and full-bridge neutral point clamped multilevel inverter [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(17): 4019-4030.
- [10] Zhang Yunlei, Wang Qunjing, Hu Cungang, et al. A nine-level inverter for low-voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1659-1671.
- [11] Nakagawa Y, Koizumi H. A hybrid nine-level inverter with series/parallel conversion [C]// 2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Baltimore, MD, USA, 2017: 1-4.
- [12] Sandeep N, Ali J S M, Yaragatti U R, et al. Switched-capacitor-based quadruple-boost nine-level inverter [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2019, 34(8): 7147-7150.
- [13] Abdel-Rahim O, Wang H. Five-level one-capacitor Boost multilevel inverter [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(8): 2245-2251.
- [14] Siddique M D, Reddy B P, Iqbal A, et al. Reduced switch count-based N -level Boost inverter topology for higher voltage gain [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(15): 3505-3509.
- [15] Nakagawa Y, Koizumi H. A Boost-type nine-level switched capacitor inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6522-6532.
- [16] 王要强, 王哲, 周成龙, 等. 一种单相双输入九电平逆变器及其调制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(4): 172-177.
- Wang Yaoqiang, Wang Zhe, Zhou Chenglong, et al. Single-phase double-input nine-level inverter and its modulation strategy [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(4): 172-177 (in Chinese).
- [17] McGrath B P, Holmes D G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 858-867.
- [18] Franquelo L G, Rodriguez J, Leon J I, et al. The age of multilevel converters arrives [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2008, 2(2): 28-39.
- [19] 叶远茂, 陈仕铠, 华特科. 具有低电压应力的新型开关电容七电平逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4628-4636.
- Ye Yuanmao, Chen Shikai, Hua Teke. A novel switched-capacitor seven-level inverter with low voltage stress [J].

Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4628-4636 (in Chinese).

- [20] 张国鑫, 陈仕铠, 叶远茂. 基于开关电容的单输入升压型七电平逆变器[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 113-120.
Zhang Guoxin, Chen Shikai, Ye Yuanmao. Single-input step-up seven-level inverter based on switched-capacitor [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 113-120 (in Chinese).
- [21] Ye Yuanmao, Cheng K, Liu Junfeng, et al. A step-up switched-capacitor multilevel inverter with self-voltage balancing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12):6672-6680.



潘健

作者简介:

潘健(1962—), 男, 本科, 教授。研究方向: 控制理论与控制工程、计算机应用技术、电力电子与电力传动等。E-mail: 86146969@qq.com。

陈光义(1996—), 男, 通信作者, 硕士研究生。研究方向: 多电平逆变器。E-mail: chenguangyi1996@163.com。

熊嘉鑫(1996—), 男, 硕士研究生。研究方向: 控制理论。E-mail: xiongjiaxin53@163.com。

刘雨晴(1997—), 女, 硕士研究生。研究方向: 系统辨识。E-mail: 931349230@qq.com。

图说 我们的价值观

跟着共产党
圆我中国梦



富强民主
文明和谐
自由平等
公正法治
爱国敬业
诚信友善

中宣部宣教局

来源: 天津文明网