一种单相双输入九电平逆变器及其调制策略

王要强,王 哲,周成龙,库若含,董亮辉 (郑州大学 电气工程学院,河南 郑州 450001)

摘要:由于传统多电平逆变器存在电路结构复杂、功率器件多、控制复杂等缺点,提出一种单相双输入九电平 逆变器,通过2个直流输入电源与电容的串并联实现九电平输出,拓扑结构简单,能够以较少的功率器件和 电容数量产生更多的输出电平,谐波含量低,并且其多输入结构适用于分布式发电和微电网等领域。首先给 出逆变器的电路结构和工作原理,然后设计逆变器调制策略,并分析电容充放电过程及其对电压波动的影 响,实验结果验证了所提九电平逆变器及其调制策略的有效性和可行性。

关键词:多电平逆变器;双输入;开关电容;脉宽调制

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202004023

0 引言

近年来,随着环境污染、能源短缺情况的日益加 剧,新能源发电越来越引起人们的重视。光伏、风力 发电等发电形式凭借其环境友好的特性和良好的经 济效益,已经被公认为化石能源的理想代替品。为 了新能源能被更广泛地应用,国内外学者从提高输 出电能质量、降低总损耗、减小输出滤波器和变压器 尺寸等角度提出一系列新型逆变器。其中,多电平 逆变器凭借其特有的优势,得到越来越广泛的应用。 与传统逆变器的输出波形相比,多电平逆变器输出 的多个电平的电压更接近正弦波,可以减小总谐波 畸变率(THD),极大提升了输出电压波形的质量,从 而降低了滤波器的重量和体积^[1]。同时,电平数的 增加可以降低 du/dt,更加适合高压大功率的应用 场合^[2]。

传统的多电平逆变器拓扑主要分为二极管箝位 型逆变器^[3]、飞跨电容型逆变器^[4]和H桥级联型逆变 器^[5]。传统的二极管箝位型逆变器存在母线电容电 压不均衡问题。外加硬件箝位电路可以平衡电容电 压,但这在一定程度上会增加功率器件数量和逆变 器的成本。采用电容电压平衡策略可以从控制策略 的角度解决电容电压不平衡问题,能够缓解逆变器 增加的硬件成本,但这种方法对三电平以上的高电 平逆变电路效果并不十分理想^[6]。飞跨电容型逆变 器中需要使用大量的箝位电容。数目众多的电容一

收稿日期:2019-08-04;修回日期:2020-02-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51507155);河南省高 等学校青年骨干教师项目(2019GGJS011);郑州大学研究生 教育研究项目(YJSJY201964)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51507155),the Youth Key Teacher Project of Henan Higher Educational Institution(2019GGJS011) and the Graduate Education Research Project of Zhengzhou University (YJSJY201964) 方面增加了逆变器体积和制造成本,另一方面电容 频繁充放电降低了电容使用寿命,影响逆变器工作 可靠性。H桥级联型逆变器由多个独立直流电源的 H桥逆变器级联而成,逆变器中相同的结构和控制 方法便于系统的扩展^[7],但是随着输出电平数的不 断增多,直流电源和开关器件的数目会随之大量 增加。

针对传统多电平逆变器的不足,研究人员提出 了一系列新型多电平逆变器[8-12]。其中,带有开关电 容结构的多电平逆变器近年来得到了广泛的关注。 此类多电平逆变器中,通过开关电容结构的直流电 源与电容串并联,可以组合出多个电平。文献[9]提 出的开关电容多电平逆变器中电容每个周期被充电 到固定电压值,具有电容电压自平衡的优点。但是, 该逆变器直流电压利用率较低,输出电平数较少。 文献[10]提出的投切电容式逆变器与传统多电平逆 变结构相比,工作效率更高,但是该结构中开关器件 数量较多。文献[11]提出一种九电平逆变器,其较 低的开关频率减小了开关损耗,更加适用于高频交 流配电系统。文献[12]提出一种可扩展的开关电容 逆变器结构,可以通过扩展开关电容模块输出更多 电平,但存在电容充放电时间均衡性问题。另外,在 分布式发电和微电网等领域中一般存在多个直流电 源[13],多输入端口的逆变器在这些场景下应用更加 灵活。

为此,本文提出一种基于开关电容原理的单相 双输入九电平逆变器,通过2个直流输入源与电容 的串并联实现九电平输出,拓扑结构简单,功率器件 和电容数量少。本文首先给出该逆变器的拓扑结构 和工作原理,然后根据其开关状态,提出其脉宽调制 (PWM)策略。进一步地,根据电容充放电状态,分 析电容充放电过程及其对电压波动的影响。最后通 过实验验证了所提逆变器及其调制策略的正确性和 可行性。

1 九电平逆变器结构和工作原理

1.1 电路结构

双输入九电平逆变器电路结构如图1所示,由 直流电源、开关电容电路和H桥电路组成。图中, V_{in1} 和 V_{in2} 为直流电源,通过与电容 C_1 串并联组合可以获 得 V_{in1} 、 V_{in2} 、 V_{in1} + V_{in2} 和 $2V_{in2}$ 这4个电平;开关管S₁—S₄、 二极管D₁—D₃及电容 C_1 组成开关电容结构;开关管 Q₁—Q₄组成H桥电路,通过Q₁—Q₄的通断实现逆变 器输出电压正、负极性的转换; v_o 为输出电压; i_o 为输 出电流; R_L 为负载电阻。



图1 双输入九电平逆变器拓扑

Fig.1 Topology of double-input nine-level inverter

1.2 工作原理

为了便于分析,首先做出以下假设:①电路中功 率器件均为理想器件,没有通态电阻和正向导通压 降;②逆变器结构中电容容量足够大,工作过程中电 容电压纹波为0;③电路已经进入稳定状态。

按照输出电压的不同,所述逆变器可分为9种 不同的工作状态,对应的开关状态与输出电压之间 的关系如表1所示,表中0和1分别代表开关管的关 断和开通。

	表1	九电	平逆变	器チ	F关状态表	
Table 1	Swi	tching	logics	of	nine-level	inverte

开关状态								
S_1	S_2	S_3	S_4	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	v _o
1	0	0	1	1	0	0	1	$2V_{\rm in2}$
0	0	1	1	1	0	0	1	$V_{\rm in1}$ + $V_{\rm in2}$
0	1	0	1	1	0	0	1	$V_{\rm in2}$
0	0	0	0	1	0	0	1	$V_{\rm in1}$
0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	1	0	$-V_{in1}$
0	1	0	1	0	1	1	0	$-V_{in2}$
0	0	1	1	0	1	1	0	$-(V_{in1}+V_{in2})$
1	0	0	1	0	1	1	0	$-2V_{in2}$

附录中图 A1 为逆变器在9种不同工作状态下的等效电路图。具体的工作状态分析如下。

(1) $v_0=\pm V_{in1}$:开关电容电路部分开关管S₁—S₄处 于关断状态。直流电源 V_{in1} 通过二极管D₃与H桥电 路连接。开关电容电路输出电压为 V_{in1} 。当H桥电 路中开关管Q₁和Q₄导通、Q₂和Q₃关断时,逆变器输 出电压为 V_{in1} ;反之,逆变器输出电压为- V_{in1} 。图A1 (a)、(j)分别为 $v_0=V_{in1}$ 、 $v_0=-V_{in1}$ 时的等效电路图。

 $(2)v_0=\pm V_{in2}$:开关电容电路部分开关管S₂和S₄导

通,其余开关管处于关断状态。直流电源 V_{in2} 通过开 关管S₂和二极管D₁对电容 C_1 进行充电,使电容电压 $V_{C1}=V_{in2}$ 。所述逆变器结构中2个直流电源电压之间 的关系为 $V_{in2}>V_{in1}$,此时二极管D₃反向截止,直流电 源 V_{in2} 通过开关管S₄单独向负载供电。当日桥电路 中开关管Q₁和Q₄导通、Q₂和Q₃关断时,逆变器输出 电压为 V_{in2} ;反之,逆变器输出电压为 $-V_{in2}$ 。图A1 (b)、(i)分别为 $v_0=V_{in2}$ 、 $v_0=-V_{in2}$ 时的等效电路图。

(3) $v_{o}=\pm(V_{in1}+V_{in2})$:开关电容电路中开关管S₃和 S₄处于导通状态,其余开关管处于关断状态,直流电源 V_{in1} 与电容 C_1 串联。由于电容与电源串联电压 $V_{in1}+V_{in2}>V_{in2}$,此时二极管D₁反向截止。开关电容电路输出电压为 $V_{in1}+V_{in2}$ 。当日桥电路中开关管Q₁和Q₄导通、Q₂和Q₃关断时,逆变器输出电压为 $V_{in1}+V_{in2}$;反之,逆变器输出电压为 $-(V_{in1}+V_{in2})$ 。图A1(c)、(h)分别为 $v_{o}=V_{in1}+V_{in2}$ 、 $v_{o}=-(V_{in1}+V_{in2})$ 时的等效电路图。

(4) $v_0 = \pm 2V_{in2}$: 开关电容电路部分开关管 S₁和 S₄ 导通,其余开关管关断, 二极管 D₂反向截止。直流 电源 V_{in2} 与电容 C_1 通过开关管 S₁串联。开关电容电 路输出电压为 2 V_{in2} 。当H桥电路中开关管 Q₁和Q₄导 通、Q₂和Q₃关断时, 逆变器输出电压为 2 V_{in2} ; 反之, 逆 变器的输出电压为 $-2V_{in2}$ 。图 A1(d)、(g)分别为 v_0 = 2 V_{in2} 、 v_0 = $-2V_{in2}$ 时的等效电路图。

 $(5)v_{0}=0:逆变器输出电压为0时,开关电容电路$ 部分开关管S₁—S₄处于关断状态,H桥电路中有2种不同的开关状态均可实现逆变器输出电压为0。其中,一种开关状态为H桥电路部分开关管Q₁处于导通状态且Q₂—Q₄处于关断状态,此时开关管Q₁和Q₂ $的体二极管构成续流回路,输出电压<math>v_{0}=0$;另一种开 关状态为开关管Q₃处于导通状态且Q₁、Q₂和Q₄处于 关断状态,此时开关管Q₃和Q₄的体二极管构成续流 回路,输出电压 $v_{0}=0$ 。图A1(e)、(f)分别为这2种不 同开关状态的等效电路图。

2 调制策略

为得到期望的九电平输出电压波形,需要设计 合理的调制策略产生开关管控制信号。针对本文所 述的九电平逆变器,采用载波层叠 PWM 方法,其调 制原理如图 2 所示。图 2(a)为调制波与载波波形, 共需要 8 个载波产生开关管所需的控制信号,8 个三 角载波 $u_{c1}-u_{c8}$ 上下层叠,对称分布在调制波的正负 半波,其具有相同的频率 f_c 和相同的幅值 U_c 。调制 波 u_s 是频率为 f_s 、幅值为 U_s 的正弦波。调制波 u_s 和 载波 $u_{c1}-u_{c8}$ 的表达式分别为:

$$u_{\rm s} = U_{\rm s} \sin\left(2\pi f_{\rm s} t\right) \tag{1}$$

$$u_{cn} = -(n-4)U_c + u_{c4}$$
 $n = 1, 2, \dots, 8$ (2)

$$u_{c4} = \begin{cases} 2 U_{c} f_{c} \left(t - \frac{i - 1}{f_{c}} \right) & \frac{i - 1}{f_{c}} < t \leq \frac{2i - 1}{2f_{c}} \\ U_{c} \left[1 - 2f_{c} \left(t - \frac{2i - 1}{2f_{c}} \right) \right] & \frac{2i - 1}{2f_{c}} < t \leq \frac{i}{f_{c}} \end{cases}$$
(3)

其中,i为三角载波中三角波的数量。



Fig.2 Principle diagram of inverter modulation

调制策略中三角载波与调制波的载波比*M*_f和 调制比*M*_s分别为:

$$M_{\rm f} = f_{\rm c} / f_{\rm s} \tag{4}$$

$$M_{\rm a} = U_{\rm s} / \left(4U_{\rm c} \right) \tag{5}$$

其中,0<M_a≤1。调制比M_a取值与逆变器输出电压电 平个数之间的关系如下:0.75<M_a≤1时逆变器输出 九电平电压波形;0.5<M_a≤0.75时逆变器输出七电 平电压波形;0.25<M_a≤0.5时逆变器输出五电平电 压波形;0<M_a≤0.25时逆变器输出三电平电压波形。

在每个调制周期内,调制波与各个载波相比较, 得到比较信号 $u_1 - u_8$,如图2(a)所示。对信号 $u_1 - u_8$ 进行逻辑组合,可以得到开关管驱动信号波形,如图 2(b)所示,对应的逻辑组合关系如下。

$$S_1 - S_4$$
的驱动信号 $v_{GS1} - v_{GS4}$ 分别为:
 $v_{GS1} = u_1 + \bar{u}_8$ (6)

$$v_{\rm GS2} = u_3 u_2 + u_6 u_7 \tag{7}$$

$$v_{\rm GS3} = \bar{u}_1 u_2 + \bar{u}_7 u_8 \tag{8}$$

$$v_{\rm GS4} = u_3 + \overline{u}_6 \tag{9}$$

$$Q_1 - Q_4$$
的驱动信号 $v_{GQ1} - v_{GQ4}$ 分别为:

$$v_{\rm GQ1} = u_5 \tag{10}$$

$$v_{\rm GQ2} = \bar{u}_5 \tag{11}$$

$$v_{\rm GO3} = \bar{u}_5 \tag{12}$$

$$v_{\rm G04} = u_4 \tag{13}$$

3 电容充放电分析

通过对电路结构和工作原理的分析可知,电源 $V_{in1} 和 V_{in2}$ 与电容 C_1 串并联组合输出九电平电压波 形。当输出电压 $v_o = V_{in2}$ 时,直流电源 V_{in2} 对电容 C_1 充 电,电容电压 $V_{c1} = V_{in2}$,电容 C_1 充电回路如图3(a)所 示。图3(b)为充电回路等效电路图,电容电压 V_{c1} 表 达式为:

$$V_{C1}(t) = V_{C1\max} + \left(V_{C1\min} - V_{C1\max}\right) e^{-\frac{1}{\left(R_{ESR} + R_{on} + R_{D}\right)C_{1}}} \quad (14)$$

其中, R_{ESR} 为电容串联等效电阻; R_{on} 为开关管导通电阻; R_{D} 为二极管正向导通电阻; V_{Clmax} 为电容 C_{1} 被充电到的最大电压值; V_{Clmin} 为电容 C_{1} 放电后的最小电压值。



(a) 电容充电回路 (b) 充电回路等效电路

图3 逆变器电容充电回路图

Fig.3 Charging path of inverter capacitor

由图3(b)可得电容电流
$$i_{c_1}(t)$$
为:

$$i_{C1}(t) = \frac{V_{in2} - V_{C1}(t)}{R_{ESR} + R_{on} + R_{D}}$$
(15)

$$V_{c1\max} = V_{in2} \tag{16}$$

进一步可得:

$$i_{c1}(t) = \frac{V_{c1\max} - V_{c1\min}}{R_{ESR} + R_{on} + R_{D}} e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_{on} + R_{D})c_{1}}} = \frac{\Delta V_{c1}}{R_{ESR} + R_{on} + R_{D}} e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_{on} + R_{D})c_{1}}}$$
(17)

其中, ΔV_{c_1} 为电容 C_1 放电前后的电压波动值。

由式(17)可得,电容充电电流*i*_{c1}(*t*)与Δ*V*_{c1}成正 比。选取合适的电容可以减小电容放电产生的电容 电压纹波,从而减少电容充电电流,延长电容工作寿 命。图4为九电平逆变器正半周期输出波形图,在 半个输出电压周期*T*/2中,电容完成了一次完整的 充放电。由电容充放电过程分析可得,电容*C*₁的最

长连续放电区间 Δt 为 $[t_3, t_4]$ 。



图4 九电平逆变器正半周期输出波形 Fig.4 Output voltage waveform of nine-level

inverter for positive half-cycle

由图4可得,
$$t_3$$
、 t_4 的表达式分别为:
$$t_3 = \frac{\arcsin(3/4)}{2\pi f_s}$$
(18)

$$t_4 = \frac{\pi - \arcsin\left(3/4\right)}{2\pi f_s} \tag{19}$$

当负载为电阻性负载时,输出电压和电流同相 位,积分区间内输出电流积分值最大。电容C₁最大 连续放电电荷量为:

$$Q_{c1} = \int_{t_3}^{t_4} I_{\text{load}} \sin(2\pi f_s t) dt$$
 (20)

其中, Ilaad为电阻性负载上的电流幅值。

如果电容C,上的电压波动限制在其最大电压的 10%以内,则电容C₁取值应满足:

$$C_1 \ge \frac{Q_{c_1}}{0.1 V_{in2}}$$
 (21)

拓扑比较分析 4

本文所提九电平逆变器由2个电源、1个电容、8 个开关管和3个二极管组成。为了更全面地分析和 比较所提逆变器结构的特点,表2给出文献[14-17] 所提逆变器拓扑输出九电平时与本文所提拓扑的参 数对比,比较了各逆变器器件数量、开关管总电压应 力和二极管承受的最大电压。

文献[15]和[16]中开关管总电压应力和二极管 承受的最大电压较低,但逆变器结构中功率器件数 量较多,结构相对复杂。在输出九电平时,相比文献 [14-17]中拓扑,本文所提拓扑的结构简单,逆变器 结构中功率器件数量最少。同时,本文所提逆变器

具有多个输入端口,能更加灵活地应用于多输入源 场合。

实验结果及分析 5

为了验证所提出的双输入九电平逆变器的正确 性和可行性,搭建了如附录中图A2所示的小功率实 验平台进行实验验证。实验平台参数设计如下:开 关管型号为 SPP20N60C3, 光耦型号为 HCPL-4504, 驱动型号为UCC27516,二极管型号为RHRP1560,电 解电容参数为2200 µF / 450 V, M_a=0.95, V_{int}=15 V, Ving=30 V, f = 2 kHz, 输出频率 f = 50 Hz, R = 50 Ω.

驱动信号、输出电压和电流以及输出电压频谱 分别如图5-7所示。由图可知,输出电压波形各个



图 5 驱动信号实验波形





图7 逆变器输出电压频谱图

Fig.7 Spectrum of inverter output voltage

表2 所提逆变器和现有九电平逆变器对比

Table 2 Comparison among proposed inverter and existing nine-level inverters

	1	011		8		
指标	本文拓扑	文献[14]拓扑	文献[15]拓扑	文献[16]拓扑	文献[17]拓扑	
电源数	2	1	1	2	1	
电容数	1	4	3	2	3	
开关管数	8	13	19	12	8	
二极管数	3	0	0	2	6	
器件总数	14	18	23	18	18	
开关管总电压应力	$22V_{\rm dc}$	$25V_{ m dc}$	$19V_{ m dc}$	$20V_{ m dc}$	$22V_{\rm dc}$	
二极管承受的最大电压	$3V_{dc}$	—	—	$V_{ m dc}$	$3V_{\rm dc}$	

电平层工作平稳,其THD值为12.81%,输出电压、电流实验波形与理论分析相一致。

图8给出了输出频率为50Hz时电容C₁的电压 实验波形。逆变器稳定工作后,电容每个周期充放 电2次,电容电压在29~30V之间波动,电容电压波 动小于其最大电压的10%,且工作状态稳定。



图8 电容电压实验波形

Fig.8 Experimental waveform of capacitor voltage

为了验证逆变器的动态响应能力,分别在调制 比*M*_a、输出频率*f*_o以及负载电阻*R*_L变化的情况下验 证逆变器的工作性能。

图9为调制比变化时输出电压、电流以及电容 电压的实验波形。图9(a)为调制比由0.95变为0.7 时的实验波形,输出电压由九电平变为七电平;图9 (b)为调制比由0.7变为0.4时的实验波形,输出电压 由七电平变为五电平;图9(c)为调制比由0.4变为 0.2时的实验波形,输出电压由五电平变为三电平。 由图可知,当调制比不同时,逆变器输出电压电平数 也不同,且输出波形动态变化时能够迅速达到稳定 工作状态。



图 9 调制比变化时动态实验波形 Fig.9 Dynamic experimental waveforms with modulation ratio variations

图 10 为输出频率变化时输出电压、电流以及电 容电压的实验波形。由图可知,当输出频率变化时, 输出电压、电流波形相应变化,电容电压未出现明显







图 11 为负载电阻变化时输出电压、电流以及电容电压的实验波形。由图可知,当逆变器负载电阻变化时,输出电压波形未出现明显变化,输出电流和电容电压波形动态变化,并能迅速进入稳定工作状态。



Fig.11 Dynamic experimental waveforms with load variations

6 结论

本文提出了一种单相双输入九电平逆变器,通 过2个直流输入源与电容的串并联实现九电平输 出,拓扑结构简单。与已有九电平逆变器相比,所提 逆变器开关器件和电容数量少,降低了逆变器的成 本。本文给出了逆变器的结构和工作原理,根据开 关器件工作状态,设计了其PWM策略,并分析了电 容充放电过程及其对电压波动的影响。在理论分析 的基础上进行实验验证,结果证明了所提逆变器及 其调制策略的有效性和可行性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1] 骆林松,田慧欣,吴凤江.面向欧洲效率增强的在线拓扑可变 型光伏发电并网逆变系统[J].电力自动化设备,2016,36 (10):94-99.

LUO Linsong, TIAN Huixin, WU Fengjiang. Grid-connected inverter system with online variable topology to enhance European efficiency for PV generation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10):94-99.

- [2] RODRIGUEZ J, LAI J, PENG Fangzheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4):724-738.
- [3] 罗登,林宏健,舒泽亮.单相二极管箝位三电平逆变器死区时间补偿技术[J].电力自动化设备,2018,38(8):154-158.
 LUO Deng,LIN Hongjian,SHU Zeliang. Dead time compensation technology of single-phase diode-clamped three-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(8): 154-158.
- [4] SMIDA M B, AMMAR F B. Modeling and DBC-PSC-PWM control of a three-phase flying-capacitor stacked multilevel voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7):2231-2239.
- [5] AJAMI A, JANNATI OSKUEE M R, MOKHBERDORAN A, et al. Developed cascaded multilevel inverter topology to minimise the number of circuit devices and voltage stresses of switches[J]. IET Power Electronics, 2014,7(2):459-466.
- [6]李国丽,史晓锋,姜卫东,等.二极管钳位型多电平逆变器脉宽 调制时电容电压均衡方法[J].电工技术学报,2009,24(7): 110-119.
 LI Guoli,SHI Xiaofeng,JIANG Weidong, et al. Unbalancing

capacitor voltage for diode clamped multi-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 110-119.

- [7]张云,孙力,赵克,等. 混合H桥级联型多电平逆变器调制策略 优化控制[J]. 电力自动化设备,2010,30(5).63-66.
 ZHANG Yun,SUN Li,ZHAO Ke, et al. Optimized control of modulation strategy for hybrid H-bridge cascaded multilevel inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(5): 63-66.
- [8] 吴凤江,彭浩荣.双极性数字限频式电流滞环控制并网逆变器
 [J].电力自动化设备,2013,33(3):40-45.
 WU Fengjiang, PENG Haorong. Grid-connected inverter with digital dual-polar frequency-limited current hysteresis control
 [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(3):40-45.
- [9] MEYSAM S, MEHDI H S, JAFAR A. Step-up switched-capacitor module for cascaded MLI topologies[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(7):1286-1296.
- [10] 谭国俊,张旭,薛映霞,等.投切电容式单相九电平逆变器研究
 [J].中国电机工程学报,2017,37(8):197-207.
 TAN Guojun, ZHANG Xu, XUE Yingxia, et al. Research of

switch capacitor single-phase nine-level inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8):197-207.

- [11] LIU Junfeng, WU Jialei, ZENG Jun, et al. A novel nine-level inverter employing one voltage source and reduced components as high-frequency AC power source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4):2939-2947.
- [12] BAC-BIEN N, MINH-KHAI N, JAE-HONG K, et al. Singlephase multilevel inverter based on switched-capacitor structure [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(11);1858-1865
- [13] 王成山,李鹏. 分布式发电、微网与智能配电网的发展与挑战
 [J]. 电力系统自动化,2010,34(2):10-14.
 WANG Chengshan, LI Peng. Development and challenges of distributed generation, the micro-grid and smart distribution system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 10-14.
- [14] HINAGO Y, KOIZUMI H. A switched-capacitor inverter using series / parallel conversion with inductive load[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(2):878-887.
- [15] TAGHVAIE A, ADABI J, REZANEJAD M. A self-balanced step-up multilevel inverter based on switched-capacitor structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 199-209.
- [16] BABAEI E, GOWGANI S S. Hybrid multilevel inverter using switched capacitor units[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9):4614-4621.
- [17] YE Yuanmao, CHENG K W E, 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.

作者简介:



王要强(1982—),男,河南郑州人,副 教授,博士,主要研究方向为电力电子变换 与控制技术及其在可再生能源发电、交直流 灵活配电、电机驱动等方面的应用(E-mail: WangyqEE@163.com);

王 哲(1994—), 男, 河南郑州人, 硕 士研究生, 主要研究方向为电能变换与新能 源发电技术(**E-mail**: wzgl40@163.com)。

(编辑 李莉)

Single-phase double-input nine-level inverter and its modulation strategy

WANG Yaoqiang, WANG Zhe, ZHOU Chenglong, KU Ruohan, DONG Lianghui

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: Due to the disadvantages of traditional multi-level inverter, such as complex circuit structure, numerous power devices and complicated control strategies, a single-phase double-input nine-level inverter is proposed, which can output nine voltage levels through series and parallel connection of two DC input sources and a capacitor. The proposed inverter can generate desired voltage levels with lower number of power devices and capacitors, and has low harmonic contents. The multi-input inverter structure is suitable for distributed generation and microgrid. The topological structure and operation principle of the proposed inverter are given, and its pulse width modulation strategy is designed. Moreover, the processes of capacitor charging and discharging, and their inflences on voltage fluctuation are analyzed. Experimental results validate the effectiveness and feasibility of the proposed nine-level inverter and its modulation strategy.

Key words: multi-level inverter; double-input; switched-capacitor; pulse width modulation

177

附录



Fig.A1 Equivalent circuits of nine-level inverter under various operation states



Fig.A2 Experimental platform