

新型五电平逆变电路及其调制策略研究^{*}徐善永¹ 李雪松¹ 黄友锐^{1,2}

(1.安徽理工大学电气与信息工程学院 淮南 232001; 2.安徽工程大学电气工程学院 芜湖 241000)

摘要: 针对 MLIs 元器件数量多及调制难度大等问题,设计一种新型五电平逆变电路。该电路使用单个直流源、8 个开关管、2 个电容、2 个二极管和 1 个电感,减少了元件数量、简化了系统调制复杂度,相比于现有多电平逆变电路(MLIs),该电路具有自主升压、消除漏电流、电容电压自平衡以及抑制电容尖峰电流的能力。该电路采用 SVPWM 调制策略,相较于 SPWM 调制策略,该调制策略使输出电压谐波含量更低。首先文中介绍了电路结构和工作原理,并建立了器件选型的表达式,随后分析了 SPWM 与 SVPWM 调制策略,最后搭建了电路的仿真模型与实验平台进行验证,结果证明了逆变电路与调制策略的可行性。

关键词: 五电平;自主升压;漏电流;自平衡;尖峰电流;SVPWM

中图分类号: TM464;TN76 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research on the new five level inverter circuit and its modulation strategy

Xu Shanyong¹ Li Xuesong¹ Huang Yourui^{1,2}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China;

2. College of Electrical Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: A new five level inverter circuit is designed to address the issues of a large number of components and modulation difficulty in MLIs. This circuit uses a single DC source, eight switching transistors, two capacitors, two diodes and one inductor, reducing the number of components and simplifying the modulation complexity of the system. Compared with existing multilevel inverters(MLIs) circuits, this circuit has the ability to autonomously boost voltage, eliminate leakage current, self balance capacitor voltage, and suppress capacitor peak current. This circuit adopts the SVPWM modulation strategy, which reduces the harmonic content of the output voltage compared to the SPWM modulation strategy. Firstly, the circuit structure and working principle are introduced in the article, and the expression for device selection is established. Then, the SPWM and SVPWM modulation strategies are analyzed. Finally, a simulation model of the circuit and an experimental platform are built for verification, and the results prove the feasibility of the inverter circuit and modulation strategy.

Keywords: five level;autonomously boost voltage;leakage current;self balance;peak current;SVPWM

0 引言

近年来,非隔离型逆变电路凭借其成本、效率和灵活性等方面的优势,在新能源发电、电动汽车和储能等领域得到广泛应用^[1]。然而,光伏电池板不仅输出电压普遍较低,而且其分布式寄生电容会产生漏电流,并且漏电流会直接耦合进入电网,造成系统损耗增加和电流谐波增大,影响电能质量及系统安全运行。因此,为了让光伏并网系统安全运行,并使非隔离型光伏逆变电路适用于低压直流输入场景,研究人员从其结构设计和控制策略两个方面对其展开了深

入且广泛的研究^[2-3]。相较于两电平逆变电路,多电平逆变电路(multilevel inverters, MLIs)凭借诸多显著优势,如可增加输出电平数、降低开关频率、减小开关器件所承受的应力、缩减输出滤波器体积以及提升输出波形质量等,备受业界关注^[4-6]。传统 MLIs 主要包括二极管钳位型、飞跨电容型以及级联 H 桥型^[7-10]。然而,当输出电平数增多时,二极管钳位型和飞跨电容型逆变电路所需器件的数量会大幅上升,并且这两种电路都需借助辅助电路以及复杂的控制算法来维持电容电压平衡。

为了解决二极管钳位型、飞跨电容型逆变电路的缺

点,文献[11]提出了一种具备电容电压自平衡特性的非隔离型五电平逆变电路,与传统五电平逆变电路相比,其使用元器件数量更少,同时展现出更高的运行效率,然而,该电路不具备升压能力,应用于低压直流输入系统时会受到一定约束。文献[12-13]提出了基于开关电容倍压型 MLIs,这些电路的工作原理是通过周期性地对电容进行充放电来调节输出电压,使得输出电压幅值能够达到输入直流电压的整数倍,从而这些电路更适用于低压光伏系统,然而,电路在运行时会产生尖峰电流,这不仅会缩短器件的使用寿命,还会增加系统稳定运行的风险。文献[14]提出了一种将 Boost 电路与开关电容电路相结合的非隔离型 MLI,该电路运行过程中利用升压电感为电容充电储能,有效降低了电容充放电时的冲击电流,然而,电路在运行过程中会出现漏电流。为了消除非隔离型 MLIs 运行过程中出现的漏电流,文献[15]提出了一种可抑制漏电流的控制策略,该策略通过抑制寄生电容上的共模电压进而抑制了系统漏电流。然而,这种控制策略并不能完全消除漏电流。文献[16-18]提出了共地型 MLIs,即光伏电池板的负极直接与交流输出侧中性点实现电气连接,此连接能够对寄生电容形成有效的短路效应,消除了共模电压,从而完全消除漏电流。然而文献[16]提出的逆变电路不具备升压特性,文献[17-18]提出的逆变电路在输出电压和充电电流路径中使用较多开关管,降低了系统效率。

空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)^[19]技术广泛应用于三相逆变电路中。该技术将三相电压合成为一个电压矢量,该电压矢量的大小和方向取决于三相电压的大小及相位, SVPWM 控制模块通过对三相电压的大小和相位进行调整,从而控制输出电压。该技术不仅在三相逆变电路中广泛应用,而且在单相逆变电路中也能展现出良好的适用性^[20]。在单相逆变电路里, SVPWM 相比于正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)技术,其能够降低输出电压谐波,提高逆变效率。

针对上述现存问题,本研究提出了一种新型五电平逆变电路,仅需1个直流源、8个开关管、2个电容、2个二极管和1个电感,相较于传统 MLIs,减少了元器件数量,使得电路更加简洁。其次,所提逆变电路采用直流输入侧负极与交流输出侧中性点直接相连的拓扑结构,进而将杂散电容对地产生的漏电流完全消除。电容在每个工作周期中先与直流源并联充电再进行串联放电,无需额外的辅助电路便可实现电容电压自平衡以及两倍电压增益。电路中的电感延缓了电流上升速度,从而抑制了电容的尖峰电流,使系统更加安全稳定运行。最后,对此电路搭建 SVPWM 调制策略使其输出五电平电压,相比于 SPWM 调制策略,该调制策略输出电压的谐波含量更低。

1 逆变电路与模态分析

1.1 五电平逆变电路

文中设计的单相五电平逆变电路如图1所示。它由一个直流源 DC,两个二极管 D_1 、 D_2 ,一个电感 L_p ,两个电容 C_1 、 C_2 和 8 个单向类型开关管 $S_1 \sim S_8$ 组成,其中 S_1 和 S_3 无反并联二极管, L 和 C 分别是滤波电路的电感值与电容值, V_g 为电网电压。由于直流源与电网之间共地连接,直流源的寄生电容被直接绕过,消除了漏电流。此外, L_p 延缓了电流上升速度,从而消除了电容充放电时产生的尖峰电流,由于 L_p 与 D_1 并联, L_p 的能量较小,其能够被 D_1 消耗,不仅抑制了电容充放电路径中的尖峰电流而且不影响电容充电电压幅值。逆变电路中 C_1 和 C_2 并联充电,串联放电,利用电压叠加原理实现输出电压幅值是输入电压的两倍,并且 C_1 和 C_2 的电压可以在工作周期中实现自平衡,从而使文中设计的逆变电路具有成本效益。

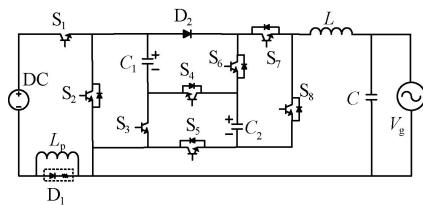


图1 五电平逆变电路

Fig. 1 Five-level inverter circuit

1.2 模态分析

1) 模态 1: 在此工作模式下, S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_6 和 S_8 处于导通状态,如图2(a)所示,逆变电路输出零电平电压。 C_1 和 C_2 分别通过 S_3 、 S_5 、 S_6 和 D_2 并联连接,它们通过 S_1 和 L_p 与电源连接使电容充电至电源电压 V_{dc} 。另外, S_5 和 S_8 为负载提供续流路径。

2) 模态 2: 在此工作模式下, S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_6 和 S_7 处于开通状态,如图2(b)所示,负载通过 S_1 、 S_7 和 L_p 连接到电源上,逆变电路输出电压为 V_{dc} 。 C_1 和 C_2 电压保持等于 V_{dc} 。

3) 模态 3: 在此工作模式下, S_1 、 S_5 和 S_7 处于导通状态,如图2(c)所示,通过打开 S_4 使在先前模式下充电至 V_{dc} 电压的电容 C_1 与 C_2 进行串联,通过 D_2 、 S_5 和 S_7 连接到负载,使逆变电路输出电压为 $2V_{dc}$,此工作模式体现了逆变电路的升压特性。电感 L_p 中的能量经 D_1 释放,避免开关管承受瞬时过电压冲击。

4) 模态 4: 在此工作模式下, S_3 、 S_4 和 S_8 处于开通状态,如图2(d)所示,通过在先前模式下充电至 V_{dc} 电压的电容 C_2 通过 S_3 、 S_4 和 S_8 放电供给负载,使逆变电路输出电压为 $-V_{dc}$ 。电容 C_1 处于闲置状态, L_p 中的能量通过 D_1 进行释放,避免开关管承受瞬时过电压冲击。

5) 模态 5: 在此工作模式下, S_2 、 S_4 和 S_8 处于导通状态,如图2(e)所示,电容 C_1 和 C_2 通过 S_4 串联连接,通过 S_2 和 S_8 共同放电供给负载,使逆变电路输出电压为

$-2V_{dc}$ 。 L_p 中的能量通过 D_1 进行放电,避免开关管承受瞬时过电压冲击。

通过上述 5 种模式,可以得到 0 、 V_{dc} 、 $2V_{dc}$ 、 $-V_{dc}$ 、 $-2V_{dc}$ 这 5 个电压电平,并且当逆变电路输出零电平电压和 V_{dc} 电平电压时,电容 C_1 和 C_2 通过 S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_6 、 D_2 和 L_p 与直流源并联进行充电,由于充电路径中开关管、二极管和电容的压降以及寄生电阻相对较小, C_1 和 C_2 可以快速充电至输入源电压 V_{dc} ,因此,不需要额外的辅助电路便可以在一个工作周期中实现电容电压自动平衡。

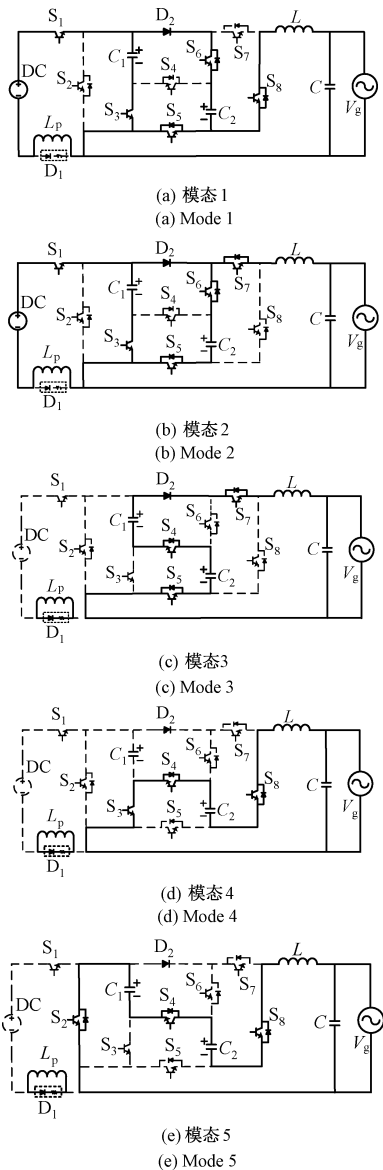


图 2 五电平逆变电路工作模式

Fig. 2 Operation modes of five-level inverter circuit

2 参数设计

2.1 电容容值选型

分析第 1 节中介绍的逆变电路可知输出电压为 1/4 周

期对称,其示意图如图 3 所示,根据上述模态分析可知,电容 C_1 的最大放电周期从 $\theta_2 \sim \theta_4$,电容 C_2 的最大放电周期从 $\theta_6 \sim \theta_{10}$ 。所需电容容值表达式如式(1)~(3)所示。

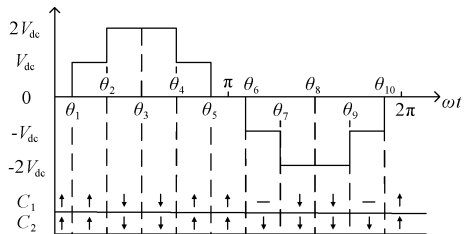


图 3 电容最大放电周期

Fig. 3 Maximum discharge period of capacitor

$$Q_{C1} = 2 \left[\int_{t_2}^{t_3} i_o(t) dt \right] \quad (1)$$

$$Q_{C2} = 2 \left[\int_{t_1}^{t_3} i_o(t) dt \right] \quad (2)$$

$$\begin{cases} C_{11} = \frac{Q_{C1}}{\Delta V V_{dc}} \\ C_{22} = \frac{Q_{C2}}{\Delta V V_{dc}} \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{式中: } t_1 = \frac{\sin^{-1}(0)}{\omega} = 0; t_2 = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)}{\omega} = \frac{\pi}{4\omega}; t_3 =$$

$$\frac{\sin^{-1}(1)}{\omega} = \frac{\pi}{2\omega}, Q_{C1}, Q_{C2} \text{ 分别为电容 } C_1, C_2 \text{ 的电荷量; } i_o$$

是流过负载最大峰值电流; ΔV 和 V_{dc} 是电容电压纹波和直流源输入电压; C_{11} 与 C_{22} 分别为电容 C_1 、 C_2 的容值; 电容的容值用如式(4)所示。

$$\begin{cases} C_{11} = \frac{t_3 - t_2}{\pi \times f_{sw} \times \Delta V \times R_{eq}} \\ C_{22} = \frac{t_3 - t_1}{\pi \times f_{sw} \times \Delta V \times R_{eq}} \end{cases} \quad (4)$$

式中: f_{sw} 表示开关频率; R_{eq} 表示电容放电路径的等效电阻。

2.2 L_p 选型

为了抑制文中设计的逆变电路在电容充电时存在的电流尖峰问题,逆变电路在充电电流路径中利用电感 L_p 抑制充电电流尖峰。以电容 C_2 充电为例,当存在电感 L_p 时,零电平与 V_{dc} 电平模式期间会发生软充电过程,这些模式下充电回路的等效电路如图 4 所示, R_{equ} 表示电容充电路径的等效电阻。

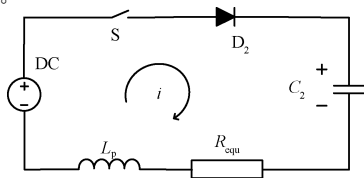


图 4 电容软充电回路等效原理

Fig. 4 Equivalent schematic of capacitor soft-charging circuit

充电回路的方程如式(5)所示。

$$\begin{cases} L_r \frac{di(t)}{dt} + R_{\text{equ}} i = V_{\text{dc}} - V_{C2}(t) - V_{\text{sw}} - V_{D2} \\ V_{C2}(t) = V_{\text{dc}} - \frac{\gamma}{\omega_r} e^{-\alpha t} (\alpha \sin \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t) \\ i(t) = I_{\text{max}} e^{-\alpha t} \sin \omega_r t, 0 < t < \pi / \omega_r \\ \gamma = V_{\text{dc}} - V_{C2, \text{max}} + \Delta V_{C2} \\ \alpha = R_{\text{equ}} / (2L_r) \\ \omega_r = \sqrt{\frac{2}{C_{22} L_r} - \alpha^2} \\ I_{\text{max}} = \gamma / (L_r \omega_r) \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_r 为电感 L_p 的电感值; V_{sw} 和 V_{D2} 是开关管 S 和二极管 D_2 的导通压降, 其值可以忽略; γ 为常数因子; α 为衰减因子; ω_r 为共振角频率; ΔV_{C2} 表示 C_2 的电压纹波。基于此分析, 通过忽略 R_{equ} , 得到 L_p 的大小 L_r 如式(6)所示。

$$L_r > \frac{2}{C_{22} (\pi f_{\text{sw}})^2} \quad (6)$$

3 与现有 MLIs 的比较研究

为了证明所设计的逆变电路的优越性, 将其与现有逆变电路进行对比, 选取部分具有输出电平数量相同的逆变电路进行比较, 比较结果如表 1 所示, 比较参数包括开关管、电容、最大开关管导通数量、升压能力以及漏电流情况。

表 1 五电平逆变电路的比较

Table 1 Comparison of five-level inverter circuits

文献	开关数量	电容数量	最大导通数量	升压能力	漏电流
[10]	6	3	3	无	无
[11]	8	3	4	无	无
[14]	10	4	6	有	有
[16]	8	3	5	无	无
[18]	10	4	7	有	有
本文	8	2	5	有	无

首先, 在逆变电路中开关器件是逆变电路的核心组成部分, 其数量直接影响控制复杂度与硬件成本。文中逆变电路的开关数量为 8 个, 少于文献[14]、[18]的 10 个。其次, 电容在电路中承担储能、电压支撑等作用, 其数量影响系统体积与电容电压平衡控制难度。文中逆变电路仅使用 2 个电容, 少于文献[10]、[11]、[16]的 3 个以及文献[14]、[18]的 4 个。最大导通数量反映逆变电路运行时的导通损耗情况, 数量越少, 导通损耗越低、系统效率越高。文中逆变电路最大导通数量为 5 个, 少于文献[14]的 6 个以及文献[18]的 7 个。最后, 在低压直流输入应用场景中, 升压能力是电路能否适配的关键。相比于文献[10]、[11]、[16]的电路, 文

中拓扑具备升压能力, 这使得文中电路更适用于低压输入的场景。漏电流会引发电磁干扰、降低系统效率, 并带来安全隐患, 相比文献[14]、[18], 文中拓扑采用共地结构, 消除了漏电流, 从根本上避免了漏电流带来的负面影响。

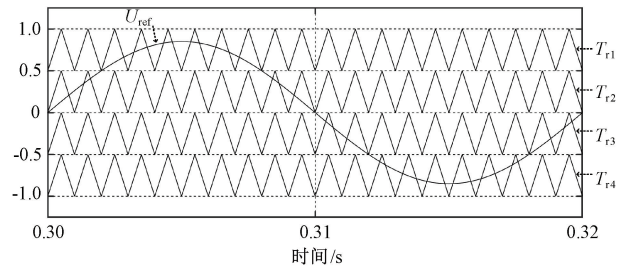
综上, 文中逆变电路通过减少元器件数量, 在降低制造成本、提升效率等方面有显著优势, 在应用范围与稳定性等方面有较为优越的性能。

4 逆变电路调制策略

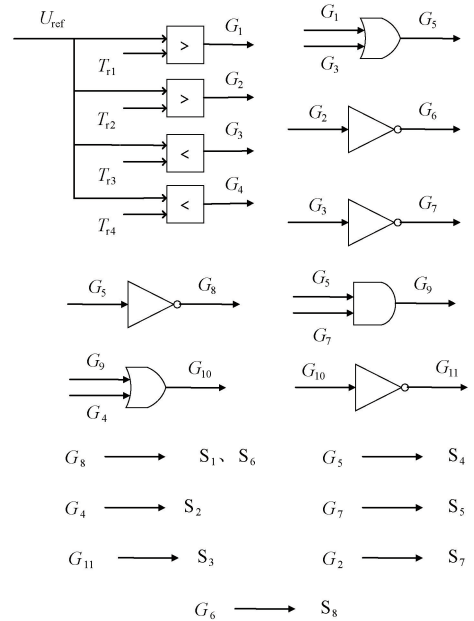
4.1 SPWM 调制策略

作为 MLIs 的调制策略, 载波层叠法应用于 N 电平逆变电路时, 通常需要一个调制波与 $(N-1)$ 个载波三角波比较产生驱动信号。

文中设计的单相五电平逆变电路采用 SPWM 调制时, 如图 5(a) 与 (b) 所示, 使用 4 个频率为 10 kHz 的高频三角波 T_{r1} 、 T_{r2} 、 T_{r3} 和 T_{r4} 与正弦调制信号 U_{ref} 比较运算产生四路中间脉冲信号, 其中 G_1 与 G_2 分别代表当调制波 U_{ref}



(a) 调制和载波信号
(a) Modulation and carrier signals



(b) 每个开关管的门脉冲产生机制

(b) The generation mechanism of the gate pulse for each switching tube

图 5 调制方式

Fig. 5 Modulation mode

大于载波三角波 T_{r1} 与 T_{r2} 时输出高电平, G_3 与 G_4 代表当调制波 U_{ref} 小于载波三角波 T_{r3} 与 T_{r4} 时输出高电平, 通过 G_1 、 G_2 、 G_3 和 G_4 的逻辑组合得出每一个开关管的驱动信号, 开关管具体开通逻辑信号为: 开关管 S_1 在逆变电路输出 0 、 V_{dc} 电平时导通, 故其导通逻辑为: $!(G_1 \parallel G_3)$; 开关管 S_2 在逆变电路输出 $-2V_{dc}$ 电平时导通, 故其导通逻辑为: G_4 ; 开关管 S_3 在逆变电路输出 0 、 V_{dc} 、 $-V_{dc}$ 电平时导通, 故其导通逻辑为: $(((G_1 \parallel G_3) \& \& (!G_3)) \parallel G_4)$; 开关管 S_4 在逆变电路输出 $2V_{dc}$ 、 $-V_{dc}$ 、 $-2V_{dc}$ 电平时导通, 故其导通逻辑为: $G_1 \parallel G_3$; 开关管 S_5 在逆变电路输出 $2V_{dc}$ 、 V_{dc} 、 0 电平时导通, 故其导通逻辑为: $!G_3$; 开关管 S_6 在逆变电路输出 0 、 V_{dc} 电平时导通, 故其导通逻辑为: $!(G_1 \parallel G_3)$; 开关管 S_7 在逆变电路输出 $2V_{dc}$ 、 V_{dc} 电平时导通, 故其导通逻辑为: G_2 ; 开关管 S_8 在逆变电路输出 0 、 $-V_{dc}$ 、 $-2V_{dc}$ 电平时导通, 故其导通逻辑为: $!G_2$ 。

所有开关管均按上述组合逻辑进行开关动作, 使得逆变电路依据第 1 节中所述的电路工作模式运行。

4.2 SVPWM 调制策略

当文中设计的单相五电平逆变电路采用 SVPWM 调制策略合成开关管驱动信号时, 上述 5 种模式中的开关顺序即为对应的开关矢量, 如表 2 所示, 表中“0”和“1”分别表示开关管的关断和导通状态。

表 2 开关矢量
Table 2 Switching vector

开关矢量	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	V_{out}
V_1	0	0	0	1	1	0	1	0	$2V_{dc}$
V_2	1	0	1	0	1	1	1	0	V_{dc}
V_3	1	0	1	0	1	1	0	1	0
V_4	0	0	1	1	0	0	0	1	$-V_{dc}$
V_5	0	1	0	1	0	0	0	1	$-2V_{dc}$

五电平逆变电路各开关状态组合所生成的开关矢量在空间中构成的矢量平面图如图 6 所示。

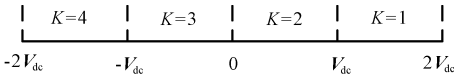


图 6 平面矢量
Fig. 6 Planar vector

由表 2 可知, 这 5 种开关矢量对应 5 种输出电压电平, 把参考电压矢量分成 4 个扇区 $K=1, K=2, K=3, K=4$, 开关矢量分为 V_a 和 V_b , 其中 a 的取值为 1、3 和 5, b 的取值为 2 和 4。各扇区内的参考电压矢量 V_{ref} 由该扇区内与之相邻的电压矢量组合生成, 其组合关系如式(7)所示。

$$V_{ref} T_s = V_a T_a + V_b T_b \tag{7}$$

其中, T_s 为开关周期, T_a 与 T_b 分别表示矢量 V_a 、 V_b 的运行时长, 并且其关系如式(8)所示。

$$T_s = T_a + T_b \tag{8}$$

表 3 列出了不同扇区 K 对应的电压矢量, 其中大矢量是 V_1 和 V_5 , 零矢量是 V_3 , 小矢量是 V_2 和 V_4 。

表 3 矢量选取
Table 3 Vector selection

扇区	矢量 V_a	矢量 V_b
$K=1$	V_1	V_2
$K=2$	V_3	V_2
$K=3$	V_3	V_4
$K=4$	V_5	V_4

各扇区电压矢量运行时长 T_a 与 T_b 可由式(9)推出, 即:

$$\begin{cases} V_{ref} T_s = V_1 T_a + V_2 T_b & K=1 \\ V_{ref} T_s = V_3 T_a + V_2 T_b & K=2 \\ V_{ref} T_s = V_3 T_a + V_4 T_b & K=3 \\ V_{ref} T_s = V_5 T_a + V_4 T_b & K=4 \end{cases} \tag{9}$$

计算结果如表 4 所示, 其中 n 为调制信号, n 表示如式(10)所示。

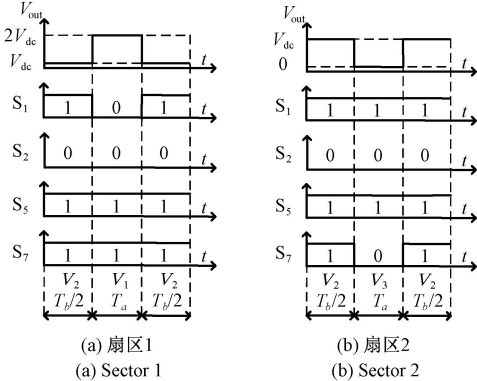
$$n = \frac{V_{ref}}{2V_{dc}} \tag{10}$$

表 4 各扇区矢量作用时间
Table 4 Vector action time of each sector

作用时间	$K=1$	$K=2$	$K=3$	$K=4$
T_a	$(2n-1)T_s$	$(1-2n)T_s$	$(1+2n)T_s$	$(-2n-1)T_s$
T_b	$(2-2n)T_s$	$2nT_s$	$-2nT_s$	$(2+2n)T_s$

由表 2 可知, 在每个周期中, 开关 S_1 和 S_4 、 S_7 和 S_8 开关动作相反, S_1 和 S_6 开关动作相同, 并且 S_3 的开关信号可以由 S_2 、 S_4 和 S_5 通过简单逻辑运算得到, 所以仅对开关 S_1 、 S_2 、 S_5 、 S_7 的发波顺序进行描述。

SVPWM 的发波模式主要有三段式、五段式和七段式。由于文中五电平逆变电路无冗余电压矢量合成参考信号, 文中使用三段式发波模式, 发波顺序为 $V_b - V_a - V_b$ 。各扇区对应的发波顺序如图 7 所示。



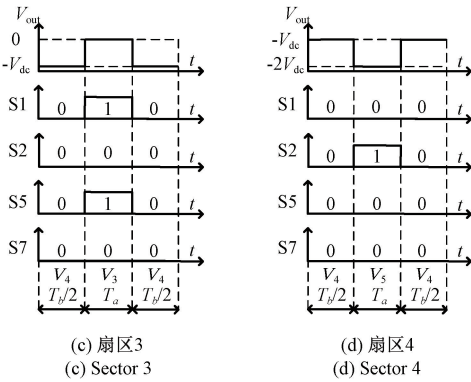


图 7 各扇区发波顺序

Fig. 7 Wave emission sequence of each sector

当 $K=1$ 时,发波顺序为 $V_2-V_1-V_2$, 逆变电路输出电压为 V_{dc} 和 $2V_{dc}$; 当 $K=2$ 时,发波顺序为 $V_2-V_3-V_2$, 输出电压为 V_{dc} 和 0 ; 当 $K=3$ 时,发波顺序为 $V_4-V_3-V_4$, 输出电压为 $-V_{dc}$ 和 0 ; 当 $K=4$ 时,发波顺序为 $V_4-V_5-V_4$, 输出电压为 $-V_{dc}$ 和 $-2V_{dc}$ 。

5 仿真分析与实验验证

5.1 仿真分析

为了评估文中设计的逆变电路及调制策略的可行性, 利用 MATLAB/simulink 软件对逆变电路以及调制策略进行模拟, 逆变电路的仿真参数如表 5 所示。

表 5 仿真参数

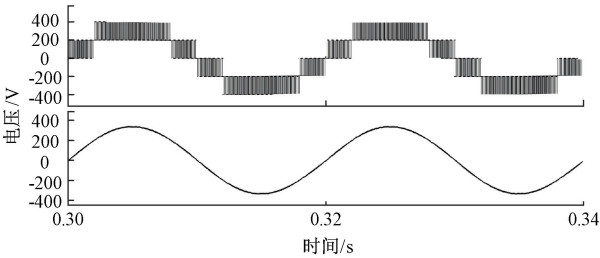
Table 5 Simulation parameters

参数名称	参数符号	参数值
输入电压	V_{dc}	200 V
开关电容	$C_{11} \& C_{22}$	3 000 μF
开关频率	F_{sw}	10 kHz
滤波电感	L	2.4 mH
滤波电容	C	2.6 μF
负载	R	70 Ω

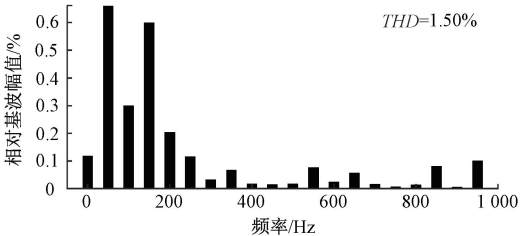
逆变电路采用 SPWM 与 SVPWM 调制策略输出的五种不同电平电压分别如图 8(a)和(c)所示,输出电压幅值为直流输入电压的两倍,体现了逆变电路的升压特性,滤波后的电压波形如图 8(a)和(c)所示,波形接近标准正弦波,其谐波得到有效滤除,经过傅里叶变换分析得到的频谱图如图 8(b)和(d)所示,图 8(b)和(d)中也显示了总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 的数值,仿真结果证明,相比于使用 SPWM 调制策略,使用 SVPWM 调制策略输出的电压谐波含量更低。

在逆变电路中,降低电容尖峰电流能够使系统更加安全稳定运行,图 8(e)显示了电感 L_p 作用时的电容电流,其展现的电容电流波形呈周期性平滑连续波动,没有尖峰突

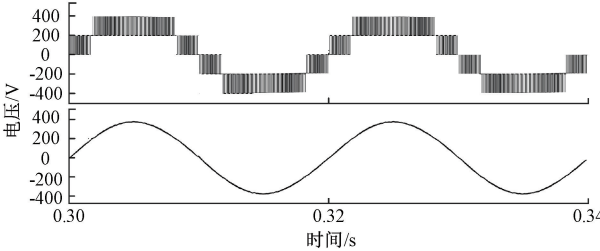
变,这是因为电感接入电路后,延缓电流上升速率,维持电路能量流动的平稳性。



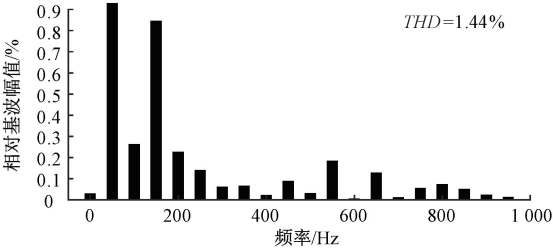
(a) SPWM 调制下的输出电压波形
(a) Voltage output waveform under SPWM modulation



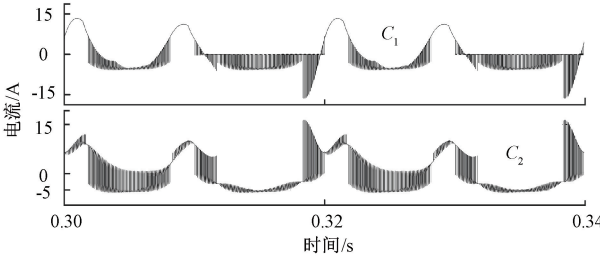
(b) SPWM 调制下的电压频谱分析
(b) Voltage spectrum analysis under SPWM modulation



(c) SVPWM 调制下的输出电压波形
(c) Voltage output waveform under SVPWM modulation



(d) SVPWM 调制下的电压频谱分析
(d) Voltage spectrum analysis under SVPWM modulation



(e) 电容电流
(e) Capacitor current

图 8 输出电压、频谱分析及电容电流

Fig. 8 Output voltage, spectrum analysis and capacitor current

5.2 实验验证

为了进一步验证逆变电路的可行性,搭建了如图 9 所示的实验平台,实验中使用 STGW39NC60VD 和 MSG75D65HFC0 型 IGBT 搭建该逆变电路,采用 TMS320F28335 数字信号处理器板作为主控制板,使用 2 通道非隔离型示波器捕获实验结果。实验参数如下:输入电压 10 V,电容 C_1 和 C_2 的容量均为 3 000 μF ,负载电阻为 70 Ω ,滤波电感 9.9 mH,滤波电容 100 μF 。

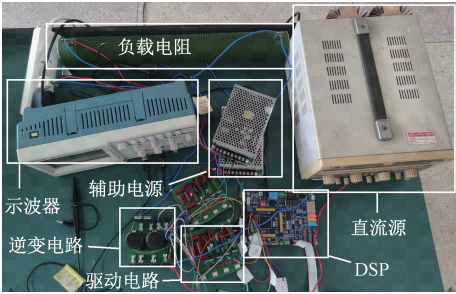
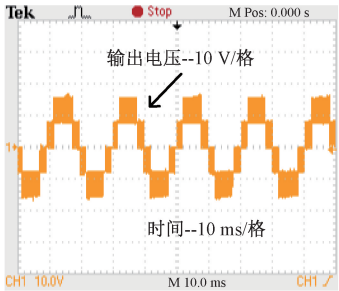


图 9 实验平台

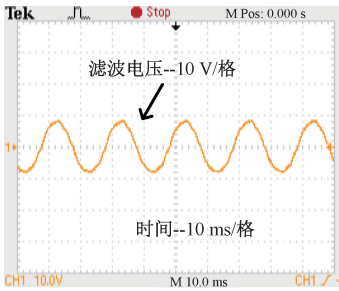
Fig. 9 Experimental platform

图 10(a)和(b)分别展示了文中逆变电路的实验输出五电平电压及滤波电压波形,由于直流输入电压较小,开关管与二极管的导通压降不能忽略,如表 6 所示,实验中测得的输出五电平电压幅值约为输入电压的两倍。图 10(c)和(d)分别展示了电容 C_1 和 C_2 的电压波形,实验中测得的电容电压能够实现自动平衡。

通过实验波形可知,文中介绍的逆变电路具有自主升压以及电容电压自平衡能力。



(a) 输出五电平电压
(a) output a five-level voltage



(b) 滤波电压
(b) filtered voltage



(c) C_1 电压
(c) Voltage of C_1



(d) C_2 电压
(d) Voltage of C_2

图 10 实验波形

Fig. 10 Experimental waveform

表 6 实验结果参数

Table 6	Experimental result parameters	V
参数名称	参数值	
输入电压	10.00	
$2V_{dc}$ 电平电压	15.60	
V_{dc} 电平电压	8.40	
$-V_{dc}$ 电平电压	-8.00	
$-2V_{dc}$ 电平电压	-15.60	
C_1 电压	8.64	
C_2 电压	8.48	

6 结 论

本研究介绍了一种新型五电平逆变电路,相比于现有的 MLIs,其使用相对较少的元器件实现五电平电压输出,并且其无需额外的辅助电路即可实现两倍电压增益以及电容电压自平衡,使得该五电平逆变电路适用于直流输入电压较低的应用场景。通过采用共地结构,使得直流侧输入的负极性端与交流输出侧中性点直接相连,从而消除了漏电流。逆变电路中的电感延缓电流上升速率,有效抑制了电容充放电路径中的尖峰电流。电路使用 SVPWM 调制策略输出五电平电压,相比于 SPWM 调制策略,其输出电压谐波含量更低。仿真与实验结果验证了逆变电路及其调制策略可行性。

参考文献

- [1] 王金平,刘栋涵,张庆岩,等. 一种新型的三电平逆变器多目标协调调制策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(10): 1-4,24.
WANG J P, LIU D H, ZHANG Q Y, et al. A novel multi-objective coordinated modulation strategy for three-level inverter[J]. Power Electronics, 2023, 57(10): 1-4,24.
- [2] 马海啸,陈泽峰. 一种十开关低漏电流三相逆变器的研究[J]. 电工电能新技术,2020,39(6):26-33.
MA H X, CHEN Z F. Research on ten-switch three-phase inverter with low leakage current[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39(6):26-33.
- [3] 梁纪峰,臧谦,姜玉洁,等. 无储能光伏逆变器多模式运行与并离网切换策略研究[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(7):39-47.
LIANG J F, ZANG Q, JIANG Y J, et al. Research on multi-mode control and seamless transfer strategy between grid-connected and islanding operation of PV inverter without energy storage [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2023,42(7):39-47.
- [4] 陶慧,王坤. 双幂次滑模控制单相三电平逆变器非线性行为[J]. 电子测量与仪器学报,2024, 38(12): 228-236.
TAO H, WANG K. Nonlinear behavior of single-phase three-level inverter with double power sliding mode control[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(12): 228-236.
- [5] 梁文科,苏淑靖,梁东飞,等. 两相静止坐标系下并网逆变器的自抗扰控制[J]. 电子测量技术,2022, 45(10): 7-13.
LIANG W K, SU SH J, LIANG D F, et al. Active disturbance rejection control of grid-connected inverter in stationary reference frame [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(10): 7-13.
- [6] 朱艺锋,贾小磊,周飞杉,等. 单相五电平整流器无延时功率观测控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(7):156-165.
ZHU Y F, JIA X L, ZHOU F SH, et al. No-delay power observation control method for single-phase five-level rectifier[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(7):156-165.
- [7] 刘春喜,赵文江,马龙涛,等. NPC型并网逆变器参数自适应预测电流控制策略[J]. 仪器仪表学报,2025, 46(8):362-375.
LIU CH X, ZHAO W J, MA L T, et al. Adaptive predictive current control strategy for NPC-type grid-connected inverters parameters[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025,46(8):362-375.
- [8] 史敬祥,潘尚智,宫金武,等. 基于阵列自举驱动的高功率密度单相飞跨电容逆变器[J]. 武汉大学学报(工学版), 2023, 56(1): 98-105.
SHI J X, PAN SH ZH, GONG J W, et al. A high-power-density single-phase flying capacitor inverter based on array bootstrap driver [J]. Engineering Journal of Wuhan University, 2023, 56(1): 98-105.
- [9] 姜卫东,董浩,王金平,等. 适用于中点箝位型三电平逆变器的多目标调制策略[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(1): 160-166,224.
JIANG W D, DONG H, WANG J P, et al. Multi-objective modulation strategy for neutral point clamped three-level inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(1): 160-166, 224.
- [10] GUO B, ZHANG X, SU M, et al. A single-phase common-ground five-level transformerless inverter with low component count for PV applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2662-2674.
- [11] 田涵雪,韩沛松,唐嵩峰,等. 计及轻量化设计的多电平光伏逆变器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4301-4311.
TIAN H L, HAN P S, TANG S F, et al. Multi-level photovoltaic inverter considering lightweight design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4301-4311.
- [12] 王要强,李娜,赵朝阳,等. 一种新型多电平逆变器及其模块化分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4676-4687.
WANG Y Q, LI N, ZHAO ZH Y, et al. A new type of multilevel inverter and its modular analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18):4676- 4687.
- [13] HE J, YE Y M, WANG X L. ZVS and inrush charging current suppression design for switched-capacitor multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10611-10616.
- [14] 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.
- [15] 马海啸,应雯. 一种用于漏电流抑制的改进型 H7 逆变器[J]. 太阳能学报, 2023, 44(2): 460-467.
MA H X, YING W. An improved H7 inverter for

- leakage current suppression[J]. *Acta Energiæ Solaris Sinica*, 2023, 44(2): 460-467.
- [16] 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 Industry Applications*, 2020, 56(4): 4071-4080.
- [17] ANAND V, SINGH V, SATHIK J, et al. Single-stage five-level common ground transformerless inverter with extendable structure for centralized photovoltaics[J]. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2023, 9(1): 37-49.
- [18] 张少如, 刘洋, 杜秀菊, 等. 一种差分对称型五电平逆变器拓扑及分析[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(8): 52-59.
- ZHANG SH R, LIU Y, DU X J, et al. Topology and analysis of a differential symmetrical five-level inverter[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(8): 52-59.
- [19] 董帅, 林晨, 张千帆, 等. 一种抑制三相准开关升压逆变器电感电流纹波的空间矢量调制方法[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(17): 4466-4473.
- DONG SH, LIN CH, ZHANG Q F, et al. A space vector modulation method for suppressing inductor current ripple in three-phase quasi-switching boost inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(17): 4466-4473.
- [20] 管云杰, 程鹏铭, 李山, 等. 单相五电平混合桥逆变器 SVPWM 调制策略研究[J]. *电气工程学报*, 2025, 20(3): 58-68.
- GUAN Y J, CHENG P M, LI SH, et al. Research on the SVPWM strategy for single-phase five-level hybrid bridge inverters[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2025, 20(3): 58-68.

作者简介

徐善永, 硕士, 正高级实验师, 硕士生导师, 主要研究方向为智能控制技术。

E-mail: xsyong326@163.com

李雪松(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子应用技术。

E-mail: 2023200803@aust.edu.cn

黄友锐, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能信息处理技术。

E-mail: hyr628@163.com