

一种差分对称型五电平逆变器拓扑及分析^{*}

张少如^{1,2,3}, 刘洋^{1,2}, 杜秀菊^{1,2,3}, 黄战平¹, 贾谊堃⁴, 王平军¹, 张介禄³

(1. 河北师范大学, 河北 石家庄 050024;

2. 河北省信息融合与智能控制重点实验室, 河北 石家庄 050024;

3. 江苏泰隆减速机股份有限公司, 江苏 泰州 225400;

4. 河北科技工程学校, 河北 保定 071000)

摘要: 大多数多电平逆变器通过前级结构产生不同水平的电压, 后级连接到 H 桥臂以改变输出电压的方向。由于 H 桥谐波成分高, 并且增加了成本, 故提出一种差分对称型五电平逆变器。该逆变器拓扑结构对称、控制简单、谐波低, 不需要额外的桥臂来改变输出电压的方向, 其本身既能产生多个电平又能改变输出电压方向。此外, 该逆变器在一个运行周期中, 电容均只有一个模态放电, 因此电容充电时间大于放电时间, 故有足够的能量供给负载。利用 MATLAB/Simulink 对所提逆变器进行了仿真分析, 并搭建了样机进行试验验证, 仿真和试验结果与理论分析一致, 证明了所提逆变器的有效性。

关键词: 多电平; 总谐波畸变率; 差分; 逆变器

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)08-0052-08

doi: 10.12177/emca.2023.090

Topology and Analysis of a Differential Symmetrical Five-Level Inverter^{*}

ZHANG Shaoru^{1,2,3}, LIU Yang^{1,2}, DU Xiuju^{1,2,3}, HUANG Zhanping¹, JIA Yikun⁴,

WANG Pingjun¹, ZHANG Jielu³

(1. Hebei Normal University, Shijiazhuang 050024, China;

2. Hebei Provincial Key Laboratory of Information Fusion and Intelligent Control, Shijiazhuang 050024, China;

3. Jiangsu Tailong Reducer Co., Ltd., Taizhou 225400, China;

4. Hebei Science and Technology Engineering School, Baoding 071000, China)

Abstract: Most multi-level inverters generate different levels of voltage through the front stage structure, and the rear stage is connected to the H-bridge arm to change the polarity of the output voltage. Due to the high harmonic content and increased cost of H-bridge, a differential symmetric five-level inverter is proposed. The inverter topology structure is symmetrical, easy to control, and has low harmonics. It does not require additional bridge arms to change the polarity of the output voltage, and the topology itself can generate multiple levels while also changing the polarity of the output voltage. In addition, the inverter has only one mode of discharge for each capacitor in one operating cycle, so the charging time of the capacitor is greater than the discharge time, and there is sufficient energy to supply the load. The proposed inverter was simulated using MATLAB/Simulink and a prototype was built for experimental

收稿日期: 2023-02-12; 收到修改稿日期: 2023-04-18

^{*} 基金项目: 河北省重点研发计划项目(22352201D); 河北师范大学科研基金资助项目(L2023J03); 安徽省工业节电与电能质量控制协同创新中心开放课题(KFKT201504)

作者简介: 张少如(1971—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

刘洋(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为软件工程。

杜秀菊(1975—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为新能源汽车。(通信作者)

黄战平(1969—), 男, 本科, 实验师, 研究方向为新能源汽车。(通信作者)

verification. The simulation and experimental results were consistent with theoretical analysis, proving the effectiveness of the proposed inverter.

Key words: multi-level; total harmonic distortion (THD); differential; inverter

0 引言

如今,人们对电力的需求正在增加。逆变器在电子设备中发挥着重要作用,因此,逆变器输出电压的质量也越来越受到关注。为了提高输出电压的质量,降低总谐波畸变率(THD),多电平逆变器应运而生。多电平逆变器的输出电压更接近正弦波形,因为其具有多级电平,考虑到极限状态,无数级电平可以合成一个真正的正弦波。

多电平逆变器有三种常见类型:中性点钳位(Neutral Point Clamped, NPC)型^[1-3]、飞跨电容(Flying-Capacitor, FC)型^[4-6]和级联H桥(Cascade H-Bridge, CHB)型^[7-9]。NPC逆变器结构本身存在缺点,即连接在电源上的电容电压分布不均匀,因此很难保证两个电容具有完全相同的参数^[3]。FC逆变器可以通过冗余模式调节电容电压,因此相对于NPC逆变器,FC逆变器的电容电压不平衡问题得到了改善^[6]。文献[10]直接用直流电源串联给负载供电,这样虽然可以得到稳定电压,但这需要更多的直流电源,使用起来极为不便。由于CHB具有模块化结构,CHB逆变器理论上可以得到任何电平数,但是随着级联单元的增加,组件的数量将大大增加^[11],制作成本也随之大幅增长。当使用两级级联时,文献[12]中的拓扑需要两个电源,但只能获得五级电平。文献[13]中的拓扑输出九级电平时,则需要两个电源,并且要求两个电源的电压不同,也不便使用。文献[14]中的拓扑需要电源和电容串联对另一个电容充电以获得更高的电压,这样电容的损耗将增大,转换效率降低。

为了克服上述缺点,本文提出了一种拓扑,其采用差分结构,能够输出五级电平,且只需要一个电源,方便使用。所提拓扑中的四个电容由电源直接供电,因此各个电容电压均相等且等于输入电压,改善了NPC逆变器电容电压不平衡的缺点。电容在一个工作周期内只有一个模式放电,所以电容充电时间大于放电时间,故电容有足够的能量给负载供电。该拓扑的元器件电压应力低,均不超过输入电源电压。此外,该拓扑结构对

称、控制简单、THD低。下面将对所提拓扑的工作原理、调制方法和参数设计进行详细分析,并对所提拓扑进行仿真分析和试验验证。

1 拓扑和模态分析

1.1 差分对称型五电平逆变器拓扑

差分对称型五电平逆变器拓扑如图1所示,该拓扑中电容直接由输入电源供电,充电完成后,各个电容电压相等,均等于输入电压,改善了NPC逆变器电容电压不平衡的缺点。其不再需要H桥臂来改变输出电压方向,因为结构本身就可以改变输出电压的方向。拓扑中的开关管为电容充放电提供了回路。为了便于说明工作原理,对称位置的器件分别用“X”和“X'”表示。

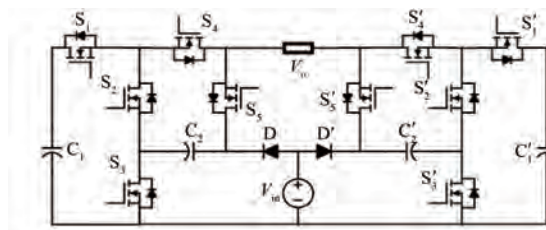


图1 差分对称型五电平逆变器拓扑

1.2 模态分析

差分对称型五电平逆变器拓扑的工作原理有5种模式,如图2所示。

模式1:如图2(a)所示,开关管 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S'_2 、 S'_3 和 S'_4 闭合, S_1 、 S_5 、 S'_1 和 S'_5 断开。负载通过开关管 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S'_2 、 S'_3 和 S'_4 短路,此时输出电压为0。同时,电容 C_2 通过二极管D充电,电容 C'_2 通过二极管D'充电,电容 C_1 和 C'_1 的电压保持不变。

模式2:如图2(b)所示,开关管 S_1 、 S_3 、 S_4 、 S_5 、 S'_2 、 S'_3 和 S'_4 闭合,电容 C_2 通过二极管D和开关管 S_3 充电,电容 C_1 通过二极管D、开关管 S_5 、 S_4 和 S_1 充电,电容 C'_2 通过二极管D'和开关管 S'_3 充电。此时,负载由输入电源直接供电,并且输出电压为 V_{in} 。该模式结束时,电容 C_1 、 C_2 和 C'_2 的电压为 V_{in} 。

模式3:如图2(c)所示,开关 S_1 、 S_2 、 S_5 、 S'_4 、 S'_2

和 S_3' 闭合, S_3 、 S_4 、 S_1' 和 S_5' 断开。电容 C_1 和 C_2 通过开关管 S_1 、 S_2 、 S_5 、 S_4' 、 S_3' 和 S_2' 串联向负载供电,此时输出电压为 $2V_{in}$,电容 C_2' 继续充电。

模态 4:如图 2(d)所示,由于电路的对称性,模态 4 与模态 2 相似,不同的是输出电压为 $-V_{in}$ 。

模态 5:如图 2(e)所示,由于电路的对称性,模态 5 与模态 3 相似,输出电压为 $-2V_{in}$ 。

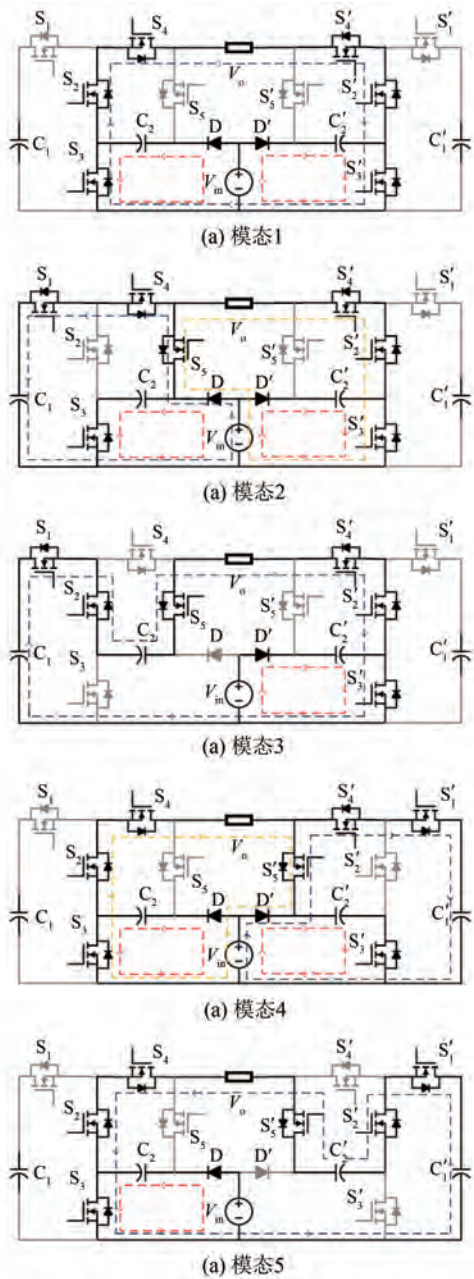


图 2 差分对称型五电平逆变器工作模式

通过上述五种模态,可以得到 0 、 V_{in} 、 $2V_{in}$ 、 $-V_{in}$ 和 $-2V_{in}$ 五个电平。开关管状态、电容充电和

放电状态以及每个模态的输出电压如表 1 所示。其中,数字 1 表示开关闭合,数字 0 表示开关断开。字母 C 表示电容充电,字母 D 表示电容放电, $-$ 表示电容电压不变。

表 1 开关状态、电容充放电状态和输出电压

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_1'	S_2'	S_3'	S_4'	S_5'	C_1	C_2	C_1'	C_2'	V_o
0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	-	C	-	C	0
1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	C	C	-	C	V_{in}
1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	D	D	-	C	$2V_{in}$
0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	-	C	C	C	$-V_{in}$
0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	-	C	D	D	$-2V_{in}$

从表 1 可以看出,开关管的控制信号是互补对称的,因此拓扑控制方法比较简单。电容 C_1 在模态 2 充电,在模态 3 放电,在其他模态下 C_1 的电压保持不变。电容 C_1' 在模态 4 充电,在模态 5 放电,在其他模态下 C_1' 的电压保持不变。电容 C_2 在模态 3 放电,在其他模态下充电。电容 C_2' 在模态 5 放电,在其他模态下充电。综上所述,这些电容在一个周期中,均只有一个模态放电,因此电容充电时间大于放电时间,所以电容有足够的能量给负载供电。

2 调制方法

与传统的逆变器调制方法不同,多电平逆变器调制方法是对传统逆变器调制方法的改进。多电平逆变器有多种调制方法,本文采用载波移位法,如图 3 所示。首先,将具有相同振幅的多个三角载波叠加,然后与调制波进行比较,以获得多电平脉冲宽度调制(PWM)脉冲。这种调制方法适用于大多数多电平逆变器。

由于 10 个开关管的控制信号是互补的,因此仅分析开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 的控制信号。在图 3 中, S 是幅度为 2 的正弦波,作为调制信号。 T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 是三角波载波,幅度为 1。 V_o 为逆变器滤波前的输出波形。波形 e_1 、 e_2 、 e_3 、 e_4 和 e_5 分别是开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 和 S_5 的控制信号,具体逻辑关系如图 4 所示。

3 参数设计与仿真

3.1 元器件电压应力分析

在模态 1 中,开关管 S_1 的电压为 $V_{S1} = V_{C1} =$

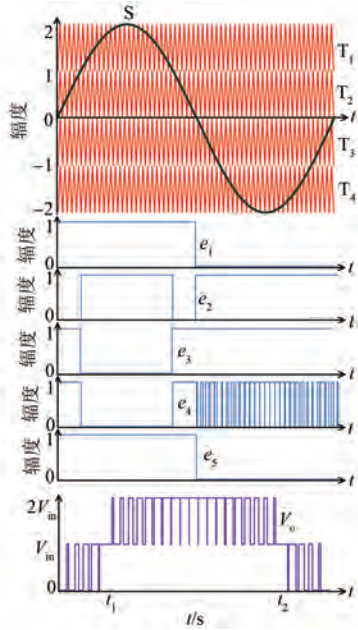


图3 调制信号和输出波形

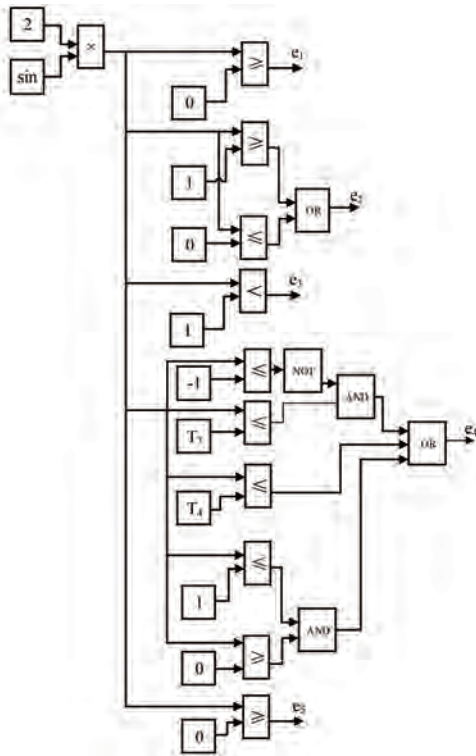


图4 开关管控制信号的逻辑关系

V_{in} 。类似地,可以得到 $V'_{S4} = V'_{C1} = V_{in}$, $V_{S5} = V_{C2} = V_{in}$ 和 $V'_{S5} = V'_{C2} = V_{in}$ 。在模式 2 中, $V_{S2} = V_{C1} = V_{in}$, $V'_{S5} = V'_{C2} = V_{in}$ 和 $V'_{S1} = V'_{C1} = V_{in}$ 。在模式 3 中, $V_{S3} = V_{C1} = V_{in}$, $V_{S4} = V_{C2} = V_{in}$, $V_{S5} = V_{C2} = V_{in}$, $V'_{S1} = V'_{C1} = V_{in}$ 及

$V_D = V_{C1} + V_{C2} - V_{in} = V_{in}$ 。模式 4 与模式 2 相同,模式 5 与模式 3 相同。式(1)~式(3)分别是模式 1~3 中元器件的电压。因此,电容、开关管和二极管的电压应力低,只需要承受输入电压 V_{in} 。

3.2 电容设计

$$\begin{cases} V_{S1} = V_{C1} = V_{in} \\ V_{S4'} = V_{C1'} = V_{in} \\ V_{S5} = V_{C2} = V_{in} \\ V_{S5'} = V_{C2'} = V_{in} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} V_{S2} = V_{C1} = V_{in} \\ V_{S5'} = V_{C2'} = V_{in} \\ V_{S1'} = V_{C1'} = V_{in} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} V_{S3} = V_{C1} = V_{in} \\ V_{S4} = V_{C2} = V_{in} \\ V_{S5} = V_{C2} = V_{in} \\ V_{S1'} = V_{C1'} = V_{in} \\ V_D = V_{C1} + V_{C2} - V_{in} = V_{in} \end{cases} \quad (3)$$

理想情况下,电容两端的电压始终保持不变,但实际上当电容向负载供电时,电容的电压必然会下降。假设每个电容参数相同,且允许电压下降幅度为 ΔV 。由于正负周期是对称的,因此只分析正半周期。在模式 2 下,负载由电源直接供电,不需考虑电容放电问题。在模式 3 下,电容 C_1 和 C_2 串联给负载供电,电容 C_1 和 C_2 串联后的等效电容用 C 表示,则 C 的初始电压为 $2V_{in}$,并且电容 C 通过负载电阻 R 放电。如果电容的初始电压用 V_0 表示,则 $V_0 = 2V_{in}$,电容电压瞬时值可表示为

$$V_t = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} 2V_{in} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (4)$$

由式(4)可得:

$$C = \frac{t}{R \ln \frac{V_0}{V_t}} \quad (5)$$

模式 3 结束时,电容电压为

$$V_t = V_0 + \Delta V = 2V_{in} - \Delta V \quad (6)$$

电容放电时间 t 即为模式 3 的工作周期:

$$t = t_2 = t_1 \quad (7)$$

事实上,电容实际放电时间小于 t ,因为开关管不是一直处于闭合状态,而是闭合和断开不断交替,为了便于计算,采用式(7)计算电容放电时间。假设正弦波频率为 f ,则可得:

$$t = \frac{1}{2} \frac{1}{f} \frac{\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6}}{\pi} \frac{\pi}{2f}$$

(8)

所以,可得:

$$C = \frac{\pi}{3f} \frac{1}{R \ln \frac{2V_{in}}{2V_{in} - \Delta V}}$$

(9)

根据电容串联公式,可得:

$$C_1 = C_2 = 2C = \frac{2\pi}{3fR \ln \frac{2V_{in}}{2V_{in} - \Delta V}}$$

(10)

3.3 仿真分析

对差分对称型五电平逆变器进行仿真分析。该拓扑在实际运行中,在不同电平间切换时,可能会造成开关管直通,导致电容短路的问题,因此在仿真时加入了死区。仿真参数如表 2 所示,输出波形如图 5 所示。

表 2 仿真参数

参数名称	参数值
电源/V	100
电容 $C_1, C_2, C'_1, C'_2/\mu\text{F}$	4 700
滤波电容/ μF	1
滤波电感/mH	3
载波频率/kHz	20
调制波频率/Hz	50
负载/ Ω	100

由图 5 可知,电压输出峰值约为 200 V,箭头所示的图形是输出电压波形的放大图像。可以看到,电压下降 4 V 左右,是可以接受的。图 6 为滤波后的波形,峰值 $V_p = 2V_{in}$,与计算结果一致。

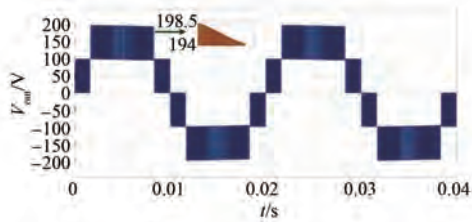


图 5 输出波形

图 7~图 9 分别为电容 C_1 、二极管 D 和开关管 S_4 的电压波形。从图中可以看到,所有元器件的电压应力都不超过 V_{in} ,这与理论计算是一致的。

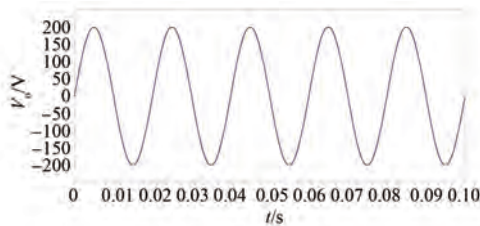


图 6 滤波后波形

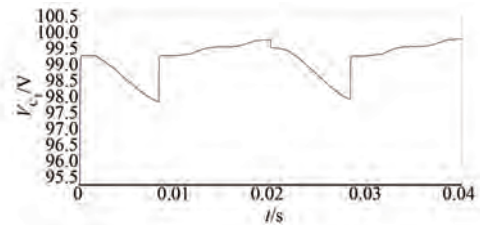


图 7 电容 C_1 电压

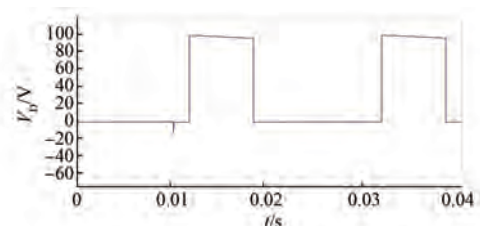


图 8 二极管 D 电压

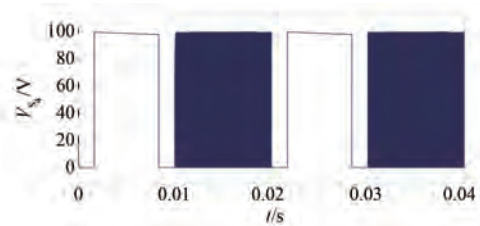


图 9 开关管 S_4 电压

文献[15-17]中使用电感来实现升压,这将不可避免地导致谐波含量增加。当使用拓扑各自的合适参数时,文献[3]和[15]中的拓扑滤波前的 THD 分别为 35.11% 和 38.37%,而本文所提的拓扑滤波前 THD 为 27.72%,如图 10 所示。文献[16]中拓扑滤波后的 THD 为 5.70%,而本文所提的拓扑滤波后的 THD 为 0.98%,如图 11 所示。

为了进一步说明差分对称型五电平逆变器 THD 低的特点,下面对所提拓扑和文献[17]中的拓扑进行比较并进行仿真分析。如图 12 所示,文献[17]中拓扑滤波后的 THD 为 10.90%。为了与文献[17]中的拓扑进行比较,采用与文献[17]相

同的参数滤波,即滤波电感为 1 mH,滤波电容为 3 μ F,载波频率 20 kHz,仿真结果如图 13 所示。通过比较图 12 和图 13 可以发现,所提拓扑的 THD 比文献[17]中拓扑的 THD 小得多,进一步验证了所提拓扑具有低 THD 的特点。此外,由图 12 和图 13 还可以看出,文献[17]中的拓扑需要一段时间才能达到稳定状态(约 0.08 s),而所提拓扑可以立即达到稳定状态。

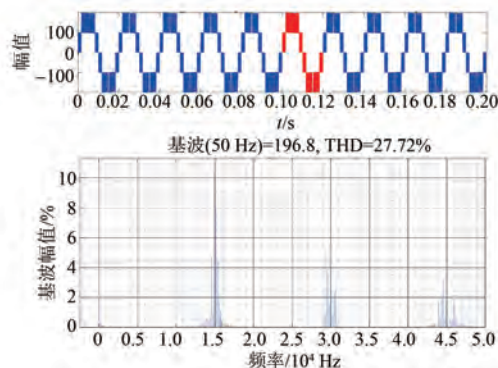


图 10 所提拓扑滤波前 THD

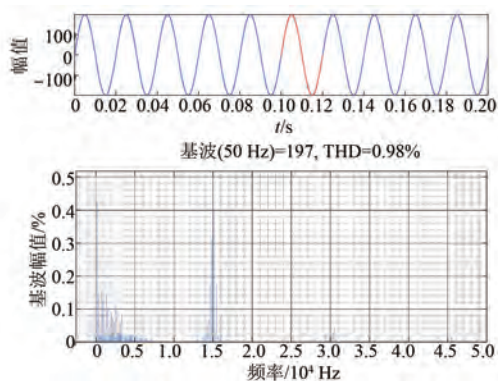


图 11 所提拓扑滤波后 THD

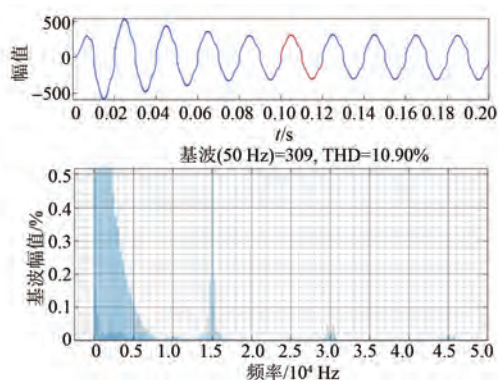


图 12 文献[17]中拓扑滤波后的 THD

上述仿真采用了开环控制,为了使逆变器给

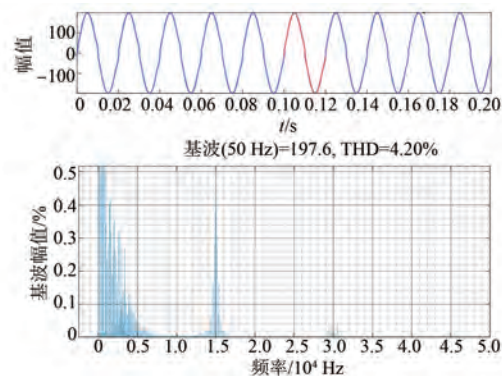


图 13 采用与文献[17]相同参数滤波后的 THD

不同的负载供电时都能输出稳定的电压,需要加入闭环控制,闭环控制原理如图 14 所示,图 15 为负载发生变化时的调节过程。初始负载电阻 $R=200\ \Omega$,在 0.25 s 时将负载突变成 $R=50\ \Omega$,可以观察到,不到 0.1 s 的时间输出电压就再次达到稳定状态。

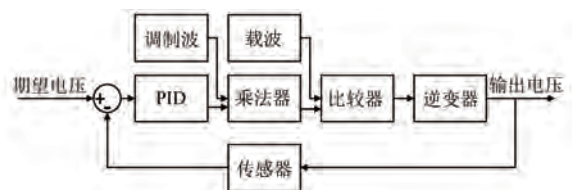


图 14 闭环控制原理图

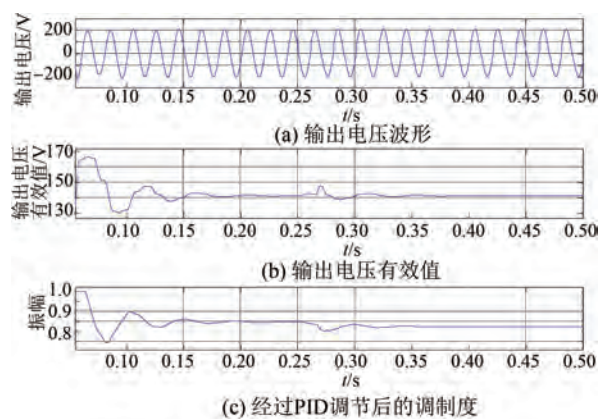


图 15 负载突变时输出电压响应

4 试验结果分析

为了验证所提拓扑的正确性,搭建了一个样机,如图 16 所示。试验参数与仿真的相同,测量输出电压时采用 10 倍衰减。图 17 为 V_{in} 与 $2V_{in}$ 电平之间切换时的驱动信号波形,图 18 为电容

C_1 电压波形, 可以看到电容电压波动不大。滤波前后的输出电压波形分别如图 19 和图 20 所示。在图 20 中, 电压峰值略小于 $2V_{in}$, 因为调制波形 S 的振幅选择为 1.95。图 21 为计算机采集后经 THD 计算软件得到的输出电压 THD, 为 1.39%, 略高于仿真值。综上所述, 试验结果与理论分析一致, 验证了所提拓扑的有效性。

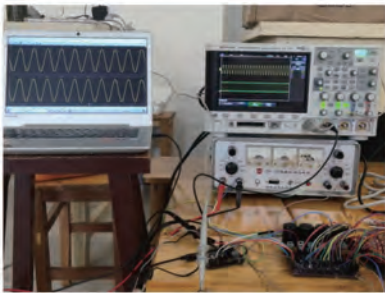


图 16 试验样机

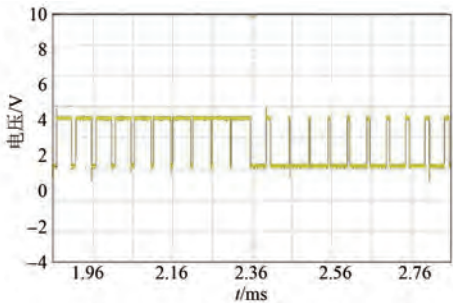


图 17 驱动信号波形

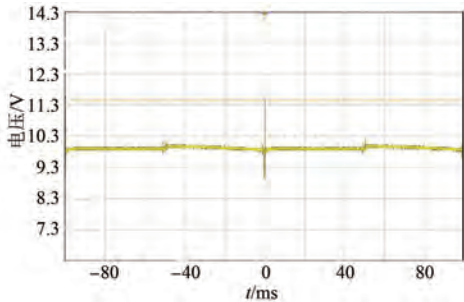


图 18 电容 C_1 电压试验波形

5 结 语

为了降低逆变器的 THD, 本文提出了一种差分对称型五电平逆变器。该逆变器拓扑结构对称、控制简单、谐波低。其结合了差分结构和多电平逆变器的优点, 只需要一个电源供电, 不需要单独的 H 桥来变换输出电压方向。此外, 元器件的

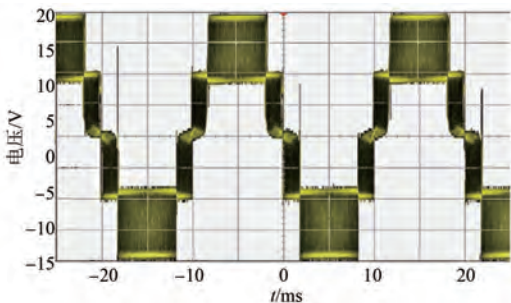


图 19 试验输出波形

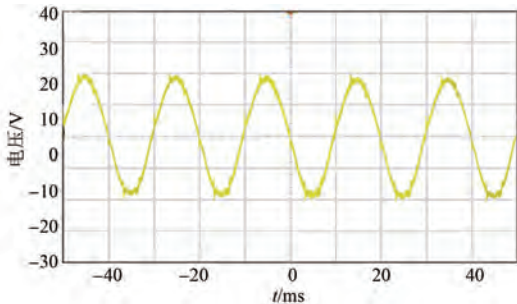


图 20 滤波后输出波形

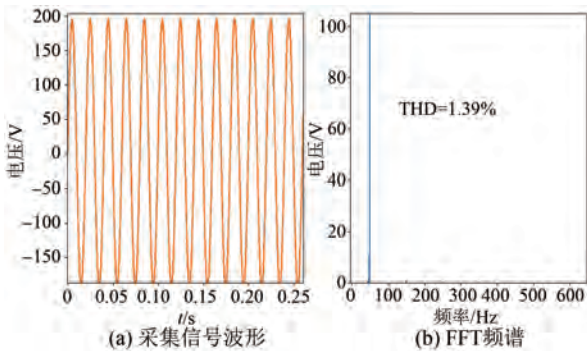


图 21 输出电压 THD

电压应力低, 均不超过输入电源电压。最后, 利用 MATLAB/Simulink 进行了仿真, 并搭建了样机进行试验验证。仿真和试验结果与理论分析一致, 进一步验证了所提拓扑的有效性。

【参考文献】

[1] 贾永青,游坤奇,熊殷,等. 基于电荷补偿的三电平 NPC 逆变器中性点平衡策略[J]. 电机与控制应用,2020,47(12):92.

[2] 张银娟,王永科. 一种新型无共模电压的五电平有源中性点钳位逆变器[J]. 电子器件,2022,45(6):1335.

[3] LEE S S, YANG Y, SIWAKOTI Y P. A novel single-stage five-level common-ground-boost-type

- active neutral-point-clamped (5L-CGBT-ANPC) inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6):6192,
- [4] 付博,曾君,刘俊峰. 一种基于飞跨电容的升压七电平逆变器[J]. 电力电子技术,2022,56(8):4
- [5] 王立乔,韩胥静,李占一,等. 一种新型飞跨电容型 Zeta 多电平逆变器[J]. 电工技术学报,2022,37(1):254.
- [6] MCGRATH B P, HOLMES D G. Analytical determination of the capacitor voltage balancing dynamics for three-phase flying capacitor converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(4):1425.
- [7] 胡文华,张军仁. 两单元五开关级联 H 桥逆变器及其调制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019,31(12):16.
- [8] GONZALEZ-HERNANDEZ J G, MARTINEZ-BERNAL J E, VALDERRABANO-GONZALEZ A, et al. Bootstrap cascaded multilevel converter [J]. IEICE Electron Express, 2014, 11(17):20140561.
- [9] ABD RAHIM N, CHANIAGO K, SELVARAJ J, et al. A modified H-bridge multilevel inverter for photovoltaic system[J]. IEICE Electronics Express, 2010, 7(11):751.
- [10] SALAM Z, MAJED A, AMJAD A M. Design and implementation of 15-level cascaded multi-level voltage source inverter with harmonics elimination pulse-width modulation using differential evolution method[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(9): 1740.
- [11] 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.
- [12] LIAO Y, LAI C M. Newly-constructed simplified single-phase multistring multilevel inverter topology for distributed energy resources [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2386.
- [13] GUPTA K K, JAIN S. Comprehensive review of a recently proposed multilevel inverter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(3):467.
- [14] 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.
- [15] ALMEIDA CACAU R G, TORRICO-BASCOPE R P, NETO J A F, et al. Five-level T-type inverter based on multistate switching cell [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6):3857.
- [16] RAHIM N A, SELVARAJ J. Multistring five-level inverter with novel PWM control scheme for PV application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6):2111.
- [17] GAO F. An enhanced single-phase step-up five-level inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12):8024.