

## 混合级联 H 桥逆变器的新型功率均衡调制策略

王伟健, 顾 军, 张海杰

安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001

**摘要:**目的 传统的混合调制策略在应用于直流侧电压比为 1:1:2 的混合级联 H 桥多电平逆变器时, 解决了电流倒灌问题, 但仍存在着各单元输出功率不均衡的问题。为解决此问题, 提出了一种可实现各单元输出功率均衡的新型调制策略。**方法** 新型调制策略从数学计算和开关状态组合角度出发, 通过计算, 控制高压单元输出功率为逆变器输出总功率的一半, 在此基础上, 通过对冗余开关状态组合的调整, 对高压单元的导通区间进行一次再分配, 以满足完整调制的要求, 而低压单元在特定区间上的脉冲信号需经逻辑处理, 以确保两低压单元的导通时间相等, 进而确保两低压单元输出功率相等。**结果** 仿真和实验表明: 新型调制策略不仅实现了三单元的功率均衡输出, 并且其输出电压质量更好。**结论** 仿真和实验同时也说明了算法可以控制 H 桥单元的输出功率, 而对开关状态组合的调整可以满足调制的需求, 两者结合使用, 可以有效解决直流侧电压比不相等的级联 H 桥单元间的功率均衡问题。

**关键词:** 电流倒灌; 功率均衡; 开关状态组合; 导通时间

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **doi:** 10.16055/j.issn.1672-058X.2025.0003.003

### A Novel Power Balancing Modulation Strategy for Hybrid Cascaded H-Bridge Inverters

WANG Weijian, GU Jun, ZHANG Haijie

School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Anhui Huainan 232001, China

**Abstract: Objective** Traditional hybrid modulation strategies applied to cascaded H-bridge multilevel inverters with a DC-side voltage ratio of 1:1:2 have addressed issues such as current backflow but still face challenges in achieving balanced output power among individual cells. To tackle this issue, a novel modulation strategy capable of balancing output power among all cells is proposed. **Methods** The novel modulation strategy starts from the perspectives of mathematical calculations and switch state combinations. Through calculations, it controls the output power of the high-voltage unit to be half of the inverter's total output power. On this basis, by adjusting redundant switch state combinations, the conduction intervals of the high-voltage unit are redistributed once to meet the requirements of complete modulation. Meanwhile, pulse signals for the low-voltage cells within specific intervals require logical processing to ensure equal conduction time between the two low-voltage cells, thereby ensuring that their output powers are equal. **Results** Simulation and experimental results demonstrate that the novel modulation strategy not only achieves balanced output power among the three cells but also improves the quality of output voltage. **Conclusion** Simulation and experiments also confirm that the calculation method effectively controls the output power of the H-bridge cells, and adjustments to switch state

**收稿日期:** 2023-11-02 **修回日期:** 2024-05-22 **文章编号:** 1672-058X(2025)03-0019-08

**基金项目:** 2023 年安徽省大学生创新创业训练计划项目(202310361041)。

**作者简介:** 王伟健(1999—), 男, 安徽黄山人, 硕士研究生, 从事电力电子与电力传动研究。

**通信作者:** 顾 军(1978—), 男, 安徽淮南人, 副教授, 博士, 硕士生导师, 从事电力电子与电力传动研究。Email: jungu@qq.com.

**引用格式:** 王伟健, 顾军, 张海杰. 混合级联 H 桥逆变器的新型功率均衡调制策略[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2025, 42(3): 19-26.

WANG Weijian, GU Jun, ZHANG Haijie. A novel power balancing modulation strategy for hybrid cascaded H-bridge inverters [J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2025, 42(3): 19-26.

combinations meet the requirements for modulation. These two methods, when combined, can effectively address the issue of power balancing between cascaded H-bridge units with unequal voltage ratios on the DC side.

**Keywords:** current backflow; power balancing; switch state combination; conduction time

## 1 引言

近年来,多电平逆变器因其输出电压等级高、开关应力低以及电压变化率( $dv/dt$ )小等诸多优点,已成为研究热点<sup>[1]</sup>。多电平逆变器的拓扑结构有二极管钳位型<sup>[2]</sup>、飞跨电容型<sup>[3]</sup>和级联 H 桥型<sup>[4]</sup>,其中,级联 H 桥型多电平逆变器因无需考虑悬浮电容电压均衡和直流侧中点电压偏移问题而最受欢迎,广泛地被应用于储能<sup>[5]</sup>、新能源<sup>[6]</sup>、无功补偿<sup>[7]</sup>等诸多领域。

级联 H 桥逆变器的输出电压波形质量是由其拓扑结构和调制策略共同决定的<sup>[8-9]</sup>。针对混合级联 H 桥逆变器,多采用混合调制策略<sup>[10]</sup>,即高、低压单元采用不同的调制策略,高压单元为阶梯波调制,低压单元为载波移幅调制策略,避免了电流倒灌问题,但存在各单元输出功率不平衡问题。文献<sup>[11]</sup>和文献<sup>[12]</sup>对两低压单元开关信号进行 1/4 调制波周期轮换,在 1/2 个调制波周期内实现两个低压单元输出功率均衡。文献<sup>[13]</sup>和文献<sup>[14]</sup>都对载波进行了重构,在更短的时间内实现了功率均衡,但数字实现的难度大大增加。文献<sup>[11-14]</sup>都只做到了低压单元的功率均衡,高、低压单元功率不均衡的问题一直存在。文献<sup>[15]</sup>针对高、低压单元功率不均衡问题,提出了改变高压单元开关角控制高压单元的输出功率的策略,并且在低压单元采用载波重构的方法,以此实现三个单元的功率均衡输出,但此方法会使逆变器输出电压基波幅值降低。文献<sup>[11-14]</sup>本质上是从开关状态组合角度实现的功率均衡,而文献<sup>[15]</sup>是从数学计算的角度,控制高压单元的输出功率。

本文通过对混合级联 H 桥多电平逆变器拓扑的研究,先是揭示了传统混合调制功率不均衡现象,并从数学公式角度揭示了功率不均衡的原因,在此基础上,提出了新型调制策略。新型的调制策略将开关状态组合与数学计算相结合,高压单元采用阶梯波调制和脉宽调制相结合的调制方式,低压单元则通过交换两者脉冲信号的方式,以实现三单元的功率均衡,并进行了仿真和实验验证。

## 2 混合级联 H 桥逆变器

### 2.1 电路拓扑

直流侧电压比为 1:1:2 的混合级联 H 桥多电平逆变器的电路拓扑结构如图 1 所示,图 1 中 3 个 H 桥单

元为串联相接。其中,H1、H2 为低压单元,直流侧电压为  $E$ ,H3 为高压单元,直流侧电压为  $2E$ 。这 3 个 H 桥单元的输出电压分别为  $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$  和  $u_{H3}$ , $i_o$  和  $u_o$  分别为逆变器输出电流和逆变器输出电压。

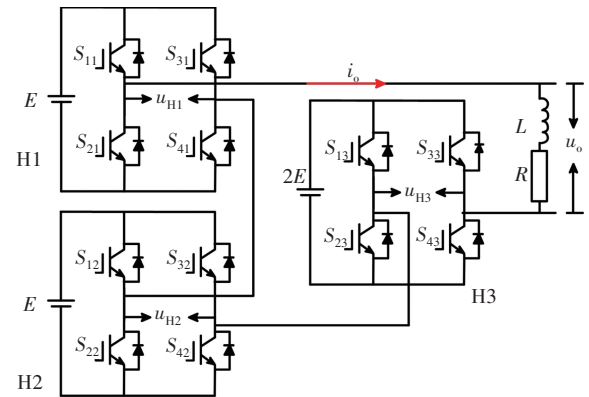


图 1 混合级联 H 桥拓扑结构

Fig. 1 Hybrid cascaded H-bridge topology

逆变器输出电压关系满足：

$$u_o = u_{H1} + u_{H2} + u_{H3} \quad (1)$$

逆变器输出电流关系满足：

$$i_o = I_o \sin(\omega t + \varphi) \quad (2)$$

式(2)中, $I_o$  为逆变器输出电流幅值, $\varphi$  为阻抗角, $\omega$  为角频率。

为了研究各 H 桥单元输出电压情况,定义了一个 H 桥的开关状态函数  $S_i$  和一个开关管的状态函数  $S_{mi}$ , $S_i$  表示第  $i$  个 H 桥单元的开关状态, $S_{mi}$  表示 H 桥单元中各开关管的开关状态, $i$  为 H 桥单元序号, $m$  为开关管序号,其关系式为

$$S_i = S_{1i} - S_{3i} = \begin{cases} 1, & \text{高电平} \\ 0, & \text{零电平} \\ -1, & \text{负电平} \end{cases} \quad (3)$$

则逆变器输出电压  $u_o$  满足

$$u_o = S_1 E + S_2 E + 2S_3 E \quad (4)$$

### 2.2 开关状态组合与功率均衡关系

由式(4)可知,逆变器共可输出 9 种电平,与之对应开关状态组合共有 27 种。图 2 为优化后的开关状态组合,由图可知,在滤除会造成电流倒灌的开关状态组合后,除  $0, \pm 4E$  外的其他 6 种电平仍有冗余的开关状态组合,这些冗余的开关状态组合为实现功率均衡提供了基础。

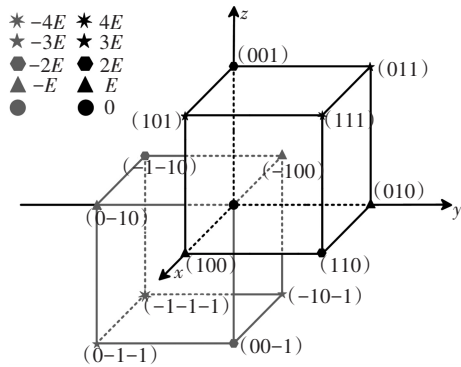


图 2 优化后的开关状态组合

Fig. 2 Optimized combination of switching states

### 3 混合级联 H 桥逆变器调制策略及其改进

#### 3.1 混合调制策略

##### 3.1.1 混合调制策略原理

混合调制策略原理如图 3 所示,图 3 中  $u_{ref1}$ 、 $u_{ref2}$ 、 $u_{ref3}$  分别为 H1、H2、H3 单元的调制波,其中,  $u_{ref3} = 4mE\sin(\omega t)$  为正弦波。 $u_{ref1}$  为  $u_{ref3}$  与高压单元的输出电压相减得到,  $u_{ref2}$  为  $u_{ref1}$  与低压 H1 单元的输出电压相减得到。 $u_{c11}$ 、 $u_{c12}$  为幅值为  $E$  且相位相差  $180^\circ$  的三角载波。

混合调制策略高压单元采用阶梯波调制,在  $u_{ref3}$  大于  $2E$  和  $u_{ref3}$  小于  $-2E$  时产生脉冲信号。其低压 H1 单元的脉冲信号由  $u_{ref1}$  和  $\pm E$  比较后产生, H2 单元的脉冲信号由  $u_{ref2}$  与  $u_{c11}$ 、 $u_{c12}$  比较产生。

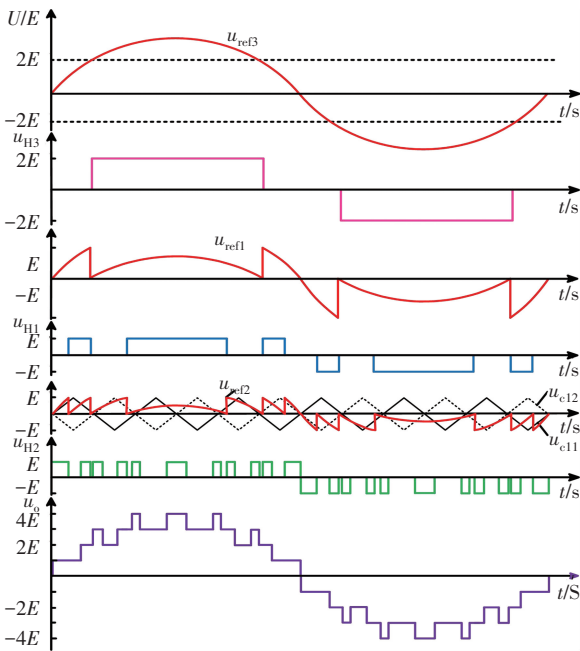


图 3 混合调制策略调制原理图

Fig. 3 Modulation schematic of hybrid modulation strategy

此调制策略采用的都为图 2 中所展示的开关状态组合,避免了各单元间因输出极性相反而造成的电流倒灌的问题。但从图 3 中可以看出,各单元导通时间并不相

等,这无论是对于器件的寿命,还是后期维护都不利。

##### 3.1.2 混合调制策略输出功率情况

逆变器输出平均功率关系式为

$$P_{oi} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{Hi}(t) i_o(t) dt \quad (5)$$

式(5)中,  $u_{Hi}$  为各 H 桥单元输出电压,  $i_o$  为逆变器输出电流。

将周期  $T = \pi$ , 电压以  $u_{Hi} \sin(\omega t)$  (傅里叶分析后得到的电压基波表达式) 的形式代入式(5), 并结合式(2), 可得:

$$P_{oi} = 0.5 u_{Hi} I_o \cos \varphi \quad (6)$$

由式(6)可知,对于确定的级联 H 桥逆变器,各 H 桥单元的平均输出功率只与各 H 桥单元的基波幅值有关,而基波幅值与各单元的直流侧电压和导通时间有关,与其他无关。因此,合理分配各单元的导通时间,就能实现功率均衡。

由式(6)可写出各单元平均输出功率

$$P_{o3} = \begin{cases} 0 & m \in (0, 0.5) \\ \frac{4EI}{\pi} \cos \varphi \cos \alpha_2 & m \in (0.5, 1) \end{cases} \quad (7)$$

$$P_{o1} = \begin{cases} 0 & m \in (0, 0.25) \\ \frac{4EI}{\pi} \cos \varphi \cos \alpha_1 & m \in (0.25, 0.5) \\ \frac{4EI}{\pi} \cos \varphi (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) & m \in (0.5, 0.75) \\ \frac{4EI}{\pi} \cos \varphi (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 - \cos \alpha_3) & m \in (0.75, 1) \end{cases} \quad (8)$$

$$P_{o2} = \begin{cases} 2EI \cos \varphi & m \in (0, 0.25) \\ \frac{2EI}{\pi} \cos \varphi (\pi - \cos \alpha_1) & m \in (0.25, 0.5) \\ \frac{2EI}{\pi} \cos \varphi \left( \pi - \frac{\cos \alpha_1}{m} - \frac{\cos \alpha_1}{m} \right) & m \in (0.5, 0.75) \\ \frac{2EI}{\pi} \cos \varphi \left( \pi - \frac{\cos \alpha_1}{m} - \frac{\cos \alpha_2}{m} - \frac{\cos \alpha_3}{m} \right) & m \in (0.75, 1) \end{cases} \quad (9)$$

式(7)、式(8)和式(9)中,  $\alpha_i$  为

$$\alpha_i = \arcsin\left(\frac{i}{4m}\right) \quad (10)$$

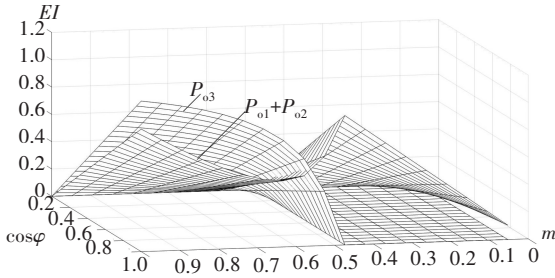
图 4(a) 为高、低单元的输出功率随调制度  $m$  和阻抗角余弦值变化的图像,从图 4 中可以看出,在调制度  $m \in (0, 0.5)$  时,高压单元输出功率为 0,即不参与调制,所以研究高、低压输出功率的关系在调制度  $m \in (0.5, 1)$  上才有意义。在  $m \in (0.5, 1)$  上,高压单元输出功率从 0 开始递增,低压单元输出总功率先减后增,高、低压单元的输出功率曲线有且只有一条交线,即只在

特定的调制度  $m_1$  下高、低压输出功率才能达到均衡。

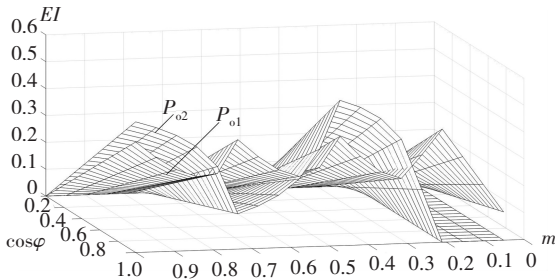
高、低压功率均衡时的  $m_1$  满足:

$$\cos \alpha_2 = \frac{m_1 \pi}{4} \quad (11)$$

图 4(b) 为两个低压单元输出功率随调制度  $m$  和阻抗角余弦值变化的图像, 从图 4 中可以明显看出, 两个输出波形相互交错但并不重合, 即输出功率只在特定几个调制度时才均衡。



(a) 高压及低压单元间



(b) 低压单元间

图 4 输出功率随调制度和阻抗角的变化情况

Fig. 4 The output power varying with the modulation system and the impedance angle

### 3.2 新型调制策略

#### 3.2.1 高、低压单元功率均衡调制

图 5 为新型调制策略的高压单元调制原理图,  $\alpha_4$  为新型调制策略下, 高压单元 PWM 调制和阶梯波调制的分界点。

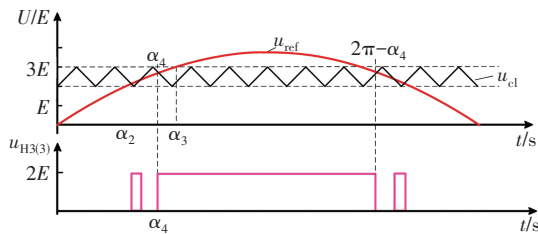


图 5 新型调制策略下高压单元调制原理图

Fig. 5 Modulation schematic diagram of high voltage unit based on the new modulation strategy

新型调制策略, 通过计算确定一个导通角  $\alpha_4$ , 使得高压单元在  $(\alpha_4, 2\pi - \alpha_4)$  上输出高电平, 在  $(\alpha_2, \alpha_4)$  上的脉冲信号由调制波与三角波比较得到 ( $u_{ref} > u_{cl}$ ), 用 110 的开关状态组合代替 001 (用两个低压单元同时导通代替高压单元导通) 以减少高压单元导通时间, 控制

高压单元输出功率为总功率的一半。在不同调制度下新型调制策略的高压单元的输出基波电压公式如式 (12) 所示:

$$u_{H3} = \begin{cases} 0 & m \in (0, 0.5) \\ \frac{4E}{\pi} \cos \alpha_5 & m \in (0.5, m_1) \\ \frac{8mE}{\pi} (2\alpha_4 - 2\alpha_2 + \sin 2\alpha_2 - \sin 2\alpha_4) + \frac{8E}{\pi} (3\cos \alpha_4 - 2\sin \alpha_2) & m \in (m_1, 1) \end{cases} \quad (12)$$

图 6 为新型调制策略下高、低压单元等效输出电压只需使输出电压满足  $u_{H3} = 2mE$ , 即可求出各调制度下的开关角  $\alpha_4$ 。

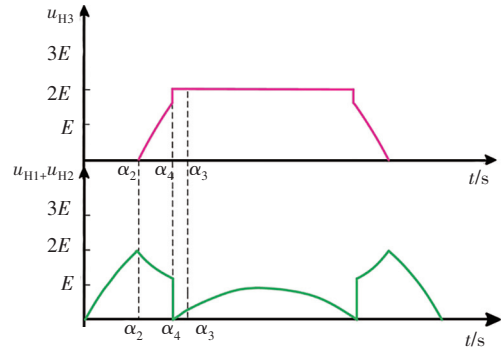


图 6 新型调制策略下高、低压单元等效输出电压

Fig. 6 The equivalent output voltage of high-voltage and low-voltage units under the new modulation strategy

#### 3.2.2 低压单元间功率均衡调制

图 7 为调制原理图,  $u_m$  为正弦波  $u_{ref}$  经过式 (13) 变换后的调制波, 其将小于 0 的部分取反, 相比于传统混合调制策略, 此调制法只需采用一层载波, 无论在仿真, 还是在数字实现时, 都只需将变化后的调制波  $u_m$ , 与同一载波  $u_{cl}$  比较, 大大减少了控制难度。

$$u_m = \begin{cases} u_{ref} - 3E & u_{ref} > 3E \\ u_{ref} - 2E & 2E < u_{ref} < 3E \\ u_{ref} - E & E < u_{ref} < 2E \\ u_{ref} & 0 < u_{ref} < E \\ -u_{ref} & -E < u_{ref} < 0 \\ -u_{ref} - E & -2E < u_{ref} < -E \\ -u_{ref} - 2E & -3E < u_{ref} < -2E \\ -u_{ref} - 3E & -4E < u_{ref} < -3E \end{cases} \quad (13)$$

如图 7 所示, 新型调制策略下的低压单元调制方法除  $(\alpha_2, \alpha_5)$  外, 与传统混合调制策略下低压单元的调制方法相同。结合图 5 可知, 在区间  $(\alpha_2, \alpha_5)$  上时, 高、低压单元的控制信号被结合起来, 以致无法得到低压单元的调制信号波, 所以传统调制策略无法应用于此。因此, 在  $(\alpha_2, \alpha_5)$  上的调制方法为低压 H2 单元全导通,



低压 H1 单元的脉冲信号为调制波与三角波比较得到 ( $u_{ref} < u_{cl}$ ),也可由高压单元的脉冲信号取非得到。

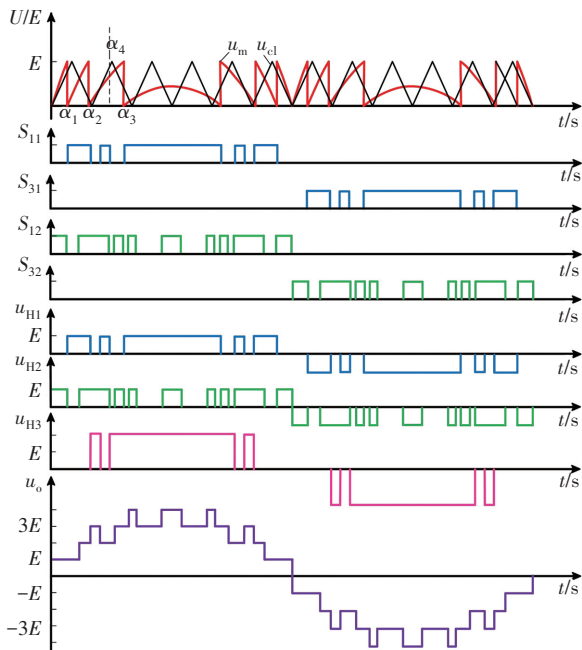


图 7 新型调制策略下低压单元调制原理图

Fig. 7 Low-voltage cell modulation schematic diagram based on the novel modulation strategy

从图 7 可以看出,两个低压单元的输出功率不均衡。为解决低压单元间功率均衡问题,在 1/2 调制波周期内,以 1/4 调制波周期时刻为轴,将 H1 和 H2 的导通信号互换,这可使得低压单元在 1/2 个调制波周期内实现功率均衡。但采用此功率均衡方法应用于此调制策略时,后期实现数字控制时,在同一个 Epwm 波,既要输出  $u_{ref} > u_{cl}$  的脉冲信号,又要输出  $u_{ref} < u_{cl}$  的脉冲信号,无疑增大了难度。综合考虑下,决定在一个调制波周期内实现低压单元的功率均衡。

$$\begin{cases} S'_{11} = S_{11} \\ S'_{31} = P \cdot S_{31} + \bar{P} \cdot S_{32} \\ S'_{12} = S_{12} \\ S'_{32} = P \cdot S_{32} + \bar{P} \cdot S_{31} \end{cases} \quad (14)$$

功率均衡处理如下:对于低压单元上桥臂开关的脉冲信号做了如式(14)的变化,变化后调制原理图如图 8 所示,其中 P 脉冲信号为正弦调制波  $u_{ref}$  与 0 比较得到,如式(15)所示。从图 8 中可以看出,调整后的逆变器输出电压波形不变。

$$P = \begin{cases} 1 & u_{ref} > 0 \\ 0 & u_{ref} < 0 \end{cases} \quad (15)$$

在  $P=1$  时,若设 H1 单元的输出功率为  $P_{11}$ ,H2 单元的输出功率为  $P_{12}$ ,在  $P=0$  时,若设 H1 单元的输出功率为  $P_{01}$ ,H2 单元的输出功率为  $P_{02}$ 。由于 H1 单元在正半周期内的导通时间与 H2 单元在负半周期内的导通时间相等,H1 单元在负半周期内的导通时间与 H2

单元在正半周期内的导通时间相等,结合式(6)的分析可知, $P_{11} = P_{02}, P_{12} = P_{01}$ 。所以在一个调制波周期内 H1 单元的总输出功率  $P_{11} + P_{01}$  与 H2 单元的总输出功率  $P_{12} + P_{02}$  相等,即低压单元输出功率均衡。

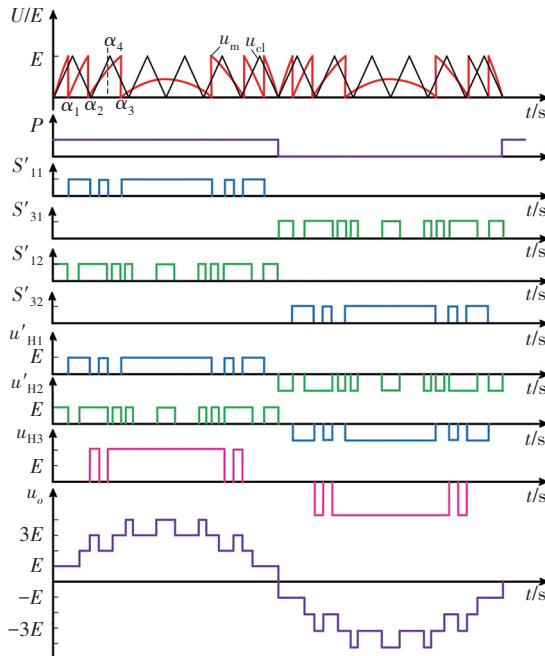


图 8 低压单元功率均衡调制原理图

Fig. 8 Schematic diagram of power equalization modulation for low-voltage units

## 4 仿真实验与结果分析

### 4.1 仿真及结果分析

为验证上述调制策略分析的正确性,搭建了 Simulink 仿真模型进行验证。具体仿真参数如表 2 所示。

表 2 模型参数

Table 2 Model parameters

模型参数	数值
H3 直流电源电压/V	200
H1、H2 直流电源电压/V	100
滤波负载 R/Ω	50
L/mH	8.3
调制波策略 $f_m$ /Hz	50
载波频率 $f_{cr}$ /kHz	3
幅值调制度	0.4、0.54、0.8

图 9 为新型调制策略的输出电压及输出功率波形,从图 9 中可以看出,两低压单元输出呈现 1/2 周期轮换的趋势,而高压单元输出电压也非单纯阶梯波,而是阶梯波和 PWM 波相结合的形式。在调制度为 0.4、0.54 和 0.8 时,逆变器为输出电平分别为 5 电平、7 电平和 9 电平。

从图 10 中可以看出,两个低压单元的输出功率为半个调制波周期互换,在一个调制波周期内输出功率总和相等,高压单元在  $m=0.52$  和  $m=0.8$  时输出功率

近似等于两低压单元功率之和。

图 11 为三种调制策略在  $m=0.8$  时的输出电压谐波分析。其中图 11(b) 为文献[13]中所提改进型混合调制策略,从图中可以看出,改进型混合调制策略虽然 THD 值最低,但基波附近谐波含量很高,对基波影响很大。并且改进型调制策略的基波幅值为 314.9 V,明显低于另两种调制策略,这是因为其未能完整调制正弦波形。

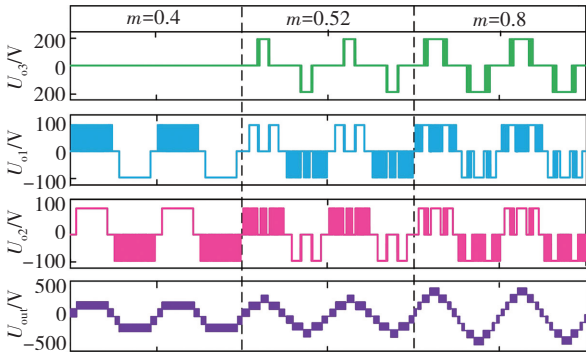


图 9 三种调制度下逆变器及各单元电压输出情况  
Fig. 9 The voltage output of the inverter and each unit under three modulation systems

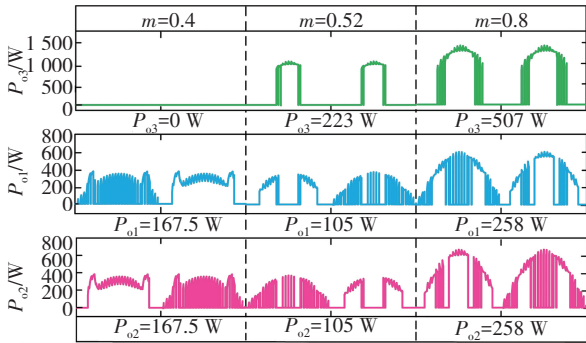
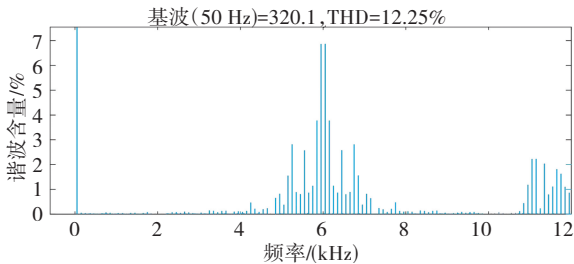
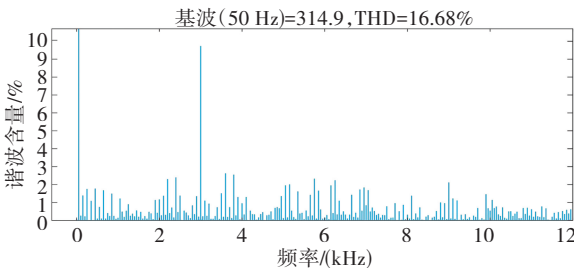


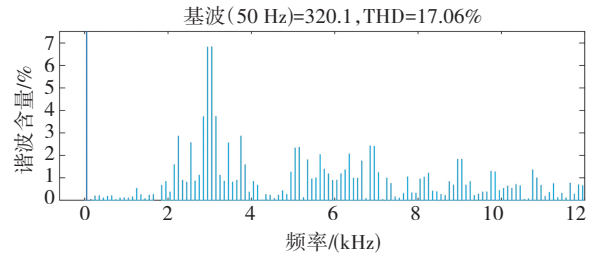
图 10 三种调制度下级联单元功率输出情况  
Fig. 10 The power output of cascaded units under three modulation systems



(a) 混合频率调制策略 ( $m=0.8$ )



(b) 文献[13]改进型混合调制策略 ( $m=0.8$ )



(c) 新型调制策略 ( $m=0.8$ )

图 11 三种调制策略的 FFT 分析

Fig. 11 FFT analysis of three modulation strategies

### 4.2 实验及结果分析

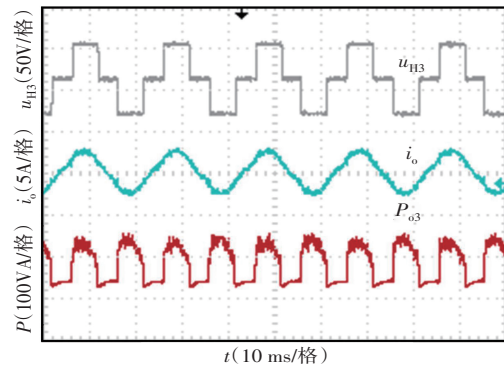
为了进一步验证本文理论分析和仿真结果的正确性和可行性,搭建了以 DSP 为主电路控制器的混合级联 H 桥逆变器实验平台。具体实验参数设置如表 3 所示,实验波形为示波器测量所得。

表 3 实验平台相关参数

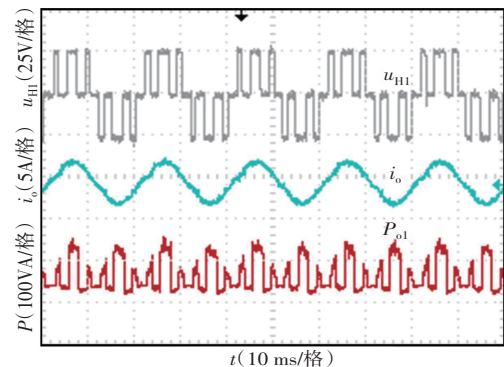
Table 3 Parameters of the experimental platform

实验相关参数	参数数值
直流侧电压/V	24, 24, 48
调制波频率 $f_m$ /Hz	50
载波频率 $f_{cr}$ /kHz	3
调制度 $m$	0.8
负载 $R(\Omega)/L(\text{mH})$	25/5.6

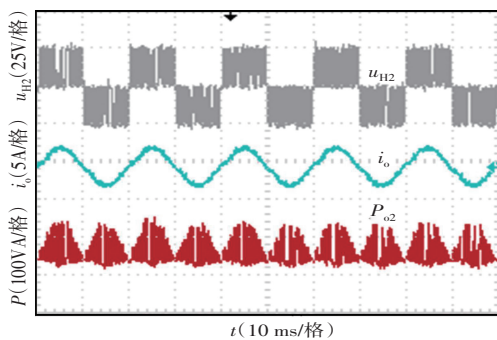
图 12 为混合频率调制策略下各单元的输出情况,经过计算求得各单元的输出功率分别为  $P_{o1} = 14.4 \text{ W}$ 、 $P_{o2} = 11.8 \text{ W}$ 、 $P_{o3} = 57.2 \text{ W}$ 。可以看出,无论是低压单元间还是高、低压单元间输出功率都不均衡。



(a) H3 单元



(b) H1 单元



(c) H2 单元

图 12 混合调制策略下各级联单元输出情况

Fig. 12 Output of all levels of cascaded units under hybrid modulation strategy

图 13 为文献 [13] 中所提改进型混合调制策略的逆变器输出电压及傅里叶分析,从图中可以看出,在基波附近的谐波很多,与仿真相验证。虽然改进型调制策略做到了功率均衡,但其输出电压波形质量欠缺。

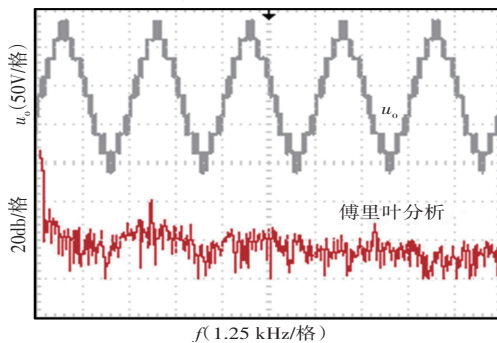


图 13 改进型调制策略的逆变器输出电压及 FFT 分析  
Fig. 13 Inverter output voltage and FFT analysis of the improved modulation strategy

图 14 为新型调制策略下的逆变器输出电压的频谱图,从图中可以看出,新型调制策略在基波附近处的谐波少,且谐波含量低,其低频性能明显优于改进型调制策略。图 15 给出了  $m = 0.8$  时各单元输出电压、输出电流及输出功率的波形。经过计算求得各单元平均输出分别为  $P_{o1} = 20.8 \text{ W}$ 、 $P_{o2} = 20.6 \text{ W}$ 、 $P_{o3} = 42 \text{ W}$ 。低压单元输出功率之比  $P_{o1} : P_{o2} = 1.01 : 1$ ,高、低压单元输出功率之比  $P_{o3} : (P_{o1} + P_{o2}) = 1.01 : 1$ 。实验得出各单元输出功率近似均衡。

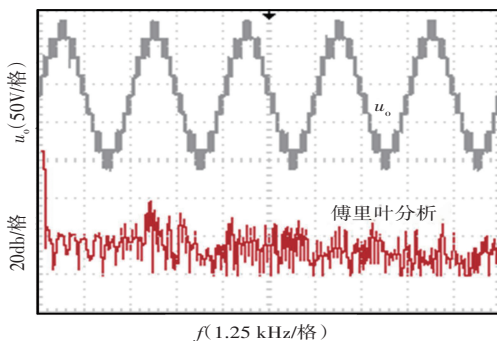
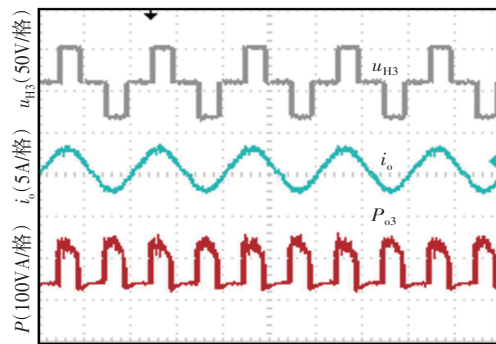
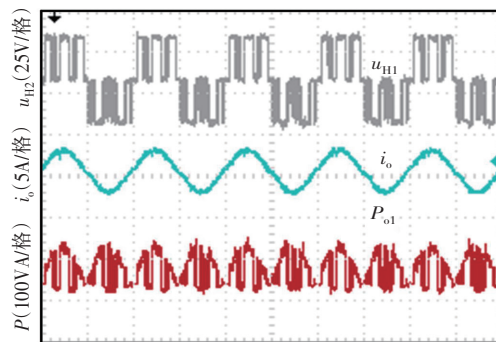


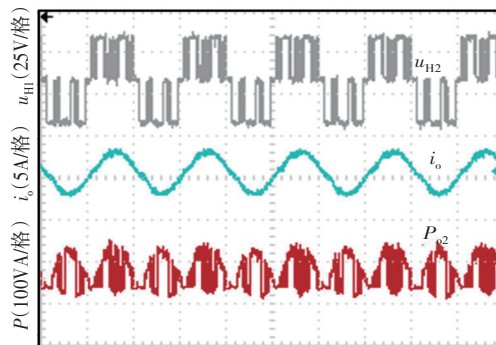
图 14 新型调制策略下逆变器输出电压及 FFT 分析  
Fig. 14 Inverter output voltage and FFT analysis under the new modulation strategy



(a) H3 单元



(b) H1 单元



(c) H2 单元

图 15 新型调制策略下各级联单元输出情况

Fig. 15 The output of each cascaded unit under the new modulation strategy

## 5 结论

对于混合级联 H 桥逆变器,传统混合调制策略下三单元输出功率不均衡,而改进型混合调制策略会导致逆变器输出电压基波幅值降低,且输出电压中含有低次谐波。本文所提的新型调制策略可实现各单元的功率均衡输出,并通过理论分析、仿真及实验结果表明:对比混合调制策略,新型调制策略通过变换调制波,减少了载波数量,降低了控制难度,在全调制度上实现了功率均衡的同时,略微优化了 THD 值。对比改进型调制策略,新型调制策略完整调制波形,增强了基波输出能力,同时提高了低频谐波特性。



本文所提策略涉及复杂计算,目前只能采用查表法,希望将来能够实现在线计算。

### 参考文献(References):

- [1] 张鹏鸣,顾军,张强. 弱电网下模型预测并网逆变器控制策略[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2019, 36(6): 100-105.  
ZHANG Peng-ming, GU Jun, ZHANG Qiang. Model prediction of grid-connected inverter control strategy under weak power grid[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2019, 36(6): 100-105.
- [2] 夏超英,王思雨,于佳丽. 飞跨电容型 MMC 状态误差反馈控制策略及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5693-5705.  
XIA Chao-ying, WANG Si-yu, YU Jia-li. State error feedback control strategy and stability analysis of flying-capacitor modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5693-5705.
- [3] PERMANA N Y, RIYADI S. Design and implementation of diode clamp five-level inverter topology based on the modified SPWM method[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2020, 1444(1): 012-019.
- [4] 杜治斌. 混合级联 H 桥逆变器的改进型调制策略[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2023, 40(2): 44-50.  
DU Zhi-bin. Improved modulation strategy for hybrid cascade H-bridge inverter[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2023, 40(2): 44-50.
- [5] 薛皓,何晋伟,郭培健. 基于级联 H 桥变换器的电池储能系统容错控制[J]. 高电压技术, 2020, 46(10): 3418-3430.  
XUE Hao, HE Jin-wei, GUO Pei-jian. Fault-tolerant control of battery energy storage system based on cascaded H-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3418-3430.
- [6] NAPOLES J, LEON J I, PORTILLO R, et al. Selective harmonic mitigation technique for High-power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2315-2323.
- [7] MARQUEZ A, LEON J I, VAZQUEZ S, et al. Variable-angle phase-shifted PWM for multilevel three-cell cascaded H-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3619-3628.
- [8] 陈仲,那显龙,许亚明,等. 基于控制自由度组合的级联 H 桥逆变器 PD 功率均衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 6951-6961.  
CHEN Zhong, NA Xian-long, XU Ya-ming, et al. Power balance control method with phase disposition for cascaded H-bridge inverter based on control degrees of freedom combination[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6951-6961.
- [9] 李宋,叶满园. 混合级联多电平逆变器混合频率载波调制技术[J]. 高电压技术, 2015, 41(7): 2378-2383.  
LI Song, YE Man-yuan. Hybrid frequency carrier modulation technique for hybrid cascade multilevel inverter[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(7): 2378-2383.
- [10] 胡文华,刘剑锋,曹仁赢. 混合级联 H 桥十三电平逆变器的混合调制[J]. 电力电子技术, 2020, 54(3): 90-92.  
HU Wen-hua, LIU Jian-feng, CAO Ren-ying. Hybrid modulation of a hybrid cascaded H-bridge thirteen-level inverter[J]. Power Electronics, 2020, 54(3): 90-92.
- [11] 胡文华,刘剑锋. 双低电压型混合级联逆变器的改进混合调制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(2): 7-13.  
HU Wen-hua, LIU Jian-feng. Improved hybrid modulation of dual low-voltage hybrid cascade inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(2): 7-13.
- [12] 顾军,宋飞,李平,等. 混合级联 H 桥逆变器的调制策略优化方法[J]. 高电压技术, 2022, 48(2): 753-761.  
GU Jun, SONG Fei, LI Ping, et al. Modulation strategy optimization method of hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(2): 753-761.
- [13] 胡文华,余书琨,熊志磊,等. 混合级联十三电平逆变器的调制优化及功率均衡方法[J]. 高电压技术, 2023, 49(5): 2008-2016.  
HU Wen-hua, YU Shu-kun, XIONG Zhi-lei, et al. Modulation optimization and power balancing method of hybrid cascade thirteen-level inverter[J]. High Voltage Technology, 2023, 49(5): 2008-2016.
- [14] 许亚明,陈仲,那显龙,等. 基于载波重构的级联逆变器功率均衡调制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 185-194.  
XU Ya-ming, CHEN Zhong, NA Xian-long, et al. Power balance modulation strategy of cascaded inverter based on carrier reconstruction[J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 185-194.
- [15] 叶满园,彭瑞凡,童子威,等. 混合级联九电平逆变器功率均衡调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6350-6361.  
YE Man-yuan, PENG Rui-fan, TONG Zi-wei, et al. Research on power balance modulation strategy of hybrid cascaded nine-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6350-6361.

责任编辑:陈芳