

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.1.67

中图分类号: TM464

文献标志码: A

混合九电平逆变器功率均衡的调制策略

顾 军, 杜治斌, 李 平, 宋 飞, 张维国, 张 明

(安徽理工大学电气与信息工程学院, 淮南 232001)

摘要: 对于直流侧电压比为 1:1:2 的混合级联 H 桥逆变器, 若采用混合载波层叠调制策略, 虽无电流倒灌现象且输出电压谐波性能良好, 但会出现低压单元输出功率不均衡的问题。针对该问题, 首先进行功率不均衡分析, 然后提出 1 种改进的混合调制策略, 对高压单元进行阶梯波调制, 对低压单元进行 PWM, 且 2 个低压单元对调制波采用不同的处理方式。所提策略在保留输出电压具有良好谐波性能的同时减少三角载波使用数量, 简化了控制过程, 且具有倍频效果。接着, 对所提策略进行优化, 对低压单元开关信号进行逻辑运算, 可在 2 个载波周期内解决低压单元功率不均衡的问题。最后, 通过仿真和实验证明了所提策略的可行性。

关键词: 逆变器; 混合调制; 三角载波; 逻辑运算; 功率均衡; 谐波含量

Modulation Strategy for Power Balance of Hybrid Nine-level Inverter

GU Jun, DU Zhibin, LI Ping, SONG Fei, ZHANG Weiguo, ZHANG Ming

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

Abstract: For a hybrid cascade H-bridge inverter with a DC-side voltage ratio of 1:1:2, if the hybrid carrier disposition modulation strategy is adopted, the problem of output power imbalance in the low-voltage unit will occur although there is no current backflow phenomenon and the harmonic performance of output voltage is good. To solve this problem, the power imbalance is analyzed at first. Then, an improved hybrid modulation strategy is proposed, under which the high-voltage unit performs step wave modulation and the low-voltage unit performs PWM, and two low-voltage units adopt different processing methods for the modulation wave. The good harmonic performance of output voltage is kept, the number of triangular carriers is reduced, and the control process is simplified, with a frequency doubling effect. Third, this strategy is optimized, and the switching signal of low-voltage unit is logically calculated, which can solve the power imbalance problem of low-voltage unit in two carrier cycles. Finally, the feasibility was proved by simulation and experimental results.

Keywords: Inverter; hybrid modulation; triangular carrier; logical operation; power balance; harmonic content

随着电力电子技术发展,多电平逆变器在大功率场合得到广泛应用^[1-2]。目前主要有 3 种多电平逆变器拓扑: 二极管钳位式^[3]、飞跨电容式^[4]和级联 H 桥式^[5]。其中, 二极管钳位式存在分压电容均压问题; 飞跨电容式存在稳压控制问题; 而级联 H 桥具有模块化、谐波少、输出电平多等优势, 故用

级联 H 桥组成多电平逆变器最为常见。

传统的级联 H 桥逆变器, 若要输出更多电平, 其级联单元就会变多, 这就增加了成本和控制难度, 因此混合级联 H 桥逆变器^[6]应运而生。由 Manjrekar 等^[7]提出的混合七电平逆变器谐波性能较差。而叶满园等^[8]在文献^[7]所提逆变器上增加 1 个低压单元, 可组成直流侧电压比为 1:1:2 的混合九电平逆变器, 可以输出更好的谐波性能。

调制策略是多电平逆变技术关键的一环。目前主要调制策略有低频调制、高频调制和混合调制。

收稿日期: 2022-03-01; 修回日期: 2022-04-29; 录用日期: 2022-05-24; 网络首发日期: 2022-06-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51607003)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51607003

其中,低频调制中有阶梯波调制,而高频调制则包含载波移相调制和载波移幅调制等。具体而言,低频调制的开关频率低,可延长器件的使用寿命,但输出波形质量差;高频调制开关频率高,使器件的使用寿命缩短,但输出波形质量较好^[9];而混合调制可将高、低频调制策略两者的优势相结合,多应用于混合级联 H 桥逆变器。例如:文献[10]采用了混合载波层叠调制,解决了电流倒灌问题,且输出电压谐波性能良好,但其低压单元存在输出功率不均衡问题;文献[11]在混合载波层叠调制的基础上运用 1/4 周期轮换解决了低压单元功率不均衡的问题,但未产生倍频效果,且控制过程复杂。针对直流侧电压比为 1:1:2 的混合九电平逆变器,文献[12]采用的调制策略减少了载波数量,简化了控制过程,然后再对其进行 1/4 周期轮换使低压单元达到功率均衡,但其均衡时间长,影响器件的使用寿命。

对于上述文献所采用调制策略存在的不足之处,本文针对直流侧电压比为 1:1:2 的混合九电平逆变器提出 1 种改进的混合调制策略,对高压单元进行阶梯波调制,对低压单元进行 PWM,然后对脉冲信号进行逻辑运算,旨在 2 个载波周期内解决低压单元功率不均衡的问题,同时简化控制过程,并产生倍频效果。

1 拓扑结构及工作原理

图 1 为混合九电平逆变器拓扑,其中 H1、H2 为低压单元, H3 为高压单元。 S_{ij} 为各级联单元的开关器件,其中 i 取值为 1、2、3, j 取值为 1、2、3、4。逆变器与各单元的输出电压分别为 u_{AN} 与 u_{H1} 、 u_{H2} 、 u_{H3} , 且满足

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

i_o 为逆变器输出的电流, 满足

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

式中: I 为 i_o 的幅值; ω 为正弦调制波角频率; φ 为 i_o 的初始相位角。

以单元 H1 为例, 说明每个单元的工作原理。

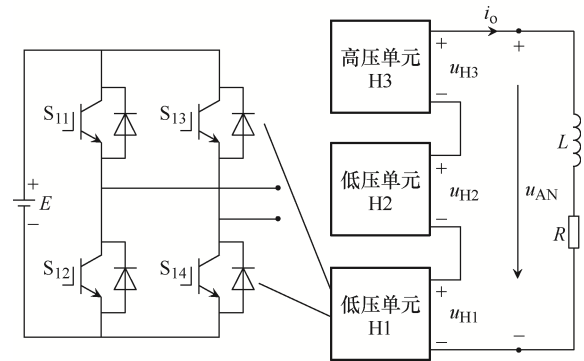


图 1 混合九电平逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of hybrid nine-level inverter

开关管 S_{11} 与 S_{12} 开关状态互补, S_{13} 与 S_{14} 开关状态互补。当 S_{11} 和 S_{14} 导通, 输出电压为 E ; 当 S_{12} 和 S_{13} 导通, 输出电压为 $-E$; 其余开关状态输出为 0。同理, 单元 H2 可输出电压为 E 、0、 $-E$; 单元 H3 可输出电压为 $2E$ 、0、 $-2E$ 。设开关状态函数为 S_i , 其表达式为

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{i1}S_{i4} \text{ 开通} \\ 0 & S_{i1}S_{i3} \text{ 或 } S_{i2}S_{i4} \text{ 开通} \\ -1 & S_{i2}S_{i3} \text{ 开通} \end{cases} \quad (3)$$

表 1 为输出电压与开关状态的关系, 可知逆变器可输出 $-4E \sim 4E$ 共 9 个电平。除 $\pm 4E$ 外, 其余电平均有多种开关状态组合, 且其中部分开关状态组合会出现级联单元间输出电压极性相反的情况, 这就会造成电流倒灌和能量反馈的问题, 因此合适的调制策略可以利用开关状态组合的多样性来解决该问题。

表 1 输出电压与开关状态的关系

Tab. 1 Relationship between output voltage and switching state

u_{AN}	$(S_1S_2S_3)$
$4E$	(111)
$3E$	(101)(011)
$2E$	(001)(1-11)(-111)(110)
E	(-101)(0-11)(100)(010)
0	(000)(-1-11)(1-10)(-110)(11-1)
$-E$	(10-1)(01-1)(-100)(0-10)
$-2E$	(00-1)(1-1-1)(-11-1)(-1-10)
$-3E$	(-10-1)(0-1-1)
$-4E$	(-1-1-1)

2 调制策略

2.1 混合载波层叠调制策略原理分析

图2为混合载波层叠调制原理, 其中 V_m 为高压单元的正弦调制波, V_T 为幅值为 $2E$ 的阶梯波, V_{m1} 为低压单元的调制波, V_{r1} 、 V_{r1-} 、 V_{r2} 和 V_{r2-} 均为幅值为 E 的三角载波。

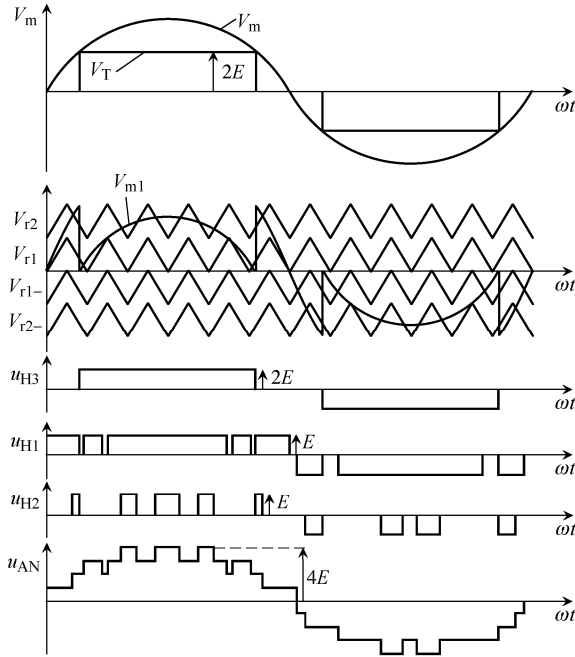


图2 混合载波层叠调制原理

Fig. 2 Principle of mixed carrier disposition modulation

对于单元 H3: 当 $V_m > V_T$ 时, S_{31} 和 S_{34} 导通, 输出电压为 $2E$; 当 $V_m < V_T$ 时, S_{32} 和 S_{33} 导通, 输出电压为 $-2E$ 。对于单元 H1: 当 $V_m > V_{r1}$ 时, S_{11} 和 S_{14} 导通, 输出电压为 E ; 当 $V_{m1} < V_{r1-}$ 时, S_{12} 和 S_{13} 导通, 输出电压为 $-E$ 。单元 H2 的工作原理与单元 H1 一致, 故不再赘述。

由图2中 u_{AN} 可知, 逆变器输出的电平从 $-4E$ 到 $4E$ 共9个。各单元输出电压极性相同, 因此该策略无电流倒灌问题。因为各级单元电流相等, 且低压单元直流侧电压相等, 但2个低压单元导通时间却不同, 所以低压单元存在输出功率不均衡的现象。

2.2 混合载波层叠调制策略功率不均衡分析

将调制度用 M 表示, 则正弦调制波 V_m 为

$$V_m = 4ME \sin(\omega t) \quad (4)$$

设 α_i 为 V_m 在 $1/4$ 周期时和 $2iA_r$ (A_r 为三角载波峰值) 相交时的角度, 其表达式为

$$\alpha_i = \arcsin\left(\frac{i}{4M}\right) \quad i=1,2,3 \quad (5)$$

逆变器各单元输出的平均功率为

$$P_{Hi} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{Hi} i_o dt = 0.5 u_{Hi(1)} I \cos \varphi_1 \quad (6)$$

式中: $u_{Hi(1)}$ 为各单元输出电压基波幅值; φ_1 为输出电压基波与 i_o 的相角。

由傅里叶分析可得, 高压单元 H3 的输出电压表达式为

$$u_{H3} = \begin{cases} 0 & M \in [0, 0.5] \\ \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} \frac{8E}{k\pi} \cos(k\alpha_2) \sin(k\omega t) & M \in [0.5, 1] \\ \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} \frac{8E}{k\pi} [\cos(k\alpha_2) + 1] \sin(k\omega t) & M \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (7)$$

低压单元 V_{m1} 是由 V_m 减去高压单元输出电压得到。设单元 H1 和单元 H2 输出电压之和为 u_s , 其傅里叶分析式为

$$u_s = \begin{cases} 4ME \sin(\omega t) & M \in [0, 0.5] \\ \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} \left\{ \frac{4E[kM\pi - 2\cos(k\alpha_2)]}{k\pi} \right\} \sin(k\omega t) & M \in [0.5, 1] \\ \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} \left\{ \frac{4E[kM\pi - 2\cos(k\alpha_2) - 2]}{k\pi} \right\} \sin(k\omega t) & M \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (8)$$

根据式(6)~式(8)及混合载波层叠调制原理可计算出各单元平均输出功率为

$$P_{H3} = \begin{cases} 0 & M \in [0, 0.5] \\ \frac{4EI \cos \varphi_1}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{4M^2}} & M \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (9)$$

$$P_{H1} = \begin{cases} 2MEI \cos \varphi_1 & M \in [0, 0.25) \\ \frac{2EI \cos \varphi_1}{\pi} \left\{ 2M \left[\alpha_1 - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_1) \right] + \cos \alpha_1 \right\} & M \in [0.25, 0.5) \\ \frac{2EI \cos \varphi_1}{\pi} \left\{ 2M \left[\frac{\pi}{2} + \alpha_1 - \alpha_2 + \frac{1}{2} \sin(2\alpha_2) - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_1) \right] + \cos \alpha_1 - 3 \cos \alpha_2 \right\} & M \in [0.5, 0.75) \\ \frac{2EI \cos \varphi_1}{\pi} \left\{ 2M \left[\alpha_1 + \alpha_3 - \alpha_2 + \frac{1}{2} \sin(2\alpha_2) - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_1) - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_3) \right] + \cos \alpha_1 - 3 \cos \alpha_2 + 3 \cos \alpha_3 \right\} & M \in [0.75, 1] \end{cases} \quad (10)$$

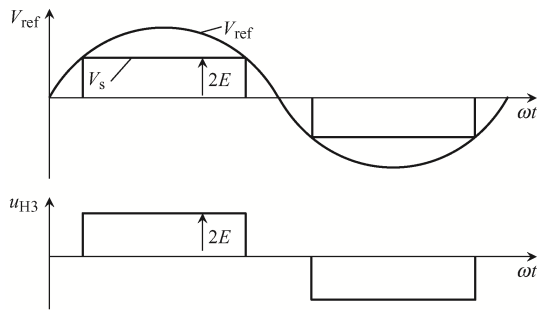
$$P_{H2} = \begin{cases} 0 & M \in [0, 0.25) \\ \frac{2EI \cos \varphi_1}{\pi} \left\{ 2M \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_1 + \frac{1}{2} \sin(2\alpha_1) \right] - \cos \alpha_1 \right\} & M \in [0.25, 0.5) \\ \frac{2EI \cos \varphi_1}{\pi} \left\{ 2M \left[\frac{1}{2} \sin(2\alpha_1) - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_2) + \alpha_2 - \alpha_1 \right] - \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 \right\} & M \in [0.5, 0.75) \\ \frac{2EI \cos \varphi_1}{\pi} \left\{ 2M \left[\frac{\pi}{2} + \alpha_2 - \alpha_1 - \alpha_3 + \frac{1}{2} \sin(2\alpha_1) + \frac{1}{2} \sin(2\alpha_3) - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_2) \right] - 3 \cos \alpha_3 + \cos \alpha_2 - \cos \alpha_1 \right\} & M \in [0.75, 1] \end{cases} \quad (11)$$

由式(9)~式(11)可知,在混合载波层叠调制下,H1、H2、H3这3个单元存在平均输出功率不均衡问题。在直流侧电压相等的低压单元该问题依然存在。为解决低压单元功率不均衡问题,本文提出改进的混合调制策略并对其进行优化。

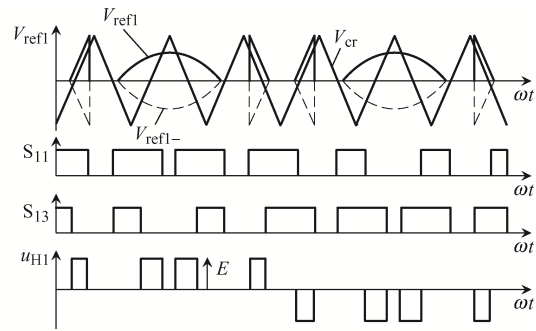
2.3 改进的混合调制策略

图3为本文所提改进的混合调整策略工作原理,本文将对H1、H2、H3这3个单元的调制策略原理进行详细分析。

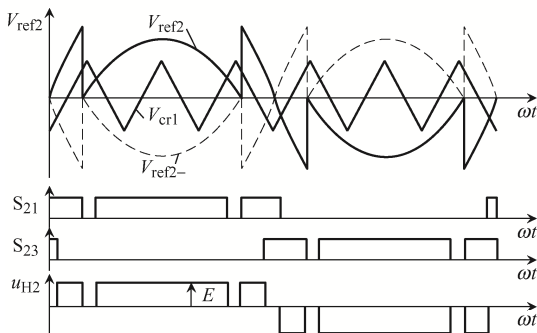
图3(a)为H3单元调制原理,图中的 V_{ref} 为正



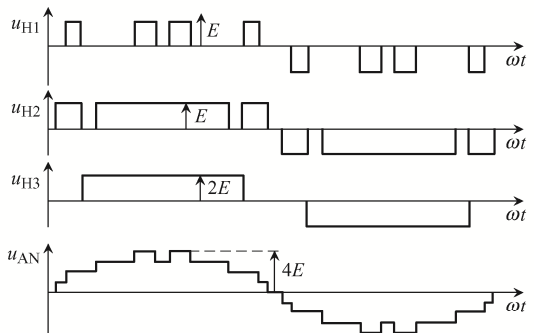
(a) H3单元调制原理



(b) H1单元调制原理



(c) H2单元调制原理



(d) 逆变器输出波形

图3 改进型混合调制原理

Fig. 3 Principle of improved hybrid modulation

弦调制波, V_s 为幅值为 $2E$ 的阶梯波, u_{H3} 为 H3 单元输出电压波形。 V_{ref} 的表达式与正弦调制波 V_m 相同。当调制波 $V_{ref} > V_s$ 时, 开关管 S_{31} 和 S_{34} 导通, 输出电压为 $2E$; 当 $V_{ref} < V_s$ 时, 开关管 S_{32} 和 S_{33} 导通, 输出电压为 $-2E$ 。由 u_{H3} 可知, H3 单元工作在基频状态。

图 3(b) 为 H1 单元调制原理, 图中的 V_{ref1} 与 V_{ref1-} 是 1 对相反的调制波, V_{cr} 为 1 个幅值为 E 的三角载波, S_{11} 和 S_{13} 均为单元 H1 开关管的脉冲信号, u_{H1} 为输出电压波形。 V_{ref1} 的表达式为

$$V_{ref1} = \begin{cases} V_{ref} - 3E & V_{ref} > 3E \\ 0 & 2E < V_{ref} \leq 3E \\ V_{ref} - E & E < V_{ref} \leq 2E \\ 0 & -E < V_{ref} \leq E \\ V_{ref} + E & -2E < V_{ref} \leq -E \\ 0 & -3E < V_{ref} \leq -2E \\ V_{ref} + 3E & V_{ref} \leq -3E \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知: 当 $V_{ref1} > V_{cr}$ 时, 开关管 S_{11} 导通, 反之 S_{11} 关断, S_{11} 和 S_{12} 开关状态互补; 当 $V_{ref1} > V_{cr}$ 时, S_{13} 和 S_{14} 的开关情况与上述相同。 S_{11} 和 S_{14} 导通时, 输出电压为 E ; S_{12} 和 S_{13} 导通时, 输出电压为 $-E$ 。由 u_{H1} 可知, H1 单元工作在高频状态。

图 3(c) 为 H2 单元调制原理。图中的 V_{ref2} 与 V_{ref2-} 是 1 对相反的调制波, V_{cr1} 是 1 个幅值为 E 的三角载波, S_{21} 和 S_{23} 均是 H2 单元开关管的脉冲信号, u_{H2} 为输出电压波形。 V_{ref2} 表达式为

$$V_{ref2} = \begin{cases} V_{ref} - 2E & V_{ref} > 2E \\ V_{ref} & -2E \leq V_{ref} \leq 2E \\ V_{ref} + 2E & V_{ref} < -2E \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知, 单元 H2 开关管的脉冲信号发出原理与单元 H1 相同。当 S_{21} 和 S_{24} 导通时, 输出电压为 E ; S_{12} 和 S_{13} 导通时, 输出电压为 $-E$ 。由 u_{H2} 可知, H2 工作在高频状态。

图 3(d) 为逆变器的输出电压波形, 图中 3 个单元输出电压的极性均相同, 因此改进的混合调制无电流倒灌问题。由图 3(d) 中 u_{AN} 可知, 该逆变器可以输出 9 个电平。对比混合载波层叠调制策略, 本文所提策略既保留了输出电压良好的谐波性能, 又

减少了载波数量, 简化了控制过程。因为图 3 中三角载波 V_{cr} 周期是图 2 中 V_{r1} 的 2 倍, 所以有 $f_{V_{r1}} = 2f_{V_{cr}}$ ($f_{V_{r1}}$ 和 $f_{V_{cr}}$ 分别为 2 种载波的载波频率), 说明本文所提改进的混合调制策略可实现倍频效果。因此, 若要达到同样的频率效果, 改进型混合调制策略的开关频率仅为传统的 1/2, 相应地, 开关损耗也会随之减少。在本文所提方法的调制下, 2 个低压单元的导通时间不同, 因此低压单元功率不均衡的问题依然未得到有效的解决。

2.4 改进的混合调制策略的优化

图 4 为功率平衡原理, 其中 Q 为方波信号, 其频率为载波频率的 1/2; V_{cr} 为单元 H1 载波, V_{cr1} 为单元 H2 载波, V_{ref1} 和 V_{ref2} 分别为低压单元 H1、H2 的调制波, $t_1 \sim t_8$ 均为脉冲信号导通时间。

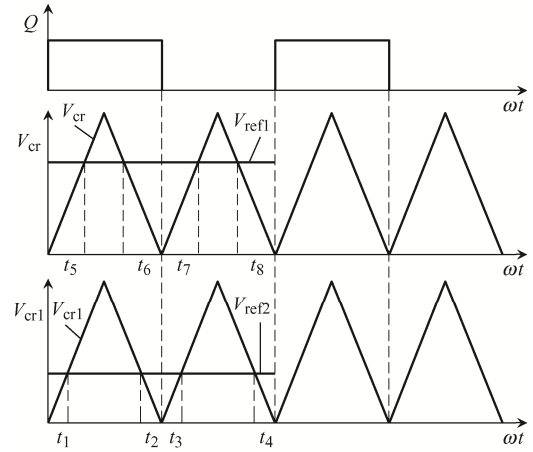


图 4 功率平衡原理

Fig. 4 Principle of power balance

现以低压单元的初始脉冲信号 S_{11} 、 S_{21} 为例说明功率平衡原理。将低压单元的初始脉冲信号 S_{11} 、 S_{21} 与方波信号 Q 进行逻辑运算, 可以得到优化后的脉冲信号 S'_{11} 、 S'_{21} 。逻辑运算公式为

$$\begin{cases} S'_{11} = S_{11} \cdot Q + S_{21} \cdot \bar{Q} \\ S'_{21} = S_{21} \cdot Q + S_{11} \cdot \bar{Q} \end{cases} \quad (14)$$

单元 H1、H2 优化后的脉冲信号 S'_{11} 、 S'_{21} 在 2 个载波周期内的导通时间为

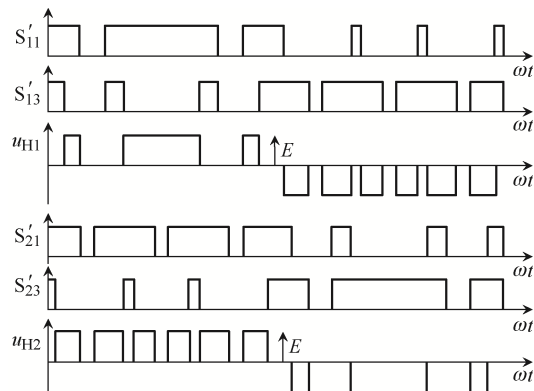
$$\begin{cases} t_{on(S'_{11})} = t_5 + t_6 + t_3 + t_4 \\ t_{on(S'_{21})} = t_1 + t_2 + t_7 + t_8 \end{cases} \quad (15)$$

因为调制波频率远小于载波频率,所以在 2 个载波周期内可将调制波视为定值。由此可得

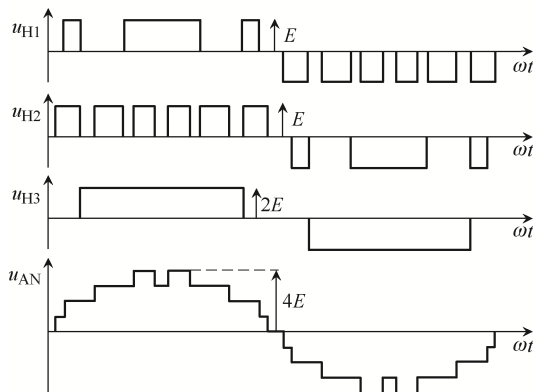
$$\begin{cases} t_1 = t_2 = t_3 = t_4 \\ t_5 = t_6 = t_7 = t_8 \end{cases} \quad (16)$$

由式(14)~式(16)可知, 低压单元脉冲信号 S'_{11} 、 S'_{21} 的导通时间一致, 同理可以推出低压单元右上桥臂的脉冲信号 S'_{13} 、 S'_{23} 导通时间一致。因此, 本文所提方法可在 2 个载波周期内实现低压单元输出功率均衡。

图 5 为经过逻辑运算优化后逆变器的输出情况。由式(1)可知, 逆变器整体输出电压是由 3 个单元电压叠加得到, 且采用逻辑运算将 2 个低压单元的导通时间进行优化时, 是将导通时间重新分配以达到低压单元功率均衡的目的, 因此其不改变逆变器的整体输出电压, 通过图 5(b)与图 3(d)的对比也可印证该结论。



(a) 低压单元驱动信号及输出电压波形



(b) 逆变器输出电压波形

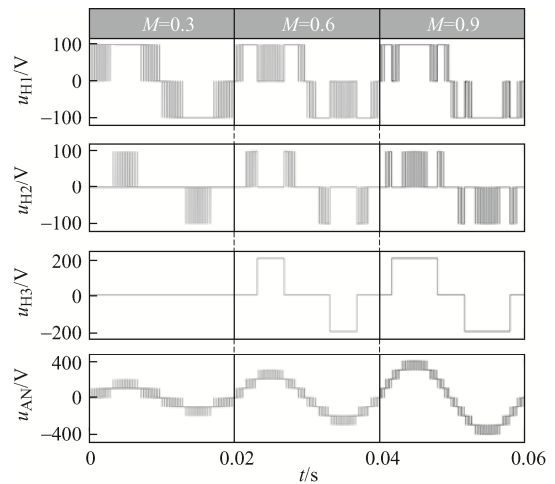
图 5 优化后逆变器输出情况

Fig. 5 Inverter output after optimization

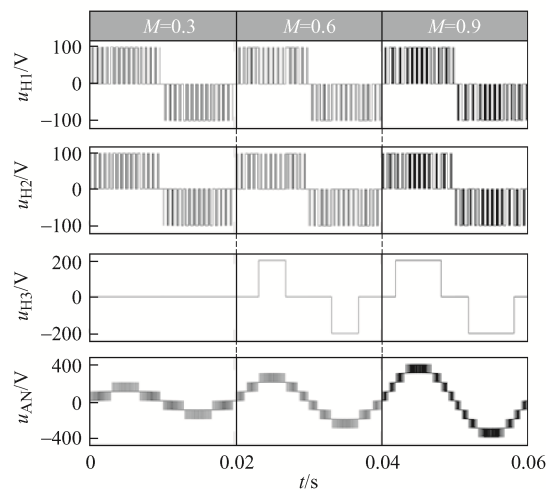
3 仿真分析

为了验证本文所提改进的混合调制策略在优化后, 对直流侧电压比为 1:1:2 的混合级联 H 桥逆变器的调制效果, 现使用 MATLAB2018A/Simulink 软件搭建出相应的仿真模型。本次搭建仿真模型的具体参数: 直流侧电压 $E=100\text{ V}$, 电阻 $R=10\ \Omega$, 电感 $L=0.001\text{ H}$, 载波频率 $f_{\text{cr}}=3\text{ kHz}$, 载波比 $N=60$, 调制度 $M=0.3/0.6/0.9$ 。

图 6 分别为逆变器采用混合载波层叠调制策略和改进的混合调制策略, 在调制度 $M=0.3$ 、 0.6 、 0.9 下的输出电压的波形, 可以看出: 当调制度



(a) 混合载波层叠调制策略



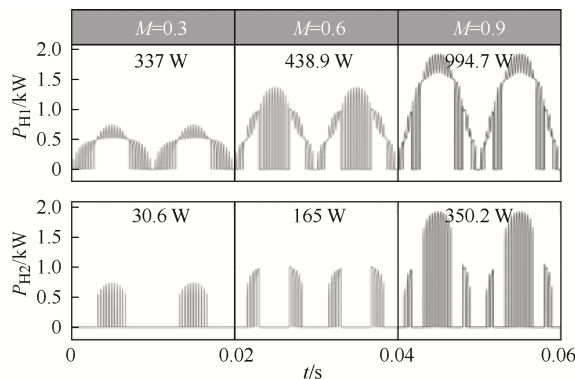
(b) 改进的混合调制策略

图 6 不同策略逆变器及各单元输出电压的波形

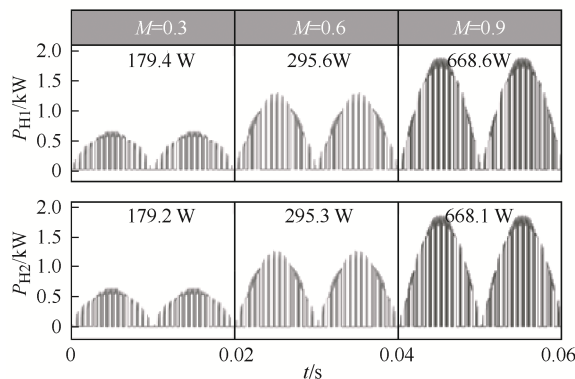
Fig. 6 Waveforms of output voltage from inverter and each unit under different strategies

$M=0.3$ 、 0.6 时, 逆变器在 2 种策略下均可输出 5、7 个电平; 当 $M=0.9$ 时, 可输出 9 个电平。由图 6(a) 可知, 低压单元输出电压 u_{H1} 、 u_{H2} 在导通时间上有明显差异, 因此可知混合载波层叠调制下低压单元存在功率不均衡现象; 图 6(b) 中 2 个低压单元 u_{H1} 、 u_{H2} 的导通时间近似相等, 因此本文所提改进的混合调制策略可以更好地对低压单元进行功率分配, 且可以均衡 2 个单元的开关频率; 由图 6(b) 逆变器输出电压的部分还可以看出, 当调制信号发生变化时, 逆变器也能同传统方法一样输出相应的波形。

针对功率均衡问题, 利用仿真进行深入分析。图 7 为逆变器低压单元在 2 种不同调制策略下的输出功率。由图 7(a) 可知, 在混合载波层叠调制下, 单元 H1 在调制度 $M=0.3$ 、 0.6 、 0.9 时输出的平均功率分别为 337.0 W、438.9 W、994.7 W; 单元 H2 在调制度 $M=0.3$ 、 0.6 、 0.9 时输出的平均功率分别为 30.6 W、165.0 W、350.2 W。由图 7(b) 可知, 在改进的混合调制策略下, 单元 H1 在调制度 $M=0.3$ 、



(a) 混合载波层叠调制策略



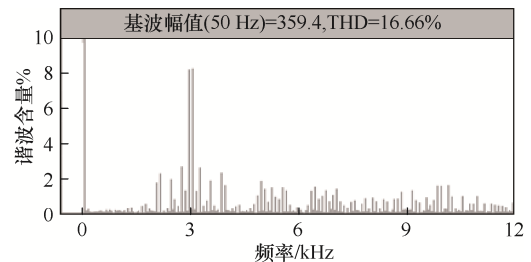
(b) 改进的混合调制策略

图 7 不同策略逆变器低压单元输出功率

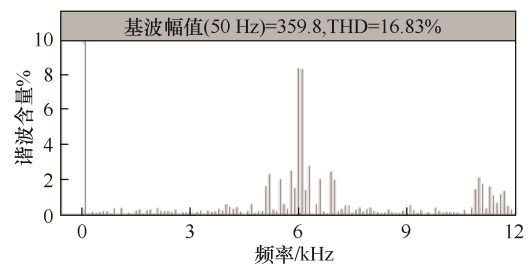
Fig. 7 Output power from low-voltage unit in inverter under different strategies

0.6 、 0.9 时输出的平均功率分别为 179.4 W、295.6 W、668.6 W; 单元 H2 在调制度 $M=0.3$ 、 0.6 、 0.9 时输出的平均功率分别为 179.2 W、295.3 W、668.1 W。由此可知, 本文所提改进的混合调制策略可以解决低压单元功率不均衡的问题。

图 8 为 2 种调制策略在调制度 $M=0.9$ 时输出电压的频谱, 可见: 2 种调制策略输出电压总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)值近似相等, 逆变器输出电压的最高次谐波在混合载波层叠调制策略下集中在 3 kHz, 而在本文所提改进的混合调制策略下集中在 6 kHz, 说明该调制策略在保持输出电压良好谐波性能的同时具有倍频效果。



(a) 混合载波层叠调制策略



(b) 改进的混合调制策略

图 8 不同策略在 $M=0.9$ 时逆变器输出电压谐波频谱

Fig. 8 Harmonic spectra of inverter output voltage at $M=0.9$ under different strategies

4 实验验证

为证明本文所提改进的混合调制策略在实验中的可行性, 搭建了直流侧电压比为 1:1:2 的混合级联九电平逆变器实验平台。实验平台具体参数如下: 直流侧电压 $E=24$ V, 载波频率 $f_c=3$ kHz, 载波比 $N=60$, 电阻 $R=25$ Ω , 滤波电感 $L=5.6$ mH, 调制度 $M=0.9$ 。实验平台分别在混合载波层叠调制和改

进的混合调制下运行, 得出实验结果。图 9 和图 10 分别为 2 种调制策略的实验结果。

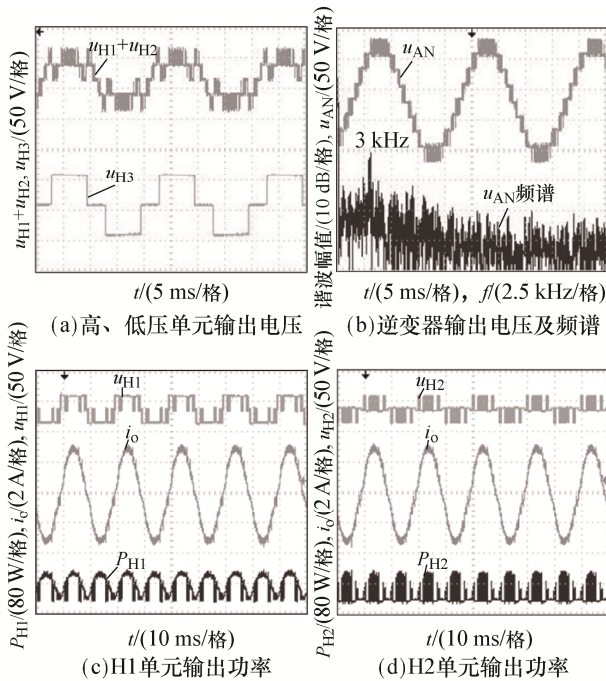


图 9 混合载波层叠调制策略的实验结果

Fig. 9 Experimental results under hybrid carrier disposition modulation strategy

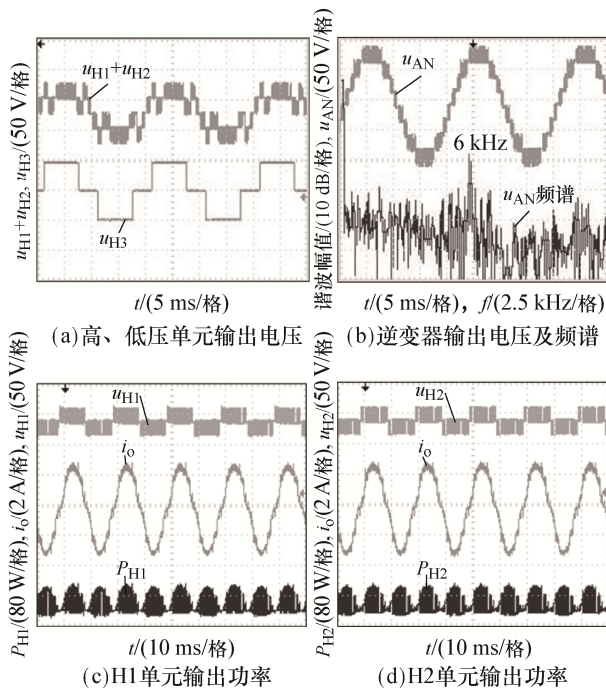


图 10 改进的混合调制策略的实验结果

Fig. 10 Experimental results under improved hybrid modulation strategy

由图 9(a)和图 10(a)对比可知, 高、低压单元

输出电压相同, 但图 9(b)输出电压的最高次谐波主要集中在 3 kHz 处, 而图 10(b)输出电压的最高次谐波主要集中在 6 kHz 处。由此可以说明本文所提改进的混合调制策略具有倍频效果。

由图 9(c)和(d)可知, 在混合载波层叠调制下, 单元 H1、H2 输出的平均功率分别为 $P_{H1}=33.81\text{ W}$ 、 $P_{H2}=8.60\text{ W}$; 由图 10(c)和(d)可知, 在改进的混合调制策略下, 单元 H1、H2 输出的平均功率分别为 $P_{H1}=17.03\text{ W}$ 、 $P_{H2}=16.79\text{ W}$ 。由此可以证明, 本文所提改进的混合调制策略可解决低压单元输出功率不均衡的问题。

5 结论

针对混合级联九电平逆变器使用混合载波层叠调制会导致低压单元出现输出功率不均衡的问题, 本文提出改进的混合调制策略并对其优化, 可得出以下结论。

(1)保留了原有输出电压谐波性能良好的优势, 且运用逻辑运算使低压单元在 2 个载波周期内实现功率均衡。

(2)对低压单元进行调制时, 仅需要 1 个三角载波, 简化了控制过程, 同时实现了倍频效果。

(3)2 个低压单元的开关器件均不存在常开或常闭现象, 可以通过均衡 2 个单元的开关频率, 进而均衡开关损耗, 延长器件的使用寿命。

参考文献:

- [1] 胡文华, 郭嘉敏, 谭光辉, 等. 一种新型不对称型多电平逆变器[J]. 电力电子技术, 2021, 55(6): 119-121, 128. Hu Wenhua, Guo Jiamin, Tan Guanghui, et al. A novel asymmetric multilevel inverter [J]. Power Electronics, 2021, 55(6): 119-121, 128. (in Chinese)
- [2] 叶满园, 章俊飞, 陈乐. 五开关 H 桥逆变器改进 PWM 控制方法的研究[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 116-123. Ye Manyuan, Zhang Junfei, Chen Le. Improved PWM control method for five-switch H-bridge inverter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 116-123. (in Chinese)
- [3] 王奎, 郑泽东, 许烈, 等. 二极管箝位型四电平逆变器

- 的中点电压平衡控制方法[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3): 1-7.
- Wang Kui, Zheng Zedong, Xu Lie, et al. Neutral-point voltage balance method for diode-clamped four-level inverters [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 1-7. (in Chinese)
- [4] 郭小强, 朱铁影, 魏宝泽, 等. 飞跨电容多电平光伏逆变器共模电流抑制技术[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4962-4969, 5121.
- Guo Xiaoqiang, Zhu Tieying, Wei Baoze, et al. Common mode current suppression technique for flying capacitor multilevel PV inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4962-4969, 5121. (in Chinese)
- [5] Javier P R, Beristain J J A, Hernández L J H, et al. Hybrid modulation strategy for asymmetrical cascade H-bridge multilevel inverters [J]. IEEE Latin America Transactions, 2018, 16(6): 1623-1630.
- [6] 叶满园, 康力璇, 潘涛. 混合 H 桥级联多电平逆变器改进 PD 调制策略[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(3): 71-78.
- Ye Manyuan, Kang Lixuan, Pan Tao. Modified PD modulation strategy for hybrid cascaded multilevel inverters [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(3): 71-78. (in Chinese)
- [7] Manjrekar M D, Lipo T A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications [C]// APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, CA, USA, 1998: 523-529.
- [8] 叶满园, 魏麒文, 任威, 等. 混合九电平逆变器改进调制策略及功率均衡控制方法[J]. 高电压技术, 2020, 46(12): 4420-4429.
- Ye Manyuan, Wei Qiwen, Ren Wei, et al. Modified modulation strategy and power balance control method for hybrid nine-level inverter [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(12): 4420-4429. (in Chinese)
- [9] 顾军, 宋飞, 李平, 等. 基于载波自由度控制的功率均衡调制方法[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 4017-4026.
- Gu Jun, Song Fei, Li Ping, et al. Power balance control method based on carriers freedom degrees control [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 4017-4026. (in Chinese)
- [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 Wenhua, Liu Jianfeng, Cao Renying. Hybrid modulation of hybrid cascaded H-bridge thirteen-level inverter [J]. Power Electronics, 2020, 54(3): 90-92. (in Chinese)
- [11] 胡文华, 章超凡, 刘剑锋. 混合级联 H 桥的混合调制及功率平衡方法[J]. 高电压技术, 2020, 46(10): 3561-3568.
- Hu Wenhua, Zhang Chaofan, Liu Jianfeng. Hybrid modulation and power balance method for a hybrid cascaded H-bridge [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3561-3568. (in Chinese)
- [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. (in Chinese)



顾军

作者简介:

顾军(1978—), 男, 博士, 副教授。
研究方向: 电力电子与电力传动。
E-mail: jungu@qq.com。

杜治斌(1997—), 男, 通信作者,
硕士研究生。研究方向: 电力电子与电
力传动。E-mail: 3287605572@qq.com。

李平(1981—), 男, 博士, 副教授。
研究方向: 高电压与绝缘技术。E-mail:
kunguoli@126.com。

宋飞(1996—), 男, 硕士研究生。
研究方向: 电力电子与电力传动。
E-mail: 1975751574@qq.com。

张维国(1996—), 男, 硕士研究生。
研究方向: 电力电子与电力传动。
E-mail: 3298788327@qq.com。

张明(1996—), 男, 硕士研究生。
研究方向: 电力电子与电力传动。
E-mail: 977085345@qq.com。

(责任编辑: 李凤)