

混合级联 H 桥逆变器的改进型调制策略

杜治斌

安徽理工大学 电气与信息工程学院,安徽 淮南 232001

摘要:针对混合级联 H 桥逆变器,在采用混合载波层叠调制策略时,虽可以解决电流倒灌的问题且逆变器输出电压的波形质量良好,但逆变器的低压单元会出现功率不均问题,提出了一种改进型混合调制策略;以混合级联九电平逆变器为例,策略的高压单元采用调制波为正弦波的阶梯波调制;将两个低压单元的调制波分别进行调整再对其进行脉宽调制(PWM),通过 PWM 调制可以得到两个低压单元各自开关元件的脉冲信号,利用该脉冲信号的对称性对其进行逻辑运算,重新分配低压单元脉冲信号;首先进行仿真分析,对两种调制策略在同一条件下搭建仿真模型并运行可得出相应的结果,接着进一步对改进型混合调制策略进行实验验证;通过仿真分析和实验验证可以证明改进型混合调制策略在保留混合载波层叠调制策略优势的基础上,可减少载波,简化了调制过程,使输出电压达到倍频效果,还可以在 1/2 个调制波周期内解决低压单元功率不均问题。

关键词:逆变器;电流倒灌;逻辑运算;功率均衡

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **doi:**10.16055/j.issn.1672-058X.2023.0002.007

An Improved Modulation Strategy for Hybrid Cascaded H-bridge Inverter

DU Zhibin

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

Abstract: For the hybrid cascaded H-bridge inverter, when using the hybrid carrier cascade modulation strategy, although the problem of current backfilling can be solved and the waveform quality of the inverter output voltage is good, the low-voltage unit of the inverter will have the problem of uneven power. Based on this, an improved hybrid modulation strategy was proposed. Taking the hybrid cascaded nine-level inverter as an example, the high-voltage unit of this strategy adopted step-wave modulation whose modulation wave was a sine wave. The modulation waves of the two low voltage units were adjusted respectively and then the pulse width modulation (PWM) was carried out. The pulse signals of the switching components of the two low voltage units were obtained through PWM modulation. The logic operation was carried out by using the symmetry of the pulse signals and the pulse signals of the low voltage units were redistributed. Firstly, the simulation analysis was carried out, and the corresponding results were obtained by building simulation models and running the two modulation strategies under the same condition. Then, the experimental verification of the improved hybrid modulation strategy was carried out. Through simulation analysis and experimental verification, it is proved that the improved hybrid modulation strategy can reduce the carrier, simplify the modulation process, make the output voltage achieve frequency doubling effect, and solve the problem of power imbalance of the low voltage unit within 1/2 modulation wave period while retaining the advantages of the hybrid carrier cascade modulation strategy.

Keywords: inverter; current flow backward; logical operation; power balance

1 引言

多电平逆变器因其具有电压应力小和开关损耗小

等优点,因而被广泛应用于大功率场合^[1]。飞跨电容型^[2]、二极管钳位型^[3]和级联 H 桥型^[4]均为逆变器拓

收稿日期:2022-03-05 修回日期:2022-05-18 文章编号:1672-058X(2023)02-0044-07

作者简介:杜治斌(1997—),男,安徽黄山人,硕士研究生,从事电力电子与电力传动研究。

引用格式: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 Zhibin. An improved modulation strategy for hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2023, 40(2): 44—50.

扑。级联H桥型具有易于模块化、输出电平多等优点,且与其余两种逆变器拓扑相比,其不用考虑悬浮电容电压均衡和直流侧中点电压偏移问题,因此级联H型多电平逆变器成为近年来的研究热点^[5]。

与传统级联H桥逆变器相比,直流侧电压不同的混合级联H桥逆变器可在同等单元数下输出更多电平。常见的混合级联H桥拓扑有直流侧电压比为1:2:4:…的Ⅱ型拓扑和1:3:9:…的Ⅲ型拓扑。在Ⅱ型拓扑上加一个低压单元可构成新型Ⅱ型拓扑,其可输出更好的谐波性能^[6]。

调制策略对于多电平逆变器技术同样重要。阶梯波调制属于低频调制,虽可以降低开关损耗,但逆变器输出电压的谐波性能差;载波移相调制和载波移幅调制是常见的高频调制,虽可使逆变器输出良好的谐波性能,但增加了开关损耗。针对上述问题,混合频率调制应运而生,对高压单元使用低频调制,对低压单元采用高频调制,该策略可将两种调制策略的优势结合。针对混合级联H桥逆变器,从混合频率调制的提出到广泛应用,文献[7-9]均对其提出了不同改进策略,使得混合频率调制愈加完善,但也都存在不足之处。文献[7]采用的调制策略可以在解决电流倒灌问题的同时使逆变器输出良好的谐波性能,但是该策略会出现功率不均的问题。文献[8]先分析了载波移相调制和载波移幅调制的优缺点,然后使用载波重构的方法将两种调制策略相结合,该策略可以解决输出功率不平衡的问题但控制过程过于复杂。文献[9]在混合载波层叠调制策略的基础上采用1/4周期轮换法,可使逆变器在1/2个调制波周期内达到输出功率均衡的状态,但该策略使用的载波数量较多且没有倍频效果。

提出改进型混合调制策略。策略在使逆变器输出良好谐波性能的同时,可在1/2个调制波周期内解决低压单元功率不均的问题,还可以减少载波数量,且达到倍频效果。最后通过仿真和实验进行验证。

2 拓扑结构及工作原理

图1为混合级联H桥拓扑结构图。逆变器由 H_1 、 H_2 和 H_3 三个单元构成。 H_1 、 H_2 是低压单元, H_3 为高压单元。低压单元的直流侧电压为 E ,高压单元的直流侧电压为 $2E$ 。 H_1 单元的输出电压为 u_{H_1} 。低压单元 H_2 的输出电压为 u_{H_2} 。高压单元 H_3 的输出电压为 u_{H_3} 。混合级联H桥逆变器总的输出电压大小为 u_{AN} ,并且该逆变器与各级联单元的输出电压如式(1)所示:

$$u_{AN} = u_{H_1} + u_{H_2} + u_{H_3} \quad (1)$$

为了详细说明混合级联H桥逆变器的工作原理,现在假设各个级联单元的开关函数为 $S_i (i=1,2,3)$,该开关函数可以由式(2)表示:

$$S_i = S_{i1}S_{i4} - S_{i2}S_{i3} \quad (2)$$

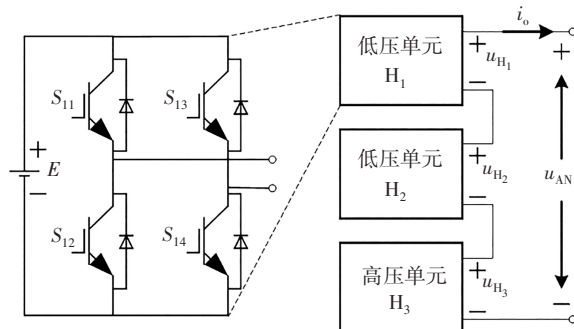


图1 混合级联H桥拓扑结构

Fig.1 Hybrid cascaded H-bridge topology

现通过低压单元 H_1 为例来具体说明式(2)。现在假设 H_1 单元的各个开关管在导通时的取值为1,开关管在关断时的取值为0。 H 桥的上下桥臂的开关关系互补。则通过式(2)可以得知,当开关管 S_{11} 和开关管 S_{14} 同时导通时 S_1 取值为1,开关管 S_{12} 和开关管 S_{13} 同时导通时 S_1 取值为-1,当4个开关管处于其余的开关状态时 S_1 的取值为0。同理可以推出低压单元 H_2 和高压单元 H_3 的工作原理,并且由此可知 S_2 和 S_3 的取值同样为1、0、-1。则 S_i 的取值范围为1、0、-1。

通过式(1)和式(2)可以推出混合级联H桥逆变器的输出电压与各级联单元开关状态的关系,将其记为表1。由表1可以得知,混合级联H桥逆变器最多可以输出九个电平。从表1中可以看出逆变器输出的九个电平除去 $\pm 4E$ 外其余电平都会出现电平合成方式冗余的现象。其中部分的电平合成方式会造成级联单元之间输出电压极性相反,从而会导致电流倒灌现象的产生。现以(-111)和(110)这两种电平合成方式为例,这两种电平合成方式都可以使混合级联H桥逆变器输出 $+2E$,但是前者低压单元 H_1 输出电压的极性和低压单元 H_2 、高压单元 H_3 的相反,而在后者中3个级联单元输出电压的极性均相同。本文可以通过合理选择电平合成方式来解决电流倒灌问题。

表1 输出电压和开关状态关系

Table 1 Relationship between output voltage and switching state

u_{AN}	$(S_1 S_2 S_3)$
$4E$	(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)

3 调制策略

3.1 混合载波层叠调制策略

图 2 是混合载波层叠调制策略原理图。图 2 中的 V_m 为高压单元 H_3 的正弦调制波, V_{r3} 和 V_{r3-} 为高压单元 H_3 的载波, 其幅值均为 $2E$ 。 V_{m1} 为低压单元 H_1 和低压单元 H_2 的调制波, 该调制波是由高压单元 H_3 的正弦调制波 V_m 为减去该单元输出电压波形 u_{H3} 得到, V_{r1} 、 V_{r1-} 与 V_{r2} 、 V_{r2-} 分别为低压单元 H_1 和低压单元 H_2 的三角载波, 这 4 个三角载波的幅值均为 E 。图 2 中的 u_{AN} 为逆变器输出电压的波形图。

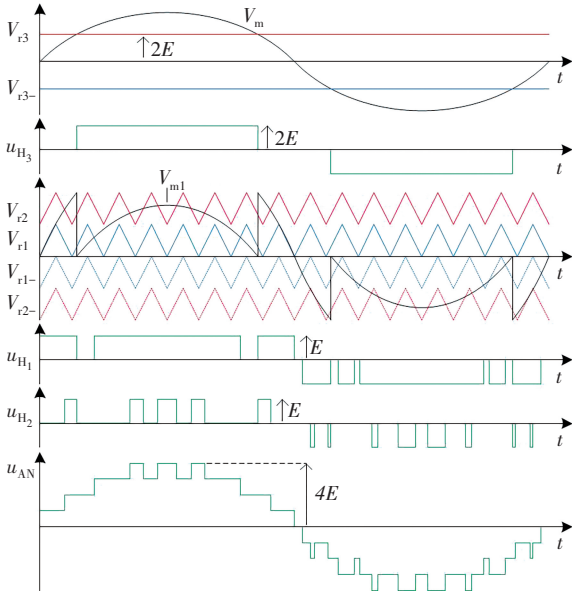


图 2 混合载波层叠调制原理

Fig. 2 Principle of mixed carrier cascade modulation

调制波与载波相比较可以生成高压单元 H_3 的脉冲信号, 当调制波 V_m 位于正半周期且大于 V_{r3} , 该单元输出电压的大小为 $2E$; 调制波 V_m 位于负半周期且小于 V_{r3-} 时, 该单元输出电压与之前的情况相反为 $-2E$ 。低压单元 H_1 的脉冲信号输出的方式与 H_3 单元相同, 调制波 V_{m1} 位于正半周期且大于 V_{r1} 时, 该单元输出电压的大小为 E ; 调制波 V_{m1} 位于负半周期且小于 V_{r1-} 时, 该单元输出电压的大小为 $-E$ 。低压单元 H_2 的脉冲信号的输出方式和电平输出原理与 H_1 单元一致, V_{m1} 位于正半周期且大于 V_{r2} 时, 该单元的输出电压为 E ; V_{m1} 位于负半周期且小于 V_{r2-} 时, 该单元的输出电压为 $-E$ 。

通过图 2 中的逆变器输出波形 u_{AN} 可以得知, 在混合载波层叠调制策略下混合级联 H 桥逆变器可以完整地输出九个电平, 这与上节分析一致。从图 2 中的各级联单元输出电压波形 u_{H1} 、 u_{H2} 和 u_{H3} 可以看出, 各级联单元之间没有发生输出电压极性相反的情况, 因此混合载波层叠调制策略可以解决电流倒灌问题。从 u_{H3} 可知 H_3 单元工作在基频状态, 可以降低器件的开关损耗。从 u_{H1} 和 u_{H2} 可以看出低压单元 H_1 和低压单

元 H_2 工作在高频状态, 并且两个低压单元在同一调制波周期内的脉冲个数和导通时间均不一致, 又因为逆变器的输出电流就是各级联单元的输出电流且低压单元直流侧电压相同, 所以低压单元的导通时间不一致就会造成低压单元输出功率不均衡的问题。

3.2 改进型混合调制策略及功率均衡方法

图 3 是 H_3 单元调制原理图。图 3 中的 V_{ref} 是调制波, V_s 和 V_{s-} 为高压单元 H_3 的载波, u_{H3} 为该单元输出电压的波形。图 4 为低压单元 H_1 的调制原理图, 其中 V_{ref1} 和 V_{ref1-} 为调制波且以横轴相互对称, 该调制波由高压单元 H_3 的调制波调整得到, V_{cr} 为三角载波, u_{H1} 为该单元输出电压波形。图 5 为低压单元 H_2 的调制原理图, 其中 V_{ref2} 和 V_{ref2-} 为调制波同样由正弦调制波 V_{ref} 调整得到且关于横轴对称, V_{cr1} 为载波, u_{H2} 为该单元输出电压波形。各级联单元调制波分别如式(3)、式(4)、式(5)所示。

$$V_{ref} = 4ME \sin(\omega t) \quad (3)$$

式(3)中: M 为调制比; ω 为正弦调制波角频率。

$$V_{ref1} = \begin{cases} V_{ref} - 3E, & V_{ref} > 3E \\ 0, & 2E < V_{ref} \leq 3E \\ V_{ref} - E, & E < V_{ref} \leq 2E \\ 0, & -E < V_{ref} \leq E \\ V_{ref} + E, & -2E < V_{ref} \leq -E \\ 0, & -3E < V_{ref} \leq -2E \\ V_{ref} + 3E, & V_{ref} \leq -3E \end{cases} \quad (4)$$

$$V_{ref2} = \begin{cases} V_{ref} - 2E, & V_{ref} > 2E \\ V_{ref}, & -2E \leq V_{ref} \leq 2E \\ V_{ref} + 2E, & V_{ref} < -2E \end{cases} \quad (5)$$

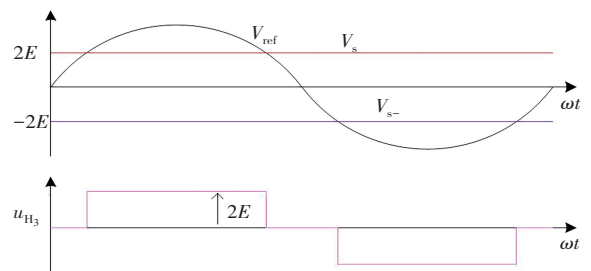


图 3 H_3 单元调制原理

Fig. 3 Principle of H_3 unit modulation

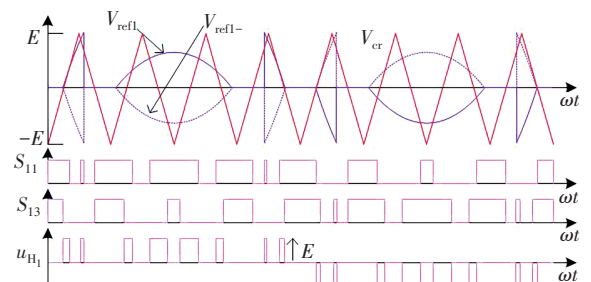
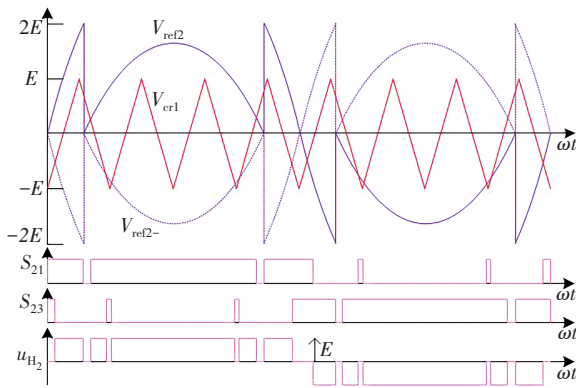


图 4 H_1 单元调制原理

Fig. 4 Principle of H_1 unit modulation

图5 H₂单元调制原理Fig. 5 Principle of H₂ unit modulation

高压单元 H₃ 调制原理: 当 V_{ref} 大于 V_s , 该单元输出电压的大小为 $2E$, 当 V_{ref} 小于 V_{s-} , 该单元的输出电压大小为 $-2E$ 。如图 4 所示, 低压单元 H₁ 的调制原理: 当调制波 V_{ref1} 大于三角载波 V_{cr} 时, 开关管 S_{11} 导通, 当 V_{ref1} 小于 V_{cr} , S_{11} 关断; 当 V_{ref1-} 大于 V_{cr} 时, S_{13} 导通, 当 V_{ref1-} 小于 V_{cr} 时, S_{13} 关断。因为 H 桥的上下桥臂开关管的开关关系互补, 所以可以通过这两个脉冲信号得出低压单元 H₁ 4 个开关管的开关情况。再结合式(2)可以得知低压单元 H₁ 的输出电压, 在开关管 S_{11} 导通且开关管 S_{13} 关断时, 该单元的输出电压为 E , 反之该单元可以输出电压 $-E$, 当开关管处于其余开关情况时低压单元 H₁ 均输出 0。对于低压单元 H₂, 其调制波为 V_{ref2} 和低压单元 H₁ 有所不同, 但是 H₂ 单元的工作原理与低压单元 H₁ 一致, 故不再赘述。

图 6 为逆变器和各单元输出电压的波形图。从图 6 中可以得知改进型混合调制策略同样可以使混合级联 H 桥逆变器完整地输出九个电平, 且 3 个级联单元之间也没有输出电压极性相反的现象发生。从图 6 中的 H₃ 单元输出电压 u_{H3} 可以看出高压单元 H₃ 工作在基频状态。而从低压单元输出波形 u_{H1} 和 u_{H2} 可以看出低压单元 H₁ 和低压单元 H₂ 工作在高频状态, 并且两个低压单元的脉冲个数和导通时间依旧不同, 所以在改进型混合调制下逆变器的低压单元仍然存在功率不均的问题。从图 4 和图 5 可以得知, 相较于混合载波层叠调制策略, 改进型混合调制策略可以减少低压单元的载波使用数量, 这大大简化了逆变器的控制过程。因为图 4 和图 5 中三角载波的周期是图 2 中三角载波的两倍, 所以能够推出 $f_1 = 2f_2$ (f_1 为改进型混合调制策略的三角载波, f_2 为混合载波层叠调制策略的三角载波), 由此可知改进型混合调制策略可使逆变器输出具有倍频效果。

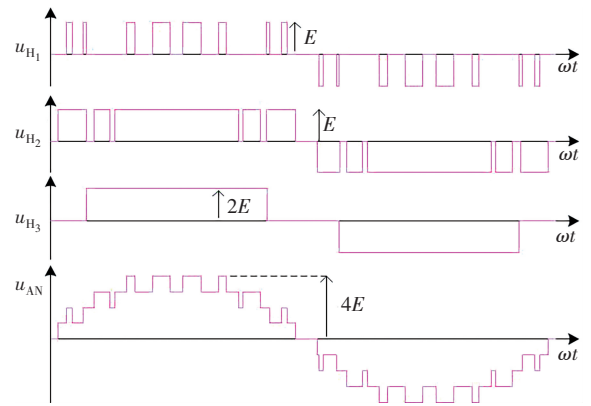


图6 逆变器输出的电压波形

Fig. 6 Voltage waveforms output by inverters

通过以上的分析可以得知在改进型混合调制策略下, 逆变器依然存在低压单元功率不均的问题。因此采用一种以逻辑运算为基础的功率均衡方法对改进型混合调制策略的两个低压单元脉冲信号进行重新分配, 使其脉冲个数与导通时间一致, 以达到功率均衡的目的。

图 7 为功率平衡原理图。图 7 中的 Q 为方波信号, 该方波信号的频率为正弦调制波 V_{ref} 的 2 倍。图 7 中的 S_{11} 和 S_{13} 为低压单元 H₁ 主控管的初始驱动信号, S_{21} 和 S_{23} 为低压单元 H₂ 主控管的初始驱动信号; u_{H1} 为低压单元 H₁ 的初始输出电压波形图, u_{H2} 为低压单元 H₂ 的初始输出电压波形图。图 8 为优化后逆变器低压单元脉冲信号和输出电压波形的结果图。图 8 中的 S_{11}' 、 S_{13}' 和 S_{21}' 、 S_{23}' 分别为低压单元 H₁ 和低压单元 H₂ 主控管的实际驱动信号, 且该驱动信号如式(6)所示:

$$\begin{cases} S_{11}' = S_{11} \cdot Q + S_{21} \cdot \bar{Q} \\ S_{21}' = S_{21} \cdot Q + S_{11} \cdot \bar{Q} \\ S_{13}' = S_{13} \cdot Q + S_{23} \cdot \bar{Q} \\ S_{23}' = S_{23} \cdot Q + S_{13} \cdot \bar{Q} \end{cases} \quad (6)$$

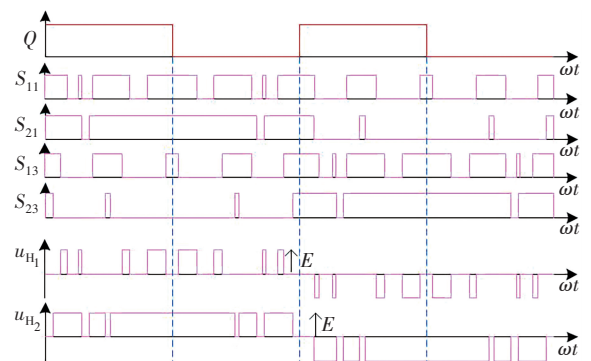


图7 功率平衡原理

Fig. 7 Principle of power balance

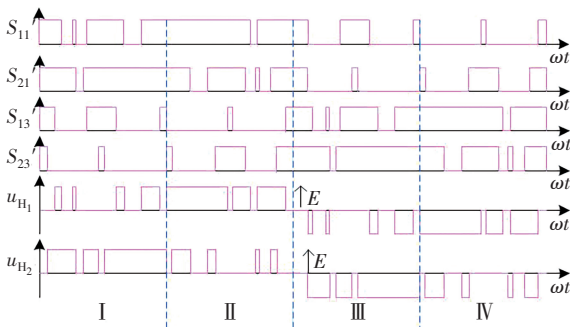


图 8 优化后低压单元输出情况

Fig. 8 Output of low voltage unit after optimization

因为调制波的正半周期和负半周期分别在 $1/4$ 周期和 $3/4$ 周期处对称,且由图 7 可以得知在正半周期和负半周期两个低压单元的输出电压与主控管的脉冲信号也分别在 $1/4$ 周期和 $3/4$ 周期处对称。利用该对称关系对低压单元 H_1 的初始脉冲信号 S_{11} 、 S_{13} 和低压单元 H_2 的初始脉冲信号 S_{21} 、 S_{23} 进行逻辑运算,其逻辑运算公式为式(6),由此可以得到低压单元 H_1 的实际脉冲信号 S_{11}' 、 S_{13}' 和低压单元 H_2 的实际脉冲信号 S_{21}' 、 S_{23}' 。

从图 8 可以看出,在正半周期区域 I 的 H_1 单元脉冲信号 S_{11}' 和区域 II 的 H_2 单元脉冲信号 S_{21}' 的脉冲个数和导通时间均一致,区域 II 的 H_1 单元脉冲信号 S_{11}' 和区域 I 的 H_2 单元脉冲信号 S_{21}' 的脉冲个数和导通时间也一致,由此可知在正半周期内脉冲信号 S_{11}' 和 S_{21}' 的脉冲个数和导通时间均一致,同理可知负半周期的脉冲信号 S_{11}' 和 S_{21}' 的脉冲个数和导通时间一致。脉冲信号 S_{13}' 和 S_{23}' 的关系与上述一致,不再赘述。现在设低压单元在区域 I、II、III、IV 内的输出电压为 u_{Hin} ($i=1,2;n=1,2,3,4$),各区域内输出电压的关系如式(7)所示。

$$\begin{cases} u_{H11} + u_{H12} = u_{H21} + u_{H22} \\ u_{H13} + u_{H14} = u_{H23} + u_{H24} \end{cases} \quad (7)$$

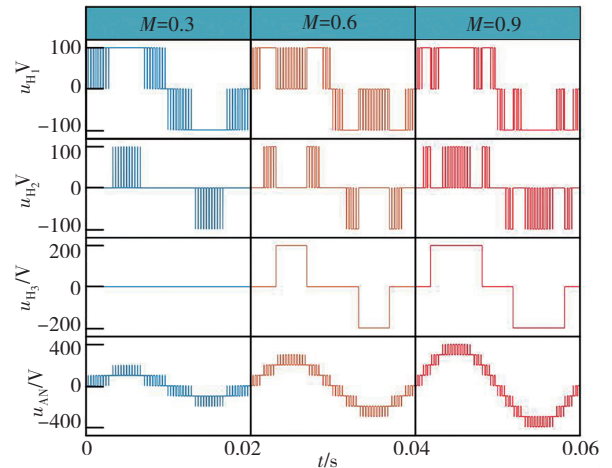
通过式(7)和图 8 可以得知,在 $1/2$ 个调制波周期内两个低压单元的脉冲个数和导通时间均相同,因此低压单元的输出电压一致,由此可知低压单元可以在 $1/2$ 个周期内到达输出功率均衡的状态。

4 仿真分析

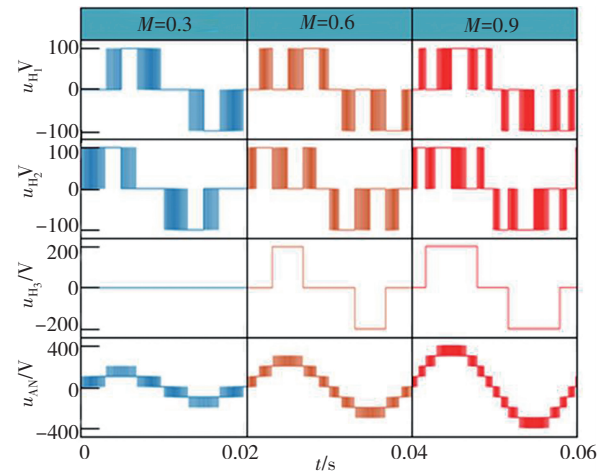
为证明改进型混合调制理论分析的正确性及在实际应用中的可行性,现在使用 Matlab2018A/Simulink 软件搭建直流侧电压比为 $1:1:2$ 的混合级联九电平逆变器仿真模型。该仿真模型的具体参数为低压单元 H_1 和低压单元 H_2 的直流侧电压均为 100 V , H_3 单元的直流侧电压为 200 V ,滤波电阻 R 为 $50\ \Omega$,滤波电感 L 为 2 mH ,调制波频率 f 为 50 Hz ,三角载波频率 f_c 为 3 kHz ,调制度 M 分别为 0.3 、 0.6 和 0.9 。

图 9(a) 为逆变器和各单元在不同调制度时采用混合载波层叠调制策略输出电压的波形图。从图 9(a) 可

以看出, H_3 单元在调制度较低时没有电压输出,调制度较高时参与输出并且始终工作在基频状态之下。低压单元 H_1 和低压单元 H_2 在不同的调制度下均参与输出且工作在高频状态,并且可以看出在一个调制波周期内两个低压单元的导通时间明显不同。在调制度 $M=0.3/0.6/0.9$ 时,混合级联 H 桥逆变器总的输出电平数分别是 $5/7/9$,由此可知在高调制度时逆变器输出的电平更完整。



(a) 不同调制度混合载波层叠调制输出电压的波形



(b) 不同调制度改进型混合调制输出电压的波形

图 9 不同策略逆变器及各单元输出电压的波形

Fig. 9 Voltage waveforms output by inverters with different strategies and each unit

图 9(b) 为混合级联 H 桥逆变器及各级联单元在不同调制度时采用改进型混合调制策略输出电压的波形图。高压单元 H_3 在低调制度时依旧不参与输出,其工作状态不变。两个低压单元仍然工作在高频状态之下,但其导通时间相同。逆变器输出电平的状态不变。

因为在调制度较高时混合级联 H 桥逆变器才能输出完整的电平数,所以本文将在调制度 M 为 0.9 时讨论混合级联 H 桥逆变器的工作状态以及两个低压单元的功率均衡问题。图 10(a) 为混合载波层叠调制策略

下混合级联 H 桥逆变器的低压单元输出功率波形图。从图 10(a)可以看出,低压单元 H_1 在一个调制波周期的平均输出功率 P_{H_1} 为 201.4 W,而低压单元 H_2 在相同时间内的平均输出功率 P_{H_2} 为 73.7 W,由此可知当混合级联 H 桥逆变器采用混合载波层叠调制策略时两个低压单元之间存在严重的输出功率不均衡的问题。图 10(b)为改进型混合调制策略下混合级联 H 桥逆变器的低压单元输出功率波形图。此时低压单元 H_1 在一个调制波周期内的平均输出功率 P_{H_1} 为 136.4 W,低压单元 H_2 相同时间内的平均输出功率 P_{H_2} 为 135.2 W,可见在改进型混合调制策略下混合级联 H 桥逆变器的低压单元的输出功率近似相等,由此可以证明两个低压单元的输出功率达到均衡状态。

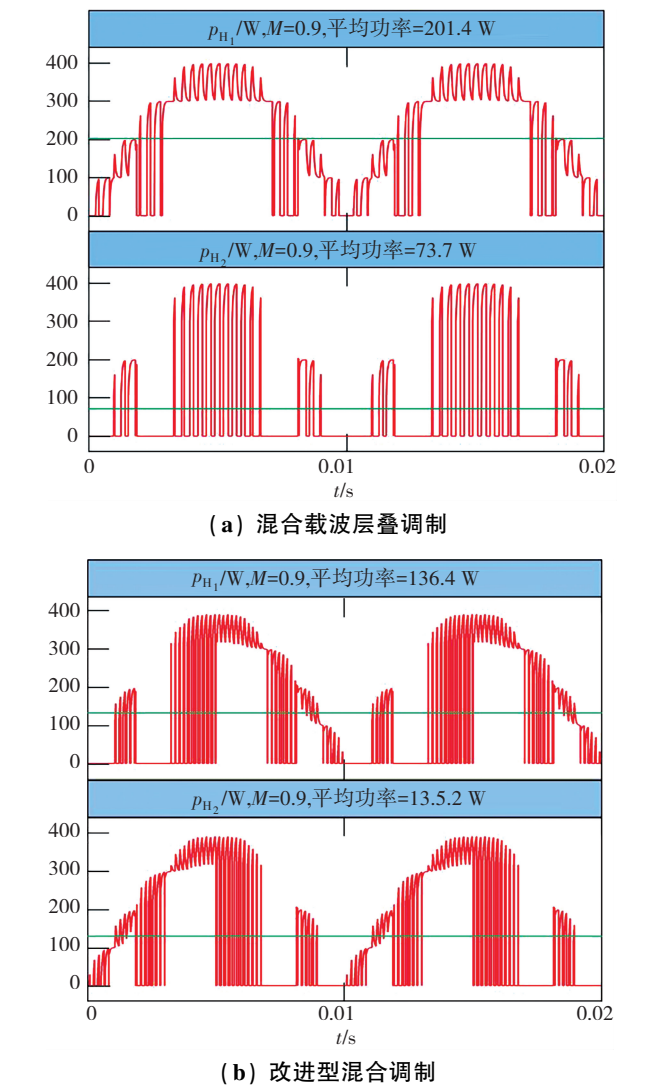


图 10 不同策略逆变器低压单元输出功率

Fig. 10 Output power of low voltage unit of inverters with different strategies

图 11(a)为混合级联 H 桥逆变器在采用混合载波层叠调制策略时输出电压的谐波频谱图。从图 11(a)中可知输出电压总谐波畸变率 (Total Harmonic

Distortion, THD) 为 16.66%。最高次谐波集中在 3 kHz 处。图 11(b)为混合级联 H 桥逆变器在采用改进型混合调制策略优化后的输出电压谐波频谱图。由图 11(b)可以看出,该逆变器的 THD 值为 16.83%。最高次谐波主要集中在 6 kHz 处。因此可以证明两种调制策略的 THD 值近似相等,但改进型混合调制策略的输出电压开关频率具有倍频效果。

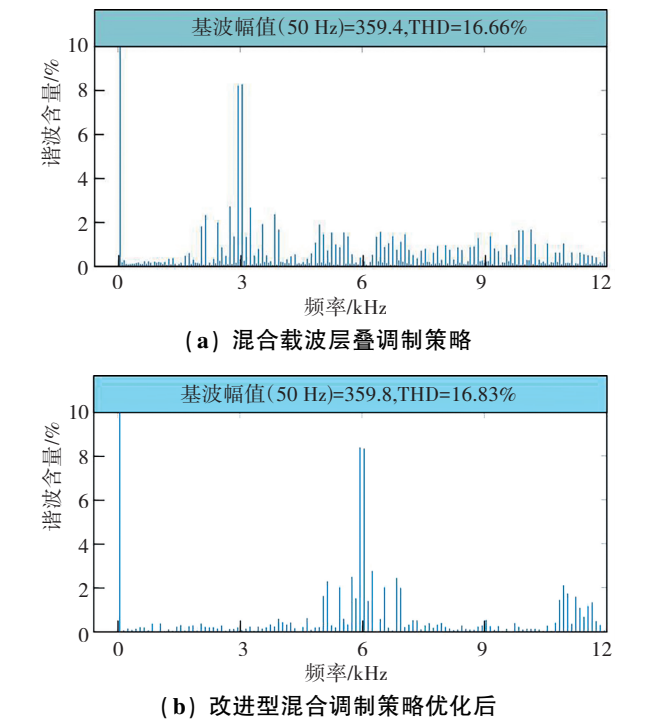


图 11 不同策略在 $M=0.9$ 时逆变器输出电压谐波频谱

Fig. 11 When $M=0.9$, the inverter outputs voltage harmonic spectrum with different strategies

5 实验验证

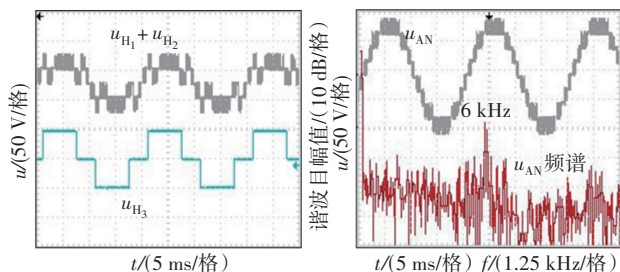
为了进一步验证所提的改进型混合调制策略在实际中用于混合级联九电平逆变器的正确性和可行性,搭建了直流侧电压比为 1 : 1 : 2 的混合级联九电平逆变器实验平台。表 2 为具体参数。

表 2 实验参数	
Table 2 Experimental parameters	
参 数	数 值
直流侧电压 E/V	24
负载电阻 R/Ω	25
负载电感 L/H	0.005 6
载波频率 f_{cr}/kHz	3
载波比 N	60
调制度 M	0.9

图 12(a)为逆变器的高压单元 H_3 和低压单元 H_1 、 H_2 的输出电压波形图。由图 12(a)可知低压单元 H_1 和 H_2 工作在高频状态下,而高压单元 H_3 工作在基频状态,并且各单元间输出电压极性相同。图 12(b)是逆

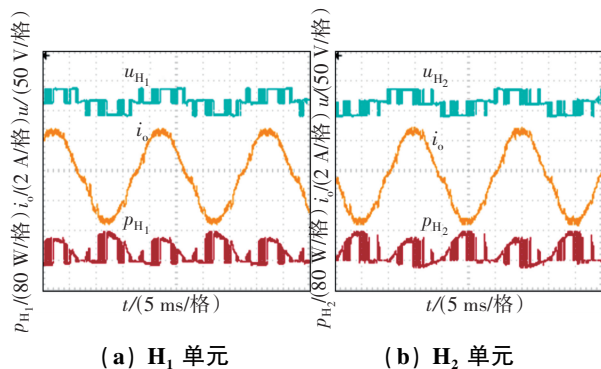
变器输出电压波形图和频谱图。由图 12(b)可以看出当逆变器采用改进型混合调制策略时可以完整地输出 9 个电平,从频谱图中可以看出最高次谐波集中在 6 kHz 处,是三角载波频率的两倍,因此可以证明改进型混合调制策略具有倍频效果。由上述数据可以得知实验结果、理论分析及仿真结果均相同。

图 13 为逆变器低压单元输出功率波形图。将图 13 中的两个低压单元输出功率的具体数据从示波器导出进行计算,可知低压单元 H_1 和低压单元 H_2 在一个调制波周期内输出平均功率分别是 P_{H_1} 为 18.63 W 和 P_{H_2} 为 19.43 W。通过具体数据比较可以得知逆变器的两个低压单元输出平均功率的大小近似相等,因此可证明改进型混合调制策略可以实现低压单元功率均衡控制。



(a) 高、低压单元输出电压 (b) 逆变器输出电压及频谱图
图 12 输出电压及频谱图

Fig. 12 Output voltage and spectrum diagram



(a) H_1 单元 (b) H_2 单元
图 13 低压单元输出功率

Fig. 13 Output power of low voltage units

6 结 论

逆变器如果使用混合载波层叠调制,虽然可以使逆变器的输出电压保持良好的谐波性能并且可以解决电流倒灌和能量反馈的问题,但是低压单元间会出现功率不均衡问题。因此提出改进型混合调制策略并且通过逻辑运算对其低压单元的脉冲信号进行优化,可以得出结论:

(1) 改进型混合调制策略可以保留逆变器在使用混合载波层叠调制策略时输出电压谐波性能好的优

势,再使用逻辑运算对低压单元的脉冲信号进行重新分配,可以使该逆变器的低压单元在 1/2 个调制波周期内输出功率均衡。

(2) 改进型的混合调制策略可以减少三角载波的使用数量,因此可以简化逆变器的控制过程,同时实现输出电压倍频的效果,有利于提高器件的使用寿命。

参考文献(References):

- [1] YIFAN, KONSTANTINOU, GEORGIOS, et al. Power balance of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 292—303.
- [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.
- [3] 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.
- [4] PERMANA N, 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: 012019—012019.
- [5] GONG R, XUE B, LIU J, et al. Power balance modulation strategy for hybrid cascaded H-bridge multi-level inverter[J]. Electrical Engineering, 2021(12): 1—10.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [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.
- [9] YE Man-yuan, WEI Qi-wen, 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.
- [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.
- [11] 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.
- [12] YE M, CHEN L, KANG L, et al. Hybrid multi-carrier PWM technique based on carrier reconstruction for cascaded H-bridge inverter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 53152—53162.
- [13] 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.
- [14] HU Wen-hua, ZHANG Chao-fan, LIU Jian-feng. Hybrid modulation and power balance method for a hybrid cascaded H-bridge[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3561—3568.