

混合级联 H 桥低压单元功率均衡策略

朱值成

安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001

摘要:目的 三单元直流侧电压比为 1:1:2 型的混合级联 H 桥逆变器, 在采用传统调制策略下, 虽能够输出较好的电能质量, 但逆变器低压单元在全调制度下会存在输出功率不均衡的问题, 基于此, 提出一种新型调制策略。方法 基于传统的混合频率调制策略, 首先对低压单元第二层载波进行重构, 并利用重构后的载波特性为低压单元提供逻辑信号; 其次通过对两个低压单元的脉冲信号进行逻辑运算控制, 以获得低压单元功率开关器件的实际驱动信号, 实现对低压单元脉冲信号的重新分配; 为减少逆变器高压模块的开关损耗, 对高压单元采用阶梯波调制方法。结果 仿真结果表明: 新型混合调制策略可以解决逆变器在全调制度下低压单元输出功率不均衡的问题, 并且通过实验验证了新型调制策略可使低压单元输出功率达到近似 1:1 的效果; 仿真分析表明: 采用新型调制策略的逆变器总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 值有所降低。结论 新型调制策略能够减少载波数目, 均衡开关损耗, 并且在保留传统混合频率调制优势的基础上, 降低逆变器的 THD 含量, 提高逆变器的电能输出质量, 同时在两个载波周期内解决了低压单元全调制下输出功率不均衡的问题。

关键词:逆变器; H 桥; 混合级联; 功率均衡; 逻辑运算

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **doi:** 10.16055/j.issn.1672-058X.2024.0004.006

Low Voltage Cell Power Equalization Strategy of Hybrid Cascaded H-bridge

ZHU Zhicheng

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

Abstract: Objective For the hybrid cascaded H-bridge inverter with a voltage ratio of 1:1:2 on the DC side of the three-unit, the inverter can output better power quality under the traditional modulation strategy. However, the low-voltage unit of the inverter will have the problem of unbalanced output power under the full degree of modulation. Based on this, a new hybrid modulation strategy was proposed. **Methods** Firstly, based on the traditional hybrid frequency modulation strategy, the second layer carrier of the low-voltage unit was reconstructed and the reconstructed carrier characteristics were used to provide the logic signal for the low-voltage unit. Secondly, by logically operating and controlling the pulse signals of the two low-voltage units, the actual driving signal of the low-voltage unit power switching device was obtained, and the pulse signal of the low-voltage unit was redistributed. In order to reduce the switching losses in the high voltage module of the inverter, the step wave modulation method was used for the high voltage unit. **Results** The simulation results show that the new hybrid modulation strategy can solve the problem of unbalanced output power of the low-voltage unit of the inverter under the full degree of modulation system. It was verified that the new modulation strategy can achieve an approximate 1:1 output power of the low-voltage unit through experiments. The simulation analysis showed that the value of total harmonic distortion (THD) of inverters using the new modulation strategy was reduced. **Conclusion** The new modulation strategy can reduce the number of carriers and balance the switching losses. In addition, while retaining the advantages of traditional mixed frequency modulation, it reduces the THD content of the inverter and improves the

收稿日期: 2023-05-18 **修回日期:** 2023-06-26 **文章编号:** 1672-058X(2024)04-0045-08

作者简介: 朱值成 (1998—), 男, 江苏盐城人, 硕士研究生, 从事电力电子与电力传动研究。

引用格式: 朱值成. 混合级联 H 桥低压单元功率均衡策略[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2024, 41(4): 45—52.

ZHU Zhicheng. Low voltage cell power equalization strategy of hybrid cascaded H-bridge[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2024, 41(4): 45—52.

power output quality of the inverter. At the same time, the problem of unbalanced output power under a full degree of modulation of the low-voltage unit is solved in two carrier cycles.

Keywords: inverter; H-Bridge; hybrid cascade; power balance; logic operation

1 引言

随着现代电力电子技术的发展,多电平逆变器由于其优秀的降谐波性能、高质量的输出电压,在交流传动系统及诸多大功率场合中得到广泛的应用。在电压型逆变器中,以飞跨电容型(Flying Capacitor, FC)^[1]、中性点钳位型(Neutral Point Clamped, NPC)^[2]和级联 H 桥(Cascaded H-Bridge, CHB)^[3]三种结构较为常见。飞跨电容型逆变器,结构简单,控制比较容易实现,并且具有较好的输出波形质量,但当电容器数量较多时,成本比较高,并且在高频应用中可能会出现电容器失效或者电容器串联等问题;中性点钳位型多电平逆变器可以实现更高的输出电压,并且可以通过控制中性点电压来实现输出电压的调节,具有一定的适应性,但中性点电路的设计和控制在高频应用中可能会受到电容器失效的影响;级联 H 桥多电平逆变器通过级联多个 H 桥拓扑将电压分解成多个电平结构,其优点是具有很好的输出波形质量和灵活性,不需要考虑钳位电压平衡问题,结构简单,得到了广泛关注^[4]。

调制策略的选择与逆变器拓扑结构相辅相成,对多电平逆变器的输出电压波形也有至关重要的影响。常见的调制策略包括载波层叠调制策略(Phase Disposition PWM, PD-PWM)、载波移相调制策略(Carrier Phase Shift PWM, CPS-PWM)及特定谐波消除法(Selective Harmonic Elimination PWM, SHE-PWM)等^[5]。随着人们对更少拓扑结构输出更多电平的要求,衍生出混合级联多电平逆变器。近些年来,很多学者将目光放到多电平混合逆变器上,文献[6]至文献[8]均对其提出不同的调制策略,对逆变器输出进行优化,但仍存在一定的不足之处。文献[6]将各单元驱动信号以逻辑函数的形式,对其进行重新组合,使低压单元在半个输出电压周期内实现功率平衡,但该策略载波数量较多且容易增加开关器件的损耗;文献[7]利用载波自由度对其进行重新组合,使其保留原有载波移相调制的特点,该策略虽然能够实现功率均衡,但控制过程较为复杂,增加实现难度;文献[8]基于载波层叠调制策略,对单个载波自由度进行垂直方向的控制,使得输出电压谐波特性有所提高,实现各单元之间输出功率的均衡,但同一个载波区间内的不同载波排序方式较多,导致实现难度较大,且未考虑开关器件的损耗问题。上述文献所提控制策略的功率均衡时间均较长。

本文以三单元直流侧电压比为 1:1:2 型的混合级联 H 桥逆变器为研究对象,针对传统混合频率调制

策略的不足,提出一种新型混合调制策略。该策略在提高逆变器输出电能质量的同时,减少了载波数目,均衡各单元之间的开关损耗,同时可在两个载波周期内解决功率不均衡的问题。最后通过仿真和实验验证了策略的可行性。

2 拓扑结构及工作原理

图 1 为 1:1:2 混合级联九电平逆变器的拓扑结构。其中, H1 代表直流侧电压为 $2E$ 的高压单元; H2、H3 代表直流侧电压为 E 的低压单元。 u_{H1} 、 u_{H2} 、 u_{H3} 分别代表逆变器各单元的输出电压,则逆变器总输出电压 u_N 与各级联单元间的输出电压关系如式(1)所示。

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

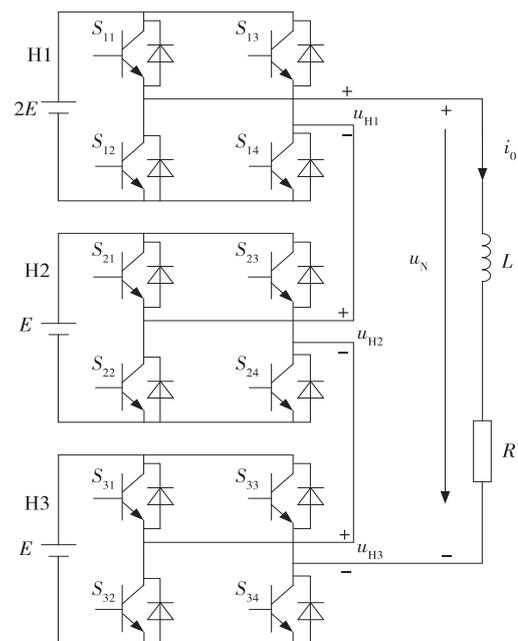


图 1 混合级联九电平拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of mixed cascaded nine-level

如图 1 所示, S_{nj} ($n=1, 2, 3; j=1, 2, 3, 4$) 为逆变器各级联单元的开关器件, L 为逆变器滤波电感, R 为滤波负载, i_o 为逆变器输出电流。当逆变器各子模块的开关器件 S_{nj} 处于不同开关状态时,可使逆变器三个单元的开关函数 S_n 分别取值 $-1, 0, 1$, 该开关函数如式(2)所示:

$$S_n = \begin{cases} 1, S_{n1}, S_{n4} \text{ 同时导通} \\ 0, S_{n1}, S_{n3} \text{ 或 } S_{n2}, S_{n4} \text{ 同时导通} \\ -1, S_{n2}, S_{n3} \text{ 同时导通} \end{cases} \quad (2)$$

当开关函数处于不同取值状态时,可使逆变器输出 $0 \sim \pm 4E$ 的电平,其表达式及状态关系如式(3)、表 1 所示。

$$u_N = 2E \times S_1 + E \times (S_2 + S_3) \quad (3)$$

表 1 开关状态与输出电压关系表

Table 1 Relationship between switch status and output voltage

u_N	S_1, S_2, S_3
$4E$	111
$3E$	101, 110
$2E$	100, 1-11, 11-1, 011
E	10-1, 1-10, 001, 010
0	000, 1-1-1, 0-11, 01-1, -111
$-E$	-101, -110, 00-1, 0-10
$-2E$	-100, -1-11, -11-1, 0-1-1
$-3E$	-10-1, -1-10
$-4E$	-1-1-1

3 传统混合频率调制策略原理及功率不均衡分析

3.1 传统混合频率调制策略原理分析

图 2 为传统混合层叠调制法,其中高压采用阶梯波调制,低压单元采用 PWM 波调制法。 U_m 为高压电源的正弦波调制信号, M_a 为调制度,其表达式如式(4)所示:

$$U_m = 4M_a E \sin(\omega t) \quad (4)$$

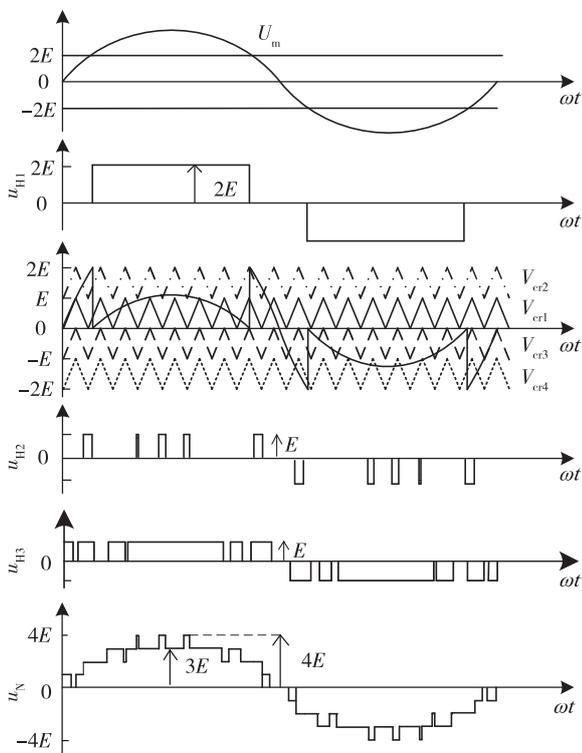


图 2 混传统合频率调制策略原理图

Fig. 2 Schematic diagram of mixed conventional frequency modulation strategy

高压单元输出电平信号,由调制波 U_m 与幅值为定值的 $+2E$ 、 $-2E$ 的电平信号比较产生。当调制波处于正半周时,开关 S_{14} 一直导通, S_{12} 一直闭合,当 $U_m > 2E$

时,开关 S_{11} 导通,输出 $+2E$ 电平;同理,当调制波处于负半周时,开关 S_{12} 一直导通, S_{14} 一直闭合,当 $U_m < -2E$ 时,开关 S_{13} 导通,输出 $-2E$ 电平。由图 2 可知:高压单元输出电压波形为方波并且工作在基频,能够减少高压单元的开关损耗。故低压单元调制波 u_m 表达式可由式(5)表示:

$$u_m = \begin{cases} U_m - 2E, U_m > 2E \\ U_m, -2E < U_m < 2E \\ U_m + 2E, U_m < -2E \end{cases} \quad (5)$$

图 2 中, V_{cr11} 、 V_{cr4} 与 V_{cr2} 、 V_{cr3} 分别为低压 H2 单元、H3 单元的三角载波。正半周时,开关 S_{24} 一直导通, S_{23} 一直断开,当 $u_m > V_{cr11}$ 时,开关 S_{21} 发生动作, H2 单元输出正电平;负半周时,开关 S_{23} 一直导通, S_{24} 一直断开,当 $u_m < V_{cr4}$ 时,开关 S_{22} 发生动作, H2 单元输出负电平。H3 单元输出电平动作原理与上述一致,但 H2 与 H3 单元存在一定动作差,即当 $u_m > V_{cr1}$ 时, H2 单元输出电压为 E , H3 单元输出电压为 0 。从上述分析中可以看出:低压单元 H2 与低压单元 H3 在同一调制波周期内,因导通时间与导通脉冲宽度不一致,使得各级联单元的输出电压不同,又因级联型逆变器的子模块输出电流相同,导致低压单元各模块输出功率不均衡。

3.2 逆变器输出功率不均衡机理

对传统调制法的混合级联九电平各单元输出电压进行傅里叶分解,可得各单元输出电压与调制度 M_a 的关系,其表达式如式(6)、式(7)所示:

$$u_{H1} = \begin{cases} 0 & M_a \in [0, 0.5] \\ \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} \frac{8E}{k\pi} \cos(k\alpha_2) \sin(k\omega t) & \\ \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} \frac{8E}{k\pi} [\cos(k\alpha_2) + 1] \sin(k\omega t) & \\ M_a \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{H1} + u_{H2} = \begin{cases} 4M_a E \sin(\omega t) & M_a \in [0, 0.5] \\ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \left\{ \frac{4E[kM_a\pi - 2\cos(k\alpha_2)]}{k\pi} \right\} \sin(k\omega t) & \\ \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \left\{ \frac{4E[kM_a\pi - 2\cos(k\alpha_2) - 2]}{k\pi} \right\} \sin(k\omega t) & \\ M_a \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\alpha_i = \arcsin(1/2M_a)$, $i = 1, 2, 3$ 。则在一个调制波周期内,各单元输出平均功率如式(8)所示:

$$P_{Hi} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{Hi} i_o dt = 0.5 u_{Hi} I_o \cos \varphi \quad (8)$$

式(8)中, i_o 为逆变器输出电流, u_{Hi} 为各级联单元输出电压的基波幅值, I_o 为逆变器输出电流峰值。由式(6)、式(7)、式(8)与混合层叠调制原理相结合,可得

到各级单元在一个调制波周期内的输出功率,其表达式如式(9)、式(10)所示:

$$P_{H2} = \begin{cases} 0 & M_a \in [0, 0.25) \\ \frac{2EI\cos\varphi}{\pi} \{2M_a[\frac{\pi}{2}-\alpha_1+\frac{1}{2}\sin(2\alpha_1)]-\cos\alpha_1\} & M_a \in [0.25, 0.5) \\ \frac{2EI\cos\varphi}{\pi} \{2M_a[\frac{1}{2}\sin(2\alpha_1)-\frac{1}{2}\sin(2\alpha_2)+\alpha_2-\alpha_1]-\cos\alpha_1+\cos\alpha_2\} & M_a \in [0.5, 0.75) \\ \frac{2EI\cos\varphi}{\pi} \{2M_a[\frac{\pi}{2}+\alpha_2-\alpha_1-\alpha_3+\frac{1}{2}\sin(2\alpha_1)+\frac{1}{2}\sin(2\alpha_3)]-\frac{1}{2}\sin(2\alpha_2)]-3\cos\alpha_3+\cos\alpha_2-\cos\alpha_1\} & M_a \in [0.75, 1] \end{cases} \quad (9)$$

$$P_{H3} = \begin{cases} 2M_aEI\cos\varphi & M_a \in [0, 0.25) \\ \frac{2M_aEI\cos\varphi}{\pi} \{2M_a[\alpha_1-\frac{1}{2}\sin(2\alpha_1)]+\cos\alpha_1\} & M_a \in [0.25, 0.5) \\ \frac{2M_aEI\cos\varphi}{\pi} \{2M_a[\frac{\pi}{2}+\alpha_1-\alpha_2+\frac{1}{2}\sin(2\alpha_1)-\frac{1}{2}\sin(2\alpha_2)]+\cos\alpha_1-3\cos\alpha_2\} & M_a \in [0.5, 0.75) \\ \frac{2M_aEI\cos\varphi}{\pi} \{2M_a[\alpha_1+\alpha_3-\alpha_2+\frac{1}{2}\sin(2\alpha_2)-\frac{1}{2}\sin(2\alpha_1)-\frac{1}{2}\sin(2\alpha_3)]+\cos\alpha_1-3\cos\alpha_2+3\cos\alpha_3\} & M_a \in [0.75, 1] \end{cases} \quad (10)$$

从式(9)、式(10)可以看出:在采用传统调制方法时,混合级联逆变器的各子模块存在全调制度输出功率不均衡的问题。为解决低压单元功率不均衡的问题,本文提出一种新型低压单元调制策略。

4 新型低压单元功率均衡控制策略

4.1 低压单元新型调制策略原理

图3为混合级联九电平逆变器低压单元新型调制策略原理波形图。在该策略下,逆变器在高压H1单元采用如图2所示的阶梯波进行调制。在低压单元为减少传统调制策略下的载波数,对基波信号 U_m 进行取绝对值运算,得到调制波 U_{ref} ,其表达式如式(11)所示:

$$U_{ref} = \begin{cases} U_m - 2E, & U_m > 2E \\ U_m, & -2E \leq U_m \leq 2E \\ |U_m + 2E|, & U_m < -2E \end{cases} \quad (11)$$

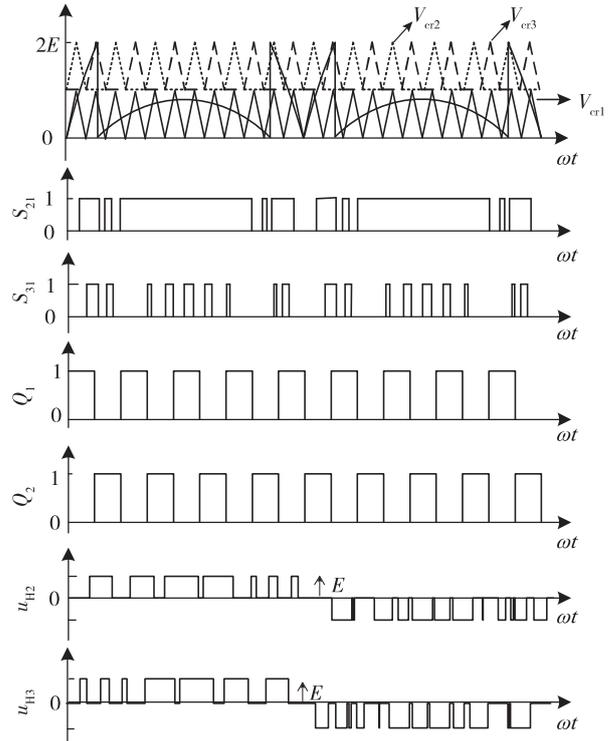


图3 均衡策略下低压单元电压输出

Fig.3 Low voltage unit voltage output under balanced strategy

如图3所示:首先对低压H3单元进行载波重构,其次通过对H2、H3单元的输出电平进行逻辑信号控制来决定低压单元的电平输出。其中,低压H3单元由两个载波构成,载波 V_{cr2} 与 V_{cr3} 波形、频率相同,仅在相位上相差 180° ;在两个三角载波周期内,一半为原三角载波,波形不变,另一半为幅值为 E 的电平。

当载波 $U_{ref} > V_{cr2}$ 时,给逻辑信号 A 输出高电平,否则为0;当 $U_{ref} > V_{cr3}$ 时,给逻辑信号 B 输出高电平,否则为0。由逻辑信号 A 、 B 相“与”,控制低压H3单元电平输出。在新型调制策略中,经逻辑信号控制后的低压单元电压输出表达式如式(12)、式(13)所示:

$$u_{H2} = \begin{cases} E \times (ABQ_1 + S_{31}Q_2)S_{24} \\ -E \times (ABQ_1 + S_{32}Q_2)S_{23} \end{cases} \quad (12)$$

$$u_{H3} = \begin{cases} E \times (ABQ_2 + S_{31}Q_1)S_{24} \\ -E \times (ABQ_2 + S_{32}Q_1)S_{23} \end{cases} \quad (13)$$

式(12)、式(13)中, Q_1 表示当载波 V_{cr2} 大于 E 时,输出逻辑信号1,等于 E 时输出0; Q_2 表示当载波 V_{cr2} 大于 E 时,输出逻辑信号1,等于 E 时输出0。

4.2 新型调制策略原理分析

图4为新型调制策略平衡原理,由于载波与调制波在频率上的差异,在一定的时间内可以将调制波作为定值,则在两个三角载波周期内,导通时间关系如式(14)所示:

$$\begin{cases} t_1 = t_2 = t_3 = t_4 \\ t_5 = t_6 = t_7 = t_8 \end{cases} \quad (14)$$

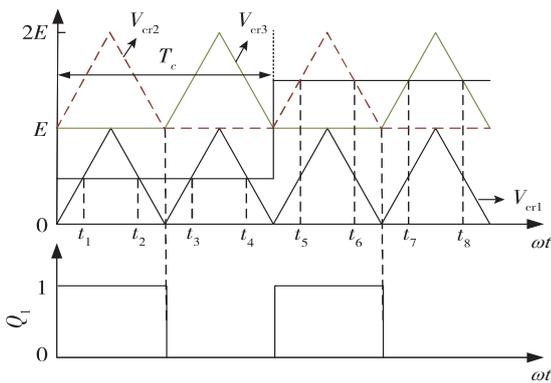


图 4 功率平衡原理

Fig. 4 Power balance principle

如图 4 所示,当调制波的幅值处于 $0 \sim E$ 时,在两个三角载波周期内,低压 H2 及 H3 单元开关 S_{21} 、 S_{31} 导通时间如式(15)所示:

$$\begin{cases} t_{on(S_{21})} = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 \\ t_{on(S_{31})} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

经过式(12)、式(13)控制信号动作后,低压单元在区间 $0 \sim E$ 内,各子模块的开关器件导通时间由式(16)所示:

$$\begin{cases} t_{on(S'_{21})} = t_1 + t_2 \\ t_{on(S'_{31})} = t_3 + t_4 \end{cases} \quad (16)$$

同理,在调制波幅值处于 $E \sim 2E$ 时,低压单元输出脉冲的导通时间如式(17)所示:

$$\begin{cases} t_{on(S'_{21})} = \frac{T_c}{2} + t_7 + t_8 \\ t_{on(S'_{31})} = \frac{T_c}{2} + t_5 + t_6 \end{cases} \quad (17)$$

由式(16)、式(17)可知:逻辑信号 Q_1 与 Q_2 使得 H2、H3 单元在两个三角载波周期内输出的脉冲宽度相等,又由于该拓扑结构是串联而成,故流经两低压单元的电流量相等,从而能够实现单位时间内低压单元输出功率的自均衡。通过图 3 也可验证该结论。

5 仿真分析

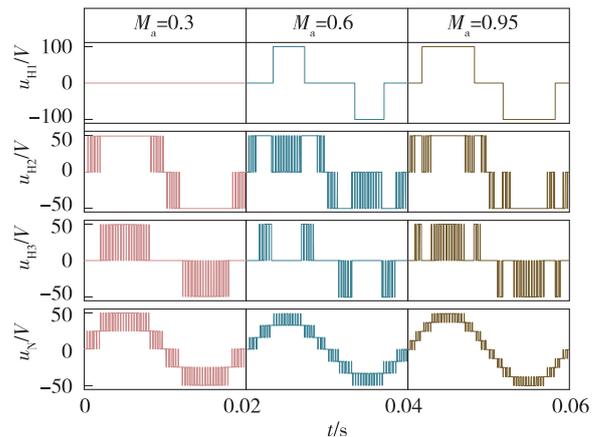
为验证上述所提理论的正确性,以 MATLAB 为仿真平台,搭建新型低压单元功率均衡的仿真模型,并对其进行分析,其仿真模型参数如表 2 所示。

表 2 仿真模型参数

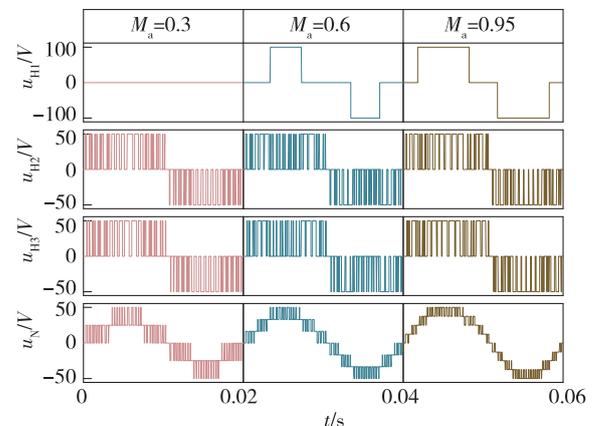
Table 2 Parameters of the simulation model

仿真模型参数	数值
H1 单元直流侧电压/V	100
H2、H3 单元直流侧电压/V	50
滤波负载 R'/Ω	25
L/mH	2
调制度 M_a	0.3、0.6、0.95
载波频率/Hz	3 000
调制波频率/Hz	50

图 5(a)为载波混合层叠调制策略下,逆变器各单元输出电压波形。当调制度较低,即 $M_a = 0.3$ 时,低压单元 H2、H3 虽然始终输出电压脉冲,但两者的导通时间存在很大差异。随着调制度的增加,逆变器输出电平也随之增加,但低压单元输出电压在导通上仍有较大的差异,这也导致了在单位时间内低压单元输出功率不均衡。图 5(b)为采用新型调制策略逆变器的输出电压波形,可以看出总输出电压波形与图 5(a)一致,且低压单元电压的导通时间近似相等。



(a) 传统调制输出电压



(b) 新型调制输出电压

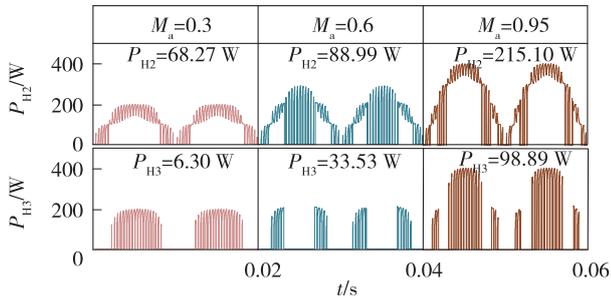
图 5 不同策略逆变器及各单元输出电压波形

Fig. 5 Inverters with different strategies and output voltage waveforms of each unit

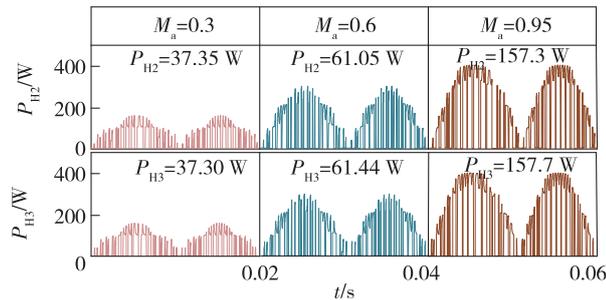
图 6 为三种调制度下混合级联逆变器低压单元输出功率图。在传统混合频率调制策略下,低压单元输出功率如图 6(a)所示,存在较大差值;在改进的调制策略下,低压单元输出功率能够达到近似 1 : 1 的关系,从而解决低压单元输出功率不均衡的问题。

图 7 与图 8 分别为两种调制策略在调制度 $M_a = 0.95$ 时的输出电压频谱图。在调制度相等时,两种调制策略输出的基波幅值基本一致,且在采用新型调制策略时,逆变器输出电压中 THD 有所下降,也验证了本文所提的新

型调制策略对提高逆变器电能输出质量有所影响。



(a) 传统调制各单元功率输出功率



(b) 新型调制各单元功率输出功率

图 6 逆变器不同策略下低压单元输出功率波形

Fig. 6 The output power waveform of the low-voltage unit under different strategies of the inverter

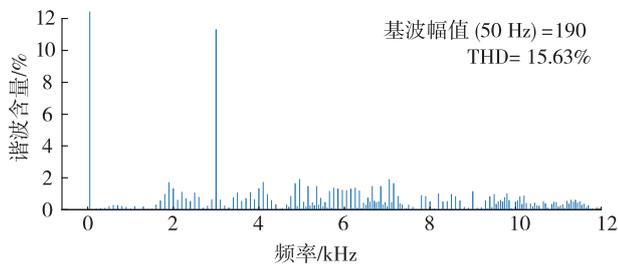


图 7 传统调制相电压频谱

Fig. 7 Phase voltage spectrum with conventional modulation strategy

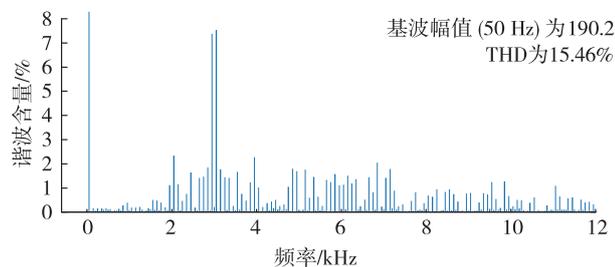


图 8 新型调制相电压频谱

Fig. 8 Phase voltage spectrum with novel modulation strategy

记逆变器各子模块开关器件的一开一关为一次开关损耗,表 3 给出了两种调制策略分别在调制度 $M_a = 0.3, 0.6, 0.95$ 时, $1/2$ 个调制波周期内级联单元的开关损耗。通过对比可知:新型调制策略均衡了子模块之间的开关次数,降低了因逆变器内部模块开关损耗不平衡而引起的温升不均匀等问题。

表 3 两种调制策略下低压单元的开关次数

Table 3 Switching times of low voltage units under two modulation strategies

调制策略	调制度 M_a	开关次数		
		H2	H3	总开关次数
传统	0.3	17	11	28
	0.6	19	10	29
	0.95	13	19	32
新型	0.3	23	23	46
	0.6	24	24	48
	0.95	20	20	40

6 实验验证

为验证本文所提调制策略的正确性与可行性,以 DSP28335 为控制器,搭建如图 9 所示的三单元混合级联九电平逆变器实验平台,分别运行传统混合频率调制策略与新型调制策略。具体实验参数如表 4 所示。

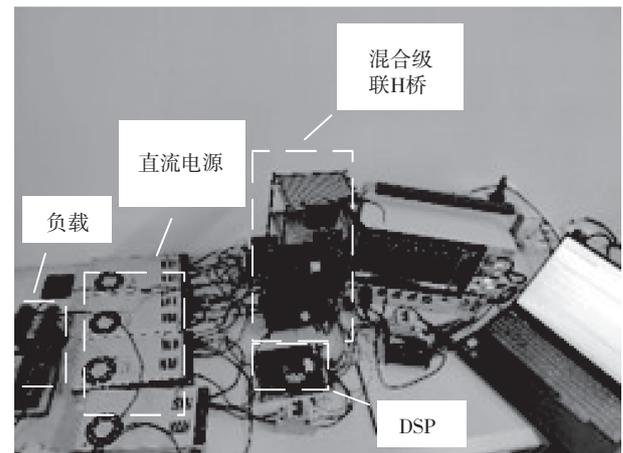


图 9 九电平 CHB 型逆变器实验平台

Fig. 9 Experimental platform of nine-level CHB inverter

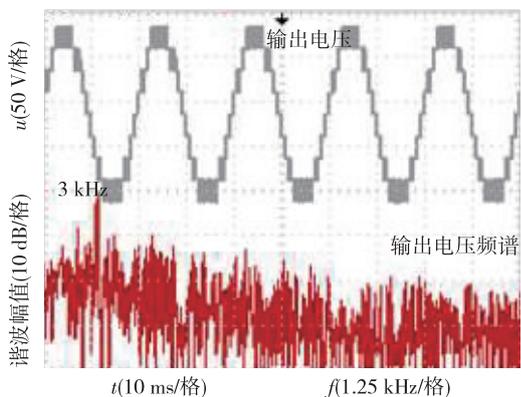
表 4 实验参数

Table 4 Experimental parameters

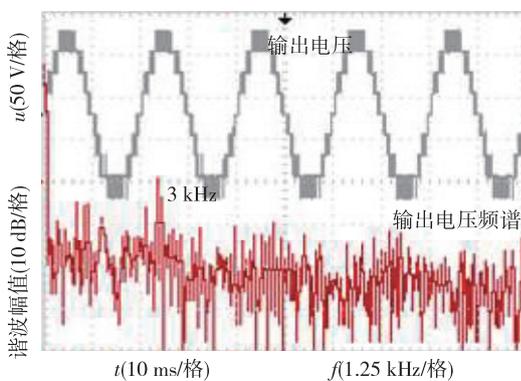
实验参数	数值
高压侧直流电压/V	48
低压侧直流电压/V	24
滤波负载 R'/Ω	25
L/mH	5.6
载波频率/Hz	3 000
调制波频率/Hz	50

图 10 为相同调制度下,逆变器采用两种不同调制策略的输出电压波形图与电压频谱图。图 10(a)为采用传统调制策略,图 10(b)为采用本文所提新型控制策略。对比两图可以看出:采用新型调制策略并未改变逆变器的总输出电压波形;在 FFT 分析中,逆变器输出电压中的最高谐波次数均集中在 3 kHz 处,与仿真实论

基本一致。



(a) 混合频率调制输出波形

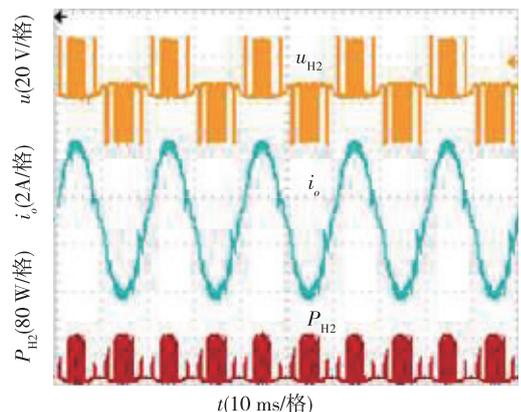


(b) 新型调制策略输出波形

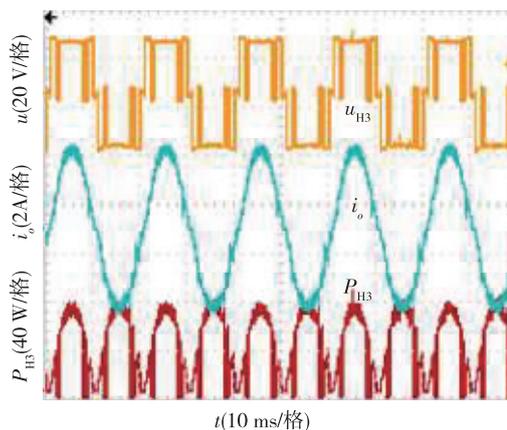
图 10 输出电压及频谱波形图

Fig. 10 Diagram of output voltages and spectrum waveforms

图 11、图 12 分别给出了逆变器低压单元在调制度 $M_a=0.9$ 时,不同调制策略下的电压波形及功率输出图。从示波器中对图 11、图 12 数据进行导出计算,图 11 中,低压单元输出功率分别为 $P_{H2} = 11.05 \text{ W}$, $P_{H3} = 35.23 \text{ W}$;图 12 中,低压单元输出功率分别为 $P_{H2} = 24.53 \text{ W}$, $P_{H3} = 25.37 \text{ W}$ 。经两组数据对比后可知:本文所提理论可在实际中解决逆变器低压单元输出功率不均衡的问题。



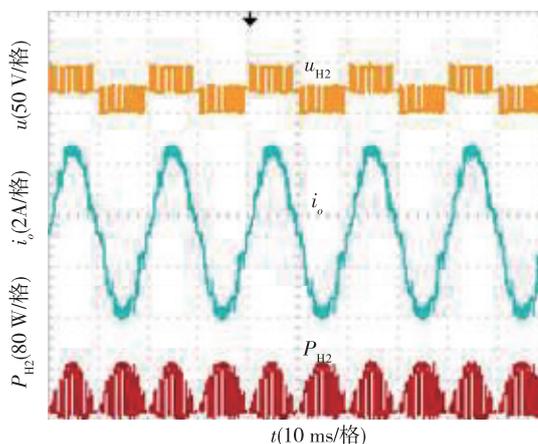
(a) H2 单元输出波形



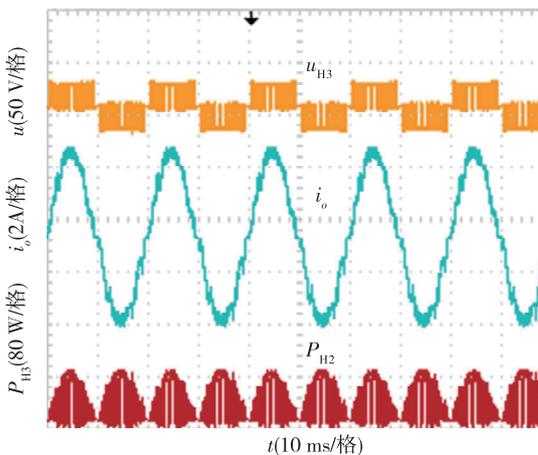
(b) H3 单元输出波形

图 11 传统调制低压单元实验结果

Fig. 11 Experimental results of conventional modulated low voltage unit



(a) H2 单元输出波形



(b) H3 单元输出波形

图 12 新型调制低压单元实验结果

Fig. 12 Experimental results of low-voltage unit with novel modulation strategy

7 结论与展望

混合级联型逆变器在采用传统调制策略时,会出现降低系统的稳定性、增加经济成本等问题。因此本

文提出一种新型调制策略。基于传统混合频率调制策略,高压单元仍采用阶梯波调制方法,对低压单元第二层载波进行重构,并通过逻辑运算对两个低压单元的脉冲信号进行优化。采用该新型调制策略,能够有效解决混合级联型逆变器在低压单元输出功率不均衡的问题,并减少输出电压中 THD 的含量。通过仿真和实验对两种调制策略进行了分析,得出以下结论:

1) 新型调制策略可以减少低压单元载波数目,并均衡逆变器的开关损耗,减少因温升不均匀而造成的器件损耗。

2) 新型调制策略能够减少载波数目,并且在保留传统混合频率调制优势的基础上,略微降低逆变器的 THD 含量,提高了逆变器的电能输出质量。

3) 新型调制策略可使逆变器在两个载波周期内,实现低压单元全调制度下的输出功率均衡。

参考文献(References):

- [1] 胡存刚,董浩,张云雷,等.混合有源中性点箝位型七电平逆变器及其控制策略[J].电机与控制学报,2020,24(4):40—49.
HU Cun-gang, DONG Hao, ZHANG Yun-lei, et al. Seven-level active neutral-point clamp hybrid inverter and the control strategy[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 40—49.
- [2] 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 Ze-dong, 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.
- [3] JAVIER P R, JOSE A B J, JESUS H H L, et al. Hybrid modulation strategy for asymmetrical cascade H-bridge multilevel inverters [J]. IEEE Latin America Transactions, 2018, 16(6): 1623—1630.
- [4] 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 Man-yuan, KANG Li-xuan, PAN Tao. Modified PD modulation strategy for hybrid cascaded multilevel inverters[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(3): 71—78.
- [5] 康力璇.级联H桥多电平逆变器控制方法与应用研究[D].南昌:华东交通大学,2019.
KANG Li-xuan. Research on control method and application of cascaded H-bridge multilevel inverter[D]. Nanchang: East China Jiaotong University, 2019.
- [6] 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 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.
- [7] 叶满园,陈乐,康力璇.基于载波自由度的改进载波移相PWM技术[J].电机与控制学报,2021,25(3):134—142.
YE Man-yuan, CHEN Le, KANG Li-xuan. Improved carrier phase shift PWM technology based on carrier degrees of freedom[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 134—142.
- [8] 李宋,童子威,叶满园,等.一种新型CHB多电平逆变器功率均衡调制策略[J].高电压技术,2022,48(6):2347—2356.
LI Song, TONG Zi-wei, YE Man-yuan, et al. A new power balance CHB multilevel inverter modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2347—2356.
- [9] ROUSTRAY A, KUMAR SINGH R, MAHANTY R. Harmonic minimization in three-phase hybrid cascaded multilevel inverter using modified particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(8): 4407—4417.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] JAMMALA V, YELLASIRI S, PANDA A K. Development of a new hybrid multilevel inverter using modified carrier SPWM switching strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8192—8197.
- [13] 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. 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.
- [14] 顾军,张明,宋飞,等.混合级联九电平逆变器低压单元功率均衡控制[J].电力系统及其自动化学报,2022,34(12):35—42.
GU Jun, ZHANG Ming, SONG Fei, et al. Power balance control of low voltage unit for hybrid cascaded nine-level inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(12): 35—42.

责任编辑:李翠薇