**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.58　　**中图分类号**：TM464　　**文献标志码**：A

# 混合级联九电平逆变器新型功率均衡调制策略

顾　军，苏振广(中国电源学会学生会员)，王伟健，孙浩然，宋忠明
(安徽理工大学电气与信息工程学院，淮南 232001)

**摘要**：混合级联九电平逆变器可以使用更少的 H 桥单元输出更多的电平数。混合载波层叠调制策略输出电压波形质量高，但输出功率不均衡，会导致设备发热不均，缩短使用寿命；混合载波移相调制策略虽然能完成功率自均衡，但功率均衡时间过长。针对以上问题提出了 1 种新型混合调制策略，高压单元采用阶梯波调制并增加电压约束，对低压单元的载波进行重构。相较于传统调制策略，该策略能在增加电压约束后实现 3 个单元在全调制度下的功率均衡，并缩短了低压单元功率均衡所需时间。仿真与实验结果验证了该调制策略的可行性。

**关键词**：混合级联逆变器；载波重构；功率均衡；均衡时间

# Novel Power Balance Modulation Strategy for Hybrid Cascaded Nine-level Inverter

GU Jun, SU Zhenguang, *Student Member*, *CPSS*, WANG Weijian, SUN Haoran, SONG Zhongming
(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

**Abstract:** The hybrid cascaded nine-level inverter can output more levels using fewer H-bridge units. Under the mixed carrier cascaded modulation strategy, the quality of output voltage waveform is higher, but the output power is not balanced, which will lead to uneven heating and shorten the service life of the equipment. Under the mixed carrier phase-shift modulation strategy, the power self-balancing can be completed, but the power balancing time is too long. Aimed at these problems, a novel hybrid modulation strategy is proposed, where the high-voltage unit is modulated by a stepped wave and voltage constraints are added, and the carrier wave of the low-voltage unit is reconstructed. Compared with the traditional modulation strategy, this strategy can achieve the power balance of three units in the full modulation regime after adding voltage constraints, and reduce the time required for the power balance of the low-voltage unit. Simulation and experimental results verified the feasibility of the proposed modulation strategy.

**Keywords:** Hybrid cascaded inverter; carrier reconfiguration; power balance; balance time

多电平逆变器具有结构简单、功率范围大、谐波特性好、输出电能质量高等优点。在各种形式的多电平逆变器中，级联 H 桥式逆变器凭借其结构简单、易于模块化、灵活性高等优点被广泛应用于储能系统、光伏并网系统、高压直流领域等[1-3]。为了输出更多电平数，传统的对称型级联 H 桥逆变器需要增加更多的级联单元，这使得系统成本大大提高[4]。Manjrekar 等[5]提出了 1 种解决方案，即使用相同数量的级联单元，直流侧电压为非对称的混合级联 H 桥逆变器，该方案既能实现更多电平输出，又能提高输出电压的波形质量。

多电平逆变器的输出性能与调制策略有着密不可分的关系，其调制策略主要有低频调制策略(如特定谐波消除法[6]和阶梯波调制法)和高频调制策略(如载波移相法[7]、载波层叠法[8]、空间矢量调制法[9]等)。然而混合级联 H 桥逆变器的调制策略通常是将低频调制和高频调制相结合的混合调制策略，混合调制策略具有两者的优点，既降低了高

**收稿日期**：2023-11-24；**修回日期**：2024-01-17；**录用日期**：2024-01-24；**网络首发日期**：2024-04-26

压单元的开关频率，又提高了低压单元的输出波形质量。近年来很多学者对混合调制策略进行了深入研究，文献[10]采用的电平比较法大大降低了器件损耗，并减少了数字实现的难度，但不能在全调制度下保证电压输出；文献[11]将 2 种频率不同的调制策略应用在低压单元上，虽然解决了电流倒灌的问题，但低压单元输出存在严重的功率不均；文献[12]提出 1 种应用于低压单元间的功率均衡策略，通过提取开关管的驱动信号进行逻辑运算，提高了低压单元间功率均衡的速度，但数字实现难度大大增加；文献[13]对三角载波重新排列，虽然实现了低压单元间的功率均衡，但是功率均衡时间过长。

针对上述文献中调制策略存在的一些不足，本文以混合九电平逆变器为对象提出新型调制策略，从自由度的角度阐述载波重构的原理；然后对混合九电平逆变器的功率均衡原理及功率均衡时间进行深入分析，并对高压单元进行电压约束，从而实现全调制度下的功率均衡并证明该策略能有效缩短低压单元功率均衡的时间；最后通过仿真与实验验证所提控制策略的正确性与可行性。

## 1　拓扑结构

混合九电平逆变器由 3 个级联单元构成，其结构如图 1 所示。图中：直流侧电压比为 $u_{dc1}$:$u_{dc2}$:$u_{dc3}$=2:1:1；$Q_{ij}$ 为 IGBT 与续流二极管的并联；$R$ 为滤波电阻；$L$ 为滤波电感；$i_o$ 为逆变器输出相电流；$u_o$ 为逆变器输出相电压；$u_{o1}$、$u_{o2}$、$u_{o3}$ 分别为高压单元 $H_1$ 和低压单元 $H_2$、$H_3$ 的输出电压。$u_o$ 和 $i_o$ 的表达式分别为

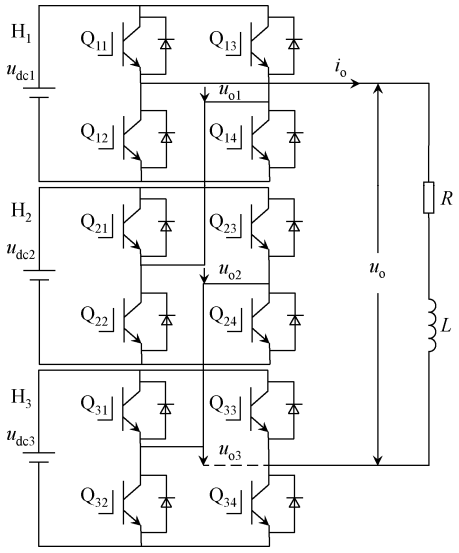



**图 1　混合九电平逆变器拓扑**

**Fig. 1 Hybrid nine-level inverter topology**

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} + u_{o3} \tag{1}$$

$$i_o = I\sin(\omega_m t - \varphi) \tag{2}$$

式中：$I$ 为输出电流幅值；$\omega_m$ 为角频率；$\varphi$ 为阻抗角。

## 2　调制策略

### 2.1　新型混合调制策略

图 2(a)为混合载波移相策略的低压单元部分，应用于级联 H 桥时，虽然能实现功率均衡，但功率均衡时间过长。图 2(b)为混合载波层叠策略的低压单元部分，因为级联单元功率器件导通时间不同，所以输出功率不均衡，使得设备发热不均，增大了维护成本。为了解决输出功率不均衡问题，本文提出了 1 种新型混合调制策略，实现了低压单元间的功率均衡，并缩短了功率均衡时间。如图 3 所示，高压单元 $H_1$ 采用阶梯波调制，低压单元 $H_2$ 和 $H_3$ 采用重构后的载波进行 PWM 调制，图中调制波 $u_{ref}$ 是正弦波，当 $u_{ref} > u_{cr1}$ 时，$Q_{11}$ 和 $Q_{14}$ 导通，$Q_{12}$ 和 $Q_{13}$ 关断，高压单元 $H_1$ 输出电压 $u_{o1} = 2E$；当 $u_{cr1-} < u_{ref} < u_{cr1}$ 时，$Q_{12}$ 和 $Q_{14}$ 导通，$Q_{11}$ 和 $Q_{13}$ 关断，高压单元 $H_1$ 输出电压 $u_{o1}$=0；当 $u_{ref} < u_{cr1-}$ 时，$Q_{12}$ 和 $Q_{13}$ 导通，$Q_{11}$ 和 $Q_{14}$ 关断，高压单元 $H_1$ 输出电压 $u_{o1} = -2E$。调制波 $u'_{ref}$ 是由调制波 $u_{ref}$ 减去高压单元输出电压 $u_{o1}$ 得到的，为低压单元 $H_2$ 和 $H_3$ 共用。对于低压单元 $H_2$：载波 $u_{cr2}$ 对应低压单元 $H_2$ 的左侧桥臂，即 $Q_{21}$ 和 $Q_{22}$，载波 $u_{cr2-}$ 对应 $Q_{23}$ 和 $Q_{24}$，为了避免短路，每个级联单元同一侧桥臂的开关管信号是互补的。当 $u'_{ref} > u_{cr2}$ 时，$Q_{21}$ 和 $Q_{24}$ 导通，由于信号互补，$Q_{22}$ 和 $Q_{23}$ 关断，低压单元 $H_2$ 输出电压 $u_{o2} = E$；当 $u_{cr2-} < u'_{ref} < u_{cr2}$ 时，$Q_{22}$ 和 $Q_{24}$ 导通，$Q_{21}$ 和 $Q_{23}$ 关断，低压单元 $H_2$ 输出电压为 0；当 $u'_{ref} < u_{cr2-}$ 时，$Q_{23}$ 和 $Q_{22}$ 导通，$Q_{21}$ 和 $Q_{24}$ 关断，低压单元 H2 输出电压 $u_{o2} = -E$。该调制策

略使 $H_1$ 输出的电压 $u_{o1}$ 工作在基频，大大减少了开关损耗，低压单元采用连续且对称的 PWM 调制，降低了控制的复杂程度。

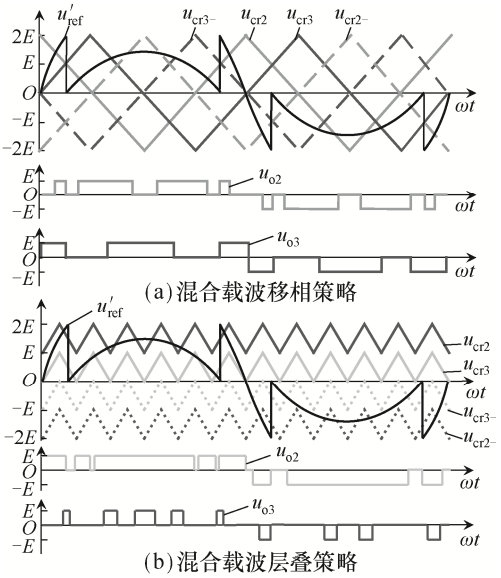



**图 2 传统混合调制策略低压单元**

**Fig. 2 Low-voltage unit under conventional hybrid modulation strategy**

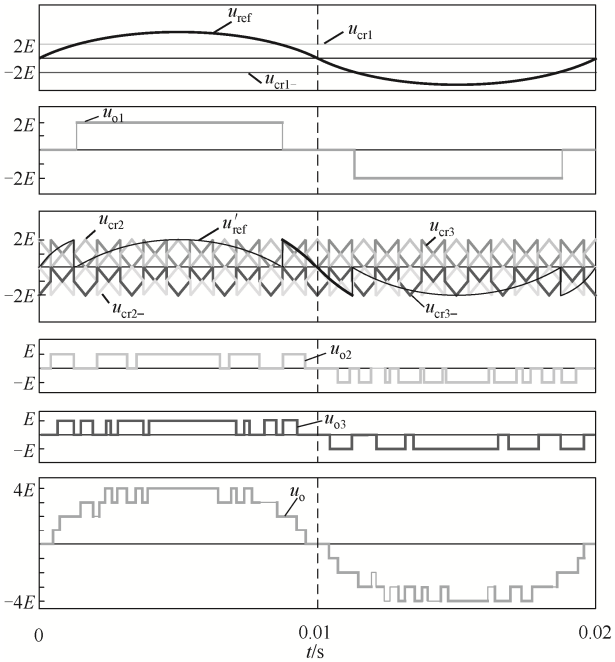



**图 3 新型混合调制策略**

**Fig. 3 Novel hybrid modulation strategy**

### 2.2 载波重构原理

自由度指的是能够根据预期输出灵活调整输入状态。传统载波层叠调制法利用正弦波调制波和横向层叠排列的三角载波在交叉处产生动作限制信号，从而驱动开关管动作，所以它能利用调制波和载波这 2 种自由度来控制逆变器输出电压特性。载波的自由度包括幅值、频率、垂直偏移量等，为了保持该方法良好的谐波特性，本文将传统载波层叠调制法的三角载波一分为二，对载波的垂直偏移量施加控制，使载波在 2 个三角载波周期内均匀分布在 0~$E$ 和 $E$~$2E$ 区间，从而得到图 3 中的新载波 $u_{cr2}$，其余低压单元载波的构成同理。在图 4 中，新型载波调制策略下逆变器 2 个低压单元的工作时间相等。重构后的载波结合了载波层叠和载波移相 2 种调制策略的优点，使得逆变器输出的电压既有良好的谐波特性，又实现了低压单元间的功率均衡。

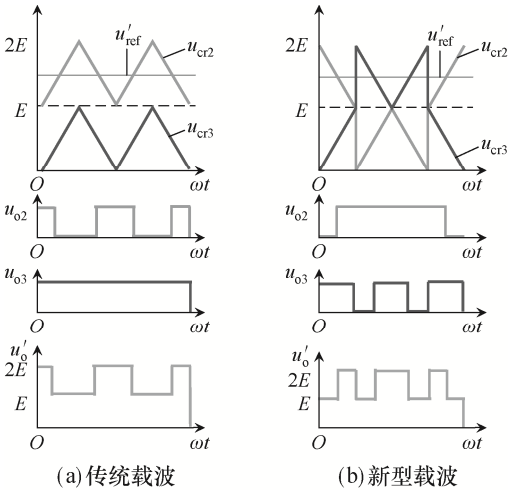



**图 4 传统载波与新型载波及输出电压**

**Fig. 4 Conventional and new carriers, and output voltage**

## 3 新型混合调制策略的功率均衡分析

### 3.1 功率均衡原理分析

在级联 H 桥中，各级联单元在调制波周期内的平均输出功率 $p_{oi}(i=1, 2, 3)$可表示为

$$p_{oi}=\frac{1}{T}\int_0^T u_{oi}(t)i_o(t)\mathrm{d}(t) \tag{3}$$

式中，$T$ 为调制波周期。由于混合九电平逆变器拓扑中 H 桥采用级联形式，因此各单元的输出电流相同。其中各单元的输出平均功率之比可表示为

$$p_{o1}:p_{o2}:p_{o3}=u_{o1}:u_{o2}:u_{o3} \tag{4}$$

在全调制度下，正弦调制波 $u_{ref}$ 可表示为

$$u_{\mathrm{ref}}=4Em_{\mathrm{a}}\sin(\omega t) \tag{5}$$

式中；$m_{\mathrm{a}}$ 为调制度；$\omega$ 为角频率。令高压单元 $\mathrm{H}_1$ 在正半周期的导通角为 $\alpha(0\leqslant\alpha\leqslant\pi/2)$，由于 $\mathrm{H}_1$ 只会在大于 $2E$ 或小于$-2E$ 时输出电压，因此令式(5)中的 $u_{\mathrm{ref}}$=$2E$ 便可求得导通角 $\alpha$ 与调制度之间的关系为

$$\alpha=\arcsin\frac{1}{2m_{\mathrm{a}}}\qquad(0.5\leqslant m_{\mathrm{a}}\leqslant 1) \tag{6}$$

根据傅里叶分析，本文所提新型混合调制策略的高、低压单元输出电压的基波部分可分别表示为

$$u_{\mathrm{o1}}=\begin{cases}0 & m_{\mathrm{a}}\in[0,0.5)\\ \dfrac{8E}{\pi}\cos\alpha\sin(\omega t) & m_{\mathrm{a}}\in[0.5,1]\end{cases} \tag{7}$$

$$u_{\mathrm{o2}}=\begin{cases}4m_{\mathrm{a}}E\sin(\omega t) & m_{\mathrm{a}}\in[0,0.5)\\ 4m_{\mathrm{a}}E\sin(\omega t)-\dfrac{8E}{\pi}\cos\alpha\sin(\omega t) & m_{\mathrm{a}}\in[0.5,1]\end{cases} \tag{8}$$

$$u_{\mathrm{o3}}=u_{\mathrm{o2}} \tag{9}$$

新型混合调制策略可以调整高压单元的基波输出电压来实现高低压单元间的功率均衡。想要控制高压单元的输出电压，就要保持调制度和开关频率不变，改变导通角。由式(7)可知，高压单元 $\mathrm{H}_1$ 输出的基波电压 $u_{\mathrm{o1}}$ 与导通角 $\alpha$ 相关，则令 $u_{\mathrm{o1}}$ 的幅值始终保持调制波 $u_{\mathrm{ref}}$ 的一半，即

$$u_{\mathrm{o1}}=\frac{8E}{\pi}\cos\alpha=2Em_{\mathrm{a}} \tag{10}$$

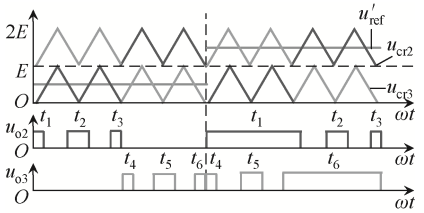
解得全调制度下导通角与调制度间的关系式为

$$\alpha=\arccos\left(\frac{\pi m_{\mathrm{a}}}{4}\right) \tag{11}$$

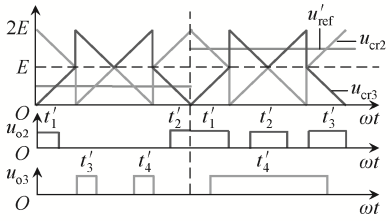
由此可使得高压单元在全调制度下都能保持调制波 $u_{\mathrm{ref}}$ 一半的电压输出，另一半电压由 2 个低压单元输出，输出比始终为 2:1:1，达到功率均衡。

### 3.2 功率均衡时间分析

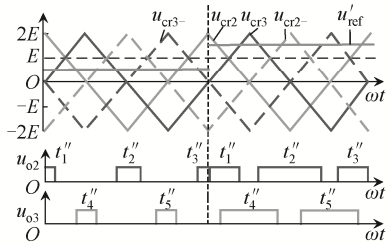
在一个重构载波周期内，3 种调制策略下的低压单元在调制度不同时输出电压如图 5 所示。其中，$t_1, t_2, t_3\cdots$ 为文献[13]策略下的导通时间，$t_1', t_2', t_3'\cdots$ 为新型混合调制策略下的导通时间，$t_1'', t_2'', t_3''\cdots$ 为混合载波移相策略下的导通时间，本文将对比 3 种调制策略，分析各单元间的导通时间。




(a)文献[13]中的策略




(b)新型混合调制策略




(c)混合载波移相策略

**图 5　3 种调制策略的输出电压**

**Fig. 5 Voltage output under three modulation strategies**

因为通过每个单元的电流是相等的，所以各单元的输出功率与其对应的导通时间有关，可表示为

$$p_{\mathrm{o1}}:p_{\mathrm{o2}}:p_{\mathrm{o3}}=\sum_{j=1}^{n}(t_{\mathrm{bj}1}-t_{\mathrm{aj}1}):\sum_{j=1}^{n}(t_{\mathrm{bj}2}-t_{\mathrm{aj}2}):\sum_{j=1}^{n}(t_{\mathrm{bj}3}-t_{\mathrm{aj}3}) \tag{12}$$

式中，$\sum_{j=1}^{n}(t_{\mathrm{bj}i}-t_{\mathrm{aj}i})$ 为导通时间($i$=1, 2, 3)。

(1)当 $0<u'_{\mathrm{ref}}\leqslant E$ 时，文献[13]中策略的各个低压单元导通时间 $T_{\mathrm{ou2}}$ 和 $T_{\mathrm{ou3}}$ 可分别表示为

$$\begin{cases}T_{\mathrm{ou2}}=t_1+t_2+t_3\\ T_{\mathrm{ou3}}=t_4+t_5+t_6\\ t_1+t_2+t_3=t_4+t_5+t_6\end{cases} \tag{13}$$

$$T_{\mathrm{ou2}}=T_{\mathrm{ou3}}=2\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}} \tag{14}$$

式中，$T_{\mathrm{c}}$ 为 1 个三角载波周期。新型混合调制策略同理，导通时间可分别表示为

$$\begin{cases} T'_{ou2}=t'_1+t'_2 \\ T'_{ou3}=t'_3+t'_4 \\ t'_1+t'_2=t'_3+t'_4 \end{cases} \tag{15}$$

$$T'_{ou2}=T'_{ou3}=\frac{u'_{ref}}{E}T_c \tag{16}$$

混合载波移相策略的各个低压单元导通时间可分别表示为

$$\begin{cases} T''_{ou2}=t''_1+t''_2+t''_3 \\ T''_{ou3}=t''_4+t''_5 \\ t''_1+t''_2+t''_3=t''_4+t''_5 \end{cases} \tag{17}$$

$$T''_{ou2}=T''_{ou3}=2\frac{u'_{ref}}{E}T_c \tag{18}$$

将式(14)、式(16)和式(18)代入式(12)，可以得出重构载波周期内各单元输出功率相等的结论。

(2)同理，当 $E<u'_{ref}\leqslant 2E$ 时，3 种调制策略的各个低压单元导通时间可分别表示为

$$T_{ou2}=T_{ou3}=2\frac{u'_{ref}}{E}T_c+2T_c \tag{19}$$

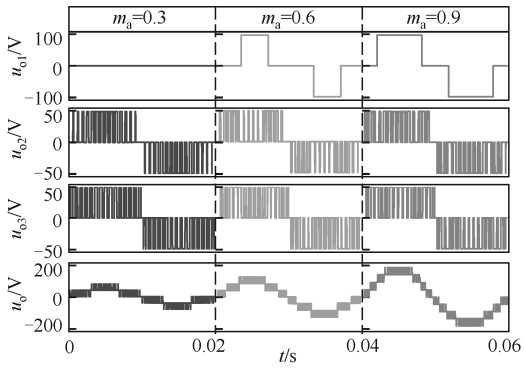
$$T'_{ou2}=T'_{ou3}=\frac{u'_{ref}}{E}T_c+T_c \tag{20}$$

$$T''_{ou2}=T''_{ou3}=2\frac{u'_{ref}}{E}T_c+2T_c \tag{21}$$

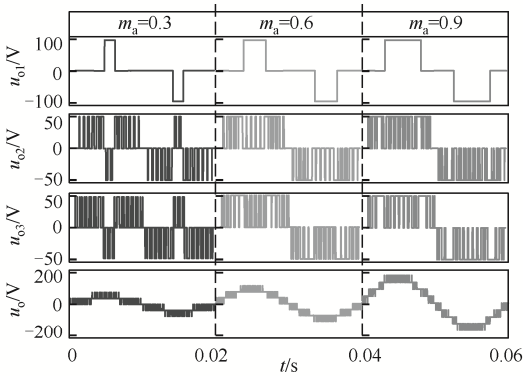
通过以上 2 种情况的分析可知，低压单元在调制度不同的情况下，新型混合调制策略的各单元导通时间是相等的。在相同的调制度下，通过对比式(14)、式(16)和式(18)，式(19)、式(20)和式(21)可以看出，新的功率均衡调制策略的功率均衡时间是文献[13]和混合载波移相策略的 1/2，缩短了一半的功率均衡时间。

## 4 仿真实验

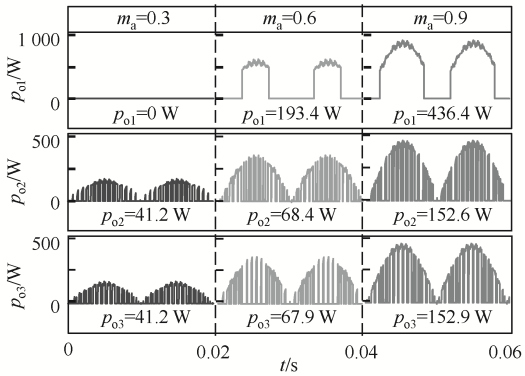
为了验证新型混合调制策略在直流侧电压比为 2:1:1 的混合级联 H 桥逆变器的调制效果，在 Simulink 中搭建模型。仿真参数为：直流侧电压 $u_{dc1}$=100 V、$u_{dc2}$=$u_{dc3}$=50 V，调制度 $m_a$=0.3、$m_a$=0.6 和 $m_a$=0.9，负载电阻 $R$=20 Ω，滤波电感 $L$=4 mH，载波频率 $f_c$=3 kHz，调制波频率 $f_m$=50 Hz，载波比 ($f_c/f_m$) $N$=60。图 6 为新型混合调制策略增加电压



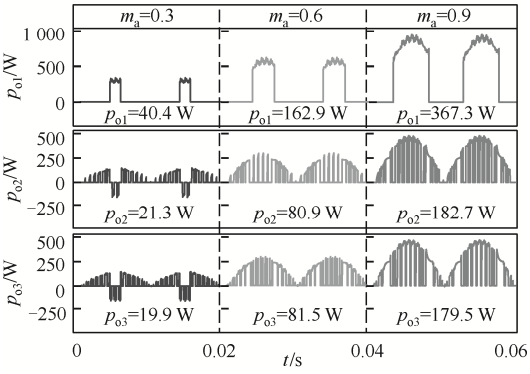

(a) 新型混合调制策略输出电压




(b) 增加电压约束后输出电压




(c) 新型混合调制策略输出平均功率




(d) 增加电压约束后输出平均功率

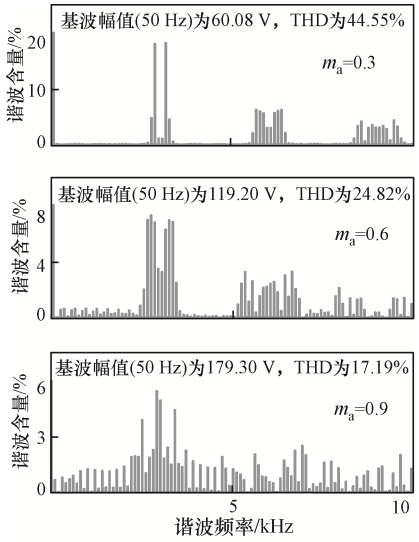
**图 6 增加电压约束前后输出电压及平均功率**

**Fig. 6 Output voltage and average power before and after adding voltage constraints**

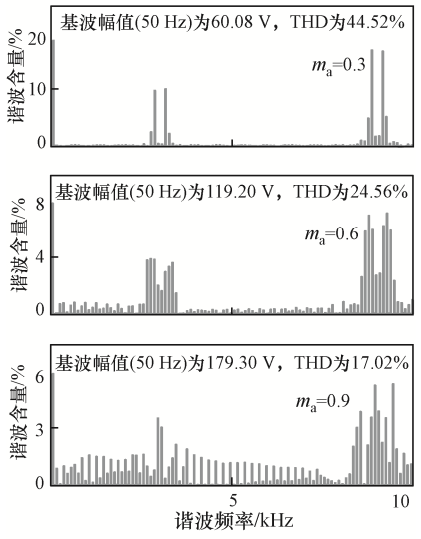
约束前后的输出电压及平均功率波形。在调制度 $m_a$=0.6 和 $m_a$=0.9 时对高压单元进行阶梯波调制，此时 3 个单元均输出电压波形。由图 6(a)可知，在调制度 $m_a$=0.3 时高压单元的输出电压为 0，逆变器输出的总波形仅由 2 个低压单元输出的电压波形构成。图 6(b)中，在调制度 $m_a$=0.3 时，高压单元也有了输出电压，低压单元输出电压也比较一致；在 $m_a$=0.6 和 $m_a$=0.9 时增加高压单元电压约束后高压单元的导通时间变得更短，降低了功率器件的开通损耗。

图 6(c)中，在 $m_a$=0.3 时由于高压单元不输出电压，因此功率为 0，低压单元输出功率相同；在 $m_a$=0.6 和 $m_a$=0.9 时，高低压单元的输出功率显然不均衡。图 6(d)中，在调制度 $m_a$=0.3 时高压单元也有了功率输出，并与调制度成正比，调制度越大，其输出功率也越大。高压单元输出功率为总功率的 1/2，2 个低压单元的输出功率基本相同，并且保持在总功率的 1/4。因此增加了电压约束后的调制策略能在全调制度下实现 3 个单元的功率均衡。图 7 为 3 种调制策略在调制度 $m_a$=0.3、$m_a$=0.6 和 $m_a$=0.9 下输出的相电压 $u_o$ 的频谱。对比发现，在 3 种调制度下新型混合调制策略输出的相电压波形质量均优于其他 2 种策略。

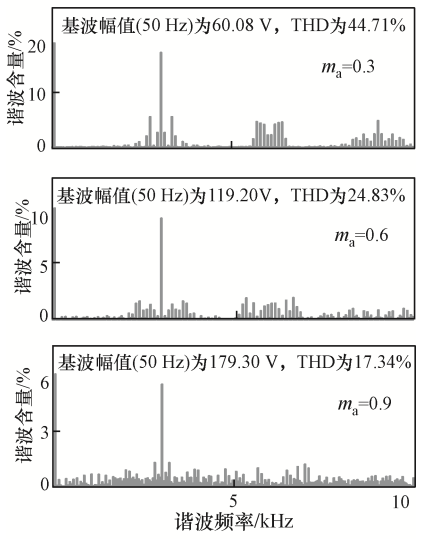
图 8(a)是 $m_a$=0.9 时在新型混合调制策略下开关管的驱动信号。在仿真中，三角波的频率为 6 kHz。




(a)混合载波移相策略




(b)新型混合调制策略

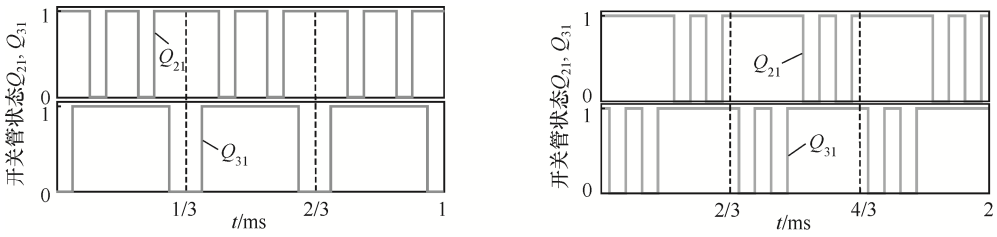



(c)文献[13]中的策略

**图 7　3 种调制策略下输出电压频谱**

**Fig. 7 Spectrum of output voltage under three modulation strategies**

因此，重构载波频率为 3 kHz，重构载波周期为 1/3 ms，每个载波周期内低压单元开关管的导通时间相同。将导通时间代入式(12)，可知功率均衡时间就是 1 个载波周期。图 8(b)是 $m_a$=0.9 时文献[13]和载波移相策略的开关管驱动信号，两者完全相同。同样，三角波的频率为 6 kHz，文献[13]和载波移相策略的载波频率却为 1.5 kHz。虽然也能在 1 个载波周期内实现功率均衡，但均衡时间比新型调制策略多出 1 倍。表 1 总结了 3 种调制策略在功率均衡时间及 3 种调制度下相电压的 THD 值。




(a)新型混合调制策略 (b)文献[13]和混合载波移相策略

**图 8 仿真下开关管状态**

**Fig. 8 States of switching tube in simulations**

**表 1 3 种调制策略对比**

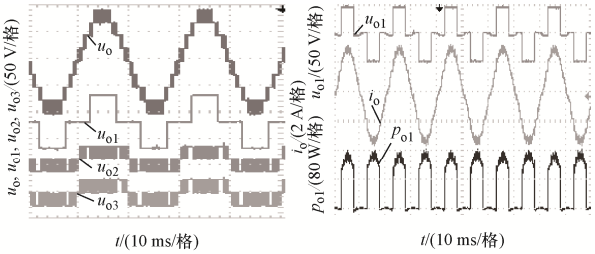
**Tab. 1 Comparison among three modulation strategies**

| 调制策略 | 是否三单元功率均衡 | $0<u'_{\mathrm{ref}}\leqslant E$ 时，低压单元功率均衡时间 | $E<u'_{\mathrm{ref}}\leqslant 2E$ 时，低压单元功率均衡时间 | $m_{\mathrm{a}}$=0.3 时相电压 THD 值/% | $m_{\mathrm{a}}$=0.6 时相电压 THD 值/% | $m_{\mathrm{a}}$=0.9 时相电压 THD 值/% |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 新型混合调制策略 | 是 | $\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}}$ | $\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}}+T_{\mathrm{c}}$ | 44.52 | 24.56 | 17.02 |
| 文献[13]策略 | 是 | $2\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}}$ | $2\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}}+2T_{\mathrm{c}}$ | 44.71 | 24.83 | 17.34 |
| 混合载波移相策略 | 否 | $2\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}}$ | $2\frac{u'_{\mathrm{ref}}}{E}T_{\mathrm{c}}+2T_{\mathrm{c}}$ | 44.55 | 24.82 | 17.19 |

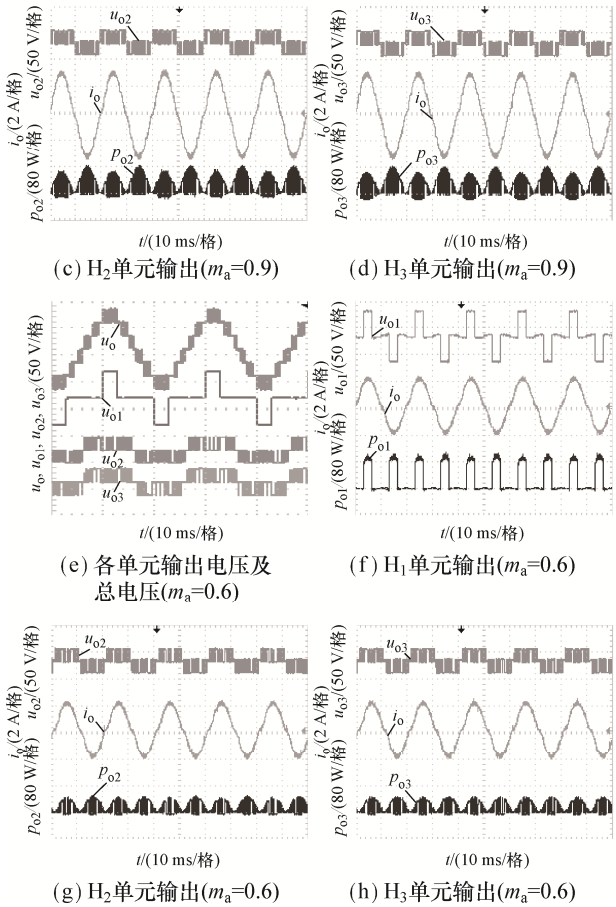
## 5 实验验证

为证明本文所提策略的可行性，搭建了 2:1:1 混合级联 H 桥逆变器实验平台。其中控制器为 FPGA，型号是 ALINX 黑金 AX7010。实验台参数为：直流侧电压 $u_{\mathrm{dc1}}$=48 V、$u_{\mathrm{dc2}}$=$u_{\mathrm{dc3}}$=24 V，电阻 $R$=25 Ω，滤波电感 $L$=5.6 mH，载波频率 $f_{\mathrm{c}}$=3 kHz，调制波频率 $f_{\mathrm{m}}$=50 Hz，载波比($f_{\mathrm{c}}$/$f_{\mathrm{m}}$) $N$=60，调制度为 $m_{\mathrm{a}}$=0.6 和 $m_{\mathrm{a}}$=0.9。

图 9(a)为 $m_{\mathrm{a}}$=0.9 时逆变器的输出电压波形，相电压波形是九电平 PWM 波形，高压单元输出电压为阶梯波，2 个低压单元输出 PWM 波形，共同组成相电压。图 9(b)、(c)和(d)为 $m_{\mathrm{a}}$=0.9 时增加电压




(a) 各单元输出电压及总电压($m_{\mathrm{a}}$=0.9) (b) $H_1$单元输出($m_{\mathrm{a}}$=0.9)




(c) $H_2$单元输出($m_{\mathrm{a}}$=0.9) (d) $H_3$单元输出($m_{\mathrm{a}}$=0.9)

(e) 各单元输出电压及总电压($m_{\mathrm{a}}$=0.6) (f) $H_1$单元输出($m_{\mathrm{a}}$=0.6)

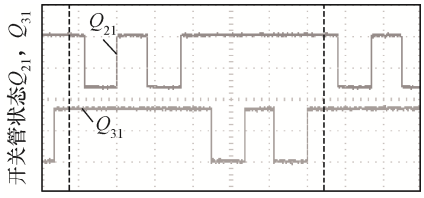
(g) $H_2$单元输出($m_{\mathrm{a}}$=0.6) (h) $H_3$单元输出($m_{\mathrm{a}}$=0.6)

**图 9 增加电压约束后各单元输出情况**

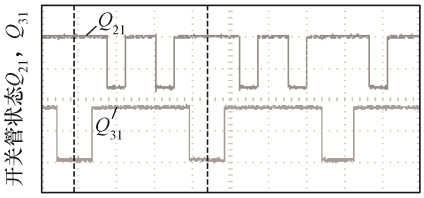
**Fig. 9 Output of each unit after adding voltage constraints**

约束后各单元输出的相电压、相电流和功率波形。经计算，3 个单元输出的平均功率分别为 66.47 W、33.72 W、32.78 W，比值接近 2:1:1，这表明增加电压约束后的新型混合调制策略对逆变器各个单元的输出功率有着良好的控制效果。图 9(e)为 $m_a$=0.6 时增加电压约束后各单元输出的电压和相电压波形，与图 9(a)不同的是高压单元输出波形宽度明显减小，相电压波形是标准的七电平 PWM 波形。图 9(f)、(g)和(h)为 $m_a$=0.6 时增加电压约束后各单元输出的相电压、相电流和功率波形。经计算，3 个单元输出的平均功率分别为 30.08 W、14.93 W、15.05 W，比值也接近 2:1:1，可见在此调制度下也实现了功率均衡。

图 10 是 $m_a$=0.9 时 3 种调制策略下低压单元的开关管状态，在三角波周期同样为 6 kHz 的时候，新型混合调制策略的低压单元功率均衡时间是文献[13]和混合载波移相策略的一半，与理论分析一致。




(a) 文献[13]和混合载波移相策略




(b) 新型混合调制策略

**图 10　实验下开关管状态**

**Fig. 10 States of switching tube in experiments**

## 6　结论

传统的混合载波层叠调制策略的输出电压波形质量高，但存在输出功率不均衡的问题，而混合载波移相调制策略虽然能使级联 H 桥的输出功率均衡，但均衡时间过长。本文提出的新型混合调制策略能在更短的时间内实现低压单元间的功率均衡，在增加电压约束后能完成全调制度下 3 个单元间的功率均衡，并仍然能够保持良好的谐波特性，最终的理论分析、仿真结果及实验结果证明如下。

(1)改进后的新型混合调制策略可以实现低压单元的功率均衡，与传统混合载波移相策略相比缩短了一半的功率均衡时间，使得低压单元的开关损耗相同，有利于延长设备的使用寿命。

(2)在增加电压约束后，高压单元的输出功率能始终控制在总功率的 1/2，低压单元的输出功率始终控制在总功率的 1/4，使逆变器的 3 个单元在全调制度下的输出功率达到均衡。

**参考文献：**

[1] Jiang Wei, Ren Kai, Xue Shuai, et al. Research on the asymmetrical multilevel hybrid energy storage system based on hybrid carrier modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1241-1251.

[2] 顾军, 张维国, 李平, 等. 级联 H 桥逆变器的新型功率均衡调制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 42-50.
Gu Jun, Zhang Weiguo, Li Ping, et al. Novel power equalization modulation strategy for cascaded H-bridge inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 42-50. (in Chinese)

[3] 汤旻安, 高晓红. 不平衡电网电压条件下光储微电网并网控制[J]. 高电压技术, 2019, 45(6): 1879-1888.
Tang Min'an, Gao Xiaohong. Grid-connected control of microgrid with photovoltaic and energy storage systems under unbalanced grid voltage conditions [J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(6): 1879-1888. (in Chinese)

[4] 丘东元, 张波, 潘虹. 级联型多电平变换器一般构成方式及原则研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(3): 24-29, 35.
Qiu Dongyuan, Zhang Bo, Pan Hong. Study on composing methods of cascade multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(3): 24-29, 35. (in Chinese)

[5] Manjrekar M, Venkataramanan G. Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters [C]// PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Baveno, Italy, 2002: 1013-1018.

[6] Liu Chuang, Zhuang Kehao, Pei Zhongchen, et al. Hybrid SiC-Si DC-AC topology: SHEPWM Si-IGBT master unit handling high power integrated with partial-power SiC-MOSFET slave unit improving performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3085-3098.

[7] Dahidah M S A, Agelidis V G. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1620-1630.

[8] 顾军, 杜治斌, 李平, 等. 混合九电平逆变器功率均衡的调制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 67-75.
Gu Jun, Du Zhibin, Li Ping, et al. Modulation strategy for power balance of hybrid nine-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 67-75. (in Chinese)

[9] Wu Xiajie, Xiong Chenglin, Yang Shunfeng, et al. A simplified space vector pulsewidth modulation scheme for three-phase cascaded H-bridge inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4192-4204.

[10] Nirmal Mukundan C M, Jayaprakash P. A new binary hybrid cascaded H-bridge multi level converter for power quality applications [C]// 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON). Bikaner, India, 2017: 1-6.

[11] Perez R J, 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.

[12] 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. (in Chinese)

[13] Gu Jun, Song Fei, Zhang Weiguo, et al. Novel modulation scheme for balancing power distribution among modules in nine-level asymmetric cascaded H-bridge inverter [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1178-1188.



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：gujun@aust.edu.cn。

苏振广(1998— )，男，中国电源学会会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2022200930@aust.edu.cn。

王伟健(1999— )，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2021200931@aust.edu.cn。

孙浩然(1999— )，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2022200995@aust.edu.cn。

宋忠明(2000— )，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2022200941@aust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)