DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.42 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

级联 H 桥逆变器的新型功率均衡调制策略

顾 军，张维国(中国电源学会学生会员)，李 平，张 明，杜治斌
(安徽理工大学电气与信息工程学院，淮南 232001)

摘要：针对级联 H 桥逆变器在传统的同相层叠 PD(phase disposition)调制策略下，各单元之间存在功率不均衡问题，深入分析自由度控制原理，提出 1 种新型功率均衡调制策略，在保证输出功率均衡和电压谐波特性的基础上，缩短功率均衡时间，降低数字控制复杂度。该方法一方面在 PD 调制法的基础上对三角载波进行自由度重组，让其均匀分布于不同载波层间，充分利用各输出电平的开关冗余状态，使其在 1 个载波周期内实现功率均衡来缩短均衡所需时间；另一方面，对调制波垂直自由度进行重组，以降低数字控制的复杂度。最后通过仿真和实验对理论分析及可行性进行验证。

关键词：级联 H 桥；调制策略；功率均衡；自由度；功率均衡时间

Novel Power Equalization Modulation Strategy for Cascaded H-bridge Inverter

GU Jun, ZHANG Weiguo, *Student Member*, *CPSS*, LI Ping, ZHANG Ming, DU Zhibin
(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

Abstract: Under the traditional phase disposition (PD) modulation strategy, there is a power imbalance problem among the units in a cascaded H-bridge inverter. Aimed at this problem, the control principle of freedom degrees is analyzed, and a novel power equalization modulation strategy is proposed. On the basis of ensuring the output power equalization and voltage harmonic characteristics, the power equalization time is shortened, and the complexity in digital control is reduced. On the one hand, the freedom degrees of triangular carriers are recombined based on the PD modulation method to distribute them evenly in different carrier layers. Then, by fully utilizing the switching redundancy state at each output level, the power equalization is achieved within a carrier cycle to shorten the time needed for achieving the equalization. On the other hand, the complexity in digital control is reduced by restructuring the vertical freedom degree of the modulated wave. Finally, the theoretical analysis and feasibility were verified by simulation and experimental results.

Keywords: Cascade H-bridge; modulation strategy; power equalization; freedom degree; power equalization time

多电平逆变器具有输出电压等级高、电磁干扰小、开关应力低及电压变化率(d*u*/d*t*)小等诸多优点[1-2]，可分为钳位型和级联型。钳位型多电平逆变器又可以分为飞跨电容 FC(flying capacitor)钳位型、二极管中点钳位型 NPC(neutral point clamped)及混合钳位型 3 种[3]。其中，级联 H 桥型 CHB (cascaded H-bridge)[4-5]逆变器不需要考虑 FC 型逆变器的直流侧飞跨电容的均压问题，以及 NPC 型开关管损耗分布不均匀、散热系统优化设计复杂等问题[6]。又由于其结构简单，易于模块化，在新能源发电、高压大功率直流输电及电能质量综合治理等场合得到了广泛应用[7-8]。

收稿日期：2022-08-01；**修回日期**：2022-09-11；**录用日期**：2022-10-21；**网络首发日期**：2022-12-26
基金项目：安徽省自然科学基金资助项目(2108085ME180)
This work is supported by the Natural Science Foundation of Anhui Province under the grant 2108085ME180

对于 CHB 型逆变器而言，选择合适的调制策略有助于改善输出电压总畸变率 THD(total harmonic distortion)、提高直流电压利用率、实现各单元间功率均衡等。载波移幅脉宽调制 LS-PWM(level-shifted pulse width modulation)[9]和载波移相脉宽调制 CPS-PWM(carrier phase shifted pulse width modulation)[10]属于传统脉宽调制 PWM(pulse width modulation)的主要类型。在传统的 CPS-PWM 调制策略下，级联 H 桥各单元之间输出平均功率自然均衡，但是输出的电压谐波分布却未达到最优；在 LS-PWM 调制策略下，谐波含量较少，却无法实现各单元间功率自然均衡[11]。输出功率的不均衡不仅会使直流电源功率分配不均匀，还会使功率器件损耗分布不一，导致开关管发热不均衡，进而增加散热系统设计难度，影响系统的稳定性。

为了解决传统 PD 调制策略的不足，文献[12]提出 1 种基于线性同余法的脉冲分配策略，此方法通过对脉冲信号进行随机分配，实现开通次数均匀化，但是由于引入随机函数，增加了控制难度及均衡时间的不确定性；文献[13]指出将载波进行自由度重新组合，并使其具有移相调制的特点，虽然能够实现功率均衡，但是其同一个载波区间内不同载波的增减方向不定，导致数字实现难度剧增；文献[14]提出对输出电压进行 1/4 周期循环分配的均衡控制策略，由于其对输出电压进行 1/4 周期循环重组，输出电压需要 $n/2$(n 为级联单元数)个调制波周期才能实现功率均衡，随着逆变器单元数的增加，均衡时间也会不断延长；文献[15]提出对载波进行重构以实现输出功率均衡，但是数字控制难度较大。以上调制策略输出均衡时间均较长。

本文以级联 H 桥型对称三单元逆变器为研究对象，首先分析了 PD 调制策略输出功率不均衡问题，进一步分析了 1/4 调制波周期循环的功率均衡控制方法，并在此基础上缩短均衡时间；然后，提出新型功率均衡调制策略并对其进行优化；最后，通过仿真与实验验证所提方案最终结果的正确性。

1　对称三单元 CHB 逆变器及其调制

1.1　拓扑结构

CHB 型三单元逆变器拓扑如图 1 所示，主拓扑由 3 个 H 桥 H_1、H_2、H_3 相互串联而成，直流电压源相互独立且 $u_{dc1}=u_{dc2}=u_{dc3}=E$。$Q_{ij}$($i$=1, 2, 3；$j$=1, 2, 3, 4)为 IGBT 与续流二级管的并联；u_o 为逆变器输出总电压；u_{oi} 为第 i 单元的输出电压；i_o 为输出电流，其正方向如图 1 所示。输出电压表达式为

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

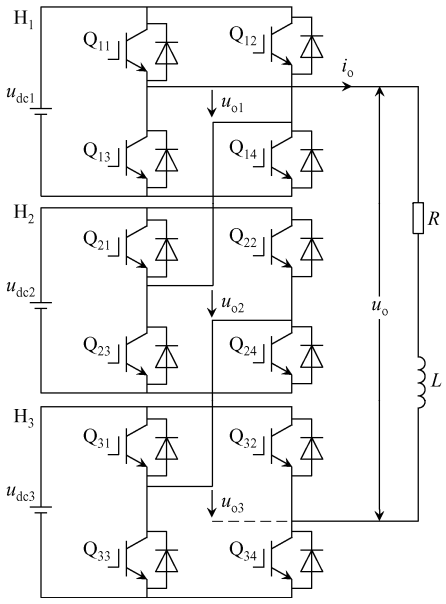


图 1　CHB 型三单元逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of CHB three-cell inverter

第 i 单元的输出电压与 IGBT 的通断关系表达式为

$$u_{oi} = \begin{cases} E & (Q_{i1}, Q_{i4})\text{开通} \\ 0 & (Q_{i1}, Q_{i2})\text{开通或}(Q_{i3}, Q_{i4})\text{开通} \\ -E & (Q_{i2}, Q_{i3})\text{开通} \end{cases} \tag{2}$$

输出电流的表达式为

$$i_o = I\sin(\omega_m t - \varphi) \tag{3}$$

式中：I 为输出电流幅值；ω_m 为角频率；φ为阻抗角。

1.2　传统 PD 调制策略分析

传统 PD 调制原理如图 2 所示。图中：u_{ref} 为调制波，其周期为 T_o；u_{cri+} 和 u_{cri-} 分别为第 i 单元载

波。各三角载波之间频率和幅值相同，且相邻纵向平移 E 个单位。调制波数学表达式为

$$u_{\mathrm{ref}}=3ME\sin(\omega_{\mathrm{m}}t) \tag{4}$$

式中，M 为调制比。

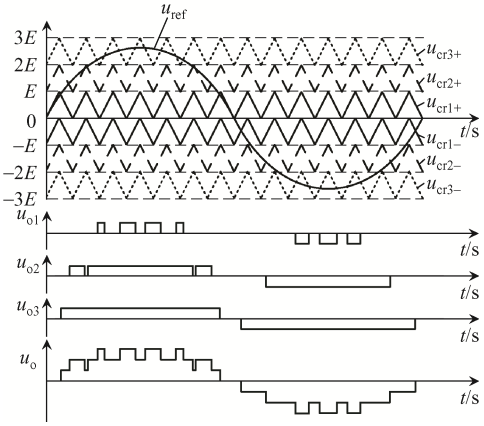


图 2 传统 PD 调制原理

Fig. 2 Traditional PD modulation principle

在 $u_{\mathrm{ref}}>0$ 区间内，调制波大于载波时对应的 Q_{i1} 导通；在 $u_{\mathrm{ref}}<0$ 区间内，调制波小于载波时 Q_{i2} 导通。Q_{i1}、Q_{i3} 及 Q_{i2}、Q_{i4} 之间控制信号互补输出。

传统 PD 调制下，不同调制比时各单元输出电压的幅值[16]分别为

$$V_{\mathrm{o1}}=\begin{cases}0 & M\in\left[0,\dfrac{2}{3}\right)\\ 3ME\left(1-\dfrac{2}{\pi}\arcsin\dfrac{2}{3M}-\dfrac{4\sqrt{9M^2-4}}{9M^2\pi}\right) & \\ & M\in\left[\dfrac{2}{3},1\right]\end{cases} \tag{5}$$

$$V_{\mathrm{o2}}=\begin{cases}0 & M\in\left[0,\dfrac{1}{3}\right)\\ 3ME\left(1-\dfrac{2}{\pi}\arcsin\dfrac{1}{3M}-\dfrac{2\sqrt{9M^2-1}}{9M^2\pi}\right) & \\ & M\in\left[\dfrac{1}{3},\dfrac{2}{3}\right)\\ 3ME\left[\dfrac{4\sqrt{9M^2-4}}{9M^2\pi}-\dfrac{2\sqrt{9M^2-1}}{9M^2\pi}+\right. & \\ \left.\dfrac{2}{\pi}\left(\arcsin\dfrac{2}{3M}-\arcsin\dfrac{1}{3M}\right)\right] & \\ & M\in\left[\dfrac{2}{3},1\right]\end{cases} \tag{6}$$

$$V_{\mathrm{o3}}=\begin{cases}3ME & M\in\left[0,\dfrac{1}{3}\right)\\ 3ME\left(\dfrac{2}{\pi}\arcsin\dfrac{1}{3M}+\dfrac{2\sqrt{9M^2-1}}{9M^2\pi}\right) & \\ & M\in\left[\dfrac{1}{3},1\right]\end{cases} \tag{7}$$

由式(5)~式(7)可知，随着调制比的改变，各个单元的输出电压幅值不断变化。图 3 为不同调制比下各单元输出电压幅值，可以看出，当调制比小于 1/3 时，仅第 3 单元输出电压幅值不为 0；当调制比在 1/3 至 2/3 之间时，第 1 单元输出电压幅值为 0；当调制比大于 2/3 时，3 个单元输出电压仍不等。因此，在全调制范围内，各单元输出电压极不均衡。

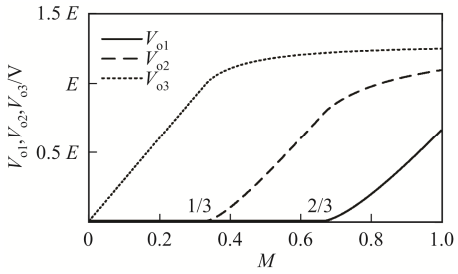


图 3 不同调制比下各单元输出

Fig. 3 Output from each cell at different modulation ratios

各单元输出共有 3 种电平状态，即 E、$-E$、0。当输出电压为±E 时，输出状态记为±1；当输出电压为 0 时，输出状态记为 0。将 3 个 H 桥的输出状态进行组合，能得到输出状态函数 $S=S_1S_2S_3$。传统 PD 调制法的输出状态转换过程如图 4 所示。由图 4 可见，在每层载波下仅存在 2 个输出状态相互转换。例如，调制波周期位于 E~$2E$ 内，当调制波大于此层载波 $u_{\mathrm{cr2+}}$时，输出电平状态为 011，小于时输出电平状态为 001。电平在转换的过程中，第 3 单元一直处于开通状态，第 1 单元一直处于关断状态，第 2 单元一直处于高频通断状态。各电平对应的输出状态见表 1，可以看出，当输出为±E、±$2E$、0 时，均具有较多的输出冗余开关状态。因此在调制过程中，理论上可以通过对冗余状态进行重新排列组合，在不改变输出电压的前提下，最终实现输出功率均衡。

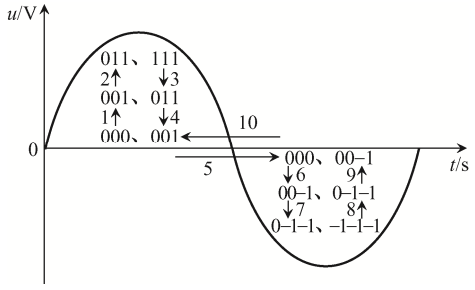


图 4　输出状态转换

Fig. 4 Transition between output states

表 1　各电平对应的输出状态

Tab. 1 Output state at each level

电平	输出状态		
3*E*		111	
2*E*	011	101	110
E	001	010	100
	11−1	1−11	111
0		000	
	1−10	1−10	10−1
−*E*	0−11	−101	−110
	00−1	0−10	−100
	−1−11	−11−1	1−1−1
−2*E*	0−1−1	−10−1	−1−10
−3*E*		−1−1−1	

2　传统1/4周期轮换的载波自由度分析

2.1　载波及调制波自由度分析

载波自由度包括载波的幅值、频率、相位、垂直偏移量等[11]。其中，通过控制载波的垂直偏移量，对其进行有规律的重新组合，可以改变各个单元输出电压的分布，达到理想输出效果。自由度控制一方面可以继承传统 PD 调制策略输出谐波含量较少的优点，兼具传统 CPS 调制策略功率均衡的特点；另一方面可以缩短功率均衡所需时间。

传统的 PD 调制策略中，任意载波，如 $u_{\mathrm{cr2+}}$，仅分布于特定一层。经过载波自由度调制后，$u_{\mathrm{cr2+}}$ 均匀分布于 0~3*E* 之间，增加了输出情况的多样性。PD 调制策略中，对应的输出开关状态共有 2 种：110 和 001，经载波调制后，开关状态变为 6 种：110、001、101、011、100、010。相比调整前的 2 种输出状态，调整后新增 4 种输出状态，即：101、011、100、010，这充分利用了输出电平的冗余开关状态，使其输出状态不再单一。

2.2　1/4 周期轮换自由度分析

传统 1/4 载波周期轮换调制原理如图 5 所示。在传统 PD 调制的基础上，对载波进行 1/4 周期重组，实现输出单元间的功率均衡。在 3 个调制波周期内，载波实现了第 1 次循环。

图 5 调制法中输出功率表达式为

$$P_{jk}=\int_{(k-1)T/4}^{kT/4}u_{jk}(t)i_{\mathrm{o}}(t)\mathrm{d}t \tag{8}$$

式中：P_{jk} 为 1/4 调制波内逆变器的输出功率；k 为 $T/4$ 周期对应的调制波计数；T 为调制波周期；u_{jk} 为对应参数 k 下各单元的输出电压；i_{o} 为逆变器输出电流。

在前 3/2 调制波周期内，各单元输出功率可分别表示为

$$\begin{cases}P_{u_{\mathrm{o1}}}=P_{13}+P_{22}+P_{31}+P_{41}+P_{52}+P_{63}\\P_{u_{\mathrm{o2}}}=P_{11}+P_{23}+P_{32}+P_{42}+P_{53}+P_{61}\\P_{u_{\mathrm{o3}}}=P_{12}+P_{21}+P_{33}+P_{43}+P_{51}+P_{62}\end{cases} \tag{9}$$

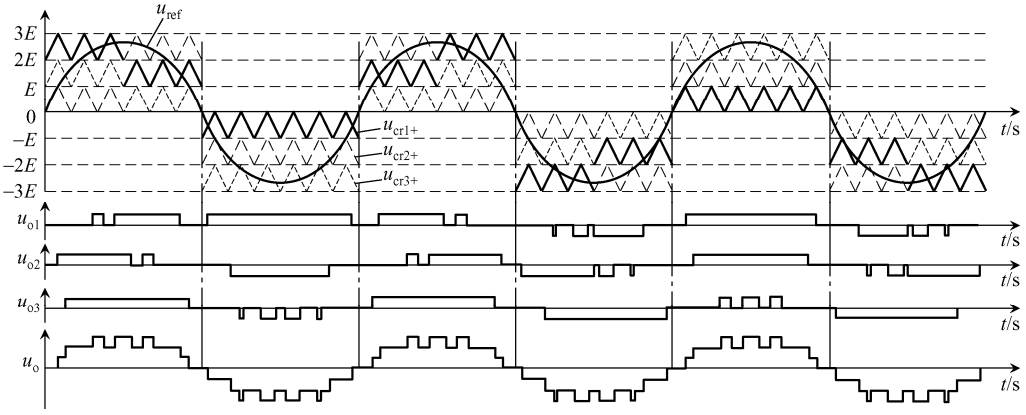


图 5　传统 1/4 载波周期轮换调制原理

Fig. 5 Principle of traditional 1/4 carrier cycle rotation modulation

由式(9)可知：$P_{u_{o1}}=P_{u_{o2}}=P_{u_{o3}}=P_{11}+P_{12}+P_{13}+P_{21}+P_{22}+P_{23}$。因此，在 3/2 个调制波周期内，输出达到功率均衡。但这个均衡时间会随着输出单元数的增加而不断延长。当输出为 N 级串联时，所需要的均衡时间将变为$(N/2)T_o$。

3 新型功率均衡及其优化控制策略

3.1 新型功率均衡控制策略

2.2 节中的传统三单元 1/4 调制波周期轮换法，输出功率均衡时间最短为$(3/2)T_o$，为了缩短功率均衡所用时间，本文提出了 1 种新型调制策略，如图 6 所示。图中调制波 u_{ref} 为正弦波，u_{cr1+}、u_{cr2+}、u_{cr3+}、u_{cr1-}、u_{cr2-}、u_{cr3-}为载波。在$(3/2)T_c$(T_c为三角波周期)时间段内，载波均匀分布于 0~3E 区间，3T_c 为 1 个载波循环周期。因此，新型调制方法最短功率均衡时间即为载波周期，极大地缩短了 CHB 各单元输出电压功率均衡所需的时间。

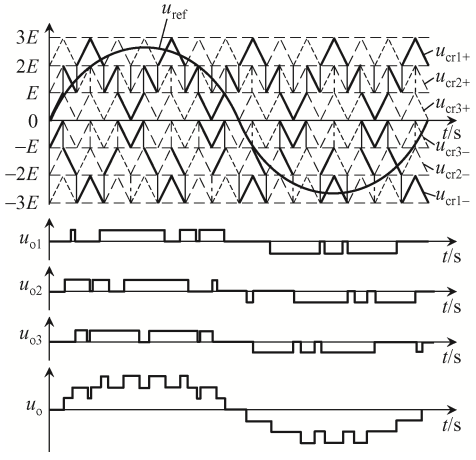


图 6 新型功率均衡调制原理

Fig. 6 Principle of novel power equalization modulation

在 1 个大载波周期中，不同参考电压下的输出情况如图 7 所示。当 M>2/3 时，设 1 个载波循环周期为 T_1，T_1=3T_c，u_{ref}为定值，u_{cr1+}、u_{cr2+}、u_{cr3+}为载波，t_1、t_2、t_3…为开通时间。在不同参考电压下，开通时间计算方式如下。

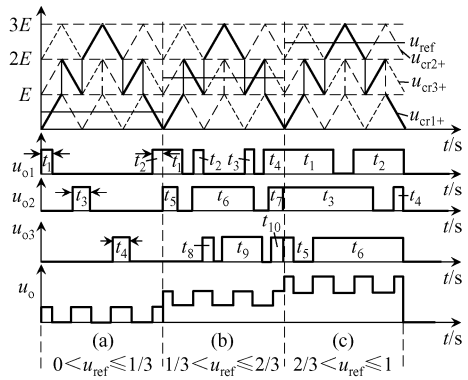


图 7 不同参考电压下对应输出

Fig. 7 Output corresponding to different reference voltages

(a)0<u_{ref}≤1/3 时，各单元开通时间分别为

$$\begin{cases} T_{u_{o1}}=t_4 \\ T_{u_{o2}}=t_3 \\ T_{u_{o3}}=t_1+t_2 \\ t_4=t_3=t_1+t_2 \end{cases} \tag{10}$$

通过计算可知，各单元输出时间相等，可表示为

$$T_{u_{o1}}=T_{u_{o2}}=T_{u_{o3}}=\frac{u_{ref}}{E}T_c \tag{11}$$

将式(11)代入式(8)，计算可得，在 1 个载波周期内，各单元输出的平均功率 $\overline{P}_{o1}=\overline{P}_{o2}=\overline{P}_{o3}$。因此，在 0<$u_{ref}$≤1/3 时，各单元输出可以达到功率均衡。

(b)1/3<u_{ref}≤2/3 时，根据图 7 可以计算出各单元输出时长，在 1 个载波周期内累加后相等，输出功率相等。

(c)2/3<u_{ref}≤1 时，同理，根据图 7 可以求出 1 个载波周期内高电平输出时长的累加和。因此，各单元输出功率亦相等。

以上 3 种情况表明，不同参考电压下各单元有效输出时间均相等。由此可得结论：新型调制策略在全调制范围内均能保证各单元输出功率达到均衡。其达到功率均衡所用的时长为 1 个载波周期。

3.2 新型功率均衡策略优化

在单极性 SPWM 调制策略中，当调制波为正时，其与相应的载波进行比较，产生的控制信号对半桥进行控制，另一半的控制信号则为常开或常

闭。在此过程中，调整载波的状态实现功率均衡。在调制波为负的时间段内，同理，可以利用与调制波为正时类似的载波来对半桥进行控制，实现功率均衡。此操作一方面可以在不改变逆变器输出电压特性的前提下使得数字控制得到简化；另一方面可以使各单元左、右桥臂的开关次数趋于一致，提高了逆变器的稳定性。新型功率均衡调制原理优化如图 8 所示。

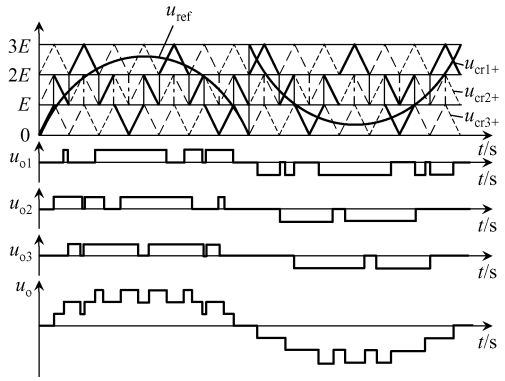


图 8　新型功率均衡调制原理优化

Fig. 8 Optimization under novel power equalization modulation principle

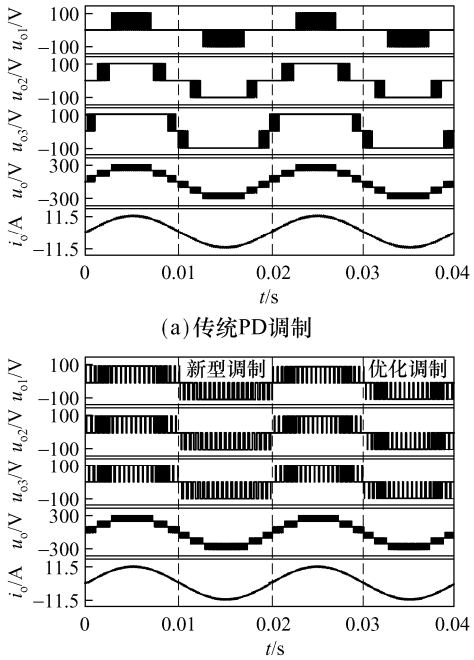
改进调制法只使用到 u_{cr1+}、u_{cr2+}、u_{cr3+}这 3 个载波，不改变输出电压特性，也不会引入新的问题，并且改进型调制可以使其数字实现难度降低 50%。

4　仿真与实验

4.1　新型功率均衡策略仿真验证

为了验证理论分析的可行性，基于 MATLAB/Simulink 仿真平台对所提功率均衡控制方法进行仿真。仿真时对参数进行如下设置：级联单元直流电源电压 E=100 V，调制比 M=0.9，负载电阻 R=24 Ω，滤波电感 L=10 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=60。

在传统调制及新型调制策略下，输出电压与电流的波形如图 9 所示。经过测量，在传统 PD 调制下,当 M=0.9 时，平均功率比 $\bar{P}_{o1}$: $\bar{P}_{o2}$: $\bar{P}_{o3}$=113.7:288.5:342.8，各单元输出功率极不均衡。在相同调制比下，优化后各单元输出平均功率比为 248.4:248.7:247.8，输出满足功率均衡，且优化后的输出电压特性完全相同。新型及优化调制均可以实现输出功率均衡。



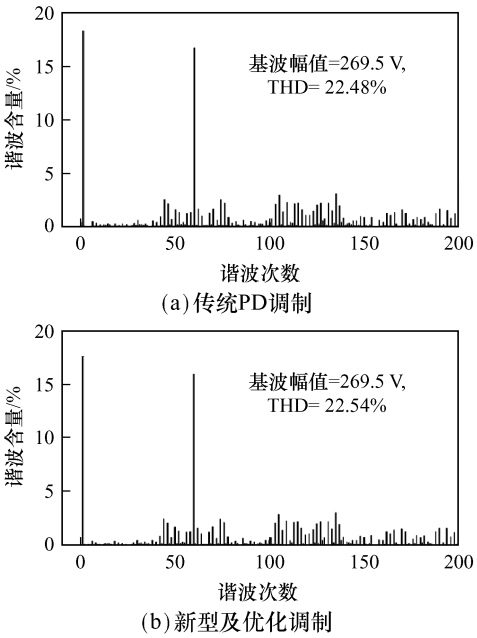
(a)传统PD调制

(b)新型及优化调制

图 9　传统、新型及其优化调制策略输出仿真波形

Fig. 9 Simulation of output waveforms under traditional, novel and optimized modulation strategies

CHB 输出电压频谱如图 10 所示。可以看出，PD 调制时总输出电压基波幅值为 269.5 V，谐波含



(a)传统PD调制

(b)新型及优化调制

图 10　CHB 输出电压频谱

Fig. 10 Spectra of CHB output voltage

量为 22.48%，在基于自由度重组的调制策略下，输出电压基波幅值为 269.5 V，谐波含量为 22.54%。因此，本文所提新型调制策略的相电压的谐波含量与传统调制策略一致，且谐波主要集中在载波及其倍频 mf_c，以及边带谐波附近。

4.2 实验验证

为了进一步验证所提方法的正确性和可行性，搭建了三单元 CHB 型逆变器的实验平台，其中控制器为 TI 公司 F28335 系列的 DSP。具体参数：直流侧电源电压 E=24 V、载波频率 f_c=3 kHz、调制波频率 f_m=50 Hz、负载电阻 R=25 Ω、滤波电感 L=5.6 mH、死区时间 t=4 μs。图 11(a)给出了 M=0.9 时新型调制策略下输出电压波形及其傅里叶分析，可见，输出电压为七电平，输出谐波主要集中于载波及其倍频 mf_c 附近；图11(b)为新型调制策略各单元输出的电压及电流波形，可见，各单元输出电压分布均匀，输出电流为正弦波；图11(c)为各单元输出瞬时功率，可以计算出在 1 个调制波周期内输出的平均功率比 $\bar{P}_{o1}:\bar{P}_{o2}:\bar{P}_{o3}$=22.08:21.94:23.35，各单元输出功率近似相等；当 M=0.9 时，优化后各单元的输出情况分别如图 11(d)、(e)、(f)所示，将示波器中数据导出后进行处理得到各单元输出平均功率比 $\bar{P}_{o1}:\bar{P}_{o2}:\bar{P}_{o3}$=22.08:22.20:22.28，各单元输出功率满足功率均衡；图 11(g)为各单元主控管的控制信号，可见，在 $3T_c$ 时间段内，各单元输出电压的平均值相等，所以输出各单元输出功率近似相等；图 11(h)为 M=0.17 和 0.50 时输出电压、电流波形，新型调制不会改变原有 PD 调制的输出电压特性。

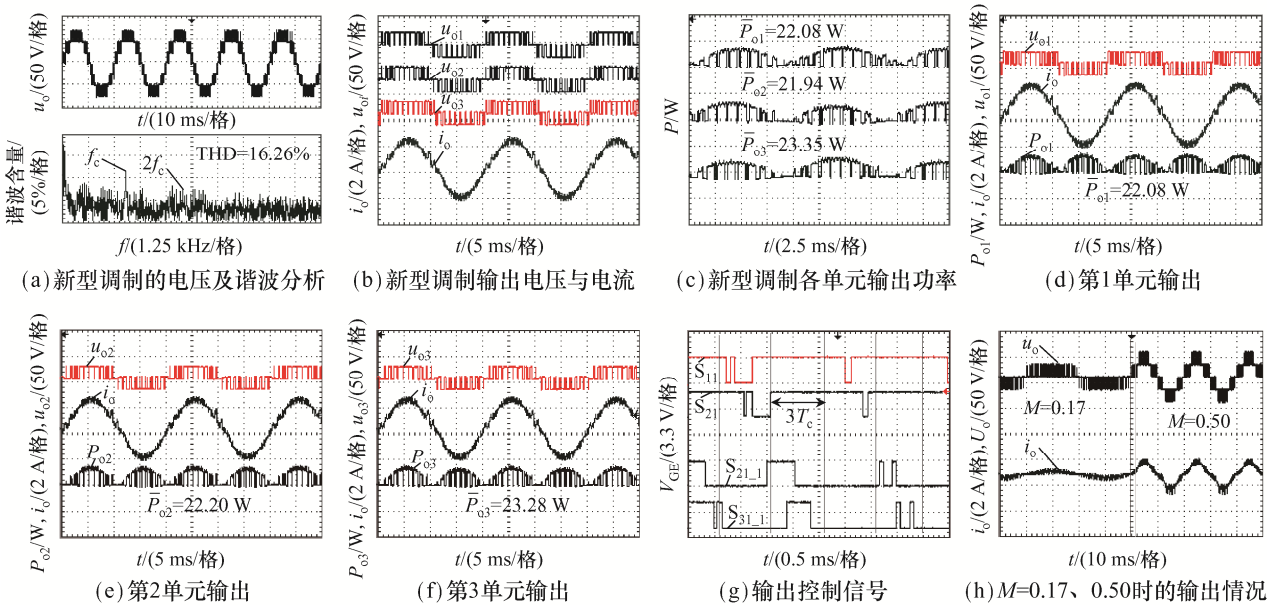


图 11 新型及优化后调制策略的输出情况

Fig. 11 Output under novel and optimized modulation strategies

5 结论

在 PD-PWM 调制策略下，三单元级联 H 桥输出电压存在严重的功率不均衡问题，而且在 1/4 调制波周期循环策略下，存在均衡时间过长的问题。为此，本文提出 1 种新型调制方法，并对此方法进行了优化，通过理论分析、仿真及实验验证，得出如下结论。

(1)对载波及调制波垂直自由度的重组，各个单元的输出电压得到了重新调整，实现了输出功率均衡的目的。

(2)文中所提新型功率均衡调制策略，实现了在更短的时间内各传统单元间的功率均衡。

(3)新型功率均衡调制及其优化策略，兼具传统 PD-PWM 调制策略谐波含量较少的特性。

参考文献：

[1] 张枫鑫, 叶远茂. 基于改进型粒子群优化算法的非对称级联开关电容多电平逆变器[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 51-59.
Zhang Fengxin, Ye Yuanmao. Asymmetric cascaded switched capacitor multi-level inverter based on improved particle swarm optimization algorithm [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 51-59. (in Chinese)

[2] 李金玉, 陈杰, 龚春英, 等. 一种提高级联 H 桥逆变器功率不平衡运行能力的控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2731-2743.
Li Jinyu, Chen Jie, Gong Chunying, et al. A control strategy to improve working ability of cascaded H-bridge inverter under power imbalance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2731-2743. (in Chinese)

[3] Meynard T A, Foch H. Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters [C]// PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Toledo, Spain, 1992: 397-403.

[4] Malinowski M, Gopakumar K, Rodriguez J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197-2206.

[5] 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)

[6] 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 Ziwei, Ye Manyuan, et al. A new power balance CHB multilevel inverter modulation strategy [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2347-2356. (in Chinese)

[7] 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.

[8] 叶满园, 喻生铭, 刘文芳, 等. 不对称级联九电平逆变器线性功率均衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4495-4507.
Ye Manyuan, Yu Shengming, Liu Wenfang, et al. Linear power balance strategy for asymmetric cascaded H-bridge nine-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4495-4507. (in Chinese)

[9] Li Yufei, Wang Yue, Li B Q. Generalized theory of phase-shifted carrier PWM for cascaded H-bridge converters and modular multilevel converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 589-605.

[10] 王学华, 张欣, 阮新波. 级联多电平逆变器最优SPWM控制策略及其功率均衡方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 92-99.
Wang Xuehua, Zhang Xin, Ruan Xinbo. Optimal SPWM control strategy and its power balance scheme for cascaded multilevel inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 92-99. (in Chinese)

[11] 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).

[12] 单庆晓, 潘孟春, 李圣怡, 等. 一种新型的级联型逆变器 PWM 信号随机分配方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 156-160.
Shan Qingxiao, Pan Mengchun, Li Shengyi, et al. Random PWM distribution of cascaded inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 156-160.(in Chinese)

[13] 叶满园, 任威, 李宋, 等. 基于控制载波自由度的级联H桥逆变器改进型PWM技术[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 3010-3021.
Ye Manyuan, Ren Wei, Li Song, et al. Improved PWM technology of cascaded H-bridge inverter based on control of carrier degree of freedom [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(14): 3010-3021. (in Chinese)

[14] 陈仲, 许亚明, 那显龙, 等. 级联型多电平逆变器输出电压循环分配的功率均衡控制及优化[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1132-1142.

Chen Zhong, Xu Yaming, Na Xianlong, et al. Power balance control and optimization methods with output voltage rotation for cascaded multilevel inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1132-1142. (in Chinese)

[15] 叶满园, 陈乐, 康力旋, 等. 基于载波重构的混合多载波PWM技术[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 59-68.
Ye Manyuan, Chen Le, Kang Lixuan, et al. Hybrid multicarrier PWM technology based on carrier reconstruction [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10): 59-68. (in Chinese)

[16] 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, 7086.
Chen Zhong, Na Xianlong, Xu Yaming, 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, 7086. (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。

张维国(1996—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：3298788327@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。

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。

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

(责任编辑：耿越)