DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.51 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

混合级联 H 桥逆变器改进功率均衡调制策略

叶 伟[1]，李善寿[2]，张 可[1]，王 浩[1]
(1.安徽南瑞继远电网技术有限公司，合肥 230088；2.安徽建筑大学智能建筑与建筑节能安徽省重点实验室，合肥 230022)

摘要：针对传统调制策略下混合级联 H 桥逆变器中，低压单元因采用不同的调制方式出现的输出功率不均衡问题，提出了基于载波层叠调制的改进功率均衡调制策略。结合不对称混合级联 H 桥十一电平逆变器拓扑，分析了载波层叠调制方式下低压单元控制脉冲信号的对称性特征，进一步以 *T*/4 或 *T*/2(*T* 为输出周期)为周期对低压单元脉冲控制信号进行分割，给出了每种分割方式下所有的控制脉冲组合情形，以最少的载波移动次数和最短的功率均衡时间为依据选出了最佳的工作方式，实现了低压单元之间的输出电压对称，低压单元输出功率自均衡。最后，通过仿真和实验对所提调制策略进行验证。

关键词：混合级联 H 桥逆变器；载波层叠调制；脉冲循环；功率均衡

Improved Power Balance Modulation Strategy for Hybrid Cascaded H-bridge Inverter

YE Wei[1], LI Shanshou[2], ZHANG Ke[1], WANG Hao[1]
(1. Anhui Nari-Jiyuan Power Grid Technology Co., Ltd., Hefei 230088, China; 2.Anhui Province Key Laboratory of Intelligent Building and Building Energy Saving, Anhui Jianzhu University, Hefei 230022, China)

Abstract: An improved power balance modulation strategy based on carrier stacking modulation is proposed to address the issue of output power imbalance caused by different modulation methods used in low-voltage units in hybrid cascaded H-bridge inverters under the traditional modulation strategies. Based on the topology of an asymmetric hybrid cascaded H-bridge 11-level inverter, the symmetrical characteristics of the low-voltage unit control pulse signal under carrier stacking modulation were analyzed. Moreover, the low-voltage unit pulse control signal was segmented using *T*/4 or *T*/2 as cycles, and all the control pulse combinations under each segmentation method were given. The optimal working mode was selected based on the minimum carrier shift times and the shortest power balance time. As a result, the output voltage between low-voltage units was symmetrical, and the output power of low-voltage units was self-balanced. Finally, the proposed modulation strategy was validated through simulation and experiments.

Keywords: Hybrid cascaded H-bridge inverter; carrier stacking modulation; pulse cycle; power balance

收稿日期：2023-05-06；**修回日期**：2023-07-24；**录用日期**：2023-08-23；**网络首发日期**：2023-10-31
基金项目：南瑞集团有限公司《智慧型站用交直流电源关键设备研制》资助项目(SGNR0000KJJS2106316)；国家重点研发计划资助项目(2017YFC0704100)
This work is supported by NARI Group Co., Ltd. under the grant SGNR0000KJJS2106316 (Development of Key Equipment of Intelligent Station AC/DC Power Supply); National Key R & D Program of China under the grant 2017YFC0704100

当前光伏发电、风力发电、分布式储能等新兴应用场景不断涌现，逆变器作为可再生能源发电系统的核心设备，其特性对系统的效率、可靠性具有重要影响。级联 H 桥逆变器因其具有模块化结构、输出谐波含量低等优点，在光伏发电系统中得到了广泛的应用。基于级联 H 桥逆变器改进的混合级联 H 桥逆变器，由于在相同开关器件数量时能够输出更多

的电平数，近年来受到了越来越多学者的关注[1-3]。

级联 H 桥逆变器常用的调制方法有阶梯波调制[4]、载波移相调制[5]、载波层叠调制[6]和空间矢量调制[7]。其中，阶梯波调制为低频的调制策略，载波移相调制、载波层叠调制及空间矢量调制是高频的调制策略。载波移相调制可分为单极性和双极性载波调制，载波层叠调制可分为同向、反向和交替层叠调制方法。混合级联 H 桥逆变器通常采用低频调制与高频调制相结合的混合调制策略[8]。但是对于混合级联 H 桥逆变器中的低压单元而言，不仅输出电压不同、输出功率不一致，而且低压单元间的开关频率也存在较大差异，这会对系统可靠性、器件使用寿命带来不利影响。

针对级联单元间输出功率不均衡问题，文献[9]以直流侧电压比 2:1:1 的混合级联 H 桥逆变器为研究对象，提出了由载波层叠调制得到脉冲信号进行逻辑组合运算的新调制策略，实现了在 1 个三角载波周期内输出功率均衡且谐波性能良好；文献[10]对直流侧电压比 3:1:1:1 的混合 CHB 逆变器中出现的低压单元输出功率不均衡问题，提出了结合阶梯波和 PWM 波的混合调制策略，在减少三角载波数量的同时实现了输出功率自均衡；文献[11]提出了 1 种通过改变三角载波排列方式的改进载波移相脉宽调制，不仅提高了级联 H 桥逆变器的直流电压利用率，而且实现了单元间的输出功率均衡；文献[12]提出了 1 种减少载波数量和载波排列方式的新颖载波同向层叠功率均衡调制方法，利用载波在垂直方向上的自由度实现了三单元级联 H 桥逆变器的功率均衡。以上文献中的方法大多通过改变调制波或载波来实现功率均衡，但仍然存在调制方法难以实现、方法适应性不强等不足。通过分析造成低压单元间的功率不均衡的原因，对混合级联 H 桥逆变器的调制方法进行规律性分析，并提出有效的改进策略仍然是当前的研究热点。

本文以 3:1:1 的混合级联 H 桥逆变器为研究对象，分析了传统调制方法下低压单元输出功率不均衡的原因，然后对载波层叠调制模式下低压单元控制脉冲信号的特征进行分析，并提出改进的功率均衡调制策略。最后，通过仿真和实验验证所提调制方法的可行性和有效性。

1 混合级联 H 桥逆变器的拓扑结构及传统调制方法

1.1 混合级联 H 桥逆变器的拓扑结构

三单元混合级联 H 桥逆变器拓扑如图 1 所示。该拓扑共有 3 个 H 桥单元，分别为 H1、H2 和 H3。其中，H1 的直流侧电压 U_1 为 H2、H3 直流侧电压 U_2、U_3 的 3 倍，即三者的电压值分别为 $3E$、E、E。每个 H 桥有 3 种输出电平：H1 输出 $3E$、0、$-3E$，H2 输出 E、0、$-E$，H3 输出 E、0、$-E$。3 个单元的输出组合构成逆变器最终的十一电平输出电压 u_o，i_o 为输出电流。

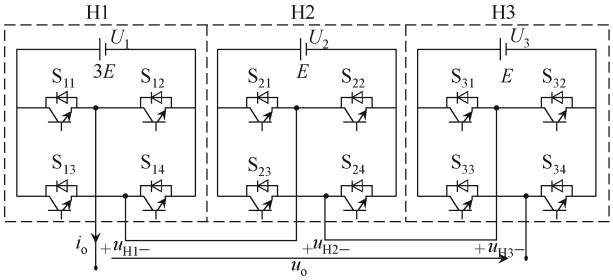


图 1 混合级联 H 桥逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of hybrid cascaded H-bridge inverter

1.2 传统调制方法

混合级联 H 桥逆变器采用的混合调制原理如图 2 所示。图中：V_{r1} 为级联单元 H1 正弦调制波；V_{r2}、V_{r3} 为该方法对应的级联单元 H2、H3 的调制波；V_{cr1}、V_{cr2} 为幅值为 E 的三角载波；ψ_1 和 $-\psi_1$ 为与 V_{r1} 比较的电平；ψ_2 和 $-\psi_2$ 为与 V_{r2} 比较的电平。在这种混合调制策略中，只有级联单元 H3 采用高频 PWM 调制，而级联单元 H1 和 H2 采用低频 PWM 调制。选择 $\psi_1=2E$ 和 $\psi_2=E$，正弦调制波 V_{r1} 与 ψ_1 比较，调制波 V_{r2} 与 ψ_2 比较，调制波 V_{r3} 与高频三角形载波 V_{cr1}、V_{cr2} 比较。

从图 2 可以看出，低压单元 H2 的调制波与方波进行比较，低压单元 H3 的调制波与三角载波进行比较，显然两者一个为低频调制，对应的输出电压 u_{H2} 为低频波形，一个为高频调制，对应的输出

电压 u_{H3} 为高频波形，输出电压存在较大差异，在相同输出电流下两低压单元的输出功率不一致。

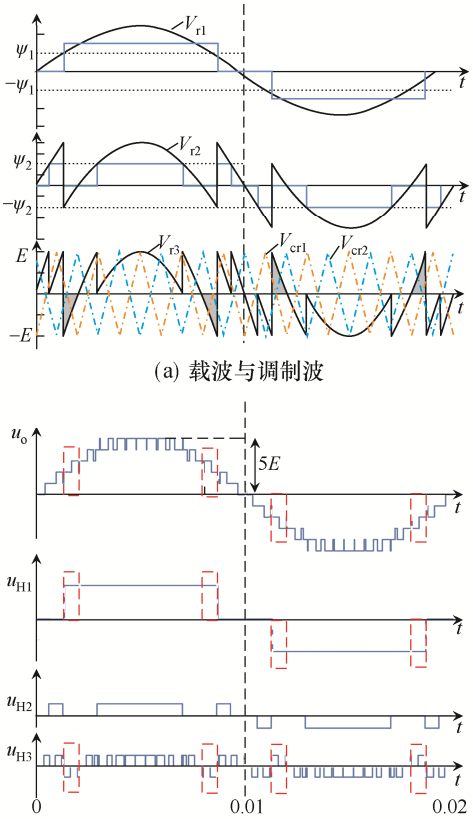


图 2　混合调制原理

Fig. 2 Schematic of hybrid modulation

各个级联单元的输出功率由输出电压、输出电流 2 个因素决定，由于流过所有级联单元的输出电流是一致的，因此为了实现输出功率相等，必须保证输出电压一致。进一步来看，每个单元的输出电压又是由开关管的脉冲信号确定，并且由载波层叠得到的脉冲信号分别正负半周期对称。由于低压单元的直流侧电压相等，H2 单元与 H3 单元在同样的脉冲信号下可以输出相同的电压，因此，互换单元 H2、H3 的脉冲信号并不会改变低压单元输出电压总和，这为通过载波互换实现低压单元输出电压相等提供了可能。

2　改进功率均衡调制策略

2.1　载波层叠调制方法

为了克服低压单元 H2、H3 出现的功率不一致问题，必须对传统载波层叠调制方法进行改进。如图 3 所示，高压单元仍采用传统的调制方法，但是 2 个直流侧电压相等的低压 H 桥单元则都采用载波层叠调制，使用 4 个三角载波与从调制波中减去高压单元调制波得到的低压单元调制波相比较，得到如图所示的输出电压，但是可以看出 2 个低压单元的输出电压仍然不一致，其对应的输出功率也不相等，所以需要进一步对控制脉冲信号进行优化组合。

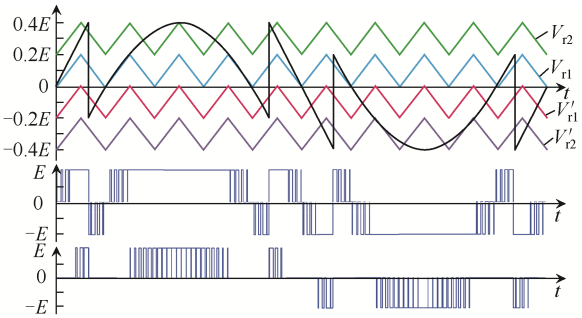
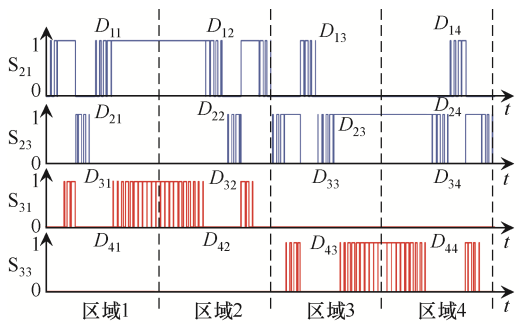
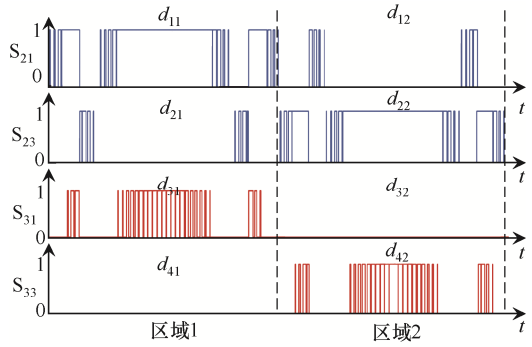


图 3　低压单元载波层叠调制原理

Fig. 3 Schematic of low-voltage unit carrier stacking modulation

为了使 2 个低压单元输出功率均衡，则必须实现 2 个单元的输出电压相等。实现输出电压相等的最直接方法是对应开关管的控制脉冲一致，即通过对开关管的控制脉冲进行重新排列，从而达到输出电压一致的目的。由于在 1 个输出周期 T 内，开关管的脉冲波形是基于 $T/2$ 对称的，在正半周期内，开关管的脉冲波形是基于 $T/4$ 对称的，在负半周期内，开关管的脉冲波形是基于 $3T/4$ 对称的，因此可以选择按照 $T/4$ 或 $T/2$ 将 1 个周期的脉冲波形分割为 4 等分或 2 等分，分割情况如图 4 所示。图中，$D_{ij}(i=1, 2, 3, 4; j=1, 2, 3, 4)$、$d_{pq}(p=1, 2, 3, 4; q=1, 2)$ 分别为按 $T/4$、$T/2$ 分割所对应区域的脉冲波形。





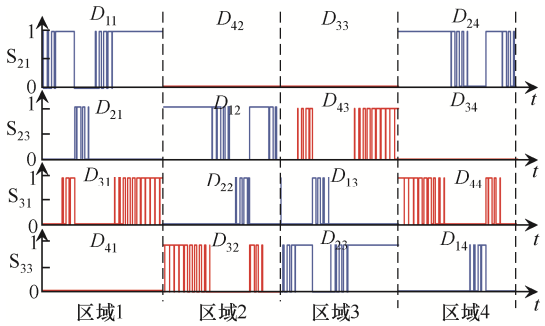
(b) $T/2$分割

图 4 脉冲波形分割

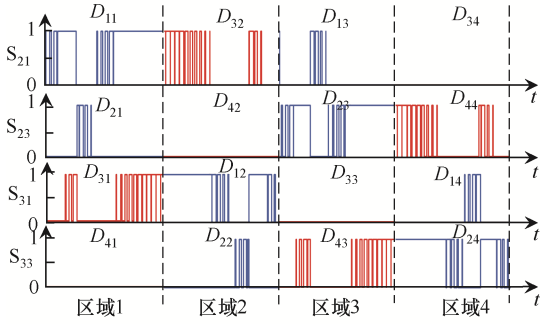
Fig. 4 Segmentation of pulse waveforms

2.2 基于 $T/4$ 脉冲循环调制的工作状态分析

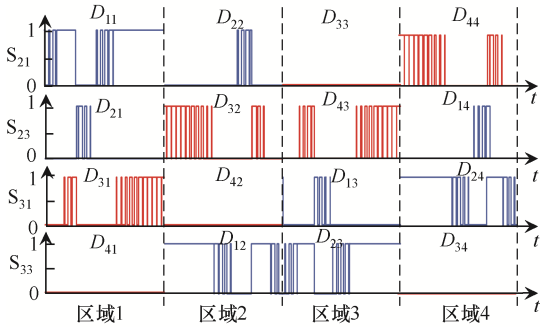
对于 $T/4$ 的情况，按照每个区域向下移动的位数，可以分为 3 种情况。(1)首个区域不动，其余每个区域依次在上个区域的基础上移动 1 位，在移动 3 次之后，形成 1 个周期循环，如图 5(a)所示。区域 1 的 D_{11}、D_{21} 与区域 3 的 D_{13}、D_{23} 脉冲波形对称，区域 1 的 D_{31}、D_{41} 与区域 3 的 D_{33}、D_{43} 脉冲波形对称；在区域 2 与区域 4，D_{42}、D_{12} 与 D_{24}、D_{34}，D_{22}、D_{32} 与 D_{44}、D_{14} 脉冲波形虽对称，但对应的是同一 H 桥单元，单元 H2 与单元 H3 在区域 2 与区域 4 的脉冲波形并不对称，对应的输出电压不对称，输出电压不相等。(2)首个区域不动，其余每个区域依次在上个区域的基础上移动 2 位，同样在移动 3 次之后形成 1 个周期循环，如图 5(b)所示。D_{11}、D_{21} 与 D_{12}、D_{22}，D_{31}、D_{41} 与 D_{32}、D_{42}，D_{13}、D_{23} 与 D_{14}、D_{24}，D_{33}、D_{43} 与 D_{34}、D_{44} 所对应的脉冲波形是对称的，呈对称交错分布，恰好使得 1 个周期内 2 个低压单元输出电压波形对称。(3)首个区域不动，其余各个区域在上个区域的基础上



(a) 移动1位



(b) 移动2位



(c) 移动3位

图 5 基于 $T/4$ 分割脉冲移动情况

Fig. 5 Segmenting pulse shifts based on $T/4$

移动 3 位，在移动 3 次后，形成新的周期，如图 5(c)所示。该情况与(1)类似，在新的区域 2 与区域 4 输出不对称的电压，造成功率不平衡。

对 $T/4$ 中的情况(2)进行分析，根据图 5(b)的区域分割，将单元H2的输出电压依次记区域 1 为 u_{21}、区域 2 为 u_{22}、区域 3 为 u_{23}、区域 4 为 u_{24}，各个区域对应的输出功率为 p_{21}、p_{22}、p_{23}、p_{24}，总输出功率为 p_2。同理，单元 H3 各个区域的输出电压记为 u_{31}、u_{32}、u_{33}、u_{34}，各个区域对应的输出功率为 p_{31}、p_{32}、p_{33}、p_{34}，总输出功率为 p_3，每个区域的时间点记为 t_1、t_2、t_3，可得

$$\begin{cases} p_2 = p_{21} + p_{22} + p_{23} + p_{24} \\ p_3 = p_{31} + p_{32} + p_{33} + p_{34} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} p_{21} = \int_0^{t_1} u_{21} i_o \mathrm{d}t \\ p_{22} = \int_{t_1}^{t_2} u_{22} i_o \mathrm{d}t \\ p_{23} = \int_{t_2}^{t_3} u_{23} i_o \mathrm{d}t \\ p_{24} = \int_{t_3}^{t} u_{24} i_o \mathrm{d}t \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} p_{31}=\int_0^{t_1} u_{31}i_o\mathrm{d}t \\ p_{32}=\int_{t_1}^{t_2} u_{32}i_o\mathrm{d}t \\ p_{33}=\int_{t_2}^{t_3} u_{33}i_o\mathrm{d}t \\ p_{34}=\int_{t_3}^{t} u_{34}i_o\mathrm{d}t \end{cases} \tag{3}$$

又因为 $u_{21}=u_{32}$，$u_{22}=u_{31}$，$u_{23}=u_{34}$，$u_{24}=u_{33}$，所以有

$$p_2=p_3 \tag{4}$$

即实现功率均衡。

根据按 $T/4$ 分割的情况(2)，将图 3 的载波 V_{r1}、V'_{r1}、V_{r2}、V'_{r2} 在 1 个周期的波形分割为 4 等分，新的 1 个周期分为区域 1、区域 2、区域 3 及区域 4。在区域 2 中，根据脉冲波形的移动将载波 V_{r1}、V'_{r2} 上移 1 位，将载波 V'_{r1}、V_{r2} 下移 1 位；在区域 3 中，载波不动；在区域 4 中，将载波 V_{r1}、V'_{r2} 上移 1 位，将载波 V'_{r1}、V_{r2} 下移 1 位。最终得到新的载波 V_{r1}、V'_{r1}、V_{r2}、V'_{r2}，如图 6 所示。当 V_{r1} 或 V_{r2} 大于调制波时，开关管导通，否则关闭；当 V'_{r1} 或 V'_{r2} 小于调制波时，开关管导通，否则关闭。

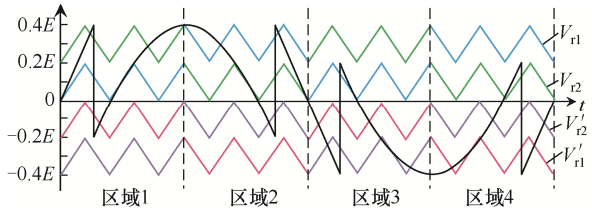


图 6　基于 *T*/4 分割载波生成原理

Fig. 6 Schematic of carrier generation based on *T*/4 segmentation

2.3　基于 *T*/2 脉冲循环调制的工作状态分析

对于 $T/2$ 的情况，按照每个区域不同的移动位数可以分为 3 种：(i)首个区域不动，后面依次移动 1 位，移动 3 次得到新的周期，如图 7(a)所示。在新的区域 1 中，单元 H2 的脉冲波形与区域 3 中单元 H3 的脉冲波形对称，对应的输出电压也对称。同时，区域 2 中单元 H2 的脉冲波形与区域 4 中 H3 的脉冲波形对称，区域 3 中单元 H2 的脉冲波形与区域 1 中单元 H3 的脉冲波形对称，区域 4 中单元 H2 的脉冲波形与区域 2 中单元 H3 的脉冲波形对称。因此，在整个周期 $2T$ 中，2 个低压单元的输出电压分区域对称。但从 2 个单元的输出电压和来看，区域 2 与区域 4 中，与原来载波层叠得到的脉冲波形比较，各个单元出现了与原来不同的开关状态，造成在负半周期的输出电压发生畸变，不是五电平的电压输出。虽然该状态可以实现功率均衡，但改变了逆变器的输出电压。(ii)首个区域不动，后面依次移动 2 位，移动 1 次得到新的周期，如图 7(b)所示。d_{11}、d_{21} 与 d_{12}、d_{22}，d_{31}、d_{41} 与 d_{32}、d_{42} 脉冲波形所对应电压分别对称。而 d_{11}、d_{21} 与 d_{32}、d_{42} 对应低压单元 H2，d_{12}、d_{22} 与 d_{31}、d_{41} 对应低压单元 H3，2 个单元在 1 个周期内输出电压对称，实现功率均衡。(iii)首个区域不动，后面依次移动 3 位，移动 3 次得到新的周期，如图 7(c)所示。与(i)类似，区域 1 中单元 H2 与区域 3 中单元 H3、区域 2 中单元 H2 与区域 4 中单元 H3、区域 3 中单元 H2 与区域 1 中单元 H3 及区域 4 中单元 H2 与区域 2 中单元 H3 脉冲波形对称，输出电压对称，可以实现功率均衡，但同样负半周期输出电压出现畸变，并不适用。

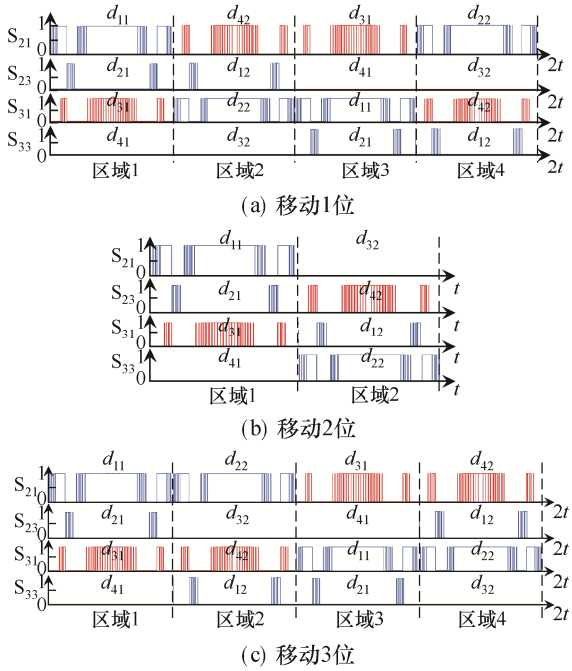


图 7　基于 *T*/2 分割脉冲移动情况

Fig. 7 Segmenting pulse shifts based on *T*/2

对 $T/2$ 中的情况(ii)进行分析，根据图 7(b)的

区域分割，将单元 H2 的输出电压依次记区域 1 为 u_{21}、区域 2 为 u_{22}，各个区域对应的输出功率为 p_{21}、p_{22}，总输出功率为 p_2。同理单元 H3 各个区域的输出电压记为 u_{31}、u_{32}，各个区域对应的输出功率为 p_{31}、p_{32}，总输出功率为 p_3，区域的时间点记为 t_1、t_2，可得

$$\begin{cases} p_2 = p_{21} + p_{22} \\ p_3 = p_{31} + p_{32} \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} p_{21} = \int_0^{t_1} u_{21} i_o \mathrm{d}t \\ p_{22} = \int_{t_1}^{t_2} u_{22} i_o \mathrm{d}t \end{cases} \tag{6}$$

$$\begin{cases} p_{31} = \int_0^{t_1} u_{31} i_o \mathrm{d}t \\ p_{32} = \int_{t_1}^{t_2} u_{32} i_o \mathrm{d}t \end{cases} \tag{7}$$

且 $u_{21} = u_{32}$，$u_{22} = u_{31}$，所以有

$$p_2 = p_3 \tag{8}$$

即实现功率均衡。

根据按 $T/2$ 分割的情况(ii)，将图 3 的载波 V_{r1}、V'_{r1}、V_{r2}、V'_{r2} 在 1 个周期的波形分割为 2 等分，新的周期分割为区域 1、区域 2。在区域 2 中，将载波 V_{r1}、V'_{r2} 上移 1 位，将调制波 V'_{r1}、V_{r2} 下移 1 位，得到新的载波 V_{r1}、V'_{r1}、V_{r2}、V'_{r2}，如图 8 所示。最终得到的载波与调制波比较获得所需要的脉冲波形。

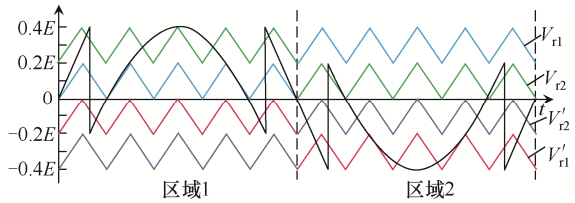


图 8 基于 *T*/2 分割载波生成原理

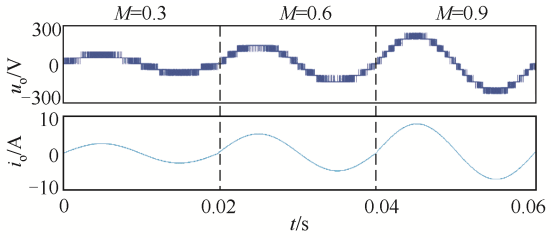
Fig. 8 Schematic of carrier generation based on *T*/2 segmentation

3 仿真分析

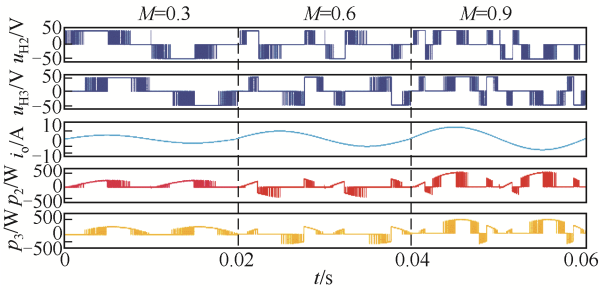
为了验证所提方法的可行性与有效性，在 Simulink 仿真环境中构建了 1 个三单元混合 CHB 逆变器模型，其直流侧电压比为 3:1:1，具体参数设置为：输入电压分别为 150、50、50 V；载波频率为 5 kHz；正弦波频率为 50 Hz；负载电感为 10 mH；电阻为 20 Ω。

3.1 基于 *T*/4 脉冲循环调制仿真结果

基于 $T/4$ 脉冲循环调制在情况(2)所对应的仿真波形如图 9 所示。图 9(a)为 3 种调制比(M=0.3、0.6、0.9)下逆变器的输出电压电流，整体输出波形良好。2 个低压单元在 3 种调制比下的输出电压如图 9(b)所示，可以看出，单元 H2 在正、负半周期的输出电压分别对称于单元 H3 在负半周期及正半周期的输出电压。同时，输出的功率波形也具有对称性。因此，在 1 个周期内，2 个低压单元可实现功率均衡。



(a) 输出电压电流



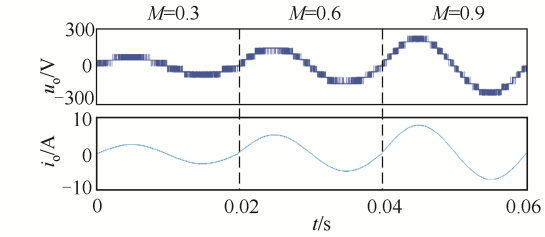
(b) 低压单元输出

图 9 基于 *T*/4 分割逆变器输出波形

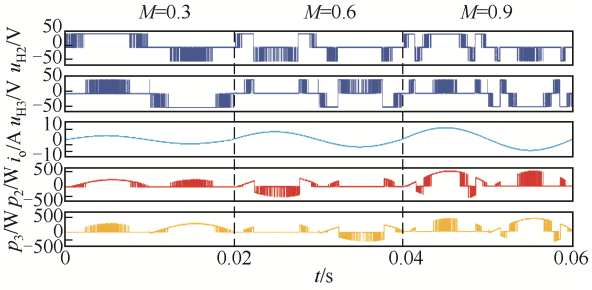
Fig. 9 Waveforms of inverter output based on *T*/4 segmentation

3.2 基于 *T*/2 脉冲循环调制仿真结果

基于 $T/2$ 脉冲循环调制在情况(ii)下，逆变器输出的电压电流波形如图 10(a)所示，可见波形稳定。各个单元输出电压波形如图 10(b)所示。可以看出，在不同调制比下，1 个周期内单元 H2 在正半周期的输出电压波形对称于单元 H3 在负半周期的输出电压波形，单元 H2 在负半周期的输出电压波形对称于单元 H3 在正半周期的输出电压波形，与理论分析一致。对应的输出功率波形也对称。



(a) 输出电压电流



(b) 低压单元输出

图 10　基于 *T*/2 分割逆变器输出波形

Fig. 10 Waveforms of inverter output based on *T*/2 segmentation

4　实验验证

4.1　实验条件

为了验证该方案的可行性，搭建了如图 11 所示的混合级联 H 桥十一电平逆变器的实验平台。系统由 3 个直流侧电源、H 桥逆变电路、驱动电路、控制电路及控制芯片组成。直流侧电压比为 3:1:1，连接阻感性负载，控制芯片采用 FPGA，具体参数见表 1。

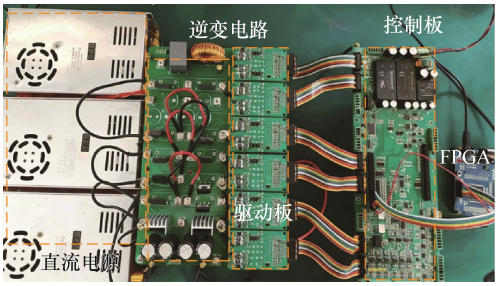


图 11　实验平台

Fig. 11 Experimental platform

4.2　基于 *T*/4 脉冲循环调制实验结果

图 12 为基于 *T*/4 分割的脉冲循环调制方法的输出波形。按照 3 种调制比 0.3、0.6、0.9 进行测量，输出的电压、电流波形分别如图 12(a)、(c)、(e)所示。可以看出，输出电压的电平数分别按照五电平、七电平、十一电平增加，与逆变器在同样 3 种调制比下的仿真输出电压一致，整体输出波形良好。输出的功率波形分别如图12(b)、(d)、(f)所示，在 *M*=0.3 时，单元 H2 和 H3 的平均输出功率为 4.54 W 和 5.44 W；在 *M*=0.6 时，2 单元的平均输出功率分别为−0.82 W 和−0.39 W；在 *M*=0.9 时，2 单元的平均输出功率分别为 10.07 W 和 11.10 W。3 种情形下，2 个低压单元的输出功率值始终近似相等，实现了功率自均衡。

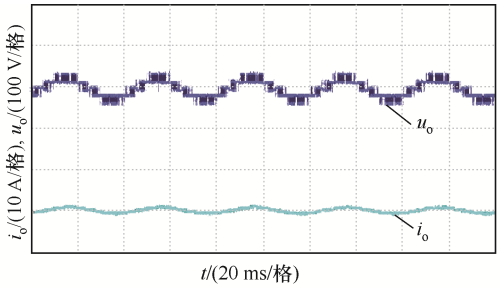
表 1　实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

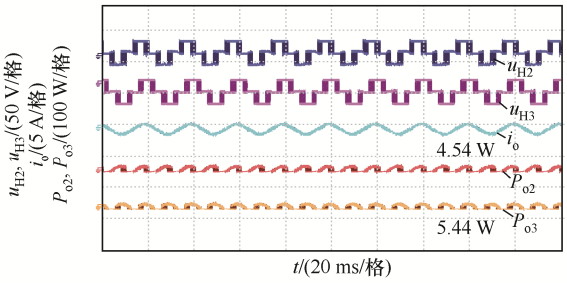
参数	数值
直流侧电压 V_1/V	60
直流侧电压 V_2/V	20
直流侧电压 V_3/V	20
载波频率 f_c/kHz	5
调制波频率 f_m/Hz	50
负载电阻 R/Ω	30
滤波电感 L/mH	1

4.3　基于 *T*/2 脉冲循环调制实验结果

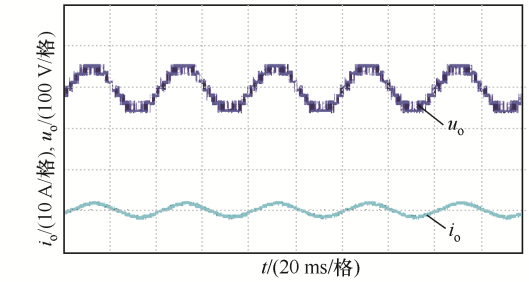
图 13 为基于 *T*/2 分割的脉冲循环调制方法的输出波形。3 种调制比下的输出电压、电流和功率波形分别如图 13(a)、(c)、(e)和 13(b)、(d)、(f)



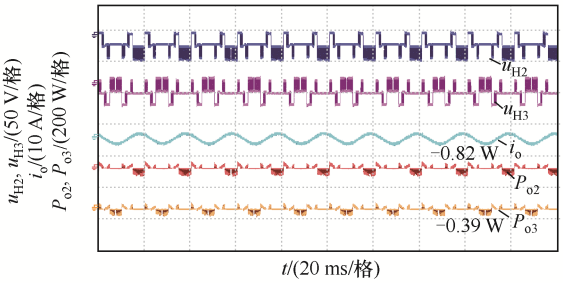
(a) *M*=0.3时输出电压、电流



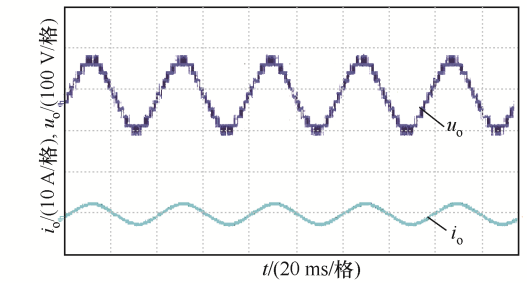
(b) *M*=0.3时输出功率



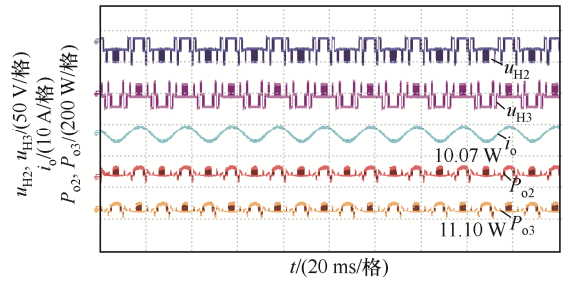
(c) M=0.6时输出电压、电流



(d) M=0.6时输出功率



(e) M=0.9时输出电压、电流



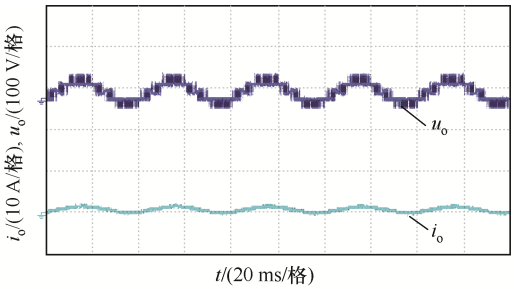
(f) M=0.9时输出功率

图 12 基于 T/4 分割的输出波形

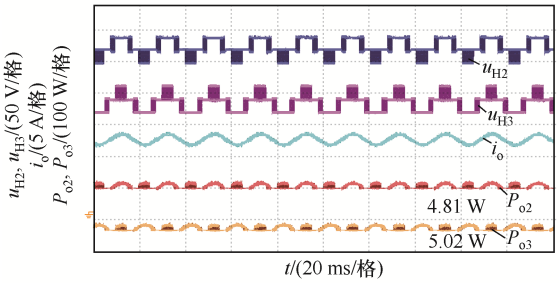
Fig. 12 Output waveforms based on T/4 segmentation

所示。输出电压与基于 T/4 分割的脉冲循环调制方法的输出电压一致，输出电压波形未出现畸变，与原理分析一致。2 个低压单元的输出功率在 M=0.3、M=0.6、M=0.9 时，分别为 4.81 W 和 5.02 W、−0.42 W 和−0.45 W、10.97 W 和 10.83 W，两者输出值的比约为 1:1。同时，2 个低压单元的输出功率波形成正负半周期交错对称，即在 1 个周期内实现了 2 个低压单元的功率均衡。

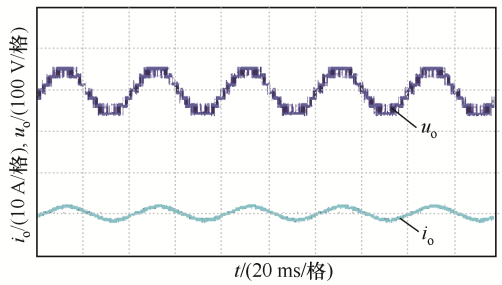
图 14 为在调制比为 0.9 的情况下，逆变器负载发生改变时输出的电压、电流波形。可以看出，



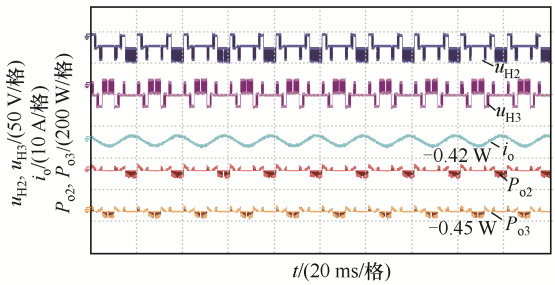
(a) M=0.3时输出电压、电流



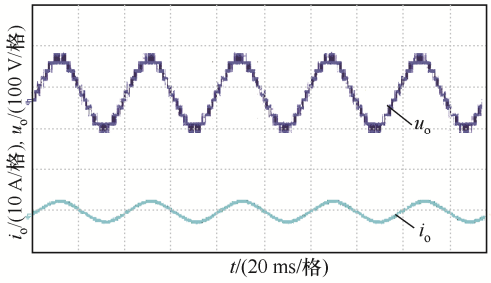
(b) M=0.3时输出功率



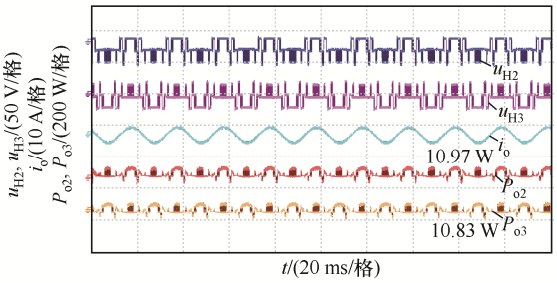
(c) M=0.6时输出电压、电流



(d) M=0.6时输出功率



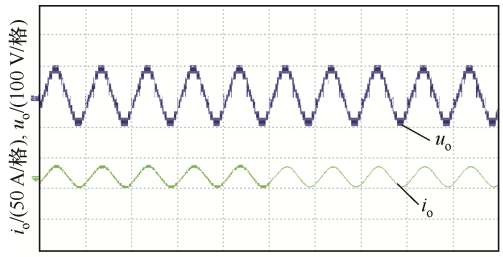
(e) M=0.9时输出电压、电流



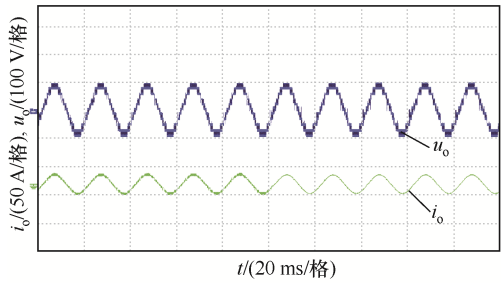
(f) M=0.9时输出功率

图 13　基于 $T/2$ 分割的输出波形

Fig. 13 Output waveforms based on $T/2$ segmentation



(a) 基于$T/4$分割的输出波形



(b) 基于$T/2$分割的输出波形

图 14　负载切换时逆变器输出的电压、电流波形

Fig. 14 Waveforms of output voltage and current from inverter during switching of load

在负载从阻性负载转变为阻感性负载时，2 种调制方法下，逆变器输出波形仍然良好，波形稳定。

5　结论

在传统调制方法下混合级联 H 桥十一电平逆变器存在低压单元输出功率不均衡的问题。基于载波层叠调制提出了改进功率均衡调制策略，通过理论分析、仿真和实验结果得出如下结论。

(1)基于 $T/4$ 分割的脉冲循环调制，只存在 1 种脉冲循环组合方式可以实现输出电压对称，保证输出功率均衡。

(2)基于 $T/2$ 分割的脉冲循环调制，在保证输出电压不发生畸变的情况下，也只存在 1 种脉冲循环的组合方式实现功率自均衡。

(3)按载波的移动次数和功率均衡时间进行比较，$T/2$ 分割的脉冲循环方式更优。

参考文献：

[1] Ye Manyuan, Ren Wei, Wei Qiwen, et al. Research on modified hybrid frequency modulation technology of type-III asymmetric CHB multilevel inverters [J]. Electronics, 2020, 9(2): 263.

[2] 高锋阳, 杨凯文, 宋志翔, 等. 非隔离型光伏并网逆变器漏电流抑制控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 51-60.
Gao Fengyang, Yang Kaiwen, Song Zhixiang, et al. Control strategy for leakage current suppression in non-isolated grid-connected photovoltaic inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 51-60. (in Chinese)

[3] 江周鹏, 郝武帮, 李琰. 多功能光伏并网逆变器优化控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 132-141.
Jiang Zhoupeng, Hao Wubang, Li Yan. Optimal control strategy for multi-functional grid-connected photovoltaic inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 132-141. (in Chinese)

[4] Barbie E, Rabinovici R, Kuperman A. Closed-form analytic expression of total harmonic distortion in single-phase multilevel inverters with staircase modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 5213-5216.

[5] He Liangzong, Cheng Chen. A bridge modular switched-capacitor-based multilevel inverter with optimized SPWM control method and enhanced power-decoupling ability [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(8): 6140-6149.

[6] Sharif S. Half-sine wave modulation technique a new method for generating variable frequency sinusoidal current [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6575-6582.

[7] 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.

[8] Rech C, Pinheiro J R. Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input and output harmonic performances [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 967-977.

[9] 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)

[10] 胡文华, 余书琨, 熊志磊, 等. 混合级联十三电平逆变器的调制优化及功率均衡方法[J]. 高电压技术, 2023, 49(5): 2008-2016.
Hu Wenhua, Yu Shukun, Xiong Zhilei, et al. Modulation optimization and power uniformity method of hybrid cascaded thirteen-level inverter [J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2008-2016. (in Chinese)

[11] 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)

[12] 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)



叶伟

作者简介：

叶伟(1984—)，男，本科，高级工程师。研究方向：电能质量治理及直流配电。E-mail：leaf_yw@sina.com。

李善寿(1979—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子变换技术及新能源发电。E-mail：xlisq79@163.com。

张可(1983—)，男，硕士研究生，高级工程师。研究方向：电气工程及自动化。E-mail：zhangke_nari@163.com。

王浩(1993—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子变换技术。E-mail：787869506@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)