第 50 卷 第 11 期：4850-4863　　高电压技术　　Vol.50, No.11: 4850-4863
2024 年 11 月 30 日　　High Voltage Engineering　　November 30, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20240325

混合级联十一电平逆变器功率与开关损耗双均衡倍频调制方法

李国华，李应东，邬泽华
（辽宁工程技术大学电气与控制工程学院，葫芦岛 125100）

摘　要：混合级联多电平逆变器可以利用较少的开关器件实现较高电平输出，进而得到了广泛应用；但实现高低压单元间功率均衡难度更大。直流侧采用电池组模块进行供电时，功率达不到均衡会使得各 H 桥单元对应的电池组模块处于不同的放电特性，增大了故障概率和维修难度且增加了后期的维修成本。针对此问题，提出 2 种 1:1:1:2 混合级联十一电平逆变器功率和开关损耗双均衡倍频调制方法。首先，2 种方法分别对 3 个低压单元采用三角载波、重构载波进行移相，从而实现在全调制度范围内将逆变器的等效开关频率由 f_c 提高至 $6f_c$/$12f_c$；使得低压单元各开关器件开关次数均围绕在 60 次/174 次左右上下浮动，实现了低压单元内开关损耗均衡；使得调制度 M=0.9/0.6/0.3 时低压单元输出功率均围绕在 657.5 W/293.5 W/73.5 W 上下浮动，实现低压单元间的功率均衡，其次对高压单元采用阶梯波低频调制，随调制度的变化对导通角进行动态调整，使得高压单元各开关器件开关次数均为 1 次，实现了高低压单元内开关损耗均衡；使得调制度 M=0.9/0.6/0.3 时高压单元与低压单元输出功率均围绕在 1317 W/657.5 W、586 W/293.5 W、146.5 W/73.5 W 上下浮动，实现了高低压单元间功率均衡，之后对比分析 2 种方法各自的优缺点及其适用场合。最后，通过实验验证该方法的正确性和可行性，并给出了直流电压比为 1:1:1: ... : x 的混合级联 H 桥逆变器双均衡的普适方法。

关键词：逆变器；倍频调制；重构载波；等效开关频率；开关损耗均衡；高低压单元间功率均衡

Frequency-doubling Modulation Method for Hybrid Cascaded Eleven-level Inverter Power Equalization

LI Guohua, LI Yingdong, WU Zehua
(College of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125100, China)

Abstract: Hybrid cascaded multilevel inverters can achieve higher level output with fewer switching devices and have been widely used, but they cannot achieve power balance between high- and low-voltage units. When the battery pack module is used for power supply on the DC side, if the power is not balanced, the battery pack module corresponding to each H-bridge unit will be in different discharge characteristics, which increases the failure probability and maintenance difficulty and increases the maintenance cost in the later period. To solve this problem, two power equalization methods based on frequency doubling modulation are proposed. Firstly, the two methods use triangular carrier and reconstructed carrier to perform phase shift for the three low-voltage units, respectively, so as to increase the equivalent switching frequency of the inverter from f_c to $6f_c$/$12f_c$ within the full modulation range. The switching times of each switching device in the low-voltage unit is around 60 times/174 times, and the switching loss balance in the low-voltage unit is realized. When the modulation degree M =0.9/0.6/0.3, the output power of the low-voltage unit fluctuates around 657.5 W/293.5 W/73.5 W, and the power balance between the low-voltage units is realized. Secondly, the step wave low-frequency modulation is adopted for the high voltage unit, and the conduction angle is dynamically adjusted with the change of modulation degree, so that the switching times of each switching device in the high voltage unit is 1 , and the switching loss balance in the high- and low-voltage units is realized.

基金资助项目：国家自然科学基金(51307076)；辽宁省科技厅博士科研启动计划(2021-BS-273)。
Product supported by National Natural Science Foundation of China(51307076), Doctoral Research Startup Fund Project in Science and Technology Department of Liaoning Province, China(2021-BS-273).

When the modulation degree M=0.9/0.6/0.3, the output power of the high-voltage unit and the low-voltage unit fluctuates around 1 317 W/657.5 W, 586 W/293.5 W, and 146.5 W/73.5 W, and the power balance between the high- and low-voltage units is realized. Then, the advantages and disadvantages of the two methods and their application occasions are compared. Finally, the correctness and feasibility of the method are verified by experiments, and a general method for double equalization of cascaded H-bridge inverters with a DC voltage ratio of 1:1:1: … : x is given.

Key words：inverter; frequency doubling modulation; reconstruct carrier; equivalent switching frequency; switching loss balanced; power balance between high and low voltage units

0 引言

级联 H 桥逆变器拓扑结构简单，便于集成因而在新能源发电、高压大功率直流输电等场合得到了广泛应用[1-2]。

常见的多电平调制方式中低频调制主要有特定谐波消除[3]、特定谐波抑制[4]等方法，其特点是开关损耗较低但电能质量差；高频调制主要有同向层叠、反向层叠[5]等方法，其特点是电能质量高但开关损耗较大；常见的多电平调制方式还有基于低频和高频的混合调制，该调制方式可以使逆变器输出更多的电平数，但调制方式难度较大且存在着开关器件损耗不均等问题[6]。

近年来，为了获取更高质量的输出电压，一些国内外学者针对混合级联H桥逆变器及其调制技术展开了相关研究。在 H 桥数目一定的前提下，混合级联H桥逆变器相比于级联H桥逆变器可以提高电压质量，但也带来了电流倒灌[7]、级联单元间功率不均衡[8]、相间功率不均衡[9]、级联单元内开关损耗不均衡[10]等问题。针对上述问题，文献[11]针对直流侧电压比为 1:1:3 的级联 H 桥逆变器展开了研究，从调制波与载波位置关系角度出发，通过控制调制波与两对高频以及一个低频共 5 个三角载波进行比较产生 5 种逻辑信号并将其进行组合得到最终应用的驱动信号，解决了电流倒灌并使得低压单元输出功率达到了均衡。但该方法下两个低压与高压单元输出功率无法满足 1:1:3，即高低压单元间输出功率均衡无法兼顾。文献[12]对拓扑直流侧电压比为 1:1:2 的级联 H 桥逆变器展开了研究，相比于传统 SHEPWM，该文献利用了 SHEPWM 方程组中关于高压单元开关角的自由度，使高压单元输出电压为 2 个直流侧电压相同的 H 桥单元输出电压之和；接着借助两倍调制波频率的方波信号与初始驱动信号进行逻辑组合进而得到最终的驱动信号；最后通过优化算法求解并消除特定谐波。该方法可以消除特定谐波，但少了一个开关角的自由度，故相比于传统 SHEPWM 来说少消去了某个低次谐波；该方法可以在一定调制度范围内实现高低压单元间功率均衡，但无法实现调制度在[0,1]范围内的功率均衡。文献[13]针对直流侧电压比为1:1:2的级联H桥逆变器展开了研究，从调制波与载波位置关系角度，使调制波与 4 种频率和幅值均相同但在 Y 轴方向排列不同的三角载波比较得到 S_{21}、S_{22}、S_{31}、S_{32}、S_{24}、S_{34}、S_{23}、S_{33} 8 种信号。从载波斜率的角度出发，分别控制[0,E]三角载波斜率为正出高电平 1，斜率为负出低电平 0；控制[E,2E]三角载波斜率为正出低电平 0，斜率为正出高电平 1 得到信号 Q_1、Q_2，将这 10 种信号进行加、减、乘运算即可得出 2 个低压单元的输出电压相等，即实现了两个单元间输出功率均衡。但该方法下高压单元各驱动信号并没有同低压单元一样参与逻辑组合，故无法实现高低压单元间输出功率均衡。文献[14]首先从位置关系层面将调制波与[2E,3E]内三角载波比较产生 A_1 信号，与[0,2E]内两幅值相同、频率不同的三角载波比较产生 A_2、A_3 信号，与 E 电平直接比较产生 Q 信号；接着从时间层面上在调制波前半周期出高电平 1、后半周期出低电平 0 产生 R 信号；最后通过对 A_1、A_2、A_3、Q、R 这 5 种信号进行加、乘、取反 3 种运算方式得到各开关器件的驱动信号，解决了电流倒灌问题。但该方法无法实现高低压单元间输出功率均衡。文献[15]针对直流侧电压比为 1:1:2 的级联 H 桥进行了研究，文章利用开关管驱动信号 1/4 周期循环交换的方法代替了传统的设计脉冲分配算法实现了低压单元间的功率均衡，但未兼顾考虑到高低压单元间功率不均的问题。文献[16]针对直流侧电压比为 1:1:1:3 的级联 H 桥进行了研究，通过对低压单元载波在垂直方向上的自由度进行调整，使得 3 个低压单元间功率达到了均衡，但无法实现高低压单元内开关损耗均衡且高低压单元间功率之比难以等于直流侧电压比。文献[17-18]提出的方案难以实现各级联单元功率与开关损耗双均衡且仅适用于特定拓扑，难以进行扩展应用于其他混合级联 H 桥(asymmetric cas-

caded H-bridge, ACHB)逆变器拓扑结构。

上述文献均未兼顾考虑混合级联 H 桥逆变器高、低压单元间功率均衡问题，以及单元内开关损耗均衡问题。为此针对直流电压比为 1:1:1:2 的混合级联十一电平逆变器，文章首先提出了 2 种低压单元功率均衡调制策略，并对低压单元功率均衡实现机理进行详细的分析，同时实现低压单元间功率均衡和单元内开关损耗均衡；其次在 2 种低压单元功率均衡调制策略的基础上，提出一种高低压单元间功率均衡调制策略，使得高低压单元间的功率以及各单元内的开关损耗达到均衡；之后通过仿真对所提 2 种方法在逆变器输出相电压、提高逆变器等效开关频率、开关损耗、逆变器输出线电压等参数上进行了详细的分析对比；最后通过实验验证了所提方法的正确性和可行性。

1 拓扑结构及系统控制架构

H1、H2、H3、H4 这 4 个 H 桥级联而成的十一电平逆变器拓扑如图 1 所示，其中 i_o 为逆变器输出电流，L 和 R_x 分别为电感和电阻，H1 桥单元输入直流电压 $U_{dc1}=2E$，H2、H3、H4 桥单元输入直流电压 $U_{dc2}=U_{dc3}=U_{dc4}=E$ 各级联 H 桥单元输出电压分别为 u_{H1}、u_{H2}、u_{H3}、u_{H4}，u_{AN} 为逆变器总输出电压。

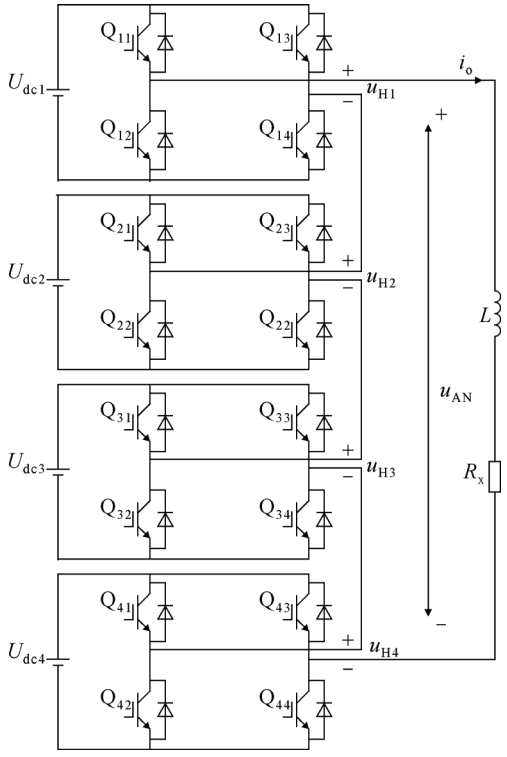


图 1 混合十一电平级联 H 桥逆变器拓扑

Fig.1 Hybrid eleven-level cascaded H-bridge inverter topology

定义各 H 桥单元 i(i=1、2、3、4)的开关函数为 S_i，则有：

$$S_i=\begin{cases}1, & Q_{i1}、Q_{i4}导通\\ 0, & Q_{i1}、Q_{i3}导通或Q_{i2}、Q_{i4}导通\\ -1, & Q_{i2}、Q_{i4}导通\end{cases} \tag{1}$$

由(1)可得逆变器总输出电平可表示为：

$$u_{AN}=S_1\cdot 2E+(S_2+S_3+S_4)\cdot E \tag{2}$$

由式(1)可知 Q_{ii} 导通情况不同使得每个桥的 S_i 在 1、0、−1 这 3 种开关状态之间跳变，则 4 个桥共有 $3^4=81$ 种开关状态，但出于避免高低压单元间电流倒灌发生的考虑，需对开关状态筛选以保证任意时刻高低压单元输出极性保持一致，经筛选后得到电压合成方式如表 1 所示。

表 1 逆变器输出电平数与开关状态的联系

Table 1 Relation between inverter output level number and switch state

u_{AN}	S_1	S_2	S_3	S_4
5E	1	1	1	1
4E	1	1	1	0
4E	1	1	0	1
4E	1	0	1	1
3E	0	1	1	1
3E	1	1	0	0
3E	1	0	1	0
3E	1	0	0	1
2E	1	0	0	0
2E	0	1	1	0
2E	0	1	0	1
2E	0	0	1	1
E	0	1	0	0
E	0	0	1	0
E	0	0	0	1
0	0	0	0	0
−E	0	−1	0	0
−E	0	0	−1	0
−E	0	0	0	−1
−2E	−1	0	0	0
−2E	0	−1	−1	0
−2E	0	−1	0	−1
−2E	0	0	−1	−1
−3E	0	−1	−1	−1
−3E	−1	−1	0	0
−3E	−1	0	−1	0
−3E	−1	0	0	−1
−4E	−1	−1	−1	0
−4E	−1	0	−1	−1
−4E	−1	−1	0	−1
−5E	−1	−1	−1	−1

本文就图 1 所示拓扑针对低压单元提出了基于三角载波移相和基于重构载波移相两种低压单元功率与开关损耗双均衡方法，两种低压单元双均衡方法在逆变器输出电压等效开关频率、总谐波失真(total harmonic distortion，THD)、开关损耗等性能指标上各有侧重；在低压单元实现双均衡的基础之上，针对高压单元提出了基于比较电位动态调整的高低压单元功率与开关损耗双均衡方法，系统整体控制架构如图 2 所示。

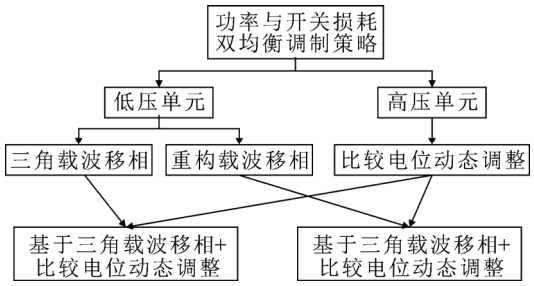


图 2 系统控制架构图

Fig.2 System control architecture diagram

2 功率均衡倍频调制方法

2.1 基于三角载波移相的低压单元功率均衡调制策略

基于三角载波移相的低压单元功率均衡调制原理为高压单元工作于基波频率状态，由调制波 v_m 和两个比较电位 $2E$、$-2E$ 进行控制。当 v_m 大于 $2E$ 时控制开关器件 Q_{11} 导通、Q_{12} 关断，高压单元 H1 桥输出 $2E$ 电平；当 v_m 小于 $2E$ 时控制开关器件 Q_{13} 导通、Q_{14} 关断，高压单元 H1 桥输出 $-2E$ 电平。其中 v_m 表达式为：

$$v_m = 5ME\sin(\omega t) \tag{3}$$

低压单元工作于高频状态，由调制波和载波进行控制，改进调制波 v_{ref} 由 v_m 减去 u_{H1} 得到，载波采用 6 个幅值相同相位不同的三角载波 v_{cr1}—v_{cr6}。相位为 0°的三角载波与 v_{ref} 比较得到的信号控制 Q_{21} 的通断，信号取反后控制 Q_{22} 的通断，相位为 180°的载波与 v_{ref} 比较得到的信号控制 Q_{24} 的通断，信号取反后控制 Q_{23} 的通断，H2 桥输出 E、$-E$、0 这 3 种电平；相位为 60°的三角载波与 v_{ref} 比较得到的信号控制 Q_{31} 的通断，信号取反后控制 Q_{32} 的通断；相位为 240°的三角载波与 v_{ref} 比较得到的信号控制 Q_{34} 的通断，信号取反后控制 Q_{33} 的通断，H3 桥输出 E、$-E$、0 这 3 种电平；相位为 120°的三角载波与 v_{ref} 比较得到的信号控制 Q_{41} 的通断，信号取反后控制 Q_{42} 的通断；相位为 300°的三角载波与 v_{ref} 比较得到的信号控制 Q_{44} 的通断，信号取反后控制 Q_{43} 的通断，H4 桥输出 E、$-E$、0 这 3 种电平。对应的基于三角载波移相的低压单元功率均衡策略原理如图 3 所示。

将高压单元 H1 桥和低压单元 H2、H3、H4 桥电平数叠加即得到了图 1 所示的输出电压为十一电平的混合级联逆变器。其中 v_{ref} 表达式为：

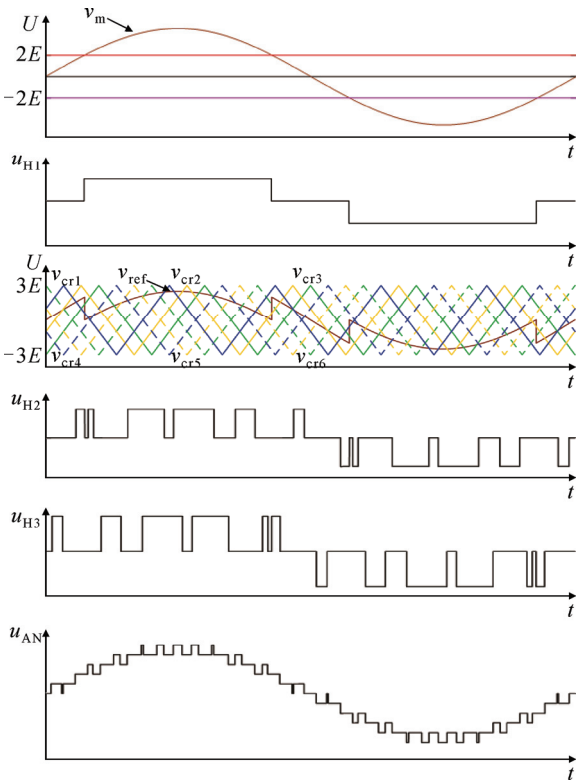


图 3 基于三角载波移相的低压单元功率均衡策略原理

Fig.3 The principle of low voltage unit power equalization strategy based on triangular carrier phase shift

$$v_{ref} = v_m - u_{H1} = \begin{cases} v_m - 2E, & v_m \geq 2E \\ v_m, -2E < v_m < 2E \\ v_m + 2E, v_m \leq -2E \end{cases} \tag{4}$$

由于载波频率远大于改进调制波频率，则在一个载波波形对应的时间内改进调制波 v_{ref} 波形上下变化幅度不大。故改进调制波位于前半周期和后半周期时和三角载波信号的位置关系如图 4 所示，其中 t_1—t_{13} 分别为改进调制波处于正半周，改进调制波与载波相交对应的时间段；t_1'—t_{13}' 分别为改进调制波处于负半周，改进调制波与载波相交对应的时间段。

当改进调制波位于前半周期在一个载波波形对应的时间 T_c 内 3 个直流侧电压相同的单元对应的工作情况如式(5)—(7)所示：

$$t_{on(Q_{21},Q_{24})}=t_1+t_2+t_6+t_7+t_8+t_{12}+t_{13}=v_{ref}T_c/3E \quad (5)$$

$$t_{on(Q_{31},Q_{34})}=t_2+t_3+t_4+t_8+t_9+t_{10}=v_{ref}T_c/3E \quad (6)$$

$$t_{on(Q_{41},Q_{44})}=t_4+t_5+t_6+t_{10}+t_{11}+t_{12}=v_{ref}T_c/3E \quad (7)$$

则改进调制波位于正半周 3 个直流侧电压相同的单元在 T_c 内输出的平均电压 $\overline{u}_{H2}$、$\overline{u}_{H3}$、$\overline{u}_{H4}$ 为：

$$\overline{u}_{H2}=\overline{u}_{H3}=\overline{u}_{H4}=v_{ref}T_c/3 \quad (8)$$

当改进调制波位于后半周期在一个载波波形对应的时间 T_c 内 3 个直流侧电压相同的单元对应的工作情况如式(9)—(11)所示：

$$t'_{on(Q_{22},Q_{23})}=T_c-t'_1-t'_7-t'_{13}=T_c-v_{ref}T_c/3E \quad (9)$$

$$t'_{on(Q_{32},Q_{33})}=T_c-t'_3-t'_9=T_c-v_{ref}T_c/3E \quad (10)$$

$$t'_{on(Q_{42},Q_{43})}=T_c-t'_5-t'_{11}=T_c-v_{ref}T_c/3E \quad (11)$$

则改进调制波位于后半周期 3 个直流侧电压相同的单元在 T_c 内输出的平均电压 $\overline{u}'_{H2}$、$\overline{u}'_{H3}$、$\overline{u}'_{H4}$ 为：

$$\overline{u}'_{H2}=\overline{u}'_{H3}=\overline{u}'_{H4}=-v_{ref}T_c/3 \quad (12)$$

根据式(5)—(12)可知载波移相后实现了 3 个低压单元输出的平均电压相等，又因各 H 桥单元间依次顺接使得流经各桥为同一电流，即 3 个低压单元间功率达到了均衡。

2.2 基于重构载波移相的低压单元功率均衡调制策略

区别于 2.1 节的调制策略，基于重构载波移相的低压单元功率均衡调制策略将 2.1 节低压单元的 6 个三角载波进行重构，将每个三角载波划分成 12 等份，每份用相同的等腰三角形取而代之，载波重构原理如图 5 所示。

由于载波频率远大于改进调制波频率，则在一个载波波形对应的时间内改进调制波 v_{ref} 波形上下变化幅度不大。故改进调制波位于前半周期和重构载波信号的位置关系如图 6 所示，为便于说明，特取改进调制波与重构载波几何关系图中有代表性的时间段记为 t_a、t_b，图中 t_a、t_b 表达式分别为：

$$t_a=T_c(2E-v_{ref})/12E \quad (13)$$

$$t_b=T_c(v_{ref}-E)/24E \quad (14)$$

当改进调制波位于前半周期在一个载波波形对应的时间 T_c 内 3 个直流侧电压相同的单元对应的工作情况如式(15)—(17)所示：

$$t''_{on(Q_{21},Q_{24})}=2T_c/3+8t_b=T_c(E+v_{ref})/3E \quad (15)$$

$$t''_{on(Q_{31},Q_{34})}=2T_c/3+8t_b=T_c(E+v_{ref})/3E \quad (16)$$

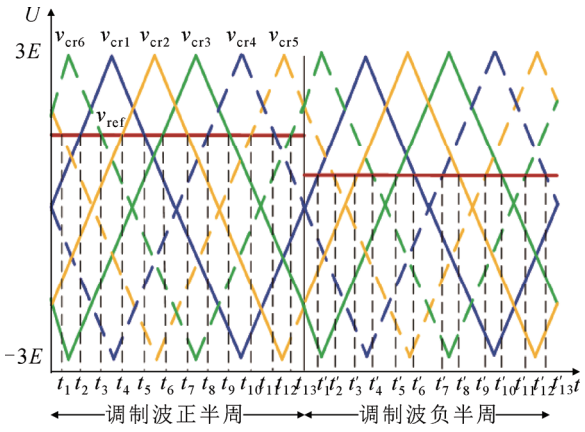


图 4 改进调制波与载波几何关系图

Fig.4 Improved modulation wave and carrier geometry diagram

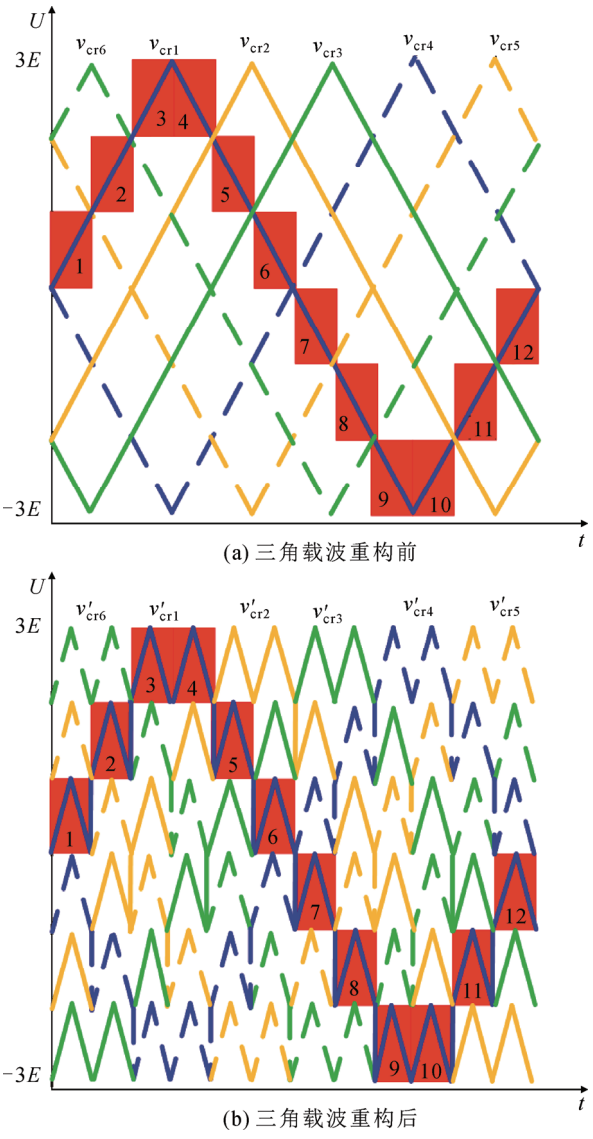


图 5 载波重构原理图

Fig.5 Principle diagram of carrier reconstruction

$$t''_{\mathrm{on}(Q_{41},Q_{44})}=2T_c/3+8t_b=T_c(E+v_{\mathrm{ref}})/3E \tag{17}$$

则改进调制波位于正半周 3 个直流侧电压相同的单元在 T_c 内输出的平均电压 $\overline{u}''_{H2}$、$\overline{u}''_{H3}$、$\overline{u}''_{H4}$ 为：

$$\overline{u}''_{H2}=\overline{u}''_{H3}=\overline{u}''_{H4}=T_c(E+v_{\mathrm{ref}})/3 \tag{18}$$

当改进调制波位于后半周期在一个载波波形对应的时间 T_c 内 3 个直流侧电压相同的单元对应的工作情况如式(19)—(21)所示：

$$t'''_{\mathrm{on}(Q_{22},Q_{23})}=T_c/3+4t_a=T_c-(T_c-v_{\mathrm{ref}})/3E \tag{19}$$

$$t'''_{\mathrm{on}(Q_{32},Q_{33})}=T_c/3+4t_a=T_c-(T_c-v_{\mathrm{ref}})/3E \tag{20}$$

$$t'''_{\mathrm{on}(Q_{42},Q_{43})}=T_c/3+4t_a=T_c-(T_c-v_{\mathrm{ref}})/3E \tag{21}$$

则改进调制波位于后半周期 3 个直流侧电压相同的单元在 T_c 内输出的平均电压 $\overline{u}'''_{H2}$、$\overline{u}'''_{H3}$、$\overline{u}'''_{H4}$ 为：

$$\overline{u}'''_{H2}=\overline{u}'''_{H3}=\overline{u}'''_{H4}=(T_c-v_{\mathrm{ref}})/3-T_c \tag{22}$$

根据式(15)—(22)可知重构载波移相后，实现了 3 个低压单元输出的平均电压相等，又因各 H 桥单元间依次顺接使得流经各桥为同一电流，即 3 个低压单元间功率达到了均衡。

2.3 基于高压单元比较电位动态调节的高低压单元功率均衡调制策略

2.1 节与 2.2 节给出了两种混合级联 H 桥逆变器低压单元功率均衡方法，但无法实现高低压单元间功率均衡。2.3 节给出了基于高压单元比较电位动态调节的高低压单元功率均衡调制策略。

结合图(3)和式(4)可知，当调制度 M 小于 0.6，改进调制波触及不到两个比较电位，高压单元未产生导通角，此时没有电平产生；当调制度 M 大于等于 0.6，调制波越过两个比较电位，高压单元产生导通角，此时产生+2E、−2E、0 这 3 种电平。定义高压单元导通角为 β，可知在 2.1 节与 2.2 节中高压单元导通角表达式为：

$$\beta=\begin{cases}90°, & 0<M<0.6\\ \arcsin\dfrac{2}{5M}, & 0.6\le M\le 1\end{cases} \tag{23}$$

根据式(23)对高压单元输出电压进行傅里叶分析可得，高压单元基波幅值 $u_{H1(1)}$表达式为：

$$u_{H1(1)}=\begin{cases}0, & 0<M\le 0.6\\ \dfrac{8E}{\pi}\sqrt{1-\dfrac{4}{25M^2}}, & 0.6<M\le 1\end{cases} \tag{24}$$

2.1 节与 2.2 节已实现 3 个直流侧电压相同的单元其输出电压幅值相等且各占 v_{ref} 基波幅值的 1/3，故 $u_{H2(1)}$、$u_{H3(1)}$、$u_{H4(1)}$表达式为：

$$u_{H2(1)}=u_{H3(1)}=u_{H4(1)}=\frac{1}{3}(v_m-u_{H1(1)})=$$

$$\begin{cases}\dfrac{5}{3}ME, & 0<M\le 0.6\\ \dfrac{5}{3}ME-\dfrac{8E}{3\pi}\sqrt{1-\dfrac{4}{25M^2}}, & 0.6<M\le 1\end{cases} \tag{25}$$

根据式(24)—(25)可得 $u_{Hi(1)}$ 与 M 的关系如图 7 所示。可见调制度处于[0,0.6]范围内，H 桥的总输出电压仅由 3 个直流侧电压相同的单元提供，高压单元并不输出电压，尽管将调制度提高至[0.6,1]范围内使得高压单元输出电压，但 $u_{Hi(1)}$ 并不是按直流侧电压比同步变化，因此各单元输出功率无法达到均衡。

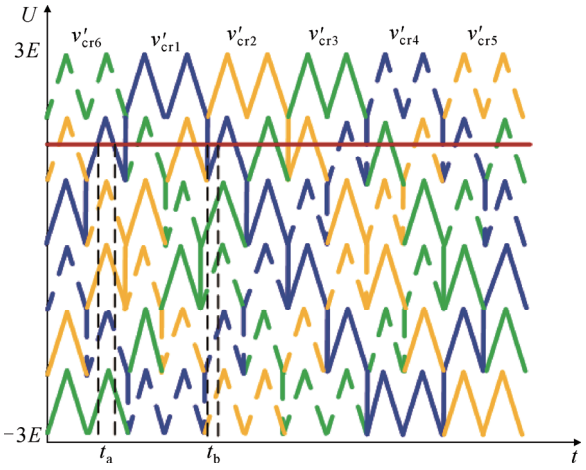


图 6 改进调制波与重构载波几何关系图

Fig.6 Improved modulation wave and reconstructed carrier geometric relationship diagram

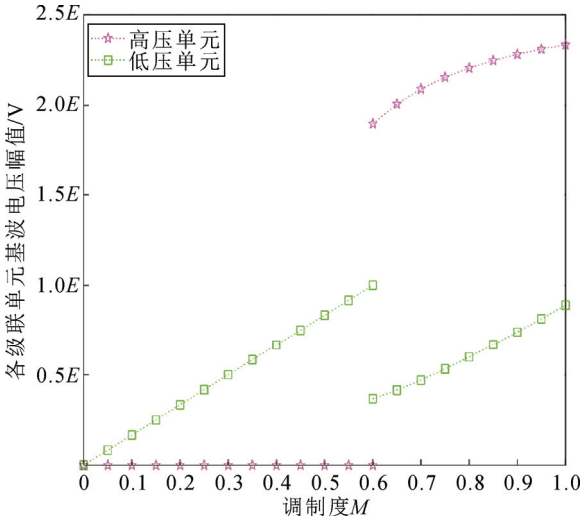


图 7 2.1 节与 2.2 节方法下 $u_{Hi(1)}$ 与 M 的关系

Fig.7 Relationship between $u_{Hi(1)}$ and M under the methods in sections 2.1 and 2.2

为解决此问题，对高压单元比较电位进行动态调节进而调节导通角，使得高压单元输出电压幅值按高压单元直流侧电压占 4 个 H 桥单元直流侧电压之和的比例进行调整，即为 v_m 基波幅值的 2/5 来实现高压单元和 3 个直流侧电压相同的单元之间的功率均衡。故令：

$$\frac{8E}{\pi}\cos\beta=\frac{2}{5}\cdot 5ME=2ME \tag{26}$$

则有：

$$\beta=\arccos\frac{M\pi}{4} \tag{27}$$

根据式(27)对比较电位动态调节后的低压单元输出电压进行傅里叶分析可得，低压单元基波幅值 $u'_{H2(1)}$、$u'_{H3(1)}$、$u'_{H4(1)}$ 表达式为：

$$u'_{H2(1)}=u'_{H3(1)}=u'_{H4(1)}=\frac{1}{3}(5ME-2ME)=ME \tag{28}$$

基于高压单元比较单位动态调节的高低压单元功率均衡调制策略 $u_{Hi(1)}$ 与 M 的关系如图 8 所示。

结合式(26)、(28)和图 8 可以看出高低压单元输出电压基波幅值满足 2:1:1:1，又因各 H 桥单元间依次顺接使得流经各桥为同一电流，即实现了高压低单元间的功率均衡。

3 仿真与分析

3.1 高低压单元功率与开关损耗双均衡问题分析

利用 Matlab/Simulink 进行仿真验证与分析，参数如表 2 所示。

基于 2.1 与 2.3 节方法下当调制度为 0.3/0.6/0.9 时的各单元输出功率波形如图 9 所示。当调制度为 0.9 时，3 个低压单元输出功率均分布在 657.5 W 左右上下浮动，而高压单元输出功率为 1 317 W；将调制度降低至 0.6 时，3 个低压单元输出功率均分布在 293.5 W 左右上下浮动，而高压单元输出功率为 586 W；进一步将调制度降低至 0.3 时，3 个低压单元输出功率均分布在 73.5 W 左右上下浮动，而高压单元输出功率为 146.5 W。可以看出基于 2.1 与 2.3 节方法下当 M=0.9/0.6/0.3 时高压电压和 3 个低压单元输出功率之比均基本接近 2:1，达到了高低压单元间输出功率均衡。

基于 2.2 与 2.3 节方法下当调制度为 0.3/0.6/0.9 时各单元输出功率波形如图 10 所示。当调制度为 0.9 时，3 个低压单元输出功率均分布在 657.5 W 左右上下浮动，而高压单元输出功率为 1 317 W；将调制度降低至 0.6 时，3 个低压单元输出功率均分布在 293.5 W 左右上下浮动，而高压单元输出功率为 585.9 W；进一步将调制度降低至 0.3 时，3 个低压单元输出功率均分布在 73.5 W 左右上下浮动，高压

表 2 仿真模型参数

Table 2 Simulation model parameters

参数	数值
直流电源/V	200/100
电阻/Ω	30
电感/H	0.015
输出频率/Hz	50
调制度 M	0.3/0.6/0.9
载波频率/Hz	3 000
载波比 m_f	60

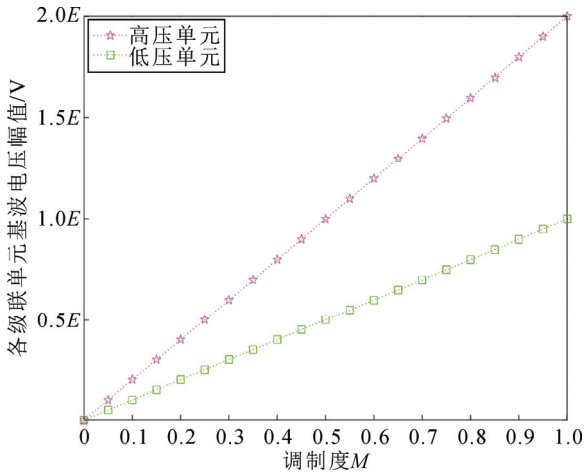


图 8 2.3 节方法下 $u_{Hi(1)}$ 与 M 的关系

Fig.8 Relationship between $u_{Hi(1)}$ and M under the methods in section 2.3

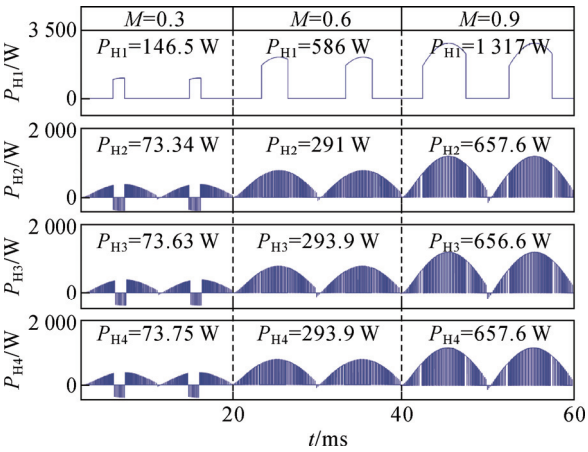


图 9 基于 2.1 与 2.3 节方法下各级联单元输出功率

Fig.9 Based on the methods in section 2.1 and 2.3, the output power of each unit is calculated

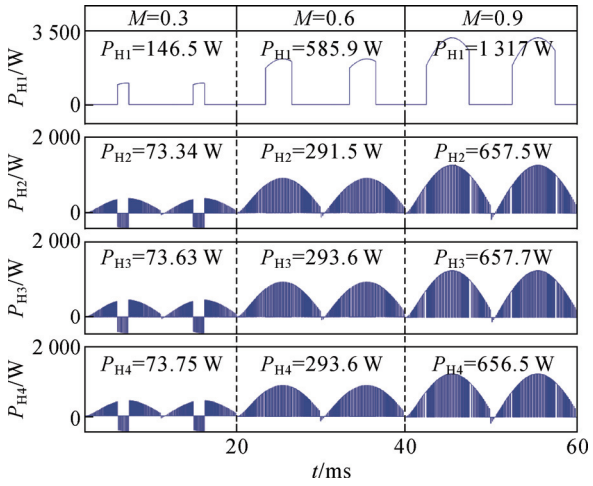


图 10 基于 2.2 与 2.3 节方法下各级联单元输出功率

Fig.10 Based on the methods in section 2.2 and 2.3, the output power of each unit is calculated

单元输出功率为 146.5 W。可以看出基于 2.2 与 2.3 节方法下当 M=0.9/0.6/0.3 时高压电压和 3 个低压单元输出功率之比同样均基本接近 2:1，达到了高低压单元间输出功率均衡。

图 11—图 12 分别给出了当 M 分别为 0.3、0.6、0.9 时，基于 2.1 与 2.3 节和基于 2.2 与 2.3 节方法下混合级联 H 桥逆变器输出波形图。可以看出逆变器输出电平数和调制度正相关，调制度越高，输出电压质量越高。

图 13—图 15 给出了当 M 分别为 0.3、0.6、0.9 时，基于 2.1 与 2.3 节方法和基于 2.2 与 2.3 方法下混合级联 H 桥逆变器输出相电压频谱图。

可以看出在不同调制度下两种方法的直流电压利用率和 THD 基本相同，无论基于 2.1 与 2.3 节方法还是基于 2.2 与 2.3 方法下 4 个 H 桥输出总电压的基波幅值都和调制度正相关，THD 和调制度负相关。此外，由图可见基于 2.1 与 2.3 节方法下，混合级联H桥逆变器输出相电压的低次谐波群主要集中在六倍载波比及其整数倍载波比附近；基于 2.2 与 2.3 节方法下，混合级联 H 桥逆变器输出相电压的低次谐波群主要集中在十二倍载波比及其整数倍载波比附近，所提两种方法均可提高逆变器的等效开关频率，使得低次谐波群次数得以提高且 2.2 与 2.3 节方法下更为显著。

图 16—图 18 给出了当 M 分别为 0.3、0.6、0.9 时，基于 2.1 与 2.3 节方法和基于 2.2 与 2.3 方法下混合级联 H 桥逆变器输出线电压频谱图。

可以看出无论基于 2.1 与 2.3 节方法还是基于

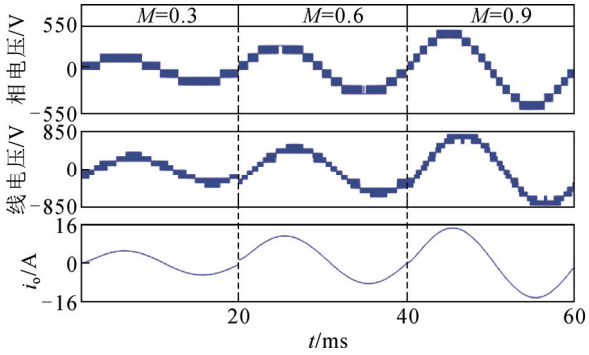


图 11 基于 2.1 与 2.3 节方法下逆变器输出波形

Fig.11 Output waveform of the inverter based on the methods of section 2.1 and 2.3

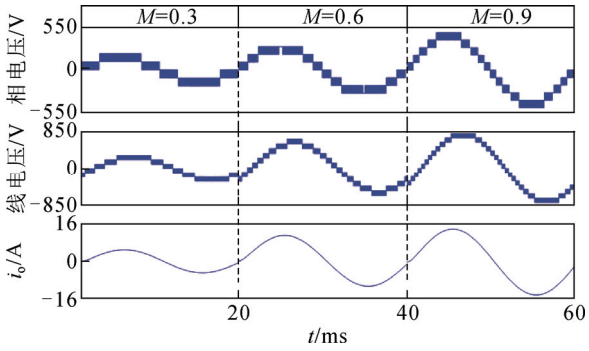


图 12 基于 2.2 与 2.3 节方法下逆变器输出波形

Fig.12 Output waveform of the inverter based on the methods of section 2.2 and 2.3

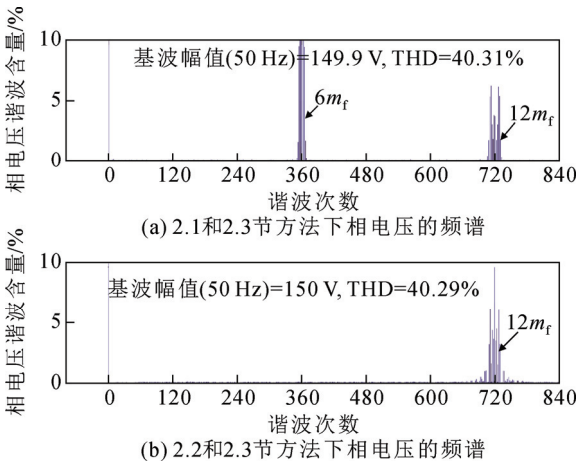


图 13 逆变器输出相电压频谱(M=0.3)

Fig.13 Inverter output phase voltage spectrum (M=0.3)

2.2 与 2.3 方法下 4 个 H 桥输出总电压的基波幅值都和调制度正相关，而 THD 和调制度负相关。但基于 2.2 与 2.3 方法下逆变器输出线电压 THD 相较于基于 2.1 与 2.3 方法下的更低；此外，由图可见基于 2.1 与 2.3 节方法下，混合级联 H 桥逆变器输出线电压的低次谐波群主要集中在六倍载波比及其整数倍

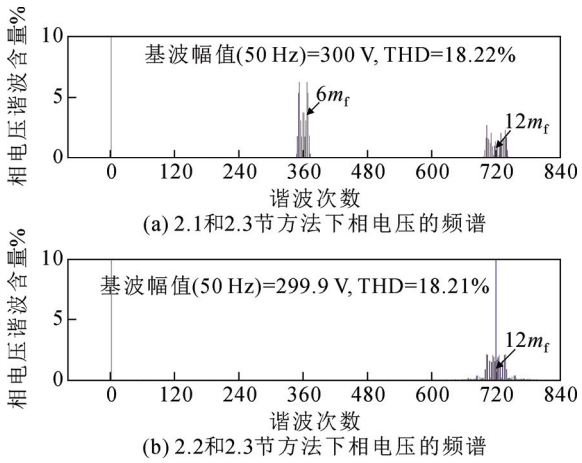


图 14 逆变器输出相电压频谱(M=0.6)

Fig.14 Inverter output phase voltage spectrum (M=0.6)

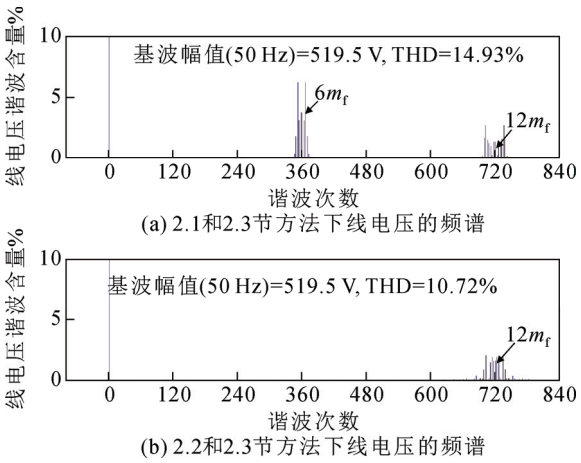


图 17 逆变器输出线电压频谱(M=0.6)

Fig.17 Inverter output line voltage spectrum (M=0.6)

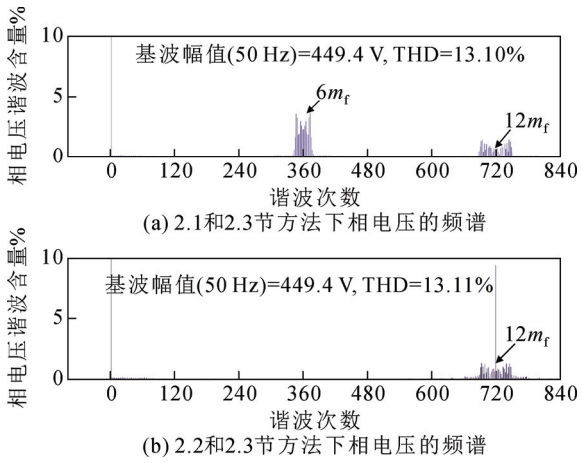


图 15 逆变器输出相电压频谱(M=0.9)

Fig.15 Inverter output phase voltage spectrum (M=0.9)

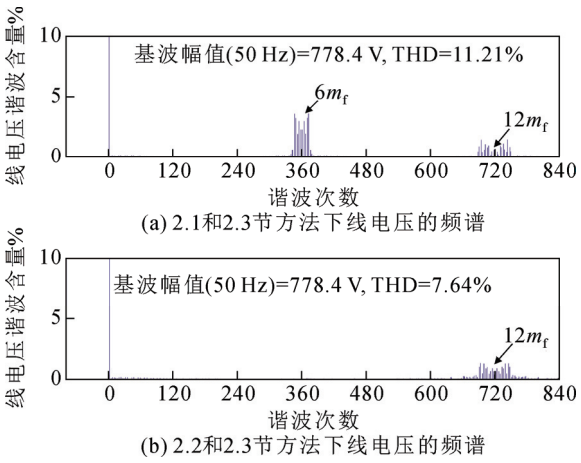


图 18 逆变器输出线电压频谱(M=0.9)

Fig.18 Inverter output line voltage spectrum (M=0.9)

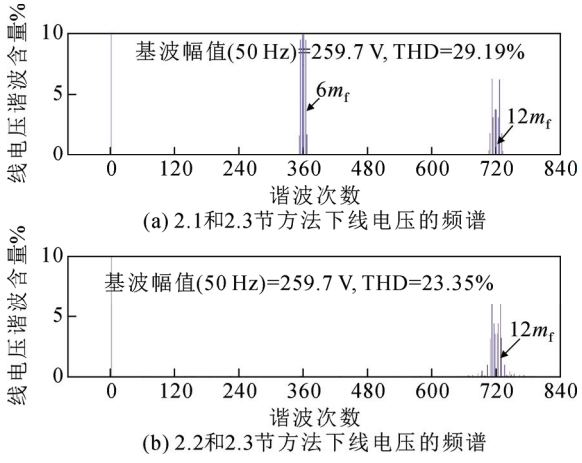


图 16 逆变器输出线电压频谱(M=0.3)

Fig.16 Inverter output line voltage spectrum (M=0.3)

载波比附近；基于 2.2 与 2.3 节方法下，混合级联 H 桥逆变器输出线电压的低次谐波群主要集中在十二倍载波比及其整数倍载波比附近，所提两种方法均可提高逆变器的等效开关频率，使得低次谐波群次数得以提高且 2.2 与 2.3 节方法下更为显著。

记一开一关为一次开关损耗，表 3 与表 4 分别给出了当 M 分别为 0.3、0.6、0.9 时，基于 2.1 与 2.3 节方法和基于 2.2 与 2.3 方法下低压单元 H3 开关器件在一个调制波周期内的开关损耗情况。

表 5 与表 6 分别给出了当 M 分别为 0.3、0.6、0.9 时，基于 2.1 与 2.3 节方法和基于 2.2 与 2.3 方法下高压单元 H1 开关器件在一个调制波周期内的开关损耗情况。

由表 3—表 6 可以得出所提两种方法均可实现在全调制度范围高低压单元内的开关损耗均衡，基于2.1与2.3节方法下低压单元开关损耗明显低于基于 2.2 与 2.3 节方法下低压单元开关损耗开关损耗。

表 3　2.1 与 2.3 方法下低压单元 H3 开关器件开关损耗情况

Table 3　Switching loss of low-voltage unit H3 switching devices under 2.1 and 2.3 methods

M	Q_{31}	Q_{33}	Q_{32}	Q_{34}
0.3	60	60	60	60
0.6	61	61	61	61
0.9	58	58	58	58

表 4　2.2 与 2.3 方法下低压单元 H3 开关器件开关损耗情况

Table 4　Switching loss of low-voltage unit H3 switching devices under 2.2 and 2.3 methods

M	Q_{31}	Q_{33}	Q_{32}	Q_{34}
0.3	176	176	176	176
0.6	168	168	168	168
0.9	176	176	176	176

表 5　2.1 与 2.3 方法下高压单元 H1 开关器件开关损耗情况

Table 5　Switching loss of high-voltage unit H1 switching devices under 2.1 and 2.3 methods

M	Q_{11}	Q_{13}	Q_{12}	Q_{14}
0.3	1	1	1	1
0.6	1	1	1	1
0.9	1	1	1	1

结合图 9—图 18、表 3—表 6，总结所提两种方法特性如表 7 所示。

基于 2.1 与 2.3 方法和基于 2.2 与 2.3 方法均可同时实现高低压单元间的功率均衡、高低压单元内开关损耗均衡、提高逆变器的等效开关频率。但相比于 2.1 与 2.3 方法，基于 2.2 与 2.3 节方法提高逆变器的等效开关频率是前者的两倍，由于低次谐波难以通过滤波器消除，故大大简化了后期滤波器的设计，且基于 2.2 与 2.3 节方法输出线电压 THD 远低于基于 2.1 与 2.3 方法下输出线电压 THD，输出电压谐波特性优良，但低压单元开关损耗较基于 2.1 与 2.3 方法下的开关损耗增加了 3 倍左右，增加了后期的维修成本。故所提 2.1 与 2.3 方法适用于逆变器需高强度工作且对电能质量要求较低的场合，所提 2.2 与 2.3 方法适用于对电能质量要求较高的场合，在实际工程实践中应根据需求择优选择。

3.2　所提双均衡调制策略的稳定性分析

在 0.008 s 时刻将负载电阻 30 Ω、电感 15 mH 突变为 40 Ω、电感 20 mH 得到不同调制度下功率如图 19—图 20 所示，各单元输出功率之比基本符合 1:1:1:2，功率达到均衡。

表 6　2.2 与 2.3 方法下高压单元 H1 开关器件开关损耗情况

Table 6　Switching loss of high-voltage unit H1 switching devices under 2.2 and 2.3 methods

M	Q_{11}	Q_{13}	Q_{12}	Q_{14}
0.3	1	1	1	1
0.6	1	1	1	1
0.9	1	1	1	1

表 7　所提两种方法特性

Table 7　Characteristics of the two methods proposed

所提方法/性能指标	高低压单元间输出功率	相电压 THD	线电压等效开关频率	线电压 THD	相电压等效开关频率	高低压单元内开关损耗
基于 2.1 与 2.3 方法	均衡	两种方法基本相同	$6f_c$	较高	$6f_c$	均衡且开关次数较低
基于 2.2 与 2.3 方法	均衡	两种方法基本相同	$12f_c$	较低	$12f_c$	均衡但开关次数较高

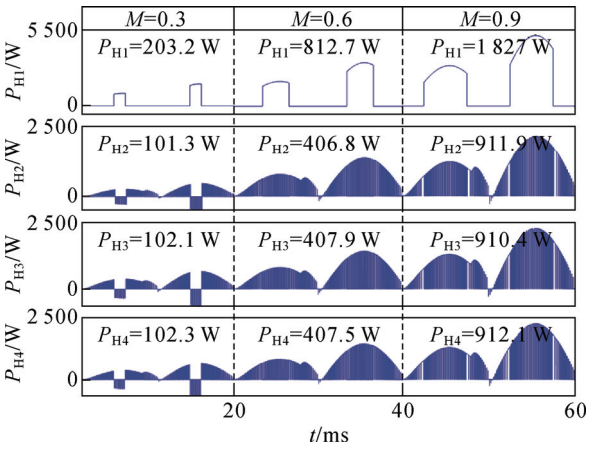


图 19　基于 2.1 与 2.3 节方法下经负载突变各级联单元输出功率

Fig.19　Based on 2.1 and 2.3 methods, the output power of each stage unit is changed by load mutation

4　实验验证

实验系统以 DSP320F28377 作为主控芯片，主要实验参数如下：级联单元直流侧电压 24/48 V；调制波频率 50 Hz，载波频率 3 000 Hz；死区时间设置为 2 μs；电阻 30 Ω，电感 15 mH；调制度 M=0.9/0.6。

基于 2.1 与 2.3 方法下在调制度为 0.9 时，各单

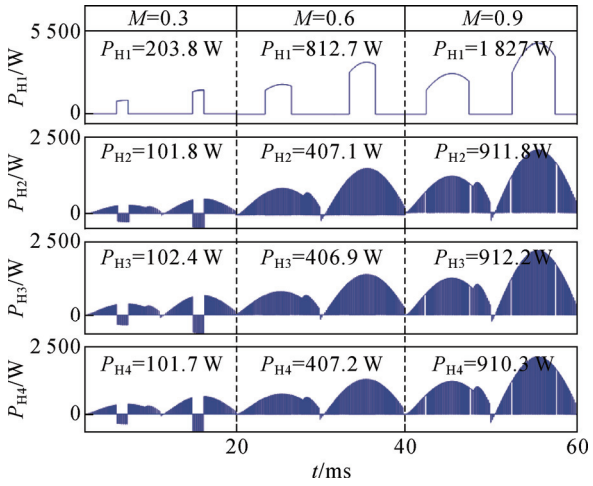
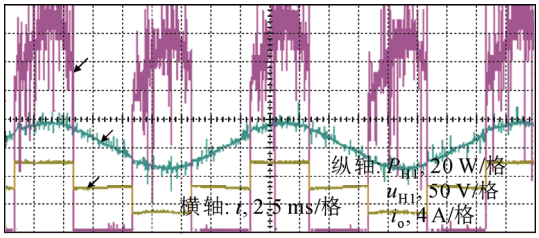
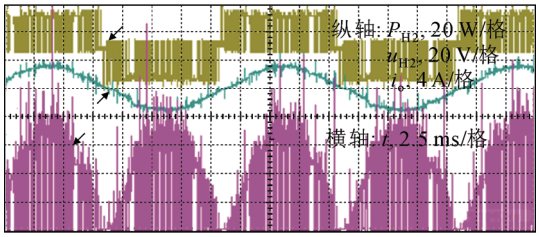


图 20 基于 2.2 与 2.3 节方法下经负载突变各级联单元输出功率

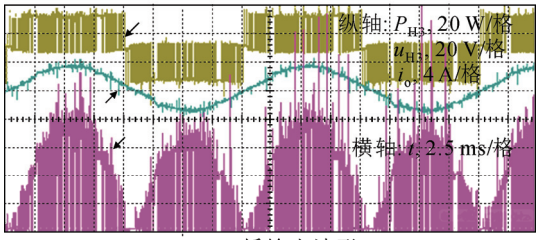
Fig.20 Based on 2.2 and 2.3 methods, the output power of each stage unit is changed by load mutation



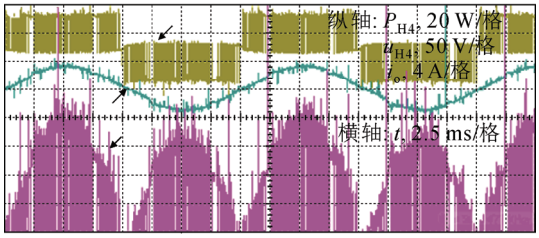
(a) H1桥输出波形



(b) H2桥输出波形



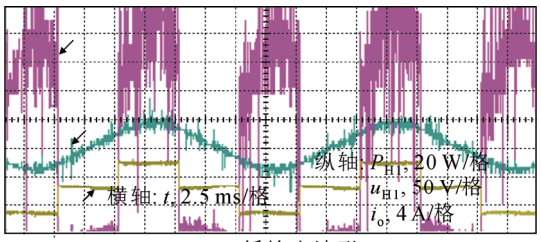
(c) H3桥输出波形



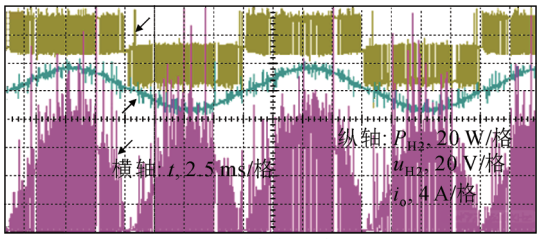
(d) H4桥输出波形

图 21 2.1 与 2.3 方法中各级联单元输出功率(M=0.9)

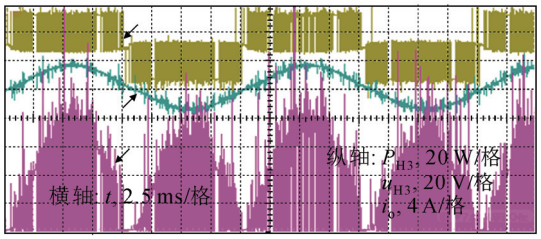
Fig.21 Output power of each unit in 2.1 and 2.3 methods (M=0.9)



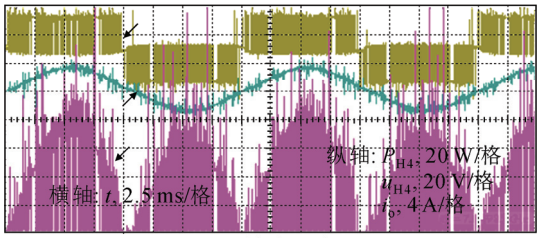
(a) H1桥输出波形



(b) H2桥输出波形



(c) H3桥输出波形



(d) H4桥输出波形

图 22 2.2 与 2.3 方法中各级联单元输出功率(M=0.9)

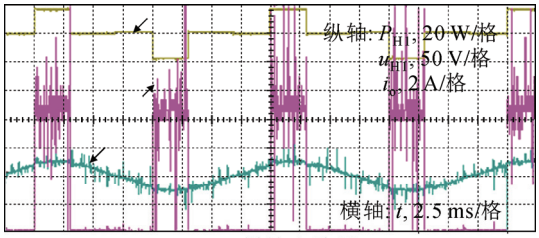
Fig.22 Output power of each unit in 2.2 and 2.3 methods (M=0.9)

元输出功率波形如图 21 所示；经计算可得 3 个低压单元输出功率分别为 37.89 W、37.85 W、37.94 W，而高压单元输出功率为 75.84 W。

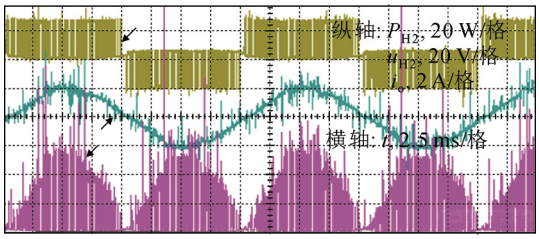
基于 2.2 与 2.3 方法下在调制度为 0.9 时，各单元输出功率波形如图 22 所示；经计算可得 3 个低压单元输出功率分别为 37.96 W、38.13 W、38.09 W，而高压单元输出功率为 76.13 W。

基于 2.1 与 2.3 方法下将调制度降低至 0.6 时，各单元输出功率波形如图 23 所示；经计算可得 3 个低压单元输出功率分别为 16.81 W、17.03 W、16.95 W，而高压单元输出功率为 33.82 W。

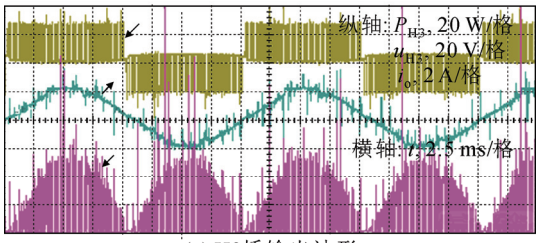
基于 2.2 与 2.3 方法下将调制度降低至 0.6 时，各单元输出功率波形如图 24 所示；经计算可得 3 个低压单元输出功率分别为 16.91 W、16.83 W、



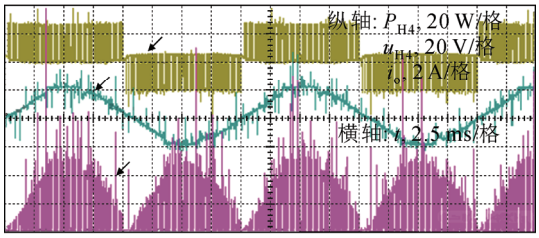
(a) H1桥输出波形



(b) H2桥输出波形



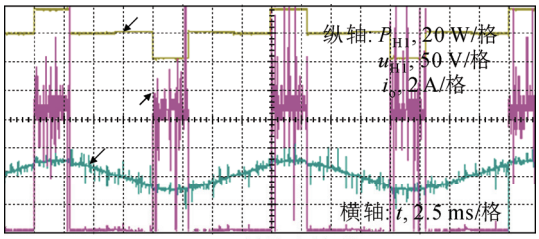
(c) H3桥输出波形



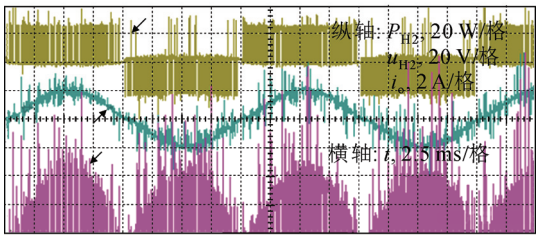
(d) H4桥输出波形

图 23　2.1 与 2.3 方法中各级联单元输出功率(M=0.6)

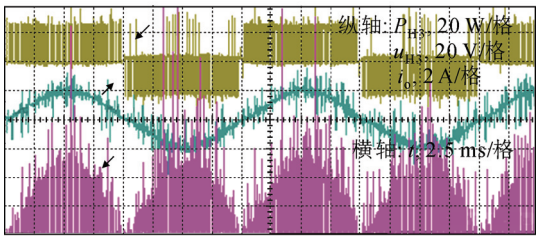
Fig.23　Output power of each unit in 2.1 and 2.3 methods (M=0.6)



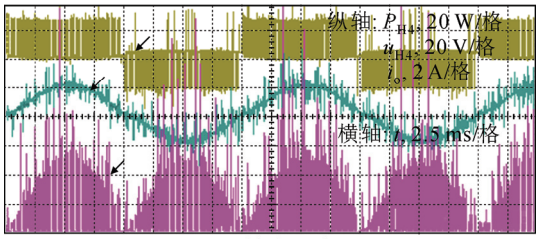
(a) H1桥输出波形



(b) H2桥输出波形



(c) H3桥输出波形



(d) H4桥输出波形

图 24　2.2 与 2.3 方法中各级联单元输出功率(M=0.6)

Fig.24　Output power of each unit in 2.2 and 2.3 methods (M=0.6)

16.87 W，而高压单元输出功率为 33.75 W。

可以看出基于 2.1 与 2.3 方法和基于 2.2 与 2.3 方法下高压单元和 3 个低压单元输出功率之比近似等于 2:1，说明基于 2.1 与 2.3 方法和基于 2.2 与 2.3 方法均可实现高低压单元间输出功率均衡。

图 25—图 28 分别给出了 2.1 与 2.3 方法和 2.2 与 2.3 方法下在 M=0.9/0.6 时输出电压波形及其傅里叶分析。可以看出两种方法下输出电压的电平数并无差异，处于高调制度 0.9 时两种方法下输出电压波形均为十一电平，降低调制度至 0.6 时两种方法下输出电压波形均由十一电平降低至七电平，但从谐波集中范围角度来看，基于 2.1 与 2.3 方法下谐波主要集中在 $6f_c$ 及其倍频附近，而基于 2.2 与 2.3 方法下将谐波集中范围提高至前一种方法的 2 倍，实验结果均与仿真结果一致。说明两种方法均可以提高逆变器的等效开关频率且基于 2.2 与 2.3 方法下更为显著。

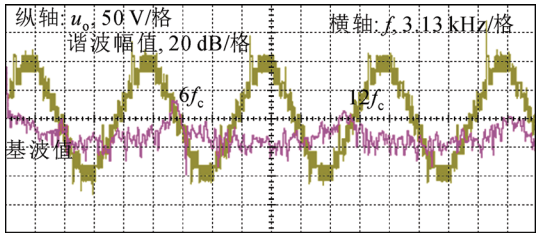


图 25　2.1 与 2.3 方法下输出电压波形(M=0.9)

Fig.25　Output voltage waveform under 2.1 and 2.3 methods (M=0.9)

5　结论

针对直流侧电压比为 1:1:1:2 的混合级联 H 桥

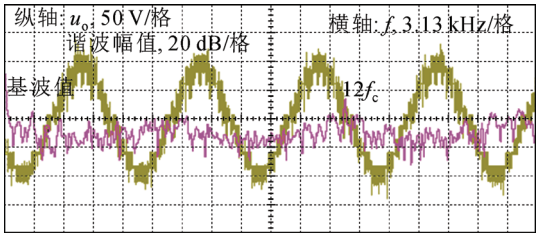


图 26 2.2 与 2.3 方法下输出电压波形(M=0.9)

Fig.26 Output voltage waveform under 2.2 and 2.3 methods (M=0.9)

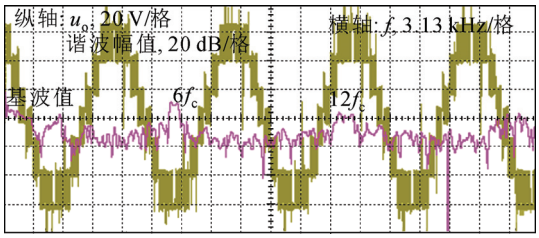


图 27 2.1 与 2.3 方法下输出电压波形(M=0.6)

Fig.27 Output voltage waveform under 2.1 and 2.3 methods (M=0.6)

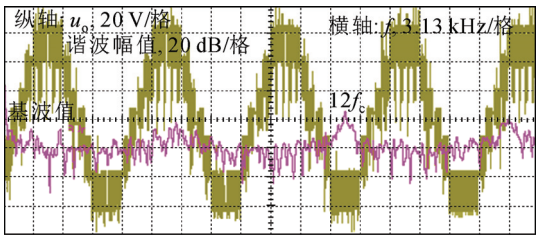


图 28 2.2 与 2.3 方法下输出电压波形(M=0.6)

Fig.28 Output voltage waveform under 2.2 and 2.3 methods (M=0.6)

十一电平逆变器存在的高低压单元输出功率不均衡这一问题，提出两种倍频调制策略。通过理论分析、仿真和实验验证得到如下结论：

1）所提两种方法通过载波循环移相以及对高压单元比较电位的动态调节使得调制度M=0.9/0.6/0.3 时高压单元与低压单元输出功率均围绕在 1317 W、657.5 W/586 W、293.5 W/146.5 W、73.5 W 上下浮动，实现了高低压单元间功率均衡；使得低压单元各开关器件开关次数均围绕在 60 次/174 次左右上下浮动，高压单元开关器件开关次数均为 1 次，实现了高低压单元内开关损耗均衡。

2）所提两种方法将逆变器的等效开关频率由f_c提高至 $6f_c$/$12f_c$，简化了后期滤波器的设计。

3）所提两种方法在不同性能指标上各占优势，所提2.1与2.3方法适用于逆变器需高强度工作且对电能质量要求较低的场合，所提 2.2 与 2.3 方法适用于对电能质量要求较高的场合，在实际工程实践中应根据需求择优选择。

参考文献 References

[1] 杨 明，李玉龙，杨 倬，等. 基于电容电压全前馈的并网逆变器高鲁棒性稳定控制策略[J/OL]. 高电压技术，2023：1-13 [2024-06-19]. https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20230382.
YANG Ming, LI Yulong, YANG Zhuo, et al. High robust stability control strategy of grid-connected inverter based on capacitor voltage full feedforward[J/OL]. High Voltage Engineering, 2023: 1-13[2024-06-19]. https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve. 20230382.

[2] 霍冬阳，孟庆云，胡安琪，等. 基于 SHEPWM 电压矢量寻优的中点电位平衡控制算法[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5142-5150.
HUO Dongyang, MENG Qingyun, HU Anqi, et al. Neutral point potential balance control algorithm based on voltage vector optimization of SHEPWM[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5142-5150.

[3] JIANG Y, LI X Y, QIN C W, et al. Improved particle swarm optimization based selective harmonic elimination and neutral point balance control for three-level inverter in low-voltage ride-through operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 18(1): 642-652.

[4] 魏艺涵，罗 响，朱 莉，等. 基于比例谐振控制器的高凸极率永磁同步电机电流谐波抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报，2021，41(7)：2526-2537.
WEI Yihan, LUO Xiang, ZHU Li, et al. Research on current harmonic suppression strategy of high saliency ratio permanent magnet synchronous motor based on proportional resonance controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(7): 2526-2537.

[5] 李国华，李应东，邬泽华. 级联 H 桥逆变器功率与开关损耗双均衡自由度优化控制方法[J]. 电网技术，2023，47(6)：2433-2442.
LI Guohua, LI Yingdong, WU Zehua. Freedom optimal control of cascaded H-bridge inverter power and switching loss double balance[J]. Power System Technology, 2023, 47(6): 2433-2442.

[6] 杜少通，刘 杰，周 娟，等. 一种基于 NPC 和 H 桥混合级联的 6 kV 静止无功发生器[J]. 电网技术，2022，46(12)：5012-5020.
DU Shaotong, LIU Jie, ZHOU Juan, et al. A 6 kV hybrid cascade static var generator using NPC and H-bridge[J]. Power System Technology, 2022, 46(12): 5012-5020.

[7] 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.
YE Manyuan, WEI Qiwen, 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.

[8] 杨 行，王明渝，孙雨婷，等. 两级式级联 H 桥光伏并网逆变器功率平衡控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报，2021，33(4)：76-83.
YANG Hang, WANG Mingyu, SUN Yuting, et al. Power balance control strategy for two-stage cascaded H-bridge photovoltaic grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(4): 76-83.

[9] MAO W, ZHANG X, ZHAO T, et al. Research on power equalization of three-phase cascaded H-bridge photovoltaic inverter based on the combination of hybrid modulation strategy and zero-sequence injec-

tion methods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9337-9347.

[10] SARWAR M I, SARWAR A, FAROOQUI S A, et al. A hybrid nearest level combined with PWM control strategy: analysis and implementation on cascaded h-bridge multilevel inverter and its fault tolerant topology[J]. IEEE Access, 2021, 9: 44266-44282.

[11] 李善寿，黄雪婷，叶 伟，等. 抑制混合级联 H 桥逆变器电流倒灌的调制策略[J]. 电网技术，2023，47(1)：387-395.
LI Shanshou, HUANG Xueting, YE Wei, et al. Modulation strategy for suppressing current inrush of hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 387-395.

[12] 顾 军，丁 超，卜荣荣，等. 混合级联 H 桥逆变器的新型 SHEPWM 功率均衡控制策略[J/OL]. 电机与控制学报，2023：1-10 [2024-02-22]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230302.1145.002. html.
GU Jun, DING Chao, BU Rongrong, et al. Novel SHEPWM power balancing control strategy for hybrid cascaded H-bridge inverter[J/OL]. Electric Machines and Control, 1-10 [2024-02-22]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230302.1145.002. html.

[13] 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.

[14] 叶满园，吴 韩，田东蕾，等. 混合不对称 CHB 倍频调制策略的研究[J]. 电机与控制学报，2022，26(4)：131-138.
YE Manyuan, WU Han, TIAN Donglei, et al. Research on hybrid asymmetric CHB frequency doubling modulation strategy[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 131-138.

[15] 胡文华，刘剑锋. 双低压型混合级联逆变器的改进混合调制[J]. 电力系统及其自动化学报，2020，32(2)：7-13.
HU Wenhua, LIU Jianfeng. Improved hybrid modulation for hybrid cascaded inverter with dual low-voltage cells[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(2): 7-13.

[16] 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.

[17] ODEH C I, LEWICKI A, MORAWIEC M. A single-carrier-based pulse-width modulation template for cascaded H-bridge multilevel Inverters[J]. IEEE Access, 2021, 9: 42182-42191.

[18] YE M Y, KANG L X, XIAO Y H, et al. Modified hybrid modulation strategy with power balance control for H-bridge hybrid cascaded seven-level inverter[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(6): 1046-1054.



李国华
1981—，男，博士，教授
研究方向为电力系统电能质量分析与治理
E-mail: dkliguohua@163.com

LI Guohua
Ph.D., Professor



李应东(通信作者)
1999—，男，硕士
研究方向为电力电子与电气传动
E-mail: ddliyingdong@163.com

LI Yingdong
Corresponding author

收稿日期 2024-03-12 修回日期 2024-06-20 编辑 陈 蔓