DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.323 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于载波重构的级联 H 桥变流器可靠性提升策略

金 鑫[1](中国电源学会学生会员)，邹志翔[1](中国电源学会会员)，刘鑫磊[1]，
Giampaolo Buticchi[2]，马 柯[3](中国电源学会高级会员)
(1.东南大学电气工程学院，南京 210096；2.宁波诺丁汉大学电气与电子工程系，宁波 315100；
3.上海交通大学电气工程学院，上海 200240)

摘要：为解决同相载波层叠脉冲宽度调制 IPD-PWM(in-phase carrier disposition pulse width modulation)功率器件热应力分布不均衡这一问题，提出了一种改进型载波层叠调制策略。该策略以提升变流器系统可靠性为研究目标，基于载波重构的思想，通过优化调制波与载波动态分布范围，以子模块间的开关损耗均衡为切入点，深入分析不同调制比下调制波范围对开关损耗的作用机理。MATLAB-PLECS 联合热建模仿真与七电平变流器实验平台，验证了改进型载波层叠调制策略在保持与传统 IPD-PWM 相同输出谐波特性的前提下，功率器件热应力分布均衡，变流器整体寿命显著延长。

关键词：级联 H 桥变流器；同相载波层叠调制；可靠性；载波重构；开关损耗

Reliability Improvement Strategy for Cascaded H-bridge Converter Based on Carrier Reconstruction

JIN Xin[1], *Student Member*, *CPSS*, ZOU Zhixiang[1], *Member*, *CPSS*, LIU Xinlei[1],
GIAMPAOLO Buticchi[2], MA Ke[3], *Senior Member*, *CPSS*
(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering, University of Nottingham Ningbo, Ningbo 315100, China; 3. School of Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: To address the issue of uneven thermal stress distribution in power devices under in-phase disposition PWM (IPD-PWM), an improved carrier disposition PWM strategy is proposed. Aimed at enhancing the reliability of converter systems, this strategy leverages the concept of carrier reconstruction by optimizing the dynamic distribution ranges of modulation waves and carriers. With a focus on balancing the switching losses among submodules, the mechanism by which the modulation wave range influences switching losses at varying modulation ratios is analyzed in depth. The results of Matlab-PLECS co-simulation thermal modeling and experiments on a seven-level converter platform verify that the improved strategy achieves balanced thermal stress distribution in power devices while maintaining output harmonic characteristics identical to those under the traditional IPD-PWM. Consequently, the overall lifetime of the converter is significantly extended.

Keywords: Cascaded H-bridge converter; in-phase disposition PWM (IPD-PWM); reliability; carrier reconstruction; switching loss

收稿日期：2025-05-29；**修回日期**：2025-07-14；**录用日期**：2025-08-05；**网络首发日期**：2025-08-22
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2022YFB3403102)；国家自然科学基金资助项目(52377171)；中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2242024K40030)
This work is supported by the National Key Research and Development Program of China under the grant 2022YFB 3403102; the National Natural Science Foundation of China under the grant 52377171; and Fundamental Research Funds for Central Universities under the grant 2242024K40030

多电平变流器由于其器件应力小、输出电能质量好和转换效率高等优势，近年来在中高压大功率场合得到广泛应用[1]。多电平变流器的典型拓扑结构分为二极管钳位 NPC(neutral point clamped)型、飞

跨电容 FC(flying capacitor)型与级联 H 桥 CHB (cascaded H-bridge)型[2]。其中，CHB 型多电平变流器由于其具有模块化结构、可拓展性强和便于调控的优点[3]，因此在光伏发电[4]、轨道交通[5]和无功补偿[6]等方面得到了广泛应用。

调制策略对于变流器的可靠性至关重要，有效的调制策略能保证良好的输出电压质量与控制、降低总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)、平衡器件间的损耗分布，从而提升变流器整体可靠性[7-10]。CHB 变流器高开关频率下的传统调制策略有载波移相脉冲宽度调制 CPS-PWM(carrier phase-shifted pulse width modulation)与同相载波层叠脉冲宽度调制 IPD-PWM(in-phase carrier disposition pulse width modulation)。CPS-PWM 子模块间功率自然均衡，器件间热应力分布差距小、变流器系统级寿命高，但是其输出电压 THD 高[11]，在静止同步补偿器 STATCOM(static synchronous compensator)和大功率电机驱动[12]等领域有广泛应用；IPD-PWM 输出波形质量好、谐波含量低、电压 THD 低且实现简单，适合子模块扩展[13]，但是子模块间功率分配不均衡、变流器寿命低，因此在微控制器、功率不平衡光伏系统中应用广泛[14-15]。

针对传统调制策略存在的不足，国内外学者已经做了许多深入的研究。文献[16]提出以 1/4 输出周期为单位互换级联单元输出电压波形的方法，在单周期内实现了双单元系统的精确功率均衡，但当级联单元数量超过 2 个时，其功率均衡效果将退化为近似均衡；在此基础上，文献[17]对高压单元采用阶梯波调制并增加电压约束，缩短了功率平衡所需时间，但没有考虑变流器的寿命问题；文献[18]首次将载波重构理论引入 PD-PWM 调制，成功实现了 3 个子模块的自然功率均衡，但该方法导致变流器开关损耗提升，不利于变流器寿命；文献[19]利用空间自由度优化开关损耗分布，实现了子单元间的损耗均衡，但在调制比增加时此策略会出现开关次数无法确定的情况，忽略了调制比对开关损耗的动态影响。综上所述，上述文献均没有以整个变流器的可靠性优化为目标，且对于调制比对开关损耗的影响没有进行深刻分析，没有建立起调制策略与变流器寿命的关系。

本文以提升变流器系统可靠性为研究目标，通过载波重构的思想，以子模块间开关损耗均衡为切入点，深入分析不同调制比下调制波范围对开关损耗的作用机理，提出 1 种改进型 IPD-PWM 控制策略。该策略在继承传统 IPD-PWM 优良谐波特性的基础上，通过优化调制波与载波动态分布范围，显著延长了变流器的使用寿命。相较于传统方法，改进方案在保证输出电压谐波质量的同时，实现了系统损耗降低与可靠性提升的双重优化效果。

1 级联 H 桥变流器概述

3 个独立子模块的 CHB 拓扑如图 1 所示，每个子模块中的直流侧由光伏 PV(photovoltaic)阵列供电，其交流侧输出电压以串联的方式连接。

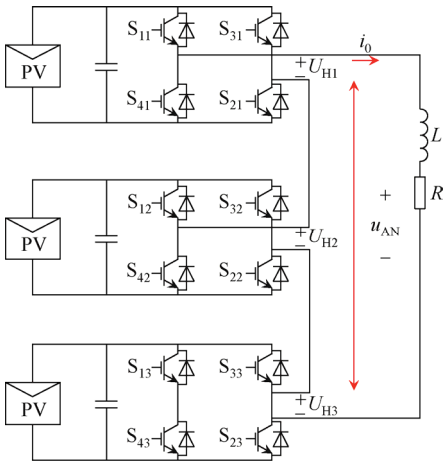


图 1 CHB 拓扑电路

Fig. 1 Circuit of CHB topology

CHB 传统调制策略如图 2 所示，其调制策略选择需综合考量谐波性能、损耗分布、变流器寿命及实现复杂度，以满足特定工况下的可靠性与经济性需求[20-21]。

CPS-PWM 通过移相载波实现各模块谐波的相互抵消，提升等效开关频率，同时均衡模块间的开关损耗，有利于延长器件的寿命。然而，其

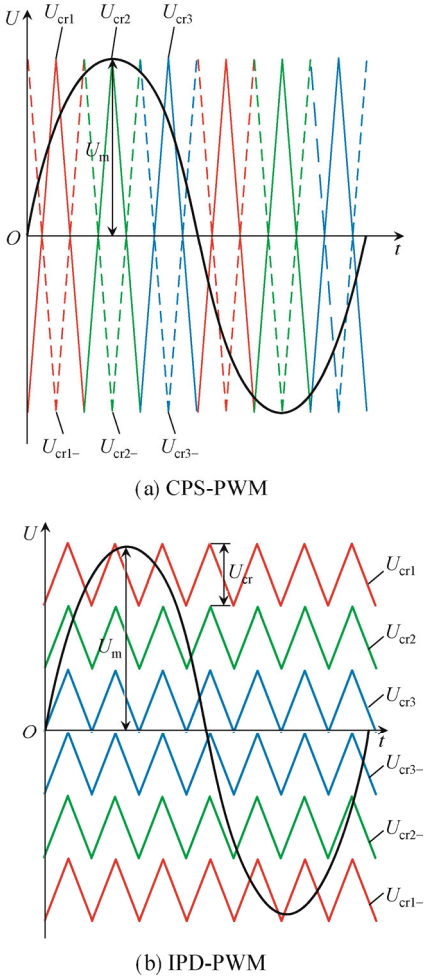


图 2　CHB 传统调制策略

Fig. 2 Traditional modulation strategy for CHB

低调制比时存在输出电压利用率受限、电压波形畸变率大的问题，且对控制器同步精度要求较高。相较而言，IPD-PWM 通过多相载波堆叠生成高电平输出，该调制方法在输出特性方面具有输出电压波形质量更佳、THD 更低、输出线电压的谐波分布特性得到改善及数字实现复杂度低等优势。虽然该策略存在子模块间功率无法自然均衡的局限性，但其低复杂度的控制特性尤其适用于 2 类场景：一是微处理器算力受限的低功率应用场合；二是前级输入功率存在固有差异的系统，如因光伏组件间阴影遮挡、组件老化或温度分布不均导致输入功率失配的光伏逆变系统[14]。

以图 1 的拓扑为例，在开关频率为 7 500 Hz，单个子模块直流侧电压为 400 V、交流侧电阻为 20 Ω、电感为 1 mH、调制比为 0.8 的工况下，应用传统 IPD-PWM 比较变流器器件间的寿命情况，结果如图 3 所示。

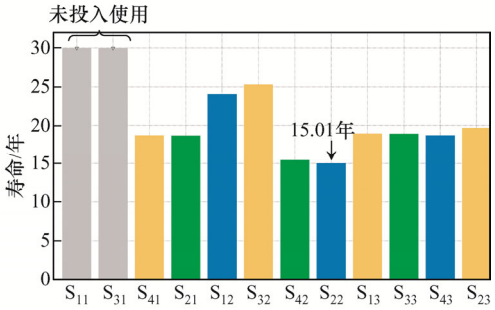


图 3　IPD-PWM 下的器件寿命

Fig. 3 Lifetime of devices under IPD-PWM

从图中可以发现，如前文所述，IPD-PWM 下器件间的寿命差距较大，其中 S_{11} 与 S_{31} 未投入工作，一直处于关闭状态，而 S_{22} 的寿命最短仅有 15.01 年。以变流器整体寿命考虑，需要改变变流器中的热应力分布情况以实现器件间寿命的尽可能均衡。具体来说，需要延长 S_{22} 等寿命较短器件的寿命。基于此，本研究提出改进型 IPD-PWM，通过载波重构的思想，对传统调制架构进行拓扑重构。该创新方法通过动态调控功率器件的损耗分布特性，在完整保留 IPD-PWM 原有高波形质量优势的基础上，实现了变流器系统寿命的均衡化提升。

2　改进载波层叠调制

器件寿命主要与结温 T_j 与结温波动ΔT 有关，对于功率器件 IGBT 与其并联的体二极管，导通损耗与开关损耗是影响其结温的关键因素。开关频率越高，开关损耗在总损耗中所占的比重越大，因此研究调制方式对开关损耗的影响具有重要意义。

从几何的角度理解，传统 IPD-PWM 的功率不均衡是由于其调制策略中载波空间层级上分布不均。如图 2(b)所示，U_{cr1}、U_{cr2}、U_{cr3} 分别为 3 个子模块的调制载波，其都只分布在空间的某一层，而在其余层没有波形。考虑到调制波与载波均有幅值、频率、相角及空间排列的自由度，可以通过控制自由度使其功率分布均衡。开关频率恒定时开关损耗取决于开关次数，不同排列方式下器件开关次

数不同，因此通过排列方式的遍历，可以寻找出开关损耗最优的调制策略，实现变流器寿命的延长。本节将基于此进行载波重构。

传统 IPD-PWM，其每 1 个子模块的门极控制信号都需要关于 x 轴对称的 1 对载波与调制波进行比较得到。当子模块数量增加 N 时，载波数量需对应增加 $2N$。当子模块数量过多时，调制复杂度高，控制系统实现成本增加。因此，本节先基于调制波的幅值自由度对调制波进行简化。经过简化后，载波数量同时可减少为原来的 1/2。

考虑到载波与调制波关于 x 轴对称，因此只保留 x 轴以上的载波，去除 x 轴以下的冗余载波。对于调制波，基于其幅值自由度，令其正半周期不变，负半周期用 1 个大小为 $3A_{\mathrm{f}}$ 的常数波与其叠加，A_{f} 为载波的幅值。优化后的调制波表达式为

$$U_{\mathrm{ref}}=\begin{cases}A_{\mathrm{m}}\sin(\omega t) & 2k\pi\leqslant\omega t\leqslant(2k+1)\pi\\ 3A_{\mathrm{f}}+A_{\mathrm{m}}\sin(\omega t) & (2k+1)\pi\leqslant\omega t\leqslant(2k+2)\pi\end{cases}\tag{1}$$

式中，A_{m} 为调制波幅值。

实际控制中，将调制波 U_{ref} 看作波 $U_{\mathrm{ref+}}$ 与 $U_{\mathrm{ref-}}$ 的叠加，其表达式分别为

$$U_{\mathrm{ref+}}=\begin{cases}A_{\mathrm{m}}\sin(\omega t) & 2k\pi\leqslant\omega t\leqslant(2k+1)\pi\\ 0 & (2k+1)\pi\leqslant\omega t\leqslant(2k+2)\pi\end{cases}\tag{2}$$

$$U_{\mathrm{ref-}}=\begin{cases}3 & 2k\pi\leqslant\omega t\leqslant(2k+1)\pi\\ 3+A_{\mathrm{m}}\sin(\omega t) & (2k+1)\pi\leqslant\omega t\leqslant(2k+2)\pi\end{cases}\tag{3}$$

其中，$U_{\mathrm{ref+}}$ 与载波比较产生的门极信号控制左半桥器件开关，$U_{\mathrm{ref-}}$ 与载波比较产生的门极信号控制右半桥器件开关。以图 1 中的子模块 1 为例，当 $U_{\mathrm{ref+}}$ 大于载波时，S_{11} 导通，否则 S_{41} 导通；当 $U_{\mathrm{ref-}}$ 大于载波时，S_{21} 导通，否则 S_{31} 导通。

如图 4 所示，控制第 1 个子模块的载波分布在 A 层级，控制第 2、3 个子模块的载波依次分布在 B、C 层级，其空间分布依旧不均衡。结合 IPD-PWM 的特性，通过控制载波在空间上分布的自由度，对载波进行重排，使其均匀分布在 3 个层级。首先，需要遍历不同的载波分布下开关次数的变化。

为了方便遍历，首先对调制波作出简化：若载波频率 f_{m} 远大于调制波频率 f_{cr}，则在 1 个周期内可以将调制波看作常数波。将功率器件由开启到关断(或由关断到开启)记作 1 次开关损耗。

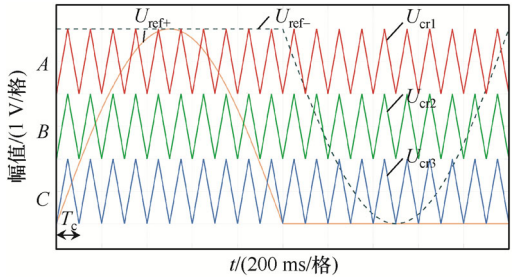
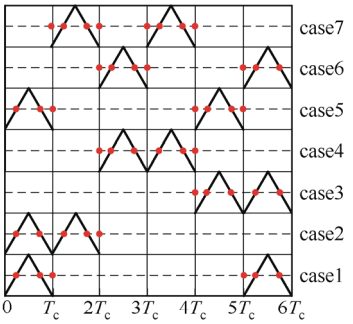


图 4 基于调制波幅值自由度的优化原理

Fig. 4 Optimization principle based on degree-of-freedom of modulation wave amplitude

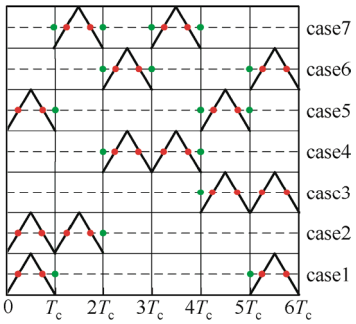
图 5 探究了载波排列方式对开关次数的影响，遍历了调制波在不同调制比下可能的 3 种取值情况，需要指出这是在 1 个层级内的开关次数，总开关次数为所有层级的总和。图中红色点表示确定的 1 次开关事件，绿色点表示可能存在的 1 次开关事件，这是由于其他层级的载波排列方式具有不确定性。改进后的载波在 1 个开关周期内在 A、B、C 3 个层级的时间均为 $2T_{\mathrm{c}}$(T_{c} 为传统 IPD-PWM 的载波周期)，即传统载波周期的 2 倍，因此图 5 展示的为 2 个三角载波的排列。根据 1 个开关周期内载波在每 1 个层级的出现时间可知，2 个三角载波的排列方式可遍历为 case1~case7：case1 情形下载波在首尾出现，即此载波在(0，T_{c})、($5T_{\mathrm{c}}$，$6T_{\mathrm{c}}$)内出现在同一个层级；case2 情形下载波始端连续排列，即此载波在(0，T_{c})、(T_{c}，$2T_{\mathrm{c}}$)内出现在同一个层级；case3 情形下载波在末端连续排列，即此载波在($4T_{\mathrm{c}}$，$5T_{\mathrm{c}}$)、($5T_{\mathrm{c}}$，$6T_{\mathrm{c}}$)内出现在同一个层级；case4 情形下载波在中间连续排列，此种情况不止 1 种，但是效果相同，文中只列举 1 种；case5 情形下载波有一次出现在始端，另一次出现在中间(除末端)，文中只列举 1 种，即载波在(0，T_{c})及除($5T_{\mathrm{c}}$，$6T_{\mathrm{c}}$)外的任意时间出现在同一个层级；case6 情形下载波有一次出现在末端，另一次出现在中间(除始端)，文中只列举 1 种，即载波在($5T_{\mathrm{c}}$，$6T_{\mathrm{c}}$)及除(0，T_{c})外的任意时间出现在同一个层级；case7 情形下载波在中间出现且不连续，此种情况不止 1 种，但是

效果相同，文中只列举 1 种。



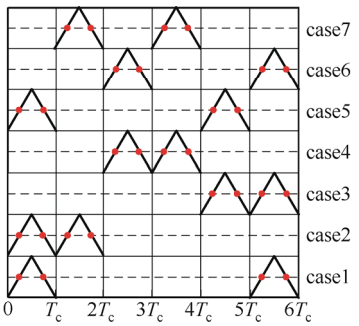
调制波范围：(0, E)

(a) 调制波在(0, E)时



调制波范围：(E, $2E$)

(b) 调制波在(E, $2E$)时



调制波范围：($2E$, $3E$)

(c) 调制波在($2E$, $3E$)时

图 5　调制波位置对开关次数影响

Fig. 5 Influence of modulation wave position on switching times

本文定义 E 为级联 H 桥变流器单个子模块的直流测电压。在 N 个子模块级联情况下，变流器输出电平范围为($-NE$, NE)。因此，当 N=3 时，调制波幅值范围为($-3E$, $3E$)。可以发现，当调制波位于(0, E)与($2E$, $3E$)时，开关次数均为定值，而调制波位于(E, $2E$)时开关次数为 1 个范围区间而非定值，因此通过排列遍历无法得到此时准确的开关次数。

总结可得，调制波在(0, E)或($2E$, $3E$)时，不同载波排列的开关次数是固定的，且当调制波在($2E$, $3E$)时，开关次数与载波排列方式无关，且均为 4 次；当调制波在(E, $2E$)时，开关次数为区间不定值，与其余载波的空间排列相关。

由以上分析可知，调制波的区间与功率器件开关次数有密切关系。故本文对优化后的调制波 $U_{\text{ref+}}$ 与 U_{ref} 进行分析，并基于前文的假设，用 1 个周期内的均方根 RMS (root mean square)代替原有调制波，计算公式为

$$R_{\text{RMS+}}=\sqrt{\frac{\int_0^{0.01}A_{\text{m}}^{\ 2}\sin^2(\omega t)\text{d}t+0}{0.02}}=0.5A_{\text{m}} \tag{4}$$

$$R_{\text{RMS-}}=\sqrt{\frac{\int_0^{0.01}3^2\text{d}t+\int_{0.01}^{0.02}[3+A_{\text{m}}\sin(\omega t)]^2\text{d}t}{0.02}}=\sqrt{0.25A_{\text{m}}^{\ 2}-\frac{6}{\pi}A_{\text{m}}+9} \tag{5}$$

A_{m} 的范围为(0, $3E$)，对式(4)和式(5)作图，如图 6 所示。对于 $R_{\text{RMS-}}$，在整个 A_{m} 取值范围内，其大小均在($2E$, $3E$)范围内。根据前文归纳，其开关次数与载波排列无关。对于 RMS_{+}，占空比 D 位于(0, 2/3)时，其值位于(0, E)，不同载波排列方式下开关次数为定值，如图 5(a)所示，此时载波在首端或尾端连续排列(case2 或 case3)，开关次数最少为 5 次。

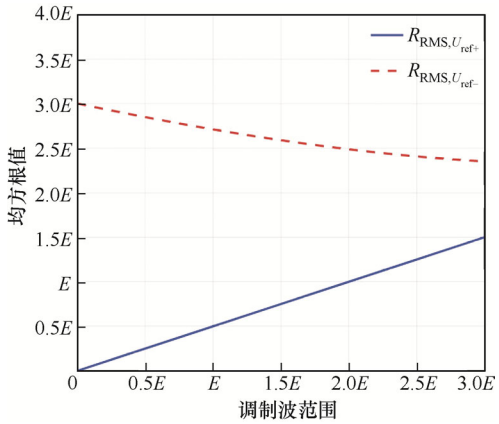


图 6　改进调制波均方根

Fig. 6 Root mean square of improved modulation waves

事实上，低占空比时，传统 IPD-PWM 的劣势更加明显，存在 1 个子模块内部有器件一直导通与关断的情况，热应力分布极不均衡，具体如图 7

所示。

当占空比 D 位于(2/3, 1)时，$R_{\mathrm{RMS+}}$ 位于(E, 2E)范围内。由前文分析可知，当调制波位于(E, 2E)时，无法通过排列遍历出最优的开关次数，此时可以从调制波与载波的几何关系出发分析。

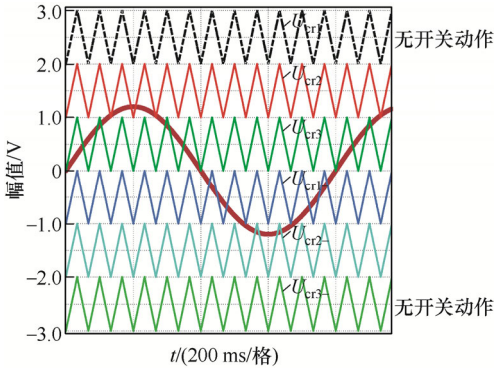


图 7 低调制比时 IPD-PWM 调制

Fig. 7 IPD-PWM at low modulation ratio

在调制过程中，从几何角度分析，功率器件的开关行为取决于调制波和载波之间的相对位置关系。对于 3 个子模块的级联 H 桥变流器，经过一次优化后可以将载波分为 A(2E, 3E)、B(E, 2E)、C(0, E) 3 个层级。当调制波位于 B 层级时：若载波在 B、C 层级间切换，如图 8 所示，则调制波始终大于载波，开关状态保持恒定，不发生开关动作，因此无开关损耗。当载波在 A、B 层级或 A、C 层级间切换时：若载波从较高层级(A)切换至较低层级(B 或 C)，则调制波在 A 层级小于载波，在 B 或 C 层级则大于载波，导致器件状态切换 1 次，产生开关损耗；若载波从较低层级(B 或 C)切换至较高层级(A)，调制波在 B 或 C 层级大于载波，在 A 层级则小于载波，同样导致器件状态切换 1 次，产生开关损耗。图 8 中虚线为(E, 2E)内的调制波，空心圆表示开关次数未增加，实心圆表示开关次数增加。

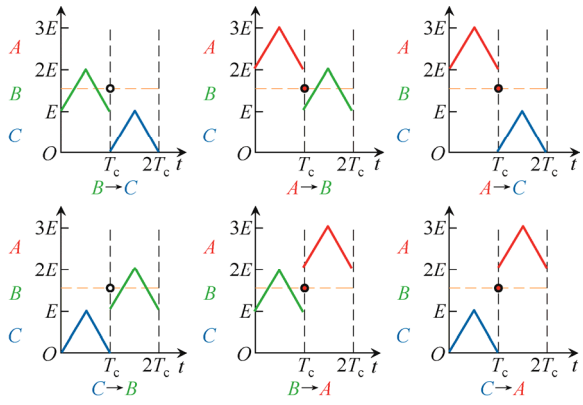


图 8 层级交互时的开关次数变化

Fig. 8 Changes in switching times during hierarchical interaction

由于 IPD-PWM 载波在空间上具有层叠排列的特点，如图 9 所示，因此对于整个变流器，子模块间的载波在层级间是轮换的，即子模块 1 中的 A 层级在子模块 2 中为 B 层级，而到子模块 3 中则变为 C 层级。

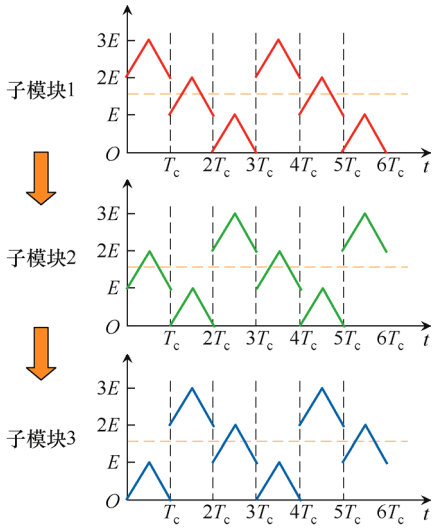


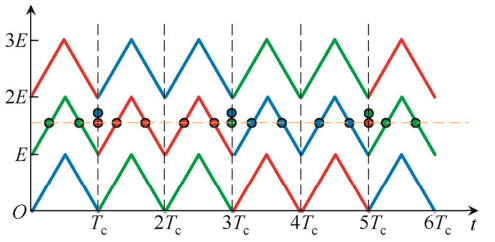
图 9 子模块间的层级轮换

Fig. 9 Hierarchical rotation between submodules

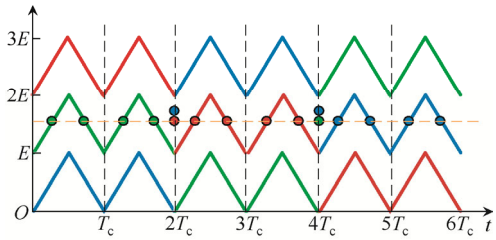
为实现变流器整体损耗最小化，需将 A、B、C 3 个层级的载波排列统一等效为 A 层级进行协同优化，通过将 A 层级载波优先配置于序列首尾位置，可减少其与 B、C 层级间的交互频次，从而抑制 A、B 与 A、C 层级的切换次数。在单个载波周期 T_c 内，载波仅允许出现在 3 个层级中的某 1 个，即仅允许最多 1 个层级载波置于序列首尾，其余 2 个层级载波应在 2T_c 内连续排列，以确保开关次数增量最小。因此，可分为出现一次首尾排列与不出现首尾(下简称首尾与非首尾)排列 2 种情况。由于排列具有随机性，因此这 2 种情况各有 6 种排列，其效果相同，故这里各只展示 1 种。从图 10 可以看出，首尾排列 3 个层级间的开关次数比为 6:6:6，非首尾排列的开关次数比为 5:5:6，都实现了开关损耗的

大致均衡。

改进后的 2 种调制的载波周期 $T_c'=2nT_c$。改进后的调制在 1 个载波周期内子模块开关次数与整个变流器的开关次数见表 1，发现子模块间的开关次数近乎相等。综上可知，改进调制策略在使得整个变流器开关损耗最少的同时实现了模块间开关损耗的近乎均衡。



(a) 首尾排列



(b) 非首尾排列

图 10　改进 IPD 调制载波

Fig. 10 Carrier under improved IPD modulation

表 1　开关次数统计

Tab. 1 Statistics of switching times

排列方式	子模块 1	子模块 2	子模块 3	变流器
首尾排列	6	6	6	18
非首尾排列	5	5	6	16

3　可靠性分析

研究功率器件的失效机理是分析功率器件可靠性的前提。器件寿命主要取决于芯片的平均结温及在特定工况下器件结温的波动程度，器件寿命满足

$$N_f = A\cdot\Delta T^{\alpha}\cdot e^{\left(\frac{Q}{R\cdot T_{mean}}\right)} \tag{6}$$

式中：N_f 为器件故障的热循环次数；ΔT 为结温波动；R 为气体常数，R=8.314 J/mol·K；T_{mean} 为器件结温，K；A、α 和 Q 为器件相关参数，A = 640，α=−5，Q = 7.8×10^4 J/mol。从式(6)可以看出，器件寿命与平均结温和结温波动有直接联系。

对于非恒定工况，可以采用 Minner 线性损伤累积原则进行近似估算，其原理式为

$$D=\Sigma\frac{N_i}{N_{fi}} \tag{7}$$

式中：D 为累积损伤；N_i 为特定工作点的实际热循环数量；N_{fi} 为特定工作点的器件故障的热循环次数。当 D 的数值达到 1 时，代表器件损坏可基于此对所改进调制策略的可靠性与寿命进行分析。

为验证所提出调制策略的可靠性，在 Simulink/PLECS 中搭建电热联合模型，以图 1 的拓扑电路作为研究对象，功率器件选取 Infineon 公司 IKW50N65H5 型号的 IGBT，比较 CHB 变流器传统调制策略 IPD-PWM 与本文提出的 2 种改进 IPD-PWM 调制的损耗分布与变流器寿命情况。由于在光伏等新能源工况下负载侧通常是可变的，因此相比于恒负载工况，研究循环负载工况下变流器的可靠性更有意义。仿照光伏系统白天与黑夜的交替，设置循环工况，在 PLECS 中设计可变负载电阻与可变电感，同时考虑高占空比与低占空比时所提出调制策略的可靠性，并分析直流侧母线电压发生波动时所提调制策略是否适用，具体参数见表 2。

表 2　模型参数设置

Tab. 2 Setting of model parameters

参数	数值
直流侧电源 U_{dc}/V	400
负载最大电感 $L_{g,cycH}$/mH	3.0
负载最小电感 $L_{g,cycL}$/mH	1.5
负载最大电阻 $R_{g,cycH}$/Ω	15.0
负载最小电阻 $R_{g,cycL}$/Ω	13.5
器件等效开关频率 $f_{sw,dev}$/Hz	1 250
变换周期 t/s	4
环境温度 T_m/℃	25
输出频率 f_0/Hz	50
仿真时间 T/s	20
占空比 D	0.4/0.8
热阻 R_g/(K·W^{-1})	0.1

3.1　直流侧母线恒定：高占空比

以占空比 0.8 为例，首先比较 3 种调制策略在

1 个开关周期内子模块间的开关损耗，如图 11 所示，可以发现改进后的 2 种调制策略相比传统 IPD-PWM 子模块间的开关损耗更加均衡。

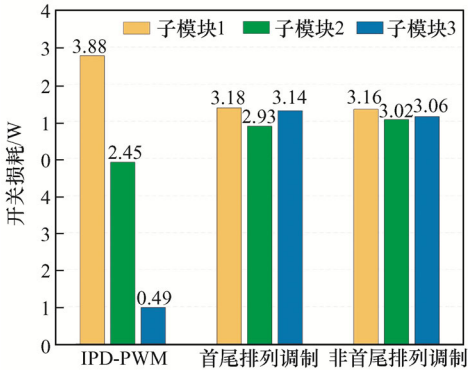


图 11 子模块间开关损耗对比

Fig. 11 Comparison of switching losses among submodules

由式(6)可知，研究器件的寿命状态需监测器件的平均结温 T_{mean} 与结温波动 ΔT，在 PLECS 中监测 12 个开关管在传统 IPD-PWM 与 2 种改进型 IPD-PWM 的结温状态，在 1 个开关周期内取 T_{mean} 与 ΔT，以传统 IPD-PWM 为例，其结果如图 12 所示。

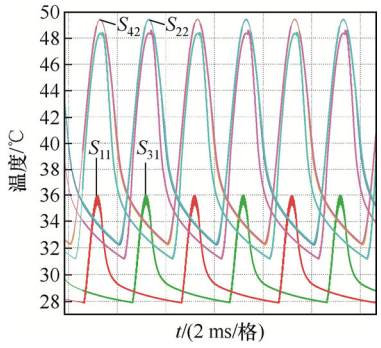


图 12 器件结温分布

Fig. 12 Junction temperature distribution of devices

在循环负载下，传统 IPD-PWM 子模块间的功率分配差与恒定负载时相比更大，因此热路分布更加不均衡，变流器系统级可靠性面临严重限制。为更直观地显现所提出策略的优越性，对改进前后 3 种调制系统的平均结温和结温波动的热指标进行统计，如图 13 和图 14 所示。

可以发现，2 种调制策略 T_{mean} 与 ΔT 的极差表现都远优于传统 IPD-PWM；且 T_{mean} 和 ΔT 在平均值与传统 IPD-PWM 近乎一致下实现了器件间方差的大幅度降低，实现了系统热应力分布均衡，系统可靠性大幅度提高。

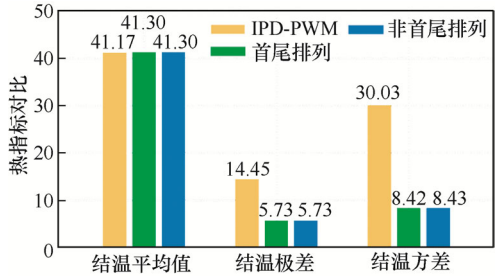


图 13 高占空经工况下 3 种调制策略的系统平均结温热指标对比

Fig. 13 Comparison of thermal indexes for system average junction temperature under three modulation strategies at high duty cycle

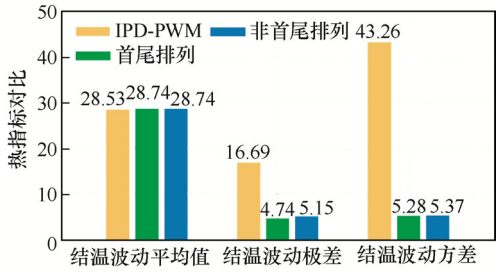


图 14 高占空经工况下 3 种调制策略的系统结温波动热指标对比

Fig. 14 Comparison of thermal indexes for system junction temperature fluctuations under three modulation strategies at high duty cycle

将 T_{mean} 和 ΔT 整理后代入式(6)和式(7)，得到器件寿命分布。表 3 对基于图 1 拓扑的 3 种调制下系统受热应力最严重器件进行统计，归纳发现：本文提出的改进 IPD-PWM 调制策略综合了 CPS-PWM 与 IPD-PWM 调制的优点，实现了子模块间功率的均衡，最终实现了变流器可靠性的提

表 3 高占空经工况下不同调制等略的系统寿命比较

Tab. 3 Comparison of system lifetime under different modulations strategies at high duty cycle

调制方式	可靠性低器件	T_{mean}/℃	ΔT/K	N_f	寿命/年
IPD-PWM	S_{22}	45.11	32.13	1.18×10^8	15.01
首尾排列	S_{22}	44.09	31.35	1.50×10^8	18.69
非首尾排列	S_{22}	44.09	31.35	1.47×10^8	18.69

高。对于前文提到的寿命最低的器件 S_{22}，在此种工况下运行降低了其平均结温与结温波动，使其寿命延长了约 24.5%。

3.2 直流侧母线恒定：低占空比

以占空比 0.4 为例，如前文所述，此时子模块 1 中 S_{41} 与 S_{21} 一直导通，S_{11} 与 S_{31} 一直关断，具体如图 15(a)所示；此时采用非首尾排列调制的可靠性最高，改进后子模块 1 的器件导通状态如图 15(b)所示。

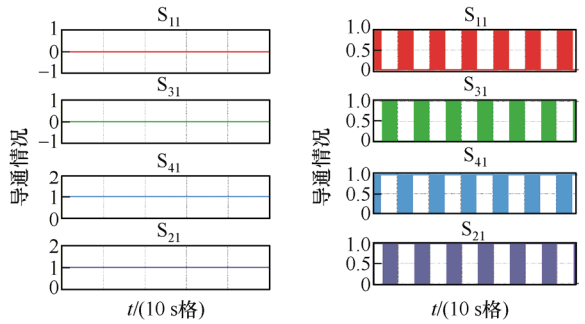


图 15　子模块 1 导通状态

Fig. 15 Conduction states of Submodule 1

2 种调制下 3 个子模块的开关损耗对比如图 16 所示，对于传统 IPD-PWM，第 1 个子模块的开关损耗为 0，其中器件不存在开关动作，处于恒开(关)状态，模块间的热应力分布极不均衡。经过改进后的调制策略有效均衡了模块间的开关损耗，使得变流器寿命得到了极大改善。

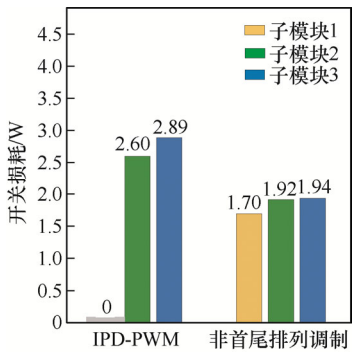


图 16　低占空比工况下的开关损耗对比

Fig. 16 Comparison of switching losses at low duty cycle

2 种调制下的平均结温与结温波动的热指标如图 17 和图 18 所示。

可以发现改进后调制策略在结温平均值与传统 IPD-PWM 近乎相同时，结温极差与结温方差远小于传统 IPD-PWM，结温波动有相同的趋势。从寿命表现来说，热损最严重器件的 ΔT 降低，变流器整体寿命延长。

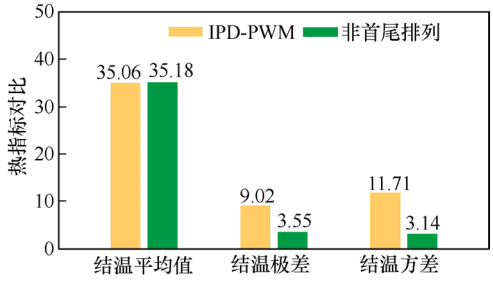


图 17　低占空比工况下 2 种调制策略的系统平均结温热指标对比

Fig. 17 Comparison of thermal indexes for system average junction temperature under two modulation strategies at low duty cycle

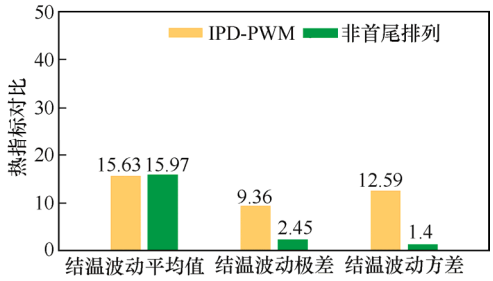


图 18　低占空比工况下 2 种调制策略的系统结温波动热指标对比

Fig. 18 Comparison of thermal indexes for system junction temperature fluctuations under two modulation strategies at low duty cycle

将 T_{mean} 和 ΔT 整理后代入式(6)和式(7)，得到器件寿命分布。表 4 记录了此时热应力最低的器件，由于在低调制比时直流侧电压利用率较低，因此只给出热循环次数 N_f 的比较(与寿命成正比)。可以发现，低调制比下非首尾排列调制的优势更为明显，寿命延长近 1 倍。

表 4　低占空比工况下不同调制策略的系统寿命比较

Tab. 4 Comparison of system lifetime under different modulations strategies at low duty cycle

调制方式	可靠性低器件	T_{mean}/℃	ΔT/K	N_f
IPD-PWM	S_{22}	36.78	17.13	6.20×10^9
非首尾排列	S_{22}	36.54	15.01	12.22×10^9

3.3 直流侧母线电压波动

实际 CHB 变流器前级一般接 DAB 或 DC-DC 变换器，此时直流侧电容母线电压存在波动，为了使研究更贴近实际，需要考虑此种条件下所提出调制策略的可行性。此时，直流侧用电流源供电，采用电压电流双闭环控制，通过直流侧均压策略维持 3 个子模块直流侧电容母线电压相同，具体控制策略如图 19 所示。

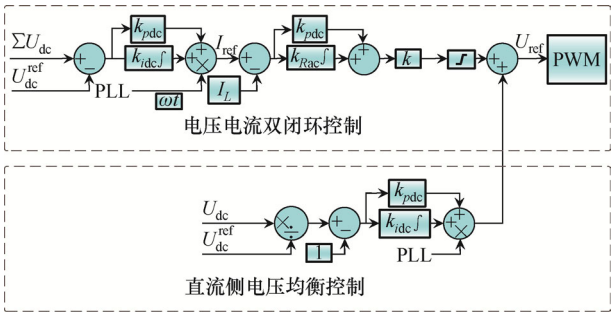


图 19 控制策略

Fig. 19 Control strategy

设置直流侧功率输入为 3 000 W，子模块直流侧母线电压维持在 100 V，其余参数见表 5。

表 5 参数设置

Tab. 5 Setting of parameters

参数	数值
直流侧母线电压/V	100
直流侧输入功率/W	3 000
负载电感 L_g/mH	1
负载电阻 R_g/Ω	10
器件等效开关频率 $f_{sw,dev}$/Hz	2 000
环境温度 T_m/℃	25
输出频率 f_0/Hz	50
仿真时间 T/s	50
占空比 D	0.8
热阻 R_g/(K·W^{-1})	0.1

此时 3 个子模块的直流侧母线电压波动如图 20 所示，可以发现在图 19 的控制策略下 3 个子模块母线电压近乎相同且在直流量上有一定幅度的波动，在此工况下比较所提出的 2 种调制策略与传统 IPD-PWM 的可靠性。

首先比较子模块间的开关损耗，如图 21 所示。由于开关频率的提高，开关损耗也相应增加，在总损耗中的占比也同样增加。

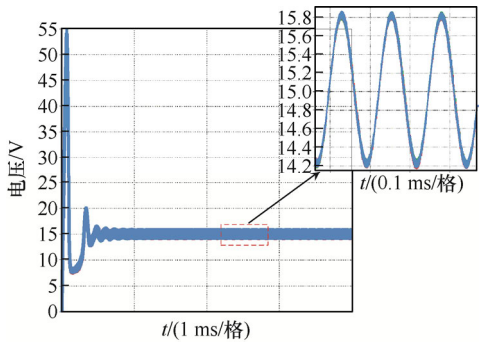


图 20 直流侧母线电压波动

Fig. 20 DC-side bus voltage fluctuation

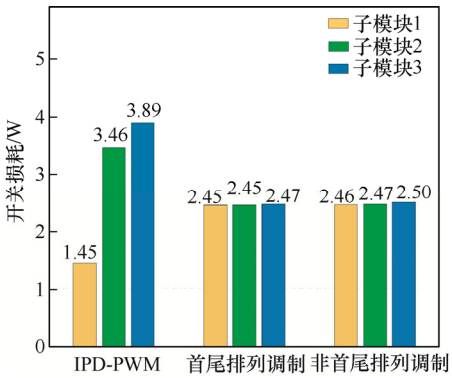


图 21 直流侧母线电压波动下的开关损耗对比

Fig. 21 Comparison of switching losses with DC-side bus voltage fluctuation

3 种调制下的平均结温与结温波动的热指标如图 22 和图 23 所示。

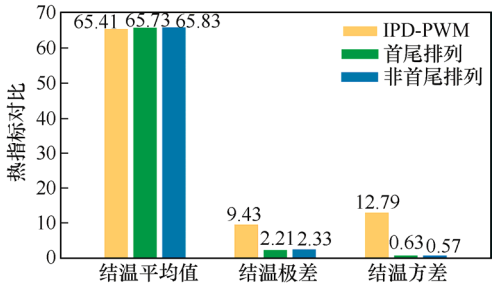


图 22 直流侧母线电压波动下 3 种调制策略的系统平均结温热指标对比

Fig. 22 Comparison of thermal indexes for system average junction temperature under three modulation strategies with DC-side bus voltage fluctuation

此时对 3 种调制下受热应力影响最大的器件进行归纳，结果见表 6。

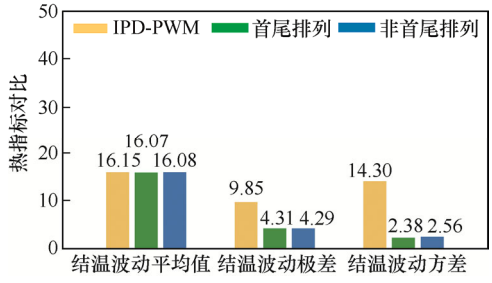


图 23　直流侧母线电压波动下 3 种调制策略的系统结温波动热指标对比

Fig. 23 Comparison of thermal indexes for system junction temperature fluctuations under three modulation strategies with DC-side bus voltage fluctuation

表 6　直流侧母线电压波动下不同调制策略的系统寿命比较

Tab. 6 Comparison of system lifetime under different modulations with DC-side bus voltage fluctuation

调制方式	可靠性低器件	T_{mean}/℃	ΔT/K	N_f/次	寿命/年
IPD-PWM	S_{22}	67.33	17.89	1.18×10^8	15.01
首尾排列	S_{22}	67.25	16.72	1.50×10^8	18.69
非首尾排列	S_{22}	67.32	16.74	1.47×10^8	18.69

综上所述，在使用了直流侧均压策略的实际环境中，子模块电容母线电压存在波动，此时所提调制策略依然有效，可以显著均衡器件间的热应力分布，延长系统级变流器寿命。

4　实验结果

为了验证所提出的调制策略的实用性，将其应用于 3 个子模块七电平的级联 H 桥变流器，功率器件为 Infineon 公司 IKW50N65H5 型号的 IGBT，由于实验条件限制直流侧通过 3 个直流电源供电，以 RT-BOX 作为控制器发出门极信号，并通过光纤跳线使得电信号转化为光信号传播，减少门极信号的失真。器件结温通过海康威视 H10 热成像仪进行测量，忽略芯片结与壳之间的热阻 R_{jc} 与壳散热期间的热阻 R_{ch} 受温度影响的变化，则所测温度能够准确反映芯片结温 T_j。具体实验平台如图 24 所示。

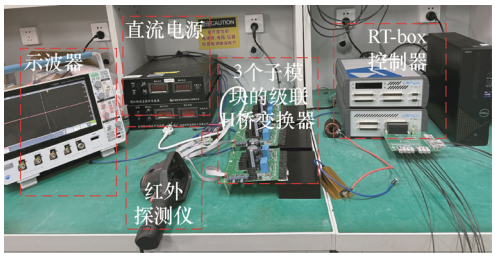


图 24　实验平台

Fig. 24 Experimental platform

简化后的调制波如图 25 所示。其中 U_{ref+} 与 U_{ref-} 如前文分析分别控制左半桥与右半桥功率器件的开通、关断情况。

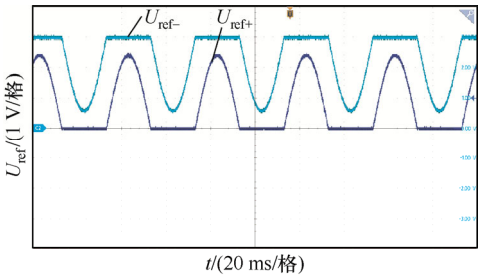
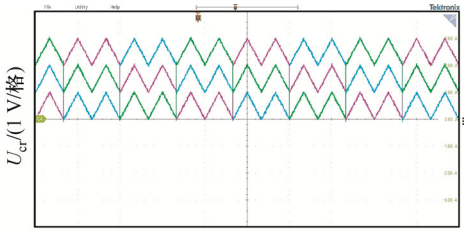


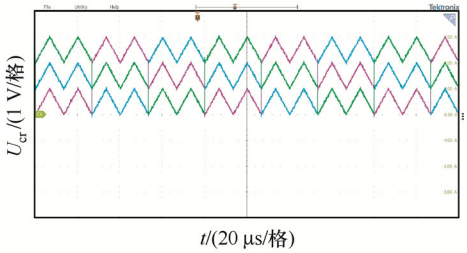
图 25　简化后的调制波

Fig. 25 Simplified modulation wave

重构后 2 种调制载波如图 26 所示，实际中调制策略与理论一致。



(a) 首尾排列调制载波



(b) 非首尾排列调制载形

图 26　调制载波

Fig. 26 Modulation carrier

图 27 对几种调制的波形质量进行分析，可以发现 CPS-PWM 的输出电压 THD(43.64%)远高于其他几种调制策略，这也验证了在一些对电能质

量要求高的场合此种调制策略的局限性。改进后 2 种调制的频谱和 THD 与传统 IPD-PWM 完全相同：输出电压基波含量相同，谐波群主要分布在开关频率附近，THD 相较于传统 CPS-PWM 降低约 32.3%，保留了 IPD-PWM 输出波形质量高的优势。

对实验中 12 个功率器件的结温进行实时测量以分析系统寿命。为了与第 3 节可靠性分析对应，同样设置循环负载工况，变换周期为 10 s。

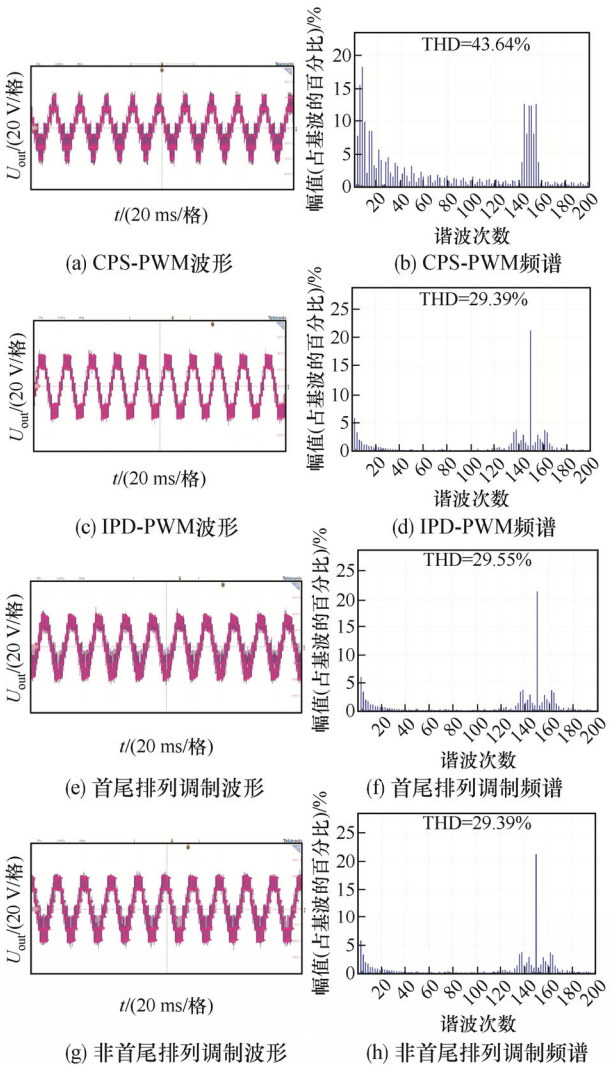


图 27 实验波形与波形质量

Fig. 27 Experimental waveforms and waveform quality

变换周期内负载功率由 68.6 W 跳转到 137.3 W 以模拟不恒定工况下变流器的运行状态，通过红外探测仪扫描 10 s 内器件的结温。同时，设置低占空比与高占空比 2 种工况并考虑电容母线电压波动。

实验其余具体参数设置见表 7。

4.1 直流侧母线恒定：高占空比

图 28 首先比较占空比为 0.8 时传统 IPD-PWM 和所改进的 2 种调制策略在 1 个载波周期 T_c' 内的开关次数以反映开关损耗。可以发现，与第 3 节可靠性分析结果一致，传统 IPD-PWM 子模块间开关次数差别大，开关损耗分布不均匀，导致器件的损耗累积不同，改进的 2 种调制子模块间开关损耗更加均衡。

表 7 高占空比工况下的实验参数设置

Tab. 7 Setting of experimental parameters at high duty cycle

参数	数值
直流侧电源 U_{dc}/V	15
环境温度 T_m/℃	10
负载最大电感 $L_{g,cycH}$/mH	2
负载最小电感 $L_{g,cycL}$/mH	1
负载最大电阻 $R_{g,cycH}$/Ω	10
负载最小电阻 $R_{g,cycL}$/Ω	5
变换周期 t/s	10
输出频率 f_0/Hz	50
占空比 D	0.4/0.8
热阻 R_g/(K·W^{-1})	0.9

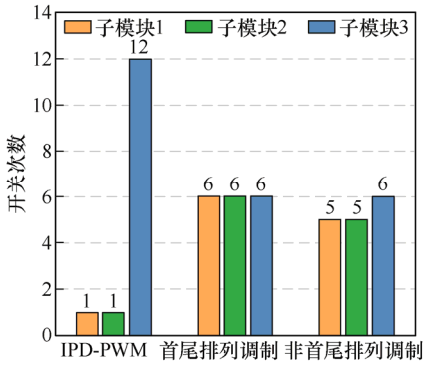
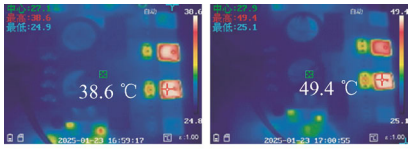


图 28 高占空比工况下的开关次数对比

Fig. 28 Comparison of switching times at high duty cycle

对工况变化先后的结温进行测量，比较 1 个变换周期 t 内的平均结温 T_{mean} 与结温波动ΔT，以此判断改进的 IPD-PWM 在变流器寿命上的优化效果，结果如图 29~图 31 所示。由式(6)可知，ΔT 对于寿命的影响最大，因此图中展示的为 3 个子模块变换前后ΔT 相差最大的器件的热图。其中图(a)为功率变换前，图(b)为功率变换后，可以发现无论是

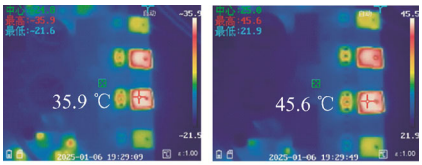
变换前后的平均结温还是 1 个周期内的结温波动，改进的 2 种调制均优于传统 IPD-PWM。



(a) 功率变换前　　(b) 功率变换后

图 29　高占空比工况下的循环负载 IPD-PWM 结温测量

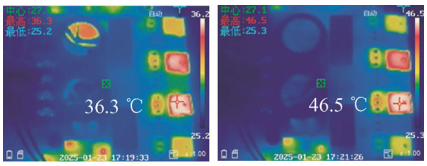
Fig. 29 Junction temperature measurement under IPD-PWM and cyclic load at high duty cycle



(a) 功率变换前　　(b) 功率变换后

图 30　高占空比工况下的循环负载首尾排列调制结温测量

Fig. 30 Junction temperature measurement under head-to-tail modulation and cyclic load at high duty cycle



(a) 功率变换前　　(b) 功率变换后

图 31　高占空比工况下的循环负载非首尾排列调制结温测量

Fig. 31 Junction temperature measurement under non-head-to-tail modulation and cyclic load at high duty cycle

变换前后的结温变化见表 8。

表 8　高占空比工况下的结温波动

Tab. 8 Junction temperature fluctuations at high duty cycle

调制方式	变换前结温/℃	变换后结温/℃	ΔT/℃
IPD-PWM	38.6	49.4	10.8
首尾排列	35.9	45.6	9.7
非首尾排列	36.3	46.5	10.2

从表 8 中可见，传统 IPD-PWM 无论是功率变换前后的平均结温还是功率变换前后的结温波动都较高；而本文提出的 2 种改进调制策略可以在降低平均结温的同时降低周期内的结温波动，有助于变流器可靠性的提升，延长变流器寿命。将平均结温与结温波动代入式(6)和式(7)计算，结果见表 9。

表 9　高占空比工况下的寿命比较

Tab. 9 Comparison of lifetime at high duty cycle

调制方式	热循环次数 N_f/次	寿命提升/%
IPD-PWM	3.11×10^{10}	—
首尾排列	7.22×10^{10}	132.15
非首尾排列	5.30×10^{10}	70.40

在此种工况下，首尾排列调制下热应力分布最严重器件的寿命较传统 IPD-PWM 提升 132.15%，非首尾排列调制较传统 IPD-PWM 提升 70.40%，变流器寿命得到显著延长。

4.2　直流侧母线恒定：低占空比

其余实验条件不变，占空比为 0.4 时，如前文分析，传统 IPD-PWM 热应力分布更不均衡，有子模块内器件持续导通或关断的情况，此时采用非首尾排列，模块间热应力更加均衡，首先分析 3 个子模块的开关次数，如图 32 所示。发现对于传统 IPD-PWM，子模块 1 的开关次数为 0，子模块间热应力分布差距大、寿命差距大，而非首尾排列下子模块间开关次数完全相同。

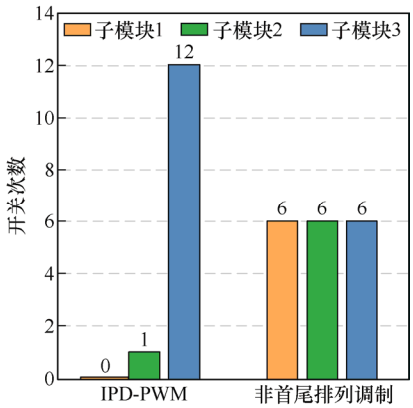
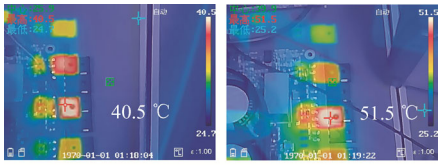


图 32　低占空比工况下的开关次数对比

Fig. 32 Comparison of switching times at low duty cycle

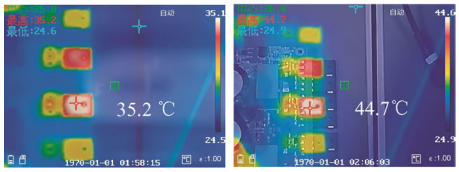
此时，对 2 种调制下 3 个子模块热应力分布最严重器件进行测量，如图 33 和图 34 所示。由于占空比降低，直流侧电压利用率低，非首尾排列调制下相比高占空比时平均结温都降低，结温波动基本相似。而传统 IPD-PWM 由于热应力分布更不均衡，平均结温相比于高调制比时甚至更高，因此器件可靠性降低，变流器寿命更低。



(a) 功率变换前 (b) 功率变换后

图 33 低占空比工况下的循环负载 IPD-PWM 结温测量

Fig. 33 Junction temperature measurement under IPD-PWM and cyclic load at low duty cycle



(a) 功率变换前 (b) 功率变换后

图 34 低占空比工况下的循环负载非首尾排列调制结温测量

Fig. 34 Junction temperature measurement under non-head-to-tail modulation and cyclic load at low duty cycle

变换前后的结温变化见表 10。

表 10 低占空比工况下的结温波动

Tab. 10 Junction temperature fluctuations at low duty cycle

调制方式	变换前结温/℃	变换后结温/℃	ΔT/℃
IPD-PWM	40.5	51.5	11.0
非首尾排列	35.2	44.7	9.5

将平均结温与结温波动代入式(6)与式(7)计算，结果见表 11。

表 11 低占空比工况下的寿命比较

Tab. 11 Comparison of lifetime at low duty cycle

调制方式	热循环次数 N_f/次	寿命提升/%
IPD-PWM	2.35×10^{10}	—
非首尾排列	8.65×10^{10}	268.1

此种工况下，非首尾排列调制较传统 IPD-PWM 提升 268.10%，变流器寿命显著延长。

4.3 直流侧母线电压波动

如前文所述，此时将直流源工作在恒电流输出模式，通过电压电流双闭环控制生成调制波，同时通过直流侧均压控制维持子模块间电压平衡，具体参数见表 12。

表 12 直流侧母线电压波动工况下的实验参数设置

Tab. 12 Setting of experimental parameters with DC-side bus voltage fluctuation

参数	数值
直流侧电流 I_{dc}/A	1.6
直流侧均压电压 U_{ref}/V	10
环境温度 T_m/℃	25
负载最大电感 $L_{g,cycH}$/mH	2
负载最小电感 $L_{g,cycL}$/mH	1
负载最大电阻 $R_{g,cycH}$/Ω	10
负载最小电阻 $R_{g,cycL}$/Ω	5
变换周期 t/s	10
输出频率 f_0/Hz	50
占空比 D	0.8
热阻 R_g/(K·W^{-1})	0.9

子模块间开关次数如图 35 所示，可以发现在实际工况下 3 种调制维持之前所分析的特点。

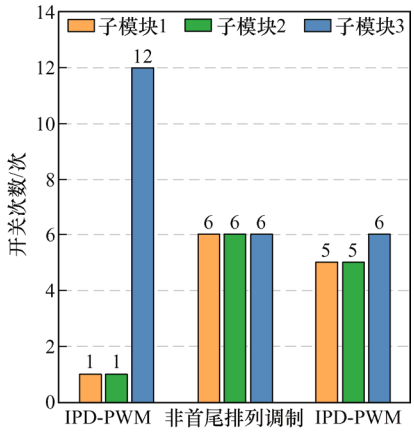
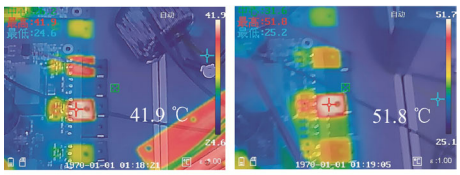


图 35 直流侧母线电压波动工况下的开关次数对比

Fig. 35 Comparison of switching times with DC-side bus voltage fluctuation

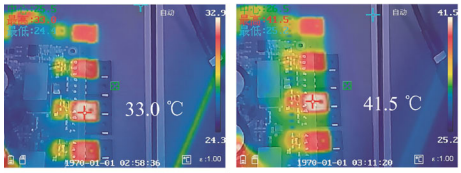
此时对热应力分布最严重的器件进行统计，结果如图 36~图 38 所示。



(a) 功率变换前 (b) 功率变换后

图 36 直流侧母线电压波动工况下的循环负载 IPD-PWM 结温测量

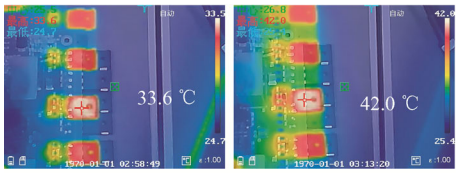
Fig. 36 Junction temperature measurement under IPD-PWM and cyclic load with DC-side bus voltage fluctuation



(a) 功率变换前　　(b) 功率变换后

图 37　直流侧母线电压波动工况下的循环负载首尾排列调制结温测量

Fig.37 Junction temperature measurement under head-to-tail modulation and cyclic load with DC-side bus voltage fluctuation



(a) 功率变换前　　(b) 功率变换后

图 38　直流侧母线电压波动工况下的循环负载非首尾排列调制结温测量

Fig. 38 Junction temperature measurement under non-head-to-tail modulation and cyclic load with DC-side bus voltage fluctuation

可以发现在直流侧电压存在波动的实际环境中，所提出的调制策略依然有效。变换前后的结温变化见表 13。

表 13　直流侧母线电压波动工况下的结温波动

Tab. 13 Junction temperature fluctuations with DC-side bus voltage fluctuation

调制方式	变换前结温/℃	变换后结温/℃	Δ*T*/℃
IPD-PWM	41.9	51.8	9.9
首尾排列	33.0	41.5	8.5
非首尾排列	33.6	42.0	8.4

本文分析的对象为阻感性负载。事实上，在并网运行场景下，需增加锁相环保证单位功率因数并增加电流控制满足电流质量并网要求。此时，本文所提出的调制策略依然适用，在此不再过多展示。

综上，在实际实验中发现：改进的 2 种调制策略可以实现子模块间的功率均衡，且有效平衡器件的热应力分布，使得器件间的平均结温与结温波动相近，且系统整体结温与结温波动得到降低，变流器可靠性得到显著提升。

5　结论

针对传统 IPD-PWM 存在的变流器器件间热应力分布不均、寿命差异显著及系统可靠性不足等问题，本研究提出一种基于载波重构的改进型 IPD-PWM。该方法首先通过调控调制波幅值自由度将载波数量缩减至传统方法的 50%，降低后续载波重构的复杂度；然后从开关损耗最优化的角度切入，通过载波重构实现对传统 IPD-PWM 的改进。考虑高占空比与低调制比 2 种情况与直流侧电压波动，理论分析与实验结果表明如下结论。

(1)相较于传统 IPD-PWM，改进方法在保持输出电压波形质量优良、谐波特性优异的同时，实现了子模块间功率均衡分布与子模块内器件寿命均衡化。经实测，在调制比为 0.8 时，该方法可使变流器在典型阻感负载工况下的关键功率器件寿命提升 132.15%；调制比为 0.4 时，器件寿命提升 268.10%，系统可靠性得到显著增强。

(2)与传统 CPS-PWM 相比，所提方法具有更优的输出波形质量和谐波特性，在相同调制比条件下输出电压总谐波失真(THD)较传统 CPS-PWM 降低约 32.3%。

(3)当子模块数量大于 3 时，本文提出的层级轮换策略同样适用，此时需推导改进的调制波表达式并重新遍历载波排列方式，将留待后续开展专项研究。

参考文献：

[1] 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)

[2] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-

clamped PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.

[3] Nasiri M R, Farhangi S, Rodríguez J. Model predictive control of a multilevel CHB STATCOM in wind farm application using Diophantine equations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1213-1223.

[4] 孙孝峰, 刘鑫磊, 滕甲训, 等. 基于光储混合配置的级联 H 桥型光伏逆变器功率平衡策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(5): 1948-1961.
Sun Xiaofeng, Liu Xinlei, Teng Jiaxun, et al. Power balance strategy of cascaded H-bridge photovoltaic inverter based on hybrid configuration of photovoltaic and energy storage [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 1948-1961. (in Chinese)

[5] Kant P, Singh B. Multiwinding transformer fed CHB inverter with on-line switching angle calculation based SHE technique for vector controlled induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(3): 2807-2815.

[6] Behera R R, Thakur A N. A hybrid modular multilevel converter topology with modified phase-shifted carrier pulse-width modulation scheme [C]// 2017 International Conference on Smart grids, Power and Advanced Control Engineering (ICSPACE). Bangalore, India, 2018: 237-240.

[7] 肖凯, 王振, 严喜林, 等. 压接式 IGBT 寿命评估软件开发与案例分析[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 227-235.
Xiao Kai, Wang Zhen, Yan Xilin, et al. Lifetime assessment software development and case study for press-pack IGBTs [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 227-235. (in Chinese)

[8] Ma Ke, Chen Wenjie, Liserre M, et al. Power controllability of a three-phase converter with an unbalanced AC source [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1591-1604.

[9] Oh H, Han B, McCluskey P, et al. Physics-of-failure, condition monitoring, and prognostics of insulated gate bipolar transistor modules: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(5): 2413-2426.

[10] 赵楠, 郑泽东, 刘建伟, 等. 级联 H 桥变换器 IGBT 开路故障分析与冗余方法研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1608-1619.
Zhao Nan, Zheng Zedong, Liu Jianwei, et al. IGBT open-circuit fault analysis and fault-tolerant method for cascaded H-bridge converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1608-1619. (in Chinese)

[11] 唐圣学, 张继欣, 姚芳, 等. IGBT 模块寿命预测方法研究综述[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 177-194.
Tang Shengxue, Zhang Jixin, Yao Fang, et al. Review of lifetime prediction methods for IGBT power modules [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 177-194. (in Chinese)

[12] 谢阳腾, 丘东元, 谢帆. 基于多尺度思想的模块化多电平变流器可靠性分析综述[J]. 电网技术, 2020, 44(5): 1852-1862.
Xie Yangteng, Qiu Dongyuan, Xie Fan. Review of reliability analysis of modular multilevel converter based on multiscale theory [J]. Power System Technology, 2020, 44(5): 1852-1862. (in Chinese)

[13] Wang Cheng, Zhang Kai, Xiong Jian, et al. A coordinated compensation strategy for module mismatch of CHB-PV systems based on improved LS-PWM and reactive power injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2825-2836.

[14] Sochor P, Akagi H. Which is more suitable to a modular multilevel SDBC inverter for utility-scale PV applications, phase-shifted PWM or level-shifted PWM? [C]// 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA,2017: 1-7.

[15] 卢宇, 吴小丹, 雷家兴, 等. 电网不平衡工况下模块化多电平矩阵变换器控制策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(4): 195-205.
Lu Yu, Wu Xiaodan, Lei Jiaxing, et al. Control strategy of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid condition [J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2023, 42(4): 195-205. (in Chinese)

[16] 叶满园, 章俊飞, 陈乐. 五开关 H 桥逆变器改进 PWM 控制方法的研究[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 116-123.
Ye Manyuan, Zhang Junfei, Chen Le. Improved PWM control method for five-switch H-bridge inverter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 116-123. (in Chinese)

[17] 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)

[18] 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.
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. (in Chinese)

[19] 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. (in Chinese)

[20] 解良彬, 向月, 王世谦, 等. 计及经济性与可靠性的台区储能优化配置[J]. 电力工程技术, 2024, 43(4): 56-66, 87.
Xie Liangbin, Xiang Yue, Wang Shiqian, et al. Optimization configuration of energy storage in distribution feeders considering economy and reliability [J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2024, 43(4): 56-66, 87. (in Chinese)

[21] 段军, 谢晔源, 姜田贵, 等. 模块化多电平换流阀可靠性研究与设计优化[J]. 电力工程技术, 2018, 37(2): 38-43.
Duan Jun, Xie Yeyuan, Jiang Tiangui, et al. Reliability research and design optimization of modular multilevel converter [J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(2): 38-43. (in Chinese)



金鑫

作者简介：

金鑫(2001—　)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子可靠性建模，热损耗分析。E-mail：220232863@seu.edu.cn。

邹志翔(1985—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：新型电力系统，稳定性分析。E-mail：zzou@ seu.edu.cn。

刘鑫磊(1999—　)，男，博士研究生。研究方向：模块化多电平换流器，光伏并网逆变器。E-mail：liuxinlei@seu.edu.cn。

Giampaolo Buticchi(1985—　)，男，博士，教授。研究方向：用于电动飞机的直流配电系统和电力电子设备，高性能电驱动装置。E-mail：Giampaolo.Buticchi@nottingham.edu.cn。

马柯(1985—　)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：新能源发电，电力电子可靠性理论与设计方法。E-mail：kema@sjtu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)

(上接第 312 页)

[15] 陈斌, 王婷, 吕征宇, 等. 电压型逆变器非线性的分析及补偿[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 24-30.
Chen Bin, Wang Ting, Lü Zhengyu, et al. The analysis and compensation of voltage source inverter nonlinearity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 24-30. (in Chinese)

[16] 王海燕, 孙涛, 熊端锋, 等. 车用永磁同步电机电感参数的精细化分析[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 65-70.
Wang Haiyan, Sun Tao, Xiong Duanfeng, et al. Refined analysis of inductance parameters of permanent magnet synchronous motor for vehicle [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(10): 65-70. (in Chinese)



陈赓

作者简介：

陈赓(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：永磁同步电机参数辨识。E-mail：2021110358@mail.hfut.edu.cn。

杨淑英(1980—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：风力发电系统，电驱动系统。E-mail：yangsyhfah@163.com。

张兴(1963—　)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：新能源变流技术。E-mail：honglf@ustc.edu.cn。

(责任编辑：耿越)