

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106677

# 级联 H 桥变换器主动热控制下的谐波性能优化\*

戴攀<sup>1</sup> 邹波<sup>1</sup> 陈家乾<sup>2</sup> 朱小军<sup>3</sup> 叶承晋<sup>4</sup>

(1. 国网浙江省电力有限公司经济技术研究院 杭州 310000; 2. 国网浙江省电力有限公司湖州供电公司 湖州 313000;  
3. 国网浙江省杭州市富阳区供电公司 杭州 311400; 4. 浙江大学 电气工程学院 杭州 310063)

**摘要:** 针对级联 H 桥变换器主动热控制下不平衡运行时, 钳位 H 桥模块在两倍载波频率附近产生大量谐波的问题, 提出了一种级联 H 桥变换器主动热控制下的谐波性能优化策略。深入分析了变换器中钳位 H 桥模块热控制下输出电压的谐波失真, 设计了基于 H 桥模块载波角来修正非常规 PSPWM 以消除了两倍载波频率边带谐波。利用级联 H 桥变换器样机开展了实验, 测试结果为, 采用谐波性能优化控制后, 两倍载波频率附近主导谐波被消除, 同时钳位 H 桥模块温度降低 0.9 °C。测试结果表明, 主动热控制下的新型谐波性能优化策略可有效提高级联 H 桥变换器系统输出谐波性能, 并实现 H 桥模块热均衡。

**关键词:** 级联 H 桥变换器; 多电平; 不连续脉宽调制; 谐波分析

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4017

## Harmonic performance optimization for cascaded H-bridge converter under active thermal control

Dai Pan<sup>1</sup> Zou Bo<sup>1</sup> Chen Jiaqian<sup>2</sup> Zhu Xiaojun<sup>3</sup> Ye Chengjin<sup>4</sup>

(1. Research Institute of Economics and Technology, State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 310000, China;  
2. Huzhou Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Huzhou 313000, China;  
3. State Grid Zhejiang Fuyang District Power Supply Company, Hangzhou 311400, China;  
4. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310063, China)

**Abstract:** When the cascaded H-bridge converter operates unbalanced under active thermal control, the clamping H-bridge module generates a large number of harmonics around twice the carrier frequency. Aiming at this problem, a harmonic performance optimization strategy under active thermal control of the cascaded H-bridge converter is proposed. The harmonic distortion of the converter output voltage with the clamped H-bridge module under thermal control is analyzed in-depth, and an unconventional PSPWM based on the carrier angles correction of the H-bridge module is designed to eliminate the sideband harmonics of the double carrier frequency. Experiments were carried out using a prototype of the cascaded H-bridge converter, and the test result is that after adopting the harmonic performance optimization control, the dominant harmonics around twice the carrier frequency were eliminated, and the temperature of the clamping H-bridge module was reduced by 0.9 °C. The test results show that the novel harmonic performance optimization strategy under the active thermal control can effectively improve the output harmonic performance of the cascaded H-bridge converter system and realize the thermal equilibrium of the H-bridge modules.

**Keywords:** cascaded H-bridge converter; multilevel; discontinuous pulse width modulation; harmonic analysis

## 0 引言

近几十年来,多电平变换器被广泛应用于高压变频驱动、电能质量治理、可再生能源系统等<sup>[1-3]</sup>。其中级联 H 桥变换器自提出后,因其具有接入电压高、输出电压电平数

多、高度模块化和容错运行能力,故在中高压应用场景中得到较多使用,尤其 6.6 kV 以上系统中<sup>[4]</sup>。级联 H 桥拓扑由 H 桥模块级联形成,其中 H 桥模块还可由中点钳位型三电平模块<sup>[5]</sup>或 T 型三电平模块<sup>[6]</sup>等代替以获取更多其他优异性能。

收稿日期:2021-05-13

\* 基金项目:国家自然科学基金青年项目(51807173)、中央高校基本科研业务费专项资金项目(2021QNA4012)资助

级联 H 桥可采用传统移相脉宽调制 (phase-shifted pulse width modulation, PSPWM) 控制其运行<sup>[17-8]</sup>, 相联 H 桥模块的三角载波具有固定相移, 具体为  $\pi/N$ ,  $N$  为 H 桥模块数。PSPWM 应用于级联 H 桥时具有多个优点: 1) PSPWM 实现了变换器输出电压开关频率的自然乘法效应, 即输出电压有效开关频率为  $2Nf_c$ , 其中  $f_c$  为载波频率; 2) PSPWM 可自然均衡级联 H 桥中各模块的功率, 进而使得各功率半导体开关器件的温度平衡, 从而器件老化是均匀分布的。

众所周知, 热应力是开关器件老化的主要原因, 也是器件内部焊点疲劳失效的主要原因, 热循环会引起材料热胀冷缩, 导致热阻增加, 并产生更多的热应力<sup>[9-12]</sup>。就电力电子设备而言, 剩余设备寿命是一个非常重要的参数, 因为该参数直接决定了维护和运行成本。对此, 一些学者专注于开展预测模型的研究, 并获得剩余设备寿命与累积热循环的函数关系<sup>[13-17]</sup>。另一方面, 级联 H 桥变换器具备故障容错运行能力, 当 H 桥模块故障, 可将其旁路<sup>[18]</sup>, 从而系统继续保持运行, 然后维护时将故障模块用新模块替换。这意味着, 维护更换级联 H 桥模块后, 将引入设备老化不均问题<sup>[19]</sup>。对此, 可引入主动热控制处理, 以降低使用时限更长的 H 桥模块的功率损耗, 从而延长其生命周期。然而, 采用 PSPWM 时施加主动热控制时, 由于级联 H 桥不平衡运行, 会导致  $2f_c$  附近谐波。因此, 本文设计了一种级联 H 桥变换器主动热控制下的谐波性能优化策略。首先对级联 H 桥主动热控制方案开展分析, 并找到谐波失真规律, 然后基于分析结果设计了载波角修正的非常规 PSPWM, 可有效抑制  $2f_c$  处谐波。最后, 在级联 H 桥变换器测试平台上开展了测试, 实验结果验证了所设计谐波优化方案的效果。

## 1 级联 H 桥变换器的主动热控制

如图 1 所示为具有 3 个 H 桥模块的级联 H 桥变换器及 PSPWM 示意图。

无主动热控制时, PSPWM 作用下输出电压波形和调制波波形如图 2 所示 ( $0 < t < 40$  ms), 其中 H 桥模块电压为 150 V, 调制比为 0.8。主动热控制是一种通过改变变换器的系统参数来调节功率模块热应力的技术<sup>[20-21]</sup>, 而热循环是功率模块失效的主要因素之一, 在特定平均温度下, 功率模块生命周期与具有一定幅值的热循环是强关联的, 文献[22]对此提出了预测模型, 给出了改变开关频率、电容电压和调制比来调节功率损耗, 延长功率模块生命周期的方案。就级联 H 桥而言, 一种调节不同 H 桥模块老化率的主动热控制方案为, 对不同 H 桥模块应用不同的调制比<sup>[23]</sup>。调制比改变后, 更换开关器件后的 H 桥模块电压更高, 由于流经电流相同, 则其承担了更大的热应力, 从而变换器中 H 桥模块平均老化率得到改善。当 H 桥模块中未更换的开关器件越少, 则调制比对应设置越低, 级联 H 桥输出电

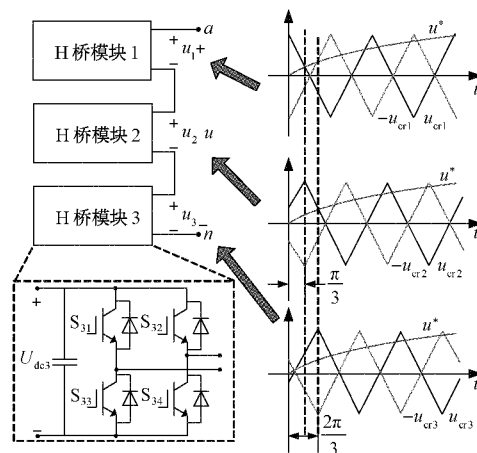
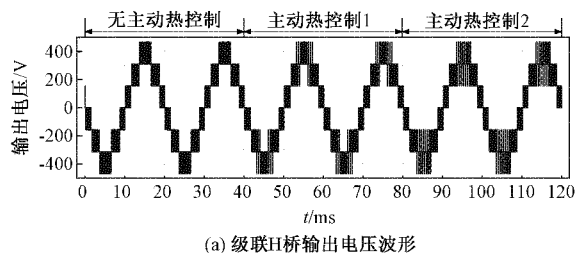


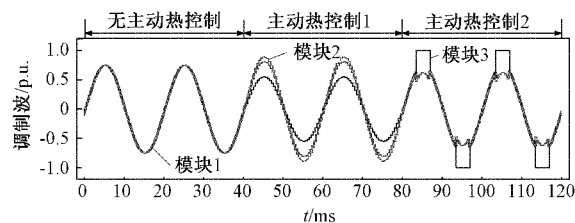
图 1 级联 H 桥变换器及 PSPWM

压波形和调制波波形如图 2 所示 ( $40 \text{ ms} < t < 80 \text{ ms}$ )。

第 2 种主动热控制方案为不连续脉宽调制 (discontinuous pulse width modulation, DPWM)<sup>[24]</sup>, 即在一个基波周期的部分时间内钳位住更换开关器件后的 H 桥模块, 使其输出最大电压, 对应其余 H 桥模块的调制比和电压减小, 以此调节变换器中 H 桥模块平均老化率, 图 2 为对应波形 ( $80 \text{ ms} < t < 120 \text{ ms}$ )。该方案的一个主要缺点为, 在钳位时间内, 级联 H 桥输出电压电平数减小, 从而电流谐波将增加。



(a) 级联 H 桥输出电压波形



(b) 调制波波形

图 2 主动热控制下 PSPWM 示意图

上述两种主动热控制方法均可管理级联 H 桥变换器中功率模块的热应力, 同时这两种方法互补, 可以联合使用。另一方面, 调制比配置和 DPWM 这两种主动热控制方法一个主要的缺点是导致级联 H 桥变换器工作在不平衡状态, 即传统的 PSPWM 不能像预期般有效运行。如图 3 所示为 DPWM 下级联 H 桥变换器输出电压频谱示例, 由于存在被钳位的 H 桥模块,  $2f_c$  处出现了不可忽略的边带谐波。

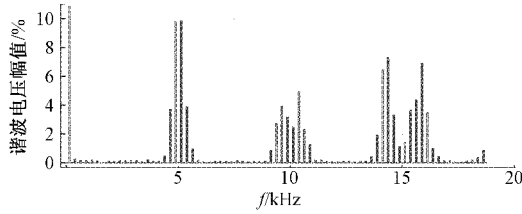


图 3 主动热控制下级联 H 桥变换器输出电压频谱  
( $f_c = 2.5 \text{ kHz}$ )

对于级联 H 桥变换器的谐波优化问题,已有一些调制技术,如基于前馈的改进 PSPWM,可应对 H 桥模块直流电压波动带来的谐波<sup>[22]</sup>,以及文献[26-28]优化了空间矢量调制以降低总谐波含量。文献[29]针对直流电压不相等的情况下作出了对经典 PSPWM 的扩展,通过非对称载波相移实现了最佳的谐波消除。文献[30]基于 H 桥在每个 PWM 周期脉冲的傅里叶级数来执行可变载波相移,该方案可同时应对不相等的调制波信号和不相等的直流电压。但上述这些谐波优化方案均未涉及处理  $2f_c$  处的边带谐波。因此,本文针对级联 H 桥变换器存在一个 H 桥模块钳位以实施主动热控制情形,即 PSPWM 结合 DPWM 施加钳位控制工况,设计了一种谐波性能优化可变移相角 PSPWM 控制策略,可消除  $2f_c$  附近的谐波失真,最终使变换器主动热控制下的保持输出电能质量。

## 2 主动热控制下输出电压谐波分析

如图 4(a)所示为 DPWM 作用下,钳位 H 桥模块的标么化参考电压  $u_{ab,c}$ ,其在一个周期  $2\pi$  内的表达式为:

$$u_{ab,c} = \begin{cases} -1, & -\pi < t < -\pi + \varphi/2 \\ M_c \cos(\omega_o t), & -\pi + \varphi/2 < t < -\varphi/2 \\ 1, & -\varphi/2 < t < \varphi/2 \\ M_c \cos(\omega_o t), & \varphi/2 < t < \pi - \varphi/2 \\ -1, & -\pi + \varphi/2 < t < \pi \end{cases} \quad (1)$$

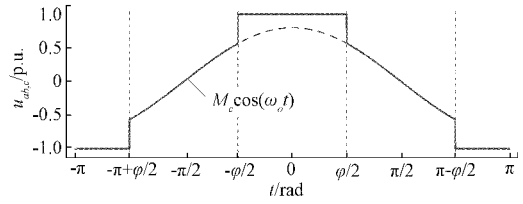
式中: $\varphi$  为钳位角; $M_c$  为调制比; $\omega_o$  为调制波角频率。

如图 4(b)所示为非钳位 H 桥模块的标么化参考电压  $u_{ab,i}$ ,其在一个周期  $2\pi$  内的表达式为:

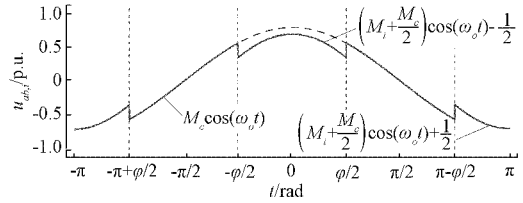
$$u_{ab,i} = \begin{cases} (M_i + M_c/2) \cos(\omega_o t) + 1/2, & -\pi < t < -\pi + \varphi/2 \\ M_c \cos(\omega_o t), & -\pi + \varphi/2 < t < -\varphi/2 \\ (M_i + M_c/2) \cos(\omega_o t) - 1/2, & -\varphi/2 < t < \varphi/2 \\ M_c \cos(\omega_o t), & \varphi/2 < t < \pi - \varphi/2 \\ (M_i + M_c/2) \cos(\omega_o t) + 1/2, & -\pi + \varphi/2 < t < \pi \end{cases} \quad (2)$$

式中:下角标  $i = 1, 2$  代表另外 2 个非钳位 H 桥模块; $M_i$  为调制比。对式(1)和(2)进行傅里叶计算可得所有次谐波分解的解析表达式为:

$$u_{ab,c}(t) = \frac{2U_{dc,c}}{\pi} \left[ M_c \left( -\varphi + \pi - Z(1) \right) + 2Z\left(\frac{1}{2}\right) \right] \cos(\omega_o t) + \frac{2U_{dc,c}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left[ 2Z\left(\frac{a}{2}\right) - M_c (Z(n) + Z(b)) \right] \cos(a\omega_o t) +$$



(a) 钳位级联 H 桥标么化参考电压波形



(b) 非钳位级联 H 桥标么化参考电压波形

图 4 标么化参考电压波形

$$\frac{8U_{dc,c}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ J_a(m\pi M_c) \cos(c\pi) (\pi - \varphi - Z(a)) - \sum_{\substack{k \neq n, (n > 0) \\ k \neq 1-n, (n \leq 0)}} J_{2k-1}(m\pi M_c) \cos((m+k-1)\pi) (Z(d) + Z(e)) \right] \frac{\cos(2m\omega_c t + a\omega_o t)}{2m} \quad (3)$$

$$u_{ab,i}(t) = \frac{2U_{dc,i}}{\pi} \left[ M_c \left( \frac{\varphi + Z(1)}{2} \right) + M_i \pi - Z\left(\frac{1}{2}\right) \right] \cos(\omega_o t) +$$

$$\frac{2U_{dc,i}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left[ -Z\left(\frac{a}{2}\right) + \frac{M_c}{2} (Z(n) + Z(b)) \right] \cos(a\omega_o t) +$$

$$\frac{8U_{dc,i}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{1}{2} Z\left(\frac{a}{2}\right) J_0\left(m\pi \left(M_i + \frac{M_c}{2}\right)\right) \right]$$

$$\left[ \cos(a\pi) \sin\left(\frac{3m\pi}{2}\right) + \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \right] +$$

$$\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 2n-1}}^{\infty} J_k\left(m\pi \left(M_i + \frac{M_c}{2}\right)\right) \left[ \cos((a+k)\pi) \sin\left((3m+k)\frac{\pi}{2}\right) + \right]$$

$$\sin\left((m+k)\frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{1}{2} Z\left(\frac{a+k}{2}\right) + \frac{1}{2} Z\left(\frac{a-k}{2}\right) \right] +$$

$$J_a \left[ m\pi \left(M_i + \frac{M_c}{2}\right) \sin\left((3m+a)\frac{\pi}{2}\right) + \right]$$

$$\sin\left((m+a)\frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{Z(a)}{2} + \frac{\varphi}{2} \right] +$$

$$\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 2n-1}}^{\infty} J_k(m\pi M_i) \sin\left((2m+k)\frac{\pi}{2}\right) (1 + \cos((a+k)\pi))$$

$$\left[ \frac{1}{2} Z\left(\frac{a+k}{2}\right) + \frac{1}{2} Z\left(\frac{a-k}{2}\right) \right] -$$

$$J_a(m\pi M_i) \sin\left((2m+a)\frac{\pi}{2}\right) (Z(a) - \pi + \varphi) \left]$$

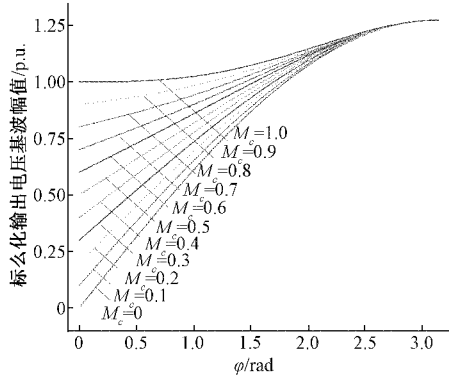
$$\frac{\cos(2m\omega_c t + a\omega_o t)}{2m} \quad (4)$$

式中: $U_{dc,c}$  和  $U_{dc,i}$  分别为钳位和非钳位 H 桥模块的直流侧电压; $\omega_c$  为载波角频率; $J_x$  是  $x$  阶贝塞尔函数; $\theta_i$  是第  $i$  个非钳位 H 桥模块相对于钳位 H 桥模块载波移相角;而函数  $Z(x)$  和系数  $a, b, c, d$  和  $e$  是为了简化表达式而引入,具体如下:

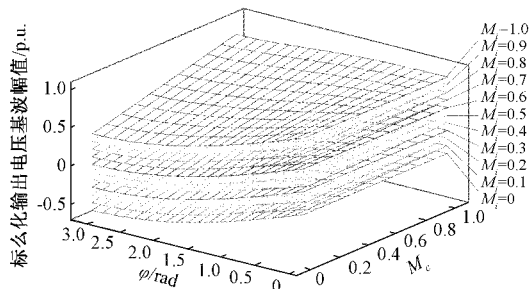
$$Z(x) = \frac{\sin(x\varphi)}{x} \quad (5)$$

$$\begin{cases} a = 2n - 1 \\ b = n - 1 \\ c = m + n - 1 \\ d = n + k - 1 \\ e = n - k \end{cases} \quad (6)$$

从式(3)可看出,  $u_{ab,c}$  中不含载波频次谐波, 且只有载波偶数频次边带谐波。基于式(3), 可绘制标么化基波幅值随  $M_c$  和  $\varphi$  的变化趋势如图 5(a) 所示, 由图可知, 钳位 H 桥模块带载能力得到增强。基于式(4), 可绘制标么化基波幅值随  $M_c$ 、 $M_i$  和  $\varphi$  的变化趋势如图 5(b) 所示, 由图可知, 非钳位 H 桥模块的标么化基波幅值既取决于  $\varphi$ , 又取决于钳位 H 桥模块的调制比  $M_c$ 。非钳位 H 桥模块的带载能力随  $\varphi$  增大和  $M_c$  减小而降低。此外, 还可注意到, 只有在  $M_i > 0.5$  才能保证始终保持基波幅度为正, 即对于较低的调制比, 存在 1 个特定的钳位角, 当  $\varphi$  超过该特定值后会导致基波幅值为负, 即相位相反。因此, 一旦超过此限值, 非钳位 H 桥模块的功率流方向将发生改变。



(a) 钳位H桥模块标么化基波幅值随  $M_c$  和  $\varphi$  的变化趋势



(b) 非钳位H桥模块标么化基波幅值随  $M_c$ 、 $M_i$  和  $\varphi$  的变化趋势

图5 标么化基波幅值变化趋势分析

考虑具有 3 个 H 桥模块的变换器进行主动热控制, H 桥模块开关频率  $f_c$  为 1 kHz, 其中 1 个 H 桥模块进行钳位, 钳位角  $\varphi = \pi/3$ , 3 个 H 桥模块直流侧电压分别为  $U_{dc,c} = 810$  V、 $U_{dc,1} = 720$  V 和  $U_{dc,2} = 840$  V, 调制比分别为  $M_c = 0.55$ 、 $M_1 = 0.9$  和  $M_2 = 0.95$ , 模块间相移  $\theta_1 = \pi/3$  和  $\theta_2 = 2\pi/3$ 。将参数代入前述谐波分解解析式, 计算得级联

H 桥标么化总输出电压的频谱如图 6 所示, 由图可知, 由于施加了主动热控制, 导致  $2f_c$  附近谐波较大。图 6 中还给出了加权谐波畸变标么值  $WTHD_0 = 0.3115\%$ ,  $WTHD_0$  的定义如下<sup>[31]</sup>:

$$WTHD_0 = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h}\right)^2}}{U_1} \quad (7)$$

式中:  $U_h$  为  $h$  次谐波电压幅值;  $U_1$  为调制比为 1 时的基波电压幅值。  $WTHD_0$  定义中着重考虑了频谱中频率较低的谐波, 即低次谐波的权重系数更大, 因而是一种更为精确描述低次谐波性能, 该指标有利于滤波器设计, 因为滤波器对高频谐波衰减更明显, 对低次谐波更敏感。

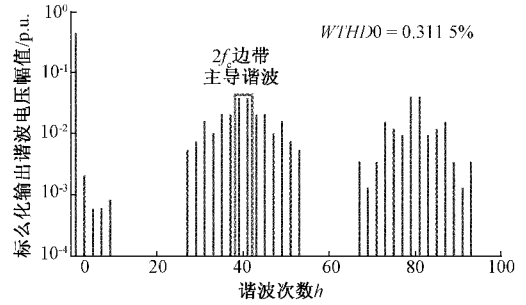


图6 主动热控制下级联H桥变换器输出电压频谱( $f_c = 1$  kHz)

### 3 主动热控制下基于可变相角PSPWM输出谐波性能优化

根据前述谐波分析, 设计了新颖的可变移相角PSPWM策略, 下面仍以具有 1 个钳位和 2 个非钳位 H 桥模块的变换器进行说明。新PSPWM方案的主要原理为适当的对载波进行移相, 以消除对  $WTHD_0$  影响较大的  $2f_c$  边带主导谐波, 如图 6 所示。值得注意的是, 对于  $2f_c$  边带各次谐波, 将其消除的条件均不相同, 故不能一次全部消除  $2f_c$  边带谐波。因此, 将  $m=1$  和  $n=0$  代入式(3)和(4)可得  $U_c$  和  $U_i$  为:

$$U_c = \frac{2U_{dc,c}}{\pi^2} [J_{-1}(\pi M_c)(\pi - \varphi - Z(1)) - \sum_{k=2}^{\infty} J_{2k-1}(\pi M_c) \cos(\pi M_c) \cos(k\pi) Z(k-1) + Z(k)] \quad (8)$$

$$U_i = \frac{2U_{dc,i}}{\pi^2} \left[ J_0\left(\pi\left(M_i + \frac{M_c}{2}\right)\right) Z\left(\frac{1}{2}\right) + J_1(\pi M_i) Z(1 - \pi + \varphi) \right] + \sum_{k=2}^{\infty} J_k\left(\pi\left(M_i + \frac{M_c}{2}\right)\right) \left[ \cos((k-1)\pi) \sin\left((k+3)\frac{\pi}{2}\right) + \sin\left((k+1)\frac{\pi}{2}\right) \right] \left[ \frac{1}{2} Z\left(\frac{k-1}{2}\right) + \frac{1}{2} Z\left(\frac{k+1}{2}\right) \right] - \sum_{k=2}^{\infty} J_k(\pi M_i) \left[ \sin\left((k+2)\frac{\pi}{2}\right) (1 + \cos((k-1)\pi)) \left[ \frac{1}{2} Z\left(\frac{k-1}{2}\right) + \frac{1}{2} Z\left(\frac{k+1}{2}\right) \right] \right] \quad (9)$$

由式(8)和(9)可推导出  $2f_c$  边带主导谐波消除的条



件为:

$$\begin{cases} U_c + U_1 \cos(\xi_1) + U_2 \cos(\xi_2) = 0 \\ U_1 \cos(\xi_1) + U_2 \cos(\xi_2) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $\xi_1 = 2\theta_1$  和  $\xi_2 = 2\theta_2$  分别为 2 个非钳位 H 桥模块与钳位 H 桥模块主导谐波间的移相角。求解式(1)可得:

$$\begin{cases} \cos(\xi_1) = \frac{1}{2} \frac{-U_c^2 - U_1^2 + U_2^2}{U_c U_1} \\ \cos(\xi_2) = \frac{1}{2} \frac{-U_c^2 + U_1^2 - U_2^2}{U_c U_2} \end{cases} \quad (11)$$

进一步求解移相角  $\xi_1$  和  $\xi_2$  的有效解时需满足:

$$\begin{cases} |U_c - U_1| \leq U_2 \leq (U_c + U_1) \\ |U_c - U_2| \leq U_1 \leq (U_c + U_2) \end{cases} \quad (12)$$

综上,为了消除  $2f_c$  边带主导谐波,设计了可变移相角 PSPWM,其中可变移相角由式(3)、(4)和(10)计算。值得注意的是,在每个基波周期 20 ms 内均需完成 1 次可变移相角求解并施加于调制器。此外,在计算求解  $\xi_1$  和  $\xi_2$  时,仅需考虑  $k \leq 10$  的情况,以降低式(3)和(4)的计算负担,因为当  $k$  值较大对应的相关项较小可忽略。

下面仍考虑 H 桥模块数为 3 的变换器,参数和图 6 频谱对应的一致,即开关频率  $f_c = 1$  kHz 和钳位角  $\varphi = \pi/3$  时,应用可变移相角 PSPWM,即施加计算得到的相移角  $\xi_1 = 2\theta_1 = 94.02^\circ$  和  $\xi_2 = 2\theta_2 = 245.26^\circ$ ,可得如图 7 所示谐波性能优化后级联 H 桥变换器标么化总输出电压的频谱,图中可看出,新方案将  $WTHD_0$  从 0.311 5% 降低到 0.286 9%,即减少约 8%,这主要是得益于  $2f_c$  边带主导谐波被消除。考虑到  $WTHD_0$  定义中对低次谐波的权重更大,因此所提出的可变移相角 PSPWM 可有效地限制对电流谐波失真有重大影响的低次电压谐波,从而减轻变换器后级输出滤波器的设计负担。换言之,在同样的滤波器参数下, $WTHD_0$  减小将对电能质量产生非常有益的影响,故所提出的方案效果显著。

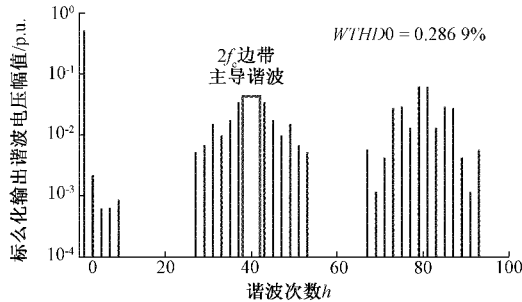


图 7 谐波性能优化后级联 H 桥变换器输出电压频谱 ( $f_c = 1$  kHz)

### 4 实验验证

为验证所设计的级联 H 桥变换器主动热控制下的谐波性能优化可变移相角 PSPWM 方案,如图 8 所示搭建了由 3 个 H 桥模块构成的级联 H 桥变换器样机,并开展了实

际测试,实验系统参数如表 1 所示。其中 3 个 H 桥模块的直流源由移相变压器和二极管整流桥生成,分别为  $U_{dc,c} = 134$  V、 $U_{dc,1} = 130$  V 和  $U_{dc,2} = 140$  V,对应调制比分别为  $M_c = 0.55$ 、 $M_1 = 0.9$  和  $M_2 = 1$ ,可变移相角 PSPWM 在实时控制系统 dSPACE(DS1103)中实现。

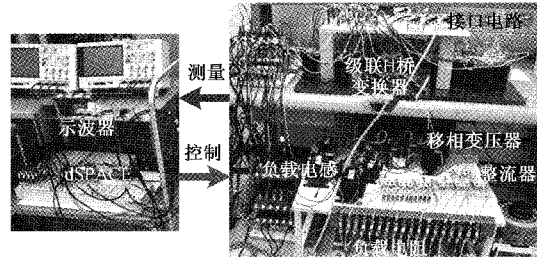


图 8 实验平台

表 1 实验系统参数

参数	数值
H 桥模块数 $N$	3
H 桥模块开关频率 $f_c$ /kHz	10
H 桥模块直流电容容值 $C_{cell}$ /mF	2.2
钳位 H 桥模块直流电压 $U_{dc,c}$ /V	134
1# 非钳位 H 桥模块直流电压 $U_{dc,1}$ /V	130
2# 非钳位 H 桥模块直流电压 $U_{dc,2}$ /V	140
钳位 H 桥模块调制比 $M_c$	0.5
1# 非钳位 H 桥模块调制比 $M_1$	0.9
2# 非钳位 H 桥模块调制比 $M_2$	1
负载电阻 $R_o$ /Ω	10
负载电感 $L_o$ /mH	0.3

首先,基于钳位角  $\varphi = \pi/3$  的 DPWM 施加主动热控制,3 个 H 桥模块分别以表 1 中的直流电压和调制比运行,在常规 PSPWM 结合 DPWM 下产生的级联 H 桥输出电压频谱如图 9(a) 所示。此后,保持相同运行工况,施加可变移相角 PSPWM,其中移相角  $\xi_1 = 109.9^\circ$  和  $\xi_2 = 262.96^\circ$ ,可得如图 9(b) 所示的输出电压谐波频谱。对比图 9(a) 和 (b) 可清楚的看出,采用可变移相角 PSPWM 后,  $2f_c$  (20 kHz) 边带主导谐波被消除,系统输出谐波得到优化。

进一步,为验证所施加谐波优化主动热控制的效果,在室温为  $23^\circ\text{C}$  下运行级联 H 桥变换器,在  $t < 48$  min 时,不施加主动热控制,此时 3 个 H 桥模块散热器温度分别稳定在约  $37.4^\circ\text{C}$ 、 $36.9^\circ\text{C}$  和  $35.3^\circ\text{C}$ ,如图 10 所示。此后采用 DPWM 结合可变移相角 PSPWM 进行主动热控制,其中钳位角  $\varphi = \pi/3$ ,运行至  $t < 58.5$  min 时,稳定后可看出,钳位 H 桥模块的散热器温度从  $37.5^\circ\text{C}$  降低至  $36.4$ ,而非钳位 H 桥模块则无明显变化,这验证了谐波优化主动热控制的有效性。结合图 9 的谐波测试结果表明,所提出的方法改善了谐波性能,从而有利于级联 H 桥变换器的主动热控制。

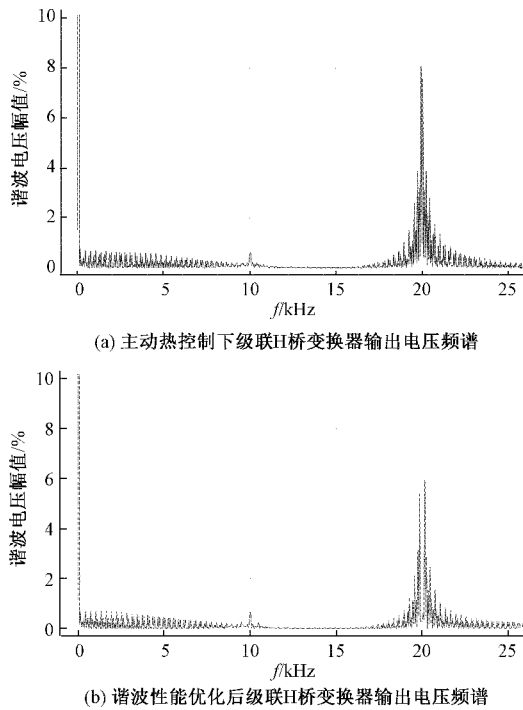


图9 施加谐波性能优化控制前后对比实验结果

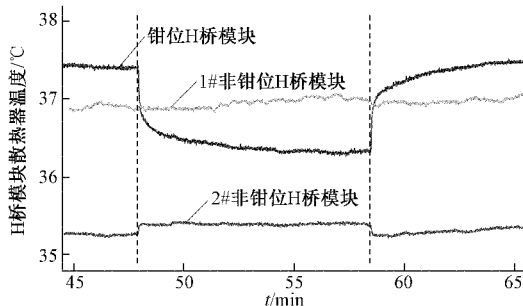


图10 主动热控制实验结果

## 5 结论

降低维护成本是工业领域电力电子电能变换器的核心设计目标之一。因此,在诸如级联H桥变换器等具有模块化特点的变换器,通过施加主动热控制可延长个别模块的生命周期,并提高系统可靠性。然而,主动热控制作用于级联H桥变换器后将恶化其输出谐波特性,可致输出滤波器成本增加。对此,本文提出了一种可变移相角PSPWM方案,其结合DPWM时施加主动热控制时,可有效消除 $2f_c$ 边带主导谐波,从而优化主动热控制下谐波性能。其中可变移相角计算是基于对钳位和非钳位H桥模块电压波形傅里叶分析完成的,计算频率为在每个基波周期进行一次,故计算负担有限。所设计的可变移相角PSPWM适用于由3个H桥模块构成的级联H桥变换器,进一步的研究方向是将其推广至具有更多H桥模块的变换器应用中。小功率样机测试结果验证了可变移相角PSPWM结合DPWM

施加主动热控制时可实现钳位H桥模块的热应力降低,并消除了 $2f_c$ 边带主导谐波,优化输出电能质量。

## 参考文献

- [1] 李永东,徐杰彦,杨涵棣,等.多电平变换器拓扑结构综述及展望[J].电机与控制学报,2020,24(9):1-12.
- [2] 袁志昌,郭佩乾,刘国伟,等.新能源经柔性直流入电网的控制与保护综述[J].高电压技术,2020,46(5):1460-1475.
- [3] 徐殿国,李彬彬,周少泽,等.模块化多电平高压变频技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(20):104-116.
- [4] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z, et al. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4):724-738.
- [5] 舒泽亮,马伟天,柳明,等.中点钳位型H桥级联单相变换器均压SVPWM最优工作点转移路径研究[J].中国电机工程学报,2016,36(13):3565-3572.
- [6] 王跃,赵文健,胡耀威,等.T型H桥级联多电平变换器的改进型脉宽调制策略[J].中国电机工程学报,2016,40(19):87-93.
- [7] 蔡信健,吴振兴,孙乐,等.直流电压不均衡的级联H桥多电平变频器载波移相PWM调制策略的设计[J].电工技术学报,2016,31(1):119-127.
- [8] 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.
- [9] HUI H, MAWBY P A. A lifetime estimation technique for voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8):4113-4119.
- [10] 李辉,龙海洋,姚然,等.不同封装形式压接型IGBT器件的电-热应力研究[J].电力自动化设备,2020,40(8):76-84.
- [11] 陈国栋,刘宏.中压链式DVR用IGBT热应力优化设计[J].电力电子技术,2019,53(4):14-17.
- [12] 王传坤,何怡刚,王晨苑,等.计及疲劳损伤的多时间尺度风电变流器IGBT可靠性评估[J].电力自动化设备,2021,41(3):173-178.
- [13] 朱耀东,徐帅,张建忠.多电平变流器系统可靠性建模与分析[J].仪器仪表学报,2020,41(3):70-78.
- [14] 葛建文,黄亦翔,陶智宇,等.基于Transformer模型的IGBT剩余寿命预测[J].半导体技术,2021,46(4):316-323.
- [15] 张倩.基于文献计量的我国功率半导体器件研究状况分析[J].电子测量技术,2020,43(4):29-33.
- [16] 李凯伟,何怡刚,李兵,等.IGBT功率模块热网络模型建立及其参数辨识方法综述和展望[J].电子测量与仪器学报,2020,34(1):51-60.

- [17] 周小玲, 赵建伟, 王益民. 高压大功率工业变流器测试系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(6): 116-121.
- [18] SALIMIAN H, IMAN-EINI H. Fault-tolerant operation of three-phase cascaded H-bridge converters using an auxiliary module[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2):1018-1027.
- [19] LISERRE M, ANDRESEN M, COSTA L, et al. Power routing in modular smart transformers: Active thermal control through uneven loading of cells[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2016, 10(3): 43-53.
- [20] 王志浩, 张新燕, 邱衍江, 等. 双馈风电机组低电压穿越工况下变流器 IGBT 结温升高的抑制策略研究[J]. 太阳能学报, 2020, 41(10):259-267.
- [21] 于源, 张铁岩, 赵琰, 等. 一种新型模块化多电平换流器热平衡控制策略的研究[J]. 电网技术, 2021, 45(1): 364-371.
- [22] ANDRESEN M, KE M, BUTICCHI G, et al. Junction temperature control for more reliable power electronics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1):765-776.
- [23] KO Y, ANDRESEN M, BUTICCHI G, et al. Power routing for cascaded H-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9435-9446.
- [24] KO Y, ANDRESEN M, BUTICCHI G, et al. Thermally compensated discontinuous modulation strategy for cascaded H-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 2704-2713.
- [25] CHO Y, LABELLA T, LAI J S, et al. A carrier-based neutral voltage modulation strategy for multilevel cascaded inverters under unbalanced dc sources [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2):625-636.
- [26] 吴瑕杰, 熊成林, 冯晓云. 一种适用于单相级联 H 桥型变换器的通用型多电平空间矢量 PWM 算[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14):127-136.
- [27] 陈息坤, 李婷娜. 基于控制自由度组合的简化多电平空间矢量脉宽调制控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22):4781-4794.
- [28] LU S, MARIETHOZ S, CORZINE K A. Asymmetrical cascade multilevel converters with noninteger or dynamically changing dc voltage ratios: Concepts and modulation techniques [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2411-2418.
- [29] LI S, YANG Z, LI Q, et al. Asymmetrical phase-shifting carrier pulse-width modulation for harmonics suppression in cascaded multilevel converter under unbalanced DC-link voltages [C]. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition, IEEE, 2015: 6804-6810.
- [30] MARQUEZ A, LEON J I, VAZQUEZ S, et al. Variable-angle phase-shifted PWM for multilevel three-cell cascaded H-bridge converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3619-3628.
- [31] 任康乐, 张兴, 王付胜, 等. 中压三电平并网逆变器断续脉宽调制策略及其输出滤波器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17):4494-4504.

#### 作者简介

**戴攀**, 工学硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: daip8521@126.com

**邹波**, 工学硕士, 高级工程师, 主要研究方向为柔性交流输电系统技术。

E-mail: zbshpw.1023@163.com

**陈家乾**, 工学硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力测量与测控技术。

E-mail: chenjiagan9932@126.com

**朱小军**, 工学硕士, 高级工程师, 主要研究方向为柔性交流输电系统。

E-mail: zhuxiaojun834@126.com

**叶承晋**, 工学博士, 研究员, 主要研究方向为电力需求侧灵活资源分析与优化控制。

E-mail: yechenjing@zju.edu.cn