DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.199 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

一种基于级联 H 桥多电平变换器的故障容错控制方法

朱 旭(中国电源学会学生会员)，胡长生(中国电源学会会员)，
董璧韬(中国电源学会学生会员)
(浙江大学电气工程学院，杭州 310027)

摘要：级联 H 桥多电平变换器由多个单元模块组成，故障发生率相对较高，采取容错运行控制可以有效提高系统的性能和可靠性。通过注入零序电压来增强变换器故障后输出能力的容错控制方法具有不增加额外成本、实现简单的优势，不同的实现方式所注入的零序电压值和基波分量值各不相同，但是过大的零序电压会在电机驱动中对电机轴承和绝缘产生较大的影响。针对该问题，探讨了 1 种包含三次谐波的零序电压注入方法，减小所注入零序电压的基波分量，从而减小注入的零序电压对电机运行的影响。通过仿真和 10 kW 七电平变换器样机实验，验证了所提出的容错控制策略的有效性。

关键词：级联 H 桥多电平变换器；故障容错；零序电压

Fault-tolerant Control Method for Cascaded H-bridge Multilevel Converter

ZHU Xu, *Student Member*, *CPSS*, HU Changsheng, *Member*, *CPSS*, DONG Bitao, *Student Member*, *CPSS*
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A cascaded H-bridge (CHB) multilevel inverter is composed of many unit modules, and the probability of failure is relatively high. The fault-tolerant operation can effectively improve the reliability and performance of a system. By injecting zero-sequence voltage to enhance the output capability after fault, the fault-tolerant control method has advantages of not adding any additional cost and simple implementation. As a result, it has attracted wide attention. The zero-sequence voltage value and fundamental component value injected by different implementation methods are different, and an excessive zero-sequence voltage will have a great impact on the motor bearing and insulation in the motor drive. Aimed at this problem, a zero-sequence voltage (containing third harmonic component) injection method is discussed to reduce the fundamental component of injected zero-sequence voltage, so as to decrease the influence of injected zero-sequence voltage on the motor operation. The effectiveness of the proposed fault-tolerant control strategy was verified by simulations and a 10 kW 7-level converter prototype.

Keywords: Cascaded H-bridge (CHB) multilevel converter; fault tolerance; zero-sequence voltage

级联 H 桥 CHB(cascaded H-bridge)多电平变换器因其输出电能质量优越、功率器件开关频率低、电压应力小及模块化、安装便利等优点在高压电机驱动、高压输电系统等场合广泛应用[1-4]。但其所需的模块数随着输出电平的增多而增加，需要应用的开关器件数目急剧增加，导致系统发生故障的概率也随之增加[5]。模块的故障不仅会影响变换器的输出，而且在故障处理不当情况下会损坏驱动系统的其他元件，容错运行控制对 CHB 类型电机驱动系统的安全可靠运行是有益且需要的。

硬件冗余是 1 种应用较多的容错运行实现方式[5-7]，通过添加备份模块，在发生故障后由备份

收稿日期：2022-06-22；**修回日期**：2022-09-06；**录用日期**：2022-09-08；**网络首发日期**：2024-04-23

模块替代故障模块，能完全保证变换器的正常输出，但也会导致成本增加。为了不增加额外成本，通过改变控制策略来实现系统的容错运行是一种很好的选择[8]。文献[9]提出 1 种调制策略，在单管故障时部分利用故障模块，在不应用故障开关器件的条件下，使故障模块仍可以输出电压，提高故障相的输出能力；文献[10]提出 1 种中性点移位法来实现输出线电压三相均衡，通过调整输出相电压矢量，改变中性点位置来实现输出线电压平衡，这种方法实现简单，但是在三相输出电压能力相差较大时无法获得合适的相电压矢量；为了解决这个问题，文献[11]在中性点移位法的基础上将幅值较低的两相相角差置为 180°，再通过调整另外相的矢量大小，在一定程度上提高了其最大电压输出能力。以上方法本质上是在输出电压波形中注入基波频率的零序电压，能够输出的最大线电压值常常难以满足正常工作时所需的线电压值。为了进一步提高故障时的线电压输出能力，文献[12-13]提出了 1 种基于波形的方法 WB(wave-based method)的零序电压注入的容错运行控制方法，根据模块电容电压的限制和输出线电压均衡 2 个限制条件来找出注入零序电压的可选范围，然后在此范围内选择合适的零序电压注入；文献[12]选择零序电压可选范围的上下边界平均值作为注入零序电压，实现较为简单，但是注入零序电压分量较大；文献[14]为了减小所注入零序电压，提出根据变换器输出电压的大小调节注入零序电压的方法，在所需输出的电压较低时，减小注入的零序电压大小；文献[15]在零序电压范围内选择最小零序电压注入，进一步降低了注入的零序电压大小。WB 法所注入的零序电压不仅包含基波频率分量还有其他频次的分量，相较于中性点移位法，提高了线电压输出能力。但频谱过于丰富的零序电压注入会对电机轴承和绝缘产生不利影响。

本文针对如何减小注入零序电压对电机的影响，研究了进一步减小注入零序电压的方法，探讨了注入包含三次谐波在内的零序电压的故障容错控制策略。该策略在最小值 WB 法的基础上进一步减小了零序电压基频分量，降低了其对电机的负面影响。为了验证这一策略，利用 Simulink 和搭建的 10 kW 七电平 CHB 样机实验平台进行了仿真和实验验证。

1 级联多电平故障运行分析

本文研究的七电平 CHB 变换器拓扑如图 1 所示，每相桥臂由 3 个完全相同的功率模块组成，每个功率模块的直流电压均为 V_{dc}，模块 X(X=1, 2, 3)的输出电压为 v_X。以 A 相为例，A 相电压 v_A=v_{A1}+v_{A2}+v_{A3}，根据 3 个模块输出电压的不同组合，每相电压存在±3 V_{dc}、±2 V_{dc}、±V_{dc} 和 0 共 7 种电平[16-18]。

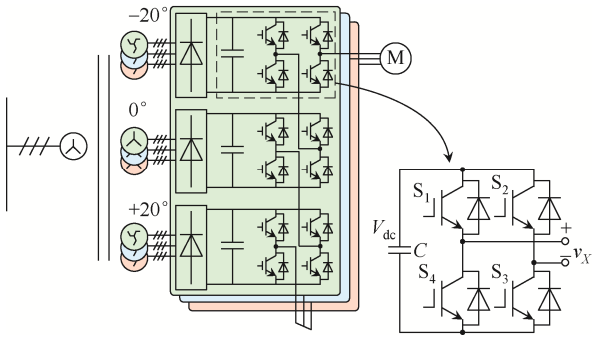


图 1 七电平 CHB 变换器

Fig. 1 Seven-level CHB converter

定义模块 X 的开关函数为

$$S_X=\begin{cases}1 & \mathrm{S_1,S_3}\text{导通}\\ 0 & \mathrm{S_1,S_2}\text{或}\mathrm{S_3,S_4}\text{导通}\\ -1 & \mathrm{S_2,S_4}\text{导通}\end{cases} \tag{1}$$

式中，S_1~S_4 为 H 桥开关管。S_X=1 代表 H 桥输出 v_X=V_{dc}，S_X=0 代表 H 桥输出 v_X=0，S_X=−1 代表 H 桥输出 v_X=−V_{dc}。

则模块 X 的输出电平可表示为

$$v_X=S_XV_{dc} \tag{2}$$

A 相输出电压为

$$v_a=V_{dc}\sum_3 S_X \tag{3}$$

当某模块发生故障时，通过控制将故障模块旁

路，设各相正常模块数分别为 N_a、N_b、N_c。以 V_{dc} 为基准标幺化，则相电压和线电压可分别表示为

$$\begin{cases} v_{aN} = N_a m_a \cos(\omega t) \\ v_{bN} = N_b m_b \cos(\omega t - 120°) \\ v_{cN} = N_c m_c \cos(\omega t + 120°) \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} v_{ab} = \sqrt{N_a^2 m_a^2 + N_b^2 m_b^2 + N_a N_b m_a m_b}\cos(\omega t + \varphi_{ab}) \\ v_{bc} = \sqrt{N_b^2 m_b^2 + N_c^2 m_c^2 + N_b N_c m_b m_c}\cos(\omega t + \varphi_{bc}) \\ v_{ca} = \sqrt{N_a^2 m_a^2 + N_c^2 m_c^2 + N_a N_c m_a m_c}\cos(\omega t + \varphi_{ca}) \end{cases} \tag{5}$$

式中：m_a、m_b、m_c 分别为 a、b、c 相电压调制比；ω 为角频率；φ_{ab}、φ_{bc}、φ_{ca} 为 a、b、c 三相之间的相位移。当变换器的一些模块出现故障时，N_a、N_b 和 N_c 不相等，按常规调制方式，输出线电压将不对称，电机无法正常运行。

为了实现线电压输出平衡，注入零序电压到相电压上，叠加后的相电压可表示为

$$v_{jN} = v_{jo} + v_0 \qquad j = \mathrm{a, b, c} \tag{6}$$

式中：v_{jN} 为叠加零序分量后的相电压；v_{jo} 为正序分量，三相对称；v_0 为注入的零序电压。

根据文献[11]可以得知零序电压 v_0 取值范围的上限 v_u 和下限 v_l 分别为

$$\begin{cases} v_u = \min(N_a - v_{ao}, N_b - v_{bo}, N_c - v_{co}) \\ v_l = \max(-N_a - v_{ao}, -N_b - v_{bo}, -N_c - v_{co}) \end{cases} \tag{7}$$

理论上可达到的最大输出线电压幅值为

$$V_{ll,max} = N_a + N_b + N_c - \max(N_a, N_b, N_c) \tag{8}$$

以 A 相 1 个模块发生故障为例，此时 N_a=2、N_b=3、N_c=3，根据式(8)可知最大输出线电压 $V_{ll,max}$=5.0 p.u.。最小值法 WB 控制方式注入的零序电压如图 2 所示，其表达式为

$$v_0 = \begin{cases} v_u & v_u < 0 \\ 0 & v_u v_l < 0 \\ v_l & v_l > 0 \end{cases} \tag{9}$$

由图 2 可以看出，在输出电压较小时，最小值 WB 法选择注入的零序电压为 0，在输出电压大于 1 个确定的值后，零序电压将不再为 0。该值由零序电压边界函数的极值决定，即

$$\min v_u = 0 \text{ 或 } \max v_l = 0 \tag{10}$$

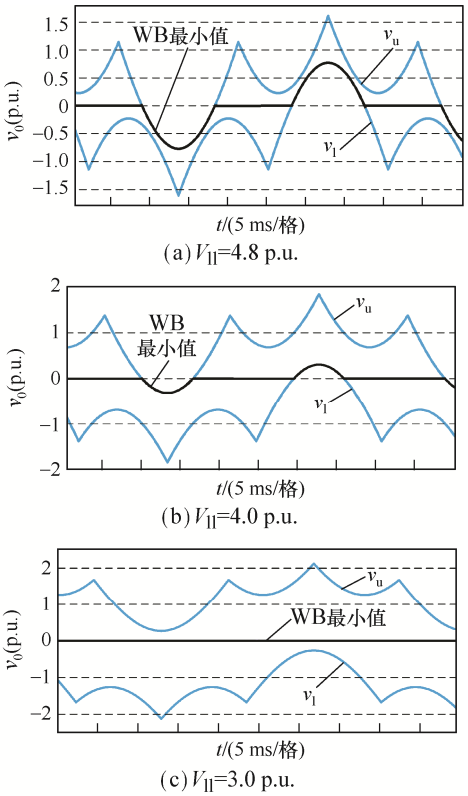


图 2　零序电压分量选择

Fig. 2 Selection of zero-sequence voltage component

根据 N_a=2、N_b=3 和 N_c=3，可以求得该情况下的输出电压 $V_{ll}=2\sqrt{3}$ p.u.，因此，注入的零序电压选择为：$V_{ll} \leqslant 2\sqrt{3}$ p.u.时，v_0=0；$V_{ll} > 2\sqrt{3}$ p.u.时，零序电压的表达式为

$$v_0 = \begin{cases} N_a - v_{ao} & [(-\arccos(2\sqrt{3}/V_{ll}), \\ & \arccos(2\sqrt{3}/V_{ll})] \\ 0 & \text{其他} \\ -N_a - v_{ao} & [(\arccos(-2\sqrt{3}/V_{ll}), \\ & 2\pi - \arccos(-2\sqrt{3}/V_{ll})] \end{cases} \tag{11}$$

对零序电压 v_0 进行傅里叶分析，可以得到

$$\begin{cases} v_0 = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty}[a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \\ a_n = \dfrac{8}{n\pi}\sin\dfrac{n\pi}{2}\cos\dfrac{n(p-q)}{2} - \dfrac{2V_{ll}}{(n+1)\pi\sqrt{3}} \cdot \\ \qquad \cos\dfrac{(n+1)p}{2}\sin\dfrac{(n+1)(q-p)}{2} - \dfrac{2V_{ll}}{(n-1)\pi\sqrt{3}} \cdot \\ \qquad \cos\dfrac{(n-1)\pi}{2}\sin\dfrac{(n-1)(q-p)}{2} \end{cases} \tag{12}$$

基波分量的值为

$$a_1=\frac{8}{\pi}\cos\frac{p-q}{2}+\frac{V_{\mathrm{II}}}{\pi\sqrt{3}}\sin(p-q)-\frac{V_{\mathrm{II}}(p-q+\pi)}{\pi\sqrt{3}} \tag{13}$$

式中：p、q 为边界函数的过零点的相位角，$p=\arccos(2\sqrt{3}/V_{\mathrm{II}}),q=\arccos(-2\sqrt{3}/V_{\mathrm{II}})$；$a_0$ 为基波的标幺量，a_0=0；a_n、b_n 分别为 n 次谐波正弦和余弦分量幅值，n 为谐波次数，b_n=0。

同理可得 WB 平均值法的零序电压基频分量值，注入谐波的基频分量与输出电压关系如图 3 所示。

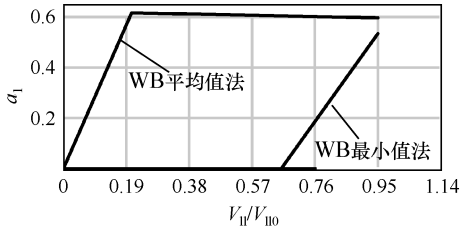


图 3 WB 最小值法与 WB 平均值法零序电压基波分量值

(正常工作 V_{II0}=5.19 p.u.)

Fig. 3 Values of zero-sequence voltage component selected by WB minimization and WB mean methods (V_{II0}=5.19 p.u. in the case of normal operation)

最小值法选择的零序电压基频分量均存在 1 个转折点，当输出电压大于该点电压时，零序电压的基频分量随着输出电压的增大近似线性增大。零序电压的注入虽然会在输出线电压中相互抵消，但是其基波分量会影响功率的流动，因此零序电压中的基频分量应尽可能低。

2 注入三次分量的故障容错策略研究

最小值法选择的零序电压中的基频分量主要受到其边界函数的极值影响。减小边界函数的极值有助于提高转折点电压，扩大零基频分量的运行区。为了减小边界函数的极值，在三相输出电压中同时注入相同的三次谐波 v_3，输出线电压表达式为

$$v_{j\mathrm{N}}^{1}=v_{j\mathrm{o}}+v_3+v_0 \qquad j=\mathrm{a,b,c} \tag{14}$$

可以看出，线电压中三次谐波 v_3 已被抵消。注入三次谐波 v_3 后的零序电压的范围为

$$\begin{cases} v_{\mathrm{u}}^{1}=\min(N_{\mathrm{a}}-v_{\mathrm{ao}}-v_3,N_{\mathrm{b}}-v_{\mathrm{bo}}-\\ \quad v_3,N_{\mathrm{c}}-v_{\mathrm{co}}-v_3)\\ v_{\mathrm{l}}^{1}=\max(-N_{\mathrm{a}}-v_{\mathrm{ao}}-v_3,-N_{\mathrm{b}}-v_{\mathrm{bo}}-\\ \quad v_3,-N_{\mathrm{c}}-v_{\mathrm{co}}-v_3) \end{cases} \tag{15}$$

图 4 是根据式(15)所画的零序电压范围，可以看出，通过注入三次谐波 v_3 可以有效减小边界函数的极值。仍以七电平 CHB 系统中 A 相 1 个模块发生故障为例，此时零序电压的波形如图 5 所示。

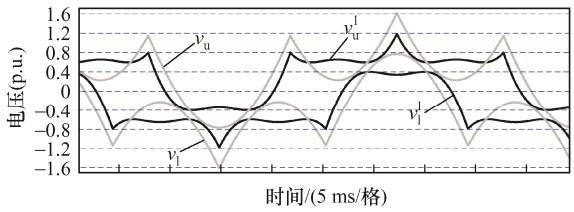


图 4 V_{II}=4.8 p.u.时 v_0 范围

Fig. 4 Range of v_0 when V_{II}=4.8 p.u.

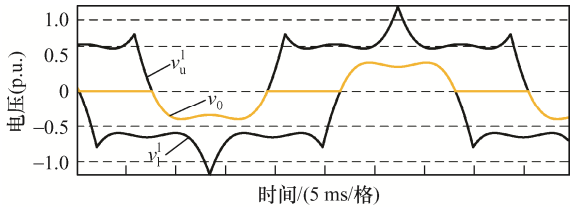


图 5 改进 WB 最小值法零序电压选择方案

Fig. 5 Zero-sequence voltage selection scheme based on improved WB minimization method

可以分析得知相较于未改进时，零序电压为 0 的转折点也随之提高，转折点电压表达式为

$$\begin{cases} \min(N_{\mathrm{a}}-v_{\mathrm{ao}}-v_3)=0\\ v_3=V_3\cos(3\omega t+\theta) \end{cases} \tag{16}$$

式中，θ 为三次谐波的相位角。由式(16)可知当 $v_{j\mathrm{o}}+v_3$ 的极值最小时，此时基频分量的转折点最高，经过分析可得此时为 $V_3=V_{\mathrm{II}}/6\sqrt{3}$，$\theta=\pi$。

按照最小值法选择零序电压：当 $V_{\mathrm{II}}\leqslant$4.000 p.u.时，v_0=0；当 4.000<$V_{\mathrm{II}}\leqslant$4.156 p.u.时，情况较为复杂，变化较小，与 V_{II}>4.156 p.u.情况作同样处理；当 V_{II}>4.156 p.u.时，零序电压选择为

$$v_0=\begin{cases} N_{\mathrm{a}}-v_{\mathrm{ao}}-v_3 & (-\arccos x_1,\arccos x_1)\\ 0 & \text{其他}\\ -N_{\mathrm{a}}-v_{\mathrm{ao}}-v_3 & (\arccos x_2,2\pi-\arccos x_2) \end{cases} \tag{17}$$

式中，x_1 和 x_2 为边界函数的过零点。

对零序电压 v_0 进行傅里叶分析，可以得到

$$\begin{cases} v_0 = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty}[a_n\cos(n\omega t) + b_n\sin(n\omega t)] \\ a_n = \dfrac{8}{n\pi}\sin\dfrac{n\pi}{2}\cos\dfrac{n(p-q)}{2} - \dfrac{2V_{\mathrm{ll}}}{(n+1)\pi\sqrt{3}}\cdot \\ \quad \cos\dfrac{(n+1)\pi}{2}\sin\dfrac{(n+1)(p-q)}{2} - \dfrac{2V_{\mathrm{ll}}}{(n-1)\pi\sqrt{3}}\cdot \\ \quad \cos\dfrac{(n-1)\pi}{2}\sin\dfrac{(n-1)(p-q)}{2} + \dfrac{V_{\mathrm{ll}}}{3(n+3)\pi\sqrt{3}}\cdot \\ \quad \cos\dfrac{(n+3)\pi}{2}\sin\dfrac{(n+3)(p-q)}{2} + \dfrac{V_{\mathrm{ll}}}{3(n-3)\pi\sqrt{3}}\cdot \\ \quad \cos\dfrac{(n-3)\pi}{2}\sin\dfrac{(n-3)(p-q)}{2} \end{cases} \tag{18}$$

其中基波分量的值为

$$a_1 = \frac{8}{\pi}\cos\frac{p-q}{2} + \frac{V_{\mathrm{ll}}}{\pi\sqrt{3}}\sin(p-q) - \frac{V_{\mathrm{ll}}(p-q+\pi)}{\pi\sqrt{3}} + \frac{V_{\mathrm{ll}}}{3\pi\sqrt{3}}\left(\frac{\sin 2(p-q)}{4} - \frac{\sin(p-q)}{2}\right) \tag{19}$$

式中：$p=\arccos x_1$，$q=\arccos x_2$；$a_0=0$，$b_n=0$。

图 6 为改进后的注入零序电压中的基频分量与输出线电压的关系。可以看出，采用注入三次谐波的改进 WB 最小值法的零序电压中的基波分量相较于改进前转折点进一步提高，并且在全区间内小于改进前。

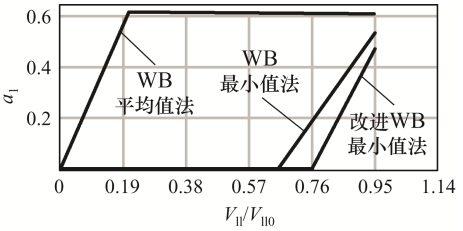


图 6　零序电压基波分量值

Fig. 6 Fundamental component value of zero-sequence voltage

根据零序电压注入的方法，相电压的基波分量、相电流分别为

$$\begin{cases} v_{\mathrm{aN},1} = V_{\mathrm{ao}}\cos\omega t + V_{0,1}\cos(\omega t+\theta_1) \\ v_{\mathrm{bN},1} = V_{\mathrm{bo}}\cos(\omega t-120^\circ) + V_{0,1}\cos(\omega t+\theta_1) \\ v_{\mathrm{cN},1} = V_{\mathrm{co}}\cos(\omega t+120^\circ) + V_{0,1}\cos(\omega t+\theta_1) \end{cases} \tag{20}$$

$$\begin{cases} i_{\mathrm{a}} = I_{\mathrm{m}}\cos(\omega t-\varphi) \\ i_{\mathrm{b}} = I_{\mathrm{m}}\cos(\omega t-\varphi-120^\circ) \\ i_{\mathrm{c}} = I_{\mathrm{m}}\cos(\omega t-\varphi+120^\circ) \end{cases} \tag{21}$$

式中：$v_{j\mathrm{N},1}$ 和 $V_{0,1}$ 分别为 $v_{j\mathrm{N}}$ 和 V_0 的基波分量(j=a, b, c)；$V_{j\mathrm{o}}$ 为电压正序分量 $v_{j\mathrm{o}}$ 的值(j=a, b, c)；I_{m} 为输出电流；φ 为负载的功率因数角；θ_1 为零序电压基波分量的相角，根据傅里叶分解公式可以判断 $\theta_1=\pi$。计算得到每相的功率表达式为

$$\begin{cases} p_{\mathrm{a}} = \dfrac{1}{2}(V_{\mathrm{ao}}I_{\mathrm{m}}\cos\varphi + V_{0,1}I_{\mathrm{m}}\cos(\theta_1+\varphi) \\ p_{\mathrm{b}} = \dfrac{1}{2}(V_{\mathrm{bo}}I_{\mathrm{m}}\cos\varphi + V_{0,1}I_{\mathrm{m}}\cos(\theta_1+\varphi+120^\circ) \\ p_{\mathrm{c}} = \dfrac{1}{2}(V_{\mathrm{co}}I_{\mathrm{m}}\cos\varphi + V_{0,1}I_{\mathrm{m}}\cos(\theta_1+\varphi-120^\circ) \end{cases} \tag{22}$$

根据图 6 可以看出，注入零序电压的基波分量值可以用分段线性函数拟合。以改进 WB 最小值法为例，在 V_{ll}<4 p.u.时，其输出电压基波分量最小值 $V_{0,1,\mathrm{gmin}}$=0，之后近似为线性增长，其表达式为

$$\begin{cases} V_{0,1,\mathrm{gmin}} = 0 & V_{\mathrm{ll}} \leqslant 4 \\ V_{0,1,\mathrm{gmin}} = 0.455(V_{\mathrm{ll}}-4) & 4 \leqslant V_{\mathrm{ll}} \leqslant 5 \end{cases} \tag{23}$$

将式(23)代入式(22)，保证功率 $p_{\mathrm{a}}, p_{\mathrm{b}}, p_{\mathrm{c}} \geqslant 0$，可以计算得到

$$\begin{cases} V_{\mathrm{ll}} \geqslant 0 \qquad V_{\mathrm{ll}} \leqslant 4 \\ V_{\mathrm{ll}} \leqslant \left|\dfrac{1.82\cos(\theta_1+\varphi+\varphi_j)}{\cos\varphi/\sqrt{3}+0.455\cos(\theta_1+\varphi+\varphi_j)}\right| \\ \qquad 4 \leqslant V_{\mathrm{ll}} \leqslant 5 \end{cases} \tag{24}$$

式中：a 相故障时，$\varphi_j=\varphi_{\mathrm{a}}=0^\circ$；b 相故障时，$\varphi_j=\varphi_{\mathrm{b}}=120^\circ$；c 相故障时，$\varphi_j=\varphi_{\mathrm{c}}=120^\circ$。其他方法同理可得相应结果，不同方法的运行区间如图 7 所示。可以看出，采用注入三次谐波的改进 WB 最小值法的运行区间相较于其他方法有了一定的扩展。

图 8 为改进 WB 法中采用最小值法时 PWM 产生策略，在确定故障情况和输出电压后注入三次谐波，根据式(9)确定注入零序电压的值产生 PWM 所需调制波。

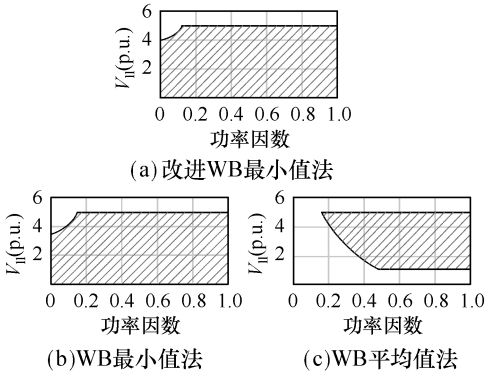


图 7 不同故障容错方式运行区间

Fig. 7 Operation intervals for different fault-tolerant methods

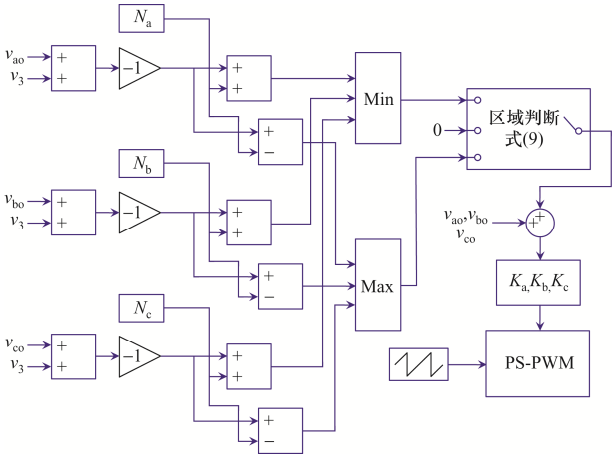


图 8 改进 WB 法最小值零序电压 PWM 策略

Fig. 8 Zero-sequence voltage PWM strategy based on improved WB minimization method

3 仿真与实验

在 MATLAB/Simulink 中搭建 1 个七电平 CHB 模型，对所提理论进行仿真验证。当 A 相单个模块发生故障时，采用不同方案分别在相同调制比时的输出电压中额外注入基波分量进行测试，结果如图 9 所示。可以发现在测试的高、中、低调制比时所提方案结果均为 3 种方法中的最小值，且与理论分析一致。在调制比较高时，零序电压基波分量为 37.84 V，相对其他 2 种方法有较大的改善；在调制比中等时，所提方案零序电压基波分量已降至 0，其他 2 种方法仍有较大的值；调制比较低时仍为 0。注入三次谐波的改进方法有效降低了其含量。

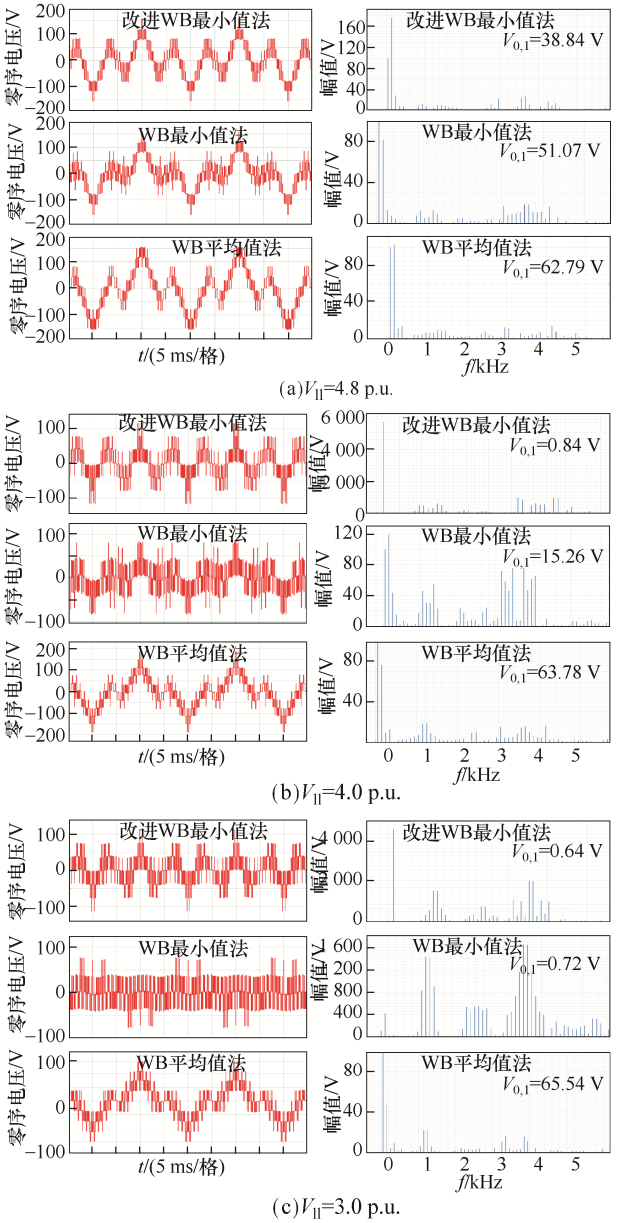


图 9 Simulink 仿真不同故障容错方式在高中低调制比时的零序电压

Fig. 9 Zero-sequence voltage selected by different fault-tolerant methods at high, medium and low modulation ratios based on Simulink simulations

搭建了 1 个 10 kW 七电平 CHB 样机，负载采用 RLC 负载，主要参数见表 1[19]。使用样机对 A 相单个模块发生故障时进行了测试，结果分别如图 10 和图 11 所示。图 10 针对 V_{ll}=4.8 p.u.时详细展示了输出线电压、输出相电压和调制波形，可知所选容错策略可以实现故障时的均衡线电压输出。图 11 分别测试了改进 WB 最小值法、WB 最小值

法和 WB 平均值法在输出电压 V_{ll}=4.8、4.0、3.0 p.u. 时的零序电压，对比 3 种不同容错方式在高、中、低调制比时的零序电压中基波分量的大小，可以发现在测试的高、中、低调制比时所提方案结果均为 3 种方法中最小值。在调制比较高时，零序电压基波分量为 37.49 V，相对其他 2 种方法有较大的改善；在调制比中等时，所提方案零序电压基波分量已降至 0，其他 2 种方法仍有较大值；调制比较低时仍为 0。通过图 11 可知，在中调制比时，仅有所提方案可以将零序电压基波分量降为 0，与理论分析和仿真结果一致，注入三次谐波的改进方法有效降低了其含量。

表 1　RLC 负载的主要参数

Tab. 1 Main parameters of RLC load

参数	数值
功率/kW	2.5/5.0/7.5/10.0
负载电阻/Ω	50.0/25.0/16.7/12.5
滤波电感/mH	3
滤波电容/μF	10

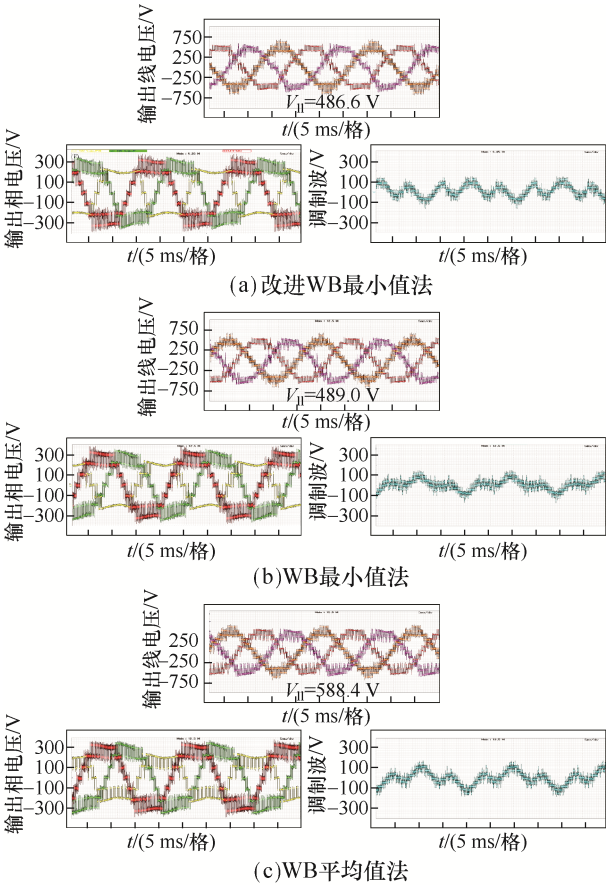


图 10　10 kW 七电平样机不同故障容错方式在高中低调制比时线电压输出性能

Fig. 10 Line voltage output performance of 10 kW 7-level prototype selected by different fault-tolerant methods at high, medium and low modulation ratios

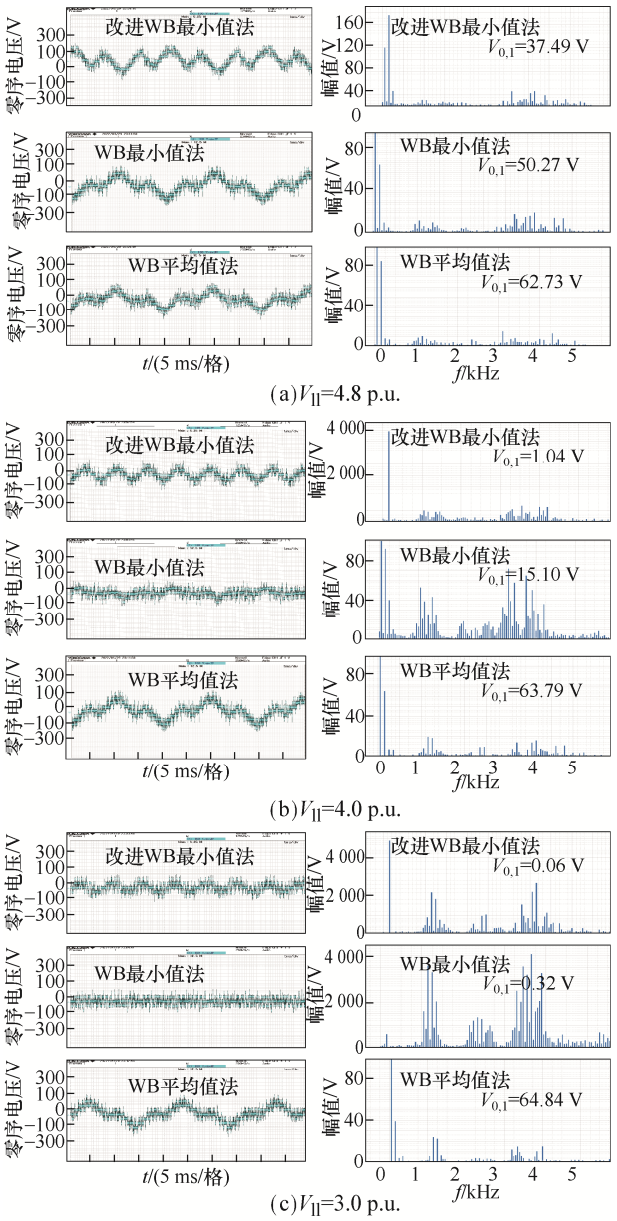


图 11　10 kW 七电平样机不同故障容错方式在高中低调制比时的零序电压

Fig. 11 Zero-sequence voltage of 10 kW 7-level prototype selected by different fault-tolerant methods at high, medium and low modulation ratios

5 结语

本文分析了 CHB 容错运行的 WB 平均值法、WB 最小值法选择的零序电压中的基波分量含量，为了减小基波分量，探索了改进 WB 最小值法的容错控制方法，通过叠加三次谐波来拓宽零序电压选择范围，推导了注入零序电压的表达式。在此基础上对 WB 平均值法、WB 最小值法和改进 WB 最小值法的运行区间进行了分析并设计了改进 WB 最小值法的实现方法，所提方案拓宽了容错运行区间。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真和 10 kW 实验样机进行了实验验证，仿真和实验结果证明了所提方案的可行性。

参考文献：

[1] 何湘宁, 陈阿莲. 多电平变换器的理论和应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
He Xiangning, Chen Alian. Theory and Application Technology of Multilevel Converter [M]. Beijing: China Machine Press, 2006. (in Chinese)

[2] Kouro S, Rodriguez J, Wu Bin, et al. Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2012, 18(4): 26-39.

[3] Tolbert L M, Peng Fangzheng, Habetler T G. Multilevel converters for large electric drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(1): 36-44.

[4] Yang Shaoyong, Bryant A, Mawby P, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1441-1451.

[5] Zhang Wenping, Xu Dehong, Enjeti P N, et al. Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (12): 6319-6331.

[6] Lezana P, Pou J, Meynard T A, et al. Survey on fault operation on multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2207-2218.

[7] Ouni S, Noroozi N, Shahbazi M, et al. A new fault tolerant scheme for cascaded H-Bridge multilevel converter [C]// 2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems. Istanbul, Turkey, 2013: 1-5.

[8] 孙河南. 级联式变频器功率单元故障诊断与系统设计[D]. 焦作: 河南理工大学, 2015.
Sun Henan. Fault diagnosis and condition monitoring of cascaded inverter [D]. Jiaozuo: Henan Polytechnic University, 2015. (in Chinese)

[9] Eaton D, Rama J, Hammond P. Neutral shift: Five years of continuous operation with adjustable frequency drives [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2003, 9(6): 40-49.

[10] Carnielutti F, Pinheiro H, Rech C. Generalized carrier-based modulation strategy for cascaded multilevel converters operating under fault conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 679-689.

[11] Babaloo R, Fathi M, Afjei E, et al. A new fault tolerant method for cascaded H-bridge inverters based on peak reduction post-fault control method [C]// 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC). Shiraz, Iran, 2019: 671-676.

[12] Lezana P, Ortiz G. Extended operation of cascade multicell converters under fault condition [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2697-2703.

[13] 王旭, 臧义, 徐彬, 等. 基于开关管的级联 H 桥逆变器故障处理方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(7): 76-81.
Wang Xu, Zang Yi, Xu Bin, et al. Research on switch-based control method for cascaded H-bridge inverter failures [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(7): 76-81. (in Chinese)

[14] Ouni S, Zolghadri M R, Khodabandeh M, et al. Improvement of post-fault performance of a cascaded H-bridge multilevel inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2779-2788.

[15] Neyshabouri Y, Monfared K K, Iman-Eini H, et al. Symmetric cascaded H-bridge multilevel inverter with enhanced multi-phase fault tolerant capability [J]. IEEE

Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 8739-8750.

[16] 周京华, 陈亚爱. 高性能级联型多电平变换器原理及应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
Zhou Jinghua, Chen Yaai. Principle and Application of High Performance Cascaded Multilevel Converter [M]. Beijing: China Machine Press, 2013. (in Chinese)

[17] 董一诺, 白志红. 一种应用于 MMC 的具有较高次环流抑制功能的改进载波移相调制策略[J]. 电源学报. 2025, 23(2): 96-104.
Dong Yinuo, Bai Zhihong. Improved carrier phase-shifted modulation strategy applied to MMC with higher-order circulating current suppression function [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(2): 96-104. (in Chinese)

[18] 金楠, 肖晗, 谢欢, 等. NPC 三电平虚拟同步机桥臂故障容错模型预测控制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 147-157.
Jin Nan, Xiao Han, Xie Huan, et al. Fault-tolerant model predictive control for bridge arm of NPC three-level virtual synchronous generator [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 147-157. (in Chinese)

[19] 董璧韬, 胡长生, 姚文熙, 等. 一种改进的CHB多电平变换器 PWM 调制策略[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 55-63.
Dong Bitao, Hu Changsheng, Yao Wenxi, et al. An improved PWM control strategy for CHB multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 55-63. (in Chinese)



朱旭

作者简介：

朱旭(1997—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：CHB 故障容错研究。E-mail：21910020@zju.edu.cn。

胡长生(1970—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子技术与新能源应用技术。E-mail：hucs@zju.edu.cn。

董璧韬(1997—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：多电平变换器的控制策略。E-mail：baker_221b@zju.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)