

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.02.021

基于 SVPWM 补偿优化的三电平 NPC 并网逆变器容错控制

杨清¹, 黄景涛¹, 关海平²

(1. 河南科技大学信息工程学院, 河南 洛阳 471023;

2. 通辽电投发电有限责任公司, 内蒙古 通辽 028001)

摘要:为保证并网系统中三电平中点箝位(neutral point clamped, NPC)型并网逆变器单相桥臂短路或断路故障后持续运行,提出一种基于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的优化补偿型低共模电压容错控制策略。首先,通过分析故障后八开关三相逆变器(eight switch three phase inverters, ESTPI)拓扑开关状态对应的共模电压大小,确定参考电压矢量合成规则;然后,通过一个基波周期内中点电流情况分析中点电位波动机理,进而对空间矢量合成进行调节补偿;最后,设计低通滤波器和滞环控制器进一步对补偿进行优化调整,保证并网电流质量的同时有效抑制了直流母线中点电位偏移。仿真结果表明,该容错控制策略能够实现三电平 NPC 并网逆变器单相桥臂故障后并网系统的稳定可靠运行,每个基波周期有三分之一时间的共模电压得到改善,优化补偿后的并网电流质量显著提高,且在并网电流突变时具备良好的控制特性。

关键词:三电平逆变器;中点箝位(NPC);容错控制;中点电位波动;空间矢量脉宽调制(SVPWM)优化补偿;滞环控制器

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2024)02-0199-11

0 引言

三电平中点箝位(neutral point clamped, NPC)型并网逆变器相较于飞跨电容型、级联型三电平逆变器,在体积、制造成本、控制方式等方面存在一定优势,并且相较于两电平逆变器,其输出更接近正弦波,降低了后续滤波难度。但开关器件数量的增加,使得三电平 NPC 并网逆变器发生故障的概率也随之提高^[1-2]。为保证某一相桥臂上出现短路或断路时,三电平 NPC 并网逆变器仍能可靠运行,应对故障后的三电平 NPC 逆变器并网控制开展专门研究。

针对逆变器故障后的持续运行问题,在准确判断故障^[3-4]的基础上,容错控制是一种保证系统在故障状态下仍能稳定运行的有效方法。常规三电平 NPC 容错拓扑有三相四桥臂容错拓扑^[5]、开关冗余拓扑^[6-7]、有源中点箝位(active neutral point clamped, ANPC)容错拓扑^[8-11]、三相三桥臂容错拓扑^[12-15]等。相较于传统拓扑,具有容错功能的拓扑基本上都需在硬件上改进。文中综合成本、体积、控制难度等方面,选择八开关三相逆变器(eight switch three phase inverters, ESTPI)拓扑作为三相三电平 NPC 型逆变器单相桥臂故障后的容错拓扑。

中点电位波动作为 NPC 型并网逆变器的固有

问题,不仅会增加并网电流中低次谐波的含量,导致逆变器输出电压畸变、开关应力增加,其波动过大也会导致直流侧电容使用寿命显著降低^[16-20]。模型预测控制通过代价函数遍历寻优,选择兼顾电流质量与中点电位均衡的开关状态进行输出,实现中点电位均衡控制^[21-22];常规空间矢量调制技术通过使用冗余矢量进行中点电位控制^[23-24];在单相桥臂短路或断路故障后,空间电压矢量部分缺失,ESTPI 拓扑的空间电压矢量不再含有冗余矢量^[25-26],模型预测控制代价函数中点电位误差权重选择难度上升,空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)使用冗余矢量抑制中点电位波动的方法受限^[27]。考虑到模型预测控制的滤波难度和采样频率要求较高等因素,文中基于 SVPWM 对故障后三电平 NPC 并网逆变器容错控制进行研究,分析故障后直流母线中点电位波动机理,对空间矢量调制进行优化改进,降低共模电压,同时对中点电位波动造成的并网电流畸变进行有效补偿。

综上,文中针对三电平 NPC 型并网逆变器故障后的 ESTPI 拓扑,基于空间矢量调制技术,分析故障后空间电压矢量的共模电压,选择矢量合成规则,降低共模电压,对中点电位波动机理进行分析;设计低通滤波器与滞环控制器调节矢量合成环节的补偿值,改善 NPC 型并网逆变器单相桥臂故障情况下的并网电流质量;最后通过仿真验证了所提控制策略的有效性。

收稿日期:2023-08-20;修回日期:2023-11-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62172142);教育部产学研合作协同育人项目(202101222007)

1 ESTPI 故障拓扑与中点电位波动机理

1.1 ESTPI 拓扑的空间矢量

文中研究对象为 NPC 逆变器容错拓扑,其拓扑结构如图 1 所示, C_1 、 C_2 为直流侧上、下电容; D_1 — D_6 为箝位二极管; V_{dc} 为直流侧电压; O 为直流母线中点; i_o 为直流母线中点电流; i_{ia} 、 i_{ib} 、 i_{ic} 为逆变器输出三相电流; u_p 为直流侧电容 C_1 的电压; u_n 为直流侧电容 C_2 的电压; 每相桥臂有 2 个快速熔断器 (FU)、4 个功率开关器件 ($S_{x,1}$ 、 $S_{x,2}$ 、 $S_{x,3}$ 、 $S_{x,4}$, $x=a, b, c$, 代表 A、B、C 三相), 每相输出不仅与对应桥臂中点相连, 还通过双向晶闸管 (T_1 、 T_2 、 T_3) 与直流侧电容中点相连。

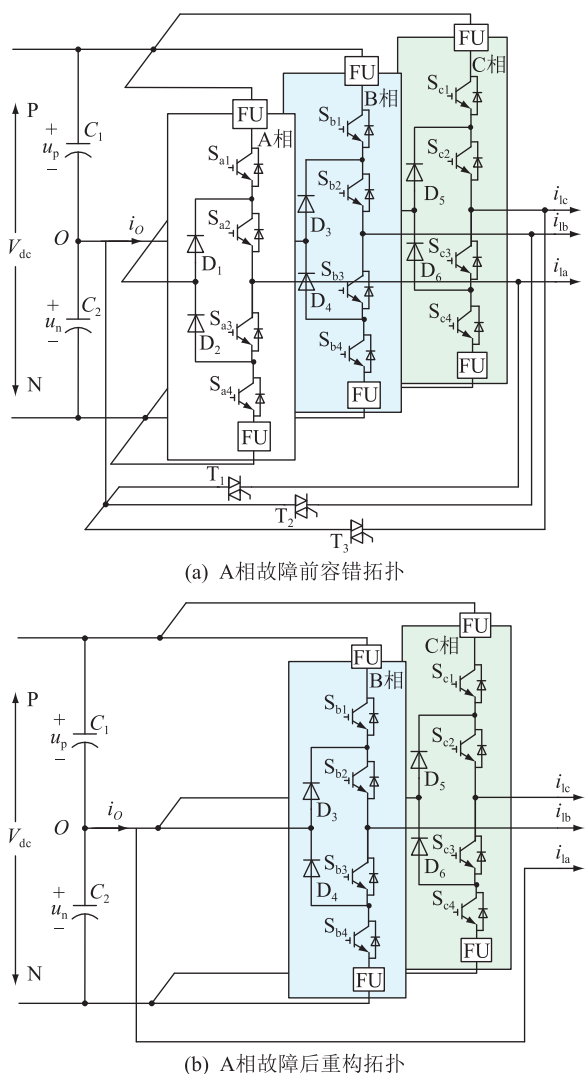


图 1 三电平 NPC 逆变器容错拓扑
Fig.1 Fault tolerant topology of three-level NPC inverters

由于三相对称, 仅对 A 相故障时进行分析, 其余两相同理。图 1 中 A 相发生故障后, A 相上的快速熔断器断开, 双向晶闸管导通, 逆变器 A 相输出直接与母线电容中点相连。定义开关函数为:

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{对应状态 P, } S_{x,1}, S_{x,2} \text{ 导通} \\ 0 & \text{对应状态 O, } S_{x,2}, S_{x,3} \text{ 导通} \\ -1 & \text{对应状态 N, } S_{x,3}, S_{x,4} \text{ 导通} \end{cases} \quad (1)$$

A 相故障后的 ESTPI 拓扑运行方式不同于三相三电平 NPC 逆变器, B、C 两相仍可输出 P、O、N 3 种电平, 但 A 相仅能输出 O 电平。三相三电平 NPC 逆变器可输出 27 种开关状态, 单相故障后, 开关状态减为 9 种, 故障前后的空间电压矢量分布如图 2 所示。A 相桥臂故障后的 ESTPI 拓扑空间矢量图中仍有 6 个扇区, 扇区 II、V 中含有中矢量, 扇区 II、V 内可划分为子区域 1、2, 其整体空间矢量分布满足参考电压矢量合成条件。

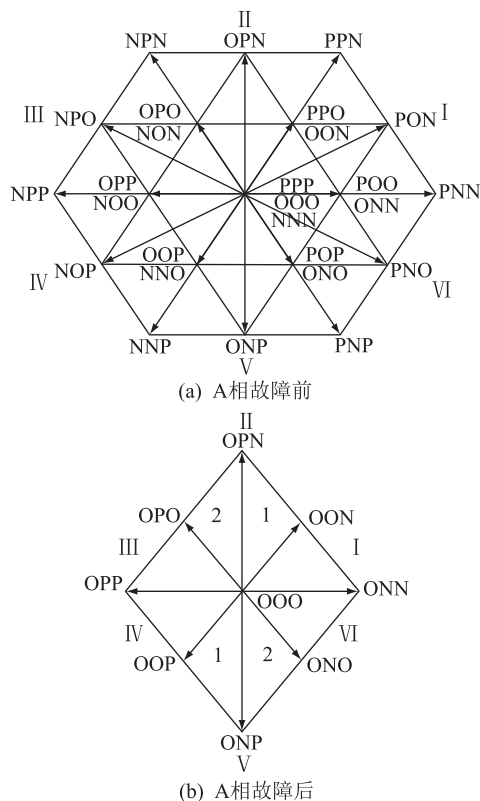


图 2 容错拓扑空间矢量

Fig.2 Vector of fault tolerant topological space

由于矢量空间的变化, 为保证单相桥臂故障后三电平 NPC 并网逆变器的持续运行, 须重新选择矢量输出次序和参考电压合成方法。为了减轻因共模电压导致的低频振荡, 对故障后各电压矢量作用时的共模电压进行分析。

不同空间电压矢量对应的共模电压如表 1 所示, 使用小矢量会产生共模电压, 而零矢量与中矢量作用时的共模电压为 0。结合图 2 所示 ESTPI 空间矢量图, 为了减小共模电压, 一改传统容错控制在正六边形内使用小矢量去合成参考电压矢量的方法, 在参考电压矢量的合成中引入中矢量。这种

参考电压合成方法相较于仅使用小矢量的合成方法,本质上是通过引入中矢量减少参考电压矢量合成中小矢量的占比,进而减小共模电压。综上,设置参考电压矢量合成规则如表 2 所示。

表 1 空间矢量对应共模电压值

Table 1 The common mode voltage of the space vector

电压矢量类型	电压矢量	共模电压
零矢量	000	0
	OPP	$V_{dc}/3$
小矢量	ONN	$-V_{dc}/3$
	OPO、OOP	$V_{dc}/6$
	ONN、ONO	$V_{dc}/6$
中矢量	OPN、ONP	0

N 为基本电压矢量图中的大扇区; n 为扇区内的子区域; T_s 为调制周期; m 为调制深度,最大线性调制区对应 $m=1$,所以 $m = \sqrt{3} |V_{ref}| / V_{dc}$,其中 V_{ref} 为并网控制器输出的参考电压矢量; T_1 、 T_2 分别为矢量 V_1 、 V_2 的作用时间; i_{o1} 、 i_{o2} 分别为矢量 V_1 、 V_2 作用时对应流出母线中点的电流,规定流出母线中点方向为正。因此在整个空间矢量图内,参考电压矢量 V_{ref} 可依据表 2 使用零矢量与 V_1 、 V_2 进行合成,零矢量作用时间为: $T_0 = T_s - T_1 - T_2$ 。

1.2 直流母线中点电位波动机理分析

根据表 2 可得参考电压矢量在整个空间电压矢量图内的合成方式,因此可以对一个基波周期内的中点电流进行分析。假设三相平衡,则有:

$$\begin{cases} i_{ia} = I_m \cos(\theta - \varphi) \\ i_{ib} = I_m \cos(\theta - \varphi - 2\pi/3) \\ i_{ic} = I_m \cos(\theta - \varphi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

式中: I_m 为相电流幅值; φ 为功率因数角。由于一个调制周期很短,可以假设一个调制周期内电流不变,由于零矢量不对中点电位造成影响,所以每个调制周期内的中点电流 i_o 可由 V_1 、 V_2 矢量的中点

电流表示。利用面积等效原则,有:

$$i_o T_s = i_{o1} T_1 + i_{o2} T_2 \quad (3)$$

$$i_o = \begin{cases} \sqrt{3} m I_m \cos \varphi & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}, \text{即扇区 I} \\ m I_m (2 \sin(2\theta - \varphi) - \sin \varphi) & \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{\pi}{2}, \text{即扇区 II 子区域 1} \\ m I_m (2 \sin(2\theta - \varphi) - \sin \varphi) & \frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}, \text{即扇区 II 子区域 2} \\ -\sqrt{3} m I_m \cos \varphi & \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi, \text{即扇区 III} \\ -\sqrt{3} m I_m \cos \varphi & \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}, \text{即扇区 IV} \\ -m I_m (2 \sin(2\theta - \varphi) - \sin \varphi) & \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{3\pi}{2}, \text{即扇区 V 子区域 1} \\ -m I_m (2 \sin(2\theta - \varphi) - \sin \varphi) & \frac{3\pi}{2} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}, \text{即扇区 V 子区域 2} \\ \sqrt{3} m I_m \cos \varphi & \frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi, \text{即扇区 VI} \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知中点电流满足半波对称性,即 $i_o(\theta) = -i_o(\theta + \pi)$ 。因此在一个基波周期内,中点电流的平均值为 0,母线中点电位能够保持平衡。对式(4)进行傅里叶分解可得:

$$\begin{cases} a_0 = 0 \\ a_1 = m I_m \sqrt{16 + 384 \cos^2 \varphi} / (3\pi) \\ a_2 = 0 \\ a_3 = 8\sqrt{3} m I_m \cos \varphi / (3\pi) \\ \vdots \end{cases} \quad (5)$$

式中: a_0 为直流分量; a_1 为基波分量; a_2 为 2 次谐波

表 2 参考电压矢量合成规则

Table 2 Reference voltage vector synthesis rules

大扇区 N	子区域 n	矢量作用时间及对应中点电流			
		V_1 作用时间 T_1	矢量 V_1 、 i_{o1}	V_2 作用时间 T_2	矢量 V_2 、 i_{o2}
I		$2mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$	ONN、 i_{ia}	$2mT_s \sin \theta$	ONN、 $-i_{ic}$
II	1	$2\sqrt{3}mT_s \cos \theta$	ONN、 $-i_{ic}$	$-2mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$	OPN、 i_{ia}
II	2	$-2\sqrt{3}mT_s \cos \theta$	OPO、 $-i_{ib}$	$2mT_s \sin(\pi/3 + \theta)$	OPN、 i_{ia}
III		$2mT_s \sin \theta$	OPO、 $-i_{ib}$	$-2mT_s \sin(\pi/3 + \theta)$	OPP、 i_{ia}
IV		$-2mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$	OPP、 i_{ia}	$-2mT_s \sin \theta$	OOP、 $-i_{ic}$
V	1	$-2\sqrt{3}mT_s \cos \theta$	OOP、 $-i_{ic}$	$2mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$	ONP、 i_{ia}
V	2	$2\sqrt{3}mT_s \cos \theta$	ONO、 $-i_{ib}$	$-2mT_s \sin(\pi/3 + \theta)$	ONP、 i_{ia}
VI		$-2mT_s \sin \theta$	ONO、 $-i_{ib}$	$2mT_s \sin(\pi/3 + \theta)$	ONN、 i_{ia}

分量; a_3 为3次谐波分量。由式(5)可知中点电流仅含有奇次谐波。

综上可得中点电位波动情况如式(6)所示:

$$\frac{\Delta u}{V_{dc}} = \frac{u_p - u_n}{2V_{dc}} = \frac{\int i_o dt}{V_{dc} 2C} = \frac{2mI_m \sqrt{1 + 24 \cos^2 \varphi}}{V_{ref} 3\pi C \omega} \sin(\omega t - \zeta_1) + \sum_{k=3}^{\infty} \frac{A_k}{2V_{dc} C k \omega} \sin(k\omega t - \zeta_k) \quad (6)$$

式中: ω 为电网角频率; ζ_k 为 k 次谐波电流($k=3, 5, 7, \dots$)对应的中点电位初始相位; C 为直流侧电容值; A_k 为 k 次谐波电流分量。

结合式(4)、式(6)可知,单相故障状态下的三电平 NPC 并网逆变器母线中点电位以基波频率波动,并且中点电位波动情况主要与直流母线电容的容值、并网电流的幅值和相位、调制深度等因素有关。

2 考虑直流母线中点电位波动的 SVPWM 补偿与优化

2.1 计及中点电位波动的 SVPWM 补偿策略

通过分析 A 相桥臂故障后的 ESTPI 运行方式,可得逆变器输出电压为:

$$\begin{cases} u_{ao} = 0 \\ u_{bo} = S_b \frac{V_{dc}}{2} + |S_b| \Delta u \\ u_{co} = S_c \frac{V_{dc}}{2} + |S_c| \Delta u \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_{ao} 、 u_{bo} 、 u_{co} 分别为逆变器 A、B、C 三相输出; Δu 为中点电位偏差。

由于空间电压矢量 u_s 为:

$$u_s = \frac{2}{3} \left(u_{ao} + u_{bo} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{co} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (8)$$

结合式(7)、式(8)可得,在中点电位波动情况下,空间电压矢量在静止两相坐标系 $\alpha\beta$ 内坐标如表3所示,基本电压矢量分布如图3所示。

由表3和图3可知,中点电位波动使空间电压矢量分布不再中心对称,逆变器输出不平衡,进而影响并网电能质量,同时也缩小了线性调制区。由上述中点电流分析可知,直流母线中点波动是固有现象,且 NPC 逆变器单相故障状态下没有冗余矢量可用于中点电位控制,因此逆变器输出不平衡固然存在。且由式(6)可知,直流母线中点波动随并网电流增加而加剧,逆变器输出不平衡度进一步增大。

表3 中点电位波动时空间电压矢量坐标 ($\alpha\beta$)

Table 3 Space voltage vector coordinates with neutral point potential fluctuation ($\alpha\beta$)

空间电压矢量	$\alpha\beta$ 坐标系内坐标
ONN	$\left(\frac{V_{dc} - 2\Delta u}{3}, 0 \right)$
OON	$\left(\frac{V_{dc} - 2\Delta u}{6}, \frac{\sqrt{3}(V_{dc} - 2\Delta u)}{6} \right)$
OPN	$\left(-\frac{2\Delta u}{3}, \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} \right)$
OPO	$\left(-\frac{V_{dc} + 2\Delta u}{6}, \frac{\sqrt{3}(V_{dc} + 2\Delta u)}{6} \right)$
OPP	$\left(-\frac{V_{dc} + 2\Delta u}{3}, 0 \right)$
OOP	$\left(-\frac{V_{dc} + 2\Delta u}{6}, -\frac{\sqrt{3}(V_{dc} + 2\Delta u)}{6} \right)$
ONP	$\left(-\frac{2\Delta u}{3}, -\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} \right)$
ONO	$\left(-\frac{V_{dc} - 2\Delta u}{6}, -\frac{\sqrt{3}(V_{dc} - 2\Delta u)}{6} \right)$

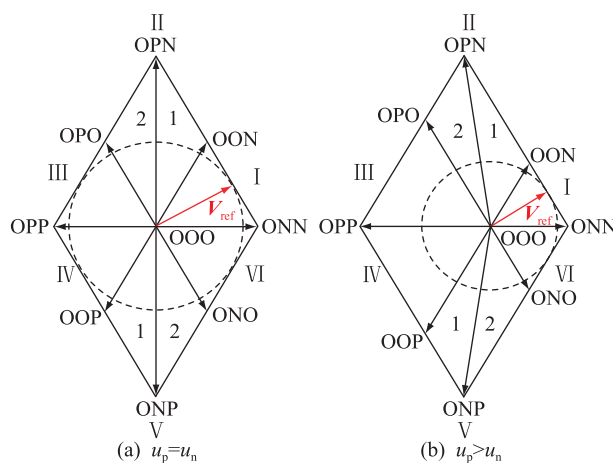


图3 计及直流母线中点电位波动的基本电压矢量分布
Fig.3 The basic voltage vector distribution considering DC bus neutral point potential fluctuation

通过式(7)、式(8)和表3的分析可知,直流母线中点电位波动导致基本电压矢量分布出现偏差,如果仍采用表2中的参考电压矢量合成方法,则忽视了中点电位波动的影响,用含有偏差的基本电压矢量去合成参考电压矢量,必然会影响并网电能质量。另一方面,实际工业应用中为了降低成本,逆变器直流母线侧电容容量一般按下限选取,进一步加剧了中点电位的波动,输出电能质量进一步下降。因此须考虑中点电位波动对参考电压矢量合成的影响,基于伏秒平衡原则对中点电位波动时的参考电压矢量合成进行补偿,设计出如表4所示的参考电压矢量合成规则。

表 4 计及中点电位波动的参考电压矢量合成规则

Table 4 Synthesis rule of reference voltage vector considering neutral point potential fluctuation

扇区 N	子区域 n	矢量作用时间及对应中点电流			
		V_1 作用时间 T_1	矢量 V_1, i_{o1}	V_2 作用时间 T_2	矢量 V_2, i_{o2}
I		$2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc})$	OON, i_{ia}	$2mT_s \sin \theta/(1-2\Delta u/V_{dc})$	OON, $-i_{ic}$
II	1	$2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc}) + 2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc})$	OON, $-i_{ic}$	$-2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc})$	OPN, i_{ia}
II	2	$-2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc}) - 2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc})$	OPO, $-i_{ib}$	$2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc})$	OPN, i_{ia}
III		$2mT_s \sin \theta/(1+2\Delta u/V_{dc})$	OPO, $-i_{ib}$	$-2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc})$	OPP, i_{ia}
IV		$-2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc})$	OPP, i_{ia}	$-2mT_s \sin \theta/(1-2\Delta u/V_{dc})$	OOP, $-i_{ic}$
V	1	$-2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc}) - 2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc})$	OOP, $-i_{ic}$	$2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc})$	ONP, i_{ia}
V	2	$2mT_s \sin(\pi/3-\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc}) + 2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc})$	ONO, $-i_{ib}$	$-2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1+2\Delta u/V_{dc})$	ONP, i_{ia}
VI		$-2mT_s \sin \theta/(1-2\Delta u/V_{dc})$	ONO, $-i_{ib}$	$2mT_s \sin(\pi/3+\theta)/(1-2\Delta u/V_{dc})$	ONN, i_{ia}

为检验计及中点电位波动的参考电压矢量合成补偿效果,分别对合成规则补偿前后的直流侧电容电压及并网电流进行仿真,主电路参数如表 5 所示,并网电流给定为 6 A,直流侧电容容值选为 680 μF ,仿真结果如图 4 所示。

表 5 主电路及并网控制主要参数

Table 5 Parameters of the main circuit and grid-connected control

参数	取值 1	取值 2
直流母线电压 V_{dc}/V	350	350
直流侧电容 $C_1/\mu\text{F}$	680	1 680
直流侧电容 $C_2/\mu\text{F}$	680	1 680
桥臂侧滤波电感 L_C/mH	2.4	2.4
LCL 滤波器电容 μF	10	10
网侧滤波电感 L_g/mH	0.6	0.6
采样频率 f/kHz	15	15

由图 4(a)可知,未对合成矢量进行补偿时,直流侧电容电压呈现周期性波动,波动周期为基波周期,但三相并网电流畸变严重,与上述分析一致;图 4(b)显示对合成矢量进行补偿后,初始三相并网电流波形呈现较为良好的正弦波,但随着直流母线中点电位偏离平衡点程度增大,线性调制区逐渐减小,如图 3 所示,中点电位偏离平衡点使得参考电压矢量超出线性调制区后,不再满足伏秒平衡原则,并网电流出现严重畸变。

综上,对矢量合成进行补偿后,虽然三相并网电流得到了很大改善,但直流母线中点愈发偏离平衡点,导致线性调制区减小,并网电流出现严重畸变,因此需要对直流母线中点偏离平衡点程度增大

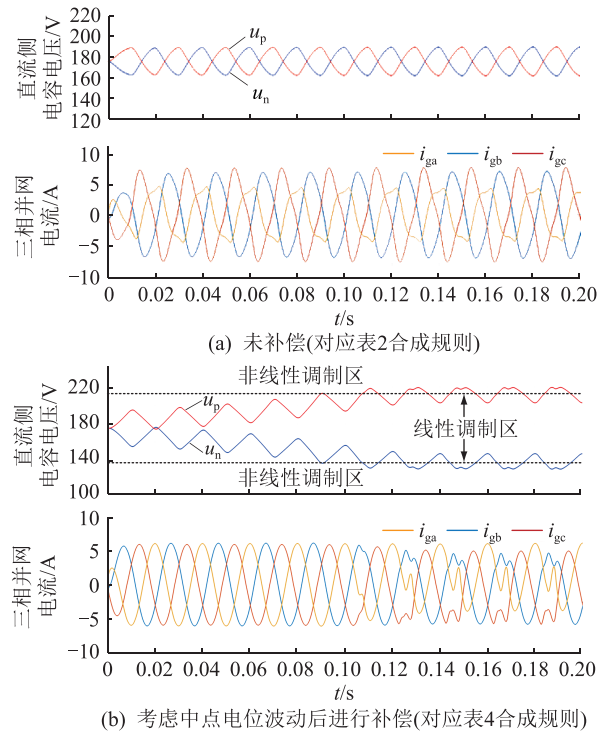


图 4 直流母线电容电压与并网电流波形

Fig.4 DC bus capacitor voltage and grid-connected current

的原因进行相关分析,进而对空间矢量调制补偿进行优化。

2.2 空间矢量调制补偿优化

为解决上述参考电压矢量合成补偿后,三电平 NPC 并网逆变器单相故障状态下仅能短时运行的问题,对直流母线中点电位偏离平衡点的原因进行分析并予以有效控制。结合表 4 与式(2)、式(3)可得补偿后中点电流为:

$$i_o = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}mI_m \cos \varphi}{1 - 2\Delta u/V_{dc}} & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ K_{21}(-I_m \cos(\theta - \varphi + 2\pi/3)) - \frac{I_m \cos(\theta - \varphi)2m\sin(\pi/3 - \theta)}{1 + 2\Delta u/V_{dc}} & \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{\pi}{2} \\ K_{22}(-I_m \cos(\theta - \varphi - 2\pi/3)) + \frac{I_m \cos(\theta - \varphi)2m\sin(\pi/3 + \theta)}{1 - 2\Delta u/V_{dc}} & \frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}mI_m \cos \varphi}{1 + 2\Delta u/V_{dc}} & \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ -\frac{\sqrt{3}mI_m \cos \varphi}{1 + 2\Delta u/V_{dc}} & \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ K_{51}(-I_m \cos(\theta - \varphi + 2\pi/3)) + \frac{I_m \cos(\theta - \varphi)2m\sin(\pi/3 - \theta)}{1 - 2\Delta u/V_{dc}} & \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{3\pi}{2} \\ K_{52}(-I_m \cos(\theta - \varphi - 2\pi/3)) - \frac{I_m \cos(\theta - \varphi)2m\sin(\pi/3 + \theta)}{1 + 2\Delta u/V_{dc}} & \frac{3\pi}{2} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}mI_m \cos \varphi}{1 - 2\Delta u/V_{dc}} & \frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} K_{21} = 2m\sin(\pi/3 + \theta)/(1 - 2\Delta u/V_{dc}) + 2m\sin(\pi/3 - \theta)/(1 + 2\Delta u/V_{dc}) \\ K_{22} = -2m\sin(\pi/3 - \theta)/(1 + 2\Delta u/V_{dc}) - 2m\sin(\pi/3 + \theta)/(1 - 2\Delta u/V_{dc}) \\ K_{51} = -2m\sin(\pi/3 + \theta)/(1 + 2\Delta u/V_{dc}) - 2m\sin(\pi/3 - \theta)/(1 - 2\Delta u/V_{dc}) \\ K_{52} = 2m\sin(\pi/3 - \theta)/(1 - 2\Delta u/V_{dc}) + 2m\sin(\pi/3 + \theta)/(1 + 2\Delta u/V_{dc}) \end{cases} \quad (10)$$

分析式(4)、式(9)以及式(10)可知,补偿量 $\Delta u/V_{dc}$ 的引入使得流入流出直流母线中点的电流发生了变化,改变了式(9)中的半波对称性。若要求式(9)仍然满足 $i_o(\theta) + i_o(\theta + \pi) = 0$,则须满足:

$$\Delta u(\theta)/V_{dc} + \Delta u(\theta + \pi)/V_{dc} = 0 \quad (11)$$

直流母线中点偏差 Δu 中不能含有直流分量,因此须进一步优化合成矢量补偿。

基于以上分析,文中设计如图5所示空间电压矢量补偿优化策略, τ 为滞环控制器的输出。

首先消除 Δu 的直流分量 A_0 ,若使用傅里叶分

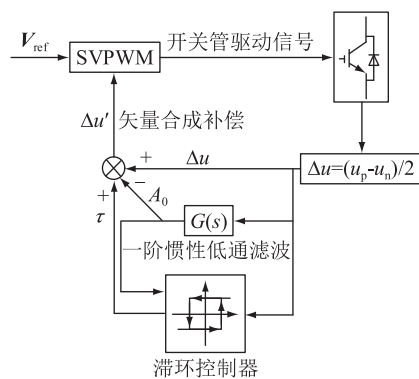


图5 空间电压矢量补偿优化策略

Fig.5 Compensation optimization of space voltage vector

解的方法去获取 A_0 ,需要先进行至少一个基波周期的信号采集,才能提取出直流分量,导致控制的实时性较差。文中设计一个一阶惯性低通滤波器用于提取 Δu 的直流分量,其传递函数如下:

$$G(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_c} \quad (12)$$

式中: ω_c 为截止频率。通过式(5)、式(6)可知,母线中点波动所含最大的交流分量为基波分量,其角频率约为314 rad/s,低通滤波器的截止频率应小于基波角频率。根据其相频特性,截止频率越低,母线中点波动信号经过滤波器后产生的相移也越大,影响直流分量提取精度,因此文中选择截止频率为62.8 rad/s。

为防止直流母线中点电位偏离平衡点过大,设计滞环控制器进一步对空间矢量调制补偿进行调整。首先通过式(9)得:

$$i_o = \begin{cases} \sqrt{3}mI_m \cos \varphi / (1 - 2\Delta u/V_{dc}) & \text{扇区 I、VI} \\ -\sqrt{3}mI_m \cos \varphi / (1 + 2\Delta u/V_{dc}) & \text{扇区 III、IV} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知在扇区I、III、IV、VI中,如果并网参数给定(即 I_m 、 φ 确定), $\sqrt{3}mI_m \cos \varphi$ 可视为一个常量,且 φ 的取值范围为 $[-90^\circ, 90^\circ]$, $\cos \varphi \geq 0$ 。结合式(6)、式(9)可知,通过调整扇区I、III、IV、VI的矢量合成补偿值中的 Δu 可控制中点电位的波动。但在整个并网控制中,调制环节可视为比例环节,把并网控制器输出的 V_{ref} 通过空间矢量调制转化为开关管驱动信号。如果对矢量合成中的补偿值进行调整,则一定程度上是以一部分并网控制精度换取中点电位控制,据此设计滞环控制器对补偿值进行调整,当直流母线中点电位偏差 Δu 中含有直流分量,且中点电位偏离平衡点较大时,对式(13)的补偿值进行调整,防止直流母线中点偏离平

平衡点过大使参考电压矢量超出线性调制区。

滞环控制器原理如图 6 所示, u_{\max} 为线性调制区内所能容忍的最大中点电位波动值。由于直流分量 A_0 随着中点电位偏离平衡点的增加而增大, 滞环控制器输出的控制量幅值 K 也越大, 对直流母线中点的控制作用也越强。 $K = |A_0| + 1$ 中的 1 为偏置项, 目的是在中点电位偏移超出设定阈值的初期, 滞环控制器可以快速对中点电位进行调控, 可通过中点电流 (或三相电流)、中点电位偏差及并网电流总谐波失真 (total harmonic distortion, THD), 结合式 (6)、式 (13) 实时计算来调控该偏置项, 但考虑到算法整体的复杂度等原因, 结合仿真实验情况, 选择常数作为偏置项。

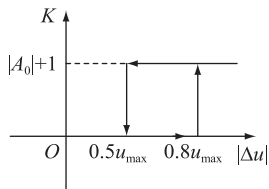


图 6 滞环控制器

Fig.6 Hysteresis controller

确定滞环控制器的输出 τ 为:

$$\tau = -K \operatorname{sgn} A_0 \quad \text{扇区 I、III、IV、VI} \quad (14)$$

综上, 优化后的补偿值如式 (15) 所示。

$$\Delta u' = \Delta u - A_0 + \tau = \frac{u_p - u_n}{2} - A_0 + \tau \quad (15)$$

3 仿真与结果分析

为了验证文中所提出的容错控制策略的有效性, 针对一个三电平 NPC 并网逆变器实验装置, 在 MATLAB/Simulink 中进行仿真分析, 逆变器后级 LCL 滤波器通过自耦变压器及隔离变压器与电网相连, 自耦变压器变比为 380:100, 直流侧电压为 350 V, 主电路主要参数见表 5。

3.1 直流母线中点电位及并网电流控制效果

首先验证文中所提容错控制策略的正确性, 设定并网电流给定为 6 A, 直流侧电容选为 680 μF , 对补偿优化策略加入前后的直流侧电容电压和并网电流进行仿真, 结果如图 7 所示。

SVPWM 补偿优化策略下, 中点电位及并网电流波形如图 7(a) 所示, 若未对补偿进行优化, 虽然初始并网电流呈现良好的正弦波, 但随着直流母线中点电位逐渐偏离平衡点, 在 t_1 时刻, 前级并网控制输出的 V_{ref} 超出了线性调制区范围, 导致并网电流在 t_1 至 0.15 s 时间内发生了严重畸变, 与前文理论分析一致; 在 0.15 s 时加入 SVPWM 补偿优化策略,

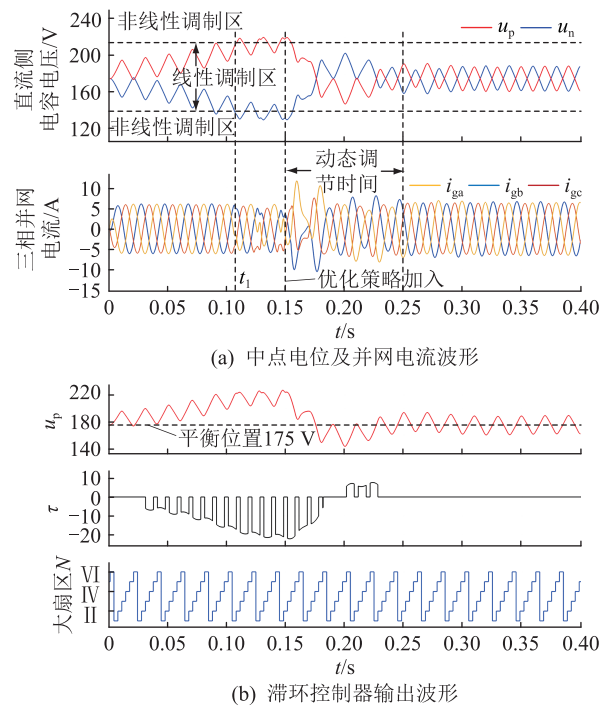


图 7 SVPWM 补偿优化策略控制效果

Fig.7 Control effect of SVPWM compensation optimization strategy

直流母线中点电位得到有效控制, 经过 0.1 s 的动态过程, 并网电流在 0.25 s 趋于稳定, 得到了改善。

由式 (6) 可知, 中点电位波动与直流母线电容有关。为了验证文中容错控制策略在不同直流母线电容值情况下对并网电流质量的补偿能力, 分别选用 1 680 μF 、680 μF 的直流母线电容, 使用传统电压矢量调制策略与计及中点电位波动的 SVPWM 补偿优化策略进行仿真, 结果如图 8 所示。

图 8 中使用传统矢量调制方法, 随着直流母线电容值从 1 680 μF 降到 680 μF , 直流侧电容电压波动增加, 并网电流的波形发生畸变。在 2 种容值情况下, 分别在 0.2 s 引入 SVPWM 补偿优化策略, 对矢量合成中的中点电位波动进行补偿, 并网电流都呈现较为良好的正弦波。在直流侧电容选为 680 μF 情况下, 对 SVPWM 补偿优化策略引入前后的并网电流做 THD 分析, 如图 9 所示。

当直流侧电容选为 680 μF 时, 引入 SVPWM 补偿优化策略后, 并网电流 THD 从 16.94% 下降至 2.46%, 总谐波含量小于 5%, 并网电流质量得到明显提高, 满足并网要求。结果表明, SVPWM 补偿优化策略在直流侧电容选用较低容值情况下仍具有较好的并网电流补偿效果, 有利于降低硬件成本和体积。

为进一步验证 SVPWM 补偿优化策略在并网电流给定变化时的控制效果, 分别在 1 680 μF 、

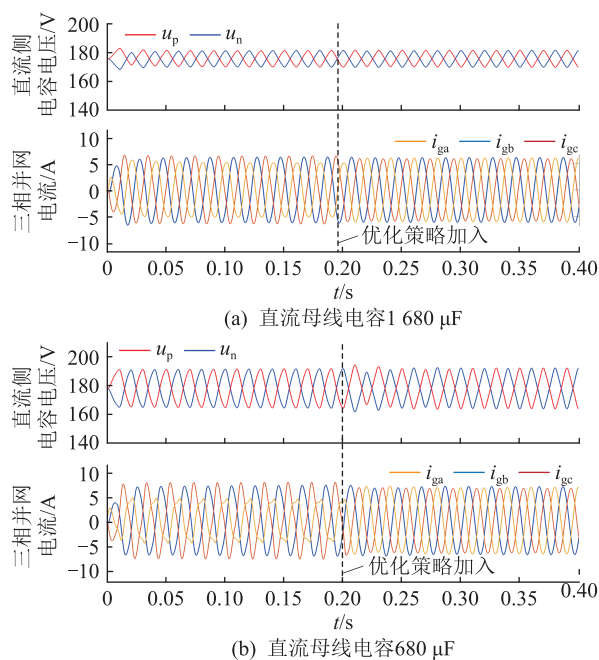
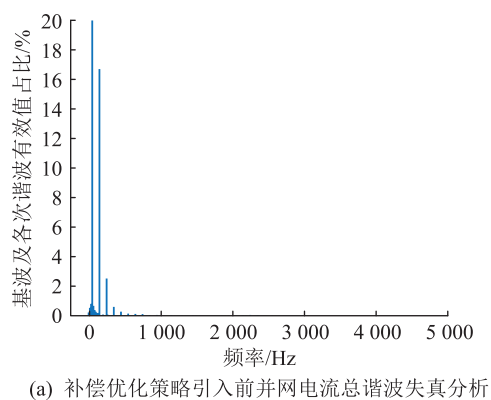
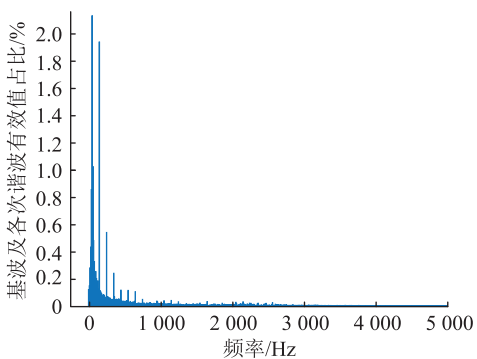


图 8 不同直流母线电容值的容错控制结果

Fig.8 Fault tolerant control results with different capacitances of DC bus



(a) 补偿优化策略引入前并网电流总谐波失真分析



(b) 补偿优化策略引入后并网电流总谐波失真分析

图 9 并网电流 THD 分析 ($C_1 = C_2 = 680 \mu\text{F}$)

Fig.9 THD analysis of grid-connected current ($C_1 = C_2 = 680 \mu\text{F}$)

680 μF 2 种直流母线电容值情况下,对并网电流给定从 6 A 突变为 15 A 进行仿真,结果如图 10 所示。并网电流增大后,直流母线中点波动幅度也变大,与理论分析结果相符,在电流给定突变的情况下,

并网电流仍呈现良好的正弦波。

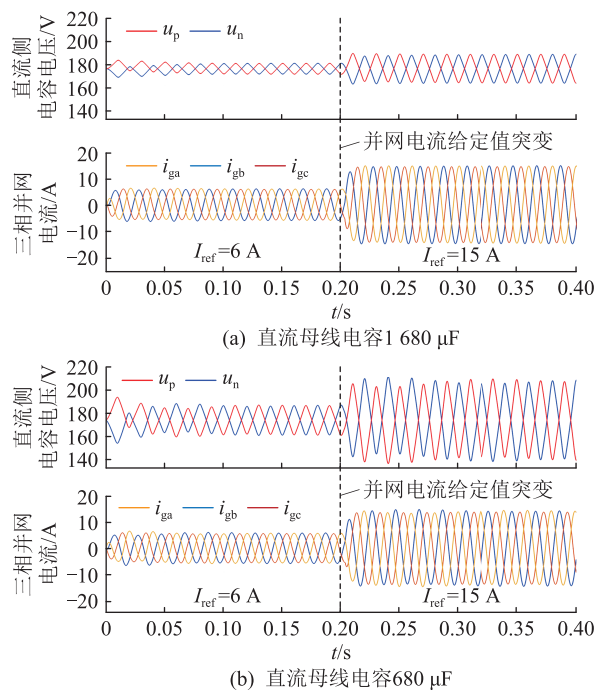


图 10 并网电流给定值突变时容错控制效果

Fig.10 Fault tolerant control results with preset grid-connected current change

相较于图 10(a),图 10(b) 中点电位与并网电流的动态调节过程较慢,因为并网电流给定突变破坏了一个基波周期内中点电流的半波对称性,中点电位波动 $\Delta u/V_{dc}$ 中出现了直流分量,由式(6)可知直流母线电容值越小,并网电流给定突变所带来的中点电位波动偏差越大,因此动态调整时间略长。当直流母线电容值选用 1 680 μF 时,三相并网电流最大峰值稳态偏差百分比为 1.33%,最大有效值偏差百分比为 2.26%。当直流母线电容值选用 680 μF 时,稳态时三相并网电流最大峰值偏差百分比为 1.96%,最大有效值偏差百分比为 3.20%。2 种容值下的最大三相并网电流的峰值与最大有效值偏差均处于较低水平。即便直流侧电容为 680 μF ,此时中点电位波动最大值高达 33 V,线性调制区内所能容忍的最大母线中点电位波动为 38 V,系统接近满调制深度运行,文中设计的 SVPWM 补偿优化策略仍可保证逆变器单相故障后持续运行。

3.2 共模电压改善

在 A 相故障后,在 II、V 扇区内空间矢量合成中引入了中矢量,减少了小矢量的占比,进而减小共模电压的大小。首先,分别对使用小矢量的合成方法和引入中矢量的合成方法下三相并网电流 THD 进行分析,结果如图 11 所示。

由图 11 可知,在参考矢量合成过程中引入中矢

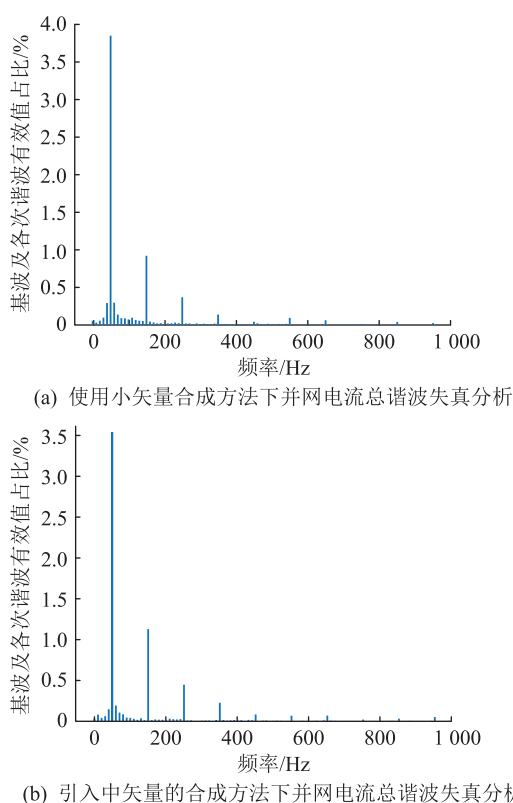


图 11 并网电流 THD 失真分析 ($C_1 = C_2 = 1\ 680\ \mu\text{F}$)

Fig.11 THD analysis of grid-connected current ($C_1 = C_2 = 1\ 680\ \mu\text{F}$)

量的合成方法相较于使用小矢量的合成方法,并网电流 THD 从 1.10% 上升到 1.28%, 因为引入中矢量的合成方法相较使用小矢量的合成方法,在一个基波周期内有三分之一的时间,开关序列不能满足三相对称开关序列对称条件,一定程度上会增加逆变器输出电压 3 次及 3 的倍数次谐波的含量。从图 11 可以看出,引入中矢量的合成方法的并网电流 3 次谐波含量略高于使用小矢量的合成方法下并网电流 3 次谐波含量,两者并网电流的 THD 相近,仅相差 0.18%, 满足并网要求,但引入中矢量能够较好地改善共模电压。

对合成算法优化前后所产生的共模电压进行对比,其波形如图 12 所示。结合表 1 可知,当参考电压矢量在扇区 II 子区域 1 内时,优化合成方法控制下的正向共模电压由 $V_{dc}/6$ 变为 0,在子区域 2 内负向共模电压由 $-V_{dc}/6$ 变为 0;在扇区 V 子区域 1 内,负向共模电压由 $-V_{dc}/6$ 变为 0,在子区域 2 内正向共模电压由 $V_{dc}/6$ 变为 0。由此可见,文中的容错控制在保证单相故障下良好并网控制的同时,在每个基波周期内有三分之一时间的共模电压显著减低,整个周期内的共模电压也相应降低,更有利于并网运行。

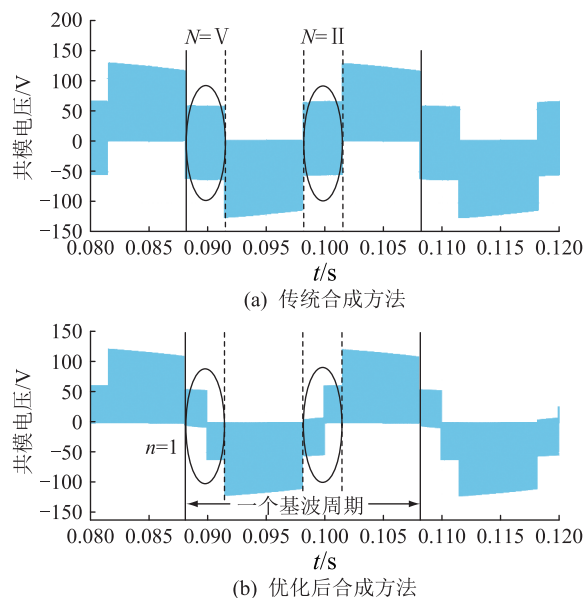


图 12 容错控制共模电压改善效果

Fig.12 Common mode voltage improvement with fault tolerant control

4 结语

文中所提出的三电平 NPC 并网逆变器容错控制策略基于传统 SVPWM 方法,在三电平 NPC 并网逆变器单相桥臂短路或断路故障后,通过对扇区及子区域重新划分,选择新的矢量合成规则改善共模电压;基于直流母线中点波动与偏移机理,设计了低通滤波器与滞环控制器对矢量合成环节进行优化补偿,克服了中点电位波动大及偏移使得参考电压矢量超出线性调制区导致并网电流严重畸变的问题。优化补偿后的 SVPWM 算法有效抑制了中点电位偏移,同时对中点电位波动时的参考电压合成进行补偿,提高了并网电流的质量。在低母线电容容值情况下,所提出的容错控制算法仍能使并网电流波形得到显著改善。并网电流给定突变时,改进后的容错控制也能实现逆变器输出三相平衡,保持良好的并网电能质量。仿真结果验证了所提容错控制策略的有效性,为三电平 NPC 并网逆变器单相故障状态下的持续稳定并网运行提供保障。

参考文献:

- [1] CHOI U M, LEE J S, BLAABJERG F, et al. Open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant control for a grid-connected NPC inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 7234-7247.
- [2] CHAO K H, KE C H. Fault diagnosis and tolerant control of three-level neutral-point clamped inverters in motor drives[J]. Energies, 2020, 13(23): 6302.
- [3] 李文杰, 陈超波, 冯添枝, 等. NPC 型三电平逆变器的数学建模方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(11): 72-78.

- LI Wenjie, CHEN Chaobo, FENG Tianzhi, et al. Research on model based on NPC three-level inverter[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(11): 72-78.
- [4] 陈超波, 王霞霞, 高嵩, 等. 基于区间滑模观测器的逆变器开路故障诊断方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4569-4579, 4736.
- CHEN Chaobo, WANG Xiaxia, GAO Song, et al. A diagnosis method for open-circuit faults in inverters based on interval sliding mode observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(14): 4569-4579, 4736.
- [5] ZHOU D H, ZHAO J, LIU Y. Finite-control-set model predictive control scheme of three-phase four-leg back-to-back converter-fed induction motor drive[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 761-767.
- [6] YU Y J, LI X M, WEI L L. Fault tolerant control of five-level inverter based on redundancy space vector optimization and topology reconfiguration[J]. IEEE Access, 2020, 8: 194342-194350.
- [7] 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.
- ZHU Yaodong, XU Shuai, ZHANG Jianzhong. Reliability modeling and analysis of multilevel converter systems[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(3): 70-78.
- [8] 徐帅, 孙振耀, 姚春醒, 等. 基于混合载波调制的三电平ANPC逆变器开路故障容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(15): 5329-5340.
- XU Shuai, SUN Zhenyao, YAO Chunxing, et al. Open-switch fault-tolerant control strategy for three-level ANPC inverter based on hybrid carrier modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(15): 5329-5340.
- [9] JUNG J H, KU H K, SON Y D, et al. Open-switch fault diagnosis algorithm and tolerant control method of the three-phase three-level NPC active rectifier[J]. Energies, 2019, 12(13): 2495.
- [10] AZER P, OUNI S, NARIMANI M. A novel fault-tolerant technique for active-neutral-point-clamped inverter using carrier-based PWM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1792-1803.
- [11] 卫炜, 高瞻, 赵牧天, 等. 基于切换调制波的三电平有源中点钳位逆变器优化容错技术研究[J]. 电工技术学报, 2022, 37(15): 3818-3833.
- WEI Wei, GAO Zhan, ZHAO Mutian, et al. Research on optimal fault-tolerant technique for three-level active-neutral-point-clamped inverter based on switching modulation wave[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(15): 3818-3833.
- [12] YANG G L, FU C T, YI H T, et al. Direct power control of three-level NPC grid-connected system combined with fault-tolerant technology[J]. Microelectronics Reliability, 2018, 88/89/90: 1057-1062.
- [13] 葛兴来, 林春旭, 邓清丽. NPC型八开关三相逆变器输出电流不平衡的调制补偿算法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 28-37.
- GE Xinglai, LIN Chunxu, DENG Qingli. Output current unbalance compensation strategy for NPC eight switch three-phase inverters[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 28-37.
- [14] 汤旻安, 许希元, 王茜茜, 等. 基于SAADR-PI的NPC三电平容错光伏并网逆变器FCS-MPC策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(10): 3541-3551.
- TANG Min'an, XU Xiyuan, WANG Qianqian, et al. FCS-MPC strategy for NPC three-level fault-tolerant PV grid-connected inverters based on SAADR-PI control[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3541-3551.
- [15] 许伟奇, 张斌, 汶雪. 基于分数阶滑模观测器的三相八开关容错逆变器驱动永磁同步电机系统无传感器FCS-MPC[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(7): 1037-1049.
- XU Weiqi, ZHANG Bin, WEN Xue. Sensorless FCS-MPC using fractional-order sliding-mode observer for permanent magnet synchronous motor fed by three-phase eight-switch fault-tolerant inverter[J]. Control Theory & Applications, 2018, 35(7): 1037-1049.
- [16] JIANG W D, WANG P D, MA M N, et al. A novel virtual space vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 884-894.
- [17] 耿后来, 高宁, 吴卫民. 三电平逆变器中点电位偏移机理分析与平衡方法研究[J/OL]. 电源学报: 1-14 [2023-07-04]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220424.183-6.007.html>.
- GENG Houlai, GAO Ning, WU Weimin. Theoretical analysis and control strategy of neutral point voltage balance for three-level grid-tied inverter [J/OL]. Journal of Power Supply: 1-14 [2023-07-04]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220424.1836.007.html>.
- [18] 陈果, 龚春阳, 朱丽华, 等. 基于I-DPWM的三电平中点钳位光伏逆变器漏电流抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 119-130.
- CHEN Guo, GONG Chunyang, ZHU Lihua, et al. Leakage current suppression method of a three-level neutral point clamp-photovoltaic inverter based on I-DPWM[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 119-130.
- [19] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 110-122.
- ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 110-122.
- [20] 王志刚, 王后生, 张青杰, 等. 半桥三电平双有源桥不对称均压控制策略[J]. 电力工程技术, 2022, 41(6): 221-229.
- WANG Zhigang, WANG Housheng, ZHANG Qingjie, et al. Asymmetric voltage equalization control strategy of half-bridge three-level dual active bridge[J]. Electric Power Engineering

- Technology, 2022, 41(6):221-229.
- [21] YUAN Q Q, LI A, QIAN J Y, et al. Dc-link capacitor voltage control for the NPC three-level inverter with a newly MPC-based virtual vector modulation [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(5):1093-1102.
- [22] 马明, 肖宏伟, 王玲, 等. 基于扇区平滑过渡三电平整流器中点电位滞环控制研究 [J]. 电工电能新技术, 2021, 40(1):17-24.
MA Ming, XIAO Hongwei, WANG Ling, et al. Research on neutral point potential hysteresis control based on sector transition for three level rectifier [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2021, 40(1):17-24.
- [23] WANG J P, GAO Y, JIANG W D. A carrier-based implementation of virtual space vector modulation for neutral-point-clamped three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12):9580-9586.
- [24] 王伟胜, 陈阿莲, 柴锦, 等. 基于简化 SVPWM 的 Z 源三电平逆变器中点电位控制方法 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(8):1835-1843.
WANG Weisheng, CHEN Alian, CHAI Jin, et al. The neutral-point balancing method for Z source neutral point clamped inverter based on simplified SVPWM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8):1835-1843.
- [25] TANG Q D, GE X L, LIU Y C, et al. Improved switching-table-based DTC strategy for the post-fault three-level NPC inverter-fed induction motor drives [J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(1):71-80.
- [26] XIANG C Q, ZHANG X N, IU H H C, et al. Duty VV-MPTC for post-fault eight switch three-phase inverter fed induction motor drives with reduced neutral point voltage fluctuation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10):11691-11700.
- [27] DENG Q L, GE X L, LIN C X, et al. An optimized SVPWM strategy for the postfault three-level NPC voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6):6182-6194.

作者简介:



杨清

杨清(1998),男,硕士在读,研究方向为逆变器并网控制及其调制算法(E-mail:2692628-154@qq.com);

黄景涛(1977),男,博士,副教授,研究方向为新能源发电与电力电子技术;

关海平(1978),男,硕士,高级工程师,从事低碳能源相关工作。

Fault tolerant control of three-level NPC grid-connected inverter based on SVPWM compensation optimization

YANG Qing¹, HUANG Jingtao¹, GUAN Haiping²

(1. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;

2. Tongliao SPIC Power Generation Co., Ltd., Tongliao 028001, China)

Abstract: To ensure the three-level neutral point clamped (NPC) grid-connected inverter in a grid-connected system continuous operation after a single-phase bridge arm short circuit or open circuit failure, an optimal compensation fault-tolerant control strategy with low common-mode voltage is proposed in this paper, which is based on space vector pulse width modulation (SVPWM). Firstly, the reference voltage vector synthesis rule is determined by analyzing the common mode voltage corresponding to the switch state of the eight-switch three-phase inverters (ESTPI), which is the topology of the three-level NPC inverter with one phase failure. Then, the mechanism of neutral point potential fluctuation is analyzed by the neutral point current change in a fundamental wave period. Further, the space vector synthesis is compensated based on this mechanism. Finally, the low-pass filter and hysteresis controller are designed to optimize vector synthesis compensation, so as to ensure the quality of grid-connected current and effectively restrain the neutral point potential offset of the DC bus. The simulation results show that the proposed fault-tolerant control strategy can realize the stable and reliable operation of the grid-connected system after single-phase bridge arm failure, and the common-mode voltage can be reduced for one-third of the period time. The quality of grid-connected current is improved significantly. The proposed controller has good control characteristics when the grid-connected current changes.

Keywords: three-level inverter; neutral point clamped (NPC); fault-tolerant control; neutral point potential fluctuation; space vector pulse width modulation (SVPWM) optimization compensation; hysteresis controller

(编辑 钱悦)